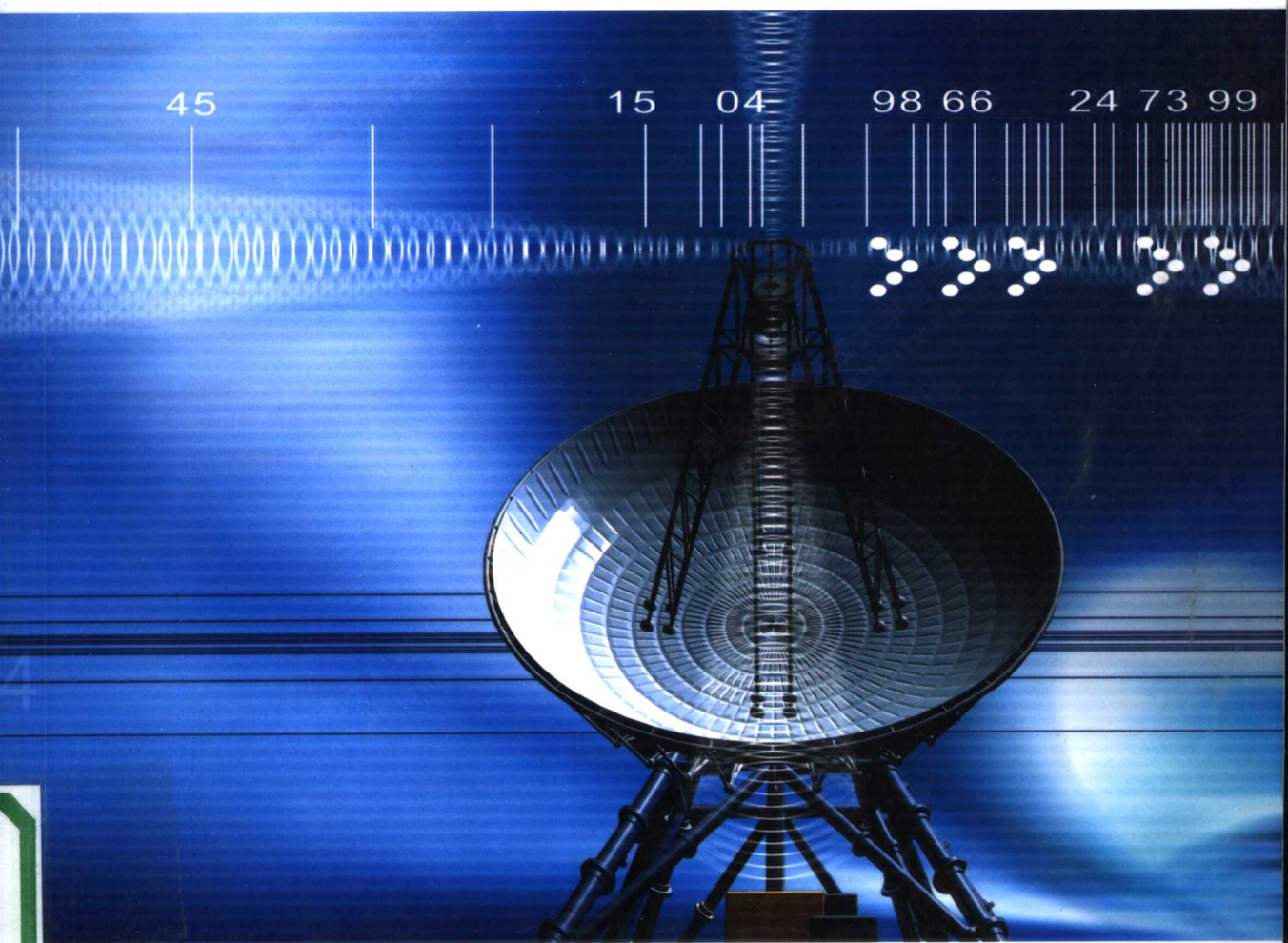


高等 学校 教材

扩频通信

■ 查光明 熊贤祚 编著



西安电子科技大学出版社

<http://www.xduph.com>

TN92
37

高等学校教材

扩 频 通 信

查光明 熊贤祚

西安电子科技大学出版社

(陕)新登字 010 号

内 容 简 介

本书系高等学校工科电子类专业课统编教材。全书共分七章，第一章建立扩频、跳频系统的物理概念及数学模型，分析抗干扰性能(含人为干扰，多径干扰，多址干扰等)；第二章叙述各种扩频信号(DS、FH、FH/DS、DS/TH等)的产生技术及其特点；第三章研究扩频编码理论与技术；第四、五章讨论各种扩频(跳频)信号的解扩解调与同步技术；第六章是自适应天线和自适应干扰抑制滤波器的基本理论与技术及其在扩频通信中的应用；第七章讲述扩频技术在雷达、导航、测距、医疗器械、矿区坑道通信中的应用。

全书内容新颖，反映了这一领域近年的发展成果。本书叙述简明扼要，可作为高等学校无线电技术和通信专业及雷达专业高年级学生用教材，亦可供工厂、研究所、军事机关科技人员参考。

高等学校教材

扩 频 通 信

查光明 熊贤祚

责任编辑 殷咸安

西安电子科技大学出版社出版发行

渭南市邮电印刷厂印刷

陕西省新华书店发行 各地新华书店经售

开本 787×1092 1/16 印张 13 字数 302 千字

1990年12月第1版，2004年1月第7次印刷 印数 19 001~23 000

ISBN 7-5606-0093-X/TN·0035(课)

定价：9.80 元

XDUP 0673001-7 本社图书封面为激光防伪覆膜，谨防盗版。

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定，我部承担了全国高等学校、中等专业学校工科电子类专业教材的编审、出版的组织工作。由于各有关院校及参与编审工作的广大教师共同努力，有关出版社的密切配合，从1978年至1985年，已编审、出版了两轮教材，正在陆续供给高等学校和中等专业学校教学使用。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应“三个面向”的需要，贯彻“努力提高教材质量，逐步实现教材多样化，增加不同品种、不同层次、不同学术观点、不同风格、不同改革试验的教材”的精神，我部所属的七个高等学校教材编审委员会和两个中等专业学校教材编审委员会，在总结前两轮教材工作的基础上，结合教育形势的发展和教学改革的需要，制定了1986~1990年的“七五”(第三轮)教材编审出版规划。列入规划的教材、实验教材、教学参考书等近400种选题。这批教材的评选推荐和编写工作由各编委会直接组织进行。

这批教材的书稿，是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中经院校推荐，由编审委员会(小组)评选择优产生出来的。广大编审者、各编审委员会和有关出版社为保证教材的出版和提高教材的质量，作出了不懈的努力。

限于水平和经验，这批教材的编审、出版工作还会有缺点和不足之处。希望使用教材的单位、广大教师和同学积极提出批评建议，共同为不断提高工科电子类专业教材的质量而努力。

电子工业部教材办公室

前 言

本教材系按电子工业部工科电子类专业教材 1986—1990 年编审出版规划, 由无线电技术通信教材编审委员会通信专业编审小组征稿, 推荐出版, 责任编委程时昕教授。

本教材由电子科技大学(原成都电讯工程学院)担任主编。中国科学技术大学朱近康副教授担任主审, 并提了许多宝贵的修改意见。

本课程的参考学时数为 60 学时, 亦可用 40 学时。其主要内容为: 第一章讨论扩展频谱通信的基本概念、数学模型和抗干扰性能分析。第二章是各种扩频调制技术, 主要有 DS、FH、TH 及它们的混合扩频方式, 即 DS/FH、DS/TH、FH/TH 等。第三章研究扩频编码技术。第四、五两章为解扩(跳)解调技术及同步跟踪与捕获。第六章介绍自适应干扰抑制技术, 介绍了自适应天线和自适应干扰抑制滤波器的算法与实现原理。第七章讲述扩频技术在其他方面的应用, 如雷达、测距、码多址技术用于计算机通信网、矿区坑道通信及在生物医学工程中的应用等。本教材的使用应在学过数字通信原理、电路与信号系统、概率与随机过程等课程基础上进行。如未开设上述课程的院校, 教师讲课时应补充相应内容, 则需 60 学时; 若已有上述课程的院校只需讲授 40 学时。书中备有习题可供参考, 便于工程技术人员自学检查。

本教材由查光明主编, 并编写了第一、二、四、五、六章, 熊贤祚同志编写第三和第七两章。洪福明教授统阅并修改了全书。参加审阅工作的还有吴伯修、李乐民、邹深昌、毕光国教授, 他们都为本书提出了许多宝贵意见。李正茂博士, 查彦彬、郑平等硕士为本书作了大量工作。这里表示诚挚的感谢。

由于编者水平有限, 书中难免还有一些缺点和欠妥之处, 殷切希望广大读者批评指正。

编 者

1988 年 9 月于成都

目 录

第一章 扩展频谱通信系统的数学模型及其理论基础

§ 1-1 扩展频谱通信的基本概念	1
§ 1-2 扩展频谱通信系统的模型	6
§ 1-3 扩展频谱系统的抗干扰性能分析	9
1-3-1 广义平稳干扰	10
1-3-2 抗单频正弦干扰能力的分析	16
1-3-3 抗多径干扰的分析	18
§ 1-4 扩频系统的处理增益与干扰容限以及扩频系统的主要特点	23
习题	26
参考文献	27

第二章 各种扩频信号及其调制技术

§ 2-1 直接序列系统(DS-SS)	28
§ 2-2 直接序列系统中几个主要参数的讨论	35
§ 2-3 跳频系统(FH-SS)	37
§ 2-4 跳频系统的特点	44
§ 2-5 跳时系统(TH-SS)	45
§ 2-6 各种混合扩频调制系统	46
2-6-1 跳频/直接序列(FH/DS)混合扩频系统	46
2-6-2 跳时/跳频(TH/FH)混合扩频系统	49
2-6-3 跳时/直接序列(TH/DS)混合扩频系统	49
§ 2-7 扩频系统频率合成器的特点与设计举例	50
§ 2-8 信息的发送	57
习题	62
参考文献	63

第三章 伪随机编码

§ 3-1 伪随机编码基本定理	64
§ 3-2 伪随机码分类及构造原理	64
3-2-1 几个基本定义	64
3-2-2 伪随机码的构造	66
§ 3-3 m 序列	70
3-3-1 m 序列的定义	70
3-3-2 m 序列的性质	71
§ 3-4 Gold 序列族	75
3-4-1 m 序列优选对	75
3-4-2 Gold 序列族	76

3-4-3 平衡 Gold 码	78
3-4-4 平衡码产生方法	79
§ 3-5 截短 m 序列	81
§ 3-6 M 序列	87
§ 3-7 Reed-Solomon 码	90
§ 3-8 宽间隔跳频图案	92
3-8-1 对偶频带和频率对	92
3-8-2 跳频图案的构造方法	93
3-8-3 RS 码在宽间隔跳频图案中的应用	94
习题	95
参考文献	95
第四章 扩展频谱信号的解扩和解调	
§ 4-1 扩展频谱信号的相关解扩	97
4-1-1 相干通信的基本概念	97
4-1-2 直接式相关和外差式相关	99
4-1-3 码定时偏移对相关处理的影响	101
4-1-4 载波抑制不足和码不平衡对 DS 系统相关器输出的影响	102
4-1-5 有干扰时相关器的输出	103
§ 4-2 基带解调(基带恢复)与载波同步	108
4-2-1 锁相环解调器原理	108
4-2-2 平方环	109
4-2-3 科斯塔斯环解调器	114
4-2-4 抑制时钟脉冲宽度调制的解调(基带解调)	118
§ 4-3 跳频信号的解跳和解调	119
4-3-1 跳频信号的解跳(解扩)	119
4-3-2 非相干跳频解调器	123
4-3-3 跳频解调中的积分-清洗滤波器	125
§ 4-4 声表面波(SAW)匹配滤波器解跳	126
习题	130
参考文献	131
第五章 扩频通信系统的同步跟踪与捕获	
§ 5-1 同步不确定性的来源	132
§ 5-2 实现同步的几种方法	133
§ 5-3 插入特殊码字同步法	135
§ 5-4 自同步法	139
§ 5-5 延时锁定同步法	142
§ 5-6 FH 信号的同步	152
§ 5-7 FH/DS 混合扩频系统的同步性能	153
习题	156

参考文献	157
第六章 自适应抑制干扰技术在扩频通信中的应用	
§ 6-1 自适应天线抑制干扰技术	158
§ 6-2 自适应滤波器抑制窄带干扰及其算法	168
6-2-1 非参数谱估计的干扰抑制算法	168
6-2-2 线性预测的干扰抑制算法	169
§ 6-3 双边抽头横向滤波器和线性预测误差滤波器	170
§ 6-4 最小均方误差自适应 SAW 横向滤波器	175
参考文献	176
第七章 扩展频谱技术的应用	
§ 7-1 引言	178
§ 7-2 测距	178
§ 7-3 同时测距与测速	181
§ 7-4 扩频技术在天线测量中的应用	183
§ 7-5 作频率标准	185
§ 7-6 矿井通信	186
§ 7-7 扩频技术在战术通信中的应用	187
§ 7-8 多址应用	188
§ 7-9 扩频技术在医学领域中的应用——超声多普勒血流成像	188
附录	
附录一 代数基本知识	191
附录二 伪随机码的概率分布是高斯分布的证明	195
附录三 次数 $n \leq 12$ 的不可约多项式	196

第一章 扩展频谱通信系统的数学模型及其理论基础

§ 1-1 扩展频谱通信的基本概念

频谱是电信号的频域描述。运载各种信息(如语音、图象、压强、温度、数据等)的信号一般都是以时域来表示,即表示为一个时间的函数 $f(t)$ 。信号的时域表示式 $f(t)$ 可以用付里叶变换得到其频域表示式 $F(\omega)$ 。频域和时域的关系由下式确定:

$$\begin{cases} F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt \\ f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \end{cases} \quad (1-1)$$

式中 $\omega = 2\pi f$ 。函数 $f(t)$ 的付氏变换存在的充分条件是 $\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| dt$ 必须为有限值。有相当一些 $f(t)$,其付氏变换并不存在,可以把付氏变换推广为拉氏变换。这时信号频域和时域关系式为

$$\begin{cases} f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s) \exp(st) ds \\ F(s) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-st) dt \end{cases} \quad (1-2)$$

式中变量 $s = \sigma + j\omega$ 。

在频域中观察和分析扩展频谱信号,将带来一定的方便。

扩展频谱通信系统是指待传输信息的频谱用某个特定的扩频函数扩展后成为宽频带信号,送入信道中传输,再利用相应手段将其压缩,从而获取传输信息的通信系统。也就是说在传输同样信息时所需的射频带宽,远比我们已熟知的各种调制方式要求的带宽要宽得多。扩频带宽至少是信息带宽的几十倍甚至几万倍。信息已不再是决定调制信号带宽的一个重要因素,其调制信号的带宽主要由扩频函数来决定。因此,本书讨论的扩展频谱系统必须满足以下两条准则:

- (1) 传输带宽远远大于被传送的原始信息的带宽;
- (2) 传输带宽主要由扩频函数决定,此扩频函数常用的是伪随机编码信号。

按照上述定义,我们已熟知的各种调制方式,如调幅、小频偏调频、单边带调制以及数字调制中的 OOK、FSK、PSK 等都不属于扩展频谱系统的范畴。尽管宽带线性调频使用的射频带宽很宽,甚至比某些扩频系统的带宽还要宽,但由于与通信关系不大,本书中也不准备讨论。我们讨论的现代扩展频谱通信系统是以伪噪声编码作扩频函数的系统,它将是我们要讨论的重点问题。

现在我们以伪随机码序列作扩频函数的直接序列扩展频谱通信为例, 来研究其原理。它的一般方框图如图 1-1 所示, 图 1-1(a)是它的发射系统, 图 1-1(b)是它的接收系统。信源产生的信息流 $\{a_n\}$ 通过编码器输出二进制码流 $d(u, t)$, 其中 u 用以表示随机变量。二进制码流中所含的两个符号的先验概率相同, 均为 $1/2$, 且两个符号相互独立, 其波形图如图 1-2(a)所示, 二进制数字信号 $d(u, t)$ 与一个高速率的二进制伪随机码 $c(u, t)$ 波形(如图 1-2(b)所示, 伪随机码为 m 序列)相乘, 得到如图 1-2(c)所示的复合信号 $d(u, t) \cdot c(u, t)$, 这就扩展了传输信息的带宽。一般伪随机码的速率是 Mb/s 的量级, 有的甚至达到几百 Mb/s。目

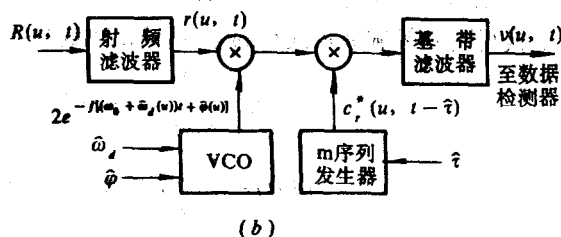
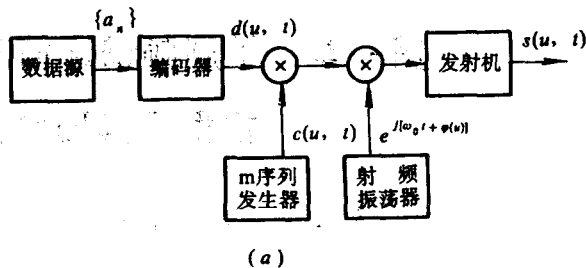


图 1-1 扩展频谱通信系统模型

(a) 发射系统; (b) 接收系统

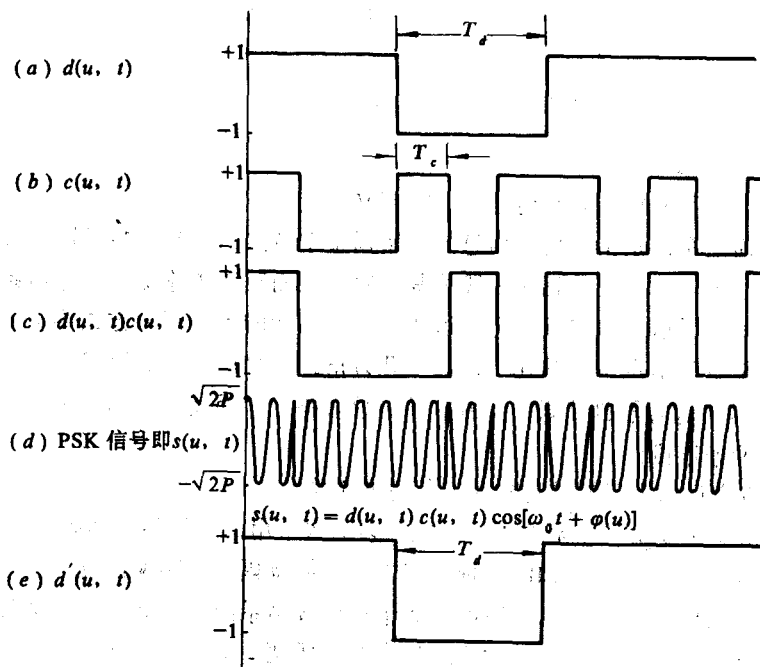


图 1-2 理想扩展频谱系统波形

前国外已有 1000Mb/s 的超高速伪随机码。而待传信息流 $\{a_n\}$ 经编码器编码后的码速率较低，如数字话音信号一般为 $32\sim 64\text{kb/s}$ ，这就扩展了信息的速率。扩频后的 $d(u, t) \cdot c(u, t)$ 复合信号对载波调制(直接序列扩频一般用 PSK 调制)后，通过发射机和天线送入信道中传输。发射机输出的扩频信号用 $s(u, t)$ 表示，见图 1-2(d)所示，而 $s(u, t)$ 的射频带宽取决于伪随机码 $c(u, t)$ 的码速率。在 PSK 情况下是等于伪随机码速率的 2 倍，而与数字信息流的码速率几乎无关。以上处理过程就达到了扩展数字信息流频谱的目的。

在接收端用一个和发射端同步的伪随机码 $c_r^*(u, t - \hat{\tau}(u))$ 所调制的本地信号 $2e^{-j[(\omega_0 + \hat{\omega}_d(u))t + \hat{\phi}(u)]}$ ，与接收到的 $s(u, t)$ 进行相关处理。相关处理是将两个信号相乘，然后求其数学期望(均值)，或求两个信号瞬时值相乘的积分。当两个信号完全相同时(或相关性很好)，得到最大的相关峰值，经数据检测器恢复发射端的信号为 $d'(u, t)$ 。若信道中存在着干扰，这些干扰包括窄带干扰、人为瞄准式干扰、单频干扰、多径干扰或码分多址信号，它们和有用信号 $s_1(u, t)$ 同时进入接收机，如图 1-3(a)所示。由于窄带噪声和多径干扰与本地扩频信号不相关，故在相关处理中被削弱(干扰信号与本地扩频码卷积积分其频带被扩展)，也就是干扰信号的能量被扩展到整个扩频带宽内，降低了干扰电平，如图 1-3(b)所示。相关器后的基带滤波器只输出基带信号 $d'(u, t)$ 和处在滤波器通带内的那部分干扰和噪声，这样就大大改善了系统的输出信噪比，如图 1-3(c)所示。关于这一特性将在系统数学模型中进一步分析。

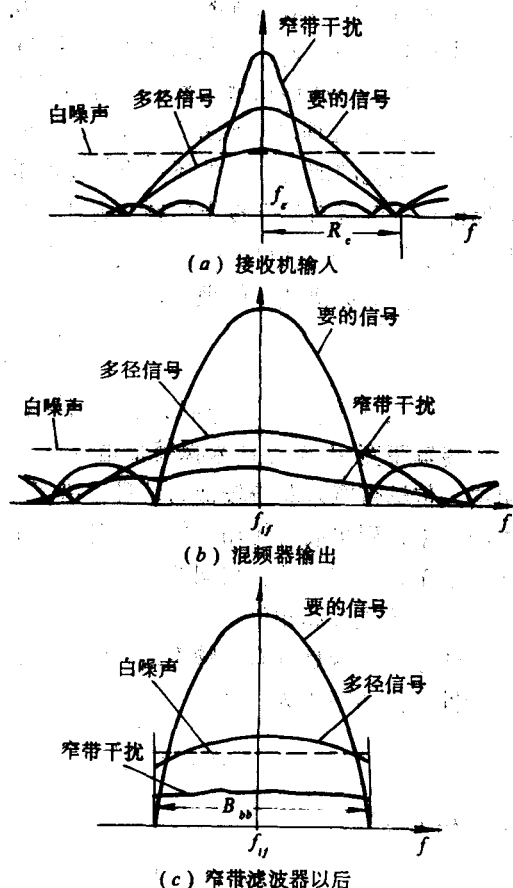


图 1-3 扩展频谱接收机的基带滤波器输出频谱

图 1-3 中， R_c 为伪码速率， f_c 为射频， f_{if} 为中频， B_{bb} 为基带数字信息 $d(u, t)$ 的基带带宽。

从扩展频谱信号中恢复基带信号 $d(u, t)$ ，是利用了下列两个基本关系式，即

$$d(u, t) \cdot c(u, t) \cdot c^*(u, t) = d(u, t) \quad (1-3)$$

其中： $d(u, t) \cdot c(u, t)$ 是接收到的扩频信号， $c^*(u, t)$ 是本地扩频码信号，它与 $c(u, t)$ 共轭。若用序列逻辑运算，可表示为

$$d(u) \oplus c(u) \oplus c^*(u) = d(u) \quad (1-4)$$

上两式中利用了模二加法的以下两个性质:

$$c(u) \oplus c^*(u) = 0 \quad (1-5)$$

$$c^*(u, t) \cdot c(u, t) = 1 \quad (1-6)$$

关系式(1-3)和(1-4)是很重要的,它是数字通信中采用伪随机码实现扩频技术的一个基本出发点。

由上面对扩频通信系统的定性讨论中,我们知道了现代扩频通信系统从部件或框图上看,很少有什么新东西。它与常规通信系统相比,发射端增加了一个高速率的伪随机码,并与数字信号实现波形相乘,接收端增加一个本地扩频码,与接收到的信号进行一次相关解扩。但经这些处理,扩频系统就比常规的通信系统具有很强的抗人为干扰、抗窄带干扰、抗多径干扰的能力。此外还具有信息隐蔽、低的空间无线电波“通量密度”及多址保密通信等优点。读者自然会提出问题,为什么扩频通信系统具有这些优点?其理论依据是什么呢?在本章§1-3节和第三章将要定量地分析这些问题,这里仅作以下几点定性说明。

首先,扩展频谱技术的理论基础可用香农(C·E·Shannon)信道容量公式

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

来描述。该公式表明,在高斯信道中当传输系统的信号噪声功率比 S/N 下降时,可用增加系统传输带宽 W 的办法来保持信道容量 C 不变。对于任意给定的信号噪声功率比,可以用增大传输带宽来获得较低的信息差错率,扩展频谱技术正是利用这一原理,用高速率的扩频码来达到扩展待传输的数字信息带宽的目的。扩频通信系统的带宽比常规通信体制大几百倍至几千倍,故在相同的信噪比条件下,具有较强的抗噪声干扰的能力^①。

第二,香农又指出^[4],在高斯噪声的干扰下,在限平均功率的信道上,实现有效和可靠通信的最佳信号是具有白噪声统计特性的信号。这是因为高斯白噪声信号具有理想的自相关特性,其功率谱为

$$S(\omega) = \frac{N_0}{2} \quad -\infty < \omega < +\infty \quad (1-7)$$

它的自相关函数为

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (1-8)$$

其中: $\omega = 2\pi f$, τ 为时延,

$$\delta(\tau) = \begin{cases} \infty & \text{当 } \tau = 0 \text{ 时} \\ 0 & \text{当 } \tau \neq 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (1-9)$$

白噪声的自相关函数具有 $\delta(\tau)$ 函数的特点,说明它具有尖锐的自相关特性。但是对于白噪声信号的产生、加工和复制至今仍然存在着许多技术困难。然而人们已经找到了一些易于产生又便于加工和控制的伪噪声序列,它们的统计特性逼近于高斯白噪声的统计特性。伪噪声序列从产生到发展已有20多年了,它的数学理论以及许多尚待解决的技术问

① 这里仅限于讨论高斯干扰,对人为干扰后面要专门讨论。

题, 引起了国内外科技工作者极大的兴趣。这里仅简略引用其统计特性, 借以说明扩展频谱技术的实质。

设某种伪随机序列周期为 p , 且码元都是二元域 $\{1, -1\}$ 上的元, 一个周期为 p , 码元为 x 的伪随机二元序列 X 的归一化自相关函数为

$$R_x(j) = \begin{cases} \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p x_i x_{i+j} = 1 & \text{当 } j=0 \text{ 时 (模 } p) \\ \frac{1}{p} \sum_{i=1}^p x_i x_{i+j} = -\frac{1}{p} & \text{当 } j \neq 0 \text{ 时 (模 } p) \end{cases} \quad (1-10)$$

式中: $j=0, 1, 2, 3, \dots, p-1$. 当伪随机序列码长 p 取足够长或 $p \rightarrow \infty$ 时, 式 (1-10) 可简化为

$$R_x(j) = \begin{cases} 1 & \text{当 } j=0 \text{ 时 (模 } p) \\ -\frac{1}{p} \approx 0 & \text{当 } j \neq 0 \text{ 时 (模 } p) \end{cases} \quad (1-11)$$

比较式 (1-8) 和式 (1-11), 看出它们比较接近, 当码长 p 足够长时, 式 (1-11) 就逼近式 (1-8). 故伪噪声码的具有和白噪声相类似的统计特性, 也就是说它逼近于高斯信道要求的最佳信号形式。所以用伪随机码扩展待传基带信号频谱的扩展频谱通信系统, 优于常规通信体制。

第三, 早在 50 年代, 哈尔凯维奇 (А. А. Харкевич) 就从理论上证明^[1]: 要克服多径衰落干扰的影响, 信道中传输的最佳信号形式也应该是具有白噪声统计特性的信号形式。扩频函数 (伪码) 逼近白噪声的统计特性, 因而扩频通信又具有抗多径干扰的能力。

扩展频谱通信系统按其工作方式可以分为以下几种:

(1) 直接序列扩展频谱系统 (DS-SS): 图 1-1 中讨论过的扩频通信, 就是直接序列扩频系统。它是由于待传信息信号与高速率的伪随机码波形相乘后, 去直接控制射频信号的某个参量, 扩展了传输带宽而得名的。有些文献中又称这种扩频系统为“平均”系统。

(2) 跳频扩频系统 (FH-SS): 数字信息与二进制伪码序列模二相加后, 去离散地控制射频载波振荡器的输出频率, 使发射信号的频率随伪码的变化而跳变。跳变系统可以随机选取的频率数通常是几千到 2^{20} 个离散频率。每次移频是根据信息和伪码序列的状态加权所得到的随机数来选取频率。所以 FH-SS 实际上是一个“多频、选码和移频键控”系统。在跳频系统中控制频率跳变的指令码的速率, 没有直接序列扩频中的伪码速率高。一般为每秒几十跳到几万跳。在 FH-SS 中扩展频带的宽度是由

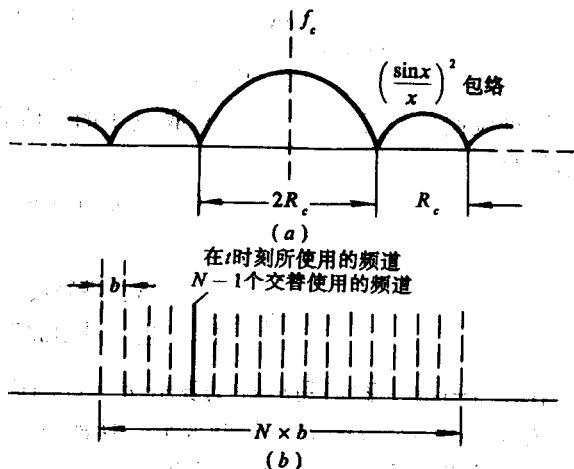


图 1-4 扩频信号功率谱
(a) 直线序列 (DS-SS); (b) 跳频 (FH-SS)

跳变的频率总数 N 和频率跳变的最小间隔 b (参见图 1-4(b)) 来决定的, 即为 $N \times b$ 。

DS-SS 和 FH-SS 的扩频频谱图如图 1-4 所示。图 1-4(a) 为直线序列频谱图, 主瓣宽度为 $2R_c$, 旁瓣宽度为 R_c (R_c 为伪码速率)。图 1-4(b) 是 FH-SS 的频谱图, 图中 $b = 1/T$, 而 T 是每个跳变频率的最大持续时间。

(3) 跳时扩频系统 (TH-SS): 跳时是用伪码序列来启闭信号的发射时刻和持续时间。发射信号的“有”、“无”同伪码序列一样是伪随机的。跳时一般和跳频结合起来使用, 两者一起构成一种“时频跳变”系统。

(4) 混合式: 以上三种基本扩频方式中的两种或多种结合起来, 便构成了一些混合扩频体制, 如 FH/DS, DS/TH, FH/TH 等, 它们比单一的扩频、跳频、跳时体制具有更优良的性能。在第二章中将进一步深入讨论。

§ 1-2 扩展频谱通信系统的模型^[2]

我们以二元直接序列扩频为例, 来讨论扩展频谱通信系统的数学模型。在 OOK、FSK、PSK 三种数字载波调制中, PSK 的性能最佳, 现代 DS-SS 中载波调制一般都采用 BPSK 或 DPSK。图 1-1(a) 就是这种情况下的发射系统数学模型图。PSK 调制信号表示为

$$f(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_m(t) + \varphi_0(t)] \quad (1-12)$$

式中: ω_0 —— 载频;

A —— 振幅;

$\varphi_0(t)$ —— 初相;

$\varphi_m(t)$ —— 二进制序列的数字信息所控制的相位。

为运算方便设 $A = 1$, $\varphi_0(t) = 0$ 。若规定二进制序列中的“1”对应于 $\varphi_m(t) = 0$, 而二进制序列中的“-1”对应于 $\varphi_m(t) = \pi$ 时, 则有

$$f(t) = \begin{cases} \cos \omega_0 t & \text{当二进制序列为“1”时} \\ -\cos \omega_0 t & \text{当二进制序列为“-1”时} \end{cases} \quad (1-13)$$

这种调制信号可等效为一个只取 ± 1 的二值波形, 对载波实行抑制载波幅度调制后的信号为

$$f(t) = m(t) \cos \omega_0 t \quad (1-14)$$

式中

$$m(t) = \begin{cases} 1 & \text{当二进制波形为“1”时} \\ -1 & \text{当二进制波形为“-1”时} \end{cases} \quad (1-15)$$

在图 1-1(a) 中我们用 $d(u, t)$ 表示 $\{a_n\}$ 经编码后的数字信号, $c(u, t)$ 表示扩频码波形。 $d(u, t)$ 和 $c(u, t)$ 都是二进制波形, 且都满足式 (1-15)。从图 1-1(a) 可以直接写出发射系统的输出信号 $s(u, t)$ 的表达式为

$$s(u, t) = d(u, t) c(u, t) \cos[\omega_0 t + \varphi(u)] \quad (1-16)$$

为了下面分析的方便, 设 $d(u, t)$ 与 $c(u, t)$ 是相互独立的, 且 $d(u, t)$ 的码元宽度 T_b 是 $c(u, t)$ 码元宽度 T_c 的整数倍。 $s(u, t)$ 经由天线辐射到空间, 在传播过程中受空间各种信号和干扰噪声的污染。有用信号在传输过程中一般要产生随机时延 $\tau(u)$ 和多普勒频率 $\omega_d(u)$ 及随机相移 $\varphi(u)$, 因而进入接收机天线的信号加噪声为

$$R(u, t) = s_i[u, t - \tau(u)] + n(u, t) + s_j[u, t - \tau(u)] \quad (1-17)$$

式中: $s_i[u, t - \tau(u)]$ 表示同一扩频系统的多址干扰及其他无线电设备发出的信号, 也包括有用信号本身的多径延迟及人为干扰信号(敌方的干扰);

$n(u, t)$ 是信道中的所有加性噪声, 工业火花干扰等;

$s_j[u, t - \tau(u)]$ 为有用信号。

射频滤波器后的接收信号取实部, 用 $r(u, t)$ 表示,

$$r(u, t) = d[u, t - \tau(u)] c[u, t - \tau(u)] \cos[(\omega_0 + \omega_d(u))(t - \tau(u)) + \varphi(u)] + n'(u, t) + s_j'[u, t - \tau(u)] \quad (1-18)$$

式中, $n'(u, t)$ 表示通过射频滤波器的带限加性噪声;

$s_j'[u, t - \tau(u)]$ 表示落入射频滤波器通带内的干扰信号。

信号进入接收机后进行与发射端相反的变换, 即可恢复发射端传送的信息。在扩频接收机中, 这个反变换就是解扩和解调。一般都采用相关解扩。在解扩时我们利用式(1-5)和式(1-6)的基本关系, 即

$$c(u, t) \cdot c^*(u, t) = 1$$

$$c(u, t) \oplus c^*(u, t) = 0$$

符号“ $*$ ”表示共轭, 实际上 $c(u, t)$ 是实函数, 因此 $c^*(u, t) = c(u, t)$ 。

若载波解调用相干解调, 则接收系统的数学模型如图1-1(b)所示。图中两个乘法器是相关解扩和解调, $c_j^*[u, t - \hat{\tau}(u)]$ 是与发射端同步的本地扩频码, $\hat{\tau}(u)$ 为延迟锁定环路提供的控制跟踪量, 作为对信道随机延时 $\tau(u)$ 的同步跟踪。本地射频压控振荡器输出的信号为 $2\cos[(\omega_0 + \hat{\omega}_d(u))t + \hat{\varphi}(u)]$, 其振幅为2。 $\hat{\omega}_d(u)$ 及 $\hat{\varphi}(u)$ 也是由锁相环路提供的同步跟踪量。在数学模型中两种环路均未画出。设基带滤波器的冲击响应为 $h(t)$, 其带宽与发射端数字信息带宽相同, 且射频滤波器能够无失真地处理 $R(u, t)$, 则基带滤波器的输出

$$v(u, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \alpha) r(u, \alpha) c_j^*[u, \alpha - \hat{\tau}(u)] \times 2\cos[(\omega_0 + \hat{\omega}_d(u))\alpha + \hat{\varphi}(u)] d\alpha \quad (1-19)$$

如果图1-1(b)中相关器是理想的(并能滤除二次谐波), 且射频滤波器和基带滤波器都是线性的, 则我们建立的模型也是线性的。即从接收机输入端到基带输出, 这整个处理过程都是线性的, 于是, 式(1-19)中的各项就可以利用线性叠加原理分别求出它们在基带滤波器输出端的响应, 再求总的响应。在本节讨论数学模型时, 我们先对有用信号作分析。在对有用信号分析时, 我们先假设其他干扰信号和加性噪声都为零, 于是式(1-18)可简化为

$$r'(u, t) = d[u, t - \tau(u)] c[u, t - \tau(u)] \cos[(\omega_0 + \omega_d(u))t + \varphi(u)]$$

把 $r'(u, t)$ 代入式 (1-19) 并作积分变量代换后, 则有

$$v(u, t) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} d[u, \alpha - \tau(u)] c[u, \alpha - \tau(u)] \times \cos[(\omega_0 + \omega_d(u))\alpha + \varphi(u)] c^*[u, \alpha - \hat{\tau}(u)] \times \cos[(\omega_0 + \omega_d(u))\alpha + \hat{\varphi}(u)] h(t - \alpha) d\alpha \quad (1-20)$$

对于式(1-20), 前面曾假设相关器是理想的(并能滤除二次谐波), 又由于 $c^*(u, t - \hat{\tau}(u))$ 与 $c(u, t - \tau(u))$ 共轭, 这样可利用式(1-6)的关系, 且当:

$$\begin{cases} \hat{\tau}(u) = \tau(u) & \text{扩频码元同步} \\ \hat{\omega}_d(u) = \omega_d(u) & \text{频率锁定} \\ \hat{\varphi}(u) = \varphi(u) & \text{相位锁定} \end{cases} \quad (1-21)$$

成立时, 则基带滤波器输出的有用信号为

$$v(u, t) = \int_{-\infty}^{\infty} d[u, \alpha - \tau(u)] h(t - \alpha) d\alpha \quad (1-22)$$

从式(1-22)可知, 只要基带滤波器能无失真传送数字信息 $d[u, t - \tau(u)]$, 经基带数字检测器处理后, 便能恢复出发射端信源传来的信息 $\{a_n\}$ 。

由上述处理过程我们看出, 扩展频谱接收机提取有用信号的功能, 是充分发挥了伪随机码尖锐的自相关特性而完成的。对于各种干扰信号, 如 $s_i[u, t - \tau(u)]$ 及 $n'(u, t)$, 它们与本地伪码不相关, 在相关处理过程中干扰信号能量被扩展到整个扩频带宽内, 通过基带滤波器的输出很小, 对此将在下节中专门研究。

以上建立的 DS-SS 数学模型, 是扩展频谱系统在理论上的抽象和概括, 对扩频系统的本质作了描述。虽然这种描述是在若干假设下, 忽略了许多次要因素进行的, 但它反映了扩频系统最本质的特性。因而以后讨论到系统抗干扰性能时, 这个模型是很有用的。

用推导 DS-SS 相同的方法, 可以得到如图 1-5 所示的跳频系统(FH-SS)的模型。

设跳频频率合成器能提供的频率数为 N , 则发射的信号为

$$s(u, t) = d_n(u, t) \cos[(\omega_0 \pm n\omega_\Delta)t + \varphi_n] \quad (1-23)$$

式中: ω_0 为跳频频率合成器中心频率;

ω_Δ 为频率合成器跳变频率的最小间隔;

φ_n 为每个频率的初相, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

跳频信号 $s(u, t)$ 经信道传输后, 受各种干扰信号和噪声的污染, 接收机收到的信号为

$$R(u, t) = d_n(u, t + \tau) \cos[(\omega_0 \pm n\omega_\Delta)(t + \tau) + \varphi_n] + J(u, t + \tau) \cos(\omega_0 t + \varphi) + n(u, t) \quad (1-24)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$$

式中: τ 为信道中传播时延, 这里省略了随机量 u ;

$J(u, t + \tau)$ 代表各种干扰;

$n(u, t)$ 为高斯噪声。

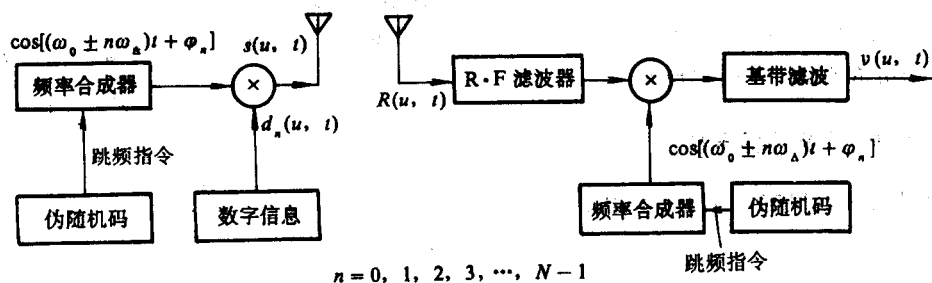


图 1-5 跳频系统模型

$R(u, t)$ 经接收机射频滤波后，经与发射端同步的本地跳频频率合成器的输出频率相乘后，中频滤波器的输出信号为

$$v(u, t) = \int_{\Delta\omega - \frac{B}{2}}^{\Delta\omega + \frac{B}{2}} \frac{1}{2} d(u, \alpha + \tau) \cos(\Delta\omega t) h(t - \alpha) d\alpha$$

$$+ \int_{\Delta\omega - \frac{B}{2}}^{\Delta\omega + \frac{B}{2}} J(u, \alpha) \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2} \{ \cos[(\Delta\omega + n\omega_{\Delta})\alpha + \varphi_n] + \cos[(\omega_r + \omega_0 + n\omega_{\Delta})\alpha + \varphi_n] \} h(t - \alpha) d\alpha + n'(t) \quad (1-25)$$

这里 $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_r$ ， ω_r 为本地载波，与 ω_0 差一个中频。在理想同步情况下，信号已被解跳。经解调滤波后，即可得到发射端传来的信息。式(1-25)中的第二项是干扰信号，只有落入中频带宽 B 内的少量干扰信号通过，其余均被滤除。 $n'(t)$ 为解跳后 $n(u, t)$ 带来的窄带高斯噪声。

§ 1-3 扩展频谱系统的抗干扰性能分析

前面已多次提到扩展频谱系统比常规通信系统具有强的抗干扰能力。本节我们就定量描述扩频系统的抗干扰能力。进入接收机的干扰有：同一扩频系统中各地台站的信号(称之为多址干扰)及其他无线电系统发出的信号，一般可把它们归类为带限平稳高斯随机过程；人为干扰在现代通信对抗中有窄带瞄准式干扰和宽带阻塞式干扰以及转发干扰。当干扰信号瞄准扩展频谱系统的中心频谱时，对 DS-SS 的射频载波是最恶劣的干扰条件，而对 FH-SS 则影响较小，然而宽带阻塞式及转发干扰(对方施放的)，对于 FH-SS 危害较大；把各种自然干扰(如雷电、飞行体和汽车的火花干扰等)归为广义平稳随机过程；此外还有多径衰落干扰等。

通常在衡量扩展频谱系统抗干扰能力优劣时，我们引入“处理增益” G_p 的概念来描述，其定义为接收机解扩(跳)器输出信噪功率比与接收机的输入信噪功率比之比，即

$$G_p = \frac{\text{输出信噪功率比}}{\text{输入信噪功率比}}$$

它表示经扩频接收系统处理后，使信号增强的同时抑制输入接收机的干扰信号能力的大小。 G_p 越大，则抗干扰能力愈强。因此讨论扩频系统抗干扰能力，就要分析它的处理增