

高等学校电子信息类教材

扩频技术及其实现

何世彪 谭晓衡 编著

kuopin

jishu

jiqishixian

<http://www.phei.com.cn>



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

内 容 简 介

扩频技术作为一门成熟的技术,在通信及其他领域有着广泛的应用。本书在对扩频技术相关概念进行深入阐述的基础上,全面介绍扩频系统。作者根据多年的教学实践及认识规律,对内容体系进行了重新规范,按系统组成,将发和收放在一起进行介绍。本书共分为8章,主要介绍扩频技术的基础知识、伪随机序列、直扩系统、跳频系统、扩频码的捕获、扩频码的跟踪、扩频组网技术等,最后介绍扩频系统主要模块的实现问题,并简单介绍了利用伪码测距的基本原理。

本书是在作者长期教学及研究的基础上形成的,可作为高等工科院校通信与电子类专业的本科生、研究生的教科书,也可作为工程人员及技术人员的参考书。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

扩频技术及其实现/何世彪,谭晓衡编著. —北京:电子工业出版社,2007.1

高等学校电子信息类教材

ISBN 7-121-03552-9

I. 扩… II. ①何…②谭… III. 扩频通信—高等学校—教材 IV. TN914.42

中国版本图书馆CIP数据核字(2006)第142013号

责任编辑: 窦 昊

印 刷: 北京市天竺颖华印刷厂

装 订: 三河市金马印装有限公司

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路173信箱 邮编 100036

开 本: 787×1092 1/16 印张: 13.75 字数: 344千字

印 次: 2007年1月第1次印刷

印 数: 4000册 定价: 25.00元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系电话:(010)68279077;邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zltts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。

前 言

扩频技术作为一门成熟的技术,在通信及其他领域有着广泛的应用。尤其是在军事通信领域,扩频技术作为抗干扰通信的主要技术手段,得到了普遍应用。正因为如此,在技术类院校,扩频技术是通信及电子专业学生(本科或研究生)的必修课。作者长期从事扩频技术的教学与研究工作。在教学和研究的过程中,深感缺少一本供学生或工程人员使用的较全面阐述扩频技术的专业书籍。因此,在参考已出版的各类扩频通信书籍和大量参考文献的基础上,编写了这本《扩频技术及其实现》教科书。

本书在对扩频技术相关概念进行深入阐述的基础上,对扩频系统进行了全面介绍。根据多年的教学实践及认识规律,对内容体系进行了重新规范。按其系统组成,将发和收放在一起进行介绍,并在第1章中对相关的预备知识进行了统一介绍。

考虑到研究生做课题的需要,本书对扩频技术的有关性能进行了理论分析,在理论深度上进行了适当开拓,并对分析方法有较为系统的介绍。尤其是对扩频技术中最为关键的部分——扩频码的捕获,不仅将各种捕获方法进行了全面系统的介绍,而且对捕获性能进行了较为详尽的分析,这部分内容对研究生学习具有较大的作用。

扩频技术虽然是一种成熟的技术,但始终处在不断发展之中,本书尽可能将扩频技术的最新发展收容进来,包括混沌扩频、多进制扩频、跳频器实现的最新方法、跳频组网技术等。

随着大规模专用集成电路及现场可编程逻辑阵列的广泛应用,扩频系统的设计和实现变得相对容易,本书利用一章的篇幅,对扩频系统主要模块的实现进行了介绍。这部分的内容补充对于工程技术人员有较好的参考作用。

在本书成书过程中,参考了大量前人的研究成果,在这里对本书所参考文献的作者表示衷心感谢。

由于作者水平有限,加之成书时间仓促,书中难免有许多错误和不尽人意之处,望读者批评指正。

编者

2006年10月

目 录

第 1 章 绪论	(1)
1.1 引言	(1)
1.2 扩频的理论基础	(2)
1.2.1 香农信道公式	(2)
1.2.2 最佳相关接收	(3)
1.3 扩频系统的分类	(8)
1.3.1 直接序列扩频系统 (DS)	(8)
1.3.2 跳频系统 (FH)	(8)
1.3.3 跳时系统 (TH)	(9)
1.3.4 混合扩频	(10)
1.4 扩频系统的主要参数	(11)
1.4.1 处理增益	(11)
1.4.2 干扰容限	(12)
1.5 扩频系统的主要优点	(12)
思考与练习题	(13)
参考文献	(13)
第 2 章 伪随机序列	(15)
2.1 引言	(15)
2.2 伪噪声序列的相关函数	(16)
2.3 有限域的理论简介	(17)
2.4 m 序列	(19)
2.4.1 m 序列的定义	(19)
2.4.2 m 序列的构造	(20)
2.4.3 m 序列的性质	(21)
2.4.4 m 序列的相关性	(22)
2.5 M 序列	(23)
2.6 Gold 序列	(25)
2.6.1 m 序列优选对	(25)
2.6.2 Gold 序列的产生方法	(26)
2.6.3 Gold 序列的相关特性	(27)
2.6.4 平衡 Gold 码	(27)
2.6.5 平衡 Gold 码的产生	(28)
2.7 R-S 码	(31)
2.7.1 R-S 码的概念	(31)

2.7.2	R-S 码的性质	(31)
2.7.3	R-S 码的产生	(33)
2.8	复合码	(34)
2.8.1	乘积复合码	(34)
2.8.2	模 2 和复码	(35)
2.9	混沌序列	(36)
2.9.1	Logistic-Map 的定义及所产生混沌的特性	(37)
2.9.2	Logistic-Map 数字实现	(38)
2.9.3	数字混沌序列	(39)
	思考与练习题	(39)
	参考文献	(40)
第 3 章	直接序列扩频系统	(41)
3.1	扩频系统的基本调制方式	(41)
3.1.1	BPSK 调制	(41)
3.1.2	QPSK 和 OQPSK 调制	(42)
3.2	直扩系统的组成及工作原理	(43)
3.2.1	直扩系统的信息发送	(43)
3.2.2	直扩系统的信息接收	(45)
3.3	序列匹配滤波器解扩	(48)
3.4	信息的解调	(48)
3.4.1	平方环解调器	(49)
3.4.2	科斯塔斯环解调器	(50)
3.5	直扩系统抗干扰性能分析	(51)
3.5.1	抗宽带阻塞噪声干扰的能力	(51)
3.5.2	抗窄带干扰和单频干扰的能力	(52)
3.5.3	抗正弦脉冲干扰的能力	(53)
3.5.4	抗多径干扰的能力	(53)
3.5.5	直扩系统中窄带干扰的删除方法	(57)
3.5.6	直扩系统中单频干扰的时域抵消	(59)
3.6	多进制正交扩频系统	(61)
	思考与练习题	(64)
	参考文献	(64)
第 4 章	跳频系统	(66)
4.1	2FSK 调制方式	(66)
4.2	跳频系统的组成及工作原理	(67)
4.3	跳频系统的主要技术指标	(69)
4.3.1	跳频带宽	(69)
4.3.2	信道间隔	(70)
4.3.3	跳频频率数目	(70)

4.3.4	跳频处理增益	(70)
4.3.5	跳频速率	(71)
4.3.6	跳频周期	(71)
4.3.7	跳频序列周期	(71)
4.4	跳频信息的发送	(72)
4.5	频率合成器	(73)
4.5.1	直接式频率合成器	(74)
4.5.2	间接式频率合成器	(75)
4.5.3	直接数字式频率合成器	(77)
4.6	跳频序列设计	(82)
4.6.1	几个重要概念	(82)
4.6.2	跳频序列设计的理论限制	(84)
4.6.3	基于 m 序列构造最佳跳频序列族	(86)
4.6.4	宽间隔跳频序列族的构造	(89)
4.7	跳频信号的解跳与解调	(90)
4.7.1	跳频信号的解跳	(90)
4.7.2	非相干跳频解调器	(92)
4.8	跳频系统抗干扰性能分析	(93)
4.8.1	几种常见调制方式的误码性能	(94)
4.8.2	抗宽带噪声干扰性能分析	(95)
4.8.3	抗部分频带噪声干扰性能分析	(95)
4.8.4	抗多频连续波干扰性能分析	(98)
4.8.5	抗跟踪干扰性能分析	(100)
	思考与练习题	(101)
	参考文献	(102)
第 5 章	扩频码序列的捕获	(104)
5.1	引言	(104)
5.2	未知相位的捕获方式	(106)
5.2.1	串行捕获法	(106)
5.2.2	并行捕获法	(107)
5.2.3	串 / 并捕获法	(108)
5.3	匹配滤波器法	(109)
5.4	发射参考信号法	(110)
5.5	顺序估计快速捕获方法	(111)
5.6	捕获的判定	(112)
5.6.1	固定积分时间检测	(112)
5.6.2	多次驻留时间检测	(115)
5.6.3	序列检测	(116)
5.7	捕获性能的流图分析	(120)

5.7.1 串行捕获性能分析	(121)
5.7.2 串 / 并捕获性能分析	(124)
思考与练习题	(125)
参考文献	(126)
第 6 章 扩频码的跟踪	(127)
6.1 延迟锁定环基本原理	(127)
6.2 延迟锁定环	(128)
6.3 τ 抖动环	(134)
6.4 双抖动超前-滞后非相干跟踪回路	(136)
6.5 跳频系统跟踪回路	(137)
思考与练习题	(144)
参考文献	(144)
第 7 章 扩频组网技术	(145)
7.1 CDMA 通信网	(145)
7.1.1 分布式 CDMA 网	(146)
7.1.2 集中式 CDMA 终端	(149)
7.2 IS-95 系统简介	(153)
7.2.1 沃尔什函数	(153)
7.2.2 前向链路	(154)
7.2.3 反向链路	(161)
7.3 跳频组网方式	(165)
7.3.1 同步正交组网	(166)
7.3.2 同步非正交组网	(167)
7.3.3 异步非正交组网	(168)
7.3.4 同步组网的时基同步	(170)
7.3.5 跳频组网的过程	(171)
思考与练习题	(172)
参考文献	(173)
第 8 章 扩频系统主要模块的设计实现	(174)
8.1 数据下变频	(174)
8.1.1 数字下变频器的的工作原理	(174)
8.1.2 采用 CORDIC 算法实现 DDC	(179)
8.2 数字 Costas 环的设计	(184)
8.2.1 数字 Costas 环的功能部件及参数设计	(184)
8.2.2 数字 Costas 环的 VLSI 结构	(193)
8.3 数字匹配滤波器的 FPGA 实现	(194)
8.3.1 过采样率和量化比特位数的选择	(195)
8.3.2 Slice 中 LUT 实现的 SRL16E 的结构特点	(195)
8.3.3 数字匹配滤波器的实现	(195)

8.3.4 利用 SRL16E 结构提出的 DMF 优化实现方式	(196)
8.4 利用 Stel-2000A 的直扩系统设计	(197)
8.4.1 Stel-2000A	(198)
8.4.2 采用 Stel-2000A 的直扩系统设计	(202)
8.5 伪码测距	(204)
8.5.1 伪码测距的基本原理	(204)
8.5.2 利用复码进行测距	(205)
思考与练习题	(206)
参考文献	(207)
附录 A 次数小于 12 的不可约多项式	(208)

第1章 绪 论

1.1 引 言

交通、能源、通信成为现代社会的三大基础结构，信息时代的到来，使我们对通信的依赖越来越大。通信与干扰是相互依存的矛盾的两个方面，所有的通信均伴随有干扰。在无线通信中，由于信道的开放性，信息在传播的过程中会加进各种各样的干扰，如大气噪声、多径干扰、工业干扰、其他通信设备的同频干扰、人为干扰等，使得无线通信面临的干扰环境更为恶劣。在军事通信中，由于敌对双方需要争夺信息优势、电磁优势，电子战伴随战争的始终，因此通信，尤其是无线通信，将面临强干扰环境。干扰有许多分类方式，从军事应用的角度，我们通常将干扰分为自然干扰和人为干扰。自然干扰是自然界存在的干扰，如大气噪声、热噪声、多址干扰、多径干扰、工业干扰等；人为干扰是指敌方为降低我方的通信效能，而人为施放的强干扰。在军事通信中，干扰主要是人为的强干扰。如何采用抗干扰的技术措施，使通信系统具有强的抗干扰性能，是现代通信系统，尤其是军事通信系统必须解决的课题。在需求的牵引和技术发展的推动下，现代抗干扰技术有了长足的发展和进步，主要有：扩频技术、自适应技术、猝发通信技术、分集技术、毫米波通信技术、自适应滤波技术等，应用最广和最多的还是扩频技术和自适应技术。

扩频技术主要是将基带信号的频谱扩展至很宽的频带（成百上千倍）进行传输，接收端采用相关接收的原理，将扩展的频谱恢复到基带信号的频谱，从而抑制传输过程中加进来的干扰。这种方式与常规的抗干扰通信不同，在常规的处理方式中，尽量将传输的信号带宽设计成窄带的，这样在接收端可通过窄带带通滤波器滤除带外干扰，提高接收信号的信噪比，从而抑制干扰。传输信号的带宽越宽，在传输过程中，加进来的干扰能量就越大，扩频通信看似不合理，然而，香农（E. Shannon）信息论的基本理论证明，扩频通信是有效的抗干扰通信方式，它是解决无线通信系统中多址、抗干扰、保密性等最好的途径之一。香农在 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 篇论文，因而被誉为信息论之父。这些理论因而也成为扩频技术的理论依据。

扩频技术的研究开始是基于军事领域的应用，一开始就是十分秘密的。最早由谁提出扩频的概念已很难考证，但其发展经历了一个漫长的过程，从开始进行研究到成熟的应用，大约的时间段为 20 世纪初至 20 世纪 60 年代。直至目前，扩频技术仍处于不断发展的过程中。

早在 20 世纪 20 年代中期诞生的 RADAR (RADio Detection And Ranging)，一个利用回波证实电离层存在的系统，发射的频率宽度大于用于收听回波的声音频谱宽度，就具备了今天我们所说的扩频系统的基本特征。到第二次世界大战结束时，德国研制的线性调频脉冲压缩系统（即 Kugelschale）和脉冲-脉冲频率跳变系统（Reisslaus）均应用了频谱扩展技术，类似的系统在 20 世纪 40 年代中后期才在美国出现。20 世纪 40 年代中期，由 Van 及 Vleck 和 Middleton 等人提出的利用匹配滤波实现最大信噪比的脉冲检测公式，表明在白噪声条件下，

最佳信号检测性能仅取决于信号能量与白噪声功率谱密度之比,这使得满足其他要求的设计准则(如 LPI 和 AJ 等),仅通过选择波形就可以达到。

在 20 世纪 40 年代,好莱坞女演员赫蒂(Hedy K.Markey)第一个提出利用跳频扩谱技术来实现抗干扰通信系统的构想。20 世纪 50 年代,伍德华特(P.M.Woodward)发现: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 50 年代,美国麻省理工学院研究成功的 NOMAC 系统(Noise Modulation and Correlation System),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 30~76 MHz。该电台装置了这个扩频终端后,大大提高了抗干扰能力,这个电台可在敌方干扰比传输的伪噪声调制信号高 10 倍的条件下,在 2 秒内捕获到有用信号;一旦捕获到信号,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。

对扩频技术产生巨大推动的还是军事需求。在电磁领域的干扰与抗干扰的斗争,我们称之为电子战或电子对抗,而在通信领域,干扰与抗干扰的斗争,我们称之为通信电子战或通信对抗。自第二次世界大战以来,电子战和通信电子战均成为战争中的一个制高点,也是决定战争胜负非常重要的因素。进入信息化时代以来,信息化战争是未来高技术战争的主要形式,在电磁领域敌对双方在侦察与反侦察、干扰与抗干扰、欺骗与反欺骗、摧毁与反摧毁方面的较量,是争夺制信息权非常重要的阵地。所以扩频技术的出现,不但首先被应用于军事领域,而且扩频技术的发展与成熟,为军事抗干扰通信提供了有力支撑。

1.2 扩频的理论基础

扩频技术是将要发送的信息频谱拓宽到一个很宽的带宽上进行发射,接收端利用相关接收的原理将其带宽压缩,恢复成原来的窄带信号。通常的实现方式是将待扩频的信号与一个扩频函数(一般是伪随机编码信号)在时域相乘,来扩展信号的频谱。扩频系统有两个显著特征:

- (1) 传输带宽远大于被传送的原始信号带宽;
- (2) 传输带宽主要由扩频函数决定。

由这两个特征可以看出,传统的调制方式,虽然信号的带宽有所拓宽,但均不属于扩频系统。扩频系统的理论基础是香农的信道公式和相关接收理论,在这里我们先讨论一下香农的信道公式和相关接收理论。

1.2.1 香农信道公式

香农定理指出,在高斯白噪声条件下,通信系统的极限传输速率(信道容量)可表示为:

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

式中, B 为信号带宽, S 为信号的平均功率, N 为噪声功率。

对式 (1-1) 进行换底变换, 则有

$$\frac{C}{B} = 1.44 \ln \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1-2)$$

通常情况下, $S/N \ll 1$, 对式 (1-2) 进行幂级数展开, 并略去高次项, 则有

$$C/B \approx 1.44 \frac{S}{N} \quad (1-3)$$

若白噪声的功率谱密度为 n_0 时, 噪声功率为 $N = n_0 B$, 则信道容量又可表示为

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (1-4)$$

香农第二定理还指出, 若信源的信息速率 R 小于信道容量 C , 则通过适当的编码, 能以任意小的差错概率通过信道进行传输。

由式 (1-1) 和式 (1-3) 可以看出, 对于任意给定的信噪比, 只要增加传输带宽, 只可以保持信道容量不变, 即可以任意小的差错概率进行传输。结合式 (1-1) ~ 式 (1-3) 得出如下结论:

(1) 增加信道容量的方式有两种, 一是增加传输信号的带宽; 二是增加信噪比 S/N 。由于 C 与 B 成线性关系, 而 C 与 S/N 呈对数关系, 因此, 增加 B 比增加 S/N 更有效。

(2) 当信道容量 C 为常数时, 带宽 B 与信噪比 S/N 可以互换, 即可以通过增加带宽 B 来降低对信噪比 S/N 的要求; 也可通过增加信号功率 S , 降低信号的带宽。

(3) 显然信道容量不可能无限增加。由式 (1-1) 可知, 信道容量与信号的带宽成正比, 增加信号带宽, 可增加信道容量, 但 B 增加到一定的程度后, C 的增加缓慢。因为由式 (1-3) 可知, 由于噪声功率为 $N = n_0 B$, B 的增加势必导致信噪比的下降。我们考虑 $B \rightarrow \infty$ 时的情况, 看看信道容量的极限值。对式 (1-3) 两边同时取极限, 有:

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = \lim_{B \rightarrow \infty} B \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B} \right) = \lim_{B \rightarrow \infty} \left[\frac{n_0 B}{S} \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \right] \left(\frac{S}{n_0} \right)$$

考虑到 $\lim_{x \rightarrow 0} \frac{1}{x} \log_2(1+x) = \log_2 e = 1.44$, 则有

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = 1.44 \frac{S}{n_0} \quad (1-5)$$

可见, 当信号功率 S 和噪声功率谱密度一定时, 信道容量也是有限值。

当带宽趋于无穷时, 极限的信息速率, 即信道容量为 $R_{\max} = C = 1.44 S / n_0$, 用 E_b 表示码元能量, 则 $S = R E_b$, 则当 $B \rightarrow \infty$ 时, 有

$$\frac{E_b}{n_0} = \frac{S}{n_0 R_{\max}} = \frac{1}{1.44} \quad (1-6)$$

由此可得信道最小的信噪比为

$$\left(\frac{E_b}{n_0} \right) = \frac{1}{1.44} = -1.6(\text{dB}) \quad (1-7)$$

1.2.2 最佳相关接收

信号的相干性是指信号的某个参数 (特定标记, 如振幅、频率、相位等) 在时间坐标上

有规定的时间关系,我们将具有这种性质的信号称为相干信号。由于相干信号具有这样的特性,我们可以对相干信号与噪声的混合波形进行某种时域运算,然后根据一定的法则进行判决,从而把原来的相干信号与噪声加以分离。这样的处理称为相干检测,实现相干检测的常用方法是相关接收。在数字通信系统中,常用的最佳相关接收的判决准则有最小均方误差准则、最大输出信噪比准则和最大后验概率准则。

1.2.2.1 最小均方误差准则(维纳滤波)

所谓最小均方误差准则,是指接收机的系统误差均方值最小。系统误差的定义为

$$\varepsilon(t) = y(t) - y_0(t) \quad (1-8)$$

这里, $y_0(t)$ 是无噪声情况下接收机的输出, $y(t)$ 是有噪声情况下接收机的实际输出。若原始信号为 $s(t)$, 则输入到接收机的信号为 $x(t) = s(t) + n(t)$, $n(t)$ 为噪声。

假设接收机为一个线性系统,其冲激响应为 $h(t)$, 而 $x(t)$ 为一个平稳的随机过程, 则 $y(t)$ 和 $\varepsilon(t)$ 也是一个平稳的随机过程, 分别表示为

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau)d\tau \quad (1-9)$$

$$\varepsilon(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau)d\tau - y_0(t) \quad (1-10)$$

系统的均方误差为

$$\begin{aligned} \overline{\varepsilon^2(t)} &= \overline{\left[\int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau)d\tau - y_0(t) \right]^2} \\ &= R_{y_0}(0) - 2 \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy_0}(\tau)h(\tau)d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau-\eta)h(\tau)h(\eta)d\tau d\eta \end{aligned} \quad (1-11)$$

式中, $R_{y_0}(0)$ 是 $y_0(t)$ 的平均功率, $R_{xy_0}(\tau)$ 是 $x(t)$ 和 $y_0(t)$ 的互相关函数, $R_x(\tau)$ 是 $x(t)$ 的自相关函数。

可以证明, 当系统的冲激响应 $h(t)$ 满足下式时

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(\eta)R_x(\tau-\eta)d\eta = R_{xy_0}(\tau) \quad (1-12)$$

系统的均方误差最小为

$$[\varepsilon^2(t)]_{\min} = R_{y_0}(0) - \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy_0}(\tau)h(\tau)d\tau \quad (1-13)$$

满足式(1-12)条件的滤波器就是最小均方误差准则下的线性滤波器, 也称维纳滤波器。这种准则下的最佳接收机提供了最大的互相关函数。由于互相关函数越大, 误码的概率越小, 因此将这种接收机称为相关接收机。

1.2.2.2 最大后验概率准则(相关接收)

所谓后验概率是指接收到混合波形 $r(t)$ 后, 判断发送信号 $s(t)$ 在接收端可能出现的概率, 而先验概率是指发送端发送信号 $s(t)$ 的概率。

对于二进制数字信号来说, 假设发送二进制信号“0”的波形为 $s_1(t)$, 发送二进制信号“1”的波形为 $s_2(t)$, 且持续时间为 $(0, T)$, 它们的能量相同, 即:

$$E = \int_0^T s_1^2(t)dt = \int_0^T s_2^2(t)dt$$

则接收机输入端信号为

$$r(t) = \begin{cases} s_1(t) + n(t) & \text{发送 } s_1(t) \\ s_2(t) + n(t) & \text{发送 } s_2(t) \end{cases} \quad (1-14)$$

其中, $n(t)$ 为高斯白噪声, 单边功率谱密度为 n_0 。显然, $r(t)$ 也服从高斯分布。因此发送 $s_1(t)$ 或 $s_2(t)$ 时, 接收信号的概率密度函数分别为

$$f_{s_1}(r) = \frac{1}{\sqrt{\pi n_0}} \exp \left[-\frac{1}{n_0} \int_0^T (r(t) - s_1(t))^2 dt \right] \quad (1-15)$$

$$f_{s_2}(r) = \frac{1}{\sqrt{\pi n_0}} \exp \left[-\frac{1}{n_0} \int_0^T (r(t) - s_2(t))^2 dt \right] \quad (1-16)$$

$f_{s_1}(r)$ 和 $f_{s_2}(r)$ 的曲线如图 1-1 所示, 由图中可知, 判决法则为

$$\begin{aligned} r &> r_0 && \text{判为 } s_2(t) \\ r &< r_0 && \text{判为 } s_1(t) \end{aligned} \quad (1-17)$$

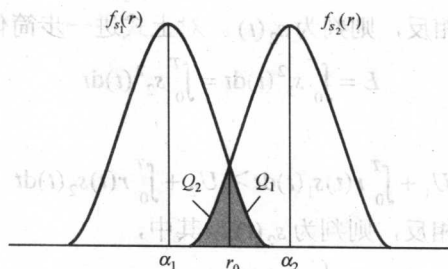


图 1-1 $f_{s_1}(r)$ 和 $f_{s_2}(r)$ 示意图

由图 1-1 可知, 当发射 $s_1(t)$ 而错判为 $s_2(t)$ 的概率 Q_1 , 发射 $s_2(t)$ 错判为 $s_1(t)$ 的概率 Q_2 分别为

$$Q_1 = \int_{r_0}^{\infty} f_{s_1}(r) dr \quad (1-18)$$

$$Q_2 = \int_{-\infty}^{r_0} f_{s_2}(r) dr$$

总的错误判决概率为

$$P_e = P(s_1)Q_1 + P(s_2)Q_2 \quad (1-19)$$

式中, $P(s_1)$ 和 $P(s_2)$ 分别为发送 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 的先验概率。

P_e 是判决门限 r_0 的函数, 显然我们关心的是最小差错概率, 对式 (1-19) 求导, 取其极限, 则有

$$\frac{\partial P_e}{\partial r_0} = -P(s_1)f_{s_1}(r_0) + P(s_2)f_{s_2}(r_0) = 0 \quad (1-20)$$

故最佳门限值应满足

$$\frac{f_{s_1}(r_0)}{f_{s_2}(r_0)} = \frac{P(s_2)}{P(s_1)} \quad (1-21)$$

最佳判决为

$$\frac{f_{s_1}(r_0)}{f_{s_2}(r_0)} > \frac{P(s_2)}{P(s_1)} \text{ 时判为 } s_1(t) \quad (1-22a)$$

$$\frac{f_{s_1}(r_0)}{f_{s_2}(r_0)} < \frac{P(s_2)}{P(s_1)} \text{ 时判为 } s_2(t) \quad (1-22b)$$

当 $P(s_1) = P(s_2) = 1/2$ 时, 有

$$f_{s_1}(r_0) > f_{s_2}(r_0) \text{ 时判为 } s_1(t) \quad (1-23a)$$

$$f_{s_1}(r_0) < f_{s_2}(r_0) \text{ 时判为 } s_2(t) \quad (1-23b)$$

式 (1-22) 称为最大似然判决。

将式 (1-15) 和式 (1-16) 代入式 (1-22) 则有

$$P(s_1) \exp \left\{ -\frac{1}{n_0} \int_0^T [r(t) - s_1(t)]^2 dt \right\} > P(s_2) \exp \left\{ -\frac{1}{n_0} \int_0^T [r(t) - s_2(t)]^2 dt \right\} \quad (1-24)$$

判为 $s_1(t)$; 若不等式符号相反, 则判为 $s_2(t)$ 。对式 (1-24) 两边取对数, 则有

$$n_0 \ln \frac{1}{P(s_1)} + \int_0^T [r(t) - s_1(t)]^2 dt < n_0 \ln \frac{1}{P(s_2)} + \int_0^T [r(t) - s_2(t)]^2 dt \quad (1-25)$$

则判为 $s_1(t)$; 若不等式符号相反, 则判为 $s_2(t)$ 。对上式进一步简化, 并考虑到

$$E = \int_0^T s_1^2(t) dt = \int_0^T s_2^2(t) dt$$

则有

$$U_1 + \int_0^T r(t)s_1(t)dt > U_2 + \int_0^T r(t)s_2(t)dt \quad (1-26)$$

则判为 $s_1(t)$; 若不等式符号相反, 则判为 $s_2(t)$ 。其中,

$$\begin{cases} U_1 = \frac{n_0}{2} \ln P(s_1) \\ U_2 = \frac{n_0}{2} \ln P(s_2) \end{cases} \quad (1-27)$$

若 $P(s_1) = P(s_2) = 1/2$ 时, 有 $U_1 = U_2$, 则式 (1-25) 变为

$$\int_0^T r(t)s_1(t)dt > \int_0^T r(t)s_2(t)dt \quad (1-28)$$

则判为 $s_1(t)$, 否则判为 $s_2(t)$ 。由此得到最佳接收机如图 1-2 所示。

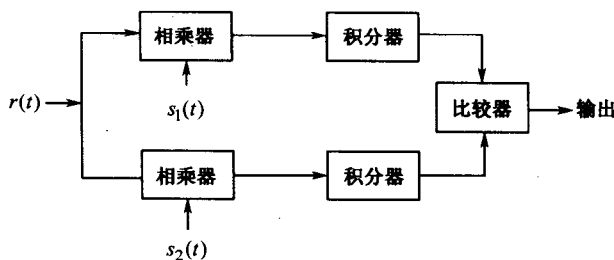


图 1-2 最佳接收机结构图

图 1-2 中比较器是在 $t = T$ 时刻进行比较, 相当于一抽样判决电路。

由此可见, 完成 $\int_0^T r(t)s_1(t)dt$ 和 $\int_0^T r(t)s_2(t)dt$ 运算是最佳接收机的关键。它们可看做 $r(t)$ 与 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 的互相关函数。故称之为相关器, 由此, 这种接收机也称为相关接收机。

1.2.2.3 最大输出信噪比准则（匹配滤波）

我们换一个角度来讨论最佳接收的问题，判决量是接收信号经过线性变换得到的，相当于将输入信号经过一个线性滤波器。设线性滤波器的冲激响应为 $h(t)$ ，其对应的频域传输函数为 $H(\omega)$ 。根据线性叠加的原理，线性滤波器的输出可分为两个部分，即信号和噪声部分。即

$$g(t) = s_0(t) + n_0(t) \quad (1-29)$$

其中，

$$s_0(t) = s_i(t) * h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S_i(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad i=1,2$$

$s_i(t) (i=1,2)$ 为滤波器输入端信号。 $n_0(t)$ 的平均功率 N_0 为

$$N_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 \frac{n_0}{2} d\omega = \frac{n_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (1-30)$$

令 t_0 为某一指定的时刻，则滤波器输出的瞬时信号功率与噪声的平均功率之比为

$$\gamma_0 = \frac{|s_0(t)|^2}{N_0} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S_i(\omega) e^{j\omega t} d\omega \right|^2}{\frac{n_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (1-31)$$

若，

$$H(\omega) = k S_i^*(\omega) e^{-j\omega t_0} \quad (1-32)$$

则有

$$\gamma_0 \leq \frac{\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(\omega)|^2 d\omega}{\frac{n_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} = \frac{2E}{n_0} \quad (1-33)$$

即，线性滤波器的最大输出信噪比为 $\gamma_{0\max} = 2E/n_0$ 。

在高斯白噪声情况下，按式 (1-32) 设计的线性滤波器将能在给定时刻 t_0 上获得最大输出信噪比。由于其传输特性是信号频域的复共轭，故称为匹配滤波器。其冲激响应与信号之间满足：

$$h(t) = k s_i(t_0 - t) \quad (1-34)$$

即， $h(t)$ 为信号 $s_i(t)$ 的镜像信号 $s_i(-t)$ 在时间上平移 t_0 。

匹配滤波器与相关器在 $t=T$ 时刻是等效的，即是在每个码元结束时刻进行判决，可获得最佳结果。匹配滤波器的最佳接收机如图 1-3 所示。

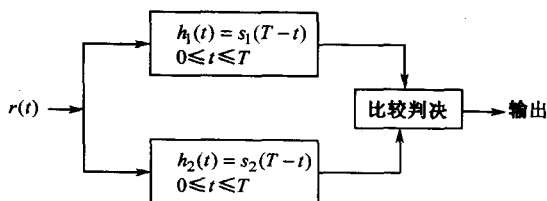


图 1-3 匹配滤波器接收机结构图

1.3 扩频系统的分类

扩频系统主要包括以下四种：

- (1) 直接序列扩频，通常记为 DS (Direct Sequence)；
- (2) 跳频系统，通常记为 FH (Frequency Hopping)；
- (3) 跳时系统，通常记为 TH (Time Hopping)；
- (4) 混合扩频系统，上述这几种方式的组合使用，如 FH/DS, TH/DS, FH/TH 等。

另外，线性调频系统 (Chirp) 也属于扩频系统，不是我们关心的重点，因此，本书不做讨论。

1.3.1 直接序列扩频系统 (DS)

直接序列扩频系统组成框图如图 1-4 所示，它是将基带信号 $d(t)$ 与一个高速的伪码信号 $c(t)$ 进行时域相乘（对于二进制离散序列，时域相乘等效为模 2 加），得到一个扩频码流，然后对此扩频码流进行载波调制后，送入信道。设基带信号的码元宽度为 T_d ，伪码的码元宽度为 T_c ，伪码码元通常又称为切普 (Chip)，由于伪码的速率远大于基带信号的速率，即 $T_c \ll T_d$ （一般取 T_d 为 T_c 的整数倍），因而伪码信号的频谱宽度远大于基带信号的频谱宽度。将基带信号与伪码信号进行时域相乘（模 2 加），也就相当于在频域进行频谱的卷积，信号的频谱被拓宽。

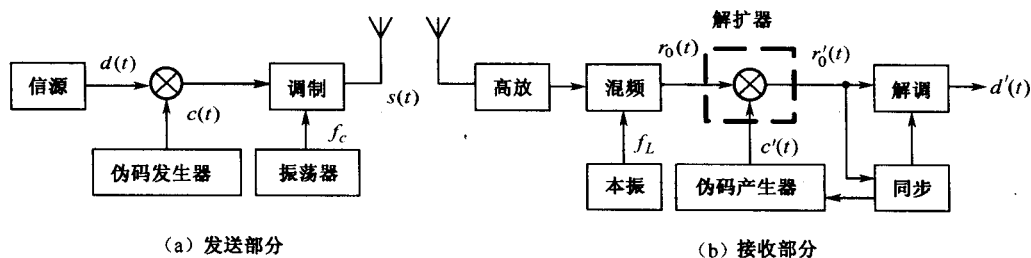


图 1-4 直接序列扩频系统框图

在接收端，一般采用外差式接收，接收信号与本地振荡信号进行混频后，输出一个中频信号。本地伪码产生器产生一个与发送端相一致的本地伪码，用此本地伪码对混频器的输出信号进行时域相乘（模 2 加），即所谓的相关解扩。对于取值 $\{\pm 1\}$ 的二进制信号 $c(t)$ 来说， $c^2(t) \equiv 1$ 。因此相关解扩后的信号便不再含有伪码的成分，将信号恢复到中频调制信号。然后进行解调，恢复出所传的信息 $d(t)$ 。对于信道中加进来的噪声和干扰来说，由于与伪码不相关，在解扩器的作用下，相当于进行了一次扩频运算，频谱被大大拓宽，其功率谱密度被大大降低，而解扩后的中频信号带宽较窄，进入中频滤波器的干扰和噪声功率被大大降低，使解调器输入端的信噪比被大大提高，从而提高了系统的干扰抑制能力。

1.3.2 跳频系统 (FH)

所谓跳频，即载波频率在伪码控制下不断随机跳变，因此跳频系统可以看做是载频按照

一定规律变化的多频频移键控 (MFSK)。与直扩系统不同的是,跳频系统的伪码并不直接传输,而是用来选择信道。跳频系统的组成框图如图 1-5 所示。

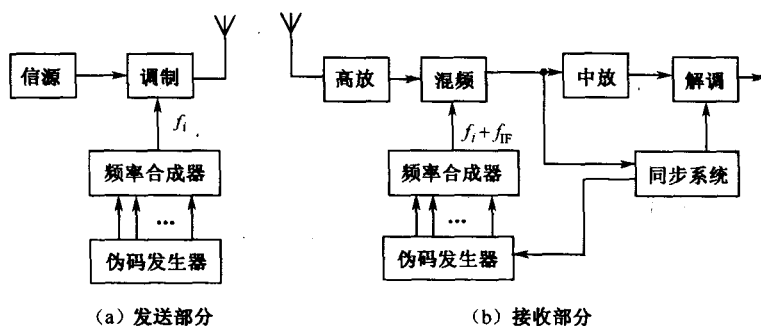


图 1-5 跳频系统组成框图

频率合成器受伪码的控制产生按一定规律变化的射频频率,用该跳变的频率去调制基带信号,得到载波频率不断变化的射频信号,发送到信道之中。跳频系统的解调多采用非相干解调方式,因而调制方式一般采用 FSK 等可以进行非相干解调的调制方式。

在接收端,接收到的信号(含干扰和噪声)经过高频放大滤波后送至混频器,接收机的本地载波也是一个频率跳变信号,其变化规律与发送端一致,但与发送频率相差一个固定中频 f_{IF} 。只要收、发双方的伪码完全同步,就可使收、发双方的频率合成器同步输出,经混频后即可得到一个固定的中频,然后对此中频信号进行解调,就可恢复发送的原始信号。对于干扰而言,由于不知道频率跳变的规律,它与本地振荡频率不相关,混频后不能进入中放的通频带,因而被滤除,从而达到抗干扰的目的。在这里,混频器实际上担当了解跳器的角色,将接收的信号转化为一固定的中频信号。

1.3.3 跳时系统 (TH)

跳时系统是用伪码去控制信号的发送时刻及发送时间的长短。它和频率跳变系统的差别在于一个是控制发送时间,另一个是控制发送频率。在跳时系统中,时间被分成若干个时隙,由伪码控制在哪个时隙发送信码。在信码很短的传输时间内,以较高的峰值功率传送,而其他时间不发射。它可看做一个随机脉位调制 (PPM) 和脉宽调制 (PWM),也可看做是一种猝发系统。跳时系统的组成框图如图 1-6 所示。

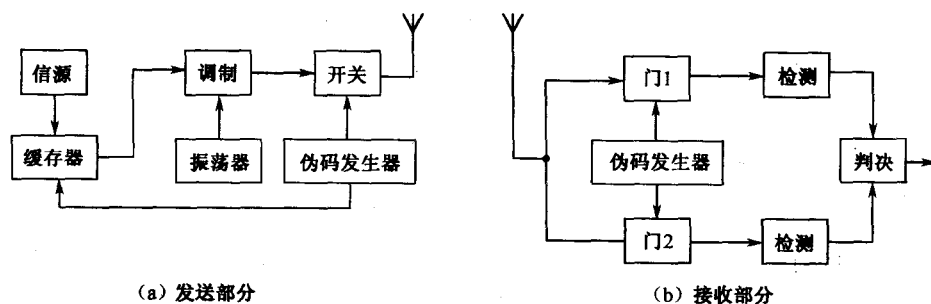


图 1-6 跳时系统组成框图