2023年5月13日 21:06

答案不一定正确

何谓码元速率和信息速率？它们之间的关系如何

码元速率（R_B）：单位时间内传输码元的数目。

信息速率（R_b）：单位时间内传递的平均信息量或比特数。

$R_b = R_B \cdot H(b/s)$ 【信息速率=码元速率×平均信息量】

1-3 某信源符号集由 A、B、C、D、E、F 组成，设每个符号独立出现，其概率分别为 1/4，1/4，1/16，1/8，1/16，1/4，试求该信息源输出符号的平均信息量。

平均信息量（熵） $H(x) = -\sum_{i=1}^{n} P(x_i)\log P(x_i) = 2.375$（bit/符号）

信息量 $I = \log_a \frac{1}{p(x)} = -\log_a p(x)$

$a=2$ 信息量单位为比特 (bit)

$a=e$ 奈特 (nit)

$a=10$ 哈特莱

$\therefore H(x) = -\sum_{i=1}^{n} P(x_i)\,\mathrm{lb}\,p(x_i)$ (bit/符号)

$\mathrm{lb}2 = 1$ bit

$\mathrm{lb}8 = 3$ bit

$\therefore H(x) = \frac{1}{4}\mathrm{lb}4 + \frac{1}{4}\mathrm{lb}4 + \frac{1}{16}\mathrm{lb}16 + \frac{1}{8}\mathrm{lb}8 + \frac{1}{16}\mathrm{lb}16 + \frac{1}{4}\mathrm{lb}4 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{3}{8} + \frac{1}{4} + \frac{1}{2} = 2.375$ bit

1-6 某信息源的符号集由 A、B、C、D 和 E 组成，设每一符号均独立出现，其出现概率分别为 1/4，1/8，1/8，3/16 和 5/16，信息源以 1000 Bd 速率传送信息。

（1）求传送 1 小时的信息量；

（2）求传送 1 小时可能达到的最大信息量。

1-6 （1） 先求信息源的熵，$H(x) = -\sum_{i=1}^{n} P(x_i)\log_2 P(x_i) = 2.23$（bit/符号）

则平均信息速率 $R_b = R_B \cdot H = 2.23 \times 10^3 (b/s)$

故传送 1 小时的信息量 $I = T \times R_b = 3600 \times 2.23 \times 10^3 = 8.028 \times 10^6 (bit)$

（2）等概率时有最大信息熵，$H_{max} = \log_2 5 = 2.33(bit/符号)$ $H_{max} = \mathrm{lb}5 = 2.33$ (bit/符号)

此时平均信息速率最大，故有最大信息量 $I = \overset{3600}{T} \cdot \overset{1000}{R_B} \cdot \overset{2.33}{H_{max}} = 8.352 \times 10^6 (bit)$

信息传输速率 R_b 简称传信率 $R_b = R_{Bd} \cdot H$ (b/s) H为平均信息量 且 等概传输时熵有最大值 即 $P(x_i) = \frac{1}{n}$

R_{Bd}为码元传输速率 $R_{Bd} = \frac{1}{T_s}$ (Bd) T_s为传输的码元长度

$R_b = 1000 \times 2.23 = 2.23 \times 10^3$ (b/s)

$\therefore I = TR_b = 3600 \times 2.23 \times 10^3 = 8.028 \times 10^6$ (bit)

1-7 设有四个消息符号，其前三个符号的出现概率分别是 1/4，1/8，1/8，因各消息符号出现是相对独立的。求该符号集的平均信息量。

1-7 因为各符号的概率之和等于 1，所以第四个符号的概率为 1/2，则该符号集的平均信息量为 $H = -\frac{1}{4}\log_2\frac{1}{4} - 2 \times \frac{1}{8}\log_2\frac{1}{8} - \frac{1}{2}\log_2\frac{1}{2} = 1.75(bit/符号)$

$H(x) = \frac{1}{4}\mathrm{lb}4 + \frac{1}{8}\mathrm{lb}8 + \frac{1}{8}\mathrm{lb}8 + \frac{1}{2}\mathrm{lb}2 = \frac{1}{2} + \frac{3}{8} + \frac{3}{8} + \frac{1}{2} = 1.75$ (bit/符号)

2-4.平稳随机过程的自相关函数有哪些性质？它与功率谱密度关系如何？ 答：平稳随机过程 $\xi(t)$ 自相关函数 $R(\tau) = E[\xi(t)\xi(t+\tau)]$ 的性质如下：

$R(t_1, t_1+\tau) = R(\tau)$

（1） $R(0) = E[\xi^2(t)]$ [$\xi(t)$ 的平均功率]

（2） $R(\infty) = E^2[\xi(t)]$ [$\xi(t)$ 的直流功率]

2-4.平稳随机过程的自相关函数有哪些性质？它与功率谱密度关系如何？ **答：平稳随机过程 $\xi(t)$ 自相关函数 $R(\tau)=\mathrm{E}[\xi(t)\xi(t+\tau)]$ 的性质**如下：

$R(t_1,t_1+\tau)=R(\tau)$

(1) $R(0)=\mathrm{E}[\xi^2(t)]$ [$\xi(t)$ 的平均功率]

(2) $R(\infty)=\mathrm{E}^2[\xi(t)]$ [$\xi(t)$ 的直流功率]

(3) $R(\tau)=R(-\tau)$

(4) $|R(\tau)|\leqslant R(0)$

(5) $R(0)-R(\infty)=\sigma^2$ [$\xi(t)$ 的交流功率]

自相关函数与功率谱密度关系：自相关函数与功率谱密度是一对傅里叶变换。

2-3 设随机过程 $\xi(t)$ 可表示成

$$\xi(t)=2\cos(2\pi t+\theta)$$

式中 θ 是一个离散随机变量，且 $P(\theta=0)=\frac{1}{2}$，$P\left(\theta=\frac{\pi}{2}\right)=\frac{1}{2}$，试求 $E_\xi(1)$ 及 $R_\xi(0,1)$。

数学期望　自相关函数

2-3 在 t=1 时，ξ(t)的数学期望

$$E_\xi(1)=E(2\cos(2\pi+\theta))\big|_{t=1}=2E(\cos(2\pi+\theta))=2E(\cos\theta)=2(\frac{1}{2}\cos 0+\frac{1}{2}\cos\frac{\pi}{2})=1$$

$E(\cos\theta)$

θ	0	$\frac{\pi}{2}$
P	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$

$\therefore E(\cos\theta)=\frac{1}{2}\times 1+0\times\frac{1}{2}=\frac{1}{2}$

在 t1=0，t2=1 时，ξ(t)的自相关函数

$$R_\xi(0,1)=E[\xi(0)\xi(1)]=E[2\cos\theta\cdot 2\cos(2\pi+\theta)]=E[4\cos^2\theta]=4(\frac{1}{2}\cos^2 0+\frac{1}{2}\cos^2\frac{\pi}{2})=2$$

$\xi(0)=2\cos\theta$　　$\xi(1)=2\cos(2\pi+\theta)$

θ	0	$\frac{\pi}{2}$
$\cos^2\theta$	1	0
P	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$

$E(\cos^2\theta)=\frac{1}{2}\times 1+0\times\frac{1}{2}=\frac{1}{2}$

(3) $B(t_1,t_2)$ 与 $R(t_1,t_2)$。

2-6 已知 $x(t)$ 和 $y(t)$ 是统计独立的平稳随机过程，且它们的自相关函数分别为 $R_x(\tau)$、$R_y(\tau)$。

(1) 试求 $z(t)=x(t)y(t)$ 的自相关函数。

(2) 试求 $z(t)=x(t)+y(t)$ 的自相关函数。

(1) $R_z(t_1,t_2)=E[z(t_1)z(t_2)]$

$=E[x(t_1)x(t_2)\,y(t_1)y(t_2)]$

$\because$ x,y 独立　$\therefore$ 原式 $=E[x(t_1)x(t_2)]\cdot E[y(t_1)y(t_2)]$

$=R_x(t_1,t_2)\,R_y(t_1,t_2)$

$\because$ x,y 平稳　$\therefore$ 原式 $=R_x(\tau)\,R_y(\tau)$

(2) $R_z(t_1,t_2)=E[z(t_1)z(t_2)]$

$=E[(x(t_1)+y(t_1))(x(t_2)+y(t_2))]$

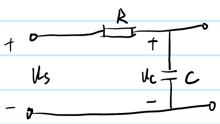
$=E[x(t_1)x(t_2)+y(t_1)y(t_2)+x(t_1)y(t_2)+x(t_2)y(t_1)]$

$=R_x(\tau)+R_y(\tau)+2R_1R_2$

两个独立的平稳随机过程，其乘积的自相关函数等于它们各自的自相关函数乘积

其之和的自相关函数等于它们各自的自相关函数的之和，并外加两者均值之积的两倍

2-10 设 RC 低通滤波器如图 P2-2 所示，求当输入均值为 0、功率谱密度为 $n_0/2$ 白噪声时，输出过程的功率谱密度和自相关函数。



$-U_s(t)+iR+U_c(t)=0$

$C\frac{du_c}{dt}R+U_c(t)=U_s(t)$

$U_c'(t)+\frac{1}{RC}U_c(t)=\frac{1}{RC}f(t)$

$h(t)=\frac{1}{RC}e^{-\frac{1}{RC}t}\varepsilon(t)$

$\therefore H(j\omega)=\frac{1}{RC}\frac{1}{\frac{1}{RC}+j\omega}=\frac{1}{1+j\omega RC}$

$\therefore P_o(\omega)=P_i(\omega)\cdot|H(j\omega)|^2=\frac{n_0}{2}\times\frac{1}{1+(\omega RC)^2}$

$\because R_o(\tau)\Longleftrightarrow P_o(\omega)$

$\therefore P_o(\omega)=\frac{n_0}{2}\frac{1}{(RC)^2}\left(\frac{1}{(\frac{1}{RC})^2+\omega^2}\right)$

$=\frac{n_0}{2}\left(\frac{1}{RC}\right)^2\left(\frac{\frac{2}{RC}}{(\frac{1}{RC})^2+\omega^2}\right)\times\frac{1}{2}RC$

$\therefore R_o(\tau)=\frac{n_0}{4}\times\frac{1}{RC}e^{-\frac{1}{RC}|\tau|}=\frac{n_0}{4RC}e^{-\frac{1}{RC}|\tau|}$

2-11 随机过程 $X(t)=A\cos(\omega t+\theta)$，式中，A、$\omega$、$\theta$ 是相互独立的随机变量，其中 A 的均值为 2，方差为 4，θ 在区间 $(-\pi,\pi)$ 上均匀分布，ω 在区间 $(-5,5)$ 上均匀分布。

(2-11) 随机过程 $X(t)=A\cos(\omega t+\theta)$，式中，$A$、$\omega$、$\theta$ 是相互独立的随机变量，其中 A 的均值为 2，方差为 4，θ 在区间 $(-\pi,\pi)$ 上均匀分布，ω 在区间 $(-5,5)$ 上均匀分布。

(1) 随机过程 $X(t)$ 是否平稳？是否各态历经？

(2) 求出自相关函数。

$E[X(t)] = AE[\cos(\omega t+\theta)]$

(1) $E[x(t)] = E[A\cos(\omega t+\theta)] = E[A\cos\omega t\cos\theta - A\sin\omega t\sin\theta]$

$= E(A)E[\cos\omega t]E[\cos\theta] - E(A)E[\sin\omega t]E[\sin\theta] = 0$

$= AE[\cos\omega t\cos\theta - \sin\omega t\sin\theta]$

$= AE[\cos\omega t\cos\theta] - AE[\sin\omega t\sin\theta]$

$= E(A)E[\cos\omega t]E[\cos\theta] - E(A)E[\sin\omega t]E[\sin\theta]$

$x(t)$ 的自相关函数

$R(t_1,t_2) = E[x(t_1)x(t_2)] = E[A\cos(\omega t_1+\theta)\cdot A\cos(\omega t_2+\theta)]$

$= E[\frac{A^2}{2}(\cos\omega(t_2-t_1) + \cos\omega(t_2+t_1)+2\theta)]$

$= \frac{1}{2}E[A^2]E[\cos\omega\tau] + \frac{1}{2}E[A^2]E[\cos\omega(t_2+t_1)+2\theta]$

$= 4\int_{-5}^{5}\cos\omega\tau\cdot\frac{1}{10}d\omega + 0 = \frac{4\sin 5\tau}{5\tau}$

$E[A^2] = D[A] + E^2[A] = 4+4 = 8 \qquad t_2-t_1=\tau$

$R(t_1,t_2) = E[X(t_1)X(t_2)]$

$= E[A\cos(\omega t_1+\theta)A\cos(\omega t_2+\theta)]$

$\therefore$ $x(t)$ 的均值与 t 无关，自相关函数仅与时间间隔 τ 有关 所以 $x(t)$ 是广义平稳过程

$x(t)$ 的时间平均

$\bar{a} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A\cos(\omega t+\theta)dt = 0$

$\overline{R(\tau)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A\cos(\omega t+\theta)\cdot A\cos[\omega(t+\tau)+\theta]\,dt$

$= \lim_{T\to\infty}\frac{A^2}{2T}[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}\cos\omega\tau\,dt + \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}}\cos(2\omega t+\omega\tau+2\theta)dt]$

$= \frac{A^2}{2}\cos\omega\tau$

比较统计平均与时间平均 $a=\bar{a}$ $\quad R(\tau)\neq\overline{R(\tau)}$ 因此 $x(t)$ 不具有各态历经

(2) $x(t)$ 的自相关函数

$R(\tau) = \frac{4\sin 5\tau}{5\tau}$

3—4、什么是理想信道？理想信道的传输函数具有什么特点？

理想恒参信道就是理想的无失真传输信道。

特点：幅频特性和群迟延—频率特性为常数，相频特性为ω的线性函数。

3—6、群迟延—频率特性是如何定义的？它与相位—频率特性有何关系？

群迟延—频率特性是相位—频率特性的导数。

3—13、香农公式有何意义？信道带宽和信噪比是如何实现互换的？

香农公式的意义在于它给出了通信系统所能达到的极限信息传输速率，达到极限信息速率的通信系统为理想通信系统。香农公式告诉我们：增大信号功率可以增加信道容量；减小噪声功率可以增大信道容量；增大信号带宽可以增加信道容量，但有极限值 $\lim_{B\to\infty} C \approx 1.44\frac{S}{n_0}$

3－3 设某调制信道的模型如图 3－10 所示的二端口网络。试求该网络的传输函数及信号 $s(t)$ 通过该信道后的输出信号表示式，并分析输出信号产生了哪些类型的失真？

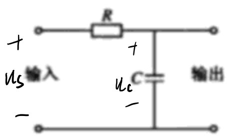


图 3－10

$-u_s(t) + i_C R + u_C(t) = 0$

$C\frac{du_C}{dt}R + u_C(t) = u_s(t)$

$u_C'(t) + \frac{1}{RC}u_C(t) = \frac{1}{RC}f(t)$

$h(t) = \frac{1}{RC}e^{-\frac{1}{RC}t}\varepsilon(t)$

$\frac{1}{RC}e^{-\alpha t} = \frac{1}{\alpha+j\omega}\cdot\frac{1}{RC}$

$= \frac{1}{\frac{1}{RC}+j\omega}\cdot\frac{1}{RC}$

$= \frac{1}{1+j\omega RC}$

$\therefore H(j\omega) = \frac{1}{RC}\cdot\frac{1}{\frac{1}{RC}+j\omega} = \frac{1}{1+j\omega RC}$

幅频特性 $|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}$

相频特性 $\varphi(\omega) = \arctan\omega RC$

群迟延特性 $\tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = -\frac{RC}{1+(\omega RC)^2}$

输出信号 $S_o(\omega) = S(\omega)H(\omega) = K_0 S(\omega)|H(\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$

$\frac{N(p)}{D(p)} = \frac{\frac{1}{RC}}{r+\frac{1}{RC}}$ $\quad k_1 = \frac{1}{RC}$

$p_1 = -\frac{1}{RC}$

$h(t) = \frac{1}{RC}e^{-\frac{1}{RC}t}\varepsilon(t)$

3－16 某计算机网络通过同轴电缆相互连接，已知同轴电缆每个信道带宽为 8 MHz，信道输出信噪比为 30 dB，试求计算机无误码传输的$\boxed{\text{最高信息速率}}$为多少？

解 由香农公式

$$C=B\cdot \mathrm{lb}\left(1+\frac{S}{N}\right)=8\times10^6\times \mathrm{lb}(1+1000)$$

$$=8\times10^6\times \boxed{3.32\times \lg 1001}=79.69\ (\mathrm{Mb/s})$$

没必要

【注意】 $\mathrm{lb}x=3.32\lg x$

$30dB=10\log_{10}\left(\frac{S}{N}\right)$

$\therefore \frac{S}{N}=1000$

2-9 已知有线电话信道的传输带宽为 3.4kHz。

(1) 试求信道输出信噪比为 30dB 时的信道容量。 $\Rightarrow \frac{S}{N}$

(2) 若要求在该信道中传输 33.6kb/s 的数据，试求接收端要求的最小信噪比为多少？

解 (1) 信道容量

$$C=B\cdot \mathrm{lb}\left(1+\frac{S}{N}\right)=3.4\times10^3\times \mathrm{lb}(1+1000)$$

$$=33.9\ (\mathrm{kb/s})$$

(2) 应满足 $C=B\cdot \mathrm{lb}\left(1+\frac{S}{N}\right)\geqslant 33.6$ kb/s。当取 $C=33.6$ kb/s 时，可得最小的输出信噪比

$$\frac{S}{N}=2^{\frac{C}{B}}-1=943\ (\text{即 } 29.7\ \mathrm{dB})$$

3-18 已知每张静止图片含有 6×10^5 个像素，每个像素具有 16 个亮度电平，且所有这些亮度电平等概率出现。$\frac{1}{16}$若要求每秒钟传输 24 幅静止图片，试计算所要求信道的最小带宽(设信道输出信噪比为 30 dB)。

解 每个像素所含的平均信息量为

$$H(x)=\mathrm{lb}16=4\ (\mathrm{bit}/\text{像素})$$

每张图片所含的信息量为

$$I=4\times6\times10^5=2.4\times10^6\ \ (\mathrm{bit})$$

信息传输速率为

$$R_b=24\times2.4\times10^6=5.76\times10^7\ \ (\mathrm{b/s})$$

由信道容量 $C\geqslant R_b$，得到

$$C=B\cdot \mathrm{lb}\left(1+\frac{S}{N}\right)\geqslant R_b$$

所以

$$B\geqslant\frac{R_b}{\mathrm{lb}\left(1+\frac{S}{N}\right)}=\frac{R_b}{3.32\lg\left(1+\frac{S}{N}\right)}=\frac{5.76\times10^7}{3.32\lg1001}\approx5.78\ \ (\mathrm{MHz})$$

即信道带宽至少应为 5.78 kHz。

4-1 已知调制信号 $m(t)=\cos(2000\pi t)$，载波为 $2\cos10^4\pi t$，分别写出 AM、DSB、USB、LSB 信号的表示式，并画出频谱图。

解 AM 信号

$$s_{AM}(t)=2[A_0+\cos(2000\pi t)]\cdot\cos10^4\pi t$$

$$=2A_0\cos10^4\pi t+\cos(1.2\times10^4\pi t)+\cos(0.8\times10^4\pi)$$

DSB 信号

$$s_{DSB}(t)=2\cos(2000\pi t)\cos10^4\pi t$$

$$=\cos(1.2\times10^4\pi t)+\cos(0.8\times10^4\pi)$$

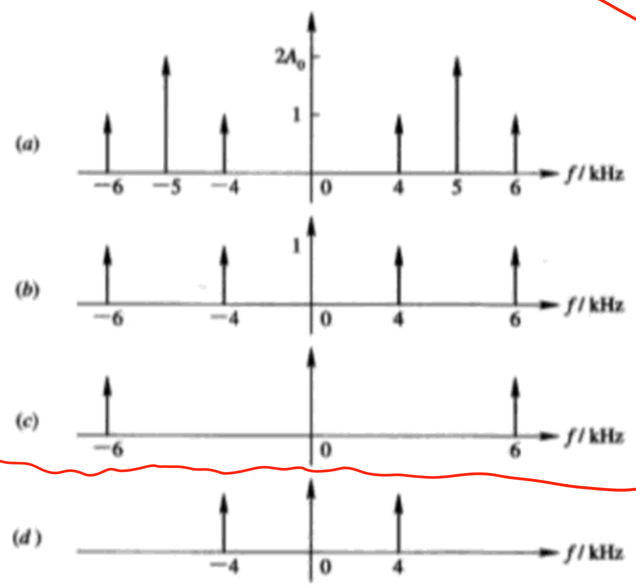
USB 信号

$$s_{USB}(t)=\cos(1.2\times10^4\pi t)$$

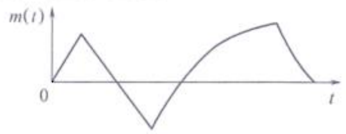
LSB 信号

$$s_{LSB}(t)=\cos(0.8\times10^4\pi t)$$

其频谱图分别如图 4－19 中的(*a*)，(*b*)，(*c*)，(*d*)所示。



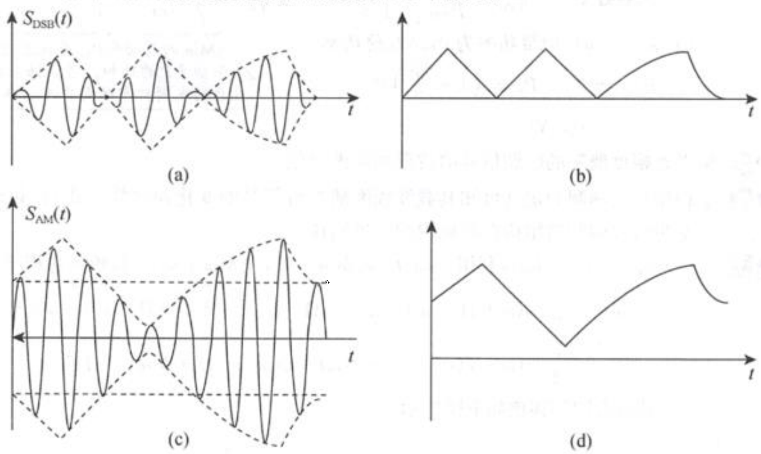
5－3　根据图 P5－1 所示的调制信号波形，试画出 DSB 及 AM 信号的波形图，并比较它们分别通过包络检波器后的波形差别。



5-3 知识点窍 考查双边带信号和调幅信号在波形和包络方面的区别。

逻辑推理 DSB 信号不宜采用包络检波；而 AM 信号在满足 $A_0 > |m(t)|_{max}$ 的情况下可以采用包络检波恢复 $m(t)$。

解题过程 设载波 $c(t) = \sin\omega_c t$，则 $s_{DSB}(t) = m(t)\sin\omega_c t$ 的波形如下图中(a) 所示，通过包络后的输出波形如(b) 图所示，$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cdot \sin\omega_c t$ 的波形如(c) 图所示，其中 $A_0 > |m(t)|_{max}$，通过包络后的波形如(d) 图所示。



(a)　(b)　(c)　(d)

4－13　已知某单频调频波的振幅是 10 V，瞬时频率为

$$f(t) = 10^6 + 10^4 \cos 2\pi \times 10^3 t \quad (\text{Hz})$$

试求：

(1) 此调频波的表达式；

(2) 此调频波的频率偏移、调频指数和频带宽度；

(3) 若调制信号频率提高到 2×10^3 Hz，调频波的频偏、调频指数和频带宽度如何变化？

解 (1) 该调频波的瞬时角频率为

$$\omega(t)=2\pi f(t)=2\pi\times10^6+2\pi\times10^4\cos2\pi\times10^3t\ \text{(rad/s)}$$

此时，该调频波的总相位 $\theta(t)$ 为

$$\theta(t)=\int_{-\infty}^{t}\omega(\tau)\,d\tau=2\pi\times10^6t+10\sin2\pi\times10^3t$$

因此，调频波的时域表达式 $s_{FM}(t)$ 为

$$\begin{aligned}s_{FM}(t)&=A\cos\theta(t)\\&=10\cos(2\pi\times10^6t+10\sin2\pi\times10^3t)\ \ \text{(V)}\end{aligned}$$

(2) 根据频率偏移的定义

$$\Delta f=|\Delta f(t)|_{max}=|10^4\cos2\pi\times10^3t|_{max}=10\ \ \text{(kHz)}$$

调频指数为

$$m_f=\frac{\Delta f}{f_m}=\frac{10^4}{10^3}=10$$

根据教材第 87 页式(4.3－23)，可得该调频波的带宽为

$$B\approx2(\Delta f+f_m)=2(10+1)=22\ \ \text{(kHz)}$$

(3) 若调制信号频率 f_m 由 10^3 Hz 提高到 2×10^3 Hz，且频率调制时已调波频率偏移与调制信号频率无关，故这时调频信号的频率偏移仍然是

$$\Delta f=10\ \text{kHz}$$

而这时调频指数变为

$$m_f=\frac{\Delta f}{f_m}=\frac{10^4}{2\times10^3}=5$$

相应调频信号的带宽为

$$B\approx2(\Delta f+f_m)=2(10+2)=24\ \ \text{(kHz)}$$

由上述结果可知，由于 $\Delta f\gg f_m$，带宽主要依赖于最大频偏，所以，虽然调制信号频率 f_m 增加了一倍，但调频信号的带宽 B 变化很小。

4－14 某角调波为

$$s_m(t)=10\cos(2\times10^6\pi t+10\cos2000\pi t)$$

试确定：

(1) 计算其最大频偏、最大相移和带宽；

(2) 该信号是 FM 信号还是 PM 信号。

解 (1) 该角调波的瞬时角频率为 $\omega(t)=2\times10^6\pi+10\times2000\pi\sin2000\pi t$

故最大频偏

$$\Delta f=10\times\frac{2000\pi}{2\pi}=10\ \text{(kHz)}$$

调频指数

$$m_f=\frac{\Delta f}{f_m}=\frac{10\times10^3}{10^3}=10$$

最大相偏

$$\Delta\theta=10\ \text{(rad)}$$

因为 FM 波与 PM 波的带宽形式相同，即

$$B_{FM}=2(m_f+1)f_m,\quad B_{PM}=2(\Delta\theta+1)f_m$$

所以带宽为

$$B=2(10+1)\times10^3=22\ \text{kHz}$$

(2) 因为不知调制信号 $m(t)$ 的形式，所以无法确定该角调波 $s_m(t)$ 究竟是 FM 信号还是 PM 信号。

5-5.什么是码间串扰？它是怎样产生的？会带来什么不好影响？应该怎样消除或减小?

答： 码间串扰，指码元之间相互干扰。也就是其他码元的波形进入了当前码元的码元时间间隔内，并且在当前码元的抽样时刻不为零，，就会对当前码元的接收和判决带来不利影响，称之为码间串扰。

产生原因：系统传输特性不理想。如果在当前码元抽样时刻，系统对其他码元的响应值不为零，就会对当前码元的接收判决带来干扰。

影响：码元波形失真，误码率增大。

消除或减小的方法：改善系统总传输特性，把系统的总传输特性设计成在当前码元的抽样时刻，仅对当前码元的响应值不为零，而对其他所有码元的响应值均为 0，就可以消除码间串扰。

5-12.什么是眼图？它有什么用处？由眼图模型可以说明基带传输系统的那些性能？具有升余弦脉冲波形的 HDB_3 码的眼图应该是什么图形?

答： 眼图是指利用实验手段方便地估计和改善（通过调整）系统性能时在示波器上观察到的一种图形。

观察眼图的方法： 用一个示波器跨接在接收滤波器的输出端，调整示波器水平扫描周期，使其与接收码元的周期同步；在传输二进制信号波形时，示波器显示的图形很像人的眼睛，故名“眼图”；

眼图的作用：在码间串扰和噪声同时存在的情况下系统性能的定量分析难以进行，因此在实际应用中需要用简便的实验方法来定性测量系统的性能，其中一个有效的实验方法是观察接收信号的眼图。

观察眼图模型可以说明基带传输系统的如下**性能**：

1）.最佳抽样时刻应是“眼睛”张开最大的时刻；

2).眼图斜边的斜率决定了系统对抽样定时误差的灵敏程度：斜率越大，对定时误差越灵敏；

3）.图的阴影区的垂直高度表示信号的畸变范围；

4）.图中央的横轴位置对应于判决门限电平；

5）.抽样时刻上，上下两阴影区的间隔距离之半为噪声的容限，噪声

瞬时值超过它就可能发生错误判决

6）.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

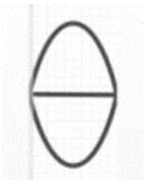
化范围，即过零点畸变，它对于利用信号零交点的平均位置来提取

定时信息的接收系统有很大影响。

具有升余弦脉冲波形的 HDB_3 码的眼图：

具有升余弦脉冲波形的HDB3 码的眼图中间会出现一根代表连“0”

的水平线。



5-14. 频域均衡和时域均衡的基本思想是什么？横向滤波器为什么能实现时域均衡?

答： **频域均衡**：是从校正系统的频率特性出发，使包括均衡器在内的基带系统的总特性满足无失真传输条件；

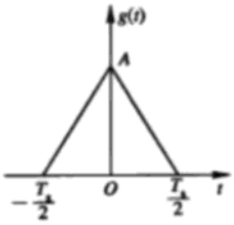
时域均衡：是利用均衡器产生的时间波形去直接校正已畸变的波形，使包括均衡器在内的整个系统的冲击响应满足无码间串扰条件。

横向滤波器的功能是将输入端(即接收滤波器输出端)抽样时刻上有码间串扰的响应波形变换成抽样时刻上无码间串扰的响应波形。所以横向滤波器可以实现时域均衡。

5－3 设某二进制数字基带信号的基本脉冲为三角形脉冲，如图 5－7 所示。图中 T_s 为码元间隔，数字信息“1”和“0”分别用 $g(t)$ 的有无表示，且“1”和“0”出现的概率相等：

(1) 求该数字基带信号的功率谱密度；

(2) 能否从该数字基带信号中提取频率 $f_s=1/T_s$ 的位定时分量？若能，试计算该分量的功率。



解 (1) 由图 5－7 得

$$g(t)=\begin{cases}A\left(1-\frac{2}{T_s}|t|\right), & |t|\leqslant\frac{T_s}{2}\\ 0, & \text{其它 } t\end{cases}$$

$g(t)$的频谱函数 $G(\omega)$为

$$G(\omega)=\frac{AT_s}{2}\mathrm{Sa}^2\left(\frac{\omega T_s}{4}\right)$$

由题意，$P(0)=P(1)=P=\frac{1}{2}$，且有

$$g_1(t)=g(t)$$
$$g_2(t)=0$$

所以

$$G_1(f)=G(f)$$
$$G_2(f)=0$$

代入二进制数字基带信号的双边功率谱密度函数式，可得

$$\begin{aligned}P_s(\omega)&=f_sP(1-P)|G_1(f)-G_2(f)|^2\\&\quad+\sum_{-\infty}^{\infty}|f_s[PG_1(mf_s)+(1-P)G_2(mf_s)]|^2\delta(f-mf_s)\\&=f_sP(1-P)|G(f)|^2+\sum_{-\infty}^{\infty}|f_s(1-P)G(mf_s)|^2\delta(f-mf_s)\\&=\frac{f_s}{4}\left|\frac{A^2T_s^2}{4}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{\omega T_s}{4}\right)\right|+\sum_{-\infty}^{\infty}\left|\frac{f_s}{2}G(mf_s)\right|^2\delta(f-mf_s)\\&=\frac{A^2T_s}{16}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{\omega T_s}{4}\right)+\frac{A^2}{16}\sum_{-\infty}^{\infty}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{m\pi}{2}\right)\delta(f-mf_s)\end{aligned}$$

(2) 二进制数字基带信号的离散谱分量 $P_v(\omega)$为

$$P_v(\omega)=\frac{A^2}{16}\sum_{-\infty}^{\infty}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{m\pi}{2}\right)\delta(f-mf_s)$$

当 $m=\pm1$ 时，$f=\pm f_s$，代入上式得

$$P_v(\omega)=\frac{A^2}{16}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{\pi}{2}\right)\delta(f+f_s)+\frac{A^2}{16}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{\pi}{2}\right)\delta(f-f_s)$$

因为该二进制数字基带信号中存在 $f_s=\frac{1}{T_s}$的离散谱分量，所以能从该数字基带信号中提取码元同步所需的频率 $f_s=1/T_s$ 的分量。该频率分量的功率 S 为

$$S=\frac{A^2}{16}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{\pi}{2}\right)+\frac{A^2}{16}\mathrm{Sa}^4\left(\frac{\pi}{2}\right)=\frac{A^2}{\pi^4}+\frac{A^2}{\pi^4}=\frac{2A^2}{\pi^4}$$

5-4 已知某单极性不归零随机脉冲序列，其码元速率为 $R_B=1200$ B，"1"码为幅度为 A 的矩形脉冲，"0"码为 0，且"1"码出现的概率为 $P=0.6$，

(1) 确定该随机序列的带宽及直流功率；

(2) 确定该序列有无定时信号。

解 (1) 以谱的第 1 个零点计算带宽为

$$B=\frac{1}{T_s}=f_s=R_B=1200\ \text{Hz}$$

对于单极性波形，若设 $g_1(t)=0$，$g_2(t)=g(t)$，则随机脉冲序列的离散谱为

$$P_v(f)=\sum_{m=-\infty}^{\infty}|f_sPG(mf_s)|^2\delta(f-mf_s)$$

若表示"1"码的波形 $g_2(t)=g(t)$ 为不归零矩形脉冲，即

$$g(t)=\begin{cases}A, & |t|\leqslant\dfrac{T_s}{2}\\ 0, & \text{其它 } t\end{cases}$$

其频谱函数为

$$G(f)=AT_s\text{Sa}\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)=AT_s\text{Sa}(\pi fT_s)$$

令 $f=mf_s$，当 $m=0$ 时，$G(mf_s)=AT_s\text{Sa}(0)=AT_s$，因此离散谱中的直流分量为

$$P_v(f)=0.36A^2\delta(f)$$

直流功率为

$$S_v=\int_{-\infty}^{\infty}P_v(f)\,\mathrm{d}f$$

$$=0.36A^2\cdot\int_{-\infty}^{\infty}\delta(f)\,\mathrm{d}f=0.36A^2$$

(2) 当 m 为不等于零的整数时，$G(mf_s)=AT_s\text{Sa}(m\pi)=0$，离散谱均为零，因而无定时信号。

6-9 某基带传输系统接收滤波器输出信号的基本脉冲为如图 P6-4 所示的三角形脉冲。

(1) 求该基带传输系统的传输函数 $H(\omega)$；

(2) 假设信道的传输函数 $C(\omega)=1$，发送滤波器和接收滤波器具有相同的传输函数，即 $G_T(\omega)=G_R(\omega)$，试求这时 $G_T(\omega)$ 或 $G_R(\omega)$ 的表示式。

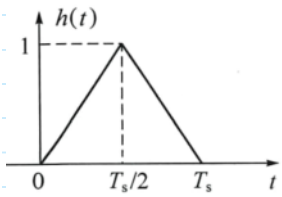


图 P6-4

解 (1) 令

$$g(t)=\begin{cases}\left(1-\dfrac{2}{T_s}|t|\right), & |t|\leqslant\dfrac{T_s}{2}\\ 0, & \text{其它 } t\end{cases}$$

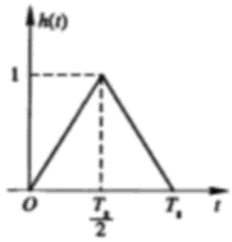


图 5-9

由图 5-9 可得

$$h(t)=g\left(t-\frac{T_s}{2}\right)$$

因为 $g(t)$ 的频谱函数为

$$G(\omega)=\frac{T_s}{2}\text{Sa}^2\left(\frac{T_s\omega}{4}\right)$$

所以，系统的传输函数 $H(\omega)$ 为

$$H(\omega)=G(\omega)\mathrm{e}^{-j\frac{\omega T_s}{2}}=\frac{T_s}{2}\text{Sa}^2\left(\frac{T_s\omega}{4}\right)\mathrm{e}^{-j\frac{\omega T_s}{2}}$$

(2) 系统的传输函数 $H(\omega)$ 由发送滤波器 $G_T(\omega)$、信道 $C(\omega)$ 和接收滤波器 $G_R(\omega)$ 三部分组成，即 $H(\omega)=G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$，因为

（2）系统的传输函数 $H(\omega)$ 由发送滤波器 $G_T(\omega)$、信道 $C(\omega)$ 和接收滤波器 $G_R(\omega)$ 三部分组成，即 $H(\omega)=G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$，因为

$$C(\omega)=1$$
$$G_T(\omega)=G_R(\omega)$$

则

$$H(\omega)=G_T(\omega)G_R(\omega)=G_T^2(\omega)=G_R^2(\omega)$$

所以

$$G_T(\omega)=G_R(\omega)=\sqrt{H(\omega)}=\sqrt{\frac{T_s}{2}}\,\mathrm{Sa}\left(\frac{T_s\omega}{4}\right)\mathrm{e}^{-j\frac{\omega T_s}{4}}$$

5－10 已知基带传输系统总特性如图 5－10 所示的直线滚降特性。其中 α 为某个常数（$0\leqslant\alpha\leqslant1$）：

（1）求冲激响应 $h(t)$；

（2）当传输速率为 $2W_1$ 时，在抽样点有无码间串扰？

（3）该系统的频带利用率为多大？

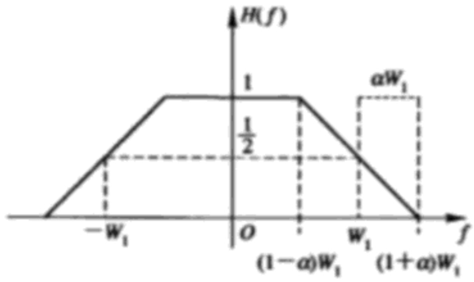


图 5－10

（4）与带宽为 W_1 的理想低通特性比较，由于码元定时误差所引起的码间串扰是增大还是减小？

解 (1) 总特性 $H(f)$ 可看成是图 5 - 11 两个三角形特性之差，即

$$H(f)=H_1(f)-H_2(f)$$

其中

$$H_1(f)\Leftrightarrow h_1(t)=\frac{1+\alpha}{2\alpha}(1+\alpha)W_1\cdot \mathrm{Sa}^2[\pi(1+\alpha)W_1t]$$

$$H_2(f)\Leftrightarrow h_2(t)=\frac{1-\alpha}{2\alpha}(1-\alpha)W_1\cdot \mathrm{Sa}^2[\pi(1-\alpha)W_1t]$$

所以冲激响应

$$\begin{aligned}h(t)&=h_1(t)-h_2(t)\\&=\frac{(1+\alpha)^2}{2\alpha}W_1\cdot \mathrm{Sa}^2[\pi(1+\alpha)W_1t]-\frac{(1-\alpha)^2}{2\alpha}W_1\cdot \mathrm{Sa}^2[\pi(1-\alpha)W_1t]\end{aligned}$$

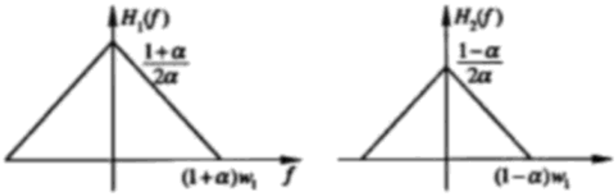


图 5 - 11

(2) 因为该系统可等效成理想低通特性

$$H_{eq}(f)=\begin{cases}1, & |f|\leqslant W_1\\0, & |f|>W_1\end{cases}$$

它所对应的无码间串扰的最高传码率为 $2W_1$，所以当传输速率为 $2W_1$ 时，在抽样点无码间串扰。

(3) 系统实际带宽为 $B=(1+\alpha)W_1$，因此频带利用率为

$$\eta=\frac{R_B}{B}=\frac{2W_1}{(1+\alpha)W_1}=\frac{2}{1+\alpha}$$

(4) 该系统的 $h(t)$ 的尾部衰减较快，与 t^2 成反比，因此有利于减小由码元定时误差所引起的码间串扰。

6-4.什么叫量化和量化噪声？量化噪声的大小与哪些因素有关？

答：量化指的是将一个连续的信号转换为一个离散的信号的过程。

量化噪声是指在量化过程中引入的误差。

量化噪声大小的影响因素：量化级别的数量、信号的动态范围、量化策略。

6-9.试画出 PCM 系统的方框图，并定性画出图中的各点波形。简要说明图中各部分的作用。

答：在文字描述中，很难画出清晰的图像。然而，我可以解释一个典型的脉冲编码调制（PCM）系统的方框图通常包含哪些组成部分，以及这些部分的作用。

一个基本的 PCM 系统包含以下几个主要部分：

输入信号：这是一个连续的模拟信号，可能来自于语音、音乐、视频等源。

抽样器：抽样器每隔一定的时间间隔（抽样周期）获取输入信号的一个样本。这个过程是将模拟信号转化为离散时间信号的过程。

量化器：量化器将抽样后得到的每个样本值映射到一组预定义的离散的量

6-2 已知一基带信号 $m(t)=\cos 2\pi t+2\cos 4\pi t$，对其进行理想抽样：

（1）为了在接收端能不失真地从已抽样信号 $m_s(t)$ 中恢复 $m(t)$，试问抽样间隔应如何选择？

（2）若抽样间隔取为 0.2 s，试画出已抽样信号的频谱图。

解 （1）由题可知，基带信号为 $m(t)=\cos 2\pi t+2\cos 4\pi t$，该基带信号 $m(t)$ 中最大角频率 $\omega=4\pi$ rad/s。由抽样定理可知抽样频率应满足 $f_s\geqslant 2\omega/2\pi=4$ Hz，所以抽样间隔

$$T_s=\frac{1}{f_s}\leqslant\frac{1}{4}=0.25 \quad (\mathrm{s})$$

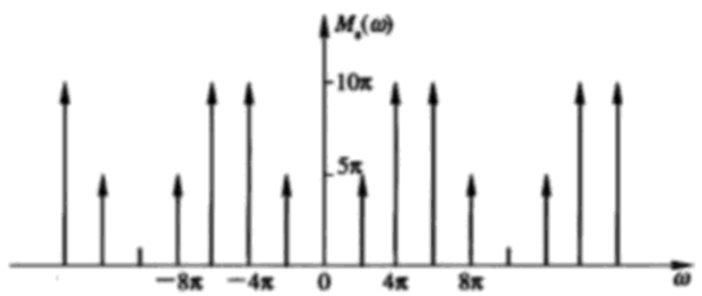
（2）基带信号 $m(t)$ 的频谱为

$$\begin{aligned}M(\omega)&=M_1(\omega)+M_2(\omega)\\&=\pi[\delta(\omega+2\pi)+\delta(\omega-2\pi)]+2\pi[\delta(\omega+4\pi)+\delta(\omega-4\pi)]\end{aligned}$$

因为已抽样信号 $m_s(t)=m(t)\cdot\delta_T(t)$，其中抽样间隔 $T=0.2$ s，所以已抽样信号的频谱为

$$M_s(\omega)=\frac{1}{2\pi}M(\omega)*\frac{2\pi}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(\omega-n\omega_s)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}M(\omega-n\omega_s)$$

式中，$T=0.2$ s，$\omega_s=\frac{2\pi}{T}=10\pi$ rad/s。已抽样信号的频谱如图 6-13 所示。



6-8 设信号 $m(t)=9+A\cos\omega t$，其中，$A\leqslant 10$ V。若 $m(t)$ 被均匀量化为 40 个电平，试确定所需的二进制码组的位数 N 和量化级间隔 Δv。

解 因为

$$2^5 < 40 < 2^6$$

所以所需二进制码为 $N=6$ 位，又因为量化电平数为偶数，信号零电平上没有量化电平，所以量化级间隔

$$\Delta v = \frac{2A}{40} = \frac{20}{40} = 0.5 \quad (\text{V})$$

7-2.与模拟调制系统相比较，数字调制有哪些优点?

答：数字调制相较于模拟调制的优点：抗干扰能力、数据压缩、复用和集成、错误检测和纠正、便于存储和处理、质量不降低、能量效率。

7-4.什么是 2ASK 调制？2ASK 信号调制和解调方式有哪些？其工作原理如何?

答：2ASK 是一种最简单的数字调制方法，也是 ASK（Amplitude Shift Keying）调制的特例。在 2ASK 调制中，数字信息通过信号的振幅来传输。具体来说，对于二进制数据，2ASK 调制通常使用两个不同的振幅级别来代表二进制的两个状态（0 和 1）。比如，可以将较高的振幅级别用来代表 1，较低的振幅级别（包括 0）用来代表 0。

2ASK 调制方式:

一个简单的 2ASK 调制器可以由一个开关和一个振荡器组成。当输入的二进制

数据为 1 时，开关关闭，使得振荡器的信号可以通过；当输入的二进制数据为 0 时，开关打开，振荡器的信号被阻断。通过这种方式，二进制数据就被转换为了一个具有两个振幅级别的信号。

2ASK 解调方式：

2ASK 信号的解调可以通过一个包络检测器来实现。包络检测器可以提取出信号的包络（也就是信号的振幅），并将其转换为电压信号。然后，这个电压信号可以通过一个阈值判决器进行判决。如果电压信号超过阈值，判决为 1；否则，判决为 0。

工作原理：通过改变信号的振幅来表示不同的二进制数据。

7-6.简要说明 2ASK 信号解调中最佳判决门限的物理意义。

答：最佳判决门限的物理意义就是最大化正确判决的概率，或者等价地，最小化错误判决的概率。