



東南大學
SOUTHEAST UNIVERSITY

数字通信的计算机仿真 (研讨)

9 码间干扰与波形设计

讲解人: 王俊波

E-mail: jbwang@seu.edu.cn

Phone: 13770681926

QQ:308322767

主要内容

- 数字基带信号的功率谱
- 带限信道与码间干扰
- 奈奎斯特第一定律与无串扰波形设计
- 带限传输系统与眼图
- 部分响应系统

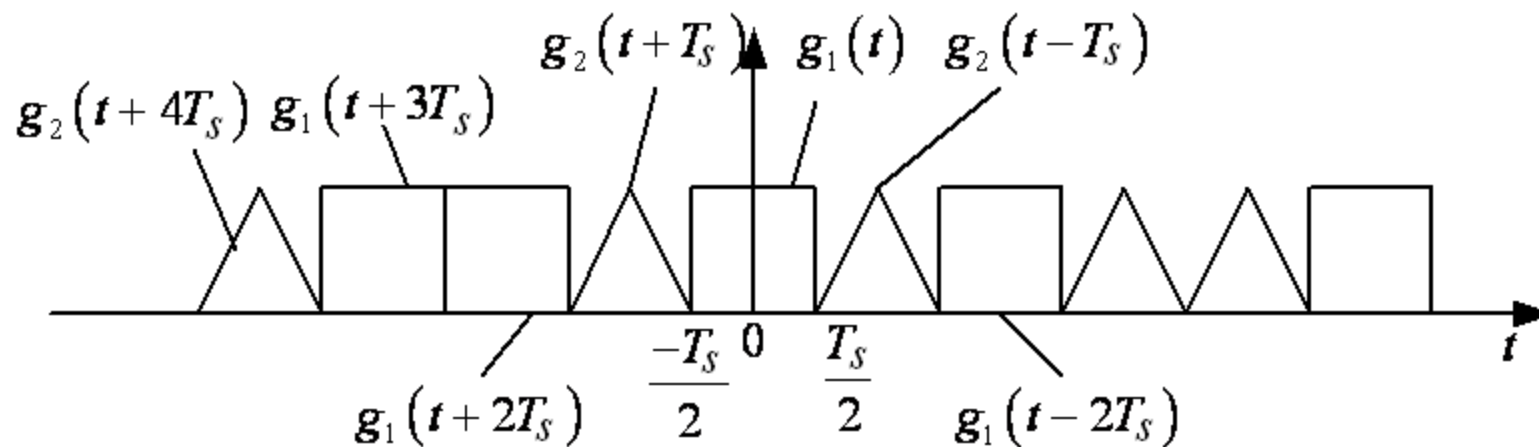
研究基带信号的功率谱

□ 研究意义

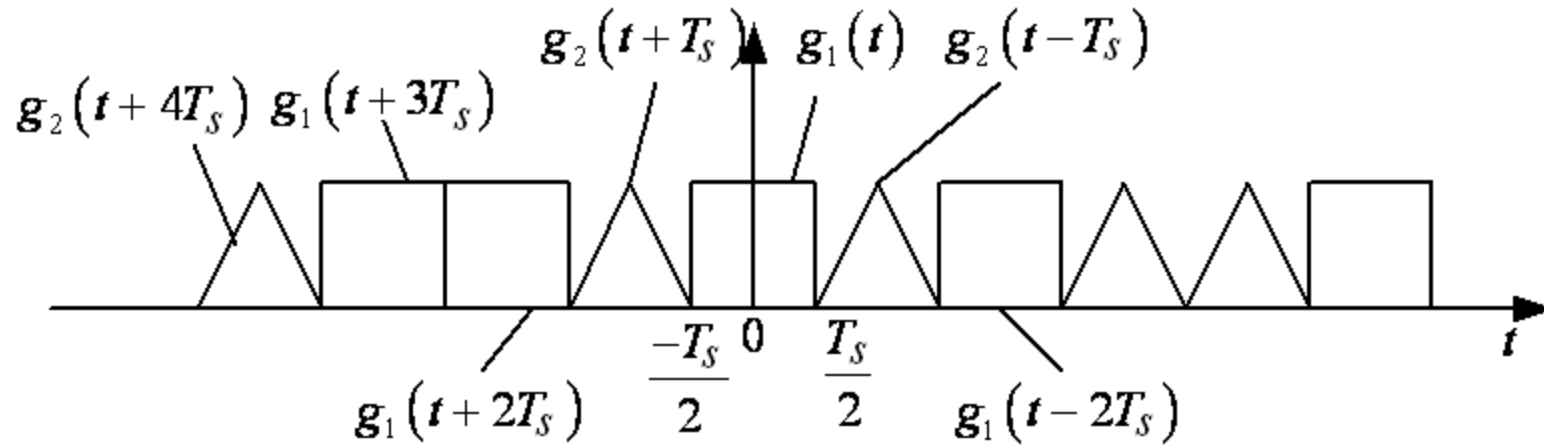
- ✓ 通过谱分析，可以了解信号需要占据的频带宽度，所包含的频谱分量，有无直流分量，有无定时分量等。
- ✓ 针对信号谱的特点来选择相匹配的信道，以及确定是否可从信号中提取定时信号。

□ 研究方法

- ✓ 数字基带信号是随机的脉冲序列，没有确定的频谱函数，所以只能用功率谱来描述它的频谱特性
- ✓ 一种比较简单的方法是以随机过程功率谱的原始定义为出发点，求出数字随机序列的功率谱公式



数字基带信号时域表达式



随机脉冲序列时域表达式:
$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t)$$

$$s_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_s), \\ g_2(t - nT_s), \end{cases}$$

以概率 P 出现
以概率 $1-P$ 出现

$g_1(t)$ — “0”码, 出现概率为 P
 $g_2(t)$ — “1”码, 出现概率为 $1-P$

T_s —码元间隔
 f_s —码元速率

稳态波与交变波

□ 为了使频谱分析的物理概念清楚，推导过程简化，我们可以把 $s(t)$ 分解成稳态波 $v(t)$ 和交变波 $u(t)$

□ 所谓稳态波，即是随机序列 $s(t)$ 的统计平均分量，它取决于每个码元内出现 $g_1(t)$ 、 $g_2(t)$ 的概率加权平均，且每个码元统计平均波形相同，因此可表示成

$$v(t) = P \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_1(t - nT_s) + (1 - P) \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_2(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_n(t)$$

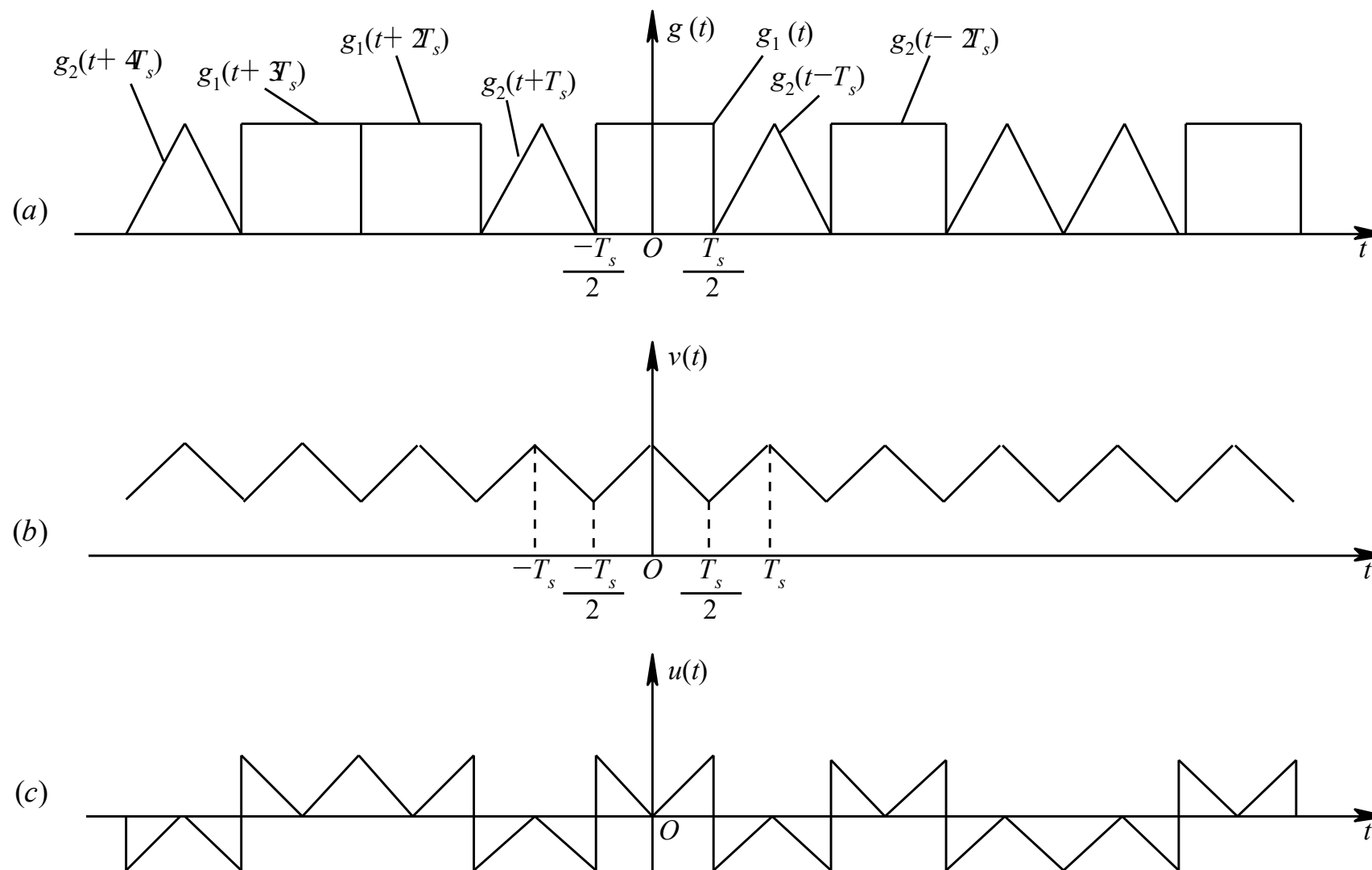
✓ 显然 $v(t)$ 是一个以 T_s 为周期的周期函数

□ 交变波 $u(t)$ 是 $s(t)$ 与 $v(t)$ 之差 $u(t) = s(t) - v(t)$

✓ 其中第 n 个码元为 $u_n(t) = s_n(t) - v_n(t)$

$$u_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_s) - Pg_1(t - nT_s) - (1 - P)g_2(t - nT_s) \\ = (1 - P)[g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)], & \text{以概率 } P \\ g_2(t - nT_s) - Pg_1(t - nT_s) - (1 - P)g_2(t - nT_s) \\ = -P[g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)], & \text{以概率 } (1 - P) \end{cases}$$

稳态波与交变波的图示



基带信号的功率谱

□ 基带信号功率谱

$$P_s(f) = P_v(f) + P_u(f)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| f_s [PG_1(nf_s) + (1-P)G_2(nf_s)] \right|^2 \cdot \delta(f - nf_s) + f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2$$

✓ 离散谱**决定信号是否有直流及定时分量**

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| f_s [PG_1(nf_s) + (1-P)G_2(nf_s)] \right|^2 \cdot \delta(f - nf_s)$$

✓ 连续谱**决定信号带宽** $f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2$

□ 通过功率谱分析我们可以获得以下结论

- ✓ 有无直流成份
- ✓ 有无可供提取的同步信号
- ✓ 信号带宽
- ✓ 信号频谱分布规律

几点讨论

- 随机数字基带信号的功率谱通常包括离散谱和连续谱并在整个频域无限延伸
- 不论离散谱或连续谱，都与基本脉冲的频谱($G(f)$) 及统计特性(P)有关
- 连续谱在总是存在的，实际中关心信号功率集中的频率范围即信号的带宽

$$P_u(f) = f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2$$

- 离散谱不一定总是存在的。实际中只关注有无直流分量及 f_s 的分量， f_s 对于位同步信号的提取十分重要

$$P_v(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| f_s [PG_1(nf_s) + (1-P)G_2(nf_s)] \right|^2 \cdot \delta(f - nf_s)$$

示例：数字调制信号的功率谱

□ 双极性不归零码

- ✓ 信号脉冲的负电平和正电平分别对应着二进制代码0和1
- ✓ 无直流成份

□ 设 $g_1(t) = -g(t)$, $g_2(t) = g(t)$, $P=1/2$

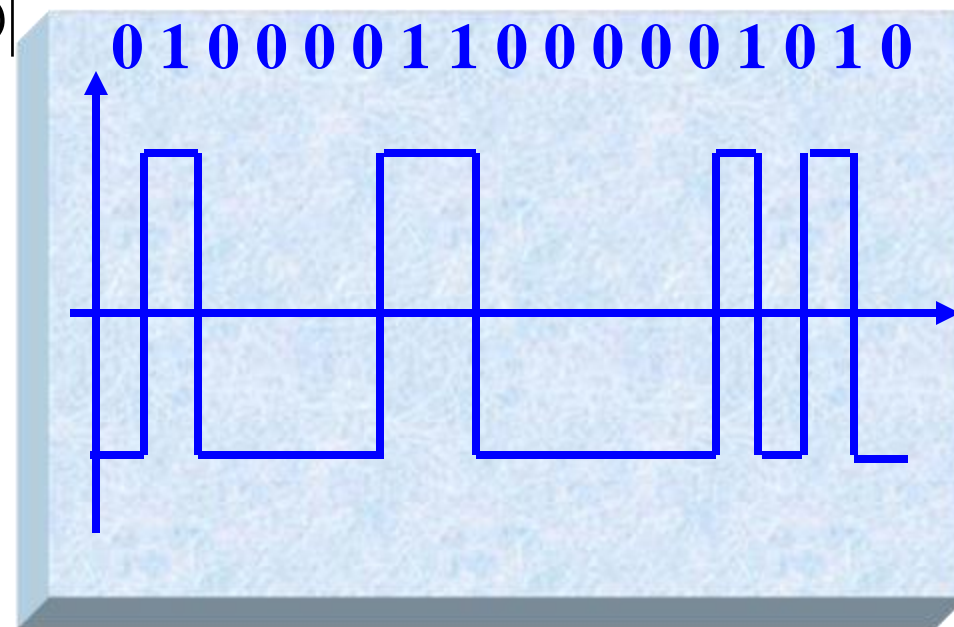
$$\begin{aligned} P_s(f) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| f_s [PG_1(nf_s) + (1-P)G_2(nf_s)] \right|^2 \cdot \delta(f - nf_s) + f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| f_s \left[\frac{1}{2} G(nf_s) - \frac{1}{2} G(nf_s) \right] \right|^2 \cdot \delta(f - nf_s) + \frac{f_s}{4} |G(f) - (-1)G(f)|^2 \\ &= f_s |G(f)|^2 = T_s Sa^2 \left(\frac{2\pi f T_s}{2} \right) \end{aligned}$$

✓ Matlab中的sinc函数

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x}$$

$$g_t(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{T_s}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \leftrightarrow G_T(f) = T_s Sa \left(\frac{2\pi f T_s}{2} \right)$$

$$Sa(x) = \frac{\sin x}{x}$$



双极性不归零码的Matlab实现

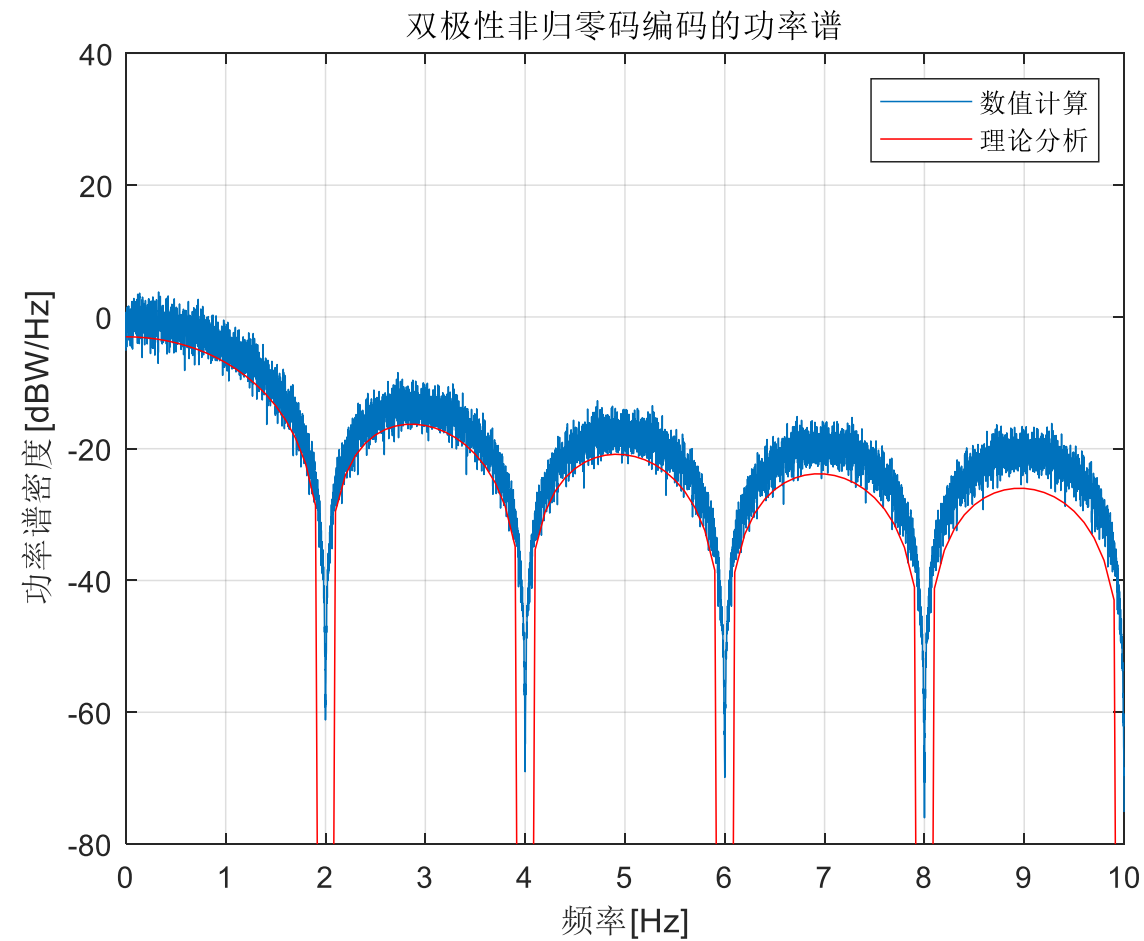
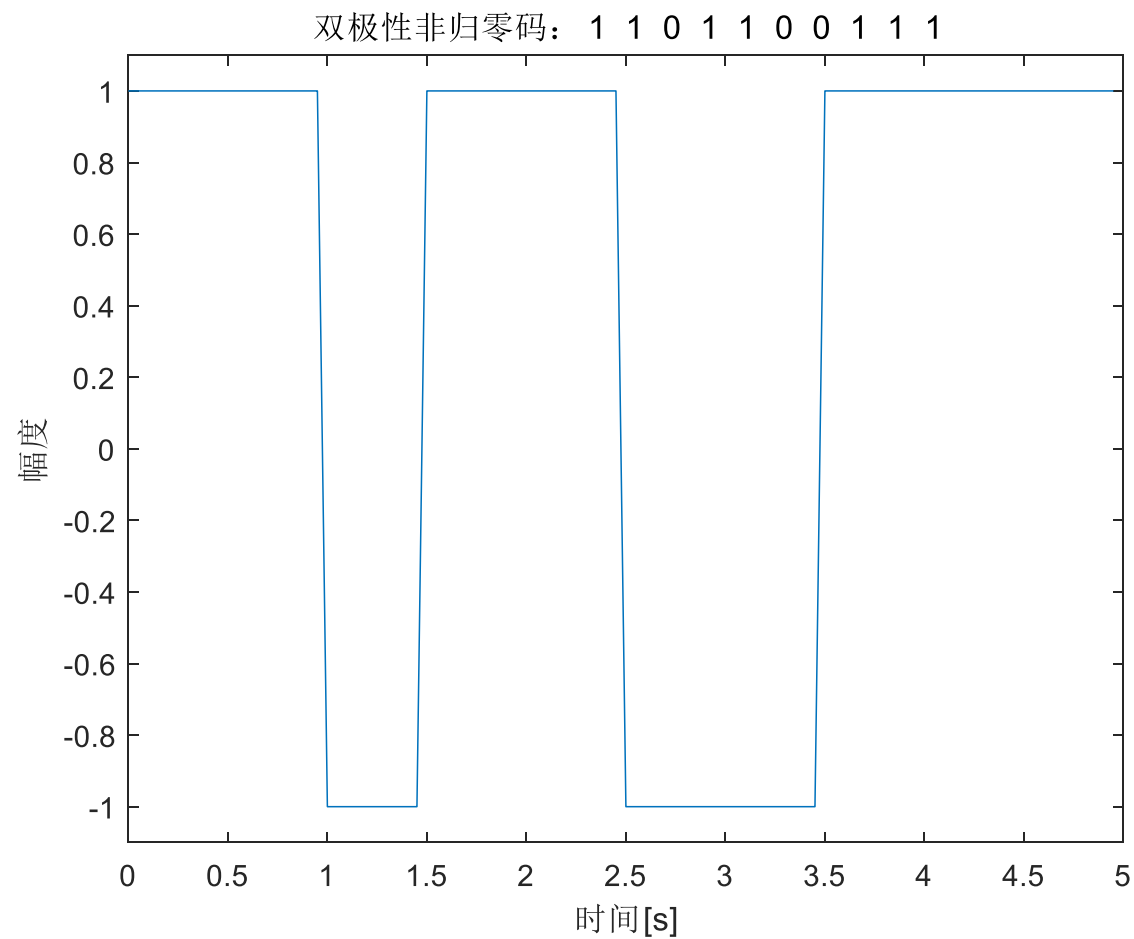
□ 程序: simPolNRZ.m

```
07. Nb=10000;           %待传输的比特数目
08. Rb=2;               %数据传输速率bit/s
09. L=10;              %采样率提高倍数
10. fs=L*Rb;           %采样频率
11. inBits=randi([0,1],1,Nb); %生成数据
12.
13. [x,t]=PolNRZ_Coder(inBits,Rb,fs); %单极性非归零码编码
14.
15. Nshow=10;           %展示的bit数目
16. plot(t(1:Nshow*L),x(1:Nshow*L));
17. xlabel('时间[s]')
18. ylabel('幅度')
19. ylim([-1.1,1.1])
20. str=strcat('双极性非归零码: ',num2str(inBits(1:Nshow)));
21. title(str);
--
```

```
23. figure
24. N=length(x);
25. % [Pxx,f]=periodogram(x,rectwin(N),N,fs);
26. % plot(f,pow2db(Pxx));
27. [pxx,f] = pwelch(x,[],[],[],fs);
28. plot(f,pow2db(pxx));
29.
30. Tb=1/Rb;
31. f=0:0.05*Rb:5*Rb;
32. Pt=Tb*(sinc(f*Tb).*sinc(f*Tb));
33. hold on
34.
35. plot(f,pow2db(Pt),'r')
36. ylim([-80,40])
37. grid on
38. xlabel('频率[Hz]')
39. ylabel('功率谱密度[dBW/Hz]')
40. legend('数值计算','理论分析')
41. title('双极性非归零码编码的功率谱')
```

```
44. function [output,t]=PolNRZ_Coder(in,Rb,fs)
45. %双极性非归零码编码器
46. %in 待编码的数据
47. %Rb 比特速率, bit/秒
48. %fs 采样率,次/秒
49.
50. %output 输出样点
51. % t      样点对应的时刻
52.
53. t=0:1/fs:length(in)-1/fs;
54.
55. L=floor(fs/Rb);
56. x=sign(in-0.5);
57. x=repmat(x,L,1);
58. output=reshape(x,1,[]);
59. end
```

双极性不归零码的仿真结果

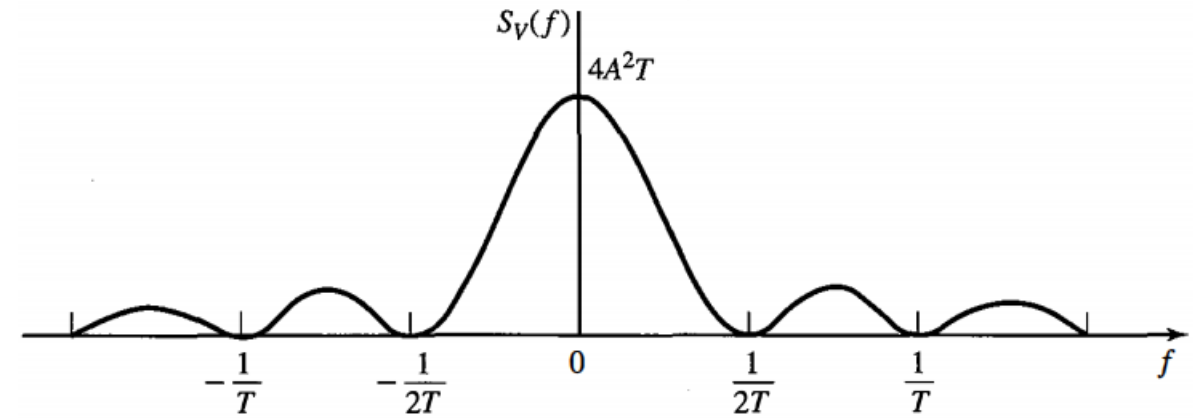


信号与信道的特征

□ 数字调制的功率谱

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT)$$

$$S_V(f) = \frac{\sigma_a^2}{T} |G_T(f)|^2 + \frac{m_a^2}{T^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| G_T\left(\frac{m}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T}\right)$$

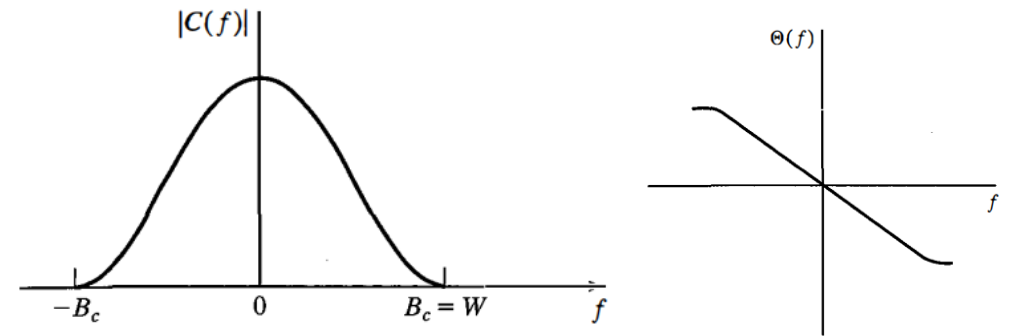


PAM信号的功率谱密度

□ 类似电话信道的带限信道可描述为滤波器，其冲击响应 $c(t)$ 和频率响应 $C(f)$

$$C(f) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t) e^{-j2\pi ft} dt.$$

- ✓ 信道带宽不超过 B_c Hz, 当 $|f| \geq B_c$, $C(f) = 0$
- ✓ 信道输入任何高于 B_c Hz的频率分量都不能通过

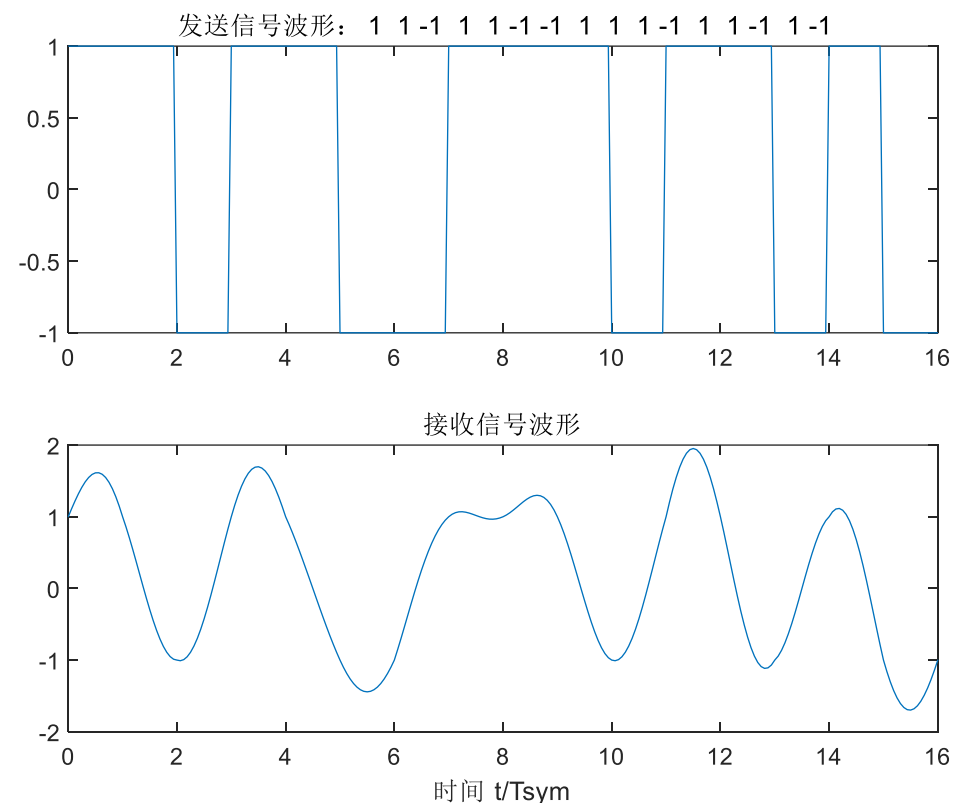


信号通过带限信道仿真实现

□ simBandlimitedEffect.m

✓ 双极性不归零码通过带限信道

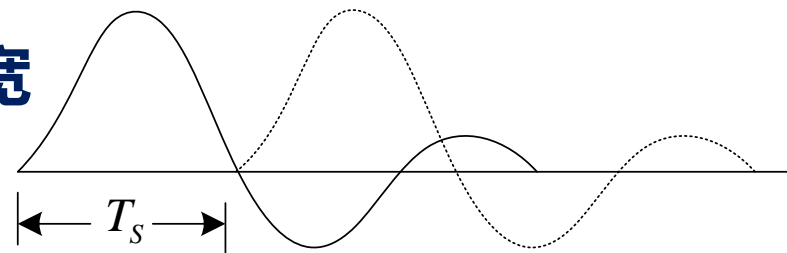
```
04. Tsym=1;
05. L=16; %过采样因子 (每个符号的样点数目)
06. Nsym=100; %生成符号数
07. Nshow=16; %画图展示的符号数
08. dt=Tsym/L;
09. FilterSpanSym=6; %滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
10.
11. inBits=2*randi([0,1],1,Nsym)-1; %生成双极性数字信号
12. t=0:1/L:length(inBits)-1/L;
13. din= repmat(inBits,L,1);
14. din= reshape(din,1,[]);
15.
16. dd=sigexpand(inBits,L); %补零升采样
17. %基带系统冲击响应 (sinc函数, 低通滤波器)
18. [ht,~]=sincFunction(L,Tsym,FilterSpanSym);
19. st=conv(dd,ht);
20. tt=-FilterSpanSym/2*Tsym:dt:(Nsym+FilterSpanSym/2)*L*dt-dt; %通过滤波器, 增加FilterSpanSym/2
```



码间干扰

□ 基带脉冲传输时引起误码的原因

- ✓ 码间干扰：信道是带限的，基带信号的频谱大于信道带宽
- ✓ 信道加性噪声



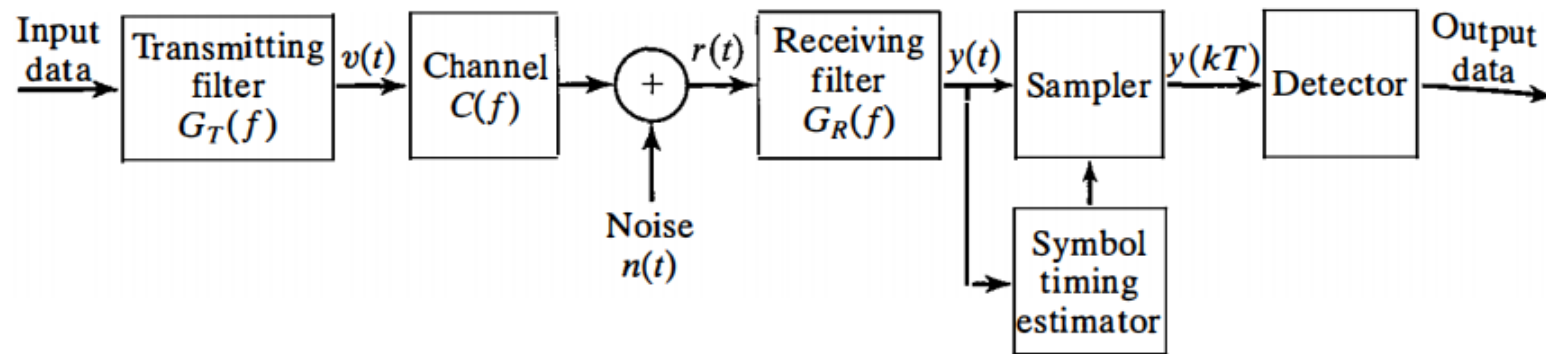
□ 码间干扰原因及后果

- ✓ 系统传输总特性不理想，导致前后码元的波形畸变，使前面波形出现很长的拖尾，从而对当前码元的判决造成干扰。
- ✓ 码间干扰严重时，会造成错误判决

□ 解决码间干扰的三种思路

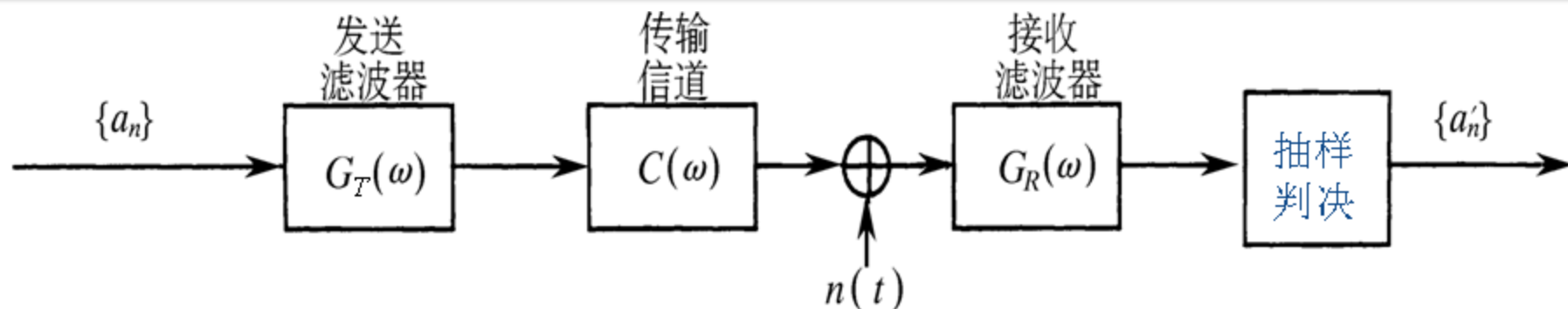
- ✓ 使用理想的矩形脉冲整形滤波器实现零ISI：ISI为零时可能的最大可传输数据速率为 $R = 2$ 符号/秒（波特），但理想的矩形发射和接收滤波器实际上是无法实现的
- ✓ 放宽以最大速率 $R = 2$ 符号/秒传输的条件，以实现零ISI：升余弦和平方根升余弦滤波器通常用于实现零ISI，这种信号也称为全响应信号
- ✓ 放宽零ISI的条件并以 $R = 2$ 符号/秒传输：在发射信号中引入了受控的ISI，并在接收到信号后对其进行处理，这种信号被称为部分响应或相关编码信号

带限信道下的PAM传输



- 信道信号形成器（发送滤波器）：压缩输入信号频带，把传输码变换成适宜于信道传输的基带信号波形
- 信道：信道的传输特性一般不满足无失真传输条件，因此会引起传输波形的失真；还会引入噪声 $n(t)$ ，并假设它是均值为零的高斯白噪声。
- 接收滤波器：用来接收信号，滤除信道噪声和其他干扰，对信道特性进行均衡，使输出的基带波形有利于抽样判决。
- 抽样判决器：对接收滤波器的输出波形进行抽样判决，以恢复或再生基带信号。
- 同步提取：用同步提取电路从接收信号中提取定时脉冲

数字基带信号传输模型



- 假设: $\{a_n\}$ - 发送滤波器的输入符号序列, 取值为0、1或-1, +1; $d(t)$ 为对应的基带信号

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT_s)$$

- 总传输特性

- ✓ 基带传输系统的总传输特性为
- ✓ 总传输特性的时域响应

$$H(\omega) = G_T(\omega) C(\omega) G_R(\omega)$$

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

- 接收滤波器输出信号

$$r(t) = d(t) * h(t) + n_R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_s) + n_R(t)$$

- ✓ $n_R(t)$ 是加性噪声 $n(t)$ 经过接收滤波器后输出的噪声

接收信号建模

□ 总传输特性

- ✓ 设信道的传输特性为 $C(\omega)$ ，接收滤波器的传输特性为 $G_R(\omega)$ ，则基带传输系统的总传输特性为

$$H(\omega) = G_T(\omega) C(\omega) G_R(\omega)$$

- ✓ 其单位冲激响应为

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

□ 接收滤波器输出信号

$$r(t) = d(t) * h(t) + n_R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT_s) + n_R(t)$$

- ✓ $n_R(t)$ 是加性噪声 $n(t)$ 经过接收滤波器后输出的噪声

□ 抽样判决：抽样判决器对 $r(t)$ 进行抽样判决

- ✓ 为了确定第 k 个码元 a_k 的取值，在 $t = kT_s + t_0$ 时刻上对 $r(t)$ 进行抽样，以确定 $r(t)$ 在该样点上的值

$$r(kT_s + t_0) = a_k h(t_0) + \sum_{n \neq k} a_n h[(k - n)T_s + t_0] + n_R(kT_s + t_0)$$

码间干扰分析

□ 抽样判决：抽样判决器对 $r(t)$ 进行抽样判决

- ✓ 为了确定第 k 个码元 a_k 的取值，在 $t = kT_s + t_0$ 时刻上对 $r(t)$ 进行抽样，以确定 $r(t)$ 在该样点上的值

$$r(kT_s + t_0) = a_k h(t_0) + \sum_{n \neq k} a_n h[(k - n)T_s + t_0] + n_R(kT_s + t_0)$$

- ✓ 第一项 $a_k h(t_0)$ 是第 k 个接收码元波形的抽样值，它是确定 a_k 的依据
- ✓ 第二项（ Σ 项）是除第 k 个码元以外的其它码元波形在第 k 个抽样时刻上的总和（代数和），对当前码元 a_k 的判决起着干扰的作用，称之为码间串扰值，由于 a_k 是以概率出现的，故码间串扰值通常是一个随机变量
- ✓ 第三项 $n_R(kT_s + t_0)$ 是输出噪声在抽样瞬间的值，是一种随机干扰，会影响对第 k 个码元的正确判决

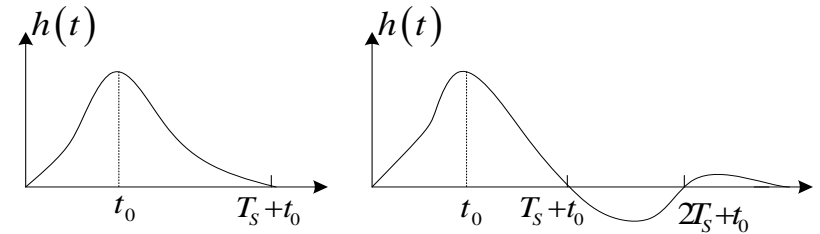
□ 实际抽样值不仅有本码元的值，还有码间串扰值及噪声

- ✓ 故当 $r(kT_s + t_0)$ 加到判决电路时，对 a_k 取值的判决可能判对也可能判错
- ✓ 显然，只有当码间串扰值和噪声足够小时，才能基本保证上述判决的正确

消除码间串扰的基本思想

- 若想消除码间串扰，应使 $\sum_{n \neq k} a_n h[(k-n)T_s + t_0] = 0$
- 由于 a_n 是随机的，要想通过各项相互抵消使码间串扰为0是不行的，这就需要 $h(t)$ 的波形提出要求
 - ✓ 若让 $h[(k-n)T_s + t_0]$ 在 $T_s + t_0$ 、 $2T_s + t_0$ 等后面码元抽样判决时刻上正好为0，就能消除码间串扰

□ 无码间串扰的时域条件



- ✓ 若对 $h(t)$ 在时刻 $t = kT_s$ (这里假设信道和接收滤波器所造成的延迟 $t_0 = 0$) 抽样，满足

$$h(kT_s) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \text{ 为其他整数} \end{cases}$$

- ✓ 基带传输系统的冲激响应波形 $h(t)$ 仅在本码元的抽样时刻上有最大值，并在其他码元的抽样时刻上均为0，则可消除码间串扰

奈奎斯特(Nyquist)第一准则

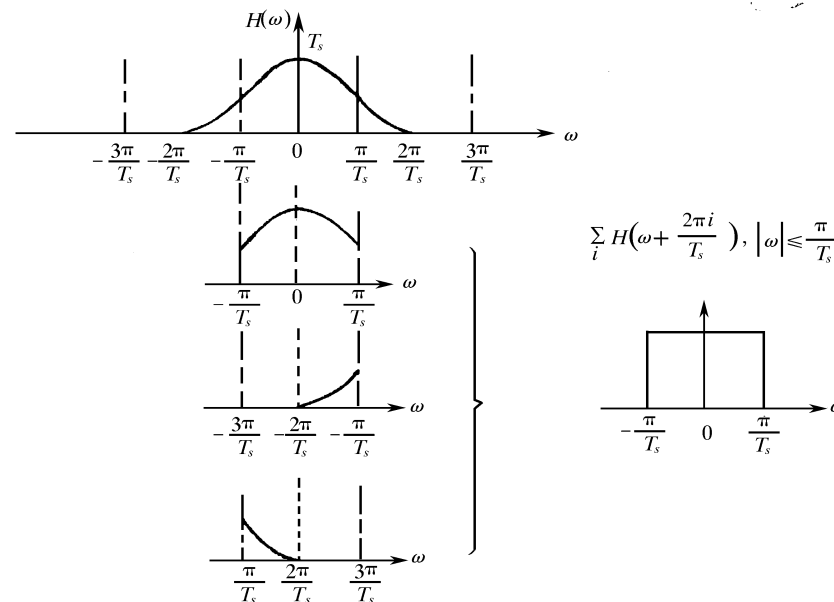
□ 无码间串扰的频域条件

- ✓ 基带系统的总特性 $H(\omega)$ 凡是能符合如下条件的, 均能消除码间串扰

$$\frac{1}{T_s} \sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = 1 \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \quad \sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$

□ 频域条件的物理意义

- ✓ 将 $H(\omega)$ 在 ω 轴上以 $2\pi/T_s$ 为间隔切开, 然后分段沿 ω 轴平移到 $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$ 区间内, 将它们进行叠加, 其结果应当为一常数 (不必一定是 T_s)
- ✓ 这一过程可以归述为: 一个实际的 $H(\omega)$ 特性若能等效成一个理想 (矩形) 低通滤波器, 则可实现无码间串扰



方波信号

- 满足奈奎斯特第一准则并不是唯一的要求，如何设计或选择满足此准则的 $H(\omega)$ 是个问题
- 方波信号

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{sym}}}\right) = \begin{cases} 1 & \text{if } -\frac{T_{\text{sym}}}{2} < t \leq \frac{T_{\text{sym}}}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

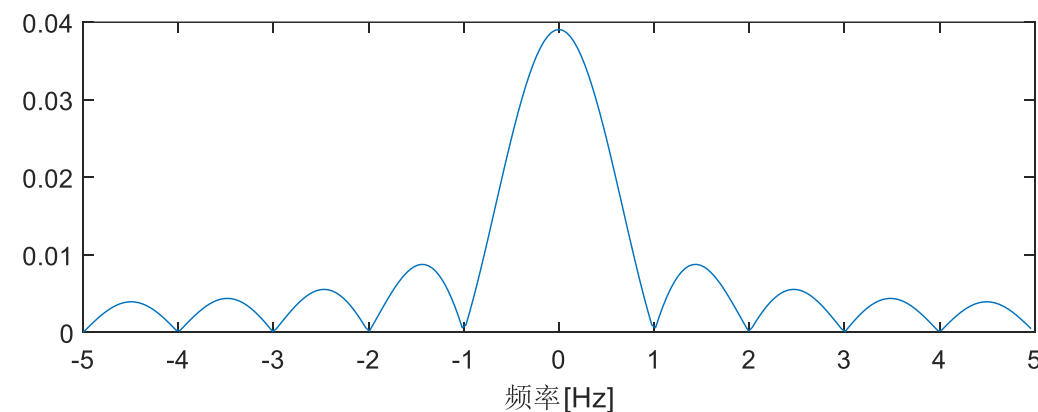
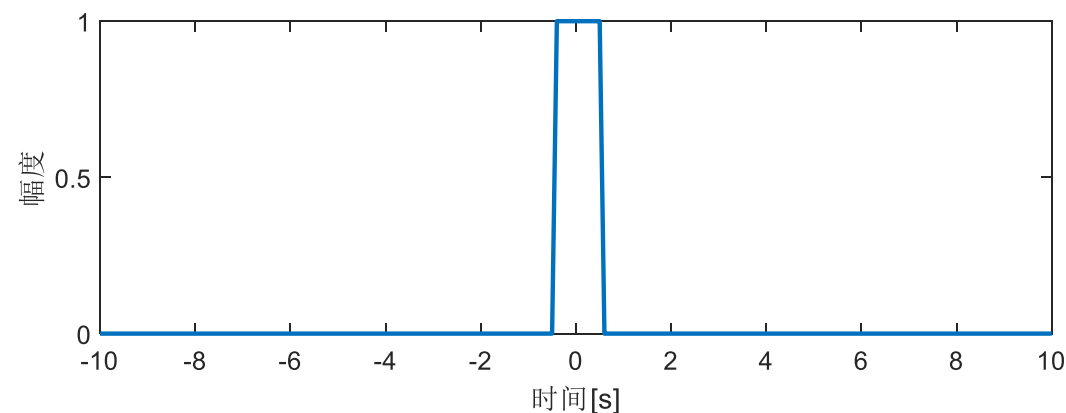
- ✓ 在频域是一个sinc函数
- ✓ 信号不是带限的
- ✓ test_rectPulse.m

```
03. Tsym=1; %符号持续时间
04. L=10; %每个符号的采样数目
05. Nsym=20; %输出Nsym, 左右各Nsym/2个
06. fs=L/Tsym;
07. Tsam=1/fs;
08.
09. [y,t]=rectFunction(L,Nsym); %Rectangular Pulse
10. subplot(211)
11. plot(t,y,'LineWidth',1.5);
12. xlabel('时间[s]')
13. ylabel('幅度')
14.
15. [fftVals,freqVals]=FreqDomainAnalysis(y,fs,'double');
16. subplot(212)
17. plot(freqVals,abs(fftVals))
18. xlabel('频率[Hz]')
```

```
01. function [p,t]=rectFunction(L,Nsym)
02. % 生成方波脉冲
03. %L - 过采样因子
04. %Nsym - 波形长度, 单位: 符号
05. %p 采样点
06. %t 采样时间-(Nsym/2):1/L:(Nsym/2)
07.
08. Tsym=1;t=-(Nsym/2):1/L:(Nsym/2);
09. p=(t > -Tsym/2) .* (t <= Tsym/2);
10. end
```

方波信号仿真实现

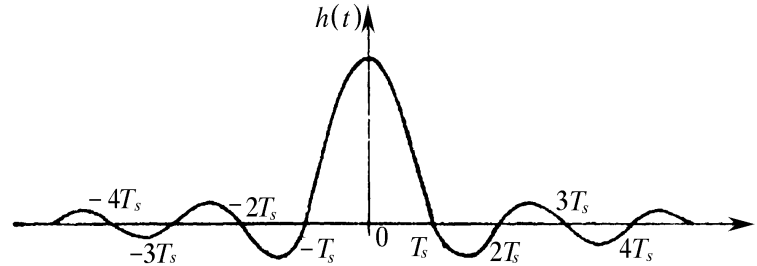
```
01. function [SIGNAL,fVals]=FreqDomainAnalysis(signal,Fs,type)
02. %返回信号的频域分析结果
03. %signal - 信号样点
04. %Fs - 采样频率
05. %type - 'single' or 'double' - 返回单边/双边FFT
06. % SIGNAL: 频域分析结果
07. % fVals: 频率刻度
08. NFFT=2^nextpow2(length(signal)); %FFT length
09. if (nargin ==1)
10.     Fs=1;
11.     type='double';
12. end
13. if (nargin==2)
14.     type='double';
15. end
16. if strcmpi(type,'single') % 单边FFT
17.     SIGNAL=fft(signal,NFFT);
18.     SIGNAL=2*SIGNAL(1:NFFT/2)/NFFT; %只取正频率部分
19.     fVals=Fs*(0:NFFT/2-1)/NFFT;
20. else % 双边FFT
21.     SIGNAL=fftshift(fft(signal,NFFT))/NFFT;
22.     fVals=Fs*(-NFFT/2:NFFT/2-1)/NFFT;
23. end,end
```



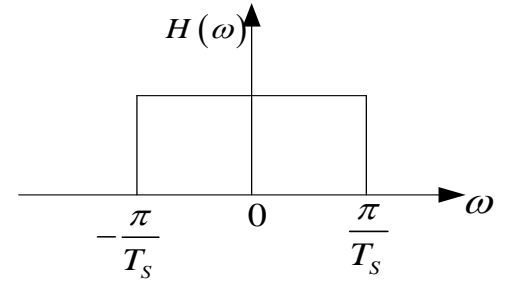
Sinc脉冲信号

□ sinc脉冲信号/理想低通脉冲

$$h(t) = \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} t}{\frac{\pi}{T_s} t} = \text{Sa}(\pi t / T_s)$$



$$H(\omega) = \begin{cases} T_s, & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$



- ✓ $h(t)$ 在 $t = \pm kT_s$ ($k \neq 0$)时有周期性零点, 当发送序列的时间间隔为 T_s 时, 正好巧妙地利用了这些零点
- ✓ 只要接收端在 $t = kT_s$ 时间点上抽样, 就能实现无码间串扰

□ 信道带宽 (奈奎斯特带宽)

$$B = \frac{(\pi/T_s)}{2\pi} = \frac{1}{2T_s} \text{ (Hz)}$$

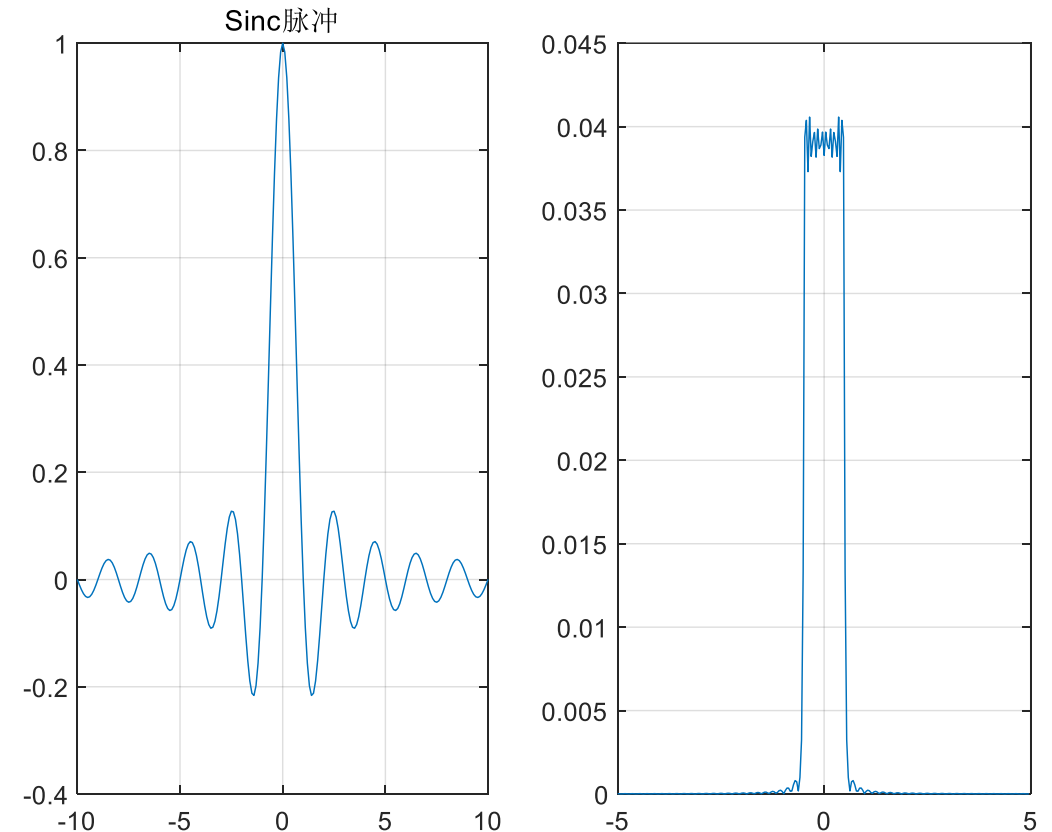
- 若输入数据以 $R_B = 1/T_s$ 波特 (奈奎斯特速率) 的速率进行传输, 则在抽样时刻上不存在码间串扰; 若以高于 $1/T_s$ 波特的码元速率传送时, 将存在码间串扰
- $h(t)$ 的振荡衰减慢, 使之对定时精度要求很高, 故不能实用

Sinc脉冲信号的仿真实现

□ test_sincPulse.m

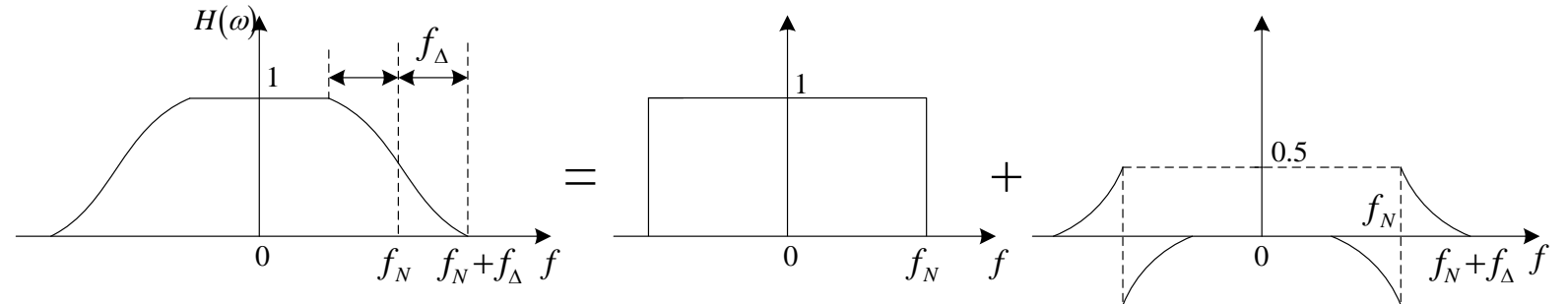
```
03. Tsym=1; %符号时间
04. L=10; %过采样因子 (每个符号的样点数目)
05. Nsym = 20; %滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
06. Fs=L/Tsym; %采样频率
07.
08. [p,t]=sincFunction(L,Tsym,Nsym); %Sinc Pulse
09. subplot(1,2,1);
10. t=t*Tsym;
11. plot(t,p);
12. title('Sinc脉冲');
13. grid on
14. [fftVals,freqVals]=FreqDomainAnalysis(p,Fs,'double');
15. subplot(1,2,2);
16. plot(freqVals,abs(fftVals))
17. grid on
```

```
01. function [p,t]=sincFunction(L,Tsym,Nsym)
02. % 生成sinc函数
03. % 输入参数
04. % L: 过采样因子 (每个符号的样点数目)
05. % Tsym:符号时间
06. % Nsym: 滤波器跨度 (符号持续时间)
07. % 输出参数
08. % p: 输出时域信号波形的样点, 对应的时间点是-Nsym/2:1/L:Nsym/2
09. t=-(Nsym/2)*Tsym:Tsym/L:(Nsym/2)*Tsym;
10. p = sin(pi*t/Tsym)./(pi*t/Tsym);
11. p(ceil(length(p)/2))=1; %设 sinc(0/0)为1
12. end
```



余弦滚降特性(1/2)

- 为了解决理想低通特性存在的问题，可以使理想低通滤波器特性的边沿缓慢下降，这称为“滚降”



- ✓ 只要 $H(\omega)$ 在滚降段中心频率处（与奈奎斯特带宽相对应）呈奇对称的振幅特性，就必然可以满足奈奎斯特第一准则，从而实现无码间串扰传输

- 按余弦特性滚降的传输函数

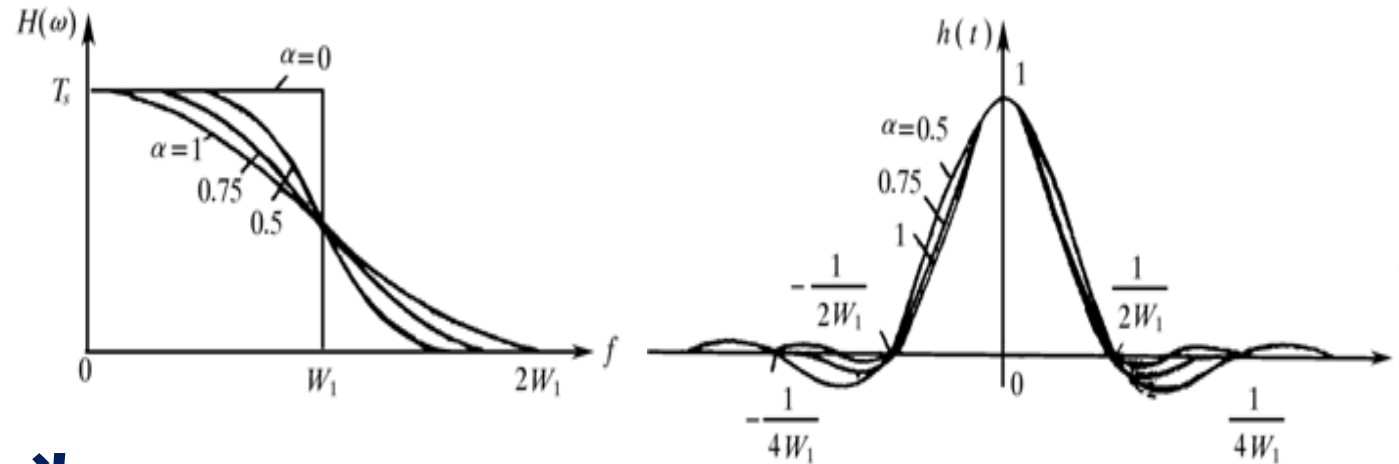
$$H(\omega) = \begin{cases} T_s, & 0 \leq |\omega| < \frac{(1-\alpha)\pi}{T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[1 + \sin \frac{T_s}{2\alpha} \left(\frac{\pi}{T_s} - \omega \right) \right], & \frac{(1-\alpha)\pi}{T_s} \leq |\omega| < \frac{(1+\alpha)\pi}{T_s} \\ 0, & |\omega| \geq \frac{(1+\alpha)\pi}{T_s} \end{cases}$$

$$h(t) = \frac{\sin \pi t / T_s}{\pi t / T_s} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t / T_s}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_s^2}$$

- ✓ α 为滚降系数，用于描述滚降程度，定义为 $\alpha = f_\Delta / f_N$
- ✓ f_N - 奈奎斯特带宽， f_Δ - 超出奈奎斯特带宽的扩展量

余弦滚降特性(2/2)

- 滚降系数 α 越大, $h(t)$ 的拖尾衰减越快



- 滚降使带宽增大为 $B = f_N + f_{\Delta} = (1 + \alpha)f_N$
- 余弦滚降系统的最高频带利用率为

$$\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{2f_N}{(1 + \alpha)f_N} = \frac{2}{(1 + \alpha)} \quad \text{Bd / Hz}$$

✓ 当 $\alpha = 0$ 时, 即为前面所述的理想低通系统

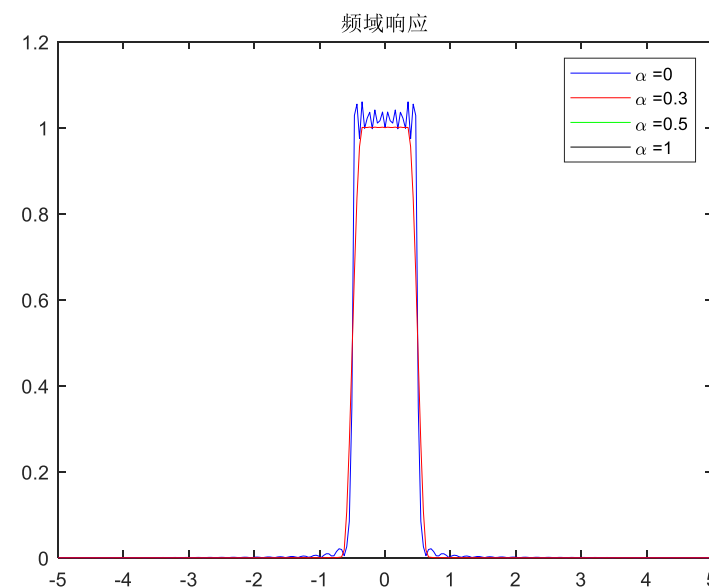
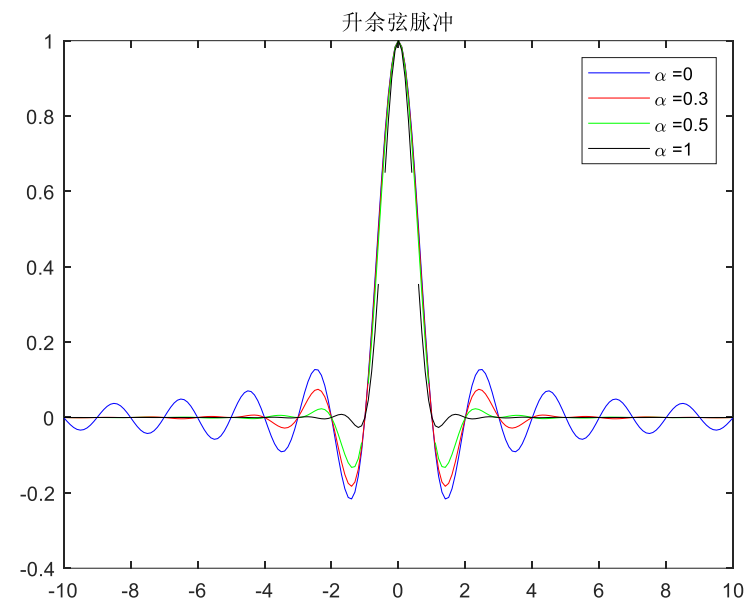
- 发射机一般采用升余弦脉冲整形滤波器

升余弦脉冲信号的仿真实现

□ test_raisedCosinePulse.m

```
04. Tsym=1; %符号周期
05. L=10; %过采样因子 (每个符号的样点数目)
06. Nsym = 20; %滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
07. alphas=[0 0.3 0.5 1];%滚降因子
08. Fs=L/Tsym;%采样率
09.
10. for i=1:length(alphas)
11.     alpha=alphas(i);
12.     [rcPulse(i,:),t]=raisedCosineFunction(alpha,L,Nsym); % 生成波形
13.     [vals(i,:),f]=FreqDomainAnalysis(rcPulse(i,:),Fs,'double'); % 频域分析
14. end
```

```
01. function [p,t]=raisedCosineFunction(alpha,L,Nsym)
02. %生成升余弦函数
03. % 输入参数
04. % alpha: 滚降因子
05. % L: 过采样因子
06. % Nsym - 滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
07. % 输出参数
08. % p: 输出时域信号波形的样点, 对应的时间点是 -Nsym/2:1/L:Nsym/2
09.
10. Tsym=1;
11. t=-(Nsym/2):1/L:(Nsym/2);
12. p = sin(pi*t/Tsym)./(pi*t/Tsym).*cos(pi*alpha*t/Tsym)./(1-(2*alpha*t/Tsym).^2);
13. p(ceil(length(p)/2))=1;%p(0)=1
14. end
```



根升余弦滤波器

- 令 $X_{rc}(f)$ 为升余弦滤波器的频率响应，则发射滤波器 $P(f)$ 和接收滤波器 $G(f)$ 的综合响应可以为

$$X_{rc}(f) = P(f) * G(f)$$

- 如果接收滤波器与发送滤波器匹配

$$X_{rc}(f) = P(f) * G(f) = |P(f)|^2 \quad \longrightarrow \quad P(f) = G(f) = \sqrt{|X_{rc}(f)|} e^{-j2\pi f T_o}$$

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{T_{sym}}} \frac{\sin\left(\frac{\pi t(1-\beta)}{T_{sym}}\right) + \frac{4\beta t}{T_{sym}} \cos\left(\frac{\pi t(1+\beta)}{T_{sym}}\right)}{\frac{\pi t}{T_{sym}} \left(1 - \left(\frac{4\beta t}{T_{sym}}\right)^2\right)}$$

✓ 奇异点

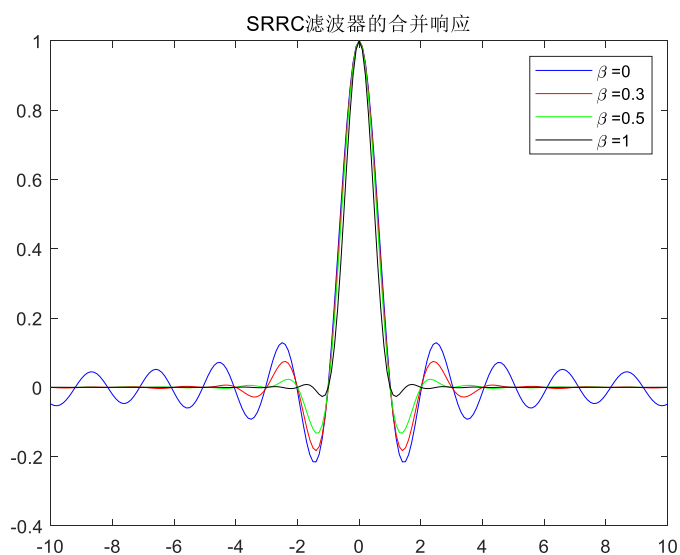
$$p(t=0) = \frac{1}{\sqrt{T_{sym}}} \left[(1-\beta) + \frac{4\beta}{\pi} \right]$$

$$p\left(t = \pm \frac{T_{sym}}{4\beta}\right) = \frac{\beta}{\sqrt{2T_{sym}}} \left(\left[1 + \frac{2}{\pi}\right] \sin\left[\frac{\pi}{4\beta}\right] + \left[1 - \frac{2}{\pi}\right] \cos\left[\frac{\pi}{4\beta}\right] \right)$$

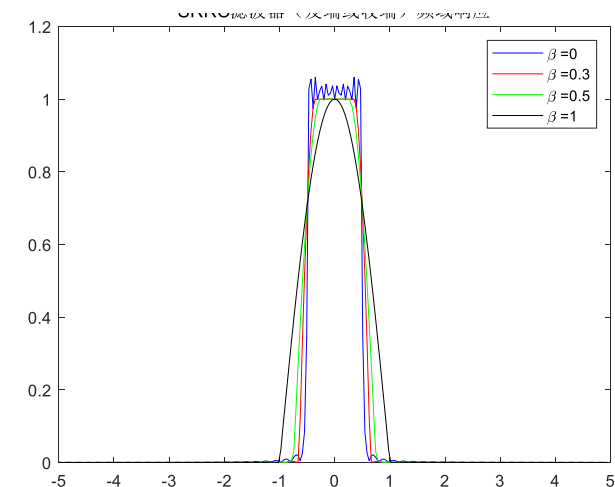
根升余弦滤波器的仿真实现

□ test_srrcPulse.m

```
04. Tsym=1; %符号周期
05. L=10; %过采样因子 (每个符号的样点数目)
06. Nsym = 20; %滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
07. betas=[0 0.3 0.5 1];%滚降因子
08. Fs=L/Tsym;%采样率
09.
10. for i=1:length(betas)
11.     beta=betas(i);
12.     [srrcPulseAtTx(i,:),t]=srrcFunction(beta,L,Nsym); %SRRC发端滤波器
13.     srrcPulseAtRx(i,:) = srrcPulseAtTx(i,:);%SRRC收端滤波器, 和发端一样
14.     %两个滤波器合并
15.     combinedResponse(i,:) = conv(srrcPulseAtTx(i,:),srrcPulseAtRx(i,:), 'same');
16.
17.     [vals(i,:),F]=FreqDomainAnalysis(srrcPulseAtTx(i,:),Fs, 'double');
18. end
```

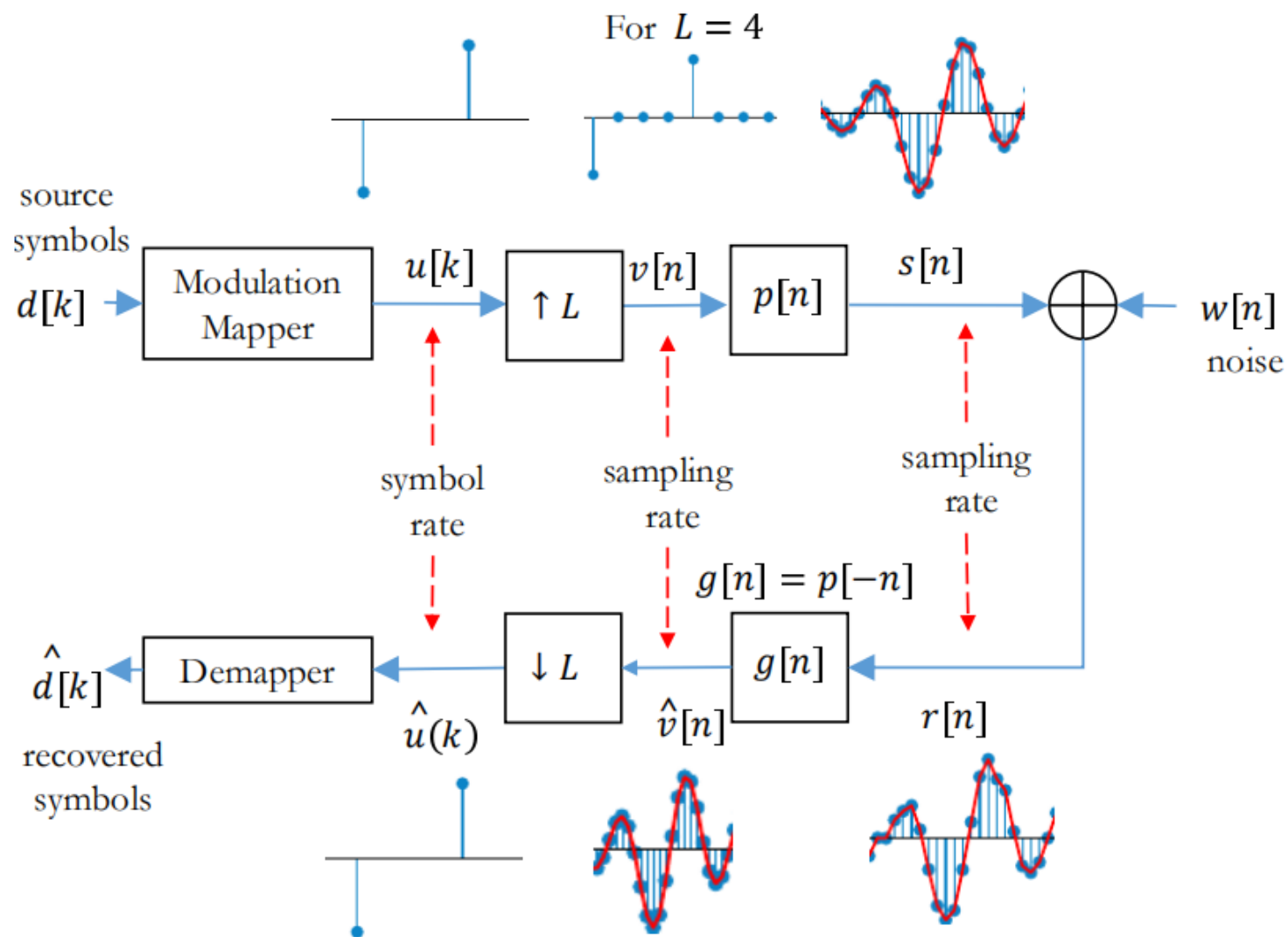


```
01. function [p,t]=srrcFunction(beta,L,Nsym)
02. %生成平方根升余弦函数
03. % 输入参数
04. % alpha: 滚降因子
05. % L: 过采样因子
06. % Nsym - 滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
07. % 输出参数
08. % p: 输出时域信号波形的样点, 对应的时间点是 -Nsym/2:1/L:Nsym/2
09.
10. Tsym=1; t=-(Nsym/2):1/L:(Nsym/2);%unit symbol duration time-base
11.
12. num = sin(pi*t*(1-beta)/Tsym)+...
13.     ((4*beta*t/Tsym).*cos(pi*t*(1+beta)/Tsym));
14. den = pi*t.*(1-(4*beta*t/Tsym).^2)/Tsym;
15. p = 1/sqrt(Tsym)*num./den;
16.
17. p(ceil(length(p)/2))=1/sqrt(Tsym)*((1-beta)+4*beta/pi);
18. temp=(beta/sqrt(2*Tsym))*((1+2/pi)*sin(pi/(4*beta)) ...
19.     + (1-2/pi)*cos(pi/(4*beta)));
20. p(t==Tsym/(4*beta))=temp;
21. p(t==-Tsym/(4*beta))=temp;
22. end
```



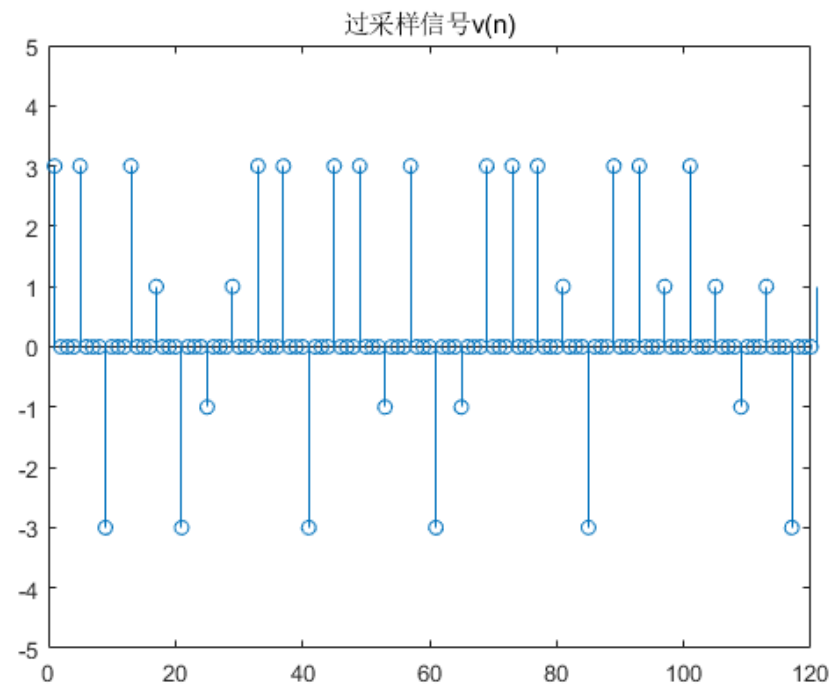
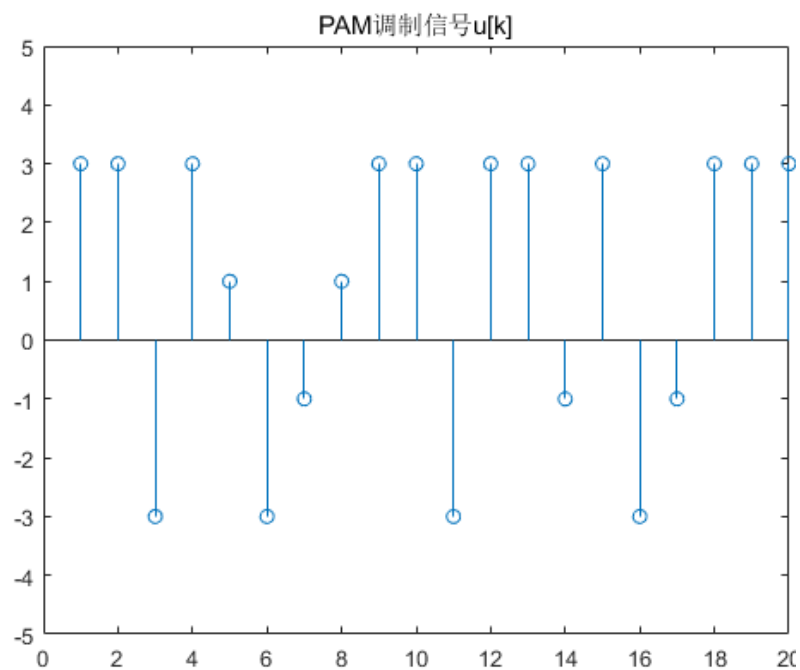
示例：利用根升滤波器实现4PAM传输系统

□ simMPAMsystem.m



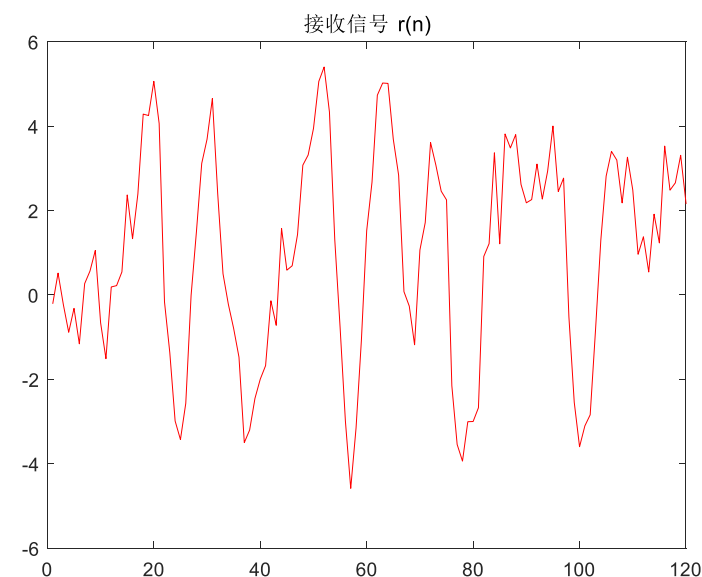
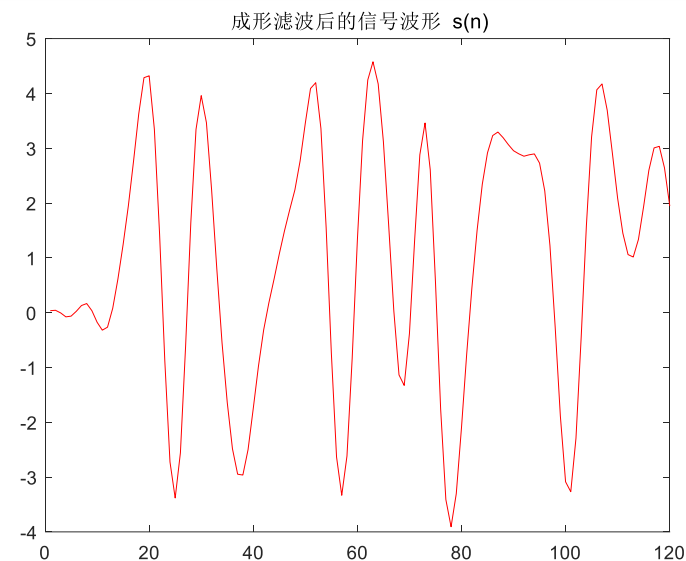
MPAM调制与上采样

```
05. N = 1e5; % 发送的符号数目
06. M = 4; % 调制阶数
07. d = ceil(M.*rand(1,N)); % 生成随机符号
08.
09. % PAM调制
10. u = mpam_modulator(M,d); % MPAM调制
11. figure;
12. stem(real(u));
13. xlim([0,20])
14. ylim([-5,5])
15. title('PAM调制信号u[k]');
16.
17. % 上采样
18. L=4; % 过采样因子
19. v=[u;zeros(L-1,length(u))]; % 每个样点之间插L-1个零
20. v=v(:).';
21. figure
22. stem(real(v));
23. title('过采样信号v(n)');
24. xlim([0,30*L])
25. ylim([-5,5])
```



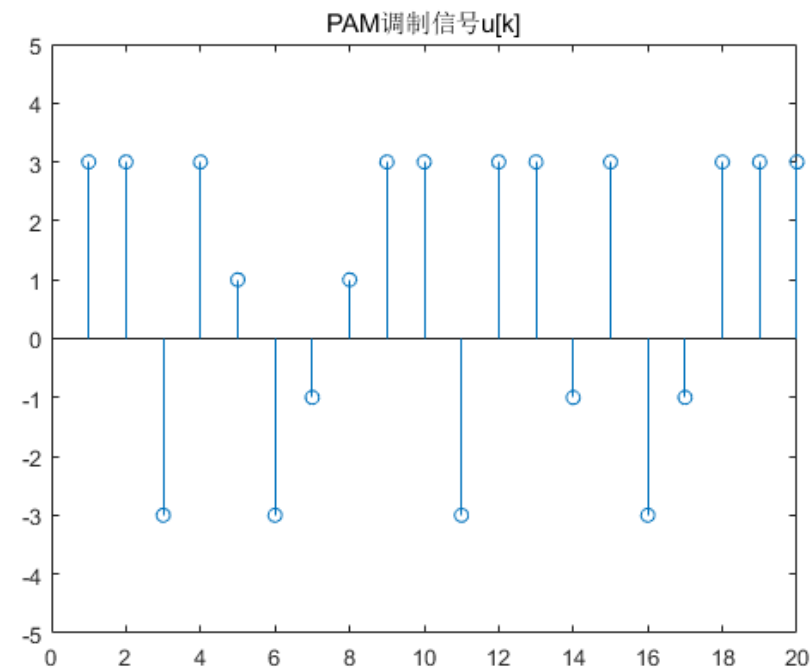
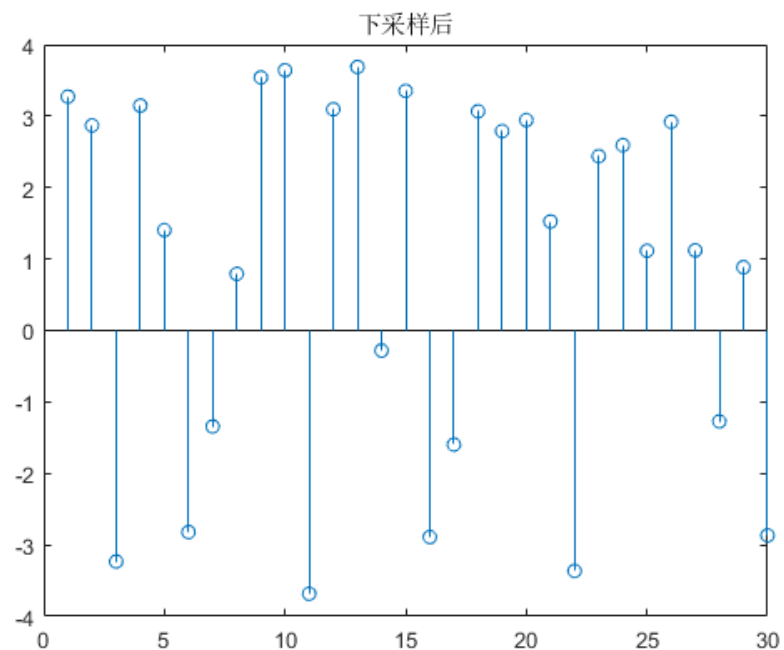
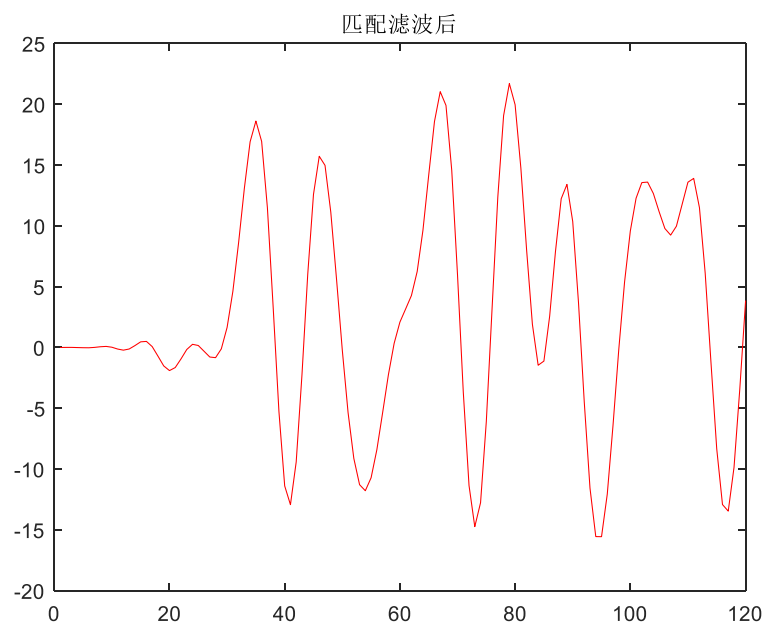
成型滤波与AWGN信道

```
27. % 成型滤波
28. beta = 0.3;% 滚降因子
29. Nsym=8;%滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
30. [p,t] = srrcFunction(beta,L,Nsym);%平方根升余弦滤波器函数
31. filtDelay=(length(p)-1)/2;%FIR filter delay
32. s=conv(v,p,'full');%Convolve modulated syms with p[n] filter
33. figure; plot(real(s),'r'); title('成型滤波后的信号波形 s(n)');
34. xlim([0,30*L])
35.
36.
37. % 通过信道
38. EbN0dB = 10;%信道的比特信噪比dB值
39. snr = 10*log10(log2(M))+EbN0dB;%将Eb/N0转成SNR
40. r = add_awgn_noise(s,snr,L); %通过AWGN信道
41. figure; plot(real(r),'r');title('接收信号 r(n)');
42. xlim([0,30*L])
```



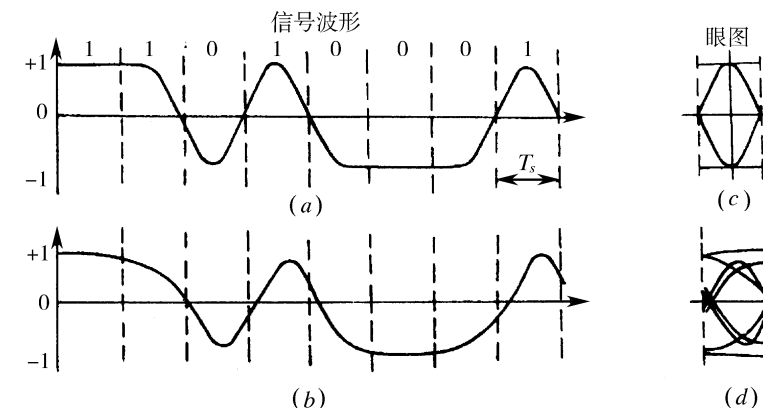
匹配滤波与解调

```
44. vCap=conv(r,p,'full');%接收匹配滤波
45. figure;
46. plot(real(vCap),'r');
47. title('匹配滤波后');
48. xlim([0,30*L])
49. %匹配滤波后画眼图
50. figure;
51. plotEyeDiagram(vCap,L,3*L,2*filtDelay,100);
52.
53. % 符号率采样, 下采样
54. uCap = vCap(2*filtDelay+1:L:end-(2*filtDelay))/L;
55. figure; stem(real(uCap)); hold on;
56. xlim([0,30])
57. title('下采样后');
58. dCap = mpam_detector(M,uCap); %解调
```

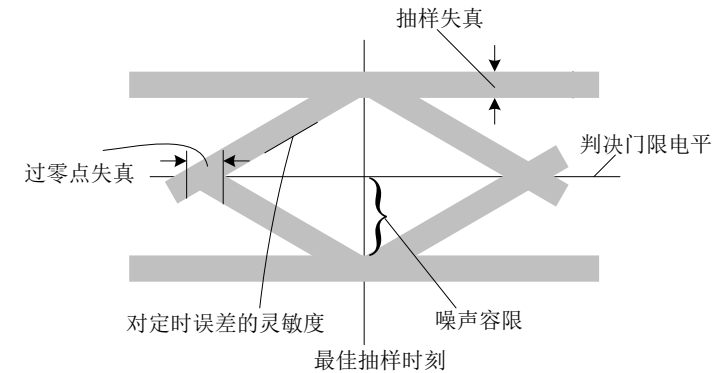
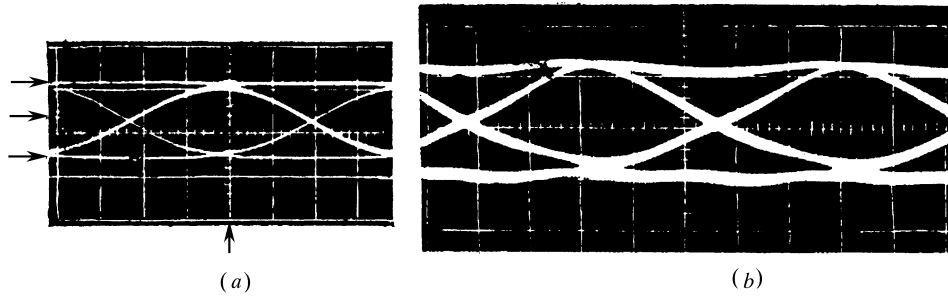


眼图

- 眼图是指通过用示波器观察接收端的基带信号波形，从而估计和调整系统性能的一种方法。
 - ✓ 在实际应用中需要用简便的实验手段来定性评价系统的性能。眼图是一种有效的实验方法
 - ✓ 因为在传输二进制信号波形时，示波器显示的图形很像人的眼睛，故名“眼图”
- 具体方法：用一个示波器跨接在抽样判决器的输入端，然后调整示波器水平扫描周期，使其与接收码元的周期同步。此时可以从示波器显示的图形上，观察码间干扰和信道噪声等因素影响的情况，从而估计系统性能的优劣程度
 - ✓ 眼图的“眼睛”张开的越大，且眼图越端正，表示码间串扰越小；反之，表示码间串扰越大
 - ✓ 图(a)是接收滤波器输出的无码间串扰的双极性基带波形
 - ✓ 图(d)是接收滤波器输出的有码间串扰的双极性基带波形



眼图模型



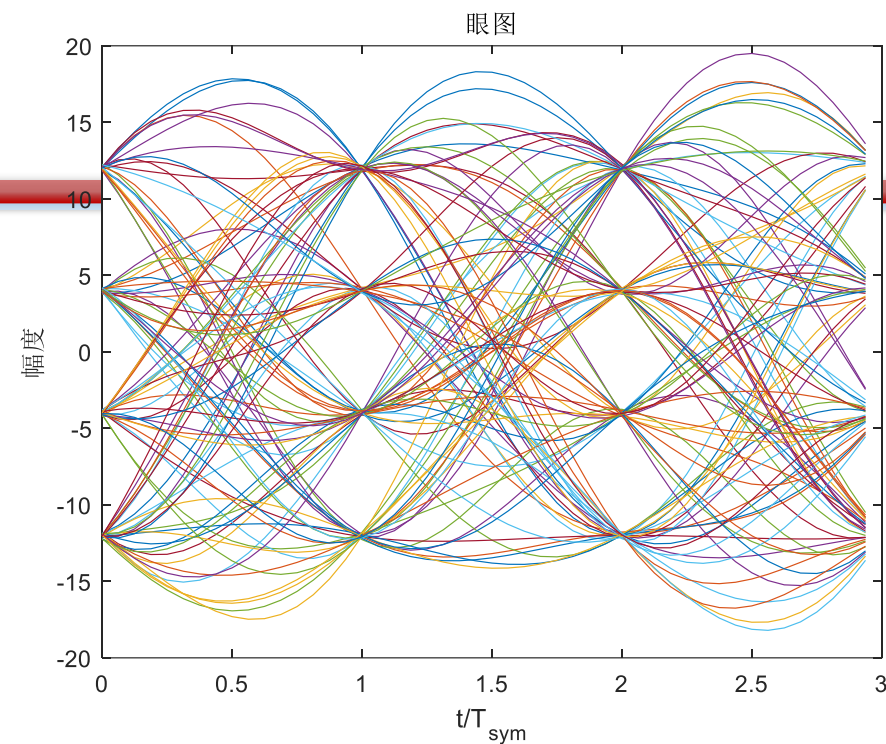
- ✓ 最佳抽样时刻是“眼睛”张开最大的时刻；
- ✓ 定时误差灵敏度是眼图斜边的斜率。斜率越大，对位定时误差越敏感
- ✓ 阴影区的垂直高度表示抽样时刻上信号受噪声干扰的畸变程度；
- ✓ 中央的横轴位置对应于判决门限电平；
- ✓ 抽样时刻上，上下两阴影区的间隔距离之半为噪声容限,若噪声瞬时值超过它就可能发生错判；
- ✓ 倾斜阴影带与横轴相交的区间表示了接收波形零点位置的变化范围，即过零点畸变，它对于利用信号零交点的平均位置来提取定时信息的接收系统有很大影响。

眼图绘制

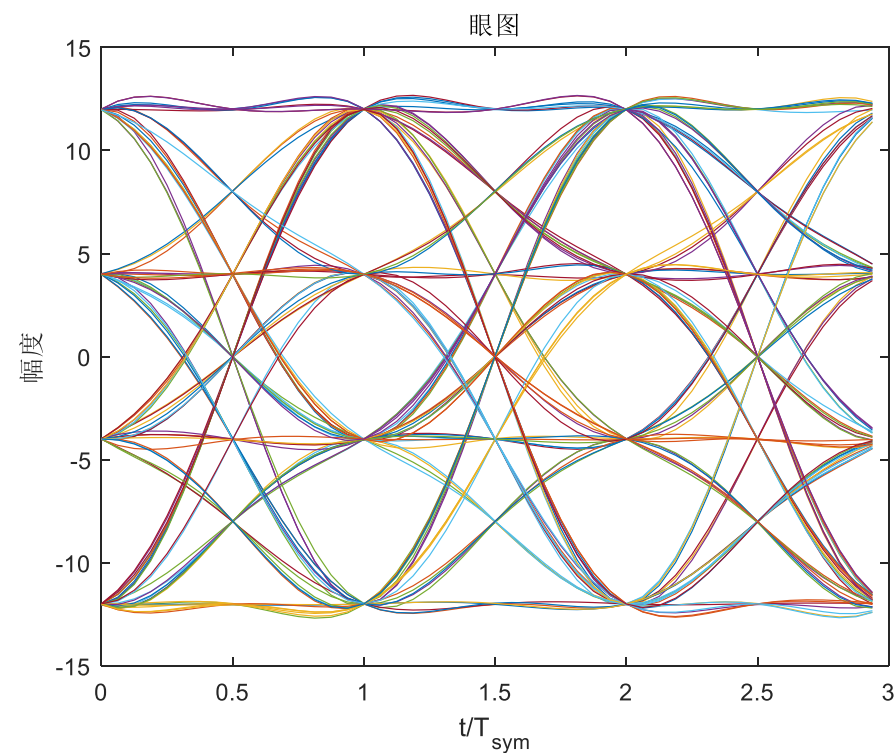
```
01. function [eyeVals]=plotEyeDiagram(x,L,nSamples,offset,nTraces)
02. % 绘制眼图函数
03. % 输入参数
04. % x 输入信号序列
05. % L 过采样因子
06. % nSamples 每条扫描线的样本数，通常为L的整数倍
07. % offset 从数据中offset的位置开始绘制
08. % nTraces 扫描线的条数
09. % 输出参数
10. % eyeVals 扫描线
11.
12. M=4; %眼图的过采样因子，使得线条更光滑
13. tnSamp = (nSamples*M*nTraces);%总样点数目
14. y=interp(x,M);%过采样插值
15. eyeVals=reshape(y(M*offset+1:(M*offset+tnSamp)),nSamples*M,nTraces);
16. t=( 0 : 1 : M*(nSamples)-1)/(M*L);
17. plot(t,eyeVals);
18. title('眼图');
19. xlabel('t/T_{sym}');
20. ylabel('幅度');
21. end
```

```
49. %匹配滤波后画眼图
50. figure;
51. plotEyeDiagram(vCap,L,3*L,2*filtDelay,100);
```

Beta=0.3



Beta=1



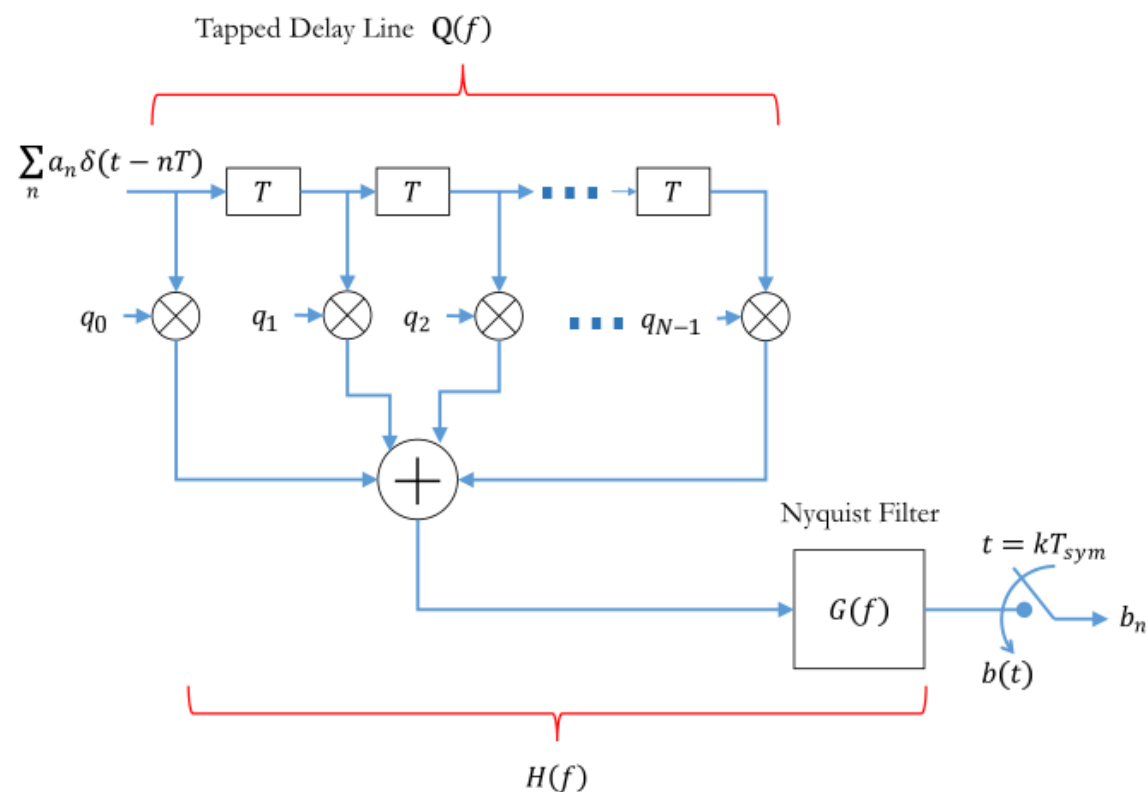
部分响应系统

□ 部分响应波形/相关电平编码

- ✓ 人为地在码元的抽样时刻引入码间串扰，并在接收端判决前加以消除，从而达到改善频谱特性、使频带利用率提高到理论最大值、并加速传输波形尾巴的衰减和降低对定时精度要求的目的

□ 部分响应模型表示为抽头系数设置为 $\{q_n\}$ 的抽头延迟线滤波器和频率响应 $G(f)$ 的滤波器的级联组合

- ✓ 滤波器 $Q(f)$ 力求达到所需的采样值
- ✓ 滤波器 $G(f)$ 限制了系统带宽，并保留了来自滤波器 $Q(f)$ 的样本值



部分相应系统

□ 为了使系统具有最小的带宽，选择滤波器 $G(f)$ 为

$$G(f) = \begin{cases} T_s & |f| \leq \frac{1}{T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1}{T_s} \end{cases}$$

✓ 其傅立叶逆变换得到一个sinc脉冲

□ 系统的整体脉冲响应 $h(t)$ 为

$$h(t) = \sum_{i=0}^{N-1} q_i \text{sinc}\left(\frac{t - iT_s}{T_s}\right)$$



$$H(\omega) = \begin{cases} T_s \sum_{i=0}^{N-1} q_i e^{-j\omega iT_s} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$

✓ 不同的 $\{q_n\}$ 对应不同的部分响应系统

□ 一些部分响应信号

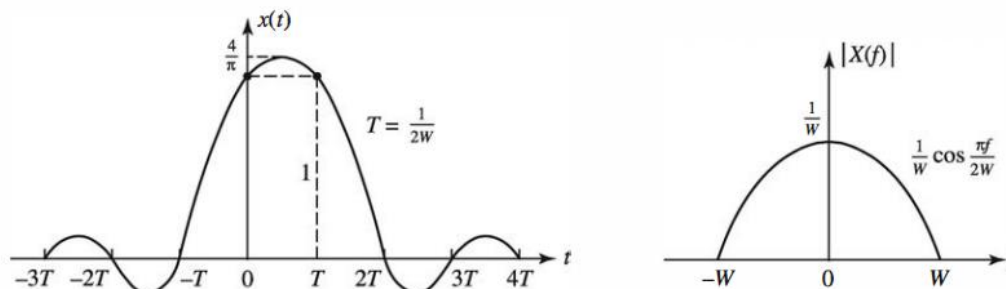
Q(D)	Classification	Remarks
$1 + D$	PR1	Duobinary signaling
$1 - D$	PR1	Dicode signaling
$(1 + D)^2 = 1 + 2D + D^2$	PR2	
$(1 + D)(2 - D) = 2 + D - D^2$	PR3	
$(1 + D)(1 - D) = 1 - D^2$	PR4	Modified Duobinary signaling
$(1 + D)^2(1 - D) = 1 + D - D^2 - D^3$	EPR4	Enhanced Class 4
$(1 + D)^3(1 - D) = 1 + 2D - 2D^3 - D^4$	E2PR4	Enhanced EPR4
$(1 + D)^2(1 - D)^2 = 1 - 2D^2 + D^4$	PR5	

第I部分响应信号

□ $Q(D)=1+D$

✓ 用两个间隔为一个码元长度 T_s 的 $\sin x / x$ 的合成波形来代替 $\sin x / x$

$$x(t) = \frac{\sin \frac{\pi t}{T_s}}{\frac{\pi t}{T_s}} + \frac{\sin \frac{\pi(t-T_s)}{T_s}}{\frac{\pi(t-T_s)}{T_s}} = \frac{T^2 \sin \frac{\pi t}{T_s}}{\pi t T_s - t}$$
$$\Rightarrow X(\omega) = \begin{cases} 2T_s \cos \frac{\omega T_s}{2} e^{-j\frac{\omega T_s}{2}} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$



□ 带宽为 $W = 1/2 T_s$ (Hz) , 与理想矩形滤波器的相同

✓ 频带利用率为

$$\eta = \frac{R_B}{W} = \frac{\frac{1}{T_s}}{\frac{1}{2T_s}} = 2 \text{ Baud} / \text{s}$$

✓ 达到了基带系统在传输二进制序列时的理论极限值

部分响应信号的波形与频谱的仿真实现

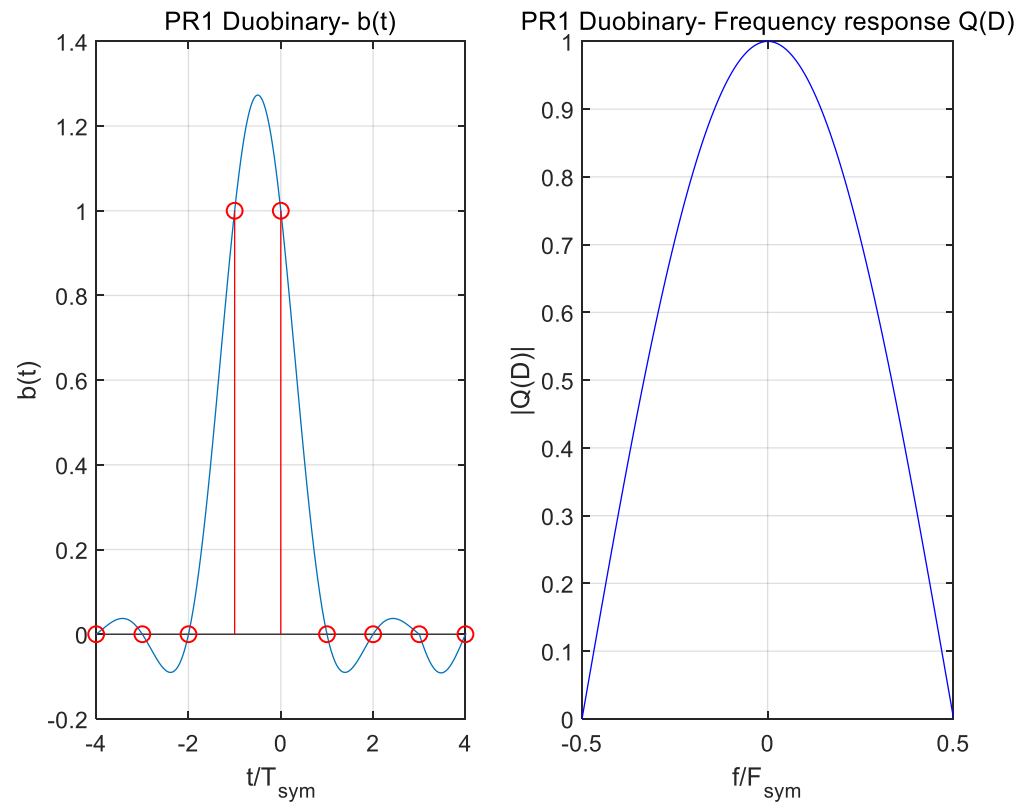
□ test_PRSignaling.m

```
03. L = 50; %过采样因子 Tsym/Ts
04. Nsym = 8; %部分响应系统滤波器跨度
05. QD_arr = cell(8,1); %place holder for 8 different PR co-effs Q(D)
06. QD_arr{1}=[1 1]; %PR Class I Duobinary scheme
07. QD_arr{2}=[1 -1]; %PR Class I Dicode channel scheme
08. QD_arr{3}=[1 2 1]; %PR Class II
09. QD_arr{4}=[2 1 -1]; %PR Class III
10. QD_arr{5}=[1 0 -1]; %PR Class IV (Modified Duobinary)
11. QD_arr{6}=[1 1 -1 -1]; %EPR4 (Enhanced Class IV)
12. QD_arr{7}=[1 2 0 -2 -1]; %E2PR4 (Enhanced EPR4)
13. QD_arr{8}=[1 0 -2 0 1]; %PR Class V
14. A=1;%filter co-effs in Z-domain(denominator) for any FIR type filter
15. titles={'PR1 Duobinary','PR1 Dicode','PR Class II','PR Class III'...
16.         , 'PR4 Modified Duobinary','EPR4','E2PR4','PR Class V'};
17.
18. i=1;
19. Q = QD_arr{i}; %Q滤波器抽头值
20. [b,t]=PRSignaling(Q,L,Nsym);% 部分响应的冲激响应
21. subplot(1,2,1);
22. plot(t,b);
23. hold on;
24. stem(t(1:L:end),b(1:L:end),'r');
25. grid on; title([titles{i} '- b(t)']);
26. xlabel('t/T_{sym}');
27. ylabel('b(t)');
28. hold off;
29.
30. [H,W]=freqz(Q,A,1024,'whole');%频率响应
31. H=[H(length(H)/2+1:end); H(1:length(H)/2)];%调整得到双边谱
32. response=abs(H);
33. norm_response=response/max(response);%归一化幅度
34. norm_frequency= W/max(W)-0.5;%归一化频率 -0.5 to 0.5
35. subplot(1,2,2);
36. plot(norm_frequency,norm_response,'b');
37. grid on;
38. title([titles{i} '- Frequency response Q(D)'])
39. xlabel('f/F_{sym}');
40. ylabel('|Q(D)|')
```

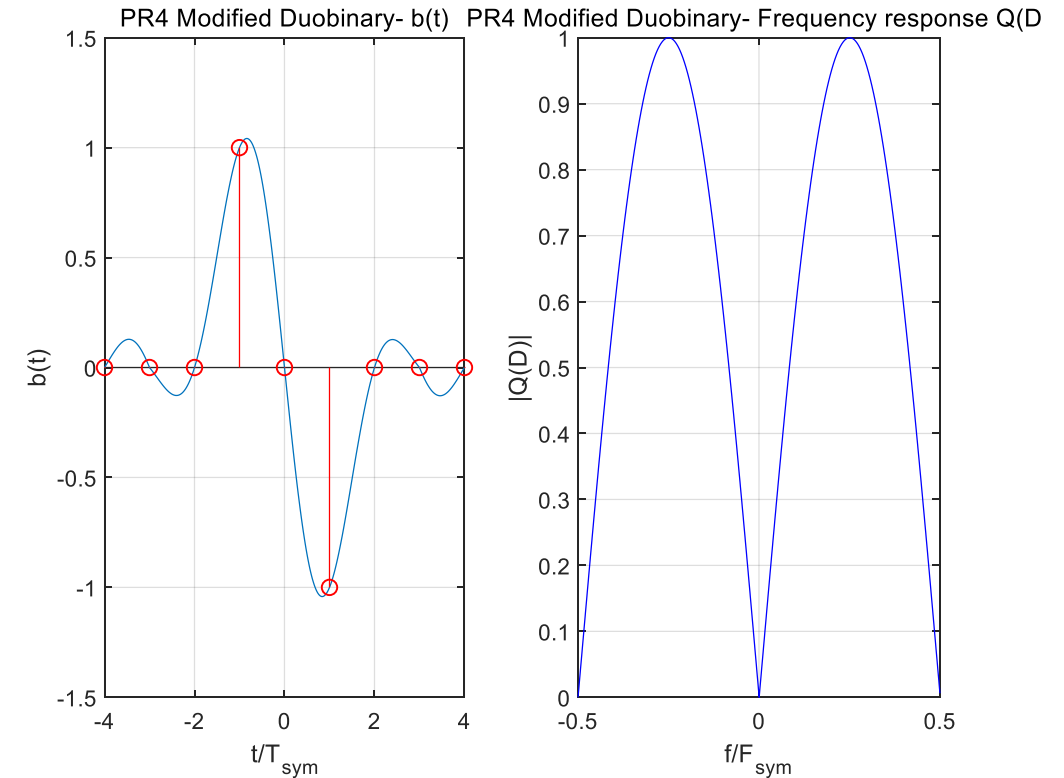
```
01. function [b,t]=PRSignaling(Q,L,Nsym)
02. %生成部分响应系统的冲激响应
03. %输入参数
04. % Q - Q滤波器抽头值
05. % L - 过采样因子
06. % Nsym - 滤波器跨度
07. % 输出参数
08. % b(t) 冲激响应
09.
10. % 给滤波器一个冲激信号, 得到响应信号
11. qn = filter(Q,1,[ 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0]);
12. q=[qn ;zeros(L-1,length(qn))];%上采样, 每两个值之间插L-1个零
13. q=q(:)';
14. Tsym=1; %符号时长
15. t=-(Nsym/2):1/L:(Nsym/2);
16. g = sin(pi*t/Tsym)./(pi*t/Tsym); g(isnan(g)==1)=1; %sinc函数
17. b = conv(g,q,'same');%卷积 q(t) and g(t)
18. end
```


部分响应信号的波形与频谱的仿真结果

□ PR1: $1+D$



PR4: $1-D^2$



部分响应系统的检测

□ 部分响应系统的基带信号序列可表示为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n h(t - nT_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n q_0 + a_{n-1} q_1 + \cdots + a_{n-N+1} q_{N-1} \operatorname{sinc}\left(\frac{t - nT_s}{T_s}\right) \end{aligned}$$

□ 在 $t = nT_s$ 时刻，抽样得到的值为

$$c_n = a_n q_0 + a_{n-1} q_1 + \cdots + a_{n-N+1} q_{N-1} = \sum_{i=0}^{N-1} a_{n-i} q_i$$

□ 期望的符号值为

$$a_n = \frac{1}{q_0} \left[c_n - a_{n-1} q_1 + \cdots + a_{n-N+1} q_{N-1} \right] = \frac{1}{q_0} \left[c_n - \sum_{i=1}^{N-1} a_{n-i} q_i \right]$$

✓ 包含N-1个之前发送码元的影响，但是确定的，可以消除的

差错传播问题

- 差错传播： a_n 的恢复不仅仅由 c_n 来确定，而是必须参考N-1个之前发送码元的判决结果，如果 $\{c_n\}$ 序列中某个抽样值因干扰而发生差错，则不但会造成当前恢复的 a_n 值错误，而且还会影响到以后所有的 a_{n+1} 、 a_{n+2} ……的正确判决，出现一连串的错误
- 引入预编码，解除当前发送码元和之前发送码元之间的相关性，使得只根据当前接收码元译码，从根本上消除差错扩散问题
- M进制部分响应系统的预编码方法

$$a_n = \left[q_0 x_n + q_1 x_{n-1} + \cdots + q_{N-1} x_{n-N+1} \right]_M = \left[\sum_{i=0}^{N-1} q_i x_{n-i} \right]_M \quad \Rightarrow \quad x_n = \frac{1}{q_0} \left[a_n - \sum_{i=1}^{N-1} q_i x_{n-i} \right]_M$$

- ✓ 输入序列 a_n , 预编码输出序列 x_n
- ✓ $[\]_M$ 对M取模
- ✓ $x_{-1}, x_{-2}, \dots, x_{-(N-1)}$ 设为0

相关编码与译码

□ 相关编码：由 x_n 生成发送的部分响应输出 b_n

$$b_n = q_0 x_n + q_1 x_{n-1} + \cdots + q_{N-1} x_{n-N+1}$$

✓ 注意是算术和

✓ 发送的基带信号为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n h(t - nT_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (q_0 x_n + q_1 x_{n-1} + \cdots + q_{N-1} x_{n-N+1}) \operatorname{sinc}\left(\frac{t - nT_s}{T_s}\right) \end{aligned}$$

□ 部分响应译码

$$a_n = \left[q_0 x_n + q_1 x_{n-1} + \cdots + q_{N-1} x_{n-N+1} \right]_M$$

第I部分响应信号的预编码、相关编码与译码

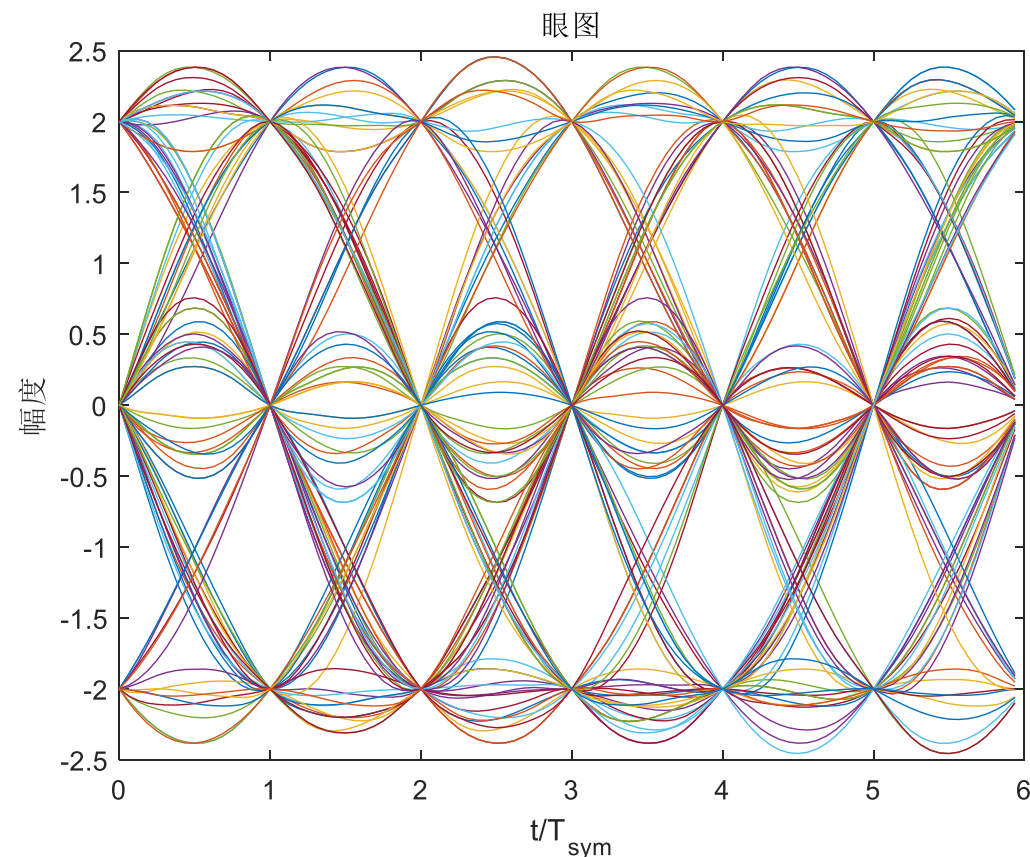
- 假设为二进制传输系统
- 预编码：在发送端相关编码之前进行预编码，把 a_k 变成差分码 x_k
 - ✓ 预编码规则： $x_k = a_k \oplus x_{k-1}$ (\oplus 为模2加)
- 相关编码：把预编码后的 $\{x_k\}$ 作为发送滤波器的输入码元序列，得到
 - ✓ $b_k = x_k + x_{k-1}$ (+算术加)
- 译码： $[b_k]_2 = [x_k + x_{k-1}]_2 = x_k \oplus x_{k-1} = a_k$ 即 $a_k = [b_k]_2$
 - ✓ 得到了 a_k ，但不需要预先知道 a_{k-1} 。

第I类部分响应的眼图仿真实现

□ 例子：画出 $M=2$ 第I类部分响应系统的基带波形信号及其眼图

✓ `sim_PR1_EyeDiagram.m`

```
04. N = 1e5; % 发送的符号数目
05. M = 2; % 调制阶数
06. d = ceil(M.*rand(1,N)); % 生成随机符号
07.
08. % PAM调制
09. u = mpam_modulator(M,d); % MPAM调制
10. figure;
11. stem(real(u));
12. xlim([0,20])
13. ylim([-5,5])
14. title('PAM调制信号u[k]');
15.
16. % 上采样
17. L=4; % 过采样因子
18. v=[u;zeros(L-1,length(u))]; % 每个样点之间插L-1个零
19. v=v(:).';
20. figure
21. stem(real(v));
22. title('过采样信号v(n)');
23. xlim([0,30*L])
24. ylim([-5,5])
25.
26. % 成型滤波
27. Nsym=8; % 滤波器跨度 (以符号为单位, 持续时间, -Nsym/2~Nsym/2)
28. Q=[1 1]; % PR Class I Duobinary scheme
29. [b,t]=PRSignaling(Q,L,Nsym); % 部分响应的冲激响应
30. filtDelay=(length(b)-1)/2; % FIR filter delay
31. s=conv(v,b,'full'); % Convolve modulated syms with p[n] filter
32. figure; plot(real(s),'r'); title('成型滤波后的信号波形 s(n)');
33. xlim([0,30*L])
34.
35. figure;
36. plotEyeDiagram(s,L,6*L,2*filtDelay,100);
```



第I类部分响应的预编码、相关编码和译码仿真实现

□ PR1_precoded_system.m

✓ 预编码规则: $x_k = a_k \oplus x_{k-1}$ (\oplus 为模4加)

✓ $b_k = x_k + x_{k-1}$ (+算术加)

✓ $[b_k]_2 = [x_k + x_{k-1}]_2 = x_k \oplus x_{k-1} = a_k$ 即 $a_k = [b_k]_4$

```
02. M=4; %阶数
03. N=1e5; %符号数
04. a=randi([0,M-1],N,1); %输入随机符号序列
05. Q=[1 1]; % q0=1,q1=1, PR Class 1 Scheme (Duobinary coding)
06.
07. x=zeros(size(a)); %预编码输出的存储空间
08. D=zeros(length(Q),1); %用于生成预编码输出的历史预编码滑动存储空间
09.
10. for k=1:length(a)
11.     x(k)=mod(a(k)-(D(2:end).*Q(2:end)),M);
12.     D(2)=x(k);
13.     if length(D)>2
14.         D(3:end)=D(2:end-1); %存储器内容移位
15.     end
16. end
17. disp(x); %显示预编码结果
18. bn=filter(Q,1,x)%相关编码得到接收信号, 可在这里添加噪声
19. acap=mod(bn,M) %模M运算
20. errors=sum(acap~=a) %错误数目
```

Variable Description		$n = 0$	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$	$n = 7$	$n = 8$	$n = 9$
a_n	input	2	3	1	2	0	1	0	1	0	1
x_n	precoder output	2	1	0	2	2	3	1	0	0	1
b_n	partial response output	2	3	1	2	4	5	4	1	0	1
\hat{a}_n	receiver output	2	3	1	2	0	1	0	1	0	1

课后作业

- 假设随机二进制序列为“10110001”，“1”码对应的基带波形为升余弦波形，持续时间为 T_s ，“0”码对应的基带波形与“1”码相反。画出基带信号波形及其眼图。
- 假设某带限系统采用第I类部分响应信号传输，信息采用二进制PAM调制，通过AWGN信道，请画出不同信噪比条件下的误码率性能，并与无ISI的二进制PAM调制误码率性能进行比较。

课后作业

- Demo2: 在Demo1的基础上, 在发射机增加成型滤波器 (根升余弦滤波器), 在信道模块增加信道上采样 (注意叠加噪声的信噪比要进行修正), 在接收机增加成型滤波 (根升余弦滤波器)
- 注意: 由于成型滤波本质上是一个滤波器, 在仿真中, 设定的噪声功率会被滤除一部分, 导致与需要测试的信噪比不同, 因此需要根据成型滤波的参数和采样率对噪声功率进行换算。
 - ✓ 若信号为实信号, 假设信号的采样率为 F_s , 此时产生的离散噪声是全带宽的。假定此时的成型滤波器为理想低通滤波器, 其通带为 $0 \sim R\text{Hz}$, 则经过滤波器之后, 通带以外的噪声全被滤除。因此, 为了补偿损失的噪声功率, 需要在最开始叠加白噪声时就需要对噪声进行修正, 在当前假设下, 修正系数为 $\text{Factor} = F_s/2/R$
 - ✓ 若信号为复信号, 加噪声时默认实部和虚部各一半的噪声功率, 因此修正因子为是实信号时的2倍, 也即 $\text{Factor} = 2 * F_s/2/R$

有问题，随便问！

