北京邮电大学 2016—2017 学年第 I 学期

《通信原理》期中考试（A 卷）

一．选择填空

在候选答案出选出最佳的一个答案写在下面的答题表中，写在别处不得分

空格号	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)	(11)
答案	B	C	A	D	A	B	A	C	B	D	B
空格号	(12)	(13)	(14)	(15)	(16)	(17)	(18)	(19)	(20)	(21)	(22)
答案	A	C	D	C	B	B	C	A	D	D	B
空格号	(23)	(24)	(25)	(26)	(27)	(28)	(29)	(30)	(31)	(32)	(33)
答案	C	D	C	D	B	A	A	D	D	C	B
空格号	(34)	(35)	(36)	(37)	(38)	(39)	(40)	(41)	(42)	(43)	(44)
答案	C	A	A	A	D	C	D	B	D	C	A

1. 设有 AM 信号 $s(t)=\cos\left(2\pi\times10^4 t\right)+4\cos\left(2.2\pi\times10^4 t\right)+\cos\left(2.4\pi\times10^4 t\right)$，此 AM 信号的功率是<u>(1)</u>，载波频率<u>(2)</u>kHz，复包络是$s_\mathrm{L}(t)=$<u>(3)</u>，调幅系数是<u>(4)</u>，调制效率是<u>(5)</u>。

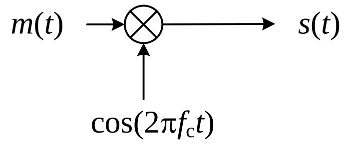
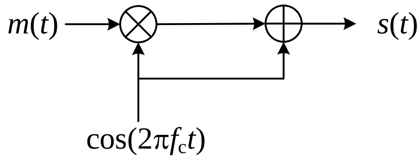
(1) (2)	(A) 6	(B) 9	(C) 11	(D) 12
(3)	(A) $4+2\cos(2000\pi t)$		(B) $4+\cos(2000\pi t)$	
	(C) $4+2\cos(1000\pi t)$		(D) $4+\cos(1000\pi t)$	
(4) (5)	(A) 1/9	(B) 1/6	(C) 1/4	(D) 1/2

注：$s(t)$包含三个幅度分别是 1、4、1 的正弦波，其功率是$\frac{1}{2}+\frac{4^2}{2}+\frac{1}{2}=9$。作为 AM 信号，可以看出 $s(t)$ 表达式中的载波项是 $4\cos\left(2.2\pi\times10^4 t\right)$，载频是 $f_\mathrm{c}=11000$ Hz。$s(t)=\cos\left(2\pi\times10^4 t\right)+4\cos\left(2.2\pi\times10^4 t\right)+\cos\left(2.4\pi\times10^4 t\right)=\mathrm{Re}\left\{\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\times10^4 t}+4\mathrm{e}^{\mathrm{j}2.2\pi\times10^4 t}+\mathrm{e}^{\mathrm{j}2.4\pi\times10^4 t}\right\}$，说明 $s(t)$ 对应的解析信号是 $z(t)=\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\times10^4 t}+4\mathrm{e}^{\mathrm{j}2.2\pi\times10^4 t}+\mathrm{e}^{\mathrm{j}2.4\pi\times10^4 t}$，因此复包络是 $s_\mathrm{L}(t)=z(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_c t}=\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2000\pi t}+4+\mathrm{e}^{\mathrm{j}2000\pi t}=4+2\cos(2000\pi t)$。

2. 相干解调要求接收端的载波与发送端的载波<u>(6)</u>，非相干解调无此要求。DSB-SC 的解调只能采用<u>(7)</u>，而 AM 的解调还可以采用<u>(8)</u>，它是一种<u>(9)</u>。在<u>(10)</u>信号中插入一个载频分量可以帮助接收端建立相干解调所需的载波。

(6)	(A) 正交	(B) 同步	(C) 异步	(D) 反相
(7) (8) (9)	(A) 相干解调	(B) 非相干解调	(C) 包络检波	(D) 对数检波
(10)	(A) PAM	(B) AM	(C) FM	(D) DSB-SC

3. 假设$m(t)$是零均值模拟基带信号，其最大幅度是 1。下列调制框图中，(11)的输出是 AM，(12)的输出是 DSB-SC，(13)的输出是 FM，(14)的输出是 PM。

(11) (12) (13) (14)	(A)	
	(B)	
	(C)	$m(t)$ → 积分器 → 相位调制 → $s(t)$
	(D)	$m(t)$ → 微分器 → 频率调制 → $s(t)$

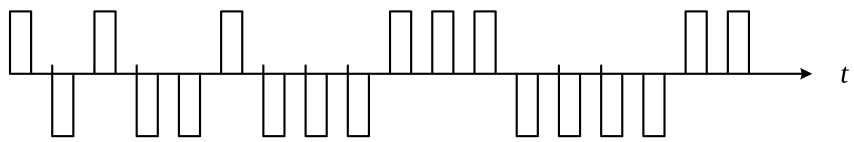
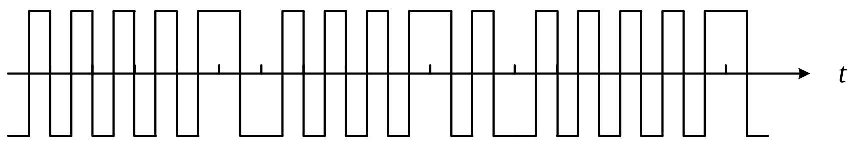
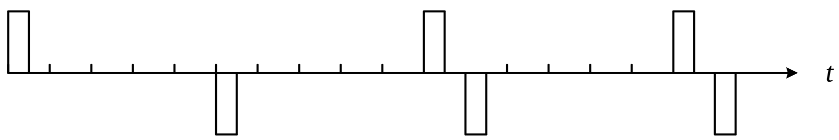
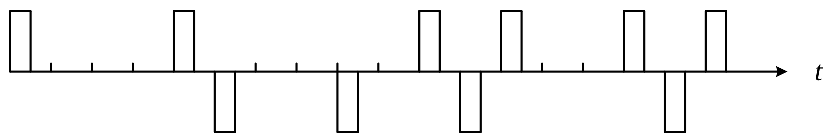
4. 给定基带调制信号$m(t)$的带宽、已调信号$s(t)$的功率、信道高斯白噪声的功率谱密度。DSB-SC 的解调输出信噪比是解调器输入信噪比的(15)倍，SSB 的解调输出信噪比是输入信噪比的(16)倍，SSB 的输出信噪比是 DSB-SC 输出信噪比的(17)。AM 解调输出信噪比(18)DSB-SC 解调输出信噪比，FM 解调输出信噪比(19)DSB-SC 解调输出信噪比。

(15) (16) (17)	(A) 1/2	(B) 1	(C) 2	(D) 4
(18)(19)	(A) 大于	(B) 等于	(C) 小于	(D) 不确定

5. 若数据速率为 2000bit/s，则比特间隔是(20)ms。采用 16 进制传输时，符号速率为(21)kBaud，符号间隔为(22)ms。

(20) (21) (22)	(A) 4	(B) 2	(C) 1	(D) 0.5

6. 下列波形中，(23)是 AMI 码，(24)是 HDB3 码。

(23) (24)	(A)	
	(B)	
	(C)	
	(D)	

7. 将双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声通过一个冲激响应为$h(t)$的带通滤波器后成为$n(t)$，已知 $h(t)$ 的能量是 1，傅氏变换是 $H(f)$。可将 $n(t)$ 表示成 $n(t)=n_c(t)\cos(2\pi f_c t)-n_s(t)\sin(2\pi f_c t)$，其中$n_c(t)$是$n(t)$的(25)，$n_s(t)$是$n(t)$的(26)，$n_c(t)+\mathrm{j}\cdot n_s(t)$是$n(t)$的(27)，$\sqrt{n_c^2(t)+n_s^2(t)}$是$n(t)$的(28)。$n(t)$的功率谱密度是(29)、功率是(30)。对于任意给定的时刻$t=t_0$，$n_c(t_0)$、$n_s(t_0)$是两个零均值高斯变量，方差都是(31)，且$n_c(t_0)$与$n_s(t_0)$(32)。

(25) (26) (27) (28)	(A) 包络	(B) 复包络	(C) 同相分量	(D) 正交分量
(29)	(A) $\frac{N_0}{2}\lvert H(f)\rvert^2$	(B) $\frac{N_0}{2}H^2(f)$	(C) $\frac{N_0}{2}H(f)$	(D) $\frac{N_0}{2}$
(30) (31)	(A) 1/2	(B) 1	(C) N_0	(D) $\frac{N_0}{2}$
(32)	(A) 正相关	(B) 负相关	(C) 统计独立	(D) 相等

8. 八进制数字通信系统的每个符号携带 k=(33)个比特。这k个比特中任何一个出错，则符号出错。已知某八进制系统中比特出错的概率是 1/10。假如各个比特是否出错是独立事件，则符号出错的概率是(34)；假如每个符号中一个比特出错必然会导致其他两个比特也错，则符号错误概率是(35)。

(33)	(A) 1	(B) 3	(C) 5	(D) 8
(34) (35)	(A) 0.1	(B) 0.19	(C) 0.271	(D) 0.3

注：如果比特差错独立，每个符号中 3 个比特都对的概率是$\left(1-\frac{1}{10}\right)^3$，符号差错的概率是$1-\left(1-\frac{1}{10}\right)^3$。如果每个符号中一个比特出错必然会导致其他两个比特也错，那么一个符号的 3 个比特中，第 1 个比特正确则其他比特也正确，符号正确的概率就是第一个比特正确的概率，为$1-\frac{1}{10}$。此时符号出错的概率是$1-\left(1-\frac{1}{10}\right)$。

9. 设$\{a_n\}$的元素以独立等概方式取值于$\{\pm1\}$，下列信号表达式中的(36)是 PAM 信号，其符号间隔是(37)s，符号速率是(38)波特，带宽是(39)Hz。

(36)	(A) $\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n\cdot\mathrm{sinc}(10t-n)$		(B) $\sum_{n=0}^{N-1} a_n\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}20\pi nt}$	
	(C) $\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n\cdot\mathrm{sinc}(10nt)$		(D) $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sin(10a_n\pi t)$	
(37) (38) (39)	(A) 0.1	(B) 1	(C) 5	(D) 10

注：二进制 PAM 信号的一般表达式是 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT_b)$，因此 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot \mathrm{sinc}(10t-n)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot \mathrm{sinc}\left(\frac{t-n\times 0.1}{0.1}\right)$是 PAM 信号，其$g(t)=\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T_b}\right)$，$T_b=0.1$。此 PAM 信号对应奈奎斯特极限，其带宽是符号速率的一半。

10. 差分编码将绝对码$\{a_n\}$变成相对码$\{b_n\}$，编码关系式为$b_n=$(40)。

(40)	(A) $b_n \oplus a_{n-1}$	(B) $b_n \oplus b_{n-1}$	(C) $a_n \oplus a_{n-1}$	(D) $a_n \oplus b_{n-1}$

11. 将 24 路带宽为 4kHz 的话音信号用 SSB 进行频分复用后成为一路信号$m(t)$。$m(t)$的带宽至少是(41)kHz。

(41)	(A) 48	(B) 96	(C) 192	(D) 384

12. 下列数字基带信号中，可以隔直流传输的是(42)，存在人为的符号间干扰的是(43)，采样点无符号间干扰且适合限带信道传输的是(44)。

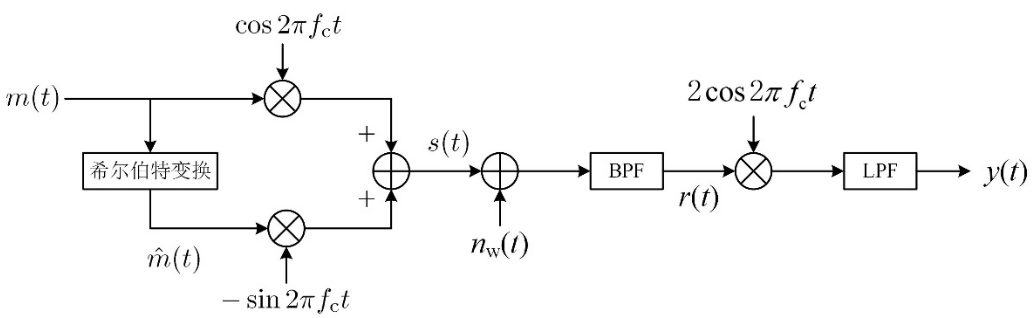
(42) (43) (44)	(A)频域采用了升余弦滚降的信号	(B) 差分双极性 NRZ 码
	(C)第一类部分响应系统的发送信号	(D) AMI 码

二. 下图中基带信号$m(t)=\cos 20\pi t-\frac{1}{2}\sin 180\pi t$，载频$f_c=1\text{kHz}$，高斯白噪声的单边功率谱密度为$10^{-5}$W/Hz，理想带通滤波器 BPF 的通频带是 1kHz~1.1kHz，理想低通滤波器 LPF 的截止频率是 100Hz。 试写出

(1) 希尔伯特变换$\hat{m}(t)$的表达式，$s(t)$的复包络$s_L(t)$的表达式；

(2) 已调信号$s(t)$的调制方式、时域表达式；

(3) BPF 以及 LPF 输出端的信噪比。（写出分贝值）



解答：

(1) $\hat{m}(t)=\sin 20\pi t+\frac{1}{2}\cos 180\pi t$，$s_L(t)=m(t)+\mathrm{j}\cdot\hat{m}(t)=\mathrm{e}^{\mathrm{j}20\pi t}+\frac{\mathrm{j}}{2}\mathrm{e}^{\mathrm{j}180\pi t}$

(2) $s(t)$是单边带调制，其时域表达式为

$$s(t)=\mathrm{Re}\left\{s_L(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_c t}\right\}=\mathrm{Re}\left\{\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}20\pi t}+\frac{\mathrm{j}}{2}\mathrm{e}^{\mathrm{j}180\pi t}\right]\mathrm{e}^{\mathrm{j}2000\pi t}\right\}=\cos 2020\pi t-\frac{1}{2}\sin 2180\pi t$$

(3)BPF 输出的有用信号是$s(t)$，其功率是$\frac{1}{2}+\frac{1}{8}=\frac{5}{8}$，噪声功率是$10^{-5}\times 100=0.001$，信噪比为$\frac{5000}{8}=\frac{10^4}{2^4}$。折合$40-4\times 3=28\mathrm{dB}$

SSB 的解调输出信噪比等于解调输入信噪比，LPF 输出的信噪比也是 28dB。

三. 有一个调相器，一个调频器，其载频f_c均为 10MHz。已知调频器的输入为$m(t)$时输出为$s_{\mathrm{FM}}(t)=\cos\left[2\pi f_c t+8000\pi\int_0^t m(\tau)\mathrm{d}\tau\right]$，调相器的输入为$m(t)$时输出为$s_{\mathrm{PM}}(t)=\cos\left[2\pi f_c t+4m(t)\right]$。就以下三种情形，试分别写出$s_{\mathrm{FM}}(t)$与$s_{\mathrm{PM}}(t)$的最大频偏以及近似带宽：

(1) $m(t)=\cos 2000\pi t$；

(2) $m(t)=2\cos 2000\pi t$；

(3) $m(t)=\cos 4000\pi t$ 。

解答：

首先，任何 FM 信号都可以看成是一个 PM 信号，任何 PM 信号都可以看成是一个 FM 信号，差别只是基带调制信号经过了微分或积分。微分或积分不改变基带信号的最高频率f_m。一般来说，任意角度调制信号$\cos\left[2\pi f_c t+\varphi(t)\right]$都可以当作是FM信号，其近似带宽是$2(\Delta f+f_m)$，其中最大频偏是$\Delta f=\left|\frac{1}{2\pi}\cdot\varphi'(t)\right|_{\max}$ 。

根据题中条件，$s_{\mathrm{FM}}(t)=\cos\left[2\pi f_c t+8000\pi\int_0^t m(\tau)\mathrm{d}\tau\right]$的最大频偏是$\Delta f=4000\left|m(t)\right|_{\max}$，它与$m(t)$的幅度成正比；$s_{\mathrm{PM}}(t)=\cos\left[2\pi f_c t+4m(t)\right]$的最大频偏是$\Delta f=\frac{2}{\pi}\left|m'(t)\right|_{\max}$，它与$m(t)$的斜率成正比，调制信号为单音时，斜率与幅度和频率都成正比。

FM：(1)的最大频偏是 4kHz，(2)(3)的最大频偏分别是 8kHz、4kHz。(1)(2)(3)的近似带宽分别是$2(4+1)=10\mathrm{kHz}$、$2(8+1)=18\mathrm{kHz}$、$2(4+2)=12\mathrm{kHz}$。

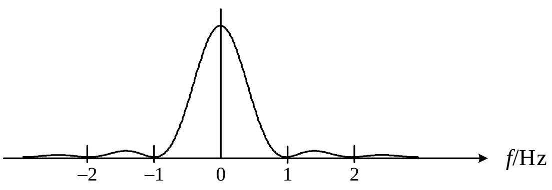
PM：(1)的最大频偏是$\frac{2}{\pi}\times 2000\pi$ =4kHz，(2)(3)的最大频偏都是 8kHz。(1)(2)(3)的近似带宽分别是$2(4+1)=10\mathrm{kHz}$、$2(8+1)=18\mathrm{kHz}$、$2(8+2)=20\mathrm{kHz}$。

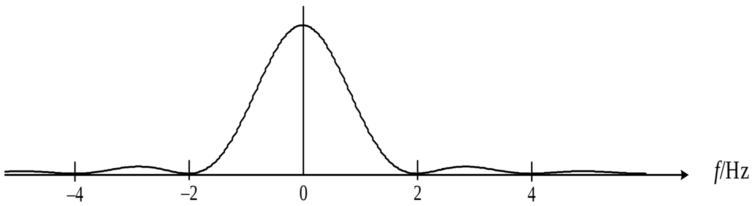
四． 令 $s_1(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}a_n g_1(t-nT_\mathrm{b})$、$s_2(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}a_n g_2(t-nT_\mathrm{b})$ 分别表示双极性 NRZ 信号及半占空的双极性 RZ 信号，其中$T_\mathrm{b}=1\mathrm{s}$，序列$\{a_n\}$中的元素以独立等概方式取值于$\{\pm1\}$，$g_1(t)$、$g_2(t)$的幅度都是 1。试：

(1)写出$s_1(t)$、$s_2(t)$的功率谱密度表达式，并画图；（标出频率坐标值）
(2)写出$s_1(t)$、$s_2(t)$的绝对值$y_1(t)=|s_1(t)|$、$y_2(t)=|s_2(t)|$的功率谱密度表达式。

解答：

(1) $g_1(t)$、$g_2(t)$的傅氏变换分别是$G_1(f)=\mathrm{sinc}(f)$、$G_2(f)=\mathrm{sinc}\left(\frac{f}{2}\right)$。由于序列$\{a_n\}$中的元素互不相关、均值为零、方差为 1，所以 $P_{s_1}(f)=\frac{1}{T_\mathrm{b}}|G_1(f)|^2=T_\mathrm{b}\cdot\mathrm{sinc}^2(fT_\mathrm{b})=\mathrm{sinc}^2(f)$，$P_{s_2}(f)=\frac{1}{T_\mathrm{b}}|G_2(f)|^2=\frac{1}{4}\cdot\mathrm{sinc}^2\left(\frac{f}{2}\right)$。功率谱密度图如下所示：



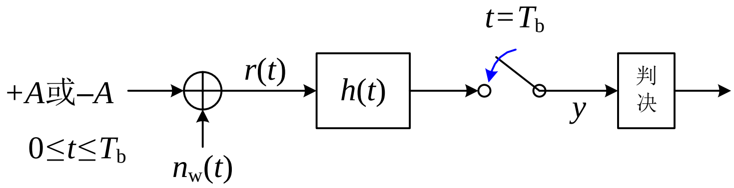


(2) $y_1(t)=|s_1(t)|=1$，其功率谱密度是$\delta(f)$。

$y_2(t)=|s_2(t)|=\sum_{n=-\infty}^{\infty}g_2(t-nT_\mathrm{b})$是周期信号，其功率谱密度是

$$\frac{1}{T_\mathrm{b}^2}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\left|G_2\left(\frac{k}{T_\mathrm{b}}\right)\right|^2\delta\left(f-\frac{k}{T_\mathrm{b}}\right)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}|G_2(k)|^2\delta(f-k)=\frac{1}{4}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\mathrm{sinc}^2\left(\frac{k}{2}\right)\delta(f-k)$$

五． 某基带系统在$[0,T_\mathrm{b}]$内等概发送$+1$或-1两种电压。发送信号叠加了双边功率谱密度为$N_0/2$的高斯白噪声，然后通过一个冲激响应为$h(t)$的滤波器后在$t=T_\mathrm{b}$时刻采样得到样值y。判决器根据y的极性判断发送的是$+1$还是-1。（图中$A=1$）

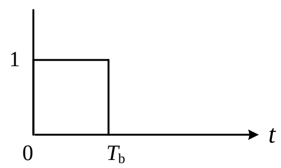


(1)若$h(t)$是匹配滤波器，试画出$h(t)$的冲激响应，写出发送+1条件下y的均值、方差，写出判决输出的误比特率表达式；

(2)若$h(t)=\begin{cases}1, & 0\le t\le 2T_b\\ 0, & \text{else}\end{cases}$，试写出发送+1条件下$y$的均值、方差，写出判决输出的误比特率表达式。

解答：

(1) 发送信号可以写成$\pm g(t)$，其中$g(t)$是位于$[0,T_b]$、幅度为 1 的矩形脉冲。对其匹配的匹配滤波器是$h(t)=K\cdot g(t_0-t)$。取$K=1$，题中已规定采样时刻$t_0=T_b$。此时$h(t)=g(T_b-t)=g(t)$，如下图所示：



采样值y是$r(t)$与$h(t)$的卷积在时刻T_b的值：

$$y=\int_{-\infty}^{\infty}r(\tau)h(T_b-\tau)\mathrm{d}\tau=\int_0^{T_b}r(\tau)\mathrm{d}\tau$$

发送+1条件下y的均值和方差分别由发送信号以及噪声贡献。均值是$\int_0^{T_b}(+1)\mathrm{d}\tau=T_b$，方差是白噪声通过滤波器后的功率，为$\frac{N_0}{2}E_h=\frac{N_0T_b}{2}$。

本小题的情形是双极性 NRZ 信号的最佳接收，其误比特率为$\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)=\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{T_b}{N_0}}\right)$

(2)此时$h(t)$是区间$[0,2T_b]$上的矩形脉冲，$y=\int_{-\infty}^{\infty}r(\tau)h(T_b-\tau)\mathrm{d}\tau=\int_{-T_b}^{T_b}r(\tau)\mathrm{d}\tau$，因为$h(T_b-\tau)$是位于区间$[-T_b,T_b]$、高度为 1 的矩形。输入有用信号只在区间在$[0,T_b]$内，故采样值的均值仍然是$T_b$。噪声的方差增加 1 倍，为$N_0T_b$。

相比于(1)，只是噪声增加 1 倍，其他未变，故误比特率为$\frac{1}{2}\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{T_b}{2N_0}}\right)$

六．试设计一个数据速率为 2400bit/s 的基带传输系统。设计要求：带宽不超过 900Hz，进制数尽可能低（最多不超过 8），滚降系数尽可能大（至少不低于 0.2），要求实现最佳接收并且无符号间干扰。给出所设计的系统框图、系统的主要参数以及有关设计依据的简要说明，给出所设计的系统的发送功率谱密度图。

解答：

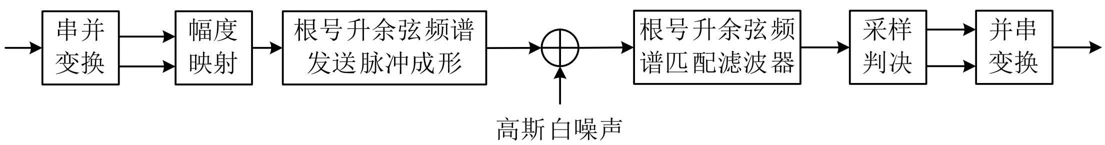
带宽是 900Hz，二进制传输的极限速率是 1800bit/s，故排除二进制。

考虑四进制，则符号速率是 1200Baud，奈奎斯特极限带宽是 600Hz<900Hz。可行。

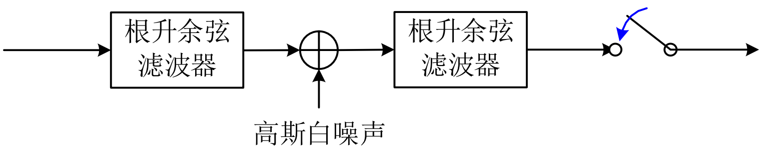
实际带宽比奈奎斯特极限多 300Hz，全部用于滚降，滚降系数是 0.5。考虑最常用的滚降设计：升余弦滚降。

考虑最佳接收的要求，升余弦滚降特性在收、发滤波器之间的分配应满足匹配要求。故此设计收、发滤波器的传递函数为根号升余弦滚降。

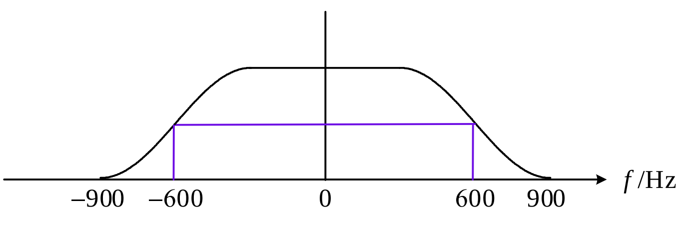
综上，设计结果是 4PAM、滚降系数 0.5。符号速率 1200Baud。系统框图如下：



或者简单点是：



默认考虑数据等概独立，发送幅度设计为零均值。那么从形状上来说，发送功率谱密度为 $\frac{1}{T_s}\left|G_T(f)\right|^2$，根号升余弦传输函数的模平方是升余弦，故发送功率谱密度如下图所示：



七．某二进制 PAM 系统中，接收滤波器输出端采样前的有用信号是 $y(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT_b)$，其中$T_b$是比特间隔，$x(t)$是系统的总体冲激响应，$a_n \in \{\pm 1\}$。令 $x_m = x(mT_b)$、$y_m = y(mT_b)$ 分别表示对$x(t)$和$y(t)$在时刻$t=mT_b$的采样值，$X(f)$表示的$x(t)$傅氏变换。已知$x(t)$的带宽是$\frac{1}{2T_b}$。试按以下两种情况，分别判断采样值y_m中是否有符号间干扰，并写出x_m、$x(t)$的表达式。

(1) $\sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(f-\frac{n}{T_b}\right)=T_b$；

(2) $\sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(f-\frac{n}{T_b}\right)=T_b\left(1+e^{-j2\pi f T_b}\right)$。

解答：

奈奎斯特准则：若 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(f-\frac{n}{T_b}\right)$是常数，则采样点无 ISI，否则有 ISI。无 ISI 在时域体现为 $x_m=\begin{cases}1, & m=0\\ 0, & m\neq 0\end{cases}$。若有 ISI，则$x(t)$在时刻$t=mT_b$的采样值不为零的值不止一个。

奈奎斯特极限：满足奈奎斯特准则且带宽为$\frac{1}{2T_b}$的唯一情形是 $X(f)=\begin{cases}T_b, & |f|\le \frac{1}{2T_b}\\ 0, & \text{else}\end{cases}$、$x(t)=\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ 。

(1)符合奈奎斯特准则，无 ISI。$x_m=\begin{cases}1, & m=0\\ 0, & m\neq 0\end{cases}$。因为带宽是奈奎斯特极限带宽，故 $x(t)=\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$。

(2)不符合奈奎斯特准则，有 ISI。

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(f-\frac{n}{T_b}\right)$的频谱搬移间隔是$\frac{1}{T_b}$，而$x(t)$的带宽是$\frac{1}{2T_b}$，故

$$X(f)=\begin{cases}T_b\left(1+e^{-j2\pi f T_b}\right), & |f|\le \frac{1}{2T_b}\\ 0 & \text{else}\end{cases}$$

其傅氏反变换是 $x(t)=\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T_b}\right)+\mathrm{sinc}\left(\frac{t-T_b}{T_b}\right)$，采样值是 $x_m=\begin{cases}1, & m=0,1\\ 0, & m\neq 0\end{cases}$。

解二：对$\frac{1}{T_b}\sum_{n=-\infty}^{\infty}X\left(f-\frac{n}{T_b}\right)=1+e^{-j2\pi fT_b}$两边做傅氏反变换，左边是$x(t)$的理想采样，为$\sum_{n=-\infty}^{\infty}x_n\delta\left(t-nT_b\right)$，右边是$\delta(t)+\delta\left(t-T_b\right)$，两边对比可得$x_m=\begin{cases}1, & m=0,1\\ 0, & m\neq 0\end{cases}$。采样速率$\frac{1}{T_b}$对$x(t)$满足采样定理（采样速率大于等于被采样信号的带宽），故

$$x(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}x_n\mathrm{sinc}\left(\frac{t-T_b}{T_b}\right)=\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T_b}\right)+\mathrm{sinc}\left(\frac{t-T_b}{T_b}\right)。$$

解三： 用$X_1(f)$表示(1)中的$X(f)$，则$\sum_{n=-\infty}^{\infty}X_1\left(f-\frac{n}{T_b}\right)=T_b$，两边同乘$\left(1+e^{-j2\pi fT_b}\right)$：

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}X_1\left(f-\frac{n}{T_b}\right)\left(1+e^{-j2\pi fT_b}\right)=T_b\left(1+e^{-j2\pi fT_b}\right)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty}\left\{X_1\left(f-\frac{n}{T_b}\right)\left(1+e^{-j2\pi\left(f-\frac{n}{T_b}\right)T_b}\right)\right\}=T_b\left(1+e^{-j2\pi fT_b}\right)$$

令$X_2(f)=X_1(f)\left(1+e^{-j2\pi fT_b}\right)$，上式左边就是$\sum_{n=-\infty}^{\infty}X_2\left(f-\frac{n}{T_b}\right)$。说明本小题中的$X(f)$就是$X_2(f)=X_1(f)\left(1+e^{-j2\pi fT_b}\right)$。傅氏反变换得到$x(t)=\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T_b}\right)+\mathrm{sinc}\left(\frac{t-T_b}{T_b}\right)$，然后采样得到$x_m=\begin{cases}1, & m=0,1\\ 0, & m\neq 0\end{cases}$。