

分类号: TP237

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330122



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题目 基于 DSP 的主动磁补偿系统
设计方法研究

论 文 作 者 张宏伟

指 导 教 师 倪天明、杨康

学 科 (专 业) 电子信息

研 究 方 向 检测技术与自动化装置

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号：TP237

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2210330122

题 目 基于 DSP 的主动磁补偿系统设计方法研究

题 目 Research on design method of active magnetic
compensation system based on DSP

学生姓名： 张宏伟

指导教师： 倪天明、杨康

专 业： 电子信息

研究方向： 检测技术与自动化装置

论文答辩日期： 2024 年 5 月 22 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：张宏伟

日期：2024 年 5 月 29 日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 ____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：张宏伟 指导教师签名：陈明 杨军

日期：2024 年 5 月 29 日

日期：2024 年 5 月 29 日

基于 DSP 的主动磁补偿系统设计方法研究

摘 要

弱磁探测在生物医学、地质研究、材料科学以及军事等领域都有着广泛的应用。在弱磁探测的过程中需要使用高灵敏度磁传感器，其中原子磁强计拥有目前最高的磁场灵敏度，利用其进行弱磁探测已经成为新兴的研究方向。但原子磁强计需要在近零场环境中才能正常工作，一般通过被动磁屏蔽方法或主动磁补偿方法来抑制环境磁场，以达到近零场环境。而被动磁屏蔽装置具有体积大和造价昂贵的缺点，主动磁补偿方法也需要对补偿线圈和外围电路进行复杂的设计。为了解决这些问题，本文以主动磁补偿技术为研究对象，在被动磁屏蔽的基础上结合数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)进行补偿系统设计，并基于目标场法设计圆柱型线圈以生成均匀的补偿磁场，分别使用比例-积分-微分(Proportional-Integral-Differential, PID)控制算法和线性自抗扰控制(Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC)算法对磁补偿量进行控制，以使系统获得最优补偿性能。论文的主要工作如下：

(1) 提出了一种基于 DSP 的主动磁补偿方案，该方案将信号采集功能和算法补偿功能集成在 DSP 中，使得补偿系统在体积小和造价低的同时还能将环境磁场抑制到零附近，从而为原子磁强计提供正常的工作环境。

(2) 研制了主动磁补偿系统的软硬件部分，其中硬件部分主要包括数字信号处理模块的电路设计以及基于目标场法的圆柱型线圈设计，同时该部分采用高磁导率磁屏蔽筒对环境磁场进行初步抑制；软件部分主要包括数字信号处理模块的软件初始化和采样配置以及补偿算法的程序设计，同时该部分采用数字低通滤波器对高频信号进行

滤波处理。

(3) 搭建了主动磁补偿实验平台,使用磁强计在线圈均匀区对 X、Y、Z 轴的剩余磁场分量进行多点测量,并分别采用 PID 算法和 LADRC 算法对补偿电流进行控制,从而将环境磁场的直流分量和磁场波动分别抑制到 0 pT 和 4 pT,并在 1~50 Hz 的低频范围内将噪声抑制比提高了 6.5 倍以上。

关键词：主动磁补偿，零磁场环境，自抗扰控制，DSP，补偿线圈

RESEARCH ON DESIGN METHOD OF ACTIVE MAGNETIC COMPENSATION SYSTEM BASED ON DSP

ABSTRACT

Weak magnetic field detection is widely used in biomedicine, geological research, materials science, military and other fields. High-sensitivity magnetic sensors are required in the process of weak magnetic field detection. Among them, the atomic magnetometer has the highest magnetic field sensitivity at present. Using it for weak magnetic field detection has become an emerging research direction. However, atomic magnetometers need to operate normally in a near-zero field environment. Generally, passive magnetic shielding methods or active magnetic compensation methods are used to suppress the ambient magnetic field to achieve a near-zero field environment. The passive magnetic shielding device has the disadvantages of being large and expensive, and the active magnetic compensation method also requires complex design of the compensation coil and peripheral circuits. In order to solve these problems, this paper takes active magnetic compensation technology as the research object, combines Digital Signal Processor (DSP) to design the compensation system based on passive magnetic shielding, and designs cylindrical coils based on the target field method to generate a uniform compensation magnetic field, respectively using the Proportional-Integral-Differential (PID) control algorithm and the Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC) algorithm to control the magnetic compensation amount so that the system can obtain optimal compensation performance. The main work of the paper is as follows:

(1) An active magnetic compensation scheme based on DSP is proposed. This scheme integrates the signal acquisition function and algorithm compensation function in the DSP, so that the compensation system can suppress the ambient magnetic field to near zero while being small in size and low in cost, thereby providing a normal working environment for the atomic magnetometer.

(2) The software and hardware parts of the active magnetic compensation system are developed. The hardware part mainly includes the circuit design of the digital signal processing module and the design of the cylindrical coil based on the target field method. At the same time, this part uses a high-magnetic permeability magnetic shielding cylinder to initially suppress the environmental magnetic field. The software part mainly includes the software initialization and sampling configuration of the digital signal processing module and the programming of the compensation algorithm. At the same time, this part uses a digital low-pass filter to filter high-frequency signals.

(3) An active magnetic compensation experimental platform is built. A magnetometer is used to measure the residual magnetic field components of the X, Y, and Z axes at multiple points in the uniform area of the coil. The PID algorithm and LADRC algorithm are used to control the compensation current, thereby controlling the environmental magnetic field. The DC component and magnetic field fluctuations are suppressed to 0 pT and 4 pT respectively, and the noise suppression ratio is increased by more than 6.5 times in the low frequency range of 1~50 Hz.

KEYWORDS: Active magnetic compensation, Zero magnetic field environment, ADRC, DSP, Compensation coil

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 课题研究的现状及意义	3
1.2.1 被动磁屏蔽方法	3
1.2.2 主动磁补偿方法	4
1.3 论文结构安排	5
第二章 主动磁补偿理论与方法	7
2.1 主动磁补偿理论	7
2.2 基于 PID 控制的磁补偿方法	8
2.2.1 PID 控制器	8
2.2.2 数字 PID 控制算法	9
2.3 基于自抗扰控制的磁补偿方法	10
2.3.1 ADRC 基本原理	10
2.3.2 跟踪微分器	11
2.3.3 扩张状态观测器	12
2.3.4 非线性状态误差反馈	13
2.3.5 线性 ADRC 控制算法	15
2.4 本章小结	16
第三章 主动磁补偿系统的硬件设计	17
3.1 主动磁补偿系统设计方案	17
3.2 补偿线圈的设计与制作	19
3.2.1 磁场的基础理论	19
3.2.2 目标场法	20
3.2.3 圆柱型线圈的磁场建模	21
3.2.4 圆柱型线圈的磁场仿真	24
3.2.5 圆柱型线圈的制作	25
3.3 测磁模块的设计	27
3.3.1 磁强计测量原理	27
3.3.2 磁屏蔽筒	28
3.3.3 支撑框架	29
3.4 信号处理模块的设计	30
3.4.1 DSP 最小系统	31
3.4.2 电源转换电路	32
3.4.3 ADC 模块	33
3.4.4 偏置电路	33
3.5 本章小节	34
第四章 主动磁补偿系统的软件设计	35
4.1 软件设计总体方案	35
4.2 系统初始化	36

4.3 磁场电压采样	36
4.4 数字低通滤波器	38
4.5 补偿算法程序设计	40
4.5.1 增量式 PID 算法实现	40
4.5.2 LADRC 算法实现	42
4.6 本章小结	43
第五章 实验测量与分析	45
5.1 主动磁补偿系统搭建	45
5.2 环境磁噪声抑制实验	46
5.2.1 单轴磁补偿实验	46
5.2.2 三轴磁补偿实验	52
5.3 本章小结	55
第六章 总结与展望	56
6.1 总结	56
6.2 展望	56
参考文献	58
攻读硕士学位期间完成的学术成果	62
致 谢	63

第一章 绪论

1.1 研究背景

磁场探测是人类认识世界的基础方式之一,也是许多科学研究和工程实践里常用的测量手段。人们在古代就开始利用磁石的特性制作指南针用于导航,在 17 世纪后期已经有科学家开始进行电磁感应原理的研究。随着相关理论的发展和科学技术的进步,新的磁场探测形式伴随着新的物理现象不断被挖掘,每一类新技术的发展,都使得测量仪器的性能和精度得到巨大提升。

在地质研究中,岩石里的微弱磁场变化常常和地壳运动以及地质演变息息相关,这些弱磁信息揭示着地球磁场的演化过程^[1,2];在材料科学中,磁导材料内部结构的改变会引起微弱的磁性变化,根据该磁性变化就可以对材料内部的受损情况进行鉴别^[3,4];在军事领域,地面磁场巡航和反潜行技术都离不开高精度的弱磁探测,不仅如此,弱磁探测也普遍应用在卫星技术和导弹的精准定位中^[5-7];在生物医疗领域,心磁图和脑磁图在心脏和脑部相关疾病的诊断中具有不可替代的作用,胎儿的心磁信号是目前临床医学上唯一可供诊断胎儿心律失常的信息,其信号带宽位于 0-100 Hz 且强度仅在 1 pT(10^{-12} Tesla)左右^[8-11]。由此可见,弱磁探测对于许多学科和工程领域来说都是极为重要的,它不仅关系到理论物理学的研究,也对技术应用和日常生活有着广泛的影响,但是弱磁探测对探测器的灵敏度以及测量环境有着严格的要求。

目前弱磁探测采用的仪器包括磁通门传感器、光泵磁强计、超导量子干涉仪(Superconducting Quantum Interference Device, SQUID)和原子磁强计等^[12]。磁通门传感器利用磁通门效应来控制开关状态,在成本低廉的同时还能保证快速响应和低功耗,磁场测量范围可达亚 nT 量级,能满足弱磁的探测的基本需求^[13]。光泵磁强计的工作原理基于原子光学和磁共振效应,通过测量原子在外部磁场作用下的光学行为来确定磁场的强度,其具有高灵敏度、高分辨率和非接触测量等优点,测量灵敏度可达 pT 量级^[14]。超导量子干涉磁力仪使用超导材料制成,以保证其在低温环境下具有零电阻和完全磁通量排斥的性质,通过检测超导电流的变

化来间接测量外部磁场的强度，灵敏度可达到 $\text{fT/Hz}^{1/2}$ 量级^[15]。而当前测量灵敏度最高的仪器则是原子自旋超高灵敏磁场测量装置，其中基于无自旋交换弛豫 (Spin-Exchange Relaxation-Free, SERF) 原理的原子磁强计可以实现对磁场的精准测量，理论上的测量灵敏度高达 $\text{aT/Hz}^{1/2}$ 量级^[16,17]。

但原子磁强计在弱磁探测的过程中会一直受到地球磁场的干扰，地球磁场的典型强度为 $30\sim 50\ \mu\text{T}(10^{-6}\ \text{Tesla})$ ，而弱磁信号往往是纳特、皮特和飞特量级，两者相差 3~9 个数量级左右，可见这种磁场干扰是强烈且难以避免的^[18]。在实际应用中，这些磁场干扰会导致原子磁强计的传感器无法正常校准，甚至失效。为了保证原子磁强计的正常工作，往往需要将测磁装置放置在近零场环境中，而近零场环境的构建就是将环境磁噪声抑制到零附近，所以有效的环境磁场抑制方法在弱磁探测中是必不可少的。如何抑制环境磁场以保证纳特、皮特甚至飞特量级磁信号被正常读取，如何提供近零场环境以保证高灵敏度原子磁强计的正常工作，这些都是弱磁探测中需要解决的关键问题。磁场抑制方法根据其原理的不同，通常可分为两类：被动磁屏蔽和主动磁补偿。

常见的被动磁屏蔽方法一般是指静磁屏蔽和涡流屏蔽。静磁屏蔽的原理是利用高磁导率材料构成磁路，使干扰磁场从屏蔽体内部通过，从而避免干扰磁场对屏蔽体内部产生影响^[19,20]。涡流屏蔽的原理是利用电磁场在经过导体时会出现能量损耗，从而使干扰磁场的强度降低^[21]。总的来说，被动磁屏蔽的关键在于选择高磁导率材料进行合理的屏蔽体设计，高磁导率材料可以为屏蔽体提供较高的磁导率，是实现磁屏蔽的基础。而屏蔽体的设计则需要考虑被屏蔽的磁源状态、位置分布以及屏蔽体的形状尺寸等因素，以实现最佳的屏蔽效果^[22,23]。

主动磁补偿技术主要是利用补偿线圈来实现反馈控制，控制量由补偿算法计算生成，被控对象为磁补偿线圈^[24,25]。在补偿过程中，环境磁噪声往往由多个分量组成，主动磁补偿可以通过补偿算法驱动线圈生成与磁噪声分量大小相同、方向相反的补偿磁场，以此实现环境磁场的抑制^[26]。其中线圈具有性能稳定、使用灵活和成本较低的优点，补偿算法也可以根据系统特性去作选择。只要保证补偿过程中信号采样的精度和速率满足条件，该方法能对环境磁场产生有效的抑制。

1.2 课题研究的现状及意义

1.2.1 被动磁屏蔽方法

1970 年,德国的 VAC 公司根据二次圆柱的屏蔽系数和立方体弹道学测量的消磁系数来估计大型磁屏蔽室的屏蔽系数,并以此方法构建了首个磁屏蔽装置^[27]。1980 年,首个三层磁屏蔽装置在芬兰建立,其通过三个镍铁合金外壳实现铁磁屏蔽,并通过六层铝材实现涡流屏蔽^[28]。德国 PTB 研究所在 2000 年建立一种屏蔽层数更多的零磁装置,如图 1-1 所示,整个装置有 7 个镍铁合金磁性层和一个由 10 毫米铝组成的高导电性涡流层,该装置的屏蔽效果在当时处于世界领先地位^[29]。2014 年,德国慕尼黑工业大学研制了一种多功能、可移动的磁屏蔽^[30,31]。如图 1-2 所示,该磁屏蔽室分为内外两种结构,外部结构在没有任何主动补偿的情况下,可以将装置内部 1 m^3 区域的磁场抑制到 $500\sim 900\text{ pT}$,内部结构由三层坡莫合金组成,其环境在 MHz 频率下阻尼系数大于 10^6 。



图 1-1 德国 PTB 的零磁装置

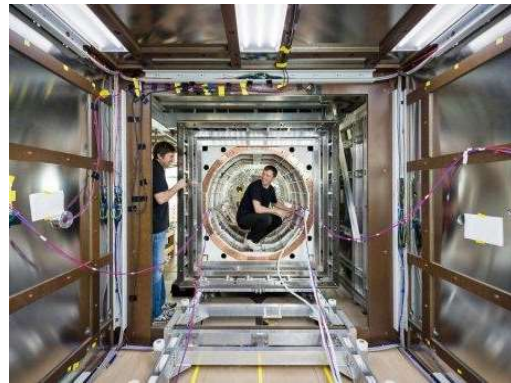


图 1-2 德国慕尼黑工业大学的零磁装置

零磁装置的研究在 90 年代左右也开始在亚洲兴起。1997 年,韩国标准计量与科学研究院在钛酸锶双晶衬底上用单层钇钡铜氧薄膜直接耦合直流 SQUID,形成了双通道磁强计,并为该磁强计设计了一种磁屏蔽室,磁屏蔽室内部的磁场屏蔽系数为 1000^[32]。为了研发超导量子干涉仪,日本超导实验室研制了一种球形磁屏蔽室,如图 1-3 所示,该屏蔽室在 1 Hz 频率下测得的磁屏蔽系数为 420000^[33,34]。为了保证核磁共振研究的顺利进行,中国计量科学研究所建立了我国最早的近零场磁屏蔽装置,并通过测量蒸馏水的质子磁旋比来建立磁感应强度基准^[35]。2008 年,中国船舶重工集团公司第 710 研究所设计了一种利用无矩磁线圈的磁屏蔽装置,如图 1-4 所示,并解决了磁屏蔽筒内磁场线圈与屏蔽层间相

互干扰的问题^[36,37]。

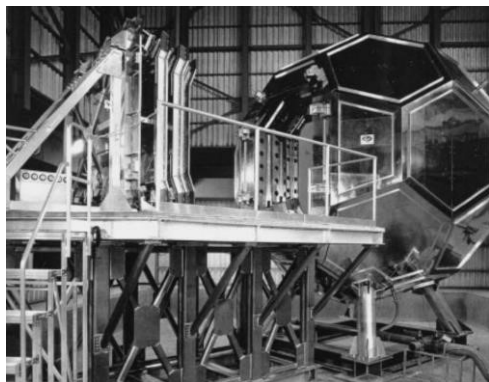


图 1-3 日本超导实验室的零磁装置



图 1-4 中船重工的零磁装置

尽管被动磁屏蔽装置能提供基础的磁场测量环境,但其却有着不可忽视的缺点。这些装置的体积和重量往往都很大,在设计复杂的同时还需要进行繁杂的施工,总体制造成本高且工程量大,对空间环境也有着一定的要求,也正是这些缺点限制了被动磁屏蔽方法的应用。

1.2.2 主动磁补偿方法

目前,在国际上很多国家已开展了对主动磁补偿系统的研究。2004 年美国普林斯顿大学 Seltzer 等人基于磁场调制原理研制了一种主动磁补偿系统,如图 1-5 所示,该系统在没有磁屏蔽的实验室环境下,实现了环境中准静态磁场的补偿^[38]。2008 年意大利锡耶纳大学 Bevilacqua 等人研制了一种基于锁相环集成电路的主动磁补偿系统,该系统显著提高了对超低磁场中水质子的自由感应衰减信号的检测能力^[39,40]。2018 年英国伦敦大学学院 D.Cameron 等人利用基于比例-积分-微分(Proportional-Integral-Differential, PID)算法的主动磁补偿系统,实现了环境中工频磁场衰减 1 个数量级,其系统实物如图 1-6 所示^[41-43]。

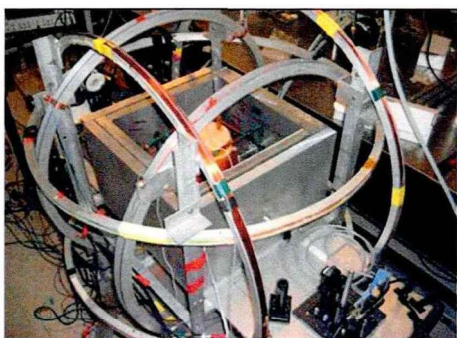


图 1-5 普林斯顿大学的主动磁补偿系统

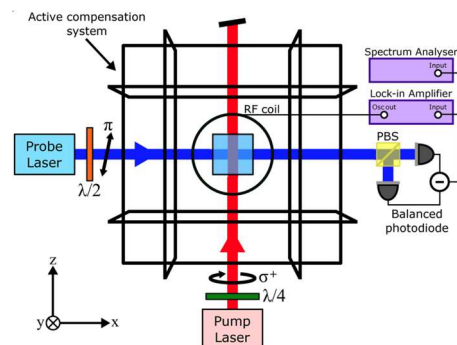


图 1-6 伦敦大学学院的主动磁补偿系统

我国在主动磁补偿系统上的研究主要是从近十年开始的。2012 年北京航空航天大学房建成等人设计了一种三轴磁场补偿系统,如图 1-7 所示,该系统基于光泵浦原理并通过原子自旋响应来实现磁补偿^[44]。2014 年中国科学院电工研究所的杨文晖发明了一种磁场补偿方法,该方法基于磁场的线性漂移特性,通过系统采集成像体的自由感应衰减信号,并设定补偿线圈的电流变化率和方向,以实时补偿主磁场的漂移^[45]。2016 年北京大学的黎文浩等人利用原子磁强计和 PID 算法构建了主动磁补偿系统,该系统对环境磁噪声进行了有效补偿^[46]。2017 年东南大学的陆林等人研制了一种基于芯片级 SERF 原子磁强计的主动磁补偿系统,该系统对环境磁噪声进行调制从而达到磁补偿的目的^[47]。2019 年西南石油大学的郭智勇等人基于三轴补偿线圈发明了一种双向补偿式磁场测量装置,该装置能保证磁强计在环境磁场中进行稳定的测量并对磁噪声进行补偿^[48]。

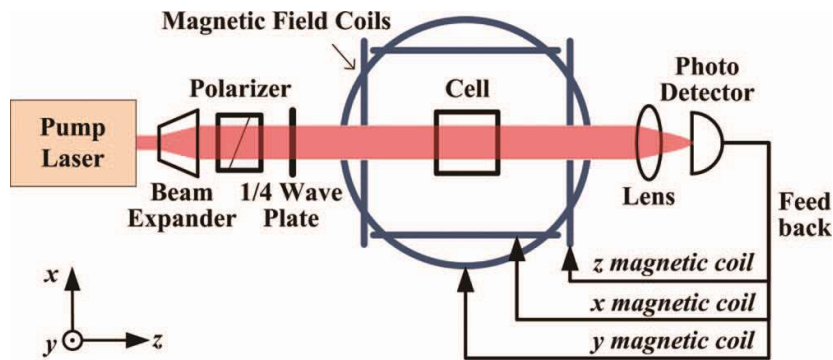


图 1-7 北京航空航天大学的主动磁补偿系统

可以看出,主动磁补偿方法可以对环境磁场起到良好的抑制作用,但其精密的线圈绕组和众多外围电路也使得该方法的设计过程非常复杂。所以,为了保证系统补偿精度的同时控制系统的构建成本,将主动磁补偿和被动磁屏蔽相结合就成了一个相对折中的办法。

1.3 论文结构安排

本文研制了一种基于数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)的主动磁补偿系统,用来改进传统磁补偿系统体积大、成本高以及操作复杂的缺点。该系统采用磁屏蔽筒来对环境磁场进行初步抑制,通过主动磁补偿算法来计算补偿电流值,并在圆柱型线圈中生成补偿磁场,而 DSP 则作为采样和计算单元进一步简化主动磁补偿系统。在分析自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control,

ADRC)、PID 控制原理和调参规律的基础上,对圆柱型补偿线圈所产生的磁场特性进行了数学建模,并根据磁强计特性实现了对 X, Y, Z 三轴方向上磁噪声的实时补偿,从而达到零场环境。最后,在时域和频域上对测量结果进行分析,从而确定主动磁补偿系统的补偿效果与磁场波动性。本文的章节安排如下:

第一章为绪论,介绍了磁场抑制的研究背景和目前环境磁噪声的主要抑制方法,对被动磁屏蔽和主动磁补偿的原理进行了简要阐述,并介绍了目前国内外的研究现状。

第二章为理论方法介绍,首先对主动磁补偿的基本原理进行阐述,再详细介绍磁补偿算法的基本原理,包括 PID 算法和自抗扰控制算法,并将算法进一步拓展至增量式 PID 和线性自抗扰控制。

第三章为系统硬件部分的研制,首先给出了主动磁补偿系统的整体设计方案,接着对系统硬件平台进行详细阐述,包括数字信号处理模块的电路设计、圆柱型线圈的制作流程和测磁单元的测量环境构建。

第四章为系统软件平台的搭建,首先建立了系统软件平台的整体框架,在此基础上进行软件系统初始化和采样配置,接着仿真并构建数字低通滤波器(Low Pass Filter, LPF),最后完成补偿算法的程序设计。

第五章为实验测量与结果分析,首先搭建主动磁补偿实验平台,其次在线圈均匀区内使用磁强计进行多点测量,采用 PID 控制和线性自抗扰控制对主动磁补偿系统进行调节,完成补偿实验并分析测量结果。

第六章为总结与展望,主要是对全文的研究工作进行总结,并在此基础上展望进一步的工作。

第二章 主动磁补偿理论与方法

由于环境磁场是时刻变化的,因此必须动态改变补偿电流以保证剩余磁场持续地接近于零。在主动磁补偿系统中,主动磁补偿算法是根据磁场变化量获得磁场补偿量的关键,其算法性能直接决定了整个磁补偿的最终效果。

2.1 主动磁补偿理论

主动磁补偿旨在通过主动控制系统来减小或消除磁场干扰的不稳定性和不均匀性,系统首先使用磁场传感器(例如磁强计)来获取环境中的磁场信息,包括磁场的强度和方向,通过将传感器的测量结果与期望的磁场值进行比较,就可以确定环境中磁场的偏差或不均匀性。在主动磁补偿中,通常使用电流驱动的线圈来生产可控制的磁场,其补偿过程利用了线圈磁效应原理,即在线圈中通入补偿电流,线圈的周围会产生补偿磁场 B_i ,从而对外界干扰磁场 B_0 进行抑制,基本原理如图 2-1 所示^[49-51]。

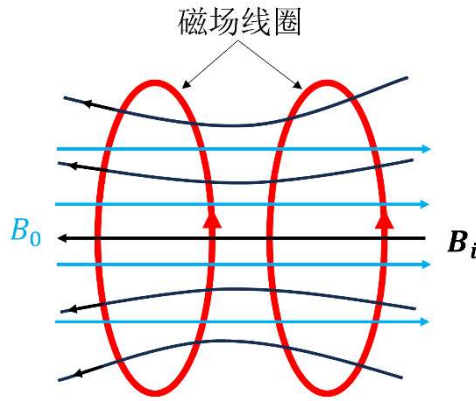


图 2-1 线圈主动补偿基本原理

线圈会放置在需要补偿的区域附近,控制系统根据传感器的反馈信息来调整线圈中的电流,以生成与磁噪声大小相同、方向相反的磁场,从而最小化或抵消实际磁噪声的影响。环境中的剩余磁场 B 与补偿磁场 B_i 以及外界干扰磁场 B_0 的关系如下式:

$$B = B_0 - B_i = B_0 - \begin{bmatrix} B_{ix} \\ B_{iy} \\ B_{iz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{0x} \\ B_{0y} \\ B_{0z} \end{bmatrix} - \alpha \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其中： α 为补偿线圈的系数， I 为补偿电流值， B_{ix} 、 B_{iy} 、 B_{iz} 分别为补偿线圈在 X、Y、Z 三个轴上产生的补偿磁场， B_{0x} 、 B_{0y} 、 B_{0z} 分别是干扰磁场在 X、Y、Z 三个轴上产生的磁场分量， I_x 、 I_y 、 I_z 分别为 X、Y、Z 三个轴的补偿电流。在线圈中通入不同大小的电流，再对线圈产生的磁场进行测量，即可获得线圈系数。在本系统中，X、Y、Z 三个轴的补偿线圈系数分别为 10 pT/uA、10 pT/uA 和 21.5 pT/uA，确定好线圈系数之后，X、Y、Z 轴的线圈就可以根据补偿电流来生成对应的补偿磁场 B_{ix} 、 B_{iy} 、 B_{iz} 。

2.2 基于 PID 控制的磁补偿方法

2.2.1 PID 控制器

PID 控制算法作为经典的控制策略，具有简单的结构、高度的鲁棒性以及良好的适应性，其在众多行业的设计、开发和生产阶段都发挥着不可或缺的作用。在理论仿真和实践中，只需调整几个关键的控制参数，就能优化 PID 控制器的性能，提高其控制效果^[52]。此外，PID 算法的灵活性也使得它能够与多种算法结合，形成新的控制策略以适应更加复杂的控制需求。尽管 PID 控制算法在结构上较为简单，但在控制应用中使用 PID 算法仍然是一种高效的手段。

PID 控制的本质在于通过对系统误差的线性整合，实现对目标对象的反馈调节。具体而言，PID 控制主要由比例(P)、积分(I)和微分(D)三个核心环节组成，它们分别对应着 PID 控制器中的三项关键参数。PID 控制原理框图如图 2-2 中所示，控制器的输入信号由实际输出信号 $y(t)$ 与期望信号 $r(t)$ 的差值决定，即误差信号 $e(t)$ ，再通过三个核心环节对误差信号进行综合运算得到控制信号，而控制信号则通过执行器影响被控制对象，以此来消除误差并稳定系统^[53]。

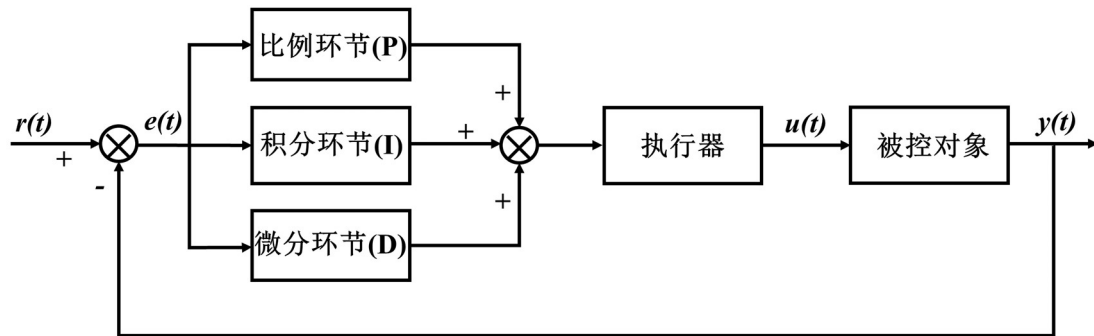


图 2-2 PID 控制原理框图

PID 控制的时域微分方程为:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{d[e(t)]}{dt} \right] \quad (2-2)$$

PID 控制传递函数(频域)为:

$$G(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S \right] \quad (2-3)$$

以下对 PID 控制器各环节的作用进行分析。

(1) 比例环节

比例环节仅对被控对象的即时误差进行调整,它无法确保被控状态精确达到目标值,只能使其在目标值周围波动。尽管比例控制不能完美校正误差至目标值,但其响应速度极快,能够迅速减小系统的误差。

(2) 积分环节

积分环节主要针对被控对象的累积误差进行调节,并生成一个相对稳定的控制信号,目的是防止被控对象脱离既定目标。通过处理历史误差,积分环节可以减少系统的静态误差从而提高系统的精确性。

(3) 微分环节

微分环节结合了被控对象的即时变化速度,可以对被控对象当前的变化趋势做出预判,并生产调节信号来加快系统的响应速度,增强系统鲁棒性。

2.2.2 数字 PID 控制算法

在实际的控制应用中,大部分控制系统都是采用数字信号进行传输,无法使用连续的 PID 控制算法。而本系统的控制过程基于数字信号处理器,所以有必要对连续 PID 控制算法进行如表 2-1 所示的离散化,得到能够应用于主动磁补偿系统的数字 PID 控制算法。

表 2-1 模拟 PID 控制算法的离散化

模拟形式	t	$e(t)=r(t)-y(t)$	$\frac{de(t)}{dt}$	$\int_0^t e(t)dt$
离散化形式	kT	$e(kT)=r(kT)-y(kT)$	$\frac{e(k)-e(k-1)}{T}$	$\sum_{i=0}^k e(iT)=T \sum_{i=0}^k e(i)$

数字 PID 控制算法主要分为位置式和增量式，由于本系统的控制形式主要表现为输出控制量增量，所以采用增量式 PID 控制算法。将模拟 PID 控制算法离散化后得到下式：

$$\begin{aligned} u(k) &= K_p \left\{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k e(i) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \right\} \\ &= K_p \left\{ e(k) + K_i \sum_{i=0}^k e(i) + K_d [e(k) - e(k-1)] \right\} \end{aligned} \quad (2-4)$$

由式(2-4)可得：

$$u(k-1) = K_p \left\{ e(k-1) + K_i \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + K_d [e(k-1) - e(k-2)] \right\} \quad (2-5)$$

将式(2-4)和(2-5)相减，可求得：

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p \left\{ \Delta e(k) + K_i e(k) + K_d [\Delta e(k) - \Delta e(k-1)] \right\} \quad (2-6)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (2-7)$$

可以看出，只要确定好 K_p 、 K_i 和 K_d 三项关键参数和近三个采样周期内的误差值，就可以计算出控制增量的值。

2.3 基于自抗扰控制的磁补偿方法

2.3.1 ADRC 基本原理

ADRC 是一种基于现代控制理论和 PID 算法的改进控制方法，其主要思想是通过对系统的外部干扰和内部模型误差进行估计和补偿，使控制系统能够更好地跟踪参考信号并抑制干扰。

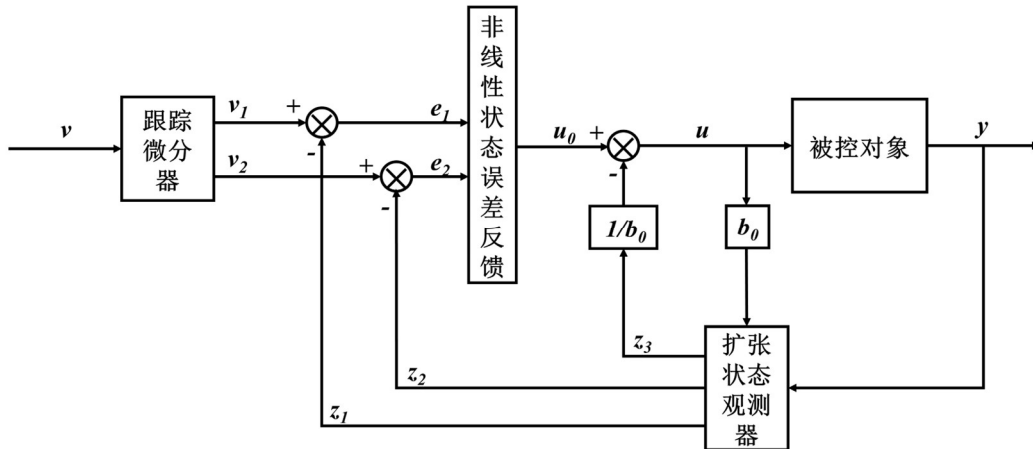


图 2-3 自抗扰控制器结构

ADRC 在结构上由跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)和非线性状态误差反馈(Nonlinear States Error Feedback, NLSEF)三个部分组成^[54]。TD 负责对系统的输入信号进行处理,在提取系统原输入信号的情况下,还会根据控制器状态对输入信号进行微分处理;ESO 会对系统的扰动进行估计,包括系统内部的不稳定因素和系统外部的不确定因素,并且还会对系统的输出信号进行处理;NLSEF 负责将系统输入信号和 ESO 的误差信号进行非线性组合,同时结合系统综合扰动输出控制量。总的来说,ADRC 引入总扰动概念,使得控制器结构更加简洁明了,保证了系统的快速响应和稳定性,其结构框架如图 2-3 所示。

2.3.2 跟踪微分器

跟踪微分器的作用是从系统输入信号中提取原信号和其微分状态,可以利用式(2-8)形式的公式来构造:

$$\dot{v}(t) \approx \frac{v(t-\tau_1) - v(t-\tau_2)}{\tau_1 - \tau_2} \quad (2-8)$$

其传递函数如下:

$$G(s) = \frac{r^2}{s^2 + 2rs + r^2} \quad (2-9)$$

其中: r 为速度因子,主要影响 TD 的跟踪速度,其值与跟踪速度呈正相关。当跟踪速度提高到一定程度时,可以构建如下形式的跟踪微分器:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r \cdot \text{sign}(x_1 - v_0(t) + \frac{x_2 |x_2|}{2r}) \end{cases} \quad (2-10)$$

其中: $v_0(t)$ 为跟踪输入信号, x_2 是 x_1 的微分信号,在跟踪微分器中, r 值越大 x_2 就越接近输入信号的微分状态。将其离散处理后可得:

$$\begin{cases} fh = fhan(x_1 - v, x_2, r, h_0) \\ x_1 = x_1 + h \cdot x_2 \\ x_2 = x_2 + h \cdot fh \end{cases} \quad (2-11)$$

其中: v 为输入信号, h_0 为滤波因子,与步长 h 为整数倍关系。函数 $fhan(x_1,$

x_2, r, h)形式如下:

$$\begin{cases} d = rh \\ d_0 = hd \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \text{sign}(y), & |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, & |y| \leq d_0 \end{cases} \\ f_{han} = - \begin{cases} r \times \text{sign}(a), & |a| > d \\ r \frac{a}{d}, & |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (2-12)$$

2.3.3 扩张状态观测器

ESO 作为 ADRC 中的最重要的部分, 它的核心作用是将系统中所有不确定的干扰因素总结为内部扰动, 并将内部扰动的状态进行扩张更新^[55]。对于如下形式的二阶对象:

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, t) + w(t) + bu \quad (2-13)$$

其中: $f(y, \dot{y}, t)$ 为内部扰动, $w(t)$ 为外部扰动。其状态空间方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, t) + w(t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2-14)$$

将内外扰动的两者之和 $a(t) = f(x_1, t) + w(t)$ 表示为总扰动, 并将其状态扩张更新为 $x_3(t) = a(t)$, 则原(2.14)式表示的系统也变为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \dot{a}(t) = w_0(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2-15)$$

该系统对应的 ESO 形式如下

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 e + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 e \end{cases} \quad (2-16)$$

由此就可以将 ESO 的状态变量 $z_{1,2}$ 与系统的状态变量 $x_{1,2}$ 相对应，而 z_3 则用来表示总扰动的估计值。在利用欧拉法将式(2.15)离散化后有：

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ z_1 = z_1 + T \cdot (z_2 - \beta_1 e) \\ z_2 = z_2 + T \cdot (z_3 - \beta_2 e + bu) \\ z_3 = z_3 - T \cdot \beta_3 e \end{cases} \quad (2-17)$$

其中： β_1 、 β_2 、 β_3 是与 ESO 状态变量相对应的增益系数； T 为采样周期。

2.3.4 非线性状态误差反馈

fal 函数和 $fhan$ 函数是 ADRC 中的常用函数，也是 NLSEF 的重要组成部分，下面对两函数进行简要阐述。

以一阶系统 $\dot{x} = w + u$ 为例，该系统状态的非线性反馈为：

$$u = -k |x|^\alpha \text{sign}(x) \quad (2-18)$$

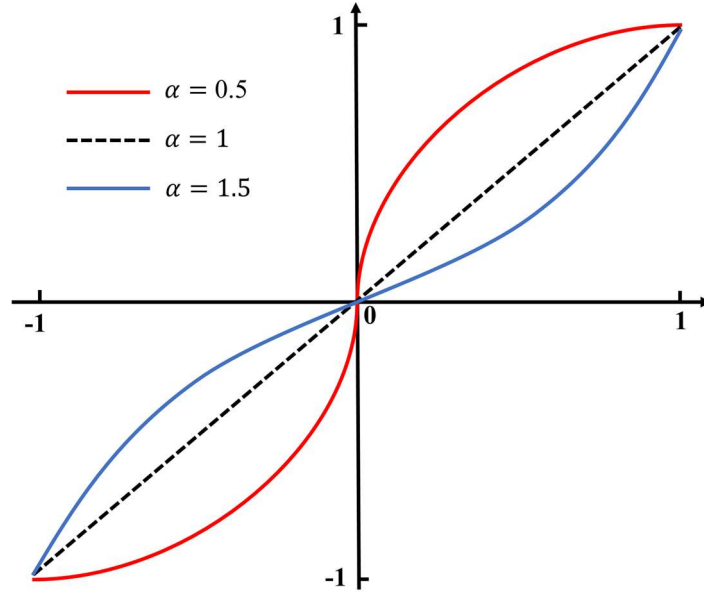
则系统的解为：

$$\begin{cases} \frac{\text{sign}(x_0)}{(\frac{1}{|x_0|^{\alpha-1}} + (\alpha-1)kt)^{\frac{1}{\alpha-1}}}, \alpha > 1 \\ x_0 e^{-kt}, \alpha = 1 \\ \text{sign}(x_0)(|x_0|^{1-\alpha} - (1-\alpha)kt)^{\frac{1}{1-\alpha}}, \alpha < 1, t \leq |x_0|^{1-\alpha} / k(1-\alpha) \end{cases} \quad (2-19)$$

由一阶系统的解可得，当 $\alpha < 1$ 时其解确定的 NLSEF 具有使系统快速响应和稳定的特点，其表现为“小误差大增益，大误差小增益”的数学拟合^[56]。此时可以将解当作一阶系统的最速控制律，有如下表达式：

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, |e| \leq \delta \end{cases} \quad (2-20)$$

所以该一阶系统的最佳控制状态表现为 $u = k \cdot fal(e, \alpha, \delta)$ ，同时 α 的取值范围为(0,1)。观察式(2-20)可知 fal 函数为幂次函数，其函数曲线如图 2-4 所示。可以看出 fal 函数的在取不同的 α 值时会有不同的响应方式，在 0 附近时误差 e 的变化速度也会有所不同。


 图 2-4 fal 函数曲线

以如下所示的二阶系统为例：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = w + u \end{cases} \quad (2-21)$$

采用如下控制律可以获得最快的响应速度：

$$u(x_1, x_2) = -(r + \Delta r) \text{sign}\left(x_1 + \frac{x_2 |x_2|}{2r}\right) = -r_1 \text{sign}\left(x_1 + \frac{cx_2 |cx_2|}{2r_1}\right) \quad (2-22)$$

其中： $r_1 = r + \Delta r$ ； $c = \sqrt{\frac{r_1}{r}}$ 为阻尼因子； r 为系统响应速度变化率的极值，

有 $fhan$ 函数在离散系统中的表现形式如下：

$$\begin{cases} d = rh_1^2, a_0 = h_1 cx_2, y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d) / 2 \\ s_y = (\text{sign}(y + d) - \text{sign}(y - d)) / 2 \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ s_a = (\text{sign}(a + d) - \text{sign}(a - d)) / 2 \\ fhan = -r(a / d - \text{sign}(a)s_a - r \cdot \text{sign}(a)) \end{cases} \quad (2-23)$$

其中： $fhan$ 函数起到快速衰减系统扰动的作用； a_0 、 a_1 、 a_2 为扰动； s_y 和 s_a 为中间变量。

2.3.5 线性 ADRC 控制算法

ADRC 一般是指包含非线性误差反馈控制律的非线性自抗扰控制, 通过前几节内容可以了解到, 一个标准的二阶 ADRC 系统就有 14 个需要调节的参数, 除去默认值设定, 其中重要的调节参数也多达 6 个, 可见 ADRC 算法在实际应用中会出现调参困难的问题, 这也是该算法在工程实践中难以普及的原因之一。针对该问题, 高志强教授提出了线性自抗扰控制(Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC)方法即带宽法, 将系统调参问题归结为三个参数的调整, 这样就明显降低了自抗扰控制的调参难度^[57]。下面对该方法进行简要阐述。

线性自抗扰控制保留了扩张状态估计并予以补偿的思想, 但是将非线性函数进行了线性化处理, 从而简化了应用和理论分析, 其中扩张状态观测器简化为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \beta_1 e \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + b_0 u - \beta_2 e \\ \dot{\hat{x}}_3 = -\beta_3 e \\ e = \hat{x}_1 - y \end{cases} \quad (2-24)$$

控制分量变化如下:

$$u_0 = k_1 e_1 + k_2 e_2 \quad (2-25)$$

令 $e = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T$, 且 $e_1 = x_1 - \hat{x}_1, e_2 = x_2 - \hat{x}_2, e_3 = x_3 - \hat{x}_3$, 可得:

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} \beta_1 & 1 & 0 \\ \beta_2 & 0 & 1 \\ \beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} e + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{f} \quad (2-26)$$

$$\dot{\hat{x}} = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & 0 \\ \beta_2 & 0 & 0 \\ \beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} e + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{x} \quad (2-27)$$

因此可得, 若总扰动 f 的导数有界, 则总有参数 β 存在使得线性扩张状态观测器对系统状态的估计误差有界; 若系统的估计误差趋近于零, 则总有控制参数 k 满足闭环系统的跟踪误差趋于零。

以二阶系统为例, 将线性自抗扰表示为状态空间的形式:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = (A - L_o C)\hat{z} + Bu + L_o y \\ u = K_0(\hat{R} - \hat{z}) \end{cases} \quad (2-28)$$

其中, $\hat{R} = [r \quad \dot{r} \quad 0]$ 为系统给定信号, $K_0 = [k_1 \quad k_2 \quad 1]/b_0$ 为控制器增益, A、B、C、E 都是相关的系数矩阵。

带宽法主要是将线性自抗扰的调参问题归结为观测器带宽 ω_0 和控制器带宽 ω_c 的整定问题。根据式(2-28), 线性扩张状态观测器的特征方程为:

$$|sI - (A - L_0C)| = s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 \quad (2-29)$$

为方便理论呈现, 将观测器的三个配置极点都设置为 $-\omega_0$, 则有:

$$s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 = (s + \omega_0)^3 \quad (2-30)$$

其中 ω_0 是观测器中唯一需要整定的参数。该系统的闭环特征方程为:

$$|sI - (A - BK_0)| = s(s^2 + k_2 s + k_1) \quad (2-31)$$

若将极点都设定为 $-\omega_c$, 此时控制器的带宽就表示为 ω_c 。由式(2-30)和(2-31)可以得到:

$$\beta_1 = 3\omega_0, \beta_2 = 3\omega_0^2, \beta_3 = \omega_0^3, k_1 = \omega_c^2, k_2 = 2\omega_c \quad (2-32)$$

通过使用上述公式推导得到的参数, 可以极大的减少调参时间, 同时还能保证 LADRC 控制系统具有稳定高效的控制性能。

2.4 本章小结

本章首先介绍了主动磁补磁的基本原理, 然后简要概述了补偿磁场与环境磁场的关系, 并描述了 PID 控制器和自抗扰控制器的控制结构。最后对控制器的组成部分进行了功能分析, 并从系统应用的角度, 对 PID 算法和 ADRC 算法分别进行了数字化处理和线性改进, 以确保控制器能生成精确稳定的补偿控制量。

第三章 主动磁补偿系统的硬件设计

本章从系统构建的角度出发，将主动磁补偿系统分为了测磁模块、数字信号处理模块、补偿算法、压控电流源、补偿线圈和被动磁屏蔽模块六个部分。同时对主动磁补偿系统需要的硬件进行设计与制作，从而搭建出基于 DSP 的主动磁补偿系统，为实验测量提供硬件平台。

3.1 主动磁补偿系统设计方案

主动磁补偿系统的补偿流程如图 3-1 所示，首先测磁模块检测环境中的磁场数据，再通过信号处理模块对磁场数据进行处理，处理过程为：模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)将磁场数据导入 DSP 中，补偿算法根据这些数据计算出控制量，数模转换器(Digital to Analog Converter, DAC)则输出相应的补偿电压。接着压控电流源根据补偿电压的大小来调整补偿电流，最后补偿电流驱动线圈生成补偿磁场，从而实现对环境磁场的补偿。

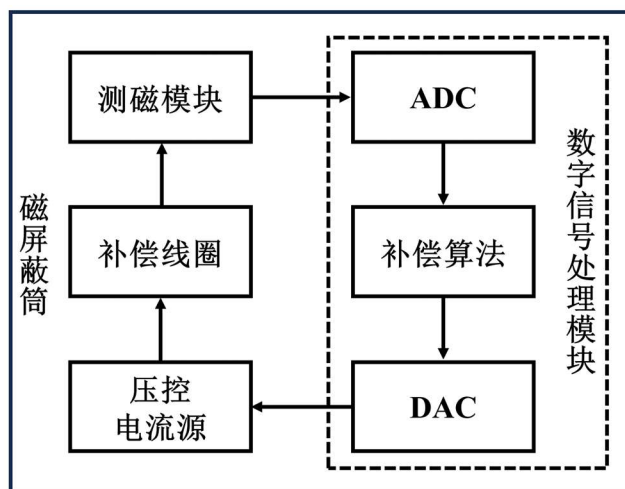


图 3-1 主动磁补偿流程图

该主动磁补偿系统主要包括如下 6 个组成部分：

测磁模块：使用原子磁强计来检测磁场信号，型号为第三代 Quspin 零场磁强计(Quspin Zero-Field Magnetometer, QZFM)，在结构上主要分为传感器和信号读出电路。

数字信号处理模块：采用 DSP 作为主动磁补偿系统的数字信号处理模块，

为系统提供 AD/DA 和运算功能，型号为 TI 公司生产的 TMS320F28377D。

补偿算法：采用了增量式 PID 算法和线性 ADRC 算法。

压控电流源：输出电流与控制电压呈线性关系的电流源。

补偿线圈：采用目标场法设计并研制了圆柱型磁补偿线圈。

被动磁屏蔽模块：采用高磁导率材料的磁屏蔽筒来为磁强计提供 nT 量级的磁场环境，以保证实验测量的正常进行。

主动磁补偿系统的结构如图 3-2 所示。测磁模块会使用两个磁强计来测量环境磁场信号，一个作为感应磁强计，另一个作为参考磁强计；数字信号处理模块负责 AD/DA 和运算功能，其中的补偿算法可以实时计算磁补偿量并由 DAC 输出；压控电流源的作用是根据补偿电压输出相应的补偿电流，DAC 输出电压信号的额定范围为 0~3 V，相应地，压控电流源的输出电流也可以从 0 调整到最高额定电流；补偿线圈即圆柱型线圈，其通过补偿电流生成对应的补偿磁场；被动磁屏蔽单元即磁屏蔽筒，主要作用是对环境磁场进行初步抑制。

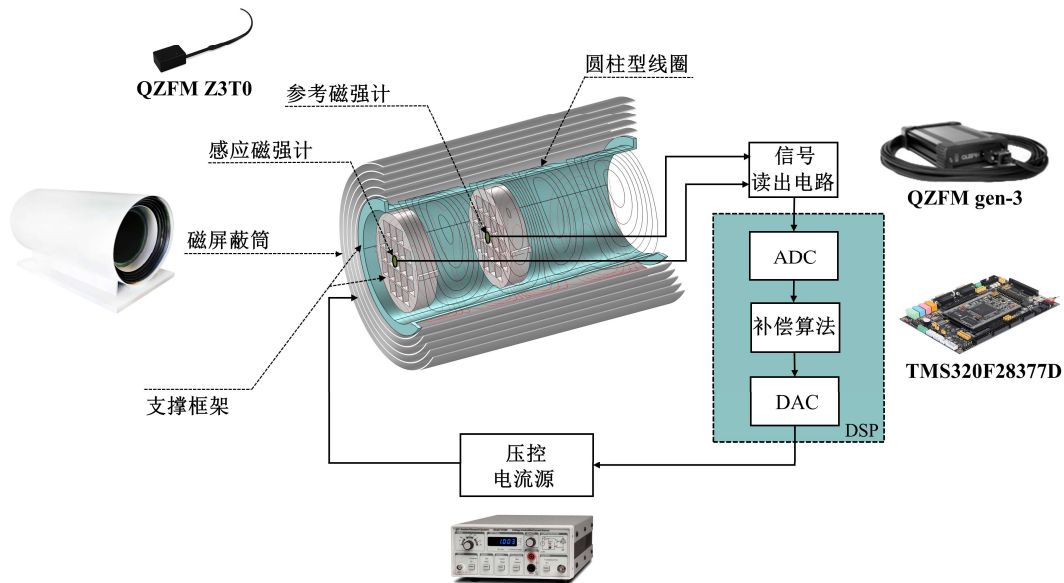


图 3-2 主动磁补偿系统结构图

以 ADRC 算法为例，基于 ADRC 的主动磁补偿系统信号转换关系如图 3-3 所示。首先，为了获得接近于零的磁场，将系统的设定值定义为 0 pT。这里使用参考磁强计来监测剩余磁场是否达到该设定值，参考磁强计 B_{OUT} 的输出由读出电子器件放大，并由 DSP 中的 ADC 进行采样。为了消除高频噪声的影响，在

DSP 中设置了截止频率为 100 Hz 的数字低通滤波器。其次，ADRC 根据设定值和滤波后的采样信号计算补偿值，并通过 DAC 将补偿值转换为补偿电压 V_{COMP} ， V_{COMP} 通过压控电流源直接影响补偿电流 I_{COMP} ， I_{COMP} 会随着剩余磁场与设定值的差值而变化，这种变化受到 ADRC 的严格控制。最后，圆柱型线圈实时产生与磁噪声大小相同方向相反的磁场，使剩余磁场保持在设定值附近。

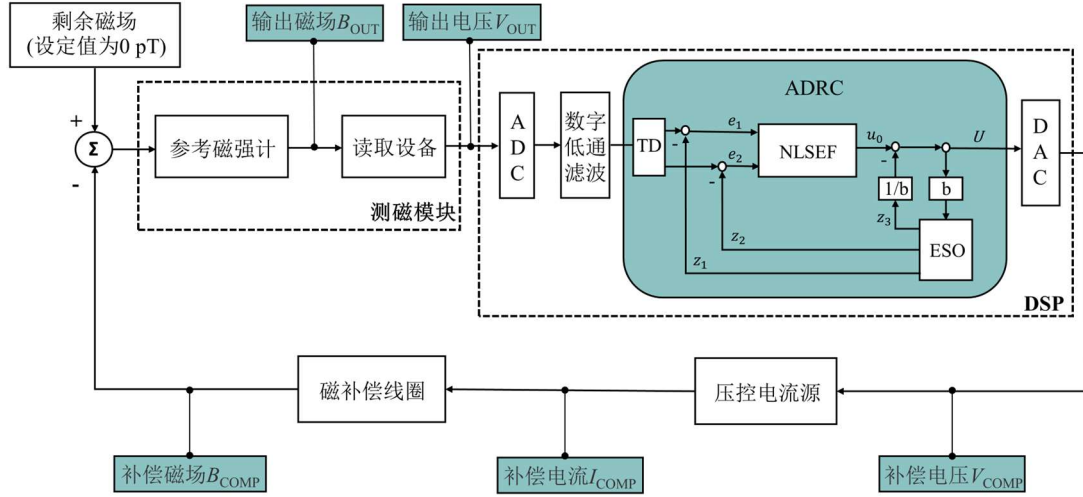


图 3-3 基于 ADRC 的主动磁补偿系统信号转换关系图

3.2 补偿线圈的设计与制作

3.2.1 磁场的基础理论

磁场的基础理论主要归结为 Maxwell 方程组，其相关应用在数学描述上也采用 Maxwell 方程组的微分形式^[58]，该微分方程组的基本形式如下：

$$\begin{cases} \nabla \cdot D = \rho \\ \nabla \cdot B = 0 \\ \nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \\ \nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \end{cases} \quad (3-1)$$

其中 D 为电位移矢量， ρ 为自由电荷的体密度， B 为磁通量密度， E 为电场强度， H 为磁场强度， J 为传导电流密度。除此之外，在进行实际的电磁相关应用时，还需要对导体介质的电磁特性进行分析。在性质相同且质地均匀的导体介质中，电磁场与介质特性有如下关系：

$$\begin{cases} J = \sigma E \\ D = \varepsilon_0 \varepsilon_r E \\ B = \mu_0 \mu_r H \end{cases} \quad (3-2)$$

其中 σ 、 ε_r 、 μ_r 分别表示介质的电导率、相对介电常数和相对磁导率， μ_0 是真空磁导率。依据式(3-1)和式(3-2)，根据磁矢势 A 的旋度和磁感应强度 B 的关系以及时不变系统下的外尔规范限制，可以得到以下关系组：

$$\begin{cases} B = \nabla \times A \\ \nabla \times B = \mu_0 J \\ \nabla \times (\nabla \times A) = -\nabla^2 A \end{cases} \quad (3-3)$$

由式(3-3)可以将毕奥-萨伐尔公式积分表达为：

$$B(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint \frac{J(r') \times (r - r')}{|r - r'|^3} dr' \quad (3-4)$$

其中 r' 为磁场源， r 为磁场点，补偿线圈设计的重要理论基础正是依据此公式。

3.2.2 目标场法

磁补偿线圈在主动磁补偿系统中的主要作用是产生均匀、精确的磁场。在使用磁屏蔽筒对环境磁场进行初步抑制后，筒内仍存在一定的剩余磁场，这时就需要磁补偿线圈生成与剩余磁场幅值相等方向相反的磁场来进行抵消，从而进一步将环境磁场抑制至零磁场状态。由此可见，磁线圈的设计对主动磁补偿系统来说是一项十分基础和重要的工作。

近年来，磁场传感器趋于小型化，对线圈系统的尺寸和均匀性提出了严格的要求。在本文的主动磁补偿系统中，为了保证磁场传感器工作在近零场环境，需要将磁补偿线圈放置在磁屏蔽筒内部，这意味着线圈的尺寸和大小要符合磁屏蔽筒的形状才能达到较为理想的磁补偿效果。传统的线圈设计方法在理论上无法避免基于多阶泰勒展开带来的繁琐计算过程，在结构上也存在均匀场区域与传感器之间不一致的问题，因此本文采用目标场法来进行线圈设计。

目标场法是由 R.Turner 在 1986 年提出，利用空间连续的面电流产生所需磁场，根据预先确定的平面线圈形状与尺寸，预设目标区域的磁场分布强度值，以

此作为约束条件反解面电流密度分布，然后得到线圈的流函数^[59]。流函数的值在其所在空间内的变化也就对应着电流值大小的变化，因此流函数的等值曲线就对应着通入等值电流的离散线圈导线的位置。目标场法在线圈结构的灵活控制方面具有很大的优势，可以根据实际要求先确定线圈体积，然后再优化绕线图案以满足均匀性要求，从而让线圈分布不再限制磁传感器的体积和物理封装。

3.2.3 圆柱型线圈的磁场建模

假设均匀磁场线圈沿 z 轴固定在半径为 R 、总高度为 $2H$ 的圆柱体表面，如图 3-4 所示。定义线圈内边长为 L 的立方体为目标区域。需要注意的是，圆柱体和立方体的中心重叠。

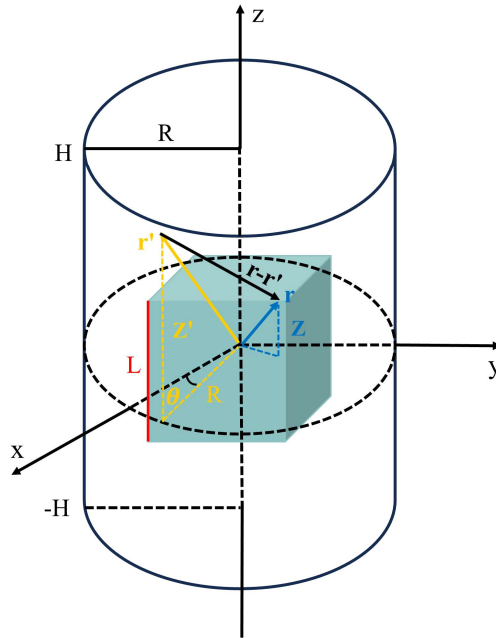


图 3-4 圆柱型线圈和目标区域示意图，半径为 R ，高为 $2H$ ，目标区域是一个在线圈中心的边长为 L 的立方体，场点坐标记为 $r(X,Y,Z)$ ，源点坐标记为 $r'(r, \theta, Z)$

为了设计所需的线圈，电流密度的散度在理论上必须为零，可以表示为：

$$\nabla \cdot J = \frac{1}{R} \frac{\partial J_{\theta}(\theta, z)}{\partial \theta} + \frac{\partial J_z(\theta, z)}{\partial z} = 0 \quad (3-5)$$

对于均匀磁场，柱面上的电流密度可以表示为柱面坐标系中三角函数的线性组合。为了使圆柱线圈沿径向产生均匀磁场， J_{θ} 和 J_z 可表示为：

$$\begin{aligned} J_{\theta} &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \frac{P_{mn}}{m} \cos\left[\frac{n\pi}{2H}(z+H)\right] \sin(m\theta) \\ J_z &= -\frac{2H}{n\pi R} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M P_{mn} \sin\left[\frac{n\pi}{2H}(z+H)\right] \cos(m\theta) \end{aligned} \quad (3-6)$$

其中, J_{θ} 和 J_z 分别是电流密度 J 在 θ 方向和 z 方向上的分量, m 和 n 表示傅里叶级数项的阶数, 其最大值可达 M 和 N 。 P_{mn} 为需要求解的电流密度的膨胀系数。

根据毕奥-萨伐尔定律, 电流密度产生的磁场可以表示为:

$$B(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{J(r') \times (r - r')}{\|r - r'\|^3} dS \quad (3-7)$$

任意场点和源点在线圈表面上的位置向量分别记为 $r(X, Y, Z)$ 和 $r'(r, \theta, Z)$, $(r-r')$ 表示它们之间的距离, dS 表示 $J(r')$ 表面积的积分元。变换电流密度的坐标系后, $J(r')$ 可以表示为:

$$J(r') = -J_{\theta}(\theta, z) \sin\theta e_x + J_{\theta}(\theta, z) \cos\theta e_y + J_z(\theta, z) e_z \quad (3-8)$$

其中 e_x , e_y 和 e_z 分别是沿 x 轴、 y 轴和 z 轴的单位向量。将式(3-8)代入式(3-7)可得磁场的三个分量 $B_x(X, Y, Z)$ 、 $B_y(X, Y, Z)$ 和 $B_z(X, Y, Z)$, 因此沿 Y 轴的径向结果可表示为:

$$\begin{aligned} B_y(X, Y, Z) &= \frac{\mu_0 R}{4\pi} \iint [-J_{\theta}(\theta, z)(Z-z) \sin\theta + J_z(\theta, z) \\ &\quad (X - R \cos\theta)] \times [(X - R \cos\theta)^2 + \\ &\quad (Y - R \sin\theta)^2 + (Z - z)^2]^{-\frac{3}{2}} dz d\theta \end{aligned} \quad (3-9)$$

将式(3.6)中的电流密度代入式(3.9)中, 经过一定的变换, 可将 B_y 的表达式简化为:

$$B_y(X, Y, Z) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M Q_{mn} P_{mn} \quad (3-10)$$

其中 Q_{mn} 的系数定义为:

$$\begin{aligned} Q_{mn} &= \frac{\mu_0 R}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-H}^H \left[\frac{1}{m} \cos\left[\frac{n\pi}{2H}(z+H)\right] \sin(m\theta) \times (Z-z) \sin\theta \right. \\ &\quad \left. - \frac{2H}{n\pi R} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \sin\left[\frac{n\pi}{2H}(z+H)\right] \cos(m\theta) \times (X - R \cos\theta) \right] \\ &\quad \times [(X - R \cos\theta)^2 + (Y - R \sin\theta)^2 + (Z - z)^2]^{-\frac{3}{2}} dz d\theta \end{aligned} \quad (3-11)$$

为了产生理想的均匀磁场，需要找到电流密度的具体解。因此，在目标区域会有：

$$B_y(X, Y, Z) = B_{target} \quad (3-12)$$

根据上述方程，求解待定系数 P_{mn} 时，将式(3-10)代入式(3-12)会得到一个过定方程。 NUM 表示目标区域中选定的几个字段点的坐标总数。为了求解未知的傅里叶系数 P_{mn} ，需要构造了一个目标函数 E 来表示计算磁场与目标磁场之间的误差。函数的表达式是：

$$E = \sum_{k=1}^{NUM} [B_y(X_k, Y_k, Z_k) - B_{target}]^2 \quad (3-13)$$

此外，采用了 Tikhonov 正则化方法，避免了病态方程的影响。引入惩罚函数 G 和惩罚因子 λ 来约束误差函数。然后，将误差函数改写为：

$$E'(P_{mn}) = E(P_{mn}) + \lambda G(P_{mn}) \quad (3-14)$$

为了获得误差函数的最小值，应将导数赋值为零：

$$\frac{\partial E'}{\partial P_{mn}} = \frac{\partial E}{\partial P_{mn}} + \lambda \frac{\partial G}{\partial P_{mn}} = 0 \quad (3-15)$$

式中 m 、 n 为 P_{mn} 的指标， $m=1, 2, \dots, M$ ， $n=1, 2, \dots, N$ 。

当 P_{mn} 确定时，可以推导出唯一的流函数表达式，其轮廓对应于离散线圈的位置。流函数可按下式求解：

$$\begin{cases} J_\theta(\theta, z) = \frac{\partial \psi(\theta, z)}{\partial z} \\ J_z(\theta, z) = -\frac{1}{R} \frac{\partial \psi(\theta, z)}{\partial \theta} \end{cases} \quad (3-16)$$

因此，流函数为：

$$\psi(\theta, z) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \frac{2H}{mn\pi} P_{mn} \sin\left[\frac{n\pi}{2H}(z+H)\right] \sin(m\theta) \quad (3-17)$$

这里， $\psi(\theta, z)$ 表示流函数。注意线圈的总匝数设为 N_c ，则每匝所需电流 I_0 可计算为：

$$I_0 = \frac{\psi_{\max} - \psi_{\min}}{N_c} \quad (3-18)$$

最后，所有载流导线由流函数的等高线确定：

$$\psi(\theta, z) = \psi_{\min} + (n - \frac{1}{2})I_0, n = 1, 2, \dots, N_c \quad (3-19)$$

3.2.4 圆柱型线圈的磁场仿真

受磁屏蔽筒尺寸的限制，线圈的尺寸被限制在一个圆柱型表面上，高度为 $2H=60$ cm，半径为 $R=12.5$ cm。目标区域是线圈中心的一个边长为 $L=7$ cm 的立方体。选取目标区域内的目标点在 X、Y、Z 方向 $[-3.5$ cm, 3.5 cm] 之间分别间隔 0.7 cm 的距离，因此总点数 NUM 是 1331。 M 和 N 是傅里叶展开阶数，它们的参数对线圈有重要影响。在仿真实验中发现，当 M 和 N 大于 5 时，磁场精度的提高并不显著，因此对于傅里叶级数，本文选择 $M=N=5$ 的参数设置。在线圈设计中，惩罚因子 λ 起到约束和调节绕组的作用，所以 λ 需要设置为一个合适的值，以保持平滑和磁场均匀性之间的平衡，本文中 λ 确定为 1.6×10^{-17} 。

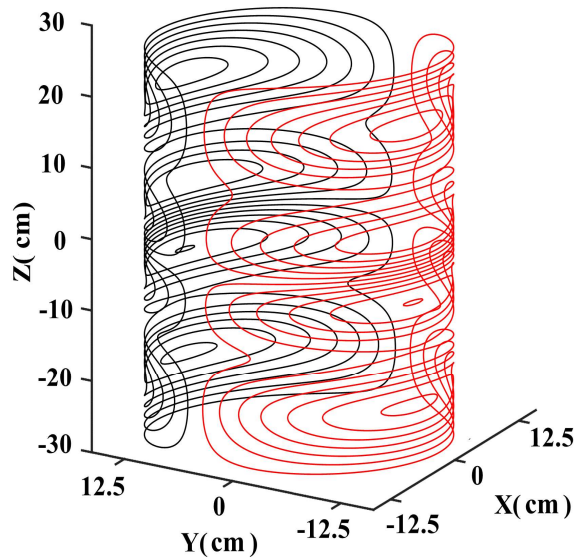


图 3-5 X、Y 轴线圈仿真图

圆柱型线圈在结构上分为 X、Y、Z 轴，其中 Y 轴线圈可以通过将 X 轴线圈沿中心轴旋转 90 度获得，Z 轴线圈在设计上较 X、Y 轴线圈要简单很多，只需要按照计算好的位置环绕特定圈数的导线即可。圆柱型线圈仿真步骤是先确定 X、Y 轴线圈的绕线方向，再根据 X、Y 轴线圈确定 Z 轴线圈的绕线方向。根据以上理论计算，在 MATLAB 平台可以得到 X、Y 轴圆柱线圈的绕线方向图，如图 3-

5 所示，而 Z 轴线圈如图 3-6 所示。

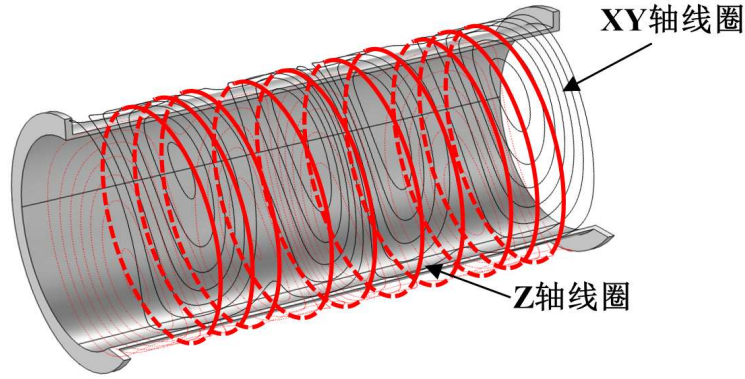


图 3-6 X、Y、Z 轴线圈示意图

为了验证线圈产生磁场的均匀性，在 COMSOL 平台上建立了线圈的仿真模型。以 X 轴线圈为例，其仿真模型如图 3-7 所示。可以看到，目标区域的绝对磁均匀性误差最大约为 1%，仅出现在边界处，占立方区域的 1.5%，在 X、Y、Z 轴 35 mm×35 mm 范围内平均误差为 0.2%。这表明圆柱型线圈产生的磁场具有高均匀性，能够满足主动磁补偿系统对线圈性能的要求。

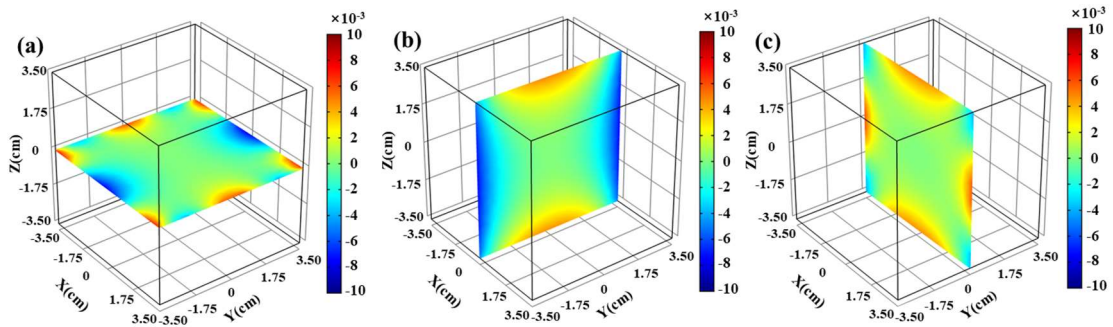


图 3-7 X 轴线圈在 XOY、YOZ、XOZ 平面的磁均匀性误差分布图，目标区域是一个边长为 7 厘米的立方体

3.2.5 圆柱型线圈的制作

依据 3.2.4 节的仿真结果，考虑到设计线圈的复杂性，本文选择了双面柔性电路(Flexible Printed Circuit, FPC)技术来制作 X, Y 轴的圆柱型线圈，柔性衬底在线圈的制造过程中起着重要的作用，其中包括两层铜箔和一层聚酰亚胺(Polyimide, PI)薄膜，具有导电性能的铜箔层被用来形成电路，以保证补偿电流的正常导通。



图 3-8 X、Y 轴线圈平面图

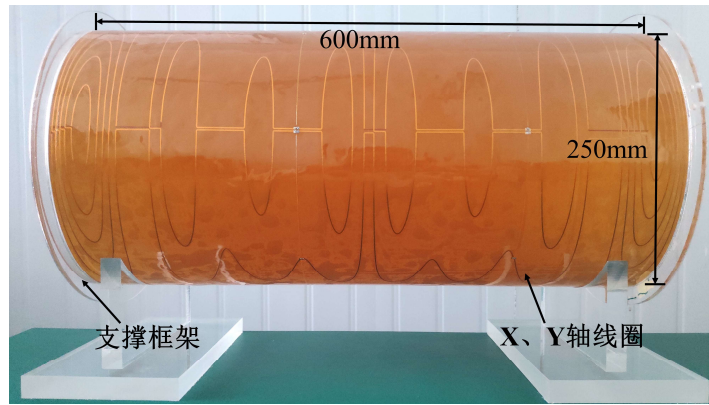


图 3-9 X、Y 轴线圈立体图

X、Y 轴线圈的平面图和立体图如图 3-8 和图 3-9 所示，在图 3-9 中包括圆柱型线圈和线圈支撑框架，支撑框架的材料为亚克力，其设计原理与制作流程在后文中进行详细阐述。圆柱型线圈外径为 125 mm，高度为 600 mm，与本文所使用的磁屏蔽筒内部尺寸相吻合。



图 3-10 X、Y、Z 轴线圈立体图

Z 轴线圈由 10 组导线制成，导线的排布情况由仿真结果决定。在实验过程中，采用无磁性绝缘胶将 X、Y 轴线圈叠合在一起黏在线圈支撑框架上，再采用手绕的方式将 Z 轴线圈以相同方向环绕在 X、Y 轴线圈上，最后组合成完整的圆柱型线圈如图 3-10 所示。

3.3 测磁模块的设计

3.3.1 磁强计测量原理

原子磁强计是一种高灵敏度磁场传感器，在不依赖低温冷却的情况下，其灵敏度可与超导量子干涉器件 SQUID 媲美，而 SQUID 传感器则需要冷却到约-269℃才能正常工作。不仅如此，原子磁强计近年来在小型化方面也有了显著的改进，其设备都是小型、独立的单元，如图 3-11 所示，其复杂度相较于其他磁场传感器要简单很多，而灵敏度高、体积小和复杂性低等优势也使得原子磁强计的应用领域更加广泛。

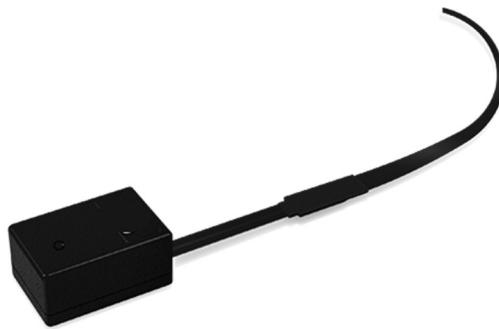


图 3-11 QZFM 传感器

本文采用的原子磁强计是第三代 QZFM，在结构上主要分为传感器和信号读出电路，尺寸分别为12.4 mm×16.6 mm×24.4 mm和3.1 cm×11.0 cm×16.5 cm。该磁强计在环境磁场较小时会表现出极高的灵敏度，在进行三轴磁场测量时，该磁强计在 3~100Hz 频段的灵敏度可达到 23 fT/Hz^{1/2}，但磁强计本身也具有 10 fT/Hz^{1/2}左右的本征噪声。如图 3-12 所示，QZFM 是基于单波长激光零场谐振的磁强计，主要由激光器、玻璃蒸汽室和光电探测器组成。激光器向含有感应原子(例如铷原子)的玻璃蒸汽室发射激光，激光透过蒸汽室被光电探测器捕捉。感应原子会根据背景磁场的大小而改变形态，背景磁场越小，感应原子也越趋向于透明，此时原子会吸收更多的光，从而被光电探测器检测到与光强成正比的电信号，以此来显示对应的磁场强度。

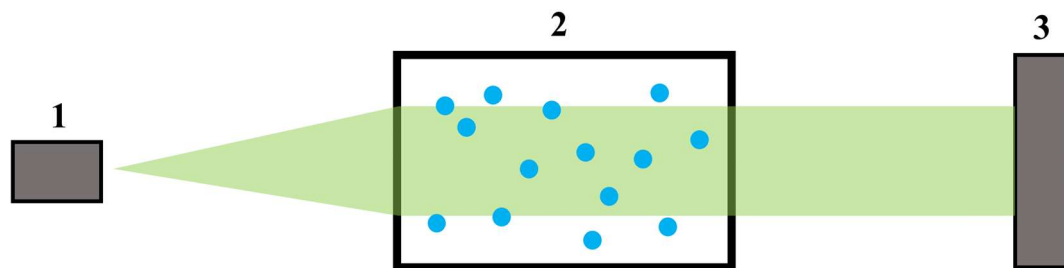


图 3-12 QZFM 主要组成：(1)激光器；(2)玻璃蒸汽室；(3)光电探测器

QZFM 作为自校准的磁强计，可以同时测量三个轴的磁场分量。传感器在室温下工作，并将激光与其他组件完全集成，消除了光纤或低温技术的复杂性。但即使 QZFM 保持在静止状态，附近设备或基础设施引起的磁场变化也会对其造成干扰。此外，QZFM 是矢量磁强计，对方向的改变十分敏感，即使是小角度的偏移也会影响到测量结果。因此，要让 QZFM 正常工作，就必须为其提供近零场环境以及稳定的放置空间。

3.3.2 磁屏蔽筒

本系统采用的被动磁屏蔽方法属于静磁屏蔽，即采用高磁导率材料进行屏蔽。其原理是利用高磁导率材料构成磁路，使干扰磁场从屏蔽体内部通过，从而避免干扰磁场对屏蔽体内部产生影响，多种材料的相对磁导率如表 3-1 所示^[60]。

在主动磁补偿系统中，采用高磁导率材料屏蔽筒来提供基础的近零场环境，该磁屏蔽筒具有六层结构，中间为四层高渗透率的坡莫合金，最里层和最外层分别为两层铝，内腔尺寸 $\Phi 300 \times 600$ mm，筒内均匀区为 350 mm，其实物如图 3-13 所示。

表 3-1 不同材料的相对磁导率

材料	相对磁导率 μ/μ_0
铸铁	200~400
镍锌铁氧体	10~1000
锰锌铁氧体	300~500
坡莫合金	20000~200000
μ 合金	25000 ($B=2\text{nT}$)
透磁合金	10000 ($B=2\text{nT}$)



图 3-13 磁屏蔽筒

在实验过程中，磁屏蔽筒的端盖需要闭合以保证被动磁屏蔽的屏蔽效果处于最佳状态。通常情况下，磁屏蔽筒在磁强计所需的 0-100 Hz 频段中能达到理想的屏蔽效能，筒内的剩余磁场不超过 2 nT，满足了磁强计的正常工作和校准需求。

3.3.3 支撑框架

考虑到补偿线圈的形状尺寸以及磁强计对稳定放置环境的需要，本文设计了线圈和磁强计的支撑框架，其在 COMSOL 平台上的仿真如图 3-14 所示。

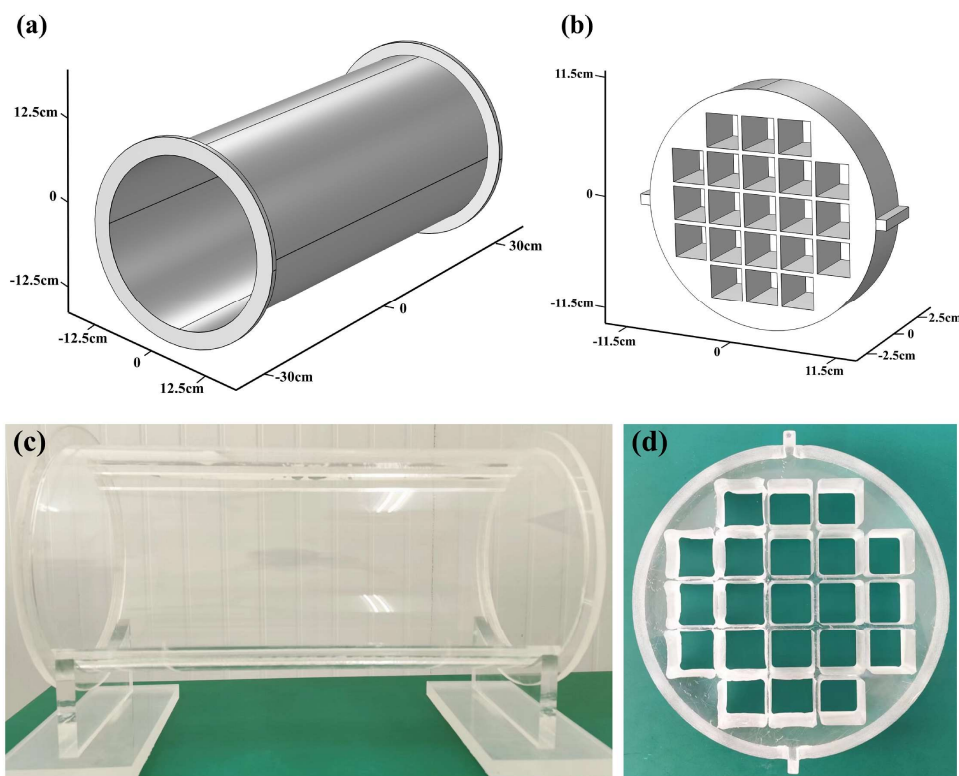


图 3-14 支撑框架的仿真和实物图：(a)线圈支撑框架仿真图；(b)磁强计支撑框架仿真图；
(c)线圈支撑框架实物图；(d)磁强计支撑框架实物图

线圈支撑框架是一个中空的圆柱体，长度为 600 mm，外径为 125 mm。而传感器支撑框架则是长度为 50 mm，外径为 115 mm 的镂空圆柱体，为了实现磁强计的多点测量，本文在传感器支撑框架上设计了 21 个尺寸为 35 mm×35 mm×35 mm 的孔。为了避免不必要的磁噪声，支撑框架都采用亚克力材料制成。

3.4 信号处理模块的设计

信号处理模块的硬件电路设计方案如图 3-15 所示，主要包括信号输入模块、信号输出模块和 DSP 主控模块。信号输入模块利用 DSP 芯片自带的 12 位 ADC 来完成信号的采集，并采用 LM358 运算放大器来设计偏置电路。模块使用 TPS62420 降压调节器来对电源转换电路进行设计，将 5 V 供电电压转换为 3.3 V 和 1.2 V 为 DSP 提供所需的工作电压。

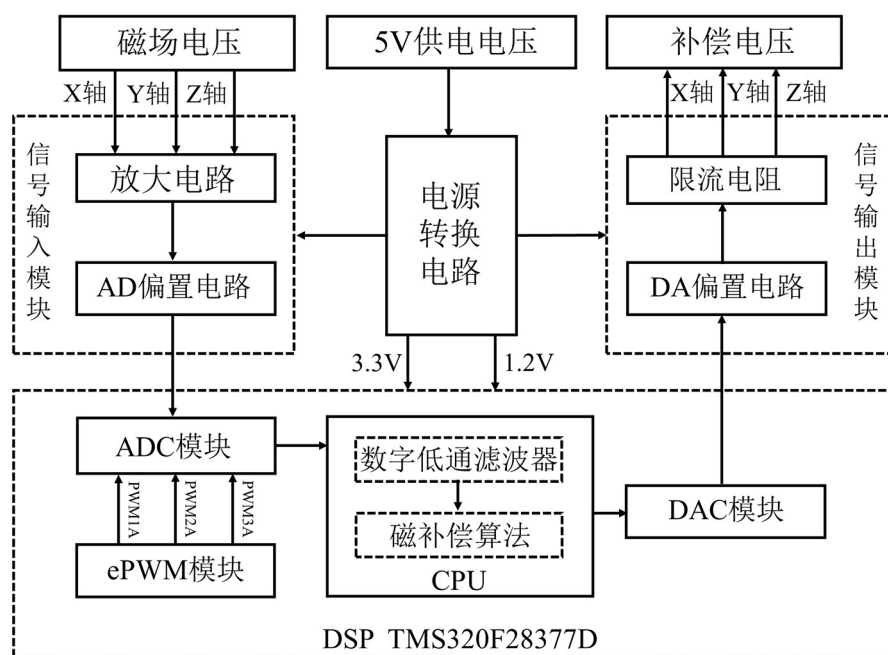


图 3-15 信号处理模块的硬件电路

当磁强计采集到 X、Y、Z 三轴的磁场信号后会输出磁场电压，信号输入模块的作用是对 X、Y、Z 三轴的磁场电压进行放大和偏置处理，以保证磁场电压处于 ADC 的采集范围内。而 X、Y、Z 三个轴的补偿线圈系数分别为 10 pT/μA、10 pT/μA 和 21.5 pT/μA，所以通入到 X、Y、Z 三轴补偿线圈的最小单位电流分别为 0.009 μA、0.009 μA 和 0.0042 μA，由欧姆定律可计算得到 X、Y、Z 三个轴

的限流电阻分别为 $81.3\text{ k}\Omega$ 、 $81.3\text{ k}\Omega$ 、 $174.8\text{ k}\Omega$ 。主控模块主要包括 DSP 芯片、ADC/DAC 以及相关的外围电路即 DSP 最小系统，经 ADC 模块转换后的数字信号由 CPU 进行滤波和算法处理，再由 DAC 模块转换为磁补偿电压信号。信号输出模块的作用则是将 X、Y、Z 三轴的磁补偿电压进行偏置和限流处理，以保证磁补偿电压不会出现翻转情况。电源转换电路将 5 V 直流电源供电转为 3.3 V 和 1.2 V ，以满足 DSP 内核和 I/O 的供电要求，从而使整个信号处理模块正常工作。

3.4.1 DSP 最小系统

DSP 最小系统是使 DSP 正常工作的最低电路要求，保证其正常稳定工作是信号处理模块设计的关键。一般来说，DSP 最小系统主要包括时钟电路、复位电路、JTAG 隔离电路、电源电路、BOOT 电路等，本文主要对功能应用相关的时钟、复位和 JTAG 电路进行介绍。

(1) 时钟电路

F28377D 芯片在上电时，外部晶振需要连接到 DSP 芯片的时钟引脚，主要作为应用程序的系统时钟源和运行启动 ROM 文件使用。因为内部时钟源的频率容差太宽，无法满足外设功能的定时要求，故必须使用外部时钟来支持这些功能。外部时钟电路如图 3-16 所示。

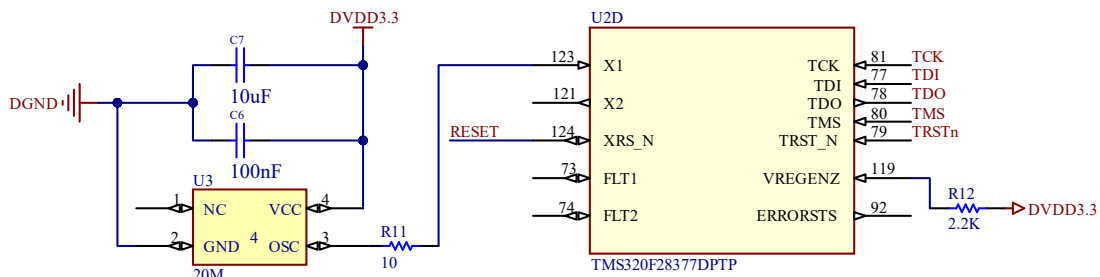


图 3-16 外部时钟电路

(2) 复位电路

DSP 芯片通常具有一个或多个复位引脚，这些引脚用于接收外部复位信号。外部复位信号可以来自系统中的复位按钮、电源管理电路或其他外部触发源。复位电路设计如图 3-17 所示。

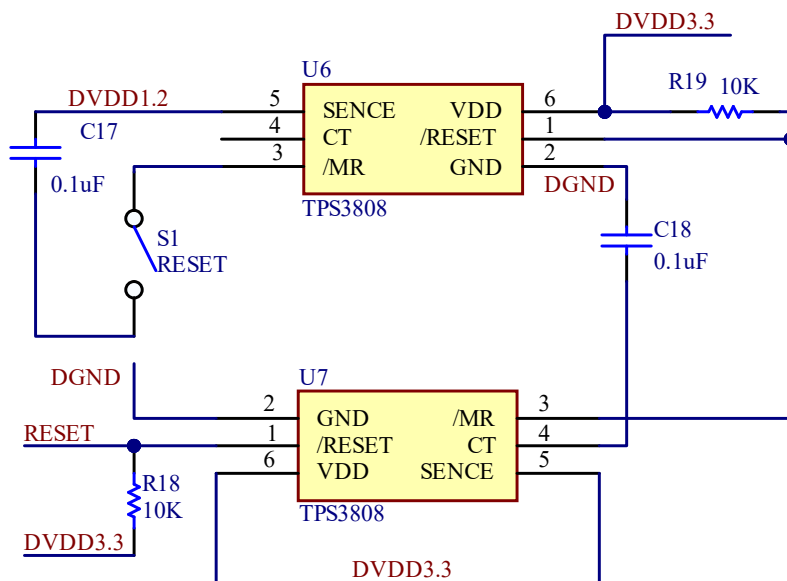


图 3-17 复位电路

(3) JTAG 电路

JTAG 电路的设计如图 3-18 所示：

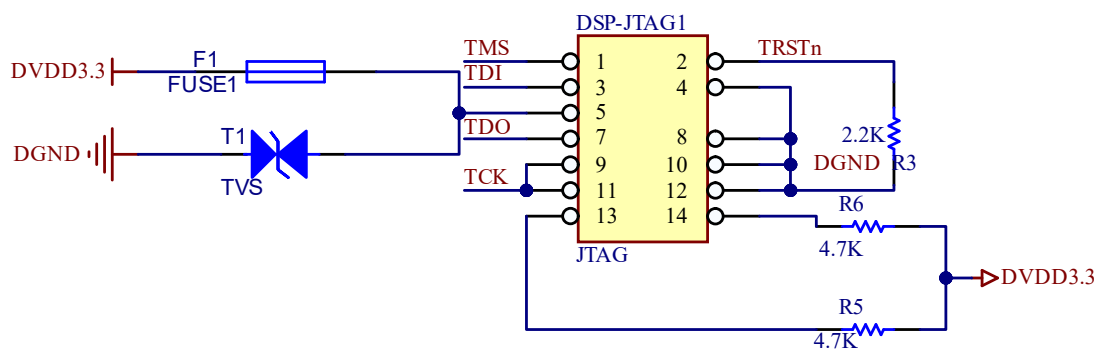


图 3-18 JTAG 电路

JTAG 接口可以用于编程和配置 DSP 芯片，同时在硬件级别也提供了诊断和调试的能力。这对于解决芯片上的硬件问题和查找信号完整性非常具有帮助。

3.4.2 电源转换电路

在本系统中，电源模块采用 5 V 开关电源。电源模块主要为信号调理电路和相关外设供电，而 DSP 采用 1.2 V 内核供电和 3.3 V I/O 供电设计，所以还需要为系统提供 1.2 V 和 3.3 V 电源。TPS62420 是一款具有 1 线接口、采用 QFN 封装的双通道降压调节器。通过在 TPS62420 外围电路配置电阻和去耦电容即可对其输出电压进行调节，从而将直流输出电压从 5 V 转为 1.2 V 和 3.3 V，电源电路结构原理如图 3-19 所示。

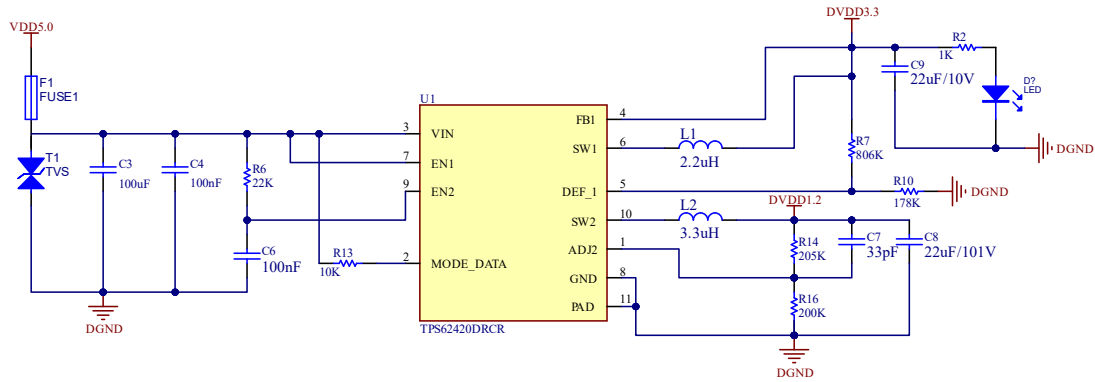


图 3-19 电源转换电路

需要注意的是，TPS62420 数字电路的供电顺序一般为 IO 电压 3.3 V、供电电压 1.2 V 和模拟电压 3.3 V，任何模拟电压与 IO 电压之间的电压差不应大于 0.3 V，否则会对设备产生不良影响。

3.4.3 ADC 模块

在本系统中，ADC 模块集成在 F28377D 芯片内部，可选择的采样分辨率为 12 bit 或 16 bit，信号输入模式分别为单端输入或差分输入，两种模式均能满足系统对采样分辨率的要求。但在差分信号模式下，转换器的输入电压通过一对正负输入引脚进行采样，实际输入电压是两者之间的差值，这样会增大系统计算量从而会影响补偿速率，而单端模式只需通过单引脚（ADCIN_x）采样，所以本文选择 12 bit 分辨率进行采样。ADC 模块具有 6 个外部输入引脚和 16 个输入通道，最大时钟频率为 50 MHz，吞吐量可达 3.5 MSPS，可以满足主动磁补偿系统的磁场信号采样需求。

3.4.4 偏置电路

磁补偿过程对 ADC 的采样灵敏度较高的要求，当 ADC 的分辨率确定后，其采样灵敏度与磁强计的输出增益呈正比关系，所以需要尽可能选择高增益的磁强计输出模式。磁强计的电子设备有 0.33x、1.0x 和 3.0x 三种输出增益可选择，其磁场-电压系数为 2.7 V/nT，因此磁强计三种输出增益模式对应的输出电压范围分别为 89.1 mV~222.75 mV、270 mV~675 mV、810 mV~2025 mV，而 ADC 输入电压的采样范围为 0~3 V，可以明显看出，三种增益模式下的磁信号都可被 ADC 完整的采样，不会发生信号截断。但当出现磁补偿超调和磁场突变的情况时，线圈内会出现磁场反转的情况，这时候磁强计会输出负电压从而超出 ADC

的采样范围，所以需要根据补偿情况对输出电压进行偏置来保证 ADC 的正常采样。

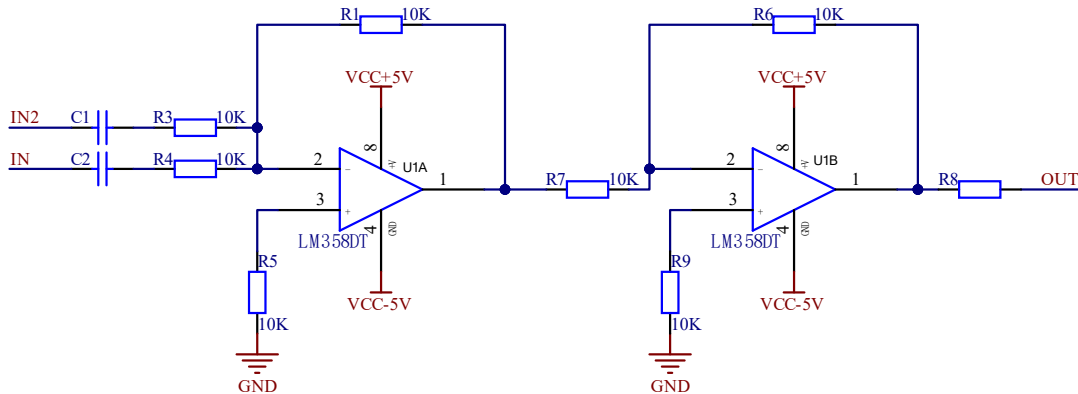


图 3-20 偏置电路原理图

本文中选择 TI 公司的 LM358 运算放大器来设计偏置电路。作为双运算放大器，LM358 由两个独立的、高增益频率补偿运算放大器组成，其直流电压增益可达 100 dB，单位增益频带可达 1 MHz。偏置电路的结构如图 3-20 所示。偏置电路与电源输入接口、三路信号输入接口、信号输出接口组成偏置电平调节器，偏置电平的升高或降低通过逆时针或顺时针调节可调电阻来完成，幅值变化的绝对值小于供电电压减去输入电压。在主动磁补偿系统中，可对偏置电路提供 $\pm 5\text{ V}$ 和 $\pm 10\text{ V}$ 的供电电压，在高幅值供电电压下，偏置电路的偏置精度更高。值得注意的是，输入电压进入偏置电路后会出现少量的衰减，这种衰减与 AD 或 DA 的接口有关，但并不会影响偏置值。

3.5 本章小节

在本章节中，首先提出了主动磁补偿系统的设计方案，即在磁屏蔽筒中使用磁强计测量环境干扰磁场，同时在数字信号处理模块中结合主动磁补偿算法，实现对外界干扰磁场的抑制。然后根据整体方案对系统硬件部分进行设计和制作，包括数字信号处理模块的电路设计、圆柱型线圈的仿真与制作以及测磁模块的环境构建，从而搭建起主动磁补偿系统的硬件平台。

第四章 主动磁补偿系统的软件设计

在上一章对主动磁补偿系统的硬件部分进行了设计与制作,为主动磁补偿提供了基础条件,而一个补偿系统不仅需要完善的硬件平台,还需要对应的软件平台来驱动系统,以保证系统正常运行。所以本章将在硬件平台的基础上,以磁场信号的采集和控制信号的输出为两个核心点,开展系统软件平台的设计工作。

4.1 软件设计总体方案

想要将环境磁噪声抑制到零附近,就需要使用 ADC 对磁场电压进行实时的采集,同时通过补偿算法对补偿电压进行精确的计算,以达到实时控制补偿电流的目的,整个过程的软件设计主体框架如图 4-1 所示。软件平台主要采用 TI 公司配套开发的集成环境 Code Composer Studio(CCS),以实现系统的软件仿真调试和硬件在线编程。

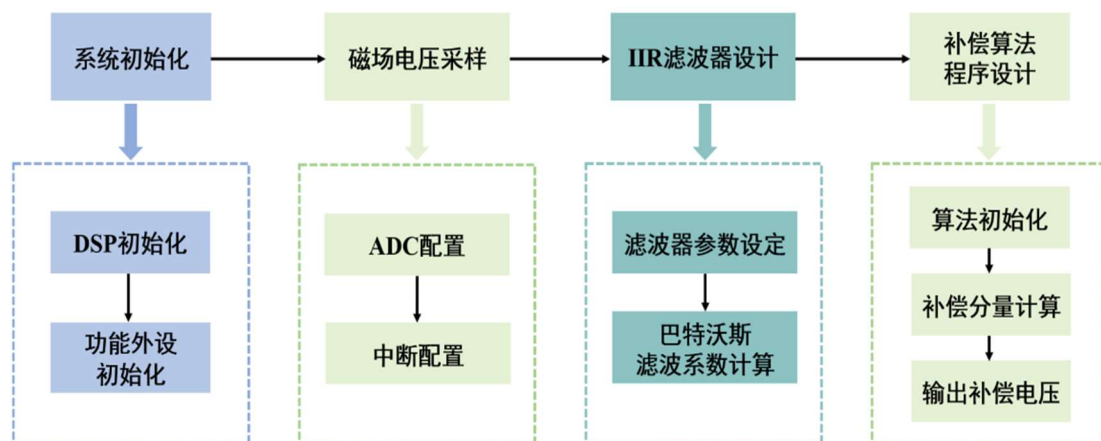


图 4-1 软件设计整体框架

软件设计主要包括系统初始化模块、磁场电压采样模块、低通滤波模块和补偿算法模块。其中,系统初始化模块的主要作用是将 DSP 和外设功能进行初始化;磁场电压采样模块用来设置 ADC 的采样通道、采样频率和采样间隔时间等,以确保磁场电压信号的正常输入和补偿电压信号的正常输出;低通滤波模块采用巴特沃斯滤波器对高频信号进行滤波处理,以便提取磁场电压的目标信号,保证补偿算法的输入量处于磁场波动的正常范围内;补偿算法模块通过增量式 PID 算法和线性 ADRC 算法来计算磁补偿量,DAC 则输出相应的补偿电压。

4.2 系统初始化

在系统程序设计中，包括 DSP 芯片在内的大部分片上功能和外设都需要进行程序初始化配置。信号处理模块涉及的功能外设比较基础，如：中断模块、看门狗模块、GPIO 模块、事件管理器模块、系统时钟等。系统首先禁止中断、看门狗和 PWM 驱动，在设置完系统时钟和 CPU 时钟后，对变量和相关寄存器进行清零，接着设置 I/O 口并初始化 AD 功能，再根据磁场信号的大小来开启中断，此时中断事件被触发，最后再根据 I/O 口状态和故障状态来判断是否要等待中断。具体的初始化流程如图 4-2 所示：

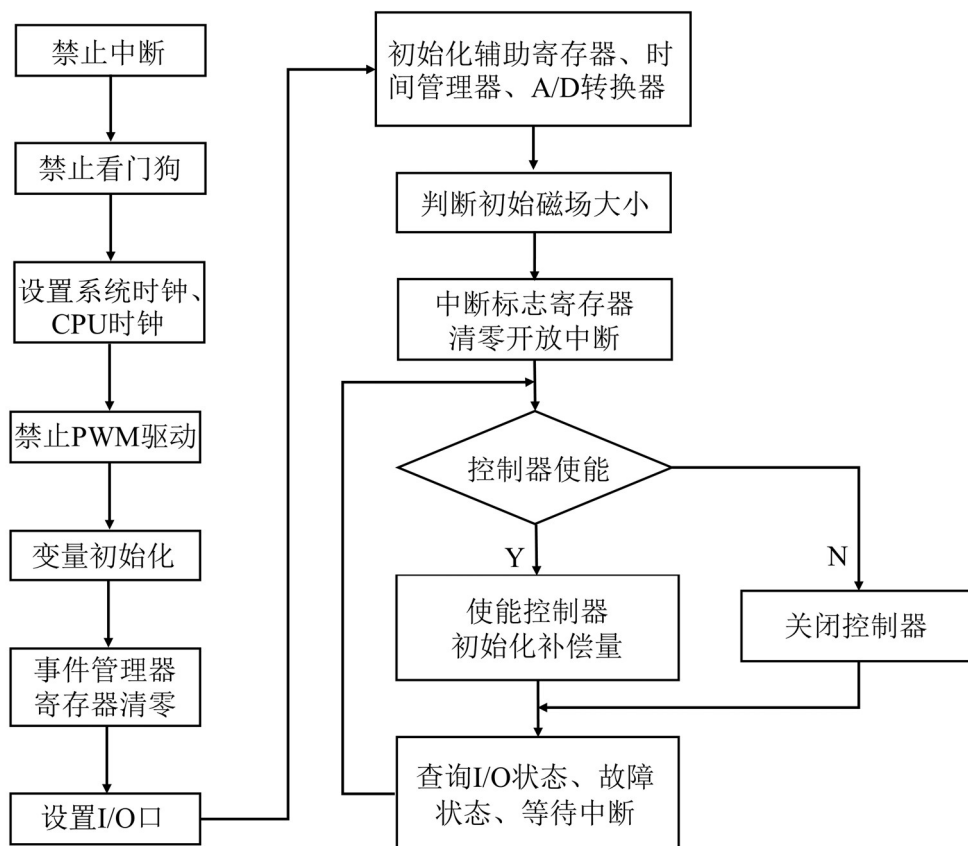


图 4-2 系统软件初始化流程

4.3 磁场电压采样

由系统硬件设计可知，信号处理模块采用了是 DSP 芯片自带的 12 位 ADC，且输入模式为单端输入，ADC 时钟频率理论上最高可达 50 MHz。在 DSP 中，ADC 的触发方式包括软件触发、ePWM 触发、外部中断触发、定时器触发，其中软件触发往往无法满足实时性的要求；定时器触发需要对进行定时器的精确配置且对时钟的要求较高；外部中断触发通常需要相应的中断控制电路，这样会产

生触发延迟。而 ePWM 触发方式由 ePWM 模块提供精确的 PWM 信号控制，同时可以对 ADC 的触发频率进行调整，这种触发方式适用于 ADC 的周期性采样。

F28377D 共有 4 个 ADC 模块和 16 个 SOC，采样过程主要在 ADCA 模块中进行，X、Y、Z 三轴磁场电压的输入引脚分别为复用引脚 A0、A1、B1，X、Y、Z 三轴补偿电压的输出引脚分别设置为 A3、A4 和 A5，其转换信道分别为 SOC0、SOC1 和 SOC2。考虑本系统的实际需求，ADC 的采样频率设置为 12.5 k，ADC 模块每进行一次磁场电压的采样，就需要 DAC 输出一次对应的补偿控制量，这个过程需要实时顺序进行，当采样速度和计算控制量速度不匹配时，就需要用到定时中断程序。

TMS320F28377D 有三级中断，根据中断优先级分别为 CPU 级、PIE(中断控制器)级和外设级。针对上述情况，本系统程序设计采用了定时器 0 中断，将中断配置在 PIE 的中断通道中并由 PIE 对其使能，即完成了定时器 0 的初始化。PIE 中断控制框架有多个中断通道，每个通道对应一个外设或事件，其中包括定时器、ADC、ePWM 等，中断初始化流程如图 4-3(a)所示。

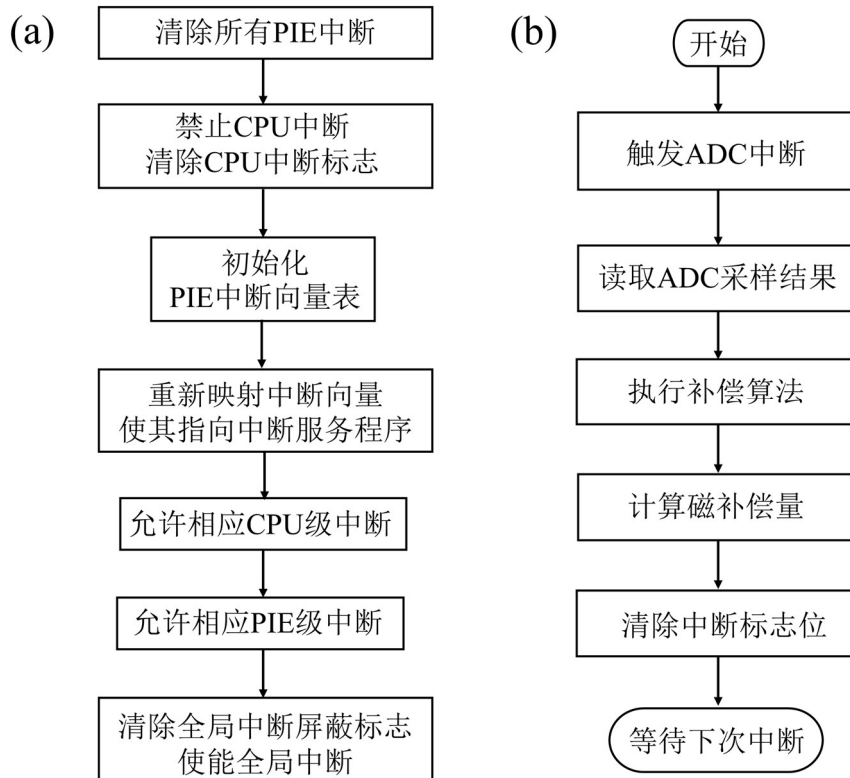


图 4-3 中断流程图：(a)中断初始化流程；(b)中断服务程序流程

在软件设计的过程中，中断程序可以写入中断向量表中指针所对应的存储地址，当相应的中断被触发并且 CPU 产生响应时，该中断程序会处于第一优先级直到下一中断被触发。磁场电压采样模块通过设置定时器延时来完成中断程序，延时时间可以根据具体实验情况来调整，将延时时间设置为 300 μs 能够保证中断程序的正常进行。最后，将延时结束作为中断事件的触发条件，即可保证 ADC 的正常采样和 DAC 的正常输出，中断服务程序的流程图如图 4-3(b)所示。

4.4 数字低通滤波器

在主动磁补偿系统中，当测磁单元将采集到的磁场信号转换为对应的电压信号后，这些电压信号会通过 ADC 进入到信号处理模块，但这些信号中包含了許多高频噪声，而主动磁补偿系统主要是对低频噪声进行抑制，因此需要对高频噪声进行滤波处理。本文选用数字滤波器，因为它可以直接在 DSP 上实现而不需要复杂的电路设计，不仅如此，数字滤波器在速度响应上更具有优势，可以很好的满足系统对滤波器实时性和准确性的要求。

数字滤波器按照滤波选取点的数量分为无限冲激响应(IIR)和有限冲激响应(FIR)。IIR 滤波器相较于 FIR 滤波器，一个重要的区别在于 IIR 滤波器在设计中包含了反馈机制，在相同滤波器阶数的情况下，IIR 滤波器具有更好的滤波效果，尽管 FIR 滤波器在相位性能上有优势，但 IIR 滤波器会因为阶数的减少而在空间占用、运算次数上更加高效，从而更适合需要实时性能的应用场景。本文所使用的 DSP 具有很强的数字信号处理能力，能够满足 IIR 滤波器对计算速度的要求，因此选择 IIR 滤波器作为研究对象。

对于一些基本的低通滤波任务，如减小高频噪声或信号平滑，常见的二阶 IIR 低通滤波器就能满足需求。其差分方程是：

$$y[n] = a_0x[n] + a_1x[n-1] + a_2x[n-2] - b_1y[n-1] - b_2y[n-2] \quad (4-1)$$

其中： $x[n]$ 是输入信号， $y[n]$ 是输出信号， a_0 ， a_1 ， a_2 ， b_1 ， b_2 是系数。通过使用 Butterworth 低通滤波器的特征方程，可以准确地计算出所需的滤波器系数，以确保滤波器满足设计规格。

$$(s^2 + \sqrt{2}s\omega_n + \omega_n^2) / (s^2 + s\omega_n / Q + \omega_n^2) \quad (4-2)$$

其中 s 是 Laplace 变换的变量, ω_n 是截止频率, Q 是频带宽度。通过特征方程求得系数为:

$$\begin{cases} a_0 = (\omega_n)^2 / (1 + (\sqrt{2}\omega_n / Q) + (\omega_n)^2) \\ a_1 = 2a_0 \\ a_2 = a_0 \\ b_1 = \frac{2a_0(1 - (\omega_n)^2)}{(1 + (\sqrt{2}\omega_n / Q) + (\omega_n)^2)} \\ b_2 = \frac{(1 - (\sqrt{2}\omega_n / Q) + (\omega_n)^2)}{(1 + (\sqrt{2}\omega_n / Q) + (\omega_n)^2)} \end{cases} \quad (4-3)$$

同时这些参数也可以通过在 Matlab 平台上设计对应的滤波器来获得, 根据信号处理的需求, 该低通滤波器设计的主要指标为: 信号采样频率 $f_s=12500$ Hz, 截止频率 $f_c=100$ Hz。在选择好滤波器类型和阶数后, 滤波器的模型就确立了下来, 包括其幅度响应、相位响应以及各个滤波器系数等指标。

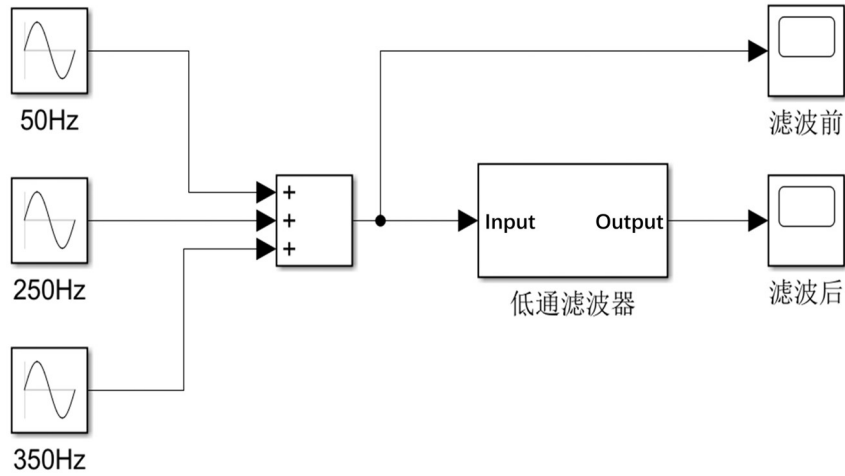


图 4-4 滤波器仿真实验

在建立好低通滤波器模型后, 可以在 Matlab 平台上设计仿真实验对滤波器的滤波效果进行检验。如图 4-4 所示, 将设计好的低通滤波器模型导入 Simulink 环境, 接着设置三个频率分别为 50 Hz、250 Hz、350 Hz 的正弦波, 并将这三个正弦波进行叠加作为低通滤波器的输入信号, 观察滤波器的输出并以此来判定滤波效果。由图 4-5 可以看出, 滤波后的输出信号成果保留了 50 Hz 的频率成分, 同时有效的滤除了高频成分, 说明设计的低通滤波器达到了预期的效果。此外, 观察到的轻微信号延迟也在可接受范围内。

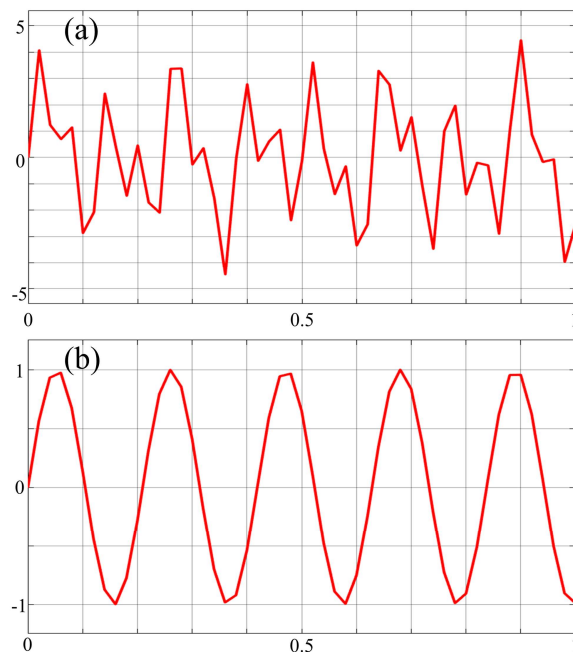


图 4-5 滤波器输入输出波形：(a)滤波器输入波形；(b)滤波器输出波形

4.5 补偿算法程序设计

4.5.1 增量式 PID 算法实现

根据前文的叙述，PID 控制的最终结果是这三个控制环节各自控制作用的加权线性组合。但在实际应用中，有时只会用到比例、积分、微分这三个控制环节其中的某一个或某两个控制环节，如：P 控制、PI 控制和 PD 控制。在 PID 控制的调参问题上，采用 Ziegler-Nichols 整定法来进行参数整定。

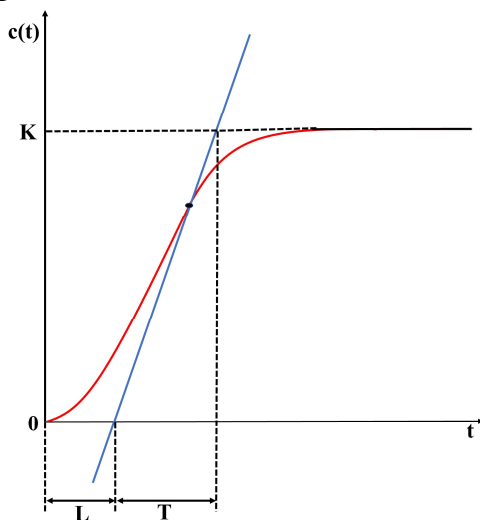


图 4-6 Ziegler-Nichols 整定图

Ziegler-Nichols 整定法利用如图 4-6 所示的系统瞬态响应特性曲线，结合带有延迟的一阶惯性系统响应模型，提供了一套如表 4-1 所示的参数计算表，便于

精确地计算出 PID 参数。对象传递函数的近似表达如下式

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1} \quad (4-4)$$

式中： K 为放大系数； L 为延迟时间； T 为时间常数。

表 4-1 Ziegler-Nichols 整定法的参数计算表

	增益参数	P 控制器	PI 控制器	PID 控制器
Ziegler-Nichols 法	比例 K_p	$T/(KL)$	$0.9T/(KL)$	$1.2T/(KL)$
	积分 K_i	0	$0.3/L$	$1/(2.2L)$
	微分 K_d	0	0	$0.5L$

经过参数整定和人工调节后， K_p 、 K_i 和 K_d 为：0.63、0.04 和 -0.17，依照增量式 PID 控制的控制逻辑与算法算式，其控制流程如图 4-7 所示：

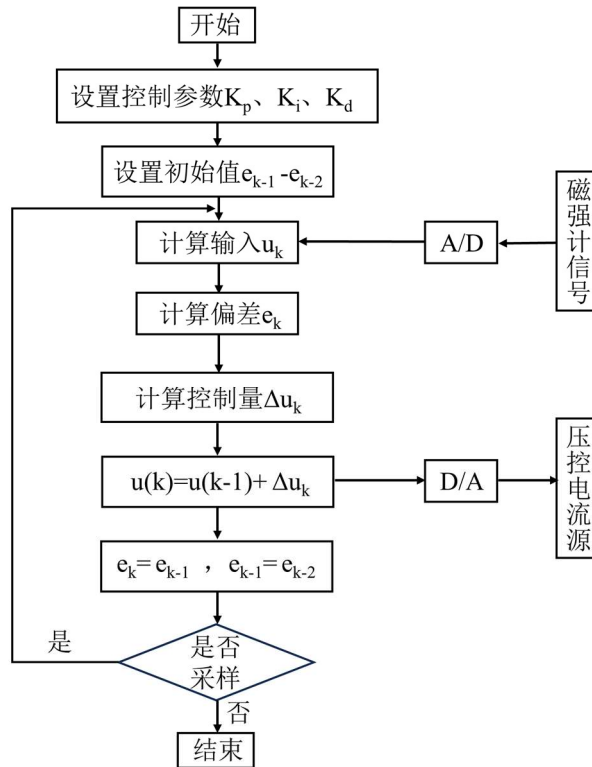


图 4-7 PID 控制流程图

在控制参数给定的情况下，开始进行上一时刻磁场偏差初始值 e_{k-1} 、 e_{k-2} 的设置，起始状态磁场误差初始值默认为 0，同时根据 AD 采样的磁场信号计算当前输入值 u_k 。因为主动磁补偿系统的最终目标是将环境磁噪声抑制为零，所以控制器的目标值也设置为 0，而当前的磁场偏差值 e_k 也是通过设定的目标值计算的，

接着根据公式(2-6)和公式(2-7)分别计算控制增量 Δu_k 和磁场偏差增量 Δe_k ，并以此结果输出控制量 u_k ，同时控制量输出 u_k 被 DA 转化为补偿电压信号作用于系统以生成补偿磁场。最后，对磁场偏差的状态进行更新，将当前磁场设置为上一时刻的磁场偏差继续循环。

4.5.2 LADRC 算法实现

以二阶 LADRC 为例，其控制结构如图 4-8 所示。在基于 LADRC 的主动磁补偿系统中，线性扩张状态观测器(Linear Extended State Observer, LESO)的作用是根据输入电压的特性来提取系统所需的信号，而控制器的输入电压代表着磁强计采集的磁场信号，最终 LADRC 输出的控制量又会被 DAC 转化为输出电压信号。LESO 可以跟踪重要的状态变量，包括磁强计输出、ADC 采样值和补偿电压值,还可以根据总磁噪声提供实时补偿量。线性状态误差反馈(Linear States Error Feedback, LSEF)输入是状态变量与 LESO 的状态估计之间的误差。NLSEF 的输出是系统的总补偿值，其中包含了 LESO 中的总磁噪声。

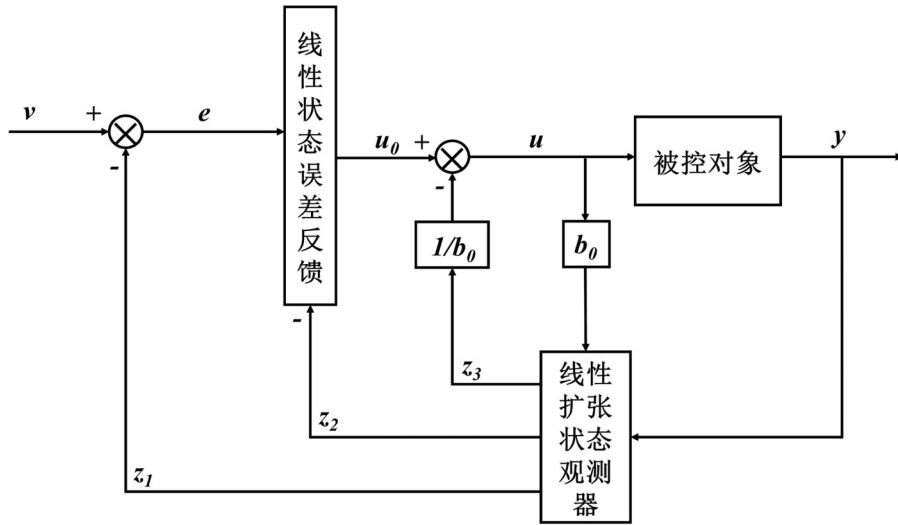


图 4-8 二阶 LADRC 控制结构

状态变量 z_1 和 z_2 表示剩余磁场 y 的估计值及其微分。 z_3 是总磁噪声的扩展状态，用于抑制外部干扰和某些不确定干扰。因此，LSEF 实现了对磁场、补偿值和系统未知部分的观测。利用比例导数(PD)形式的非线性组合可以得到 LSEF 的补偿率。其中， e 为剩余磁场的期望值 v 与估计值之差。依照 LADRC 的控制逻辑与算法算式，其控制流程如图 4-9 所示：

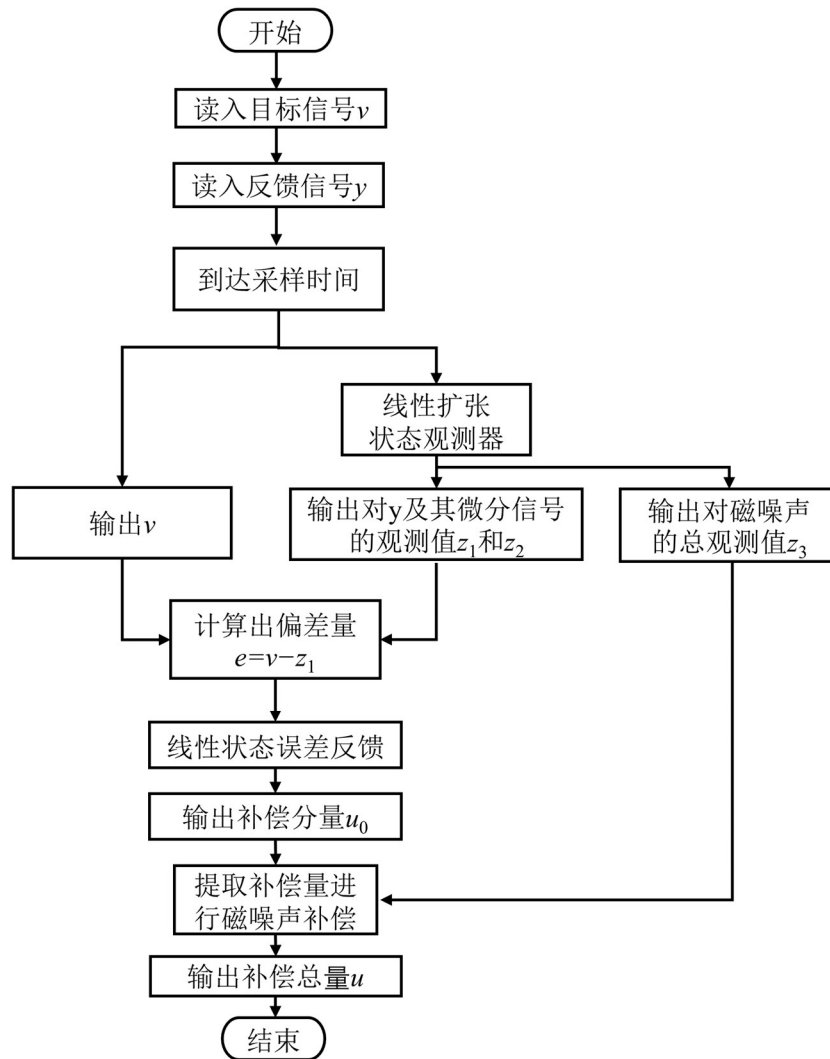


图 4-9 LADRC 控制流程图

在系统采样时间达到要求的情况下读入目标信号 v 和磁场信号 y ，控制器的初始目标值设置为 0，而采样时间也会根据采样率进行合理设置。在输出目标信号 v 后，LESO 会输出磁场信号及其微分信号的观测值 z_1 和 z_2 ，同时输出磁噪声的总观测值 z_3 。线性状态误差反馈律 LSEF 的输入 e 则等于 v 和 z_1 的差值，其输出则是控制分量 u_0 ，将控制分量 u_0 进行提取，同时结合磁噪声的估计值 z_3 进行噪声补偿即输出磁补偿量。

4.6 本章小结

本章从软件设计的角度出发，围绕 TMS320F28377 芯片和 CCS 开发平台系统阐述了主动磁补偿系统的软件设计方案，并详细讨论磁场电压的采样、数字低通滤波器的设计、补偿电压的输出以及主动磁补偿算法的程序设计。在磁场信号

的采集问题上，通过系统初始化程序来配置包括 DSP 芯片在内的部分片上功能和外设，同时对 ADC 的相关参数进行配置，并设置巴特沃斯滤波器对高频噪声进行滤波处理，保证了环境磁场信号的正常采集；在控制信号的输出问题上，采用 PID 算法和 LADRC 算法进行补偿控制，并通过中断的形式周期性的执行算法程序，以保证系统能稳定的输出补偿控制量。

第五章 实验测量与分析

本章将在系统软硬件设计的基础上搭建实验平台进行磁场测量,对该主动磁补偿系统的补偿效果进行验证,并测试软件平台的稳定性和补偿算法在实验过程中的具体补偿效果。实验流程为:首先完成主动磁补偿系统硬件部分的搭建,其次构建 PID 和 LADRC 控制器对环境磁场进行单轴磁补偿实验,以验证该主动磁补偿系统的可行性,并在单轴磁补偿实验的基础上进行三轴磁补偿实验。通过对比分析补偿前后的剩余磁场,来验证磁补偿算法的有效性。

5.1 主动磁补偿系统搭建

本文是针对环境磁噪声的抑制方法研究,研究对象为常见的环境磁场,所以实验场地选在室内即可。实验平台主要需要以下仪器与设备: DSP、原子磁强计、圆柱型线圈、磁屏蔽筒、压控电流源以及相关支撑框架。为了保证实验测量的准确性,需要尽可能的减少实验仪器带来的磁噪声影响,这就要求在实现系统补偿的同时,也要保证系统硬件的精简,做到实验场景只存在实验所必须的电子器件。同时尽可能采用无磁性的实验器材,及时对磁屏蔽筒等仪器进行消磁处理。

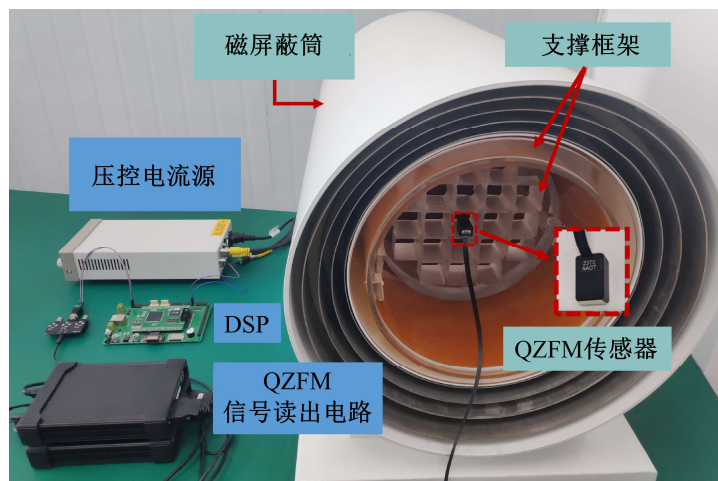


图 5-1 主动磁补偿系统硬件实物图

在保证基础的实验环境后,就需要使用磁强计对环境磁场进行测量,本文使用磁屏蔽筒来为磁强计提供近零场环境。磁屏蔽筒的具体结构在第三章详细介绍过,在实验过程中,磁屏蔽筒的所有端盖都需要紧密闭合以避免筒外电磁设备的干扰。圆柱型线圈粘合在支撑框架上位于磁屏蔽筒内部,而磁强计则位于圆柱

型线圈的磁均匀区，其他电子设备全部位于磁屏蔽筒外部，最后主动磁补偿系统实验平台实物如图 5-1 所示。

5.2 环境磁噪声抑制实验

5.2.1 单轴磁补偿实验

在理论分析和实验测量过程中，将环境磁场的磁场方向分为 X、Y、Z 三轴，这些轴分别表示三个相互垂直的磁场分量，主动磁补偿的目的就是对环境磁场的三轴磁场分量进行抑制，当 X、Y、Z 三轴的磁场分量被稳定地补偿在 0 附近，即代表环境磁噪声被有效抑制。在三轴磁补偿实验之前，先进行单轴磁补偿实验，这样既能对主动磁补偿系统的可行性进行初步验证，又能检验磁补偿算法的有效性，在单轴磁补偿实验过程中的调参经验也能在三轴磁补偿实验中继续使用，以下对单 Y 轴的磁补偿实验进行详细介绍。

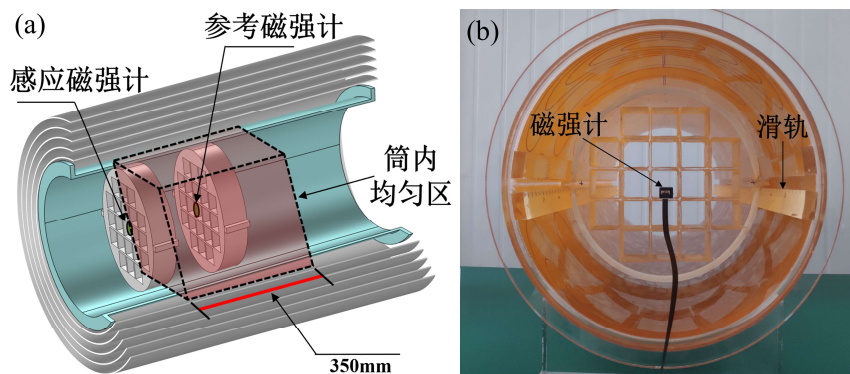


图 5-2 磁屏蔽筒内布局：(a)磁强计相对位置和筒内均匀区；(b)滑轨位置

在实验中，使用两个磁强计来检测磁场信号，一个作为感应磁强计，另一个作为参考磁强计，尺寸都为 $12.4\text{ mm} \times 16.6\text{ mm} \times 24.4\text{ mm}$ ，都具有数十 $\text{fT/Hz}^{1/2}$ 的本征噪声。一般来说，参考磁强计固定在圆柱型线圈的中心区域，其测量值作为参考基准，而感应磁强计可以灵活地布置在圆柱型线圈的磁均匀区中，其作用是测量参考测量点以外的磁场变化情况。磁强计的传感器和补偿线圈都处于磁屏蔽筒内部，圆柱型线圈和磁强计都有专门设计的亚克力框架来支撑，支撑框架包括一个线圈支撑框架和两个传感器支撑框架。在滑轨上沿同轴方向滑动传感器支撑架就可以调节两个磁强计的相对位置，如图 5-2 所示，磁强计支撑架之间的相对距离一般小于磁屏蔽筒的均匀区，筒内均匀区为 350 mm。

为了测试补偿系统的性能，需要在线圈内部的均匀磁场区域进行多点测量。

圆柱型线圈在主动磁补偿系统中起着至关重要的作用，只有将所有测量点设置在线圈的目标区域才能实现数据测量的准确性。每个测量点的测量时间为 30 s，即补偿前 15 s 和补偿后 15 s。参考磁强计位于坐标轴的中心，如图 5-3 所示，感应磁强计可布置在边长为 70 mm 的立方体区域内的任意位置，该立方体区域与圆柱型线圈的目标区域范围相匹配。

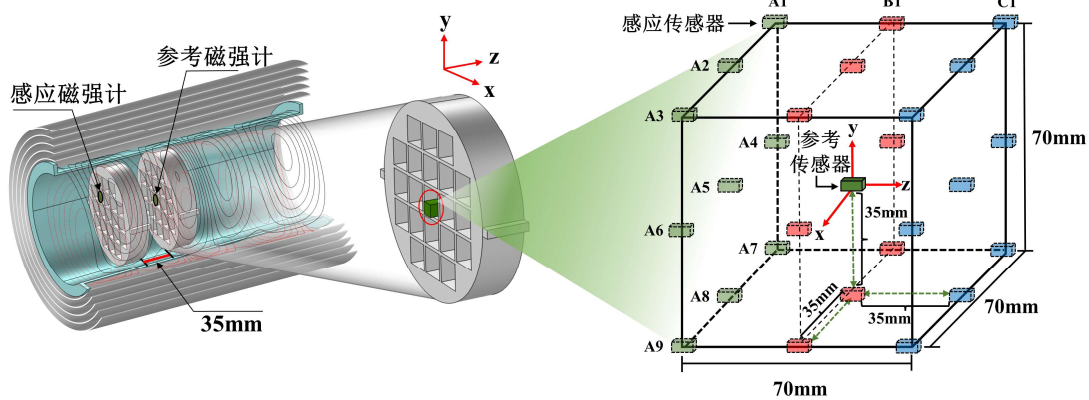


图 5-3 磁强计的测量位置示意图，所有的测试点在 A、B、C 平面上示出，B、C 平面上的测试点与 A 平面上的测试点顺序一致，坐标系的单位长度为 35mm

本文在立方体区域测量了 26 个点的磁场，图 5-3 显示了这些点的位置。测量点分布在 A、B、C 平面上，每个平面上选择 3 个测量点进行展示，为了使所选的测量点更具代表性，本文选取了离参考传感器最近和最远的位置。表 5-1 和表 5-2 分别展示了在 PID 算法和 LADRC 算法补偿前后，参考磁强计和感应磁强计在九个测量点上采集到的磁场直流分量，图 5-4 和图 5-5 则展示了所有测量点在不同算法补偿前后的剩余磁场情况。

表 5-1 两个磁强计在 PID 补偿前后所测量的磁场直流分量

测量点	补偿前(pT)		补偿后(pT)	
	参考	感应	参考	感应
A1	213.76	212.53	-0.03	-1.15
A5	217.78	216.59	0.06	-1.28
A9	225.46	222.43	0.07	-4.31
B1	231.39	221.49	-0.08	-1.11
B4	224.59	215.43	-0.07	1.86
B9	220.63	218.63	0.06	-1.57
C3	217.69	219.58	-0.04	8.47
C5	224.78	221.29	0.04	1.89
C7	215.38	217.87	-0.04	3.78

表 5-2 两个磁强计在 LADRC 补偿前后所测量的磁场直流分量

测量点	补偿前(pT)		补偿后(pT)	
	参考	感应	参考	感应
A1	213.02	212.16	-0.02	-1.13
A5	217.26	216.45	0.07	-1.35
A9	224.28	225.46	0.06	-1.21
B1	230.05	232.39	-0.09	-1.03
B4	227.36	224.59	-0.04	1.92
B9	218.17	220.63	0.07	-1.49
C3	217.32	219.45	-0.03	1.31
C5	224.78	221.29	0.04	1.52
C7	224.32	226.19	0.06	1.36

可以看出，补偿前的 Y 轴剩余磁场接近 220 pT，补偿后的剩余磁场稳定在 0 pT，同时参考磁强计与感应磁强计之间的磁场差值小于 2 pT，这属于磁场波动的正常范围。需要注意的是，补偿之前的参考磁强计的测量值有大约 15 pT 的偏差，这种偏差与磁强计的校准有关，所以不影响实验结果。以图 5-3 中显示的测量点 A1 为例。首先测量两个磁强计的时域输出，测量时间为 15 s，然后打开补偿系统以同样的方式再测量 15 s，这样就可以完整地记录补偿后剩余磁场的变化，为便于阐述，本文着重展示补偿前后 5 s 的测量数据。如图 5-7 所示，两个磁强计在补偿前的直流输出量分别为 213 pT 和 212 pT，最大波动为 4.8 pT 和 5.3 pT，它们代表着磁屏蔽筒内初始的磁场环境。

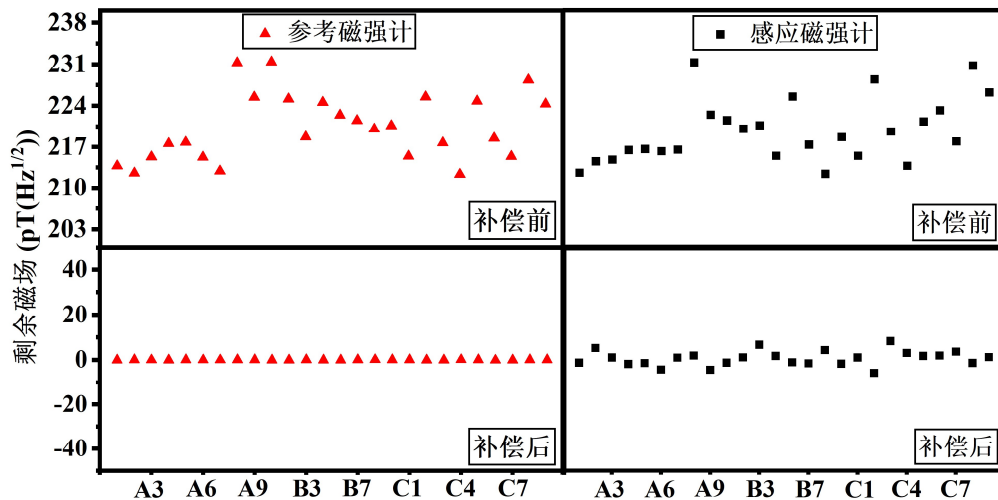


图 5-4 PID 补偿前后，两个磁强计在各测量点所检测的剩余磁场

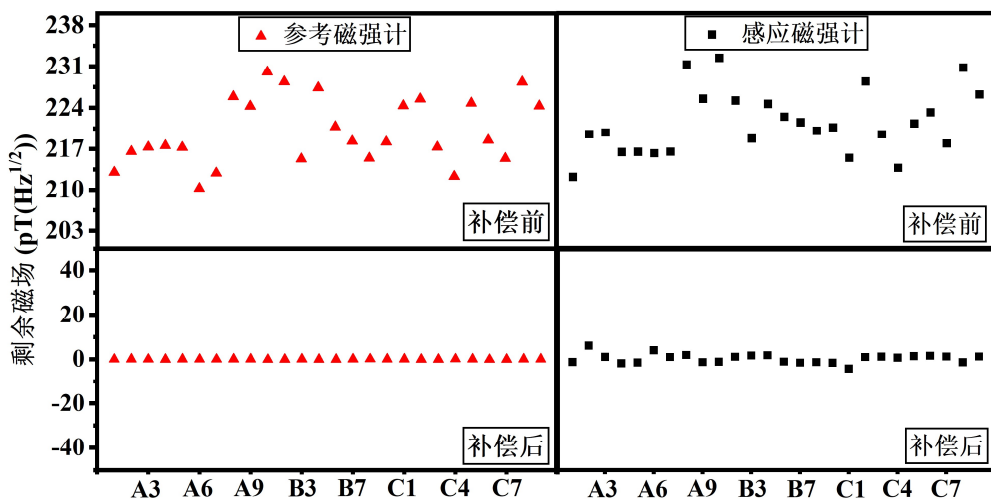


图 5-5 LADRC 补偿前后，两个磁强计在各测量点所检测的剩余磁场

在 LADRC 算法的补偿下，直流分量在 0.2 s 内被抑制到 0 pT 和 -1 pT 附近，而在图 5-6 中，PID 算法能在 0.1 s 内将直流分量从 213 pT 和 214 pT 分别抑制到 0 pT 和 1 pT，响应时间快了接近一倍，但补偿过程中会产生一定的超调，超调在维持 0.2 s 后便趋于稳定，所以对补偿结果影响较小。表 5-3 和表 5-4 展示了各个测量点的磁场在不同算法补偿前后的波动幅值，可以看出，磁场在算法补偿前后都存在幅度范围为 3.5 pT 到 5.9 pT 的波动，但这种波动与 ADC 的分辨率、磁强计的采样率和 LADRC 的计算精度有关，属于可接受的系统误差。

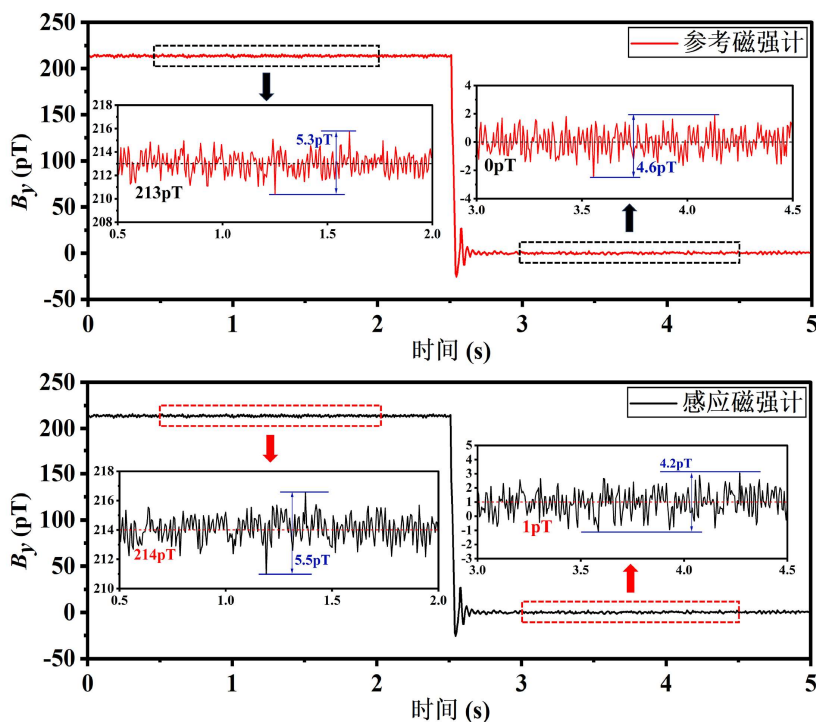


图 5-6 PID 补偿前后，两个磁强计在测量点 A1 所检测的剩余磁场和磁场波动情况

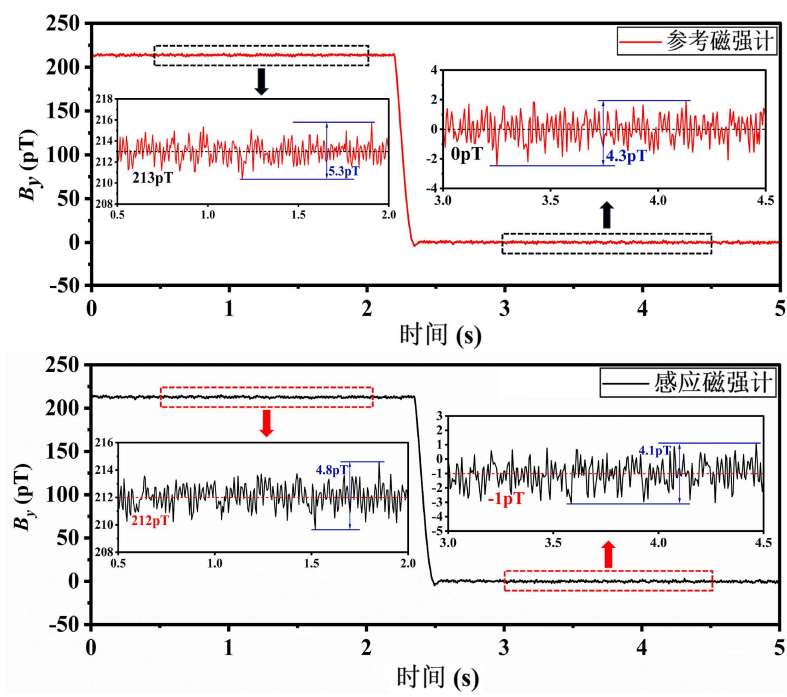


图 5-7 LADRC 补偿前后，两个磁强计在测量点 A1 所检测的剩余磁场和磁场波动情况

表 5-3 PID 补偿前后的磁场波动

测量点	补偿前(pT)		补偿后(pT)	
	参考	感应	参考	感应
A1	5.3	5.5	4.6	4.2
A5	5.2	5.0	4.5	4.0
A9	5.6	4.9	4.3	3.9
B1	5.4	4.8	4.3	3.8
B4	4.8	4.6	4.4	3.7
B9	5.1	4.7	4.1	4.0
C3	5.9	5.6	4.8	4.5
C5	5.6	4.9	4.5	4.0
C7	4.8	4.5	4.2	3.8

表 5-4 LADRC 补偿前后的磁场波动

测量点	补偿前(pT)		补偿后(pT)	
	参考	感应	参考	感应
A1	5.3	4.8	4.3	4.1
A5	5.5	4.9	4.3	4.1
A9	5.2	4.7	4.1	3.6
B1	5.4	4.5	4.4	3.8
B4	5.3	4.6	4.2	3.9
B9	4.9	4.0	3.9	3.5
C3	5.2	4.6	4.2	3.9
C5	5.5	4.7	4.3	3.7
C7	5.3	4.5	4.2	3.6

本文对磁场数据做了进一步的频域分析。补偿前后两个磁强计的白噪声为 $40 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ ，这主要与磁强计和其他电子设备的本征噪声有关。如图 5-8 和图 5-9 所示, 在 1 Hz 处, PID 算法补偿前的磁噪声幅值为 $512 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 和 $495 \text{ fT/Hz}^{1/2}$, 补偿后它们减少到 $255 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 和 $206 \text{ fT/Hz}^{1/2}$, 而 LADRC 算法将补偿前 $493 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 和 $490 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 的磁噪声抑制到补偿后的 $76 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 和 $95 \text{ fT/Hz}^{1/2}$, 噪声抑制比相应的提高了 6.5 倍和 5.2 倍。

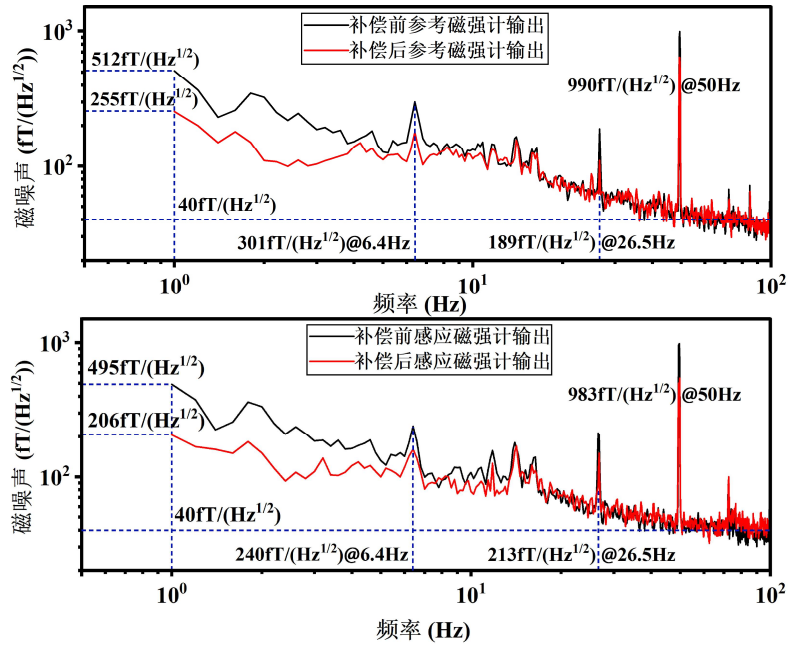


图 5-8 PID 补偿前后, 感应磁强计和参考磁强计所测得剩余磁场的频域数据

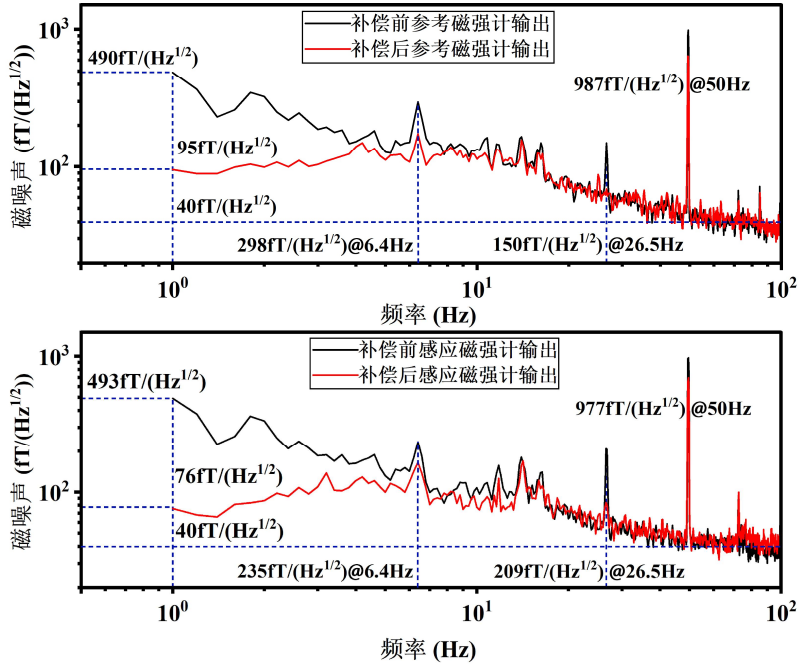


图 5-9 LADRC 补偿前后, 感应磁强计和参考磁强计所测得剩余磁场的频域数据

特别的是, LADRC 算法在 26.5 Hz 处, 将幅值为 $209 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 和 $150 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 的磁噪声也进行了有效的抑制, 噪声抑制比分别提高 2 倍和 2.5 倍。同时可以看出, 在 6.4 Hz、26.5 Hz 和 50 Hz 处仍然存在明显的磁场变化, 这些变化与磁强计的校准精度、电源线的固有噪声和外部干扰有关。综上结果表明, 该系统在 1~50 Hz 的低频范围内具有良好的抑制性能。

5.2.2 三轴磁补偿实验

在单轴磁补偿实验中, 使用 PID 算法和 LADRC 算法对剩余磁场的 Y 轴分量进行了有效抑制, 本文将在在此基础上进一步补偿 X、Y、Z 三轴的环境剩余磁场, 同时对补偿情况进行详细阐述。三轴磁补偿实验流程基本与单轴磁补偿实验一致, 都使用参考磁强计和感应磁强计在线圈的磁场均匀区进行多点测量, 测量点位置的选取方式也遵循图 5-3。需要注意的是, 三轴磁场通常会相互影响, 在进行磁补偿时需要考虑这些交叉影响, 确保在一个轴上的调整不会对其他轴产生负面影响, 在本文第三章圆柱型线圈的设计中提到过, Z 轴线圈的绕线方式和制作工艺与 X、Y 轴线圈有所不同, 所以 Z 轴线圈往往与 X、Y 轴线圈会产生相互影响。这就要求在实验测量开始前, 使用 QZFM 配套的控制软件对磁强计进行校准, 保证 X、Y、Z 三轴的测量数据处于同一基准。

表 5-5 磁强计在 PID 补偿前后所测量的三轴磁场直流分量

测量点	X 轴(pT)		Y 轴(pT)		Z 轴(pT)	
	补偿前	补偿后	补偿前	补偿后	补偿前	补偿后
A1	152.96	-0.03	214.02	-0.15	103.16	-0.15
A5	156.45	0.07	217.26	-0.08	112.45	-0.08
A9	165.46	0.15	224.28	0.03	115.46	-1.36
B1	172.39	-0.04	230.55	0.11	118.39	0.11
B4	164.59	1.01	227.36	0.86	114.59	1.06
B9	160.63	0.23	218.17	-0.57	110.63	-1.17
C3	159.45	-0.35	217.32	0.47	109.45	-0.07
C5	161.29	-0.06	224.78	-0.09	111.29	1.29
C7	157.87	1.13	215.38	0.08	107.87	0.78

表 5-5 和表 5-6 分别展示了在 PID 算法和 LADRC 算法补偿前后, 参考磁强计在九个测量点上采集到的三轴磁场直流分量, 图 5.10 和图 5.11 则展示了所有测量点在不同算法补偿前后的剩余磁场情况。可以看出, 补偿前剩余磁场的 X、

Y、Z 轴分量分别在 160 pT、220 pT 和 110 pT 左右，补偿后的剩余磁场都稳定在 0 pT，且三轴分量的磁场波动在-1.36 pT~1.29 pT 的范围内，其表示 PID 算法和 LADRC 算法都能起到很好的补偿作用。

表 5-6 磁强计在 LADRC 补偿前后所测量的三轴磁场直流分量

测量点	X 轴(pT)		Y 轴(pT)		Z 轴(pT)	
	补偿前	补偿后	补偿前	补偿后	补偿前	补偿后
A1	153.07	-0.13	214.42	-0.05	102.97	-0.05
A5	155.48	0.27	215.62	-0.12	110.98	-0.28
A9	164.86	0.06	224.28	0.06	114.86	-0.63
B1	154.40	-0.09	229.01	1.01	98.65	1.11
B4	157.78	1.02	217.36	0.66	115.32	1.19
B9	162.69	0.23	228.97	-0.07	109.63	-0.18
C3	161.35	-0.45	218.56	0.17	110.40	-0.47
C5	159.63	-1.06	223.49	-0.69	101.39	0.38
C7	157.37	0.13	217.08	1.16	108.21	0.08

三轴磁补偿实验采用和单轴磁补偿相同的实验步骤，对补偿前后共 30 s 的磁场数据进行记录，将补偿前后 5 s 的数据进行展示。参考磁强计和感应磁强计在 PID 算法补偿下所测得的三轴磁场分量如图 5-12 所示，可以看到 X、Y、Z 三轴的磁场分量在 0.1 s 内被抑制到 0 pT 附近，超调情况与单轴磁补偿实验一致。

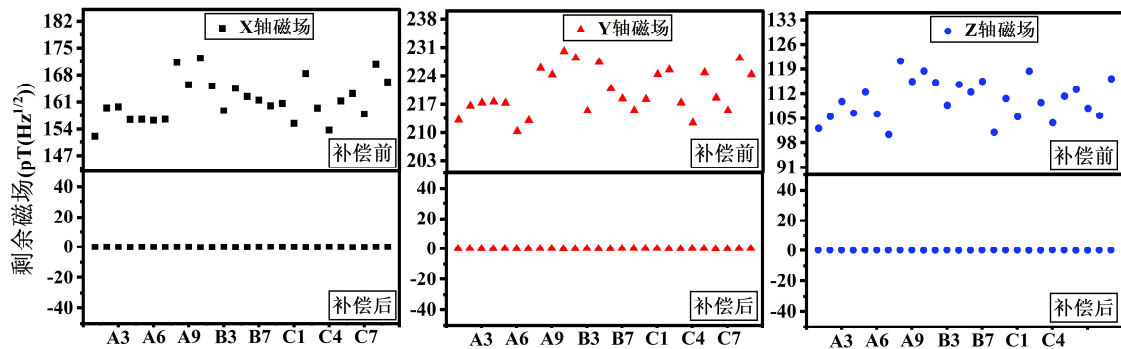


图 5-10 PID 补偿前后，磁强计在各测量点所检测的三轴剩余磁场

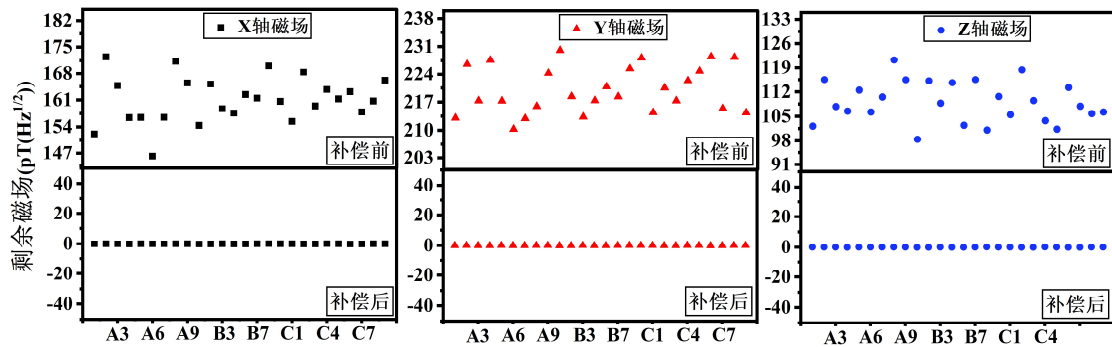


图 5-11 LADRC 补偿前后，磁强计在各测量点所检测的三轴剩余磁场

在图 5-13 中,参考磁强计和感应磁强计在 LADRC 算法补偿下测得了三轴磁场分量的变化情况, X、Y、Z 三轴的磁场分量在 0.2 s 内被抑制到 0 pT, 且补偿过程几乎无超调。需要注意的是, 选择不同磁强计进行测量会造成 X、Y、Z 轴磁场补偿的响应时间先后不一致, 此情况与补偿系统的开启时间有关, 对实验结果不产生影响。

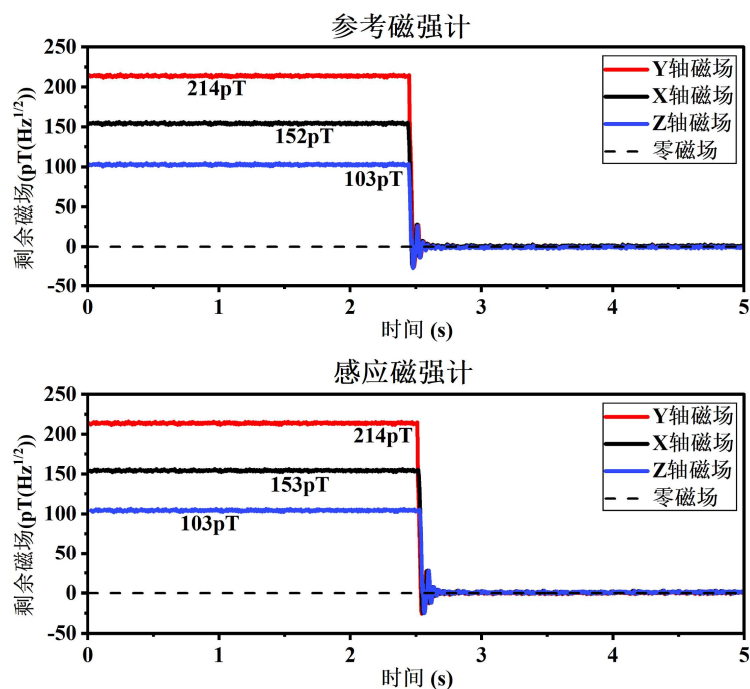


图 5-12 PID 补偿前后, 两个磁强计在 A1 测量点所检测的三轴剩余磁场

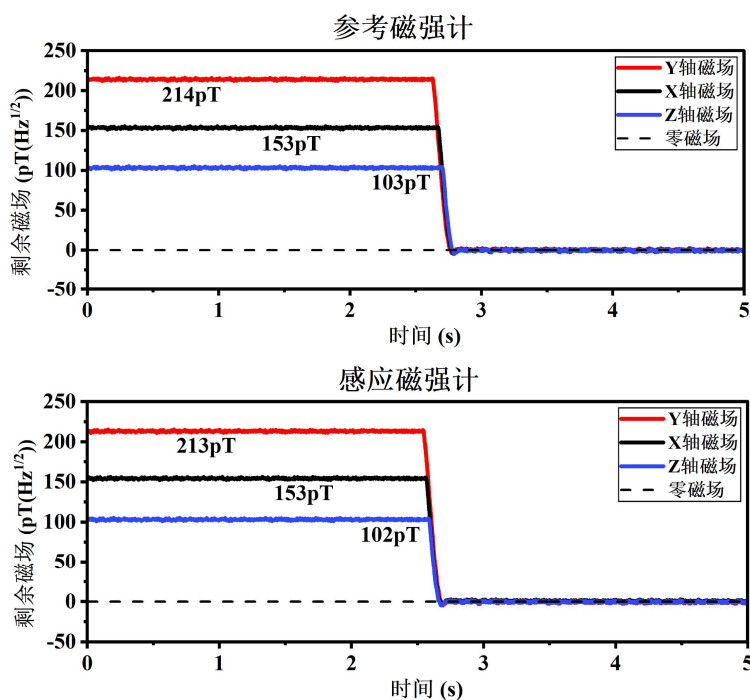


图 5-13 LADRC 补偿前后, 两个磁强计在 A1 测量点所检测的三轴剩余磁场

5.3 本章小结

本章介绍了主动磁补偿系统实验平台的搭建过程,并构建 PID 和 LADRC 控制器对环境磁场进行单轴磁补偿实验和三轴磁补偿实验。实验结果表明,该主动磁补偿系统能将环境磁场的直流分量和磁场波动分别抑制到 0 pT 和 4 pT,在 1~50 Hz 的低频范围内将噪声抑制比提高了 6.5 倍以上,实验在验证了系统可行性的同时也表现了系统的良好补偿性能。在补偿算法方面,采用 LADRC 算法控制的主动磁补偿系统在补偿过程中基本不产生超调,但响应速度比 PID 算法控制的主动磁补偿系统要慢上一倍。总的来说,两种算法均具有良好的控制性能,能够满足主动磁补偿系统的控制要求。

第六章 总结与展望

6.1 总结

本文以环境磁噪声抑制方法中的主动磁补偿技术为研究对象,为了改进传统磁补偿系统体积大、成本高以及操作繁杂的缺点,研制了一种基于 DSP 的主动磁补偿系统。该系统在被动磁屏蔽的基础上,将信号采集功能和算法补偿功能集成在 DSP 中,在体积小、造价低的同时还能将环境磁场抑制到零附近,可以为原子磁强计提供正常的工作环境。本文主要完成了以下工作:

(1) 提出了一种基于 DSP 的主动磁补偿方案,该方案将主动磁补偿和被动磁屏蔽相结合,采用磁屏蔽筒对环境磁场进行初步抑制,并构建了 PID 控制器和线性自抗扰控制器对补偿过程进行调节。

(2) 针对上述方案设计了主动磁补偿系统,对系统的硬件部分进行了研制,包括数字信号处理模块的电路设计、圆柱型线圈的设计与制作和实验测量环境的构建。在此基础上进行了数字信号处理模块的软件初始化和采样配置,同时仿真并构建了数字低通滤波器以及完成了补偿算法的程序设计。

(3) 搭建了主动磁补偿实验平台,在线圈均匀区内使用磁强计对环境磁场进行多点测量,采用 PID 控制算法和线性自抗扰控制算法对补偿电流进行控制。实验结果表明该主动磁补偿系统能将环境磁场的直流分量和磁场波动分别抑制到 0 pT 和 4 pT,在 1~50 Hz 的低频范围内将噪声抑制比提高了 6.5 倍以上,进一步验证了该主动磁补偿方案的可行性。

6.2 展望

为了完善主动磁补偿系统的性能,改善一些不足之处,有待进一步研究的工作有:

(1) ADRC 算法在磁补偿过程中具有良好的控制性能,但其控制参数较多且调参复杂。即使采用带宽法进行调参工作,也还是会耗费很多的调参时间,后续研究中可以考虑结合寻优算法进行参数自整定。

(2) 在实验过程中,一直存在除环境磁场以外的磁场干扰。考虑到数字信号

处理模块的连线情况，有必要优化 DSP 板的布线以减少电磁干扰，进一步提高 A/D 采样精度。

(3) 尽管本系统相较于传统主动磁补偿系统，已经具备了体积小、成本低和操作简单的特点，但系统中的部分器件和外围电路仍需要进行优化处理，以提高该主动磁补偿系统的集成性。

参考文献

- [1] 王艳刚. 瞬变电磁法在探测煤系地层下部砂卡岩磁铁矿的应用研究[J]. 内蒙古煤炭经济, 2019(03): 157-160.
- [2] 赵永生. 鄂尔多斯盆地东北部重磁场特征与区域铀矿产分布关系探讨[J]. 西部资源, 2018(01): 166-168.
- [3] Kim K, Begus S, Xia H, et al. Multi-channel atomic magnetometer for magnetoencephalography: A configuration study[J]. NeuroImage, 2014, 89: 143-151.
- [4] Colombo S, Lebedev V, Tonyushkin A, et al. Imaging magnetic nanoparticle distributions by atomic magnetometry-based susceptometry[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2020, 39(4): 922-933.
- [5] 黄谟涛, 翟国君, 欧阳永忠,等.海洋磁场重力场信息军事应用研究现状与展望[J].海洋测绘, 2011, 31(01): 71-76.
- [6] Bevington P, Gartman R, Botelho D J, et al. Object surveillance with radio-frequency atomic magnetometers[J]. Review of Scientific Instruments, 2020, 91(5): 055002.
- [7] Christensen E F, Lühr H, Hulot G. Swarm: A constellation to study the Earth's magnetic field. Earth[J], Planets and Space, 2006, 58, 351-358.
- [8] Iivanainen J, Zetter R, Grön M, et al. On-scalp MEG system utilizing an actively shielded array of optically-pumped magnetometers[J]. Neuroimage, 2019, 194: 244-258.
- [9] Agarwal N, Krishnan B, Burgess R C, et al. Magnetoencephalographic characteristics of cortical dysplasia in children[J]. Pediatric Neurology, 2018, 78: 13-19.
- [10] Chen C A, Lu M Y, Peng S F, et al. Spatial repolarization heterogeneity detected by magnetocardiography correlates with cardiac iron overload and adverse cardiac events in beta-thalassemia major[J]. PloS one, 2014, 9(1): e86524.
- [11] Zheng W, Su S, Zhang G, et al. Vector magnetocardiography measurement with a compact elliptically polarized laser-pumped magnetometer[J]. Biomedical Optics Express, 2020, 11(2): 649-659.
- [12] 肖康达. 用于原子磁力计的主动磁补偿系统的研究[D]. 中国科学院大学(中国科学院精密测量科学与技术创新研究院), 2022.
- [13] Nielsen O V, Petersen J R, Fernandez A, et al. Analysis of a fluxgate magnetometer based on metallic glass sensors[J]. Measurement Science and Technology, 1991, 2(5): 435.
- [14] 张昌达. 量子磁力仪研究和开发近况[J]. 物探与化探, 2005, 4: 283-287.
- [15] 陈林, 李敬东, 唐跃进,等.超导量子干涉仪发展和应用现状[J]. 低温物理学报, 2005, 27: 657-661.
- [16] 杜鹏程. 研制用于探测脑磁信号的超高灵敏度原子磁强计[D]. 中国科学院大学(中国科学院物理研究所), 2019.

- [17] Savukov I M, Romalis M V. Effects of spin-exchange collisions in a high-density alkali-metal vapor in low magnetic fields[J]. *Physical Review A*, 2005, 71(2): 023405.
- [18] Fenici R, Brisinda D, Meloni A M. Clinical application of magnetocardiography[J]. *Expert Review of Molecular Diagnostics*, 2005, 5(3): 291-313.
- [19] Ledbetter M P, Acosta V M, Rochester S M, et al. Detection of radio-frequency magnetic fields using nonlinear magneto-optical rotation[J]. *Physical Review A*, 2007, 75(2): 023405.
- [20] Sheng D, Li S, Dural N, et al. Subfemtotesla scalar atomic magnetometry using multipass cells[J]. *Physical Review Letters*, 2013, 110(16): 160802.
- [21] Dedman C J, Dall R G, Byron L J, et al. Active cancellation of stray magnetic fields in a Bose-Einstein condensation experiment[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2007, 78(2): 024703.
- [22] 孙芝茵. 大型零磁装置的磁场分析方法研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2018.
- [23] 张红. SERF 超高灵敏磁场测量装置磁噪声抑制方法与实验研究[D]. 东南大学, 2017.
- [24] Yang J, Zhang X, Han B, et al. Design of biplanar coils for degrading residual field in magnetic shielding room[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2021(70): 1-10.
- [25] Merkel B, Thirumalai K, Tarlton J E, et al. Magnetic field stabilization system for atomic physics experiments[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2019, 90(4): 044702.
- [26] 金铭. 紧凑型三维均匀磁场主动补偿系统的研究[D]. 浙江科技学院, 2022.
- [27] Mager A. Grossräumige magnetische abschirmungen[J]. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 1976, 2(1): 245-255.
- [28] Kelhä V. Construction and performance of the Otaniemi magnetically shielded room[C]. Berlin, 1980: 33-50.
- [29] Bork J, Hahlbohm H D, Klein R, et al. The 8-layered magnetically shielded room of the PTB: design and construction[C]. *Biomag2000, Proc. 12th Int. Conf. on Biomagnetism*[C]. Espoo, Finland, 2001: 970-73.
- [30] Altarev I, Bales M, Beck D H, et al. A Large-scale Magnetic shield with 10^6 Damping at Millihertz Frequencies[J]. *Journal of Applied Physics*, 2015, 117(18): 183903.
- [31] Altarev I, Babcock E, Beck D, et al. A magnetically shielded room with ultra low residual field and gradient[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2014, 85(7): 75106.
- [32] Moon S H, Oh B, Kim H T, et al. Two-channel high-tc SQUID magnetometer for magnetocardiograms[J]. *Journal of the Korean Physical Society*, 1997, 31(2):342-346.
- [33] Harakawa K, Kajiwarra G, Kazami K, et al. Evaluation of a high-performance magnetically shielded room for biomagnetic measurement[J]. *IEEE Transactions*

- on Magnetism, 1996, 32(6): 5256-5260.
- [34] Kajiwar G, Harakawa K, Ogata H, et al. High-performance magnetically shielded room[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 1996, 32(4): 2582-2585.
- [35] 甘承德, 瞿清昌. 计量院卧佛寺弱磁实验室筹建纪实[J]. 中国计量, 2005, 11: 47-49.
- [36] 程华富, 杨昌茂. 我国船舶行业的交变弱磁标准[J]. 航海工程, 2003, 2: 37-39.
- [37] 程华富. 交变微弱场标准研究[J]. 水雷战与舰船防护, 2009, 17(1): 9-12.
- [38] Seltzer S J, Romalis M V. Unshielded three-axis vector operation of a spin-exchange-relaxation-free atomic magnetometer[J]. Applied Physics Letters, 2004, 85(20): 4804-4806.
- [39] Belfi J, Bevilacqua G, Biancalana V, et al. Stray magnetic field compensation with a scalar atomic magnetometer[J]. Review of Scientific Instruments, 2010, 81(6): 065103.
- [40] Bevilacqua G, Biancalana V, Dancheva Y, et al. All-optical magnetometry for NMR detection in a micro-Tesla field and unshielded environment[J]. Journal of Magnetic Resonance, 2009, 201(2): 222-229.
- [41] Deans C, Marmugi L, Renzoni F. Sub-picotesla widely tunable atomic magnetometer operating at room-temperature in unshielded environments[J]. Review of Scientific Instruments, 2018, 89(8): 083111.
- [42] Deans C, Griffin, L D, Marmugi L, et al. Machine learning based localization and classification with atomic magnetometers[J]. Physical Review Letters, 2018, 120(3): 033204.
- [43] Marmugi L, Gori L, Hussain S, et al. Remote detection of rotating machinery with a portable atomic magnetometer[J]. Applied Optics, 2017, 56(3): 743-749.
- [44] Fang J, Qin J. In situ triaxial magnetic field compensation for the spin-exchange-relaxation-free atomic magnetometer[J]. Review of Scientific Instruments, 2012, 83(10): 103104.
- [45] 杨文晖. 一种磁共振成像系统的磁场稳定方法和装置[P]. 中国专利: CN104224179A, 2014-12-24.
- [46] Li W, Peng X, Li S, et al. Unshielded scalar magnetometer based on nonlinear magneto-optical rotation with amplitude modulated light[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 2016: 1-4.
- [47] Lu L, Shang J, Pan Z, et al. Chip-scale SERF atomic magnetometer without magnetic shield[C]. Electronic Components and Technology Conference, 2017: 1900-1905.
- [48] 郭智勇, 吴攀, 徐伟, 等. 一种三轴双向补偿式磁场测量装置[P]. 中国专利: CN109782198A, 2019-05-21.
- [49] Zhang R, Ding Y, Yang Y, et al. Active magnetic-field stabilization with atomic magnetometer[J]. Sensors, 2020, 20(15): 4241.
- [50] Chen Y, Zhou Y. Active disturbance rejection and ripple suppression control strategy with model compensation of single-winding bearingless flux-switching

- permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(8): 7708-7719.
- [51] Merkel B, Thirumalai K, Tarlton J E, et al. Magnetic field stabilization system for atomic physics experiments[J]. Review of Scientific Instruments, 2019, 90(4): 044702.
- [52] 吴婧璇. 基于系统辨识的内模 PID 控制器参数整定及应用[D]. 华东理工大学, 2015.
- [53] 唐凤轩. 基于粒子群优化的模糊 PID 航空转台控制系统研究[D]. 北京: 北京化工大学, 2022.
- [54] Yang Z, Jia J, Sun X, et al. An enhanced linear ADRC strategy for a bearingless induction motor[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(1): 1255-1266.
- [55] Han J. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [56] Wu D, Chen K. Frequency-domain analysis of nonlinear active disturbance rejection control via the describing function method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 60(9): 3906-3914.
- [57] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. In ACC, 2003: 4989-4996.
- [58] Wang Z, On the expanded Maxwell's equations for moving charged media system-General theory, mathematical solutions and applications in TENG[J]. Materials Today, 2022, 52: 348-363.
- [59] Han B, Yang J, Zhang X, et al. A magnetic compensation system composed of biplanar coils avoiding coupling effect of magnetic shielding[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(2): 2057-2065.
- [60] 孙伟民, 刘双强, 赵文辉, 等. 光学原子磁力仪[M]. 哈尔滨工程大学出版社, 2015.

攻读硕士学位期间完成的学术成果

- [1] Kang Yang, **Hongwei Zhang**, Qiannian Zhang, Junjun Zha, Dengchao Huang*. Residual field suppression for magnetocardiography measurement inside a thin magnetically shielded room using bi-planar coil [J]. Chinese Physics B, 31(7), 070701 (2022).
- [2] **Hongwei Zhang**, Qiannian Zhang, Yongle Zhang, Ahui Zhao, Tianming Ni*, Kang Yang*. A DSP-Based Magnetic Compensation System for Optically Pumped Magnetometer [J]. IEEE Sensors Journal, 23(24), 30271-30277 (2023).
- [3] Qiannian Zhang, **Hongwei Zhang**, Ahui Zhao, Yongle Zhang, Tianming Ni, Kang Yang. A DSP-based compensation system for residual field suppression within a magnetically shielded cylinder [C]. 2023 3rd International Conference on Computer Science, Electronic Information Engineering and Intelligent Control Technology (CEI), Wuhan, China, 2023, 481-484.

致 谢

弹指一挥间，硕士研究生的三年学习马上就结束了，站在毕业的十字路口上，回看一路走来，奋斗和辛劳已成往事，甜美与欢笑留在记忆。值此毕业论文完成之际，我谨向所有帮助我的老师、同学表示最诚挚的感谢与最美好的祝愿。

本论文是在导师倪天明教授和杨康教授的悉心指导之下完成的。三年来，倪老师治学严谨，做事一丝不苟的态度对我影响深远。杨康教授为我的学业付出了很多心血，手把手教导理论知识，亲自操作示范。在杨老师的小组里不仅学到了很多专业知识，更重要的深深感到了杨老师治学、做人的精神及对学生们的谆谆教诲，这是我人生路上最宝贵的财富。

能够顺利完成学业也离不开学院所有老师、同学和朋友的关心和帮助。在此要感谢我的师兄司军伟，回首这两年的学习时光，他的乐观、强大的抗压能力深深影响着我。同样感谢无话不谈，教会我很多的同门张千年，我们一起从零开始搭起实验平台，一起解决实验过程中遇到的各种问题，也一起获得成长和提升。我也要感谢我的师弟张永乐和师妹赵阿慧，他们在科研和生活中给予了我很多帮助，愿我的同门师兄弟们人生之路越走越精彩。

最后还要特别感谢我的父母和家人，是你们在我最低落的时候鼓励我支持我。我只希望我能快快的成为你们能够依靠的人，希望我这个愿望能早日实现。