

通信原理第四章讨论题

段怡潇

2017190102019

第一题

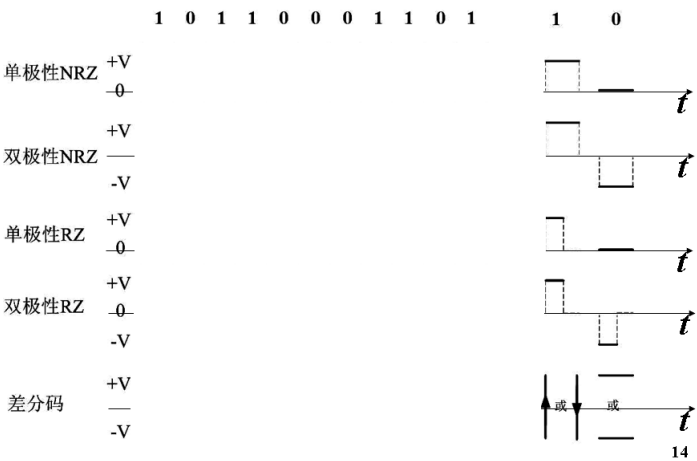
• 什么是数字基带传输？为什么要从二元数据传输来阐述这一概念？常见的二元数字基带波形有哪些？如何进行分类？各自有什么特点？

解答

数字基带传输:运用各种基带信号传输数字序列的方法统称为数字基带传输。

因为二元数字传输比较简单只有两个电平；在各种电路芯片之间传输数据序列时，大量采用二元信号进行通信。

图 1: 常见二元数字基带波形分类及特点
基本的脉冲是矩形的，典型形状：



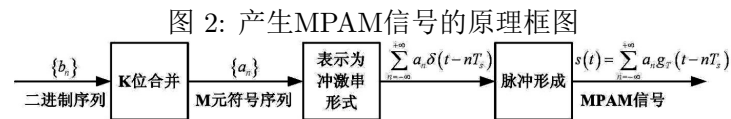
$g(t)$ 除了矩形脉冲外，还可以是圆顶的、三角形的，也可以是一些特殊的，

比如: 升余弦滚动脉冲

第二题

- 如何产生多元PAM信号？脉冲成型的作用是什么？

解答



作用:脉冲形成单元也叫发送滤波器,他按照符号数值生成不同幅度的传输脉冲。方便进行模拟传输。// 成型的意思就是实现由消息到波形的转换,以便发射,脉冲成型应该是在基带调制之后

第三题

- 数字基带信号的传输速率如何表示？

解答

图 3: 数字基带信号传输速率
数字基带信号的传输速率

符号速率 (Symbol rate): 单位时间传送符号的数目

$$R_s = 1/T_s \text{ symbol/s (或baud)}$$

比特率 (Bit rate): 每秒传送的比特数目

$$R_b = KR_s = R_s \log_2 M (bps) \quad \begin{aligned} T_s &= KT_b \\ R_s &= R_b / K \end{aligned}$$

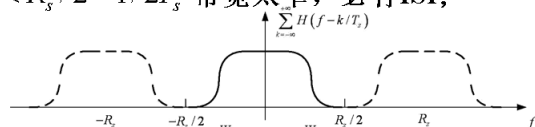
第四题

- 如何理解当一个系统的符号率为R时, 其经过成型滤波器后的数字基带信号的最小带宽为R/2Hz?

解答

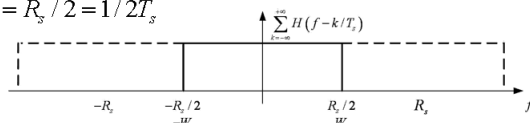
图 4: 码间串扰使理论最小带宽为 $R_s/2$
实际基带信道可视为带限信道(W Hz)，分三种情况：

➤ $W < R_s/2 = 1/2T_s$ 带宽太窄，必有ISI；

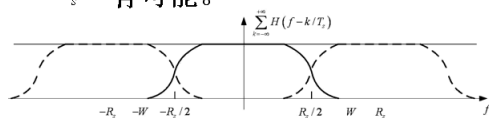


➤ 当且仅当 $H(f)$ 正好为 $R_s/2$ Hz 的 LPF 时，无 ISI；

$$W = R_s/2 = 1/2T_s$$



➤ $W > R_s/2 = 1/2T_s$ 有可能。



79

第五题

- 分析公式(4.2.1)中各个参数的物理概念，分析如何使用该公式进行数字基带信号的功率谱密度的计算。分析实际应用中如何使用时间平均来近似计算相应信号的功率谱密度。

解答

图 5: 数字基带信号功率谱密度计算

$$P_s(f) = \underbrace{\frac{\sigma_a^2}{T_s} |G_T(f)|^2}_{\text{Signal Power}} + \underbrace{\frac{m_a^2}{T_s^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| G_T\left(\frac{k}{T_s}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right)}_{\text{Discrete Spectrum}}$$

连续谱,

由脉冲 $g_T(t)$
的谱 $|G_T(f)|^2$ 决定

离散谱线,

各谱线功率正比于 $\left|G_T\left(\frac{k}{T_s}\right)\right|^2$
各谱线间隔为 $\frac{1}{T_s}$

特例, 当序列的均值为0时, 即 $m_a = E\{a_n\} = 0$

$$P_s(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_s} |G_T(f)|^2$$

也就是说离散谱线消失

图 6: 使用时间平均计算功率谱

5.1.4 功率谱密度分析

频谱分析仪是用来对信号进行时-频转换, 并把信号的能量作为频率的函数显示出来的仪器。

按照谱密度的数学定义, 应先测量信号的自相关, 然后计算自相关函数的傅里叶变换。实际中并不这样做, 而是利用方便可行的测量方法。虽然这在数学上不那样严格, 但可以得到真谱的近似描述。

用模拟分析方法从样本记录中获得功率谱密度函数, 是用滤波、平方、平均运算来实现的, 它是一种近似方法。

信号 $x(t)$ 的自功率谱 $S_x(f)$ 是偶函数, 将负频段的功率谱值全部折叠到正频段, 记为

$$G_x(f) = 2S_x(f) \quad (5-7)$$

$G_x(f)$ 称为信号的单边功率频谱密度函数。根据信号自功率频谱的物理意义, 即自功率频谱表示单位频率宽度上的平均功率, 故 $G_x(f)$ 可以用以下方便可行的方法求得:

$$G_x(f) = \lim_{B \rightarrow 0} \frac{\overline{x^2(f, B)}}{B} = \lim_{\substack{B \rightarrow 0 \\ T \rightarrow \infty}} \frac{1}{BT} \int_0^T x^2(t, f, B) dt$$

在有限观测时间 T 内, 其估计值为

$$\hat{G}_x(f) = \frac{1}{BT} \int_0^T x^2(t, f, B) dt \quad (5-8)$$

按照这一定义, 实现功率谱估计的运算过程如图 5-5 所示。其中滤波器是一个可调中心频率的带通滤波器, 在分析过程中, 自动(或手动)调节滤波器中心频率, 对信号 $x(t)$ 依次进行扫频滤波、平方、积分、除法运算, 最后由记录器得到 $G_x(f)-f$ 频谱图。由于可以采用各种形式的滤波器从信号中逐次选出所需的频率成分进行分析, 因此实现这一运算过程的仪器有带通滤波式、扫描滤波式和外差式三种。有关这三种频谱分析仪的工作原理请参阅有关资料。

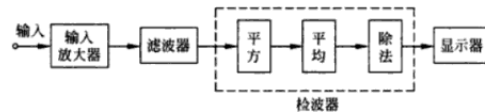


图 5-5 功率谱估计的运算过程

第六题

- 噪声中二元基带信号的接收方法有哪些？各自的特点有哪些？各自的原理是什么？

解答

平滑滤波:

特点:滤波器 $h(t)$ 在让信号尽可能的完整通过前提下，最大限度的滤除噪声。

分低通时和带通时

原理:用滤波器滤去基带信号为零的频率处的噪声信号。

匹配滤波:

图 7: 特点

$$H(f) \quad \text{for white noise} \quad \mathcal{P}_n(f) = \frac{N_0}{2}$$

$$(1) \quad H(f) = \frac{2K}{N_0} S^*(f) e^{-j\omega t_0}$$

$$(2) \quad (S/N)_{out \max} = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{2E_s}{N_0}$$

$$(3) \quad \text{最佳采样时刻, } t=t_0$$

图 8: 原理

希望通过滤波，使在某 t_0 时刻能够有效地“认出” $s(t)$ ，

这时并不在乎信号是否畸变。

目标设定: 使 $y(t_0)$ 中的信号与噪声之比最大化。

第七题

- 匹配滤波器的原理是什么？使用匹配滤波器的前提条件是什么？为什么数字通信系统的接收机可以使用匹配滤波器来优化接收？

解答

图 9: 原理

滤波器的输出为

$$y(t) = s(t) * h(t) + n(t) * h(t) = y_s(t) + y_n(t)$$

在 $y(t_0)$ 时刻的信噪比可以表示为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{y_s^2(t_0)}{E[y_n^2(t_0)]}$$

$$E[y_n^2(t_0)] = E[y_n^2(t)] = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

$$y_s^2(t_0) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi f t_0} df \right|^2$$

因此有：

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi f t_0} df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df}$$

信噪比取得最大值为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\max} = \frac{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} H(f)S(f)e^{j2\pi f t_0} df \right]^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df} = \frac{2E_s}{N_0}$$

前提:数字通信系统中抑制白噪声的最佳技术;

需要数字系统接收机接收。

原因:因为经过匹配滤波器的后基带信号发生畸变, 模拟信号无法正常接收;

而数字信号只需判断是不是含有脉冲波行即可知道输入的是什么。

第八题

- 什么是最小误码率准则？什么是最大输出信噪比准则？对比接收机使用低通滤波器和匹配滤波器的接收性能？

解答

最小误码准则:使出差错的概率最小，使噪声尽量减小。

最大输出信噪比准则:经过对信号的特殊处理，使得输出信号在特定时刻的达到最大信噪比。

图 10: 性能对比

	LPF 接收系统 (矩形 NRZ, 取 $B = 1/T_s$)	匹配滤波器接收系统	$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{焦耳}}{\text{瓦特/Hz}}$ $= \frac{\text{瓦特}^*}{\text{瓦特}^*}$
双极性 2PAM $E_b = A^2 T_b$	$Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{N_0 B}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	
单极性 2PAM $E_b = \frac{A^2 T_b}{2}$	$Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{4N_0 B}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right)$	$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$	

E_b/N_0 决定——平均比特能量 / 噪声功率谱密度。

反映着信号与噪声能量之比。

$$\begin{aligned}
 Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{N_0 B}}\right) &\xrightarrow{B=1/T_s} Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_s}{N_0}}\right) \xrightarrow{E_b = A^2 T_s} Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \\
 Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{4N_0 B}}\right) &\xrightarrow{B=1/T_s} Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_s}{4N_0}}\right) \xrightarrow{E_b = A^2 T_s / 2} Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right)
 \end{aligned}$$

第九题

- 阐述二元数字基带信号的误码率的分析过程？如何得到最佳判决门限和最小的误码率？二元数字基带传输时的最佳接收机结构是什么？请用框架结构图表示。

解答

分析过程：一般二元基带信号， $0 \rightarrow A_0$ ， $1 \rightarrow A_1$

$$s_0(t) = A_0 g_T(t) \quad s_1(t) = A_1 g_T(t)$$

$g_T(t)$ 包含常见波形，LPF 或 MF 都用 $h(t)$ 表示。

若无 0 的情况， $s(t) = s_0(t)$ ，

$$r(t) = s_0(t) + n(t)$$

$$y(t) = r(t) * h(t) = \underbrace{s_0(t) * h(t)}_{\text{已知}} + \underbrace{n(t) * h(t)}_{\text{随机}}$$

$$t_0 \text{ 处采样, } r = y_{s0} + y_n$$

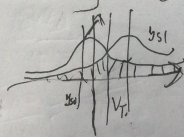
$$y_{s0} = y_{s0}(t_0) \quad y_n = y_n(t_0)$$

$$f(r|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} e^{-\frac{(r-y_{s0})^2}{2\sigma_n^2}}, \text{ 同理 } f(r|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} e^{-\frac{(r-y_{s1})^2}{2\sigma_n^2}}$$

$$\text{LPF } y_{s0} = A_0, y_{s1} = A_1$$

$$\text{MF } h(t) = A_0 g_T(t) \text{ 时, } y_{s0} = A_0^2 T, y_{s1} = A_1^2 T$$

$$P(e|r=0) = \int_{V_T}^{\infty} f(r|0) dr, \quad P(e|r=1) = \int_{-\infty}^{V_T} f(r|1) dr$$



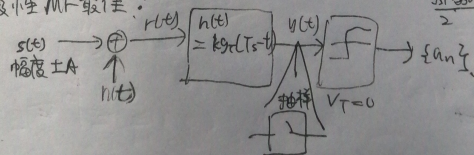
选 V_T 使平均误码率最小。

$$P(e) = P(e|r=0) \times P(a_n=0) + P(e|r=1) \times P(a_n=1)$$

求导，可得 V_T, P_e

$$\frac{y_{s1} t y_{s0}}{2} + \frac{\sigma_n^2}{y_{s1} - y_{s0}} \ln \frac{P(a_n=0)}{P(a_n=1)} \quad Q\left(\frac{y_{s1} - y_{s0}}{\sqrt{2} \sigma_n}\right)$$

双极性MF最佳：



第十题

- 结合例4-7和4-8，阐述如何计算低通滤波和匹配滤波的情况下，单极性NRZ和双极性NRZ信号的误码率和判决门限。

解答

析。下面我们结合 LPF 与匹配滤波器接收系统举例说明。

例 4.7 采用 LPF 接收的单极性 2PAM 传输系统：假定单极性 NRZ 信号的幅度分别为 0 与 $+A$ ，信道加性高斯白噪声的双边功率谱为 $N_0/2$ ，接收滤波器采用带宽为 B 的 LPF，并认为 B 足够大使 $s_0(t)$ 或 $s_1(t)$ 能够几乎无失真地通过（这里 $g_T(t)$ 为单位幅度的脉冲）。计算接收系统的 y_{00} 、 y_{01} 与 σ_n^2 ；并给出抽样值 r 的条件概率密度。

解 由于信号几乎无失真通过 LPF

$$\begin{cases} y_{00}(t) \approx s_0(t) = 0 \\ y_{01}(t) \approx s_1(t) = A g_T(t) \end{cases} \quad (4.3.28)$$

所以，抽样后的值为

$$y_{00} \approx 0 \quad \text{与} \quad y_{01} \approx +A \quad (4.3.29)$$

而 $y_n(t)$ 是 $N_0/2$ 的高斯白噪声通过 LPF 的输出，易知其方差（也就是其功率）为

$$\sigma_n^2 = N_0 B \quad (4.3.30)$$

因此，接收系统的抽样值 r 具有下述的条件概率密度

$$\begin{cases} f(r|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 B}} e^{-\frac{r^2}{2N_0 B}} \\ f(r|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 B}} e^{-\frac{(r-A)^2}{2N_0 B}} \end{cases} \quad (4.3.31)$$

相仿地，对于双极性 NRZ 信号的 LPF 接收系统，容易得

$$\begin{cases} y_{00} \approx -A \\ y_{01} \approx +A \end{cases} \quad \text{与} \quad \sigma_n^2 = N_0 B \quad (4.3.32)$$

例 4.8 采用匹配滤波器接收的双极性 2PAM 传输系统：假定双极性 NRZ 信号的幅度分别为 $-A$ 与 $+A$ ，AWGN 信道的双边功率谱为 $N_0/2$ 。计算匹配滤波器接收系统

的 y_{00} 、 y_{01} 与 σ_n^2 。

解 记单位幅度的发送脉冲为 $g_T(t)$ ，则 $s_1(t) = A g_T(t)$ 与 $s_0(t) = -A g_T(t) = -s_1(t)$ 。又滤波器为 $h(t) = k g_T(T_s - t)$ ，不妨考虑 $k = A$ ，即 $h(t) = s_1(T_s - t)$ ，可见

$$\begin{cases} y_{00}(t) = s_0(t) * h(t) = -s_1(t) * s_1(T_s - t) \\ y_{01}(t) = s_1(t) * h(t) = +s_1(t) * s_1(T_s - t) \end{cases}$$

抽样时刻为 $t = t_0 = T_s$ ，这时

$$[s_1(t) * s_1(T_s - t)]|_{t=T_s} = \left[\int_{-\infty}^{+\infty} s_1(\tau) s_1[T_s - (T_s - \tau)] d\tau \right] \Big|_{t=T_s} = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^2(\tau) d\tau$$

结合第九题两式

这其实正是信号 $s_1(t)$ 或 $s_0(t)$ 的能量,不妨记为 E_1 ,于是

$$y_{01} = -E_1 \text{ 与 } y_{01} = +E_1 \quad (4.3.33)$$

至于 $y_n(t)$,它是白噪声通过 $h(t)$ 的输出,首先计算其相关函数

$$R_{y_n}(\tau) = \frac{N_0}{2} h(\tau) * h(-\tau) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} h(a) h(a-\tau) da$$

于是

$$\sigma_n^2 = R_{y_n}(0) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(a) da = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^2(T_s - a) da = \frac{N_0}{2} E_1 \quad (4.3.34)$$

综合并仿照上面例题的结果,可得出一些典型的 y_{01} 、 y_{01} 、 σ_n^2 与最佳判决门限 V_T 数据,如表 4.3.3 所示。表中 E_s 是每码元的平均能量,对于双极性信号, $E_s = E_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1^2(t) dt$; 对于单极性信号, $E_s = (E_1 + 0)/2 = E_1/2$ 。进而,代入式(4.3.25),可计算出相应的平均误码率,结果如表 4.3.1 所示。

表 4.3.3 典型信号模式与接收滤波器的 y_{01} 、 y_{01} 与 σ_n^2 (其中 E_s 为每码元的平均能量)

信号模式	接收滤波器	y_{01}	y_{01}	σ_n^2	V_T
双极性	LPF	$-A$	$+A$	$N_0 B$	0
单极性		0	$+A$	$N_0 B$	$A/2$
双极性	匹配滤波器	$-E_s$	$+E_s$	$\frac{N_0 E_s}{2}$	0
单极性		0	$+2E_s$	$N_0 E_s$	E_s

	LPF 接收系统 (矩形 NRZ, 取 $B=1/T_s$)	匹配滤波器接收系统
双极性 2PAM $E_b = A^2 T_b$	$Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{N_0 B}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
单极性 2PAM $E_b = \frac{A^2 T_b}{2}$	$Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{4N_0 B}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right)$	$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{焦耳}}{\text{瓦特/Hz}} = \frac{\text{瓦特} \cdot \text{秒}}{\text{瓦特} \cdot \text{秒}}$$

E_b/N_0 决定——平均比特能量 / 噪声功率谱密度。

反映着信号与噪声能量之比。

$$Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{N_0 B}}\right) \xrightarrow{B=1/T_s} Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_s}{N_0}}\right) \xrightarrow{E_b = A^2 T_s} Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

$$Q\left(\sqrt{\frac{A^2}{4N_0 B}}\right) \xrightarrow{B=1/T_s} Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_s}{4N_0}}\right) \xrightarrow{E_b = A^2 T_s / 2} Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right)$$

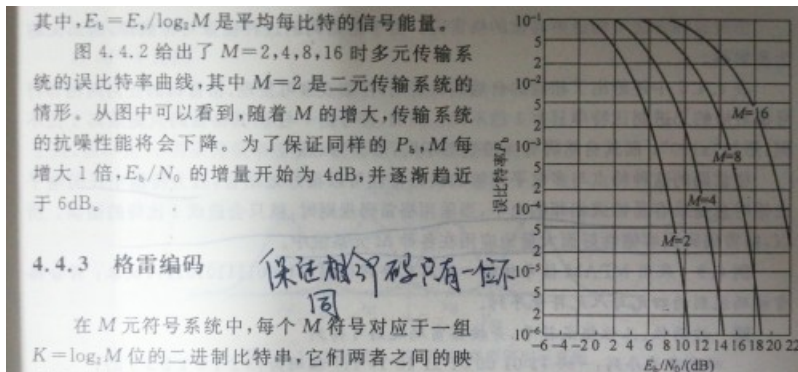
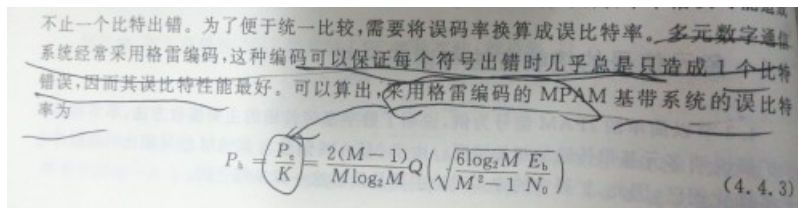
第十一题

- 格雷编码的原理和用途有哪些？对图4.4.2进行分析并说明

解答

原理：保证相邻码间只有一位不同

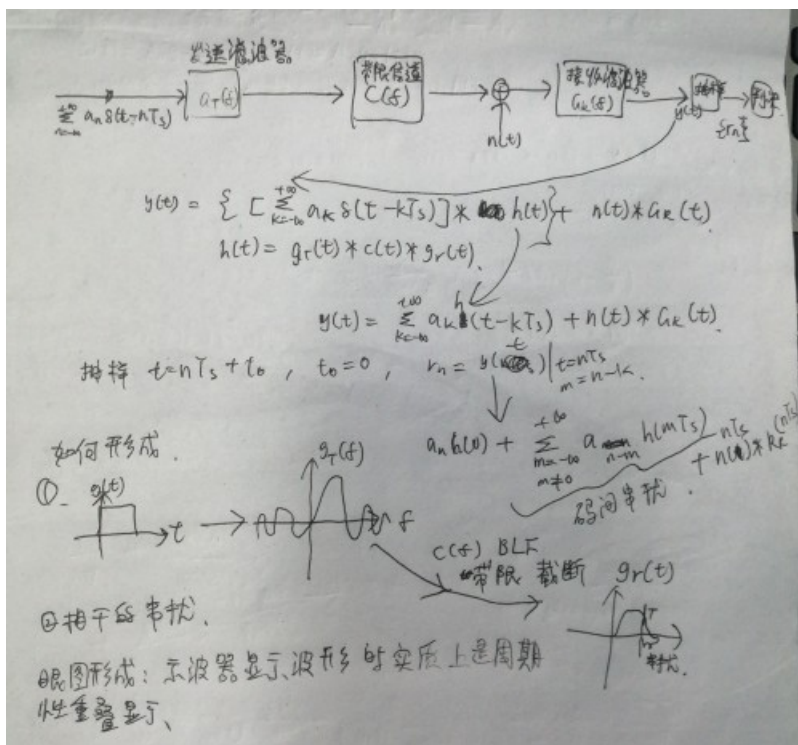
用途：传输中任何电平出错时总是最容易错成相邻的电平，当采用格雷码规则时，就只会造成1bit的错误，格雷码因容错性好而大量应用在各种M元系统中。



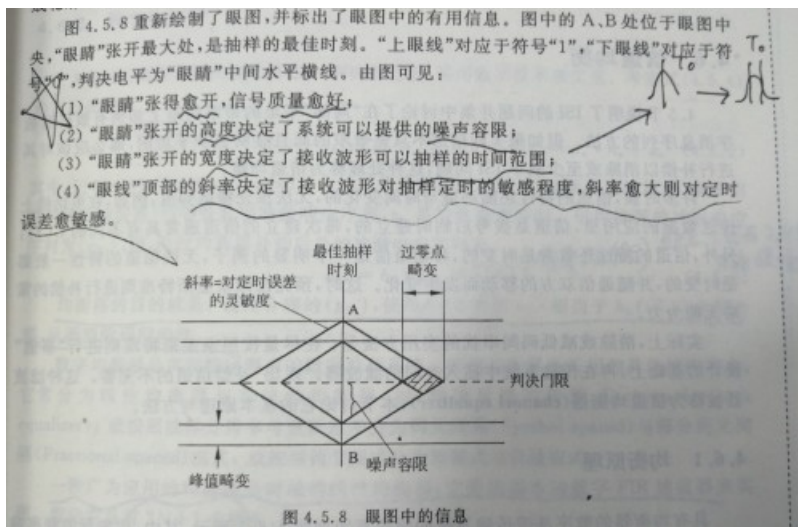
第十二题

- 什么是码间串扰(ISI)，是如何形成的？眼图是怎么形成的？分析其在判定系统性能上的作用？

解答



眼图的形成机理很简单。示波器显示波形时实质上是周期性地重叠显示, 在显示基带信号时, 通过示波器面板的水平扫描旋钮可以调节重叠显示的周期, 使重叠的各段基带波形的时隙彼此对齐。该过程如图 4.5.7 所示, 图(a)的波形是被观察的基带信号, 图(b)中间的图形是重复显示的结果。由于各段波形所表示的符号是随机的, 当许多段波形重叠在一起时, 每个时隙上就形成了一个眼状图案。



第十三题

- 如何判定一个数字基带系统是无ISI的，如何理解其时域判据和频域判据？
如何理解P138页的重要结论？

解答

定理(Nyquist 准则) 数字基带传输系统无码间干扰的充要条件是式(4.5.6)。其频域形式为

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} H(f - \frac{k}{T_s}) = \text{常数} \quad (4.5.7)$$

证明 根据前面 ISI 的分析, 这一结论的时域部分是明显的, 而频域部分可以如下说明。式(4.5.6)等价于

$$h(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(kT_s) \delta(t - kT_s) = h(0) \delta(t)$$

两边进行傅里叶变换, 注意到

$$\mathcal{F}\left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s)\right] = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(f - \frac{k}{T_s}) \quad \text{与} \quad \mathcal{F}[\delta(t)] = 1$$

于是

$$H(f) * \left[\frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(f - \frac{k}{T_s})\right] = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} H(f - \frac{k}{T_s}) = h(0) (\text{常数})$$

于是定理得证。

Nyquist 准则的含义是: 判断任何信道是否含有 ISI 的有效方法是计算并观察 $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} H(f - k/T_s)$ 是否为常数。由于它是 $H(f)$ 按 $R_s = 1/T_s$ 周期重复的结果, 一定是周期为 R_s 的函数, 因此, 只需观察它在 $(-R_s/2, R_s/2)$ 上是否为常数就可以做出判断。

根据上面的式子

$$h(nT_s) = \delta[n] = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$$

(1) $W < R_s/2$: 如图 4.5.4(a) 所示, 将 $H(f)$ 按 R_s 周期重复后根本无法形成常数频谱, 因此, 该系统根本无法满足奈奎斯特准则, 接收中一定存在码间串扰;

(2) $W = R_s/2$: 如图 4.5.4(b) 所示, 当且仅当 $H(f)$ 正好为 $R_s/2$ 的 LPF 时, 它按 R_s 周期重复后恰好可构成常数频谱。因此, 无码间串扰接收的充要条件为 $H(f)$ 是如下的理想 LPF

$$H(f) = \begin{cases} \text{常数}, & |f| \leq R_s/2 \\ 0, & |f| > R_s/2 \end{cases} \quad (4.5.8)$$

(3) $W > R_s/2$: 如图 4.5.4(c) 所示, 这时, 有可能找出某些合适的 $H(f)$, 周期重复时满足奈奎斯特准则, 从而保证接收时无码间串扰。

由上面的讨论可以立即得到一个简明的关系式, 在无码间串扰的条件下必有: $R_s \leq 2W$ 。进而引出如下的重要结论:

(1) $W(Hz)$ 宽的基带信道每秒最多可能传输 $2W$ 个符号。 $2W$ 波特被称为基带传输系统的奈奎斯特速率; 或者,

(2) R_s 码率的基带信号最少需要占用 $R_s/2$ 的带宽。 $R_s/2$ 被视为基带信号的理论最小带宽。

第十四题

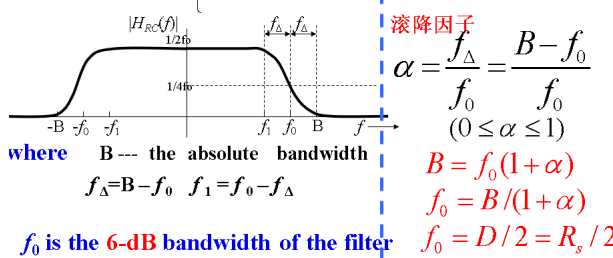
- 升余弦滚降滤波的特点有哪些? 其6dB带宽与系统无ISI符号传输速率的关系是什么? 为什么在AWGN信道下的最佳传输系统是使用根升余弦滤波器?

解答

4 升余弦滚降滤波器 (Raised Cosine-Rolloff Nyquist Filter)

传输函数为:

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} \frac{1}{2f_0} & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)f_0 \\ \frac{1}{4f_0} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi [|f| - (1-\alpha)f_0]}{2\alpha f_0} \right\} & (1-\alpha)f_0 \sim (1+\alpha)f_0 \\ 0 & |f| > (1+\alpha)f_0 \end{cases}$$



数字通信中, 实际发射出的信号是各个离散样值序列通过成形滤波器后的成形脉冲序列。

匹配滤波器是为了使得在抽样时刻信噪比最大。

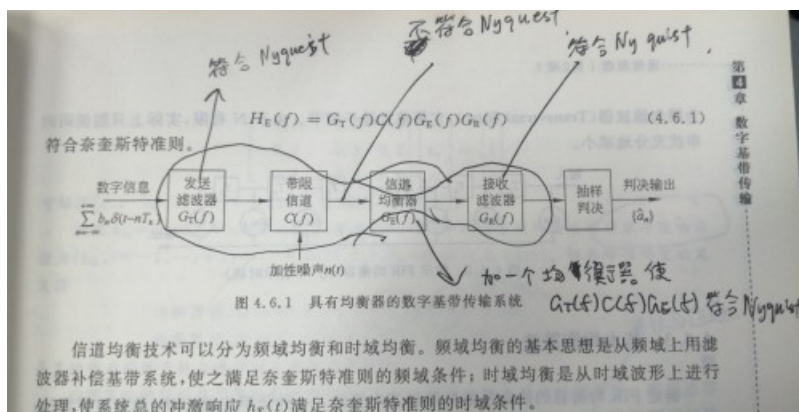
当发端成形滤波器用根升余弦滤波器, 接收端同样用根升余弦滤波器匹配滤波时, 既能够使得抽样时刻信噪比最高 (即完成匹配滤波器的作用), 又能够在一定的带限平坦信道中不引入码间干扰 (满足Nyquist无码间干扰准则)。

根升余弦滚降滤波器频率响应是升余弦滚降滤波的开根号, 发射滤波器和接收滤波器都是根升余弦滚降滤波器的话整体相当于一个升余弦滚降滤波器。

第十五题

- 均衡器的作用和原理是什么？以例4.14来阐述迫零均衡器的原理

解答



大量的均衡器安置在抽样器之后、判决器之前，采用数字技术来实现。考察式(4.5.4)给出的抽样值

$$r_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h(nT_s - kT_s) + y_n(nT_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h_{n-k} + z_n = a_n * h_n + z_n \quad (4.6.2)$$

其中，记 $h_n = h(nT_s)$ 与 $z_n = y_n(nT_s)$ 。 $\{h_n\}$ 是传输系统前部分(包括发送滤波器、基带信道与接收滤波器)的等效数字冲激响应序列， z_n 是加性噪声序列。记均衡器的冲激响应序列为 $\{g_{En}\}$ ，则，经过均衡器补偿后总的冲激响应序列为

$$h_{En} = h_n * g_{En} = \delta(n) \quad (4.6.3)$$

均衡器的目的就是：设计合理的 $\{g_{En}\}$ ，使得 $n \neq 0$ 时的 h_{En} (相当于 $h_E(iT_s)$) 全部为零，从而消除码间串扰。

例 4.14 三抽头的迫零均衡器。

某传输系统存在码间干扰，测得其冲激响应的抽样值为 $h_{-1}=0.2, h_0=0.9, h_1=-0.3, h_2=0.1$ ，其他 $h_i=0$ 。试求：均衡器的抽头系数并计算均衡前后的峰值畸变值。

解 由 $h_{En} = \sum_{k=-1}^3 c_k h_{n-k} = c_{-1}h_{n+1} + c_0h_n + c_1h_{n-1}$ 并按式(4.6.6) 可得

$$\begin{bmatrix} h_{E-1} \\ h_E \\ h_{E1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_{-1} & h_{-2} \\ h_1 & h_0 & h_{-1} \\ h_2 & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0.9 & 0.2 & 0 \\ -0.3 & 0.9 & 0.2 \\ 0.1 & -0.3 & 0.9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-1} \\ c_0 \\ c_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

可解得 $[c_{-1} \ c_0 \ c_1] = [-0.2140 \ 0.9631 \ 0.3448]$ 。

利用 $h_{Ei} = c_{-1}h_{i+1} + c_0h_i + c_1h_{i-1}$, 考虑 $i = -2 \sim +3$, 计算出均衡后的非零冲激响应值为 $\{h_{Ei}, i = -2, \dots, +3\} = \{-0.0428, 0.1, 0, -0.0071, 0.0345\}$ 。根据峰值归一化的定义得

均衡器前, $D = (0.2 + 0.3 + 0.1) / 0.9 = 0.667$ 归一化

均衡器后, $D = (0.0428 + 0.0117 + 0.0345) / 1 = 0.0844$ 可以归一化

第十六题

- 符号同步的概念和方法是什么？阐述开环同步法和迟早门同步法的原理。

解答

符号(或码元)同步信号(symbol synchronization signal),也称为符号(或码元)定时信号(symbol timing signal),是一种时钟(clock)信号,用于指出在接收信号中的哪些时刻上进行抽样可以有效地恢复码元。例如,例 4.1 中的 $c_0(t)$ 通过上升沿来指明抽样时刻。这

1. 符号同步的方法

系统通常可以通过两大类方法获取符号同步信号。第一大类方法利用单独的信道(或额外信息)传输时钟信号,称为外同步法或辅助信息同步法(data-aided synchronization),具体的方法有多种。在某些数字通信系统中,由同一主时钟系统为收发双方提供精确的定时信号,在此情况下,接收系统只需估计和补偿收发端之间的相对时延。应该注意,直接使用接收端的本地时钟经过时延校准来作为定时信号是不行的,由于本地时钟与发送端的时钟独立,两者之间一定存在频率与相位差别,即使最初时延已经校准了,随着时间的进展,频率的差别还会使两个时钟逐渐错位。

外同步法提供时钟信号的另一种常用方法是在发送信息序列的同时,发送时钟信号或时钟信号的倍频信号,接收机可以使用对准该信号的窄带滤波器简单地提取时钟。该方案的优点是实现简单,而缺点是:发射机必须分配部分信道带宽与信号功率来传输时钟信号,因而是不经济的。在有些系统中,这并不是问题。比如,多路电话传输系统在传送多个用户的话音数据时,还额外发送一路时钟信号,接收端多个接收系统共享该时钟信号,分摊它所造成的额外开销。又如例 4.1 的芯片间的数据通信中,通过额外的线路提供符号时钟 $c_0(t)$,这种方法在近距离的应用中是很常见的。

第二大类方法是直接由信息序列的传输信号提取(或生成)同步信号,称为自同步法或非辅助信息同步法。自同步法要充分借助传输信号中的某些特性,其主要的分类又可以分为两类:①开环同步法,这类方法从接收信号中直接恢复出发送时钟的副本;②闭环同步法,这类方法自己产生本地时钟,并比较本地时钟与接收信号,利用反馈控制使本地时钟锁定到接收信号的“内在节拍”上。相比之下,闭环法更复杂,它生成的时钟信号也更精确。本节后面两小节将着重讨论两类自同步法。

其实,同步方法是灵活多样的,下面的例子说明了这点。

4.8.2 非线性滤波同步法——开环自同步法

自同步法利用传输信号的某些特征提取符号定时信号，方法的复杂度取决于码元脉冲的具体特性。例如，如果传输信号采用单极性或双极性 RZ 码，其同步电路可以很简单，因为传输信号的 PSD 在 $f=R_b$ 处有一个冲激函数，只要利用一个中心位于 R_b 的窄带滤波器就可以直接获得符号同步信号，最后再通过放大限幅，形成矩形时钟信号。有的实现中还采用锁相环(PLL)代替窄带滤波器提取信号，PLL 电路要复杂许多，但它抗噪性好，提取的信

对于利用双极性 NRZ 码(或类似发送脉冲)的传输信号，同步电路要稍微复杂一些，如图 4.8.3(a)所示。这里首先使接收信号通过平方律或全波整流器(即绝对值运算)，使之转换成图 4.8.3(c)的信号，该信号具有单极性 RZ 码信号的类似特征，可采用窄带滤波器提取符号同步信号，如图 4.8.3(d)和(e)所示。

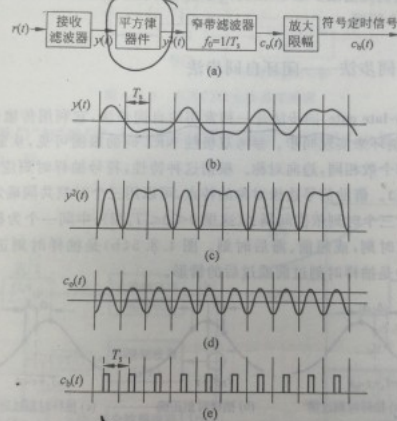


图 4.8.3 非线性滤波同步方法

这种方法的实质是先对信号进行非线性处理，使它的 PSD 在 $f=R_b$ 处形成冲激函数，再从中提取符号同步信号。同步器的非线性处理单元还可以采用其他形式实现，如图 4.8.4 所示。

早迟门(early-late gate)同步法是一种常用的自同步法,它利用传输信号边缘自身的对称性和反馈控制环来实现同步。参考双极性 NRZ 码的眼图可见,从宏观角度讲,传输信号上、下边缘的个数相同,趋向对称。根据这种特性,符号抽样时刻应该定位于眼图中央(张开的最大处)。借助信号边缘对称的特点,可以用三个时刻共同确定最佳抽样时刻,如图 4.8.5 所示,三个时刻依次间隔 Δ (这里 $0 < \Delta < T_s/2$),中间一个为符号抽样时刻,前后两个称为早、迟时刻,或超前、滞后时刻。图 4.8.5(b)是抽样时刻正确时的情形,而图 4.8.5(a)与(c)是抽样时刻过前或过后的情形。



图 4.8.5 早、迟时刻与抽样时刻的几种情形

记接收滤波后的信号为 $y(t)$, 抽样时刻为 $nT_s + \tau$, 那么, 早、迟时刻分别为 $nT_s + \tau - \Delta$ 与 $nT_s + \tau + \Delta$ 。当抽样时刻位于最佳位置时, 早、迟时刻处的信号幅度值相同, 即

$$E[y(nT_s + \tau - \Delta)] = E[y(nT_s + \tau + \Delta)] \quad (4.8.1)$$

其中, $E[\cdot]$ 是求平均运算。该运算是必须的, 因为, 早、迟时刻的信号幅度值只是在足够数量的宏观意义下保持相等。

图 4.8.6 是早迟门同步器的原理框图。其中, 上下支路分别获取信号的超前与滞后样本的幅度值, 而后比较两支路结果的差值, 经 LPF 后(相当于平均运算)得到误差信号

$$err = E[|y(nT_s + \tau - \Delta)| - |y(nT_s + \tau + \Delta)|] \quad (4.8.2)$$

用 err 通过压控振荡器(VCO)控制本地时钟, 进而调整抽样时刻:

- (1) 如果 $err > 0$, 如图 4.8.5(c) 情形, 抽样时刻应该向前调整;
- (2) 如果 $err < 0$, 如图 4.8.5(a) 情形, 抽样时刻应该向后调整;
- (3) 如果 $err \approx 0$, 如图 4.8.5(b) 情形, 抽样时刻应该保持。