通信原理

第6章 数字基带传输系统



第6章 数字基带传输系统

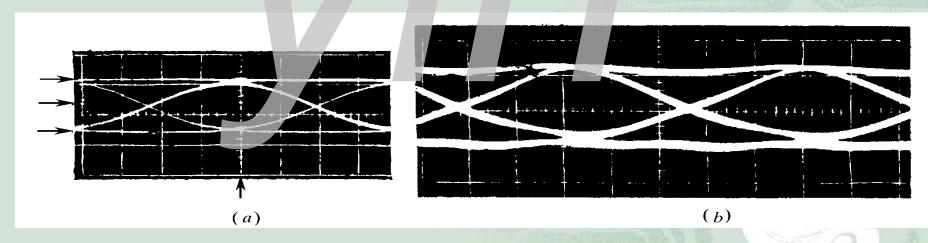
- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串扰
- 6.4 无码间串扰的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能

■ 6.6 眼图

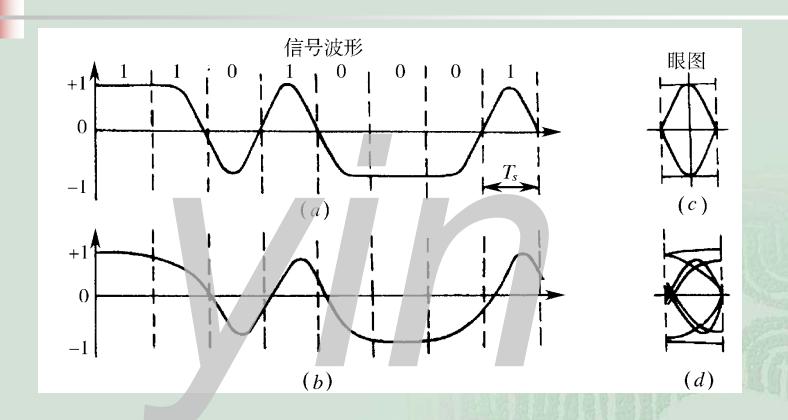
■ 6.7 部分响应和时域均衡

6.6 眼图

- 眼图是指通过用示波器观察接收端的基带信号波形,从而估计和调整系统性能的一种方法。
 - 示波器跨接在抽样判决器的输入端, 调整示波器水平扫描周期, 使其 与接收码元的周期同步. 此时可以从示波器显示的图形上, 观察码间 干扰和信道噪声等因素影响的情况, 从而估计系统性能的优劣程度。

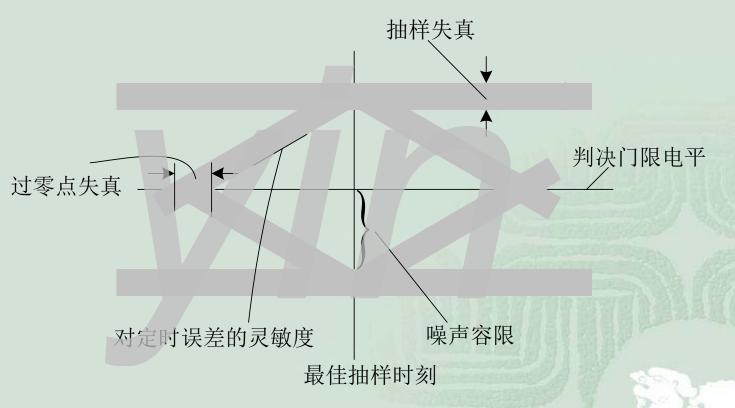


- ■图(a)是在几乎无噪声和无码间干扰下得到的,
- 图(b)则是在一定噪声和码间干扰下得到的。



- 图(a)是接收滤波器输出的无码间串扰的双极性基带波形
- 图(b)是接收滤波器输出的有码间串扰的双极性基带波形
- 眼图的"眼睛"张开的越大,且眼图越端正,表示码间串扰越小,反之, 表示码间串扰越大。







- 最佳抽样时刻是"眼睛"张开最大的时刻;
- 眼图斜边的斜率表示定时误差灵敏度。斜率越大,对位定时误差越敏感;
- 图的阴影区的垂直高度表示抽样时刻上信号受噪声干扰的畸变程度;
- 图中央的横轴位置对应于判决门限电平;
- 抽样时刻上,上下两阴影区的间隔距离之半为噪声容限,若噪声瞬时值超过它就可能发生错判;
- 图中倾斜阴影带与横轴相交的区间表示了接收波形零点位置的变化范围, 即过零点畸变,它对于利用信号零交点的平均位置来提取定时信息的接收 系统有很大影响。

٠,

第6章 数字基带传输系统

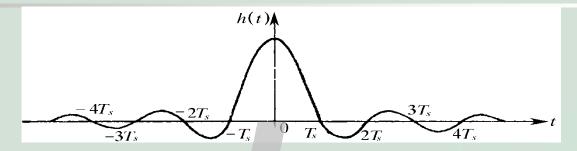
- 6.1 数字基带信号及其频谱特性
- 6.2 基带传输的常用码型
- 6.3 数字基带信号传输与码间串批
- 6.4 无码间串批的基带传输特性
- 6.5 基带传输系统的抗噪声性能
- 6.6 眼图
- 6.7 部分响应和时域均衡
 - **∞**6.7.1 部分响应系统
 - **∞**6.7.2 时域均衡

6.7 部分响应和时域均衡

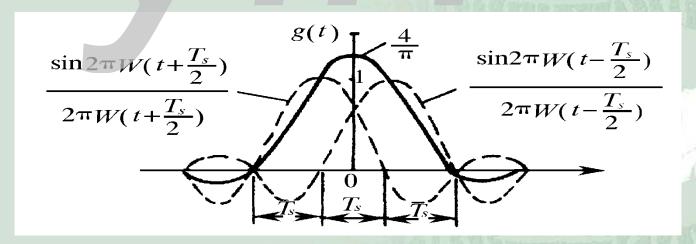
6.7.1部分响应系统

- 具有理想低通滤波特性的传输系统:
 - ox 时域冲激响应为 $h(t) = \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} t}{\pi} = Sa(\pi t / T_s)$
 - ∞ 频带利用率达到最大
 - ∞ 时域冲激响应波形振荡衰减较慢,对抽样时钟相位抖动敏感
- 人为地在码元的抽样时刻引入码间串扰,这样形成的冲激响应 波形称为部分响应波形。利用部分响应波形传输的基带系统称 为部分响应系统。
 - ∞ 引入部分响应波形可以使频带利用率达到理论最大值
 - ∞ 可以加速传输波形尾巴的衰减,降低对定时精度的要求
 - 由于是人为加入,在前一码元正确接收的条件下,对下一码元的串扰是 己知的,因而可在接收端判决前加以消除。

第I类部分响应波形



- $\sin x / x$ 波形如图,相距一个码元间隔的两个 $\sin x / x$ 波形的"拖尾" 刚好正负相反,相加则可以构成"拖尾"衰减很快的脉冲波形。
- 用两个间隔为一个码元长度 T_s 的 $\sin x / x$ 的合成波形来代替 $\sin x / x$,如下图所示。



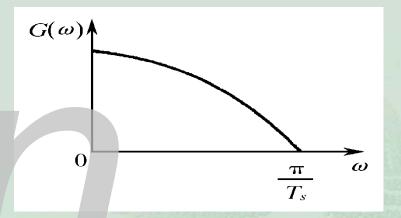
■ 合成波形的表达式为

$$g(t) = \frac{\sin\frac{\pi}{T_S}(t + \frac{T_S}{2})}{\frac{\pi}{T_S}(t + \frac{T_S}{2})} + \frac{\sin\frac{\pi}{T_S}(t - \frac{T_S}{2})}{\frac{\pi}{T_S}(t - \frac{T_S}{2})} \implies g(t) = \frac{4}{\pi} \left(\frac{\cos\pi t/T_S}{1 - 4t^2/T_S^2}\right)$$

- 由上式可见,*g*(*t*)的"拖尾"幅度随 *t*²下降,这说明它比 sin*x* / *x*波 形收敛快,衰减大。这是因为,相距一个码元间隔的两个sin*x* / *x*波 形的"拖尾"正负相反而相互抵消,使得合成波形的"拖尾"衰减速 度加快了。
- ◎ 除了在相邻的取样时刻t= $\pm T_s/2$ 处,g(t)=1外,其余的取样时刻上,g(t)具有等间隔 T_s 的零点。

■ *g*(*t*)的频谱函数

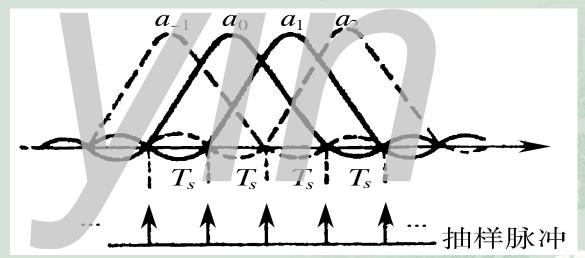
$$G(\omega) = \begin{cases} 2T_S \cos \frac{\omega T_S}{2}, & |\omega| \le \frac{\pi}{T_S} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_S} \end{cases}$$



- ∞频带利用率达到了基带系统的理论极限值。

$$\eta = R_B / B = \frac{1}{T_S} / \frac{1}{2T_S} = 2$$
 (B/Hz)

■ 如果用上述部分响应波形作为传送信号的波形,且发送码元间隔为*T_s*,则在抽样时刻上仅发生前一码元对本码元抽样值的干扰,而与其他码元不发生串扰,见下图



□ 表面上看,由于前后码元的串扰很大,似乎无法按1 / T_s的速率进行传送。但由于这种"串扰"是确定的,在接收端可以消除掉,故仍可按1 / T_s传输速率传送码元。

• 设输入的二进制码元序列为 $\{a_k\}$,并设 a_k 的取值为+1及-1 (对应于"1"及"0")。这样,当发送码元 a_k 时,接收波形 g(t)在相应时刻上(第k个时刻上)的抽样值 C_k 由下式确定:

$$C_k = a_k + a_{k-1}$$
 \vec{x} $a_k = C_k - a_{k-1}$

式中 a_{k-1} 是 a_k 的前一码元在第k个时刻上的抽样值(即串扰值)。

由于串扰值和信码抽样值相等,因此g(t)的抽样值将有+2、0、-2三种取值,即成为伪三进制序列。如果前一码元 a_{k-1} 已经接收判定,则接收端可根据收到的 C_k ,由上式得到 a_k 的取值。

第I类部分响应的差错传播问题

■ 差错传播问题:

 α_k α_k 的恢复不仅仅由 C_k 来确定,而是必须参考前一码元 α_{k-1} 的判决结果,如果 $\{C_k\}$ 序列中某个抽样值因干扰而发生差错,则不但会造成当前恢复的 α_k 值错误,而且还会影响到以后所有的 α_{k+1} α_{k+2} ……的正确判决,出现一连串的错误。这一现象叫差错传播。

図例如:输入信码 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1 1 发送端 $\{a_k\}+1$ -1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 +1 欠送端 $\{C_k\}$ 0 0 +2 0 -2 -2 0 0 0 +2 接收端 $\{C_k\}$ 0 0 +2 0 -2 0 0 0 0 +2 恢复的 $\{a_k\}$ +1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1 -1 +3

 $\{C_k\}$ 出现错误之后,接收端恢复出来的 $\{a_k\}$ 全部是错误的。此外,在接收端恢复 $\{a_k\}$ 时还必须有正确的起始值(+1),否则,即使没有传输差错也不可能得到正确的 $\{a_k\}$ 序列。

■ 产生差错传播的原因:

○ 在g(t)的形成过程中,首先要形成相邻码元的串扰,然后再经过响应网络形成所需要的波形。所以,在有控制地引入码间串扰的过程中,使原本互相独立的码元变成了相关码元。也正是码元之间的这种相关性导致了接收判决的差错传播。这种串扰所对应的运算称为相关运算,所以将下式

$$C_k = a_k + a_{k-1}$$

称为相关编码。

可见,相关编码是为了得到预期的部分响应信号频谱所必需的,但却带来了差错传播问题。

解决差错传播问题的途径

■ <mark>预编码:</mark>为了避免因相关编码而引起的差错传播问题,可以在 发送端相关编码之前进行预编码。

歌 領 の
$$b_k = a_k \oplus b_{k-1}$$
 即 $a_k = b_k \oplus b_{k-1}$

• **相关编码**: 把预编码后的 $\{b_k\}$ 作为发送滤波器的输入码元序列,得到

$$C_k = b_k + b_{k-1}$$
 一相关编码

■ 模2判决: 若对上式进行模2处理,则有

$$[C_k]_{\text{mod}2} = [b_k + b_{k-1}]_{\text{mod}2} = b_k \oplus b_{k-1} = a_k$$

$$a_k = [C_k]_{\text{mod}2}$$

此时,得到了 a_k ,但不需要预先知道 a_{k-1} 。

上述表明,对接收到的 C_k 作模2处理便得到发送端的 a_k ,此时不需要预先知道 a_{k-1} ,因而不存在错误传播现象。这是因为,预编码后的信号各抽样值之间解除了相关性。

因此,整个上述处理过程可概括为"**预编码—相关编码— 模2判决"**过程。

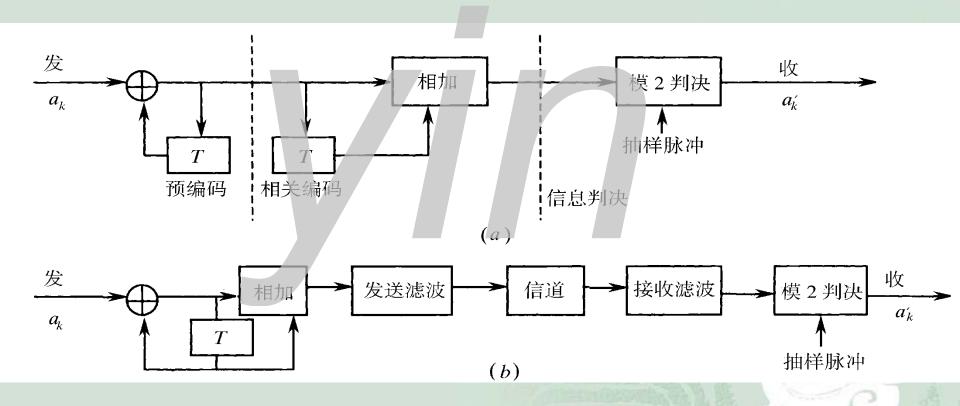


$$C_k = \begin{cases} \pm 2, & \text{if } 0 \\ 0, & \text{if } 1 \end{cases}$$

此例说明,由当前值 C_k 可直接得到当前的 a_k ,错误不会传播下去,而是局限在受干扰码元本身位置。

第I类部分响应系统

- 图(a) 原理方框图
- ■图(b) 实际系统方框图



部分响应的一般形式

■ <mark>部分响应波形</mark>的一般形式是N 个相继间隔 T_s 的波形 $\sin x/x$ 之和,其表达式为

$$g(t) = R_1 \frac{\sin\frac{\pi}{T_s}t}{\frac{\pi}{T_s}t} + R_2 \frac{\sin\frac{\pi}{T_s}(t - T_s)}{\frac{\pi}{T_s}(t - T_s)} + \dots + R_N \frac{\sin\frac{\pi}{T_s}[t - (N - 1)T_s]}{\frac{\pi}{T_s}[t - (N - 1)T_s]}$$

式中 R_1 、 R_2 、...、 R_n 为加权系数,其取值为正、负整数和零,例如,当取 R_1 =1, R_2 =1,其余系数等于0时,就是前面所述的第 I 类部分响应波形。

响应波形。
$$\mathbf{g(t)} \, \mathbf{的频谱函数}$$
 $G(\omega) = \begin{cases} T_s \sum_{m=1}^N R_m e^{-j\omega(m-1)T_s}, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$

G(ω)仅在(-π/Ts, π/Ts)范围内存在。

- $R_m(m = 1, 2, ..., N)$ 不同,将有不同类别的的部分响应信号,相应地有不同的相关编码方式。
- 相关编码是为了得到预期的部分响应信号频谱所必需的。

$$C_k = R_1 a_k + R_2 a_{k-1} + ... + R_N a_{k-(n-1)}$$

由此看出, C_k 的电平数将依赖于 a_k 的进制数L及 R_m 的取值。无疑,一般 C_k 的电平数将要超过 a_k 的进制数。

▶ 为了避免因相关编码而引起的"差错传播"现象,一般要经过类似于前面介绍的"预编码-相关编码-模2判决"过程,即先对a_k进行预编码:

$$a_k = R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)}$$
 (mod L)

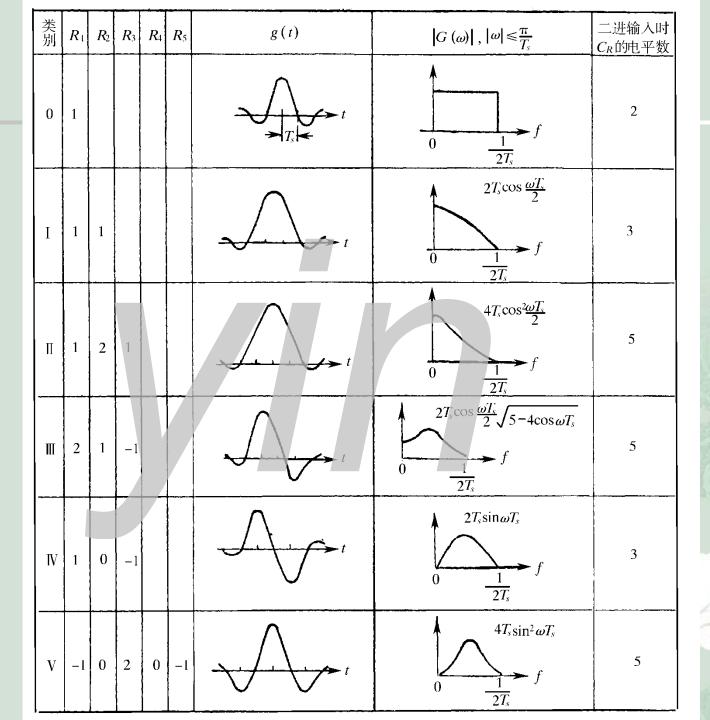
注意,式中 a_k 和 b_k 已假设为L进制,所以式中"+"为"模L相加"。

然后,将预编码后的b,进行相关编码

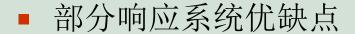
$$C_k = R_1 b_k + R_2 b_{k-1} + \dots + R_N b_{k-(N-1)}$$
 (算术加)

再对 C_k 作模L处理,得到 $a_k = [C_k]_{mod L}$ 此时不存在错误传播问题,且接收端的译码十分简单。

常见的五类部分响应波形



- 从表中看出,各类部分响应波形的频谱均不超过理想低通的频带宽度, 但他们的频谱结构和对临近码元抽样时刻的串扰不同。
- 目前应用较多的是第 I 类和第 IV 类。
 - ☎ 第 I 类频谱主要集中在低频段,适于信道频带高频严重受限的场合。
 - 第Ⅳ类无直流分量,且低频分量小,便于边带滤波,实现单边带调制,因而在实际应用中,第Ⅳ类部分响应用得最为广泛。
 - 此外,以上两类的抽样值电平数比其它类别的少,这也是它们得以 广泛应用的原因之一。
 - 当输入为L进制信号时,经部分响应传输系统得到的第 I 、IV类部分响应信号的电平数为(2L-1)。



- 优点:能实现理论上最大(2波特/赫)的频带利用率,且传输波形的"尾巴"衰减大和收敛快。
- 缺点: 当输入数据为L进制时, 部分响应波形的相关编码电平数要超过L个。因此, 在同样输入信噪比条件下, 部分响应系统的抗噪声性能要比非部分响应系统差。

6.7.2 时域均衡

为了减小码间串扰的影响,通常需要在系统中插入一种可调滤波器 来校正或补偿系统特性。这种起补偿作用的滤波器称为**均衡器**。

■ 频域均衡器:

- 是从校正系统的频率特性出发,使包括可调滤波器在内的基带系统的总特性接近无失真传输条件。
- ∞ 频域均衡在信道特性不变,且在传输低速数据时是适用的。

■ 时域均衡器:

- 直接校正已失真的响应波形,使包括可调滤波器在内的整个系统的冲激响应满足无码间串扰条件。
- 时域均衡可以根据信道特性的变化进行调整,能够有效地减小码间 串扰,故在数字传输系统中,尤其是高速数据传输中得以广泛应用。

肘域均衡原理

现在我们来证明:如果在接收滤波器和抽样判决器之间插入一个称之为横向滤波器的可调滤波器,其冲激响应为

$$h_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(t - nT_S)$$

式中, C_n 完全依赖于 $H(\omega)$,那么,理论上就可消除抽样时刻上的码间串扰。

【证】设插入滤波器的频率特性为 $T(\omega)$,则若

$$T(\omega)H(\omega) = H'(\omega)$$

满足下式

$$\sum_{i} H'(\omega + \frac{2\pi i}{T_{S}}) = T_{S} \qquad |\omega| \le \frac{\pi}{T_{S}}$$

则包括 $T(\omega)$ 在内的总特性 $H(\omega)$ 将能消除码间串扰。

得到
$$\sum_{i} H(\omega + \frac{2\pi i}{T_S}) T(\omega + \frac{2\pi i}{T_S}) = T_s$$
 $|\omega| \le \frac{\pi}{T_S}$

如果 $T(\omega)$ 是以 $2\pi/T$,为周期的周期函数,即

$$T(\omega + \frac{2\pi i}{T_S}) = T(\omega)$$

则 $T(\omega)$ 与i无关,可拿到 Σ 外边,于是有

$$T(\omega) = \frac{T_S}{\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_S})} \qquad |\omega| \le \frac{\pi}{T_S}$$

即消除码间串扰的条件成立。

既然 $T(\omega)$ 是周期为 $2\pi/T_s$ 的周期函数,则 $T(\omega)$ 可用傅里叶级数来表示,即

$$T(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-jnT_S\omega}$$

$$C_n = \frac{T_S}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{T_S}}^{\frac{\pi}{T_S}} T(\omega) e^{jn\omega T_S} d\omega$$

或
$$C_n = \frac{T_S}{2\pi} \int_{-T_S}^{\frac{\pi}{T_S}} \frac{T_S}{T_S} \frac{T_S}{\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_S})} e^{jn\omega T_S} d\omega$$

由上式看出,傅里叶系数 C_n 由 $H(\omega)$ 决定。

式中

$$T(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-jnT_S \omega}$$

求傅里叶反变换,则可求得其单位冲激响应为

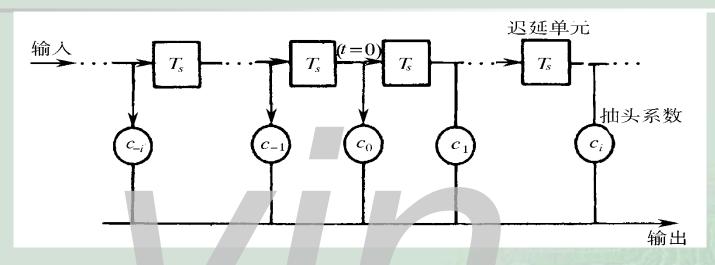
$$h_T(t) = \mathsf{F}^{-1}[T(\omega)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(t - nT_S)$$

这就是我们需要证明的公式。

由上式看出,这里的h_T(t)是下图所示网络的单位冲激响 应。

输入 T_s T_s

横向滤波器--- 肘域均衡



■ 横向滤波器组成

- ∞ 以上网络是由无限多的按横向排列的迟延单元 T_s 和抽头加权系数 C_n 组成的,因此称为<mark>横向滤波器</mark>。

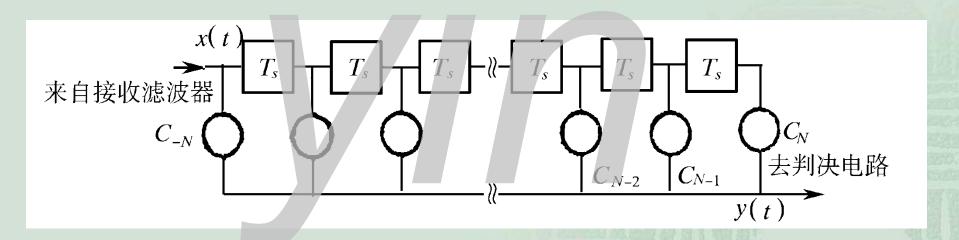


- ∞横向滤波器的特性取决于各抽头系数Cn。
- $_{\text{C}_n}$ 可自动调整时,则它能够适应信道特性的变化,可以动态校正系统的时间响应。
- 理论上,无限长的横向滤波器可以完全消除抽样时刻上的 码间串扰,但实际中均衡器的长度受限制。

-

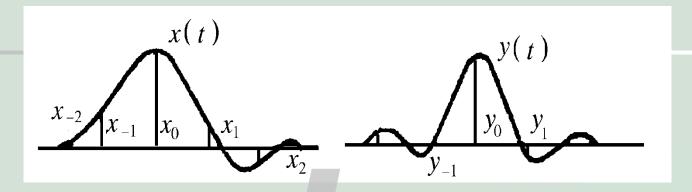
■ 横向滤波器的数学表示式

一个具有2N+1个抽头的横向滤波器,



其单位冲激响应为e(t),则有

$$e(t) = \sum_{i=-N}^{N} C_i \delta(t - iT_s)$$



设它的输入为x(t), x(t)是被均衡的对象,并设它没有附加噪声,如图所示。

则均衡后的输出波形y(t)为 $y(t) = x(t) * e(t) = \sum_{i=-N}^{N} C_i x(t-iT_S)$ 在抽样时刻 $t = kT_S$ (设系统无延时)上,有

$$y(kT_S) = \sum_{i=-N}^{N} C_i x(kT_S - iT_S) = \sum_{i=-N}^{N} C_i x[(k-i)T_S]$$

将其简写为

$$y_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i}$$

【**例6-3**】 设有一个三抽头的横向滤波器,其 C_{-1} = -1/4, C_0 =1, C_{+1} = -1/2;均衡器输入x(t)在各抽样点上的取值分别为: x_{-1} = 1/4, x_0 = 1, x_{+1} = 1/2,其余都为零。试求均衡器输出y(t)在各抽样点上的值。

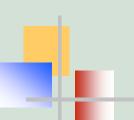
同理可求得 $y_{-2} = -1/16$, $y_{+2} = -1/4$, 其余均为零。

$$y_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i}$$

上式说明,均衡器在第k个抽样时刻上得到的样值 y_k 将由 2N+1个 C_i 与 X_{k-i} 乘积之和来确定。

除 y_0 以外的所有 y_k 都属于波形失真引起的码间串扰。当输入波形x(t)给定,即各种可能的 x_{k-i} 确定时,通过调整 C_i 使指定的 y_k 等于零是容易办到的,但同时要求所有的 y_k (除k=0外)都等于零却是一件很难的事。

由上例可见,除 y_0 外,均衡使 y_{-1} 及 y_1 为零,但 y_{-2} 及 y_2 不为零。这说明,利用有限长的横向滤波器减小码间串扰是可能的,但完全消除是不可能的。



均衡准则及其实现

- 1)如何确定和调整抽头系数,获得最佳的均衡 效果?——失真度量、均衡准则

 - ∞按一定的均衡准则设计与实现横向滤波器。

峰值失真定义:
$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k|$$

- \propto 式中,除k=0以外的各值的绝对值之和反映了码间串扰的最大值,所以峰值失真D 是码间串扰最大可能值(峰值)与有用信号样值之比。
- ∞ 最小峰值失真准则:调整抽头系数时,应使D最小。
- 均方失真定义: $e^2 = \frac{1}{y_0^2} \sum_{\substack{k=-\infty \ k\neq 0}}^{\infty} y_k^2$
 - ∞ 最小均方失真准则:调整抽头系数时,应使均方失真最小
- 注意:

 - C_0 处)。如果时间参考点选择在别处,则滤波器输出的波形形状是相同的,所不同的仅仅是整个波形的提前或推迟。

■ 2) 最小峰值失真准则——迫零调整法

未均衡前的输入峰值失真(称为初始失真)可表示为

$$D_0 = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{k = -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k|$$

 $若X_k$ 是归一化的,且令 $X_0 = 1$,则上式变为

$$D_0 = \sum_{\substack{k = -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k|$$

将样值 y_k 也归一化,且令 $y_0 = 1$,则根据式

$$y_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i}$$

可得

$$y_0 = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{-i} = 1$$

$$y_0 = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{-i} = 1 \qquad \longrightarrow \qquad C_0 x_0 + \sum_{\substack{i=-N \ i \neq 0}}^{N} C_i x_{-i} = 1 \qquad \longrightarrow \qquad C_0 = 1 - \sum_{\substack{i=-N \ i \neq 0}}^{N} C_i x_{-i}$$

将上式代入式

$$y_{k} = \sum_{i=-N}^{N} C_{i} x_{k-i}$$

$$y_{k} = \sum_{\substack{i=-N \ i \neq 0}}^{N} C_{i} (x_{k-i} - x_{k} x_{-i}) + x_{k}$$

再将上式代入峰值失真定义式: $D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \ k \neq 0}}^{\infty} |y_k|$

$$D = \sum_{\substack{k = -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \left| \sum_{\substack{i = -N \\ i \neq 0}}^{N} C_i (x_{k-i} - x_k x_{-i}) + x_k \right|$$

可见,在输入序列 $\{x_k\}$ 给定的情况下,峰值畸变D是各抽头系数 C_i (除 C_0 外)的函数。显然,求解使D最小的 C_i 是我们所关心的。

Lucky曾证明:如果初始失真 D_0 <1,则D的最小值必然发生在 y_0 前后的 y_k 都等于零的情况下。

这一定理的数学意义是,所求的系数 $\{C_i\}$ 应该是使下式

$$y_k = \begin{cases} 0 & 1 \le |k| \le N \\ 1 & k = 0 \end{cases}$$

成立时的2/41个联立方程的解。

这2M-1个线性方程为

$$\begin{cases} \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i} = 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \\ \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{-i} = 1, & k = 0 \end{cases}$$

将上式写成矩阵形式,有

$$\begin{bmatrix} x_{0} & x_{-1} & \cdots & x_{-2N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{N} & x_{N-1} & \cdots & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & x_{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{-N} \\ C_{-N+1} \\ \vdots \\ C_{0} \\ C_{N-1} \\ C_{N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

在输入序列 $\{x_k\}$ 给定时,如果按上述方程组调整或设计各抽头系数 C_i ,可迫使均衡器输出的各抽样值 y_k 为零。这种调整叫做"迫零"调整,所设计的均衡器称为"迫零"均衡器。

在 D_0 1时,迫使 y_0 前后各有N个取样点上无码间串扰,此时D 取最小值,均衡效果达到最佳。

【例6-4】 设计一个具有3个抽头的迫零均衡器,以减小码间串扰。已知 $x_{-2} = 0$, $x_{-1} = 0.1$, $x_0 = 1$, $x_1 = -0.2$, $x_2 = 0.1$, 求3个抽头的系数,并计算均衡前后的峰值失真。

【解】 根据以上矩阵公式和21/41=3,列出矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & x_{-2} \\ x_1 & x_0 & x_{-1} \\ x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{-1} \\ C_0 \\ C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

将样值代入上式,可列出方程组

$$\begin{cases} C_{-1} + 0.1C_0 = 0 \\ -0.2C_{-1} + C_0 + 0.1C_1 = 1 \\ 0.1C_{-1} - 0.2C_0 + C_1 = 0 \end{cases}$$

$$C_{-1} = -0.09606, \quad C_0 = 0.9606, \quad C_1 = 0.2017$$

$$C_{-1} = -0.09606$$
, $C_0 = 0.9606$, $C_1 = 0.2017$

通过式
$$y_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i}$$

可算出
$$y_{-1} = 0$$
, $y_0 = 1$, $y_1 = 0$

$$y_{-3} = 0$$
, $y_{-2} = 0.0096$, $y_2 = 0.0557$, $y_3 = 0.02016$

输入峰值失真为

$$D_0 = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{k = -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k| = 0.4$$

输出峰值失真为

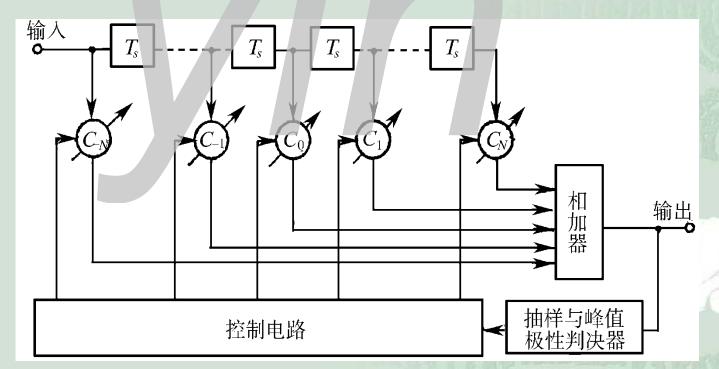
$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k = -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k| = 0.0869$$

$$y_{-1} = 0$$
, $y_0 = 1$, $y_1 = 0$
 $y_{-3} = 0$, $y_{-2} = 0.0096$, $y_2 = 0.0557$, $y_3 = 0.02016$

○○本由上例可见,3抽头均衡器可以使两侧各有一个零点,但在远离水的一些抽样点上仍会有码间串扰。这就是说抽头有限时,总不能完全消除码间串扰,但适当增加抽头数可以将码间串扰减小到相当小的程度。

■迫零均衡器实现

- **∞预置式自动均衡器**: 迫零均衡器的具体实现方法有许多种。一种最简单的方法是预置式自动均衡器
- 预置式自动均衡器原理方框图



它的输入端每隔一段时间送入一个来自发端的测试单脉冲波形。当该波形每隔 T_s 秒依次输入时,在输出端就将获得各样值为 y_k (k=-N, $-N_t$) 的波形,根据"迫零"调整原理,若得到的某一 y_k 为正极性时,则相应的抽头增益 C_k 应下降一个适当的增量 Δ ; 若 y_k 为负极性,则相应的 C_k 应增加一个增量 Δ 。

为了实现这个调整,在输出端将每个yk依次进行抽样并进行极性判决,判决的两种可能结果以"极性脉冲"表示,并加到控制电路。控制电路将在某一规定时刻(例如测试信号的终了时刻)将所有"极性脉冲"分别作用到相应的抽头上,让它们作增加△或下降△的改变。这样,经过多次调整,就能达到均衡的目的。可以看到,这种自动均衡器的精度与增量△的选择和允许调整时间有关。△愈小,精度就愈高,但调整时间就需要愈长。

■ 3) 最小均方失真准则——自适应均衡器

- "迫零"均衡器的缺点:必须限制初始失真 D_0 < 1。
- □ 用最小均方失真准则也可导出抽头系数必须满足的2№1个方程,从中也可解得使均方失真最小的2№1个抽头系数,不过,这时不需对初始失真D₀ 提出限制。

∞ 以下介绍一种按最小均方误差准则来构成的自适应均衡器:

■ 该自适应均衡器不再利用专门的测试单脉冲进行误差的调整,而是在传输数据期间借助信号本身来调整增益,从而实现自动均衡的目的。由于数字信号通常是一种随机信号,所以,自适应均衡器的输出波形不再是单脉冲响应,而是实际的数据信号。

lackbox 设发送序列为 $\{a_k\}$,均衡器输入为x(t),均衡后输出的样值序列为 $\{y_k\}$,此时<mark>误差信号为</code> $e_k = y_k - a_k$ </mark>

均方误差定义为

$$\overline{e^2} = E(y_k - a_k)^2$$

当{a_k}是随机数据序列时,上式最小化与均方失真最小化是一致的。

将

$$y_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i}$$

代入上式,得到

$$\overline{e^2} = E\left(\sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i} - a_k\right)^2$$

$$\overline{e^2} = E\left(\sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i} - a_k\right)^2$$

可见,均方误差是各抽头增益的函数。我们期望对于任意的k,都应使均方误差最小,故将上式对 C_i 求偏导数,有

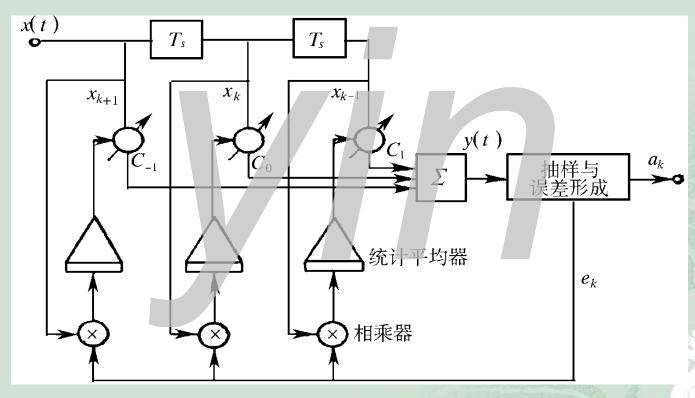
$$\frac{\partial \overline{e^2}}{\partial C_i} = 2E[e_k x_{k-i}]$$

其中 $e_k = y_k - a_k = \sum_{i=-N}^{N} C_i x_{k-i} - a_k$

表示误差值。这里误差的起因包括码间串扰和噪声,而不仅仅是波形失真。

可见,要使均方误差最小,应使上式等于0,即 $E[e_k \ x_{k-i}]$ =0,这就要求误差 e_k 与均衡器输入样值 $x_{k-i}(|i| \le M)$ 应互不相关。这就说明,抽头增益的调整可以借助对误差 e_k 和样值 x_{k-i} 乘积的统计平均值。若这个平均值不等于零,则应通过增益调整使其向零值变化,直到使其等于零为止。

№ 3抽头自适应均衡器原理方框图



图中, 统计平均器可以是一个求算术平均的部件。

- 由于自适应均衡器的各抽头系数可随信道特性的时变而自适应调节,故调整精度高,不需预调时间。在高速数传系统中,普遍采用自适应均衡器来克服码间串扰。
- 自适应均衡器还有多种实现方案,经典的自适应均衡器准则或算法有: 迫零算法(ZF)、最小均方误差算法(LMS)、递推最小二乘算法 (RLS)、卡尔曼算法等。
- 上述均衡器属于线性均衡器(因为横向滤波器是一种线性滤波器),它对于像电话线这样的信道来说性能良好,对于在无线信道传输中,若信道严重失真造成的码间干扰以致线性均衡器不易处理时,可采用非线性均衡器。

- - 思考题: 6-3, 6-6, 6-12
 - 习题: 6-1, 6-6, 6-13, 6-17, 6-18, 6-24, 10-15(2)(3)

第6章 结束 谢谢诸位!