

分类号 _____

密级 _____

UDC _____

学 位 论 文

基于数字锁相放大器的近红外水分测量研究

作 者 姓 名： 李宇坤

指 导 教 师： 李新光 教授

东北大学信息科学与工程学院

申请学位级别： 硕士

学 科 类 别： 工学

学科专业名称： 检测技术及自动化装置

论文提交日期： 2016 年 12 月

论 文 答 辩 日 期： 2016 年 12 月

学位授予日期： 2017 年 1 月

答 辩 委 员 会 主 席： xxx

评 阅 人： XXX XXX

东 北 大 学
2016 年 12 月

A Thesis in Control Engineering

Research on Near-infrared Moisture Detection Based on Digital Lock-in Amplifier

By Li Yukun

Supervisor: Professor Li Xinguang

Northeastern University
December 2016

独创性声明

本人声明，所呈交的学位论文是在导师的指导下完成的。论文中取得的研究成果除加以标注和致谢的地方外，不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包括本人为获得其他学位而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在我论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

日期：

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者和指导教师完全了解东北大学有关保留、使用学位论文的规定：即学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人同意东北大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索、交流。

作者和导师同意网上交流的时间为作者获得学位后：

半年 一年 一年半 两年

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期：

签字日期：

基于数字锁相放大器的近红外水分测量研究

摘要

物质含水量的精确测量对很多工业领域中的过程控制具有重要意义。在众多水分检测方法中，近红外水分检测凭借连续、在线、非接触测量、响应速度快等优点，在很多领域得到了广泛的应用。在烧结生产工艺中，烧结混合料水分是其中一个重要的参数。由于烧结过程中对水分检测的干扰因素多，烧结混合料水分含量的在线检测十分困难。目前，应用较为广泛的烧结混合料水分在线检测的仪器主要是基于近红外吸收光谱的近红外水分仪。这种水分仪通过切光盘对大功率卤素灯光源进行调制，具有功耗大、可动部件多、调制频率受机械转速限制等不足，并对仪器的测量精度、稳定性和使用寿命产生影响。

针对传统的近红外水分仪的不足之处，本文采用一种新型近红外水分检测方案，即用近红外 LED 光源代替传统光源，电调制光信号取代机械调制。然而，由于 LED 光源发光功率低，光电探测器接收到的信号非常微弱，存在难以准确检测的问题。本文在充分了解前人研究工作的基础上，提出采用数字锁相放大技术对光电探测器接收到的信号进行处理。数字锁相放大器不仅极大简化了电路设计，而且有效提高了信噪改善比。本文的研究内容包括以下几个方面：首先，研究水分检测方法和微弱信号检测相关理论，在对数字锁相放大技术进行设计仿真的基础上，设计了近红外水分检测系统的整体方案。其次，分析研究了新型近红外水分检测的光学系统并对其进行校准，使光电探测器能够接受到更多的光信号。然后，对前置放大电路、滤波电路等模拟信号处理电路进行了优化，设计了频率可调、电流稳定的光源信号驱动电路和基于 DSP 处理器的信号检测电路。在搭建了近红外水分测量系统硬件平台的同时，编写了基于 DSP 处理器的数字信号处理程序以及串口触摸屏人机交互程序。最后，利用本文研制的近红外水分测量系统进行了一系列验证实验。

在实验室条件下，本文采用干燥法对水分测量系统进行标定。然后对含水量为 3%~8% 的烧结混合料进行了水分测量实验。实验表明，仪器的测量距离为 0~150mm 时，仪器的最大绝对变化量在 0.xy% 水分含量以内，重复性相对标准偏差为 a.bc%，仪器的测量误差小于 0.xy% 水分绝对含量。

关键词： 数字锁相放大器；近红外；水分检测

Research on Near-infrared Moisture Detection Based on Digital Lock-in Amplifier

Abstract

Accurate measurement of material moisture content is important for process control in many industrial fields. In many water detection methods, near-infrared moisture detection by virtue of continuous online, non-contact measurement, fast response and other advantages, has been widely used in many areas. In the sintering production process, sintering mixture moisture is one of the important parameters. On-line measurement of moisture content of sinter mixture is very difficult due to the interference of water content in the sintering process. At present, the application of a wide range of sintering mixture moisture content on-line detection equipment is mainly based on near-infrared absorption spectrum of near-infrared moisture meter. The moisture meter modulate high-power halogen light source by cutting disc, with power consumption, Components, modulation frequency by the mechanical speed limits and other deficiencies, affecting the instrument's measurement accuracy, stability and service life.

Aiming at the shortcomings of the traditional near-infrared moisture meter, a new near-infrared moisture detection scheme is adopted, that is, infrared LED light source instead of the traditional light source, electrical modulation optical signal instead of mechanical modulation. However, due to the low luminous power of the LED light source, the signal received by the Photoelectric detector is weak and there is a problem that it is difficult to detect accurately. In this paper, based on full understanding of previous research work, the use of digital phase-locked amplifier technology to detect the Photoelectric detector received signal processing. Digital lock-in amplifier not only greatly simplifies the circuit design, but also effectively improve the signal to noise ratio. In this paper, the research contents are as follows: Firstly, the theory of moisture detection and weak signal detection is studied. Based on the design and simulation of the digital lock-in amplification technology, the overall scheme of near-infrared moisture detection system is designed. Secondly, the optical system of the new near-infrared moisture detection system is analyzed and calibrated, so that the Photoelectric detector can receive more optical signals. Then, the analog signal processing circuit, such as preamplifier circuit and filter circuit, is optimized, and a signal driver circuit based on adjustable frequency and stable current and DSP-based signal detection circuit are designed. At the same time, the digital signal processing program based on DSP processor and the human-computer

interaction program of serial-port touch-screen were written at the same time of building the near-infrared moisture measurement system hardware platform. Finally, a series of validation experiments were carried out using the near-infrared moisture measurement system developed in this paper.

In the laboratory conditions, this paper uses the drying method to calibrate the moisture measurement system. Then the moisture content of 3% to 8% of the sintering mixture for moisture measurement experiments. The experimental results show that the maximum absolute variation of the instrument is 0.31% moisture content, the relative standard deviation of repeatability is 2.14%, and the measurement error is less than -0.34% absolute content.

Keywords: digital lock-in amplifier; near-infrared; moisture detection

目 录

独创性声明	I
摘要	III
Abstract	V
目录	VII
第一章 绪论	1
1.1 课题研究的背景与意义	1
1.2 水分测量技术简介	1
1.3 近红外水分检测的研究现状和发展方向	2
1.4 课题的研究内容与主要工作	3
第二章 近红外水分检测原理与方案	5
2.1 近红外水分测量理论	5
2.1.1 近红外光谱理论	5
2.1.2 水的近红外吸收光谱	5
2.1.3 朗伯比尔定律	7
2.1.4 三波长测量原理	8
2.2 光源和红外探测器的选型	9
2.2.1 光源的选型	9
2.2.2 红外探测器的选型	10
2.3 近红外水分测量系统整体方案	12
2.3.1 近红外水分测量系统方案	12
2.3.2 近红外水分仪光路分析	14
2.4 本章小结	15
第三章 数字锁相放大器的设计和仿真	17
3.1 微弱信号检测技术理论	17
3.1.1 微弱信号检测	17
3.1.2 信噪改善比	18
3.2 锁相放大器	18
3.2.1 模拟锁相放大器基本原理	19

3.2.2 正交矢量型锁相放大器基本原理	20
3.2.3 数字锁相放大器基本原理	22
3.2.4 数字锁相放大器与模拟锁相放大器的比较	24
3.3 数字锁相放大器仿真平台的设计与仿真	25
3.3.1 Python 仿真平台的设计	25
3.3.2 仿真结果与分析	27
3.4 本章小结	30

第四章 水分测量系统的硬件设计

31

4.1 硬件系统总体设计	31
4.2 硬件系统的基础性设计	32
4.2.1 系统电源设计	32
4.2.2 DSP 最小系统设计	34
4.2.3 串口通信设计	35
4.3 光源信号驱动电路设计	36
4.3.1 激励信号发生器	36
4.3.2 恒流源驱动电路	37
4.4 模拟信号处理电路设计	39
4.4.1 前置放大电路	40
4.4.2 次级信号放大电路	43
4.4.3 窄带带通滤波电路	44
4.5 模数转换电路设计	46
4.5.1 A/D 芯片选型	46
4.5.2 芯片原理和结构	46
4.5.3 A/D 前端调理电路设计	47
4.5.4 A/D 与 DSP 接口电路设计	48
4.6 温控电路设计	49
4.6.1 温度检测电路	49
4.6.2 半导体制冷电路	50
4.7 本章小结	50

第五章 水分测量系统的软件设计

51

5.1 软件系统总体设计	51
5.2 下位机软件设计	52
5.2.1 正弦信号发生程序的设计	52
5.2.2 数据采集程序的设计	53

5.2.3 数据通讯程序的设计	53
5.2.4 温度控制程序的设计	56
5.3 数字锁相放大器软件设计	57
5.3.1 参考信号的产生	57
5.3.2 相关运算的实现	58
5.3.3 数字滤波器的设计	60
5.4 工业串口屏软件设计	64
5.5 本章小结	65
第六章 烧结混合料水分测量实验	67
6.1 水分测量系统的标定	67
6.1.1 水分测量系统标定方法	67
6.1.2 标定数据曲线拟合	68
6.2 水分测量系统精度验证实验	70
6.3 水分测量系统重复性实验	70
6.4 水分测量系统稳定性实验	71
6.5 水分测量系统误差分析	72
6.6 本章小结	72
第七章 结论和展望	75
7.1 结论	75
7.2 展望	75
参考文献	77
致谢	81

第1章 绪论

1.1 课题研究的背景与意义

在塑胶、冶金、矿山、粮食、农林、造纸、纺织等行业，水分含量直接影响着产品的质量，决定了产品工艺的选择。在烧结生产中，众多技术指标在很大程度上取决于混合料水分、含碳量和操作控制手段，而烧结混合料水分直接影响烧结料的品质，恰当的含水量可以改善混合料的透气性，有助于混合料燃烧及制球，不仅直接影响烧结料的品质，而且能够减少能源消耗^[1, 2]。在很多的其它工业过程控制中也都有对水分含量进行检测的要求，并将其控制在一定范围内。而精确控制含水量的前提就是快速、准确地测量出物质的含水量。

传统水分检测的方法有很多，例如电阻式水分测量方法、热干燥测定法和电容法等，但这些方法都存在一定的不足之处。随着红外技术的发展，近红外水分测量法凭借其独有的优点，在检测领域内已被广泛应用，成为了主流前沿技术。与传统的水分检测方法相比，近红外水分测量法可以实现对物料的非接触无损检测，分析速度快，精度高，可实现实时、连续的在线测量，这些特性适合于许多工业领域，使得近红外水分仪能够广泛地应用在各种工业控制系统及生产线当中^[3]。随着各行各业对水分测量的精度度、实时性要求越来越高，研究适合我国工业水分检测领域的近红外水分仪的意义也越来越重大。

国内的仪器仪表行业起步较晚，行业体系并不成熟，由我国的一些仪表企业、院校和科研机构研制的红外水分仪符合水分检测要求的仪器较少，存在着仪器的精度不够、产品相对落后等问题，产品质量不如国外进口产品^[4]。因此分析水分的测量方法，研制一种新型近红外水分仪，提高水分的检测效率从而提高生产效率，对许多行业的发展有着重要的意义。

1.2 水分测量技术简介

水分的测量方法很多，主要分为直接法和间接法两种。直接测量法，是目前国际国内的标准水分测定方法，具有相当高的准确性，但不可以在线连续的检测。而间接测量方法，是利用不同水分含量条件下，物质的某一物理性质不同这一特性来测量水分，所以间接法也需要使用标准方法进行标定和校准^[5]。

水分测量的直接法主要有卡尔·费休法和干燥法。

(1) 卡尔·费休法：卡尔·费休法是测量固体、液体、气体等化学试剂产品中微水含量的通用方法^[6]。它使用卡尔费休试剂与被测样本中的水发生化学反应，依据这一过程中试剂中的碘被消耗多少来计算含水率。这种方法不仅可以测出自由水，也可以测出结合水。但是卡尔·费休试剂的挥发性很强，且对人体有害，而且在测量之前需要进

行标定^[6]。

(2) 干燥法：干燥法是国标规定的标准方法，其过程是将被测样本放入烘箱中，待含有水分的物质被完全烘干后，通过精密天平测出干燥前后被测样本重量的变化，从而计算含水率。其中放到常压烘箱进行烘干的方法称为常压烘干法，放到真空箱进行烘干的方法称为真空干燥法。干燥法操作简单，可以校验其他水分检测方式，但是所需时间较长，不适合实时检测^[7]。

间接法主要方法有电导法、中子法、微波法和近红外法等。

(1) 电导法：电导法是利用物质的电导率与其中水含量具有一定关系的原理，通过测定含有不同水分的待测物的电导率来计算出物质中的含水量。此方法的优点是响应时间短，能够在线检测，仪器成本也较低。但是电导法需要将传感器与物料接触，这样不仅容易导致极板磨损老化，而且物料的温度、成分和密度等因素影响测量精度^[8, 9]。

(2) 中子法：中子法是利用中子源产生的快中子与水中的氢原子相互反应的原理来测定物质中的含水量。这种方法测量速度快^[10]。但由于氢的散射特性不稳定，被测物中其它的含有氢物质也会对测量结果造成影响，同时，中子水分仪的制造成本高，中子源有核辐射危害，所以在实际现场在线检测应用中受到限制。

(3) 微波法：微波法是利用微波透过含水的物质时，由于水和其它物质的介电常数不一样而引起透过物质微波的能量损耗、相位偏移和频率等变化也会不一样，通过测量微波的参数变化，可以间接测出物料中水分的含量^[11]。基于微波法的水分仪响应快、精度高、能够在线测量，但其易受到现场环境中水蒸气的影响^[12]。

(4) 近红外法：近红外测量法是根据水分子能够吸收特定波长的近红外光能量，当某一特定波长的红外光照射到含水物料表面上，不同含水率的物料对红外光会有不同的吸收程度，所以通过测量出近红外光照射到物料后反射的光能量大小可以测量出物料中水分含量^[13, 14]。近红外法具有精度高、响应快、非接触、无辐射的优点，在烟草、造纸、烧结、医药等各行各业的应用变得十分广泛。其缺点是很难测量被测对象内部的含水率，且受物料组分等质地变化的影响。

综上所述的水分测量方法，其中直接检测法测量的时间长，无法满足测量的需要，但是精度高，所以一般用于对其他水分仪进行标定。而间接法中，电导法和中子法均属于接触式测量，仪器的探头接触物料，会导致探头磨损从而影响测量结果，同时也不适合用于工业生产线传送带上物料的水分测量。近红外方法具有非接触式测量、测量速度快和在线测量等优点，并且测量的结果与物料的流量和料层厚度无关，对物料成分及配比的变化不敏感，因而在实际生产中得到了广泛的应用。

1.3 近红外水分检测的研究现状和发展方向

近红外检测技术作为一种快速、准确、有效的检测技术，近些年来在食品、农牧、

石油炼制、制药等领域得到了广泛的应用。在烧结厂，近红外水分仪与其他种类的水分仪一起使用，以快速实时地测量出烧结混合料的含水率。目前，红外水分测控系统已成功应用于首都钢铁集团、马鞍山钢铁集团、济南钢铁集团和包头钢铁集团等几十家大中型钢铁企业的烧结厂生产线上，经过数年运行的实践，稳定可靠，取得了显著的经济效益和社会效益^[15, 17]。

国外水分仪的研究起步比较早，发展到现在已经具有一定规模，这些水分仪在工业中都得到了较为广泛的应用。如德国哈尔卡森公司研制的 HK8 近红外在线水分测量仪，采用近红外技术检测水份（含水量和干燥度），被测产品可以是在封闭空间内的，也可以是暴露在外。此外，英国红外工程有限公司的 SM4 水分仪、日本千野制作所的 IR-AM300 水分仪、以及美国水分系统公司生产 QB 系列、IMS-8B 和 TM55 系列等，都是在目前水分检测领域占有率较高的产品^[18]。

国内近红外仪器市场主要由国外仪器所占领。1995 年以来国内许多科研院所和大专院校开始积极研究和开发适合国内需要的近红外光谱分析技术^[19]。但光谱分析技术的水分仪，与利用光谱吸收原理研制的近红外水分仪在数据处理和模型建立方面存在不同。国内许多研究机构研制的基于光谱吸收原理的近红外水分仪，其中许多的产品都是参照国外同类产品的光学结构，然后自主设计后续的相关电路，并且在此基础上不断地完善和创新。国内具有代表性的是上海英雷红外水分有限公司生产的水分仪^[20]。在多年制造水分仪的基础上达到了国内领先水平，但与英、美、日水分仪还有一定差距^[15, 16]。

虽然国内外研究机构研制生产了各种水分检测仪，但目前的水分检测仪仍普遍存在检测误差大与重复性差等问题^[21]。市场上的近红外水分仪主要采用卤钨灯、卤素灯等大功率光源，同时其利用电机和切光盘对光信号采用机械调制，这种结构的水分仪存在整体功耗大、光源需要及时更换、信号调制频率受限、可动部件多、精度不够、体积过大和稳定性差等问题^[22, 23]。近几年东北大学李新光教授所带领的课题组开始研究基于 LED 光源的无可动部件的近红外水分测量系统，采用近红外光源代替传统的大功率光源，采用电调制代替机械调制，为近红外水分检测提供了新的思路和研究方向^[24]。

根据水分仪研制和开发中存在的问题，水分检测技术在一方面应该着重研究有效的数据融合技术，通过对多个物理量检测而实现的复合型水分仪^[25]。另一方面也要对传统光路结构进行创新，研究无可动部件的近红外水分检测系统，解决传统传统水分仪存在的问题。

1.4 课题的研究内容与主要工作

针对传统近红外水分仪的不足之处，采用近红外光源代替传统的大功率光源，采用电调制代替机械调制的无可动部件的近红外水分测量系统，实现了真正意义上的在

线实时水分检测，同时能够降低仪器的功耗、提高测量精确度。但是由于近红外光源发光功率小，有用信号淹没在强噪声背景中而难以检测，所以本课题组还需要进一步研究。

本课题以钢铁厂中的烧结混合料的水分测量为应用背景，基于无可动部件的水分检测方案，本文在充分了解前人研究工作的基础上，以提高水分仪测量性能为目的对系统的硬件和软件进行优化和完善。最后本文研制了基于数字锁相放大器的近红外水分测量系统，包括系统硬件的设计和制作、下位机和上位机软件的编写。主要工作内容如下：

- (1) 分析钢铁厂中烧结现场的环境，研究水分检测方法和微弱信号检测相关理论。在充分了解前人的研究工作的基础上，本文设计了基于数字锁相放大器的近红外水分仪的整体方案；
- (2) 分析了基于近红外光源的光学系统，对光路进行校准，并在新光路的基础上进行水分测量；
- (3) 研究了光源的稳定性对水分检测的影响，设计了频率可调、电流稳定的光源信号驱动电路；
- (4) 研究了数字锁相放大技术并对其进行了仿真设计，利用数字锁相放大技术代替原来的模拟锁相放大器来处理信号；
- (5) 设计信号检测电路和基于 DSP 的数字电路，对前置放大电路、滤波电路等模拟信号处理电路进行了优化，设计了模数转换电路和 DSP 电路等，并制作电路板和系统调试；
- (6) 编写水分测量系统的下位机和上位机程序，在 DSP 微控制器内实现了数字锁相放大器运算，上位机使用串口触摸屏作为人机交互界面，实现了实时数据的显示、历史曲线显示和参数设置。
- (7) 使用烘干法对水分仪进行了标定，应用设计的水分测量系统对烧结混合料等物质进行水分测量实验。

第2章 近红外水分检测原理与方案

2.1 近红外水分测量理论

2.1.1 近红外光谱理论

在电磁波谱中，通常以倍频程等级来表征频谱或波长的范围。红外辐射的波长范围为 $0.75\mu m \sim 1000\mu m$ ，是属于可见光的红光边界开始一直到微波区边界的一段区域，跨过了约 10 个倍频程。而在红外技术中，通常按波长将红外辐射光谱区分为 4 个波段，如表 2.1 所示^[26]。

表 2.1 红外辐射光谱区

Table 2.1 The area of infrared radiation spectrum

波段	近红外	中红外	远红外	极远红外
波长/(μm)	$0.75 \sim 3$	$3 \sim 6$	$6 \sim 15$	$15 \sim 1000$

近红外光在波长为 $0.75\mu m \sim 3\mu m$ 的谱区内，具有电磁波的特性，即波粒二象性。在分析红外辐射和散射和吸收现象时，主要考虑其粒子性，即对光的能量用光子来表示表示。在量子力学理论里，光子能量为：

$$E_p = h \cdot \gamma = h \cdot c / \lambda \quad (2.1)$$

式 2.1 中， h 为普朗普朗克常量 $6.626 \times 10^{-34} J \cdot S$ ， γ 为光子的频率， c 为波的传播速度， $c = 3.0 \times 10^8 m/s$ ， λ 为光的波长，单位为 nm。近红外光子的能量同样可以用式 2.1 来描述。

不同波长的光具有不同的能量，当由光照射到分子或原子上，并满足光子跃迁的要求时，原子中的电子会吸收光的能量而发生跃迁，造成特定波长的光能被衰减，从而形成分子或原子特定的吸收光谱^[27]。所以当一束特定波长的近红外光照射到某物质上，在发生反射、折射和散射等光学现象时，都会发生一定程度的光能吸收，对反射或透射回来的近红外光做光谱特性分析，就得到了该物质对特定近红外光的吸收光谱。

2.1.2 水的近红外吸收光谱

水分子由两个氢原子和一个氧原子组成，具有两个 O-H 共价键。由共价键振动形式的不同而使水分子具有多个振动能级，这些振动能级的能级差能够吸收的光子在近红外光谱区。因为水分子具有多个能级，在近红外波段上存在多个水吸收峰。水在近

红外区的吸收光谱如图 2.1 所示。水分子的 O-H 键伸缩振动的一级倍频和二级倍频分别约为 $1.43\mu m$ 和 $0.96\mu m$, 另有两个组合频分布在 $1.94\mu m$ 和 $1.22\mu m$ 左右。

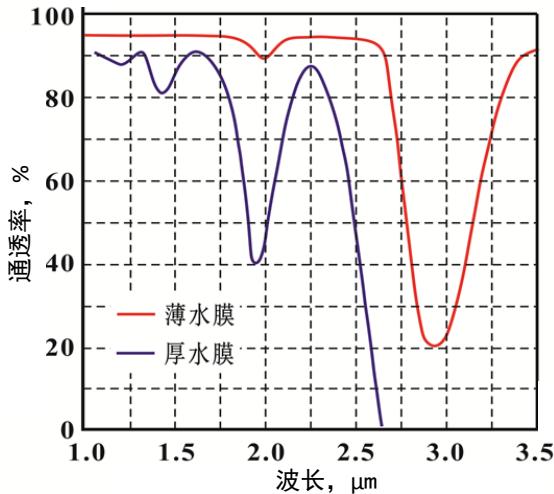


图 2.1 水的近红外光谱吸收曲线图

Fig. 2.1 Infrared absorption spectrum graph of water

从图 2.1 可以看出，在近红外波段区域有多个水的吸收谱峰，分别是 $1.20\mu m$ 、 $1.43\mu m$ 、 $1.94\mu m$ 和 $2.95\mu m$ 。特定波长的光的透过率越低，说明该波长的光更容易被水分吸收，理论上选择波长容易被水分吸收的近红外光作为测量光的波长可以获得较好的测量效果。但是不同波长的吸收峰对水的吸收率不同，其适用范围也不同^[28]，如表 2.2 所示。所以要根据实际需要选择测量光的波长。

表 2.2 水的近红外吸收峰比较

Table 2.2 The comparison of near infrared absorption peak of water

波长	特点	使用范围
$1.20\mu m$	吸收率过小	50%以上的水分
$1.43\mu m$	吸收率适中，工业领域	高含水率 ($> 20\%$)
$1.94\mu m$	吸收率适中，工业领域	低含水率(0% 20%)
$2.95\mu m$	吸收率过大，测量范围窄	小范围高精度测量

从表中可以看出， $1.43\mu m$ 和 $1.94\mu m$ 这两个波长的透过率适中，适合用作水分测量。本课题测量的烧结混合料含水率在 $3\sim 10\%$ 范围内，因此测量光的波长选用 $1.94\mu m$ 。

研究不易被水吸收的波长也同样有意义，因为这样的波长可以用作参比波长，参比波长可以起到消除被测物质地等外部因素的影响。参比波长要选择除了要满足随水对该波长几乎不吸收外，还要尽可能的靠近测量波长，这样可以保证各种干扰因素对

三个波段红外光造成的吸收影响基本相同^[29]。综合以上因素考虑，选择测量波长两侧的透过率较高的波长作为参比波长，本文选取的参考波长分别为 $1.75\mu m$ 和 $2.20\mu m$ 。

2.1.3 朗伯比尔定律

物质对光吸收的定量关系很早就受到了科学家的注意并进行了研究。皮埃尔·布格（Pierre Bouguer）和约翰·海因里希·朗伯（Johann Heinrich Lambert）分别在1729年和1760年阐明了物质对光的吸收程度和吸收介质厚度之间的关系；1852年奥古斯特·比尔（August Beer）又提出光的吸收程度和吸光物质浓度也具有类似关系，两者结合起来就得到有关光吸收的基本定律：布格-朗伯-比尔定律，简称朗伯比尔定律。

朗伯比尔定律是光吸收的基本定量，适用于所有的电磁辐射和所有的吸光物质，包括气体、固体、液体、分子、原子和离子。朗伯比尔定律可以描述为：一束单色光照射与一吸收介质表面，在通过一定厚度的介质后，由于介质吸收了一部分光能，透过的光强度就要减弱。透射后的光强 P 与入射光强 P_0 的关系为：

$$P = P_0 e^{-K_\lambda cd} \quad (2.2)$$

式2.2中， K_λ 是介质的吸收系数， c 是介质的浓度， d 是均匀介质的厚度。

不同的物质在同一个特征吸收波长下的 K_λ 是不同的，决定于物质的化学特性；同一物质在不同特征吸收波长下的 K_λ 也是不同的，决定于此吸收峰下分子共价键的振动能量[30]。在实际工作中，常用吸光度的概念来表示透射或反射光强 P 相对于入射光强 P_0 的衰减程度，吸光度 A 描述为：

$$A = \ln\left(\frac{P_0}{P}\right) = K_\lambda cd \quad (2.3)$$

所以，当一束平行单色光垂直通过某一均匀非散射的吸光物质时，其吸光度 A 与吸光物质的浓度 c 及吸收层的厚度 d 成正比。在 d 一定的条件下，朗伯-比尔定律可用于物料含水量的在线测量，被测物的水分含量越大，吸光度越大，即入射光被吸收的能量越多。因此通过测量出从被测物质反射或透射回来的光能量的多少就可以间接的获得被测物质的含水量。

朗伯比尔定律是在大量科学实验下总结出来的经验定律，在一定范围内是普遍适用的规律，超出这一范围则会导致严重偏离此定律^[28]。现将导致偏离此定律的原因列举如下：

- (1) 待测样本的浓度过高 ($> 0.01 mol \cdot L^{-1}$)，使分子之间电子云的相互作用加强，当入射光子撞击电子云时，电子云的形状方位与低浓度时不同，而影响了入射光的吸收程度。
- (2) 样本中存在的大颗粒使入射表面不平整，从而增大了入射光的散射程度。

(3) 如果样本中含有的某种成分能够产生荧光或者磷光，那么这些光会对反射光的组成造成影响。

(4) 由于浓度变化引起物质的物理化学性质发生改变，而导致偏离。

(5) 入射光并非单色平行光。

2.1.4 三波长测量原理

在烧结混合料水分测量的实际过程中，水分仪需要对传送带上运动的物料进行连续测量，所以本课题采用的是反射式测量方式，即通过测量出近红外光照射到物料后反射回来的光能量大小来计算出物料中的水分含量。反射回来的光的衰减量除了受水分的影响外，还会受物料的高度、物料颗粒的大小、物料表面的黑度系数及粗糙度、温度等环境因素的影响。为减小这些因素的影响，本课题采用三波长测量法，即除了选择测量波长外，还要选择和水分关系不密切而和材料性质有关的非常接近测量波长的另外两个波长作为参比波长，以消除物料性质等因素的影响。

在被测物质地均匀的情况下，各波长的吸收光谱是比较稳定的，如图 2.2 所示，其中， S_0 为测量波长光的反射率， R_1 和 R_2 分别为参比波长 λ_1 和参比波长 λ_3 的反射率。当被测物的质地（如表面状态、颜色和组分等）发生变化时，其光谱特性曲线往往会发生倾斜，对测量结果会产生严重的影响，如图 2.3 所示。

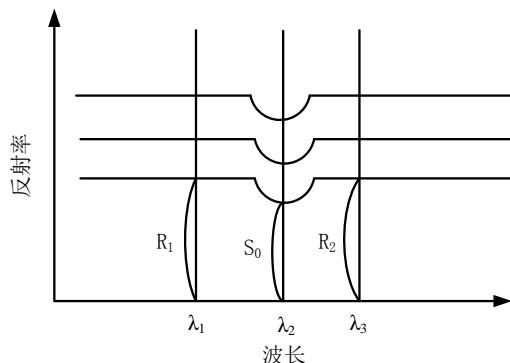


图 2.2 理想的吸收光谱

Fig. 2.2 The ideal state absorption spectrum

图 2.3 中， $R_1 + \gamma$ 和 $R_2 - \gamma$ 分别为参比波长 λ_1 和参比波长 λ_3 的反射率。在测量中使用测量值与参比值的比值可以消除外界因素的干扰带来的误差，如式 2.4 和式 2.5。

$$T_0 = \frac{S_0}{R_1 + R_2} \quad (2.4)$$

$$T_1 = \frac{S_0}{(R_1 + \gamma) + (R_2 - \gamma)} = \frac{S_0}{R_1 + R_2} \quad (2.5)$$

式 2.4 为理想状态下的比值，式 2.5 为实际测量中受物料表面的质地影响的比值，可以看出两种状态下的结果是一样的，可见，若恰当选择测量波长和两个参比波长，

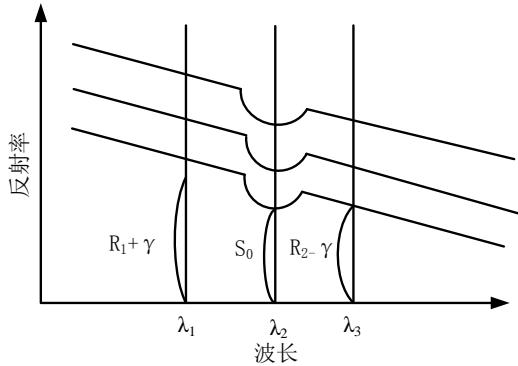


图 2.3 物料质地发生改变时的吸收光谱

Fig. 2.3 The absorption spectrum affected by changing of the texture

可以在一定程度上大大减小质地带来的影响，提高测量精度^[31]。正如 2.1.2 小结中所述，本课题选取的测量波长为 $1.94\mu m$ ，参考波长分别为 $1.75\mu m$ 和 $2.20\mu m$ 。

2.2 光源和红外探测器的选型

2.2.1 光源的选型

光源负责为测量提供所需要的光能，是光谱仪器重要的组成部分。作为近红外水分仪的光源要在测量光谱区域内有足够强度的光辐射，同时也要有良好的稳定性。一般来说，在检测仪器中常用的光源有：卤钨灯、白炽灯、激光器和 LED 光源等。光源的种类和特点见表 2.3。

表 2.3 光源种类与特性

Table 2.3 Types and characteristics of the light source

光源种类	中心波长	辐射范围	亮度	主要特点
卤钨灯	$320 \sim 2500nm$	全向辐射/郎伯辐射	较低	辐射范围宽，光功率大
激光二极管	$600 \sim 1500nm$	高斯光束	高	单色性好，方向性强，功率大
LED	$800 \sim 4000nm$	郎伯辐射	较高	光功率低，波段带宽较窄

卤钨灯虽然光功率大，但是辐射范围宽，要想获得单一波段的红外光是比较困难的，会引入机械调制结构。激光二极管的体积小，发光强度大，频谱特性好，半宽度很窄，但其缺点是存在电流阈值，需要较大电流^[32]。而 LED 光源的中心波长在本课题选取的测量光波长和参考光波长的范围之内，并且 LED 光源具有体积小、功耗低、波段带宽窄和可以应用电调制在较高频率下工作等特性，所以 LED 光源是在无可动部件水分检测系统中最佳的选择。通过市场上现有的近红外光源进行选型，本课题选取的三路光源的型号及各项参数如表 2.4 所示。

上表中的三个型号的光源特性相似，下面以 LMS22 型号的光源特性分析为例。

表 2.4 LED 光源发光特性

Table 2.4 LED light characteristics

型号	峰值波长(nm)	半幅宽度(nm)	光功率(mW)	发光出射角(°)
LMS17	1750	130	1	5
LMS19	1940	150	1	5
LMS22	2220	200	1	5

LED 光源的发光功率与光源的驱动电流呈近似线性关系，从而LED光源的发光强度可以由驱动电流来调制。图 2.4 为光源在不同驱动电流下的发光波长与发光强度的曲线。从图中可以看出，光源在不同的驱动电流下，峰值波长变化较小，对水分测量影响较小。从而可以让光源在不同的驱动电流下工作。

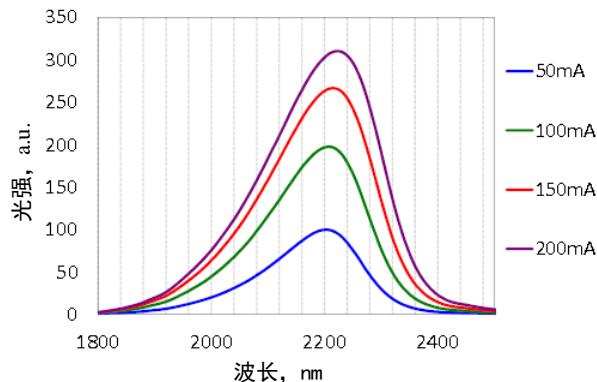


图 2.4 LMS22发光强度特性

Fig. 2.4 LMS22 luminous intensity characteristics

2.2.2 红外探测器的选型

光电探测器能把光信号转换为电信号。根据器件对辐射响应的方式不同，光电探测器可分为两大类：一类是光子探测器；另一类是热探测器。

热探测器基于材料吸收了光辐射能量后温度升高，从而改变了它的电学性能，它具有最宽的光谱响应范围，从可见光到远红外波段（0.4~100μm）都有平坦的光谱响应，但是热探测器的热惯性大，响应速度一般较慢。光子探测器是基于光电效应工作的，它最大的特点是对波长响应有选择性，响应范围由材料自身特性决定，主要集中在可见光及近红外波段，响应频率较快^[33, 35]。本课题要检测特定波长的近红外光谱，所以光子探测器比较合适。

典型的红外光子探测器主要工作在三个“大气窗口”，分别为 1~3μm 波段、3~5μm 波段、8~14μm 波段。这三个大气窗口的典型的红外探测器：在 1~3μm 波段是 PbS（硫化铅）和 InGaAs（铟镓砷）探测器；在 3~5μm 波段是 InSb（锑化铟）探

测器、在 $8\sim14\mu m$ 波段是 HgCdTe (碲镉汞) 探测器^[34]。

由于本课题的红外水分仪使用的测量和参比波长分别为 $1.94\mu m$ 、 $1.75\mu m$ 、 $2.20\mu m$ ，都在 $1\sim3\mu m$ 这个大气窗口内。因此，能够用在水分仪上的红外探测器为 PbS 和 InGaAs 探测器。它们分别属于光导型探测器和光伏型探测器，其各方面参数（室温 $25^{\circ}C$ ）对比如表 2.5。

表 2.5 PbS 与 InGaAs 参数比较

Table 2.5 The parameter comparison between PbS and InGaAs

红外探测器	硫化铅探测器(PbS)	铟镓砷探测器(InGaAs)
光谱响应范围(μm)	$1\sim3.5$	$0.8\sim1.7$
受光面敏感直径(mm)	$1\sim25$	$0.25\sim2$
响应时间(μs)	$(0.5\sim5)\times10^2$	$0.2\sim1$
归一化探测率($cm \cdot Hz^{1/2} \cdot W^{-1}$)	$(7\sim15)\times10^{10}$	$(0.5\sim1)\times10^{12}$
受温度影响	暗电阻增大	暗电流增大

表 2.6 InGaAs 光电探测器参数

Table 2.6 The parameters of the InGaAs photodetector

参数	T=-10°C	T=+22°C
截止波长, μm	2.35	2.40
响应率, A/W	$0.9\sim1.1$	$0.9\sim1.1$
暗电流, $\mu A(V=-0.2V)$	$10\sim20$	$80\sim150$
阻抗, $k\Omega$	$1.5\sim4.0$	$0.4\sim1.2$
电容, pF	$800\sim2000$	$800\sim2000$
上升下降时间, ns	$100\sim250$	$100\sim250$
探测率, $cm \times Hz^{1/2} / W$	$(0.8\sim2.0)10^{11}$	$(5\sim8)10^{10}$
敏感区直径, mm	2	2

响应范围和归一化探测率是光电传感器的主要指标，InGaAs 探测器具有较高的响应时间，能够满足本课题对响应频率的要求，虽然 InGaAs 探测器的光谱响应范围的截止波长为 $1.7\mu m$ ，但是一般在工程应用中都会对其进行波长拓宽，例如将 InGaAs 的截止波长从 $1.7\mu m$ 扩展至 $2.5\mu m$ 就能满足本课题的需求。在归一化探测率方面，InGaAs 探测器比 PbS 探测器也相对有优势，所以本题选用 InGaAs 探测器作为近红外光电传感器。根据课题的实际需求，选用的光电探测器在不同工作温度下的具体参数如表 2.6 所示。

2.3 近红外水分测量系统整体方案

2.3.1 近红外水分测量系统方案

传统的红外水分仪通常采用白炽灯、卤钨灯做光源，利用窄带通滤光片对光源进行色散，将多个滤光片安装在切光盘上，切光盘靠电机带动旋转，一个滤光片对应一个波长，一般采用多波长进行测量。传统红外水分光路复杂，其光学结构示意图如图 2.5 所示。

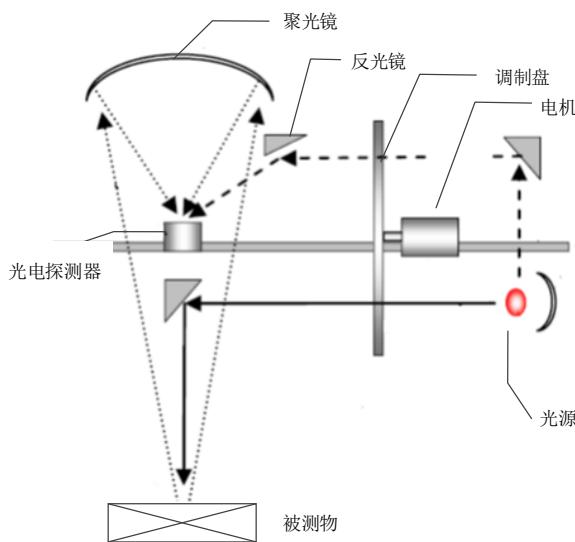


图 2.5 传统红外水分仪光学结构示意图

Fig. 2.5 Schematic diagram of the optical structure of the traditional infrared moisture meter

从图中可以看出，由光源（卤素灯泡）发出的光分为内、外光路两路射出，外光路经过切光盘后，连续的光谱信号被分割成特定波段的串行信号投射到被测物质表面。从物料表面反射回来的光信号由外光路聚光镜收集到红外探测器上。内光路经过切光盘调制后通过反射镜直接将信号投射到红外探测器上，探测器将接收到光信号转换为电信号送入控制电路。

上述红外水分检测系统也能够实现水分的在线检测，但并不是不真正意义上的连续测量，因为在机械调制光信号的模式下，光信号的频率就由电机的转速决定，对于需要测量频率较高时，例如测量生产线上流动的物料，此时电机的转速有限成为测量的一个难点。光线通过旋转的滤光片分时照在被测物料上，测量光是断续的。同时，由于白炽灯、卤钨灯光源发射的连续光谱中只有很小的一部分红外光线，有用波长光强占比小，实际的有用光发光功率并不大。此外，机械部件长期工作后，不可避免的产生磨损，其精度必然会发生变化。

本课题采用的近红外水分测量方案是在传统近红外水分仪的基础上进行改进的一种新型测量方案，即采用近红外 LED 光源代替传统的大功率卤钨灯，三个不同的近红

外 LED 光源发出的光分别为特定波长的测量近红外光和两个参比近红外光，这样省去了滤光片等光学系统，同时近红外光源的体积很小，便于安装，功耗也特别小，减少了仪器的体积和功耗。采用电调制代替原有的机械调制，因此不需要切光盘等光学器件，也省去了电动机。采用电调制后光信号的调制频率可以提高很多，同时减少了电磁的干扰，提高了系统的稳定性。改进后的光学系统更为简单，没有可动部件，缩小了仪器的体积。新型近红外水分仪结构示意图如图 2.6 所示。

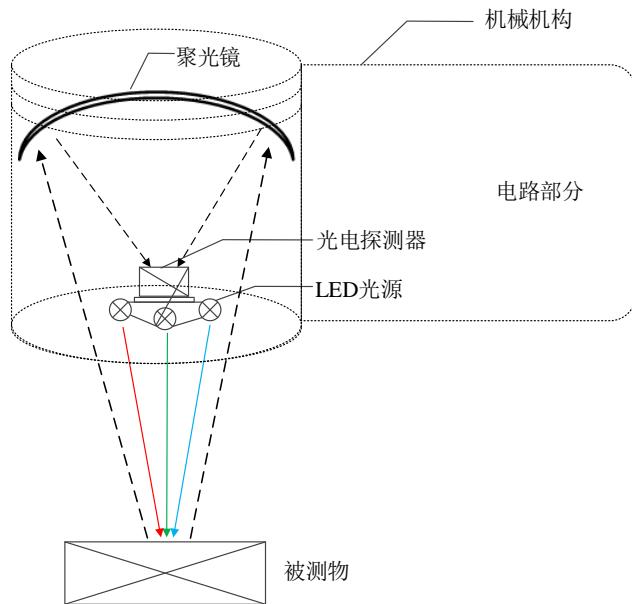


图 2.6 新型近红外水分仪结构示意图

Fig. 2.6 The structure of new type of near infrared moisture meter diagram

图 2.6 中，近红外水分仪由光路结构和电路部分两部分组成。在光路结构中，三个特定波长的近红外 LED 光源分别为测量光源和两个参比光源，三路 LED 光源由三路不同频率的正弦电流驱动后按一定出射角同时照射到物料的同一处位置（理想情况下），照射到物料表面的部分光被水分子吸收，部分光在物料表面发生漫反射后照射到位于光源背面的聚光镜上，然后通过聚光镜将光信号汇聚到光电探测器上，光电探测器将光信号转换为微弱的电信号，然后送入信号处理电路。

电路部分作为水分仪的核心控制电路，负责为 LED 光源提供电流激励信号，驱动光源发光，同时对光电探测器接收到信号进行处理及上位机显示。水分仪的硬件系统结构图如图 2.7 所示。由于光电探测器的输出的电信号非常微弱，为了提取出淹没在噪声信号中的有用信号，本课题采用基于 DSP 的数字锁相放大器来处理微弱信号，数字锁相放大器在 DSP 微处理器内部实现。

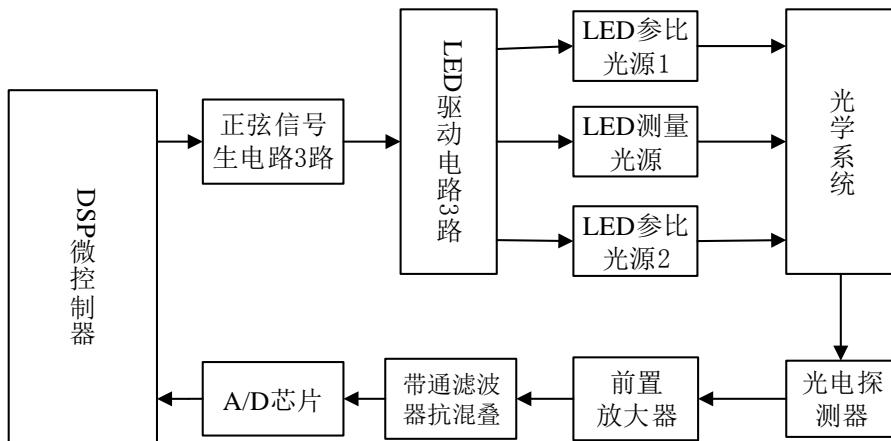


图 2.7 水分仪的硬件系统结构图

Fig. 2.7 Structure diagram of hardware system of water meter

2.3.2 近红外水分仪光路分析

三路光源只有同时照射在被测物料的同一位置时，最能反映出当前物料的水分含量，本课题中三路不同波长的光源同时连续照射被测物，后续 AD 通道也是三路信号同时采集，基本保证了三路光信号是同一时刻的信息。为了让三路光源照射在同一位置并能使探测器最大限度的接收到反射光强，必须对三路光源的位置排列进行设计分析。

当光源照射到被测物表面时，光会发生透射、反射等光学现象。只有部分反射的光能够照射到聚光镜上从而被探测器接收。反射主要有漫反射和镜面反射两种，由于被测物表面粗糙，可以判断总反射中漫反射占主导地位^[36]。在理想的漫反射中，反射光的角分布和入射角度无关，并遵守 Lambert 余弦定理。虽然并不存在所谓的理想漫反射，但是对于水分仪的工作对象，通常可以认为工作对象的漫反射是理想的漫反射。

Lambert 定律指出，漫反射的效果与表面相对于光源的方向有关，即：

$$L_d = I_p \cdot K_d \cdot \cos(\theta) \quad (2.6)$$

其中：

L_d 是漫反射引起的可见表面上一点的亮度；

I_p 是点光源发出的入射光线引起的亮度；

K_d 是漫反射系数，它的取值在 0 到 1 之间，随物体材料不同而不同；

θ 是可见表面法向 N 和点光源方向 L 之间的夹角，即入射角，它在 0° 到 90° 之间。

因为漫反射的效果在反射界面和入射光强一定的情况下，只与入射角有关，所以，只要调整好入射光源的角度，就可以调整探测器件接收到的光强。

本课题中，三路光源呈中心对称的排列方式，每路光源的中心围起来呈等边三角形，所以只要微调这三路 LED 光源的向下垂直照射物料的角度，就能实现三路光源照射同一位置并且使探测器接收到的光强最大。由于光源具有一定的散射角，照射到被

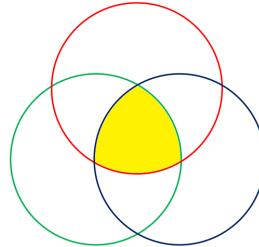


图 2.8 光斑示意图

Fig. 2.8 The light spot diagram

测物表面的光斑面积会根据光源到被测物表面的距离而变化。当光源与被测物表面距离合适时，三路光源各自的光斑会在被测物的表面发生重合，如图 2.8 所示。本文采用的光源发射角 ϕ 为 5° 。对于单个光源，如果 LED 光源直径为 $L = 9mm$ ，距离物料高度为 h ，透射出的光斑直径为 D ，则有

$$D = 2 \times h \times \tan(\phi) + L \quad (2.7)$$

如果三路光源以中心对称的方式水平紧密排列在探测器的正下方，即每个 LED 光源的相对于反射平面的入射角都是 0° ，这样可使探测器接收到的光强最大。同时，根据光源的直径，三个 LED 光源中心点之间的距离均为 $L = 9mm$ ，这样三个光源投射到被测物表面的三个光斑的中心点距离也是 $L = 9mm$ 。根据几何分析，三个光斑重合的面积 S 是与 h 相关的函数。

$$S = f(h) \quad (2.8)$$

三个光斑重合面积与光源到被测物表面距离密切相关，当距离太近时，光斑重合面积小，距离太远时，虽然光斑重合面积变大了，但是由于光程增加，光衰减比较严重，所以在实际的应用中，要通过一系列的实验找到最合适的测量距离。

2.4 本章小结

本章介绍了近红外水分测量的相关理论，其中朗伯比尔定律理论是本文水分测量的理论基础，基于该定律，本文研究了水的近红外吸收光谱，并选用三波长水分测量法对物质的含水量进行测量。同时根据课题的实际需要，对光源和探测器的进行了选型。对传统的近红外水分仪进行简单介绍并提出新的近红外水分测量系统整体方案。最后对光路结构进行了分析。

第3章 数字锁相放大器的设计和仿真

本课题中的光电探测器接收到的光信号十分微弱，其输出的电信号是淹没在强噪声背景下的微弱信号，信号检测电路放大被测信号的同时也放大了噪声，并且引入其他的噪声进来，例如放大器内部的固有噪声和各种外部噪声，所以只靠放大技术是不能有效地把微弱信号检测出来。而基于相关检测原理构建的锁相放大器是目前应用最为广泛的微弱信号检测方法。

本章将详细介绍锁相放大器的相关原理，并根据其原理建立数字锁相放大器的Python 仿真模型，通过使用 Python 对相敏检波过程进行仿真，找到适合本课题的最佳的数字信号采样频率和最合适的采样数据长度等参数，为之后章节的 DSP 软件设计提供必要的理论依据。

3.1 微弱信号检测技术理论

3.1.1 微弱信号检测

我们日常生活环境中的噪声和干扰无处不在，各种各样的噪声和干扰分布范围及其广泛。微弱信号检测就是将淹没在强噪声背景下的微弱信号，通过一定的检测手段，在有效地抑制噪声的条件下放大微弱信号的幅度，提取有用的信号。微弱信号的检测方法很多，它们有各自的特点及使用范围。目前主要方法有：

(1) 取样积分法：取样积分原理是对待测的重复信号进行逐点多次取样，并进行同步积分从噪声中恢复信号波形的方法^[37]。该方法需要把每个信号周期分成若干个时间间隔，然后对这些时间间隔的信号进行取样，并将各周期中处于相同位置的取样进行积分^[38]。取样积分通常用模拟电路实现，适合处理淹没在噪声中的快速变化的脉冲波形。

(2) 同步累积法：该方法是利用信号的重复性和噪声的随机性，对信号进行重复测量，使信号同相地累积起来，而噪声成分则由于随机性而相互抵消，从而达到提高信噪比的目的^[39]。信号重复的次数越多，输出的信号便越接近原信号，从而越能大幅的提高信噪比^[40]，但是所付出的代价就是实时性降低。

(3) 相关检测法：相关检测法是应用周期信号不同时刻的幅值具有相关性，而噪声随时间变化具有随机性这两个不同的特点，通过计算相关函数将周期信号从噪声总提取出来^[39]。该方法分为自相关和互相关两种，而互相关法由于能够抑制与参考信号不相关的各种形式的噪声而显示出其在噪声抑制能力上由于自相关的特性^[41]。

(4) 小波变换法：小波变换是一种多分辨分析的方法，可同时进行时域和频域的分析，因而能有效地从信号中提取信息。通过伸缩和平移等运算功能可对函数或信号进行多尺度的细化分析，从而可以有效提取强噪声背景下的微弱信号^[42]。

(5) 混沌振子法：混沌振子法是基于混沌理论的、利用混沌振子对同频信号具有极强的敏感性却对噪声具有极强的免疫力而实现的微弱信号检测法，是利用噪声而非消除噪声以达到信号检测的目的^[40]。

(6) 光子计数技术：光子计数技术通过分辨单个光子在光电倍增管中激发出来的光电子脉冲，把光信号从噪声中以数字化的方式提取出来，因此具有极高的探测灵敏度、分辨率和长时间的稳定性^[40]。适用于传统的锁相技术和取样积分技术无法检测的超微弱光的情况下表现出量子性的光信号检测。

在这些方法中，相关方法是使用得最为广泛，被认为是最有效的一种方法，而近几年兴起的锁相放大器即是基于相关方法发展起来的检测微弱信号的有效仪器。

3.1.2 信噪改善比

在具体的微弱信号检测过程中，要根据不同的信号、不同的检测要求以及不同的条件来选择不同的测量方法。但无论选择哪种检测方法，都要以提高信噪改善比（SNIR）为主要目的，即在强噪声背景下的微弱信号中抑制噪声，恢复、增强和提取有用信号。信号通过一个放大器或者一个测试系统，若信噪比得到改善，其数量关系式用信噪改善比来衡量的，其定义为

$$SNIR = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (3.1)$$

式中， S_o/N_o 为输出信噪比， S_i/N_i 为输入信噪比。

对白噪声而言，噪声电压与噪声带宽的平方根成正比关系，因此，当系统为单位增益（即 S ）时，信噪改善比又可表示为

$$SNIR = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \sqrt{\frac{\Delta f_{N_i}}{\Delta f_{N_o}}} \quad (3.2)$$

式中， Δf_{N_i} 为系统输入噪声带宽， Δf_{N_o} 为系统输出噪声带宽。

由式 3.2 可知，输出噪声带宽越窄，则信噪改善越有效。因此，为提高信噪比，在保证有用信号必要的通频带的前提下，将系统的带宽做的越窄越好。

3.2 锁相放大器

锁相放大器，是以相关检测技术为基础，利用参考信号频率与待测信号频率相关，与噪声不相关的特性，进而从较强的噪声背景中提取出有用信号的一种微弱信号检测装置^[40]。锁相放大器需要采用一定频率的参考信号作为比较的基准，该参考信号只能是与被测信号同频（或倍频）、同相的信号，而与大部分噪声分量没有相关性。所以当参考信号和被测信号做相关运算后，噪声信号会被滤除掉，从而能极大的抑制噪声，提高检测信噪比。

锁相放大器一般分为模拟锁相放大器（ALIA）和数字锁相放大器（DLIA）。ALIA 一般是用相敏检波器（开关式乘法器）和低通滤波器来实现相敏检波运算。即输入信号与参考信号分别通过信号通道和参考通道，然后进入相敏检波器（或称解调器）做乘法解调，最后经过低通滤波器滤除交流分量并将检测结果输出。而 DLIA 是将 ALIA 中的相敏检波器由 DSP 或微处理器内部编程实现，低通滤波器由数字低通滤波器实现的一种数字解调运算，最后将待测信号的幅值、相位结果输出。

3.2.1 模拟锁相放大器基本原理

模拟锁相放大器的原理框图如图 3.1 所示，从图中可以看出一般模拟锁相放大器组成部分为信号通道，参考通道和相关器三部分。

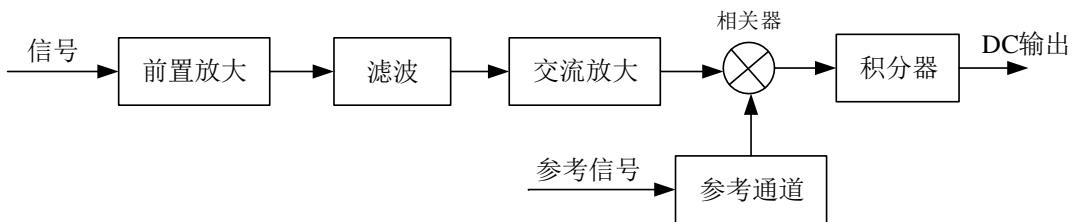


图 3.1 典型的模拟锁相放大器原理图

Fig. 3.1 Schematic diagram of a typical analog lock-in amplifier

信号通道的作用是将弱信号进行放大，使其与相关器工作的电平范围相匹配，同时抑制和滤除干扰及噪声，从而扩大仪器的动态范围。信号通道需满足低噪声、高增益的特点。锁相放大器中需要参考信号进行相关运算，参考信号是和待测信号同步的对称方波或正弦波，通常参考通道对参考信号进行幅值和相位的调整，使其达到相敏检测器对输入信号的要求。相关器是一种完成被测信号与参考信号互相关函数运算的电子线路，包括乘法器和积分器两部分^[43]。其中乘法器选用开关式乘法器（即相敏检波器），积分器采用运算放大器组成的近似积分器，通常由低通滤波器构成。

本文对被测信号和参考信号均是正弦波进行理论阐述，设待测信号为

$$V_x(t) = x(t) + n(t) = A \sin(\omega_x t + \varphi_x) + n(t) \quad (3.3)$$

其中 $x(t)$ 为待测信号中的有用信号， $n(t)$ 为噪声。

参考信号为

$$V_r(t) = B \sin(\omega_r(t) + \varphi_r) \quad (3.4)$$

模拟乘法器型相敏检波器的输出 $V_i(t)$ 是两路信号的乘积，即

$$V_i(t) = V_x(t) \cdot V_r(t) \quad (3.5)$$

再经过积分器积分后的输出信号为

$$\begin{aligned}
 V_o(t) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [V_x(t) + n(t)] \cdot V_r(t) dt \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left[\int_{-T}^T V_x(t) V_r(t) dt + \int_{-T}^T n(t) V_r(t) dt \right] \\
 &= R_{xr} + R_{nr}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

上式中 R_{xr} 、 R_{nr} 分别表示待测有用信号与参考信号及噪声与参考信号之间的相关函数。由于噪声是随机的，与参考信号无相关性，因此它们之间的互相关函数 R_{nr} 经过长时间的积分后结果为零。但实际计算过程中积分时间不可能无限长，故 R_{nr} 不可能为零，而这些剩余的噪声对测量结果影响很小，故可近似认为 R_{nr} 项为零。

其中 R_{xr} 为

$$\begin{aligned}
 R_{xr} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left[\int_{-T}^T V_x(t) V_r(t) dt \right] \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left\{ \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_x + \omega_r)t + (\varphi_x + \varphi_r)] \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{2} AB \cos[(\omega_x - \omega_r)t + (\varphi_x - \varphi_r)] \right\} dt
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

当 $\omega_x = \omega_r$ 时，且噪声相关函数 R_{nr} 为零时，积分器输出的信号 u_0 为

$$u_0 = \frac{AB}{2} \cos \theta \tag{3.8}$$

式中， θ 为待测信号与参考信号的相位差。

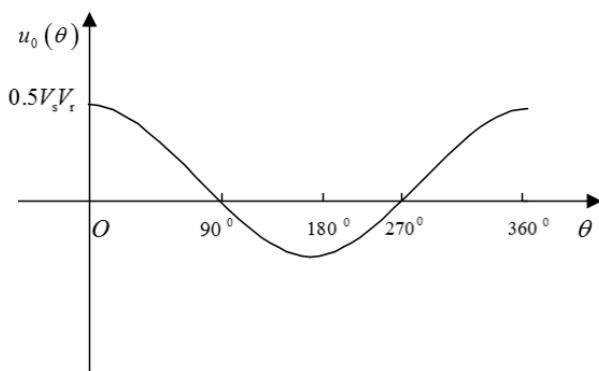


图 3.2 相敏特性曲线

Fig. 3.2 The curve of the phase sensitive properties

由式 3.8 表明，在参考信号为正弦波的情况下，经过相关检测后，其输出结果不仅与被测信号的幅值和参考信号的幅值有关，还与两信号的相位差有关。当输入的被测信号 $V_x(t)$ 与参考信号 $V_r(t)$ 频率相同时，画出以相位差 θ 为自变量， $u_0(\theta)$ 为因变量的

相敏特性曲线如图 3.2 所示。当被测信号与参考信号相位差 $\theta = 0^\circ$ 时，输出信号 $u_0(\theta)$ 的幅值最大。

3.2.2 正交矢量型锁相放大器基本原理

锁相放大器虽然可以很好的检测强噪声背景中的微弱信号，但却对参考信号的相位有着严格的要求。待测信号和参考信号的相位差为 0° 时，锁相放大器的直流输出信号才能真实地反映实际信号的变化。虽然可以通过参考信号和被测信号之间加入移相电路来使两者的相位差为 0° ，但是，在实际的应用中，要使两者之间的相位差保持为 0° 是相当困难的。基于上述原因，在实际应用中一般使用两个相敏检波器组成正交矢量锁相放大器。正交矢量型锁相放大器可以很好地避免相位差对测量结果的影响，从而能够获得更好的信噪改善比。

正交矢量型锁相放大器采用了两个工作原理完全相同的相敏检波器，参考信号与被测信号做矢量运算得到正交分量和同相分量，通过进一步运算得到有用信号的幅值和相位信息。图 3.3 为正交矢量型锁相放大器结构图。

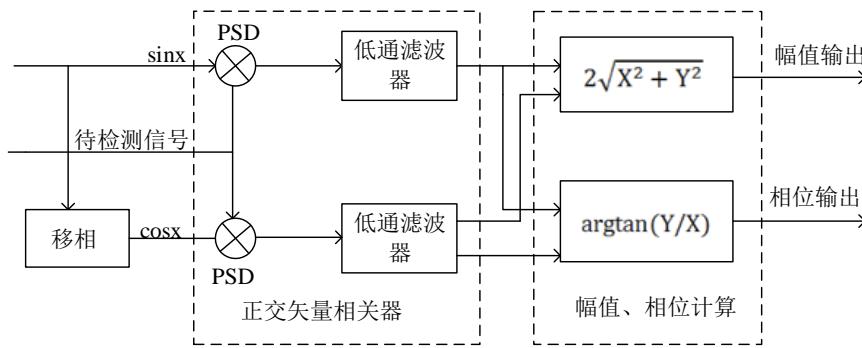


图 3.3 正交矢量锁相放大器结构图

Fig. 3.3 Schematic diagram of orthogonal lock-in-amplifier

参考通道通过移相器产生相互成正交，即相位差为 90° 的两个参考信号，分别与被测信号进入不同的相敏检测器进行互相关运算，运算结果分别通过两个低通滤波器滤除高频分量，得到两个差频分量：

$$X = \frac{1}{2} A \cos \theta \quad (3.9)$$

$$Y = \frac{1}{2} A \sin \theta \quad (3.10)$$

式 3.9 和式 3.10 中， X 和 Y 分别为锁相放大器输出的同相分量和正交分量。 θ 是有用信号与参考信号之间的相位差，当参考信号的相位为 0° 时， θ 代表的就是有用信号的相位。

同相分量与正交分量经过如下运算便可得到有用信号的幅值和相位信息：

$$V_o = 2\sqrt{X^2 + Y^2} \quad (3.11)$$

$$\theta = \arctan(Y/X) \quad (3.12)$$

式 3.11 和式 3.12 中， V_o 和 θ 分别为被测信号的幅值和相位。正交锁相型放大器能直观动态地检测出信号的幅值和相位，而相位差 θ 的改变不影响测量的幅值变化，即幅值 V_o 的输出不是相敏的。因此可以更为准确测出被测信号幅值的大小^[44]。

正交矢量型锁相放大器能同时获得被测信号的幅值和相位信息，实现了矢量测定。与单路锁相放大器相比，正交矢量型锁相放大器避免了相位差所产生的测量误差，因此在锁相放大器测量微弱信号方法中得到了广泛的应用。

3.2.3 数字锁相放大器基本原理

数字锁相放大器是以模拟锁相放大器和正交矢量锁相放大器为理论基础，核心相敏检波器和低通滤波器均采用数字微处理器代替的新型锁相放大器。其结构如图 3.4 所示。

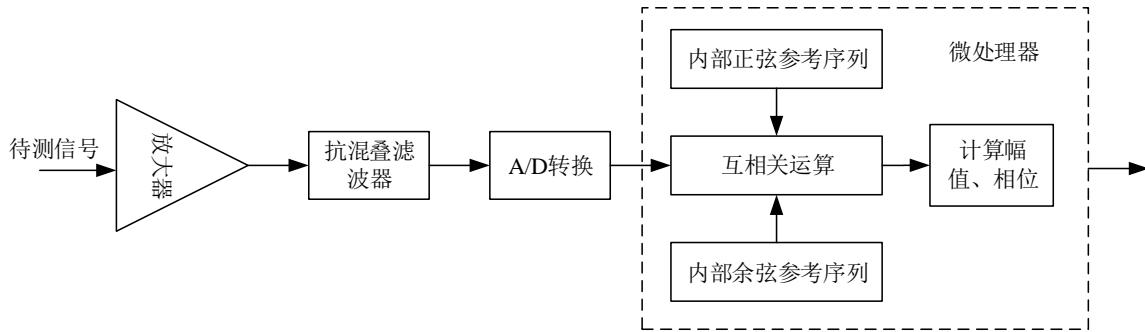


图 3.4 数字锁相放大器原理图

Fig. 3.4 Digital lock-in amplifier schematic diagram

由图 3.4 可以看出，待测信号首先进入信号通道，该通道与基本的锁相放大器的信号通道功能相同，实现对待测信号的放大、滤波等信号预处理。在获得满足 A/D 分辨率要求的待测信号后经过 A/D 芯片采样得到离散的信号序列，然后输入到微处理器中进行数字互相关运算。而参与运算的参考信号在微处理内部产生，通过在微处理内部进行正交矢量锁相器的相关运算后即可获得待测的有用信号^[45, 46]。

基于上述数字锁相放大器原理，在这里，设待测信号为：

$$x(k) = A\sin(2\pi ft + \theta) + n(t) \quad (3.13)$$

式 3.13 中， f 为输入信号频率，设采样频率为 f_s ，如果 $f_s = Nf$ ($n \geq 3$)，则采样

间隔 $\tau = 1/(Nf)$ 。由于有用信号和噪声之间没有相关性，故将待测信号中的噪声 $n(t)$ 不予考虑。为建立简洁有效的互相关运算，信号序列进行整周期采样。如果整周期采样点数为 M ，则对输入信号采样得到的信号序列为：

$$x(k) = A \sin(2k\pi/N) \quad (k = 0, 1, 2, \dots, M - 1) \quad (3.14)$$

参考信号序列由微处理器产生，是与待测信号同频的正余弦序列：

$$\begin{aligned} r_s(k) &= \sin(2k\pi/N) \\ r_c(k) &= \cos(2k\pi/N) \quad (k = 0, 1, 2, \dots, M - 1) \end{aligned} \quad (3.15)$$

采样后的信号 $x(k)$ 与正余弦参考序列分别做互相关运算，再经过数字低通滤波器之后，即得到同相输出和正交输出：

$$\begin{aligned} R_{xr,s} &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot r_s(k) \approx \frac{A}{2} \cos\theta \\ R_{xr,c} &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot r_c(k) \approx \frac{A}{2} \sin\theta \end{aligned} \quad (3.16)$$

进而计算得到待测信号的幅值和相位：

$$A = 2\sqrt{R_{xr,s}^2 + R_{xr,c}^2} \quad (3.17)$$

$$\theta = \arctan(R_{xr,c}/R_{xr,s}) \quad (3.18)$$

当 $x(t)$ 为 M 个采样点所构成的信号数组时，对于第 j ($j = 0, 1, 2, \dots, M - 1$) 个采样点，经过数字锁相放大器处理后，输出信号的幅值、相位分别为：

$$A(i) = 2\sqrt{R_{xr,s}^2(i) + R_{xr,c}^2(i)} \quad (3.19)$$

$$\theta(i) = \arctan(R_{xr,c}(i)/R_{xr,s}(i)) \quad (3.20)$$

以上运算便是数字锁相放大器的核心算法原理，在微处理器的内部通过编程实现。从上述过程可以看出，数字锁相放大器的相关算法需要进行大量的乘累加运算，运算量的大小与待测信号的序列长度成正比。同时，数字低通滤波器也要进行大量的卷积运算，这也将消耗一部分运算的时间。所以，数字锁相放大器在实现通过数字信号处理方式进行微弱信号检测的同时，对微处理器的运算速度和运算时间提出一定的要求，一般采用 DSP 微处理实现。

3.2.4 数字锁相放大器与模拟锁相放大器的比较

在微弱信号检测技术发展初期，锁相放大器作为检测微弱信号的有效仪器做出了无法替代的贡献，使得检测强噪声背景下微弱信号技术得到了大幅提高。随着科学的发展、数字产品的诞生以及对仪器精度和稳定性要去的提高，数字锁相放大器逐步取代模拟锁相放大器已经成为必然趋势。

虽然模拟锁相放大器和数字锁相放大器在核心算法原理方面的相似的，但是在典型结构方面的差别将体现出各自的优势和劣势。通过分析比较两者后可以看到，模拟锁相放大器有着不可避免的自身局限性，主要体现在一下几个方面：

(1) 模拟锁相放大器由模拟电子器件构成，这就必然会产生大量的系统噪声。其中的有源器件和无源器件均会引进一部分噪声，这将会对系统的性能造成一定的影响。

(2) 核心相敏检波器的线性度影响着相关运算的精度。对于模拟电路而言，这种线性存在不易保证、易饱和、线性范围小的特点，不仅在很大程度上限制了系统的精度，而且加大了相敏检波器的设计难度^[47]。

(3) 理想的相敏检波是建立在积分过程中积分时间无限长的基础上的，但实际测量中，电容自身的漏电现象使得积分时间不可能无限长，所以对于缓变的周期信号，模拟锁相放大器的检测效果变差。

(4) 模拟锁相放大器本身是一个开环系统，所以无法对外界干扰产生的误差进行纠正，这也将限制系统的测量精度。

随着传统的模拟信号处理方法慢慢被数字信号处理方法所代替，模拟锁相放大器核心部件相敏检波器被数字化处理方法取代后才出现了全新意义上的数字锁相放大器^[48]。相比于模拟锁相放大器，数字锁相放大器有着诸多的优势：

(1) 数字锁相放大器的核心相关运算在数字化微处理器内部编程实现，从而极大程度地简化了电路设计。

(2) 数字锁相放大器避免了模拟锁相放大器存在的诸如谐波抑制能力差、直流漂移等问题，在一定程度上提高了系统的测量精度。

(3) 数字锁相放大器调试方便，灵活性好。同时可以做成闭环系统，根据数字相关器的处理结果实时地计算出有用信号的幅值和相位角，并实现自动调节增益、自动改变参考信号相位等功能^[49]。

基于以上数字锁相放大器的优点，本课题采用数字锁相放大器的方法实现微弱信号的检测，在极大的简化电路设计的同时，有效提高了信号的信噪改善比。在数字锁相放大器的应用中，采样频率、数据长度等关键参数的设计对运算性能有直接影响，因此本文将在下一小节中对算法及多种参数设计进行仿真和分析。

3.3 数字锁相放大器仿真平台的设计与仿真

在数字锁相放大器算法中，采样频率、采样数据长度是决定数字锁相放大器处理效果的关键参数。而这些参数的设计需要综合输入信号的频率、信噪比、幅值、波形等多项因素进行考虑。本文建立了基于 Python 的算法仿真平台对该算法进行一系列的测试，从而完成对所需参数的选择，为后面章节的嵌入式软件设计提供理论依据。

3.3.1 Python 仿真平台的设计

Python 是一种面向对象的、动态的程序设计语言。具有非常简洁而清晰的语法，适合于完成各种高层任务。它既可以用来快速开发程序脚本，也可以用来开发大规模的软件。Python 弱类型、解释型语言的特性，使得开发者可以交互式运行命令，方便及时检验、调试数据，非常适合科学计算编程。近些年来，随着 NumPy、SciPy、Matplotlib、Enthought librarys 等众多函数库的开发完善，Python 已经具备了足够的功能，能够充分满足常见的科学计算需求^[50]。和科学计算领域最流行的商业软件 MATLAB 相比，Python 是一门通用的程序设计语言，比 MATLAB 所采用的脚本语言的应用范围更广泛，有更多的程序库的支持。适用于 Windows 和 Linux 等多种平台，完全免费并且开放源码。

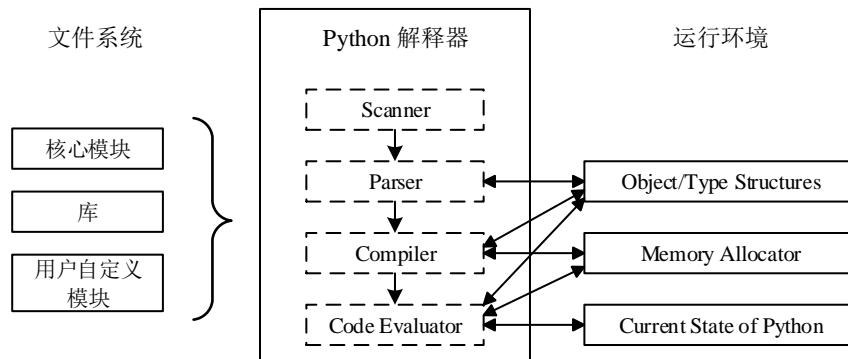


图 3.5 Python 架构图

Fig. 3.5 Python architecture diagram

Python的整体框架如图 3.5 所示，主要有三个组成部分：

- (1) 文件系统：包含了 Python 本身的代码文件、内置的库文件以及用户自定义的模块。
- (2) Python 解释器：这是 Python 的核心，通过词法分析、语法分析、生成字节码等流程，将 Python 程序转化成为 Python 虚拟机可以执行的字节码。
- (3) Python 运行环境：包括了对象/类型系统（Object/Type structures），内存分配器（Memory Allocator）和运行时状态（Current State of Python）。对象/类型系统负责管理 Python 运行过程中的各种内建对象以及用户自定义的类型和对象；内存分

配器负责自动管理内存的申请和释放；运行时状态则维护了程序执行过程中各种不同状态的切换。

为了真实的反映数字锁相放大器在本课题中处理微弱信号的效果，Python 仿真平台调用了 Numpy、Matplotlib、Math、Random 等程序库。其中，Numpy 专门为进行严格的数字处理而产生，提供了许多高级的数字编程工具，如快速数组处理、数值运算以及大量的时域频域信号分析模块等。Matplotlib 不仅通过 Python 提供了一套和 MATLAB 类似的绘图 API，将众多绘图对象所构成的复杂结构隐藏在这套 API 内部。而 Random 库用于提供随机噪声的产生。通过该仿真平台可以很方便的完成被测信号以及算法参数的输入，同时将运行结果以图形的形式给出。

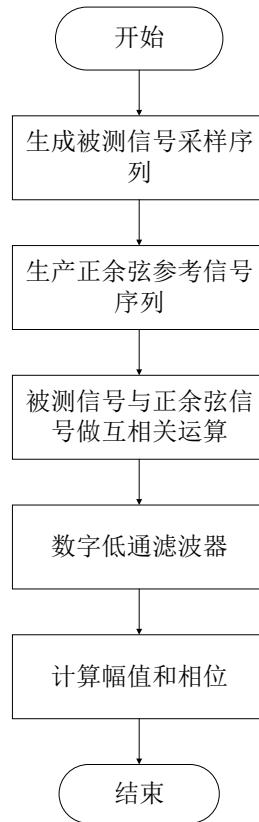


图 3.6 数字锁相放大算法流程图

Fig. 3.6 Flow chart of digital phase locked loop

本文以 Python 作为开发工具，设计了数字锁相放大算法的仿真程序，以验证数字锁相放大器在本课题中微弱信号的检测能力以及进行参数的合理选择。图 3.6 所示是 Python 的数字锁相放大算法流程图。其中，被测信号由一定频率的正弦信号和白噪声合成，数字低通滤波器由 MATLAB 设计得到，运算过程中得到的运算结果通过 Matplotlib 库中的函数画出曲线。

数字锁相放大算法的主要性能指标主要有测量精度和频率分辨能力。由文献[?]可知，要提高数字锁相放大器的测量精度和频率分辨能力，应加大总的测量时间。但在

测量时间一定的情况下，要加大数据长度就需要提高信号采样频率，而提高了信号采样频率会使数字相关运算的时间减小，所以合理的选择采样频率和采样点数是非常重要的。

3.3.2 仿真结果与分析

根据本课题中探测器接收到的信号的频率，本文以待测信号为 5kHz 为例进行仿真。根据奈奎斯特定理，采样频率必须大于 2 倍的待测信号的频率。为了避免由非周期采样给数字锁相结果带来误差，应尽量使采样频率与待测信号的频率的比值为一个整数。

本文给定如下条件：待测信号中有用信号的频率为 5kHz，信号幅值为 0.1V，叠加的随机噪声均值为 0，方差为 0.01，即输入信号的信噪比为 $-30dB$ 。在 100kHz 的采样周期下采集 480 个点，得到如下图 3.7 所示的待测信号时域、频域的信号图。

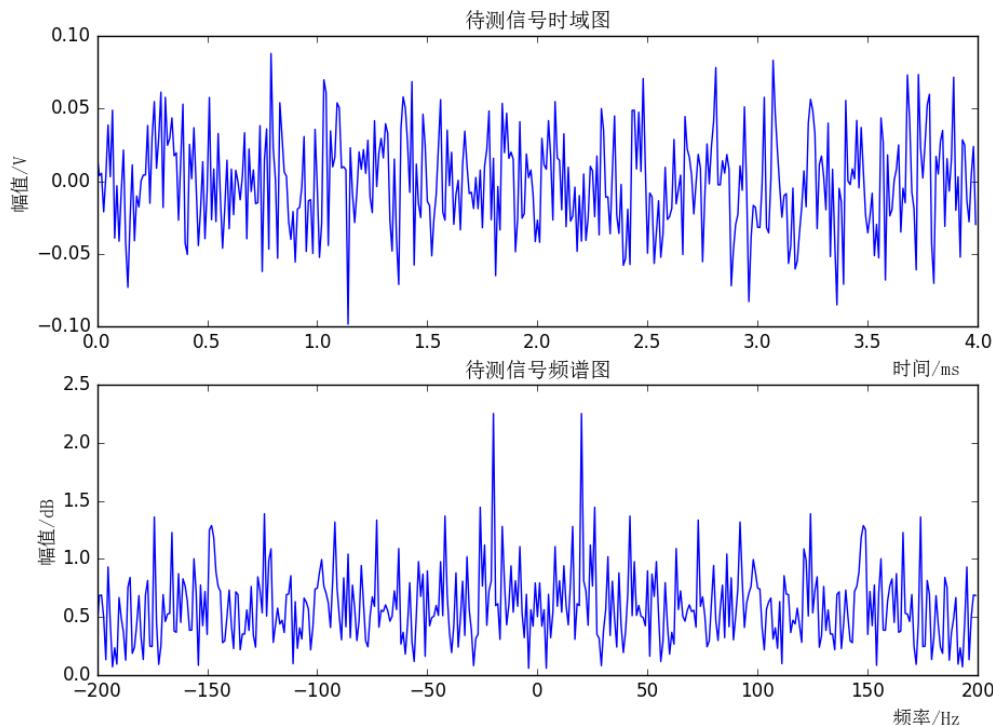


图 3.7 待测信号的正弦时域信号和频谱

Fig. 3.7 Sinusoidal time domain signal and frequency spectrum of the measured signal

将设定条件下的待测信号与参考信号经过数字相敏检波和数字滤波器后，可得到相关运算后的同相分量和正交分量。图 3.8 给出了同相分量和正交分量的信号频谱，可以看出输出信号的信噪比有了很大的改善。

根据数字锁相放大器的原理，对同相分量和正交分量进行进一步计算，即可得到待测信号的幅值和相位。本课题不考虑信号相位信息，得到的输出信号的幅值信息如图 3.9 所示。

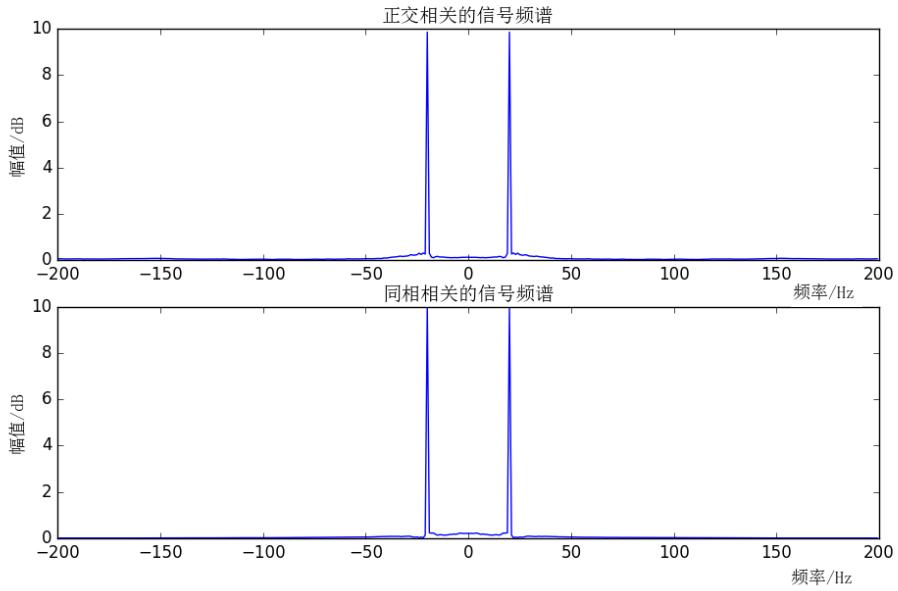


图 3.8 相关运算后同相分量和正交分量的信号频谱

Fig. 3.8 Signal spectrum of the phase component and quadrature component of the correlation operation

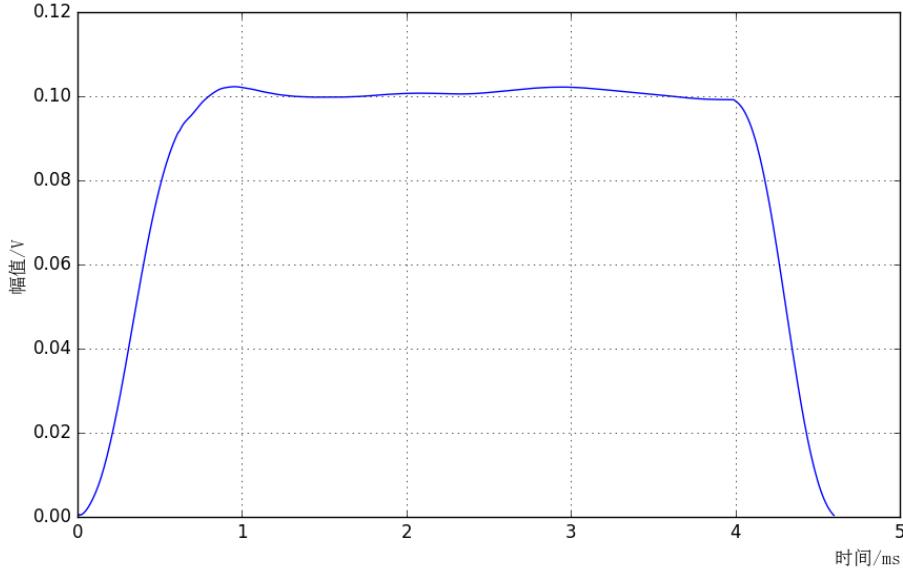


图 3.9 相关运算后输出信号的幅值

Fig. 3.9 The amplitude of the output signal after the correlation operation

在满足奈奎斯特采样定律的前提下，本文观察了在不同的采样频率（20kHz、40kHz、50kHz、80kHz、100kHz、120kHz、150kHz、200kHz）对锁相放大效果的影响。为了保证整周期采样，数据长度选择480个点。表3.1分析输出信号的幅值均值及测量精度，图3.10是不同采样频率下输出信号的幅值曲线。

从上面的图表中可以看出，采样频率对锁相放大效果有一定的影响，从信号幅值

表 3.1 不同采样频率下输出信号的幅值均值及测量精度

Table 3.1 Average amplitude and precision of output signal in different sampling frequency

$F_s(kHz)$	20	40	50	80	100	120	150	200
均值(V)	0.1034447	0.0949647	0.1028682	0.1040957	0.1010758	0.0992312	0.1004873	0.0984369
精度(%)	3.4448	5.0353	2.8682	4.0958	1.0759	0.7687	0.4873	1.5630

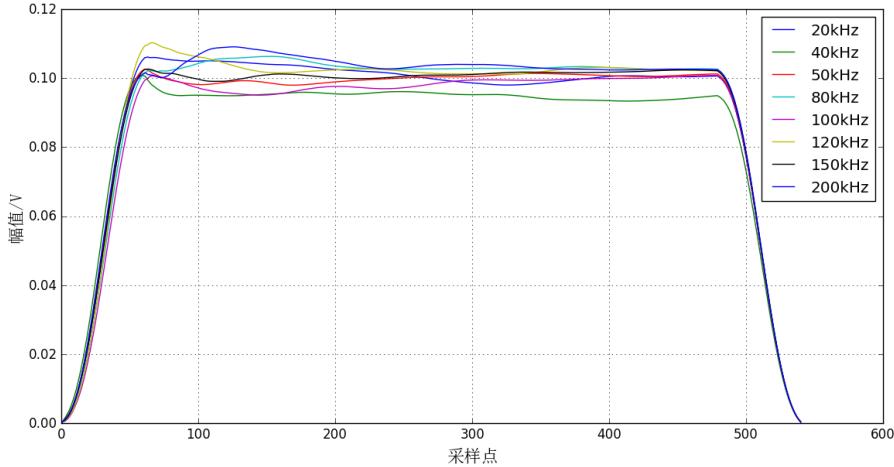


图 3.10 不同采样频率下相关运算后输出信号的幅值

Fig. 3.10 The amplitude of the output signal after the correlation operation in different sampling frequency

从测量精度效果看，当采样频率为 100kHz、120kHz 和 150kHz 时输出信号的精度较高。本课题所涉及到的待测信号的频率分别为 4kHz、6kHz 和 8kHz，为了保证这三路不同频率的待测信号都能取得较好的锁相放大效果，同时能够满足整周期采样的要求，本课题选择最佳的采样频率为 120kHz。

表 3.2 不同数据长度下输出信号的幅值均值及测量精度

Table 3.2 Average amplitude and precision of output signal in different length of the sampling data

采样点数	100	200	300	400	600	800	1000
均值(V)	0.1063462	0.0946147	0.0960384	0.1008084	0.1005055	0.1004940	0.0996951
精度(%)	6.3462	5.3853	3.9616	0.8084	0.5055	0.4940	0.3049

接下来，本文研究了不同数据长度（即采样点数）对锁相放大效果的影响。从表 3.2 中可以发现，随着采样点数的增加，数字锁相放大器算法的测量精度也有了显著提高，但随之带来计算时间也会增长。在实时性要求较高的场合，需要兼顾速度和精度，选取适当的采样点数。考虑到本课题对运算速度和精度的要求，选取采样点数为 420 作为待测信号序列的长度，这样既可以保证三路不同频率的信号均能采集到整周期的

信号，也能在满足精度要求的同时不会影响计算时间。

3.4 本章小结

本章研究了微弱信号的几种检测方法，并针对相关检测法作了详细的阐述，特别是对模拟锁相放大器、正交矢量型锁相放大器和数字锁相放大器的基本原理做了深入的研究。通过对模拟锁相放大器和数字锁相放大器的优缺点，本文选择了高信噪改善比、设计简单、调试方便、灵活性好的数字锁相放大器实现微弱信号的检测。由于采样频率和数据长度参数的设计对数字锁相放大器的性能有关键性的影响，本文建立了基于 Python 的仿真平台对该算法进行一系列的测试。通过对该算法及采样频率和数据长度两个关键参数的仿真和分析，并结合本课题实际的软硬件要求，本章选取了最佳的采样频率和最合适的采样长度，为后面章节的软硬件设计提供了理论依据。其中，数字锁相放大器的信号通道的硬件实现将在第四章节说明，而其在 DSP 系统中的软件实现将在第五章节中进行详细说明。

第4章 水分测量系统的硬件设计

本章主要围绕构成水分测量系统的硬件设计进行介绍。硬件电路主要包括 LED 光源的激励驱动信号的产生、模拟信号输入通道的设计、A/D 采集电路以及主控 DSP 控制器等部分。

4.1 硬件系统总体设计

本课题设计的水分测量系统主要由以下四部分组成：光源激励模块、信号处理模块、DSP 控制模块以及电源电路模块。其中信号处理模块由模拟信号处理模块和数字锁相放大器组成，数字锁相放大器由 DSP 微控制内部实现，所以硬件电路的实现上，信号处理模块主要是指模拟信号处理。硬件电路设计的主要功能是为 LED 光源提供激励信号，并对光电探测器接收到的电信号进行放大、滤波、采集等数据处理，并将采集到的信号传送到微控制器进行后续数据处理。硬件系统的整体结构框图如图 4.1 所示。

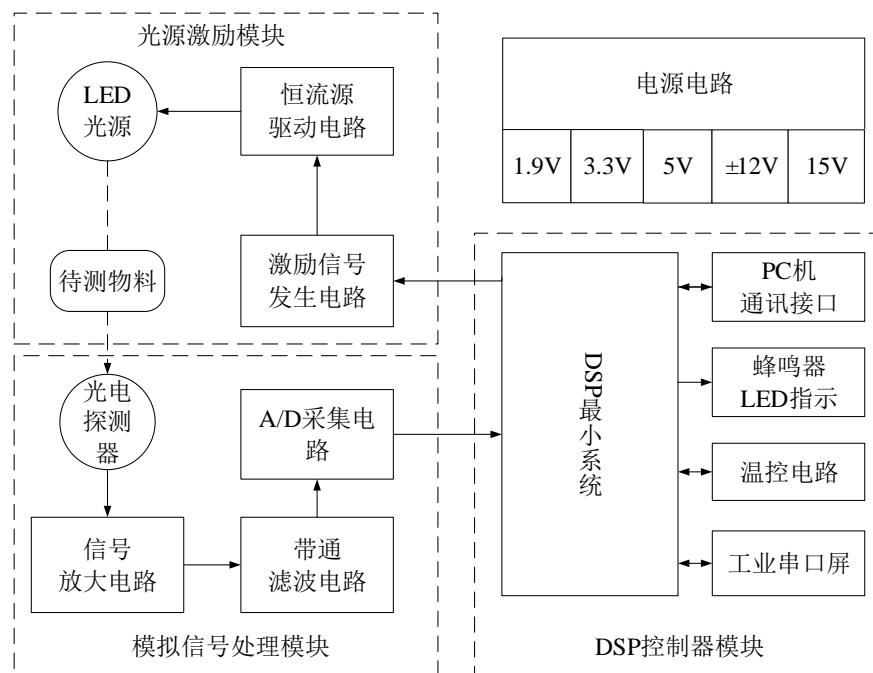


图 4.1 硬件电路总体框图

Fig. 4.1 The overall block diagram of the hardware circuit

下面将对以上各模块的工作过程做简单的阐述：

(1) 光源激励模块

该模块为 LED 光源提供正弦波激励信号，使 LED 光源能以固定频率的正弦激励照射到被测物的表面。标准的正弦波激励信号由 DSP 微处理器控制数字式频率合成器

(DDS) 芯片产生，再经过恒流源电路转变成正弦电流激励供给 LED 光源。由于本课题采用了三波长测量手段，即一路测量波长和两路参比波长的光源同时照射被测物的表面，所以本文的光源激励硬件模块需要三路，分别给三路不同波长的光源提供同幅不同频的正弦波电流激励信号，三路激励信号的频率依次为 4kHz、6kHz 和 8kHz。

(2) 模拟信号处理模块

模拟信号处理电路包括信号放大电路和带通滤波器电路。其中信号放大电路由两部分组成：低噪声前置放大器和次级放大器。从被测物表面反射回来的三路不同频率的光信号进入光电探测器后转化为电信号，但此时的有用信号非常微弱。为了得到满足后续 A/D 采样的电平范围要求，微弱的信号经过低噪声前置放大器和次级放大器进行信号放大，放大后的信号是三路不同频率正弦信号的叠加，再分别经过三路不同中心频率的窄带带通滤波器进行滤波，就得到了三路分离后的正弦波待测信号。即这三路待测信号的频率依次为 4kHz、6kHz 和 8kHz，与提供的三路 LED 光源激励信号的频率相一致。将这三路待测信号通过 A/D 转换芯片进行模数转换后送入 DSP 微处理器，在 DSP 微处理器内部进行数字锁相放大器运算。所以该模块也是数字锁相放大器的信号输入通道。

(3) DSP 控制模块

DSP 微处理器是整个水分测量系统的控制核心，它不仅控制 DDS 芯片产生所需的正弦波信号，同时用于产生数字锁相放大器所需的参考信号序列，并与三路待测信号依次进行数字锁相放大器运算，从而得到待测信号的幅值，进一步计算得到被测物的水分含量。DSP 控制模块还包括 PC 通讯接口电路、蜂鸣器及 LED 指示电路、温控电路和工业串口屏接口电路。其中，PC 通讯接口电路和工业串口屏接口电路均采用串口通信原理，用于将测量得到的数据实时传输到上位机进行显示和存储。

(4) 电源电路模块

电源模块用于给硬件电路的不同模块提供稳定的电源，模拟部分主要是给恒流源、运算放大器等器件供电，数字部分主要是给 DSP 微处理器、DDS 芯片等数字器件供电。本课题根据模拟部分和数字部分的供电需求，设计了输出稳定、低纹波、低噪声的不同输出电压的电源。

4.2 硬件系统的基础性设计

4.2.1 系统电源设计

电源电路对于水分检测系统的稳定性和准确度起着重要的作用。因此设计高可靠性、高效率、低纹波的电源是十分必要的。根据表 4.1 所示的硬件电路供电需求，本课题设计了独立的电源电路板给整个系统供电，用以减少板级间电源的相互影响。

为了简化电源电路实际的复杂性，本课题选用了金升阳的 LH 系列 AC-DC 模块电源，LH 系列电源模块输入电压范围为 85~264VAC，50~60Hz，输出电源稳定、低纹

表 4.1 硬件电路电源需求

Table 4.1 Hardware circuit power demand

电源类型	电源电压	供电单元	参数需求
模拟	+15V	3 路恒流源电路	纹波小, 电流较大, 功率> 9W
	±12V	运算放大器, A/D 芯片等模拟电路	纹波小, 噪声低, 功率> 9.5W
	+5V	波形发生器, 线性稳压芯片	纹波小, 电流大, 功率> 5W
	+3.3V	DSP 控制器模拟电源	电压稳定, 功率很小
	+1.9V	DSP 控制器模拟电源	
数字	+5V	有源晶振、电平转换等数字芯片	
	+3.3V	DSP 控制器数字电源、测温电路等数字电路	电压稳定, 功率很小
	+1.9V	DSP 控制器数字电源	

波、低噪声, 具有输出短路、过流和过温保护功能。该系列的电源模块只需要几个电容电阻就能实现 AC-DC 的精确输出, 各输出电压的功率也能满足本课题的要求。

其中, +15V 电源由型号为 LH10-B15 电源模块产生, 输出功率能达到 10W。而 ±12V 电源由型号为 LH10-10A12 电源模块产生, 输出功率能达到 10W, 模拟部分的 +5V 电源由型号为 LH05-10B05 电源模块产生, 输出功率也能达到 5W, 完全能满足本课题的供电需求。其余的电源电压, 如数字部分的 +5V 电源、模拟及数字部分的 +3.3V、+1.9V 电源均由模拟部分的 +5V 电源通过电感器件和线性稳压电源芯片转化而来。

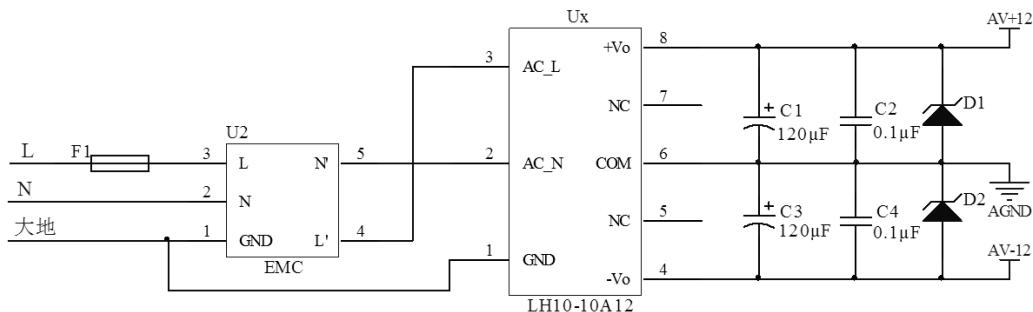


图 4.2 LH10-10A12 电源模块电路图

Fig. 4.2 The power supply circuit diagram about LH10-10A12

本文以 LH10-10A12 电源模块的电路原理图为例进行说明 (如图 4.2), 其他电源模块的电路原理图类似。图中 F1 为保险丝管, 对电路具有过流保护的作用。U1 为电源模块, U2 是型号为 FC-LX1D 的 EMC 滤波模块, 通过在电源模块的输入端安装 EMC 滤波模块, 可以提高仪器的抗电磁干扰能力, 减少外界对近红外水分仪的干扰, 保障水分仪的正常工作^[51]。D1、D2 为瞬变电压抑制二极管, 它是一种高性能的电路保护器件, 具有承受瞬间大电流的能力, 当电路中有瞬变电压发生时, 瞬变电压抑制二极管能够快速响应, 耗散很大的瞬变电流, 使电路电压箝位于低电压上, 从而保护后

面的电路。

本课题中数字电路的核心是主控芯片 TMS320F28335 处理器。为满足该 DSP 芯片内部功能模块的不同供电需求，设计了幅值为 3.3V 和 1.9V 的数字电源和模拟电源两种。数字电源电路采用了 DSP 专用电源芯片 PS767D301，能够同时输出两种电压，一路固定输出 3.3V，一路可以在 1.5V-5.5V 范围内调整。

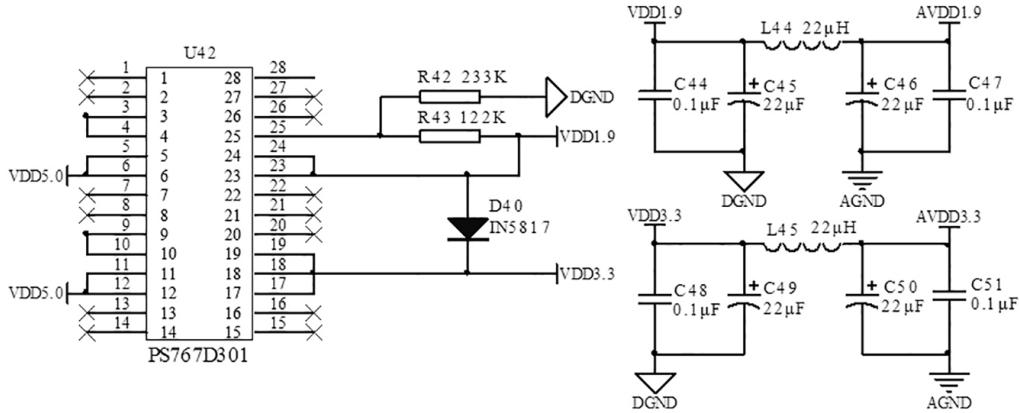


图 4.3 3.3V 和 1.9V 电源电路图

Fig. 4.3 The 3.3V and 1.9V power supply circuit

3.3V 和 1.9V 电源电路原理如图 4.3 所示。两个输入端均接入数字部分的 5V 电压，第 2 路输出的电压为 3.3V，第一路输出的电压通过电阻 R42 和 R43 分压反馈到 24 引脚，使得输出电压稳定在 1.9V，这样便得到数字电源 3.3V 和 1.9V。再分别通过电感 L44 和 L45 得到模拟电源 3.3V 和 1.9V。C44-C51 均为滤波电容， $0.1\mu F$ 电容可以滤除高频干扰， $22\mu F$ 电容可以滤除低频干扰，使得电源输出更稳定。

4.2.2 DSP 最小系统设计

为了提高系统的处理速度、处理精度以及满足本系统要求的高速数字信号处理，本课题选用由 TI 公司推出的一款浮点型数字信号处理器 TMS320F28335DSP。

TMS320F2000 系列 DSP 融合了控制外设的集成功能与微处理器（MCU）的易用性，具有强大的控制和信号处理能力以及 C 语言编程效率。TMS320F28335 是在已有的 DSP 平台上增加了浮点运算内核，能执行复杂的浮点运算，可以节省代码执行时间和存储空间，具有精度高、成本低、功耗小、外设集成度高、数据和程序存储量大等优点，可以为嵌入式工业应用提供更加优秀的性能和更加高效的软件设计。TMS320F28335 的主要特点总结如下^[52]：

(1) 高性能静态 CMOS 技术：主频可达 150MHz，指令周期为 6.67ns；内核电压为 1.9V，I/O 硬件电压为 3.3V。

(2) 高性能的 32 位 CPU：具有单精度浮点运算单元 (FPU)， 16×16 位和 32×32 位乘法累加操作，两个 16×16 位乘法累加器。能够快速执行中断响应，具有统一的寄

存器编程模式。

(3) 哈佛流水线总线结构：程序存储器和数据存储器互相独立，可进行独立编址和访问。并允许数据在程序空间和数据空间互相传送。

(4) 片内存储： $256K \times 16$ 的 Flash 存储器， $34K \times 16$ 的 SARAM，以及 $1K \times 16$ 的 OPT（一次性可编程）ROM。

(5) 先进的仿真功能：支持 JTAG 实时在线仿真和边界扫描，具有分析和断点功能，能够硬件实时调试。

TMS320F28335 能够运行的最小系统包括以下几个部分：电源电路、晶振电路、JTAG 接口电路、看门狗及复位电路等构成。系统框图如图 4.4 所示。

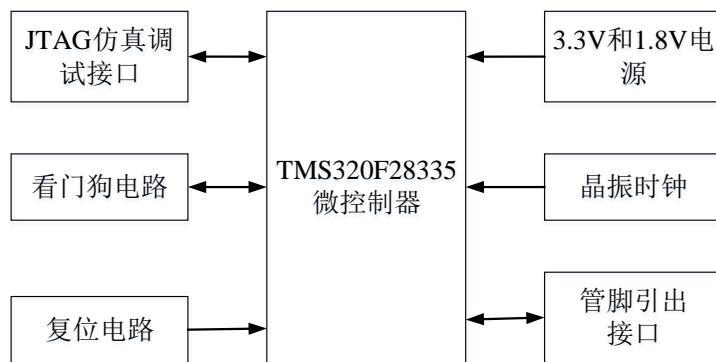


图 4.4 TMS320F28335 最小系统框图

Fig. 4.4 The minimum system block diagram on TMS320F28335

其中， $3.3V$ 和 $1.9V$ 电源电路在上一小节中已经介绍过，采用 TI 公司专用的 LDO 芯片即获得了满足微控制器双电压供电和功耗的要求的输出电压。本课题采用 $30MHz$ 晶振提供系统时钟，可获得最高 $150MHz$ 的 CPU 主频。JTAG 接口电路、看门狗及复位电路采用经典的电路连接方式，在此不再赘述。

4.2.3 串口通信设计

本课题设计了两路 RS232 串口通信接口，分别与上位机和工业触摸屏进行实时的数据交换。PC 上位机用于远端接收水分检测系统传输回来的历史数据，并在上位机软件进行显示和存储。工业触摸屏用于工业现场的实时水分数据的显示、水分测量系统的标定以及校正操作。

TMS320F28335DSP 芯片内部有三个全双工 UART 通讯接口，因此可以使用其中的两个来分别与上位机和工业触摸屏进行通信。通信电路如图 4.5 所示，使用 MAX3232 芯片完成 TTL 电平与 RS232 电平的转换^[53]。

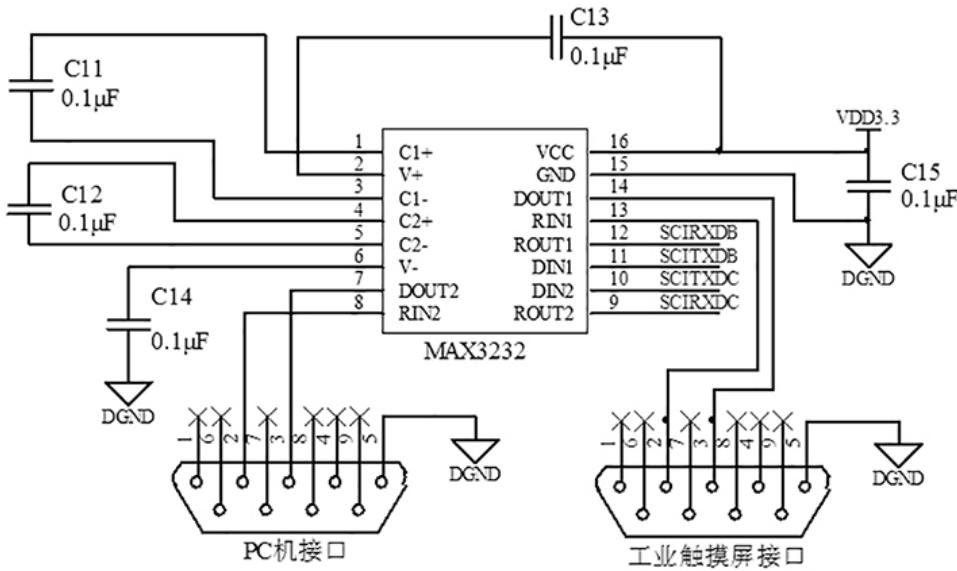


图 4.5 通信电路

Fig. 4.5 The communication circuit

4.3 光源信号驱动电路设计

光源驱动电路为近红外 LED 光源提供精密稳定按正弦规律变化的驱动电流。LED 光源的工作电压低，效率高，驱动电流过大会损坏电源，过低又会降低光源发出的光强。驱动电路不稳定也会影响到水分仪的测量精度，因此光源驱动电路的设计对整体系统的实现至关重要。

4.3.1 激励信号发生器

本课题三路光源分别采用 4kHz、6kHz 和 8kHz 频率的正弦信号调制。光电传感器检测到的信号经过电路中不同窄带通滤波器得到三路不同的信号。电路中的正弦激励信号是由 AD9833 信号发生器芯片产生的，AD9833 是 ADI 公司生产的一款低功耗、可编程波形发生器，能够产生正弦波、三角波、方波输出。波形发生器广泛应用于各种测量、激励和时域响应领域。AD9833 的输出频率和相位都可通过软件编程设置，易于调节。主频时钟为 25MHz 时，精度为 0.1Hz；主频时钟为 1MHz 时，精度可以达到 0.004Hz。

AD9833 是一块完全集成的 DDS 电路，仅需要一个外部参考时钟，一个低精度电阻器和一个解耦电容器就能产生高达 12.5MHz 的波形输出。本课题使用有源晶振 1MHz 作为外部参考时钟，其硬件电路如图 4.6 所示。

DSP 微控制器通过三线制 SCI 通信方式对 AD9833 的输出频率进行控制，其外部参考时钟由频率为 1MHz 的有源晶振生产。AD9833 的输出信号的峰峰值的典型值为 0.6V，而且是双极性波形，不能满足驱动后续恒流源电路的设计要求，所以在 AD9833 的波形输出端设计了一个 RC 低通滤波器，将双极性波形转换为单极性波形。

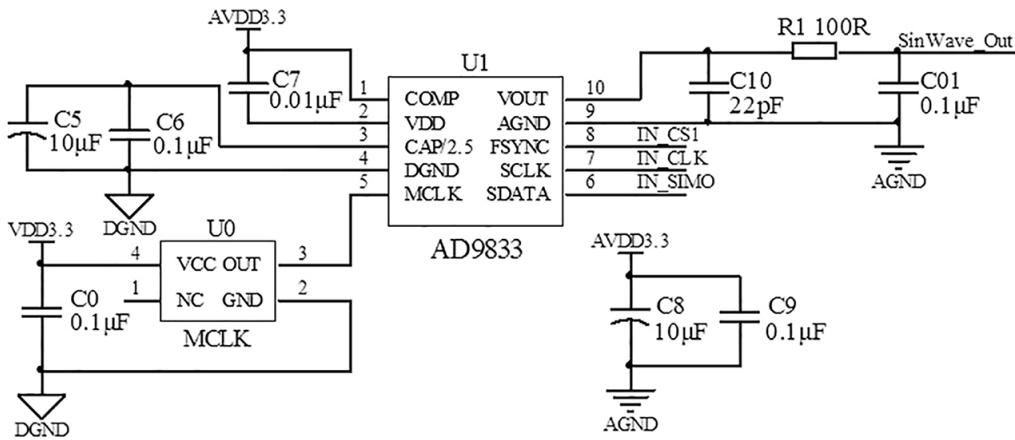


图 4.6 正弦波发生器电路

Fig. 4.6 Sine wave generator circuit

由于本课题需要的三种不同频率的正弦激励信号，而每路正弦波发生电路只能产生一种固定频率的正弦信号，所以在硬件电路的实际上，本课题分别设计了三路相对独立的正弦波发生电路用来输出不同频率的周期信号。其中，三路 AD9833 共用同一个外部有源晶振以及 SCI 的数据线和时钟线接口，DSP 通过控制 AD9833 的片选信号线对三路 AD9833 进行选通。同样的道理，三路 AD9833 的波形输出也将分别独立的进入到后续的信号放大电路和恒流源电路中。

4.3.2 恒流源驱动电路

LED 光源作为近红外水分测量系统中光路的第一个部件，其发出的光信号的精度和稳定性影响着整个系统的精度和稳定性。恒流源激励电路系统提供给 LED 光源 $0 \sim 200mA$ 的正弦变化的激励电流，在设计恒流源电路时，不仅要考虑该激励电流的稳定性，也要考虑瞬变的大电流、反向电压和静电等会损坏光源的情况。本课题设计的恒流源电路如图 4.7 所示。

AD9833 输出的正弦波信号经放大电路输入到恒流源电路的 SOUR_IN1 端口，通过压控流型恒流源电路达到控制 RJ1 电阻两端电压的目的。根据欧姆定律，通过调节 RJ1 电阻两端的正弦变化的电压值，就可以控制流经 RJ1 电阻的电流大小，由于流过达林顿晶体管 Q2 集电极的电流等于发射极的电流，所以流过 RJ1 电阻的电流就是流过 LED 光源的电流。这就是恒流源电路的原理，通过调节 AD9833 输出稳定，LED 光源就会获得稳定的、正弦变化的激励电流。

为了避免电路在上电的瞬间产生瞬变大电流损坏光源，设计了慢启动电路。Q1 为场效应管，通过控制场效应管 G 和 S 两端的电压，实现控制电路的导通和关断，电路上电时，G 和 S 两端的电压由电容逐渐充电来控制，从而可以缓慢控制场效应管由关断到导通状态，实现了慢启动功能。D3 为瞬态电压抑制二极管，它是一种保护光源的器件，用来防止浪涌电压对光源的损坏。

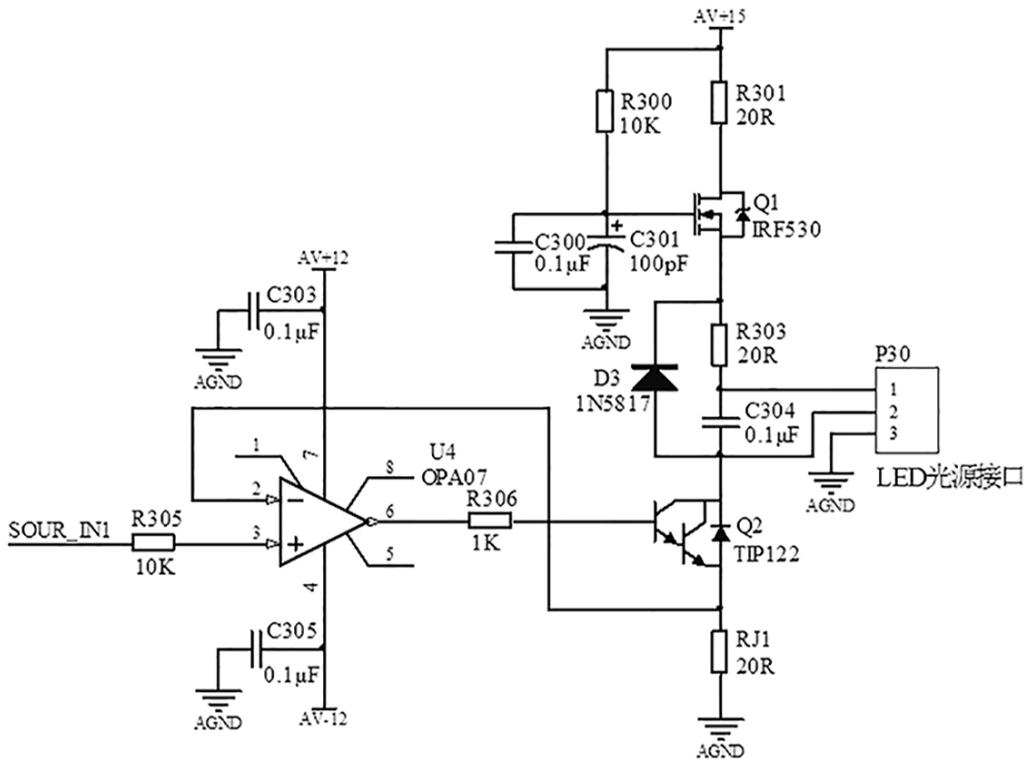


图 4.7 恒流源电路

Fig. 4.7 The constant current source circuit

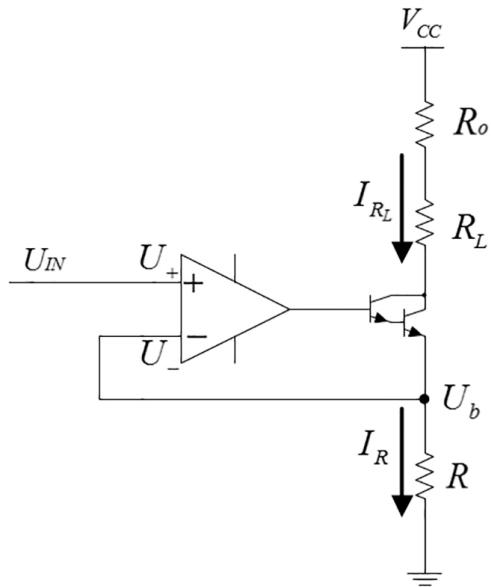


图 4.8 恒流源电路等效模型

Fig. 4.8 Equivalent model of constant current source circuit

在压控恒流源的设计中，精密电阻和限流电阻的取值非常关键，如果电阻取值不当会造成流过负载的电流信号失真的情况。本课题将恒流源电路简化成如图 4.8 所示的等效模型进行分析。这个电路是实质是一个负反馈电路，通过 R 的电流为 I_R ，其端电

压为 U_b , 流过 R_L 和 R_o 电路为 I_{R_L} , 由运放两输入端“虚短”关系有:

$$U_{IN} = U_+ = U_- = U_b \quad (4.1)$$

$$I_{R_L} = I_R = \frac{U_b}{R} \quad (4.2)$$

由式 4.1 和式 4.2 可知, 通过电阻 R 的电流受 U_{IN} 的控制。但是在负载通路上又必须要满足欧姆定律, 关系式为:

$$V_{CC} = I_{R_L} R_o + I_{R_L} R_L + U_b \quad (4.3)$$

由于三极管在导通状态下内阻很小, 其上消耗的电压忽略不计。

将式 4.2 代入上式中, 得:

$$V_{CC} = U_{IN} \left(\frac{R_o + R_L}{R} + 1 \right) \quad (4.4)$$

本课题中恒流源电路的输入是幅值为 $0 \sim 4V$ 正弦变化的电压信号, 而驱动 LED 光源的信号是幅值为 $0 \sim 200mA$ 正弦变化的电流, 所以精密电阻 R 取值 20Ω 。LED 光源在一定驱动电流下阻值约为 24Ω , 考虑到恒流源电路电源 V_{CC} 为 $15V$, 所以电阻 R_o 取值 40Ω 是比较合适的。

4.4 模拟信号处理电路设计

从物料表面反射回来的光信号的变化引起 InGaAs 光电探测器输出电流的变化, 微弱的电流信号进入模拟信号处理电路, 经过前置放大电路转变成电压信号, 并进行一定的信号放大。之后经过一系列的信号再放大、滤波等处理后, 最终进入 AD 通道进行采样。模拟信号处理电路的框图如图 4.9 所示。

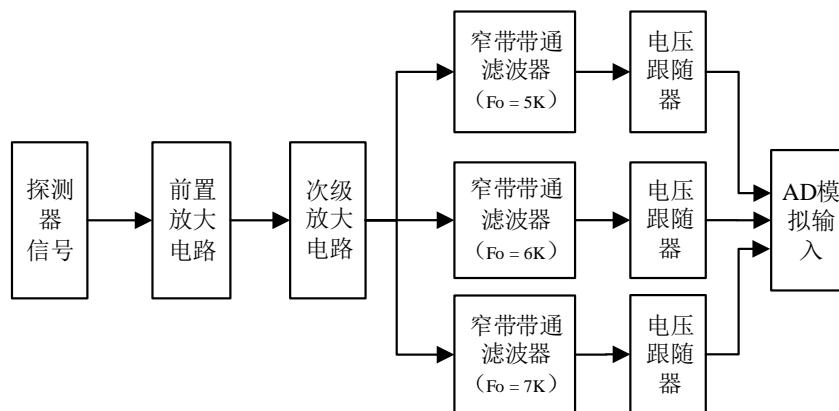


图 4.9 模拟信号处理电路框图

Fig. 4.9 The diagram of analog circuits

4.4.1 前置放大电路

4.4.1.1 前置放大电路的选择

光电探测器作为一个电流器件，光信号被它转化为一个电流信号，由于信道衰减，光电探测器的输出电流信号十分微弱。前置放大器就是为了使光电探测器与后续电路实现良好的匹配，并将微弱的电流信号转化为一个尽可能大的电压信号。

典型的前置放大电路有三种类型：低阻抗、高阻抗和跨阻放大器。

低阻抗前置放大器结构简单，它将一个小电阻与前置放大器的输入端并联，从而实现与传输线的阻抗匹配，减少反射造成的失真。这种类型的放大器适合于用电流源来驱动的低频电路，但是增益比较低，噪声性能差。

高阻抗前置放大器是将光电探测器等效为一个内阻很高的信号源，然后与一个高阻抗的负载电阻进行匹配以获得最大增益。高阻抗前置放大器具有增益高、噪声小和动态范围非常小等优点。但它需要在主放大器中设计一个复杂的均衡网络来消除由光电探测器的偏置电阻和场效应管的输入电容对电流信号形成的积分效果。这种类型的前置放大器只适用与对速率要求不高但对灵敏度要求很高的系统^[54]。

跨阻前置放大器在输入端和输出端之间跨接一个反馈电阻，形成电压并联负反馈，使得电路增益稳定，动态范围增大，频带展宽。并且它不需要均衡电路。基于这些优点，跨阻放大器广泛用于高速传输系统。

本课题选用跨阻前置放大器，通过一个反馈电阻将电流信号转化为电压信号，并对电压信号进行一定的放大。其电路模型如图 4.10 所示。

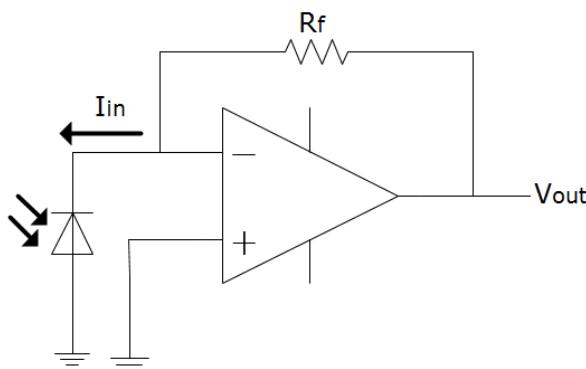


图 4.10 跨阻前置放大器电路模型

Fig. 4.10 Preamplifier circuit for Photoelectric detector

InGaAs 光电探测器是基于光生伏特效应的 PV 光电二极管，其 PN 结中间设置了一层掺杂浓度很低的本征半导体，形成 P-I-N 结构，本征层的引入加大了耗尽层区的厚度，并形成强电场区。由于入射光子只能在本征层内被吸收，光生载流子在强电场作用下加速运动至 N 层，因此载流子渡越时间非常短，同时耗尽层的加宽使结电容明显减小，提高了响应速度^[35]。InGaAs 光电探测器可等效成如图 4.11 所示电路，由一个

旁路电阻 R_D 和旁路电容 C_D 组成的电流源。图 4.10 也是一个的电流-电压转换电路，输出电压 $V_{out} = I_{in} \times R_f$ 。

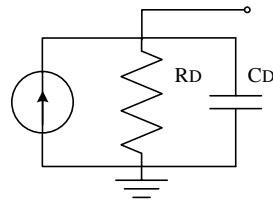


图 4.11 探测器等效电路

Fig. 4.11 Detector equivalent circuit

4.4.1.2 前置放大电路具体设计

通过上节对前置放大电路的选择和分析，本文设计了如图 4.12 所示的前置放大电路。

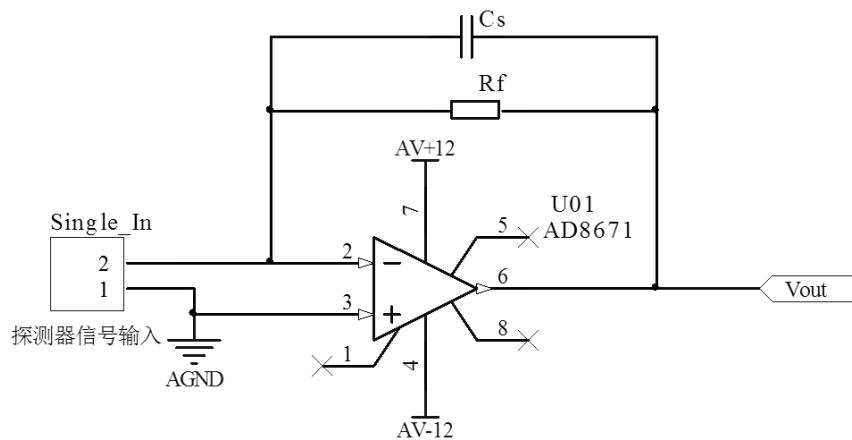


图 4.12 前置放大器电路

Fig. 4.12 Preamplifier circuit

电路采用双电源供电的 AD8671 运算放大器，AD8671 具有极低噪声、极低失调电压和漂移、低输入偏置电流等特点，10MHz 的带宽能够保持信号频谱中有用信号能量全部通过，满足探测器对放大器带宽的要求。

由于本课题采用的光电探测器内阻比较小， $R_D \approx 1K$ ，所以设计优良的低噪声前置放大器变的非常重要。为获得较低的放大器噪声和较高的灵敏度，反馈电阻 R_f 要比探测器内阻大很多，本电路中 R_f 取值 1M 欧姆。

运算放大电路的输入电容和负载电容（还包括耦合电容和旁路电容）会导致相位滞后，一旦相位滞后到 180° ，负反馈电路变成了正反馈电路，电路震荡就发生了。如果仅仅是运算放大器电路本身，它是稳定的，但是有了输入电容和负载电容，相位裕度变小，就容易产生震荡。要消除震荡，需要用相位补偿，就是使电路的相位裕度保持在 $45^\circ \sim 60^\circ$ 范围内。通常采用超前补偿的方式，将超前补偿电容加在反馈回路。图

4.12 中的电容 C_s 就是超前补偿电容。它可以抵消输入电容和复杂电容的极点，产生新的零点和极点。在高增益和大反馈电阻的放大电路中，电容 C_s 的取值计算公式为：

$$C_s = \sqrt{\frac{C_D}{GBP \times R_f}} \quad (4.5)$$

式中， C_D 为电路的输入电容，即探测器的旁路电容。 GBP 为运放的增益带宽积。

AD8671 运算放大器的增益带宽积为 10MHz，而探测器的旁路电容 $C_D \simeq 1000\text{pF}$ ，所以电路中电容 C_s 取值为 10pF。

4.4.1.3 前置放大电路噪声分析

前置放大电路的噪声主要由光电探测器噪声和放大器件噪声两部分组成。光电探测器中存在的噪声主要有热噪声、散粒噪声、复合噪声、温度噪声和 $1/f$ 噪声等，一般光电器件中主要的内部噪声是热噪声和散粒噪声。放大器件噪声主要是输入电压噪声和输入电流噪声。

前置放大器的噪声模型如图 4.13 所示。

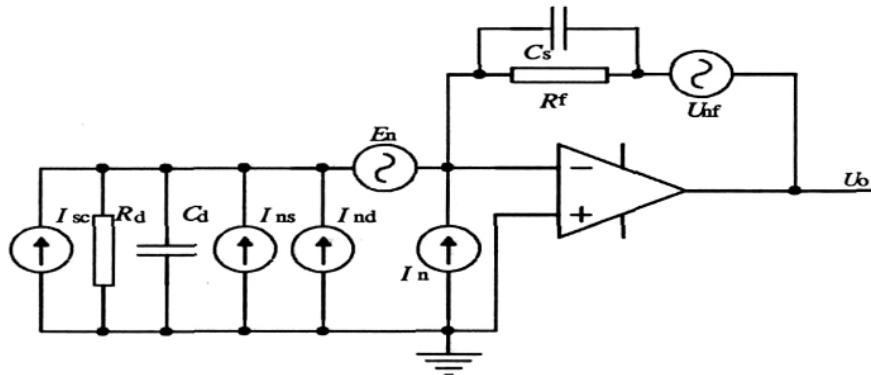


图 4.13 前置放大器电路噪声模型

Fig. 4.13 Preamplifier circuit noise model

图 4.13 中， I_{sc} 为光电二极管的光电流； Δf 为电路中的通频带； R_d 为光电二极管的内阻； I_{nd} 为光电二极管内阻产生的热噪声电流， C_d 为光电二极管的结电容； E_n 、 I_n 分别为放大器的等效输入噪声电压和等效输入噪声电流； U_{nf} 为反馈电阻产生的热噪声电压。

前置放大电路的输出总电压为：

$$U_0 = (I_{sc} + I_{ns} + I_{nd} + I_n + \frac{E_n}{R_d})R_f + U_{nf} \quad (4.6)$$

其中， $I_{ns}^2 = 2eI_{sc}\Delta f$ ， $I_{nd}^2 = 4KT\Delta f/R_d$ ， $U_{nf}^2 = 4KTR_f\Delta f$ 。

输出有用信号电压为:

$$U_{so} = I_{sc}R_f \quad (4.7)$$

所以输出噪声电压为:

$$U_{no} = U_0 - U_{so} = (I_{ns} + I_{nd} + \frac{E_n}{R_d}) + U_{nf} \quad (4.8)$$

前置放大器的输出信噪比为:

$$SNR = \frac{U_{so}}{U_{no}} \quad (4.9)$$

将式 4.7 和式 4.8 带入上式中, 得:

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{I_{sc}R_f}{U_0 - U_{so}} = \frac{I_{sc}R_f}{(I_{ns} + I_{nd} + \frac{E_n}{R_d}) + U_{nf}} \\ &= \frac{I_{sc}R_f}{(\sqrt{2eI_{sc}\Delta f} + \frac{2\sqrt{KT\Delta f}}{\sqrt{R_d}} + I_n + \frac{E_n}{R_d})R_F + 2\sqrt{KTR_f\Delta f}} \\ &= 1 / (\frac{\sqrt{2e\Delta f}}{\sqrt{I_{sc}}} + \frac{2\sqrt{2T\Delta f}}{I_{sc}\sqrt{R_d}} + \frac{I_n}{I_{sc}} + \frac{E_n}{I_{sc}R_d} + \frac{2\sqrt{KT\Delta f}}{I_{sc}\sqrt{R_f}}) \end{aligned} \quad (4.10)$$

分析式 4.10 可以得出:

- (1) 前置放大电路中的反馈电阻 R_f 变大, 会使信号增益变大, 输出信噪比也越大。但在选择反馈电阻时也要考虑前置放大电路与光电传感器的阻抗匹配问题。
- (2) 前置放大电路的通频带 Δf 越小, 输出的信噪比越大。与 R_f 并联的 C_s 构成的相位补偿电路, 除了具有消除自激振荡的作用外, 还构成了一个低通滤波器。高频截止频率为 $1/2\pi R_f C_s$ 。 R_f 和 C_s 越大, 通频带越小, 但是不能太大, 否则会造成系统响应过慢。

(3) 集成运算放大器的等效输入噪声电压 E_n 和等效输入噪声电流 I_n 对输出信噪比有直接影响, 所以运算放大器应满足低噪声设计。

(4) 光电二级管的内阻 R_d 越大, 输出信噪比越大。本课题中选用的光电传感器内阻为 1K 左右, 在设计前置放大电路时, 要使光电二极管与运算放大器相匹配, 即当 $R_d = E_n/I_n$ 时, 电路的噪声系数为最小。

(5) 电路的工作环境温度 T 对输出信噪比有影响, 电路在工作中应尽量保持温度变化不大, 避免温度过高影响电路信噪比。

4.4.2 次级信号放大电路

前置放大电路对探测器起到偏置的作用, 并作为缓冲级对微弱的电信号进行初步的放大。之后还需要进入次级放大电路进行主放大。电路原理图如图 4.14 所示。

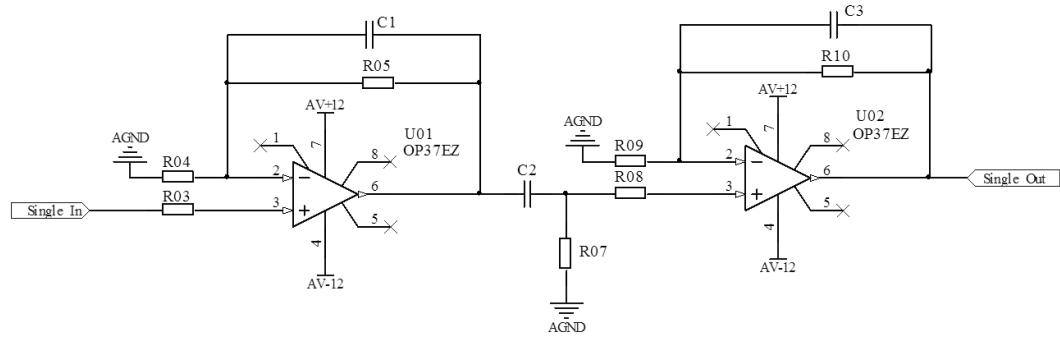


图 4.14 次级信号放大电路

Fig. 4.14 Secondary signal amplification circuit

由于前置放大器输出的信号非常微弱，要想获得满足后续电路对信号电平的要求，必须将次级信号放大电路设计成高增益放大电路。本文采用了两级运算放大器电路实现对微弱信号的主放大。为避免前一级放大器的噪声传入下一级放大器，在每级之间加了 RC 低通滤波电路，同时，通过调整反馈电容的大小，使第一级的放大倍数比第二级放大倍数大一些。

4.4.3 窄带带通滤波电路

信号经过放大电路后，还存在大量的工频噪声、随机噪声等干扰，需要使用滤波器滤除这些干扰信号。同时，由于探测器接收到的是三路不同激励频率下的光信号，所以信号中混合这三路不同频率的正弦信号。要想将这不同频率的三路正弦信号分离出来，必须使用窄带带通滤波器。带通滤波器是一种屏蔽通带外的频段信号，而只允许通带内的频段信号通过的滤波器。带通滤波器有许多类型，其中巴特沃斯滤波器在信号的滤波中应用较为广泛，它具有选择性极高和过渡带陡峭的特点^[55]。它的电路原型如图 4.15 所示。

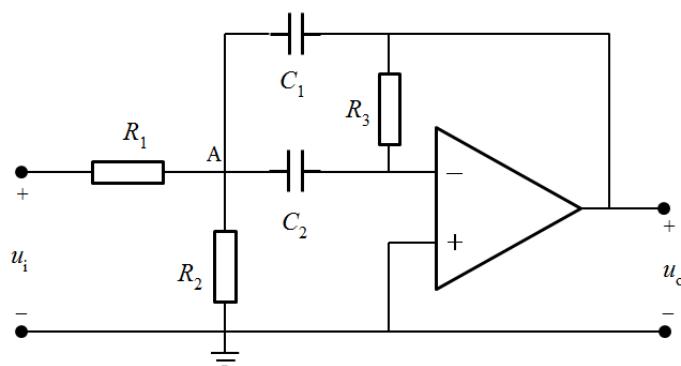


图 4.15 带通滤波器电路原型

Fig. 4.15 The prototype of bandpass filter circuit

图中 C_1 和 R_3 构成两个反馈支路。为方便设计，电容的取值通常为 $C_1 = C_2 = C$ ，

带通滤波器的中心频率、放大倍数、品质因数和带宽分别如下式表示。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} \quad (4.11)$$

$$H(j \cdot 2\pi f_0) = -\frac{R_3}{2R_1} \quad (4.12)$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)R_3}{R_1 R_2}} \quad (4.13)$$

$$BW = f_H - f_L = \frac{f_0}{Q} \quad (4.14)$$

根据式 4.11~4.14 可知，带通滤波器的中心频率与电容 C 的值、电阻 R3 的值以及 R1 和 R2 的并联值有关，电阻 R3 的变化会同时影响中心频率、增益和品质因素。由通带宽的计算公式知，通带宽与电容 C 和电阻 R3 成反比^[56]。

本课题中，三路信号频率分别为 4kHz, 6kHz, 8kHz，经过信号放大电路的信号需要接入窄带带通滤波器将三路信号分别滤出来。德州仪器的 FilterPro 程序可以根据所要求的滤波器指数设计出满足要求的滤波器。本课题使用该软件进行窄带带通滤波器的设计，以通频带中心频率为 6kHz 为例进行说明。

打开 FilterPro 应用软件，输入设计所需的性能参数，选取中心频率 $f_0 = 6000Hz$ ，允许的带通纹波为 0.5dB。通带带宽为 500Hz，角频率衰减为 -3dB。同时选择滤波器阶次固定为 4 阶，最后设计的巴特沃斯带通滤波器如图 4.16 所示。

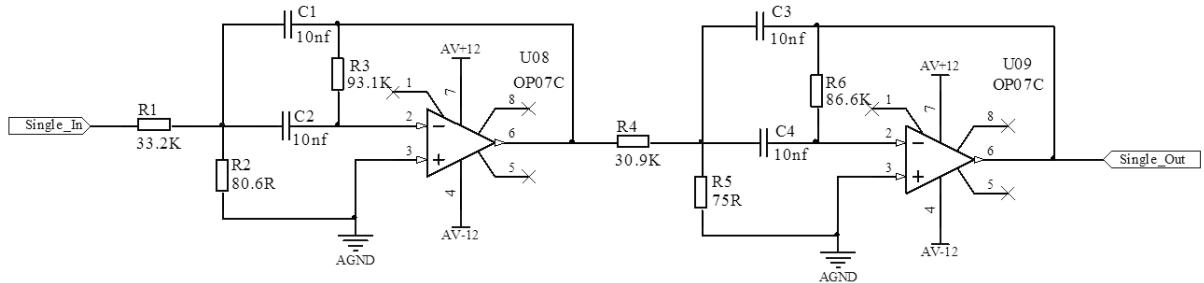


图 4.16 中心频率为 6KHz 的带通滤波电路

Fig. 4.16 A bandpass filter with a center frequency of 6KHz

得出的电阻、电容参数可以代入理论公式进行验证和分析。经过实际的测试和不断优化，最终设计的带通滤波器的伯德图如图 4.17 所示。

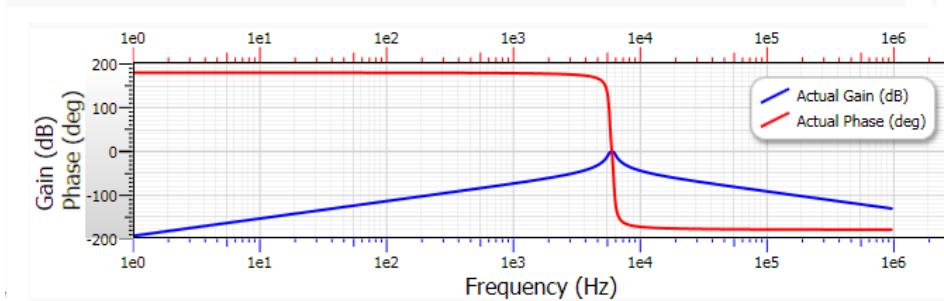


图 4.17 窄带带通滤波器伯德图

Fig. 4.17 The bode diagram of narrow bandpass filter

4.5 模数转换电路设计

4.5.1 A/D 芯片选型

为了实现对多路 AD 信号实时高精度采集，以及考虑到模拟信号双极性特点，本课题采用了亚德诺半导体公司（ADI）推出的一款六通道逐次逼近型（SAR）的模数转换器 AD7656。AD7656 内置六个 16 位、快速、低功耗逐次逼近型 ADC，并集成到一个封装中，采用 iCMOS 工艺（工业级 CMOS）设计。采用 iCMOS 工艺设计的元件不但可以输入双极性信号，同时还能提升性能，大幅降低功耗并减小封装尺寸^[57]。

AD7656 主要有以下几个特点：

- (1) 供电电源电压范围较宽，可通过配置选择模拟量输入电压范围：±10V、±5V。
- (2) 吞吐速率最高可达 250kSPS，并且内置宽带宽（4.5 MHz）采样保持放大器，可处理最高 4.5MHz 的输入频率。
- (3) 片内包含一个 2.5V 内部基准电压源和基准缓冲器。
- (4) AD7656 还具有高速并行和串行接口，可以与微处理器（MCU）或数字信号处理器（DSP）连接。
- (5) AD7656 在串行接口方式下，能提供一个菊花链连接方式，以便把多个 ADC 连接到一个串行接口上。

4.5.2 芯片原理和结构

AD7656 是逐次逼近型 AD 转换器，每路 ADC 电路包括一个采样保持器、一个比较器、一个 SAR 模数转换器和一个逻辑控制单元。具体结构如图 4.18 所示。

AD7656 的 6 路模拟信号输入通道都是相关独立的，外部模拟信号从 V1–V6 引脚输入，经过一个高带宽的线性跟随器（T/H）单元进行采样。每路 ADC 均按照逐次逼近原理进行，由控制逻辑电路和 SAR 模数转换器共同完成。当模拟信号转换为数字信号后，由控制逻辑单元控制数字输出驱动电路以串行或并行数据的方式输出。AD7656

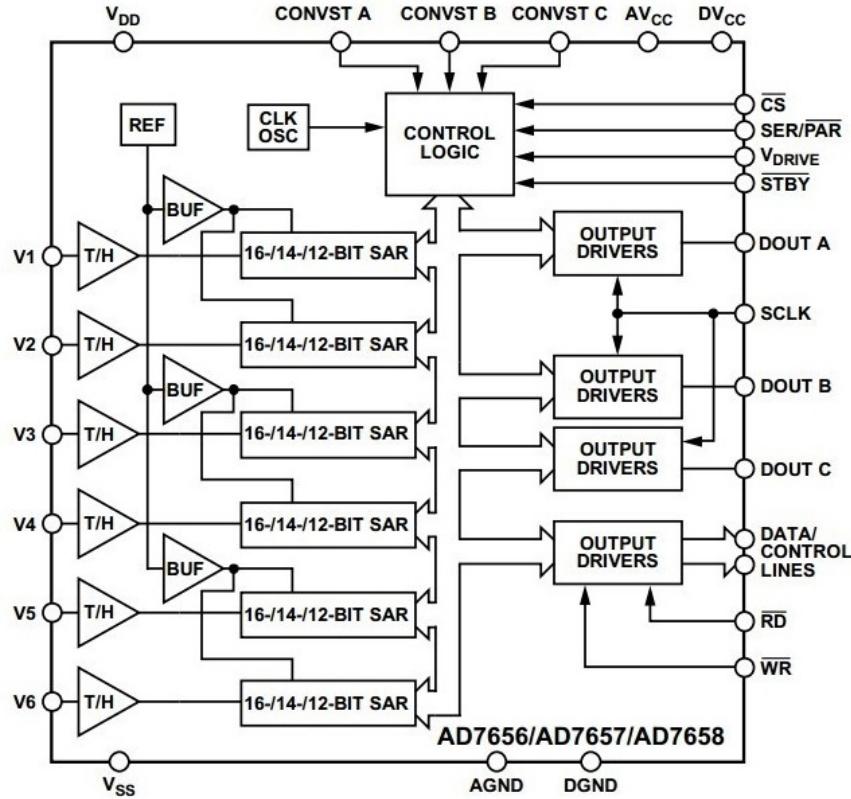


图 4.18 AD7656 内部结构框图

Fig. 4.18 Internal structure diagram of AD7656

的并行或串行的数据传输方式在硬件上通过 SER/PAR 引脚进行选择，当此引脚处于低电平时，选择并行接口。当此引脚处于高电平时，选择串行接口模式。

AD7656 的模拟信号输入采取了单端输入方式，输入信号的电平范围为两种： $\pm 10V$ 和 $\pm 5V$ 。可通过两种方式选择输入信号电平范围，硬件上通过 RANGE 引脚设置，软件上通过配置控制寄存器的 RANGE 位来选择。AD7656 的转换分辨率与输入信号的范围有关，当输入信号的电平范围为 $\pm 5V$ 时，ADC 分辨率能达到 $0.153mV$ 。

4.5.3 A/D 前端调理电路设计

为了使从模拟信号处理通道输出的信号源与 AD7656 要求的输入信号相匹配，本课题对信号源的信号进行前端调理电路调整，在 AD7656 前端的调理电路中加入了阻抗匹配和抗混叠滤波电路。

AD7656 的输入端很可能对信号源信号分压，从而影响采集转换信号的精度，所以设计阻抗匹配电路是非常必要的。在 AD7656 前级输入加入由运算放大器构成的电压跟随器能够获得较低的输出阻抗，从而驱动 AD7656 的输入端，电路原理如图 4.19 所示。AD7656 输入端具有容性负载特性，通常需要一个电阻和电容组成外部补偿电路用以减少容性负载的影响。同时，电阻和电容还可以做低通滤波器，实现抗混叠滤波电路的效果。

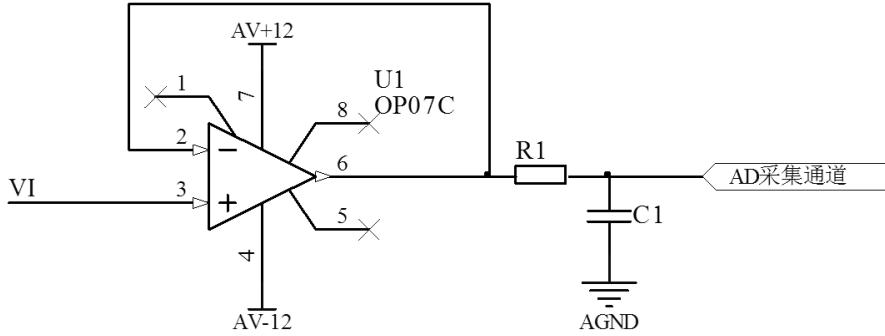


图 4.19 AD7656 前端调理电路

Fig. 4.19 The front conditioning circuit of AD7656

4.5.4 A/D 与 DSP 接口电路设计

AD7656 与 TMS320F28335 控制器接口电路采取并行接口设计，接口电路如图 4.20 所示。

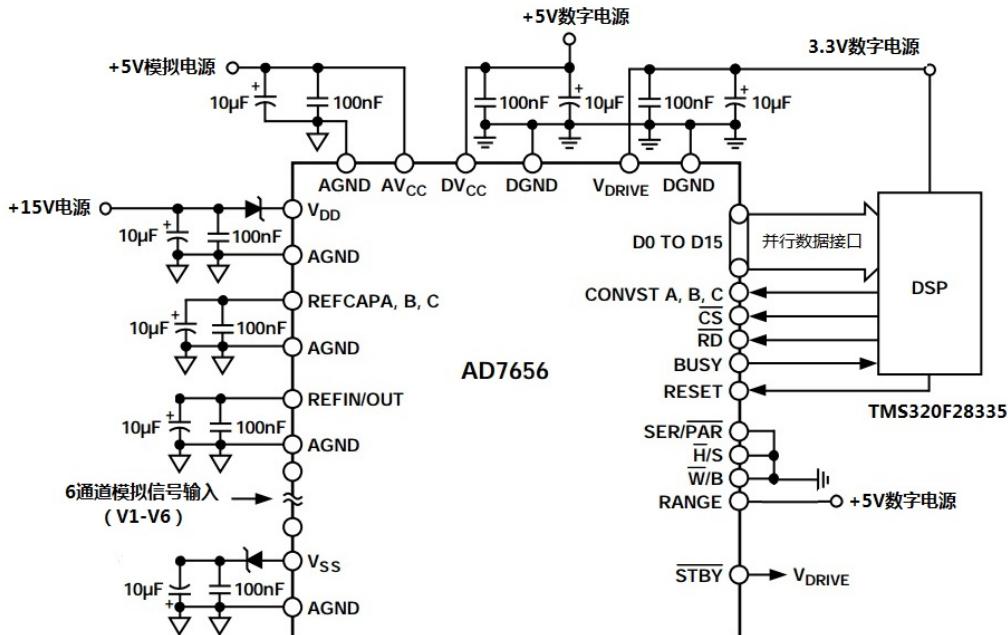


图 4.20 AD7656 与 DSP 接口电路

Fig. 4.20 Interface circuit of AD7656 and DSP

在电路设计时，AD7656 器件具有八个 AV_{cc} 电源引脚，每个 AV_{cc} 电源引脚均需要通过一个 $10\mu F$ 钽电容和一个 $100nF$ 陶瓷电容进行良好去耦。AD7656 即可采用内部基准电压源工作，也可以采用外部施加的基准电压源工作。在本电路中，器件被配置为在内部基准电压源下工作。

当 AD7656 的 H/S SEL 引脚接地时，AD7656 在硬件选择模式下工作，可以根据硬件选择引脚上的逻辑电平来配置 AD7656。本电路中在硬件选择模式下将 AD7656 的

SER/PAR 管脚接地使 AD7656 工作在并行接口方式。同时，将 RANGE 引脚接地从而选择 $\pm 5V$ 的模拟输入范围。而控制转换启动的 CONVST A、CONVST B 和 CONVST C 引脚接入 DSP 控制器，由 DSP 通过软件激活 CONVST 输入从而启动 AD7656 的转换。CONVST A 用来对 V1 和 V2 启动同步采样，CONVST B 用来对 V3 和 V4 启动同步采样，而 CONVST C 用来对 V5 和 V6 启动同步采样。本课题只使用了前三路模拟输入通道，其余模拟输入通道接地。

4.6 温控电路设计

工作环境温度的变化对光电探测器和 LED 光源的性能有重要影响，当环境温度超出探测器的工作温度时会使光电探测器的暗电流增大，同时探测器的噪声会变大，探测器在近红外谱段的灵敏度也会降低。而温度的剧烈变化也会引起 LED 光源发出的近红外波段发生偏移。为了使探测器和 LED 光源保持良好的工作性能，必须对其工作环境温度实现控制。本课题采用数字温度传感器 DS18B20 进行温度采集，通过 PID 控制算法，利用 PWM 脉宽调制技术驱动半导体制冷，从而实现对温度的调节。

4.6.1 温度检测电路

本课题采用 DALLAS 半导体公司生产的 DS18B20 温度传感器，其测温范围为 $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ ，测温分辨率为 0.5°C 。它具有微型化、低功耗、抗干扰能力强、易与微处理器接口等优点，它集温度测量，A/D 转换于一体，只需一根端口线就能与单片机通讯，测量系统电路简单，易于实现。温度测量电路如图 4.21 所示。

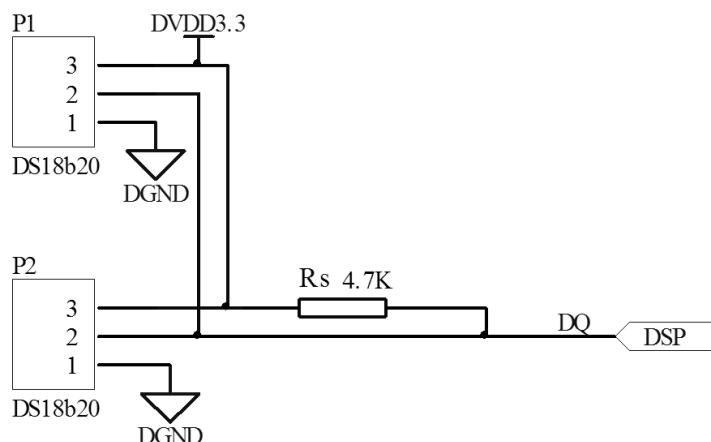


图 4.21 测温电路

Fig. 4.21 The temperature measurement circuit

本文设计了两路 DS18B20 电路，一路用于探测器温度的测量，与半导体制冷电路形成闭环温度控制系统；另一路用于恒流源激励电路的温度测量，因为恒流源电路板上使用了多个大功率三极管，持续的发热会引起放大器电路温漂，从而导致测量误差。如果测量该板级电路点的温度过大，则通过风扇电路对其进行降温。

4.6.2 半导体制冷电路

半导体材料具有最佳的热点能量转换特性，给半导体材料通过直流电时具有制冷功能，这是半导体制冷的原理。与常规的机械制冷相比，半导体制冷具有无运动部件、体积小、制冷速度快、调节性能好和易于微型化等优点，在一些场合有着别的制冷方式无法替代的作用^[58]。介于本课题对制冷器安装空间的限制，采用微型半导体制冷片制冷方式对探测器温度进行控制。

半导体制冷电路主要由半导体制冷器和驱动电路组成。半导体制冷器是电流型器件，其制冷效果由流过其内部的电流大小决定，电流越大，制冷功率越高。DSP 控制器通过发出 PWM 脉宽信号来控制流过制冷片的电流，但是由于控制器本身的输出功率非常小，因此需要对输出功率进行放大到足以驱动半导体制冷片，其制冷电路图如图 4.22 所示。

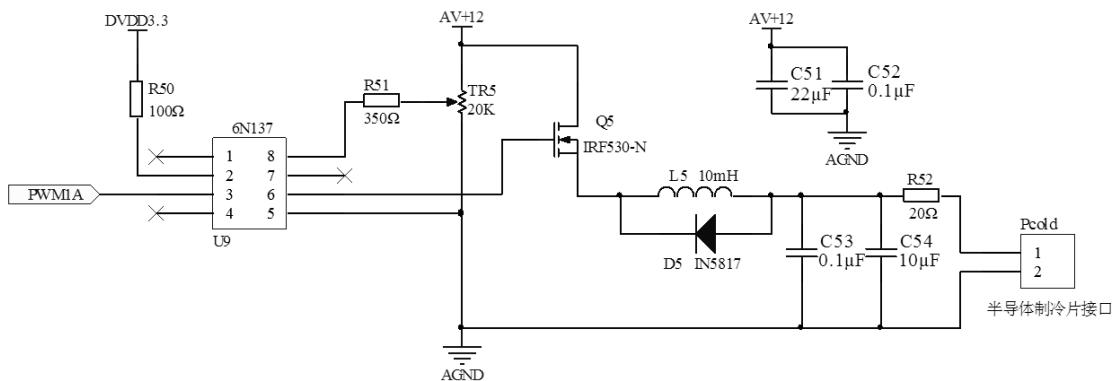


图 4.22 半导体制冷电路

Fig. 4.22 Semiconductor refrigeration circuit

PWM 控制方式是靠改变脉冲宽度来控制输出电压，通过改变脉冲信号占空比就可以实现输出电压的精确调制，能够很好避免其他方式容易超调的情况出现。制冷电路部分与数字部分使用的是不同的电源，为避免互相干扰，采用高速光耦 6N137 进行隔离。PWM 的输出电压通过一个简单的 V/I 变换，将直流信号转换为电流信号，该电流就是流过半导体制冷片的电流。如此，通过控制 PWM 输出方波的占空比，就能够精确调节流过半导体制冷片的电流，从而控制制冷片的制冷功率。

4.7 本章小结

本章详细介绍了构成水分测量系统的各部分硬件电路及原理，包括 LED 光源的激励驱动信号、模拟信号输入通道的设计、A/D 采集电路以及主控 DSP 控制器和其外围的数字电路。着重分析了模拟信号处理的电流的具体设计与优化，并对前置放大器的噪声进行了分析。同时本章详细介绍了 A/D 芯片 AD7656 的特点和以及在模数转换电路中的工作方式，并简单介绍了温度检测与半导体制冷电路的实现。

第 5 章 水分测量系统的软件设计

软件设计是本课题非常重要的部分工作，本章将对水分测量系统的软件部分进行设计和说明，包括两大部分：下位机软件设计和上位机软件设计。下位机软件设计除了阐述正弦信号发生程序、数据采集程序、控制器与工业串口屏通信程序以及温控程序外，重点实现了数字锁相放大器的 C 语言算法实现。从 A/D 采集回来的正弦信号序列经过数字锁相放大器后能够得到高信噪比的信号幅值，从而参与烧结料水分含量的计算。上位机主要是组态工业串口屏软件的设计，串口屏能够直观、实时地显示当前物料的水分含量，是水分测量系统必不可少的人机交互窗口。

5.1 软件系统总体设计

水分测量系统的软件设计包括下位机 DSP 驱动程序的设计、数字锁相放大器算法设计以及组态工业串口屏设计。其中，DSP 驱动程序主要实现正弦信号的发生、模拟数据的采集、数据的实时通讯、温度的检测和控制以及指示报警等功能。系统整体的软件流程如图 5.1 所示。

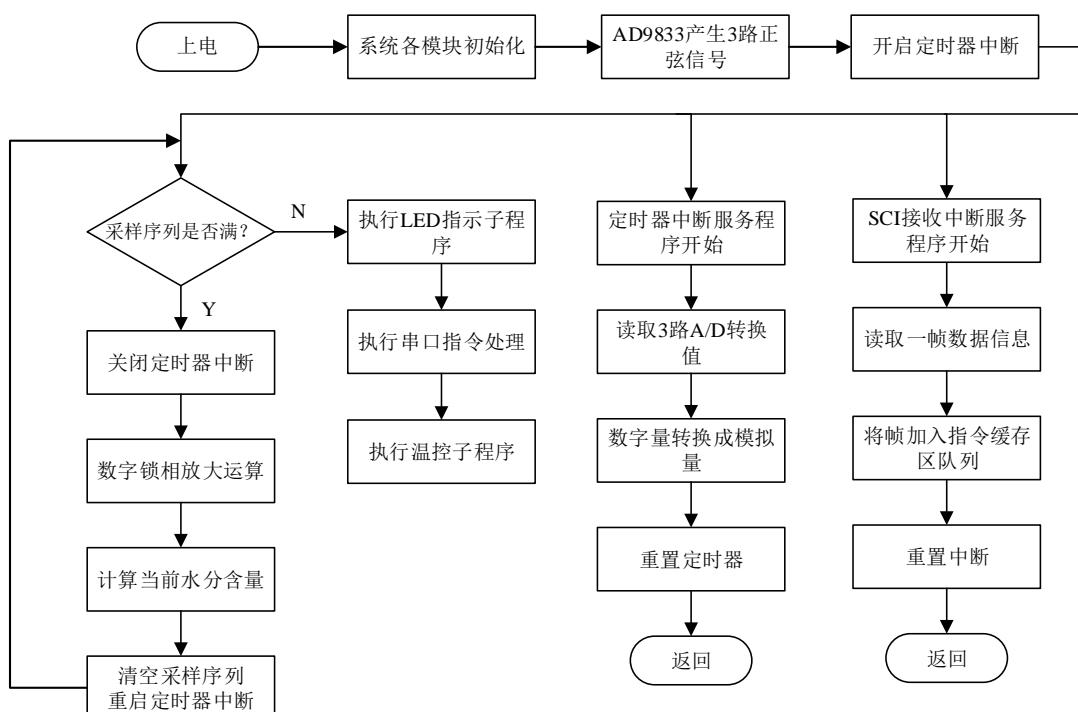


图 5.1 系统软件流程图

Fig. 5.1 System software flow chart

5.2 下位机软件设计

5.2.1 正弦信号发生程序的设计

DSP 控制器通过 SPI 接口方式可以对 AD9833 进行编程，从而控制其产生所需要的波形。这里采用 MOSI 主出从入的工作模式，即 DSP 作为主器件控制 AD9833。按照 AD9833 数据手册上 SPI 的控制时序图，在串口时钟的作用下，数据以 16 位的方式加载到设备上。

AD9833 内的寄存器为 16 位，通过对 AD9833 的控制寄存器、频率寄存器和相位寄存器写入控制字可完成对 AD9833 的配置。AD9833 的数据写入流程以下面的例子说明。如果要输出 100Hz 的正弦信号，相位为 0°，则通过 SPI 输入数据依次为：0x2100，0x4A7C，0x4000，0xC000，0x0000。其中 0x2100 设置控制寄存器，表示进入配置状态；0x4A7C 与 0x4000 表示在频率寄存器 0 中写入 0x0A7C（低位在前）；0xC000 表示在相位寄存器 0 中写入 0x000；0x0000 表示输出使能，信号频率为频率寄存器 0 中存储的频率，相位为相位寄存器 0 中存储的相位，输出信号为正弦波。

AD9833 的软件流程图如 5.2 所示。

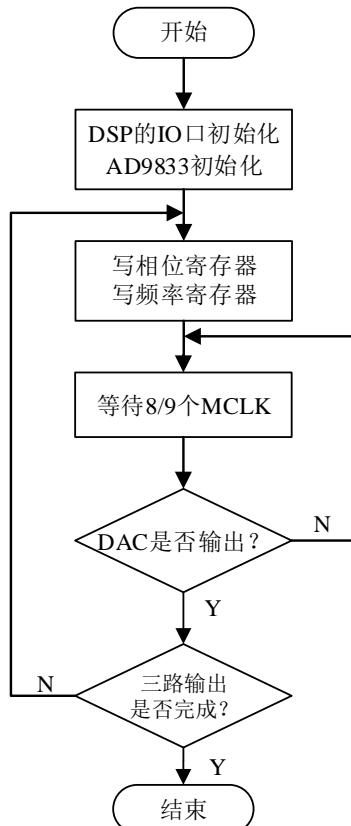


图 5.2 AD9833 软件流程图

Fig. 5.2 AD9833 software flow chart

5.2.2 数据采集程序的设计

本课题有三路正弦信号进入 A/D 转换通道进行同步模数转换，所以对于 AD7656 而言，其采样频率的选取应综合三路正弦信号采样频率满足奈奎斯特采样定律以及 AD 芯片最大转换速率进行考虑。基于第三章节对数字锁相放大器的仿真和分析，本文选用 120kHz 作为采样频率对这三路信号进行采样和转换，每路信号连续采集 420 个点序列。

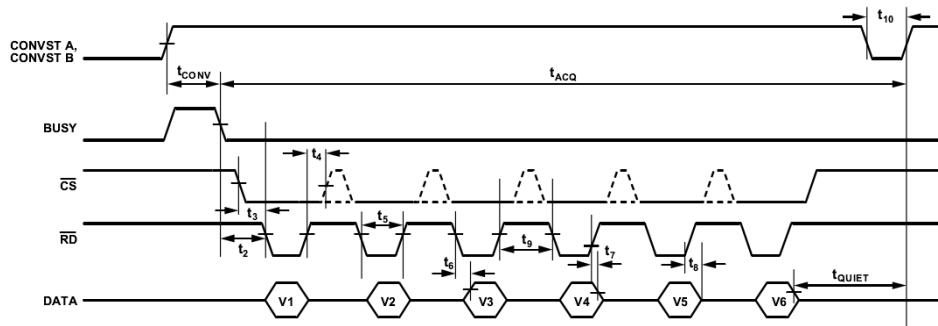


图 5.3 AD7656 并行接口模式工作时序图

Fig. 5.3 Work sequence diagram of AD7656 parallel interface mode

本文采用 AD7656 并行工作模式，图 5.3 所示是 AD7656 在并行方式下的工作时序图。首先通过脉冲激活 CONVST 输入来启动模数转换，并保持为高电平。当转换过程结束后，BUSY 信号会出现下降沿，此时，可通过控制片选和读信号引脚来依次读出各个通道的 AD 转换值。在读出转换值后，改变 CONVST 为低电平，为下一次转换做准备。本课题通过控制 CONVST A 和 CONVST B 信号转换前 4 路通道的模拟信号，前 3 路信号为待测信号，第 4 路信号为模拟地。

本文设计的数据采集程序主要包括 TMS320F28335 的 IO 口初始化、AD7656 控制时序的产生及状态查询、采集数据的处理。其程序的流程图如图 5.4 所示。

5.2.3 数据通讯程序的设计

下位机的通讯程序主要功能是将 DSP 处理后的数据发送到组态工业串口屏进行显示，本文设计的通讯采用 TMS320F28335 的串行通信接口（SCI），与 UART 类似。SCI 接收器和发送器各自拥有一个 16 级深度的 FIFO，也各自拥有自己的使能和中断位，两者都能独立进行半双工通信，或者联立建立全双工通信。为了保证数据的完整性，SCI 模块会对接收到的数据进行简断检测、奇偶性、溢出和帧错误等检测。通过一个 16 位波特率寄存器的编程，可配置不同的通信速率。

本课题采用的组态工业串口屏是集 TFT 显示驱动、图片字库存储、GUI 操作、RTC 显示及各种组态控件于一体的串口显示终端。本章第 5.4 节将对该触摸屏做详细的介绍。

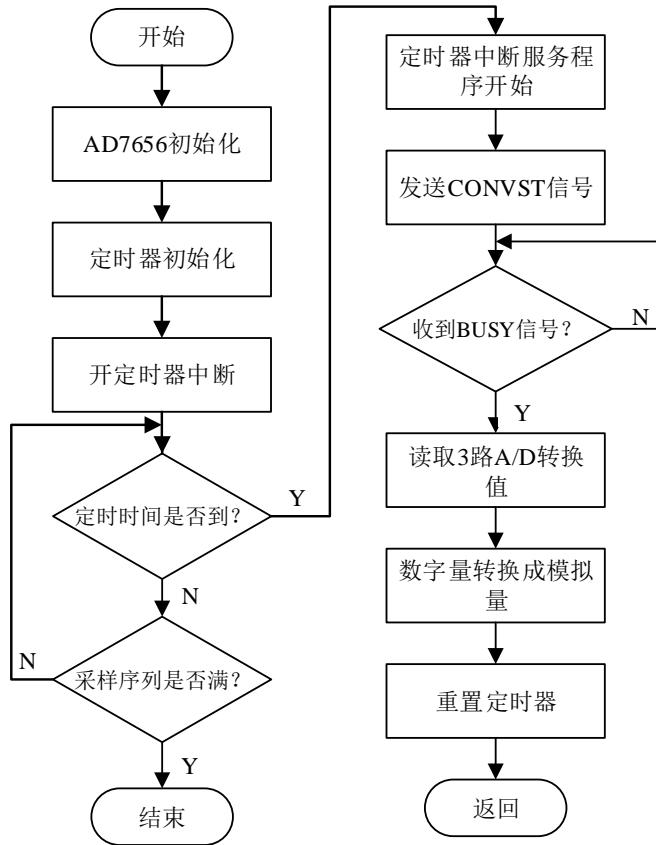


图 5.4 数据采集程序流程图

Fig. 5.4 Data acquisition program flow chart

工业串口屏通过指令帧的方式与微控制器进行数据通信。当触摸屏有画面切换或动作更新时，会通过一定格式的指令帧将信息发送回下位机，下位机接收到帧信息并对帧信息解释后执行相应的处理，并按照指令帧的格式将动作信息或数据信息发送给触摸屏。一条完整的串口指令帧格式如表 5.1 所示。如果指令参数大于 1 个字节，则高字节在前、低字节在后。指令的最大长度为 1024 字节（包含帧头和帧尾），数值均为十六进制。串口格式：8 位数据位、1 位停止位、无效验位。

表 5.1 无 CRC 校验指令帧格式

Table 5.1 No CRC check instruction frame format

指令	EE	XX	XX XX … XXX	FF FC FF FF
说明	帧头	指令	指令参数	帧尾

为了使 DSP 控制能够很好的接收或发送指令来控制触摸屏显示，本课题设计如图 5.5 所示的程序驱动架构，其中最下层为用户处理串口的硬件驱动，往上一层为串口屏的命令帧驱动，再上面一层是串口消息响应处理函数，最上面为用户应用代码。

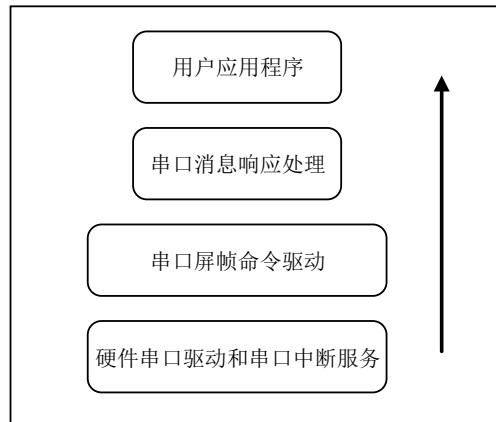


图 5.5 DSP 程序驱动框架

Fig. 5.5 DSP Driver Framework

基于以上程序框图，本课题的 DSP 与通信程序流程如图 5.6 所示。

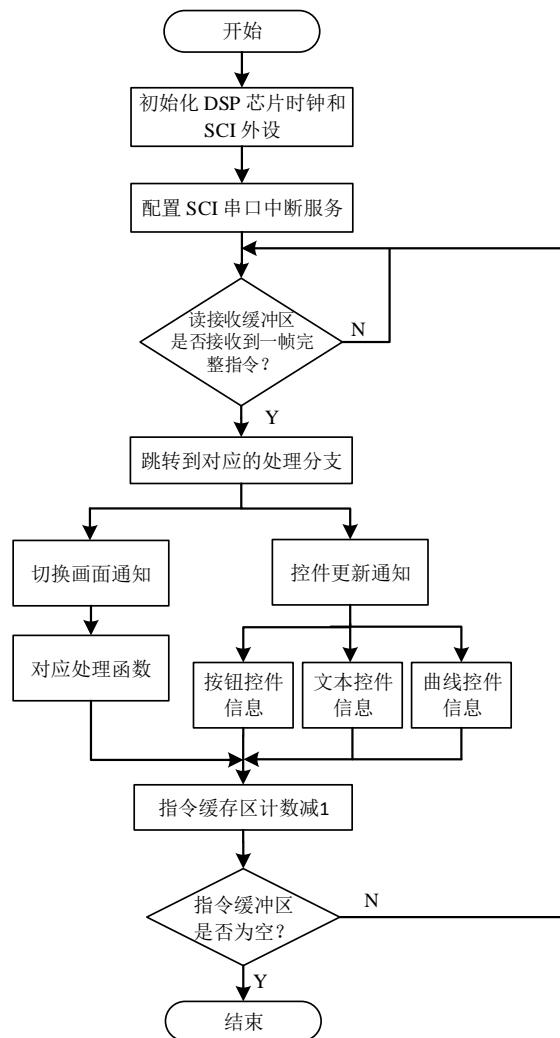


图 5.6 触摸屏串口通信程序流程图

Fig. 5.6 Program flow chart of touch screen serial communication

5.2.4 温度控制程序的设计

温度控制系统具有时变性、滞后性和非线性的特点，所以建立温度控制系统的精确数学模型是困难的。在工程实际中，应用最为广泛的控制规律为 PID 控制，PID 控制器具有稳定性好、工作可靠、参数整定方便、结构改变灵活、鲁棒性强等优点，本文采用数字 PID 进行温度控制。数字 PID 控制器源于模拟 PID 控制器，在其基础上，将其数字化得到差分方程的形式。数字 PID 算法有位置式和增量式两种，增量式 PID 算法只需要计算最近的三次偏差值，累计误差相对较小，因此，本文采用增量式 PID 算法对温度进行控制。

$$\begin{aligned}\Delta y(k) &= y(k) - y(k-1) \\ &= K_P[e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D[e(k) - 2e(k-1) - e(k-2)]\end{aligned}\quad (5.1)$$

式 5.1 为增量式 PID 算法^[59]。式中， $e(k)$ 为第 k 次采样偏差， $e(k-1)$ 为第 $k-1$ 次采样偏差， $e(k-2)$ 为第 $k-2$ 次采样偏差。

温度通过数字温度传感器 DS18B20 进行采集，DS18B20 采用单总线方式与控制器进行通讯。首先要复位 DS18B20 并对其进行初始化，然后 DSP 发送相关控制指令给 DS18B20 以获取温度并转换，紧接着再次对 DS18B20 进行复位，DSP 发出相关指令读取 DS18B20 中寄存器中存储的温度数据。本课题需要测量两点的温度，两个温度传感器挂接在同一条数据线上，所以在读取温度数据时，需要连续读取两次温度数据，温度控制流程图如图 5.7 所示。

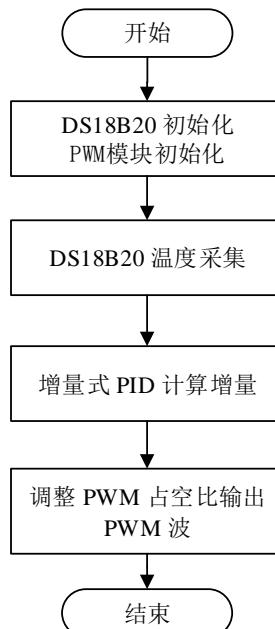


图 5.7 探测器温度控制流程图

Fig. 5.7 Temperature control flow chart of the detector

5.3 数字锁相放大器软件设计

本文第三章节对数字锁相放大器进行过详细的分析，其核心的相关运算由 DSP 内部软件实现，主要包括：

- (1) 参考信号的产生。
- (2) 相敏检波运算的实现。
- (3) 数字低通滤波器的实现。
- (4) 幅值的计算输出。

5.3.1 参考信号的产生

基于 DSP 产生正弦序列的方法有很多，在精度和运算速度上也会有差异，下面将介绍几种常用的方法。

(1) 函数法

通过利用 DSP 内部的正弦函数直接计算，给出精确到每个角度的正弦波形值，该方法算法简单，占用的存储空间小，精度可以通过算法进行调整，但计算量大，耗时。通常用于精度要求高，实时性要求低的场合。

(2) 查表法

查表法是一种最直接的方式，设计者可以根据运算的需要提前计算好所有可能出现的正弦函数值，将这些结果编排成数据表，使用时根据所需正弦信号的频率和相位在正弦表中找到对应的正弦值。该方法实时性好，可以快速产生所需的正弦信号，但在精度要求高的情况下就需要使用很大的表来存储标准正弦信号，即需要大量的存储空间，所以该方法通常适用于实时性要求高，精度要求相对低的场合^[60]。

(3) 级数逼近法

级数逼近法是用级数的方法在某一自变量取值范围内去逼近数学函数，而将自变量取值在此范围外的函数值利用一些数学关系，用该范围内的数字来表示。对于正弦信号。从正弦函数的对称性可知，只需要计算取值在 $[0, \pi/2]$ 内的函数值就可以推断出所有取值范围内的函数值。级数逼近法的最大优点是灵活度高，且不存在误差积累，使用范围较广，但是要获得较高的精度需要的时间复杂度也大。

本文选用了函数法和查表法相结合的方式来产生正弦信号，由于三角函数的周期性，只要存储三角函数一个周期的函数值，就能获得整个采样序列所有采样点的正弦值。因此，使用正弦函数来产生一个周期三角函数值，将该周期采样值存入数组中，在使用时直接查找对应的正弦值即可。

对一个周期的正弦值进行采样的代码实现是：

```

for ( i = 0; i < N; i++)
{
    SIN_TAB[ i ] = sin( 2πif/fs );
}

```

上述语句中, f 是正弦序列的频率, f_s 是正弦序列的采样频率, N 是一个周期的采样点数, $N = f_s/f$, N 必须是整数。

得到一个周期的采样值后, 存储在数组 SIN_TAB[N] 中, 可通过查表的方式获得整个序列的采样点值, 代码实现是:

```

for ( i = 0; i < Length; i++)
{
    sin_wave[ i ] = SIN_TAB( i % ( Length/N ) ); Length 为正弦参考序列的长度
}

```

上述设计的是正弦信号参考序列的生成方式, 余弦信号序列可通过正弦信号移相 90° 的方式产生。

5.3.2 相关运算的实现

本节重点介绍数字锁相放大器的核心算法相关运算的 C 语言实现, 带噪声的正弦信号与同频正弦参考信号做同相相关, 与同频余弦参考信号做正交相关。根据式 3.16 编写程序来实现相关运算。

相关运算算法的流程图如图 5.8 所示。

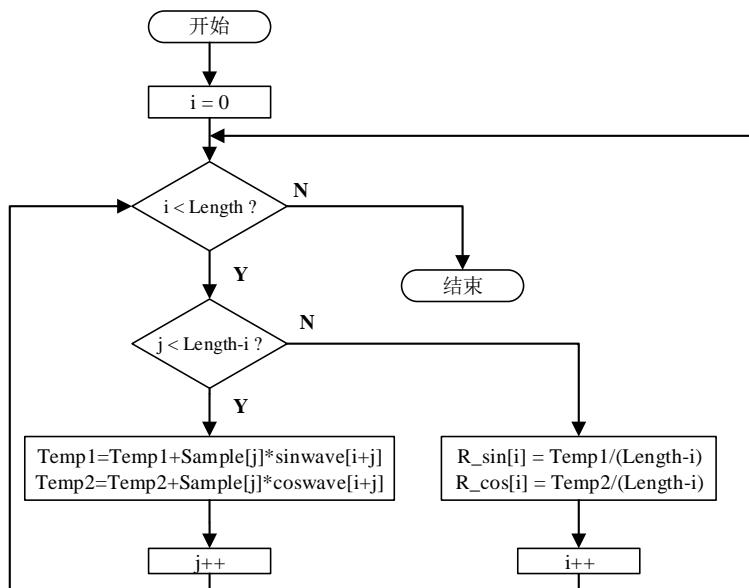


图 5.8 相关运算流程图

Fig. 5.8 Related operation flow chart

Temp1 是正弦序列与待测信号乘累加之和, Temp2 是余弦序列与待测信号乘累加之和, 待测信号的数据长度 Length 决定了乘累加运算的次数。每次乘累加运算后进行无偏估计, 得到一个 R_{sin} 和 R_{cos} 值。因此最后能够得到一个长度为 Length 的 R_{sin} 序列和 R_{cos} 序列, 即同相相关结果和正交相关结果。

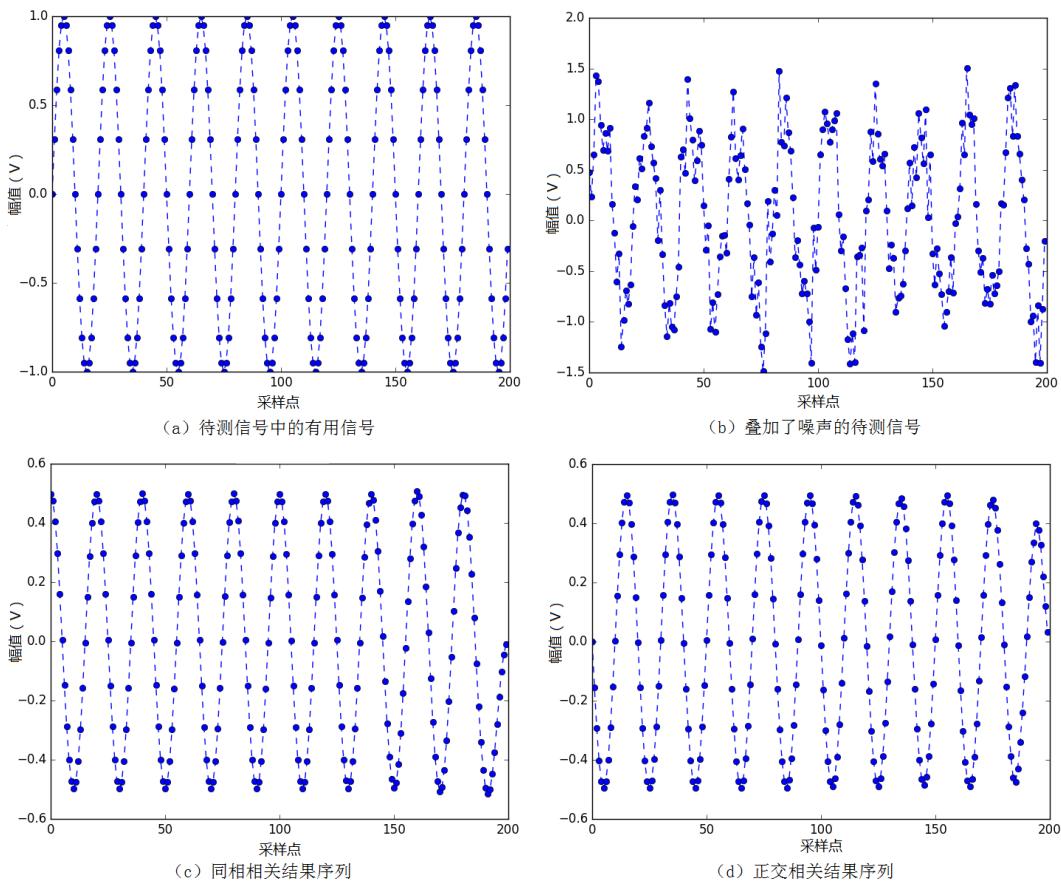


图 5.9 相关运算输入和输出结果图

Fig. 5.9 Correlation operation input and output result diagram

对上述设计的相关运算代码进行测试, 测试在 DSP 硬件平台上完成, 图 5.9 是参与运算的输入信号和输出离散信号图。a 图是用于测试的信号, b 图是在 a 图所示的信号上叠加了随机白噪声, 经过相关运算后, 输出同相相关结果序列和正交相关结果序列, 可以看到, 两个相关结果序列的波形比较平滑, 大部分的噪声被滤掉了。

要想获得有用信号的输入信号的幅值, 需对两相关结果序列进行幅值计算, 根据式 3.19, 将同相相关结果序列和正交相关结果序列对应数据进行平方求和再开方运算, 得到输入信号的幅值序列, 其实现代码为:

```
for ( i = 0; i < Length; i++)
{
    ampli_out[ i ] = 2*sqrt( R_sin[ i ]*R_sin[ i ]+R_cos[ i ]*R_cos[ i ] );
}
```

5.3.3 数字滤波器的设计

经过相关运算得到的信号幅值序列中，包含了其它的频率的成分，只有通过低通滤波器滤掉高频成分，留下直流成分，才能真正的得到输入信号的幅值。本节将对数字低通滤波器进行设计。

5.3.3.1 FIR 滤波器的设计

DSP 处理器是专为数字信号处理设计的，所以在 DSP 上可以有效实现数字滤波器，且速度快、稳定性好、编程方便。数字滤波器分为无限冲激响应滤波器（IIR）和有限冲激响应滤波器（FIR）。FIR 滤波器在保证幅度特性满足技术要求的同时，很容易做到严格的线性相位特性^[61]。同时，FIR 滤波器没有反馈回路，稳定性高且过渡过程具有有限区间，本文采用 FIR 数字滤波器实现数字低通滤波。

FIR 滤波器的设计方法主要有窗函数设计法和频率抽样设计法等，其中窗函数设计法是最基本的设计方法。在设计 FIR 滤波器中，一个最重要的计算就是加窗，采用矩形窗是最直接和简便的方法，但采用矩形窗存在较大的 Gibbis 效应，且矩形窗的第一旁瓣与主瓣相比仅衰减 13dB，因此实际设计中一般采用其他窗函数。表 5.2 列出了几种常用窗函数对比。

表 5.2 几种常用窗函数对比

Table 5.2 Compared to several windows function

窗函数	旁瓣峰值衰减 (dB)	过渡带 ($\Delta\omega$)	阻带最小衰减 (dB)
矩形窗	-13	$4\pi/N$	-21
三角窗	-27	$8\pi/N$	-25
汉宁窗	-31	$8\pi/N$	-44
三角窗	-41	$8\pi/N$	-53
布莱克曼窗	-57	$12\pi/N$	-74
凯撒窗	-57	$10\pi/N$	-80

在窗函数的选择中，旁瓣幅度越低、旁瓣幅度下降越大、主瓣宽度越窄，则设计的滤波效果越好^[62]。但在实际中，这三点是很难同时满足的。而凯塞窗（Kaiser）是在给定阻带衰减下给出一种大的主瓣宽度意义上的最优结果，所以它是一种适应性较强的窗，本文选择 Kaiser 窗来设计 FIR 滤波器。

MATLAB 中的 fdatool 工具集成了数字滤波器的各种设计方法，简化了设计过程。本文利用 MATLAB 中的 fdatool 工具设计一个基于 Kaiser 窗的 FIR 数字低通滤波器。

本课题要对三路待测信号分别进行数字锁相放大器运算，所以要分别设计三路不同截止频率的数字低通滤波器。图 5.10 是对其中一路的数字滤波器设计界面，其中设置采样频率为 50kHz，通带截止频率为 4.1kHz，阻带截止频率为 6kHz，通带衰减为

1dB，阻带衰减为40dB。在设计完成后，由fdatool工具可导出单精度浮点数的滤波器系数，便得到了所要设计的FIR数字低通滤波器，滤波器阶次为50。另外的两路数字低通滤波器系数可通过类似的方式获得。

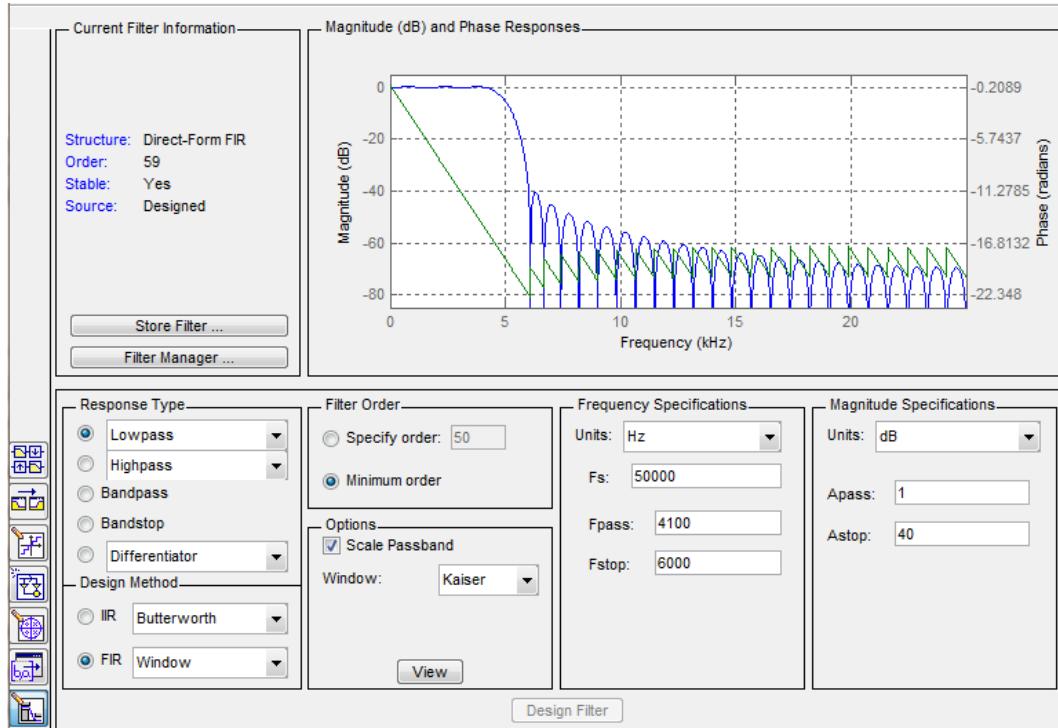


图 5.10 fdatool 数字低通滤波器设计界面

Fig. 5.10 Digital low pass filter design interface on fdatool

5.3.3.2 FIR 滤波器的 DSP 实现

FIR 滤波器工作原理就是一个离散信号序列通过一个离散滤波系统，得到离散输出信号的过程，如果滤波系统的单位脉冲响应为 $h(n)$ ，信号序列为 $x(n)$ ，输出信号为 $y(n)$ ，则他们之间的运算关系式可表示如下：

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{m=0}^M h(m)x(n-m) \quad (5.2)$$

式 5.2 表示了 FIR 滤波器的输入信号与系统响应之间的关系，即为线性卷积运算。

一般有两种方式实现 FIR 滤波：直接卷积法和快速卷积法。直接卷积法是根据卷积的迭代运算直接计算输入信号序列与滤波器系数的卷积，得到滤波器输出信号，该方法运算关系简单，但耗时较长。

快速卷积法是利用时域的卷积等于频域的乘积的关系，将时域信号转换为频域信号，进行乘积运算之后再将结果转换为时域信号而实现的^[63, 64]。由于快速傅里叶变换（FFT）可以高效地将时域信号转换为频域信号，其运算的时间复杂度为 $O(N * \log(N))$ ，因此三次 FFT 运算加一次乘积运算的总时间复杂度仍然为

$O(N * \log(N))$ 级别, 而直接卷积运算的时间复杂度为 $O(N * N)$ 。所以快速卷积与直接卷积相比, 虽然算法复杂了, 但相同的点数下运算时间短, 而且点数越多耗时就越短。

考虑到水分测量系统的实时性要求和三路锁相放大器运算对运算速度的要求, 本文选择通过快速卷积法实现 FIR 滤波。

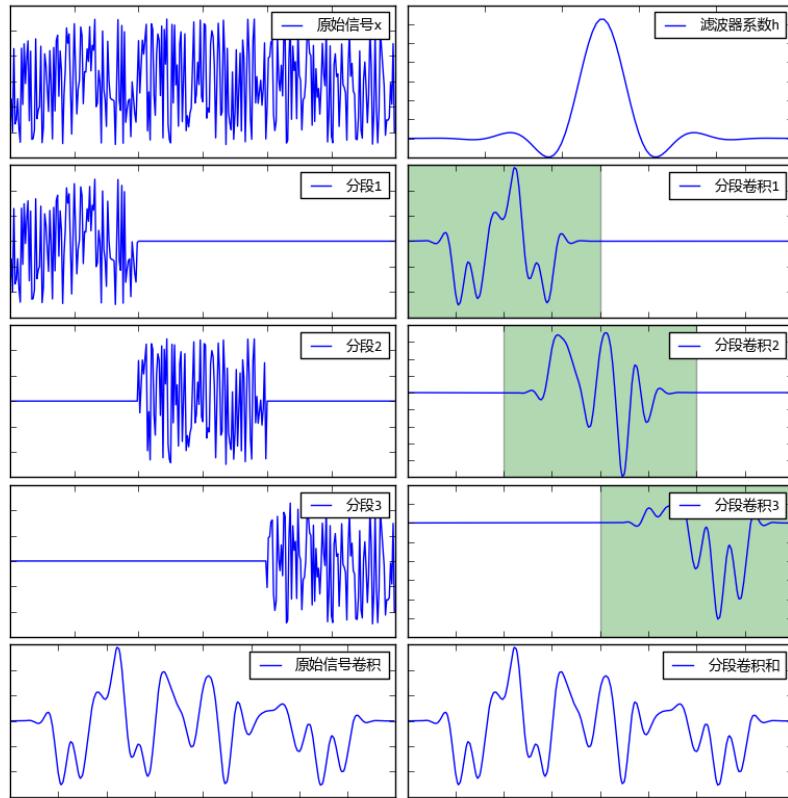


图 5.11 分段卷积过程演示图

Fig. 5.11 Demonstration of overlap-add process

在进行 FFT 运算时, 假设其所计算的信号为周期信号, 因此通过上述快速卷积法计算出的结果实际上是两个信号的循环卷积(或叫圆周卷积), 而不是线性卷积。为了用 FFT 计算线性卷积, 需要对信号进行补零扩展, 使得其长度大于线性卷积结果的长度。在本课题中, 如果低通滤波器的阶次为 50, 而参与卷积的输入信号长度为 840 点, 则需要将滤波器系数和输入信号长度均补零到至少 889 个点, 这将意味着 DSP 要做很多冗余的计算, 快速卷积运算速度快的优势也不能体现出来。所以引入分段卷积法可以解决以上的问题^[65]。

分段卷积法就是将长度很长的输入序列分解为若干个较小的段, 对每一个输入段分别计算相应的线性卷积, 然后把每段的输出按照一定地方法组合在一起, 得到最终的输出序列^[66]。根据分段方式的不同, 分段卷积法分为重叠相加法(Overlap-add Method)和重叠保留法(Overlap-save Method)两种。其中重叠相加法的分段卷积过程如图 5.11 所示。

本文通过重叠相加算法实现 FIR 滤波，其软件流程图如图 5.12 所示。

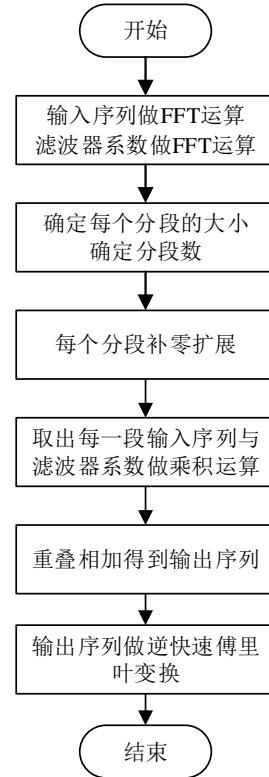


图 5.12 数字低通滤波软件流程图

Fig. 5.12 Digital low pass filtering software flow chart

为了验证 FIR 数字低通滤波器的处理效果，本文对上节中相关运算输出的幅值序列而做重叠相加法运算，得到如图 5.13 所示的信号幅值图。左图是由同相输出和正交输出计算得到的输出信号的幅值，右图是对左图所示的幅值序列做数字低通滤波器得到的输出序列。可以看到，虽然在时域上存在一定的延时，但是在曲线的中间部分能够得到一段平整的幅值，并且其幅值大小与最初给定的信号幅值大小一致。

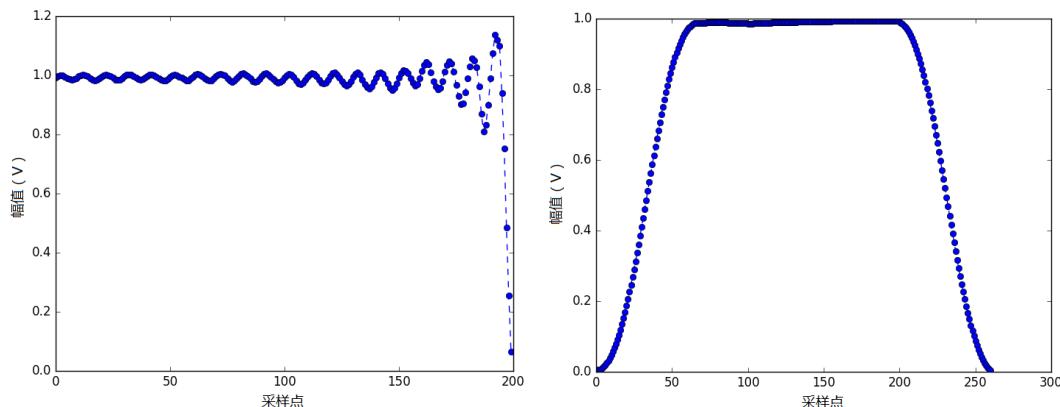


图 5.13 输入信号幅值图

Fig. 5.13 Useful signal amplitude of the signal to be measured

5.4 工业串口屏软件设计

本系统的人机交互采用组态串口触摸屏进行显示和按键等操作。当前工控领域 TFT 显示已成为发展趋势，传统的 1602、12864 以及数码管已经无法满足产品需求和用户体验。广州大彩光电科技有限公司推出的工业串口屏是集 TFT 显示驱动、图片字库存储、GUI 操作、RTC 显示及各种组态控件于一体的串口显示终端。用户单片机只需要发送相应的串口指令就可以轻松实现文本、图片和曲线显示。本课题采用该公司生产的一款基本型工业串口屏 – DC80480B070。

DC80480B070 能适应恶劣环境、强磁干扰和户外等工作场合。系统处理器采用 Cortex-M3+ 高速 FPGA 双核设计，ARM 主要进行协议解析和 USB 图片下载，FPGA 主要实现 Nandflash 的图片读取和 TFT 控制显示，内部结构如图 5.14 所示。

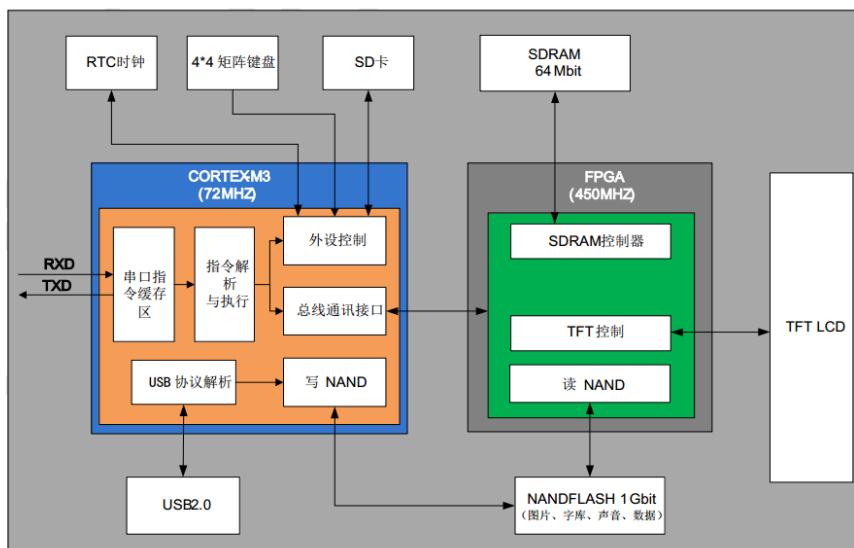


图 5.14 TFT 串口屏内部结构图

Fig. 5.14 TFT serial screen internal structure

DSP 需要一个串口就能实现文本、GUI、图片、gif 动画显示和触摸控制等功能，支持多种常用组态控件：触摸控件、文本控件、进度条、滑动条和仪表控件等。设备内部有 4.7K 字节的指令缓存区，用户主机可无等待、连续发送多条指令后退出串口程序。整个过程操作简单，程序代码量大大降低。

操作时，用户首先利用配套的上位机 VisualTFT 软件，将预先设计好的美工图片进行界面排版，并对每个画面中的按钮和其它控件进行配置，软件会为工程中的每个画面、图片和控件分配一个唯一的 ID，可以使用内置的“虚拟串口屏”进行模拟仿真，最后通过 UART 通讯方式将整个工程图片和配置信息下载到串口屏内部存储器中。

本课题为水分测量系统设计了 4 个页面，主界面如图 5.15 所示，用于显示实时水分值、探测器温度值以及为其它页面提供跳转按钮。



图 5.15 触摸屏主界面

Fig. 5.15 Touch screen main interface

图 5.16 是触摸屏的设置界面和历史曲线界面，用于在工业现场对水分仪进行参数修正，以及查看一定时间端内的历史水分含量曲线。

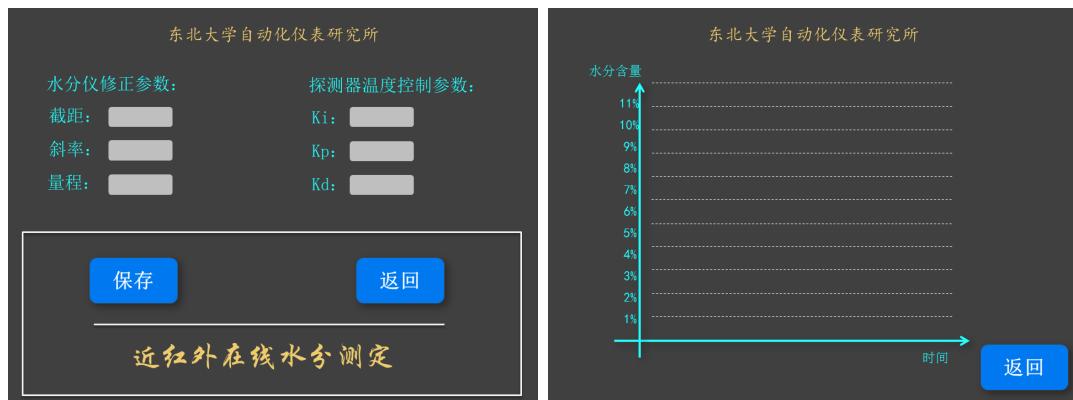


图 5.16 设置界面和历史曲线界面

Fig. 5.16 Set interface and history curve

5.5 本章小结

本章详细介绍了数据的采集与数字锁相放大器处理，特别是数字锁相放大器，本章从参考信号的产生、相关运算的实现、幅值计算和数字低通滤波器方面均做了详细的分析，并编写了基于 DSP 微控制器的软件程序，并给出了各部分的程序流程图。最后简单介绍了工业组态串口屏，编写了组态界面以及程序，实现了文本显示、参数设置等人机交互。

第6章 烧结混合料水分测量实验

本课题采用三波长水分测量方法，用来克服因被测物质地因素引起的干扰。一个测量波长和两个参比波长均对应一路信号，这里通过对着三路信号的电压值进行测量，并进行比值计算。本章将水分测量系统进行标定，对三路信号的比值与烧结混合料的水分含量建立一定的计算模型。同时，在该标定模型的基础上，对水分测量系统进行精度验证、重复性、稳定性等一系列实验，从而分析本水分测量系统的性能。

6.1 水分测量系统的标定

6.1.1 水分测量系统标定方法

本课题水分仪所检测的对象是烧结混合料的含水率，水分测量系统的标定区间为0~10%。标定方法采用国标规定的烘干法，由烘干法测得的水分值作为水分约定真值。

水分标定的实验设备及原料包括：近红外水分仪、高温烘箱、精密电子天平、计算机、烧结混合料、干燥皿、密封袋、注射器。

其中，密封袋用来包装加水后的烧结混合料，防止水分蒸发。精密电子天平的称重范围为0~210g，测量精度为0.0001g，精度能够满足标定的需要。

仪器标定的步骤如下：

(1) 选取一定量的烧结混合料，放入到高温烘箱中，将温度设置为115°C，进行加热烘干两个小时，将物料充分烘干；

(2) 将烘干后的物料冷却后放入到密封袋中，共14份。为了避免加水后物料超出天平的量程，用精密电子天平称量每份的重量为180g左右；

(3) 配置14份不同水分含量的样本，使样本的含水量尽可能在3%~10%区间上均匀分布，记录每份物料加水后的实际重量，将加完水的物料混合均匀并用密封袋对其进行密封静置一段时间，使水分与烧结料充分混合；

(4) 启动水分仪，预热一段时间后，对每份物料样本进行水分检测，每份样本的检测实际为60s，上位机软件对测量数据进行记录和存储；

(5) 水分测量结束后将14份物料放入高温烘箱中进行烘干，烘干如步骤(1)；

(6) 将烘干后的物料用精密电子天平测量每份的重量，记录每份物料样本烘干后的重量，根据之前记录的加水后的物料样本实际重量，计算出每份物料样本的真实水分值；

(7) 将测量得到结果与真实水分值进行曲线拟合和分析。

根据本文2.1.4提出的测量方式，用测量通道的电压值与参比通道的电压值做比值来消除误差，设测量通道电压值为 M_0 ，参比通道1和参比通道2的电压值分别为 M_1 ，

M_2 。则其比值 $T = M_0/(M_1 + M_2)$ 。样本的水分含量是比值的多项式，它们之间存在一一对应的关系。水分仪的标定就是选取测量区间内多个均匀分布的样本点，根据样本点的 T 值拟合出多项式的系数。

6.1.2 标定数据曲线拟合

为获得三波长信号比值 T 随水分变化的关系，根据上面所述的标定方法对含水率在 0~10% 的烧结混合料样本进行了一组标定实验，得到了实验数据如表 6.1 所示。

表 6.1 烧结混合料水分标定实验数据

Table 6.1 Experimental data of water content of sintering mixture

组号	水分含量(%)	$M_0(V)$	$M_1(V)$	$M_2(V)$	T
1	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0

根据表 6.1 中的数据，可以看出，测量通道电压值随着物料水分含量的增加而逐渐减小，水分含量较小时，减幅较大。而两路参比通道的电压值在整个测量范围内变化较小，但也有一定的减幅。测量通道、两路参比通道的电压比值 T 值随水分物料水分含量的增加而逐渐减小，其曲线如图 6.1 所示。

从图 6.1 可以看出，在水分值小于 6% 时，比值 T 随水分值的增大逐渐增加，斜率较大。在水分值超过 6% 时，随水分值的增加， T 值趋于不变。分析水分值过高时，比值 T 趋于不变的原因有：

(1) 物料含水率较高时，物料表面的颜色逐渐变深，并由于相互黏连成团状而使表面不平整，物料的散射系数发生变化，物质的散射和反射能力减弱，探测器接收到的光信号减弱。

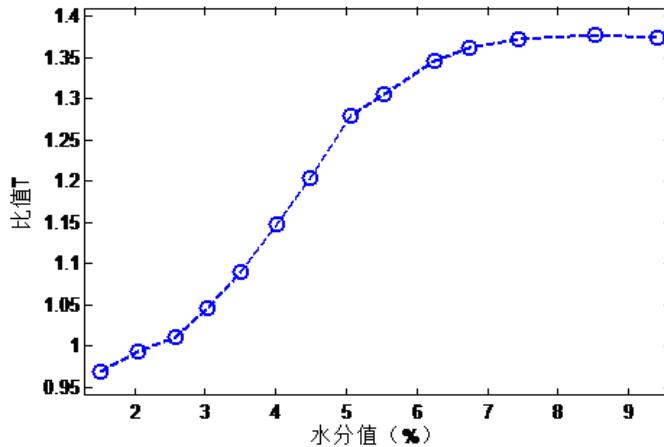


图 6.1 比值 T 随水分的变化曲线

Fig. 6.1 Ratio of T with water change curve

(2) 从微观层面上，随着含水率的增加，在水分子的作用下，物料分子间的作用力逐渐增强。这会阻碍水分子中 O-H 共价键吸收光子的能量，导致不再按一定规律吸收红外光的能量，会偏离朗伯比尔定律。

因此，在水分值较高时，一方面物料反射能力减弱，反射光分散程度增大，而使有用信号不能被有效收集；另一方面物质的理化特性也会发生较大改变，导致有用信号不按规律变化。因而在高水分时，T 值趋于不变，或有略微减小的趋势。

为了找到比值 T 和烧结料水分含量 W 之间的数学关系，需要对 T 进行多项式拟合，本文应用 MATLAB 进行三次多项式和指数函数拟合，得出拟合公式与拟合误差。

三次函数的拟合曲线如图 6.2 所示，拟合得到的三次函数为： $W =$

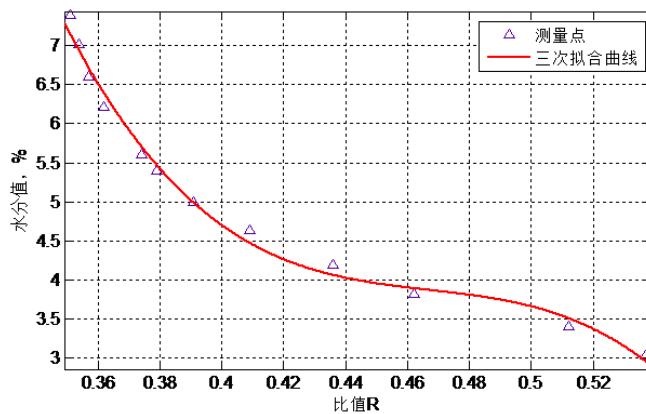


图 6.2 三次多项式拟合曲线

Fig. 6.2 Cubic fitting curve

指数函数的拟合曲线如图 6.3 所示，拟合得到的指数函数为： $W =$

三次拟合函数和指数拟合函数拟合的方差（MSE）分别为 0.1289、0.1346。最终选择三次拟合函数作为本水分测量系统的标定方程。

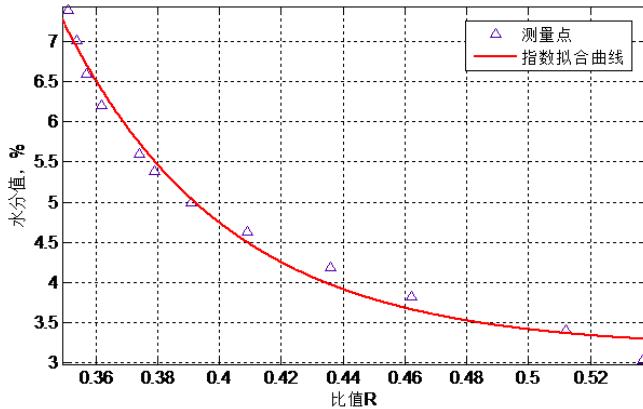


图 6.3 指数函数拟合曲线

Fig. 6.3 Index fitting curve

6.2 水分测量系统精度验证实验

为了对水分仪标定的结果进行验证，配制了若干不同水分含量的样本。使用本水分测量系统对样本进行检测，并对结果进行记录，如表 6.2 所示。

从上表中的数据可以分析出，近红外水分仪的最大测量误差绝对值为 0.34%，测量误差绝对值的平均值为 0.21%。从数据中可以看出，在测量高水分含量时，系统的测量误差较大。这是因为在测量高水分时，测量值的微小变化会造成测量结果较大的变化。而当水分含量超过测量范围时，虽然水分含量增大，但物料中水分对近红外光的吸收度趋于饱和，不再吸收更多的光能量，因而测量值将保持不变。

6.3 水分测量系统重复性实验

为了测试出近红外水分仪系统的测量精度及重复性，进行了如下实验：

- (1) 实验设备和原料同水分仪的标定实验相同
- (2) 为了避免物料水分在实验过程中蒸发而影响测量结果，配置水分含量在 3%~10% 区间上均匀分布的 5 份不同水分含量物料，在短时间内重复测量这 5 份物料，得出的数据如表 6.2 所示。

标准偏差 S 由式 6.1（贝塞尔公式）计算求得：

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^n (X_i - \bar{X})^2}{n - 1}} \quad (6.1)$$

上式中， X_i 为第 i 测量值； \bar{X} 为 n 次测量数值的算术平均值； n 为测量次数；

仪器的重复性一般用测量的相对标准偏差 C_v 来表示：

$$C_v = \frac{S}{\bar{X}} \quad (6.2)$$

表 6.2 水分测量验证实验数据

Table 6.2 Moisture measurement validation experiment data

组号	样本水分值(%)	测量水分值(%)	测量绝对误差(%)
1	0	0	0
2	0	0	0
3	0	0	0
4	0	0	0
5	0	0	0
6	0	0	0
7	0	0	0
8	0	0	0
9	0	0	0
10	0	0	0
11	0	0	0
12	0	0	0
13	0	0	0
14	0	0	0

表 6.3 水分测量重复性实验数据

Table 6.3 Water measurement repeatability experiment data

组号	测量值(%)					平均值	标准偏差
	第1次	第2次	第3次	第4次	第5次		
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0

计算求得：相对标准偏差（重复性） $C_v = 2.14\%$ 。

从上述分析中可以得出，系统的相对标准偏差为 2.14%，根据表 6.2 中的数据可以看出，物料的水分含量大的时候，系统的重复性变差。

6.4 水分测量系统稳定性实验

Wait...

6.5 水分测量系统误差分析

近红外水分测量系统在对烧结料水分进行测量时，仪器本身的性能、实验过程中存在的干扰因素以及环境因素均会影响仪器的测量精度和稳定性，水分仪的误差来源主要包括系统误差、标定误差和其他因素带来的误差。

(1) 系统误差分析

系统误差主要体现在对朗伯比尔定律应用范围存在偏离以及仪器本身存在的设计缺陷等方面。本文在第二章节中提到，待测样本水分浓度过高会影响入射光的吸收程度，在混合料水分含量较高时，物质分子间的作用的增强，导致物质的散射系数发生变化，从而使朗伯比尔定律发生偏离，引入一定的系统误差。同时，由于恒流源电路发热会使周围板间温度升高，对附近的放大器和滤波器电路均存在一定影响，虽然设计了风扇散热系统，但温度对电路板的影响仍不可忽视。此外，外界因素，如环境的光线、湿度、周围的电磁场等，都会对仪器产生影响。

(2) 仪器标定的误差

仪器在进行标定时，过程比较复杂，时间比较长，而且所有操作过程都是人工完成，这就不可避免的会产生一定的标定误差。比如，在配制含水量较低的烧结料样本时，由于水分较少，难以使水与物料混合均匀。此外，在仪器标定时，样本放置在探头下进行检测，物料表面的水分会有蒸发，这也会导致对标定结果产生一定的误差。而在曲线拟合比值 T 的过程中，也存在一定的拟合偏差。所有在标定过程中产生的这些误差都会反应在最后的拟合方程中，所以，标定拟合方程与实际情况不可能完全一致，会对测量结果造成误差。

(3) 其他因素造成的误差

在水分测量过程中，总有一些因素不可控制，或者说是无法去修定的。比如光源距离物料的距离在变化时，探测器接收的光强也是变化的。在实际测量中，很难保证物料表面是平整的、物料表面与光源的距离和定标时的距离是一致的，这就会在一定程度上对测量结果造成误差。另外，由于仪器标定时是静态标定，而实际测量时，物料在传送带上是运动的。因此，物料的动态检测与静态检测也存在一定的误差。

综合以上误差分析，有些误差是可以通过改良设计和规范操作过程进行减小的，有些误差则是无法避免的。要提高水分测量的精度，除了要提高仪器的稳定性外，还要提高仪器的健壮性，使其可以在不同的环境中正常工作，并具有一定的抗干扰能力。

6.6 本章小结

本章介绍了水分仪的标定方法，通过干燥法对水分测量系统进行了标定，并用三次曲线拟合方式得到了三波长信号比值 T 随水分变化的数学关系。在标定公式的基础上，对水分测量系统进行了一系列的实验，包括精度验证实验、重复性实验和稳定性

实验，从而分析了本课题设计水分测量系统在测量精度、重复性误差、稳定性等方面性能，最后对水分测量系统误差进行了分析。

第7章 结论和展望

7.1 结论

本课题采用一种新型近红外水分设计方案，用 LED 光源代替传统的卤素灯、卤钨灯等大功率光源，用电调制方式代替传统的机械调制。同时，为简化电路设计，提高信噪改善比，本课题应用数字锁相放大技术进行信号处理。基于上述测量方案，本课题完成了近红外水分测量的硬件电路设计及制作、下位机和上位机软件的设计。最后，以烧结混合料为检测对象，使用研制的近红外水分测量系统做了一系列的水分测量实验，达到了预期的目标。总结本论文的主要工作得出以下结论：

- (1) 分析了基于 LED 光源的光路结构，采用漫反射方式对物料进行水分检测，完成了新型近红外水分测量系统的整体方案设计；
- (2) 研究了近红外水分检测原理和锁相放大理论，针对光电探测器接收到的信号十分微弱的问题，采用数字锁相放大技术提高电路的信噪比，利用 Python 建立了数字锁相放大器模型并进行了一系列仿真实验，找到适合本课题最佳的采样频率和采样点数；
- (3) 完成了近红外水分测量系统的硬件电路的设计制作，并对电路进行调制；
- (4) 完成了近红外水分测量系统的驱动程序的编写以及数字锁相放大器算法的 DSP 实现，此外，编写了上位机触摸屏程序，实现了水分仪测量数据的实时显示；
- (5) 在实验室条件下，采用干燥法对水分测量系统进行了标定，然后对含水量在 3%~8% 之间的烧结混合料进行了水分测量实验、重复性和稳定性实验。在 LED 光源距离物料的高度为 0~150mm 时，仪器的最大绝对变化量在 0.31% 水分含量以内，重复性相对标准偏差为 2.14%，仪器的测量误差小于 0.34% 水分绝对含量。

7.2 展望

在完成以上工作的过程中，发现本课题研制的近红外水分仪仍存在许多不足之处，需要进一步进行改进和完善。首先，朗伯比尔定律适用于低浓度物质下的测量，在浓度过高时，应该针对高水分的烧结料进行一些原理性的修正。其次，本课题采用的三光路 LED 照射在物料上难以形成一致的光斑，这限制了测量的高度并削弱了三波长测量的优势，可以通过将三路光源通过光纤耦合在一起然后照射到物料的光学结构来解决这一问题。然后，本课题采用基于 DSP 的数字锁相放大器虽然能够改善信噪比，但运算量较大，耗时较长。如果采用 DSP+FPGA 相结合的方式进行数字信号处理，可提高运算速度，从而提高测量速度。最后，通过研究分析外界因素对近红外水分仪的影响，包括温度、外界光等因素，采用数据融合的方式对近红外水分仪进行整定也是提高水分仪测量精度和稳定度的一个研究方向。

参考文献

1. 方景林, 王燕. 烧结混合料水分测量方法的研究[J]. 传感器与微系统, 2000, 19(1):36-38.
2. 姜灏. 烧结混合料水分控制的神经网络建模和实验[D]. 大连轻工业学院大连工业大学, 2005.
3. 朱振宇. 基于三波段六光束反射式的近红外水分仪的研究[D]. 东北大学, 2011.
4. 彭敬兵. 自动化仪器仪表行业分析及企业发展方向研究[D]. 重庆理工大学, 2014.
5. 马学林. 我看水分分析[J], 企业标准化: 2006, 26(5): 57-58.
6. 郭怡, 李丹, 孙占辉. 浅谈卡尔费休法测定样品中水分含量及对仪器的校准[J]. 中国纤检, 2009(12):65-67.
7. 赵良羽, 李宝华, 郭怀天, 等. 基于干燥减量法水分检测仪的研制[J]. 微计算机信息, 2007, 23(26):26-27.
8. 于洋, 张宏勋. 电导法测定烧结混合料水分的研究[J]. 烧结球团, 1998, 23(4): 1-4.
9. 刘金刚, 吕庆, 刘浏, 等. 烧结混合料水含量测量方法综述[J]. 中国冶金, 2005(9):14-18.
10. 赵经武, 刘圣康, 张治平. 中子测水技术在中国的发展[J]. 同位素, 2011, 24(2): 124-128.
11. 靳忠银. 物料水分测量微波谐振腔的研究与设计[D]. 哈尔滨工程大学, 2013.
12. 董亚锋, 沙永志, 曹军. 微波测量烧结混合料水分的试验研究[J]. 烧结球团, 2008, 33(6):18-21.
13. Bona M T, Andrés J M. Coal analysis by diffuse reflectance near-infrared spectroscopy: hierarchical cluster and linear discriminant analysis[J]. Talanta, 2007, 72(4):1423-1431.
14. Claudia C, Bu D S, Both D. Comparison of near infrared and microwave resonance sensors for at-line moisture determination in powders and tablets [J]. Analytica Chimica Acta, 2011, 696(1):84-93.
15. 陆品桢. 国内外水分测量技术及水分计发展概况[J]. 分析仪器, 1990, 21(1):12-17.
16. 李玉忠. 中国湿度与水分测量技术的现状[J], 分析仪器, 2003(1): 5-8.
17. 孙桂霞. 红外水分仪在大型烧结中的应用[J]. 仪表技术, 2012, 41(11):48-50.
18. 徐恩道. 港口铁精矿在线微波水分检测技术研究[D]. 杭州电子科技大学, 2015.
19. 王树山. 基于C8051F020的便携式近红外水分仪的研制[D]. 江苏大学, 2011.
20. 邬鹏程. 烧结混合料水分检测与控制的研究[D]. 东北大学, 2012.

21. 林晓鹰. 近红外水分仪的研制[J]. 中国仪器仪表, 2001, (2):13-14.
22. 李华兴. 基于三波段六光束的反射式近红外水分仪设计[D]. 东北大学, 2009.
23. 朱振宇. 基于三波段六光束反射式的近红外水分仪的研究[D]. 东北大学, 2011.
24. 宋端阳. 基于LED的近红外水分测量研究[D]. 东北大学, 2014.
25. 翟宝峰, 郭宏林, 许会. 粮食水分检测技术的综合分析及发展概况[J]. 沈阳工业大学学报, 2001, 23(5):413-416.
26. 杨风暴. 红外物理与技术[M]. 电子工业出版社, 2014.
27. 叶玉堂. 红外与微光技术[M]. 国防工业出版社, 2010.
28. 陆婉珍. 现代近红外光谱分析技术[M]. 中国石化出版社, 2007, 13-13.
29. Huang. C. J, Han. L. J, Liu. X. Rapid measurement for moisture and calorific value of straw based on near infrared spectroscopy and local algorithm [J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2009, 28(3):184-187.
30. 孙毓庆. 分析化学. 上[M]. 科学出版社发行处出版社, 2006.
31. 李玉忠. 物性分析仪器[M]. 化学工业出版社, 2005, 51-53.
32. 陈晓东. 光电传感器应用技术[M]. 机械工业出版社, 2007.
33. 曾戈虹. 红外光子探测器与热探测器性能分析[J]. 红外技术, 2011, 33(9):497-500.
34. 罗加尔斯基. 红外探测器[M]. 机械工业出版社, 2014.
35. 陈永甫. 红外辐射红外器件与典型应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004:200.
36. 杨杰, 吴凡. 粗糙表面可见光散射特性的实验研究[J]. 中国测试, 2009, 35(2):125-128.
37. 曾庆勇. 微弱信号检测(第二版)[M]. 浙江大学出版社, 2005:122页, 47—52页
38. 高晋占. 微弱信号检测[M]. 清华大学出版社, 2004年:154-172, 242-243页.
39. 董永贵, 李庆祥. 精密测控与系统[J]. 清华大学出版社, 2005.
40. 刘俊, 张斌珍. 微弱信号检测技术[M]. 电子工业出版社, 2005.
41. 宋改青. 锁相放大器的应用及数字化设计[D]. 山西大学, 2006.
42. 胡广书. 现代信号处理教程[M]. 清华大学出版社, 2015.
43. 朱虹, 林君, 吴忠杰. 近红外光谱仪中的数字锁相技术研究[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(10): 1258-1261.
44. 刘晓明, 梁平, 仲元红. 基于数字双相位锁相放大器的前向散射能见度仪[J]. 数据通信, 2009(3):26-29.
45. Leis J, Martin P, Buttsworth D. Simplified digital lock-in amplifier algorithm[J]. Electronics Letters, 2012, 48(5):259-261.

46. Li G, Zhang S, Zhou M, et al. A method to remove odd harmonic interferences in square wave reference digital lock-in amplifier[J]. Review of Scientific Instruments, 2013, 84(2):025115-025115-7.
47. 李飞. 基于数字相关的弱信号检测方法的研究[D]. 华中科技大学, 2007.
48. 李凤鸣. 基于DSP的数字锁相放大器的设计[D]. 哈尔滨工程大学, 2011.
49. 孙志斌, 陈佳圭, SUNZhi-Bin,等. 锁相放大器的新进展[J]. 物理, 2006, 35(10):879-884.
50. 张若愚. Python 科学计算[D]. 清华大学出版社, 2012. 10-12.
51. 耿敬伟. 浅谈电磁兼容与电磁干扰[J]. 科技资讯, 2009 (6): 109-109.
52. 刘陵顺, 高艳丽.TMS320F28335DSP原理及开发编程[M], 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011, 1-23.
53. 李建闽. 基于MSP430F5438的新型水分测定仪设计[D], 长沙: 湖南大学, 2012.
54. 王蓉, 王志功, 柯锡明,等. InAlAsInGaAs HEMT跨阻前置放大器的设计与实现[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2002, 32(1):46-49.
55. 熊俊俏, 戴璐平, 刘海英等. 无限增益多路反馈带通滤波器的研究[J]. 电气电子教学学报, 2013, 35(3):84-86.
56. 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2007, 192-205.
57. 孙冬娇, 夏江涛, 张闯. 六通道同步ADC与MSP430的接口设计[J]. 四川兵工学报, 2014, 35(1):128-131.
58. 童汉维. 半导体制冷器温度控制系统的设计与实现[D]. 华中科技大学, 2010.
59. 屈毅, 宁铎, 赖展翅,等. 温室温度控制系统的神经网络PID控制[J]. 农业工程学报, 2011, 27(2):307-311.
60. 雷杨梅, 张良祖, 胡茜,等. 电力设备高质量信号发生器的查表法软件实现[J]. 现代电子技术, 2007, 30(6):105-108.
61. 李兰英, 王志超, 王峰,等. FIR数字滤波器设计与仿真[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2013, 18(3):36-41.
62. 胡琥, 万秋玉, 周彤. FIR数字滤波器的DSP实现[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2004, 9(1):61-62.
63. 李泉溪, 黄全振, 陈素霞. 基于DSP的FIR数字滤波器的实现[J]. 河南科学, 2008, 26(2):190-193.
64. Liao C, Song Y M, Yue W W, et al. Application of MATLAB in Digital Signal Processing[J]. Advanced Materials Research, 2012, 490-495(490-495):182-185.
65. Huang Q Z, Quan-Xi L I, Chen Z W. The design and application of FIR filter based on TMS320C54X[J]. Journal of Henan Polytechnic University, 2008.

66. Fan Y H, Ma X F, Jiang J S, et al. DSP Memory Allocation Strategy Based on Greedy Algorithm[J]. Advanced Materials Research, 2014, 989-994(989-994):1946-1950.

致 谢

匆匆两年半的硕士研究生生活马上就要结束了。我很荣幸在研一时成为李新光教授的一名学生，并在李老师的悉心教导下度过了一个充实的研究生生活。李老师不仅工作态度严谨，学识渊博，在我研究课题期间给了我很多宝贵的指导和建议，而且平易近人，虚怀若谷，他为人处世的方法使我受益终身！在此我衷心地感谢李老师，我也会时刻谨记李老师的教诲，在以后的工作和生活中乐观向上，不怕困难，勇于创新，用自己的勤劳和智慧回报社会和家人。

感谢师兄丁盛伟，他在我课题研究工作期间给了我很很多建议和帮助，不仅让我能够快速熟悉研究生课题工作，以最好的状态投入到研究工作中。而且在生活方面也给了我很多建议，帮助我克服遇到的各种困难。同时，也非常感谢同一个实验室的赵远东、刘伟、李艳及师妹齐金尚对我课题的帮助以及陪伴，是他们幽默的话语让我枯燥的研究工作充满乐趣，是他们温馨的建议让我的课题进展得更加顺利。

特别要感谢我的家人，他们在我多年的求学道路上不仅给我物质上的支持，更是给我精神上提供了源源不断的动力。他们一直默默地为我付出，让我接受到了良好的教育，我才能够顺利完成学业。

最后，感谢评审老师对论文的审查，并对本文提出宝贵的意见。