

《现代通信技术》
第2章 通信系统中的信号与噪声
部分习题解答

2.4 某系统对输入信号 $x(t)$ 的响应为 $y(t) = \tau \frac{dx(t)}{dt}$, 求:

(1) 系统的传输函数 $H(\omega)$;

(2) 当输入功率密度谱为 $P_x(\omega)$ 时的输出功率密度谱 $P_y(\omega)$;

(3) 若用RC网络来近似实现该系统,试问该系统具有何种电路结构,参数该如何选择?

解: (1) 因为

$$y(t) = \tau \frac{dx(t)}{dt} \Leftrightarrow Y(\omega) = \tau j\omega X(\omega)$$

所以
$$H(\omega) = j\omega\tau$$

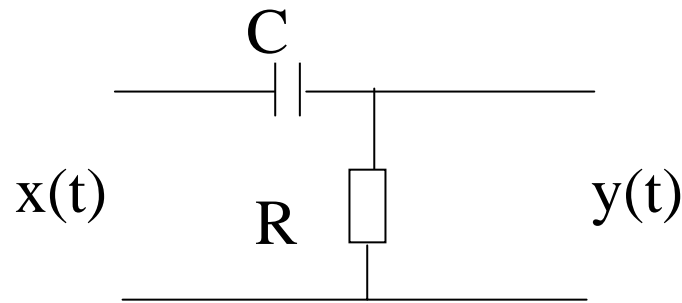
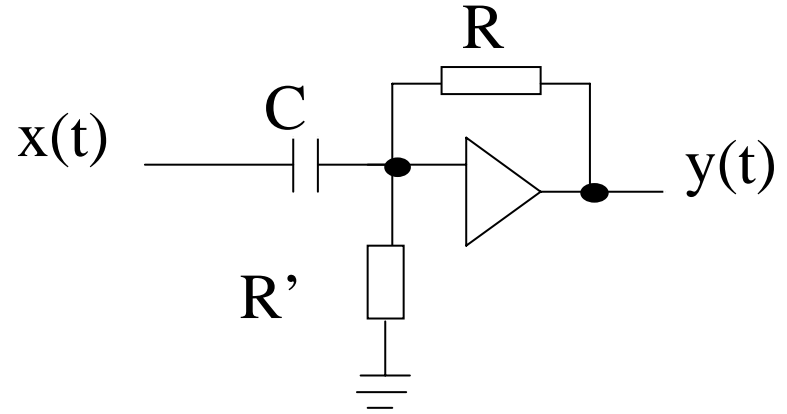
$$(2) \quad P_y(\omega) = |H(\omega)|^2 P_x(\omega) = \tau^2 \omega^2 P_x(\omega)$$



$$(3) \quad \frac{y(t)}{R} - C \frac{dx(t)}{dt} = 0$$

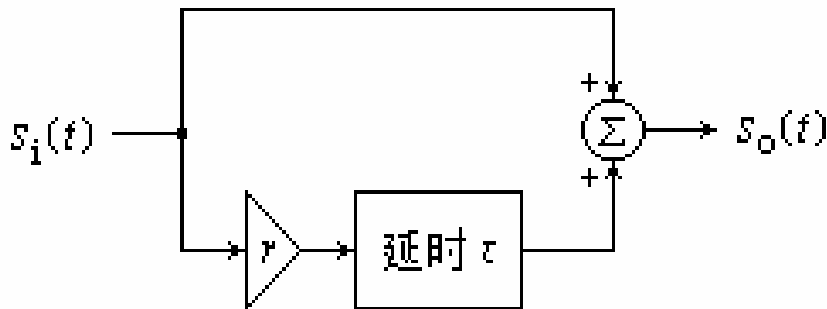
$$y(t) = RC \frac{dx(t)}{dt}$$

$$\tau = RC$$



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

2.7 随参信道的双径传播模型如图所示，假设双径时延 $\tau = 1 \mu\text{s}$ ，试求该信道在哪些频率上传输损耗最大？选用哪些频率传输信号最有利？



解：

对于双径传播，接收信号为两者之和

$$s_0(t) = s_i(t) + rs_i(t - \tau)$$

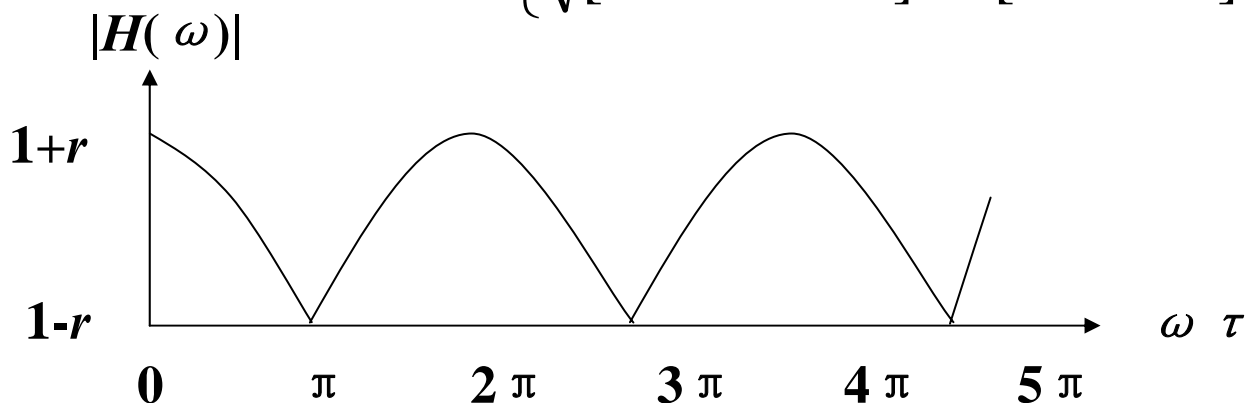
$$S_0(\omega) = S_i(\omega) + S_i(\omega)re^{-j\omega\tau}$$

它的等效网络的传递函数为

$$H(\omega) = \frac{S_0(\omega)}{S_i(\omega)} = 1 + re^{-j\omega\tau}$$

信道的幅频特性

$$|H(\omega)| = |1 + re^{-j\omega\tau}| = \begin{cases} 1+r & \text{当 } \omega\tau = 2n\pi \\ 1-r & \text{当 } \omega\tau = (2n+1)\pi \\ \sqrt{[1+r\cos\omega\tau]^2 + [r\sin\omega\tau]^2} & \text{其它} \end{cases}$$



传输损耗最大的频点为 $f = \frac{2n+1}{2\tau} = \frac{2n+1}{2} \times 10^6 \text{ Hz}$

传输信号最有利的频点为 $f = \frac{n}{\tau} = n \times 10^6 \text{ Hz}$

2.16 相干解调器的数学模型如图所示，求窄带带通噪声通过相干解调器之后的输出噪声功率密度谱。

输入窄带带通噪声：

$$n(t) = n_I(t) \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t$$

乘法器的输出（低通滤波器的输入）

$$\begin{aligned} r_L(t) &= n(t) \cdot 2 \cos \omega_c t = [n_I(t) \cos \omega_c t - n_Q(t) \sin \omega_c t] \cdot 2 \cos \omega_c t \\ &= 2 n_I(t) \cos^2 \omega_c t - 2 n_Q(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t \\ &= n_I(t) + n_I(t) \cos 2\omega_c t - n_Q(t) \sin 2\omega_c t \end{aligned}$$

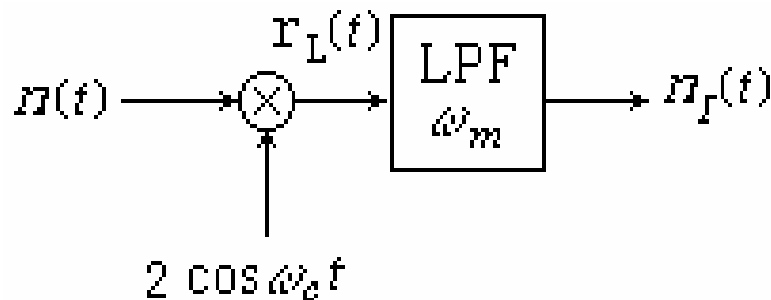
设低通滤波器的冲激响应为 $h(t)$ ，则低通滤波器的输出即噪声的同相分量为

$$n_I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(u) r_L(t-u) du = \int_{-\infty}^{\infty} h(u) n(t-u) 2 \cos \omega_c(t-u) du$$

证明：输出噪声功率密度谱

$$P_{n_I}(\omega) = P_{n_Q}(\omega) = [P_n(\omega + \omega_c) + P_n(\omega - \omega_c)] \cdot \text{rect}\left(\frac{\omega}{B_\omega}\right)$$

其中 B_ω 为窄带带通噪声的带宽



噪声同相分量的自相关函数为

$$\begin{aligned}
 R_{n_I}(t, t + \tau) &= E[n_I(t)n_I(t + \tau)] \\
 &= E\left[\int_{-\infty}^{\infty} h(u)n(t - u) \cdot 2\cos\omega_c(t - u)du \int_{-\infty}^{\infty} h(v)n(t + \tau - v) \cdot 2\cos\omega_c(t + \tau - v)dv\right] \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)h(v)E[n(t - u)n(t + \tau - v)] \cdot 4\cos\omega_c(t - u)\cos\omega_c(t + \tau - v)dudv \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)h(v)R_n(\tau + u - v)[2\cos\omega_c(2t + \tau - u - v) + 2\cos\omega_c(\tau + u - v)]dudv \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)h(v)\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega)e^{j\omega(\tau + u - v)}d\omega \left[e^{j\omega_c(2t + \tau - u - v)} + e^{-j\omega_c(2t + \tau - u - v)} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + e^{j\omega_c(\tau + u - v)} + e^{-j\omega_c(\tau + u - v)} \right]dudv\right] \\
 &= \frac{e^{j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega)e^{j(\omega + \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)e^{j(\omega - \omega_c)u}du \int_{-\infty}^{\infty} h(v)e^{-j(\omega + \omega_c)v}dvd\omega \\
 &\quad + \frac{e^{-j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega)e^{j(\omega - \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)e^{j(\omega + \omega_c)u}du \int_{-\infty}^{\infty} h(v)e^{-j(\omega - \omega_c)v}dvd\omega \\
 &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega)e^{j(\omega + \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)e^{j(\omega + \omega_c)u}du \int_{-\infty}^{\infty} h(v)e^{-j(\omega + \omega_c)v}dvd\omega \\
 &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega)e^{j(\omega - \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u)e^{j(\omega - \omega_c)u}du \int_{-\infty}^{\infty} h(v)e^{-j(\omega - \omega_c)v}dvd\omega
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
R_{n_I}(t, t + \tau) &= E[n_I(t)n_I(t + \tau)] \\
&= \frac{e^{j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega + \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u) e^{j(\omega - \omega_c)u} du \int_{-\infty}^{\infty} h(v) e^{-j(\omega + \omega_c)v} dv d\omega \\
&\quad + \frac{e^{-j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega - \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u) e^{j(\omega + \omega_c)u} du \int_{-\infty}^{\infty} h(v) e^{-j(\omega - \omega_c)v} dv d\omega \\
&\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega + \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u) e^{j(\omega + \omega_c)u} du \int_{-\infty}^{\infty} h(v) e^{-j(\omega + \omega_c)v} dv d\omega \\
&\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega - \omega_c)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} h(u) e^{j(\omega - \omega_c)u} du \int_{-\infty}^{\infty} h(v) e^{-j(\omega - \omega_c)v} dv d\omega \\
&= \frac{e^{j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega + \omega_c)\tau} [H^*(\omega - \omega_c)H(\omega + \omega_c)] d\omega \\
&\quad + \frac{e^{-j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega - \omega_c)\tau} [H^*(\omega + \omega_c)H(\omega - \omega_c)] d\omega \\
&\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) |H(\omega + \omega_c)|^2 e^{j(\omega + \omega_c)\tau} d\omega \\
&\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) |H(\omega - \omega_c)|^2 e^{j(\omega - \omega_c)\tau} d\omega
\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
R_{n_I}(t, t + \tau) &= \frac{e^{j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega + \omega_c)\tau} [H^*(\omega - \omega_c)H(\omega + \omega_c)] d\omega \\
&+ \frac{e^{-j2\omega_c t}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) e^{j(\omega - \omega_c)\tau} [H^*(\omega + \omega_c)H(\omega - \omega_c)] d\omega \\
&+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) |H(\omega + \omega_c)|^2 e^{j(\omega + \omega_c)\tau} d\omega \\
&+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\omega) |H(\omega - \omega_c)|^2 e^{j(\omega - \omega_c)\tau} d\omega
\end{aligned}$$

因为 $H^*(\omega - \omega_c)H(\omega + \omega_c) = H^*(\omega + \omega_c)H(\omega - \omega_c) = 0$ ，并且令 $\omega + \omega_c = \xi$ ， $\omega - \omega_c = \zeta$ ，则上式变为

$$R_{n_I}(t, t + \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\xi - \omega_c) |H(\xi)|^2 e^{j\xi\tau} d\xi + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_n(\zeta + \omega_c) |H(\zeta)|^2 e^{j\zeta\tau} d\zeta$$

再令 $\xi = \omega$ ， $\zeta = \omega$ ，并且注意到上式右边与 t 无关，则上式变为

$$R_{n_I}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [P_n(\omega - \omega_c) + P_n(\omega + \omega_c)] |H(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega$$



$$R_{n_I}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [P_n(\omega - \omega_c) + P_n(\omega + \omega_c)] |H(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega$$

当低通滤波器为理想低通滤波器，且带宽为 $B_\omega/2$ 时，有

$$R_{n_I}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [P_n(\omega - \omega_c) + P_n(\omega + \omega_c)] |rect(\frac{\omega}{B_\omega})|^2 e^{j\omega\tau} d\omega$$

由此可见，同相分量 $n_I(t)$ 的自相关函数 $R_{n_I}(\tau)$ 的傅立叶变换即功率密度谱 $P_{n_I}(\omega)$ 为

$$P_{n_I}(\omega) = [P_n(\omega + \omega_c) + P_n(\omega - \omega_c)] \cdot rect\left(\frac{\omega}{B_\omega}\right)$$

同理可证

$$P_{n_Q}(\omega) = [P_n(\omega + \omega_c) + P_n(\omega - \omega_c)] \cdot rect\left(\frac{\omega}{B_\omega}\right)$$



2.18 假设相干解调器的输入是均值为零、功率密度谱为 $n_0/2$ 的高斯白噪声，求

- (1) 输出噪声功率密度谱；
- (2) 输出的均值和方差；
- (3) 输出噪声的概率密度函数。

解：(1) 由题2.16的结论知：输出噪声功率谱为：

$$P_y(\omega) = \frac{1}{4} [P_n(\omega + \omega_c) + P_n(\omega - \omega_c)] \cdot \text{rect}\left(\frac{\omega}{2\omega_m}\right) = \frac{n_0}{4} \text{rect}\left(\frac{\omega}{2\omega_m}\right)$$

(2) 均值： $m_y = m_x H(\omega) |_{\omega=0} = 0$

方差： $\sigma_y^2 = E\{[y(t) - m_y]^2\} = E\{y^2(t) - 2m_y E[y(t)] + m_y^2\}$

$$= E\{y^2(t)\} + m_y^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_y(\omega) d\omega + 0^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} \frac{n_0}{4} d\omega = \frac{n_0 \omega_m}{4\pi}$$

(3) 输出噪声的概率密度函数

$$P_y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y-m_y)^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{n_0 \omega_m}{2}}} e^{-\frac{2\pi y^2}{n_0 \omega_m}}$$

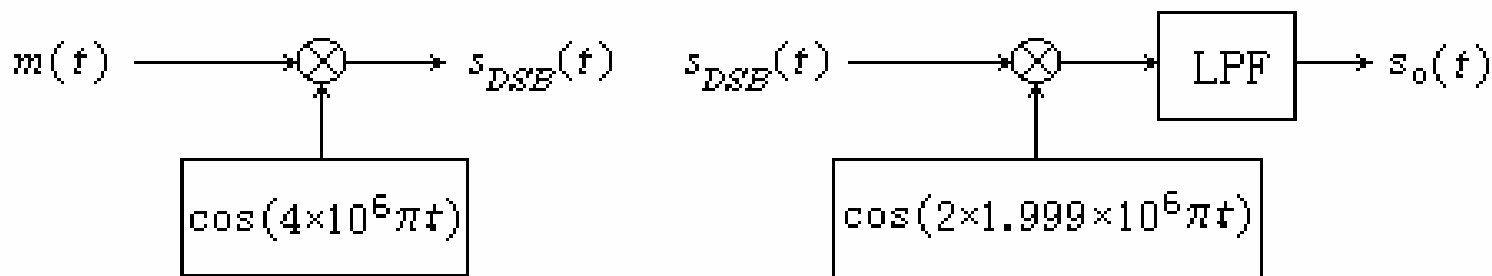


《现代通信技术》
第3章 模拟通信
部分习题解答

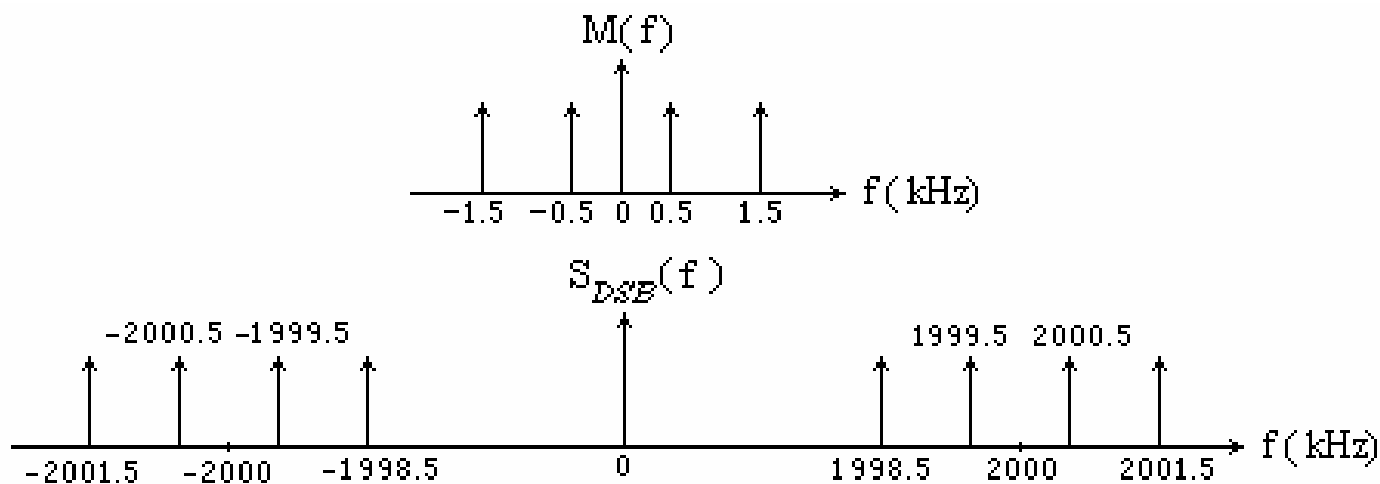
3.3 如果调制信号 $m(t) = \cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t)$ ，它们调制在 $f_c = 2 \text{ MHz}$ 的载频上产生双边带 (DSB) 信号，接收机的参考载频为 1.999 MHz ：

- (1) 画出调制和解调的原理框图；
- (2) 画出已调信号的频谱示意图；
- (3) 假设接收机输出低通滤波器的截止频率为 3 kHz ，试问解调输出哪些频率的信号？

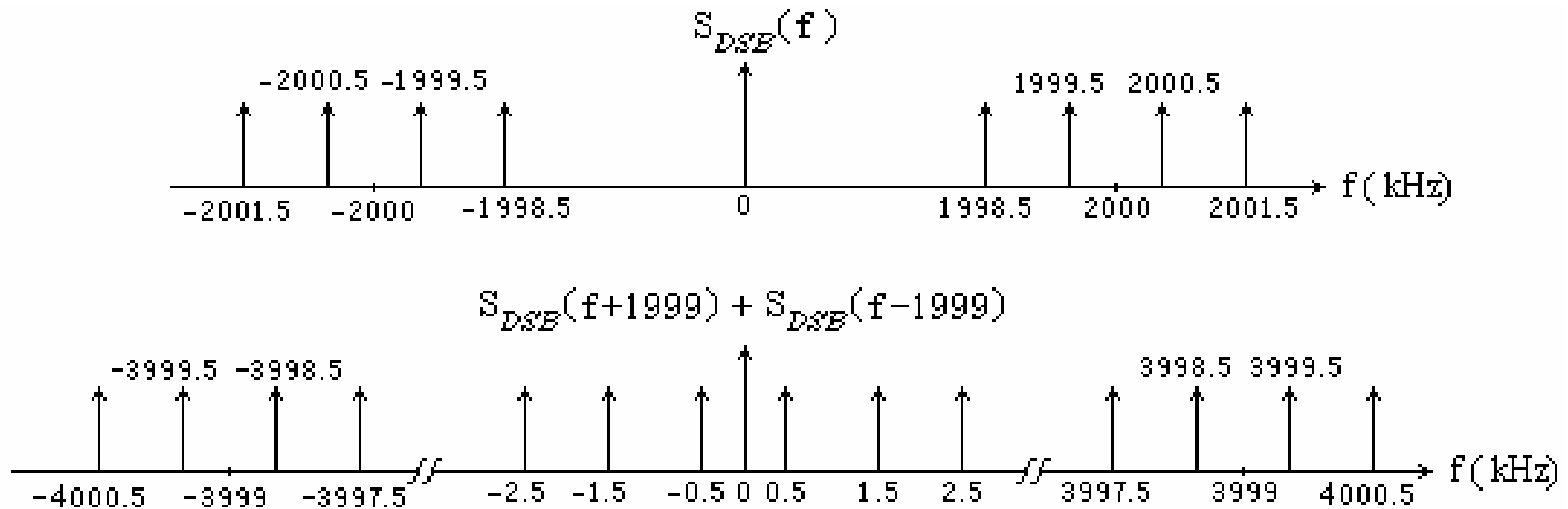
解：(1) 调制和解调的原理框图如下



(2) 已调信号的频谱示意图如下



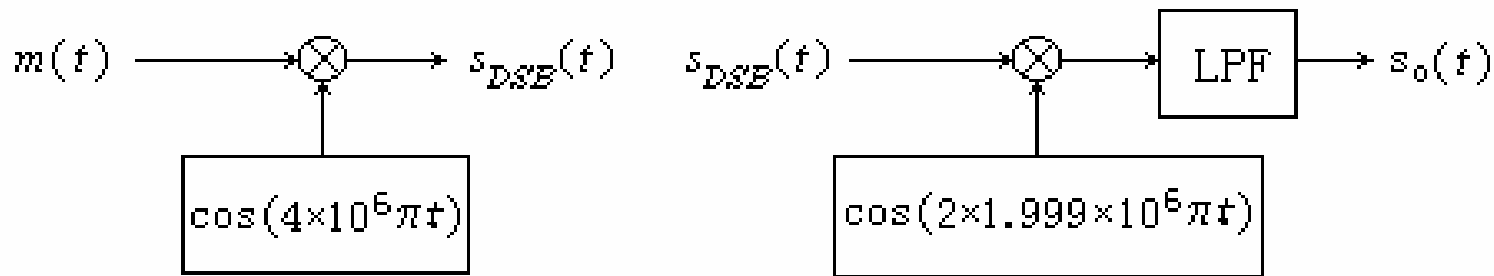
(3) 假设接收机输出低通滤波器的截止频率为3kHz，由频谱搬移示意图可见，解调输出频率为0.5kHz、1.5kHz和2.5kHz的信号。



相干解调器的输出为

$$s_0(t) = \frac{1}{4} [2 \cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t) + \cos(5 \times 10^3 \pi t)]$$

解析计算



$$s_{DSB}(t) = [\cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t)] \cos(4 \times 10^6 \pi t)$$

相干解调器中乘法器的输出为

$$s_{DSB}(t) \times \cos(2 \times 1.999 \times 10^6 \pi t)$$

$$= [\cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t)] \cos(4 \times 10^6 \pi t) \times \cos(2 \times 1.999 \times 10^6 \pi t)$$

$$= \frac{1}{2} [\cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t)] [\cos(2 \times 10^3 \pi t) + \cos(2 \times 3.999 \times 10^3 \pi t)]$$

$$= \frac{1}{4} [\cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t) + \cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(5 \times 10^3 \pi t)]$$

$$+ \frac{1}{2} [\cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t)] \cos(2 \times 3.999 \times 10^6 \pi t)$$

相干解调器的输出为

$$s_o(t) = \frac{1}{4} [2 \cos(1 \times 10^3 \pi t) + \cos(3 \times 10^3 \pi t) + \cos(5 \times 10^3 \pi t)]$$



3.4 在图P3.4所示变频系统中，输入是一个DSB双边带信号，在20MHz两边都有1MHz边带，要求输出中心频率为70MHz的DSB信号：

- (1) 确定加到乘法器的本地振荡信号的频率；
- (2) 画出所要求的滤波器的幅频特性曲线，并标出频率参数。

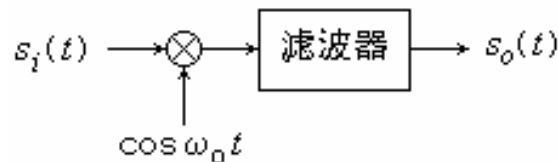


图 P3.4

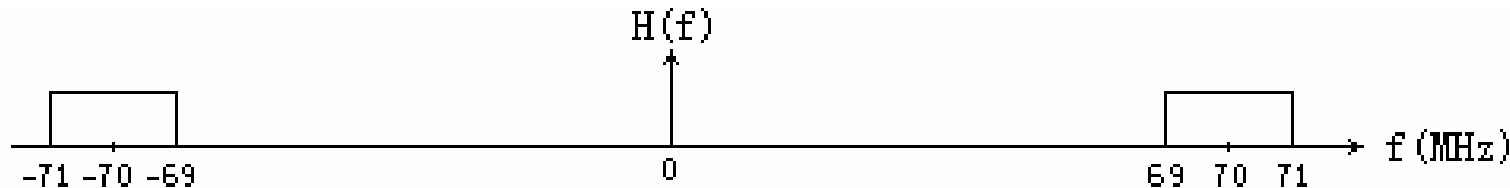
解：(1) 因为

$$\begin{aligned} s_i(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t &= [m(t) \cos(40 \times 10^6 \pi t)] \cos 2\pi f_0 t \\ &= \frac{1}{2} m(t) \{ \cos[2\pi(f_0 + 20 \times 10^6)t] + \cos[2\pi(f_0 - 20 \times 10^6)t] \} \end{aligned}$$

所以由 $f_0 + 20 \times 10^6 = 70 \times 10^6$ 或 $f_0 - 20 \times 10^6 = 70 \times 10^6$

可得 $f_0 = 50 \times 10^6$ 或 $f_0 = 90 \times 10^6$

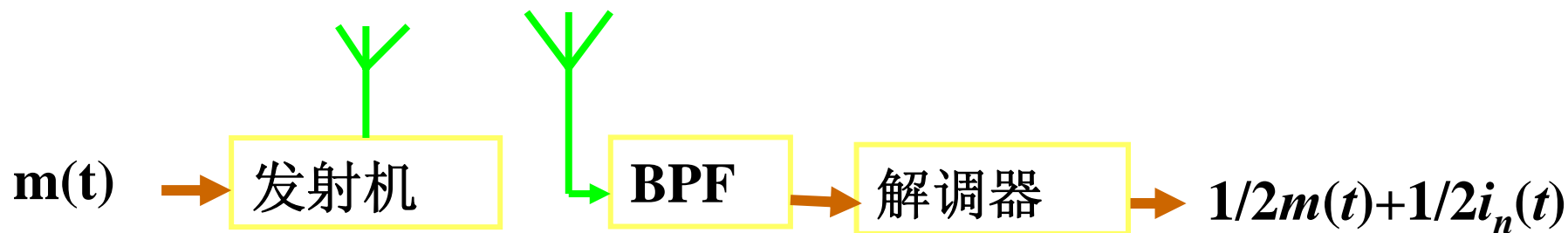
(2) 滤波器的幅频特性如图所示



3.5 某信道具有白噪声功率谱密度，传输DSB信号，调制信号的上限频率为5kHz，载频为100kHz，发射机输出已调信号边带功率为10kW，从发射机到接收机解调器输入端的传输衰减是100dB，求：

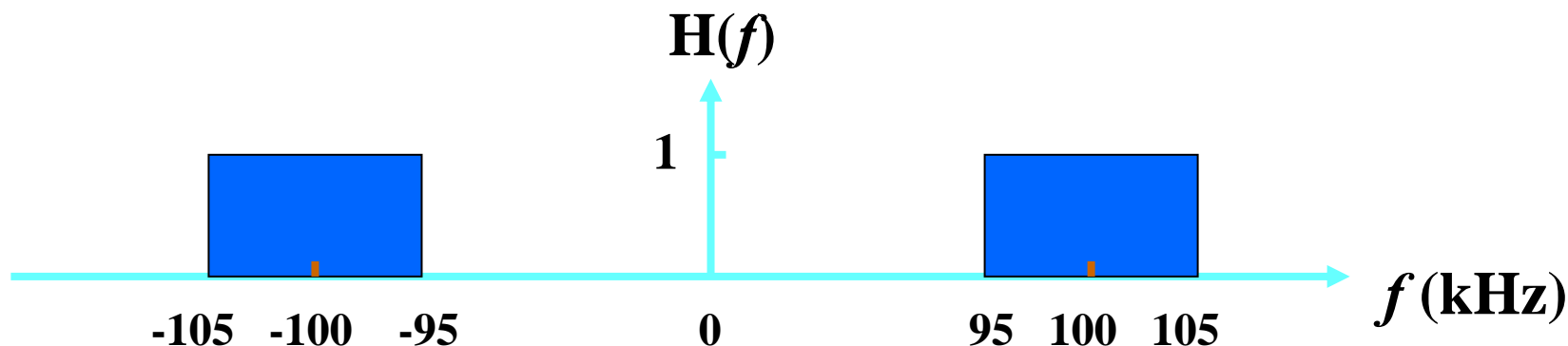
- (1) 接收机输入端理想带通滤波器的传输特性 $H(f)$ ；
- (2) 解调器的输入信噪比和输出信噪比。
- (3) 解调器输出噪声的功率密度谱。

分析：



解：

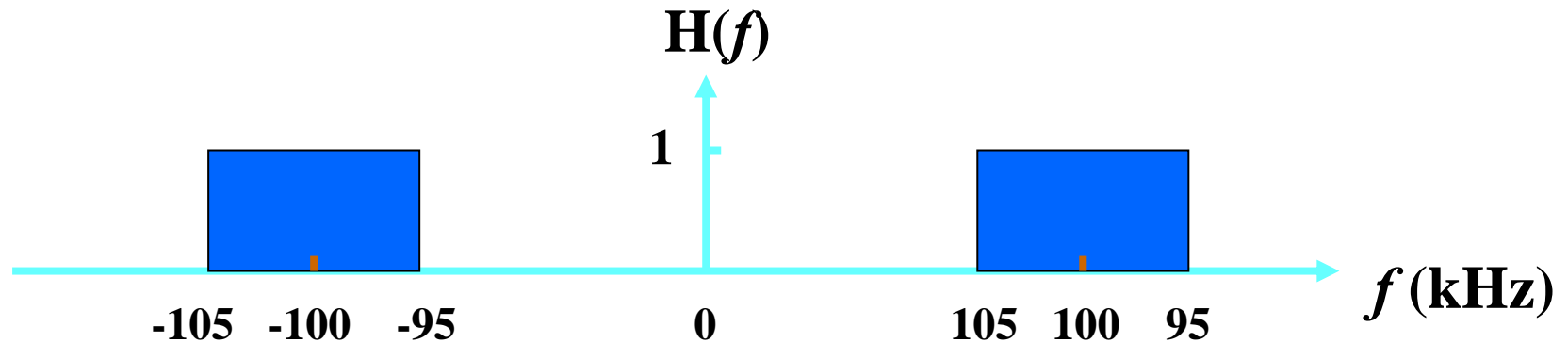
(1) 接收机输入端理想带通滤波器的传输特性：



$$H(f) = \text{rect}\left(\frac{f + 100 \times 10^3}{10 \times 10^3}\right) + \text{rect}\left(\frac{f - 100 \times 10^3}{10 \times 10^3}\right)$$

$$H(f) = \begin{cases} 1 & 95 \times 10^3 \leq |f| \leq 105 \times 10^3 \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

(2) 解调器的输入信噪比和输出信噪比:



由 $10 \lg\left(\frac{S_T}{S_i}\right) = 100$ 得: $S_i = \frac{S_T}{10^{10}} = \frac{10 \times 10^3}{10^{10}} = 10^{-6} \text{ (W)}$

$$N_i = \int_{-\infty}^{+\infty} P_{n_i}(f) df = 2 \times 10 \times 10^3 \times 10^{-13} = 2 \times 10^{-9} \text{ (W)}$$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{10^{-6}}{2 \times 10^{-9}} = 500$$

由 $G_{\text{DSB}} = 2$ 得: $\frac{S_0}{N_0} = 1000$

(3) 解调器输出噪声的功率密度谱：

因为 $n_0(t) = \frac{1}{2}i_n(t)$ ， 所以：

$$N_0 = \frac{1}{4} \overline{i_n^2(t)} = \frac{1}{4} N_i = \frac{1}{4} \times 2 \times 10^{-9} = 5 \times 10^{-10}$$

$$P_{n_0}(f) = \frac{N_0}{2B_{\text{低通}}} = \frac{5 \times 10^{-10}}{2 \times 5 \times 10^3} = 5 \times 10^{-14}$$

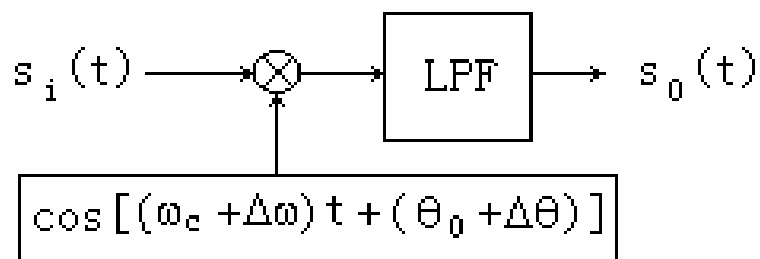
3.11 在相干解调中，若相干载波存在同步误差，即相干载波与发送载波存在频率差和（或）相位差，使相干载波为，试分析

- (1) 同步误差对DSB相干解调的影响；
- (2) 同步误差对SSB相干解调的影响；
- (3) 同步误差对VSB相干解调的影响。

$$s_i(t) = \begin{cases} m(t) \cos \omega_c t & \text{(DSB)} \\ m(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_c t & \text{(SSB)} \\ m(t) \cos \omega_c t \pm Q[m(t)] \sin \omega_c t & \text{(VSB)} \end{cases}$$

$$s_0(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} m(t) & \text{(DSB)} \\ \frac{1}{2} m(t) & \text{(SSB)} \\ \frac{1}{2} m(t) & \text{(VSB)} \end{cases}$$

当同频同相的条件不满足时，同步误差对相干解调输出有何影响？



(1) 同步误差对DSB相干解调的影响

在不考虑噪声干扰情况下，并假设 $\theta_0=0$ ，则乘法器的输出为

$$\begin{aligned}r_L(t) &= s_i(t) \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\theta] \\ &= m(t) \cos \omega_c t \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\theta] \\ &= \frac{1}{2} m(t) \{ \cos[(\Delta\omega)t + \Delta\theta] + \cos[(2\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\theta] \}\end{aligned}$$

经LPF滤除倍频分量后的输出信号为

$$s_0(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos[(\Delta\omega)t + \Delta\theta]$$

A. 频率误差对解调输出的影响

当 $\Delta\omega \neq 0$ ， $\Delta\theta=0$ 时，DSB解调输出为

$$s_0(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega)t$$

解调输出信号受一个随时间变化的余弦函数加权，将产生严重失真。



B. 相位误差对解调输出的影响

当 $\Delta\theta \neq 0$, $\Delta\omega = 0$ 时, DSB解调输出为

$$s_0(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\theta)$$

解调输出信号以 $\cos \Delta\theta$ 衰减。

当 $\Delta\theta = \pm\pi/2$ 时, 输出为零;

当 $|\Delta\theta| > \pi/2$ 时, 输出信号不仅幅度衰减, 而且还会改变极性;

如果 $\Delta\theta$ 不恒定而随时间变化, 则将使输出信号发生失真。

(2) 同步误差对SSB相干解调的影响

在不考虑噪声干扰情况下，并假设 $\theta_0=0$ ，则乘法器的输出为

$$\begin{aligned}r_L(t) &= s_i(t) \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\theta] \\ &= [m(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_c t] \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\theta] \\ &= \frac{1}{2} m(t) \{ \cos[(\Delta\omega)t + \Delta\theta] + \cos[(2\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\theta] \} \\ &\quad \pm \frac{1}{2} \hat{m}(t) \{ \sin[(\Delta\omega)t + \Delta\theta] - \sin[(2\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\theta] \}\end{aligned}$$

经LPF滤除倍频分量后的输出信号为

$$s_0(t) = \frac{1}{2} \{ m(t) \cos[(\Delta\omega)t + \Delta\theta] \pm \hat{m}(t) \sin[(\Delta\omega)t + \Delta\theta] \}$$

A. 频率误差对解调输出的影响

当 $\Delta\omega \neq 0$ ， $\Delta\theta = 0$ 时，SSB解调输出为

$$s_0(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\Delta\omega)t \pm \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin(\Delta\omega)t$$

解调输出信号发生频率偏移，引起信号失真。



B. 相位误差对解调输出的影响

当 $\Delta\theta \neq 0$, $\Delta\omega = 0$ 时, SSB解调输出为

$$s_0(t) = \frac{1}{2}[m(t)\cos(\Delta\theta) \pm \hat{m}(t)\sin(\Delta\theta)]$$

SSB解调输出的频谱为

$$\hat{M}(\omega) = \begin{cases} -jM(\omega) & \omega > 0 \\ jM(\omega) & \omega < 0 \end{cases}$$

$$S_0(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega)\cos(\Delta\theta) \pm \hat{M}(\omega)\sin(\Delta\theta)]$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{2}M(\omega)[\cos(\Delta\theta) \mp j\sin(\Delta\theta)] = \frac{1}{2}M(\omega)e^{\pm j\Delta\theta} & \omega > 0 \\ \frac{1}{2}M(\omega)[\cos(\Delta\theta) \pm j\sin(\Delta\theta)] = \frac{1}{2}M(\omega)e^{\pm j\Delta\theta} & \omega < 0 \end{cases}$$

相位不同步, 将使解调输出信号产生相位失真。

上边带信号的相位失真为 $-\Delta\theta$, 下边带为 $\Delta\theta$;

相位失真对话音信号的影响不显著;

对数字信号和图像信号的影响显著。

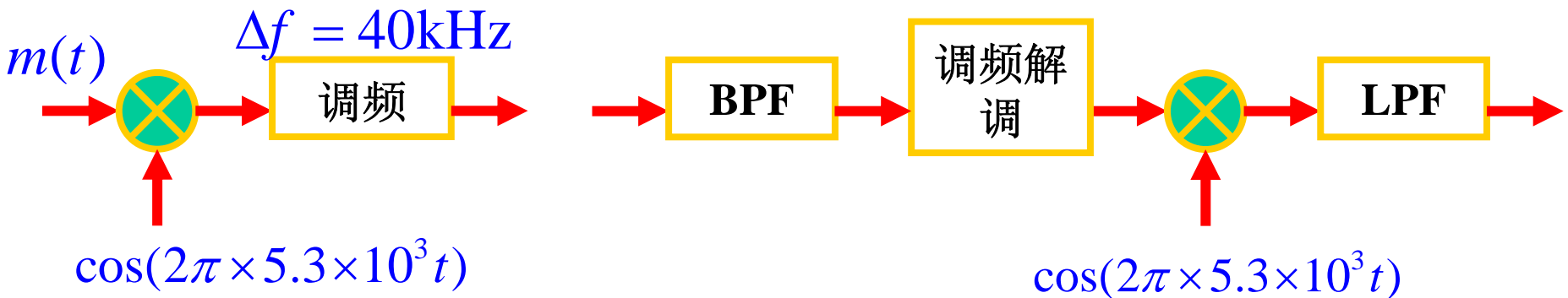
(3) 同步误差对VSB相干解调的影响与对SSB的影响类似。



3.12 若基带信号最高频率分量为**2.7kHz**，先对**5.3kHz**载频进行**DSB**调制，再进行频率调制，设调频信号的最大频偏为**40kHz**，

- (1) 求接收机输入端带通滤波器的带宽；
- (2) 画出调制与解调系统的原理框图。

解： (2) 调制与解调系统的原理框图



(1) 接收机输入端带通滤波器的带宽

$$B = 2(\Delta f + f_M) = 2[40 + (2.7 + 5.3)] = 96(\text{kHz})$$

3.13 某角调制信号为

$$s(t) = 8 \cos[2 \times 10^6 \pi t + 10 \cos 4000 \pi t]$$

- (1) 求该信号的载频、最大频偏、调制指数和带宽；
- (2) 试问：该信号是FM信号还是PM信号？

解：(1) 该信号的载频： $1 \times 10^6 \text{ Hz}$

$$\text{调制指数： } \beta = |\theta_d(t)|_{\max} = 10$$

最大频偏

$$\Delta\omega = |\omega_d(t)|_{\max} = \left| \frac{d}{dt} \theta_d(t) \right|_{\max} = |-4 \times 10^4 \pi \sin 4000 \pi t|_{\max} = 4 \times 10^4 \pi$$

$$\Delta f = 2 \times 10^4 \text{ Hz}$$

$$\text{带宽： } B_f = 2 \times (10 + 1) \times 2 \times 10^3 = 44 \times 10^3 \text{ Hz}$$

(2) 试问：该信号是FM信号还是PM信号？



3.14 某角调制信号为

$$s(t) = 10 \cos[2 \times 10^8 \pi t + 4 \sin(4 \times 10^3 \pi t)]$$

- (1) 求该信号的载频、最大相位偏移和最大频偏；
- (2) 如果它是 PM 调相信号，并且 $k_{PM} = 2$ ，求调制信号 $m(t)$ ；
- (3) 如果它是 FM 调频信号，并且 $k_{FM} = 500\pi$ ，求调制信号 $m(t)$ 。

解：(1) 该信号的载频： 1×10^8 Hz

$$\text{最大相位偏移： } \beta = |\theta_d(t)|_{\max} = |4 \sin(4 \times 10^3 \pi t)|_{\max} = 4$$

$$\text{最大频偏： } \Delta\omega = |\omega_d(t)|_{\max} = |4 \times 4 \times 10^3 \pi \times \cos(4 \times 10^3 \pi t)|_{\max} = 16 \times 10^3 \pi$$

$$\Delta f = 8 \times 10^3 \text{ Hz}$$

(2) 如果该信号是 PM 调相信号，并且 $k_{PM} = 2$ ，则调制信号

$$m(t) = 2 \sin(4 \times 10^3 \pi t)$$

(3) 如果该信号是 FM 调频信号，并且 $k_{FM} = 500\pi$ ，则

$$500\pi \cdot m(t) = 4 \times 4 \times 10^3 \pi \cos(4 \times 10^3 \pi t)$$

所以，调制信号

$$m(t) = 32 \cos(4 \times 10^3 \pi t)$$



3.16 已知FM信号的瞬时频率为

$$f(t) = 1 \times 10^7 + 4 \times 10^4 \cos 2000 \pi t \text{ (Hz)}$$

其中幅度为5V，试求

- (1) FM信号的表示式 $s_{\text{FM}}(t)$;
- (2) 最大频偏、调频指数和带宽。

解：(1) FM信号的表示式 $s_{\text{FM}}(t)$

$$\begin{aligned} s_{\text{FM}}(t) &= 5 \cos \left[2\pi \int f(t) dt \right] \\ &= 5 \cos (2\pi \times 10^7 t + 40 \sin 2000 \pi t) \end{aligned}$$

(2) 最大频偏、调频指数和带宽。

$$\Delta f = |\theta_d(t)|_{\max} = 4 \times 10^4 \text{ (Hz)}$$

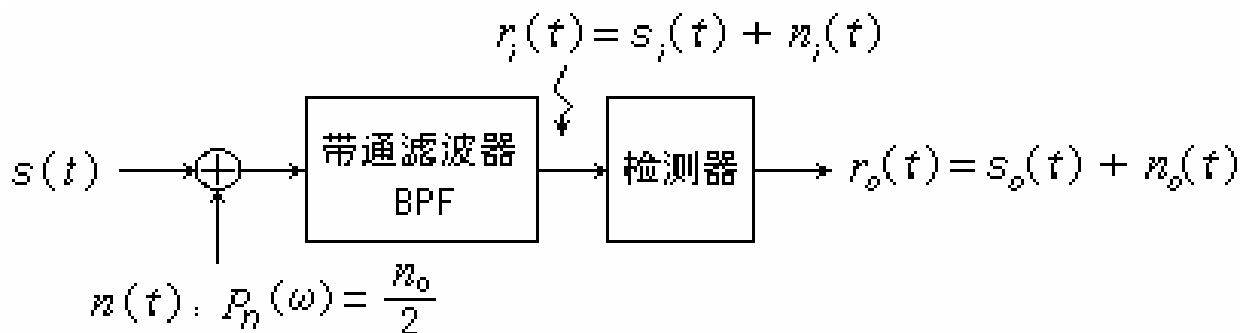
$$\beta_{\text{FM}} = |\omega_d(t)|_{\max} = 40$$

$$B_f = 2(\beta_{\text{FM}} + 1) \times f_M = 82 \times 10^3 \text{ (Hz)}$$



3.20 假设解调器输入端的信号功率比发送端的功率低**100dB**，信道白噪声具有功率密度谱，调制信号的频率为**10kHz**，要求接收机的输出信噪比为**26dB**，试求在下列情况下的发送功率应是多少？

- (1) **50%**的标准调幅；
- (2) 单边带调幅；
- (3) 最大频偏为**25kHz**的调频。



$$s_i(t) = \alpha \cdot s(t) = \begin{cases} \alpha \{ [A_c + m(t)] \cos \omega_c t \} & \text{(AM)} \\ \alpha \{ [m(t) \cos \omega_c t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_c t] \} & \text{(SSB)} \\ \alpha \{ A_c \cos [\omega_c t \pm \int_{-\infty}^{\infty} m(\tau) d\tau] \} & \text{(FM)} \end{cases}$$

解：

假设发送功率为 S_T ，因解调器输入端的信号功率比发送端的功率低100dB，即

$$10 \lg\left(\frac{S_T}{S_i}\right) = 100$$

所以接收信号功率为

$$S_i = 10^{-10} S_T$$

或者发送信号功率为

$$S_T = 10^{10} S_i$$

接收机解调器输入噪声功率为

$$N_i = \begin{cases} \frac{n_0 \omega_M}{\pi} & \text{(AM)} \\ \frac{n_0 \omega_M}{2\pi} & \text{(SSB)} \\ \frac{n_0 B_\omega}{2\pi} & \text{(FM)} \end{cases}$$



由解调增益

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i}$$

得

$$S_i = \frac{1}{G} \frac{S_o}{N_o} N_i$$

由假设，解调器输出信噪比为**26dB**，即

$$10 \lg\left(\frac{S_o}{N_o}\right) = 26$$

得

$$\frac{S_o}{N_o} = 10^{2.6}$$

因此

$$S_T = 10^{10} S_i = 10^{10} \frac{1}{G} \frac{S_o}{N_o} N_i = 10^{12.6} \frac{1}{G} N_i$$

$$N_i = \begin{cases} \frac{n_0 \omega_M}{\pi} & \text{(AM)} \\ \frac{n_0 \omega_M}{2\pi} & \text{(SSB)} \\ \frac{n_0 B_\omega}{2\pi} & \text{(FM)} \end{cases}$$

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \begin{cases} \frac{2 \overline{m^2(t)}}{A_c^2 + \overline{m^2(t)}} & \text{(AM)} \\ 1 & \text{(SSB)} \\ 3k_{FM}^2 \left(\frac{B_\omega}{\omega_M^3}\right) \overline{m^2(t)} & \text{(FM)} \end{cases}$$

$$S_T = 10^{12.6} \frac{1}{G} N_i$$

《现代通信技术》
第4章 数字通信
部分习题解答

4.3 一PCM系统采用均匀量化编码，二进制码组的码位数为8，传输速率为64kb/s，求：

- (1) 该系统所能允许的信息信号的最高频率；
- (2) 系统的最小传输带宽；
- (3) 当信息信号 $m(t)=A\cos(2000 \pi t)$ 时的输出量化信噪比。

解：(1) 该系统所能允许的信息信号的最高频率为

$$f_m = \frac{f_s}{2} = \frac{f_{\text{bit}}}{2n} = \frac{64}{2 \times 8} = 4(\text{kHz})$$

(2) 系统的最小传输带宽为

$$B = \frac{f_{\text{Baut}}}{2} = \frac{64}{2} = 32(\text{kHz})$$

(3) 对于均匀量化，当信息信号 $m(t)=A\cos(2000 \pi t)$ 时的输出量化信噪比为

$$\frac{S_q^2}{\sigma_q^2} = M^2 - 1 = 256^2 - 1$$



4.5 假设某单极性信号的最大幅值为12.8V，若对该信号进行均匀量化并编码为8位二进制码，求：

- (1) 量化间隔；**
- (2) 信号电平为9.5V时的量化编码码字；**
- (3) 码字“01101011”对应的信号电平。**

解： (1) 量化间隔 $\Delta = 12.8 \div 2^8 = 0.05\text{V}$

(2) 信号电平为9.5V时的量化间隔数为

$$9.5 \div 0.05 = 190 \rightarrow 190 - 1 \rightarrow (10111101)$$

(3) 码字“01101011”对应的十进制数为107，所以

$$\text{对应的信号电平为 } (107 + 1) \times 0.05 = 5.40\text{V}$$

4.6 已知自然二进制码为“10101001”，求它对应的格雷码和折叠二进制码。

解：

自然二进制码	1	0	1	0	1	0	0	1
格雷码	1	1	1	1	1	1	0	1
折叠二进制码	1	0	1	0	1	0	0	1

4.7 已知格雷码为“11001001”，求它对应的自然二进制码和折叠二进制码。

解：

格雷码	1	1	0	0	1	0	0	1
自然二进制码	1	0	0	0	1	1	1	0
折叠二进制码	1	0	0	0	1	1	1	0

4.8 已知折叠二进制码为“10110011”，求它对应的自然二进制码和格雷码。

解：

折叠二进制码	1	0	1	1	0	0	1	1
自然二进制码	1	0	1	1	0	0	1	1
格雷码	1	1	1	0	1	0	1	0

4.9 采用A率13折线非线性量化编码，最小量化间隔为 ΔV_1 。以 ΔV_1 为单位的两个量化抽样值分别为 $367 \Delta V_1$ 和 $-891 \Delta V_1$ 。求：

- (1) 这两个量化抽样值各自对应的编码码组和量化误差；
- (2) 接收端译码输出的量化电平值及其相对于发送端的量化抽样值的量化误差。

解：(1) 对于 $367 \Delta V_1$ ，因为 **P=1**

$367 > 128$, X=1; $367 < 512$, Y=0; $367 > 256$, Z=1

$256 + 128 > 367$, A=0; $256 + 64 < 367$, B=1;

$256 + 64 + 32 < 367$, C=1; $256 + 64 + 32 + 16 > 367$, D=0

所以 $367 \Delta V_1$: **11010110**

误差: **$367 \Delta V_1 - 352 \Delta V_1 = 15 \Delta V_1$**

对于 $-891 \Delta V_1$ ，因为 $P=0$

$891 > 128$ ， $X=1$ ； $891 > 512$ ， $Y=1$ ； $891 < 1024$ ， $Z=0$

$512+256 < 891$ ， $A=1$ ； $512+256+128 > 891$ ， $B=0$ ；

$512+256+64 < 891$ ， $C=1$ ； $512+256+64+32 < 891$ ， $D=1$

所以 $-891 \Delta V_1$ ：01101011

误差： $-891 \Delta V_1 - (-864 \Delta V_1) = -27 \Delta V_1$

(2) 接收端译码输出

$(352+8) \Delta V_1 = 360 \Delta V_1$ 误差： $7 \Delta V_1$

$-(864+16) \Delta V_1 = -880 \Delta V_1$ 误差： $-16 \Delta V_1$

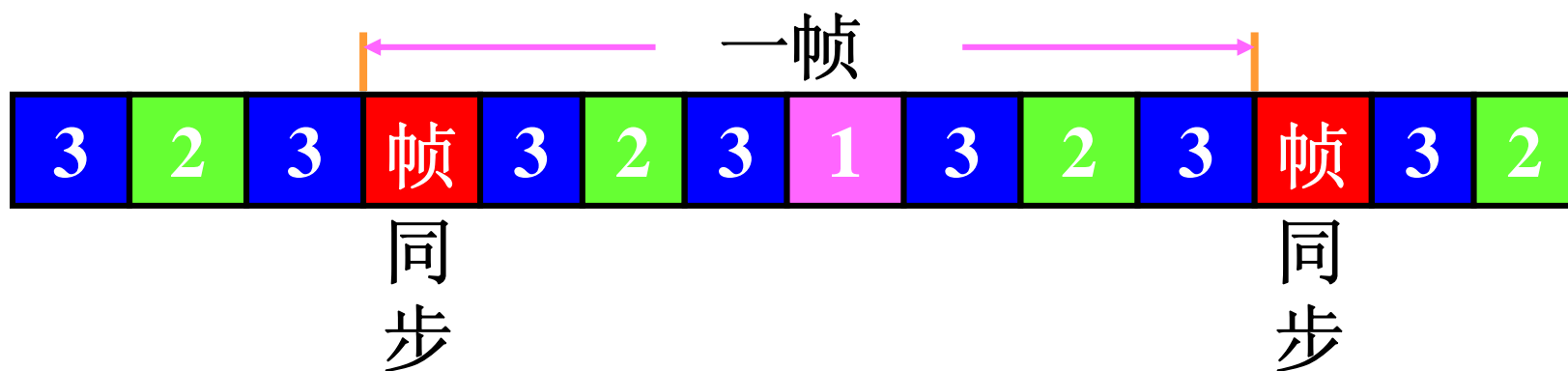
4.13 时分多路PCM复用系统，传输三路信号，其最高频率分量分别为3kHz、6kHz和12kHz，采用均匀量化编码，量化级数为128，帧同步码字与信息码字等长。

- (1) 若各路信号均按奈奎斯特间隔抽样，试设计抽样方案；
- (2) 画出帧结构示意图；
- (3) 求系统的数码率和最小传输带宽。

解：

(1) 因为三路信号的最高频率分量分别为3kHz、6kHz和12kHz，若各路信号均按奈奎斯特间隔抽样，则抽样频率分别为6kHz、12kHz和24kHz，也就是说在对3kHz的第一路信号抽一次样的时间间隔内，要对6kHz的第二路信号和12kHz的第三路信号分别抽2次和4次样。

(2) 因此，可以将第一路信号的抽样间隔等分为8个时隙，时隙安排和帧结构示意图如下



(3) 因为抽样频率为6kHz，每帧8个时隙，每个时隙传输一个抽样值，每样值编码为7位二进制码，因此系统的数码率为

$$6 \times 8 \times 7 = 336 \text{ kbit/s}$$

若采用二进制传输，则最小传输带宽为168kHz。

4.17 一个m序列发生器如图所示，它由四级D触发器构成反馈移位寄存器，当初态 $a_1a_2a_3a_4=0001$ 时，分析在时钟脉冲序列CP的作用下，反馈移位寄存器的状态转移情况，并求输出序列。

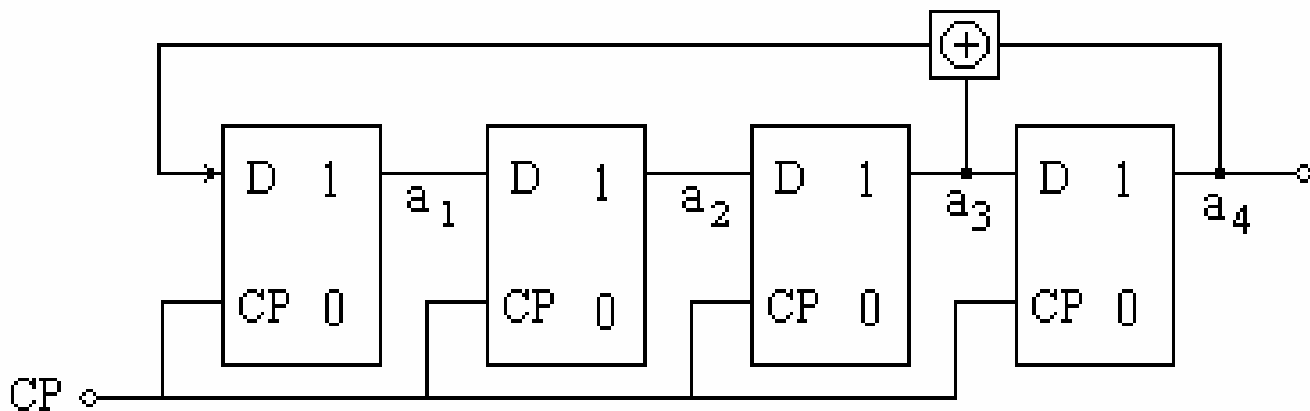


图 P4.17

解： **0001** \Rightarrow 1000 \Rightarrow 0100 \Rightarrow 0010 \Rightarrow 1001 \Rightarrow 1100 \Rightarrow 0110 \Rightarrow 1011
 \Rightarrow 0101 \Rightarrow 1010 \Rightarrow 1101 \Rightarrow 1110 \Rightarrow 1111 \Rightarrow 0111 \Rightarrow 0011 \Rightarrow **0001**

输出： **100010011010111** 100010011010111

4.23 已知 (7, 4) 码的生成矩阵为

$$G = \begin{bmatrix} 1000111 \\ 0100101 \\ 0010011 \\ 0001110 \end{bmatrix}$$

- (1) 求它的全部码字;
- (2) 监督矩阵H;
- (3) 若接收码字为R= (1010110) , 确定是否有错; 若有错, 求正确的码字。

解：

(1) 求它的全部码字：

根据 $C=IG$ ，可以求出当信息码为 **0000**，**0001**，**...**，**1111** 时的全部编码输出码字。例如

$$C = IG = [1011] \begin{bmatrix} 1000111 \\ 0100101 \\ 0010011 \\ 0001110 \end{bmatrix} = [1011010]$$

(2) 监督矩阵H

根据监督矩阵H与生成矩阵G之间的关系，由生成矩阵

$$G = \begin{bmatrix} 1000111 \\ 0100101 \\ 0010011 \\ 0001110 \end{bmatrix}$$

可得监督矩阵H

$$H = \begin{bmatrix} 1101100 \\ 1011010 \\ 1110001 \end{bmatrix}$$

(3) 若接收码字为 $\mathbf{R} = (1010110)$ ，则伴随式为

$$\mathbf{S}^T = \mathbf{H}\mathbf{R}^T = \begin{bmatrix} 1101100 \\ 1011010 \\ 1110001 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

伴随式不为零，说明接收码字有错。由于伴随式的值与监督矩阵的第6列对应，所以正确的接收码字应为 $(10101\mathbf{0}0)$ 。



4.24 已知 (7, 4) 循环码的生成多项式为 $g(x) = x^3 + x^2 + 1$, 求:

- (1) 生成矩阵和监督矩阵;
- (2) 若信息码 $I = (0101)$, 求输出码字 C ;
- (3) 若接收码字为 $R = (1010100)$, 确定是否有错; 若有错, 求正确的码字。

解: (1) 根据 (7, 4) 循环码的生成多项式 $g(x) = x^3 + x^2 + 1$, 可得

$$V_1(x) = x^6 \mid_{\text{mod } g(x)} = x^2 + x$$

$$V_2(x) = x^5 \mid_{\text{mod } g(x)} = x + 1$$

$$V_3(x) = x^4 \mid_{\text{mod } g(x)} = x^2 + x + 1$$

$$V_4(x) = x^3 \mid_{\text{mod } g(x)} = x^2 + 1$$

$$G(x) = \begin{bmatrix} x^6 + x^2 + x \\ x^5 + x + 1 \\ x^4 + x^2 + x + 1 \\ x^3 + x^2 + 1 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = [I_4 \ P]$$

$$H = [P^T \ I_3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(2) 当信息码字 $I = (0101)$ 时的编码输出码字 C 为:

$$C = I G = [0 \ 1 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = [0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]$$

(3) 如果接收的码字是 $\mathbf{R} = (1010100)$ ，则伴随式 \mathbf{S} 为：

$$\mathbf{S}^T = \mathbf{H} \mathbf{R}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

由于伴随式不等于零，所以接收码字有错。且伴随式的结果与监督矩阵的第四列相同，根据最大似然译码法可判断是码字的第四位有错，故正确的码字应该是 $(101\mathbf{1}100)$ 。

《现代通信技术》
第5章 数字信号的基带传输
部分习题解答

5.1 若二进制信息码为**10110000101**，求相应的“1”差分码和“0”差分码，并画出对应的矩形脉冲波形。

解：

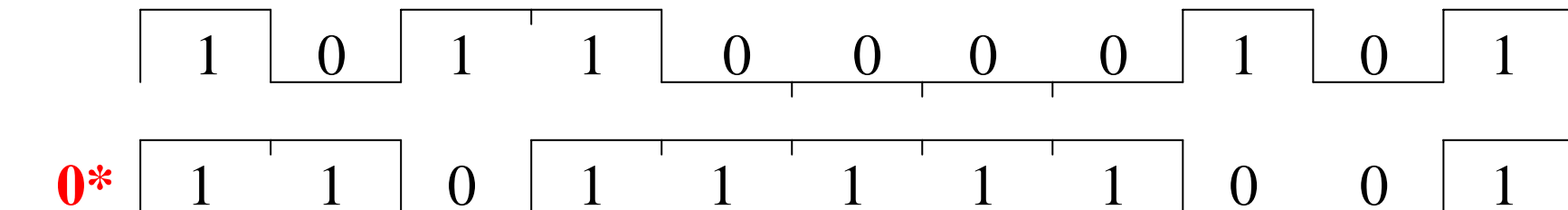
二进制信息码：**1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1**

“1”差分码：**0*** **1 1 0 1 1 1 1 1 0 0 1**

1* **0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 0**

“0”差分码：**0*** **0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0**

1* **1 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1**



5.4 若二进制信息码为1011000010000110000101，求相应的传号交替反转码（AMI）和HDB₃码。

解：

信息码： 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1

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

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

5.12 已知第 I 类部分响应信号中的 $r_0=1$, $r_1=1$ 。假设输入为 4 进制序列

12132100123321101121.....

- (1) 求预编码和相关编码规则及其对应的编码序列；
- (2) 试画出该第 I 类部分响应基带传输系统的原理框图。

解: (1) 由 $r_0=1$, $r_1=1$, 可得

$$a_n = b_n + b_{n-1} \quad \text{mod } 4$$

预编码规则:
$$b_n = a_n - b_{n-1} \quad \text{mod } 4$$

相关编码规则:
$$c_n = b_n + b_{n-1}$$

接收端译码规则:
$$a_n = c_n \quad \text{mod } 4$$



当输入为4进制序列，对应编码序列分别为：

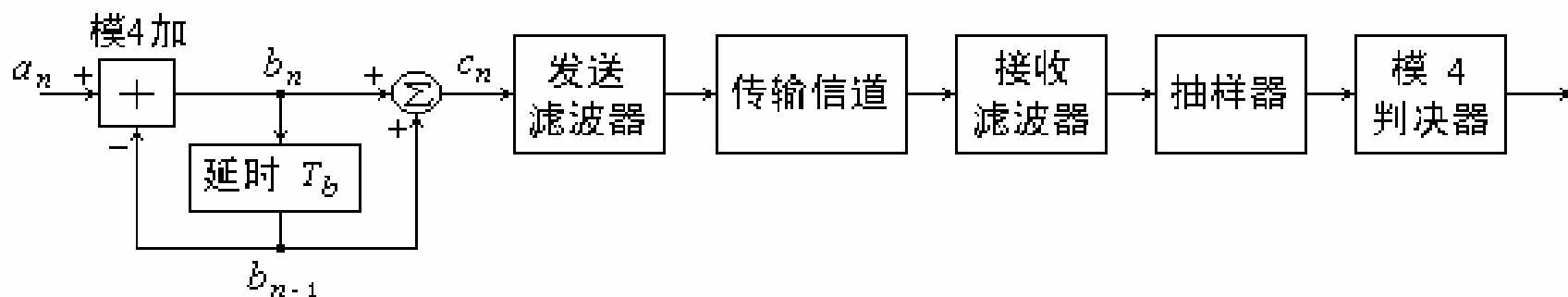
$$a_n \quad 1 \ 2 \ 1 \ 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 2 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 2 \ 1 \dots$$

$$b_n = a_n - b_{n-1} \pmod{4} \quad 0^* \ 1 \ 1 \ 0 \ 3 \ 3 \ 2 \ 2 \ 2 \ 3 \ 3 \ 0 \ 3 \ 3 \ 2 \ 3 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \dots$$

$$c_n = b_n + b_{n-1} \quad 1 \ 2 \ 1 \ 3 \ 6 \ 5 \ 4 \ 4 \ 5 \ 6 \ 3 \ 3 \ 6 \ 5 \ 5 \ 4 \ 1 \ 1 \ 2 \ 1 \dots$$

$$a_n = c_n \pmod{4} \quad 1 \ 2 \ 1 \ 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 2 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 2 \ 1 \dots$$

(2) 该第 I 类部分响应基带传输系统的原理框图如下：



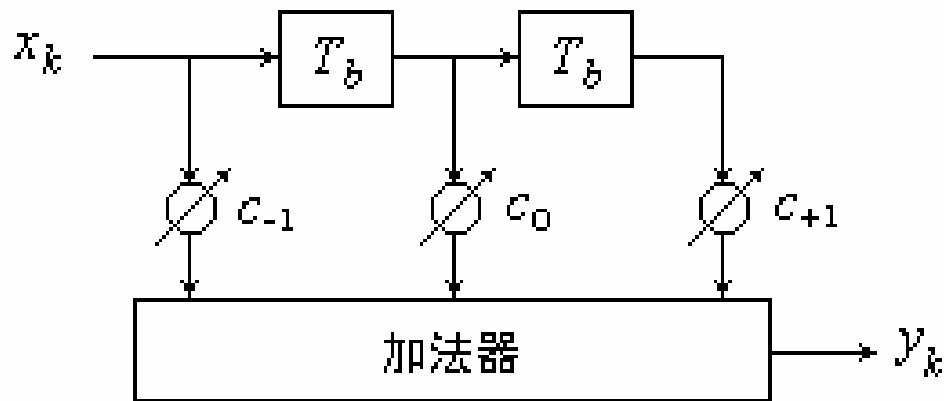
5.17 设图示均衡滤波器输入信号 $x(t)$ 的取值为 $x_{+1}=1/2$, $x_0=1$, $x_{-1}=1/4$, 其余都为0, 要求输出 y_{+1} 和 y_{-1} 补偿为零, 试求抽头增益值 C_i 和峰值畸变。

解: 由 $N=1$

$$x_{+1} = \frac{1}{2}$$

$$x_0 = 1$$

$$x_{-1} = \frac{1}{4}$$



由此方程组可解出抽头增益值

$$C_1 = -\frac{2}{3} \quad C_0 = \frac{4}{3} \quad C_{-1} = -\frac{1}{3}$$

峰值畸变 $D_{in} = \frac{3}{4} \quad D_{out} = \frac{1}{3} + \frac{1}{12} = \frac{5}{12}$

得

$$\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{4} & 0 \\ \frac{1}{2} & 1 & \frac{1}{4} \\ 0 & \frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{-1} \\ C_0 \\ C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

5.21 当信道噪声为白噪声，功率密度谱为 $\frac{N_0}{2}$ ，输入信号为三角形脉冲

$$s(t) = \left(1 - \frac{|t|}{T_0}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{2T_0}\right)$$

求：

- (1) 求匹配滤波器的传输函数；
- (2) 匹配滤波器输出瞬时功率信噪比的最大值；
- (3) 匹配滤波器的冲激响应。

解:

因为 $s(t) = (1 - \frac{|t|}{T_0}) \cdot \text{rect}(\frac{t}{2T_0}) \Leftrightarrow S(\omega) = T_0 \text{Sa}^2(\frac{\omega T_0}{2})$

所以 (1) 匹配滤波器的传输函数为

$$H(\omega) = kS^*(\omega)e^{-j\omega t_0} = kT_0 \text{Sa}^2(\frac{\omega T_0}{2})e^{-j\omega t_0}$$

(2) 匹配滤波器输出瞬时功率信噪比的最大值为

$$(\rho_0)_{\max} = \frac{2E}{n_0} = \frac{4T_0^2}{3n_0}$$

$$E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \int_{-T_0}^{T_0} (1 - \frac{|t|}{T_0})^2 dt = \frac{2}{3} T_0^2$$

(3) 匹配滤波器的冲激响应为

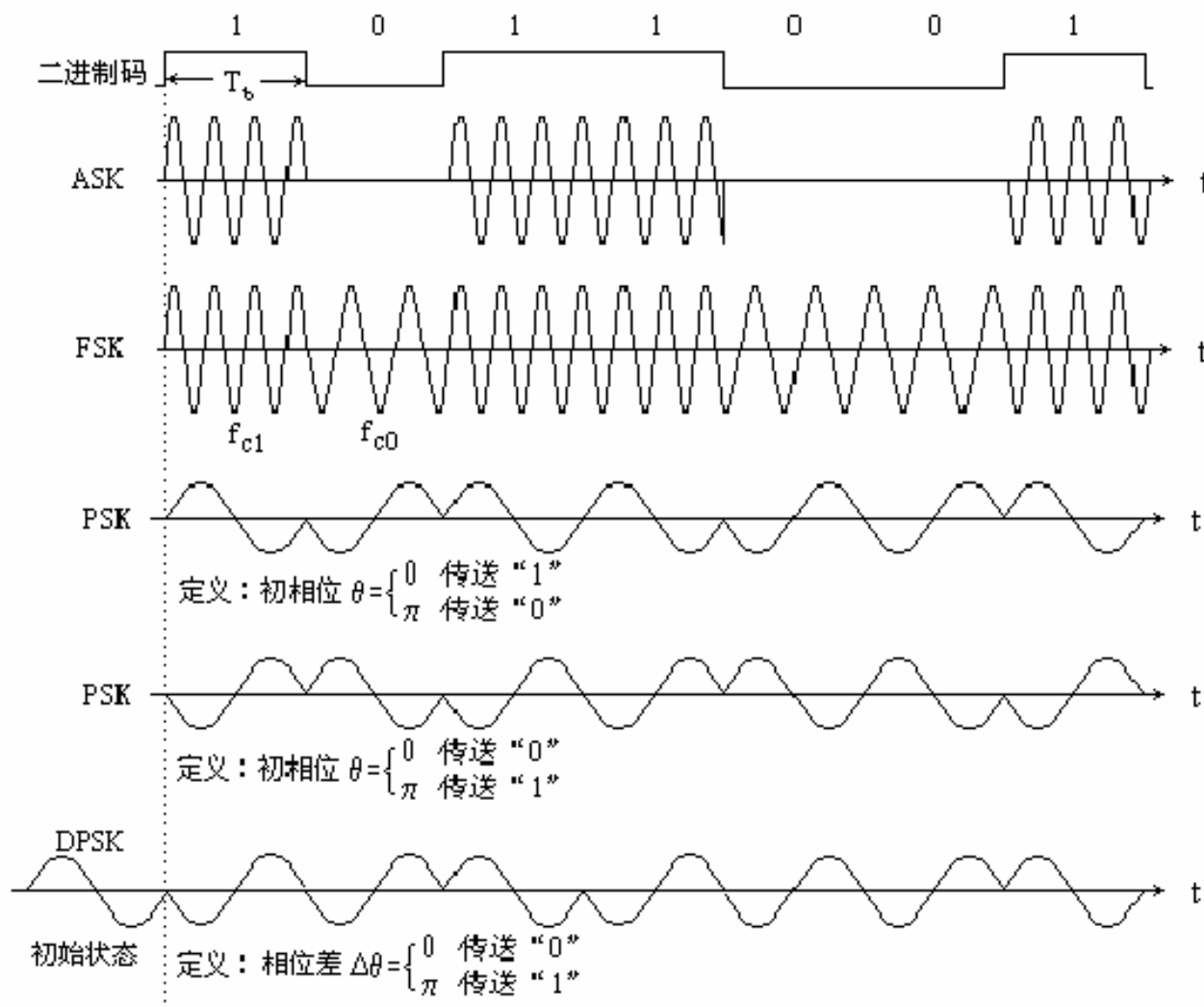
$$h(t) = ks^*(t_0 - t) = k(1 - \frac{|t_0 - t|}{T_0}) \cdot \text{rect}(\frac{t_0 - t}{2T_0})$$



《现代通信技术》
第6章 数字信号的载波传输
部分习题解答

6.1 若发送数字信息码为**1011001**，分别画出 2ASK、2FSK、2PSK和2DPSK信号的波形示意图。

解：



说明:

1. 对于**PSK**，因初相位与传送二进制信码的对应关系可以采用两种不同的定义，所以只要画出两种**PSK**信号波形示意图之一即为正确。

2. 对于**DPSK**，因初始状态和相位差各有两种可能，从而**DPSK**信号波形有四种可能波形，所以只要画出四种**DPSK**信号波形示意图之一即为正确。图中只画出了其中一种波形。