

第7章 数字基带传输系统

7.1 数字基带信号的编码

7.2 数字基带信号的频谱分析

7.3 数字基带传输系统

7.4 无码间串扰的基带传输系统

7.5 基带传输系统的性能改进技术

7.6 眼 图

7.1 数字基带信号的编码

7.1.1 数字基带信号的编码原则

7.1.2 二元码

7.1.3 三元码

7.1.4 多元码

7.1.1 数字基带信号的编码原则

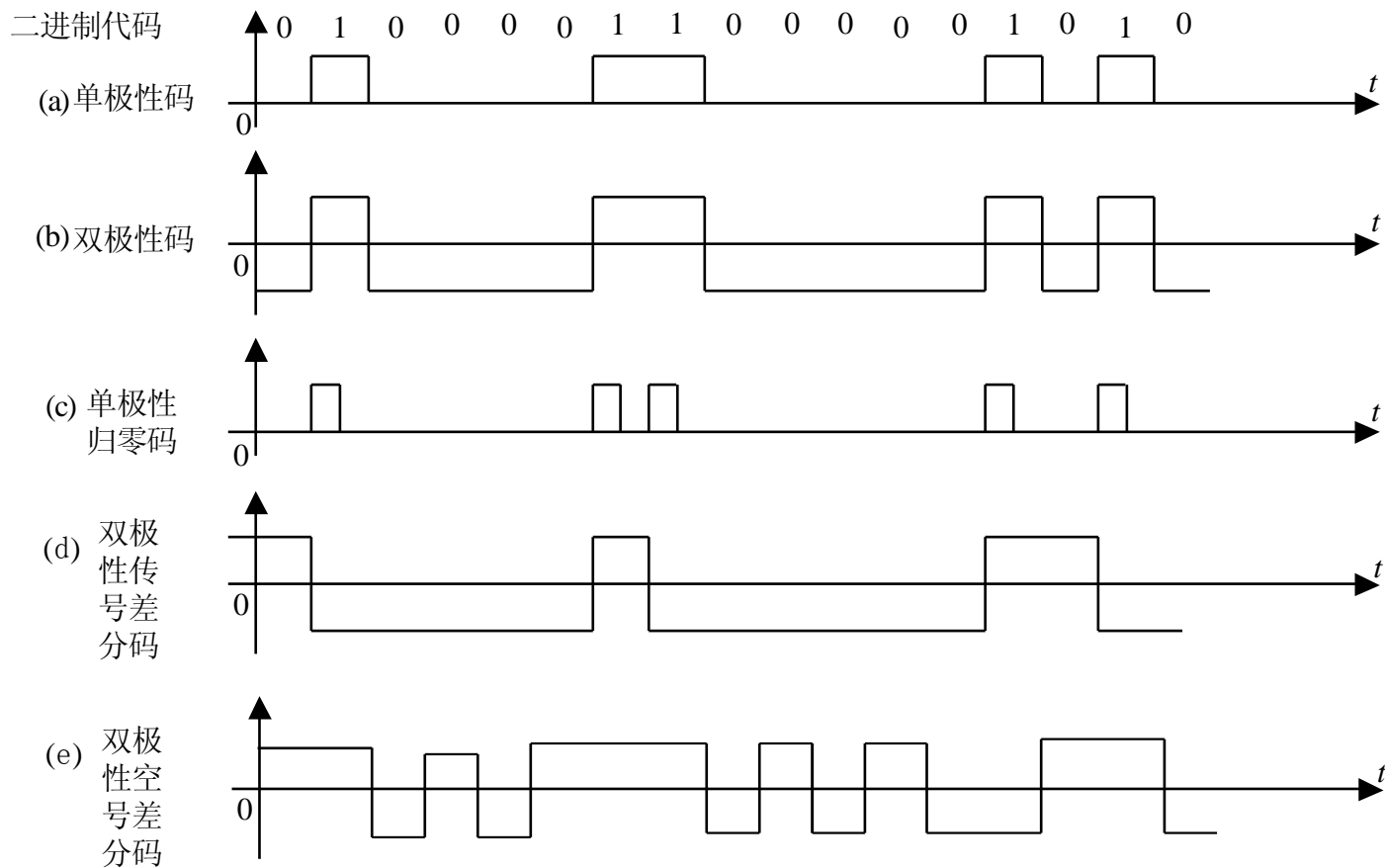
- (1) 码型中低频、高频分量尽量少。
- (2) 码型中应包含定时信息，以便定时提取。
- (3) 码型变换(编译码)设备要简单可靠。
- (4) 码型具有一定检错能力，若传输码型有一定的规律性，则就可根据这一规律性来检测传输质量，以便做到自动监测。
- (5) 编码方案对发送消息类型不应有任何限制，适合于所有的二进制信号。
- (6) 低误码增值。
- (7) 高的编码效率。

7.1.2 二进制

图7.1 几种常用的二进制波形

1. 单极性非归零码
2. 双极性非归零码
3. 单极性归零码
4. 差分码
5. 数字双相码
6. 传号反转码
7. 密勒码

图7.1 几种常用的二进制码波形



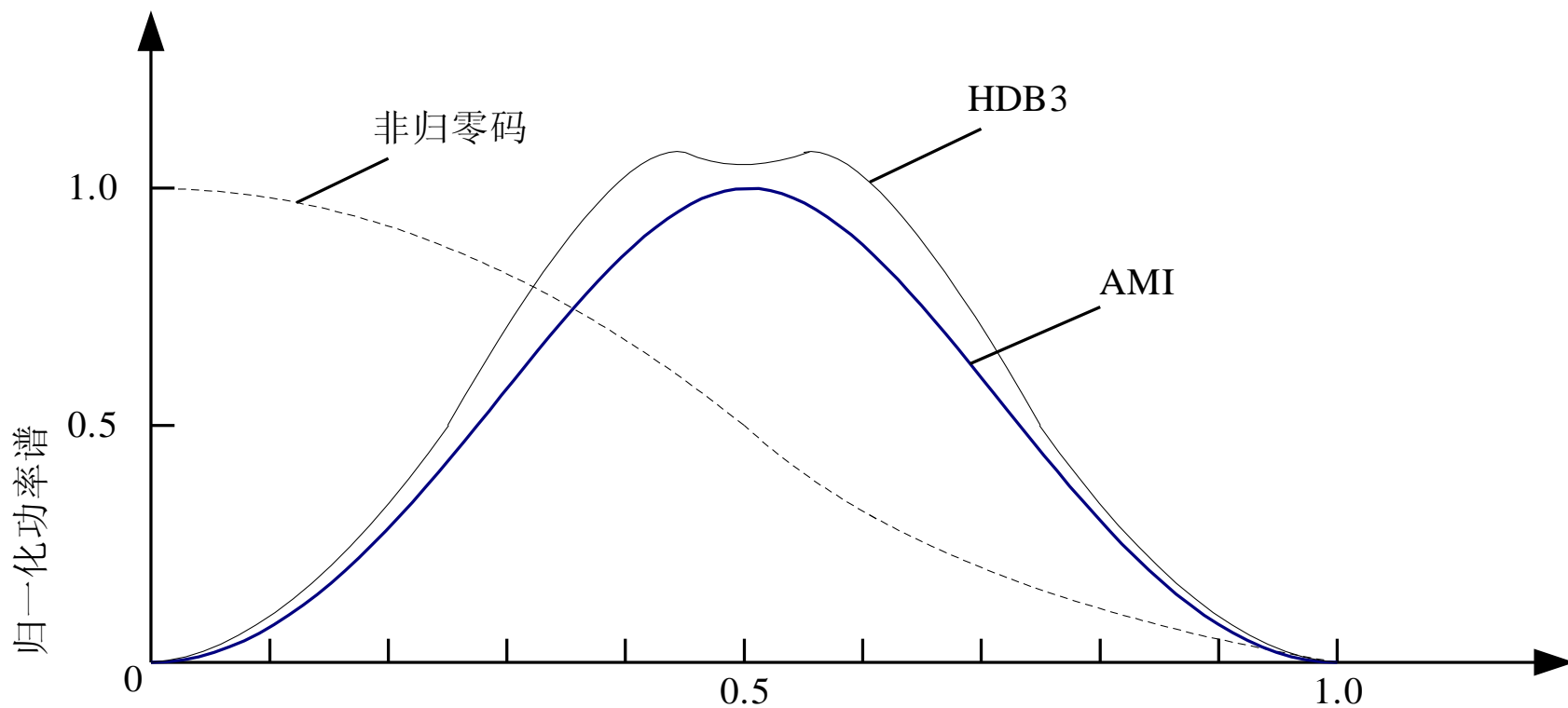
7.1.3 三元码

1. 传号交替反转码

AMI码的功率谱如 [图7.5](#)所示，图上还画出二元双极性非归零码的功率谱，以资比较。AMI码的功率谱中无直流分量，低频分量较小，能量集中在频率为 $1/2$ 码速之处。位定时频率（即码速频率）分量虽然为0，但只要将基带信号经全波整流变为二元归零码，即可得到定时信号。

2. HDBn码

图7.5 AMI和HDB3码的功率谱

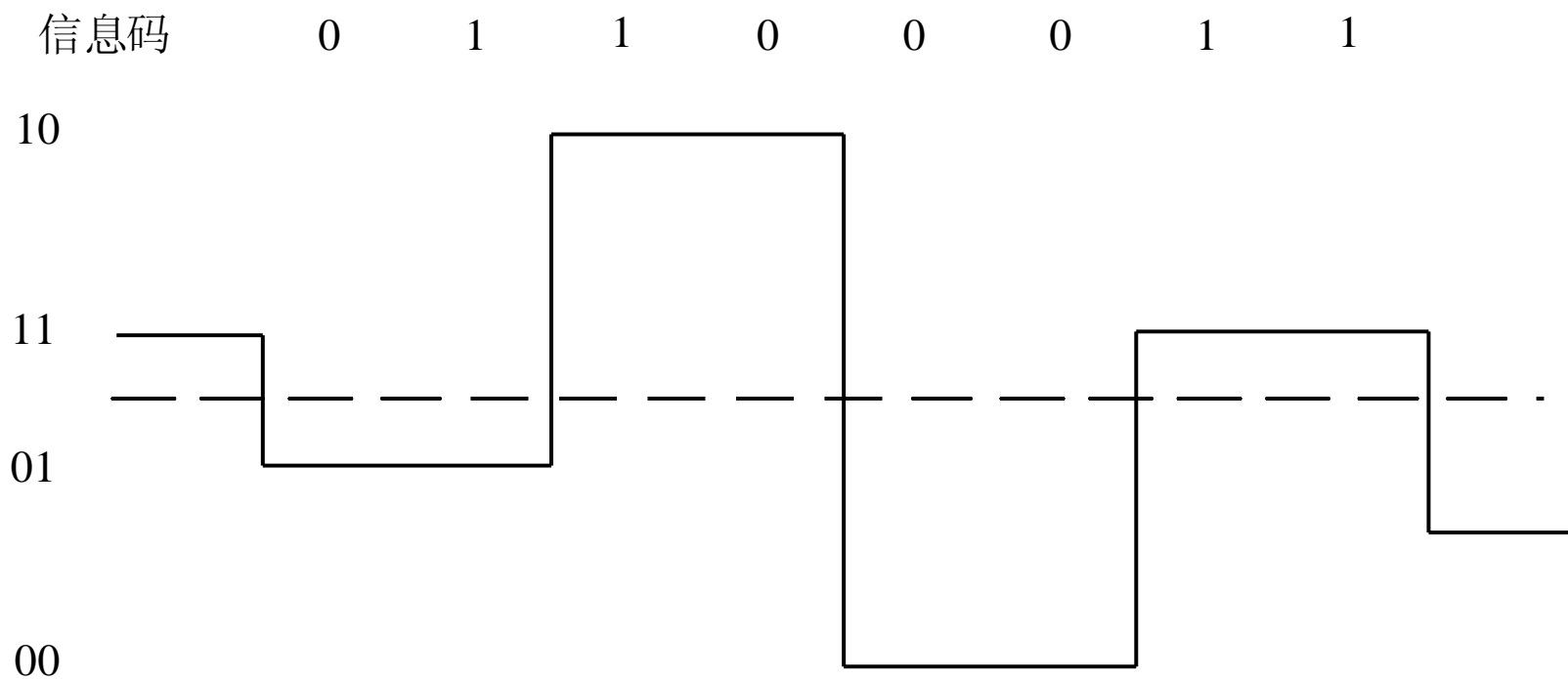


7.1.4 多元码

为了进一步提高频带利用率，可以采用信号幅度具有更多取值的数字基带信号，即多元码。在多元码中，每个符号可以用来表示一个二进制码组，因而成倍地提高了频带利用率。对于 n 位二进制码组来说，可以用 $M=2^n$ 元码来传输。与二元码传输相比， M 元码传输时所需要的信道频带可降为 $1/n$ ，即频带利用率提高为 n 倍。

图7.6 2B1Q基带信号

图7.6 2B1Q基带信号



7.2 数字基带信号的频谱分析

分析随机脉冲序列的功率谱之后，就可知道信号功率的分布，根据主要功率集中在哪个频段，便可确定信号带宽。从而可以考虑信道带宽和传输网络(滤波器、均衡器等)的传输函数等等。同时利用它的离散谱是否存在这一特点，可以明确能否从脉冲序列中直接提取所需的离散分量和采取怎样的方法可以从序列中获得所需的离散分量，以便在接收端用这些成分作为同步定时。

7.3 数字基带传输系统

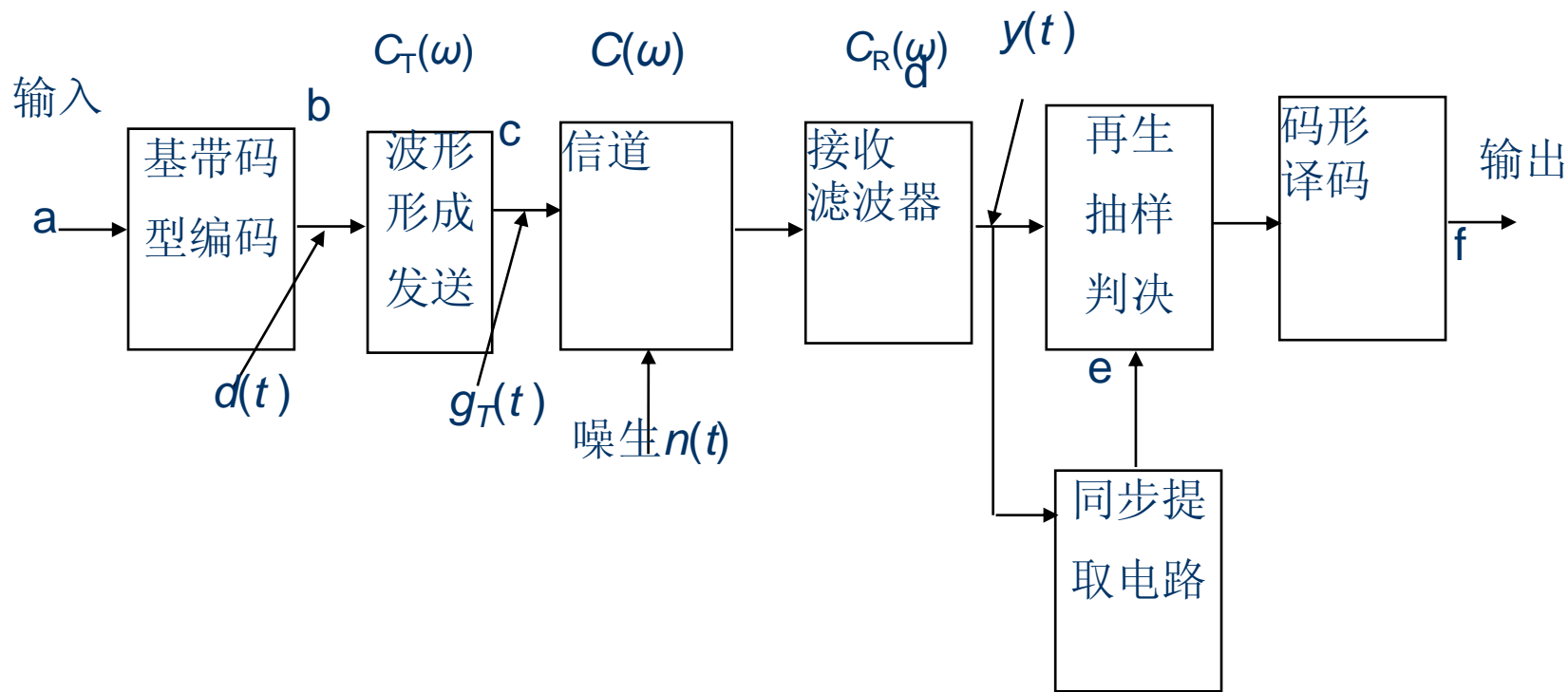
7.3.1 数字基带传输系统的基本组成

7.3.2 数字基带传输系统的数学分析

7.3.1 数字基带传输系统的基本组成

基带信号传输系统的典型模型如 [图7.7](#)所示，为了便于分析，把数字基带信号的产生过程分成码型编码和波形形成两步，码型编码的作用是将数字信号编成合适的代码，其输出信号为脉冲序列，波形形成网络的作用则是将每个脉冲转换为一个更适合信道传输的波形。

图7.7 数字基带传输系统组成图



7.3.2 数字基带传输系统的数学分析

第一项 $a_k h(t_0)$ 是第 k 个码元本身产生的需要的抽样值，它是判断 a_k 的依据。

第二项是由无穷多项组成，它代表除第 k 个码元以外的其他码元产生的不需要的串扰值，称为码间串扰。通常与第 k 个码元越近的码元产生的串扰越大，反之串扰越小。在正常通信时我们总是希望这一项为零，但要消除码间串扰，使 a_n 始终恒等于零不可能，因为 a_n 是随机的信号，所以只有让，也就是选择一个合适的传输特性 $H(\omega)$ 即可。

第三项 $n_R(kT_b + t_0)$ 是第 k 个码元抽样判决时刻噪声的瞬时值，它由信道噪声引起，是一个随机变量，也要影响第 k 个码元的正确判决。我们同样希望它为零，或者越小越好。

7.4 无码间串扰的基带传输系统

7.4.1 无码间串扰的系统等效特性

7.4.2 几种常用的无码间串扰的传输特性

7.4.3 无码间串扰条件下噪声对系统传输特性的影响

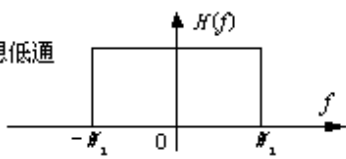
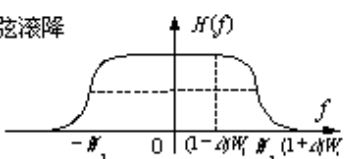
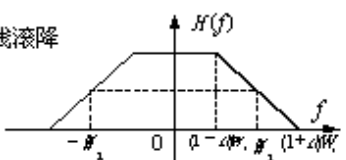
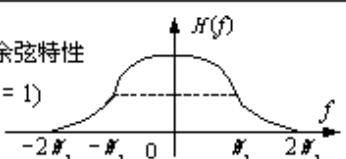
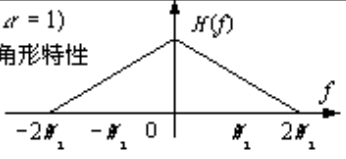
7.4.1 无码间串扰的系统等效特性

1. 无码间串扰系统传输特性的数学分析
2. $\sum_{k=-\infty}^{\infty} H(\omega + \frac{2i\pi}{T_b}) \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_b}$ 的物理意义
3. 码元速率 f_b 、带宽 B 和频带利用率及奈奎斯特定理
4. 关于数字基带信号传输系统的信道带宽的设计问题

7.4.2 几种常用的无码间串扰的传输特性

表7.1是几种常用到的能满足无码间串扰传输特性，为了使用方便起见，一律用频率坐标代替角频率坐标，其123中 $W_1=1/(2T_b)=f_b/2$ ，相当于角频率为 π/T_b 时的频率。

表7.1 几种常用的无码间串扰传输特性

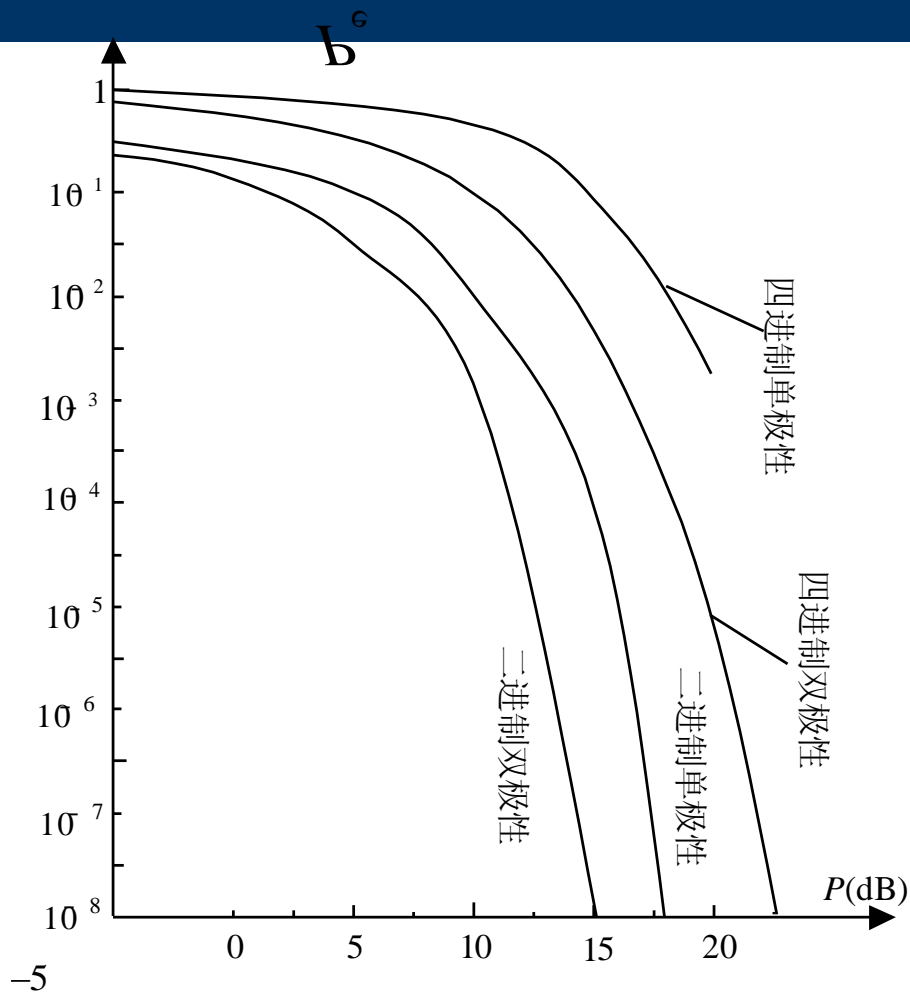
名称和传输特性 $H(f)$	冲击响应 $h(t)$	带宽 $B(\text{Hz})$	频带利用率 (B/Hz)
理想低通 	$S_a(2\pi W_1 t)$	$B = W_1 = \frac{f_b}{2}$	2
余弦滚降 	$S_a(2\pi W_1 t) \cdot \frac{\cos(2\pi \alpha W_1 t)}{1 - (4\alpha W_1 t)^2}$	$B = (1 + \alpha)W_1 = \frac{1 + \alpha}{2} f_b$	$\frac{2}{(1 + \alpha)}$
直线滚降 	$S_a(2\pi W_1 t) \cdot S_a(2\pi \alpha W_1 t)$	$B = (1 + \alpha)W_1 = \frac{1 + \alpha}{2} f_b$	$\frac{2}{(1 + \alpha)}$
升余弦特性 ($\alpha = 1$) 	$\frac{S_a(4\pi W_1 t)}{1 - (4W_1 t)^2}$	$B = 2W_1 = f_b$	1
($\alpha = 1$) 三角形特性 	$S_a^2(2\pi W_1 t)$	$B = 2W_1 = f_b$	1

7.4.3 无码间串扰条件下噪声对系统传输特性的影响

1. 误码率 P_e 的两种表示方式
2. 误码率 P_e 与信噪功率比 ρ 的关系曲线
 - (1) 在信噪功率比 ρ 相同条件下，双极性信号的误码率比单极性的低，抗干扰性能好。
 - (2) 在误码率相同条件下，单极性信号需要的信噪功率比要比双极性的高3dB。
 - (3) $P_e \sim \rho$ 曲线总的趋势是 $\rho \uparrow$, $P_e \downarrow$ ；但当 ρ 达到一定值以后， $\rho \uparrow$, $P_e \downarrow$ 。

图7.13 $P_e \sim P$ 的曲线

图7.13 $P_e \sim P$ 的曲线



7.5 基带传输系统的性能改进技术

7.5.1 部分响应技术

7.5.2 均衡技术

7.5.1 部分响应技术

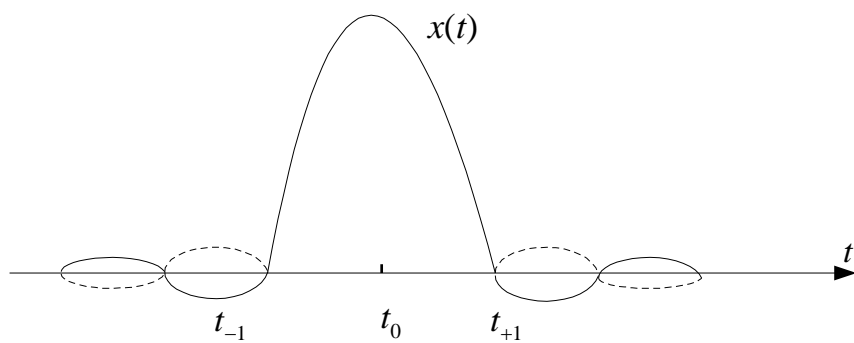
部分响应系统最主要的特点是在码元速率等于 $2W$ 波特条件下(即频带利用率为 $2B/\text{Hz}$), 去掉在各取样瞬间无码间串扰的限制, 以求得比较容易实现的波形。

7.5.2 均衡技术

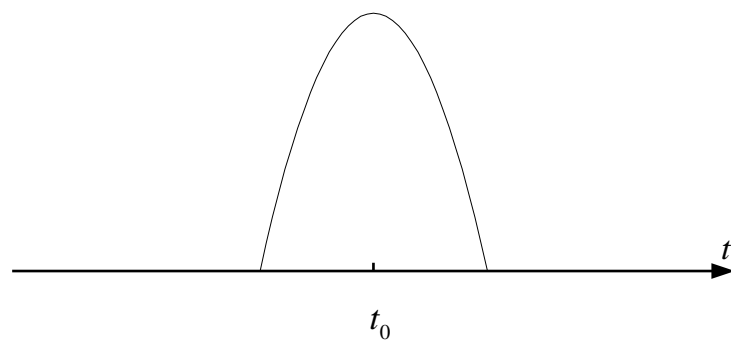
均衡是指对传输系统的幅频特性和相频特性进行的校正。各种传输系统传输的信号，一般由一些不同频率的分量组成。若不同频率分量经传输后有相同的输入输出幅度比和相同的时延(各分量间的相位仍保持原有的关系)，则信号波形经传输后不产生畸变。但实际信道的衰耗随频率的变化而变化，因而信号产生畸变。采用均衡技术调整接收信号各频率成分的幅度和相位(调整相位相当于调整时延)，就能使信道具有良好的传输特性，具体措施是在设备中加均衡器。

图7.16 时域均衡的基本波形

图7.16 时域均衡的基本波形



(a)



(b)

7.6 眼 图

眼图对数字基带信号传输系统的性能给出了很多有用的情况，可以从中看出码间串扰的大小和噪声的大小。眼图可以用来指示接收滤波器的调整，以减小码间串扰。为了说明眼图和系统性能的关系，可以把眼图简化为 图7.19 所示的形状，称为眼图的模型。

图7.19 眼图的模型

