

讨论

例3-3 用单边带方式传输模拟电话信号。设载频为

15MHz, 电话信号的频带为300 Hz~ 3400 Hz, 滤波器归一化值为 10^{-3} 。试设计滤波器的方案。

解: 单级方案时, 过渡带归一化值为 $\alpha = \frac{\Delta B}{f_c} = \frac{600}{15 \times 10^6} = 4 \times 10^{-5}$

归一化值太小, 实际无法实现, 所以, 采用二级滤波方案。取第二级滤波器的归一化值为 1×10^{-2} 。

这时第二级上、下边带的间隔近似为

$$\Delta B_2 \approx \alpha_2 \cdot f_{c2} = 1 \times 10^{-2} \times 15 \times 10^6 = 150 \text{ (kHz)}$$

为此, 第一级调制应使用的载频为:

$$f_{c1} = \frac{1}{2} \Delta B_2 = \frac{1}{2} \times 150 \times 10^3 = 75 \text{ (kHz)}$$

所以, 第一级滤波器的归一化值为: $\alpha_1 = \frac{600}{75 \times 10^3} = 8 \times 10^{-3}$

2023年9月

如果进行横向比较: $G_{DSB} = 2$, $G_{SSB} = 1$, 这能否说明DSB系统的抗噪声性能比SSB系统好呢?

回答是否定的。

因为, 两者的输入信号功率不同、带宽不同, 在相同的噪声功率谱密度条件下, 输入噪声功率也不同, 所以两者的输出信噪比是在不同条件下得到的。

如果我们在相同的输入信号功率, 相同的输入噪声功率谱密度, 相同的基带信号带宽条件下, 对这两种调制方式进行比较, 可以发现它们的输出信噪比是相等的。

❖ 两者的抗噪声性能是相同的。但SSB所需的传输带宽仅是DSB的一半。

❖ 因此SSB得到普遍应用, 在短波通信中单边带调制是一种重要的调制方式。

DSB 调制系统的信噪比增益为 2。DSB 信号的解调器使信噪比改善一倍。

原因: 采用相干解调, 使输入噪声中的正交分量被消除的缘故。

$G_{SSB} = 1$, 解调对信噪比没有改善。因为在 SSB 系统中, 信号和噪声有相同表示形式, 所以相干解调过程中, 信号和噪声中的正交分量均被抑制掉, 故信噪比没有改善。

AM 信号的信噪比增益 G_{AM} 随 A_0 的减小而增加。

G_{AM} 总是小于 1, 这说明包络检波器对输入信噪比没有改善, 而是恶化了。

可以证明, 采用相干解调法解调 AM 信号时, 得到的信噪比增益与上式给出的结果相同。

对于 AM 调制系统, 在大信噪比时, 采用包络检波器解调时的性能与相干解调时的性能几乎一样。

例4-2 用先产生窄带调频信号, 再用一级倍频法产生宽带调频信号。调制信号是频率为15kHz的单频余弦信号, 窄带调频的载频 $f_1 = 200\text{kHz}$, 最大频偏 $\Delta f_1 = 25\text{Hz}$ 。若要求最后输出的调频信号的最大频偏 $\Delta f_2 = 75\text{kHz}$, 载频 $f_2 = 90\text{MHz}$, 试求倍频器的倍频次数 n 和变频器参考信号的频率 f_r 。

解: 窄带调频信号的最大频偏 $\Delta f_1 = 25\text{kHz}$, 最后输出信号的最大频偏 $\Delta f_2 = 75\text{kHz}$, 倍频的次数

$$n = \Delta f_2 / \Delta f_1 = 75 \times 1000 / 25 = 3000$$

倍频后的载频

$$f_2 = n f_1 = 3000 \times 200 \times 10^3 = 600 \text{ (MHz)}$$

发使用下变频方法将频率降到90MHz, 参考信号频率

$$f_r = f_2 - f_1 = 600 - 90 = 510 \text{ (MHz)}$$

滤波法的技术难点

滤波特性很难做到具有陡峭的截止特性;

多级滤波需要多次调制;

当调制信号中含有直流及低频分量时滤波法就不适用了。

单边带调制分析

性能分析

SSB信号的实现比AM、DSB要复杂, 但SSB调制方式在传输信息时, 不仅可节省发射功率, 而且它所占用的频带宽度比AM、DSB减少了一半。

它目前已成为短波通信中一种重要的调制方式。

相移法和时域表达式相对应

时域表达式的意义

给出了基带信号和已调信号之间的定量关系, 是定量计算的基础

组成分量能说明已调信号的类型: 幅度调制

系数不影响信号的性质

单边带调制节省带宽和功率, 实现困难

双边带调制容易实现, 占用2倍带宽

折衷方案:
在实现难度和
占用带宽中折衷

载波和线性调制信号的关系

AM ...有载波...效率低...包络检波

DSB...无载波...效率高...相干解调

SSB...无载波...效率高...相干解调

VSF...无载波...效率高...相干解调

插入载波..... 效率低...包络检波

通信系统质量的最终衡量

- 质量标准是根据人的感官生理特点而确定的
 - 听觉对声音信号的要求在20dB~40dB (25dB)
 - 视觉对图象信号的要求在40dB~60dB (45dB)
- S_o/N_o 确定的条件是有用信号与噪声能分开
 - 混合波形? 有无独立表达式?
- 影响的因素是调制方式和解调方式
- 如何比较通信系统的抗噪声性能?
 - 相同的条件下比较
 - 调制信号带宽、已调信号功率、信道条件

W S_i n_0

PM与FM的区别

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{PM} f(t)]$$

$$s_{FM}(t) = A \cos\left[\omega_c t + K_{FM} \int f(t) dt\right]$$

- PM是相位偏移随调制信号 $f(t)$ 线性变化，FM是相位偏移随 $f(t)$ 的积分呈线性变化。
- 如果预先不知道调制信号 $f(t)$ 的具体形式，则无法判断已调信号是调相信号还是调频信号。

NBFM和AM信号频谱的比较

$$S_{AM}(\omega) = \pi A [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)]$$

$$S_{NBFM}(\omega) = \pi A [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{AK_{FM}}{2} \left[\frac{F(\omega - \omega_c)}{\omega - \omega_c} - \frac{F(\omega + \omega_c)}{\omega + \omega_c} \right]$$

相同点:

- 两者都含有载波分量和两个边带，所以它们的带宽相同

不同点:

- NBFM的两个边频分别乘了因式 $[1/(\omega - \omega_c)]$ 和 $[1/(\omega + \omega_c)]$ ，由于因式是频率的函数，所以这种加权是频率加权，加权的结果引起调制信号频谱的失真。

- NBFM的正负频率分量的符号相反。

FM与PM之间的关系

- 由于频率和相位之间存在微分与积分的关系，所以FM与PM之间是可以相互转换的。
- 比较下面两式可见

$$s_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{PM} f(t)]$$

$$s_{FM}(t) = A \cos\left[\omega_c t + K_{FM} \int f(t) dt\right]$$

- 如果将调制信号先微分，而后进行调频，则得到的是调相波，这种方式叫间接调相；
- 如果将调制信号先积分，而后进行调相，则得到的是调频波，这种方式叫间接调频。

调频性能分析

- 在大信噪比情况下，宽带调频系统的信噪比增益是很高的，即抗噪声性能好。
 - 例如，调频广播中常取 $\beta_{FM} = 5$ ，则信噪比增益 $G_{FM} = 450$ 。也就是说，加大调制指数，可使调频系统的抗噪声性能迅速改善。
- 调频系统性能优于线性调制系统的原因:
 - 以带宽换取信噪比；
 - 以带宽换取信噪比有一定的限制:
 - 带宽增大，噪声功率增大，信噪比下降，门限效应，输出信噪比急剧恶化。

1.7 采用预加重和去加重改善信噪比

原因:

- 鉴频器输出噪声功率谱随 f 呈抛物线形状增大。但在调频广播中所传送的语音和音乐信号的能量却主要分布在低频端，且其功率谱密度随频率的增高而下降。
- 在信号高频端的信号谱密度最小，而噪声谱密度却是最大，致使高频端的输出信噪比明显下降，这对解调信号质量会带来很大的影响。

目的:

- 为了进一步改善调频解调器的输出信噪比，针对鉴频器输出噪声谱呈抛物线形状这一特点，在调频系统中广泛采用了加重技术，包括“预加重”和“去加重”措施。
- “预加重”和“去加重”的设计思想是保持输出信号不变，有效降低输出噪声，以达到提高输出信噪比的目的。

总结：各种模拟调制系统的比较

调制方式	传输带宽	S_o/N_o	设备复杂程度	主要应用
AM	$2f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = \frac{1}{3} \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	简单	中短波无线电广播
DSB	$2f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{DSB} = \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	中等	单独应用较少，主要用于复合调制中
SSB	f_m	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{SSB} = \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	复杂	短波无线电广播、语音频分复用、载波通信、数据传输
VSB	略大于 f_m	近似SSB	复杂	电视广播、数据传输
FM	$2(\beta_{FM} + 1)f_m$	$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM} = \frac{3}{2} m_f^2 \left(\frac{S_i}{n_0 f_m}\right)$	复杂	超短波小功率电台(窄带FM); 调频立体声广播等高质量通信(宽带FM)

二、频带利用率

- SSB的带宽最窄，其频带利用率最高；
- FM占用的带宽随调频指数的增大而增大，其频带利用率最低。

- FM是以牺牲有效性来换取可靠性的。

- β_{FM} 值的选择要从通信质量和带宽限制两方面考虑:

- 对于高质量通信(高保真音乐广播、电视伴音、双向式固定或移动通信、卫星通信和蜂窝电话系统)采用WBFM, β_{FM} 值选大些。
- 对于一般通信, 要考虑接收微弱信号, 带宽窄些, 噪声影响小, 常选用 β_{FM} 较小的调频方式。

当输入信噪比较高时，FM的调频指数越大，抗噪声性能越好。

特点与应用

AM: 优点是接收设备简单;缺点是功率利用率低,抗干扰能力差。主要用在中波和短波调幅广播。

DSB调制: 优点是功率利用率高,且带宽与AM相同,但设备较复杂。应用较少,一般用于点对点专用通信。

SSB调制: 优点是功率利用率和频带利用率都较高,抗干扰能力和抗选择性衰落能力均优于AM,而带宽只有AM的一半;缺点是发送和接收设备都复杂。**SSB**常用于频分多路复用系统中。

VSF调制: 抗噪声性能和频带利用率与SSB相当。在电视广播、数传等系统中得到了广泛应用。

FM: FM的抗干扰能力强,广泛应用于长距离高质量的通信系统中。缺点是频带利用率低,存在门限效应。

均匀量化的讨论

- 均匀量化器的应用:
 - A/D变换;
 - 遥控遥测系统、仪表、图像信号的数字化接口等;
- 均匀量化的不足: 不适于数字电话的通信
 - 电话信号动态范围大,采用均匀量化容易过载;
 - 动态范围: 满足一定信噪比要求的信号取值范围
$$R_{\text{dB}} = 20 \lg \frac{\sigma_{\text{max}}}{\sigma_{\text{min}}}$$
 - 电话信号的信噪比要求要大于25dB,则需要12位编码,所需传输带宽大;
 - 语音信号取小信号的概率大,而均匀量化时信号幅度越小,SNR越低,通信质量越差。
- 非均匀量化: 小信号小阶距量化,大信号大阶距量化

保证通信质量,减少编码位数,提高小信号的信噪比

非均匀量化的关键是非线性压缩 分析

- 问题: 非线性压缩特性如何选择?

- 目标: 获得最佳压缩特性
 - 量化噪声的平均功率最小
- 量化噪声的平均功率的基本公式

$$\sigma_q^2 = \sum_{k=1}^L \int_{x_k}^{x_{k+1}} (x - y_k)^2 p_x(x) dx$$

- 对数压缩特性

- 对数压缩+均匀量化=对数量化



- 在小信噪比条件下,即当 $4L^2 P_e \gg 1$ 时,误码噪声起主要作用,量化噪声可忽略不计

$$\frac{S}{N} \approx \frac{S}{N_e} \approx \frac{1}{4P_e}$$

- 总信噪比与误码率成反比。

- 在大信噪比条件下,即 $4L^2 P_e \ll 1$ 时,量化噪声起主要作用,信道噪声可忽略不计

$$\frac{S}{N} \approx \frac{S}{N_e} = L^2 = 2^{2n}$$

- 总信噪比仅与编码位数 n 有关,且随着 n 按指数规律变化。

- PCM系统的量化信噪比随系统的码元速率按指数规律增长。

- DPCM的原理基于模拟信号的相关性。

- 语音信号的相邻样值之间存在很强的相关性。
 - 可预测成分: 由过去的一些样值加权得到
 - 不可预测成分: 预测误差

- DPCM是根据信号样值间的关联性来进行编码的一种方法。

- 仅对样值和预测值的差值进行量化编码。
 - 差值幅度小于原信号样值幅度,所需编码位数减少,降低码率,压缩带宽。

对比: PCM是对波形的每个样值都独立进行量化编码,编码位数较多,比特率较高,数字化信号带宽较大。

总结: 技术发展的脉络

技术	特点
PAM	时间离散化,幅度连续
PCM	时间,幅度都离散化 对样值进行量化编码(64Kbps)
DPCM	时间,幅度都离散化 固定预测,对差值进行固定量化、编码
ADPCM	时间,幅度都离散化 自适应预测,对差值进行自适应量化、编码(32kbps)
CELP (码激励线性预测)	IS-95 CDMA, 参量编码, 速率更低(小于14.4kbps)
AMR (自适应多速率)	3G系统, 智能分配最佳编码速率

6.1.2 二 元 码

单极性波形:

- 特点: 电脉冲之间无间隔,极性单一,易于用TTL、CMOS电路产生;
- 缺点: 有直流分量,要求传输线路具有直流传输能力,因而不适应有交流耦合的远距离传输,只适用于计算机内部或极近距离的传输。

双极性波形:

- 当“1”和“0”等概率出现时无直流分量,有利于在信道中传输,并且在接收端恢复信号的判决电平为零值,因而不受信道特性变化的影响,抗干扰能力也较强。

简单二元码的问题

- 不能适应有交流耦合的传输信道
 - 功率谱中含有丰富的低频分量,直流分量
- 多个连码时无定时信息
 - 跳变沿有定时信息
 - 固定电平,波形无跳变,无跳变沿
- 不具有检测错误的能力
 - 相邻信号之间独立,无制约

总结:

- 简单二元码: NRZ、RZ、NRZ(M)、NRZ(S)
- 1B2B码型: 在编码后都用一组2位的二元码来表示。

多元码的码元速率和信息速率的关系 总结

- 信息速率一定时，多进制降低码元速率，减小传输带宽，减小 $1/\log_2 M$ 倍。
- 码元速率一定时，传输带宽一定，多进制提高信息速率，提高到 $\log_2 M$ 倍。

$$R_b = R_s \log_2 M \quad (\text{bit/s})$$

$$R_s = \frac{R_b}{\log_2 M} \quad (\text{baud})$$

数字基带信号的码型

1. 数字基带信号的码型设计原则

- 码型的频域特性
- 抗噪声能力
- 提取位定时信息

2. 二元码

- 简单二元码
- 1B2B码

3. 三元码

- AMI码
- HDB₃码

4. 多元码

- 2B1Q码

每个码元上传送一位二进制信息

每个码元上传送一位多进制信息

5. 对其它码型的功率谱定性的分析比较1: AMI码、HDB₃与单极性NRZ码

1) 1B2B码

1B2B码的波形

- 双极性码，无离散谱，无位定时信号
- 有频繁的跳变沿，变换成单极性归零码

2) AMI码

AMI码的波形

- 双极性码
- 单个脉冲波形为归零脉冲，变换成单极性归零码
- 长连0码时无脉冲

3) HDB₃码

HDB₃码的波形

- 双极性码
- 单个波形为归零脉冲
- 最长连0码是3个连0码

AMI码、HDB ₃	单极性NRZ码
双极性归0码	单极性非归0码
无直流分量	有直流分量
提取位定时简单	提取位定时复杂、困难
传号极性交替，宏观检错（纠错）	前后码元无关

比较2: AMI码与HDB₃码的同步性能

- AMI码遇长0码时提取位定时困难，无法提取
- HDB₃码无长0码，保证了位定时提取条件

误码产生的过程分析

- 在二进制数字基带信号的传输过程中，由于噪声干扰引起的误码有两种形式。
 - 如果发送信号的幅度为0，在抽样时刻噪声幅度超过判决门限，使抽样值 $r(KT) > V_d$ ，则判决的结果认为发送信号幅度为A，这样就将0码错判为1码。
 - 如果发送信号的幅度为A，在抽样时刻幅度为负值的噪声与信号幅度相抵消，使抽样值 $r(KT) < V_d$ ，则判决的结果认为发送信号幅度为0，因此将1码错判为0码。

例 1-1 表 1-2 给出英文字母出现的概率。求字母 e 和 q 的信息量。表 1-2 英文字母出现的概率。P7

例 1-2 一离散信源由 A、B、C、D 四种符号组成，设每一个符号的出现都是独立的。(1)当四种符号出现概率分别为 $1/4$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ 、 $3/8$ 时，求信源的平均信息量；(2)当四种符号等概出现时，求信源的平均信息量。P8

例 3-1 已知一个 AM 广播电台输出功率是 50KW，采用单频余弦信号进行调制，调幅指数为 0.707。(1) 试计算调制效率和载波功率；(2) 如果天线用 50Ω 的电阻负载表示，求载波信号的峰值幅度。P62

例 3-2 设本地载波信号与发送载波的频率误差和相位误差分别为 $\Delta\omega$ 和 $\Delta\theta$ ，试分析对解调结果的影响。P65

例 3-4 对单频调制的常规调幅信号进行包络检波。设每个边带的功率为 10 mW，载波功率为 100 mW，接收机带通滤波器的带宽为 10 kHz，信道噪声单边功率谱密度为 5×10^{-9} W/Hz。(1) 求解调输出信噪比；(2) 如果改为 DSB，其性能优于常规调幅多少分贝？P84

例 3-5 对双边带和单边带信号进行相干解调，接收信号功率为 2 mW，噪声双边功率谱密度为 2×10^{-3} μ W/Hz，调制信号是最高频率为 4 kHz 的低通信号。(1) 比较解调器输入信噪比；(2) 比较解调器输出信噪比。P94

例 4-1 当调频指数 $\beta_{FM} = 3$ 时，求各次边频的幅度，并画出频谱图，求出载波分量功率和边频分量功率。设未调载波幅度为 A。P94

例 4-3 用倍频法构成调频发射机。设调制信号是频率为 15 kHz 的单频余弦信号，NBFM 载频 $f_1 = 200$ kHz，最大频偏 $\Delta f_1 = 25$ Hz，混频器参考频率 $f_r = 10.9$ MHz，倍频次数 $n_1 = 64$ ， $n_2 = 48$ 。(1) 求窄带调频信号的调频指数；(2) 求调频发射信号的载频、最大频偏、调频指数。P97

例 4-4 设调频与常规调幅信号均为单频调制，调频指数为 β_{FM} ，调幅指数 $\beta_{AM} = 1$ ，调制信号频率为 f_m 。当信道条件相同、接收信号功率相同时比较它们的抗噪声性能。P103

例 4-5 已知调制信号是 8MHz 的单频余弦信号，若要求输出信噪比为 40 dB，试比较调制效率为 $1/3$ 的常规调幅系统和调频指数为 5 的调频系统的带宽和发射功率。设信道噪声的单边功率谱密度为 $n_0 = 5 \times 10^{-15}$ W/Hz，信道损耗为 60 dB。P104

例 5-1 正弦信号 $x(t) = 3.25 \sin(1600\pi t)$ ，抽样频率 $f_s = 8$ kHz，限定抽样时刻通过正弦波的零点。(1) 列出在正弦信号一个周期内样值序列 $x(n)$ 的取值，画出样值序列的时间波形图；(2) 样值序列输入如图 5-17(a) 所示的量化器，列出量化后样值序列 $x_q(n)$ ，画出量化后的样值序列的时间波形图。P137

例 5-2 对频率范围为 30 Hz ~ 300 Hz 的模拟信号进行线性 PCM 编码。(1) 求最低抽样频率 f_s ；(2) 若量化电平数 $L = 64$ ，求 PCM 信号的信息速率 R_b 。P139

例 5-3 设正弦信号动态范围为 40 dB ~ 50 dB，最低信噪比不低于 26 dB，求线性 PCM 编码的位数。P139

例 5-4 设输入为 $x = 1260_{\Delta}$ ，按 A 律 13 折编码，求编码码组 C，解码输出 \hat{x} 和量化误差 q 。P145

例 5-5 模拟信号的最高频率为 4000Hz，以奈奎斯特频率抽样并进行 PCM 编码。编码信号的波形为矩形，占空比为 1。(1)按 A 律 13 折线编码，计算 PCM 信号的第一零点带宽；(2)设量化电平数 $L=128$ ，计算 PCM 信号的第一零点带宽。P149

例 5-6 对 10 路最高频率为 3400Hz 的模拟信号进行时分复用传输。抽样频率 $f_s=8000\text{Hz}$ ，采用量化电平 $L=256$ 的二进制编码，码元波形是宽度为 τ 的矩形脉冲，占空比为 0.5。计算 PCM 编码信号的第一零点带宽。P159

P137

例5-1 正弦信号 $x(t) = 3.25\sin(1600\pi t)$ ，抽样频率 $f_s = 8\text{kHz}$ ，限定抽样时刻通过正弦波的零点。

- (1)列出在正弦信号一个周期内样值序列 $x(n)$ 的取值，画出样值序列的时间波形图；
- (2)样值序列输入如图5-17(a)所示的量化器，列出量化后 $x_q(n)$ 样值序列，画出量化后的样值序列的时间波形图。

P139

例5-3 设正弦信号动态范围为40 dB~50 dB，最低信噪比不高于26 dB，求线性PCM编码的位数。

P149

例5-5 模拟信号的最高频率为4000Hz，以奈奎斯特频率抽样并进行PCM编码。编码信号的波形为矩形，占空比为1。

- (1)按A律13折线编码，计算PCM信号的第一零点带宽；
- (2)设量化电平数 $L=128$ ，计算PCM信号的第一零点带宽。

P176

例6-1 求0, 1等概单极性不归零码的功率谱。已知单个1码的波形是幅度为A的矩形脉冲，如下图所示。

P178

例6-3 求0, 1等概的双极性不归零码功率谱。已知单个0和1码的波形是幅度为-A和A的矩形脉冲，如下图所示。

P186

例6-5 已知某信道的截止频率为10MHz，信道中传输8电平数字基带信号。如果信道的传输特性为 $\alpha=0.5$ 的升余弦滚降特性，求该信道的最高信息传输速率 R_b 。

P187

例6-7 对模拟信号 $m(t)$ 进行线性PCM编码，量化电平数 $L=16$ 。PCM信号先通过 $\alpha=0.5$ 、截止频率为5 kHz 的升余弦滚降滤波器，然后再进行传输。求：

- (1)二进制基带信号无串扰传输时的最高信息速率；
- (2)可允许模拟信号 $m(t)$ 的最高频率分量 f_H 。

p139

例5-2 对频率范围为30 Hz~300 Hz的模拟信号进行线性PCM编码。(1)求最低抽样频率 f_s ；(2)若量化电平数

$L=64$ ，求PCM信号的信息速率 R_b 。

p145

例5-4 设输入为 $x=1260_\Delta$ ，按A律13折编码，求编码码组C，解码输出 \hat{x} 和量化误差 q 。

p159

例5-6 对10路最高频率为3400Hz的模拟信号进行时分复用传输。抽样频率 $f_s=8000\text{Hz}$ ，采用量化电平 $L=256$ 的二进制编码，码元波形是宽度为 τ 的矩形脉冲，占空比为0.5。计算PCM编码信号的第一零点带宽。

p177

例6-2 求0, 1等概单极性归零码的功率谱。已知单个1码的波形是幅度为A的半占空矩形脉冲，如下图所示。

p185

例6-4 某数字基带传输系统的传输特性 $H(f)$ 如图6-19(a)所示。其中 α 为某个常数， $0 \leq \alpha \leq 1$ 。

- (1)检验该系统能否实现无码间串扰的传输；
- (2)求最高码元传输速率 R_b 和码元频带利用率 η_b ；
- (3)传输二进制码元时，求信息频带利用率 η_b 。

p186

例6-6 理想低通型信道的截止频率为3000 Hz，当传输以下二电平信号时，求信号频带利用率和最高信息速率。

- (1)理想低通信号；
- (2) $\alpha=0.4$ 的升余弦滚降信号；
- (3) NRZ码；
- (4) RZ码。

p194

例6-8 设输入 a_n 是四进制序列，即 $M=4$ ， a_n 的取值为0, 1, 2, 3。当采用第IV类部分响应信号时，列表说明全过程。

P199

例6-9 有0, 1等概的单极性NRZ码, 已知信噪比 $S/N = 36$, 求误比特率 P_b 。

p199

例6-10 基带信号是峰-峰值为4 V的NRZ码, 噪声功率为0.25 W, 求单极性和双极性码的误比特率。

P200

例6-11 要求基带传输系统的误比特率为 2×10^{-5} , 求采用下列基带信号时所需要的信噪比:

(1) 单极性NRZ码; (2) 双极性NRZ码。

p239

例7-1 对2ASK信号分别进行非相干接收和相干接收。

数字信号的码元速率 $R_b = 4.8 \times 10^6$ baud, 接收端输入信号幅度 $A = 1$ mV, 信道噪声的单边功率谱密度为 2×10^{-15} W/Hz

P240

例7-2 已知2FSK信号的两个频率 $f_1 = 2025$ Hz, $f_2 = 2225$ Hz, 码元速率 $R_b = 300$ baud, 信道有效带宽为3 000 Hz, 信道输出端的信噪比为6 dB, 求:

- (1) 2FSK信号传输带宽;
- (2) 非相干接收的误比特率;
- (3) 相干接收的误比特率。

p241

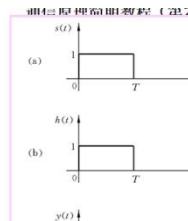
例7-3 在OOK系统中, 发送端发送的信号幅度 $A_T = 5$ V, 接收端带通滤波器输出噪声功率 $\sigma^2 = 3 \times 10^{-12}$ W。如果要求系统的误比特率 $P_b = 1 \times 10^{-4}$, 求

- (1) 相干接收时允许信道的衰减量。
- (2) 非相干接收时允许信道的衰减量。

P245

例7-4 已知输入信号是单位幅度的矩形脉冲, 如右图(a)所示。

- (1) 求相应的匹配滤波器的单位冲激响应和传递函数。
- (2) 求匹配滤波器的输出。



p303

例9-1 已知(6, 3)码的生成矩阵为G, 试求: (1) 编码码组和各码组的码重; (2) 最小码距 d_{\min} 及其差错控制能力。

$$[0 \ 0 \ 0]$$

P305

例9-2 按照例9-1生成矩阵G, 列出S与E的对照表。当收到码组R=[1 1 1 0 1 1]时, 解出对应的信息码组D。

p309

例9-3 求(7, 4)循环码的生成多项式 $g(x)$ 。当信息码组D=[1 0 1 0] 时, 求输出码组C。

P310

例9-4 用例9-3的生成多项式 $g(x)$ 求系统循环码的码组, 已知D=[1 0 1 0]。

p312

例9-5 已知纠单错(7, 4)系统循环码的生成多项式为 $g(x) = x^3 + x^2 + 1$, 试构成译码表。若接收码组R=[1 0 0 0 1 0 1], 求发送码组。