

摘 要

随着人民生活水平的提高,人们更关心吃的食物中含有的营养成分是否充足,居住的环境是否舒适等等问题。以往我们总是依靠经验来得出以上问题的结论。而依靠智能化仪器来帮助人类解答难题的梦想,在检测技术日益先进的今天正在逐步实现。本文对光纤传感式红外水分测量方法的研究属于这种智能化仪器的基础理论探讨。它不同于传统的光学水分测定仪,采用了一系列创新技术,在不影响测量精度的情况下能简化传统系统的复杂度并使整个系统变得更廉价。

本文首先讨论了近红外光谱检测法的原理,以及其在水分测量中的应用,根据这个理论确定了系统结构,以及测量水分的光波长和参考光波长。其次不同于以往的光路设计方案,本文设计了一种独特的光纤传感器来实现发射光和接收的光路。为了能够驱动发射 LED,必需设计与之匹配的驱动电路,而传送到探测光电二极管上的信号是一个微弱的小信号,需要采用微弱信号检测理论来对该信号作放大处理,在本系统中采用锁定放大原理设计接收信号的调理电路。调理电路之后的微机系统对转换的信号采样,采样得到的数据通过分析,得到水分与比值的拟合曲线,从而获知这两者之间的大致对应关系。

这种智能化仪器的实现方法不仅仅能应用于水分测量领域,只要找到其他物质成分的吸收光谱,应用现代光谱检测技术就能对其他成分进行检测,这也是研究本课题的潜在意义。

关键词: 水分测量 近红外光谱检测技术 锁定放大原理 定标模型建立

Abstract

With the improvement of people's life, we care about such problems as whether the nutrition in the food is enough, whether the environment of home is comfortable and so on. These questions are explained by experience in old time. Nowadays they can be solved by utilizing the intelligent instruments according to the modernization in detection-technology. The method of testing infrared moisture, we discuss in this article, is the foundation theory research in the intelligent instruments' area. Unlike the traditional moisture testing method, it adopts a series of innovations to make itself more portable and cheaper without influence the testing accuracy. Because of these advantages, we can buy it in the future.

The article discusses the theory of near infrared reflectance spectroscopy (NIRS), and its application in moisture testing. According to this theory, we design the whole system, and ensure the wavelength of testing and referencing LED. Then we use the fiber sensor as the light way of both emitting and receiving. We design the LED-driver circuit, and amplify the weak signal detected by the photo diode using the principle of Lock-in amplifier. Follow the Lock-in amplifier is an analog to digital converter and a micro process system so as to convert the useful signal in digital forms, analyze these data, and establish the relationship between data and moisture. Thus, we can test the unknown samples after those processes.

The conception of this intelligent instrument can not only be used in moisture testing, but can be applied in other material detecting. The only point is finding the absorbing peak and the referencing wavelength. This is the underlying meaning of the topic.

Key words: Moisture testing; Near infrared reflectance spectroscopy; Lock-in amplifier; Calibration model

学位论文独创性声明

本人所呈交的学位论文是我在导师的指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含其他个人已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中作了明确说明并表示谢意。

作者签名：赵爽阳 日期：2006.4

学位论文授权使用声明

本人完全了解华东师范大学有关保留、使用学位论文的规定，学校有权保留学位论文并向国家主管部门或其指定机构送交论文的电子版和纸质版。有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆被查阅。有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索。有权将学位论文的标题和摘要汇编出版。保密的学位论文在解密后适用本规定。

学位论文作者签名：赵爽阳 导师签名：比拉
日期：2006.4 日期：2006.4

第一章 绪 论

1.1 引言

随着科学研究的发展和生产技术的进步水分的定量分析已被列为各类物质理化分析的基本项目之一，作为各类物质的一项重要的质量指标。根据不同形式试样中的不同水分含量提出了测定水分的不同要求。水分测定可以是工业生产的控制分析，也可是工农业产品的质量鉴定；可以从成吨计的产品中测定水分也可在实验室中仅用数微升试液进行水分分析；可以是含水量达百分之几至几十的常量水分分析，也可是含水量仅为百万分之一以下的衡量水分分析等等。

水分分析方法一般可分为两大类，即物理分析法和化学分析法。经典水分分析方法已逐渐被各种水分分析方法所代替，目前存在的水分测定方法主要有卡尔·费休水分测定法、露点水分测定方法、红外法、微波法、库仑法。这些测定方法操作简便、灵敏度高、再现性好，并能连续测定，自动显示数据。

卡尔·费休法属经典方法，经过近年来改进，大大提高了准确度，扩大了测量范围，已被列为许多物质中水分测定的标准方法。近年来在国内市场中较活跃的进口卡尔·费休水分测定仪有法国雷氏，瑞士万通，德国梅特勒-托利多，德国SCHOTT，日本京都电子；国产卡尔·费休水分测定仪主要有海淀潮声，先驱威锋，江苏江环分析仪器有限公司等。

露点水分测定方法操作简便，其仪器结构不复杂，所测结果一般令人满意，常用于永久性气体中微量水分的测定。但此法干扰较多，一些易冷换气体特别在浓度较高时会比水蒸气先结露产生干扰。生产商包括英国Shaw公司，AMETEK等。

库仑水分测定法常用来测定气体中所含水分。此法操作简便，应答迅速，特别适用于测定气体中的衡量水分。如果用一般的化学方法测定，则是非常困难的事情。但电解法不宜用于碱性物质的测定。生产商包括成都仪器厂，江苏江环公司，大庆日上等。

微波水分测定法利用微波干燥样品，加速了干燥过程，具有测量时间短，操作方便，准确度高、适用范围广等特点，适用于粮食、造纸、木材、纺织品和化工产品等的颗粒状、粉末状及粘稠性固体试样中的水分测定，还可应用于石油、煤油及其他液体试样中的水分测定。生产商包括美国CEM公司，美国Omnimark公司，长沙友欣公司等。

红外水分测定法操作简单，耗时少，测量结果准确，故红外水分仪可广泛应用于化工、医药、食品、烟草、粮食等行业的实验分析和日常进货控制及过程检测。主要的生产商包括美国 Omnimark, 美国 Fisher, 美国 Raytek, 美国 omnimark, 德国 Sartorius, 日本 Kett, 上海精密科学仪器公司, 核工业北京化工冶金研究院, 北京九如仪器有限公司等。

1.2 立题意义

近红外分析技术 (NIR) 是近年来分析化学领域迅猛发展的高新分析技术, 越来越引起国内外分析专家的注目, 在分析化学领域被誉为分析“巨人”, 它的出现可以说带来了又一次分析技术的革命。近年来, 近红外光谱在工业领域中的应用全面展开, 有关近红外光谱的研究及应用文献几乎呈指数增长, 成为发展最快、最引人注目的一门独立的分析技术。由于近红外光在常规光纤中具有良好的传输特性, 使近红外光谱在在线分析领域也得到了很好的应用, 并取得良好的社会效益和经济效益, 从此近红外光谱技术进入一个快速发展的新时期。

我国对近红外光谱技术的研究及应用起步较晚, 除一些专业分析工作人员以外, 近红外光谱分析技术还鲜为人知。但 1995 年以来已受到了多方面的关注, 并在仪器的研制、软件开发、基础研究和应用等方面取得了较为可喜的成果。目前国内能够提供整套近红外光谱分析技术(近红外光谱分析仪器、化学计量学软件、应用模型)的公司正在逐步兴起。随着中国加入 WTO 及经济全球化的浪潮, 国外许多大型分析仪器生产商纷纷登陆中国, 想在第一时间占领中国的近红外光谱分析仪器市场。由此也可以看出近红外光谱分析技术在分析界炙手可热的发展趋势。在不久的将来, 近红外光谱分析技术在分析界必将为更多的人所认识和接受。

与传统分析技术相比, 近红外光谱分析技术具有诸多优点, 它能在几分钟内, 仅通过对被测样品完成一次近红外光谱的采集测量, 即可完成其多项性能指标的测定(最多可达十余项指标)。光谱测量时不需要对分析样品进行前处理; 分析过程中不消耗其它材料或破坏样品; 分析重现性好、成本低。对于经常的质量监控是十分经济且快速的。

本文研究的水分测定方法属于红外水分测定法, 并在原有的红外法基础上提出一种新型的水分测量思路, 与传统的方法比较具有操作简单、成本低廉、能实

现多种样品测量的特点。其意义在于为今后研制新一代的红外水分测量仪建立基本结构，并提出一种测试其他物质成分的通用方法。

1.3 创新点

1.3.1 测量方法

传统红外法是以发光谱线较宽的光源加以滤光片或光栅等分光器件，组成了测量光路，不但结构复杂而且造价昂贵。本系统采用光纤传感器作为收发光路，既简化了光路设计，又大大降低了成本。光纤传感器多用于位移测量，而用以测量水分则在国内外的论文或著作中未见论述。

1.3.2 测量波长与参考波长的选择

根据同行业发表的论文，以及实际的研究，确定近红外线测水波长为 1450nm，参考波长为 1310nm，并采用双波长法测量稻谷、纸张、木材等物质

1.3.3 光纤传感器的设计

发射与接收光纤使用玻璃光纤束，排列方式为同心圆式分布，内圆为随机分布的测量波长和参考波长光纤束，外环为接收光纤束。

1.3.4 电路设计

由于被测信号是一个被噪声淹没的微弱电信号，用一般的方法很难将其有效的放大，因此采用锁定放大的原理来对信号进行调制后，进行交流放大，并直流解调，利用这样的原理能改善信噪比，同时获得很高的增益和灵敏度，大幅度的提高了测量精度。

1.3.5 抗干扰措施

为避免被测物的放置形状，距离，颜色等因素影响水分的测量，采用双波长法，既除测量波长外增加一个不被水所吸收的参考波长，来去除上述因素。选择 40kHz 左右的调制频率，以避开低频段的 1/f 噪声。

1.4 论文内容

本文共分六个章节。第一章绪论，主要介绍目前国内外水分仪的发展情况，本课题的立题意义和创新之处；第二章红外检测法原理，主要介绍近红外光谱检测法的原理；第三章光纤传感器的设计，主要介绍本仪器的光路设计；第四章硬件设计，主要介绍本系统的硬件电路的制作；第五章软件设计，主要介绍系统软件的工作流程；第六章实验数据分析，列举出实测数据，给出拟合函数。总结与展望，总结光纤传感式红外水分测量方法的可行性，对今后的科研方向提出参考建议。

第二章 近红外光谱检测法原理及系统设计

近红外光谱分析技术(Near Infrared Reflectance Spectroscopy, 简称 NIRS)是 20 世纪 70 年代兴起的一种新的成分分析技术。该技术首先由美国农业部的 Norris 开发, 最早用于谷物中水分、蛋白质的测定。20 世纪 80 年代中后期, 随着计算机技术的发展和化学计量学研究的深入, 加之近红外光谱仪器制造技术的日趋完善, 促进了近红外光谱分析技术的极大发展。由于现代 NIRS 分析技术所独具的特点, NIRS 已成为近年来发展最快的快速分析测试技术, 被广泛应用于各个领域, 特别是欧美及日本等发达国家, 已将许多近红外光谱法作为标准方法。本章着重讨论近红外光谱检测技术在水分测量中的应用以及依据该原理设计的系统方案。

2.1 近红外光谱法的基本原理

近红外光谱的波长范围是 780~2500nm, 通常分为近红外短波区(780~1100nm 又称 Herschel 光谱区)和近红外长波长(1100~2500nm)^[4]。现代近红外光谱分析是将光谱测量技术、计算机技术、计量学技术与基础测试技术的有机结合。是将近红外光谱所反映的样品基团、组成或物态信息与用标准或认可的参比方法测得的组成或性质数据采用化学计量学技术建立校正模型, 然后通过对未知样品光谱的测定和建立的校正模型来快速预测其组成或性质的一种分析方法。

红外法实现的具体过程主要包括以下几个步骤: 一是选择有代表性的样品并测量其近红外光谱; 二是采用标准或认可的参考方法测定所关心的组分或性质数据; 三是将测量的光谱和基础数据, 用适当的化学计量方法建立校正模型; 四是未知样品组分或性质的测定。由近红外光谱分析技术的工作过程可见, 现代近红外光谱分析技术包括了近红外光谱仪、化学计量学软件和应用模型三部分。三者的有机结合才能满足快速分析的技术要求, 是缺一不可的。

其工作原理是, 如果样品的组成相同, 则其光谱也相同, 反之亦然。如果我们建立了光谱与待测参数之间的对应关系(称为分析模型), 那么, 只要测得样品的光谱, 通过光谱和上述对应关系, 就能很快得到所需要的质量参数数据。分析数据方法包括校正和预测两个过程:

(1)在校正过程中, 收集一定量有代表性的样品, 在测量其光谱图的同时, 根据需

要使用有关标准分析方法进行测量,得到样品的各种质量参数,称之为参考数据。通过化学计量学对光谱进行处理,并将其与参考数据关联,这样在光谱图和其参考数据之间建立起一一对应映射关系,通常称之为模型。虽然建立模型所使用的样本数目很有限,但通过化学计量学处理得到的模型应具有较强的普适性。

(2)在预测过程中,首先使用近红外光谱仪测定待测样品的光谱图,通过软件自动对模型库进行检索,选择正确模型计算待测质量参数。

2.2 近红外光谱分析的优缺点

样品无须预处理可直接测量:近红外光谱测量方式有透射、反射和漫反射多种形式,适合测量液体、固体和浆状等形式的样品,因此,用途很广。最大的优点就是无须对样品进行任何预处理,如汽油可直接倒入测量杯中或将光纤探头直接插入汽油中进行测量,操作非常方便,几秒钟内完成光谱扫描。

光纤远距离测量:近红外光可以通过光纤进行远距离传输,可以实现距光谱仪以外的远距离测量,可将测量探头或流通池直接安装到生产装置的管线,实现在线测量,或环境苛刻以及危险的地方的现场测量。

一台在线近红外光谱仪可以外接多路(2~10路)光纤回路,实现同时对生产装置的多个测量点的物料在线测量。在线测量数据可直接输送到DCS或先进控制系统,为生产的优化及时提供油品的质量参数。与其它在线测量仪表提供的参数(如压力、流量和温度等变量)相比,在线近红外分析提供的数据(如组成或性质)是直接质量参数,对生产的优化提供更准确和有益的参考信息。

近红外分析与常规的标准分析方法配合使用,起到双方互补的作用,不仅能够及时向生产控制部门提供分析数据,同时也节省了大量分析化验费用(包括人力、设备,和试剂等);在线近红外分析与DCS连接,直接给控制系统提供数据,据此进行生产优化得到的经济效益是巨大的;与其它在线仪表相比,近红外光谱仪运行故障率和消耗均很低。

近红外也有其固有的缺点:由于测定的是倍频及合频吸收,灵敏度差,一般要求检测的含量小于1%;建模难度大,定标模型的适用范围、基础数据的准确性即选择计量学方法的合理性,都将直接影响最终的分析结果。

2.3 近红外光谱分析技术在水分检测中的应用

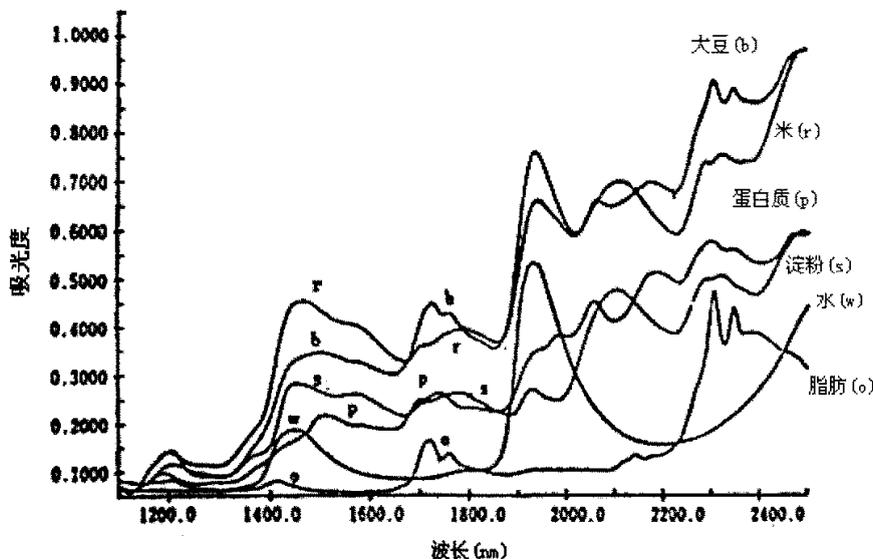


图 2.1 大米、大豆及其主要成分的近红外吸收光谱

近红外法是利用介于可见光与红外之间的 $0.7\sim 2.5\mu\text{m}$ 近红外区域的吸收。其最大特点是既能用于成分等的化学特性的测定方面，又能用于密度和粒度等的物理特性的特定方面。近红外分析法是以光散射条件下所得到的吸收光谱为基础，为使近红外法向一般的分析法发展，要搞清楚影响温度等吸收光谱的主要原因，近红外法中还必须灵活运用一些特殊光谱解析法。

图 2.1 示出了米粉和大豆粉及其主要成分的近红外光谱，近红外法的被测目标从液体到固体有各种形态，大多数都是光学上不透明的。所以，被测物中所产生的光散射就影响了吸收光谱的测定，故一般不能采用以液体为对象的光谱测定方法，液体内无光散射影响光束直线透过。当光散射影响时，也可以测定透过光谱。但如果被测物象固体和粉状那样，光散射影响大时，可以通过测定照射到被测物上的近红外光经多次散射后再放射出的漫反射光束获得。另外，当被测物为液体时，可采取折衷的方法，即利用扩散透射反射光。即使在存在光散射影响的情况下测定的吸收光谱中，也和朗伯-皮耳定律一样，能推导出定量显现吸收强度和吸收物质含量之间关系的很多关系式。其中有获得散射光物体中衰减的 Kubelka-Munk 式，此式是把近红外光谱用于定量分析时的理论依据。

用近红外分光光度计测出物质的吸收曲线，在对曲线进行研究，找出测量光

及参考光的最佳波长。以下是对不同物质水分含量的近红外吸收曲线的分析^[10]。

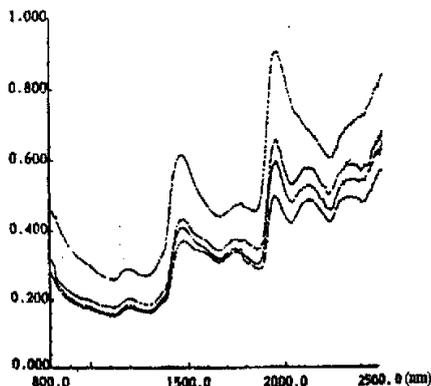


图 2.2 不同水分烟丝的近红外吸收曲线

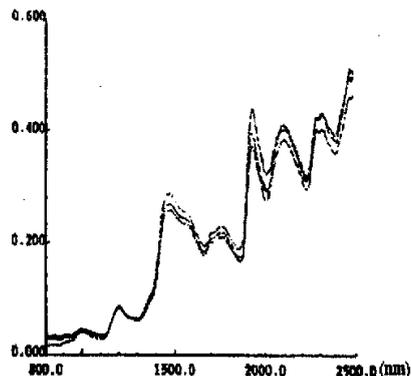


图 2.3 不同水分面粉的近红外吸收曲线

图 2.2 是不同水分的烟丝的吸收曲线。从测试曲线上可以找出水的 2 个吸收峰 1930nm、1460nm，也可以找出 2218nm、1842nm、1652nm 及 1282nm，4 个可以做参考光的波长（即与吸收峰靠近的谷点波长）。

图 2.3 是面粉的近红外吸收曲线。可以在曲线上找到 1933nm 及 1468nm 水的两个吸收峰。对于 1933nm，参考光波长可选 2223nm 或 1859nm，对于 1468nm，参考光可选 1669nm 或 1293nm。

2.4 红外水分仪的系统设计框图

本系统在红外光谱检测技术的基础上设计了光路，并根据光路设计相应的电路。系统包括光纤传感器、用于水分测量和参考的发光二极管及其驱动电路、接收电路和微机系统。系统框图如图 2.4，具体的设计方案将在随后的章节介绍。

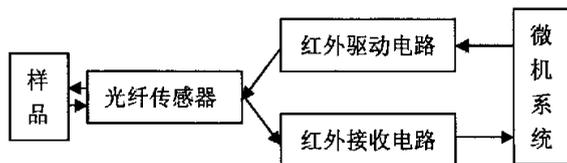


图 2.4 系统设计框图

2.5 本章小结

本章讨论了近红外光谱法的基本原理，以及其优缺点。同时给出几种物质对光波长的吸收峰曲线，通过烟丝和面粉中含有水分的光谱曲线可以得出测量水分

所需的测量和参考波长，为之后的红外发光管选型提供依据。最后基于红外光谱检测理论，给出系统设计框图。

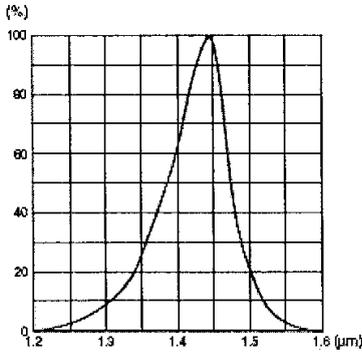
第三章 光纤传感器的设计

光纤是一种导光介质，利用光纤制作的传感器有光路简单，导光效果好，便于调试，造价低廉等优点。本章首先根据第二章所给出的水分吸收波长对红外 LED 进行选型，然后讨论光纤传感器制作思路，以及光路参数的简单计算。

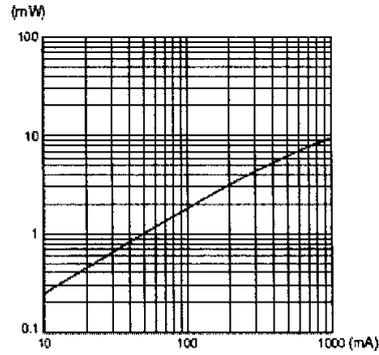
3.1 LED 光源和探测器的选择

3.1.1 LED 光源的选择

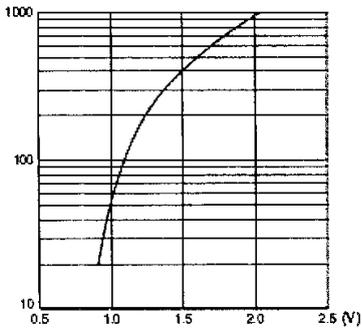
根据 2.3 小节水分子的红外吸收光谱可知，近红外光谱中水分的吸收峰有两个，分别是 1910nm 和 1450nm 左右。在本系统中所选用的是滨松公司生产的 L7850 红外发射 LED，其特性如图 3.1 所示



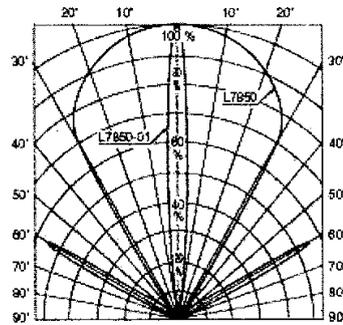
(a) 发光波长



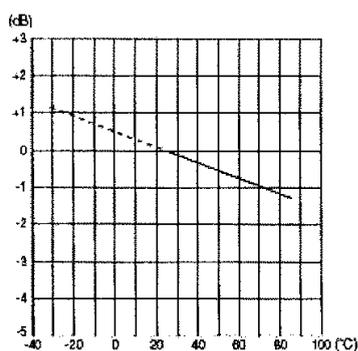
(b) 正向电流和光功率的关系



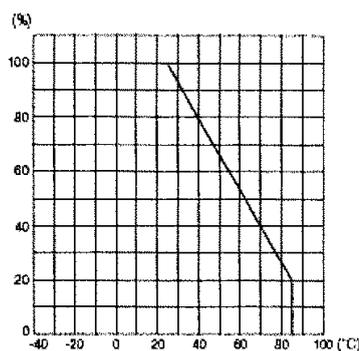
(c) 正向电压和正向电流的关系



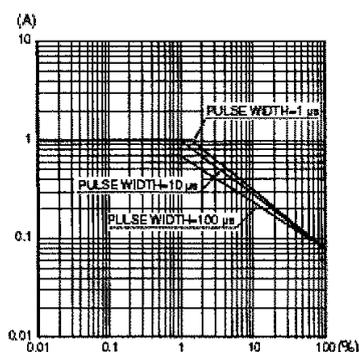
(d) 辐射方向性



(e) 温度对光输出的影响



(f) 温度与允许正向电流的关系



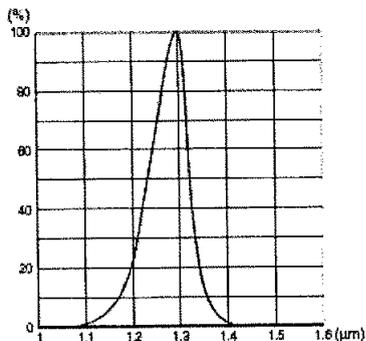
(g) 调制占空比和正向电流的关系

图 3.1 L7850 特性图

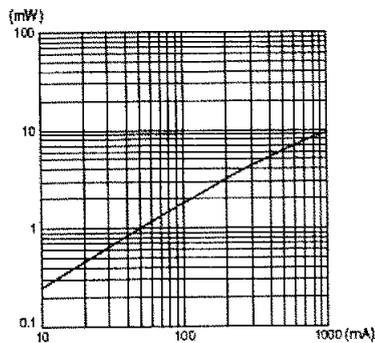
由图 3.1(a), L7850 的峰值发光功率在 1450nm 左右, 位于水分的吸收峰处, 其 3dB 发光功率半波长大约 20~30nm, 可见 L7850 符合水分测量波长的要求。(b) 是正向电流和发光功率的关系, 在本系统中选择了对 L7850 加 100mA 的平均正向导通电流, 对照图(b)可知发光功率约为 1.8mW。其平均正向偏置电压由图(c)得到约为 1.2V。图(d)显示其辐射角, 由于光纤传感器与发光二极管的连接方式采用直接耦合, 且发射光纤束的直径足够大, 因此, 使得光能很好的耦合进入光纤, 也就是说耦合效率较高。图(e)和(f)显示了温度对 LED 性能的影响, 由于系统基本是在室温(25°C)下工作, 因此对光功率和正向电流的影响很小, 几乎可以忽略不计。本系统需要对 LED 进行占空比为 50%的载波调制, 图(e)显示出 100mA 的平均正向导通电流下, 基本可以对光波进行高达 1MHz 的调制, 而本系统采用了 40kHz 的频率, 符合 LED 的工作条件。

除了上述的测量 LED 之外, 还需要一个参考波长, 当测量波长选定时, 参考

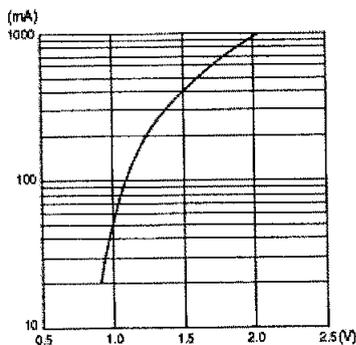
波长就应选择在水分的波谷处，而且在光谱上越靠近测量波长其参考价值越大。而由 2.3 节可知，1450nm 波长附近的水分吸收波谷为 1300nm 左右。所以，本系统选择了滨松公司生产的 L7866 红外发射 LED，其工作特性如图 3.2 所示



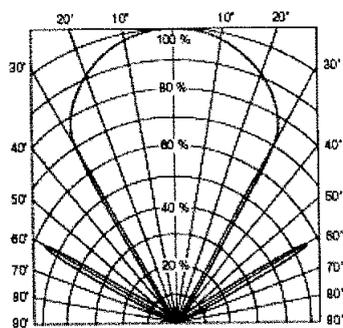
(a) 发光波长



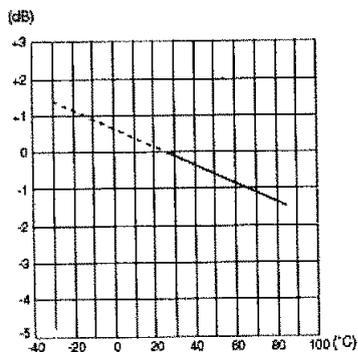
(b) 正向电流和光功率的关系



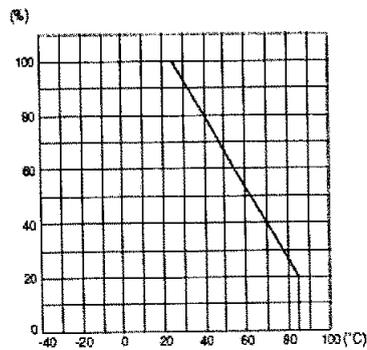
(c) 正向电压和正向电流的关系



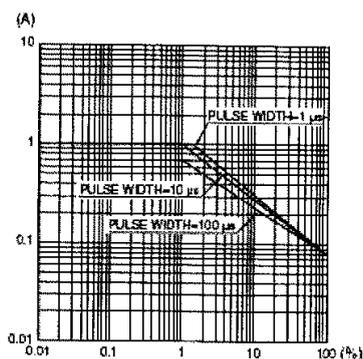
(d) 辐射方向性



(e) 温度对光输出的影响



(f) 温度与允许正向电流的关系



(g) 调制占空比和正向电流的关系

图 3.2 L7866 特性图

由图 3.2(a)， L7866 的峰值发光功率在 1300nm 左右, 位于水分的吸收谷处, 其 3dB 发光功率半波长大约 20~30nm, 可见 L7866 符合水分参考波长的要求。(b)、(c)、(d)、(e)、(f)、(g) 和 L7850 的工作特性曲线完全一致, 而且 L7866 采用和 L7850 相似的直接耦合方式, 因此 2 个发射 LED 的工作情况大致相同, 能够达到双波长测量法对光源的要求。

3.1.2 探测器的选择

探测器的工作机理是利用了红外光子与探测器物质中的电子相互作用的原理, 我们把这些探测器称为红外光子探测器。在这些过程中, 由于不同波长的红外光子具有不同的光子能量, 对于某一特定的物质, 存在着一个特定的红外波长, 如果红外光波长大于这一波长, 光子与物质相互作用的程度较弱, 因此无法探测, 这一特定波长就叫做探测器的响应截止波长。因此, 光子探测器一般都工作在特定的波段, 表 3.1 列举了一些目前典型的各波段探测器

表 3.1 典型的各波段探测器

波段 (波长)	工作在该波段的典型红外光子探测器
短红外 (0.7~1.1 μm)	硅光电二极管 (Si)
近红外 (1~3 μm)	铟镓砷 (InGaAs)、硫化铅探测器 (PbS)
中波红外 (3~5 μm)	碲化铟 (InSb)、碲镉汞探测器 (HgCdTe)
长波红外、热红外 (8~14 μm)	碲镉汞探测器 (HgCdTe)
远红外 (16 μm 以上)	量子阱探测器 (QWIP)

由表 3.1 可见，发射红外 LED 选用的两个波长 1450nm 和 1300nm 属于近红外波长，因此必需使用铟镓砷 (InGaAs) 或硫化铅探测器 (PbS)。

本系统使用的是中科院上海微系统所自行研制的 InGaAs 光电探测器，它的感应区域是 $\phi 5mm$ ，其相应曲线如图 3.3 所示

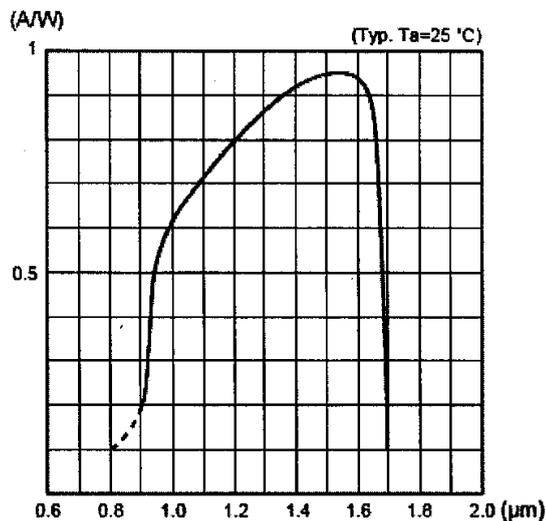


图 3.3 光电探测器的响应曲线

由图可知，1450nm 和 1300nm 的响应度大约在 0.93 和 0.86 左右，符合设计的要求。

3.2 光纤传感器的设计

3.2.1 强度调制理论^[3]

强度调制光纤传感器的基本原理是待测物理量引起光纤中的传输光光强变化，通过检测光强的变化实现对待测物理量的测量，其原理如图 3.4 所示。

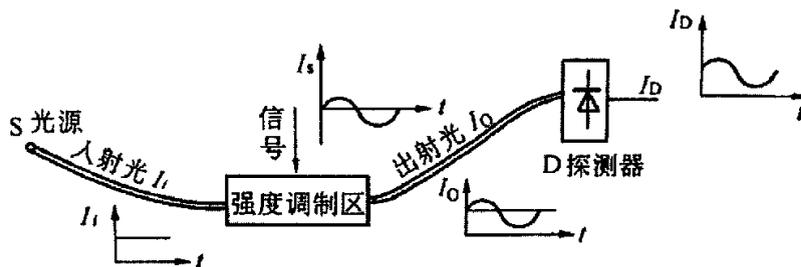


图 3.4 强度调制原理图

一定光源发出的强度为 P_i 的光注入传感头，在传感头内，光在被测信号的作用下其强度发生变化，即受到了外场的调制，使得输出光强 P_o 的包络线与被测信号的形状一样，光电探测器测出的输出电流 I_o 也作同样的调制，信号处理电路再检测出调制信号，就得到了被测信号。强度调制的特点是简单、可靠、经济。强度调制方式很多，大致可分为以下几种：反射式强度调制、透射式强度调制、光栅式强度调制以及折射率和吸收系数强度调制等等。

本文主要讨论反射式强度调制理论。这是一种非功能型光纤传感器，光纤本身只起传光作用。这里光纤分为两部分，输入光纤和输出光纤，即发送光纤和接收光纤。这种传感器的调制机理是发送光纤将光源的光射向被测物体表面，再从被侧面反射到另一根接收光纤中，其光强的大小随被测表面与光纤间的距离变化而变化，而当距离一定时，光强则与物质的表面状态有关。

物质中的水分在 $1.93\mu\text{m}$ 和 $1.45\mu\text{m}$ 处存在着较强的吸收带。因此当波长 $1.45\mu\text{m}$ 的近红外光纤照射到样品上，一部分光将被样品吸收，另一部分则被其反射。所以，只要测出入射光、反射光及漫反射光的强度，就能获取谷物样品的含水量信息。

由Kubelka—Munk理论，有

$$\ln \frac{1}{R} = \frac{K}{S} + B \quad (3-1)$$

式中 R 为谷物样品的反射率； K 为其吸收系数； S 为其散射系数；而 B 则为常数。

在一定的光强范围内，吸收系数 K 与被测样品的水份含量 C 之间呈如下关系

$$K = \varepsilon * C \quad (3-2)$$

式中 ε 为比例常数。

考虑到反射率 R 的定义

$$R = \frac{I}{I_0} \quad (3-3)$$

式中 I_0 为人射光的强度； I 为反射光的强度。

将(3-2)、(3-3)代入(3-1)式，我们可以得到

$$\ln \frac{I_0}{I} = \frac{\varepsilon}{S} * C + B \quad (3-4)$$

所以水分值 C 可以由下式得出

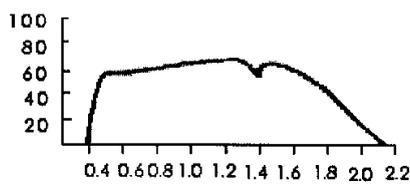
$$C = \left(\ln \frac{I_0}{I} - B \right) \frac{S}{E} \quad (3-5)$$

因此只要测得 I 、 I_0 和 S 的值，就可测得样品的水分值。

3.2.2 光纤的选择和出纤功率的计算

由于光纤具有导光作用，因此可以利用光纤来设计系统的光路。在本系统研制过程中，使用过单模光纤以及各种多模光纤作为光纤传感器的传导介质，其中效果较好的是玻璃光纤束制成的传感器，它是多模光纤。其技术参数如表 3.2

表 3.2 玻璃光纤的技术参数

性能	技术参数	说明
光纤直径	15 μm ~ 55 μm	本系统采用 55 μm 的光纤
数值孔径	≥ 0.60	
光纤丝衰减	300~600dB/km	
光纤强度	>150kg/mm	
传输光谱范围	380nm~2200nm	
光传输长度	50mm~30m	
光透过率	$T \geq 50\%/m$	$T = (I/I') \times 100\%$ 其中： I' -总光能量； I -通过传光束后的光能量。
端表面	①平面：光滑平整；②环面：光滑及面形；③斜面：光滑及角度。	通过光学冷加工处理传光束端表面

由表 3.2 可见，光纤的直径为 55 μm 非常小，可以对其进行集束处理，而其数值孔径较大，在集束的条件下，即使是直接耦合也能很好的保证光耦合的效率，

以及光斑的面积。从传输光谱范围来看，红外 LED 所发射的 1450nm 和 1300nm 能很好的通过光纤，下面计算光功率透过光纤后的损耗，也就是出纤功率：

由光纤丝的衰减参数得

$$300 * L \leq \alpha \leq 600 * L \quad (\text{dB}) \quad (3-6)$$

式中 α 为衰减因子，单位是 dB，L 为光纤长度，单位是 km。实际使用的光纤长度为 10cm，也就是 10^{-4} km，那么有

$$0.03 \leq \alpha \leq 0.06 \quad (\text{dB})$$

计算最差情况有

$$\alpha = 0.06 \quad (\text{dB})$$

又由光透过率有，

$$T = \left(\frac{I}{I_0} \right) * 100\% \geq 50\% \quad (3-7)$$

假设发光功率为 P_i ，直接耦合的效率为 C_1 ，并采用最差光透过率($T=50\%$)和衰减因子($\alpha=0.06$)，那么可以得到出纤功率近似等于

$$P_o = C_1 P_i (1 - \alpha) T = 0.47 C_1 P_i \quad (3-8)$$

这里需要注明的是，由于采用两种波长来测量，因此其在光纤中的传输损耗并不一致，虽然在长度非常短且是单根光纤的条件下这种差异可以忽略不计，但在集束情况下，这种差异必需考虑，而这样的差异从统计学角度来考虑应该是一个比例常数，设为 C_2 ，因此我们得到了两个波长的出纤功率，假设参考光的出纤功率是 P_o ，那么测量光的出纤功率为 $C_2 P_o$ 。

3.2.3 光纤传感器的结构

由于采用双波长反射式强度调制检测法，因此有两个红外 LED 和一个光电探测器，也就对应有两根发射光纤束，和一根接收光纤束，其结构如图 3.5 所示。图中 D1、D2 是红外发射 LED，D3 是光电探测器，D1、D2 发射的光经各自的发射光纤束照射到样品上，被样品漫反射出来光线的大部分进入接收光纤束，通过接收光纤的传导，到达光电探测器。

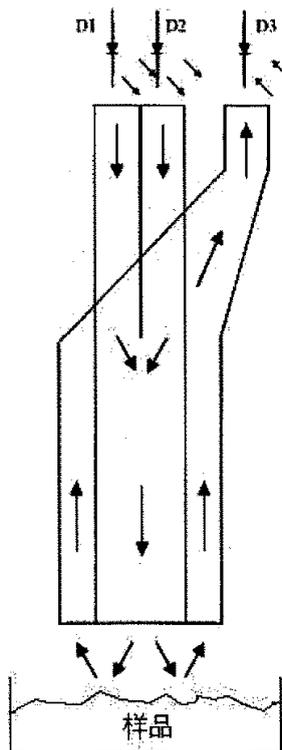


图 3.5 光纤传感器结构和其与样品盘的位置

为了使参考光对测量光起到参考意义，就要求参考和测量光照射到待测样品上的光斑一致，并且其接收光路也一致，因此整个光纤传感头采用了同心圆的结构，两根发射光纤束为内圆，并对其进行随机分布排列，而外环是接收光纤束，图 3.6 显示了传感头的横截面图

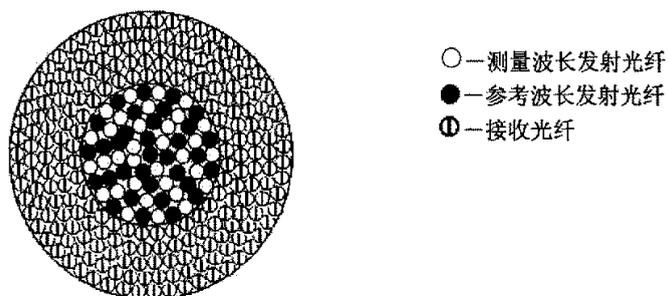


图 3.6 光纤传感头横截面

由图可见，在测量光纤和参考光纤足够多的情况下，两种波长的光照射到物

体上的光斑面积近似相等，实际制作过程中测量和参考光纤束都各使用了 3000 根玻璃光纤原丝，所以可近似认为测量和参考光同光路。

3.2.4 探测器接收光功率的估算和反射率计算

假设从发射光纤传导的光在空气中没有损耗，即照射到样品上的功率为出纤功率 P_0 (参考光)，经过强度调制(被水分吸收)后产生的损耗比例因子为 C_M ，漫反射损耗的比例因子为 C_4 ，那么进入接收光纤的光功率 P_1 为

$$P_1 = C_M C_4 P_0 \quad (3-9)$$

将 (3-8) 代入上式并整理得到，

$$P_1 = 0.47 C_1 C_M C_4 P_i \quad (3-10)$$

又由于通过接收光纤的过程和光通过发射光纤的过程一致，所以式 (3-8) 仍然适用，那么到达探测器的光功率 P_2 为

$$P_2 = 0.47 C_1 P_1 = (0.47 C_1)^2 C_4 C_M P_i \quad (3-11)$$

上式仅考虑到发射光线为参考光的情况，由 3.5.1 可知测量光的出纤功率为 $C_2 P_0$ 。因此探测器接收到测量光的功率 P_2' 为，

$$P_2' = (0.47 C_1 C_2)^2 C_4 C_M P_i \quad (3-12)$$

定义参考光不被水分吸收，其强度调制损耗因子 $C_M = 1$ 。那么反射率 R 为

$$R = \frac{P_2'}{P_2} = \frac{(0.47 C_1 C_2)^2 C_4 C_M P_i}{(0.47 C_1)^2 C_4 P_i} = C_2^2 C_M \quad (3-13)$$

分析上式我们可以看出，比率 R 包涵两项，其中一项 C_2 和光纤对波长的固有损耗有关，是一个常数，剩下的一项 C_M 与水分值有关，因此只要分别测得测量光功率和参考光功率就能得到与水分相关的比值，从而测得水分值。

3.3 本章小结

在本章中首先讨论了光纤的波导原理和衰减机理，并根据水分测量的需要选择测量和参考 LED 的波长，由测量和参考发光 LED 的技术参数得出在其光电特性基本一致并在光路近似相同的情况下，参考光能对测量光起参考作用的结论。

利用实际系统所用光纤的技术参数来估算出纤功率和探测器接收到的光功率。最后给出反射率公式，证明了利用光纤传感器来设计光路的可行性。

第四章 硬件系统的设计

由上一章讨论可知，光电探测器接收到的是一个微弱的光信号，为了把这个光信号检测出来，必需采用微弱信号的检测的方法，在本章中将重点介绍用以微弱信号检测的锁定放大原理和锁定放大器的结构，以及嵌入式系统硬件的设计。

4.1 微弱信号检测的基本方法

噪声是无处不在的，并与信号共存。图 4.1 示出了噪声频率的分布以及各类噪声的频率范围^[5]。

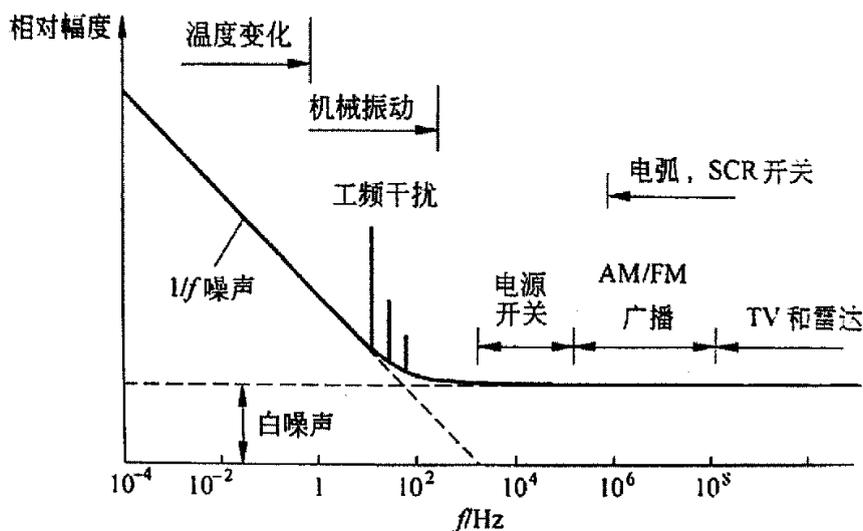


图 4.1 噪声频谱分布

要提取有用信号，必须抑制噪声。任何微弱信号检测系统，均须把传感器输出的微弱信号进行放大，为使信号不被淹没得更深，采取低噪声放大器是必要的。根据传感器的噪声阻抗特性设计前置放大器，特别是第一级放大器是信号通道中低噪声放大的关键，此外，对传感器及前置放大器采取低温制冷是降低噪声的有效方法；根据信号频谱特性尽量压缩信号带宽也是降低噪声的一种方法；采用正确屏蔽接地技术是保证测试系统正常工作的有力措施。

其中相关检测原理是从噪声中提取有用信号的有效方法。在通信、雷达、自动控制等领域中早已获得充分证实，由于噪声与噪声、噪声与信号均不相关，而信号与噪声均不相关，而信号与信号则完全相关。根据这一特性，电路完成信号

与参考信号的互相关运算，从而达到将强噪声中的信号振幅和相位信息有效的检测出来。经分析可知，同步相关检测的输出特性等效为一中心频率可变的频带极窄的梳状滤波器。它只允许信号中的基波及各奇次谐波通过，滤除其他频率的信号和噪声。梳状滤波器的等效 Q 值高达 10^8 ，几乎把噪声抑制殆尽。

锁定放大器 (Lock-in Amplifier) 就是这一原理的典型应用。锁定放大器的出现使检测电压的满量程灵敏度达到小于 1nV ，信噪改善比优于 10^5 。这一特性使它几乎在所有的现代科技领域中获得广泛应用，成为检测噪声中周期信号振幅和相位信息的最佳仪器设备。

4.2 锁定放大原理^[8]

4.2.1 概述

对于幅度较小的直流信号或慢变信号，为了防止 $1/f$ 噪声和直流放大的直流漂移(例如运算放大器输入失调电压的温度漂移)的不利影响，一般都使用调制器或斩波器将其变换成交流信号后，再进行放大和处理，用带通滤波器抑制宽带噪声，提高信噪比，之后再解调和低通滤波，以得到放大的被测信号，

设混有噪声的正弦调制信号为

$$x(t) = s(t) + n(t) = V_s \cos(\omega_0 t + \theta) + n(t) \quad (4-1)$$

式中， $s(t)$ 是正弦调制信号， V_s 是被测信号， $n(t)$ 是噪声。对于微弱的直流或慢变信号，调制后的正弦信号必然也是微弱的。要达到足够的信噪比，用于提高信噪比的带通滤波器(BPF)的带宽必须非常窄，Q 值($Q = \omega_0 / B$ ，B 为带宽)，必须非常高，这在实际上往往会很难实现。而且 Q 值太高的带通滤波器往往不稳定，温度、电源电压的波动均会使滤波器的中心频率发生变化，从而导致其通频带不能覆盖信号频率，使得测量系统无法稳定可靠地进行测量。在这种情况下，利用锁定放大器可以很好的解决上述问题。

4.2.2 锁定放大器中的频谱迁移

锁定放大器抑制噪声有 3 个基本出发点：

- (1) 用调制器将直流或慢变信号的频谱迁移到调制频率 ω_0 处，再进行放大，

以避免 $1/f$ 噪声的不利影响。

(2) 利用相敏检测器实现调制信号和解调过程，可以同时利用频率 ω_0 和相角 θ 进行检测，噪声与信号同频又同相的概率很低。

(3) 用低通滤波器而不是带通滤波器来抑制噪声。低通滤波器的频带可以做得很窄，而且其频带宽度不受调制频率的影响，稳定性也远远大于带通滤波器。

锁定放大器对信号频谱进行迁移的过程如图 4.2 所示。调制过程将低频信号 V_s 乘以频率为 ω_0 的正弦载波，从而将其频谱迁移到调制频率 ω_0 两边，之后进行选频放大，这样就不会把 $1/f$ 噪声和低频漂移也放大了，如图 4.2(a) 所示。图中的虚线表示 $1/f$ 噪声和白噪声的功率谱密度。经交流放大后，再用相敏检测器 (PSD) 将其频谱迁移到直流 ($\omega = 0$) 的两边，用窄带低通滤波器 (LPF) 滤除噪声就得到高信噪比的放大信号，如图 4.2(b) 所示，图中虚线表示 LPF 的频率响应曲线。只要 LPF 的带宽足够窄就能有效的改善信噪比。

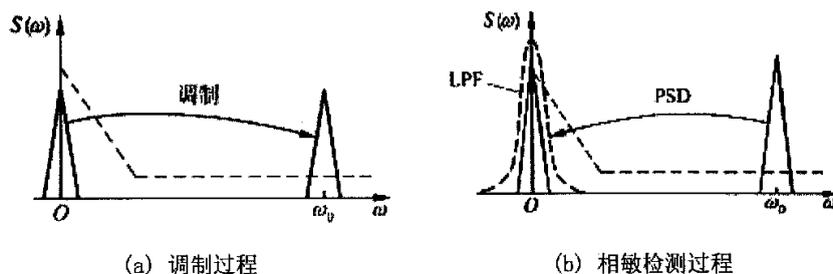


图 4.2 锁定放大器对信号频谱的迁移过程

可见，锁定放大器继承了调制放大器使用交流放大，而不使用直流放大的原理，从而避开了幅度较大的 $1/f$ 噪声；同时又用相敏检测器实现解调，用稳定性更高的低通滤波器取代带通滤波器实现窄带化过程，从而使检测系统的性能大为改善。

4.2.3 锁定放大器的工作原理及各模块分析

锁定放大器的基本结构示于图 4.3，包括信号通道、参考通道、相敏检测器 (PSD) 和低通滤波器等。

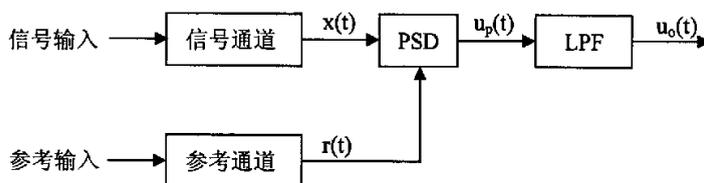


图 4.3 锁定放大器工作原理框图

信号通道对调制正弦信号输入进行交流放大，将微弱信号放大到足以推动相敏检测器工作的电平，并且要滤除部分干扰和噪声，以提高相敏检测器的动态范围。因为对不同的测量对象要采用不同的传感器，传感器的输出阻抗各不相同。为了得到最佳噪声特性，信号通道的输入阻抗要能与响应当传感器输出阻抗相匹配。

信号通道中常用的滤波器是中心频率为载波频率 ω_0 的带通滤波器，在锁定放大器中，常采用低通滤波器和高通滤波器的组合来实现带通滤波器。低通滤波器的拐点频率 f_L 和高通滤波器的拐点频率 f_H 都可调，这样就可以根据被测信号的情况来选择设定带通滤波器的中心频率 f_0 和带宽 B 。需要注意的是，带通滤波器的带宽不能太窄，否则当温度和电源电压发生变化时，信号的频谱有可能偏离带通滤波器的通频带，导致很大的测量误差。

为了适应不同的输入信号幅度，信号通道中放大器的增益应该可调，或者增益系数可变的衰减电路。为了不破坏系统的噪声特性，增益开关一般设置在前置放大器后的某级中。

参考输入一般是等幅正弦信号或方波开关信号，它可以是从外部输入的某种周期信号，也可以是系统内原先用于调制的载波信号或用于斩波信号。参考通道对参考输入进行放大或衰减，以适应相敏检测器对幅度的要求。参考通道的另一个重要功能是对参考输入进行移相处理，以使各种不同相移信号的检测结果达到最佳。

参考信号 $r(t)$ 可以是正弦波，也可以是方波。为了防止 $r(t)$ 的幅度漂移影响锁定放大器的精度， $r(t)$ 最好采用方波开关信号，用电子开关实现相敏检测。在这种情况下，要求 $r(t)$ 方波的正负半周比为1:1，也就是占空比为50%。

直流芯片，其目的在于将低通滤波器输入的纹波信号进一步平滑；其输出连接模数转换器(A/D), CPU 控制 A/D 进行采样；其他硬件有 3 位半 LCD 用以显示，用户按键，E2PROM 用以校正读数等。

4.4 红外发射电路设计

红外发射电路设计电路就是轮流对两个发光 LED 进行调制。由图 4.1 可知，为了避开 $1/f$ 噪声和其他干扰对系统的影响，调制信号宜选择大于 10^4Hz 的频率范围；另外从 PSD 的角度考虑，用电子开关做乘法器的条件为参考信号是一个占空比为 50% 的方波。因此选择了时基集成电路 555 先产生一个倍频载波 (80kHz 左右)，然后由 D 触发器对其 2 分频，产生一个占空比为 50% 的方波 (40kHz 左右)。

4.4.1 调制载波发生电路

555 时基集成电路是一种用途极为广泛的模拟—数字混合式集成电路。它可以组成单稳态工作方式，也可以像多谐振荡器一样作为振荡器来使用。调制载波的发生电路中采用的是 555 的多谐振荡工作方式。

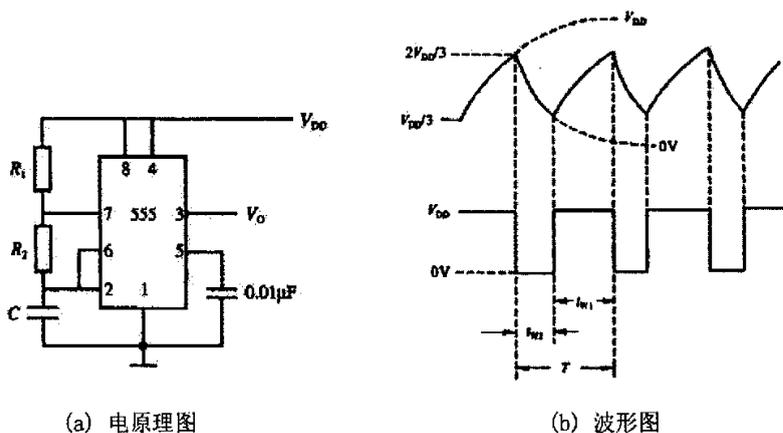


图 4.5 555 定时电路构成振荡器

图 4.5(a) 是多谐振荡工作方式的电原理图，图中阈值电压和触发输入端连在一起，电源通过 R_1 、 R_2 向电容 C 充电，当电容 C 上的电压超过 $\frac{2}{3}V_{DD}$ 时，即阈值电压超过 $\frac{2}{3}V_{DD}$ 时，其内部的 R-S 触发器置 0， $\bar{Q}=1$ ，内部的放电管导通，电容

C 则通过 R_2 和放电管 \bar{T} 放电；当电容 C 放电到其电压小于 $\frac{1}{3}V_{DD}$ 时，R-S 触发器被置 1， $\bar{Q} = 0$ ，放电管 \bar{T} 截止，电容 C 又开始充电。这样周而复始形成多谐振荡。

电路充电时间，即输出高电平的脉宽 t_1 为：

$$t_1 = 0.69(R_1 + R_2)C$$

放电时间，即输出低电平的时间 t_2 为：

$$t_2 = 0.69R_2C$$

因此脉冲周期：

$$T = t_1 + t_2 = 0.69(R_1 + 2R_2)C \quad (4-2)$$

根据式(4-2)可以选择适当的 R、C 值来产生 80kHz 的载波，实际设计过程中选择了 $R_1 = 1k\Omega$ ， $R_2 = 2k\Omega$ ， $C = 3300pF$ 。理论计算值为 87.834kHz。实测波形如图 4.6 所示。实际中，555 输出的频率为 82.358kHz，其峰峰值 $V_{p-p} = 4.5V$ 。

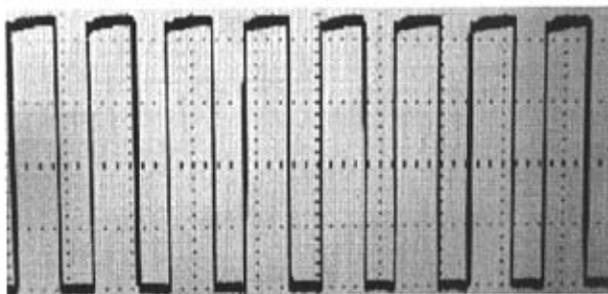


图 4.6 555 多谐振荡器实测波形

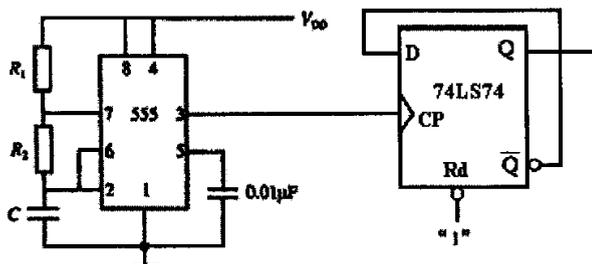


图 4.7 调制载波发生电路

由于在接收电路中需要一个占空比为 50% 的方波调制信号做参考信号，因此还必需把 555 的输出接一个 2 分频电路。如图 4.7 所示，D 触发器 (74LS74) 的 CP 接 555 的输出，D 和 \bar{Q} 连接在一起，组成 2 分频电路。Q 的输出波形如图 4.8 所示，其实测值为 41.179kHz，峰峰值 $V_{p-p}=3.2V$ 。

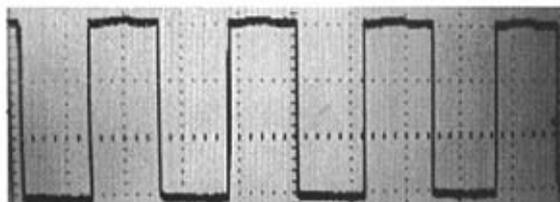


图 4.8 调制信号实测波形

4.4.2 红外 LED 载波调制电路

红外发光二极管是由 PN 结构成的注入电流型发光器件。系统使用的两个发光二极管的正向伏安特性 (V-A) 如图 3.1(c) 和图 3.2(c) 所示，它与普通的发光二极管类同，都属于在正向偏置电压下电流驱动器件。

按照驱动方式不同，红外发光二极管的发射电路可分为直流电流驱动，交流电流驱动和脉冲电流驱动等形式。在本系统中，采用的是脉冲发射方式，其控制信号为 D 触发器输出的占空比为 50% 的方波。

另外，其工作电流应限制在规定的正向电压极限值之内。当外加电压较高时，应串接一个限流电阻，其值为 $R_s = \frac{E_c - V_F}{I_F}$ ，式中 V_F 是在正向规定电流 I_F 值内的正向电压。在脉冲发射工作方式下，占空比为 1:1 的方波，它的平均电流 I_m 与峰值电流 I_p 之间的关系为 $I_m = I_p / 2$ ，效率为 50%。由此可见，如果正向平均电流 $I_m=100mA$ ，那么其峰值电流 $I_p=200mA$ 。

其原理图如图 4.9 所示，D 触发器 Q 端输出的调制载波通过一个电阻 R_3 接到三极管 9014 的基极，它的集电极接两个 LED 的负端，发射极接地。适当调节 R_3 便可使 9014 工作在饱和状态下，起到电子开关的作用。电源电压 V_{DD} 通过 LED 的限流电阻 R_4 连接到 2 个电子开关上，这两个电子开关的控制信号由 CPU 的一

个 I/O 口 P4.0 和其逻辑非给出。

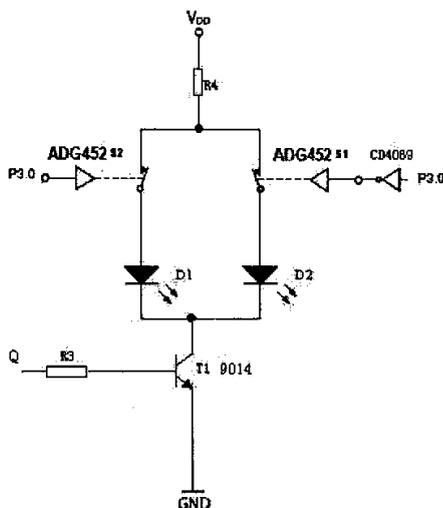


图 4.9 红外 LED 载波调制电路

其工作原理为，假设 P4.0 为“1”，D₁ 工作，D₂ 截止，此时当 Q 输出高电平“1”，三极管 T₁ 饱和导通，则发光管 D₁ 导通，若 Q 输出低电平“0”，则 D₁ 截止，如此实现了对 D₁ 的光脉冲调制。同样地，当 P4.0 为“0”时，D₂ 处于调制工作状态。通过软件编程就可以控制两个红外 LED 轮流工作在调制发射状态。

由于 9014 的集电极最大电流 I_{cm} 为 100mA，所以当三极管饱和工作时选取适当的 LED 正向工作电流是很重要的。下面来确定限流电阻 R₄ 的值

$$I_p = 2I_{cm} = 200mA$$

又由图 2.8(c) 和图 2.9(c) 可知，当正向电流为 200mA 时，其正向电压在 1.3V 左右，在 $V_{DD}=5V$ 的情况下有

$$R_s = \frac{E_C - V_F}{I_F} = \frac{5 - 1.3}{200} = 18.5\Omega$$

由于计算出的限流电阻较小，所以还必需考虑电子开关的导通电阻。

在实际设计中，电子开关选用 Analog Device 公司生产的四 SPST 开关，其导通电阻的典型值为 5Ω。限流电阻则采用 15Ω 的金属膜电阻，其电阻值在 20Ω 左右。

4.5 红外接收电路设计

由发射电路发射的调制光波，经样品表面漫反射后进入接收光纤到达光电探测器(PIN-PD)，红外接收电路的制作思路就是利用锁定放大器的原理，将有效信号交流放大，直流解调后送入模数转换器进行采样。其主要的组成部分为前置放大器、带通滤波器、乘法器、低通滤波器等。

4.5.1 前置放大器

在直接探测方式中，当光信号功率较小时，光电探测器的电信号输出也相应较小。为了满足信号处理、显示的需要，往往要跟随前置放大器。放大器的引入，对探测系统的灵敏度，或者说对探测系统的输出信噪比将产生影响。因此，为了使探测系统保持一定的输出信噪比，合理设计前置放大器是十分重要的。为了充分利用光电探测器的灵敏度，在设计放大器时，总是先满足噪声指标的要求，然后再满足增益、带宽等技术要求。

任何一个放大器内部都有许多噪声源(包括电阻、晶体管等)，为了使问题简化，一般把内部噪声源折合到放大器的输入端，用输入端的等效噪声源来表示。下面首先分析放大器的噪声特性。

4.5.1.1 放大器的噪声特性^[7]

1. 放大器的等效输入噪声与信号源内阻的关系

前置放大器的组态如图 4.10(a)所示，图中 e_n 是被测信号电压， R_s 是传感器输出内阻。把电阻和放大器用其噪声模型代替，可得图 4.10(b)所示的等效噪声电路，电阻的热噪声表示为噪声电压源 e_t ， e_n 和 i_n 分别为放大器等效到输入端的噪声电压和噪声电流。

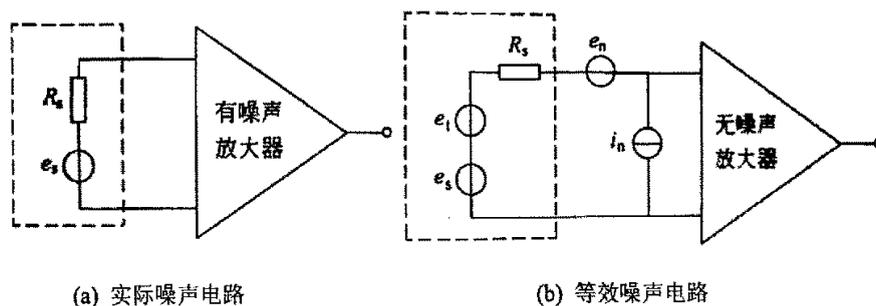


图 4.10 放大器噪声电路

设 e_t 、 e_n 和 i_n 互不相关，通过把噪声电流源转换为噪声电压源 $i_n R_S$ ，可得等效噪声电路输入总噪声功率：

$$\overline{e_m^2} = \overline{(e_t + e_n + i_n R_S)^2} = \overline{e_t^2} + \overline{e_n^2} + \overline{i_n^2 R_S^2} \quad (4-3)$$

或将其用有效值的平方来表示，即

$$E_m^2 = E_t^2 + E_n^2 + I_n^2 R_S^2 \quad (4-4)$$

将热电阻的热噪声公式

$$E[e_t^2] = 4kTRB \quad (4-5)$$

(式中， B 为系统的等效噪声带宽，单位为 Hz， e_t 为热噪声电压值)代入式(4-4)得

$$E_m^2 = 4kTR_S \Delta f + E_n^2 + I_n^2 R_S^2 \quad (4-6)$$

式中， T 为绝对温度， Δf 为电路带宽。

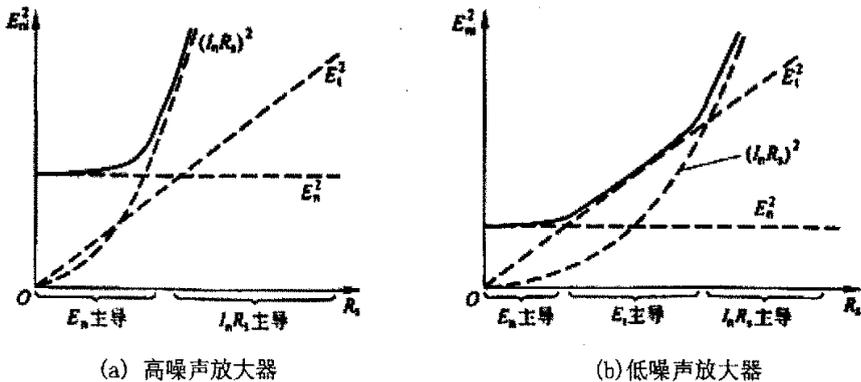


图 4.11 等效输入噪声电压均方值及其分量对信号源内阻 R_S 的关系

对于内部噪声较大的普通放大器， E_n 和 I_n 数值较大，由式(4-6)可知，当 R_S 阻值较小时，输入总噪声 E_{ni} 由 E_n 主导；当 R_S 阻值较大时，输入总噪声 E_{ni} 由 $I_n R_S$ 主导。 E_n 和 $I_n R_S$ 互相交叠淹没了信号源电阻的热噪声，这种情况如图 4.11(a) 所示。对于低噪声放大器， E_n 和 I_n 数值较小，在 R_S 的中等数值范围，输入总噪声 E_{ni} 的主导成分是信号源内阻 R_S 的热噪声 E_t ，只有在 R_S 很小时，输入总噪声由 E_n 主导；在 R_S 很大时输入，总噪声由 $I_n R_S$ 主导，如图 4.11(b) 所示。

2. 最佳源电阻及噪声匹配

利用图 4.10(b) 的噪声模型，噪声系数 F 可以根据放大器输入等效噪声的情况来计算。因为放大器对输入端的各种噪声的增益是相同的，可得

$$F = \frac{P_{no}}{P_{ni} K_p} = \frac{E_{ni}^2}{P_{ni}} = \frac{E_t^2}{E_i^2} = \frac{4kTR_S \Delta f + E_n^2 + I_n^2 R_S^2}{4kTR_S \Delta f} = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_S^2}{4kTR_S \Delta f} \quad (4-7)$$

式中， P_{no} 为放大器总的输出噪声功率；

P_{ni} 为信号源电阻的热噪声功率；

K_p 为放大器的功率放大倍数。

或将噪声系数表示为等效噪声源平方根谱密度的形式：

$$F = 1 + \frac{e_N^2 + i_N^2 R_S^2}{4kTR_S} \quad (4-8)$$

式中 $e_N = \sqrt{E_n^2 / \Delta f} (V / \sqrt{Hz})$ ， $i_N = \sqrt{I_n^2 / \Delta f} (A / \sqrt{Hz})$ 。

式(4-8)表明，当信号源电阻 R_S 趋向于零或趋向于无穷大时，噪声系数 F 都会趋向于无穷大。当 R_S 很小时，其热噪声 E_t 也小，放大器等效输入噪声电压 E_n 使得输入噪声大为增加；当 R_S 很大时时，式(4-6)中的 $I_n^2 R_S^2$ 项与 R_S 的热噪声功率 $4kTR_S B$ 相比，前者将占据主导地位，也会使噪声系数 F 大为增加。只有当 R_S 为最佳源电阻 R_{SO} 时，噪声系数 F 才能达到其最小值 F_{min} ，这种情况称为噪声匹配。

为了寻求最佳源电阻 R_{SO} ，将式(4-7)对 R_S 求导，再令 $\partial F / \partial R_S = 0$ ，得

$$R_{SO} = E_n / I_n \quad (4-9)$$

用式(4-9)表示的 R_{SO} 代替式(4-7)中的 R_S ，得噪声系数最小值 F_{min}

$$F_{min} = 1 + \frac{E_n I_n}{2kT \Delta f} \quad (4-10)$$

由最佳源电阻 R_{SO} 不一定能得到最大的功率增益， R_{SO} 是能给出最大信噪比的源电阻数值。选择最佳源电阻的目的不是要达到功率匹配，而是要达到噪声匹配。

4.5.1.2 前置放大器电路

前置放大器的设计要求就是使 $R_{SO} = E_n / I_n$ ，从而达到噪声匹配。本系统使用的光电探测器是 InGaAs 型探测器，其等效内阻在 $30M\Omega$ 左右，因此在芯片选型的时候，必需关注 E_n 和 I_n 的参数，使之满足最佳源电阻的要求，从而达到噪声匹配。

AD 公司的 AD8627 是一款高精度 JFET 输入运算放大器，其输入阻抗达到了 $1T\Omega$ ，在 $10kHz$ 信号频率下，它的 $e_n = 14nV/\sqrt{Hz}$ ， $i_n = 0.4fA/\sqrt{Hz}$ ，由此我们得到了

$$\frac{E_n}{I_n} = \frac{e_n}{i_n} = \frac{14}{0.4} = 35M\Omega$$

可见其和信号源内阻大致相等，满足设计要求。另外这款芯片还具有低输出漂移电压和低偏流，所以非常适合作本系统的前置放大器。

前置放大器的实际设计电路如图 4.12 所示

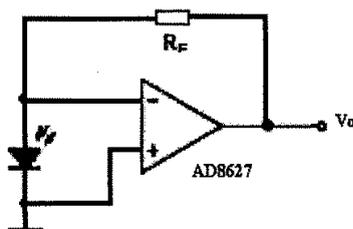


图 4.12 前置放大器电路

这是一个无偏压电路，它实际上是一个电流—电压变换电路，可用来测量宽范围的入射光。由于不加反向偏压，电路不受暗电流的影响，即使光照度较弱，仍有较好的线性。假设光电二极管产生的光生电流为 i_s ，那么输出电压为

$$V_o = -i_s R_F \quad (4-11)$$

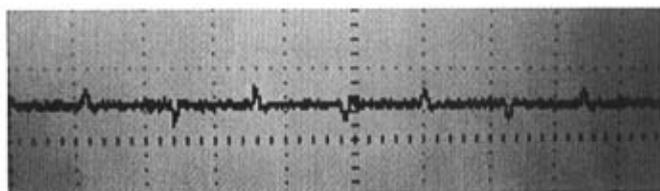


图 4.13(a) 前置放大器输出(500mV/div)

定带通滤波器的设计参数，以第一级为例，

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_{a1} C_{a1}} > 41.179kHz$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_{a2} C_{a2}} < 41.179kHz \quad (4-12)$$

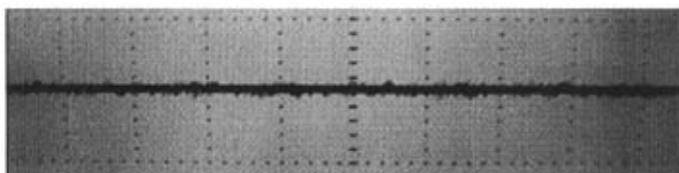
表 4.1 带通滤波器的技术参数

第一级带通滤波器	$C_{a1} = 3300$	pF
	$R_{a1} = 2$	$k\Omega$
	$C_{a2} = 1000$	pF
	$R_{a2} = 2$	$k\Omega$
3dB 带宽	$f_{H1} = 79.577kHz$	$f_{L1} = 24.114kHz$
中心频率增益	$-R_{a2} / R_{a1}$	-1
第二级带通滤波器	$C_{b1} = 3300$	pF
	$R_{b1} = 2$	$k\Omega$
	$C_{b2} = 330$	pF
	$R_{b2} = 10$	$k\Omega$
3dB 带宽	$f_{H2} = 48.228kHz$	$f_{L2} = 24.114kHz$
中心频率增益	$-R_{b2} / R_{b1}$	-5
第三级带通滤波器	$C_{c1} = 3300$	pF
	$R_{c1} = 2$	$k\Omega$
	$C_{c2} = 100$	pF
	$R_{c2} = 30$	$k\Omega$
3dB 带宽	$f_{H3} = 53.051kHz$	$f_{L3} = 24.114kHz$
中心频率增益	$-R_{c2} / R_{c1}$	-15

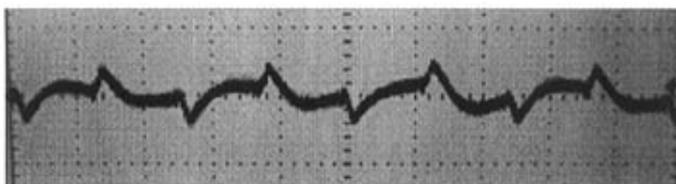
上表就是根据中心频率计算的各带通滤波器的 R、C 参数，3dB 截至频率以及中心频率增益等。

由 4.2.3 的分析可知，可以利用电子开关实现方波信号与被测信号的相乘过程，即当 $r(t)$ 为 +1 时，电子开关的输出连接到 $x(t)$ ；当 $r(t)$ 为 -1 时，电子开关的输出连接到 $-x(t)$ 。所以第四个运算放大器 (AD8674D) 的输入接在 AD8674C 的输出之后作比例系数为 -1 的反比例运算放大器，只要选择 R_{d1} 和 R_{d2} 相等就能实现了。

各级带通滤波器的输出波形如图 4.15 所示，



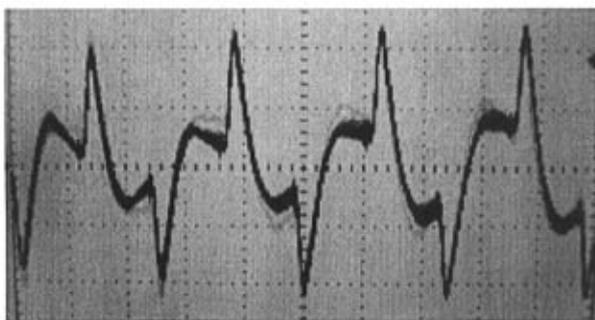
(a) 第一级带通滤波器输出 (500mV/div)



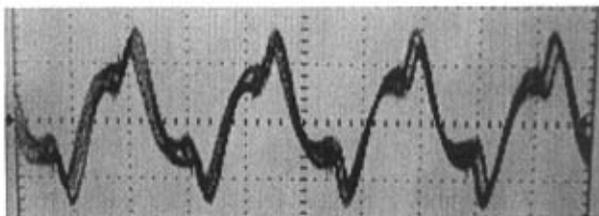
(b) 第一级带通滤波器输出 (100mV/div)



(c) 第二级带通滤波器输出 (100mV/div)



(d) 第三级带通滤波器输出 (500mV/div)



(e) 反比例放大器输出 (500mV/div)

图 4.15 各级带通滤波器输出波形

由以上波形可以看出，带通滤波器逐级放大了信号抑制了噪声，为之后的相敏检测提供了保障。

4.5.3 相敏检测器

首先分析信号输入 $x(t)$ 为正弦波，参考输入 $r(t)$ 为方波相敏检测器 PSD 输出的情况，从理论上探讨信号经 PSD 后的输出情况：

设信号输入为

$$x(t) = V_s \cos(\omega_0 t + \theta)$$

参考输入 $r(t)$ 是幅度为 $\pm V_r$ 的方波，其周期为 T ，角频率为 $\omega_0 = 2\pi/T$ 。根据傅立叶分析方法，这种周期性函数可以展开为傅立叶级数：

$$r(t) = a_0 + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos m\omega_0 t + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin m\omega_0 t \quad (4-13)$$

式中， a_0 为其直流分量， a_m 为其余弦分量的傅立叶系数， b_m 为其正弦分量的傅立叶系数。各种系数的计算方法为

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} r(t) dt \\
 a_m &= \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T/2} r(t) \cos(m\omega_0 t) dt \\
 b_m &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} r(t) \sin(m\omega_0 t) dt
 \end{aligned}$$

上列各式只是为了方便将积分区间定在 $-T/2 \sim T/2$, 实际上在起始于任何时间点, 长度为信号周期 T 的积分区间都将得出同样的结果。

由于方波信号可以看作一个偶函数, 可知其直流分量 a_0 为零, 正弦分量的傅立叶系数 b_m 为零, 其余弦分量的傅立叶系数 a_m 为

$$\begin{aligned}
 a_m &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} r(t) \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \\
 &= \frac{V_r}{\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_{\pi}^{\pi/2} -\cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) + \int_{-\pi/2}^{\pi} -\cos(m\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right] \\
 &= \frac{4V_r}{m\pi} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \quad (4-14)
 \end{aligned}$$

式中, m 为谐波次数, m 为 $1 \sim \infty$ 的正整数。

注意到, m 为偶数时, $\sin(m\pi/2) = 0$; m 为奇数时, $\sin(m\pi/2)$ 为 $+1$ 或 -1 。

令奇数 $m = 2n - 1$, n 为 $1 \sim \infty$ 的正整数, 则 a_m 可表示为

$$a_m = \frac{4V_r}{\pi} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \quad (4-15)$$

由此可得 $r(t)$ 的傅立叶级数表示式为

$$r(t) = \frac{4V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(2n-1)\omega_0 t] \quad (4-16)$$

$r(t)$ 与 $x(t)$ 相乘的结果为

$$\begin{aligned}
 u_p(t) &= x(t) * r(t) \\
 &= V_s \cos(\omega_0 t + \theta) * \frac{4V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(2n-1)\omega_0 t] \\
 &= \frac{2V_s V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(2n-2)\omega_0 t - \theta] + \frac{2V_s V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[2n\omega_0 t + \theta] \quad (4-17)
 \end{aligned}$$

式(4-17)右边的第一项为差频项, 第2项为和频项。经过 LPF 的滤波作用, $n > 1$ 的差频项及所有和频项均被滤除, 只剩 $n=1$ 的差频项为

$$u_0(t) = \frac{2V_s V_r}{\pi} \cos \theta \quad (4-18)$$

当方波幅度 $V_r=1$ 时，可以利用电子开关实现方波信号与被测信号的相乘过程，即当 $r(t)$ 为 +1 时，电子开关的输出连接到 $x(t)$ ；当 $r(t)$ 为 -1 时，电子开关的输出连接到 $-x(t)$ 。这时 LPF 的输出为

$$u_0(t) = \frac{2V_s}{\pi} \cos \theta \quad (4-19)$$

电子开关要比模拟乘法器成本低、速度快，工作也更为稳定可靠。

由此可见，PSD 以参考信号 $r(t)$ 为基准，对有用信号 $x(t)$ 进行相敏检测，从而实现图 4.2 所示的频谱迁移过程。将 $x(t)$ 的频谱由 $\omega = \omega_0$ 处迁移到 $\omega = 0$ 处，再经 LPF 滤除噪声，其输出 $u_0(t)$ 对 $x(t)$ 的幅度和相位都敏感，这样就达到了既鉴幅又鉴相的目的。因为 LPF 的频带可以做的很窄，所以可使锁定放大器达到较大的信噪比。

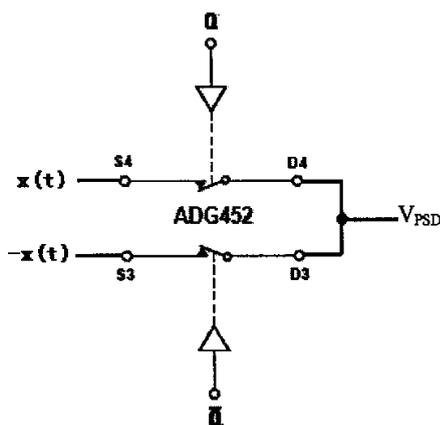


图 4.16 相敏监测器电原理图

相敏监测器要实现信号与参考信号的相乘过程，也是整个锁定放大器的核心器件。由于本系统所使用的参考信号是由 D 触发器产生的调制方波，因此只需要用电子开关来作相敏监测器即可。选择的是 AD 公司的 4 单刀单掷开关 ADG452，这款芯片内部集成了 4 个 SPST 开关，其开关响应速度很快 ($t_{ON}=70ns$, $t_{OFF}=60ns$)，能够加正负电压 ($\pm 5V$)，控制信号可以是 TTL 电平，也可以是 COMS 电平，满足

设计要求。

图中由带通滤波器输出的两路信号 $x(t)$ 和 $-x(t)$ 分别输出到两个开关的 S 端，其控制信号即参考信号由 D 触发器的 Q 端和 \bar{Q} 端给出，可见只有当 Q 端为高电平“1”时， $x(t)$ 信号才允许通过；当 Q 端为低电平“0”时， \bar{Q} 端“1”， $-x(t)$ 信号被允许通过。由此实现了“当 $r(t)$ 为 +1 时，电子开关的输出连接到 $x(t)$ ；当 $r(t)$ 为 -1 (本系统为“0”) 时，电子开关的输出连接到 $-x(t)$ ”的被测信号与参考信号相乘的思想。相敏检测器输出实测波形如图 4.17

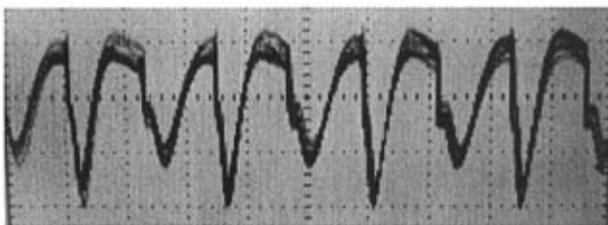


图 4.17 相敏检测器输出波形(500mV/div)

4.5.4 低通滤波器和真有效值转直流器

由式(4-17)可知相敏检测之后得到的信号是一个混频信号，需要通过一个低通滤波器把交流分量滤除才能得到有用信号。因此，在相敏检测器之后跟随的是一个低通滤波器。又由锁定放大器的原理可知，低通滤波器 RC 常数越大，等效的带通滤波器带宽越窄，也就能得到更高的信噪比。但在实验过程中由于 RC 时间常数过大，导致测量时间大大增加，而且系统很难稳定，因此有必要选择一个合理的 RC 值，再通过真有效值转直流芯片将信号进一步滤波平滑，来达到设计要求。

实际设计中，低通滤波器采用的是一阶无源 RC 低通滤波器，之所以选择无源低通滤波器是考虑到，此时若引入有源器件，其电源噪声和输入漂移等噪声和干扰信号会对信号形成进一步的干扰。系统从信噪比(灵敏度)和测量时间的角度出发，经多次实验后，得出 $R=200\Omega$, $C=2\mu F$ 。由此可以得出低通滤波器的带宽

$$B_{LFF} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 200 \times 2 \times 10^{-6}} = 397.887 \text{ Hz}$$

其输出实测波形如图 4.18

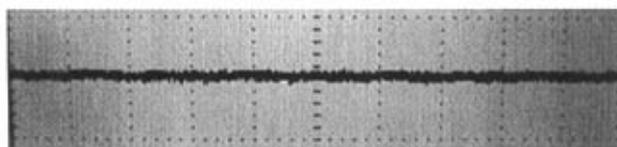


图 4.18 低通滤波器输出(500mV/div)

由图可见低通滤波器的输出基本为一直流电平，但在这个直流电平上还叠加了一个纹波电压，如果将其直接接到模数转换的输入端，会引入测量误差，因此在低通滤波器之后接一个有效值转直流转换器 AD636，它能跟随直流信号，并把交流信号的有效值反应在输出上，其输出公式为

$$V_{OUT} = \sqrt{avg \times (V_{IN})^2} \quad (3-20)$$

可见其输出是输入的均方根值，能起到对纹波电压消除作用，低通滤波器和有效值转直流转换器的电原理图如图 4.19 所示,有效值转直流器的输出实测波形如图

4.20

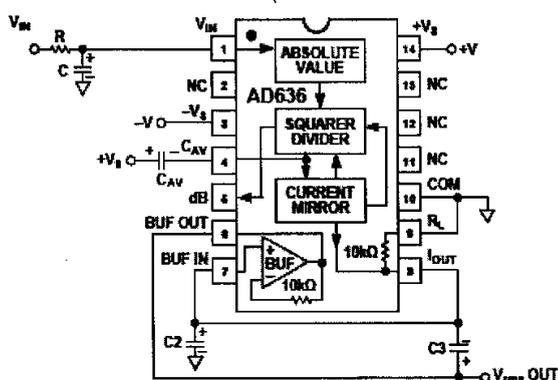


图 4.19 低通滤波输出有效值转直流电路



图 4.20 有效值转直流器输出波形(2mV/div)

可见其输出波形的纹波很小近似直流电平，能满足模数转换器 AD 的采样要求。

4.6 嵌入式系统硬件设计

在嵌入式系统设计中，首先要根据系统硬件的实际情况和代码量等因素来合理选择 CPU；其次考虑的是信号采样器件，即模数转换器 A/D 的选型，由于输入信号的幅度较小，因此 A/D 的参考电压的精度要高；在人机界面的设计上，首先需要有一个测量按键，该键按下后系统开始测量操作；其次需要用三位半的 LCD 来显示测量的结果。图 4.21 是嵌入式系统设计电原理图，其详细的工作过程将在软件设计部分中阐述。

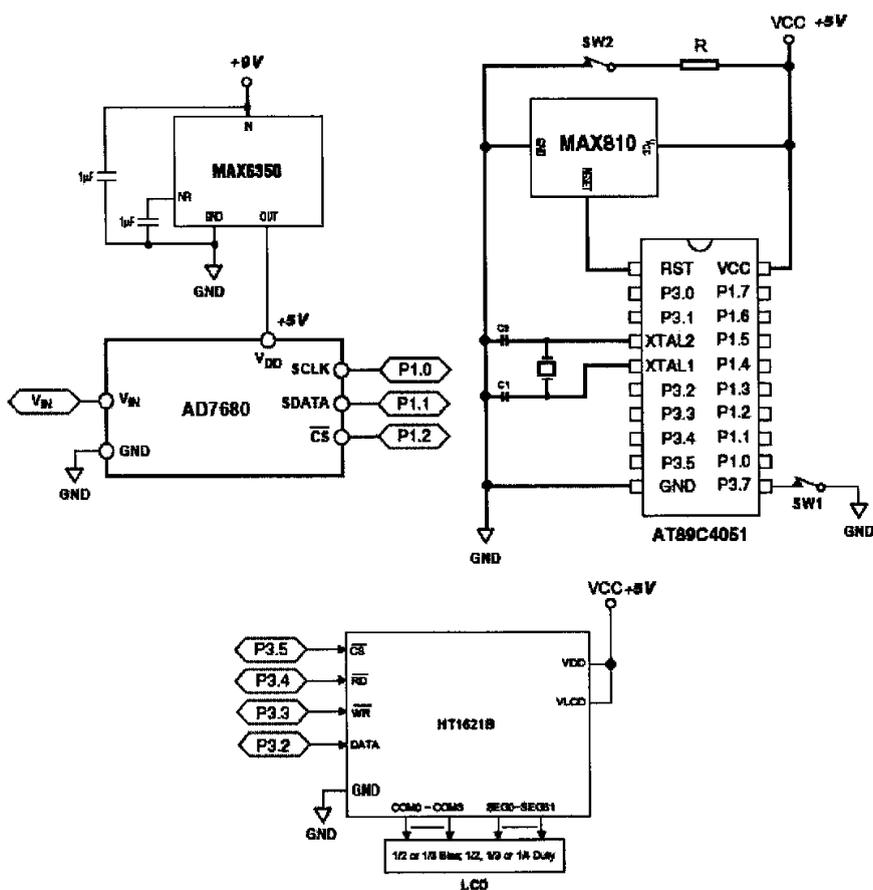


图 4.21 微机系统电原理图

下面讨论芯片的选型：

1. 模数转换器 A/D 的选择

由于通过锁定放大器的信号幅度较小，因此 A/D 的精度需要提高，实际设计中选择了 AD 公司生产的 AD7680，它是 16 位串行控制 A/D，采样速率达到 100kSPS，同时其参考电压和电源电压使用的是一个端口，即无需另接参考电压，而是同电压共用一个端口。

2. 参考电压源的选择

参考电压选择为+5V，系统电压使用 78L05 将+9V 转为+5V，但 78L05 不适合作高精度 A/D 的参考电压源，因此需要选择一款+9V 转+5V 稳压芯片。MAX6350 是一款高精度+9V 转+5V 稳压源，其精度可达到 $\pm 0.02\%$ ，符合 A/D 参考电压的设计要求。

3. LCD 控制器的选择

HT1621B 是专用的 LCD 驱动芯片，它使用 2 根控制线，1 根片选线和 1 根数据线，与 CPU 相连来控制 LCD 的工作。

4. CPU 的选择

考虑到 A/D，E2PROM，HT1621B，按键等所需占用的 I/O 口较少，而且驱动和控制程序的代码量在 4kbyte 之内。因此使用了 AT89c4051 单片机，它可工作在+5V 电压偏置上，使用 12MHz 晶振，包含 128 字节的 RAM、15 个可编程 I/O 口、2 个 16 位定时器，6 个中断源。

4.7 本章小结

本章讨论了微弱信号检测的基本方法，由此引出并讨论分析了锁定放大器检测理论，并根据该原理得出红外发射电路和红外接收电路的设计要求，除了理论设计之外，给出了实测波形图，验证了锁定放大原理。最后设计嵌入式系统的电原理图，为之后的软件设计部分提供硬件连接平台。从而在硬件方面实现了红外水分测量仪。

第五章 软件设计

上一章介绍了硬件部分的设计思路，并在最后一节给出了嵌入式系统的电原理图。本章是在嵌入式系统硬件连接的基础上作模数转换采样，数据处理，人机界面等软件设计。

5.1 系统软件工作流程

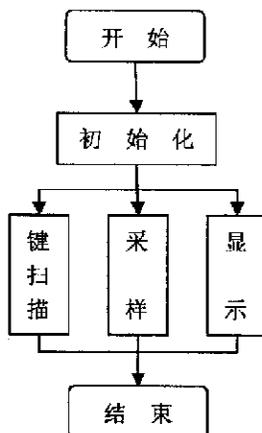


图 5.1 系统工作模块图

图 5.1 的显示了系统工作模块图。其具体工作过程是：判断测量键有无按下，这是系统开始工作的信号；当测量键按下时，控制 P3.0 口使测量发光 LED 工作在调制发射状态（硬件连接见图 3.9），对 AD 的 n 次采样值求平均，该采样平滑滤波程序的详细流程在 5.2 节讨论；此时测量发光管的采样过程结束，控制 P3.0 口使参考发光 LED 工作在调制发射状态（硬件连接见图 3.9）；对直流信号的 n 次采样值求平均；由此得到了两个发光 LED 的平均值，将测量平均值比上参考平均值，就能得到一个比值；将该比值代入事先求出的样本曲线函数中（如何求出样本曲线函数将在下一章讨论）就能求得相应的水分值；通过 LCD 程序将该水分值显示出来。一次测量便告结束，系统再次进入判断测量键有无按下的状态。

5.2 采样求平均程序工作流程

由 4.6 小节嵌入式系统设计可知，系统采用的模数转换器是 AD7680，它是串行控制的器件，由片选 (\overline{CS})，串行时钟 (SCLK)，串行数据 (SDATA) 控制，具体的

连线图如图 4.21 所示。其工作时序如图 5.2

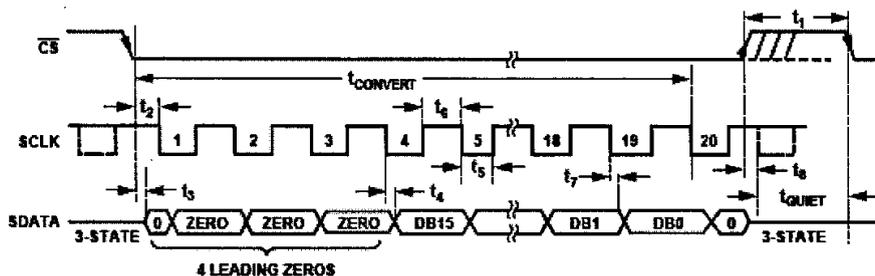


图 5.2 AD7680 串行控制时序 (20 个时钟周期)

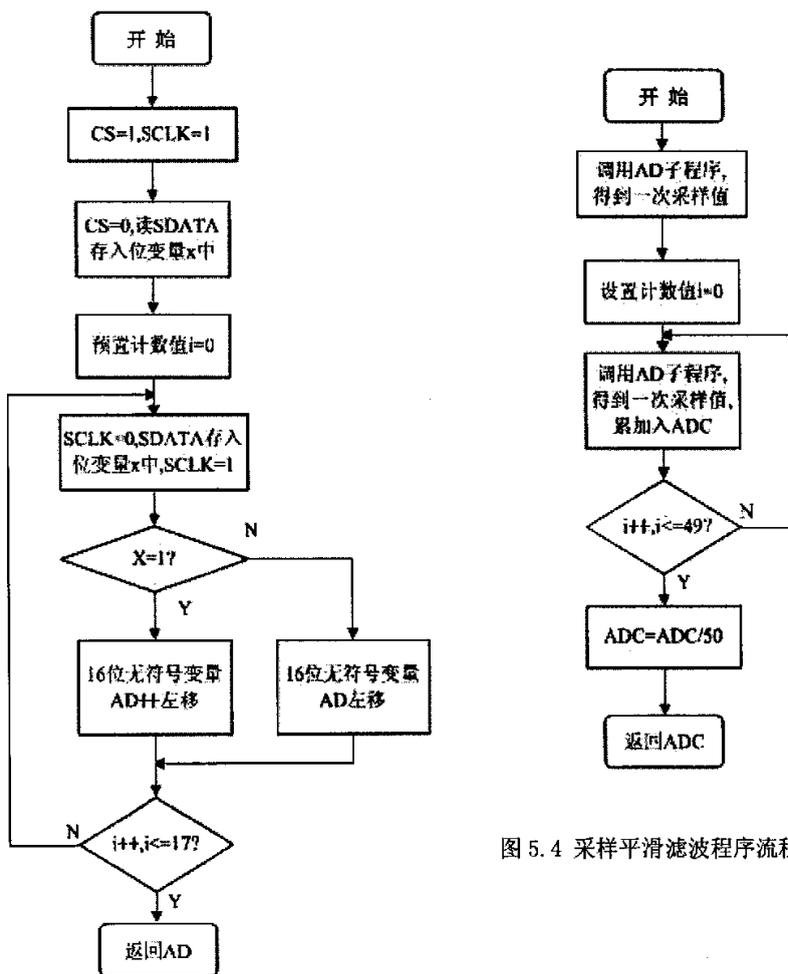


图 5.3 模数转换程序流程图

图 5.4 采样平滑滤波程序流程图

首先 \overline{CS} 片选端需要给出一个由高到低的电平，这个电平必需持续 20 个串行时钟周期，也就是所谓的转换时间。在 \overline{CS} 拉低的同时，SCLK 端应该由高电平变为低电平，然后不断的在高低电平间变换，形成控制时钟脉冲，在一次转换时间里需要产生 19 个脉冲。在 \overline{CS} 由高电平变为低电平时，串行数据端 SDATA 端会产生一位数据，其后在 SCLK 的下降沿产生一位数据，开始产生的 4 位数据都是 0，其后的 16 位数据为 A/D 转换值，末位是一个 0，CPU 需要控制采样 SDATA 信号 16 个数据点，得到真实的模数转换值。其工作流程图如图 5.3。

对于串行模数转换器 AD7680, CPU 读到的第一次数据是无效的(是上一次转换的数据)不能作为真实的采样值，必需舍去。然后控制 A/D 进行多次采样求平均的方法，对实测数据平滑滤波。经过实际调试，采用采样 50 次数据求平均作为一个采样点，其流程图如图 5.4。

控制测量和参考光轮流发射之后能得到 2 个不同的 ADC 值，之后对其求比(测量/参考)，就能得到一个与水分值对应的比值，代入拟合函数之后就能得到相应的水分值。

5.3 LCD 显示工作流程

本系统采用 HT1621B 是 128 点、内存映像和多功能的 LCD 驱动器，HT1621 的软件配置特性使它适用于多种 LCD 应用场合，包括 LCD 模块和显示子系统。用于连接 CPU 和 HT1621 的引脚只有 4 或 5 根，它还有一个节电命令用于降低系统功耗。其引脚图如图 5.5 所示。

其工作特性如下：

- *内嵌的 32×4 位显示 RAM 内存
- *四线串行接口
- *片内 LCD 驱动频率源
- *数据模式和命令模式指令
- *三种数据访问模式

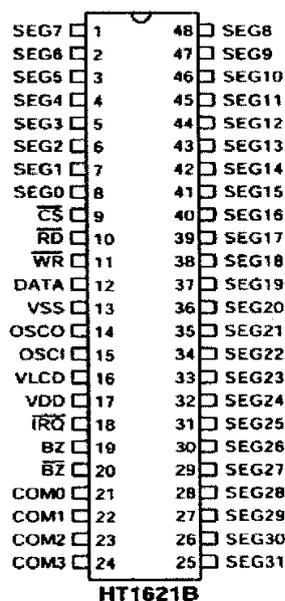


图 5.5 HT1621 引脚图

5.3.1 HT1621 系统结构

1. 显示内存 (RAM)

静态显示内存(RAM)以 32×4 的格式储存所显示的数据, RAM 的数据直接映像到 LCD 驱动器, 可以用 READ、WRITE 和 READ—MODIFY—WRITE 命令访问。

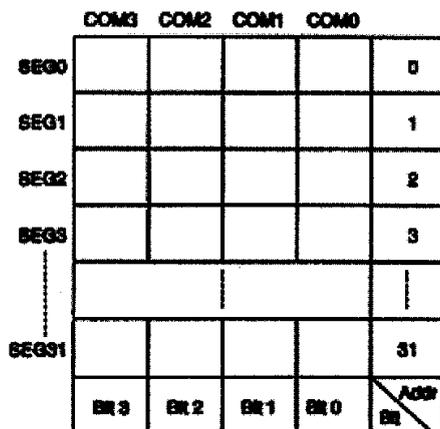


图 5.6 RAM 映像图

2. 接口

HT1621 只有四根引脚用于接口。 \overline{CS} 用于初始化串行接口电路和结束微机与 HT1621 之间的通讯。 \overline{CS} 设置为“1”时, 微机和 HT1621 之间的数据和命令无效并初始化。在产生模式命令或模式转换之前, 必须用一个高电平脉冲初始化 HT1621 的串行接口。DATA 是串行数据输入/输出线, 读/写数据和写命令通过 DATA 进行。 \overline{RD} 是读时钟输入引脚, 在 \overline{RD} 信号的下降沿时数据输出在 DATA 上, 在 \overline{RD} 信号上升沿和下一个下降沿之间, 微机应读取相应的数据。 \overline{WR} 是写时钟输入引脚, 在 \overline{WR} 信号上升沿时, DATA 上的数据、地址和命令被写入 HT1621。本系统的接口连接电原理图参见图 4.21。

3. 时序

本系统采用写连续地址时序将数据写入 HT1621，时序图如图 5.7 所示。

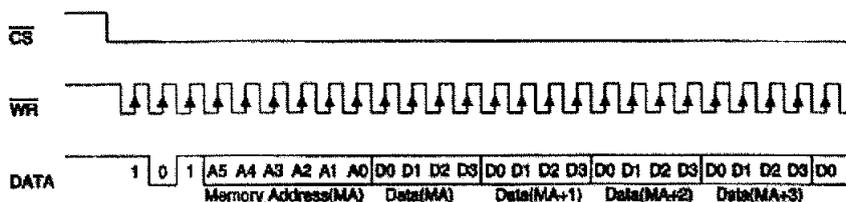


图 5.7 写连续地址模式时序

4. 命令概述

表 5.1 HT1621 部分命令表

命令名称	命令代码	D/C	功能描述	上电时复位缺省
READ	110 a5 a4 a3 a2 a1 a0 d0 d1 d2 d3	D	读 RAM 数据	
WRITE	101 a5 a4 a3 a2 a1 a0 d0 d1 d2 d3	D	写数据到 RAM	
READ-MODIFY-WRITE	101 a5 a4 a3 a2 a1 a0 d0 d1 d2 d3	D	读和写数据	
SYS DIS	10000000000X	C	关闭系统振荡器和 LCD 偏压发生器	√
SYS EN	10000000001X	C	打开系统振荡器	
LCD OFF	10000000010X	C	关闭 LCD 偏压发生器	√
LCD ON	10000000011X	C	打开 LCD 偏压发生器	
XTAL 32K	100000101XXX	C	系统时钟源，晶振	
RC 256K	100000110XXX	C	系统时钟源，片内 RC 振荡器	√
BIAS 1/3	1000010abX1X	C	LCD 1/3 偏压选项 ab=00:2 个公共口 ab=01:3 个公共口 ab=10:4 个公共口	

注：

X:0 或 1

a5~a0: RAM 地址

d3~d0: RAM 数据

D/C: 数据/命令模式

5. 编码表

本系统所采用的 LCD 结构如图 5.8

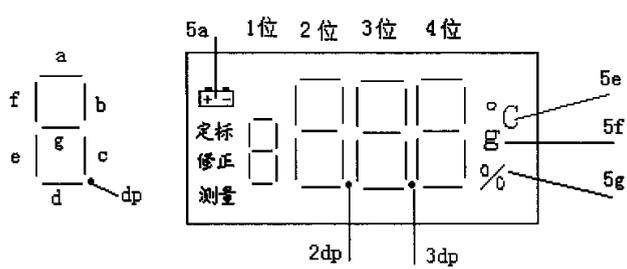


图 5.8 LCD 结构示意图

下表为各段码对应表:

表 5.2 各段码对应表

	Bit ₃	Bit ₂	Bit ₁	Bit ₀
Seg ₀		定标	修正	测量
Seg ₁		+ --	1f	1e
Seg ₂		1a	1g	1d
Seg ₃		/	1b	1c
Seg ₄		/	2f	2e
Seg ₅		2a	2g	2d
Seg ₆		2dp	2b	2c
Seg ₇		5e(^o c)	3f	3e
Seg ₈		3a	3g	3d
Seg ₉		3dp	3b	3c
Seg ₁₀		5f(g)	4f	4e
Seg ₁₁		4a	4g	4d
Seg ₁₂		5g(%)	4b	4c

由上表我们就可以得到 0 到 9 的八段码表, 以及各种特殊字符的对应的码表。

5.3.2 LCD 驱动程序流程

本系统所使用 LCD 的驱动程序图如图 5.9, 首先运行写控制命令程序, 并依次写入命令字(16 进制数) 8020H(SYS ON, 打开系统振荡器), 8300H(RC 256K,

系统时钟源, 片内 RC 振荡), 84A0H(BIAS 1/3, LCD1/3 偏压选项), 8060H(LCD ON, 打开 LCD 偏压发生器), 其中, 命令字有 16 位, 最高位先写入 HT1621, 因此最后 4 位可以忽略。写入命令字后, 就可以按照写连续地址模式将需要显示的数字的对应码字写入 HT1621 即完成一次显示。流程图如图 5.9

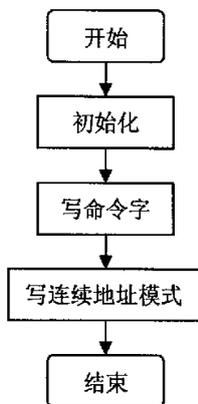


图 5.9 LCD 工作流程

5.4 本章小结

本章主要讨论了系统软件工作流程, 再对总体的软件框图分成模数转化部分和 LCD 显示部分加以细化讨论, 从软件上实现对水分转换的电压信号的采样和对水分值的显示。由于采集的数据并不是真正的水分值, 而只是水分值的一种映射, 所以必须对采集的数据进行分析和处理, 得到这两者之间的关系。这个问题将在第六章进行讨论。

第六章 实验数据的分析和处理

上一章讨论了软件上实现了对模拟电压信号的数字转换，本章将对这些采样到的数字量进行分析，得到它们与水分值之间的函数关系，并以这种方法得到的曲线作为本系统的标定样本曲线。

6.1 样本数据采集分析

采用该系统对硬纸板样品进行测试，结果如表 6.1，可见测量和参考之间的比值随着水分的升高在逐渐降低，而且不同水分之间有比较好的区分度，因此可以根据得出的比值计算出相应的水分。

表 6.1 硬纸板测量结果

水分	测量值	参考值	比值
7.5%	184640	134264	1.37526
8.5%	186384	137897	1.35161
8.8%	191348	141670	1.35066
10%	177665	133422	1.33160
12%	164482	124645	1.31960
14%	141928	109936	1.29100
14.5%	150515	116625	1.29058
16%	147306	114446	1.28712
16.5%	145986	113864	1.28210

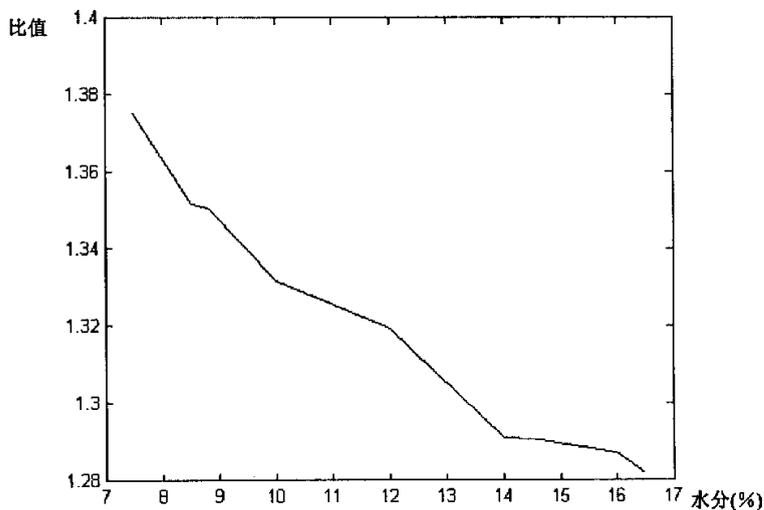


图 6.1 硬板纸测量结果的拟合曲线

表 6.1 中水分值是以电阻式纸张水分仪 CSH-1 测试得到的, 测量值是 A/D 对测量电压进行 20 次取样平均操作(具体流程见 5.2 小节)后的和值, 参考值是 A/D 对参考电压进行 20 次取样平均操作后的和值, 比值是测量值除以参考值所得的结果。

图 6.1 是用 Matlab 软件对 7.5%~16.5%的几个离散水分点和比值进行拟合的曲线, 图中可以看到比值随着水分值的增大而减小, 符合红外反射测定法的规律。

6.2 实验数据重复性检测

表 6.2 A4 纸水分值重复性测量结果

水分	测量值	参考值	比值	比值误差
7.5%	177882	130133	1.3575	0.0030
	177096	130740	1.3545	
11.6%	159524	117719	1.3551	0.0019
	155979	115264	1.3532	
14.3%	170138	127079	1.3388	0.0001
	168248	125652	1.3389	
16.3%	158256	120363	1.3148	0.0017
	158104	120088	1.3165	

表 6.2 是系统对普通 A4 纸样品进行测量, 说明了本系统对同一区域的样品水分的重复测量性能较好, 保证了水分测量的重现性。

6.3 本章小节

本章用系统测得的数据进行分析, 在一定水分范围内给出了硬板纸样品的水分—比值对应曲线, 又对 A4 纸进行重复性测试检验, 得到重现性较好的结论。由此证明了本系统的可实现性。

参 考 文 献

- [1] 张为民等, 电容式水分测定仪的多点浮动定标, 第五届全国湿度与水分学术交流会议论文集, 水分篇, 1994: 167—171.
- [2] 李重光等, 新型双光路红外水分仪, 第五届全国湿度与水分学术交流会议论文集, 水分篇, 1994: 158—160.
- [3] 孙圣和等编著, 光纤测量与传感技术(第二版), 哈尔滨工业大学出版社, 2002. 8.
- [4] 陈永甫编著, 红外辐射红外器件与典型应用, 电子工业出版社, 2004. 6.
- [5] 曾庆勇编著, 微弱信号检测, 浙江大学出版社, 1986. 11.
- [6] 赵远等主编, 光电信号检测原理与技术, 机械工业出版社, 2005. 5.
- [7] 安毓英等编著, 光电探测原理, 西安电子科技大学出版社, 2004. 8.
- [8] 高晋占编著, 微弱信号检测, 清华大学出版社, 2004. 11.
- [9] [日]冈村迪夫著. 王玲等译, OP 放大电路设计, 科学出版社, 2004. 9.
- [10] 王子成等, 用近红外分析法测定不同物质水分的研究, 第七届全国湿度与水分学术交流会议论文集, 水分篇, 1998: 149—153.
- [11] 张文学等, QB-II 型红外水分仪电路剖析及其处理器的数字化改造, 第七届全国湿度与水分学术交流会议论文集, 水分篇, 1998: 153—157.
- [12] 王永仲, 现代光学技术[M]北京: 科学出版社, 1999
- [13] Williams, P.C. Application of near infrared reflectance spectroscopy to analysis of cereal grains and oil seeds, 1975: 52—56
- [14] 吕丽娜等, 采用近红外漫反射光谱法分析牛奶成分, 天津大学学报, 第37卷. 第12期. 2004. 12: 1093—1096.
- [15] 王海莲等, 稻米脂肪含量近红外光谱分析技术研究, 中国农业科学, 2005, 38(8): 1540—1546.
- [16] 陈幼平等, 反射式光纤束位移传感器的建模与仿真, 光电子·激光, 第16卷第6期, 2005. 6: 653—658.
- [17] 李艳萍等, 反射式强度调制型光纤压力传感器的研究, 传感技术学报, 第18卷第1期, 2005. 3: 180—183.
- [18] 杨华勇等, 反射式强度型光纤传感器的研究, 传感技术学报, 第4期,

2001. 12: 349—355.

[19] 刘炜等, 傅立叶变换近红外光谱法快速检测鲜猪肉中肌内脂肪、蛋白质和水分含量, 养猪, 第3期, 2005: 47—50.

[20] 孙晶华等, 光纤输出光束的分布, 哈尔滨电工学院学报, 第19卷. 第4期, 1996. 12: 517—520.

[21] 康月琼. 郝风, 傅里叶变换近红外光谱法检测种子水分和生活力的研究, 种子, 第23卷第7期, 2004. 7: 10—16.

[22] 黄印亥, 红外水分仪的原理及应用, 仪器与设备, 第4期, 2001: 16—18.

[23] 董守龙等, 近红外光谱分析技术的发展和应, 分析与检测. 化工生产与技术, 第11卷第6期, 2004: 44—46.

[24] 杨忠等, 近红外光谱技术及其在木材科学中的应用, 林业科学, 第41卷第4期, 2005. 7: 177—182.

[25] 王凤霞等, 近红外光谱技术在医药领域应用的新进展, 首都师范大学学报(自然科学版), 第26卷第3期, 2005. 9: 53—59.

[26] 王多加等, 近红外光谱检测技术在农业和食品分析上的应用, 光谱学与光谱分析, 第24卷, 第4期, 2004. 4: 447—450.

[27] 邝泳聪等, 强度调制型光纤接近觉传感结构及发展新趋势, 压电与声光, 第23卷第5期, 2001: 336—339.

[28] 何刘等, 双通道反射式强度调制型光纤位移测量系统, 遥测遥控, 2004. 7: 41—44.

[29] 冯雪元等, 一种基于强度调制的新型光纤温度传感器, 传感器技术, 第12期, 2002: 7—9.

[30] 赵晔等, 一种漫反射式激光谷物水份检测系统, 光学技术, 第30卷第5期, 2004. 9: 633—636.

[31] 龚健, 药用红外水分仪的研制, 第五届全国湿度与水分学术交流会论文集, 水分篇, 1994: 150—154.

[32] 王子成等, 烟草工业用红外水分仪, 第六届全国湿度与水分学术交流会论文集, 水分篇, 1996: 199—204.

总结与展望

本文为了解决测量不同样品需要不同类型水分仪的问题,根据近红外光谱检测法以及其在水分中的应用,提出了一种新型光纤传感式红外水分测量的方法。为了实现这种方法,首先要选择合适的测量和参考波长,然后设计光源和样品之间的光路,由此又引出了驱动光源和接收反射光的问题。本文根据系统光路采用光纤传感器设计的特殊性,又考虑到光源需要调制发射、接收光是一个微弱信号等实际情况,分别设计了光源的驱动电路和微弱光信号检测电路。检测电路所放大的和水分有关的信号还必需通过计算机采样处理来得到最终的水分值。

从第六章分析可知,本文所提出的方法经过实验数据分析来看是可行的。但我所做的工作仅仅是构建了一个系统来实现这一新的检测方法,要用这种方法制作水分测量的仪器却还有很长的一段路要走。为了本项工作今后的开展,我想在此提出几点针对目前系统的改进建议:

1. 优化目前的光路系统,使传感器能方便的与样品保持一个固定的距离,增加系统操作的简易性。
2. 对驱动电路加以改进,使发光功率更加恒定。
3. 对接收电路进行实验研究,以期得到最大信噪比的电路参数。
4. 对不同样品做大量的数据采集和分析工作,得到多种样品的样本曲线,实现对多种样品的定标。

研究本课题的意义在于通过对这种方法的讨论,为最后研制成智能型水分分析仪器打下基础。由于研究时间尚短,文中难免有不足和缺陷之处,还请专家与老师指正。

发表论文与专利

学术论文

1. 赵奕阳. 张为民, 电阻式水分测定仪的研制及其在印钞行业中的应用, 第一届长三角地区传感技术学术交流会论文集, 2004. 11: 92—95
2. 张为民. 赵奕阳, 电阻式水分测定仪的浮动定标, 郑州轻工业学院学报, 第 19 卷总第 74 期, 2004. 11: 67—70

申请专利

名 称: 光纤传感式红外水分仪

发明人: 张为民 赵奕阳

申请号: 200610026265. 4

致 谢

在研究生期间，首先我要感谢我的导师张为民老师。在他渊博的知识，严谨的学风和一丝不苟的研究态度的影响下，我逐渐进入并熟悉了一个陌生的领域。他不仅是我学术上的指引者，更是我生活中的学习榜样。没有他的悉心指导和热忱关怀我就不可能完成这篇论文。师恩深似海，我谨借此机会对张老师表达我深深的谢意！

其次要感谢吴亚明、黄贡老师对本系统光路方面的指导，毛敏老师对本系统电路方面的指导。他们在本系统制作过程中提出了宝贵的指导意见，使我能顺利的将想法转化为现实！

另外还要感谢汤知和杨俊等同学对我的支持和帮助！

最后要感谢我的父母一直以来的养育和教导！

再次由衷的感谢指导过我的老师们和关心帮助过我的同学和家人们！