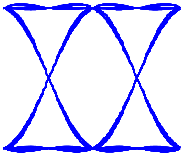
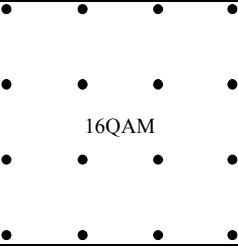

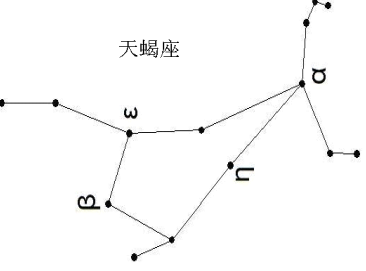


# 一. 选择填空

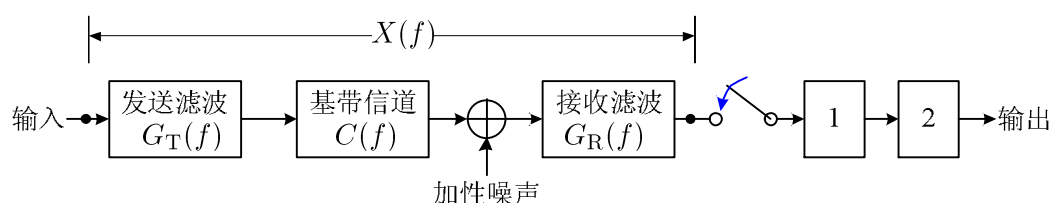
1. 在 2PSK 系统中, 导致 “0、 $\pi$  相位模糊” 的环节是下列中的(A)。解决此问题的方法之一是采用(D)。

(1)	(A) 载波恢复	(B) 匹配滤波	(C) 差分编码	(D) 判决
(2)	(A) OQPSK	(B) 部分响应	(C) 超前滞后门	(D) DPSK

2. 在本课中, 下列图形中的(A)是眼图 (eye diagram)、(B)是星座图 (constellation)。

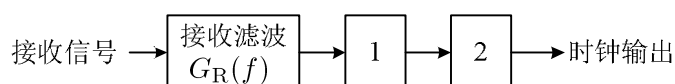
(3) (4)	(A) 	(B) 
	(C) 	(D) 

3. 已知下图中的收发总体特性  $X(f)$  不满足奈奎斯特无码间干扰传输准则, 为了使输出的错误率尽量小, 图中的装置 1 应为(A), 装置 2 应为(B)。



(5) (6)	(A) 均衡器	(B) 判决器	(C) 放大器	(D) 相关编码器
---------	---------	---------	---------	-----------

4. 已知 PAM 信号的数学期望为零, 带宽大于奈奎斯特极限带宽。下图是用线谱法从接收到的 PAM 信号中提取时钟的框图, 图中的装置 1 应为(B), 装置 2 应为(C)。



(7) (8)	(A) 均衡器	(B) 平方器	(C) 窄带滤波器	(D) 压控振荡器
---------	---------	---------	-----------	-----------

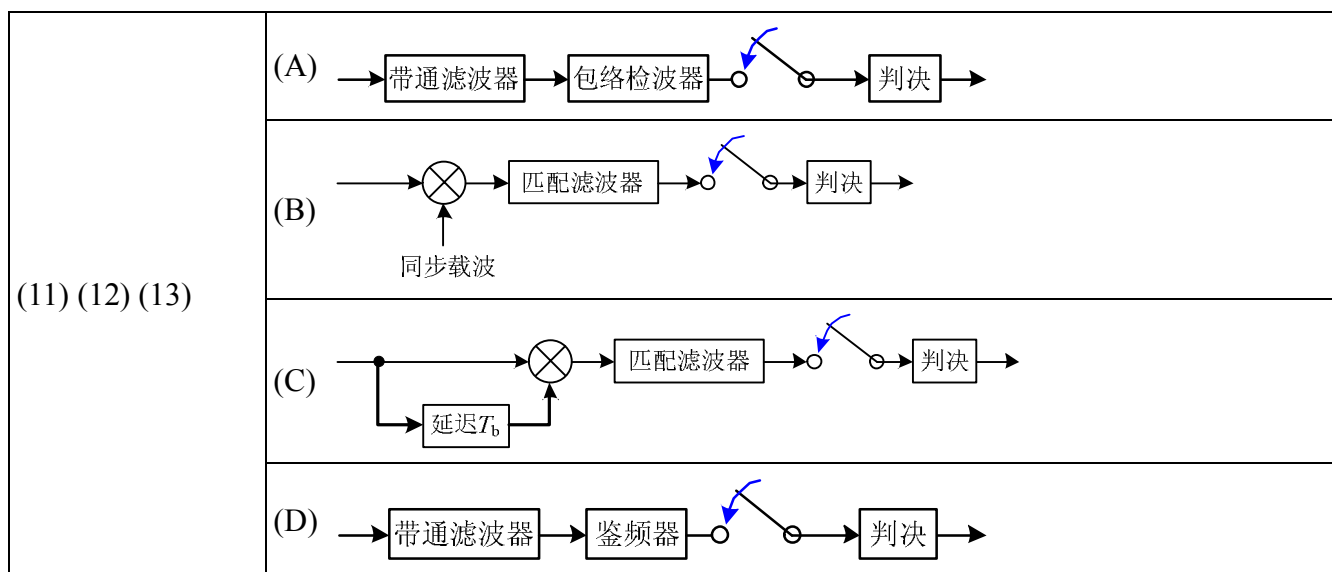
5. 某二进制调制系统在 $[0, T_b]$ 内发送

$$s(t) = \begin{cases} s_1(t) = \cos 2\pi f_c t \\ s_2(t) \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T_b$$

其中 $s_1(t), s_2(t)$ 等概出现,  $f_c \gg 1/T_b$ 。  $s(t)$ 经过信道传输后叠加了白高斯噪声, 接收端采用能使误码率最小的最佳接收方案。考虑 $s_2(t)$ 的如下四种设计, 其中(D)的误比特率最小, (A)的误比特率最大。

(9) (10)	(A) $s_2(t) = 0$	(B) $s_2(t) = \cos[2\pi t(f_c + \frac{1}{T_b})]$
	(C) $s_2(t) = -\cos[2\pi t(f_c + \frac{1}{T_b})]$	(D) $s_2(t) = -\cos 2\pi f_c t$

6. 下列解调框图中, (A)可用于 OOK 的非相干解调, (B)可用于 2PSK 的相干解调, (C)可用来解调 DPSK。



7. 设正交 16FSK 的数据速率是 24b/s, 则其符号速率是(A)Baud。 16 个频率中的最低频率 $f_1$ 与最高频率 $f_{16}$ 的差最小是(D)Hz。

(14) (15)	(A) 6	(B) 12	(C) 24	(D) 45
-----------	-------	--------	--------	--------

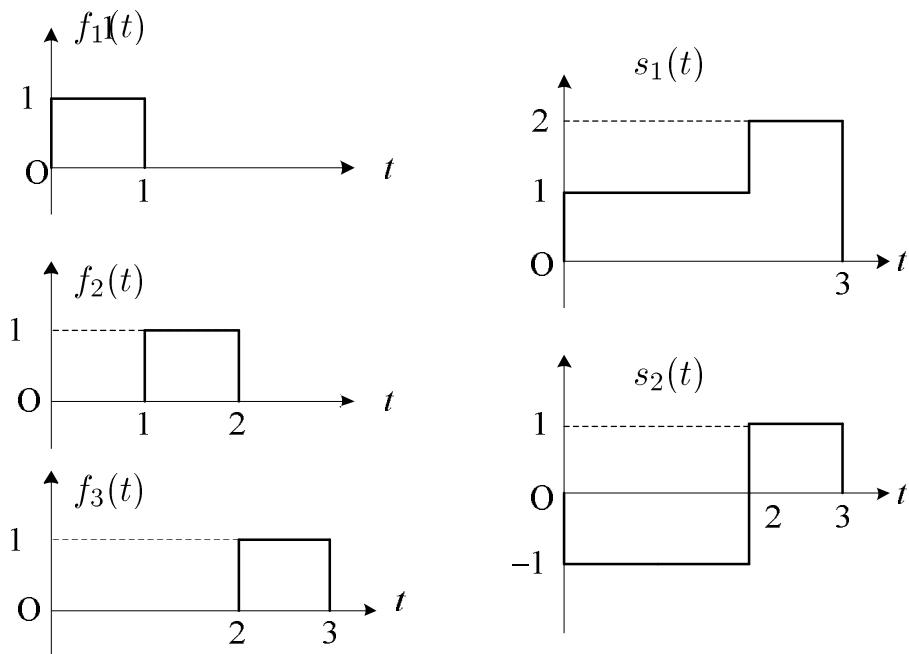
8. 给定量化电平数  $M$ 、给定样值  $X$  的概率密度函数  $p(x)$ , 若分层电平  $x_1, x_2, \dots, x_{M-1}$  和量化电平  $y_1, y_2, \dots, y_M$  ( $x_{k-1} \leq y_k \leq x_k$ ) 的设计能使量化噪声平均功率最小, 则  $x_k$  应位于 (C),  $y_k$  应位于 (B)。

(16) (17)	(A) 区间 $[y_k, y_{k+1}]$ 的概率质心	(B) 区间 $[x_{k-1}, x_k]$ 的概率质心
	(C) 区间 $[y_k, y_{k+1}]$ 的中点	(D) 区间 $[x_{k-1}, x_k]$ 的中点

9. 设  $M$  个信号  $s_1(t), \dots, s_M(t)$  的先验概率分别是  $q_1, \dots, q_M$ , 在完备归一化正交基下的矢量表示分别是  $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_M$ 。发送某个  $s(t) \in \{s_1(t), \dots, s_M(t)\}$ , 接收端收到  $r(t) = s(t) + n_w(t)$ , 其中  $n_w(t)$  是加性白高斯噪声。将  $r(t)$  投影到信号空间得到矢量表示  $\mathbf{r}$ , 则  $\mathbf{r}$  是(B)。已知发送  $\mathbf{s}_i$  条件下的信道转移概率为  $p(\mathbf{r}|\mathbf{s}_i) \triangleq p_i(\mathbf{r})$ , 用  $\mathbf{r}$  进行判决时, MAP 准则是(C)。ML 准则是(B)。

(18)	(A) 不充分统计量	(B) 充分统计量
	(C) 高斯随机量	(D) 标量
(19) (20)	(A) $\hat{s} = \underset{\mathbf{s}_i}{\operatorname{argmin}}\{p_i(\mathbf{r})\}$	(B) $\hat{s} = \underset{\mathbf{s}_i}{\operatorname{argmax}}\{p_i(\mathbf{r})\}$
	(C) $\hat{s} = \underset{\mathbf{s}_i}{\operatorname{argmax}}\{p_i(\mathbf{r})q_i\}$	(D) $\hat{s} = \underset{\mathbf{s}_i}{\operatorname{argmin}}\{p_i(\mathbf{r})q_i\}$

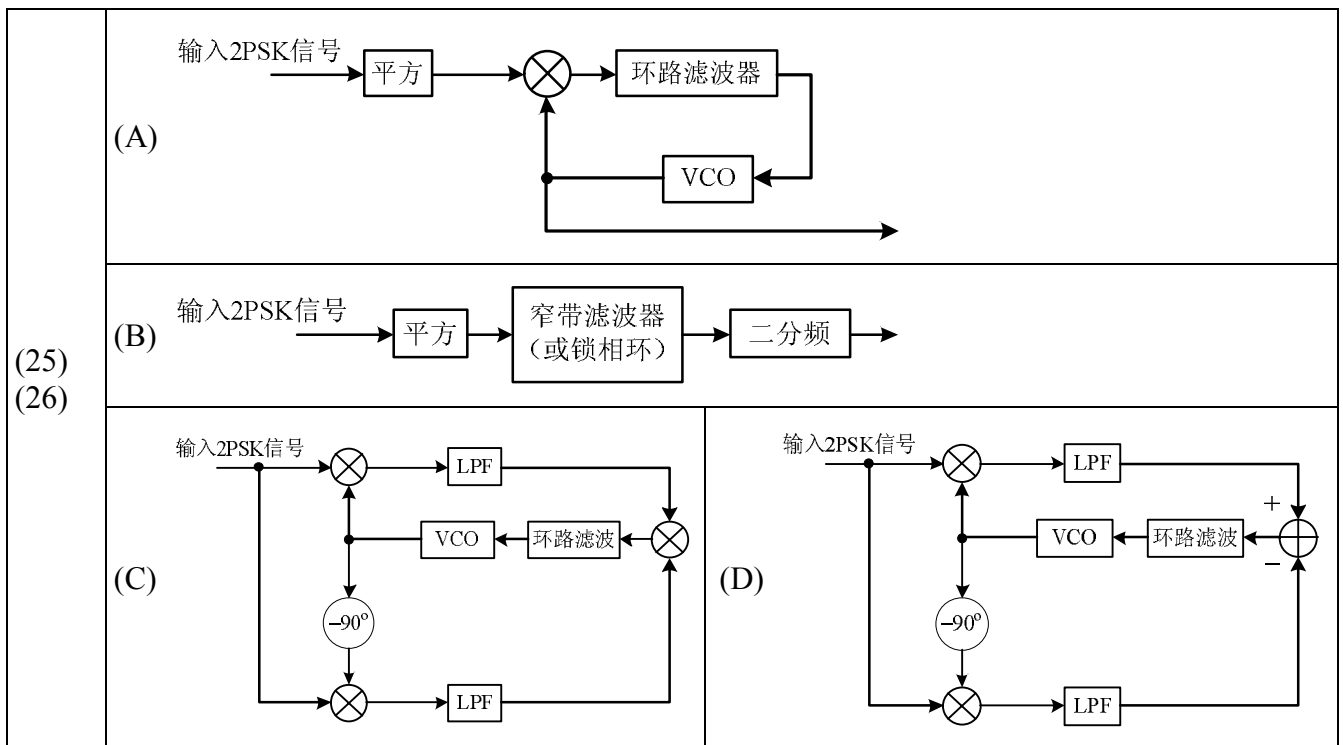
10. 下图中,  $\{f_1(t), f_2(t), f_3(t)\}$  是一组归一化正交基。将图中的  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  用这组基展开后的矢量表达为  $\mathbf{s}_1 = \text{(B)}$ ,  $\mathbf{s}_2 = \text{(C)}$ 。  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  的归一化相关系数是  $\rho_{12} = \text{(A)}$ , 欧氏距离是  $d_{12} = \text{(D)}$ 。



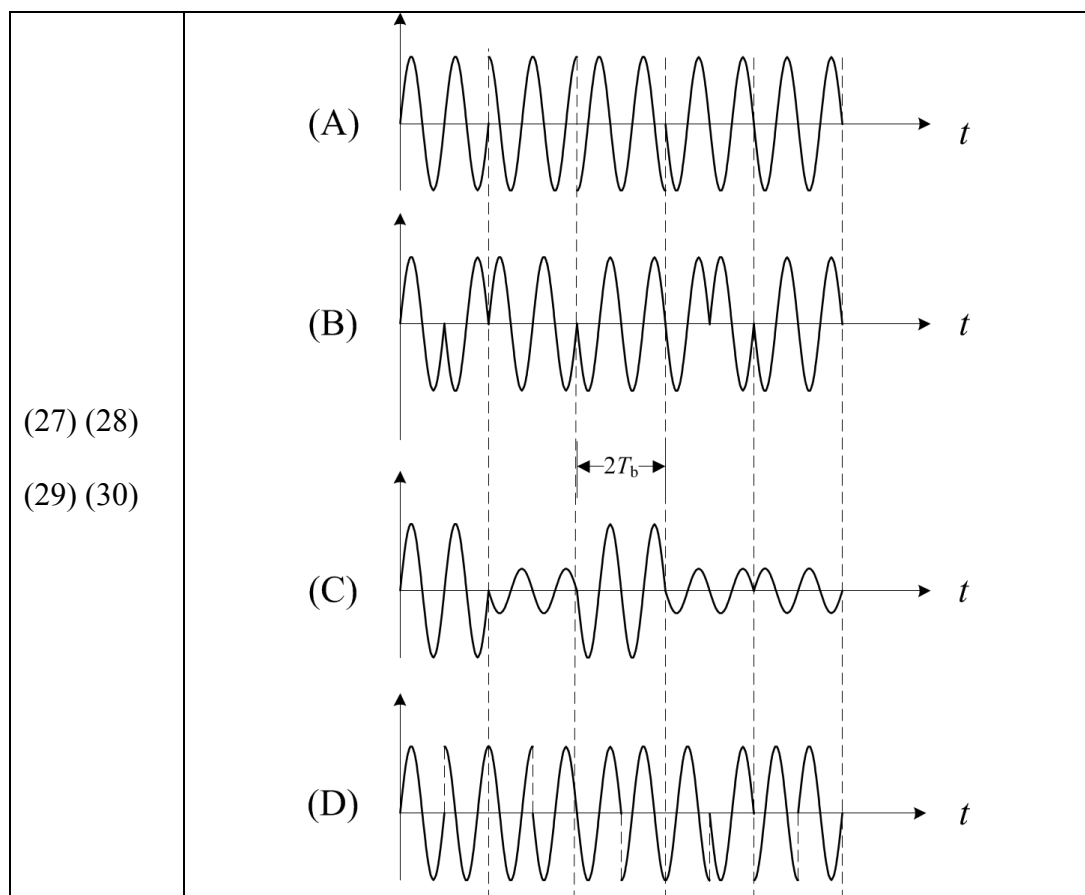
(21) (22)	(A) (1, 1, 1)	(B) (1, 1, 2)	(C) (-1, -1, 1)	(D) (-1, -1, 0)
(23) (24)	(A) 0	(B) 1	(C) 2	(D) 3

11.当发端发送的数据“1”“0”等概时，2PSK 常用的载波提取方法有平方环、科斯塔斯环等。

下列框图中的(B)是平方环，(C)是科斯塔斯环。



12. 假设调制器输入的数据独立等概，比特间隔是 $T_b$ ，调制器载波频率是 $f_c = 1/T_b$ 。下列已调信号波形中，(C)是 4ASK、(B)是 2PSK、(D)是 OQPSK、(A)是 QPSK。



二. 图 1 是加有预编码的第一类部分响应系统框图。图中  $b_0, b_1, \dots$  是独立等概取值于 0、1 的比特序列，比特间隔为  $T_b = 1\text{s}$ ； $a_n = (-1)^{d_n}$ ； $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n g_T(t-n)$ ； $G_T(f)$  和 LPF 都是增益为 1、带宽为  $\frac{1}{2T_b} = \frac{1}{2}\text{Hz}$  的理想低通滤波器； $n_w(t)$  是双边功率谱密度为  $N_0/2$  的加性白高斯噪声； $r_n = r(nT_b) = r(n)$ 。

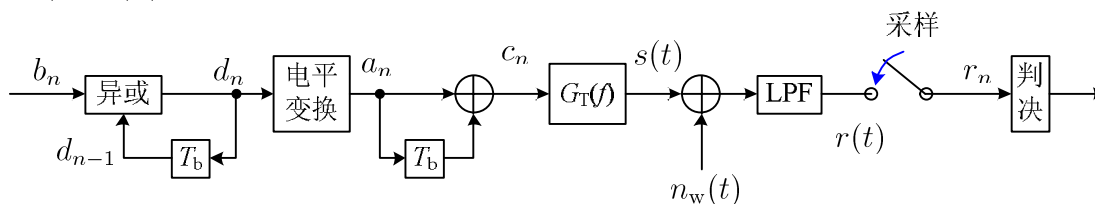


图 1

- (1) 若  $b_0, b_1, \dots$  为 1100101，写出相应的序列  $d_0, d_1, \dots$ （假设  $d_{-1} = 0$ ）、 $a_0, a_1, \dots$ 、 $c_0, c_1, \dots$ 。
- (2) 写出此系统的频带利用率。
- (3) 求  $n_w(t)$  通过 LPF 之后的平均功率。
- (4) 写出发送  $b_n = 1$  条件下  $r_n$  的均值、方差以及条件概率密度函数。
- (5) 求发送  $b_n = 0$  条件下  $r_n$  的均值、方差、条件概率密度函数。( $n > 0$ )

解 (1)  $b_n, d_n, a_n, c_n$  之间的关系是

$$\begin{aligned}
 d_n &= b_n \oplus d_{n-1} \\
 a_n &= (-1)^{d_n} = (-1)^{b_n \oplus d_{n-1}} \\
 &= (-1)^{b_n} \cdot (-1)^{d_{n-1}} \\
 c_n &= a_n + a_{n-1} = (-1)^{b_n} \cdot (-1)^{d_{n-1}} + (-1)^{d_{n-1}} \\
 &= (-1)^{d_{n-1}} [(-1)^{b_n} + 1] \\
 &= \begin{cases} 0, & b_n = 1 \\ 2 \cdot (-1)^{d_{n-1}}, & b_n = 0 \end{cases}
 \end{aligned}$$

据此可以得到

$n$	-1	0	1	2	3	4	5	6
$b_n$		1	1	0	0	1	0	1
$d_n$	0	1	0	0	0	1	1	0
$a_n$	1	-1	1	1	1	-1	-1	1
$c_n$		0	0	2	2	0	-2	0

(2) 此系统的带宽是  $1/2\text{Hz}$ ，传输速率是  $1\text{b/s}$ ，因此频带利用率是  $2\text{bps/Hz}$ 。

(3) 接收滤波器的带宽是  $B=1/2$ ，故输出噪声功率是  $\sigma_2 = N_0 B = \frac{N_0}{2}$

(4) 发送  $b_n$  时接收端的采样值为

$$r_n = c_n + z_n$$

其中  $z_0$  是均值为零，方差为  $\sigma_2 = \frac{N_0}{2}$  的高斯随机变量。在  $b_n = 1$  条件下， $c_n = 0$ ， $r_n = z_n$ ，其均值是 0，方差是  $N_0/2$ ，条件概率密度函数是

$$p_1(r_n) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{r_n^2}{N_0}}$$

(5) 发送 $b_n = 0$ 的条件下,  $c_n$ 等概取值于 $\pm 2$ 。此条件下,  $c_n$ 的均值为零, 方差为 4, 因此 $r_n$ 的均值是 0, 方差是 $4 + \frac{N_0}{2}$ 。

在条件“ $b_n = 0, c_n = 2$ ”下,  $r_n$ 是均值为 2, 方差为 $\frac{N_0}{2}$ 的高斯随机变量, 条件概率密度函数是

$$p(r_n|b_n = 0, c_n = 2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_n-2)^2}{N_0}}$$

在条件“ $b_n = 0, c_n = -2$ ”下,  $r_n$ 是均值为 $-2$ , 方差为 $\frac{N_0}{2}$ 的高斯随机变量, 条件概率密度函数是

$$p(r_n|b_n = 0, c_n = -2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_n+2)^2}{N_0}}$$

因此, 在条件 $b_n = 0$ 下,  $r_n$ 的条件概率密度函数为

$$\begin{aligned} p_0(r_n) &= \Pr\{c_n = 2\}p(r_n|b_n = 0, c_n = 2) + \Pr\{c_n = -2\}p(r_n|b_n = 0, c_n = -2) \\ &= \frac{1}{2\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_n-2)^2}{N_0}} + \frac{1}{2\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_n+2)^2}{N_0}} \end{aligned}$$

三. 某 OOK 系统在 $[0, T_b]$ 内发送

$$s(t) = \begin{cases} s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_1}{T_b}} \cos 2\pi f_c t & 0 \leq t \leq T_b \\ s_2(t) = 0 & \end{cases}$$

其中 $f_c$ 是 $1/T_b$ 的整倍数。 $s(t)$ 在信道传输中叠加了双边功率谱密度为 1 ( $N_0=2$ ) 的白高斯噪声, 然后按图 2 解调, 其中带通滤波器 $H(f)$ 的傅氏反变换正好是 $s_1(T_b - t)$ , 判决门限为 $V_{th} = E_1/2$ 。

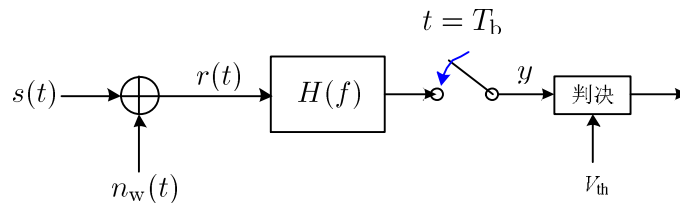


图 2

- (1) 求 $s_1(t), s_2(t)$ 的能量以及 $H(f)$ 输出端噪声的功率 $\sigma^2$ 。
- (2) 求发送 $s_1(t)$ 及 $s_2(t)$ 条件下 $y$ 的均值。
- (3) 求发送 $s_1(t)$ 条件下 $y < V_{th}$ 的概率, 发送 $s_2(t)$ 条件下 $y > V_{th}$ 的概率。

(4) 若发送 $s_1(t)$ 的概率为 $p$ ，求平均比特能量 $E_b$ 以及平均误比特率与 $E_b$ 的关系式。

**解：**(1) $s_2(t) = 0$ 的能量为 0。 $s_1(t)$ 在 $[0, T_b]$ 内的平均功率为 $\frac{1}{2} \left( \sqrt{\frac{2E_1}{T_b}} \right) = \frac{E_1}{T_b}$ ，其能量为 $\frac{E_1}{T_b} \cdot T_b = E_1$ 。

噪声 $n_w(t)$ 的双边功率谱密度是 1，通过 $H(f)$ 之后的功率谱密度是 $|H(f)|^2$ 。噪声的功率是功率谱密度的面积，为 $\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$ 。此积分是 $H(f)$ 所对应的冲激响应 $h(t)$ 的能量。由 $h(t) = s_1(T_b - t)$ 可知 $h(t)$ 的能量等于 $s_1(t)$ 的能量 $E_1$ ，因此 $\sigma^2 = E_1$ 。

(2)采样值为

$$\begin{aligned} y &= \int_0^{T_b} h(\tau) [s_i(T_b - \tau) + n_w(\tau)] d\tau \\ &= \int_0^{T_b} h(\tau) s_i(T_b - \tau) d\tau + \int_0^{T_b} h(\tau) n_w(\tau) d\tau \\ &= \int_0^{T_b} s_1(T_b - \tau) s_i(T_b - \tau) d\tau + Z \end{aligned}$$

其中前一项是信号 $s(t)$ 在 $H(f)$ 输出端的采样值，后一项 $Z$ 是噪声 $n_w(t)$ 在 $H(f)$ 输出端的采样值。由于 $Z$ 的均值为零，故发送 $s_i(t)$ 时的条件均值就是第一项的值。发送 $s_1(t)$ 时，第一项是 $s_1(t)$ 的能量，因此条件均值是 $E_1$ 。发送 $s_2(t)$ 时的条件均值为零。

(3)随机事件“发送 $s_1(t)$ 条件下 $y < V_{th}$ ”等价于随机事件“ $Z < -\frac{E_1}{2}$ ”，其概率是

$$\Pr \left\{ Z < -\frac{E_1}{2} \right\} = \Pr \left\{ Z > \frac{E_1}{2} \right\} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \frac{E_1/2}{\sqrt{2\sigma^2}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_1}{8}} \right)$$

“发送 $s_2(t)$ 条件下 $y > V_{th}$ ”等价于“ $Z > \frac{E_1}{2}$ ”，其概率也是 $\frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_1}{8}} \right)$ 。

(4) $E_b = pE_1$ 。

第(3)小题的结果与 $p$ 无关。由于门限是固定的，所以无论 $p$ 是多少，发 $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ 的错误率都是 $\frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_1}{8}} \right)$ ，所以平均误比特率仍然是 $\frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_1}{8}} \right)$ 。将 $E_1 = \frac{E_b}{p}$ 代入得到

$$P_b = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_1}{8}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{8p}} \right)$$

**四．**图 3 是归一化正交基下 8PSK 的星座图，第 $i$ 个星座点 $s_i = e^{j(\frac{\pi}{8} + \frac{i\pi}{4})}$ 。等概发送某个 $s_i$ ，到接收端成为 $y = s_i + n$ ，其中 $n = n_c + jn_s$ 是噪声，已知 $n_c, n_s$ 是两个独立同分布的零均值高斯随机变量，方差均为 1/2。

- (1) 将三个比特 $b_1b_2b_3$ 映射到星座图，要求： $b_1 = 0$ 的星座点虚部为正， $b_2 = 0$ 的星座点实部为正； $b_3$ 能使星座图满足格雷码关系。
- (2) 求平均符号能量  $E_s$ 、平均比特能量  $E_b$ 、星座图上的最小星座点距离  $d_{\min}$ 。
- (3) 若接收信号是 $y = 1 + j\sqrt{2}$ ，给出三个比特  $b_1b_2b_3$  最可能的取值。
- (4) 若另有先验信息“已知 $b_1$ 和 $b_2$ 相反”，重做(3)。
- (5) 若接收机事先已知 $b_3 = 0$ ，求此时最佳接收机判决输出的 $b_1$ 和  $b_2$  的错误概率。

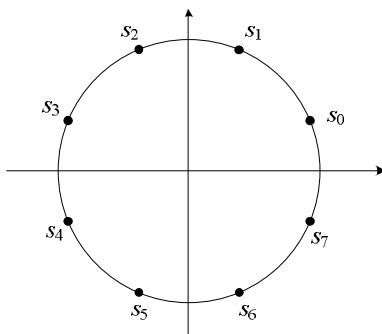


图 3

解：(1)根据题意 $b_1b_2$ 的四种不同取值体现图中的四个象限，然后再根据格雷码规则确定 $b_3$ ，结果如图 4 所示。

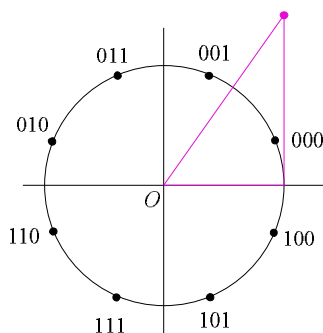


图 4

(2)星座点到原点的距离平方代表该信号波形的能量。图中所有星座点到原点的距离都是 1，因此该 8PSK 的每个波形能量都是 1，因此  $E_s=1$ 。

一个 8PSK 符号携带 3 个比特，因此符号能量  $E_s$  平均到每个比特之后是  $E_b=1/3$ 。

据图可以算出 $d_{\min} = 2 \sin \frac{\pi}{8}$

(3)数据先验等概，因此 MAP 准则等价于 ML 准则，此时最佳判决器将把 $y = 1 + j\sqrt{2}$ 判为离其最近的星座点，即 001。

(4)此时 001 被排除，离 $y = 1 + j\sqrt{2}$ 最近的是 011。



(5)若已知 $b_3 = 0$ ，则对接收机来说，星座图中只剩 4 个点，如图 5 所示。上下判错是 $b_1$ 错，左右判错是 $b_2$ 错。由于对称性，考虑 $b_1 = 1$ 错判为 $b_1 = 0$ 的概率。此错误发生在 $n_s > \sin \frac{\pi}{8}$ 时，其概率为 $\Pr\{n_s > \sin \frac{\pi}{8}\} = \frac{1}{2}\text{erfc}(\sin \frac{\pi}{8})$ ，这就是 $b_1$ 的误比特率。同理可知 $b_2$ 的错误率是 $\frac{1}{2}\text{erfc}(\cos \frac{\pi}{8})$ 。

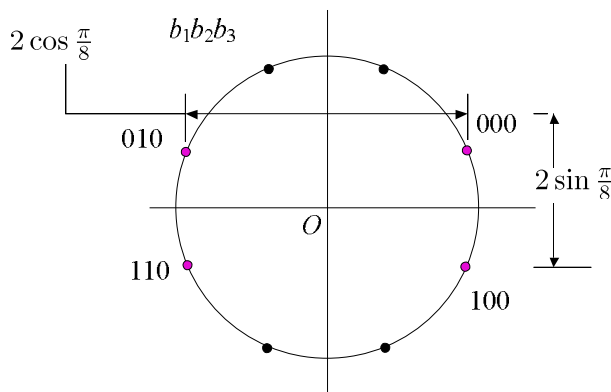


图 5

五. 图 6 中两个量化器的设计输入范围都是 $(-16, +16)$ ，都采用折叠码编码（第 1 位是极性，后面 7 位按二进制自然码顺序表示绝对值的大小）。

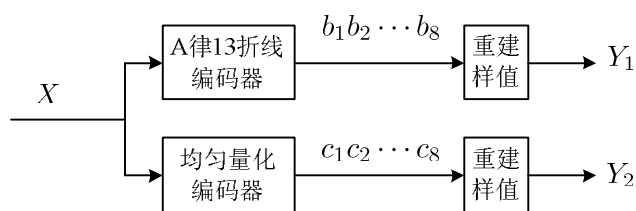


图 6

- (1) A 律十三折线编码是非均匀量化，其量化区间（每个段落中的小段）大小不一。试写出最大和最小量化区间的区间长度。
- (2) 求均匀量化的量化区间长度。
- (3) 若 $X = +12.1$ ，分别求 A 律十三折线编码器和均匀量化编码器的输出码组。
- (4) 若 $X$ 在区间 $(-16, +16)$ 内均匀分布，求量化前的信号功率 $S = \mathbb{E}[X^2]$ 。
- (5) 若 $X$ 在区间 $(-16, +16)$ 内均匀分布，求量化噪声功率 $N_{q2} = \mathbb{E}[(Y_2 - X)^2]$ 。
- (6) 若 $X$ 在区间 $(-16, +16)$ 内均匀分布，求量化噪声功率 $N_{q1} = \mathbb{E}[(Y_1 - X)^2]$ 的近似值（要求近似误差不超过 10%）。

解: (1)最大的是第 8 段的小段，段落长度是 8，一个段落分为 16 小段，小段长度是 0.5

最小的是第 1 段的小段，段落长度是 1/8，小段长度是 $\frac{1}{128}$

(2)量化级数是 $2^8 = 256$ ，均匀量化的区间长度是 $\frac{32}{256} = \frac{1}{8}$

(3)极性码是 1，段落码是 111， $\frac{12.1-8}{0.5} = 8.2$ ，8=1000。输出码组是 11111000

均匀量化编码器：极性码是 1。 $\frac{12.1}{1/8} = 96.8$ ， $96=64+32=1100000$ ，输出码组为 11100000

(4)若随机变量在长度为  $D$  的连续区间上均匀分布，则其方差 $=\frac{(D)^2}{12}$ 。今  $X$  在长度为 32 的区间  $(-16,+16)$ 内均匀分布，由于  $X$  均值为零，故  $S = \mathbb{E}[X^2] = \frac{(2 \times 16)^2}{12} = \frac{256}{3}$

(5)量化误差在每个量化区间内均匀分布，其二阶矩为  $N_q = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{1}{64 \times 12}$ 。

(6)由于对称，只考虑样值为正条件下的情形。令  $p_i$  表示落入第  $i$  段的概率， $N_i$  表示落入该段条件下的量化噪声功率，则

$$N_{q1} = \sum_{i=1}^8 p_i N_i$$

由于  $X$  均匀分布，所以一个段内的 16 个小段有相同的量化噪声功率，因此第  $i$  段的平均量化噪声功率  $N_i$  等于该段中某一个小段内的量化噪声功率。

量化误差最大的是第 8 段，其段落长度是 8，样值为正条件下落入第 8 段的概率是  $\frac{1}{2}$ 。量化区间长度是  $\frac{1}{2}$ ，量化噪声功率是  $\frac{1}{12 \times 4}$ 。 $p_8 N_8 = \frac{1}{96}$ 。

第 7 段的落入概率减半，区间长度减半，因此  $p_7 N_7 = \frac{1}{8} p_8 N_8$ 。同理， $p_6 N_6$  又是  $p_7 N_7$  的  $1/8$ ，以后更小。按 10% 的近似误差要求，可取前两项，量化噪声功率近似为  $p_8 N_8 + p_7 N_7 = \frac{9}{8} p_8 N_8 = \frac{3}{256}$

六. 图 7 中  $N$  路模拟信号  $m_1(t), \dots, m_N(t)$  有相同的频带范围，采样速率  $f_s$  是能保证频谱不发生混叠的最小速率。

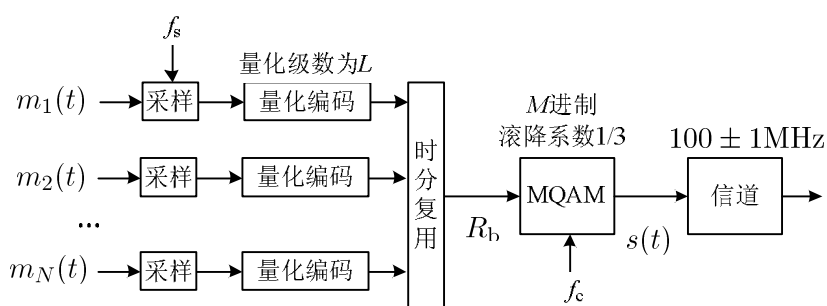


图 7

(1) 写出 QAM 调制的符号速率  $R_s$  以及以 Baud/Hz 为单位的频带利用率。

(2) 画出 QAM 已调信号的功率谱密度图示意图。

(3) 若每个  $m_i(t)$  的频谱范围是  $0 \sim 3750\text{Hz}$ ， $L = M$ ，求  $f_s$ 、 $N$ 。

(4) 若每个  $m_i(t)$  的频谱范围是  $2560 \sim 3000\text{Hz}$ ， $L=256$ ， $M=64$ ，求  $f_s$ 、 $N$ 。

解 (1)信道带宽 $B$ 与滚降系数 $\alpha$ 、符号速率 $R_s$ 的关系是 $B = R_s(1 + \alpha)$ 。代入 $B = 2\text{MHz}$ ,  $\alpha = \frac{1}{3}$ :  
 $R_s(1 + 1/3) = 2\text{MHz}$ , 因此 $R_s = 1.5\text{MBaud}$ 。

频带利用率为  $R_s/B=0.75\text{Baud/Hz}$

(2)假设 MQAM 调制器输入端的数据独立等概, 则 QAM 的功率谱形状是 $|G_T(f)|^2$ , 其中 $G_T(f)$ 是发送脉冲成形。对于升余弦滚降系统, 发送脉冲的傅氏变换的模平方是升余弦滚降频谱特性, 因此 QAM 的发送功率谱的形状就是升余弦滚降频谱, 如图 8 所示。

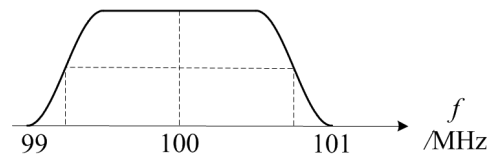


图 8

(3)  $f_s$ 是能保证频谱不发生混叠的最小速率, 当每个 $m_i(t)$ 是频谱范围为 $0\sim 3750\text{Hz}$ 的基带信号时, 最小的采样率是 $f_s = 2 \times 3750 = 7500\text{Hz}$ 。

量化级数为 $L$ , 则量化编码后每个样值编码为 $\log_2 L$ 比特。每秒钟有 $f_s$ 个样值, 因此量化编码输出端每秒中有 $f_s \log_2 L$ 个比特,  $N$ 路复用后的比特率是 $R_b = N f_s \log_2 L$ 。MQAM 调制的符号速率为 $R_s = \frac{R_b}{\log_2 M} = \frac{N f_s \log_2 L}{\log_2 L} = N f_s$ 。  $N = \frac{R_s}{f_s} = \frac{1500\text{kHz}}{7.5\text{kHz}} = 200$ 。

(4)此时的采样率满足 $f_s \geq 2B = 880$ 并且 $2f_h = 7500$ 必须是 $f_s$ 的整倍数, 据此条件可以得出 $f_s = \frac{2f_h}{6} = 1000\text{Hz}$ 。再根据 $\frac{N f_s \cdot \log_2 256}{\log_2 64} = R_s$ 得到  $N=1125$