

分类号: TP237

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330164



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
信号反馈模块研究

论文作者 张千年
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：2210330164

题 目 基于 DSP 的主动磁补偿信号反馈模块研究

题 目 Research on active magnetic compensation
signal feedback module based on DSP

学生姓名： 张千年

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：张千

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：张千年

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 的主动磁补偿信号反馈模块研究

摘 要

随着磁场探测技术在各个领域的应用和发展,对于弱磁场的精密测量已成为迫切需求。在众多磁场测量传感器中,基于无自旋交换弛豫(Spin-Exchange Relaxation-Free, SERF)效应的原子磁强计拥有目前最高的测量灵敏度。然而,其超高的测量灵敏度需要在接近零的磁场环境中才能实现。为了获得近零磁场环境,需要对环境中的磁场进行抑制,根据抑制原理的不同,可分为被动磁屏蔽和主动磁补偿两种方法。在被动磁屏蔽方法中,超高的屏蔽性能总是通过安装多层厚的高磁导率材料或以超导磁屏蔽的形式来实现,这使得其实现困难并且造价昂贵。在主动磁补偿方法中,通常使用复杂的线圈绕组形式以及繁多的外围电路和电子仪器来达到较好的补偿效果,这使得整个系统复杂度较高,且操作不便。为了解决上述问题,将被动磁屏蔽技术和主动磁补偿技术结合起来构造一个主动磁补偿系统是目前主流的方法。这种方法在保证近零场环境质量的同时,可有效减小系统的体积、降低系统的构造成本以及系统复杂度。

本文主要的研究内容如下:

(1) 研究了主动磁补偿系统的工作原理,为了降低系统构造成本以及系统复杂度,提出一种用于室内环境的主动磁补偿系统方案,将系统简化为原子磁强计、磁补偿线圈、磁屏蔽筒和基于数字信号处理器(Digital Signal Processor, DPS)的信号反馈模块四个部分。

(2) 通过测量磁屏蔽筒内剩余磁场的大小以及磁补偿线圈的电流-磁场系数,分析了系统对于补偿电流输出精度的需求,并设计了基于 DSP 的信号反馈模块硬件电路和相应的控制算法,同时还引入了粒子群优化(Particle Swarm Optimization, PSO)算法对比例-积分-微分(Proportional-integral-derivative, PID)控制参数进行优化,以此来提高系统的补偿效果。

(3) 基于所提出的方案搭建了主动磁补偿系统,并将本文设计的

信号反馈模块用于采集磁场信号和控制补偿电流，然后分别基于经典 PID 控制方法和 PSO-PID 控制方法进行了环境磁场抑制实验，成功将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制到零附近，证明了本文所提出的主动磁补偿系统方案的可行性以及所设计的信号反馈模块的可靠性。实验结果表明，相较于经典 PID 控制方法，使用 PSO-PID 控制方法来抑制环境磁场具有更好的效果，有效提高了系统的抗干扰能力以及系统的稳定性。

关键词：主动磁补偿，原子磁强计，DSP，粒子群优化，PID 控制

RESEARCH ON ACTIVE MAGNETIC COMPENSATION SIGNAL FEEDBACK MODULE BASED ON DSP

ABSTRACT

With the application and development of magnetic field detection technology in various areas, precise measurement of weak magnetic fields has become an urgent need. Among the various sensors for magnetic field measuring, the spin-exchange relaxation-free (SERF) atomic magnetometer has the highest measurement sensitivity at present. However, its ultra-high measurement sensitivity needs to be achieved in a near-zero magnetic field environment. In order to obtain a near-zero magnetic field environment, the ambient magnetic field needs to be suppressed. According to the different suppression principles, it can usually be divided into two magnetic field suppression methods: passive magnetic shielding and active compensation. In passive magnetic shielding methods, ultra-high shielding performance is always achieved by installing multiple layers of thick high-magnetic permeability materials or in the form of superconducting magnetic shielding, which makes its implementation complex and expensive. In the active magnetic compensation method, complex coil winding forms and numerous peripheral circuits and electronic instruments are usually used to achieve better compensation effects, which makes the system more complex and inconvenient to operate. In order to solve the above problems, combining passive magnetic shielding technology and active magnetic compensation technology to construct an active magnetic compensation system is currently a mainstream method. While ensuring the quality of the near-zero field, it can effectively reduce the volume, cost, and complexity of the system.

The main research contents of this article are as follows:

- (1) The working principle of the active magnetic compensation

system is studied. In order to reduce the cost and complexity of the system, an active magnetic compensation system scheme for indoor environment was proposed, and the system was simplified into four parts: atomic magnetometer, magnetic compensation coil, magnetic shielding cylinder and signal feedback module based on digital signal processor (DSP).

(2) By measuring the magnitude of the residual magnetic field in the magnetic shielding cylinder and the current-magnetic field coefficient of the magnetic compensation coil, the requirements of the system for the output accuracy of the compensation current are analyzed, and the hardware circuit of the signal feedback module based on DSP and the corresponding control algorithm are designed. The particle swarm optimization (PSO) algorithm is also introduced to optimize the proportional-integral-derivative (PID) control parameters, which improves the compensation performance of the system.

(3) Based on the proposed scheme, an active magnetic compensation system is built, and the signal feedback module designed in this article is used to collect magnetic field signals and control the compensation currents. Then, the ambient magnetic field suppression experiments are carried out by the classic PID control method and the PSO-PID control method respectively. And the residual magnetic field is successfully suppressed to near zero within the magnetic shielding cylinder, which proves the feasibility of the proposed scheme of the active magnetic compensation system and the reliability of the designed signal feedback module in this article. Experimental results show that compared with the classic PID control method, using PSO-PID control method to suppress the ambient magnetic field has better effect, which effectively improves the anti-interference ability and the stability of the system.

KEY WORDS: Active magnetic compensation, Atomic magnetometer, DSP, Particle swarm optimization, PID Control

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 磁场探测及磁传感器	1
1.1.2 磁场抑制方法	4
1.2 课题研究现状及意义	5
1.3 本文的主要内容	9
第 2 章 主动磁补偿理论及系统方案	11
2.1 主动磁补偿理论	11
2.2 PID 控制	13
2.3 主动磁补偿系统方案	14
2.4 粒子群优化算法	15
2.5 本章小结	18
第 3 章 基于 DSP 的信号反馈模块硬件设计	19
3.1 磁屏蔽筒内的剩余磁场测量	19
3.2 磁补偿线圈的电流-磁场系数测量	20
3.3 硬件总体方案设计	23
3.4 信号反馈模块主电路设计	24
3.4.1 ADC 匹配电路	24
3.4.2 低通滤波电路	27
3.4.3 输出端电流匹配电路	29
3.5 DSP 控制电路设计	30
3.5.1 DSP 最小系统	30
3.5.2 DSP 辅助电源电路	32
3.5.3 ADC/DAC 参考电平电路	33
3.6 PCB 设计	34
3.7 本章小结	36
第 4 章 基于 DSP 的信号反馈模块软件设计	37
4.1 软件总体方案设计	37
4.2 主程序初始化	38
4.3 ADC 采样及中断	38
4.4 PID 控制算法	41
4.5 基于 PSO 算法的 PID 参数优化	43
4.6 PID 反馈控制	45
4.7 本章小结	46
第 5 章 基于主动磁补偿的环境磁场抑制实验	47
5.1 主动磁补偿系统搭建	47
5.1.1 系统总览	47
5.1.2 支撑模具	48
5.1.3 磁补偿线圈及磁强计安装方法	48
5.1.4 系统搭建	50

5.2 环境磁场抑制实验	51
5.2.1 基于经典 PID 控制的环境磁场抑制实验	51
5.2.2 基于 PSO-PID 控制的环境磁场抑制实验	54
5.3 本章小结	56
第 6 章 总结与展望	57
6.1 总结	57
6.2 展望	58
参考文献	59
攻读硕士学位期间发表的学术论文	63
致谢	64

第1章 绪论

1.1 研究背景

1.1.1 磁场探测及磁传感器

磁场的测量在地质勘探、空间科学、军事、材料科学、生物医学等领域都有广泛的应用空间，对于科学技术的发展和社会的进步具有重要意义。

在地质勘探领域，运用地质构造的客观规律，可解决工程地质^[1]问题和矿产分布^[2]问题。通过探测地表附近的磁场，就可推断出地表以下的地质结构，如断层、褶皱、火山岩体等，这对于重大工程的建设以及后续其他地质工作的开展具有重要意义。通常地表磁场是稳定的，而一些磁性矿物则会引起地表磁场的异常，如磁铁矿、钛铁矿等^[3,4]。因此利用磁场探测技术，可以在不破坏地表的情况下准确的找出矿床的位置，从而节省大量的人力物力。

在空间探测领域，磁场探测技术的应用不仅增强了人类对太阳系内部以及周边空间环境的理解，同时也拓展了我们对整个宇宙的认识。通过探测太阳磁场^[5]，可帮助人们理解和分析太阳表面活动对地球天气的影响，如太阳黑子、耀斑、日冕等^[6]。太阳风是太阳释放到太阳系中的带电粒子流，其携带的磁场会破坏地球磁场，影响地球的磁层和电离层。通过磁探测技术可预知太阳风的到来，以提前应对磁暴等极端天气^[7]。对行星的磁场进行探测，就可推断出行星的内部结构、大气和磁层特性等基本信息，对于寻找地外宜居环境和地外生命具有重要意义^[8]。

在军事上，磁场的高精度测量是地磁导航和反潜的基础^[9,10]。地磁导航是一种利用地球磁场进行定位和导航的技术，由于地球磁场的分布是已知的，在不同的地理位置，地球磁场的大小和方向是唯一确定的，通过测量这些磁场的变化，就可在全球范围内确定当前所在的地理位置^[11]。地磁导航作为一种无源导航技术，其不需要向外界发送信号，因此在军事行动中具有较好的隐蔽性。潜艇在现代海战中扮演着关键角色，其具有良好的隐蔽性以及能够携带战术核武器，因此反潜成为了军事战略中的一个重要组成部分。而反潜就是旨在发现、追踪、威慑、损害或摧毁敌方潜艇的军事行动，通过探测水下的异常磁场就可探测到潜艇的位置^[12]。

在材料科学中，磁探测技术能够在不破坏材料的前提下，检测和评估材料内

部及表面的缺陷^[13-15]，如裂纹、孔洞等，这在金属加工、航空航天、建筑结构安全评估等领域尤为重要。当金属材料的内部有缺陷时，其缺陷处的电导率与完好处的电导率不一致。对金属材料施加交流电，就会在材料的缺陷处产生磁场梯度，通过对磁场梯度的测量就可以检测到材料内部的损伤情况。

在生物医学中，心磁图^[16]（Magnetocardiography，MCG）和脑磁图^[17]（Magnetoencephalography，MEG）是一个重要的研究方向。MEG 是一种非侵入性神经成像技术，用于测量人脑中电活动神经元群的磁场，在理想情况下，可以以毫米级精度对大脑活动进行定位^[18]。神经磁场的频率通常在 1 ~ 80 Hz 之间，幅值在 10 fT ~ 1 pT 之间，一般使用超导量子干涉仪（Superconducting Quantum Interference Device，SQUID）来测量。MCG 与 MEG 类似，用于测量心脏跳动伴随产生的磁场，心磁的幅值约比脑磁高一个数量级，主要也是使用 SQUID 进行测量^[19]。近年来，也有一些研究小组使用了高灵敏度原子磁强计进行了心脑磁测量实验，实现了在一定空间范围内的可移动测量^[20-26]。

随着磁场探测技术在各个领域的应用和发展，不同于以往的强磁场探测，人们开始对弱磁场测量的需求日益增加，现如今，具有超高测量灵敏度的磁传感器成为了迫切需求。



图 1-1 高灵敏度磁强计发展历程

如图 1-1 所示，用于弱磁测量的磁传感器，经历了基于电磁感应的磁通门磁强计^[27]，基于光泵技术和磁共振技术的光泵磁强计^[28]，基于超导约瑟夫森效应和磁通量子化的超导量子干涉仪^[29]等几代的发展，灵敏度不断提高。到了 21 世纪初，出现了基于无自旋交换弛豫（Spin-Exchange Relaxation-Free，SERF）效应的

原子磁强计^[30]，其理论灵敏度可达到 $\text{aT/Hz}^{1/2}$ (10^{-18} Tesla) 量级。这为人类认识世界提供了一种新的工具，利用它对客观世界进行测量和研究，将带来新的科学发现和技术突破。

磁通门磁强计的发明可以追溯到 20 世纪 50 年代，由法拉第电磁感应定律可知，当穿过闭合导线回路的磁通量发生变化时，将会在闭合导线中产生感应电动势，磁通门磁强计正是基于这一原理设计的。磁通门磁强计通常由一个软磁性材料制成的磁芯和一系列交流线圈和直流线圈绕组组成。通过在交流线圈中通入电流，使磁芯被磁化，然后将磁芯与外磁场进行接触，此时直流线圈中产生的感应电动势将变为非对称性，其偶次谐波与外磁场的大小成正比，通过测量感应电动势的大小，就可以计算出当前外部磁场的磁感应强度的大小。磁通门磁强计的测量灵敏度可达 $\text{nT/Hz}^{1/2}$ (10^{-9} Tesla) 量级。

在 20 世纪 70 年代，基于光泵技术和磁共振技术研制出了光泵磁强计^[31]。在光泵磁强计中，一束圆偏振光用于激发特定种类的碱金属气体（如铷、铯或钾），使原子从基态跃迁到激发态。当这些原子处于外部磁场中时，会围绕外部磁场的方向做进动。通过施加一个特定频率的射频场，可以使原子发生共振，该共振频率与外部磁场的磁感应强度直接相关。在共振条件下，原子对泵浦光的吸收会发生变化，通过测量泵浦光强度的变化，就可以精确地计算出外磁场的磁感应强度。光泵磁强计的测量灵敏度可达 $\text{pT/Hz}^{1/2}$ (10^{-12} Tesla) 量级。

SQUID 是一种极为灵敏的磁场测量设备，能够探测极其微弱的磁场变化，其测量灵敏度可达 $\text{fT/Hz}^{1/2}$ (10^{-15} Tesla) 量级。在 20 世纪 90 年代，对于 SQUID 的研制已相对成熟，被广泛应用于各个领域^[32,33]。SQUID 的核心是一个或两个约瑟夫森结，这些结位于两个超导体之间。当施加一个外磁场时，会在超导环中形成超导电流。当环路电流大于临界值时，约瑟夫森结两端的电压是超导环路中磁通量变化的周期函数，利用振荡计数器探测电压的变化就可以测量外界磁场强度的大小。尽管 SQUID 具有超高的测量灵敏度，但其缺点是需要低温环境下进行操作，通常需要用液氮对其进行冷却。

到了 21 世纪，出现了基于 SERF 效应的原子磁强计（以下简称原子磁强计），其是由光泵磁强计演化而来，通过增加温度和减小磁场的方法，可使原子处于 SERF 态，极大地提高了磁强计的测量灵敏度^[34]。原子磁强计通常使用铷或钾等碱金属原子蒸气作为探测介质。通过光泵浦技术将这些原子的自旋态调整到相同

的方向,当碱金属气室中的原子与外部磁场产生相互作用时,会进行拉莫尔进动。用一束偏振的探测光来检测气室中原子的状态,探测光偏振角度的改变与原子拉莫尔进动频率呈线性关系,因此测量探测光偏置角度就可以测量出外界磁场的大小^[35]。原子磁强计在拥有超高测量灵敏度的同时,还具有非低温环境操作、小型化的特点,目前在 MCG 和 MEG 的研究中具有极大的潜力。美中不足的是,其超高的测量灵敏度需要在接近零的磁场环境中才能实现,因此消除环境磁场,创造一个近零磁场环境是实现原子磁强计进行超高灵敏测量的关键。

1.1.2 磁场抑制方法

为了获得近零磁场环境,需要对环境中的磁场进行抑制,根据抑制原理的不同,通常可分为被动磁屏蔽和主动磁补偿两种抑制方法^[36]。

(1) 被动磁屏蔽

表 1-1 常见材料的相对磁导率

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 ~ 5000
电炉钢	5000 ($B = 2 \text{ nT}$)
硅钢片	7000 ~ 10000
透磁合金	10000 ($B = 2 \text{ nT}$)
μ 合金	25000 ($B = 2 \text{ nT}$)
坡莫合金	$2 \times 10^4 \sim 2 \times 10^5$

被动磁屏蔽是一种用于减小或消除磁场影响的技术,通常用于保护敏感设备和实验区域免受外界磁场的干扰。使用由高磁导率材料制成的磁屏蔽体对外界干扰磁场进行隔离是目前最常用的方法,这些材料可以有效吸收和引导磁感线,从而减少被保护区域内的磁场强度^[37,38]。被动磁屏蔽的效果取决于多种因素,除了与屏蔽材料的磁导率有关,还与屏蔽材料的厚度和形状有关。常见材料的相对磁导率如表 1-1 所示^[39]。

(2) 主动磁补偿

主动磁补偿是指通过人为产生一个与环境磁场大小相同方向相反的磁场,从

而抵消环境磁场的一种磁场抑制方法,使用高精度三轴磁场线圈来抑制环境磁场是目前主流的方法^[40-42]。利用电流的磁效应,在磁场线圈中通入电流会产生一个磁场强度与电流大小成正比的补偿磁场 B_i 。同时,结合闭环负反馈控制模式,实时检测环境中磁场强度的大小,进而调节通入磁场线圈中电流的大小,最终实现对环境磁场 B_0 的抑制。电流磁效应的基本原理如图 1-2 所示。该方法的抑制效果取决于控制算法的效率以及电流源的稳定性。

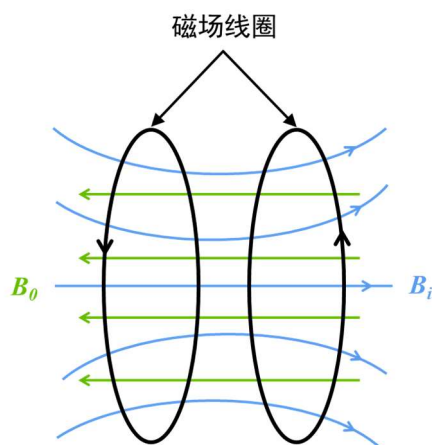


图 1-2 电流的磁效应

1.2 课题研究现状及意义

如今,在国际上已有许多科研小组开展了用于原子磁强计的主动磁补偿系统研究。

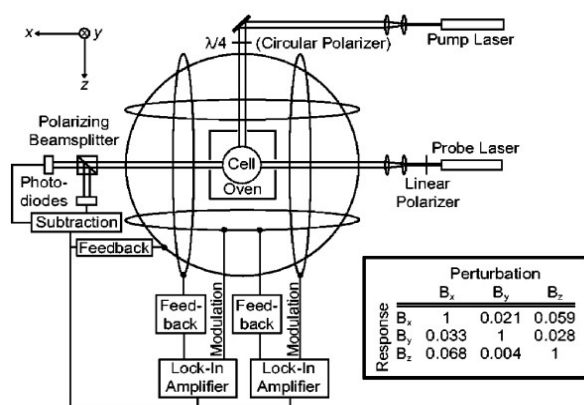


图 1-3 普林斯顿大学研制的主动磁补偿系统原理图

2004 年,美国普林斯顿大学 Romalis 等人研制了基于亥姆霍兹线圈的主动磁补偿系统,在没有磁屏蔽设备的实验室条件下,补偿了环境中的准静态磁场^[43]。由于原子磁强计的灵敏度主要受到 60 Hz 处的磁噪声及其谐波的影响, Romalis

等人使用铝板对测量区域进行了涡流屏蔽,从而降低了磁噪声对原子磁强计的影响。最终,实现了原子磁强计在无屏蔽环境下 $1 \text{ pT/Hz}^{1/2}$ 的测量灵敏度。普林斯顿大学研制的主动磁补偿系统原理图如图 1-3 所示。

2009 年,意大利锡耶纳大学 Bevilacqua 等人基于简单锁相环电路研制了一套主动磁补偿系统,系统示意图如图 1-4 所示。该补偿系统由两个共模通道之一驱动,并作用于与偏置平行的磁场分量,有效消除了共模磁场噪声。最后实现了对复杂环境磁场的补偿^[44,45],原子磁强计的灵敏度可达 $2 \text{ pT/Hz}^{1/2}$ 。

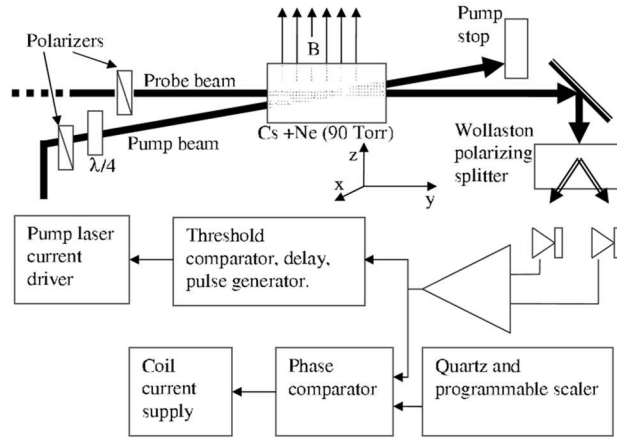


图 1-4 锡耶纳大学研制的主动磁补偿系统原理图

2018 年,英国伦敦大学学院 Cameron 等人研制了一种用于射频原子磁强计的主动磁补偿系统。原子磁强计在无磁屏蔽设备和室温条件下工作,通过三轴磁补偿线圈对环境磁场进行抑制,频率为 50Hz 的磁噪声被抑制到减小了一个量级^[46-48]。在仅用主动磁补偿方法的情况下,最终使原子磁强计的测量灵敏度达到 $130 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 。伦敦大学学院研制的主动磁补偿系统原理图如图 1-5 所示。

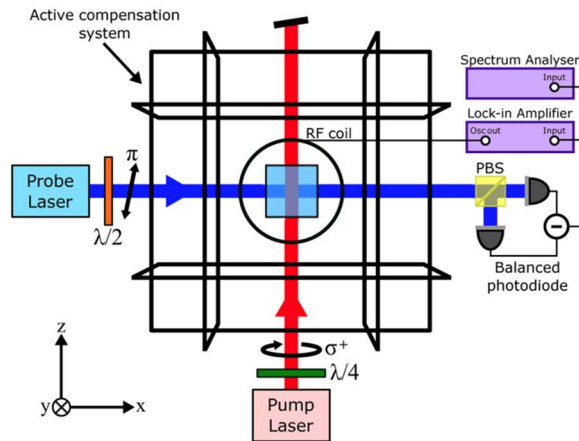


图 1-5 伦敦大学学院研制的主动磁补偿系统原理图

2019 年, 芬兰阿尔托大学 J. Iivanainen 等人在双层磁屏蔽室中, 构建了一个用于头部神经磁测量的主动磁补偿系统^[18], 如图 1-6 所示。利用矩形均匀线圈和麦克斯韦线圈对一个立方体空间内的环境磁场进行抑制, 实现了在一定空间内的可移动脑磁测量。最终, 使原子磁强计能够在无自旋交换弛豫状态下工作。

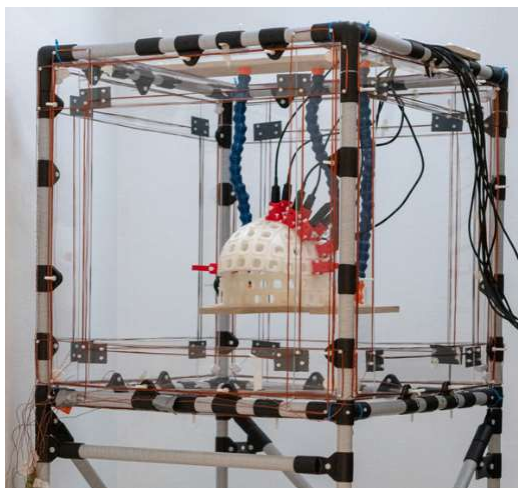


图 1-6 阿尔托大学研制的主动磁补偿系统实物图

相较于国外, 我国对于主动磁补偿系统的研究相对较晚, 但近 10 年来也取得了一定的进展。

2012 年, 北京航空航天大学房建成院士等人利用原子自旋动态响应的方法实现了静态磁场的补偿, 最终环境中的剩余磁场小于 2 nT ^[49]。其研制的主动磁补偿系统原理图如图 1-7 所示。

2016 年, 北京大学黎文浩等人研制了一种基于比例-积分-微分 (Proportional-integral-derivative, PID) 控制算法的主动磁补偿系统^[50], 如图 1-8 所示。通过抑制环境中的磁噪声, 最终使原子磁强计的测量灵敏度在 1 Hz 处达到了 $0.3 \text{ pT/Hz}^{1/2}$ 。

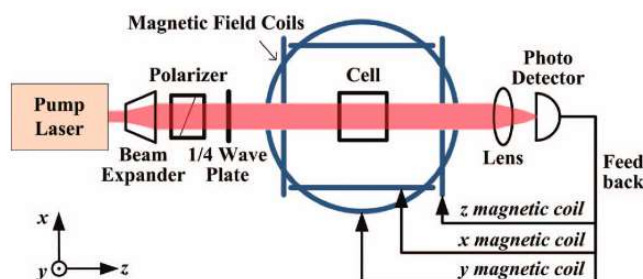


图 1-7 北京航空航天大学研制的主动磁补偿系统原理图

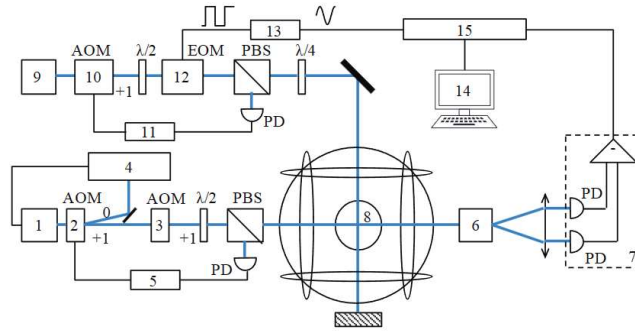


图 1-8 北京大学研制的主动磁补偿系统原理图

2017 年，东南大学陆林等人利用基于磁场调制原理的主动磁补偿系统，补偿了环境中的磁场^[51]，最终使磁强计的测量灵敏度达到了 $12.4 \text{ pT/Hz}^{1/2}$ 。其实验装置原理图如图 1-9 所示。

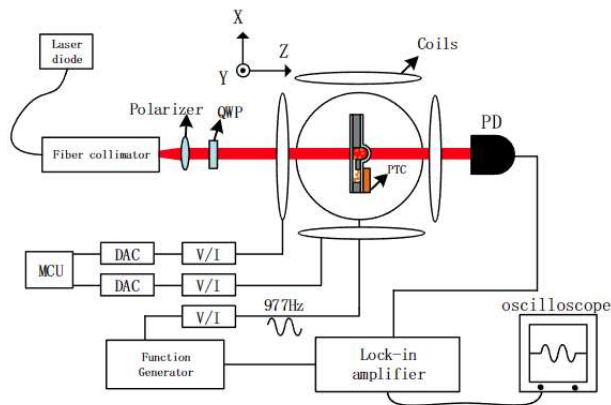


图 1-9 东南大学研制的主动磁补偿系统原理图

综上所述，原子磁强计是一种测量灵敏度极高的磁场测量装置，但由于环境磁场的影响，目前原子磁强计的测量灵敏度只能达到 $\text{fT/Hz}^{1/2}$ 级。尽管如此，原子磁强计因为其体积小、不需要低温环境以及操作方便等优点而受到广泛关注。大多数原子磁强计都使用了多层坡莫合金来被动屏蔽环境中的磁场，然而这种方法多用于室内环境，无法用于如地磁测绘和地质探勘等野外场景。因此，许多研究小组正相继开展提高原子磁强计测量灵敏度的研究，其中用于抑制环境磁场的主动磁补偿系统是一个重要的研究方向。

在医学领域，常需要用到高性能的信息成像技术来辅助医生对患者到的病情进行诊断。在许多功能性疾病和结构性疾病的早期，患者并未显现出生理结构上的变化，因此无法通过结构成像手段查出患者的潜在疾病。但潜在疾病可能表现为微弱的功能信息异常，此时就需要借助高性能的信息成像技术进行检测，这一

类成像被称为功能信息成像。常见的功能信息成像技术是基于生理电信号来绘制出相应的波形,如心电图和脑电图。基于电信号的功能信息成像受检测部位的组织电导率影响,其信号灵敏度不高,且需要与患者的身体进行接触,制约了其进一步的应用。基于极弱磁场测量的 MEG 和 MCG 是具有极大发展潜力的新兴功能成像技术,与传统的心电图和脑电图不同,MEG 和 MCG 技术具有信号不受组织电导率影响、灵敏度高、与人体无接触等优势。而获得高精度的 MEG 和 MCG 图像要求磁强计具有极高的测量灵敏度,通过主动磁补偿技术来创造零磁环境,从而实现原子磁强计的超高灵敏测量是目前主流的方法。如今许多关于主动磁补偿系统的研究成果还处于实验室阶段,因其系统构造成本以及系统复杂度较高,又或是系统的体积过于庞大,所以还无法广泛应用于医疗实践当中^[22,23]。所以在保证补偿效果的同时,减小主动磁补偿系统的体积、降低构造成本以及系统复杂度是具有重要意义的。

1.3 本文的主要内容

为了降低主动磁补偿系统的构造成本以及系统复杂度,本文提出了一种用于室内环境的主动磁补偿系统方案,并设计了一种基于数字信号处理器(Digital Signal Processor, DPS)的信号反馈模块,通过在模块中嵌入 PID 算法来控制补偿电流,成功将环境磁场抑制到零附近。此外,为了进一步提高系统的补偿效果,本文还引入了粒子群优化(Particle Swarm Optimization, PSO)算法对 PID 控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 进行优化。经实验验证,该方法有效提高了系统的稳定性和抗干扰能力,并取得了较好的补偿效果。本文后续的行文安排如下:

第 2 章首先介绍了主动磁补偿理论,并基于主动磁补偿方法中负反馈控制的需要,讲述了 PID 控制的基本原理。然后提出了一种用于室内环境的主动磁补偿系统方案,详细描述了系统的构成以及工作原理。最后,为了提高系统的补偿效果,研究了 PSO 算法的基本原理。

第 3 章首先测量了磁屏蔽筒内剩余磁场的大小以及补偿线圈的电流-磁场系数。然后设计了信号反馈模块的硬件总体方案,详细讲述了硬件模块中各部分电路的原理及功能,并分析了系统对于补偿电流输出精度的需求。最后,按照各电路的功能进行划分,对电路中的元器件进行合理的布局,完成了 PCB 设计图。

第 4 章首先给设计了信号反馈模块的软件总体方案,并简要介绍了方案中各

部分程序的作用。然后详细描述了主程序初始化、ADC 采样及中断、基于 PSO 算法的 PID 参数优化这三部分程序的设计过程以及 PID 控制算法的设计过程，并给出了程序流程图。最后，基于上述程序实现了 PID 算法对补偿电流的反馈控制。

第 5 章首先搭建了主动磁补偿系统，介绍了系统的组成部分以及磁补偿线圈和磁强计的安装方法。然后分别完成了基于经典 PID 控制和基于 PSO-PID 控制的环境磁场抑制实验。最后通过对比实验结果，总结了两种控制方法在补偿效果上的差异，得出了实验结论。

第 6 章首先对全文的工作内容进行了总结，然后说明了本文主要的创新点，最后讨论了本文研究内容在未来的发展方向和应用前景。

第 2 章 主动磁补偿理论及系统方案

为了获得近零磁场环境,利用主动磁补偿技术来抑制环境磁场是一种有效的方法。本章首先介绍了主动磁补偿理论,并基于主动磁补偿方法中负反馈控制的需要,讲述了 PID 控制的基本原理。然后提出了一种用于室内环境的主动磁补偿系统方案,详细描述了系统的构成以及工作原理。最后,为了提高系统的补偿效果,研究了粒子群优化算法的基本原理。

2.1 主动磁补偿理论

主动磁补偿是指在一定的空间区域内,生成一个特定的人工磁场来抵消掉环境磁场的一种磁场抑制方法。其中,均匀磁场可通过在高精度磁场线圈中通入电流产生,而为了精确地将环境磁场抑制到零附近,还需要加入负反馈控制器来调节通入到磁场线圈的电流的大小。

(1) 均匀磁场的产生

任何通有电流的导线,都可以在其周围产生磁场的现象,被称为电流的磁效应。由毕奥-萨伐尔定律可知,在导线上任意一点处的电流元 $I d\vec{l}$ 在空间某点 P 处产生的磁感应强度 $d\vec{B}$ 的大小之间的关系为:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I d\vec{l} \times \vec{r}}{r^3} \quad (2-1)$$

其中, r 为 P 点到电流元 $I d\vec{l}$ 之间的距离, μ_0 为真空中的磁导率。毕奥-萨伐尔定律的原理如图 2-1 所示。

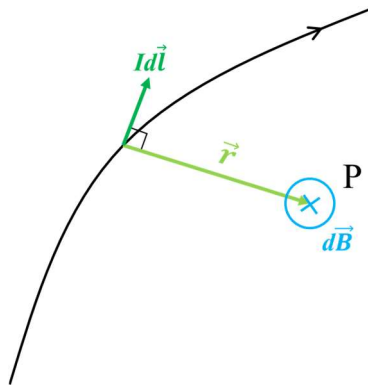


图 2-1 毕奥-萨伐尔定律原理图

基于毕奥-萨伐尔定律,通过设计特定形状的磁场线圈就可可在一定的空间区

域内产生均匀磁场。常见的两种产生均匀磁场的线圈为亥姆霍兹线圈^[52]和基于目标场法设计的均匀线圈^[53,54]。

如图 2-2 所示，亥姆霍兹线圈由两个半径和匝数相同的圆形线圈 A 和 B 组成，这两个圈相互平行，并且它们的中心在同一轴线上。此外，两个线圈的距离刚好等于半径 R ，在两个线圈中通入相同方向的电流就可以在两个线圈之间产生一个相对均匀的磁场区域。

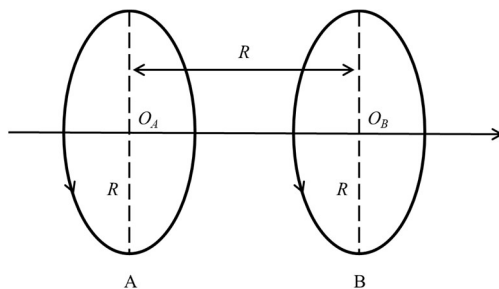


图 2-2 亥姆霍兹线圈示意图

目标场法是由 R.Turner 在 1986 年提出，利用空间连续的面电流来产生所需的磁场。根据预先确定的一对线圈 A 和 B 的形状和尺寸，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，如图 2-3（1）所示。然后得到线圈的流函数，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图就对应着通入等值电流的离散线圈导线的位置，如图 2-3（2）所示。以上就是基于目标场法设计均匀线圈的一般步骤。

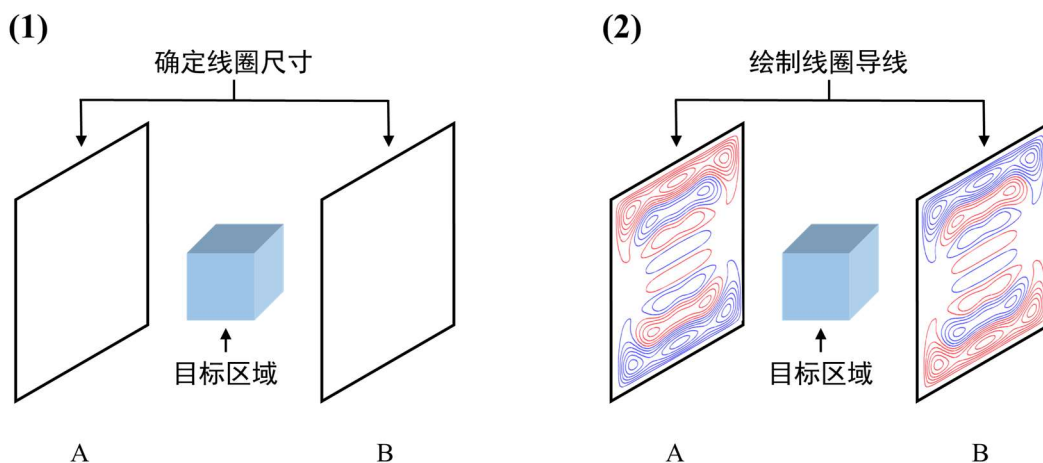


图 2-3 基于目标场法设计均匀线圈的一般步骤：(1) 确定线圈尺寸与目标区域；(2) 基于流函数的等值曲线图绘制线圈导线

(2) 负反馈控制

负反馈控制是一种在各种系统和过程中广泛使用的控制机制，其工作原理是通过检测系统的输出，并将这个信息反馈到控制输入，以减少系统输出和期望输出之间的差异。这种反馈往往是负向的，也即系统输出超过期望输出时会引起反馈作用以减少输出，反过来系统输出小于期望输出时则会增大输出，从而达到维持系统在某个特定状态或设定点附近工作的目的。

在主动磁补偿中，规定环境磁场的方向为正方向，在磁场线圈中通入电流产生的补偿磁场为负方向。利用负反馈控制方法，当环境磁场的幅值大于 0 时，则增大通入线圈的电流，反之，当环境磁场的幅值小于 0 时，则减小通入线圈的电流。

2.2 PID 控制

PID 控制，即比例-积分-微分控制，是一种典型的负反馈控制方法，由于其结构简单、鲁棒性好、可靠性高，在控制领域被广泛应用^[55]。PID 控制器通过对系统误差进行比例、积分、微分三种控制，并线性组合成控制量，以减小系统误差，提高系统响应速度。设定一个目标值，PID 控制器就可将系统的输出稳定在目标值附近。

比例（P）控制的作用是减小系统误差和提高系统的响应速度，但是比例控制无法消除稳态误差。比例系数过大会引起系统的不稳定，比例系数太小则会使系统响应速度较慢。

积分（I）控制的作用是不断地积累输出控制量，以消除系统误差。但积分作用太强会使系统的超调量增大，甚至使系统出现振荡。

微分（D）控制的作用是减小系统的超调量和克服系统振荡，使系统的稳定性提高，同时能够加快系统的动态响应速度，从而改善系统的动态性能。

PID 控制器的结构框图如图 2-4 所示^[56]。

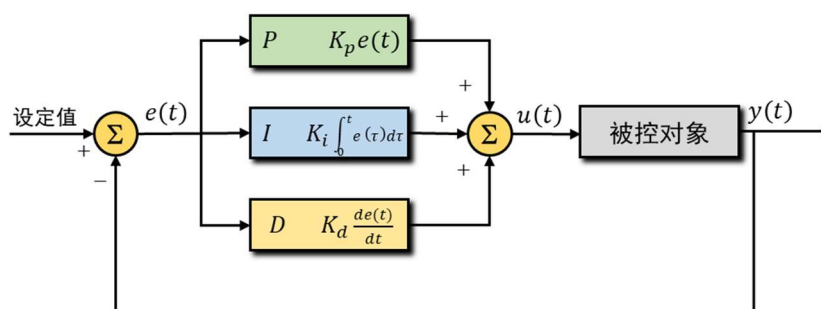


图 2-4 PID 控制器结构框图

通过将系统实际输出 $y(t)$ 与 PID 设定值进行比较得到系统误差 $e(t)$ ，然后将 $e(t)$ 作为 PID 控制器的输入，进而调整 PID 控制器的输出 $u(t)$ ， $u(t)$ 输入到被控对象中又反过来改变系统的输出 $y(t)$ 。通过这样一个闭环负反馈，最终系统的误差 $e(t)$ 将逐渐减小到 0，而系统的输出 $y(t)$ 则稳定在设定值附近。由结构框图可知 PID 控制器的输入 $e(t)$ 与输出 $u(t)$ 的关系为：

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2-2)$$

其中 K_p 是比例增益， K_i 是积分增益， K_d 是微分增益。在 PID 控制器中，需要对控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 进行整定以取得较好的控制性能。传统的参数整定方法有 Z-N 整定法，幅相裕度法，零点相消法等^[57]，这些方法需要进行复杂的理论计算，并且精度不高。如今对 PID 控制参数的整定则多结合智能优化算法进行，如遗传算法、粒子群优化算法、BP 神经网络算法等^[58-60]。

2.3 主动磁补偿系统方案

在日常生活的环境中，像是地球磁场的波动，电线、和运动的磁性物体都会使周遭的磁场发生变化，这使得环境磁场随时间变化大且成分复杂。为了创造一个磁场变化相对稳定，且磁场强度接近于零的环境，利用被动磁屏蔽技术将复杂的外界磁场隔绝开来是一个有效的方法。通常可用磁屏蔽室或磁屏蔽筒来达到上述目的，但磁场的超高屏蔽性能总是通过安装多层厚的高磁导率材料或以超导磁屏蔽的形式来实现，这也使得其实现困难并且造价昂贵。而利用主动磁补偿技术来抑制环境磁场，需要使用复杂的线圈绕组形式以及繁多的外围电路和电子仪器来达到较好的补偿效果，这使得整个系统复杂度较高，且操作不便。

为了解决上述问题，将被动磁屏蔽技术和主动磁补偿技术结合起来构造一个主动磁补偿系统是目前主流的方法，在保证零场环境质量的同时，可有效降低系统的构造成本以及系统复杂度。本文的主动磁补偿系统方案如图 2-5 所示，整个系统由原子磁强计、磁补偿线圈、磁屏蔽筒和基于 DSP 的信号反馈模块（以下简称信号反馈模块）组成。

该方案的基本思路是利用磁屏蔽筒来大幅衰减环境中的磁场，然后在此基础上加入主动磁补偿技术进一步将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制到零，从而获得近零磁场环境。在磁屏蔽筒内部，利用原子磁强计探测环境中的剩余磁场，并将其转换为电压信号，该电压信号将被信号反馈模块中的模数转换器（Analog to Digital

Converter, ADC) 采集并转化成数字信号, 即 ADC 采样值。然后将 PID 设定值与 ADC 采样值之间的差值作为系统误差输入到 PID 控制器中, PID 控制器则根据系统误差的大小计算出所需的磁补偿量并输出一个数字信号。最后, PID 控制器输出的数字信号将被数模转换器 (Digital to Analog Converter, DAC) 转化为补偿电流通入到磁补偿线圈中, 磁补偿线圈则在目标区域产生一个与剩余磁场大小相同方向相反的补偿磁场, 从而将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制到零, 以此来获得近零磁场环境。其中, 信号反馈模块放置在磁屏蔽筒的外部以减小对近零场环境的干扰, ADC 和 DAC 均集成在 DSP 芯片内部, PID 控制器则以算法的形式来实现。为了提高系统的补偿效果, PID 控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 由 PSO 算法计算得到, PSO 算法是一种优化算法, 通常用于解决最优化问题, 其原理将在下一节中介绍。

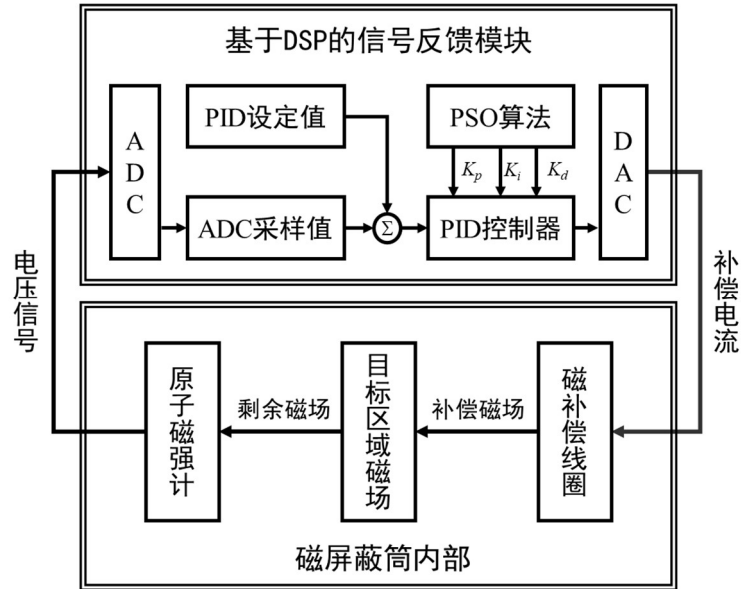


图 2-5 主动磁补偿系统方案框图

2.4 粒子群优化算法

粒子群优化算法, 也即 PSO 算法, 是元启发式算法中的一种。元启发式算法的本质是利用特定的寻优策略在一定范围内进行解向量的搜寻, 通过不断迭代, 最终找出最优解^[61]。与其它元启发式算法相比, PSO 算法的结构简单, 应用性强, 能够实现空间解的记录, 并且不需要预设过多的参数。PSO 算法目前在函数泛化、神经网络、最优控制等领域得到广泛应用^[62]。

在 PSO 算法中, 首先应拟定一个粒子数量为 N 的粒子种群, 其中每个粒子由两种属性组成: 速度和位置。位置表示 D 维空间中的解, 速度表示粒子下一次

移动的方向和距离。此外，每个粒子都通过其适应值来评估当前位置的优劣，然后通过迭代可以找到最优解或近似最优解。在每次迭代中，粒子通过跟踪粒子个体最佳位置和群体最佳位置来更新其速度和位置。公式(2-3)和公式(2-4)分别为第 i 个粒子在 j 维处的速度和位置更新公式^[63]。

$$V_{ij}(k+1) = V_{ij}(k) + c_1 r_1 (pbest_{ij} - x_{ij}(k)) + c_2 r_2 (gbest_j - x_{ij}(k)) \quad (2-3)$$

$$x_{ij}(k+1) = x_{ij}(k) + V_{ij}(k+1) \quad (2-4)$$

式中：

$V_{ij}(k+1)$ —— 第 i 个粒子在第 k 次迭代时 j 维的新速度；

$V_{ij}(k)$ —— 第 i 个粒子在第 k 次迭代时 j 维的当前速度；

c_1 —— 个体学习因子；

c_2 —— 群体学习因子；

r_1 和 r_2 —— 介于 0 ~ 1 之间的随机数；

$x_{ij}(k)$ —— 第 i 个粒子在第 k 次迭代时 j 维的当前位置；

$x_{ij}(k+1)$ —— 第 i 个粒子在第 k 次迭代时 j 维的新位置；

$pbest_{ij}$ —— 第 i 个粒子在 j 维的最佳位置；

$gbest_j$ —— 在 j 维的群体最佳位置。

通常 c_1 和 c_2 的值固定在 1 ~ 1.8 之间，速度 V 被限制在 $[-V_{\max}, +V_{\max}]$ 区间内。

为了提高算法的计算效率以及寻优能力，史玉回在原有的速度计算公式中加入了惯性权重因子，即可在快速收敛的同时防止陷入局部最优解^[64]。更新后的速度计算公式如下：

$$V_{ij}(k+1) = w V_{ij}(k) + c_1 r_1 (pbest_{ij} - x_{ij}(k)) + c_2 r_2 (gbest_j - x_{ij}(k)) \quad (2-5)$$

式中

$$w = w_{\max} - \frac{(w_{\max} - w_{\min})k}{T} \quad (2-6)$$

其中 w 为惯性权重因子， $w_{\max}$ 和 $w_{\min}$ 分别为最大和最小惯性系数， T 是最大迭代次数。随着迭代次数的增加，应逐渐减小 w ，因为越到后面的解就越接近最优解，所以需要减小 w 来放慢速度，否则容易错过最优解。

以在二维空间中求最优解为例，粒子群优化算法的寻优过程如图 2-6 所示。

粒子更新后的位置 $x_i(k+1)$ 由粒子当前位置 $x_i(k)$ 加上粒子更新后的速度 $V_i(k+1)$ 得到，而粒子更新后的速度 $V_i(k+1)$ 则由二维空间中每一维中的分速度 $V_{i1}(k+1)$ 和 $V_{i2}(k+1)$ 组合而成。在寻优过程中，粒子当前的位置为合理解，并且会随着迭代不断向全局最优解靠近，为了保证寻优质量，需防止粒子陷入局部最优解。

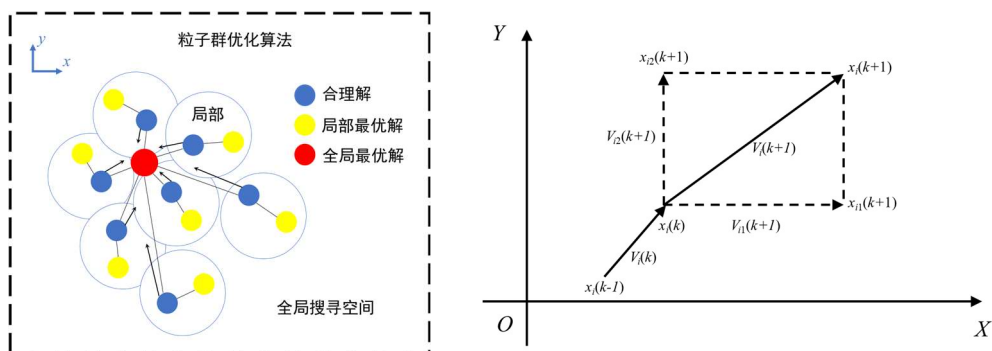


图 2-6 粒子群优化算法的寻优过程示意图

基于上述理论，粒子群优化算法的流程如图 2-7 所示。

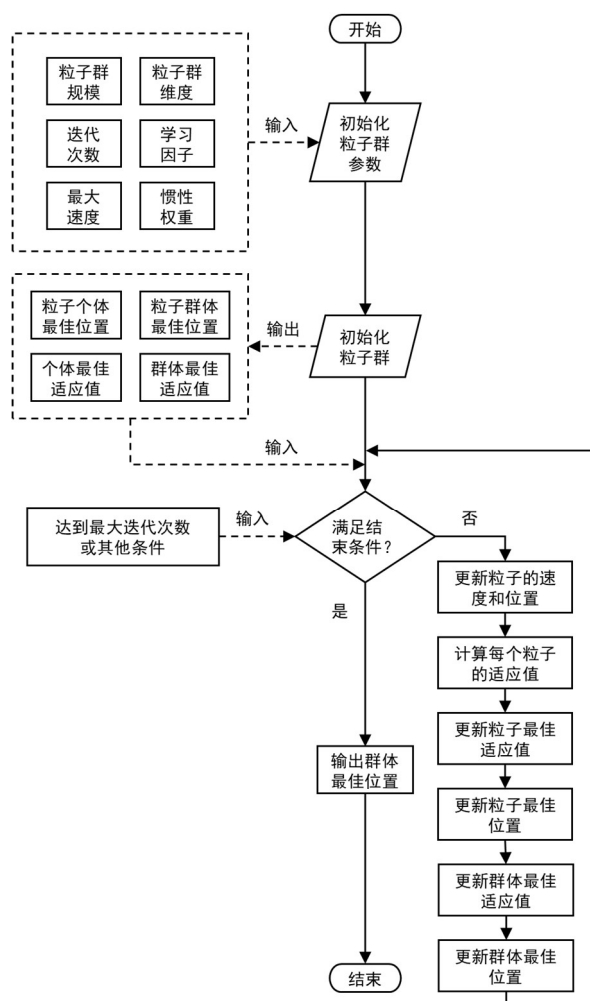


图 2-7 PSO 算法流程图

首先,初始化粒子群算法的基本参数,包括种群规模 N , 粒子群维度 D , 迭代次数 T , 学习因子 c_1 和 c_2 , 最大速度 $V_{\max}$ 和惯性权重 w 。然后对粒子种群进行初始化,分别赋予每个粒子一个随机的初始位置并计算出其对应的适应值,接着更新每个粒子的最佳位置和最佳适应值,以及群体最佳位置和最佳适应值。若未达到最大迭代次数或未满足其他结束条件,则更新每个粒子的速度和位置,并重复上述步骤,更新粒子的最佳位置和最佳适应值,以及群体最佳位置和最佳适应值,直到达到最大迭代次数或满足结束条件。最后,输出群体最佳位置作为最优解。

2.5 本章小结

本章首先介绍了主动磁补偿理论,包括均匀磁场的产生方法以及负反馈控制的基本概念,基于主动磁补偿方法中负反馈控制的需要,讲述了 PID 控制的基本原理。然后,为了在保证零场环境质量的同时,降低系统的构造成本以及系统复杂度,提出了一种主动磁补偿系统方案,该方案的基本思路是利用磁屏蔽筒来大幅衰减环境中的磁场,然后在此基础上加入主动磁补偿技术进一步将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制到零,从而获得近零磁场环境。最后,为了获得最佳 PID 控制参数,研究了粒子群优化算法的基本原理,以此来提高系统的补偿效果。

第3章 基于 DSP 的信号反馈模块硬件设计

基于第2章提出的主动磁补偿系统方案，本章完成了信号反馈模块硬件部分的设计。首先，测量了磁屏蔽筒内剩余磁场的大小以及补偿线圈的电流-磁场系数。然后设计了信号反馈模块的硬件总体方案，详细讲述了硬件模块中各部分电路的原理及功能，并分析了系统对于补偿电流输出精度的需求。最后，按照各电路的功能进行划分，对电路中的元器件进行合理的布局，完成了PCB设计图。

3.1 磁屏蔽筒内的剩余磁场测量

为了实时将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制到零，首先需要确保信号反馈模块能够完整的采集到磁强计输出的电压信号，也即剩余磁场的量级要在信号反馈模块的采样量程范围之内，因此对剩余磁场进行测量是十分必要的。

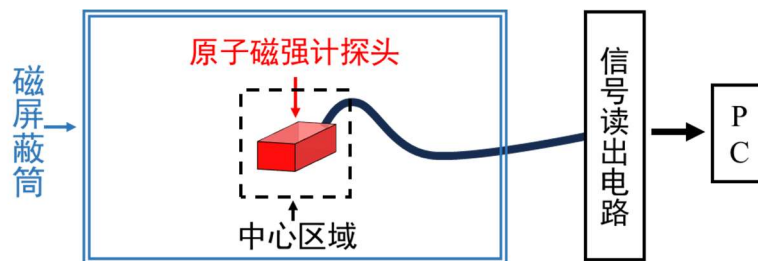


图 3-1 磁屏蔽筒内剩余磁场的测量方法

剩余磁场测量方法如图 3-1 所示，在磁屏蔽筒的内部，将原子磁强计探头放置在中心区域用于测量剩余磁场，测得的剩余磁场数据通过一根信号线发送到磁屏蔽筒外部的磁强计信号读出电路中。然后将磁强计信号读出电路连接至 PC，通过 PC 读取筒内的剩余磁场信息。基于上述方法，搭建好的测量装置如图 3-2 所示。

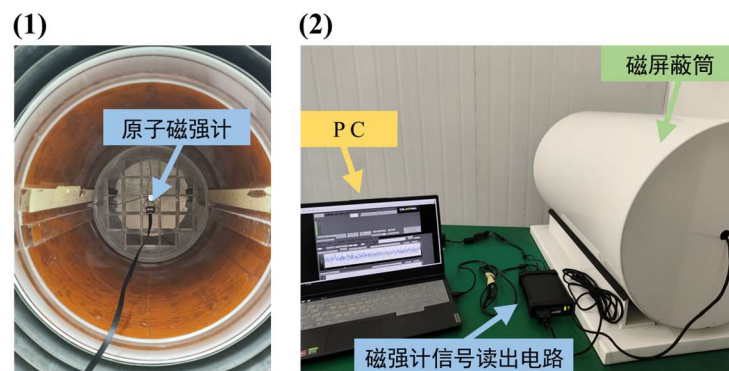


图 3-2 剩余磁场测量装置：(1)磁屏蔽筒内部；(2) 磁屏蔽筒外部

在校园内的普通实验室环境下,以磁屏蔽筒内的中心位置为原点建立三维坐标系,将原子磁强计放置在筒内中心区域的不同位置测量剩余磁场的幅值,每个位置的测量时间为 60 s,测量时应盖上磁屏蔽筒的端盖。测量时间段分别为上午 8:00~9:00,中午 12:00~13:00 和晚上 20:00~21:00。在各时段内进行重复测量,然后对一天内测得数据取平均值,表 3-1 为磁屏蔽筒内剩余磁场在 X、Y、Z 三个轴上的分量的测量结果。

表 3-1 磁屏蔽筒内部剩余磁场的幅值

测量位置 (mm)	X 轴磁场分量的幅值(pT)	Y 轴磁场分量的幅值 (pT)	Z 轴磁场分量的幅值 (pT)
(-35, 35, 35)	179.2	205.8	109.7
(0, 35, 35)	174.9	206.7	109.6
(35, 35, 35)	177.3	203.6	107.6
(-35, 35, 0)	180.5	210.5	110.2
(0, 35, 0)	175.5	211.3	109.8
(35, 35, 0)	176.6	208.9	110.4
(-35, 35, -35)	180.4	206.4	109.4
(0, 35, -35)	175.5	209.2	109.5
(35, 35, -35)	175.2	205.1	108.3
(0, 0, 0)	179.8	210.5	110.7

由表中数据可知,筒内剩余磁场在 X、Y、Z 三个轴上的分量为 107.6~211.3 pT 之间。由于表中记录的数据为测量值的平均值,而在实际测量过程中剩余磁场的幅值在平均值上下约有 6~7 pT 的浮动,因此可认为筒内剩余磁场的幅值在 100~220 pT 之间。

3.2 磁补偿线圈的电流-磁场系数测量

为了产生与环境磁场大小相同方向相反的磁场,需要在补偿线圈中通入大小合适的电流。通过对补偿线圈的电流-磁场系数进行测量,即可得到补偿电流与其所产生的补偿磁场之间的转换关系,这样一来就可以通过控制补偿电流的大小来精确地抑制环境中的磁场。

磁补偿线圈的电流-磁场系数测量方法如图 3-3 所示。将磁补偿线圈安装在磁屏蔽筒内部,并引出一根导线与直流电源相连,然后把磁通门磁强计固定在磁

补偿线圈均匀区的中心位置。盖上磁屏蔽筒的端盖后用磁通门磁强计测量此时环境磁场的幅值，测得的环境磁场数据通过一根信号线发送到磁屏蔽筒外部的磁强计信号读出电路中。接着用 AD 采集卡将磁强计信号读出电路输出的模拟电压信号转化为数字信号并在 LabView 中显示。最后，开启直流电源在磁补偿线圈中依次通入不同大小的电流来产生一个人工磁场，根据环境磁场的变化情况即可计算得到线圈的电流-磁场系数。

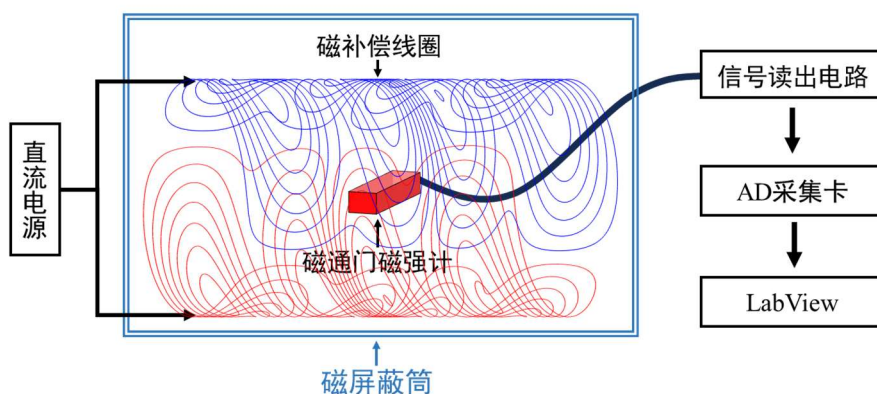


图 3-3 磁补偿线圈的电流-磁场系数测量方法

如图 3-4 所示，将 X、Y、Z 三轴补偿线圈安装在圆柱型支撑模具上，其中 X 轴线圈和 Y 轴线圈由柔性电路板组成，在柔性电路板上绘有均匀磁场线圈的纹路，Z 轴线圈则由一根导线绕成的多组同轴线圈组成。Y 轴线圈贴合在支撑模具的外表面上，X 轴线圈贴合在 Y 轴线圈的表面上，而 Z 轴线圈则缠绕在 Y 轴线圈的表面上，并用纸胶带将其包裹住以固定位置。然后将安装好的 X、Y、Z 三轴补偿线圈放置在磁屏蔽筒内部，并把磁通门磁强计固定在补偿线圈均匀区的中心位置，如图 3-5（1）所示。盖上磁屏蔽筒的端盖，将测量时需要用到的其他仪器按照图 3-3 中的方式进行连接，最终安装好的磁补偿线圈的电流-磁场系数测量装置如图 3-5（2）所示。



图 3-4 三轴磁补偿线圈安装在圆柱型支撑模具上

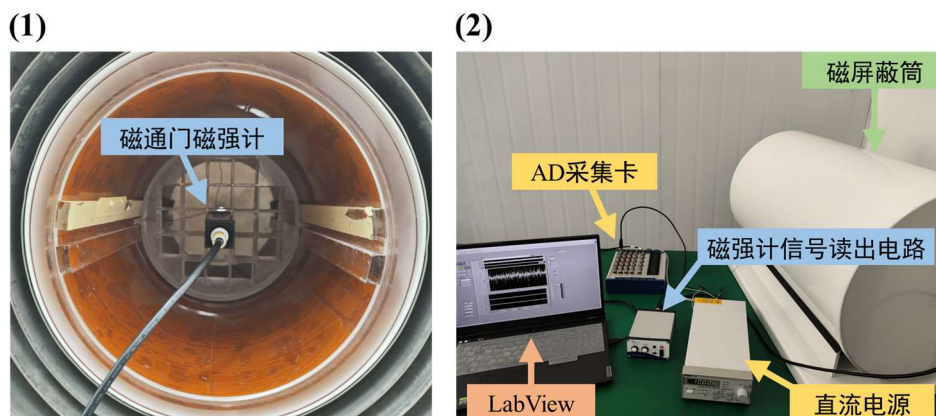


图 3-5 磁补偿线圈的电流-磁场系数测量装置：(1) 磁屏蔽筒内部；(2) 磁屏蔽筒外部

开启直流电源在 X 轴补偿线圈中通入 10 mA 的电流，记录此时环境磁场的幅值在 X 轴分量上的增量。然后调节直流电源依次增加 10 mA 的电流大小直到 100 mA，并记录每次环境磁场在 X 轴分量上的变化情况，根据所通入电流大小与 X 轴磁场增量的关系即可计算得到 X 轴线圈的电流-磁场系数。完成 X 轴线圈系数的测量后，用同样的方式对 Y 轴线圈和 Z 轴线圈的电流-磁场系数进行测量，经多次重复测量后对测得数据取平均值，测量结果如表 3-2 所示。

表 3-2 电流大小与磁场幅值增量的对应关系

电流大小 (mA)	X 轴磁场分量的增量 (nT)	Y 轴磁场分量的增量 (nT)	Z 轴磁场分量的增量(nT)
10	100.1	100.1	215.2
20	200.3	200.3	429.9
30	299.9	300.0	645.1
40	399.8	399.9	860.3
50	500.1	500.1	1075.0
60	600.1	600.2	1289.8
70	700.0	700.0	1505.1
80	800.1	800.0	1720.0
90	900.0	899.8	1935.1
100	999.9	1000.0	2150.0

由表中数据计算可得，X、Y、Z 三轴补偿线圈的电流-磁场系数分别约为 10 nT/mA、10 nT/mA 和 21.5 nT/mA。

3.3 硬件总体方案设计

在第 2 章中讲述了主动磁补偿系统方案以及系统中各部分之间的信号的转换关系，并在 3.1 节和 3.2 节中分别对磁屏蔽筒内的剩余磁场以及 X、Y、Z 三轴补偿线圈的电流-磁场系数进行了测量。基于上述方案和测量结果，信号反馈模块的硬件总体设计框图如图 3-6 所示，该硬件模块主要由五个部分组成：DSP 辅助电源电路、输入端信号调理电路、DSP 最小系统、输出端电流匹配电路和 ADC/DAC 参考电平电路。

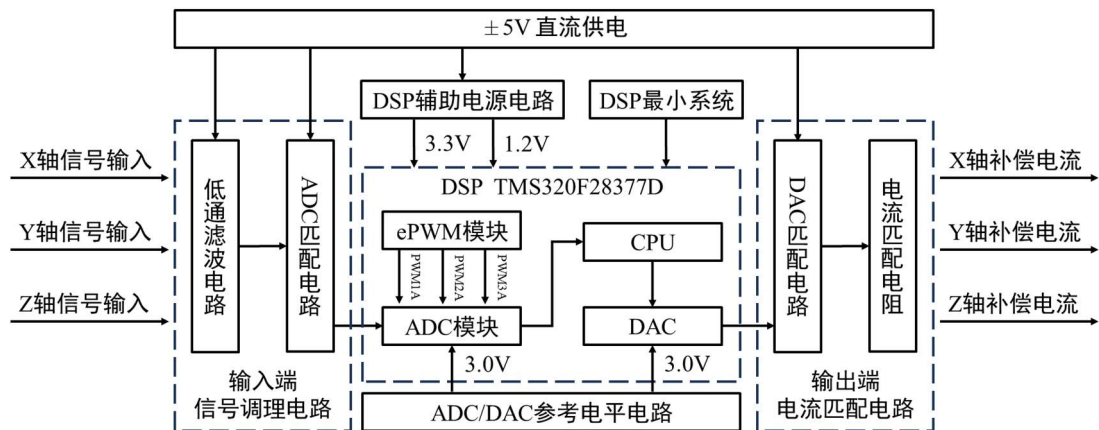


图 3-6 硬件总体设计框图

如图 3-6 所示。信号反馈模块需要完成三路信号的采集，即原子磁强计输出的 X、Y、Z 三个轴的磁信号，同时还需要输出通入到 X、Y、Z 三轴补偿线圈的补偿电流。这要求控制芯片的计算能力足够强大，经过综合考量，本文选择了德州仪器（Texas Instruments, TI）公司的 TMS320F28377D（以下简称为 F28377D）作为控制芯片。F28377D 是 TI 公司 C2000 系列 DSP，该系列产品专为实时控制而设计。F28377D 芯片内部集成了 16 个 12 位的 ADC，并且相较于经典的 F28335，F28377D 具有更高的 CPU 主频，且拥有 3 个 12 位缓冲 DAC 输出，不需要外接 DAC 芯片进行补偿电流的输出。在本文中，通过 DSP 的片上 ADC 模块对磁信号进行采样，然后在 CPU 中计算磁补偿量，最后通过片内 DAC 输出补偿电流。其中，由增强型脉宽调制器（Enhanced Pulse Width Modulator, ePWM）驱动 ADC 进行采样。

ADC 匹配电路和低通滤波电路共同组成了输入端信号调理电路。由于集成在 DSP 芯片内部的 ADC 只能采集一定范围内的电压信号，故需要 ADC 匹配电路对磁信号进行处理，使得磁信号为满足 ADC 输入电压范围内的信号。本文中

的主动磁补偿系统是对环境磁场的低频分量进行补偿,加入低通滤波电路可以有效滤除磁信号中的高频分量,使得 ADC 采样值更加平滑,从而提高补偿精度。

DAC 匹配电路和电流匹配电阻共同组成了输出端电流匹配电路。与 ADC 匹配电路相似,DAC 匹配电路的作用是为了将 DSP 输出的电压调整到一个合适的范围,同时也能提高系统的抗干扰能力。根据 X、Y、Z 三轴补偿线圈的电流-磁场系数以及 DAC 输出电压的精度,在输出端接入合适的电流匹配电阻,可实现对环境磁场三轴分量的精确抑制。

DSP 最小系统主要是给 DSP 芯片提供相应的外围电路,以满足 DSP 各功能的正常运行,比如外接晶振电路为 DSP 提供时钟信号,设计联合测试工作组(Joint Test Action Group, JTAG)接口电路实现 DSP 芯片与编译软件之间的信息交互,设计复位电路来防止供电不足时 DSP 芯片不受控制的问题等。ADC/DAC 参考电平电路的作用是为 AD/DA 转化时提供一个电压基准,从而确定模拟电压与数字信号之间的转化关系,本文设计的参考电平电路可为 ADC/DAC 提供 0 ~ 3.0 V 的参考电压。

输入端信号调理电路和输出端电流匹配电路均由 $\pm 5V$ 直流电源供电,DSP 芯片则需要通过 DSP 辅助电源电路将 5V 直流电压转换成 3.3V 和 1.2V 直流电压进行供电。在接下来的几个小节中将详细介绍硬件模块中各部分电路的设计过程,并对实物电路板的整体设计进行讲解。

3.4 信号反馈模块主电路设计

3.4.1 ADC 匹配电路

ADC 匹配电路的作用是将输入信号进行直流偏置和比例放大,从而使输入信号满足 ADC 的采样电压范围。在之前的小节中测量了磁屏蔽筒内剩余磁场在 X、Y、Z 三个轴上的分量,由测量结果可知,磁屏蔽筒内剩余磁场的幅值处于 100 pT ~ 220 pT 之间。本文中使用的原子磁强计的磁场-电压系数 K_{bv} 为 2.7 V/nT,有 0.33x、1.0x 和 3.0x 三种输出增益可选择。在三种不同的输出增益模式下,磁强计测量筒内的剩余磁场所输出的电压范围分别为 89.1 mV ~ 196.02 mV、270 mV ~ 594 mV、810 mV ~ 1782 mV。ADC 的输入电压范围是 0 ~ 3 V,显然,无论在哪种增益模式下,磁信号都可被 ADC 完整的采样。由于 ADC 的采样分辨率是固定的,磁强计的输出增益越大,则采样灵敏度越高。本文所使用 ADC 的

分辨率为 12 Bit，ADC 的最低有效位（The Least Significant Bit，LSB）为：LSB = $3V/2^{12} = 0.7324 \text{ mV}$ ，在磁强计的输出增益为 3.0x 时，ADC 的采样灵敏度为 $\text{LSB}/(K_{bv} \times 3.0) = 0.09 \text{ pT}$ ，比剩余磁场的幅值小一个量级，因此在设计 ADC 匹配电路时不需要加入比例放大部分。

由于在主动磁补偿过程中会出现超调的情况，这时候磁强计就会输出负电压，而 ADC 只能识别 0~3V 的正电压。所以需要叠加一个直流正电压使最终被 ADC 采样的电压值保持在 0~3V 内。本文选取了一款低噪声的双运放芯片 NE5532 来设计 ADC 匹配电路，NE5532 的增益带宽为 18MHz，可以满足该部分电路的使用需求。设计出来的电路图如图 3-7 所示。

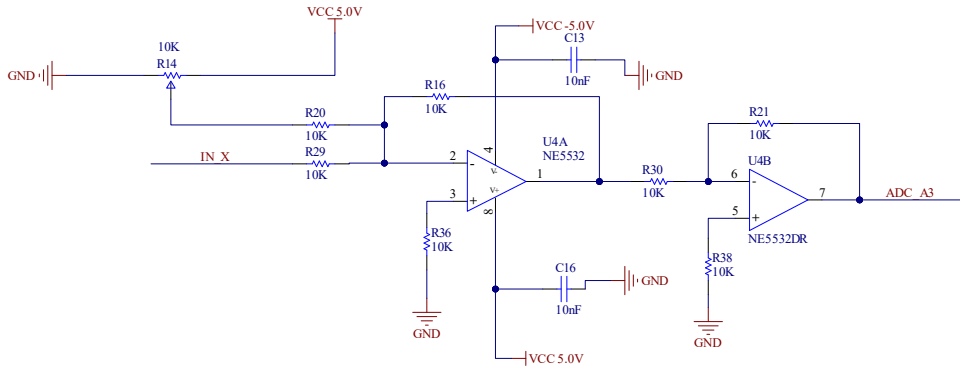


图 3-7 ADC 匹配电路原理图

X、Y、Z 三个轴的 ADC 匹配电路均相同，这里以 X 轴的 ADC 匹配电路为例。该电路由两级反向比例加法电路串联而成，在反相端给磁信号叠加直流分量，直流分量由滑动变阻器分压得到。IN_X 端口是 X 轴滤波后的磁信号的输入端口，假设 IN_X 端口的电压为 U_I ，叠加的直流电压为 U_2 ，正相输入端电压为 U_P ，第一级运放输出端电压为 U_{O1} ，反向输入端电压为 U_{NA} ，第二级运放输出端电压为 U_O ，反向输入端电压为 U_{NB} 。由基尔霍夫定律可得：

$$\frac{U_{O1} - U_{NA}}{R_{16}} = \frac{U_{NA} - U_2}{R_{20}} + \frac{U_{NA} - U_I}{R_{29}} \quad (3-1)$$

$$\frac{U_O - U_{NB}}{R_{21}} = \frac{U_{NB} - U_{O1}}{R_{30}} \quad (3-2)$$

根据虚短虚断原则， U_P 、 U_{NA} 和 U_{NB} 的电压为 0，将 R_{16} 、 R_{20} 、 R_{29} 、 R_{21} 和 R_{30} 设置为 10 kΩ。带入到公式(3-1)和公式(3-2)可得：

$$U_O = U_I + U_2 \quad (3-3)$$

示波器中的红色曲线是输入信号的波形，绿色曲线是输出信号的波形，显然将红色曲线向上偏移一格即可得到绿色曲线，而此时示波器Y轴刻度为2V/Div，说明输出信号是在输入信号的基础上向上偏移了2V，也即 $U_o = U_i + 2V$ ，与预期一致。

3.4.2 低通滤波电路

在磁屏蔽筒内部，尽管环境磁场的幅值已被大幅衰减，但磁场中的高频分量依旧存在。由于高频磁噪声的影响，磁强计输出的电压信号中会伴随着较大的波动，从而影响 ADC 采样的结果。为了保障主动磁补偿的质量，在磁信号被 ADC 采样之前，用一个低通滤波电路来滤除信号中的高频分量是很有必要的。

通常，二阶有源滤波电路可分为压控电源型和无限增益多路反馈型。压控电源型滤波电路具有同相输入，输入阻抗高，输出阻抗低的特点。其优点是电路性能稳定、增益容易调节，且增益通常为 1~2 之间。在上一小节中提到 ADC 的采样灵敏度为 0.09 pT，已符合补偿的要求，不需要对磁信号进行放大处理，因此低通滤波电路的增益 k 应设置为 1。

OPA4209 运放芯片具有超低的噪声且转换速率快，其噪声在 1 kHz 下仅有 2.2 nV/Hz^{1/2}，所以在滤波时不会给原信号引入太多的噪声。本文基于 OPA4209 设计了一个二阶低通滤波电路，其电路原理图如图 3-10 所示。

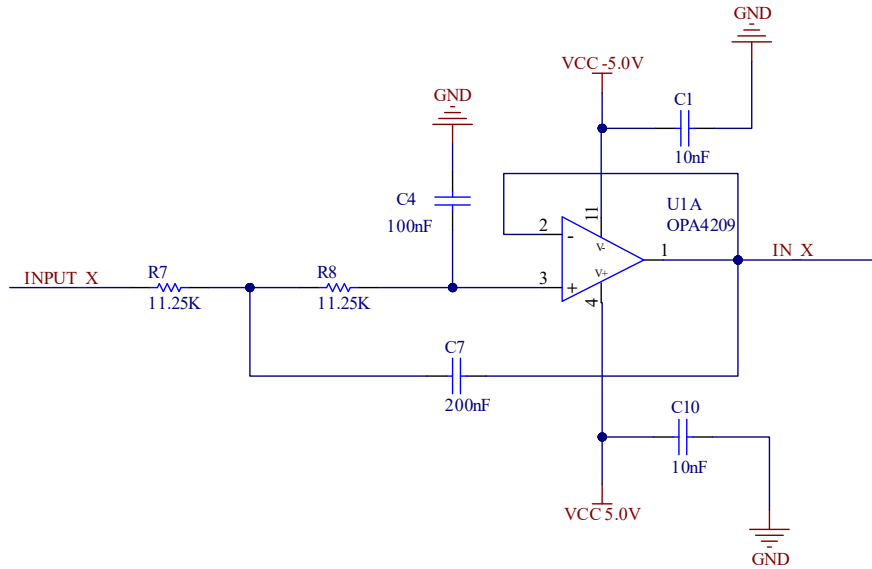


图 3-10 低通滤波电路原理图

如图 3-10 所示，滤波电路的结构类似于电压跟随器，将运放的反相输入端与输出端短接，使滤波电路的增益 $k=1$ 。该电路的传递函数可用如下公式表示：

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{R_7 R_8 C_7 C_4 s^2 + C_4 s (R_7 + R_8) + 1} \quad (3-4)$$

滤波电路的品质因子则可用如下公式表示：

$$Q = \frac{\sqrt{R_7 R_8 C_7 C_4}}{C_4(R_7 + R_8)} \quad (3-5)$$

这里取 $R_7 = R_8$ ，则品质因子表达式可进一步化简为：

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_7}{C_4}} \quad (3-6)$$

巴特沃斯滤波器的特点是通频带内的频率响应曲线最大限度平坦，没有起伏，因此可以尽可能地保持磁信号的直流分量不变，从而提高 ADC 采样值的可靠性。巴特沃斯滤波器的特性是品质因子 $Q = 0.707$ ，所以 $C_7/C_4 = 2$ ，这里取 $C_7 = 200\text{nF}$ ， $C_4 = 100\text{nF}$ 。滤波电路的截止频率可由如下公式表示：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_7 R_8 C_7 C_4}} \quad (3-7)$$

为了尽可能滤除高频磁噪声，本文将低通滤波电路的截止频率设置为 100Hz 。由于 $R_7 = R_8$ ，将 f_0 、 C_7 、 C_4 的值带入到公式(3-7)中可求得 $R_7 = R_8 = 11.25\text{k}\Omega$ 。

将设计好的原理图在 Multisim 软件中进行仿真，搭建的电路图如图 3-11 所示。

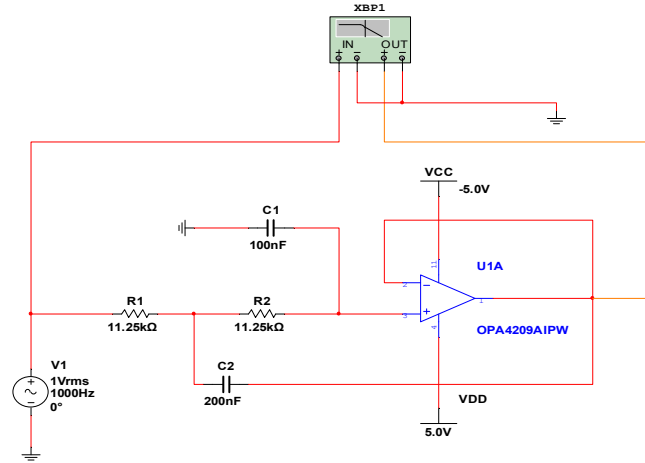


图 3-11 Multisim 中搭建的低通滤波电路

为了获取低通滤波器的幅频响应特性，用 Multisim 中自带的波特测试仪连接滤波器的输入端和输出端进行仿真，仿真结果如图 3-12 所示。从波特测试仪可以看出，在 -3dB 处的频率值约为 100Hz ，而在 $0 \sim 100\text{Hz}$ 内的幅频响应特性则近似于一条直线。由此可知该低通滤波器的通带大致为 $0 \sim 100\text{Hz}$ ，这与理论中设计的参数一致，因此该低通滤波器可有效滤除原始磁信号中的高频磁噪声。

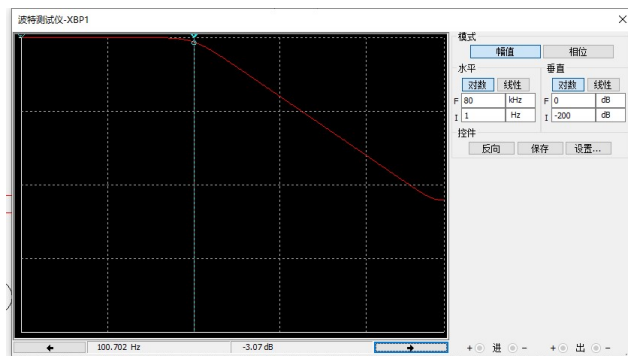


图 3-12 低通滤波电路仿真结果

3.4.3 输出端电流匹配电路

在信号反馈模块的输出端，需要输出大小合适的补偿电流通入到磁补偿线圈中，从而产生补偿磁场来抑制磁屏蔽筒内的剩余磁场。ADC 的采样灵敏度为 0.09 pT ，为了将补偿精度最大化，则通入到补偿线圈中的最小单位电流所产生的磁场大小也要为 0.09 pT 。X、Y、Z 三轴补偿线圈的电流-磁场系数分别为 10 nT/mA 、 10 nT/mA 和 21.5 nT/mA ，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 uA 、 0.009 uA 和 0.0042 uA 。在 F28377D 中，ADC 模块的 A0、A1、B1 引脚为 ADC/DAC 复用引脚，由所给的 ADC 参考电压范围可知，DAC 输出电压范围为 $0 \sim 3 \text{ V}$ 。DAC 的分辨率为 12 Bit，所以 DAC 的 LSB 也为 0.7324 mV ，也即 DAC 输出的最小单位电压为 0.7324 mV 。由欧姆定律可计算得到 X、Y、Z 三个轴的限流电阻分别为 $81.3 \text{ k}\Omega$ 、 $81.3 \text{ k}\Omega$ 、 $174.8 \text{ k}\Omega$ 。

考虑到在主动磁补偿过程中会出现超调的现象，从而使得筒内剩余磁场方向反转，此时为了将剩余磁场的幅值抑制到零附近，需要 DAC 输出负电压。与 ADC 匹配电路相似，在 DAC 输出端接入一个直流信号叠加电路即可，只不过此时叠加的直流信号范围为 $-5 \sim 0 \text{ V}$ ，故此处不再介绍该电路的设计过程。设计完成的 X、Y、Z 三个轴的输出端电流匹配电路如图 3-13、图 3-14、图 3-15 所示。

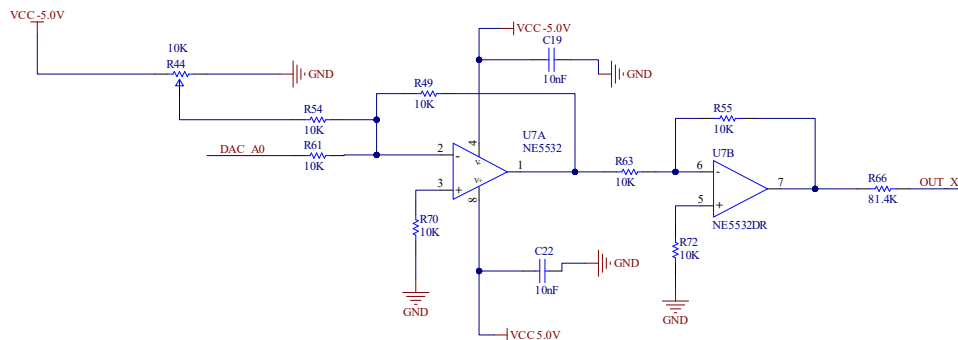


图 3-13 X 轴输出端电流匹配电路原理图

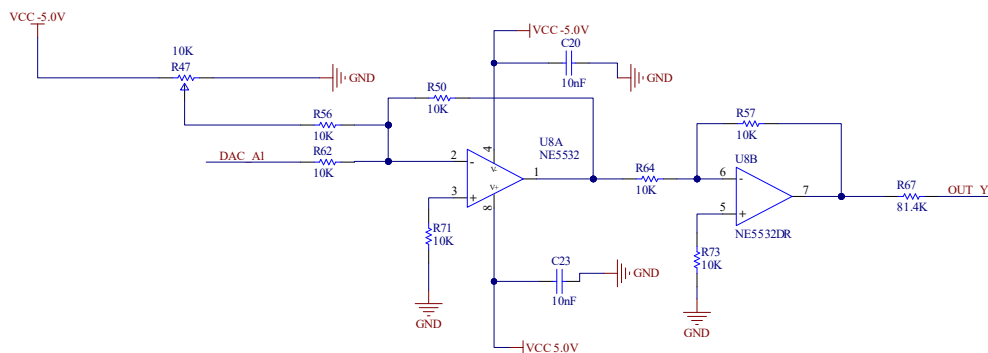


图 3-14 Y 轴输出端电流匹配电路原理图

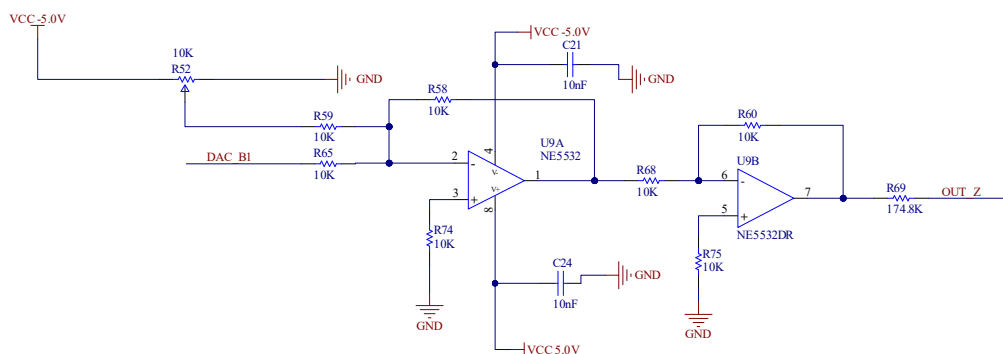


图 3-15 Z 轴输出端电流匹配电路原理图

3.5 DSP 控制电路设计

DSP 芯片作为信号反馈模块的核心，保证其正常工作是实现磁信号采集和补偿电流输出的关键，为了达到上述目的，本节设计了 DSP 最小系统、DSP 辅助电源电路和 ADC/DAC 参考电平电路。

3.5.1 DSP 最小系统

(1) 时钟电路

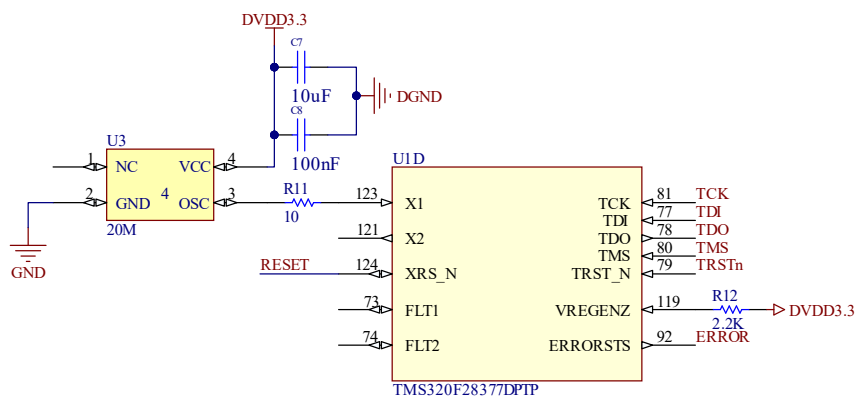


图 3-16 DSP 时钟电路

F28377D 芯片内部有 10 MHz 晶振，主要作为应用程序的系统时钟源和运行启动 ROM 文件使用。由于内部晶振频率对于芯片外设的容错率较低，无法满足外设功能的定时要求，故设计了一个外部时钟电路，如图 3-16 所示。本文使用一个频率为 20 MHz 的有源晶振作为外部时钟源，晶振芯片为 3.3V 直流供电。时钟信号应连接到 DSP 芯片的 X1 引脚，而 X2 引脚则悬空。

(2) 复位电路

当 DSP 芯片出现程序跑飞、锁死或其他突发状况时，需要手动复位后才能恢复芯片的正常工作，因此本文设计了具有自动复位和手动复位功能的复位电路，如图 3-17 所示。TPS3808 是一款微处理器系统电压监控芯片，当 SENCE 引脚的电位下降到预设阈值以下时，或者 MR 引脚降至逻辑低电平以下时，RESET 引脚就会产生一个低电平的复位信号。将两片 TPS3808 芯片的 SENCE 引脚分别连接 1.2V 和 3.3V 供电电源，当有任意电源的供电电压不足时就会自动产生复位信号使 DSP 芯片复位。轻触开关 S1 一端接地，另一端连接 MR 引脚，需要手动复位时，按下开关 S1 即可完成 DSP 芯片的复位。需要注意的是，基于预设阈值的不同，TPS3808 芯片分为不同的型号，本文根据对 1.2V 和 3.3V 系统电压的监控需求，图 3-17 中 U6 的具体型号为 TPS3808G12，U7 的具体型号为 TPS3808G33。

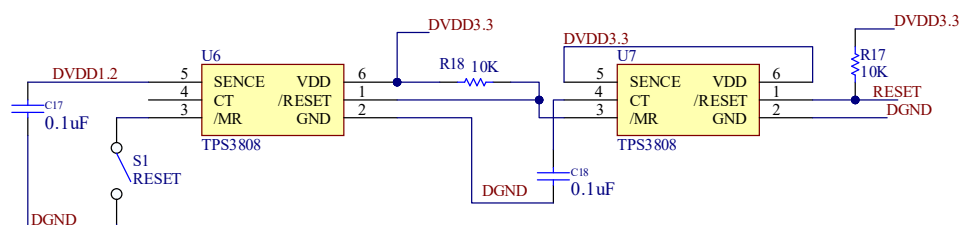


图 3-17 DSP 复位电路

(3) JTAG 接口电路

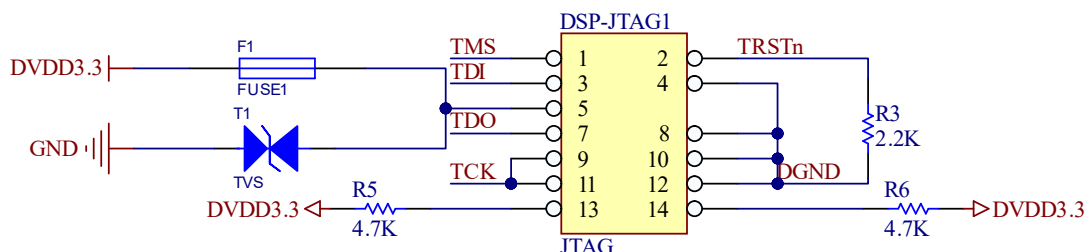


图 3-18 JTAG 接口电路

如图 3-18 所示，JTAG 接口电路采用 TI 公司提出的标准 14 脚 JTAG 仿真调

试器接口，其主要功能是实现 DSP 芯片与编译软件之间的信息交互，进而完成程序的在线仿真和系统调试。其中 TMS 为测试模式选择引脚，TMS 信号用来控制 TAP 控制器的状态；TDI 和 TDO 分别为数据输入引脚和数据输出引脚，在进行仿真调试时就是通过这两个引脚实现芯片与 PC 之间的通信；TCK 为测试时钟引脚，用于给 TAP 控制器提供了一个独立的时钟信号；TRSTn 为复位引脚，可对 TAP 控制器发送复位信号。

(4) DSP 供电接口

为了使 DSP 芯片正常工作，需要为其提供特定的供电电压，如图 3-19 所示，DSP 供电接口分为 1.2V 内核供电接口和 3.3V I/O 供电接口，其 1.2V 和 3.3V 供电电源由 DSP 辅助电源电路产生。

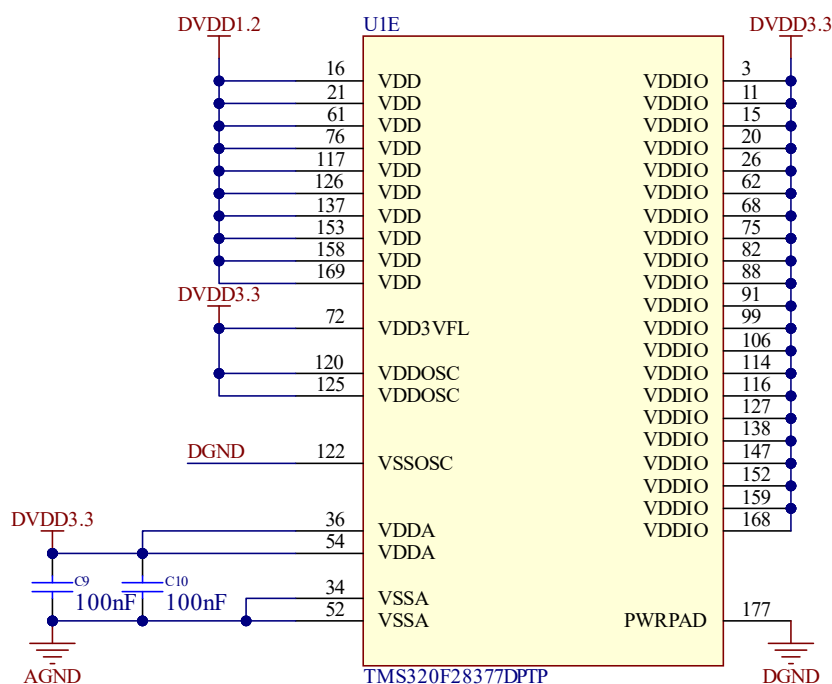


图 3-19 DSP 供电接口

3.5.2 DSP 辅助电源电路

DSP 辅助电源电路的主要功能是给 DSP 芯片及其外设供电，F28377D 采用 1.2V 内核供电和 3.3V I/O 供电设计。为了获得 1.2V 和 3.3V 的直流电源，本文基于 TPS54331 降压芯片设计了 5V 转 1.2V 和 5V 转 3.3V 的直流电源电路。TPS54331 是一款非同步 DC/DC 转换器，其输入电压范围为 3.5 ~ 28 V，可调节输出电压低至 0.8V，最大输出电流高达 3 A，满足输入和输出电压的要求。设计完成的电路原理图如图 3-20 和图 3-21 所示。

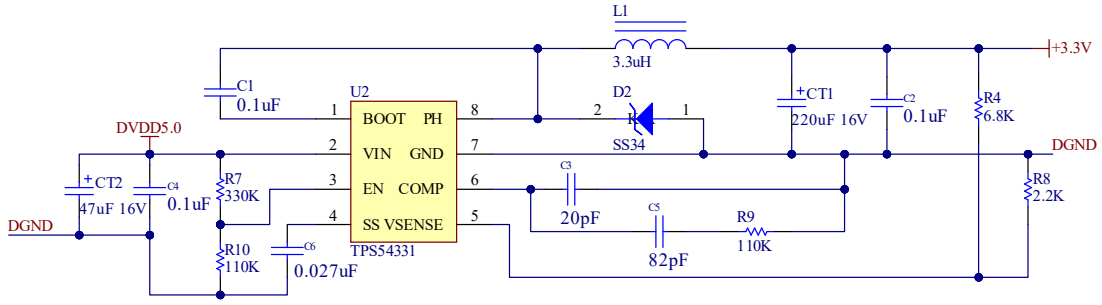


图 3-20 DSP 辅助电源电路—3.3V

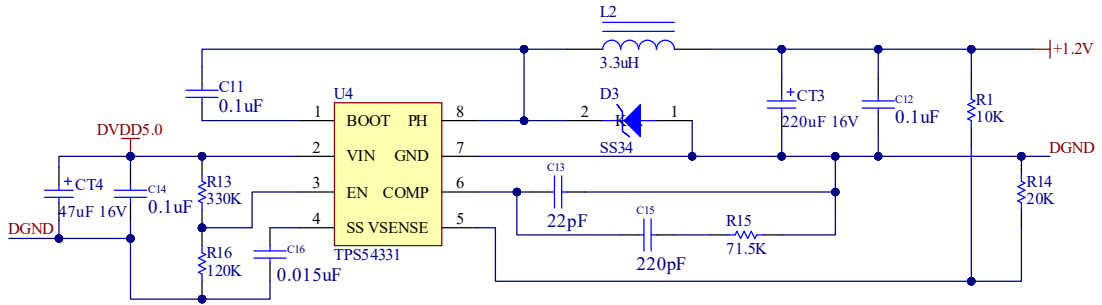


图 3-21 DSP 辅助电源电路—1.2V

由图 3-20 和图 3-21 可知，DC/DC 降压转换器的输入电压为 5V，同时为了保持输入电压稳定，在输入端并联了一个 47 uF 和一个 0.1 uF 的去耦电容，用于滤除低频和高频干扰。在图 3-20 中，输出电压大小可由如下公式计算：

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(\frac{R_4}{R_8} + 1 \right) \quad (3-8)$$

在图 3-21 中，输出电压大小可由如下公式计算：

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(\frac{R_1}{R_{14}} + 1 \right) \quad (3-9)$$

由于 TPS54331 的 V_{REF} 为 0.8 V，故将 R_4 和 R_8 分别设置为 6.8 k Ω 和 2.2 k Ω ，由公式(3-8)计算得 $V_{OUT} = 3.272 \text{ V} \approx 3.3 \text{ V}$ 。同理，在图 3-21 中， R_1 和 R_{14} 分别设置为 10 k Ω 和 20 k Ω ，由公式(3-9)计算得 $V_{OUT} = 1.2 \text{ V}$ 。这样一来，就得到了 3.3 V 和 1.2 V 的直流电源为 DSP 芯片供电。

3.5.3 ADC/DAC 参考电平电路

F28377D 的 ADC 外部参考电平为 V_{REFHI} 和 V_{REFLO} ， V_{REFLO} 的值等于 V_{SSA} ，而 V_{SSA} 为接地端，故 $V_{REFLO} = 0$ 。 V_{REFHI} 的最大值为 V_{DDA} ，最小值为 2.4 V。而

V_{DDA} 为 3.3 V 供电电压, 所以 V_{REFHI} 的范围为 2.4 ~ 3.3 V, 这里取 $V_{REFHI} = 3$ V 即可。REF3030 一款电压基准芯片, 可将 3.001 ~ 5.5 V 的输入电压转换为 3.0 V 的直流电压输出, 符合设计需求。设计好的 ADC 参考电平电路如图 3-22 所示。

由图 3-22 可知, REF3030 的输入电压由 5.0 V 直流电源提供, 其输出端与四个电压跟随器的输入端相连, 电压跟随器的输出端则为 DSP 的四个 ADC 模块提供 3.0V 参考电平。LMP7709 是一款精密 CMOS 输入四通道放大器, 作为一款通用的运放芯片, 其价格十分低廉, 用于实现电压跟随功能完全满足要求。

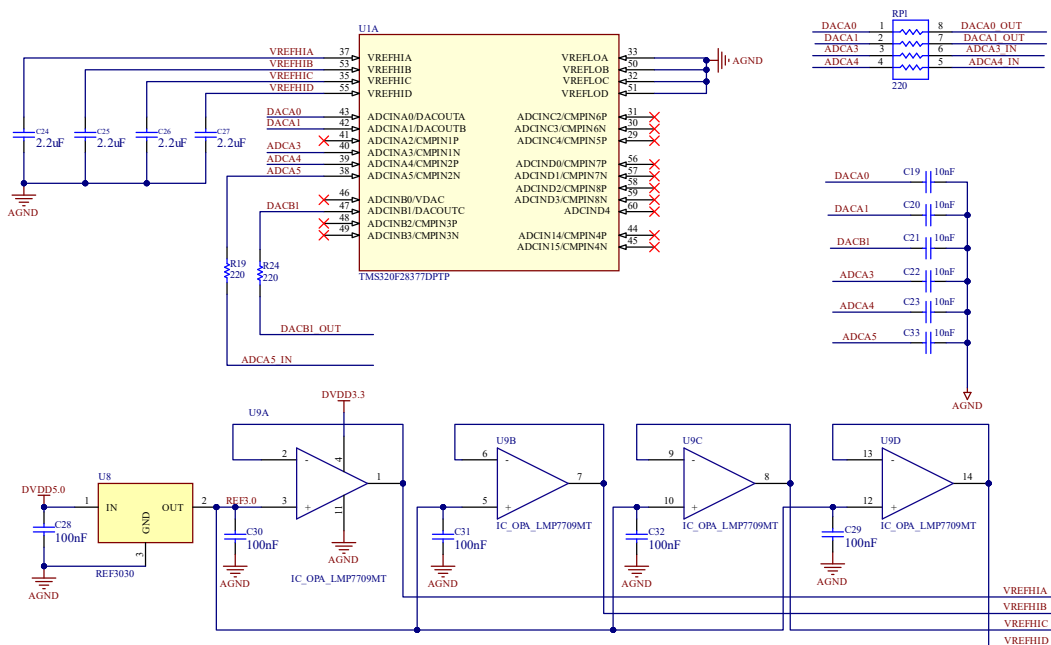


图 3-22 ADC/DAC 参考电平电路原理图

3.6 PCB 设计

基于上述对信号反馈模块主电路和 DSP 控制电路的设计, 本小节按照各个电路的功能进行划分, 对硬件电路中各个元器件进行合理的布局, 最终绘制了信号反馈模块底板和 DSP 控制板的 PCB 原理图, 并制作了实物电路板。

信号反馈模块底板的主要功能是完成 X、Y、Z 三轴磁信号的采集以及 X、Y、Z 三轴补偿电流的输出, 并为整个模块提供 ± 5 V 供电。因此该电路板上集成了磁信号输入端口、补偿电流输出端口、ADC 匹配电路、低通滤波电路、输出端电流匹配电路以及 ± 5 V 供电接口。设计好的 PCB 原理图如图 3-23 所示。

J2，用于与信号反馈模块底板的排针互插，从而完成两块电路板之间的连接。其中排母 J1 与底板的排针 J8 相连，排母 J2 与底板的排针 J9 相连。

基于上述 PCB 原理图，制作完成的实物电路板如图 3-25 所示，其中图 3-25（1）为信号反馈模块底板，图 3-25（2）为 DSP 控制板，图 3-25（3）为上述两块电路板拼接在一起后组成的信号反馈模块。

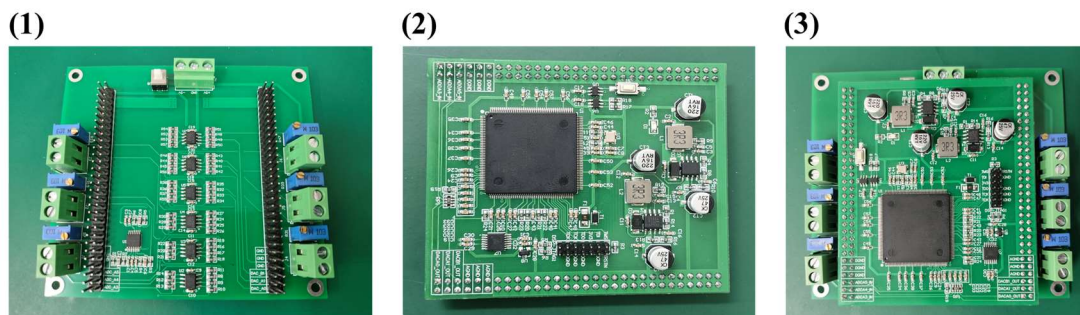


图 3-25 信号反馈模实物图：(1) 信号反馈模块底板；(2) DSP 控制板；(3)信号反馈模块

3.7 本章小结

本章首先对磁屏蔽筒内的剩余磁场和补偿线圈的电流-磁场系数进行了测量，分别确定了筒内剩余磁场的量级以及补偿电流与其所产生的补偿磁场之间的转换关系。然后设计了信号反馈模块的硬件总体方案，详细讲述了输入端信号调理电路、输出端电流匹配电路、DSP 辅助电源电路、DSP 最小系统和 ADC/DAC 参考电平电路的功能和设计过程，并分析了系统对于补偿电流输出精度的需求。最后，按照各电路的功能进行划分，对电路中的元器件进行合理的布局，并给出了 PCB 设计图。

第4章 基于DSP的信号反馈模块软件设计

在第3章中完成了信号反馈模块硬件部分的设计,可实现三轴磁信号的采集与补偿电流的输出。而要达到实时将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制为零的效果,还需要设计相应的控制算法对补偿电流进行精确控制。本章首先设计了信号反馈模块的软件总体方案,然后基于该方案完成了各部分程序的设计,并给出了程序的流程图。

4.1 软件总体方案设计

本文所选用的控制芯片为DSP芯片,因此可采用C语言对其进行编程。经过研究之后,设计出来的算法及程序整体架构如图4-1所示。

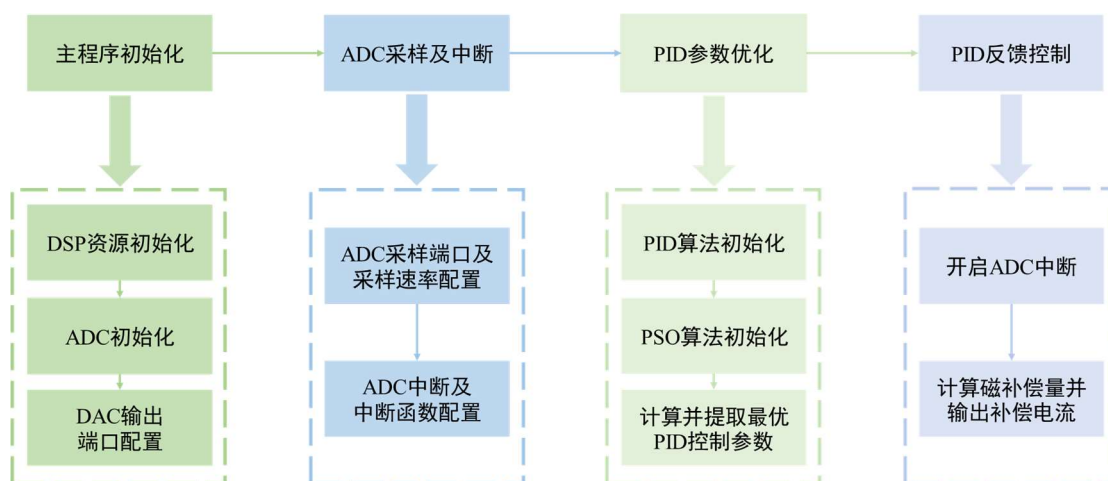


图 4-1 算法及程序整体架构图

程序一共分为了4个部分,包括主程序初始化、ADC采样及中断、PID参数优化和PID反馈控制。其中,主程序初始化是对DSP资源、ADC采样初始化以及对DAC输出端口进行配置,这是实现磁信号采样和输出补偿电流的必要程序;ADC采样及中断部分主要是对ADC采样端口和采样速率进行配置,使ADC采样端口与硬件电路中三轴磁信号的输入端口匹配,并设置ADC的采样保持时间以及采样间隔,确保能够完成正常的信号采样功能。同时配置好ADC中断及其中断函数,为后续进行PID反馈控制做好准备;PID参数优化部分则是用PSO算法对PID控制参数的优劣进行评估,并通过一定次数的迭代更新,获取最优PID控制参数,从而提高主动磁补偿的质量;PID反馈控制部分通过获取X、Y、Z三个轴当前磁场的大小,并用PID控制算法计算得到磁补偿量的大小,然

后控制对应的 DAC 端口输出补偿电流，以此将磁屏蔽筒内的剩余磁场在 X、Y、Z 三个轴上的分量抑制到零，从而获得近零磁场环境。

4.2 主程序初始化

首先是 DSP 资源的初始化，需要启动看门狗程序、系统时钟预分频、设置外设时钟、清除中断标志位并禁用所有 CPU 中断，初始化中断向量表以保证 DSP 正常运行。本文所使用的 ADC 是集成在 DSP 芯片内部的，因此也需要编写程序对其进行初始化，主要包括 ADC 模块选择、ADC 时钟设置、采样分辨率设置以及输入模式和触发方式的设置，具体的设置如表 4-1 所示。

表 4-1 ADC 基本配置

模块选择	ADCA
采样分辨率	12 Bit
输入模式	单端输入
触发方式	ePWM 触发
时钟频率	50 MHz

F28377D 的 ADC 模块是一个逐次逼近型 ADC，模块包括通道选择 MUX，采样保持电路，逐次逼近电路和其他模拟支持电路。F28377D 共有 4 个 ADC 模块，每个 ADC 模块有 6 个外部输入引脚，可选择 12 Bit 单端输入模式和 16 Bit 差分输入模式。ADC 的触发方式有软件触发、ePWM 触发、外部中断触发、定时器触发和 ADC 中断触发方式。在本文中，选择 ADCA 模块进行 ADC 采样，输入模式为 12 Bit 单端输入，并采用 ePWM 触发方式驱动 ADC 进行采样。ADC 的转换速度由 ADC 时钟频率决定，时钟频率越高则转换速度越快，F28377D 的 ADC 最大时钟频率为 50 MHz，故本文将 ADC 时钟频率设置为 50 MHz。

最后，对 DAC 输出端口进行配置，使 DAC 输出端口与 X、Y、Z 三个轴的补偿线圈匹配。在 F28377D 中 ADC 模块的 A0、A1、B1 引脚为 ADC/DAC 复用引脚，在本文中设置 A0 引脚为 X 轴补偿电流输出端，A1 引脚为 Y 轴补偿电流输出端，B1 引脚为 Z 轴补偿电流输出端。

4.3 ADC 采样及中断

在上一节中完成了对 ADC 模块的初始化，接下来需要配置 ADC 的 SOC (Start of Conversion)，即 ADC 开启转换的信号。SOC 是定义单个通道的单次转

换的配置集。在该配置集中有三种配置：开始转换的触发源，要转换的通道和采样窗口持续时间。在 F28377D 中一共有 16 个 SOC，即 SOC0~SOC15，本文选择 SOC0、SOC1 和 SOC2 分别作为 ADC 外部输入引脚 A3、A4 和 A5 的转换信道，而 A3、A4 和 A5 分别为 X、Y、Z 三轴磁信号的输入引脚。

采样窗时间可通过 ADCSOCxCTL.ACQPS 寄存器设置，采样窗时间 = $(ACQPS + 1) \times SYSCLK$ 。其中，ACQPS 是一个 9 位寄存器，可以设置为 0 到 511 之间的值，SYSCLK 是系统时钟周期， $SYSCLK = 1/200MHz = 5\text{ ns}$ 。在本文中，取 ACQPS = 14，故采样窗时间为 75 ns。

SOC 的触发源设置为 ePWM 触发，ePWM 是增强型脉宽调制器，通过配置其时基时钟、时基计数器 TBCTR 的计数模式和周期寄存器 TBPRD 的值就可得到一定频率的 SOC 信号。调整 ePWM 的时基时钟和周期寄存器 TBPRD 就可调节 ADC 的采样频率。在主程序初始化过程中已将系统时钟预分频为 50MHz，所以这里 ePWM 的时基时钟固定为 50MHz。将时基计数器 TBCTR 的计数模式设置为增计数模式，在增计数模式下的时序图如图 4-2 所示。

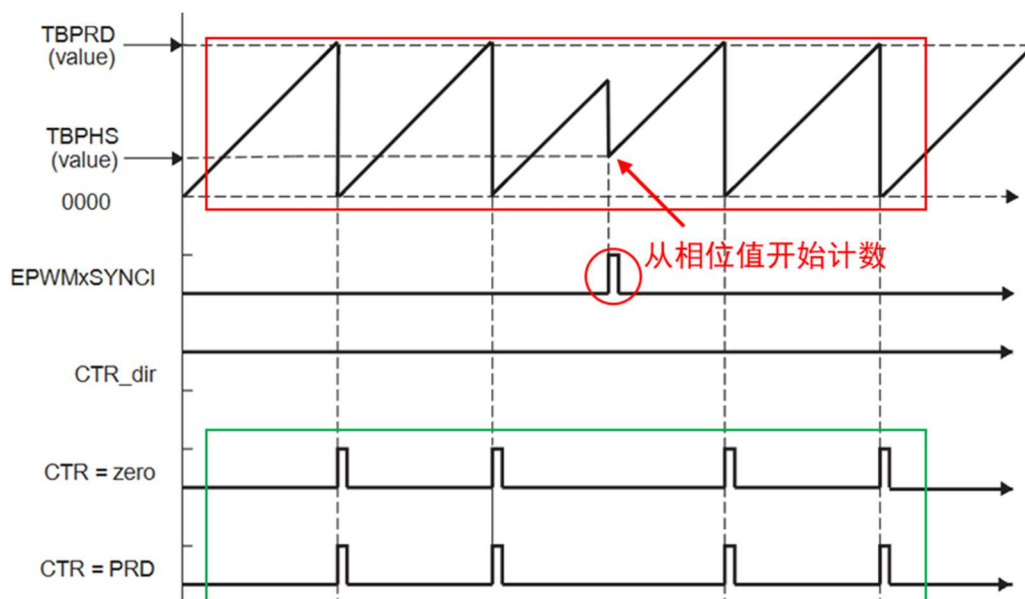


图 4-2 时基计数器 TBCTR 在增计数模式下的时序图

CTR_dir 的电平状态用于控制时基计数器 TBCTR 的计数方向，在图 4-2 中可以看到 CTR_dir 一直处于高电平状态，即时基计数器 TBCTR 一直保持增计数模式。图中红色方框内的波形为时基计数器 TBCTR 的值，在增计数模式下时基计数器 TBCTR 每次从 0 开始计数，一直向上计数直到 TBCTR 的值等于 TBPRD

的值，然后在下一个时钟周期 TBCTR 的值又回到 0 重新开始计数，如此往复。图中的 TBPHS 为相位值，当出现同步信号时，会使 TBCTR 从 TBPHS 开始计数，用于同步不同的 PWM 信号。由图中绿色方框内的波形可知，当 TBCTR = 0 和 TBCTR = TBPRD 时会产生一个脉冲信号，即 ADC 开始转换的信号，而这样的脉冲信号以一定频率出现，这样一来就可以使 ADC 以一定的频率进行采样。ADC 的采样频率 $f_s = \frac{1}{(TBPRD+1) \times TBCLK}$ ，其中 $TBCLK = \frac{1}{50 \text{ MHz}} = 20 \text{ ns}$ ，本文将 TBPRD 的值设置为 4096，故 ADC 的采样频率 $f_s = 12.2 \text{ kHz}$ 。

在每一次 ADC 采样到磁信号后，都需要计算出相应的磁补偿量，进而控制 DAC 输出相应的补偿电流来抑制磁屏蔽筒内的剩余磁场。为了达到上述目的，需要使用 ADC 中断服务程序来实现。本文通过 ADCINTSEL1N2 寄存器将 SOC0 信号的结束设置为 ADC 中断的触发条件，即完成一次 X 轴磁信号的采样就可进入一次 ADC 中断来完成所需要执行的程序。ADC 中断服务程序的流程图如图 4-3 所示。

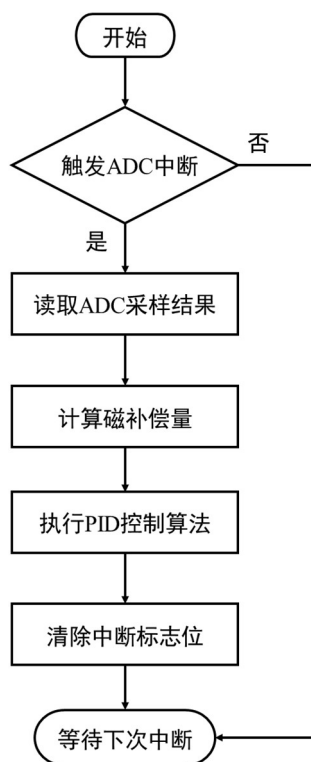


图 4-3 ADC 中断服务程序的流程图

触发 ADC 中断后，首先读取 X、Y、Z 三轴磁信号的采样值，然后根据读取到的采样值，分别计算三个轴所需的磁补偿量。接着执行 PID 控制算法来控制三

个 DAC 输出相应的补偿电流，最后清除中断标志位，等待下一次中断。

4.4 PID 控制算法

PID 控制算法是实现补偿电流精确控制的关键，其算法设计因结合系统的输入和输出进行。PID 控制的原理已在第 2 章详细介绍，本节将针对 PID 控制器的输入量 $e(t)$ 与输出量 $u(t)$ 的关系式，并结合主动磁补偿系统中的信号转化关系详细介绍 PID 控制算法的设计过程。PID 控制器的结构框图如图 4-4 所示。

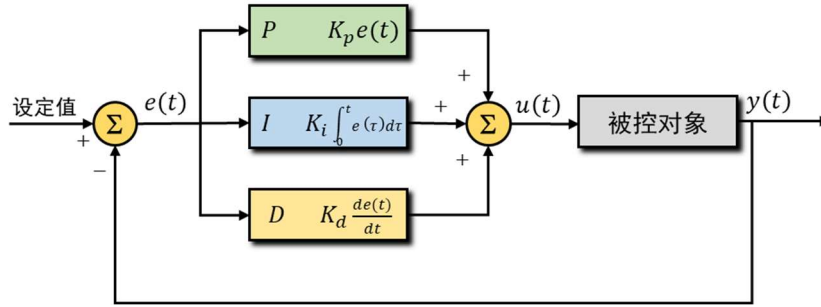


图 4-4 PID 控制器结构框图

由结构框图可知其输入 $e(t)$ 与输出 $u(t)$ 的关系为：

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4-1)$$

其中 K_p 是比例增益， K_i 是积分增益， K_d 是微分增益。

在数字系统中实现 PID 控制器，需要对上述公式进行离散化；假设系统采样时间为 Δt ，则将输入 $e(t)$ 序列化得到：

$$(e_0, e_1, e_2, \dots, e_{n-1}, e_n)$$

将输入 $u(t)$ 序列化得到：

$$(u_0, u_1, u_2, \dots, u_{n-1}, u_n)$$

将比例项、积分项、微分项离散化得到：

比例项： $K_p e(t) \rightarrow K_p e(k)$

积分项： $K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \rightarrow K_i \sum_{i=1}^k e(i) \Delta t$

微分项： $K_d \frac{de(t)}{dt} \rightarrow K_d \frac{e(k) - e(k-1)}{\Delta t}$

由于 Δt 为常数，故最终可得离散化的 PID 输入输出关系：

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

将上述关系式进行简化，取系统输出的增量：

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (4-3)$$

可得到增量式 PID 离散公式：

$$\Delta u(k) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) + K_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (4-4)$$

由上式可知 $\Delta u(k)$ 是误差 $e(k)$ 、 $e(k-1)$ 和 $e(k-2)$ 的加权组合，故公式可进一步简化为：

$$\Delta u(k) = K_p e(k) + K_i e(k-1) + K_d e(k-2) \quad (4-5)$$

基于公式(4-5)，本文设计的 PID 控制算法流程图如图 4-5 所示。

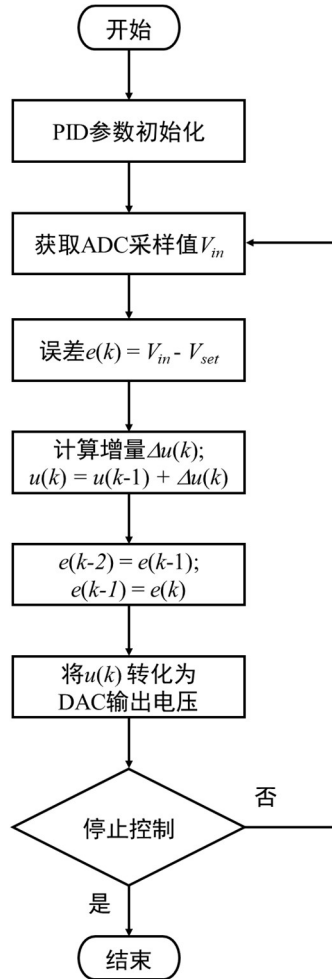


图 4-5 PID 控制算法流程图

首先对 PID 控制算法中的参数进行初始化，将 PID 控制的三个增益参数 K_p 、 K_i 和 K_d 设为合适的值；当前误差 $e(k)$ 、上一次误差 $e(k-1)$ 、上上次误差 $e(k-2)$ ，输出增量 $\Delta u(k)$ 和输出量 $u(k)$ 均设置为 0；目标值 V_{set} 设置为磁场强度为零时对应

的数值。然后将 ADC 采样值 V_{in} 与目标值 V_{set} 做差得到当前误差 $e(k)$ ，接着根据公式(4-5)计算输出增量 $\Delta u(k)$ ，输出量 $u(k)$ 则为 $\Delta u(k)$ 的累加。最后将 $e(k)$ 的值覆盖 $e(k-1)$ ， $e(k-1)$ 的值覆盖 $e(k-2)$ 来为下一次循环做好准备，而 $u(k)$ 的值则被转化为 DAC 的输出电压，该电压经输出端电流匹配电路转化为补偿电流后通入到磁补偿线圈中，从而产生补偿磁场来抑制磁屏蔽筒内的剩余磁场。

4.5 基于 PSO 算法的 PID 参数优化

使用 PSO 算法对 PID 控制参数进行优化，首先需要建立基于此优化算法的 PID 控制器模型，然后将 PID 控制器中的比例增益 K_p 、积分增益 K_i 和微分增益 K_d 组合成一个三维向量作为 PSO 算法中待寻优的粒子个体。每个粒子通过经验共享的方式来调整速度和位置，经过多次迭代后，群体最佳位置将被输出作为最佳 PID 控制参数。基于 PSO 算法优化的 PID 控制器结构框图如图 4-6 所示。

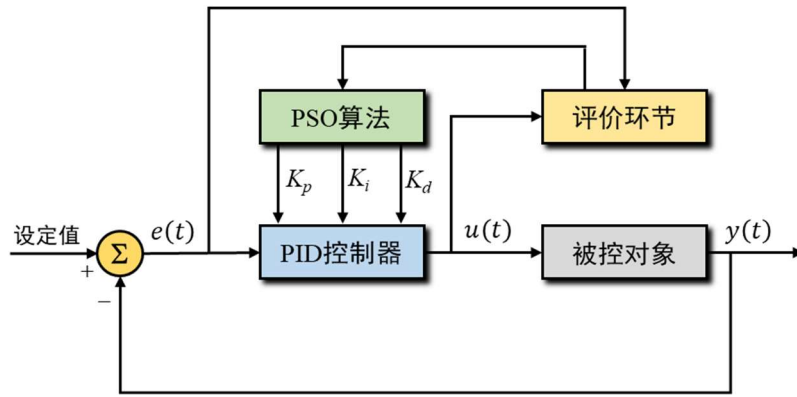


图 4-6 基于 PSO 算法优化的 PID 控制器结构框图

由结构框图可以看出，使用 PSO 算法对 PID 的控制参数进行优化，需要将受控对象的性能评价指标作为算法适应度函数的输入，计算出的待寻优粒子的适应值，并根据适应值对 PID 控制参数进行寻优整定，因此适应度函数的选取是决定寻优结果是否可靠的一个重要环节。本文选取时间与绝对值误差乘积的积分（The Integral of the Time Absolute Error, ITAE）作为适应度函数，ITAE 可由公式(4-6)描述。

$$ITAE = \int_0^{+\infty} t |e(t)| dt \quad (4-6)$$

式中， $e(t)$ 为 ADC 采样值与设定值之间的误差； t 为 PID 控制时间。可以看出，时间 t 作为误差绝对值 $|e(t)|$ 的权重因子，一定程度上可以反映 PID 控制效果的好坏。ITAE 指标可以作为超调量、调节时间、上升时间等变量的表征参数。

超调量越小，调节时间越短，输出响应上升时间越快，则 ITAE 指标的值越小。因此越好的 PID 参数对应着越小的 ITAE 指标。经研究后，本文设计的基于 PSO 算法的 PID 参数优化程序流程图如图 4-7 所示。

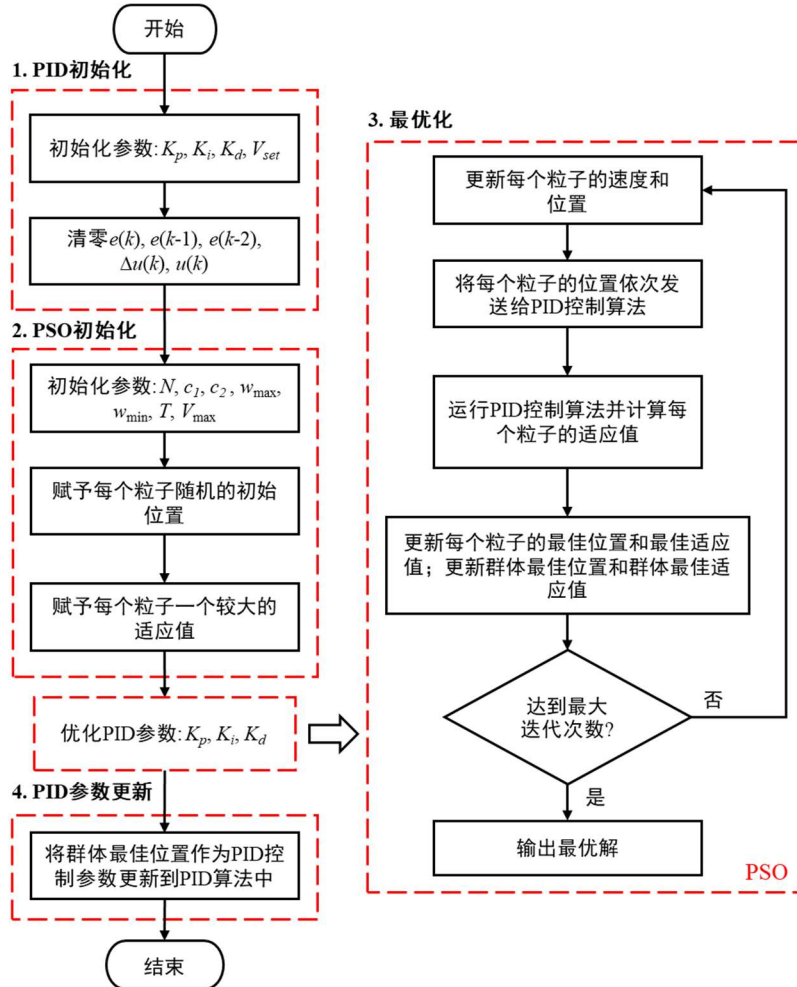


图 4-7 基于 PSO 算法的 PID 参数优化程序流程图

在进行 PID 参数优化之前，应先对 PID 控制算法和 PSO 算法进行初始化。对于 PID 控制算法，主要是对其三个增益参数 K_p 、 K_i 、 K_d 以及设定值 V_{set} 进行初始化，并清零误差 $e(k)$ 、 $e(k-1)$ 、 $e(k-2)$ 以及输出增量 $\Delta u(k)$ 和输出量 $u(k)$ 。对于 PSO 算法，需初始化粒子数 N 、学习因子 c_1 和 c_2 、权重因子范围 w_{max} 和 w_{min} 、迭代次数 T 和粒子速度最大值 V_{max} 。然后赋予每个粒子随机初始位置 (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}) 和一个较大的适应值 F 。

接下来进行 PID 参数优化。根据公式(4-7)和公式(4-8)分别更新每个粒子的速度和位置，将每个粒子更新后的位置作为 PID 控制参数依次输入到 PID 控制算法中。

$$V_{ij}(k+1) = wV_{ij}(k) + c_1r_1(pbest_{ij} - x_{ij}(k)) + c_2r_2(gbest_j - x_{ij}(k)) \quad (4-7)$$

$$x_{ij}(k+1) = x_{ij}(k) + V_{ij}(k+1) \quad (4-8)$$

然后运行 PID 控制算法对每个粒子的位置进行评估, 计算其适应值, 适应值计算公式为公式(4-6)中的 ITAE 指标。若当前粒子的适应值小于此粒子的最佳适应值, 则将此时的适应值更新为此粒子最佳适应值, 同时将粒子的当前位置更新为此粒子最佳位置。同理, 当粒子的适应值小于群体最佳适应值时, 则更新群体最佳适应值和群体最佳位置。所有粒子的位置完成评估后, 若未达到最大迭代次数, 则继续更新粒子的位置和速度, 然后完成每个粒子位置的评估, 更新最佳位置和速度。基于这种评估策略, 当达到最大迭代次数之后, 将群体最佳位置提取出来作为最佳 PID 控制参数发送到 PID 控制算法中, 此时就完成了 PID 的参数优化。

4.6 PID 反馈控制

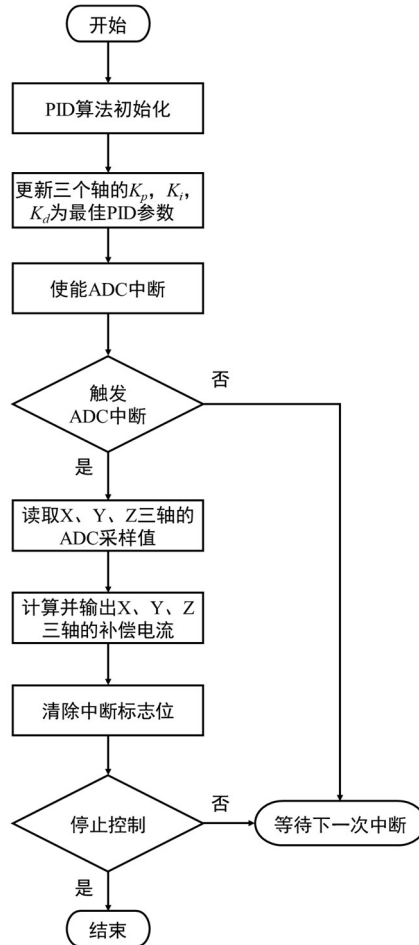


图 4-8 PID 反馈控制流程图

在 4.5 节中完成 PID 参数优化，接下来将启用 PID 算法对补偿电流进行控制，PID 反馈控制的流程图如图 4-8 所示。由于在 PID 参数优化的过程中运行过 PID 控制算法，所以在进行 PID 反馈控制之前需对 PID 算法进行初始化，其主要目的在于对 $e(k)$ 、 $e(k-1)$ 、 $e(k-2)$ ， $\Delta u(k)$ 和 $u(k)$ 的清零，否则将影响后续的 PID 控制效果。完成初始化后，将 X、Y、Z 三个轴的最佳 PID 参数更新到 PID 算法中，接着开启 ADC 中断，基于 PID 控制算法的信号反馈模块将根据 ADC 的采样值计算出磁补偿量的大小，然后将磁补偿量转化为 DAC 的输出电压，从而产生补偿电流。此时安装在磁屏蔽筒内的三轴磁补偿线圈将会产生一定大小的补偿磁场来抑制环境磁场，当 PID 控制算法经过若干次循环后，磁屏蔽筒内的环境磁场在 X、Y、Z 三个轴上的分量将被抑制到零。

4.7 本章小结

本章基于模块化编程思维，完成了信号反馈模块软件部分的设计。首先给出了软件设计的总体方案，并简要介绍了方案中各部分程序的作用。然后详细描述了主程序初始化、ADC 采样及中断、基于 PSO 算法的 PID 参数优化这三部分程序的设计过程以及 PID 控制算法的设计过程，并给出了程序流程图。最后，基于上述程序实现了 PID 算法对补偿电流的反馈控制。

第 5 章 基于主动磁补偿的环境磁场抑制实验

基于第 2 章提出的主动磁补偿系统方案，本章首先搭建了主动磁补偿系统，介绍了系统的组成部分以及磁补偿线圈和原子磁强计的安装方法，并将本文第 3 章设计的信号反馈模块应用于系统当中。然后基于第 4 章设计的程序和算法，分别完成了基于经典 PID 控制和基于 PSO-PID 控制的环境磁场抑制实验，并分析了两种方法在时域和频域上对于环境磁场的抑制效果。最后通过对比实验结果，总结了两种控制方法在补偿效果上的差异，得出了实验结论。

5.1 主动磁补偿系统搭建

5.1.1 系统总览

本文的主动磁补偿系统由原子磁强计、三轴磁补偿线圈、信号反馈模块和磁屏蔽筒组成，其实物图如图 5-1 所示。

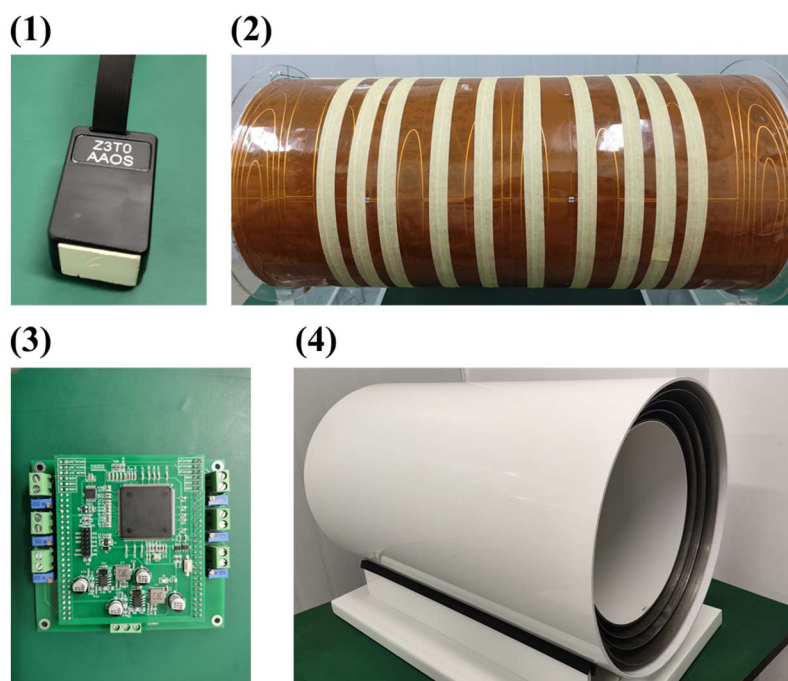


图 5-1 主动磁补偿系统组成部分实物图：(1) 原子磁强计；(2) 三轴磁补偿线圈；
(3) 信号反馈模块；(4) 磁屏蔽筒

原子磁强计的型号为 QuSpin 公司的 QZFM gen-3，其磁场-电压系数为 2.7 V/nT，并且有 0.33x、1.0x 和 3.0x 三种输出增益可选择；三轴磁补偿线圈由两组相同的柔性电路板和多组同轴线圈组成，其中，两组相同的柔性电路板构成了 X 轴和 Y 轴补偿线圈，多组同轴线圈构成了 Z 轴补偿线圈，线圈的具体安装方法

将在之后的小节中介绍；信号反馈模块由本文第 3 章所设计的硬件电路组成，拥有三个磁信号输入口和三个补偿电流输出口；磁屏蔽筒由四层高磁导率坡莫合金和两层铝构成，中间四层为坡莫合金，最里层和最外层为铝层，磁屏蔽筒的腔内尺寸为 $\Phi 300 \times 600$ mm。

5.1.2 支撑模具

在进行主动磁补偿的过程中，需要将补偿线圈和原子磁强计固定在磁屏蔽筒内部。为了达到上述目的，本文使用了圆盘状和筒状的支撑模具分别用于固定原子磁强计和补偿线圈，两种支撑模具的实物图如图 5-2 所示。

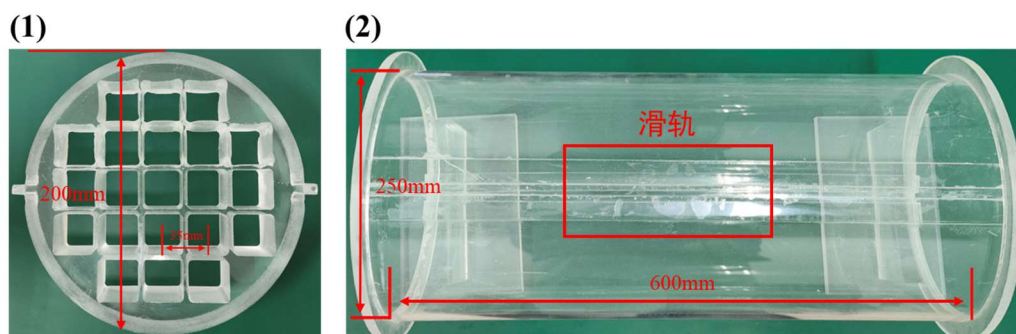


图 5-2 支撑模具实物图：(1) 磁强计支撑模具；(2) 补偿线圈支撑模具

磁强计支撑模具是一个直径为 200 mm 厚 50 mm 的圆盘，在圆盘的内部开有 21 个等间隔的长方体格子（以下简称格子）可用于放置原子磁强计，格子两两之间的间距为 35 mm。补偿线圈支撑模具是一个直径为 250 mm，高为 600 mm 的圆柱筒，其外侧用于安装补偿线圈，内侧则装有两条滑轨与磁强计支撑模具嵌合，使磁强计支撑模具可沿着滑轨水平移动。支撑模具均由非磁性的亚克力材料制成，不会对筒内的磁场环境产生影响。

5.1.3 磁补偿线圈及磁强计安装方法

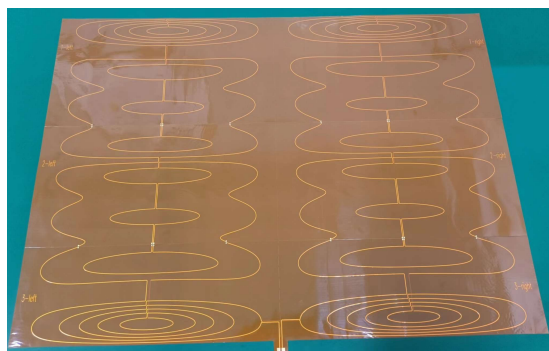


图 5-3 X/Y 轴补偿线圈实物图

图 5-3 为 X 轴和 Y 轴补偿线圈的平面图，其本质上是一块绘有均匀磁场线

圈纹路的柔性电路板，可以按照空间布局要求自由弯曲、卷绕，因此可将其紧密贴合在补偿线圈支撑模具的外侧。

X、Y、Z 三轴补偿线圈的安装步骤如图 5-4 所示。首先把一组柔性电路板作为 X 轴线圈粘合在支撑模具上，将其位置固定好。然后将另一组相同的柔性电路板基于 X 轴线圈旋转 90° 作为 Y 轴线圈，Y 轴线圈直接粘合在 X 轴线圈的表面上。最后用一根导线在 Y 轴线圈的表面上按照特定的间距绕成多组同轴线圈，并用纸胶带将同轴线圈包裹住以固定其位置，此时便完成了 X、Y、Z 三轴补偿线圈的安装。

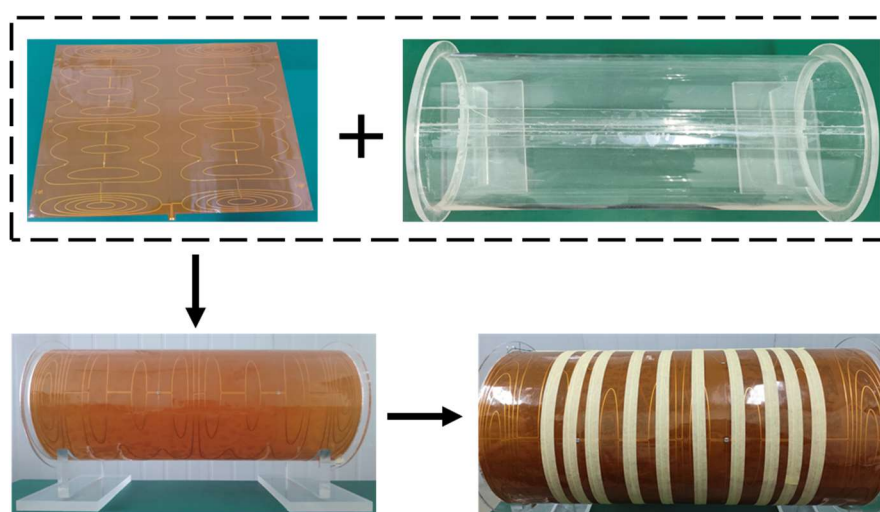


图 5-4 三轴补偿线圈安装方法

如图 5-5 所示，将磁强计支撑模具嵌入到补偿线圈支撑模具的内侧，然后把磁强计粘贴在磁强计支撑模具的格子中就可以固定住磁强计。由于磁强计支撑模具可沿着滑轨前后移动，而磁强计则可在支撑模具所在的平面内自由调整位置，因此磁强计可被固定在三维空间中任何想要的位置上。



图 5-5 原子磁强计被固定在支撑模具上

5.1.4 系统搭建

在本文中所使用的补偿线圈是基于目标场法所设计的均匀线圈，通入电流后可在目标区域内产生均匀磁场，故目标区域也被称为均匀区。如图 5-6 所示，在磁屏蔽筒内部，以 Y 轴补偿线圈为例，其均匀区是一个边长为 70 mm 的正方体，处于磁屏蔽筒内部正中心的位置。以均匀区的中心为原点构建 xyz 坐标系，单位为毫米(mm)，就可以定义磁强计所在的坐标。此外，X 轴补偿线圈和 Z 轴补偿线圈的均匀区与 Y 轴补偿线圈的一致，均为 70 mm 的正方体，三个补偿线圈的均匀区完全重叠。

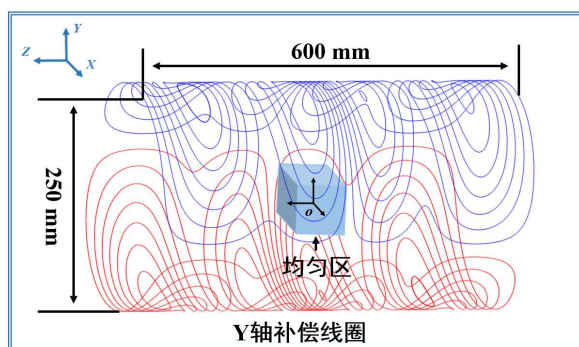


图 5-6 Y 轴补偿线圈的均匀区示意图

为了验证系统的补偿效果，本文将使用两个相同的原子磁强计分别作为参考磁强计和感应磁强计进行测量。参考磁强计放置在均匀区的中心位置用于测量筒内的剩余磁场，其测量值将被转化为电压信号，然后被信号反馈模块采集；感应传感器被放置在均匀区的其他位置用于测量参考点以外的磁场变化情况。当两个磁强计需要放置在 Z 轴坐标不同的位置时，它们将被分别放置于两个规格相同的支撑模具上。以图 5-7 为例，参考磁强计被放置在坐标 $(0, 0, 0)$ 处，感应磁强计被放置在 $(-35\text{mm}, 35\text{mm}, 35\text{mm})$ 处，它们的 Z 轴坐标不同，故需要分开放置。

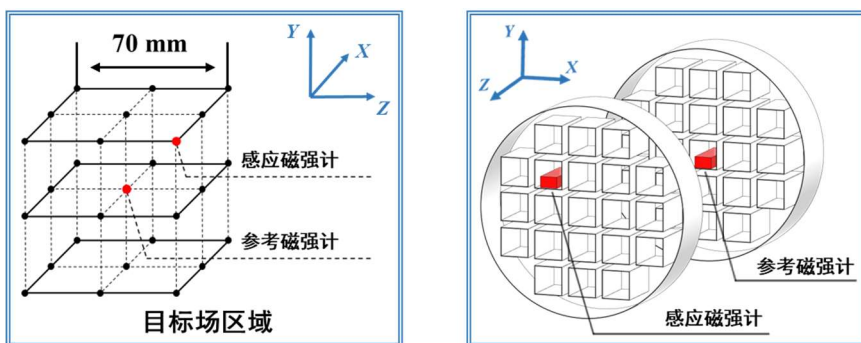


图 5-7 参考磁强计与感应磁强计放置示意图

按照上一小节中的方法安装好补偿线圈和磁强计后，将其放置于磁屏蔽筒中，

如图 5-8 (1) 所示。接着盖上磁屏蔽筒的端盖，将参考磁强计的信号读出电路输出端与信号反馈模块的磁信号输入端相连，然后将补偿线圈与信号反馈模块的补偿电流输出端相连，完成主动磁补偿系统的搭建，如图 5-8 (2) 所示。

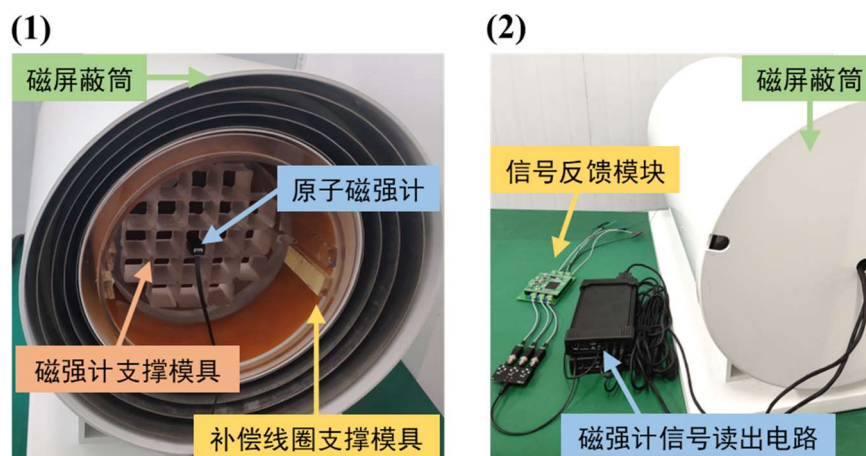


图 5-8 主动磁补偿系统搭建：(1) 磁屏蔽筒内部 (放置单个磁强计为例); (2) 磁屏蔽筒外部

5.2 环境磁场抑制实验

5.2.1 基于经典 PID 控制的环境磁场抑制实验

在上一节中完成了实验平台的搭建，接下来进行环境磁场抑制实验。首先对两个原子磁强计进行初始化，并等待磁强计加热到额定工作温度。当磁强计完成预热后，开始测量补偿前筒内的剩余磁场大小，测量时间为 60s，并记录好实验数据。然后将磁强计的输出增益设置为 3.0，并启动信号反馈模块运行 PID 控制算法，PID 参数 K_p 、 K_i 和 K_d 分别被设置为 0.683、0.020 和 -0.187，记录补偿过程以及补偿后 60s 内磁场的变化情况。测量结束后关闭磁强计，打开磁屏蔽筒的端盖改变感应磁强计的位置，然后盖上端盖重新初始化磁强计，重复上述测量步骤，直到完成所有位置的测量。本文选择了均匀区内的 9 个点作为感应磁强计的测量位置，基于经典 PID 控制的环境磁场抑制实验结果如表 5-1 和表 5-2 所示。

由表中数据可知，在参考磁强计所在位置 (0, 0, 0) 处，补偿前剩余磁场在 X、Y、Z 三个轴上的直流分量分别为 179.6 pT，209.8 pT 和 111.2 pT，而感应磁强计在不同位置测得的三分量则分别为 174.3 ~ 180.2 pT，203.8 ~ 211.2 pT 和 108.6 ~ 111.3 pT 之间。在补偿后，参考点的剩余磁场三分量均被抑制为 0。而感应磁强计所在位置的剩余磁场三分量则分别被抑制到 -4.3 ~ 2.3 pT，-7.1 ~ 0.1 pT 和 2.3 ~ 7.9 pT 之间。由补偿结果可以看出，X 轴和 Y 轴线圈的磁场均匀性较好，而 Z 轴补偿线圈的磁场均匀性相对较差，这是因为安装 Z 轴线圈时所产生的

为误差较大。以感应磁强计放置在坐标（-35mm, 35mm, 35mm）处的实验结果为例，基于经典 PID 控制的环境磁场抑制过程如图 5-9、图 5-10 和图 5-11 所示。

表 5-1 补偿前环境磁场的幅值

测量位置 (mm)	X 轴磁场分量的幅值 (pT)	Y 轴磁场分量的幅值 (pT)	Z 轴磁场分量的幅值 (pT)
(-35, 35, 35)	179.5	204.9	109.9
(0, 35, 35)	175.7	207.1	109.5
(35, 35, 35)	176.9	203.8	108.6
(-35, 35, 0)	180.2	209.4	110.8
(0, 35, 0)	175.1	211.2	111.3
(35, 35, 0)	177.6	210.3	110.2
(-35, 35, -35)	178.8	207.5	110.4
(0, 35, -35)	175.6	208.7	109.7
(35, 35, -35)	174.3	206.1	108.9
(0, 0, 0)	179.6	209.8	111.2

表 5-2 补偿后环境磁场的幅值

测量位置 (mm)	X 轴磁场分量的幅值 (pT)	Y 轴磁场分量的幅值 (pT)	Z 轴磁场分量的幅值 (pT)
(-35, 35, 35)	0.7	-6.1	4.2
(0, 35, 35)	-4.3	-3.4	4.4
(35, 35, 35)	-2	-7.1	2.7
(-35, 35, 0)	2.3	-1.3	6.3
(0, 35, 0)	-1.2	0.1	7.9
(35, 35, 0)	0.6	-0.4	3.9
(-35, 35, -35)	0.3	-3.3	3.8
(0, 35, -35)	-2.1	-1.9	5.0
(35, 35, -35)	-4.2	-4.7	2.3
(0, 0, 0)	0	0	0

如图 5-9 所示，在补偿前，坐标（0,0,0）和（-35mm, 35mm, 35mm）处的 X 轴磁场波动为 4.7 pT，补偿后 X 轴磁场波动为 6.9 pT，在补偿过程中，两处分别产生了 24.7 pT 和 24.1 pT 的超调量；如图 5-10 所示，在补偿前，坐标（0,0,0）和（-35mm, 35mm, 35mm）处的 Y 轴磁场波动为 4.8 pT，补偿后 Y 轴磁场波动为 6.7 pT，在补偿过程中，两处分别产生了 25.2 pT 和 23.7 pT 的超调量；如图 5-

11 所示, 在补偿前, 坐标 $(0, 0, 0)$ 和 $(-35\text{mm}, 35\text{mm}, 35\text{mm})$ 处的 Z 轴磁场波动分别为 4.3 pT 和 4.4 pT , 补偿后 Z 轴磁场波动分别为 6.2 pT 和 6.5 pT , 在补偿过程中, 两处分别产生了 13.8 pT 和 14.5 pT 的超调量。由上述测量结果可知, 使用经典 PID 控制进行磁场抑制, 在补偿后产生了约 2 pT 的额外磁场波动, 且超调量较大。

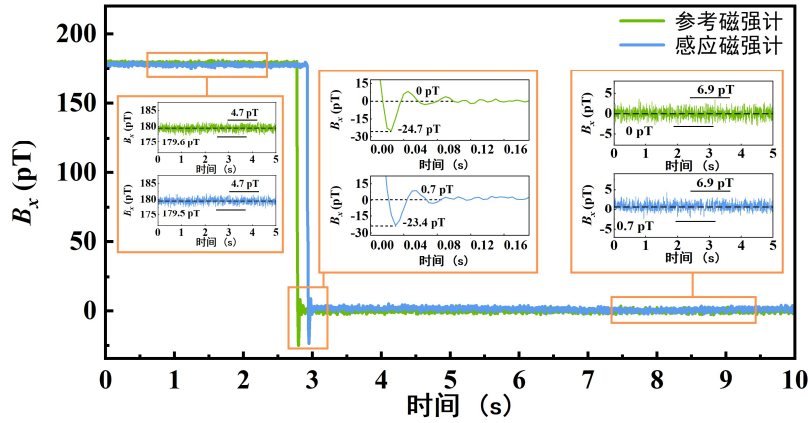


图 5-9 基于经典 PID 控制的 X 轴磁场分量抑制过程

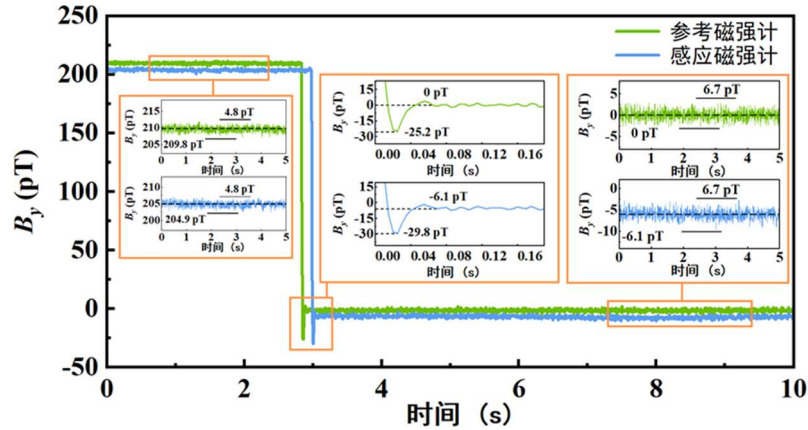


图 5-10 基于经典 PID 控制的 Y 轴磁场分量抑制过程

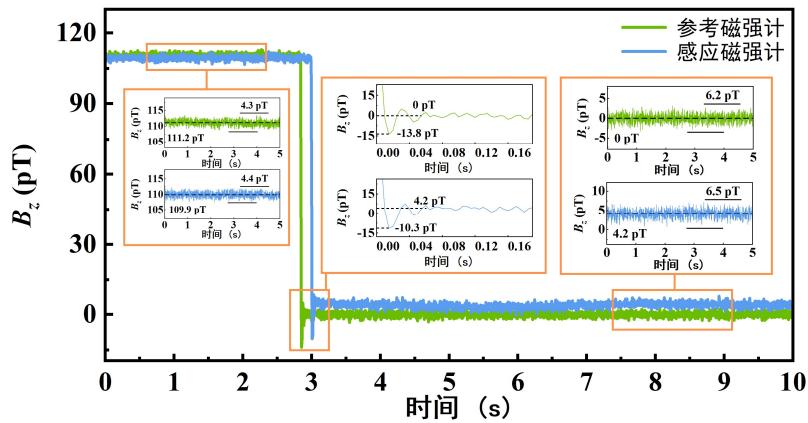


图 5-11 基于经典 PID 控制的 Z 轴磁场分量抑制过程

5.2.2 基于 PSO-PID 控制的环境磁场抑制实验

在使用 PSO 算法对 PID 参数进行优化之前，因先设定好 PSO 算法中的相关参数。在本文中，粒子种群规模 N 设置为 40，学习因子 c_1 、 c_2 分别设置为 1.0 和 1.5，最大迭代次数 T 设置为 50，惯性权重因子 w_{max} 和 w_{min} 的设置分别为 0.9 和 0.2，最大速度 V_{max} 设置为 0.1。经 PSO 算法优化过后，X 轴最佳 PID 控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 分别为 0.437，0.141 和 -0.182。Y 轴最佳 PID 控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 分别为 0.413，0.159 和 -0.204。Z 轴最佳 PID 控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 分别为 0.416，0.163 和 -0.197。

以小节 5.2.1 中相同的实验步骤进行测量，基于 PSO-PID 控制的环境磁场抑制实验结果与基于经典 PID 控制的实验结果基本一致，故此处不再展示补偿前和补偿后的环境磁场三分量的幅值。这是因为补偿前环境磁场的幅值相对稳定，而补偿后环境磁场的幅值只与 PID 设定值有关，而与 PID 控制参数 K_p 、 K_i 、 K_d 无关。以感应磁强计放置在坐标 (-35mm, 35mm, 35mm) 处的实验结果为例，基于 PSO-PID 控制的环境磁场抑制过程如图 5-12、图 5-13 和图 5-14 所示。

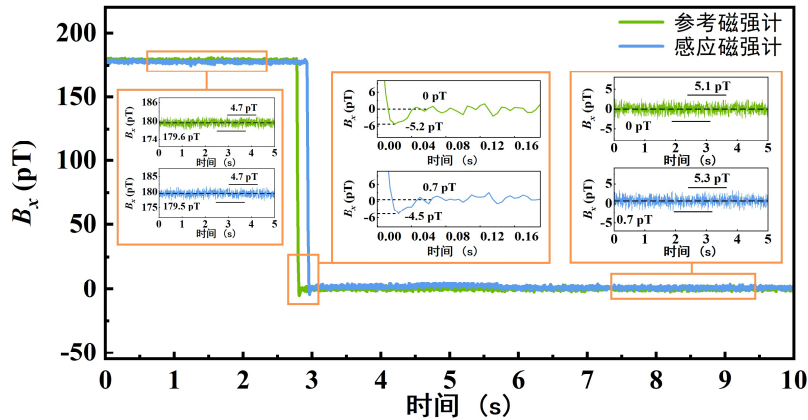


图 5-12 基于 PSO-PID 控制的 X 轴磁场分量抑制过程

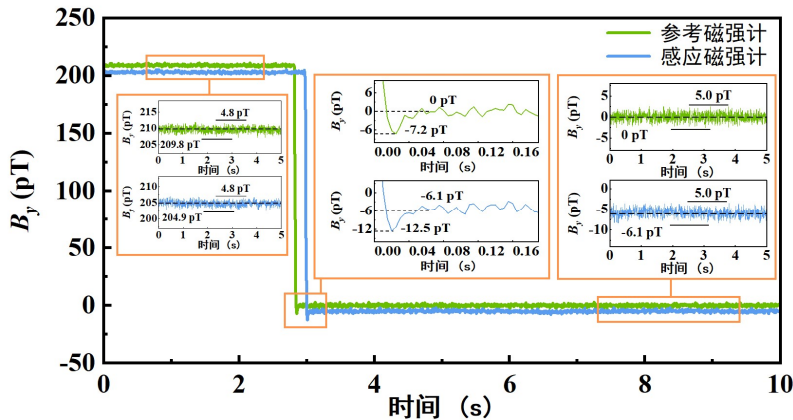


图 5-13 基于 PSO-PID 控制的 Y 轴磁场分量抑制过程

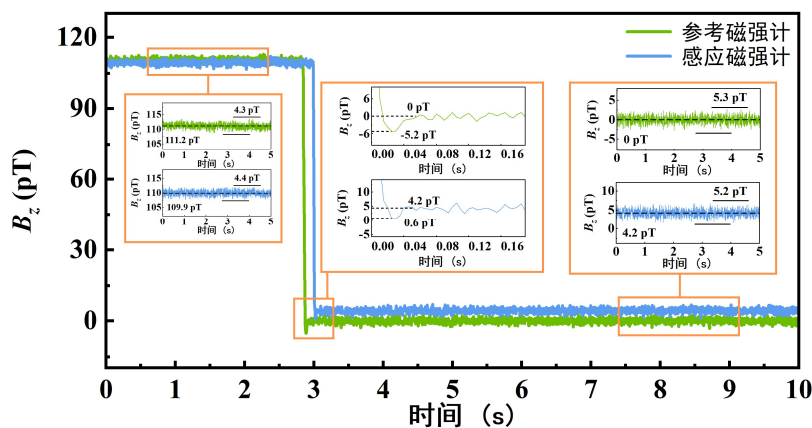


图 5-14 基于 PSO-PID 控制的 Z 轴磁场分量抑制过程

与经典 PID 控制相比,使用 PSO-PID 控制方法对环境磁场进行抑制,在抑制过程中产生的超调量更小,约为 4~7 pT,且在补偿后产生的额外磁场波动不超过 1 pT,有效提高了系统的抗干扰能力以及系统的稳定性。

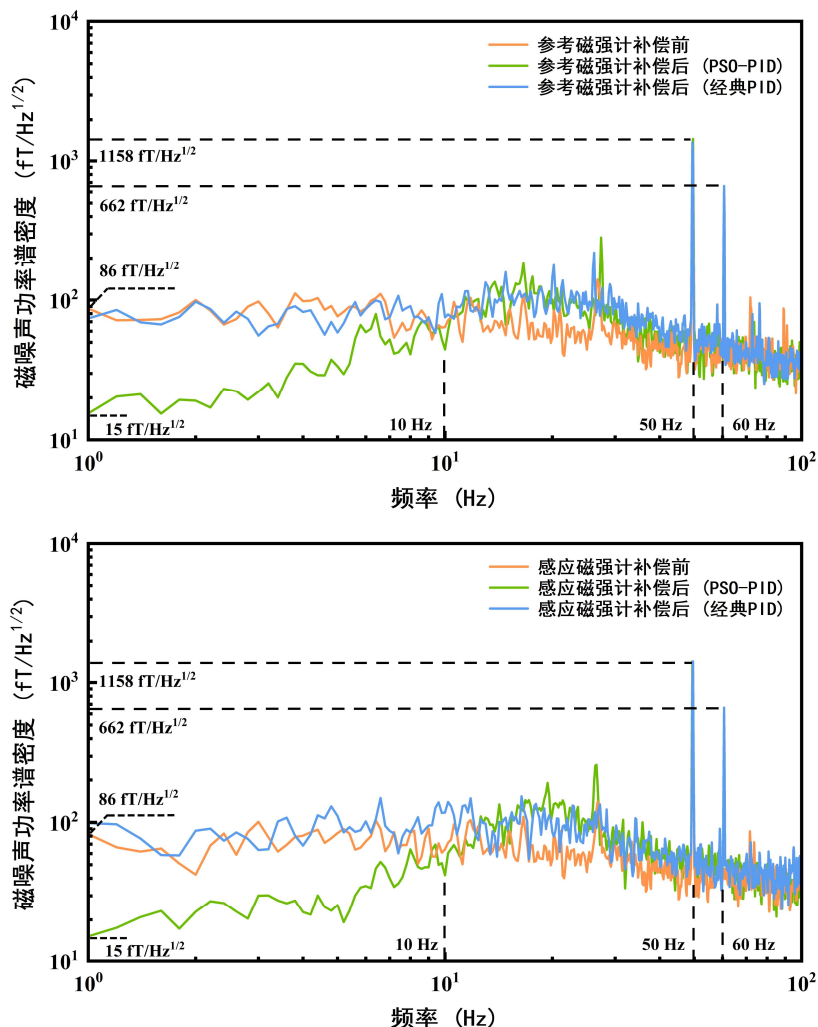


图 5-15 补偿前后磁屏蔽筒内的磁噪声功率谱密度

图 5-15 为补偿前后剩余磁场在 1 ~ 100 Hz 频段的功率谱密度, 从频域层面解释了解两种控制方法在磁场抑制效果上的差异。其中, 50 Hz 处的磁噪声来源于补偿线圈以及实验室周围的电线, 其幅值为 $1158 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 。在频域上, 经典 PID 控制方法对磁噪声的抑制效果不明显, 并在 60 Hz 处产生了幅值为 $662 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 的额外噪声, 所以在补偿后产生了较大的额外磁场波动。而 PSO-PID 控制方法在 1 ~ 10 Hz 的低频范围内显著减小了磁噪声, 特别是在 1 Hz 处, 磁噪声的幅值从 $86 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 被抑制到了 $15 \text{ fT/Hz}^{1/2}$, 故在补偿后所产生的额外磁场波动较小。

通过两组实验结果的对比可知, 补偿后剩余磁场的幅值只与 PID 设定值有关, 而与 PID 控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 无关。在参考点处, 剩余磁场的三轴直流分量均可被抑制到零, 而在均匀区内其他位置, 由于线圈均匀性以及线圈安装位置偏移所产生的误差, Z 轴磁场分量的抑制效果未达到预期, 但这并不影响系统的可靠性。相较于经典 PID 控制方法, 基于 PSO-PID 控制方法的环境磁场抑制效果更好, 在补偿过程中产生的超调量更小, 调节时间更快, 并且在补偿后产生的额外磁场波动较小, 有效提高了系统的抗干扰能力以及系统的稳定性。

5.3 本章小结

本章首先搭建了主动磁补偿系统, 介绍了系统的组成部分以及磁补偿线圈和磁强计的安装方法, 并给出了整个系统的总览图。然后, 分别基于经典 PID 控制方法和 PSO-PID 控制方法进行了环境磁场抑制实验, 成功将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制到零附近, 证明了本文所提出的主动磁补偿系统方案的可行性以及所设计的信号反馈模块的可靠性。最后系统的分析了解两种控制方法在时域和频域的磁场抑制效果, 通过对比验证了 PSO-PID 控制方法在主动磁补偿系统中的有效性。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

随着磁场探测技术的发展,基于 SERF 效应的原子磁强计可在接近零的磁场环境中实现超高灵敏度测量,而主动磁补偿技术是获得近零磁环境的关键。针对传统主动磁补偿系统占用空间大、构造成本高、系统复杂度高等问题,本文提出了一种用于室内环境的主动磁补偿系统方案,并详细讲述了系统的构成以及工作原理。然后设计了基于 DPS 的信号反馈模块,用于采集环境磁场信号和控制补偿电流。最后基于所提出的方案搭建了实物系统,并使用该系统进行了环境磁场抑制实验,验证了所提出方案的可行性和有效性。本文所做的主要研究工作如下:

(1) 提出了一种用于室内环境的主动磁补偿系统方案。整个系统由磁屏蔽筒、原子磁强计、磁补偿线圈和基于 DSP 的信号反馈模块组成。首先利用磁屏蔽筒来大幅衰减环境中的磁场,然后在磁屏蔽筒的内部安装磁补偿线圈和原子磁强计。基于原子磁强计测得的筒内剩余磁场信号,信号反馈模块将输出相应的补偿电流通入到磁补偿线圈中,最后在磁补偿线圈中产生一个与筒内剩余磁场大小相同方向相反的补偿磁场,从而将筒内的剩余磁场抑制到零附近,构造出零场环境。

(2) 基于所提出的主动磁补偿系统方案,首先测量了磁屏蔽筒内剩余磁场的大小以及磁补偿线圈的电流-磁场系数。然后分析了系统对于补偿电流输出精度的需求,并设计了信号反馈模块的硬件电路。模块选用了 DSP 芯片 TMS320F28377D 作为主控芯片,其拥有 12 位分辨率的片上 ADC/DAC,可满足同时采样 X、Y、Z 三轴磁场分量,并输出 X、Y、Z 三轴补偿电流的需求。最后基于所设计的电路原理图,完成了实物 PCB 的制作。

(3) 在硬件电路的基础上,完成了信号反馈模块的软件部分设计。通过嵌入 PID 控制算法,实现了补偿电流的精确控制,同时还引入了 PSO 算法对 PID 控制参数 K_p 、 K_i 和 K_d 进行优化,以此来提高系统的补偿效果。

(4) 搭建了主动磁补偿系统,并将本文设计的信号反馈模块用于采集磁场信号和控制补偿电流,然后分别基于经典 PID 控制方法和 PSO-PID 控制方法进行了环境磁场抑制实验,成功将磁屏蔽筒内的剩余磁场抑制到零附近,证明了本文所提出的主动磁补偿系统方案的可行性以及所设计的信号反馈模块的可靠性。在

时域上,相较于经典 PID 控制方法,使用 PSO-PID 控制方法来抑制环境磁场具有更好的效果,其在补偿过程中产生的超调量更小,调节时间更快,并且在补偿后产生的额外磁场波动更小,有效提高了系统的抗干扰能力以及系统的稳定性。在频域上,经典 PID 控制方法对磁噪声的抑制效果不明显,而 PSO-PID 控制方法在 $1 \sim 10 \text{ Hz}$ 的低频范围内显著减小了磁噪声。特别是在 1 Hz 处,磁噪声的幅值从 $86 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 被抑制到了 $15 \text{ fT/Hz}^{1/2}$ 。

6.2 展望

本文设计了一种用于主动磁补偿系统的信号反馈模块,降低了系统的构造成本以及系统复杂度。通过使用 PSO 算法来优化 PID 控制参数,有效提高了系统的抗干扰能力以及系统的稳定性。但本文的研究还存在些许不足,在未来可在从以下两个方面进行改进:

(1) 更精简的硬件模块。本文设计信号反馈模块由两块电路板拼接而成,故硬件整体的体积较大。而未来硬件模块的趋势是往小型化发展的,因此可以从 PCB 布局、多层板设计和硬件设计方案等方面进行优化,进一步缩小硬件模块的体积。其次,可以将原子磁强计的信号读出电路与信号反馈模块集成在一起,使得系统更加精简。

(2) 更好的控制策略。本文使用了 PSO 算法来优化 PID 控制参数以取得更好的补偿效果,但本质上还是定参数的 PID 控制策略。而如今有许多实时调整参数的 PID 控制策略,如非线性 PID 控制、模糊 PID 控制等,理论上比定参数 PID 控制拥有更好动态性能。因此在主动磁补偿系统中使用更好的控制策略来控制补偿电流也是今后的一个研究方向。

参考文献

- [1] 郭毅. 精细磁法在新疆某地隧道工程地质勘察中的应用[J]. 新疆有色金属, 2009, 32(S2): 71-73.
- [2] 赵永生. 鄂尔多斯盆地北东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] 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.
- [4] 陈江源, 田宇, 白强, 等. 青海托勒南山地区航磁异常特征及钛铁矿找矿方向[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(22): 8888-8897.
- [5] 李文显, 田晖. 太阳磁场测量[J]. 自然杂志, 2022, 44(01): 19-30.
- [6] 丁一汇. 太阳活动对地球气候和天气的影响[J]. 气象, 2019, 45(03): 297-304.
- [7] 沈长寿. 磁暴期间太阳风-磁层-电离层间的耦合过程[J]. 地球物理学报, 1987(04): 331-340.
- [8] 潘永信, 张双虎. 我国行星科学研究面临重要发展机遇[N]. 中国科学报, 2020-12-09(004).
- [9] 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.
- [10] Bevington P, Gartman R, Botelho D J, et al. Object surveillance with radio-frequency atomic magnetometers[J]. Review of Scientific Instruments, 2020, 91(5).
- [11] Friis-Christensen E, Lühr H, Hulot G. Swarm: A constellation to study the Earth's magnetic field[J]. Earth, planets and space, 2006, 58: 351-358.
- [12] Zhou J, Chen J, Shan Z. Spatial signature analysis of submarine magnetic anomaly at low altitude[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(12): 1-7.
- [13] Kim K, Begus S, Xia H, et al. Multi-channel atomic magnetometer for magnetoencephalography: A configuration study[J]. NeuroImage, 2014, 89: 143-151.
- [14] Colombo S, Lebedev V, Tonyushkin A, et al. Imaging magnetic nanoparticle distributions by atomic magnetometry-based susceptometry[J]. IEEE transactions on medical imaging, 2019, 39(4): 922-933.
- [15] Bonavolonta C, Valentino M, Peluso G, et al. Non destructive evaluation of advanced composite materials for aerospace application using HTS SQUIDS[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17(2): 772-775.
- [16] Fenici R, Brisinda D, Meloni A M. Clinical application of magnetocardiography[J]. Expert review of molecular diagnostics, 2005, 5(3): 291-313.
- [17] Agarwal N, Krishnan B, Burgess R C, et al. Magnetoencephalographic characteristics of cortical dysplasia in children[J]. Pediatric Neurology, 2018, 78: 13-19.
- [18] Iivanainen J, Zetter R, Grön M, et al. On-scalp MEG system utilizing an actively

- p>shielded array of optically-pumped magnetometers[J].
- Neuroimage*
- , 2019, 194: 244-258.
- [19] Pizzella V, Della Penna S, Del Gratta C, et al. SQUID systems for biomagnetic imaging[J]. *Superconductor Science and Technology*, 2001, 14(7): R79.
- [20] Boto E, Holmes N, Leggett J, et al. Moving magnetoencephalography towards real-world applications with a wearable system[J]. *Nature*, 2018, 555(7698): 657-661.
- [21] Xia H, Ben-Amar Baranga A, Hoffman D, et al. Magnetoencephalography with an atomic magnetometer[J]. *Applied Physics Letters*, 2006, 89(21).
- [22] Alem O, Sander T H, Mhaskar R, et al. Fetal magnetocardiography measurements with an array of microfabricated optically pumped magnetometers[J]. *Physics in Medicine & Biology*, 2015, 60(12): 4797.
- [23] Zhang R, Xiao W, Ding Y, et al. Recording brain activities in unshielded Earth's field with optically pumped atomic magnetometers[J]. *Science Advances*, 2020, 6(24): eaba8792.
- [24] 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.
- [25] Sulai I A, DeLand Z J, Bulatowicz M D, et al. Characterizing atomic magnetic gradiometers for fetal magnetocardiography[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2019, 90(8).
- [26] Labyt E, Corsi M C, Fourcault W, et al. Magnetoencephalography with optically pumped 4 He magnetometers at ambient temperature[J]. *IEEE transactions on medical imaging*, 2018, 38(1): 90-98.
- [27] 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.
- [28] Alexandrov E B. Recent progress in optically pumped magnetometers[J]. *Physica Scripta*, 2003, 2003(T105): 27.
- [29] Fagaly R L. Superconducting quantum interference device instruments and applications[J]. *Review of scientific instruments*, 2006, 77(10).
- [30] Allred J C, Lyman R N, Kornack T W, et al. High-sensitivity atomic magnetometer unaffected by spin-exchange relaxation[J]. *Physical review letters*, 2002, 89(13): 130801.
- [31] Bloom A L. Principles of operation of the rubidium vapor magnetometer[J]. *Applied Optics*, 1962, 1(1): 61-68.
- [32] Jaklevic R C, Lambe J, Silver A H, et al. Quantum interference effects in Josephson tunneling[J]. *Physical Review Letters*, 1964, 12(7): 159.
- [33] Clarke J. Advances in SQUID magnetometers[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1980, 27(10): 1896-1908.
- [34] 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.
- [35] Seltzer S J. Developments in alkali-metal atomic magnetometry[M]. United States: Princeton University, 2008.
 - [36] 肖康达. 用于原子磁力计的主动磁补偿系统的研究[D]. 湖北: 中国科学院精密测量科学与技术创新研究院, 2020.
 - [37] 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.
 - [38] Sheng D, Li S, Dural N, et al. Subfemtotesla scalar atomic magnetometry using multipass cells[J]. *Physical review letters*, 2013, 110(16): 160802.
 - [39] 孙伟民, 刘双强, 赵文辉, 张军海, 光学原子磁力仪[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2015: 106-107.
 - [40] 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).
 - [41] Platzek D, Nowak H, Giessler F, et al. Active shielding to reduce low frequency disturbances in direct current near biomagnetic measurements[J]. *Review of scientific instruments*, 1999, 70(5): 2465-2470.
 - [42] 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).
 - [43] 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.
 - [44] 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).
 - [45] 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.
 - [46] 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).
 - [47] 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.
 - [48] 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.
 - [49] 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).
 - [50] Li W, Peng X, Li S, et al. Unshielded scalar magnetometer based on nonlinear magneto-optical rotation with amplitude modulated light[C]. 2016 IEEE

- International Frequency Control Symposium (IFCS). IEEE, 2016: 1-4.
- [51] Lu L, Shang J, Pan Z, et al. Chip-scale SERF atomic magnetometer without magnetic shield[C]. 2017 IEEE 67th Electronic Components and Technology Conference (ECTC). IEEE, 2017: 1900-1905.
- [52] Ruark A E, Peters M F. Helmholtz coils for producing uniform magnetic fields[J]. JOSA, 1926, 13(2): 205-212.
- [53] 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.
- [54] Wang J, Zhou B, Liu X, et al. An improved target-field method for the design of uniform magnetic field coils in miniature atomic sensors[J]. IEEE Access, 2019, 7: 74800-74810.
- [55] 谭加加, 刘鸿宇, 黄武, 等. PID 控制算法综述[J]. 电子世界, 2015(16): 78-79.
- [56] Baltieri M, Buckley C L. PID control as a process of active inference with linear generative models[J]. Entropy, 2019, 21(3): 257.
- [57] 段力学. PID 参数整定方法分类与概述[J]. 现代计算机(专业版), 2012(07): 23-26.
- [58] Qian F, Lei W, Yi W, et al. Research on PID Parameter Tuning of Improved Genetic Algorithm[J]. AGRO FOOD INDUSTRY HI-TECH, 2017, 28(3): 3164-3168.
- [59] Wu T, Zhou C, Yan Z, et al. Application of PID optimization control strategy based on particle swarm optimization (PSO) for battery charging system[J]. International Journal of Low-Carbon Technologies, 2020, 15(4): 528-535.
- [60] Wang Y, Liu J, Li R, et al. Application of PSO-BPNN-PID Controller in Nutrient Solution EC Precise Control System: Applied Research[J]. Sensors, 2022, 22(15): 5515.
- [61] 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.
- [62] Coello C A C, Pulido G T, Lechuga M S. Handling multiple objectives with particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on evolutionary computation, 2004, 8(3): 256-279.
- [63] Zhang J, Yang S. A novel PSO algorithm based on an incremental-PID-controlled search strategy[J]. Soft Computing, 2016, 20: 991-1005.
- [64] Shi Y. Particle swarm optimization: developments, applications and resources[C]. Proceedings of the 2001 congress on evolutionary computation (IEEE Cat. No. 01TH8546). IEEE, 2001, 1: 81-86.

攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [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] Kang Yang, Yongle Zhang, **Qiannian Zhang**, Ahui Zhao, Hongwei Zhang, Dengchao Huang*, Xiangyan Kong*. Realization of a multishell magnetically shielded cylinder for SERF magnetometer via hybrid design method [J]. *IEEE Sensors Journal*, **23**(21), 25836-25843 (2023).
- [3] 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).
- [4] **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

硕士研究生的三年时光转眼就要结束，在这里我要向在我读研期间所有帮助过我的人表示由衷的感谢，当然也要感谢安徽工程大学给我提供的学习平台，以及感谢国家对我的培养。在这短暂的三年，我在安徽工程大学学习到了太多，这让我变成了一个能够独自学习，独自解决工程问题的硕士研究生。

首先要感谢的是在研究生三年遇到的各位老师，他们教会给我的不仅是课堂上的理论知识，更多的还有结合科研的各种经验，这让我受益匪浅；特别要感谢的是我的两位导师，倪天明老师和杨康老师。在研一的时候就让我参与到各种科研实践中，这对于刚成为研究生的我来说至关重要，让我对研究方向有了充分的了解，为我的科研之路打下的坚实的基础，同时导师在人情世故等方面也教会了我不少，这对我进入社会来说也帮助巨大。

另外还要感谢的是我的家人和朋友，他们不仅一直默默支持着我的学习，更是在我遇到难题时及时给予我鼓励，让我在研究生期间能够全身心投入到学习与科研之中。还有就是我的同门张宏伟，他是这三年我相处的最多的人，在生活、学习和科研上都对我有莫大的帮助，感谢张永乐、赵阿慧、梁跃跃、张艺等各位师弟师妹在平日的生活中带来的欢声笑语，感谢司军伟师兄在我研读期间给我学习方面的指导与鼓励，让我研究生期间的学习有了明确的目标，并且为了目标努力奋斗。

怀抱一颗感恩的心，再次对帮助和陪伴我的人表示由衷的感谢。