通信原理习题Ch6-8

&随堂测试3-4

6-2 设随机二进制序列中0 和1 分别由$g(t)$和$-g(t)$表示，它们的出现概率分别为p 和$(1-p)$：

(1) 求其功率谱密度及功率；

(2) 若$g(t)$为图P6-2(a)所示波形，T_s为码元宽度，问该序列存在离散分量$f_s = 1/T_s$否？

(3) 若g(t)改为图P6-2(b)，回答问题（2）所问。

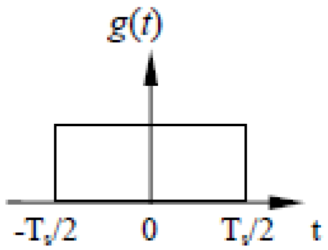


图 P6-2(a)

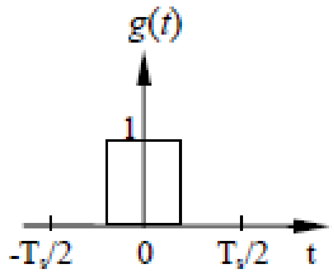


图 P6-2(b)

（1）信号为双极性信号，所以功率谱密度为：

$$P_s(f) = 4f_s p(1-p)|G(f)|^2 + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s \cdot (2p-1) \cdot G(mf_s)|^2 \cdot \delta(f - mf_s)$$

功率为，

P148 例6.1.2

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} P_s(f) df = 4f_s p(1-p) \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s \cdot (2p-1) G(mf_s)|^2$$

6-2 设随机二进制序列中0 和1 分别由$g(t)$和$-g(t)$表示，它们的出现概率分别为p 和$(1-p)$：

(1) 求其功率谱密度及功率；

(2) 若$g(t)$为图P6-2(a)所示波形，T_s为码元宽度，问该序列存在离散分量$f_s = 1/T_s$否？

(3) 若g(t)改为图P6-2(b)，回答问题（2）所问。

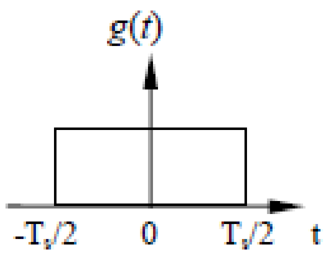


图 P6-2(a)

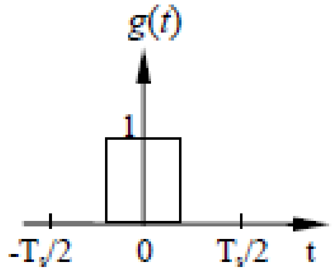


图 P6-2(b)

（2）$g(t)$由图 P6-2(a)所示，则

$$G(f) = T_s \cdot \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s},$$

由于$G(f_s) = 0$，所以在频率$f_s = \dfrac{1}{T_s}$不存在离散分量。

（3）当$g(t)$由图 P6-2(b)所示时，

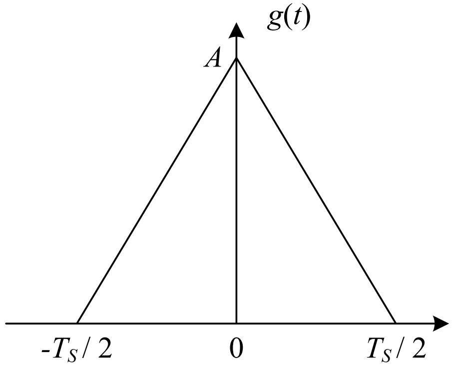
$$G(f) = \frac{T_s}{2} \frac{\sin \pi f \frac{T_s}{2}}{\pi f \frac{T_s}{2}},$$

由于$G(f_s) = \dfrac{T_s}{\pi} \neq 0$，所以在频率$f_s = \dfrac{1}{T_s}$存在离散分量。

6-3 设某二元数字基带信号的基本脉冲为三角形脉冲，如图所示。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出现概率相等：

(1) 求该数字基带信号的功率谱密度，并画出功率谱密度图；

(2) 能否从该数字基带信号中提取码元同步所需的频率分量：fs = 1 / Ts？若能，试计算该分量的功率。



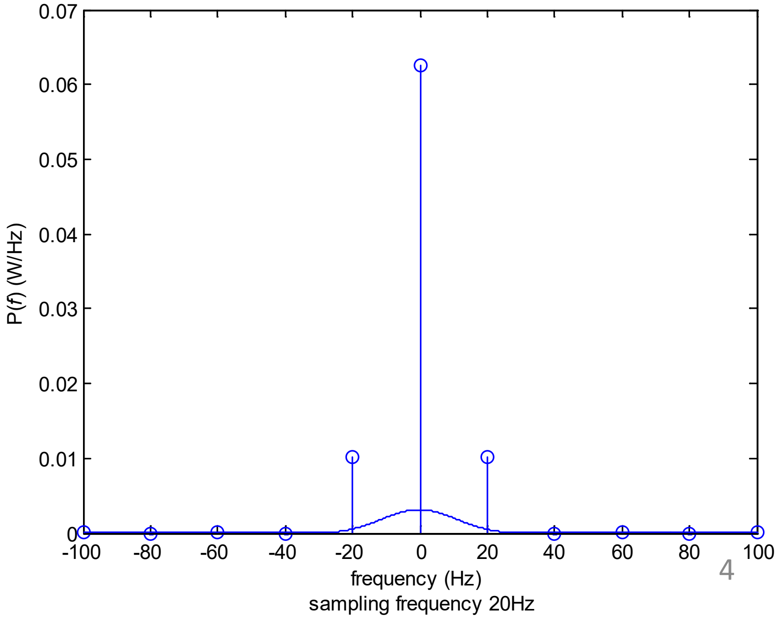
P148 例6.1.1

(1)单极性信号

$$P_s(f)=\frac{1}{T_s}p(1-p)|G(f)|^2+\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\left|\frac{1}{T_s}(1-p)G\left(\frac{m}{T_s}\right)\right|^2\delta\left(f-\frac{m}{T_s}\right)$$

$$=\frac{|G(f)|^2}{4T_s}+\frac{1}{4T_s^2}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\left|G\left(\frac{m}{T_s}\right)\right|^2\delta\left(f-\frac{m}{T_s}\right)$$

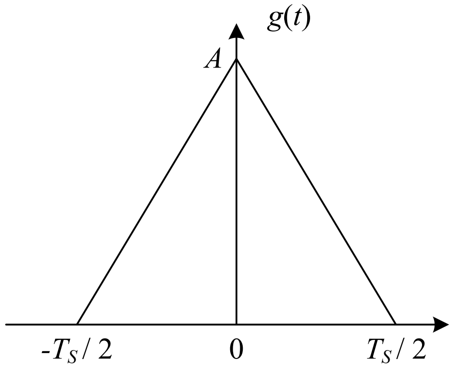
$$G(f)=\frac{AT_s}{2}\left(\frac{\sin\pi f\frac{T_s}{2}}{\pi f\frac{T_s}{2}}\right)^2$$



6-3 设某二元数字基带信号的基本脉冲为三角形脉冲，如图所示。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出现概率相等：

(1) 求该数字基带信号的功率谱密度，并画出功率谱密度图；

(2) 能否从该数字基带信号中提取码元同步所需的频率分量：fs = 1 / Ts？若能，试计算该分量的功率。



(2)当$f=1/\mathrm{T}_s$时

$$G(f)=\frac{AT_s}{2}\left(\frac{\sin\pi f\frac{T_s}{2}}{\pi f\frac{T_s}{2}}\right)^2=\frac{2AT_s}{\pi^2}\neq 0$$

离散谱部分：

$$\frac{1}{4T_s^2}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\left|G\left(\frac{m}{T_s}\right)\right|^2\delta\left(f-\frac{m}{T_s}\right)$$

所以存在该频率分量，大小为$\frac{2A^2}{\pi^4}$

6-4 设某二进制数字基带信号中，数字信息“1”和“0”分别由$g(t)$和$-g(t)$表示，且“1”与“0”出现的概率相等，$g(t)$是升余弦频谱脉冲，即

$$g(t)=\frac{1}{2}\cdot\frac{\cos(\pi t/T_s)}{1-4t^2/T_s^2}\cdot \mathrm{sinc}(t/T_s)$$

$$x(t)=\frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}\cdot\frac{\cos(\pi\alpha t/T)}{1-4\alpha^2t^2/T^2}=\mathrm{sinc}(t/T)\cdot\frac{\cos(\pi\alpha t/T)}{1-4\alpha^2t^2/T^2}$$

$$X_{rc}(f)=\begin{cases}T, & 0\le|f|<\frac{1-\alpha}{2T}\\ \frac{T}{2}\left[1+\cos\frac{\pi T}{\alpha}\left(|f|-\frac{1-\alpha}{2T}\right)\right], & \frac{1-\alpha}{2T}\le|f|<\frac{1+\alpha}{2T}\\ 0, & |f|\ge\frac{1+\alpha}{2T}\end{cases}\qquad(6.4.36)$$

P185

（1）写出该数字基带信号的功率谱密度表示式，并画出功率谱密度图；

（2）从该数字基带信号中能否直接提取频率$f = 1/T_s$分量；

（3）若码元间隔$T_s=10^{-3}$（s），试求该数字基带信号的传码率及频带宽度：

P148

$$S_V(f)=\frac{4}{T}p(1-p)|G_T(f)|^2+\sum_{m=-\infty}^{\infty}\left(\frac{2p-1}{T}\right)^2\left|G_T\left(\frac{m}{T}\right)\right|^2\cdot\delta\left(f-\frac{m}{T}\right)\qquad(6.1.17)$$

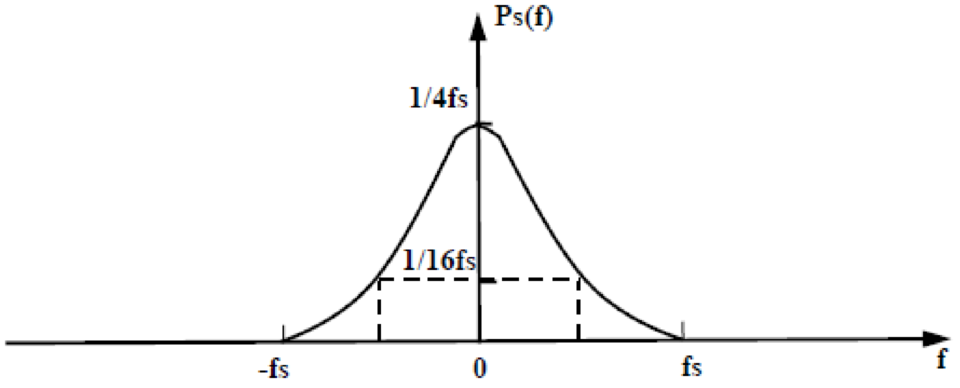
(1)双极性信号且信号“1”和“0”等概率时，无离散谱

同时发现题中升余弦信号α=1

$$P_s(f)=f_s\cdot|G(f)|^2$$

$$G(f)=\begin{cases}\frac{T_s}{4}[1+\cos(\pi T_s|f|)] & |f|<f_s=\frac{1}{T_s}\\ 0 & |f|>f_s\end{cases}$$

$$P_s(f)=\begin{cases}\frac{1}{16f_s}(1+\cos(\pi f/f_s))^2 & |f|<f_s\\ 0 & |f|>f_s\end{cases}$$



6-4 设某二进制数字基带信号中，数字信息“1”和“0”分别由$g(t)$和$-g(t)$表示，且“1”与“0”出现的概率相等，$g(t)$是升余弦频谱脉冲，即

$$g(t)=\frac{1}{2}\cdot\frac{\cos(\pi t/T_s)}{1-4t^2/T_s^2}\cdot\mathrm{sinc}(t/T_s)$$

（1）写出该数字基带信号的功率谱密度表示式，并画出功率谱密度图；

（2）从该数字基带信号中能否直接提取频率$f=1/T_s$分量；

（3）若码元间隔$T_s=10^{-3}$（s），试求该数字基带信号的传码率及频带宽度：

（2）因为 $P_s(f)$中不存在 $f_s=\dfrac{1}{T_s}$ 的离散谱线，所以不能提取相应分量。

（3）当 $T_s=10^{-3}(s)$ 时，基带信号的码率为

$$R=\frac{1}{T_s}=1000 \text{ 波特}$$

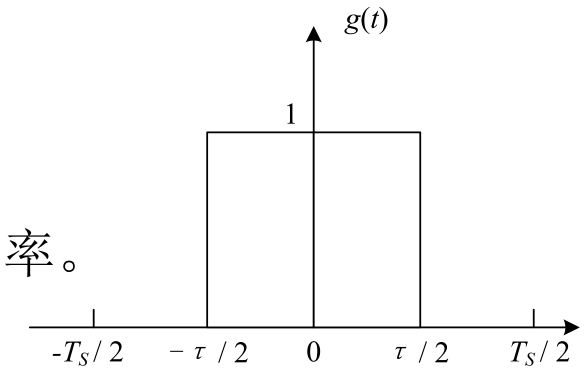
基带信号带宽为

$$B=f_s=1000\ \ \mathrm{Hz}$$

6-5 设某双极性数字基带信号的基本脉冲波形如图所示，它是一个高度为1，宽度为$T_s/3$的矩形脉冲，且已知数字信息1的出现概率为3/4，0的出现概率为1/4。

(1) 写出该双极性信号的功率谱密度的表示式，并画出功率谱密度图

(2) 由该双极性信号能否直接提取频率为fs=1/Ts的分量？若能，计算分量的功率。



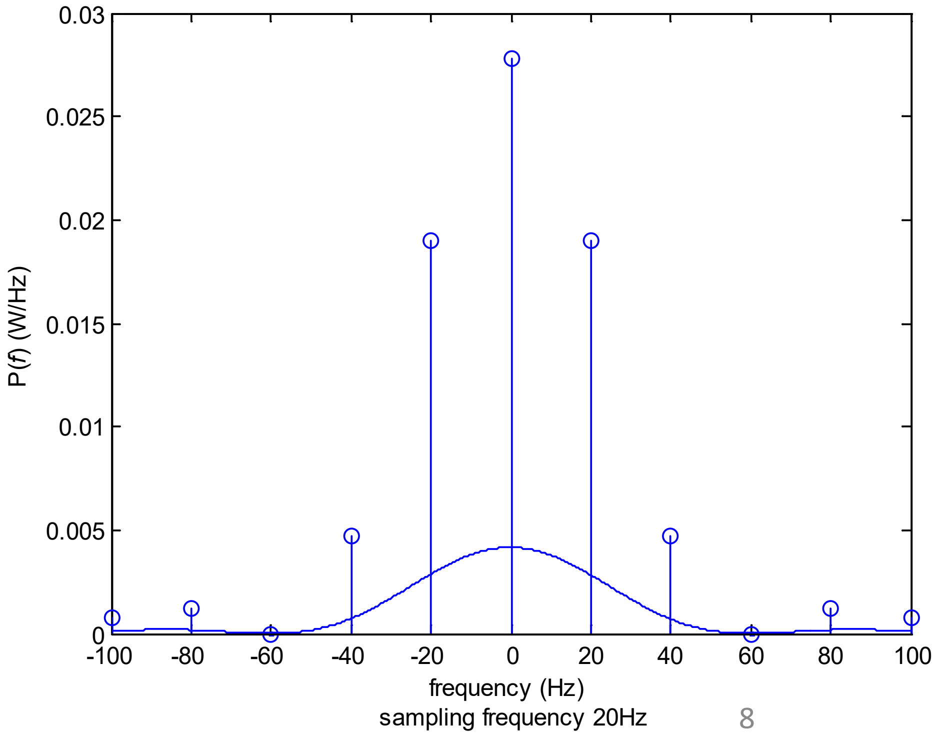
(1)双极性信号

$$P_s(f)=4f_s p(1-p)|G(f)|^2+\sum_{m=-\infty}^{+\infty}|f_s(2p-1)G(mf_s)|^2\,\delta(f-mf_s)$$

$$=\frac{3f_s}{4}|G(f)|^2+\frac{f_s^2}{4}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}|G(mf_s)|^2\,\delta(f-mf_s)$$

$$G(f)=\frac{T_s}{3}\frac{\sin\pi f\frac{T_s}{3}}{\pi f\frac{T_s}{3}}$$

$$(2)G(f_s)=\frac{T_s}{3}\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}}{\frac{\pi}{3}}\neq 0,\text{所以存在该离散谱，大小为}\frac{3}{8\pi^2}$$



6-6 已知信息代码为100000000011，求相应的AMI 码，HDB3 码及双相码

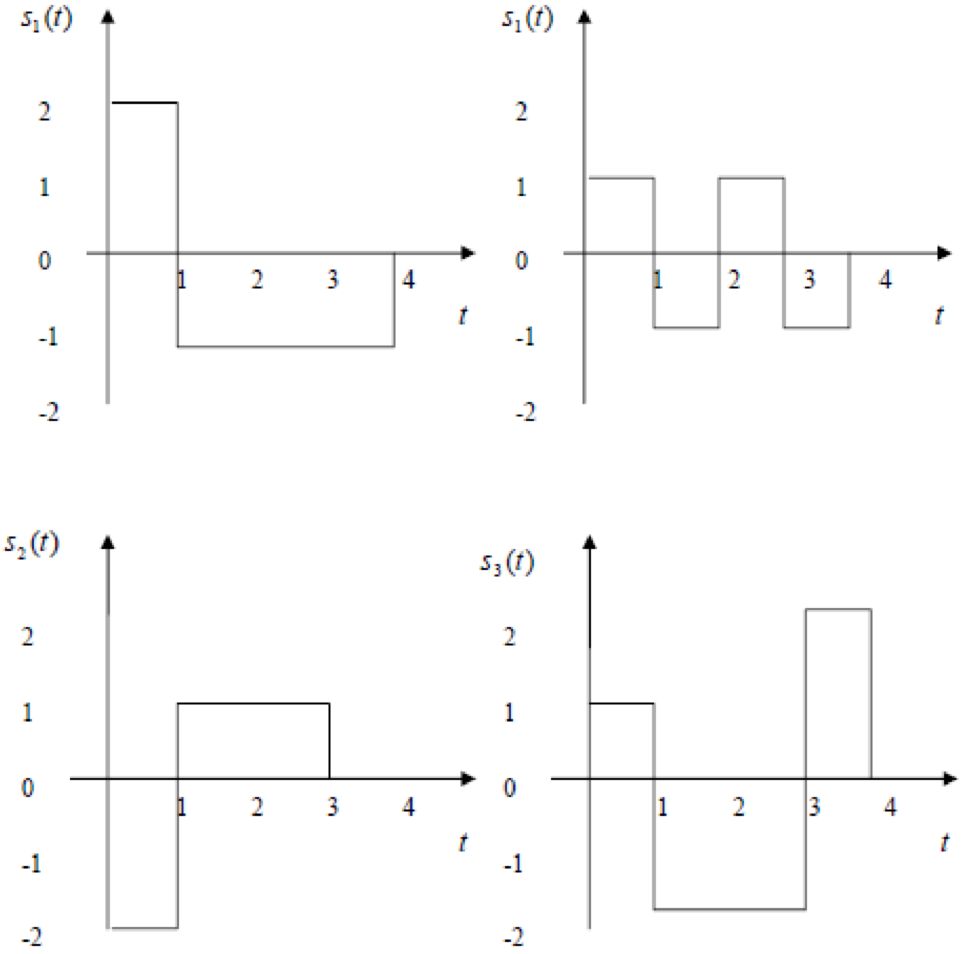
原代码	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
AMI	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	1
HDB_3	1	0	0	0	V	-B	0	0	-V	0	1	-1
双相码	10	01	01	01	01	01	01	01	01	01	10	10

6-10分析图P6-10 给出的四个信号波形。

（1）根据Gram-Schmidt 法则，由这些波形生成一组正交基函数；

（2）用矢量表示4 个信号点；

（3）确定任意一对信号点之间的距离；



$s_1(t)=(2,-1,-1,-1)$， $s_2(t)=(-2,1,1,0)$，

$s_3(t)=(1,-1,1,-1)$， $s_4(t)=(1,-2,-2,2)$，

$s_1(t)=(2,-1,-1,-1)$， $s_2(t)=(-2,1,1,0)$，

$s_3(t)=(1,-1,1,-1)$， $s_4(t)=(1,-2,-2,2)$，

$$\boxed{b_1(t)=s_1(t)}$$

$$\| b_1 \| = \sqrt{7}$$

$$\varphi_1(t)=b_1(t)/\| b_1(t) \| = (2,-1,-1,-1)/\sqrt{7}$$

$$\boxed{b_2(t)=s_2(t)-\langle s_2(t),\varphi_1(t)\rangle \varphi_1(t)} = (-2,1,1,-6)/7$$

$$\langle s_2(t),\varphi_1(t)\rangle = -6/\sqrt{7}$$

$$\| b_2(t) \| = \sqrt{42}/7$$

$$\varphi_2(t)=b_2(t)/\| b_2(t) \| = (-2,1,1,-6)/\sqrt{42}$$

$$\boxed{b_3(t)=s_3(t)-\sum_{i=1}^{2}\langle s_3(t),\varphi_i(t)\rangle \varphi_i(t)} = (1,-2,4,0)/3$$

$\langle s_3(t),\varphi_1(t)\rangle = 3/\sqrt{7}$， $\langle s_3(t),\varphi_2(t)\rangle = 4/\sqrt{42}$

$$\| b_3(t) \| = \sqrt{21}/3$$

P156-157

$$\varphi_3(t)=b_3(t)/\| b_3(t) \| = (1,-2,4,0)/\sqrt{21}$$

$$\boxed{b_4(t)=s_4(t)-\sum_{i=1}^{3}\langle s_4(t),\varphi_i(t)\rangle \varphi_i(t)} = (-6,-9,-3,0)/7$$

$\langle s_4(t),\varphi_1(t)\rangle = 4/\sqrt{7}$， $\langle s_4(t),\varphi_2(t)\rangle = -18/\sqrt{42}$， $\langle s_4(t),\varphi_3(t)\rangle = -3/\sqrt{21}$

$$\| b_4(t) \| = \sqrt{126}/7$$

$$\varphi_4(t)=b_4(t)/\| b_4(t) \| = (-2,-3,-1,0)/\sqrt{14}$$

（2）用矢量表示信号点：

如果取 $\{\varphi_i(t), i=1,2,3,4\}$ 为基函数，则 $\{s_i(t), i=1,2,3,4\}$ 可表示

$$\mathbf{s}_1 = (\sqrt{7}, 0, 0, 0)$$

$$\mathbf{s}_2 = (-6/\sqrt{7}, \sqrt{42}/7, 0, 0)$$

$$\mathbf{s}_3 = (3/\sqrt{7}, 4/\sqrt{42}, \sqrt{84}/6, 0)$$

$$\mathbf{s}_4 = (4/\sqrt{7}, -18/\sqrt{42}, -3/\sqrt{21}, \sqrt{126}/7)$$

P157 式6.3.11

$$\begin{cases} s_1(t) = s_{11}\varphi_1(t) + s_{12}\varphi_2(t) + \cdots + s_{1N}\varphi_N(t) \\ s_2(t) = s_{21}\varphi_1(t) + s_{22}\varphi_2(t) + \cdots + s_{2N}\varphi_N(t) \\ \vdots \\ s_M(t) = s_{M1}\varphi_1(t) + s_{M2}\varphi_2(t) + \cdots + s_{MN}\varphi_N(t) \end{cases}$$

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t)\varphi_j(t)\mathrm{d}t, \quad i=1,2,\cdots,M, \quad j=1,2,\cdots,N, \quad 0\le t\le T$$

（3）任意一对信号之间的距离：

$$d_{12} = \sqrt{\|\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_2\|^2} = 5$$

$$d_{13} = \sqrt{\|\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_3\|^2} = \sqrt{5}$$

$$d_{14} = \sqrt{\|\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_4\|^2} = \sqrt{12}$$

$$d_{23} = \sqrt{\|\mathbf{s}_2 - \mathbf{s}_3\|^2} = \sqrt{14}$$

$$d_{24} = \sqrt{\|\mathbf{s}_2 - \mathbf{s}_4\|^2} = \sqrt{31}$$

$$d_{34} = \sqrt{\|\mathbf{s}_3 - \mathbf{s}_4\|^2} = \sqrt{19}$$

6-13一个在 AWGN 信道上传输的2 进制PAM 系统，两个信号元的先验概率为： P(am = 1) = 1/ 3, P(am = -1) = 2 / 3, 试确定

（1） 检测器最佳门限；

（2） 平均错误概率。

设信号的能量是 E_b，AWGN 噪声的功率谱密度为 $N_0/2$，检测器判决门限为 λ。

当发送 $s_1(t)=$ “1” 时，错误概率

$$P(e|s_1)=\int_{-\infty}^{\lambda} p(r|s_1)dr$$

$$=\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\int_{-\infty}^{\lambda}\exp\left[-\frac{(r-\sqrt{E_b})^2}{N_0}\right]dr$$

当发送 $s_2(t)=$ “-1” 时，错误概率

$$P(e|s_2)=\int_{\lambda}^{+\infty} p(r|s_2)dr$$

$$=\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\int_{\lambda}^{+\infty}\exp\left[-\frac{(r+\sqrt{E_b})^2}{N_0}\right]dr$$

P170

6-13一个在 AWGN 信道上传输的2 进制PAM 系统，两个信号元的先验概率为： P(am = 1) = 1/ 3, P(am = -1) = 2 / 3, 试确定

（1） 检测器最佳门限；

（2） 平均错误概率。

平均错误概率

$$P_{be} = P(s_1)P(e \mid s_1) + P(s_2)P(e \mid s_2)$$

$$= \frac{1}{3\sqrt{\pi N_0}} \int_{-\infty}^{\lambda} \exp\left[-\frac{(r-\sqrt{E_b})^2}{N_0}\right] dr + \frac{2}{3\sqrt{\pi N_0}} \int_{\lambda}^{+\infty} \exp\left[-\frac{(r+\sqrt{E_b})^2}{N_0}\right] dr$$

为了使平均错误概率最小，令 $\frac{\partial P_{be}}{\partial \lambda} = 0$，得 $\lambda_o = \frac{N_0 \ln 2}{4\sqrt{E_b}}$

因此，平均错误概率

$$P_{be} = \frac{1}{3} Q\left(\frac{\sqrt{E_b} - \lambda_o}{\sqrt{N_0 / 2}}\right) + \frac{2}{3} Q\left(\frac{\lambda_o + \sqrt{E_b}}{\sqrt{N_0 / 2}}\right)$$

6-14 采用对映信号的2 进制通信系统中接收到信号为：r(t) = s(t) + n(t)，其中s(t)是图 P6-14 所示的信号，n(t)是零均值、功率谱密度为 N_0 / 2（W/Hz）的 AWGN噪声，

（1） 画出与s(t)相匹配的滤波器的脉冲响应；

（2） 画出此匹配滤波器对该输入信号的输出；

（3） 确定在t = 3时匹配滤波器输出噪声的方差；

（4） 确定作为A 和 N_0 函数的差错概率表示式；

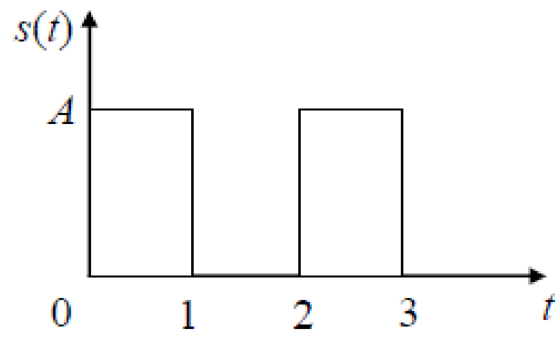
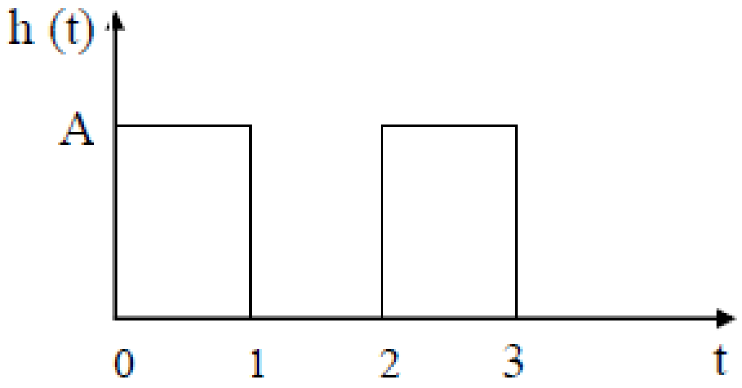
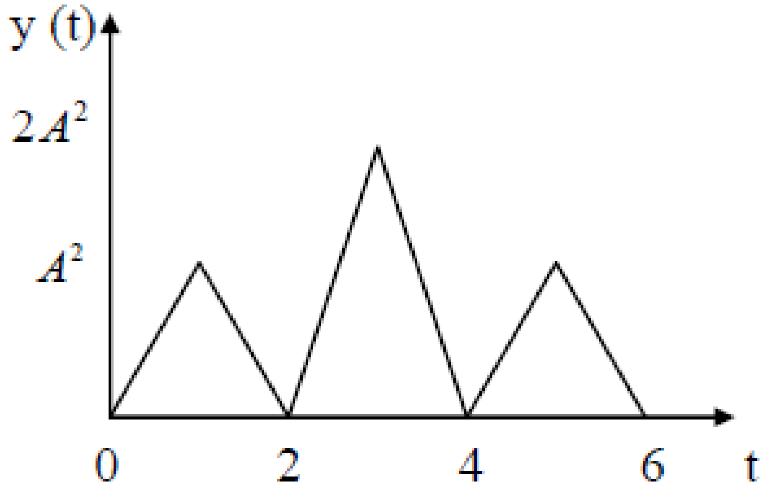


图 P6-14

（1）匹配滤波器脉冲响应 $h(t)=s(T-t)$



（2）匹配滤波器对该输入信号的输出 $y(t)=s(t)*h(t)$



6-14 采用对映信号的2 进制通信系统中接收到信号为：r(t) = s(t) + n(t)，其中s(t)是图 P6-14 所示的信号，n(t)是零均值、功率谱密度为 $N_0/2$（W/Hz）的 AWGN噪声，

（1） 画出与s(t)相匹配的滤波器的脉冲响应；

（2） 画出此匹配滤波器对该输入信号的输出；

（3） 确定在t = 3时匹配滤波器输出噪声的方差；

（4） 确定作为A 和 N_0 函数的差错概率表示式；

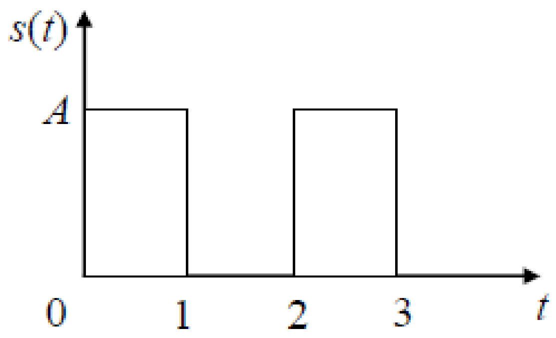


图 P6-14

（3）t =3 时刻匹配滤波器输出的噪声方差

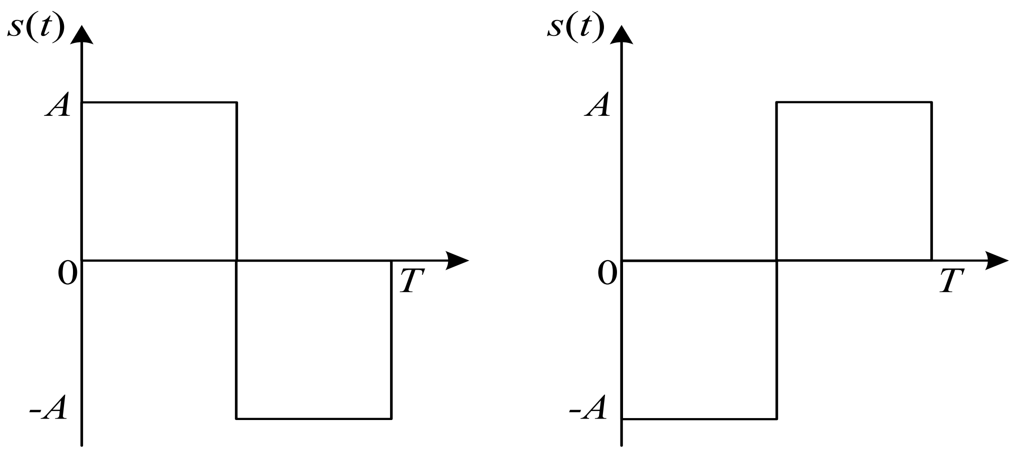
$$E\left[y_n^2(t=3)\right]=\frac{N_0}{2}\int_0^3 h^2(3-t)dt=A^2N_0$$ 式 6.3.31

（4）$E_b=\int_0^3 s^2(t)dt=2A^2$，二进制对映信号的平均错误概率为

$s_1(t)=-s_2(t)$

$$P_b=Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)=Q\left(\sqrt{\frac{4A^2}{N_0}}\right)$$ 式 6.3.74

6-15 Manchester编码器把数据1映射成10，把数据0映射成01，与Manchester码相对应的波形如图6-8所示，试确定等概信号时在AWGN信道上的差错概率。



$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2A^2T}{N_0}}\right)$$

6-18在功率谱密度为$N_0/2$ 的高斯白噪声下，设计一个与图6-18 所示波形$f(t)$相匹配的匹配滤波器。

（1）如何确定最大输出信噪比的时刻；

（2）求匹配滤波器的冲激响应和输出波形，并绘图形；

（3）求最大输出信噪比的值。

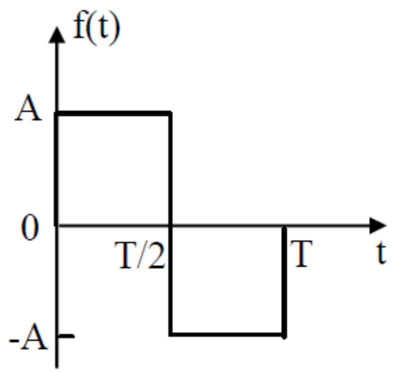
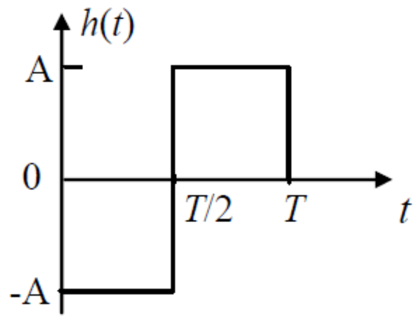


图 6—18

(1)在t＝T时刻输出信噪比最大　　P163 式 6.3.34

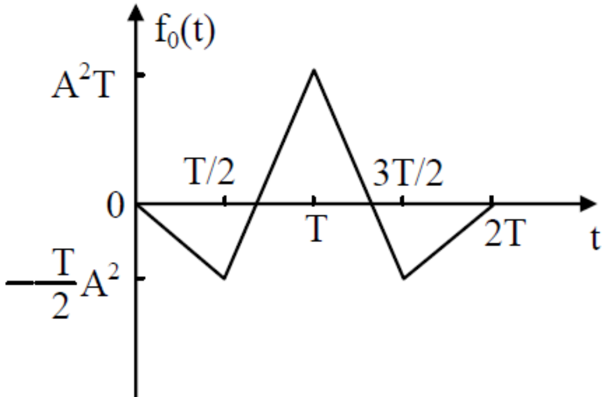
（2）$h(t)=f(t_0-t)=f(T-t)$

$$=\begin{cases}-A & 0\le t\le T/2\\ A & T/2<t\le T\\ 0 & 其他\end{cases}$$



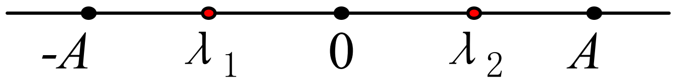
$$f_0(t)=f(t)*h(t)=\int_{-\infty}^{\infty}f(\tau)h(t-\tau)d\tau$$

$$=\begin{cases}-A^2t & 0\le t\le T/2\\ A^2(3t-2T) & \dfrac{T}{2}<t\le T\\ A^2(4T-2t) & T<t\le\dfrac{3T}{2}\\ A^2(t-2T) & \dfrac{3T}{2}<t\le 2T\\ 0 & 其他t\end{cases}$$



（3）$r_{omaz}=\dfrac{2E}{n_0}=\dfrac{2A^2T}{n_0}$

6-20 有一个传码率为2000码元/秒的三元无记忆信号源，信号传输系统为三电平PAM系统，其信号星座图如图所示。试求接收机的输入信号，最佳判决门限电压和平均错误概率。



记判决的门限值为λ_1 λ_2

$$P(e|a_0)=\int_{\lambda_1}^{+\infty}\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{(r+A)^2}{N_0}\right]dr$$

$$P(e|a_1)=\int_{-\infty}^{\lambda_1}\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{r^2}{N_0}\right]dr+\int_{\lambda_2}^{+\infty}\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{r^2}{N_0}\right]dr$$

$$P(e|a_2)=\int_{-\infty}^{\lambda_2}\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{(r-A)^2}{N_0}\right]dr$$

$$P_e=p_0P(e|a_0)+p_1P(e|a_1)+p_2P(e|a_2)$$

$$\frac{\partial P_e}{\lambda_1}=-\frac{p_0}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{(\lambda_1+A)^2}{N_0}\right]+\frac{p_1}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{\lambda_1^2}{N_0}\right]=0$$

$$\frac{\partial P_e}{\lambda_2}=-\frac{p_1}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{\lambda_2^2}{N_0}\right]+\frac{p_2}{\sqrt{\pi N_0}}\exp\left[-\frac{(\lambda_2-A)^2}{N_0}\right]=0$$

$$\lambda_1=\frac{-A^2+N_0\ln\left(\frac{p_0}{p_1}\right)}{2A}$$

$$\lambda_2=\frac{A^2+N_0\ln\left(\frac{p_1}{p_2}\right)}{2A}$$

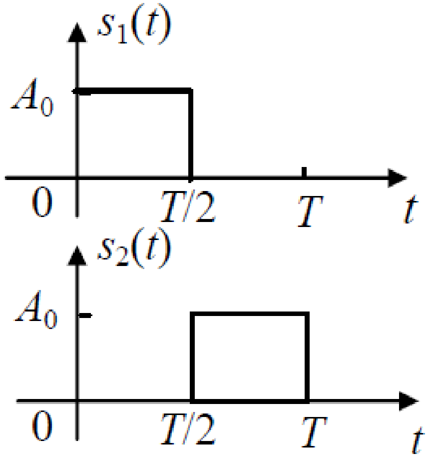
将λ_1和λ_2代入P_e即可算出错误概率

6-22设到达接收机输入端的二进制信号码元$s_1(t)$及$s_2(t)$的波形如右图所示，输入高斯噪声功率谱密度为$N_0/2$(W/Hz)：

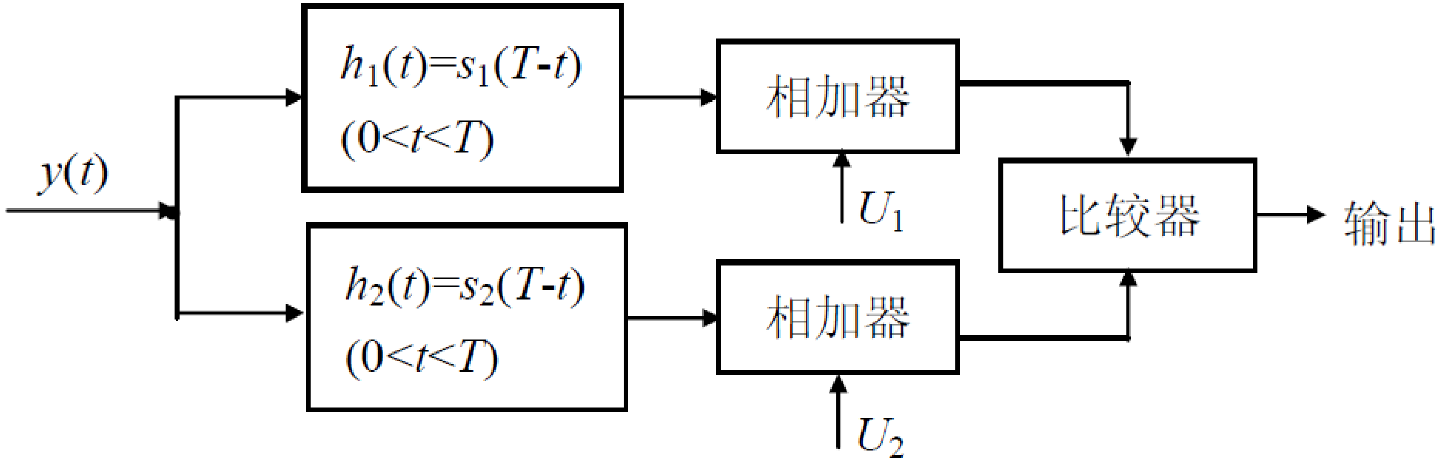
（1）画出匹配滤波器形式的最佳接收机结构；

（2）确定匹配滤波器的单位冲激向应及可能输出波形；

（3）求系统的误码率；



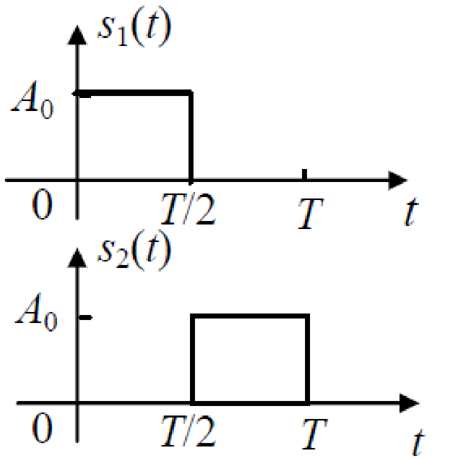
（1）



$$U_1=\frac{n_0}{2}\ln P(s_1)$$

$$U_2=\frac{n_0}{2}\ln P(s_2)$$

6-22设到达接收机输入端的二进制信号码元$s_1(t)$及$s_2(t)$的波形如右图所示，输入高斯噪声功率谱密度为$N_0/2$(W/Hz)：



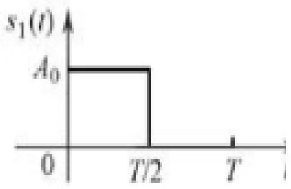
（1）画出匹配滤波器形式的最佳接收机结构；

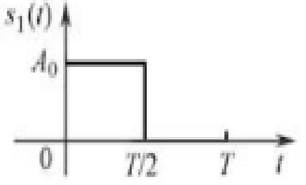
（2）确定匹配滤波器的单位冲激向应及可能输出波形；

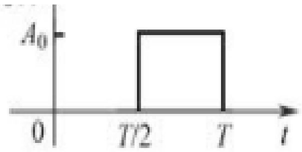
（3）求系统的误码率；

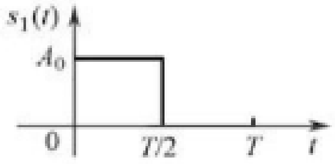
（2）$h_1(t) = s_1(T-t) = \begin{cases} A_0 & t \in [T/2, T] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} = s_2(t)$

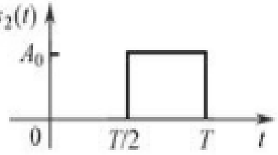
$h_2(t) = s_2(T-t) = \begin{cases} A_0 & t \in [0, T/2] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} = s_1(t)$

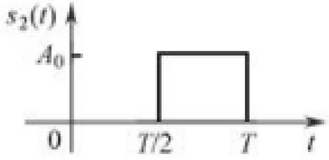


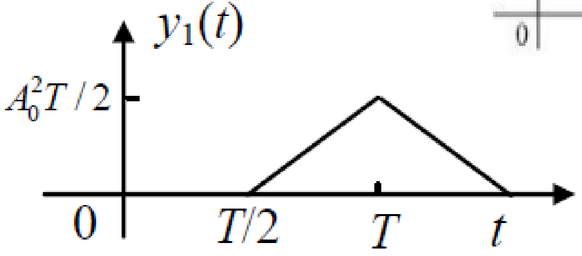


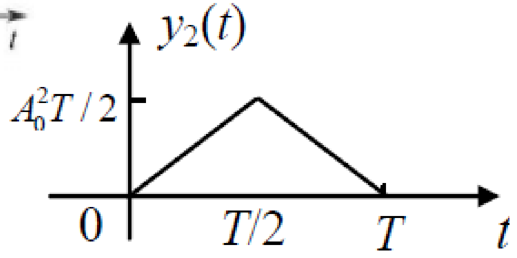


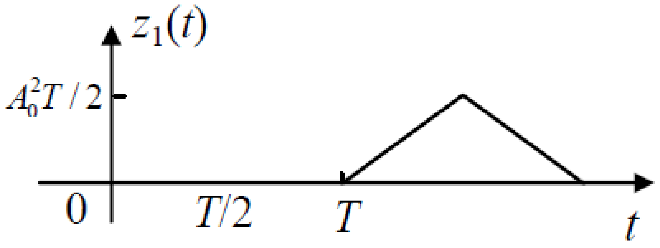


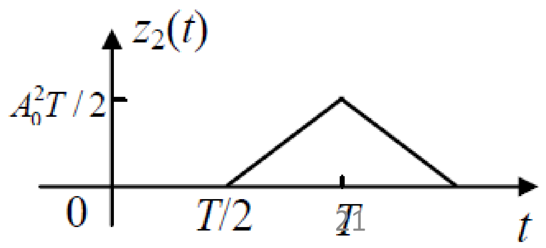










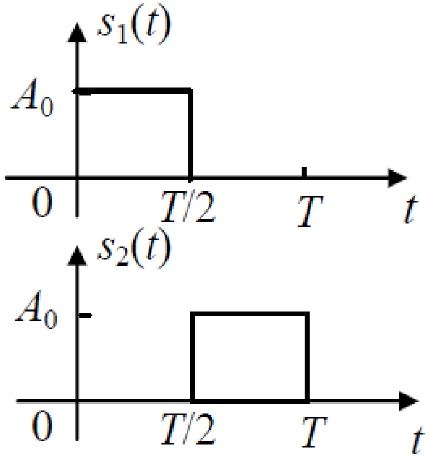


6-22设到达接收机输入端的二进制信号码元$s_1(t)$及$s_2(t)$的波形如右图所示，输入高斯噪声功率谱密度为$N_0/2$(W/Hz)：

（1）画出匹配滤波器形式的最佳接收机结构；

（2）确定匹配滤波器的单位冲激向应及可能输出波形；

（3）求系统的误码率；



<u>二元等概、等能量正交信号误码率：</u>

（3）设 $P(s_1)=P(s_2)=1/2$，由于 $\rho=0$，所以 $P_e=Q\left(\sqrt{\dfrac{E_b}{N_0}}\right)=Q\left(\sqrt{\dfrac{A_0^2T}{2N_0}}\right)$

式 6.3.77

6-25某基带传输系统接收滤波器输出信号的基本脉冲波形如图 P6-25 所示三角形：

(1) 求该基带传输系统的传输函数$H(f)$；

(2) 假设信道传输函数$C(f)=1$，收发滤波器相同，即$G_T(f)=G_R(f)$，试求$G_T(f)$ 和 $G_R(f)$表示式；

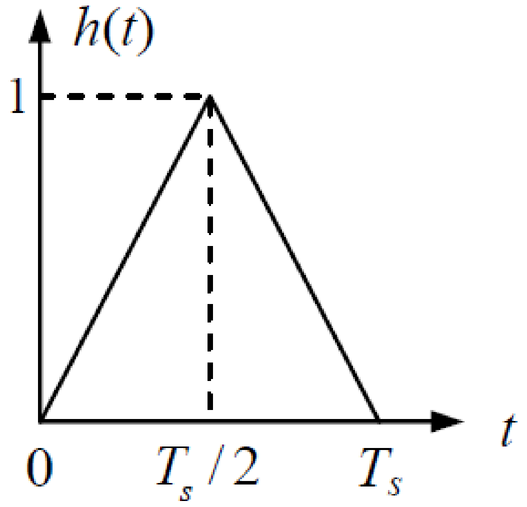


图 P6-25

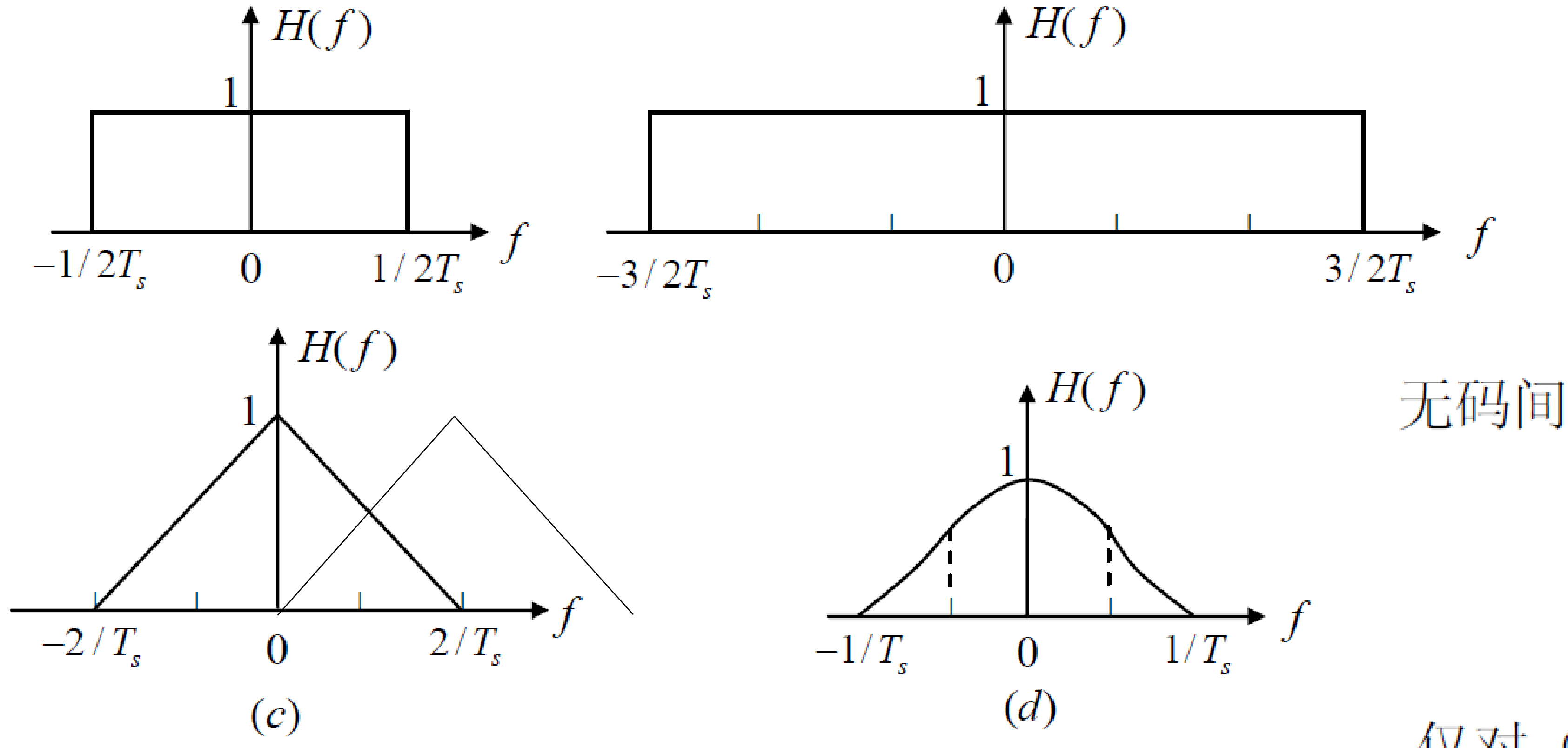
(1) $$H(f)=\int_{-\infty}^{\infty}h(t)e^{-j2\pi ft}dt$$

$$=\frac{T_s}{2}\left\{\sin c\left(\frac{T_s f}{2}\right)\right\}^2$$

(2) $$H(f)=G_T(f)\cdot c(f)\cdot G_R(f)$$

所以 $$G_T(f)=G_R(f)=\sqrt{H(f)}$$

6-27 设基带传输系统的发送滤波器，信道及接收滤波器组成的H (f)，若要求以 2/Ts波特的速率进行数据传输，试检验图 P6-27 各种H (f)满足消除抽样点上码间干扰条件否？



无码间干扰条件为

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} H\left(f + \frac{2m}{T_s}\right) = \text{常数}$$

仅对（c）满足条件

6-29 使用二电平PAM 在长为1000 km 的有线信道上传输数据。该系统中每隔50 km 使用一个再生中继器。信道的每一段在$0 \le f \le 1200$Hz 频段上具有理想（恒定）的频率响应，且具有1 dB/km 的衰减。信道噪声为AWGN。

(1) 请问无ISI 时能传输的最高比特速率是多少？

(2) 请问每个中继器为达到 Pb=10^{-7}的比特错误概率所需要的E_b/N_0；

(3) 请问为达到要求的 E_b/N_0，每个中继器的发送功率，其中$N_0 = 4.1\times 10^{-21}$W / Hz 。

(1) $R = 2W = 2400 \text{ bit/s}$

(2) $P_e = Q\left(\sqrt{\dfrac{2E_b}{N_0}}\right) = 10^{-7}$， $\dfrac{E_b}{N_0} = 13.52$；

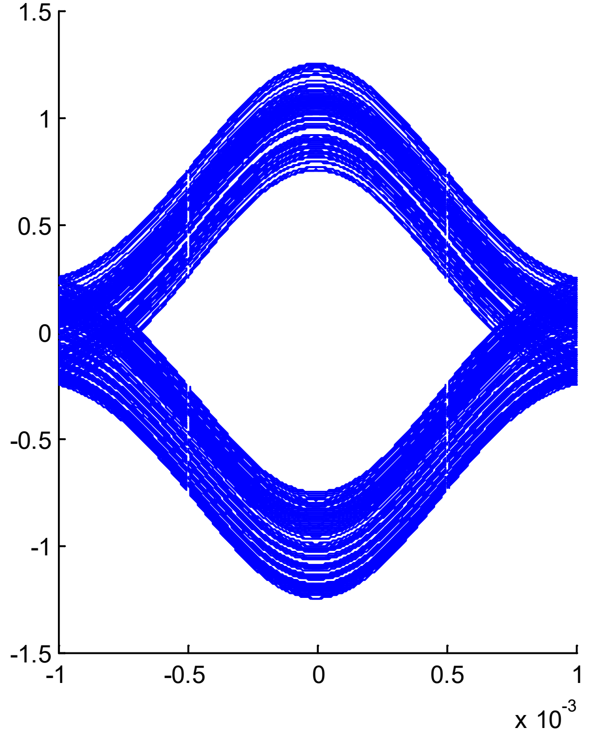
(3) $P_R = E_b R = 1.33\times 10^{-16} W$， $P_T = P_R \times 10^5 = 1.33\times 10^{-11} W$

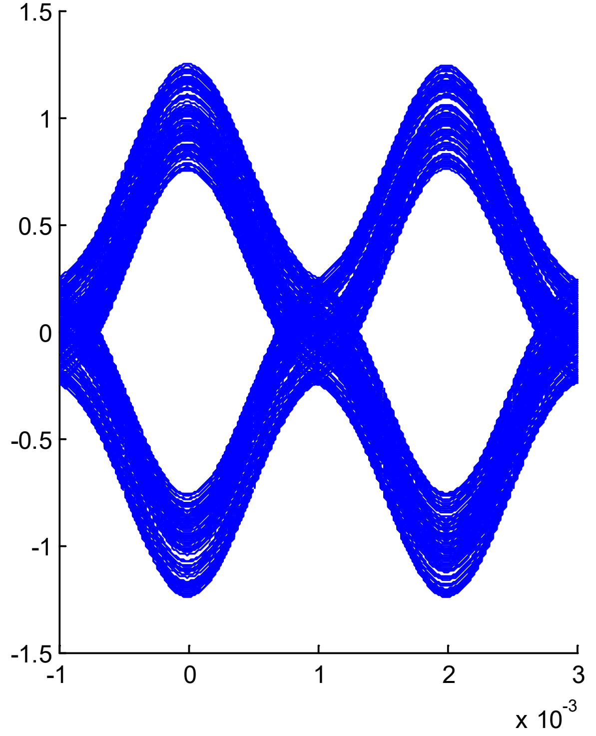
6-33 一随机二进制序列为10110001…。其中符号1对应的基带波形为升余弦波形，持续时间为Ts，符号0对应的基带波形恰好与1相反。

(1)当示波器扫描周期T0=Ts时，试画出眼图；

(2) 当T0=2Ts时，试画出眼图；

(3) 比较以上两种眼图的下述指标：最佳抽样判决时刻，判决门限电平和噪声容限值。





	眼图1	眼图2
最佳抽样判决时刻	0	0，2
判决门限电平	0	0
噪声容限	1	1

6-34输入到预编码器的二进制序列为10010110010，其输出用来调制一个双二元发送滤波器。试建立一个表，显示预编码序列、发送幅度电平、接收信号电平和译码序列。

d_m	输入序列		1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0
$p_m = d_m \ominus p_{m-1}$	预编码序列	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1
$a_m = 2p_m - 1$	发送幅度电平	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	1	1
$b_m = 2(p_m + p_{m-1} - 1)$	接收信号电平		0	2	2	0	-2	0	0	-2	-2	0	2
$d_m = b_m/2+1 \pmod 2$	译码序列		1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0

P188

6-35 M=4PAM调制用于9600bps的信号传输，信道的频率响应为：

$$C(f)=\frac{1}{1+j\frac{f}{2400}}$$

例 6.6.1

其中f<=2400Hz，且当f为其他值时，$C(f)$为0。加性噪声是零均值高斯白噪声，且其功率谱密度为$N_0/2$（W/Hz）。试求最佳发送和接受滤波器的频率响应特性。

$$G_T(f)C(f)G_R(f)=X_{rc}(f)e^{-j\pi f t_0},\quad |f|<W$$

式 6.6.3

$$R=9600/2=4800=2W$$

所以取升余弦函数α=0

于是

$$X_{rc}(f)=\begin{cases}T & |f|\le W\\ 0 & \text{其他}\end{cases}$$

$$X_{rc}(f)=\begin{cases}T, & 0\le |f|<\frac{1-\alpha}{2T}\\ \frac{T}{2}\left[1+\cos\frac{\pi T}{\alpha}\left(|f|-\frac{1-\alpha}{2T}\right)\right], & \frac{1-\alpha}{2T}\le |f|<\frac{1+\alpha}{2T}\\ 0, & |f|\ge\frac{1+\alpha}{2T}\end{cases}$$

式 6.4.36

$$G_T(f)=\begin{cases}\sqrt{T}\left(1+j\frac{f}{2400}\right)e^{-j2\pi f t_0}, & |f|\le W\\ 0, & \text{其他}\end{cases}$$

$$G_T(f)=\frac{\sqrt{X_{rc}(f)}}{C(f)}e^{-j2\pi f t_0}$$

式 6.6.9

$$G_R(f)=\begin{cases}\sqrt{T}, & |f|\le W\\ 0, & \text{其他}\end{cases}$$

$$G_R(f)=\sqrt{X_{rc}(f)}e^{-j2\pi f t_r}$$

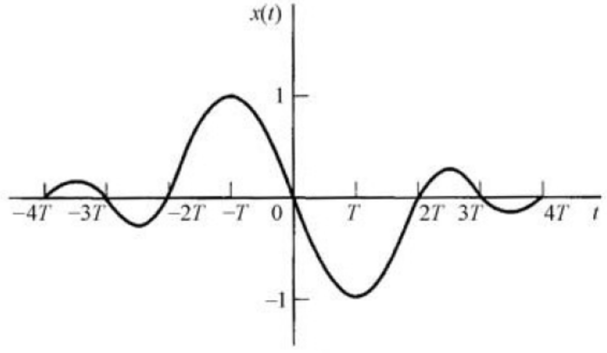
式 6.6.11

6.36 对于修正双二元部分响应信号方式，试画出包括预编码在内的系统组成方框图。

知识点：预编码的传输系统

解：对于修正双二进信号 $x(nT)=\begin{cases}1 & n=-1\\ -1 & n=1\\ 0 & 其它\end{cases}$

P192



(a) 波形

接收端匹配滤波器输出为 $y(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT)+\xi(t)$

在$t=mT$时的采样值为$y_m=y(mT)=a_{m+1}-a_{m-1}+\xi_m$，记$b_m=a_{m+1}-a_{m-1}$

对p_m进行极性变换 $p_m=0\rightarrow a_m=-1$，即 $a_m=2p_m-1$

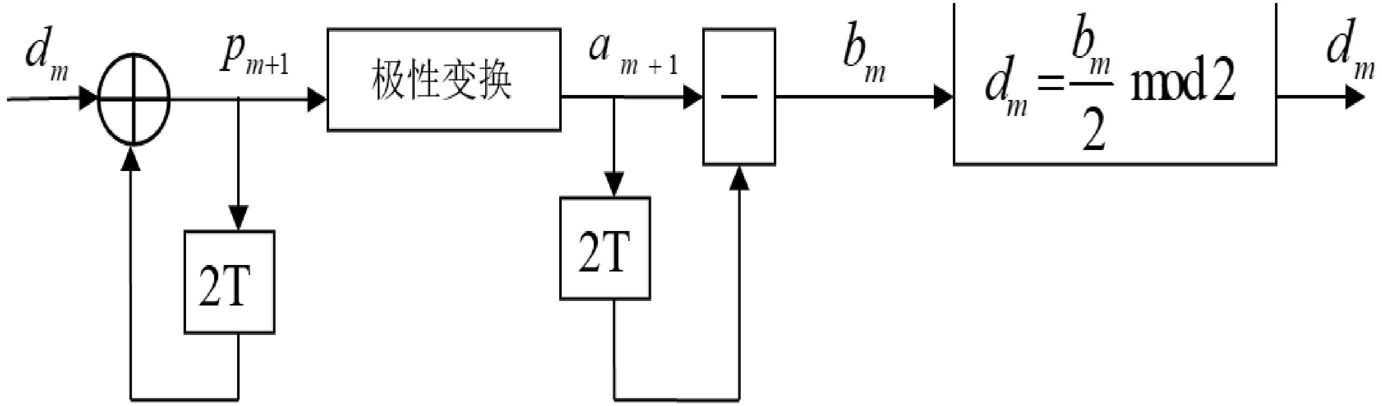
$p_m=1\rightarrow a_m=1$

P188-189

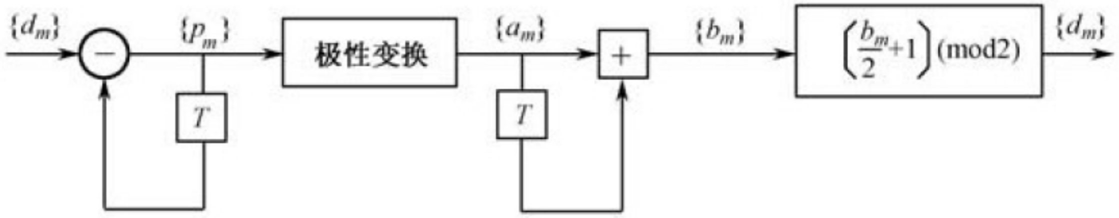
因此，若不考虑噪声，则接收滤波器的采样输出为 $b_m=a_{m+1}-a_{m-1}=2(p_{m+1}-p_{m-1})$

又因为$d_m=p_{m+1}\oplus p_{m-1}$（$\oplus$表示模2加），所以 $d_m=b_m/2\ (\text{mod}\ 2)$

即当 $b_m=\pm 2$ 时，$d_m=1$；当$b_m=0$时，$d_m=0$。



双二进制信号：



6-37 某信道码间干扰长度为 3，信道脉冲响应采样值为x(0) = 1，x(−T) = 0.3，x(T) = 0.2，求3 抽头迫零均衡器的抽头系数以及均衡后的剩余码间干扰值。

例 6.6.2

设抽头矢量为 $\mathbf{c}^T=(c_{-1},c_0,c_1)$

X 为 $(2N+1)\times(2N+1)$ 矩阵，它的第 i 行，第 j 列元素 $x_{i,j}=x(iT-jT)$；

$$\mathbf{X}=\begin{pmatrix}1 & 0.3 & 0\\ 0.2 & 1 & 0.3\\ 0 & 0.2 & 1\end{pmatrix},\quad \mathbf{q}^T=(0,1,0)$$

P197-198

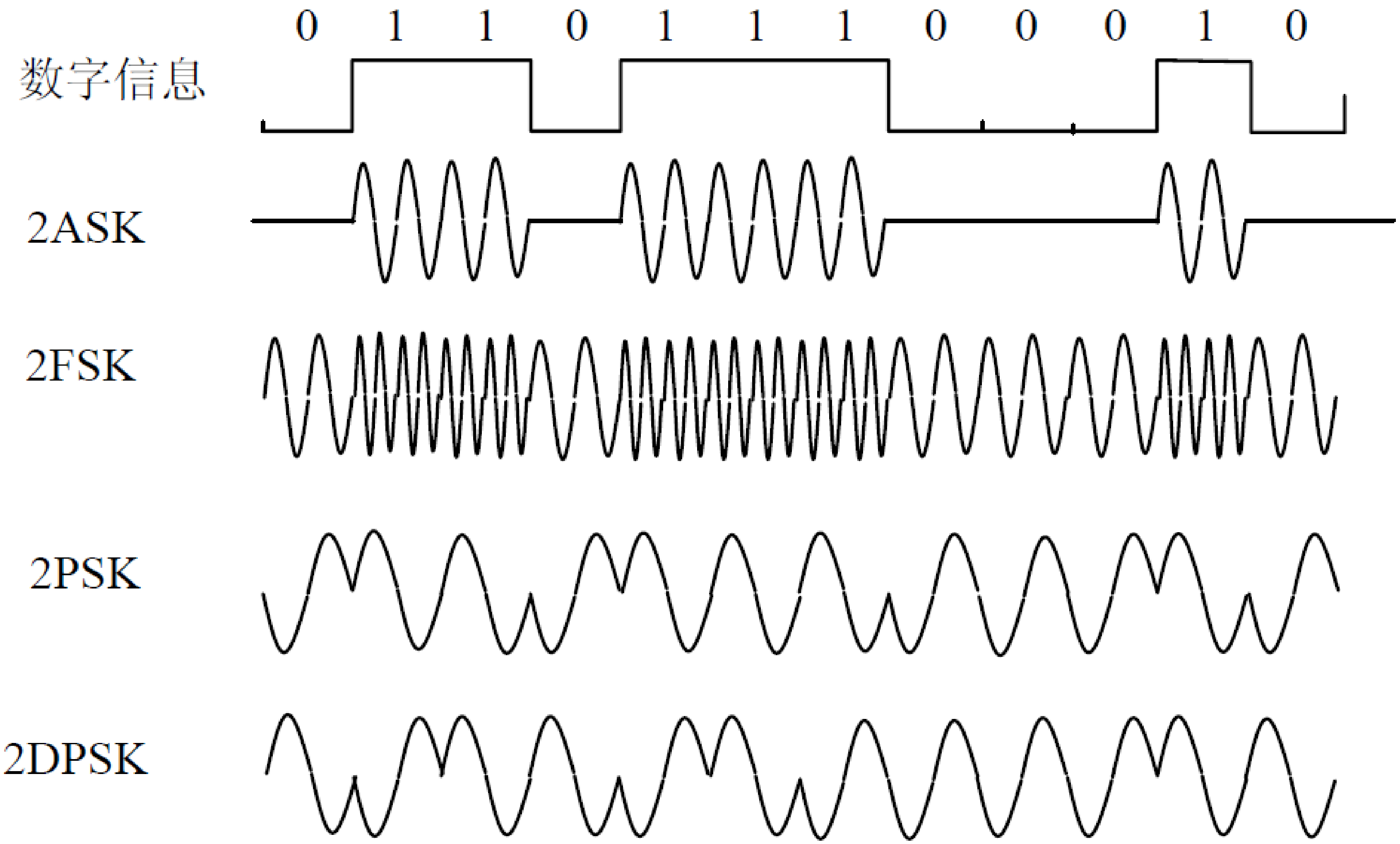
$$\mathbf{c}=\mathbf{X}^{-1}\cdot\mathbf{q}=(-0.3409,1.1346,-0.2273)^T$$

$$q(mT)=\sum_{n=-1}^{1}c_n x(mT-nT)$$

剩余码间干扰值

$q(2T)=-0.0455$，$q(T)=0$，$q(0)=1$　$q(-T)=0$，$q(-2T)=-0.1023$

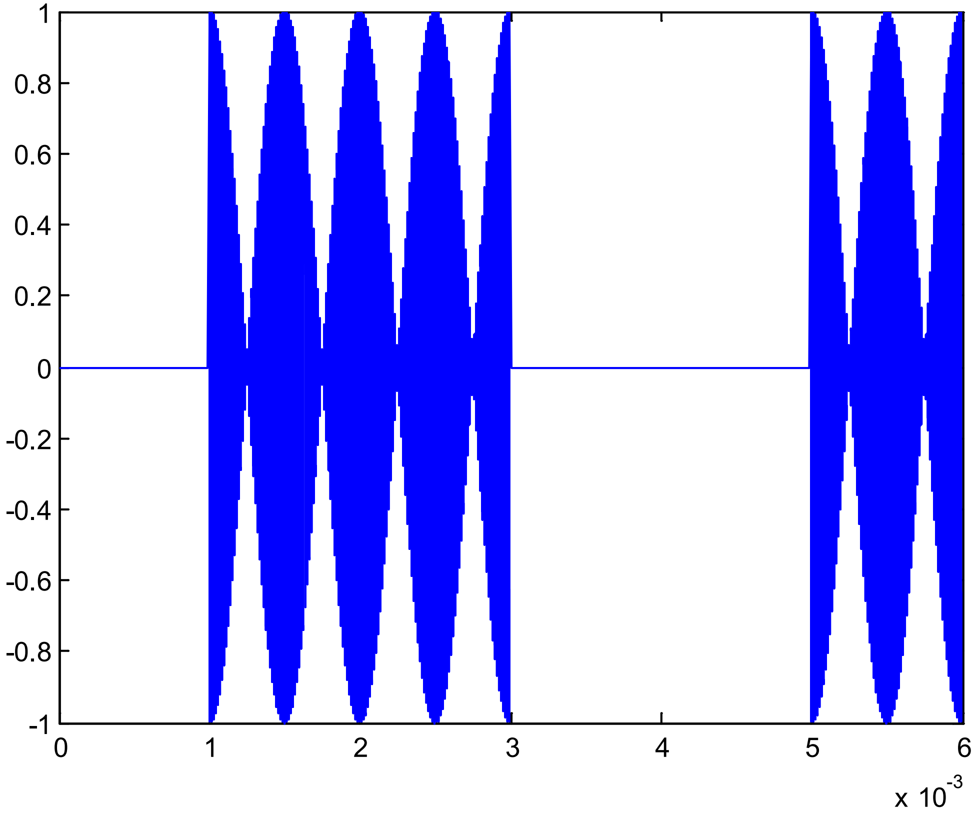
7-1 设发送数字信息为011011100010，试分别画出2ASK、2FSK、2PSK，及2DPSK信号的波形示意图。



7-2已知某OOK系统的码元传输速率为10^3波特，所用载波信号为$A\cos(4\pi \times 10^6 t)$;

(1)设所传送的数字信息为011001，试画出相应的OOK信号波形图；

(2)求OOK信号第一零点带宽。



(2) 第一零点带宽$2R_B$=2000Hz

P213

7-4假设在某2DPSK系统中，载波频率为2400Hz，码元速率为1200B，已知相对码序列为1100010111；

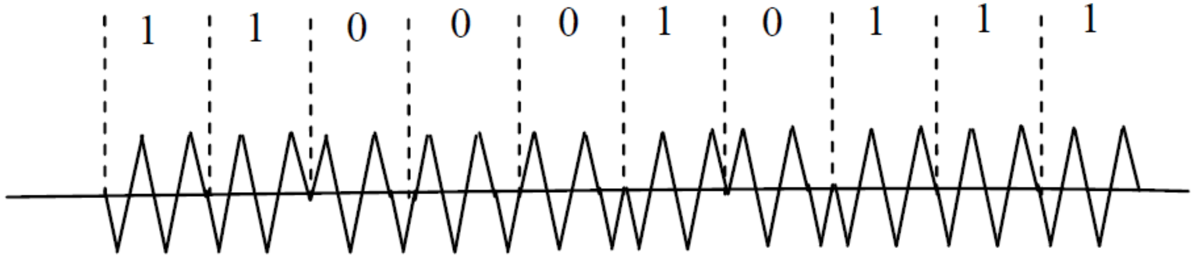
（1）试画出2DPSK波形；

（2）若采用差分相干解调法接收该信号时，试画出解调系统的各点波形；

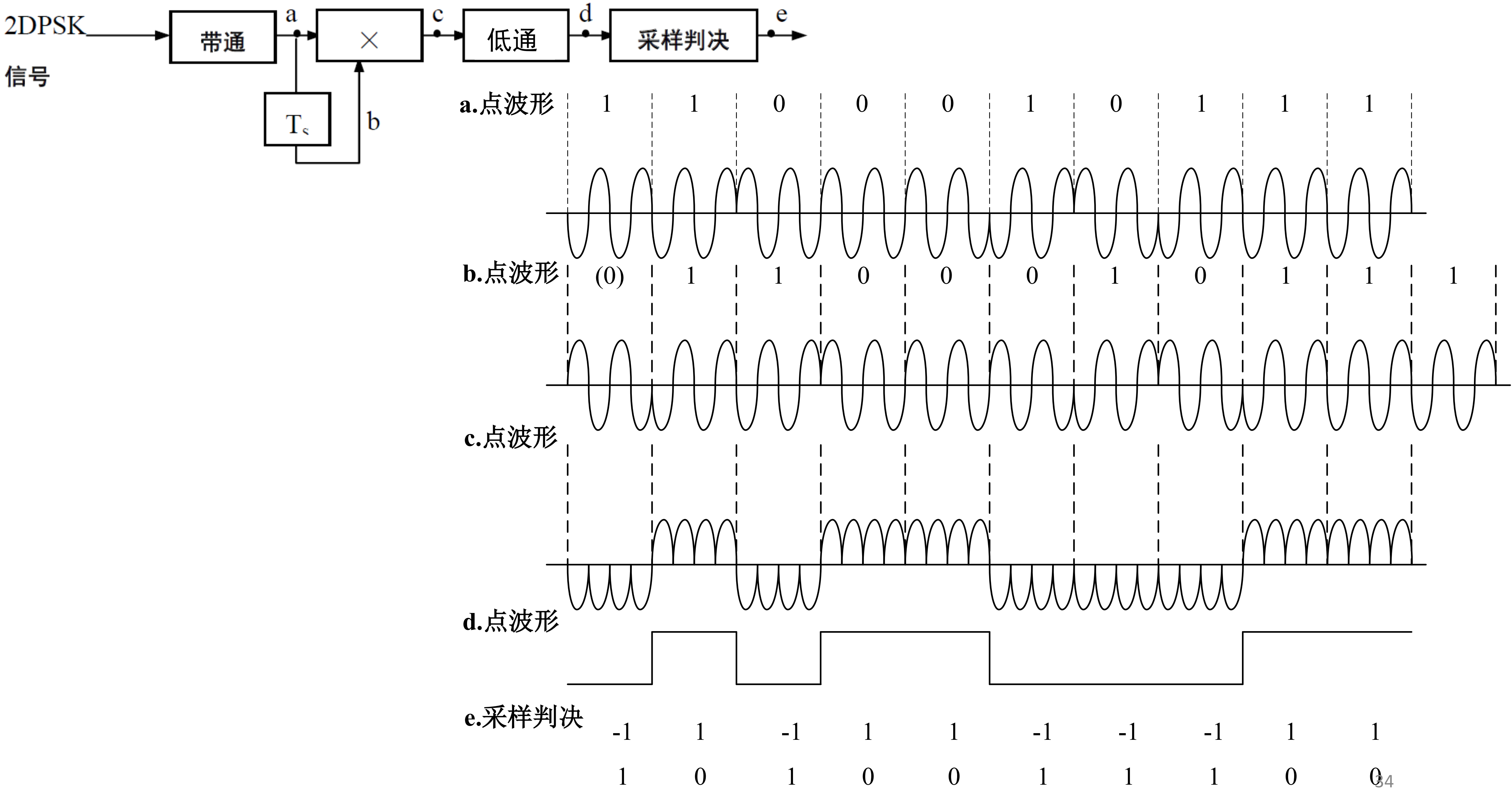
（3）若发送符号“0”和“1”的概率为0.6和0.4，求2DPSK信号的功率谱。

（1）

相对码	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1
相　位	π	π	0	0	0	π	0	π	π	π



（2）一种实用的差分相干解调器如下示



7-4假设在某2DPSK系统中，载波频率为2400Hz，码元速率为1200B，已知相对码序列为1100010111；

（1）试画出2DPSK波形；

（2）若采用差分相干解调法接收该信号时，试画出解调系统的各点波形；

（3）若发送符号“0”和“1”的概率为0.6和0.4，求2DPSK信号的功率谱。

（3）2DPSK 的功率谱密度和 2PSK 功率谱密度相同，对 BPSK 信号

P212

$$P_S(f)=\frac{1}{4}\{P_{lp}(f-f_0)+P_{lp}(f+f_0)\}$$

$$P_{BPSK}(f)=f_s p(1-p)[|G(f+f_c)|^2+|G(f-f_c)|^2]+$$

$$\frac{1}{4}f_s^2(1-2p)^2|G(0)|^2[\delta(f+f_c)+\delta(f-f_c)]$$

由于经过差分编码后，输出差分编码符号以等概率取“0”和“1”，然后进行2PSK 调制，所以代入 f_s=1200， f_c=2400， p=0.5， $G(f)=\frac{1}{f_s}\left|\frac{\sin\pi fT_s}{\pi fT_s}\right|$ 得

$$P_{DBPSK}(f)=\frac{f_s}{4}[|G(f+f_c)|^2+|G(f-f_c)|^2]$$

a_n 初始码元序列　　b_n 差分编码

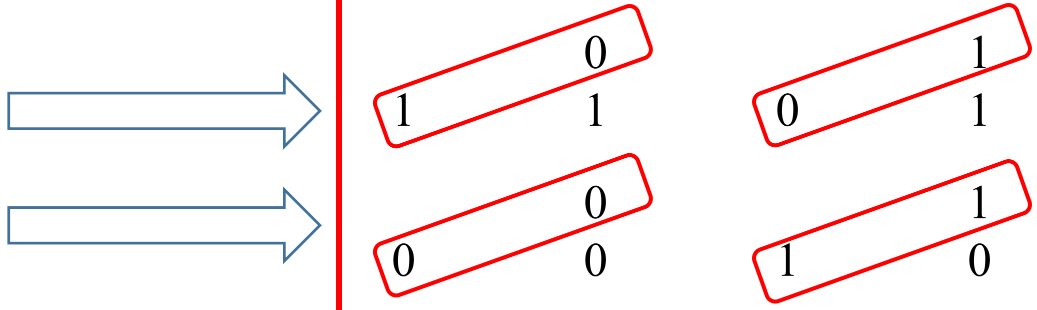
$$P(b_n = 1) = P_{b1} \qquad P(b_n = 0) = P_{b0}$$

$$\begin{cases} P(a_n = 1) = P_{a1} = 0.4 \\ P(a_n = 0) = P_{a0} = 0.6 \end{cases}$$

$$b_n = |b_{n-1} - a_n|$$

$$\begin{cases} P_{b1} = P_{a1}P_{b0} + P_{a0}P_{b1} \\ P_{b0} = P_{a1}P_{b1} + P_{a0}P_{b0} \end{cases}$$

$$P_{b1} = P_{b0} = 0.5$$



7-6采用OOK方式传送二进制数字信息，已知码元传输速率$R_b=2\times10^6$ bit/s， 接收端输入信号的振幅40uV，信道加性噪声为高斯白噪声，且其单边功率功率谱密度$N_0=6x10^{-18}$W/Hz，试求：

（1）非相干接收时系统的误码率；

（2）相干接收时系统的误码率；

（1） OOK 信号非相干接收时系统的误码率为

$$P_b = 0.5e^{-\rho/2}, \quad \rho = E_{av} / N_0$$

平均每比特能量

由于 $$E_{av} = 0.5E = 0.5 \cdot a^2 T_b / 2 = 200 \cdot 10^{-18} \; W / Hz$$ 式 7.4.24

所以 $$\rho = E_{av} / N_0 = 33.3$$

$$P_b = 0.5e^{-\rho/2} \approx 2.89 \times 10^{-8}$$

（2） OOK 信号相干接收时系统的误码率为

$$P_e = Q\left(\sqrt{\rho}\right) \approx 4 \cdot 10^{-9}$$

式 7.2.18

7-10 若某2FSK系统的码元传输速率为2×10^6 B，数字信息为“1”时的频率f_1=10MHz，数字信息为“0”时的频率f_0=10.4MHz，输入接收端解调器的信息峰值振幅a=40uV，信道加性噪声为高斯白噪声，且其单边功率谱密度$N_0=6\times10^{-18}$ W/Hz，试求：

（1）2FSK信号第一零点带宽；（2）非相干接收时，系统的误码率；（3）相干接收时，系统的误码率

[解] 由于两个信号元 $s_0(t)=a\cos 2\pi f_0 t$，$s_1(t)=a\cos 2\pi f_1 t$ 在一个符号时间上近似正交，所以我们可以用正交调频的结果。

（1）2FSK 信号第一零点带宽为（实际上就是所需要的带宽，书上图 7.1.14）

$$B=|f_2-f_1|+2f_B=4.4\text{MHz}$$

（2）由于码元波特率为 2×10^6B，所以 $T_b=0.5$（μs）

$$\rho=\frac{E}{N_0}=\frac{a^2T_b/2}{N_0}=66.6$$

非相干接收误码率为

$$P_e=\frac{1}{2}e^{-\frac{\rho}{2}}=1.67\times10^{-15}$$

式7.4.50

式7.2.46

（3）相干接收误码率为

$$P_e=Q\left(\sqrt{\rho}\right)\approx\frac{1}{\sqrt{2\pi\rho}}e^{-\frac{\rho}{2}}=1.69\times10^{-16}$$

7-12 在二进制移相键控系统中，已知解调器输入端的信噪比为ρ =10 db，试分别求出相干解调2PSK，相干解调一码变换和差分相干解调2DPSK信号时的系统误码率。

ρ =10 db=10，相干解调 2PSK 误码率为

$$P_e = Q\left(\sqrt{2\rho}\right) = 4\times10^{-6}$$ 式7.2.30

相干解调一码变换 2DPSK 的误码率近似为相干 2PSK 的 2 倍，即

$$P_e \approx 2\times 4\ \times10^{-6} = 8\times10^{-6}$$ 式7.2.32

差分相干 2DPSK 误码率

$$P_e = \frac{1}{2}e^{-\rho} = 2.3\times10^{-5}$$ 式7.4.86

7-14 已知码元传输速率$R_B=10^3$B，接收机输入噪声的双边功率谱密度$N_0/2=10^{-10}$W/Hz，今要求**误码率**$P_e=10^{-5}$。试分别计算出相干OOK，非相干2FSK，差分相干2DPSK以及2PSK等系统所要求的**输入信号功率**。

① 对于 OOK，$P_e = Q\left(\sqrt{\rho}\right) = 10^{-5}$，

$$\rho = \frac{E_{av}}{N_0} = \frac{0.5 \cdot A^2 T_b / 2}{N_0} = (4.3)^2 = 18.5$$ 式7.2.18

输入信号平均功率$= 0.5 \times A^2 / 2 = 37 \times 10^{-7} \quad (W)$

② 对于非相干 2FSK，$P_e = \frac{1}{2} e^{-\rho/2} = 10^{-5}$，

$$\rho = \frac{E_{av}}{N_0} = \frac{A^2 T_b / 2}{N_0} = 21.6$$ 式7.4.50

输入信号功率$= A^2 / 2 = 43.2 \times 10^{-7} \quad (W)$

③ 对差分相干 2DPSK，$P_e = \frac{1}{2} e^{-\rho} = 10^{-5}$，

$$\rho = \frac{E_{av}}{N_0} = \frac{A^2 T_b / 2}{N_0} = 10.8$$ 式7.4.86

输入信号功率$= A^2 / 2 = 21.6 \times 10^{-7} \quad (W)$

④ 对于 2PSK，$P_e = Q\left(\sqrt{2\rho}\right) = 10^{-5}$

$$\rho = \frac{E_{av}}{N_0} = \frac{A^2 T_b / 2}{N_0} = 9.25$$ 式7.2.30

输入信号功率$= A^2 / 2 = 18.5 \times 10^{-7} \quad (W)$

7-17 (1) 一个4k Hz**带宽**的信道，当采用如下的调制方式时可以支持传输多大的**比特率**？

① BPSK，② QPSK，③ 8PSK，④ 16PSK，⑤ 相干 BFSK（$\Delta f=\frac{1}{2T}$），

⑥ 非相干 BFSK（$\Delta f=\frac{1}{T}$），⑦ 相干 4FSK（$\Delta f=\frac{1}{2T}$），⑧ 非相干 4FSK（$\Delta f=\frac{1}{T}$），⑨ 16QAM；

(2) 如果 $N_0=10^{-8}W/Hz$，为了达到误比特率等于 $P_b=10^{-6}$，问对于(1)中的调制方式所需要的信号功率为多少？

（1）MPSK 的频带利用率 $\boxed{\eta=0.5\cdot\log_2 M\ \ bps/Hz}$

$$\eta=\frac{R_b}{B_T}$$

故 BPSK的比特率 $R_b=4\times0.5\cdot\log_2 2=2k(bps)$

QPSK的比特率 $R_b=4\times0.5\cdot\log_2 4=4k(bps)$

P223 表7.1.3

8PSK的比特率 $R_b=4\times0.5\cdot\log_2 8=6k(bps)$

16PSK的比特率 $R_b=4\times0.5\cdot\log_2 16=8k(bps)$

相干 MFSK(采用最小正交频率间隔 $\Delta f = \dfrac{1}{2T}$)的频带利用率

$$\boxed{\eta = 2\log_2 M/(M+3)\ bps/Hz}$$

相干 BFSK的比特率 $R_b = 4\times 2\times \log_2 2/(2+3) = 1.6k(bps)$

相干4FSK的比特率 $R_b = 4\times 2\times \log_2 4/(4+3) = 2.3k(bps)$

非相干 MFSK(采用非相干情况下最小正交频率间隔 $\Delta f = \dfrac{1}{T}$)的频带利用率

$$\boxed{\eta = \log_2 M/(M+1)\ \ bps/Hz}$$

非相干 BFSK的比特率 $R_b = 4\times \log_2 2/3 = 1.33k(bps)$

非相干4FSK的比特率 $R_b = 4\times \log_2 4/5 = 1.6k(bps)$

MQAM 的频带利用率 $\boxed{\eta = 0.5\times \log_2 M\ \ bps/Hz}$

故 16QAM的比特率 $R_b = 4\times 0.5\times \log_2 16 = 8k(bps)$

(2) 对于 BPSK，误比特率

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_{av}}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2P_{av}}{N_0 R_b}}\right)$$

$$Q\left(\sqrt{\frac{2P_{av}}{10^{-8}\times 2\times 10^{3}}}\right) = 10^{-6}$$

信号功率 $P_{av} = 2.26\times 10^{-4}$ W

相干： P230 表7.2.1
P240 表7.3.2

非相干：P253 表7.4.1

对于 MPSK，误比特率

$$P_b \approx \frac{2}{k} Q\left(\sqrt{2kE_{bav}/N_0}\cdot \sin\frac{\pi}{M}\right) = \frac{2}{k} Q\left(\sqrt{2kP_{av}/N_0 R_b}\cdot \sin\frac{\pi}{M}\right)$$

其中 $k = \log_2 M$

a、QPSK

$$\frac{2}{2}Q\left(\sqrt{\frac{2\times 2P_{av}}{10^{-8}\times 4\times 10^{3}}}\sin\frac{\pi}{4}\right)=10^{-6}$$

信号功率 $P_{av}=4.52\times 10^{-4}$ W

b、8PSK

$$\frac{2}{3}Q\left(\sqrt{\frac{2\times 3P_{av}}{10^{-8}\times 6\times 10^{3}}}\sin\frac{\pi}{8}\right)=10^{-6}$$

信号功率 $P_{av}=1.49\times 10^{-3}$ W

c、16PSK

$$\frac{2}{4}Q\left(\sqrt{\frac{2\times 4P_{av}}{10^{-8}\times 8\times 10^{3}}}\sin\frac{\pi}{16}\right)=10^{-6}$$

信号功率 $P_{av}=0.56\times 10^{-2}$ W

对于相干 BFSK，误比特率

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_{av}}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{P_{av}}{N_0 R_b}}\right)$$

$$Q\left(\sqrt{\frac{P_{av}}{10^{-8}\times 1.6\times 10^{3}}}\right) = 10^{-6}$$

信号功率 $P_{av} = 3.7\times 10^{-4}$ W

对于相干 4FSK，误比特率

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{8\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}\left\{1-[1-Q(x)]^{3}\right\}\cdot \exp\left[-\frac{\left(x-\sqrt{2\rho_b \log_2 M}\right)^2}{2}\right]dx = 10^{-6}$$

查得 $\rho_b = 11db = 12.6$，

$$\rho_b = \frac{E_{bav}}{N_0} = \frac{E_{av}}{N_0 \log_2 M} = \frac{P_{av}}{N_0 R_s \log_2 M} = \frac{P_{av}}{N_0 R_b}$$

信号功率 $P_{av} = 12.6\times 10^{-8}\times 2.3\times 10^{3} = 2.9\times 10^{-4}$ W

对于非相干 BFSK，误比特率

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_{av}}{2N_0}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{P_{av}}{2N_0 R_b}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{P_{av}}{2\times10^{-8}\times1.33\times10^{3}}} = 10^{-6}$$

信号功率 $P_{av} = 3.5\times10^{-4}$ W

对于非相干 4FSK，误比特率

$$P_b = \frac{3}{2} e^{-\frac{2P_{av}}{2N_0 R_b}} - e^{-\frac{2\times2P_{av}}{3N_0 R_b}} + \frac{1}{4} e^{-\frac{3\times2P_{av}}{4N_0 R_b}} = 10^{-6}$$

信号功率 $P_{av} \approx 2\times10^{-4}$ W

对于 16QAM，误比特率

$$P_b = \frac{4}{4}\left(1 - \frac{1}{\sqrt{16}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\times\log_2 16\times P_{av}}{(16-1)N_0 R_b}}\right) = 10^{-6}$$

信号功率 $P_{av} \approx 2.5\times10^{-3}$ W

7-19 一个非相干OOK系统，为了达到误符号率为$Pe<10^{-3}$，请问平均信噪比应为多少？

[解] 对于非相干 OOK 系统，误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\rho}{2}} \le 10^{-3}$$

于是 $$\rho = -2\ln(0.002) > 12.4$$

7.21 一个二元传输系统发送信号功率为S_T =200mW，传输损耗为L=90dB，噪声单边功率谱密度N_0 =10^{-15}W/Hz，要求**误码率**P_e<10^{-4}，分别求下面3种传输方式的**最大容许比特率**；

（1）非相干FSK（2）差分相干DPSK（3）相干BPSK

知识点：M元数字调制信号相干解调与非相干解调误码率，P230，P241，P253

接收到信号功率为$P_s = 0.2\times10^{-9}W$

（a）非相干FSK（二进制）的误码率为

$$P_e = 0.5\cdot e^{-\rho/2} < 10^{-4},\text{要求}\rho \geq 8\ln 10 + 2\ln 0.5 = 17$$

$$\rho = \frac{P_s}{N_0\cdot R_b},\text{所以}R_b = \frac{P_s}{N_0\cdot\rho} \leq 11.8k\ (bit/s)$$

（b）差分相干DPSK的误码率为

$$P_e = 0.5\cdot e^{-\rho/2} < 10^{-4},\ \rho \geq 4\ln 10 + \ln 0.5 = 8.5$$

$$\rho = \frac{P_s}{N_0\cdot R_b},\ R_b = \frac{P_s}{N_0\cdot\rho} \leq 23.6k\ (bit/s)$$

（c）相干BPSK的误码率为：

$$P_e = Q(\sqrt{2\rho}) < 10^{-4},\ \rho \geq 6.85$$

$$\rho = \frac{P_s}{N_0\cdot R_b},\text{所以}R_b = \frac{P_s}{N_0\cdot\rho} \leq 29k\ (bit/s)$$

7-23 在带宽为250kHz的无线电信道上传输比特率为$R_b = 800kbit/s$的二进制数据，（1）确定要求信号能量最小的基本调制解调方式，并计算为达到**误比特率**$P_e < 10^{-6}$所需要的信噪比；（假设都采用Golay编码）
（2）若信道的非线性要求采用常包络调制，再求解（1）。

（1） 带宽和比特率要求频谱效率>=3.2，在基本调制方式中，只有相干解调的128PSK，256QAM和差分相干解调的128DPSK能够满足该要求，频谱效率分别为3.5，4，3.5。P240

相干解调的128PSK和256QAM的误比特率为：

$$P_{b,128\text{PSK}}(e) = \frac{2}{7} Q\left(\sqrt{2\rho}\sin\frac{\pi}{128}\right) \le 10^{-6}, \rho \ge 11520$$

$$P_{b,256\text{QAM}}(e) = \frac{15}{32} Q\left(\sqrt{\frac{3\rho}{255}}\right) \le 10^{-6}, \rho \ge 1799 \qquad \text{P240}$$

因为非相干解调的128DPSK的误码率大于相干解调的128PSK，所以采用256QAM，此时要求信噪比大于等于1799。
（2）因QAM为幅度和相位联合调制，而PSK信号为恒包络信号，所以此时只能采用相干解调的128PSK，此时信噪比要求大于等于11520。

7.25对于比特信噪比为ρ_b=13dB，计算如下调制方式的误符号率P_e

(1) 2FSK（非相干）；(2) BPSK；(3) 64PSK；(4) 64QAM；

(1) 对于 2FSK（非相干），$\rho = \rho_b = 13db = 20$

$$P_e = 0.5e^{-0.5\rho} = 2.3\times10^{-5}$$

符号信噪比:

$$\boxed{\rho = \rho_b \log_2 M}$$

(2) 对于 BPSK，$\rho = \rho_b = 13db = 20$

$$P_e = Q\left(\sqrt{2\rho}\right) = 1.3\times10^{-10}$$

(3) 对 64PSK，$\rho = \rho_b \log_2 M = 20\times6 = 120$

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{2\rho}\cdot\sin\frac{\pi}{M}\right) = 0.4$$

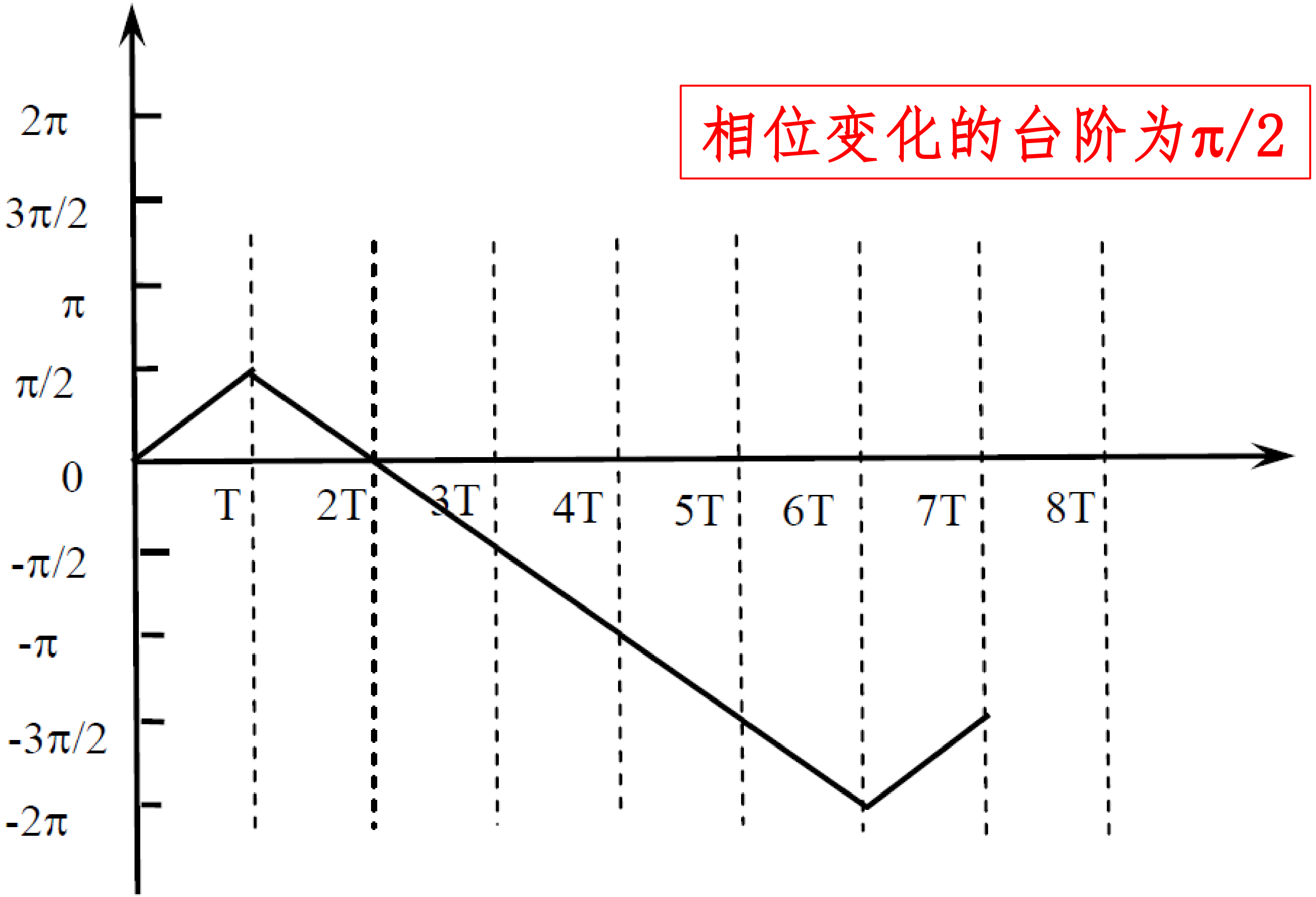
表7.3.2

(4) 对于 64QAM，$\rho = \rho_b \log_2 M = 20\times6 = 120$

$$P_e = 4\left(1-\frac{1}{\sqrt{M}}\right)Q\left(\sqrt{\frac{3\rho}{(M-1)}}\right) = 3.5Q(2.4) = 2.8\times10^{-2}$$

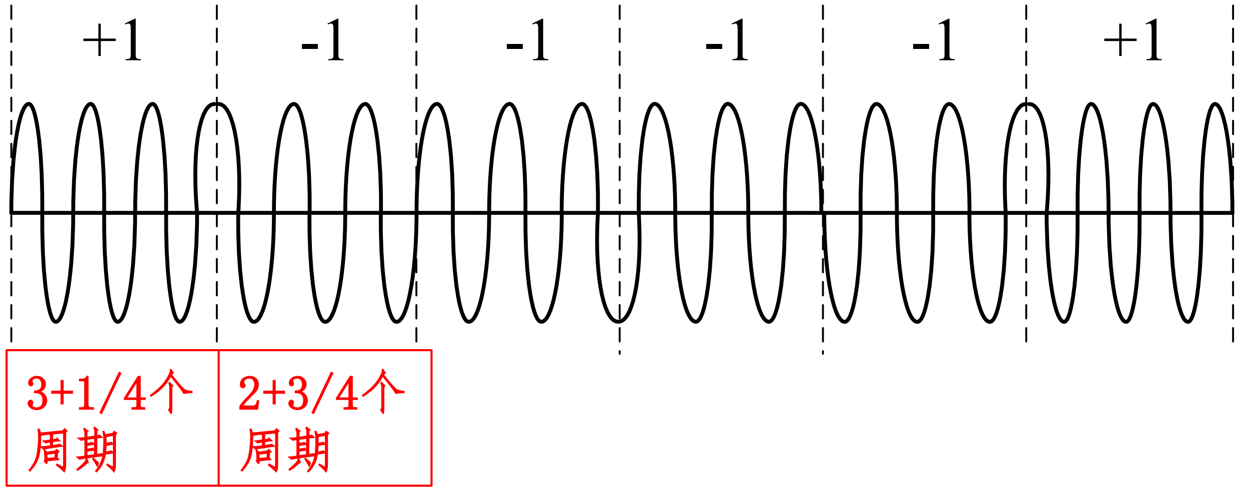
7.26 设发送数字信息序列为+1，-1，-1，-1，-1，-1，+1，试画出MSK信号的相位变化图形，若码元速率为1000B，载频为3000Hz，试画出MSK信号的波形。

MSK 相位变化如下图所示



7.26 设发送数字信息序列为+1，-1，-1，-1，-1，-1，+1，试画出MSK信号的相位变化图形，若码元速率为1000B，载频为3000Hz，试画出MSK信号的波形。

(2)MSK波形如下：



由于载频为3000Hz，码元速率为1000B。

a、发送+1时，在一个码元周期内的信号频率为$f_0=f_c+f_s/4=3000+1000/4=3250\text{Hz}$，那么在一个码元周期内含有3.25个频率为3250Hz的周期载波；

b、发送-1时，在一个码元周期内的信号频率为$f_0=f_c-f_s/4=3000-1000/4=2750\text{Hz}$，那么一个码元周期内含有2.75个频率为2750Hz的周期载波；

注意：

1、MSK信号是恒包络信号；

2、MSK信号的相位在数据符号转换时刻连续；

8-2设接收信号的信噪比ρ=10dB，要求平均位同步误差比例不大于5%，试问应该如何设计窄带滤波器的带宽？

知识点：平均位同步误差公式 P296式(8.3.8)

由平均位同步误差公式

$$\frac{|\bar{\varepsilon}|}{T} \approx \boxed{\frac{0.33}{\sqrt{K\rho}}} < 0.05\text{，}\quad \rho = 10\text{dB} = 10$$

解出 $K > 4.3$，

窄带滤波器的带宽 $B < \boxed{1/KT} = 0.23/T$

8.5 证明带有载频分量的BPSK信号：$s_c(t)=A\sin\left[2\pi f_0+d(t)\cos^{-1}\alpha\right]$是一种插入导频的BPSK信号，其中$d(t)$是取值为±1的数据序列，数据每比特持续时间为$T_b$；同时证明

(1)载波分量和调制分量的功率比为 $\frac{P_c}{P_m}=\frac{\alpha^2}{1-\alpha^2}$

(2)证明载波功率P_c和调制分量功率P_m分别占 $P_c=\alpha^2 P_T$，$P_m=(1-\alpha^2)P_T$，其中P_T是符号总功率；

(3)求在相位误差很小时，误码率公式。

解：(1)因为

$$s_c(t)=A\sin\left[2\pi f_0+d(t)\cos^{-1}\alpha\right]$$

$$=A\sin 2\pi f_0\cdot\cos\left[d(t)\cos^{-1}\alpha\right]+A\cos 2\pi f_0 t\cdot\sin\left[d(t)\cos^{-1}\alpha\right]$$

$$=\alpha A\sin 2\pi f_0 t+A\sqrt{1-\alpha^2}\,d(t)\cdot\cos 2\pi f_0 t$$

P292 式8.2.19

$$s_0(t)=Am(t)\sin 2\pi f_c t+A\cos 2\pi f_c t$$

这正是 BPSK 信号再插入一个正交导频。

$$P_c=\frac{(\alpha A)^2}{2},\quad P_m=\frac{(1-\alpha^2)A^2}{2}$$

所以 $$\frac{P_c}{P_m}=\frac{\alpha^2}{1-\alpha^2}$$

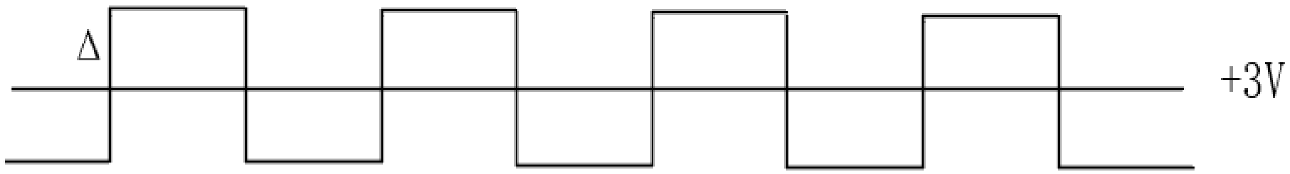
(2)设信号总功率为P_T，则 $P_c=\alpha^2 P_T$， $P_m=(1-\alpha^2)P_T$

(3) 相位误差很小，则能准确提取载波。误比特率即BPSK相干解调结果：

$$P_e=Q\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)=Q\left(\sqrt{\frac{2(1-\alpha^2)P_T T}{N_0}}\right)$$

随堂测试3

1. 直流信号+3V的ΔM调制输出为



阶梯波形

2. 设输入信号的抽样值为+827个量化单位（1/2048），各段落的起点电平为：

段落：	1	2	3	4	5	6	7	8
起点电平：	0	16	32	64	128	256	512	1024

求：（1）按十三折线法A律编成8位码。

（2）量化误差。

（3）对应该7位码（不包括极性码）的均匀量化11位码。

(1)　　+ 7 9

1 110 1001

(2)　　起始电平 512 量化间隔32

|512+32*9+32/2 – 827| = **11Δ**

(3)　　512+256+32+16

9　8　5　4

011 0011 0000

随堂测试4

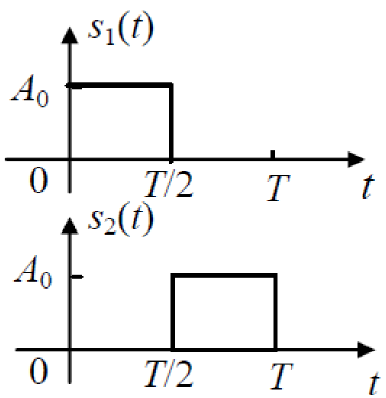
设到达接收机输入端的二元{0, 1} 信号码元s1(t)及s2(t)的波形如图所示，0和1等概发送，输入高斯双边噪声功率谱密度为 N0/2(W/Hz)：

（1）画出**基函数相关型**的最佳接收机结构；

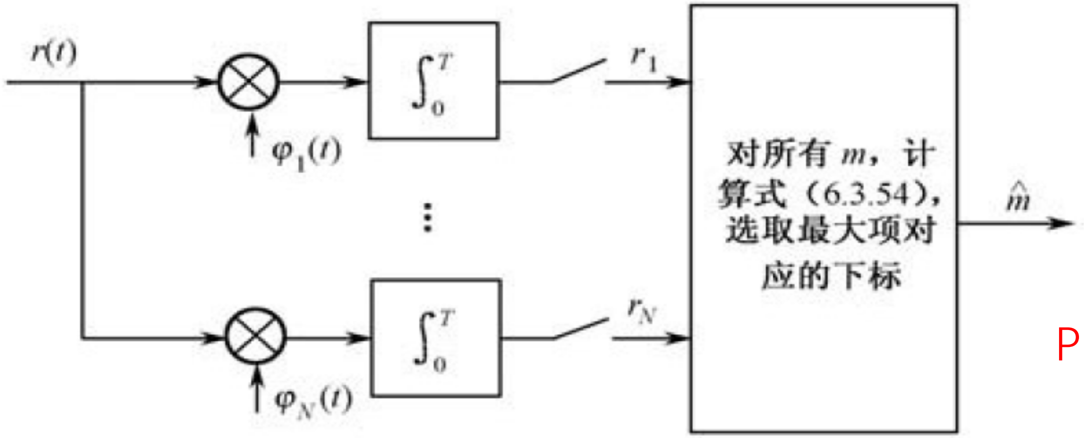
（2）求匹配滤波器的冲激响应及接收机可能的输出波形；

（3）求系统的误码率；

6-22



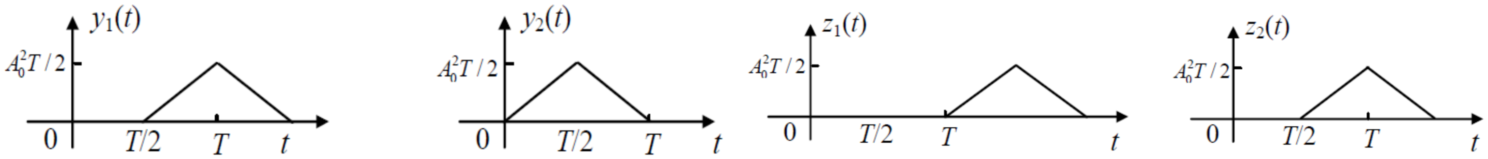
（1）



P167

（2）$h_1(t)=s_1(T-t)=\begin{cases}A_0 & t\in[T/2,T]\\ 0 & 其他\end{cases}=s_2(t)$

$h_2(t)=s_2(T-t)=\begin{cases}A_0 & t\in[0,T/2]\\ 0 & 其他\end{cases}=s_1(t)$



（3）

$$P_e=Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)=Q\left(\sqrt{\frac{A_0^2T}{2N_0}}\right)$$

式 6.3.77

Deadline

- 思政作业2 --- **<u>6.17</u>**
- 课程大作业 --- **<u>6.24</u>**
- 1-7章作业 & 4次随堂测试 补上传 --- **<u>6.24</u>**