

第5章

航空通信抗干扰技术

由于航空通信装备和系统生存于纷繁复杂的电磁环境之中,面临的干扰方式越来越多,既包括来自自然界的天电干扰,也包括来自各种广播电视台和无线电设备的射频干扰,还包括来自敌方的各种电子干扰(如窄带干扰和宽带干扰,压制干扰和欺骗干扰等)。为了提高复杂环境中信息传输的有效性和可靠性,可以从时域、频域、空域等方向入手,采取多种技术措施进行抗干扰。

本章在阐述通信对抗相关概念的基础上,着重介绍航空通信中的扩展频谱抗干扰技术和自适应阵列抗干扰技术。

5.1 通信对抗



视频

5.1.1 通信对抗概念

电子对抗是敌对双方为削弱、破坏敌方电子设备的使用效能和保障己方电子设备正常发挥效能而采取的综合措施,是敌对双方在电磁空间围绕电磁频谱控制权和使用权而展开的斗争,又称电子战或电子斗争。电子对抗的作战对象是所有产生信息、传输信息、处理信息、利用信息以及控制与利用电磁频谱的电子信息系统和设备。

通信对抗也称为通信电子战,是电子对抗的重要分支。在电子战中,为削弱、破坏敌方无线电通信系统的使用效能和保护己方无线电通信系统使用效能的正常发挥而人为采取的措施和行动的总称。

通信对抗的研究领域,从波段来看,包括超长波、长波、短波、超短波、微波,并已扩展到光波的所有通信频段;从通信方式来看,包括天波、地波、空间波等电波传播方式以及各种调制方式;从军事应用来看,包括战术通信和战略通信。

通信对抗的基本任务是通过陆、海、空、天等各种平台的侦察装备,搜索截获、检测处理、分析识别和记录存储敌方通信信号特征,测量信号的技术参数,以此获取敌方兵力部署、方向或位置和有关作战意图等军事情报,为己方决策和采取作战行动提供支援;同时,在关键时刻、重点区域和主要方向上,使用电子攻击手段,对敌方作战指挥、武器控制和通信系统实施压制性或欺骗性干扰,破坏甚至阻止敌方对信息的获取、传输、交换和利用,削弱其作战指挥、相互协同和武器控制能力,造成其通信中断和指挥控制混乱,从整体上瓦解其意志和战斗力,确保己方顺利完成作战任务。

通信对抗的基本内容包含通信电子侦察、通信电子攻击和通信电子防御三方面。

通信电子侦察是指搜索、截获、测量分析和对敌方通信信号进行测向定位,以获取信号频率、电平、通信方式、调制方式和电台位置信息,对其进行侦听判别,以确定信号的属性。无源工作是通信电子侦察的最大特征,即通信侦察本身不向外发射信号,而是接收来自空间的各种电磁信号,从中提取出有用信号并进行信号参数的估计,从而给我方通信对抗设备提供所需要的信息。

通信电子进攻是指为了削弱或破坏敌方通信设备效能而采取的电子技术措施,包括通信干扰和通信摧毁两种手段。通信干扰是针对无线电通信系统的接收机所实施的人为电磁频谱干扰。通信摧毁是采用化学能、定向能以及激光等武器对敌方通信设备和系

统实施摧毁,是现代通信电子进攻的重要手段。

通信电子防御是指在通信对抗中为保证己方通信设备正常发挥效能而采取的措施与行动的统称。通信电子防御包括通信反侦察、通信抗干扰和通信抗摧毁。

5.1.2 通信对抗发展阶段

1. 直接利用通信电台

该阶段从通信对抗首次使用开始,持续到 20 世纪的第二次世界大战前,主要是使用简单的测向设备,基本没有专用的通信对抗设备,也没有进行通信对抗理论、体制和专题技术的研究,都是直接利用现成的通信电台或改装的通信设备对敌方通信信号进行监视和监听,配合使用测向设备测量通信发射台的方位,获取情报信息。必要时,用通信电台发出噪声调制干扰或话音欺骗干扰,甚至还使用过电火花的调谐干扰。

2. 发展专用通信对抗设备

从第二次世界大战直到 20 世纪 60 年代,发展了专门进行通信侦察、测向和干扰的通信对抗设备,进行了侦察接收技术、测向和定位体制以及干扰理论研究,实际试验了通信对抗样机,取得了对当时制式电台信号进行侦察接收和测向定位的最有效方法以及最佳干扰样式等数据,确立了最佳干扰理论。

3. 大力开发通信对抗系统

从 20 世纪 70 年代起,系统设计技术、数字控制和管理技术、信号分析与识别技术等方面的突破,大大提高了对付数字加密和组网通信系统的作战能力。在这个阶段先后出现了定频通信对抗系统、跳扩频通信对抗系统和综合对抗系统,已具备立体指挥、控制、预警探测等功能,特别是预警机和战术数据链的广泛使用,可满足各作战平台之间进行大量数据信息的实时获取、传输、处理、分发和交换的需要,从而实现其紧密连接,最大限度地发挥各种武器装备的联合作战和一体化打击作用。

4. 开展信息网络体系对抗

在信息时代,对战场电子信息网络体系——指挥、控制、通信、计算机、情报及监视与侦察(C⁴ISR)这样的信息网络体系进行对抗,单一的对抗形式无能为力,只有综合运用多种信息对抗措施,实施综合一体化的体系对抗形式才能奏效,这对通信对抗提出了严峻的挑战和更高要求,既要承担传统电子战的任务,重点干扰传感器对信号的感知和获取,又要承担对信息网络体系进行侦察和攻击的网络对抗职责,重点攻击信息网络体系中通过通信网传输的信息流,破坏其“神经系统”。

5.1.3 通信干扰类型

通信干扰就是采用一切手段来阻止敌方的电子通信,降低或破坏敌方通信电子设备的作战使用效能。

通信干扰的基本方法就是将干扰信号随同敌方的通信信号一起发送到敌方的接收机中,当敌方的接收机中的干扰信号强度达到足以使敌方无法从接收到的信号中提取有用信号时,就达到了干扰敌方通信的目的。

按照不同的分类方式,通信干扰可进行如下分类:

(1) 按照干扰信号的频谱宽度,通信干扰可分为瞄准式干扰和阻塞式干扰。

瞄准式干扰是压制敌方一个确定通信信道的干扰方式。干扰信号频谱宽度仅占一个信道带宽,准确地与通信信号频谱重合,而不干扰其他信道的通信。瞄准式干扰的能量可以全部进入通信接收机的解调器,其最大优点是干扰效率高。瞄准式干扰中,干扰信号的频谱宽度不能超过通信信号频谱宽度,否则会被通信接收机带通滤波器所抑制,造成干扰能量的损失而影响干扰效果。瞄准式干扰一般采用窄带干扰,因此也称窄带干扰。

阻塞式干扰就是在某一给定的频段上同时施放干扰信号,是对在某一频段上的所有信道进行全面压制,使对方通信信号模糊不清或淹没于干扰之中。阻塞式干扰的干扰频谱宽度大于或远大于信号带宽,干扰信号可覆盖一个或多个通信信道的干扰方式,因此也称为宽带干扰。阻塞式干扰并不需要准确测定信号参数,也不用进行分析识别,只需大概了解敌方可能的工作频段。

(2) 按干扰信号的形成方式,通信干扰可分为欺骗干扰和压制干扰两类。

欺骗干扰是在敌方使用的通信信道上,模仿其通信方式、信号特征等,冒充其通信网内的电台,发送伪造的虚假消息,从而造成其接收方误判或产生错误行动。

压制干扰是使敌方通信设备收到的有用信息模糊不清或被完全掩盖,以致通信中断。根据对目标信号的破坏程度分为全压制干扰和部分压制干扰。

除上述之外,通信干扰还可以有其他不同的分类方法。比如,按照干扰发射控制方式通信干扰可分为自动干扰和人工干扰,按干扰辐射的方向可分为全向干扰和定向干扰,等等。

另外,除了对通信信号本身进行干扰外,还可对通信信道进行干扰。例如,短波天波通信主要利用电离层进行通信,电离层特性会受到磁暴、太阳黑子等影响,所以可以采取核爆炸、释放吸收材料等方法进行干扰,只是代价较大,作用时间较短。

5.1.4 通信抗干扰技术

通信抗干扰是在各种干扰条件下或复杂电磁环境中保证通信正常进行的各种技术和战术措施的总称。开放空间的电磁环境日趋复杂,迫使无线通信抗干扰技术持续不断发展。无线通信抗干扰技术大致可分为时域、频域和空域抗干扰。

时域抗干扰技术是指无线信号在时间范畴上不再遵循原有的先后顺序,而是发生特定的变化,形成了时域范围内的抗干扰技术。这类抗干扰技术主要包括跳时通信、猝发通信、交织编码等技术。

频域抗干扰技术是指将无线通信信号在频域范围内进行扩展或压缩,即将频带展宽或压缩,形成了频域抗干扰技术。这类抗干扰技术主要包括自适应滤波、自适应频率选择、捷变频、跳频扩频(FHSS)、直接序列扩频(DSSS)、超窄带等抗干扰技术。

空域抗干扰技术是指利用无线通信信号在空间的传播特性,通过调整极化方式、天线方向图,可实现空域范围内的抗干扰。这类抗干扰技术主要包括自适应阵列抗干扰技术。

不论是时域、频域还是空域的抗干扰技术,都可以将它们归纳为两大类:一类是基于扩展频谱的抗干扰技术,如直接序列扩频、跳频扩频、跳时扩频(THSS)、混合扩频、软扩频等;另一类是基于非扩展频谱的抗干扰技术,即不通过对信号进行频谱扩展而实现抗干扰的技术,这类技术所涵盖的范围很广,除涉及时域、频域、空域外,还将涉及功率域、变换域以及网络域等诸多领域。



视频

5.2 扩频通信技术

扩展频谱(Spread Spectrum,SS)简称扩频,其特点是传输信息所用的带宽远大于信息本身带宽。扩频通信技术在发端用扩频编码进行扩频调制,在收端用相关解调技术收信。这一过程使其具有许多特有的优点,将其用于通信系统中,可以大大提高通信系统的抗干扰性能。

1948年前后,香农的《通信中的数学理论》等论文的发表,奠定了信息论的基础,也成为了扩频技术的理论依据。1949年,Derosa和Rogoff完成了世界上第一个直接序列扩频系统。1950年,麻省理工学院在此基础上成功研制出一个成熟的扩频通信系统——噪声调制和相关(Noise Modulation and Correlation,NOMAC)系统。1941年,Hedy K. Markey和George Antheil提出了世界上第一个跳频技术专利,但直到1963年,美国海军Sylvania的数字化精确谱Buffalo实验室应用(Buffalo Laboratories Application of Digitally Exact Spectra,BLADES)系统才成为世界上第一个研制成功的跳频通信系统。

进入20世纪60年代以后,随着科学技术的迅速发展,特别是晶体管、集成电路和各种信号处理器的问世,扩频技术出现了重大的突破和发展,使扩频系统得到了广泛应用。在军事通信领域出现的全球定位系统(GPS)、通信数据转发卫星系统(TDESS)、单通道地面和机载无线电系统(SINCGARS)及联合战术信息分配系统(JTIDS)等都广泛使用了扩频技术。1985年5月美国联邦通信委员会(FCC)制定了民用公共安全、工业、科学与医疗和业余无线电采用扩频通信的标准和规范。1995年美国Qualcomm公司推出了IS-95 CDMA系统,首次将直扩技术用于蜂窝移动通信中,获得了巨大成功。2000年,国际电信联盟(ITU)接纳扩频技术的CDMA为第三代移动通信的三大主流技术的核心技术,表明扩频技术已经处于其发展的鼎盛时期。目前除了应用于军事安全保密通信外,扩频技术已广泛应用于卫星通信、第三、四、五代乃至未来第六代移动通信、定位、无线局域网、蓝牙及最新的超宽带(UWB)系统中,显示出强大的生命力。

5.2.1 扩频通信概念

扩频通信技术是一种信息传输方式,在发端采用扩频码调制,使信号所占的频带宽度远大于所传信息需要的带宽,在收端采用相同的扩频码进行相关处理后再进行解调,以恢复所传信息数据。这一定义其实包含了以下三方面含义:

一是信号频谱被展宽。众所周知,传输任何信息都需要一定的频带,称为信息带宽或基带信号频带宽度。例如,人类语音的信息带宽为300~3400Hz,电视图像的信息带宽为6MHz。在常规通信系统中,为了提高频率利用率,通常都尽量采用带宽大体相当

的信号来传输信息,即在无线电通信中射频信号的带宽与所传信息的带宽是相比拟的,一般属于同一数量级。扩频通信的信号带宽与信息带宽之比则高达 $100 \sim 1000$,属于宽带通信。

二是采用扩频码序列调制的方式展宽信号频谱。由信号理论可知,在时间上有限的信号,其频谱是无限的。脉冲信号宽度越窄,其频谱就越宽。作为工程估算,信号的频带宽度与其脉冲宽度近似成反比。因此,如果很窄的脉冲码序列被所传信息调制,则可产生很宽频带的信号,这种很窄的脉冲码序列速率很高,可作为扩频码序列。需要说明的是,所采用的扩频码序列与所传信息数据无关,也就是说,它与一般的载波信号相类似,不影响信息传输的透明性,仅起到扩展信号频谱的作用。

三是在接收端用相关处理来解扩。正如在一般的窄带通信中,已调信号在接收端都要进行解调来恢复发端所传的信息一样,在扩频通信中接收端则用与发端完全相同的扩频码序列与收到的扩频信号进行相关解扩,然后通过解调电路恢复出数据。

5.2.2 扩频通信理论基础

长期以来,人们总是想方设法使信号所占频谱尽量窄,以充分提高十分宝贵的频率资源的利用率。用宽频带信号来传输窄带信息主要为了通信的安全可靠,这一点可以用信息论基本公式加以说明。

香农在信息论中得出了带宽与信噪比互换的关系式——香农公式,即

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5-1)$$

式中: C 为信道容量(b/s); B 为信号频带宽度(Hz); S 为信号平均功率(W); N 为噪声平均功率(W)。

由香农公式可见,在保持信息传输速率不变的条件下,可以用不同频带宽度 B 和信噪功率比 S/N (简称信噪比)来传输信息,即频带 B 和信噪比是可以互换的,如果增加信号频带宽度,就可在较低信噪比条件下以任意小的差错概率来传输信息。甚至在信号被噪声淹没的情况下,只要相应地增加信号带宽,也能进行可靠的通信。由此可见,扩频通信系统具有较强的抗噪声干扰的能力。

需要指出的是,当 B 增加到一定程度后,信道容量 C 不可能无限地增加。由式(5-1)可知,信道容量 C 与信号带宽成正比,增加 B ,势必会增加 C ,但当 B 增加到一定程度后,由于 $N = n_0 B$,因而随着 B 的增加, N 也要增加,使信噪比 S/N 下降,进而导致 C 增加缓慢。考虑极限情况,令 $B \rightarrow \infty$, C 的极限值为

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = \lim_{B \rightarrow \infty} B \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (5-2)$$

则可得

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = 1.44 \frac{S}{n_0} \quad (5-3)$$

由此可见,在信号功率 S 和噪声功率谱密度 n_0 一定时,信道容量 C 是有限的。

通信系统中信息速率 R 可达到的极限信息速率,即 $R=R_{\max}=C$,且带宽 $B \rightarrow \infty$ 时,信道要求的最小信噪比 E_b/n_0 的值。 $S=E_b R_{\max}$, E_b 为码元能量,根据

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = R_{\max} = 1.44 \frac{S}{n_0} \quad (5-4)$$

可得

$$\frac{E_b}{n_0} = \frac{S}{n_0 R_{\max}} = \frac{1}{1.44} \quad (5-5)$$

由此可得信道要求的最小信噪比为

$$\left(\frac{E_b}{n_0}\right)_{\min} = \frac{1}{1.44} = 0.694 = -1.6(\text{dB}) \quad (5-6)$$

用扩展频谱的方法换取通信系统接收机输入端对 C/N (载噪比)或 S/N (信噪比)的要求,这对通信设备小型化、低功率化、减少通信环境电磁干扰十分重要。以移动通信系统为例,第一代蜂窝移动通信系统采用话音调频中接收机输入端要求载干比 $C/I \geq 18\text{dB}$;第二代数字蜂窝移动通信系统的 GSM 系统采用 TDMA、GMSK 数字话音调制,接收机输入端载干比要求 $C/I \geq 9\text{dB}$ 就可以;采用扩频技术的 CDMA 系统接收机输入端在 $E_b/n_0 = 4.5\text{dB}$ 时,相当于载干比 $C/I = -15\text{dB}$ 。

5.2.3 扩频通信基本原理

扩频通信系统原理框图如图 5-1 所示。在发端输入的信息经信息调制形成数字信号,然后由扩频码发生器产生的扩频码序列调制数字信号以展宽信号的频谱。展宽以后的信号再对载频进行调制,经射频功率放大后送至天线发射至收端,从接收天线上收到的宽带射频信号,经过输入电路、高频放大器后送入变频器,下变频至中频,然后由本地产生的与发端完全相同的扩频码序列解扩,最后经信息解调,恢复成原始信息输出。

由图 5-1 可见,扩频通信系统与普通数字通信系统相比,多了扩频调制和解扩部分。

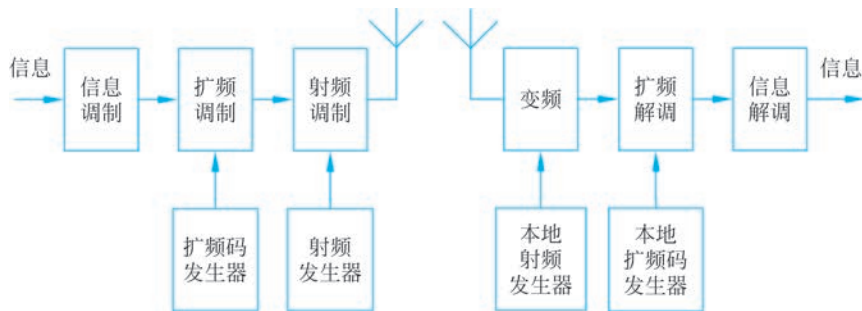


图 5-1 扩频通信系统原理框图

任何周期性的时间波形都可看作多个不同幅度和频率的正弦波之和,通过对不同脉冲重复宽度和脉冲重复周期的信号的分析,可以得到有关扩频通信的三个结论:

(1) 为了扩展信号的频谱,可采用窄脉冲序列调制载波。脉冲宽度越窄,频谱就越

宽。脉冲宽度变窄直接导致码重复频率的提高,因此,采用高速率的脉冲序列调制,可获得扩展频谱的目的。直接序列扩展频谱正是基于这一原理,用重复频率很高的窄脉冲序列展宽信号频谱。

(2) 如果信号总能量不变,则频谱的展宽必然导致各频谱成分的幅度下降,即信号功率谱密度降低。因此,用扩频信号进行通信,可提高隐蔽性,降低信号被截获概率。

(3) 在较宽的信息周期内,若用于发送信息的符号波形是一个窄脉冲,则其信号的频谱要比所传信息的带宽要宽。这就是跳时系统的原理。

按照扩展频谱的方式不同,扩频通信系统可分为直接序列扩频、跳频扩频、跳时扩频以及上述几种方式的组合。

5.2.4 扩频系统性能指标

处理增益和干扰容限是衡量扩频通信系统抗干扰性能的两个指标。

1. 处理增益

扩频通信系统由于在发端扩展了信号频谱,在收端解扩后恢复了所传信息,这一处理过程带来了信噪比上的好处,即接收机输出的信噪比相对于输入的信噪比大有改善,从而提高了系统的抗干扰能力。理论分析表明,各种扩频系统的抗干扰能力大体上都与扩频信号带宽与信息带宽之比成正比。工程上常以分贝(dB)表示扩频系统的处理增益,即

$$G_p = 10 \lg \frac{W}{B} \quad (5-7)$$

式中: W 为扩频信号带宽(Hz); B 为信息带宽(Hz)。

扩频处理增益的值一般在 $100 \sim 1000000$ 的范围($20 \sim 60$ dB)内。例如,某扩频系统, $W = 20$ MHz, $B = 10$ kHz, 则 $G_p = 33$ dB, 说明这个系统在接收机的射频输入端和基带滤波器输出端之间有 33dB 的信噪比增益改善。

扩频处理增益表示了系统解扩前后信噪比改善的程度和敌方干扰扩频系统所要付出的理论上的代价,是系统抗干扰能力的重要指标,但仅是理论上的抗干扰能力。

2. 干扰容限

由于处理增益仅仅描述理论上的抗干扰能力,要解释一个扩频通信系统能容忍多大的干扰,仅仅用处理增益还不能完全解释清楚,因此引入干扰容限的概念。

干扰容限是在保证系统正常工作的条件下,接收机输入端能承受的干扰信号比有用信号高出的分贝数。

干扰容限的数学表达式为

$$M_j = G_p - (L_s + (S/N)_{out}) \quad (5-8)$$

式中: M_j 为干扰容限(dB); G_p 为处理增益(dB); L_s 为系统损耗(dB); $(S/N)_{out}$ 为接收机输出信噪比(dB)。

干扰容限直接反映了扩频通信系统接收机允许的极限干扰强度,它往往能比处理增益更能确切地表达系统的抗干扰能力。例如,某扩频通信系统的处理增益 $G_p = 33$ dB,系

统损耗 $L_s = 3\text{dB}$, 接收机要求的输出信噪比 $(S/N)_{\text{out}} = 10\text{dB}$, 则该系统的干扰容限 $M_j = 20\text{dB}$ 。这表明: 该系统最大能承受 20dB (100 倍) 的干扰, 即在干扰信号功率高于有用信号功率 20dB 时, 系统就不能正常工作; 否则, 在二者之差不大于 20dB (100 倍) 时, 即使信号被噪声淹没, 该系统仍能正常工作。基于干扰容限的物理意义, 在技术方案制定和信道机设计中要着力提高扩频系统的干扰容限。

以上干扰容限的概念对几种扩频通信体制均适用, 但对于不同的扩频体制, 干扰容限的表现形式则不尽相同。



视频

5.3 直接序列扩频抗干扰技术

直接序列扩频系统简称直扩系统, 是目前应用非常广泛的一种扩展频谱系统。例如, 在蜂窝移动通信系统中基于直扩的码分多址 (CDMA) 是主流技术, 在全球定位系统、卫星通信、短距离无线通信等领域也有着广泛应用。

直扩系统利用待传信息与伪随机码模 2 加 (波形相乘), 然后去直接调制射频载波, 进而扩展传输带宽, 在接收端利用同步的伪码对接收信号进行相关处理后解调出所传信息。相关处理的使用, 使直扩系统比一般调制系统具有更好的抗干扰、抗衰落特性。

5.3.1 直接序列扩频系统基本原理

图 5-2 为直接序列扩频系统的组成原理框图。信源输出的信号 $a(t)$ 是码元持续时间为 T_a 的信息流, 伪随机码产生器产生的伪随机码为 $c(t)$, 每一伪随机码码元宽度为 T_c 。将信码 $a(t)$ 与伪随机码 $c(t)$ 进行模 2 加, 产生一速率与伪随机码速率相同的扩频序列, 然后再用扩频序列去调制载波, 这样就得到已扩频调制的射频信号。

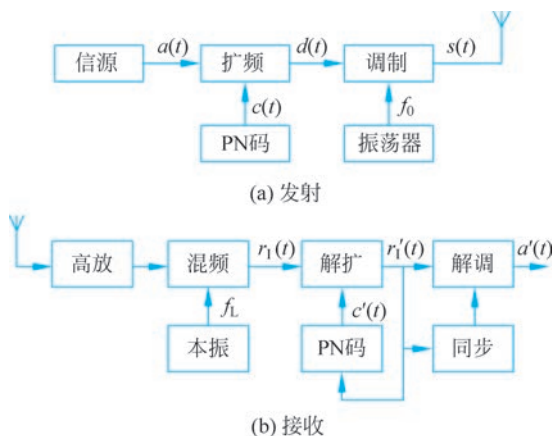


图 5-2 直接序列扩频系统的组成原理框图

在接收端, 接收到的扩频信号经高放和混频后, 用与发端同步的伪随机序列对中频的扩频调制信号进行相关解扩, 将信号的频带恢复为信息序列 $a(t)$, 即为中频调制信号; 然后再进行解调, 恢复出所传输的信息 $a(t)$, 从而完成信息的传输。对于干扰信号和噪声而言, 由于与伪随机序列不相关, 在相关解扩器的作用下, 相当于进行了一次扩频, 导

致其谱密度降低,这样就大大降低了进入信号通频带内的干扰功率,提高了解调器的输入信噪比和信干比,从而提高了系统的抗干扰能力。

5.3.2 直接序列扩频系统数学分析

信号源产生的信号 $a(t)$ 为信息流,码元速率为 R_a ,码元宽度 $T_a = 1/R_a$,则 $a(t)$ 可表示为

$$a(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n g_n(t - nT_a) \quad (5-9)$$

式中: a_n 为信息码,以概率 P 取 $+1$ 或以概率 $1-P$ 取 -1 ,即

$$a_n = \begin{cases} +1, & \text{以概率 } P \\ -1, & \text{以概率 } 1-P \end{cases} \quad (5-10)$$

$$g_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_a \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5-11)$$

为门函数。

伪随机序列产生器产生的伪随机序列 $c(t)$,速率为 R_c , $T_c = 1/R_c$,则

$$c(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n g_c(t - nT_c) \quad (5-12)$$

式中: c_n 为伪随机码码元,取值 $+1$ 或 -1 ; $g_c(t)$ 为门函数。

扩频过程实质上是信息流 $a(t)$ 与伪随机序列 $c(t)$ 的模 2 加或相乘的过程。伪随机码速率 R_c 比信息速率 R_a 大得多,一般 R_c/R_a 为整数,且 $R_c/R_a \geq 1$,所以扩展后的序列的速率仍为伪随机码速率 R_c ,扩展的序列 $d(t)$ 为

$$d(t) = a(t)c(t) = \sum_{n=0}^{\infty} d_n g_c(t - nT_c) \quad (5-13)$$

式中:

$$d_n = \begin{cases} +1, & a_n = c_n \\ -1, & a_n \neq c_n \end{cases}, \quad (n-1)T_c \leq t \leq nT_c \quad (5-14)$$

用此扩展后的序列去调制载波,将信号搬移到载频上去。原则上讲,大多数数字调制方式均可用于直扩系统的调制,但应视系统的具体性能要求来确定。用得较多的调制方式有 BPSK、MSK、QPSK、QAM 等。调制后得到的信号为

$$s(t) = d(t)\cos\omega_0 t = a(t)c(t)\cos\omega_0 t \quad (5-15)$$

式中: ω_0 为载波频率。

接收端天线上感应的信号经选择放大和混频后,得到的信号包括有用信号 $s_1(t)$ 、信道噪声 $n_1(t)$ 、干扰信号 $J_1(t)$ 和其他网的扩频信号 $s_j(t)$ 等,即收到的中频信号(经混频后)为

$$r_1(t) = s_1(t) + n_1(t) + J_1(t) + s_j(t) \quad (5-16)$$

接收端的伪随机码产生器产生的伪随机序列与发端产生的伪随机序列相同,但起始时间或初始相位可能不同,为 $c'(t)$ 。解扩的过程与扩频过程相同,用本地的伪随机序列 $c'(t)$ 与接收到的信号相乘,即

$$\begin{aligned}
r'_1(t) &= r_1(t)c'(t) \\
&= s_1(t)c'(t) + n_1(t)c'(t) + J_1(t)c'(t) + s_j(t)c'(t) \\
&= s'_1(t) + n'_1(t) + J'_1(t) + s'_j(t)
\end{aligned} \quad (5-17)$$

下面分别对式(5-17)中的四个分量进行分析。首先看信号分量 $s'_1(t)$ ：

$$s'_1(t) = s_1(t)c'(t) = a(t)c(t)c'(t)\cos\omega_1 t \quad (5-18)$$

若本地产生的伪随机序列 $c'(t)$ 与发端产生的伪随机序列 $c(t)$ 同步, 即 $c'(t) = c(t)$, 则 $c(t)c'(t) = 1$, 这样信号分量 $s'_1(t)$ 为

$$s'_1(t) = a(t)\cos\omega_1 t \quad (5-19)$$

后面所接的滤波器的频带正好能让信号通过, 因此可以进入解调器进行解调, 恢复有用信号。

噪声分量 $n_1(t)$ 、干扰分量 $J_1(t)$ 和不同网干扰 $s_j(t)$ 经解扩处理后, 被大大削弱。 $n_1(t)$ 分量一般为高斯带限白噪声, 用 $c'(t)$ 处理后, 谱密度基本不变, 但相对带宽改变, 因而噪声功率降低。 $J_1(t)$ 分量为人为干扰, 与伪随机码不相关, 相乘过程相当于频谱扩展过程, 干扰信号功率被分散到了一个很宽的频带上, 谱密度降低, 相乘器后的滤波器的频带只能让有用信号通过。这样, 能够进入到解调器输入端的干扰功率只能是与信号频带相同的那一部分, 解扩前后频带相差甚大, 因而解扩后干扰功率大大降低, 提高了解调器输入端的信干比, 从而提高了系统抗干扰能力。至于不同网的信号 $s_j(t)$, 由于不同网所用扩频序列也不同, 这样对于不同网的扩频信号而言, 相当于再次扩展, 从而降低了不同网信号的干扰。

图 5-3 和图 5-4 分别给出了扩频系统的波形和频谱示意图。

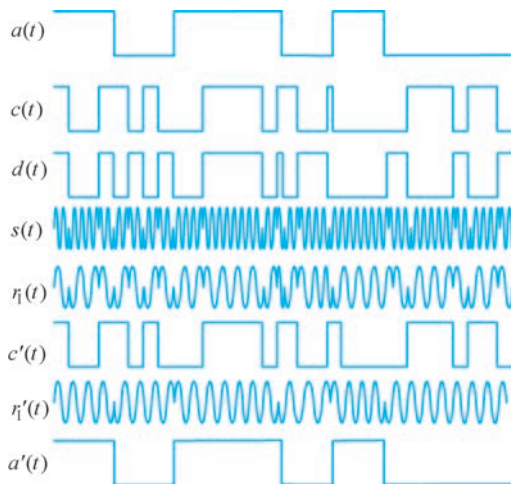


图 5-3 扩频系统的波形示意图

下面分析直扩信号的功率谱。先求出式 $s(t)$ 的自相关函数 $R_s(\tau)$, 再进行傅里叶变换, 就可得到 $s(t)$ 的功率谱密度 $G_s(f)$ 。

发送端发射的信号为

$$s(t) = d(t)\cos\omega_0 t = a(t)c(t)\cos\omega_0 t$$

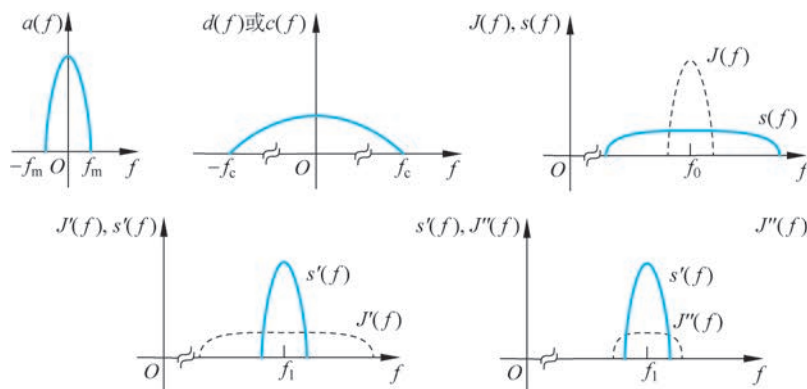


图 5-4 扩频系统频谱示意图

对 $s(t)$ 求自相关函数, 可得

$$R_s(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t)s(t-\tau) dt = \frac{1}{2} R_d(\tau) \cos \omega_0 \tau \quad (5-20)$$

由于 $a(t)$ 与 $c(t)$ 是由两个不同的信号源产生的, 相互独立, 因而有

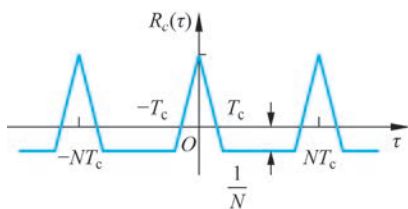
$$R_d(\tau) = R_a(\tau) R_c(\tau) \quad (5-21)$$

式中: $R_a(\tau)$ 和 $R_c(\tau)$ 分别为 $a(t)$ 与 $c(t)$ 的自相关函数。 $c(t)$ 是长度为 N 的周期性伪随机序列, 故其自相关函数也是周期为 N 的周期性函数, 为

$$R_c(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau = 0 \\ -\frac{1}{N}, & \tau \neq 0 \end{cases}$$

$R_c(\tau)$ 波形如图 5-5 所示。对 $R_c(\tau)$ 进行傅里叶变换, 得到 $c(t)$ 的功率谱密度为

$$P(\omega) = \frac{1}{N^2} \delta(\omega) + \frac{N+1}{N^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} \left[\frac{\sin \frac{T_c}{2}}{\frac{T_c}{2} \omega} \right]^2 \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{NT_c}\right) \quad (5-22)$$


 图 5-5 $R_c(\tau)$ 波形

由式(5-22)可知, 伪随机序列的功率谱是以 $2\pi/(NT_c)$ 为间隔的离散谱, 其幅度由 $\text{Sa}^2(\omega T_c/2)$ 确定。如图 5-6(a) 所示。由傅里叶变换的性质可求出扩频信号 $s(t)$ 的功率谱密度为

$$\begin{aligned} G_s(\omega) &= \frac{1}{8\pi^2} G_a(\omega) * G_c(\omega) * \pi [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] \\ &= \frac{1}{8\pi} G_a(\omega) * [G_c(\omega - \omega_0) + G_c(\omega + \omega_0)] \end{aligned} \quad (5-23)$$

将式(5-21)代入式(5-20)并且考虑单边谱,则 $s(t)$ 的功率谱密度为

$$P(\omega) = \frac{1}{4\pi N^2} G_a(\omega - \omega_0) + \frac{N+1}{4\pi N^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{+\infty} \text{Sa}^2\left(\frac{\pi n}{N}\right) G_a\left(\omega - \omega_0 - \frac{2\pi n}{NT_c}\right) \quad (5-24)$$

如图 5-6(b)所示, N 越大, $G_c(\omega)$ 谱线越密, T_c 越小, 功率谱的带宽越宽, 谱密度越低, $c(t)$ 越接近白噪声。

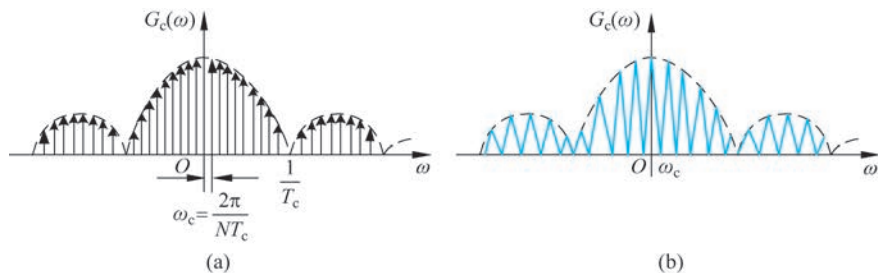


图 5-6 扩频信号功率谱

5.3.3 直接序列扩频系统射频带宽和处理增益

直接序列扩频系统中射频带宽直接影响系统的性能,系统的带宽和传送的信息速率决定了系统的扩频处理增益,也决定了系统的抗干扰能力。对于直接序列扩频系统的射频带宽,通常只考虑功率谱的带宽。当调制信号为非归零码时,信号功率谱密度函数的包络是 $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$ 型的,主瓣的带宽(单边)为 R_c ,主瓣的 3dB 带宽(单边)为 $0.44R_c$, R_c 为扩频码的传输速率。在任何情况下,直扩系统的射频带宽都是扩频码传输速率的函数,采用 PSK 调制方式时,直扩信号的功率谱密度函数是 $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$ 型的伪噪声谱,系统的射频带宽为 $2R_c$ 。实际上,直扩信号总功率的 90.3% 包含在 2 倍于扩频码传输速率的带宽 $(-R_c \sim +R_c)$ 内,总功率的 95.0% 包含在 4 倍于扩频码传输速率的带宽 $(-2R_c \sim +2R_c)$ 内,总功率的 96.6% 包含在 6 倍于扩频码传输速率的带宽 $(-3R_c \sim +3R_c)$ 内。

但信号能量的损失并不是带宽限制的唯一结果,旁瓣中丰富的高频分量来自调制信号陡峭的上升沿和下降沿,会使伪随机码尖锐的三角形自相关函数顶峰变得圆滑,这就影响了系统的抗干扰性能。特别是在直扩信号产于测距系统时,射频带宽受限将会导致测距精度的下降明显。

综合前面几个因素,在确定直扩系统带宽时,必须考虑功率损失、处理增益和信息速率以及系统抗干扰能力的要求。

直扩系统的处理增益可以用扩频码传输速率与基带信息传输速率的比值来衡量,即

$$G_p = 10 \lg \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = 10 \lg \frac{R_c}{R_B} \quad (5-25)$$

式中: R_c 为伪随机码传输速率; R_B 为基带信息传输速率。

可见有两个参数可以用来调整处理增益:一个是基带信息传输速率,它取决于奈奎

斯特速率；另一个是射频带宽，它取决于用于扩频的伪随机码的传输速率。降低基带信息速率可以增加处理增益，但基带信息速率是由信源决定的而不是由传输系统决定的。信息传输速率不可能任意地减小，一旦信息传输速率下降到一定程度，再进一步下降信息速率就不能保证信息传输的实时性和有效性，从而失去了通信的意义。另外，提高扩频用的伪随机码传输速率可以增大处理增益，但伪随机码的编码时钟不宜过高，因为伪随机码编码时钟越高，对伪随机码发生器的要求也越高，系统的工作频带越宽，要求调制器和混频器在较宽的频带内保证一定的线性度，工程上是难以实现的。

另外，当伪随机码的传输速率不断增大，接收机输出的干扰信号电平不断下降，并将减小至与接收机热噪声电平相当时，若再进一步增大伪随机码的传输速率，并不能改善输出信号的信噪比。这是因为影响输出信噪比的主要因素已经不再是干扰信号的功率，而是接收机内部的热噪声。

综合上面的因素，为了提高系统的处理增益，可以在兼顾系统硬件设计的复杂度的同时，适当提高伪随机码的传输速率，或者采用一些有效的语音或图像的压缩编码技术来降低所传的基带信息速率。目前国内外信源压缩的技术很多，如线性预测、矢量量化、语音识别及分形压缩等，都可以用来降低信源信息速率。

5.3.4 直接序列扩频系统相关解扩

相关解扩过程对扩频通信至关重要，正是这一解扩过程把有用的宽带信号变换成窄带信号，把无用的干扰信号变成宽带的低功率谱信号，从而提高了窄带滤波器（中频或基带滤波器）输出端的信干比，同时提高了系统的抗干扰能力。或者说，扩频系统的处理增益都是在相关解扩过程中，通过相关器的相干检测或匹配滤波器的匹配滤波获得的。因此，相关器是扩频系统的核心和关键。

扩频通信系统中，通常采用直接式相关器对扩频信号进行解扩。直接式相关器是指接收到的扩频信号在接收机的高频电路里直接与本地参考信号进行相关处理的相关器，其相关原理如图 5-7 所示。这里的本地参考信号指的是与发端同步的伪码。图 5-7(a)为扩频调制器，用于产生一相移键控的扩频信号。在接收端接收到该信号后，用一个与发端同步的伪随机序列 $c(t)$ 与接收信号相乘，其效果与发端调制用的伪随机序列 $c(t)$ 互补。每当本地相关器伪随机序列发生 $0 \rightarrow 1$ 或 $1 \rightarrow 0$ 的跳变时，输入已调信号的载波反相。如果发送端的伪随机序列与接收端的伪随机序列相同且同步，那么当发射信号相移时，接收机中的本地码再把它相移一次，这样两个互补的相移结合，就相互抵消了扩展频谱的调制，达到了解扩的目的，剩下的是原始信息调制的载波信号 $a(t)\cos\omega_0 t$ ，如图 5-7(b)所示。图 5-8 给出了这种解扩方式的波形图，图中未考虑所传输的信息 $a(t)$ 。

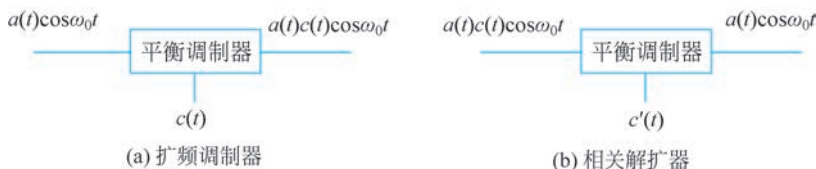


图 5-7 直接式相关器原理框图

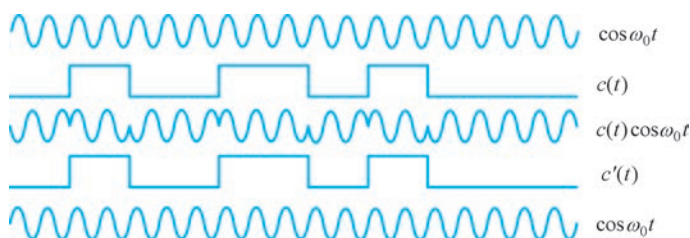


图 5-8 直接式相关解扩波形图

应当指出,这里的相关器的本地参考信号是与发送端相同且同步的伪随机序列,因此这个相关器只能实现扩频信号的相关解扩,而没有用相干载波对原始调制信号进行相干解调。

直接式相关器的优点是结构简单,缺点是对于干扰信号存在直通现象。由直接式相关器原理图可以看到,若相关器的相移键控已调输入信号中心频率为 f_0 ,则相关后的载波频率也是 f_0 。但是,由于直接式相关器的相关处理是在高频电路中进行的,且输入中心频率与输出中心频率一样,因此一个比较强的干扰信号就有可能渗透或绕过相关器而直接进入信息解调器。这时,相关器的抗干扰能力(载波抑制能力)很低,也得不到本应得到的信干比的改善,因此直接式相关器仅用于一些对抗干扰能力要求不高的扩频系统中。

5.3.5 直接序列扩频系统抗干扰和抗截获能力

实际中常遇到的干扰主要有加性白噪声干扰或宽带噪声干扰、部分频带噪声干扰、单频干扰和窄带干扰、正弦脉冲干扰以及多径干扰等。在实际应用中,应根据干扰情况确定直扩系统的处理增益和其他参数,使之达到可靠通信的目的。下面以加性高斯白噪声干扰为例介绍直扩系统的抗干扰能力。

扩频信号在传输过程中必然会受到噪声干扰,这种干扰一般为加性高斯白噪声(AWGN)或带限白噪声。设噪声的单边功率谱密度为 n_0 ,经混频后为一带限白噪声,带宽为扩频信号带宽 B_c ,谱密度仍为 n_0 ,故相关器输入噪声功率为

$$N_i = n_0 B_c \quad (5-26)$$

相关器输出噪声功率为

$$N_o = \frac{1}{2\pi} \int_{W_a} G'_n(\omega) d\omega \quad (5-27)$$

式中:积分区域为信息带宽 W_a , $W_a = 2\pi B_a$ 。考虑到 $B_a \ll B_c$,只考虑 f_1 附近的噪声功率,则功率谱密度 $G'_n(\omega)$ 近似为 Kn_0 ,其中 K 为与调制方式有关的一个常数。以 PSK 调制为例, $K=0.903$ 。MSK 调制时, $K=0.995$ 。因此有

$$N_o = \frac{1}{2\pi} Kn_0 W_a = Kn_0 B_a \quad (5-28)$$

考虑到解扩前后信息能量不变,因此处理增益为

$$G_{p_n} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{N_i}{N_o} = \frac{n_0 B_c}{Kn_0 B_a} = \frac{B_c}{KB_a} = \frac{G_p}{K} \quad (5-29)$$

上述结论并不意味着扩频系统具有抗白噪声的能力,也不意味着随伪码速率的增加其抗白噪声的能力也随之增加,这是因为处理增益表征的是相关器处理信号所获得的信噪比增益,并不是度量不同类型通信系统性能的标准,因此不能把扩频处理增益与衡量不同系统性能的“制度增益”或“系统增益”相混淆。衡量扩频系统与非扩频系统性能好坏的标准是:在信息传输速率相同的条件下,扩频系统解扩后的中频信噪比 $(\text{SNR})_s$ 与非扩频系统的中频信噪比 $(\text{SNR})_{Ns}$ 之比 G_s ,即制度增益。对于非扩频系统,因为没有扩频与解扩过程,所以也不会有处理增益,但中频信噪比与扩频系统相同,即 $G_s=1$ 。对白噪声而言,把窄带系统改为宽带系统并不会带来好处,即直扩系统不能抗白噪声。实际上,由于扩频系统不可避免地存在着伪码同步误差,故扩频系统的抗白噪声性能比非扩频系统还要差一些。

关于扩频信号的抗截获能力。众所周知,截获敌方信号的目的是发现敌方信号的存在并进一步确定敌方信号的频率以及发射机的方位。要提高系统的抗截获能力,就必须降低信号被检测的概率。理论分析表明,信号的检测概率与信号能量和噪声功率谱密度之比成正比,与信号的频带宽度成反比。直扩信号正好具有这两方面的优势,它的功率谱密度很低,单位时间内的能量就很小,同时它的频带很宽。因此,它具有很强的抗截获性。

如果满足直扩信号在接收机输入端的功率低于或比拟于外来噪声及接收机本身的热噪声功率这个条件,则一般接收机发现不了直扩信号的存在。另外,由于直扩信号具有宽频带特性,截获时需要在很宽的频率范围进行搜索和监测,很难被发现。因此,直扩信号可以用来进行隐蔽通信。

5.4 跳频扩频抗干扰技术



视频

在敌我双方的通信对抗中,敌方企图发现我方的通信频率,以便于截获所传送的信息内容,或者发现我方通信机所在的方位,以便引导炮火摧毁。定频通信系统容易暴露目标且易于被截获,这时,采用跳频通信就比较隐蔽也难以被截获。因为跳频通信是“打一枪换一个地方”的游击通信策略,敌方不易发现通信使用频率,一旦被敌方发现,通信频率已经转移到另一个频率。当敌方摸不清“转移规律”时,就很难截获我方的通信内容。

跳频扩频是用扩频码序列去进行移频键控,使载波频率不断地改变。简单的移频键控如2FSK仅有两个频率,而跳频系统的载波频率则有几十、几百甚至上千个,并由扩频码进行选择控制而使频率不断地发生跳变。

跳频系统具有抗干扰、抗截获的能力,并能做到频谱资源共享。所以在当前现代化的电子战以及民用通信中,跳频通信都获得了广泛的应用。

5.4.1 跳频系统基本原理

跳频系统的载频受伪随机码的控制,不断随机地跳变,可看成载频按照一定规律变化的多频移键控(MFSK)。与直扩系统相比,跳频系统中的伪随机序列并不直接传输,而

是用来选择信道。跳频系统从 20 世纪 60 年代后期开始,发展便非常迅速。不少专家预言,未来的战术通信设备非跳频电台莫属。

跳频系统的组成框图如图 5-9 所示。用信源产生的信息流 $a(t)$ 调制频率合成器产生的载频,得到射频信号。频率合成器产生的载频受伪随机码的控制,按一定规律跳变。跳频系统多采用非相干解调或者差分解调,因而多采用模拟的 FM 和数字的 MFSK 等可进行非相干解调的调制方式。

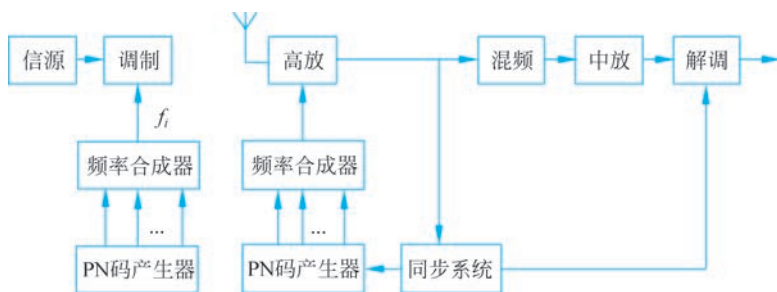


图 5-9 跳频系统的组成框图

在接收端,接收到的信号与干扰信号经高放滤波后送至混频器。接收机的本振信号也是一频率跳变信号,跳变规律是相同的,两个频率合成器产生的频率相对应,但对应的频率有一频差正好为接收机的中频。只要收发双方的伪随机码同步,就可使收发双方的频率合成器产生的跳变频率同步,经混频器后,就可得到一个不变的中频信号。然后对此中频信号进行解调,就可恢复出发送的信息。而对于干扰信号而言,由于不知道跳频频率的变化规律,与本地的频率合成器产生的频率不相关,因此,不能进入混频器后面的中频通道,不能对跳频系统形成干扰,这样就达到了抗干扰的目的。在这里,混频器实际上担任解跳器的角色,只要收发双方同步,就可将频率跳变信号转换成一固定频率(中频 f_1)的信号。

5.4.2 跳频系统数学分析

设信源产生的信号 $a(t)$ 为双极性数字信号,则有

$$a(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n g_a(t - nT_a) \quad (5-30)$$

式中: a_n 为信息码,取值为 +1 或 -1。

$$g_a(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_a \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5-31)$$

T_a 为信息码元宽度。

采用 FSK 调制。由频率合成器产生的频率为 f_i , 则有

$$f_i \in \{f_1, f_2, \dots, f_N\} \quad (5-32)$$

即 f_i 在 $(i-1)T_h \leq t \leq iT_h$ 内的取值为频率集 $\{f_1, f_2, \dots, f_N\}$ 中的一个频率,由伪随机码确定, T_h 为每一频率(每一跳)的持续时间或驻留时间,用 $a(t)$ 去调制频率合成器产生的频率,可得射频信号为

$$s(t) = a(t) \cos \omega_i t \quad (5-33)$$

接收端收到的信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) + J(t) + s_j(t) \quad (5-34)$$

式中: $s(t)$ 为信号分量; $n(t)$ 为噪声分量(高斯白噪声); $J(t)$ 为干扰信号分量; $s_j(t)$ 为不同网的跳频信号。

接收端频率合成器产生的频率受与发端相同的伪随机码产生器的控制,产生的频率 f'_j 为接收频率合成器产生的频率集中的一个,即有

$$f_i \in \{f_1 + f_1, f_2 + f_1, \dots, f_N + f_1\} \quad (5-35)$$

在混频器中,接收到的信号与本振相乘可得

$$\begin{aligned} r(t) \cos \omega'_j t &= s(t) \cos \omega'_j t + n(t) \cos \omega'_j t + J(t) \cos \omega'_j t + s_j(t) \cos \omega'_j t \\ &= s'(t) + n'(t) + J'(t) + s'_j(t) \end{aligned} \quad (5-36)$$

下面分别讨论式(5-34)中的四个分量。首先看信号分量 $s'(t)$, 即

$$s'(t) = s(t) \cos \omega'_j t = a(t) \cos \omega_i t \cos \omega'_j t \quad (5-37)$$

已知收发两端的频率合成器产生的频率是一一对应的,且受相同的伪随机码的控制,控制方式是相同的,只是两个伪随机码的初始相位可能不同。若使两伪随机码的初始相位相同,即同步,就可使收发双方的频率合成器产生的频率同步,即有 $i = j$ 。这样,收端频率合成器产生的频率正好比发端的频率高出一个中频 f_1 (也可低一个中频)。经混频,取下边带,可得信号分量为

$$\begin{aligned} s'(t) &= a(t) \cos \omega_i t \cos \omega'_j t \\ &= \frac{1}{2} a(t) \cos(\omega'_j - \omega_i) t \end{aligned} \quad (5-38)$$

经滤波后为

$$\begin{aligned} s''(t) &= \frac{1}{2} a(t) \cos(\omega'_j - \omega_i) t \\ &= \frac{1}{2} a(t) \cos \omega_i t \end{aligned} \quad (5-39)$$

为一固定中频信号,与非跳频系统送入解调器的信号是相同的,经解调后可恢复出传送的信息,从而完成信息的传输。

对 $n'(t)$ 分量,由于 $n(t)$ 为高斯白噪声,经混频后噪声分量与一般的非跳频系统一样,也就是说,跳频系统对白噪声无处理增益。

对干扰分量 $J'(t)$, 由于不知道跳频频率的变化规律,即不能得到跳频系统的信息,经混频后,被搬移到中频频带以外,不能进入解调器,也就不能形成干扰,从而达到了抗干扰的目的。 $J(t)$ 要有效地干扰跳频信号 $s(t)$, 就必须与 $s(t)$ 的频率始终相同,否则是无能为力的。

$s'_j(t)$ 分量是由其他网产生的跳频信号,不同网有不同的跳频图案。在组网时,已考虑到了不同网之间的相互干扰问题,即应使其频率跳变是正交的,互不重叠。不同网的信号由于频率跳变的规律不同,故不能形成干扰。

从跳频系统的信号分析来看,跳频系统的抗干扰机理是发送端的载频受伪随机码的控制,随机地改变,躲避干扰。在接收端,用与发端相同的伪随机码控制本地频率合成器产生的频率,使之与发端的载频同步跳变,混频后使之进入中频频带内;对于干扰信号,由于不知道跳频系统的载频变化规律,经接收机接收,不能进入中频频带内,也就不能形成干扰,这样,跳频系统就达到了抗干扰的目的。由此可见,跳频系统的抗干扰机理与直扩系统是不同的。跳频系统以躲避干扰的方式抗干扰,可以认为是一种主动式抗干扰方式;而直扩系统采用分散干扰功率的方法来降低干扰功率,提高解调器的输入信干比,以此来达到抗干扰的目的,故可以认为是一种被动式的抗干扰方式。

另外,跳频系统由于载波频率随机跳变,只有网内用户的跳频频率出现相互重叠的时候才引起远近效应,因而跳频系统抗远近效应性能强于直接序列扩频系统。

5.4.3 跳频系统处理增益

设在整个跳频带宽为 W ,等间隔地分为 N 个载波频率,即可用频率数为 N ,频率间隔为 Δf ,信息带宽为 B_s 。跳频系统的发送端以伪码控制频率合成器的频率,使之按伪码方式跳变,带宽 W 与所采用的伪码速率 R_c 无关,即 $W = N\Delta f$ 。处理增益为

$$G_p = \frac{W}{B_s} = \frac{N\Delta f}{B_s} \quad (5-40)$$

若不考虑各载波没有保护间隔,则 $B_s = \Delta f$,从而有 $G_p = N$ 。由此可见,跳频系统的处理增益在理论上表明了跳频通信系统在射频可用带宽内的可用频率数。

实际上,在计算处理增益时应该考虑相邻瞬时频带是否交叠的影响。若各个瞬时频带相邻或者互相重叠,则按照处理增益为射频带宽与信息带宽之比可得

$$G_p = \frac{B_{\text{射频}}}{B_a} \leq N \quad (5-41)$$

由此可见,跳频系统的抗干扰性能即处理增益是与跳频系统的可用频道数 N 成正比的, N 越大,射频带宽 $B_{\text{射频}}$ 越宽,抗干扰能力越强。

5.4.4 跳频系统跳频图案

跳频系统中载波频率的跳变规律是关乎跳频系统性能的关键问题,它决定了系统的抗干扰能力和组网能力。用来控制载频跳变的多值序列称为跳频序列。载波频率跳变规律称为跳频图案或跳频图样,如图 5-10 所示。

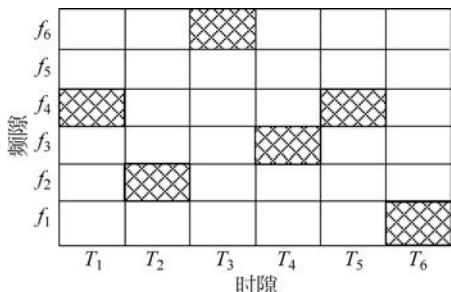


图 5-10 跳频系统的时频矩阵图

在跳频序列控制下,载频以某种既随机又确定的方式跳变,载频跳到某一频率时,已调信号占据中心频率在跳频点附近的一个狭窄频带,也称频隙,在下一个跳频时刻又跳到另一个频隙。发射机和接收机以同样的规律控制频率在较宽范围内变化,虽然瞬时信号带宽较窄,但宏观信号带宽很宽,这就实现了频谱扩展。另

外跳频组网时跳频序列可作为地址码,给每个用户分配一个跳频序列作为地址码,发射机根据接收机的地址码选择通信对象,当许多用户在同一频段同时跳频工作时,跳频序列是区分每个用户的标志。

根据跳频系统的实际应用和出于对跳频序列应具有的性质考虑,在设计跳频序列时,通常要考虑以下几个方面:

- (1) 每一个跳频图案都可以使用频隙集合中的所有频隙,以实现最大的处理增益。
- (2) 跳频序列集合中的任意跳频序列,在允许的时延情况下,各种跳频图案间可能重叠的频隙数最小。
- (3) 为了实现多址通信要求,提高跳频系统的保密性能,给定一个允许的重叠准则,其构成的跳频图案的数目应是最大的。
- (4) 在某些工程应用中,要求跳频序列能控制实现宽间隔跳频,即要求在相邻的时隙内发射的两个载频间隔大于某个规定的值。
- (5) 为了使跳频系统具有良好的抗干扰性能,应使各频率在一个序列周期中出现的次数基本相同,即要求跳频序列具有均匀性。
- (6) 跳频序列应具有较好的随机性和较大的线性复杂度,以保证系统的安全性。
- (7) 跳频序列产生的电路比较简单。

实际应用中,跳频图案并不是简单地由伪随机码直接产生,而是通过一种复杂的变换关系得到的。如许多战术跳频电台,其跳频图案的产生是由带时间信息(Time of Day, TOD)的参量、原始密钥(Prime Key, PK)和伪随机码模2加后经非线性变换,确定跳频图案,由于考虑了时间信息,因而是一种时变的跳频图案,经过多重加密,大大增加了破译跳频图案的难度。

从前面的分析可以看出:跳频系统具有抗干扰、抗衰落、抗截获能力强,抗远近效应能力强,安全保密性能好等优势;但跳频系统也存在一些问题,例如,慢速跳频时,隐蔽性和抗跟踪式干扰能力变弱,而快速跳频可避免转发式和跟踪式干扰,但又受硬件制作的限制。

5.5 其他扩频抗干扰技术



视频

5.5.1 软扩频技术

在无线通信系统中,DSSS信号传输时需要很宽的带宽,但有时需要利用窄带信道(如话音信道)来传输扩频信号,以便获得扩频技术带来的好处,采用软扩频技术可以很好地解决这一问题。

软扩频又称缓扩频,实际上它是一种由信息空间到伪随机码空间的映射过程,即用长为 N 的伪随机码代表 k 位信息。 k 位信息共有 2^k 个状态,在长为 N 的伪随机码中选取 2^k 个随机码与其对应,解码时,根据伪随机码与原始信息的对应关系获得 k 位信息。 2^k 个伪随机码可以是多个伪随机码,或者某个伪随机码及其位移序列。软扩频实际上可看作一种 (N, k) 编码,用于 (N, k) 软扩频的 2^k 个伪随机码应正交或接近正交,即具有好的自相关特性和互正交特性,以保证接收机正确解扩,因此软扩频又称为正交码扩频。

(N, k) 软扩频的处理增益为 N/k 。

前面介绍的直扩技术是将信息码与伪随机码进行模 2 加来获得需要的序列, 并且扩频伪随机码的扩频速率 R_c 远大于信息码元速率 R_b , 即 $R_c \gg R_b$, 且 $\frac{R_c}{R_b} = N$ (N 为整数)。而软扩频采用编码方法实现频谱的“扩展”, 即用 k 位信息码元的 2^k 个组合对应 2^k 个伪随机码, $R_c > R_b$, 且 $\frac{R_c}{R_b}$ 不一定为整数。

软扩频技术除了可获得扩频增益外, 还可以使信息的编码获得编码增益。软扩频技术不但可以有效限制速率, 而且有很强的抗干扰、抗多径、保密、多址通信能力, 同时具有频谱效率高、误码率低、硬件简单、计算量小等优势。

软扩频技术主要应用于频带受限而数据率要求较高的通信系统中, 如突发通信、计算机无线通信、无线局域网通信、移动通信等。

例如, 在 Link-16 系统中, 采用 $(32, 5)$ 编码, 由一个 32 码片的伪随机码循环移位, 形成 32 个伪随机码, 对应 5 位信息码的 32 个状态, 处理增益为 $32/5 = 6.4$ 。经过扩频后, 每个 5 位信息码元扩展为一个 32 码片伪随机码序列。

5.5.2 跳时扩频技术

跳时扩频是通过时间跳变实现频谱扩展的通信方式, 跳时是指发射信号在时间轴上离散地跳变。在跳时扩频通信系统中, 通常先将时间轴分成帧, 每个帧分成许多时隙, 数字信号在时隙上使用快速突发脉冲传输, 一帧内发射信号的时隙由扩频码序列控制。因此, 跳时也可以理解为用一定扩频码序列进行选择的多时隙的时移键控。由于采用了很窄的时隙发送信号, 相对来说, 信号的频谱也就展宽了。图 5-11 为跳时扩频系统原理框图, 图 5-12 为跳时扩频信号的时间-频率图。可以看出, 跳时扩频是占用整个频段的一小段时间, 而不是在全部时间里使用部分频段。

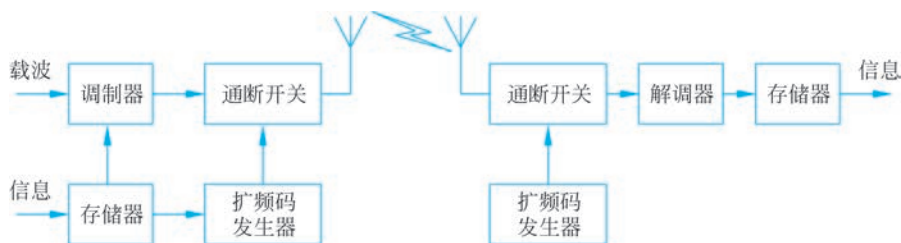


图 5-11 跳时扩频系统原理框图

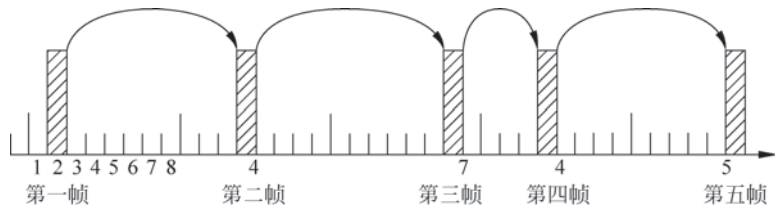


图 5-12 跳时扩频信号的时间-频率图

跳时扩频系统由扩频码序列控制时隙的位置按照一定规律跳变,用时间的合理分配来减少时分复用系统之间的干扰和避开附近发射机的强干扰。

跳时系统能与 TDMA 自然衔接,具有抗脉冲干扰性能好、数模兼容等特点,而且跳时系统在时间上避免了网内用户信号的相互重叠,故其抗远近效应性能良好。但是,跳时系统对连续波干扰无防护能力,并且需要精确的时间同步。跳时信号的占空比通常小于 1,在发射瞬时功率不变的情况下,比特能量降低,对发射机的利用率降低。因此,跳时扩频在扩频系统中通常不单独使用,而是与其他扩频方式结合成混合式扩频方式,如与 FHSS 混合使用,或者利用伪随机序列控制的跳时来实现时分多址。

5.5.3 混合扩频技术

在电磁环境异常恶劣的条件下,或者要求通信系统的抗干扰指标非常高,单独用一种扩展频谱技术难以满足要求时,可以采用混合式扩展频谱系统。常用的混合扩频 (Hybrid SS) 方式有跳频/直接序列 (FH/DS)、跳时/直接序列 (TH/DS)、跳时/跳频 (TH/FH) 等。这里仅介绍前两种。

1. 直扩/跳频混合扩频系统

图 5-13 给出了 DS/FH 混合扩频系统的原理框图。DS/FH 系统的发射机是直接序列调制器和跳频载波的直接叠加。这种混合调制器与单纯的直接序列调制的区别在于其载波是按跳频图案变化的,而 DS 调制的载波是固定不变的;与单纯的 FH 系统的区别在于,每次跳变必须把直扩 $\sin x/x$ 型功率谱依跳频图案的规则搬移,且跳变频道的最小间隔必须等于直接序列的伪随机码速率,目的是保证相邻跳变频道之间的正交性。图 5-13 中的跳频序列产生器向频率合成器提供跳频图案,直扩序列产生器提供 DS 扩频调制序列,所以发射机输出的就是 DS/FH 信号。DS/FH 系统在任何一个跳频时间内都是一个 DS 系统,即其瞬时频谱是宽带的,而在一个跳频周期内它是由许多 DSSS 信号的频谱构成的。占有一定带宽的直接序列信号按照跳频图案伪随机地出现,每个直接序列信号在发射瞬间只覆盖系统总带宽的一部分频段,采用这种混合系统能够提高抗干扰能力并简化设备,并能达到多址的目的。图 5-14 给出了 FH/DS 混合扩频信号的频谱图。

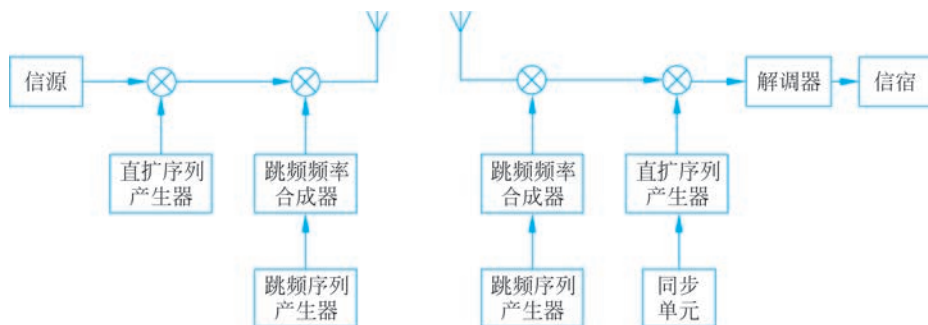


图 5-13 FH/DS 混合扩频系统的原理框图

DS/FH 混合系统的处理增益为跳频和直扩系统的处理增益的乘积,即

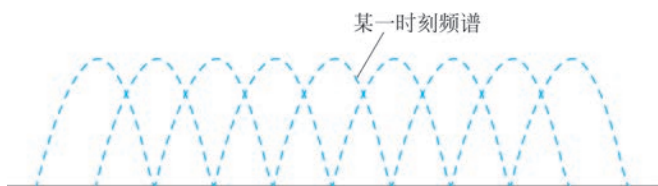


图 5-14 FH/DS 混合扩频信号频谱图

$$G_{\text{FH/DS}} = G_{\text{FH}} G_{\text{DS}} \quad (5-42)$$

式中: $G_{\text{FH}} = N$ 为 DS/FH 系统的跳频可用频率数; $G_{\text{DS}} = R_c/R_B$, 用分贝可表示为

$$G_{\text{FH/DS}}(\text{dB}) = G_{\text{FH}}(\text{dB}) + G_{\text{DS}}(\text{dB}) \quad (5-43)$$

若单纯使用直扩时 PN 序列产生器的时钟速率 R_c 已达到最大值, 或者单纯使用跳频时跳频器的可用跳频数已达到最大限度, 也就是说, 单纯使用跳频或直扩难以达到指定的扩频增益, 那么使用 DS/FH 混合扩频方式就可以很好地解决这一问题。例如, 某数字话音通信系统要求处理增益为 50dB, 数据传输速率为 16kb/s。若只采用直接序列扩频, 要求 PN 序列码片传输速率为 1500Mc/s, 这么高的传输速率目前的技术水平达不到。若采用 DS/FH 混合式扩频系统, 则可以满足总处理增益为 50dB 的要求。例如, DS 系统的伪码传输速率为 50Mc/s, 数据传输速率为 16kb/s, 则直扩系统处理增益为 35dB, 剩下的 15dB 处理增益可由跳频系统来完成。当要求跳频处理增益为 15dB 时, 跳变频率的数目要求为 32 个。这样, 采用 DS/FH 混合扩频系统既能满足指标要求, 又容易实现。

直扩与跳频混合扩频系统, 可实现优势互补, 使其具有全面的抗干扰能力。例如, DSSS 系统存在抗单频瞄准式干扰和抗远近效应干扰能力差的缺点, FHSS 系统存在抗宽带干扰和抗中继转发式干扰能力差的缺点, 将两者结合起来, 可有效克服各自的缺点。

2. 直扩/跳时混合扩频系统

在 DSSS 系统中, 有时地址码的数目不能满足多址和复用的要求, 在系统中增加时分复用技术就可以有效地解决这一问题。由于 DSSS 系统中收、发两端之间本来具备准确的定时和伪码时钟同步, 只需增加一个通断开关以及有关的控制电路就构成了 DS/FH 混合扩频系统。因此, 直扩/跳时混合扩频系统就是在直扩系统基础上增加了对射频信号突发时间跳变控制的功能。DS/TH 混合扩频系统原理框图如图 5-15 所示。

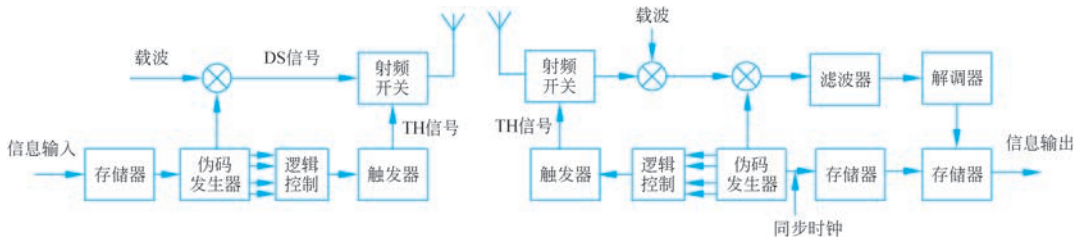


图 5-15 DS/TH 混合扩频系统原理框图

DS/TH 系统中由于在 DSSS 的基础上加入了跳时, 这一伪随机的时间分配不但使系统可以容纳更多的用户, 而且由于加入了 TH 功能, 系统的抗远近效应能力大大增强。

5.6 伪随机序列

伪随机序列是实现直扩和跳频通信系统的前提。香农编码定理指出：只要信息速率 R 小于信道容量 C ，总可以找到某种编码方法，使在码字相当长的条件下，能够几乎无差错地从遭受到高斯白噪声干扰的信号中恢复出原发送信息。

这里有两个条件：一是 $R \leq C$ ；二是编码码字足够长。香农在证明编码定理时，提出了用具有白噪声统计特性的信号来编码。白噪声是一种随机过程，它的瞬时值服从正态分布，功率谱在很宽的频带内都是均匀的，它有极其优良的自相关特性。但是，人们至今无法实现对白噪声的放大、调制、检测、同步及控制等，而只能用具有类似于白噪声统计特性的伪随机码来逼近它，并作为扩频系统的扩频码，这些伪随机码又称为 PN 序列或伪噪声码。

目前所知的伪随机序列有多种，大多数都是以 m 序列为基础而构成的。本节主要介绍最为常见的 m 序列、Gold 序列和沃尔什 (Walsh) 码的构成原理。

5.6.1 相关性的概念

扩频系统中，接收端信号的恢复要经过相关处理，实际上是将接收到的信号与本地参考信号相乘，然后输入到积分器的过程。如果一个用户接收到发给它的信号，那么相关处理就是一个计算信号的自相关函数的过程，在数学上是用自相关函数来表示信号与它自身相移以后的相似性的。

同时，其他用户的信号通过某用户接收机的相关处理器的过程实际上是一个计算信号的互相关函数的过程。在数学上是用互相关函数表示一个信号和另一个信号的相似性的。为了有效消除用户间的干扰，就要求各个用户的信号的互相关值处处为零。由此可见，伪随机码在扩频系统或码分多址系统中起着十分重要的作用。通常要求用于扩频系统的伪随机码应具有如下理想特性：

- (1) 有尖锐的自相关特性，便于信号的检测和同步的识别；
- (2) 有处处为零的互相关，易于实现码分多址，克服用户间干扰；
- (3) 有足够长的码周期，以确保抗侦破和抗干扰的要求；
- (4) 有足够的编码数量，用来作为独立的地址，以实现码分多址的要求；
- (5) 工程上易于产生、加工、复制和控制。

以上特性中，伪随机序列的相关特性和互相关特性最为重要，所以首先给出码序列的自相关、互相关函数的计算，再给出伪码的定义。

这里讨论等长二进制码，即码字长度(周期)相等，且码元都是二元域上的 $\{0, 1\}$ 的元素。每个码元利用负逻辑映射组成波形序列，即元素“0”映射为“+1”，元素“1”映射为“-1”。设 x 、 y 是码字周期(长度)为 P 的两个码序列，码序列 x 、 y 的互相关函数定义为

$$R_{xy}(j) = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P x_i y_{i+j} \quad (5-44)$$

式中： y_{i+j} 为 y_i 移位 j 后的码序列。

定义序列 x 的自相关函数为

$$R_x(j) = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P x_i x_{i+j} \quad (5-45)$$

对于二进制序列,其自相关系数也可由下式求得,即

$$R_x(j) = \frac{A-D}{A+D} = \frac{A-D}{P} \quad (5-46)$$

式中: A 为 x_i 和 x_{i+j} 对应码元相同的数目; D 为对应码元不同的数目; P 为码序列周期长度。

5.6.2 m 序列

m 序列是一种重要的伪随机序列,有优良的自相关函数。它易于产生和复制,在扩展频谱通信和码分多址技术中有着广泛的应用,并且在其基础上还能构造其他的伪码序列,因此无论对 m 序列的直接应用还是对掌握伪随机序列基本理论而言,必须熟悉 m 序列的产生及其主要特性。

1. m 序列的产生

m 序列是最长线性移位寄存器序列的简称。顾名思义, m 序列是由多级移位寄存器或其延迟元件通过线性反馈产生的最长的码序列。在二进制移位寄存器中,若 n 为移位寄存器的级数, n 级移位寄存器共有 2^n 个状态,除去全 0 状态外还剩下 $2^n - 1$ 种状态,因此它能产生的最大长度的码序列为 $2^n - 1$ 位。所以产生 m 序列的线性反馈移位寄存器称为最长线性移位寄存器,如图 5-16 所示。

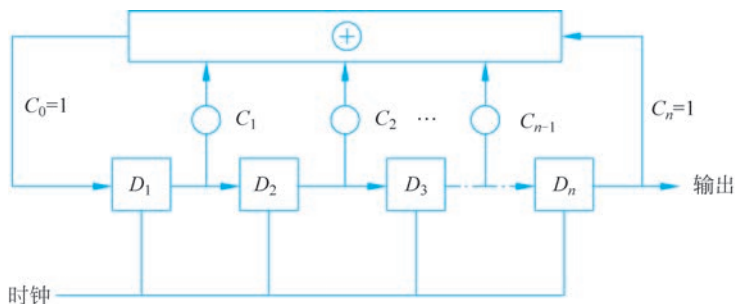


图 5-16 由 n 级简单型移位寄存器构成的码序列发生器

2. m 序列的特性

m 序列自相关函数具有二值的尖锐特性,但其互相关函数是多值的。下面就 n 级线性移位寄存器生成的 m 序列的主要特性进行分析。

1) 随机特性

m 序列的随机特性主要是指码序列的平衡性、游程平衡性和移位相加特性。

(1) 平衡性。 m 序列一个周期内码元“1”的数目和码元“0”的数目只相差 1 个,这种平衡性使得用 m 序列做平衡调制实现扩展频谱时有较高的载波抑制制度。例如, m 序列 111100010011010 中“1”有 8 个,“0”有 7 个,“1”与“0”相差 1 个,且“1”比“0”多 1 个,此为

码的平衡性。

(2) 游程分布。在一个序列中把相同的相邻码元称为一个游程,在 m 序列中即为连续“0”或“1”的元素。在一个游程中,相同码元的个数称为游程的长度。一般来说,在 m 序列的一个周期内,共有 2^{n-1} 个元素游程,其中码元“0”的游程和码元“1”的游程数目各占一半。当 $1 \leq k \leq n-2$ 时,长为 k 的游程占游程总数的 $1/2^k$ 。长为 $n-1$ 的游程只有一个,为码元“0”的游程;长为 n 的游程也只有一个,为码元“1”的游程。这些称为 m 序列的游程平衡特性。表 5-1 列出了 m 序列 111100010011010 的游程分布。

表 5-1 m 序列 111100010011010 的游程分布

游程长度/位	游程数目		所包含的比特数
	“1”	“0”	
1	2	2	4
2	1	1	4
3	0	1	3
4	1	0	4
游程总数为 8			

(3) 移位相加特性。 m 序列和其移位后的序列逐位模 2 相加,所得的序列还是该 m 序列,只是起始位不同而已,这一特性称为 m 序列的移位相加特性。例如,原 m 序列 $\{x_i\} = 1110100$,那么右移 2 位的序列 $\{x_{i-2}\} = 0011101$,把它们模 2 加后为 1101001。观察可见这个序列只是原 m 序列的左移一位序列。

2) 周期性

m 序列周期或称长度 $P=2^n-1$, n 为线性反馈移位寄存器的级数。

3) m 序列的自相关函数

自相关函数的定义式为

$$R_x(j) = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P x_i x_{i+j} \quad (5-47)$$

由于序列电平的乘法运算等价于序列负逻辑映射前码元的模 2 加,所以自相关函数实际上是序列与逐位移位后序列相似性的一种度量。

当 $j \neq 0$ 时,根据移位相加特性, m 序列 $\{x_i\}$ 与移位后的 m 序列 $\{x_{i+j}\}$ 进行模 2 加后,仍然是一个 m 序列,依据 m 序列的平衡性,码元“1”和“0”的个数相差一个,所以有

$$R_x(j) = -\frac{1}{P}, \quad j \neq 0 \quad (5-48)$$

当 $j=0$ 时,根据移位相加特性, m 序列 $\{x_i\}$ 与移位后的 m 序列 $\{x_{i+j}\}$ 进行模 2 加后,全部为“0”,负逻辑映射后的电平为 +1,所以

$$R_x(j) = 1, \quad j = 0 \quad (5-49)$$

因此, m 序列的自相关函数为

$$R_x(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i x_{i+j} = \begin{cases} 1, & j = 0 \\ -\frac{1}{N}, & j \neq 0 \end{cases} \quad (5-50)$$

假设码序列周期为 P , 码元宽度 (常称为码片宽度, 以区别于信息码元宽度) 为 T_c , 则自相关系数是以 PT_c 为周期的函数, 如图 5-17 所示。图中横坐标以 τ/T_c 表示, 如 $\tau/T_c=1$, 即 $\tau=T_c$, 则移 1 位; 若 $\tau/T_c=2$, 即 $\tau=2T_c$, 则移 2 位。以此类推。

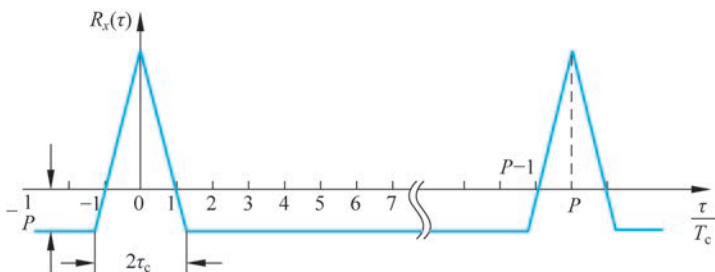


图 5-17 m 序列的自相关函数

在 $|\tau| \leq T_c$ 的范围内, 自相关系数为

$$R_x(\tau) = 1 - \left(\frac{P+1}{P} \right) \frac{|\tau|}{T_c}, \quad |\tau| \leq T_c \quad (5-51)$$

由图 5-17 可知, m 序列的自相关系数在 $\tau=0$ 处出现尖峰, 并以 PT_c 时间为周期重复出现。尖峰底宽为 $2T_c$, T_c 越小, 相关峰越尖锐。周期 P 越大, $| -1/P |$ 就越小。在这种情况下, m 序列的自相关特性就越好。

自相关函数既是周期函数又是偶函数, 所以有 $R(\tau) = R(-\tau)$ 。

由于 m 序列自相关函数在 T_c 的整数倍处取值只有 1 和 $-1/P$ 两种, 所以 m 序列称为二值自相关序列。

4) m 序列的互相关函数

两个码序列的互相关函数是两个不同码序列一致程度 (相似性) 的度量, 它也是位移量的函数。其计算如下:

$$R_{xy}(j) = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P x_i y_{i+j} = \frac{A-D}{A+D} \quad (5-52)$$

式中: A 为两序列对应位相同的个数, 即两序列模 2 加后“0”的个数; D 为两序列对应位不同的个数, 即两序列模 2 加后“1”的个数。

研究表明, 两个长度 (周期) 相同, 由不同反馈系数产生的两个 m 序列, 其互相关函数与自相关函数相比没有尖锐的二值特性, 是多值的。作为地址码而言, 希望选择互相关函数越小的越好, 这样便于区分不同用户, 或者说抗干扰能力强。

3. m 序列的功率谱

信号的自相关函数和功率谱之间形成一傅里叶变换对, 即

$$\begin{cases} G(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \end{cases} \quad (5-53)$$

由于 m 序列的自相关函数是周期性的, 因而对应的频谱是离散的。自相关函数的波

形是三角波,对应的离散谱的包络为 $\text{Sa}^2(x)$ 。由此可得 m 序列的功率谱为

$$G(\omega) = \frac{1}{N^2} \delta(\omega) + \frac{N+1}{N^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left(\frac{\sin \frac{T_c}{2} \omega}{\frac{T_c}{2} \omega} \right)^2 \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{NT_c}\right) \quad (5-54)$$

图 5-18 给出了 $G(\omega)$ 的频谱图,其中 T_c 为伪码码片的持续时间。

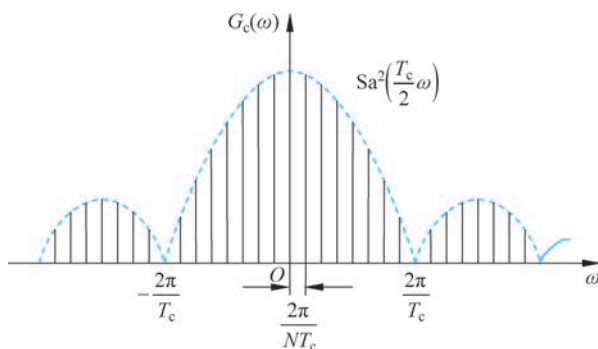


图 5-18 $G(\omega)$ 的频谱图

由此可得:

(1) m 序列的功率谱为离散谱,谱线间隔 $\omega_1 = 2\pi/(NT_c)$;

(2) 功率谱的包络为 $\text{Sa}^2\left(\frac{T_c \omega}{2N}\right)$,每个分量的功率与周期 N 成反比;

(3) 直流分量与 N^2 成反比, N 越大,直流分量越小,载漏越小;

(4) 带宽由码元宽度 T_c 决定, T_c 越小,即码元速率越高,带宽越宽;

(5) 第一个零点出现在 $2\pi/T_c$ 处;

(6) 增加 m 序列的长度 N ,减小码元宽度 T_c ,将使谱线加密,谱密度降低,更接近理想噪声特性。

5.6.3 Gold 序列

m 序列有近乎理想的自相关特性,但 m 序列的数目不多,互相关性不好且互相关函数是多值的。

对于周期 $P=2^n-1$ 的 m 序列,若序列对 $\{a_i\}$ 和 $\{b_i\}$ 的互相关函数值只取三个值:

$$R_c(\tau) = \begin{cases} \frac{t(n)-2}{P} \\ -\frac{1}{P} \\ -\frac{t(n)}{P} \end{cases} \quad (5-55)$$

式中

$$t(n) = 1 + 2^{\lceil (n+2)/2 \rceil} \quad (5-56)$$

其中: $[\]$ 表示取实数的整数部分。

上述三个值称为理想三值。能够满足这一特性的 m 序列对 $\{a_i\}$ 和 $\{b_i\}$ 称为 m 序列优选对。

R. Gold 于 1967 年提出了一种基于 m 序列优选对的码序列, 称为 Gold 序列。它是 m 序列的组合码, 由优选对的两个 m 序列逐位模 2 加得到, 当改变其中一个 m 序列的相位(向后移位)时, 可得到一新的 Gold 序列。虽然 Gold 序列是由 m 序列模 2 加得到的, 但它已不再是 m 序列。

一对周期 $P=2^n-1$ 的 m 序列优选对 $\{a_i\}$ 和 $\{b_i\}$, $\{a_i\}$ 与 $\{b_i\}$ 后移 τ 位后的序列 $\{b_{i+\tau}\}$ ($\tau=0, 1, 2, \dots, P-1$) 逐位模 2 加所得的序列 $\{a_i+b_{i+\tau}\}$ 都是不同的 Gold 序列。

周期为 7 的 Gold 序列发生器如图 5-19 所示。把 m 序列发生器 1 的初始状态 $Q_1Q_2Q_3$ 设置为 111 不变时, 输出的 m 序列 $\{a_i\}=1110010$ 。当把序列发生器 2 的初始状态设置为 111 时, 输出的 m 序列 $\{b_i\}=1110100$, 从而得到 Gold 序列为 0000110; 同样方法, 固定 m 序列发生器 1 的初始状态, 改变 m 序列发生器 2 的状态, 即可输出 2^n-1 个 Gold 序列。

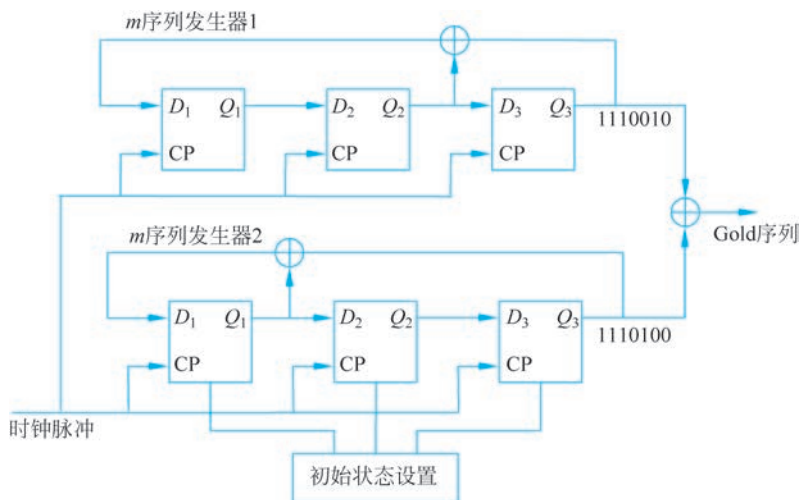


图 5-19 周期为 7 的 Gold 序列发生器

周期 $P=2^n-1$ 的 m 序列优选对生成的 Gold 序列, 由于其中一个 m 序列不同的移位都产生新的 Gold 序列, 共有 $P=2^n-1$ 个不同的相对移位, 加上原来的两个 m 序列本身, 总共有 2^n+1 个 Gold 序列。

分析表明, Gold 序列的自相关函数 $R_a(\tau)$ 在 $\tau=0$ 时与 m 序列相同, 具有尖锐的自相关峰值; Gold 序列具有与 m 序列一样的优良互相关特性, 同一对 m 序列优选对产生的所有 Gold 序列连同这两个 m 序列在内, 任意两个序列的互相关特性都和 m 序列优选对一样, 其互相关值取式(5-55)所示的三个值; 周期为 $P=2^n-1$ 的 m 序列优选对生成的 Gold 序列, 由于其中一个 m 序列不同的一位都产生新的 Gold 序列, 共有 $P=2^n-1$ 个不同的相对移位, 加上原来两个 m 序列本身, 共有 2^n+1 个 Gold 序列, 例如周期为 7

的 m 序列优选对, 相对移位产生的 Gold 序列为 7 个, 加上优选对本身共 9 个。随着 n 的增加, Gold 序列数以 2 的 n 次幂增长, 因此 Gold 序列数目比 m 序列数目多得多, 并且 Gold 序列都具有优良的自相关性和互相关特性, 完全可满足实际工程的需要。

5.6.4 Walsh 码

在工程上往往要寻找一类有限元素的正交函数系, 在数学上属于这类有限元素的正交函数的类型很多, 如哈达玛(Hadamard)函数系、Walsh 函数系、Harr 函数系、离散傅里叶、离散余弦等。由于在 CDMA 中采用了 Walsh 正交码, 因此下面介绍 Walsh 函数与 Walsh 码。

Walsh 函数是一类取值于 1 与 -1 的二元正交函数系。它有多种等价定义方法, 最常用的是 Hadamard 编号法。一般, Hadamard 矩阵为一方阵, 并具有下列递推关系:

$$\mathbf{H}_{2^0} = \mathbf{H}_1 = 1, \quad \mathbf{H}_{2^r} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{2^{r-1}} & \mathbf{H}_{2^{r-1}} \\ \mathbf{H}_{2^{r-1}} & -\mathbf{H}_{2^{r-1}} \end{pmatrix}, \quad r = 1, 2, \dots \quad (5-57)$$

当 $r=1$ 时, 有

$$\mathbf{H}_{2^1} = \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & \bar{\mathbf{H}}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

当 $r=2$ 时, 有

$$\mathbf{H}_{2^2} = \mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2 & \bar{\mathbf{H}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

可依次递推下去。

Walsh 矩阵与 Hadamard 矩阵对应关系如下:

$$\mathbf{W}_{2^r}^n(i) = [\mathbf{H}_{2^r}]_{n+1, i+1} \quad (r = 1, 2, \dots; n = 0, 1, \dots, 2^{r-1}; i = 0, 1, \dots, 2^{r-1}) \quad (5-58)$$

或简记为

$$\mathbf{W}_{2^r}^n = [\mathbf{H}_{2^r}]_{n+1} \quad (5-59)$$

它表明以 2^r 为周期、编号为 n 的离散沃尔什函数是由 $\mathbf{H}_{2^r}$ 的第 $n+1$ 行确定的。

Walsh 函数最重要的性质是正交性。若 r 为非负整数, 而 m (或 n) = 0, 1, ..., 2^{r-1} , 则

$$\sum_{i=0}^{2^r-1} \mathbf{W}_{2^r}^n(i) \mathbf{W}_{2^r}^m(i) = \begin{cases} 2^r, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (5-60)$$

即在同一周期中, Walsh 序列是正交的。但理论上可以证明, Walsh 码具有理想的同步正交性能, 即 $R_a(0)=1$ 及 $R_e(0)=0$ 。但是, 在非同步的情况下 Walsh 地址码的自相关性和互相关性均不很理想, 并随同步误差值增大, 恶化也十分明显。

无线信道多数情况下为变参多径信道, 很难保证严格同步, 所以在扩频码分多址系统中不能只采用 Walsh 函数码。对码序列的正交性研究表明, 正交 Walsh 码组与伪随机

PN 码序列级联形成的级联码组既保持了同步正交性又降低了非同步互相关函数值。因此,在无线通信系统中通常将 Walsh 码与 PN 码特性中各自优点进行互补,即利用复合码特性,这样就可以很好地克服各自的缺点。



视频

5.7 自适应阵列抗干扰技术

自适应阵列处理是阵列信号处理的主要分支之一,广泛应用于雷达、通信、声呐、导航、话音信号处理、地震监测、地质勘探、射电天文以及生物医学工程等众多军事及国民经济领域。

传统天线一般只考虑主瓣,不过有时也兼顾旁瓣要求,但一般不考虑方向图零点设计,更不能对空间干扰自适应地形成零陷。自适应阵列天线将电磁理论与信息及控制理论、信号处理、微电子技术、计算机处理技术相结合,构成完整的阵列信号处理系统。自适应阵列除了能进行主波束控制、低旁瓣控制以外,更重要的是它能在空间来向未知的干扰方向自适应地形成零陷,从而达到抗干扰、保护有用信号的目的,以此提高电子信息系统的电子对抗能力。自适应阵列处理系统可与空间谱估计技术相结合,在估计空间信源到达方向的同时自适应抑制干扰,且谱估计结果可直接应用于自适应空间滤波,这进一步提高了系统的电子战能力和性能。

自适应阵列处理,也称空域自适应滤波,是一种空间采样处理技术,即通过一定布置的空间阵元对空间信号场进行采样,然后经加权相加处理得到期望的输出结果。自适应阵列可方便地进行波束控制,可有效地抑制空间干扰和噪声、增强有用信号。自适应阵列分为空间阵列处理器和自适应处理算法两个部分,由于它对特定信号的接收和对干扰的抑制都是通过形成自适应方向图来实现的,因此自适应阵列处理也称为自适应波束形成。

5.7.1 自适应阵列处理数学模型

通常情况下,考虑含 N 个阵元的均匀直线阵(ULA),假设各阵元均为各向同性阵元,如图 5-20 所示,阵元间距为 d ,每个阵元后面接一路接收机,各阵元接收的信号进入自适应阵列处理器进行加权相加,得到阵列输出。

假设 $P+1$ 个空间入射信号均为远场窄带信号,其中期望信号角度为 θ_0 , P 个干扰的角度分别为 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_P$ 。图 5-20 中 R_c 代表各阵元接收机, $x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)$ 分别为 N 个接收通道的输出信号, $w_1, w_2, \dots, w_N$ 分别为对各阵元通道接收信号的加权值。远场是指信号源离阵列足够远,以至于到达阵列处的波前可近似看成平面波。近场信号和远场信号的示意图如图 5-21 所示。

图 5-22 为自适应阵列接收机通道示意图,包括两个正交通道,首先对阵元接收信号分别进行下变频,然后通过低通滤波器,再进行 A/D 变换,得到接收信号的同相分量 $x_1(k)$ 和正交分量 $x_Q(k)$ 。数字化后的信号 $x(k) = x_1(k) + jx_Q(k)$ 进入自适应阵列处理器,完成空域滤波。

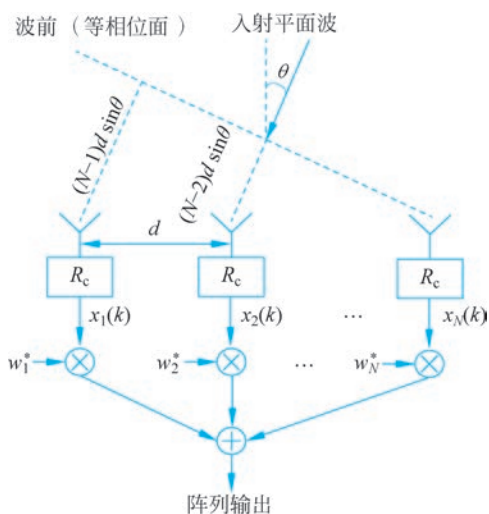


图 5-20 自适应阵列空间位置关系

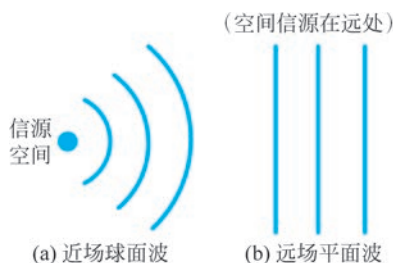


图 5-21 近场和远场示意图

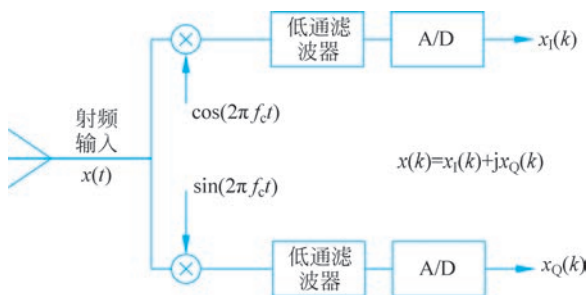


图 5-22 自适应阵列接收通道示意图(以经典正交双通道处理为例)

5.7.2 相干阵与非相干阵、窄带信号与宽带信号

在自适应阵列处理中,窄带信号和宽带信号是相对阵列本身而言的,与之相对应的两个概念是相干阵和非相干阵。相干阵是指空间同一信源(无特别说明时均指远场)到达阵列各阵元处的信号之间满足相干性,即各阵元处的信号满足不变可加性。不变可加性是指信号相加后频谱不发生改变,一个简单例子是两个相同频率的正弦波初始相位不同,二者是相干的,相加后的频谱仍然不变。若阵列为相干阵,即同一信源在各阵元处的信号之间满足不变可加性,则进行加权相加后,信号的频谱仍可保持不变,即信号不失真。

若阵列相对某一信号为相干阵,则此信号到达各阵元的最大时差 $\tau_{\max}$ 应足够小,以满足不变可加性,换言之, $\tau_{\max}$ 应小至不影响各阵元处信号的包络。设信号的时间分辨率为 $\tau_{\text{res}} = 1/B_w$, B_w 为信号带宽,阵列的最大轮廓尺寸为 L ,信源在空间的传播速度为 v ,则 $\tau_{\max} = L/v$,则相干阵应满足如下条件:

$$L/v = \tau_{\max} \ll \tau_{\text{res}} = 1/B_w \quad (5-61)$$

则有

$$L \ll v/B_w = v\tau_{\text{res}}^{\text{def}} = d_c \quad (5-62)$$

式中: d_c 为相干距离。

由式(5-62)可得

$$B_w \ll 1/\tau_{\text{max}} = v/L \quad (5-63)$$

由式(5-63)可知,若阵列和空间信源的传播速度一定,相干阵需满足的条件是信号带宽必须足够小,因此一般也称相干阵为窄带阵,其信号称为窄带信号。

若阵列相对信号不满足不变可加性,则不能直接进行加权相加,阵列称为非相干阵。信号带宽较宽时,不满足式(5-63),称信号为宽带信号。对非相干阵,如果对各阵元的接收信号直接进行加权相加,信号模型失配会导致信干噪比损失和信号失真,可通过对每个通道加时域延迟线加以克服,这就是宽带自适应阵列处理。值得指出的是,宽带自适应阵列处理实际上是一种空时二维自适应阵列处理,它仍然属于空域滤波,与主要集中于机载雷达、星载雷达对地面杂波的空时二维滤波抑制的空时二维自适应信号处理不同,宽带自适应阵列处理利用时域加权完成宽带信号的“聚焦”。

5.7.3 阵列信号模型

考虑 N 元等距线阵,阵元间距为 d 且假设阵元均为各向同性阵元。远场处有一个期望信号和 P 个窄带干扰以平面波入射(波长为 λ),到达角度分别为 θ_0 和 θ_k ($k=1, 2, \dots, P$),阵列接收的快拍数据可表示为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5-64)$$

式中: $\mathbf{X}(t)$ 为 $N \times 1$ 阵列数据矢量, $\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$; $\mathbf{n}(t)$ 为 $N \times 1$ 阵列噪声矢量, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$; $\mathbf{S}(t)$ 为信号复包络矢量, $\mathbf{S}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)]^T$, $s_k(t)$ 为第 k 个信源的复包络; $\mathbf{A}$ 为阵列流形矩阵, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_p)]$, $\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j\beta_k}, \dots, e^{j(N-1)\beta_k}]$ 为第 k 个信源的导向矢量, 其中

$$\beta_k = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta_k \quad (5-65)$$

阵列的协方差矩阵定义为

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (5-66)$$

式中: $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{S}(t)\mathbf{S}^H(t)]$ 为信号复包络协方差矩阵, $\mathbf{I}$ 为 N 维单位阵; σ_n^2 为阵元噪声功率。

为了方便地表示阵列输入信号中期望信号、干扰及噪声之间的功率对比,定义信号噪声比(信噪比(SNR))、干扰噪声比(干噪比(INR))。

信噪比定义为每个阵元上的期望信号功率与噪声功率之比

$$\text{SNR} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2 \quad (5-67)$$

式中: $\sigma_s^2 = E[|s_0(t)|^2]$ 为期望信号功率,“ $||$ ”表示复数求模。

信噪比可用分贝数表示为 $\text{SNR}(\text{dB}) = 10\log(\sigma_s^2/\sigma_n^2)$ 。

第 k 个干扰的干噪比定义为

$$\text{INR}_k = \frac{\sigma_k^2}{\sigma_n^2} \quad (5-68)$$

式中: $\sigma_k^2 = E[|s_k(t)|^2]$ 为第 k 个干扰的功率, $k=1, 2, \dots, P$ 。

同样,干噪比可用分贝数表示为

$$\text{INR}_k(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{\sigma_k^2}{\sigma_n^2}\right)$$

5.7.4 阵列方向图

方向图定义为给定阵列权矢量对不同角度信号的阵列响应

$$\mathbf{F}(\theta) = \mathbf{W}^H \mathbf{a}(\theta) \quad (5-69)$$

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T \quad (5-70)$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d\sin\theta}]^T \quad (5-71)$$

注意: 这里假设各阵元均为各向同性阵元,且取左边第一个阵元为参考阵元。一般对式(5-71)取模的平方并进行归一化,然后取对数,即方向图增益为

$$G(\theta) = \frac{|\mathbf{F}(\theta)|^2}{\max_{\theta} |\mathbf{F}(\theta)|^2} \quad (5-72)$$

$$G(\theta) = 10\log G(\theta)(\text{dB}) \quad (5-73)$$

通常约定阵列法线方向为 0° , 顺时针方向为正角度方向, 逆时针方向为负角度方向。

5.7.5 确知波束形成

当对均匀直线阵各阵元均匀加权时,其权矢量为

$$\mathbf{W} = [1, 1, \dots, 1]^T \quad (5-74)$$

由式(5-69)~式(5-72)可得

$$G(\theta) = \frac{1}{N^2} \left| \sum_{k=1}^N e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d\sin\theta} \right|^2 = \left| \frac{\sin(\pi d N \sin\theta/\lambda)}{N \sin(\pi d \sin\theta/\lambda)} \right|^2 \quad (5-75)$$

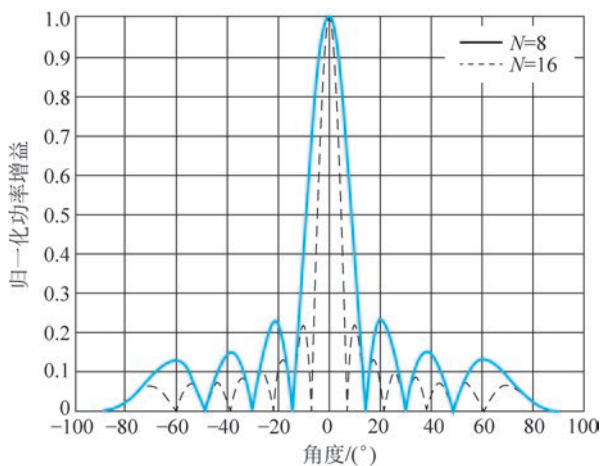
图 5-23 为式(5-75)对应的 8 元、16 元均匀线阵的功率增益方向图,阵元间隔取为 $\lambda/2$ 。

方向图在 0° 方向有一个增益最高的主瓣,在其他方向存在多个旁瓣。主波束宽度一般定义为半功率宽度,即相对最大增益下降 3dB 处的宽度。主瓣宽度决定了阵列的分辨率,主瓣越宽,分辨率越低;反之,则越高。高的阵列分辨率更有利于将空间来向较接近的有用目标和干扰信号分开。

主波束宽度可用如下方法计算得到:

令

$$G(\theta) = \left| \frac{\sin(\pi d N \sin\theta_{0.5}/\lambda)}{N \sin(\pi d \sin\theta_{0.5}/\lambda)} \right|^2 = 0.5 \quad (5-76)$$

图 5-23 均匀加权 ULA 的功率增益方向图 ($d = \lambda/2$)

$$\frac{\sin(\pi d N \sin \theta_{0.5} / \lambda)}{N \sin(\pi d \sin \theta_{0.5} / \lambda)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5-77)$$

则主波束宽度为

$$\theta_{mb} = 2\theta_{0.5} = \frac{50.7\lambda}{Nd} \quad (5-78)$$

从式(5-78)可知,主瓣宽度取决于波长与阵列孔径(Nd)之比。图 5-24 为阵元数及阵元间隔分别为 $N=8, d=\lambda/2$ 和 $N=16, d=\lambda/4$ 时的方向图。由于两种情况下均有 $Nd=4\lambda$,故二者的主瓣宽度相同,副瓣略有差异。图 5-25 同样为阵元数目和阵元间距改变时的另两种情况下的方向图。

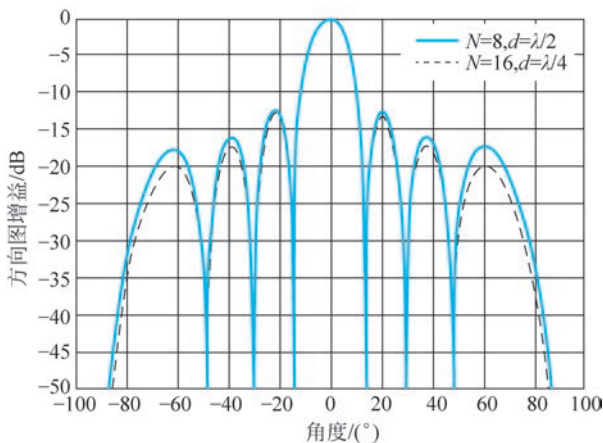


图 5-24 相同孔径的均匀加权 ULA 的方向图

经过自适应波束,方向图在干扰方向形成零陷,从而达到从空域抑制干扰的效果。

自适应阵列处理是一种空间滤波技术,包含空间阵列和自适应处理两部分。根据空时等效性原理,时域的各种统计自适应信号处理技术均可应用于空域的自适应阵列处

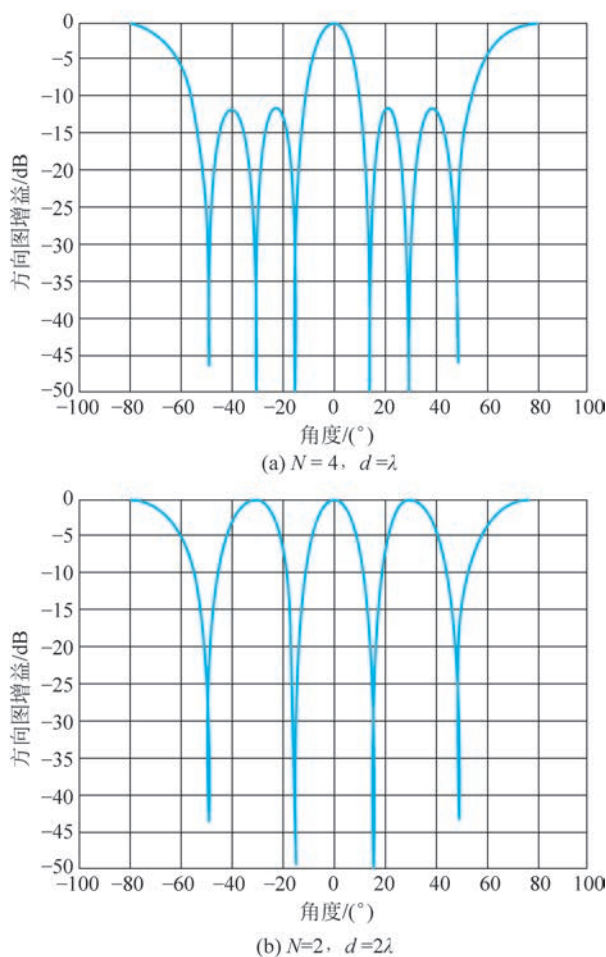


图 5-25 均匀加权 ULA 阵的方向图

理。自适应阵列处理的目的与时域滤波一样,即从空间复杂的信号环境中提取有用信号的相关信息,不同的是空域自适应阵列处理常用来抑制空间干扰,特别是对那些从时频域上无法分开而在空间上可分离的干扰。总的来说,可认为自适应阵列处理是干扰抑制最有效的工具之一。

习题

1. 简述无线通信中的通信干扰的种类和特点。
2. 简述无线通信中抗干扰技术类型。
3. 简述扩频调制的基本原理及其特点。
4. 说明扩频系统中扩频增益和干扰容限的物理意义。
5. 某直扩系统信息码元速率为 16kb/s,伪随机码速率为 50Mb/s,带宽为 100MHz。在带宽不变的情况下,码元速率降为 2.4kb/s,系统的处理增益增加多少?

6. 某 FH/DS 混合扩频系统信息码元速率为 16kb/s , PN 序列速率为 32Mc/s , 跳频频率点数 20, 求系统处理增益。
7. 一多径信号的多径时延为 $1\mu\text{s}$, 则直扩系统为了克服这样的多径干扰需要扩频码的速率至少为多少?
8. 画出 DSSS 和 FHSS 系统的原理方框图, 并作简要说明。
9. 几种扩频方式都有抗干扰能力, 请分析比较它们各自抗干扰能力特点。
10. 简述自适应阵列天线抗干扰的基本原理。