

大连理工大学

硕士学位论文

无线气象传真图接收系统设计

姓名：孙秀艳

申请学位级别：硕士

专业：通信与信息系统

指导教师：魏东兴

20081201

摘 要

无线气象传真广播采用短波频段播发传真图,因其覆盖范围大的优点,成为目前海上船舶获取气象信息的主要手段。气象传真广播几乎覆盖了世界各地的海域,利用无线气象传真接收机,船舶可以及时获得气象部门发布的海上天气分布情况、天气预报和警报等大量有用的海洋气象信息,这对于保障海上航行安全、选择最佳航线等方面都具有重要的意义。

针对现有气象传真机在性能和集成度等方面存在的不足,论文提出一种无线气象传真图接收系统的整体方案。在分析传真信号特性基础上,提出相应的气象传真图接收系统硬件设计方案和基于微机的软件恢复系统设计与实现。该方案能够完成气象传真信号的解调和气象传真图的恢复,并将恢复得到的传真图保存在计算机中,方便了对航海气象信息的管理和利用。

提出的无线气象传真图接收系统的硬件采用模数混合技术的 FPGA 设计实现,包括模拟信号采集、过零检测数据的处理以及通过串行接口上传过零检测数据至 PC 机。传真图接收系统的软件采用 Matlab 仿真软件设计实现,主要分为两大部分,第一部分是采用修正 Rife 算法对传真信号进行频偏估计,然后根据频偏值进行频率校正;第二部分是自动完成遥控信号的检测、相位同步信号的检测和扫描速度的选择等,并且能够根据不同情况进行相应的图像处理,最终完成了气象传真图的恢复。另外,气象传真图被保存成 4 级灰度,图像质量和视觉效果均得到很大改善,最终得到了满意的结果,论证了方案的可行性,为实际工程的应用奠定了基础。

关键词: 气象传真图; 解调; FPGA; AD 转换

Design of Access and System of the Wireless Meteorological Facsimile Image

Abstract

Facsimile image is transmitted by wireless meteorological facsimile station via wireless short-wave frequency, it becomes one of the chief means that ships accessing to meteorological information due to its wide coverage range. Meteorological facsimile cover almost maritime surface throughout the world, though facsimile receiver, ships can timely receive a great deal of useful maritime meteorological information, such as circumstance, weather forecast, warning and so on. It is great significance for guarantee the safety of sea sails; select the best sea route, etc.

In this paper, a whole scheme of access system of wireless meteorological facsimile image is present for the insufficiency of current facsimile machine. The hardware and software scheme of access system of meteorological facsimile image are given on the basis of facsimile signal characteristics. Facsimile signal can be demodulated and facsimile image can be recognized though the system, and restored facsimile images are stored in PC, thus it is convenient for the management and utilization of maritime meteorological information.

The proposed hardware module, which including analog signal acquisition, zero-crossing detecting data processing and upload these data into PC, is designed and implemented based on mixed-signal FPGA. The proposed software module, which is designed by Matlab simulation software, is divided into two parts. In the first part, frequency offset of facsimile signal is estimated by using the amendment Rife algorithm, then frequency is corrected according to the value of frequency offset. The detection of the remote control signal and phase synchronization signal, selection of speed can be accomplished in the second part of software module. Appropriate image processing scheme can be carried out according to different situation. Otherwise, the meteorological facsimile image is recorded as bitmaps with four gray-scales, the quality and visual effect of image is improved greatly. Finally, this whole system obtains the satisfactory result, and proves the program feasibility. Therefore, the scheme can establish basis for practical project application.

Key Words: Meteorological Facsimile image; Demodulation; FPGA; AD Convert

大连理工大学学位论文独创性声明

作者郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用内容和致谢的地方外，本论文不包含其他个人或集体已经发表的研究成果，也不包含其他已申请学位或其他用途使用过的成果。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

学位论文题目： 无线气象传真图接收系统设计

作者签名： 孙艳艳 日期： 2011 年 1 月 5 日

大连理工大学学位论文授权使用授权书

本人完全了解学校有关学位论文知识产权的规定，在校攻读学位期间论文工作的知识产权属于大连理工大学，允许论文被查阅和借阅。学校有权保留论文并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印、或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

学位论文题目： 无线气象传真图接收系统设计

作者签名： 孙彦艳

日期： 2009 年 1 月 5 日

导师签名： 杨松

日期： 2009 年 1 月 5 日

1 绪论

1.1 国内外无线气象传真机发展现状

1843年英国物理学家Alexander Bain发明一种可以记录电报的设备,这台设备即是传真机的前身。传真机有悠久的历史,比电话早33年,比电视早78年。但是传真机的发展速度和普及程度却远不及电视和电话。电话线路的不断增加带动了传真技术发展。目前,传真机已深入到信息通讯的各个领域,特别是新闻、气象、报纸等方面。传真机按用途可分为气象传真机、相片传真机、文件传真机、报纸传真机等^[1]。

日本气象传真机技术在国际上一直处于比较领先的地位,其中具有代表性的是古野公司的FURUNO系列传真机。FAX-30是一款既可以接收气象图信息,又可以接收NAVTEX(窄频带直接打印广播服务)警报;既可以与NavNet显示器也可以通过Ethernet与PC机相连的气象传真机^[2]。通过通用浏览器可以控制气象传真机和查看接收到的气象传真图,将气象图存储在PC机中,方便了一些后续的图像处理工作。FAX-408和FAX-410的功能很相似,都具备自动接收、手动接收、定时接收、自动选台等功能,另外传真图都被记录成9级灰度^[3,4]。

美国Landfall Navigation公司的NAV-FAX200也可用于接收气象传真图。NAV-FAX200包含一个计算机接口卡,电缆和气象传真图生成、显示及打印的配套软件^[5]。

我国气象传真机研制的起步较早,但其发展缓慢。1965年我国成功研制65型气象传真机;1971年成功研制71型气象卫星云层照片传真机;1972年试制成功72型气象传真机。80年代,传真机技术进入更新和技术引进阶段,1988年试制成功既能接收国际、国内无线电传真广播气象图的ZSQ-3型气象传真机,该传真机处在模拟化阶段上,体积庞大、内部电路结构的集成度低、可靠性差^[6]。90年代,H/HQC001型气象传真机研制成功,控制方式由硬件改为软件,由机械开关改为触摸式开关,并增加了自动选台、自动开机等功能,提高了产品的可靠性,但是H/HQC001采用热敏纸打印方式把气象传真图打印在热敏纸上,热敏纸传真图经过一段时间后会逐渐消褪,难以长时间保存^[7]。

1.2 课题研究背景及意义

与国外同类产品相比,国内气象传真机的技术水平相对落后,我国采用热敏打印方式把气象传真图打印在热敏纸上,难以长时间保存图像;而国外已经将气象传真图保存成位图文件,位图格式的位图文件可以永久保存,进行后续图像处理也较为方便。我国

使用触摸式开关控制传真机，国外已经实现用图形用户界面直接控制传真机，通过计算机控制传真机，可以方便用户操作。

计算机技术的引入提高了气象传真机的性能和技术水平，为气象传真图的进一步处理，充分发挥作用提供一个很好的平台。在航海智能化高速发展的今天，船舶对航海气象信息的高效和方便的处理已成为当务之急。气象传真图中大量的气象信息，通过矢量化，恢复等处理后，与其它航海数据等资料有机结合在一起，必将能够给船舶提供丰富，科学的气象决策依据^[8]。

本课题进行了气象传真图的接收恢复系统设计，方法实用性强、图像分辨率高、简单高效。并且将得到的气象传真数据和图像存储在计算机中，为实现高性能，小型化的气象传真接收机奠定一定的基础。

1.3 论文主要工作及结构安排

论文以无线气象传真接收机为应用背景，对气象传真图的接收恢复系统进行设计，完成了无线气象传真信号的接收和气象传真图的恢复，同时将恢复出的气象传真图存储在上位机中，为进一步的信息处理和应用创造条件。论文的章节安排如下：

第2章介绍无线气象传真原理，气象传真信号特性与格式，气象传真机技术参数，以及这些参数在屏幕显示时对气象传真图位图文件的影响，并给出了相应的解决方法和计算公式，最后针对现有传真机存在的不足提出了本系统的整体方案。

第3章详细介绍了接收系统硬件，包括 Fusion StartKit 开发板整体概述，AD 转换模块以及 Core8051，并给出利用 Actel 公司提供的网表文件搭建完整 8051 单片机的技术方案。

第4章软件实现气象传真图的恢复。包括对气象传真信号的频偏估计、频率校正、模拟信号采集、图像数据上传以及按照无线气象传真信号的发送格式解调恢复气象传真图等工作。

第5章给出实验结果，列出该系统接收到的气象传真图，给出频率校正前后的传真图对照，说明了校正频率的实际意义。

2 无线气象传真系统

2.1 无线气象传真概述

2.1.1 无线气象传真原理

传真通信是现代图像通信的重要组成部分,也是传递静止图像重要的手段。传真通信是一种利用扫描和光电转换技术,将文字信息、图像、照片等静态图像传送到接收端,使接收端获得与发送端原件相同副本信息的传递方式。传真通信可分为无线和有线两种方法,有线传真是通过电话线或数据网传输传真图像;无线传真是通过无线电广播播发传真图像^[1]。

气象传真属于无线传真,是传递气象信息的一种重要方法,在气象资料的获得、天气预报的分析和气象情报的传递方面,发挥着巨大的作用。世界各国广播台站每天通过传真广播,发布气象报告和天气预告,发送各种天气图、气候图和海况图,为船舶提供服务。例如, JMH(日本东京 1 台)、BAF(北京气象传真广播)等国内外台站每天都发布高质量的传真广播。

无线气象传真广播采用短波频率播发传真图,因其能够远距离传输的优点,成为海上船舶取得气象信息的主要方式。无线气象传真广播不仅能提供地面、高空、海洋的各种气象、水文的实况分析资料,而且还能提供各种气压形势、气压要素、海面状况及其它物理量的短、中期预报图,对提高天气预告时效和预报服务质量起到很大作用^[9,10]。气象传真图是船舶在航行过程中获取水文气象资料的主要手段,是远洋船舶必不可少的航海资料。

无线气象传真接收机是用来接收和记录传真图像的装置。世界气象组织(WMO, World Meteorological Organization)要求并鼓励各国在船舶上安装气象传真接收机,以便充分利用提供的气象资料,保证船舶的安全航行。WMO将全球气象传真广播台组成的服务网划分成 6 个区域,以便航行在任何海域的船舶都可以接收到可靠的气象资料^[5]。船上安装气象传真接收机可以方便而可靠的获得航行海区有关国家发布的气象、海况等传真资料,可以了解更多、更大范围的天气演变过程,掌握航行海区已经发生和将要发生的海洋气候情况,这对保证船舶航行安全、合理选择航线等都有重要意义^[9]。

目前,我国大型船舶已经普遍安装了气象传真机,航海人员在运用各种传统的气象报告和具体经验的基础上,结合使用气象传真资料,在正常航行气象保障工作中收到了很好的效果^[11]。

2.1.2 无线气象传真机术语

传真机的技术参数很多,不同用途的传真机有不同的参数,这些参数可以确定传真机的性能,下面简单介绍一下气象传真机的技术术语。

(1) 扫描点的尺寸

扫描点的大小取决于图片的性质和对复制图像的要求,扫描点越小,复制出的图像与原图越近似。从高质量地传送图像来讲,扫描点尺寸越小越好,但图像的发送时间必然会增加,由于人眼对微小的点失去分辨能力,所以适当的选择扫描点的尺寸和形状是十分重要的^[5]。

(2) 扫描线长度

沿着主扫描方向扫描一行的距离称为扫描线长度。国际建议以A4 尺寸为标准,扫描线有效长度不得小于 193mm^[13]。

(3) 扫描行距

扫描行距是相邻两扫描线对应边的距离。扫描行距的选择应与扫描点的尺寸和记录方法相结合,扫描行距愈小,图像被分解的数目就愈多,复制图片就愈清晰,图像的分辨率就愈高。但发送整个图片的时间就愈长。使相邻扫描行略有重叠,可以提高图像复制质量^[5]。

(4) 扫描线密度

扫描线密度是扫描行距的倒数。它也可定义为在副扫描方向上单位长度内的扫描线数。扫描线密度愈大,图片副扫描方向的分辨率愈高,但是送定图的时间也相应增加。扫描线定义形式如下:

$$F=1/P \quad (2.1)$$

其中, F 为扫描线密度,单位是线/mm; P 为扫描行距,单位是 mm。

(5) 扫描速度

扫描速度是每分钟扫描的行数^[12]。常见的扫描行速有 60、90 和 120。

(6) 合作指数

合作指数的数值等于扫描线密度与 $1/\pi$ 扫描线长度的乘积^[12]。即合作指数定义形式如下:

$$M=L \cdot F/\pi \quad (2.2)$$

其中, M 为合作指数; L 为扫描线全长,单位是 mm; F 为扫描线密度,单位是线/mm。

两台不同型号的传真机互相通信,即使幅面不同,只要合作指数相同,就能按比例放大或缩小,不会造成传真图的失真。ISO和WMO规定气象传真通信的合作指数为 576 和 288。合作指数可进行手动选择和自动选择。自动选择时,接收机收到持续 5~10s 黑白交替的起始信号,重复频率为 300Hz 时表示合作指数为 576, 675Hz 时表示合作指数为 288^[12]。

2.2 气象传真信号特性与格式

2.2.1 气象传真信号特性

根据全球海上遇险与安全系统(GMDSS)的规定,船舶必须安装航行警告接收机和气象传真接收机。JMH 台从 2007 年 3 月开始将发射频率由 6 个改为 3 个,保留了 3622.5KHz、7795KHz 和 13988.5KHz。

传真通信可分为发送端和接收端,它将一张图像完整无缺的从发送端传送到接收端。在发送端,首先进行图像分解,将发送的图片用扫描的方式,按照一定的速度,一定的顺序分解成很多像素,通过光电转换,将每一像素的不同光密度(即黑白灰度),转变为强弱不同的直流脉冲信号(称为图像信号),该脉冲信号进行频率调制成为传真信号(FSK 信号),FSK 传真信号频率相对中心频率 1900Hz 的偏移为 $\pm 400\text{Hz}$,其中黑信号 1500Hz、白信号 2300Hz^[12],然后对该信号进行 SSB 幅度调制,将其通过短波发射机发送出去,SSB 幅度调制的优点是调制与已调信号带宽相同。气象传真信号的波形及其频谱如图 2.1 所示。图 2.1(a)为气象传真信号的波形图,1500Hz 表示黑信号,2300Hz 表示白信号;图 2.1(b)是气象传真信号的频谱图;图 2.1(c)是 SSB 幅度调制后的传真信号,幅度调制的三个载波频率 f_c 是 3622.5KHz、7795KHz 和 13988.5KHz。

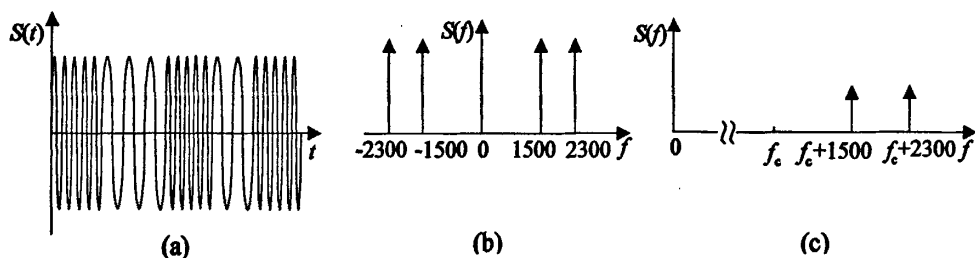


图2.1 气象传真信号波形及其频谱

Fig. 2.1 Waveform and spectrum of meteorological facsimile signal

在接收端，信号处理过程与发送端相反，首先利用短波收音机接收无线气象传真广播电台发布的短波信号，经过两级超外差检波等方法处理成 FSK 传真信号，然后经过解调，转变为图像信号，最后恢复出气象传真图，气象传真通信的基本过程如图 2.2 所示。

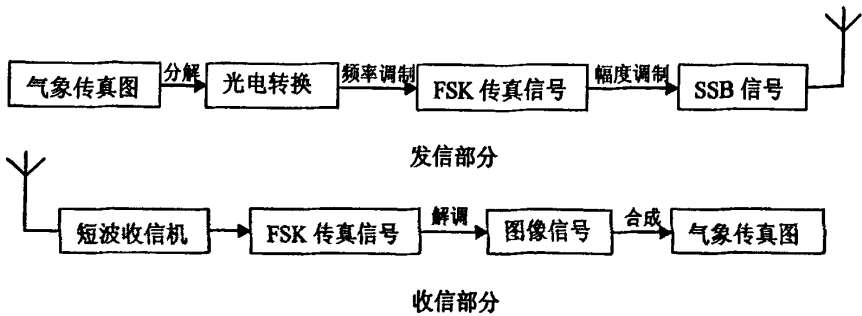


图2.2 无线气象传真通信的基本过程

Fig. 2.2 Wireless meteorological facsimile communication system

从图2.2可以看出，无线气象传真通信主要由发信部分、传输部分、受信部分三部分组成，其基本过程可归纳为图像分解、光电转换、调制解调和图像记录合成。其中图像信号先进行频率调制，然后幅度调制，调制到高频载波后通过短波发射机将高频载波发送出去，恢复图像过程相反。

2.2.2 气象传真信号发送格式

通常，气象传真二是二值图像，气象传真图是逐行扫描发送的。表 2.1 给出了完整的气象传真信号内容说明^[12](假设合作指数为576，扫描速度为 120 行/min)。

表2.1 气象传真信号内容说明
Tab. 2.1 Content of meteorological facsimile signal

信号类型	内容
起始信号	持续 5s 或 10s 频率为 300Hz 的近似方波信号
相位信号	持续 30s，每行有 5% 的白信号，95% 黑信号
行同步信号	每行图像开头有 4.5ms 的白信号和 20.5ms 的黑色信号组成
图像信号	整幅图像大小是变化的，每行图像信号持续时间 475ms 与行同步信号构成一完整行
结束信号	持续 5s，频率为 450Hz 的方波；然后是 10s 的高电平

由表 2.1 可见，整幅气象传真图是由起始信号、相位信号、行同步信号、图像信号和结束信号 5 部分组成。气象传真信号示意图如图2.3所示。

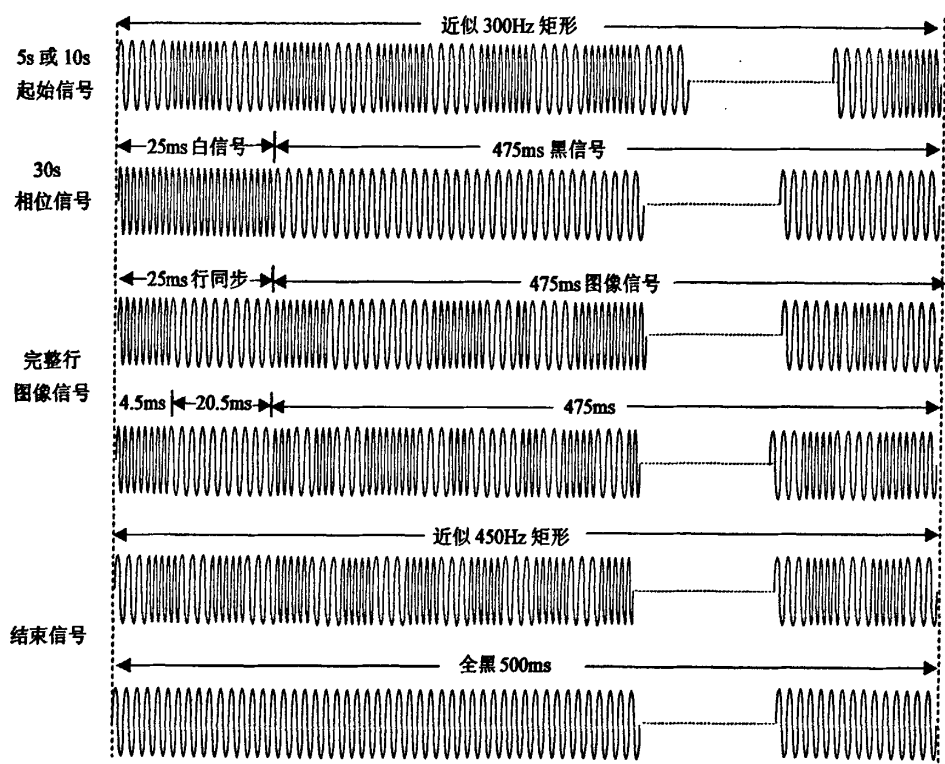


图2.3 气象传真信号发送格式示意图

Fig. 2.3 Meteorological facsimile signal format

气象传真图在记录时必须符合气象传真合作指数和扫描速度等技术参数的要求，才能保证记录的气象传真图与气象传真发送端相同或相似而不会发生畸变。

2.3 气象传真图数字化研究

国内气象传真接收机大都采用热敏打印方式记录气象传真图，论文将气象传真图保存成位图文件存储在计算机中。下面详细介绍气象传真图的存储格式，记录方式，以及屏幕正确显示时的一些关键技术。

2.3.1 气象传真图的存储方式

考虑到气象传真图的保存、传输,以及未来可能的功能扩展等因素,气象传真图被保存成BMP(Bitmap)格式文件。BMP是Windows操作系统中的标准图像文件格式,能够被多种Windows应用程序开发,因此BMP位图格式被广泛应用。BMP格式的特点是包含的图像信息较丰富,几乎不进行压缩,没有损失图像的质量,如实的反映图像中每个“点”的信息。BMP适合处理黑白图像文件,清晰度很高,另外Windows系统内部图像绘制操作都是以BMP为基础的。BMP图像文件由4个部分组成:位图文件头(bitmap-file header)、位图信息头(bitmap-information header)、颜色信息(color table)和图像数据(image data)。BMP中包含了图像文件的长度,每一行图像的像素点数目及列数等信息^[4]。

2.3.2 气象传真图的记录方式

目前,在记录气象传真图时,气象传真图被记录成黑白二值图像或者半色调编码图像。论文气象传真图被保存成4级灰度图像,提高了气象传真图的记录质量。

灰度图像是去掉颜色信息的图像,仅保留图像的亮度信息,这种图像只用黑、白以及介于黑白之间的灰色表示,不同深浅的灰度表示的是不同亮度的图像。

半色调技术以不同疏密程度的黑点构成的图案来产生近似灰度影像的错觉效果。在视觉上将一个网格内的众多点看作一个细节,其实质是在一个小点阵的网格内用黑点的多少表现灰度层次^[1]。

目前国内在恢复卫星云图时使用半色调编码方式,即用若干个扫描点组成块来反映图像亮度的变化,块中的黑扫描点和白扫描点的比例决定块的灰度。虽然块中所含的元素越多,光密度的变化增多,但由于块中元素独立光密度的丧失,造成设备对图像细节的分辨能力降低。

这是采用半色调方式表示气象传真图与用计算机显示气象传真图相比的显著缺点。热敏打印时单独一个扫描点只能反映全黑或全白,使得使用半色调记录方式时降低了气象传真图的分辨率。在计算机上单独一个像素点就能反映出中间灰度,所以保存成4级灰度能够保证在记录灰度图像时不会降低气象传真图的分辨率。

气象传真图的发送端在传输天气图时,只有“黑”、“白”两种情况,其频率分布在1500和2300Hz。论文将气象传真图保存成4级灰度的BMP格式,将一般的天气图保存成4级灰度图,会提高图像的质量和视觉效果。

2.3.3 气象传真图的屏幕显示

图像用于计算机屏幕显示时, 图像分辨率只需满足典型的显示器分辨率, 如 96ppi(Point Per Inch, 点/英寸)。气象传真图被保存成 BMP 文件, 为了使传真图在屏幕上显示时不发生畸变, 气象传真图必须符合气象传真机合作指数的要求。

论文中合作指数、扫描速度、扫描线密度等主要技术参数与国内气象传真机主要机型保持一致。取扫描线长度为 256mm, 当合作指数为 576 时, 扫描线密度为 7.06 线/mm, 当合作指数为 288 时, 扫描线密度为 3.06 线/mm^[5]。

显示器分辨率是指显示器上每单位长度显示的像素数目。显示器尺寸及像素设置决定了显示器分辨率, 典型的 PC 显示器分辨率为 96ppi。在图像操作中, 图像像素被转换成显示器像素, 这样, 当图像分辨率高于显示器分辨率时, 图像在屏幕上显示的尺寸比实际的打印尺寸大^[5]。

假设显示器像素形状为正方形, 图像在计算机屏幕上显示时需保持合作指数不变, 也就是保证图像在屏幕上显示时占用的屏幕尺寸长宽比与原图长宽比一致。

$$\frac{n/F}{L} = \frac{n \times d}{N_x \times d} \quad (2.3)$$

其中, n 表示气象传真图扫描线总数; F 表示扫描线密度; L 表示扫描线长度; N_x 表示每一扫描行的扫描点个数; d 表示显示器正方形像素的边长。

由式(2.3)得, $M=576$ 时, $F=7.06$, $N_x=1808$; $M=288$ 时, $F=3.53$, $N_x=904$ 。即合作指数为 576 时, 气象传真图的宽度为 1808 像素, 合作指数为 288 时, 气象传真图的宽度为 904 像素。

为了保证屏幕显示和图像的记录质量, 气象传真图的宽度需保持一致。将合作指数为 288 的气象传真图成比例放大二倍, 取气象传真图的宽度为 1808 像素, 同时将气象传真图的扫描线数翻倍, 这样气象传真图的分辨率提高为原来的 2 倍。

扫描线数与图像的长度和扫描速度有关。对于一幅固定的图像, 其长度和扫描速度固定, 因此, 只能通过将每一扫描线记录两次来实现扫描线数的加倍。这样副扫描方向上就有两个相同的扫描点相邻, 将其看作一个扫描点的话, 相当于合作指数为 288 时扫描点的高度变为合作指数为 576 时的 2 倍。这与式(2.2)确定的合作系数、扫描线密度、扫描线长度之间的关系是一致的, 即合作指数为 576 时其对应的扫描线密度是合作指数为 288 时扫描线密度的 2 倍。

因此, 为保证气象传真图在屏幕上的正确显示, 气象传真图的宽度应固定为 1808 像素, 当合作指数为 288 时, 每一扫描线记录两次。

根据合作指数确定气象传真图在主扫描方向上的像素个数后,就可以确定不同扫描速度对应的一个图像数据所需 AD 转换后的采样点数 N 。其关系式如下:

$$N = \frac{f_s \times 60}{1808 \times S} \quad (2.4)$$

其中, f_s 为 AD 转换采样率, S 为扫描速度, N 为确定一个像素灰度所需的 AD 转换后的数据量。本系统采用的 AD 转换率 f_s 为 80Ksps, 若扫描速度为 120 时, 大约需要 22 个点确定一个像素灰度; 若扫描速度为 90 时, 大约需要 33 个点确定一个像素灰度; 若扫描速度为 60 时, 大约需要 44 个点确定一个像素灰度。

2.4 气象传真图接收恢复系统整体方案

模拟气象传真接收机体积庞大, 功耗增加, 同时存在稳定性、通用性、可维护性较差的缺点, 接收性能受环境、器件个体性能差异因素影响较大。而数字化和软件化的接收机, 正好可以弥补传统的模拟接收机的这些缺点。数字电路以数字方式处理信号, 电路的稳定性好, 基本不受环境、器件个体性能差异因素影响。随着数字器件的高速发展, 使数字化解调气象传真图成为可能^[15]。论文采用数字化方法设计无线气象传真图接收恢复系统。

图 2.4 是整个系统设计框图。无线气象传真图接收恢复系统从功能上可以划分为: 短波收音机、频偏估计、频率校正、数字化处理电路、软件解调恢复气象传真图。

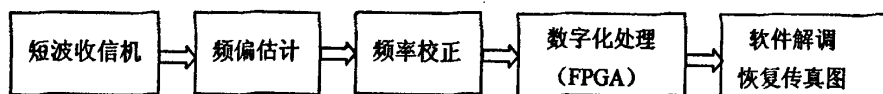


图 2.4 气象传真图接收恢复系统整体框图

Fig. 2.4 Access and recognition system of meteorological facsimile image

短波收音机的作用是接收国内外无线气象传真广播台发送的短波信号, 通过两级超外差检波等方法输出 FSK 传真信号^[16]。

短波收音机接收到的传真信号不可避免的存在频率偏移现象, 频偏的存在严重影响传真图的解调。该系统首先进行频偏估计, 然后根据频偏值进行频率校正, 将校正后的传真信号送入数字化处理电路。

数字化处理模块接收到的 FSK 传真信号落在音频信号 $m(t)$ (模拟信号) 处理范围内, 在进入计算机恢复气象传真图之前需要经过 AD 转换这个环节。论文采用 Actel 公司的 Fusion AFS600 开发板进行模拟信号采集。

软件解调 FSK 传真信号采用过零检测法，过零检测法需要的是过零点数，不需要知道幅度信息，故只需统计气象传真信号 AD 转换之后的正负脉冲宽度，然后将脉冲宽度通过 FPGA 板的串口送入上位机，最后根据气象传真信号的发送格式解调恢复出气象传真图。

在论文中主要完成的是接收系统硬件设计和软件恢复气象传真图部分，在以下各章节中对这些软硬件设计过程进行了详细阐述。

3 接收系统硬件

3.1 Fusion StartKit 开发板

论文传真图接收恢复系统硬件采用 Actel 公司设计的 Fusion StartKit 开发板, 该开发板是具有模拟功能的 FPGA。本系统主要用到 FPGA 的核心模块——AD 模块, 用它来进行模拟信号采集; 还用到开发板提供的 Core8051, 通过 Core8051 的串行接口上传图像数据至上位机。下面简单分析一下开发板及和本系统密切相关的硬件电路。

3.1.1 开发板总体概述

Actel Fusion 系列器件是一款具有模拟功能的 Flash 架构的 FPGA, 结合先进的 Flash FPGA 数字技术和模拟技术, 融合了 FPGA 数字内核、ADC、Flash 存储器、模拟 I/O、RTC 等数字和模拟部分, 因此, Actel Fusion 是一款以 Flash FPGA 架构为基础设计出的高性能可编程模数混合器件。另外, Actel Fusion 器件还结合 CortexM、ARM7、8051 等软 MCU 核, 实现了真正的 SOC 系统。

本设计采用的 Fusion StartKit 开发板的核心芯片是 Actel 的 AFS600, 该芯片属于 Fusion 系列。Fusion 系列器件与传统的 SRAM FPGA 相比, 具有很多独特的优势:

- (1) 基于 Flash 架构的 FPGA 掉电非易失, 系统上电时不需要配置芯片加载数据。
- (2) 低系统成本(单芯片、节省配置芯片、电路板面积小)。
- (3) 高度的安全性。Fusion 采用了 128 位 FlashLock 加密技术和 AES 加密算法。
- (4) 上电即行。器件从上电到上电完成(达到器件正常工作电压)即可正常工作。
- (5) 高可靠性。Actel Flash 架构的 FPGA 能够避免固件错误。
- (6) 器件内部带有模拟功能, 可用来检测电压、电流、温度等物理量, 可用来驱动大功率 MOS 管。
- (7) 低功耗。芯片可提供 1.5V 电压供内核使用, 在内部 RTC 的配合下, 还可以使器件进入睡眠和掉电模式, 降低系统的功耗。

Fusion StartKit 开发板外设资源有: 512K 字节的 SRAM, 可作数据的存储、16×2 的 LCD 显示屏, 用于人机界面显示、4 个可用的串口、用户可用的多路模拟 I/O 接口、ADR525 提供 AD 精确基准源、32.768KHz 以及 48MHz 晶振、核心板温度, 电压和电流检测电路、SP5301 USB PHY, 带有 USB 接口、VGA 接口、鼠标键盘接口、多组电源等。

3.1.2 开发板硬件电路分析

开发板的硬件电路主要由 16 个模块和接口组成，它们分别是电源模块、电源控制模块、LED 模块、LCD 模块、按键模块、时钟模块、UART 模块、SRAM 模块、JTAG 模块、电压电流温度监控模块、MOS 管驱动、FPGA 地与电源模块、USB 接口、Mini ISA 接口、VGA 接口、PS/2 接口。这里主要介绍和本系统密切相关的硬件电路。

3.1.2.1 时钟电路

Fusion 内部有三种时钟方式：外部的有源晶振、外部的无源晶振和内部的 RC 振荡器。外部的有源晶振提供 48MHz 的晶振，一般用于需要高精度的时钟情况。频率可以通过 FPGA 内部的 PLL 实现倍频和分频，设定用户需要的频率。外部的无源晶振只能在 32KHz~20MHz 的范围内，一般给内部的 RTC 使用，用于时钟计时以及 VR 模块的唤醒计时等。内部的 RC 振荡器与片外无源晶振一起配合使用，可以产生高精度的时钟，为片上、片外的外设提供时钟信号。当该晶振与 PLL 一起使用时，可以实现时钟的频率、相位、延时的调整等。图 3.1 是外部时钟电路的原理图。

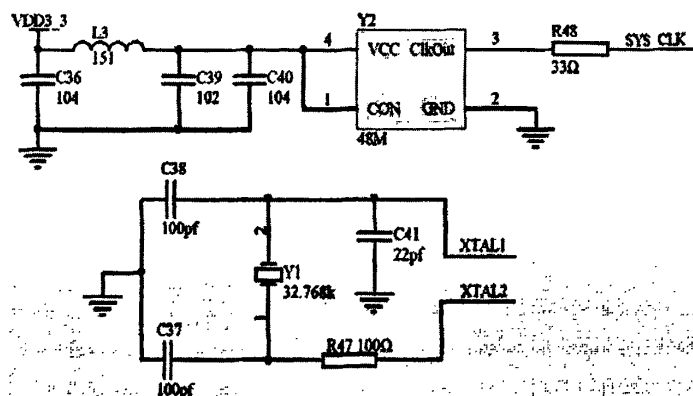


图 3.1 时钟模块电路原理图

Fig. 3.1 Schematic of clock module circuit

在图 3.1 中，为了使外部有源晶振能够输出较好的波形，必须保证供电电压的稳定，在晶振电路的前端加了一个 LC 滤波电路。另外在时钟输出端加一个小电阻，能有效地抑制高次谐波，实现阻抗匹配。

脚，并不是地址线，原理图上将这个引脚与 FPGA 的 I/O 口相连，主要是为扩展更大容量的 SRAM。

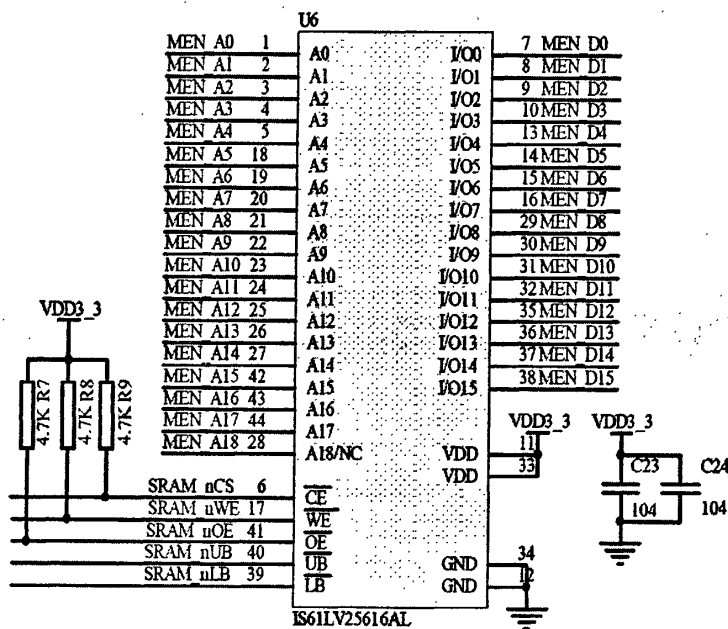


图 3.3 SRAM 模块原理图

Fig. 3.3 Schematic of SRAM module

3.1.2.4 UART 接口

串口芯片采用的是 Sipex 公司的 SP3232E 芯片，两片 SP3232E 有四个通道，分为两组，两个有 DB9 串口孔座，可以通过 RS232 通信电缆直接与 PC 机相连，还可以与其它串口设备相连；另外一组是以两口接插件的形式分布在板上。本系统在通过 Core8051 串行接口上传过零检测数据时，使用的是其中的 UART2。UART 电路如图 3.4 所示。

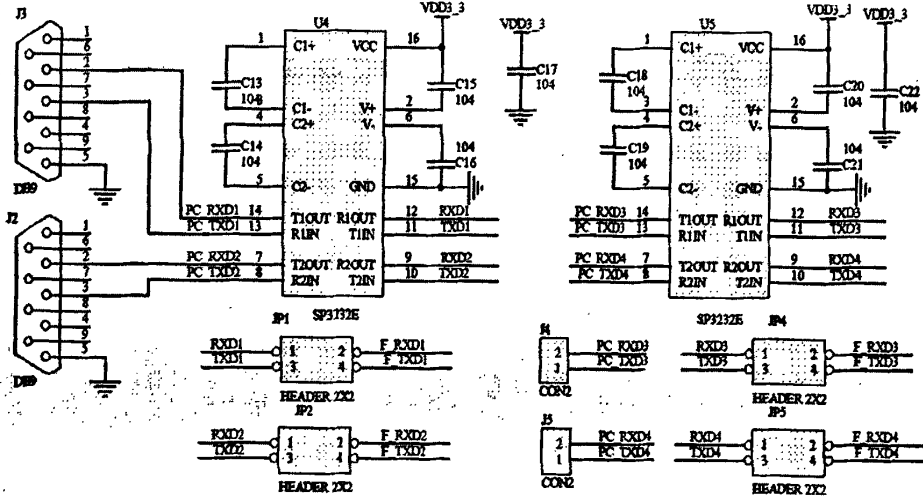


图 3.4 UART 模块电路原理图

Fig. 3.4 Schematic of UART module circuit

3.2 模拟模块组成部分

本系统用到 FPGA 的核心模块——AD 模块，通过该模块进行模拟信号采集，下面简单介绍模拟模块的组成部分以及如何设置相应的参数进行信号采集。模拟模块主要是由模拟 Quad、实时计数器(RTC)、模数转换器(ADC)以及模拟配置多路选择器(ACM)组成。所有这些部件都集成在一个模拟模块宏单元上，用户可以使用它来执行多种功能。

3.2.1 模拟 Quad 介绍

Actel 的 Fusion 系列器件引进了模拟 Quad 的概念，它主要是为实现一些特有的模拟 I/O 特性和对输入信号的进行预处理操作。模拟 Quad 是一个 4 通道系统，在将模拟信号通过 AD 转换成数字信号前，我们可以使用它对模拟信号进行预处理。一个模拟 Quad 被分成 4 个模块，第一个是电压监控模块，其输入引脚为 AV；第二个模块是电流监控模块，其输入管脚为 AC；第三个模块是门控制模块，其输出管脚为 AG；第四个模块是温度监控模块，其输入管脚为 AT。由于接收到的音频信号是电压信号，所以论文只介绍和电压相关的模块——电压监控模块。

模拟 Quad 提供的电压监控功能可承受高电压的输入特性, 实现一个宽范围的电压监控功能。电压输入端可以配置成直接与 ADC 的输入相连, 也可以通过预处理器调整输入电压后才输入到 ADC, 但是必须注意如果是直接输入, 则输出管脚的电压不能超过参考电压 2.56V, 以免 ADC 变饱和。如果使用预处理器, 则可以承受 0~12V 或者 -12V~0 的输入, 允许的误差范围是±10%。

Fusion 器件内部 ADC 的参考电压是 2.56V, 由于模拟的 I/O 可以承受±12V 的输入, 所以为了使 ADC 能够采样外部大于 2.56V 电压的信号, 采用预处理器对输入的模拟电压进行预处理, 包括降压、升压、正负电压转化等, 处理的级别有: ±16V, ±8V, ±4V, ±2V, ±1V, ±0.25V 和±0.125V, 通过设置控制位 B0[2:0]来选择相应预处理器的级别, 预处理器所有的级别见表 A1。另外, 需要注意的是, 虽然最大量程可以到±16V, 但是输入电压的范围只能在±12V 之间。

短波收音机接收到的短波信号经过两级超外差检波等方法处理后的传真信号峰值电压大约是 3V, 根据表 A1 选择调整因子 0.625(010), 经过预处理器后输出到 AD 输入的峰值电压为 $0.625 \times 4V = 2.5V$ 。

3.2.2 模数转换模块(ADC)

Fusion 模拟系统的核心是一个可编程的逐次逼近型(SAR)模数转换器 ADC。ADC 可以支持 8 位、10 位和 12 位操作模式, 操作模式具体由 MODE[3:0]控制, 其定义见表 A2 所示。通过一个 32:1 的多路选择器实现 32 个采样通道输入, 所有通道分时采样, 共享采样带宽, 在 8 位模式下, ADC 单个通道的采样率最高可达 600Ksps, 10 位模式最高为 550Ksps, 12 位模式最高为 500Ksps。如果多个通道同时使用则平分采样速率。

图 3.5 显示了模拟 Quad、模拟输入多路选择器 MUX 和 ADC 的系统框图, ADC 提供多个自监测的模式(例如: 监测内核电压、内部的温度等)以保证在上电和运行期间的稳定性和高可靠性。下面重点介绍模拟输入多路选择器 MUX 和 ADC。

3.2.2.1 模拟多路选择器 MUX

Fusion ADC 有 32 个通道输入, 通过一个 32:1 的 MUX 来选择, 其中 30 个通道可以让用户自定义使用, 另外两个通道具有固定的用途。通道 0 与 Fusion 器件的 1.5V 内核电压相连, 使得 Fusion 器件可以监控自己的内核电压; 通道 31 与内部的一个温度二极管相连, 因而可以监控 Fusion 器件本身的温度。在内部执行这两种功能时无需使用模拟 I/O 来支持。MUX 输入端与模拟 Quad 的输出端相连, 其输出端和 ADC 的输入端相连, 表 3.1 显示了模拟 Quad 输出与模拟多路选择器通道的对应连接关系。

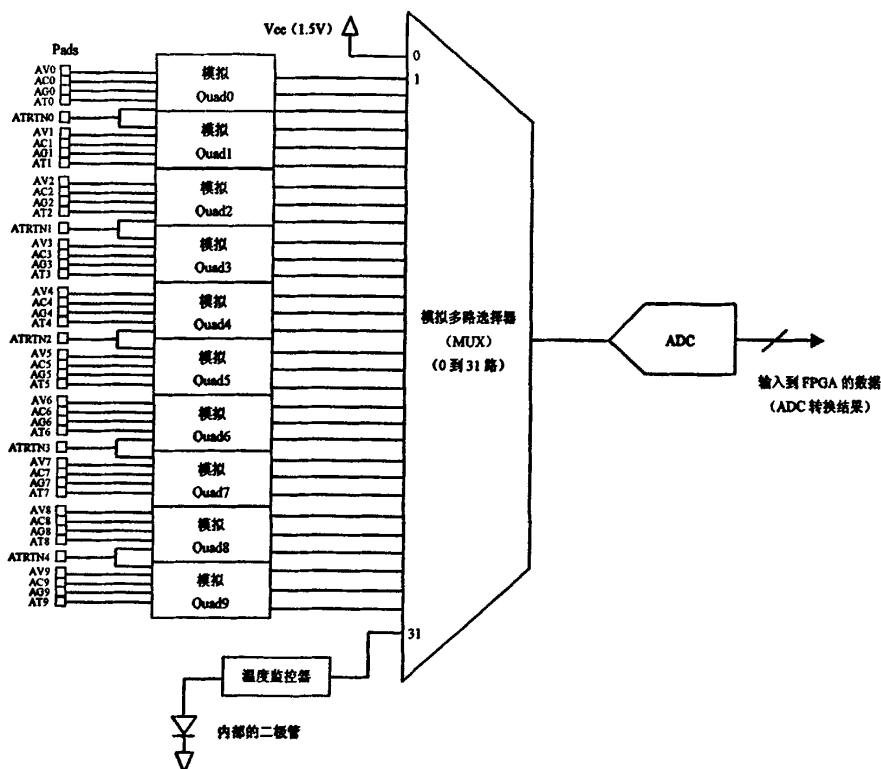


图 3.5 模拟Quad, 模拟多路选择器和ADC的连接图

Fig. 3.5 Connection of analog Quad, analog MUX and ADC

表 3.1 模拟多路选择器通道与模拟 Quad 的对应连接关系

Tab. 3.1 Connections of analog MUX channel and analog Quad

模拟多路选择器通道	信号	模拟 Quad 编号
0	Vcc_analog	—
1	AV0	模拟 Quad 0
2	AC0	模拟 Quad 0
3	AT0	模拟 Quad 0
...
28	AV9	模拟 Quad 9
29	AC9	模拟 Quad 9
30	AT9	模拟 Quad 9
31	内部温度监控器	—

3.2.2.2 ADC 介绍

Actel Fusion ADC 是一个 12 位逐次逼近型(SAR)ADC,它内部主要由采样保持电路、比较器、逐次逼近寄存器和 DAC 等模块组成,如图 3.6 所示。

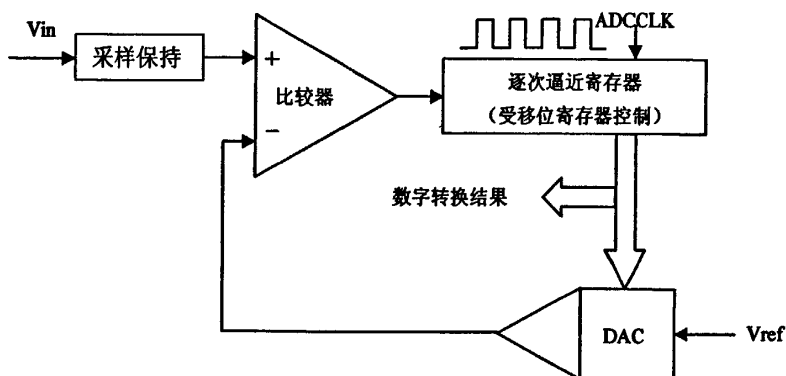


图 3.6 ADC 结构图

Fig. 3.6 Structure of ADC

采样保持电路主要是对外部模拟信号进行采样,保持采样得到的模拟信号,并将它和 DAC 的输出结果通过比较器比较,比较器的输出结果进而控制逐次逼近寄存器中的移位寄存器是否继续移位,寄存器输出的结果送给 DAC 实现数字量与模拟量转换,最终又回到原先的比较器输入端,构成一个反馈系统,直到输入电压与 DAC 输出的电压相等时,移位寄存器停止工作,此时逐次逼近寄存器输出的值为最后的数字转换结果。

Fusion ADC 的特点是内部自带有一个 2.56V 参考电压,省去了外部 AD 参考源。不过也可以进行选择,通过模拟模块的 VAREFSEL 引脚来控制,0 表示采用内部参考源,并将参考电压输出到外部的 VAREF 引脚,1 表示采用外部的参考源,并从 VAREF 和 GNDREF 引入一个 AD 参考源;通过模拟模块的 PWRDWN 管脚,可以使 ADC 独立于 FPGA 内核而掉电,用于降低功耗。

3.2.2.3 模拟配置多路选择器(ACM)

ACM 如同一个桥梁连接在 FPGA 内核与模拟模块、实时计数器之间,通过该接口,FPGA 的内核可以实时配置模拟模块的参数,包括参数的初始化、寄存器的赋值等。ACM 中的寄存器与模拟模块的配置参数相对应,通过对 ACM 的操作来实现模拟模块的配置,配置有两种方式,一种是用用户写控制逻辑对 ACM 访问;另一种通过初始化控制器和

Flash Memory 的配合来自动完成上电配置过程。ACM 的时钟速率小于等于 10MHz，所以不能工作在大于 10MHz 频率。

下面主要介绍 ACM 与模拟 Quad 的 AV 模块配置参数所对应的每个寄存器的含义。B0[0:2]用于设置 AV 的预处理器的值，具体见附录表 A1。表 3.2 详细列出了 AV 电路中多路选择器的真值表。多路选择器决定输入到 ADC 的信号是直接模拟输入、经过预处理器后的信号，还是电流监控或温度监控模块的输出信号。

表 3.2 多路选择器的真值表
Tab. 3.2 Truth table of analog MUX

控制线 B0[4]	控制线 B0[3]	与 ADC 输入连接模块
0	0	预分频器
0	1	直接输入
1	0	电流放大器/温度监控器
1	1	无效

表 3.3 详细列出用于控制 AV 管脚直接模拟输入开关的设置，当有效时则允许模拟信号直接输入到模拟多路选择器。表 3.4 列出用于控制 AV 信号的极性，根据外部的电压的极性来选择相应的设置，当选择后外部电压信号只能在这种极性下工作；用于掉电或者使能预处理器运放的设置。

表 3.3 直接模拟输入的开关控制真值表
Tab. 3.3 Truth table of direct analog input switch control

控制线 B0[5]	直接输入开关
0	关闭
1	打开

表 3.4 电压极性和预处理器运放控制真值表
Tab. 3.4 Truth table of voltage polarity and prescaler control

控制线 B0[6]	输入信号的极性	控制线 B0[7]	预处理器运放
0	正	0	掉电
1	负	1	使能

3.3 Core8051 介绍

本系统经过 AD 转换后的数字信息需要上传至上位机后进行图像处理。系统采用 FPGA 自带的 Core8051 的串行接口进行图像数据上传。下面主要介绍如何利用 Core8051 网表文件和开发板上资源搭建完整的 8051 单片机，为上传数据打下基础。

3.3.1 Core8051 概述

本系统使用 8051 核是使用 Actel 公司提供的 Core8051 网表文件，内部主要是由存储器控制模块、控制处理器模块、RAM 和 SFR 控制模块、算术逻辑单元、复位控制模块、时钟控制模块、定时器 0 和定时器 1 模块、中断服务程序模块、串口模块、I/O 端口寄存器模块、电源管理单元模块和片上调试工具逻辑电路组成。Core8051 内部结构和引脚信号示意图如图 3.7 所示。

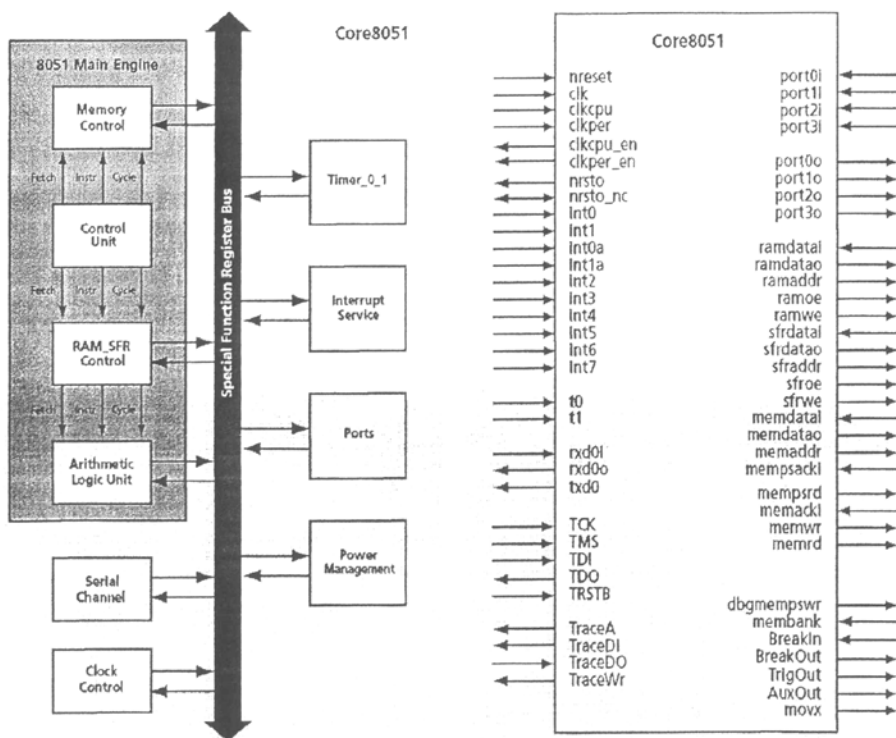


图 3.7 Core8051 内部结构和引脚信号示意图

Fig. 3.7 Core8051 internal structure and pin signal

3.3.2 8051 单片机的搭建

8051 采用哈佛结构, 拥有独立的代码和数据空间, 它的存储器组织和工业标准的 8051 一样, 存储器被分为 3 个区域: 程序存储器、外部数据存储器 and 内部数据存储器。由于 Core8051 以网表的形式提供且只有其控制部分(CPU)及简单的外设(定时器、UART 等), 所以在将 Core8051 移植到 FPGA 时, 还需要一些相应的存储器或者存储器接口。在 Actel Fusion 系列器件中内嵌了 RAM 块和 Flashmemory 内存块, 外部提供了 SRAM, 所以只需使用 FPGA 开发板资源就能搭建一个完整的单片机。

搭建单片机的整体框图如图 3.8 所示。

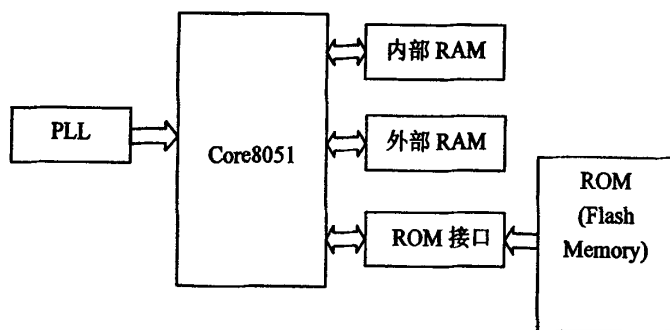


图3.8 完整单片机结构框图
Fig. 3.8 Structure of complete monolithic processor

RAM 块的读写时序符合 Core8051 读写时序, 直接将 RAM 挂在总线上即可。但是 Flashmemory 在正常模式下, 只要在块与块之间跳转时就会出现四个 clk 周期的 BUSY 信号, 另外在 Core8051 读 0000H 这个地址的数据时, 会出现一个时钟周期的 BUSY 信号, 故需在 Core8051 和 Flashmemory 之间加一个接口, 转化控制时序, 使两者能正常通讯。

Core8051 与内部数据存储器之间的接口如图 3.9 所示。

从图 3.9 可以看出, Core8051 与内部数据存储器之间的连接只需将对应的输入输出直接相连即可, 无须对输入输出进行处理。内部数据存储器的读时钟和写时钟的触发条件不相同(读时钟下降沿触发, 写时钟上升沿触发), 这样避免了对 RAM 的同一地址同时进行读写, 造成错误。

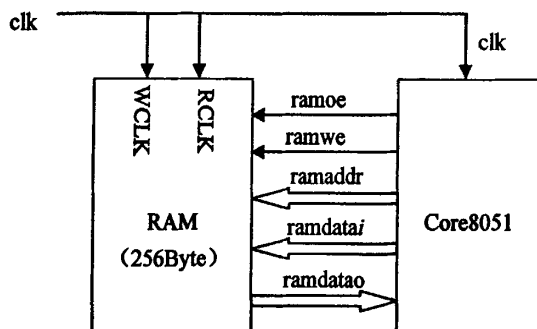


图3.9 Core8051与内部数据存储器的连接图

Fig. 3.9 Connection of Core8051 and internal data memory

Core8051 与外部数据存储器之间的接口如图 3.10 所示。

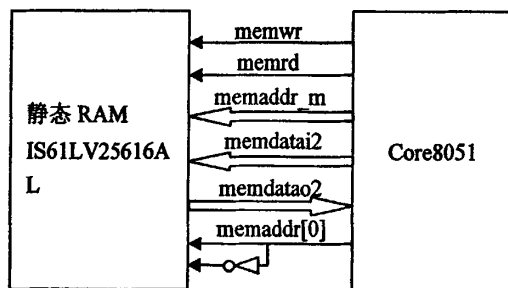


图 3.10 Core8051 与外部存储器的连接图

Fig. 3.10 Connection of Core8051 and external data memory

配置外部 RAM 用的是开发板上的 ISSI IS61LV25616AL 芯片。从图 3.3 可知, 该芯片有 18 根地址线, 而 Core8051 上有 16 根地址线 memaddr, 为了访问到每一个地址, 采用 PA 口的三根线与 memaddr 高 15 位组成的 18 根地址线 memaddr_m 作为 SRAM 的地址线, memaddr 的最低位作为选通最高位与最低位的控制位。另外, SRAM 芯片片选一直有效, 其他的直接相连即可。

Core8051 与程序存储器之间的接口如图 3.11 所示。

从图 3.11 可以看出, Core8051 与 FlashMemory 之间除了直接连接的信号外, 在 FlashMemory 的 BUSY 输出信号与 Core8051 的 mempsacki 输入信号之间还加了一个处理接口, 具体原因上面已经给出。另外 Core8051 与 FlashMemory 都是低电平复位, 而 rst 信号的有效电平是高电平, 所以在 Core8051 与 FlashMemory 的复位输入端各加一个

反相器来保证可靠的复位。同时为了保证系统的可靠性,FlashMemory 的操作在时序上延迟 Core8051 半个时钟周期。

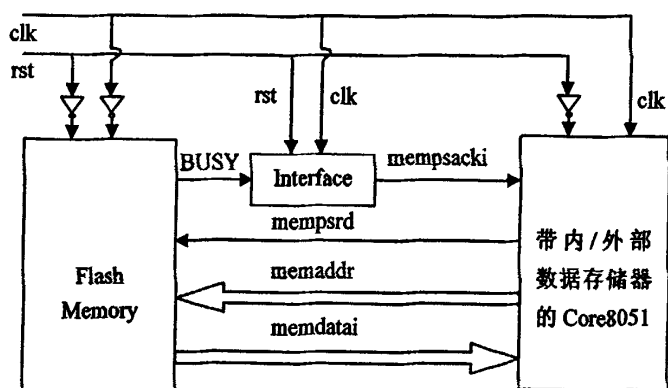


图3.11 Core8051与程序存储器的连接图

Fig. 3.11 Connection of Core8051 and program memory

这样就利用开发板上的资源搭建了一个完整的 8051 单片机。搭建的单片机具有 256K 的内部 RAM, 512K 的外部 RAM 和 64K 的 ROM, 满足论文系统设计要求。

4 软件恢复气象传真图

短波收信机接收到的传真信号不可避免的存在频率偏移现象,若不进行频率校正,会严重影响传真图的接收质量,甚至恢复不出传真图。因此本系统在恢复气象传真图之前首先进行频偏估计,然后校正频率,最后恢复传真图。

4.1 频率估计方法

频率估计不仅在理论上,而且在实际应用中,都有着非常重要的研究价值。论文采用的短波收信机接收频率能精确到 1KHz,而接收 JMH 台发送的短波信号需要精确到 0.1KHz,这样在接收信号时必然会出现频率偏移现象,势必造成解调恢复出的气象传真图不清晰,甚至有可能出现恢复不出传真图的情况,因此估计频偏校正频率具有非常重要的现实意义。

目前国内外已经提出了不少频率估计方法,主要的频率估计方法可分为参数化方法和非参数化方法两类^[17],前者以傅立叶变换为基础,计算量较小,但分辨率较低;后者具有较高的频率分辨率,但涉及到矩阵的分解和求逆,计算量较大,难以实时实现。下面介绍几种常见的频率估计方法。

最大似然估计(ML)算法对正弦信号进行频率估计时,估计误差达到 CRLB(Cramer-Rao Lower bound),因此ML是最优估计,但是ML算法需要进行一维搜索,计算量太大,无法进行实时处理^[18]。利用Music、ESPRIT、AR模型等现代谱估计的方法^[19-21],可以对正弦信号频率进行精确估计,但也由于算法复杂,计算量太大,难以实时处理而限制了进一步应用。

在一些对频率估计精度要求不高的场合,可以采用DFT对频率进行粗估计^[22]。相位平均算法速度很快,但仅在高信噪比条件下才有较好的性能^[23]。利用牛顿迭代方法给出的近似最大似然估计算法,性能接近CRLB,计算量也较小,但在较低信噪比时存在不收敛情况^[24]。将采样数据分段,对较少数据点作快速傅立叶变换,积累其幅度谱,通过脉冲积累的方法提高信噪比,可以改善相位加权算法的性能,但在某些频段存在相位模糊,导致估计精度下降^[25]。利用频谱的第二谱线与最大谱线的幅度比值估计信号的实际频率在两条谱线之间的位置^[26](即基于FFT幅度比值的频率插值方法^[27]),该方法称为Rife算法。Rife算法当信号频率位于离散傅立叶变换两个相邻量化频率点的中心区域时精度很高,均方根误差接近CRLB,但当信号频率位于量化频率点附近时精度很低^[28]。针对Rife算法的特点,提出修正Rife算法,该算法简单实用。

4.1.1 Rife 算法原理

Rife算法是基于FFT的频率估计方法,由于FFT得到的是离散频率值,因此频率分辨率限制了频率估计精度,当信号频率为FFT频率分辨率 Δf 的整数倍时,FFT得到的频率估计值是准确的^[29],当信号频率不是FFT的频率分辨率 Δf 的整数倍时,由于FFT的“栅栏”效应引起频谱泄漏,信号的实际频率是位于FFT主瓣内两条最大谱线之间的,因此可以借助第二谱线与最大谱线的幅度比值来估计信号的实际频率在两条谱线之间的位置。Rife算法简单推导如^[30]下:

设单一频率实正弦信号为

$$x(t) = a \cos(2\pi f_0 t + \theta_0) \quad (4.1)$$

其中, a , f_0 和 θ_0 分别是正弦信号的幅度、频率和初相。按照等间隔 $\Delta t = T/N$ 对 $x(t)$ 在 $0 \sim T$ 区间内进行采样,得到长度为 N 的序列 $x(n)$, $x(n)$ 的 N 点 DFT 记作 $X(k)$, 鉴于实序列 DFT 的对称性,忽略 DFT 频谱的负频率成分,只考虑离散频谱的前 $N/2$ 点,有

$$X(k) = \frac{a \cdot \sin[\pi(k - f_0 T)]}{2 \sin[\pi(k - f_0 T)/N]} \cdot e^{j\theta_0 - \frac{N-1}{N}(k - f_0 T)\pi} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1 \quad (4.2)$$

$X(k)$ 幅度最大值处的离散频率索引值记作 k_0 , $k_0 = \text{int}[f_0 T]$, $k_0 = \text{int}[x]$ 表示取最接近 x 的整数,对于较大的 N ,在幅度最大处, $X(k)$ 的幅度可以近似表示为

$$A_1 = |X(k_0)| = \frac{Na \sin(\pi\delta)}{2\pi\delta} \quad (4.3)$$

其中, $\delta = (f_0 - k_0 \Delta f) / \Delta f$ 为信号频率与其 DFT 幅度最大处对应频率的相对偏差, $\Delta f = 1/T$, δ 的变化范围为 $-0.5 \sim 0.5$ 。在紧邻 k_0 的左侧和右侧的两条谱线中幅度较大处(即次高谱线),对应的离散频率索引值记做 k_2 , $k_2 = k_0 \pm 1$, $X(k)$ 的幅度可近似表示为

$$A_2 = |X(k_2)| = \frac{Na |\sin(\pi\delta)|}{2\pi(1 - |\delta|)} \quad (4.4)$$

A_2 与 A_1 的比值记作 α , 由式(4.3)和式(4.4)可得

$$\alpha = \frac{A_2}{A_1} = \frac{|\delta|}{1-|\delta|} \quad (4.5)$$

进一步得到

$$|\delta| = \frac{\alpha}{1+\alpha} = \frac{A_2}{A_1+A_2} \quad (4.6)$$

根据 δ 值可对离散频谱得到的 f_0 的估计值插值从而得到更精细的频率估计值 $\hat{f}_0 = (k_0 \pm |\delta|)\Delta f$ ，式中符号根据 k_2 的位置确定，若 $k_2 = k_0 + 1$ 取加号，反之取减号。利用两根谱线进行正弦波频率估计的计算公式也可以重新表示为：

$$\hat{f} = \frac{1}{T} [k_0 + r \frac{|X(k_0 + r)|}{|X(k_0)| + |X(k_0 + r)|}] \quad (4.7)$$

式中，当 $|X(k_0 + 1)| \leq |X(k_0 - 1)|$ 时， $r = -1$ ，当 $|X(k_0 + 1)| \geq |X(k_0 - 1)|$ 时， $r = 1$ ， $T = N\Delta t$ 。

Rife 算法的频率估计方差可表示为：

$$\sigma_f^2 = \frac{(1-|\delta|)^2[(1-|\delta|)^2 + \delta^2]}{T^2 N \cdot \text{SNR} \sin^2(\delta)} + \frac{2\delta^2}{T^2} \text{erfc}\left[\frac{\delta|\sin(\pi\delta)|}{\pi(1-\delta^2)}\right] \sqrt{N \cdot \text{SNR}} \quad (4.8)$$

在式(4.8)中， $\text{erfc}(\cdot)$ 为补误差函数，在信噪比较低条件下，当 $|\delta|$ 较小时，即 f 十分接近 $k_0 f_s / N$ ，FFT 幅度比值法的频率估计方差远高于 CRLB 下限；在适当信噪比条件下， $|\delta|$ 接近 0.5 时，即 f 位于两个离散频率的中心区域，式(4.8)第二项的影响可以忽略，频率估计方差可近似为 $\sigma_f^2 = \pi^2 / (32T^2 N \cdot \text{SNR}) \approx 1.051\sigma_{\text{CRB}}^2$ ，非常接近 CRLB 下限^[31]。Rife 算法的这一特点也可以这样理解：如果 f 很接近两相邻离散频率的中点 $(k_0 + r/2)f_s / N$ ，则 $|X(k_0 + r)|$ 的幅度与 $|X(k_0)|$ 很接近，这时采样内插公式具有较高的精度。反之若 f 很接近于 $k_0 f_s / N$ ，则 $|X(k_0 + r)|$ 很小，在有噪声存在的情况下，噪声对 $|X(k_0 + r)|$ 的影响比较大，这将影响内插的精度。

4.1.2 修正 Rife 算法

由 4.1.1 节的分析可知：当信号频率位于 FFT 两个相邻量化频率点的中心区域时，算法精度很高，均方根误差接近 CRLB，但当信号频率位于量化频率点附近时，Rife 算法精度降低。修正 Rife 算法针对 Rife 算法这一特点，当信号频率位于量化频率点附近时，对原信号进行适当平移，通过频谱的搬移，对 Rife 算法进行修正^[32]。

利用当 f 位于两个离散采样频率的中心区域时 Rife 算法性能很好的特点, 定义 $(k+1/3, k+2/3)$ 为离散频率点 k 与 $k+1$ 之间的中心区域。该算法的基本思想是: 先用 Rife 算法进行频率估计得 \hat{f} , 然后判断 \hat{f} 是否位于两相邻量化频率点的中心区域, 如果是, 则将 \hat{f} 作为最后的频率估计值, 否则对原信号进行适当的频移, 使新信号的频率位于两个相邻离散频率点的中心区域, 再用 Rife 算法进行频率估计, 这样就可以保证较高的估计精度^[32]。

假设 $x(n)$ 经过 FFT 以后的频谱为 $X(k)$, 即

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi n k}{N}}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.9)$$

求得最大谱线位置 k_0 , 根据式(4.7)得到 f 的估计值 \hat{f} 。由于 $|X(k_0)| \geq |X(k_0+r)|$, \hat{f} 满足 $|\hat{f} - k_0 f_s / N| \leq \Delta f / 2$ (式中 Δf 为 DFT 量化频率间隔)。如果满足

$$\Delta f / 3 < |\hat{f} - k_0 f_s / N| < 2\Delta f / 3 \quad (4.10)$$

则认为 \hat{f} 位于量化频率中心区域, 作为最终估计值。反之, 需要修正。

估计值 \hat{f} 除可能满足式(4.10)外, 可能还有两种情况: (a) $0 \leq \hat{f} - k_0 f_s / N \leq \Delta f / 3$;

(b) $0 \geq \hat{f} - k_0 f_s / N \geq -\Delta f / 3$ 。

为了使被估计信号频率尽量接近量化频率中点, 将信号 $x(n)$ 向左或向右频移 δ_k 量化频率单位, δ_k 可以按式(4.11)确定

$$\delta_k = \frac{1}{2} - \frac{|X(k_0+r)|}{|X(k_0)| \geq |X(k_0+r)|} \quad (4.11)$$

平移之后的信号为

$$x_1(n) = x(n) \cdot e^{j \frac{2\pi n}{N} r \delta_k} \quad (4.12)$$

频谱为

$$X_1(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi n}{N} (k-r\delta_k)}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.13)$$

当 $|X(k_0+1)| > |X(k_0-1)|$ 时, $r=1$, 对应于谱线右移, 反之对应于谱线左移, $r=-1$ 。

下面以 $r=-1$ 为例来说明。假设 \hat{f} 的位置如图 4.1 所示。平移后的信号 $x_1(n)$ 的频率位于两相邻量化频率中点附近。利用 Rife 算法求得 $x_1(n)$ 的频率估计值 \hat{f}_1 ，将 \hat{f}_1 减去 $\delta_k \Delta f$ 就可以得到一个比较精确的原信号的频率估计值。

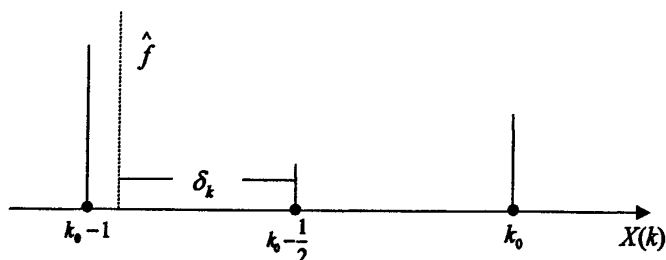


图 4.1 谱线示意图

Fig. 4.1 Diagram of spectral line

修正 Rife 算法仅利用 $x_1(n)$ 的最大两根谱线。将原始信号的频谱平移 $\delta_k \Delta f$ 后，当 $r=1$ 时， $X_1(k)$ 的最大两根谱线一定位于 k_0 和 (k_0+1) 处，而当 $r=-1$ 时，最大两根谱线一定位于 (k_0-1) 和 k_0 处，于是仅需计算出相应的两根谱线，再作简单的判断就可以确定 $X_1(k)$ 的最大值，最后再根据式(4.9)估计频率，因此不需要对 $x_1(n)$ 作 FFT，仅需计算 k_0 和 (k_0+r) 两点的 DFT 即可。

式(4.12)中的频移因子 δ_k 是一个不确定的值，与初始估计值 \hat{f} 有关。因此上述方法需要计算复指数 $e^{j\frac{2\pi n}{N}\delta_k}$ ，计算量较大。为了避免每次进行频率估计都要计算复指数，考虑取一个固定值 $\delta_k = \frac{1}{3}$ ，通过移频，新信号的频率将位于两个相邻量化频率点的中心区域，仍然可以保证得到较高的精度^[32]。

由于受噪声的影响，可能出现估计频率 \hat{f} 与真实频率 f 不在 k_0 的同一侧，不能保证一次频移就能将新信号的频率移到离散频率的中心区域。此时可以对原始信号作二次频移，然后再用二次 Rife 算法进行估计，得到最终估计值，整个修正 Rife 算法的流程如图 4.2 所示。

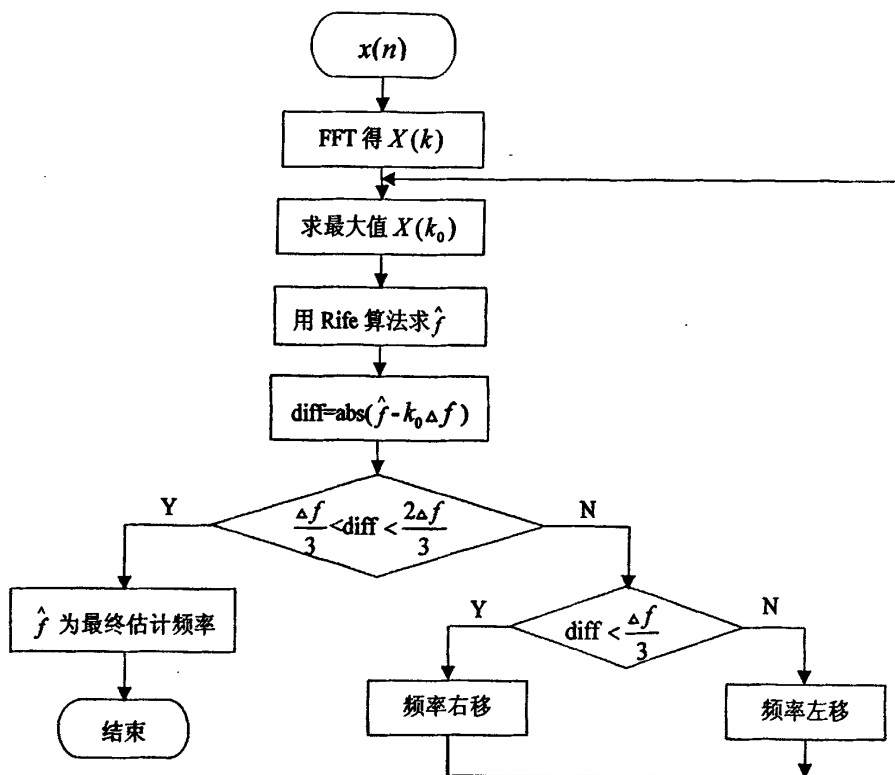


图4.2 修正Rife算法流程图

Fig. 4.2 Flow chart of amendment Rife algorithm

4.2 估计接收信号频偏

针对 Rife 算法在估计频率 f_0 靠近最大谱线 $k_0 f_s / N$ 时性能下降的缺点, 分析了一种改进的算法, 即修正 Rife 算法。该算法的频率估计精度较 Rife 频率估计算法有很大提高。修正 Rife 算法针对信号频率位于量化频率点附近算法精度降低这种情况, 采取对原信号进行适当平移, 即通过对频谱的搬移, 达到对 Rife 算法进行修正的目的。论文在不失准确性和简洁性的情况下, 对修正 Rife 算法稍加改造, 进而对接收到的 FSK 传真信号进行频偏估计。

根据无线电气象传真图的传输标准可知, FSK 传真信号频率相对中心频率 1900Hz 的偏移为 $\pm 400\text{Hz}$, 其中黑信号 1500Hz, 白信号 2300Hz。将修正 Rife 算法稍加改造, 即可估计出两个正弦波频率: 首先搜索频谱中幅度最大和次大值, 利用修正 Rife 算法估

计出一个频率的频率值,剔除该最大和次大值,重复估计另外一个频率即可。将估计出的频率值与理论上的频率值做比较,即可得出传真信号的频偏值。但是这种频偏估计方法是有局限性的,在理想情况下是可行的,实际接收到的传真信号存在很多噪声和其他干扰,传真信号频谱图与理论上的存在很大差距。另外,直接剔除估计频率谱线的最大和次大值不合理,因为实际中会存在已估计频率的部分谱线(除最高和次高谱线外)幅度比未估计频率的最高谱线幅度还要大的情况。针对这种情况,有两种解决方案,第一种是只估计出一个频率即可,原因是传真信号频谱图主要体现的是白像素的,黑像素相对较少;第二种方法是在估计出一个频率的前提下,将传真信号的频谱图通过一个以已估计频率为中心频率,阻带带宽为 800Hz 的带阻滤波器,之后再估计另外一个频率。第一种方案简单高效,可行性强,第二种方案在干扰较小的情况下准确度高。实际接收到的传真信号干扰比较大,故本系统采取第一种方案。

图 4.3 是一段接收的传真信号频谱图,从图中可以看出,信号能量主要集中在一个频率(1960Hz)上。传真信号频谱主要体现了白像素的频率,若估计黑像素频率,在干扰较大的情况下,噪声可能淹没黑像素信号,频率估计会产生很大的误差,论文采用修正 Rife 算法对该段频谱进行白像素频率估计,估计出的频率值是 1960Hz,将估计出的频率 1960Hz 与白信号频率 2300Hz 做比较得出该段信号频偏是-340Hz。

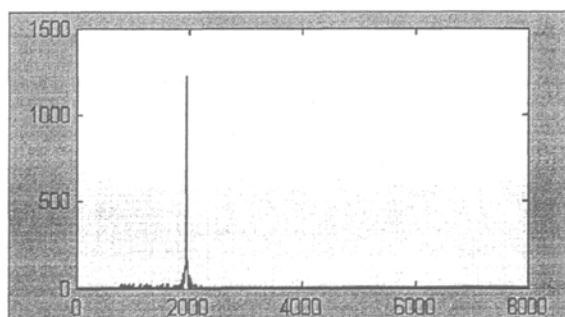


图 4.3 传真信号频谱图

Fig. 4.3 Spectrum of facsimile signal

4.3 校正接收信号频率

上一节已经估计出接收的传真信号频偏是-340Hz,如果按照这个频偏对原始信号进行频率校正,可以恢复出效果较好的气象传真图,如果不进行频率校正,会出现恢复出的传真图颜色偏白或偏黑,偏移严重时甚至会出现恢复不出原始图像的情况。可见频率校正在整个恢复气象传真图过程中起着举足轻重的作用。以频偏为-340Hz 的这段信号

为例说明整个频率校正过程。校正频率就是对该段信号进行频谱搬移，将中心频率搬移到 1900Hz，搬移过程如图 4.4 所示。

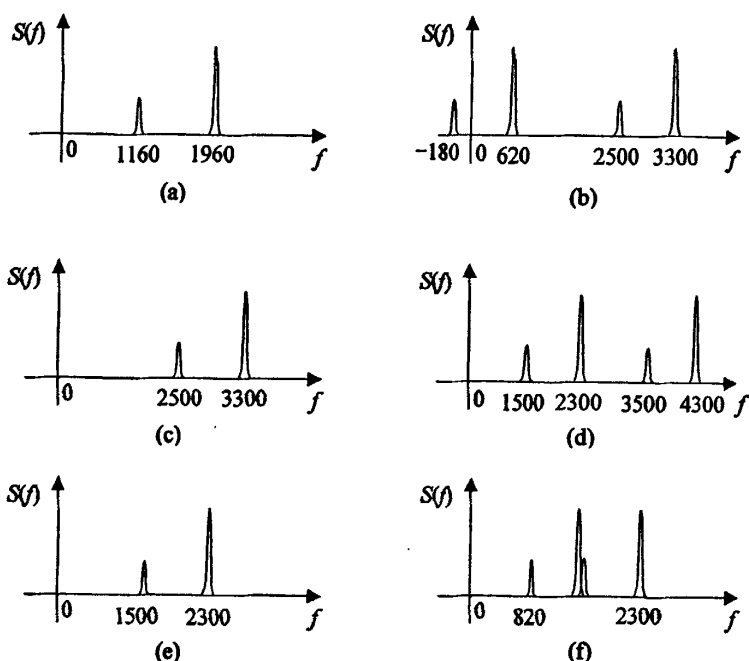


图 4.4 频谱搬移过程示意图
Fig. 4.4 Process of spectrum shifting

已知传真信号的频偏为 -340Hz，故该段传真信号的频率主要集中在 1160Hz 和 1960Hz 附近，如图 4.4(a)所示。在已估计出频偏的情况下进行频率校正主要分为以下 4 个步骤。

(1) 进行第一次频谱搬移，调制的频率是 1340Hz，调制以后的信号频谱示意如图 4.4(b)所示，从图中可看出，频率主要集中在 2500Hz(1160+1340)，3300Hz(1960+1340)和 -180Hz(1160-1340)，620Hz(1960-1340)附近。

(2) 由于单边谱的信息包含了全部信息，故只需要一个边谱，这里选择 2500Hz~3300Hz 这段频谱。将第一次调制后的频谱通过一个中心频率是 2900Hz，通带带宽是 800Hz，阻带带宽是 1200Hz 的带通滤波器就可以获取 2500Hz~3300Hz 这段信号，通过带通滤波器之后的信号频谱示意如图 4.4(c)所示。

(3) 进行第二次频谱搬移, 将频率集中在 2500Hz 和 3300Hz 的传真信号搬移到 1500Hz 和 2300Hz 频率附近。第二次频率调制采用频率为 1000Hz, 调制以后的频谱图如图 4.4(d)所示。

(4) 获取频率集中在 1500Hz 和 2300Hz 附近的传真信号。将第二次调制后的信号通过一个中心频率是 1900Hz, 通带带宽是 800Hz, 阻带带宽是 1200Hz 的带通滤波器即可实现, 最后得到的信号频谱如图 4.4(e)所示。

需要注意的一点是第一次调制的频率为什么是 1340Hz? 为什么不是 340Hz? 其实是 1340Hz, 还是 340Hz 什么的都无所谓, 只要调制的频率大于 400Hz 理论上都可以, 为了计算简便, 获取较好的性能选择了 1340Hz。如果使用+340Hz, 频谱搬移以后就会出现图 4.4(f)中频谱混叠的现象。若频偏为+340Hz 与此过程类似。因此, 在已知频偏的情况下通过上面四个步骤可以校正频率, 为进一步恢复出气象传真图奠定基础。

4.4 模拟信号采集

通过短波收音机接收到的 FSK 传真信号是模拟信号, 在进入计算机之前必须经过 AD 转换这个环节, 论文采用第三章介绍的 Fusion 系列的 FPGA 进行模拟信号采集。该系列的 FPGA 适合于多路, 低速场合的 AD 转换。对 FSK 传真信号进行模拟信号采集既可以用 SmartGen 软件生成 ADC 模块, 又可以直接配置 ADC 参数, 启动 AD 采样和转换, 进而采集模拟信号。

根据抽样定理, 一个频带限制在 $(0, f_H)$ 的时间连续信号 $m(t)$, 如果以 $T \leq 1/2f_H$ 秒的间隔对它进行等间隔抽样, 则 $m(t)$ 将被所得到的抽样值完全确定。也就是说, 如果以 $f_s \geq 2f_H$ 的抽样速率进行均匀抽样上述信号, $m(t)$ 可以被所得到的抽样值决定。 $f_s = 2f_H$ 是最小抽样速率, 也称奈奎斯特速率^[32]。气象传真信号的最大频率是 2300Hz, 根据采样定理, 采样速率 $f_s = 2f_H = 4600$ Hz 就可以还原图像。采用的 Actel Fusion 的 ADC 具有 8, 10 或 12 位操作模式, 为了存储方便将 ADC 设置为 8 位操作模式; 为了取得较好的图像分辨率和较高的精度, f_s 设置为 80KHz。

如果直接生成 ADC 模块, 可以在 Analog System Builder 中构建电压模块, 通过 ADC 采样监控外部信号的变化, 同时将配置参数存放在 FlashMemory 固定区域内, 在上电时通过 FlashMemory 来初始化模拟模块。采用该方法的顶层电路如图 4.5 所示。

由于 ADC 模块需要不同的时钟频率(外部系统时钟设置为 40MHz, ACM 时钟设置为 10MHz), 因此用 PLL 模块来产生 40M 和 10M 的时钟供 flashmem 模块和 analog 模块使用。40M 是 analog 模块的系统时钟, 10M 是初始化 flashmem 模块的时钟。另外还需要设置 ADC 的位数为 8 位, 采样率为 80Ksps, 同时为了监控输入电压的范围, 设置

个监控电压 1V、1.8V 以及 3.5V，如果达到哪个电压值，相应的 LED 被熄灭，起到监控作用，以免输入电压饱和，损坏芯片。

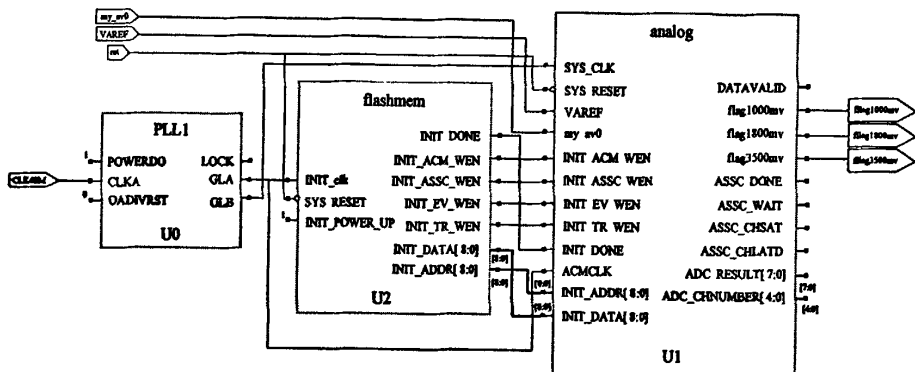


图 4.5 ADC 模块的综合电路图
Fig. 4.5 Synthesis circuit of ADC module

4.5 上传过零检测数据

FSK 信号的解调有相干解调和非相干解调两种方法，相干解调抗干扰性能好，但它要求设置与发送设备中同频同相的本地参考载波，使得设备复杂，因此一般采用非相干解调。常用的非相干解调算法有过零检测法、鉴频法和差分检波法^[33]。论文采用过零检测法，过零点数随不同载频而异，故通过检测 FSK 传真信号的过零点数就可以得到频率值，从而判断气象传真图的像素灰度。

FSK 传真信号进行 AD 转换(采样模式为 8 位，采样频率为 80Ksps)之后需要将数据上传给上位机，如果上传 AD 转换之后的所有数据信息会使传输数据量很大，一方面会给后续处理带来麻烦，另一方面会给上传图像数据的实际操作带来困难，为此论文首先对 AD 转换之后的数据进行过零检测处理，将其统计成过零检测数据，然后将过零检测数据上传给上位机，这样做不会损失图像信息，并且达到了减小传输数据量的目的。FSK 传真信号及其通过 AD 模块后过零检测处理过程如图 4.6 所示。论文采用的 FPGA 开发板中的 AD 模块只可以设置成接收单极性的模拟信号，设置为接收正输入模拟信号，负模拟信号经过 AD 转换后都是零值。

气象传真信号中黑信号频率为 1500Hz，白信号频率为 2300Hz，理想情况下上传过零检测数据波特率设置为 4600bps 就满足要求了，但是实际情况存在很多干扰，使接收到的音频信号发生失真，为了不丢失图像信息，将波特率设置为 115200bps。

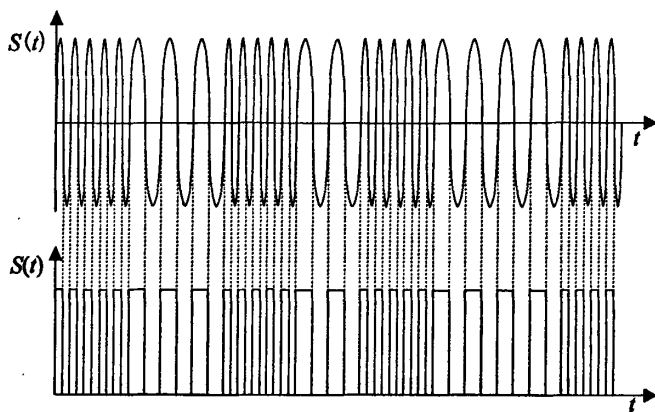


图 4.6 传真信号过零检测示意图

Fig. 4.6 Diagram of facsimile signal zero-crossing detecting

上传过零检测数据采用 FPGA 自带的 Core8051 串行接口,通过该接口与 PC 机进行串行通信,将过零检测数据上传至 PC 机。论文在 3.3 节利用 Actel 公司提供的 8051 网表文件已经成功搭建了一个完整的 8051 单片机,现在只需在 Keil 软件中编写串口发送程序即可上传过零检测数据。

在串行通信中,波特率设置为 115200bps,串行口编程采用工作方式 2,定时器 T1 作波特率发生器使用时,通常选用可自动装入初值模式(工作模式 2),设计数初值为 X ,则每过“ $256-X$ ”个机器周期,定时器 T1 会产生一次溢出。定时器 T1 在工作方式 2 时的初值为:

$$X = 256 - \frac{f_{osc} \cdot (SMOD + 1)}{384 \cdot \text{波特率}} \quad (4.14)$$

8051 单片机时钟振荡频率通过 PLL 模块设置为 22.118MHz(为了初值取整),波特率加倍,即波特率控制位 SMOD 为 1,波特率为 115200bps,按照式(4.14)即可计算出初值 X 为 FE。

在 51 程序中,只要检测到脉冲宽度转换完成标志信号后就立即将转换后的脉冲宽度数据按照规定的串口协议发送到串口大师上,这样就完成了图像数据的上传。

4.6 恢复气象传真图

利用串口大师接收到的正负脉冲宽度数据就可以恢复出气象传真图。气象传真图上的各图像像素点灰度是由相应频率确定的。为了提高图像的质量和视觉效果,论文将传真图处理成 4 级灰度图像。对于 4 级灰度的图像,黑点采用 1500Hz 频率的模拟信号表示,黑灰采用 2050Hz,灰白采用 1750Hz,白点采用 2300Hz。

以行扫描 120 行/min 为例, 即传真图每行的发送时间为 0.5s。设置 f_s 为 80KHz, 实际每行采样点总数为 40K。为了保证气象传真图在屏幕上正确显示, 气象传真图的宽度取 1808 像素(推导见 2.3.2 节), 所以就需要用大约 22 个(40K/1808)点来判断模拟信号的瞬时频率, 从而确定该频率对应的图像灰度。由于脉冲的宽度不全是 22 或者 22 的倍数, 所以采用判断 22 个点大多数属于那个频率范围的方法来确定脉冲宽度对应的图像灰度, 进而恢复出传真图像。整体流程图如图 4.7 所示。

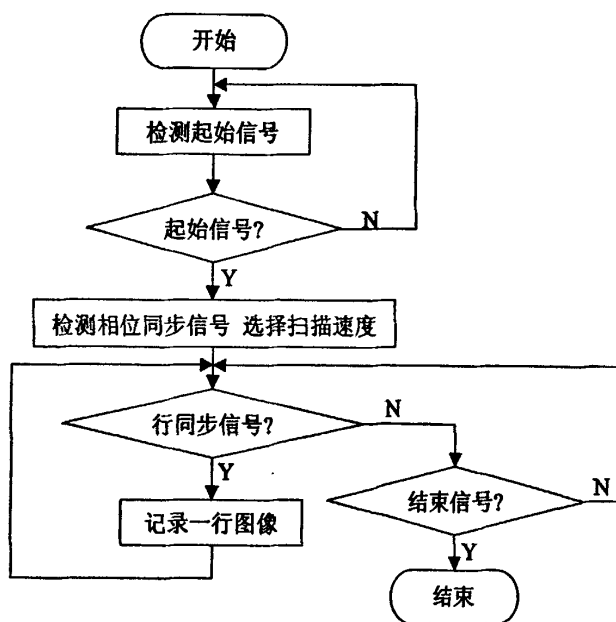


图4.7 气象传真信号处理流程图

Fig. 4.7 Flow chart of meteorological facsimile signal

4.6.1 检测遥控信号

遥控信号包括起始信号和停止信号, 起始信号是频率为 300Hz 或者 675Hz 的近似矩形信号, 停止信号是频率为 450Hz 的近似矩形信号。由于检测到的遥控信号时间短且波形也不够标准, 特别是在高噪声情况下, 接收到的传真信号受到较大干扰, 为了能有效判断出遥控信号, 同时防止图像信号处理的误动作, 在检测遥控信号时, 需要做相应的处理。

遥控信号经过 ADC 模块后, 将进入遥控信号检测程序。这里以停止信号的检测为例, 具体的检测过程如下: 停止信号每个周期可采样到 8 个像素(80KHz/450×22)左右。那么每个周期中采样到的“0”、“1”个数大概是 4 个, 称符合这样条件的一个周期为合格周期。理想情况下这样的合格周期有 2250 个周期, 实际上只要检测到 400 个周期, 就认为已检测到了停止信号, 其信号检测的流程图如图 4.8 所示。遥控信号这部分信息不存储在上位机中, 这样就可以节省空间, 提高图像处理速度。参数初始化包括计数器复位和停止信号标志位复位处理。

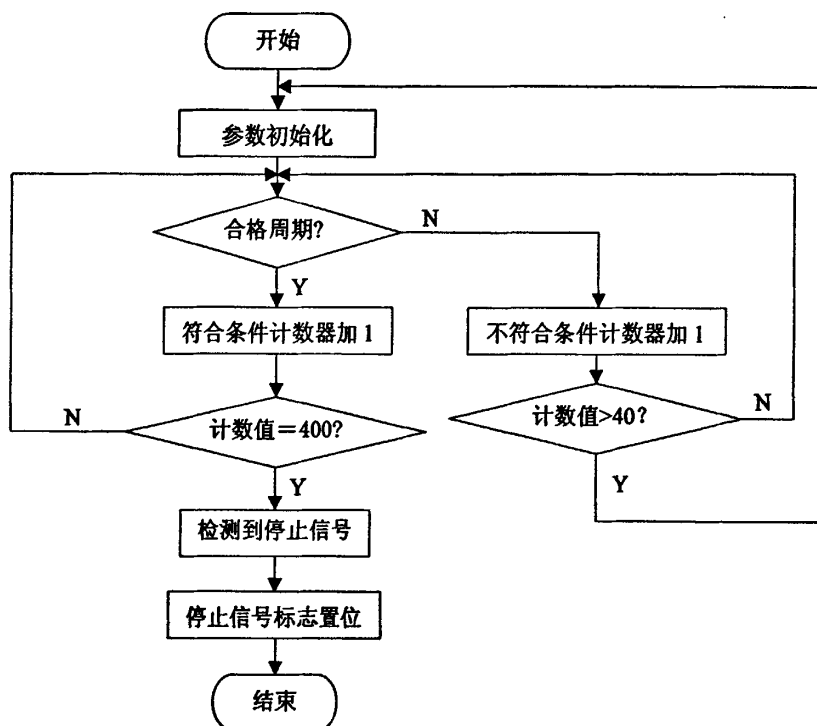


图4.8 停止信号检测流程图

Fig. 4.8 Flow chart of stop signal detecting

4.6.2 检测相位同步和选择扫描速度

接收电路在接收传真图像时, 要求与发送端同步同相。同步是指收发两端发送每行图像的时间相等, 也称为行同步; 同相就是要求各扫描点在图像上的相应位置与发送图像上各个扫描点相同, 也就是接收图像的起始位置与发送图像相同, 这样使得合成图像在幅面上位置与发送原稿一致。收发两端不同步时, 则图像被扭曲, 若不同相时, 则图像被分裂开。

在传真通信中,发送端的相位信号是随着图像信号送入调制电路的,因此,接收到的传真信号中包含了被调制的相位信号。根据 WMO 规定:电台在发送气象传真图之前,将发送相位信号,该信号的波形是持续5%扫描线的白信号和持续95%扫描线的黑信号。考虑不同扫描速度时,计数检测相位的判断点数会有所不同,因此可采用计数方式作为判断依据。

在检测到起始信号后进行相位同步检测和选择扫描速度,相位同步检测采用计数方式,然后根据计数个数选择扫描速度。相位信号中黑白像素点统计数量见表 A3。相位同步检测流程如图 4.9 所示。

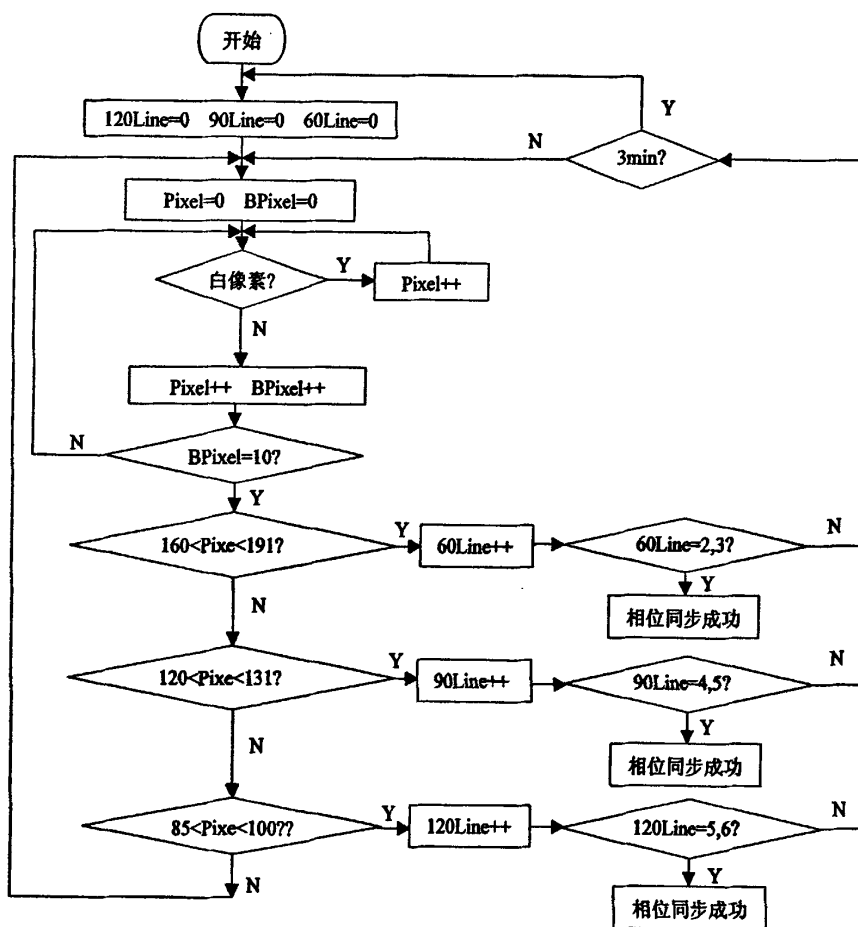


图 4.9 计数方式相位同步检测流程图

Fig. 4.9 Flow chart of phase synchronous signal detecting

根据黑白像素点的统计结果，相位同步检测的基本思路是：

(1) 记录像素个数，当其中黑像素个数等于 10 个时进入步骤(2)，否则继续记录像素个数。

(2) 当像素点连续计数到 85 个点时认为检测到 120 线/min 的相位同步信号 1 次，相位行计数器加 1；然后判断行计数器数值是否处于 5 或 6，如果是则认为检测到相位同步信号，选择扫描速度为 120 线/min。同理，当像素点连续计数到 120 个点时认为检测到 90 线/min 的相位信号 1 次，相位行计数器加 1；然后判断行计数器数值是否处于 4 或 5，如果是则认为检测到相位同步信号，选择扫描速度为 90 线/min。当像素点连续计数到 160 个点时认为检测到 60 线/min 的相位信号 1 次，相位行计数器加 1；然后判断行计数器数值是否处于 2 或 3，如果是则认为检测到相位同步信号，选择扫描速度为 60 线/min。当上述三个条件均不满足时，像素点计数器重新计数。

(3) 相位行计数器在一定时间内(比如 3s)计数次数达到一定数值，则认为检测到相位同步信号，选择扫描速度，置位相应的标志位，然后复位相应的计数器参数，记录图像数据。否则，复位相应的参数，重复上述相位同步检测过程。

上述检测方法可以承受一定程度上的噪声和其它的电信号干扰，能够有效检测到相位同步信号，选择扫描速度。在判断出扫描速度后，根据扫描速度更新恢复传真图的方案。

4.6.3 检测行同步信号

在发送气象传真图的过程中，在每行图像前发送行同步信号，行同步信号的格式可在图 4.10 中清楚地看出：它共有 25ms 的持续时间，其中前 4.5ms 是低电平(白信号)，紧接着的 20.5ms 是高电平^[34](黑信号)，另外每行行信号结束是高电平到低电平的下降沿。这样只需检测到 20.5ms 的黑信号就可以判断信号是否是行同步信号。20.5ms 大概能检测 74 个黑像素($20.5\text{ms} \times 80\text{KHz}/22$)，但是在实际应用中，由于噪声和其他外界条件地干扰，不可能正好检测到 74 个黑像素。经过实验，得出的结论是只要检测到 50 个黑像素就判断它是行同步信号。在恢复传真图像的过程中，正确检测到行同步信号可以有效的保证传真图像的正确性和完整性。

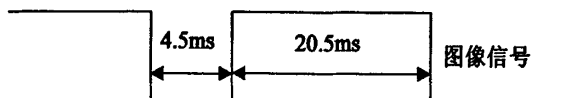


图4.10 行同步信号格式

Fig. 4.10 Line synchronous signal

5 实验结果与结论

5.1 恢复出气象传真图

论文按照第3章介绍的无线气象传真图接收恢复系统整体方案,成功恢复得到气象传真图。首先利用短波收音机接收JMH台发送的短波信号,经过两级超外差检波等方法得到低频FSK传真信号,在进行频偏估计,频率校正的基础上,采用Actel的Fusion系列FPGA进行模拟信号采集,上传图像数据,最终按照无线气象传真信号发送格式成功用Matlab仿真软件恢复得到传真图,图5.1, 5.2是本系统接收的2008年10月8日JMH台发送的传真图。

图5.1是ASAS——亚洲地面分析图(Asia Surface Analysis),通过ASAS图可以看出高低压、梯压梯度,锋线位置移动等信息,根据ASAS图能够准确进行气象预测;图5.2是FWPN07——北太平洋外洋波浪12、24、48、72h预报图(North Pacific Ocean Wave Prognosis(12、24、48、72Hour))。通过FWPN07图,可以及时掌握12~72h北太平洋波浪动态,航行在该海域的船舶可以及时躲避恶劣天气,保障船舶航行安全。

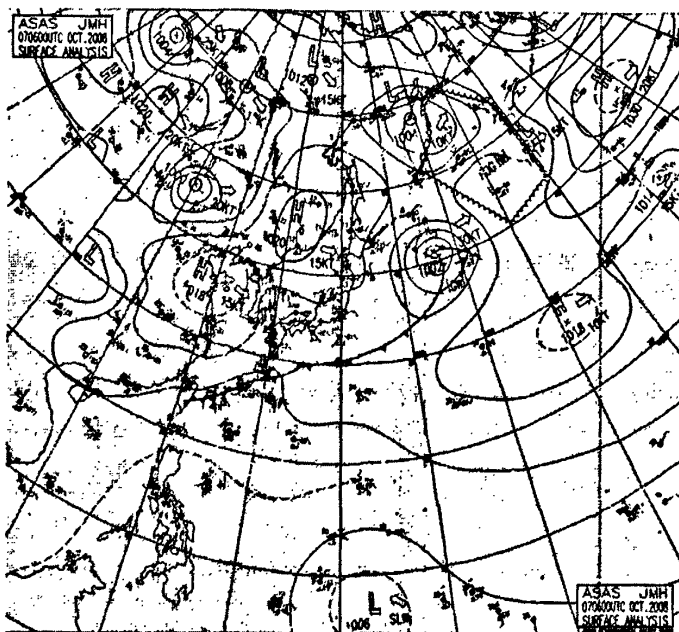


图5.1 恢复出JMH台发送的ASAS传真图

Fig. 5.1 ASAS facsimile image

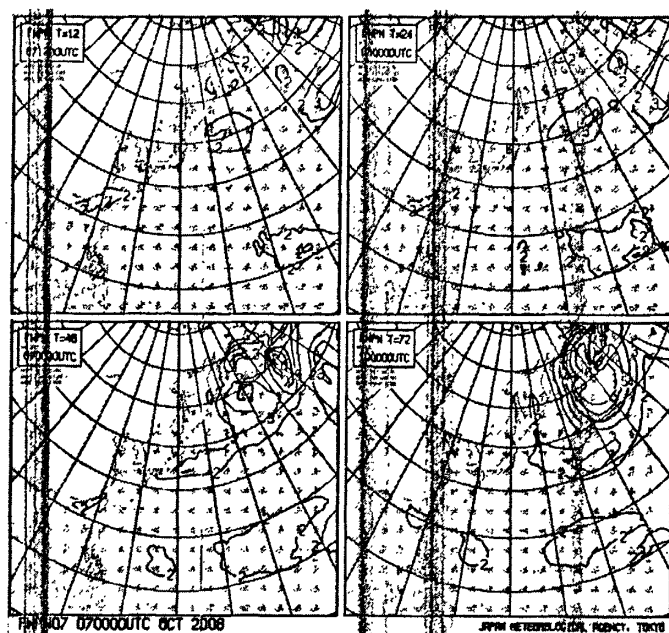


图5.2 恢复出JMH台发送的FWPN07传真图

Fig. 5.2 FWPNO7 facsimile image

在西北太平洋海域航行的船舶大多接收应用JMH台发布的气象传真图，原因是准确率较高，有实际的应用价值。对温带气旋预报准确率进行统计分析，结果表明：24h温带气旋强度预报准确率达到88%，位置预报准确率为84%；48h温带气旋强度预报准确率为69%，位置预报准确率为71%^[35]。可见，JMH发布的气象传真图对在西北太平洋海域航行的船舶具有重要的参考和使用价值。

5.2 频率校正实际意义

短波收音机实际接收到的FSK传真信号与理论上的传真信号存在频偏，如果频偏较小，可以恢复出气象传真图，如果频偏太大(超过250Hz)，将无法恢复气象传真图。论文采用四级灰度表示气象传真图(黑1500Hz、黑灰1750Hz、灰白2050Hz、白2300Hz)，一旦频偏超过250Hz，会出现最初的黑变黑灰、黑灰变灰白、灰白变白或者相反的情况，频偏超过250Hz时，会造成检测不到起始信号，导致最终恢复不出整幅传真图的严重后果，可见，校正频率在恢复传真图的过程中作用不可忽视。图5.3, 5.4给出了频偏为200Hz的频率校正前后气象传真图对比，左侧是存在频偏的传真图，右侧是频率校正后的传真图。

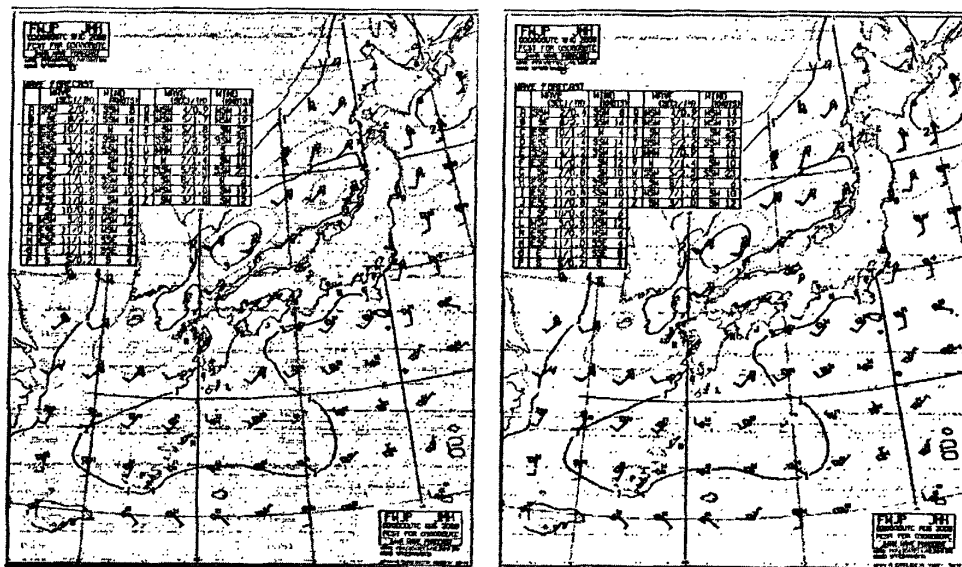


图5.3 频偏为-200Hz的传真信号校正前后对照图

Fig. 5.3 Comparison of frequency offset -200Hz signal before and after amendment

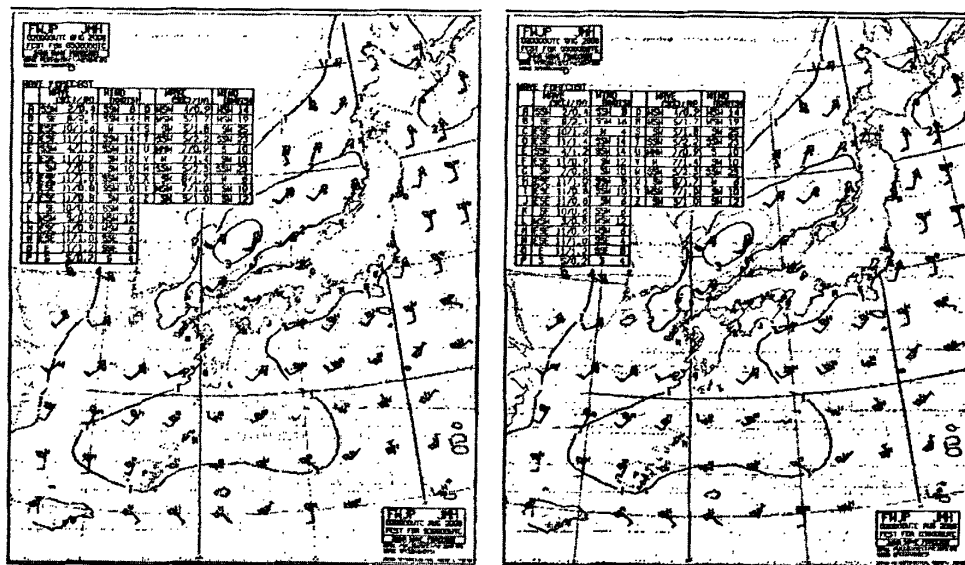


图5.4 频偏为+200Hz的传真信号校正前后对照图

Fig. 5.4 Comparison of frequency offset +200Hz signal before and after amendment

图 5.3 是传真信号中心频率比 1900Hz 低 200Hz 的对比图, 从图可以看出, 由于频偏的存在, 传真图的灰度部分发生了偏移, 若偏移变大的话将会恢复不出传真图。图 5.4 是传真信号中心频率比 1900Hz 高 200Hz 的对比图, 从图 5.4 中可以看出, 恢复出的传真图效果较差, 损失了部分有用信息, 图像质量受到影响。尽管图 5.3 和图 5.4 传真信号的频偏均为 200Hz, 但是图 5.3 的图像质量比图 5.4 的好, 原因很明显, 传真图有用的信息主要是黑像素(白像素作背景), 频偏并没有造成有用信息的损失, 影响较大的是传真图的背景颜色, 这相对来说对图像质量影响较小。而图 5.4 和图 5.3 的情况大不相同, 图 5.4 中部分黑像素变成了黑灰, 灰白变成了白, 图像质量受到较大影响, 通过该图进行 24h 沿岸海浪预报, 会出现很多错误, 造成不必要的损失。

通过图 5.3 和 5.4 可以直观的看出校正频率的重要性, 如果不校正频率会使恢复出的传真图颜色偏浅或者偏深, 甚至恢复不出传真图像, 严重影响传真图的接收质量, 甚至会对由于传真图质量差, 给航行在海域中的船舶带来毁灭性的灾难。因此, 在进行传真图接收恢复系统设计时, 估计频偏校正频率是恢复图像的基础, 只有很好的完成频率校正, 才有可能得到效果较好的传真图。

结 论

目前,利用气象传真接收机,船舶能够及时、方便地接收到各个海域的气象云图及海况信息,是远洋船舶必不可少的航海资料。无线气象传真接收机已经在远洋航行的安全保障方面起到了不可忽视的作用。无线气象传真接收机在各个领域的广泛应用,推动了航海气象事业的发展。

论文主要针对无线气象传真图接收恢复系统的整体方案进行设计研究,所作的主要工作和结论有以下几点:

(1) 分析了无线气象传真信号的特性与格式,气象传真机的技术参数,解决了气象传真图数字化的关键技术问题,并提出了无线气象传真图接收恢复系统的整体方案。

(2) 提出接收恢复系统硬件方案,采用混合信号的 FPGA 完成了模拟信号采集,过零检测数据处理,以及通过 Core8051 串行接口上传过零检测数据等工作。

(3) 提出传真图接收恢复的软件设计方案,该方案能够对接收到的传真信号进行频率校正,并且能够对上位机传来的过零检测数据自动检测遥控信号,相位同步信号,选择扫描速度等,最后成功的恢复出传真图,并将恢复出的传真图保存在 PC 机中。

(4) 给出实际恢复出的气象传真图,论证了该系统的可行性,对进一步研制高性能、智能化、小型化的数字接收机具有很重要的现实意义;另外还给出频率校正前后的传真图对照,说明了频率校正的实际意义。

由于时间和试验条件等因素,本设计还存在不足之处:

(1) 接收短波信号时使用的短波收音机是成品,本系统没有设计射频电路。

(2) 本系统可以接收恢复气象传真图,但是没有实现实时性。

(3) 本系统没有设计接收 NAVTEX 信息。

以上三点可在以后工作中进一步完善。

参考文献

- [1] 唐力, 聂秀英. 数字传真机原理及应用. 北京: 人民邮电出版社, 1995.
- [2] FURUNO ELECTRIC CO. LTD. FAX-30 Operator' Manual, 2007.
- [3] FURUNO ELECTRIC CO. LTD. FAX-408 Operator' Manual, 2007.
- [4] FURUNO ELECTRIC CO. LTD. FAX-410 Operator' Manual, 2006.
- [5] 宫福红. 气象传真机人机接口与控制软件的设计与实现: (硕士学位论文). 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2007.
- [6] 董荣果. 传真信号数字化处理模块设计与实现: (硕士学位论文). 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2007.
- [7] 秦华民. H/HQC001 型无线气象传真机. 气象仪器装备, 2003, (3): 17-18.
- [8] 胡晓彤. 点阵式气象传真图的矢量化技术研究: (硕士学位论文). 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2007.
- [9] 陈家辉. 航海气象与海洋学. 大连: 大连海事大学出版社, 1999.
- [10] 日本气象协会. 气象传真图的应用. 张庆阳, 黄必选, 张鸿书译. 北京: 气象出版社, 1983.
- [11] 施周. 航行安全信息接收机与气象传真接收机. 航海科技动态, 1994, (1): 24-28.
- [12] GB/T 18913-2002. 船舶和航海技术-船海气象图传真接收机. 北京: 中国标准出版社, 2002.
- [13] 顾兵. 无线气象传真数字解调系统设计: (硕士学位论文). 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2006.
- [14] 周长发. 精通 Visual C++ 图像处理编程. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [15] Park C D, Jeong Y H, Kim H et al. A VLSI implementation of image processor for facsimile and digital copier. 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems, 1997, 42: 1457-1460.
- [16] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [17] Ignacio S, Carlos P, Jesus I. A comparative study of high-accuracy frequency estimation methods. Mechanical Systems and signal processing, 2000, 14(5): 819-834.
- [18] Rife D C, Boorstyn R R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observation. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(5): 591-598.
- [19] Pertre S, Anders E. MUSIC estimation of real-valued sine-wave frequencies. Signal processing, 1995, 42: 139-146.
- [20] Roy R, Kailath T. ESPRIT-estimate of signal parameters via rotational invariance techniques. IEEE Transactions on ASSP, 1989, 37(7): 984-995.
- [21] 胡广书. 数字信号处理-理论、算法与实现. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [22] Palmer L C. Coarse frequency estimation using the discrete Fourier transform. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(1): 104-109.
- [23] Kay S. A fast and accurate single frequency estimator. IEEE Transactions on Acoustics speech and signal processing, 1989, 37(12): 1987-1990.
- [24] Abatzoglou T J. A fast maximum likelihood algorithm for the frequency estimation of a sinusoid based on Newton' s method. IEEE Transactions ASSP, 1985, 33(1): 77-89.

- [25] 耿志辉, 王玉林. 实正弦信号频率估计的高精度综合算法. 无线电工程, 2008, 38(3): 28-30.
- [26] Rife D C, Vincent G A. Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones. Bell Syst Tech J, 1970, 49: 197-228.
- [27] Jane V K, Collins W L, Davis D C. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT. IEEE Transactions on instrumentation and measurement, 1979, 28(2): 113-122.
- [28] 刘渝. 快速高精度正弦波频率估计综合算法. 电子学报, 1999, 27(6): 126-128.
- [29] 齐国清, 贾欣乐. 插值 FFT 估计正弦信号频率的精度分析. 电子学报, 2004, 32(4): 625-629.
- [30] 刘银恩. 高精度频率估计算法研究: (硕士学位论文). 南京: 南京理工大学, 2007.
- [31] 齐国清. 几种基于 FFT 的频率估计方法精度分析. 振动工程学报, 2006, 19(1): 86-92.
- [32] 邓振森, 刘渝, 王志忠. 正弦波频率估计的修正 Rife 算法. 数据采集与处理, 2006, 21(4): 473-477.
- [33] 樊昌信, 张甫翊, 徐炳祥等. 通信原理. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [34] 许开宇, 曾连荪. 气象传真图的实时接收. 上海海运学院学报, 1997, 18(1): 30-35.
- [35] 张永宁, 丁建飞. 日本传真天气图温带气旋预报准确率分析. 大连海事大学学报, 2005, 31(3): 20-22.

附录 A

表A1 预处理器调整等级

Tab. A1 Grade of prescaler processor

控制位 Bx[2:0]	调整 因子	AD8 位 模式 LSB 电 压(mV)	AD10 位 模式 LSB 电 压(mV)	AD12 位 模式 LSB 电 压(mV)	满量程 电压(V)	等级(V)
000*	0.15625	64	16	4	16.368	16
001	0.3125	62	8	2	8.184	8
010*	0.625	16	4	1	4.092	4
011	1.25	8	2	0.5	2.046	2
100	2.5	4	1	0.25	1.023	1
101	5	2	0.5	0.125	0.5115	0.5
110	10	1	0.25	0.0625	0.25575	0.25
111	20.0	0.5	0.125	0.03125	0.12875	0.625

表A2 ADC模式选择

Tab. A2 Selection of ADC mode

ADC 模式	Mode[3]	Mode[2]	Mode[1]	Mode[0]
10 位	0	0	0	0
12 位	0	0	0	1
8 位	0	0	1	0
保留	0	0	1	1
10 位(转换后不掉电)	0	1	0	0
12 位(转换后不掉电)	0	1	0	1
8 位(转换后不掉电)	0	1	1	0
保留	0	1	1	1
10 位(无内部校准)	1	0	0	0
12 位(无内部校准)	1	0	0	1
8 位(无内部校准)	1	0	1	0
保留	1	0	1	1
10 位(无内部校准, 并且在转换后不掉电)	1	1	0	0
12 位(无内部校准, 并且在转换后不掉电)	1	1	0	1
8 位(无内部校准, 并且转换后不掉电)	1	1	1	0
保留	1	1	1	1

表A3 相位信号中黑白像素点统计数量
Tab. A3 Number of black and white pixels in phase signal

扫描速度 (行/min)	记录频率 (Hz/行)	理论白像素 连续点数	判断白像素 连续点数
60	1	181	150
90	1.5	121	110
120	2	90	75

攻读硕士学位期间发表学术论文情况

孙秀艳, 魏东兴. 基于 FPGA 的无线气象传真图的识别(第四章). 大工网络学刊, 2008.

致 谢

近两年半的硕士学习生活即将结束,回首这段难忘的时光,我所取得的每一分成绩,都离不开我的亲人及诸多良师益友的鼓励和帮助,在此,谨向他们表示最衷心最诚挚的谢意。

首先,由衷地感谢我的导师魏东兴副教授,在我的硕士学习期间,从论文选题到每一步研究工作的进展,魏老师都给予悉心的教诲和指导。魏老师勤勉严谨、一丝不苟的治学态度,谦恭热情、坦诚豁达的处事态度,是我一生学习的榜样。魏老师对科学不懈的追求、对工作的忘我热忱以及对学生的倾心相授与耐心教诲,都使我获益匪浅。同时,魏老师对待学术问题总是实事求是、科学严谨,并不断追求创新进取,这些使我受益终生,并成为我日后科学研究的专业准则。

其次,我还要感谢宿舍的室友巩晓宁和 A0317 的所有同学,尤其是刘朋、罗明刚、王新雨、张涛、刘秦、姜涛、陈学力、康明国等,在学习和生活中给予了莫大关怀和帮助。在我毕业设计的整个过程中,同学间的相互交流、相互帮助、相互激励,不仅给了我学习上的帮助,更让我感觉到了集体的力量与温暖。感谢所有同伴给予我的关心与帮助、支持与鼓励、欢笑与感动,真心感谢他们。

深深地感谢我的父母和亲人,感谢他们多年来对我无尽的关爱和始终如一的支持。最后,向在百忙之中为我评审论文及参加我答辩的老师们表示真挚的谢意。

无线气象传真图接收系统设计

作者：[孙秀艳](#)

学位授予单位：[大连理工大学](#)

本文链接：http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1419190.aspx

授权使用：陕西理工学院(sxlgxy)，授权号：adf1dcdd-b922-4d67-b058-9df20118cda2

下载时间：2010年9月15日