

高等学校电子信息学科“十二五”规划教材

现代扩频通信

郑霖 郑继禹 仇洪冰 王玫 主编

高等学校电子信息学科“十二五”规划教材

现代扩频通信

郑 霖 郑继禹 仇洪冰 王 玫

西安电子科技大学出版社

内 容 简 介

本书系统地阐述了扩频通信技术的基础理论与工程实践。全书共分8章,其中第1~5章主要介绍直接序列扩频与跳频技术的基本原理与应用,第6~8章主要介绍多载波扩频、线性调频通信与超宽带通信等新型扩展频谱技术。本书内容新颖、编排合理,文字简洁,理论联系实际,书中的主要内容均配有实例。

本书可作为高等学校工科电子类专业本科(或专科)教材,也可供研究生及相关专业的工程技术人员参阅。

图书在版编目(CIP)数据

现代扩频通信/郑霖等编. —西安:西安电子科技大学出版社,2013.5

高等学校电子信息学科“十二五”规划教材

ISBN 978 - 7 - 5606 - 3032 - 8

I. ①现… II. ①郑… III. ①扩频通信—高等学校—教材 IV. ①TN914.42

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2013)第 076649 号

策 划 马乐惠 毛红兵

责任编辑 马乐惠 曹 锦

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)

电 话 (029)88242885 88201467 邮 编 710071

网 址 www.xduph.com 电子邮箱 xdupfb001@163.com

经 销 新华书店

印刷单位 西安文化彩印厂

版 次 2013年5月第1版 2013年5月第1次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印 张 11.5

字 数 266千字

印 数 1~3000册

定 价 20.00元

ISBN 978 - 7 - 5606 - 3032 - 8/TN

XDUP 3324001 - 1

* * * 如有印装问题可调换 * * *

本社图书封面为激光防伪覆膜,谨防盗版。

前 言

扩展频谱通信在现代通信技术中占有重要的地位,在军用和民用通信技术中得到了越来越广泛的应用。由于扩频技术具有抗干扰能力强、截获率低、保密性强以及良好的多址与测距能力,因此备受人们的重视。集成电路技术、微电子与微处理技术的迅速发展,新型器件的广泛应用,极大促进了扩频通信技术和运用。目前跳扩频技术不仅在军用通信中占有极其重要的地位,而且更为广泛地应用在民用通信技术中。

本书是作者在多年的科研与教学工作的基础上,参阅了国内外相关文献编写而成的。全书共分8章,第1章介绍了扩频技术的基础理论、信号形式与主要性能指标;第2章结合直扩系统的调制方式,分析了系统的抗干扰性能与多址能力;第3章介绍了扩频码的生成与同步;第4章介绍了直扩技术在雷达测距、CDMA、GPS及医学上的应用;第5章系统地阐述了跳频技术的原理与应用;第6章介绍多载波扩频,包括MC-CDMA与MC-DS-CDMA等目前较受关注的知识内容;第7章介绍了线性调频(LFM)技术,LFM技术过去主要用在雷达技术中,近年来在通信技术中的应用受到人们的重视,本章从信号表征、调制、检测以及分数阶傅里叶变换等方面进行了全面的叙述;第8章介绍了超宽带(UWB)通信技术,UWB技术是近年来发展迅速的一门宽带通信技术,本章着重介绍了脉冲超宽带信号的定义、产生与检测以及同步与应用等方面的内容。

本书在内容编排上力求自然合理,同类相关内容相对集中,方便读者阅读与掌握。另外,书中的主要内容都配有实例,每章后均附有习题。

本书在编写过程中得到了桂林电子科技大学通信研究所樊孝明、符杰林、张德安、李晓记等的支持与帮助,在此表示深深的谢意。同时也对西安电子科技大学出版社为本书出版所做的工作与资助表示感谢。

由于编者水平有限,书中不妥之处恳请读者批评指正。

编 者

2012年6月

目 录

第 1 章 扩频通信的技术基础	1
1.1 扩频通信基础	1
1.2 扩频信号的形式	3
1.2.1 直接序列扩频信号	3
1.2.2 跳频信号	7
1.2.3 其他扩频信号	8
1.3 扩频系统的处理增益	9
1.3.1 直扩系统处理增益	10
1.3.2 跳频系统增益	12
1.3.3 混合扩频系统增益	12
1.4 扩频系统的干扰容限	14
习题	15
第 2 章 直扩系统的调制与抗扰性能	17
2.1 直扩调制方式	17
2.1.1 BPSK 调制	17
2.1.2 QPSK 调制	19
2.1.3 MSK 调制	21
2.1.4 多进制正交码调制	22
2.2 直扩系统的抗干扰性能分析	23
2.2.1 抗带限高斯白噪声的性能分析	23
2.2.2 抗窄带或单频干扰的性能分析	26
2.2.3 抗多径干扰的性能分析	27
2.2.4 直扩系统的信噪比与误码率	29
2.3 直扩系统的多址性能	30
2.3.1 多址性能分析	31
2.3.2 CDMA 系统的多址能力	33
2.4 影响系统性能的其他因素	34
2.4.1 载波抑制制度不足与码不平衡的影响	34
2.4.2 码同步偏移的影响	35
习题	37
第 3 章 扩频码的生成与同步	38
3.1 扩频序列的生成	38

3.1.1	扩频序列的随机特征	38
3.1.2	m 序列	38
3.1.3	Gold 序列	42
3.1.4	M 序列	46
3.1.5	Walsh 序列	47
3.2	扩频码的捕获同步	50
3.2.1	滑动相关捕获	51
3.2.2	DS 序列的 SAW 器件捕获	54
3.3	扩频码的同步跟踪	59
3.3.1	直扩序列的延迟锁定跟踪环	59
3.3.2	抖动跟踪环	62
习题	64
第 4 章	直扩技术的应用	65
4.1	直扩测距	65
4.1.1	测距基本原理	65
4.1.2	雷达的直扩测距	67
4.2	直扩序列 CDMA	69
4.2.1	技术特点	69
4.2.2	直扩 CDMA 应用	72
4.3	GPS 中直扩应用	75
4.4	直扩技术的医学应用	78
习题	80
第 5 章	跳频扩频通信技术	81
5.1	跳频系统基本构成与调制	81
5.1.1	基本构成	81
5.1.2	非相干 MFSK 调制	83
5.2	基于 MFSK 的慢跳频与快跳频	85
5.2.1	慢跳频	85
5.2.2	快跳频	86
5.2.3	FH/MFSK 信号的检测	88
5.3	跳频器	91
5.3.1	跳频频率合成器	91
5.3.2	跳频图案设计	96
5.3.3	跳频同步	99
5.4	跳频通信的应用	103
5.4.1	Chess 短波跳频电台	104
5.4.2	蓝牙中跳频技术	106
习题	109

第 6 章 多载波扩频	110
6.1 概述	110
6.1.1 引言	110
6.1.2 正交频分复用	111
6.1.3 OFDM 系统的噪声性能	114
6.2 MC-CDMA	115
6.2.1 基本信号结构	115
6.2.2 多用户信号结构	116
6.2.3 信号检测	117
6.2.4 性能分析	119
6.3 MC-DS-CDMA	121
6.3.1 信号结构	121
6.3.2 信号检测	124
6.4 多载波扩频技术的应用	125
习题	126
第 7 章 线性调频通信技术	127
7.1 LFM 信号的表征与特性	127
7.1.1 信号表征	127
7.1.2 信号频谱特性	128
7.1.3 信号检测特性	130
7.2 Chirp 通信信号产生与检测	132
7.2.1 Chirp 通信信号的一般形式	132
7.2.2 Chirp 信号的调制	134
7.2.3 Chirp 信号的接收检测	137
7.3 Chirp 信号的分数阶傅里叶变换	139
7.3.1 基本概念	139
7.3.2 Chirp 通信信号的 FRFT 检测	140
7.4 性能分析	142
7.4.1 误码率	142
7.4.2 锁相环同步混频对性能的影响	143
习题	144
第 8 章 超宽带通信技术	146
8.1 超宽带通信技术基础	146
8.1.1 发展概述	146
8.1.2 信号定义与辐射限制	147
8.1.3 辐射脉冲波形	149
8.1.4 信道簇脉冲特性	151
8.2 IR-UWB 信号的调制与产生	153
8.2.1 跳时超宽带信号的产生	153

8.2.2 直接序列超宽带信号的产生	155
8.3 超宽带信号的检测	155
8.3.1 TH-UWB 信号的相关检测	157
8.3.2 DS-UWB 信号的相关检测	159
8.3.3 IR-UWB 信号的门限检测方式	160
8.4 超宽带信号的同步	162
8.4.1 时位同步的特点	163
8.4.2 顺序搜索捕获算法	164
8.5 超宽带技术的应用	166
8.5.1 UWB 信号的优良特性	166
8.5.2 UWB 无线通信技术	167
8.5.3 超宽带定位技术	169
习题	172
参考文献	174

第 1 章 扩频通信的技术基础

1.1 扩频通信基础

扩频通信是扩展信号频谱通信的简称,是一种宽带数字通信方式。常规模拟与数字通信方式,如调幅(AM)、单边带(SSB)、调频(FM)、振幅键控(ASK)、移频键控(FSK)、移相键控(PSK)等均属于窄带通信方式。例如,一个最高频率(F_{\max})为 4 kHz 的语音信号,在模拟调制的传输信道中占据的信道带宽(B)仅为数倍的 F_{\max} 。比如 $B_{\text{AM}} = 2F_{\max}$, $B_{\text{SSB}} = F_{\max}$, $B_{\text{FM}} = (3\sim 5)F_{\max}$, 频率从几千赫兹至几十千赫兹。

在数字调制传输信道中,语音信号经 PCM、 ΔM 等方式信源编码后,频率约为 16 kHz 或 32 kHz,载波数字调制后占据的信道带宽 $B_{\text{ASK}} = B_{\text{PSK}} = 2 \times 16$ (或 32) kHz = 32 (或 64) kHz, $B_{\text{FSK}} \approx 4 \times 16$ (或 32) kHz = 64 (或 128) kHz,也仅为数十至数百千赫兹而已。传输同一信源编码后的语音信号,扩频通信的信道传输带宽却可高达数兆赫兹或吉赫兹量级,这种宽带传输方式具有安全的优良品质,在不损失信道传输容量的情况下,极大地提高了信道的抗干扰能力。

扩频通信是把待传输的数字信号用某个特定的扩频序列进行频谱扩展,在变成宽频带信号后送入信道传输;接收端利用扩频序列相关性进行频谱压缩,恢复原数字信号的带宽,然后进行数字信息解调。

显然,这种通信方式中扩频序列使用高速率的数字波形序列使信道传输带宽远远超过所传信息的信号带宽,可以达到几百倍、几千倍甚至几万倍。下面简单分析一下这种通信方式的直观效果。

(1) 在窄带通信方式中,为扩大传输容量,常用频分多路或时分多路方式将传输信道带宽 B 或时域取样间隔进行 N 次分割,以实现同时传输 N 路语音数字信息。在扩频通信中,可能传输一路语音数字信息就占据整个信道,其多路信息传输依靠 M 路接近正交的扩频序列来实现,通常总能满足 $M \geq N$,因此扩频传输不会降低系统的信息传输容量。

(2) 由于信道传输产生的许多干扰,如多径干扰、邻道干扰、多址干扰等都可用扩频序列的相关性来加以剔除,而且信道的宽带噪声也会因接收端频谱压缩导致带宽变窄而不会对数字信息的解调产生影响,因此扩频通信还具有极强的抗干扰能力。

扩频通信技术出现较早,而对它的应用和研究则是从 20 世纪 60 年代开始的,早期的扩频通信技术应用于军事通信、空间探测、卫星等方面。随着民用通信技术的发展,频谱

拥挤的现象日益突出,而且随着信号处理技术、集成电路、计算机、编码与相关处理技术的研究和发展,推动了扩频通信原理与技术的研究、发展与普及。目前扩频通信技术已广泛地应用于卫星通信、第三代(3G)与第四代(4G)移动通信系统、雷达测距定位及导航等领域,显示了其强大的技术生命力。

扩频通信的理论基础是香农(Shannon)信息理论,即1948年香农提出的香农定理。该定理指出,在高斯白噪声信道条件下,通信系统的极限传输速率 C (又称信道容量)与信道传输频带 B 、信道输出的信号噪声功率比 $\frac{S_i}{N_i}$ 之间存在如下关系

$$C = B \lg\left(1 + \frac{S_i}{N_i}\right) \quad (\text{b/s}) \quad (1-1)$$

式中, C 为信道可传输的信息速率,或称比特率; B 为传输带宽,传输信号频谱所占据的信道频带密度; S_i 为信道输出端的信号平均功率; N_i 为信道输出端的高斯白噪声平均功率。

式(1-1)称为香农公式,该公式的重要性在于确定了信道容量 C 与信道带宽、信号噪声功率比之间互换的关系,只要信源的信息传输速率 R_a 小于等于信道容量 C ,即 $R_a \leq C$,则总可以找到一种编码方式实现信号的无差错传输,这些量之间的关系如图1-1所示。

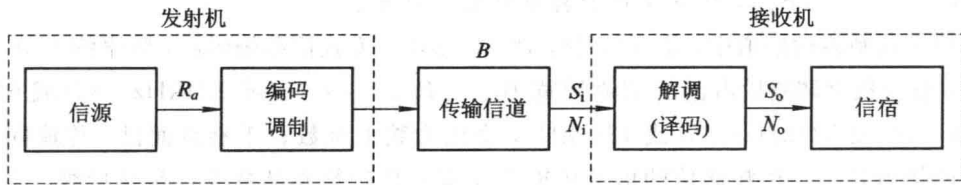


图 1-1 香农公式中各量关系示意图

若信道中噪声的单边功率谱密度为 n_0 (W/Hz),则经过传输频带 B 的噪声平均功率 $N_i = n_0 B$,从而式(1-1)又可表达为

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

显然,在信道容量 C 一定的前提下,若信号平均功率 S_i 不变,则提高传输带宽 B 必然使信道噪声功率 $N_i = n_0 B$ 加大,导致信号噪声功率比 $S_i/(n_0 B)$ 降低。而香农定理指出,只要找到合适的编码调制方式,加大 B 来换取 $S_i/(n_0 B)$ 的降低,经译码解调后仍然可以获得无差错传输所需输出信号噪声功率比 S_o/N_o 。这就说明了增大传输频带,即扩展信号的频谱,可以提高系统传输的抗干扰能力。当然,如果保持 S_i/N_i 不变,增大传输带宽 B ,也可以增大信道的传输容量,但这不是无限制的。若令 B 趋于无限大,则有

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = B \lg\left(1 + \frac{S_i}{N_i}\right) \approx 1.44 \frac{S_i}{N_i} \quad (1-3)$$

扩频调制就是一种较理想的编码调制方式,如前所述,它用相关性强且高速的扩频序列调制低速窄带的信息信号,扩展信息信号的频谱,加大传输信道的带宽,接收端的译码解调则是用与调制时同样的本地扩频序列实施相关检测,压缩信号频带,保证解调输出的信号噪声功率比达到要求。

例 1-1 设某系统的信息速率为 16 kb/s, 经扩频调制展宽的传输频带为 160 MHz, 已知接收机输入信号噪声功率比 $\frac{S_i}{N_i} = -20$ dB, 试求解调输出的信号噪声功率比 $\frac{S_o}{N_o}$ 等于多少?

解 假设相关检测不改变解调前、后的信号平均功率, 即 $S_i = S_o$, 则由 $\frac{S_i}{N_i} = -20$ dB 得 $\frac{S_i}{N_i} = \frac{1}{100}$, 可得

$$S_o = S_i = \frac{N_i}{100}$$

设信道传输频带为 B_1 , 其值 $B_1 = 160$ MHz, 相关检测提取的信号信息速率为 16 kb/s, 故压缩后频带 $B_2 = 16$ kHz, 对应的噪声功率 $N_o = n_o B_2$, 故有

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{1}{100} \cdot \frac{N_i}{N_o} = \frac{1}{100} \cdot \frac{n_o B_1}{n_o B_2} = \frac{1}{100} \cdot \frac{B_1}{B_2}$$

将 $B_1 = 160$ MHz, $B_2 = 16$ kHz 代入上式可得

$$\frac{S_o}{N_o} = 100$$

即 20 dB。

1.2 扩频信号的形式

1.2.1 直接序列扩频信号

扩频信号指扩频调制的信号形式, 最基本的扩频信号是信源信号通过与高速伪随机序列相乘获得扩谱的直接序列扩频(DS)信号。前面已指出, 扩频序列必须有强自相关特性, 按照香农信息定理, 在加性高斯白噪声环境下, 在有限平均功率的信道上, 实现有效通信的最佳信号是具有高斯分布统计特性的信号。这是因为高斯白噪声信号具有理想的自相关特性^[1], 高斯白噪声的功率谱密度为

$$S(\omega) = \frac{n_0}{2} \quad -\infty < \omega < +\infty \quad (1-4)$$

其自相关函数为

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{n_0}{2} \delta(\tau) \quad (1-5)$$

式中, τ 为相对时延, 有

$$\delta(\tau) = \begin{cases} \infty & \tau = 0 \\ 0 & \tau \neq 0 \end{cases} \quad (1-6)$$

白噪声的自相关函数为 $\delta(\tau)$ 函数, 说明它有尖锐的自相关特性。理想的高斯白噪声难以产生, 易于产生与加工、控制的伪噪声序列其统计特性已逼近高斯白噪声的统计特性。

伪随机序列就是一种实用的伪噪声序列，下面进行简单的分析。

设某伪随机序列采用周期为 p 个码元数字 $\{-1, +1\}$ 的码元序列 x ，其归一化自相关函数为

$$R_x(j) = \begin{cases} \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p x_i x_{i+j} = -\frac{1}{p} & j \neq 0 \\ \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p x_i x_{i+j} = 1 & j = 0 \end{cases} \quad (1-7)$$

式中， $j = 0, 1, 2, 3, \dots, p-1$ 。当伪随机序列周长数目足够大，趋于 ∞ 时，式(1-7)可简化为

$$R_x(j) = \begin{cases} -\frac{1}{p} \approx 0 & j \neq 0 \\ 1 & j = 0 \end{cases} \quad (1-8)$$

可以看出，当序列周期足够长时，式(1-8)逼近式(1-5)，故伪随机序列具有类似白噪声的统计相关特性，将其用作扩频调制的扩谱函数是较为理想的。直接序列扩频(简称直扩)信号的传输模型如图 1-2 所示。

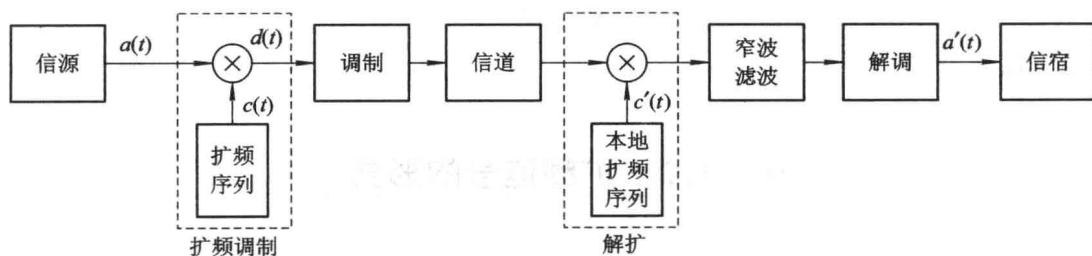


图 1-2 直扩信号的传输模型

设信源产生的信号 $a(t)$ 为二元数字符号的信息流，码元速率为 R_a ，码元宽度为 T_a ，而 $T_a = 1/R_a$ ，则 $a(t)$ 可表示为

$$a(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n g_a(t - nT_a) \quad (1-9)$$

式中， a_n 为随机取值 $+1$ 和 -1 的二元信息符号，有

$$a_n = \begin{cases} +1 & \text{以概率 } p \\ -1 & \text{以概率 } 1-p \end{cases} \quad (1-10)$$

$g_a(t)$ 为符号波形函数，如为方波脉冲，则 $g_a(t)$ 为门函数，有

$$g_a(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_a \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1-11)$$

伪随机序列产生器生成的扩频序列 $c(t)$ ，其速率为 R_c ，将码元称为切普(Chip)，宽度为 T_c ， $T_c = 1/R_c$ ，序列周期长度为 pT_c ，则 $c(t)$ 可表示为

$$c(t) = \sum_{n=0}^{p-1} c_n g_c(t - nT_c) \quad (1-12)$$

式中， c_n 为取值为 $+1$ 或 -1 的二元序列； $g_c(t)$ 为门函数。

扩频调制过程实质上是信息流 $a(t)$ 与伪随机序列 $c(t)$ 的相乘过程。作为二元符号的相乘, 等效于二元数字的模 2 加。由于伪随机序列码速 R_c 远大于信息速率 R_a , 满足 $(R_c/R_a) \gg 1$, 因此扩频调制后的二元序列的速率主要由伪随机码速率 R_c 决定。扩频调制后的扩展序列为

$$d(t) = a(t)c(t) = \sum_{n=0}^{\infty} d_n g_c(t - nT_c) \quad (1-13)$$

式中

$$d_n = a_n \oplus c_n = \begin{cases} 1 & a_n = c_n \\ 0 & a_n \neq c_n \end{cases}, \quad (n-1)T_c \leq t \leq nT_c \quad (1-14)$$

为适应信道传输, 通常将扩频调制后的信号 $d(t)$ 使用载波数字调制将其搬移到载波上。原则上, 大多数相干式数字调制方式如 BPSK(二元相移键控)、MSK(最小相移键控)、QPSK(正交相移键控)等都可使用。作为原理性解析, 一般都以 BPSK 方式为例。BPSK 调制后信号为

$$s(t) = d(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) = a(t)c(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (1-15)$$

式中, $\cos(\omega_0 t + \varphi)$ 为调制载波; ω_0 为载波频率; φ 为随机相位。

显然, 此时直扩信号 $s(t)$ 的频谱已展宽在 $2R_c$ (Hz) 频带范围内, 由于 $R_c \gg R_a$, 因此直扩信号的频谱比信息信号的频谱(由 R_a 决定)要宽得多, 从而实现了频谱扩展。信道应适配信号传输, 信道传输带宽由 $2R_c$ (Hz) 决定, 属宽带传输信道。直扩信号经信道后, 经解调器(起译码、解调作用)将展宽频带压缩, 还原为窄带调制信号, 经相当于二倍基带宽度的窄带滤波, 再经过载波解调, 恢复成原来的信息信号并输出。

假设接收端相干解调用的本地载波为 $\cos(\omega_0 t + \varphi')$, 解扩用的本地扩频序列为 $c(t - \tau)$, 式中 φ' 为载波同步相差, τ 为序列同步时延, 则经解扩解调后有

$$s(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi') \cdot c(t - \tau) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi') \cdot c(t) \cdot c(t - \tau)$$

假设已取得载波同步 $\varphi = \varphi'$, 序列同步 $\tau = 0$, 则其结果为 $\frac{1}{2}a(t)$ 。

上述频谱扩展与压缩的传输过程可用时域传输波形表示, 如图 1-3 表示; 直扩信号频谱产生图如图 1-4 所示; 频谱压缩则是相反的过程。

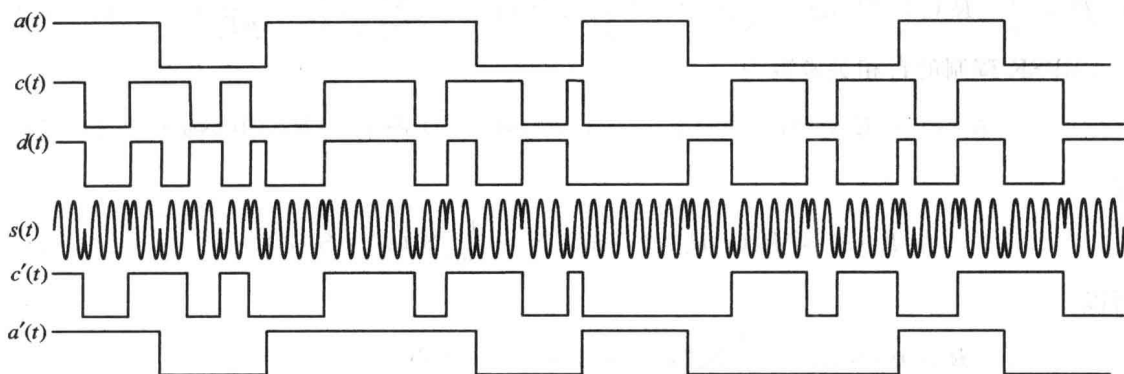


图 1-3 时域传输波形

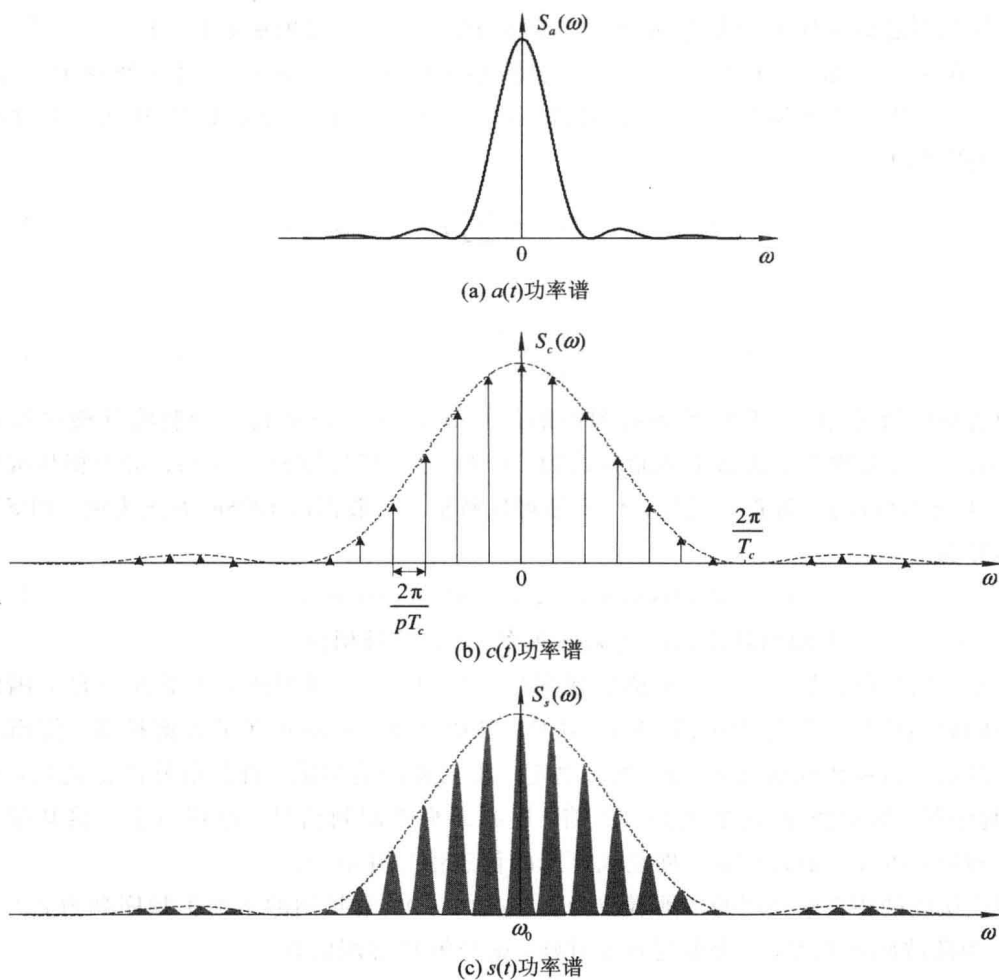


图 1-4 直扩信号频谱产生图

在图 1-4 中, 数值上 $f_a = R_a$ (Hz), $f_c = R_c$ (Hz); $S_a(f) \leftrightarrow a(t)$, $S_c(f) \leftrightarrow c(t)$ 。

由于 $c(t)$ 是周期长为 pT_c 的伪随机序列 (又称 PN 码序列), 因此其自相关函数 $R_c(\tau)$ 如式 (1-8) 所示, 对应的功率谱密度为

$$S_c(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_c(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \frac{1}{p^2} \delta(f) + \frac{p+1}{p^2} S_a^2(\pi f T_c) \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{k}{pT_c}\right) \quad (1-16)$$

BPSK 调制的自相关函数为

$$R_s(\tau) = E[s(t)s(t-\tau)] = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)s(t-\tau) dt = \frac{1}{2} R_d(\tau) \cos \omega_0 \tau \quad (1-17)$$

而

$$R_d(\tau) = R_a(\tau) R_c(\tau) \leftrightarrow S_d(\omega) = \frac{1}{2\pi} [S_a(\omega) * S_c(\omega)] \quad (1-18)$$

所以

$$\begin{aligned} R_s(\tau) \leftrightarrow S_s(\omega) &= \frac{1}{4\pi} S_d(\omega) * \pi [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] \\ &= \frac{1}{8\pi^2} S_a(\omega) * S_c(\omega) * \pi [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] \end{aligned} \quad (1-19)$$

将式(1-16)代入上式, 可得 $S_s(f)$ 的单边谱为

$$S_s(f) = \frac{1}{p^2} S_a(\omega - \omega_0) + \frac{p+1}{p^2} \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{+\infty} S_a^2(\pi f T_c) S_a\left(f - f_0 - \frac{k}{p T_c}\right) \quad (1-20)$$

由图 1-4 可见, T_c 愈小, 功率谱主瓣的宽度愈宽; p 愈大, 线谱之间的间隔愈小, 以致使 $c(t)$ 逼近白噪声谱; 相关检测的自相关性强, 有利于提取信号和抑制干扰。

1.2.2 跳频信号

跳频信号(FH)是扩展频谱信号的另一种重要信号形式, 跳频通信系统在军用战术通信中有广泛的应用, 抗干扰性能优良的战术通信电台非跳频电台莫属。

跳频信号采用伪随机码(PN 码)控制信息调制信号的中心频率或载波频率, 使之不断随机地在一个宽频带范围内发生跳变。跳变频率可在 N (几千至 2^{20} 个)个载波频率中随机选取。图 1-5 所示是跳频信号产生与传输的模型。

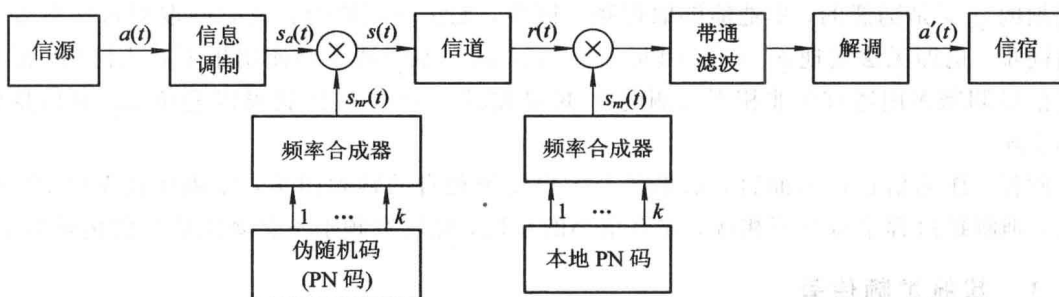


图 1-5 跳频信号产生与传输的模型

假定信息调制产生的信息信号 $s_a(t)$ 的频谱宽度为 B_1 , 为使相邻频率点上信息调制频谱不相互重叠, 则跳频信号的射频带宽 B 应为 $B = NB_1$, 其中 N 称为跳频频点数, $s_a(t)$ 的调制频谱跳变示意图如图 1-6 所示。

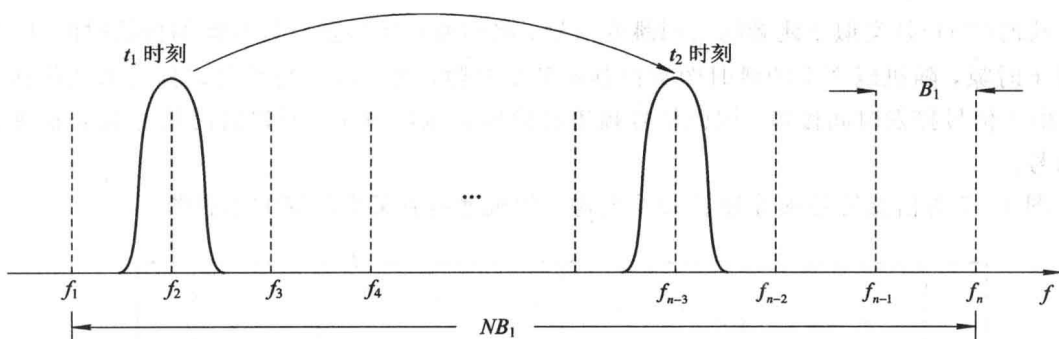


图 1-6 信息调制频谱的跳变示意图

在图 1-6 中, $s_a(t)$ 信号谱的随机跳变规律是由图 1-5 中所示的 PN 码来确定的, k 个比特码对应一个跳频频率点, 故有 2^k 个跳频频率, k 比特码组合形成一个跳频图案, 即频率点的跳变规律图。 $s_a(t)$ 频谱在某个跳频点的驻留时间 T_c 是由 PN 码速率 R_c 来确定的,

$$T_c = \frac{1}{R_c}$$

假设 $s_{hT}(t)$ 为跳频载波, 则在 t 时刻, $t=t_1+T_c$ 的时间间隔内有

$$s_{hT}(t) = \cos(\omega_j t + \varphi_j) \quad (1-21)$$

式中, ω_j 为某个跳频的频率; φ_j 为随机初相位; j 取 $0, 1, \dots, N-1$ 整数。它经信道传输后, 在接收端与本地跳频载波

$$s_{hr}(t) = 2 \cos(\omega'_j t + \varphi'_j) \quad (1-22)$$

相乘后并除去谐波项, 可得

$$w(t) = s_a(t) \cos[(\omega_j - \omega'_j)t + (\varphi_j - \varphi'_j)] \quad (1-23)$$

若本地 PN 码序列控制的跳频图案与发端一致, 而且 $s_{hT}(t)$ 与 $s_{hr}(t)$ 已经取得频率跳变同步, 满足 $\omega_j - \omega'_j = \omega_1$ (固定中频), 即可获得中心频率为固定中频的信息解调信号 $s_a(t) \cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_j)$ 。中频(IF)滤波器用于提取频率跳变同步的有用信号, 抑制干扰和噪声。该解跳过程与直扩信号传输中的解扩有同等功用, 把宽带 $B = NB_1$ 还原为窄带 B_1 , 再经信息解调就恢复出 $a'(t) = a(t)$ 。显然, 在频率跳变过程中, 初相位 φ_j 是随机的, 每个跳变时刻的 φ_j 又是随意的, 本地能够取得频率同步, 无法在短暂的驻留时间取得每次跳变的相位同步, 也即无法实现 $\varphi_j = \varphi'_j$, 因此 $s_a(t) \cos(\omega_1 t + \Delta\varphi_j)$ 通常不使用相干方式检测, 而发送端信息调制多用适宜于非相干检测的 FSK 调制的 $s_a(t)$, 这样就可以避免 $\Delta\varphi_j$ 对信息解调的影响。

同样, 作为信息传输而言, 如果各个用户使用各自的跳频图案, 即相互独立的 PN 码序列, 则解扩过程中可互不相扰, 或有很小的互扰, 使展宽频带不会降低信息的传输容量。

1.2.3 其他扩频信号

直接序列扩频信号与跳频信号是扩频通信中两种主要的信号形式, 此外还有跳时信号、混合扩频信号、线性调频信号与超宽带信号等, 它们各自有不同的功能特点, 下面将简单介绍。

1. 跳时信号

跳时(TH)是类似于跳频的时间跳变信号, 将信源产生的信息符号帧的持续时间 T_c 分成若干时隙, 随机码产生的跳时图案控制在某个时隙, 将一帧信息符号以猝发方式传送出去。由于信号猝发时间极短, 因此信号频谱必然极大地展宽了, 所以跳时信号也是扩展频谱信号。

图 1-7 为信息符号帧等分成 D 个时隙, 随机地占有某个时隙的示意图。

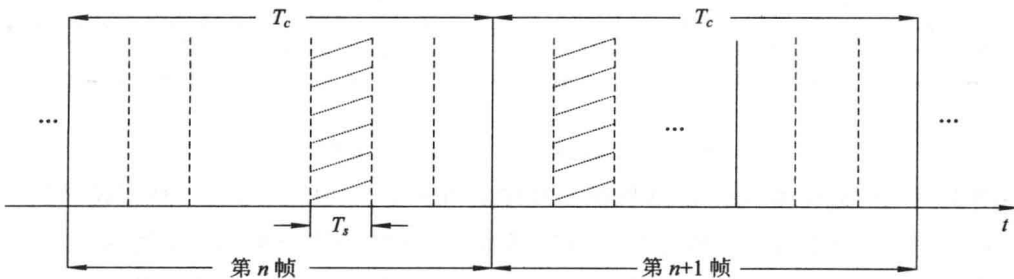


图 1-7 跳时信号示意图

由于发送的猝发性,需用缓冲存储器暂存一帧的信息符号,用 PN 码产生的跳时图案控制一个高速开关,以高速读取缓存器中数据,将一帧信息数据压缩在时隙 T_s 内猝发出去。经过传输信道,接收端要用本地产生的同步跳时图案控制高速开关接收猝发的信息数据,高速写入缓存器,再以正常的速率 R_a 读出,恢复出原信息符号。图 1-8 所示为跳时信号传输模型。

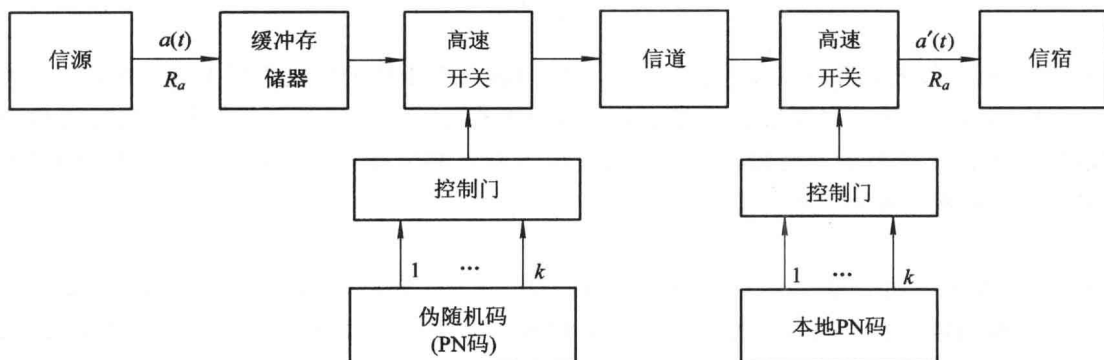


图 1-8 跳时信号传输模型

显然,由于猝发时隙的随机性,容易避开突发干扰,发生突发干扰的概率为 $1/D$,其中 $D=T_c/T_s$, 又称占空比。但是,接收端实现跳时图案同步的技术难度大,而且对于连续性干扰的抵御能力弱,因此实用中很少单独使用,多与其他扩频方式组合成混合系统使用。

2. 混合扩频信号

前面介绍的直扩(DS)、跳频(FH)、跳时(TH)等扩频信号,虽然都有很强的抗干扰能力,但是仍存在各自的不足,因此在实际应用中常将两种或多种扩频形式结合起来使用,扬长避短,就能实现任一单个形式难以达到的技术指标,降低系统技术复杂度与成本。常用的混合扩频信号形式有 FH/DS、TH/DS、FH/TH 等。

1.3 扩频系统的处理增益

扩频通信系统是通过扩频信号的传输实现信息传输,同时抵御干扰的通信系统。衡量一个扩频通信系统抗干扰能力高低的评价指标是处理增益。处理增益 G_p 定义为接收信号和噪声经相关解扩处理后的输出信号噪声功率比 $\frac{S_o}{N_o}$ 与解扩器的输入信号噪声功率比之比,即

$$G_p = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} \quad (1-24)$$

用分贝表示为

$$10 \lg G_p = 10 \lg \frac{S_o}{N_o} - 10 \lg \frac{S_i}{N_i} \quad (\text{dB}) \quad (1-25)$$