

125000



Y1812132

摘要

课题的任务是研制开发患者随身携带的发射器和与之对应的接收系统,从而实现监护仪的数字化、无线化。发射器部分体积较小,不影响患者的日常活动和工作,实现真正意义上的流动遥测监护。接收部分按照模块化设计与发射器对应。

论文首先介绍了无线监护产品的国内外现状和发展前景,紧接着讨论了室内无线电波的传播和采用的总体方案。随后详细论述了发射器和接收部分硬件电路的设计及信道纠错编码和相应的帧结构的设计。论文最后讨论了系统的不足之处并且提出了今后改进的方法。

【关键词】 无线 单向传输 分集接收 差错控制

Abstract

Transmitters and receivers for patient monitors are developed for Wireless Telemetry. In this project digital、wireless patient monitors are realized. The transmitting part is very small. It is convenient for patients to use and mobile telemetry monitoring can be realized. Receiver is modularized and corresponded with transmitter.

Firstly, actuality and developing foreground of domestic and overseas wireless monitor instruments are introduced. Then propagation characters of the wireless electric wave in the room and the design scheme are discussed. Thirdly, hardware circuit design of transmitters and receivers and the scheme of channel coding and frame structure are presented in detail. At last, the thesis discussed shortage of the system and proposed modified methods.

【Key words】 Wireless diversity technique simplex transmission error control

目 录

第一章 绪论.....	1
§1.1 生物医学中的遥测与遥控技术.....	1
§ 1.2 课题的提出及研制设想.....	3
§ 1.2.1 国内外无线监护产品情况.....	3
§ 1.2.2 研制设想.....	3
§1.3 本文所做的工作.....	4
第二章 总体方案设计.....	5
§2.1 室内无线电波传播.....	5
§2.2 无线遥测系统总体方案设计.....	11
§2.2.1 总体方案设计思想.....	11
§2.2.2 系统架构.....	11
§2.3 关键参数的确定.....	12
§2.3.1 工作频段.....	12
§2.3.2 调制方式.....	12
§2.3.3 发射功率.....	13
§2.3.4 信道方案.....	13
§2.4 系统的特点.....	13
第三章 发射电路设计.....	15
§3.1 发射器的电路结构.....	15
§3.2 单片机的选用原则.....	15
§3.3 MSP430F14X 单片机的芯片特性.....	16
§3.4 射频芯片的选用原则.....	17
§3.5 CC1020 芯片特性及工作原理.....	18
§3.6 基于 CC1020 发射模块的设计与工作过程.....	19
§3.6.1 射频模块设计.....	19
§3.6.2 发射电路的工作过程.....	21
第四章 接收电路设计.....	25
§4.1 共用天线电路.....	25
§ 4.1.1 空间分集.....	25
§4.1.2 共用天线电路的设计.....	26
§4.1.3 电路实现.....	28
§ 4.2 接收解调电路.....	31

第五章 信道纠错编码和帧结构设计.....	33
§5.1 纠错编码简介.....	33
§5.2 汉明码纠错编码的介绍.....	34
§5.3 CRC 校验.....	37
§5.3.1 CRC 校验的基本思想 ^[3,4]	37
§5.3.2 CRC 校验的实现.....	38
§5.4 交织编码.....	39
§5.5 信道纠错编码方案的制定.....	40
§5.5.1 采用的信道纠错编码方案.....	40
§5.5.2 帧结构设计.....	40
第六章 软件设计.....	43
§ 6.1 发射器程序.....	43
§ 6.1.1 系统主程序.....	43
§ 6.1.2 初始化子程序.....	44
§ 6.1.3 AD 采样子程序.....	45
§ 6.1.4 打包子程序.....	46
§ 6.1.5 中断发送子程序.....	46
§6.2 接收器程序.....	47
§6.2.1 主程序.....	47
§6.2.2 初始化子程序.....	48
§ 6.2.3 接收中断子程序.....	48
§ 6.2.4 解交织子程序、解 FEC 子程序、CRC 校验子程序.....	49
§ 6.2.5 串口发送子程序.....	50
第七章 结束语.....	51
§ 7.1 课题总结.....	51
§ 7.2 工作展望.....	51
致谢.....	53
参考文献.....	55
作者在读期间的研究成果.....	57

第一章 绪论

§ 1.1 生物医学中的遥测与遥控技术

(1) 生物医学中遥测与遥控的类型

生物医学中的远程测量与控制技术也称为遥测遥控技术,它是通过一定的距离(可以达几 km 也可以是几 cm)测量生理参数等生命状态有关的技术,属于生物医学传感测量与通信技术相结合的产物。早在 1869 年,法国的 Marey 为了研究鸟类的飞行,将一个拍打接触片装在鸽子的翅膀间断,并用长导线接到一个电磁测量系统,再推动笔尖,在记录鼓上记录了鸽子翅膀的拍打信号,这是生物医学遥测史上的第一个成功记录。随后的 100 多年中,人们利用各种通信方法,开发了多种生物医学遥测系统,包括有线遥测、无线遥测和存储式遥测三大类,测量对象遍及生物医学领域中许多相关的生命特征。目前,利用卫星通信和因特网已能实现远距离会诊和远程干预,这就为实现远程医疗创造了前提。远程医疗将在一定程度上改变未来的医疗模式。

(2) 无线遥测与遥控

无线遥测是通过电磁波、激光、超声的发射和接收来传递生物医学信息的。被测对象只是携带一个发射小盒,可在自然的无拘束的工作或运动状态下将生理信息向接收测量端传递,所以可实现对活动病人的监测,开展运动生理的研究,可在特殊的环境下或在负荷状态下监测劳动者、运动员、宇航员乃至稀有野生动物的生理参数。

另外,无线遥测由于患者配戴的遥测发射器通常采用电池供电,是一种典型的浮地电源,被测对象与接收装置、计算机等处理系统通过电磁波、光、声等能量传递,收、发间处于完全的电绝缘状态,被测对象与市电无直接联系,因此具有很高的安全性和可靠性。

由于体内植入式测量技术的发展,目前已采用电磁波、红外光作为媒介实现体内和体外信息的双向传递,即采用无线方式将体内信号传送到体外进行测量和显示。通过体外的指令对体内测量和控制装置实现精度测控。遥测与遥控相结合的双向工作方式,通常称为应答式遥测技术,也称为闭环测控系统。

无线遥测通常采用各类调制或编码技术来实现信号的变换。众所周知,信号的变换往往是实现抗干扰、多路化、远程传输的必要手段。调制与解调技术、编码与解码技术是无线通信的核心。按信号变换方式来划分,无线遥测通常分为模拟式和数字式两大类。目前采用不同的遥测体制、调制及编码方式,可实现单参数遥测,也能实现数以百计参数的同时遥测。

(3) 有线遥测与遥控

采用电话线传送心电、血压、体温等生理信息已经被广泛应用,其优点是设备简单、使用方便、无电磁辐射。植入式心脏起搏器及除颤器的工作也可以通过电话线来完成,一些国家也开辟了专用的医学信息遥测电缆传输线路,实现医学图像的传送,以及在团体体检时用作大容量的心电图的计算机集中处理。随着光导纤维通信以及互联网的飞速发展,实时图像的传送和遥测已成为远程诊断与医疗的重要手段。加上卫星通信、地面移动通信的发展,有线与无线相结合的方式将成为生物医学遥测的一种有效途径。医院中包括各种监护和诊断系统在内的医疗信息网络,可使整个医院的检验科、心内科、放射科、超声诊断及医疗管理信息,通过电话网络、远程计算机网络等实现有线远距离测量和诊断,包括离体的、在体的和离线的、在线的等各类生命信息。也可通过无线网络,包括卫星通信等手段实现对自移动病人、乡村医院、诊疗船、急救用的车辆和直升飞机送来的生物医学信息进行集中分析与处理。显然,这种医学信息传感、测量、传输、远程诊断、存档、远程干预(调控)、治疗一体化的过程正是代表未来生命科学研究及医疗的现代化模式。

(4)存储式遥测

存储式遥测的思想基于存储记录。被测对象的生理信息首先被记录在磁性存储器(磁带、磁盘、磁鼓等)、固态存储器(半导体存储器、电荷耦合器件存储器等)和光存储器(光盘等)上,然后到达另一地进行回放(通常采用高速回放),送给计算机分析和处理。这种方式已广泛应用于遥感技术中。即在遥感卫星中采用磁记录方式,记录全球各地的生态信息(也可包括生命信息),然后在到达目的地时快速回放,将全部生态和生命信息快速传送给地面接收站和处理中心进行分析处理。这种存储式遥测也被 Holter 应用于动态心电图监护系统中。在这个系统中,被测对象(患者)随身携带一个微型心电记录器(具有一些处理与显示功能),经 24h 长时间记录的心电图,送至医院内的计算机工作站,以 60:1 或更高的速度快速回放,这样就可几 min 到几十 min 内很快获得患者 24h 的心率趋势、早搏次数和趋势、异常心电图及其发生的时间等一系列心电信息。目前,这种存储式遥测方式已成为早期诊断冠心病的重要手段。同时,采用存储式遥测的动态血压监测。动态脑电图监测以及动态人体活动度监测也应运而生。存储式遥测是一种非实时的离线测量方式:其应用有一定的局限性,但它与无线、有线遥测方式相辅相成。仍然具有广阔的使用前景。存储式遥测的思想方法以及数据压缩、数据存档与传输相结合,也在医学信息系统中发挥了重要威力^[1]。

§ 1.2 课题的提出及研制设想

无线通信技术的飞速发展,使得其在生物医学领域的应用也越来越广泛。本文阐述的是将上述第二种方法即无线遥测技术在监护领域的应用,即如何实现对病人的无线监护。

§ 1.2.1 国内外无线监护产品情况

目前国际各主要医疗器械制造商PHILIPS、SPACELABS、GE Marquette等,都有自己全系列的无线遥测监护产品,许多老型号也纷纷增加了无线联网功能,如GE的ApexPro, GE Marquette 的DASH 3000/DASH 4000, SPACELABS的ULTRAView, PHILIPS的新型M3/M4等。无线监护产品的市场发展迅速,最近业界也掀起了一场无线应用的革命,GE 在2002年的无线监护产品线的销售额达到1.3亿美元,2003年预计能达到1.8亿美元,无线遥测技术已经成为产品竞争力的一个重要因素。从发展的角度来看,监护产品的无线化、网络化是发展趋势,移动型、具备无线联网功能的监护产品将成为未来市场的主流。另外,TELEMEDICINE(远程医疗)的发展也将使无线遥测与无线互联技术大有用武之地,无线应用的前景广阔。

而我国在这个领域目前处于落后状态,这些昂贵设备基本依靠进口,一方面我国有些医院也在使用国产的无线监护仪,基本上都是模拟遥测的产品,设备笨重而且技术落后,另一方面我国医疗器械行业的一些高新骨干企业的监护产品没有无线化网络化。无线遥测技术门槛较高,涉及到 RF/IF 技术、数字基带信号处理、电磁环境研究和天线系统设计、低功耗设计等领域,开发难度相对较大,这方面的专业开发人员也很少,开展本技术预研,能够对无线监护的一些技术上的难点及早介入,从而争取技术上的主动,为开发国产的无线监护产品建立良好的技术积累。

§ 1.2.2 研制设想

随着社会的不断进步和人民生活质量的不断提高,远程监护和家庭健康监护显示出了强大的生命力,到时可在小区甚至家庭安装配备接收箱,实现家庭健康监护,这样可节省医院病床、减少住院病人、节省医疗费用,不仅使居家病人得到较好的综合医疗服务,还可使病人获得良好的家庭和社会环境,这对病人的心理健康和身体康复均有特殊的好处。

课题的研制设想是研制一套针对医院这种特定环境的数字通信设备,能够可靠地传输医学信号。目的是给床边监护仪配备发射器和接收箱从而使现有的监护仪升级成遥测监护仪。考虑到各个医院的具体情况的不同,例如一个病房有四张床位,而有的病房有八张床位,而几个病房组成的一个病区则可能有更多的床位,

因此这套设备应该能够覆盖一个病区的范围，传输距离在几十米范围内。病人可以随身携带发射器在一定区域内活动，有利于病人病情的稳定恢复。

§ 1.3 本文所做的工作

本文完成研究第一阶段的工作，主要任务是为医学信号的无线传输建立可靠的通信链路，完成通信部分的设计；并在设计中考虑到第二阶段工作的需要，为其预留必要扩展空间。不涉及生物信号提取、以及中央站对信息的处理。课题的具体研究内容如下：

- a) 完成系统的总体方案设计
- b) 完成发射机与接收机的电路设计
- c) 完成共用天线分集系统的设计
- d) 研究纠错码理论并完成信道编码

第二章 总体方案设计

在本章中将确定系统的总体方案。无线信道环境恶劣,室内的无线环境更加难以预测,在此情况下要实现医学信号的传送在设计时必须考虑环境的复杂性和变化性,使所设计的系统能够工作于电磁环境恶劣的地方。

§ 2.1 室内无线电波传播

无线电波的传播是一个复杂的问题,它与无线电传播环境有密切的关系。对无线电波传播的特性进行研究,一直是热点问题。下面着重介绍室内无线电传播特点、多径信道参数、衰落类型等。

室内无线电波的传播不受天气条件的影响,但它受建筑物轮廓特别是不同建筑材料的影响。由于无线电波经过墙壁、窗子、室内家具的反射、折射、绕射,通过多条路径到达接收机,导致多径衰落现象。

§ 2.1.1 无线电波传播特性

电波传播特性是与信号传播所经历的路径密切相关的。当接收机处于不同位置,具有不同的传播特性。

在移动通信环境下,电波传播特性有以下特点:

- ①自山空间传播损耗 信号经过信道时,不可避免地存在损耗,它与收发距离有关。
- ②阴影效应 当移动台在移动过程中,周围地形地物会对电波传播路径进行阻挡,形成电磁场的阴影,引起接收点场强中值起伏变化,这种现象称为阴影效应,表现为慢衰落。
- ③多径效应 由于移动体周围的局部散射体引起的多路径传播,使到达接收机输入端的信号相互叠加,其合成的信号幅度表现为快速起伏变化,即快衰落,或称短期衰落。

快衰落的统计特性:(a)远离发射机的情况移动台远离发射机情况下,快衰落信号包络统计,是指在无直射波的 N 个路径传播时接收信号的包络统计特性。每条路径的信号幅度为高斯分布,相位在 $0 \sim 2\pi$ 内为均匀分布,则合成信号的包络分布为瑞利(Rayleigh)分布。(b)靠近发射机的情况移动台靠近发射机的情况下,快衰落信号包络的统计特性,是指含有一个直射波的 N 个路径传播接收信号的包络统计特性。若每条路径的信号幅度为高斯分布,相位在 $0 \sim 2\pi$ 内为均匀分布,则合成信号的包络分布为莱斯(Rician)分布。

- ④多卜勒效应 由于移动体的运动速度和方向会使接收的信号产生多卜勒频移。在多径条件下,便形成多卜勒频谱扩展.对信号形成随机调频的多卜勒效应。

在静止环境下,不用考虑多径效应以及多卜勒效应,电波传播特性则简单一些。

§ 2.1.2 室内小尺度衰落

在室内可用小尺度衰落(small scale fading)来对无线电波传播情况进行研究。小尺度衰落^[2]是用来描述在一小段时间或距离上无线信号幅度的快速波动,此时可忽略大范围路径损耗的影响。

小尺度衰落产生的主要影响体现如下:

- (1)在小的传输距离或时间间隔上信号强度快速变化。
- (2)不同多路径信号的变化多卜勒频移造成随机的调频。
- (3)多径传播延时引起了时间色散特性。

在室内情况下,信道内的物体可视为静止的,接收机或发射机的运动一般只与人的运动有关,因此,衰落仪是一种空间现象。当接收机或发射机在空间运动时,有益的和有害的多路径波在空间各个点叠加,在一段距离上可能遇到几个衰落点。在严重的情况下,接收机可能停止在深度衰落的位置。

造成室内小尺度衰落的原因主要有:

(1)路径传播。在信道内的反射、散射物体形成了一个经常变化的环境,这使得信号能量以不同幅度、相位、时间在空间扩散。不同多路径的随机相位和幅度引起信号强度的波动,因而包括小尺度衰落、信号失真。多路径使得到达接收机的基带信号的时间延长,产生了码间串扰,引起信号拖尾效应。

(2)接收机或发射机的运动。当发射机与接收机之间有相对运动时,会产生多卜勒现象,引起频移。当接收机向发射机靠近时,多卜勒频移为正,反之为负。

(3)信号的带宽。当发射信号的带宽远大于多路径信道带宽时,接收信号会产生失真,但接收信号在一个局部区域不会衰减很大。当发射信号的带宽远小于多路径信道带宽时,接收信号的幅度改变很快,但信号不会失真。

§ 2.1.3 室内移动多径信道参数

描述室内移动多径信道主要参数有:路径损耗、功率延时剖面等。路径损耗是对功率损耗的一种评估;功率延时剖面是将功率包络 $p(r, t)$ 画成时间的函数的曲线。功率延时剖面是一个重要的参数,由它可推导出一些其它多径信道参数,如时间色散参数、相干带宽、多卜勒扩展和相干时间等。

(1) 时间色散参数

为了比较不同的多径信道,并用来指导无线系统的设计需要信道的量化参数,如平均过量延时(mean excess delay), rms 时延扩展(rms delay spread), 过量延时扩展(excess delay spread)。

平均过量延时是功率延时剖面的一阶矩, 它定义为:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (2-1)$$

rms 时延扩展是功率延时剖面的二阶中心矩, 它定义为

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2-2)$$

其中:

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2}$$

rms 时延扩展是反应宽波段多径信道特征的一个重要参数, 它对数字系统特别是高速系统有不利的影响。

(2) 相干带宽

相干带宽是描述信道在某局部区域的时间色散特性的, 它是从 rms 时延扩展中推导出来的, 与 rms 时延扩展成反比, 但两者不存在确定的关系。相干带宽是对一定频率范围的统计测量, 在该频率范围内, 所有信道可以认为是平坦的 (通过信道所有谱分量具有近似相等的增益和线性相位), 当两个频率差大于 B_c 的正弦信号, 经过信道时所受的影响是大不相同的。

(3) 多卜勒扩展和相干时间

这两个参数用来描述在小尺度内信道的色散特性。

多卜勒扩展是用来测量移动无线信道时间变化引起的频谱加宽, 它用来定义接收的多卜勒频谱不为零的频率范围。当传输接收频率为 f_c 的正弦波时, 接收信号的频谱即多卜勒频谱为在 $f_c - f_d$ 的频率范围之内。 f_d 为多卜勒频移。频谱扩展的范围是接收机的移动速度的函数。如果信道的带宽远远大于多卜勒频移范限, 那么多卜勒扩展对于接收机而言是不可忽略不计的, 这是一个慢衰落信道。

相干时间 T_c 是多卜勒扩展对应的时域表达量, 用来表征信道在时域内的频率色散的时间变化特性。多卜勒扩展与相干时间成反比。

相干时间实际上是对时间长度的统计测量, 在该时间上信道脉冲响应几乎不变, 它量化了在不同时间上信道反应的相似性。

如果基带信号的周期远远大于信道的相干时间, 那么信道会在传输基带信号时变化, 从而引起接收信号的失真。

§ 2.1.4 室内小尺度衰落的类型

根据信号参数(如带宽、码元周期)和信道参数(如 rms 时延扩展, 多卜勒扩展)

之间的关系,不同类型传输信号会经历不同类型的衰落。在无线信道中的时间色散特性和频散特性能产生四个明显的结果,并且这些结果与传输信号、信道、接收机运动速度有关^[2]。多径时延扩展导致时间色散和频率选择衰落,多卜勒扩展导致了频率色散和时间选择衰落,这两个传播机制之间相互独立。图 2.1 显示了由两种传播机制导致的衰落类型。

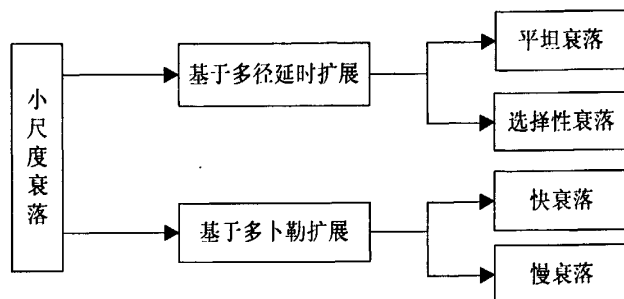


图 2.1 小范围衰落的分类

(1) 由于多径时延扩展而引起的衰落影响

由于多路径引起的时间色散特性会使传输信号经历平坦衰落或频率选择衰落。

(A) 平坦衰落

当信道带宽远大于发射信号带宽时,如果信道有一个固定增益和线性相位响应,那么接收信号会经历平坦衰落。在平坦衰落中,尽管接收信号的幅度因多径信道增益波动而变化,但是,发射机的频谱特性保留在接收信号之中,其示意图如图 2.2 所示。

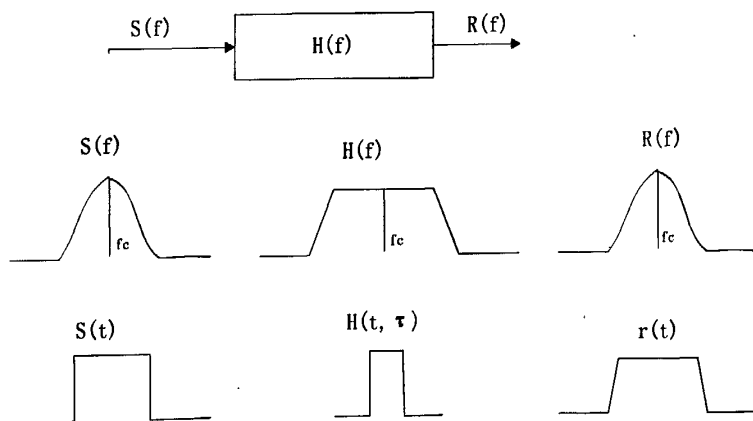


图 2.2 平坦衰落特性

(B) 频率选择衰落

如果信道有一个恒定增益和线性相位响应的带宽远小于发射机的信号带宽时,那么信道对接收信号产生了频率选择衰落。在这个条件下,信道脉冲反应有

一个时延扩展,其值远大于发射信号波形的带宽的倒数。此时,接收信号包括多个经历了衰减和时延的发送信号波形的多径波,使接收信号失真。频率选择衰落是由于传输信号在信道内的时间色散引起的,这样信道会产生码间串扰。如果从频域进行观察,接收信号的谱域中某个频率分量的增益远大于其它频率。

对于频率选择衰落而言,传输信号 $S(f)$ 的带宽远大于信道带宽。从频域来看,信道具有频率选择性,增益对于不同的频率分量是不同的。引起频率选择衰落是因为多径时延接近或超过发送信号的码元周期。

(2) 由于多卜勒扩展引起的衰落结果

(A) 快衰落

根据传输的基带信号的变化与信道变化的快慢,信道可分为快衰落信道和慢衰落信道。

在快衰落信道中,信道脉冲反应在码元持续时间内快速变化,即信道相干时间小于传输信号的码元周期,这是因为多卜勒扩展引起频率色散(也称为时间选择衰落),这会使信号失真。

从频域进行观察,信号失真随相对于传输信号带宽的多卜勒扩展的增加而加剧。

应当注意当信道认为是快衰落或慢衰落信道时,就不用再指出信道是平坦衰落或频率选择衰落。快衰落仅与因运动引起的信道变化率有关。在平坦衰落的信道中,可将脉冲反应简单近似成一个 δ 函数,因此平坦衰落,快衰落是 δ 函数的变化率快于发送基带信号变化率的一种信道:在频率选择、快衰落信道中,任意一个多径分量的幅度、相位、时延变化率比发送信号的改变速率快。在实际中,快衰落仅在低数据率的情况下发生。

(B) 慢衰落

在慢衰落信道中,信道的脉冲反应变化远小于发送的基带信号的变化。在这种情况下,信道在一个或几个信号带宽倒数间隔内可认为是静态的。

各种多径参数和信号衰落类型总结如图 2.3 所示^[2],在图中: T_c 为相干时间, σ_t 为 rms 延时, B_c 为相干带宽, B_d 为多卜勒扩展。

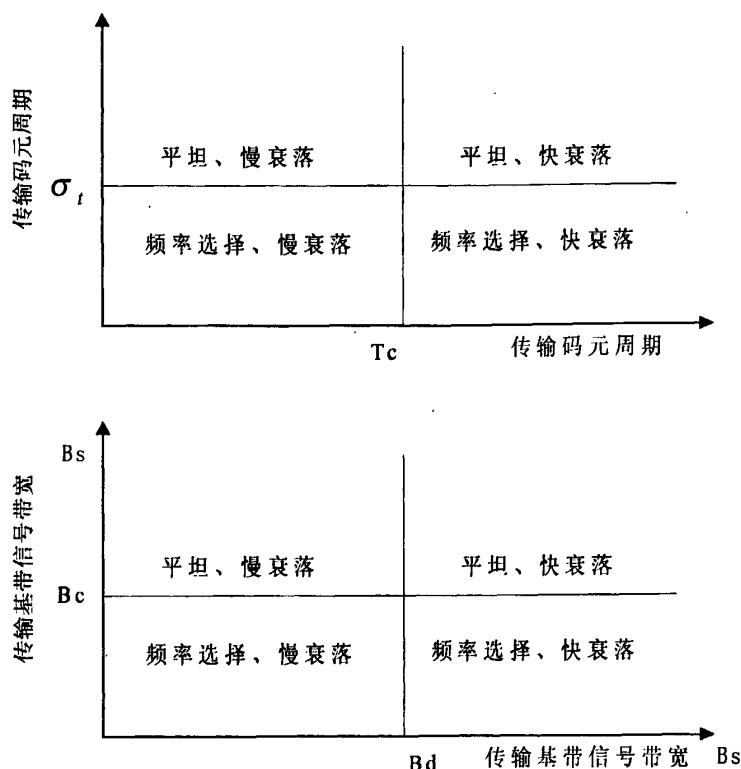


图 2.3 衰落类型与码元周期、基带信号带宽关系

§ 2.1.5 室内无线信道的特征

随着通信技术的飞速发展,以及人们对信息需求的日益增长,数据和信息在室内环境的无线传输愈来愈广泛。然而,定量分析和描述室内信道是十分困难的。室内无线信道不同于传统的移动无线信道,主要体现在:(1)无线电覆盖的距离更短。(2)收发天线相距比较近,而环境变化更大。室内无线信道的特征与室内空间大小、墙壁厚度、材料等因素有很大关系,受各种条件的影响更大。例如,在建筑物内的信号电平的大小与房间门窗打开或关闭有很大关系,天线安装位置对无线电波的传播也有很大影响,当天线安装在桌面高度与装在天花板上时,情况不大一样。

室内无线信道具有以下特征:

①接收机一般情况下是静止的或缓慢运动的,因此,室内的无线信道具有较小的多卜勒频移。

②在室内的无线传输应用中,多径传播的时延差很小,即室内无线信道的时延扩展较小。

③在视距 (LOS) 情况下,接收信号幅值服从莱斯分布;在非视距 (NLOS) 情况下,接收信号幅值服从瑞利分布。

④室内的无线电波传播损耗的计算相当复杂,不同厚度和材料的天花板、墙壁及地板对电波的反射系数、折射系数的影响差异很大。此外,还与房间的几何

形状, 发射机的工作频率等因素有关。

§ 2.2 无线遥测系统总体方案设计

§ 2.2.1 总体方案设计思想

上一节介绍了室内无线电波的传播特性, 可知室内的电磁环境比室外更加复杂。无线通信中, 传输信道属于衰落信道, 信道的衰落会严重降低通信系统的性能。再加上信道传输特性的不理想以及加性噪声的影响, 所收到的信号不可避免地会产生错误。对无线遥测来讲, 恶劣的信道特性是不可回避的问题。而心电图、血氧等医学信号对病人的生命至关重要, 要在这样的传输条件下保持通信可靠, 就必须采取技术措施来抵消衰落的不利影响。抗衰落可采取多种措施, 如各种抗衰落的调制解调技术、抗衰落接收技术及扩谱技术等。我们将主要从信道差错控制编码、分集接收技术上综合考虑系统的实现, 保证医学信号能够在无线信道下可靠传输。

§ 2.2.2 系统架构

无线遥测系统是由携带在病人身上的发射器、接收系统和中央站组成。发射器由电池供电, 完成心电图等生理信号的采集、处理和发送, 接收系统收到发射器发射的信号进行解调处理后将信息送至中央站进行下一步处理。通信系统作为连接信号采集部分和中央处理站之间的桥梁, 在无线遥测系统中起着非常重要的作用。

我们的目标系统是: 基于 FDMA (频分多址) 方式的 UHF 波段窄带数字调制单向遥测系统, 遥测系统由发射器和接收系统组成, N 个工作在不同频率点的发射器和能够接收对应频率点的接收系统组成 N 个监护信道, 实现对 N 个病人的同时监护。将共用天线电路和接收器做成模块形式, 安装在一个接收箱内, 所有的监护信息的显示、处理、打印等都在中央站完成。接收箱采用模块化的结构, 对应一个发射器配置一个接收器, 接收器设计为可互换模块。模块化的好处是可以非常方便地增减无线通道, 也即方便地配置遥测接收模块。接收箱输出直接和中央站相连。单接收箱的容量为 4 床。通过同时使用多个接收箱, 可实现 $4n$ 的容量, 容量的上限主要由可用频率带宽限制。现在是预研阶段, 所以我们准备研制的是 4 床的容量, 即一个系统包含四路发射和接收。为了扩展系统容量可将方案稍加改动, 即可实现更多路的发射与接收。

遥测系统架构如图 2.4 所示。

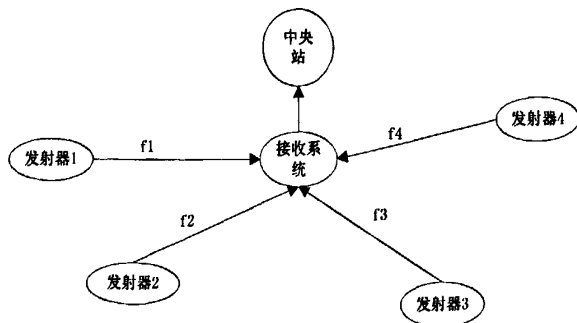


图 2.4 遥测系统架构图

§ 2.3 关键参数的确定

§ 2.3.1 工作频段

选择 420MHz~470MHz。

433MHz 频段处在 UHF 广播电视频段, 是世界范围内 60% 以上医疗遥测系统使用的频率。433MHz 频段是抗干扰能力和实现代价的一个折衷点, 美洲、欧洲的大多数国家都明确规定可作为医疗遥测用途使用, 故作为首选。

175~215MHz 是无线管理委员会在《微功率(短距离)无线电设备管理暂行规定》中规定的“生物医学遥测设备”使用的频段, 由于处在 VHF 电视广播频段, 干扰问题比较突出, 国外 80 年代以前的产品多使用此频段, 目前已经基本弃用, 为 UHF 频段代替。国内早期的模拟遥测系统也多使用此频段。

608 ~614 MHz 是美国 FCC 规定的 WMTS (无线医疗遥测服务) 频段, 现在有很多国家也正在考虑接纳此频段, 如果要考虑国外应用, 应将 600MHz 频段作为可选。

本系统采用的是 433MHz 频段, 设计可扩展频段为 420MHz~470MHz, 因此射频部分采用了频率可编程的单芯片实现方案, 可在很宽范围内编程调设定。

§ 2.3.2 调制方式

调制方式为 FSK。

FSK (频移键控) 是目前应用最广泛的窄带无线数传调制方式, 具有实现简单、单片解决方案较多等优点, 25kHz 信道带宽能实现 4.8kbps 传输速率。FSK 调制系统传输的信号为

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \Phi_1) & \text{传“1”时} \\ A \cos(\omega_2 t + \Phi_2) & \text{传“0”时} \end{cases} \quad (2-3)$$

其中 $f_1 = w_1 / 2\pi$, $f_2 = w_2 / 2\pi$, $\Delta f = (f_2 - f_1) / 2$ 为频偏, 还有就是对于传输码速率为 $R_b = 1/T_b$, T_b 为传输一位所需时间。FSK 的带宽可取为 $B = 2(\Delta f + R_b)$, 其中 f_c 是中心频率, FSK 信号功率谱密度如图 2.5 所示。

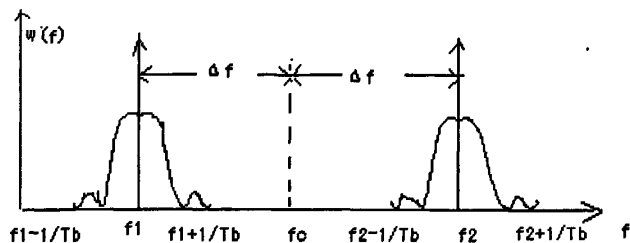


图 2.5 FSK 信号的功率谱密度

§ 2.3.3 发射功率

EIRP 值 (等效全向辐射功率):

400MHz : 1~10mW

发射器端采用具有多档发射功率发射芯片, 无需外接功率放大器。具体功率视管理规定和应用环境调节。

§ 2.3.4 信道方案

433MHz 频段 4 信道, 信道之间间隔 25kHz, 各个信道频率的占用情况。据目前的了解, 在欧洲等地, 如果使用某些公用频段 (如 PLMRS 频段) 作为多信道遥测用途, 有占用带宽和通道间隔的规定, 信道间隔一般规定 25kHz 和 50kHz。其它某些国家和地区有占用带宽不大于载波的 0.25% 的规定。而我国规定在 175~215MHz 应用生物医学遥测, 占用带宽不大于 200kHz。

当前的遥测系统大部分采用 50kHz 的信道间隔, 也有采用 25kHz 信道间隔, 25kHz 是一个保证传输速率和提高接收信噪比的折衷点。12.5kHz 允许数据速率太低, 不能保证数据量的传输, 不予考虑。因此, 从传输的数据量和频率的利用率综合考虑采取了上述的信道方案。

§ 2.4 系统的特点

系统具有以下几个特点:

1. 成本低

传统的数字调制/解调与发射/接收电路能以较低成本实现。

2. 开发难度相对小

没有复杂的软件控制协议, 开发难度相对较小。

3. 容易小型化

电路结构合理, 实现了低功耗和小体积, 容易做成随身携带型的产品。实现

了心电等参数的数字化传输可靠性高，功耗低，成本低，便于大规模生产。

第三章 发射电路设计

课题中涉及的硬件电路包括发射电路部分、共用天线电路部分和接收解调电路三部分。

§ 3.1 发射器的电路结构

病人携带的发射器主要有三部分组成：生理信息采集控制、基带处理和发射电路。图 3.1 是发射器的结构框图。

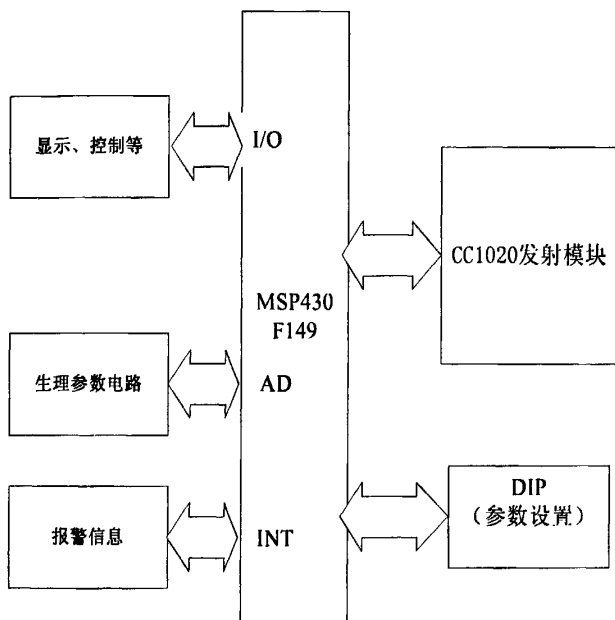


图 3.1 发射器的结构框图

生理参数电路完成对病人的心电等生理信号的采集处理，MSP430F149 通过 AD（片内自带）采样后得到数字化信号，完成信道编码按照通信协议将信息送至 CC1020 发射模块发射出去。还有其它的辅助电路如显示控制、报警信息、参数设置等也是通过 MSP430F149 来处理的。下面着重讲述通信电路的设计。

§ 3.2 单片机的选用原则

单片机是将整个计算机系统集成到一块芯片中的微机。一般来说，单片机是以某一种微处理器为核心，芯片内部集成了 RAM、ROM、总线及总线逻辑、定时器/计数器、WATCHDOG、I/O、串行口、脉宽调制输出、A/D、D/A 等各种必要功能和外设。这些丰富的外设资源，灵活的配置，特别适合嵌入式系统，可以嵌入到任何微型或小型仪器或设备中，故又称嵌入式微控制器。

目前单片机已经进入广泛发展时代，种类很多，如何选择性价比最优，开发容易，开发周期最短的产品，是工程师要考虑的主要问题之一。目前我国销售的

主流 MCU 产品有 8051, PIC, MSP430, AVR 等系列单片机。选购单片机总体应从两个方面考虑, 其一是目标系统需要那些资源; 其二是根据成本的控制选择价格最低的产品。即所谓“性价比最高”原则。

资源方面考虑的重要指标有: 速度、位数、电压、功耗、存储器容量、系统扩展与驱动能力、抗干扰能力、是否嵌入 ADC、DAC 等其它的特殊要求。另外软件开发的简易性也是要考虑的重要因素。

MSP430F14X 系列是德州仪器公司推出不久的一个 16 位单片机系列, 它具有极低的功耗, 这是在设计中选用此系列单片机最重要的原因。并且内部集成了大量的外设。它为使用电池供电的测量设备提供了一个完整的解决方案, 在本方案中用的是 MSP430F149。如果发射器需要 LCD 显示, 可选用 MSP430F44X 带 LCD 驱动系列。

§ 3.3 MSP430F14X 单片机的芯片特性

MSP430 系列是美国德州仪器公司生产的一种特低功耗的 Flash 微控制器, 有“绿色微控制器 (Green MCU)” 称号, 其技术特征代表了单片机的发展方向。其存储器模块是目前业界所有内部集成 Flash 存储器产品中能耗最低的一种, 消耗功率仅为其它闪速微控制器 (Flash MCU) 的五分之一。图 3.2 为 MSP430F14X 系列的内部结构。

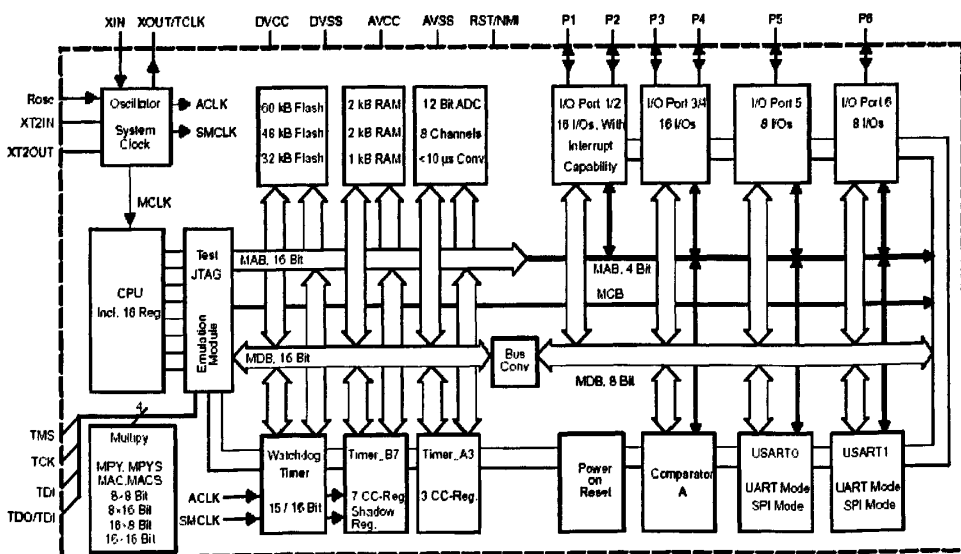


图 3.2 MSP430F14X 的结构

MSP430F14X 系列单片机具有以下特点:

1、超低功耗

- 1.8 V ... 3.6 V 供电电压范围
- 200 μ A @ 1MHz, 2.2V, 活动模式

- 0.7 μA 备用模式, 0.1 μA 保持数据
 - 6 μs 从备用模式唤醒
 - 灵活的时钟系统, XTALx2 + DCO
- 2、强大的 CPU 内核
- 16-Bit RISC 结构
 - 125 ns 指令周期 @ 8 MHz
- 3、灵活多样的外围模块
- 12-bit A/D (8+4 通道, 200k, 顺序采样)
 - 16-bit Timer_A 有 3 个 CC 寄存器
 - 16-bit Timer_B 有 3/7 个 CC 寄存器
 - 1-2 个 USART 接口
 - 硬件乘法器
 - 模拟信号比较器
 - 基本时钟模块
 - DCO 由可编程内部电阻控制频率
 - DCO 由单一外部电阻控制频率
 - 32768Hz 晶振产生低频时钟
 - 高频晶振产生高频时钟
 - 可选择外部时钟源

§ 3.4 射频芯片的选用原则

由于无线收发芯片的厂商和种类比较多, 如何在设计中选择所需要的芯片是非常关键的, 正确的选择可以少走弯路, 降低成本, 更快地将产品推向市场。

1、发射功率

在同等条件下, 为了保证有效和可靠的通信, 应该选用发射功率较高的产品。CC1020 的发射功率可以达到+10dBm, 并且是软件可调的。信道条件好, 通信距离较近时可将发射功率降低, 反之则加大发射功率, 因此该芯片在具体应用时可灵活掌握。

2、功耗

大多数无线收发芯片是应用在便携式产品上的, 因此功耗也非常重要, 应该根据需求选择综合功耗较小的产品, CC1020 的工作电流在同等发射功率下虽不是最小的, 但对我们的需要已经足够, 而且其它方面的性能很优越, 这也是选择它的理由之一。

3、能够提供的信道数量

即芯片是否可以在较宽的范围内工作。预研阶段要为将来的产品升级预留一定的空间,因此必须考虑芯片能否提供多通道支持。目前临床应用的遥测系统都提供多通道支持,日本光电早期的产品支持4床位,而根据GE提供的资料,其产品已可以支持多达1000床位的监护。所以芯片必须可以在较宽的范围内工作。

4、窄带性能

这一项也是很重要的。我们要实现在25KHz信道带宽以4800bps的速率传输数据,而且要保证数据传输的可靠性,因此说这项性能至关重要。从调制方式上来说,GMSK要比FSK性能优越,能在相同带宽下得到更高的数据率,但目前还没有这种调制方式的低功耗芯片,因此只能选择FSK方式。

5、收发芯片的数据传输是否需要曼彻斯特编码

采用曼彻斯特编码的芯片,在编程上会需要较高的技巧和经验,需要更多的内存和程序容量,并且曼彻斯特编码大大降低数据传输的效率,一般仅能达到标称速率的1/3。CC1020的输入可以是曼彻斯特码也可以使NRZ码,给具体应用提供了较大的选择空间。而无线遥测系统中的数据量是很大的,采用曼彻斯特编码是无法传输完的。因此我们可以在设计中应用CC1020的这一特性,给设计工作带来简化。

§ 3.5 CC1020 芯片特性及工作原理

CC1020是Chipcon公司最新推出的窄带CMOS FSK/ASK RF收发器,工作频率在424到470MHz和848到940MHz之间,是第一个能满足短距离窄带应用严格要求的器件。它很适合用在25KHz和12.5KHz信道间隔的窄带系统。其它的特性包括有灵敏度高达-119dBm,相邻通道功率小于-45dBc,工作电流仅为17mA,工作电压2.3-3.6V。工作频率稳定可靠,外围元件少,便于设计生产,功耗极低,适合于便携及手持产品的设计,由于采用了低发射功率,高接收灵敏度的设计,满足无线管制要求,无需使用许可证,是目前低功率无线数传的理想选择,芯片特点:

- 频率范围 402 MHz-470 MHz 和 804 MHz -940 MHz
- 高接收灵敏度 (12.5 kHz 信道带宽可达-121 dBm)
- 输出功率可编程
- 低电流消耗 (接收时: 17mA)
- 低电压供电 (2.3 V to 3.6 V)
- 所需外围器件少
- 频率可编程设定
- OOK/ASK, FSK 和 GFSK 数字调制方式

● 镜像抑制混频器

它的内部结构如图 3.3 所示。

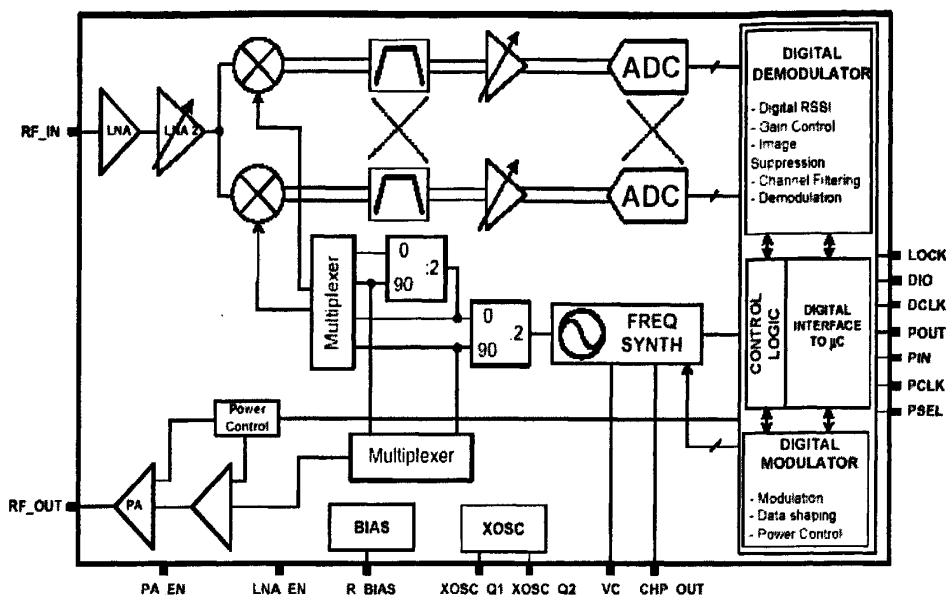


图3.3 CC1020内部结构框图

工作于接收模式下时CC1020是一款低中频接收机，接收到的射频信号经低噪声放大器（LNA和LNA2）和下变频后变换到中频（I和Q），在中频I、Q两路信号经复杂的滤波与放大后由ADC变为数字信号。自动增益控制、信道滤波、解调及位同步均由数字部分处理。解调后的数据在管脚DIO上输出，同时在DCLK管脚上输出一个同步时钟。

工作于发射模式下时，在内部合成的射频信号直接输入功率放大器（PA），射频输出将DIO管脚输入的数字信号流以FSK的方式输出。也可以选择在电路中添加一高斯滤波器而得到GFSK调制方式。芯片内部的匹配电路使得天线接口更为容易。

§ 3.6 基于 CC1020 发射模块的设计与工作过程

CC1020 的优势在于它的窄带性能优越及使用中的灵活性。做发射时，因在420-470MHz（我们选择的频段）内软件调节频点，NRZ 输入，用它做发射电路成本低，使用灵活，窄带特性好，功耗较低，是很理想的选择。

§ 3.6.1 射频模块设计

射频模块的核心部分为 CC1020 芯片，外加精心设计的印制版天线，具有体积小，功耗低的特点，外围接口电路简单，与单片机通过 6 条线连接，如图 3.4 所示。因为系统实现的是单向通信，所以发射模块只需使用芯片的发射功能，但是我们

实际仍将射频模块做成收发一体，使用一个外置开关来选择。这样只需要操作开关并在软件中进行相应的改动就可使电路工作在接收状态。这样做是为了将射频部分模块化，使用起来更加方便。

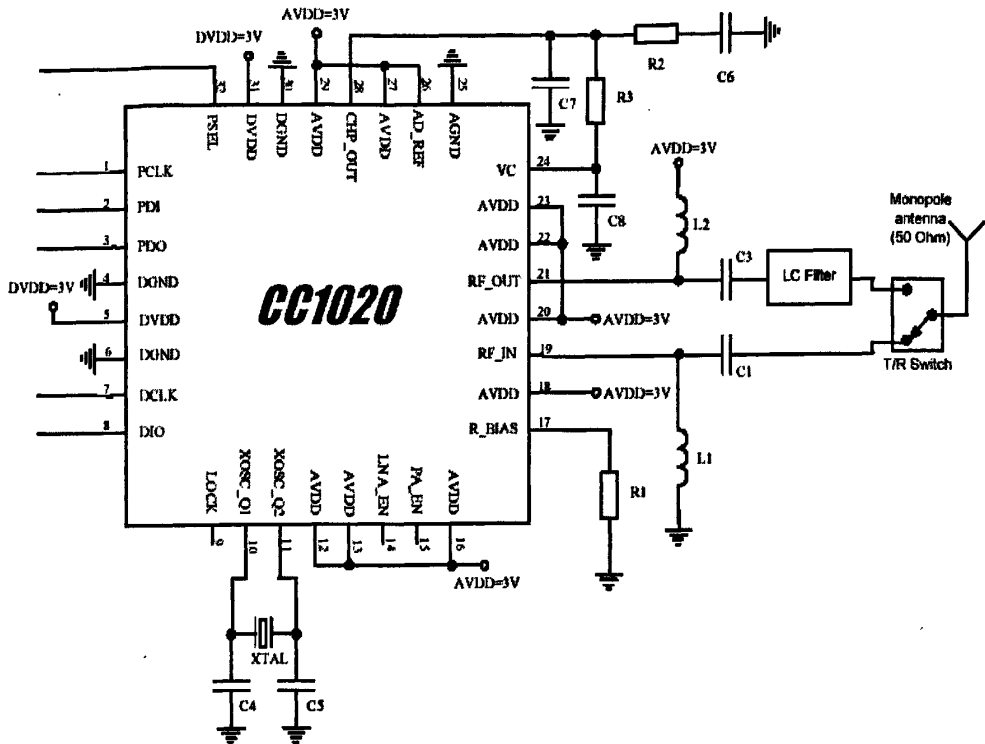


图 3.4 基于 CC1020 的射频模块电路

对电路的说明：

输入/输出匹配：

L1 和 C1 是 CC1020 接收机的输入匹配电路，L2 和 C3 是作发射的匹配电路，匹配阻抗为 50Ω。CC1020 芯片内部的电路使得将输入与输出的 50Ω 匹配电路连在一起成为可能，但是为了电路能工作在最佳状态下最好是加一个外部开关来切换发射和接收。在 433MHz 频段 L1、C1、L2 和 C3 的值分别为 33nH、10pF、15nH、3.9pF。

偏置电阻：

电阻 R1 用来设置精确的偏置电流，取值 82kΩ。

PLL 环路滤波电路：

外接环路滤波电路包含两个电阻(R2 和 R3)和三个电容(C6—C8)，CHP_OUT 是 CC1020 内部锁相环的鉴相器输出，作为环路滤波的输入，滤波后的信号作为控制电压经 VC 脚又输入给 VCO。

LC 滤波电路：

在发射电路中加入 LC 滤波电路有利于减小杂散辐射，在接收电路中增加此电路则可以提高接收灵敏度。具体电路如图 3.5 所示。该电路是一 π 型滤波电路。

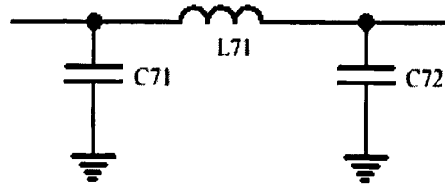


图 3.5 LC 滤波电路

图 3.6 是射频模块的实物图。

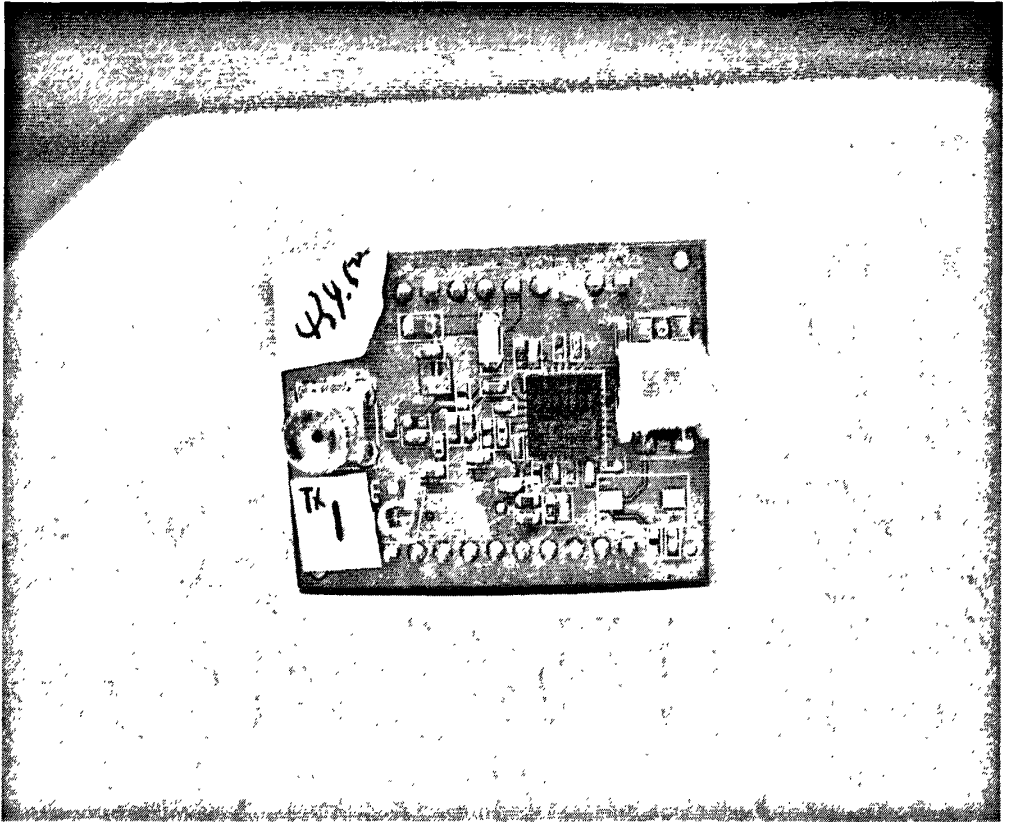


图 3.6 基于 CC1020 的射频模块

§ 3.6.2 发射电路的工作过程

发射电路的主体是由 CC1020 射频模块电路组成,但它要工作起来必须由单片机对它进行控制,如同 3.7 所示是 MSP430F149 与 CC1020 的连接图,在 CC1020 的内部有 33 个寄存器,根据选择的工作参数计算各个寄存器的值,在每次上电时都要对这些寄存器进行配置。寄存器的值可根据 Chipcon 提供的软件 SmartRF 计算得到。只有配置完全正确它才会正常工作。因此发射电路的工作过程基本分成下面两步:

- 1、上电后对 CC1020 内部寄存器配置。

对 CC1020 内部寄存器的配置

对 CC1020 的寄存器配置好后就可以工作了, CC1020 与 MSP430 是通过 DIO 和 DCLK 两个引脚进行通信的。CC1020 工作在发射模式时的时序关系如图 3.9 所示。

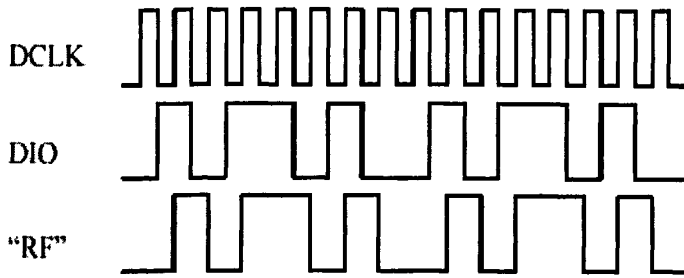


图 3.9 发射时 CC1020 工作时序

DCLK 与 MSP430 的 P1.1 口连接, DIO 与 MSP430 的 P1.2 口连接。在软件设计中采用中断方式进行响应, 即 P1.1 口设置下降沿触发产生中断, MSP430 准备好后允许中断, 根据 DCLK 产生的时钟将数据按通信协议按位送给 CC1020, 再由 CC1020 发射出去。

由单片机和 CC1020 组成的发射电路如图 3.10 所示。

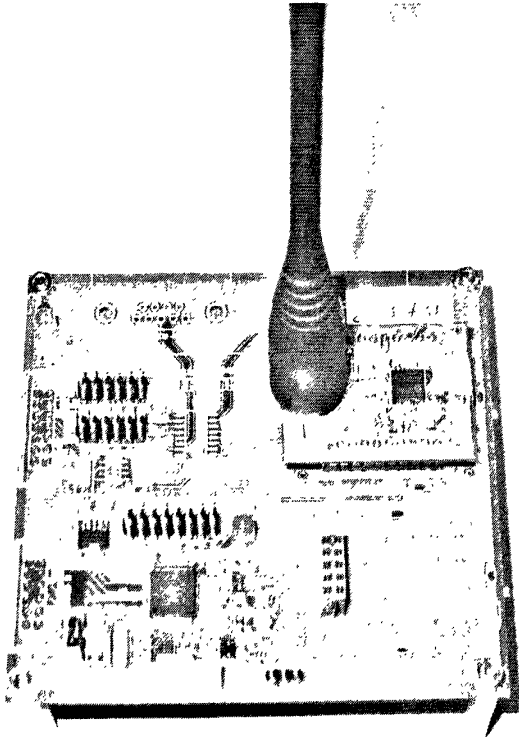


图 3.10 由单片机和 CC1020 模块组成的发射电路

第四章 接收电路设计

在接收系统的设计中，我们需要将 4 路接收电路做在一个电路板上，如果每一路都用一个天线会使电路比较笨重，同时为了以后的兼容性，例如为了需要接收板要升级为可接收 8 路或 16 路信号，接收部分采用共用天线结构，这样可使接收部分更加紧凑。为了消除衰落的影响采用了空间分集接收方式。实际设计中采用了图 4.1 所示的天线共用与分集电路设计方案，射频信号分别经两个通路完成放大、滤波等处理后经功分器分成四路信号送至开关，系统根据接收信号强度通过开关控制信号 CTL 控制电子开关，选择信号强的一路送至解调电路。

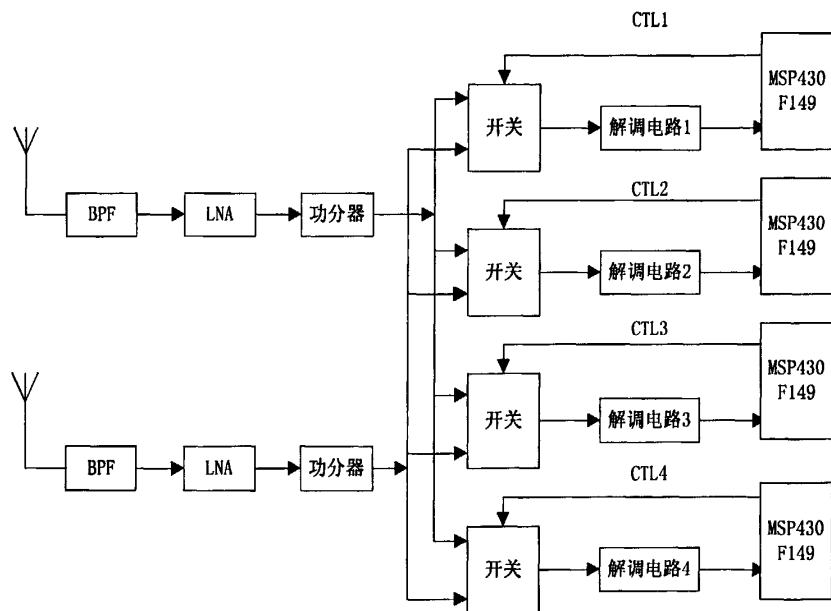


图 4.1 接收电路方案设计

§ 4.1 共用天线电路

§ 4.1.1 空间分集

该部分的设计是利用了空间分集的原理，也可以称之为天线分集。天线分集是利用相距足够远的不同天线产生的电场相工独立这一特性而构成的分集技术。接收天线之间的距离 d 只要足够大，就可以认为各天线输出信号的衰落特性是相互独立的。在理想的情况下，接收天线之间的距离应满足半波长条件，即 $d > \lambda/2$ (λ 为波长)。实际上，不同的天线接收的信号总是存在一定的相关性，其相关系数为

$$P_s = e^{-(d/d_0)^3} \quad (4-1)$$

式(4-1)中 d 为天线间距, d_0 为与工作频率和入射波方向有关的系数。对于天线分集, 分集的支路数越多, 即天线根数越多, 分集的效果越好, 但分集的复杂性也随之增加。在天线分集中, 一般发射端使用一根发射天线, 接收端采用多根发射天线。天线分集在频分多址(FDMA)通信系统、时分多址(TDMA)通信系统以及码分多址(CDMA)通信系统都有应用。

经验证明: 天线分集效果的好坏不仅与天线间的距离有关, 而且和天线的排列、合并方式有关, 特别是天线的布置尤为重要。对于二重分集来说, 两付天线应排列成与来波方向平行, 天线间的距离不应过大, 否则效果增加不明显相反却增加了场地占用的面积和馈线损耗, 另外所选的天线型式应尽可能一致, 若天线型式不一致时, 应力求使其电性能相接近, 否则会影响分集的效果。

§ 4.1.2 共用天线电路的设计

接收机很重要的一项性能指标是灵敏度。虽然这一特性可通过多种方式加以描述, 但是我们可以用噪声系数作为它的度量方式, 通常可转换成所需要的任何技术参数。理想接收机应该具有 0dB 的噪声系数。这样理想的接收机在现实中是无法得到的。在现有技术条件下, 要达到这种理想状态所需的成本太高。因此设计必须在实际需要和经济代价之间达到一种平衡。

1、噪声系数的定义

噪声系数 N_F 是衡量电子设备热噪声性能的参量。其定义为: 在一定条件下(标准室温 $T_0 = 290 K$ 以及匹配状态下), 接收机、放大器或系统的输入信噪比与输出信噪比的比值, 即

$$N_F = \frac{P_{is}}{P_{in}} \bigg/ \frac{P_{os}}{P_{on}} \quad (4-2)$$

$$P_{in} = KT_0 B \quad (4-3)$$

式中 P_{is} 、 P_{in} 分别为系统输入的额定信号功率和额定噪声功率。 P_{os} 、 P_{on} 分别为系统输出的额定信号功率和额定噪声功率。由于系统本身噪声的存在, 使系统输出信噪比变坏, 噪声系数增大。噪声系数的大小反映了系统内部噪声的大小。噪声系数的另一种表达式:

$$N_F = \frac{P_{on}}{(P_{os}/P_{is}) \cdot P_{in}} = \frac{P_{on}}{GP_{in}} = \frac{P_{on}}{G \cdot KT_0 B} \quad (4-4)$$

2、无源器件的噪声系数

在通信系统中滤波器、功分器等无源器件对输入信号与噪声都要产生衰减，但它们本身还有产生内部噪声。而且通常都处于接收系统的前端，其噪声性能对系统的影响尤为重要。由于无源器件的温度接近室温，可近似为等于标准温度。这样从输出端看，此器件相当于一个温度为 T_0 的标准噪声源，由式 (4-3) 可见，其输出噪声功率 $P_{on} = KT_0 B$ 。再由式 (4-4) 得无源器件的噪声系数为

$$N_F = \frac{P_{on}}{G \cdot KT_0 B} = \frac{KT_0 B}{G \cdot KT_0 B} = \frac{1}{G} \quad (4-5)$$

式中 G 为无源器件的衰减系数。

3、多级网络噪声系数

设两个网络增益分别为 G_1 和 G_2 ，噪声系数分别为 N_{F1} 和 N_{F2} ，如图 4.2 所示。

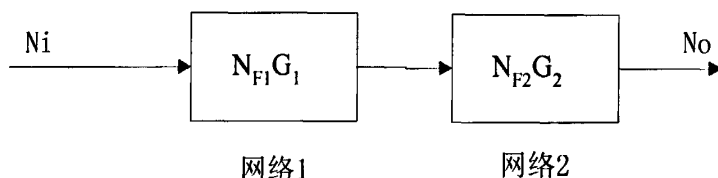


图 4.2 多级网络噪声系数

级联后噪声系数与增益为 N_{F12} 和 G_{12} ，由式 (4-2) 得：

$$P_{on} = N_{F12} G_{12} K T_0 B \quad (4-6)$$

这里 $G_{12} = G_1 G_2$ 。

网络 1 的输入额定功率 $P_{in} = KT_0 B$ ，这个噪声功率反映到网络 2 的输出端的额定噪声功率为

$$P_{oni} = G_1 G_2 \cdot K T_0 B \quad (4-7)$$

网络 1 的本身的热噪声功率在网络 2 的输出端的额定噪声功率为

$$P_{on1} = G_1 G_2 \cdot (N_{F1} - 1) K T_0 B \quad (4-8)$$

网络 2 的本身的热噪声功率在网络 2 的输出端的额定噪声功率为

$$P_{on2} = G_2 \cdot (N_{F2} - 1) K T_0 B \quad (4-9)$$

将上述三部分噪声功率相叠加，得总额定噪声功率为

$$P_{on} = G_2 K T_0 B [G_1 + G_1 (N_{F1} - 1) + (N_{F2} - 1)] \quad (4-10)$$

由式(4-6)和(4-10)可得到网络总的噪声系数为

$$N_{F2} = \frac{P_{on}}{G_{12}KT_0B} = N_{F1} + \frac{N_{F2}-1}{G_1} \quad (4-11)$$

同理可推导出 N 级网络的总噪声系数为

$$N_{F\Sigma} = N_{F1} + \frac{N_{F2}-1}{G_1} + \frac{N_{F3}-1}{G_1G_2} + \frac{N_{F4}-1}{G_1G_2G_3} + \dots + \frac{N_{FN}-1}{G_1G_2\dots G_{N-1}} \quad (4-12)$$

由式(4-12)可见,多级网络的总噪声系数主要决定于前几级特别是第一级。因此要求第一级的噪声系数要小,增益要高。后级噪声对总噪声的影响就小。

4、电路方案的选定

如图 4.1 所示,共用天线电路包括天线、BPF(带通滤波器)、LNA(低噪声放大器)、功分器、电子开关以及他们之间的匹配电路。它要对收到的射频信号进行处理后平均分配给后级的接收电路。由上面的讨论可知,从减小噪声系数的角度考虑,最佳方案应当是将 LNA 放在 BPF 前。但因为后级的 LNA 的动态范围小,带通滤波器 BPF 放在 LNA 前,可以对进入 LNA 的信号进行预选,滤除了很多带外信号,也就减少了由于 LNA 的非线性引入的各种互调失真干扰。

§ 4.1.3 电路实现

1、天线

天线电气性能与通讯效果密切相关,与通讯效果相关天线主要技术参数有天线增益,天线选择性,输入驻波比,接口损耗,动态范围及阻抗等。兼顾产品外观则要考虑天线的外型尺寸,选择天线考虑的主要参数:

- 频率范围为 430-440MHz,适合我们目前所选频段,又可与以后的扩展兼容,频带宽度为 10MHz
- 输入驻波比 ≤ 1.5
- 阻抗 50 Ω
- 还有天线的增益,应越大越好

2、LC 滤波电路

系统所要求的频带很窄,需要对带外的信号进行滤波。所用的 LC 滤波电路由一级三阶低通电路组成,如图 4.3 所示。主要作用有以下二方面:(1)、有低通滤波作用,以弥补后级声表滤波远端特性不足。(2)、具有阻抗变换作用实现天线与 BPF 所用的声表滤波器之间的阻抗匹配,避免天线与声表滤波器由于参数的离散性失配而造成不必要的信号损失。

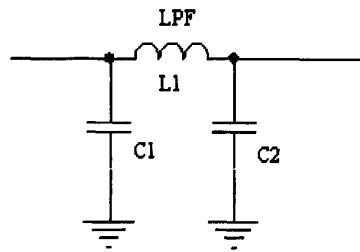


图 4.3 LC 滤波电路

3、BPF（带通滤波）电路

BPF 电路采用了 SIEMENS 公司的 B3682 声表面波滤波器。声表面波滤波器最近二、三十年的到了广泛的应用，它是利用沿弹性固体表面传播机械震动波的器件。与其他滤波器比较，它的主要特点是：频率特性好，性能稳定，体积小，可靠性高，且适合于大批生产。但在应用时一定要注意匹配问题，否则会带来较大的损耗。

图 4.4 是 B3682 的转移函数，从中可看出 B3682 具有很好的带通特性，边沿陡峭，配合前面的 LC 滤波器可很好的滤除带外信号。

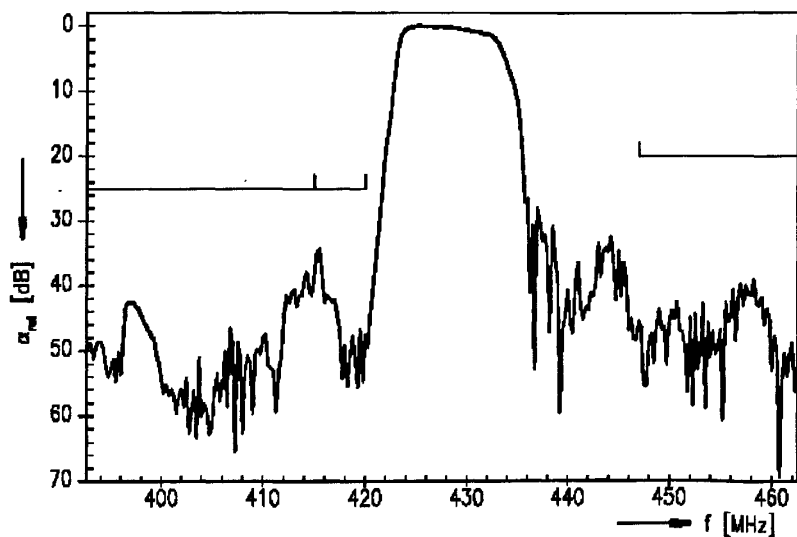


图 4.4 B3682 的转移函数

4、LNA（低噪声放大）电路

因为解调电路中的变频器的噪声系数一般都较大，而前端的带通滤波器 BPF 是无源滤波器，有一定的损耗，按式（4-12）多级线性系统级联的噪声系数的公式得知，若无此低噪声放大器，则整个系统的噪声系数将很大。在变频器前引入具有一定增益的低噪声放大器可以减弱变频器和后面中频放大器的噪声对整机的影响，从而对提高灵敏度有利。而且功分器的插入损耗通常都较大，再加上其他器件的各种损耗，若无此 LNA 则系统的灵敏度会更差。但 LNA 的增益不宜太高，因为变频器是非线性器件，进入它的信号太大，会产生众多非线性失真。

对于 LNA 的选择，我们主要考虑它的噪声系数小、增益适当、三阶截断点输

入要高。最后一项参数主要影响的是动态范围。

MAX2640 是一款低电压、低噪声系数的高集成度放大器。它的优点是噪声系数比较小，增益合适，作射频前级放大器，整机灵敏度比较高。缺点是 1dB 压缩点与三阶截点输入幅度太小，抗强信号阻塞能力与互调能力差。电路如图 4.5 所示。

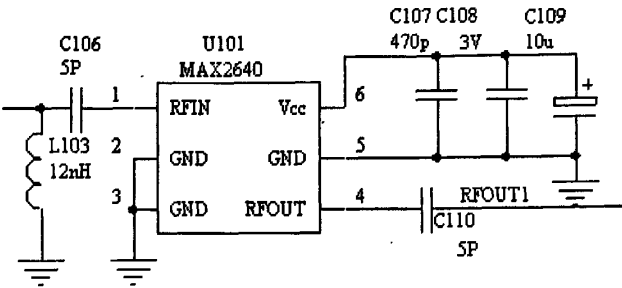


图 4.5 LNA 电路

5、功率分配器的选择

功率分配器简称功分器。功分器是一种射频无源器件，现在也有带有放大功能的有源功分器，主要是为了补偿它的损耗。它多用在有线电视和移动通信中，在军事中也有较多应用。0° 二路分配器是最基本的功率分配器。将其级联可以组成 4 路、8 路、16 路等，0° 功分器多用于系统的射频前端，它把一个输入信号等分为二个或多个输出，输出信号间具有等幅、同相、互相隔离三个特点。也可以反过来将功率分配器用作合路器将几路信号合并为一 路信号输出。此外还有 90°，180° 的功分器，这种功分器是将输入信号分成幅度相等，但相位相差 90° 或 180° 的信号。

课题中用的是 0° 功分器，是从现有的各厂家选择的较适合的产品。我们关注的功分器的特性主要是插入损耗、隔离度、输出幅度不平衡度等几个参数。一个设计良好的功分器应具有高隔离度、低插入损耗和较小的驻波比。在器件选择时也主要考虑这几个参数。但在应用时一定要注意阻抗的匹配问题，如果阻抗不匹配会导致性能的严重下降。

6、电子开关 HMC435MS8 的特性

由解调电路提供 RSSI 信号强度，控制电路控制射频开关，选择信号强的天线信号作为解调电路的输入。采用的开关是 Hittite 公司的 HMC435MS8。它的主要特性如下：隔离度为-60dB，总插入损耗为 0.7~0.9 dB，开关时间为 40ns，CMOS 电平控制开关，输入输出串扰抑制为 20 dB，最大输入功率为+30dBm，不用提供电源。图 4.6 为 HMC435MS8 的功能框图。1 脚和 2 脚的控制输入来自于 MSP430F149 的输出，表 4.1 为 HMC435MS8 的真值表。

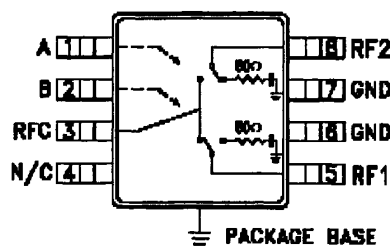


图 4.6 HMC435MS8 功能图

表 4.1 HMC435MS8 的真值表

Control Input		Signal Path State
A	B	RFC Io:
Low	High	RF1
High	Low	RF2

§ 4.2 接收解调电路

电子开关的输出信号进入解调电路进行解调。与 3.1 节相对应，解调电路的主体部分也是由 CC1020 和 MSP430F149 组成。在 3.1 节中已经说明了，我们把发射和接收功能集成到了一个模块上，通过上面的开关来设置是作为发射还是接收。对于该部分的工作原理、设计等都已经 在 3.1 节中予以说明了，下面讲一下它的工作过程。

接收电路的工作过程也分成下面两步：

1、上电后对 CC1020 内部寄存器配置。

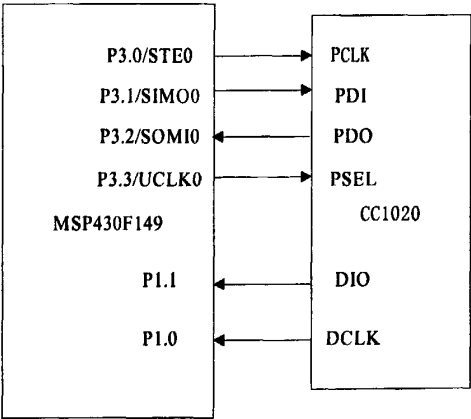


图 4.7 作接收时单片机与 CC1020 的连接图

如图 4.7 所示，接收电路的 CC1020 与单片机的连接与发射时一致，只是数据的方向是相反的。作接收的 CC1020 应配置成 RX 方式。对 CC1020 的具体配置过程与作发射时的配置完全相同：

—复位，先对 MAIN[0]位复位，等待一段时间

- 置位，同时对 MAIN 寄存器的其他位进行编程，等待一段时间
- 根据计算得出的数据对其他寄存器配置
- 进行校正。

对 CC1020 内部寄存器的配置

2、配置完成后 CC1020 在单片机输出的时钟下将数据进行射频和中频部分的处理，完成数据接收和解调的功能。

对 CC1020 的寄存器配置好后就可以工作了，CC1020 与 MSP430 是通过 DIO 和 DCLK 两个引脚进行通信的。CC1020 工作在接收模式时的时序关系如图 4.8 所示。

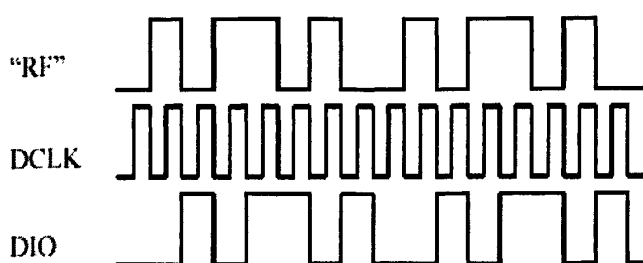


图 4.8 接收时 CC1020 工作时序

DCLK 与 MSP430 的 P1.1 口连接，DIO 与 MSP430 的 P1.2 口连接。在软件设计中采用中断方式进行响应，即 P1.1 口设置下降沿触发产生中断，MSP430 准备好后允许中断，根据 DCLK 产生的时钟将 CC1020 输出的数据移入，然后进行下一步处理。

图 4.9 为四路接收板的实物图。

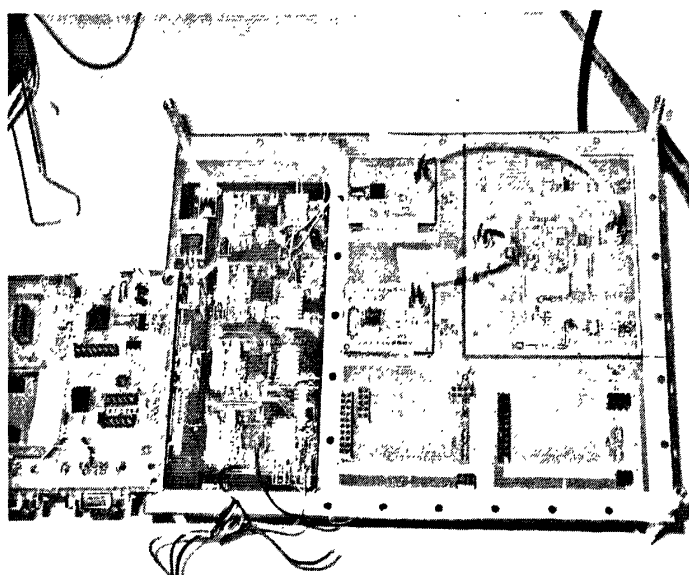


图 4.9 四路接收板

第五章 信道纠错编码和帧结构设计

在这种单向点对点的无线通信系统中,信道编码的设计是至关重要的,它影响整个系统性能的好坏,如何能够将数据高效、准确的接收和发送是本系统的核心问题之一。信道纠错编码是另外一种有效的抗衰落技术。本章先介绍了纠错编码的理论并讨论了本课题所用的[12, 8]扩展汉明码的原理,又讨论了CRC校验码的原理与实现,及信道编码中常用的交织技术,最后说明了采用的综合信道编码及帧结构的设计。

§ 5.1 纠错编码简介

纠错编码基本上分为两类,一类称为“反馈纠错”,另一类称为“前向纠错”。在这两类基础上又派生出一种称为“混合纠错”。

反馈纠错是在发端采用某种能发现一定程度传输差错的简单编码方法对所传信息进行编码,加入少量监督码元,在接收端则根据编码规则对收到的编码信号进行检查,发现有错码时即向发端发出询问的信号,要求重发。发端收到询问信号时,立即重发已发生传输差错的那部分信息,直到正确收到为止。前向纠错是发端采用某种在解码时能纠正一定程度传输差错的较复杂的编码方法,使接收端在收到信息中不仅能发现错码,还能够纠正错码。采用前向纠错方式时,不需要反馈信道,也无需反复重发而延误传输时间,对实时传输有利。混合纠错的方式是:少量纠错在接收端自动纠正,差错较严重,超出自行纠错能力时,就向发端发出询问信号,要求重发。因此这种纠错方式是“前向纠错”和“反馈纠错”两种方式的混合。

对于不同类型的信道,应采用不同的差错控制技术,对于无线遥测系统来说,因为其实现的是单向数字信号的传输,没有反馈通道,因而只能采用前向纠错方式。常见的前向纠错编码有BCH码、RS码、卷积码、级联码等。对于纠错码的选择要考虑到信道中的干扰类型,是随机干扰为主还是以突发干扰为主,以选用适当的纠错码来达到防止干扰使传输可靠。同时要考虑到系统资源和算法运算量的关系。

线性分组码是常用的一类分组码,也是分组码中最重要的一类码。下面简单介绍一下线性分组码的数学基础。

线性分组码的信息码元和监督码元之间的关联由一组线性代数方程组表示。所谓 (n,k) 线性分组码就是建立在由 $m=(n-k)$ 个生成冗余位的方程式构成的方程组,并由此线性方程组转化成为 $k \times n$ 的生成矩阵 G 。编码时将信息位向量 $(k$ 维)乘

以生成矩阵 G , 即得到码字向量 $[C_{n-1} \dots C_0]$, 见方程式(1), 其中 $C_{n-1}, \dots, C_{n-k}$ 为 k 位已知信息位, $C_{m-1}, \dots, C_0$ 为 m ($m=n-k$) 位监督位。

$$[C_{n-1} C_{n-2} \dots C_{n-k} C_{m-1} \dots C_0] = [C_{n-1} C_{n-2} C_{n-k}] \times G_{h \times k} \quad (5-1)$$

将式(5-1)方程组作移位变换, 可以得到另一种表示形式

$$H_{m \times n} \times [C_{n-1} \dots C_0]^T = [0]_{m \times 1} \quad (5-2)$$

其中 H 称为监督矩阵(校验矩阵)。解码时通过监督矩阵 H 与传输的码字向量 C 的乘积结果来判断是否出错。如果没有错误, 式(5-2)的乘积结果为一 m 维的零向量, 如果新读出的码字向量 C 乘上 H 后得到一个非零向量, 就表示码字在传输的过程中发生了翻转, 数据发生错误。实际上监督矩阵 H 和生成矩阵 G 是一一对应的。

在监督矩阵 H 与读出的码字向量的乘积是非零向量的情况下, 说明读出的码字与原来的码字相比已经出现了错误, 需要进行纠正。 H 与读出的码字向量的乘积定义为校验子 S 。校验子的计算由为

$$S_{m \times 1} = H_{m \times n} \times [C_{n-1} \dots C_0]^T \quad (5-3)$$

通过校验子可以确定出错的码元位置。当码字中发生单个位错误时, 会得到唯一的校验子 S 向量, S 向量与码字 C 无关, 只与码字出错位置的图样有关。那么可以找出码字中相应的出错位置, 将其翻转即达到了纠错的目的。

通过上面的介绍可知这类码概念比较简单, 便于设计实现。而循环码是线性分组码中最重要的一类子码, 本课题采用汉明码的纠错编码方法, 它具有性能好, 易于工程实现等特点。

§ 5.2 汉明码纠错编码的介绍

汉明码属于线性分组码, 是由 Richard Hamming 于 1950 年提出, 现在已被广泛应用。下面简要地介绍一下汉明码的纠错原理。

汉明码是能够纠正单个错误的完备码, 要纠正一位错误, 要求与各单个错误图样相应的校验子不能全为零, 且互不相同。反映到监督矩阵 H 中, 就是每列互不相同, 且不全为零(该 H 阵同时唯一对应 G 矩阵), 也就是线性码的最小距离为 3。给定 m 个监督位(校验位), 用任意次序的 2^m-1 列非零 m 维列向量构成的 H 矩阵, 就是汉明码的监督矩阵, 其对应的 G 阵即为汉明码生成矩阵。

为了满足纠正一位错误的要求, 汉明码的校验位 r 和数据位 k 之间应满足下述关系:

$$2^{r-1} \geq k + r \quad (5-4)$$

可计算出数据位 k 和校验位 r 的对应关系，见表 5.1。

表 5.1 汉明码数据位与校验位的对应关系

k 值	最小的 r 值
1 ~ 4	4
5 ~ 11	5
12 ~ 26	6
27 ~ 57	7
58 ~ 120	8

下面介绍一下本课题采用的[12, 8]扩展汉明码，它是采用 8 位数据位，4 位校验位的扩展的汉明码编码方法。

设要传输的汉明码为 C ，校验矩阵为 H ，伴随向量为 S ，那么

$$HC^T = 0^T$$

$$H = \begin{bmatrix} 111011001000 \\ 110100110100 \\ 101110100010 \\ 011101010001 \end{bmatrix}$$

令 $C=[D7\ D6\ D5\ D4\ D3\ D2\ D1\ D0\ C3\ C2\ C1\ C0]$ ，

其中 $D7-D0$ 为数据位， $C3-C0$ 为校验位。

$$C3 = D7 \oplus D6 \oplus D5 \oplus D3 \oplus D2 \quad ;$$

$$C2 = D7 \oplus D6 \oplus D4 \oplus D1 \oplus D0 \quad ;$$

$$C1 = D7 \oplus D5 \oplus D4 \oplus D3 \oplus D1 \quad ;$$

$$C0 = D6 \oplus D5 \oplus D4 \oplus D2 \oplus D0 \quad ;$$

伴随向量 S 为：

$$S3 = D7 \oplus D6 \oplus D5 \oplus D3 \oplus D2 \oplus C3 \quad ;$$

$$S2 = D7 \oplus D6 \oplus D4 \oplus D1 \oplus D0 \oplus C2 \quad ;$$

$$S1 = D7 \oplus D5 \oplus D4 \oplus D3 \oplus D1 \oplus C1 \quad ;$$

$$S0 = D6 \oplus D5 \oplus D4 \oplus D2 \oplus D0 \oplus C0 \quad ;$$

其伴随向量与出错位置的对应关系见表 5.2 所列。

表 5.2 伴随向量与出错位置对应表

	出错位置												无错
	D	D	D	D	D	D	D	D	C	C	C	C	
	7	6	5	4	3	2	1	0	3	2	1	0	
S3	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0
S2	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0
S1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0
S0	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0

因为伴随矩阵只与错误图样有关，因此可以根据伴随向量 S 对应的错误图样来判断出错位置并纠正之。

下面举例说明如何实现编码与解码。假设输入 8 位数据 DB7~DB0 为:

7 6 5 4 3 2 1 0
0 0 0 0 1 1 1 1

由此生成的校验位为

$C3 = D7 \oplus D6 \oplus D5 \oplus D3 \oplus D2 = 0 ;$
 $C2 = D7 \oplus D6 \oplus D4 \oplus D1 \oplus D0 = 0 ;$
 $C1 = D7 \oplus D5 \oplus D4 \oplus D3 \oplus D1 = 0 ;$
 $C0 = D6 \oplus D5 \oplus D4 \oplus D2 \oplus D0 = 0 ;$

将编码后的信息 (000011110000) (数据位+校验位) 共 12 位数据送入信道。
假设在传输中发生了错误，如第四位 (D4) 错误，由 0 翻转为 1，即

7 6 5 4 3 2 1 0
0 0 0 1 1 1 1 1

那么此时将算出新校验位的值为

$C3'=0, C2'=1, C1'=1, C0'=1$

由此得出伴随向量为

$S_3 = C_3 \oplus C_3' = 0 \oplus 0 = 0 ;$
 $S_2 = C_2 \oplus C_2' = 0 \oplus 1 = 1 ;$
 $S_1 = C_1 \oplus C_1' = 0 \oplus 1 = 1 ;$
 $S_0 = C_0 \oplus C_0' = 0 \oplus 1 = 1 ;$

由校验子(0111)从表 2 中可以查出数据的第四位发生错误，那么将相应的数据位纠正过来即实现了纠错功能。

§ 5.3 CRC 校验

§ 5.3.1 CRC 校验的基本思想^[3,4]

常见的 16 位的循环冗余码就是先将数据序列左移 16 位, 然后除以生成多项式取余式得到。接收端对循环码解码的原理非常简单, 由于传输的任一码组多项式都能被生成多项式整除, 所以在接收端可以将接收码组用生成多项式去除, 当传输中未发生错误时, 余式是零; 当有错误时除不尽有余式, 因此可以根据余项是否为零来判别码组中是否有差错。

CRC 检验原理实际上就是, 利用线性编码理论, 在一个 p 位二进制数据序列之后附加一个 r 位二进制检验码(序列), 从而构成一个总长为 $n=p+r$ 位的二进制序列, 例如, p 位二进制数据序列 $D=[d_{p-1}d_{p-2}\dots\dots d_1d_0]$, r 位二进制检验码 $R=[r_{r-1}r_{r-2}\dots\dots r_1r_0]$, 所得到的这个 n 位二进制序列就是 $M=[d_{p-1}d_{p-2}\dots\dots d_1d_0r_{r-1}r_{r-2}\dots\dots r_1r_0]$; 附加在数据序列之后的这个检验码与数据序列的内容之间存在着某种特定的关系。如果因干扰等原因使数据序列中的某一位或某些位发生错误, 这种特定关系就会被破坏, 因此, 通过检查这一关系, 就可以实现对数据正确性的检验。校验码 R 是通过对数据序列 D 进行二进制除法取余式运算得到的, 它被一个称为生成多项式的 $(r+1)$ 位二进制序列 $G=[g_rg_{r-1}\dots\dots g_1g_0]$ 来除, 用多项式形式表示为

$$\frac{x^r D(x)}{G(x)} = Q(x) + \frac{R(x)}{G(x)} \quad (5-5)$$

其中, $x^r D(x)$ 表示将数据序列 D 左移 r 位 (即在 D 的末尾再增加 r 个 0 位), $Q(x)$ 代表这一除法所得的商, $R(x)$ 就是所需的余式。这一运算关系还可以用式 (2) 来表达

$$R(x) = \text{Re}[\frac{x^r D(x)}{G(x)}] \quad (5-6)$$

其中, $\text{Re}[\]$ 表示对括号内的式子进行取余式运算。

检验码的编码计算如上所述, 而检验过程则是对 M 序列直接进行除法取余式运算, 即

$$\frac{M(x)}{G(x)} = Q(x) + \frac{R(x)}{G(x)} \quad (5-7)$$

或表示为

$$R(x) = R_e \left[\frac{M(X)}{G(X)} \right] \quad (5-8)$$

所得到的余式 $R(x)$ 若为零则表示数据正确, 否则认为发生错误。

§ 5.3.2 CRC 校验的实现

CRC 计算可以靠专用的硬件来实现, 但是对于低成本微控制器系统, 在没有硬件支持下实现 CRC 检验, 关键的问题就是如何通过软件来完成 CRC 计算, 也就是 CRC 算法的问题。

这里将提供 2 种算法, 它们稍有不同。一种适用于程序空间十分苛刻但 CRC 计算速度要求不高的微控制器系统; 另一种适用于程序空间较大且 CRC 计算速度要求较高的计算机或微控制器系统。

1、按位计算 CRC

根据 CRC 的定义, 很显然, 它说明计算本位后的 CRC 码等于上一位 CRC 码乘以 2 后除以多项式, 所得的余数再加上本位值除以多项式所得的余数。按位计算 CRC 虽然代码简单, 所占用的内存比较少, 但其最大的缺点就是一位一位地计算会占用很多的处理器处理时间, 尤其在高速通讯的场合, 这个缺点更是不可容忍。因此下面再介绍一种按字节查表快速计算 CRC 的方法。

2、按字节计算 CRC

按照 CRC 的定义计算采用的方法通常是通过反复进行移位, "与", "异或" 运算, 因而都非常慢, 而本系统最注重的就是运行速度, 通过传统的 CRC 计算方法会影响数据传送的速度, 这就需要找到一种快速算法来实现 CRC 校验。如果再深入考虑一下便可找到十分简单的捷径。计算本字节后的 CRC 码等于上一字节余式 CRC 码的低 8 位左移 8 位后, 再加上上一字节 CRC 右移 8 位 (也既取高 8 位) 和本字节之和后所求得的 CRC 码, 如果我们把 8 位二进制序列数的 CRC 全部计算出来, 放如一个表里, 采用查表法, 可以大大提高计算速度。CRC 余式表是按 $0x11021$ 多项式求出的。

很显然, 按字节求 CRC 时, 由于采用了查表法, 大大提高了计算速度。计算出的值见表 5.3。

表 5.3 CRC 计算出的值

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0x	0000	1021	2042	3063	4084	50a5	60c6	70e7	8108	9129	a14a	b16b	c18c	d1ad	e1ce	f1ef
1x	1231	0210	3273	2252	52b5	4294	72f7	62b6	9339	8318	b37b	a35a	d3bd	c39c	f3ef	e3de
2x	2462	3443	0420	1401	64e6	74c7	44a4	54b5	a56a	b54b	8528	9509	e5ee	f5cf	c5ac	d58d
3x	3653	2672	1611	0630	76d7	66f6	5695	46b4	b75b	a77a	9719	8738	f7df	e7fe	d79d	c7bc
4x	48c4	58e5	6886	78a7	0840	1861	2802	3823	c9cc	d9ed	e98e	f9af	8948	9969	a90a	b928
5x	5af5	4ad4	7ab7	6a96	1a71	0a50	3a33	2a12	dbfd	cbdc	fbbf	eb9e	9b79	8b58	bb3b	ab1a
6x	6ca6	7c87	4ce4	5cc5	2c22	3c03	0c60	1c41	edae	fd8f	cdec	dbcd	ad2a	bddb	8d68	9d49
7x	7e97	6eb6	5ed5	4ef4	3e13	2e32	1e51	0e70	ff9f	efbe	dfdd	cfcc	bf1b	af3a	9f59	8f78
8x	9188	81a9	b1ca	a1eb	d10c	c12d	f14e	e16f	1080	00a1	30c2	20e3	5004	4025	7046	6067
9x	83b9	9398	a3fb	b3da	c33d	d31c	e37f	f35e	02b1	1290	22f3	32d2	4235	5214	6277	7256
ax	b5ea	a5cb	95a8	8589	f56e	e54f	d52c	c50d	34e2	24c3	14a0	0481	7466	6447	5424	4405
bx	a7db	b7fa	8799	97b8	e75f	f77e	c71d	d73c	26d3	36f2	0691	16b0	6657	7676	4615	5634
cx	d94c	c96d	f90e	e92f	99c8	89e9	b98a	a9ab	5844	4885	7806	6827	18c0	08e1	3882	28a3
dx	cb7d	db5c	eb3f	fb1e	8bf9	9bd8	abb8	bb9a	4a75	5a54	6a37	7a16	0af1	1ad0	2ab3	3a92
ex	fd2e	ed0f	dd6c	cd4d	bdaa	ad8b	9de8	8dc9	7c26	6c07	5c64	4c45	3ca2	2c83	1ce0	0cc1
fx	ef1f	ff3e	cf5d	df7c	af9b	bfba	8fd9	9ffb	6e17	7e36	4e55	5e74	2e93	3eb2	0ed1	1ef0

§ 5.4 交织编码

交织法是在发送端，编码序列在送入信道传输之前先通过一个“交织寄存器矩阵”。将输入序列逐行存入寄存器矩阵，存满以后，按列的次序取出，再送入传输信道。接收端收到后先将序列存到一个与发端相同的交织寄存器矩阵，但按列的次序存入，存满以后，按行的次序取出然后送进解码器。由于收发端存取的程序正好相反，因此，送进解码器的序列与编码器输出的序列次序完全相同，解码器丝毫感觉不出交织矩阵的存在与否。

假设交织矩阵每行的寄存器数目 N 正好等于分组码的码长，传输过程中产生的成群差错长度，亦正好等于交织矩阵每列寄存器的数目 M 。由于交织措施，送入解码器的差错被分解开了，每组只分配到一个。因此，如果所采用的分组码能纠正一位差错；那么长度为 M 的成群差错就可全部纠正，可见，交织法结合纠正离散差错的简单编码就可完成纠正群差错的任务。

交织编码不属于纠错编码，但将它与纠错编码同时应用时会大大提高系统的抗干扰性能。

§ 5.5 信道纠错编码方案的制定

§ 5.5.1 采用的信道纠错编码方案

经过上面的讨论，我们采用了如图 5.1 所示的信道编码方案。可见该编码包括三部分，即 CRC 校验、FEC(Forward Error Correction)编码即[12, 8]扩展汉明码、交织。先对数据添加 CRC 校验码，然后 FEC 编码用来纠正随机错误，结合交织又可纠正突发错误。

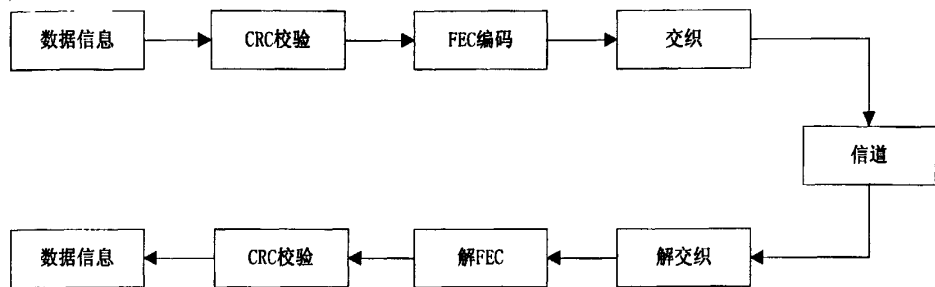


图 5.1 信道编码过程

§ 5.5.2 帧结构设计

根据信道编码方案，设计如下的帧结构：

位同步	帧同步	数据 1	...	数据 18	CRC	CRC
16bit	16bit	12bit	...	12bit	12bit	12bit

每一帧中的信息是 18 字节，对 18 字节的信息进行运算得到 2 字节的 CRC 校验码，添加到信息位后，对 20 字节的信息和 CRC 校验码进行[12, 8]扩展汉明码编码，在原来的每 8 位数据后添加 4 位校验位，所以一帧中共 20×12 位数据。据此选择的是 20×12 交织矩阵对数据进行交织处理。在发送端，编码序列在进行调制之前，将输入序列逐行存入矩阵，如表 5.4 所示为交织矩阵中的内容。存满以后，按列的次序取出，再进行调制。每发送一帧之前先发送 16 位的位同步和 16 位的帧同步信息，位同步是连续的 10 序列，帧同步作为一个标识，用来指明是一帧的开始。接收端收到帧同步字节后开始接收一帧数据，然后先将接收到的序列存到一个与发端相同的交织寄存器矩阵，但按列的次序存入，存满以后，按行的次序取出然后进行解码。

表 5.4 交织矩阵中的内容

	信息位								校验位			
	7	6	5	4	3	2	1	0	3	2	1	0
Data 0	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Data 1	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
Data 2	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35
Data 3	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
Data 4	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59
Data 5	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71
Data 6	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83
Data 7	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95
Data 8	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105	106	107
Data 9	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
Data 10	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131
Data 11	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143
Data 12	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155
Data 13	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167
Data 14	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179
Data 15	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191
Data 16	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203
Data 17	204	205	206	207	208	209	210	211	212	213	214	215
CRC 18	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227
CRC 19	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239

交织法结合 FEC 编码，可完成纠正群差错的任务。按此交织方案，交织深度为 20，由于交织措施，送入解码器的差错被分解开了，每组只分配到一个。因为所采用的[12, 8]汉明码能够纠正一个错误，所以在接收端去交织将突发误码离散化后，在一个码阵共 240 位中可以纠正单串不超过 20 位或者纠正多串总长度不超过 20 位的误码。

第六章 软件设计

本章讨论系统的软件设计。包括信道编码方案的实现并详细讨论了系统中运行的软件的构成。

开发工具选择的是跟 TI 公司的 MSP430 系列单片机配套的 IAR Embedded Workbench 集成软件开发系统,它可以通过仿真器对目标系统实现在线编程,在集成环境下将用 C 语言编写的程序可进行两种仿真,一种是软件仿真,开发系统自带有很全的处理器驱动程序库,选择需要的可进行单步,断点等调试,另一种是硬件仿真,将程序通过仿真器写到单片机中实时的运行,设置断点等调试,通过强大的调试窗口功能可观察分析运行结果。

系统的软件设计包括两大部分。一部分是在发射器上运行的程序,主要有系统主程序,对系统进行配置的初始化子程序,包括 430 内各寄存器、I/O 口和 CC1020 寄存器进行配置,AD 采样子程序,打包子程序,发射子程序等。该部分软件的特点是计算量大,中断和定时比较多,对时间要求很严格,比较复杂。另一部分是在接收器上运行的程序,接收程序是发射的逆过程,接收数据后先进行解交织,然后是解 FEC 和 CRC 校验后恢复出原始信息。

§ 6.1 发射器程序

§ 6.1.1 系统主程序

发射系统主程序如图 6.1 所示。利用 MSP430 的 AD 中断来采集心电等生物医学信号,然后再进行信道编码完成组帧,最后用中断将数据按位通过 I/O 口发送给 CC1020。程序设计的思想是:为了使系统的效率更高,数据采集、组帧处理、数据发送是并行的。实际应用中采用多个数组作为缓存来处理数据,如 AD 采样缓存 TXDATA[18]满后将数据计算 CRC 校验值后放在 TXBuffer1[20]中进行 FEC 编码处理,得到的 FEC 校验码放在 TXBuffer2[20]中。这样可以不打断 AD 部分的工作,采样数据后仍可存放在 TXDATA[18]中。数据编码后放到 TXBuffer3[20]进行交织,最后的数据放在 TXBuffer4[20]中等待发送,这样循环不止。

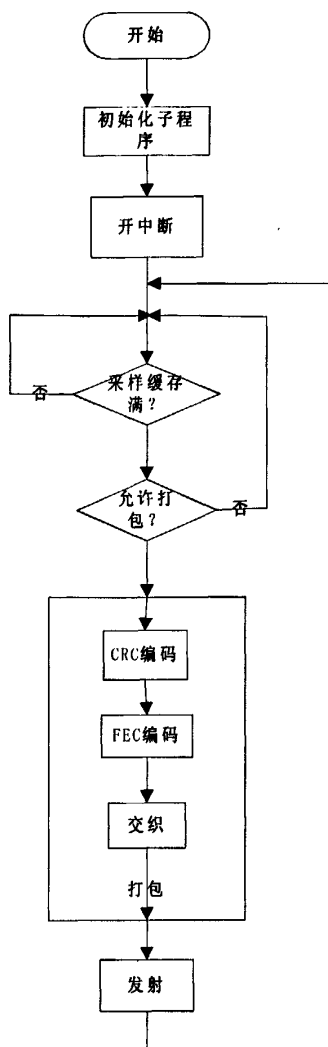


图 6.1 发射器系统主程序

§ 6.1.2 初始化子程序

1、时钟的建立和系统时钟的选择

MSP430F149 内部的基础时钟模块可以提供 3 种时钟信号: ACLK 辅助信号来源于外接 LFXT1, 可用软件选作外围模块的时钟信号; MCLK 主时钟, 可用软件选来自外接的 LFXT1, XT2, 或者内部的 DCO, 用于 CPU 和系统; SMCLK 子时钟, 可由软件选来自 LAXT1, XT2, 用软件选用于外围模块。上电后基础时钟模块用 DCO 时钟产生系统时钟 MCLK, 内部的 DCO 振荡器工作在一个与外界条件无关的适中的频率上, ACLK 由工作在低频模式的 LFXT1 钟表晶体振荡器来提供, MCLK 与 SMCLK 来自 DCO, CPU 在执行程序时所需要的 MCLK 来自快速启动工作的 DCO, 只需要 6 μ s。由于本应用系统要求采用高频时钟以实现编码的快速性和及时发送的需要, 还要有处理突发事件的能力, 所以我们必须接着经过软件配置让软件的执行可以改用晶振, 也就是说让 MCLK 的源由 DCO 时钟切换到 XT2

时钟，而这要按以下步骤完成，即就是：

- (1) 启动 6.144MHz 的外接晶振 XT2。
- (2) 等待 MCLK 所用的振荡器完成启动，用检测振荡器失效标志来等待振荡器启动。然后等待足够的时间来保证振荡器的幅度足够大。
- (3) 选择 MCLK 和 SMCLK 来自 XT2。

2、I/O 口的初始化及各模块设置

这部分完成每个 I/O 管脚的初始化配置，包括功能选择是一般的 I/O 还是模块功能，方向是输入还是输出，有些还要对输入和输出寄存器初始化，以下就不一一说明了。

3、CC1020 的初始化

本文前面已经讲过了 CC1020 在上电后需要先进行配置，如频率、波特率、传输数据类型、RF 输出功率、调制方式等这部分都在初始化子程序中完成。

图 6.2 是初始化子程序的流程图。

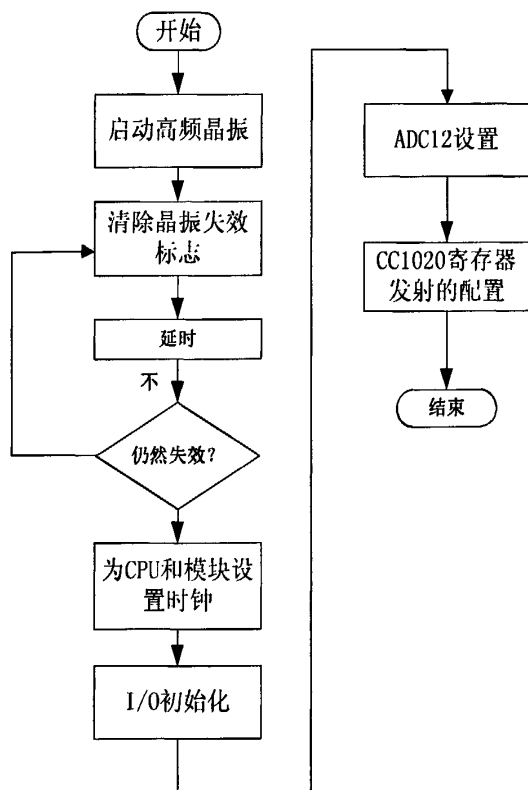
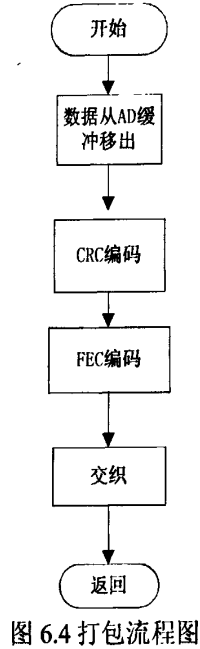
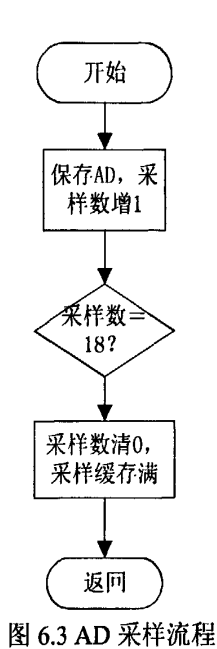


图 6.2 初始化子程序

§ 6.1.3 AD 采样子程序

这部分完成采集数据的功能。在配置 AD12 之前先让 AD12 控制寄存器中的转换控制位复位停止转换，采样时序选择直接来自 TA.OUT1，转换内核的时钟源来自 SMCLK，选择转换模式为单通道重复模式，每次上电后 AD 就处于循环工作状态。

态，采样—保存—采样—保存，每次采样后均进入中断处理程序，只是在采完 18 个采样点后将数据转移进行下一步处理。ADC12 有内部的 2 种参考电平，选择 2.5V。配置完后让 AD12 控制寄存器中的转换控制位置位启动转换。流程如图 6.3。



§ 6.1.4 打包子程序

该部分是第五章信道编码的具体实现，包括了 CRC 校验、FEC 编码和交织三部分，如图 6.4 所示。

§ 6.1.5 中断发送子程序

这部分采用中断处理方式，中断源是 CC1020 提供的 DCLK 时钟。程序用 2 种状态来控制，初始状态为 0。状态 0 时发送同步序列，位同步和帧同步共 4 字节，发送完后状态转为 1。状态 1 发送数据，经过打包后的一帧共 240 位数据放在 20×12 的矩阵中，所以设定这里的“字节”为 12 位，待全部发完后将状态再转至 0。等待下一帧数据的到来。程序中用到了 P1 口的 OUT 输出寄存器，每次要发送的一位数据存入该寄存器，发完后将未发的数据移入，直到一帧数据发完为止。图 6.5 是这部分的程序流程图。

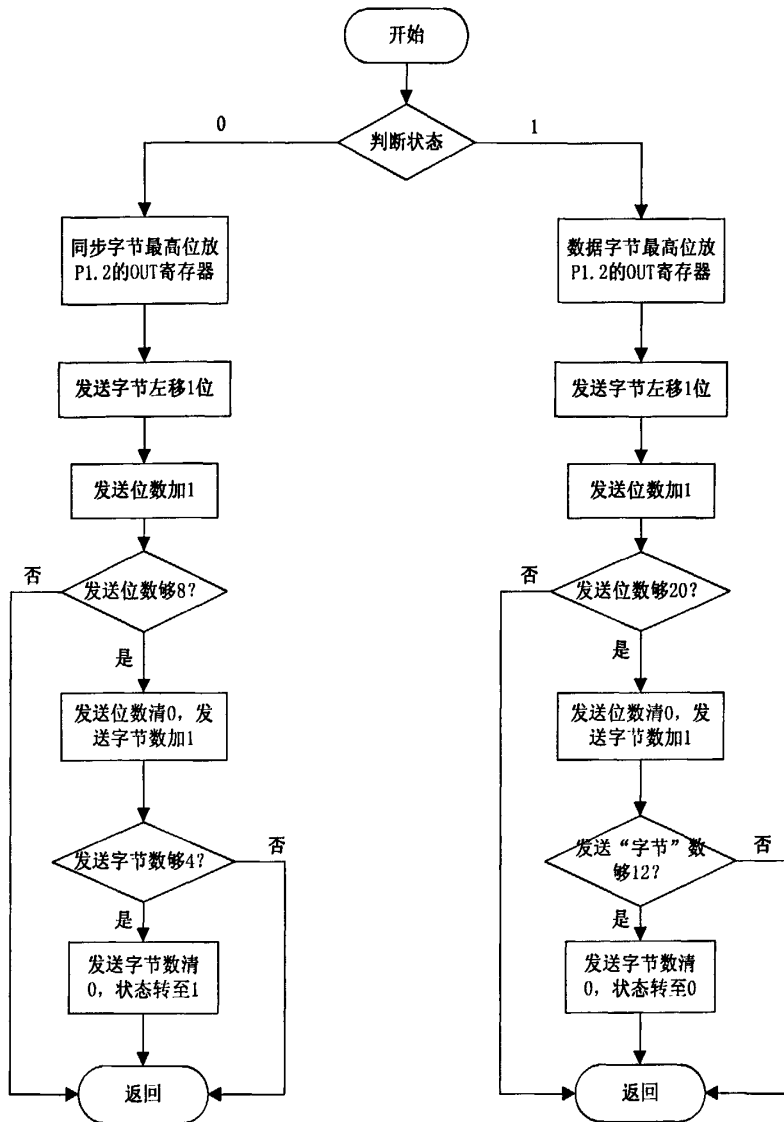


图 6.5 中断发送子程序流程图

§ 6.2 接收器程序

接收程序通过 MSP430 端口 P1.1 的中断功能进入中断子程序，不断查询是否有同步字节收到，若收到同步字节，则接收一帧 240 位数据，然后在主程序中对数据进行处理。在主程序处理数据的同时，P1.1 口仍然不停的查询、接收数据，两者并不冲突。最后通过串口按照一定的格式传给下一级处理。

§ 6.2.1 主程序

主程序由初始化子程序、解交织子程序、解 FEC 子程序、CRC 校验子程序、打包子程序、发送子程序等组成，它的目的是上电后初始化系统，对接收到的数据进行基带处理，完成解交织、纠错、CRC 校验，最后调用发送子程序完成数据

的发送。接收的主程序如图 6.6 所示。

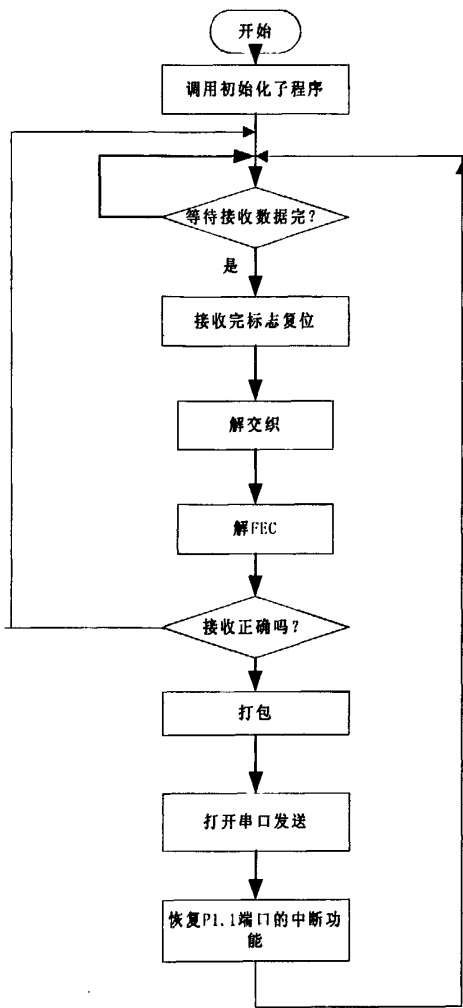


图 6.6 接收系统主程序

§ 6.2.2 初始化子程序

初始化子程序和发送部分的一样，首先建立系统主时钟，接着初始化各 I/O 口，配置 CC1020。CC1020 的配置过程与发射端相同，要先从 SmartRF 软件中得到各个寄存器需要写入的数值，然后按照与在发射端配置 CC1020 完全一样的过程进行配置。对 CC1020 的配置需要用到 UART 模块的 SPI 功能，另外一个 UART 模块配置成异步串口，用来和中央站间的通信。

§ 6.2.3 接收中断子程序

中断程序设定二个状态 0、1，0 代表查询帧同步状态，1 代表接收数据状态，二个状态间关系如图 6.7 所示，0x33CC 为帧同步字。

程序采用设定两个移位寄存器 SlideReg 和 DataReg 来查询是否收到同步字节和做接收数据的缓冲，具体方法是在状态 0 时将接收到的数据按位移入移位寄存

器 SlideReg, 每移入一位与同步字进行比较, 如果相同, 则认为收到同步字, 转状态 1, 如果不同则将移位寄存器左移一位, 等待接收下一位后再进行比较, 直至收到同步字为止。在状态 1, 程序进行数据的接收, 完成后转状态 0, 周而复始。图 6.7 是中断接收子程序的流程图。

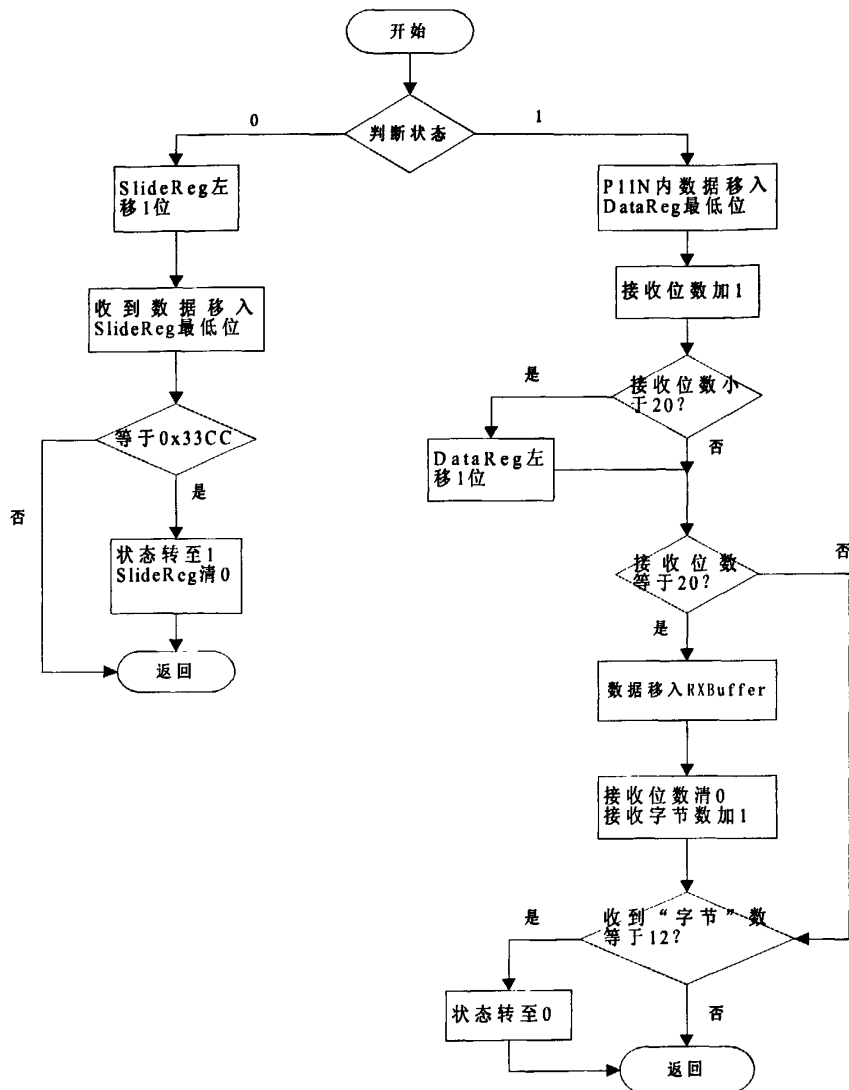


图 6.7 接收程序流程图

§ 6.2.4 解交织子程序、解 FEC 子程序、CRC 校验子程序

和 6.1.4 节中打包子程序完成信道编码相对应, 这部分完成信道解码运算。传输中出现的少量错误可纠正过来, 最后进行 CRC 校验。

中断接收子程序接收到的一帧 240 位的数据存放在 12×20 的矩阵中。解交织子程序实现矩阵的转置, 转换成原来的 20×12 矩阵, 使数据序列恢复为进入交织矩阵前一样的顺序。

数据经解交织处理后存在 20×12 矩阵中, 每行 12 位数据, 8 位数据位 + 4 位校验位, 解 FEC 子程序根据输入的 12 位数据计算校验子 S_1 、 S_2 、 S_3 , 若均为 0,

则无错，否则发生错误，按照 S_1 、 S_2 、 S_3 的值与出错位置对应表求出出错位置。纠错过程很简单，知道是哪一位错了只要将该位求反即可。

§ 6.2.5 串口发送子程序

在数据进行解交织、解 FEC、CRC 校验后，如果无错则将它按照定义的格式发送给中央站。波特率 38400bps，异步帧格式为 1 位起始位，8 位数据位，无校验位，1 位停止位。

第七章 结束语

§ 7.1 课题总结

本课题是在经过了深入的调研后,由深圳迈瑞医疗电子有限公司和作者的导师共同提出的,兼顾了理论性与实践性。无线化、网络化是未来医疗仪器的发展方向,在翻阅了大量国外相关产品的资料及参考了众多的理论专著、科技文献后,提出了适合我国国情的无线医疗遥测方案。课题任务是无线医疗遥测系统中较为重要的无线通信部分。无线信道属于多径衰落信道,室内的环境更加复杂,为了抵消衰落的影响,在这样的环境下可靠的传输医学信号,在设计中采取了多种措施。最主要的是分集接收和信道纠错编码。最后完成了系统方案的设计、发射器与接收器的硬件设计、信道纠错编码方案及系统的软件设计。

此外课题中提出的方案还具有一定的通用性,可以用于其他低成本远程通信,广泛应用在各行各业中。

§ 7.2 工作展望

由于时间所限整个系统还处于试验样机阶段,目前这个遥测系统的基本搭建起来,还需要进一步的完善和发展。可以在如下几方面进行改进:

- 1、由于是单向传输限制了产品的功能,今后可尝试采用双工通讯来丰富系统的功能,譬如增加对发射器的遥控功能。

- 2、由于工作在广播电视,大功率干扰源较多,故易受到干扰。可通过软件的方式进一步加强抗干扰机制,譬如设置软件陷阱等措施防止程序跑飞,来增强系统的健壮性。

- 3、如何在兼顾低功耗的前提下提高通信速率也是值得考虑的,因为速率的限制使数据量也不能高,也就限制了产品的功能。

总之,无线医疗遥测在我国还处于刚刚起步的阶段,还是一个很新的产业。随着通信技术的发展,无线医疗遥测会有更大的发展。

致谢

光阴似箭，转眼到了新的一年，回想年进入研究生院学习的几年时光，导师傅丰林教授两年多来在我的学习、科研和生活中所给予的种种关心和悉心指导。我感到忐忑不安，惟恐辜负了恩师们殷切的期盼。现在勉强向傅老师交上了他期待了两年多的答卷，诚恐辜负了傅老师两年多来在学业上悉心的教诲。

本论文是在傅老师的悉心指导下完成的。傅老师严谨的治学态度，渊博的专业理论知识，深厚的科研工程实践能力，给我留下了深刻的印象，坚定了我人生求索的方向。在此我谨对傅老师的精心指导表示衷心的感谢。

还要感谢直接指导我工作和科研的陈健副教授，陈老师渊博的知识，不倦的传授使我受益匪浅，正是在陈老师的谆谆教诲和督促下我才顺利完成毕业论文。陈老师幽默、乐观让我觉得两年多的工作和学习都非常愉快。

本课题得到了深圳迈瑞生物医疗电子有限公司的研发总监穆乐民、郭艳美副总监、张龙山经理等人的帮助和指导，在此一并谢过。

感谢韦辉、王鑫、瞿世尊及其他 104 实验室的同学在生活、学习方面给我的帮助。

最后感谢一直以来在身后默默支持我学习至今的敬爱的父母。是他们的无私奉献才能够使我在学校潜心学习。

参考文献

- [1]、王保华, 罗立民. 生物医学电子学高级教程. 东南大学出版社, 2000
- [2]、Theodore S. Rappaport 著. 蔡涛等译. 无线通信原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 1999
- [3]、归绍升编著. 纠错编码技术和应用. 上海: 上海交通大学出版社, 1988. 3
- [4]、Joe Campbell 著. 徐国定等翻译. 串行通信 C 程序员指南 (第二版) 北京: 清华大学出版社, 1995. 6: 45~62, 603~617
- [5]、王新梅, 肖国镇. 纠错码原理与方法. 西安电子科技大学出版社, 1996
- [6]、陈邦媛. 射频通信电路. 科学出版社, 2002
- [7]、樊昌信, 詹道庸, 徐炳祥等. 通信原理 (第四版). 北京: 国防工业出版社, 1995.10
- [8]、熊皓等编. 无线电波传播. 北京: 电子工业出版社, 2000
- [9]、罗涛, 佟学俭, 乐光新. 无线衰落信道下的分集接收技术. 无线通信技术. 2001 年第 4 期. pp. 25-28
- [10]、黄智伟. 无线遥测遥控系统的设计与应用. 自动化与仪表. 1993 年, 8 月, pp. 33-35
- [11]、王惠生. 纠错编码技术在重载组合列车遥控系统中的应用. 铁道通信信号. 1992 年, 12 月, pp. 9-11.
- [12]、王宝义, 张少敏. 无线通信自动抄表系统信息帧的抗干扰设计. 华北电力大学学报. 2001 年, 10 月, 第 28 卷, 第 4 期. pp. 53-56
- [13]、毋昌明, 辛肖明. 无线数据传输系统的设计. 北京理工大学学报. 1994 年, 2 月, 第 14 卷, 第 1 期. pp. 59-63
- [14]、刘会杰, 张乃通. 基于查表法的快速 CRC 算法设计. 通信技术. 2002 年第 4 期. pp. 8-10
- [15]、刘业辉. 单片机通信的汉明码. 北京工业职业技术学院学报. 2002 年, 5 月, 第 1 卷, 第 1 期. pp. 12-17
- [16]、宋加仁, 孔雁. 用 (8, 4) 增余汉明码纠、检错的远程通信软件的研制. 黑龙江商学院学报 (自然科学版). 1995 年, 9 月, 第 11 卷, 第 3 期. pp. 16-21
- [17]、张亚林, 胡生清. 流量信号数据无线传输系统的设计. 中国仪器仪表. 1996 年, 5 月. pp. 8-10.
- [18]、Blahut R.E., Theory and Practice of Error Control Codes, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 1983.
- [19]、J.G.Proakis. Digital Communications, 3rd ed, McGraw-Hill, 1995.

- [20]、H.Olofsson, M.Almgren, and M.Hookin. Transmitter diversity with antenna hopping for wireless communication systems. in Proc. IEEE VTC, Phoenix, AZ, vol.3, May 1997, pp.1743-1747.
- [21]、O.Norklit, P.C.F.Eggers, and J.B.Andersen. Jitter diversity in multipath environments. in Proc.VTC'95, vol, 3, 1995, pp.853-857.
- [22]、Gottfried Ungerboeck. Channel Coding with Multilevel/Phase Signals. IEEE Transactions on Information Theory, Jan. 1982.
- [23]、Kasami T., Fujiwara T., Takata T. and Lin S., A cascaded coding scheme for error control and its performance analysis, IEEE Trans. Inform.Theory, vol.34, No.3, 1988, pp.448-462
- [24]、Klove T. Using codes for error correction and detection, IEEE Trans. Inform.Theory, no.6, 1984, pp.868-876
- [25]、Cheung K.M., On the decoder error probability of block codes, IEEE Trans., Communications, vol.40, no.5, 1992, pp.857-859
- [26]、Kasami T., Klove T. and Lin S., Linear block codes for error detection, IEEE Trans. Inform.Theory, vol.29, no.1, 1983, pp.131-136
- [27]、Wolf J.K., Michelson A.M. and Levesque A.H., On the probability of undetected error for linear block codes, IEEE Trans., Communications, vol.ew, no.2, 1982, pp.317-324
- [28]、N. Seshadri and J. H. Winters. Two signaling schemes for improving the error performance of frequency division-duplex transmission system using transmitter antenna diversity. Int. Journal Wireless Info. Networks, vol. 1, no. 1, pp. 49-60, Jan.. 1994.
- [29]、J. H. Winters. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading. in Proc. of the 1994 ICC/SUPERCOMM, New Orleans, vol. 2, May 1994, pp. 1121-1125.
- [30]、何立民. MSP430 系列 FLASH 型超低功耗 16 位单片机. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001. 11
- [31]、CC1020_Data_Sheet_1_4. www.chipcon.com

作者在读期间的研究成果

[1]、马先才. 单向无线数据传输系统的设计. 电子科技. 2003 年第 21 期。pp.39-40,44.

