

分类号: _____

密级: _____

U D C: _____

编号: _____

哈尔滨工程大学硕士毕业论文

基于 MSP432 水声扩频通信技术研究及实现

硕士研究生: 付席席

指导老师: 周 锋 副教授

学科、专业: 电子与通信工程

论文主审人: 周 锋 副教授

哈尔滨工程大学

2016 年 5 月

分类号: _____

密级: _____

U D C: _____

编号: _____

哈尔滨工程大学硕士毕业论文

基于 MSP432 水声扩频通信技术研究及实现

硕 士 研 究 生: 付席席

指 导 教 师: 电子与通信工程

学 位 级 别: 06061320

学 科、专 业: 付席席

所 在 单 位: 周 锋 副教授

论文提交日期: 06061320

论文答辩日期: 06061320

学位授予单位: 06061320

Classified Index:

U.D.C.:

Dissertation for the Master Degree

**UNDERWATER SPREAD-SPECTRUM
COMMUNICATION TEC. ANALYSIS AND
REALIZATION BASED ON MS432**

Candidate: Fu Xixi

Supervisor: Professor Zhou Feng

Academic Degree Applied for: Master of Engineering

Specialty: Electronic and Communication Engineering

Date of Submission: Mar, 2016

Date of Oral Examination: Mar, 2016

University: Harbin Engineering University

哈尔滨工程大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明：本论文的所有工作，是在导师的指导下，由作者本人独立完成的。有关观点、方法、数据和文献的引用已在文中指出，并与参考文献相对应。除文中已注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经公开发表的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者(签字):

日期: 年 月 日

哈尔滨工程大学 学位论文授权使用声明

本人完全了解学校保护知识产权的有关规定，即研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权属于哈尔滨工程大学。哈尔滨工程大学有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件。本人允许哈尔滨工程大学将论文的部分或全部内容编入有关数据库进行检索，可采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文，可以公布论文的全部内容。同时本人保证毕业后结合学位论文研究课题再撰写的论文一律注明作者第一署名为哈尔滨工程大学。涉密学位论文待解密后适用本声明。

本论文（☐ 在授予学位后即可 ☐ 在授予学位 12 个月后 ☐ 解密后）由哈尔滨工程大学送交有关部门进行保存、汇编等。

作者(签字):

导师(签字):

日期: 年 月 日

年 月 日

摘 要

本模板是修改自哈尔滨工业大学 PlutoThesis 模板,并依照哈尔滨工程大学论文规范制作的 \LaTeX 学位论文模板。我们的目标是形成一个符合哈工程论文规范,并且方便易用的本硕博学位论文模板。写作本模板也旨在推广 \LaTeX 这一优秀的排版软件在哈工程的应用,为广大同学提供一个方便、美观的论文模板,减少论文撰写方面的麻烦。然而当前模板的制作远未完成,只有本科部分形成了雏形,硕博部分甚至尚未涉及,因此也希望更多老师同学参与到模板的写作与维护中来,共同完成这个项目。

目前本模板已由 Yuliang(2010) 等人按照哈尔滨工程大学本科毕业设计(论文)手册,完成了本科论文的大部分排版工作,后续的工作仍在继续中。本模板的启动和制作过程得到了工大论文模板维护者 luckfox 的大力支持,在此表示感谢。

当然这个模板文件仅仅是一个开始,希望有“牛人”能够综合这些设置形成真正的文档类形式 (cls) 的模板文件,造福以后的兄弟姐妹们。不过补充一下,在目前需要多人参与维护的情况下,book 类的文档也具有一些自己的优势,大家都很容易看懂代码,上手修改,也易于从这个模板开始学习 \LaTeX 的使用。二者各有特色吧。总体上来说,当前这种类型的模板也还是很值得推荐使用的。

关键词: \LaTeX ; 论文模板; 哈工程; (3 ~ 6 个!)

ABSTRACT

This is a \LaTeX dissertation template of Harbin Engineering University, which is built according to the required format.

Key words: \LaTeX ; dissertation template; harbin engineering university; (Attention: 3 ~ 6 key words, lower-case!)

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 水声信道的特点	1
1.2.1 多途	1
1.2.2 时变与空变	2
1.2.3 多普勒效应	2
1.3 水声通信系统发展及现状	2
1.3.1 水声通信系统发展历程	2
1.3.2 国内外水声通信系统研究现状	3
1.4 水声扩频通信系统研究现状	4
1.4.1 M 元扩频研究现状	4
1.4.2 多通道扩频研究现状	5
1.5 本文主要研究内容	5
第 2 章 二阶差分扩频通信系统原理	7
2.1 直接序列扩频的基本原理	7
2.1.1 直接序列扩频过程	7
2.1.2 直接序列解扩频过程	8
2.2 二阶差分检测的基本原理	8
2.3 二阶差分编码与直接序列扩频	10
2.3.1 DD-SS 的发射机	10
2.3.2 DD-SS 的接收机	11

2.4 二阶差分检测抗干扰性能.....	13
2.4.1 多普勒对 DDSS 系统的影响.....	14
2.4.2 载波同步对 DDSS 的影响.....	15
2.5 本章小结.....	16
第 3 章 系统仿真与设计.....	17
3.1 系统仿真.....	17
3.2 MSP432 驱动软件设计.....	19
3.2.1 设备驱动模型.....	19
3.2.2 UART 驱动模块.....	21
3.2.3 ADC 驱动模块.....	22
3.2.4 DMA 驱动模块.....	23
3.3 MSP432 动态内存管理.....	23
3.3.1 内存池介绍.....	23
3.3.2 内存池的优缺点.....	24
3.3.3 内存池在本文中的应用.....	24
3.4 接收机程序设计.....	24
3.4.1 同步搜索.....	25
3.4.2 通带解调与缓存.....	26
3.4.3 解扩与二阶差分检测.....	27
3.5 发射机程序设计.....	28
第 4 章 实验验证.....	29
4.1 联调测试.....	29
4.2 水池实验.....	29

参考文献	30
致 谢.....	34

第1章 绪论

1.1 引言

声波不是能在水中传播的唯一信号形式。低频电磁波 (30Hz-300Hz) 能够在导电的海水中传播任意距离, 但前提是需要大尺寸的天线和大功率的发射机。光波相对与电磁波, 其衰减要小的多。但由于散射作用, 光波也不能在水中远距离传播除非是指向异常精确的细激光束。因此, 声波无疑是当前最适合水下通信的信号形式。

水声通信研究正在快速地成长, 水声通信正在从军事用途逐渐向商业用途延伸。水声通信主要应用于军事通信、海洋石油工业的远程控制、环境监测系统、海底科研站点数据采集、潜水员间的通信及发现新资源等邻域。

水声扩频通信是近十几年才发展起来的通信技术。美国早在 20 世纪 50 年代中期就开始了扩频通信的研究, 当时主要侧重在空间探测、卫星侦察和军事通信等方面。而最早的关于水声扩频通信的研究则始于上世纪 90 年代。水声扩频通信与无线电扩频通信一样经历了由简单的直接序列扩频到较复杂的调频、M 元扩频等再到多种方式结合的发展阶段, 并融入了适应水声信道的信道估计、均衡技术。

1.2 水声信道的特点

1.2.1 多途

图1.1给出了典型的浅海多途信道。发射信号除经过直达路径以外, 还经过海底海面放射 (甚至多次放射) 到达接收端, 形成严重的多途扩展。根据文献 [15], 多途会直接造成频率选择性衰落。

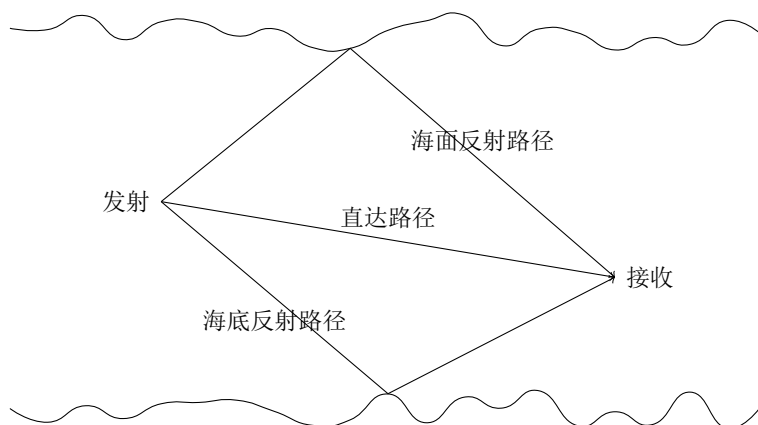


图 1.1 水声多途信道

1.2.2 时变与空变

水声信道的特性还会随着时间空间的变化而变化。造成时变特性的原因有很多,比如:收发双方的相对运动、水下鱼群的运动、水温的变化、涡流运动等。水声信道在不同水域(如港口和浅海)甚至相同水域(如深海的海面附近或者海底附近)的信道特性都不一样,其原因有:声速分布差异、噪声源种类不一等。

1.2.3 多普勒效应

当发射端和接收端之间存在相对运动时,就会出现多普勒效应,发射信号与接收信号在时域上会出现压缩或者扩展,在频域上表现为频率的平移(增大或者减小)。由于电磁波的传播速度为光速,无线电的多普勒效应要比水声信号的多普勒效应小得多。以运行时速为 350km/h 的高铁列车为例,其与通信基站之间的最大多普勒因子为 6.5×10^{-7} ,而运行速度为 3 节 (5.6km/h) 的船舶与水下通信节点的最大多普勒因子为 2×10^{-3} 。

1.3 水声通信系统发展及现状

1.3.1 水声通信系统发展历程

水声通信技术诞生于上世纪中叶,和其他信号处理技术的发展趋势相同,也经历了从最初的模拟通信阶段到现如今的数字通信阶段的过程。总的来说,水声通信,特别是高速水声通信,近十几年的发展趋势是由非相干通信向相干通信发展,并且随着硬件水平、信号处理芯片计算能力的不断提高,水声通信的调制方式、信号处理算法等都在逐渐使用各种新的、复杂的技术,比如空间调制技术、自适应均衡技术、盲均衡技术、分集接收技术等^[3-6]。

现在,水声通信已经发展到建立水声网络的阶段^[7-10]。当前水声通信的目标是建立水下自治采样网络(AOSN)。这种网络能够提供多个网络节点间交换数据的功能,与此同时,也已经提出了能够传输包括图像、数据、控制命令、语言等多种信息的水声局域网络协议^[11]。

1914 年英国成功研制出水声电报系统被视为水声通信的开端,第一个具有实际意义的水声通信系统是 1945 年美国研制的水下电话。此后,更多使用模拟单边带或者幅度调制的通信系统被开发出来。如美国通用公司研制的 AN/WQC-2A 水声通信机,英国研制的用于潜艇和水面舰艇的 G732MK II 型舰艇水声通信机,法国汤姆逊·辛特尔公司研制的用于潜艇的 TSMS121A 和用于水面舰艇的 TSMS121B 水声电话,以及我国的 660 型声纳均是采用单边带调频方式进行水下语音通信。

1.3.2 国内外水声通信系统研究现状

水声通信多用于军事用途，西方一些国家对水声通信领域研究很是重视，包括 NUMC(美国海军水下作战中心)、ONR(美国海军研究局)、NIO(英国海洋研究所)、MIT(美国麻省理工大学)、英国伯明翰大学等在内的多家研究机构 and 高等院校投入大量人力物力研究水声通信领域。表1-1列出了近年来国外研制的一些水声通信系统。

表 1-1 国外研制的一些水声通信系统

公司	数据率 /kbps	适用环境	通信方法	载频	码间干扰 补偿	应用邻域
Dstasoic 公司	1.2	水平、垂直	16×4-FSK	15kHz	N/A	水声遥控
Micrilor 公司	0.6	浅海 1km	2-DPSK	30kHz 100kHz	直接序列 扩频	水声遥控
日本 OKI 电气公司	500	浅海 60m	16-QAM	1MHz	LMS	机器人遥控
ENST-Br.IFREMEF	6	水池	4-DPSK	N/A	判决反馈 均衡	语音通信
日本海洋科技学术中心	16	垂直 6.5km	4-DPSK	20kHz	LMS	图像通信
WoodsHole 海洋研究所	5	冰层下浅水信道	QPSK	15kHz	判决反馈 均衡	水声遥控
EVOLOGIC 公司	6.5	水平 8km 垂直 200m	N/A	N/A	N/A	民用通信
DevelLogics 公司	7.6	浅海水平 2.2km	MDPSK	N/A	N/A	民用通信

国内的水声通信领域研究起步较晚，20 世纪 80 年代开始，包括哈尔滨工程大学、中科院声学所、厦门大学等开始研究现代的水声通信系统。直到 90 年代末，中船重工 715 研究所、西北工业大学、东南大学先后开始了水声通信的研究。表1-2列出了这些研究机构的一些研究成果。

表 1-2 国内研制的一些水声通信系统

时间	完成单位	通信方法	编码方式	指标	实验场所
2010	海军指挥学院 和东南大学	4-DPSK	CELP	N/A	水池实验
2011	哈尔滨工程大学	IFFT/FFT	MBE(AMBE- 2000)	N/A	N/A
2012	海军工程大学、 哈尔滨工程大学	OFDM	MBE(AMBE- 2000)	4.6kbps	哈尔滨工程大学消声 水池
2012	中国科学院声 学研究所	单边带调制	N/A	N/A	7km 深度潜器和母船 通信
2013	厦门大学	OFDM	MELP	2.4kbps	水池实验
2013	哈尔滨工程大学	OFDM	N/A	2.4kbps,2km	湖试
2013	中国科学院大 学	QPSK	MELP	10km, 误码率 2.5×10^{-4}	黄海水试
2014	哈尔滨工程大 学	CSS-OFDM- VTRM	PSK	1km 误码率 0.0108	湖试
2015	厦门大学	扩频通信	DS-DBPSK	N/A	湖试

1.4 水声扩频通信系统研究现状

和传统的水声通信方式相比,扩频通信有着许多的优点,使其在军用民用领域获得了广泛的应用。首先,类似于噪声的特性使其在没有先验知识的情况下很难被检测到,扩频增益使其可以在很低的信噪比下工作并获得了很低的截获概率。其次,扩频信号的低功率密度谱特性使其能够有效的减少有意和无意的单频和宽带信号的干扰。这种抗干扰的能力也使其容许在码域上进行复用,不以带宽为代价获得通信速率的提高,这对水声通信这种严重带限的系统显然是有意义的。最后,扩频系统有着多址接入的能力,每个用户使用其自己独有的扩频序列来进行区分地址,其软容量使其在不同的信道条件和信噪比下可以获得不同的用户数支持度。

1.4.1 M 元扩频研究现状

M 元扩频和传统的 DSSS 扩频相比,有效的减少了扩频增益对通信速率的制约,极大的提高了每符号携带的通信速率。这种方式可以提高系统抗噪声能力,也就是可以提高系统的通信距离。同时,对于没有进行相位调制的 M 元扩频,可以用非相干和相干两种接收机结构对其进行处理,和 DSSS 相比,增加了接收机的灵活性^[19]。

文献 [39] 提出了一种基于混沌调频 M 元方式的远程水声通信技术。在南海进行了可行性实验,通信距离为 31km,使用混沌序列的长度为 127,带宽为 50Hz,发射声源级 186dB,其通信速率为 6.3bps,得到的误码率为。

2006 年,文献 [28] 研究了使用扩频通信方式的点对点水声通信技术,其中,信息调制使用的是 PPM 和差分相移键控 (DPSK),信号的形式使用的是 Gold 序列,并与被动相位合并技术相结合。实验使用的带宽为 8k-16kHz,其通信距离为 1.2k-5.4km。

2009 年,西北工业大学的何成兵,黄建国和韩晶等提出了循环移位扩频水声通信技术^[40],针对扩频序列优良的循环自相关特性,把信息调制到码元相位上,在发射端,进行循环移位编码,在中远程湖上实验中,15km 的距离上,实现了 438bps 通信速率的传输,误码率为 10^{-2} 到 10^{-3} 。

2010 年,文献 [29] 提出了一种正交载波调制的 PPM 方案来传输信息,一条作为参考序列,令一条作为参考序列的移位,这可以看做是一种差分的 M 元 PPM 方案。实验参数为 9.6kHz 的中心频率,3kHz 的带宽。在 0.243k-0.776km 的距离下,在主动相位合并接收机 (PPCR) 的框架下实现了最差 0.17% 误符号率的通信。

2012 年,文献 [30] 进行了远距离水声通信的实验研究,在远距离水声通信的情况下,接收的水声信号有着较低的 SNR,文章采用两个最大长度序列 (也就是 m 序列) 在时域上相叠加的方式,信号调制方式为码元循环移位键控。使用三种接收机的结构来展现其结果,一种是相关接收,一种是被动相位合并 (PPC) 接收机,还有一种是时间反转接收机,并比较了三种接收在 10km 距离上的实验结果。实验使用的频带为 11k-13kHz,

采样率为 96kHz, 发射声源级为 187dB, 可以得到最优情况的误码率为。

1.4.2 多通道扩频研究现状

多通道扩频通信技术可以看做是一种同步的 CDMA 系统, 它是建立在点对点通信的基础之上。M 元扩频对通信速率的提高是有限度的, 而多通道对通信速率的提高随着通道数的增加而成倍增加。在 CDMA 系统中, 一些高级的信道估计算法被研究, 它们有基于 Kalman 的估计器 [A^[31-33]] 和严重信道衰落情况下的基于信号子空间的方法 [34, 35]。

2006 年, 文献 [36] 中研究了正交 M 元/DS 扩频水声通信技术, 使用 M 元和 DS 相结合的通信方式, 其接收机的部分, M 元部分采用非相干技术, DS 部分采用差分技术。在 25km 的通信距离上, 4kHz 带宽和 0dB 左右的接收信噪比下, 采用 Rake 接收技术, 在 63 和 127 长度的 Gold 序列下实现了 480 符号信息量的无误码传输, 通信速率为 220.5bps 和 381.0bps。

2007 年, 殷敬伟, 惠俊英和王逸林等提出的 M 元混沌扩频多通道 Pattern 时延差编码水声通信技术 [37], 该系统使用优选的混沌序列, 使用多通道的方式提高通信速率, 在 6k-9kHz 的带宽内, 600-3490m 的距离上, 在 3-8 通道, 实现了 150-400bps 通信速率上 0-4.1%BER 的有效传输。

文献 [38] 研究了分组 M 元扩频 Pattern 时延差编码水声通信技术, 分组 M 元在一定程度上可以看做是多通道 M 元技术。它采用扩频码进行并行传输的方法有效的提高了 Pattern 时延差编码水声通信的通信速率。文献 [41] 仿真研究了在 4 路并行 Pattern 时延差编码水声通信技术在 8kHz 带宽下的研究结果, 其可以达到 1kbps 的通信速率, 这也为高速率扩频水声通信技术提供了一些解决的思路。

2009 年, 文献 [42] 对 CDMA 水声通信中的干扰抑制技术进行了研究。文章针对多用户通信中的远近效应, 一种坐标归零的多维空间删除方法被使用。通过利用基于干扰序列的快速 Walsh-Hadamard 变换, 干扰信号可以被降低, 并被坐标归零消除, 再对剩余的部分进行一个反变换。并用这种方法与传统的方法进行了比较。

2012 年, 哈尔滨工程大学的殷敬伟, 杨森和杜鹏宇等提出的基于单矢量有源平均声强器的码分多址水声通信 [43], 将矢量传感技术和扩频技术有效的结合在一起。在湖试实验中, 5k-7kHz 的带宽, 在 400-2000m 的距离下, 实现了 3 用户水声通信, 并达到了 10^{-2} 量级的误码率。

1.5 本文主要研究内容

本文旨在基于低功耗单片机 MSP432 上实现扩频通信算法。根据 MSP432 的特性, 对算法的各个阶段进行优化。MSP43 是德州仪器 (TI) 公司刚推出市场的一款兼具低功耗和高性能 (相比于 MSP430) 的基于 ARM Cortex M4F 内核的单片机。MSP432 的 M4F 内核具有一个浮点运算单元, 以及支持最高 48MHz 的主频。MSP432 的功耗低至 90uA/MHz,

并且具有 4 个等级低功耗模式。

ARM Cortex M4F 内核支持 ARM CMSIS-DSP 程序库，库中包含了用于数字信号处理的常用算法的快速实现，例如：FFT、FIR、正余弦函数、复数运算等。利用 CMSIS-DSP 库设计扩频算法将大大降低程序编写难度，而且能保证耗时运算 (如 FFT) 的高效率。

本文还是实现了二阶差分检测算法，将其应用与扩频通信系统中。二阶差分检测能够抵抗一定程度的多普勒，简化接收机结构。但同时二阶差分检测也有应用的局限性，例如多普勒不能太大，扩频序列长度不能太长等。

第2章 二阶差分扩频通信系统原理

2.1 直接序列扩频的基本原理

信道无差错传输信息的最大信息速率为信道容量^[12], 记为 C 。根据香农公式, 加性高斯白噪声功率为 N , 信道的带宽为 B , 信号功率为 S 的连续信道的信道容量 C 为

$$C = B \log_2 \left[1 + \frac{S}{N} \right] \quad (2-1)$$

在信道容量 C 一定时, 为了降低 S/N (信噪比) 的要求, 可以增大带宽 B 。换言之, 在信噪比无法提高时可以通过增大带宽来提高信道容量。直接序列扩频正是增大带宽, 以减小系统对信噪比 S/N 的要求。

2.1.1 直接序列扩频过程

图2.1中 $a(t)$ 为原始数据码元, $c(t)$ 为扩展频谱的码元, $d(t)$ 为传输的基带信号。为了能够将 $a(t)$ 的频谱展宽, 将 $a(t)$ 与一个频谱比自己宽很多的 $c(t)$ 相乘得到 $d(t)$ 。 $d(t)$ 的频谱宽度与 $c(t)$ 相当, 图2.1中的频谱只是示意, 实际 $d(t)$ 的频谱要复杂得多。

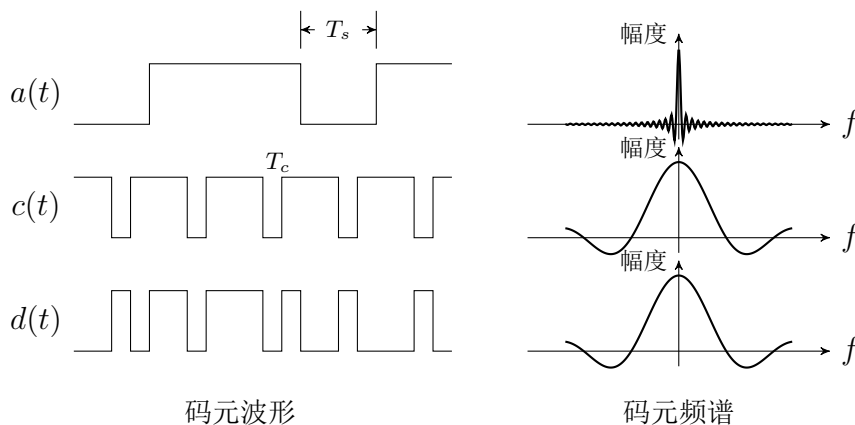


图 2.1 直接序列扩频示意图

$c(t)$ 由伪随机码 (Pseudo Code) $c[n]$ 产生, 伪随机码具有一下特性:

- (1) 在序列中“0”与“1”出现的频率各为 $\frac{1}{2}$
- (2) 序列中长度为 n 的游程数占游程总数的 $\frac{1}{2^n}$
- (3) 将给定的伪随机序列位移任何个元素所得的序列和原序列对应元素有一半相同一半不同

满足以上三个条件的序列有良好的自相关特性合互相关特性。在解调时能够获得更高的信噪比, 同时能够抑制不同序列之间的干扰。

2.1.2 直接序列解扩频过程

图2.2展示了直扩系统各关键节点的频谱。直扩系统接收信号为^[13]

$$r_1(t) = s(t) + n(t) + J(t) \quad (2-2)$$

其中 $s(t)$ 为有用信号, $n(t)$ 为噪声信号 (此处假设为白噪声), $J(t)$ 为干扰信号。解扩时, 将接收信号与发射端的伪随机信号 $c(t)$ 相乘

$$\begin{aligned} r(t) &= r_1(t)c(t) \\ &= s(t)c(t) + n(t)c(t) + J(t)c(t) \\ &= a(t) + n'(t) + J'(t) \end{aligned} \quad (2-3)$$

如图2.2(d)所示, 由于伪随机序列与白噪声不相关, 因此 $n'(t)$ 的能量不会增大。由于伪随机序列的互相关特性, $J'(t)$ 的能量将会被显著印制。

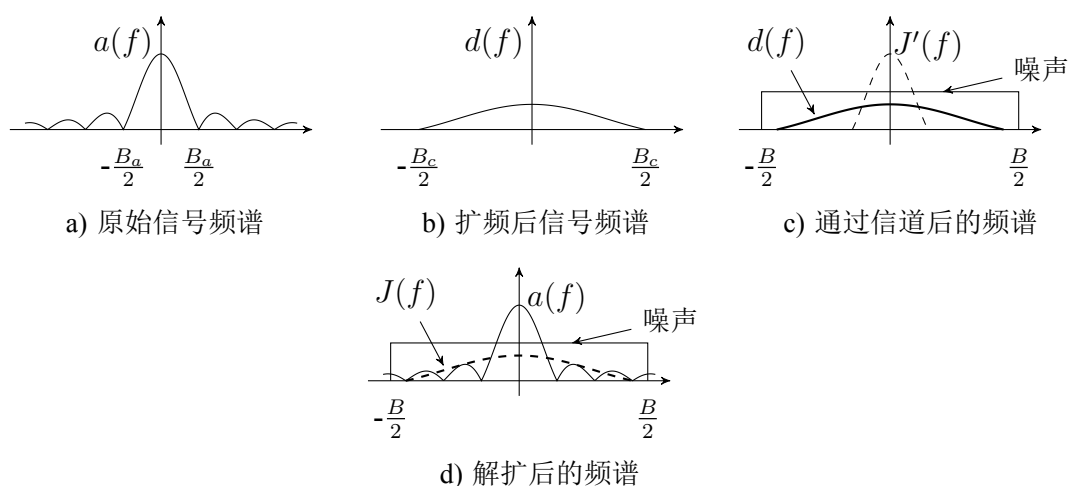


图 2.2 直接序列扩频频谱图

2.2 二阶差分检测的基本原理

在数字通信系统中, 信道引入的随机载波频率偏移通常时很难准确估计的或者需要耗费大量的运算时间和运算单元的。两个有相互运动的节点之间通信的信道或者发送与接受之间载波未准确同步都会引入多普勒。在这种情况下, 对信息的解调必须是非相干的解调, 差分检测既是一种典型的非相干检测。传统的差分检测 (用一阶差分将原始数据的相位进行编码) 对载波的频率偏移很敏感。令 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ 为信道引入的随机载波频率偏移, $1/T$ 为通信码率。那么, 差分检测的输出端的相位就会发生 $\Delta\omega T$ 的偏移。如果这一偏移量很大, 将足以影响到系统的误码率。

其中一个解决上述问题的方法就是使用二阶差分进行相位编码, 在接收端使用二阶

差分检测。图2.3为 MPSK 二阶差分编码传输端的编码过程示意图。令输入相位为 $\phi(t)$ ，一阶和二阶差分输出相位分别为 $\theta_1(t)$ 和 $\theta_2(t)$ 。则有：

$$\theta_1(t) = \theta_1(t - T) + \phi(t) \quad (2-4)$$

$$\theta_2(t) = \theta_2(t - T) + \theta_1(t)$$

进一步对上式化简，得到：

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \theta_2(t) - \theta_2(t - T) - (\theta_2(t - T) - \theta_2(t - 2T)) \\ &= \theta_2(t) - 2\theta_2(t - T) + \theta_2(t - 2T) \end{aligned} \quad (2-5)$$

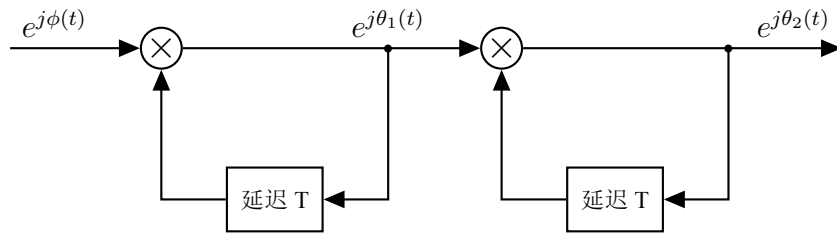


图 2.3 二阶差分编码基带实现框图

图2.4是接收端解码框图。接收信号经过信道后，信道引入了一个大小为 $\Delta\omega$ 的频率偏移。设接收信号的幅度为 $\rho(t)$ ，则接收信号可以表示为 (基带)：

$$r(t) = \rho(t)e^{j[\theta_2(t) + \Delta\omega t]} \quad (2-6)$$

经过第一级差分检测后的信号为^[1]：

$$\begin{aligned} r_1(t) &= \rho(t)\rho(t - T)e^{j[\theta_2(t) - \theta_2(t - T) + \Delta\omega t - \Delta\omega(t - T)]} \\ &= \rho(t)\rho(t - T)e^{j[\theta_2(t) - \theta_2(t - T) + \Delta\omega T]} \end{aligned} \quad (2-7)$$

经过第二级差分检测后的信号为^[1]：

$$\begin{aligned} r_2(t) &= \rho(t)\rho^2(t - T)\rho(t - 2T)e^{j[\theta_2(t) - 2\theta_2(t - T) + \theta_2(t - 2T)]} \\ &= \rho(t)\rho^2(t - T)\rho(t - 2T)e^{j\phi(t)} \end{aligned} \quad (2-8)$$

可以看出，经过两级差分检测之后，多普勒频偏 $\Delta\omega$ 被完全消除掉。

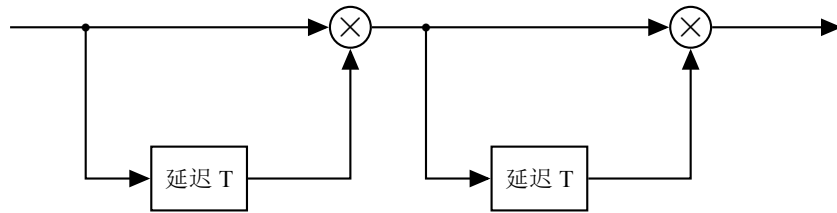


图 2.4 二阶差分基带解码实现框图

2.3 二阶差分编码与直接序列扩频

文献 [14] 将二阶差分编码与直接序列扩频结合, 将其称为 DD-SS(Double-differential coded spread-spectrum), 本文将沿用这一称谓。DD-SS 是将直接序列扩频与二阶差分检测结合的通信技术。扩频能够提高差分检测的信噪比, 二阶差分能够抵消信道或者系统本身引起的多普勒频偏。本文所述 DD-SS 系统框图如图 2.5 与图 2.7 所示。下面将分别就系统的发射机和接收机做详细介绍。

2.3.1 DD-SS 的发射机

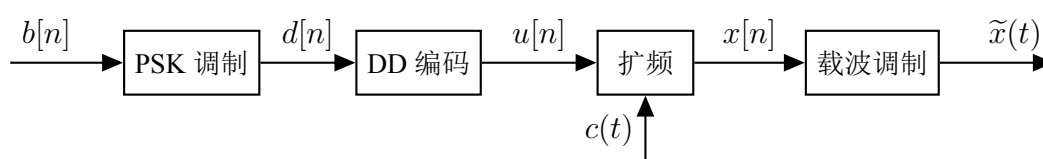


图 2.5 DD-SS 发射机系统框图

在图 2.5 中, $b[n]$ 为输入原始信息码元, $d[n]$ 为经过 PSK 调制之后的符号, $u[n]$ 为经过二阶差分编码后的符号。二阶差分符号 $u[n]$ 与其输入符号 $d[n]$ 有如下关系^[14]:

$$\begin{aligned} u[n] &= u[n-1]v[n], n = 0, 1, \dots \\ v[n] &= v[n-1]d[n], n = 0, 1, \dots \end{aligned} \quad (2-9)$$

并且 $u[-1] = v[-1] = 1$ 。

$c(t)$ 是扩频函数, $c(t)$ 由长度为 G 的扩频码产生:

$$c(t) = \sum_{k=0}^{G-1} c_k \phi(t - kT_c) \quad (2-10)$$

其中 c_k 为扩频码, T_c 为扩频码宽度, $\phi(t)$ 可认为时矩形脉冲。通常通信系统在发射端和接收端都需要经过均方根升余弦滤波, 那么 $\phi(t)$ 可以是均方根升余函数。

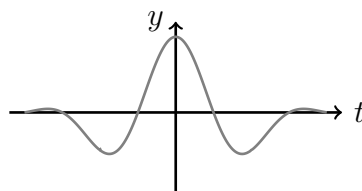


图 2.6 升余弦函数 ($\alpha = 0.5$)

基带传输信号 $x(t)$ 为:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} u[n]c(t - nT_s) \quad (2-11)$$

其中, $T_s = GT_c$ 为码元宽度。通带传输信号 $\tilde{x}(t)$ 为:

$$\tilde{x}(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2-12)$$

其中, f_c 为载波频率。

通带信号 $\tilde{x}(t)$ 的频谱由 $\phi(t)$, T_c 和 f_c 决定。如前所述, $\phi(t)$ 为均方根升余弦函数, 设其滚降因子为 α , 那么 $\phi(t)$ 的周期 (也就是扩频码宽度) 为:

$$T_c = \frac{\alpha + 1}{f_h - f_l}$$

其中 $f_h - f_l = B$ 为传输带宽。综上, 系统的传输率为:

$$R_b = \frac{\log_2 M}{G} \times \frac{B}{1 + \alpha} \quad (2-13)$$

其中 M 为 PSK 调制阶数, 如: BPSK($M = 2$), QPSK($M = 4$)。

2.3.2 DD-SS 的接收机

在实际水声信道中, 传输信号会经过不同的路径传输至接收端即所谓的多途传播。水声信道随时间空间亦会发生缓慢变化, 文献 [15] 给出了多途时变信道的系统函数:

$$h(t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p(t)\delta(t - \tau_p(t)) \quad (2-14)$$

式中 $A_p(t)$ 为每条多途的幅度, $\tau_p(t)$ 为每条多途的延时。如果假设信道变化缓慢, 在第 m 个分析时间间隔内可以认为 $A_p(t)$ 和 $\tau_p(t)$ 是常数 $A_p[m]$ 和 $\tau_p[m]$, 那么系统函数可以简化为:

$$h(t, m) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p[m]\delta(t - \tau_p[m]) \quad (2-15)$$

根据上述假设, 接收信号 $\tilde{r}(t)$ 为:

$$\tilde{r}(t, m) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p[m]\tilde{x}(t - \tau_p[m]) \quad (2-16)$$

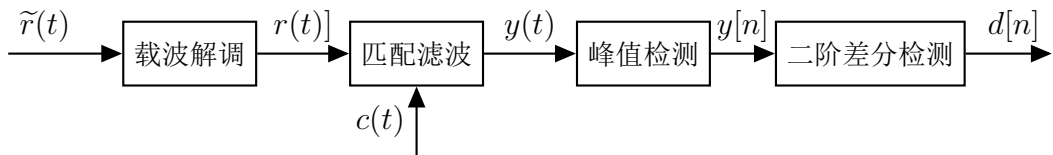


图 2.7 DD-SS 接收机系统框图

2.3.2.1 接收机解扩频

经过载波解调后的信号 $r(t)$ 可以表示为:

$$r(t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p[m] e^{-2j\pi f_c \tau_p[m]} c(t - mT_s - \tau) u[m] \quad (2-17)$$

式中 $u[m]$ 表示接收到的第 m 个符号，并且忽略了码间串扰。文献 [14] 假设延时 $\tau_p[m]$ 是线性变化的，即：

$$\tau_p[m+1] - \tau_p[m] = \tau_p[m] - \tau_p[m-1]$$

在 N_p 个多途中，通过同步技术能够找到能量最大的第 q 条多途。则解扩后的信号 $y[m]$ 为：

$$y[m] = \int_{D_{q,m}} r(t) c(t - mT_s - \tau_p[m]) \quad (2-18)$$

结合上述假设，可以得到 [14]：

$$y[m] = A_q[m] e^{j2\pi f_c \tau_p[m]} u[m] \quad (2-19)$$

2.3.2.2 二阶差分检测

根据式 (2-9)，有：

$$\begin{aligned} d[n] &= \frac{v[n]}{v[n-1]} \\ &= \frac{u[n]}{u[n-1]} \times \frac{u[n-2]}{u[n-1]} \end{aligned} \quad (2-20)$$

类比上式并令 $\phi_q[m] = -2\pi f_c \tau_q[m]$ ，进行如下变换：

$$\begin{aligned} z[m] &= \frac{y[m]}{y[m-1]} \times \frac{y[m-2]}{y[m-1]} \\ &= \frac{A_q[m] e^{j\phi_q[m]} u[m]}{A_q[m-1] e^{j\phi_q[m-1]} u[m-1]} \times \frac{A_q[m-2] e^{j\phi_q[m-2]} u[m-2]}{A_q[m-1] e^{j\phi_q[m-1]} u[m-1]} \\ &= \frac{A_q[m] A_q[m-2]}{A_q[m-1] A_q[m-1]} \times \frac{u[m] u[m-2]}{u[m-1] u[m-1]} \\ &\quad \times e^{j[(\phi_q[m] - \phi_q[m-1]) - (\phi_q[m-1] - \phi_q[m-2])]} \end{aligned} \quad (2-21)$$

由 $\tau_p[m+1] - \tau_p[m] = \tau_p[m] - \tau_p[m-1]$ 可得

$$(\phi_q[m] - \phi_q[m-1]) - (\phi_q[m-1] - \phi_q[m-2]) = 0$$

则：

$$\begin{aligned}
 z[m] &= \frac{A_q[m]A_q[m-2]}{A_q[m-1]A_q[m-1]} \times \frac{u[m]u[m-2]}{u[m-1]u[m-1]} \\
 &= \frac{A_q[m]A_q[m-2]}{A_q[m-1]A_q[m-1]} d[m]
 \end{aligned} \tag{2-22}$$

式中前一项为实数，并不影响 PSK 解调，因此：

$$d[m] = \det\langle z[m] \rangle \tag{2-23}$$

算子 $\det\langle \bullet \rangle$ 为 PSK 解调器。综上，可以将式 (2-21) 作为二阶差分检测器。

当考虑到多普勒影响时根据式 (2-8)，条件 $(\phi_q[m] - \phi_q[m-1]) - (\phi_q[m-1] - \phi_q[m-2]) = 0$ 仍然成立。因此，结论不变。

2.4 二阶差分检测抗干扰性能

文献 [1] 指出，二阶差分误码率可以表示为：

$$P_E = \frac{1}{2} \exp\left\{-\frac{E}{N_0} \left(2 + \frac{FT}{E/N_0}\right) - 1\right\} \tag{2-24}$$

较一阶差分检测其检测性能要好 3dB。

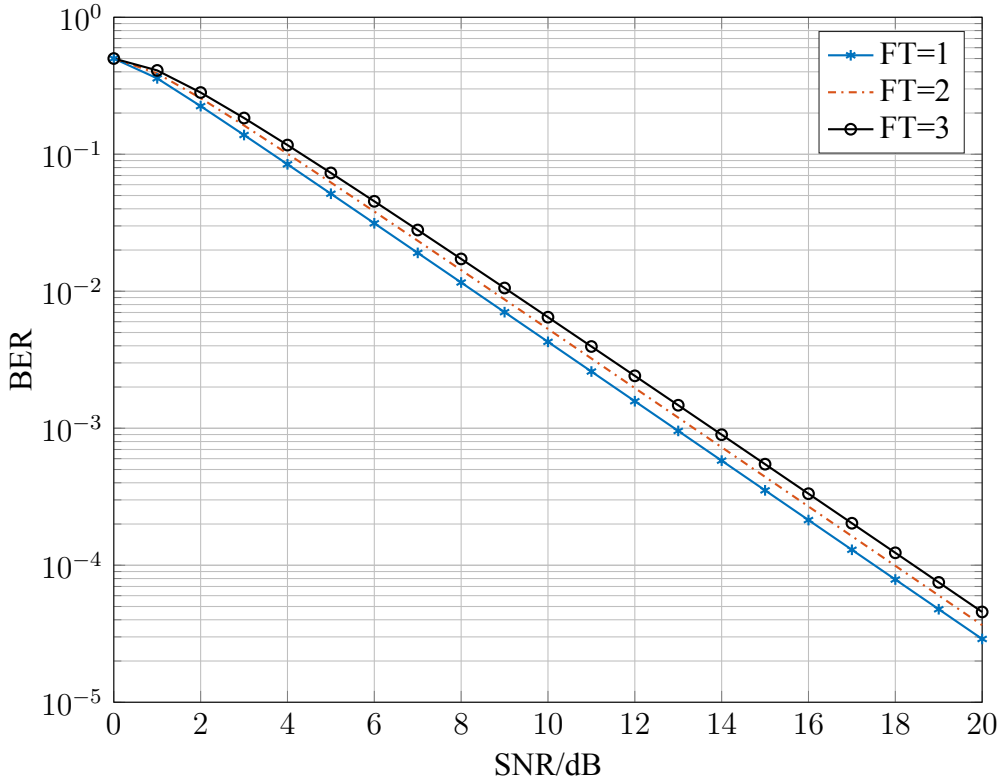


图 2.8 二阶差分检测误码率曲线

2.4.1 多普勒对 DDSS 系统的影响

如式 (2-12) 所示, 通带传输信号为:

$$\tilde{x}(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

经过多普勒作用之后的信号变成:

$$\tilde{x}_D(t) = \tilde{x}(Dt) = \text{Re}\{x(Dt)e^{j2\pi f_c Dt}\} \quad (2-25)$$

式中, $D = (1 - v/c)/(1 + v/c) \approx 1 - \alpha^{[16]}$, α 称为多普勒因子。

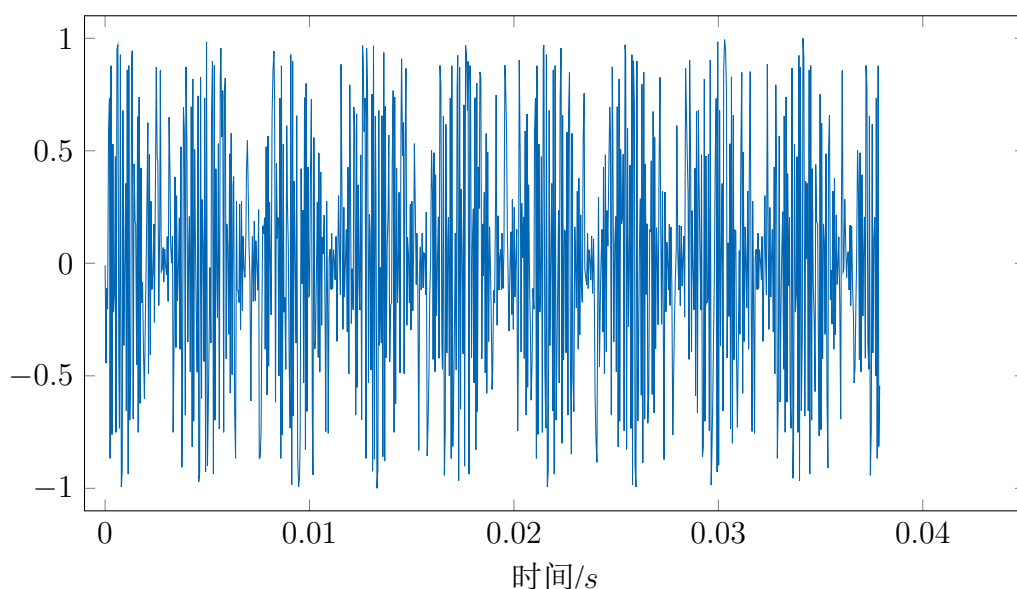


图 2.9 有多普勒信号解调

在接收端不对 α 进行估计, 仍然以载波频率 f_c 对接受信号进行解调。解调后的信号将会混入一个频率为 αf_c 的拍频。如图 2.9 所示, 拍频的包络宽度为 αf_c 频率信号周期的一半, 即:

$$T_D = \frac{1}{2\alpha f_c} \quad (2-26)$$

解调信号在相邻两个包络之间相位发生翻转。

图 2.10 展示了多普勒大小与 PN 序列长短的关系。在解扩时, 如果 PN 序列长度比 T_D 大, 接收信号在中间位置发生了相位翻转, 积分得到的峰值变小干扰增大, 更严重的将会出现错峰 (如图 2.10(a) 所示)。对于相同大小的多普勒, 当 PN 序列越短 (比 T_D 小得多) 时, 更有利于解扩 (如图 2.10(b) 所示)。

长度为 G 码元宽度为 T_c 的 PN 序列, 其时间长度为

$$T_G = GT_c = \frac{2G}{B}$$

式中, B 为系统传输带宽。若要更好的解扩, 需满足 $T_G \ll T_D$, 即:

$$\alpha \ll \frac{B}{4\alpha f_c}$$

则有系统容忍最大的多普勒为:

$$\alpha_{max} \propto \frac{B}{4\alpha f_c} \quad (2-27)$$

因此, 降低载波频率、增大带宽、减小 PN 序列长度均有利于系统抵抗多普勒。

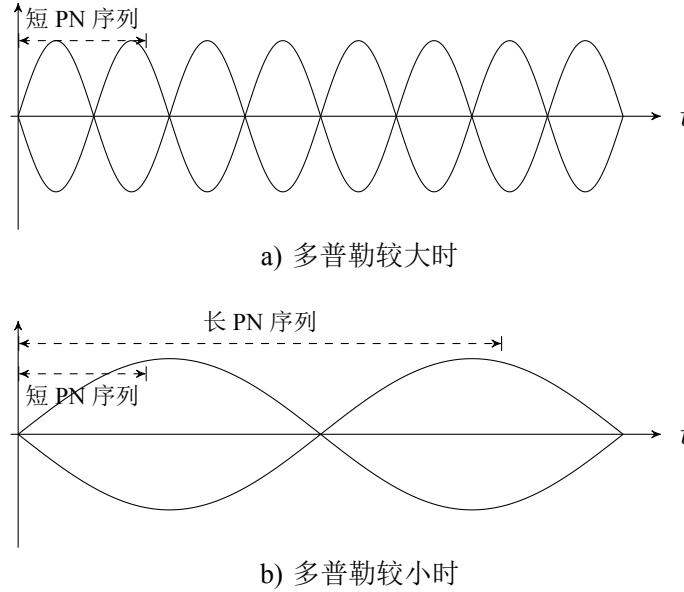


图 2.10 PN 序列长度与多普勒大小关系

2.4.2 载波同步对 DDSS 的影响

在分析通带信号变基带信号时, 总会假设载波是同步的, 即认为本地载波相位与接收信号的载波相位一致。但这个假设条件通常难以满足, 比如用于帧头同步的线性调频信号同步位置出现差错或者出现了多普勒, 这都会导致接收信号的相位与本地载波相位不一致。

由式 (2-12), 发射信号为:

$$\tilde{x}(t) = x_i(t)\cos(2\pi f_c t) + x_q(t)\sin(2\pi f_c t)$$

其中 $x_i(t)$ 和 $x_q(t)$ 分别为 $x(t)$ 的实部和虚部。在不考虑信道和多普勒等因素的影响, 仅考虑载波相位相差 $\Delta\phi$, 基带信号为:

$$\begin{aligned}
 x'_i(t) &= 2 \times LPF \{ [x_i(t) \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi) + x_q(t) \sin(2\pi f_c t + \Delta\phi)] \cos(2\pi f_c t) \} \\
 &= x_i(t) \cos(\Delta\phi) + x_q(t) \sin(\Delta\phi) \\
 x'_q(t) &= 2 \times LPF \{ [x_i(t) \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi) + x_q(t) \sin(2\pi f_c t + \Delta\phi)] \sin(2\pi f_c t) \} \\
 &= -x_i(t) \sin(\Delta\phi) + x_q(t) \cos(\Delta\phi)
 \end{aligned} \tag{2-28}$$

那么基带复信号为：

$$\begin{aligned}
 x'(t) &= x'_i(t) + jx'_q(t) \\
 &= x(t)e^{-j\Delta\phi}
 \end{aligned} \tag{2-29}$$

根据二阶差分检测的性质，常数项 $e^{-j\Delta\phi}$ 可以完全消除。

2.5 本章小结

本章从扩频通信原理和二阶差分检测两个部分介绍了二阶差分扩频通信系统的基本原理。

第3章 系统仿真与设计

3.1 系统仿真

综合考虑到扩频增益和抗多普勒效果，系统选用 PN 序列码长度为 15，扩频增益为 12dB。仿真时，每帧发送 200bit 数据，采用 QPSK 调制。采样率为 24kHz，载波频率为 3kHz，带宽为 1kHz。仿真使用高斯信道，添加的噪声以带内信噪比计算。

图3.1为没有多普勒情况下，DDSS 和 DSSS 系统误码率曲线对比。可以看出，DDSS 系统抗噪声性能要比传统的 DSSS 系统优约 4dB。

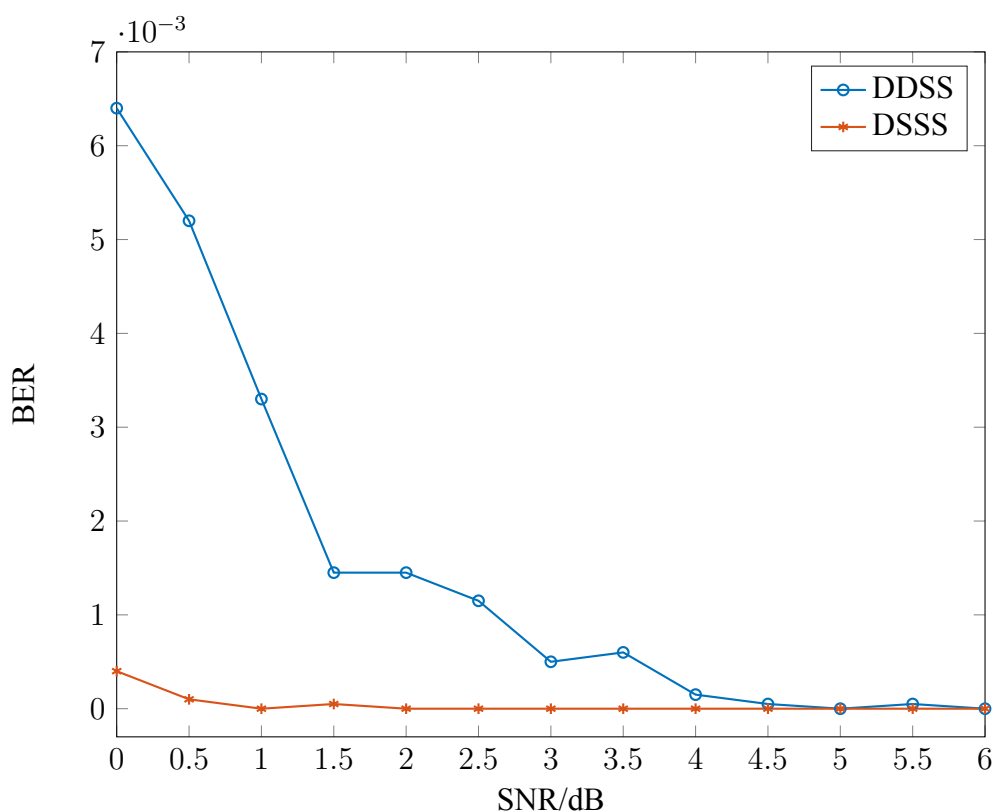


图 3.1 $\alpha = 0$ 时 DDSS 和 DSSS 仿真误码率

图3.2为 $\alpha = 10^{-4}$ 时接收信号经解调后的基带信号。根据2.4.1节分析，多普勒将会给基带信号引入一个频率为 $\alpha f_c = 0.3\text{Hz}$ 的拍频。根据式 (2-26)，拍包络时间宽度为 $T_D = \frac{1}{2 \times 0.3} = 1.67\text{s}$ 。根据式 (2-28)，由于载波不同步，基带信号的实部(虚部)将同时有原基带信号的实部与虚部。图中可见，有两个相互交错的起伏包络既是原实部与虚部叠加后导致的。

图3.3为 DDSS 系统和 DSSS 系统星座图的对比。图中可看出，DDSS 系统的星座图

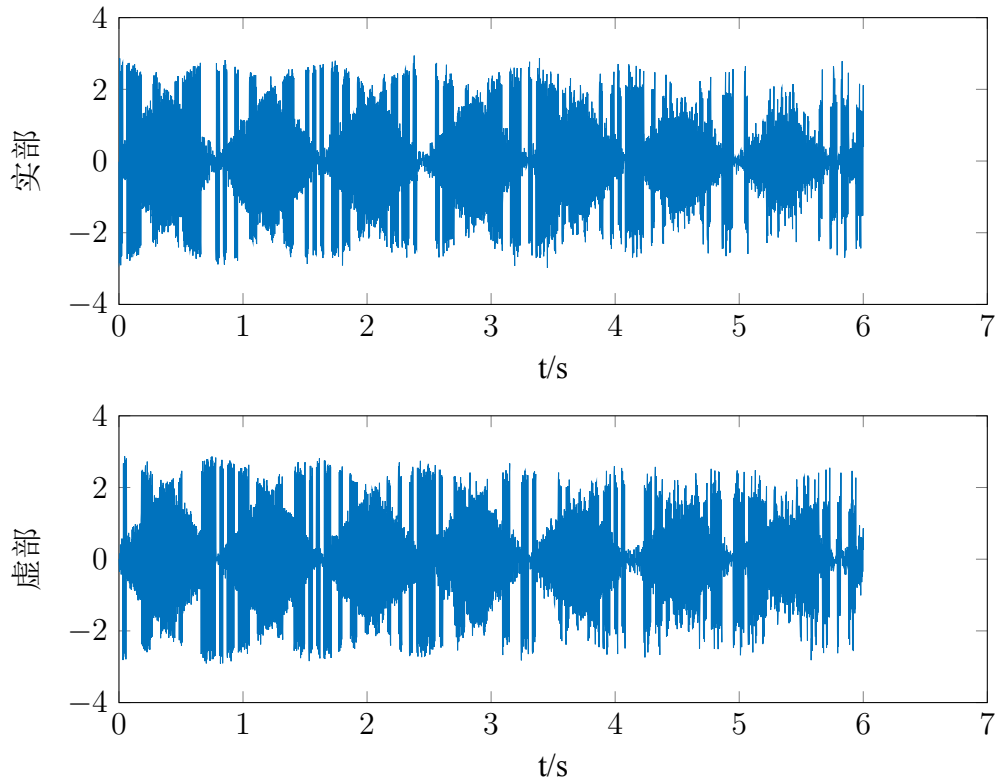


图 3.2 接收端基带信号

较 DSSS 系统星座图更加集中在正确解调相位范围内。PSK 解调后 DSSS 的误码率将会比 DDSS 的误码率大。

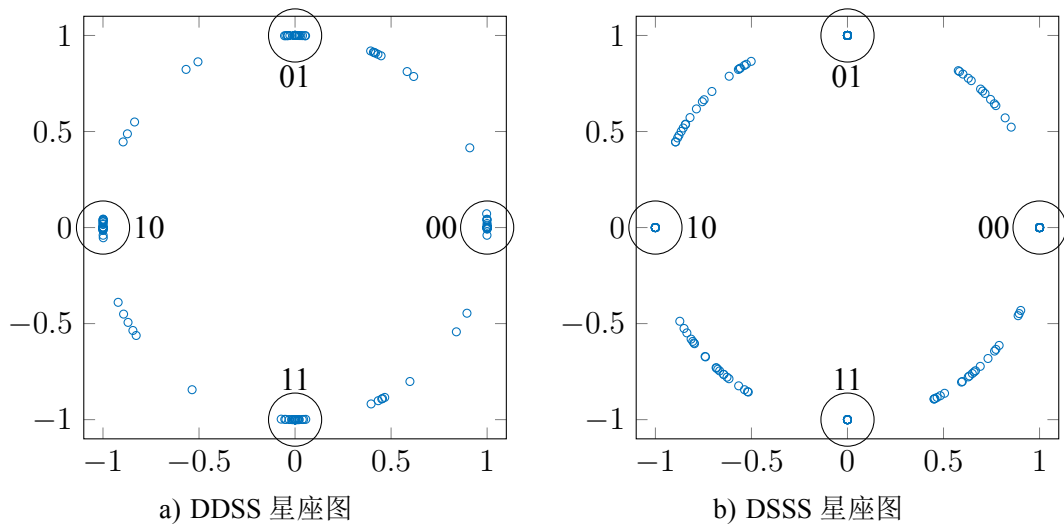

 图 3.3 $\alpha = 10^{-4}$ 时 DDSS 和 DSSS 星座图对比

图3.4给出了在不同多普勒情况下 DDSS 系统和 DSSS 系统的误码率曲线。可以看出，在没有进行任何多普勒补偿的 DSSS 系统几乎完全无法正确接收数据。而引入了二阶差分的 DDSS 系统，在一定程度上消除了多普勒的影响。

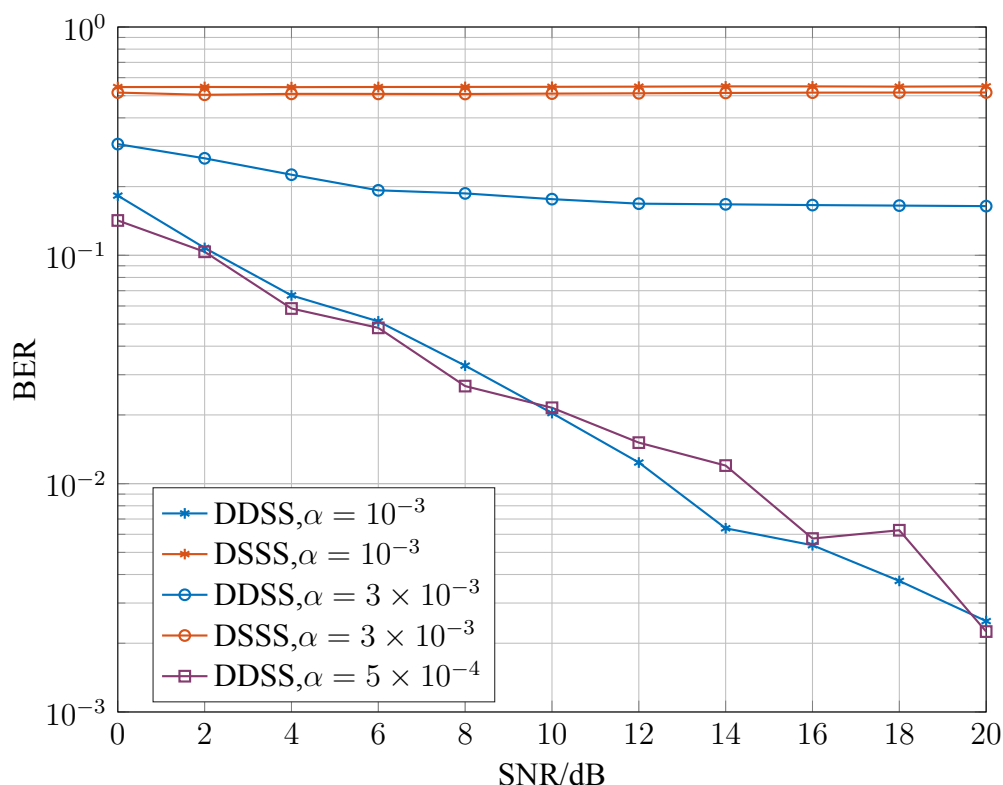


图 3.4 DDSS 和 DSSS 仿真误码率

3.2 MSP432 驱动软件设计

3.2.1 设备驱动模型

本文结合 linux 驱动架构，设计实现了一个设备-驱动的驱动程序模型。模型将外设驱动程序分为设备层和驱动层，设备层描述 msp432 具体的外设模块，驱动层描述对外设模块的操作。例如 msp432 中的 uart0 和 uart1 是不同的设备，但它们都对应一个驱动。设备由 msp432_dev 结构体描述，驱动由结构体 msp432_driver 描述，它们的定义如下：

```
typedef struct msp432_dev_t {
    void *phy_addr;
    uint16_t flag;
    void *prvt;
} msp432_dev;

void msp432_dev_init(msp432_dev *dev,
                    void *phy_addr,
                    uint16_t flag,
                    void *privte);

typedef struct msp432_driver_t {
    int (*open)(msp432_dev *dev, int16_t mode);
    int (*close)(msp432_dev *dev);
```

```

int (*write)(msp432_dev *dev, void *buf, size_t count);
size_t (*read)(msp432_dev *dev, void *buf, size_t count);
int (*ioctl)(msp432_dev *dev, int16_t key, int16_t val);
void (*interp)(msp432_dev *dev, void *p);
} msp432_driver;

```

其中, msp432_dev 描述关于设备的物理地址 (phy_addr)、状态或标志 (flag) 和私有数据; msp432_driver 描述关于的设备操作, open、close、write、read 四个函数指针为操作设备的函数入口, interp 函数指针为中断下部处理入口, 其参数 p 为中断上部传入的私有数据。需要指出的是, 中断服务 (isr) 函数属于设备层, 中断下部属于驱动层。以上定义了驱动程序的模型, 根据这一模型编写设备驱动的方法将更加标准化。下面以 UART 模块为例, 简要介绍如何利用驱动模型编写驱动。

```

/* file : msp432_uart.c */
#include " ".h" // 包含必要的头文件

/*UART设备打开函数*/
int uart_open()
{
    // 配置UART, 成功返回0, 失败返回负值
}

/*UART关闭、读、控制等函数*/
int uart_close()
{
    // 关闭USART
}

int uart_read()
{
    // 读取数据
}

int uart_ioctl()
{
    // 控制采样率等
}

int uart_write()
{
    // 写入数据
}

//interp函数为回调函数在中断服务函数中调用
/*UART中断服务函数*/
void uart_interrupt()
{
    // 处理中断, 回调interp
}

```

```

// 定义设备操作
msp432_driver msp432_uart_driver={
    .open=uart_open,
    .close=uart_close,
    .write=uart_write,
    .read=uart_read,
    .ioctl=uart_ioctl,
    .interp=null,
};

// 定义并初始化UART设备
unsigned char buf0[BUFF_SIZE]; // 数据缓存
unsigned char buf1[BUFF_SIZE]; // 数据缓存
msp432_dev msp432_uart0, msp432_uart1;

// 初始化UART0, 将buf0作为私有数据给UART0
msp432_dev_init(&msp432_uart0, UART0_ADDR, 0, (void *)buf0);

// 初始化UART1, 将buf1作为私有数据给UART1
msp432_dev_init(&msp432_uart1, UART1_ADDR, 0, (void *)buf1);

```

下面，将详细介绍不同模块基于设备-驱动模型的编写实例。

3.2.2 UART 驱动模块

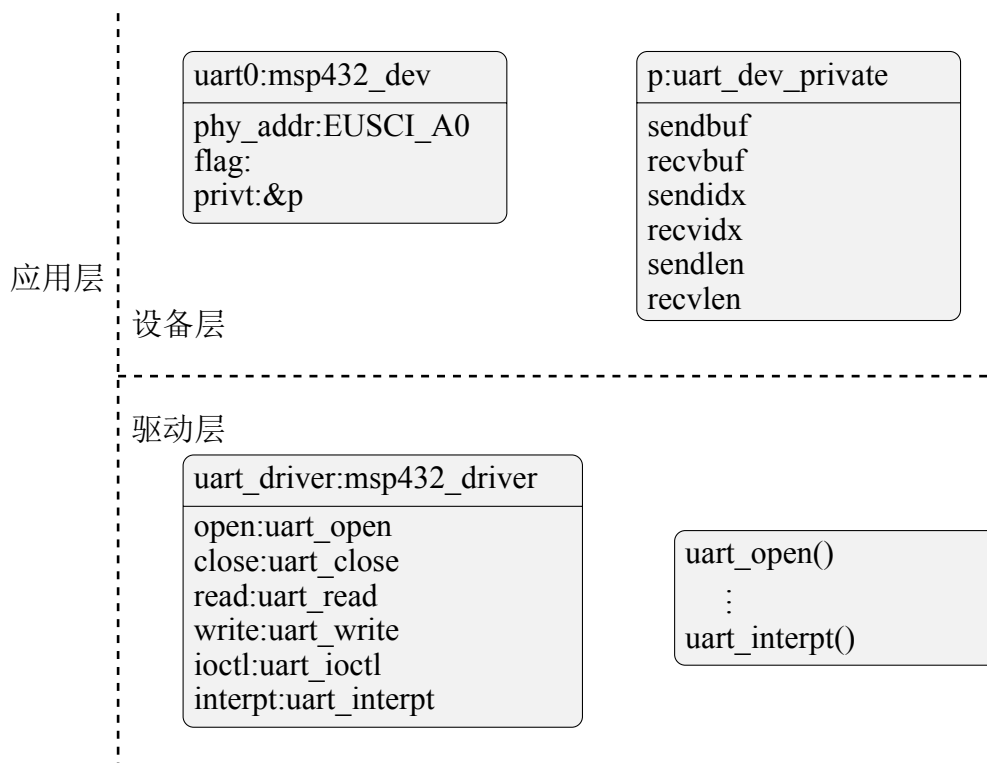


图 3.5 UART 模块结构图

UART 设备层程序中声明了类型为 `m432_dev` 的全局变量 `uart0` 和设备私有数据结构变量 `p`，`uart0` 将作为全局设备访问 `uart0`。设备的私有数据为数据缓存结构，包含缓存的首地址、缓存大小的缓存计数。在模块初始化函数中，首先初始化了私有数据结构 `p`，然后将 `p` 的地址给 `uart0` 的 `prvt` 成员。用 `UART0` 的物理首地址初始化 `uart0` 的 `phy_addr` 成员，并将 `uart0` 的 `flag` 成员初始化为 0。模块的退出函数释放缓存并关闭设备。

模块还引用了类型为 `m432_driver` 的 `m432_uart_driver`。在模块定义的 `uart0` 的中断服务函数中调用 `m432_uart_driver` 的 `interp` 中断下部函数。

在 UART 驱动层程序中实现了驱动操作函数的打开、关闭、读数据、写数据及中断下部函数。中断下部函数将接受数据存入接受缓存中，从发送缓存中取出数据发送出去。UART 驱动的 `ioctl` 函数用于设置数据位、校验为停止位等传输格式。

图3.5为 UART 模块的结构关系，图中以三个结构体为主线索展示了模块结构。其中 `m432_dev` 和 `m432_driver` 为驱动模型顶层的结构，`uart_dev_private` 为 UART 模块私有的结构。对于应用程序来说，只需通过 `m432_dev` 和 `m432_driver` 就可以操作模块。

3.2.3 ADC 驱动模块

ADC 驱动模块与 UART 模块结构相似，只是私有数据结构不一样。本节只给出结构图和私有数据结构定义，不在赘述其架构原理。

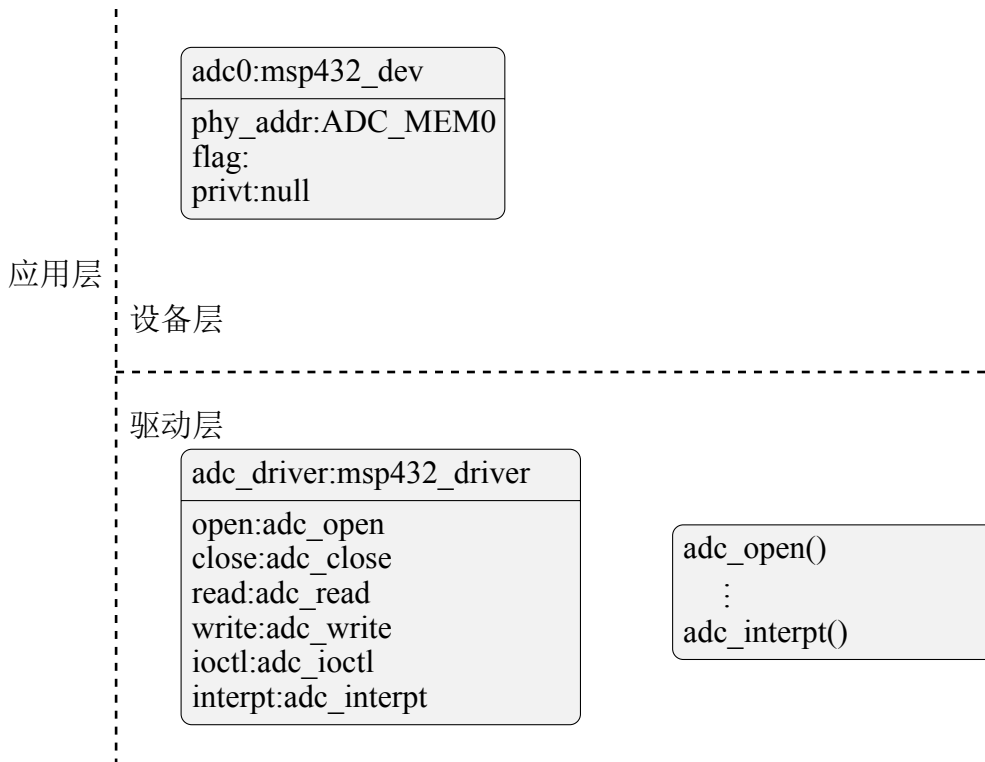


图 3.6 ADC 模块结构图

3.2.4 DMA 驱动模块

考虑到 DMA 的复杂性，DMA 模块将不使用设备驱动模型。本文只使用了 DMA 的通道 7 的 ping-pong 模式用于 ADC 数据采集。

模块首先在 RAM 中定义了两个 ping-pong 缓存数据区。然后初始化通道 7 的主传输通道，用 ADC 触发通道 7 的单次循环传输。在 DMA 的中断中判断，如果是通道 7 主传输通道传输完毕则初始化通道 7 的副传输通道；如果是通道 7 副传输通道传输完毕则初始化通道 7 的主传输通道。然后调用 DMA 的回调函数。回调函数可以指向任何需要 ADC 采集数据的目标函数。

3.3 MSP432 动态内存管理

单片机在做信号处理算法时常常遇到需要使用较大数组的问题。例如在做 32bit 浮点采样数据为 900 点，本地数据为 108 点的快速相关算法时需要分配至少两个 4k 大小的存储区域。在编写函数时有三种处理方式：

- (1) 使用全局变量静态分配内存，存储区位于静态数据区。这样做的好处是分配内存存在程序编译阶段就已经做好，但是内存永久占用不能释放，而且对于内存较小的单片机来说，分配较多的大块内存将带来大量内存的消耗；
- (2) 使用局部变量，存储区位于栈内。这样做可以函数调用完之后内存可以释放，可以缓解静态分配内存的问题。但是如果遇到函数多次嵌套调用可能会导致栈溢出；
- (3) 使用 malloc 动态分配内存，存储区位于堆内。这样做可以解决静态分配和局部变量动态分配的所有问题，但是 c 标准库中的 malloc 函数算法复杂，分配与释放很耗时，而且需要链接较大的标准库的代码使程序体积增大。

信号处理算法虽然需要较多的大块内存，但是所有的内存大小几乎都一致即对某个固定大小的内存需求较多。针对这一前提，并结合动态内存分配的内存池算法重新实现了快速的动态内存管理。

3.3.1 内存池介绍

内存池 (Memory Pool)，又被称为固定大小区块规则 (fixed-size-block allocation)，允许程序设计者以类似 C 语言的 malloc 或者 C++ 的 new 运算符进行动态内存的申请。对于其他动态内存分配算法来说，因为会动态记忆区块大小导致的碎片问题，致使在实时系统上表现不佳，甚至根本无法使用。内存池技术提供了一种更有效率的解决方案：预先规划一定数量的内存区块，使程序可以在执行期分配 (allocate)、使用 (access) 和释放 (free) 内存区块。

图3.7为以内存池实例，内存池包含 4 个 1k 大小、2 个 2k 大小和 1 个 4k 大小的内存块。图3.7还展示了多次分配内存的过程：

- (1) 请求一个大小为 4k 的内存块，此时内存池匹配到第一个大小为 2k 的内存区域；
- (2) 请求 4 个大小都为 1k 的内存块，此时内存池分别匹配到 4 个大小为 1k 的内存区域，至此大小为 1k 的内存块用尽；
- (3) 再次请求一个大小为 1k 的内存块，此时内存池将在 2k 大小的池内匹配内存区域
- (4) 如果再请求 1k 或者 2 看的内存块，内存池将在 4k 大小的池内匹配内存区域。

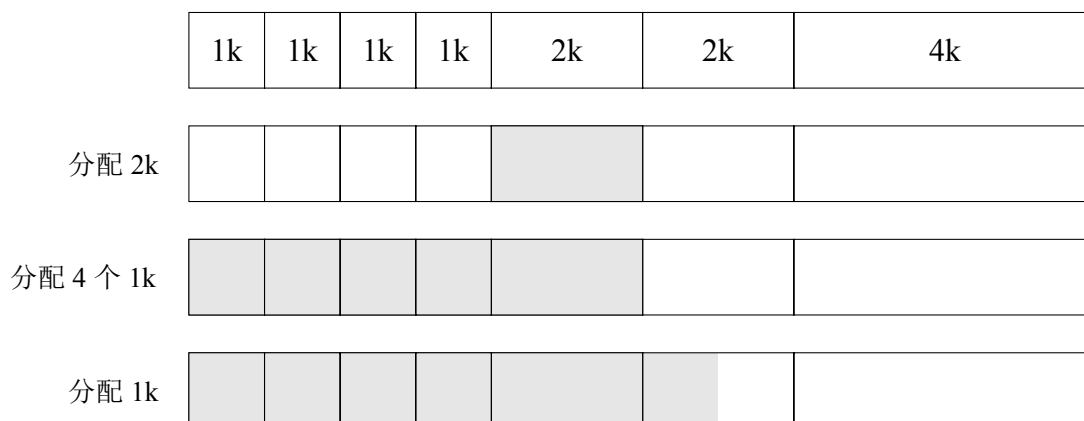


图 3.7 内存池内存分配实例

3.3.2 内存池的优缺点

内存池允许在程序执行时以常数时间分配内存块，并且不会产生内存碎片。一次释放内存中大量空闲内存只需要一个操作，无需像 `malloc` 那样依次个别释放。内存池不必将每次分配的内存的详细信息记录下来（例如内存大小，因为内存池本身就包含了大小的信息）。内存池在使用时也必须按照程序需求来做调整才能保证时间与空间的效率，这也是内存池的显著缺点。

3.3.3 内存池在本文中的应用

本文所涉及到的算法及所需要的内存大小如表3-1所示。分析得出内存池需要最多 1 个 32 ~ Bytes，2 个 128Bytes，6 个 2048 Bytes 和 1 个 8192 ~ Bytes 的内存空间。进一步分析，快速相关以及解调解扩相互间都是独立的，即前一算法执行完毕后一算法才会执行。因此，2048 ~ Bytes 的空间只需要 2 个。为给其他局部变量预留空间，最终的内存池分布为：16 Bytes×8、32 Bytes×4、128 Bytes×2、256 Bytes×1、2048 Bytes×2、4096 Bytes×1、8192 Bytes×1。

3.4 接收机程序设计

接收机由 MSP432 完成，该部分程序主要实现 DD-SS 算法及数据流程控制，由同步、缓存、解扩三部分组成，它们之间的关系如图3.8所示。由 ADC 采集到的数据首先

表 3-1 算法内存需求

算法	数据量	数据类型	占用空间 (Byte)
快速相关	1024×2	int16	2048×2
解调	2048×2	float32	8192×2
	512×2	float32	2048×2
解扩与二阶差分检测	512×2	float32	2048×2
	32×2	float32	128×2
	32×1	int8	32×1

会进行同步搜索，搜索到同步信号后同步信号后的数据解调降采样后缓存。等到缓存满一帧后开始解扩及二阶差分检测，然后通过 UART 数据传输驱动将数据发出。

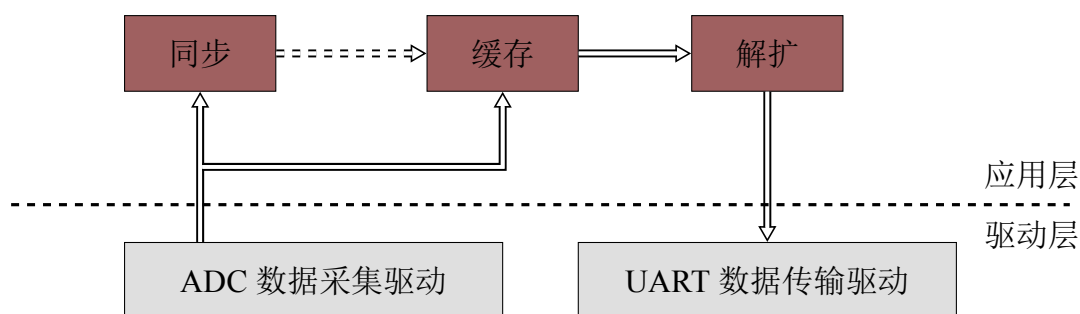


图 3.8 DD-SS 程序组成框图

3.4.1 同步搜索

同步搜索采用双曲线调频信号 (hyperbolic frequency-modulation, HFM) 做相关进行。HFM 是一种多普勒不变信号，其时间函数为^[16]

$$s(t) = Ae^{\left[-j\left(2\pi\frac{f_0^2}{m}\right)\ln\left(1-\frac{m}{f_0}t\right)\right]} \quad (3-1)$$

频谱函数为^[16]

$$|S(f)| = A \frac{f_0}{\sqrt{|m|} \cdot f} \quad (3-2)$$

图3.9展示了双曲线调频信号的幅度谱。

由于 HFM 信号具有多普勒不变性^[16]，即具有多普勒的接受信号 $r(t)$ 与发射信号 $s(t)$ 满足

$$r(t) = s(Dt) = s(t - t_0) \quad (3-3)$$

式中， $D = 1/\alpha \approx 1 + \delta$ 。可见，HFM 将多普勒转化成为一个延时 t_0 ，且

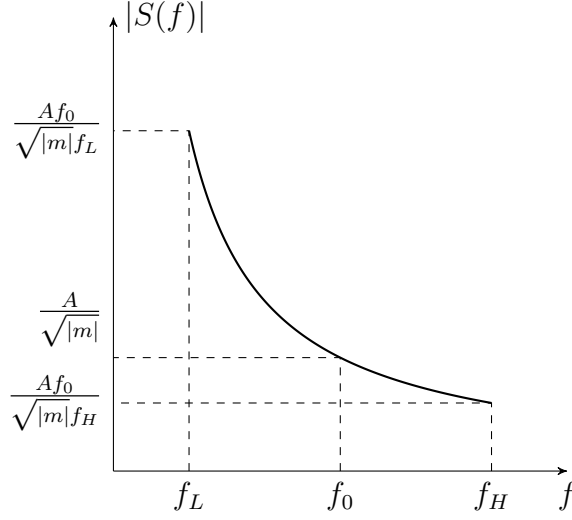


图 3.9 双曲线调频信号幅度谱

$$t_0 = \frac{1 - D}{(m/f_0)D} \quad (3-4)$$

在 MSP432 的 CMSIS-DSP 库的直接相关算法计算速度慢, 文献 [17] 介绍一种采用 FFT 的快速相关算法, 利用快速相关算法可以节省大量运算时间。根据式 (2-16) 可将接受信号写为

$$r(t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p x(t - \tau_p) + n(t) \quad (3-5)$$

式中 $n(t)$ 为高斯白噪声, $x(t)$ 为 HFM 同步信号。经过相关后^[18]

$$R_{rx}(\tau) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p R_{xx}(\tau - \tau_p) + u(\tau) \quad (3-6)$$

式中 $u(\tau)$ 是噪声分量。 $R_{rx}(\tau)$ 在 $\tau_p (p = 1, 2, \dots, N_p)$ 处有峰值, 峰值 $|A_p R_{xx}(0)|$ 只与增益 A_p 有关。因此, 选择峰值最大的第 q 个峰将得到最大的处理后信噪比。

3.4.2 通带解调与缓存

通带解调过程如图3.10所示。I 路与 Q 路分别乘以 $\cos(\omega n)$ 和 $\sin(\omega n)$ 后经过降采样滤波器得到时间宽度为 T_c (扩频码宽度) 的序列, 然后缓存到缓存区。降采样滤波器将滤波和降采样结合, 能够避免不必要计算的数据点大大节约了计算时间。缓存时, 按照 I 路与 Q 路分开存储。

当缓存区满一帧时, 调用解扩程序进行剩余的数据处理过程。

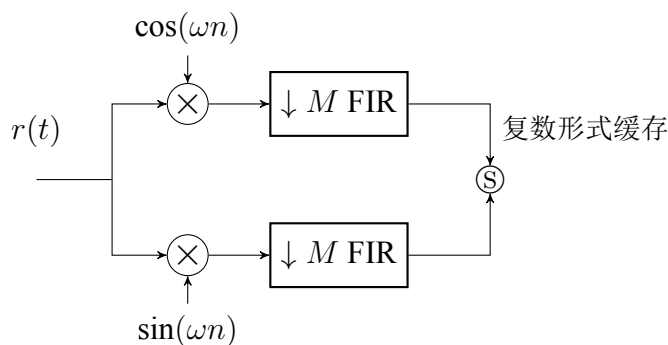


图 3.10 基带解调

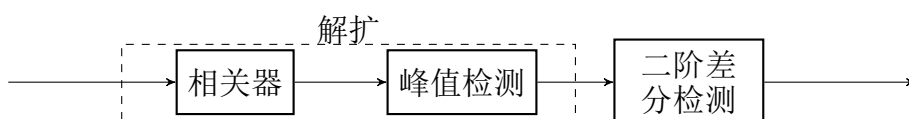


图 3.11 解扩与二阶差分检测框图

3.4.3 解扩与二阶差分检测

如图3.11所示，解扩分为两步：相关和峰值检测。相关利用 ARM CMSIS-DSP 库中的相关函数。得到的相关结果为复序列，峰值检测是对复序列的幅值进行的峰值检测。结合扩频相关峰值的特点，本文提出一种滑动峰值检测方法。其工作原理如算法3-1所示。

Input: 幅值数据 $G_i (i = 0, 1, 2, \dots, N - 1)$, 滑动窗大小 W , 滑动间距 $span$

Output: 峰值位置 $P_k (k = 0, 1, 2, \dots, M - 1)$

```

1 Initlization:  $i = 0, k = 0$ 
2 while  $i < N$  do
3    $p = \max_i(G[i : i + W])$ 
4    $i = i + p + span$ 
5    $P[k] = i + p$ 
6    $k = k + 1$ 
7 end

```

算法 3-1 滑动峰值检测

二阶差分检测根据式 (2-21) 设计算法。根据复数除法的性质，有

$$\frac{y[m]}{y[m-1]} = \frac{y[m]y^*[m-1]}{|y[m]|^2}$$

舍去除数项实系数，可以将式 (2-21) 重新写作

$$d[m] = y[m]y^*[m-1] \times y[m-2]y^*[m-1] \quad (3-7)$$

因此，将二阶差分检测变成复数乘法，可以利用 ARM CMSIS-DSP 的复数共轭和乘法库函数实现。

3.5 发射机程序设计

发射机由 PC 机完成，程序基于 Qt 实现。

第 4 章 实验验证

4.1 联调测试

系统的联调测试在实验室完成，联调测试时系统的连线如图所示。

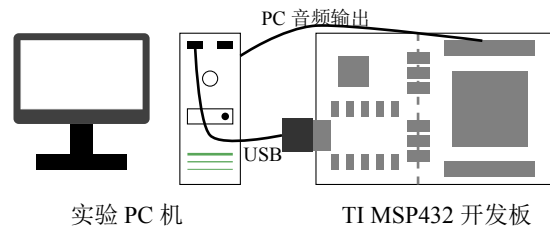


图 4.1 联调测试连接图

4.2 水池实验

参考文献

- [1] M. K. Simon, D. Divsalar. On the Implementation and Performance of Single and Double Differential Detection Schemes[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1992, 40(2):278–291.
- [2] R. Goodfellow. Underwater Engineering[J]. 1977.
- [3] J. Catipovic, J. M. Deffenbaugh, L. Freitag, et al. An Acoustic Telemetry System for Deep Ocean Mooring Data Acquisition and Control[J]. OCEANS'89. Proceedings, 1989, 3:887–892.
- [4] M. Stojanovic. Recent Advances in High-speed Underwater Acoustic Communications[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 1996, 21(2):125–136.
- [5] J. G. Proakis. Adaptive Equalization for Tdma Digital Mobile Radio[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 1991, 40(2):333–341.
- [6] O. Hinton, G. Howe, A. Adams. An Adaptive, High-bit Rate, Sub-sea Communications System[C]//Proc. Europ. Conf. on Underwater Acoustics. 1992:75–79.
- [7] M. Johnson, D. Herold, J. Catipovic. The Design and Performance of a Compact Underwater Acoustic Network Node[C]//OCEANS'94. 'Oceans Engineering for Today's Technology and Tomorrow's Preservation.' Proceedings. 1994, 3:III–467.
- [8] G. Lapierre, L. Chevallier, F. Gallaud, et al. Design of a Communication Protocol for Underwater Acoustic Modems and Networks[C]//OCEANS, 2001. MTS/IEEE Conference and Exhibition. 2001, 4:2220–2226.
- [9] H. Yeo, B. S. Sharif, O. Hinton, et al. Analysis of a Multi-element Multi-user Receiver for a Shallow Water Acoustic Network (swan) Based on Recursive Successive Interference Cancellation (rsic) Technique[C]//OCEANS'99 MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century. 1999, 3:1537–1541.
- [10] G. G. Xie, J. H. Gibson. A Network Layer Protocol for Uans to Address Propagation Delay Induced Performance Limitations[C]//OCEANS, 2001. MTS/IEEE Conference and Exhibition. 2001, 4:2087–2094.
- [11] 蔡惠智, 刘云涛, 蔡慧, 等. 水声通信及其研究进展 [J]. 物理, 2006, 35(12):0–0.
- [12] 文元美, 张树群, 林家薇, 等. 现代通信原理 [M]. 科学出版社, 2005.
- [13] 杨倬. 基于扩频技术的水下通信技术研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 2006.
- [14] Z. Liu, K. Yoo, T. Yang, et al. Long-range Double-differentially Coded Spread-spectrum Acoustic Communications with a Towed Array[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 2014, 39(3):482–490.

- [15] 惠俊英. 水下声信道 [M]. 国防工业出版社, 1992.
- [16] 田坦. 声呐技术 [M]. 哈尔滨工程大学, 2009.
- [17] W. H. Press. Numerical Recipes:: The Art of Scientific Computing[J]. 2007.
- [18] H. Farrokhi. Performance of Root-music on Toa Estimation for an Indoor Spread Spectrum Ranging System[C]//WSEAS International Conference. Proceedings. Mathematics and Computers in Science and Engineering. 2008.
- [19] 周锋. 水声扩频通信关键技术研究 [D] 哈尔滨工程大学, 2012.
- [20] B. Woodward, H. Sari. Digital Underwater Acoustic Voice Communications[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 1996, 21(2):181–192.
- [21] S. Appleby, J. Davies. Time, Frequency and Angular Dispersion Modelling in the Underwater Communications Channel[C]//OCEANS’98 Conference Proceedings. 1998, 2:644–649.
- [22] C. Bjerrum-Niese, R. Lützen. Stochastic Simulation of Acoustic Communication in Turbulent Shallow Water[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 2000, 25(4):523–532.
- [23] M. C. Domingo. Overview of Channel Models for Underwater Wireless Communication Networks[J]. Physical Communication, 2008, 1(3):163–182.
- [24] A. Essebbar, G. Loubet, F. Vial. Underwater Acoustic Channel Simulations for Communication[C]//OCEANS’94. ‘Oceans Engineering for Today’s Technology and Tomorrow’s Preservation.’ Proceedings. 1994, 3:III–495.
- [25] A. Falahati, B. Woodward, S. C. Bateman. Underwater Acoustic Channel Models for 4800 B/s Qpsk Signals[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 1991, 16(1):12–20.
- [26] Y. Jiang, J. Li, W. W. Hager. Mimo Transceiver Design Using Geometric Mean Decomposition[C]//Information Theory Workshop, 2004. IEEE. 2004:193–197.
- [27] N. Levanon. Radar Principles[J]. New York, Wiley-Interscience, 1988, 320 p., 1988, 1.
- [28] P. Hursky, M. B. Porter, M. Siderius, et al. Point-to-point Underwater Acoustic Communications Using Spread-spectrum Passive Phase Conjugation[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2006, 120(1):247–257.
- [29] G. Zhang, J. M. Hovem, H. Dong, et al. An Efficient Spread Spectrum Pulse Position Modulation Scheme for Point-to-point Underwater Acoustic Communication[J]. Applied Acoustics, 2010, 71(1):11–16.
- [30] G. Zhang, H. Dong. Experimental Demonstration of Spread Spectrum Communication Over Long Range Multipath Channels[J]. Applied Acoustics, 2012, 73(9):872–876.
- [31] R. Iltis, et al. An EKF-based Joint Estimator for Interference, Multipath, and Code Delay in a Ds Spread-spectrum Receiver[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1994, 42(234):1288–1299.

- [32] R. Iltis, et al. Joint Estimation of Pn Code Delay and Multipath Using the Extended Kalman Filter[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1990, 38(10):1677–1685.
- [33] R. Iltis, A. W. Fuxjaeger, et al. A Digital Ds Spread-spectrum Receiver with Joint Channel and Doppler Shift Estimation[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1991, 39(8):1255–1267.
- [34] K. Amleh, H. Li. An Algebraic Approach to Blind Carrier Offset and Code Timing Estimation for Ds-cdma Systems[J]. Signal Processing Letters, IEEE, 2003, 10(2):32–34.
- [35] S. Affes, H. Hansen, P. Mermelstein. Interference Subspace Rejection: A Framework for Multiuser Detection in Wideband Cdma[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2002, 20(2):287–302.
- [36] 韩晶, 黄建国, 张群飞, 等. 正交 M-ary/ds 扩频及其在水声远程通信中的应用 [J]. 西北工业大学学报, 2006, 24(4):463–467.
- [37] 殷敬伟, 惠俊英, 王逸林, 等. M 元混沌扩频多通道 Pattern 时延差编码水声通信 [J]. 物理学报, 2007, 56(10):5915–5921.
- [38] 惠俊英, 王蕾, 殷敬伟. 分组 M 元扩频 Pattern 时延差编码水声通信 [J]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2008, 36(7):30–33.
- [39] 王海斌, 吴立新. 混沌调频 M-ary 方式在远程水声通信中的应用 [J]. 声学学报, 2004, 29(2):161–166.
- [40] 何成兵, 黄建国, 韩晶, 等. 循环移位扩频水声通信 [J]. 物理学报, 2009, (12):8379–8385.
- [41] Y. Jing-wei, H. Jun-ying, H. Juan, et al. Underwater Acoustic Communication Based on Pattern Time Delay Shift Coding Scheme[J]. 中国海洋工程 (英文版, 2006, 20(3).
- [42] T. Yang, W.-B. Yang. Interference Suppression for Code-division Multiple-access Communications in an Underwater Acoustic Channel[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2009, 126(1):220–228.
- [43] 殷敬伟, 杨森, 余赟, 等. 基于单矢量有源平均声强器的码分多址水声通 [J]. 2011.
- [44] M. Stojanovic, J. Proakis, J. Rice, et al. Spread Spectrum Underwater Acoustic Telemetry[C]//OCEANS'98 Conference Proceedings. 1998, 2:650–654.
- [45] L. Freitag, M. Stojanovic, S. Singh, et al. Analysis of Channel Effects on Direct-sequence and Frequency-hopped Spread-spectrum Acoustic Communication[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 2001, 26(4):586–593.
- [46] S.-J. Hwang, P. Schniter. Efficient Multicarrier Communication for Highly Spread Underwater Acoustic Channels[J]. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2008, 26(9):1674–1683.

- [47] T. Yang, W.-B. Yang. Performance Analysis of Direct-sequence Spread-spectrum Underwater Acoustic Communications with Low Signal-to-noise-ratio Input Signals[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2008, 123(2):842–855.
- [48] M. Vajapeyam, U. Mitra, J. Preisig, et al. Distributed Space-time Cooperative Schemes for Underwater Acoustic Communications[C]//OCEANS 2006-Asia Pacific. 2007:1–8.
- [49] C. He, J. Huang, Z. Ding. A Variable-rate Spread-spectrum System for Underwater Acoustic Communications[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 2009, 34(4):624–633.
- [50] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, et al. Non-uniform Doppler Compensation for Zero-padded Ofdm Over Fast-varying Underwater Acoustic Channels[C]//OCEANS 2007-Europe. 2007:1–6.

致 谢

该论文模板是 UFO@bbs.hit.edu.cn 的《哈尔滨工业大学大学博士（硕士）论文模板》的基础上，并在很多人的帮助下完成的，在此一并向他们表示感谢。

特别感谢 Stanley 创立了论文模板开源项目 Pluto 以及他对论文模板的大量修改，使之更加符合工大论文模板要求。

特别感谢哈工大紫丁香站的 Tex 的版主 Tex、nebula 和网友 cucme，他们自始至终都全力支持模板的制作，并为此作了大量的工作。

感谢邓年春 (HIT bbs ID: dengnch)，他花了大量的时间来精调模板的一系列参数，使得该 L^AT_EX 模板和对应的 Word 模板的格式几乎完全一致。

感谢水木清华的 T_EX 和 L^AT_EX 版的各位网友为我提供的各种帮助，特别是 snoopy-zhao 网友，他多次热心地为该模板解决各种困难，使得模板的制作得以顺利进行。

最后，衷心感谢哈工大紫丁香 bbs 站 Tex 版所有网友的大力支持！

值此论文完成之际，谨向给予我无私帮助的老师 and 同学们致以诚挚的谢意！

首先感谢我的导师**某某某**教授，本论文的研究工作正是在**某**老师最初的建议下展开的。他在学术上不断进取、对人生理想执着追求的精神是我学习的榜样。**某**老师对问题深刻的认识和深入浅出的讲解给我留下深刻印象。

感谢**某某某**教授和**某某某**教授对我学习和工作的帮助，他们勤奋的工作作风、达观的人生态度都深深地感染了我。感谢**某某某**教授和**某某某**教授对我学业和生活上的关心。

感谢博士生**某某某**、**某某某**、**某某某**、**某某某**，给我的无私帮助和积极支持。感谢实验室所有的兄弟姐妹们，陪伴我度过了这长久的学习、研究阶段，帮助我解决问题，开拓思想。

最后，特别要感谢我的亲人们，他们对我要求甚少，但给予我的都是关怀、支持和理解。