

信号处理原理

陈元亨 胡家骥 鲜长久 编

四川大学出版社

内 容 提 要

本书讲述信号处理的基本原理和方法。它概括了从混有干扰的传输、探测、采集信号中,最佳地获取信息的理论和技术。它涉及到通信、测量、语言、雷达、声纳、图象、生物医学、地球物理勘探、自动控制、电报、电话等领域中的信息传输、采集、提取的基本课题。

全书除绪论外,包括信号和干扰特性,信号最佳处理原理,信号处理的典型系统,信号的数字处理,信号的离散模拟处理,信号的非线性处理等共六章。

本书可作为电子学与信息系统、无线电技术、信息工程、通信、雷达、电视、生物医学、地球物理勘探、自动控制、计算机科学、图象传输处理、电路系统、信息电子技术等专业本科生教材或参考书,也可作这些方面的研究生,工程设计人员,科研人员的参考书。

责任编辑:许祖谦

封面设计:蒋仲文

信 号 处 理 原 理

陈元亨 胡家骥 鲜长久 编

四川大学出版社出版发行

四川省新华书店经销 西冶测绘队制印厂印刷

开本: 787×1092 1/16 印张: 16.625 字数: 385 千

1989年11月 第一版

1989年11月第一次印刷

印数: 0—2000册

ISBN7-5614-0233-3/TN·2 定价3.32元

目 录

绪 论

第一节 信号处理的研究对象和内容	(1)
第二节 信号处理的发展	(2)
第三节 信号处理在国民经济中的应用	(3)

第一章 信号和干扰的主要形式与特性

第一节 信号中的信息	(1)
一、传送信号中的信息	(1)
二、探测信号中的信息	(3)
三、被探测物的方位信息	(6)
四、信号加噪波中的信息	(6)
第二节 信号的主要形式	(7)
一、时间带宽积为1的信号	(7)
二、时间带宽积大于1的宽带信号	(8)
三、时间带宽积大于1的窄带信号	(8)
四、随机信号	(9)
第三节 主要干扰特性分析	(10)
一、相关干扰	(10)
二、非相关干扰	(15)

第二章 信号的最佳处理原理

第一节 信号处理的基本概念	(19)
一、信号处理的信息量定理	(19)
二、信号处理的准则	(21)
第二节 确知波形信号最佳滤波——最大峰值信噪比滤波	(27)
一、最佳滤波系统的匹配滤波实现	(28)
二、最佳滤波系统的相关器实现	(35)
三、最佳滤波系统的相关——滤波法实现	(39)
第三节 随机信号的最佳滤波——最小均方误差滤波	(41)
一、第Ⅰ类最佳线性过滤器	(43)
二、第Ⅱ类最佳线性过滤器	(48)
第四节 随机信号的卡尔曼滤波	(52)
一、卡尔曼滤波问题的表述	(53)
二、卡尔曼滤波方法	(56)
第五节 信号的检测	(59)
一、最大后验概率检测	(61)

二、最大似然函数检测	(63)
三、聂曼-皮尔逊检测	(64)
第六节 信号的参数估值	(66)
一、最大后验概率估计	(67)
二、最大似然估计	(69)
三、贝叶斯估计	(70)
四、线性最小均方估计	(71)
五、最小二乘估计	(73)
六、估计量的性能评价	(75)

第三章 典型信号处理系统

第一节 引言	(78)
第二节 中频视频转换系统——正交相干检波	(79)
第三节 sinc函数频响滤波器	(81)
一、理想sinc函数频响滤波器	(82)
二、sinc函数频响滤波器近似实现	(83)
第四节 脉冲压缩系统	(85)
一、矩形线性调频脉冲压缩系统	(86)
二、二相巴克码脉压系统	(90)
第五节 频带压缩系统	(93)
第六节 梳齿滤波器	(95)
一、理想梳齿滤波器的横向滤波器实现	(96)
二、延迟型梳齿滤波器	(98)
三、延迟反馈型梳齿滤波器	(99)
第七节 并列梳齿滤波器	(103)
一、并列梳齿滤波器的DFT实现方法	(104)
二、并列梳齿滤波器的时变系统实现	(106)
三、并列梳齿滤波器的配相法实现	(107)
第八节 信号起始时刻检取系统	(109)
第九节 扩谱系统	(110)
一、直接序列调制	(111)
二、跳频调制	(111)
三、载波调频脉冲调制	(111)
第十节 频谱分析系统	(114)

第四章 信号的数字处理

第一节 引言	(116)
第二节 数字滤波原理	(117)
一、滤波的概念	(117)
二、数字滤波与模拟滤波的区别	(118)
三、数字滤波的种类	(119)

四、数字滤波器的结构	(121)
第三节 FIR数字滤波器的设计	(122)
一、FIR数字滤波器的相移特性	(123)
二、FIR数字滤波器的富氏级数设计法	(126)
三、FIR数字滤波器的窗函数加权法	(127)
四、频率取样法设计滤波器	(129)
五、线性相移滤波器的机辅设计	(130)
第四节 IIR数字滤波器的设计	(132)
一、双线性变换	(134)
二、脉冲响应不变法	(135)
三、巴特沃斯低通滤波器	(140)
四、契比雪夫低通滤波器	(143)
五、椭圆函数低通滤波器	(144)
六、高通、带通、带阻数字滤波器的设计	(147)
第五节 快速富利叶变换 (FFT)	(147)
一、FFT的直观推导	(149)
二、基2FFT的直接推导	(155)
三、FFT算法程序	(155)
第六节 数字统计模拟	(156)
一、基本概念	(156)
二、随机信号的数字产生方法	(157)

第五章 信号的离散处理

第一节 横向滤波器	(161)
一、横向滤波器的结构和响应	(161)
二、横向滤波器的应用	(163)
第二节 CCD—SAW频谱分析	(165)
第三节 Chirp—Z变换	(168)
第四节 滑动CZT	(173)
第五节 离散余弦素数变换	(176)

第六章 信号的非线性处理

第一节 引言	(179)
第二节 同态滤波系统	(180)
一、广义线性性质和同态系统结构	(180)
二、乘法同态滤波系统	(182)
三、卷积同态滤波系统	(184)
四、时潜分析	(187)
五、同态滤波系统的应用	(199)
第三节 恒虚警处理和恒虚警检测	(193)
一、恒虚警处理的基本概念	(194)
二、参数恒虚警处理	(197)

三.非参数恒虚警处理	(203)
第四节 局部最佳检测系统	(206)
第五节 非线性滤波	(209)
一.宽限窄滤波系统	(209)
二.中位数滤波器	(212)
习 题	(215)
习 题 答 案	(235)

第一章 信号和干扰的主要形式与特性

在绪论里我们已经提到信号处理的任务是从噪波中提取信号并将其变换成适当的形式。为了完成这一任务，首先必须了解信号与噪波的区别，并设法扩大这些区别，从而能够抑制噪波，保留信号；其次必须了解信号之间的差别，以便区分信号。只有做到了这些以后，才能确定处理方法，设计处理系统。为此，我们在这一章中分析信号和干扰的特性。

人们在研究事物时，总是按其特征将其分类，然后分类逐一进行研究。对信号和噪波的分类方法很多。但从处理角度考虑，按照信号携带信息的方式，对其分类比较方便。信号携带信息的方式，一般有如下几种：

1. 传送信号 利用一定的设备，将信息或表示信息的基带信号，调制到载波上，以便进行传输，这样的信号称为传送信号。接收端收到传送信号后，对其进行处理，以获得所需信息。这种信号的主要特点是代表信息的是什么参数，乃事前已知，往往信号波形也是已知的，仅仅是出现的时间或其参数的值未知。在通信系统、遥控系统、语音分析与合成、图象传输等系统中的信号，则属这种类型。

2. 探测信号 探测信号是先发射一种不含信息的信号，当它遇到被探测目标物时，被探测物的状态将对探测信号的参数进行调制，然后反射、折射或散射回到接收机。接收机收到被探测目标物状态调制的信号后，进行相应的处理，从而获得有关目标物状态的信息。这种信号的主要特征是目标物状态对发射信号的调制不能被人控制。另外，由于发射与接收在同一地点，故发射信号波形易于供接收机作信号处理使用。雷达、声纳、地震勘探，某些生物医学信号系统中的信号属这种类型。

3. 采集或拾取信号 采集或拾取信号，自然应包含信息。信号波形及其包含信息的方式均不能人为地进行控制，是其主要特征。对这类信号进行处理，实质是对它们进行分析。例如某些生物医学信号，测量信号、侦察信号、遥感信号、天文观测信号均属这种类型。

第一节 信号中的信息

信号处理的首要任务是获取信号中的信息，而信息是由信号或其参数代表的。所以在确定处理信号的方法和设计处理系统时，首先必须了解信号中那些参数代表信息，以避免在处理中畸变或损失它。因此，这一节我们介绍信号载荷信息的主要方式。

一、传送信号中的信息

传送信号中的信息，是利用调制技术将代表信息的基带信号载荷到载波上。下面列出主要的调制方式。

(一) 连续调制

所谓连续调制是指用连续的基带信号 $g(t)$ 去调制载波信号 $C(t)$ ，基本方式有如下几种。

1. AM调制 AM调制的已调波形 $s(t)$ 可表为

$$s(t) = [1 + K_A g(t)] \cos \omega_0 t \quad (1-1-1)$$

其中 $\cos \omega_0 t$ 是载波,它是简谐波。式(1-1-1)中信号 $s(t)$ 的包络(即正半周最大值或负半周最小值的平滑连接线)与调制信号 $g(t)$ 成正比,所以AM已调信号的包络是代表信息的。

当载波 $C(t)$ 是周期为 Tr 的矩形信号时,其AM已调波 $s(t)$ 则为

$$s(t) = [1 + K_A g(t)] \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Rect} \left(\frac{t - nTr}{\tau} \right) \quad (1-1-2)$$

这里 $\text{Rect} \left(\frac{t - t_0}{\tau} \right)$ 表示宽度为 τ 、幅度为1、中心位于 t_0 处的单个矩形脉冲。式(1-1-2)

信号 $s(t)$ 的包络,仍与调制信号 $g(t)$ 成正比,所以信息也在其包络上。

2. AM-SC调制 AM-SC调制就是将式(1-1-1)的已调信号 $s(t)$ 中的载波成份抑制掉,以提高代表信息成份的发送功率,在另一些书中,称这种调制为双边带抑制载波调制,并记为DSB-SC调制。其已调波 $s(t)$ 可表为

$$s(t) = g(t) \cos \omega_0 t \quad (1-1-3)$$

$$\text{或} \quad s(t) = g(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Rect} \left(\frac{t - nTr}{\tau} \right) \quad (1-1-4)$$

式(1-1-3)、(1-1-4)的信号 $s(t)$ 的包络一般不是 $g(t)$,所以它们的包络不代表信息。但它们的振幅是代表信息的。

3. SSB调制 将AM-SC已调信号的两个边带频谱去掉一个,便形成所谓单边带(SSB)已调信号,它可以使含信息的信号成份发送功率更有效,而且其保密性很好,因而在通信系统中获得了广泛的应用。SSB已调信号可表成

$$s(t) = g(t) \cos \omega_0 t \pm \hat{g}(t) \sin \omega_0 t \quad (1-1-5)$$

其中 $\hat{g}(t)$ 是 $g(t)$ 的希尔伯特变换,式(1-1-5)右边两项若取“+”号,则 $s(t)$ 是下单边带信号;反之则为上单边带信号。

由式(1-1-5)可见,在SSB已调信号中,包络和振幅均不能单独确定 $g(t)$,所以信息既包含在振幅中,也包含在相位中。只要利用三角函数变换公式,就可知道 $s(t)$ 的振幅和相位均与 $g(t)$ 有关,即可证明这一结论。

4. 角调制 使载波的相位随基带信号 $g(t)$ 而变化,得到已调信号 $s(t)$ 为

$$s(t) = A_c \cos \{ \phi[g(t)] \} \quad (1-1-6a)$$

$$\text{或} \quad s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Rect} \left[\frac{t - \phi[g(t)]}{\tau} \right] \quad (1-1-6b)$$

式(1-1-6a)表示 $s(t)$ 是调频或调相信号,式(1-1-6b)表示 $s(t)$ 是脉冲调频信号。它们的振幅都不包含信息,只有相位或频率才代表信息。

(二) 离散调制

离散调制又称编码调制,当其信源是离散时,代表它的信号波形参数便是离散取值,在

这种情况下，适合采用离散调制。常见的离散调制方式有以下几种

1. 脉宽调制 脉宽调制是以矩形脉冲序列为载波，每个矩形脉冲的宽度代表着信息。例如通常的人工电报，就是用MORSE电码，它以一个窄脉冲（一般为20ms宽）代表“点”，以一个宽脉冲（一般为60ms宽）代表“划”，以无脉冲表示间隔。因而MORSE电码就由点、划、间隔组成电文。在这种信号中，脉冲宽度代表着信息。

2. 频率编码调制 用持续期相同但载频不同的载频脉冲，代表不同的信息，便形成所谓频率编码。例如机器电传电报信号，就是用持续期相同但频率不同的信号进行传送。这种信号在最简单情况下就是移频键控信号。

3. 相位编码调制 相位编码是用载波的相位代表信息。分为二相（0°和180°）和多相编码。例如巴克码是最基本的相位编码信号，目前只找到长度小于和等于13的九种巴克码，现列表如下：

码长	码元相位	码长	码元相位
2	++	5	+++-+
2	-+	7	+++-+--
3	++-	11	++++--++--+-
4	++-+	13	+++++--++-+-+
4	+++		

其中“+”表示0°，“-”表示180°。

图1-1-1表示长度为4的四位巴克码的绝对相移波形。图中A为参考波形，B是长度为4的四位巴克码已调波形。前面三个码元，由于其相位为0°，所以它们与参考波形A是同相的；而第四个码元，由于其相位为180°，所以与参考波形A是反相的。

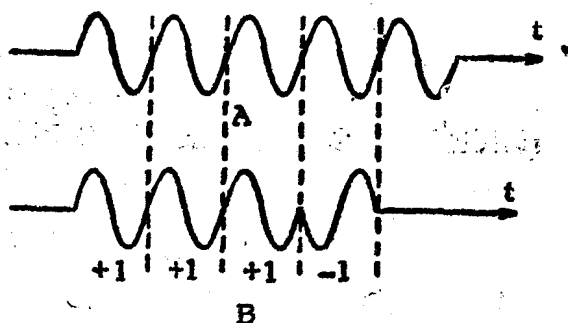


图1-1-1四位巴克码二相调制波形

二、探测信号中的信息

探测信号中的信息，是由探测目标物的状态对发射信号的调制决定的。在无线电系统中的发射信号一般都是窄带信号，其频谱成份集中在发射载频附近的一窄频段里，如图1-1-2所示。具有这种特点的信号波形可表示为

$$s(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (1-1-7)$$

其中 $a(t)$ 是窄带信号的包络，

$\cos[\omega_0 t + \theta(t)]$ 是高频快变化部份。式(1-1-7)的 $s(t)$ 是实信号，为了分析计算方便起见，将它表示成复数解析形式

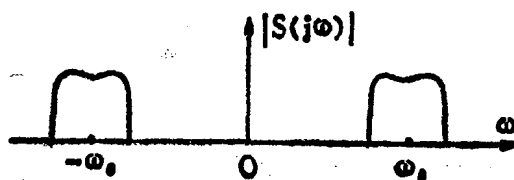


图1-1-2窄带信号的频谱图

$$\Psi(t) = \mu(t) e^{j\omega_0 t} \quad (1-1-8)$$

其中 $\mu(t) = a(t) e^{j\theta(t)} \quad (1-1-9)$

实信号与复信号之间的关系是

$$s(t) = \text{Re}\{\Psi(t)\} \quad (1-1-10)$$

现在我们来讨论发射信号 $\Psi(t)$ 遇到被探测目标物时, 目标物的状态对它的调制。设在 $t=0$ 时刻, 开始发射信号 $\Psi_T(t)$, 即

$$\Psi_T(t) = \mu(t) e^{j\omega_0 t} \quad (1-1-11)$$

当它遇到目标物时, 目标物将反射或散射 $\Psi_T(t)$ 。现在假设我们接收反射信号, 接收机与发射机在同一地点。雷达、声纳、某些生物医学信号探测、地震勘探等系统属于这种情况。这时, 接收波形形成过程如图1-1-3所示, 在图中目标自A经B到C运动。

由图1-1-3可见, 由于目标物在运动, 发射机与发射信号同目标物间的距离随着时间在变化, 因而信号传输时间也在不断变化。如图中 $\Psi_T(t)$ 的起始点a, 遇到目标物时, 信号的传输距离是 R_1 , 所需传输时间是 t_1 , 信号 $\Psi_T(t)$ 的b点, 遇到目标物时的距离是 R_2 ($R_2 < R_1$), 所需传输时间为 t_2 , 且 $t_2 < t_1$; 类似的 $t_3 < t_2$ 。因此得到图1-1-3下面的信号波形 $\Psi_R(t)$, 它不同于 $\Psi_T(t)$ 。因为在 $\Psi_T(t)$ 波形上的a、b间隔与 $\Psi_R(t)$ 波形上的 t_1 、 t_2 间隔是不同的。类似的b、C间隔与 t_2 、 t_3 间隔也是不同的。这样由于 $\Psi_R(t)$ 不同于 $\Psi_T(t)$, $\Psi_R(t)$ 就包含了目标物状态的信息。只要将 $\Psi_R(t)$ 与 $\Psi_T(t)$ 进行比较, 便可提取目标物的状态信息。

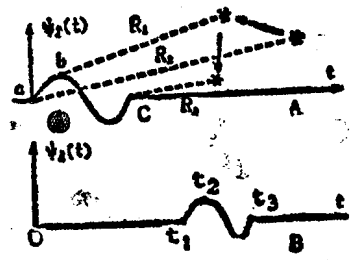


图1-1-3 被探测物对发射信号的调制

上面定性说明了 $\Psi_R(t)$ 包含着目标物状态信息。现在我们来定量讨论目标物状态参数对发射信号 $\Psi_T(t)$ 的调制。由图1-1-3可以看出, $\Psi_R(t)$ 与 $\Psi_T(t)$ 的差别是有一个时间延迟, 而且这个时间延迟是随着时间而变化的, 故记为 τ_i 。因此 $\Psi_R(t)$ 与 $\Psi_T(t)$ 的关系为

$$\begin{aligned} \Psi_R(t) &= \Psi_T(t - \tau_i) \\ &= \mu(t - \tau_i) e^{j\omega_0(t - \tau_i)} \end{aligned} \quad (1-1-12)$$

其中 τ_i 是信号传输(双程)所需时延。对于电磁波, 在接收目标物的反射信号时, τ_i 可表为

$$\tau_i = \frac{2}{C} R(t) \quad (1-1-13)$$

这里 $R(t)$ 是发射机与目标物间的距离, 由于目标物在运动, 所以它是时间的函数。又由于目标物的运动比起信号的变化来说是很小的, 因此可将式(1-1-13)右边在 t_0 处展成台劳级数。则有

$$\tau_i = \frac{2}{C} \left[R(t_0) + \dot{R}(t_0)(t - t_0) + \frac{1}{2} \ddot{R}(t_0)(t - t_0)^2 + \dots \right]$$

因为 $R(t_0) = \frac{1}{2} C t_0$, 则得

$$\tau_t = t_0 + \frac{2}{C} \dot{R}(t_0) (t - t_0) + \frac{1}{C} \ddot{R}(t_0) (t - t_0)^2 + \dots \quad (1-1-14)$$

将式 (1-1-14) 代入式 (1-1-12) 则得

$$\begin{aligned} \Psi_R(t) = \mu \{ (t - t_0) \left[1 + \frac{\omega_d}{\omega_0} + (t - t_0) \frac{\beta}{\omega_0} + \dots \right] \} \cdot \\ \cdot e^{j\omega_0 (t - t_0) \left[1 + \frac{\omega_d}{\omega_0} + (t - t_0) \frac{\beta}{\omega_0} + \dots \right]} \end{aligned} \quad (1-1-15)$$

$$\text{其中} \quad \omega_d = -\frac{2}{C} \dot{R}(t_0) \omega_0 \quad \beta = -\frac{1}{C} \ddot{R}(t_0) \omega_0 \quad (1-1-16)$$

ω_d 称为目标物相对于发射源的径向运动速度引起的角频移, 这个现象称为多普勒现象, ω_d 称为多普勒角频移, β 是目标物运动的加速度引起的线性调频。

由式 (1-1-15) 可见, $\Psi_R(t)$ 中包含着有关目标物的距离和距离的各阶导数 (速度、加速度等) 的信息。当目标物作匀速 (相对于发射源) 运动或者其加速度可以忽略时, $\Psi_R(t)$ 可表为

$$\Psi_R(t) = \mu[(t - t_0) (1 + \omega_d/\omega_0)] e^{j(\omega_0 + \omega_d) (t - t_0)} \quad (1-1-17)$$

式 (1-1-17) 表示的 $\Psi_R(t)$, 包含着目标物距离和速度的信息, 它与发射信号 $\Psi_T(t)$ 的区别, 首先表现在复包络 $\mu(t)$ 上, 它不仅有时延 t_0 , 而且由多普勒频移 ω_d 引起其持续期压窄或展宽; 其次信号载波频率增加了一个 ω_d 。为了简单起见, 我们限制 $\mu(t)$ 展宽或压窄不超过载波 (频率为 ω_0) 周期的四分之一, 这时 $\mu(t)$ 的展宽或压缩可以不予考虑。要保证 $\mu(t)$ 展宽或压缩不超过 $1/4$ 载波周期, 可以证明, 只要条件

$$TB \leq 0.1 C / \dot{R} \quad (1-1-18)$$

满足, 式 (1-1-17) 就可表成

$$\Psi_R(t) = \mu(t - t_0) e^{j(\omega_0 + \omega_d) (t - t_0)} \quad (1-1-19)$$

在式 (1-1-18) 中, T 和 B 是信号的持续期和带宽, C 是光速, $\dot{R}$ 是目标物的运动 (相对于发射机) 速度。由此可见, 只要目标物的运动速度不过高, 就能使一般信号的 T 和 B 满足式 (1-1-18), 这样反射信号就可由式 (1-1-19) 表示, 其中包络包含距离信息, 载波频移包含速度信息。式 (1-1-18) 又称为小时带积条件。当满足小时带积条件, 回波信号可简化成式 (1-1-19), 称为小时带积条件下的回波信号简化理论。当有加速度时, 则简化成

$$\Psi_R(t) = \mu(t - t_0) e^{j\omega_0 (t - t_0) [1 + \omega_d/\omega_0 + \beta(t - t_0)/\omega_0 + \dots]} \quad (1-1-20)$$

由式 (1-1-19), (1-1-20) 可见, 只要确定出 t_0 即确定出目标物距离, 就能确定 ω_d, β 即目标物速度和加速度。

三、被探测物的方位信息

某些生物医学信号系统以及雷达、声纳、地震勘探中，需要获知被探测物的方位信息，在测知径向距离后，方位信息需用方位角（水平面内）和俯仰角（垂直于水平面的平面内）两个量表示。

要确定目标物的方位，是依靠发射、接收天线或声幅射器的波束方向性来提取方位信息的。具体方法是在终端检测出目标时，天线或超声幅射器所指方向，就是目标物的方位。

当其被探测物或发射源在运动时，被照射物不同方位（相对于发射源和被探测物联线方向），将有不同的相对速度，从而引起不同的多普勒频移。这时可用频移确定方位信息。

在地震勘探中，由于多个在不同方位的接收器，可用多点交叉定位确定被探测物的方位。

四、信号加噪波中的信息

接收端得到的信号 $x(t)$ ，是由噪波 $n(t)$ 和信号 $s(t)$ 混合组成。为了简单起见，我们讨论信号、噪波是迭加的情况。设信号是一单音波形，即

$$s(t) = a_1 \cos \omega_s t \quad (1-1-21)$$

现在 $s(t)$ 与其谱线附近的噪声 $n(t)$ 相迭加， $n(t)$ 可以写作

$$n(t) = n_1 \cos(\omega_s t + \theta_n) \quad (1-1-22)$$

$s(t)$ 和 $n(t)$ 迭加后形成

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) + n(t) \\ &= a_1 \cos \omega_s t + \alpha a_1 \cos(\omega_s t + \theta_n) \\ &= a_1 A(t) \cos[\omega_s t + \theta(t)] \end{aligned} \quad (1-1-23)$$

其中

$$A(t) = [1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \theta_n]^{1/2} \quad (1-1-24)$$

$$\theta(t) = \text{tg}^{-1} \frac{\alpha \sin \theta_n}{1 + \alpha \cos \theta_n} \quad (1-1-25)$$

$$\alpha = n_1 / a_1 \quad (1-1-26)$$

对于式(1-1-21)所示单音情况，其信息是振幅 a_1 ，但从式(1-1-23)，(1-1-24)，(1-1-25)可见，信号和噪波的混合波形 $x(t)$ 中，无论是振幅还是相位，都包含 a_1 ，所以 $x(t)$ 的振幅和相位都包含信息。这表明噪波迭加在信号上，要改变信息的分布。对于其它调制信号，也可导出相同的结论。

尽管信号和噪波的迭加波形，振幅和相位都包含着信息，但在不同情况，振幅、相位包含信息的多少是不同的。为了得出定量变化趋势，我们分析两个极端情况。

首先，设式(1-1-23)中的 $\theta_n = \tau t$ ，这时噪波与信号的频差为 τ ，将 $\theta_n = \tau t$ 代入式(1-1-25)则得

$$\theta(t) = \arctg \frac{\alpha \sin r t}{1 + \alpha \cos r t} \quad (1-1-27)$$

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{1}{2} r \left[1 - \frac{1 - \alpha^2}{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos r t} \right] = \omega_i(t) \quad (1-1-28)$$

$\omega_i(t)$ 是合成波形 $x(t)$ 的瞬时频率增量。它与时间的关系如图 1-1-4 所示。由图可见,当信噪比 $\frac{1}{\alpha}$ 越小,即 α 越大,瞬时频率的峰值越大,这表明小信噪比时,相位信息很重要;相反,当信噪比 $\frac{1}{\alpha}$ 越大,即 α 越小,混合波形的瞬时频率的峰值越小,这表明大信噪比时,相位信息不太重要,相对说来振幅信息就很重要。因而可以概括地说,小信噪比时,信号噪声混合波形的相位包含着信号的主要信息;而大信噪比时,混合波形的振幅则包含着主要信息。

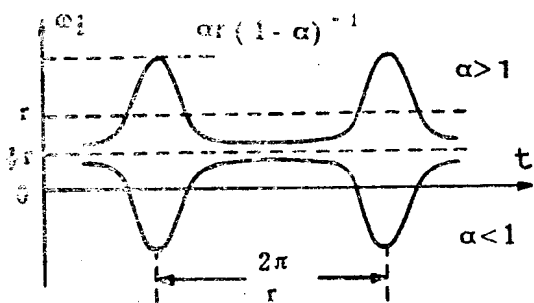


图1-1-4 信号噪声混合波的瞬时频率与 t 的关系

第二节 信号的主要形式

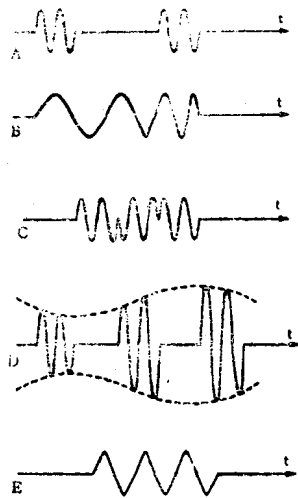
上一节我们从信号携带信息的特点出发,将信号分成了传送信号、探测信号和采集拾取信号。但是从确定信号处理方法来看,则常常按照信号本身的时域特性和频域特性来分类。另一方面,由信号的抽样理论和脉冲幅度调制理论可知,许多信号都可由矩形基本波形的组合形成,特别是现代通信、雷达、声纳等系统中的信号,其基本单元都是矩形脉冲。鉴于此,我们把信号分成如下四类。

一、时间带宽积为 1 的信号

持续时间 T 和其频带宽度 B 之乘积为一的信号,最常见的基本形式是矩形恒定载频脉冲。在图

图1-2-1 $BT=1$ 的信号的基本类型

1-2-1中示出典型应用类型。其中A图是数字通信中的振幅键控信号,它是由振幅为 A 和零两种恒定载频信号组成。振幅为 A 的常载频脉冲其时带积 $TB=1$ 。B图是频移键控信号,它是由载频分别为 f_1 、 f_2 的矩形脉冲组成,其中每一个脉冲的 $TB=1$ 。C图为相移键控信号,它的每一个脉冲仍是矩形常载频脉冲,其时带积 $TB=1$ 。D图是载频脉冲被调幅。E图是非相参雷达使用的信号波形。以上所述各种信号,都是要对其单个脉冲进行处理并提取信息。单个脉冲波形可表示为



$$s(t) = A \text{Rect} \left(\frac{t-t_0}{\tau} \right) \cos \omega_c t \quad (1-2-1)$$

式(1-2-1)所示仅是 $TB=1$ 的信号的最常用形式,如果将其中的矩形函数 $\text{Rect}(\cdot)$ 换成其它函数也是可以的

利用式(1-2-1)的信号,可以组成复杂信号。如图1-2-1D,若脉冲的幅度调制信号是一语言信号 $g(t)$,它可以写作

$$s(t) = g(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Rect} \left(\frac{t-t_0-nT_r}{\tau} \right) \cos \omega_c t \quad (1-2-2)$$

它是幅度受 $g(t)$ 调制的载频矩形脉冲序列,但在处理时,必须对序列中的单个脉冲进行处理,而单个脉冲是常载频矩形脉冲,其时带积是等于一的。

二、时间带宽积大于1的宽带信号

由频谱分析可知,对载频信号的载波频率或相位进行调制或编码,可以得到时带积大于1的宽带信号,其主要类型示图1-2-2中。 A_1 图是宽带调频信号, A_2 是宽带已调频信号,其瞬时频率随 $m(t)$ 而变化,调频波形可写作

$$s(t) = A \cos[\omega_c t + m(t)t] \quad (1-2-3)$$

B 图是矩形包络线性(或非线性)调频信号,可表示成

$$s(t) = A \text{Rect} \left(\frac{t}{\tau} \right) \cos \left[\omega_c t \pm \frac{1}{2} K t^2 \right] \quad (1-2-4)$$

其中 K 是角频率变化速度, C 图画出两个信号,每个信号都是二相(相位为 0° 和 180°)三位码组(由三个码元组成一个码组),一个 M 位码组可表示为

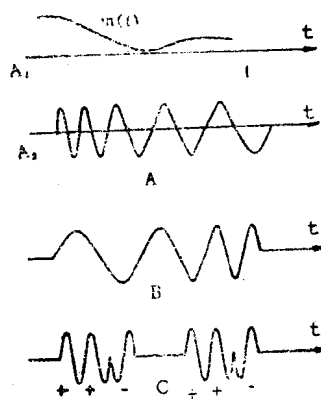


图1-2-2 $BT>1$ 的宽带信号基本类型

$$s(t) = \left[\sum_{n=1}^M A \cos \varphi_n \cdot \text{Rect} \left(\frac{t-nT_r}{\tau} \right) \right] \cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (1-2-5)$$

其中 φ_n 由编码规则决定,若按二相巴克码编码,则 φ_n 取值规则如上节所述。按照 φ_n 的取值,式(1-2-5)所示信号,有 L 序列, M 序列,巴克码等类型。巴克码、 L 序列、 M 序列都称为伪随机信号序列。

三、时间带宽积大于1的窄带信号

上面已经提到, $TB=1$ 的信号,对载波进行频率或相位调制,可得 $BT>1$ 的宽带信号。另外,也可将 $BT=1$ 的基本信号,增加其时宽,得到 $BT>1$ 的窄带信号,增加信号的

时宽, 可以将基本信号进行简单重复, 也可以进行相干重复。图1-2-3示出了它的基本类型。A图是将 $BT = 1$ 的矩形常载频信号, 进行周期重复形成的高频周期脉冲序列, 其波形可表为

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N-1} \left(\text{Rect} \frac{t - nT_r}{\tau} \right) \cos[\omega_0(t - nT_r) + \theta_0] \quad (1-2-6)$$

它的正频率部份的谱如图1-2-3B所示。

图1-2-3C是矩形载频脉冲相干重复形成的相干脉冲序列, 序列中各脉冲不是周期的。其波形特点是序列中各脉冲载波的起始相位不同, 但是若将脉冲间隔中也用简谐波填充, 则获得连续的简谐波形。它是由视频矩形脉冲序列与简谐信号相乘得到, 可将它表示成

$$s(t) = \left(\sum_{n=0}^{N-1} A \text{Rect} \left(\frac{t - nT_r}{\tau} \right) \right) \cos \omega_0 t \quad (1-2-7)$$

其频谱与A图波形的频谱类似, 只是在 ω_0 处必然有谱线, 只要将B图的 ω_0 右边的最大谱线移到 ω_0 处, 便是C图波形的频谱。

图1-2-3D所示信号, 称为相干脉冲串信号。它是将常载频矩形脉冲以小间隔 T_r 重复 M 次形成一串脉冲, 然后又以大间隔 T_N 重复的脉冲串。它的频谱轮廓与图1-2-3B类似, 但精细结构和参数不同。

由以上分析可见, 这类信号的频谱是梳齿状的, 且每个齿的宽度是信号持续期 NT_r 的倒数, 即齿宽 $\Delta\omega = \frac{2\pi}{NT_r}$ 。因而这类信号在频域里具有很好的分辨能力。

四、随机信号

所谓随机信号是指其波形或参数具有随机性的信号。而随机性包括两方面特性, 一是事先不确切预知其值或形态; 二是重复进行观察或试验时, 不能肯定重复出现其原值或原形态, 具有这种特性的信号, 在进行多次观察、记录后, 所得到的波形是多条曲线, 这些曲线的集合就是随机信号的波形, 看起来是杂乱的。

实际上随机信号是很多的, 如雷达系统探测飞机, 飞机的航行轨迹; 电子系统的内部噪声, 电磁波传输中的自然干扰, 工业干扰等都是随机信号。

随机信号由于其随机性, 使它具有很高的分辨特性和保密特性, 所以可将它用作信号传输信息。

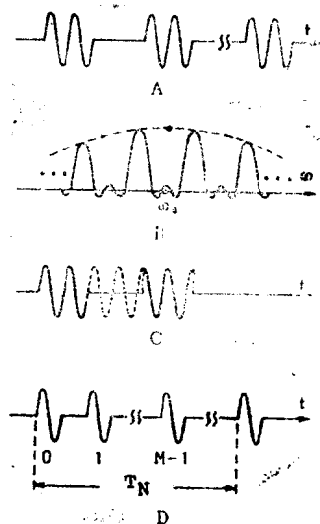


图1-2-3 $BT > 1$ 的窄带信号

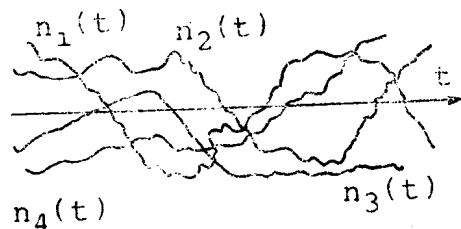


图1-2-4 随机信号波形

用作传输信息的随机信号，一般有两类。一类是真正的随机信号；另一类是伪随机信号，表面上具有随机性，但实际上确有严格的周期规律，电子数字计算机上产生的随机信号就属于这一类。前面讲到的巴克码、 L 序列、 M 序列都是伪随机信号。

第三节 主要干扰特性分析

在接收机中的干扰，按其于信号间的关系，可分为两类。第一类是相关干扰，它与信号之间有一定的关系，是由信号所引起的；第二类是非相关干扰，它与信号无论从统计上还是从产生机理上都没有关系。这两类干扰由于与信号关系不同，因而抑制干扰的方法也是不同的。例如对第一类干扰，不能用提高发射信号功率的方法来抑制它。因为提高发射信号功率的同时，也提高了干扰功率。而第二类干扰则可利用增加发射信号功率的方法抑制它。本节我们讨论这两类干扰的主要特性。

一、相关干扰

相关干扰主要指干扰是由信号引起的，例如地震勘探、雷达、声纳，某些生物医学信号系统中的无关目标物，如地物、雨雪、岩石，其它生物器官对发射信号的反射、散射而到接收机中形成的所谓杂波干扰以及通信系统中的多径效应等均属相关干扰。另外卷积干扰和乘性干扰也是相关干扰。它们的共同特点是当信号为零时，干扰也就不存在。

(一)、无关探测物的杂波干扰

在地震勘探、生物医学、雷达、声纳等探测系统中，发射信号除照射被探目标物外，还将照射非探测物，非探测物对发射信号产生反射或散射，其反射或散射信号到达接收机，便形成无关探测物的杂波干扰。由于它与探测目标物一样都是由发射信号引起的，所以是一种相关干扰。在探测系统中，这种相关干扰普遍地存在，且强度很大，所以它是探测系统中一种主要干扰。下面对它作较全面地讨论。

1. 杂波干扰的表示 为了导出无关目标物杂波干扰的数学表示式，我们假设发射信号波束如图1-3-1所示，照射到的无关目标物的面积为 A ，为了更一般化起见，设面积 A 与发射机之间具有相对匀速径向运动，并设信号波束照射到面积 A 内的强度相等。面积 A 是由很多点组成的。当发射信号为 $s(t)$ 时，由前可知，面 A 内任意一点 n 反射或散射的信号 $x_n(t)$ 为

$$x_n(t) = a_n s(t - t_n) e^{j\omega_{dn}(t - t_n)} \quad (1-3-1)$$

其中 a_n 是该点反射或散射强度， t_n 是信号由发射机传播到照射点并返回到接收机所需的传输时间， ω_{dn} 是照射点相对于发射机的径向运动所引起的多普勒频移。

在面 A 内与发射机距离相等的点的反射或散射波，将同时到达接收机；但这些点由于与发射信号波束轴线夹角不同，将具有不同的径向速度，因而具有不同的多普勒频移值 ω_d 。设等 ω_d 共有 L 个点，等距离的点共有 M 个组（每组有 L 个等径向速度的点），这样接收机所获得的杂波信号 $x(t)$ 为

$$x(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{K=1}^L a_{iK} s(t-t_i) e^{j\omega_{dK}(t-t_i)} \quad (1-3-2)$$

利用卷积关系可将式 (1-3-2) 改写成

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) e^{j\omega_{dK}t} * \sum_{i=1}^M \sum_{K=1}^L a_{iK} \delta(t-t_i) \\ &= s(t) e^{j\omega_{dK}t} * C(t) \end{aligned} \quad (1-3-3)$$

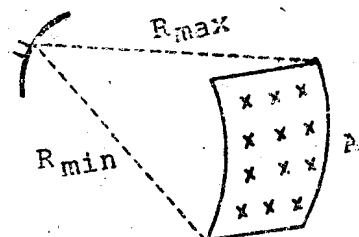


图1-3-1 无关探测物杂波形成

其中

$$C(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{K=1}^L a_{iK} \delta(t-t_i) \quad (1-3-4)$$

由式(1-3-3)可知, 无关目标物形成的杂波干扰等效于经频移后的发射信号 $s(t) e^{j\omega_{dK}t}$ 通过一个冲激响应为 $C(t)$ 的系统 (或网络) 所形成的响应。所以把式 (1-3-4) 的 $C(t)$ 称为杂波干扰的冲激响应。

在导得式 (1-3-3) 的结果时, 我们只考虑了发射机发射信号的一个波束。若发射天线或信号波形幅射器发出多个波束时, 每一个波束都将形成式 (1-3-3) 的杂波, 各个波束照射相同距离的无关探测物 (不同的多普勒频移), 在接收机中将相迭加。迭加的结果除使杂波增强外, 由于各波束与主波束角度不同, 导致具有不同的多普勒频移, 从而使杂波频谱展宽。

2. 统计特性 由式 (1-3-2) 可知, 无关探测物形成的杂波 $x(t)$ 是由多个随机强度的波形迭加而成, 在任何时刻 t_i 的取值是随机的, 所以它是一个随机信号。随机信号的基本数学描述是其统计特性, 统计特性中的一维概率密度函数是重要而又常用的。

从式 (1-3-2) 可见, $x(t)$ 任一时刻的取值, 都是由多个值迭加而成, 而相迭加的每一个值都是随机的, 所以 $x(t)$ 是随机变量的和, 因而其一维概率密度 $f(x)$ 有如下几种情况。

(1), 当发射信号波束照射面较大, 这时求和项数很多, 被照射面内各点较为均匀, 致使反射或散射强度比较均匀, 求和的各随机变量的数学期望、方差几乎相等; 且各反射散射点的反射或散射信号是彼此独立的。在这种情况下, 合成的随机变量 $x(t_i)$ 符合概率论中的中心极限定理。因此, 其一维概率密度函数是高斯函数, 即有

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_x} \exp \left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma_x^2} \right] \quad (1-3-5)$$

其中 σ_x^2 是方差, 表示平稳杂波的交流功率或取值的分散程度, m 是数学期望, 表示平稳杂波的直流分量。通常称高斯分布的杂波为高斯杂波, 常记为 $N(m, \sigma^2)$ 。例如, 数学期望为零, 方差 σ^2 为一的高斯杂波记为 $N(0, 1)$ 。在接收机中频部份, 杂波的直流分量为零, 因而中频杂波为 $N(0, \sigma^2)$ 。高斯密度函数示于图1-3-2A中。

中频高斯杂波, 经过包络检波后得到视频杂波。在信息与信号理论中已经证明中频高斯杂波经包络检波后的视频杂波 $x'(t)$ 是瑞利分布的, 其密度函数为