

密级:



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

应用于压电变形镜的压电陶瓷驱动器技术研究

作者姓名: 何雨晴

指导教师: 杜云飞、赵惠 副研究员

中科院西安光学精密机械研究所

学位类别: 工程硕士

学科专业: 控制工程

研究所: 中科院西安光学精密机械研究所

2017 年 5 月

Reserch of Piezoelectric Actuator Technology Applied to
Piezoelectric Deformable Mirror

By
He Yuqing

A Thesis Submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
In partial fulfillment of the requirement
For the degree of
Master of Engineering

Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics,
Chinese Academy of Sciences
May, 2017

科研道德声明

秉承研究所严谨的学风与优良的科学道德，本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。论文中所引用的内容都已给予了明确的注释和致谢。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了致谢。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

论文作者签名： 日 期： 2017.5.25

何雨晴

知识产权声明

本人完全了解中科院西安光学精密机械研究所有关保护知识产权的规定，即：研究生在所攻读学位期间论文工作的知识产权单位系中科院西安光学精密机械研究所。本人保证离所后，发表基于研究生工作的论文或使用本论文工作成果时必须征得产权单位的同意，同意后发表的学术论文署名单位仍然为中科院西安光学精密机械研究所。产权单位有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；产权单位可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。

(保密的论文在解密后应遵守此规定)

论文作者签名： 何雨晴

导师签名： 杜in

日 期： 2017.5.25

日 期： 2017.5.25

致 谢

时光飞逝，三年的硕士学习生活已经接近尾声。回首在所里的三年学习与生活，我学到了专业知识和与人合作的能力，学到了作为科研人员所应该具备的专业素养，在这里收获了一辈子难忘的友谊。在此临别之际，特向帮助过我的老师和同学表示衷心的感谢

首先，我深深地感谢我的导师杜云飞、赵惠副研究员。两位老师在我的学习生活各个方面都对我具有深远的影响。杜老师对人和蔼，对待工作一丝不苟，三年来，无论在学习还是生活方面都给了我特别大的帮助。赵老师为我提供的良好的实验环境以及专业的实验设备，我取得的每一份成果都离不开您的帮助。在毕业之际，要感谢两位老师在各方面的指导与帮助。不仅向两位老师学到了很多专业方面的知识，而且学到了作为一个技术人员应该具备的专业素养。再次向我最尊敬的两位老师表示深深的感谢，祝两位身体健康、生活工作一帆风顺。

感谢实验室的卫昕、邓文康、尹飞、席振伟、等同学在这三年来与我共同学习生活，祝你们今后的工作事业蒸蒸日上。感谢实验室的各位师兄、师姐、师弟和师妹，你们曾在各方面给予我很大的支持与帮助。祝各位师兄、师姐师弟、师妹们前程似锦，都找到心目中理想的工作。

最后感谢我的家人在我的学习生活中给我的不断的鼓励与支持，家人无条件的爱就是坚持奋斗的动力。还要感谢那些一直陪伴着我的好朋友们，感谢你们无私的友谊。最后感谢百忙之中抽时间审阅我论文的老师，谢谢你们宝贵的意见和建议。

何雨晴

2017年5月

摘 要

论文是以国家 863 计划以及中科院西部之光项目的支持的高性能球面变形镜技术研究为课题背景, 针对球面变形镜中所需的小体积压电陶瓷驱动器进行驱动控制技术研究。压电陶瓷驱动器利用逆压电效应产生的机械形变推拉镜片从而可以使变形镜的镜面面形发生改变。因此, 压电陶瓷驱动器的性能的好坏直接影响变形镜的质量。本文中主要完成一个精密微位移定位系统, 该系统主要包括压电陶瓷驱动器、压电陶瓷驱动电源、微位移检测机构及控制系统。

本文研究了压电陶瓷驱动器特性, 并根据变形镜的控制要求, 提出了压电陶瓷驱动器控制系统方案。基于 ZYNQ-7020 异构多核芯片和高精度 AD 和 DA, 设计了压电陶瓷驱动控制系统硬件电路, 可以实现压电陶瓷微位移系统的开闭环控制。处理器系统采用的是 Zynq-7020 系列开发板, A/D 转换电路和 D/A 转换电路中分别采用了 AD7608、AD5781 转换芯片。

本文中采用的压电陶瓷驱动器存在的迟滞、蠕变、非线性的特性, 针对这些特性分别采用了多项式拟合的方法和利用迟滞非线性 preisach 模型两种方法对其进行建模。文中分别介绍了压电陶瓷微位移系统的开环控制和闭环控制, 并且根据微位移系统实际的定位精度要求设计了基于 preisach 模型前馈补偿的 PID 闭环控制方法, 并进行了 MATLAB 仿真。

文中搭建了工作台对压电陶瓷微位移系统进行实验, 分别对压电陶瓷微位移系统的静态重复性和动态特性进行试验, 并且利用实验验证采用多项式拟合开环控制定位和基于 preisach 模型前馈开环定位两种方法的定位的精度。

关键词: 压电变形镜, 压电陶瓷驱动器, preisach 模型, PID 控制算法

ABSTRACT

The background of the paper is the research of high performance spherical deformation mirror technology. In this paper, the driving and controlling technology of piezoelectric ceramic actuator used in spherical deformable mirror is studied. In order to change the specular shape of the deformable mirror, the piezoelectric ceramic driver utilizes the mechanical deformation caused by inverse piezoelectric effect to push and pull the lens. Therefore, the performance of piezoelectric ceramic actuator directly affects the quality of the deformation mirror. This article mainly completed a precise micro - displacement positioning system. In the system, the piezoelectric ceramic driving power, the micro displacement detection mechanism and the control system are integrated. It can collect displacement output of the piezoelectric ceramic actuator. It can undertake digital closed-loop control or open loop compensation control to reduce the piezoelectric ceramic hysteresis, creep, non-linear characteristics.

In this paper, the characteristics of PZT actuator are studied, and the control scheme of PZT actuator is put forward according to the control requirements of the deformable mirror. The hardware design of drive control system includes processor systems, A/D conversion circuit and D/A conversion circuit. The processor system uses the Zynq-7020 series development board, A/D conversion circuit and D/A conversion circuit are used the AD7608 and AD5781 conversion chip.

The piezoelectric ceramic actuator has the characteristics of hysteresis, creep, and nonlinearity. In order to eliminate these characteristics, the piezoelectric ceramic driver is modeled. It has used two methods to build the model. They are the polynomial method and the hysteresis nonlinear Preisach model method. In this paper, the open - loop control and closed - loop control of piezoelectric ceramic micro - displacement system are introduced respectively. According to the actual positioning accuracy requirement of micro-displacement system, it has used the PID closed - loop control

method based on preisach model feedforward compensation

In this paper, the workbench was built to experiment the piezoelectric ceramic micro-displacement system. The paper has used two open-loop control positioning methods, they were polynomial fitting and preisach model. And has used experiment to verify the error of the two methods.

Keywords: The piezoelectric deformation mirror, the piezoelectric ceramic actuator, preisach model, PID control algorithm

目录

致 谢.....	I
摘 要.....	III
ABSTRACT.....	V
目录.....	VII
第一章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景.....	1
1.2 变形镜的国内外的研究现状.....	1
1.3 压电陶瓷驱动器技术研究现状.....	2
1.3.1 压电陶瓷驱动电源的研究现状.....	2
1.3.2 压电陶瓷驱动控制方法研究现状.....	5
1.4 课题的主要研究内容.....	7
第二章压电陶瓷驱动器特性研究.....	9
2.1 压电陶瓷驱动器工作原理.....	9
2.1.1 压电效应.....	9
2.1.2 压电效应的微观机理.....	10
2.2 压电陶瓷驱动器的基本特性.....	12
2.2.1 迟滞特性.....	13
2.2.2 蠕变特性.....	14
2.2.3 非线性特性.....	15
2.2.4 温度特性.....	15
2.2.5 动态特性.....	16
2.3 本章小结.....	16
第三章 控制系统硬件电路设计.....	17
3.1 压电陶瓷微定位系统总体结构.....	17
3.2 控制系统硬件方案.....	19
3.2.1 处理器电路.....	19
3.2.2 高精度 DA 设计.....	20
3.2.3 高精度 AD 设计.....	22
3.2.4 电源电路.....	23
3.3 控制系统硬件性能测试.....	24
3.3.1 控制信号的纹波测试.....	24
3.4 本章小结.....	25
第四章 压电陶瓷驱动器控制方法研究.....	27
4.1.压电陶瓷驱动开环控制算法研究.....	27
4.1.1 压电陶瓷迟滞非线性建模研究.....	27
4.1.2 采用多项式拟合开环定位控制研究.....	31
4.1.3 基于 preisach 模型前馈开环定位控制.....	32
4.2 压电驱动闭环控制算法.....	33

4.2.1 压电微位移系统建模	33
4.2.2 PID 控制原理及参数整定方法	37
4.2.3 基于 preisach 模型前馈补偿的 PID 控制方法研究	41
4.3 本章小结	44
第五章 压电陶瓷微位移定位系统实验及分析	45
5.1 压电陶瓷定位系统试验平台搭建	45
5.1.1 压电陶瓷驱动器	46
5.1.2 压电陶瓷驱动控制电路	47
5.1.3 位移传感器	48
5.2 压电陶瓷微位移定位系统特性试验	49
5.2.1 静态输出重复性试验	49
5.2.2 动态特性试验	50
5.2.3 压电陶瓷驱动器迟滞非线性特性实验	51
5.2.4 简单开环控制定位实验	53
5.2.5 基于 preisach 模型前馈开环定位控制	56
5.3 本章小结	59
第六章 总结与展望	61
6.1 论文总结	61
6.2 下一步工作	61
参考文献	63
作者简介及在学期间发表的学术论文与研究成果	67

第一章 绪论

1.1 课题研究背景

在国家 863 计划以及中科院西部之光项目的支持下,本课题开展了高性能球面变形镜技术研究。由于目标变形镜的口径较大,所以需要高集成度的压电陶瓷驱动器阵列来满足更高阶次像差校正的要求。这就要求每一个压电陶瓷驱动器单元的体积要足够小,从而实现高密度集成。然而,市面上已有的成品压电陶瓷驱动器尽管承载能力较强,但与之相适应的是其体积和质量都较大,在构建驱动器阵列时其集成密度达不到要求。举例来说,PI 公司生产的功能最强的一款压电陶瓷驱动器可以提供约 60 μm 的形变,但是长度达到 101mm 且横截面半径达到了约 20mm,在 100mm 口径反射镜中进行集成时,考虑到合理的交连设计,仅仅能集成 13 个单元,这就大大限制了该变形镜只能进行较低阶次像差的校正。因此,通过自行研制压电陶瓷驱动器在保证伸缩量以及一定承载能力的前提下降低单元器件的体积是高性能球面变形镜设计及研制过程中无法回避的。本论文正是针对这样一种小体积压电陶瓷驱动器开展驱动控制技术研究,为课题组实现高集成度变形镜的研制奠定基础。

1.2 变形镜的国内外的研究现状

变形镜技术从上世纪五十年代开始随着自适应光学技术的发展而不断的成熟,技术也在不断的革新。目前,光学工程中重要的自适应光学和主动光学都以波前校正的变形镜为核心技术之一。变形镜技术具有较强的工程实用性,已经广泛的应用在各种大型的望远镜当中^[1]。

美国 Itek 公司最先开始研制变形镜^[2],1973 年研制成功世界上第一块 21 单元的整体压电变形镜,并应用到成像光学系统的大气补偿中。1976 年研制出了单元的整体式压电变形镜用于多抖动光学系统。1981 年该公司研制成功 37 单元分

立压电式变形镜并用于红外成像补偿。1990 年该公司开始制造 SELECT 变形镜, 这种变形镜显著降低了驱动电压并增强了稳定性, 促动器单元最大有 341 个。美国 xinetics 公司采用 PMN 作为促动器研制了从 37 单元到 941 单元的变形镜并已商业化^[3-4]。美国 United Technologies 光学系统公司于 1975 年研制成功了用于高能激光的 52 单元冷却变形镜, 设计的促动器结构是可替换的堆叠 PZT。1990 年该公司研制了 241 单元的冷却变形镜。法国 laserdot 公司研制成功 19 单元和 52 单元两种分立式压电变形镜^[5]。俄罗斯变形镜的研制工作与美国同时进行, 但是报道很少。

国内的自适应光学技术开展较晚, 1980 年左右, 我国的中科院对压电堆栈变形镜展开了研究, 并初步取得了成效, 研制成了 127 单元的变形镜, 并且在望远镜上应用成功。中科院光电技术研究所开展了 1.2m 望远镜自适应光学系统的研究^[6]。中科院成都光电所在天文用的自适应变形镜上取得了一些进展, 到目前成功研制了 37 单元、61 单元、128 单元等连续镜面变形镜, 并开展了自适应控制算法的研究^[7-8]。高校方面, 北京理工大学也开展变形镜方面的研究工作, 他们的研究重点在双压电片型变形镜的仿真建模及其优化的可行性^[9-10]。

1.3 压电陶瓷驱动器技术研究现状

1.3.1 压电陶瓷驱动电源的研究现状

随着压电陶瓷在微位移领域的不断发展, 国内外研究人员对压电陶瓷驱动电源进行了大量的研究工作, 研制出了各种用于压电陶瓷微位移机构的驱动电源。压电陶瓷驱动电源按驱动原理可分为电压控制型和电荷控制型两种类型, 电压控制型电源是以压电陶瓷两端的电压量作为其控制的输出量, 电荷控制型电源是以压电陶瓷的充电电荷量作为其控制的输出量。电压控制型电源目前在市场上成为压电陶瓷驱动电源的主流产品, 电荷控制型电源的发展也备受关注, 并且在不断地取得新的进展。近几年随着微位移技术的不断发展, 国内外研制了多种压电陶瓷微位移驱动器电源。

其中，国内的代表产品主要为哈工大博实公司研制的 HPV 系列压电陶瓷驱动电源以及哈尔滨芯明天科技公司研制的 HVA 系列压电陶瓷驱动电源。国外以德国 PI (Physic Instrument) 公司的压电陶瓷驱动电源为代表^[11-14]。

(1) HPV 系列压电陶瓷驱动电源

HPV 系列压电陶瓷驱动电源是哈工大博实公司研制的产品(如图 1-3 所示)，主要参数指标：

- 电源电压： 220V
- 输出电压范围： 三挡-10~150V， -10~300V， -150~150V 可选
- 输出峰值电流： 0.5A， 0.3A
- 静态纹波： <10mv
- 分辨率： 5mv

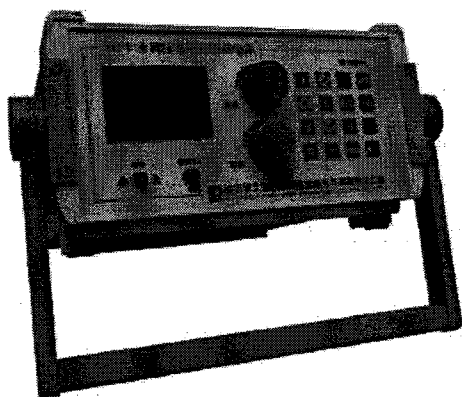


图 1-3 HPV 系列压电陶瓷驱动电源

(2) HVA 系列压电陶瓷驱动电源

HVA 系列压电陶瓷驱动电源是哈尔滨芯明天科技公司研制的电源系列(如图 1-4 所示)，可驱动压电陶瓷片、叠堆型压电陶瓷、开环封装压电陶瓷以及开环纳米定位工作台等压电致动产品，其主要性能指标：

- 电源电压： 220V
- 输出电压： 0~150V/200V/300V
- 输入模拟信号： 双极性电压范围-10~+10V， 单极性电压范围 0~+10V
- 输出电压纹波： $\leq 10\text{mv}$
- 分辨率： 5mv

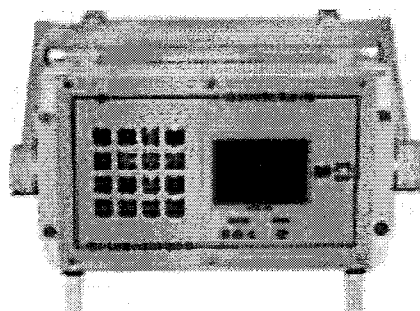


图 1-4 HVA 系列压电陶瓷驱动电源

(3) E-753 型低压压电陶瓷驱动电源

PI 公司生产的 E-753 型低压压电陶瓷驱动电源，该电源为数字控制压电陶瓷驱动电源（如图-5 所示），其主要参数指标：

- 输出电压范围：-30V~130V
- 平均输出功率：15W
- 分辨率：17bit
- 集成有 24 位 D/A 转换器和 RS-232 接口，直接接受计算机的控制指令



图 1-5 PI 公司 E-753 型低压压电陶瓷驱动电源

(4) LE150HYB/020 混合型压电陶瓷驱动电源

Piezomechanik 公司的 LE150HYB/020 混合型压电陶瓷驱动电源（如图 1-6 所示），主要参数指标：

- 电压控制时：输入电压为-2V~+7V，增益为 50
- 电流控制时：输入电压为-5V~+7V，带宽可达 20KHz
- 输出电压范围：-20V~150V
- 输出峰值电流：800mA

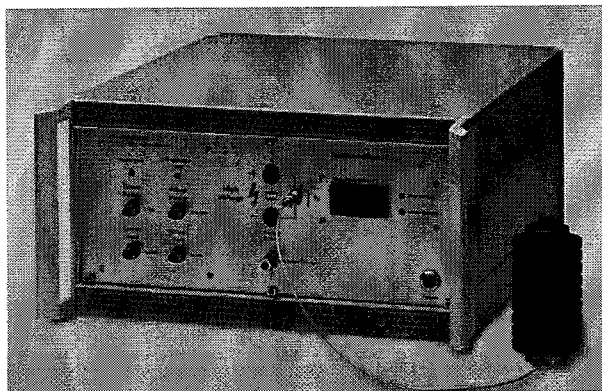


图1-6 Piezomechanik公司的LE150HYB/020混合型压电陶瓷驱动电源

通过分析以上产品的参数指标,可知国内外大多数的压电陶瓷驱动电源输出电压都小 300V,对于电压输出较大的情况不能适用。并且目前的压电陶瓷驱动电源多采用三极管以及稳压管等分立器件组成,则会造成其结构复杂,而且比较容易产生自激振荡,输出的稳定比较差。另外国内压电陶瓷驱动电源的纹波和分辨率都可达到毫伏级,但与国外产品相比,其动态性能和稳定性仍有较大差距。

1.3.2 压电陶瓷驱动控制方法研究现状

压电陶瓷材料自身具有迟滞、蠕变、非线性等特性,这些特性会使其在定位过程中产生偏差。减小和消除压电陶瓷材料产生的迟滞、蠕变、非线性效应,可以减小定位偏差,提高微定位系统的定位精度。目前通常可采用三种控制方法来减小压电陶瓷的迟滞、蠕变效应。这三种方法分别为:电荷驱动取代电压驱动,建立模型的前馈控制,闭环控制^[15]。

(1) 电荷驱动取代电压驱动

C.V.Newcomb 等最先提出了采用电荷驱动方式驱动压电陶瓷驱动器。由于电荷驱动需采用专用的控制电荷放大的设备,并且在电场频率范围较宽的情况下,电荷和位移输出之间不能保证线性关系。针对此问题,长春光机所吴一辉等研究人员通过分析压电陶瓷材料产生迟滞的根本原因,在控制系统中加入了相位超前校正环节,设计的新型电荷控制电路可以保证电荷和位移输出之间的线性关系,并且可以取得良好的动态性能^[16-18]。

(2) 建立模型的前馈控制

现阶段常用的压电陶瓷驱动器迟滞非线性模型主要包括：Preisach 迟滞模型、Maxwell 模型、PI(Prandtl-Ishlinskii)模型、采用多项式拟合^[19]。

Maryland 大学的 I.D.Mayergoyz 通过改进经典的 Preisach 迟滞模型，从而使模型的运用范围被大大拓展^[20]。另外，Ge Ping 等通过建立广义的 Preisach 模型，使得压电陶瓷驱动器建模的准确性和控制精度得到了提升^[21]。Gi Heung Choi 等将 Maxwell 模型模型中对应的参数用压电陶瓷驱动器的电压值和输出位移值进行替换，建立基于 Maxwell 的压电陶瓷驱动器的迟滞非线性模型^[22]。Kuhnen Klaus 等分析了对于迟滞非线性系统利用 PI 模型进行建模的有效性，并通过对模型进行实验研究发现利用开环逆前馈控制的方法可以获得较好的控制效果。ANG W T 等改进了并提出了动态 PI 模型，动态 PI 模型的提出很大程度提高了迟滞非线性模型建模的精度^[23-24]。Lapshin 与 Obyedkov 在对原子力显微镜 (AFM) 中使用的压电陶瓷驱动器进行建模时用到了三角多项式拟合方法，可以很大程度减小了扫面得到的图像的变形。华中科技大学袁智敏等对压电陶瓷驱动器的迟滞曲线进行建模时采用了幂函数进行拟合,且取得良好的拟合效果^[25]。

(3) 闭环控制

在闭环控制系统中，压电陶瓷驱动器的输出位移经过传感器反馈给控制器，并与预先设定的位移值进行对比，得到的偏差值经过控制器采用一定的控制算法进行处理后，得到驱动电压并作用到驱动器上，驱动压电陶瓷进行形变从而实现高精度的位移控制。因此，闭环控制算法的优劣决定着驱动器的输出精度。随着各种智能控制算法的提出，闭环控制系统的控制精度、响应速度和输出稳定性都得到了极大的提高，闭环控制系统的原理图如图 1-8 所示。现阶段常用的闭环控制方法主要包括：PID 控制、自适应控制、人工神经网络、模糊控制^[26-28]。

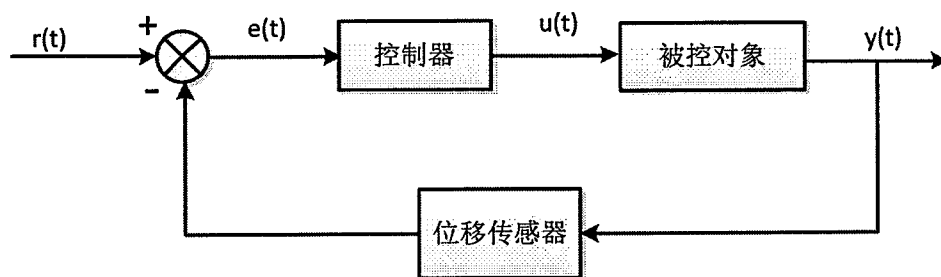


图1-8 闭环控制系统的原理图

哈工大的曲东升等在压电陶瓷驱动控制中使用自适应控制并且结合PI模型取得了很好的控制效果,该方法简单且收敛的速度比较快^[29]。Lu Z Q等结合神经网络控制与PID控制,成功的构造出一个具有较强的自学习能力以及自适应的神经网络控制系统。Dongwoo Song等结合人工神经网络和Preisach迟滞模型,从而构造出一个动态迟滞模型,用于电压变化率变化的压电陶瓷驱动器控制当中^[30-32]。在扫描隧道显微镜调节探针高度时,傅星等引入了模糊控制使得在控制周期内压电陶瓷驱动器的输出位移值能够达到预设的目标位移值,并在控制过程中过冲振荡也相对减小,达到了理想的控制效果^[33]。孙立宁等利用模糊PI控制算法对基于压电陶瓷驱动器的微动工作台进行控制,结果表明该控制算法具有较强的灵活性和适应性,并且控制精度高^[34,35]。

综上所述,采用电荷驱动代替电压驱动的控制方法可以减小迟滞效应,但该方法的输出灵敏度比较低,且该方法的限制较多,需采用专用电流型驱动电源。基于模型的前馈控制,可减小系统的迟滞、蠕变效应,但该方法需要建立精确的模型,而压电陶瓷驱动器很难精确的建立模型,因此该方法的定位精度不高。闭环控制算法除了传统的PID控制算法以外,出现了许多新算法,例如前馈控制、模糊控制、自适应控制、自学习控制、神经网络控制以及将其中的某两种方法结合起来的复合控制方法,可提高微定位系统的稳态定位精度以及动态响应速度。通过比较,闭环控制方法从定位精度以及实时性方面考虑都是最为理想的选择。

1.4 课题的主要研究内容

本研究需要完成一个精密定位系统,将压电陶瓷驱动电源及微位移检测机构、控制系统集成为一体。可以采集压陶瓷驱动器输出的位移信号,可以进行数字闭环控制或开环控制。本文主要研究一种控制方法能够消除由于迟滞蠕变等电压特性所造成的非线性问题,使压电陶瓷微定位系统的稳态定位精度提高,动态响应速度变快。

1. 设计压电陶瓷驱动与定位系统的控制电路,主要实现数字信号到模拟信号的转换,模拟信号到数字信号的转换,及接口变换和通讯功能。控制芯片为FPGA,

通过 FPGA 控制 D/A 转换模块和 A/D 转换模块实现相应的功能。D/A 转换模块转换的数据（D/A 转换器输出控制电压）供驱动放大电路输入电压端使用。

2. 针对压电陶瓷的迟滞、蠕变、非线性特性，设计了基于Preisach模型前馈补偿的PID闭环控制来减小迟滞、蠕变、非线性。并对整个系统进行实验测试，将实验结果与仿真结果进行对比分析，得出结论，并且找出设计存在的问题，从而提出下一步改进方案。

微定位器系统实现的功能及技术指标主要有：

1. 能够采集压陶瓷驱动器输出的位移信号；
2. 能够实现压电陶瓷微位移系统闭环控制或开环控制，减小的迟滞、蠕变、非线性的特性；
3. 可与计算机进行实时通信（RS232 ），可以接受反馈的位移信号并且输出控制信号；
4. 定位精度：优于 100nm ；
5. 压电陶瓷驱动器闭环响应频率：100HZ。

第二章压电陶瓷驱动器特性研究

2.1 压电陶瓷驱动器工作原理

2.1.1 压电效应

压电陶瓷是一种具有特殊功能的陶瓷材料,可以实现机械能与电能之间的互相转化。一般情况下,将机械能转化为电能的过程称为正压电效应,当压电晶体在外部受到压力作用时,电偶极矩将会减小。为了阻止电偶极矩的减小,压电晶体会在陶瓷材料的相对表面上产生大小相等,极性相反的正负电荷。在该过程由于外力的作用致使压电陶瓷材料产生形变从而导致产生电极化的现象,该过程是将机械能转化为电能的能量的转化过程^[36]。如图2-1所示,该过程的数学表达式如下:

$$P = d\sigma \quad (2-1)$$

在上式中, P 表示电极化率(C/m^2), d 表示压电常数(C/N), σ 表示应力(N/m_2)。

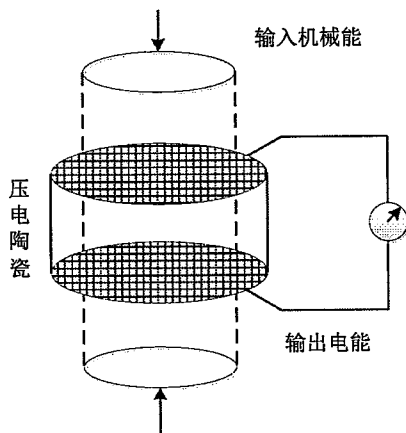


图2-1 正压电效应示意图

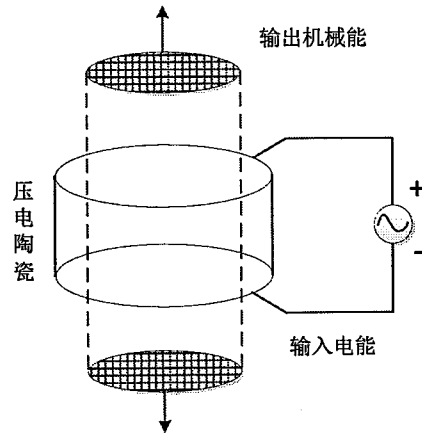


图2-2 逆压电效应示意图

与正压电效应相反,逆压电效应过程中发生的能量转换是将电能转化为了机械能。当压电晶体在电场的作用下发生机械形变,所施加的电压大小和形变量成正比,将该现象就称作逆压电效应,如图2-2所示,逆压电效应的数学表达式如

下所示:

$$S = d_i E \quad (2-2)$$

在2-2式中, S 表示晶体的杨氏模量, d_i 表示压电常数 (m/V), E 表示电场强度矢量 (V/m)。

通常情况下, 给压电陶瓷材料的两端施加一定电压时, 它将会同时产生逆压电效应与电致伸缩两种效应, 该过程数学表达式可表示为:

$$\Delta L = dE + ME^2 \quad (2-3)$$

在2-3式中, dE 表示逆压电效应, ME^2 为电致伸缩效应, d 表示逆压电效应的压电系数 (m/V), E 为电场强度矢量 (V/m), M 为电致伸缩效应的电致伸缩系数 (m^4C^{-2}), ΔL 为形变量。一般情况下, 用于压电陶瓷驱动器的压电材料其压电系数比电致伸缩系数要大得多, 当电场强度低于 $10^6 V/m$ 时, 通常只考虑压电效应而将电致伸缩效应忽略。

2.1.2 压电效应的微观机理

压电材料并非在任何温度时都存在压电效应, 当温度低于居里温度时, 压电材料才会产生压电效应。当高于居里温度时, 压电材料中的晶胞都呈现立方体结构, 此时正离子和负离子的对称中心皆位于晶胞的中心。立方体结构存在对称性, 因此正电荷与负电荷的中心重合从而使压电材料的内部不能产生电极化; 当低于居里温度时, 压电材料中的晶胞便从立方体结构变成了长方体结构, 从而呈现四方晶胞结构。此时因为结构的不对称性, 在某个轴的方向晶胞将会产生正电荷与负电荷的中心不再重合的现象。从而使压电材料得内部产生电极化现象, 极化的方向由负离子的中心指向正离子的中心, 如图2-3所示。该电极化过程并非施加外电场所产生而是由晶体的内因而导致的, 因此将其称作自发极化。当压电材料内部晶胞由立方晶胞结构变成四方晶胞结构时, 因结构不对称性从而产生自发极化现象, 由于自发极化的方向可同三个晶轴中任何一个平行, 因此压电材料的各晶胞产生自发极化的方向各不相同, 处于混乱状态。

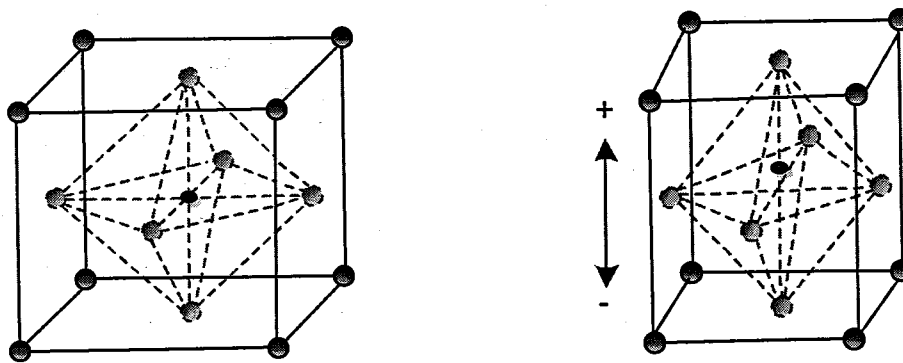


图2-3 晶体自发极化示意图

极化前的压电陶瓷具有各向同性，不带有任何电性。压电陶瓷材料经过极化后方可用作驱动器。当温度高于居里温度时，压电陶瓷晶体不产生偶极矩，具有立方对称性。当温度低于居里温度时，压电陶瓷晶体产生偶极矩并被极化。因此，在极化过程中施加电场并控制温度略低于压电陶瓷材料的居里温度，如2-4图所示为陶瓷材料的极化过程。未极化前，压电陶瓷晶体中的偶极子处于自发随机排列的状态。极化过程中，在外电场的作用下偶极子沿着极化方向对其排列。极化后，外电场的作用撤销后，大部分偶极子将会排列在极化方向附近，则会使压电陶瓷材料内部总的极化强度不为零，从而产生剩余电场强度。压电陶瓷材料在经过极化过程后具有各向异性，将极化后的压电材料放置于一个与极化方向相同的外部电场时，由于电场的作用，压电陶瓷材料内部总的极化强度将会增强，则会导致正负束缚电荷之间的间距变大，则压电陶瓷材料将会沿极化方向变长，产生伸长的形变。同理，当外部电场方向取相反方向，压电陶瓷材料则会由于极化强度的减弱而沿极化方向变短，从而产生压缩形变，这就是逆压电效应的微观机理。与其他铁电体类似，压电陶瓷材料在极化过程中会产生迟滞效应，迟滞效应会限制压电陶瓷驱动器的驱动精度。

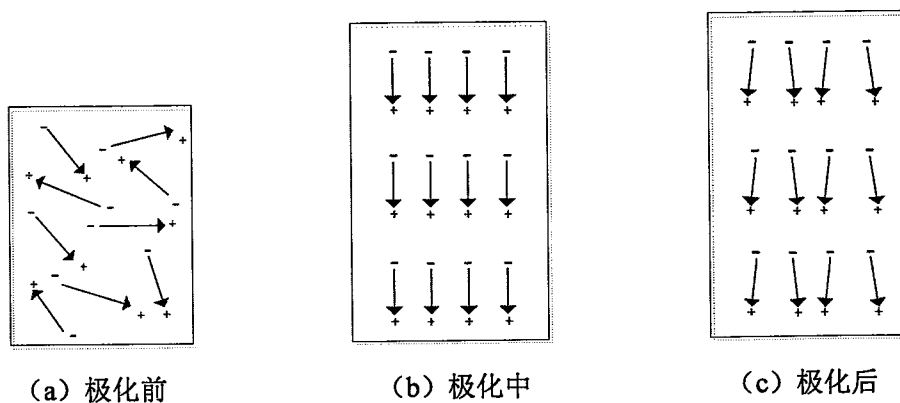


图2-4 极化过程

在压电材料内是以电偶极矩的形式来体现极化强度,因此剩余极化强度会使材料在与极化方向垂直的两个电极面上分别产生正、负两种束缚电荷。但由于存在束缚电荷,如图2-5所示,在电极的表面会吸附一层自由电荷从而与束缚电荷进行相互抵消。在极化方向上,对压电材料从外部施加一个压力 F ,压电材料将会在此方向产生压缩,使得材料内部的正束缚电荷与负束缚电荷间的距离减小,从而使得压电材料的总极化强度被削弱。极化强度的减弱将会使得两电极表面的束缚电荷随之减少,从而逐渐达到动态平衡的状态。另外,由于束缚电荷的减少,使得之前吸附在电极表面上的剩余自由电荷脱离从而产生放电现象。当外力不再作用时,压电材料恢复之前的形状会产生充电现象,即为正压电效应微观机理^[37]。

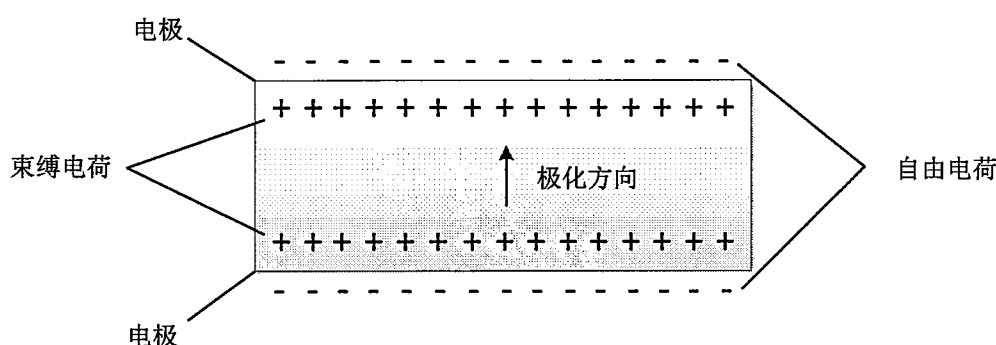


图2-5 束缚电荷示意图

综上所述,压电效应产生的根本原因是由于压电材料内部发生的自发极化现象。当施加外部压力或者外电场作用在压电材料时,从而使得剩余极化强度发生变化则会产生压电效应。

2.2 压电陶瓷驱动器的基本特性

压电陶瓷在理论上具有无限高的精度,因此通常被用作感测器、微位移器等需高精度微位移技术的情况,压电陶瓷作为微位移驱动器具有以下优点:

1. 压电陶瓷作为微位移驱动器其精度比较高,分辨率可以达到纳米量级。
2. 压电陶瓷驱动器响应快,可以在几微秒内完成响应,常常被用于需要快速定位的系统中。
3. 压电陶瓷驱动器的抗电磁干扰能力比较强,电磁干扰电压控制型驱动不会造成影响。
4. 压电陶瓷可实现电能与机械能的转化,具体表现为压电陶瓷材料的伸缩

形变。

5. 压电陶瓷驱动器的体积小、环境适应性强，可在恶劣的情况下工作。

在理想状态下，压电陶瓷材料的应变与外加电场强度呈线性关系，但由于其压电陶瓷材料内部复杂的工作机理，使得压电陶瓷具有迟滞、蠕变、非线性等特性，导致其应变量和外加的电场强度间的关系并非理想条件下的线性关系^[38]。另外，压电陶瓷驱动器受其固有蠕变和迟滞等特性影响，其控制精度不可能达到无限高

2.2.1 迟滞特性

对同一压电陶瓷施以大小、方向连续变化的电压时，其位移输出并不具有单一重复性，其输出不仅和输入电压的当前值有关，还与历史输入（尤其是历史极值），即历程以及其变化速率有关。压电陶瓷的极化状态会随着输入的控制电压变化，但是控制电压增加时和减少时压电陶瓷的位移量会不同。具体表现为控制电压增加时的位移曲线和减少时的位移曲线不同，而是存在位移差，这种现象称为压电陶瓷的滞后性^[39]。这个位移差会随着电压变化范围的改变而改变，驱动电压越小则位移差也会相应越小，压电陶瓷的迟滞一般在给定电压对应位移值的10%-15%左右，如图2-6所示。我们将局部迟滞曲线的切换点之间的斜率定义为压电大信号形变系数 $d_{(GS)}$ 。

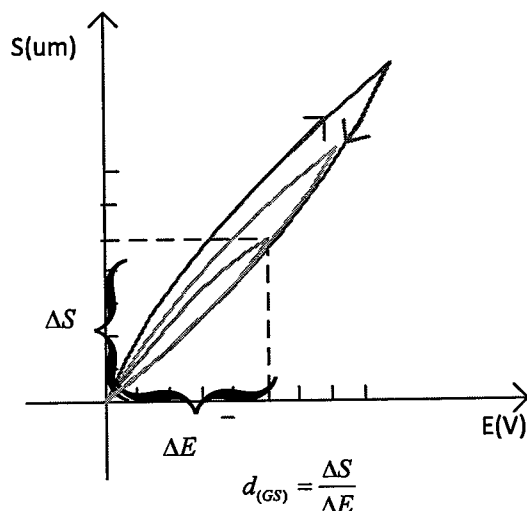


图2-6 压电陶瓷驱动器迟滞曲线

压电陶瓷的迟滞非线性属于非局部存储型非线性，是压电陶瓷的固有特性。

如图2-3所示,滞后性对系统的精度有很大影响。为了有效减小迟滞在精密定位过程中的影响,目前国内外研究领域提出的主要方法有^[40]:采用电和 control 的方法;采用在压电陶瓷两端串联小电容的方法;采用Preisach数学模型;Maxwell模型;多项式近似模型;采用电阻电容组成电桥;压电陶瓷位移闭环。

2.2.2 蠕变特性

蠕变是指压电陶瓷驱动器位移变化时有一个滞后的过程,即当给压电陶瓷驱动器输入电压时,压电陶瓷驱动器不是立刻产生一个稳定的位移量,位移量在最开始的一段时间变化很缓慢,经过一段时间后最终才能达到一个稳定值。随着增大驱动电压,蠕变现象也变得愈发严重。如图2-7所示,对PZTA外加一定驱动电压时,压电陶瓷开始会在一个较短时间内迅速产生形变,之后很长时间内形变量会变化很缓慢,经过一段时间之后达到稳定值,一般10s内蠕变量约为伸长量的1%~2%。

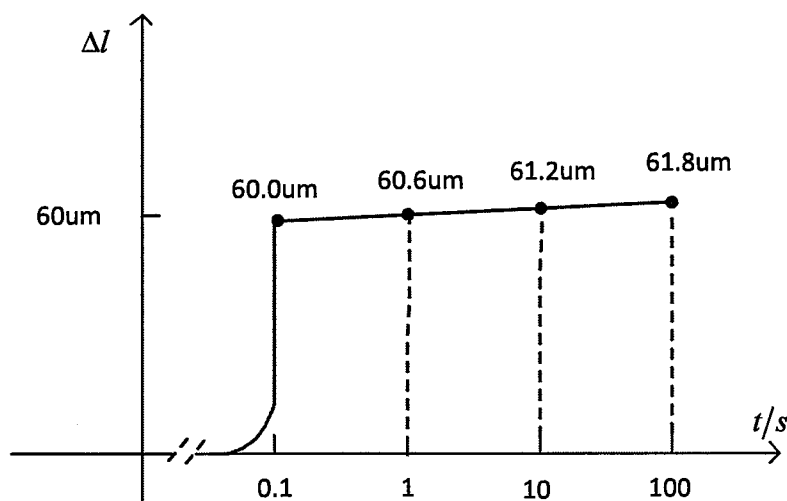


图2-7 压电陶瓷驱动器蠕变特性曲线

当给压电陶瓷晶体施加控制电压后,压电陶瓷的形变过程不是直接快速一次就完成的,可以将此过程分成两不来进行解释,第一步发生在控制电压输入的几毫秒之内,随后滞后很长一段时间才产生第二步形变,原因是极化之后,因为内部分子之间存在着摩擦力,不能立即完成形变的过程,而是需要一个准备的过程和时间。形变和时间的方程为^[41]:

$$\Delta L(t) \approx \Delta (1 + \gamma \lg(t/l)) \quad (2-4)$$

其中, γ 为形变系数。

对于压电陶瓷驱动器的蠕变特性,其改善方法一是在工作过程中测量蠕变曲线值,建立数学模型对其进行补偿;方法二是根据其时间特性,在反馈控制中引入一个时间常数控制量来减小和消除蠕变特性的影响;方法三就是采用闭环控制消除蠕变的影响。

2.2.3 非线性特性

在理想情况下,压电陶瓷晶体位移量是正比于外部施加的电场强度。但由于压电陶瓷本身的固有非线性特性以及加工工艺的影响,其位移形变量不可能和外加电压大小成理想的线性比例关系,实际的位移量和理论上的位移值之间总存在一个误差,如图2-8所示,压电陶瓷驱动器的非线性误差一般在10%以内。

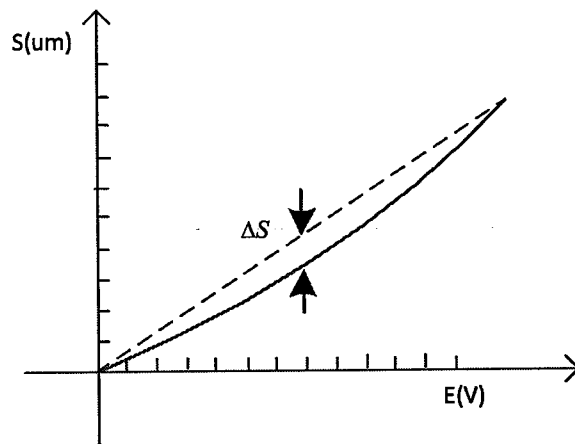


图2-8 压电陶瓷驱动器非线性特性曲线

2.2.4 温度特性

压电陶瓷材料的一些性能会因为温度的变化发生改变,温度的变化很大程度影响着压电陶瓷驱动的定位精度。一般情况下大部分的压电陶瓷的正常使用温度为 $-25^{\circ}\text{C}\sim+80^{\circ}\text{C}$,当超出正常使用温度时,压电陶瓷驱动器的性能会明显下降。在 100°C 以上的温度使用压电陶瓷驱动器,其性能会大幅下降,温度升高则会导致压电陶瓷的形变位移量也发生改变。如果将陶瓷的温度高于到居里温度点时,陶瓷材料将会产生退极化现象,该陶瓷材料不再具有压电效应,且当温度重新回到正常使用温度时压电效应不能够重新恢复。伴随着温度降低的压电效应也会相

应的减弱。当温度小于260K时,大约是温度每降低1K陶瓷材料的形变量减小0.4%,当压电陶瓷材料处于液态氮的环境下,其形变量约为室温环境下的10%左右^[42]。

压电陶瓷的温度特性主要表现在两个方面:线膨胀和温度对压电效应的影响,线膨胀是指压电陶瓷的形变量会随着温度变化而伸长的特性。温度对压电效应的影响主要体现在压电陶瓷材料的形变量会随着温度的增加而减小,根据PI公司的资料介绍,在0℃~50℃,压电陶瓷材料的位移变化量减小幅度为5%~8%,在此温度范围下,电致伸缩陶瓷材料的输出位移可减小65%左右。压电陶瓷的迟滞效应的强弱也随着温度而变化,相对于电致伸缩陶瓷迟滞效应的变化,压电陶瓷的变化很小。

2.2.5 动态特性

压电陶瓷的谐振频率反映的是陶瓷的响应时间,不能作为陶瓷使用频率。谐振频率通常是在两端均不固定且在很小的驱动信号下测得,当一端固定后,谐振频率可以通过以下公式2-5计算得到:

$$f'_0 = f_0 \sqrt{\frac{m_{eff}}{m'_{eff}}} \quad (2-5)$$

在公示2-5中, f'_0 为带载谐振频率, f_0 为空载谐振频率, m_{eff} 为压电陶有效质量, m'_{eff} 为负载及压电陶瓷的有效质量。

由于压电陶瓷的响应频率很高,压电陶瓷随驱动电压的变化而快速伸缩。压电陶瓷的最快响应时间取决于压电陶瓷的谐振频率。一般为压电陶瓷谐振时间的1/3内达到相应位移。

$$T_{min} \approx \frac{1}{3f_0} \quad (2-6)$$

2.3 本章小结

本章中分别从宏观层面和微观层面介绍了压电陶瓷材料压电效应产生的原理。并且对压电陶瓷驱动器的迟滞特性、蠕变特性、非线性特性、温度特性和动态特性分别进行了详细的介绍。

第三章 控制系统硬件电路设计

3.1 压电陶瓷微定位系统总体结构

微定位系统采用模块化设计,将压电陶瓷驱动电源及微位移检测机构、控制系统集成为一体。微定位器系统的结构如图3-1所示,一般由控制系统、驱动电源、压电陶瓷驱动器以及位移检测装置构成。控制系统通过驱动电源给压电陶瓷驱动器提供高分辨率模拟电压信号,从而驱动压电陶瓷进行定位运动。位移检测装置获取压电陶瓷的实际位移信息并反馈至控制系统。控制系统将实际检测到的位移与设定的目标位移进行比较,根据比较结果来调整驱动电压值,最后使实际位移值与目标位移值二者达到一致。

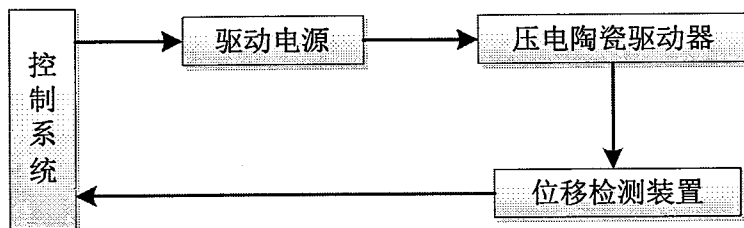


图3-1 微定位系统结构图

如图3-2所示为压电陶瓷微定位系统组成框架图。控制模块主要进行数据采集、信号处理、实时控制等功能,此外还要能够键盘或薄膜输入和液晶显示,与计算机进行串并口通信^[43];线性电压放大模块主要实现驱动功能,即实现控制模块的低压到功率电压高压的转换功能,从而驱动压电陶瓷驱动器进行工作;传感器检测回路模块用于测量压电陶瓷的位移,通过滤波电路和放大电路处理后送回输入控制系统。

系统工作原理主要是利用LVDT传感器采集微位移信号并与目标位移作对比,将偏差量通过信号调理电路处理后,经过 A/D 转换器转化为数字信号输入运算处理电路中,通过一定控制算法处理后计算出电压控制量输入D/A 转换器,将控制算法得到的数字电压控制量转化为的模拟电压量,在经过线性放大电路放大后可驱动压电陶瓷进行定位运动。

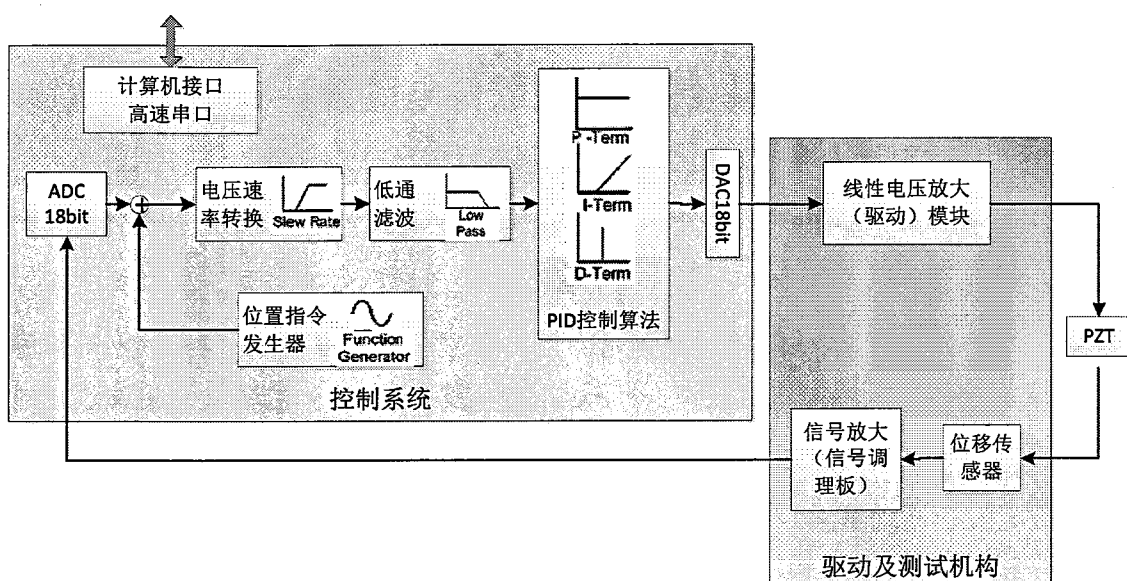


图3-2 压电陶瓷微定位系统组成框架图

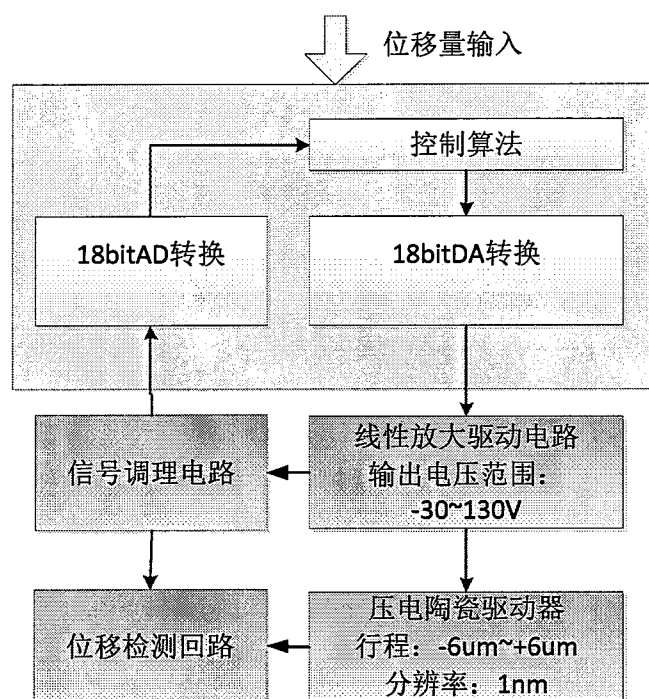


图3-3 微位移定位系统工作流程图

在微定位器系统的设计过程中，控制系统设计是其关键环节。本研究中的控制系统主要由以FPGA+ARM为核心的主控模块对系统进行精密控制，由数字控制系统、模拟信号处理电路、通讯接口以及一些外围芯片电路组成。控制系统接收上位机或键盘输入位移指令，根据位移传感器实测位移量，把位移量转换为电压量采用一定的控制算法产生一个控制电压，将控制电压经过线性放大后驱动压电陶瓷产生位移。

3.2 控制系统硬件方案

本文中压电陶瓷控制系统主要是由 A/D 转换电路、运算处理电路和 D/A 转换电路三部分组成。为了满足压电陶瓷微位移系统纳米级的定位精度，本文选用的是18bit A/D 和A/D 转换电路器。其中，A/D转换电路选用的是18bit多路并行转换器AD7608。核心处理器采用Zynq-7020主芯片，可以采集位移信号，控制和输出驱动电压，实现高速PID控制算法。D/A 转换电路采用芯片AD5781，通过SPI口进行串行通信，可以同时输出多通道控制电压。

控制系统实现的功能及技术指标主要有：

1. 能够采集压陶瓷驱动器输出的位移信号；
2. 能够实现压电陶瓷微位移系统闭环控制或开环控制，减小的迟滞、蠕变、非线性的特性；
3. 可与计算机进行实时通信（RS232 ），可以接受反馈的位移信号并且输出控制信号。

3.2.1 处理器电路

处理系统采用主芯片Zynq-7020，该芯片集成ARM Cortex-A9双核和Xilinx的Artix 7FPGA，可以进行嵌入式软件和FPGA协同开发。FPGA部分和ARM部分可以独立使用，也可以联合使用。Zynq上电后首先启动的是ARM部分，可以把它看成是带有FPGA功能的处理器，即可以把FPGA部分看成是ARM的一个可以重配置的外设。在设计中，当ARM部分的硬件资源不够用时，可以用FPGA部分来扩展，芯片既可以发挥 FPGA在并行运算和重配置方面的优势，又可以利用ARM在运行操作系统和系统控制方面的优势，增加了设计中灵活性，提高了整体性能。同时，FPGA部分和ARM部分都处于同一个芯片中，相比于多芯片设计方案，单芯片降低了系统的功耗，减少了电路板的面积，同时也加快了硬件开发进度。

由于Zynq中ARM部分和FPGA部分结合紧密，通常是协同工作，设计中可以根据系统要求来使用不同的接口，优化吞吐量和缩短开发周期，使得设计灵活性较强且软硬件协同设计成为可能。Zynq的异构多核和同构多核处理器架构为软硬件协同设计提供了很大的优势。异构多核处理器是指芯片中的处理核在结构上并

非一致,这些核可以是通用处理器,也可以是专门用于加速某些运算和功能的专用硬件核。同构多核处理器是指芯片中的处理核在结构上是相同的,如Zynq中的ARM Cortex-A9双核处理器。同构多核和异构多核处理器的软件开发难度、硬件开发难度、通用性和能量效率对比如表3.1所示。

表3.1 同构多核和异构多核处理器对比

架构	软件开发难度	硬件开发难度	通用性	能量效率
同构多核平台	较为简单	简单	高	低
异构多核平台	较为复杂	复杂	低	高
Zynq多核平台	较为简单	较为简单	高	较高

Zynq 系列芯片融合了同构多核处理器和异构多核处理器两种结构,因为它既包含同构多核的硬核处理器 ARM Cortex-A9 双核,又包含了异构的可编程逻辑 FPGA,同时在并不降低性能优势的基础上,使得整个处理器系统成为一个异构多核系统。利用 Xilinx 公司的设计工具,可以单独对软件或硬件进行优化,也可以对整体进行优化并发挥软硬件协同设计优势。在异构多核的设计中,软硬件协同设计优势明显^[44]。Zynq-7020 主芯片特别适合控制系统开发。完全能满足本文中压电陶瓷微位移系统的软硬件开发需求。

3.2.2 高精度 DA 设计

控制信号输出为高压线性放大电路的输入,因此控制信号的纹波等随着电压幅值的放大也会放大。为了得到高精度的驱动电源信号,D/A 转换器的电压转换精度也有相应的要求。本文中压电陶瓷微位移工作台用于纳米级测量,D/A 转换器的分辨率直接影响到工作台的测量位移分辨率,如:16 位的数据采集卡分辨率为 0.36m V,在经过后续放大电路后驱动电源的分辨率为 2.4m V;18 位 D/A 转换器的分辨率为 0.09m V,在经过后续放大电路后驱动电源的分辨率为 0.6m V。考虑到压电陶瓷微位移工作台的定位精度,D/A 转换器位数越高越好,则选择了 18 位的 D/A 转换器 AD5781。

AD5781 是一款高精度、快速建立、单通道、18 位、串行输入、电压输出 DAC。VDD 电源电压范围为 7.5V 至 16.5 V,VSS 电源电压范围为-16.5 V 至-2.5 V。数据通过 3 线串行接口以 24 位字格式写入 AD5781。它内置一个上电复位电

路,确保DAC输出上电至0 V,VOUT引脚通过约6 k Ω 的内部电阻箝位至AGND。

DA转换器的参数:

输出通道: 单通道 18 位 DAC, INL = ± 0.5 LSB

长期线性稳定性: 0.05 LSB

温度漂移: <0.05 ppm/ $^{\circ}\text{C}$

建立时间: 1 μs

毛刺脉冲: 1 nV-s

工作温度范围: $-40^{\circ}\text{C}\sim+125^{\circ}\text{C}$

封装: 20 引脚 TSSOP

宽电源电压范围: 最高达 ± 16.5 V

分辨率: 18 位

AD5781 的 DAC 架构由两个匹配的 DAC 部分组成。18 位数据字的 6 个 MSB 经解码用于驱动 63 个开关 E0 到 E62。每个开关将 63 个匹配电阻之一连接到 VREFP 或 VREFN 电压。数据字的其余 12 位驱动 12 位电压模式 R-R 梯形网络的 S0 至 S11 开关。AD5781 有一个 3 线串行接口(SYNC、SCLK 和 SDIN), 它与 SPI、QSPI、MICROWIRE 接口标准及大多数 DSP 兼容(时序图参见图 2)。AD5781 内置一个上电复位电路, 它除了能将所有寄存器复位至默认值以外, 还能控制上电期间的输出电压。上电时, DAC 处于三态模式(其基准输入断开), DAC 输出通过约 6 k Ω 电阻箝位至 AGND。DAC 将保持此状态, 直到通过控制寄存器将其设置为其它状态。这个特性对于在 DAC 上电过程中必须知道 DAC 输出状态的应用十分有用。上电之后, 必须将 AD5781 置于正常工作模式才能对输出进行编程。为此, 必须对控制寄存器进行编程。DACTRI 位清零可使 DAC 脱离三态, OPGND 位清零可消除输出箝位。此时, 输出将变为 VREFN, 除非首先给 DAC 寄存器设置了其它值。通过控制寄存器的 DACTRI 和 OPGND 位, 可以将 DAC 输出置于三种状态之一。AD5781 的积分非线性(INL)会随着所施加的基准电压范围不同而改变, 可设置控制寄存器的 LIN COMP 位以补偿 INL 的这种变化。本数据手册中的特性是在以下条件下获得的: LIN COMP = 0000 针对 10 V 及以下的基准电压范围, LIN COMP = 1100 针对 20 V 的基准电压范围。LIN COMP 位的默认值为 0000。

DA 设计电路如下图 3-4 所示。

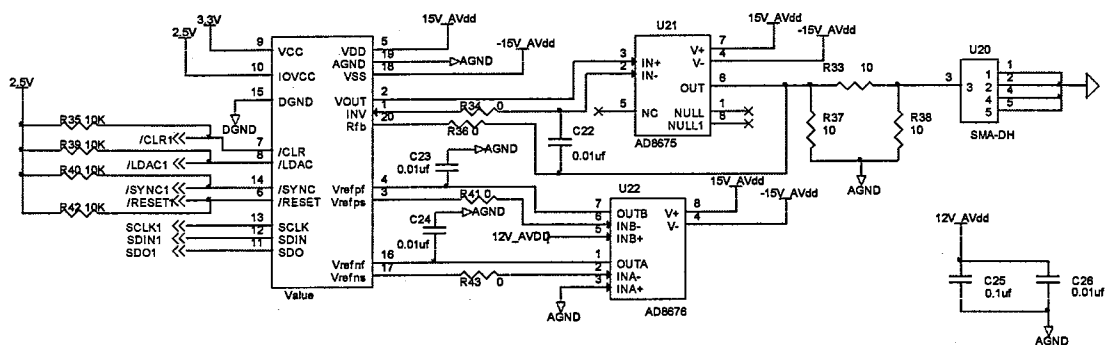


图3-4 DA设计电路原理图

3.2.3 高精度 AD 设计

要实现 PZT 纳米级精细定位，本文中选用的一款 18 位高精度 D/A 转换器 DA7608。DA7608 是一款采用高速、低功耗、电荷再分配逐次逼近型模数转换器(ADC)的数据采集系统,可以对 8 个模拟输入通道进行同步采样。使用 RANGE 引脚可以选择 $\pm 10\text{ V}$ 或 $\pm 5\text{ V}$ 的输入范围。AD7608 采用 5 V 单电源供电。该器件内置输入箝位保护、输入信号调整放大器、二阶抗混叠滤波器、采样保持放大器、片内基准电压源、基准电压缓冲、高速 ADC、数字滤波器以及高速并行和串行接口。AD7608 的采样通过 CONVST x 信号进行控制。AD7608 可处理真双极性、单端输入电压。RANGE 逻辑电平决定所有模拟输入通道的模拟输入范围。如脚与逻辑高电平相连,则所有通道的模拟输入范围为 $\pm 10\text{ V}$ 。如果此引脚与逻辑低电平相连,则所有通道的模拟输入为 $\pm 5\text{ V}$ 。RANGE 引脚的逻辑状态改变会立即影响模范围,但是,除正常采集时间要求外,还有典型值 μs 的建立时间要求。建议根据系统信号所需的输入通过硬连线设置 RANGE 引脚。在正常操作期间,所施加的模拟输入电压应保持 RANGE 引脚选择的模拟输入范围内。上电后必 RESET 脉冲,以确保将模拟输入通道配置为所选范围在省电模式下,建议将模拟输入连到 GND。依据输保护部分,过压箝位保护推荐用于瞬变过压条件,期保持活动状态。在上述条件以外对模拟输入施加能降低 AD7608 的双极性零代码误差和 THD 性能。AD7608 的模拟输入阻抗为 $1\text{ M}\Omega$ 。这是随 AD7608 采样频率而变化。高模拟 AD7608 前端的驱动放大器,允许其与信相连。由于无需驱动放大器,因此可去性电源(它通常是系统中的噪声源)。

AD 电路设计如下图 3-5 所示:

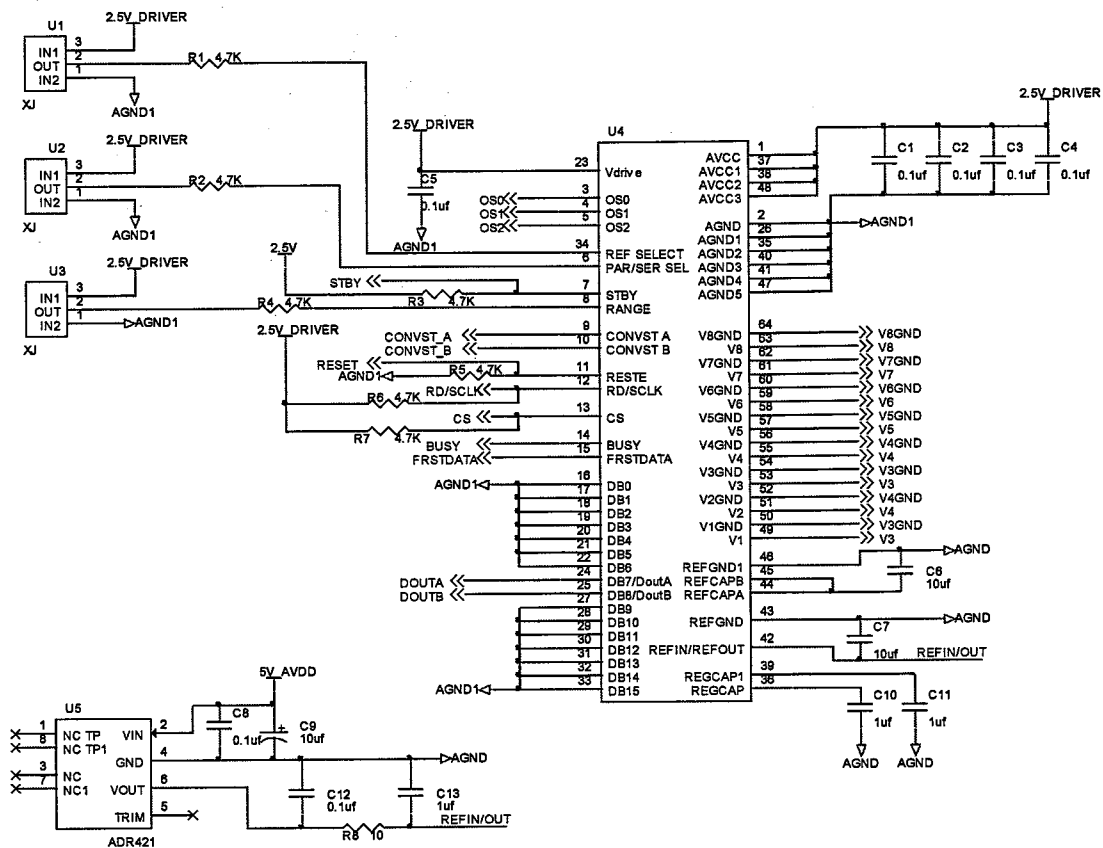


图3-5 AD电路设计原理图

3.2.4 电源电路

A/D转换电路和D/A转换电路中供电电源要进行集中管理，因为其所需要的供电电源较多且要求各异。分别采用MSK5232-12、MSK5232-5、MSK5232-3.3、MSK5232-2.5将15V电压分别转换为12V、5V、3.3V、2.5V，电路原理图如下图3-6所示。

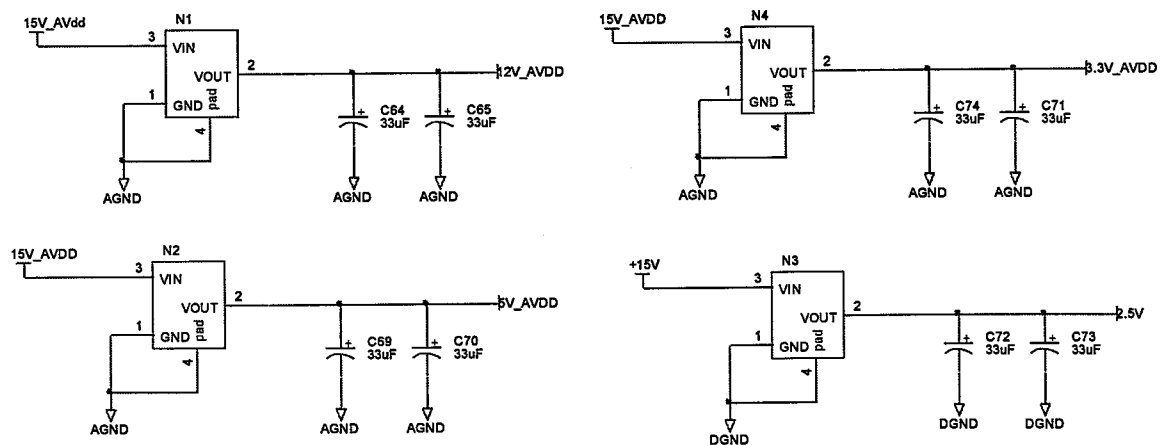


图3-6 电源电路设计原理图

3.3 控制系统硬件性能测试

3.3.1 控制信号的纹波测试

由于输出模拟电压的纹波直接影响到后续放大电路的输出电压纹波,所以对模拟输出电压的纹波进行监测,从而调整相应的后续放大电路前段稳压滤波方案。在电路板电压的输出端接上示波器,将示波器调整到自动档交流纹波测试上,在计算机中的上位机软件的界面框内分别输入 5V 和 12V 的电压值,对两个电压值下的纹波和噪声进行测试,分别得到如图 3-7 和图 3-8 所示纹波和噪声。其中, 5V 和 12V 电压下的纹波和噪声分别为 6mV 和 8mV。

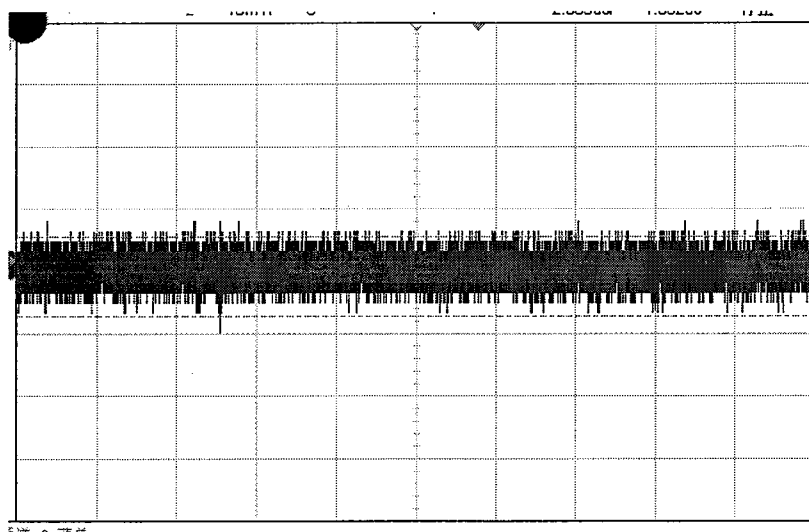


图3-7 5V电压下的纹波和噪声

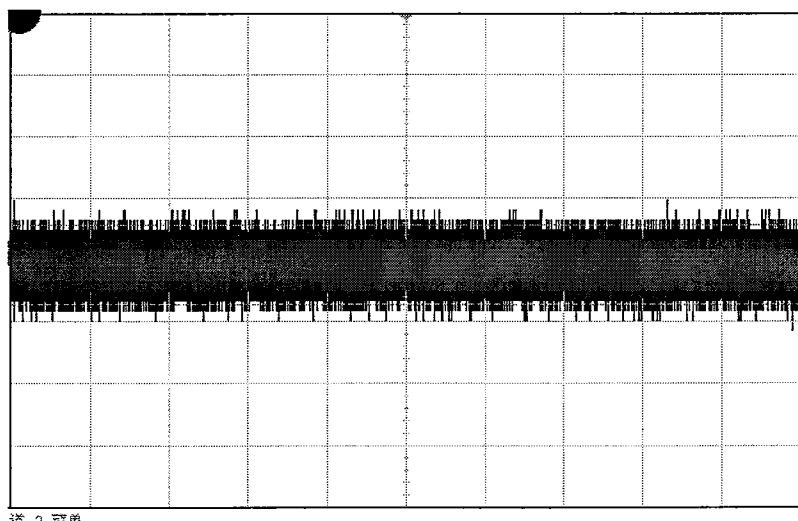


图3-8 12V电压下的纹波和噪声

经过示波器测量可知,本文中 D/A 转换电路输出的 12V 电压的纹波的均方

值为 8mv 左右，本文中的压电陶瓷驱动器的驱动电压范围为-30V~130V，最大位移范围为-6 μ m~6 μ m，如果将压电陶瓷驱动器的电压-位移输出近似为线性关系，则 8mv 纹波电压造成的位移误差约为 0.6nm，在要求的控制精度范围以内。

3.4 本章小结

本章首先简单介绍了压电陶瓷驱动系统的总体结构，。随后介绍了控制系统的硬件方案，并且从 A/D 转换电路、运算处理电路和 D/A 转换电路三个方面进行了详细的介绍。

第四章 压电陶瓷驱动器控制方法研究

4.1 压电陶瓷驱动开环控制算法研究

压电陶瓷驱动器存在着迟滞非线性等特性,从而会影响微位移系统,导致微位移系统产生迟滞非线性。由于迟滞非线性特性的存在直接利用开环控制进行定位通常不能满足实际的目标定位精度。然而在一些精密定位仪器空间比较小,无法使用位移传感器,因此整个系统无法形成闭环反馈,只可采用开环控制。并且当系统的目标定位精度不高时,则不需要安装位移传感器,仅仅利用开环控制就可达到预期的定位精度,从而可以省去位移传感器的使用。因为不需要对位移进行检测,则位移采集系统也可以省去,这样不仅可以减小仪器空间大小还可以节省成本。

4.1.1 压电陶瓷迟滞非线性建模研究

(1) 采用多项式拟方法

可以采用多项式拟合的方法来近似模拟压电陶瓷驱动器的非线性。由于压电陶瓷驱动器的上升曲线和下降曲线不重合,则需要采用不同的三阶或者高阶多项式分别对其迟滞非线性等特性进行拟合,上升曲线和下降曲线的拟合多项式分别如下公式 4-1 和公式 4-2 所示^[45]:

$$x_u = a_n u^n + a_{n-1} u^{n-1} + \dots + a_1 u + a_0 \quad (4-1)$$

$$x_d = b_n u^n + b_{n-1} u^{n-1} + \dots + b_1 u + b_0 \quad (4-2)$$

利用多项式 4-1 和 4-2 对压电陶瓷驱动器的电压-位移非线性模型进行拟合,求电压-位移曲线拟合多项式的逆多项式来消除其非线性。上升曲线和下降曲线的逆多项式分别如公式 4-3 和公式 4-4 所示:

$$u_u = c_n x^n + c_{n-1} x^{n-1} + \dots + c_1 x + c_0 \quad (4-3)$$

$$u_d = d_n x^n + d_{n-1} x^{n-1} + \dots + d_1 x + d_0 \quad (4-4)$$

可通过实验采集电压以及对应位移数据,利用实验数据获取以上四个多项式

公式 4-1、公式 4-2、公式 4-3 和公式 4-4 中的参数。

采用多项式拟合的方法可以近似模拟压电陶瓷驱动器大环的非线性,但是由于其存在迟滞特性,拟合多项式不能够准确模拟压电陶瓷驱动器小环的迟滞特性,在描述小环迟滞非线性时存在较大的误差。

(2) 采用迟滞非线性 preisach 模型进行建模

迟滞非线性 preisach 模型是由多个最简单的滞回发生器 $\gamma_{\alpha\beta}$ 叠加构造而成,图 4-1 是单个滞回发生器。对于压电陶瓷而言,当施加电场时,区别于铁磁体的机电耦合效应,压电陶瓷驱动器只有正向的位移伸长。对于单个迟滞发生器,电压与位移之间的关系只发生在第一象限,滞回发生器 $\gamma_{\alpha\beta}$ 的值为 0 或 1。图 4-1 中 $u(t)$ 为压电陶瓷上施加的电压, α 为上升电压的阈值, β 为下降电压的阈值。对于由多个滞回发生器叠加构造而成 preisach 模型而言,虽然每个滞回发生器仅表现出一个局部记忆滞回,但其叠加在一起时就表现为全局记忆性,图 4-2 为 preisach 模型示意图。其数学表达式为^[46,47]:

$$x(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) [u(t) d\alpha d\beta] \quad (4-5)$$

$\mu(\alpha, \beta)$ 为每一个迟滞发生器的权重因子。

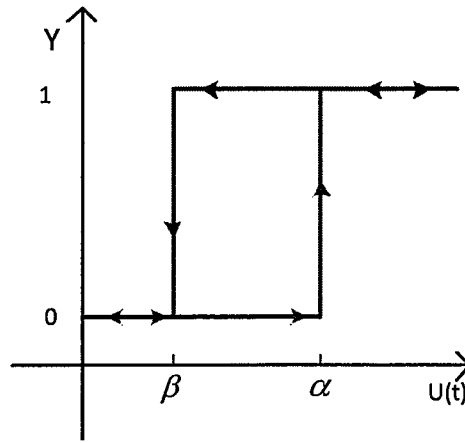


图4-1 滞回发生器示意图

在电场作用下,压电陶瓷的输出位移 $x(t)$ 等于各个滞回发生器对输入电压 $u(t)$ 的响应乘以权重函数后在区间 $[\alpha, \beta]$ 的积分。

Preisach 模型可以通过图形描述来理解,图 4-3 (b) 中 T_0 称为限制三角形,区域 S^0 代表该区域的滞回发生器为 0, S^+ 代表该区域的滞回发生器为 1。

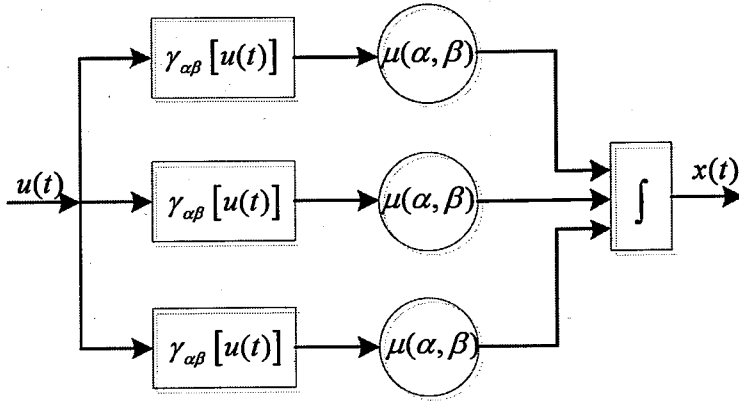


图4-2 preisach模型示意图

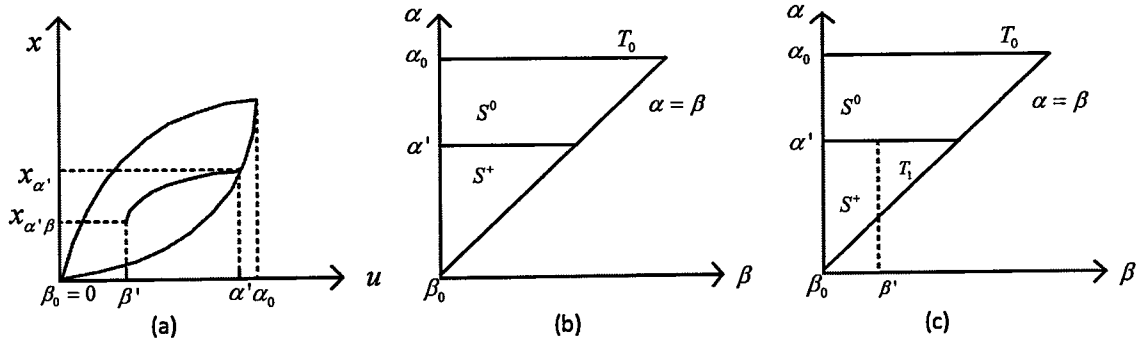


图 4-3 Preisach 模型的几何描述

假设初始电压输入 $u(t)$ 为 0, 那么所有的滞回发生器均为 0, 当电压升高到 α' 时, 对于上升阈值电压小于 α' 的滞回发生器的值为 1, 其他的都为 0。在几何上表示一水平线从上往下移动, 输入电压上升时, 几何划分是由水平线完成。当输入电压从 α' 下降到 β' , 那么对于下降电压阈值大于 β' 的滞回发生器的值为 0, 其他的都为 1, 几何表示为一条垂直直线从右向左移动。在图 4-3 中, 水平线表示上升输入, 它总是向上移动; 垂直线表示下降输入, 它总是向左移动。

通过以上分析, Preisach 模型的数学表达式可以表示为:

$$x(t) = \iint_{S^+} \mu(\alpha, \beta) [u(t) d\alpha d\beta] + x(t) = \iint_{S^0} \mu(\alpha, \beta) [u(t) d\alpha d\beta] \quad (4-6)$$

当 $(\beta, \alpha) \in S^+$ 时, $\gamma_{\alpha\beta} = 1$; 当 $(\beta, \alpha) \in S^0$ 时, $\gamma_{\alpha\beta} = 0$ 。则可将上式表示为:

$$x(t) = \iint_{S^+} \mu(\alpha, \beta) [u(t) d\alpha d\beta] \quad (4-7)$$

图 4-3(a)所示, 定义输入电压 $u(t)$ 从初始电压 0 上升到 α' 时压电陶瓷位移输出为 $x_{\alpha'}$, 电压 $u(t)$ 从 α' 下降到 β' 时驱动器的位移输出为 $x_{\alpha'\beta'}$ 。定义输入电压 $u(t)$ 从初始电压 0 上升到 α' , 然后由 α' 下降到 β' 时驱动器的伸缩量为 Preisach 函数 $x(\alpha'\beta')$, 由图 4-3(a)可以看出, 此时:

$$x(\alpha', \beta'') = x_{\alpha'} - x_{\alpha' \beta'} \quad (4-8)$$

从图 4-3(c)可以看出, 当电压从 α' 下降到 β' 时, 三角形区域 T_1 从 S^+ 划到了 S^0 , 因此:

$$x(\alpha', \beta'') = \iint_{T_1} \mu(\alpha, \beta) [u(t) d\alpha d\beta] \quad (4-9)$$

同时, 从图 4-3 可以看出, 电压从 α' 下降到 β' 的驱动器伸缩量和电压从 β' 上升到 α' 的驱动器伸缩量相等。

从公式 4-9 可以看出, 要想求得驱动器的位移首先必须求出权重函数 $\mu(\alpha, \beta)$, 对上式求两次偏导得到权重函数的表达式:

$$\mu(\alpha, \beta) = \frac{\partial^2 x(\alpha', \beta')}{\partial \alpha \partial \beta} \quad (4-10)$$

为避免复杂的二次偏导以及复杂的双重积分运算, 须对 Preisach 模型就行离散化计算。

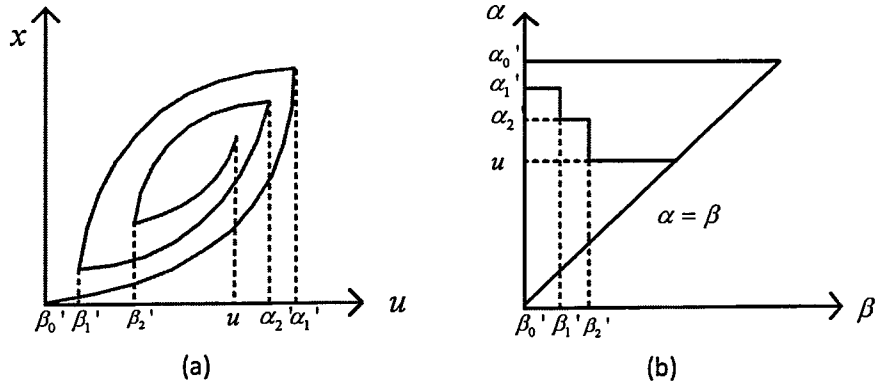


图 4-4 上升阶段的滞回曲线

对于如图 4-4 所示的 $\beta_0' \rightarrow \alpha_1' \rightarrow \beta_1' \rightarrow \alpha_2' \rightarrow \beta_2' \rightarrow u$ 复杂的加压历史, 当 $u(t)$ 处于上升阶段时, 驱动器位移输出为:

$$\begin{aligned} x(t) &= \iint_{S^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \\ &= \iint_{S_1^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta + \iint_{S_2^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta + \iint_{S_3^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \\ &= [x(\alpha_1', \beta_0') - x(\alpha_1', \beta_1')] + [x(\alpha_2', \beta_1') - x(\alpha_2', \beta_2')] + x[u(t), \beta_2'] \end{aligned} \quad (4-11)$$

由公式 4-11 可以类推得到一般公式:

$$x(t) = \sum_{k=1}^n [x(\alpha_k', \beta_{k-1}') - x(\alpha_k', \beta_k')] + x[u(t), \beta_k'] \quad (4-12)$$

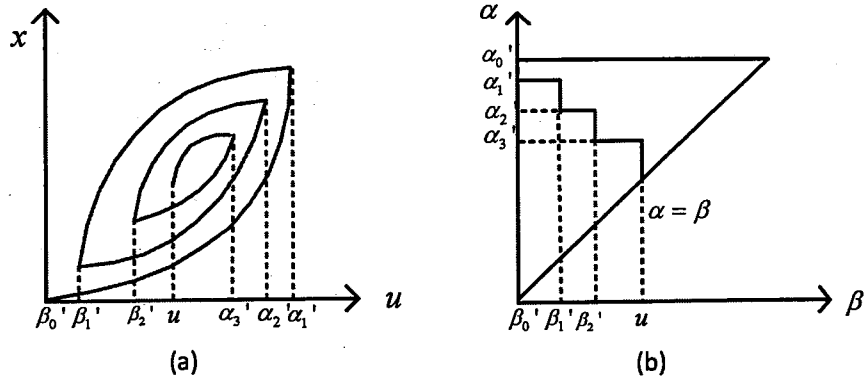


图 4-5 下降阶段的滞回曲线

对于 $\beta'_0 \rightarrow \alpha'_1 \rightarrow \beta'_1 \rightarrow \alpha'_2 \rightarrow \beta'_2 \rightarrow u$ 的加压历史，当 $u(t)$ 处于下降阶段时，如图 4-5 驱动器位移输出为：

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \iint_{S^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \\
 &= \iint_{S_1^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta + \iint_{S_2^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta + \iint_{S_3^+(t)} \mu(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \\
 &= [x(\alpha'_1, \beta'_0) - x(\alpha'_1, \beta'_1)] + [x(\alpha'_2, \beta'_1) - x(\alpha'_2, \beta'_2)] + [x(\alpha'_3, \beta'_2) - x(\alpha'_3, u(t))]
 \end{aligned} \quad (4-13)$$

由公式 4-13 可以类推得到一般公式：

$$x(t) = \sum_{k=1}^{n-1} [x(\alpha'_k, \beta'_{k-1}) - x(\alpha'_k, \beta'_k)] + \{x(\alpha'_n, \beta'_{n-1}) - x(\alpha'_n, u(t))\} \quad (4-14)$$

由上面的分析，考虑加压历史的 Preisach 模型可以不用求得权重函数，只需要求得 Preisach 函数值就可以确定压电陶瓷驱动器的位移输出，这样 Preisach 建模的过程就转化为求解 Preisach 函数的过程。在实际建模过程中，一般首先将 0 至饱和电压之间划分为 n 等分，然后电压从 0 升到任意一个等分点电压，再降压，在降压过程中记下每个等分点电压时的位移输出值，每一组 (α, β) 对应一组位移输出值，计算出驱动器的伸缩量，即对应的函数值，带入公式 4-12 和公式 4-14 求得不同加压历史的位移值。

4.1.2 采用多项式拟合开环定位控制研究

采用多项式拟合开环定位控制时，将电压分成 n 等份进行试验，采集每个等分点电压值对应的位移量，将试验获得的电压-位移值拟合成电压-位移曲线，求取其拟合多项式以及取逆多项式，利用逆多项式从而对迟滞非线性进行补偿。此方法不需要任何复杂的函数模型，可以大大简化计算量。试验过程中采集放大前

的电压值(-12V~+12V)以及对应的压电陶瓷驱动器的位移形变量作为试验数据,对升压过程(-12V~+12V)和降压过程(+12V~-12V)分别进行实验,将得到的数据进行拟合得到如下 4-14 式中升压和降压电压-位移逆多项式:

$$\begin{aligned} v_u &= C_0 + C_1 x + C_2 x^2 + C_3 x^3 \\ v_d &= C_0' + C_1' x + C_2' x^2 + C_3' x^3 \end{aligned} \quad (4-15)$$

其中 v 是试验中电压输入, x 压电陶瓷驱动器的位移形变量。在此假定开环控制的输入信号为 u , 令 $u = x$, 则补偿函数 $f(u)$ 表达式如下公式:

$$\begin{cases} v = uf(u) + C_0 \\ x = u \end{cases} \quad (4-16)$$

将式 (4-16) 和式 (4-15) 整理可得:

$$\begin{aligned} f(u) &= C_1 + C_2 u + C_3 u^2 \\ f(u)' &= C_1' + C_2' u + C_3' u^2 \end{aligned} \quad (4-17)$$

图 4-6 是采用多项式拟合开环定位控制的结构框图^[48]。但是由于压电陶瓷驱动器存在迟滞和蠕变特性,多项式拟合控制需要每次将电压值回零后才能继续下次的定位控制,不能在任意电压值下进行定位控制。每次将电压值不回零的话,期定位精度会明显下降,不能够满足实际的定位精度需求。

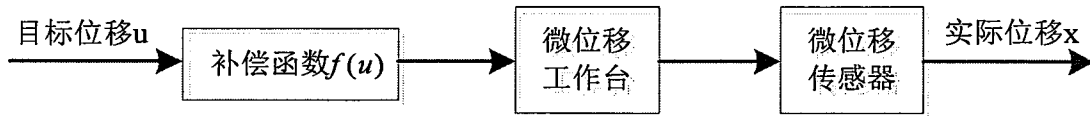


图 4-6 简单开环定位控制框图

4.1.3 基于 preisach 模型前馈开环定位控制

由于压电陶瓷驱动器具有迟滞特性,在进行任意序列定位控制过程中,不仅要考虑当前的电压值,还要考虑历史电压值。本文中采用基于 preisach 模型前馈开环定位控制来对压电陶瓷驱动器的迟滞非线性进行建模,图 4-7 为基于 preisach 模型前馈开环定位控制框图^[49]。

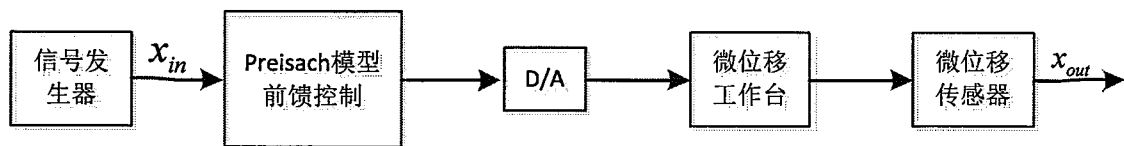


图 4-7 基于 preisach 模型前馈开环定位控制框图

由上节 preisach 模型的推导过程可知,如果能够确定 preisach 模型的权重函数值,就可以得到不同电压下压电陶瓷驱动器的位移输出量。在实际应用中,将起始电压与饱和电压划分为 n 等分,然后电压其实电压值增加到其中任意一个等分点的电压值,再将低电压值,在将低电压的过程中遍历每个等分点的电压值,同时记录对应电压值下的压电陶瓷驱动器输出位移值。在根据电压值计算压电陶瓷输出位移时,或者根据目标位移值反推陶瓷所需的输入电压时,则需要用到相应输入电压序列的值。当输入的电压值为等分点上的电压值时,可以查询 preisach 表计算出对应位移值;当输入电压值不是等分点上的电压量时,可以采用函数拟合的方法求得 preisach 值,然后根据拟合得到的 preisach 值计算出相应位移量。

如果将输入的电压值划分为 n 等份时,则需要测量的数据量为 $n(n+1)/2$ 个。若 n 的值比较小时,则 preisach 平面的划分比较稀疏,在此情况下对于不是等分点的电压值采用拟合的方法时会产生比较大的误差;若 n 的值比较大时,则 preisach 平面的划分比较密集,此时对于不是等分点的电压值采用拟合的方法时可以减小拟合产生的误差,但是随着 n 的增大测试数据也会成平方增大,则会大大的增加建模工作量。在使用 preisach 模型进行建模的过程中,选择合适的拟合方法,即可以减小数据采集工作量,又可以提高模型精度。

在进行控制前需要建立一个 Preisach 函数的表格,在进行定位控制时,利用控制系统对 Preisach 函数表扫描并进行求逆运算,可以得到目标位移值所对应的控制电压量,然后进行 D/A 转换,将数字量转化为模拟电压量输出。

4.2 压电驱动闭环控制算法

4.2.1 压电微位移系统建模

压电陶瓷驱动微位移系统是一种复杂的机电一体化系统,它主要包括压电陶瓷驱动器,驱动放大器和柔性铰链机构以及为位移传感器组成。由于压电陶瓷驱动微位移系统可达到纳米精度,则其在超精密加工领域受到越来越多的关注。从而压电陶瓷微位移驱动系统的建模以及控制器设计成为研究的热点问题。一般控制系统设计需能够精确的体现被控对象动力学模型。本节将根据压电陶瓷驱动微位移平台的特点,从系统电路特性、迟滞效应、压电效应 以及机械振动方面考

虑, 给出压电驱动微位移平台系统机电动力学模型。

通常系统建模的方法有基于物理特性建模和基于实验特性建模两种。基于物理特性建模需考虑每个单元和环节中的物理特性和机理, 从而建立系统静态特性方程。基于实验特性建模可以不考虑各单元的物理特性, 通过试验获得输入与输出之间的变化规律, 从而得到系统的数学模型。本节中结合两种方法, 通过分析系统的物理特性, 建立系统参数模型的结构表达式, 再通过试验方法确定系统模型参数。

本文中的压电陶瓷微定位平台主要的硬件物理层主要有由以下四个部分组成:

压电驱动放大器: 用来对激励压电陶瓷驱动器的驱动电压和驱动电荷进行放大, 电荷驱动可以有效削弱压电陶瓷驱动器的迟滞非线性特性, 但是其设计复杂, 在本文中采用的是电荷放大器。

压电陶瓷驱动器: 通过压电驱动放大器提供的电压, 利用逆压电效应并经过机电耦合从而产生作用力来驱动柔性铰链机构产生微位移。压电陶瓷驱动器具有分辨率高、响应速度快等优点, 但是压电陶瓷材料自身存在复杂的迟滞非线性特性, 从而对定位精度会产生影响。因此, 需要采用合适的控制方法来消除迟滞特性对定位系统的影响。

柔性铰链机构: 不同于传统的刚性传动机构, 柔性铰链机构自身具有弹性变形的特点, 可以利用其对形变的精确控制从而实现精密传动, 具有结构紧凑、分辨率高的特点。

高精度位移传感装置: 用于检测微位移定位平台的实时位移以产生控制系统所需的反馈电压信号, 从而实现纳米级精密定位和跟踪。

在压电陶瓷驱动微位移定位平台的动力学建模过程中需对压电驱动放大器、压电陶瓷驱动器以及柔性铰链机构三个部分的机电特性进行综合考虑。通过对平台的频响、电压驱动迟滞效应和非线性电路特性进行分析, 如图 4-8 可从电路特性和机械特向两个方面进行系统建模^[50-53]。

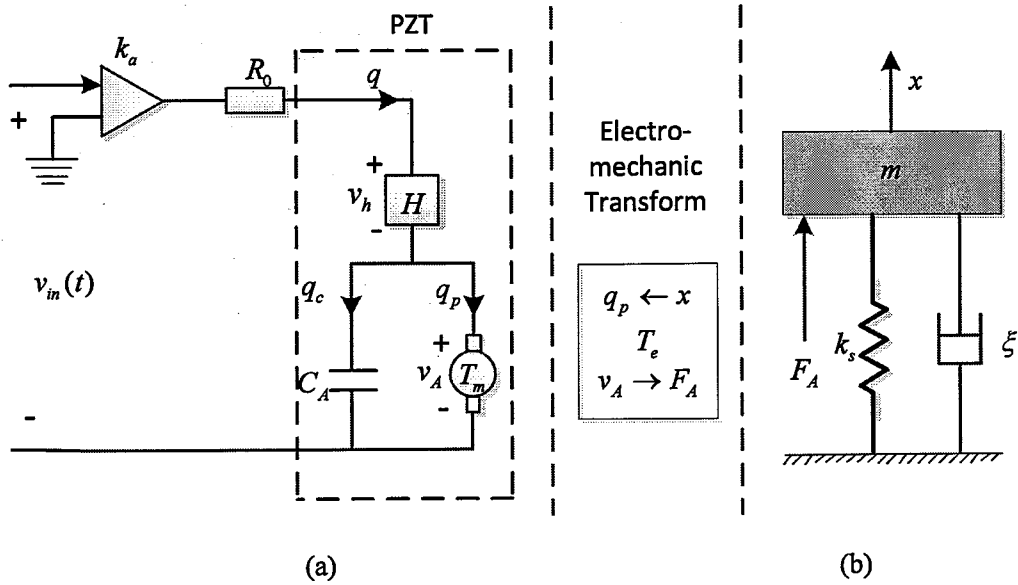


图 4-8 微位移系统模型

图为 4-8(a)系统的电路模型，主要包含压电陶瓷驱动器以及压电驱动放大器的等效电路。将压电驱动放大器等效为增益 k_a 和电阻 R_0 的串联电路；将压电陶瓷驱动器等效为含迟滞效应 $H(q)$ 以及电容 C_A 和机电转换器 T_m 的串并联电路。则可得到如下电路模型方程：

$$\begin{aligned}
 R_0 \dot{q}(t) + v_h(t) + v_A(t) &= k_a v_{in}(t) \\
 v_h(t) &= H(q) \\
 q(t) &= q_c(t) + q_p(t) \\
 v_A(t) &= q_c(t)/C_A \\
 q_p(t) &= T_m x(t)
 \end{aligned} \tag{4-18}$$

将上式进行整理可得：

$$R_0 C_A \dot{q}(t) + q(t) - T_m x(t) = C_A k_a [v_{in}(t) - \frac{1}{k_a} H(q)] \tag{4-19}$$

其中， v_h 表示迟滞效应生成电压， T_m 为机电转换器的转换率， C_A 为压电陶瓷驱动器的总电容， q 压电陶瓷驱动器的总电荷， $\dot{q}$ 为电路中电流， q_c 为电容 C_A 中存储的电荷， q_p 为压电效应产生的诱导电荷， v_A 为压电效应产生的电压， v_{in} 为输入电压， x 为微位移平台的位移量。

如图 4-8(b)为微位移系统的机电耦合模型，可将其等效为质量-阻尼-弹簧模型，由压电效应和牛顿定律可得到：

$$F_A = T_e v_A(t) \tag{4-20}$$

$$m \ddot{x}(t) + \xi \dot{x}(t) + k_s x(t) = F_A \tag{4-21}$$

其中, F_A 表示机电转换器的作用力, x 表示为微位移平台的位移量, m 为平台的等效质量, ξ 微动平台的阻尼, k_s 为平台的刚度。

将电路模型方程式进行推到可得:

$$v_A(t) = \frac{1}{C_A} q(t) - \frac{T_e}{C_A} x(t) \quad (4-22)$$

整理可得:

$$m\ddot{x}(t) + \xi\dot{x}(t) + \bar{k}_s x(t) = \frac{T_e}{C_A} q(t) \quad (4-23)$$

$$\bar{k}_s = k_s + \frac{T_e^2}{C_A} \quad (4-24)$$

对电学模型和机械模型进行综合, 可以将压电陶瓷微位移平台的动力学模型表示为如下:

$$R_0 C_A \dot{q}(t) + q(t) - T_m x(t) = C_A k_a [v_{in}(t) - \frac{1}{k_a} H(q)] \quad (4-25)$$

$$m\ddot{x}(t) + \xi\dot{x}(t) + \bar{k}_s x(t) = \frac{T_e}{C_A} q(t) \quad (4-26)$$

为方便系统模型进行辨识, 将中间变量引入上式, 则可得:

$$\begin{aligned} \ddot{x}(t) + a_0 \dot{x}(t) + a_1 x(t) + a_2 x(t) &= Kw(t) \\ w(t) &= P(v_{in}(t)) \end{aligned} \quad (4-27)$$

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{R_0 C_A} + \frac{\xi}{m} \\ a_1 = \frac{\xi}{m R_0 C_A} + \frac{\bar{k}_s}{m} \\ a_2 = \frac{k_s}{m R_0 C_A} \\ K = \frac{k_a T_e}{m R_0 C_A} \\ P(v_{in}(t)) = v_{in}(t) - \frac{1}{k_a} H(q) \end{cases} \quad (4-28)$$

如图 4-9 所示压电陶瓷微位移平台的动力学模型科表示为输入为迟滞非线性的三阶线性系统结构:

$$G(s) = \frac{X(s)}{W(s)} = \frac{K}{s^3 + a_0 s^2 + a_1 s + a_2} \quad (4-29)$$

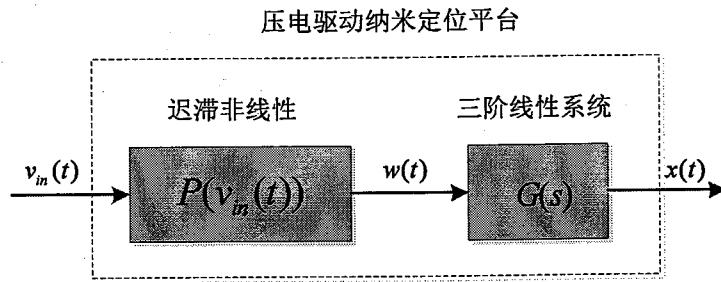


图 4-9 输入为迟滞非线性的三阶线性系统结构

利用阶跃信号激励压电陶瓷微位移平台，将输入量和输出量导入 MATLAB 中，通过阶跃响应的上升时间、稳定时间和超调量对模型进行辨识^[54]，可得到模型如下：

$$G(S) = \frac{1089000}{0.00295s^3 + 3.73s^2 + 7192s + 1670000} \quad (4-30)$$

图 4-10 为模型的频率响应和实验数据得到频率响应对比图，由图 4-10 可知，在系统固有频率范围内模型和实验结果比较吻合。

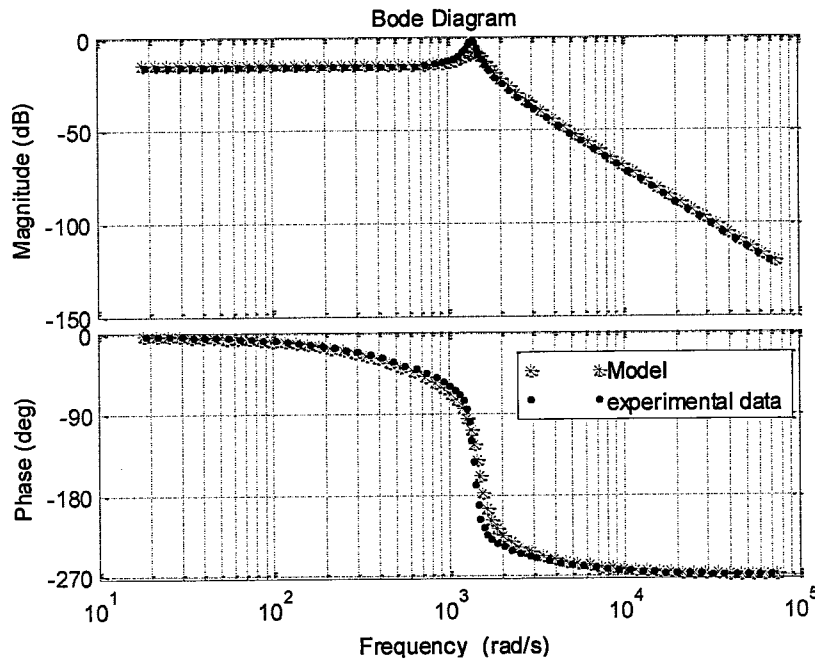


图 4-10 模型的频率响应和实验数据得到频率响应对比图

4.2.2 PID 控制原理及参数整定方法

PID 控制是一种最基本的控制方式，是利用计算机进行数字控制的基础。PID 控制过程是将系统产生的误差通过比例、积分以及微分运算并将结果进行线性处

理后产生控制量作用于被控系统，使被控系统按照预定要求工作。PID 控制目前是控制领域中应用最为广泛的一种控制策略，经过理论分析和大量的实践验证，这种控制方法在多回路控制系统中取得良好的控制效果。PID 控制算法在绝大多数的工程应用中都能够取得很好的控制效果，其控制系统框图如图 4-11 所示：

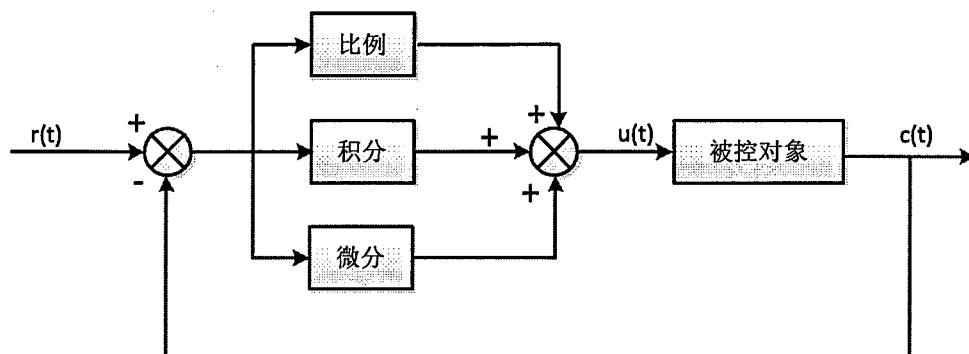


图 4-11 PID 控制原理图

PID 控制器是一种线性控制器，其原理是将系统的给定值 $r(t)$ 与实际输出值 $y(t)$ 相比较，并根据给定值与实际输出值构成控制偏差 $e(t) = r(t) - c(t)$ 。PID 控制是一种将系统产生的控制偏差进行比例、积分、微分调节的方法，其控制规律的连续形式为^[55]：

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (4-31)$$

在上式中， $e(t) = r(t) - c(t)$ 表示系统误差， K_p 、 T_i 、 T_d 分别表示比例系数、积分系数和微分系数。

随着计算机技术的不断发展，计算机控制系统被广泛用于各种控制场合。对于计算机控制系统，只有数字信号才能被辨识，计算机要想识别误差信号则应先将误差进行离散化，因此在计算机控制系统中。在计算机控制系统中，传统的模拟 PID 控制不再适用，其将被数字控制器取代传统的模拟，数字 PID 控制算法通常又分为位置式 PID 控制算法和增量式 PID 控制算法^[55]。

(1) 位置式 PID 控制算法

由于计算机控制系统需要通过采样时刻的偏差值来计算控制量，则积分项以及微分项不能直接使用，需先将其进行离散化处理。参照模拟 PID 控制算法的数学公式，以一系列的采样时刻点 KT 代表连续时间 t ，以和式近似代替积分，以一阶差分来近似代替微分，即

$$\begin{cases} t \approx kT & (k = 0, 1, 2, \dots) \\ \int_0^t e(t) \approx T \sum_{j=0}^k e(jT) = T \sum_{j=0}^k e(j) \\ \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} = \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \end{cases} \quad (4-32)$$

可得位置式 PID 控制的数学表达式如下：

$$u(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{j=0}^k e(j) + K_d [e(k) - e(k-1)] \quad (4-33)$$

式中： k —— 采样序列， $k = 0, 1, 2, \dots$ ；

$u(k)$ —— 第 k 次采样时刻的计算机输出值；

$e(k)$ —— 第 k 次采样时刻输入的偏差量；

$e(k-1)$ —— 第 $k-1$ 次采样时刻输入的偏差值；

K_i —— 积分系数；

K_d —— 微分系数；

对于位置式 PID 控制算法，采样周期 T 足够小才能使控制过程可以良好的逼近连续控制，从而提升系统的控制效果。位置式 PID 控制算法采用的是全量输出方式，因此每次输出量都与历史状态有关，计算时需对偏差量 $e(k)$ 进行累加，计算机控制器运算工作量比较大。另外，与计算机控制器的输出量 $u(k)$ 相对应的为执行器的实际位置，若控制器出现故障，则 $u(k)$ 值将随之发生变化，从而会导致执行器的位置产生变化。在生产实践中该情况是不允许的，可能会在有些情况下发生生产事故。为了避免此类情况的发生，则可使用增量式 PID 控制算法。

(2) 增量式 PID 控制算法

对于增量式 PID 控制器，其输出只是控制量增量 $\Delta u(k)$ 。计算机输出控制量 $\Delta u(k)$ 不再与执行器的实际位置一致，而是与当前位置增量相一致。要采用增量式 PID 控制算法对系统进行控制操作，则要求执行器能够对 $\Delta u(k)$ 进行累积。执行器可以通过软件或者硬件的方法来实现累积功能。

下式为增量式 PID 控制算法的递推公式：

$$u(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{j=0}^k e(j) + K_d [e(k) - e(k-1)] \quad (4-34)$$

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_d [e(k-1) - e(k-2)] \quad (4-35)$$

两式相减可得：

$$\begin{aligned}\Delta u(k) &= K_p[e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) + K_d[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \\ &= K_p \Delta e(k) + K_i e(k) + K_d[\Delta e(k) - \Delta e(k-1)]\end{aligned}\quad (4-36)$$

针对不同的控制系统，位置式 PID 控制算法和增量式 PID 控制算法适用的情况也不相同。在控制系统中，若控制量与历史各状态相对应时，一般情况下可使用位置式 PID 控制算法来提高系统的控制精度。若控制过程中需要的是控制量增量时（如步进电机的控制过程），采用增量式 PID 控制算法的控制精度比较高。在压电陶瓷驱动器控制过程中，其位移输出与历史位移状态有关，则在本文中采用的是位置式 PID 控制闭环算法。

对于 PID 控制，控制器的比例系数、积分系数和微分系数的整定是其核心问题。在 PID 控制中比例、积分、微分各校正环节的作用分别为：

引入比例环节的作用是为了成比例的反映系统的偏差信号，从而快速对系统产生控制作用，使其偏差信号朝着减小的方向变化。比例系数的大小决定着控制作用的强弱，比例系数越大，则调节的过程越短且结果的稳态误差也越小。但随着比例系数增大，超调量也会增大，更容易产生振荡，使得系统的动态性能变差，甚至会导致系统不稳定。因此，选择合适的比例系数可以减小调节时间，并取得稳态误差小且稳定的控制效果。

引入积分环节的作用是为了消除静差、提高控制精度。当系统处于稳态时，控制的输出量以及偏差量都维持在一个定值。从数学表达式可知对于积分环节，只要存在偏差，则 PID 控制器的输出就不断在积分的作用下累积用以消除偏差。积分作用存在滞后性，会使 PID 控制器的输出量长期处于饱和状态，则导致输出量一直处在输出上限，而不会随着偏差反向而立即做出相应的改变，从而产生饱和现象。因此，积分作用过强时会导致系统超调加大、动态性能变差，甚至会导致系统不稳定。积分时间 T_i 对积分作用有很大的影响， T_i 较大时，积分的作用比较弱，则利于减小系统超调且不易产生振荡。但需较长的时间消除静差。当 T_i 比较小时，积分作用比较强，有可能在系统调节的过程中产生振荡，但消除静差的时间比较短。

引入微分环节的作用是为了提高系统的稳定性以及动态响应速度。微分环节对偏差变化的趋势比较敏感，微分环节作用的增大可使系统的响应速度加快，超调量减小，并且可以克服系统振荡、提高的稳定性，但微分环节会降低系统抑制

干扰的能力。微分时间决定着微分环节作用的强弱。微分时间越长,则对变化的抑制作用越强,微分时间越短,其对 $e(t)$ 变化的抑制作用则越弱。

PID 控制器参数整定的优劣对控制质量有着直接的影响,另外对控制器鲁棒性也会产生影响。对于 PID 控制的参数整定有很多实用的方法,目前应用比较广泛的三种参数整定方法主要为:理论方法、智能方法以及试凑法^[56]。在本研究中采用的是试凑法对 PID 控制的三个参数进行整定。试凑法一般给系统输入阶跃信号,观察系统的阶跃响应曲线的变化规律并结合自身经验不断从而对 PID 控制的三个参数进行调整,使系统达到最佳的控制效果。采用试凑法对 PID 控制器参数进行整定的顺序是先比例,后积分,再微分:

首先将比例系数不断从小到大进行调整,观察系统响应曲线,当响应曲线的超调量为最小时且响应速度最快时,不再对其进行调整。如果系统静差的波动在其允许的范围之内并且达到预期的响应曲线效果,则该状态下只需调节并确定比例系数。

调整比例系数后,如果仍不能保证系统的稳态误差在预期范围之内,则需要调整积分环节的系数。调整积分系数时,首先赋一个较大的值给积分时间常数先赋予积分时间常数,将之前调整好的比例系数进行略微调整,在系统的动态性能维持良好的状态下,将积分时间常数不断减小,从而改善系统的稳态误差。观察系统的阶跃响应曲线,将比例系数和积分时间常数不断地进行修改,从而使系统控制效果满足预期的要求。

若将比例系数和积分时间常数调整后系统稳态误差仍未得以消除,但反复调整后系统动态性能不满足设计要求,则此时需要引入微分环节。整定时,不断调整比例系数和积分时间常数并且加大微分时间常数,不断进行试凑直至系统获得较好的控制效果满足预期的控制要求。

4.2.3 基于 preisach 模型前馈补偿的 PID 控制方法研究

利用开环控制,微位移工作台能实现对定位精度要求不高的精密定位需求。对于高精度的应用领域,特别是对任意序列位移的高精度定位,开环控制不能满足要求,此时需要采用闭环反馈控制,如图 4-12 为基于 Priesach 模型前馈的 PID 闭环控制框图。

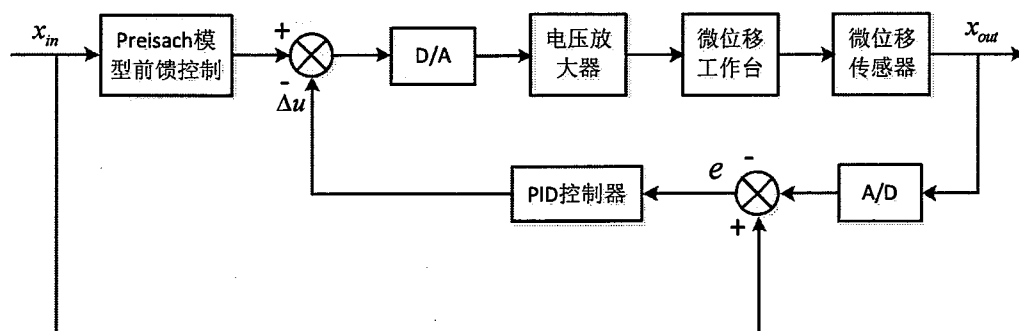


图 4-12 基于 Priesach 模型前馈的 PID 闭环控制框图

控制框图中为要求输出位移 x_{in} , 对应的电压信号 x_{out} 为微动台的输出位移, e 为要求输出位移对应的电压信号与实际输出位移对应的电压信号的差值。PID 控制器对偏差 e 进行比例、积分和微分运算后得到电压数值 u 送 D 从, 经数/模转换后产生一个低压控制信号驱动驱动电源, 使压电陶瓷微位移器产生变形; 电感测微仪测得的微动台输出的位移信号转化为与之对应的电压信号, 并输入 A/D 转换器; 计算机将测量所得的位移对应的电压值与要求输出位移对应的电压值进行比较, 如果其偏差值在允许的误差范围内则 PID 控制过程结束, 否则进行下一次 PID 控制, 直到满足制定的精度要求。图 4-13 为 PID 控制的程序流程图。

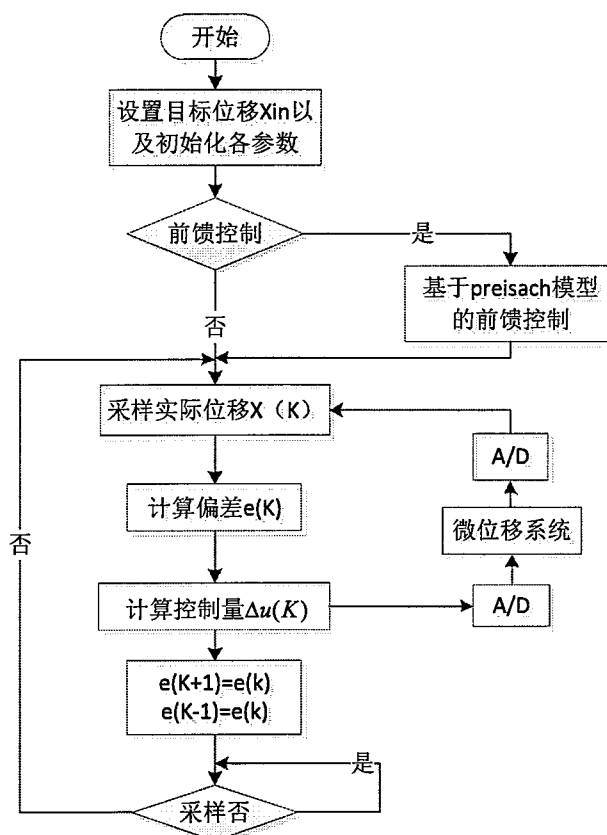


图 4-13 PID 控制的程序流程图

采用 matlab 中的 simulink 对微位移分别对微位移系统的线性系统结构模型开环和 PID 闭环控制进行仿真^[57], 分别得到如下图 4-14 和图 4-15 所示的开环和 PID 闭环控制进行仿真结果。

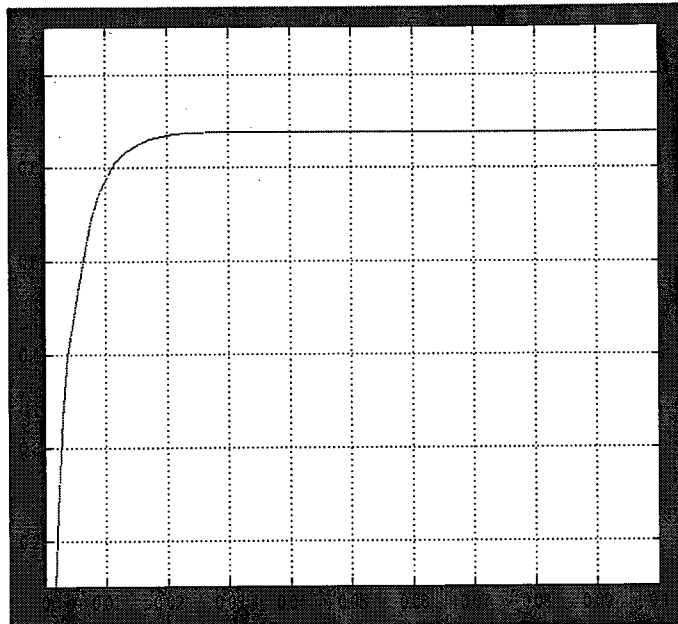


图 4-14 开环仿真结果

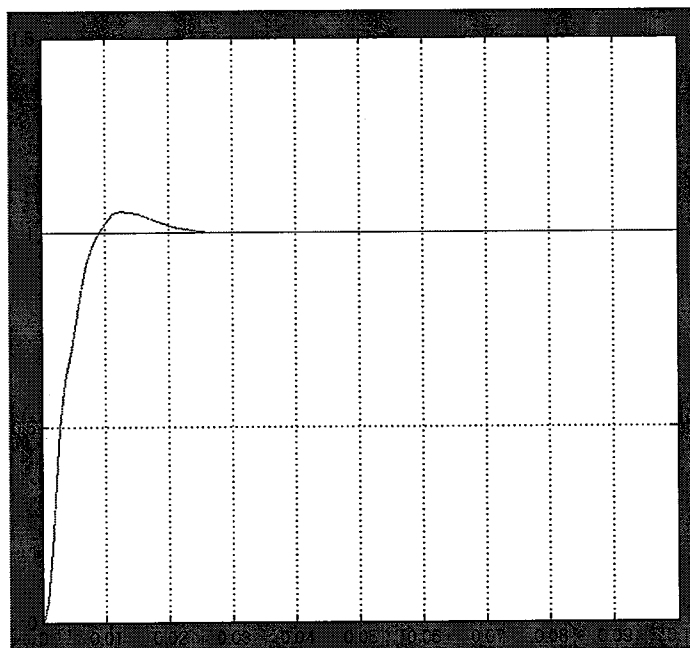


图 4-15 闭环仿真结果

系统的超调量小, 稳态误差控制效果理想, 仿真结果显示可以达到了较好的控制效果。

4.3 本章小结

本章针对压电陶瓷驱动器的迟滞非线性特性,分别采用多项式拟合方法和基于 preisach 模型的方法对压电陶瓷驱动器的迟滞非线性进行了建模,采用这两种模型进行开环定位控制。并对压电陶瓷微位移系统的线性部分进行建模,并结合压电陶瓷的非线性模型,提出了基于 preisach 前馈模型的 PID 闭环控制算法,用 MATLAB 对其进行了仿真。

第五章 压电陶瓷微位移定位系统实验及分析

5.1 压电陶瓷定位系统试验平台搭建

为了对压电陶瓷驱动器进行控制研究实验，本文中搭建了压电陶瓷驱动器控制系统试验平台（图5-1为试验平台的实物图）。实验平台总体结构图如图5-2所示，该试验平台主要由压电陶瓷驱动器，压电陶瓷驱动器控制电路和微位移传感器LVDT和计算机组成。实验原理是利用驱动控制电路产生驱动电压，驱动压电陶瓷驱动器进行定位运动，利用位移传感器来检测并输出其位移量，计算机可与驱动控制电路进行实时通信。



图 5-1 试验系统的实物图

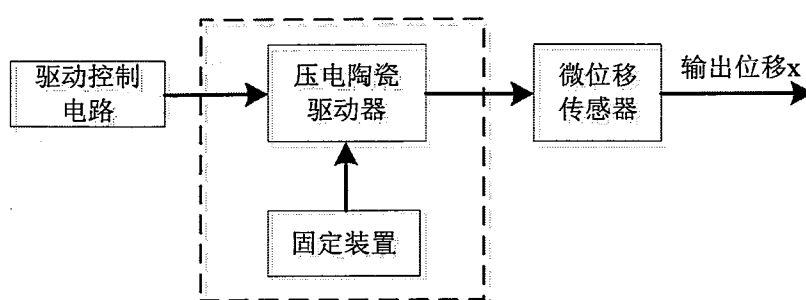


图 5-2 实验平台总体结构图

5.1.1 压电陶瓷驱动器

本文中采用的是PI公司的P-D07-09型压电陶瓷驱动器（图5-3为压电陶瓷封装的结构示意图）。该压电陶瓷封装加载了预紧力，能够承载一定范围的拉力，克服了叠堆压电陶瓷不能承载拉力的缺陷。压电陶瓷驱动器可在-30~130V驱动电压下使用，实现-6 μ m~+6 μ m的位移形变量。该压电陶瓷驱动器的线性度比较好、重复定位精度较高，技术参数如下表5-1所示，压电陶瓷驱动器的实物图如图5-4所示。

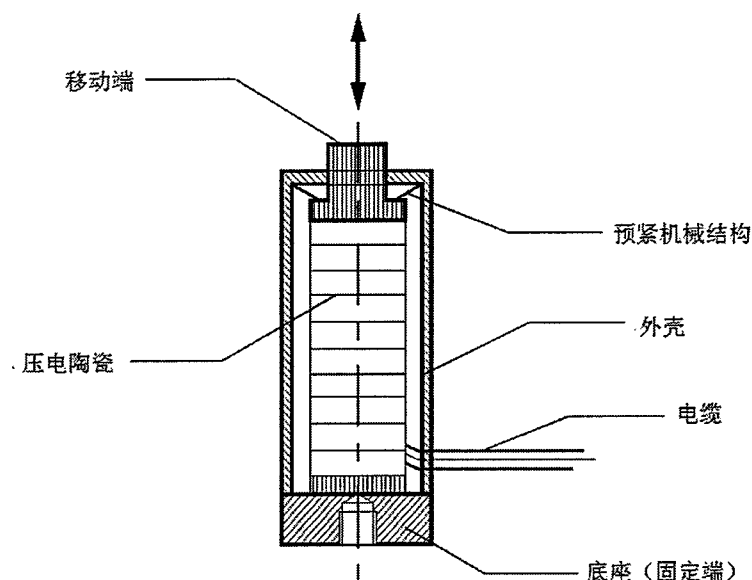


图 5-3 为压电陶瓷封装的结构示意图

表 5-1 压电陶瓷驱动器技术参数

型号	驱动电压 (DC: V)	最大位移 (μ m)	负载能力 (推力/拉力,N)	空载响应频率 (KHZ)
PD07.91	-30~120	12 μ m	3000/250	30

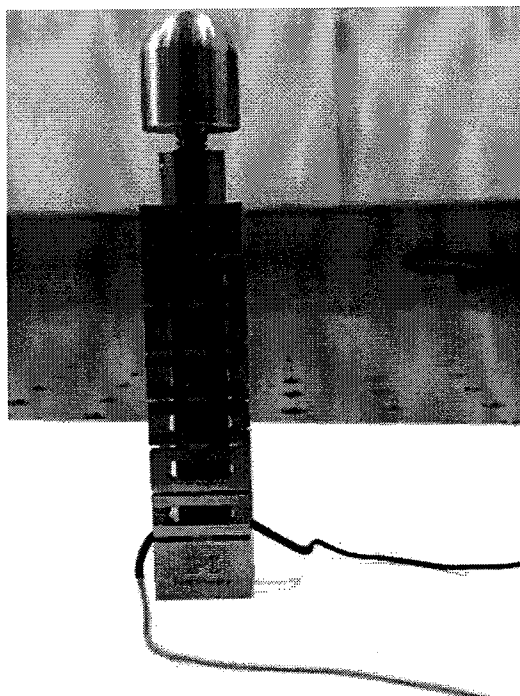


图 5-4 压电陶瓷封装的实物图

5.1.2 压电陶瓷驱动控制电路

本文中压电陶瓷控制系统主要是由 A/D 转换电路、运算处理电路和 D/A 转换电路三部分组成（如图 5-5 为控制电路实物图）。为了满足压电陶瓷微位移系统纳米级的定位精度，本文选用的是 18bit A/D 和 A/D 转换电路器。其中，A/D 转换电路选用的是 18bit 多路并行转换器 AD7608。核心处理器采用 Zynq-7020 主芯片，可以采集位移信号，控制和输出驱动电压，实现高速 PID 控制算法。D/A 转换电路采用芯片 AD5781，通过 SPI 口进行串行通信，可以同时输出多通道控制电压。

本文中控制电路的工作原理主要是利用 LVDT 传感器采集微位移信号并与目标位移作对比，将偏差量通过信号调理电路处理后，经过 18bit A/D 转换器 AD7608 转化为数字信号输入运算处理电路中，通过一定控制算法处理后计算出电压控制量输入 18bit 串行 D/A 转换器，将控制算法得到的数字电压控制量转化为 $-12\text{V}\sim 12\text{V}$ 的模拟电压量，在经过线性放大电路放大后可驱动压电陶瓷进行定位运动。压电陶瓷控制系统实现的功能及技术参数主要有：

1. 能够采集压陶瓷驱动器输出的位移信号；
2. 能够实现压电陶瓷微位移系统闭环补偿控制或开环控制，减小的迟滞、

蠕变、非线性的特性;

3. 可与计算机进行实时通信 (RS232), 可以接受反馈的位移信号并且输出控制信号;

4. 输出电压范围: $-12\text{V}\sim 12\text{V}$ 。

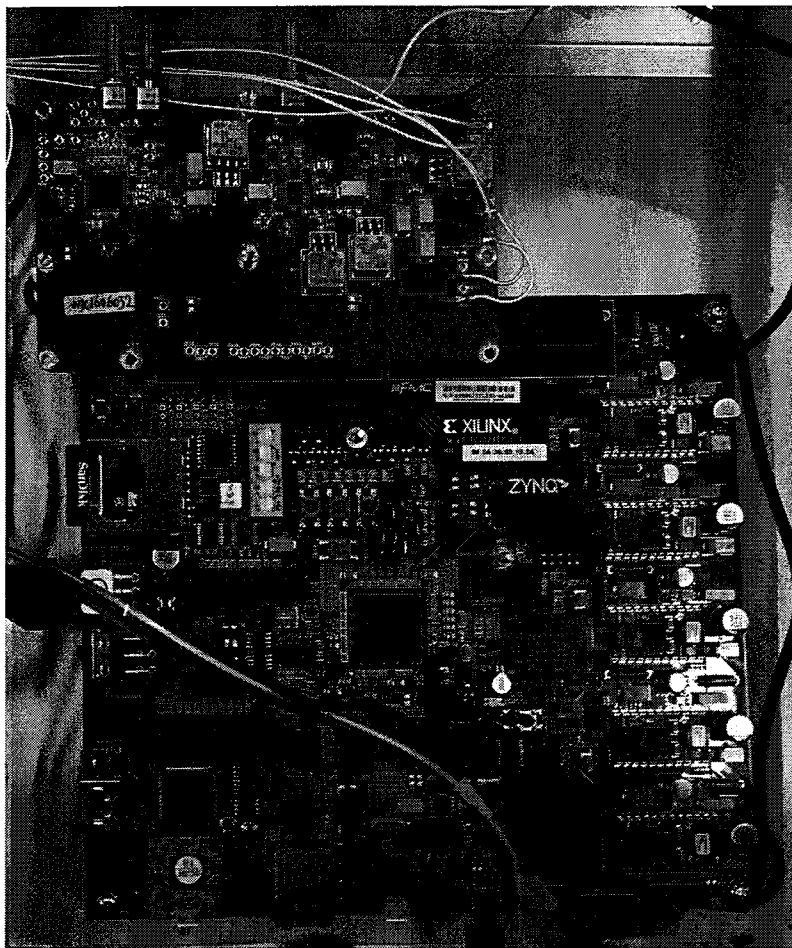


图 5-5 控制电路实物图

5.1.3 位移传感器

本文中位移传感器采用的是哈尔滨芯明天公司的 XSI-3000 系列测微仪 (如图 5-6 所示), 该测微仪的位移检测精度很高, 并且能够独立实现纳米级微位移检测。的 XSI-3000 系列测微仪是一种利用线性差动变压器构成的位移传感器, 此传感器由一组初级线圈, 两组次级线圈和一个磁芯构成。它的测量精度比较高并且稳定性好, 可以实现 A-F 六个档位功能, 可以根据实际位移的精度要求选择 A-F 六个不同的档位, 操作简便具有模拟信号输出, 可用于实时检测具有 RS232 通讯接口, 可向上位机传输数据回弹式 LVDT 测头, 主要优点是使用方便灵活,

适用于外部测量，其技术参数如表 5-2 所示。



图 5-6 XSI-3000 系列测微仪

表 5-2 XSI-3000 系列 LVDT 技术参数

型号	XSI-3000 系列 LVDT						单位
测量范围	-500~+500						um
档位	A 档	B 档	C 档	D 档	E 档	F 档	
选择	-10~+10	-20~+20	-50~+50	-100~+100	-200~+200	-500~+500	um
重复性	<0.04	<0.05	<0.07	<0.12	<0.13	<0.15	um
非线性	<0.1	<0.15	<0.2	<0.3	<0.4	<0.5	um
分辨率	0.005	0.007	0.010	0.013	0.015	0.020	um
模拟输出	-10~+10						V

5.2 压电陶瓷微位移定位系统特性试验

5.2.1 静态输出重复性试验

压电陶瓷驱动微位移工作台的测量范围取决于工作台本身的特性和驱动器的特性。如果压电陶瓷驱动器的输出重复性比较好，则其工作稳定性也会得到提高，在此通过实验研究压电陶瓷驱动器的输出重复特性。实验过程中将驱动电压以每次 1V 的固定电压变化量从-12V 增加到 12V，然后再以相同电压变化率从

12V 下降到-12V 重复进行 3 次。用 matlab 对表 5-3 中的数据进行拟合, 可得到如图 5-7 所示重复性曲线。

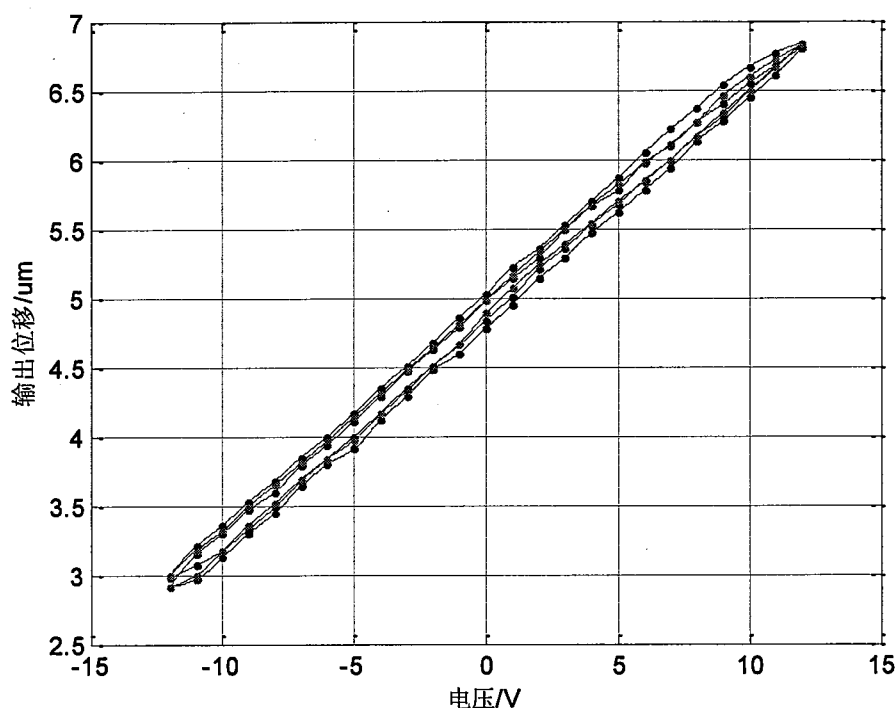


图 5-7 静态输出重复性试验结果

如图 5-7 所示重复性曲线可以看出, 3 条位移曲线基本重合在一起。图 5-6 表明 1V 在电压变化量的情况下, 压电陶瓷驱动器具有很好的位移输出重复性。但是由图可看出 3 条位移曲线都呈现出迟滞非线性特性, 其升压曲线和降压曲线都不重合, 通过计算可以得到最大的位移偏差为: $0.17\mu\text{m}$ 。

5.2.2 动态特性试验

动态特性试验可以反映微位移系统的响应速度, 微位移系统的响应速度主要受输入激励时间、压电陶瓷驱动器响应时间以及驱动器柔性铰链的机械系统的响应时间三部分影响。本文中的压电陶瓷驱动器理论上可以达到微秒级的响应速度, 由于受到电路功放和机械系统的影响, 在实际使用中压电陶瓷微位移系统难以达到微秒级的响应时间。实验时对压电陶瓷驱动的微位移工作台输入阶跃信号, 其响应曲线如图 5-8 所示。

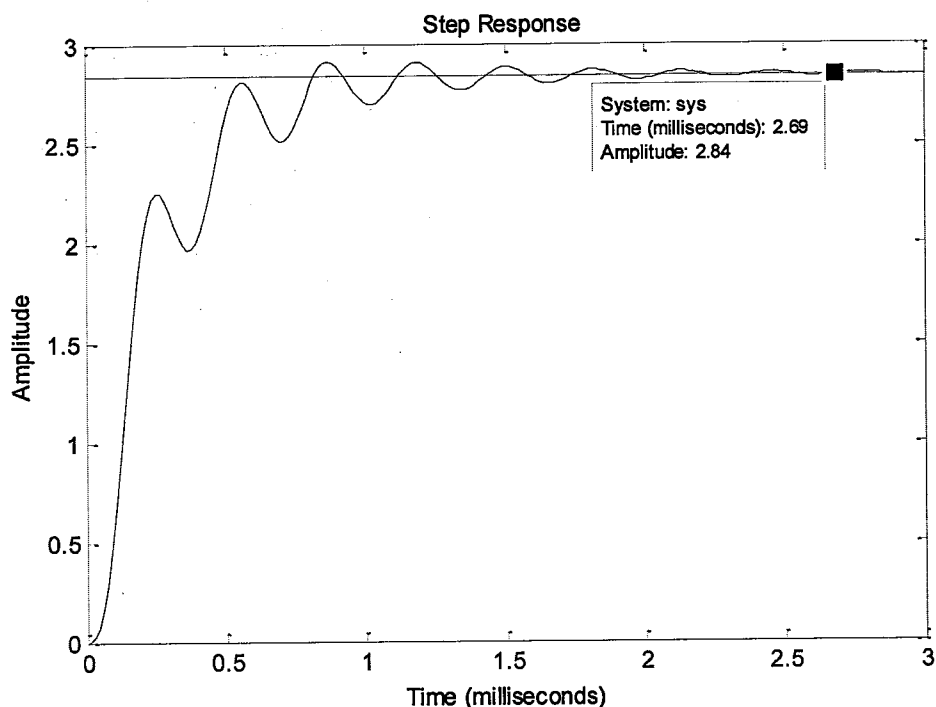


图 5-8 动态阶跃响应曲线

由图 5-7 可以看出该微位移系统响应速度为毫秒级, 在系统响应到达稳定状态前的阶段存在着一定程度的振荡, 结合微位移工作台系统分析引发振荡现象出现的因素, 主要为以下两个方面: 首先, 在文章的第四章中将压电陶瓷微位移系统的机电耦合模型等效为质量-阻尼--弹簧模型, 该模型是一个欠阻尼的二阶系统, 从而其阶跃响应会出现振荡。其次, 压电陶瓷驱动器是通过一定的预紧力将其与柔性铰链微位移平台进行连接的, 当对压电陶瓷驱动器施加一定电压值时, 压电陶瓷驱动器会对输入的电压进行快速的响应从而产生形变量其快速形变量对柔性铰链微位移平台有一个剧烈的冲击, 从而引起微位移系统产生一定程度振荡。

5.2.3 压电陶瓷驱动器迟滞非线性特性实验

给压电陶瓷驱动器施加不同大小的电压, 记录不同电压下驱动器的位移值。实验设置电压峰值分别为: 8V、10V、12V, 实验过程中电压每次从-12V 开始增加, 每次增加 1V, 在每次驱动电压变化 2S 后记录驱动器位移值, 继续增加电压直至电压值分别到达峰值 8V、10V、12V。到达各电压峰值后再以 1V 递减驱动电压, 直至电压值为-12V, 依次遍历所有峰值电压, 实验结果如图 5-9 所示。

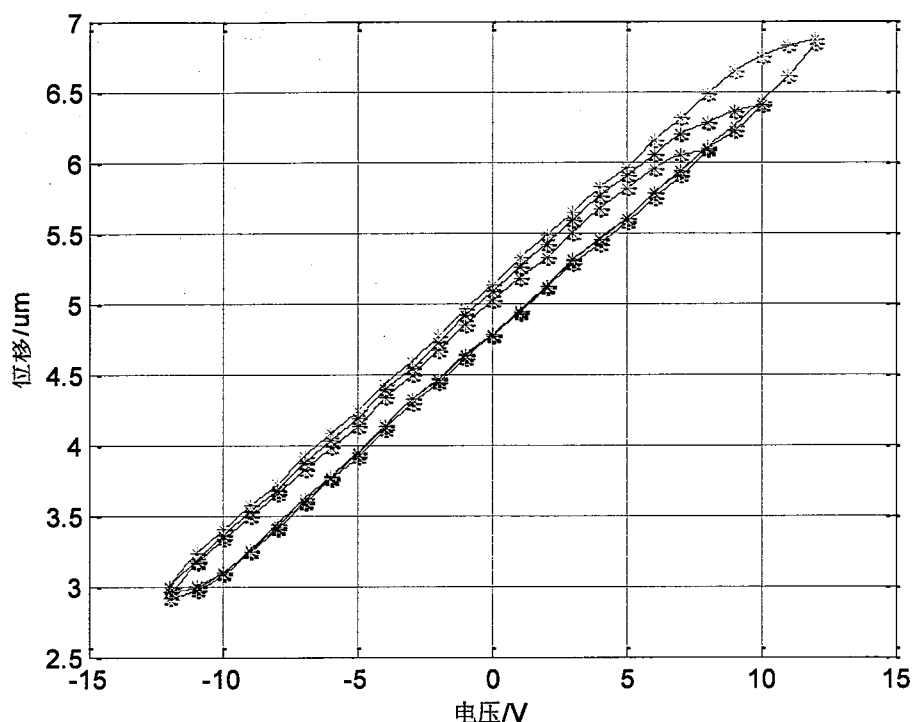


图 5-9 电压-位移特性曲线

表 5-3 电压-位移曲线的迟滞非线性

峰值电压 (V)	迟滞 (μm)	非线性		最大位移 (μm)
		上升	下降	
8	0.25	0.021	0.027	3.16
10	0.32	0.022	0.035	3.44
12	0.38	0.022	0.047	3.87

其中,大环是指压电陶瓷驱动器在电压到饱和电压之间升压及降压的位移闭合曲线,也叫主迟滞环曲线;小环是指在电压到某个小于饱和电压的电压值之间升压及降压的位移闭合曲线,也叫次环曲线。而表 5-3 中,迟滞性一系列的数值是通过计算相同驱动电压下,上升曲线与下降曲线对应位移之差中的最大值而得到的;而非线性一系列的数值是通过计算上升曲线和下降曲线与得到的最佳拟合曲线的均方根误差。

从图 5-9 中可以看出,压电陶瓷驱动器电压-位移曲线存在着迟滞非线性,升压曲线和降压曲线不重合。同时,在电压增加的过程中,大环曲线和小环曲线的在电压上升部分重合率比较高。几条电压-位移曲线都存在非线性,如图 5-9 所示三条升压曲线中的开始斜率是逐渐增大,而到了处时开始斜率又慢慢减小的;对于下降曲线,斜率则大多数是一直在增大的,而且下降曲线的非线性比较明显。

而从表格可以定量地看到,随着峰值电压的逐渐增大,最大输出位移以及迟滞性也会越来越大;而对于非线性,上升曲线的非线性变化不大,而下降曲线的非线性随着峰值电压的增大而明显增大,但增幅随着峰值电压的增大会逐渐变小。

5.2.4 简单开环控制定位实验

在开环定位控制实验中,将放大前的电压值($-12\text{V}\sim+12\text{V}$)分成 25 等份进行试验,测量每个等分点的电压值以及其对应的位移量,将试验得到的电压-位移值数据进行拟合,可以得到电压-位移曲线,并且求取电压-位移曲线的逆曲线。实验过程中将驱动电压以固定 1V 的电压变化量从 -12V 增加到 12V ,得到升压过程中电压-位移数据。然后再将电压以 1V 的固定电压变化量从 12V 下将到 -12V ,得到降压过程中电压-位移数据。将升压和降压过程实验数据整理可得到表 5-4。将实验数据进行拟合可以得到如图电压-位移拟合曲线,利用 MATLAB 求取 4-14 式拟合曲线的各参数值,并绘制电压-位移曲线的逆曲线。

将表中升压过程的实验数据进行拟合可以得到如图 5-10 所示电压-位移拟合曲线,利用 MATLAB 求取 4-14 式拟合曲线的各参数值,并绘制电压-位移曲线的逆曲线如图 5-11 所示。

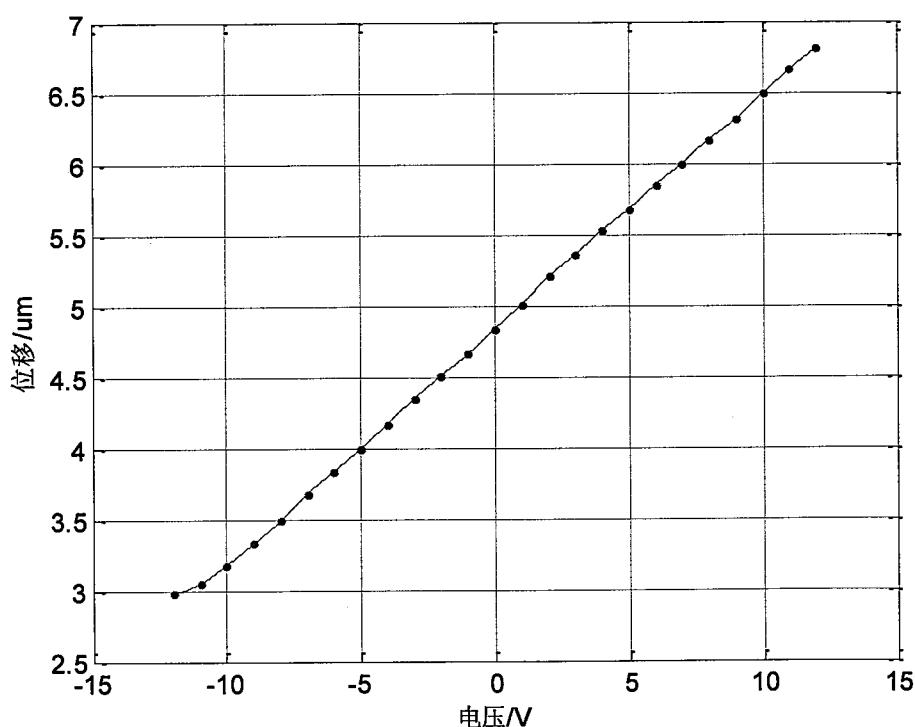


图 5-10 升压过程电压-位移拟合曲线

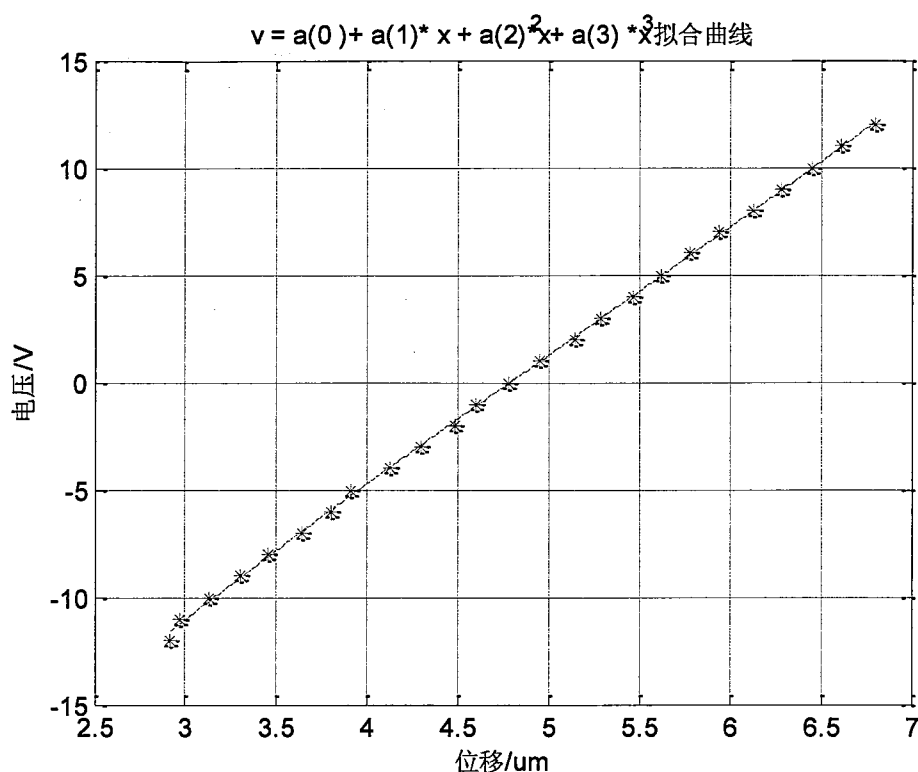


图 5-11 升压过程电压-位移曲线的逆曲线

用 MATLAB 可求得式 4-14 升压过程各参数 C_0 、 C_1 、 C_2 、 C_3 分别为: -35.6610、10.4322、-0.9656、0.0678, 将各参数代入公式 4-16 可得补偿函数:

$$f(u) = 10.4322 - 0.965u + 0.0678u^2$$

利用补偿函数进行开环实验来减小迟滞非线性, 得到升压过程的开环定位曲线如图 5-12 所示, 其定位误差曲线如图 5-13 所示。由图 5-13 可知, 在升压过程中采用三阶多项式拟合的定位误差范围为: -0.07-0.1 μ m。

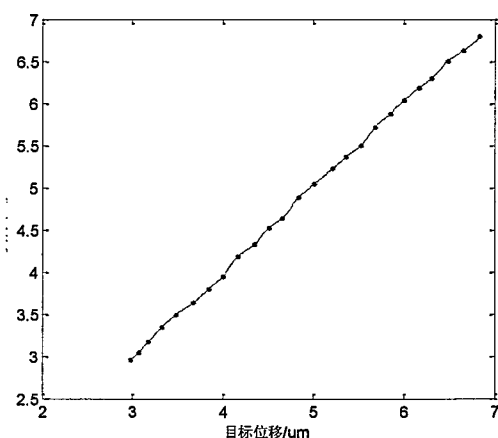


图 5-12 升压过程开环定位曲线

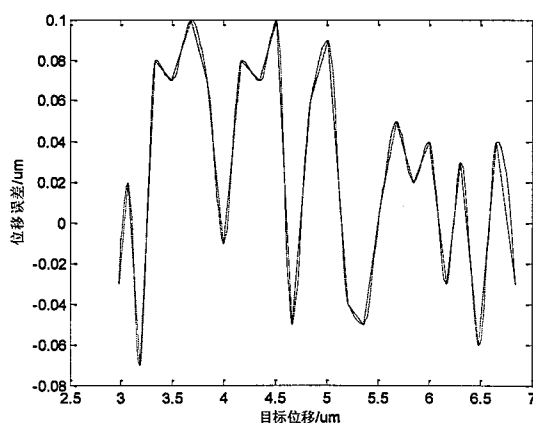


图 5-13 升压过程定位误差曲线

将表 5-4 中降压过程的实验数据进行拟合可以得到如图 5-14 所示电压-位移

拟合曲线, 利用 MATLAB 求取 4-14 式拟合曲线的各参数值, 并绘制电压-位移曲线的逆曲线如图 5-15 所示。

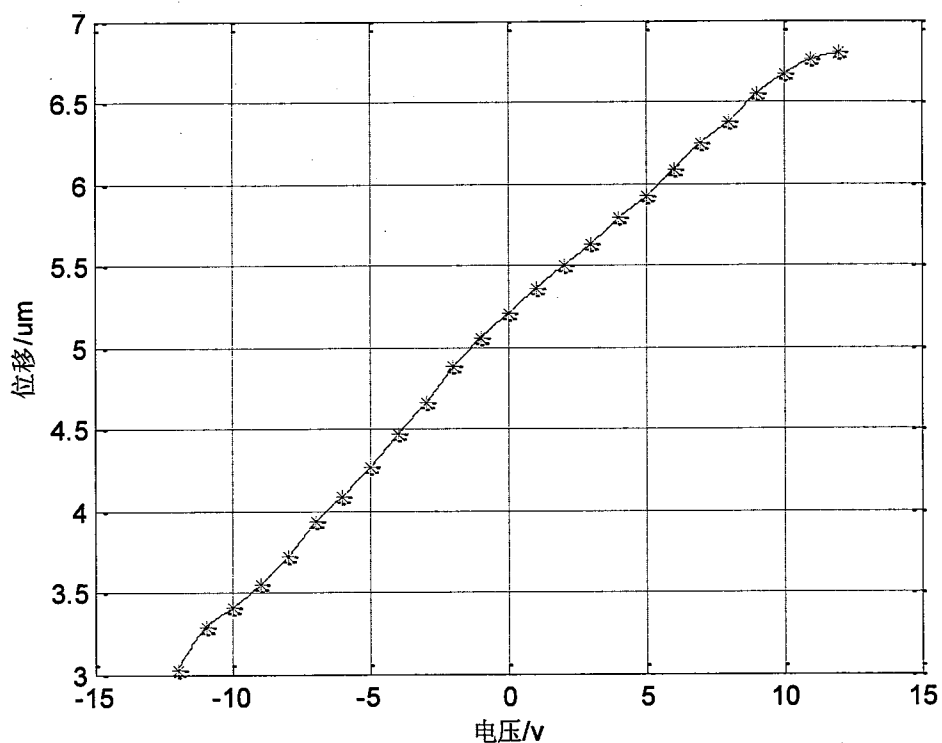


图 5-14 降压过程电压-位移曲线

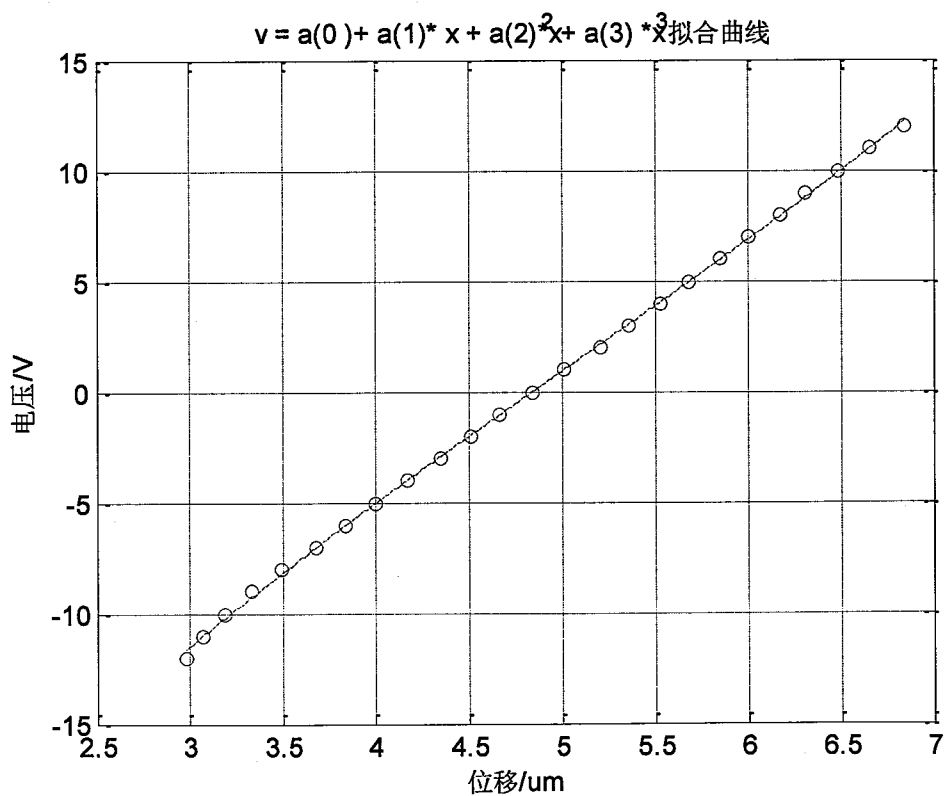


图 5-15 降压过程电压-位移曲线的逆曲线

利用 MATLAB 可求得式 4-14 降压过程各参数 C_0' 、 C_1' 、 C_2' 、 C_3' 分别为：
-38.5539、11.9214、-1.2006、0.0793，将各参数代入公式 4-16 中可得补偿函数：

$$f(u) = 11.9214 - 1.2006u + 0.0793u^2$$

利用补偿函数进行开环实验来减小迟滞非线性，得到降压过程开环定位曲线以及其定位误差曲线分别如图 5-16、5-17 所示。由图 5-17 可知，在降压过程中采用三阶多项式拟合的定位误差范围为：-0.1~0.11 μm 。

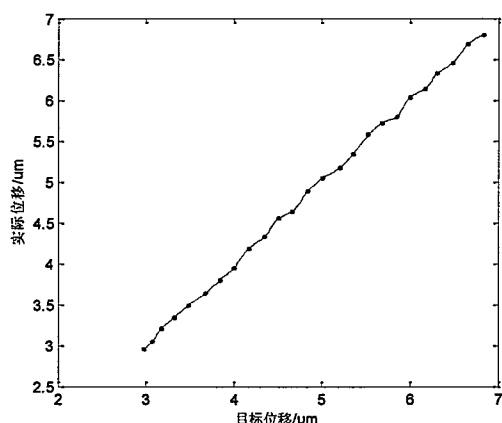


图 5-16 降压过程开环定位曲线

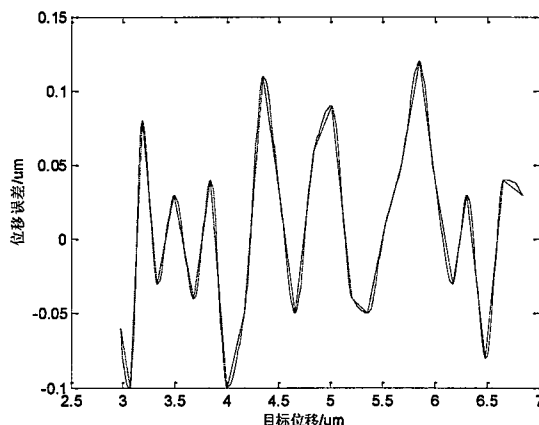


图 5-17 降压过程定位误差曲线

利用多项式拟合开环定位控制时，需要每次将电压值回到初始电压值才能继续下次的定位控制，不能在任意电压值下进行定位控制。如果每次将电压值不回到初始值的话，定位精度会明显下降，不能够满足实际的定位精度需求。

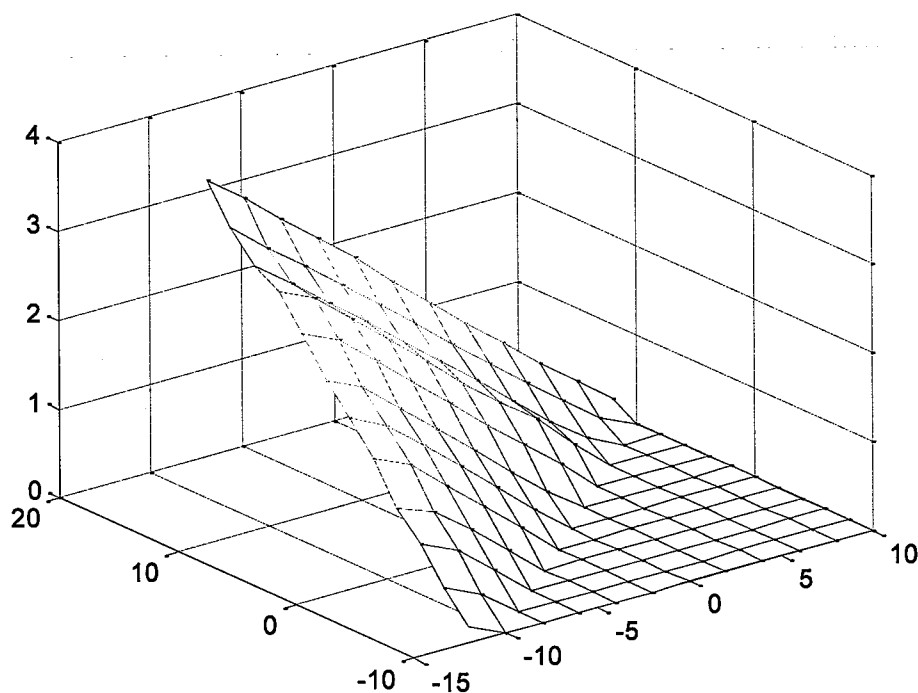
5.2.5 基于 preisach 模型前馈开环定位控制

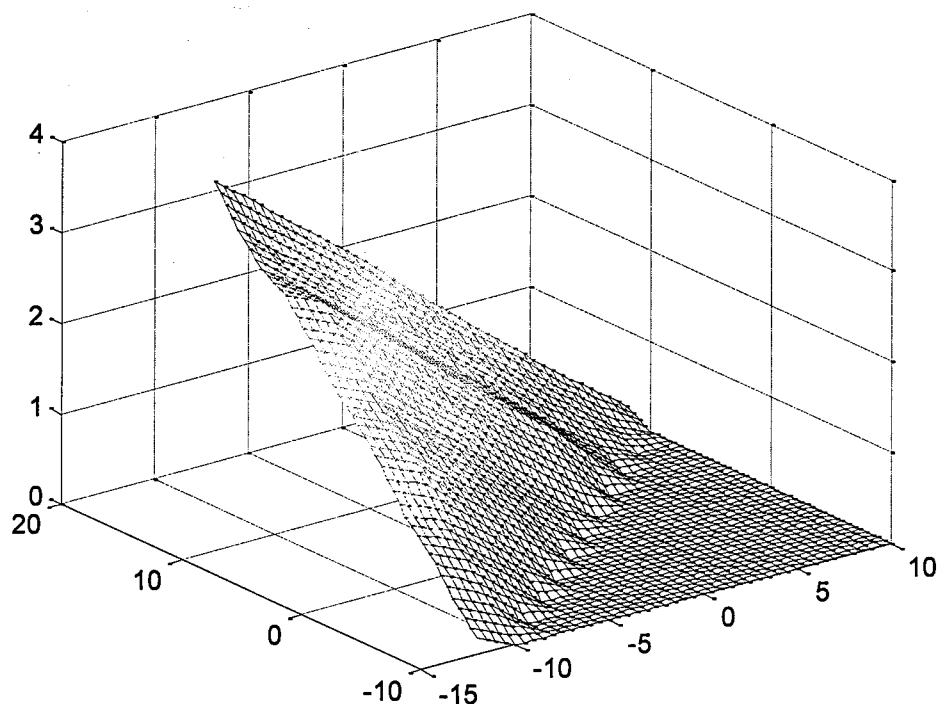
针对本文压电陶瓷驱动器建立 Preisach 模型，如果电压值划分过细，则数据量会大大增加。结合实际情况，本次试验中把-12V-12V 划分成 13 个等分进行测试，电压从-12V 逐步增加到每一个等分点电压，再将低电压，降压时需要遍历每个等分点的电压。例如压电陶瓷驱动器的驱动电压从-12V 增加到-10V 记录此时的输出位移，然后再将低电压到-12V，记录输出位移值，根据式 4-7 计算出的权重函数 $X(-10,-12)$ 的值；再将电压增加到-8V，记录此时输出位移值，在将电压降低到-10V，并记录输出位移值，根据式 4-7 算出的权重函数 $X(-8,-10)$ 的值，再将电压降低到-12V，记录输出位移值，算出的权重函数 $X(-8,-12)$ 的值，以此类推，直到 12V。按照此种方法进行升压和降压记录位移值，根据实验测得的数据计算得到如下表 5-4 所示的每个等分点对应的 Perisach 值，建立 Perisach 值表。

表 5-4 Preisach 函数 $X(\alpha, \beta)$ 值表

$\alpha(V)$	$\beta(V)$												
	-12	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10	
12	3.89	3.57	3.23	2.90	2.56	2.18	1.82	1.48	1.14	0.79	0.48	0.17	
10	3.48	3.13	2.82	2.49	2.15	1.82	1.48	1.14	0.81	0.49	0.18		
8	3.17	2.85	2.52	2.20	1.86	1.53	1.19	0.84	0.50	0.20			
6	2.99	2.80	2.46	2.11	1.76	1.39	1.06	0.76	0.35				
4	2.64	2.45	2.11	1.76	1.41	1.04	0.71	0.38					
2	2.23	2.04	1.70	1.35	1.00	0.63	0.30						
0	1.93	1.74	1.40	1.05	0.70	0.33							
-2	1.60	1.41	1.07	0.72	0.37								
-4	1.16	1.01	0.70	0.35									
-6	0.88	0.69	0.35										
-8	0.51	0.31											
-10	0.18												

表 5-5 为 Preisach 函数 $X(\alpha, \beta)$ 值，利用 matlab 建立 Preisach 函数 $X(\alpha, \beta)$ 值模型如下图 5-18 所示。表 5-5 中电压的间隔值为 2V，将电压间隔值设置为 0.5V，利用双线性插值对 Preisach 函数 $X(\alpha, \beta)$ 值进行插值建模可得到如图 5-19 所示模型。

图 5-18 Preisach 函数 $X(\alpha, \beta)$ 值模型

图 5-19 双线性插值计算 Preisach 函数 $X(\alpha, \beta)$ 值模型

利用 Preisach 模型在等分点进行开环定位实验, 可得到如下表 5-5 所示实验结果。根据双线性插值得到的插值后的 Preisach 函数 $X(\alpha, \beta)$ 值, 利用 Preisach 模型在电压不在等分点时进行开环定位实验, 可得到如下表 5-6 所示实验结果。

表 5-5 利用 Preisach 模型在等分点的开环定位结果

实验序列	1	2	3	4	5	6
控制电压/V	10	-8	6	-6	2	0
理论位移/ μm	3.48	0.66	3.12	1.10	2.36	2.06
实测位移/ μm	3.47	0.68	3.14	1.08	2.80	2.02
位移误差/ μm	-0.01	0.02	0.02	-0.02	0.02	-0.04

表 5-6 利用插值后的 Preisach 模型在非等分点的开环定位结果

实验序列	1	2	3	4	5	6
控制电压/V	11	-9	5	-5	3	0
理论位移/ μm	3.68	0.40	2.85	1.09	2.47	1.865
实测位移/ μm	3.63	0.36	2.91	1.06	2.42	1.93
位移误差/ μm	-0.05	-0.04	0.06	-0.03	0.05	0.065

由表 5-5 可知, 利用 Preisach 模型的开环定位在等分点的定位误差范围为: $-0.04 \sim 0.02 \mu\text{m}$, 其定位误差小于采用三阶多项式拟合的定位误差。由表 5-6 利用插值后的 Preisach 模型在非等分点的开环定位结果可知定位误差范围为: $-0.05 \sim 0.065 \mu\text{m}$ 。相对于在等分点电压值, 不在等分点的电压值采用 Preisach 模型的开环定位时会产生比较大的误差, 则需要选用合适的拟合的方法, 才能在保证不增大计算量的同时提高定位精度。

5.3 本章小结

本章搭建压电陶瓷微位移实验平台, 对实验平台中各组成部分进行了简单介绍。利用实验平台分别对压电陶瓷驱动微位移系统的静态重复特性和动态特性进行了试验, 采用多项式拟合开环控制定位方法和基于 preisach 模型前馈开环定位方法分别进行了开环定位实验, 通过实验可知基于 preisach 模型前馈开环定位方法得定位误差明显小于采用多项式拟合开环控制定位方法。

第六章 总结与展望

6.1 论文总结

本文首先阐述本文中压电陶瓷驱动器的应用背景,并对压电变形镜进行了简单介绍。随后对压电陶瓷驱动器的驱动电源以及控制方法的发展现状进行了详细介绍。文中设计了一个精密微位移定位系统,定位系统主要由压电陶瓷驱动器及微位移检测机构 LVDT、驱动控制系统。并且针对压电陶瓷驱动器存在的蠕变、迟滞、非线性特性进行建模,并根据实际定位要求,提出了基于 preisach 模型前馈 PID 闭环控制算法。本文中主要完成的工作包括:

1. 完成了压电陶瓷驱动控制硬件电路的设计,可以驱动压电陶瓷进行定位运动,并可以采集位移信号,实现压电驱动微位移系统的开环和闭环控制。
2. 分别采用多项式拟合方法和基于 preisach 模型的方法对压电陶瓷驱动器的迟滞非线性进行了建模,并采用这两种模型进行开环定位实验,得到两种方法的定位精度。
3. 对压电陶瓷微位移系统的线性部分进行了建模,并结合压电陶瓷的非线性模型,提出了基于 preisach 前馈模型的 PID 闭环控制算法,用 MATLAB 对其进行了仿真。
4. 搭建了压电陶瓷驱动系统实验平台,分别对压电陶瓷的迟滞特性,静态重复性,以及动态性能进行了试验。

6.2 下一步工作

由于个人能力、时间有限以及实验硬件条件的限制等问题,对于已经完成的工作,还存在着很多不完善的地方,有待下一步的改进。下面具体介绍:

1. 本研究中的运算处理电路采用的是 Zynq-7020 开发板,开发板的体积比较大,在下一步的时候可以直接将处理芯片以及其所需的一些外围电路集成到 A/D 和 D/A 转换电路板上,这样即可以节约成本,又可以减小电路板的体积。
2. 本文中使用的 PI 公司的 P-D07-09 型压电陶瓷驱动器的驱动电压范围为

-30V~130V。由于时间限制，硬件电路中线性电压放大电路模块没有完成。实验时只利用控制电路模块输出的 -12V~12V 电压对压电陶瓷驱动器进行了试验。后续需要制作线性电压放大电路将-12V~12V 电压放大为压电陶瓷驱动器的驱动所需的电压范围-30V~130V。

3. 由于时间有限，本设计中只是对采用多项式拟合开环控制定位和基于 preisach 模型前馈开环定位进行了实验，而的基于 preisach 前馈模型的 PID 闭环控制算法仅做了一个仿真工作，并没有在硬件电路上实现。