

# 基带波形实验报告

无04 2019012137 张鸿琳

## 实验目的

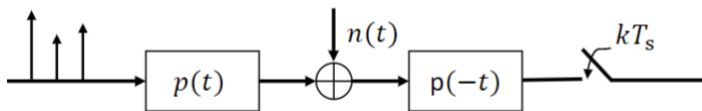
- 通过Simulink模块的搭建，理解基带通信系统的各个组成部分。
- 通过实验，理解码间串扰的产生原因及其对抗噪声性能的影响。
- 通过实验，验证无码间串扰、最优接收时的误符号性能。

## 实验内容

- 在AWGN波形信道中传输矩形脉冲并进行匹配滤波接收。
- 在带限AWGN波形信道中观察码间串扰现象，观察功率谱和眼图，测量误符号率。
- 利用根号升余弦滤波器，实现无码间串扰的最优接收。

## 实验原理

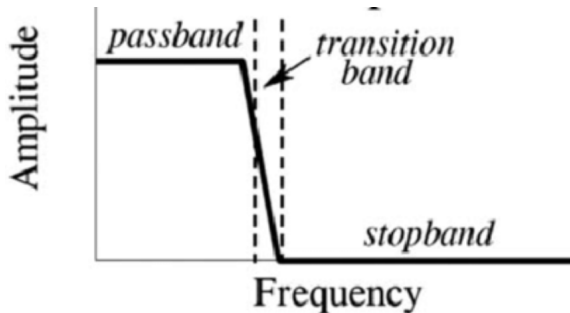
### 1. 匹配滤波——最优接收



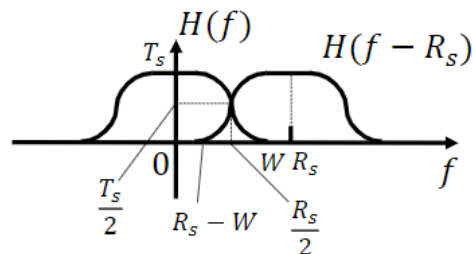
电平由波形承载，用电平的冲激串卷积（调制）脉冲成型滤波器。在接收机处，为了尽可能收集信号能量，降低噪声的影响，采用匹配滤波+采样然后判决。

### 2. Nyquist 准则——无码间串扰

根据Nyquist准则，若满足无码间串扰(Inter-Symbol Interference)，则给定符号率 $R_s$ 下最少使用带宽 $W = R_s/2$ ，此时脉冲波形的频域为理想低通，但理论上不可实现只能近似。在本次实验中，我们用Passband Frequency（通带频率）和Stopband Frequency（阻带频率）刻画低通滤波器的频率响应。



一种实用的脉冲成型滤波器是根号升余弦（Raised Cosine）滤波器，这是一种实用的脉冲成型滤波器，滚降系数一般取 $\alpha \in [0.3, 0.7]$ 。为实现匹配滤波，在升余弦 $H(f)$ 的基础上发送滤波器和接收滤波器分别取根号。 $\alpha$ 越大，物理实现越容易，但频谱效率降低。



**眼图：**将接收处匹配滤波后的信号叠加，即为眼图（Eye Diagram）。眼图在时域体现码间串扰，若存在码间串扰，则在匹配滤波后的采样点（眼睛张开最大点）的取值更广，从而降低噪声容限，使得抗噪声性能下降。

### 3. 带限信道

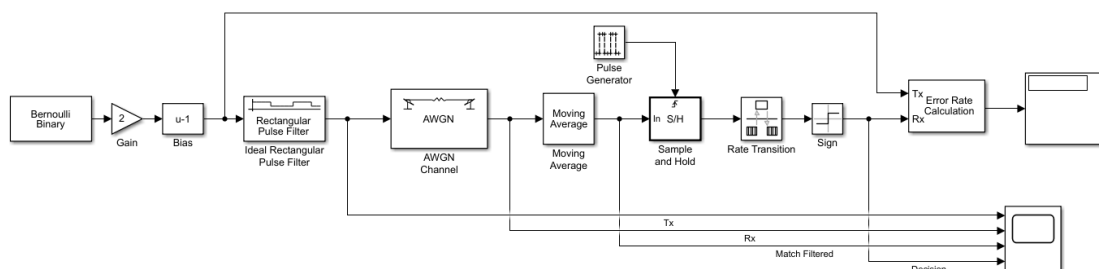
现实中的信道是**带限的**（Band-limited）。因为往往需要在不同的频段同时传输信号，且避免与其他频段互相干扰，所以在发射机、接收机处都需要对信号进行滤波。

本次实验考虑基带信号，由于信道带宽的限制，脉冲相当于受到平滑处理，一些脉冲波形也因此更容易产生符号间串扰（例如矩形脉冲）。

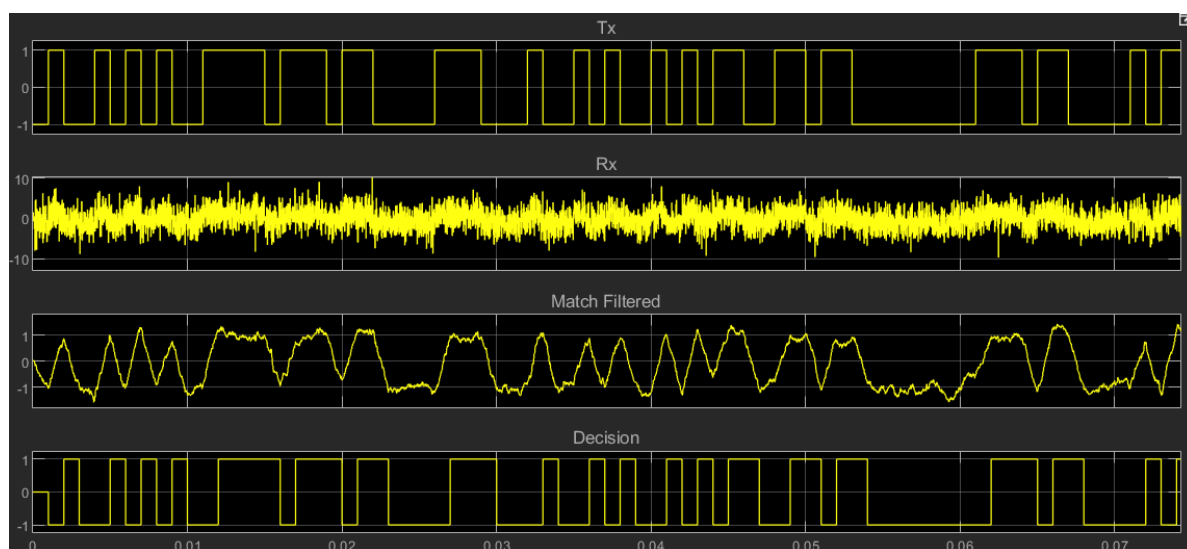
## 实验过程与记录

### 矩形脉冲幅度调制

搭建如下仿真模型：



运行仿真，观察并记录示波器在一小段时间内的图像，如下图：



可以看到，调制时，发送端按照输入的01序列输出相应的矩形脉冲，矩形脉冲序列通过信道后，噪声几乎把原信号完全淹没，但是通过匹配滤波，噪声几乎被消除，匹配滤波后按照符号速率 $R_s$ 的频率对波形进行采样，若采样大于0则判定接收到一个1，若采样小于0则判定接收到一个0，这就是调制、解调（匹配采样）的大致过程。（可确定发送波形与判决符号的延时为1个采样点）

此后不断改变 AWGN 信道的信噪比 $E_S/\sigma^2$ ，计算出相应信号功率和噪声功率（噪声功率 $\sigma^2 = \frac{E_S}{E_S/n_0} \frac{f_s}{2}$ ，在本次仿真中 $E_S = 1/R_S$ ，且 $f_s = 10^5$ ， $R_S = 10^3$ ，设信噪比 $E_S/\sigma^2$ 为 $x$ dB，那么 $\sigma^2 = \frac{f_s}{2R_S \cdot 10^{x/10}} = 50 \cdot 10^{-x/10}$ ，），仿真并记录相应的误符号率，得到下表：

信号功率	1				
信噪比(dB)	-10	-5	0	5	10
噪声功率	500	158.11	50	15.81	5
误符号率	0.3308	0.213	0.0775	0.0058	0

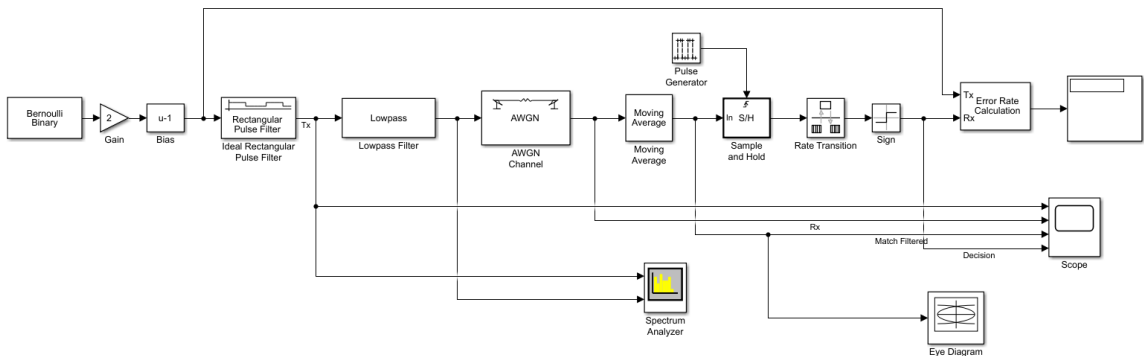
理论上，在最优接收（匹配滤波）下，对于二元双极性 PAM，误符号率与信噪比 $E_S/n_0$ 的关系为 $P_e = Q(\sqrt{2E_S/n_0})$ ，对比实验测得误符号率和理论误符号率，得到下表：

信噪比(dB)	-10	-5	0	5	10
实验误符号率	0.3308	0.213	0.0775	0.0058	0
理论误符号率	0.3274	0.2132	0.0786	0.0060	3.87e-6

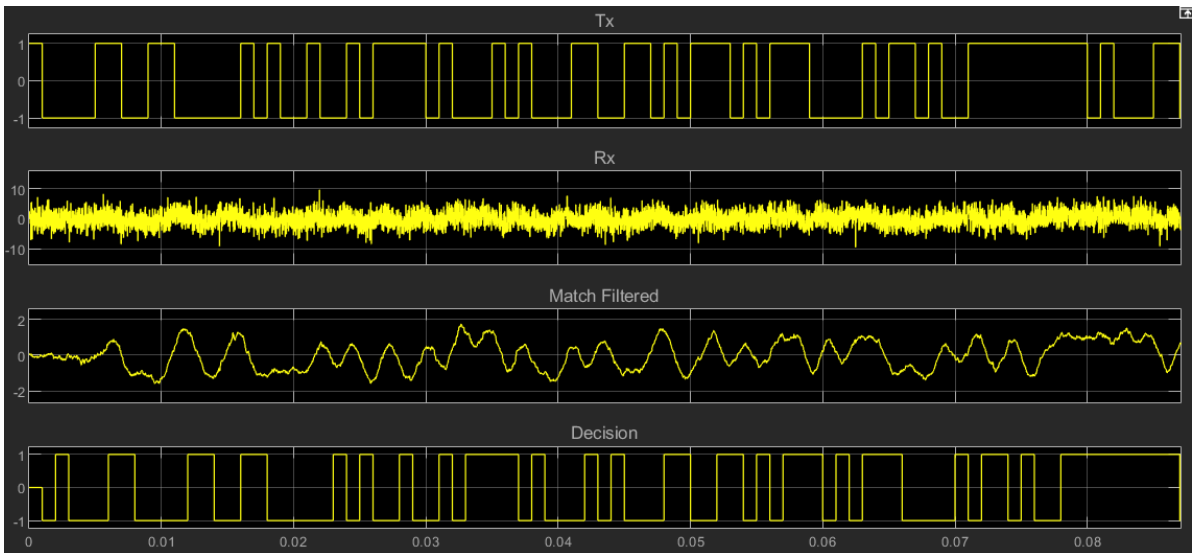
可见实验测得误符号率和理论误符号率十分吻合。

## 带限 AWGN 信道

搭建如下仿真模型：

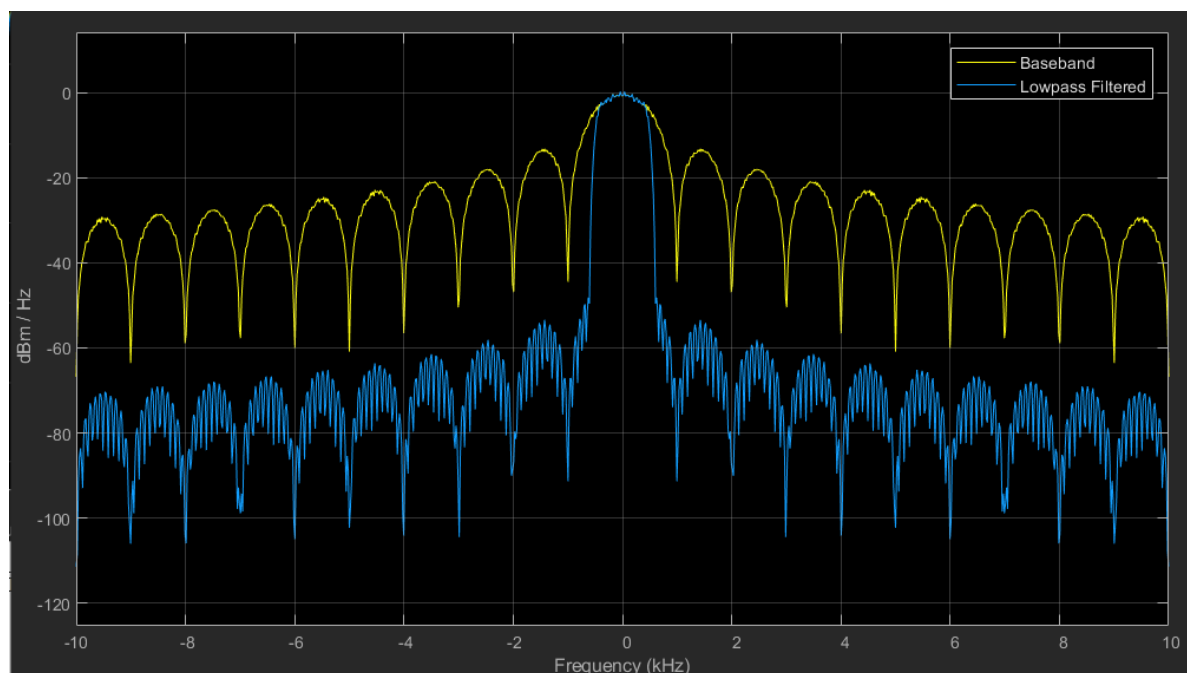


运行仿真，观察示波器图像，并截取一小段时间的波形，如下图：



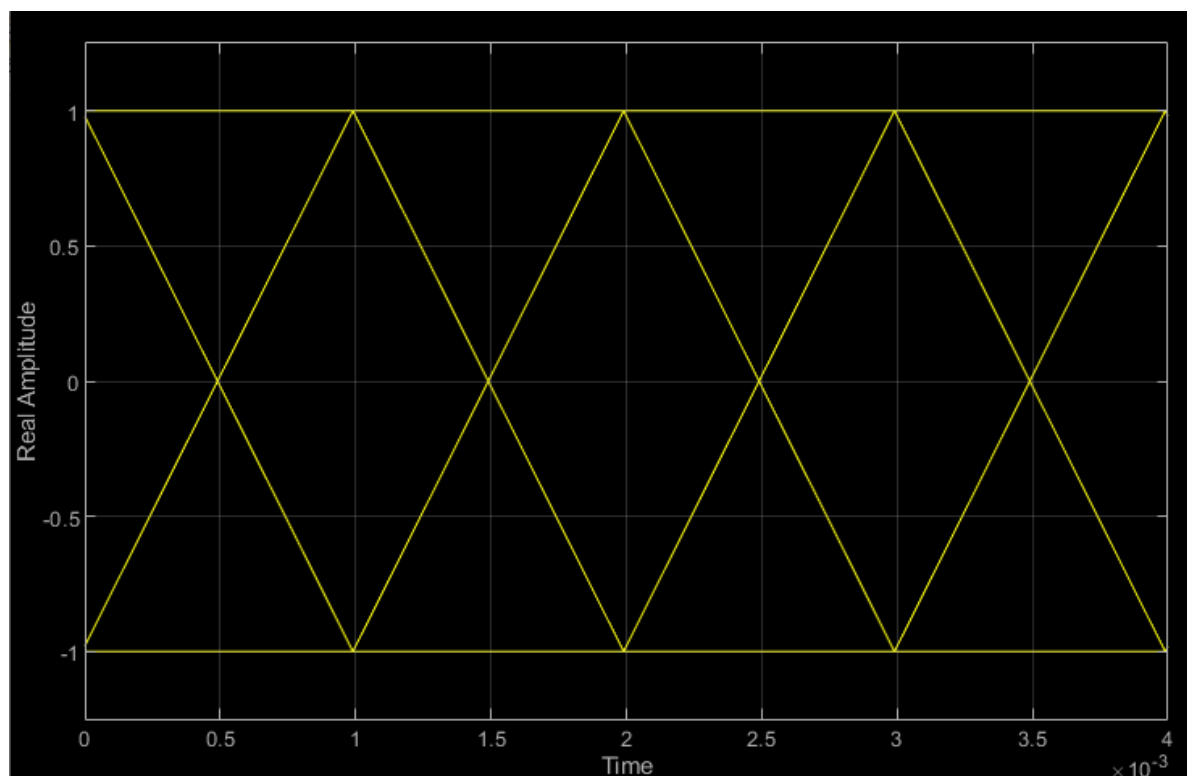
对比此前未经过低通滤波器的匹配滤波结果，可以发现加入低通滤波器后，匹配滤波的波形的毛刺少了一些，显得更为平滑。

再观察功率谱图像，如下：

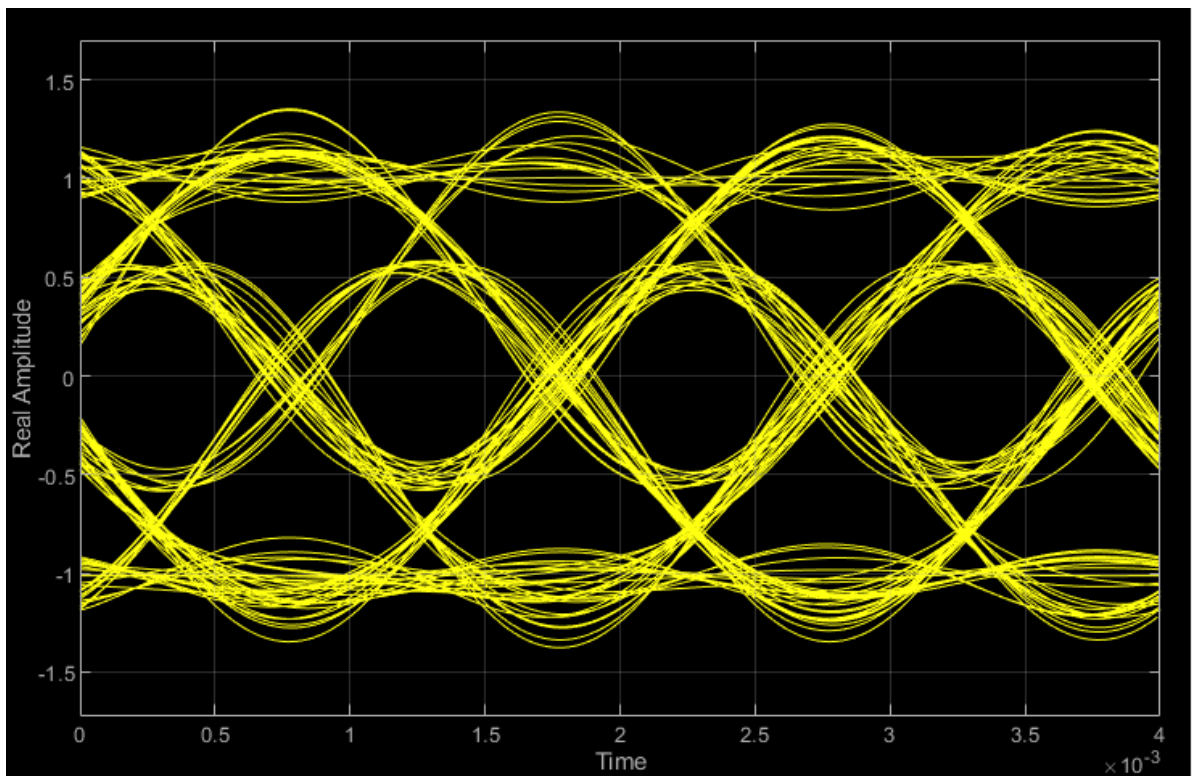


可见低通滤波器将基带信号的高频组分大大降低，而基带信号的低频部分 ( $<500\text{Hz}$ ) 基本都得以保留。

此后将 AWGN 模块和低通模块“注释直通”，运行仿真观察理想眼图，如下：

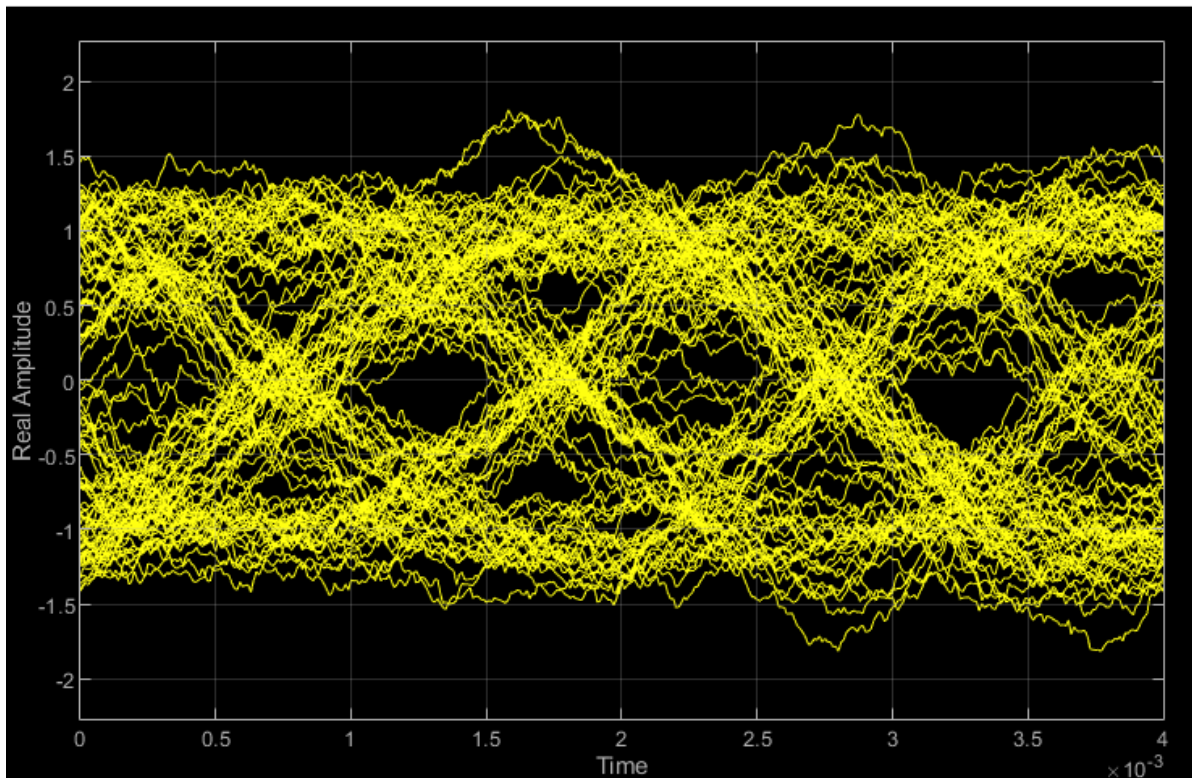


在理想眼图中，可观察到三个眼镜，在抽样点完全睁眼，抽样点噪声容限为1，没有ISI导致失真的情况。再取消注释低通滤波器，观察有ISI的眼图，如下：



将眼图设置中“symbols per trace”改为2，打开“眼图测量”再次仿真，可以得到最佳采样时间约为0.275ms，ISI导致的峰值失真约为0.51V，最佳抽样点噪声容限约为0.53V，无差错抽样域约为0.75ms。

再取消注释AWGN模块，观察由ISI和噪声共同影响的眼图，如下：



由于噪声的影响，几乎快无法分辨出眼图中的眼睛。

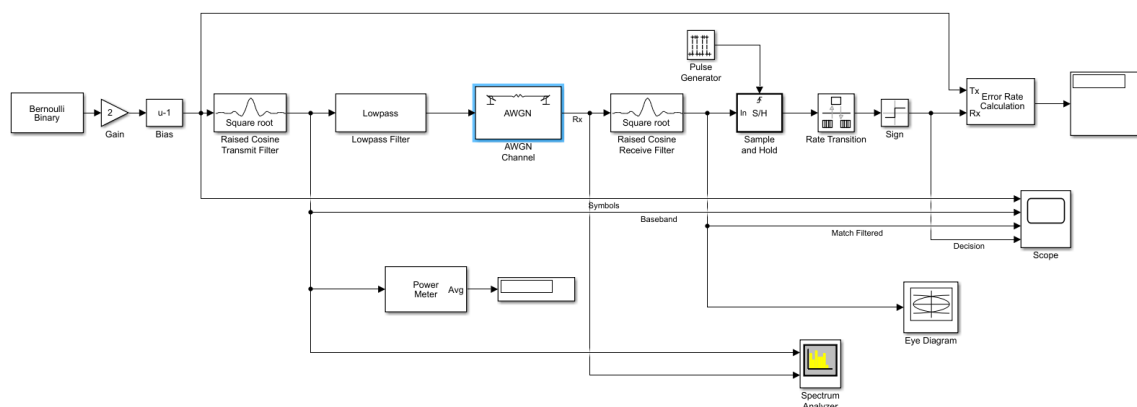
最后不断修改AWGN信道的信噪比 $E_S/n_0$ ，运行仿真并记录误符号率，与此前非带限AWGN信道的误符号率进行对比，得到下表：

$E_S/n_0$ (dB)	-10	-5	0	5	10
误符号率 $P_S$	0.3644	0.2669	0.1529	0.03732	0.003102
最优接收的误符号率	0.3308	0.213	0.0775	0.0058	0

可见带限AWGN信道的误符号率相较于非带限AWGN信道的误符号率有所上升，这是因为频域有限意味着时域无限，也就是说带限信道带来了较为明显的码间串扰（此前的眼图可以印证），且低通滤波也降低了信号的功率，使得信噪比上升，引起误符号率上升。

## 根号升余弦滤波器

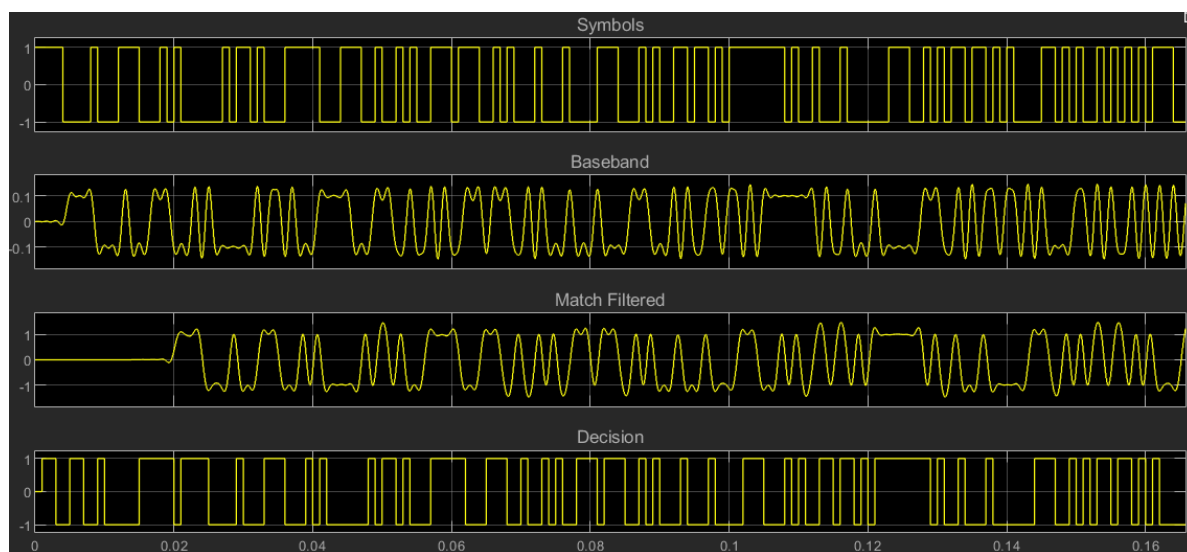
搭建如下仿真模型：



在配置完成后，通过View Filter Response查看Raised Cosine Transmit Filter模块的“群延迟响应”为500个采样数，再查看Lowpass Filter模块的“群延迟响应”为1059.5个采样数，最后查看Raised Cosine Receive Filter模块的“群延迟响应”为500个采样数。据此修改Pulse Generator模块的相位延时为59。

运行仿真，估计出调制信号的功率值约为0.01W，据此修改AWGN信道的输入信号功率。

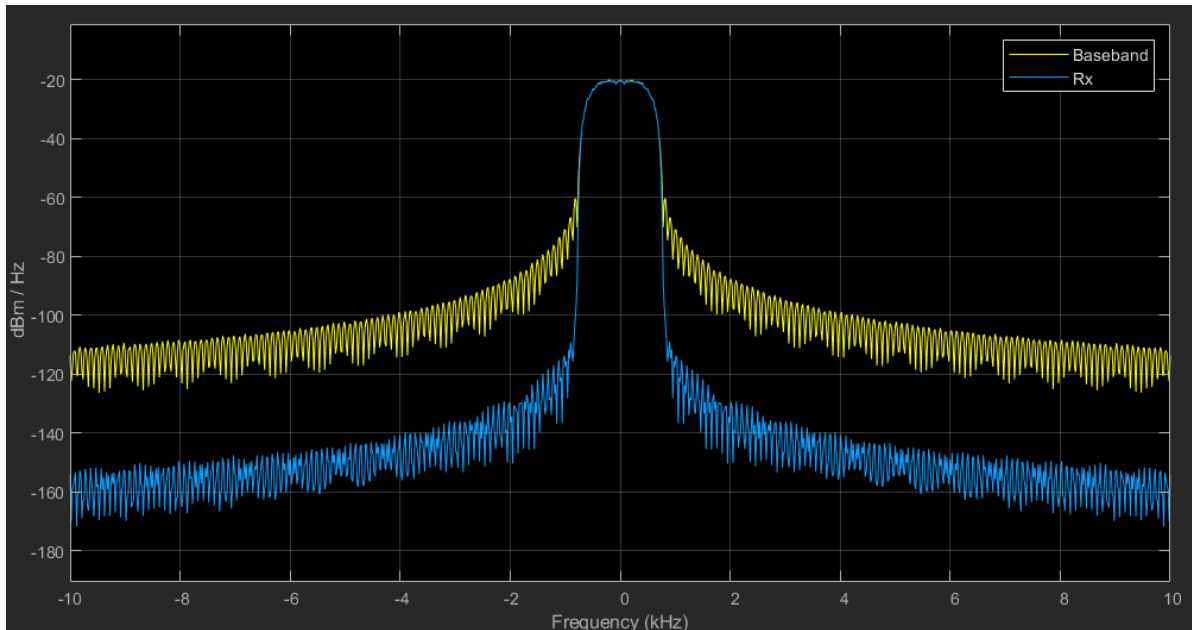
先将AWGN信道注释直通，运行仿真，观察示波器图像，如下图：



由上图可以看出，整个调制、解调（匹配采样）的过程大致为：输入的一系列序列经过升余弦发射滤波器后，变为一系列脉冲的叠加，该信号经过信道，来到接收端，通过升余弦接收滤波器后，再进行采样与判决，从而解码出发射端发出的信号。相较于此前的两个部分的实验的波形，从直观来看，基本没有符号间串扰，这就是升余弦调制、解调的优良性质。（判决符号与发送符号的延时为21个采样点）

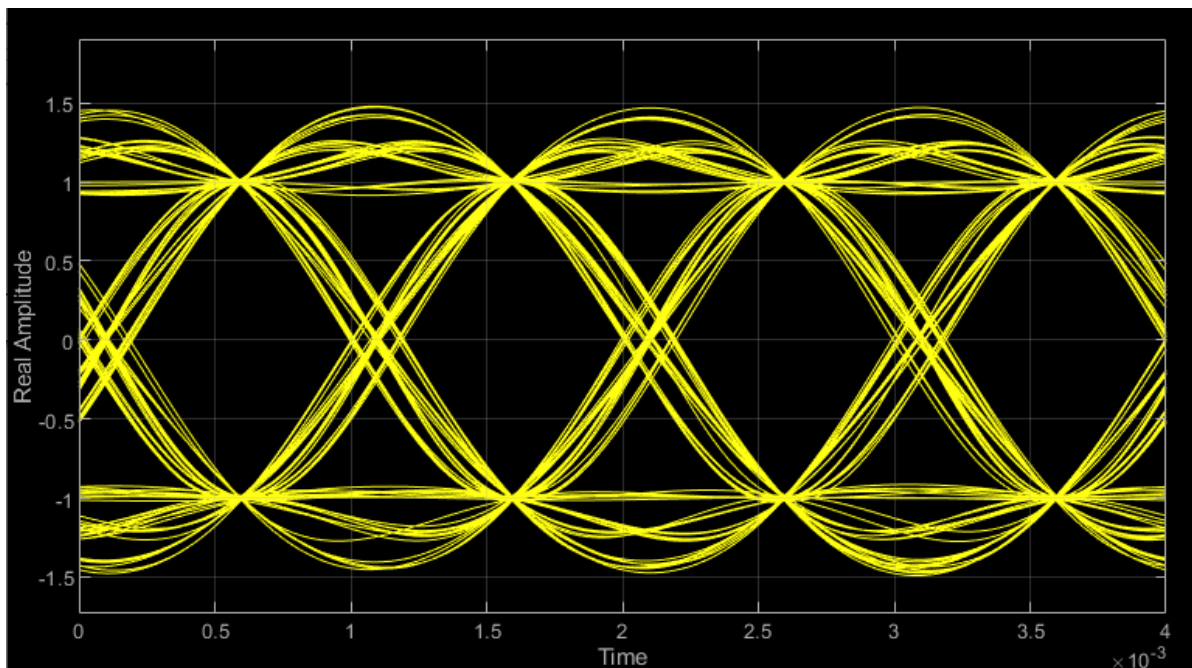


利用示波器观察升余弦基带信号和带限接收信号的功率谱，如下：



上图可验证升余弦信号的绝大部分能量在信道中被传输。

保持AWGN信道模块注释直通，运行仿真，观察眼图，如下：

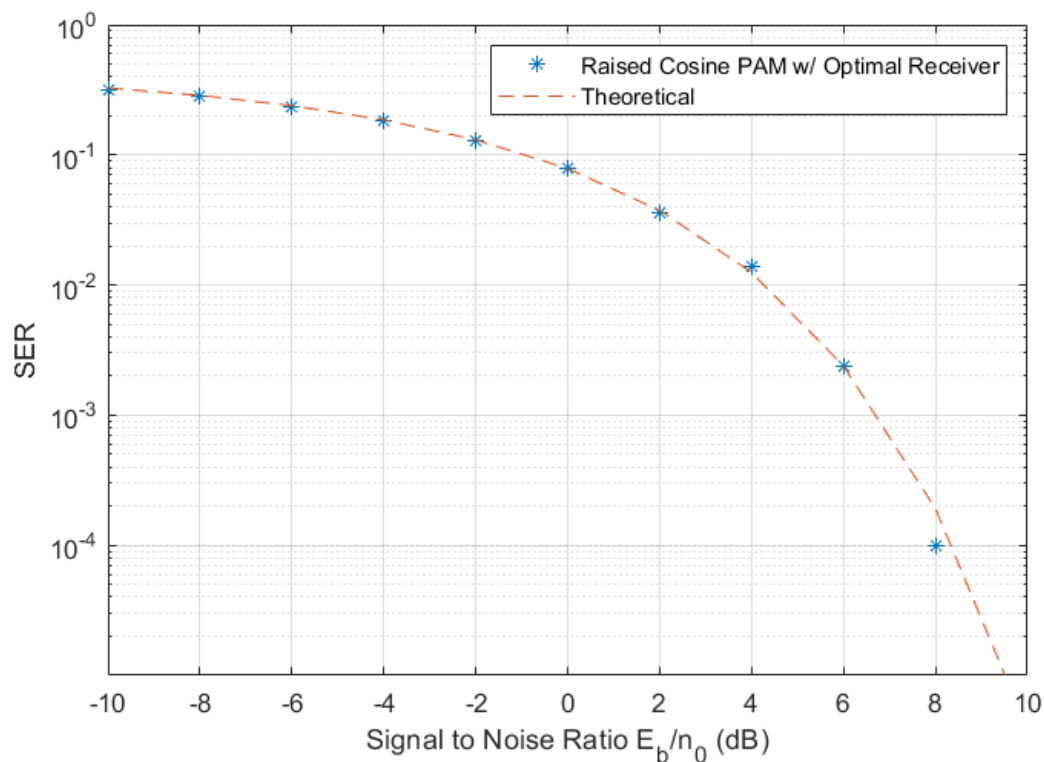


由上图可知，不存在ISI。从图中读出最佳采样时间约为0.592ms，由ISI导致的峰值失真为0V，最佳抽样点噪声容限约为1V，无差错抽样域约为0.8ms。

取消AWGN信道模块的注释，将其信噪比改为参数“SNR”，并在误符号率计算模块后添加To Workspace模块，最后补全“exp7.m”脚本中相应代码，如下：

```
1 for i = 1:length(SNR_list)
2     SNR = SNR_list(i); % in dB
3     simOut = sim('myexp7_3');
4     ser_rc(i) = simOut.ser(1);
5     ser_th(i) = qfunc(sqrt(2*10^(SNR/10))); % TODO
6 end
```

运行脚本，绘制误符号率—信噪比曲线，如下：



可见实验测得值与理论值十分吻合。

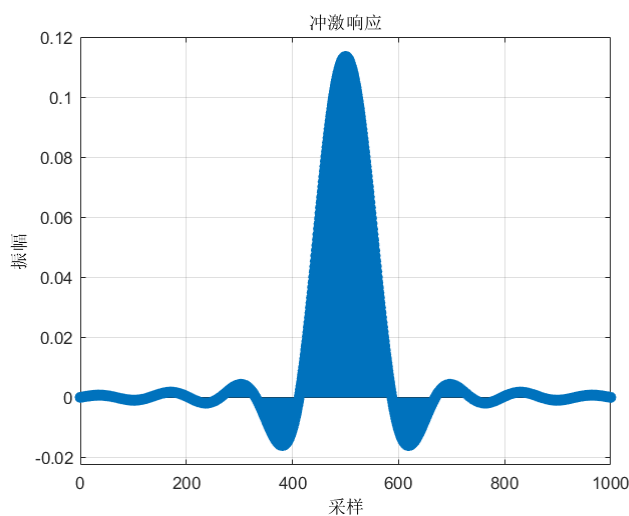
## 实验思考题

### 1. 基带脉冲波形采用（时域）矩形脉冲与sinc波形（频域为矩形）是否实际可行？为什么？

实际不可行，因为矩形脉冲的频域展宽为无穷大，基本不存在可以传输无穷大频域展宽的信道，而sinc波形在频域上是矩形，不存在缓冲区域（过渡带），在工程上也基本是无法实现的。

### 2. 请通过View Filter Response观察根号升余弦滤波器冲激响应，解释为什么在采样数100的倍数处不为0？

根号升余弦滤波器的冲激响应如下：





由上图可知在采样数100的倍数处冲激响应不为0。从理论上分析，根号升余弦滤波器的冲激响应为

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \frac{\sin(\pi(1-\alpha)\frac{t}{T_s}) + \frac{4\alpha t}{T_s} \cos(\pi(1+\alpha)\frac{t}{T_s})}{\frac{\pi t}{T_s} [1 - (\frac{4\alpha t}{T_s})^2]},$$

当符号周期为 $T_s = 10^{-3}s$ ，采样周期为 $T = 10^{-5}s$ ，滚降系数为 $\alpha = 0.5$ 时，则 $p(100kT) = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \frac{\sin(\frac{1}{2}k\pi) + 2k \cos(\frac{3}{2}k\pi)}{k\pi(1-4k^2)}$ ，可见无论 $k$ 取何值， $\sin(\frac{1}{2}k\pi)$ 与 $\cos(\frac{3}{2}k\pi)$ 总有一个非零，所以在采样点数100的倍数处冲激响应不为0。

**3. 在5.2节实验的基础上，如果改变带限信道的带宽，会发生什么变化？如果带宽增加到0.75kHz（与5.3节相同）能否近似保证采样点无失真？**

如果增大带限信道的带宽，则发送信号会更接近矩形脉冲，从而减小码间串扰；若果减小带限信道的带宽，则发送信号相较于理想矩形脉冲的失真更为严重，码间串扰增加。

如果带宽增加到0.75kHz，可以近似保证采样点无失真，因为从前面测得的频谱可知，矩形脉冲的频谱能量主要就集中于 $[-0.75kHz, 0.75kHz]$ 内。