

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仪研究

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6月

论 文 答 辩 日 期： 2016年6月

学位授予日期： 2016年7月

答 辩 委 员 会 主 席： xxx

评 阅 人： XXX XXX

东 北 大 学

2016 年 6 月

A Thesis in Theoretical Physics

Constraining dark energy with Hubble parameter measurements

By Yu-Kun Li

Supervisor: Professor Xingguang Li

Northeastern University
June 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仪研究

摘要

20世纪末两个宇宙学研究小组发现宇宙加速膨胀以来，人们便对其加速膨胀的原因进行了深入的研究。为了解释宇宙加速膨胀，当前有两种比较流行的观点：暗能量和修改引力。迄今为止，关于宇宙加速膨胀的问题，人们已做了大量的分析，但仍无法断定暗能量和修改引力谁更能合理地解释宇宙加速膨胀。因此，基于这两大理论的提出，人们建立了许多宇宙学模型。此外随着天文观测技术的不断进步，超新星、宇宙微波背景辐射、重子声学振荡以及哈勃常数 H_0 等天文观测也为研究宇宙加速膨胀提供了大量精确的信息。因此，使用不同的观测数据组合精确限制宇宙学模型是研究宇宙加速膨胀的主要思想。

本文从两个方面研究天文观测检验暗能量的问题。首先，我们研究了未来红移漂移观测对一种典型的修改引力模型 ($f(T)$ 模型) 参数限制的影响。红移漂移观测作为当前其他天文观测方法的重要补充，它可直接测量遥远类星体 Lyman- α 吸收线的红移漂移，其测量“红移沙漠”范围为 $2 \lesssim z \lesssim 5$ 。为了避免其检验数据与其他观测数据不一致，我们选用当前观测数据的最佳拟合模型本身为基准模型，模拟 30 年的红移漂移模拟数据。然后定量地分析这些模拟数据对 $f(T)$ 引力模型参数限制的影响。结果表明：30 年的红移漂移模拟数据可以有效地打破物质密度参数 Ω_m 和哈勃常数 H_0 在当前观测数据中的强简并，从而极大地提高 $f(T)$ 引力模型中自由参数 Ω_m 和 H_0 的限制精度，但并不能有效地提高 $f(T)$ 模型自身参数的限制精度。

此外，近年来人们对哈勃参量 $H(z)$ 的数据观测问题进行了大量的研究。众所周知，目前较流行的天文观测量为光度距离和角直径距离。它们影响暗能量状态方程 w 需要对哈勃参量 $H(z)$ 进行一次积分，然而这个积分的存在必然会对宇宙观测信息检验暗能量造成一定的困扰。因此不同红移处哈勃参量 $H(z)$ 的直接测量对暗能量物理性质的研究具有重大意义。本文采用了 31 个红移在 [0.07, 2.34] 区间的哈勃参量 $H(z)$ 的直接观测数据，并用它们分析一系列典型的暗能量模型，包括 Λ CDM 模型、 w CDM 模型、CPL 模型以及全息暗能量模型。事实上，红移漂移观测的本质也是直接测量高红移 [2, 5] 范围内哈勃参量 $H(z)$ 的几何观测。因此，单独研究这些直接观测数据对暗能量限制的影响具有十分重要的意义。我们发现联合 10 年的红移漂移模拟数据与哈勃参量 $H(z)$ 的直接观测数据能够极大地提高对暗能量的限制。

关键词：暗能量；修改引力；哈勃参量；红移漂移；宇宙学参数限制

Constraining dark energy with Hubble parameter measurements

Abstract

Since two observation teams found that the universe is currently undergoing an accelerating expansion, cosmologists have studied its origin in depth. In order to explain it, there are two popular arguments: dark energy and modified gravity. So far, whether dark energy or modified gravity hasn't been totally accepted by the public. Therefore people established all kinds of cosmological models based on them. In addition, with the development of technology in astronomy, many astronomical observations, including type Ia supernova, cosmic microwave background radiation, baryon acoustic oscillations, Hubble constant H_0 and others, also provide a number of important information for our research. Therefore that combining different kinds of observations constrains dark energy is our major method to study the cosmic acceleration.

In the thesis, we study the observational test of dark energy in the following two aspects. Firstly we analyze the effect of future redshift drift measurement on $f(T)$ model. Redshift-drift observation is an important supplement to current cosmological observations because it measures the redshift drift in the Lyman- α forest in the spectra of distant quasars, covering the “redshift desert” of $2 \lesssim z \lesssim 5$. To avoid data inconsistency, we use the best-fit models based on current combined observational data as fiducial models to simulate 30 mock data. We quantify the impact of these data on parameter estimation for $f(T)$ gravity theories. Two typical $f(T)$ models are considered, the power-law model $f(T)_{\text{PL}}$ and the exponential-form model $f(T)_{\text{EXP}}$. The results show that Redshift-drift observation can effectively break the existing strong degeneracy between the present-day matter density Ω_m and the Hubble constant H_0 in other cosmological observations. For the considered $f(T)$ models, a 30-year observation of redshift drift can improve the constraint precision of Ω_m and H_0 enormously but cannot effectively improve the constraint precision of the model parameters.

Otherwise, in recent years we have done lots of research about Hubble parameter measurements. As is known to us, the usual observables are the luminosity distances or the angular diameter distances, which measure the distance-redshift relation. Actually, the property of dark energy affects the distances (and the growth factor) by a further integration over functions of $H(z)$. Thus the direct measurements of the Hubble parameter $H(z)$ at different redshifts are of great importance for constraining the properties of

dark energy. In this thesis, we show how the typical dark energy models, for example, the Λ CDM, w CDM, CPL, and holographic dark energy models, can be constrained by the current direct measurements of $H(z)$ (31 data used in total in this paper, covering the redshift range of $z \in [0.07, 2.34]$). In fact, the future redshift-drift observations (also referred to as the Sandage-Loeb test) can also directly measure $H(z)$ at higher redshifts, covering the range of $z \in [2, 5]$. We thus discuss what role the redshift-drift observations can play in constraining dark energy with the Hubble parameter measurements. We show that the constraints on dark energy can be improved greatly with the $H(z)$ data from only a 10-year observation of redshift drift.

Keywords: dark energy; modified gravity; Hubble parameter; redshift drift; cosmological parameter constraints

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 本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	11
2.3.1 传统水分测量系统简介	11
2.3.2 新型近红外水分测量方案	13
2.4 近红外水分仪光路分析	14
2.5 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 LIA 与模拟 LIA 的比较	23
3.3 数字锁相放大器仿真平台的设计和仿真	24
3.3.1 仿真平台的设计	24
3.3.2 仿真结果与分析	26
3.4 小结	29

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	39
4.4.2 次级信号放大电路	44
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	47
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	51

第五章 水分测量系统软件设计

	53
--	----

5.1 软件系统整体软件设计	53
--------------------------	----

5.2 下位机软件设计	54
5.2.1 正弦信号发生程序的设计	54
5.2.2 数据采集程序的设计	55
5.2.3 数据通讯程序的设计	55
5.2.4 温度控制程序的设计	57
5.3 数字锁相放大器软件设计	58
5.3.1 参考信号的产生	59
5.3.2 相关运算的实现	60
5.3.3 数字滤波器的设计	61
5.4 工业串口屏软件设计	65
5.5 本章小结	68
第六章 烧结料水分测量实验及性能测试	69
6.1 水分测量系统的标定	69
6.1.1 水分测量系统标定方法	69
6.1.2 标定数据曲线拟合	70
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	70
6.5 水分测量系统误差影响因素分析	70
6.6 本章小结	70
参考文献	71

第一章 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，而水分在三者关系中起着先导作用，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]。因此，各项生产过程中要求对水分含量进行检测，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，近红外水分测量有着许多优点：它可以实现对物料的非接触无损检测，分析速度快，精度高，可进行实时、连续的在线测量^[2]，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。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，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]。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^[3]。

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^[4]。

国内近红外仪器市场主要由国外仪器所占领^[2]。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，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。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。

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^[4]。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。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。

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。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，解决传统水分仪存在的问题。

1.4 本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。

第二章 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^[?]。

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。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^[7]。

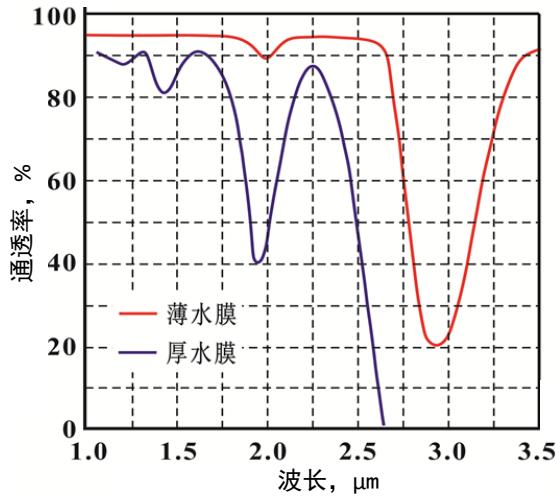


图 2.1 水的近红外光谱吸收曲线图

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^[7]，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^①。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，透过光的强度就要减弱。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。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。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，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。

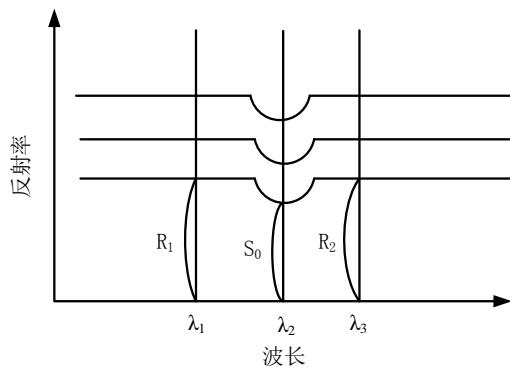


图 2.2 理想的吸收光谱

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。

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

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

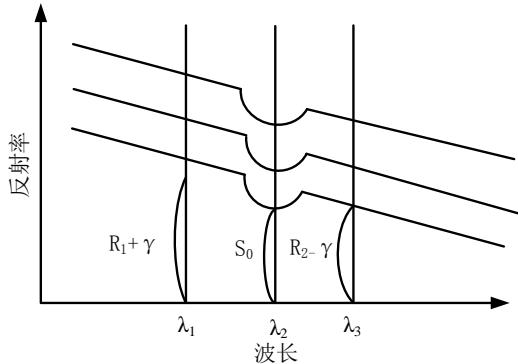


图 2.3 物料质地发生改变时的吸收光谱

Fig. 2.3 The absorption spectrum affected by changing the texture

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，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^[14]。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^[15]。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。

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

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。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。

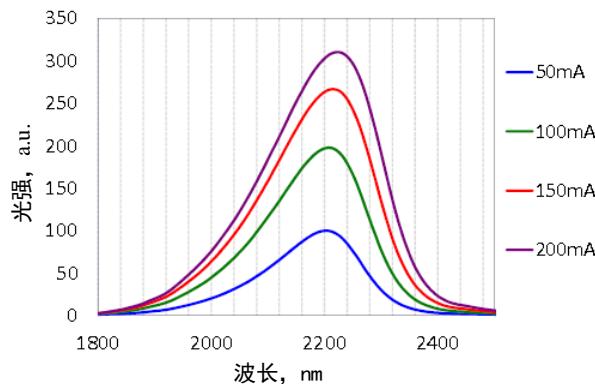


图 2.4 LMS22 发光强度特性

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。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 $1\sim 3\mu m$ 波段、 $3\sim 5\mu m$ 波段、 $8\sim 14\mu m$ 波段。这三个大气窗口的典型的红外探测器：在 $1\sim 3\mu m$ 波段是 PbS（硫化铅）和 InGaAs（铟镓砷）探测器；在 $3\sim 5\mu m$ 波段是 InSb（锑化铟）探测器、在 $8\sim 14\mu m$ 波段是 HgCdTe（碲镉汞）探测器^[7]。

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 $1\sim 3\mu m$ 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 $25^{\circ}C$ ）对比如下表。

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)	$1\sim 3.5$	$0.8\sim 1.7$
受光面敏感直径(mm)	$1\sim 25$	$0.25\sim 2$
响应时间(μs)	$(0.5\sim 5)\times 10^2$	$0.2\sim 1$
归一化探测率($cm \cdot H_Z^{1/2} \cdot W^{-1}$)	$(7\sim 15)\times 10^{10}$	$(0.5\sim 1)\times 10^{12}$
受温度影响	暗电阻增大	暗电流增大

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 传统水分测量系统简介

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。

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	0.9-1.1	0.9-1.1
暗电流, $\mu A(V=-0.2V)$	10-20	80-150
阻抗, $k\Omega$	1.5-4.0	0.4-1.2
电容, pF	800-2000	800-2000
上升下降时间, ns	100-250	100-250
探测率, $cm \times Hz^{1/2}/W$	$(0.8-2.0)10^{11}$	$(5-8)10^{10}$
敏感区直径, mm	2	2

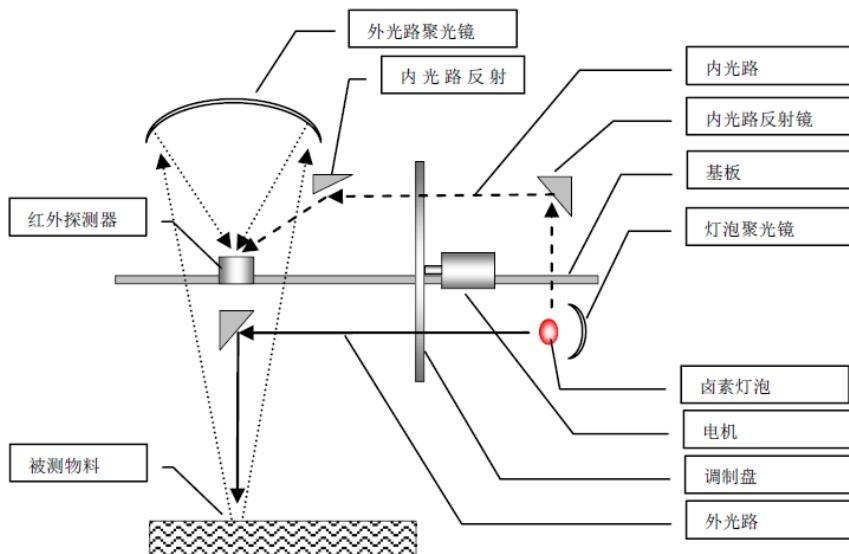


图 2.5 传统红外水分仪光学结构示意图

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，转速越

大，信号频率就越高，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是实际测量中应用的，有用波长光强占比小，实际的有用光发光功率并不大。这些光源需要较大功率的电源对它们进行驱动，发热影响也不能忽略。大功率的光源，其寿命也受到一定限制，应用一段时间后，光源的损耗导致有用光功率的下降，仪器的灵敏度也会受到影响。实际应用中往往要求红外水分仪能够长时间，不间断的连续工作，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。

2.3.2 新型近红外水分测量方案

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。

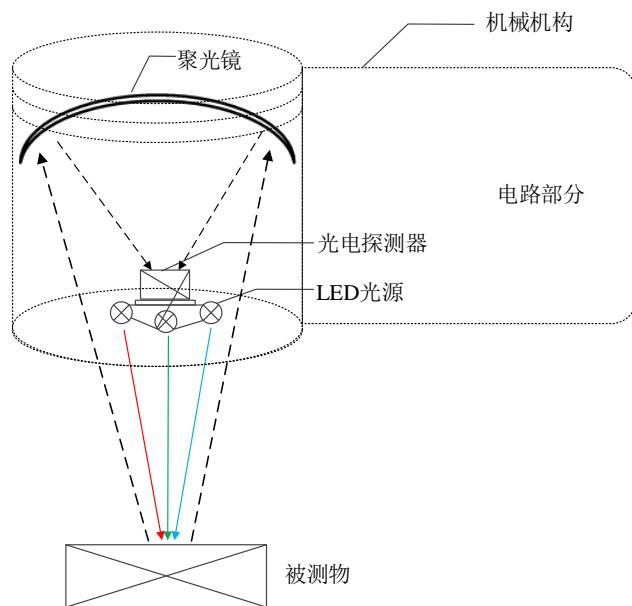


图 2.6 新型近红外水分仪结构示意图

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

图 2.6 中，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，部分光被水分子吸收，部分光经物料发生漫反射后照射到聚光镜上，然后聚光镜将光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。光电探测器输出的光电信号微弱，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^[7]，水分仪的整体检测系统结构图如图 2.7 所示。

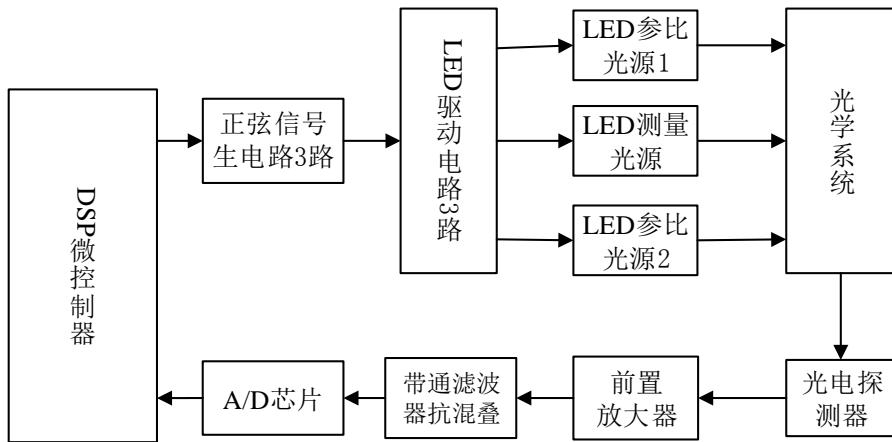


图 2.7 水分仪的整体检测系统结构图

Fig. 2.7 The overall detection system structure of water meter

2.4 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。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°C 到 90°C 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

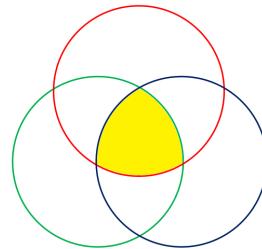


图 2.8 光斑示意图

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°C 。对于单个光源，如果 LED 光源直径为 $L = 9\text{mm}$ ，距离物料高度为 h ，透射出的光斑直径为 D ，则有

$$D = 2 \times h \times \tan(\phi) + L \approx 0.175 \times h + 9 \quad (2.7)$$

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°C ，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 $L = 9\text{mm}$ ，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 $L = 9\text{mm}$ 。根据几何分析，三个光斑重合的面积可以表示为

$$s = f(hxxxxxxxxxx) \quad (2.8)$$

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。

2.5 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。

第三章 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，因此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，并进行同步积从噪声中恢复信号波形分方法。该方法是处理周期已知的周期性重复信号的一种有效方法^①。

(2) 同步累积法：该方法基于噪声的随机性和信号的稳定性。信号在多次重复的情况下，接收端会收到不同的畸变信号，因为信号具有周期重复性，而噪声没有这种性质，因此每个周期信号所受到的干扰不同。而同步累积法指对周期信号的固定点，周期重复测量，并将所测量的值累加以使信号幅度越积越大，噪声累积后因自身的随机性可部分抵消，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^②。

(3) 相关检测法：相关方法是根据周期信号的幅度在不同时刻具有相关性，而噪声是随机的，无相关性，利用这种周期信号间的相关性及噪声与周期信号的不相关性，将周期洗好从强噪声中提取出来的方法。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^③。

(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，从而可以有效提取强噪声背景下的微弱信号^④。

(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。

(6) 光子计数技术:光子计数技术是一种探测灵敏度、分辨率极高,且具有长时间稳定性的微弱信号检测方法。单个光子会在光电倍增管中激发出光电子脉冲，该项技术就是通过分辨这些脉冲从而将光信号以数字化的方式提取出的。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^①。

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

微弱信号检测方法众多，在具体检测过程中，需根据不同信号，及不同的检测要求，并根据不同的条件来选择不同的测量方法。但其宗旨均为抑制噪声，恢复、增强和提取有用信号，即提高信噪改善比(SNIR)。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，噪声电压正比于噪声带宽的平方根，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装置^①。它以某参考信号作为比较的基准，该参考信号的频率和相位是与待测信号相同的。该参考信号只与被测信号、及与它自身同频(或倍频)、同相的噪声分量相关，而与大部分噪声不相关，从而能极大的抑制噪声，提高检测信噪比。故而使其成为一种有效的微弱信号检测装置。

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模拟相敏检波。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，然后经过低通滤波器滤除交流分量并将最后的检测结果输出。DLIA 是将 ALIA 中的核心相敏检波器由 DSP 或微处理器内部编程实现，来进行数字解调运算进而输出检测结果。

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。

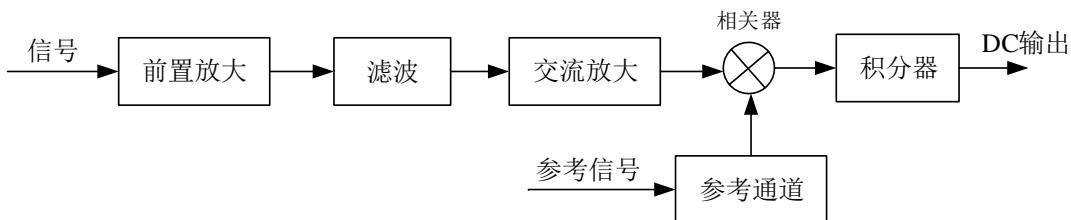


图 3.1 典型的模拟锁相放大器原理图

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。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，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。

由式 3.9 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 3.3 所示。当被测信号与参考信号相位差 $\theta = 0$ 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，而在实际的应用中，要是两者之间的相位差为 0° 时相当困难的。基于上诉原因，使用两个相敏检波器组成正交矢量锁相放大器可以很好地避免相位差对测量结果的影响，以获得更好的信噪改善比。

正交矢量锁相放大器采用了两个工作原理完全相同的相敏检波器用以同时给出正

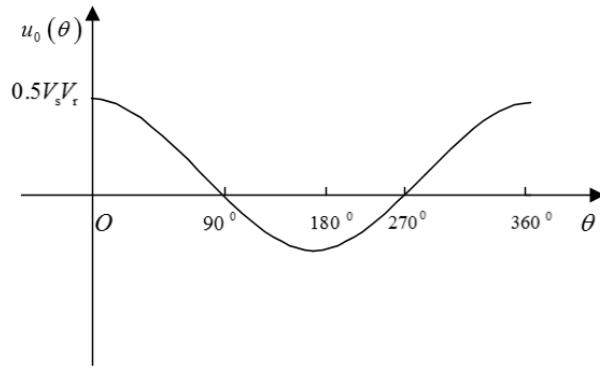


图 3.2 相敏特性曲线

Fig. 3.2 The curve of the phase sensitive properties

交分量和同相分量以做矢量运算。图 3.3 为正交矢量锁相放大器结构图。

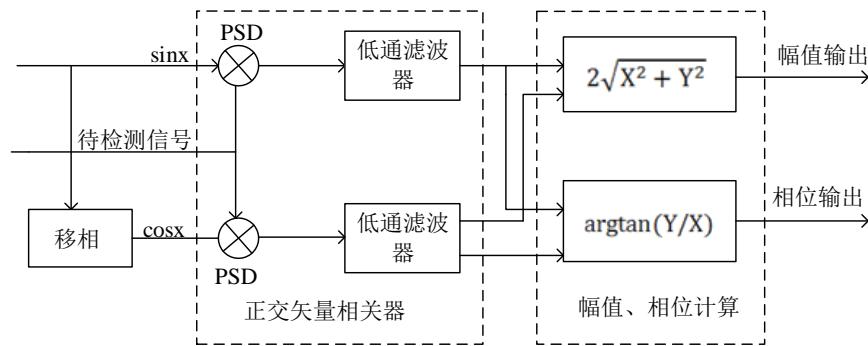


图 3.3 正交矢量锁相放大器结构图

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。

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幅值和相位, 相位差 φ 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。

正交矢量锁相放大器能同时获得被测信号的幅值和相位信息, 从而实现矢量测定。此外还能够有效克服单路锁相放大器由相位差所产生的误差而影响幅度测量精度的问题。

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。

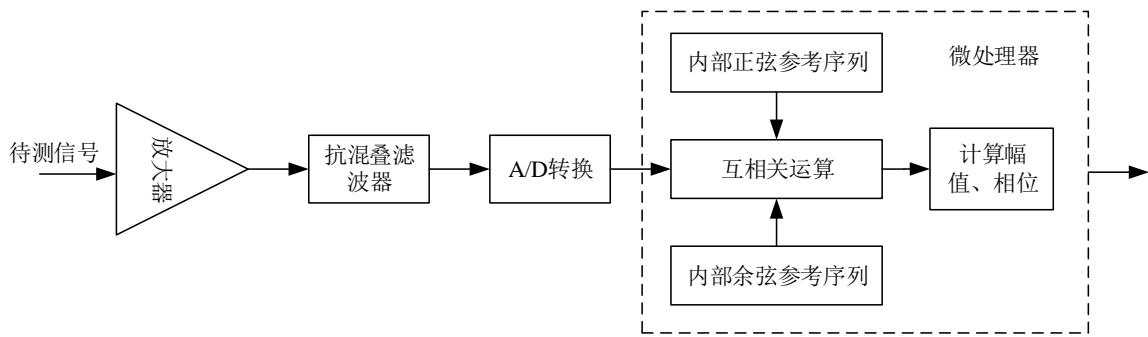


图 3.4 数字锁相放大器原理图

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也有微处理内部产生, 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。

基于上述数字锁相放大器原理, 设待测信号为:

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

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, 随信号进行整周期采样。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：

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

$$\theta(i) = \arctan(R_{xr,c}^2(i)/R_{xr,s}^2(i)) \quad (3.20)$$

上述即为数字锁相放大器核心算法原理，由微处理器的内部编程实现。

3.2.4 数字 LIA 与模拟 LIA 的比较

以上分别介绍了模拟锁相放大器和数字锁相放大器的典型结构及其核心算法原理，分析比较后可以看到数字锁相放大器逐步取代模拟锁相放大器的必然趋势，这是由模拟锁相放大器自身局限性和数字锁相放大器的优势所决定的。

在微弱信号检测技术发展之初，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，然而随着科学的发展，数字产品的诞生，高精度、高稳定性的要求的提高，模拟锁相放大器自身的局限性越发的凸显出来：

(1) 模拟电子器件构成的模拟锁相放大器会产生大量的系统噪声，其中的有源模拟，器件本身就是噪声源，而无源器件也会引进一部分噪声，这都将会对系统的性能造成一定的影响。

(2) 对于模拟器件构成的核心相敏检波器，其线性影响着相关运算的精度。但这种线性不易保证、易饱和、且线性范围小、以致对系统的精度造成了很大程度的限制。而且高精度的乘法器结构复杂，设计困难^①。

(3) 相敏检波后，积分过程中积分时间无限长时噪声可完全被抑制，但实际测量中，因电容自身的漏电现象，导致积分时间不可能无限长，进而使模拟锁相放大器对缓变周期信号的检测效果变差。

(4) 模拟锁相放大器本身是一个开环系统，无法对干扰产生的误差进行纠正。

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。相比于模拟锁相放大器，数字锁相放大器有着诸多的优势所在。

(1) 数字锁相放大器因其核心电路被 DSP 或微处理器所取代，从而在电路设计上得到了极大程度的简化。

(2) 大量模拟电路被数字化微处理器替代后，轻松的克服了因模拟器件自身影响所产生的诸如谐波抑制能力差，直流漂移等问题。

(3) 核心的相关算法是由软件编程所实现，因此调试方便，灵活性好。且能够根据数字相关器的处理结果实时的计算出信号的有效幅值、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^②。

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和仿真

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 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。随着 NumPy、SciPy、Matplotlib、Enthought librarys 等众多程序库的开发，Python 越来越适合于做科学计算、绘制高质量的 2D 和 3D 图像。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。

本文以 Python 作为开发工具，设计了数字锁相放大算法的测试程序，以验证数字锁相放大器在本课题中微弱信号的检测的能力以及进行参数的合理选择。图 3.5 所示是 Python 的数字锁相放大算法流程图。

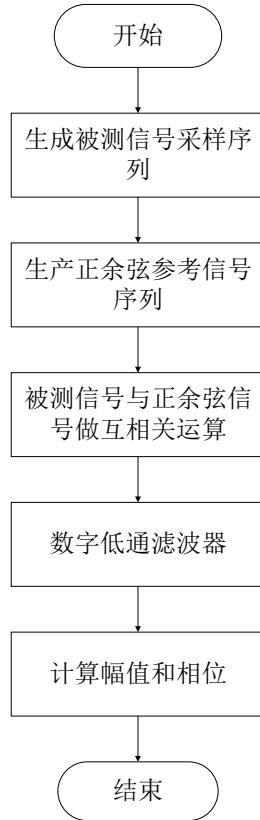


图 3.5 数字锁相放大算法流程图

Fig. 3.5 Flow chart of digital phase locked loop

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。

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

本课题中，根据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 3.6 所示的待测信号时域、频域的信号图。

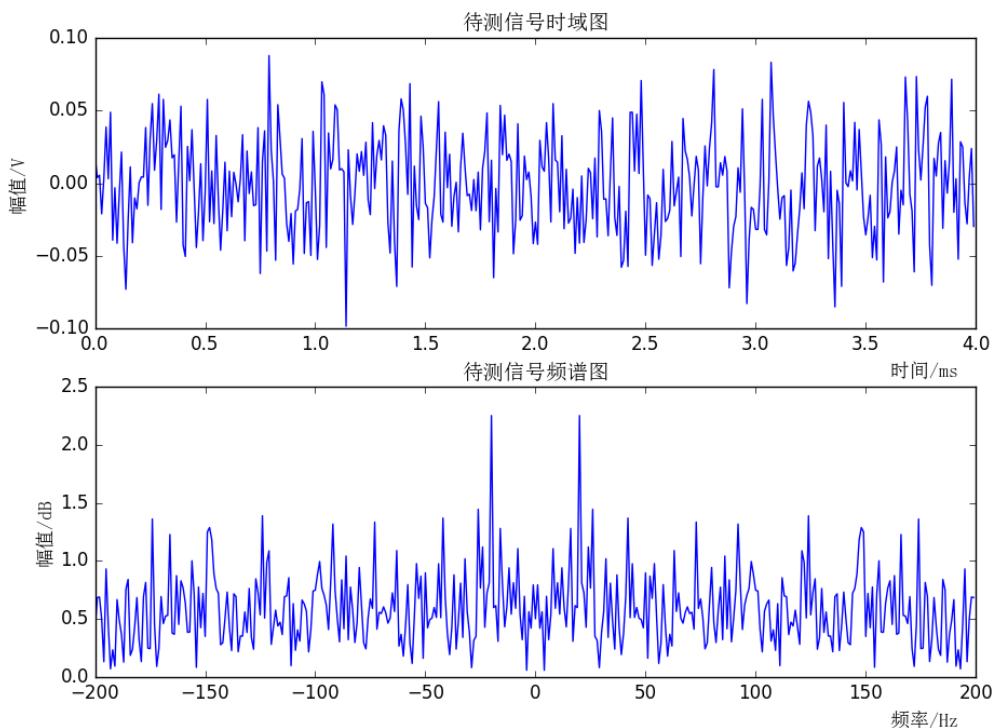


图 3.6 待测信号的正弦时域信号和频谱

Fig. 3.6 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 3.7 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 3.8 所示。

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

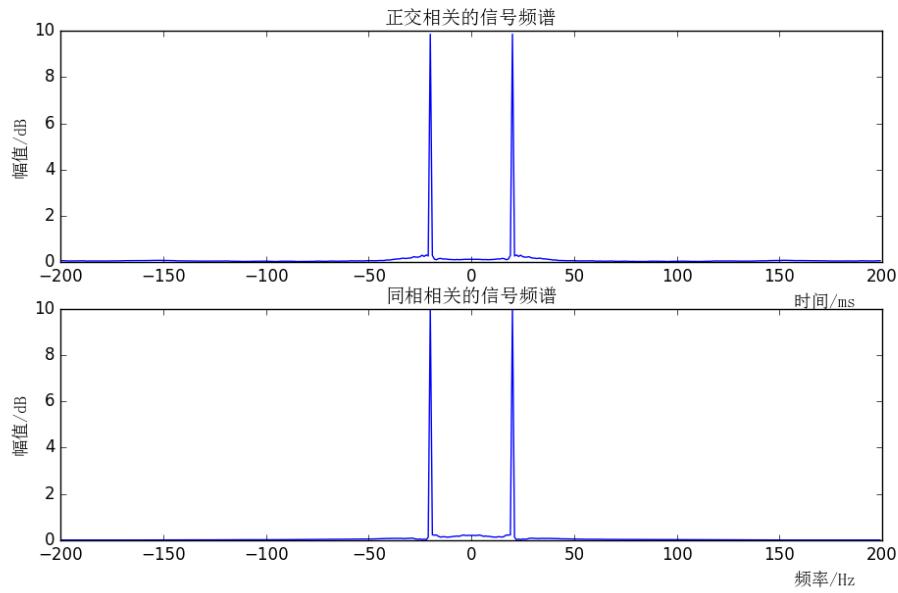


图 3.7 相关运算后同相分量和正交分量的信号频谱

Fig. 3.7 Signal spectrum of the phase component and quadrature component of the correlation operation

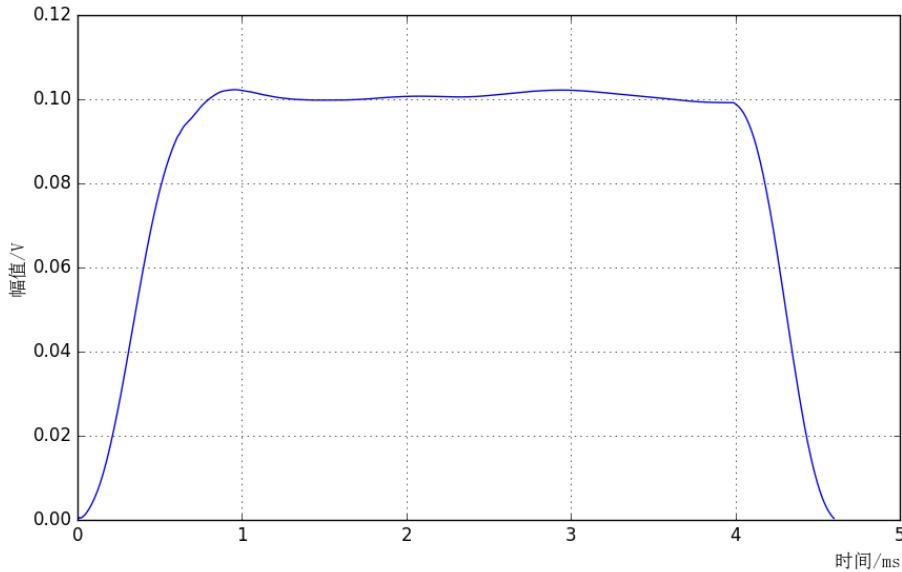


图 3.8 相关运算后输出信号的幅值

Fig. 3.8 The amplitude of the output signal after the correlation operation

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 3.9 是不同采样频率下输出信号的幅值计算曲线。

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。

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

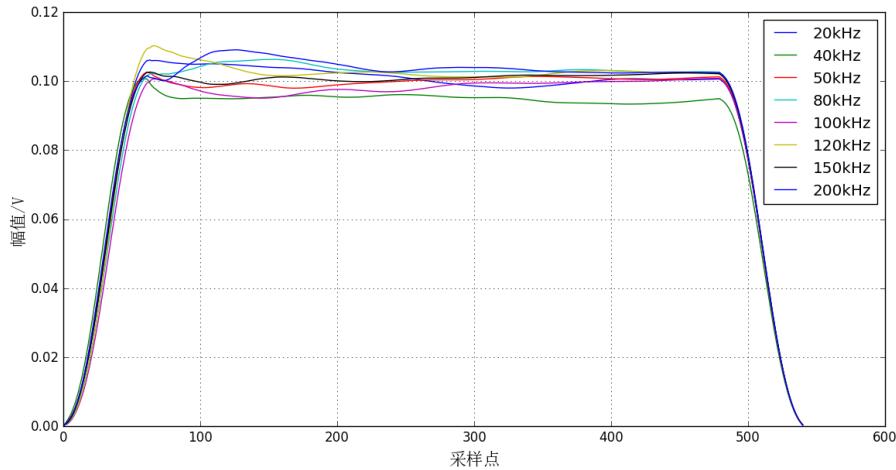


图 3.9 不同采样频率下相关运算后输出信号的幅值

Fig. 3.9 The amplitude of the output signal after the correlation operation in different sampling frequency

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 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。

第四章 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

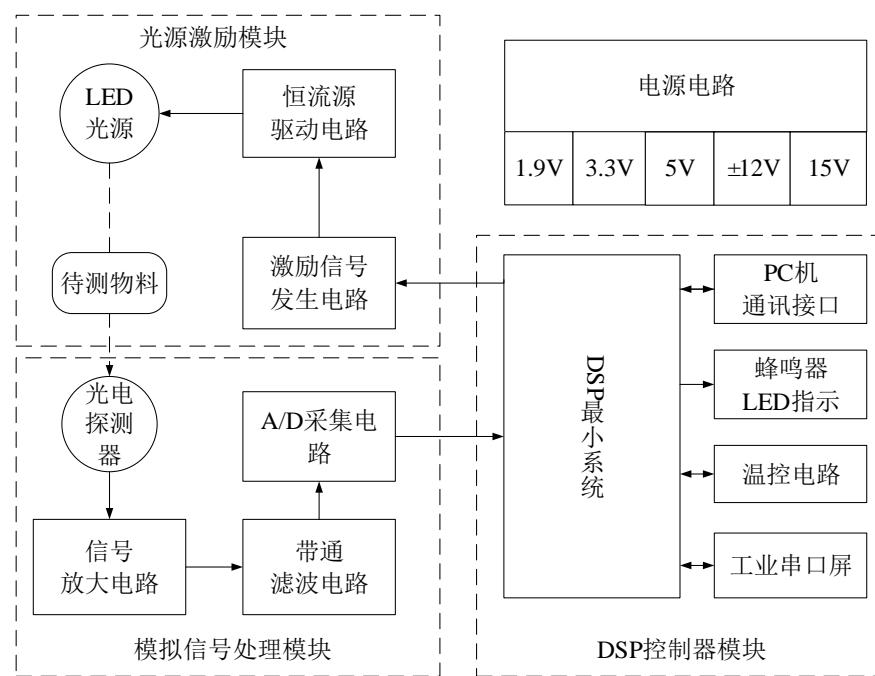


图 4.1 硬件电路总体框图

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，本课题中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全部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。将这三路待测信号全部通过 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

电源电路的设计是水分检测系统的重要部分，电源的性能影响着水分仪的稳定性和准确度。因此设计并制作高可靠性、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

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	
	+1.9V	DSP 控制器模拟电源	电压稳定, 功率很小
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	

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。

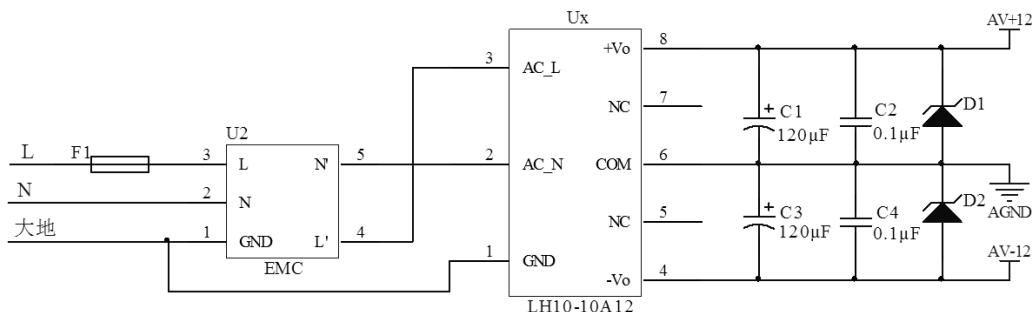


图 4.2 LH10-10A12 电源模块电路图

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 EMI 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^[2]。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。

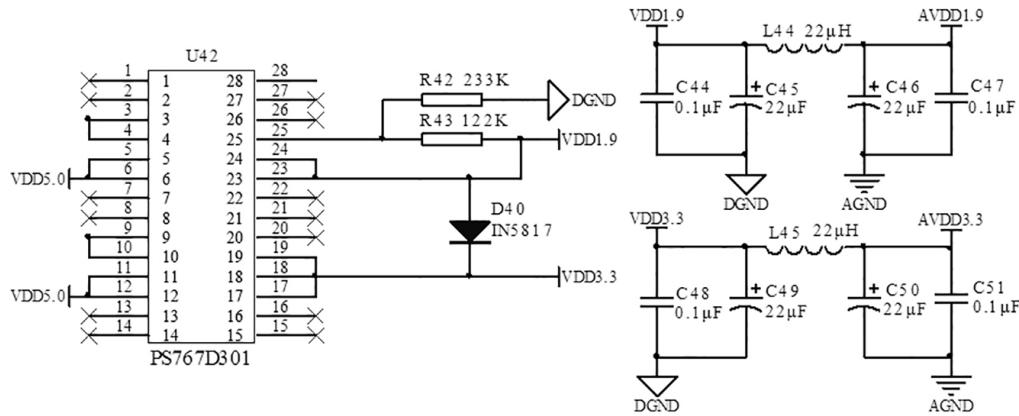


图 4.3 3.3V 和 1.9V 电源电路图

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，0.1μF 电容可以滤除高频干扰，22μF 电容可以滤除低频干扰，使得电源能够稳定输出。

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：

(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。

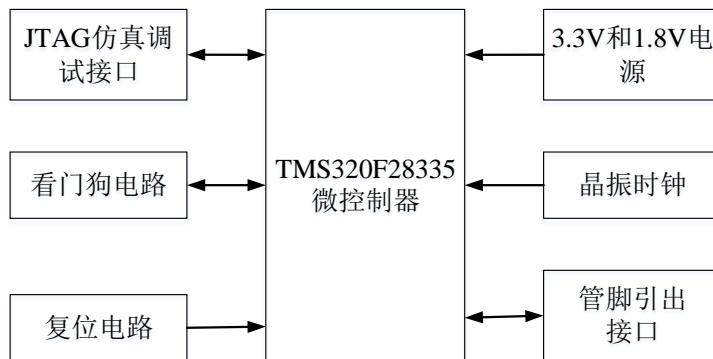


图 4.4 TMS320F28335 最小系统框图

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^①。01 通道连接工业触摸屏，02 通

道连接上位机进行串口通信。

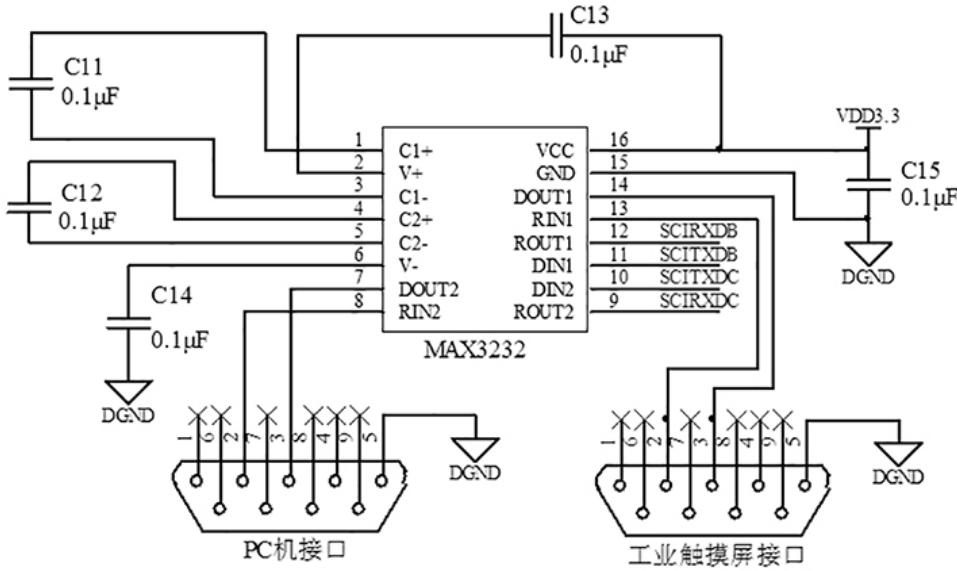


图 4.5 通信电路

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。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

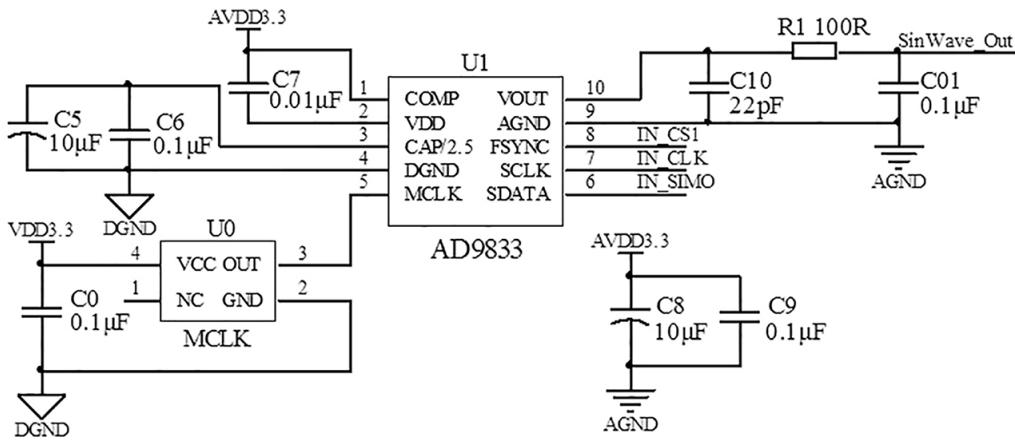


图 4.6 正弦波发生器电路

Fig. 4.6 Sine wave generator circuit

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。

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 光源具有单向导电性、具有势垒电势和温度系数为负等特性，LED 光源在正向导通后，其正向电压的细小变化将引起 LED 电流的很大变化^[7]。近红外 LED 光源具有同普通 LED 光源相似的性质，过大电流以及反向电流都会造成近红外 LED 光源的损坏，因此恒流源电路的设计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。

在激励驱动电路系统中，恒流源提供 $0 \sim 200mA$ 的正弦变化的激励电流，恒流源的精度和稳定性影响着整个系统的精度和稳定。本课题设计的恒流源电路如图 4.7 所示。

波形发生器输出的正弦信号经过信号放大电路后输入恒流源电路的 SOUR_IN1 端口，通过压控流型恒流源电路达到控制 RJ1 电阻两端的电压的目的。RJ1 采用低温漂、高精度的绕线电阻 RX70，当 RJ1 电阻两端的电压是正弦变化的电压时，流经 RJ1 电阻的电流就是正弦变化的激励电流。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，所以该电流便是提供给 LED 光源的正弦驱动电流。Q1 为场效应管，通

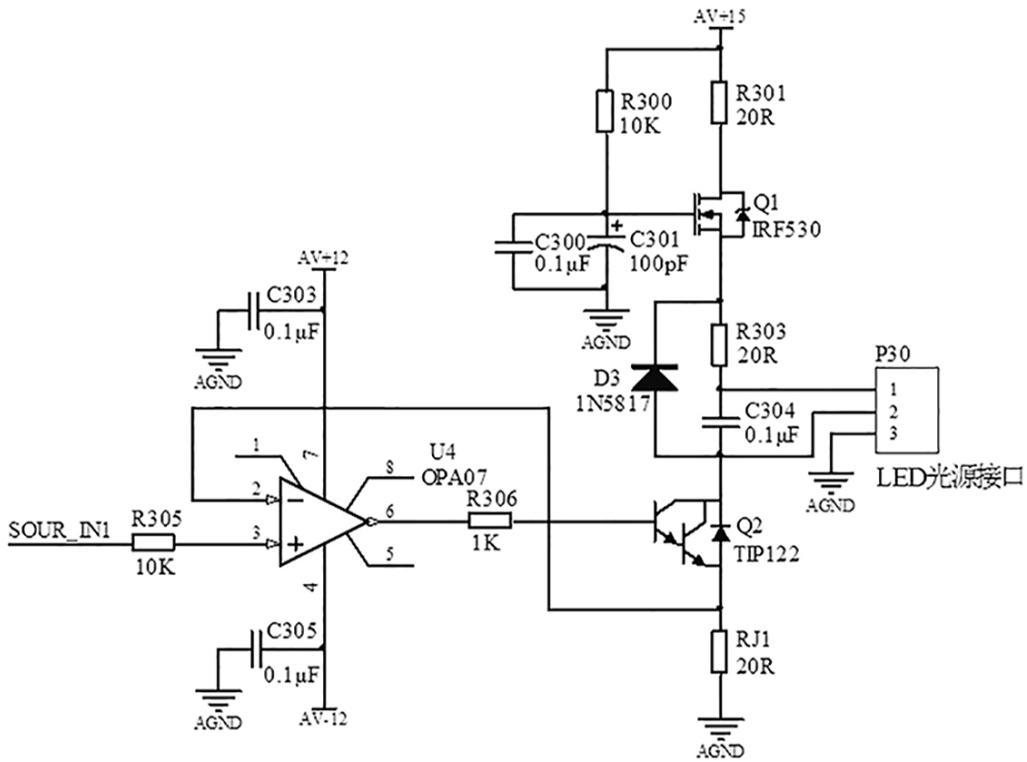


图 4.7 恒流源电路

Fig. 4.7 The constant current source circuit

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。

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，如果电阻的取值不当会造成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：

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

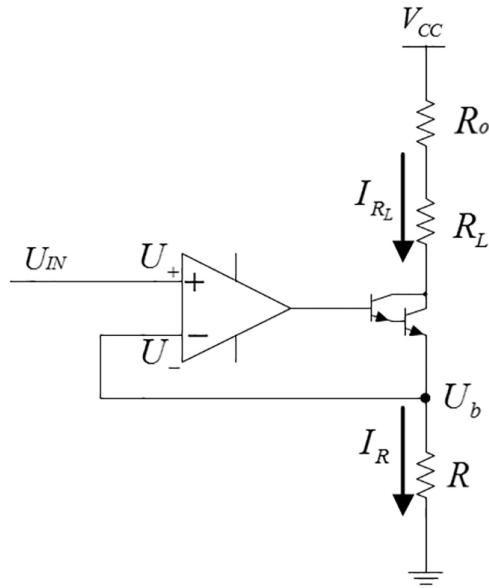


图 4.8 恒流源电路等效模型

Fig. 4.8 Equivalent model of constant current source circuit

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

光信号的变化引起 InGaAs 光电探测器的输出电流的变化，微弱的电流信号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。之后经过一系列的模拟信号处理电路的处理后，最终进入单片机 AD 通道进行采样。模拟信号处理电路的框图如图 4.9 所示。

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，光信号将由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。

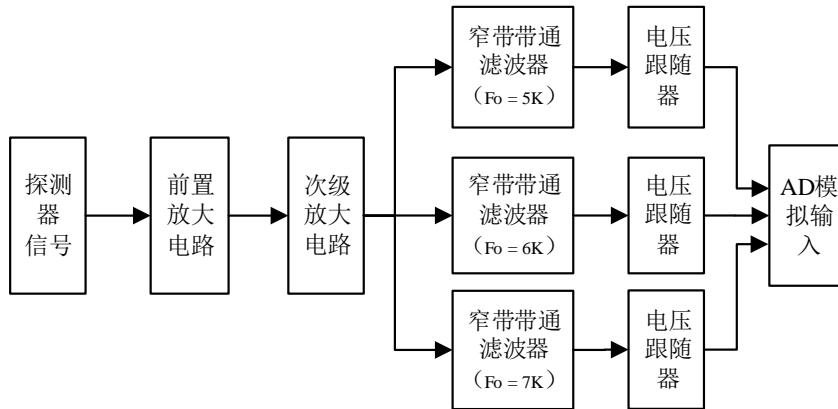


图 4.9 模拟信号处理电路框图

Fig. 4.9 The diagram of analog circuits

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，减少反射形成的失真。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在最大增益原理上建立的。光电探测器等效为一个内阻很高的信号源，需要与一个高阻抗的负载电阻进行匹配以获得最大增益。其优点是增益高，噪声小。但由于光电探测器的偏置电阻和场效应管的输入电容对光电探测器的电流信号形成一个积分电路，就需要在主放大器中设计一个复杂的均衡网络。此外它的动态范围非常小。这种类型的前置放大器只适用于速率要求不高但对灵敏度要求很高的系统^①。

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，使的电路增益稳定，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。

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^[16]。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 $V_{out} = I_{in} \times R_f$ 。

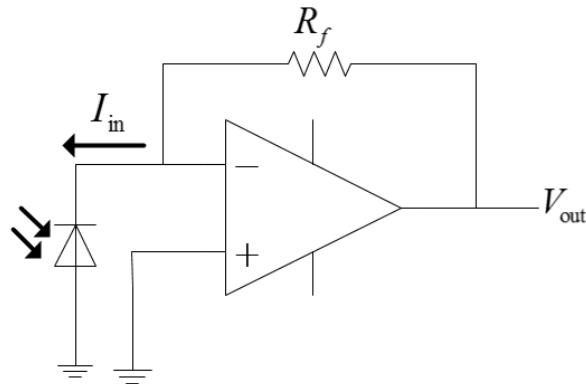


图 4.10 跨阻前置放大器电路模型

Fig. 4.10 Preamplifier circuit for Photoelectric detector

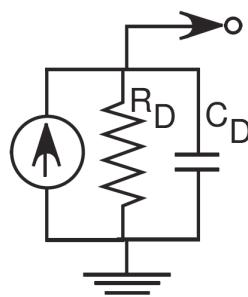


图 4.11 探测器等效电路

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。

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， $R_D \approx 1K$ ，所以设计优良的前置放大器的电压噪声变的非常重要。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。

运算放大电路产生震荡是因为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，这时震荡就发生了。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

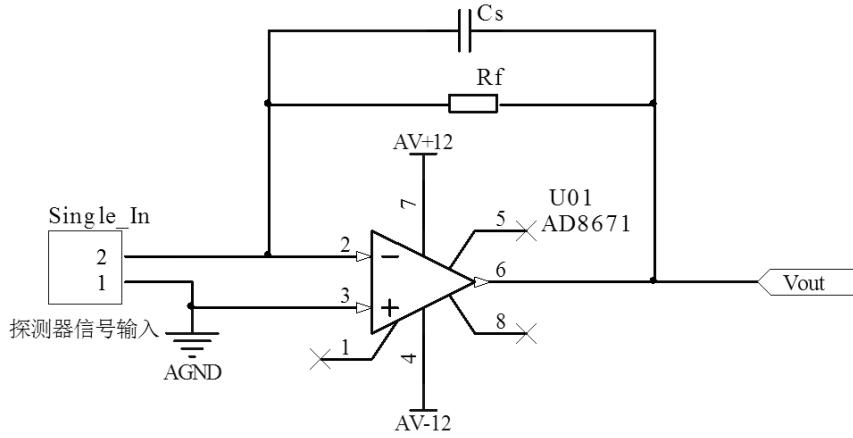


图 4.12 前置放大器电路

Fig. 4.12 Preamplifier circuit

回馈路。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 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：

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

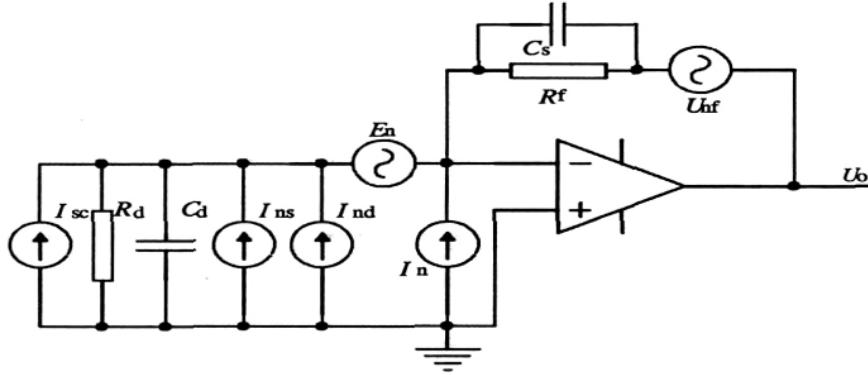


图 4.13 前置放大器电路噪声模型

Fig. 4.13 Preamplifier circuit noise model

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:

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

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。

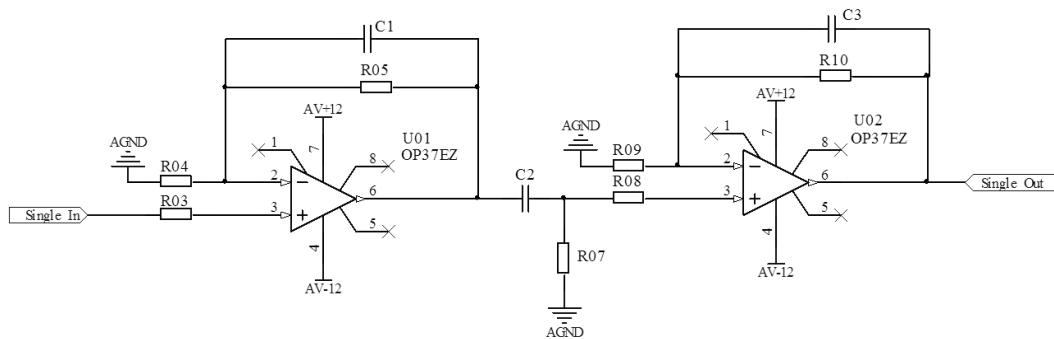


图 4.14 次级信号放大电路

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^①。它的电路原型如图 4.15。

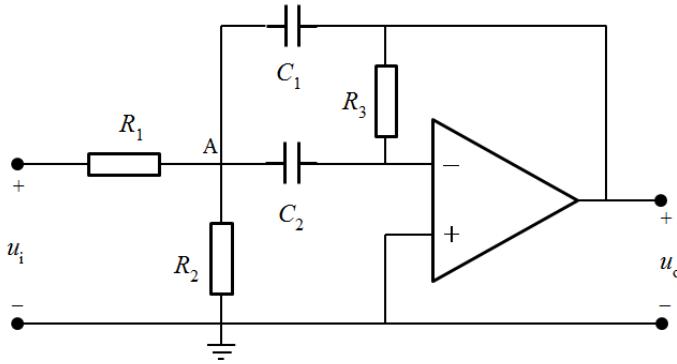


图 4.15 带通滤波器电路原型

Fig. 4.15 The prototype of bandpass filter circuit

图中 C_1 和 R_3 构成两个反馈支路，其反馈的强弱与信号频率有关。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，电容 C 的值只影响中心频率。电阻 R_3 的变化会同时影响中心频率、增益和品质因素。 R_1 、 R_2 的并联值影响中心频率和品质因数。 R_2 不影响通带增益。由通带宽的计算公式知，通带宽与电容 C 和电阻 R_3 成反比^①。

本课题中的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，输入设计所需的新能参数，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。

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。

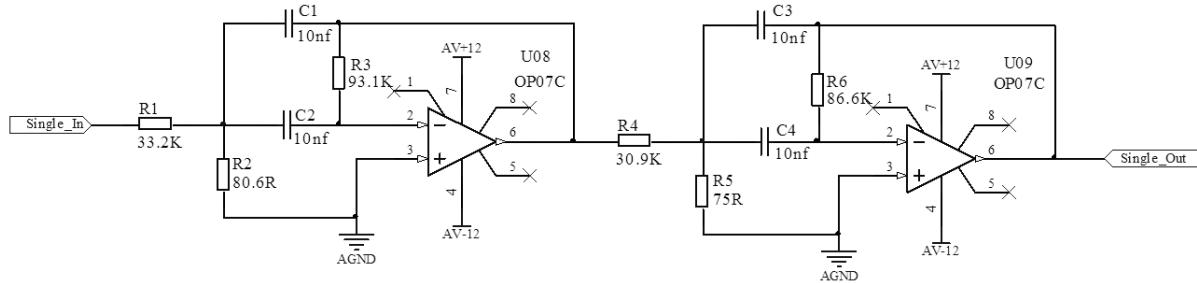


图 4.16 中心频率为 6KHz 的带通滤波电路

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

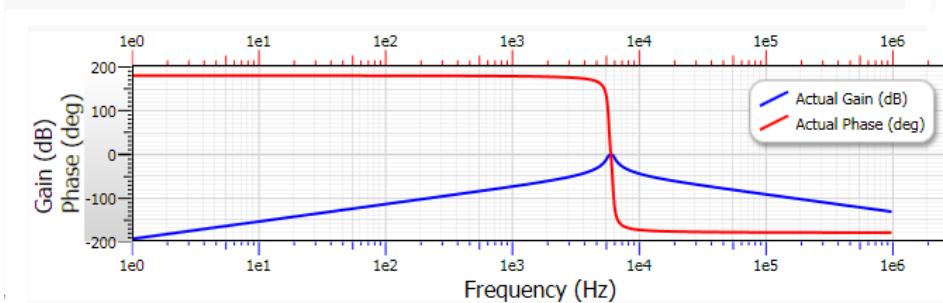


图 4.17 窄带带通滤波器伯德图

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。

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。

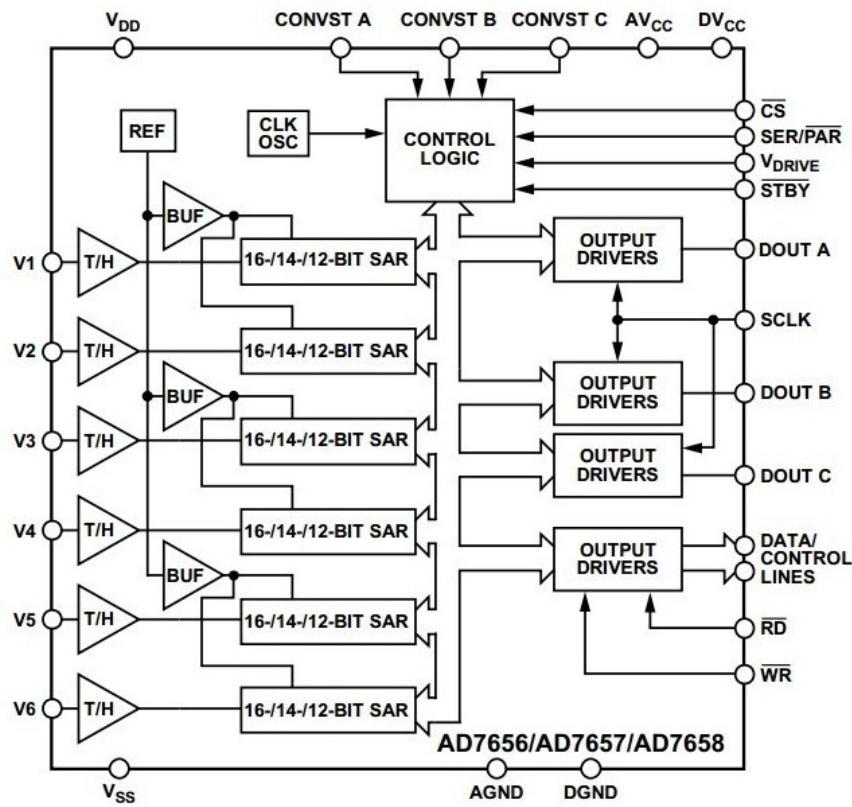


图 4.18 AD7656 内部结构框图

Fig. 4.18 Internal structure diagram of AD7656

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 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 管脚设置, 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。

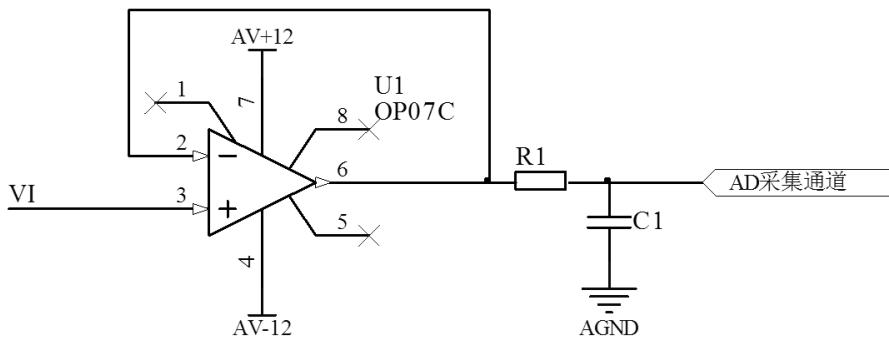


图 4.19 AD7656 前端调理电路

Fig. 4.19 The front conditioning circuit of AD7656

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。

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。

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/SSEL 管脚接地时，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 管脚接地从而选择 $\pm 5V$ 的模拟输入范围。而控制转换启动的 CONVST A、CONVST B 和 CONVST C 管脚接入 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。

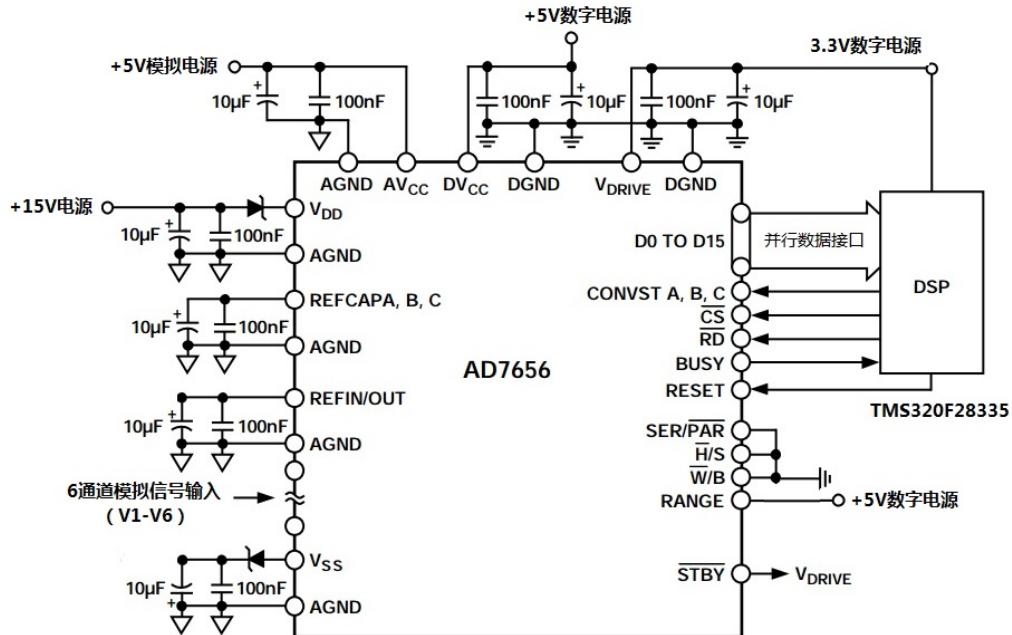


图 4.20 AD7656 与 DSP 接口电路

Fig. 4.20 Interface circuit of AD7656 and DSP

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 光源性能的好坏有重要影响，当温度不在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。

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。

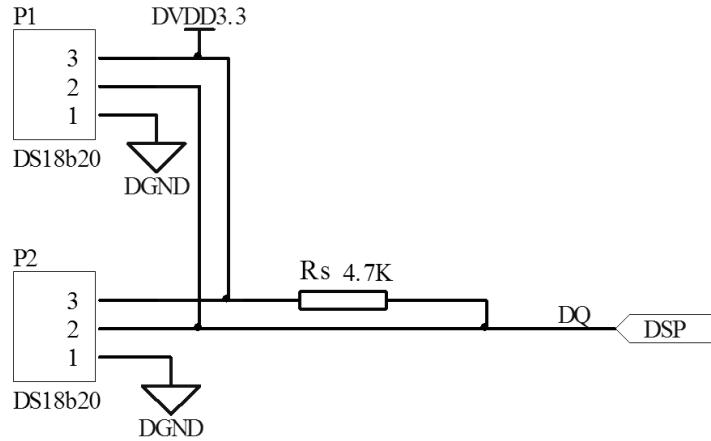


图 4.21 测温电路

Fig. 4.21 The temperature measurement circuit

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。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。

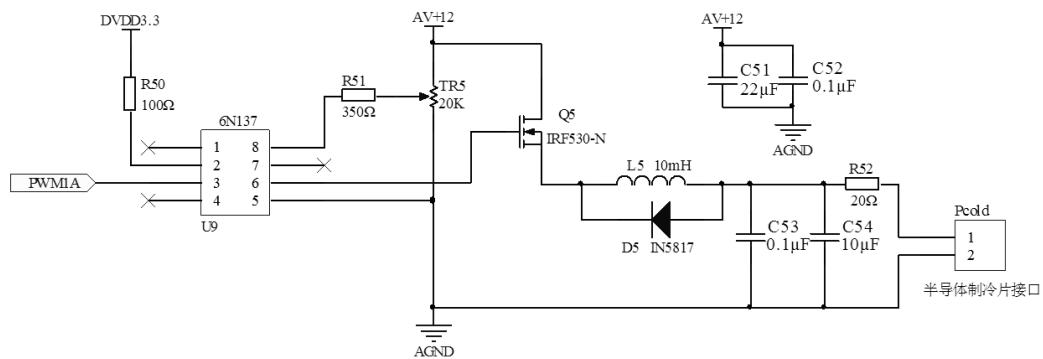


图 4.22 半导体制冷电路

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。6N137 芯片的光电开关切换频率高达 10MBit/s，能够实现 PWM 信号的精密整形。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。

第五章 水分测量系统软件设计

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 软件系统整体软件设计

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。

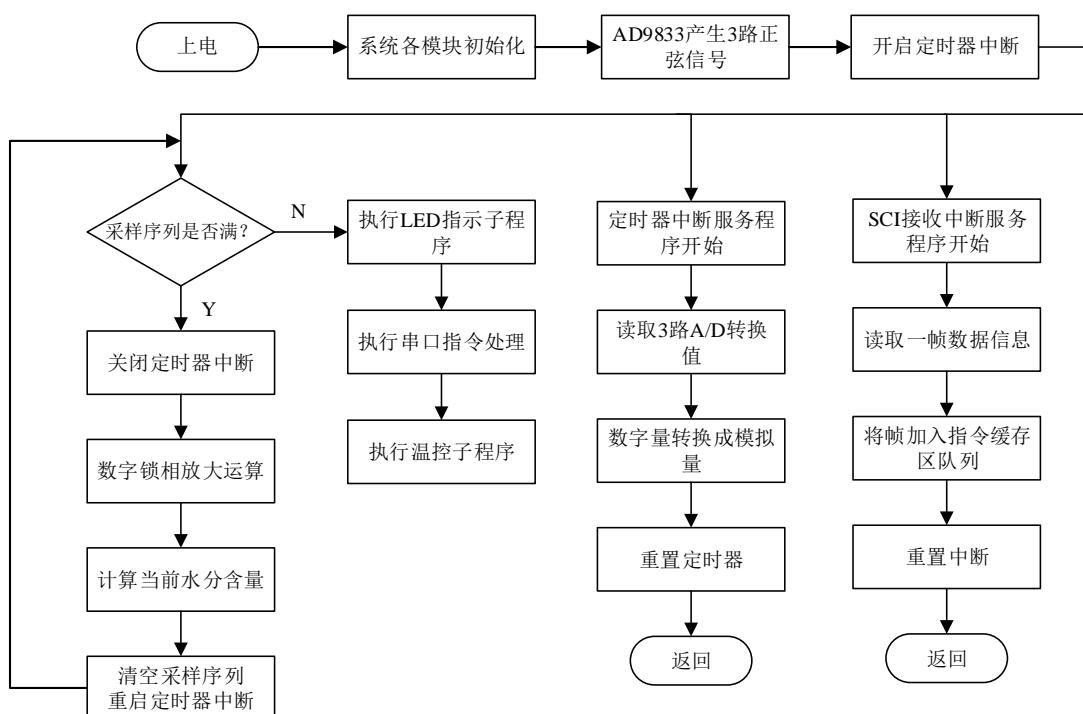


图 5.1 系统软件流程图

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°C，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。

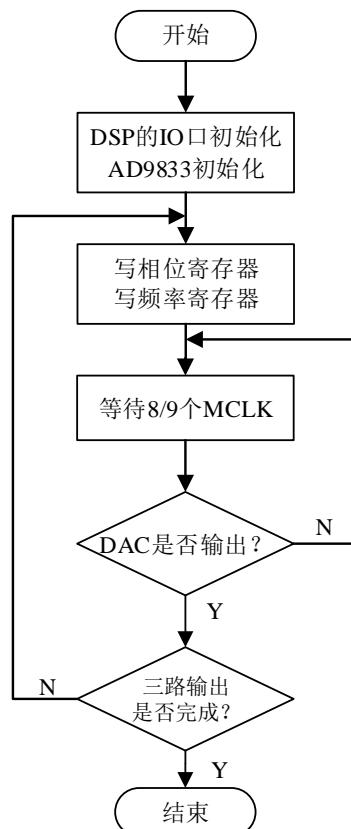


图 5.2 AD9833 软件流程图

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 3 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。

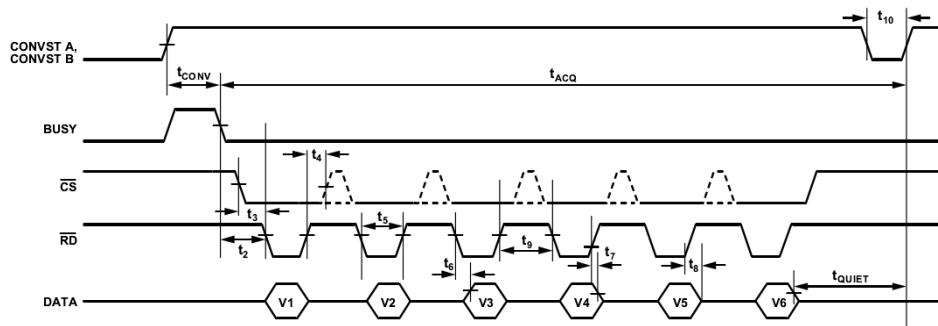


图 5.3 AD7656 并行接口模式工作时序图

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，第四路信号为模拟地。

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。

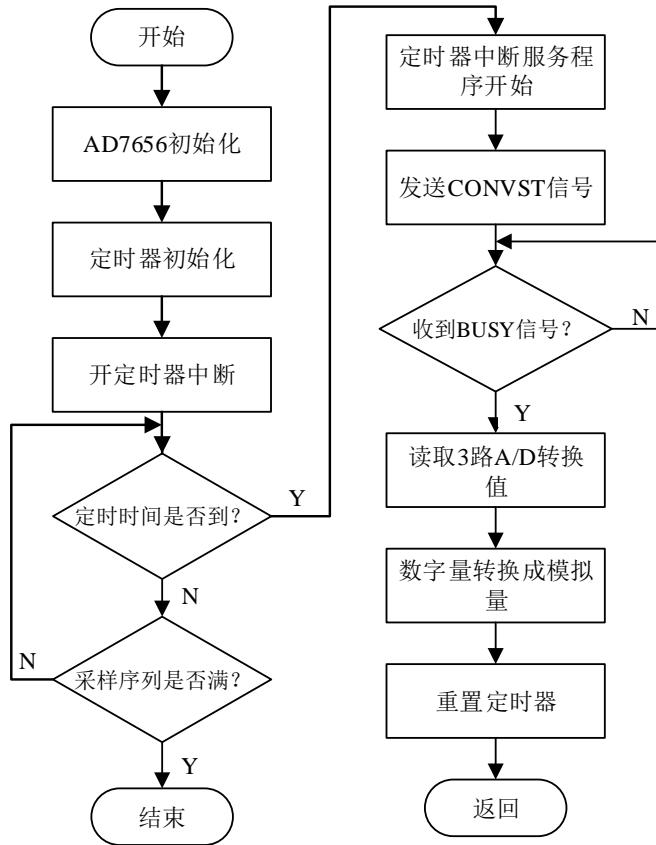


图 5.4 数据采集程序流程图

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。

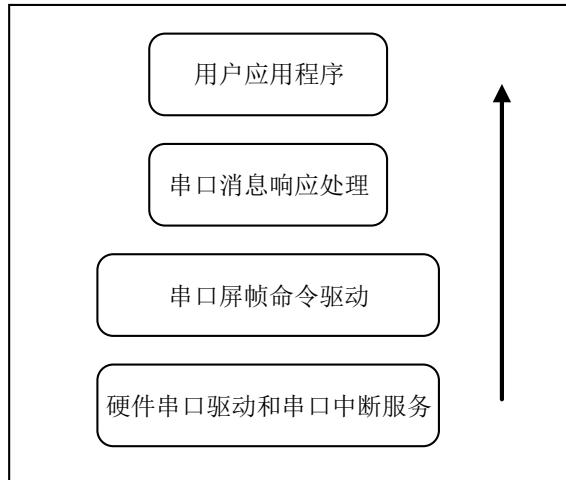


图 5.5 DSP 程序驱动框架

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。

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^[?]。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。

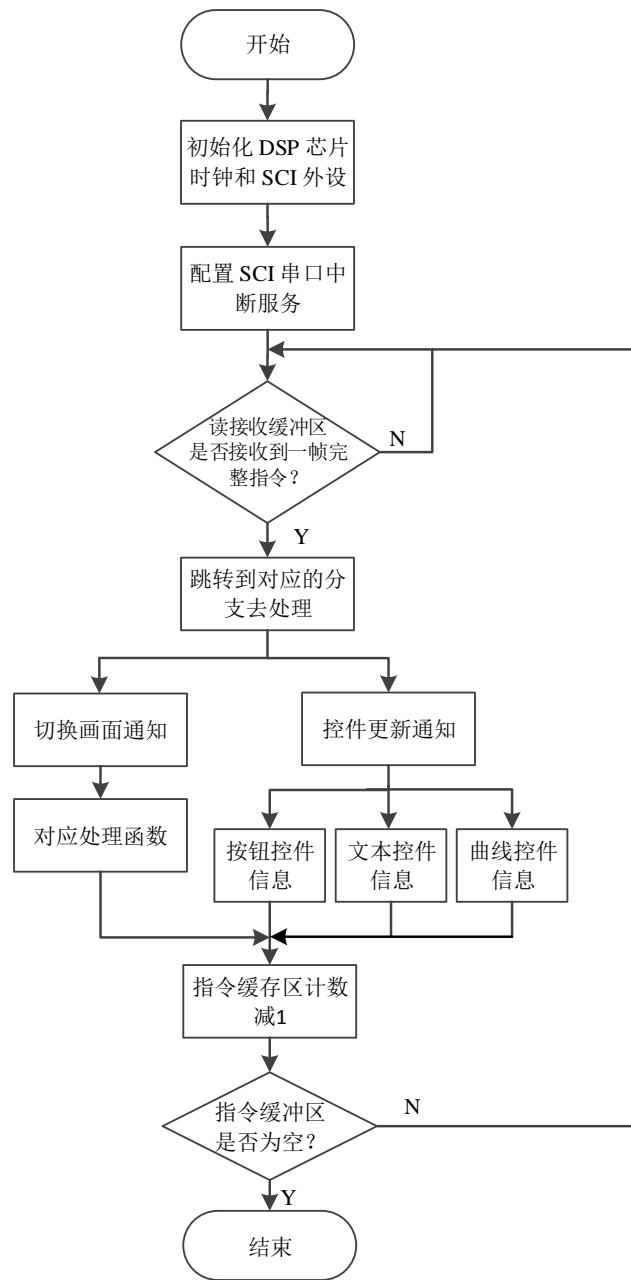


图 5.6 触摸屏串口通信程序流程图

Fig. 5.6 Program flow chart of touch screen serial communication

5.3 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。

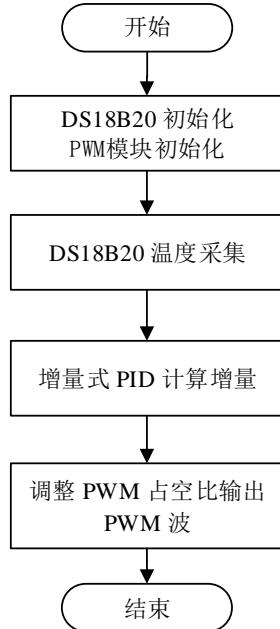


图 5.7 探测器温度控制流程图

Fig. 5.7 Temperature control flow chart of the detector

(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，在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。该实时性好，可以快速产生所需正弦信号，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^[17]。

(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。

本次设计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 为整个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。

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。

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。

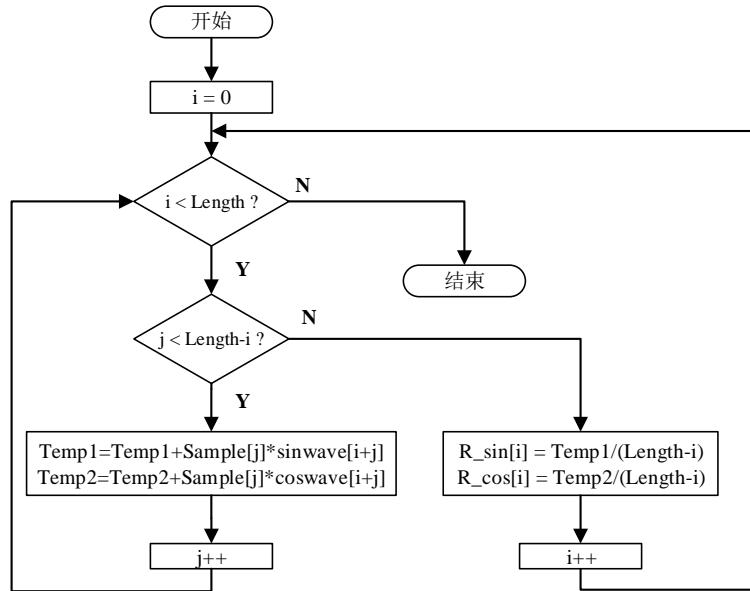


图 5.8 相关运算流程图

Fig. 5.8 Related operation flow chart

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*isqrt(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。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，所以本文采用 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

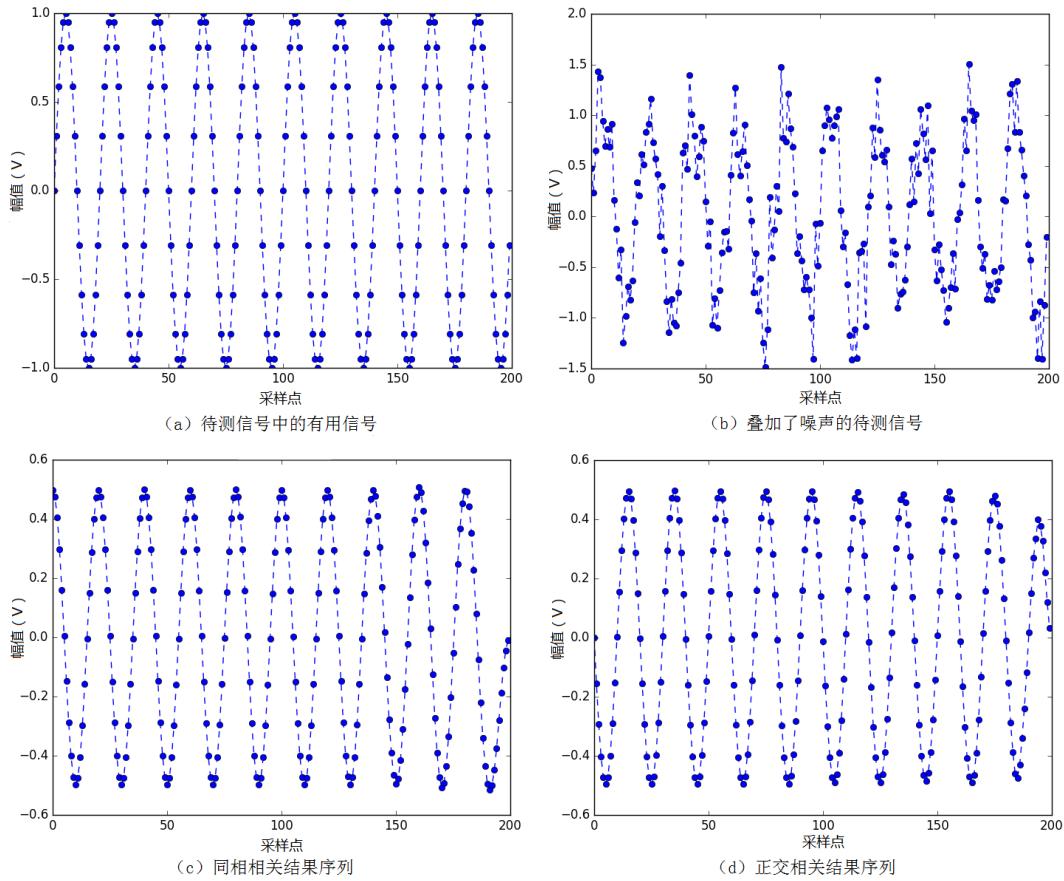


图 5.9 相关运算输入和输出结果图

Fig. 5.9 Correlation operation input and output result diagram

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 13 dB，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 severral 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。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。

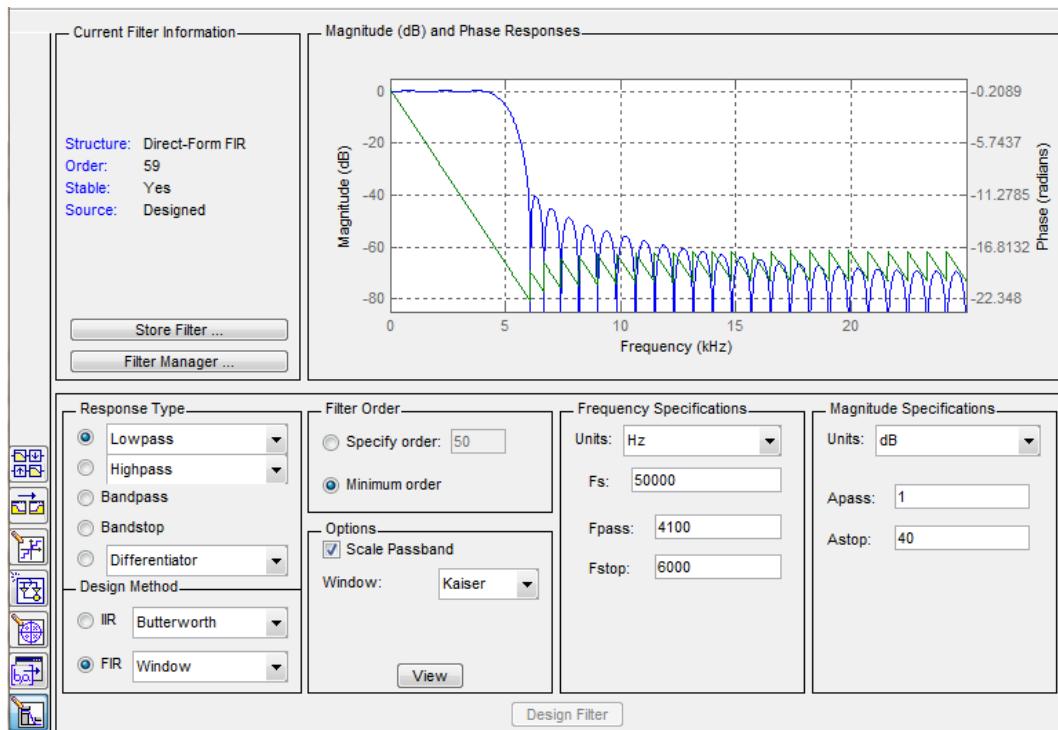


图 5.10 fdatool 数字低通滤波器设计界面

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。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，其运算的复杂度为 $O(N \log N)$ ，因此三次 FFT 运算加一次乘积运算的总复杂度仍然为 $O(N \log N)$ 级别，而卷积运算的复杂度为 $O(N^2)$ 。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。

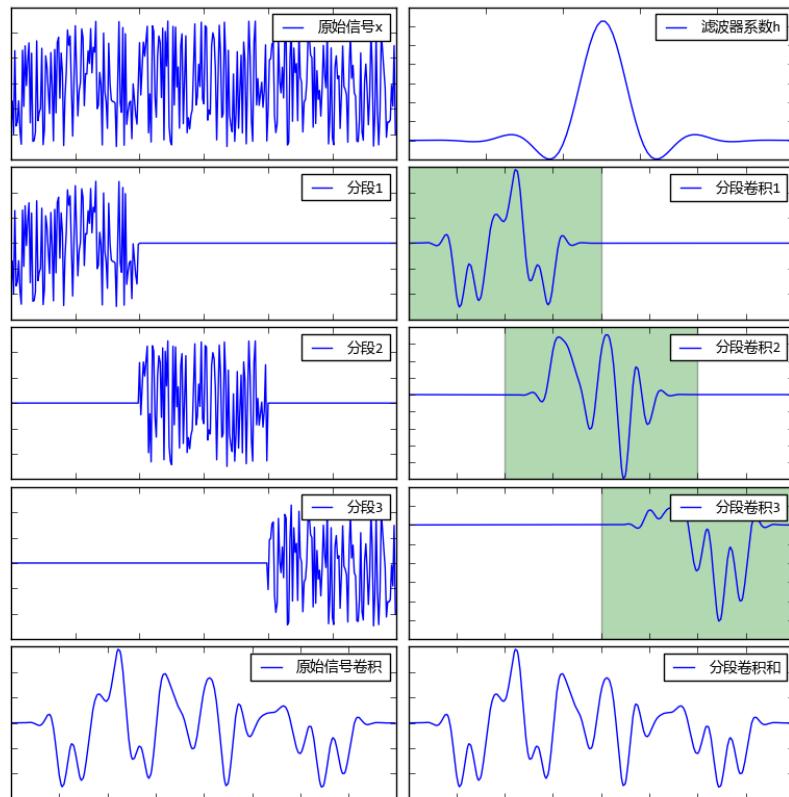


图 5.11 分段卷积过程演示图

Fig. 5.11 Demonstration of overlap-add process

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。

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方法组合在一起，得到最终的输出序列^①。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。

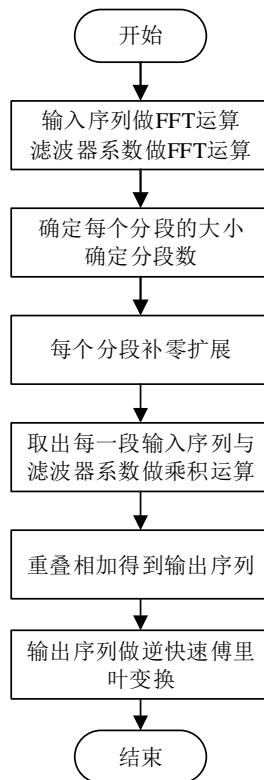


图 5.12 数字低通滤波软件流程图

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。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。

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

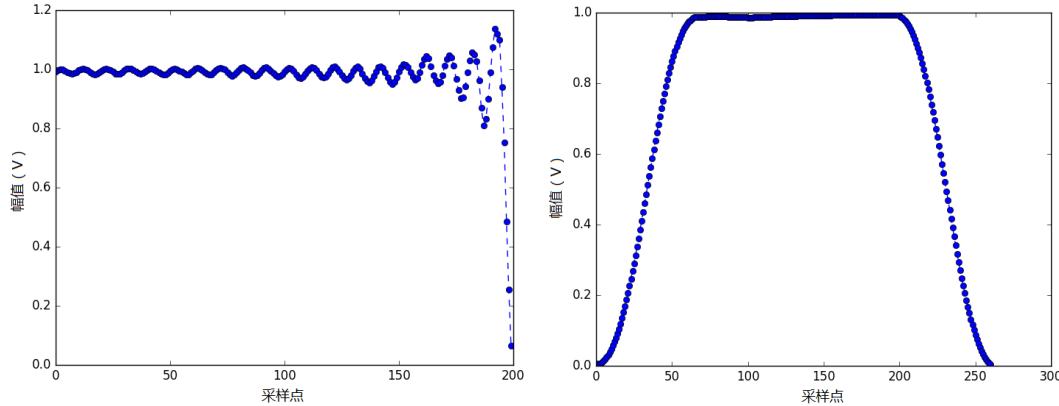


图 5.13 输入信号幅值图

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

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。本课题采用了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。

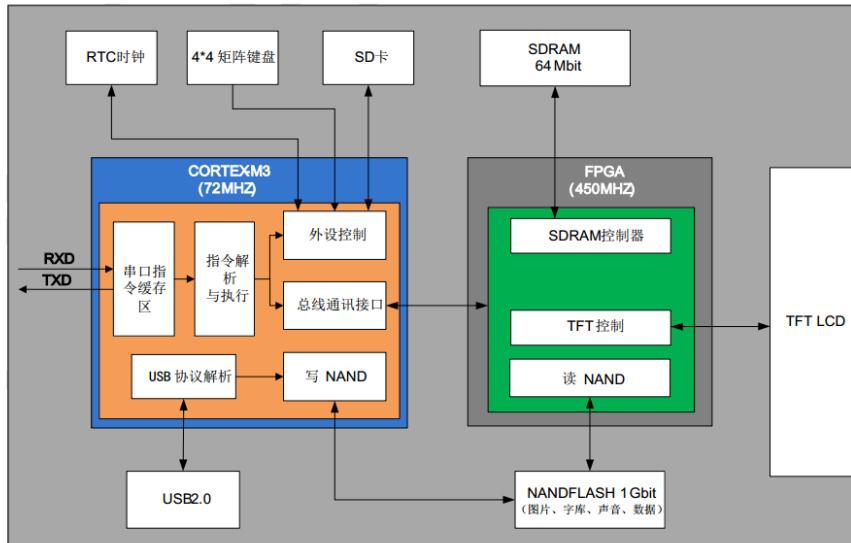


图 5.14 TFT 串口屏内部结构图

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。

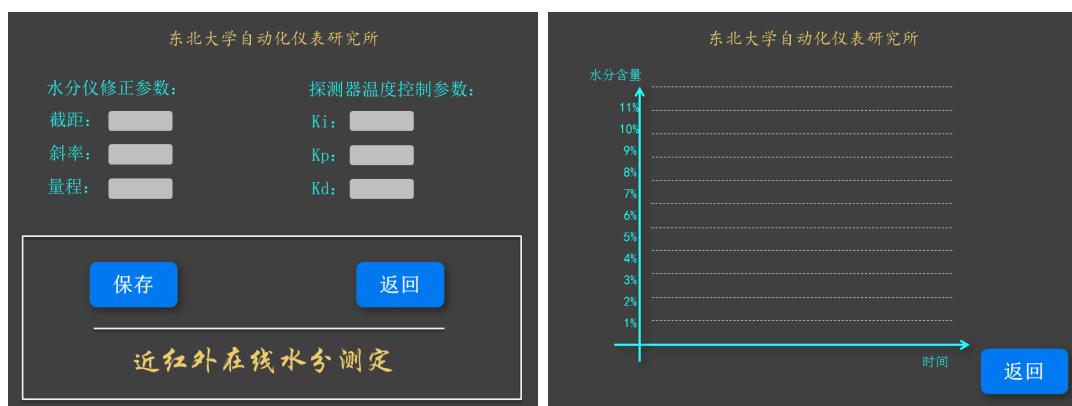


图 5.16 设置界面和历史曲线界面

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。

第六章 烧结料水分测量实验及性能测试

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，其水分在10%达到饱和状态，因此，水分仪的标定区间为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) 将烘干后的物料放入到密封袋中，共14份。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密封静置；

(4) 分别对每份物料样本进行水分检测，检测实际为60s，上位机软件对测量数据进行存储；

(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，对不同的拟合方法进行分析比较，选取最佳的拟合方式。

6.1.2 标定数据曲线拟合

6.2 水分测量系统精度验证实验

6.3 水分测量系统重复性实验

6.4 水分测量系统稳定性实验

6.5 水分测量系统误差影响因素分析

6.6 本章小结

参考文献

1. 韩亚玲. 红外水分仪在烧结混合料水分控制中的应用[J]. 电子制作, 2013, 17: 030.
2. 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.
3. 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.
4. 林晓鹰. 近红外水分仪的研制[J], 中国仪器仪表, 2001, (2): 13-14.
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, 曹彦波. 基于干燥减量法水分检测仪的研制[J], 微计算机信息, 2007, 24(23): 26-28.
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. 烧结混合料水含量测量方法综述[J], 中国冶金, 2005, 12(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. 李玉忠. 物性分析仪器[M], 北京: 化学工业出版社, 2005, 51-53.
15. 陈晓东. 光电传感器应用技术[M]. 机械工业出版社, 2007.
16. 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.
17. 雷杨梅,张良祖等.电力设备高质量信号发生器的查表法软件实现.西安交通大学.2007年
18. 李兰英[1],王志超[1],王峰[1]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.
19. 胡琥[1],万秋玉[1],周彤[2].FIR数字滤波器的DSP实现.哈尔滨理工大学学报,2004,9(1):122-124

20. 李泉溪[1],黄全振[2],陈素霞[1].基于DSP的FIR数字滤波器的实现.河南科学,2008,26(2);190-193
21. Nianxi Xue, Application of MATLAB in Digital Signal Processing, pp. 86-120, Qinhua University Press.
22. Quanzhen Huang, Quanxi Li, Zhongwei Chen, "System Design and Application of TMS320C54X Based FIR Wave Filter", Journal of Henan University of Science and Technology (natural Science), vol. 27, no. 2, pp. 314-318, 2008.
23. Xongwei Zhang, Tieyong Cao, The Fundamentals and Application of DSP Chips, pp. 186-200, 2000, Electronics Press.