

土星答案网 您最真诚的朋友



www.txdaan.com 土星答案网团队竭诚为您服务

免费提供大学课后答案|考研答案|高考答案|资格考试答案下载

4.1 将模拟信号 $m(t) = \sin 2\pi f_m t$ 载波 $c(t) = A_c \sin 2\pi f_c t$ 相乘得到双边带抑制载波调

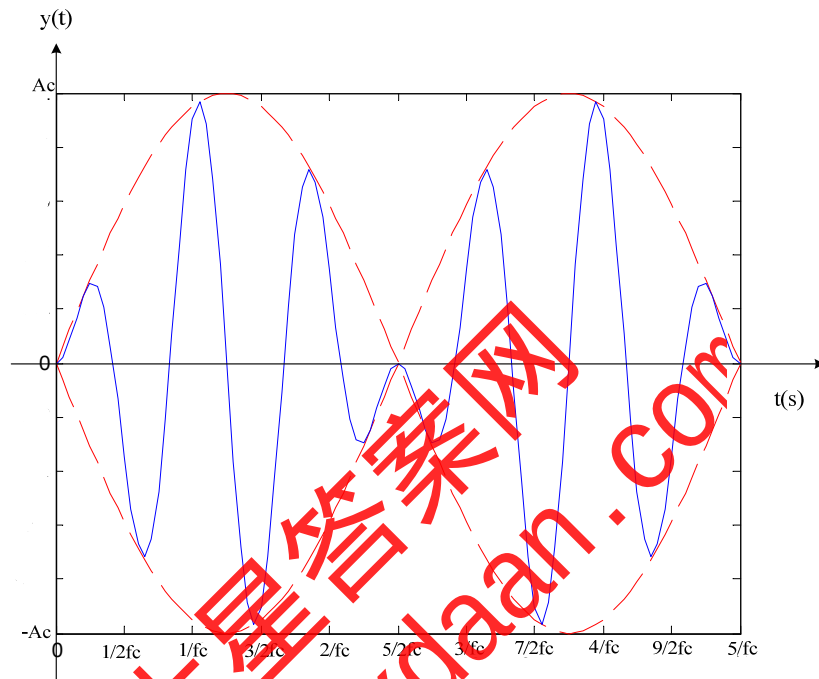
幅 (DSB-SC) 信号, 设:

(1) 请画出 DSB-SC 的信号波形图;

(2) 请写出 DSB-SC 信号的傅式频谱式, 并画出它的振幅频谱图;

(3) 画出解调框图, 并加以简单说明。

解: (1)

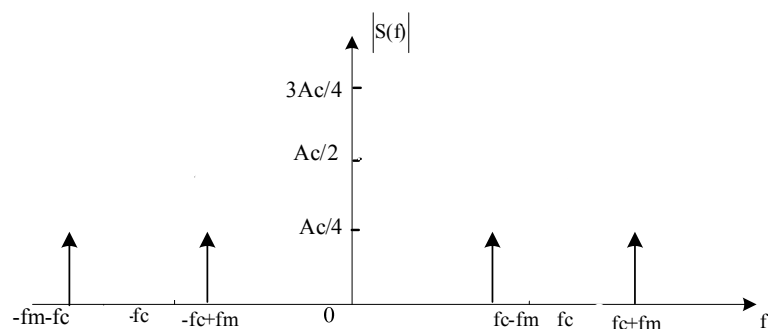


$$(2) s(t) = m(t)c(t) = \sin(2\pi f_m t) A_c \sin(2\pi f_c t)$$

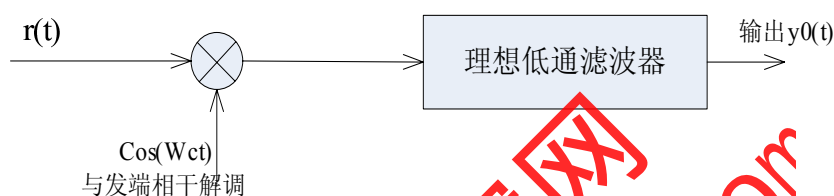
$$= \frac{A_c}{2} [\cos 2\pi (f_c - f_m)t - \cos 2\pi (f_c + f_m)t]$$

$$S(f) = \frac{A_c}{4} \{ \delta[f + (f_c - f_m)] + \delta[f - (f_c - f_m)] \}$$

$$- \frac{A_c}{4} \{ \delta[f + (f_c + f_m)] + \delta[f - (f_c + f_m)] \}$$



(3)相干解调



相干解调：将接收信号与载波信号 $\sin(2\pi fct)$ 相乘，得到

$$r(t) \sin(2\pi fct) = A_c m(t) \sin(2\pi fct) \sin(2\pi fct) = \frac{A_c}{2} m(t) [1 - \cos(4\pi fct)]$$

通过低通滤波器抑制载频的二倍频分量，得到解调信号为 $y_0(t) = \frac{A_c}{2} m(t)$

4.2 已知某调幅波的展开式为：

$$s(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t) + 4 \cos(2\pi \times 1.1 \times 10^4 t) + \cos(2\pi \times 1.2 \times 10^4 t)$$

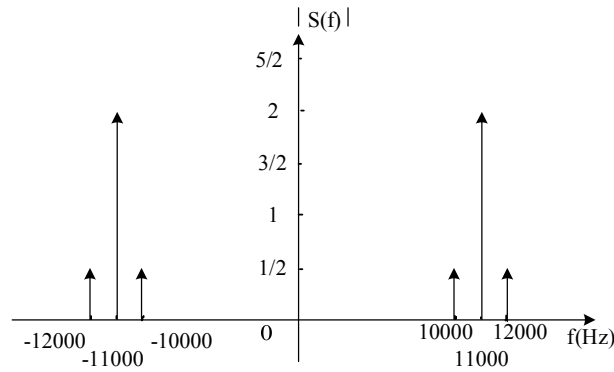
- (1)求调幅系数和调制信号频率；
- (2)写出该信号的傅式频谱式，画出它的振幅频谱图；
- (3)画出该信号的解调框图。

解：(1) $s(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t) + 4 \cos(2\pi \times 1.1 \times 10^4 t) + \cos(2\pi \times 1.2 \times 10^4 t)$

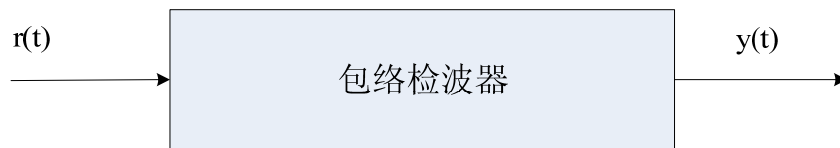
$$= 4 \cos(2\pi \times 1.1 \times 10^4 t) [1 + 0.5 \cos(2\pi \times 0.1 \times 10^4 t)]$$

调制系数是 $a=0.5$ ； 信号频率是 $f=1000\text{Hz}$

$$\begin{aligned} (2) S(f) &= \frac{1}{2} [\delta(f + 10^4) + \delta(f - 10^4)] + 2 [\delta(f + 1.1 \times 10^4) + \delta(f - 1.1 \times 10^4)] \\ &\quad + \frac{1}{2} [\delta(f + 1.2 \times 10^4) + \delta(f - 1.2 \times 10^4)] \end{aligned}$$



(3)



4.3 现有一振幅调制信号：

$$s(t) = (1 + A \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$$

其中调制信号的频率 $f_m = 5\text{KHz}$ ，载频 $f_c = 100\text{KHz}$ ，常数 $A = 15$ 。

(1) 请问此已调信号能否用包络检波器解调，说明其理由；

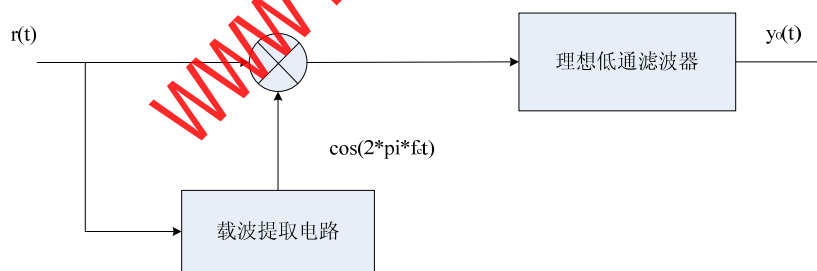
(2) 请画出它的解调框图，并加以说明。

(3) 请画出从该接收信号提取离散载波分量的框图，并加以简单说明。

解：(1) 已调信号无法用包络检波解调，因为包络检波的条件是 $|m(t)| \leq 1$ ，

这里的 $A = \max |m(t)| = 15 > 1$ ，用包络检波将造成解调波形失真。

(2)

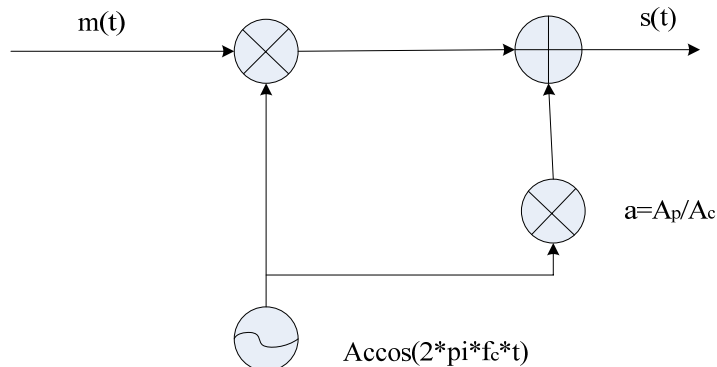


相干解调：将接收信号与载波提取电路的信号 $\cos(\omega_c t)$ 相乘，得到

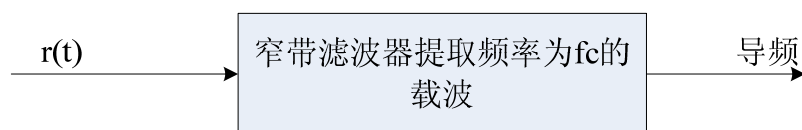
$$r(t) \cos(\omega_c t) = A m(t) \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t) = \frac{A_c}{2} m(t) [1 + \cos(2\omega_c t)]$$

通过低通滤波器抑制载频的二倍频分量，得到解调信号 $y_o(t) = \frac{A_c}{2} m(t)$

(3)



发端加导频的DSB-SC AM信号产生框图



如上图：在 DSB-SC 信号上加上导频，在接收时就可以提取导频作为解调波

4.4 已知一个解调信号波形为

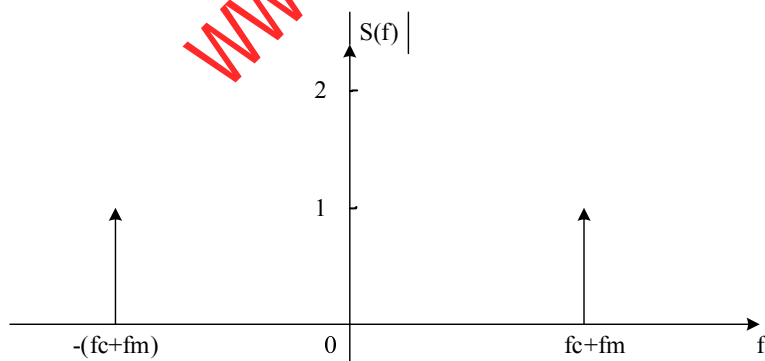
$$s(t) = 2 \cos(2\pi f_m t) \cos 2\pi f_c t - 2 \sin(2\pi f_m t) \sin 2\pi f_c t$$

其中模拟基带信号 $m(t) = 2 \cos(2\pi f_m t)$ ， f_c 是载波频率。

- (1) 试写出该已调信号的傅式频谱式，并画出该已调信号的振幅谱；
- (2) 写出该已调信号的调制方式；
- (3) 请画出解调框图。

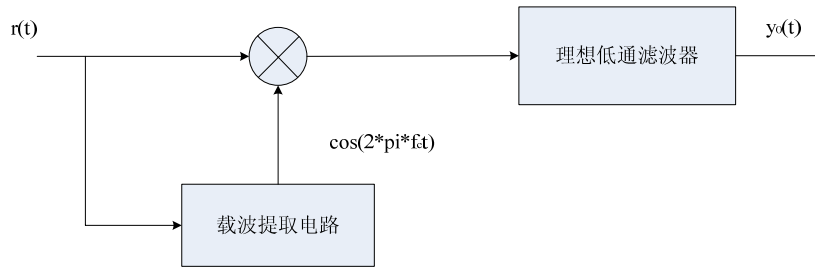
解：(1) $s(t) = 2 \cos[2\pi(f_c + f_m)t]$

$$S(f) = \delta(f + f_c + f_m) + \delta(f - f_c - f_m)$$



(2) 调制方式为上边带调制。

(3)



4.5 一单边带调幅信号，其载波幅度 $A_c=100$ ，载频 f_c 为 800KHz ，模拟基带信号

$$m(t) = \cos 2000\pi t + 2 \sin 2000\pi t$$

(1) 写出 $\hat{m}(t)$ 表达式

(2) 写出 SSB-AM 信号的下边带时间域表达式

(3) 画出 SSB-AM 信号的下边带振幅谱

解：(1) $m(t) = \cos 2000\pi t + 2 \sin 2000\pi t$

$$\hat{m}(t) = \sin 2000\pi t - 2 \cos 2000\pi t$$

(2) 调制信号： $m(t)$

$$\text{载波： } c(t) = A_c \cos(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t)$$

下边带信号为：

$$s_{\text{F}}(t) = \frac{A_c}{2} \hat{m}(t) \cos(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t) - \frac{A_c}{2} m(t) \sin(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t)$$

$$= 50(\cos 2000\pi t + 2 \sin 2000\pi t) \cos(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t)$$

$$+ 50(\sin 2000\pi t - 2 \cos 2000\pi t) \sin(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t)$$

$$= 50[\cos 2000\pi t \cos(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t) + \sin 2000\pi t \sin(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t)]$$

$$+ 100[\sin 2000\pi t \cos(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t) - \cos 2000\pi t \sin(2\pi \times 8 \times 10^5 \times t)]$$

$$= 50[\cos(2\pi \times 799 \times 10^3 t) - 2 \sin(2\pi \times 799 \times 10^3 t)]$$

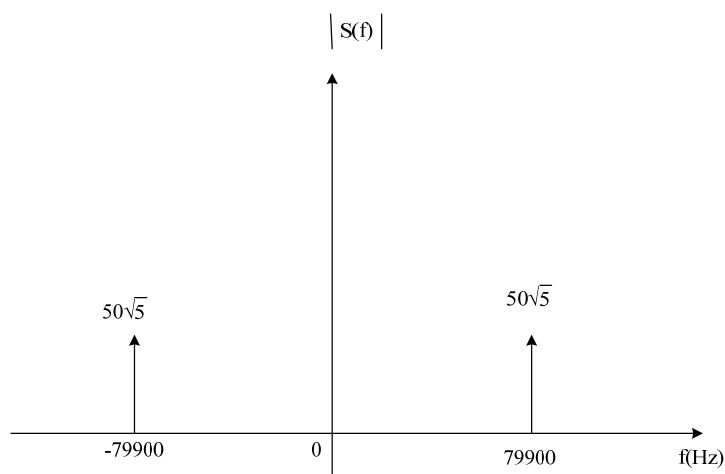
$$S_{\text{F}}(f) = 50\left[\frac{1}{2}\delta(f + 79900) + \frac{1}{2}\delta(f - 79900) - j\delta(f + 79900)\right.$$

$$\left. + j\delta(f - 79900)\right]$$

$$= 50\left[\left(\frac{1}{2} - j\right)\delta(f + 79900) + \left(\frac{1}{2} + j\right)\delta(f - 79900)\right]$$

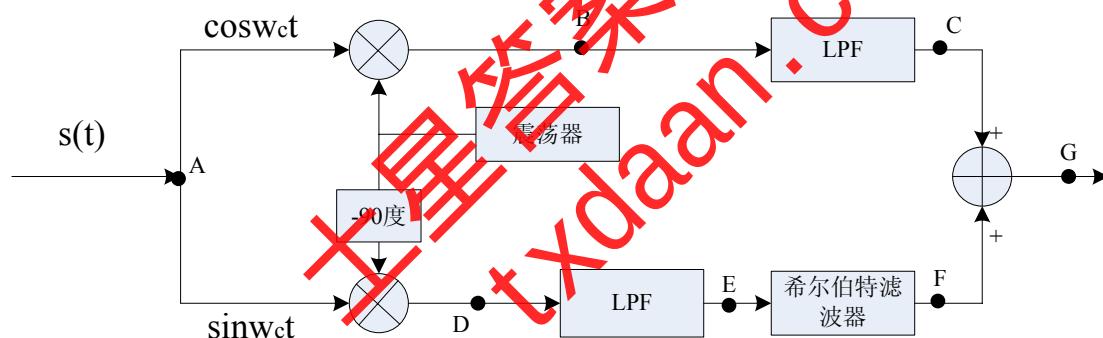
$$|S_{\text{F}}(f)| = 25\sqrt{5}[\delta(f + 79900) + \delta(f - 79900)]$$

(3)



4.6 一相移型 SSB-AM 解调器如题 4.6 图所示：

- (1) 若图中 A 点的输入信号是上边带信号，载频 $f_c = 455\text{kHz}$ ，请写出图中各点表示式；
- (2) 若图中 A 点的输入信号是下边带信号，请问图中解调器应做何修改？并写出图中各点信号表示式：



题图 4.6

解：(1) A: $s_{\pm}(t) = Acm(t)\cos 2\pi fct - A\hat{c}m(t)\sin 2\pi fct$

$$= Acm(t)\cos(2\pi \times 455 \times 10^3 \times t) - A\hat{c}m(t)\sin(2\pi \times 455 \times 10^3 \times t)$$

$$B: s_B(t) = Acm(t)\cos(2\pi fct)\cos(2\pi fct) - A\hat{c}m(t)\sin(2\pi fct)\cos(2\pi fct)$$

$$= \frac{1}{2}[Acm(t) + Acm(t)\cos(4\pi fct) - A\hat{c}m(t)\sin(4\pi fct)]$$

$$C: s_C(t) = \frac{1}{2}Acm(t)$$

$$D: s_D(t) = Acm(t)\cos(2\pi fct)\sin(2\pi fct) - A\hat{c}m(t)\sin(2\pi fct)\sin(2\pi fct)$$

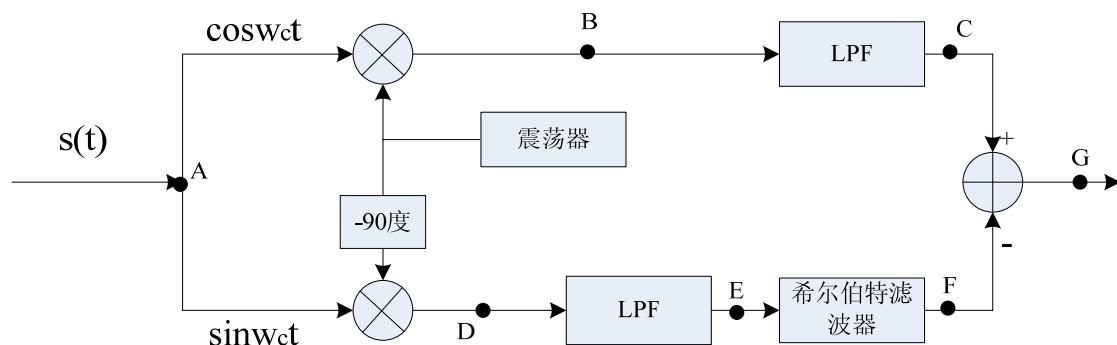
$$= \frac{1}{2}[Acm(t)\sin(4\pi fct) + A\hat{c}m(t)\cos(4\pi fct) - A\hat{c}m(t)]$$

$$E: s_E(t) = -\frac{1}{2} A \hat{c}m(t)$$

$$F: s_F(t) = \frac{1}{2} A c m(t)$$

$$G: s_G(t) = A c m(t)$$

(2) 只需最末端的相加改为相减即可，如图：



$$\begin{aligned} A: s_A(t) &= A c m(t) \cos 2\pi f_c t + A \hat{c}m(t) \sin 2\pi f_c t \\ &= A c m(t) \cos(2\pi \times 455 \times 10^3 \times t) + A \hat{c}m(t) \sin(2\pi \times 455 \times 10^3 \times t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B: s_B(t) &= A c m(t) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) + A \hat{c}m(t) \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} [A c m(t) + A c m(t) \cos(4\pi f_c t) + A \hat{c}m(t) \sin(4\pi f_c t)] \end{aligned}$$

$$C: s_C(t) = \frac{1}{2} A c m(t)$$

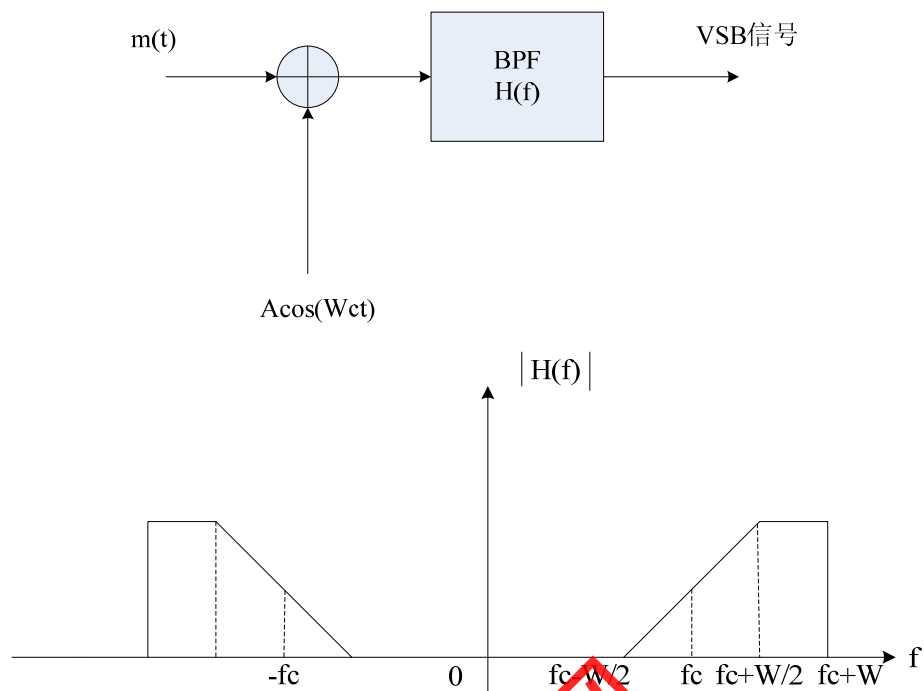
$$\begin{aligned} D: s_D(t) &= A c m(t) \cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t) + A \hat{c}m(t) \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} [A \hat{c}m(t) \sin(4\pi f_c t) + A c \hat{m}(t) - A c \hat{m}(t) \cos(4\pi f_c t)] \end{aligned}$$

$$E: s_E(t) = \frac{1}{2} A \hat{c}m(t)$$

$$F: s_F(t) = -\frac{1}{2} A c m(t)$$

$$G: s_G(t) = A c m(t)$$

4.7 一 VSB 调幅信号的产生框图如题 4.7 图所示。请画出相干解调原理框图，并说明解调输出不会失真的理由。



题图 4.7

解：解调框图：



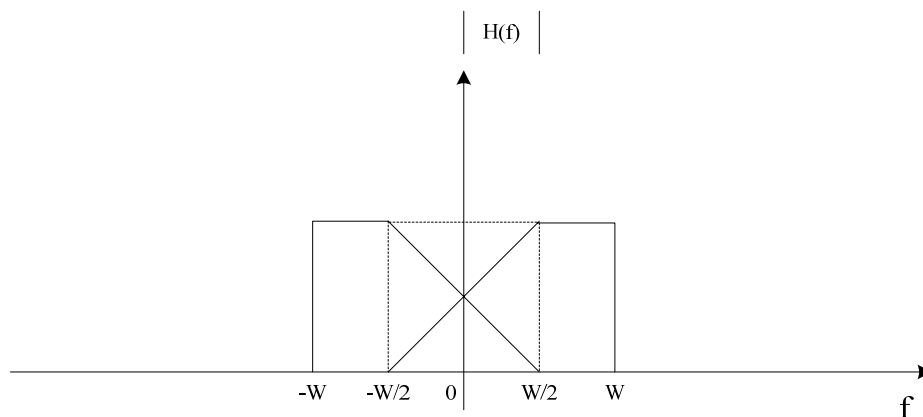
$$R(f) = \frac{A}{2} [M(f + fc) + M(f - fc)]$$

$$Y_1(f) = \frac{A}{2} [M(f + fc) + M(f - fc)] * \frac{1}{2} [\delta(f + fc) + \delta(f - fc)]$$

$$= \frac{A}{4} [M(f + 2fc)H(f + fc) + M(f)H(f + fc) + M(f)H(f - fc) + M(f - 2fc)H(f - fc)]$$

$$\text{通过低通滤波器后 } Y_0(f) = \frac{A}{4} M(f) [H(f + fc) + H(f - fc)]$$

由图可看出 $H(f + fc) + H(f - fc)$ 在 $[-W, W]$ 内为常数，所以不失真。



4.8 某调频波 $s(t) = 10 \cos[2\pi \times 10^6 t + 4 \cos 200\pi t]$, 求

- (1) 已调信号平均功率; (2) 调制指数;
(3) 最大频偏; (4) 调频信号带宽;

解: (1) 已调信号平均功率: $P_s = \frac{A_c^2}{2} = 50W$

(2) 调制指数: $\beta_f = 4$

(3) 最大频偏: $\Delta f_{\max} = \beta_f \times f_m = 4 \times 100Hz = 400Hz$

(4) 调频信号带宽: $B = 2(1 + \beta_f)W = 2 \times 5 \times 100Hz = 1000Hz$

4.9 一调角信号

$$s(t) = 100 \cos[2\pi f_c t + 4 \sin 2\pi f_m t]$$

式中 $f_c = 10MHz$, $f_m = 1000MHz$

- (1) 假设该角调信号是 FM 信号, 请求出它的调制指数及发送信号带宽;
(2) 若 f_m 加倍, 请重复(1)题;
(3) 假设该角调信号是 PM 信号, 请求出它的调制指数及发送信号带宽;
(4) 若 f_p 加倍, 请重复(3)题;

解: (1) 调制指数: $\beta_f = 4$, 信号带宽: $B = 2(1 + \beta_f) f_m = 2 \times 5 \times 1000 = 10000Hz$

(2) 调制指数: $\beta_f = \frac{K_f \max|m(t)|}{f_m}$, 若 f_m 加倍, 则 $\beta_f = 2$

信号带宽: $B = 2(1 + \beta_f) f_m = 2 \times 3 \times 2000 = 12000Hz$

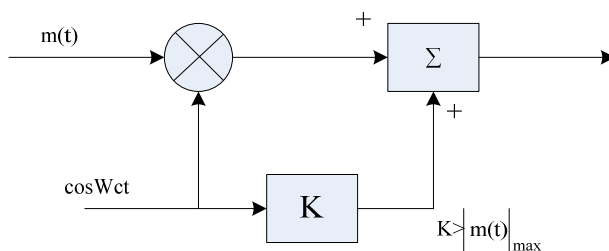
(3) 调制指数: $\beta_p = 4$, 信号带宽: $B = 2(1 + \beta_f) f_m = 2 \times 5 \times 1000 = 10000Hz$

(4) 调制指数: $\beta_p = K_p \max|m(t)|$, 若 f_p 加倍, $\beta_p = 4$

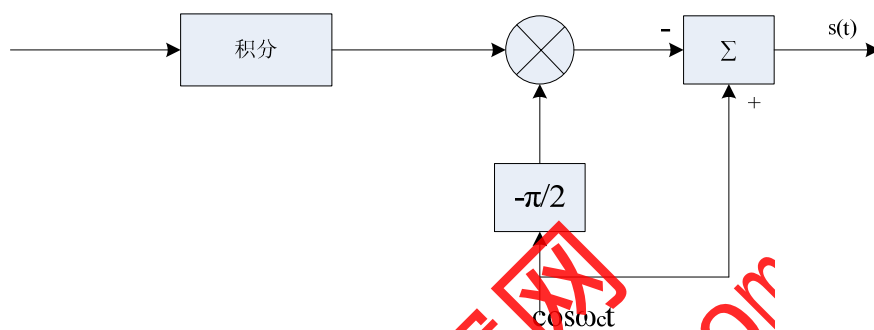
信号带宽: $B = 2(1 + \beta_f) f_m = 2 \times 5 \times 2000 = 20000Hz$

4.10 请指出下列电路系统的输出系统的输出 $s(t)$ 是何种调制信号, 题 4.10 为常数。

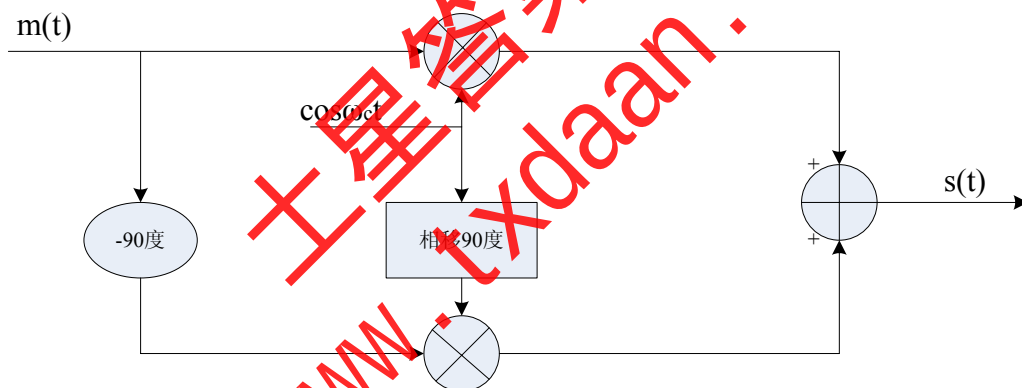
(1)



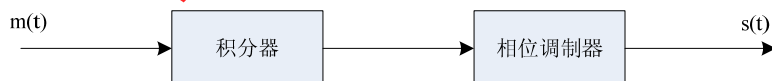
(2)



(3)



(4)



(5)



解: (1) 因为 $K > |m(t)|_{\max}$, $s(t) = K \cos \omega_c t [1 + \frac{m(t)}{K}]$, 所以调制为有离散大载波的双边带调制。

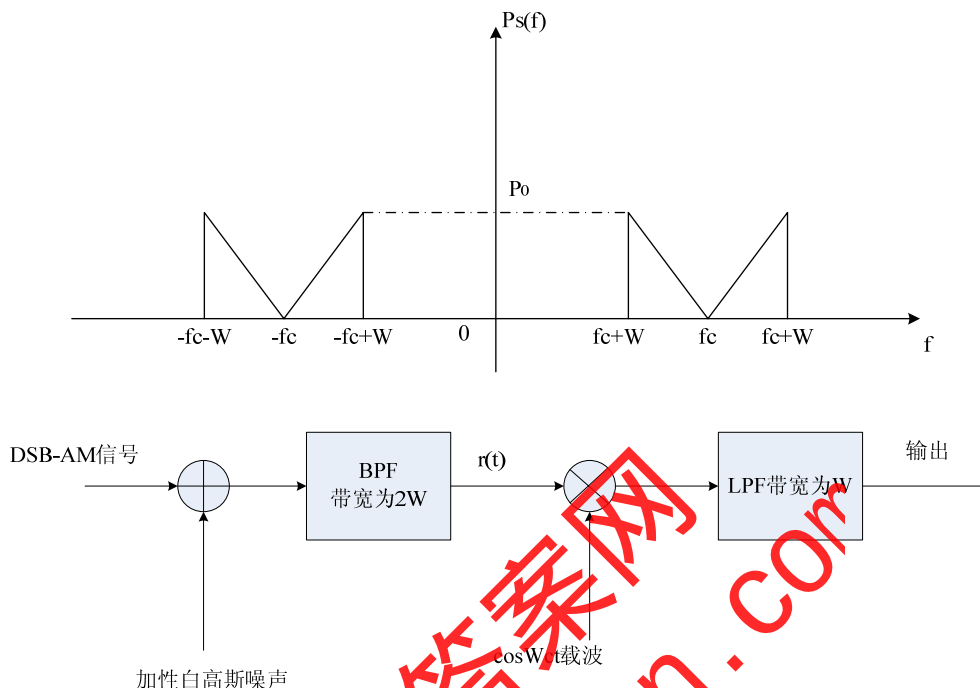
(2) $s(t) = \cos \omega_c t - \sin \omega_c t \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$, 为窄带 FM 调制。

(3) $s_F(t) = m(t) \cos \omega_c t + \hat{m}(t) \sin \omega_c t$, 为下边带调制。

(4)FM 调制。

(5)PM 调制。

4.11 一双边带调幅波(DSB-AM)信号, 具有如题图 4.11 图所示功率谱密度, 在传输中受到均值为 0、双边功率为 $N_0/2$ 的加性白高斯噪声干扰, 其解调框图如图所示:



题图 4.11

请求出解调器 LPF 输出的信噪比。

解: 已调双边带调幅波(DSB-AM)信号: $s(t) = m(t) \cos(2\pi fct)$

解调接收信号: $r(t) = m(t) \cos(2\pi fct) + n_c(t) \cos(2\pi fct) - n_s(t) \sin(2\pi fct)$

已调双边带调幅波(DSB-AM)信号的功率:

$$P_s = \frac{1}{2} \overline{m(t)^2} = \frac{1}{2} P_M = \frac{P_0}{2} \times 4W = 2P_0W$$

则 $P_M = 4P_0W$

输入加性白高斯噪声的功: $P_n = \frac{1}{2} \overline{n_c(t)^2} + \frac{1}{2} \overline{n_s(t)^2} = \overline{n(t)^2} = \frac{N_0}{2} 4W = 2N_0W$

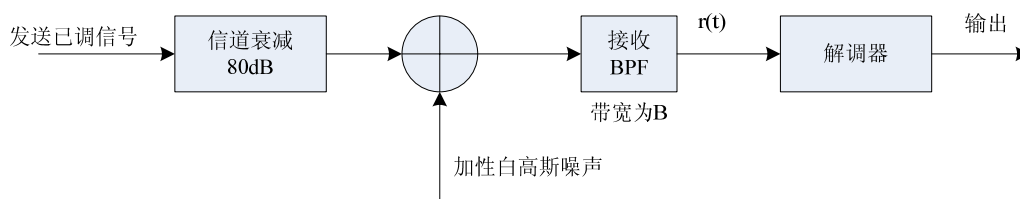
解调后信号: $s_0(t) = \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} n_c(t)$

解调后信号功率: $P_0 = \frac{1}{4} \overline{m(t)^2} = \frac{1}{4} P_M = P_0W$

解调后噪声功率: $P_{n0} = \frac{1}{4} P_n = \frac{1}{2} N_0W$

则输出信噪比: $\left(\frac{N}{S} \right)_0 = \frac{P_0W}{\frac{1}{2} N_0W} = \frac{2P_0}{N_0}$

4.12 一广播通信系统，发送信号的平均功率为 40W ，信道衰减 80dB ，加性噪声的双边功率谱密度 $N_0/2$ 为 $10^{-10}\text{W}/\text{Hz}$ ，接收框图如题图 4.12 图所示：



题图 4.12

- (1) 若该已调信号为 SSB 信号，接收带通滤波器带宽 $B=W$ ，求：解调输入端的信号平均功率及噪声平均功率，解调输出噪声比（ W 为模拟基带信号带宽）；
 (2) 若该已调信号为具有离散大载波的 AM 信号，调幅系数为 0.85 ，归一化基带信号功率 $P_{Mn} = 0.2W$ ，接收带通滤波器带宽 $B=2W$ ，请求出：解调输入信号功率

解：(1) 解调输入信号：

$$r(t) = Ac[m(t)\cos\omega_c t - \hat{m}(t)\sin\omega_c t] + nc(t)\cos\omega_c t - ns(t)\sin\omega_c t$$

解调输入信号的平均功率： $P_R = Ac^2 P_M$

$$\text{由 } 10\lg \frac{P_T}{P_R} = 80\text{dB} \text{ 得 } \frac{P_T}{P_R} = 10^8, \text{ 所以 } P_R = 4 \times 10^{-4}\text{W}$$

$$\text{解调输入噪声功率： } P_n = \frac{N_0}{2} \times 2W = N_0 W = 2 \times 10^{-6}\text{W}$$

$$\text{解调信号： } s_0(t) = \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}nc(t)$$

$$\text{解调输出信号的平均功率： } P_0 = \frac{1}{4} \overline{m(t)^2} = \frac{Ac^2}{4} P_M$$

$$\text{解调输出噪声功率： } P_{n0} = \frac{1}{4} P_n = \frac{1}{4} N_0 W$$

$$\text{解调输出信噪比： } \left(\frac{N}{S} \right)_0 = \frac{P_0}{P_{n0}} = \frac{\frac{Ac^2}{4} P_M}{\frac{1}{4} N_0 W} = \frac{Ac^2 P_M}{N_0 W} = \frac{P_R}{N_0 W} = 200$$

(2) 解调输入信号： $r(t) = Ac[1 + am_n(t)]\cos\omega_c t + nc(t)\cos\omega_c t - ns(t)\sin\omega_c t$

$$\text{解调输入信号的平均功率： } P_R = \frac{1}{2} Ac^2 + \frac{1}{2} Ac^2 a^2 P_{Mn}$$

$$\text{由 } 10\lg \frac{P_T}{P_R} = 80\text{dB} \text{ 得 } \frac{P_T}{P_R} = 10^8, \text{ 所以 } P_R = 4 \times 10^{-4}\text{W}$$

$$\text{解调输入噪声功率： } P_n = 2 \times \frac{N_0}{2} \times 2W = 2N_0 W = 4 \times 10^{-6}\text{W}$$

$$\text{解调信号： } s_0(t) = \frac{1}{2} Acam_n(t) + \frac{1}{2} nc(t)$$

$$\text{解调输出信号的平均功率: } P_0 = \frac{1}{4} \overline{m(t)^2} = \frac{Ac^2}{4} a^2 P_{Mn}$$

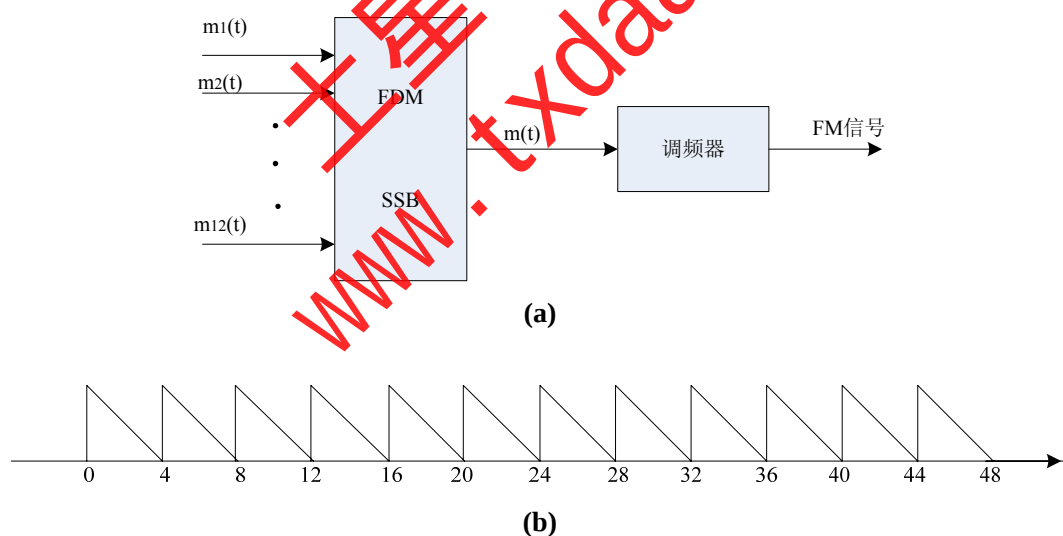
$$\text{解调输出噪声功率: } P_{n0} = \frac{1}{4} P_n = \frac{1}{2} N_0 W$$

$$\begin{aligned} \text{解调输出信噪比: } \left(\frac{N}{S} \right)_0 &= \frac{P_0}{P_{n0}} = \frac{\frac{Ac^2}{4} a^2 P_{Mn}}{\frac{1}{2} N_0 W} = \frac{Ac^2 a^2 P_{Mn}}{2 N_0 W} \\ &= \frac{a^2 P_{Mn}}{1 + a^2 P_{Mn}} \frac{\frac{Ac^2}{2} (1 + a^2 P_{Mn})}{N_0 W} = \frac{a^2 P_{Mn}}{1 + a^2 P_{Mn}} \frac{P_R}{N_0 W} \end{aligned}$$

因为 $P_{Mn} = 0.2W$, $a = 0.85$

$$\text{所以 } \left(\frac{N}{S} \right)_0 = \frac{a^2 P_{Mn}}{1 + a^2 P_{Mn}} \frac{P_R}{N_0 W} = 0.126 \frac{P_R}{N_0 W} = 25.25$$

4.13 12 路话音信号分别被上边带幅频复用，得到的基带信号为 $m(t)$ ，再将 $m(t)$ 通过调频器，如题 4.13 图(a)所示。其中每路话音信号 $m_i(t)$ 限带于 $W = 4\text{KHz}$ ，进行上边带调幅的载波 $a_i(t) = \cos 2\pi f_i t$, $f_i = (i-1)W$, $i = 1, 2, \dots, 12$, $m(t)$ 的振幅谱示于题 4.13 图(b)，调频器的载频为 f_c ，最大频偏为 480KHz 。



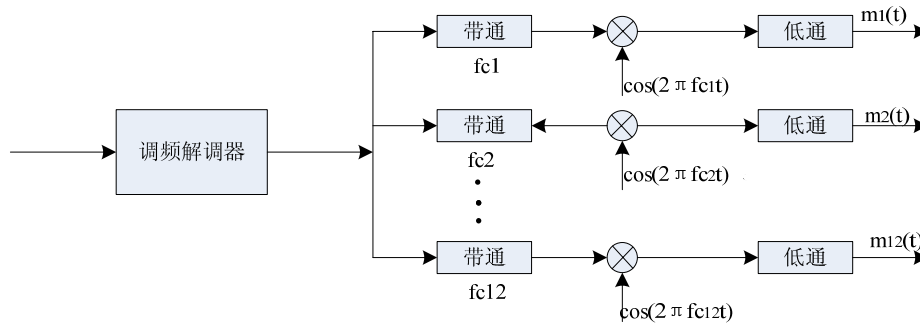
题 4.13 图

- (1) 求出 FM 信号的带宽；
- (2) 画出解调框图；
- (3) 鉴频器输出的第 1 路噪声平均功率与 12 路噪声平均功率之比值(假设 FM 信号在信道传输中受到的均值为 0、双边功率密度为 $N_0/2$ 的加性白高斯噪声干扰)。

解: (1) $m(t)$ 的总带宽 f_m 为 48KHz, $\beta_f = \frac{K_f \max |m(t)|}{f_m} = \frac{480KHz}{48KHz} = 10$

FM 的带宽, $B = 2(\beta_f + 1) f_m = 2 \times 11 \times 48KHz = 1056KHz$

(2)



(3) 鉴频器输出的噪声功率谱为 $P_{n0} = \frac{N_0 f^2}{K^2} = K f^2$

所以 1 路和 12 路的平均功率比值为 $\frac{P_{12}}{P_1} = \frac{\int_{44}^{48} K f^2 df}{\int_0^{44} K f df} = 397$

4.15 一射频方向性天线具有等效噪声温度 T_a 为 55K, 由天线经馈线传输(损 2dB)接至接收机前置射频放大器输入端, 该射频放大器的功率增益 K_p 为 20dB, 放大器的等效带宽为 10MHz, 噪声系数为 2dB, 设室温为 300K, 求:

(1) 前至设频放大器的等效噪声温度;

(2) 馈线与前至射频放大器级联的噪声系数或等效噪声温度

(3) 求放大器输入点的噪声功率谱密度

答: (1) 前置射频放大器的等效噪声系数;

$\therefore T_e = (F - 1)T$ (上 P120) ----- T_e 为等效噪声系数 T 为热噪声源温度

F 为噪声系数, 由题目已知, 得: $T_e = (10^{0.2} - 1)300 \approx 175.5K$ 。

(2) 馈线与前置射频放大器级联的噪声系数或等效噪声温度;

$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{K_{pa1}}$ (上 P121) ----- T_e 为级联等效噪声温度 T_{e1} 为馈

线的等效噪声温度 T_{e2} 为前放的等效噪声温度 K_{pa1} 为馈线的增益系数对于无源

而馈线属于无源网络, 因此其噪声系数 $F = \frac{1}{K_{pa1}} = L = 10^{0.2}$, 于是由

$T_{e1} = (F - 1)T \approx 175.5K$

带入上式求得等效噪声温度 $T_e = 175.5K + \frac{175.5K}{100} \approx 177.26K$

对应的等效噪声系数 $F = \frac{T_{e1}}{T} + 1 \approx 1.59$

(3)超外差接收机（含天线、馈线）的噪声单边功率谱密度 $N_0(W/Hz)$ 。

由 $N_0 = K[T_a + T_e]$ （上 P121） ----- $K = 1.38 \times 10^{-23} J/K$ 为波尔兹曼

常数 T_a 为天线等效噪声温度 T_e 为馈线和前放级联的等效噪声温度在由已知条件和前面的结果

$$N_0 = 1.38 \times 10^{-23} J/K [55K + 177.26K] = 0.32 \times 10^{-20} W/Hz$$

土星答案网
www.txdaan.com

第五章 数字信号的基带传输

5.1

设一数字传输系统传送八进制码元，速率为 2400 波特，则这时的系统信息速率为多少？

解： $R_b = R_s \log_2 M = 3R_s = 7200 \text{ bit/s}$

[返回页首](#)

5.2

已知：信息代码 1 1 1 0 0 1 0 1

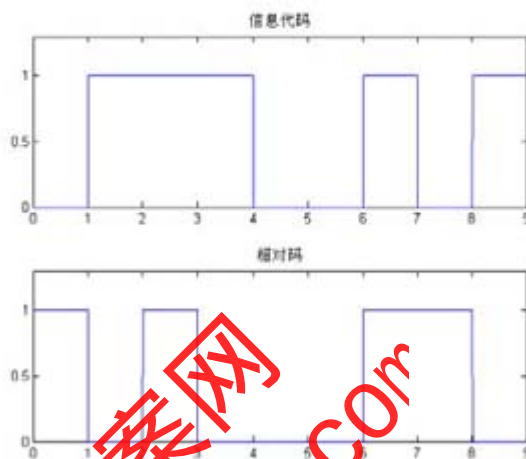
(1)写出相对码：

(2)画出相对码的波形图（单极性矩形不归零码）。

解:

(1)写出相对码: 1 0 1 0 0 0 1 1 0

(2)画出相对码的波形图 (单极性矩形不归零码):



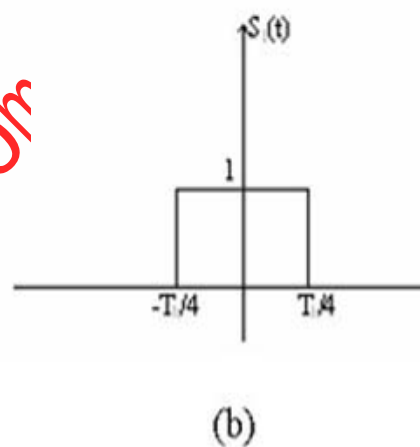
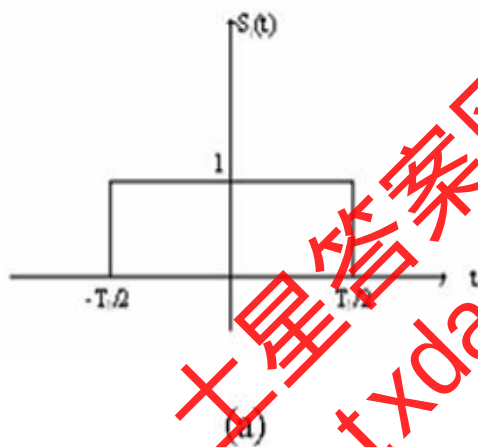
[返回页首](#)

5.3

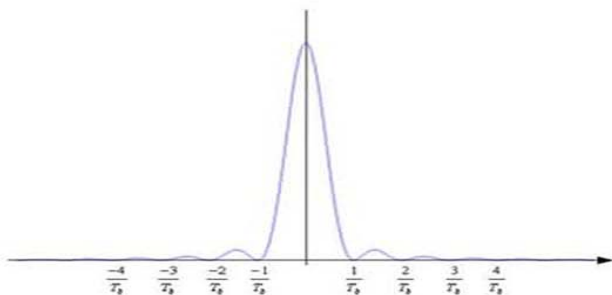
某二进制数字信号发送“0”、“1”时的波形分别为 $s_1(t)$ 及 $s_2(t)$ 。已知发送的“0”以独立等概方式出现，比特间隔为 T_b 。

(1) 若 $s_1(t)$ 如图(a)所示， $s_2(t) = -s_1(t)$ ，求此数字信号的功率谱密度，并画出

(2) 若 $s_1(t)$ 如图(b)所示， $s_2(t)$ ，求此数字信号的功率谱密度，并画出图形。



解：(1) 此时这个数字信号可表示为 $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_b)$ ，其中序列 $\{a_n\}$ 以独立等概方式取值于 ± 1 ， $m_a = E[a_n] = 0$ ， $\sigma_a^2 = E[a_n^2] = 1$ ； $g(t) = s_1(t)$ ，傅氏变换是 $G(f) = T_b \text{sinc}(fT_b)$ ，所以 $P_s(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_b} |G(f)|^2 = T_b \text{sinc}^2(fT_b)$ 。



(2) 此时这个数字信号可表示为 $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_b)$ ，其中序列 $\{a_n\}$ 以独立等概方式取值于 $(0, 1)$ ； $g(t) = s_1(t)$ ，傅氏变换是 $G(f) = \frac{T_b}{2} \text{sinc}(fT_b)$ 。由于 $a_n = \frac{1}{2}b_n + \frac{1}{2}$ ，其中 b_n 以独立等概方式取值于 ± 1 ，所以 $s(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g(t - nT_b) + \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_b)$ 。
 $\frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g(t - nT_b)$ 一项的功率谱密度是 $\frac{1}{4} \frac{T_b^2}{T_b} \text{sinc}^2(fT_b) = \frac{T_b}{16} \text{sinc}^2(fT_b)$ ，周期信号 $\frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_b)$ 可展成傅氏级数： $\frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_b) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{j2\pi \frac{k}{T_b} t}$ ，其中

$$c_m = \frac{1}{T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_b) e^{-j2\pi \frac{m}{T_b} t} dt = \frac{1}{2T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} g(t) e^{-j2\pi \frac{m}{T_b} t} dt$$

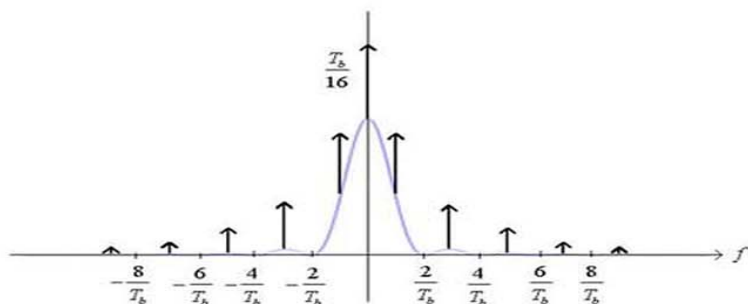
$$= \frac{1}{2T_b} G\left(\frac{m}{T_b}\right) = \frac{\sin\left(\pi \frac{m}{T_b} \times \frac{T_b}{2}\right)}{4\left(\pi \frac{m}{T_b} \times \frac{T_b}{2}\right)} = \begin{cases} \pm \frac{1}{m\pi} & m = 4k \pm 1 \\ \frac{1}{2} & m = 0 \\ 0 & \text{other } m \end{cases}$$

所以 $\frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT_b)$ 的功率谱密度是

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T_b}\right) = \frac{1}{4} \delta(f) + \frac{1}{4\pi^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \delta\left(f - \frac{2k-1}{T_b}\right)$$

于是 $s(t)$ 的功率谱密度为：

$$P_s(f) = \frac{T_b}{16} \text{sinc}^2\left(f \frac{T_b}{2}\right) + \frac{1}{4} \delta(f) + \frac{1}{4\pi^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \delta\left(f - \frac{2k-1}{T_b}\right)$$



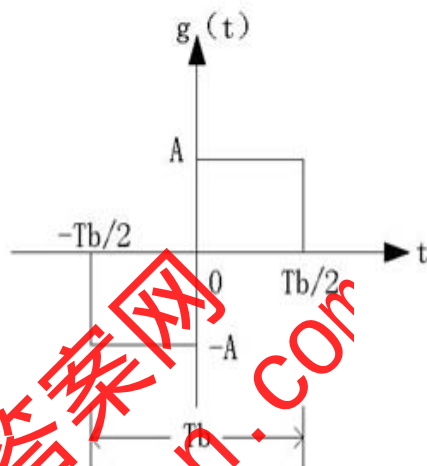
[返回页首](#)

5.4

假设信息比特 1、0 以独立等概方式出现，求数字分相码的功率谱密度

土星答案网
www.txdaan.com

解：数字分相码可以表示成二进制 PAM 信号的形式 $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_b)$ ，其中 $\{a_n\}$ 以独立等概方式取值于 ± 1 ， $m_a = E[a_n] = 0$ ， $\sigma_a^2 = E[a^2] = 1$ ； $g(t)$ 如下图



其傅氏变换是

$$\begin{aligned} G(f) &= -\frac{AT_b}{2} \text{sinc}\left(f \frac{T_b}{2}\right) e^{j\pi f \frac{T_b}{4}} + \frac{AT_b}{2} \text{sinc}\left(f \frac{T_b}{2}\right) e^{-j2\pi f \frac{T_b}{4}} \\ &= -jAT_b \sin \frac{\pi f T_b}{2} \text{sinc}\left(f \frac{T_b}{2}\right) = -j \frac{\pi f AT_b^2}{2} \text{sinc}^2\left(f \frac{T_b}{2}\right) \end{aligned}$$

$$\text{所以 } P_s(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_b} |G(f)|^2 = \frac{(\pi f A)^2 T_b^3}{4} \text{sinc}^4\left(f \frac{T_b}{2}\right)。$$

[返回页首](#)

已知信息代码为：100000000111001000010，请就 AMI 码、HDB3 码、Ma 码三种情形，(1)给出编码结果；(2)画出编码后的波形；(3)画出提取时钟的框图。

土星答案网
www.txdaan.com

解: (1)

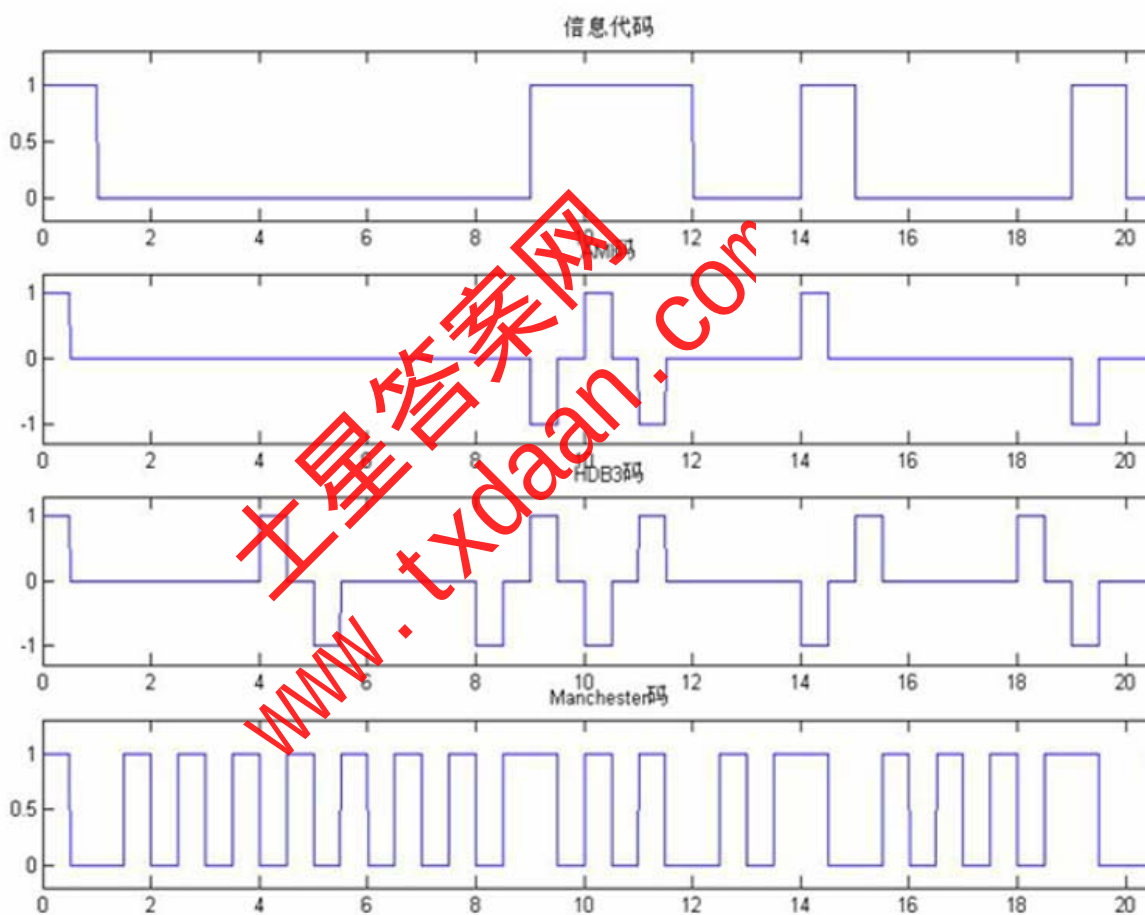
信息代码: 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0

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

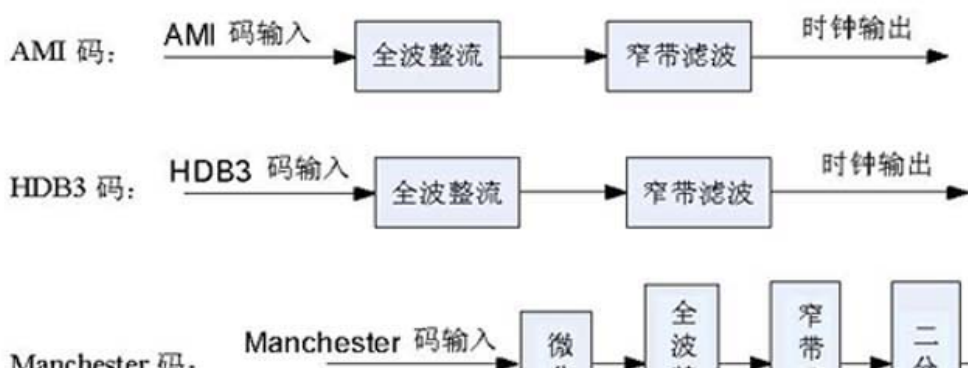
HDB3 码: +1 0 0 0 +V-B 0 0 -V+1 -1 +1 0 0 -1 +B 0 0 +V-1 0

Manchester 码: 100101010101010101010010110010101011001

(2)波形如下:



(3)提取时钟的框图如下:

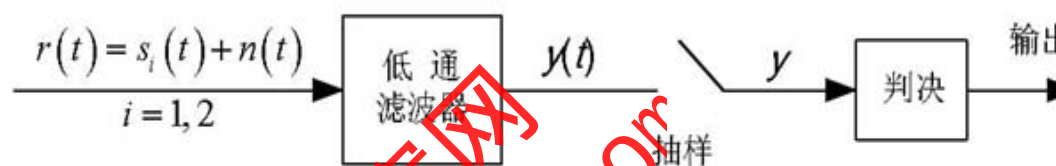


[返回页首](#)

5.6

土星答案网
www.txdaan.com

已知二进制序列的“1”和“0”分别由波形 $s_1(t) = \begin{cases} A & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{else} \end{cases}$ 及 $s_2(t) = 0$ 表示，与“0”等概出现。此信号在信道传输中受到功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ 的加性白高斯噪声干扰，接收端用下图所示的框图进行接收。图中低通滤波器的带宽是 B ， B 足够大使通过滤波器时近似无失真。



- (1) 若发送 $s_1(t)$ ，请写出 $y(t)$ 表示式，并求出抽样值 y 的均值及方差，写出此时 y 的概率密度函数 $p_1(y)$ ；
- (2) 若发送 $s_2(t)$ ，请写出 $y(t)$ 表示式，并求出抽样值 y 的均值及方差，写出此时 y 的概率密度函数 $p_2(y)$ ；
- (3) 画出 $p_1(y)$ 及 $p_2(y)$ 的图形；
- (4) 求最佳判决门限 V_T 值；
- (5) 推导出平均误比特率。

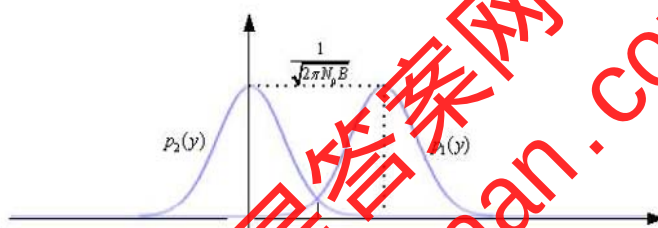
解：(1) 此时在 $0 \leq t \leq T_b$ 时间范围内， $y(t) = A + \xi(t)$ ， $\xi(t)$ 是白高斯噪声 $n(t)$ 通过低通滤波器后的输出，显然 $\xi(t)$ 是 0 均值的高斯平稳过程，其方差为 $\sigma^2 = N_0 B$ 。于是抽样值 y

的均值是 A ，方差是 $N_0 B$ ，其条件概率密度函数是 $p_1(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 B}} e^{-\frac{(y-A)^2}{2N_0 B}}$ 。

(2) 此时在 $0 \leq t \leq T_b$ 时间范围内， $y(t) = \xi(t)$ ， $\xi(t)$ 是白高斯噪声 $n(t)$ 通过低通滤波器后输出的 0 均值高斯平稳过程，其方差为 $\sigma^2 = N_0 B$ 。因此，抽样值 y 的均值是 0，方差是

$N_0 B$ ，其条件概率密度函数是 $p_2(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 B}} e^{-\frac{y^2}{2N_0 B}}$ 。

(3)



(4) 最佳门限 V_T 是后验概率相等的分界点，即为方程 $P(s_1|y) = P(s_2|y)$ 的解。由于 $P(s_i|y) = \frac{p(y|s_i)P(s_i)}{p(y)}$ ，所以 V_T 是方程 $P(s_1)p_1(y) = P(s_2)p_2(y)$ 的解，由于“1”与“0”等概出现，所以 V_T 是 $p_1(y) = p_2(y)$ 的解，即 $p_1(y)$ 和 $p_2(y)$ 的交点。由上图可知 $V_T = \frac{A}{2}$ 。

$$(5) P_b = P(s_1)P(e|s_1) + P(s_2)P(e|s_2) = \frac{1}{2} [P(e|s_1) + P(e|s_2)]$$

$$P(e|s_1) = P(y < V_T | s_1) = P\left(A + \xi < \frac{A}{2}\right) = P\left(\xi < -\frac{A}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A/2}{\sqrt{2N_0 B}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2}{8N_0 B}}\right)$$

$$P(e|s_2) = P(y > V_T | s_2) = P\left(\xi > \frac{A}{2}\right) = P\left(\xi < -\frac{A}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2}{8N_0 B}}\right)$$

$$\therefore P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2}{8N_0 B}}\right)$$

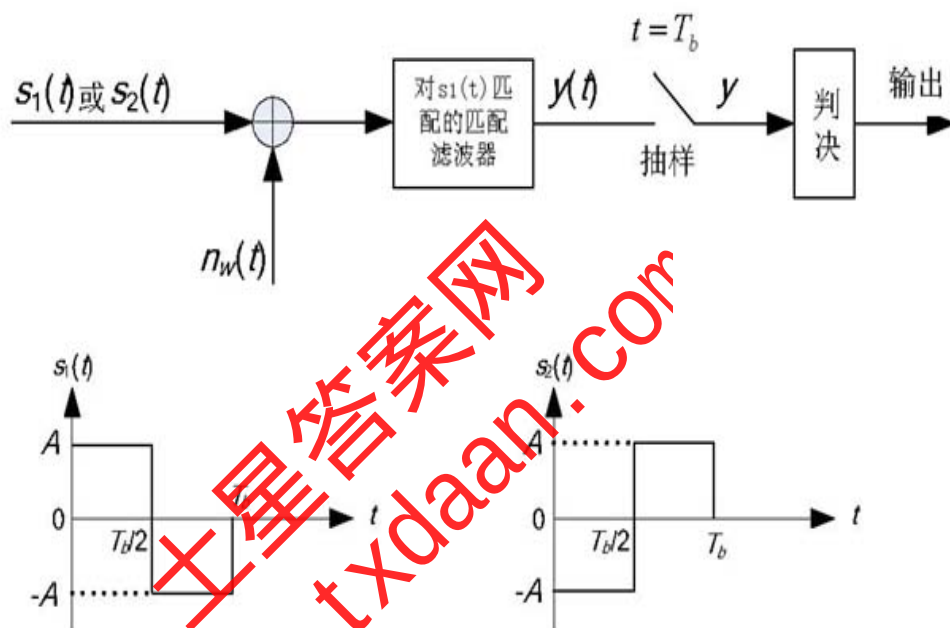
[返回页首](#)

5.7

土星答案网
www.txdaan.com

下图中 $s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 等概出现，白高斯噪声 $n_w(t)$ 的功率谱密度是 $\frac{N_0}{2}$ 。匹配滤波器的冲

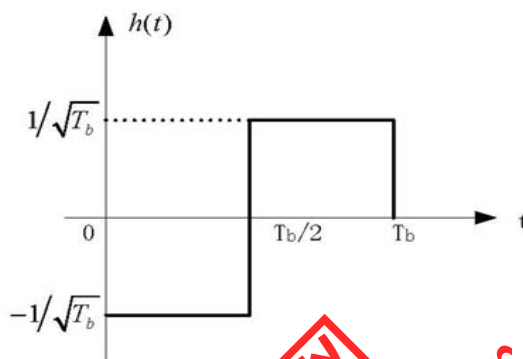
响应 $h(t)$ 的能量已被归一化，即 $\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt = 1$ 。



- (1) 画出匹配滤波器的冲激响应 $h(t)$ ；
- (2) 求发 $s_1(t)$ 条件下求抽样值 y 中信号分量的幅度及噪声分量的平均功率；
- (3) 求发 $s_2(t)$ 条件下抽样值 y 的均值、方差和概率密度函数 $p_2(y)$ ；
- (4) 求平均误比特率。

解：(1) $h(t) = Ks_1(T_b - t) = Ks_2(t)$ ，由 $\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt = K^2 \int_{-\infty}^{\infty} s_2^2(t) dt = K^2 A^2 T_b = 1$ ，得

$K = \frac{1}{A\sqrt{T_b}}$ ，因此 $h(t) = \frac{s_2(t)}{A\sqrt{T_b}}$ ，波形如下



(2) 抽样值 y 中的信号分量是 $\int_{-\infty}^{\infty} s_1(T - \tau)h(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_2(\tau) \frac{s_2(\tau)}{A\sqrt{T_b}} d\tau = \sqrt{A^2 T_b} = E_b$ ，

此处 $E_b = E_1 = E_2$ 是每个比特的能量。抽样值中的噪声分量的功率是

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} |H(f)|^2 df = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) df = \frac{N_0}{2}。$$

(3) 此时 y 中的信号分量是 $\int_{-\infty}^{\infty} s_2(T - \tau)h(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(\tau) \frac{s_2(\tau)}{A\sqrt{T_b}} d\tau = -\sqrt{A^2 T_b} = -E_b$ 。

$y = -E_b + \xi$ ，噪声分量 ξ 是 0 均值高斯随机变量，其方差是 $\frac{N_0}{2}$ 。因此，在发送 $s_2(t)$ 的条件下， y 是均值为 $-\sqrt{E_b} = -\sqrt{A^2 T_b}$ 、方差为 $\frac{N_0}{2}$ 的高斯随机变量，

$$p_2(y) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(y + \sqrt{E_b})^2}{N_0}}$$

(4) 类似地，我们也可以得到发送 $s_1(t)$ 条件下 y 的概率密度函数为

$$p_1(y) = p_{y|s_1}(y|s_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(y - \sqrt{E_b})^2}{N_0}}，最佳门限 V_T 是 $p_1(y) = p_2(y)$ 的解，即 $V_T = 0$ 。$$

$$\text{平均错误率 } P_b = P(s_1)P(e|s_1) + P(s_2)P(e|s_2) = \frac{1}{2}[P(e|s_1) + P(e|s_2)]$$

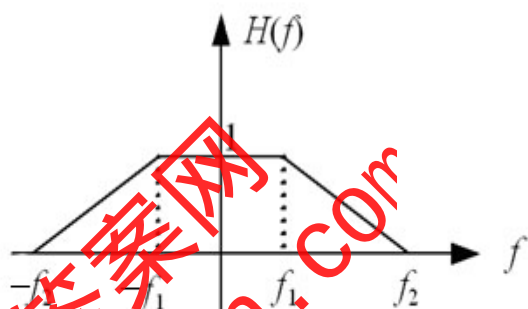
$$P(e|s_1) = P(y < 0|s_1) = P(\sqrt{E_b} + \xi < 0) = P(\xi < -\sqrt{E_b}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{E_b}}{\sqrt{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

$$P(e|s_2) = P(y > 0|s_2) = P(-\sqrt{E_b} + \xi > 0) = P(\xi > \sqrt{E_b}) = P(\xi < -\sqrt{E_b}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

[返回页首](#)

5.8

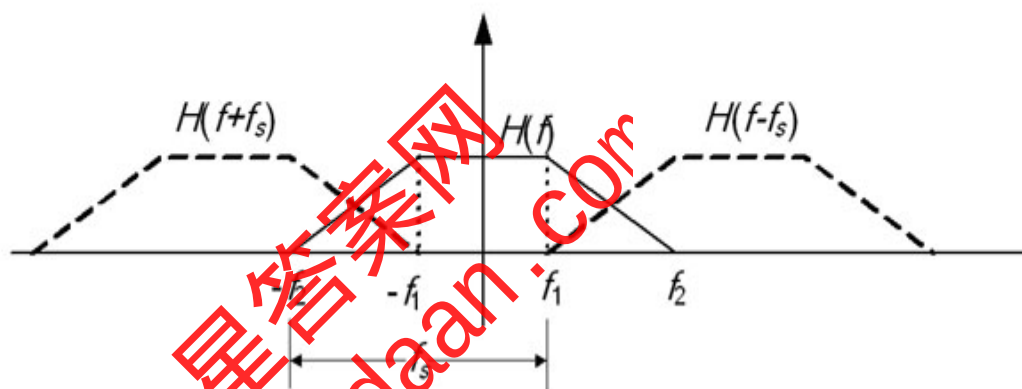
设基带传输系统的发送滤波器、信道和接收滤波器的总传输特性 $H(f)$ 如图所示。 $f_1=1\text{MHz}$, $f_2=3\text{MHz}$ 。试确定该系统无码间干扰的传输时的最高码元速率和频带利



解：由下图可见，当 $f_s = f_1 + f_2$ 时 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f - nf_s) = 1$ ，且不存在更大

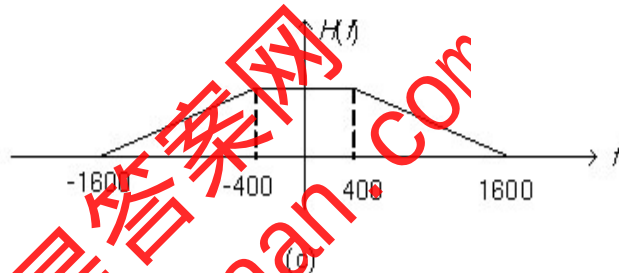
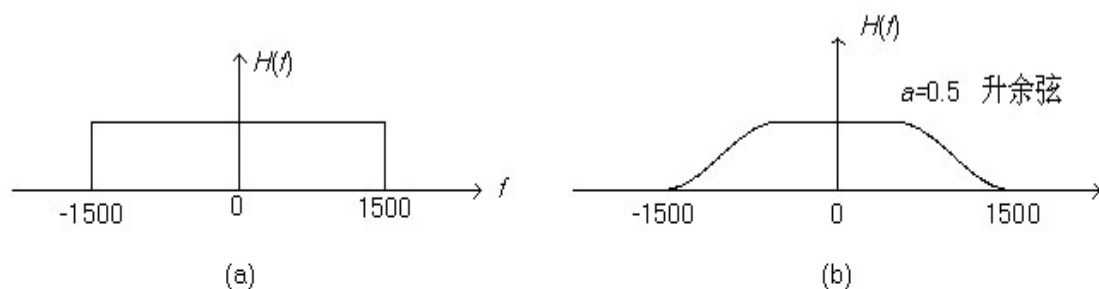
$\sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f - nf_s)$ 等于常数，因此该系统无码间干扰的传输时的最高码元

$R_s = f_1 + f_2 = 4\text{Mbaud}$ ，对应的频带利用率是 $\frac{R_s}{f_2} = \frac{4}{3}\text{Baud/Hz}$ 。



[返回页首](#)

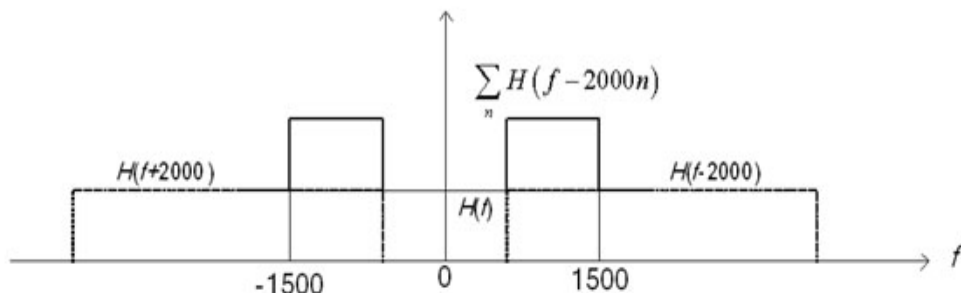
下图中示出了一些基带传输系统的总体传输特性 $H(f)$ ，若要以 2000 波特的码元速率，请问那些满足抽样点无码间干扰的条件？



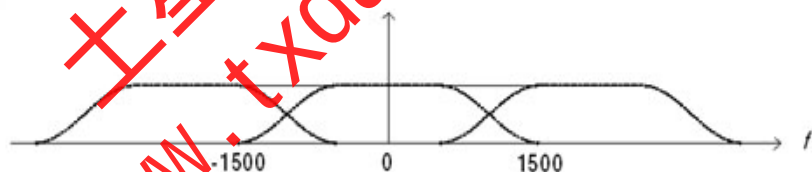
土星答案网
www.txdaan.com



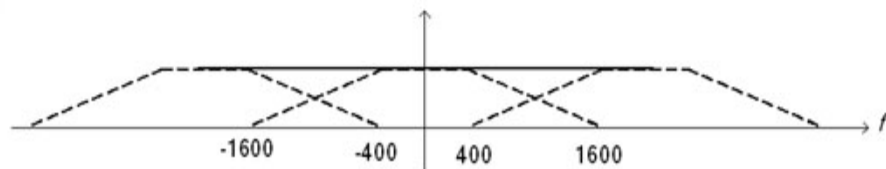
解：(a) 由下图可见， $\sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f-2000n)$ 不是常数，因此该系统以 2000 波特的传输时不满足抽样点无码间干扰的条件。



(b) 本图 $\alpha = 0.5$ ，则 $(1+\alpha) \frac{R_s}{2} = 1500$ ， $R_s = \frac{2 \times 1500}{1+0.5} = 2000$ ，故该系统以 2000 码元速率传输时满足抽样点无码间干扰的条件。



(c) 由图可知，故该系统以 2000 波特的码元速率传输时满足抽样点无码间干扰



5. 10

设滚降系数为 $\alpha = 1$ 的升余弦滚降无码间干扰基带传输系统的输入是十六进制码速率是 $R_s = 1200\text{Baud}$ ，求此基带传输系统的截止频率、该系统的频带利用率的信息传输速率。

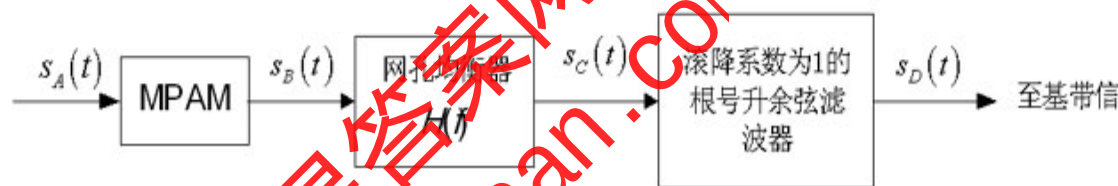
解：此系统的截止频率为 $B = (1 + \alpha) \frac{R_s}{2} = 1200\text{Hz}$ ，频带利用

$\frac{R_s}{B} = 1\text{Baud/Hz} = 4\text{bit/s/Hz}$ ，信息传输速率为 $R_b = R_s \log_2 M = 4800\text{bit/s}$

[返回页首](#)

5. 11

下图中, $s_A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n g_A(t - nT_b)$ 是二进制数字信号, $\{b_n\}$ 以独立等概方式取 ± 1 , $g_A(t)$ 是幅度为 1, 宽度为 T_b 的不归零矩形脉冲。此信号通过 M 进制脉冲调制器(MPAM)后成为 $s_B(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g_B(t - mT_s)$, 其中 $\{a_m\}$ 取值于 $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots\}$, $g_B(t)$ 是幅度为 1, 宽度为 T_s 的不归零矩形脉冲。然后将 $s_B(t)$ 通过一个传递函数 $H(f)$ 的网孔均衡器以使输出 $s_C(t)$ 具有平坦频谱。 $s_C(t)$ 经过一个滚降系数为 α 的根号升余弦滤波器成为 $s_D(t)$ 后送至基带信道中传输。



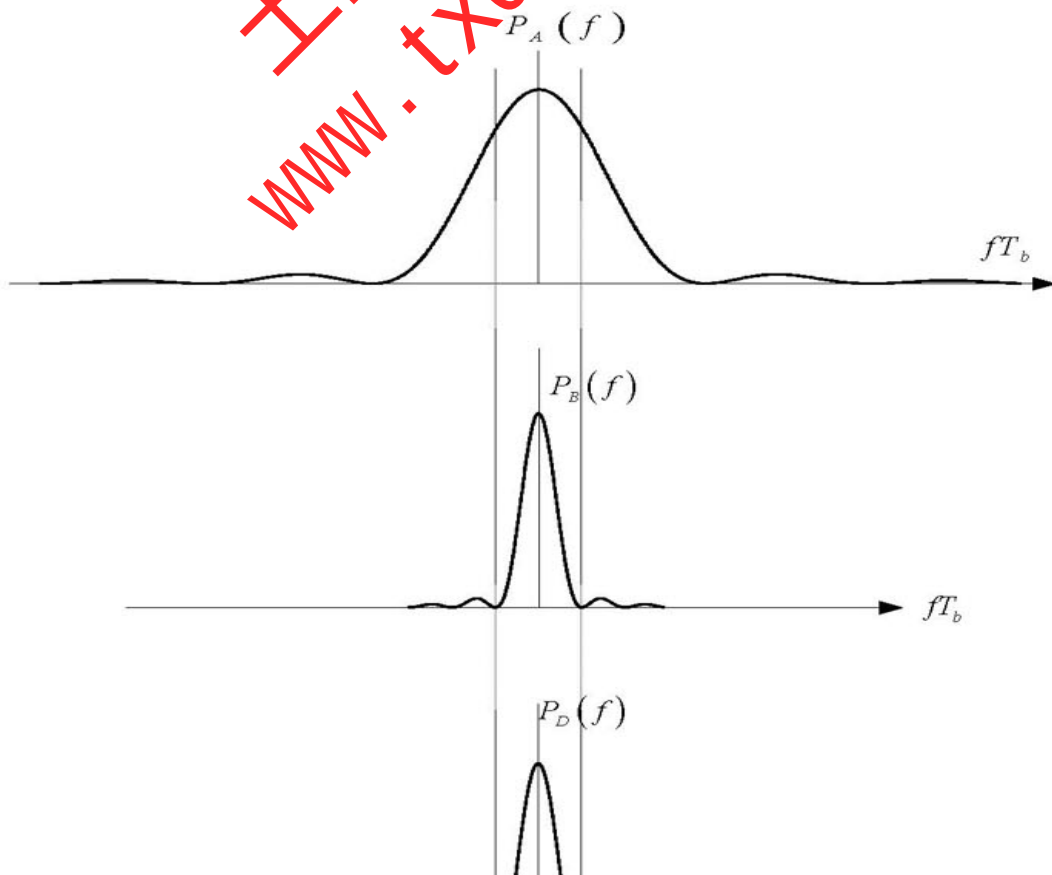
解: (1) a_m 有 16 个不同取值, 故 $M=16$, 因此发送信号的符号速率为 $R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{4T_b}$ 。

(2) 网孔均衡器输出的数字信号是 $s_c(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m g_c(t - mT_s)$, 由于 $\{b_n\}$ 是独立等概序列, 所以 $\{a_m\}$ 也是独立等概序列且 $E[a_m] = 0, E[a_m^2] = \frac{1+3^2+\dots+15^2}{8} = 85$ 。故 $s_c(t)$ 的功率谱密度为 $P_C(f) = \frac{E[a_m^2]}{T_s} |G_c(f)|^2 = \frac{E[a_m^2]}{T_s} |H(f)G_B(f)|^2$, 其中 $G_B(f)$ 、 $G_C(f)$ 分别是 $g_B(t)$ 和 $g_C(t)$ 的傅氏变换。欲 $s_c(t)$ 有平坦的功率谱, 需 $H(f)G_B(f)$ 为常数。由于 $G_B(f) = T_s \text{sinc}(fT_s)$, 所以 $|H(f)|^2 = \frac{K}{\text{sinc}(fT_s)}$, K 是任意常数。

$$(3) P_A(f) = \frac{E[a_b^2]}{T_b} |G_A(f)|^2 = \frac{1}{T_b} |\text{sinc}(fT_b)|^2$$

$$P_B(f) = \frac{E[a_m^2]}{T_s} |G_B(f)|^2 = \frac{85}{T_s} |\text{sinc}(fT_s)|^2$$

$$P_D(f) = K' |\sqrt{H_{\text{rcos}}(f)}| = K' H_{\text{rcos}}(f), \text{ 其中 } K' \text{ 是常数。}$$



[返回页首](#)

5.12

某基带传输系统接收端的抽样值为 $y = a + n + i_m$ ，其中 a 代表发送信息，它等概取值于 ± 1 。 n 代表高斯噪声分量，其均值为 0，方差为 σ^2 。 i_m 代表码间干扰， i_m 有 3 个可能的取值： $-\frac{1}{2}, 0, \frac{1}{2}$ ，它们的出现概率分别为 $\frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{1}{4}$ 。若接收端的判决门限是 0，求该系统的平均误比特率。

土星答案网
www.txdaan.com

解:

$$P_e = P(e|a=+1)P(a=+1) + P(e|a=-1)P(a=-1) = \frac{P(e|a=+1) + P(e|a=-1)}{2}$$

$$\begin{aligned} P(e|a=1) &= P(1+n+i_m < 0) = P(n < -1-i_m) \\ &= P\left(n < -\frac{1}{2}\right)P\left(i_m = -\frac{1}{2}\right) + P(n < -1)P(i_m = 0) + P\left(n < -\frac{3}{2}\right)P\left(i_m = \frac{1}{2}\right) \\ &= \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{1/2}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + \frac{1}{4}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{3/2}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) \\ &= \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{8}\sigma^2}\right) + \frac{1}{4}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{3}{\sqrt{8}\sigma^2}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P(e|a=-1) &= P(1+n+i_m > 0) = P(n > -1-i_m) \\ &= P\left(n > \frac{1}{2}\right)P\left(i_m = -\frac{1}{2}\right) + P(n > 1)P(i_m = 0) + P\left(n > \frac{3}{2}\right)P\left(i_m = \frac{1}{2}\right) \\ &= \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{1/2}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + \frac{1}{4}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{3/2}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) \\ &= \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{8}\sigma^2}\right) + \frac{1}{4}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{3}{\sqrt{8}\sigma^2}\right) \end{aligned}$$

$$\text{所以 } P_e = \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{8}\sigma^2}\right) + \frac{1}{4}\operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + \frac{1}{8}\operatorname{erfc}\left(\frac{3}{\sqrt{8}\sigma^2}\right)$$

[返回页首](#)

下图中，速率为 $R_b = 9600 \text{ bit/s}$ 的二进制序列经串并变换、D/A 变换后输出 8PAM 信号，然后经过频谱成形电路使输出脉冲具有滚降因子 $\alpha = 0.5$ 的根号升余弦滚降频谱，再发送至基带信道。求发送信号的符号速率 R_s 、要求的基带信道的带宽以及该系统的频带利用率。



解：发送信号的符号速率为 $R_s = \frac{R_b}{3} = 3200 \text{ Baud}$ $R_b = 9600 / 3 = 3200 \text{ bit/s}$ ，要求的基带信号的带宽为 $W = (1 + \alpha) \frac{R_s}{2} = 2400 \text{ Hz}$ ，频带利用率为 $\frac{R_b}{W} = \frac{9600}{2400} = 4 \text{ bits/s/Hz}$

[返回页首](#)

5.14

二进制信息序列经 MAPM 调制及升余弦滚降频谱成形后通过基带信道传输，已知基带信道的带宽是 $W = 3000 \text{ Hz}$ 。若升余弦滤波器的滚降系数 α 分别为 0、0.5、1。请

(1) 分别求出该系统无码间干扰传输时的符号速率；

(2) 若 MPAM 的进制数 M 是 16，请写出其相应的二进制信息速率。

解：(1) $\because W = (1 + \alpha) \frac{R_s}{2} \therefore R_s = \frac{2W}{\alpha + 1}$ 。因此， $\alpha = 0$ 时， $R_s = 6000 \text{ Baud}$ ； $\alpha = 0.5$ 时， $R_s = 4000 \text{ Baud}$ ； $\alpha = 1$ 时， $R_s = 3000 \text{ Baud}$ 。

(2) $R_b = R_s \times \log_2 M$ ， $\alpha = 0$ 时， $R_b = 6000 \text{ baud} \times 4 = 24 \text{ Kbit/s}$ ； $\alpha = 0.5$ 时， $R_b = 16 \text{ Kbit/s}$ ； $\alpha = 1$ 时， $R_b = 12 \text{ Kbit/s}$

[返回页首](#)

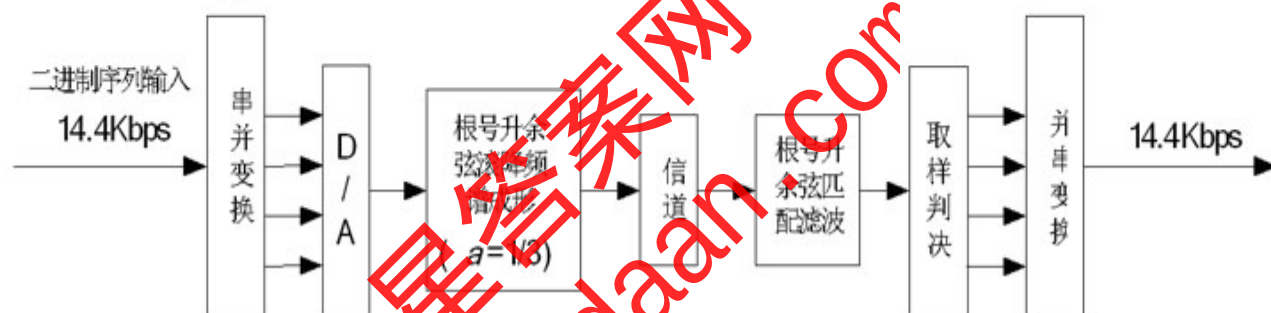
5. 15

设计一 M 进制 PAM 系统，其输入的比特速率为 14.4 Kbit/s，基带信道带宽 $W=2400\text{Hz}$ ，画出此基带传输系统的框图。

解：假设系统的滚降系数为 α ，则 $W = (1+\alpha)\frac{R_s}{2} = (1+\alpha)\frac{R_b}{2\log_2 M}$ ，

$$\frac{1+\alpha}{\log_2 M} = \frac{2W}{R_b} = \frac{2 \times 2400}{14400} = \frac{1}{3}, \quad \alpha = \frac{5}{18} \log_2 M - 1。按 \alpha > 0 设计，最小的 M 是 16，相$$

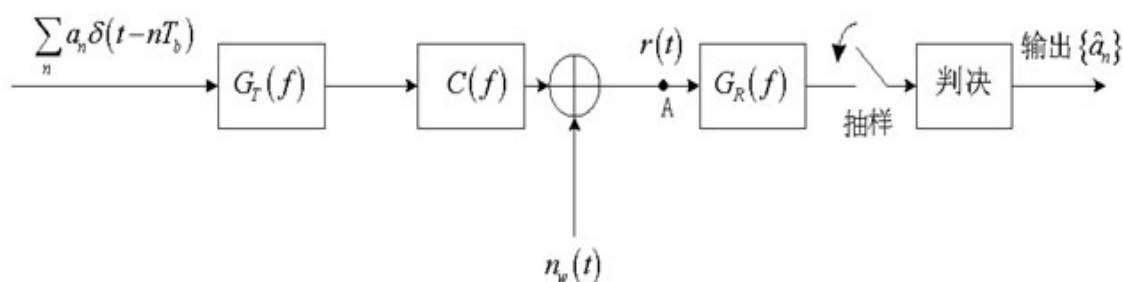
应的滚降系数是 $\frac{1}{3}$ 。系统框图如下：



[返回页首](#)

5. 16

下图是一个数字基带传输系统，图中信道 $C(f)$ 是理想低通，发送滤波 $G_T(f)$ 和接收滤波 $G_R(f)$ 满足 $G_T(f) = G_R(f) = \sqrt{H_{\text{rcos}}(f)}$ ， $H_{\text{rcos}}(f)$ 是升余弦滚降特性。 $n_w(t)$ 是功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ 的白高斯噪声， $\{a_n\}$ 独立等概取值于 ± 1 ，A 点平均比特能量为 E_b 。



- (1) 求最佳抽样时刻抽样值中的信号幅度值、瞬时信号功率值及噪声平均功率、抽样时刻的信噪比；
- (2) 求系统的平均误比特率。

解：(1) 记 $g_T(t)$ 、 $g_R(t)$ 、 $g(t)$ 分别为 $G_T(f)$ 、 $G_R(f)$ 、 $G_T(f)G_R(f)=H_{\text{rcos}}(f)$ 的傅氏反变换，则 A 点接收信号可写为 $r(t)=\sum_n a_n g_T(t-nT_b)+n_w(t)=s(t)+n_w(t)$ 。

A 点有用信号 $s(t)$ 的功率谱密度为 $P_s(f)=\frac{|G_T(f)C(f)|^2}{T_b}=\frac{H_{\text{rcos}}(f)}{T_b}$ ，平均每比特的能量是 $E_b=T_b\int_{-\infty}^{\infty}P_s(f)df=\int_{-\infty}^{\infty}H_{\text{rcos}}(f)df$ 。

不妨考虑第 0 个取样及发送 $a_0=1$ 的情况，由于 $g(0)=\int_{-\infty}^{\infty}H_{\text{rcos}}(f)e^{j2\pi f \times 0}df=E_b$ ，所以取样结果为 $y_0=a_0g(0)+n=E_b+n$ ， n 是样值中的噪声分量。因此样值中有用信号的幅度是 E_b ，瞬时信号功率是 E_b^2 ，噪声平均功率是 $E[n^2]=E[n^2(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{N_0}{2}|G_R(f)|^2df=\frac{N_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty}H_{\text{rcos}}(f)df=\frac{N_0E_b}{2}$ ，抽样时刻信噪比为 $\frac{E_b^2}{N_0E_b/2}=\frac{2E_b}{N_0}$ 。

(2) 由对称性可知最佳判决门限 $V_T=0$ ，因而

$$P(e|a_n=1)=P(n<-E_b)=\frac{1}{2}\text{erfc}\left(\frac{E_b}{\sqrt{2 \times \frac{N_0E_b}{2}}}\right)=\frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

同理可得 $P(e|a_n=-1)=P(e|a_n=1)=\frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$ 。于是

$$P_b=P(a_n=1)P(e|a_n=1)+P(a_n=-1)P(e|a_n=-1)=\frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

注 1：对于 $x \geq 0$ 以及高斯随机变量 $n \sim N\left(0, \frac{1}{2}\right)$ ， $\text{erfc}(x) \triangleq P(|n| > x)$ ，因此对于 $x \geq 0$ 以及高斯随机变量 $\xi \sim N(0, \sigma^2)$ ，我们有

$$P(\xi > x)=P(\xi < -x)=\frac{1}{2}P\left(\left|\frac{\xi}{\sqrt{2\sigma^2}}\right| > \frac{x}{\sqrt{2\sigma^2}}\right)=\frac{1}{2}\text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2\sigma^2}}\right)$$

注 2：对于任意的二元星座点，高斯干扰，对称分布的情形，最佳门限是两个星座点之中点。

若星座点之间的欧氏距离为 d ，则错误率为 $\frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{d^2}{8\sigma^2}}\right)$ 。

[返回页首](#)

一个双极性矩形不归零 2PAM 信号受到功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性白高斯噪声 $n_w(t)$ 的干扰,若发送正极性脉冲 $s_1(t)$ 和负极性脉冲 $s_2(t)$ 的概率分别是 $P(s_1)=1/3$ 、 $P(s_2)=2/3$ 。求

(1) 最佳接收系统的最佳判决门限;

(2) 平均误比特率。

土星答案网
www.txdaan.com

解：(1) 设比特能量为 E_b ，脉冲宽度为 T_b ，则 $s_1(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} & 0 \leq t < T_b \\ 0 & \text{else} \end{cases}$ ， $s_2(t) = -s_1(t)$ 。

假设接收机的匹配滤波器对 $s_1(t)$ 匹配，则其冲激响应为 $h(t) = K s_1(T_b - t) = K s_1(t)$ ，最佳取样时刻是 $t = T_b$ 。取 $K = \sqrt{\frac{T_b}{E_b}}$ ，则 $h(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_b \\ 0 & \text{else} \end{cases}$ 。

发 s_1 时，抽样值为

$$y = \int_0^{T_b} h(\tau) [s_1(T_b - \tau) + n_w(T_b - \tau)] d\tau = \int_0^{T_b} \left[\sqrt{\frac{E_b}{T_b}} + n_w(T_b - \tau) \right] d\tau \\ = \sqrt{E_b T_b} + \underbrace{\int_0^{T_b} n_w(T_b - \tau) d\tau}_Z = \sqrt{E_b T_b} + Z$$

Z 为高斯随机变量， $E[Z] = E\left[\int_0^{T_b} n_w(T_b - \tau) d\tau\right] = \int_0^{T_b} E[n_w(T_b - \tau)] d\tau = 0$ 。

$$E[Z^2] = E\left[\int_0^{T_b} n_w(T_b - \tau) d\tau \times \int_0^{T_b} n_w(T_b - \tau') d\tau'\right] \\ = \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} E[n_w(T_b - \tau) n_w(T_b - \tau')] d\tau d\tau' \\ = \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \frac{N_0}{2} \delta(\tau' - \tau) d\tau d\tau' = \frac{N_0 T_b}{2}$$

所以发送 s_1 条件下 y 的概率密度函数为 $p_1(y) = \frac{1}{\sqrt{\pi T_b N_0}} e^{-\frac{(y - \sqrt{E_b T_b})^2}{N_0 T_b}}$ 。同理可得，发送 s_2 条件下 y 的概率密度函数为 $p_2(y) = \frac{1}{\sqrt{\pi T_b N_0}} e^{-\frac{(y + \sqrt{E_b T_b})^2}{N_0 T_b}}$ 。

最佳判决门限 V_T 是后验概率 $P(s_1|y)$ 、 $P(s_2|y)$ 相等的分界点，即 $P(s_1|V_T) = P(s_2|V_T)$ ，由贝叶斯准则，有 $P(s_1)P(V_T|s_1) = P(s_2)P(V_T|s_2)$ ，即

$$\frac{1}{3\sqrt{\pi N_0 T_b}} e^{-\frac{(V_T - \sqrt{E_b T_b})^2}{N_0 T_b}} = \frac{2}{3\sqrt{\pi N_0 T_b}} e^{-\frac{(V_T + \sqrt{E_b T_b})^2}{N_0 T_b}} \\ \Rightarrow -\frac{(V_T - \sqrt{E_b T_b})^2}{N_0 T_b} = \ln 2 - \frac{(V_T + \sqrt{E_b T_b})^2}{N_0 T_b} \\ \Rightarrow 2V_T \sqrt{E_b T_b} = N_0 T_b \ln 2 - 2V_T \sqrt{E_b T_b} \\ \Rightarrow V_T = \frac{N_0 \sqrt{T_b} \ln 2}{4\sqrt{E_b}}$$

(2)

$$P(e|s_1) = P(y < V_T | s_1) = P\left(\sqrt{E_b T_b} + Z < \frac{N_0 \ln 2}{4\sqrt{E_b}} \sqrt{\frac{T_b}{E_b}}\right) \\ = P\left(Z < -\left(\sqrt{E_b T_b} - \frac{N_0 \ln 2}{4\sqrt{E_b}} \sqrt{\frac{T_b}{E_b}}\right)\right) \\ = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{E_b T_b} - \frac{N_0 \ln 2}{4\sqrt{E_b}} \sqrt{\frac{T_b}{E_b}}}{\sqrt{N_0 T_b}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(1 - \frac{N_0 \ln 2}{E_b}\right)\right)$$

$$P(e|s_2) = P(y > V_T | s_2) = P\left(-\sqrt{E_b T_b} + Z > \frac{N_0 \ln 2}{4\sqrt{E_b}} \sqrt{\frac{T_b}{E_b}}\right) \\ = P\left(Z > \left(\sqrt{E_b T_b} + \frac{N_0 \ln 2}{4\sqrt{E_b}} \sqrt{\frac{T_b}{E_b}}\right)\right) \\ = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{E_b T_b} + \frac{N_0 \ln 2}{4\sqrt{E_b}} \sqrt{\frac{T_b}{E_b}}}{\sqrt{N_0 T_b}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{N_0 \ln 2}{E_b}\right)\right)$$

平均误码率为：

$$P_b = P(s_1)P(e|s_1) + P(s_2)P(e|s_2) \\ = \frac{1}{6} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(1 - \frac{N_0 \ln 2}{E_b}\right)\right) + \frac{1}{3} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{N_0 \ln 2}{E_b}\right)\right)$$

注：匹配滤波器可以有任意的常数 K ，不同 K 时所得到的最佳门限值也相差一个系数 K ，但最佳的误码率与 K 无关。

[返回页首](#)

5.18

某数字基带传输系统在抽样时刻的抽样值存在码间干扰，该系统的冲激响应 $x(t)$ 的离散抽样值为 $x_{-1} = 0.3$, $x_0 = 0.9$, $x_1 = 0.3$ 。若该系统与三抽头迫零均衡器相级联，请求出此迫零均衡器的抽头器的抽头系数 ω_{-1} , ω_0 , ω_1 值，并计算出均衡前后的峰值畸变值。

解：（1）包含均衡器后总的系统响应是 $\{h_k\} = \{x_k\} \otimes \{\omega_k\}$ ， $\otimes$ 代表卷积，即

$$h_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \omega_{k-n} x_n = \omega_{k-1} x_1 + \omega_k x_0 + \omega_{k+1} x_{-1} = 0.3\omega_{k-1} + 0.9\omega_k + 0.3\omega_{k+1}。$$

三抽头迫零均衡将使 $h_k = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k=\pm 1 \end{cases}$ ，由此得线性方程组 $\begin{cases} 0.9\omega_{-1} + 0.3\omega_0 = 0 \\ 0.3\omega_{-1} + 0.9\omega_0 + 0.3\omega_1 = 1, \text{ 得} \\ 0.3\omega_0 + 0.9\omega_1 = 0 \end{cases}$

解为 $\begin{cases} \omega_{-1} = \omega_1 = -\frac{10}{21} \\ \omega_0 = -3\omega_1 = \frac{10}{7} \end{cases}$

（2）计算均衡前后的峰值畸变

①均衡前的峰值畸变 $D = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{k=-1 \\ k \neq 0}}^1 |x_k| = \frac{0.3+0.3}{0.9} = \frac{2}{3}$

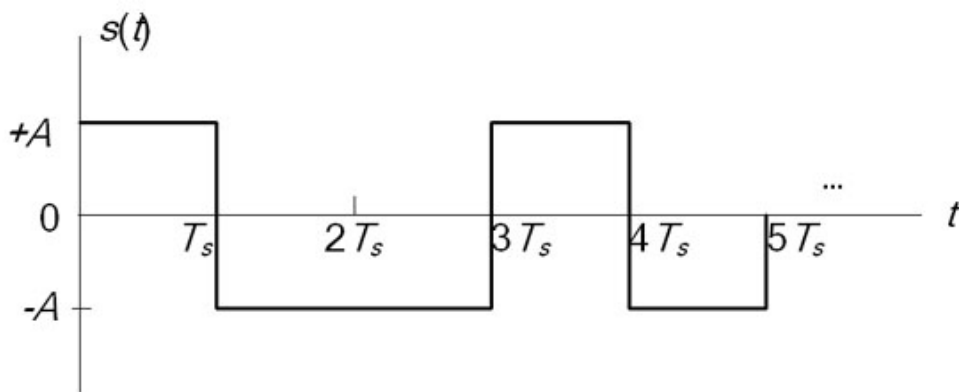
②均衡后的总体响应为 $h_k = 0.3\omega_{k-1} + 0.9\omega_k + 0.3\omega_{k+1} = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k=\pm 1 \\ -\frac{1}{7} & k=\pm 2 \\ 0 & \text{else} \end{cases}$

均衡后的峰值畸变值为 $D = \frac{1}{h_0} \sum_{\substack{k=-2 \\ k \neq 0}}^2 |h_k| = \frac{1}{7} + \frac{1}{7} = \frac{2}{7}$

[返回页首](#)

5.19

二进制序列通过加有预编码器的第一类部分响应系统，如下图所示。



请写出以下的编码及相应电平、判决结果：

输入数据	$\{b_n\}$	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1...
预编码器输出	$\{d_n\}$										
二电平序列	$\{a_n\}$										
抽样序列	$\{c_n\}$										
判决输出	$\{\hat{b}_n\}$										

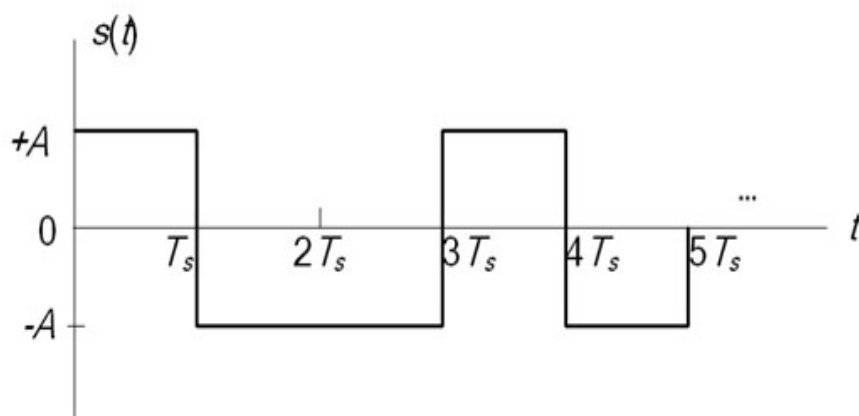
解：

输入数据	$\{b_n\}$	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1...
预编码器输出	$\{d_n\}$	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1...
二电平序列	$\{a_n\}$	-1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	-1	-1+1...
抽样序列	$\{c_n\}$	0	2	2	0	-2	0	0	-2	-2	0...
判决输出	$\{\hat{b}_n\}$	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1...

[返回页首](#)

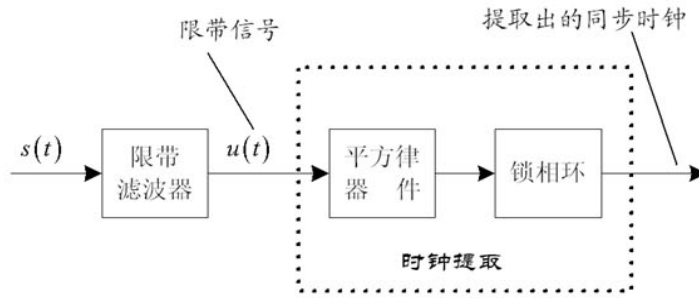
5.20

设有数字基带信号如下图所示，此信号经过一个限带滤波器后成为限带信号，试利用平方律器件 and 锁相环提取符号同步信号，画出原理框图，说明原理，并指出这种提取时钟的方法对限带滤波器有什么要求。



土星答案网
www.txdaan.com

解：原理框图如下：



原理如下：

限带信号可写成 $u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t - nT_s - t_0)$ ，其中 $x(t)$ 是限带后的脉冲波形，若限带滤波器的特性是 $H(f)$ ，则 $x(t)$ 的频谱为 $X(f) = AT_b H(f) \text{sinc}(fT_s)$ 。

平方后的信号是 $u^2(t) = \sum_n \sum_m a_n a_m x(t - nT_s - t_0) x(t - mT_s - t_0)$

假设 $\{a_n\}$ 是取值于 ± 1 的独立等概序列，则平方器输出信号的数学期望是

$$v(t) = E[u^2(t)] = \sum_n \sum_m E[a_n a_m] x(t - nT_s - t_0) x(t - mT_s - t_0) = \sum_m x^2(t - mT_s - t_0)$$

令 $g(t) = x^2(t)$ ，则 $v(t)$ 等价于 $\sum_m \delta(t - mT_s)$ 经过一个冲激响应为 $g(t - t_0)$ 的线性系统的输出。注意到 $\sum_m \delta(t - mT_s) = \frac{1}{T_s} \sum_n \delta(t - nT_s)$ ，设 $G(f)$ 是 $g(t)$ 的傅氏变换，由于 $e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t}$

通过 $G(f)$ 后的输出是 $G\left(\frac{n}{T_s}\right) e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t}$ ，所以 $v(t) = \frac{1}{T_s} \sum_n G\left(\frac{n}{T_s}\right) e^{j2\pi \frac{n}{T_s} (t - t_0)}$ 。因此，只要

$G\left(\frac{1}{T_s}\right) \neq 0$ ， $u^2(t)$ 中就包含有 $f = \frac{1}{T_s}$ 的离散线谱分量，用窄带滤波器或锁相环提出这个分量就获得了同步时钟。

由 Parseval 定理：

$$\begin{aligned} G\left(\frac{1}{T_s}\right) &= \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) e^{-j\frac{2\pi t}{T_s}} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x^*(t) \left[x(t) e^{-j\frac{2\pi t}{T_s}} \right] dt = \int_{-\infty}^{\infty} X^*(f) X\left(\frac{1}{T_s} + f\right) df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} X(f) X\left(\frac{1}{T_s} - f\right) df = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(fT_s) \text{sinc}(fT_s - 1) H(f) H\left(\frac{1}{T_s} - f\right) df \end{aligned}$$

即要求限带滤波器满足 $\int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(fT_s) \text{sinc}(fT_s - 1) H(f) H\left(\frac{1}{T_s} - f\right) df \neq 0$ 的条件。

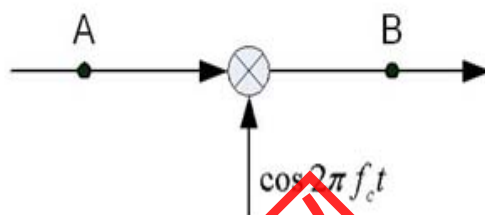
注：Parseval 定理的一般形式是 $\int_{-\infty}^{\infty} u^*(t) v(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} U^*(f) V(f) df$ ，其中 $U(f), V(f)$ 分别是复函数 $u(t), v(t)$ 的傅氏变换。

[返回页首](#)

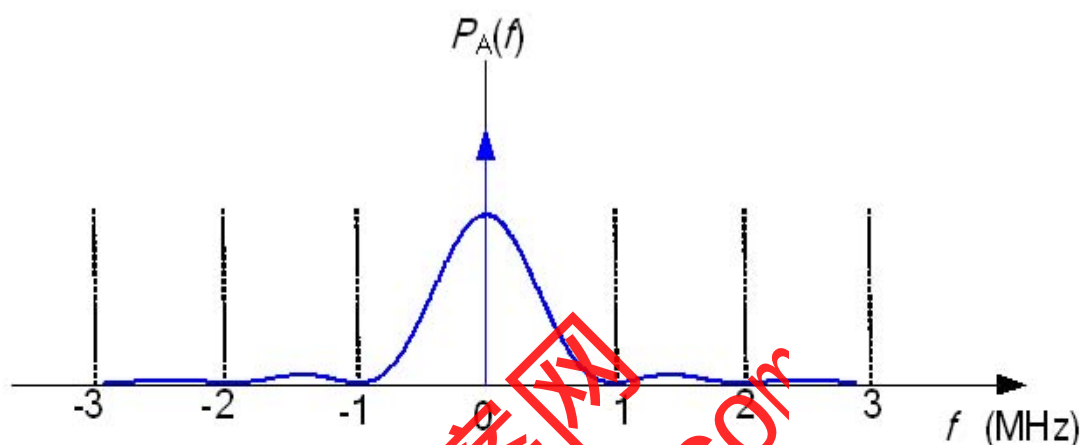
第六章 数字信号的频带传输

6.1

下图中，A 点信号是幅度为 1 的单极性不归零码，二进制序列独立等概，速率为 $R_b = 1\text{Mbit/s}$ ，B 点信号是 OOK，载波频率是 $f_c = 100\text{MHz}$ 。请给出 A、B 两点的功率谱密度，并画出功率谱密度图。



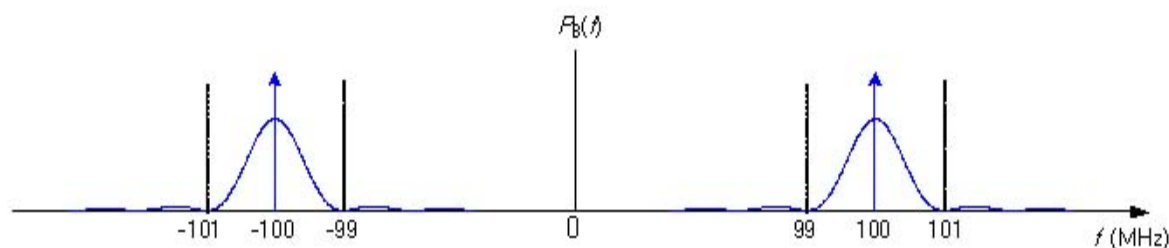
解：A 点信号等价于幅度为 $\pm \frac{1}{2}$ 的双极性不归零信号叠加了一个幅度为 $\frac{1}{2}$ 的直流，因此该点的功率谱密度为 $P_A(f) = \frac{1}{4T_b} |T_b \text{sinc}(fT_b)|^2 + \frac{1}{4} \delta(f) = \frac{R_b}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{R_b}\right) + \frac{\delta(f)}{4}$ ，其图如下



B 点 OOK 信号的功率谱为

$$P_B(f) = \frac{P_A(f - f_c) + P_A(f + f_c)}{4} \\ = \frac{R_b}{16} \left[\text{sinc}^2\left(\frac{f - f_c}{R_b}\right) + \text{sinc}^2\left(\frac{f + f_c}{R_b}\right) \right] + \frac{1}{16} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]$$

其图如下：



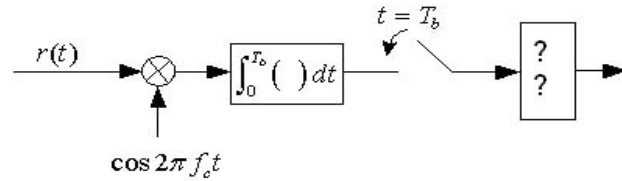
[返回页首](#)

已知二进制 OOK 数字通信系统中发送的二元信号是 $s_1(t) = A \cos 2\pi f_c t$ 、 $s_2(t) = 0$ ，持续时间为 $0 \leq t < T_b$ 。OOK 信号传输中受到功率密度为 $\frac{N_0}{2}$ 的加性高斯白噪声 $n(t)$ 的干扰，接收信号 $r(t)$ 为 $r(t) = s_i(t) + n(t)$ ， $i = 1, 2$ 。

请画出最佳的相干接收机框图，并推导误比特率。（设 $s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 等概出现， $f_c \gg \frac{1}{T_b}$ ）

土星答案网
www.txdaan.com

解：接收机框图如下



$$\text{发送 } s_1(t) \text{ 时抽样值 } y = \int_0^{T_b} r(t) \cos 2\pi f_c t dt = \frac{AT_b}{2} + \underbrace{\int_0^{T_b} n(t) \cos 2\pi f_c t dt}_Z = \frac{AT_b}{2} + Z, Z \text{ 显}$$

然是 0 均值高斯随机变量，其方差为

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E \left[\int_0^{T_b} n(t) \cos 2\pi f_c t dt \times \int_0^{T_b} n(t) \cos 2\pi f_c t dt \right] \\ &= \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} E[n(t)n(t')] \cos 2\pi f_c t \cos 2\pi f_c t' dt dt' \\ &= \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \frac{N_0}{2} \delta(t' - t) \cos 2\pi f_c t \cos 2\pi f_c t' dt dt' \\ &= \int_0^{T_b} \frac{N_0}{2} \cos^2 2\pi f_c t dt = \frac{N_0 T_b}{4} \end{aligned} \quad Z \sim N(0, \sigma^2), \text{ 其中发送知:}$$

$$\text{故 } p_1(y) = p(y|s_1) = \sqrt{\frac{2}{N_0 T_b}} e^{-\frac{2(y - \frac{AT_b}{2})^2}{N_0 T_b}}$$

$$\text{发送 } s_2(t) \text{ 时, } y = \int_0^{T_b} r(t) \cos 2\pi f_c t dt = \underbrace{\int_0^{T_b} n(t) \cos 2\pi f_c t dt}_Z = Z, \text{ 同理可得}$$

$$p_1(y) = p(y|s_1) = \sqrt{\frac{2}{N_0 T_b}} e^{-\frac{2y^2}{N_0 T_b}}$$

$s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 等概出现，故最佳门限 V_T 是 $p_1(y) = p_2(y)$ 的解，可得 $V_T = \frac{AT_b}{4}$ 。

$$P(e|s_1) = P\left(\frac{AT_b}{2} + Z < \frac{AT_b}{4}\right) = P\left(Z < -\frac{AT_b}{4}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\frac{AT_b}{4}}{\sqrt{2 \times \frac{N_0 T_b}{4}}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b}{8 N_0}}\right)$$

$$P(e|s_2) = P\left(Z > \frac{AT_b}{4}\right) = P\left(Z < -\frac{AT_b}{4}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b}{8 N_0}}\right) = P(e|s_1)$$

$$\text{故平均误比特率为 } P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b}{8 N_0}}\right)$$

[返回页首](#)

6.3

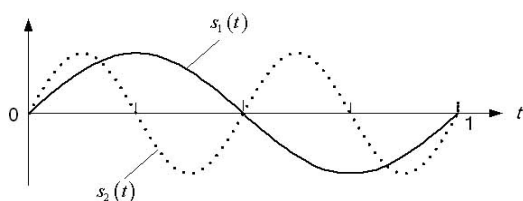
已知 2FSK 系统的两个信号波形为 $s_i(t) = \sin(2i\pi t)$, $i=1,2$, $0 \leq t < T_b$, 其中 $T_b = 1s$, $s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 等概出现。

(1)画出两信号的波形图, 求出平均比特能量 E_b 及两信号波形的相关系数 ρ ;

(2)若 2FSK 信号在信道传输中受到功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ 加性白高斯噪声的干扰, 请画出最佳接收框图, 并推导其误比特率。

土星答案网
www.txdaan.com

解：(1)两信号波形如下



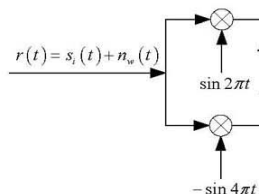
$$s_1(t) \text{ 的能量为 } E_1 = \int_0^1 (\sin 2\pi t)^2 dt = \frac{1}{2}$$

$$s_2(t) \text{ 的能量为 } E_2 = \int_0^1 (\sin 4\pi t)^2 dt = \frac{1}{2}$$

$$\text{所以平均比特能量为 } E_b = \frac{E_1 + E_2}{2} = \frac{1}{2}。$$

$$\text{相关系数为 } \rho_{12} = \frac{1}{E_b} \int_0^1 s_1(t) s_2(t) dt = 2 \int_0^1 (\sin 2\pi t) (\sin 4\pi t) dt = 0$$

(2)在白高斯噪声干扰下的最佳接收框图如下



图中的判决量

$$\begin{aligned} y &= \int_0^1 r(t) (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t) dt \\ &= \int_0^1 (\sin 2\pi t) (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t) dt + \int_0^1 n_w(t) (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t) dt \\ &= \frac{a_L}{2} + Z \\ \sigma^2 &= E \left[\left(\int_0^1 n_w(t) (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t) dt \right)^2 \right] \\ &= E \left[\int_0^1 \int_0^1 n_w(t) (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t) n_w(t') (\sin 2\pi t' - \sin 4\pi t') dt' dt \right] \\ &= \int_0^1 \int_0^1 E[n_w(t) n_w(t')] (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t) (\sin 2\pi t' - \sin 4\pi t') dt' dt \\ &= \int_0^1 \int_0^1 \frac{N_0}{2} \delta(t - t') (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t) (\sin 2\pi t' - \sin 4\pi t') dt' dt \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^1 (\sin 2\pi t - \sin 4\pi t)^2 dt = \frac{N_0}{2} \end{aligned}$$

因此发送 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 时判决量 y 的概率密度函数分别为 $p_1(y) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(2y-1)^2}{4N_0}}$ 及

$p_2(y) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(2y+1)^2}{4N_0}}$ ，最佳判决门限 V_T 满足 $p_1(V_T) = p_2(V_T)$ ，故有 $V_T = 0$ 。此时

$$P(e|s_1) = P\left(Z < -\frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1/2}{\sqrt{2\sigma^2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{4N_0}}\right)$$

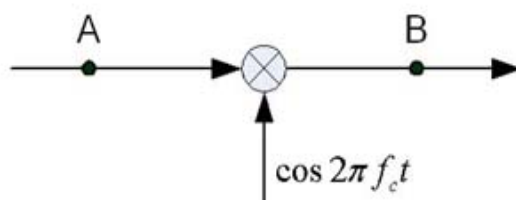
$$P(e|s_2) = P\left(Z > \frac{1}{2}\right) = P\left(Z < -\frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{4N_0}}\right)$$

$$\text{因此平均误比特率是 } P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{4N_0}}\right)$$

[返回页首](#)

6.4

下图中，A 点信号是幅度为 1 的双极性不归零信号，二进制序列独立等概，速率为 $R_b = 1\text{Mbit/s}$ ，B 点信号是 BPSK，载波频率是 $f_c = 100\text{MHz}$ 。请给出 A、B 两点的功率谱密度，并画出功率谱密度图。

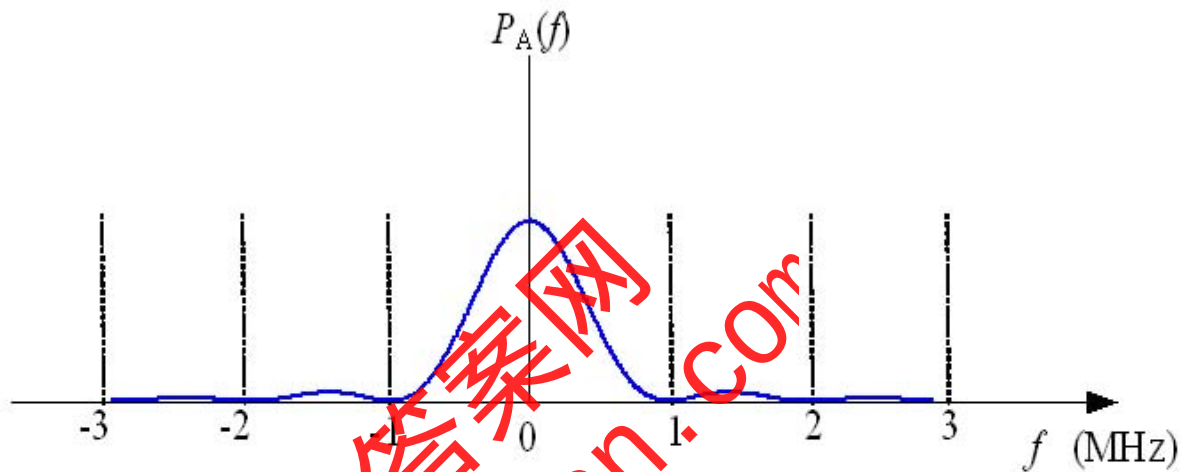


土星答案网
www.txdaan.com

解：A 点信号的功率谱密度为

$$P_A(f) = \frac{1}{T_b} |T_b \text{sinc}(fT_b)|^2 = R_b \text{sinc}^2\left(\frac{f}{R_b}\right)$$

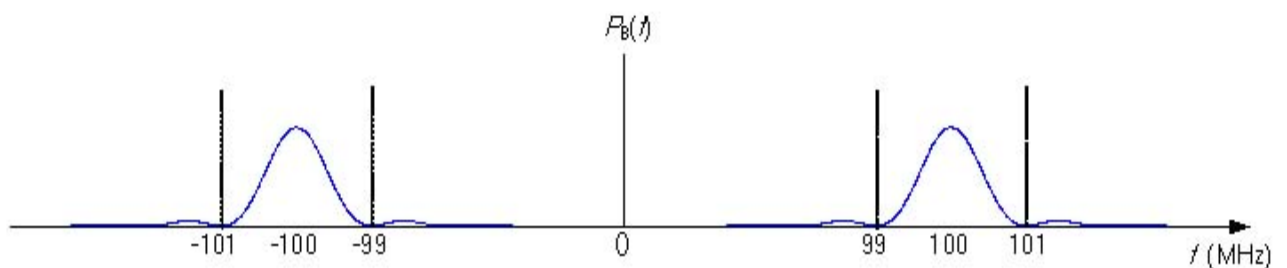
其图如下



B 点 BPSK 信号的功率谱为

$$P_B(f) = \frac{P_A(f - f_c) + P_A(f + f_c)}{4} = \frac{R_b}{4} \left[\text{sinc}^2\left(\frac{f - f_c}{R_b}\right) + \text{sinc}^2\left(\frac{f + f_c}{R_b}\right) \right]$$

其图如下：



[返回首页](#)

已知 BFSK 系统的两个信号波形为 $s_1(t) = \sin(2\pi t)$, $s_2(t) = -\sin(2\pi t)$, $0 \leq t < T_b$, 其中 $T_b = 1s$, $s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 等概出现。

(1) 求平均比特能量 E_b 及两信号波形的相关系数 ρ ;

(2) 若 BPSK 信号在信道传输中受到功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ 加性白高斯噪声的干扰, 请画出最佳接收框图, 并推导其误比特率。

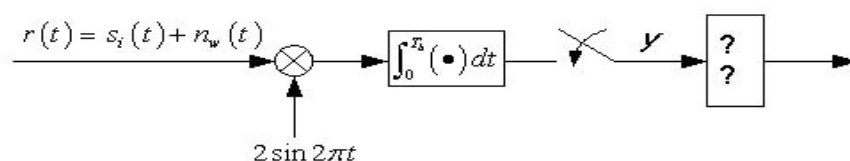
土星答案网
www.txdaan.com

解：(1) $s_1(t)$ 的能量为 $E_1 = \int_0^1 (\sin 2\pi t)^2 dt = \frac{1}{2}$, $s_2(t)$ 的能量为 $E_2 = \int_0^1 (\sin 4\pi t)^2 dt = \frac{1}{2}$

所以平均比特能量为 $E_b = \frac{E_1 + E_2}{2} = \frac{1}{2}$ 。

相关系数为 $\rho_{12} = \frac{1}{E_b} \int_0^1 s_1(t) s_2(t) dt = 2 \int_0^1 (\sin 2\pi t)(-\sin 2\pi t) dt = -1$

(2) 在白高斯噪声干扰下的最佳接收框图如下



$s_i(t) = a_i \sin 2\pi t$, 其中 $a_i = \begin{cases} 1 & i=1 \\ -1 & i=2 \end{cases}$ 。图中的判决量

$$y = \int_0^1 2r(t) \sin 2\pi t dt = 2 \int_0^1 a_i (\sin 2\pi t) (\sin 2\pi t) dt + \underbrace{2 \int_0^1 n_w(t) (\sin 2\pi t) dt}_Z = a_i + Z$$

Z 是均值为 0 的高斯随机变量, 其方差为

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E \left[\left(2 \int_0^1 n_w(t) (\sin 2\pi t) dt \right)^2 \right] = 4E \left[\int_0^1 \int_0^1 n_w(t) (\sin 2\pi t) n_w(t') (\sin 2\pi t') dt' dt \right] \\ &= 4 \int_0^1 \int_0^1 E[n_w(t) n_w(t')] (\sin 2\pi t) (\sin 2\pi t') dt' dt \\ &= 4 \int_0^1 \int_0^1 \frac{N_0}{2} \delta(t-t') (\sin 2\pi t) (\sin 2\pi t') dt' dt = 2N_0 \int_0^1 (\sin 2\pi t)^2 dt = N_0 \end{aligned}$$

因此发送 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 时判决量 y 的概率密度函数分别为 $p_1(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} e^{-\frac{(y-1)^2}{2N_0}}$ 及

$p_2(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} e^{-\frac{(y+1)^2}{2N_0}}$, 最佳判决门限 V_T 满足 $p_1(V_T) = p_2(V_T)$, 故有 $V_T = 0$ 。此时

$$P(e|s_1) = P(Z < -1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2\sigma^2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2N_0}} \right)$$

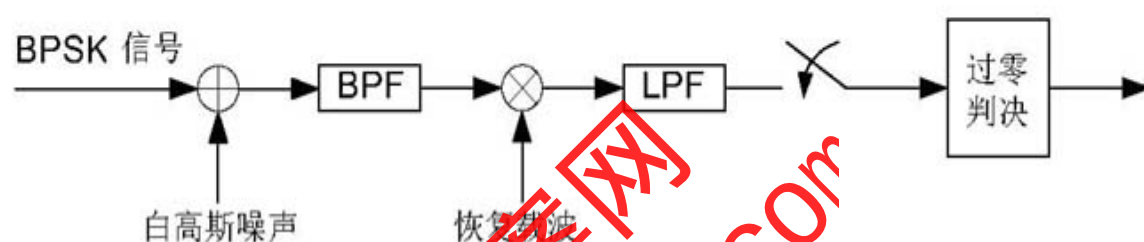
$$P(e|s_2) = P(Z > 1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2N_0}} \right)$$

因此平均误比特率是 $P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sqrt{2N_0}} \right)$

[返回页首](#)

6.6

下图中，BPSK 信号是由双极性不归零信号调制正弦载波而成，理想带通滤波器 BPF 的带宽恰好能使 BPSK 信号的主瓣通过。恢复载波和发送载波之间有固定的相位偏差 θ ，LPF 用于滤除二倍载频分量，取样时刻是码元的中点。假设 BPF 对 BPSK 信号引起的失真可以忽略，求误比特率。



解：不妨设发送载波为 $\cos(2\pi f_c t + \theta)$ ，本地恢复载波为 $\cos 2\pi f_c t$ 。

BPF 输出的 BPSK 信号可写成 $\text{Re}\{\pm A e^{j\theta} e^{j2\pi f_c t}\}$ ，其中 A 是 BPSK 信号的幅度，“±”对应发送 1、0。

BPF 输出的噪声 $n(t)$ 可以表示成 $n(t) = \text{Re}\{\tilde{n}(t) e^{j2\pi f_c t}\}$ ，其中 $\tilde{n}(t) = n_c(t) + j n_s(t)$ ， $n(t)$ 、 $n_c(t)$ 、 $n_s(t)$ 都是 0 均值的平稳高斯过程，方差都是 $\sigma^2 = \frac{2N_0}{T_b}$ ，其中 N_0 是白噪声的单边功率谱密度， T_b 是 BPSK 的码元宽度。

BPF 的总输出是 $r(t) = \text{Re}\{[\pm A e^{j\theta} + n_c(t) + j n_s(t)] e^{j2\pi f_c t}\}$ 的，用载波 $\cos 2\pi f_c t$ 解调得到的是 $\text{Re}\{\tilde{r}(t)\} = \text{Re}\{\pm A e^{j\theta} + n_c(t) + j n_s(t)\} = \pm A \cos \theta + n_c(t)$ 。采样结果是 $y = \pm A + \xi$ ， ξ 是对 $n_c(t)$ 的采样结果， $\xi \sim N(0, \frac{2N_0}{T_b})$ 。

发 +A 而错的概率是 $P(\xi < -A \cos \theta) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{A \cos \theta}{\sqrt{2\sigma^2}}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b \cos^2 \theta}{N_0}}\right)$

发 -A 而错的概率是 $P(\xi > A \cos \theta) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b \cos^2 \theta}{N_0}}\right)$

故此平均错误率是 $P_b = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b \cos^2 \theta}{N_0}}\right)$

8.1

解：由图可知 $y(t) = x(t) + x(t - \tau)$ ，所以信道的冲击响应为 $h(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau)$ ，传输特性为 $H(\omega) = 1 + e^{-j\omega\tau}$ ，可知该信道为恒参信道。

信道的幅频特性 $|H(\omega)| = |1 + e^{-j\omega\tau}| = \left| e^{-j\frac{\omega\tau}{2}} (e^{j\frac{\omega\tau}{2}} + e^{-j\frac{\omega\tau}{2}}) \right| = \left| 2 \cos \frac{\omega\tau}{2} \right|$,

当 $\omega = (2n+1)\pi/\tau$ 时其值为 0， $\omega = 2n\pi/\tau$ 时则达到最大值，($n \in Z$)，两相邻零值点间的距离为 $2\pi/\tau$ 。

因此，若信号带宽 $\Delta f_s > \frac{1}{\tau}$ ，信号经过信道会有明显失真（频率选择性衰落）；若 $\Delta f_s \ll \frac{1}{\tau}$ ，则失真可以忽略（平坦性衰落）。

8.2

解：信道的传输特性为

$$H(\omega) = \begin{cases} e^{-j(\omega - \omega_c)t_0} & \omega \in [\omega_c - \Delta\omega/2, \omega_c + \Delta\omega/2] \\ e^{-j(\omega + \omega_c)t_0} & \omega \in [-\omega_c - \Delta\omega/2, -\omega_c + \Delta\omega/2] \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

输入信号的傅利叶变换为 $S(\omega) = \frac{1}{2}M(\omega + \omega_c) + \frac{1}{2}M(\omega - \omega_c)$ ，

因而输出为 $R(\omega) = S(\omega)H(\omega) = \frac{1}{2}M(\omega + \omega_c)e^{-j(\omega + \omega_c)t_0} + \frac{1}{2}M(\omega - \omega_c)e^{-j(\omega - \omega_c)t_0}$ ，

$r(t) = \frac{1}{2}m(t - t_0)e^{j\omega_c t} + \frac{1}{2}m(t - t_0)e^{-j\omega_c t} = m(t - t_0)\cos\omega_c t$ ，

对比输入 $s(t) = m(t)\cos\omega_c t$ ，信号整体有失真，但包络 $m(t)$ 无失真。

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

8.3

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

解：信道的传输特性为

相频特性 $\varphi(\omega) = -\arctan(\omega RC)$ ，时延特性 $\tau(\omega) = \arctan(\omega RC)/\omega$ ，

群时延特性 $\tau_G(\omega) = \frac{RC}{1 + (\omega RC)^2}$ 。

由于时延特性和群时延特性都不是常数，信号通过此信道会发生失真。当 $\omega \rightarrow \infty$ 时，二者都趋于 0，因此该信道对于高频信号失真不大，是一个高通网络。

8.4

解：一般选择码元宽度 $T = 3 \sim 5\tau_{\max}$ ，如果取宽度为 20ms，则码元速率约为 50B。

8.5

解：根据香农公式 $C = B \log(1 + \frac{S}{\sigma^2})$ ，可知信道容量 $C = 10^6 \log_2(1 + 10^2)$ 。当信噪比降为 10dB 时，为了保持相同的信道容量，要求 $B \log_2(1 + 10) = 10^6 \log_2(1 + 10^2)$ ，可得 $B = 1.92 \times 10^6 \text{ Hz}$ 。

8.6

解：(1) $C = 3.4 \times 10^3 \log_2(1 + 10^2) = 22.638 \text{ kbit/s}$ ；

(2) 最高符号速率为 $C / \log_2 128 = 3.234 \text{ Bd}$ 。

8.7

解：由于抽样速率为 8kHz，若将抽样值量化为 k 个二进制码元，则有 2^k 个量化电平，码元速率为 $8k \times 10^3 \text{ bit/s}$ 。10 路 PCM 信号与两路 180kbit/s 的数据时分复用，输出速率为 $8k \times 10^4 + 2 \times 180 \times 10^3 = (8k + 36) \times 10^4 \text{ bit/s}$ 。进行 BPSK 调制且功率谱主瓣宽度为 $(100 \pm 1) \text{ MHz}$ ，即 $(8k + 36) \times 10^4 = 1 \times 10^6$ ，因此 $k = 8$ ，最大量化电平数 $M = 2^k = 256$ 。

9.1

解:

① 由生成矩阵与检验矩阵的关系, 易求:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

② 由伴随式的公式, 得

$$s = yH^T = (1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1) \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T = (0 \ 0 \ 1)$$

9.2

解:

① 由 H 阵求出 G 阵:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

② 首先将 m 分组, 四位码一组, 不足的用 0 补,

得 $m_1 = 1101$, $m_2 = 0110$, $m_3 = 1010$, 则 $C_i = m_i \cdot G$

$$\therefore C_1 = (1 \ 1 \ 0 \ 1) \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} = (1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1)$$

$$C_2 = m_2 \cdot G = (0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1)$$

$$C_3 = m_3 \cdot G = (1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1)$$

9.3

解: 利用 G 的初等行变换来完成相应的变换

① 1 行 $\leftrightarrow$ 4 行, 2 行 $\leftrightarrow$ 3 行, 得:

$$G' = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

② 2 行+4 行, 1 行+3 行+4 行, 得:

$$G'' = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

故 G'' 就是所求的系统码生成阵。

9.4

解：

① 由初等行变换得：

$$G'' = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

② 求相应的检验矩阵

$$H'' = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

③ 由伴随式的定义，得到伴随式表

$$S = (S_0 S_1 S_2 S_3)$$

	陪集首
0000	0000000
0001	0000001
0010	0000010
0100	0000100
1000	0001000
1101	0010000
0111	0100000
1110	1000000
0011	0000011
0101	0000101
1001	0001001
1100	0010001
0110	0100001
1111	1000001
1010	0001010
1011	0001011

④ 由定义可知 $d_{\min} = 4$

9.5

解：由题可知，该线性码为(7,3)码， $d_{\min} = 4$ ，最多可纠一个错。而

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

所以，其可纠差错图样及伴随式如下：

$\bar{S}$	$\bar{E}$
0001	0000001
0010	0000010

0100	0000100
1000	0001000
0111	0010000
1110	0100000
1011	1000000

9.6

解:

$$\textcircled{1} h(x) = (x^7 + 1) / g(x) = 1 + x^2 + x^3$$

$$\textcircled{2} G(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$G''(x) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

其系统码

$$H'' = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

而对应的

9.7

解:

已知(7,4)汉明码的生成矩阵和校验矩阵如下:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}, H = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix},$$

所以缩短码(6,3)只需要除去原(7,4)码生成矩阵的第一行, 及对应校验矩阵的第一列就可以了, 即

$$G' = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}, H' = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

9.8

解: 分别列出

$$\textcircled{1} G(x) = 1 + x^2 + x^3$$

$$H(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^4$$

$$\textcircled{2} G(x) = 1 + x + x^3$$

$$H(x) = 1 + x + x^3 + x^4$$

$$\textcircled{3} G(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^4$$

$$H(x) = 1 + x^2 + x^3$$

- ④ $G(x) = 1 + x + x^3 + x^4$ $H(x) = 1 + x + x^3$
 ⑤ $G(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + x^6$ $H(x) = 1 + x$
 ⑥ $G(x) = 1 + x$ $H(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + x^6$

9.9

证明：已知 $1 + x^{15} = (1 + x + x^2 + x^4 + x^5 + x^8 + x^{10})(1 + x + x^3 + x^5)$
 即 $(1 + x + x^2 + x^4 + x^5 + x^8 + x^{10})(1 + x + x^3 + x^5) = 0 \pmod{1 + x^{15}}$,
 所以得证。

同时，有 $h(x) = 1 + x + x^3 + x^5$ 。

9.10

解：

① $h(x) = (1 + x^{15}) / g(x) = x^{11} + x^8 + x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$

② 已知系统码的生成矩阵

$$G = \begin{pmatrix} x^{n-1} + r_{n-1}(x) \\ x^{n-2} + r_{n-2}(x) \\ \vdots \\ x^{n-k} + r_{n-k}(x) \end{pmatrix}$$

$$G = \begin{pmatrix} x^{14} + r_{14}(x) \\ x^{13} + r_{13}(x) \\ \vdots \\ x^4 + r_4(x) \end{pmatrix}$$

所以对于本题

由公式得

$$r_{14} = x^3 + 1, \quad r_{13} = x^3 + x^2 + 1, \quad r_{12} = x^3 + x^2 + x + 1,$$

$$r_{11} = x^3 + x^2 + x, \quad r_{10} = x^2 + x + 1, \quad r_9 = x^3 + x,$$

$$r_8 = x^2 + 1, \quad r_7 = x^3 + x + 1, \quad r_6 = x^3 + x^2,$$

$$r_5 = x^2 + x, \quad r_4 = x + 1,$$

$$G''' = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ \vdots & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

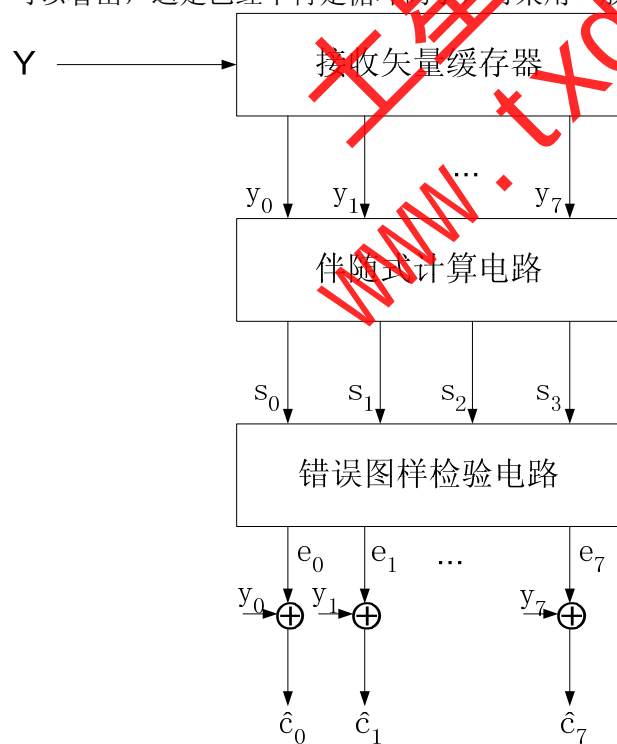
所以

③ 缩短为(8,4)后的生成矩阵和监督矩阵分别为

$$G' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$H' = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \vdots I_{4 \times 4}$$

可以看出，这是已经不再是循环码了，可采用一般的线性分组码译码器。框图如下：



解:

$$h(x) = (1 + x^{15}) / g(x) = x^7 + x^6 + x^4 + 1$$

9.12

解:

只要满足 $G(x) \cdot h(x) = 0 \bmod (x^{15} + 1)$ 即可, 所以分别列出

$$(1) \quad G(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4, \quad H(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x)$$

$$(2) \quad G(x) = 1 + x^3 + x^4, \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x)$$

$$(3) \quad G(x) = 1 + x + x^4, \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x)$$

$$(4) \quad G(x) = 1 + x + x^2, \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x)$$

$$(5) \quad G(x) = 1 + x, \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2)$$

$$(6) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4), \quad H(x) = (1 + x + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x)$$

$$(7) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4), \quad H(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x)$$

$$(8) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2), \quad H(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x)$$

(9)

$$G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2)$$

$$(10) \quad G(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x)$$

$$(11) \quad G(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x)$$

$$(12) \quad G(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2)$$

$$(13) \quad G(x) = (1 + x + x^4)(1 + x + x^2), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x)$$

$$(14) \quad G(x) = (1 + x + x^4)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)$$

$$(15) \quad G(x) = (1 + x + x^2)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)$$

$$(16) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4), \quad H(x) = (1 + x + x^2)(1 + x)$$

$$(17) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2), \quad H(x) = (1 + x + x^4)(1 + x)$$

$$(18) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x + x^4)(1 + x + x^2)$$

$$(19) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2), \quad H(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x)$$

$$(20) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)$$

$$(21) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)$$

$$(22) \quad G(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x)$$

$$(23) \quad G(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)$$

$$(24) \quad G(x) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x), \quad H(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)$$

$$(25) \quad (1 + x + x^4)(1 + x + x^2)(1 + x), \quad H(x) = G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)$$

$$(26) \quad G(x) = (1 + x + x^2 + x^3 + x^4)(1 + x^3 + x^4)(1 + x + x^4)(1 + x + x^2), \quad H(x) = (1 + x)$$



$$(27) \quad G(x) = (1+x+x^2+x^3+x^4)(1+x^3+x^4)(1+x+x^4)(1+x), \quad H(x) = (1+x+x^2)$$

$$(28) \quad G(x) = (1+x+x^2+x^3+x^4)(1+x^3+x^4)(1+x+x^2)(1+x), \quad H(x) = (1+x+x^4)$$

$$(29) \quad G(x) = (1+x+x^2+x^3+x^4)(1+x+x^4)(1+x+x^2)(1+x), \quad H(x) = (1+x^3+x^4)$$

$$(30) \quad G(x) = (1+x^3+x^4)(1+x+x^4)(1+x+x^2)(1+x), \quad H(x) = (1+x+x^2+x^3+x^4)$$

9.13

解:

取本原多项式 $p(x) = 1 + x^2 + x^5$, 周期 $P = 2^5 - 1 = 31$

此题中, 令 $l = 5$, 显然 31 不能整除 $2l - 1 = 9$,

故此 Fire 码的生成多项式

$$g(x) = (x^9 + 1)(1 + x^2 + x^5) = 1 + x^2 + x^5 + x^9 + x^{11} + x^{14}$$

其码长 $n = LCM(9, 31) = 279$,

其监督位数 $r = n - k = m + 2l - 1 = 5 + 2 \times 5 - 1 = 14$

其信息位数 $k = n - r = 279 - 14 = 265$

所以该 Fire 码是一个 $(n, k) = (279, 265)$ 的循环码, 能纠长度 $l = 5$ 或更短的任何突发差错。

9.14

解:

已知 $t = 3, n = 15, m = 4$, 由 RS 码的性质

码距: $d = 2t + 1 = 7$ 个符号: $7 \times 4 = 28 \text{ bit}$

监督段: $n - k = 2t = 2 \times 3 = 6$ 个符号: $6 \times 4 = 24 \text{ bit}$

码长: $n = 15$ 个符号: $15 \times 4 = 60 \text{ bit}$

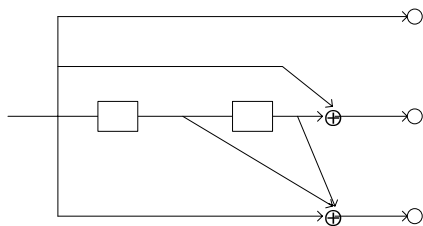
因此该码是 $(n, k) = (15, 9)$ 的 RS 码, 也可看作 $(n, k) = (60, 36)$ 的二进制码。其生成多项式

$$\begin{aligned} g(x) &= (x + \alpha)(x + \alpha^2)(x + \alpha^3)(x + \alpha^4)(x + \alpha^5)(x + \alpha^6) \\ &= x^6 + \alpha^{10}x^5 + \alpha^{14}x^4 + \alpha^9x^3 + \alpha^6x^2 + \alpha^9x + \alpha^6 \end{aligned}$$

9.15

解:

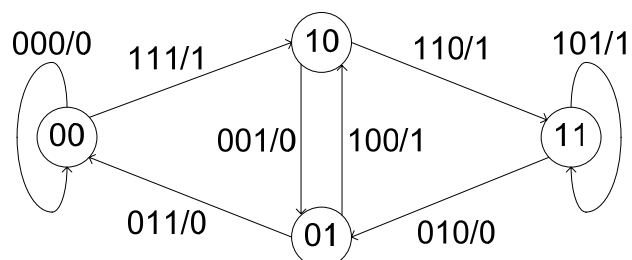
① 编码器结构



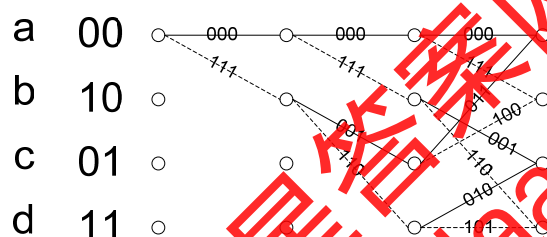
② 生成矩阵

$$G = \begin{pmatrix} 111 & 001 & 011 & & 0 \\ & 111 & 001 & 011 & \\ & & 111 & 001 & 011 \\ 0 & & & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

③ 状态转移图



④



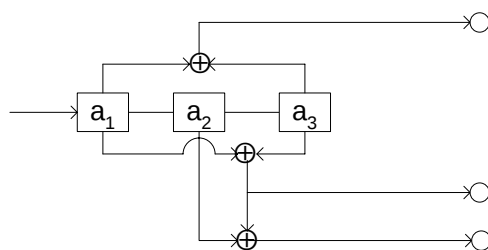
⑤由状态图作出转移函数，得 $d_{jm} = 6$ 。

9.16

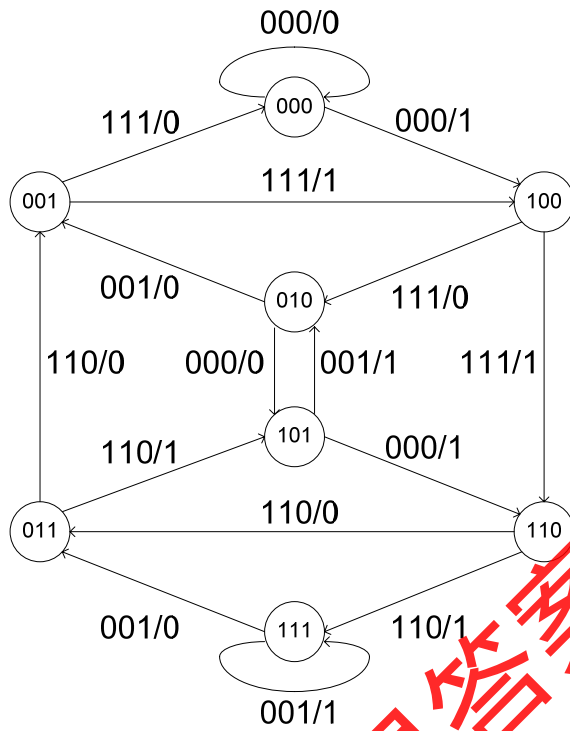
解：

① 初始状态为 000，令输入为 100.....序列，则

$$\begin{cases} g_1 = a_1 \oplus a_3 \\ g_2 = a_1 \oplus a_3 \\ g_{31} = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3, \end{cases} \text{ 所以 } \begin{cases} g_1 = g_2 = (0101) \\ g_3 = (0111) \end{cases}$$



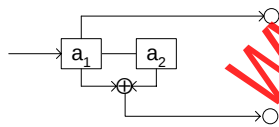
②



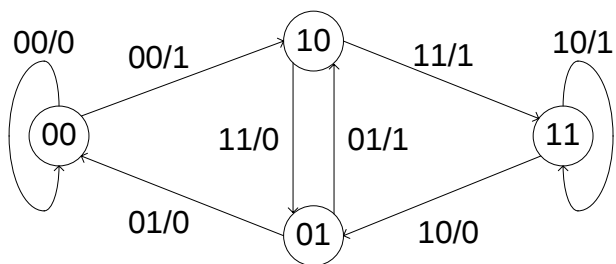
9.17

解:

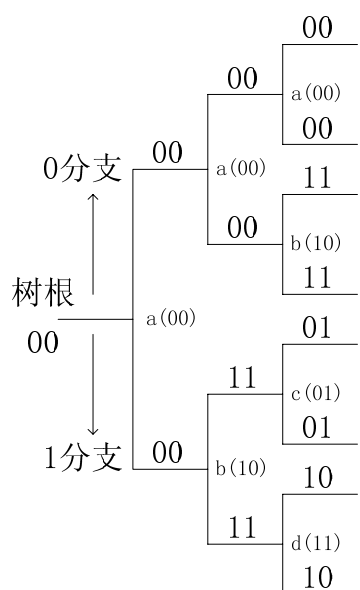
① $g_1 = a_1, g_2 = a_1 \oplus a_2, \dots, g_1 = (010), g_2 = (011)$



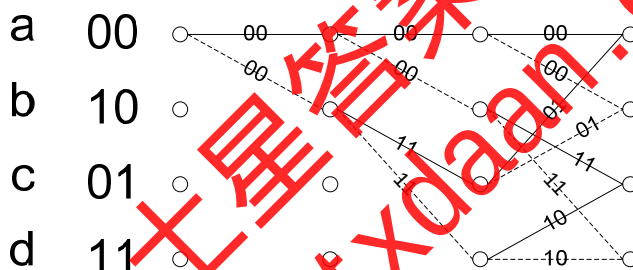
②



③



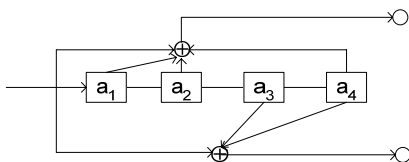
④



9.18

解:

① $n = 2, k = 1, m = 4$



② $g_1(x) = 1 + x + x^2 + x^4$; $g_2(x) = 1 + x^3 + x^4$

③

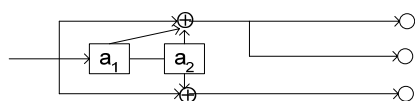
$$G = \begin{pmatrix} 11 & 10 & 10 & 01 & 11 & & 0 \\ & 11 & 10 & 10 & 01 & 11 & \\ & & 11 & 10 & 10 & 01 & 11 \\ 0 & & & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

④ $c = (11010001) \cdot G_{8\text{行}} = (11\ 01\ 00\ 00\ 00\ 0101\ 00\ 10\ 10\ 0111)$

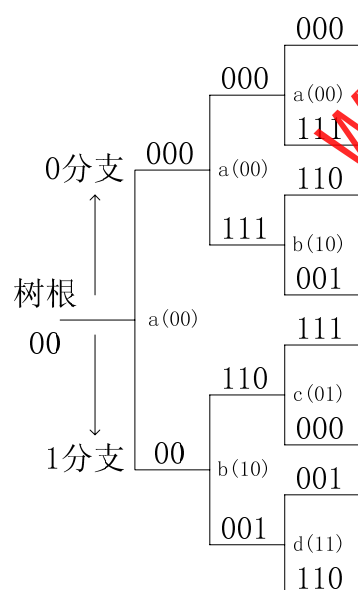
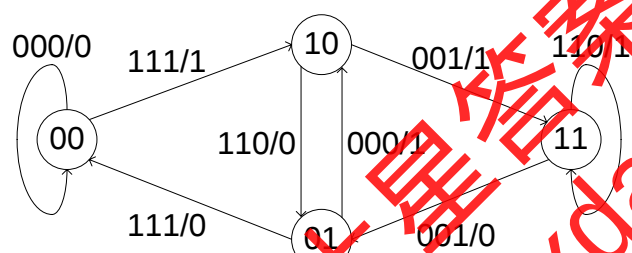
9.19

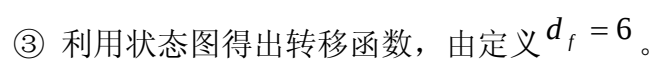
解:

① $n = 3, k = 1, m = 2$



②



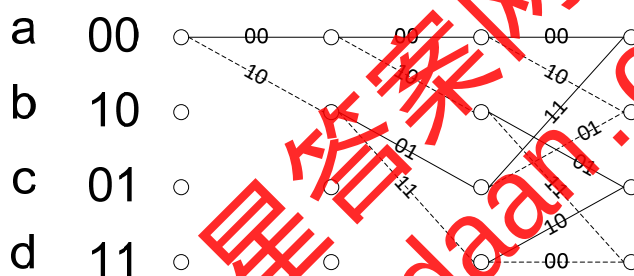
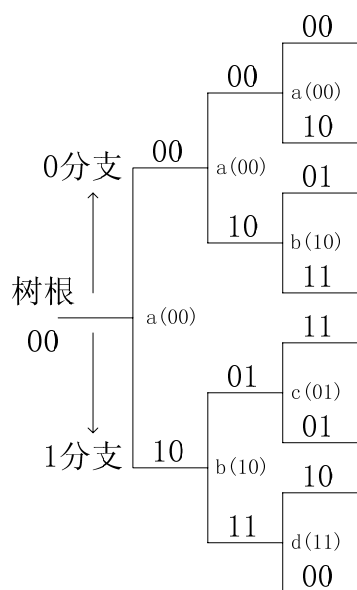


解：

$$G = \begin{pmatrix} 10 & 01 & 11 & & & 0 \\ & 10 & 01 & 11 & & \\ & & 10 & 01 & 11 & \\ 0 & & & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

```

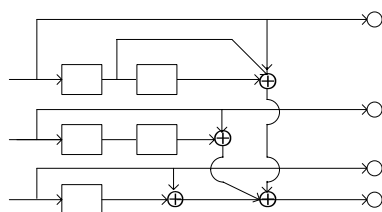
graph LR
    00((00)) -- "00/0" --> 00
    00 -- "10/1" --> 10((10))
    00 -- "01/0" --> 01((01))
    01 -- "11/0" --> 00
    01 -- "01/1" --> 10
    10 -- "11/1" --> 11((11))
    10 -- "10/0" --> 01
    11 -- "00/1" --> 11
    11 -- "10/1" --> 00
  
```



9.21

解:

①



②

$$g_1^{(1)} = (100) \quad g_1^{(2)} = (000) \quad g_1^{(3)} = (000) \quad g_1^{(4)} = (111)$$

$$g_2^{(1)} = (000) \quad g_2^{(2)} = (100) \quad g_2^{(3)} = (000) \quad g_2^{(4)} = (101)$$

$$g_3^{(1)} = (000) \quad g_3^{(2)} = (000) \quad g_3^{(3)} = (100) \quad g_3^{(4)} = (110)$$

$$c = uG = (100101) \begin{pmatrix} 1001 & 0001 & 0001 & 0 \\ 0101 & 0000 & 0001 & \\ 0011 & 0001 & 0000 & \\ & 1001 & 0001 & 0001 \\ & 0101 & 0000 & 0001 \\ 0 & 0011 & 0001 & 0000 \end{pmatrix} = (1001 \ 1011 \ 0001 \ 0001)$$

③

9.22

解:

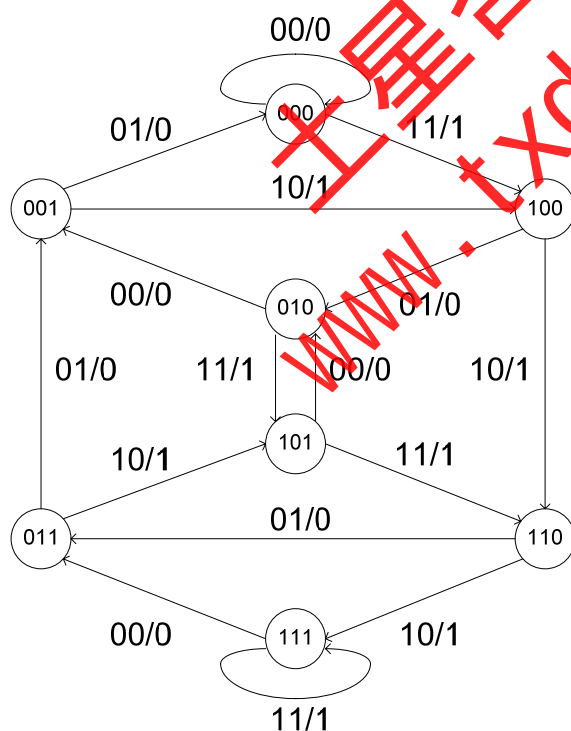
① $n = 2, k = 1, m = 3$

② $g_1 = (1000); \quad g_2(x) = (1101)$

$$G = \begin{pmatrix} 11 & 01 & 00 & 01 & & 0 \\ & 11 & 01 & 00 & 01 & \\ & & 11 & 01 & 00 & 01 \\ 0 & & & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

③ $c = uG = (11 \ 01 \ 11 \ 11 \ 10 \ 00 \ 01 \ 01)$

④

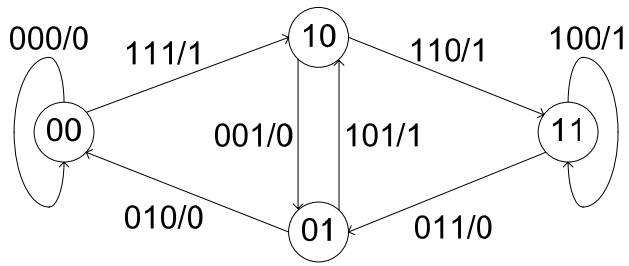


9.23

解:

① $g_1(x) = 1; \quad g_2(x) = 1 + x^2; \quad g_3(x) = 1 + x$

②



土星答案网
www.txdaan.com