

第3章 幅度调制

在通信中,为了对信息进行有效的传递,有时需要将基带信号搬移到较高的频段上(称为载波频段)进行传输。比如,无线电中波的频段是 550 kHz ~ 1600 kHz。为了用这几百千赫乃至兆赫的频段去传递语音信号,就必须进行信号的调制。

例如,发射无线电中波来传递人的语音信号。在这个通信例子中,无线电中波被称为“载波”,而人的语音称为“基带信号”,又称“调制信号”。用基带信号(语音)去调制载波(中波),使得载波能够携带基带信号的信息。这样,进行调制之后得到的信号又叫做已调制信号。已调制信号在通信系统中被发送、传递和接收。接收方再从收到的信号中解调出原基带信号,便完成了一次有效的通信。

因此,调制-解调是通信中一个很重要的环节。如果最初的基带信号是模拟信号,那么这种调制便称为模拟调制;如果基带信号是数字信号,则称为数字调制。相对而言,模拟调制是较为基本和简单的调制,而数字调制技术发展更加多样化。在本章和接下来的两章,先对模拟调制进行一些介绍。

模拟调制中,载波一般用连续的正弦或者余弦信号。即

$$c(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_0) \quad (3-1)$$

式中, A 为载波的幅度; ω_c 为载波的角频率; θ_0 为载波的初相位。再令基带信号为 $f(t)$,用 $f(t)$ 去调制 $c(t)$ 之后,得到一个已调制信号 $s(t)$ 为

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t) + \theta_0] \quad (3-2)$$

如果得到已调制信号 $s(t)$,其幅度 $A(t)$ 与 $f(t)$ 成比例变化关系,或者说, $f(t)$ 的调制针对的是载波的幅度,那么这种调制称为幅度调制,又叫“调幅”;如果已调制信号 $s(t)$ 的角度 $\varphi(t)$ 与 $f(t)$ 相应变化,或者说, $f(t)$ 的调制针对的是载波的角度,那么这种调制称为角调制。角调制又分相位调制(调相)和频率调制(调频)。

幅度调制有完全调幅(AM)、抑制载波双边带调幅(DSB)、单边带调幅(SSB)、残留边带调幅(VSB)等。

3.1 完全调幅(AM)

3.1.1 完全调幅的定义

完全调幅简称 AM,又称常规调幅或标准调幅,是一种常见的幅度调制方式。

设基带信号为 $f(t)$,其均值为 0(通信中的基带信号,一般均值都为 0,也就是不含有直流分量和直流功率)。将这个基带信号叠加一个直流信号 A_0 之后,再对载波信号的幅度进行调制,得到的信号表达式为

$$s_{AM}(t) = [f(t) + A_0] \cos(\omega_c t + \theta_0) \quad (3-3)$$

通常情况下,为了便于理解可以设载波的初始相位 $\theta_0 = 0$ 。从数学上,调幅信号等于基带信号函数 $f(t)$ 加上一个常数 A_0 后,再与载波函数 $c(t)$ 相乘。由此也可以推出它的调制模型,即将基带信号 $f(t)$ 与一个直流信号 A_0 进行叠加,将叠加后的信号与载波信号 $c(t)$ 送入一个相乘器,即可得到完全调幅信号 $s(t)$,其模型示意图如图 3-1 所示。

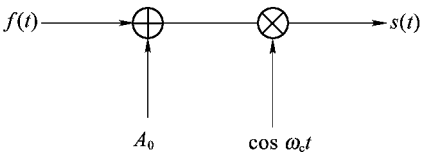


图 3-1 完全调幅信号调制模型

3.1.2 正常调幅、满调幅和过调幅

完全调幅是用基带信号 $f(t)$ 叠加一个直流信号后再乘以载波。根据基带信号和叠加的直流信号大小关系不同,又可以分为正常调幅、满调幅和过调幅。

如图 3-2 所示,当 $f(t)$ 的最大值小于直流分量 A_0 ,即 $A_0 \geq |f(t)|_{\max}$ 时,这时两者叠加之后的信号波形将始终为正值,再同载波相乘,则调制后的信号 $s_{AM}(t)$,其振荡波的包络起伏形状(图(c)中的虚线部分)恰好与调制信号 $f(t)$ 的波形起伏一致。这样,接收端在收到 $s_{AM}(t)$ 之后,可以通过包络检测的方法,先提取出叠加后信号的包络波形,再滤去直流分量,即可还原出原来的信号 $f(t)$ 。

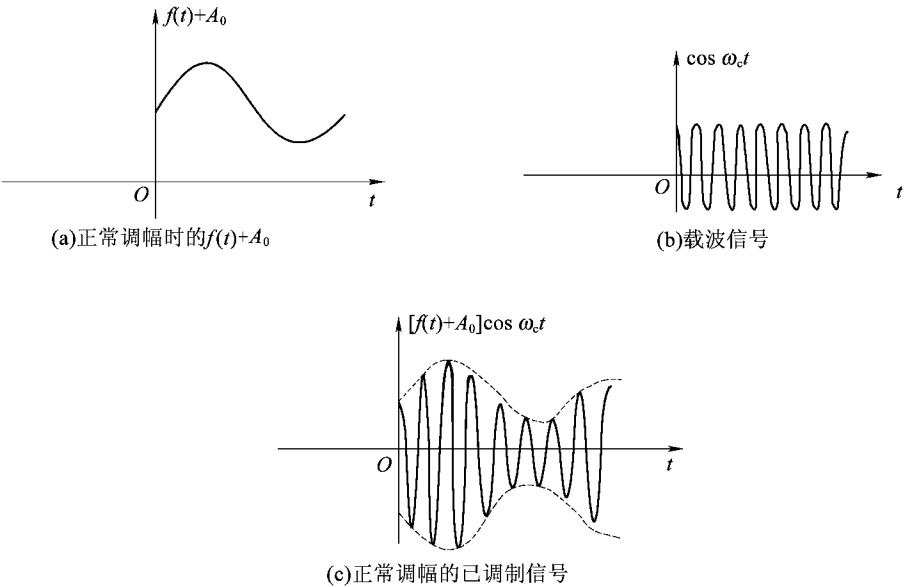


图 3-2 幅度调制信号波形

当 $f(t)$ 的最大值大于直流分量 A_0 时,如图 3-3 所示,这时由于两者叠加的和也出现了正负两极的振荡,与载波相乘之后,已调信号 $s_{AM}(t)$ 的包络起伏相对 $f(t)$ 发生了失真——因为包络起伏是指振荡信号的幅度绝对值,是恒为正的。而 $f(t) + A_0$ 有正有负,所以包络形状不能准确反映 $f(t) + A_0$ 的形状,也就不能用包络检测法准确恢复出 $f(t)$ 的波形。

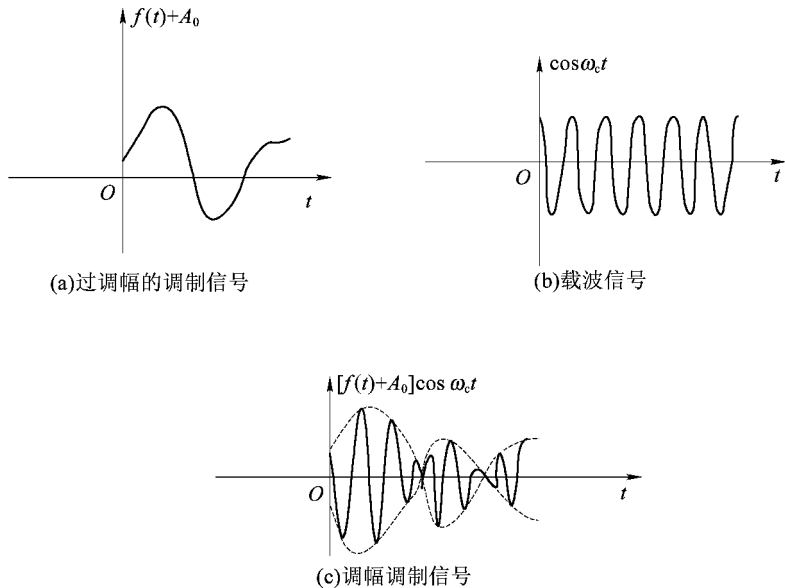


图 3-3 过调幅调制信号波形

$$\frac{|f(t)|_{\max}}{A_0} = \beta \quad (3-4)$$

式中, β 称为调幅系数或调制指数。

显然, 当 $\beta > 1$ 时, 即 $|f(t)|_{\max} > A_0$, 此时对应图 3-3 所示的情况, 调幅信号包络形状不能反映 $f(t)$ 的波形, 称为过调幅; 当 $\beta < 1$ 时, 即 $|f(t)|_{\max} < A_0$, 此时对应图 3-2 的情况, 调幅信号包络形状能反映 $f(t)$ 的波形, 称为正常调幅; 当 $\beta = 1$, 即 $|f(t)|_{\max} = A_0$, 此时称为满调幅。正常调幅和满调幅都能从已调制信号 $s(t)$ 的包络中恢复出原基带信号 $f(t)$ 。在实际中, 一般都采取正常调幅, 并将调幅系数定为 0.3 ~ 0.6 之间。

例 3.1.1 已知调制信号 $f(t) = 3\cos 20\pi t$, 载波信号 $c(t) = \cos(20000\pi t + \pi/2)$, 试写出当调制系数分别为 1.5、1 和 0.5 时的完全调幅调制信号 $s(t)$ 。

解 调制信号 $f(t) = 3\cos 20\pi t$, 即 $|f(t)|_{\max} = 3$ 。根据调制系数 β 的定义, 由于

$$A_0 = \frac{|f(t)|_{\max}}{\beta}$$

因此, 可以推出当 β 为任意值时对应的直流信号幅度 A_0 取值, 并写出调幅信号表达式为

当 $\beta = 1.5$ 时, 则 $A_0 = 2$, 有 $s(t) = [f(t) + 2]c(t) = (3\cos 20\pi t + 2)\cos(20000\pi t + \frac{\pi}{2})$;

当 $\beta = 1$ 时, 则 $A_0 = 3$, 有 $s(t) = [f(t) + 3]c(t) = (3\cos 20\pi t + 3)\cos(20000\pi t + \frac{\pi}{2})$;

当 $\beta = 0.5$ 时, 则 $A_0 = 6$, 有 $s(t) = [f(t) + 6]c(t) = (3\cos 20\pi t + 6)\cos(20000\pi t + \frac{\pi}{2})$ 。

例 3.1.2 已知调制信号 $f(t) = \cos 10\pi t$, 载波信号 $c(t) = \cos 10000\pi t$, 调幅调制信号 $s(t) = (2 + \cos 10\pi t)\cos 10000\pi t$, 问该调幅的调幅系数是多少? 属于满调幅、正常调幅还是过调幅?

解 由题意, 已知 $f(t) = \cos 10\pi t$, 即 $|f(t)|_{\max} = 1$, 则

$$s(t) = (2 + \cos 10\pi t)\cos 10000\pi t$$

即叠加的直流分量 $A_0 = 2$,得

$$\beta = \frac{|f(t)|_{\max}}{A_0} = 0.5 < 1$$

故该调幅的调幅系数为 0.5,属于正常调幅。

3.1.3 完全调幅信号的频域特征

设 $f(t)$ 是基带信号,由傅里叶变换可得到其频域表达式 $F(\omega)$ 为

$$f(t) \leftrightarrow F(\omega)$$

直流分量 A_0 的频域表达式为

$$A_0 \leftrightarrow 2\pi\delta(\omega)$$

载波信号 $c(t)$ 的频率表达式为

$$\cos \omega_c t \leftrightarrow \pi(\omega - \omega_c) + \pi(\omega + \omega_c)$$

由信号与系统知识,可得

$$f(t)\cos \omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2}[F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] \tag{3-5}$$

$$A_0 \cos \omega_c t \leftrightarrow \pi A_0 [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] \tag{3-6}$$

如图 3-4 所示,完全调幅是将基带信号和直流信号都搬移到了中心频率为 ω_c 的载波频段上。事实上,由于载波信号 $\cos \omega_c t$ 的频谱是分别位于 $+\omega_c$ 和 $-\omega_c$ 两个频率点处的两个冲激函数,因此任何信号在时域乘以 $\cos \omega_c t$,对应的频域变化都是将频谱搬移到位于 $+\omega_c$ 和 $-\omega_c$ 两个频率点,这是通信中“调制”的基本概念。完全调幅比较特别的地方在于因为叠加了一个直流分量,叠加后的频谱在 0 频率点处有了一个冲激函数。因此经过与载波相乘的调制(频谱搬移),生成的已调制信号的频谱在 $+\omega_c$ 和 $-\omega_c$ 两个频率点也各有一个冲激函数。在后面会提到,这意味着完全调幅信号 $s(t)$ 本身即包含有载波分量。

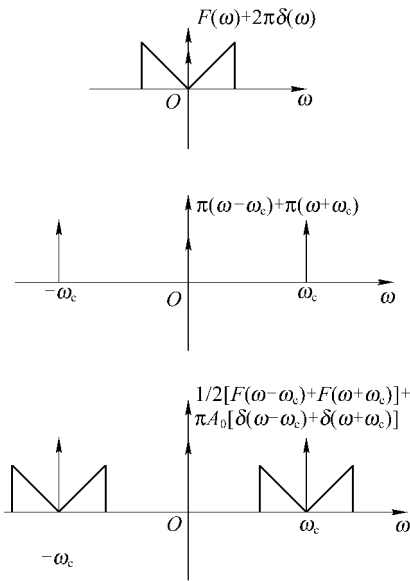
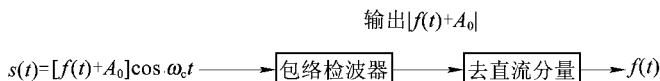


图 3-4 完全调幅信号的频谱搬移

3.1.4 完全调幅信号的解调

最常见的完全调幅信号的解调采用的是包络检波器。包络检波器是一种结构简单、效率高的电路设备,一般由整流器和低通滤波器组成。它的功能是对快速振荡的波形,提取出其慢变化的幅度(包络起伏)波形。例如,设 $x(t) = z(t)\cos\omega_1 t$, 其中 $z(t)$ 是一个起伏变化比 ω_1 慢得多的基带信号,那么包络检波器输出的结果就近似为 $|z(t)|$ 。

完全调幅信号 $s_{AM}(t) = [f(t) + A_0]\cos\omega_c t$, 将其输入包络检波器,则输出的波形大致接近 $|f(t) + A_0|$ 。显然,如果保证 $f(t) + A_0 \geq 0$,那么输出的波形即是 $f(t) + A_0$ 。然后滤除直流分量和其他高频分量,即可得到原信号 $f(t)$ 。这也就解释了为什么当调幅系数大于1时(也就是过调幅时)无法直接用包络检波器解调。因为此时 $f(t) + A_0$ 的值有正有负,包络检波输出的结果就会失真。如图3-5所示为用包络检波器解调AM信号的模型。



包络检波解调是一种非相干解调,即解调时不需要获得与调制载波相位严格相同的信号。由于电路简单,实现容易,所以AM信号多采用这种方法。能够直接采用包络检波方式解调,也是AM调制方式相对于其他几种幅度调制方式的主要优点之一。

除此之外,完全调幅信号还能进行相干解调。相干解调的内容将在3.2节叙述抑制载波双边带调幅信号的解调时一并介绍。相干解调的系统比非相干解调要复杂,它需要一个与调制载波 $c(t)$ 严格同步的本地载波。如前所述,AM信号的频谱里面就包含了载波分量,因此提取也很方便。

3.1.5 完全调幅信号的带宽和功率

由图3-4可知,完全调幅信号 $s(t)$ 的频谱 $S(\omega)$ 是将基带信号 $f(t)$ 的频谱 $F(\omega)$ 复制后分别搬移到 $+\omega_c$ 和 $-\omega_c$ 的频率点上,这样完全调幅信号的带宽是基带信号的2倍。当基带信号的单边带宽为 B 时,完全调幅信号的单边带宽为 $2B$ 。

实信号功率:信号在任意时刻的瞬时功率,即信号电平在 1Ω 电阻上的功率,等于信号在该时刻取值的绝对值的平方。由此还可求出信号在 1Ω 电阻上的平均功率为

$$P = \overline{s^2(t)} = \overline{[A_0 + f(t)]^2 \cos^2 \omega_c t} = \overline{A_0^2 \cos^2 \omega_c t + f^2(t) \cos^2 \omega_c t + 2A_0 f(t) \cos^2 \omega_c t}$$

由于 $(\cos \omega_c t)^2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$, 故上式可改写为

$$P = \frac{1}{2} \overline{A_0^2 + A_0^2 \cos 2\omega_c t + f^2(t) + f^2(t) \cos 2\omega_c t + 2A_0 f(t) + 2A_0 f(t) \cos 2\omega_c t} \quad (3-7)$$

因为调制信号 $f(t)$ 是一个基带信号,通常不含直流分量,即其时域均值为0;而 $\cos 2\omega_c t$ 是一个单弦振荡的余弦波,其时域均值也为0,所以可以将式(3-7)中第二、四、五和六项消去,得

$$P = \frac{1}{2} \overline{A_0^2 + f^2(t)} \quad (3-8)$$

令 $P_c = \frac{1}{2} \overline{A_0^2} = \frac{1}{2} A_0^2$, 称为载波功率。 $P_f = \frac{1}{2} \overline{f^2(t)}$, 称为边带功率。显然,完全调幅信

号的平均功率为 $P = P_c + P_f$, 其中 P_c 对应直流功率, 它只与调制中的直流分量 A_0 有关, 而 P_f 与基带信号 $f(t)$ 有关。换言之, 只有 P_f 才是携带信息的有效功率。

由上面的分析, AM 信号的功率是由边带功率和载波功率两部分组成的。定义完全调幅信号的调制效率 η 为有用功率与总功率之比, 即

$$\eta = \frac{P_f}{P} = \frac{P_f}{P_c + P_f} = \frac{\overline{f^2(t)}}{A_0^2 + \overline{f^2(t)}} \tag{3-9}$$

考虑最简单的情况, 当调制信号是一个余弦函数时, 即 $f(t) = A_m \cos(\omega_m t + \theta_m)$ 。此时 $|f(t)|_{\max} = A_m$

不难计算, 对余弦函数 $f(t) = A_m \cos(\omega_m t + \theta_m)$, 其平均功率为

$$\overline{f^2(t)} = \frac{1}{2} A_m^2$$

又由调制指数的定义式:

$$|f(t)|_{\max} = A_m = \beta A_0$$

可计算得调制效率为

$$\eta = \frac{\beta^2}{2 + \beta^2} \tag{3-10}$$

为了能够直接采用非相干解调(包络检波), 完全调幅一般要求满调幅或正常调幅。显然, 在满调幅的情况下 $\beta = 1$, 此时调制效率值为 $1/3$ 。在正常调幅下 $\beta < 1$, 则调制效率还会更低。完全调幅调制方式有 $2/3$ 以上的功率耗费在传输不含有效信息的载波上, 故而从信息传输的角度, 造成了大量的功率浪费。它的优点是可以直接通过包络解调, 接收机结构简单, 容易实现。以前的无线电广播常有“调幅 $\times \times$ 兆赫”, 便是这种调制模式的应用。

例 3.1.3 已知某完全调幅信号, 其调幅系数为 $1/3$ 。调制后信号的功率为 30 W 。试求其载波功率、边带功率和调制效率。

解 由调幅系数 $\beta = 1/3$, 可求得其调制效率为

$$\eta = \frac{\beta^2}{2 + \beta^2} = \frac{1}{19}$$

又知

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_f}{P} \\ P &= P_c + P_f \end{aligned}$$

代入 $P = 30\text{ W}$, 可得

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{30}{19} \approx 1.58\text{ W} \\ P_c &= 30 - P_f \approx 28.42\text{ W} \end{aligned}$$

经过 30 W 的调制后, 信号功率中载波功率占了 28.42 W , 而边带功率仅占了 1.58 W , 可见完全调幅的功率利用率不高。

3.2 抑制载波双边带调幅(DSB)

3.2.1 双边带调幅的定义和波形

前面介绍的完全调幅信号, 将基带信号 $f(t)$ 先叠加了一个直流分量 A_0 , 然后与载波

$c(t)$ 相乘。这其中产生了载波能量 P_c , 使得调制效率较低。

如果在调制时不加入直流分量, 直接用基带信号 $f(t)$ 与载波信号 $c(t)$ 相乘, 那么得到的已调制信号中将不包含载波能量, 这就可以提升调制效率。这种不含载波分量的幅度调制信号, 称为抑制载波双边带调幅信号 (DSB), 简称双边带信号。双边带信号的调制模型如图 3-6 所示。

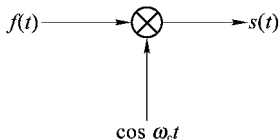


图 3-6 双边带调幅信号的调制模型

令载波为 $c(t) = \cos \omega_c t$, 则双边带信号的表达式为

$$s_{\text{DSB}}(t) = f(t) \cos \omega_c t \quad (3-11)$$

其波形图如图 3-7 所示。

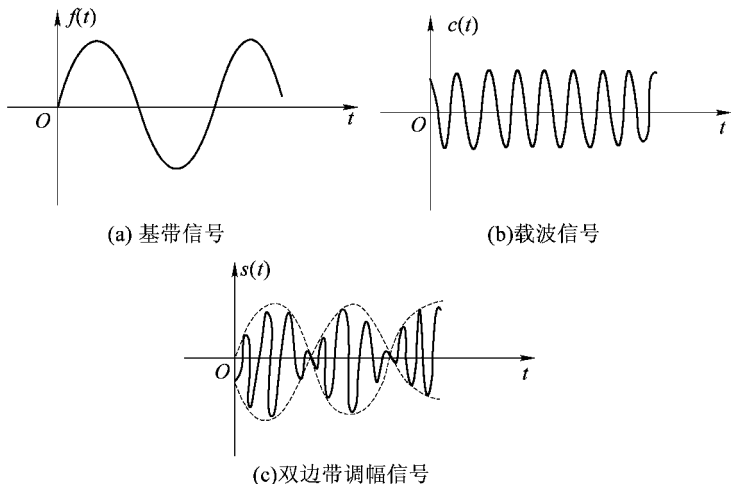


图 3-7 基带信号 $f(t)$ 、载波 $c(t)$ 和双边带调幅信号 $s(t)$ 的时域波形图

由图可见, 双边带调幅信号的包络与原先的基带信号 $f(t)$ 并不一致, 所以双边带调制信号不能像完全调幅信号一样用包络检波器来解调。

3.2.2 双边带信号的频域分析

双边带调制的时域是用载波 $\cos \omega_c t$ 与基带信号 $f(t)$ 相乘。基带信号 $f(t)$ 与载波信号 $c(t)$ 的频域表达式分别为

$$\begin{aligned} f(t) &\leftrightarrow F(\omega) \\ \cos \omega_c t &\leftrightarrow \pi(\omega - \omega_c) + \pi(\omega + \omega_c) \end{aligned}$$

由信号与系统知识可得

$$f(t) \cos \omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)]$$

图 3-7 中, 与 AM 信号的调制过程相同, 双边带调制把信号 $f(t)$ 的频谱 $F(\omega)$ 搬移到了以 ω_c 为中心频率的频段上。在搬移的过程中, 其频域的幅度减半。如图 3-8 所示, 距离零频点

较远的两个边带称为上边带,距离较近的两个边带称为下边带。显然,上边带和下边带是完全对称的,每一对边带都包含了原信号 $F(\omega)$ 的全部信息。同完全调幅信号一样,双边带信号的带宽也是基带信号 $f(t)$ 带宽的 2 倍。

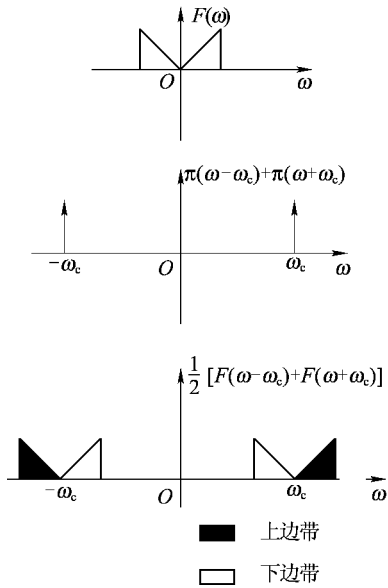


图 3-8 双边带信号频谱图

3.2.3 双边带信号的解调和平均功率

由频谱图 3-8 可知,双边带信号等效于将基带信号 $f(t)$ 的频谱搬到 $\pm \omega_c$ 为中心的频率上。只要把信号的频谱再搬回零点位置,就能得到最初的基带信号。既然载波 $c(t)$ 的频谱是位于 $\pm \omega_c$ 处的两个冲激函数,那么完全可以利用它来进行频谱搬移。

双边带信号的解调,一般是在接收端将已调制信号 $s(t)$ 乘以一个与发送端的载波信号 $c(t)$ 完全相同的载波 $c_d(t)$ (一般从接收方的角度,将其称为本地载波,而将发送端的载波称为调制载波),然后再通过低通滤波器将高频分量滤除,即可恢复原有的信号,这种方式称为相干解调(见图 3-9)。为了直观,假设本地载波 $c_d(t)$ 完全与调制载波 $c(t)$ 相同。虽然在现实中,要得到完全相同的载波,本身也需要进行载波同步(见第 10 章)。

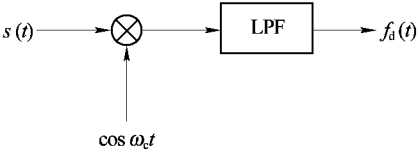


图 3-9 双边带调幅信号相干解调模型图

即

$$\begin{aligned} s(t)c_d(t) &= s(t)c(t) = f(t)\cos \omega_c t\cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2}f(t)(1 + \cos 2\omega_c t) \end{aligned} \tag{3-12}$$

用低通滤波器(LPF)可将高频分量 $\frac{1}{2}f(t)\cos 2\omega_c t$ 消去,这样便得到解调后的信号为

$$f_d(t) = \frac{1}{2}f(t) \tag{3-13}$$

其频域搬移的示意图如图 3-10 所示。

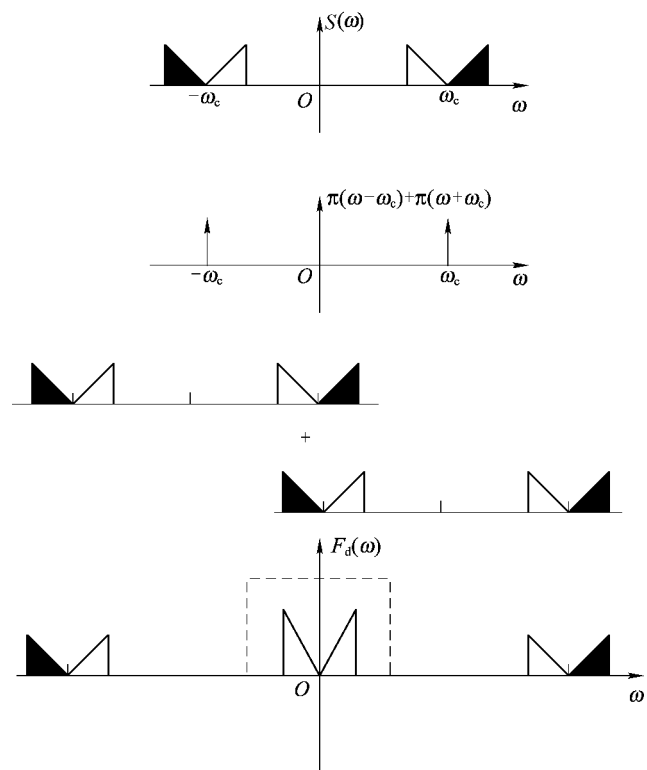


图 3-10 双边带相干解调的频域示意图

为了保证解调能真实地恢复基带信号 $f(t)$, 要求解调使用的本地载波 $c_d(t)$ 必须与调制载波 $c(t)$ 严格同频同相, 这就是该方式被称为“相干解调”的原因。与调制载波同频同相的载波称为“相干载波”。

如果本地载波与调制载波在频率或相位上发生差异, 那么会发生怎样的情况? 下面试演算一下。假设调制载波 $c(t) = \cos \omega_c t$, 基带信号为 $f(t)$, 已调制信号 $s(t) = f(t) \cos \omega_c t$ 。

先看相位误差带来的影响。当本地载波 $c_d(t)$ 与调制载波 $c(t)$ 存在着相位误差 θ 时, 即 $c_d(t) = \cos (\omega_c t + \theta)$, 那么双边带信号与本地载波相乘的结果为

$$s(t)c_d(t) = f(t)\cos \omega_c t\cos (\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}f(t)[\cos \theta + \cos (2\omega_c t + \theta)]$$

将其结果通过低通滤波器, 滤除高频分量, 得到的最终输出为

$$f_d(t) = \frac{1}{2}f(t)\cos \theta \tag{3-14}$$

显然, 当本地载波存在相位误差时, 解调得到的输出信号比起无误差时, 多乘了 $\cos \theta$ 因子。当 θ 在第一、四象限 ($-\pi/2 \sim \pi/2$ 之间) 时, 解调得到的信号会产生幅度的衰减, 且 θ 越接近 $\pm \pi/2$, 衰减越厉害; 当 θ 为 $\pm \pi/2$ 时, 输出信号为 0 (本地载波与调制载波的相位差为 $\pi/2$ 或 $-\pi/2$ 时, 称这两个载波彼此正交。正交的两个载波相乘, 经过低通滤波器后输出为 0。这种特性可以利用在通信中); 当 θ 在第二、三象限 ($\pi/2 \sim \pi$ 之间或 $-\pi \sim -\pi/2$ 之间) 时, 输出不但产生了衰减, 而且符号也会改变。这类改变对于语音之类的模拟信号影响不大, 但对数据

信号则可能产生很大影响。

再看频率误差的影响。当本地载波 $c_d(t)$ 与 $c(t)$ 存在频率误差 ω_w 时,即

$$c_d(t) = \cos(\omega_c + \omega_w)t$$

此时相乘的结果为

$$\begin{aligned} s(t)c_d(t) &= f(t)\cos\omega_c t\cos(\omega_c + \omega_w)t \\ &= \frac{1}{2}f(t)[\cos\omega_w t + \cos(2\omega_c + \omega_w)t] \end{aligned}$$

经过 LPF,滤除高频分量,得

$$f_d(t) = \frac{1}{2}f(t)\cos\omega_w t \tag{3-15}$$

这时的输出信号等效于基带信号再乘以频率为 ω_w 的余弦波信号。显然,与正确的基带信号 $f(t)$ 相比,输出不但发生了幅值的衰减,而且波形也产生了明显的失真。因此频率误差对系统造成的危害比相位误差更加严重。

最后计算双边带信号的功率。根据平均功率定义,有

$$\begin{aligned} P_{\text{DSB}} &= \overline{s^2(t)} \\ &= \overline{f^2(t)\cos^2\omega t} \\ &= \frac{1}{2}\overline{f^2(t) + f^2(t)\cos 2\omega_c t} \end{aligned}$$

又因为 $\overline{\cos 2\omega_c t} = 0$,所以可得

$$P_{\text{DSB}} = \frac{1}{2}\overline{f^2(t)} \tag{3-16}$$

由于双边带信号中没有载波分量,它的功率也只包含边带功率,而不含载波功率,故而其调制效率为 1。

3.3 单边带调制(SSB)

3.3.1 单边带调制的定义

由上一节可知,双边带调幅信号的频谱由上下两对边带组成,其带宽比基带信号 $f(t)$ 大一倍。在现代通信中,信道带宽往往是很宝贵的资源。双边带信号带宽大,因此传输一路信号就要占用更多的信道带宽。上下两对边带中的每一对边带都包含着原始调制信号的全部信息,如果能只用其中的一对边带来传送信号,既可以传输信号的全部有效信息,还可以节约一半的带宽。这就是本节要介绍单边带调制(SSB),它只传输双边带信号两对边带中的一对。其中,频率较大,彼此相对较远的一对称为上边带(USB);频率较小的一对称为下边带(LSB)。使用该调制方式的通信叫做单边带通信。

单边带调制的模型如图 3-11 所示,将基带信号 $f(t)$ 与载波 $c(t)$ 相乘之后,得到双边带调制信号 $s_{\text{DSB}}(t)$,再将该双边带调制信号输入一个单边带滤波器,即可产生单边带调幅信号。

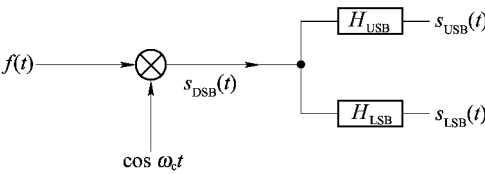


图 3-11 单边带信号滤波实现的模型

若输入的是高通滤波器(上边带滤波器),则去掉双边带信号中的下边带,保留上边带;若输入的是低通滤波器(下边带滤波器),则去掉双边带信号中的上边带,保留下边带。两者都可以产生单边带信号。

3.3.2 单边带滤波器

理想的上边带滤波器和下边带滤波器频域传递函数分别为

上边带滤波器(高通滤波器):

$$H_{\text{USB}}(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| > \omega_c \\ 0 & |\omega| < \omega_c \end{cases} \quad (3-17)$$

下边带滤波器(低通滤波器):

$$H_{\text{LSB}}(\omega) = \begin{cases} 0 & |\omega| > \omega_c \\ 1 & |\omega| < \omega_c \end{cases} \quad (3-18)$$

单边带调制的频谱示意图如图 3-12 所示。

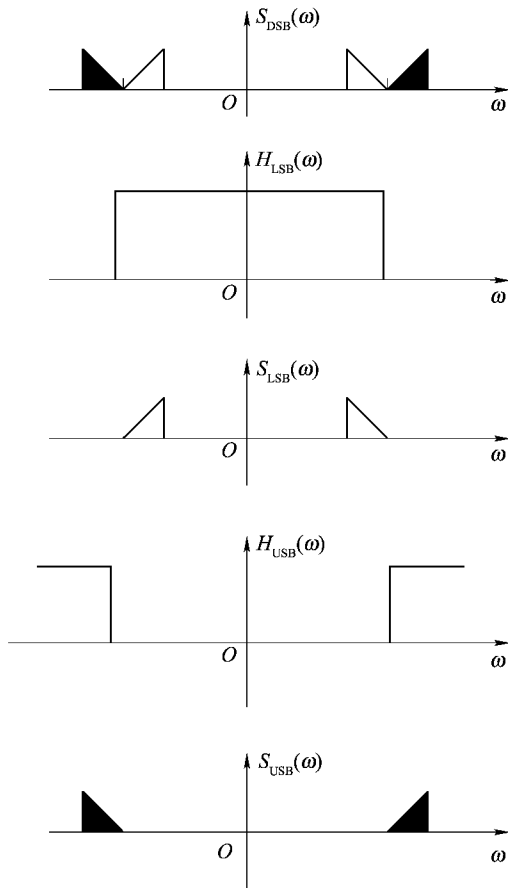


图 3-12 用低通 / 高通滤波器分别得到下边带 / 上边带调幅信号的频域示意图

理想的滤波器在某一频率 ω_1 截止意味着其频率响应函数 $H(\omega)$ 能够在 ω_1 这一点陡然实现从 1 到 0 的跃变,这在实际中显然不可能。实际上,滤波器从通带(即其频率响应为 1 的频段)到阻带(即其频率响应为 0 的频段),总存在一个过渡带 Δf ,响应函数在这个过渡带中实现

从 0 到 1 的渐变,如图 3-13 所示,为理想滤波器的截止和实际滤波器的过渡带。

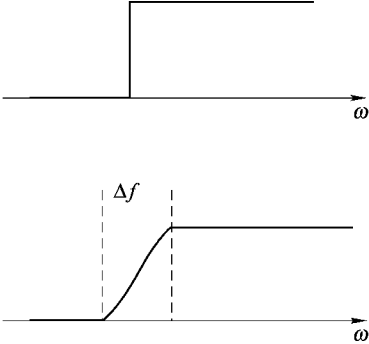


图 3-13 理想滤波器的截止和实际滤波器的过渡带

由于实际滤波器不可能做到陡然截止,因此对单边带调制而言,要实现完全保留一个边带的频谱,并完全滤除另一个边带的频谱,首先要求基带信号的上下边带之间有一定的间隔 ΔB ;其次,要求能够设计一个滤波器 $H(\omega)$,使得这个滤波器 $H(\omega)$ 的过渡带 $\Delta f < \Delta B$ 。当基带信号的上下边带间隔 ΔB 确定时(这种情况很常见,因为基带信号 $f(t)$ 一旦确定,上下边带之间的距离也就确定了),调幅的关键问题就在于能否实现过渡带小于 ΔB 的滤波器 $H(\omega)$ 。

滤波器能否在某个过渡带内实现从完全通带(即频率响应为 1)到完全阻带(即频率响应为 0)的变迁,其实现难度不仅与要求的截止过渡带宽 Δf 有关,也与其截止频率 f_c (又叫工作频率)有关。这个难度大小可用滤波器的归一化值来表现。

定义单边带信号滤波器的归一化值 a 为

$$a = \frac{\Delta f}{f_c} \tag{3-19}$$

式中, f_c 为载波频率,也是要求的滤波器截止频率; Δf 为过渡带。

归一化值 a 越大,则滤波器越容易实现; a 越小,滤波器越难实现。一般的实际运用中,要求 a 值不低于 1×10^{-3} 。若低于这个值,则滤波器不容易实现。

由此可见,滤波器的实现难度与要求的截止频率(又称为工作频率)大小以及允许的过渡带宽大小都有关。在同等情况下,允许的截止过渡带宽 Δf 越窄,或者工作频率 f_c 越大,则滤波器实现越困难。要使滤波器容易实现,可以采用两种方法:增大过渡带宽和减小工作频率。

例 3.3.1 已知语音信号的最低频率为 300 Hz。现在欲使用单边带调幅的方式,将语音信号搬移到 200 kHz 的频段上。试计算其归一化值 a ,并判断此滤波器是否容易实现。如果欲将语音信号搬移到 3 MHz 的频段上,那么此时的归一化值 a 为多少?滤波器是否容易实现?

解 语音信号最低截止频率为 300 Hz,则经过双边带调幅之后,其上下边带之间的间隔为 $\Delta f = 2 \times 300 = 600$ Hz。

在第一种情况下,要求的工作频率为 200 kHz,代入式(3-19)得

$$a = \frac{\Delta f}{f_c}$$

可求得归一化值 $a = 0.003 > 1 \times 10^{-3}$,因此该滤波器容易实现。而当其要求的工作频率为 3 MHz 时,根据式(3-19)可求得归一化值为

$$a = \frac{600}{3000000} = 0.0002$$

显然,该值远远小于通常的要求,该滤波器不容易实现。

3.3.3 二次滤波法

在很多情况下,调制信号的最低频率 f_L 很小,这样两个边带之间的频率间隔 $\Delta B = 2f_L$ 就很窄,而另一方面,载波频率 f_c (也就是滤波器要求的工作频率) 却很高。这时,要直接实现过渡带小于 $2f_L$ 且工作频率为 f_c 的滤波器,难度会很大。为此可以采用二级或多级滤波的方式来实现,其模型如图 3-14 所示。

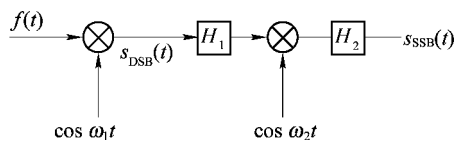
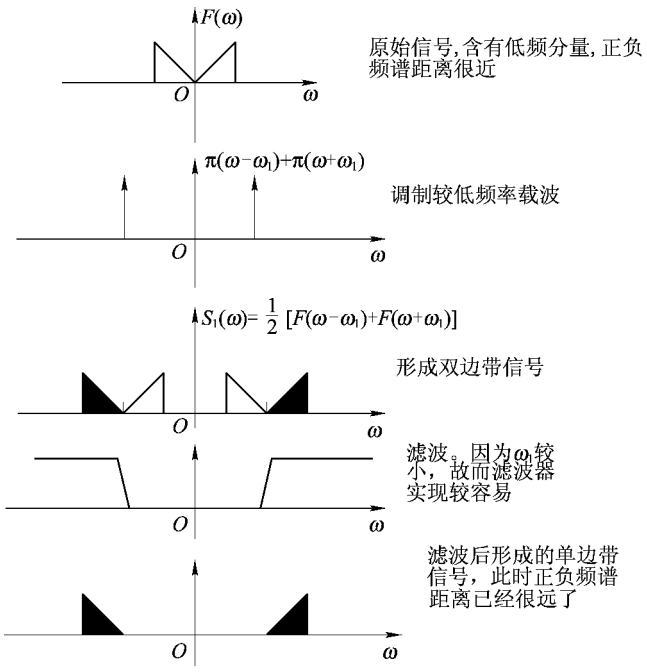


图 3-14 二级滤波的模型

该模型的思路:首先以 f_1 作为载波频率,用基带信号 $f(t)$ 进行调制,并对生成的双边带调幅信号进行上边带滤波,这样就将信号的边带搬到了 f_1 频率上去;然后再用已经搬移到 f_1 频率上的信号进行二次单边带调制,最终得到要求的单边带信号。

由于 $f_1 < f_c$,故在此过程中,第一次上边带滤波时,滤波器的归一化值 $a_1 = \frac{\Delta f}{f_1} > \frac{\Delta f}{f_c}$,其实现难度相对直接滤波要小。当边带信号被搬移到 f_1 上去后,信号的最低频率变为 $f_1 + f_L$,边带之间的间隔变成 $2f_1 + 2f_L$ 。这时再对新的信号进行二次单边带调制,由于这时上下边带的间隔 $2f_1 + 2f_L \gg 2f_L$,归一化值 $a = \frac{2f_L + 2f_1}{f_c} \gg \frac{2f_L}{f_c}$,故滤波器的实现难度比一次性滤波的大大降低。这样可通过引入中间频率,将原本一次难度很大的滤波器设计转化为两次难度较小的滤波器设计。

该调制过程的频谱示意图如图 3-15 所示。



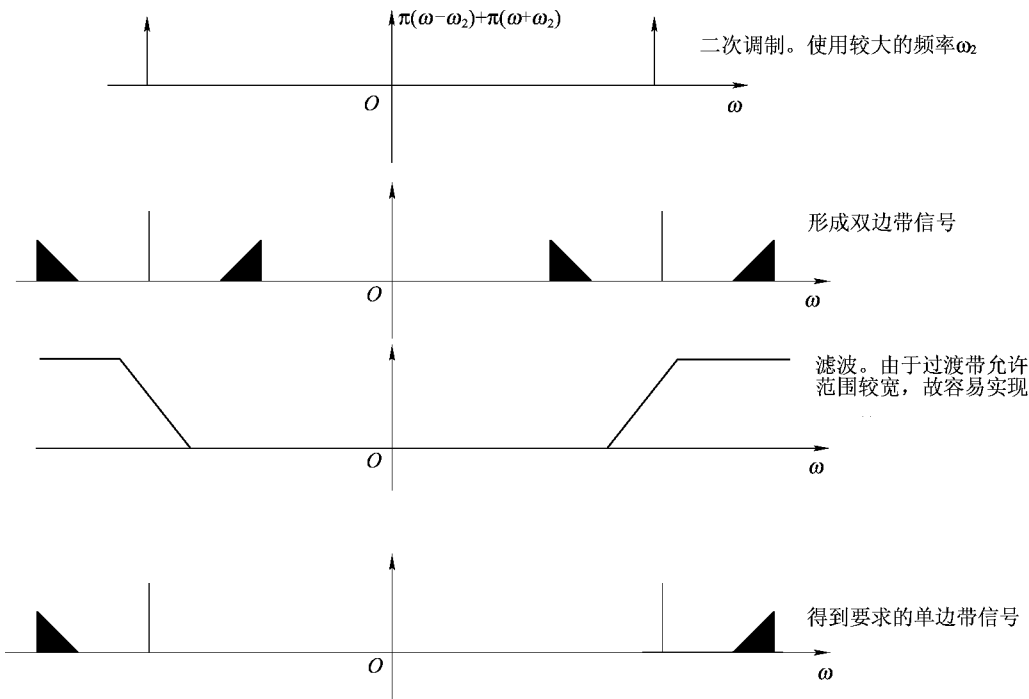


图 3-15 二次滤波的频谱示意图

例 3.3.2 由例已知语音信号的频率范围为 300 ~ 3400 Hz, 现欲用单边带调幅方式传递电话信号, 载波频率为 3 MHz。若要求滤波器设计归一化值不能低于 1×10^{-3} , 问应该如何设计滤波器?

解 由例 3.3.1 解得, 直接采用单边带滤波时, 其归一化值为 0.0002, 小于通常要求。故考虑采用二次滤波法。

选择中间频率 $f_1 = 30 \text{ kHz}$ 。实现步骤如下:

- (1) 以 $f_1 = 30 \text{ kHz}$ 为载波频率, 产生双边带信号 $s_1(t)$;
- (2) 用高通滤波器对双边带信号 $s_1(t)$ 进行单边带滤波, 得到上边带信号 $f_1(t)$, 这是第一次滤波器的设计, 由于频率间隔 $\Delta f = 2f_L = 600 \text{ Hz}$, 工作频率 $f_1 = 30 \text{ kHz}$, 故

$$a_1 = \frac{\Delta f}{f_1} = 0.02 > 1 \times 10^{-3}$$

此时滤波器容易实现, 由此可获得上边带信号 $f_1(t)$;

- (3) 得到 $f_1(t)$ 之后, 再以 $f_2 = 3 \text{ MHz}$ 对信号 $f_1(t)$ 进行双边带调幅, 并将得到的信号进行单边带滤波。此时的边带频率间隔为

$$\Delta f = 2 \times (300 + 30000) \approx 60000 \text{ Hz}$$

故有归一化值 $a \approx 60000/3000000 = 0.02 > 1 \times 10^{-3}$, 该滤波器不难实现, 通过二次滤波, 可以获得载波为 3 MHz 的单边带信号, 而且每一次的滤波器设计都比较容易。

3.3.4 相移法实现单边带调制

除了滤波器法外, 还可采用相移法来形成单边带信号。现以基带信号为单次余弦信号为例说明。

设基带信号为 $f(t) = A_m \cos \omega_m t$, 载波为 $c(t) = \cos \omega_c t$, 则双边带信号为

$$s_{\text{DSB}}(t) = A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t = \frac{1}{2} A_m \cos (\omega_c + \omega_m) t + \frac{1}{2} A_m \cos (\omega_c - \omega_m) t \quad (3-20)$$

其中, 上边带调幅信号为

$$s_{\text{USB}}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos (\omega_c + \omega_m) t = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t - \frac{1}{2} A_m \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (3-21)$$

下边带调幅信号为

$$s_{\text{LSB}}(t) = \frac{1}{2} A_m \cos (\omega_c - \omega_m) t = \frac{1}{2} A_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t + \frac{1}{2} A_m \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (3-22)$$

由正弦函数和余弦函数之间的相位关系 $\sin \omega t = \cos (\omega t - \frac{\pi}{2})$ 可知, 上边带信号和下边带信号均可表现为两部分的和(差)。其中第一部分是基带信号 $f(t)$ 与载波信号 $c(t)$ 的乘积; 第二部分则是基带信号与载波信号分别相移 $-\pi/2$ 之后的乘积。前者称为同相分量, 后者称为正交分量。同相分量与正交分量相减得到上边带信号, 相加则得到下边带信号, 其调制模型如图 3-16 所示。

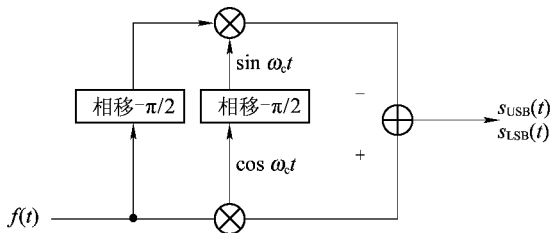


图 3-16 相移法实现单边带调制

以上是对于单次余弦信号进行的讨论。事实上, 由信号与系统的知识可知, 一个周期信号或者非周期信号均可以分解成有限个或无限个余弦信号分量的线性叠加。那么只要图 3-16 中所示的相移设备能够对每个频率的信号分量都相移 $-\pi/2$, 则此相移法同样适用于上述情况。

对一般的基带信号 $f(t)$, 其单边带调制信号的时域表达式为

上边带信号:

$$s_{\text{USB}}(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t \quad (3-23)$$

下边带信号:

$$s_{\text{LSB}}(t) = \frac{1}{2} f(t) \cos \omega_c t + \frac{1}{2} \hat{f}(t) \sin \omega_c t \quad (3-24)$$

式中, $\hat{f}(t)$ 为实信号 $f(t)$ 的希尔伯特变换。

$$\hat{f}(t) = f(t) * \left(\frac{1}{\pi t} \right)$$

式中, $*$ 为卷积运算符号。

$h_H(t) = 1/\pi t$, 具有这样一个单位冲激响应 $h(t)$ 的系统就被称为希尔伯特滤波器。易求得希尔伯特滤波器频率响应函数为

$$h_H(t) = \frac{1}{\pi t} \leftrightarrow -j \operatorname{sgn} \omega = H_H(\omega) \quad (3-25)$$

希爾伯特濾波器也就是在圖 3-16 中所需要的相移濾波器,它能使每個正頻率分量都產生 $-\pi/2$ 的相移。

相移法雖然從理論上可以產生單邊帶信號,但在實現過程中,要求對載波 $c(t)$ 和基帶信號 $f(t)$ 都準確穩定地產生 $-\pi/2$ 的相移却很困難。

3.3.5 單邊帶信號的解調

單邊帶信號的解調與雙邊帶信號類似,也是將單邊帶調幅信號 $s_{SSB}(t)$ 與本地載波 $c_d(t)$ 相乘之後,再通過一個低通濾波器濾除高頻分量,即可得到輸出的基帶信號。這種解調同樣需要本地載波 $c_d(t)$ 與發送方的載波 $c(t)$ 從頻率和相位上匹配,因此也是一種相干解調,其模型如圖 3-17 所示。

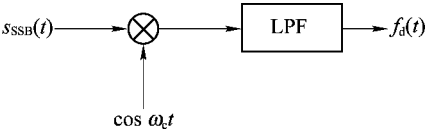


圖 3-17 單邊帶信號解調的模型

從時域上對相干解調模型分析如下：

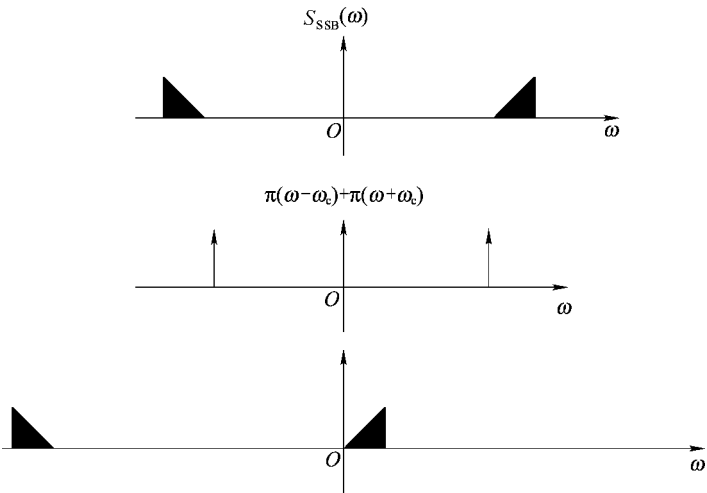
單邊帶信號為 $s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}f(t)\cos\omega_c t \pm \frac{1}{2}\hat{f}(t)\sin\omega_c t$, 與載波 $\cos\omega_c t$ 相乘後得

$$\begin{aligned} s_{SSB}(t)\cos\omega_c t &= \frac{1}{2}f(t)\cos\omega_c t\cos\omega_c t \pm \frac{1}{2}\hat{f}(t)\sin\omega_c t\cos\omega_c t \\ &= \frac{1}{4}f(t)(1+\cos2\omega_c t) \pm \frac{1}{4}\hat{f}(t)\sin2\omega_c t \end{aligned}$$

將這個乘積結果輸入低通濾波器,濾除其中的高頻分量後,得到輸出為

$$f_d(t) = \frac{1}{4}f(t) \tag{3-26}$$

其頻域示意圖如圖 3-18 所示。



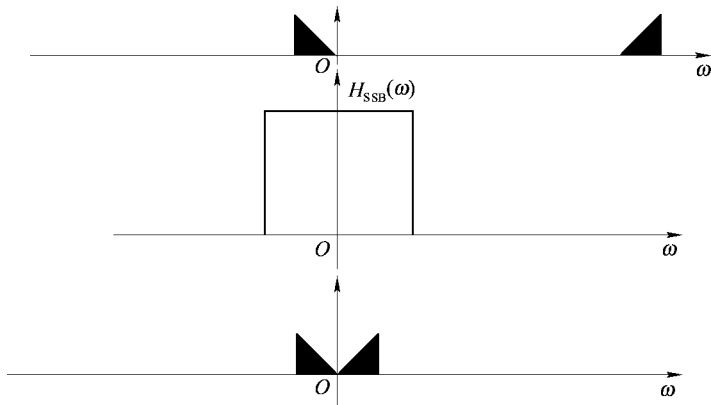


图 3-18 单边带信号解调的频域示意图

3.4 残留边带调制(VSB)

3.4.1 残留边带调制定义

双边带调幅比较容易实现,但是由于其保留了上下两组边带,使得占用信道带宽较大,带宽利用率较低;单边带调幅只保留了一组边带就能传递基带信号 $f(t)$ 的全部信息,带宽利用率较高,但为了将上边带和下边带分开,需采用截止频率曲线较为陡峭的滤波器,在实现上有一定难度。尤其对于包含有直流分量或者近似直流的低频分量的信号 $f(t)$,由于上下两个边带的频率距离相当接近,要用单边带调制基本不可能。于是出现了一种“折衷”——残留边带调幅(VSB)的调制方法。与单边带调幅相比,这种方法保留了上下两组边带其中一组边带的绝大部分,以及另一组边带的残留一小部分。解调时候再将两者叠加起来,以恢复原始的调制信号 $f(t)$ 。这种方式不要求截止频率曲线陡峭的滤波器截止,且已调制信号占用的带宽介于单边带信号和双边带信号之间,因此实现较为容易。残留边带信号的调制模型如图 3-19 所示。其中, $H_{\text{VSB}}(\omega)$ 为残留边带滤波器的频域函数。

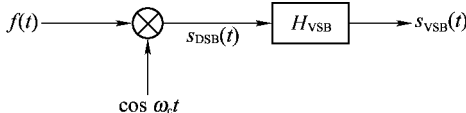


图 3-19 残留边带调制模型

在单边带调制中,理论上要完全滤除一个边带,同时完全保留另一个边带,这就要求 $H_{\text{SSB}}(\omega)$ 为近似理想滤波器。在实现上,这意味着滤波器要有很窄的过渡带,比较难以做到。若基带信号本身有直流分量,则要求实现过渡带为 0 的滤波器,这是无法做到的。而残留边带的滤波器虽然也是以载波频率 f_c 为截止频率,要求滤除一对边带,保留另一对边带,但它并不需要陡然截止,而是允许在截止频率附近有一段相对平缓的过渡。这样自然会造成被保留的一对边带,在靠近截止频率附近也会有被滤除的一小部分;反之,被滤除的一对边带,在靠近截止频率附近也会残留一小部分。为了使得这种保留不影响恢复信号,VSB 严格要求该段过渡带具有互

补对称,如图 3-20 所示,即保留边带所缺失的部分,与残留边带部分,两者形状必须完全相等。

显然, H_{VSB} 滤波器从实现上比 H_{SSB} 滤波器容易,但使用 H_{VSB} 滤波器滤波后信号所占带宽比单边带信号略宽。

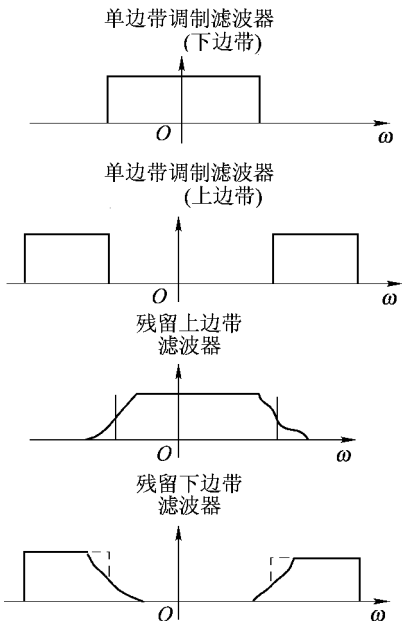


图 3-20 残留边带传递函数与单边带传递函数的比较

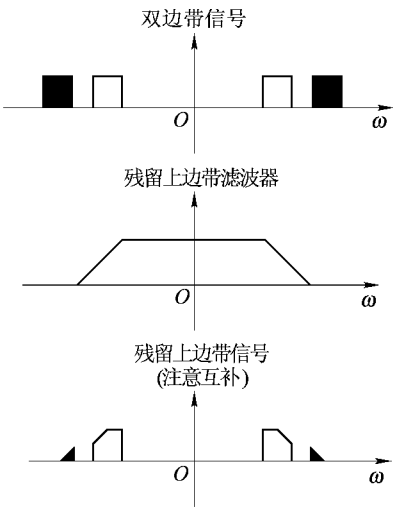
残留边带调幅信号的时域表达式为

$$s_{\text{VSB}}(t) = s_{\text{DSB}} * h_{\text{VSB}}(t) = [f(t) \cos \omega_c t] * h_{\text{VSB}}(t) \tag{3-27}$$

式中, $h_{\text{VSB}}(t)$ 为残留边带调制所对应的残留边带滤波器的单位冲激响应。

3.4.2 残留边带信号的解调

残留边带信号一般也采用相干解调。将已调制信号与本地载波相乘,之后通过低通滤波器即可得到原始信号 $f(t)$ 。其频域示意图如图 3-21 所示。



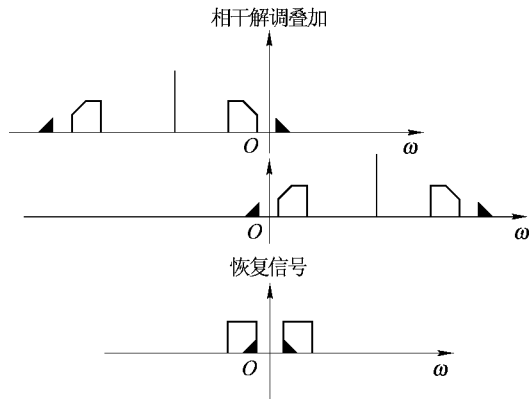


图 3-21 残留边带解调的频谱示意图

由图 3-21 可知,当 $H_{\text{USB}}(\omega)$ 滤波器在过渡带具有互补对称特性时,则解调后信号的正频率分量和负频率分量相加恰能使得残留的频谱和滤除的频谱抵消,完全恢复原有的 $F(\omega)$ 。满足互补对称性的滤波器衰减形状有很多种,其中最常用的有直线衰减和正弦衰减。

残留边带调制介于双边带调制和单边带调制之间,其滤波器特性有很大的选择余地。最极端的情况为:当滤波器的截止频率曲线无限陡峭近于理想低通或高通滤波器的截止频率曲线,则残留边带信号近似于单边带信号;当滤波器的截止频率曲线无限平缓近于全通系统,则残留边带信号近似于双边带信号。

3.5 各种线性调制的性能比较

3.5.1 各种线性调制的一般模型(滤波器法实现)

前面学习了完全调幅(AM)、抑制载波双边带调幅(DSB)、单边带调幅(SSB)、残留边带调制(VSB)等几种线性调制方式,可以将这几种调制方式归纳为一个一般调制的模型,如图 3-22 所示。

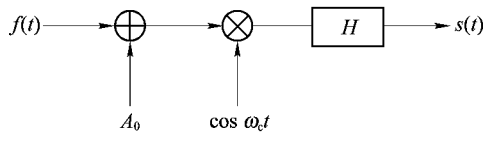


图 3-22 线性调制的滤波器法实现一般模型

对于完全调幅,其基带信号先叠加一个非 0 的直流分量 A_0 ,然后与载波 $c(t)$ 相乘。滤波器 $H(\omega) = 1$ 为全通系统。 $\beta = \frac{|f(t)|_{\max}}{A_0}$, β 大于 1、等于 1 和小于 1 的三种情况,分别对应过调幅、满调幅和正常调幅。

对于双边带调幅,其基带信号叠加的直流分量 $A_0 = 0$ (即不叠加直流分量)与载波 $c(t)$ 相乘后,通过 $H(\omega) = 1$ 为全通系统。

对于单边带调幅,其基带信号叠加的直流分量 $A_0 = 0$ 与载波 $c(t)$ 相乘后,通过的 $H(\omega)$ 是截止频率为 ω_c 的高通或低通滤波器。当 $H(\omega)$ 为高通滤波器时,系统为上边带调幅;当 $H(\omega)$ 为低通滤波器时,系统为下边带调幅。

对于残留边带调幅,其基带信号叠加的直流分量 $A_0 = 0$ 与载波 $c(t)$ 相乘后,通过的 $H(\omega)$ 是截止频率为 ω_c 的残留边带滤波器。

3.5.2 各种线性调制解调的一般模型

各种线性调制的解调,分为相干解调和非相干解调。相干解调模型如图 3-23 所示,即将已调制信号 $s(t)$ 乘以本地载波 $c_d(t)$,然后通过低通滤波器。相干解调的最关键点就是要求本地载波 $c_d(t)$ 必须与调制载波 $c(t)$ 在频率和相位上严格匹配。非相干解调中最常见的是包络检波解调。因为双边带、单边带、残留边带等方式的已调制信号中不含载波分量,它们的包络起伏均不能准确反映基带信号信息,为了对它们采用包络解调,可以在本地对接收到的信号再叠加一个大幅度的直流分量,然后送入包络检波器。对于原本就具有载波分量的完全调幅 AM 已调信号,则无须再插入直流分量,可以直接进行包络检波。

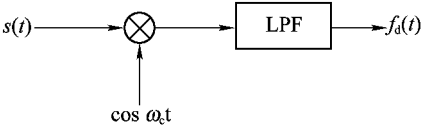


图 3-23 相干解调一般模型

插入直流分量可以选择在信号发送前,也可在信号接收之后。前者的信号发送和传输过程中需要消耗很大一部分载波能量,从能量有效性上不如后者。在诸如一点发送、多点接收的广播系统中,前者只需要发送前插入一个直流分量,而无须如后者一样要求每一个接收方都在接收信号后再插入直流分量,从而简化了系统。总之,对两者的选择,需根据具体条件和要求来考虑。

本章小结

- 1. 本章主要介绍了模拟通信中的线性调制(幅度调制),即调制信号 $f(t)$ 对载波信号 $c(t)$ 的幅度产生影响。
 - 2. 线性调制包括完全调幅信号、双边带信号、单边带信号、残留边带信号等。其中:完全调幅信号用调制信号叠加直流信号之后与载波相乘得到;双边带调制信号是直接用调制信号与载波相乘得到;单边带信号是将双边带调制信号用单边带滤波器滤掉上边带或下边带得到,也可以采用相移法得到单边带信号;残留边带信号将双边带调制信号用残留边带滤波器滤掉一个边带的大部分和另一个边带的小部分来实现。
 - 3. 调幅信号的解调一般采用相干解调,即接收方把已调制信号再乘以本地载波,然后用低通滤波器滤除其高频分量,便可恢复原始的调制信号 $f(t)$ 。这种解调主要要求本地载波与调制载波在频率和相位上的严格匹配。
- 完全调幅信号还可以采用非相干解调,如常用的包络检波法。其他几种线性调制,通过

插入大幅度直流信号的方法也能用非相干解调。

习 题 3

3.1 AM 调制信号, 已知载波为余弦波, 其 $\omega_c = 20\pi$ kHz, 调制信号 $f(t)$ 为余弦波, $\omega_0 = 2\pi$ kHz, 幅度为 2。

- (1) 试写出当调幅指数分别为 0.5、1 和 2 三种情况时的已调信号表达式;
- (2) 试画出已调信号波形图;
- (3) 试画出已调信号频谱图;
- (4) 计算三种情况下对应 $1\ \Omega$ 电阻的边带功率、载波功率和调制效率。

3.2 有一调幅信号 $s(t) = (A\cos\omega_m t + 1)\cos\omega_c t$, 其中 $A = 10$, 调制信号频率 $f_m = 1$ kHz, 载波频率 $f_c = 1$ MHz。试画出该信号的相干解调模型框图, 并说明该信号能否采用包络检波器解调?

3.3 一单边带调幅信号, 已知其载波幅度 $A = 1$, 载波频率 $f_c = 2$ MHz, 基带调制信号 $f(t) = \cos\omega_m t + \sin\omega_m t$ 。其中 $f_m = 5$ kHz。

- (1) 试写出 $f(t)$ 的希尔伯特变换 $\hat{f}(t)$ 的时域表达式;
- (2) 试写出该单边带调幅信号上边带和下边带的时域表达式;
- (3) 试画出用相移法得到上边带和下边带调幅信号的框图。

3.4 已知 $f(t)$ 的频谱如图 3-24 所示, $f_1(t) = f(t)(1 + \cos 2\omega_m t)$ 。

- (1) 试画出 $f_1(t)$ 的频谱图;
- (2) 试画出用 $\cos\omega_c t$ 作为载波对 $f_1(t)$ 进行抑制载波双边带调幅后得到的已调信号频谱图。

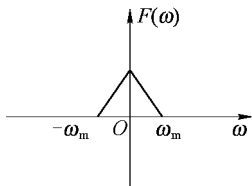


图 3-24 题 3.4 用图

3.5 已知基带信号频率范围为 $100 \sim 1000$ Hz, 欲用载波频率 $f_c = 1$ GHz 进行单边带调制, 并保留调制信号的下边带。试设计采用滤波器的调制方法, 并画出方框图。

3.6 设信号的发射功率相同, 抑制载波双边带调幅信号和指数为 1 的完全调幅信号, 两者的边带功率比为多少?

3.7 如图 3-25 所示为残留边带调制系统图, 滤波器和信号 $f(t)$ 的频谱图, 试画出已调制信号的频谱以及相干解调的频谱。

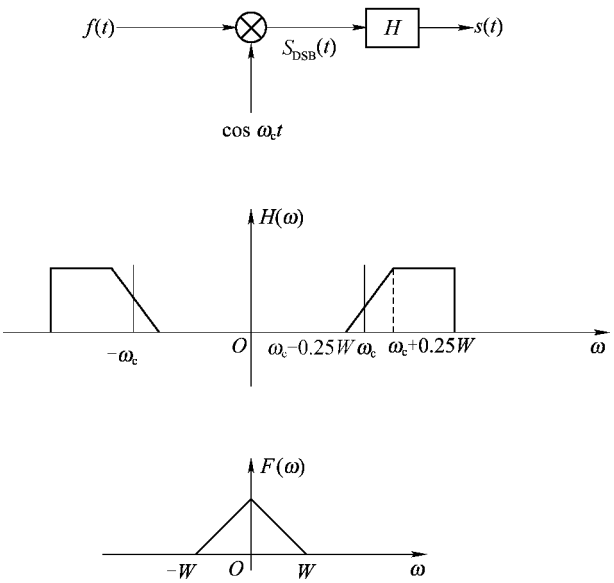


图 3-25 题 3.7 用图

3.8 已知基带信号 $f(t) = \sin \omega_m t$, 载波信号 $c(t) = A \cos \omega_c t$, 其中 $\omega_m = 0.2 \omega_c$ 。试画出双边带已调制信号的波形图和频谱图。

第 7 章 数字信号基带传输

数字信号是在时间上离散,在幅度上也离散的信号。经过编码之后,数字信号多表现为一连串的二进制码元序列(也有其他进制的码元)。同模拟信号一样,数字信号也包括数字基带信号和数字调制信号。前者主要是在较低频域传输,而后者则往往是带通信号。本章将先介绍数字基带信号的时域波形及不同的码元结构,分析其频谱特点,然后介绍关于数字基带信号在传输过程中需要解决的主要问题——码间串扰及其解决方案。

7.1 数字基带信号及其码型

7.1.1 数字基带信号简介

无论是离散信源发出的信号 $x[n]$,还是将模拟信号进行采样、量化和编码后得到的数字信号 $x[n]$,都是离散的数字码元序列。在信道中传送的则是电脉冲序列。

实际电路中传输数字基带信号以电平的高低来判决。简言之,传输的电脉冲序列,每个脉冲的电平高低不同,由此表示不同的信号。现以一种最简单的二进制信号,即单极性不归零二进制码为例。该码型中,用高电平 V 表示符号“1”,用低电平(往往是 0 电平或接近 0 的电平)表示符号“0”。发送端按此原则形成电信号,发射后经过信道传输到接收方,接收方接到此信号之后,根据电平的高低判决信号的内容。

实际传输过程中,由于存在衰减、噪声、码间串扰等因素,接收到的信号电平不可能正好为 V 或 0,故在判定中往往设定一门限电平 V_0 。对于接收到的信号,凡是高于门限电平 V_0 的,则认为是“1”;低于门限电平的,则认为是“0”。容易证明,最合理门限电平 V_0 的值应该是代表“0”和“1”电平的中间值。在单极性不归零二进制码中,这个值应该是 $V/2$ 。在数字信号通信中,每秒钟发送码元的个数称为码元速率 f_b ,码元速率的倒数为码元周期 T_b 。在时域上对数字信号波形以码元周期 T_b 为单位进行划分,每个码元周期内总是包含有传输一个码元信息的码元脉冲。如图 7-1 所示为单极性码的发送、传输及判定。

应当注意的是,读者应将模拟信号数字化过程中的采样周期和编码后的码元周期区分开来。前者指的是模拟信号数字化过程中的采样脉冲之间的间隔,也是采样后得到的脉冲幅度调制(PAM)信号脉冲之间的间隔,而后者则是对每一个 PAM 脉冲进行量化编码之后的码元宽度。简言之,假设对 PAM 信号的每一个脉冲幅值,在量化时用 10 位二进制码元来表示,那么每一位码元的码元周期就是 PAM 信号脉冲周期的 $1/10$,因此码元传输速率是 PAM 信号脉冲频率的 10 倍。

数字信号在传输过程中也要受到噪声的影响。如果由于噪声或其他干扰因素,使得传输过程中的信号电平突破了门限,那么接收端会产生误判。所谓误判,即把发送的“1”判决为“0”,或把发送的“0”判决为“1”。由此可见,只要噪声叠加信号后没有突破判决门限,那么虽然对信号波形造成了影响,但并不会影响信号的判决。在较长距离的数字通信中,往往分段

设立若干中继设备。每一个中继设备都对接收到的信号进行修复之后再发出。这样,虽然信号在各段信道中都会受到噪声影响,但只要在到达下一个中继之前噪声的积累不至于使信号电平突破门限引起误判,那么整个通信过程就不会产生错误信息。这也是数字信号抗噪声性能好的原因,如图 7-2 所示为误判示意图。

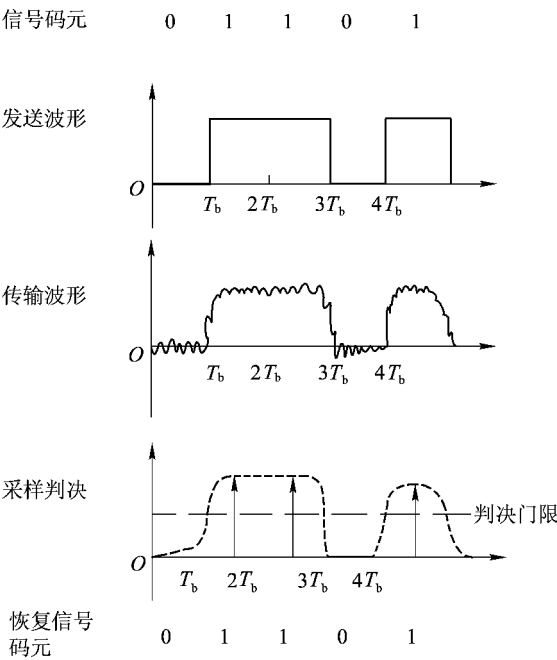


图 7-1 单极性码的发送、传输及判定

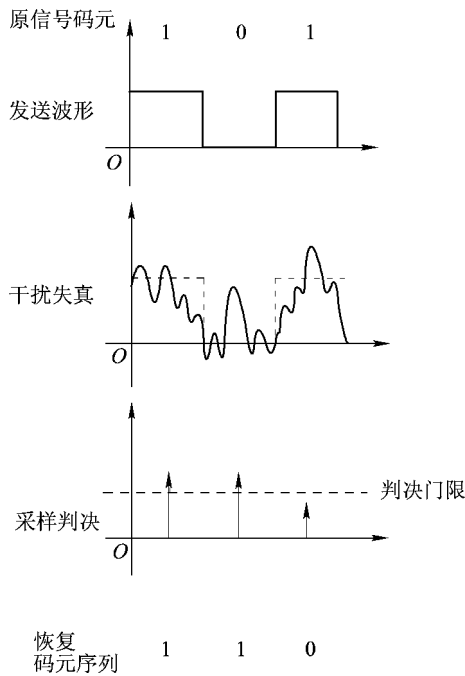


图 7-2 误判

接收方对信号的判决有几种方式：一种是对整个码元周期内的信号电平进行追踪，选择其中幅度绝对值最大的一点作为信号电平，然后进行判定；一种是对二进制信号波形 $x(t)$ 在每个码元周期进行一次瞬时采样，每次采样的时间点 nT_b 都位于码元周期内同一位置（多数情况下这一点是码元周期内信号脉冲取最大值的时刻），即相邻采样点间隔均为一个码元周期 T_b 。然后以在每个采样点得到的采样幅值 $f[n] = f(nT_b)$ 判定其所在脉冲周期的信号码值，从而恢复出信号码元序列。这种方法称为采样判决，是数字基带信号通信中应用最广泛的一种判决方式。

上述两种方式都是以信号在瞬时的电平值为依据。另一种进行判定的接收机被称为“积分-判定检测器”，可以减小噪声的影响。它的原理是将每个码元周期内的信号电平进行积分，然后再根据门限进行判定。这样得到的值虽然也包含了噪声的影响，但由于叠加的噪声是均值为 0 的随机过程，取正负值的概率相等，因此通过对一段时间的积分，大部分噪声可以被抵消，以此来减小误判率。不过积分判决法比起采样判决法要复杂一些，而且有部分消除码间串扰的方法在积分法中无法应用，故而还是以采样判决法应用更为广泛。

传输中需要解决的另一个问题是定时。因为数字基带信号是以脉冲为最小单位发送，在发送过程中可能有一些延迟和失真，所以接收方必须确认如何将接收到的电信号划分为一个个的码元周期，还要保证在准确的点进行信号幅度采样，以便确保每个码元的真实值。仍以单极性不归零二进制码为例，对于接收到的有起伏的波形，若是按照不同的脉冲周期划分，可以得到完全不同的码元。因此，按照码元周期对信号波形进行划分，对信号码元进行位定时是非常重要的。如图 7-3 所示可知，若采用的定时信号不同，则对同一个波形解释出来的二进制码元序列也会不同。确定发送方和接收方定时信号同步的重要性显而易见，这称为位同步，将在第 10 章进一步阐述。

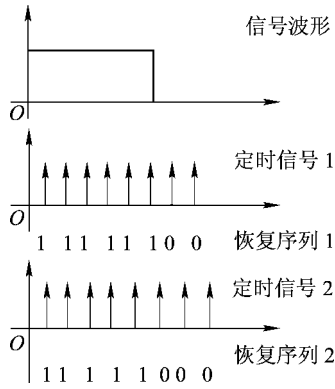


图 7-3 定时

7.1.2 基带数字信号基本码型

1. 基带数字信号基本码型分类

传输基带数字信号的电脉冲的波形和表现方式称为基带数字信号的码型。其中，将数字序列转换为电脉冲序列的过程称为码型编码或码型转换。由电脉冲还原为数字信号称为码型译码。如图 7-4 所示为码型编码译码示意图。

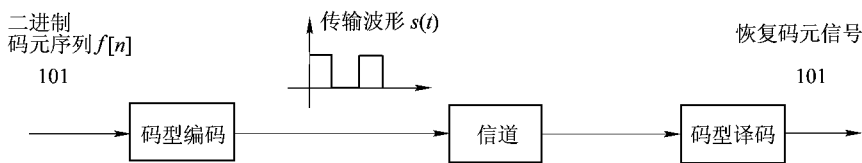


图 7-4 码型编码译码

理论上,一切可以区分开来的波形都可以作为电脉冲波形,但应用最广泛的还是方波信号。下面先介绍方波信号组成的几种最基本的码型,这些码型可以作为其他较为复杂码型的基础。

对于码型有几种区分。首先,从表示“1”和“0”来看,若采用高电平 V 表示“1”,采用低电平(往往是“0”电平或接近 0 电平)表示“0”,则此类码型称为单极性码;若用电平 V 表示“1”,用 $-V$ 表示“0”,则称为双极性码。其次,若当取值高电平时,在一个码元周期 T_b 内只有一段短时间 τ 信号维持在高电平,而在剩下的时间信号回归低电平(往往是 0),则此码型称为归零码(RZ),其中 τ/T_b 称为占空比;反之,若当某个码元取高电平时,对应的整个脉冲周期内信号都维持高电平,则此码型称为非归零码(NRZ)。

此外,还有一种码型被称为差分码(NRZ),不是以单纯的高电平或者低电平来表示“1”和“0”,而是以电平是否发生变化来表示“1”和“0”的,称为差分码。差分码分为传号差分码(逢“1”电平跳变)和空号差分码(逢“0”电平跳变)。因为在电报中,通常把“1”叫做传号,把“0”叫做空号。按此划分原则,常用的几种基本码型如图 7-5 所示。

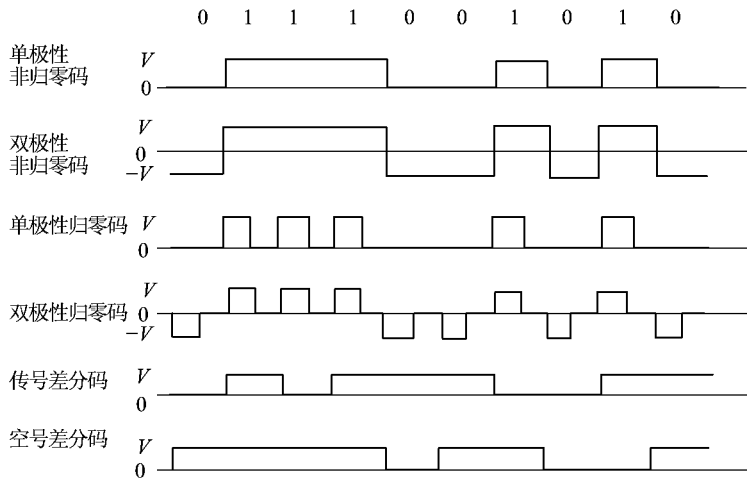


图 7-5 几种基本码型

2. 常见的基本码型

1) 单极性非归零码

单极性非归零码有时也简称为单极性码,这是最简单的一种码型,因此在终端设备应用较广,但它也具有以下缺点:

- (1) 单极性非归零码具有直流分量(即信号均值非零)。
- (2) 单极性码不能提取同步定时信号。若出现连续的 N 个 0 或 1,则对应的传输信号电平

将持续在 NT_b 的时间内保持高电平或低电平不变,这可能使得接收方无法进行准确的脉冲划分。

(3) 单极性码的判决电平一般取高电平 V 的一半。当接收波形的幅度和宽度发生变化时,容易发生误判,使得抗噪声性能变差。

(4) 由于采用高低电平,传输时需要信道的一端接地以保证零电平,故有条件接地的终端设备很多采用这种码型,但远距离传输基本不使用单极性非归零码。

2) 双极性非归零码

双极性非归零码简称双极性码,由于是用 $+V$ 和 $-V$ 两个相反的电平分别表示“1”和“0”,而一般数字信号从统计学角度来说,“0”和“1”的概率均等,故而双极性非归零码的电平均值通常为 0,即不含直流分量。这样的信号可以在无接地的电缆等线路上进行传输,而且由于“1”、“0”采用反号同幅度的电平,无论信号波形的幅度多大,判决电平 V 总是设置为 0。这样容易设置且稳定,因此抗干扰能力强。但双极性非归零码同样无法提取定时信号,而且当传输某些信号,其中“1”和“0”出现概率不均等时,会产生直流分量。

3) 单极性归零码

单极性归零码在传输“1”的脉冲周期内发送一个电平为 V 的脉冲,但这个脉冲并不持续整个脉冲周期 T_b ,而只是持续 τ 时间段。 τ 称为脉冲宽度,而 τ/T_b 即占空比,一般取 0.5。在传输“0”的码元周期内则保持低电平 0。单极性归零码最大的好处是由于每个信号脉冲都要归零,这样在传输“1”的时候能够通过电平归零来提取时钟信息。哪怕出现连续“1”的情况,系统也能判断传输了多少个码元。但是它具有单极性非归零码具有的其他缺点,包括在连续传输多个“0”码元的时候,会因为信号持续一段时间维持在零电平,而发生定位信息提取困难的问题。在实际中,单极性归零码较少用于传输,只是当需要从其他一些信号中提取定时信息时才会使用,它却是一种重要的过渡码。

4) 双极性归零码

双极性归零码用 $+V$ 和 $-V$ 分别表示“1”和“0”,且每个脉冲的高电平都只持续时间 τ 并归零。显然,这种码的信号波形存在着 V 、 $-V$ 和 0 三种电平。不过其中的 0 电平只是用来提取定位信息,因此又称为“伪三元码”。由于双极性归零码每个脉冲都是高电平,而相邻脉冲之间又必有低电平(零电平)存在,故接收端可以确认这一比特信息已经接收完毕,准备接收下一比特信息。这样,无须其他定时系统,收发双方便可随时保持准确的同步,这种方式叫做自同步方式。此外,当“0”“1”码元出现概率均等时,双极性归零码的信号均值为 0,不含直流分量,设备无须接地,使之得到了比较广泛的应用。

上述四种码型还有一个共同的特点,就是在每个码元周期中只有一个信号脉冲,每个信号脉冲表示一个码元,各个脉冲之间信息相互独立,不存在任何关联制约,因此也无法进行错误检测。上述四类码一般用于近距离传输。

5) 差分码

在差分码中用来表示码元数值的不是脉冲的绝对电平值,而是脉冲相对于前一个脉冲的变化值,因此差分码又称为相对码。差分码的两个电平可以采用单极性,即 V 和 0;也可采用双极性,即 $+V$ 和 $-V$ 。差分码的运算可以看做是模二加法。差分码有一个重要特点:即使因为信道出现错误,使得在接收端收到与发送端幅值完全相反的脉冲,但由于它们之间的相对关系并没有变化,故仍旧可以从中提取出正确的码元信息。

7.1.3 基带数字信号常用码型

在设计和选择实用码型时,一般应注意以下几个原则:

- (1) 码型中应不含直流分量,低频分量尽量少;
- (2) 码型中应包含定时信息,或者说经过简单变换就能从码型中提取定时信息;
- (3) 码型应具有一定的检错能力,即码型的排列有一定的规律,当出现错误时,这些规律可能被打破,从而接收方可以发现错误;
- (4) 误码增值要少,所谓误码增值,是指接收端发生一次错误判决所引发的二进制的错误数,通俗地说就是避免“一步错,步步错”的危险,误码增值是数字通信抗噪声性能的反映;
- (5) 基带信号频谱中的高频分量应尽量减少,因为很多基带数字信号最终还是要经过调制进行传输,若高频分量较大则信号带宽较大,会占用较多的频带,还可能使得串扰更加严重。

下面介绍实际常用的几种数字信号码型:双相码、差分双相码、密勒码、CMI码、AMI码、三阶高密度双极性码等。

1. 双相码

双相码又称曼彻斯特(Manchester)码、分相码等,其特点是每一个码元都用紧邻的两个符号相反的脉冲表示。其中,码元“1”用(正脉冲+负脉冲)表示,码元“0”用(负脉冲+正脉冲)表示。曼彻斯特码有很多优点,首先由于在每个码元周期的中点都会实现一次跳变,故接收方很容易提取定位信息,即使连续传输多个“0”码元或连续传输多个“1”码元的时候也不会出现持续电平不变;其次由于每个码元都是用一对正负脉冲表示,故无论要表达的二进制码元“1”和“0”各有多少个,其均值永远为0,即信号不含直流分量;最后由于双相码实际上是在用双极性码的“10”表示“1”,用“01”表示“0”,故而当出现误判的时候,双相码具有一定的检错能力。例如,假设因为噪声或干扰,接收方将代表“1”的“正负”脉冲判决成了“正正”或“负负”脉冲,而实际上不存在这两种脉冲的波形,所以接收方可以直接发现错误。

双相码属于一种1B2B码。所谓1B2B,即用2个比特脉冲来代表1个二进制码。这类码型通常具有优于基本码型的性能,不过代价是发送比特脉冲的速率要增加一倍。双相码的带宽比双极性码大一倍。实际应用中,在以太网等短距离传输领域,用它可以实现很高的传输速率。

2. 差分双相码

差分双相码是在差分码的基础上,再按照双相码进行规则变换而得。即以“正负”和“负正”(也就是双极性码的“10”和“01”)两种脉冲组合来表示二进制码元。规定传输码元“1”时,码型与相邻的前一个码型相同,传输“0”时,码型与相邻的前一个不同;或者反过来,传输“1”时改变码型,传输“0”时保持码型。差分双相码常用于电缆和无线信道上的基带数据的传输。差分双相码也是一种1B2B码。

3. 密勒码

密勒码(Miller)又称为延迟调制(DM)码,是双相码的一种变形。密勒码的编码原则如下:每个二进制码元用两个脉冲的组合来表示。其中,传输“1”码元选用的脉冲组合具有在码元周期中点跳变的特性,即用“正负”或“负正”表示。具体选用哪一个,则根

据前一个码元的结尾来决定,保持当前“1”码元的开头脉冲与前一个码元的结尾脉冲一致。前一个码元结尾若是负电平,则以“负正”表示“1”;前一个码元结尾若是正电平,则以“正负”表示“1”。对于“0”码元的表示要复杂一些。“0”码元用“正正”或“负负”表示,具体选用哪一个,则根据前一个码元的结尾来决定。前一个码元是“1”时,当前周期的“0”码元保持前一个码元结尾的电平。即如果前一个“1”用“正负”脉冲表示,则当前“0”用“负负”表示;若前一个“1”是用“负正”脉冲表示,则当前“0”用“正正”表示。而如果前一个码元是“0”,即出现了连续“0”的情况,此时为了防止传输波形中的连续正电平或连续负电平,当前“0”码元需要与前一个“0”相反,即如果前一个“0”是“正正”,那么下一个用“负负”;反之亦然。由密勒码的编码规则可知,连续电平最多出现在“101”这种码型组合的情况下,此时有持续 $2T_b$ 的无电平跳变。换言之,最多连续出现四个同高或同低的脉冲(也就是双极性码的连码),最少的连续脉冲也有两个。这个特点可以用来检错,一旦密勒码中出现连续四个以上同高或同低的脉冲,或者出现单个的脉冲,必然是发生了错误。

密勒码也是一种 1B2B 码,它包含的直流分量较少,频带很窄并且具有检错功能,最初用于气象、卫星和磁带记录,后来也用于低速的基带数传机。

4. CMI 码

CMI 码是编码传号反转码的缩写,是一种 1B2B 码。它的编码原则是:“0”码元用固定的“负正”脉冲表示,而“1”码元则交替地用“正正”和“负负”两种脉冲组合表示,即对“传号”(码元 1)交替反转。CMI 码在任何传输信息情况下都不含直流分量,而且即使接收方收到相位反转的信号(正变负,负变正),解码出来的依然是正确的码元序列。因为 CMI 码存在频繁的波形跳变,所以有利于恢复定时信号。CMI 码被国际电信联盟 CCITT 建议为四次群的接口码型,在日本电报电话公司的光纤通信系统中也被广泛采用。如图 7-6 所示为双相码、差分双相码、密勒码和 CMI 码的示意图。

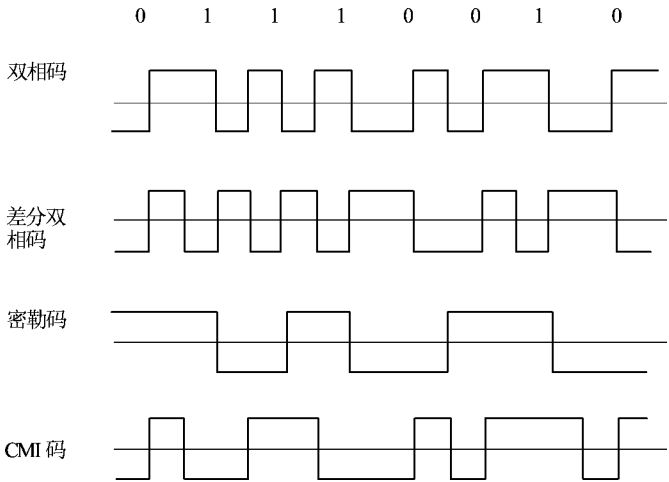


图 7-6 双相码、差分双相码、密勒码和 CMI 码示意图

5. AMI 码

AMI 码的名称有双极方式码、传号交替反转码、平衡对称码等。该码型用零电平表示码元“0”,而码元“1”则交替用正负 V 电平来表示,且“1”码元的正负电平只维持时间

τ 便跳转回零电平。由此可见,AMI 码中实际包含三种电平: V , $-V$ 和 0 ,也称为“伪三元码”。

AMI 码传输任何序列的时候都不含零频率分量,低频分量较少。接收方即使收到完全反相的码元也能正确判定,并且只要将基带信号进行整流后即可提取定位信号。若在信息中出现连续的“0”码元时,则 AMI 码仍会因为长期保持零电平而出现定时困难。在实际使用时有相关措施进行处理,例如,将要传输的信号码元序列先输入扰码器,使得输入序列按一定规律扰乱,这样就在连续的“0”码中插入了一些“1”码。待传输到接收方后,接收方再根据之前扰码序列进行解码,恢复原有的码元序列。

6. 三阶高密度双极性码

三阶高密度双极性码(HDB3)可以看做 AMI 的改进版本,它能改善 AMI 码在连续“0”码条件下传输难以提取定位信号的缺点。HDB3 的原则如下:当出现的连续“0”码元数不超过三个时,则该码与 AMI 码完全一样;当出现连续四个或更多“0”时,则将每四个连“0”小段的第四个“0”用 V 或 $-V$ 表示,这个表示“0”的高电平码元称为“ V 码”。相应地,原本就是用来表示“0”的高电平称为“信码”。

V 码应满足以下条件:在同一个序列中, V 码应彼此正负交替; V 码应与前一个信码的极性相同。因为信码本身是正负交替的,而 V 码与前一个信码极性相同,便可以在解码时与信码区别开来。

显然,很多时候前述情况不能满足。如序列 1,0000,0000,1,在两个“1”中间有 8 个“0”,会出现两个 V 码。这两个 V 码的前一个信码都是同一个“1”。此时满足了第一个条件就不能满足第二个条件。这种情况下,将第二组四连“0”的第一个“0”也改用高电平表示,称为补信码 B' 。这样,补信码 B' 和信码 B 组成相互交替的系列,而 V 码组成交替的系列,且 V 码总是与前一个信码或补信码同极性。

如图 7-7 所示为 AMI 码和 HDB3 码示意图。

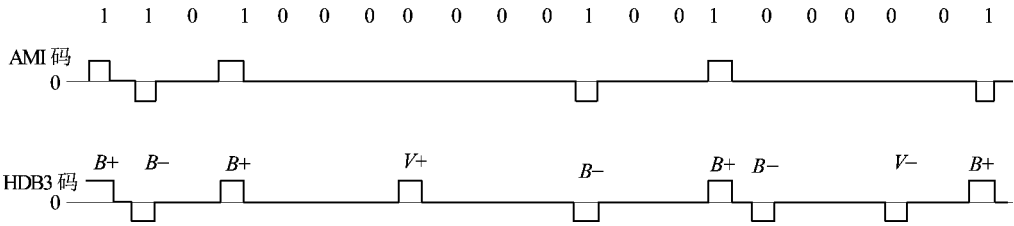


图 7-7 AMI 码和 HDB3 码图

例 7.1.1 欲用 HDB3 码传输二进制序列 1011,0000,0000,011,0000,00110,试确定其波形。

解 第一步,划分连四“0”;

第二步,对每组连四“0”的第四个“0”用 V 码表示,注意交替原则:

$$1011,000V,000V,011,000V,00110$$

第三步,加入补信码。显然在上面的序列中,第一个 V 码(序列第八个码元)满足与前面的信码“1”(第四个码元)同极性,而又要求 V 码本身交替,则第二个 V 码(第 12 个码元)必然不满足和前面的信码“1”同极性,因此要把第二组连四“0”码的第一位(第九个码元)变成补信码 B' 。又因为信码与补信码组成相互交替的序列,所以在第三组连四“0”前面的信码

“1”(序列第 14 个码元)的极性与前面的补信码是相同的。这样为了满足 V 码的交替原则,第三个 V 码不能满足和前面的信码“1”同极性,因此又必须将第三组连四“0”的第一个“0”用补信码 B' 表示。由此得到序列波形为

$$B+0\ B-B+0\ 0\ 0\ V+B'-0\ 0\ V-0\ B+B-B'+0\ 0\ V+0\ 0\ B-B+0$$

式中,B+和 V+表示正脉冲;B-和 V-表示负脉冲。

这样即同时满足三个条件:信码和补信码组成极性交替的序列;V 码组成极性交替的序列;V 码极性与前一个信码或补信码相同。

除了前面介绍各种二元码之外,通信中还会用到多元码,一个码元能表示两位或更多的二进制信息。虽然理论上,一切 $M>2$ 的整数都可有对应的 M 元码,但在实际应用中,大多取 $M=2^n$ 。因为这样一个 M 元码即可对应为 n 位二元码的信息。

M 元码的波形设计,一般采用双极性码。M 个幅度量化电平之间等距分布,且均值为零。相对于二元码,M 元码的一个脉冲波形可以表示 n 比特的信息,故在频带利用率上比二元码更加优良。但同时,在信号波形峰峰值(即距离最远的两个幅值电平之间的距离)相同的情况下,多元码划分了更多的电平,每个电平的减少,因此受噪声和干扰影响发生误判的概率也增大。

在二元码中,一个码元就包含 1 比特信息,因此码元速率 R_s 和比特速率 R_b 相等,在本书关于二元码的章节中,对此两者也常常通用。但在 M 元码中,两者不再相等, $R_b = nR_s$,其中 $n = \log_2 M$ 为 M 元码对应的二元码位数。

如图 7-8 所示为双极性四进制码的波形图。

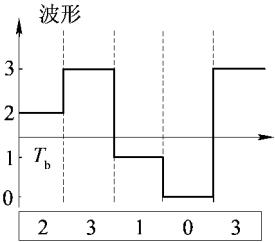


图 7-8 四进制码波形图

7.2 数字基带信号的频谱分析

7.2.1 数字基带信号的频谱和功率谱

1. 数字信号的频谱分析

确定的信号可以根据傅里叶公式计算出确定的频域表达式,而对于随机过程则只能分析其功率谱密度。数字基带信号用高低电平表示不同码元序列,在大多数情况下,对于接收方而言,每个码元的取值是服从一定概率分布的随机变量,因此只能用概率统计的方法,从功率谱密度方面考虑。

已知在时域上有限的信号,往往在频域上是无限的。数字信号在时域上表现为若干个时间有限的脉冲,经过时间平移之后的线性叠加,脉冲信号通常是方波函数或者其他形状的波

形函数。在时域-频域变换中,时域的时间平移对应频域的相位变化,故数字信号的频域波形等于每一个脉冲的频域波形进行相位变换后的叠加。这样,每一个脉冲对应的频域波形多具有振荡起伏的频谱波形,其带宽为无穷大。而在具体的通信中,需要对数字信号进行带宽限制,因此往往取信号频域振荡波形的第一个过零点处作为数字信号频域的带宽,称为零点带宽。信号的功率也大部分集中在此带宽内。如图 7-9 所示为数字信号的功率谱和带宽示意图。

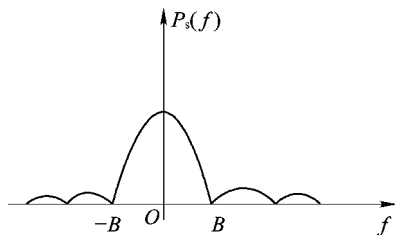


图 7-9 数字信号的功率谱和带宽

2. 数字基带信号功率谱分析

设数字信号序列具有平稳性和各态历经性,其码元周期为 T_b ,倒数 $f_b = 1/T_b$ 为码元速率,即每秒钟传输的码元数。波形中, $g_1(t)$ 为数字信号表示码元“1”的波形, $g_2(t)$ 为数字信号表示码元“0”的波形。 $G_1(f)$ 和 $G_2(f)$ 分别为 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的频谱函数,也就是“1”波形脉冲和“0”波形脉冲的频域表达式,并设该基带信号取“1”的概率为 P ,取“0”的概率为 $1 - P$ 。这样,该基带信号的表达式为

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_b) \quad (7-1)$$

式中,当出现码元“1”时, $g(t) = g_1(t)$;当出现码元“0”时, $g(t) = g_2(t)$ 。

计算可得,一般二进制随机脉冲序列的功率谱密度函数为

$$P_s(f) = f_b P(1 - P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + f_b^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_b) + (1 - P)G_2(mf_b)|^2 \delta(f - mf_b) \quad (7-2)$$

其中间计算过程较为复杂,本书不再叙述。由式(7-2)可知,二进制随机脉冲序列的功率谱密度函数包括两部分:第一部分为连续功率谱 $f_b P(1 - P) |G_1(f) - G_2(f)|^2$;第二部分为离散功率谱 $f_b^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_b) + (1 - P)G_2(mf_b)|^2 \delta(f - mf_b)$ 。连续功率谱对应随机分量 $u(t)$,反映的是信号中码元波形变换而产生的功率。由于无论何种码型,表示“1”的波形和表示“0”的波形一定有所不同,故而连续功率谱必然存在。而离散功率谱则对应稳态分量 $a(t)$,反映的是数字基带信号中的周期信号部分(包括直流分量)。其中 $m = 0$ 时对应信号的直流分量功率, $m = \pm 1$ 时对应的是时钟信息,称为基波功率。这一部分可能存在也可能不存在。例如,当信号为双极性非归零码,且出现码元“0”和出现码元“1”的概率均等时,此时信号的频谱中没有离散谱。

7.2.2 几种常见数字基带信号波形的功率谱密度函数

例 7.2.1 单极性非归零二进制信号,“1”码元幅值为 A ,“0”码元幅值为 0,“0”和“1”

码元概率均等。试求该信号的功率谱密度函数。

解 单极性非归零二进制信号, $g_1(t)$ 为宽度 T_b 的方波信号, $g_2(t) = 0$ 。因此

$$G_1(f) = AT_b \frac{\sin \pi T_b f}{\pi T_b f}, \quad G_2(f) = 0, \quad P = 0.5$$

将其代入公式(7-2), 可得

$$P_s(f) =$$

$$f_b P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + f_b^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_b) + (1-P)G_2(mf_b)|^2 \delta(f - mf_b) =$$

$$0.25 f_b |G_1(f)|^2 + f_b^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |0.5 G_1(mf_b)|^2 \delta(f - mf_b)$$

由于 $G_1(f) = AT_b \frac{\sin \pi T_b f}{\pi T_b f}$, 对于所有的 $f = mf_b$, 当 $m \neq 0$ 时有 $G_1(f) = 0$, 又因为 $f_b T_b = 1$, 故上式可化简为

$$P_s(f) = 0.25 A^2 T_b \left| \frac{\sin \pi T_b f}{\pi T_b f} \right|^2 + 0.25 A^2 \delta(f) \quad (7-3)$$

由式(7-3)可知, 信号的功率谱在零频处存在离散谱线。这表明单极性非归零码中含有直流分量, 而不含定时信号。连续谱线的第一个过零点位于 $f = f_b$ 处, 故其零点带宽为 $B = f_b$ 。

例 7.2.2 双极性非归零二进制码信号, “1”码元幅值为 A , “0”码元幅值为 $-A$, “0”和“1”码元概率均等。试求该信号的功率谱密度函数。

解 已知 $g_1(t)$ 为宽度为 T_b , 高度为 A 的方波信号, $g_2(t) = -g_1(t)$, 则

$$G_1(f) = AT_b \frac{\sin \pi T_b f}{\pi T_b f}, \quad G_2(f) = -G_1(f), \quad P = 0.5$$

将 $G_2(f) = -G_1(f)$ 代入式(7-2), 可知第二项 $f_b^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |PG_1(mf_b) + (1-P)G_2(mf_b)|^2 \delta(f - mf_b)$ 的值为 0, 故有

$$P_s(f) = A^2 T_b \left| \frac{\sin \pi T_b f}{\pi T_b f} \right|^2 \quad (7-4)$$

其第一个零点亦位于 f_b 处。

例 7.2.3 已知有单极性归零码, 用电平 A 表示“1”, 零电平表示“0”, 且每个脉冲的占空比为 0.5。试求该信号的功率谱密度。

解 单极性归零码脉冲占空比为 0.5, 即 $g_1(t)$ 为宽度 $T_b/2$ 的方波信号, $g_2(t) = 0$ 。将其代入公式, 并化简可得

$$P_s(f) = \frac{A^2 T_b}{16} \text{Sa}^2\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) + \frac{A^2}{16} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{Sa}^2\left(\frac{m\pi}{2}\right) \delta(f - mf_b) \quad (7-5)$$

单极性归零码的第一个过零点在 $f = 2f_b$ 处, 因此其频谱的零点带宽为 $B = 2f_b$ 。用类似的方法可以得出双极性归零码的频谱。

如图 7-10 所示为四种基本码型的能量谱密度图。

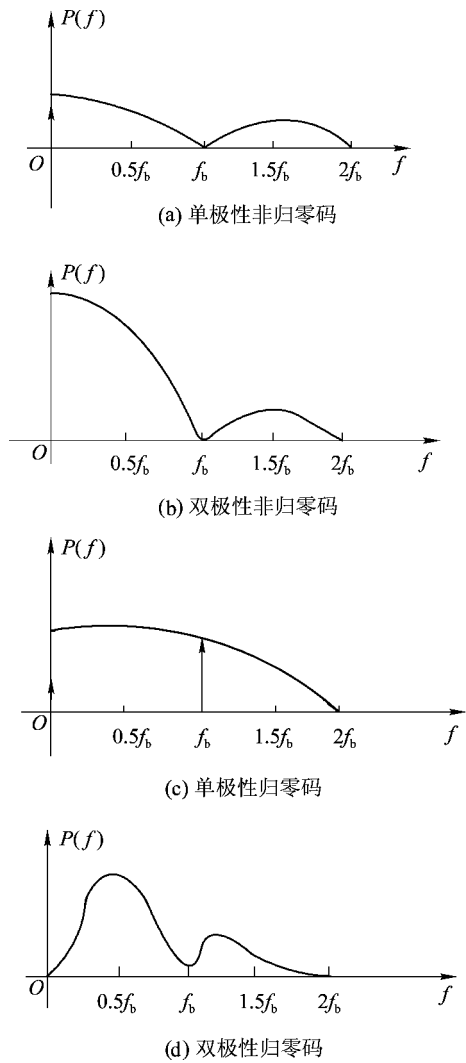


图 7-10 四种基本码型的能量谱密度

通过上面的计算,可以得出以下两个结论:

(1) 功率谱的形状取决于单个脉冲波形的频谱函数,而码型规则仅起到加权作用。

(2) 脉冲的占空比越小,则频带越宽。非归零码型的占空比为 1,则其带宽为 $B = f_b$; 占空比 0.5 的归零码型其带宽为 $2f_b$ 。

7.3 无码间串扰的基带传输

7.3.1 基带数字信号的成型网络

在 6.2 的章节里曾提到,理想化的采样信号是用单位冲激函数序列 $\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$ 来对模拟信号进行采样。同理,理想化的数字信号波形,也是用幅值不同的冲激串序列

来表示二进制码元序列。即

$$f[n] = f(mT_b) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - mT_b) \tag{7-6}$$

式中, a_n 为每一个脉冲的高度, 选用“0”、“1”二进制码时, a_n 为 0 或 1; T_b 为码元周期; $f_b = 1/T_b$ 为码元速率。

冲激函数是理想化的函数, 因此实际上的数字基带信号 $s(t)$, 可以看做冲激函数串 $f[n]$ 输入一个滤波器 $h(t)$ 的结果。即

$$s(t) = f(mT_b) * h(t)$$

这里的 $h(t)$ 是单个脉冲的波形, 一般称 $h(t)$ 为传输滤波器或成形滤波器。因为理想的二进制脉冲序列通过这个滤波器可生成实际的二进制基带信号波形。当 $h(t)$ 为一个时域方波函数时, $s(t)$ 就是单极性码。 $h(t)$ 的方波宽度决定 $s(t)$ 是否是归零码, 以及占空比的多少。

基带数字信号的频域功率谱函数主要由单个脉冲的波形 $g(t)$ 和功率谱 $G(f)$ 确定, 至于码型则主要对信号的功率谱密度进行加权。因此, $s(t)$ 的时域特征和频域特征都与其传输滤波器 $h(t)$ 有很大的关系。

前面章节介绍的二进制基带信号, 其单个脉冲多为严格的方波。但在实际应用中, 严格的方波具有无限大的带宽, 而通信系统却必须限制信号的带宽, 因此在发送二进制基带信号前, 必须先通过一个发送滤波器 $T(f)$ 。信号在信道中传输, 又要受到信道特征的影响, 波形可能会发生一些变化。分析中可以将这种影响等效于信道滤波器 $C(f)$ 。此外在传输结束后, 还必须通过一个接收滤波器 $R(f)$, 以抑制信道中的噪声。这样, 由理想的二进制冲激函数序列 $x[m] = x(mT_b)$ 经过三个串联滤波器之后, 得到了接收的信号 $s(t)$ 。然后接收方再对信号 $s(t)$ 进行采样判决, 即通过 $s(t)$ 在各采样点 $T_b, 2T_b, 3T_b \cdots$ 的采样幅值 $s(mT_b)$ 来判定恢复信号码元序列 $x[n]$ 。当然, 这里没有考虑噪声的影响。在研究中, 一般没有必要去对每一个滤波器的特性进行个别分析, 可以将这三个滤波器等效为一个滤波器, 其频率特性为 $H(f)$ 。传输滤波器的单位冲激响应 $h(t)$ 也可看做生成二进制基带信号中每一个脉冲的波形。如图 7-11 所示为传输滤波器模型示意图。

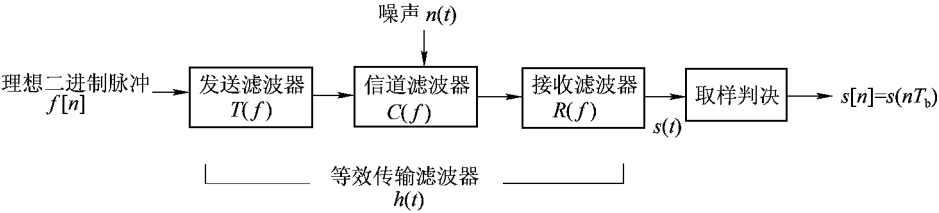


图 7-11 传输滤波器模型

另一方面, 传输过程中不可避免会引入加性噪声。除了噪声之外, 由于码元脉冲的波形不能做到严格时限, 因而对信号后面的码元造成影响, 这种影响称为码间串扰。

7.3.2 码间串扰

如果二进制基带信号波形的每个码元脉冲都是严格的方波信号, 仅在当前码元周期内有非零值, 那么彼此之间不会造成任何影响, 有利于使时域不混叠。但通信中如果采用严格的方波作为码元, 会造成基带信号频谱具有无限的带宽。这不但会占用过多的信道带宽, 还

会由此引入更多的噪声功率。因此实际通信中,都要对基带数字信号进行低通滤波以限制带宽,即传输滤波器的单位冲激响应 $h(t)$ 是一个低通带限信号。

限制信号带宽的同时,会引起基带信号在时域上的波形畸变。这时信号的每个脉冲都会在时域上延展,不仅在当前码元周期内有非零值,还会出现拖尾。当拖尾进入后面的码元周期,会与后面的脉冲相叠加,从而对后面的脉冲波形造成干扰。实际通信中往往一个码元脉冲会受到来自前面好几个临近脉冲的拖尾叠加,严重时候会引起误判。这种由码元之间波形拖尾重叠而引起的相互干扰,称为码间串扰。如图 7-12 所示为严格方波和带限波形以及码间串扰示意图。

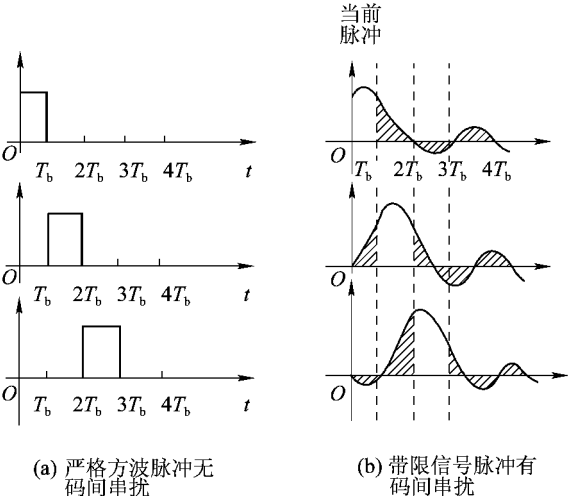


图 7-12 严格方波和带限波形以及码间串扰

由此可见,码间串扰的根本原因是对信号进行频域上的带限,而造成信号在时域上的波形拖尾。那么,要解决码间串扰最本质的手段是加宽传输的频域带宽以抑制时域上的波形拖尾,但这显然不切实际。因此可以通过设计信号的波形以及传输滤波器的特性,在尽可能控制信号传输带宽的前提下设法减小或消除这种干扰对通信的影响。

判决数字基带信号最常用的一种方法是在特定的采样时刻 mT_b ,对信号 $s(t)$ 的值进行瞬时判定,门限以上的判为“1”,门限以下的判为“0”。换言之,对于二进制基带传输信号 $s(t)$,真正有意义的值是该信号在判决采样点上的值,即 $s[m] = s(mT_b)$ 。只要信号传输波形 $s(t)$ 在这些采样点 mT_b 的取值没有受到干扰,那么即使 $s(t)$ 在其他时间点和时间段的值受到了干扰,也并不影响接收端在这些采样点获得正确的采样值 $s[m]$,作出正确的码元判决。因此,如果能选择某种具有频域带限的波形 $h(t)$,使得这种波形尽管会发生拖尾,但该拖尾并不会干扰其他脉冲在采样点 mT_b 的幅值,这样的 $h(t)$ 就避免了码间串扰。

7.3.3 无码间串扰的传输条件

二进制基带信号中,当采用 $h(t)$ 作为传输滤波器时,当前时刻的脉冲波形为 $h(t)$ 。其中,对应当前码元的判决采样值,即 $f[n] * h(t)$ 在 $t = 0$ 这一瞬时的取值为 $a_0 h(0)$ 。 T_b 为码元周期,相邻采样点的时间距离为 T_b 。因此在采样判决时,选取的采样时间点为 $0, T_b, 2T_b, \dots, mT_b, \dots$ 。

设如图 7-13 所示为某个码元波形 $h(t)$ 的时域波形。显然,该波形已经超出了它本

身的码元周期,拖尾延伸到了其他码元周期内。设当前码元周期的判决时刻为 $t = 0$,应该关注的是 $h(t)$ 在 $T_b, 2T_b, 3T_b \cdots$ 时刻的取值 $h(T_b), h(2T_b), h(3T_b) \cdots$ 。因为这些时间点是以后的码元进行判决采样的时间点。当前码元波形 $h(t)$ 在那些时刻的取值,将会叠加到判决采样得到的幅度中,从而引起判决错误。例如在图 7-13 中,当前码元(不妨设为第 0 个码元)波形在 $t = 2T_b$ 时刻的取值为 0,这意味着第 0 个码元对第 2 个码元的影响为 0,即不会干扰第 2 个码元的判决。

换言之,假设单个信号脉冲的波形 $h(t)$ 除了在当前采样点之外,在其他采样点 mT_b 的取值 $h(mT_b)$ 都为 0,则该波形 $h(t)$ 的拖尾不会影响系统对其他采样点脉冲的判决。因为在系统对其他码元采样判决的时间点,该拖尾的值为 0。即满足:

$$h(mT_b) = \begin{cases} A & m = 0 \\ 0 & m \neq 0 \end{cases} \tag{7-7}$$

此时,使用 $h(t)$ 作为二进制信号的脉冲波形,不会产生码间串扰。

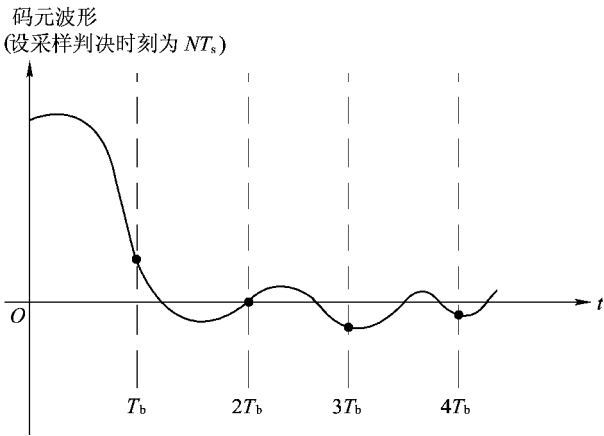


图 7-13 $h(t)$ 波形点

例 7.3.1 试证明以 W 为截止频率的理想低通滤波器 $h(t)$,当取 $f_b = 2W$ 为码元传输速率时,能满足无码间串扰的传输条件。

证明 理想低通滤波器的时域表达式为

$$h(t) = \text{Sa}(2\pi Wt) = \frac{\sin 2\pi Wt}{2\pi Wt}$$

其中, W 为低通滤波器的截止频率。由表达式可知,在任意 $t = m/2W$ 的时刻,除了 $m = 0$ 时有 $h(0) = 1$ 外,对其余 m 值,均有

$$h\left(\frac{m}{2W}\right) = \frac{\sin 2\pi W(m/2W)}{2\pi W(m/2W)} = \frac{\sin m\pi}{m\pi} = 0$$

即 $h(t)$ 的波形具有两边无穷多次的振荡起伏,同时也存在无穷多个零点,零点之间间隔为 $1/2W$ 。如果以 $T_b = 1/2W$ 为采样间隔,那么对当前脉冲 $h(t)$ 进行采样,得到的采样序列将仅在 $t = 0$ 处有非零值,因为其他的采样脉冲都恰好落在 $h(t)$ 的零点上,故而当码元速率为 $f_b = 2W$ 时,例题所述的理想低通滤波器是符合要求的滤波器,满足无码间串扰的传输条件。如图 7-14 所示为理想低通滤波器时域图。

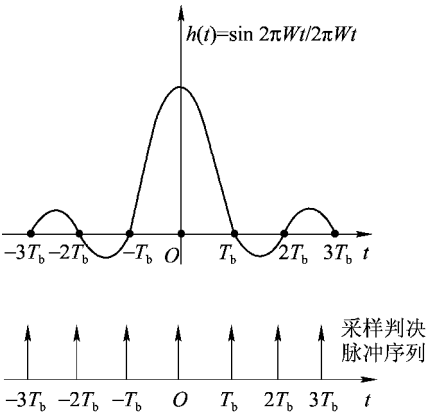


图 7-14 理想低通滤波器时域图

从上面对低通滤波器的分析,还可得到以下结论:

(1) 对于 $h(t)$ 为理想低通滤波器的情况,其截止频率为 $W = f_b/2 = 1/2T_b$,或者说 $f_b = 2W$ 。由图 7-13 可知,以 $f_b = 2W$ 的码元速率传输,已占据该低通滤波器时域波形的所有零点。换言之,若试图进一步提升二进制基带信号的码元速率 f_b ,则必然会有采样点落在波形的非零点上,这就会造成码间串扰,因此 $f_b = 2W$ 是对确定低通滤波器 $h(t)$ 的最大码元速率。即在确定传输带宽为 W 的时候,基带信号能够允许的最大码元速率为 $f_b = 2W$ 。根据第 1 章的知识,基带传输的最大频带利用率为 2 Baud/Hz 。

(2) 当 $h(t)$ 为理想低通滤波器时,允许用小于 $2W$ 的速率传输码元。因为 $h(t)$ 的零点间隔为 $1/2W$,为了保证所有的采样点都落在零点上,所以数字信号采样点的间隔应为 $1/2W$ 的整数倍,即 $T_b = k/2W$ 或者说 $f_b = 2W/k$ 。

例 7.3.2 某二进制数字信号通信系统,量化器电平数 $L = 32$,基带数字信道的单边带宽为 10 MHz ,假设选择理想低通滤波器 $h(t)$ 作为传输滤波器,以消除码间串扰,试求其最大传输码元速率 f_b 以及对应的模拟信号的最大带宽 B 。

解 基带数字信道单边带宽为 10 MHz ,根据公式 $f_b = 2W$,可知最大传输码元速率为 20 MHz 。

因为量化器电平数为 32 ,即采用五位二进制码元编码。根据公式 $f_b = nf_s$ 可知,形成的 PCM 信号采样率为 $f_s = 20/5 = 4 \text{ MHz}$ 。再由采样定律可知, f_s 应不小于信号带宽的 2 倍,故对应的模拟信号最大带宽为 2 MHz 。

7.3.4 奈奎斯特第一准则

下面将就一般情况进行讨论,分析满足无码间串扰的传输函数 $h(t)$ 具有的频域特征。奈奎斯特经过研究,提出了一个传输系统 $h(t)$ 在什么条件下能够满足无码间串扰的结论。

当传输系统的频谱函数 $H(f)$ 在 f 轴上以 $2W$ 为间隔切开成若干段时,可把每一段都沿着 f 轴平移到 $(-W, W)$ 的频段上进行叠加。如果这样叠加起来可以形成一个截止频率为 W 的理想低通滤波器,那么这个传输函数 $h(t)$ 可称为等效理想低通滤波器。如图 7-15 所示为等效理想低通滤波器频谱图。

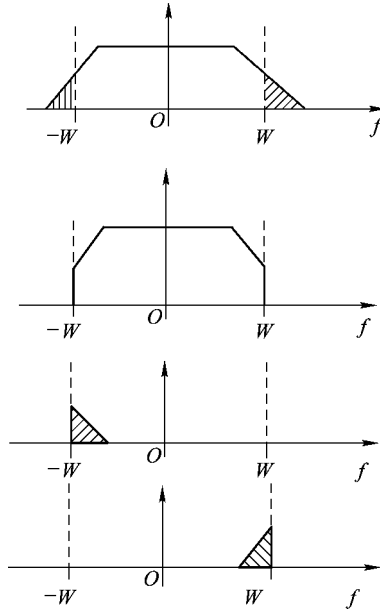


图 7-15 等效理想低通滤波器频谱

以上述等效理想低通滤波器作为系统的传输滤波器,当用 $f_b = 2W/k$ 作为码元速率进行数字基带信号传输的时候,就可以做到无码间串扰。此即为满足无码间串扰传输的频域条件,该准则又称为奈奎斯特准则,最大的等效带宽 W 称为奈奎斯特带宽,最大的无码间串扰码元速率 $f_b = 2W$ 称为奈奎斯特速率,此时的最小码元间隔 T_b 称为奈奎斯特间隔。

证明:设有满足无码间串扰的传输函数 $h(t)$,则必有 $h(mT_b) = 0$,其中 m 为非零整数。

将无码间串扰的条件用傅里叶逆变换 $h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi ft} df$ 表示,即

$$h(mT_b) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi fmT_b} df$$

对一切的非零整数 m ,取值都是 0。

将积分区间划分为若干小段,每一小段的长度为 $f_b = 1/T_b$,即

$$h(mT_b) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{(k-0.5)f_b}^{(k+0.5)f_b} H(f) e^{j2\pi fmT_b} df$$

令 $f_1 = f - kf_b$,则 $df_1 = df$,代入上式得

$$h(mT_b) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-0.5f_b}^{0.5f_b} H(f_1 + kf_b) e^{j2\pi fmT_b} df_1$$

将求和与积分符号互换,得

$$h(mT_b) = \int_{-0.5f_b}^{0.5f_b} \sum_{k=-\infty}^{\infty} H(f_1 + kf_b) e^{j2\pi fmT_b} df_1$$

由于自变量命名为 f 还是 f_1 无关紧要,故由上式对照理想低通滤波器的频域特征可知,

当 $\sum_{k=-\infty}^{\infty} H(f + kf_b)$ 等效于一个低通滤波器时,即

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} H(f + kf_b) = \begin{cases} C & |f| \leq f_b/2 \\ 0 & |f| > f_b/2 \end{cases} \quad (7-8)$$

此时能满足 $h(mT_b) = 0$, 也就是无码间串扰的条件。

奈奎斯特准则的实用意义很大。通过前面的讨论可知, 理想低通滤波器作为传输函数可以满足无码间串扰的传输, 然而在实际应用中, 理想低通滤波器是不可能实现的。奈奎斯特准则提出了以等效的方式达到低通滤波器的方法。这样, 只要满足该准则, 就可以根据要求构建出无数种等效低通滤波器, 以达到无码间串扰的传输。现以最常见的余弦滚降滤波器为例。

如图 7-16 所示为余弦滚降信号的时域和频域示意图。余弦滚降信号是一类等效低通滤波器, 截止频率为 W , 过渡带为 $W - W_1$ 至 $W + W_1$ 之间。其频域传递函数为

$$H(f) = \begin{cases} 1 & |f| < W - W_1 \quad (\text{通带}) \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \pi \frac{|f| - W + W_1}{2W_1} \right) & W - W_1 \leq |f| < W + W_1 \quad (\text{过渡带}) \\ 0 & |f| \geq W + W_1 \end{cases} \quad (7-9)$$

与之对应的时间函数为

$$h(t) = \frac{W \sin Wt \cos W_1 t}{\pi W t \left[1 - \left(\frac{2W_1 t}{\pi} \right)^2 \right]} = \frac{\sin Wt \cos W_1 t}{\pi t - \frac{4W_1^2 t^3}{\pi}} \quad (7-10)$$

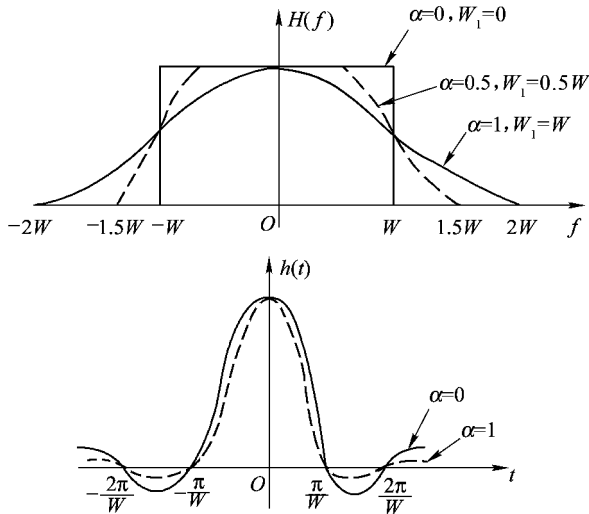


图 7-16 余弦滚降信号的时域和频域

式中, W_1 称为滚降后带宽的扩展值; $\alpha = W_1/W$ 称为滚降系数, 即带宽扩展值与截止频率之比。 α 的取值为 $0 \sim 1$ 之间, 当 α 取 0 时即为理想低通滤波器, 而 α 取 1 时称为升余弦特性。

从表达式容易看出, 余弦滚降信号的频谱在 $f = 0$ 处具有偶对称性, 而在 $f = W$ 和 $f = -W$ 两处又具有奇对称的分量, 将其以 $2W$ 为单位平移后, 能够通过互补叠加成为一理想低通滤波器, 即满足奈奎斯特准则, 故而可以实现无码间串扰的传输。

将余弦滚降信号的时域表达式与理想低通滤波器比较可知, 由于余弦滚降信号时域表达式的分母存在 t 的三次方项, 当 t 较大时, 时域波形幅度将以 t 的三次方衰减, 而理想低通滤波器是以 t 的一次方衰减。因而余弦滚降信号波形从最高点向两边的衰减比理想低通滤波器快得多。通常, 现实系统无法完全精确地做到零点采样, 这时更快的波形衰减就更有利于抑制码间串扰。

从时域表达式还可知, α 越大, 即对同一截止频率 W , 扩展频率 W_1 越大, 此时输出时域波形的衰减也越快, 即越利于抑制码间串扰, 但 α 增大的同时也意味着系统带宽的增大。

例 7.3.3 某数字信号传输系统, 基带信道单边带宽为 100 MHz, 假设以理想低通滤波器为传输滤波器 $h(t)$ 以消除码间串扰, 试求其最大传输码元速率。如果在实际应用中, 因为理想低通滤波器无法实现而采用滚降系数 $\alpha = 0.25$ 的余弦滚降信号来等效理想低通滤波器, 问此时最大传输码元速率为多少? 这时的信道利用率是多少?

解 采用理想低通滤波器时, 低通滤波器截止频率为 $W = 100 \text{ MHz}$, 故最大传输码元速率为 $f_b = 2W = 200 \text{ MHz}$ 。

采用滚降系数 $\alpha = 0.25$ 的余弦滚降信号, 此时信号带宽为 $B = W + W_1 = (1 + \alpha)W$ 。由 $(1 + 0.25)W = 100 \text{ MHz}$, 可知 $W = 80 \text{ MHz}$ 。故 $f_b = 2W = 160 \text{ MHz}$ 。

信道利用率为 $f_b/B = 160/100 = 1.6 \text{ Baud/Hz}$ 。

由此可见, 相对于理想低通滤波器, 同样信道带宽下, 余弦滚降信号会导致最大传输速率和最大信道利用率的下降。

7.4 部分响应基带传输系统

理想低通滤波器和等效理想低通滤波器都可以消除数字信号传输的码间串扰, 但这两种系统各有自己的缺点。就理想低通滤波器而言, 首先, 它的频率响应函数在截止频率处的曲线具有垂直陡峭的特征, 这一点是无法实现的; 其次, 理想低通滤波器时域波形的“拖尾”衰减较慢, 而在实际通信中, 接收端进行判决时不可能完全精准地确定采样点, 因此依然会发生串扰。等效低通滤波器改善了这方面的问题, 但同时其带宽又会增加, 使得频带利用率下降。

本节将讨论另一种思路: 选用合适的脉冲波形, 使得相邻码元之间存在着串扰, 但这种串扰是人为的、有规律的且可以预测的。在接收到信号波形并采样之后, 再从接收到的序列中去掉串扰的影响, 以恢复正确的信息。这样的系统通常称为部分响应基带传输系统, 简称部分响应系统。

7.4.1 第Ⅰ类部分响应波形

部分响应波形的持续时间都在一个码元周期以上, 并具有一定的码间串扰。但这类波形造成的码间串扰容易通过计算确定, 从而可以对接收到的波形通过一定的处理来消除串扰的影响。部分响应波形可分为第Ⅰ类, 第Ⅱ类, 第Ⅲ类……。其中第Ⅰ类部分响应波形是一个当前时刻的 $\text{Sa}(x) = \sin x/x$ 波形(即低通滤波器的时域波形)与一个延迟一个码元周期 T_b 的 $\sin x/x$ 波形相叠加。如图 7-17 所示, 虚线为两个低通滤波器波形, 实线为其叠加后的波形。

容易看出, 这个叠加后的码元波形 $h(t)$ 具有以下几个特点:

- (1) 若不受其他码元的串扰, 则该波形在采样时刻的取值为 $h(0) = 1$;
- (2) 该波形的峰值是在采样时刻和相邻码元的采样时刻之间, 其值为 $h(0.5T_b) = 4/\pi$;
- (3) 当前码元的波形, 对下一个采样时刻存在着严重的码间串扰 $h(T_b) = 1$;
- (4) 除了在 $h(0)$ 和 $h(T_b)$ 有非零值外, 在其余各采样点 $h(mT_b)$ 的取值都为零, 即该码元波形 $h(t)$ 仅对相邻的下一个码元产生串扰, 对其余的各码元都不会产生串扰;

(5) 在各个采样点 mT_b 之间的振荡拖尾, 由于两个时域间隔为 T_b 的 $\text{Sa}(x)$ 函数, 它们拖尾的极性正好相反(例如, 在 $-2T_b$ 到 $-T_b$ 之间, 前一个 $\text{Sa}(x)$ 的振荡为负, 后一个 $\text{Sa}(x)$ 的振荡为正), 因此相互抵消, 使得拖尾的幅度相对于单个的 $\text{Sa}(x)$ 减小。

如图 7-17 所示为第 I 类部分响应的时域和频域图。

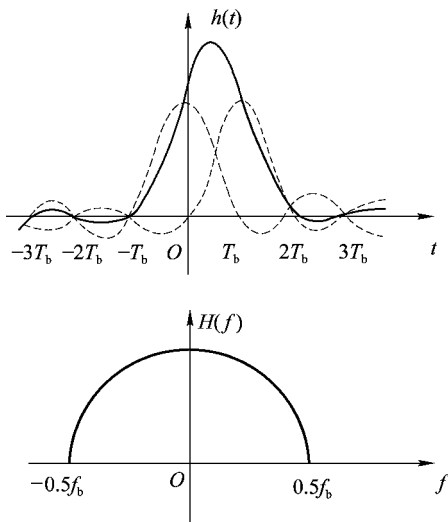


图 7-17 第 I 类部分响应的时域和频域图

第 I 类部分响应波形的时域表达式为

$$h(t) = \frac{\sin \pi t}{\pi t} + \frac{\sin \pi(t - T_b)}{\pi(t - T_b)} \quad (7-11)$$

变换后可得

$$h(t) = \frac{4 \cos \frac{\pi(t - T_b/2)}{T_b}}{\pi \left[1 - \frac{4(t - T_b/2)^2}{T_b^2} \right]} \quad (7-12)$$

从 $h(t)$ 的时域表达式可知, 由于分母含有 t 的二次项, 当 t 较大时, 波形幅度是以 t 平方的速度衰减, 比理想低通滤波器的衰减速度快。

对于数字信号的采样判决点 $t = mT_b$, 将其代入表达式可知, 仅当 $m = 0$ 和 $m = 1$ 时, 有 $h(0) = h(T_b) = 1$, 其余各采样点取值均为 0。换言之, 数字信号在当前时刻的码元波形, 仅对相邻的下一个码元采样时刻的波形会产生串扰, 而对其他时刻的码元不会产生串扰。显然, 对于通信者而言, 这意味着如果上述波形能够正确地由信道送到接收方, 那么接收方从最终接收到的波形中去掉串扰的影响, 恢复无串扰的信号波形将会很方便。

设要传输的二进制码元序列为 $x[n]$, 接收到的数字信号波形为 $y(t)$, 假设传输过程中未发生错误, 则对接收方判决采样点 nT_b 时刻的波形值, 有

$$y(nT_b) = y[n] = x[n] + x[n-1] \quad (7-13)$$

或者也可写为

$$x[n] = y[n] - x[n-1] \quad (7-14)$$

式(7-14)表明: 接收端从获得的信号波形采样序列中恢复原有的二进制码元序列。在传输正确的前提下, 这是很简单的运算。

例如,设将此脉冲波形 $h(t)$ 按双极性非归零码的码型进行基带调制,即每一个单独脉冲的波形取值可能为 1 或 -1 ,则得到的基带数字信号波形在采样点的瞬时幅度值应有四种情况:

- (1) 当前码元 $x[m] = 1, x[m-1] = -1$, 此时的 $y[m] = 0$;
- (2) 当前码元 $x[m] = 1, x[m-1] = 1$, 此时的 $y[m] = 2$;
- (3) 当前码元 $x[m] = -1, x[m-1] = -1$, 此时的 $y[m] = -2$;
- (4) 当前码元 $x[m] = -1, x[m-1] = 1$, 此时的 $y[m] = 0$ 。

由此可见,在第 I 类部分响应系统中,对应当前时刻码元和前一个码元的四种不同取值组合,二进制信号波形实际上存在着 2、0、 -2 三种电平值,因此可以称其为“伪三元码”。

例 7.4.1 某二进制数字信号,用第 I 类部分响应波形,采用单极性非归零编码,当信号码元序列为 010,110,101,011 时,试问信号波形在判决采样点的幅值对应的序列是多少?

解 单极性非归零码,用电平 1 表示码元“1”,电平 0 表示码元“0”,根据公式 $y[n] = x[n] + x[n-1]$,代入可得信号波形的判决采样点幅值序列为 011,121,111,112。

例 7.4.2 某二进制数字信号,用第 I 类部分响应波形,采用双极性非归零编码。假设传输过程中没有出现错误,当接收到信号波形的采样点幅值序列为 020, -202 ,220,020 时,问信号码元序列是多少?

解 根据公式 $x[n] = y[n] - x[n-1]$,代入可得信号码元序列为

$$\begin{aligned} 0 - (-1) &= 1, 2 - 1 = 1, 0 - 1 = -1 \\ -2 - (-1) &= -1, 0 - (-1) = 1, 2 - 1 = 1 \\ 2 - 1 &= 1, 2 - 1 = 1, 0 - 1 = -1 \\ 0 - (-1) &= 1, 2 - 1 = 1, 0 - 1 = -1 \end{aligned}$$

故无串扰的电平幅值序列为

$$11-1, -1\ 11, 11-1, 11-1$$

由于双极性编码用电平 1 表示码元“1”,用电平 -1 表示码元“0”,故信号码元序列为 110,011,110,110

应当注意的是,在例 7.4.2 中,计算序列第一个码元的电平时, $x[0] = y[0] - x[-1]$, $x[-1]$ 取值为电平 -1 (对应码元“0”),在一般通信实例中,信号都设为因果的,即在开始发送信号之前的时刻,其码元皆为“0”。

$h(t)$ 的频域表达式 $H(f)$ 也易求得。它是两个低通滤波器的叠加,其中一个理想低通滤波器,另一个是理想低通滤波器乘以时延因子 $e^{j2\pi fT_b}$,即

$$H(f) = \begin{cases} 1 + e^{j2\pi fT_b} & |f| < \frac{f_b}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \tag{7-15}$$

其中,在通带内的频率响应值还可以写为

$$H(f) = 1 + e^{j2\pi fT_b} = e^{j\pi fT_b} (e^{-j\pi fT_b} + e^{j\pi fT_b}) = 2T_b \cos(\pi fT_b) e^{j\pi fT_b} \quad (|f| < \frac{f_b}{2})$$

式中, $e^{j\pi fT_b}$ 仅为一个线性时延因子,对应频域的相移。

因此 $H(f)$ 也为一个低通滤波器,其带宽为 $W = f_b/2$ 。与理想低通滤波器不同的是,它具有符合余弦曲线的滚降边缘。这样具有渐降边缘的低通滤波器,比起在一点陡峭截止的理想低通滤波器更容易实现。

由此可见,第 I 类部分响应波形可以在四个方面满足了要求:

- (1) 它在系统中引入了串扰,但这个串扰可以预测,而且在传输不发生错误的前提下,可以很方便地根据串扰的结果,计算出无串扰时的信号码元序列。
- (2) 除了上述人为引入的串扰,该系统不再发生其他的码间串扰。
- (3) 信号波形拖尾的衰减较原理理想低通滤波器更快,这样即使未能完全精确地取到采样点,也可以减少拖尾振荡引起的串扰。
- (4) 该波形的频域截止是渐进的,比理想滤波器的陡峭截止更容易实现。

7.4.2 差错传播

前面分析第Ⅰ类部分响应波形,都有一个前提,即传输不出错。若是正确的传输保证 $y_1[n] = y[n]$,则接收方确实可以准确地通过采样判决恢复出 $x[n]$ 序列。然而在传输过程中,可能因为噪声或其他原因造成个别码元波形传输错误。如图 7-18 所示为部分响应系统框图。

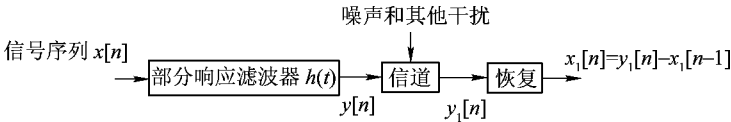


图 7-18 部分响应系统框图

例 7.4.3 依然讨论例 7.4.2 中的二进制序列 $x[n] = 010,110,101,011$ 。对此序列生成第Ⅰ类部分响应波形 $011,121,111,112$,码型为单极性非归零码 $y[n]$ 。设传输过程中,第二个波形 $y[1]$ 和第十个波形 $y[9]$ 发生了传输错误,分别由“1”变成“0”,试计算根据此错误的波形采样值得到的信号码元序列为多少。(在实际电路中,如果遇上超出运算范围的数,二进制数字电话一般进行模二加运算,即按 $0 \oplus 0 = 1 \oplus 1 = 0, 0 \oplus 1 = 1$ 进行计算)

解 原采样序列为 $011,121,111,112$,由于传输错误变成了 $001,121,111,012$,根据公式 $x[n] = y[n] - x[n-1]$,可得

$$x[0] = y[0] - x[-1] = 0; x[1] = y[1] - x[0] = 0; x[2] = y[2] - x[1] = 1, x[3] = 0; x[4] = 2 - 0 = 2, \text{模二运算得 } 0; x[5] = 1; x[6] = 0; x[7] = 1; x[8] = 0, x[9] = 0; x[10] = 1; x[11] = 1。$$

由此可见,由于这两位的波形传输错误,造成计算出来的信号码元序列为 $001, 001, 010, 011$ 。与正确的码元序列 $010, 110, 101, 011$ 比较,从开始出错的第二位开始直到第九位,连续八个码元都计算错误。直到再次发生传输错误的第十位 $y[9]$,才将错误纠正过来。由此可知,当采用第Ⅰ类部分响应波形进行编码时,由于恢复信号的公式 $x[n] = y[n] - x[n-1]$,恢复出来的每一位码元都与上一位码元相关,这样一旦发生传输中的差错,将引起连锁反应,使后面的全部码元都检测、判决错误,直到再次发生传输差错才会纠正过来,这称为差错传播。

为了解决这个问题,通常采用的一种方法在传输之前将绝对码 $x[n]$ 序列变成相对码 $x_1[n]$ 序列,然后对 $x_1[n]$ 序列生成部分响应波形 $y(t)$ 。将 $y(t)$ 传输到接收端后,直接对 $y(t)$ 的采样值 $y[n]$ 进行模二运算,即可得到信号序列 $x[n]$ 。如图 7-19 所示为预编码和相关编码示意图。

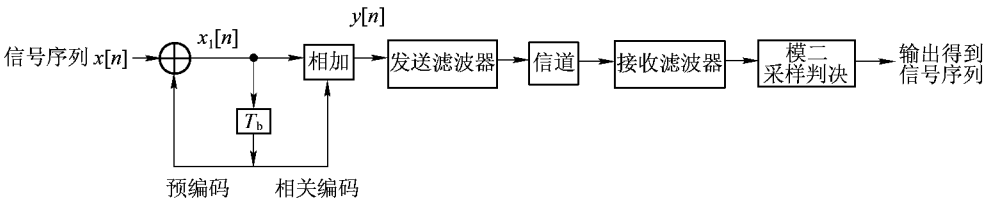


图 7-19 预编码和相关编码

在此模型中,由 $x[n]$ 序列得到 $x_1[n]$ 序列的编码称为预编码,其编码规则为

$$x_1[n] = x[n] \oplus x_1[n-1]$$

式中, $\oplus$ 表示模二加法。

而由 $x_1[n]$ 得到 $y[n]$ 的过程即称为相关编码,与前面所讲的由 $x[n]$ 得到 $y[n]$ 完全相同,即

$$y[n] = x_1[n] + x_1[n-1]$$

容易看出, $x_1[n] = x[n] \oplus x_1[n-1]$ 即 $x[n] = x_1[n] \oplus x_1[n-1]$ (在模二运算中, $1 \oplus 1 = 0, 1 - 1 = 0$), 故对于接收方而言,将 $y[n]$ 序列模二同余运算即可得到 $x[n]$ 序列。

例 7.4.4 对于序列 $x[n] = 010, 110, 101, 011$, 采用单极性非归零码, I 类部分响应波形。对其进行预编码和相关编码, 试计算预编码的输出序列 $x_1[n]$, 相关编码的输出序列 $y[n]$, 以及对 $y[n]$ 进行模二同余运算的结果。

解 预编码 $x_1[n] = x[n] \oplus x_1[n-1]$, 代入序列可得预编码的结果为

$$x_1[n] = 010, 100, 110, 010$$

相关编码生成的序列 $y[n] = x_1[n] + x_1[n-1]$, 即

$$y[n] = 011, 110, 101, 011$$

传输到接收方后,对 $y[n]$ 进行模二运算得

$$011, 110, 101, 011$$

显然,这个值与 $x[n]$ 完全相同。

由此可见,先采用预编码和相关编码技术,再进行传输,并对传输波形的采样值序列 $y[n]$ 进行模二同余运算,可以完全准确地恢复信号码元序列。即使传输过程中发生传输差错,也只会影响当前码元的正确恢复,而不会对其他码元的恢复产生影响。

7.4.3 部分响应基带传输系统的一般形式

部分响应系统可以看做若干个时域表达式为如 $\sin x/x$ 形式的波形(对应频域为低通滤波器),经过延时之后的叠加。相邻 $\text{Sa}(x)$ 函数之间的延时为一个码元周期 T_b 。每个 $\text{Sa}(x)$ 波形具有加权系数 R_m 。即

$$h(t) = R_1 \frac{\sin \pi t f_b}{\pi t f_b} + R_2 \frac{\sin \pi (t - T_b) f_b}{\pi (t - T_b) f_b} + R_3 \frac{\sin \pi (t - 2T_b) f_b}{\pi (t - 2T_b) f_b} + \cdots + R_N \frac{\sin \pi [t - (N-1)T_b] f_b}{\pi [t - (N-1)T_b] f_b} \tag{7-16}$$

式中, $R_1, R_2, \cdots, R_N$ 即为这些 $\text{Sa}(x)$ 波形的系数。

显然,部分响应系统的频域函数为若干个低通滤波器的叠加:

$$H(f) = \begin{cases} \sum_{m=1}^N R_m e^{j2\pi(m-1)T_b f} & |f| < f_b/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \tag{7-17}$$

当 $R_1 = 1$, 其余 R 均为 0 时, 系统为理想低通滤波器; 当 $R_1 = R_2 = 1$, 其余 R 均为 0 时, 则系统即是第 I 类部分响应系统。如表 7-1 所示为常用部分响应系统的加权系数表。

表 7-1 常用部分响应系统加权系数表

类 别	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	二进制时输入电平数
0	1					2
I	1	1				3
II	1	2	1			5
III	2	1	-1			5
IV	1	0	-1			3
V	-1	0	2	0	-1	5

7.5 眼图和均衡

7.5.1 眼图

在实际数字通信中, 除了信号本身的不确定性和噪声干扰外, 还有很多因素可能影响系统的参数和性能。针对这种情况, 一方面可以用精密仪器对参数进行精确地测定, 也可以用某些通用仪器对系统性能进行直观地检测。“眼图”即是其中较为有效和普遍使用的一种方法。

“眼图”是示波器显示的数字信号图像, 其形状像一只眼睛。当使用示波器来观察数字基带信号系统的输出, 并使得示波器的扫描周期与数字信号的码元周期严格同步时(为了做到这一点, 可以用数字信号的位定时信号作为示波器的扫描同步信号), 就会出现眼图。这时在示波器上显示的“眼睛”, 就是二进制数字信号各个码元周期内波形的重叠。

眼图能反映当前系统的性能状况: 当系统性能较优时, 信号波形各部分线条光滑, 位置准确, 因此形成的眼图清晰, “睁”得很大; 当噪声、码间串扰等造成系统性能较差时, 信号波形各部分抖动、失真, 眼图就会线条宽泛模糊, “睡眼惺松”甚至完全闭合起来。

如图 7-20 所示为双极性二进制数字信号波形状态及对应的眼图。

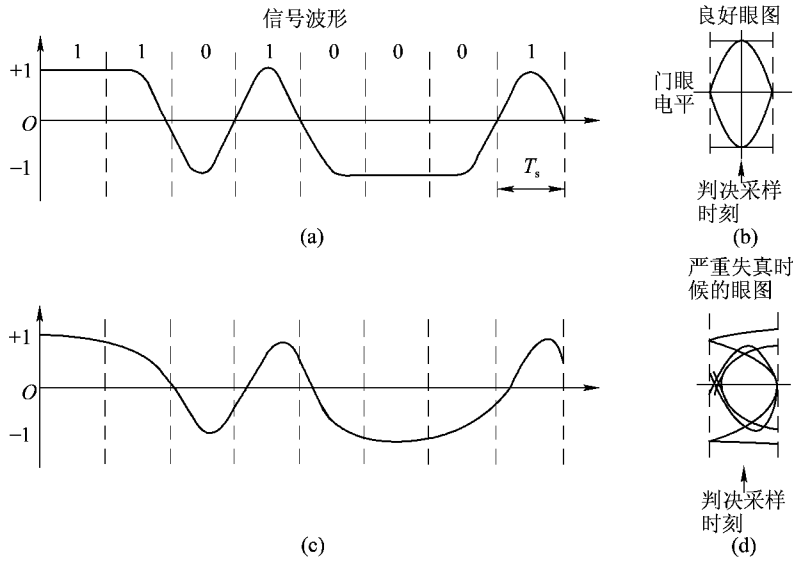


图 7-20 双极性二进制数字信号波形状态及对应的眼图

眼图能够反映出以下信息：

- (1) 最佳采样判决时刻，应该选择眼睛张开最大的地方。
- (2) 判决门限电平，应该选在眼图的左右“眼角”的垂直高度。对双极性信号而言即是零电平。
- (3) 噪声容限指的是采样值的振幅与判决电平之间的距离，即当噪声的幅度小于这个距离时，噪声叠加后的信号依然不会突破门限，因此不会造成系统对信号码元的误判。
- (4) “眼眶”的厚度表示由于噪声和串扰等造成的信号电平抖动。其中在采样时刻“眼眶”的厚度称为信号失真量。当噪声和串扰造成的影响过大，“眼眶”厚度增大以至于眼睛完全闭合起来时，便是突破了噪声容限，导致发生误判。此时系统基本无法正常工作。
- (5) 眼图斜边的斜率反映系统对定时误差的灵敏度。斜边越陡，对定时误差越灵敏，对定时稳定度要求越高。

如图 7-21 所示为眼图各部分代表信息。

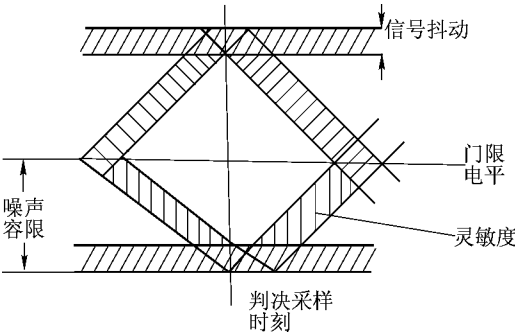


图 7-21 眼图各部分代表信息

在实际应用中，技术人员常常用眼图检测系统的输出波形图，并根据眼图开闭的程度确认当前系统的性能状况。若系统性能较差，则可以通过某些方式调整系统参数，以获得较优的性能。眼图很好地为技术人员提供了操作的即时参考信息。

7.5.2 均衡

均衡是指用可调滤波器来校正信号失真，提高系统性能。本章前面各节讨论了消除码间串扰的设计，但在实际应用中，由于对信号的特征和系统的性能都不可能完全掌握，而且种种因素都可能影响系统的适时参数，比如采样时刻的偏差，部分响应滤波器的系数和相位误差等，并且信道也不可能为理想信道，故而码间串扰时时存在。这时需要对系统的参数进行调整以减小码间串扰的影响。一种办法是根据精确测量的结果，对整个系统进行调整，但这样操作较为繁琐。更常用的方式是在系统中加入一个可调滤波器，一般附加在接收端抽样判决之前，以校正串扰引起的失真。当发现串扰影响通信质量时，对可调滤波器进行微调，同时通过眼图之类的方法观察适时地调整效果，以获得较好的系统性能。加入的可调滤波器称为均衡器。

均衡分为频域均衡和时域均衡。频域均衡即通过对均衡器的调整，使得整个系统中总的频域传输函数尽可能满足无码间串扰失真传输条件。时域均衡则是从时间响应的角度考虑，使整个系统的冲激响应满足无码间串扰的条件。时域均衡较为直观且容易理解，本节只对频域均衡作一简述。

时域均衡的原理是利用波形补偿的方法来校正失真的波形。码间干扰是因为脉冲波形存在着拖尾,所以会影响相邻的其他码元脉冲。如果叠加上一个补偿波形,使得补充波形能够抵消掉原波形的拖尾,那么校正之后的波形便不会再影响其他码元脉冲的判决。如图 7-22 所示为用波形补偿法进行均衡的示意图。

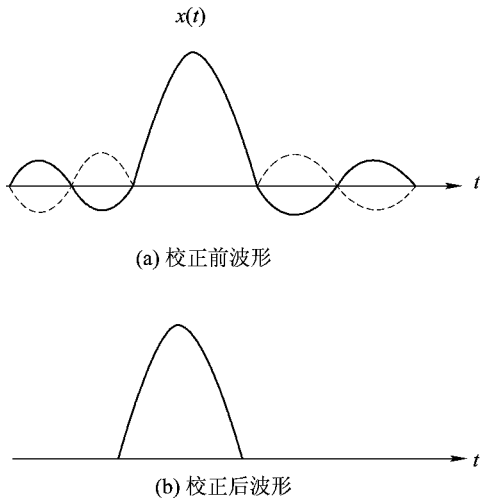


图 7-22 时域均衡波形示意图

时域均衡是通过使用横向滤波器实现的。横向滤波器将输入信号 $x[n]$ 经过延迟之后,抽头相加得到输出 $y[n]$,其示意图如图 7-23 所示。理论上,造成码间串扰的脉冲拖尾是无穷长的,故理想化的横向滤波器需要有无穷多个抽头才能完全消除码间串扰。但在实际应用中,由于当前码元脉冲造成的码间串扰主要影响临近的几个码元脉冲,故往往用一二十个抽头的滤波器就可以基本补偿码间串扰造成的失真。

设均衡器共有 $2N + 1$ 个抽头,每个抽头的加权系数为 C_k ,输入为 $x[n]$,则输出为

$$y[n] = \sum_{k=-N}^N C_k x[n-k] \tag{7-18}$$

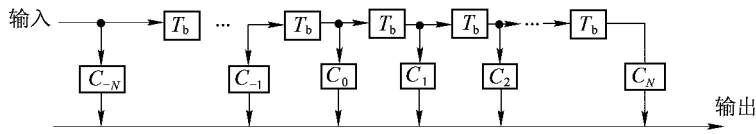


图 7-23 横向滤波器

例 7.5.1 设输入序列为 $x[-1] = 0.1, x[0] = 1, x[1] = 0.1$,抽头为 $C_{-1} = -0.2, C_0 = 0.9, C_1 = -0.3$ 。试求输出序列 $y[n]$ 。

解 $y[-2] = C_{-1}x[-2+1] = (-0.2) \times 0.1 = -0.02$
 $y[-1] = C_{-1}x[-1+1] + C_0x[-1-0] = (-0.2) \times 1 + 0.9 \times 0.1 = -0.11$
 $y[0] = C_{-1}x[0+1] + C_0x[0-0] + C_1x[0-1] = (-0.2) \times 0.1 + 0.9 \times 1 + (-0.3) \times 0.1 = 0.85$
 $y[1] = C_0x[0-1] + C_1x[1-1] = 0.1 \times 0.9 + (-0.3) \times 1 = -0.21$
 $y[2] = C_1x[2-1] = (-0.3) \times 0.1 = -0.03$

由此可见,输入的序列是 $x[-1], x[0]$ 和 $x[1]$,而输出的序列则是 $y[-2], y[-1],$

$y[0]$ 、 $y[1]$ 和 $y[2]$ ，序列得到了延长。在实际应用中，由于实际系统总是因果的，在 x 序列开始输出之前不可能输出 y 序列，故 y 序列的输出比起 x 序列有一定延迟。

7.6 数字基带信号抗噪声性能分析

7.6.1 数字信号的抗噪声性能

评价数字通信系统性能的参数与模拟通信系统有所差别。在模拟通信系统中，发送、传输和接收的都是模拟信号，其取值是连续变化的。换言之，如果在传输过程中，有噪声叠加到信号上，那么无论噪声大小，都会对信号波形产生影响。因此衡量模拟通信系统的抗噪声性能，是用信号平均功率和噪声平均功率之比，即信噪比。

数字通信中，发送、传输和接收的是数字信号，其幅度是离散化的。系统对于接收到的信号，通过采样判决来确定码元序列，即设定门限，根据信号幅度与门限值的关系确定码元。这样，只要噪声叠加的结果没有让信号幅值突破门限，就可以认为噪声并没有对信号的接收产生干扰。另一方面，由于加性噪声的幅度从概率上满足一维高斯分布，故而无论信号功率多大，噪声平均功率多小，都存在噪声瞬时幅度过大以至突破门限，引起系统错误判决的可能，区别只在于概率大小。

由此引出的判定数字通信系统抗噪声性能的一个指标：在确定的信道噪声条件下，由于系统噪声引起的对码元判断错误，其概率大小称为误码率。同等条件下误码率越小，则系统抗噪声性能越好。

对于二进制数字通信系统，误码率即等于将传输的码元“0”错判为“1”或将传输的码元“1”错判为“0”的概率。在分析数字通信抗噪声性能时，应先假设其他干扰，诸如码间串扰等对判决带来的影响不存在。

如图 7-24 所示为数字基带信号的噪声模型示意图。

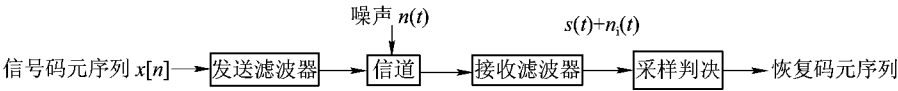


图 7-24 数字基带信号的噪声模型

7.6.2 二元码的误码率分析

二元码只有“0”、“1”两个可能的码元值，一个码元代表 1 比特信息，因此误码率即为误比特率。令 P_e 为误码率， $P(0)$ 为出现码元“0”的概率， $P(1)$ 为出现码元“1”的概率， $P(0/1)$ 为出现码元“1”而错判为码元“0”的概率， $P(1/0)$ 为出现码元“0”而错判为码元“1”的概率，显然有

$$P_e = P(0)P(1/0) + P(1)P(0/1) \tag{7-19}$$

令噪声为均值 0，方差即平均功率为 σ^2 的高斯噪声，则发送端的信号 $x(t)$ 进入信道后，受噪声叠加影响，信道输出并经滤波为 $r(t) = x(t) + n_i(t)$ ，其中 $n_i(t)$ 为噪声分量。信道中的噪声 $n(t)$ 可视为高斯白噪声，但经过接收滤波器滤除带外噪声后，接收端的噪声应看做窄带高斯噪声。

现以单极性非归零码为例。令电平 A 表示“1”，零电平表示“0”。显然，发送端的信号为

$$X(t) = \begin{cases} A & \text{码元“1”} \\ 0 & \text{码元“0”} \end{cases}$$

则叠加噪声后的 $r(t) = x(t) + n_i(t)$ 为

$$r(t) = \begin{cases} A + n_i(t) & \text{码元“1”} \\ n_i(t) & \text{码元“0”} \end{cases}$$

由此可见,当前码元为“1”时,信道输出是高电平 A 与噪声 $n_i(t)$ 的叠加;当前码元为“0”时,信道输出只有噪声 $n_i(t)$ 。

再设判决门限为 v 。对于接收到的信号 $r(t)$ 在采样点 nT_b 的值进行判决,当 $r(nT_b) > v$,则判为码元“1”;当 $r(nT_b) < v$,则判为码元“0”。那么,出现将“1”错判为“0”的概率,实际上就是信号码元为“1”而 $A + n_i(t) < v$ 的概率。将“0”误判为“1”的概率,则是信号码元为“0”而 $n_i(t) > v$ 的概率。

由于噪声 $n_i(t)$ 与信号码元之间统计独立,最常见的情况为当信号码元序列中“0”和“1”等概率出现,即 $P(0) = P(1) = 0.5$ 时,误码率为

$$P_e = 0.5P[n_i(t) + A < v] + 0.5P[n_i(t) > v]$$

如图 7-25(a) 所示,图中阴影表示 $n_i(t) + A < v$ 的概率,如图 7-25(b) 所示,图中阴影表示 $n_i(t) > v$ 的概率,两者之和再乘以 0.5,即是系统出现误码的总概率。当判决门限 v 取值越大,则出现“0”误判为“1”的概率越小,但“1”误判为“0”的概率越大;而当 v 取值越小,则出现“1”误判为“0”的概率越小,但“0”误判为“1”的概率越大。容易看出,当 v 取两个正态曲线的交点,即 $v = A/2$ 时,出现误码的总概率最小,这就是所谓的最佳判决门限电平。此时的误比特率为

$$P_e = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \quad (7-20)$$

式中, $Q(x)$ 为 Q 函数取值。

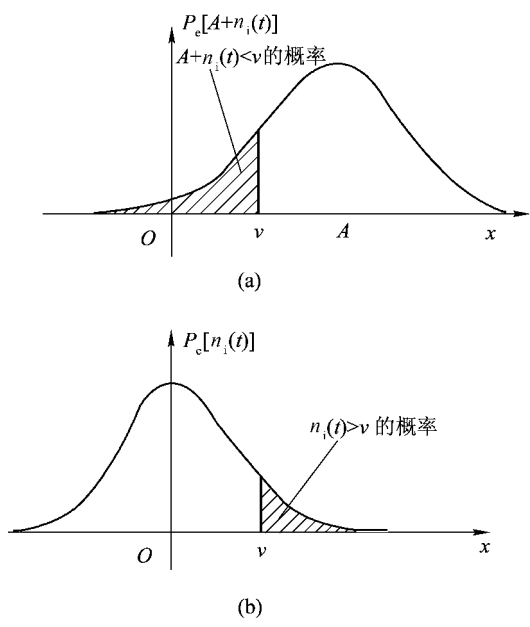


图 7-25 单极性码的概率分布函数曲线

当 $P(0)$ 和 $P(1)$ 不相等时,则最佳门限的取值为

$$v = \frac{A}{2} + \frac{\sigma^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)} \quad (7-21)$$

对于双极性码,若用 A 表示码元“1”,用 $-A$ 表示码元“0”,则最佳判决门限为

$$v = \frac{\sigma^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)} \quad (7-22)$$

当 $P(0) = P(1) = 0.5$ 时,有 $v = 0$ 。此时其误比特率为

$$P_e = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) \quad (7-23)$$

例 7.6.1 已知有“0”、“1”等概率出现的双极性基带数字信号,其峰值为 4 V ,噪声功率为 0.16 W ,试求其误比特率。

解 噪声功率为 0.16 W ,故 $\sigma = 0.4$ 。双极性信号峰值 4 V ,故 $A = 2$ 。由式(7-23)可得误比特率为

$$P_e = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) = Q(5) = 2.87 \times 10^{-7}$$

7.6.3 多元码数字信号的抗噪声性能简述

多元码指的是同一个码元波形的幅度有 M 种不同的取值($M > 2$)。通常,这 M 种幅度电平取值均匀,且其均值为零。对多元码的噪声和误码率,基本与二元码分析方法类似。

M 元码的一个码元对应超过 1 比特的信息,因此其误码率 P_s 与误比特率 P_e 不可混用。其误码率为

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M} Q\left[\sqrt{\frac{3S}{(M^2-1)\sigma^2}}\right] \quad (7-24)$$

式中, σ^2 为噪声的平均功率; S 为信号平均功率。

一个 M 进制码元可以用 n 位二进制码元表示,将受到噪声影响的 M 进制码元转化为二进制码元之后,其二进制码元的误码率即为该 M 进制码元的误比特率。由于将 M 进制码元转化为二进制码元来表示,存在各种不同的表示方法,故表达出来的二进制码元误码率也有所区别。转换为普通二进制码时, M 元码的误码率同误比特率的关系为

$$\frac{1}{2} < \frac{P_e}{P_s} < \frac{2}{3} \quad (7-25)$$

即误码率大于误比特率。设 $M = 4$,四进制码元 0、1、2、3 分别对应二进制码元 00、01、10、11。假设 1000 个四进制码元中出现一个错码,将“0”错判为“1”,则此时误码率为 0.001。而误比特率的计算,由于对错误的码元是将“00”错判为“01”,故 2000 bit 中只错了 1bit,即误比特率为 0.0005。

若采用格雷码,则有 $P_e \approx P_s/n$ 。由于 $n \geq 2$,可知对同样的 M 进制码元系统,格雷码转换的误比特率比普通二进制码还要进一步下降。

本章小结

1. 数字信号基带传输,是将数字信号码元序列转化为某种波形通过信道进行传输,在接收端则对接收的波形进行门限判决以恢复码元。用来传输序列的波形称为码型。不同的码

型具有不同的统计特征和功率谱密度。

2. 数字信号传输中,因为信号频域上的带限而造成时域上的无限拓展,这样会引起码元脉冲之间的码间串扰。为了消除码间串扰,可以采用无码间串扰的波形,使得在信号的采样点码间串扰为 0。最基本的无码间串扰传输波形是理想低通滤波器,将若干个理想低通滤波器时延之后叠加可得到各类无码间串扰系统。

3. 在实际应用中,信号和系统的各种参数都可能变化。为了抑制变化引起的失真,可采用均衡器进行及时调整。眼图可用于适时检测系统当前的性能。

4. 数字信号的抗噪声性能,主要通过一定条件下的误码率进行分析比较。

习 题 7

7.1 以矩形脉冲为例,试分别画出下列二进制信号的单极性码、双极性码、单极性归零码(占空比 0.5)和双极性归零码(占空比 3/4):11111111,00000000,11110000,00001111。

7.2 已知序列为 1000,0011,1000,1111,0100,0110,0100,0000,1100。试分别画出方波双相码、差分双相码、密勒码、CMI 码、AMI 码和三阶高密度双极性码的波形图。

7.3 已知双极性非归零二进制信号,其“1”用电平 1 表示,“0”用电平 -1 表示。两者出现的概率分别为 0.6 和 0.4。试写出该数字信号的功率谱密度,并计算出其总的平均功率、直流功率和基波功率。

7.4 假设数字基带系统的传输滤波器为一低通滤波器,截止频率为 10 kHz。现有几个数字码元序列,其码速分别为 5000,8000,10000,20000,25000(单位:Baud),问哪些码速的信号可以实现无码间串扰的传输?

7.5 某滤波器的频谱特性如图 7-26 所示。若输入速率等于 $2f_b$ 的脉冲序列,问该传输滤波器是否能保证无码间串扰的传输?若序列的码速为 f_b 或 $0.5f_b$ 呢?

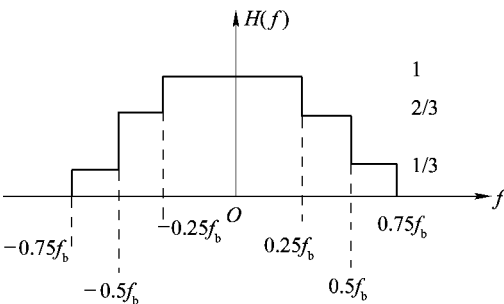


图 7-26 题 7.5 用图

7.6 已知四元码数据的信息速率为 64 kbit/s,试按照以下几种滚降系数设计余弦滤波器,并求相应的信道最小带宽和频带利用率。(1) $\alpha = 0.2$; (2) $\alpha = 0.3$; (3) $\alpha = 0.4$; (4) $\alpha = 0.5$; (5) $\alpha = 1$ 。

7.7 设二进制基带系统的传输特性为

$$H(f) = \begin{cases} T(1 + \cos 2\pi fT) & |f| < 1/2T \\ 1 & |f| > 1/2T \end{cases}$$

试确定系统最高的传输速率 f_b 与码元周期 T_b 。

7.8 试自行推导第 II 类部分响应系统(见表 7-1)的码间串扰公式。设信号码元序列为 $x[n]$, 经过叠加码间串扰后的序列串为 $y[n]$, 试推导出 $y[n]$ 的一般表达式, 以及从 $y[n]$ 恢复 $x[n]$ 的计算式(假设传输无误)。

7.9 设有横向滤波器, 其抽头系数为 $C_{-1} = -0.1, C_0 = 0.95, C_1 = -0.05$ 。输入序列 $x[0] = 0.2, x[1] = 0.4, x[2] = 1, x[3] = 0.5, x[4] = 0.1$, 试求其通过横向滤波器之后的输出 $y[n]$ 。

7.10 设有单极性非归零码的“0”和“1”码元等概率出现, 已知其信噪比为 32, 试求其误比特率为多少?