

重庆大学

硕士学位论文

高速公路低能见度检测及预警系统

姓名：梁平

申请学位级别：硕士

专业：电路与系统

指导教师：刘晓明

20090525

摘 要

高速公路上车流速度快、流量大,因此高速公路一旦遇到低能见度的特殊天气,特别是具有突发性和随机性的团雾或是沙尘暴时就极易发生交通事故。由大雾(特别是团雾),雨雪,沙尘暴等天气因素引起的高速公路能见度降低已成为高速公路上发生交通事故的主要原因之一。在我国高速公路快速发展的形势下,开发高性能的能见度预警系统已成为提高道路交通安全的迫切要求。

本文研制了一套能见度测量和预警系统。该系统由能见度测量仪、数据处理器和太阳能路标组成。能见度测量仪实时检测高速公路上的能见度,并把数据发给数据处理器。当能见度值低于预警值时,数据处理器控制太阳能路标闪烁以达到预警的效果。

本文首先介绍了能见度测量的研究现状和能见度测量的基本理论。然后提出了 VJC-2 型前向散射能见度测量仪设计方法。它主要由发射端、接收端和信号控制处理器组成。发射端发出一束频率较低的光脉冲,发射光经过大气的散射后,由安装在散射角为 33° 方向上的接收端接收,通过自动增益控制电路将信号放大到适当倍数,然后利用 A/D 转换芯片将其转换为数字信号,并由信号控制处理器通过相关检测在得到的数字信号中将散射信号检测出来,最后通过前向散射法能见度测量的理论公式计算得到相应的气象能见度。在高速公路的试运行结果表明,该能见度测量仪具有很高的准确性和稳定性。

本文还设计了基于太阳能供电的预警系统,预警系统在能见度低于某些特定预警阈值时向太阳能无线路标发出注意预警命令,通过太阳能无线路标上安装的发光管的不同闪烁方式告知驾驶人员前面路段的能见度状况。该系统的应用可以有效提高高速公路的交通安全。

关键词: 能见度, 预警系统, 自动增益

ABSTRACT

Because of the high speed and great flow of the vehicles on freeway, accidents occur frequently when the visibility is low, especially when there are agglomerate fog and sandstorm which appears paroxysmally and stochastically. Low visibility, which is caused bad weather such as agglomerate fog, rain, snow and sandstorm, has become the main cause of traffic accident on the freeway. It has become an urgent task to develop a visibility pre-warning system to improve the road security.

This thesis developed a visibility sensor measure and pre-warning system, which contains a visibility sensor, a data processor and signposts. The visibility sensor measures the visibility of the freeway in real time and sends the visibility data to the data processor, which make the signposts flash to warn the drivers when the visibility is lower than a threshold.

This thesis first introduces the theories of visibility measure and studies made in the field. Then the VJC-2 type forward-scattering visibility sensor, which consists of transmitter, receiver and signal processor. The transmitter transmits a low frequency light pulse, which is received by the receiver setting at 33 scatter degree after scattered through atmosphere. The pulse signal is then amplified by AGC and converted to digital signal by A/D IC. Then the signal processor detects the scattered signal from the digital signal by correlated detection. Finally, the visibility is computed based on expressions of visibility detection. Experiments on freeway have demonstrated that the visibility sensor is of high preciseness and stability.

A pre-warning system based on solar energy is also proposed in the thesis. The pre-warning system sends pre-warning orders to the wireless signposts, which flash in different models to inform the drivers the visibility of the road ahead. Application of the system can effectively improve the road security.

Keywords: Visibility, Pre-warning system, AGC.

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的 硕 士学位论文
《高速公路低能及检测预警系统》是我个人在导师指导下进行的研究
工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论
文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果。与我一同工作的同志对本研究
所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名： 梁平

签字日期： 2009.5.31

导师签名：

签字日期：

学位论文使用授权书

本人完全了解重庆大学有关保留、使用学位论文的规定。本人完全同意《中
国博士学位论文全文数据库、中国优秀硕士学位论文全文数据库出版章程》（以
下简称“章程”），愿意将本人的 硕 士学位论文《高速公路低能及检测预警系统》提
交中国学术期刊（光盘版）电子杂志社（CNKI）在《中国博士学位论文全文数据
库》、《中国优秀硕士学位论文全文数据库》以及《重庆大学博硕士学位论文全文数
据库》中全文发表。《中国博士学位论文全文数据库》、《中国优秀硕士学位论文
全文数据库》可以以电子、网络及其他数字媒体形式公开出版，并同意编入 **CNKI**
《中国知识资源总库》，在《中国博硕士学位论文评价数据库》中使用和在互联
网上传播，同意按“章程”规定享受相关权益和承担相应义务。本人授权重庆大学
可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公开论文的全部或部分内容。

作者签名： 梁平

导师签名： 刘黎明
2009年5月31日

备注：审核通过的涉密论文不得签署“授权书”，须填写以下内容：

该论文属于涉密论文，其密级是_____，涉密期限至_____年____月____日。

说明：本声明及授权书 必须 装订在提交的学位论文最后一页。

1 绪 论

1.1 能见度测量仪的发展历史及其现状

随着能见度测量理论的不完善、机械加工精度的不断提高、电子以及计算机技术的不断进步,能见度测量仪器也在不断更新与完善。自从 1924 年 Koschmieder 建立能见度测量的基本理论以来,能见度测量仪经历了从最早出现的透射式能见度测量仪,到后来的散射式能见度测量仪,再到随着激光技术的出现而发展起来的激光雷达式能见度测量仪。

透射式能见度测量仪是最早出现的一种测量能见度的仪器。由于可自检和精度高等优点,至今在军事、民航等部门仍被广泛地应用。透射式能见度测量仪出现在上个世纪三十年代,但由于当时的元器件的不稳定性和整体设计结构的不够合理,并没有出现能够投入生产使用的能见度测量仪。直到上个世纪五十年代,西德等国通过改进设备结构和应用新出现的半导体器件生产出了能够稳定工作的透射式能见度测量仪。但由于当时的元器件使用寿命较低,以及透射式能见度测量仪安装复杂,测量基线长等特点,这种最早出现的透射式能见度测量仪并没有能够很好的普及。进入七十年代后,随着新半导体器的不端产生,透射式能见度测量仪中绝大部分元件都采用了半导体器件。1970 年 Sander 用 GaAs 发光二极管作为发射的光源, PIN 光电二极管作为接收的光电转换器研制出了一套大气透射率测量仪。之后,美国、日本、芬兰、瑞典等国家相继研制出来与之相类似的透射式能见度测量仪。半导体发光器件代替原来的氙灯使仪器的使用寿命大大提高,而 PIN 光电二极管等半导体新器件的使用提高了系统整体的稳定和可靠性。目前美国 Novalynx 公司生产的 8330、日本 Meisei 电子生产的 BGL 等都属于此类透射式能见度测量仪。

散射式测量仪很早就出现了,但最初只是被物理化学研究工作者用来研究气体、液体中悬浮颗粒的特性,并没有用作能见度的测量。后来大气光学研究人员发现大气溶胶粒子对可见光和近红外光的吸收作用远远比散射作用弱,在很多场合下,大气的吸收作用可以忽略不计,此时大气对光线的减弱作用完全取决于大气的散射,大气的消光系数近似等于大气的散射系数。根据这种原理,Beuttel 和 Breuer 在 1949 年设计出了第一台散射式能见度测量仪。由于这种测量仪测量的散射光的角度为 $0\sim\pi$ 而被称作总散射仪。这种散射仪虽然比透射式能见度测量仪减小了体积和成本,却因为采样气团体积的减小而使精度大大降低。在 Curcio 和 Kestrick 研究去确定了大气消光系数和后向散射系数间的关系后,研究人员研制出了精度较高的后向散射式能见度测量仪。在总散射仪和后向散射仪出现后,上个

世纪七十年代中期诞生了一种新型的能见度测量仪——前向散射式能见度测量仪。这种仪器由西德在 1975 首先生产, 随后美国、芬兰、法国等国也相继研制成功。这种散射式能见度测量仪是我国现在应用最广的一种, 以芬兰 VASALA 公司生产的 FD12 型前向散射式能见度测量仪最为典型。

激光雷达式能见度测量仪是随着激光技术的问世和雷达技术的发展而产生的。激光雷达式能见度测量仪实际上可以看做一个后向散射式能见度测量仪, 只是它发射的不是普通可见光或红外光而是激光信号, 而探测的气团体积也比散射式大很多。虽然各国都在激光雷达式能见度测量仪, 但现在还没有真正大规模投入业务使用的机型出现。

我国在上个世纪 70 年代就开始了器测能见度的探索。目前有很多个部门都在探讨能见度的测量, 如北京市气象局与中国科技大学合作, 利用 CCD 摄像方法来测量能见度, 长春气象仪器研究所也研制过前向散射型能见度仪, 它们各有所长, 都有不同程度的进展, 但还不能适用于机场、高速公路、气象台站等能见度的日常观测。中国气象科学研究院与南京气象学院合作, 研究前向散射型能见度探测仪, 于 1999 年研制了第一台原理样机, 同年 8 月 16 日—11 月 30 日在中国气象局大气探测试验基地进行了外场实验, 取得了大量数据, 为我国能见度测量仪器的进一步技术改进、功能完善提供了重要依据。

从实际运用的水平来看, 透射式能见度测量仪与散射式能见度测量仪是当前应用最广的两种机型。它们代表了两个不同的发展方向和应用领域, 透射式精密、准确、稳定、适用于多种天气环境; 散射式体积小、成本低、安装方便。

1.2 散射式能见度测量仪的研究意义

1.2.1 三种能见度测量仪的特点

透射式能见度测量仪是一种通过测量大气透明度来计算能见度的仪器。它把发射器与接收器分置一定的距离, 然后直接测量穿过此段距离的光束来获得大气的透射率, 再通过计算来获得能见度。透射式能见度测量仪的机理经典, 计算简单, 应用寿命长, 系统相对更稳定, 测量结果也更准确。非常适合军事、航空等对系统稳定性和准确型有更高要求的部门使用。但它也有着自身的缺点: 一由于测量基线长, 导致对安装的场地要求高, 中间不能有任何障碍; 二由于光学系统为分体安装, 所以安装和维护时现场调校相对困难; 三相比其他类型的能见度测量仪, 设备体积大、成本高, 从而限制了透射式能见度测量仪的使用范围。

透射式能见度测量仪测量的是衰减系数, 而散射式能见度测量仪则直接测量一个小的采样体积内的大气的散射光强, 通过散射光的强度计算出消光系数, 最后由 Koschmieder 定律得到大气水平能见度值。散射式能见度测量仪相对透射式,

有着体积小、成本低、安装和维护方便等优点，因此非常适合在高速公路以及气象部门使用。但是由于散射式能见度测量仪的采样气团体积较小致使相对透视式测量精度较低；而因为散射式能见度测量仪测量理论的缺陷使得在大雨和沙尘环境下测量精度不高，需要进行相应的修正才能运行于多种天气环境。

激光雷达式能见度测量仪是一种新型的能见度测量仪，测量原理与散射式基本相同，但采样气团的体积更大。激光雷达式不仅可以测量水平能见度，还可以测量倾斜能见度和垂直能见度，非常有使用价值。但由于发展时间不长，相关理论和元器件都有待改善，因此还不能大规模的推广。

1.2.2 散射式能见度测量仪在高速公路的应用

在我国高速公路在促进国民经济快速发展的同时，不断攀升的高速公路交通事故发生率和死亡率也给经济的高速发展、社会的持续稳定和人民的生命财产安全带来了诸多的不利影响。高速公路本以高速、便捷、高容量及高安全性著称，一般发达国家的高速公路的交通事故总数和死亡率只有普通公路的 1/3 到 1/2。但在我国由于高速公路由于发展较晚，相关安全和预警措施不完善等原因，致使我国高速公路的交通事故的发生率比普通公路高 2 到 3 倍。据公安部网站消息，2008 年，全国共发生交通事故 265204 起，造成 73484 人死亡、304919 人受伤，直接财产损失 10.1 亿元。据统计，在所有高速公路的交通事故中，因雨雾等恶劣天气影响造成的交通事故就占 1/4 左右，雾天高速公路地事故率时平常地 10 倍。就是说低能见度环境是造成高速公路交通事故的一个非常重要的因素。因此，对高速公路沿线的天气尤其是能见度情况进行全程全天候的实时监控，随时预警低能见度特别是随机雾团、瞬时雨雪、沙尘等短时低能见度天气，对交通运输有着非常重要的意义。

国外发达国家高速公路系统起步早，通过架设在高速公路沿线的各种传感器和摄像机对高速公路的交通和天气状况进行全天候的实时监控，一旦有事故发生就通过预警系统和高速公路广播电台及时相相关人员提供信息，以提醒他们采取有效措施，从而大大减小交通事故的发生率。但如果直接引进国外的高速公路预警系统，不仅成本高、维护困难，而且也不利于我国高速公路事业的长期发展。因此自主研发符合我国实际需求的高速公路预警系统显得十分必要。同时散射式能见度测量仪有着体积小、成本低等特点，比透射式更利于普及推广。所以研制散射式能见度测量仪对我国有着重要的现实意义。

1.3 技术难点和本文所做的工作

本项目与杭州通信指挥联合开发，是高速公路气象监控与预警系统的一部分。课题主要研究采用前向散射法测量气象能见度与无线路标预警。技术难点主要体

现在温度变化时发射光功率的稳定、强噪声背景下散射信号的采集与检测以及太阳能供电下实现与无线路标的正常通信。针对技术难点，本文阐述了前向散射法测量能见度的理论、负反馈法稳定发射光功率的数学模型、锁相放大器的基本原理、超再生检波放大器的原理及系统软硬件的设计和实现，通过实验数据分析总结现有系统的不足，并给出后续工作的改进方向。

2 能见度的测量理论

2.1 能见度测量的基本原理

Koschmieder 提出了的“大气光”亮度传输公式,成为白天能见度测量的基本理论,而 Allard 用灯光照度传输公式补充了夜晚能见度的测量理论,从而形成了完整的能见度测量的理论基础。在这些公式中都揭示了能见度与大气的消光系数有着直接的关系,所以我们只要测得大气消光系数就可以通过计算得到相应的能见度值。而能见度测量仪正是根据这个原理,通过直接或者间接地测量大气的消光系数来获得能见度的仪器。

2.1.1 能见度的形成原理及其定义

大气中包含空气分子、凝结核、烟尘、雾以及雪花等降水粒子单元,这些大大小小的粒子包括水或雾等对阳光与天气的散射是决定大气透明度最重要的因素。所谓大气散射是入射的光波遇到大气里大小不等的粒子,这些粒子将入射光波的一部分“拦截”下来,使这些光波改变方向并以粒子为核心按一定的规律向四周发射出去,其结果显然是使原来入射方向的光强减弱。沿水平方向观察远处目标物时,将受到太阳的直射光,天空云层以及地面的漫射光影响,它们被大气层中的气溶胶粒子散射,使观察者感到大气中好象是有一层遮幕,降低了目标物和背景间的对比,从而减少了观察者能看见目标物的距离。这就使我们能够观测到物体的视距出现了远和近的变化,从而形成了能见度。

能见度的概念最早来源于气象部门,所以在没有特殊说明的情况下,通常所称的能见度就是指气象能见度。能见度通常是视力正常的人在白天无云的天空背景下能够辨认出一个视角为 $0.5^\circ \sim 5^\circ$ 的黑色目标物体轮廓和形体的最大距离。在夜间则是在黑色背景下能够辨认出一定强度的灯光的最大距离。从上述定义可以知道能见度取决于人眼的生理特性,目标物和背景的光学性质,以及人与目标物间的大气的物理性质。

2.1.2 “大气光”亮度传输公式与灯光亮度传输公式

白天的能见度的测量是基于 1924 年 Koschmieder 在总结前人经验的基础上提出的“大气光”亮度传输公式,它给出了大气消光系数与能见度间的基本关系,这一理论被大量实验证明了它的正确性,因此被称作 Koschmieder 定律^[1]:

$$\varepsilon = e^{-\sigma r} \quad (2.1)$$

式中, ε 为视觉对比阈值; r 为目标物与观测者之间的距离; σ 为大气水平消光系数。这时气象能见度 V 和消光系数 σ 有下列关系:

$$V = \frac{-\ln \epsilon}{\sigma} \quad (2.2)$$

从公式中可以看出气象能见度的物理意义在于它唯一地取决于水平大气的消光系数, 是描述天气透明状态的一个物理量。大气透明程度越差, 能见度越小; 反之大气透明度越好, 能见度就越大。而实际意义是对于一个标准视力的观察者来讲, 当观察水平方向上以天空为背景的黑体目标物时, 不同天气条件下, 能辨认出目标物的最大距离。因此只要由测量仪器得到大气的消光系数, 这个最大距离就可由公式计算求出。

由于理论是以天空为背景的黑体作为目标物, 所以由 Koschmieder 定律得到的气象能见度的实际意义只有在白天才能体现出来, 想得到夜间的气象能见度就要借助 Allard 定律[1]。夜间能见度通常是指为观测者能够辨认出未聚焦的发光体的最大距离, 因此, 夜间能见度也被称作灯光能见度。Allard 定律描述为: 在消光系数为 δ 的大气中, 光强为 I 的光源在距离光源 D 处产生的照度为 E , 即:

$$E = \frac{Ie^{-\delta D}}{D^2} \quad (2.3)$$

如果观察者刚好能够辨认出此光源, 这就意味着此时的照度恰好为观察者眼睛的照度阈值 E , 这个 E 对应的距离 D 即为能见度 V 。

$$E = \frac{Ie^{-\delta D}}{D^2} \quad (2.4)$$

这里的照度阈值 E 和“大气光”亮度传输公式中的视觉阈值 ϵ 都是因人而异的, 为了客观地定义不以人的视觉而变化的大气能见度, 世界气象组织将气象能见度用“气象光学视程”定义: “色温为 2 700 K 的白炽灯的平行光束, 光通量削弱为其初始值的 0. 05 时所需通过的大气路径长度。”不论白天和夜晚都可以用这一定义说明大气的光学状态, 从而使其脱离与人的视觉和背景之间的关系。大量的观测记录统计表明, 当目标物的视角大于 0.5° 时, 正常人的视觉阈值通常是稳定的, 可作为常数处理。世界气象组织规定: 对于气象能见度, 视觉阈值取 $\epsilon=0.05$, 以眼睛最敏感的绿光(波长为 550nm)作为能见度观测的参考波长, 大气能见度与大气消光系数之间的关系为:

$$V = \frac{-\ln(0.05)}{\sigma} = \frac{2.996}{\sigma} \quad (2.5)$$

这就是用仪器测量能见度的基本公式, 即要想得到能见度就必须先得到大气消光系数 σ , 而大气消光系数是一个与人的视觉无关的量。由此解决了用仪器观测能见度问题, 并建立了能见度的仪器观测与人工观测之间的关系。

2.2 散射式能见度测量仪的基本原理

大气中光的衰减是由散射和吸收引起的。在一般情况下,吸收因子可以忽略,而经由大气中粒子反射、折射或衍射产生的散射现象构成降低能见度的因子,因此在工程上消光系数可认为和散射系数相等,用测量散射系数的理论与方法可以来测量大气能见度。

2.2.1 散射

散射是一种过程,在电磁波传播路径中的一个粒子连续地从入射波中吸收能量,当粒子的折射率与周围介质不同,把吸收的能量再发射到以粒子为中心的全部立体角中,该粒子成为散射能量的点源。

对于单个散射粒子而言,其周围散射能的强度在空间有三维特征分布,如果这个粒子是各向同性的,则其分布形式围绕波的入射方向是对称的,散射函数常常仅和散射角有关,其图形可以用极坐标绘出。令尺度参数 $\alpha=2\pi r/\lambda$, 式中 r 是粒子半径, λ 为入射光的波长。通过大量的实验发现:当散射粒子很小,即 α 远小于 1 时,它所发出的散射光的强度在前向和后向的分布基本上是对称的,具有 Rayleigh 散射的特征;当散射粒子与入射光波长相当时,前向散射光的强度超过了后向散射;当散射粒子进一步增大,即 α 大于 1 时,散射光主要集中于前向,并且在某些角度上还出现了极值点,这些都是 Mie 散射的特点。

因为散射光强度的分布极大地依赖于粒子的尺度参数,所以根据粒子尺度参数的不同,采用不同的处理方法。当 $\alpha < 0.1$ 时采用 Rayleigh 散射理论;当 $0.1 < \alpha < 50$ 时,采用 Mie 散射理论;当 $\alpha > 50$ 时采用几何光学的方法。统计引起大气能见度变化的主要是大小与可见光波长(400nm~700nm)相当的粒子,因此 Mie 散射理论是我们研究能见度测量的重要方法。

2.2.2 Mie 散射的特点与散射相函数

Mie 理论最初用于物理化学,被发展为研究胶体和大分子的有力手段,而在大气光学上的应用发展较为缓慢,直到上个世纪二十年代航空中人们遇到了越来越多的能见度问题促使研究人员去研究大气和雾滴的总散射、角散射及其与能见度的关系。在 Mie 理论的完整的理论公式中,严格地给出了不同尺寸参数、不同折射率的散射粒子的散射特性。但由于理论公式过于繁琐并不适合实际应用,因此研究人员又针对特殊散射角的散射情况做了大量实验,在分析了大量的实验数据的基础上成功地总结出了适用于实际应用的经验公式。

Mie 散射的特点:

随着散射粒子直径的增大,前向散射光在总散射光中的比值迅速增大;

前向散射光基本上不改变入射光的偏振状态。散射光偏振度最大的方向出现在散射角 $80^\circ \sim 120^\circ$ 之间;

在吸收不强时，散射效率随的增大呈振动状态变化，最后趋向于 2，即散射截面是几何面的二倍，但当吸收增强时曲线上的振动消失；

散射截面不随波长而变，当散射粒子很小时与波长四次方成反比，当增大时，逐渐变为方，最后当粒子相当大时，和波长无明显关系。

总之，一个大的介质球的散射光，前向散射占了很大比重，它主要由散射光和透射光组成，其偏振状态和入射光相同，“附近的散射光主要由一次散射光构成，具有很高的偏振度，在后向，尤其是附近可出现一束较强的散射光。另外，由于前向散射主要是由衍射光形成的，所以前向散射与后向散射光相比，受粒子折射率的影响较小。

根据 Mie 散射理论^[2]，单个散射粒子的散射强度 I 在每个点和任意方向上都和入射光强度 I_0 相关，

$$I = MI_0 \quad (2.6)$$

式中 M 可表示为：

$$M(\lambda, r, m, \theta) = \frac{1}{2\alpha^2} [|S_V(\alpha, m, \theta)| + |S_H(\alpha, m, \theta)|] \quad (2.7)$$

式中 λ 为入射光的波长， r 为散射粒子的半径， m 为散射体的复折射率(与入射光的波长有关)， θ 为散射角， α 为尺度参数($\alpha = 2\pi r/\lambda$)， $S_V(\alpha, m, \theta)$ ， $S_H(\alpha, m, \theta)$ 分别为散射强度的垂直分布函数与水平分布函数。

散射相函数 $P(\lambda, r, m, \theta)$ 定义为单个球形粒子的散射能力随散射角的分布，且有：

$$M(\lambda, r, m, \theta) = \frac{\sigma_s(\lambda, r, m)}{4\pi r^2} P(\lambda, r, m, \theta) \quad (2.8)$$

即：

$$P(\lambda, r, m, \theta) = \frac{2\pi}{(\alpha/r)^2 \sigma_s(\lambda, r, m)} [|S_V(\alpha, m, \theta)| + |S_H(\alpha, m, \theta)|] \quad (2.9)$$

式中 $\sigma_s(\lambda, r, m)$ 是单个散射粒子的总散射截面：

$$\sigma_s(\lambda, r, m) = \frac{\pi}{(\alpha/r)^2} \int_0^\pi [|S_V(\alpha, m, \theta)| + |S_H(\alpha, m, \theta)|] \sin \theta d\theta \quad (2.10)$$

在处理实际大气中的雨、雾、霾等多分散系粒子的散射时，需要将单个粒子的总散射截面和相函数分别对粒子的尺寸分别 $n(r)$ 进行积分，得到总的散射系数 σ 和多分散系的归一化散射相函数 $P(\theta)$ ，即：

$$\sigma = \frac{\lambda^3}{8\pi^2} \int_0^\infty \alpha^2 n(r) Q_s(r) dr \quad (2.11)$$

$$P(\theta) = \frac{\lambda^3}{4\pi^2 \sigma_s} \int_0^\infty n(r) [|S_V(\alpha, m, \theta)| + |S_H(\alpha, m, \theta)|] dr \quad (2.12)$$

式中 Q_s 为散射效率因子：

$$Q_s = \frac{\sigma_s(\lambda, r, m)}{\pi r^2} \quad (2.13)$$

2.2.3 前向散射法测量能见度的原理

前向散射法能见度反演的可靠性是建立在三个基本前提条件下:

大气是水平均质的, 即大气在水平方向均匀分布;

大气的对光的吸收作用可以忽略, 此时大气消光系数 σ 等于大气中雾、霾和雨的散射系数 K_s , 即大气分子的吸收或分子内部交互光学效应为零;

散射仪测量的散射光强正比于散射系数, 而与散射粒子的大小无关, 在一般情况下, 选择适当的角度, 散射信号近似正比于散射系数。

第一个前提是所有能见度测量仪的设计基础, 因为无论用那种方法测量能见度, 所采集的样本(被测大气粒子)都不可能包含所有的大气粒子, 任何测量方法都是用一小团被测样本代替所有大气粒子的集合的。但自然界能见度的变化是大范围且相对缓慢的过程, 在相对较小(几十公里)的范围内可以认为大气是水平均质的, 即可以用测量样本得到的能见度代替小范围内的大气能见度。

第二个前提的正确性是由大气分子与大气中悬浮物的光学特性决定的, 经过大量实验证明: 在以可见光和近红外光为入射光线时, 大气溶胶对入射光的吸收作用十分微弱, 大气溶胶对入射光的消弱作用主要体现在散射上, 此时大气的消光系数等于大气的散射系数。

第三个前提条件是由 Mie 散射理论和一些实验数据证明的。根据大量实验的数据统计, 散射角 θ 在 $20^\circ \sim 50^\circ$ 之间时散射相函数 $P(\theta)$ 基本为常数, 此时再根据 Mie 散射理论, 得到散射角为 θ 时(θ 在 $20^\circ \sim 50^\circ$ 之间)大气粒子的散射光强度 $I(\theta)$ 与大气粒子散射系数 δ_s 、散射相函数 $P(\theta)$ 和入射光强 I_0 之间存在线性关系:

$$I(\theta) = \sigma_s P(\theta) I_0 \quad (2.14)$$

由 Koschmieder 和上式我们可以得到大气粒子的散射角为 θ 的散射光强度 $I(\theta)$ 和气象能见度之间有下列关系:

$$V = \frac{2.996}{\sigma} = \frac{2.996 I_0 P(\theta)}{I(\theta)} = \frac{2.996 P(\theta)}{I(\theta) / I_0} \quad (2.15)$$

由于 $P(\theta)$ 为常数, 所以此时我们只要测得散射光强度 $I(\theta)$ 与入射光强度 I_0 的比值就可以得到相应的气象能见度 V 。

2.2.4 前向散射法测量能见度的误差与修正

世界气象组织定义能见度时采用的入射光线为人眼最敏感的 550nm 的可见光, 而前向散射法测量能见度采用的入射光为近红外光, 由于二者波长有一定差异导致了尺度参数 α 参数的变化, 从而使得测量得到的能见度与气象能见度之间有误差, 必须进行波长修正。另外散射角 θ 在 $20^\circ \sim 50^\circ$ 之间时散射相函数 $P(\theta)$

基本为常数只是在单一天气条件下才成立，即晴天和雾天时散射相函数 $P(\theta)$ 都为常数，但两种天气下散射相函数 $P(\theta)$ 并不相等，所以要使前向散射法适用于多种天气也必须对其测得的能见度加以修正。具体修正公式^[1]如下：

$$V_{\text{气象}} = V_{\text{测量}} \left(\frac{\lambda}{550} \right)^q \tag{2.17}$$

式中 $V_{\text{气象}}$ 为要得到的气象能见度， $V_{\text{测量}}$ 为前向散射法测量得到的能见度， λ 为散射式能见度仪所采用的红外光的波长(单位为 nm)， q 的取值根据天气变化根据表 2.1 取值：

表 2.1 不同天气下的 q 值
Table 2.1 The value of q at different weather

天气情况	q 的取值
十分晴朗， $V \geq 30\text{km}$	1.6
一般晴朗， $30\text{km} > V > 6\text{km}$	1.3
能见度较低， $V \leq 6\text{km}$	$0.0585V^{1/3}$

2.3 锁相放大器的基本原理

在散射式能见度测量仪中，相对入射光线的光强接收到的散射光强度要低很多，甚至日光、灯光等背景光线也要比散射光线强几个数量级，散射光信号通常会深埋在噪声中，这样不仅降低了检测系统的动态范围，同时也给系统的检测结果带来了非常大的误差。要将散射信号从背景噪声中分离出来就必须用到微弱信号的检测方法。

微弱信号的检测方法是在分析信号的规律(如自相关性、周期性、频谱等)和研究噪声的特点(如幅度、频率、统计特性等)的基础上，然后利用相关信号处理方法，将强噪声背景下的微弱信号提取并检测出来。在弱信号的检测中，信号往往很小，而且伴随的背景噪声很大，即被测量的信号信噪比很低。传统的检测方法是用压缩带宽来改善信噪比的，从噪声中设法检测出有用信号。而常常用到的带通滤波器和选频谐振放大器就是很好的例子。如果被测信号为单频信号并且频率已知，则我们只要将带通滤波器的中心频率设计到和被测信号相同的频率，并压缩带通滤波器的带宽来提高 Q 值，就可以使频谱分布在通带两侧的噪声受到抑制，从而提高信号的信噪比。但是高 Q 值的带通滤波器在设计上较难实现，并且中心频率也不太稳定，而且 Q 值随信号频率的变化而改变，因此常规的带通滤波器或者选频谐振放大器对噪声的抑制作用是有限的。

锁相放大器^[15](Lock-in Amplifier)是利用信号具有自相关性而信号与噪声间没有相关性的性质来提取有用信号滤出噪声的具体应用，它具有非常强的噪声抑制能力可将深埋在噪声中的微弱信号检测出来，且不存在普通带通滤波器很难做出

很高品质因数的缺点。因此它是微弱光电信号检测的一种有效手段。锁相放大器的基本结构如图 2.2 所示，锁相放大器主要由相敏检波器和低通滤波器组成。

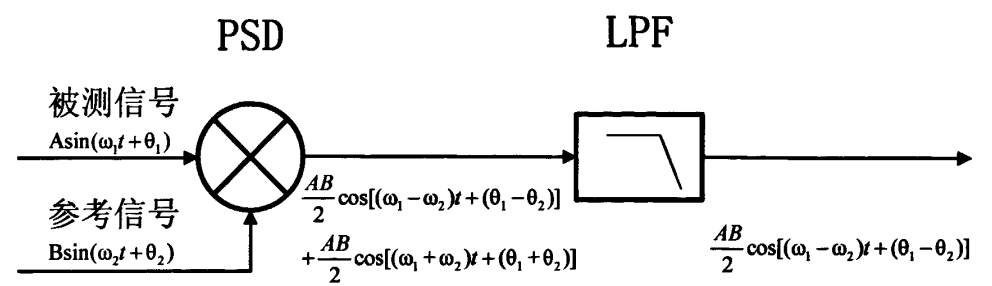


图 2.2 锁相放大器原理图
Figure 2.2 The Schematic diagram of the LIA

相敏检波器^[20](Phase Sensitive Detector)实质是个模拟乘法器^[21](或称同步解调器)，主要作用是将输入信号 $A\sin(\omega_1 t + \theta_1)$ 与参考信号 $A\sin(\omega_2 t + \theta_2)$ 相乘(也可用方波信号作为参考信号)，其结果会出现输入信号与参考信号的差频项及和频项，再通过低通滤波器(Low Pass Filter)滤除和频项 $AB\cos[(\omega_1 + \omega_1) + (\theta_1 + \theta_2)]/2$ ，保留差频项 $AB\cos[(\omega_1 - \omega_1) + (\theta_1 - \theta_2)]/2$ 。如果低通滤波器的带宽很窄，只允许直流信号通过时，则此时只有 $\omega_1 = \omega_1$ 的信号才能通过，并且最后输出的直流量 $AB\cos(\theta_1 - \theta_2)/2$ 与有用信号的幅度 A 成正比。用与有用信号频率相同的信号作为参考信号时，就可以将被测信号中的其他干扰信号滤除，达到强噪声背景下微弱信号检测的目的。

2.3.1 双相位锁相放大器^[22]的原理

上述锁相放大器虽然可以用于检测微弱信号，但是对所加的参考信号有着严格的限制。因为在有用信号信号和参考之间的初相位差 $(\theta_1 - \theta_2)$ 不同时，PSD 和 LPF 的输出都会有很大变化。

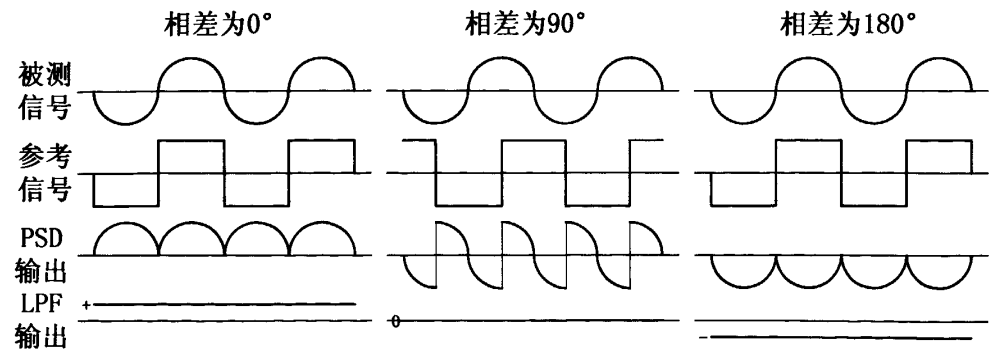


图 2.3 不同相位差下的输出信号
Figure 2.3 Output at different difference phase

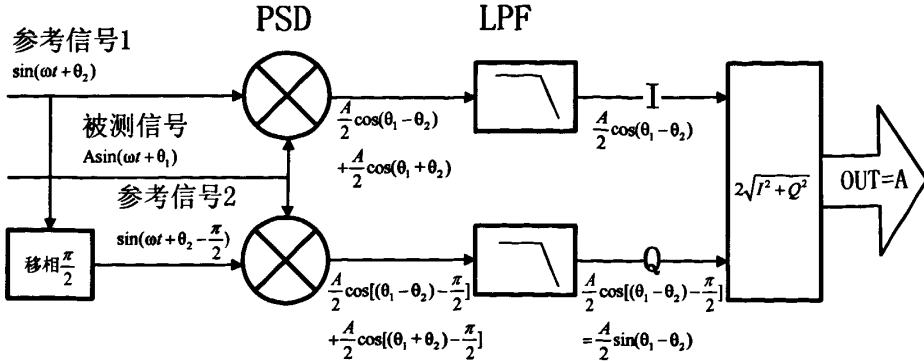


图 2.4 双相位锁相放大器的原理图
Figure 2.4 The Schematic of the DLIA

如图 2.3 所示,除了初相位差为 0° 之外,其他情况下都不能很好检测有用信号的大小。这就必须在参考信号和被测信号间加入移相电路,从而使二者的相位差为 0° 。但是能见度仪中用于接收的光电传感器 PIN 管和产生光源的红外二极管的特性受温度影响很大,延时参数变化较大,要跟踪此变化实时准确地调节相位差为 0° 有很多困难。因此省略掉移相电路,将参考信号的相位移动 90° ,并使用两个 PSD 来组成双相位锁相放大器(DLIA)^[5]。双相位锁相放大器的基本结构如图 2.4 所示。

被测信号 $A \sin(\omega t + \theta_1)$ 分别和两个与有用信号频率相同且正交的参考信号 $A \sin(\omega t + \theta_2)$ 、 $A \sin(\omega t + \theta_1 - \pi/2)$ 相乘,相乘后的信号分别通过两个数字低通滤波器滤出高频分量,得到两个反相的直流分量 $A \cos(\theta_1 - \theta_2)/2$ 、 $A \sin(\theta_1 - \theta_2)/2$,然后通过运算得到有用信号的幅度和相位^[19]。

$$\text{幅度 } A = 2\sqrt{I^2 + Q^2}; \text{ 相位 } \theta_1 = \arctg\left(\frac{Q}{I}\right) + \theta_2 \quad (2.18)$$

2.4 本章小结

本章介绍了能见度测量的理论基础: Koschmieder 定律和 Mie 散射。重点给出了前向散射法测量能见度的方法、理论计算公式、误差以及修正方法。

3 能见度测量系统的设计与实现

3.1 能见度测量仪的设计与实现

能见度测量仪是在全天候天气条件下连续工作的光电一体化的测量仪器，这就要求它具有良好的可靠性、稳定性，同一般的光电仪器相比较，该仪器的工作环境变化较大，对性能上的要求也更高；由于是用于高速公路的预警，因此还要求仪器有很好的实时性。所以在仪器的总体设计中，针对上述特点和要求，对一些关键问题必须进行充分、细致的考虑和严谨的工程设计。为了达到设计要求系统采用的双光路闭环负反馈回路的比较测量法；发射端应用负反馈的方法稳定发射光的光强；选择与 LED 近红外发光二极管光源匹配良好的光电传感器作为接收器件，并应用老化修正来对接收到的信号进行修正。

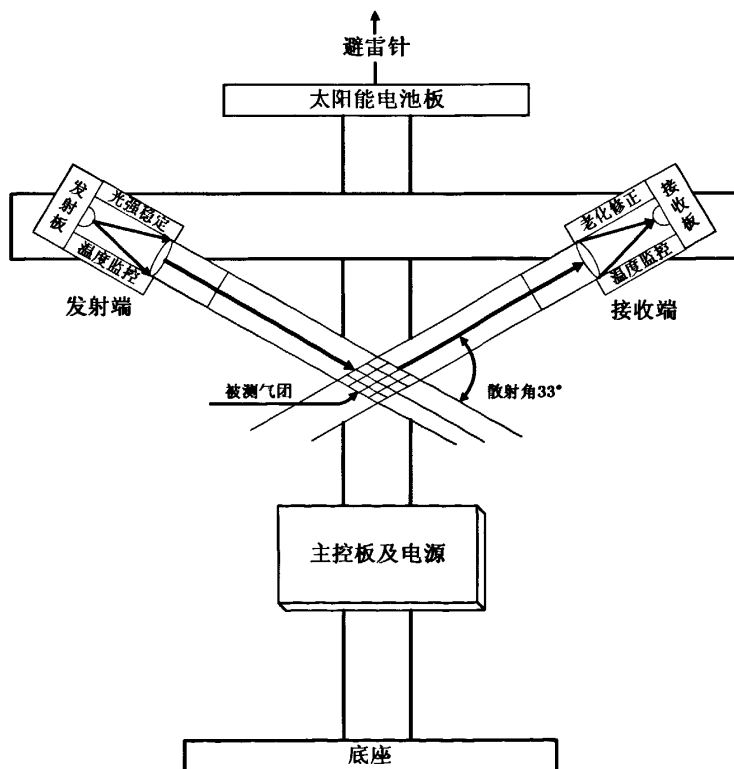


图 3.1 能见度测量仪的整体框图

Figure 3.1 Overall block diagram of the visibility sensor

能见度测量仪的整体框图如图 3.1。它主要由发射端、接收端和信号控制处理器组成。发射端和接收端被分别安装在 1m 长的横梁两端并与水平，为了保持散射

角为 33° 、防止太阳光的直射以及雨水的侵蚀,安装时使发射端和接收端都与水平横梁成 16.5° 角。太阳能电池板安装在立柱的顶端,在其下面是装有信号控制处理器和蓄电池的主控箱。工作时,由发射端发出一束频率较低的光脉冲,发射光经过大气的散射后,由安装在散射角为 33° 方向上的接收端接收,再通过自动增益控制电路将信号放大到适当倍数,然后通过 A/D 转换芯片将其转换为数字信号,并由信号控制处理器通过相关检测手段在得到的数字信号中将散射信号检测出来,最后通过前向散射法能见度测量的理论公式计算得到相应的气象能见度。

由于散射信号相对入射光强度十分微弱,要准确测量散射光的强度就要对系统各个部分提出严格的要求:

- ◆ 发射端:保证所发射红外脉冲强度的稳定和脉冲频率的单一性。
- ◆ 接收端:保证自动增益电路的稳定、快速运行,即保证在散射光强度变化时快速调节放大倍数,使 A/D 芯片得到的信号强度始终在一个合适范围内。
- ◆ 信号控制处理器:保证强噪声背景下准确检测到散射信号。
- ◆ 透镜:保证发射端和接收端的聚光透镜上没有结霜结冰,保证实时检测镜头污染情况并对其进行校正。
- ◆ 系统:保证系统工作在一个相当恒定的温度下。

3.2 发射端的设计与实现

发射端的任务是产生一束强度稳定的脉冲光线,并把光线汇聚到被测散射体上,这就要求发射端一要有稳定光强度的措施,保证光强在器件老化、温度变化和光学通路受到污染的情况下能够自动调节光源的强度,保证所发出的光强度的稳定性;二要求系统有温度检测和加热功能,以便给透镜和腔体去冰除霜。

3.2.1 发射端的设计

发射端的电路由发光管驱动电路、光源功率检测调节电路、温度检测电路以及加热控制电路等部分组成,其原理框图如图 3.2 所示。

器件老化和镜头受到污染时会大大降低输出光线的强度,使接收端信噪比降低并影响最终的能见度测量精度,所以为了保证发射端输出光强稳定的光线,在发射脉冲光线的同时,发射端内部的光源功率检测电路同步检测发出光线的光强度,并由负反馈原理通过功率调节发光管输出光强,使之输出光强度恒定,从而抵消因器件老化或镜头透光率降低而引起的误差。另外,在寒冷的天气环境下使用时,透镜会因气温的剧烈变化而结霜或结冰,这同样会降低测量结果的准确性,甚至会使系统不能正常运转,所以为了给透镜除霜和更好的稳定光强,一方面给镜头镀膜减少水汽在透镜上凝结,另一方面通过温度检测电路和加热控制电路对发射端腔体进行加热保持镜头温度高于环境气温,使镜头周围的水汽蒸发。

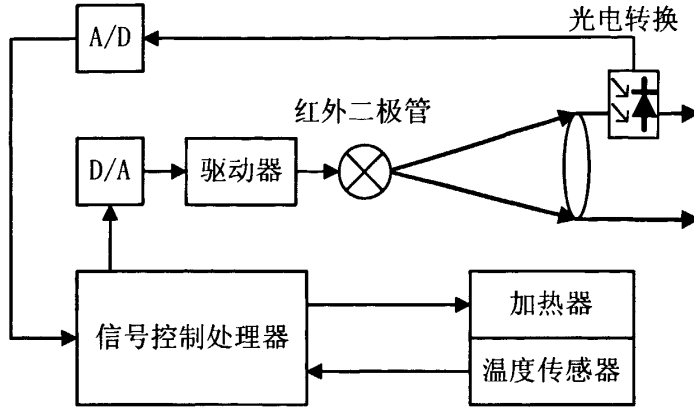


图 3.2 发射端的原理图
Figure 3.2 Schematic diagram of the transmitter

3.2.2 光源的选择

光源是散射式能见度测量仪中的一个非常关键的器件，它的特性直接影响着整个系统的光学和电路系统的设计，因此要保证测量仪的稳定性和准确性，其光源应该具备一下特点：

- ◆ 发射光功率大：因为散射光强度相对入射光要低几个量级，而外界的噪声功率的基本不变，所以加大发射光功率就可以间接地提高接收端收到信号的信噪比。

- ◆ 较长的使用寿命：因为气象仪器是开机后就要连续工作的，所以要求仪器上所用的器件都要有比较长的使用寿命；并且能见度测量仪是个在野外工作的精密的光电仪器，一旦器件损坏更换和维修都不是十分方便，因此所有器件必须有较长长的寿命。

- ◆ 高的光学效率：要求发光器件能将大部分的电能转化成光信号，因为本文中的系统采用太阳能供电，如果浪费很多电能的话，太阳能将不能维持设备的连续运转，所以这一点在本系统中显得十分重要。

- ◆ 良好的稳定性：因为能见度测量仪要适用于所有的天气环境，并且测量结果要在多种天下有很好的的一致性。这就要求元器件有良好的稳定性，在外界环境变化时有着尽量稳定的性能。

- ◆ 光谱分布在近红外和可见光区：因为只有入射光为近红外和可见光时，大气中粒子的吸收作用才可以忽略，所以要求散射式能见度测量仪所用的光源必须是近红外光或者是可见光。

- ◆ 较窄的光谱分布范围：因为发射端和接收端的透镜上都装有滤光片，如果发射光的光谱分布在一个很大的范围内的话，将有一大部分被滤光片滤出，这些部分的能量相当于被白白浪费而并没有对接收端散射光检测作出任何贡献。

- ◆ 较小的发光面积：发光管的发光面积直接影响着光束的特性，发光面积越大，经过透镜后光束发散得越厉害，由此间接影响到散射光测量的灵敏度，因此应该选择有较小发光面积的发光管作为光源。
- ◆ 较好的物理和机械特性：指光源要体积小便于安装调整、有较宽的温度适用范围以及良好的抗震性能。

然而这些要求都是在理想情况下提出的，实际上在现在技术条件下还不能制作出完全达到上述要求的理想光源，所以上述要求只能作为光源选择的参考，在选择实际应用的光源时还必须在某些条件上作出妥协。综合各种因素本系统最终选择了 GT-P03IR4101 型近红外发光二极管作为光源。

表 3.1 GT-P03IR4101 的电器特性
Table 3.1 Electrical characteristics of GT-P03IR4101

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Condition
Luminous Intensity	160	170	180	mw	IF = 350mA
Spectral Line Half-Width	848	850	852	nm	IF = 350mA
Forward Voltage	2.0	2.1	2.2	V	IF = 350mA
Reverse Current			20	μA	VR = 5V
Derating From 30℃	0.3	0.4	0.5	mA/℃	VF=2.1V
Operating Temperature Range	-20		80	℃	IF = 350mA

GT-P03IR4101 型近红外发光二极管的电器特性如表 3.1 所示，可见该发光管的典型辐射功率为 170mw，而且光学转化效率达到了 24%，大大高于普通发光管 5%左右光学转化效率，并且该发光管有着非常窄的光谱分布。另外发光管产生的为近红外光，在这一区域中日光、灯光等干扰光线相对可见光区域明显减弱，有助于散射后的光强的检测。但同时，由于光源为波长 850nm 的近红外光，而气象标准中采用光源为 550nm 的可见光，这就使二者在数值上产生了一定误差，必须采用相应的理论公式加以修正才可以得到准确的气象能见度。

3.2.3 光强稳定电路的实现

发射端一个最重要的任务就是保证发出红外脉冲强度的稳定不变，因为红外脉冲的强度和散射后的光强度是最后计算气象能见度的两个最直接变量，它们强度的稳定会直接影响最终结果的精确性，所以必须采取有效措施保证输出光强度的稳定。为了达到这一目的，我们采用了负反馈^[5]控制的方式。其原理图如图 3.3。

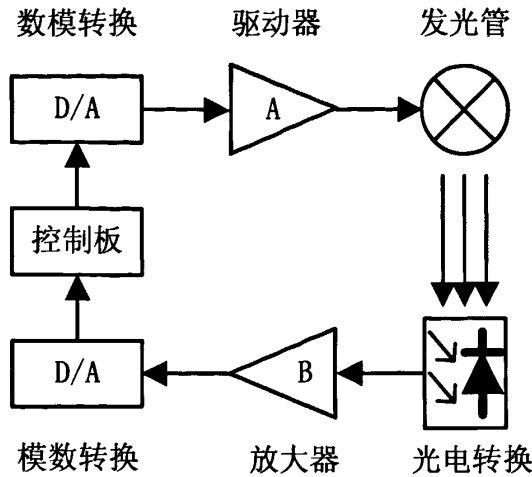


图 3.3 负反馈控制单元的原理图

Figure 3.3 Schematic diagram of the negative feedback control unit

负反馈光强稳定电路包括红外二极管驱动、红外光检测和功率调节三个部分，现在我们对负反馈的控制方式加以分析，假设加在作为控制红外二极管的 D/A 端输出电压为 V ，红外二极管驱动电路的放大倍数为 A ，即加在红外二极管上的电压为 AV ，用于检测发出红外光功率的光电传感器上的到的电压为 U ，光电传感器后级放大器的放大倍数为 B ，即 A/D 端得到的电压为 BU 。如果因老化或者光路受到污染使入射光的光强发生了变化，则此时光电传感器上的电压也会产生一个 $-\Delta U$ 的变化，即 A/D 端得到的电压变为 $B(U-\Delta U)$ ，此时我们通过软件改变 D/A 端输出电压，使之变为 $V+CBA\Delta U$ (其中 C 为一个较小的正数)。然后重新检测 A/D 端得到的电压是否为 BU ，如果与 BU 之间的差值达到一个较小的范围，我们就认为发出的红外光强度基本恒定，可以停止调节；如果差值较大，则使 D/A 端输出电压再增加 $CBA\Delta U$ ，再重新检测 A/D 端得到的电压，如此循环直到 A/D 端得到的电压约与 BU 之差在一个较小的范围为止。当 $V+NCBA\Delta U > 2.2V$ ，即超过红外二极管的最高安全电压时，器件有被烧毁的危险，系统将通过指示灯显示系统故障。

发射端的负反馈光强稳定电路^[28]如图 3.4 所示，开机工作时，U2 通过对信号的积分完成缓慢加电防止大电流对红外二极管的冲击作用。PIN 管和 U1 完成对红外二极管发出的红外光的光电转换。由于红外二极管的工作电流很大(0.35A 左右)，如果控制电路与驱动电路共地会产生很强的地弹(参考电位的抖动)，不仅影响了光强控制的准确性，甚至会产生自激烧毁器件，所以在控制电路和驱动电路间放置光电隔离电路是两部分互不干扰，从而提高系统的可靠性和光强控制的精确性。驱动管 Q1、Q2 在 D/A 产生的发射信号与光强修正信号的控制下驱动红外二极管。

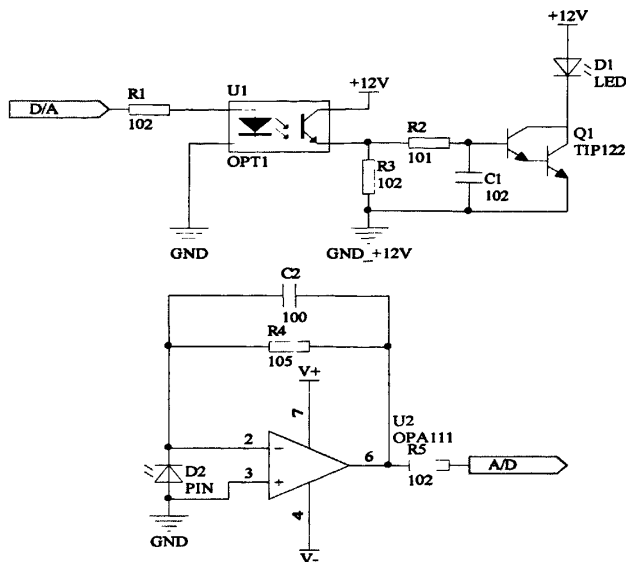


图 3.4 光强稳定电路的原理图

Figure 3.4 Schematic diagram of the circuit to stabilizes the light intensity

3.2.4 温度检测及加热控制的实现

用于汇聚红外光线的透镜在湿度较大的环境中使用时很容易在表面凝结水滴，如果此时气温低于零度水滴将会结成冰，这会严重影响透镜的透射率，从而使发射端发出的红外线光强大大降低，最终影响设备的正常运转。为了避免这种现象的发生，我们在发射端腔体外装上用于检测环境温度的温度检测芯片，在发射端镜筒靠近透镜的位置装上温度检测芯片和加热器。当检测到透镜的温度低于环境温度时，开启加热器给透镜加热；当透镜温度高于环境温度 5℃时停止加热。从而使透镜的温度始终高于环境的温度，这样就可以避免水汽在透镜上的凝结。温度检测采用 I2C 总线的数字输出温度传感器 TMP275，其具体电器特性如下：

- ◆ 数字输出接口：两线串行接口；
- ◆ 输出结果：9~12bit，用户可选；
- ◆ 准确度：±0.5℃(最大)-20℃~+100℃；
- ◆ 宽电源电压范围：2.7V~5.5V；
- ◆ 低电流：正常工作时 50μA，静态时 0.150μA；
- ◆ 宽工作温度范围：-40℃~+125℃；
- ◆ 高温度分辨率：0.0625℃；
- ◆ 高读取速度：400kHz(I2C 模式下)。

可见该温度传感器可以很好的满足系统对低功耗、宽温度范围和高准确性的要求；并且采用 I2C 总线接口可以把几个温度传感器挂在同一总线通过不同的地

址加以区分，这样可以大大减少发射端同信号控制处理器之间的连线，从而方便安装和日后的检修。检测环境温度和透镜温度的传感器将温度信息传给信号控制处理器后，通过比较二者的大小关系，信号控制处理器执行开启或关闭驱动加热器的继电器，从而达到防止水滴在透镜上凝结的目的。

3.3 接收端的设计与实现

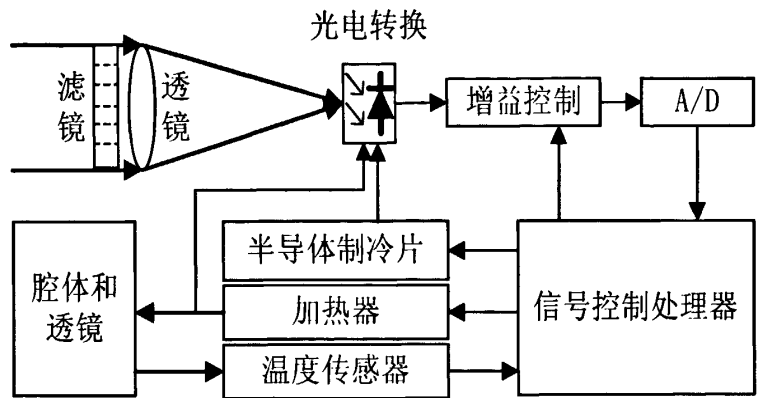


图 3.5 接收端的原理图
Figure 3.5 Schematic diagram of the receiver

接收端的任务是收集特定散射角度上的红外散射光，滤除可见光和远红外部分的干扰光线，将红外光转化成稳定的电信号。这不仅要求系统能够给透镜加热防止水滴凝结，而且由于红外传感器受温度变化影响大，因此要求系统有制冷系统以保持红外传感器工作温度的恒定。

3.3.1 接收端的设计

接收端由光电转换、增益控制、温度检测控制、A/D 采样等部分组成。为了提高系统的抗干扰性消除环境光的影响，在透镜之前加上一块通带中心波长与发射器发出红外光中心波长相同的窄带红外滤镜。散射的红外光通过透镜将散射光汇聚到光电传感器的感光面，光电传感器内的低噪声前置放大器将大气微粒散射的红外脉冲光转换并放大成电信号。增益控制器在信号控制处理器的控制下将电信号放大适当倍后送到信号控制处理器对电信号进行采样。用于探测散射光的光电传感器受环境温度影响很大，所以也用温度检测控制器对发射器腔体进行恒温处理。

3.3.2 光电传感器的选择

光电传感器^[14]是散射式能见度测量仪中最重要的一個器件，它的电器特性直接影响着系统的稳定性、可靠性和准确性，所以必须认真加以选择。红外光电传

传感器最常用的就是硅光电管和专用光电转换芯片。硅光电管一般又有硅光电二极管和硅光电三极管。因为硅光电三极管较二极管有着更高的灵敏度，所以我们选择较为常用的 BPW76 型硅光电三极管和单芯片光电转换放大器 OPT101 加以对比分析。

对于本系统来说光电传感器的性能好坏主要取决于三点：

敏感光谱：指传感器能将多大波长范围内的光信号转化为电信号，敏感光谱越宽接收到的干扰光线越多，转化后电信号的信噪比越低；敏感光谱的中心波长离发射端所发出的红外线波长越远，将散射光转化的电信号幅度越小、信噪比越低。所以要求光电传感器敏感光谱中心对准发射端所发出红外线波长，并且有着相对较窄宽度。我们对比一下两种光电传感器的敏感光谱：两种光电传感器的相对敏感光谱与波长图如下图所示(左：BPW76，右：OPT101)：通过对比可以很直观地发现，两个光电传感器的敏感光谱基本相同，都在 400nm 到 1100nm 之间。

线性度：指在不同照度的光线下，照度与转化的电信号的电压幅度是否成正比。线性度越好，系统测量散射信号的性能越好。现在对比一下两种传感器的线性度，通过 BPW76 的集电极光电流与照度图和集电极光电流与集射结电压图如图 3.7 所示。

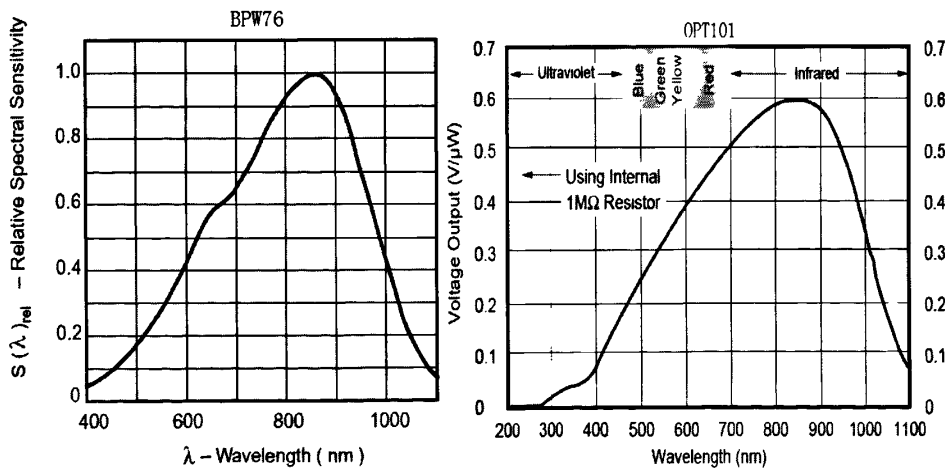


图 3.6 BPW76 和 OPT101 在不同的波长下的灵敏度
Figure 3.6 Sensitivity at different wavelength of BPW76 and OPT101

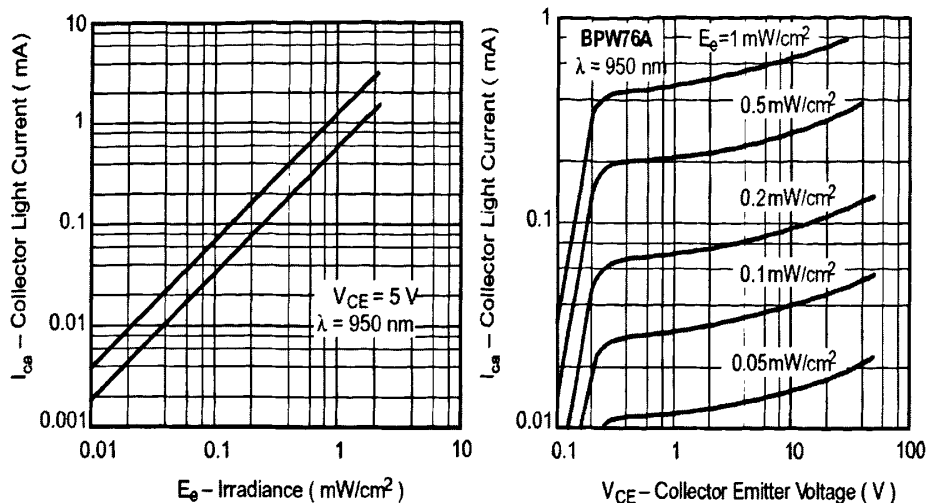


图 3.7 不同照度下 BPW76 的 I_{ca} 和 V_{ce}
Figure 3.7 I_{ca} and V_{ce} of BPW76 at different luminance

可以发现其集电极与照度成正比，但集射结电压只在一小段范围内近似与照度成正比，而在其它部分范围内与照度间为非线性关系。而从图 3.8 可以看出 OPT101 的输出电压与照度成正比关系。

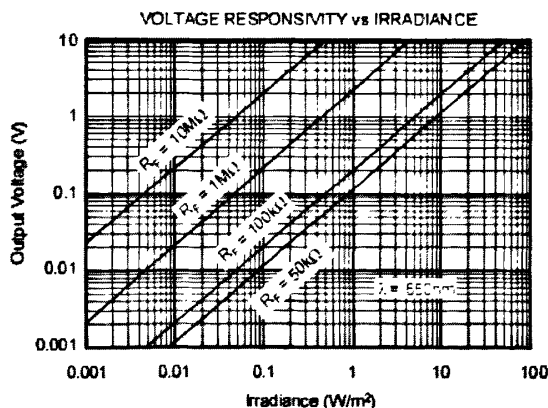


图 3.8 不同照度下 OPT101 的输出电压
Figure 3.8 Output voltage of OPT101 at different luminance

温度漂移：指在相同照度的光线下，温度变化时输出信号变化的大小。温度漂移越小，器件越稳定、误差越小。从图上可以发现温度从 $0^\circ C \sim 40^\circ C$ 变化时 BPW76 的输出电流与温度成一次比例关系，而 OPT101 的输出电压基本不变。通过上面的对比可以发现 OPT101 有着更好的电器特性更适合用在本系统中，作为接收散射光信号的光传感器。

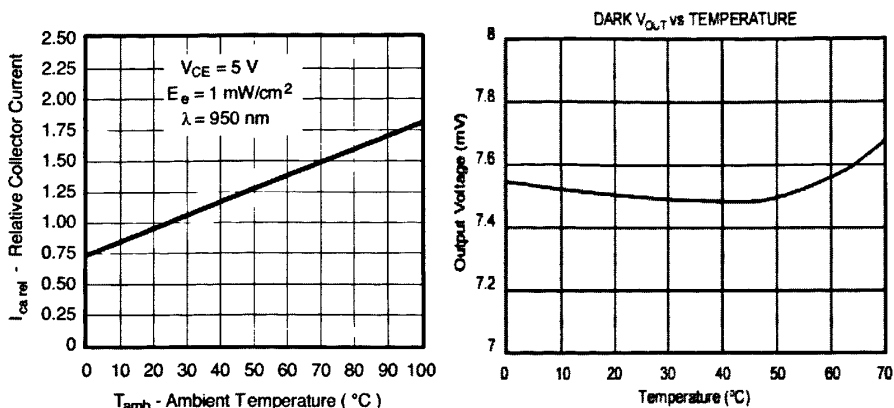


图 3.9 BPW76 和 OPT101 的温度漂移
Figure 3.9 Temperature drift of BPW76 and OPT101

3.3.3 光学物镜的设计

散射式能见度测量仪为一个光能量传递系统，为使仪器整体结构对称、端筒化加工安装过程中的复杂性，将发射、接收端的物镜都设计成相同的参数，即镜头的光学性能参数设计成基本一致。物镜的设计主要考虑以下两个参数^[3]：

① 相对孔径 D/f ： D/f 比值的大小表征一个系统能传递能量的多少，一般来说 D/f 的比值越大越好，但随着 D/f 值的增大，在满足同样的相差要求时，系统的结构变更加复杂。因此相对孔径的实际大小应根据光源的辐射功率的最小光强、探测距离和最小探测功率等因素来决定。在该设计中我们取 $D/f = 1:1$

② 口径 D ：口径大小的选择一方面要考虑气湍流效应引起的光强闪烁问题；另一方面还要考虑使采样气团样本尽可能大，也要考虑到系统的体积、重量以及材料所的成本。由大气湍流效应的理论可知：在接收端接收平面内的光强度闪烁同接收物镜的口径和闪烁相干半径 $\lambda \cdot D$ (λ ：入射光波长， D ：传输距离)有直接的关系，当接收口径 $D \gg \lambda \cdot D$ 时，在接收口径上相距大于 $\lambda \cdot D$ 的两点上，其闪烁就互不相关，即接收口径中包含了许多不相干的起伏成分，彼此互相抵消，使总的闪烁强度降低。在该设计中，我们选取 $D=50\text{mm}$ 由于在设计中 $\lambda=850\text{nm}$ ， D 约为 100cm^3 ，所以 $D \gg \lambda \cdot D$ 成立，其采样体积大约可达 100cm^3 ，并且从系统的体积、重量和材料的性能上来讲， $D=50\text{mm}$ 作为设计参数是可行的。

3.3.4 温度检测及温度控制的实现

接收端的温度检测方法与发射端相同都是采用 TMP275 型数字输出温度传感器来实现的，只是要采集温度的点由两个变为三个：接收端腔体外的环境温度、接收端汇聚透镜的温度、接收端光电传感器的温度。之所以要检测光电传感器的温度是因为传感器的温度漂移对最好能见度数值的计算有很大影响，必须使传感

器保持在一个较为恒定的温度下工作，这样才能保证光电传感器产生的电信号的稳定可靠。接收端同样也使用加热钨丝给镜头，使其温度高于环境温度从而防止水滴在镜头表面的凝结。但对光电传感器的恒温处理时采用的是半导体制冷片制冷，通过控制其电源电压的极性来达到制冷或加热的目的。

半导体制冷片(TE)也叫热电制冷片，是一种热泵，它的优点是没有滑动部件，应用在一些空间受到限制，可靠性要求高，无制冷剂污染的场合。半导体制冷片的工作运转是用直流电流，它既可制冷又可加热，通过改变直流电流的极性来决定在同一制冷片上实现制冷或加热，这个效果的产生就是通过热电的原理，以下的图就是一个单片的制冷片，它由两片陶瓷片组成，其中间有 N 型和 P 型的半导体材料(碲化铋)，这个半导体元件在电路上是串联形式连结组成半导体制冷片的工作原理是：当一块 N 型半导体材料和一块 P 型半导体材料联结成电偶对时，在这个电路中接通直流电流后，就能产生能量的转移，电流由 N 型元件流向 P 型元件的接头吸收热量，成为冷端由 P 型元件流向 N 型元件的接头释放热量，成为热端。吸热和放热的大小是通过电流的大小以及半导体材料 N、P 的元件对数来决定，其中三个效应决定了制冷片的性能。

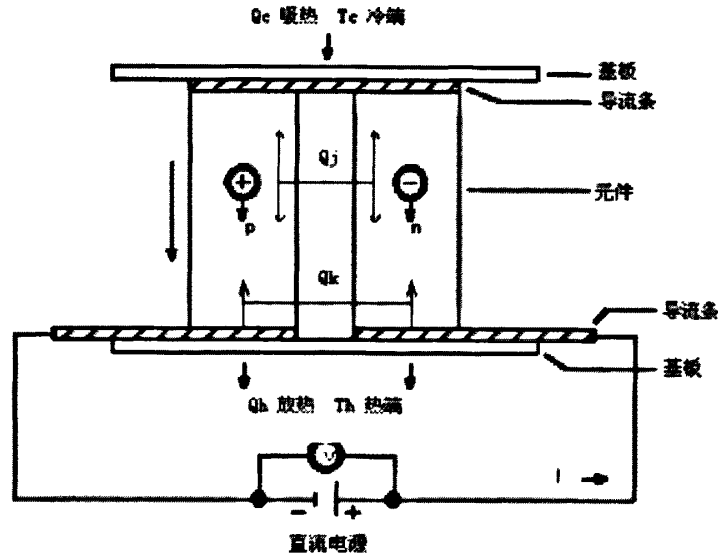


图 3.10 制冷片的原理图
Figure 3.10 Schematic diagram of TE

① 塞贝克效应(SEEBECK EFFECT): 一八二二年德国人塞贝克发现当两种不同的导体相连接时，如两个连接点保持不同的温差，则在导体中产生一个温差电动势:

$$ES=S \cdot \Delta T \quad (3.1)$$

式中: ES 为温差电动势, S 为温差电动势率(塞贝克系数), ΔT 为接点之间的温差。

② 珀尔帖效应(PELTIER EFFECT): 一八三四年法国人珀尔帖发现了与塞贝克效应的效应, 即当电流流经两个不同导体形成的接点时, 接点处会产生放热和吸热现象, 放热或吸热大小由电流的大小来决定。

$$Q = \pi I = a T_c \quad (3.2)$$

式中: Q 为放热或吸热功率, π 为比例系数(称为珀尔帖系数), I 为工作电流, a 为温差电动势率, T_c 为冷接点温度。

③ 汤姆逊效应 (THOMSON EFFECT): 当电流流经存在温度梯度的导体时, 除了由导体电阻产生的焦耳热之外, 导体还要放出或吸收热量, 在温差为 ΔT 的导体两点之间, 其放热量或吸热量为:

$$Q = \tau I \Delta T \quad (3.3)$$

式中: Q 为放热或吸热功率, τ 为汤姆逊系数, I 为工作电流, ΔT 为温度梯度。

半导体制冷片作为特种冷源, 在技术应用上具有以下优点和特点:

① 不需要任何制冷剂, 可连续工作, 没有污染源没有旋转部件, 不会产生回转效应, 没有滑动部件是一种固体片件, 工作时没有震动、噪音、寿命长, 安装容易。

② 半导体制冷片具有两种功能, 既能制冷, 又能加热, 制冷效率一般不高, 但制热效率很高, 永远大于 1。因此使用一个片件就可以代替分立的加热系统和制冷系统。

③ 半导体制冷片是电流换能型片件, 通过输入电流的控制, 可实现高精度的温度控制, 再加上温度检测和控制手段, 很容易实现遥控、程控、计算机控制, 便于组成自动控制系统。

④ 半导体制冷片热惯性非常小, 制冷制热时间很快, 在热端散热良好冷端空载的情况下, 通电不到一分钟, 制冷片就能达到最大温差。

⑤ 半导体制冷片的单个制冷元件对的功率很小, 但组合成电堆, 用同类型的电堆串、并联的方法组合成制冷系统的话, 功率就可以做的很大, 因此制冷功率可以做到几毫瓦到上千瓦的范围。

⑥ 半导体制冷片的温差范围, 从正温 90°C 到负温度 130°C 都可以实现。

正是半导体制冷片有上述优点很好的满足了本系统对制冷加热反应速度快、高精度温度控制、无污染、无噪音、寿命长的要求。

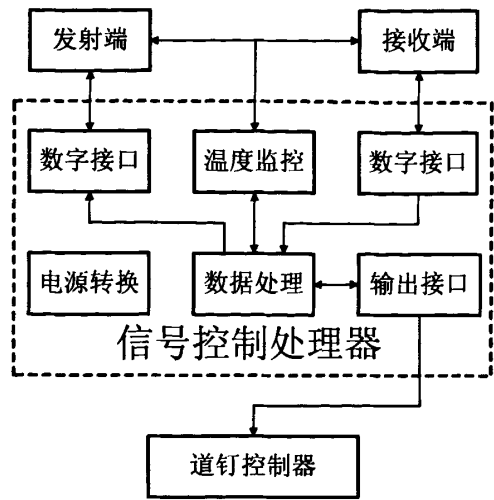


图 3.11 信号控制处理器的原理图
Figure 3.11 Schematic diagram of the signal processor

3.4 信号控制处理器的设计与实现

信号控制处理器控制着整个系统的运转，它负责发射端光源驱动信号的产生、发射端光源功率的调节、接收端信号的功率检测和增益控制、整个系统的温度监控、能见度的计算和低能见度的预警控制已经电源系统的转换。可以说信号控制处理器是整个系统的大脑，一切操作都是通过它来裁决和执行的。

信号控制处理器的原理框图如图 3.11 所示，信号控制处理器由温度监控，电源转换，增益控制和数据输出接口等部分组成。其中数据处理部分是设计的关键，它内部包括发射端信号发生和功率调节、接收端功率检测和增益控制以及负责弱信号检测的锁相放大器等几个模块。

3.4.1 增益控制的设计

为了保证淹没在噪声中的散射信号能够被 A/D 采样器量化，我们必须保证 A/D 输入端的电信号在一个合适的范围，而自动增益控制是一种最为常用的方式，不过本系统中的自动增益控制^[23]与一般通信系统中的自动增益控制不同。通信系统的中频自动增益控制只要保证输出信号幅度基本稳定就可以，一般通信系统中关心的是信号的相位变化而不比考虑当前的放大倍数为多少。但本系统关心的是信号的幅度为多少，因此必须实时记录增益控制的放大倍数并通知信号控制处理器，以便用于最后的能见度计算。

为了系统结构的简化和实现的方便，我们采用信号控制处理器控制程控增益放大器的方法来完成增益控制。光电传感器传感器将散射光转化为电信号后，用程控增益放大器的对电信号进行放大，然后用 A/D 将电信号数字化并送到信号控制处理器，信号控制处理器首先通过算法计算电信号的功率，如果发现功率较低

就通过程控增益放大器提高放大倍数；如果信号功率超过预定超标阈值就调低程控增益放大器的放大倍数。这样控制权交给信号控制处理器来完成即可以达到增益控制的目的，又可以将程控增益的放大倍数实时交给最终的计算处理单元。

3.4.2 程控增益放大器的选择

程控增益放大器主要按照以下几个方面要求加以选择：

① 最大放大倍数：由于散射光转化后的电信号会随着能见度的变化而变化，并且能见度很好时电信号非常微弱、能见度很差时电信号相对非常强，最强电信号相对最弱电信号相差 3 个数量级左右，所以为了使 A/D 采样端的电信号保持在一定幅度范围内，程控增益放大器的最大倍数取 8000 倍。

② 最小放大倍数：如果最小放大倍数过大，程控增益调节后的电信号幅度会出现很大的跳跃，可能会出现减小一个级别的放大倍数：因放大倍数太小、电信号幅度过小导致 A/D 采样的精度达不到要求；增大一个级别的放大倍数时：放大倍数过大导致电信号幅度超出 A/D 采样的量程。

③ 带宽增益积：由于红外脉冲的频率较低，为了抑制高频干扰信号选择带宽时，在满足有用信号能够无衰减的前提下，尽量选择带宽增益积较窄的放大器。

综合以上几个因素以及芯片灵敏度、电源电压范围、噪声等方面的考虑，我们最终选择用一片 PGA204 和一片 PGA205 级联来完成程控增益。二者的基本电器参数如下：

数字程控增益：

- ◆ PGA204: $G=1, 10, 100, 1000V/V$
- ◆ PGA205: $G=1, 2, 4, 8V/V$
- ◆ 低偏置电压: $50\mu V$ (最大);
- ◆ 低偏置电压漂移: $0.25\mu V/^{\circ}C$;
- ◆ 宽电源电压范围: $2.7V\sim 5.5V$;
- ◆ 低输入偏置电流: $2nA$ (最大);
- ◆ 低静态电流: $5.2mA$ (典型);
- ◆ 宽电源电压范围: $\pm 4.5V\sim \pm 18V$;
- ◆ 高共模抑制度: $115dB$ (最小)。

这样我们得到的增益控制模块的最大放大倍数为 $8000V/V$ ，最小放大倍数为 $2V/V$ ，满足了保证 A/D 采样端电信号幅度基本不变的要求。

3.4.3 双相位数字锁相放大器的实现

散射式能见度测量仪中相对于噪声和干扰信号，有用信号显得有些微弱。对于一般的非周期信号而言，我们通常只能通过先放大信号，再进行滤波的手段来对其加以处理，以便滤除通带以外的噪声和干扰。这种用滤波器来减小系统带宽

的方法,即带宽压缩法,在一些场合效果受到带通滤波器性能的影响,其作用往往是有限的。而对于深埋在噪声中的周期重复信号,我们可以采用锁相放大器的方法,利用信号具有噪声和干扰信号不具备的一些物理特性来对其加以检测。

锁相放大器的工作原理已经在第二章介绍过,它主要由相敏检波器和低通滤波器组成。本文所用的数字锁相放大器的具体实现框图如图。光信号经过光电转换后,先经过增益控制和防混叠滤波,然后由 A/D 转化为数字信号。其中双相位正交数字相敏检波器(DPSD)是双相位数字锁相放大器的核心元件,被用来消除参考信号同被检测信号之间相位差影响,从而无需进行相位调节。

工作时, A/D 采样的时钟由主时钟分频后获得, A/D 转换后的送到两个相敏检波器的被测信号可以表示为:

$$V_i X(n) = V_i Y(n) = E_i \sin(2\pi \frac{f_i}{f_s} n + \theta_i) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} E_{nk} \sin(2\pi \frac{f_{nk}}{f_s} n + \theta_{nk}) \quad (3.4)$$

式中: f_s 为采样时钟; f_i 为发射的红外脉冲的频率; E_i 为有用信号的幅度; θ_i 是有用信号的相位; E_{nk} 白噪声信号的幅度; θ_{nk} 是白噪声信号的相位; f_{nk} 是白噪声信号的各个频率分量; 第一相表示没有噪声的“纯净”的有用信号; 第二项表示白噪声信号, 它由各种频率分量组合而成。

主时钟驱动 FPGA 内部的 NCO^{[30][31]} (Numerical Control Oscillator) 产生两路高精度(18bit)正交正弦信号:

$$\begin{aligned} V_r X(n) &= E_r \sin(2\pi \frac{f_r}{f_s} n + \phi_r) \\ V_r Y(n) &= E_r \cos(2\pi \frac{f_r}{f_s} n + \phi_r) \end{aligned} \quad (3.5)$$

式中: E_r 为参考信号的幅度; f_r 为参考信号的频率; ϕ_r 为参考信号的相位。我们使 $f_r = f_i$, 将被测信号分为两路分别与正交信号相乘。其中 X 路:

$$\begin{aligned} V_i X(n) V_r X(n) &= \frac{1}{2} E_i E_r \cos(\theta_i - \phi_r) + \frac{1}{2} E_i E_r \cos[2\pi \frac{2f_r}{f_s} n + (\theta_i + \phi_r)] + \\ &\quad \frac{1}{2} E_i E_{nk} \cos[2\pi \frac{f_{nk} - f_r}{f_s} n + (\theta_{nk} - \phi_r)] + \\ &\quad \frac{1}{2} E_i E_{nk} \cos[2\pi \frac{2f_{nk} + f_r}{f_s} n + (\theta_{nk} + \phi_r)] \end{aligned} \quad (3.6)$$

相乘后的信号经过数字低通滤波器(LPF)滤除上式中的第二项和第四项所表示的高频信号分量, 而第三项中只有带内($|f_{nk} - f_r| < f_{LPF}$)的噪声被通过。由于数字低通滤波器的截止频率 f_{LPF} 非常低, 使输出信号等效噪声带宽大大减小(与低通滤波器截止频率和阶数有关), 所以上式输出信号为第一项直流信号。同时, Y 路输出与 X 路反相的直流信号, 最后经过运算就可以得到被测信号的幅度值:

$$E_i = \frac{2}{E_r} \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (3.7)$$

采用双相位数字锁相放大器的方法，不要求参考信号的相位与有用信号相位同步，只要求两路参考信号的幅度必须一致，而这在 FPGA 中是很容易实现的，FPGA 内实现的顶层逻辑图如图 3.12 所示。另外模拟锁相放大器一般采用方波作为参考信号，其奇次谐波分量的存在容易造成交调干扰，而本文中的双相位数字锁相放大器的参考信号是由 FPGA 内部的 NCO 产生，基本可以保证至少-100dB 的谐波抑制度(与 NCO 的相位累加器位数有关)。令外模拟锁相放大器中低通滤波器的截止频率往往很难做得很低，但在数字锁相放大器中我们可以通过算法实现截止频率很低的 IIR 型低通滤波器。而且通过 MATLAB 等计算机仿真软件可以预测 IIR 型低通滤波器的性能，可以进行相应的优化从而使滤波器的性能更佳。

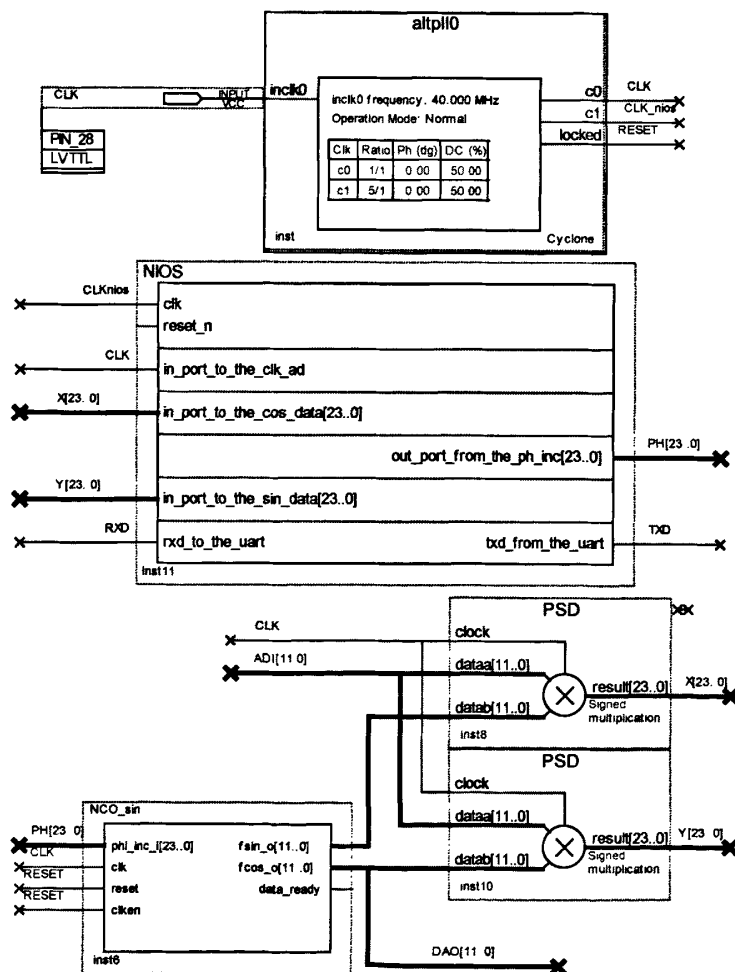


图 3.12 锁相放大器的顶层逻辑图
Figure 3.12 Top logic diagram of the LIA

3.4.4 其他部分的实现

电源转换负责管理稳定太阳能电池产生电能的电压并将蓄电池供给的 12V 电压转换为 $\pm 5V$ 、 $+3.3V$ 以及 $\pm 12V$ 电压。由于太阳能电池的电压会随着外界的光强有所变化，所以为了能够稳定的给蓄电池充电必须稳定其输出电压。另外本文中的系统的能源最终全部由太阳能供给，所以电源转化部分的芯片都采用效率 95% 以上开关电源，以节省电力能源。

3.5 本章小结

本章在前一章简介散射式能见度测量仪的基本原理的基础上，阐述了散射法测量能见度的具体实现方法。重点给出了散射法测量能见度的两个技术难点：发射端红外脉冲光强的稳定以及接收端散射弱信号的检测。并给出了这两个技术难点的具体解决方法：负反馈控制方式发光管功率和利用数字锁相放大器检测强噪声下的微弱电信号。

4 预警系统的设计与实现

预警系统是整个系统的执行部分，要求能够简单明了的指示驾驶人员前面路段的能见度状况，以便能够采取相应措施避免交通事故的发生。它的稳定性、可靠性和实时性直接影响驾驶人员所采取的对策，一旦出现误差将会造成不可挽回的损失。同时由于预警用的路标是采用太阳能供电的，因此必须采用低功耗电路实现其功能，以便能够使其在连续阴雨天气下能够正常工作。预警系统包括两部分：控制器和太阳能无线路标，安装示意图如图 4.1 所示。控制器在能见度低于某些特定预警阈值时向太阳能无线路标发出注意预警命令，太阳能无线路标接收到命令后，分别通过上面安装的发光管的不同的闪烁方式告知驾驶人员前面路段的能见度状况。

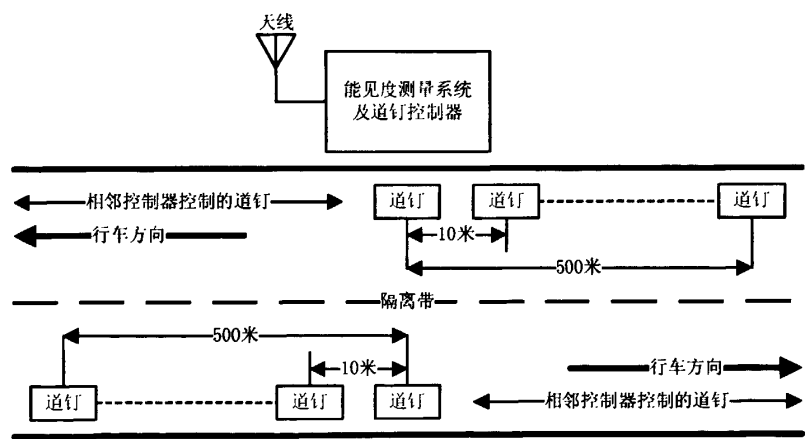


图 4.1 预警系统的示意图
Figure 4.1 Schematic diagram of the pre-warning system

4.1 控制器的设计

每个预警系统包括一个控制器和若干个预警路标，如果采用有线方式通信必然造成安装的复杂性增加，同时也不利用日后的检测和维修。所以通信方式选用无线遥控的方式，而无线遥控一般分红外遥控、声控和无线遥控。在这三种技术中，红外遥控因其穿透力差，无法有效实现对被控对象的控制，不适合在高速公路系统中使用。声控的穿透力虽较好，但其易受其它声音的干扰，也不适合使用。而无线遥控则具有覆盖范围宽、控制距离远、穿透力强、抗干扰性能好等优点，因此，无线遥控可以很好的满足本系统的要求。无线通信调制信号一般有调幅、调频和调相三种基本信号形式。虽然调幅方式在抗干扰性能方面比较差，

但根据实际要求和基于简单而有效的设计思想,我们仍选调幅作为无线通信的调制方式。本系统选用的稳频调幅发射电路,具有体积小、重量轻、重复性好、稳定性高等综合优点。

4.1.1 发射模块的实现

发射模块的工作频率为 315M,采用声表谐振器 SAW 稳频,频率稳定度极高仅次于晶体振荡器,当环境温度在 $-25\sim+85$ 度之间变化时,频飘仅为 3ppm/度。而一般的 LC 振荡器频率稳定度及一致性较差,即使采用高品质微调电容,温差变化及振动也很难保证已调好的频点不会发生偏移。

声表面波振荡器^[18]具有以下几个方面的特性:

① 基频工作频率高。石英晶体振荡器的工作频率一般在 200MHz 以下,而工作声表面波振荡器可以在 1GHz 左右的频率上稳定的工作。并且通过多年技术和加工工艺的提高已经可以制作出工作频率为 3~5GHz 声表面波振荡器;

② 频率稳定性好。超高频声表面波振荡器的短期频率稳定性^[16]可以达到 10-10~10-11/S 量级,经过特殊加工处理甚至可达到 10-12/S 量级,并且偏离载频 1kHz 处的单边带相位噪声低于-120dBc/Hz;噪声基底可低于-176dB,全石英封装的 500kHz 声表面波振荡器偏离载频 1kHz 处的单边带相位噪声优于-135dBc/Hz;中期频率稳定性、频率温度稳定性与普通石英晶体振荡器接近;年老化率为 10-6 量级;

③ 声表面波振荡器的压控(调频)频偏^[17]范围比石英晶体振荡器的范围宽,稳定度比 LC 振荡器好。声表面波振荡器的最大压控(调频)相对频偏约为 1~3%,采用特别方式设计制作时的压控(调频)相对频偏 5%可达以上;

④ 体积小、重量轻。由于声表面波振荡器的频率控制元件的制造工艺与集成电路平面制造工艺一致,因而可以制成集成化或混合集成的声表面波振荡器;

⑤ 对机械震动敏感度较小。当声表面波振荡器工作在有机震动的环境中,会使振荡器输出频谱受到机械震动的调制精密的石英晶体振荡器在进行 2g 反转试验时,通常是 10-9~10-10/g;

⑥ 抗冲击、抗震动能力强。由于声表面波振荡器的频率控制元件可以直接与基座刚性联接,因此具有极强的抗冲击震动能力;

⑦ 电源效率高。一种特殊设计的声表面波振荡器,其工作频率 370MHz,当输出功率为+10dBm 时的电源效率为 25%。

由于这些优点,使得声表面波器件得到了广泛的应用,在汽车、摩托车安全报警器,以及家庭保安系统中,几乎都使用了声表面稳频电路。本系统采用的发射模块具有较宽的工作电压范围 3~12V,当电压变化时发射频率基本不变,和发射模块配套的接收模块无需任何调整就能稳定地接收。当发射电压为 3V 时,空旷

地传输距离约 20~50 米，发射功率较小，当电压 5V 时约 100~200 米，当电压 9V 时约 300~500 米，当发射电压为 12V 时，为最佳工作电压，具有较好的发射效果，发射电流约 60 毫安，空旷地传输距离 700~800 米，发射功率约 500 毫瓦。当电压大于 12V 时功耗增大，有效发射功率不再明显提高。这套模块的特点是发射功率比较大，传输距离比较远，比较适合在高速公路上进行通讯。

预警系统发射模块的主要技术指标：

- ◆ 通讯方式：调幅 AM；
- ◆ 频率稳定度： $\pm 75\text{KHz}$ ；
- ◆ 发射功率：约 500mW；
- ◆ 静态电流：小于 $0.1\mu\text{A}$ ；
- ◆ 发射电流：约 62mA；
- ◆ 传输距离：大于 600 米；
- ◆ 工作电压：直流 12 伏。

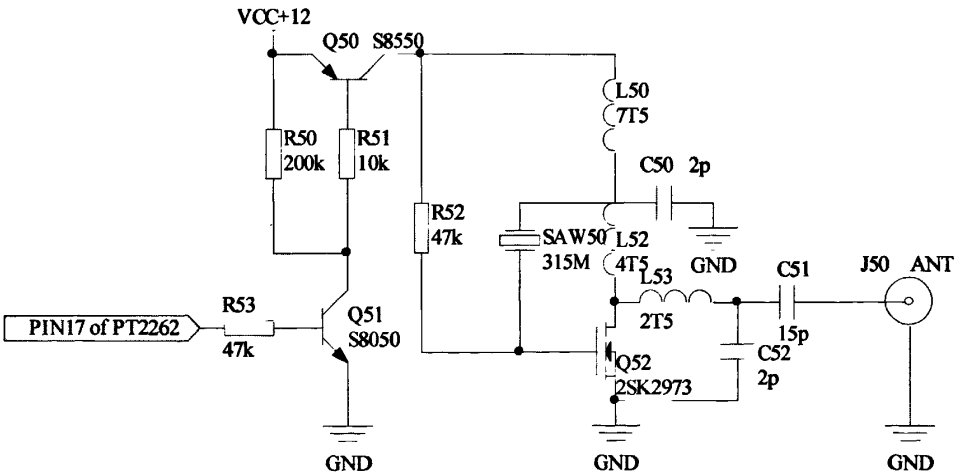


图 4.2 发射头的原理图
Figure 4.2 Schematic diagram of the transmitter

早期的发射机^[9]较多使用 LC 振荡器，频率漂移较为严重。声表面波器件的出现解决了这一问题，其频率稳定性与晶振大体相同，而其基频可达几百兆甚至上千兆赫兹。无需倍频，与晶振相比电路极其简单。以上为发射机电路，由于使用了声表器件，电路工作非常稳定，即使手抓天线、声表或电路其他部位，发射频率均不会漂移。该电路是一个二进制幅度键控电路，当输入高电平时三极管工作在放大模式，三极管将声表谐振器产生 315MHz 的载波信号放大，并通过电容 C51 发射出去。其中 R52 为偏置电阻。L53，C51 和 C52 组成天线匹配网络，使天线阻

抗与振荡级匹配，确保其稳定工作。

模块采用 ASK^[11] 方式调制，ASK: Amplitude Shift Key 也可叫移幅键控，由于调制信号是一连串的 1 和 0，那么我们用这些信号控制载波的幅度，从而达到调制的目的，如当信号为“1”码时，载波输出为 $A\cos\omega_c t$ ；当信号为“0”码时，载波输出为 0，则 ASK 信号的表达式为：

$$S_{2ASK}(t) = a_n \cdot A\cos\omega_c t \quad (4.1)$$

式中，A 为未调载波幅度， ω_c 为载波角频率， a_n 为符合下列关系的二进制序列的第 n 个码元：

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{出现概率为 } P \\ 1 & \text{出现概率为 } 1-P \end{cases} \quad (4.2)$$

其原理图及波形图如图 4.3 所示

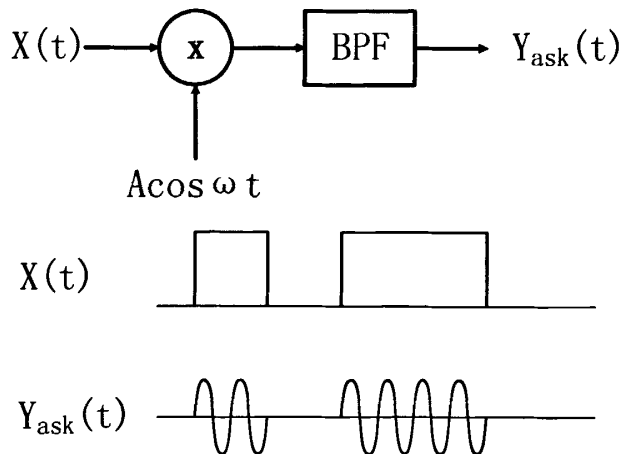


图 4.3 ASK 调制的原理图

Figure 4.3 Schematic diagram of the transmitter ASK modulation

4.1.2 ASK 调制原理及波形图

当数据信号停止时 Q50 将进入截止状态，发射电流的电流降为零，以达到节能的效果。数据电平应接近发射模块的实际工作电压，以获得较高的调制效果，同时过宽的调制脉冲信号容易引起调制效率下降，当高电平脉冲宽度在 0.08-0.5ms 时发射效果较好，大于 1ms 后效率开始下降，功耗也随之上升。发射头的传输距离与调制信号频率及幅度、发射电压及发射天线、接收机的灵敏度、收发环境等因素有关。一般在开区最大发射距离约 1000 米，在有障碍的情况下，距离会缩短，由于无线电信号传输过程中的折射和反射会形成一些死区及不稳定区域，不同的收发环境会有不同的收发距离。发射头数据模块的传输一般控制在 1k 左右，过高的数据速率会降低接收灵敏度及增大误码率。

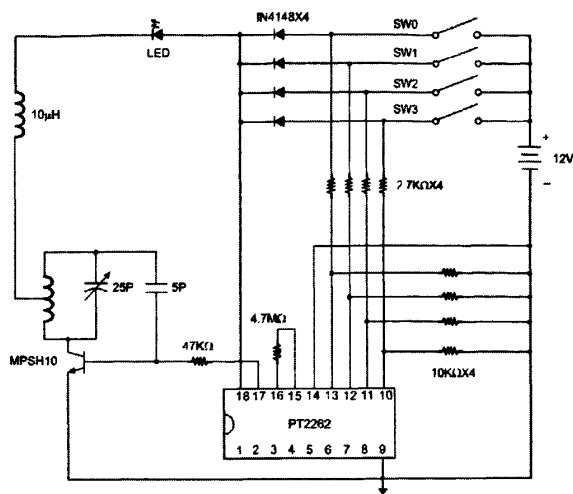


图 4.4 PT2262 的原理图

本系统为一发多收装置，为了避免相邻路标控制器的干扰造成误操作，采用专用编码芯片 PT2262 对控制信号进行一一编码，调制发射电磁波传送控制信息，接收端利用专用解码芯片接收解码，识别受控对象，又经译码、驱动电路来保证多个同一结构的无线电受控对象的准确动作，避免误控。解码芯片组 PT2262 是台湾普城公司生产的一种工艺制造的低功耗低价位通用编解码电路，最多可有 12 位三态地址端管脚(悬空、接高电平、接低电平)，任意组合可提供 531441 种地址码，PT2262 最多可有 6 位数据端管脚，设定的地址码和数据码从 17 脚串行输出，直接用于无线遥控发射电路。其数据手册给出的应用原理图如图 4.4。编码芯片发出的编码信号由地址码、数据码、同步码组成一个完整的码字，解码芯片接收到信号后，其地址码经过两次比较核对后，VT 脚才输出高电平，与此同时相应的数据脚也输出高电平，如果发送模块一直处于使能状态，编码芯片也会连续发射。当没有发射信号时，不接通电源，其脚为低电平，所以的高频发射电路不工作，当有发射信号时，PT2262 开始工作，其第 17 脚输出经调制的串行数据信号，当脚为高电平期间的高频发射电路起振并发射等幅高频信号，当 17 脚为低电平期间的高频发射电路停止振荡，所以高频发射电路完全受控于脚输出的数字信号，从而对高频电路完成幅度键控调制相当于调制度为 100%的调幅。

4.2 无线路标的设计

4.2.1 超再生检波的原理

超再生接收电路^[10]属于检波电路的一种;是一种工作在间歇状态的检波电路。

检波电路利用了再生原理。把检波电路再生分量加大使电路产生振荡(增益很高),在检波三极管基极加入频率很低的电压,让三极管的工作点随该电压的变化间歇振荡工作——这就是超再生电路,这个外加的电压称为熄灭电压。

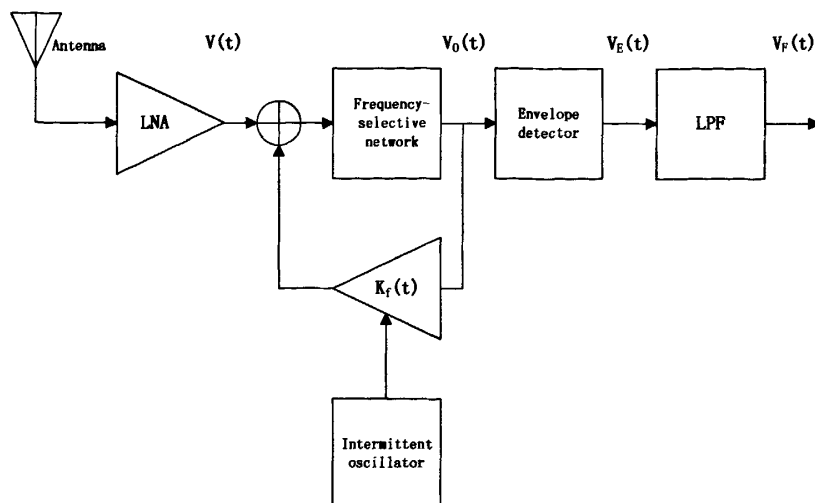


图 4.5 超再生接收机的原理图
Figure 4.5 Schematic diagram of the SRR

间歇振荡是指振荡器工作时,时而振荡时而停顿的一种现象。这一现象产生的原因来自振荡器的自偏压电路参数选择不当。它是一种危害性很大的振荡现象,必须力求避免和消除。但是超再生接收电路比较特殊,实际上是一个受间歇振荡控制的高频振荡器,而间歇振荡又是在高频振荡的过程中产生的,又反过来控制高频振荡,正是利用了间歇振荡现象使其灵敏度大大提高。超再生式接收电路在无信号输入时,由于外界或内在的噪声电压的激发,会产生不规则的杂乱振荡,导致输出较大的噪声,即超噪声。这是超再生电路的一个主要特点。

超再生接收机技术由 Armstrong^[14]在 1922 年首次提出,经过多年的实践和应用证明基于该理论的无线接收机由于具有结构简单、成本低、功耗低等优点,非常适合无线传感网、家庭自动控制、防盗等中短距离无线通信系统。这里,以传统的窄带超再生接收机为例对超再生原理进行必要的分析,其原理结构图如图 4.5 所示。

选频网络(Frequency-selective network)是一个受频率猝熄(间歇)振荡器^[6](Intermittent oscillator)所控制的射频(RF)振荡器,重复地振荡和间歇,其振荡频率与发射机的发射频率(315M)一致。选频网络的输出信号是被间歇振荡器的周期 T_q 控制的一系列 RF 脉冲串。从电路的角度讲,超再生振荡器可以按线性模型和对数模型进行分析,但无论是哪种电路模型,信号均可以通过对 RF 脉冲的低通滤

波而再生出来。这里，主要从系统的观点对超再生进行相应分析，它可看作是一个由可变增益为 $K_f(t)$ 的放大器构成正反馈环路^[7]的频率选择性网络；它是一个具有一定通频带的二端口网络系统。不妨设其中心频率为 ω_0 ，系统响应函数为 $H(s)$ ，则有：

$$H(s) = K_0 \frac{2\xi_0\omega_0 s}{s^2 + 2\xi_0\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4.3)$$

这里， ξ_0 为阻尼系数， K_0 是反馈放大器的峰值放大倍数。假设系统的输入和输出分别为 $v(t)$ 和 $v_0(t)$ ，且反馈放大器工作在线性状态^[8]，那么从上式式的系统函数可以导出该系统的二阶差分方程，如下：

$$\ddot{v}_0(t) + 2\xi(t)\omega_0 \dot{v}_0(t) + \omega_0^2 v_0(t) = 2K_0\xi_0\omega_0 \dot{v}(t) \quad (4.4)$$

其中， $\xi(t) = \xi_0[1 - K_0 K_f(t)]$ 为闭环系统的瞬时衰减因数^[12]。 $K_f(t)$ 在间歇震荡器的控制下不断变化，从而使得 $\xi(t)$ 正负交替变化。超再生振荡器的状态可以由限定在 t_a 和 t_b 时间区间内的单音 RF 输入脉冲信号来描述，且可以表示为：

$$v(t) = VP_c(t) \cos(\omega t + \varphi) \quad (4.5)$$

其中， V 为 $v(t)$ 的峰值幅度， $P_c(t)$ 是归一化修正函数，并且在区间 (t_a, t_b) 之外取值为 0， ω 为瞬时角频率， φ 为相移。SRO 的输出 $V_0(t)$ 是从 $t=0$ 开始(这里假设 $\xi(t)$ 在趋于负值的过零点处)渐增的射频脉冲，在 $t=t_b$ 时 $V_0(t)$ 达到最大值。那么，在时间间隔 $(0, T_q)$ 内有：

$$v_0(t) = VK[H(\omega)]P(t) \cos(\omega_0 t + \varphi + \phi) \quad (4.6)$$

这里， T_q 是间歇(猝熄)周期， K 为反馈放大器的放大倍数， $H(\omega)$ 是以 ω_0 为中心频率的归一化频率响应函数， $p(t)$ 为归一化的脉冲包络， Φ 是频响 $H(\omega)$ 的相角。必须指出的是，参数 K ， $H(\omega)$ 和 $p(t)$ 是由猝熄频率及其信号的形状决定的，且有：

$$K = K_0 K_s \xi_0 \omega_0 \int_{-\infty}^{\infty} P_c(t)s(t)dt \quad (4.7)$$

其中 K_s 是超再生增益，可以表示为

$$K_s = e^{-\omega_0 \int_0^{t_b} \xi(x)dx} \quad (4.8)$$

$S(t)$ 是在 $t=0$ 处取最大值 1 的归一化的灵敏曲线函数，可表示为：

$$s(t) = e^{-\omega_0 \int_0^t \xi(x)dx} \approx e^{-\frac{1}{2}(\frac{t}{\sigma_T})^2} \quad (4.9)$$

$S(t)$ 是方差为 σ_T 的高斯函数，且有 $\sigma_T < T_q$ 。在 $t=0$ 时刻这种特定的情况下，接收机对输入信号极其敏感，故称 $t=0$ 附近的小范围时间区间为敏感期。

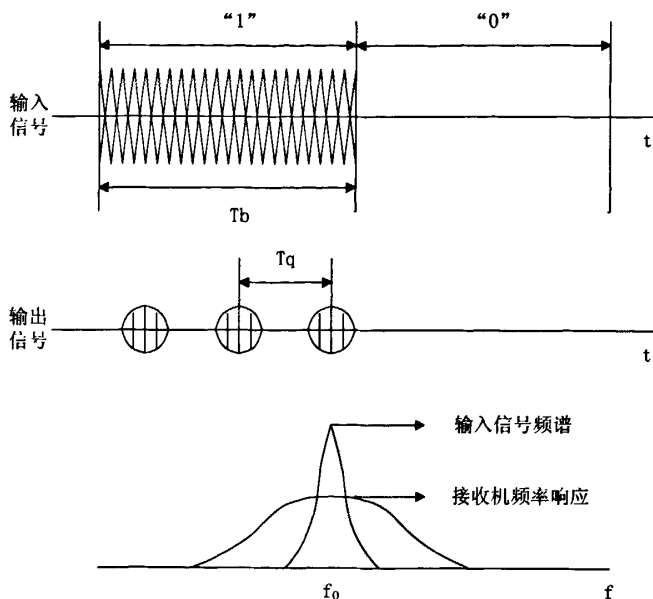


图 4.6 系统的时间相应和频率响应

Figure 4.6 Time response and frequency response of the system

对于给定的诸如 OOK(On-Off-Keying)射频^[13]已调输入信号,我们就这种传统的窄带接收机在线性模型下的工作特性进行简单地分析,该系统输出信号的时间和频率响应如图 4.6 所示。为满足奈奎斯特抽样准则,超再生振荡器在每信息比特周期内要间歇振荡几次,这样就可以保证通过对基带信号样值的低通滤波而再生出发端信息。从图 4.6 可以明显看出,敏感期小于信号的比特周期,输入信号频谱宽度也比接收机响应的带宽窄得多;并且有 $\sigma_T < T_q < T_b$, 以及 $BW_{3db} \gg f_b = 1/T_b$, 这里的 f_b 和 T_b 分别是码元速率和周期。

4.2.2 接收头电路的设计

接收头采用超再生接收电路^[31],如图 4.7,可分为三大模块:

① 高频放大电路^[14]主要由 L102, C109, C106, 高频三极管 9018 构成。其中 L102, C109 构成选频网络。R100, R103, R104 为偏置电阻, C108 为耦合电容。

② 超再生检波电路。主要由 Q100, L100, C103, C104, C105, L101, R101, R102, R106 等组成。该电路实际上是以耦合受间歇振荡控制的电容三点式高频振荡器,振荡频率由 L100, C104 并联谐振回路和反馈电容 C103 来决定,它应该与发射电路的发射频率相一致。当 Q2 收到发来的载波信号(f_0)时, L100, C104 便处于谐振状态,三点式振荡器开始振荡。在振荡建立过程中, C103 上的电压逐渐上升。该电压有作为 Q100 的反向偏置电压加在其 b-e 结上,使 Q100 的直流工作

点迅速下移，导致振荡减弱。当 C103 上的电压升高至 Q100 的 b-e 电压小于导通电压时，Q100 截止，振荡器停振。之后，C103 经 R106 放电，使 Q100 的 b-e 结又获得正向偏置，下一个振荡过程又开始，由此形成了受间歇振荡调制的高频振荡。这种淬息是在高频振荡过程中产生的，反过来又控制着高频振荡器的振荡和间歇。

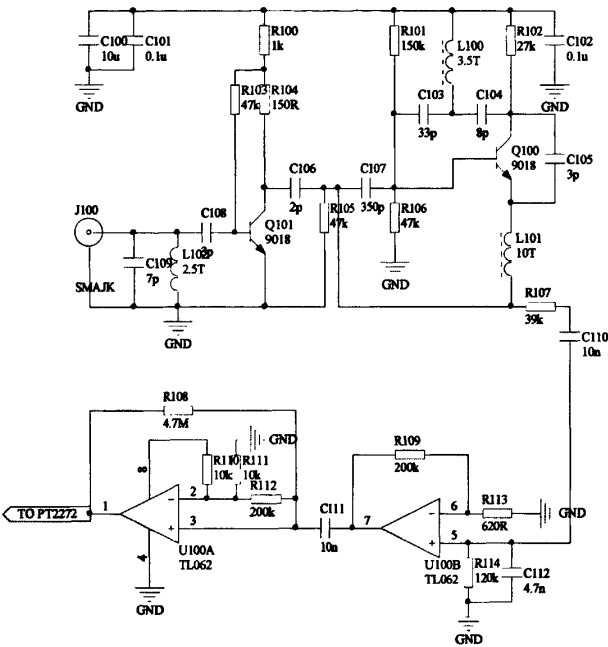


图 4.7 接收头的原理图
Figure 4.7 Schematic diagram of the receiver

③ 放大、整形电路^[27]。主要由两级运放实现，第一级输出 $V_{o1}=V_i(1+R15/R14)$ ，第二级构成比较器，当输入小于 $(1/2)V_{DD}$ 时，输出低电平“0”，当输入大于 $(1/2)V_{DD}$ 时输出高电平“1”。

接收电路的工作电压为 3 伏，静态电流 4 毫安，它为超再生接收电路，接收灵敏度为 -105dbm。接收模块本身不带解码集成电路，因此接收电路仅是一种组件，只有应用在具体电路中进行二次开发才能发挥应有的作用，这种设计有很多优点，它可以和各种解码电路相配合，设计电路灵活方便。这种电路的优点在于：

- ① 天线输入端有选频电路，而不依赖 1/4 波长天线的选频作用，控制距离较近时可以剪短甚至去掉外接天线
- ② 输出端的波形在没有信号时是一条直线，干扰信号只是在这条直线上产生极短暂的针状脉冲，而不像其它再生接收电路会产生密集的噪声波形，所以抗干扰能力较强。

的地址编码完全相同，才能配对使用，遥控模块的生产厂家为了便于生产管理，出厂时遥控模块的 PT2262 和 PT2272 的八位地址编码端全部悬空，这样用户可以很方便选择各种编码状态，用户如果想改变地址编码，只要将 PT2262 和 PT2272 的 1~6 脚设置相同即可，例如将发射机的 PT2262 的第 1 脚接地第 5 脚接正电源，其它引脚悬空，那么接收机的 PT2272 只要也第 1 脚接地第 5 脚接正电源，其它引脚悬空就能实现配对接收。当两者地址编码完全一致时，接收机对应的 D1~D6 端输出约 4V 互锁高电平控制信号，同时 VT 端也输出解码有效高电平信号。将这些信号加一级放大，便可 LED 完成预警操纵。

4.3 本章小结

无线传输系统对发射器的要求相对较低，不过发射机的一些具体指标在设计时同样需要注意，尤其在射频功率放大器的设计中，需要对输入输出匹配电路、接地和电源电路进行良好设计。设计的最后同样利用仿真软件对发射机射频前端的性能指标进行设计验证。

5 系统安装调试与数据测定

5.1 能见度测量系统的调试及实验结果

能见度测量系统是光电一体化的设备，对加工精度和所用电子元器件的要求都很高。另外本预警系统要在低能见度环境下使用，模拟现场环境有些困难，因此开始时为了调试各部分具体参数使整机的性能达到最佳，而采用用雾气发生器产生水雾来模拟低能见度环境的方式。

调试中发现影响散射光接收灵敏度的除了光学因素外，发射端红外脉冲的频率是一个重要的影响因素。在没有干扰信号的情况下，基本是红外脉冲的频率越低，散射光接收灵敏度越高；但同时在有干扰的情况下，由于更加靠近灯光采用的 50Hz 的市电频率而造成此时受到灯光的谐波干扰更强，并且此时接收端所采用的锁相放大器的性能会由于信号频率过低而使性能下降。由于接收端光电传感器和程控增益放大器的带宽只有 10kHz，所以我们的频率选择范围为 0~10kHz。

为了找到合适的发射频率，我们在 0~10kHz 范围内先每隔 1kHz 取一个频点作为发射频率，通过检测各个频率下的光电传感器信号来确定最佳发射频率的大致范围。通过多次实现发现信号频率在 2kHz 和 3kHz 时，接收端可以得到较好的散射光信号。锁定了发射光频率的大致范围后我们再从 2kHz 到 3kHz 每隔 100Hz 取一个频点，然后重复上面的检测方法，最终根据接收信号的质量确定发射频率为 2.4kHz。

为了检测另一个难点数字锁相放大器的效果，我们通过雾气发生器模拟较稳定的能见度环境，通过日光灯模拟背景噪声，对比利用锁相放大器解调和直接检测的两种样机的测量结果来得到。测量结果如表 5.1 所示。可以看到直接检测时，雨雾浓度越低(能见度好)测量结果的受背景噪声影响越大，这严重影响了测量结果的准确性；而采用锁相放大器进行同步解调后，实验结果的稳定性大大提高了，完全满足高速公路对测量精度的要求。

表 5.1 直接检测与采用锁相放大器检测的结果
Table 5.1 Results of LIA and direct detection

雨雾强度	采直接检测得到的电压变化范围	采用锁相放大器检测的电压变化范围
弱	0.2518V~0.7576V	0.4513V~0.4561V
中	0.7518V~1.1576V	0.9582V~0.9613V
强	1.5518V~1.6576V	1.5818V~1.5868V

根据上述原理研制成的 VJC-2 型能见度仪，在有雾气能见度变化的一天中，每隔一段时间与气象站美国 EG&G 公司的 207 散射型能见度仪(测量范围 60m~

6100m, 测量精度±5%)进行结果比较得到表 5.2 中的结果。可见 VJC-2 型能见度仪精度大致为±12.5%，完全符合高速公路 2000m 内±20%的测量精度要求。

表 5.2 207 型与 JVC-2 型的测量结果
Table 5.2 Outputs of model207 and model JVC-2

时间	207 型	JVC-1 型	误差
6: 30	548m	540m	-1.5%
7: 00	624m	635m	+1.8%
7: 30	855m	840m	-1.7%
8: 00	1208m	1260m	+4.3%
8: 30	1867m	1972m	+5.6%
9: 00	3549m	3794m	+6.9%
9: 30	5726m	6155m	+7.5%
10: 00	5834m	6269m	+7.4%
10: 30	5681m	6107m	+7.5%

5.2 预警系统调试

发射器的主要性能指标是发射功率，因其直接影响遥控距离。调试难点为天线(电感)，PCB 板以及板上元件的阻抗匹配。由于成品天线的阻抗值已经固定为 50 欧姆，所以我们只要保证发射模块的输出阻抗为 50 欧姆即可。为了调节时的方便首先通过 ADS^{[24] [25]}软件仿真输出电容和 PCB 板上连线，仿真后做成 look-alick 器件，然后对其进行 S 参数仿真得到输出的反射参数 S(2, 2)，得到的仿真结果如图 5.1 所示。

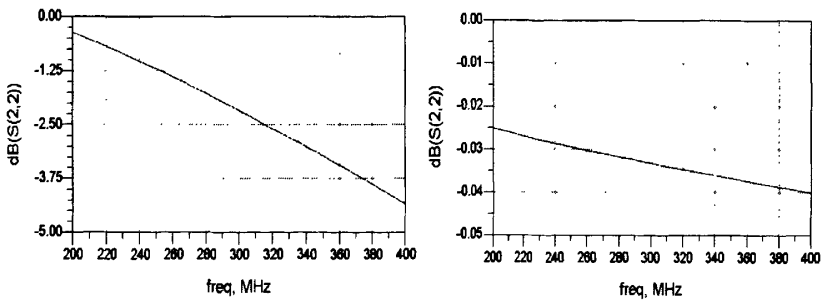


图 5.1 不同频率下的 S(2, 2)
Figure 5.1 S(2, 2)at different frequency

可以看到随着频率的升高 S(2, 2)才随着升高，为了得到较好匹配效果 Tune 工具调节输出电容的位置和 PCB 板上连线的尺寸，同时观察 S(2, 2)参数的变化，当 315M 的输出端的 S(2, 2)达到一个较小的数值时，记录下相应参数就可以做成 PCB 板了。实际调试时，由于 PCB 板材料的不均匀和覆铜厚度的变化会使得到的结果与仿真结果有一定差距，此时要借助频谱分析仪^[26]来调试，一边改变输出电

容的位置一边测量输出信号的幅频特性,当在 315M 的输出功率最大时就说明已经匹配良好。

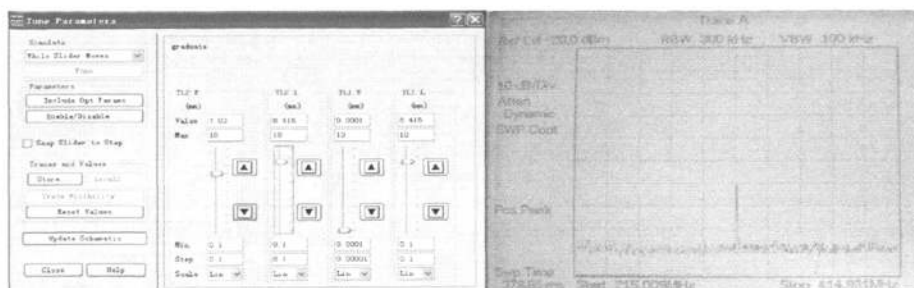


图 5.2 Tune 的控制板和频谱分析仪的输出波形
Figure 5.2 Control panel of the Tune and output of the spectrum analyzer

接收模块调试的重点主要有两各方面:接收天线(LC)选频回路和超再生本振回路^[27]。接收天线处电感采用 2.5T 的线圈电感时,电容取值一般在 3-7PF。其接收频率会与电路板的分布参数有关,经过反复调试,接收电容取值在 4-5PF 之间,工作都比较理想。对于本振电路,电感采用可调电感,调试的方法是用示波器测量回路的波形,该处波形的频率在工作中并不唯一固定值而是在一定的范围内变动,经过反复验证,回路的频率在 600KHz 左右时,接收模块可达到较高灵敏度。整套系统最终联合调试,遥控距离在 600 米以上,在 500 米控制路标预警的要求。超再生检波模块输出信号如图 5.3 所示。

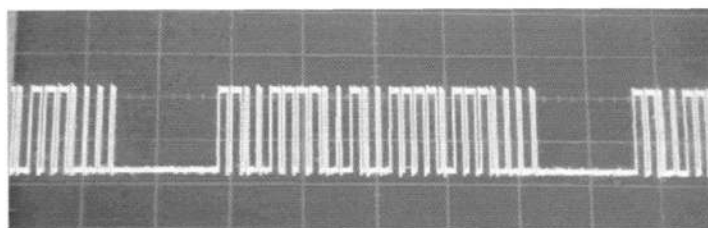


图 5.3 接收头的输出波形
Figure 5.3 Output of the receive

6 结论与展望

6.1 主要结论

本文从能见度测量的基本理论 Koschmieder 定律和 Mie 散射理论出发,探讨了高速公路上低能见度的监测和预警系统的设计和实现方法。

本课题开发历时近两年,由于项目初期市场上并未出现满足系统要求的低噪声、高增益、窄带宽的红外接收管,所以作者花费了大量的时间搜集和学习红外传感器方面的资料,并投入了大量的精力在研究强背景噪声下弱信号的检测,系统共投板两次,最终完成了设计工作,已经完成的设计成果有:

① 探讨了能见度检测的方法以及各种方法的技术难点和使用范围,最终确定在本项目中的应用散射法测量能见度。

② 研究散射法测量能见度的技术难题光强不稳定的产生原因,确定稳定光源强度的方法和具体实现方案。

③ 完成数字双相位锁相放大器的设计与实现,从而解决强噪声下弱信号的检测。

④ 完成了太阳能无线路标和控制器通信方式的选择,并对各模块的高频部分进行电路仿真。

⑤ 完成各个模块电路的制作以及整个系统的联合调试。

⑥ 对最后测得的数据进行分析并找出可能存在的问题原因,提出解决办法,最后作出设计总结。

本论文研究的是高速公路的安全预警系统,作者对系统采用模块化设计,在保证各个单元模块性能指标的同时,缩短了整个系统的开发成本和设计时间,最终完成了设计任务。

6.2 对后续工作的展望

系统的各项指标虽然已经达到,但尚需做很多的后续工作,主要有:

① 本系统的使用环境较为特殊,整套系统的稳定性、可靠性还需大量的野外实验来证明,同时一些具体参数也有待进一步的调整。

② 本文出于对设备成本的考虑在无线路标的控制方式上采用了最简单的电路,其解调方式相对一些新兴单片收发器件性能较差,以后在成本允许的情况下可以采用 ZIGBEE 芯片完成无线通信。

③ 由于所采用的 FPGA 的逻辑资源有限,为了达到更好的效果可以采用逻辑资源更加丰富的可编程器件来完成。

致 谢

本课题无论是最初的选题、方案的论证，中期的电路设计、仿真，还是后期的电路调试以及最终系统功能指标的实现、论文的定稿，都得到了我身边的老师、课题组师兄弟、亲人朋友们的大力帮助与支持，故在此向他们表示深深的谢意。

衷心感谢的是我的导师刘晓明教授。跟随导师多年来，在他的指导下，我主要在高频、高速系统的系统设计、分析，高频 PCB 的设计，测控系统、通信系统的电磁兼容设计等领域做了较为深入的学习和研究，并且得到了很多工程实践机会。刘老师对科研的投入热情、工作态度与工作方法都是我们在当前与以后的工作中值得学习并传承、发展下去的。

另外还要感谢课题组其他成员，通信工程学院的吴皓威、仲元红，在课题的研制和论文定稿中，尤其是系统方案的确定中给了我很大的帮助，在此表示感谢。

感谢学院各专业课老师在我硕士研究生期间对我的专业知识的培养。

感谢我的父母多年来对我的支持和关心。

最后感谢所有曾经关心和帮助过我的同学和朋友们，向他们表示衷心的感谢！

梁 平

二〇〇九年四月 于重庆

参考文献

- [1] 涂钢.能见度测量的理论原理与方法[D].南京:南京气象学院电子工程系,1998.
- [2] Zhou Xiuji. Advanced Atmosphere Physics[M].Beijing: China Meteorological Press. 1991.750~760.
- [3] 马孜, 肖琦, 姚德武.厚膜光学监控信号的数字信号处理[J].西安工业学报, 1999,119(2),87-90.
- [4] 樊昌信等. 通信原理. 国防工业出版社.北京.2001.5.
- [5] J. Crols and M. Steyaert. CMOS Wireless Transceiver Design[M]. Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [6] J. Crols and M. Steyaert. Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers[P]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, 1998, 45(3): 269-282.
- [7] B. Razavi. Design Considerations for Direct-Conversion Receivers[P]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, 1997, 44(6): 428-435.
- [8] Shahriar Mirabbasi and Ken Martin. Classical and Modern Receiver Architectures[P]. IEEE Communications Magazine, Nov, 2000:132-139.
- [9] Cotter W.Sayre 著.张之超, 黄世亮, 吴海云等译. 无线通信系统设备与系统设计大全[M]. 人民邮电出版社.北京.2004.1.
- [10] Ulrich L.Rohde, Jerry C.Whitaker 著. 王文桂, 肖晓劲等译. 通信接收机: DSP、软件无线电和设计(第三版)[M].人民邮电出版社.北京.2003.3.
- [11] Behzad Razavi. RF Microelectronics[M]. 清华大学出版社.北京.2003.12.
- [12] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko 著, 王子宇, 张肇仪, 徐承和等译. 射频电路设计——理论与应用[M]. 电子工业出版社.北京.2003.5.
- [13] Eric Kerherve, Pierre Jarry, and Pierre-Marie Martin. Design of Broad-Band Matching Network With Lossy Junctions Using the Real-Frequency Technique[J]. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 46, NO. 3, MARCH 1998.
- [14] Zmuda, H. Computer aided design of broadband matching networks with optimal delay characteristics[P]. System Theory, IEEE. Proceedings of the Twentieth Southeastern Symposium on 20-22 March 1988 Page(s):369-372.
- [15] 张厥盛, 郑继禹, 万心平.锁相技术[M]. 西安电子科技大学出版社.西安.1994.6.
- [16] 刘宾容. 微波本振源噪声分析[J]. 电讯技术.2003.6.64-67.

- [17] K. Kurokawa. Noise in synchronized oscillators[P]. IEEE Trans. Microwme Theory Tech., vol. MTT-16, no. 4, pp. 234-240, Apr. 1968.
- [18] Roland Barillet, Frdkric Hamouda, Didier Venot: and Claude Audoin. Limitation of the Frequency Stability by Local Oscillator Phase Noise: New Investigations and Natural Improvements[J]. IEEE TRANSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL, VOL. 47, NO. 5, SEPTEMBER 2000.
- [19] 管致中, 夏恭恪. 信号与线性系统[M]. 高等教育出版社.北京 1979.2.
- [20] Pavan Kumar Hanumolu, Merrick Brownlee, Kartikeya Mayaram, Un-Ku Moon. Analysis of Charge-Pump Phase-Locked Loops[J]. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-I: REGULAR PAPERS, VOL. 51, NO. 9, SEPTEMBER 2004.
- [21] Zuoding Wang. An Analysis of Charge-Pump Phase-Locked Loops[J]. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-I: REGULAR PAPERS, VOL. 52, NO. 10, OCTOBER 2005.
- [22] FLOYD M. GARDNER. Charge-Pump Phase-Lock Loops[P]. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. COM-28, NO. 11, NOVEMBER 1980.
- [23] Mercy, "A Review of Automatic Gain Control Theory", Radio Electron.Eng[J].vol.51, pg.579, November/December 1981.
- [24] 李军. 射频功率放大器的线性化技术[J]. 世界电子元器件.2003.7.37-38.
- [25] Robertson J D. MMIC Design, the Institute of Engineers[M]. London, 1995.
- [26] 赵雪芬, 江肇莲. 用频谱分析仪测量通信信号. 国外电子测量技术[J].2002.增刊.
- [27] 李转年. 数字传输系统误码率测量精度与可信度思考[M]. 微波与卫星通信.1995.3.52-57.
- [28] 清源计算机工作室. Protel 99SE 原理图与 PCB 及仿真[M]. 机械工业出版社. 2005.3.
- [29] 夏路易 石宗义. 电路原理图与电路板设计教程 Protel 99SE[M]. 北京希望电子出版社. 2002.6.
- [30] 侯伯亨 顾新. VHDL 硬件描述语言与数字逻辑电路设计(修订版)[M]. 西安电子科技大学出版社. 1999.1.
- [31] 赵世霞 杨丰 刘揭生. VHDL 与微机接口设计[M]. 清华大学出版社. 2004.7.

附 录

A 作者在攻读学位期间发表的论文目录:

- [1] 梁平, 刘晓明. 基于数字双相位锁相放大器的前向散射能见度仪. 数据通信(已录用)

B 作者在攻读学位期间取得的科研成果目录:

- [1] 单片机机电液控制系统(2006.3-2006.10), 完成了系统硬件设计、机械加工以及控制板软件的编写和调试任务。
- [2] XX 无人机扩频控制系统(2006.12-2007.12), 设计了满足要求的系统结构, 并完成了芯片选型、PCB 的设计及调试。
- [3] COFDM 接收机(2007.11-2008.6), 在指定的接收机结构要求下完成了解调器硬件器件选型、外围电路设计和调试。
- [4] 高速公路安全系统(2007.5-2008.12), 完成了能见度检测及预警子系统的设计、制作和调试。
- [5] 车载 MP3 收放机制作(2008.5-2008.8), 完成了对系统基带 DSP 板和收发机射频前端的设计、制作和调试。

C 低能见度检测及预警系统实物照片

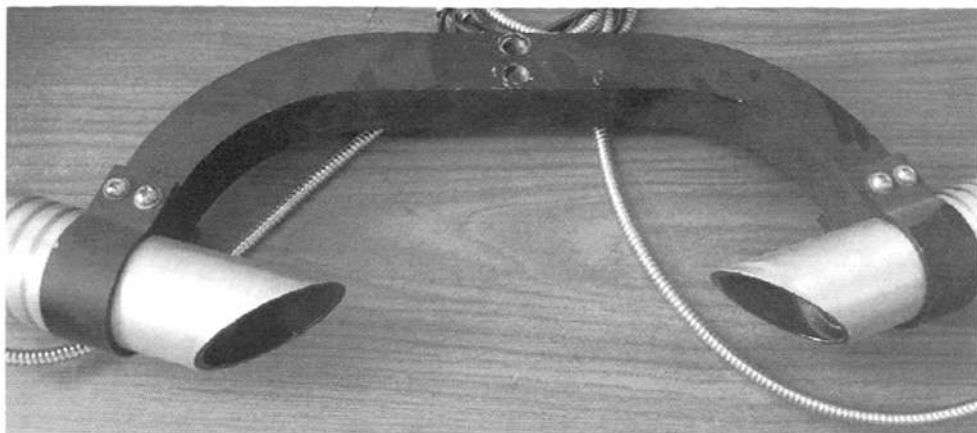


图 C1 发射端和接收端的实物照片

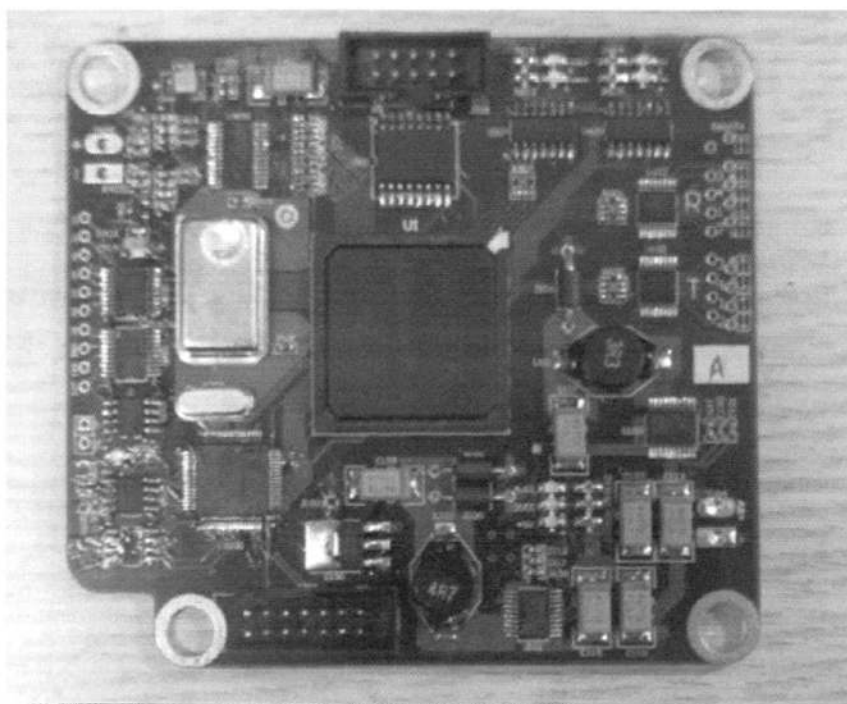


图 C2 信号处理板的实物照片

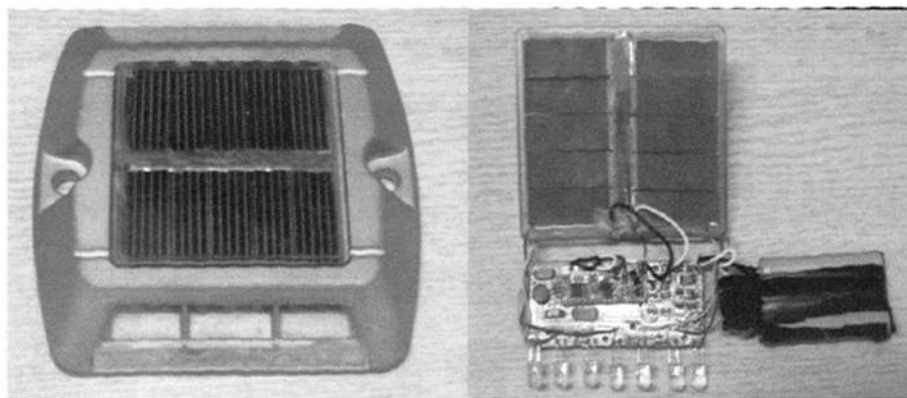


图 C3 无线路标的实物照片

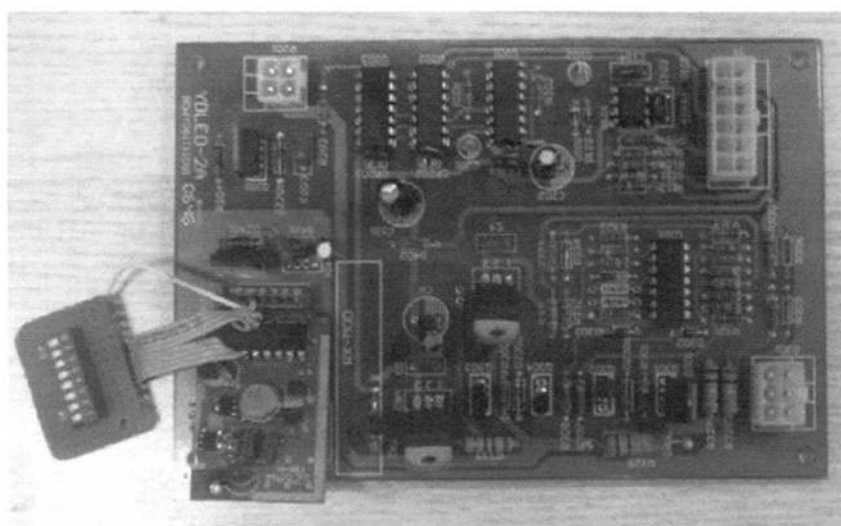


图 C4 路标控制器的实物照片