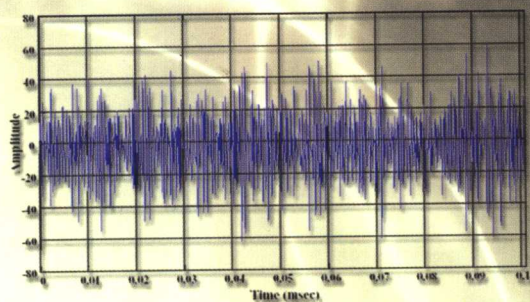
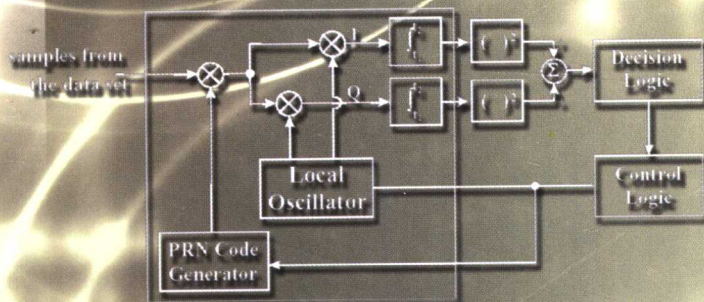


◎ 张欣 著

# 扩频通信数字基带信号处理 算法及其 VLSI 实现



科学出版社  
www.sciencep.com

# 扩频通信数字基带信号处理 算法及其 VLSI 实现

张 欣 著

科 学 出 版 社

北 京

## 内 容 简 介

本书是一本专门讨论直扩通信中数字基带信号处理算法的著作,介绍了部分关键算法的 VLSI 有效实现结构. 全书共 8 章,内容包括:绪论,伪噪声序列基本理论,数字锁相环的基本原理,数字下变频器的算法设计,直接数字频率合成器的基本理论和基于有限域的数字压控振荡器,数字抑制载波跟踪环的算法设计,伪噪声序列的快速捕获算法,数字延迟跟踪环的算法设计,以及它们的 VLSI 结构.

本书可供从事扩频通信或软件无线电基带算法的研究人员,及从事数字信号处理的 VLSI 结构的研究人员参考,也可作为电子、计算机等专业高年级本科生和研究生的教学参考书.

### 图书在版编目(CIP)数据

扩频通信数字基带信号处理算法及其 VLSI 实现/张欣著. 北京:科学出版社,2004

ISBN 7-03-013158-4

I. 扩… II. 张… III. 超大规模集成电路-数字-信号-信号处理  
IV. TN47

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 033492 号

责任编辑:匡 敏 姚庆爽/责任校对:宋玲玲

责任印制:安春生/封面设计:陈 敬

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街16号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

源海印刷有限责任公司印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

\*

2004年8月第一版 开本:B5(720×1000)

2004年8月第一次印刷 印张:15 1/4

印数:1—3 000 字数:289 000

定价:32.00元

(如有印装质量问题,我社负责调换〈明辉〉)

# 前 言

众所周知,扩频通信是建立在 Claude E. Shannon 的信息论基础之上,并率先应用于国防军事通信中的,而从其技术的实现手段上来看,它经历了模拟扩频技术、数模混合扩频技术以及完全数字化扩频技术等发展阶段。目前,随着 CDMA 扩频技术在民用移动通信里的深入应用和不断渗透,以及在卫星的深空通信、武器制导、GPS 定位系统等国防军事通信的需求下,扩频通信技术显得愈来愈重要了,而扩频通信中的数字基带技术又属于其关键技术。本书将就扩频通信领域中的直扩技术的数字基带信号处理进行比较深入的讨论和研究,部分基带算法将面对 VLSI 的实现来进行讨论,因此,本书将是目前国内第一本详细讨论扩频通信数字基带信号处理算法实现方面的著作。

全书在第 1 章绪论中概述性地回顾了扩频通信的发展历史,同时给出了扩频通信系统的几个关键参数。第 2 章中简略地总结了伪噪声的基本原理和实现。由于在扩频通信的基带信号处理中,某些设计参数跟锁相技术有着紧密的关系,书中第 3 章简略和总结性地给出了数字锁相技术理论的若干个很有用的基本公式,相信一般的读者都能在锁相技术的教科书中找到关于它们的更加细致的推导和基本概念。第 4、5、6 三章都是围绕实现数字 Costas 环这个专题来进行深入描述和讨论的。其中,Galois 域数字压控振荡器是利用有限域的基本理论来实现数字压控振荡器的,它是一种十分新颖的实现数字压控振荡器的方法。另外,书中也比较详细地讨论了基于 CORDIC 算法来实现数字下变频器的一种 VLSI 结构。在第 6 章的篇末还给出了如何实现非相干解调 QPSK 信号的数字化 Costas 环的 VLSI 结构。第 7 章全面针对伪噪声序列的快速捕获算法进行讨论和性能分析,并把一种混合并行捕获算法划分为数据通道和控制通道来进行讨论,以有利于 VLSI 实现。为了提高伪噪声序列捕获的成功率,书中还利用检测概率和虚警概率来讨论自适应门限技术。第 8 章在第 7 章的基础之上,更加深入地讨论了伪噪声序列的精密跟踪技术,以及减小跟踪码片间隔来提高跟踪性能的窄相关技术。第 8 章还给出了一种具体有效的实现延迟跟踪伪噪声序列的 VLSI 结构。

本书将着眼于工程实践、理论描述对所述及的专题进行展开并讨论,这将给读者的阅读带来更多的启发和乐趣,同时本书中还附有插图 133 幅,参考文献 258 篇,这也会给读者阅读带来诸多的方便。如果你是工程科研人员,在阅读完本书后,注意将第 6、7、8 三章的内容紧密地联系起来,那么你就会发现整个数字基带技术的实现其实是非常容易的,同时你还会学到如何设计参数灵活多变的扩频基带信号处理的算法。即便你是刚刚从大学毕业的无任何实际经验的读者,也会悟到理论

和实际工程之间的桥梁是如何架构的,你也许会觉得理论并不那么枯燥乏味了.

阅读本书的读者最好具备随机过程、锁相技术、信息论、统计信号检测与估计、数字通信原理、有限域等基础知识.当然如果你具备计算机工程专业的基本知识,对于你理解如何用 VLSI 来实现这些复杂的算法是非常有帮助的,毕竟这本书不是讨论算法到 VLSI 结构映射方法的教科书.如果你想选择本书作为研究生教材,那么你可以学习一个学期.当然,本书也可以作为工程师的短期培训教程来使用两周.

本书内容是在扩频通信数字基带信号处理的工程师培训教材基础上进行补充和完善而成的,在写作过程中得到了众多同仁的帮助和支持.在部分基带算法的 FPGA 实现中,苏武海先生给予了紧密的协作并进行了具体的调试工作,同时还与我们课题组的同事们进行了许多有益的专题讨论;书中部分插图由宋杰先生来帮助完成;徐庆和刘震昆两位先生奉献了他们关于自适应门限技术和窄相关技术的许多富有成效的讨论;邓嘉同学整理了关于 Galois 域上的数字压控振荡器的参考资料;还有许多热心的朋友对本书的出版寄予厚望,在本书即将出版之际,还得到了宋福利先生的热忱帮助.在此一并表示最深切的谢意.

鉴于作者学识有限,书中错误在所难免,希冀读者不吝指正.若本书所述内容对你从事的工作有帮助,我将感到十分欣慰(xinzhang@ieee.org).

张欣

2004年1月于成都·信苑

# 目 录

## 前言

<b>第 1 章 绪论</b> .....	1
1.1 引言 .....	1
1.2 扩频通信的基本原理 .....	2
1.2.1 理想通信系统的带宽和 $S/N$ 的互换关系 .....	3
1.2.2 潜在抗干扰理论 .....	5
1.3 扩频通信中的基本参数 .....	6
1.4 本书的结构 .....	7
参考文献.....	9
<b>第 2 章 伪噪声序列</b> .....	10
2.1 引言 .....	10
2.2 伪噪声序列的性质及其产生.....	11
2.2.1 伪噪声序列的性质 .....	11
2.2.2 伪噪声序列的相关性 .....	13
2.2.3 伪噪声序列的部分相关 .....	15
2.3 $m$ 序列 .....	16
2.3.1 $m$ 序列的性质 .....	17
2.3.2 $m$ 序列相关函数的波形及功率谱 .....	18
2.3.3 产生指定延迟的 $m$ 序列及 $m$ 序列的保密性研究 .....	20
2.3.4 $m$ 序列的构造 .....	23
2.4 Gold 序列及其他伪噪声码序列 .....	28
2.4.1 Gold 序列 .....	28
2.4.2 其他伪噪声序列 .....	30
参考文献 .....	32
<b>第 3 章 锁相环原理</b> .....	34
3.1 引言.....	34
3.2 锁相环基本理论.....	34
3.2.1 一些基本公式 .....	34
3.2.2 环路等效噪声带宽 .....	35
3.2.3 数字锁相环的基本理论.....	36

参考文献 .....	44
<b>第 4 章 数字下变频器 .....</b>	<b>46</b>
4.1 引言 .....	46
4.2 扩频通信中 ADC 参数的选择 .....	46
4.2.1 ADC 量化效应 .....	50
4.2.2 数的表示法及其在量化中的影响 .....	51
4.2.3 量化 bit 数的性能分析 .....	55
4.2.4 在 DDC 中 ADC 的选择原则 .....	56
4.3 DDC 的有效实现结构 .....	57
4.3.1 数字混频器原理 .....	58
4.3.2 同相(I)和正交(Q)的 DDC 实现结构 .....	60
4.4 DDC 的多速率采样处理 .....	63
4.4.1 整数 $M$ 倍抽取 .....	63
4.4.2 CIC 滤波器 .....	65
4.5 采用 CORDIC 算法实现 DDC .....	68
4.5.1 CORDIC 运算器原理 .....	69
4.5.2 CORDIC 的 VLSI 结构 .....	72
参考文献 .....	78
<b>第 5 章 直接数字频率合成器 .....</b>	<b>81</b>
5.1 引言 .....	81
5.2 DDFS 原理及其性能分析 .....	81
5.2.1 直接数字频率合成器的工作原理 .....	81
5.2.2 DDFS 的杂散来源及其分布特性 .....	83
5.2.3 改善 DDFS 杂散输出频谱的几种方法 .....	88
5.2.4 DDFS 的 VLSI 结构 .....	91
5.3 基于 Galois 域的数字控制振荡器(NCO) .....	96
5.3.1 数字控制振荡器的数学原理 .....	97
5.3.2 Galois 域 NCO 的 VLSI 结构 .....	102
参考文献 .....	106
<b>第 6 章 数字抑制载波跟踪环 .....</b>	<b>109</b>
6.1 引言 .....	109
6.2 几种经典的载波跟踪环 .....	110
6.2.1 抑制载波跟踪环的结构形式 .....	110
6.2.2 松尾环的 QPSK 解调 .....	113
6.2.3 16QAM 解调环 .....	118
6.2.4 通用载波恢复环 .....	119

6.3	数字 Costas 环的设计 .....	122
6.3.1	数字 Costas 环的功能部件及参数设计 .....	122
6.3.2	数字 Costas 环的 VLSI 结构 .....	133
	参考文献 .....	135
<b>第 7 章</b>	<b>扩频码序列的捕获 .....</b>	<b>136</b>
7.1	引言 .....	136
7.2	统计随机信号检测理论的简单回顾 .....	137
7.2.1	Bayes 和 Neyman-Pearson 假设检验 .....	137
7.2.2	在加性高斯白噪声下对无衰落信号的非相干接收 .....	138
7.2.3	吸收式 Markov 链和锁定检测理论 .....	139
7.3	几种典型的 PN 码捕获算法 .....	142
7.3.1	相干扩频通信的 PN 码捕获算法 .....	144
7.3.2	非相干扩频通信的 PN 码并行捕获算法 .....	151
7.3.3	减少剩余码相位偏移效应的 PN 码捕获算法 .....	156
7.4	数字非相干混合并行捕获的 VLSI 结构 .....	161
7.4.1	非相干混合并行捕获算法 .....	162
7.4.2	非相干混合并行捕获算法映射至 VLSI 结构 .....	167
7.5	PN 码捕获系统的自适应门限算法 .....	178
7.5.1	单个数据样本的门限计算 .....	178
7.5.2	基于窗口计数器的自适应门限算法 .....	182
7.5.3	利用瞬时标定功率的自适应门限算法 .....	189
	参考文献 .....	191
<b>第 8 章</b>	<b>数字延迟锁定跟踪环 .....</b>	<b>196</b>
8.1	引言 .....	196
8.2	DLL 基本原理 .....	197
8.2.1	全时间非相干 DLL 跟踪 .....	198
8.2.2	单 $\Delta$ 型抖动环(TDL)跟踪 .....	202
8.3	关于 PN 码跟踪环性能的采样和量化效应分析 .....	205
8.3.1	非等量采样 .....	205
8.3.2	码跟踪环 .....	206
8.3.3	环路分析 .....	210
8.4	抗多径效应的 PN 码跟踪算法 .....	212
8.4.1	算法的系统描述 .....	212
8.4.2	优化滤波器的加权 .....	213
8.5	数字非相干双 $\Delta$ DLL 跟踪算法及 VLSI 结构 .....	216
8.5.1	非相干双 $\Delta$ DLL 跟踪算法描述 .....	216



8.5.2	环路参数设计及部分单元部件的 VLSI 结构 .....	220
8.5.3	数字式非相干双 $\Delta$ DLL 的 VLSI 结构 .....	224
8.6	窄相关 DLL 原理及性能 .....	225
8.6.1	窄相关 DLL 原理 .....	227
8.6.2	窄相关 DLL 的统计特性分析 .....	229
8.6.3	多径误差分析 .....	230
	参考文献 .....	234

# 第 1 章 绪 论

## 1.1 引 言

扩展频谱(spread spectrum)通信系统是将基带信号(即信息)的频谱扩展至很宽的频带上,然后再进行传输的一种系统.这种系统占用的频率带宽比基带信号的频率带宽要多得多.从表面上看来,这是一件难于理解和违反直觉的事情,同时,它似乎也违背了常规通信系统压缩频带的设计准则.然而,从香农(Claude E. Shannon)信息论的基本理论就可以充分地加以证明,使用这种宽带通信系统是非常正确的,也是解决无线通信中多址、抗干扰、保密性等的最好途径之一. Shannon 在 1945 年、1948 年和 1949 年连续发表了关于信息论和通信加密及其系统安全性等 3 篇著名论文<sup>[1~3]</sup>,因而他被誉为信息论之父.在 1959 年, J. P. Costas 就指出:在工作频带愈来愈拥挤的情况下,宽带共用系统比窄带频分系统解决问题合理得多,并具有更高的平均传输容量潜力<sup>[4]</sup>.

20 世纪 50 年代,伍德华特(P. M. Woodward)发现<sup>[5]</sup>:在雷达测距和测速中,采用白噪声信号,其测量误差最小,这为扩频技术的应用开辟了道路.在 20 世纪的 50 年代美国麻省理工学院研究成功 NOMAC 系统(noise modulation and correlation system)后,就成为扩频通信研究发展的开端,从此,军事通信部门对军事通信、空间探测、卫星侦查、导弹制导等方面广泛应用扩频通信方式的研究就十分活跃了.在 20 世纪 60 年代初,美国开始将扩频通信应用于军事卫星,大约在 20 世纪 60 年代中期, Magnavox 公司研制成功频谱展宽话音调制解调器 MX-170C,用于 VRC-12 型超短波电台,其频率为 30~76MHz.该电台装置了这个扩频终端后,大大提高了抗干扰能力,这个电台可以在敌方干扰信号比所传输的伪噪声调制信号高 10 倍的情况下,在 2s 内就能捕获到有用信号,一旦捕获到信号后,系统可以在干扰信号比传输信号高 20 倍的情况下进行通信.我们还不能忘记在 20 世纪 40 年代初,世界上第一个发明跳频扩谱技术来明确地构想抗干扰通信系统的好莱坞(Hollywood)女演员赫蒂(Hedy K. Markey).

随着通信技术、超大规模集成电路和计算机技术的发展,以及扩频通信理论的不深入研究 and 成熟,基带的编码和相关信号处理都变得愈来愈容易实现和完善了,也从军用不断地向民用方面普及.目前的第三代移动通信,其核心技术就是扩频通信.在实际应用中,扩频通信的基本工作方式有三种:

### 1. 序列扩频(direct sequence spread spectrum)工作方式,简称直扩(DS)方式

这种工作方式是直接用伪噪声序列对载波进行调制,要传送的数据信息需要经过信道编码后,跟伪噪声序列进行模 2 加生成复合码去调制载波.接收机在收到发射信号后,首先通过伪码同步捕获电路来捕获发送来的伪码的精确相位,并由此产生跟发送端的伪码相位完全一致的伪码序列,作为本地解扩信号,以便能够及时恢复出数据信息来,完成整个直扩通信系统的信号接收.

### 2. 频率跳变(frequency hopping)工作方式,简称跳频(FH)方式

这种工作方式是经过数据信息调制后的基带信号,作发射载波调制后发射,但发射载波频率受伪噪声序列发生器控制,并在一定频带内,随机地跳变.这种工作方式需要有个关键部件就是快速响应的频率合成器.因此,载波调制大多数采用跟相位无关的调频方式,其跳频工作称为非相干 FH 方式.扩展频带由整个频率合成器生成的最小频率间隔和频率间隔数目来共同决定.

### 3. 时间跳变(time hopping)工作方式,简称跳时(TH)工作方式

信息数据送入受伪噪声序列控制的脉冲调制发射机,发射出携带信息数据的伪噪声间隔射频信号.这种工作方式允许在随机时分多址通信应用中,发射机和接收机使用同一天线.在实际应用中,很少采用这种工作方式,一般需要与其他工作方式混合使用才能构成一个实际工程系统.

上述 3 种基本工作方式,可以混合来使用,从而组成常见的频率跳变-直接序列混合系统;频率跳变-时间跳变混合系统;时间跳变-直接序列混合系统等.在实际扩频通信系统工程中,用比较普遍的是直扩方式和跳频方式,而直扩工作方式是目前使用得最多、也是最典型的一种.本书也将针对直扩方式的数字基带信号处理的算法来进行深入讨论,并结合 VLSI 电路实现来进行研究.

## 1.2 扩频通信的基本原理

扩频通信的基本理论根据是信息论中的 Shannon 公式,即

$$C = B \log_2(1 + S/N) \quad (1-1)$$

式中, $C$  为系统信道容量(bit/s); $B$  为系统信道带宽; $N$  为噪声功率; $S$  为信号功率. Shannon 公式表明了一个系统信道无误差地传输信息的能力跟存在于信道中的信噪比( $S/N$ )以及用于传输信息的系统信道带宽( $B$ )之间的关系.该公式说明了两个最重要的概念:一个是在一定的信道容量条件下,可以用减少发送信号功率、增加信道带宽的办法达到提高信道容量的要求;一个是可以采用减少带宽而增加信号功率的办法来达到.这也就说明了信道容量可以通过带宽与信噪比的互换而保持不变.实际工程中,信道的噪声功率谱密度  $n_0$  是不能随意选定的,所以在一定  $n_0$  的信道容量  $C$  条件下,只能是系统带宽  $B$  与信号功率  $S$  的互换.也就是说,为了保证一定的  $C$  值,可用改变  $B$  值或提供  $S$  值的办法来实现.但是,如果传

输信号的带宽变窄,将导致信号功率大幅度地提高,这就是说要消耗很大的功率能源;而如果用增加信号带宽去换取信号的功率减小的办法时,就能节省很多的信号功率能源.所以,欲提高信道容量,采用增加信号带宽比提高信号功率的方法要有效得多.

由于噪声功率  $N$  与信道带宽  $B$  有关,若噪声功率谱密度幅值为  $n_0$  时,则噪声功率为  $N=n_0B$ ,式(1-1)可以用另一种方式来表示

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (1-2)$$

式(1-2)清晰的表明了一个实际信道的容量是受三个要素所限制,即系统频带宽度  $B$ ,噪声功率谱密度的幅值  $n_0$ ,以及信号平均功率  $S$ .这三个要素确定了的话,系统的信道容量也就确定了.

### 1.2.1 理想通信系统的带宽和 $S/N$ 的互换关系

带宽和信号功率的互换过程并不是自动进行的,而是必须要通过信号编码,使之具有所要求的带宽.实际上,对信息进行编码的系统比没有进行编码的系统要优越得多,这是由于通过编码的系统会具有更宽的信号带宽.我们把能够实现极限信息速率传送,而且又能达到任意小的差错概率( $P_e$ )的通信系统,称为理想通信系统.

假如  $C$  是希望具有的信道容量,我们把式(1-2)变换成由  $C$  来求带宽  $B$ ,也就是把式(1-2)换成以  $e$  为底的对数

$$C/B = 1.44 \ln(1 + S/N) \quad (1-3)$$

对于干扰环境中的典型情况,  $S/N \ll 1$ ,对上式用幂级数展开,略去高次项,得

$$C/B = 1.44 S/N \quad (1-4)$$

将式(1-4)改写成

$$N/S = 1.44 B/C \approx B/C \quad (1-5a)$$

或

$$B = CN/S \quad (1-5b)$$

我们从上式(1-5b)可以看出,对于任意给定的噪声信号比,只要增加用于传输信息的带宽,理论上来说,就可以增加在信道中无误差地传输的信息.例如,我们希望一个系统工作于干扰比信号大 100 倍的环境中,要求的传输信息速率为 4Kbps,由式(1-5)可知,系统应有的带宽为

$$B = 1 \times 4 \times 10^5 / 1.44 = 2.77 \times 10^5 \text{ Hz}$$

由此可见,只要将欲传输的信息先用某种方式扩展其频谱,再把接收的扩谱信号的频谱变换到原始的信息带宽,信噪比就可以大大提高. C. E. Shannon 公式阐述了采用信号频谱扩展,可以提高通信系统的抗干扰性的原理,也就是说指明了用扩频方法可以取得很高的  $S/N$  比的好处.他虽然从理论上证明了“理想信道的存

在”，指出了只要通过一定的调制或随机编码，增加带宽就可以提高  $S/N$  比，但没有指出这种编码信道的调制方法。

我们可以进一步来阐述扩频通信的概念，把一个  $D$  维信号用一个  $M$  维信号空间的正交集来表示，即

$$s_i = \sum_{k=1}^M s_{ik} \Phi_k(t) \quad 1 \leq i \leq D, 0 \leq t \leq T \quad (1-6)$$

式中， $\{\Phi_k(t), 1 \leq k \leq M\}$  为一正交函数集，并且有

$$\int_0^T \Phi_i(t) \Phi_j(t) dt = \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (1-7)$$

对于每一个信号的平均能量为

$$\int_0^T \overline{s_i^2(t)} dt = \sum_{k=1}^M s_{ik}^2 = E_s \quad (1-8)$$

将该  $D$  维信号的能量均匀分布于  $M$  维信号空间的互相正交的  $M$  个基本方向上，并且使得每一个分量的平均值为零。这样就有

$$\overline{s_{ik} s_{il}} = \frac{E_s}{M} \delta_{kl} \quad 1 \leq i \leq D \quad (1-9)$$

考察一个分布于  $M$  维空间的干扰为

$$J(t) = \sum_{k=1}^M J_k \Phi_k(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (1-10)$$

其总能量为

$$\int_0^T J^2(t) dt = \sum_{k=1}^M J_k^2 = E_J \quad (1-11)$$

假设干扰是均值为零（高斯白噪声）的加性干扰，于是，接收信号就可以表示为

$$r(t) = s(t) + J(t) \quad (1-12)$$

可以使得接收信号同某个信号进行相关运算，第  $i$  个相关器的输出为

$$U_i = \int_0^T r(t) s_i(t) dt = \sum_{k=1}^M (s_{ik}^2 + J_k s_{ik}) \quad (1-13)$$

由于信号和干扰是统计独立的，因此，条件均值为

$$E(U_i | s_i) = \sum_{k=1}^M s_{ik}^2 = E_s \quad (1-14)$$

我们已经知道信号是  $D$  维的，在每一个分量的能量均相等的条件下，有

$$E(U_i) = \frac{E_s}{D} \quad (1-15)$$

通过式(1-13)和式(1-14)，并利用式(1-9)和式(1-11)，得到条件方差为

$$\text{var}(U_i | s_i) = \frac{E_s E_J}{M} \quad (1-16)$$

方差为

$$\text{var}(U_i) = \frac{E_s E_j}{DM} \quad (1-17)$$

接收机性能是由信噪比来衡量的,而信噪比可由下式来决定

$$S/N = \frac{E^2(U)}{\text{var}(U)} = \frac{\left(\frac{E_s}{D}\right)^2}{\left(\frac{E_s E_j}{DM}\right)} = \frac{E_s M}{E_j D} \quad (1-18)$$

式(1-18)表明了信噪比跟干扰如何分配其能量是无关的.也就是说,在我们给定的约束条件  $\sum_{k=1}^M J_k^2 = E_j$  下,无论怎么选  $J_k$ ,式(1-18)给出了经过扩频处理后,信号相对于干扰的获益为  $\frac{M}{D}$ . 该系数  $M/D$  也就是扩频处理增益,它正好等于可能的信号空间维数(也是干扰试图占有的空间)同传输信号实际需要的维数之比.

### 1.2.2 潜在抗干扰理论

根据柯捷里尼可夫(Кочельников В. А.)在“潜在抗干扰性理论”中得到的信息传输差错概率公式为

$$P = f_u\left(\frac{E_s}{n_0}\right) \quad (1-19)$$

式中, $P$  为差错概率; $f_u$  表示函数关系; $E_s$  为信号能量; $n_0$  为噪声功率密度. 我们把式(1-19)变换一下,设信号带宽为  $B$ ,信息持续时间为  $T_m$ ,信号带宽  $B_m$  为  $\Delta F$ ,信号功率为  $P$ ,噪声功率为  $N$ ,则

$$\Delta F = \frac{1}{T_m}, \quad P = \frac{E_s}{T_m}, \quad N = B n_0$$

把以上参数代入式(1-19),得

$$P = f_u\left(\frac{E_s}{n_0}\right) = f_u\left(\frac{PT_m}{N} B\right) = f_u\left(\frac{P}{N} \frac{B}{\Delta F}\right) \quad (1-20)$$

由式(1-20)可见,差错概率  $P$  是输入信号与噪声功率比( $P/N$ )和信号带宽与信息带宽比  $\left(\frac{B}{\Delta F}\right)$  两者乘积的函数. 也就是说,对于输入一定带宽  $\Delta F$  的信息,输入  $S/N$  比与信号带宽  $B$  可以互换,指出了使用增加信号带宽  $B$  的方法可以换取  $S/N$  比的好处.

限于讨论的篇幅,我们没有很详细地讨论非编码系统输出  $S/N$  比与带宽的互换关系,以及编码调制信道系统  $S/N$  比与带宽的互换关系等等. 但我们总能够大致从上面的讨论中知道,这就是很重要的用扩展频谱的方法来提高通信系统抗干扰的理论根据和指导思想. 也是扩频通信的理论基础.

### 1.3 扩频通信中的基本参数<sup>[6]</sup>

在本小节里,我们来定义跟扩频通信有关的几个技术术语,以及一些规定.

#### 1. 频带效率(spectral efficiency)

传输的码率 bit/s 与数字信号所占的频带 Hz 之比,即 bit/Hz. 例如,GSM 标准规定 200KHz 信道传输 270Kbit/s(270Kbps),其频带效率是 1.4bit/Hz,频带效率与信源编码无关,只决定于信息调制的制式,表明调制的信息密度,也称调制信息密度.

#### 2. 处理增益(process gain)

频谱扩展后的信号带宽  $B_s$  与频谱扩展前的信号带宽  $B_d$  之比. 即

$$G_p = \frac{B_s}{B_d} = \frac{R_s}{R_d} = \frac{T_d}{T_s} \quad (1-21)$$

其中, $R_s$  为 PN 码的时钟速率, $R_d$  为信息速率, $R_d = \frac{1}{T_d}$ , $R_s = \frac{1}{T_s}$ , $T_d$  为信息数据  $R_d$  的脉宽, $T_s$  为 PN 码(扩频码)的码元宽度.

处理增益也可以表示成

$$G_p = \frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}} \quad (1-22)$$

其中, $(S/N)_{out}$  为扩频解扩后的信噪比, $(S/N)_{in}$  为扩频解扩前的信噪比.

用对数来表示  $G_p$ ,可以写成

$$G_p(\text{dB}) = 10\lg \frac{B_s}{B_d} = 10\lg \frac{R_s}{R_d} = 10\lg \frac{T_d}{T_s} \quad (1-23a)$$

或

$$G_p(\text{dB}) = 10\lg(2^N - 1) \quad (1-23b)$$

式(1-23b)中,我们假设扩频码(或 PN 码序列)的级数为  $N$ ,同时,它也说明了如果想满足一定处理增益条件下,PN 码序列级数  $N$  必须依照如下公式来选择,即

$$N = \left\lceil \log_2 \left( 10^{\frac{G_p}{10}} + 1 \right) \right\rceil \quad (1-24)$$

式(1-24)中的符号 $\lceil x \rceil$ 表示向上取整,即不小于实数  $x$  的最小整数.式(1-21)、式(1-22),以及式(1-24)这些公式在设计扩频通信的系统指标时,都是非常重要设计公式.比如, $B_s = 20\text{MHz}$ , $B_d = 10\text{kHz}$ ,则  $G_p = 33\text{dB}$ ,这说明了该系统在接收机的射频输入端和基带滤波器的输出端之间有 33dB 的信噪比的增益改善.应注意,接收机产生的其他寄生信号或泄漏可使处理增益变小.

我们还需说明一下,假如我们采用 BPSK 调制数据信息,其传输的射频带宽应为  $B_s = 2R_s$ ,即二倍 PN 码(或伪码)时钟,它正好是  $\left( \frac{\sin X}{X} \right)^2$  的主瓣宽度,此时,系统增益可用下列公式来计算

$$G_p = \frac{2R_s}{R_d} \quad (1-25)$$

在接收机相关处理后的信号带宽是由基带调制信号载波产生的双边带信息带宽。从式(1-23)还可得出结论,若已知信息速率为  $R_d$  和 PN 码周期为  $2^N - 1$ , 则  $R_s = (2^N - 1)R_d$ 。

### 3. 干扰容限(interference margin)

干扰容限被定义为

$$M_j = G_p - \left[ L_{\text{sys}} + \left( \frac{S}{N} \right)_{\text{out}} \right] \quad (1-26)$$

其中,  $M_j$  为干扰容限,  $G_p$  为系统的处理增益,  $L_{\text{sys}}$  为系统的损耗,  $\left( \frac{S}{N} \right)_{\text{out}}$  为相关解扩输出端要求的信噪比。干扰容限是考虑一个可实现系统的输出信噪比的要求而定义的, 它也考虑到了系统的内部的信噪比的损耗(即, 射频滤波器的损耗, 放大器的信噪比损耗, 下变频器中的混频器的变频损耗等)。比如, 当一个扩频系统的处理增益为 30dB 时, 我们要求基带解调的最小输出信噪比为 10dB, 假如系统的损耗为 4dB, 则它的干扰容限为  $M_j = 30 - (10 + 4) = 16\text{dB}$ 。这就是表明了, 一个具有处理增益为 30dB 的扩频系统, 在保证基带数字解调器要求有 10dB 信噪比和系统损耗为 4dB 的条件下, 系统要求正常工作的输入信噪比应为  $-16\text{dB}$ 。

由于在实际工程应用中, 扩频接收机达不到理想的线性要求, 其非线性和码元跟踪误差导致的信噪比的损失, 并且在输入信噪比很低时还存在实际的门限效应。实际的扩频接收机容许输入的干扰与信号功率比, 较干扰容限还要低些。实际允许的输入干扰电平我们称它为“干扰门限”。假设输入干扰功率为  $J$ , 我们用  $J/S$  来代换式(1-26)中的  $M_j$ , 则有

$$\left( \frac{J}{S} \right)_{\text{in}} = G_p - \left[ L_{\text{sys}} + \left( \frac{S}{N} \right)_{\text{out}} \right] \quad (1-27)$$

我们重新改写式(1-27)得

$$\left( \frac{S}{N} \right)_{\text{out}} = (G_p - L_{\text{sys}}) - \left( \frac{J}{S} \right)_{\text{in}} \quad (1-28)$$

在扩频接收机的研制过程中, 尚需要精心设计相关解扩器和码元同步跟踪系统, 使得其干扰门限能够满足如下的电平关系

$$\left[ (G_p - L_{\text{sys}}) - \left( \frac{J}{S} \right)_{\text{in}} \right]_{\text{设计值}} - \left[ \left( \frac{S}{N} \right)_{\text{out}} \right]_{\text{实际测量值}} = 1\text{dB} \quad (1-29)$$

$\left( \frac{S}{N} \right)_{\text{out}}$  可以通过用频谱仪在接收机的基带滤波器的输出端来实际测得。

## 1.4 本书的结构

由于本书是描述直接序列扩频通信系统(常常简称为直扩通信)中基带的数字



信号处理,以及某些算法的 VLSI 实现框架结构,它是一本针对专业工程师的非常有用专业书籍.我们并不打算从关于随机信号的统计理论和扩频通信的基础知识谈起,而是从就扩频通信作简单地历史性回顾开始,逐步过渡到扩频通信的核心技术——基带信号处理.因此,全书将围绕基带信号处理的实现这个主题来进行组织和架构,并将全书分为 8 章来进行逐一描述和讨论.第 1 章仅作了简短性的历史回顾,并定义了跟扩频通信系统设计指标有着密切关系的几个关键性参数.它在基带处理的具体工程设计中是非常有用的.

众所周知,扩频通信是建立在 C. E. Shannon 信息论的理论基础之上的,属于噪声通信,它也是一种比较理想的通信系统.虽然我们知道了产生随机的和具有统计特性的噪声方式有很多种,但必须具有能够很容易实现和再生.因此,该书的第 2 章将紧密地围绕这个主题去展开讨论各种具有伪随机特性的噪声序列,并讨论这些伪噪声序列的各种特性.既然是具有统计特性的噪声序列,那么,淹没在噪声中的有用信号的检测实际上就是需要对噪声的统计特性进行不断地累积和判别,从而去掉噪声得到有用信号.这个过程也是比较复杂的,有很多种技术可以来实现对噪声序列的检测.目前,无论从理论上,还是成熟的噪声检测技术,最常用的方法是利用锁相理论知识来实现这个过程,整个伪随机序列的捕获和跟踪就是一个比较特殊的窄带跟踪捕获过程.基于此,在第 3 章中也将简单地回顾一下关于数字锁相环的基础知识.在第 4、5 两章中,我们将集中精力深入地讨论基带处理中的数字下变频器的实现技术,这些技术大多数是针对工程实现来进行展开讨论的.特别值得一提的是,基于 Galois 域的数字压控振荡器是一般文献上很难见到的内容,我们从理论和实现都作了比较深入地研究.它对传统的数字直接频率合成技术提出了一种新颖的实现上的思路,在某些特性上它更具有十分优越的优势.当然采用 CORDIC 运算器来实现数字下变频器也是对经典的数字下变频的一种改进方法.

在第 6、7、8 三章中,我们几乎用了全书的 3/5 的篇幅来介绍扩频通信系统的数字基带处理.数字 Costas 环是被用于解调 QPSK 等相位调制信号的一种非常经典的处理方法,在第 6 章中着重讨论了非相干的 Costas 解调环,并给出了具体实现的 VLSI 结构以及关键设计参数的计算公式.在第 7 章中,将专门针对扩频序列的检测理论来具体地讨论了各种可以实现的算法,仍然考虑到非相干解扩方式的捕获技术.还非常详细地讨论了非相干混合并行捕获算法的数据通道和控制通道的 VLSI 实现结构.在该章最后一节,讨论了两种自适应门限的设计方法以及噪声门限的计算方法.伪噪声序列的初始捕获同步,还需要进一步精密跟踪,所以,在第 8 章很细致地分析了延迟锁定环的性能和环路参数设计等.在该章的最后一节里,介绍了窄相关原理及其多径误差分析.这在利用伪随机序列进行卫星测距等方面是很有探讨价值的.