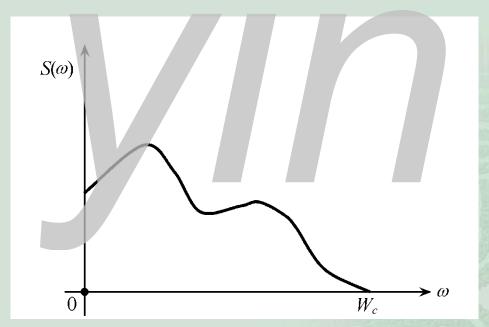
通信原理

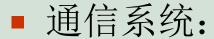
第6章 数字基带传输系统



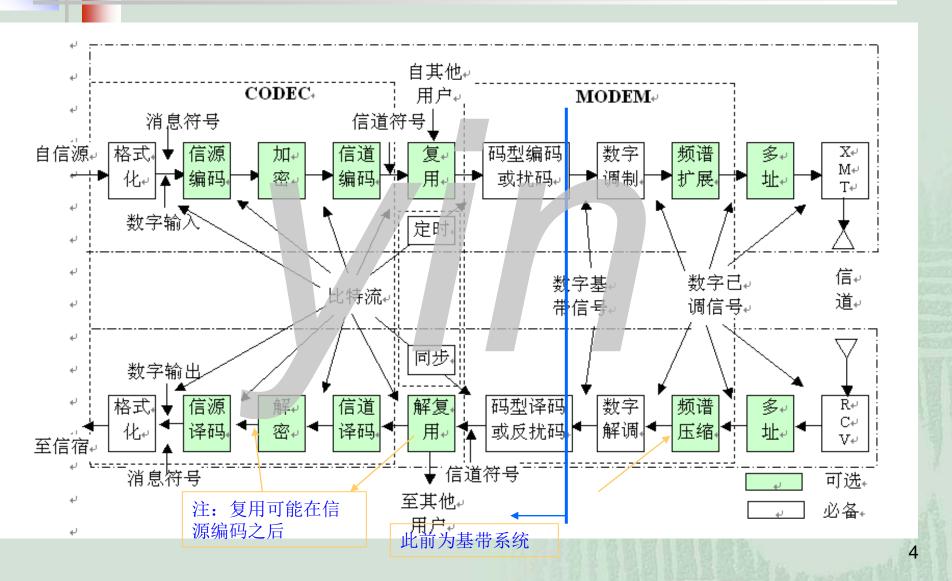
- 基带信号:不通过高频调制而直接传送的信号,含有直流或低频成分。
 - ∞ 数字基带信号 一 未经调制的数字脉冲信号,它所占据的频谱是从 零频或很低频率开始的。



基带信号的频谱



- 基带传输系统:不经载波调制而直接传输基带信号的系统,通常为有线传输。
- ∞带通传输系统 一包括调制和解调过程的传输系统
- 研究数字基带传输系统的原因:
 - ∞近程数据通信系统中广泛采用
 - 基带传输中包含带通传输的许多基本问题,数字通信系统中高频调制前的各功能模块间的信号传输也属基带传输!
 - ∞带通传输系统,可以等效为一个基带传输系统来研究。



数字基带传输关心什么问题?

1) 基带传输系统中通常存在隔直流电容或传输变压器, 使基带信号中的直流分量不能通过!

克服措施:

研究基带码的码型, 寻求基本无直流分量并满足其它一些要求的基带码。

2)码间串扰(指前一码元波形拖尾干扰到了后一码元)

克服措施:

- a) 寻求合适的码元波形, 使码间串扰不会引起接收判决错误。
- b) 采用均衡技术,改善码元波形,减小码间串扰。

上述二问题推动基带传输理论的发展,亦是本章讨论的核心内容!

第6章 数字基带传输系统

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
 - ∞6.1.1 数字基带信号
 - ∞6.1.2 基带信号的频谱特性

- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串批
- 6.4 无码间串批的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图
- 6.7 部分响应和时域均衡

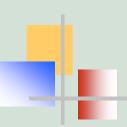
6.1 数字基带信号及其频谱特性

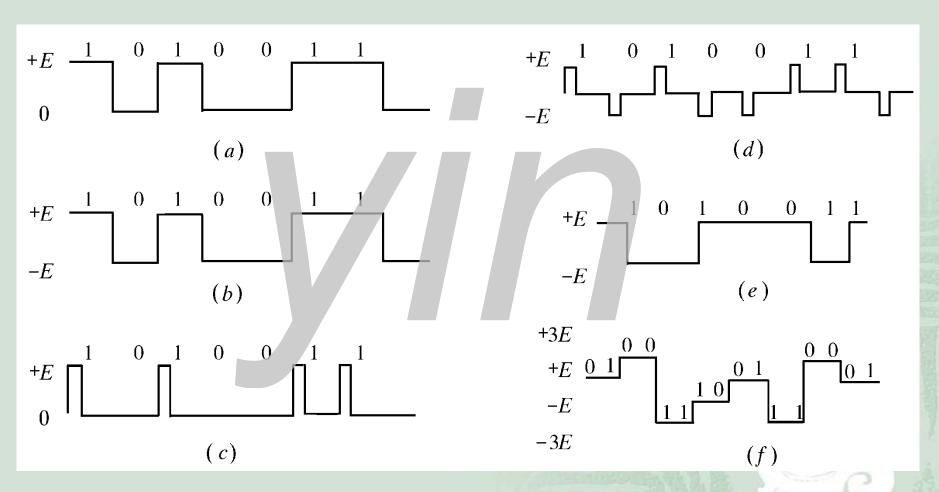
6.1.1 数字基带信号

- 几种基本的基带信号波形
 - 编码后的数字信息以电脉冲的形式传送,每个码元对应 一个码元脉冲波形。
 - 码元脉冲波形: 矩形脉冲、高斯脉冲、升余弦脉冲等

∞矩形脉冲下,常见的几种基带信号波形:

- (a)单极性 (不归零(NRZ)) 波形:
- (b)双极性(不归零)波形:
- (c)单极性归零(RZ)波形:
- (d)双极性归零波形:
- (e) 差分波形:
- (f)多电平波形:





• (a)单极性波形:

有直流分量,不适应有交流耦合的远距离传输,只适用于计算机内部或极近距离的传输。

■ (b)双极性波形:

∞ 当"1"和"0"等概率出现时无直流分量,有利于在信道中传输。

■ (c)单极性归零(RZ)波形:

- № 信号电压在一个码元终止时刻前总要回到零电平。通常使用的占空比为50%。
- ♂可以直接提取定时信息。

■ (d)双极性归零波形:

- ∞ 无直流分量,可远距离传输。
- ス 易于提取定时信息用于同步。

■ (e)差分波形:

- 用相邻码元的电平的跳变和不变来表示消息代码 ,图中,以电平跳变表示"1",以电平不变表示"0"。它也称相对码波形。
- □ 用差分波形传送代码可以消除设备初始状态的影响。

■ (f)多电平波形:

□ 可以提高频带利用率。

数字基带信号的表示式

■ 一般情况下,数字基带信号可表示为一**随机脉冲序列:**

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$$

式中, $s_n(t)$ 表示第n个码元, $s_n(t)$ 可以有多种不同的脉冲波形。

●无论码元波形是否用矩形脉冲,若表示不同码元值时,脉冲的波形相同,只是电平取值不同,则数字基带信号可表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$$

式中, a_n 一 第n个码元所对应的电平值

 T_s — 码元持续时间

g(t) -某种脉冲波形



6.1.2 基带信号的频谱特性

■ 由于数字基带信号是一个随机脉冲序列,没有确定的频谱函数,所以只能用功率谱来描述它的频谱特性。

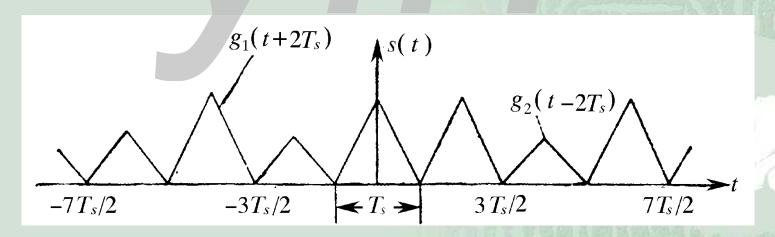
- 数字基带信号——随机脉冲序列的一般情况
 - ベニ元码、多元码
 - ∞ 码元间无记忆 有记忆
 - 无记忆: 前后两相邻码元之间相互独立

推导基带码的功率谱密度

■ 1、无记忆二进制基带码的功率谱密度函数

- ∞ 无记忆二进制基带信号的表示式
 - 分别表示消息码 "0"和 "1"的两个码元波形 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 出现的概率分别为 $g_2(t)$ 1—P),且认为它们的出现是统计独立的。
 - 基带信号可表示为:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t) \qquad 其中 s_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_s), & 概率P \\ g_2(t - nT_s), & 概率(1-P) \end{cases}$$



磁基带信号可分解为稳态波和交变波两部分

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t) = \overline{s(t)} + [s(t) - \overline{s(t)}] = v(t) + u(t)$$

■ 稳态波,即随机序列s(t)的统计平均分量,可表示成

$$v(t) = \overline{s(t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[Pg_1(t - nT_s) + (1 - P)g_2(t - nT_s) \right]$$

■ 由于v(t) 在每个码元内的统计平均波形相同,故v(t) 是以 T_s 为周期的周期信号。

$$v(t) = v(t + T_s)$$

■ *u*(*t*)是一个随机脉冲序列。

∝ S(t)的功率谱密度

- v(t)的功率谱密度 $P_{v}(f)$
 - 周期信号的功率谱密度为离散谱

$$P_{v}(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_{S}[PG_{1}(mf_{S}) + (1-P)G_{2}(mf_{S})]|^{2} \delta(f - mf_{S})$$

u(t)的功率谱密度 $P_{u}(f)$

$$P_{u}(f) = f_{s} \cdot P(1-P) \cdot |G_{1}(f) - G_{2}(f)|^{2}$$

- $P_{\mu}(t)$ 是连续谱,它与 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的频谱以及概率P有关。通常,根 据连续谱可以确定随机序列的带宽。
- 则二元无记忆基带信号S(t)的功率谱密度为

$$P_{s}(f) = P_{u}(f) + P_{v}(f) = f_{s}P(1-P)|G_{1}(f) - G_{2}(f)|^{2}$$

+
$$\sum_{s}^{\infty} f_{s}^{2} \cdot [PG_{1}(mf_{s}) + (1-P)G_{2}(mf_{s})]^{2} \cdot \delta(f - mf_{s})$$
 12

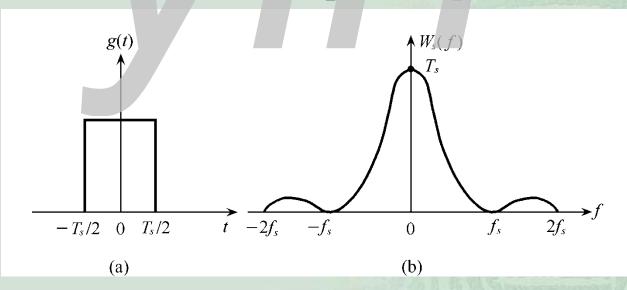
例: 若S(t)为独立等概的双极性二进制脉冲序列,且基带波形g(t) 为方波,则

$$g_1(t) = -g_2(t) = g(t)$$

$$G_{1}(f) = -G_{2}(f) = G(f) = T_{s} \left[\frac{\sin(\pi f T_{s})}{\pi f T_{s}} \right]$$

$$P_{s}(f) = f_{s} |G(f)|^{2} = T_{s} \left[\frac{\sin(\pi f T_{s})}{\pi f T_{s}} \right]^{2}$$

$$P_{s}(f) = f_{s} |G(f)|^{2} = T_{s} \left[\frac{\sin(\pi f T_{s})}{\pi f T_{s}} \right]^{2}$$



二元码基带信号波形的功率谱

■【例6-1】 求单极性NRZ和RZ矩形脉冲序列的功率谱。

【解】单极性波形: 设 $g_1(t) = 0$, $g_2(t) = g(t)$, 将其代入功率谱密度公式

$$P_{s}(f) = P_{u}(f) + P_{v}(f) = f_{s}P(1-P)|G_{1}(f) - G_{2}(f)|^{2} + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_{s}[PG_{1}(mf_{s}) + (1-P)G_{2}(mf_{s})]|^{2} \delta(f - mf_{s})$$

可得到双边功率谱密度为

$$P_{S}(f) = f_{S}P(1-P)|G(f)|^{2} + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_{S}(1-P)G(mf_{S})|^{2} \delta(f-mf_{S})$$

当等概率时, P=1/2, 上式简化为

$$P_{S}(f) = \frac{1}{4} f_{S} |G(f)|^{2} + \frac{1}{4} f_{S}^{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |G(mf_{S})|^{2} \delta(f - mf_{S})$$

■ 若为单极性不归零(NRZ)波形,则表示"1"码的波形 $g_2(t) = g(t)$ 为矩形脉冲,其脉冲宽度=码元宽度Ts,即

$$g(t) = \begin{cases} 1, & |t| \le \frac{T_s}{2} \\ 0, & 其他t \end{cases}$$

其频谱函数为

$$G(f) = T_S \cdot \frac{\sin \pi f T_S}{\pi f T_S} = T_S \cdot Sa(\pi f T_S)$$

有

$$G(mf_S) = T_S \cdot \frac{\sin(m\pi)}{m\pi} = \begin{cases} T_S, & m = 0 \text{B} \\ 0, & m \neq 0 \text{B} \end{cases}$$

则功率谱为
$$P_S(f) = \frac{1}{4} f_S T_S^2 \left(\frac{\sin \pi f T_S}{\pi f T_S} \right) + \frac{1}{4} \delta(f) = \frac{T_S}{4} Sa^2 (\pi f T_S) + \frac{1}{4} \delta(f)$$

可见 $P_s(f)$ 中有直流分量。但 $m \neq 0$ 时,离散谱为零,因而无定时分量。

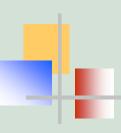
者为单极性归零(RZ)波形,占空比为50%,则g(t)为矩形脉冲,其脉冲宽度 $\tau = T_s/2$ 时,其频谱函数为

$$G(f) = \frac{T_S}{2} \cdot Sa(\frac{\pi f T_S}{2})$$

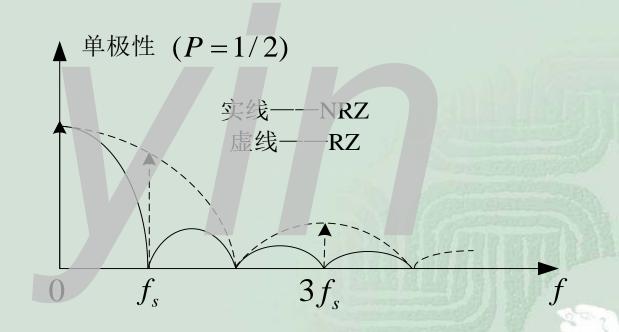
有 $G(mf_S) = \begin{cases} \frac{T_S}{2}, & m = 0 \text{时} \\ \frac{T_S}{2} \cdot Sa(\frac{m\pi}{2}), & m \to 5 \text{数时} \\ \frac{T_S}{2} \cdot Sa(\frac{m\pi}{2}) = 0, m \text{为偶数时} \end{cases}$

功率谱
$$P_S(f)$$
变成 $P_S(f) = \frac{T_S}{16} \cdot Sa^2(\frac{\pi f T_S}{2}) + \frac{1}{16} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Sa^2(\frac{m\pi}{2}) \cdot \delta(f - mf_S)$

故功率谱中有直流分量。且当加为奇数时有离散谱,因而有定时分量。



■ 单极性信号的功率谱密度



■【例6-2】 求双极性NRZ和RZ矩形脉冲序列的功率谱。

【解】对于双极性波形,若设 $g_1(t) = -g_2(t) = g(t)$,则由式

$$P_{s}(f) = P_{u}(f) + P_{v}(f) = f_{s}P(1-P)|G_{1}(f) - G_{2}(f)|^{2}$$

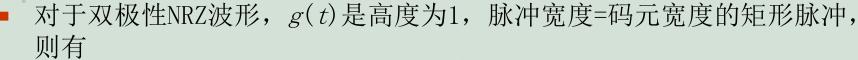
$$+ \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_{s}[PG_{1}(mf_{s}) + (1-P)G_{2}(mf_{s})]|^{2} \delta(f - mf_{s})$$

可得

$$P_{S}(f) = 4f_{S}P(1-P)|G(f)|^{2} + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_{S}(2P-1)G(mf_{S})|^{2}\delta(f-mf_{S})$$

当P = 1/2时,上式变为

$$P_{S}(f) = f_{S} |G(f)|^{2}$$

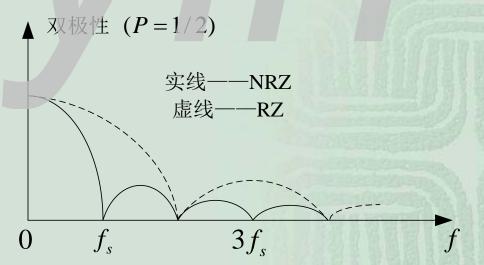


$$P_{S}(f) = T_{S} \cdot Sa^{2}(\pi f T_{S})$$

■ 对于双极性RZ波形,占空比为50%时, g(t)是高度为1,脉冲宽度 $\tau = T_s$ /2的矩形脉冲,则有

$$P_{S}(f) = \frac{T_{S}}{4} \cdot Sa^{2}(\frac{\pi}{2}fT_{S})$$

■ 双极性信号的功率谱密度曲线



二元基带信号的功率谱分析

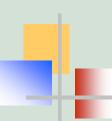
- 从以上两例可以看出:
 - 二进制基带信号的带宽主要依赖单个码元波形的频谱函数 $G_1(f)$ 和 $G_2(f)$ 。
 - 占空比越小, 占用频带越宽。
 - 若以谱的第1个零点计算,NRZ($\tau = T_s$)基带信号的带宽为 $B_S = 1/\tau = f_s$; RZ($\tau = T_s/2$)基带信号的带宽为 $B_S = 1/\tau = 2f_s$ 。其中 $f_s = 1/T_s$,是位定时信号的频率,它在数值上与码元速率 R_B 相等。
 - ∞单极性基带信号的离散谱取决于矩形脉冲的占空比。
 - 单极性NRZ信号中没有定时分量; 单极性RZ信号中含有定时分量。
 - 单极性NRZ和RZ信号都有直流分量,表现为离散谱在f=0处有值。
 - "0"、"1"等概的双极性信号没有离散谱,也就是说没有直流分量和定时分量。

٠,

第6章 数字基带传输系统

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型

 - **∞**6.2.2 几种常用的传输码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串扰
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性
- 6.5 基带设输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图
- 6.7 部分响应和时域均衡



6.2 基带传输的常用码型

- 对传输用的基带信号的主要要求:
 - ☆对代码的要求:原始消息代码必须编成适合于传输用的码型;
 - ☆对所选码型的电波形要求: 电波形应适合于基带系统的传输。

前者属于传输码型的选择,后者是基带脉冲的选择。这是两个既独立又有联系的问题。本节先讨论码型的选择问题。



6.2.1 传输码的码型选择原则

- 不含直流,且低频分量尽量少;
- 应含有丰富的定时信息,以便于从接收码流中提取定时信号;
- 功率谱主瓣宽度窄,以节省传输频带;
- 不受信息源统计特性的影响,即能适应于信息源的变化;
- 具有内在的检错能力,即码型应具有一定规律性,以便利用这一规律性进行宏观监测。
- 编译码简单, 以降低通信延时和成本。

满足或部分满足以上特性的传输码型种类很多,下面将介绍目前常用的几种。

6.2.2 几种常用的传输码型

AMI码: 传号交替反转码

- ※编码规则:将消息码的"1"(传号)交替地变换为"+1"和"-1",而 "0"(空号)保持不变。对应的波形是具有正、负、零三种电平的脉 冲序列。
 - 消息码: 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1 ...
 AMI码: 0 -1 +1 0 0 0 0 0 0 -1 +1 0 0 -1 +1...
- № 优点:没有直流成分,且高、低频分量少,编译码电路简单,且可利用传号极性交替这一规律观察误码情况;如果它是AMI-RZ波形,接收后只要全波整流,就可变为单极性RZ波形,从中可以提取位定时分量
- ∞ 解决连"0"码问题的有效方法之一是采用HDB3码。

■ HDB₃码: 3阶高密度双极性码

№ 是AMI码的一种改进型,保持AMI码的优点而克服其缺点,使连"0"个数不超过3个。

ベ 编码规则:

- (1) 当连"0"数目小于等于3时,HDB3码与AMI码一样,+1与-1交替;
- (2) 连"0"数目超过3时,将每4个连"0"化作一小节,定义为B00V,称为破坏节,其中V称为破坏脉冲,而B称为调节脉冲;

∞编码规则(续):

- (3) V与前一个相邻的非"0"脉冲的极性相同(这破坏了极性交替的规则,所以V称为破坏脉冲),并且要求相邻的V码之间极性必须交替。V的取值为+1或-1;
- (4) B的取值可选0、+1或-1,以使V同时满足(3)中的两个要求;
- (5) V码后面的传号码极性也要交替。

∞编码举例:

消息码: 10000 0 10000 1 1 000 0 000 0 1 1

AMI码: -1 0 0 0 0 +1 0 0 0 0 -1 +1 0 0 0 0 0 0 0 -1 +1

HDB码: -1 0 0 0 -V +1 0 0 0 +V -1 +1 -B 0 0 -V +B 0 0 +V -1 +1

其中的±V脉冲和±B脉冲与±1脉冲波形相同,用V或B符号表示的目的是为了示意该非"0"码是由原信码的"0"变换而来的。

∝HDB₃码的译码:

HDB₃码的编码虽然比较复杂,但译码却比较简单。从上述编码规则看出,每一个破坏脉冲V总是与前一非"0"脉冲同极性(包括B在内)。这就是说,从收到的符号序列中可以容易地找到破坏点V,于是也断定V符号及其前面的3个符号必是连"0"符号,从而恢复4个连"0"码,再将所有-1变成+1后便得到原消息代码。

双相码: 又称曼彻斯特 (Manchester) 码

∞ 编码规则:

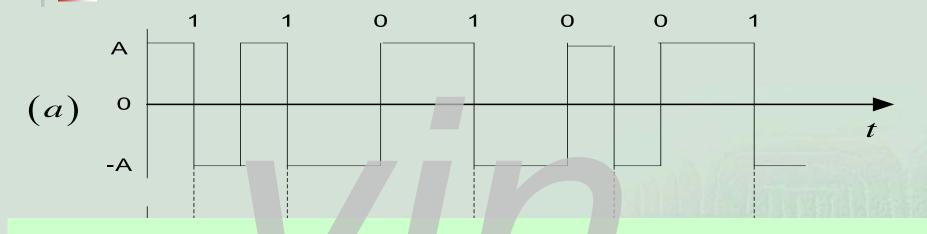
■ 用一个周期的正负对称方波表示"0",而用其反相波形表示"1"。 "0"码用"01"两位码表示,"1"码用"10"两位码表示

 * 消息码:
 1
 1
 0
 0
 1
 0
 1

 双相码:
 10
 10
 01
 01
 10
 01
 10

∞ 优缺点:

- 双相码波形是一种双极性NRZ波形,只有极性相反的两个电平,没有直流分量。
- 它在每个码元间隔的中心点都存在电平跳变,所以含有丰富的位定时信息。
- ■编码过程简单。
- 缺点是占用带宽加倍,使频带利用率降低。



№ 图(a) 为双相码。双相码是利用每个码元持续时间中间的电平跳变进行同步和信码表示(由负到正的跳变表示二进制"0",由正到负的跳变表示二进制"1")。

■ 差分双相码

☆ 在差分双相码编码中,每个码元中间的电平跳变用于同步,而每个码元的开始处是否存在额外的跳变用来确定信码。有跳变则表示二进制"1",无跳变则表示二进制"0"。

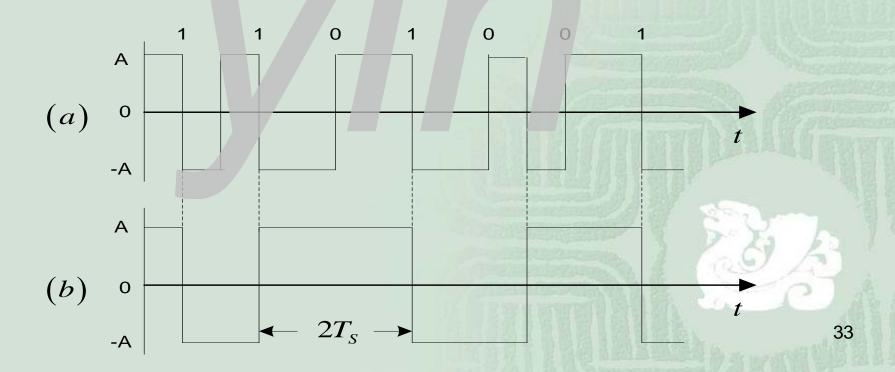
■密勒码:又称延迟调制码

∞编码规则:

- "1"码用码元中心点出现跃变来表示,即用"10"或"01" 表示。
- "0"码有两种情况:
 - ☆单个"0"时,在码元持续时间内不出现电平跃变, 且与相邻码元的边界处也不跃变。
 - ∞连"0"时,在两个"0"码的边界处出现电平跃变,即 ″00"与"11"交替。

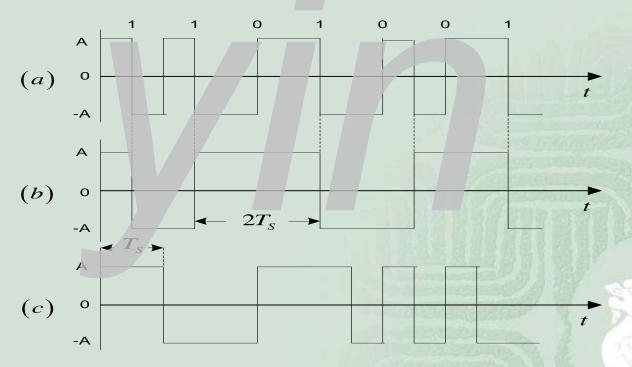
∞ 例:图(a)是双相码的波形;

- 图(b) 为密勒码的波形; 若两个"1"码中间有一个"0"码时,密勒码流中出现最大宽度为2 T_s的波形,即两个码元周期。这一性质可用来进行宏观检错。
- 用双相码的下降沿去触发双稳电路,即可输出密勒码。



CMI码: CMI码是传号反转码的简称。

- ※ 编码规则: "1"码交替用"1 1"和"0 0"两位码表示; "0"码固定地用 "01"表示。
- ∞ 波形图举例: 如下图(c)

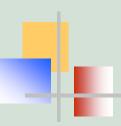


○ CMI码易于实现,含有丰富的定时信息。此外,由于10为禁用码组,不会出现3个以上的连码,这个规律可用来宏观检错。

■ 块编码:块编码的形式:有nBmB码,nBmT码等。

∝ nBmB码——编码规则:

- 把原信息码流的n位二进制码分为一组,并置换成m位二进制码的新码组,其中m > n。由于新码组可能有2^m 种组合,故多出(2^m -2ⁿ) 种组合。在2^m 种组合中,以某种方式选择有利码组作为可用码组,其余作为禁用码组,以获得好的编码性能。
- 例如,在4B5B编码中,用5位的编码代替4位的编码,对于4位分组, 只有2⁴ = 16种不同的组合,对于5位分组,则有2⁵ = 32种不同的组 合。
- 为了实现同步,我们可以按照不超过一个前导"0"和两个后缀"0"的方式选用码组,其余为禁用码组。这样,如果接收端出现了禁用码组,则表明传输过程中出现误码,从而提高了系统的检错能力。
- ∞ 双相码、密勒码和CMI码都可看作1B2B码。
- ∞ 优缺点: 提供了良好的同步和检错功能,但带宽增大



∝nBmT码:

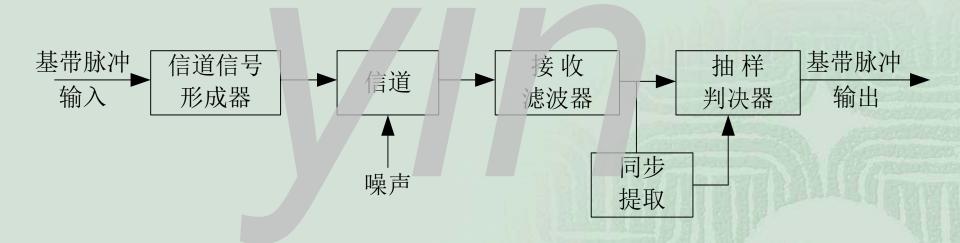
- 编码规则:
 - ∞将n个二进制码变换成m个三进制码的新码组,且m < n。
 - ∞例: 4B3T码,它把4个二进制码变换成3个三进制码。
- 显然,在相同的码速率下,4B3T码的信息容量大于1B1T,因而可提高频带利用率。

第6章 数字基带传输系统

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串批
 - ∞6.3.1 数字基带传输系统的组成
 - ∞6.3.2 数字基带传输的定量分析
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图
- 6.7 部分响应和时域均衡

6.3 数字基带信号传输与码间串批6.3.1数字基带信号传输系统的组成

■ 数字基带传输系统的基本结构



∝信道信号形成器(发送滤波器):

■ 限频带,并把传输码变换成适宜于信道传输的基带信号波形。

α信道:

- 一般会引起传输波形的失真,并叠加有噪声n(t)。
- 噪声通常假设是均值为零的高斯白噪声。

∞接收滤波器:

- 接收信号,滤除信道噪声和其他干扰。
- 对信道特性进行均衡,使输出的基带波形有利于抽样判决。

∞抽样判决器:

■ 对接收滤波器的输出波形进行抽样判决,以恢复或再生基带信号。

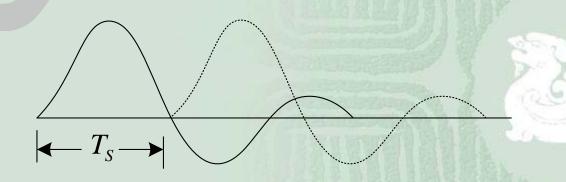
ベ同步提取:

■ 从接收信号中提取定时脉冲

基带系统的各点波形示意图 输入信号 0 0 1 1 0 1 (a) 码型变换后 (b) 传输的波形 (c)信道输出 (d)接收滤波输出 (e)位定时脉冲 (f)恢复的信息 (g) 0 0 0 错误码元

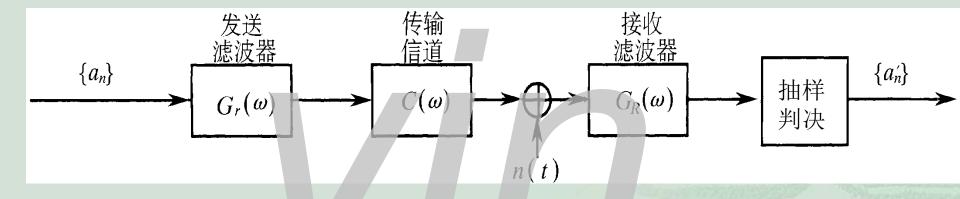
码间串批

- 数字传输系统造成误码的原因:
 - ∞码间串扰
 - ☆信道加性噪声
- 码间串扰原因:
 - ≪ 系统传输总特性不理想,导致前后码元的波形畸变并使前面波形出现很长的拖尾,从而对当前码元的判决造成干扰。
- 码间串扰严重时,会造成错误判决,如下图所示:



6.3.2 数字基带信号传输的定量分析

■ 数字基带信号传输模型



 $\{a_n\}$ 一 发送滤波器的输入符号序列,若为二元码,则取值为0、1或-1,+1。

d(t)- 对应的基带信号

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_s)$$

发送滤波器输出

$$s(t) = d(t) * g_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT_s)$$

式中 $g_{T}(t)$ - 发送滤波器的冲激响应

设发送滤波器的传输特性为 G_{T} (ω),则有

$$g_T(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_T(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

■ 总传输特性

设信道的传输特性为 $C(\omega)$,接收滤波器的传输特性为 $G_R(\omega)$,则基带传输系统的总传输特性为

$$H(\omega) = G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$$

其单位冲激响应为

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

接收滤波器输出信号

$$r(t) = d(t) * h(t) + n_R(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n h(t - n T_n) + n_R(t)$$

式中, $n_{\mathbb{R}}(t)$ 是加性噪声n(t)经过接收滤波器后输出的噪声。

- **抽样判决:** 抽样判决器对r(t)进行抽样并判决
 - 独相样:为了确定第k个码元 a_k 的取值,首先应在 $t = kT_s + t_0$ 时刻上对r(t) 进行抽样,以确定 r(t) 在该样点上的值。由上式得

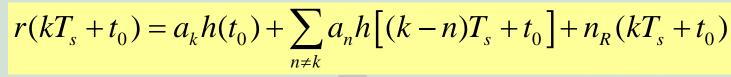
$$r(kT_s + t_0) = a_k h(t_0) + \sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T_s + t_0] + n_R(kT_s + t_0)$$

式中,第一项是第1个接收码元波形的抽样值;

第二项(Σ 项)是除第k个码元以外的其它码元波形在第k个抽样时刻上的

代数和, 称之为码间串扰值, 通常是一个随机变量。

第三项是输出噪声在抽样瞬间的值,它是一种随机干扰。



∞ 判决:

实际抽样值不仅有本码元的值,还有码间串扰值及噪声,故当 $r(kT_s + t_0)$ 加到判决电路时,对 a_k 取值的判决可能判对也可能判错。

例如,在二进制数字通信时, a_k 对应的码元的可能取值为 "0"或 "1", 若判决电路的判决门限为 V_d ,则这时判决规则为:

当 $r(kT_s + t_0) > V_d$ 时,判 a_k 对应的码元为"1" 当 $r(kT_s + t_0) < V_d$ 时,判 a_k 对应的码元为"0"。

显然,只有当码间串扰值和噪声足够小时,才能基本保证上述判决的正确

第6章 数字基带传输系统

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串扰
- 6.4 无码间串批的基带传输特性
 - ∞6.4.1 消除码间串扰的基本思想
 - ∞6.4.2 无码间串批的条件
 - ∞6.4.3 无码间串批的传输特性的设计
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图
- 6.7 部分响应和时域均衡

6.4 无码间串批的基带传输特性

6.4.1 消除码间串批的基本思想

$$r(kT_s + t_0) = a_k h(t_0) + \sum_{n \neq k} a_n h[(k - n)T_s + t_0] + n_R(kT_s + t_0)$$

- 抽样判决值受码间串扰和噪声的影响,通常将二者分开考虑。
 - ∞ 本节讨论在不考虑噪声情况下,如何消除码间串扰;
 - ∞下一节再讨论无码间串扰情况下信道噪声的影响。
- 若想消除码间串扰,应使 $\sum_{n\neq k} a_n h[(k-n)T_s + t_0] = 0$
 - α 由于 a_n 是随机的,要想通过各项相互抵消使码间串扰为0是不行的。
 - ∞ 消除码间串扰应该从设计h(t)的波形入手。

6.4.2 无码间串批的条件

■ 时域条件

$$\sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T_s + t_0] = 0$$

$$t_0 \qquad T_s + t_0$$

$$t_0 \qquad T_s + t_0$$

$$2T_s + t_0$$

☆ 若对h(t)在时刻 $t = kT_s$ (假设延迟 $t_0 = 0$)抽样,则有

$$h(kT_s) = \begin{cases} A, & k = 0 \\ 0, & k$$
 其他整数

A为常数。上式是无码间串扰的时域充要条件。

频域条件

h(t)和 $H(\omega)$ 之间存在傅里叶变换关系: $h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$

在
$$t = kT_S$$
时,有 $h(kT_S) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega kT_S} d\omega$

把上式的积分区间用分段积分求和代替,每段长为 $2\pi/T_s$,则上式可写成

$$h(kT_S) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i} \int_{(2i-1)\pi/T_S}^{(2i+1)\pi/T_S} H(\omega) e^{j\omega kT_S} d\omega$$

$$\Leftrightarrow \omega' = \omega - \frac{2i\pi}{T_s}$$

$$h(kT_S) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i} \int_{-\pi/T_S}^{\pi/T_S} H(\omega' + \frac{2i\pi}{T_S}) e^{j\omega' kT_S} e^{j2\pi ik} d\omega'$$

$$=\frac{1}{2\pi}\sum_{i}\int_{-\pi/T_{S}}^{\pi/T_{S}}H(\omega'+\frac{2i\pi}{T_{S}})e^{j\omega'kT_{S}}d\omega'$$

将求和与积分的次序互换,于是有

$$h(kT_S) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/T_S}^{\pi/T_S} \sum_{i} H(\omega + \frac{2i\pi}{T_S}) e^{j\omega kT_S} d\omega$$

这里,已把ω′重新表示为ω。

若 $F(\omega)$ 是周期为 $2\pi/T$ 的频域函数,则可用指数型傅里叶级数表示

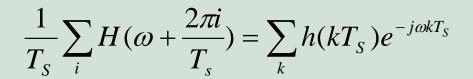
$$F(\omega) = \sum_{n} f_{n} e^{-jn\omega T_{S}} \iff f_{n} = \frac{T_{S}}{2\pi} \int_{-\pi/T_{S}}^{\pi/T_{S}} F(\omega) e^{jn\omega T_{S}} d\omega$$

将上式与h(kTs)的公式对照,会发现有如下对应关系:

$$F(\omega) \to \frac{1}{T_S} \sum_i H(\omega + \frac{2i\pi}{T_S})$$
 $f_n \to h(kT_s)$

从而有:

$$\frac{1}{T_S} \sum_{i} H(\omega + \frac{2\pi i}{T_S}) = \sum_{k} h(kT_S) e^{-j\omega kT_S}$$



根据无码间串扰的时域条件的要求, 由上式可得到无码间串扰时频域的基带

$$\frac{1}{T_S} \sum_{i} H(\omega + \frac{2\pi i}{T_S}) = A \quad |\omega| \le \frac{\pi}{T_S}$$

则有
$$\sum_{i} H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = A \cdot T_s \quad |\omega| \le \frac{\pi}{T_s}$$

这一条件称为**奈奎斯特**(Nyquist)**第一准则**。基带系统的总特性 $H(\omega)$ 凡是能符合此要求的,均能消除码间串扰。

■ 无失真传输的频域充要条件—奈奎斯特第一准则:

$$\sum_{i} H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = A \cdot T_s \quad |\omega| \le \frac{\pi}{T_s}$$

或表达为

$$\sum_{i} \operatorname{Im}[H(\omega + \frac{2\pi i}{T_{s}})] = 0 \qquad |\omega| \le \frac{\pi}{T_{s}}$$

$$\sum_{i} \operatorname{Re}[H(\omega + \frac{2\pi i}{T_{s}})] = A \cdot T_{s} \qquad |\omega| \le \frac{\pi}{T_{s}}$$

- 若系统传输特性H(ω)满足以下要求,则可实现无失真传输:
 - α 将 $H(\omega)$ 在 ω 轴上以 $2\pi/T_s$ 为间隔切开,然后分段沿 ω 轴平移到 $(-\pi/T_s)$ π/T_s)区间内,将它们进行叠加。实部的叠加结果应为一常数,虚部的叠加结果应为0。

6.4.3 无码间串批的传输特性的设计

■ 理想低通特性

 \bowtie 满足奈奎斯特第一准则的 $H(\omega)$ 有很多种,容易想到的一种极限情况,就是 $H(\omega)$ 为理想低通型,即

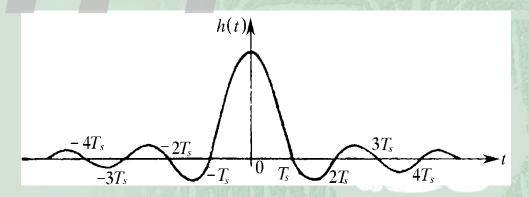
$$H(\omega) = \begin{cases} T_{S}, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_{S}} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_{S}} \end{cases}$$

$$\frac{H(\omega)}{T_{S}}$$

$$\frac{\pi}{T_{S}} = \frac{\pi}{T_{S}} = \frac{\pi}{T_{S}}$$

∞ 冲激响应为

$$h(t) = \frac{\sin \frac{\pi}{T_S}}{\frac{\pi}{T_S}} = Sa(\pi t / T_S)$$



理想低通传输特性的带宽为

$$B=1/2T_s$$
 (Hz)

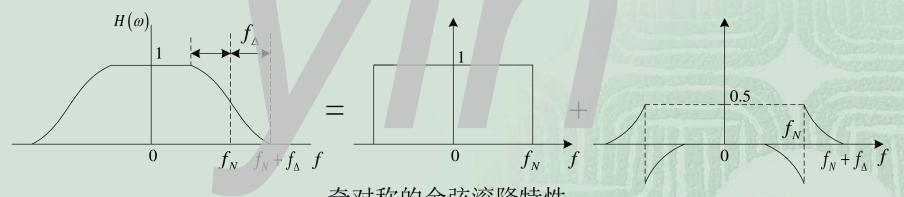
- \mathbb{R} B是当数据传输速率为 $R_B = 1/T_S$ 波特时,不存在码间串扰所需的最小带宽,称为**奈奎斯特带宽**, R_B 称为**奈奎斯特速率**。
- ∞ 此时基带系统的频带利用率达到最大值,为

$$\eta = R_B / B = 2$$
 (B/Hz)

- 但是:
 - ☆ 理想低通传输特性在物理上是无法实现的;
 - ∞ h(t)的振荡衰减慢,使之对定时精度要求很高。故不能实用。

余弦滚降特性

- ∞可实现的低通滤波器的边沿是缓慢下降的,这称为"滚 降"
- ∞一种常用的滚降特性是余弦滚降特性,如下图所示:



奇对称的余弦滚降特性

只要 $H(\omega)$ 在滚降段中心频率处(与奈奎斯特带宽相对应) 呈奇对称,就可以满足奈奎斯特第一准则,从而实现无码间 串扰传输。 55

■ 余弦滚降特性的传输函数:

$$H(\omega) = \begin{cases} A \cdot T_{S}, & 0 \le |\omega| < \frac{(1-\alpha)\pi}{T_{S}} \\ \frac{A \cdot T_{S}}{2} [1 + \sin \frac{T_{S}}{2\alpha} (\frac{\pi}{T_{S}} - \omega)], & \frac{(1-\alpha)\pi}{T_{S}} \le |\omega| < \frac{(1+\alpha)\pi}{T_{S}} \\ 0, & |\omega| \ge \frac{(1+\alpha)\pi}{T_{S}} \end{cases}$$

■ 相应的h(t)为

$$h(t) = A \cdot \frac{\sin \pi t / T_S}{\pi t / T_S} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t / T_S}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_S^2}$$

式中, α为滚降系数, 取值在0到1之间, 用于描述滚降程度。它定义为

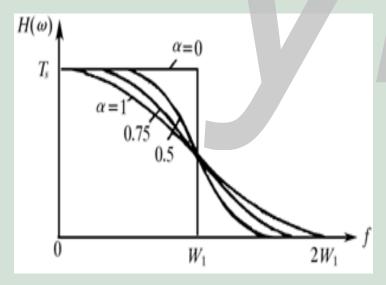
$$\alpha = f_{\Delta} / f_{N}$$

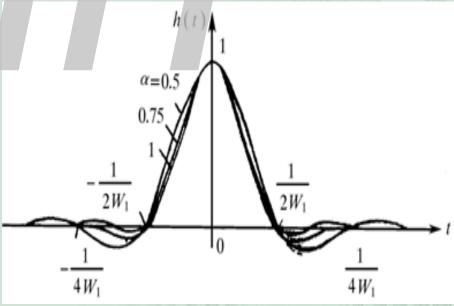
\mathbf{z} 滚降系数 $\alpha = f_{\Delta}/f_{N}$

 f_N - 奈奎斯特带宽, f_Δ - 超出奈奎斯特带宽的扩展量

- 滚降系数α越大,<math>h(t)的拖尾衰减越快
- ☆余弦滚降系统的频带利用率为

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{2f_N}{(1+\alpha)f_N} = \frac{2}{(1+\alpha)} \quad B/Hz$$

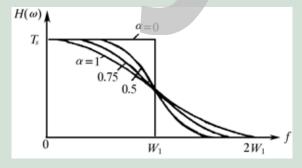


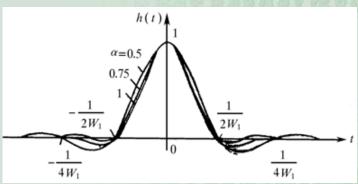


- 当α=0时,即为前面所述的理想低通系统;
- 当 α =1时,即为升余弦频谱特性,这时 $H(\omega)$ 和单位冲激响应为

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{A \cdot T_s}{2} (1 + \cos \frac{\omega T_s}{2}), & |\omega| \le \frac{2\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{2\pi}{T_s} \end{cases}$$

$$h(t) = A \cdot \frac{\sin \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \cdot \frac{\cos \pi t / T_s}{1 - 4t^2 / T_s^2}$$





频带利用率

定义:

$$\begin{cases} \eta = \frac{R_B}{B} & B/Hz \\ \eta_b = \frac{R_b}{B} & bit/s/HZ \end{cases}$$

余弦滚降系统的频带利用率:

$$\begin{cases} \eta = \frac{R_B}{B} = \frac{2}{1+\alpha} & B/Hz \\ \eta_b = \frac{R_b}{B} = \frac{2\log_2 M}{1+\alpha} & bit/s/HZ \end{cases}$$

α=0时达到最高频带利用率η=2

α=1时为最低频带利用率η=1

- 具有余弦滚降特性的传输系统:
 - ๙ 满足抽样值无失真条件,因此无码间串扰;
 - ∞时域波形振荡衰减速度可调
 - ∞占用频带宽度可调
- 余弦滚降系统的两个特例
 - □ 具有理想低通滤波特性的传输系统
 - 频带利用率达到最大
 - 时域波形振荡衰减较慢,对抽样时钟相位抖动敏感
 - ☎ 升余弦滚降系统
 - ■频带利用率最低
 - 时域波形振荡衰减较快,对抽样时钟相位抖动不敏感
- 可见高频带利用率与时域波形振荡衰减快是相互矛盾的要求, 为解决这一矛盾,就需采用部分响应技术。

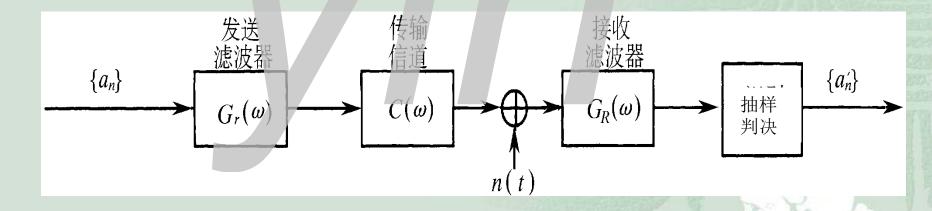


第6章 数字基带传输系统

- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串扰
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
 - ∞6.5.1 二进制双极性基带系统
 - ∞6.5.2 二进制单极性基带系统
- 6.6 眼图
- 6.7 部分响应和时域均衡

6.5 基带传输系统的抗噪声性能

- 本节研究在无码间串扰条件下,由信道噪声引起的误码率。
 - ∞ 研究对象:二进制的双极性信号和单极性信号
 - ∞ 分析模型



■ 接收端噪声分析

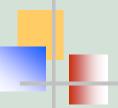
来自信道的噪声n(t): 是加性高斯白噪声,均值为0,双边功率谱密度为 n_0 /2。

\bowtie 判决电路输入噪声n (t):

■ 因为接收滤波器是一个线性网络,故 n_R (t)也是均值为0的平稳高斯噪声,方差为 σ^2 ,它的瞬时值的统计特性可用下述一维概率密度函数描述

$$f(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-V^2/2\sigma_n^2}$$

式中,V 一 噪声的瞬时取值 n_R (kT_s) 。



C3

判决电路输入噪声 $n_R(t)$ ——续:

方差计算

 n_R (t)的功率谱密度为

$$P_n(f) = \frac{n_0}{2} |G_R(f)|^2$$

方差(平均功率)为

$$\sigma_n^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0}{2} |G_R(f)|^2 df$$

6.5.1二进制双极性基带系统

判决器输入波形的概率密度函数

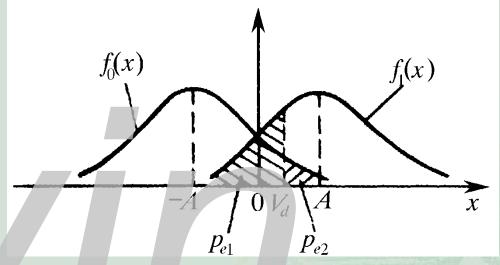
二进制双极性信号在抽样时刻的电平取值为+A或-A,则在一个码 元持续时间内,抽样判决器输入端的(信号+噪声)波形x(t)在抽 样时刻的取值为

根据式
$$f(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} e^{-V^2/2\sigma_n^2}$$

当发送"1"时,
$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}\right)$$

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right)$$

∞ 概率密度函数如图:



■ 在-A到+A之间选择一个适当的电平 V_d作为判决门限,根据判决规则将会出现以下几种情况:

■ 误判概率:

☞ 发 "1"错判为 "0"的概率P(0/1) 为

$$P(0/1) = P(x < V_d) = \int_{-\infty}^{V_d} f_1(x) dx$$

$$= \int_{-\infty}^{V_d} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x - A)^2}{2\sigma_n^2}\right) dx = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V_d - A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

☞ 发 "0"错判为 "1"的概率 P(1/0) 为

$$P(1/0) = P(x > V_d) = \int_{V_d}^{\infty} f_0(x) dx$$

$$= \int_{V_d}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left(-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right) dx = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{V_d + A}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

它们分别如上图中的阴影部分所示。

■ 最佳判决门限

№ 假设信源发送"1"码的概率为P(1),发送"0"码的概率为P(0),则二进制基带传输系统的总误码率为

$$P_e = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0)$$

- P(1)、P(0),信号峰值A,噪声功率 σ_n^2 ,以及判决门限电平 V_d 决定。
- ∞ 在P(1)、P(0) A和 σ_n^2 一定的条件下,可以找到一个使误码率最小的 判决门限电平,称为**最佳门限电平。**

若令
$$\frac{\partial P_e}{\partial V_d} = 0$$
 则可求得最佳门限电平 $V_d^* = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$

- 误码率

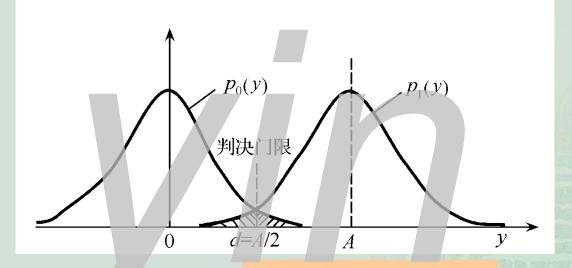
図 这时,基带传输系统总误码率为

$$P_{e} = \frac{1}{2} \left[P(0/1) + P(1/0) \right] = \frac{1}{2} \left[1 - erf \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_{n}} \right) \right] = \frac{1}{2} erfc \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_{n}} \right)$$

 σ 可见,在发送概率相等,且在最佳门限电平下,双极性基带系统的总误码率仅依赖于信号峰值A与噪声均方根值 σ_n 的比值,而与采用什么样的信号形式无关。且比值 A/σ_n 越大, P_e 就越小。

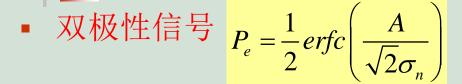
6.5.2 二进制单极性基带系统

■ 设单极性信号,在抽样时刻的电平取值为+A或0(分别对应信码"1"或"0"),则判决器输入波形的概率密度函数如下图。



- 这时最佳判决门限变成: $V_d^* = \frac{A}{2} + \frac{\sigma_n^2}{A} \ln \frac{P(0)}{P(1)}$
- 当P(1) = P(0) = 1/2时, $V_d* = A/2$,则误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} erfc \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$



• 单极性信号
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

- 双极性和单极性基带系统误码率比较:
 - 当比值 A/σ_n 一定时,双极性基带系统的误码率比单极性的低,抗噪声性能好。
 - 此外,在等概条件下,双极性的最佳判决门限电平为0,与信号幅度无关,因而不随信道特性变化而变,故能保持最佳状态。而单极性的最佳判决门限电平为A/2,它易受信道特性变化的影响,从而导致误码率增大。
 - 双极性基带系统比单极性基带系统应用更为广泛。