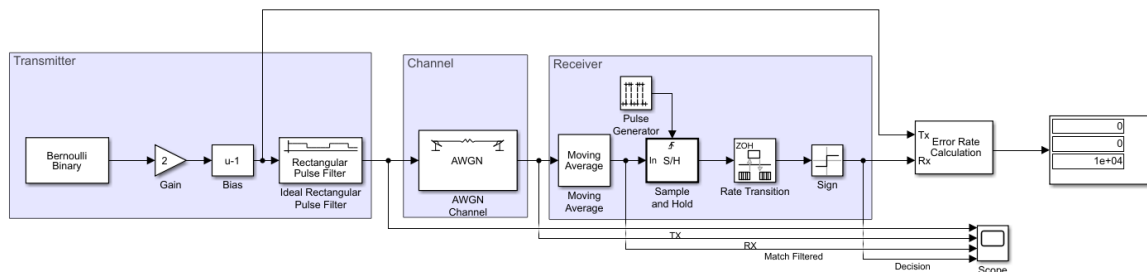


## 实验七 基带波形实验

### 一、矩形脉冲幅度调制

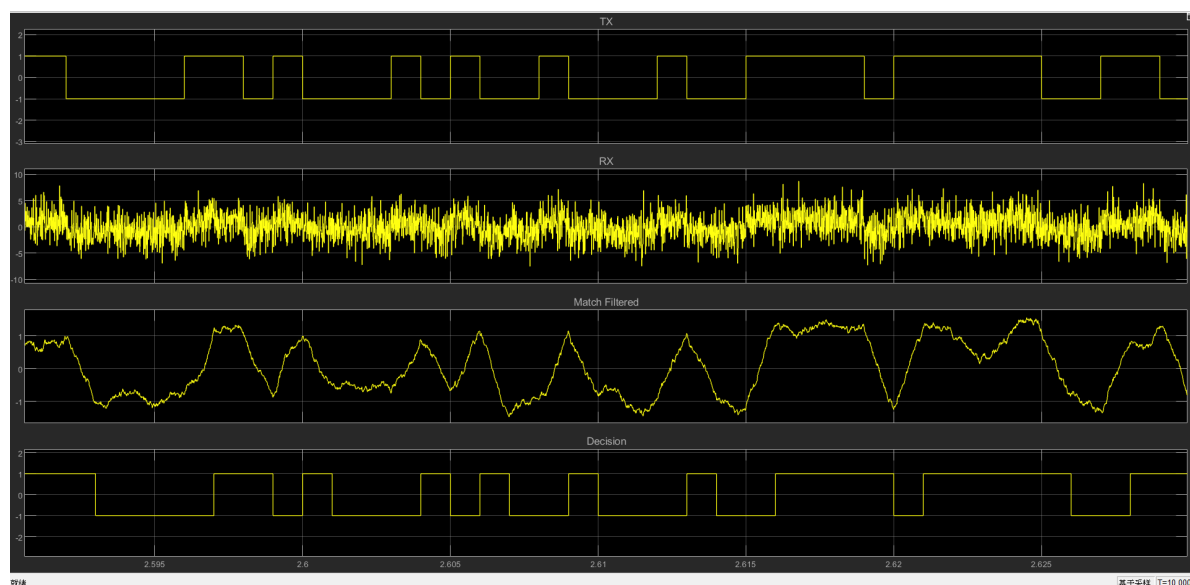
#### a) 搭建模型



由于发送的符号只有 $\{+1, -1\}$ 两种，且矩形脉冲满足 $\langle p(t), p(t - kT_s) \rangle = \delta_k$ ，则 $E[x^2(t)] = E[x_k^2] = 1$ ，AWGN模块输入信号功率设置为1。

另外在Moving Average模块处要引入100个符号率 $10^{-5}$ 的采样点延迟，也即在误符号率计算模块处引入1个符号率 $10^{-3}$ 的采样点延迟，设置Receive delay=1

#### b) 观察矩形脉冲PAM调制与解调



较短一段时间内发送波形(TX)、接收波形(RX)、匹配滤波后信号(Match Filtered)和判决符号(Decision)

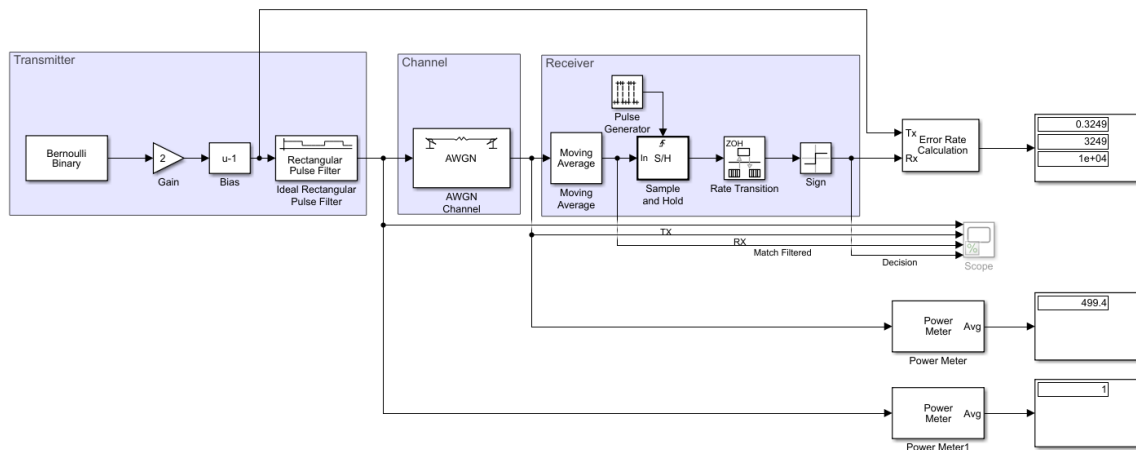
模型以 $1kHz$ 的符号率产生等概的 $\{+1, -1\}$ 输入理想矩形脉冲滤波器对脉冲进行幅度调制。由于设置了脉冲长度100个采样点，符号率变为 $100 \times 1k = 10^5 Hz$ ，调制后的矩形脉冲串幅度是 $\pm 1$

矩形脉冲串经过AWGN信道后加上了高斯白噪声，符号率是 $10^5 Hz$ 。接收端的匹配滤波器的冲激响应也应该是矩形脉冲，由于矩形脉冲幅度是定值，且对于二元双极性PAM来说判决门限是0，时域积分的正负和采样点信号的算术平均值正负相同，因此本次实验中使用滑动平均来实现匹配滤波。Bernoulli信源产生的1个采样点对应100个RX采样点，因此滑动平均取100点。通过Receive delay设置为1实现对应时刻采样。

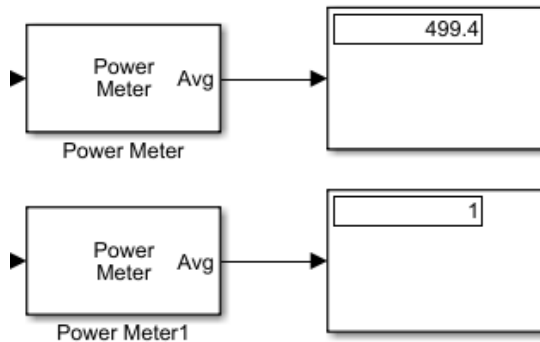
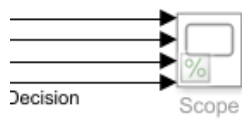
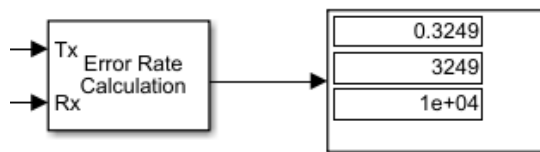
由图中可观查得到Decision和TX的延时是 $10^{-3}$ ，Decision处的符号率 $R_s = 1kHz$ ，对应延时补偿1个采样点，和前面的分析一致。

### c) 记录二元矩形脉冲PAM的误符号率

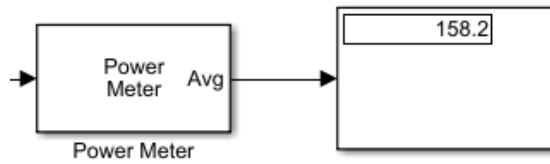
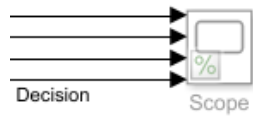
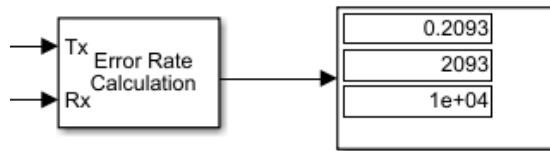
模型上增加功率计测量噪声功率和接收信号的总功率，窗长设置为1e4，由噪声和信号的独立性，总功率-信号功率=噪声功率



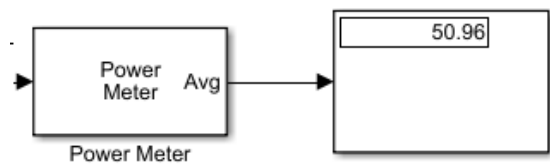
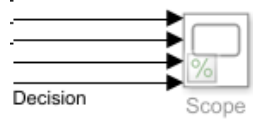
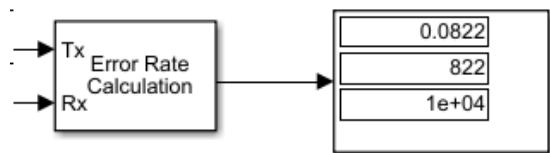
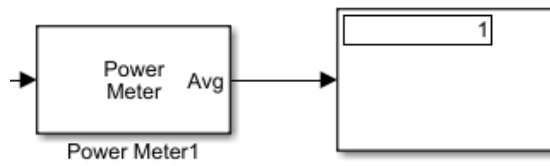
#### 实验记录



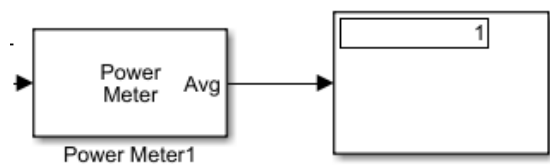
**ES/no = -10dB**

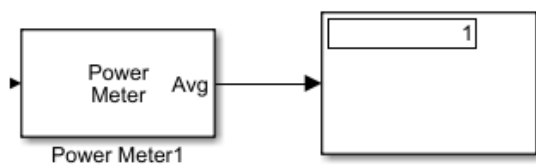
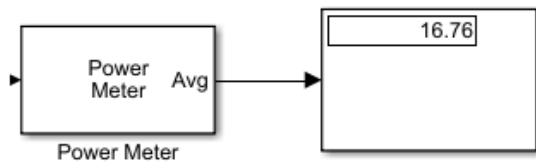
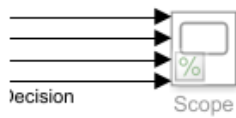
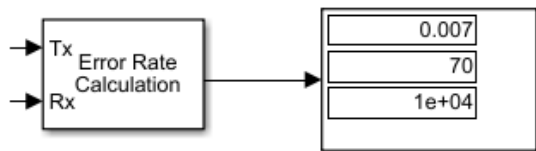


**Es/n0=-5dB**

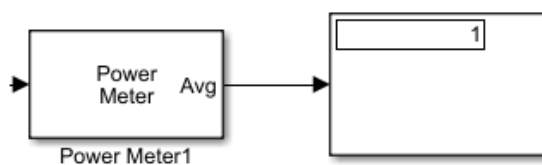
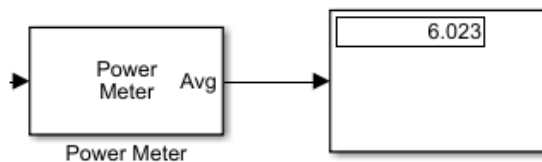
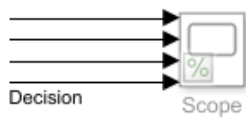
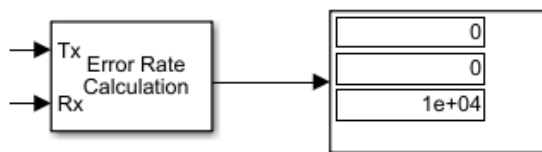


**Es/n0=0dB**





**$E_s/n_0 = 5\text{dB}$**



**$E_s/n_0 = 10\text{dB}$**

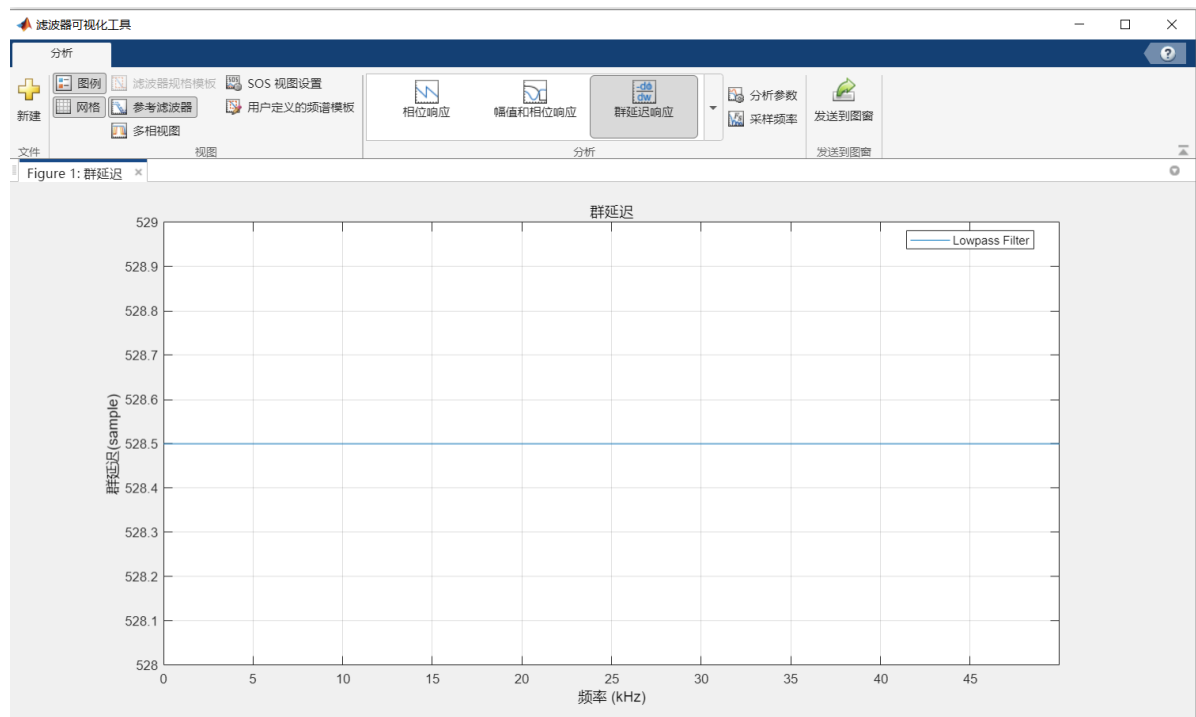
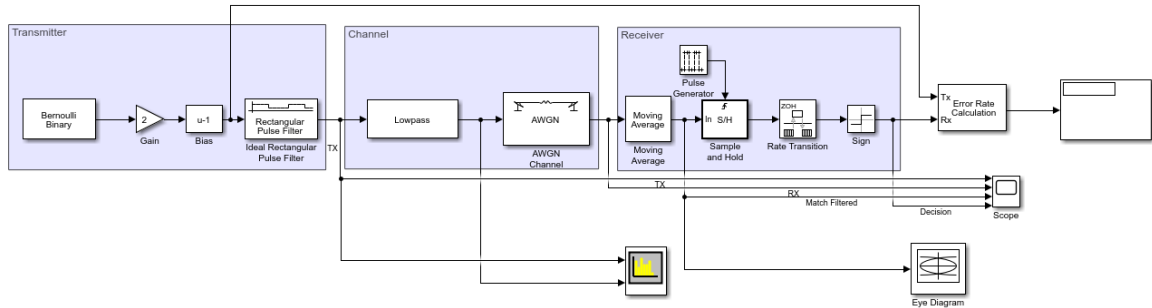
信号功率 $S$			1		
$E_s/n_0$ (dB)	-10	-5	0	5	10
噪声功率 $\sigma^2$	500	158.11	50	15.81	5
实测噪声功率 $\sigma^2$	498.4	157.2	49.96	15.76	5.023
理论误符号率 $P_s$	0.3273	0.2132	0.0786	0.0060	$3.8721 \times 10^{-6}$
误符号率 $P_s$	0.3249	0.2093	0.0822	0.0070	0

其中  $S = E_s R_s$ ,  $\sigma^2 = R_{sample}(n_0/2)$ 。在计算时功率计将Bernoulli信源的符号率  $R_s$  视作1, 对应AWGN信道输出的采样率  $R_{sample}$  是100

理论误符号率  $P_s$  使用公式  $P_s = Q(\sqrt{\frac{2E_s}{n_0}})$  进行计算, 可以看出理论和实际测量值很接近

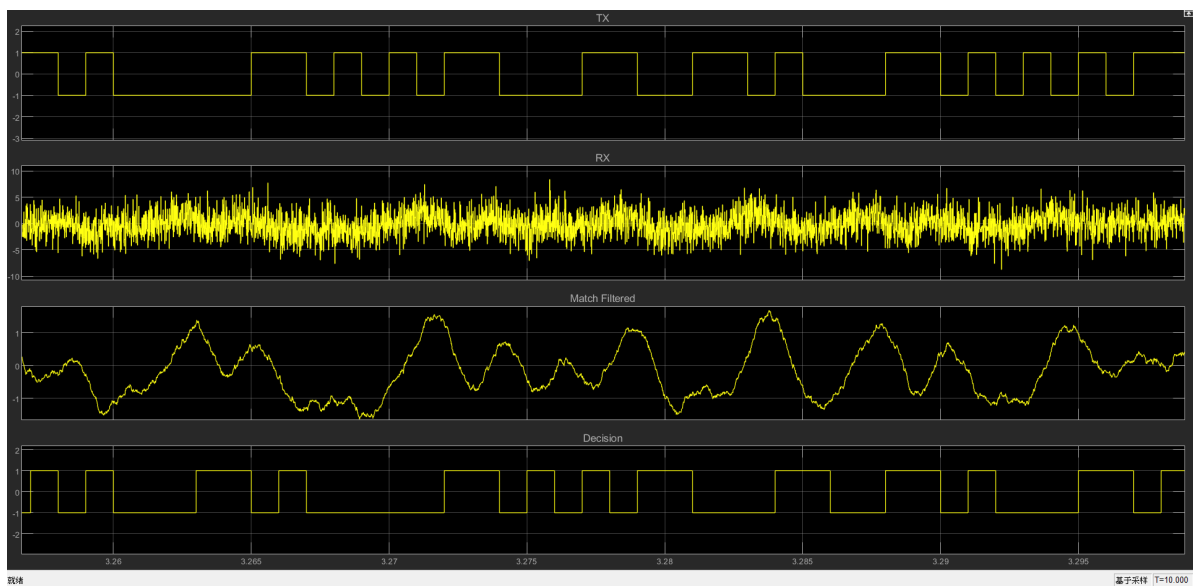
## 二、带限AWGN信道

### a) 修改模型



低通滤波器的群延迟响应

### b) 观察信号时域特征

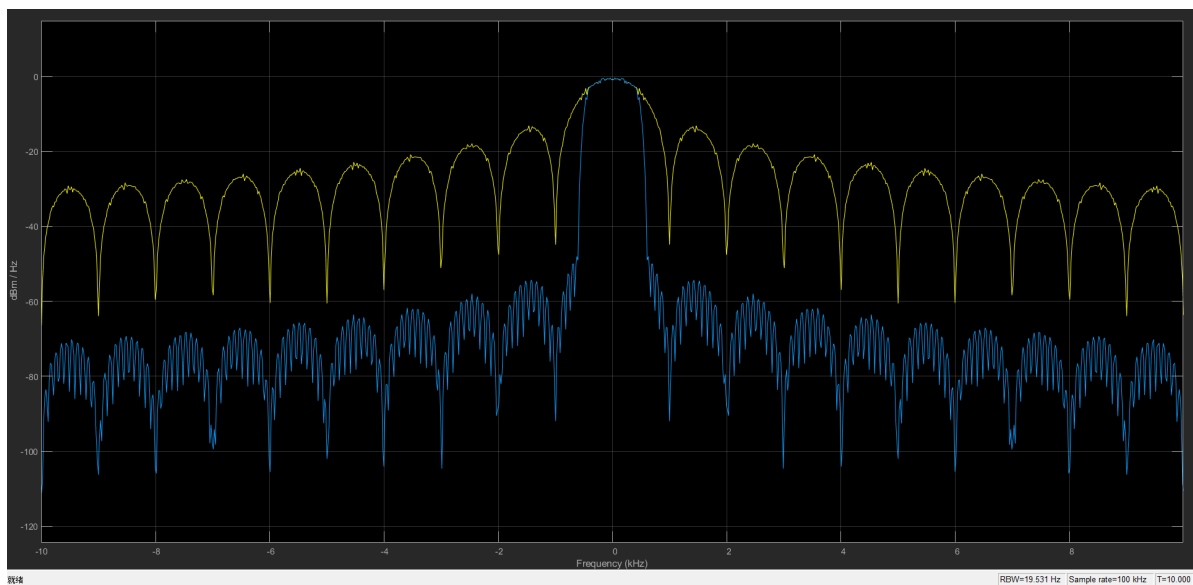


一段较短时间内发送波形(TX)、接收波形(RX)、匹配滤波后信号(Match Filtered)和判决符号(Decision)

相较于5.1节，匹配滤波后的信号高频分量减少，波形更加“圆润”，突刺变少了，但整体的变化幅度没有明显变化

如图，判决符号相较发送波形延迟0.007s，由 $R_s = 1kHz$ 知延迟了7个采样点

### c) 观察信号频域特征（功率谱）

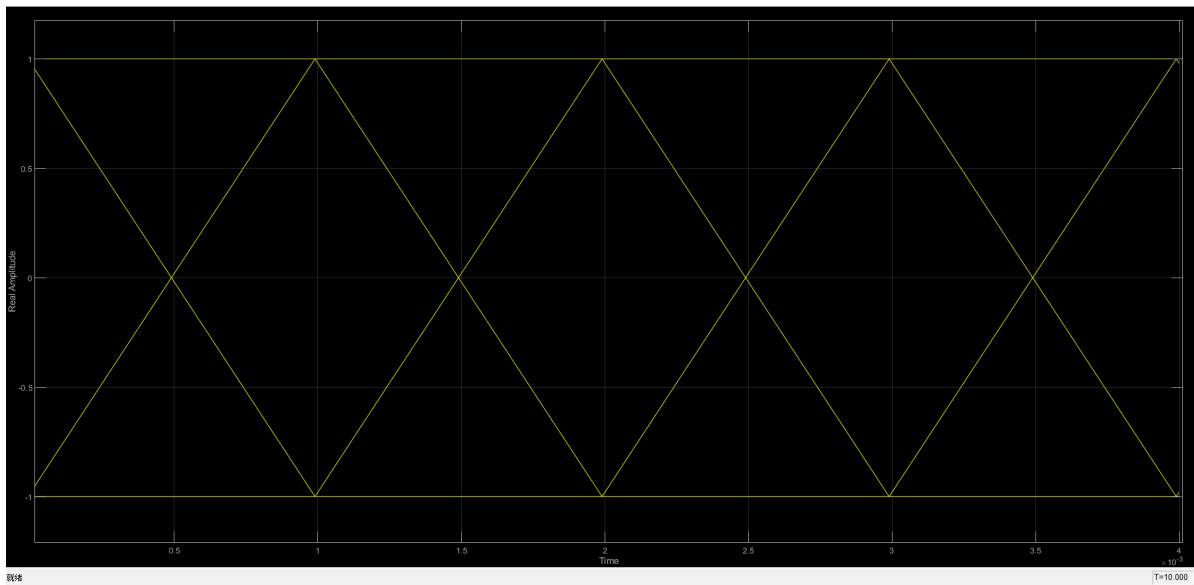


其中黄色曲线是基带信号功率谱，蓝色曲线是带限后的功率谱

经过低通滤波器后，基带信号的主瓣峰值不变，主瓣宽度变窄；旁瓣约减小40dBm，旁瓣宽度基本不变。

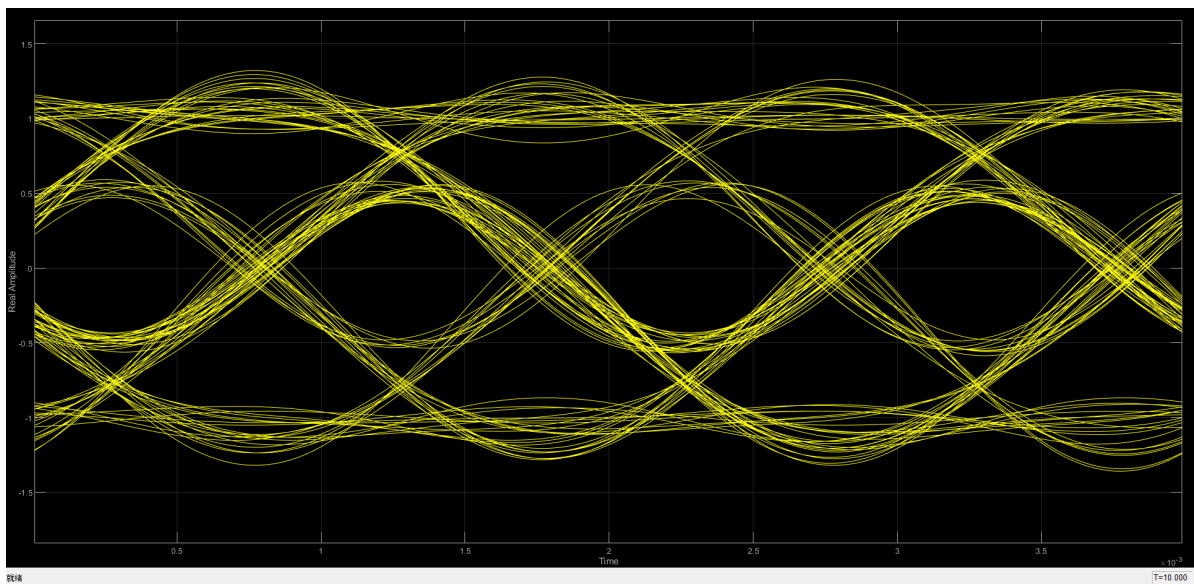
### d) 观察眼图

#### 1) 将AWGN和低通滤波模块注释直通



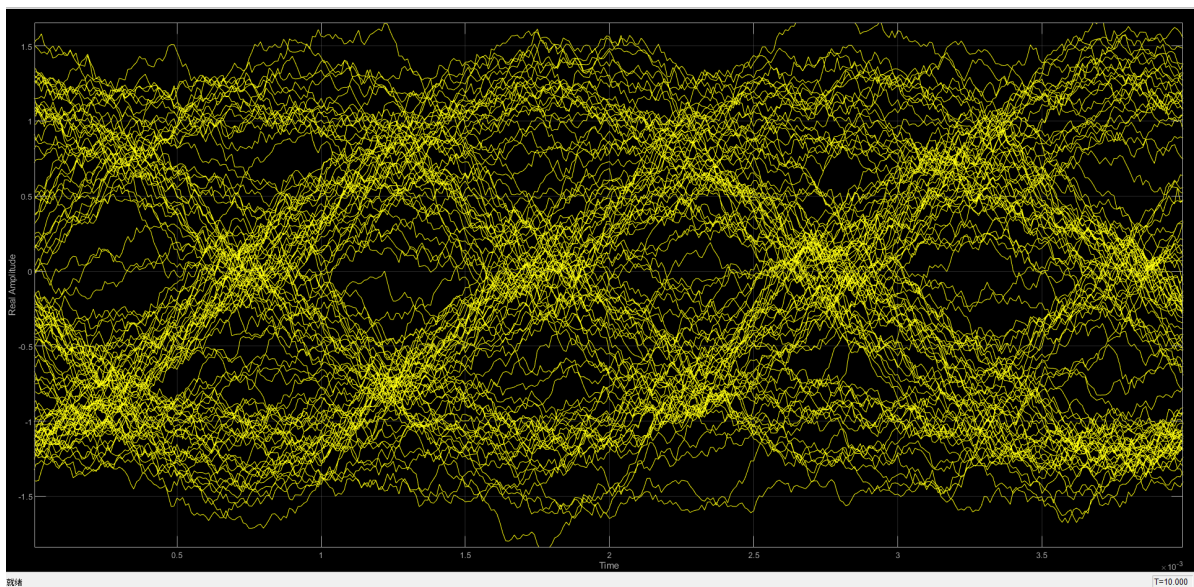
无ISI导致失真的眼图

## 2) 取消注释低通滤波器



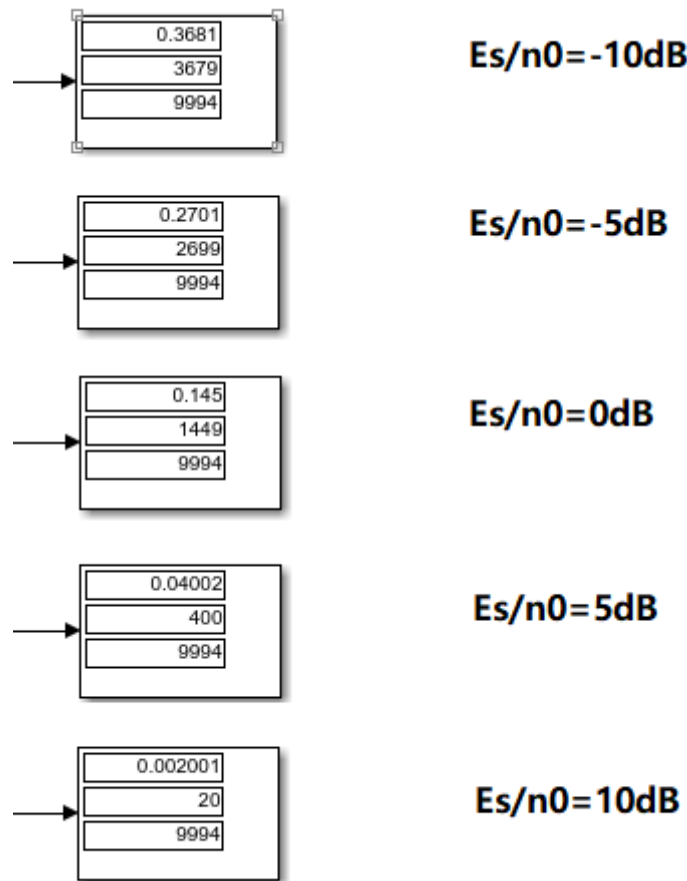
有ISI的眼图，由图可得最佳采样时间约为 $5 \times 10^{-4}$ 、ISI导致的峰值失真0.35、最佳抽样点噪声容限0.5和无差错抽样域 $9 \times 10^{-4}$ 。

## 3) 进一步取消注释AWGN模块



由ISI和噪声共同影响的眼图

e) 记录并对比误比特率



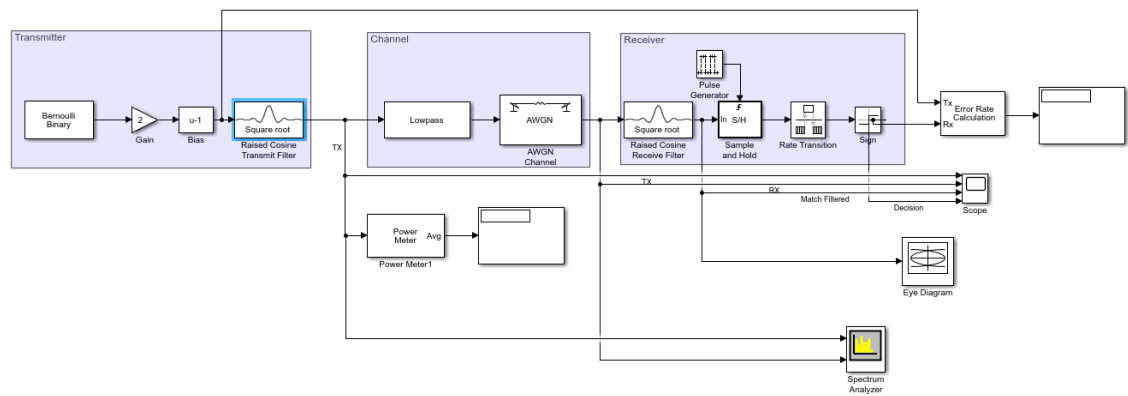
实验记录

$E_s/n_0 \text{ (dB)}$	-10	-5	0	5	10
误符号率 $P_s$	0.3249	0.2093	0.0822	0.0070	0
最优接收的误符号率	0.3681	0.2701	0.145	0.04002	0.002001

带限AWGN信道限制了成型脉冲的频域，因此在时域上增强了码间串扰，误符号率相比使用理想成型脉冲的矩形脉冲更大

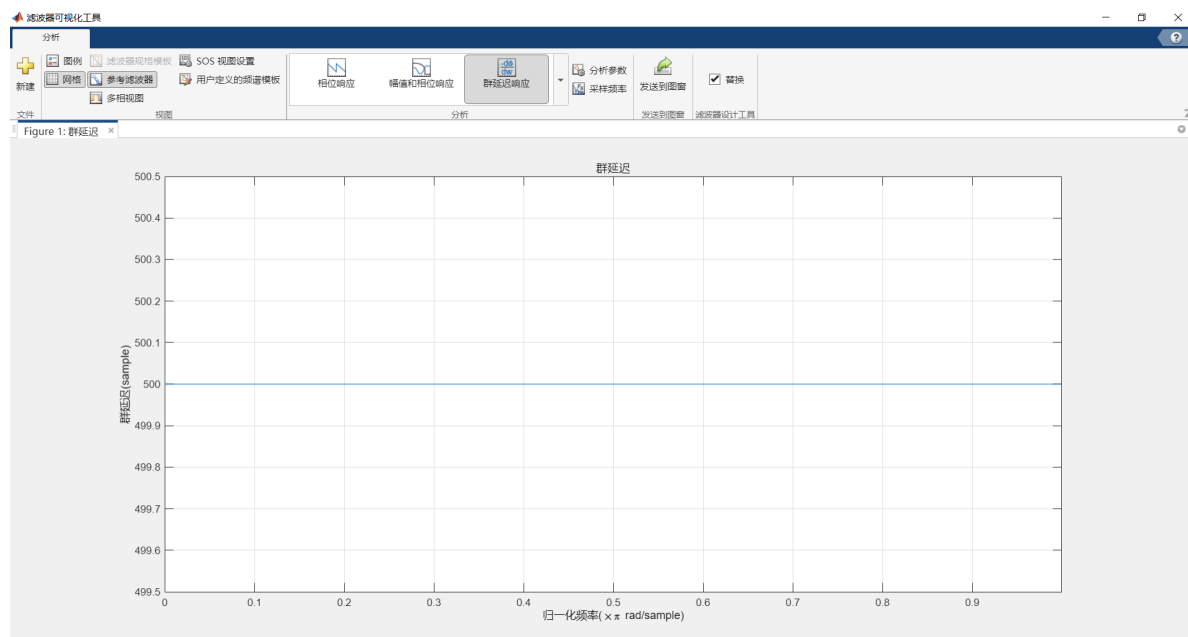
三、根号升余弦滤波器

a) 搭建模型



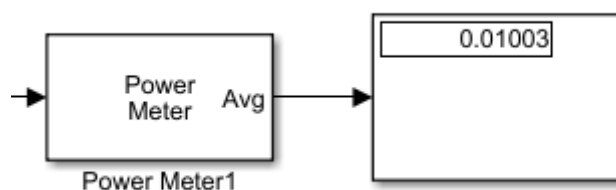


## 1) 查看根号升余弦滤波器的群延迟响应

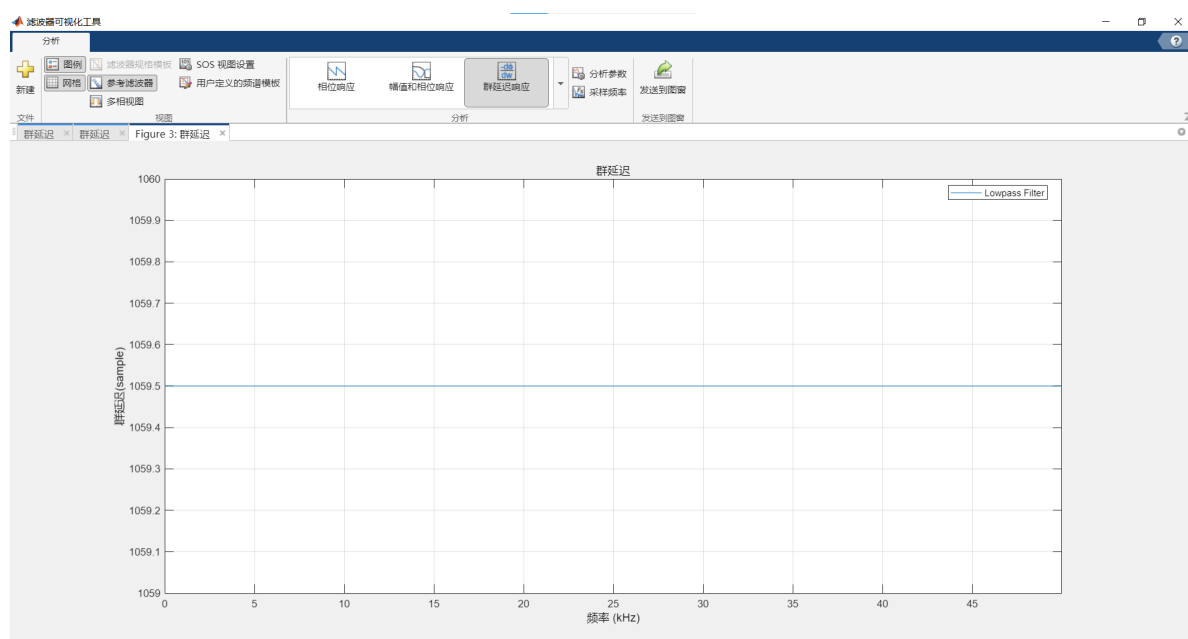


群延迟响应是500，即延迟5个符号0个采样

## 2) Power meter测量调制后信号功率

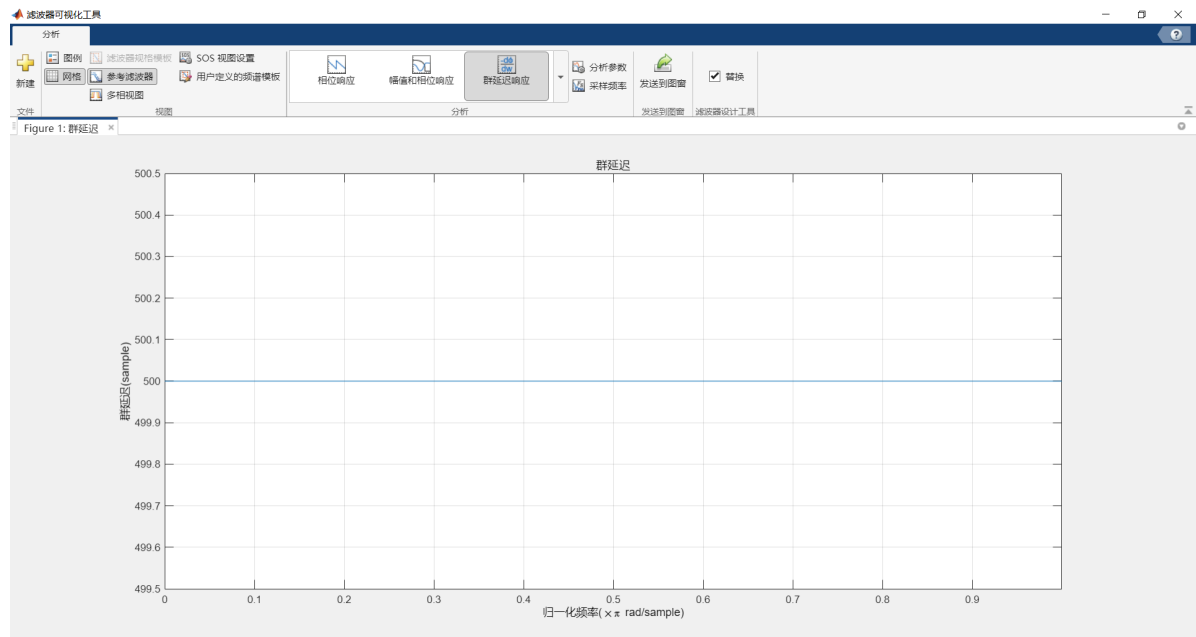


## 3) 低通滤波器群延迟响应



群延迟响应是1059.5，即延迟10个符号59.5个采样

#### 4) 解调滤波器群延迟响应

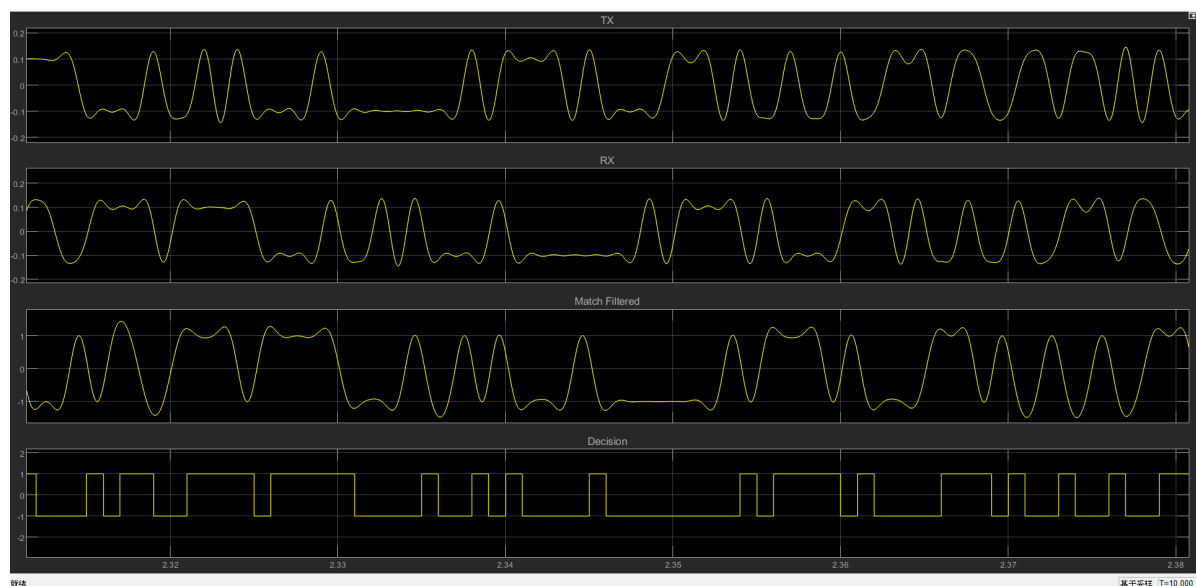


群延迟响应是500，即延迟5个符号0个采样

#### 5) 修改 Pulse Generator模块的相位延时

由前，延迟20个符号，59.5个样点；设置相位延迟为59。

#### b) 观察信号时域特征



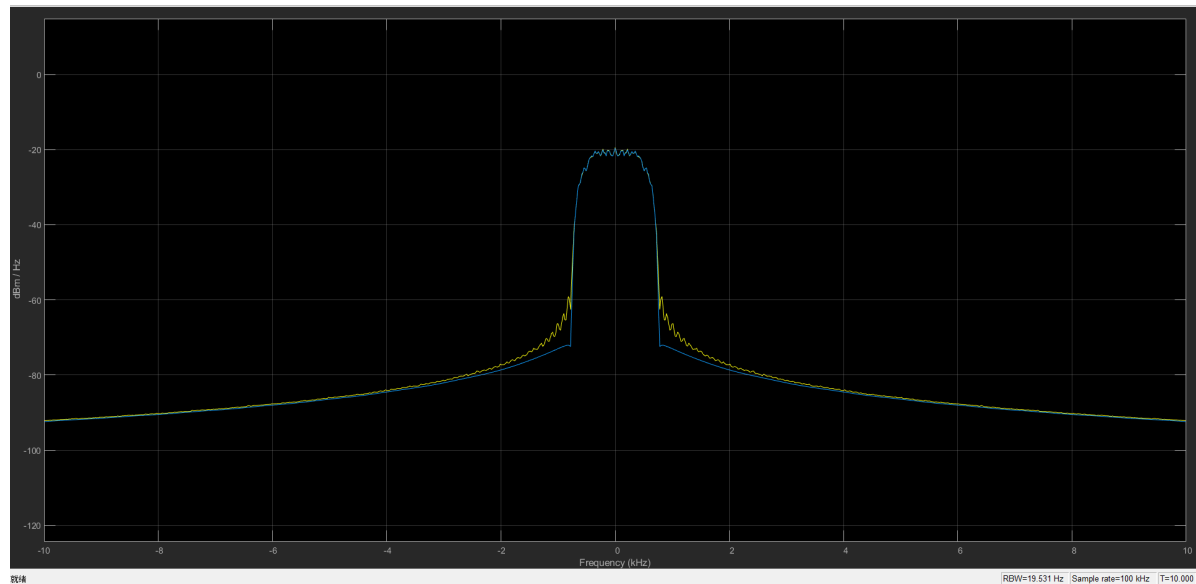
一段较短时间内发送波形(TX)、接收波形(RX)、匹配滤波后信号(Match Filtered)和判决符号(Decision)

使用根升余弦做成型脉冲，幅度 $\pm 1$ 乘上成型脉冲，得到调幅后的升余弦脉冲串；解调过程经过低通滤波器的调制信号和成型脉冲的时域对称波形卷积，得到解调结果。

直观上看没有符号间串扰，虽然没有矩形观察符号正负那么简单，但可以靠余弦波形的波峰波谷观察 $\pm 1$ ，多个1或-1连在一起也能清晰分辨，所以看上去没有符号间串扰。

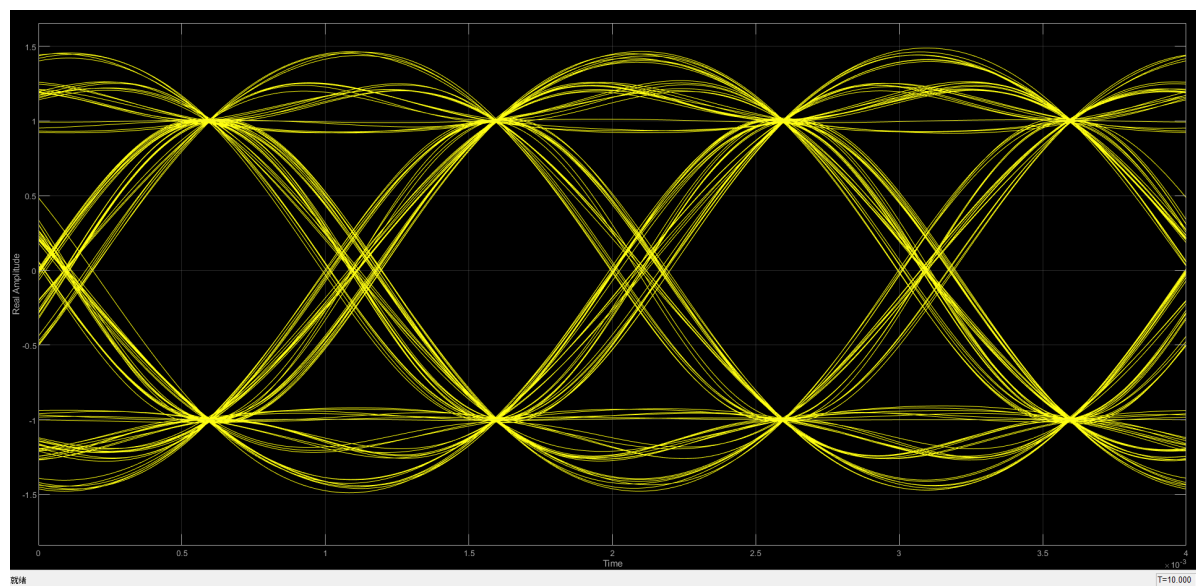
由图，判决符号和发送信号的延时0.021s，对应采样率 $1kHz$ 为21个样点延迟。设置误符号率计算器的Receive Delay=21

### c) 观察信号频域



由图，升余弦基带信号和带限接收信号在基带信号大约-60dBm时才开始有明显差别，没能在信道中传输的能量最大不超过  $-60\text{dBm} = 10^{-6}\text{mW}$ ，能量占比非常小，因此该升余弦信号的绝大部分能量在信道中被传输。

### d) 观察眼图



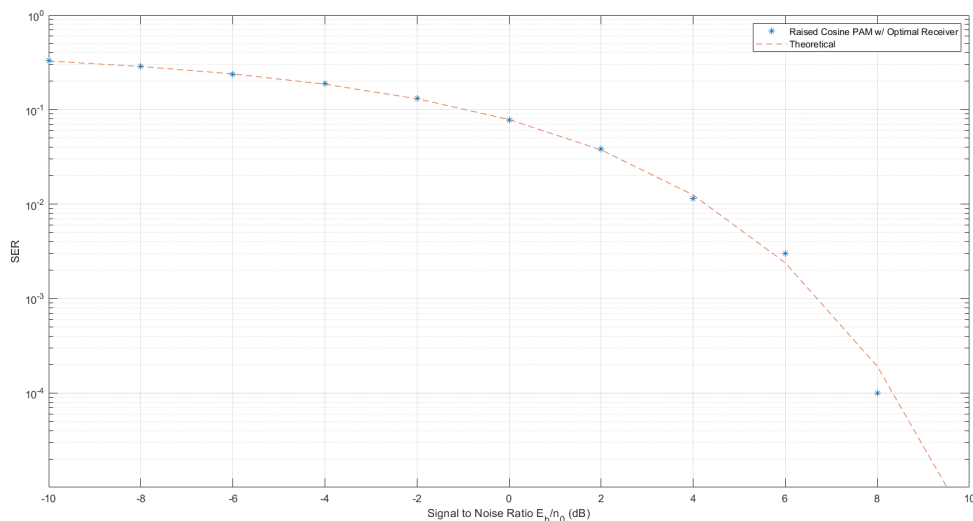
由眼图可知无ISI。从图中可读出最佳采样时间约为  $5 \times 10^{-4}$ 、ISI导致的峰值失真0.3、最佳抽样点噪声容限1和无差错抽样域  $10^{-3}$

### e) 绘制误符号率曲线

匹配滤波下最优接收（匹配滤波）下二元双极性 PAM 误符号率和  $E_s/n_0$  的理论关系：

$$P_s = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{n_0}}\right)$$

```
for i = 1:length(SNR_list)
    SNR = SNR_list(i); % in dB
    simOut = sim('pam_rc');
    ser_rc(i) = simOut.ser(1);
    ser_th(i) = qfunc(sqrt(2*10^(SNR/10))); % 匹配滤波下最优接收（匹配滤波）下二元双极性
PAM 误符号率
end
```



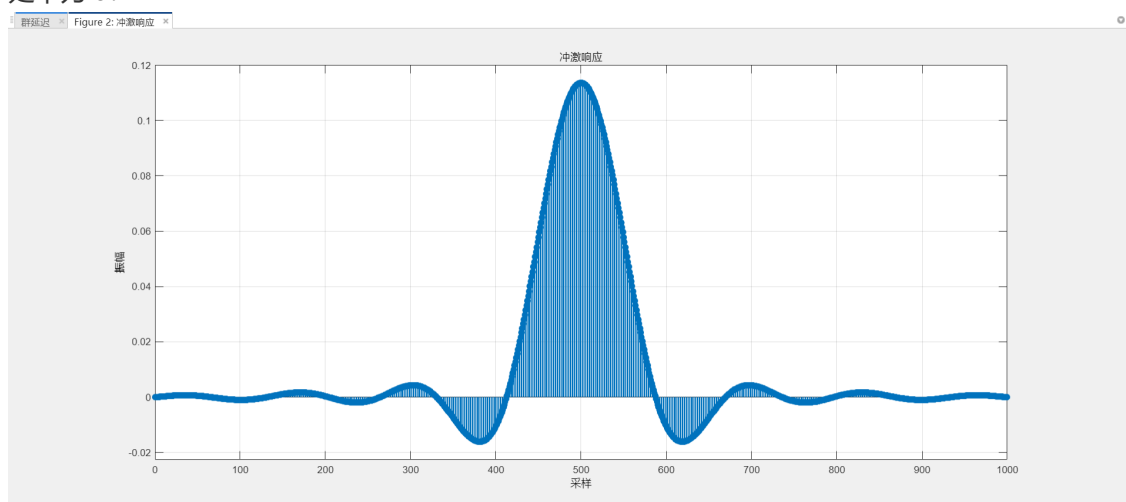
误符号率-信噪比曲线

## 四、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？

答：实际上不可行。时域矩形脉冲的时域有限，对应频域是sinc函数，占的带宽太大会对其他频段的信号传输造成影响；而sinc波形的时域无限，是非因果信号，不能物理实现出sinc的成型滤波器。

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？

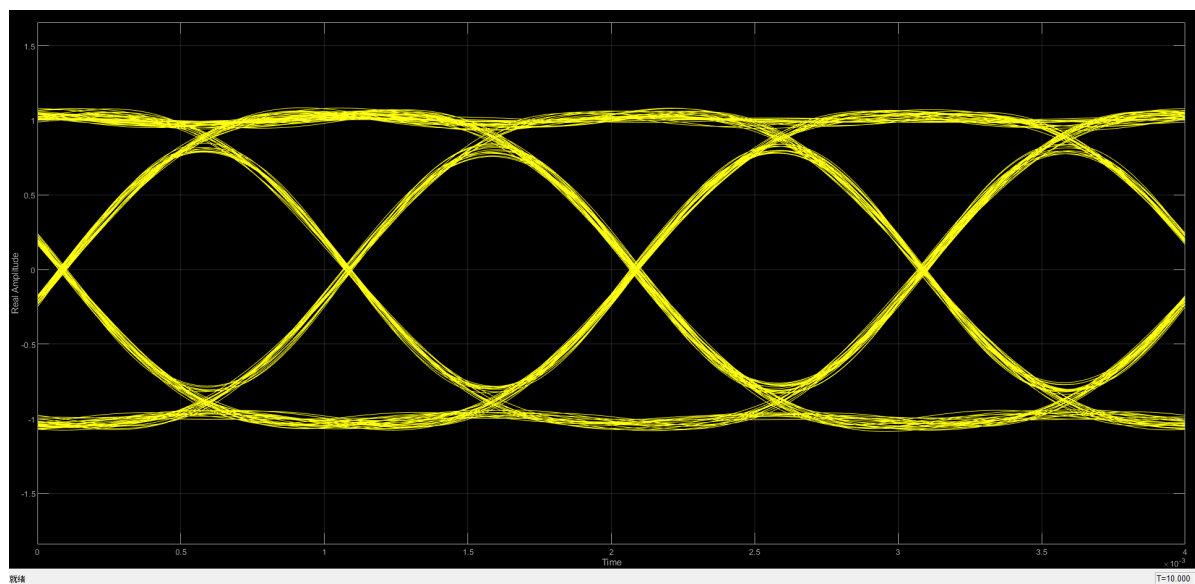


根号升余弦滤波器的冲激响应。

若  $\alpha = 0$ ，根号升余弦变为理想低通，冲激响应是一个sinc函数，在采样数 100 的倍数处严格等于零，而实验中的根号升余弦  $\alpha = 0.5$ ，频域存在过渡带，导致原来为0的点不为0了。

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？

答：5.2实验中原来带限信道的带宽时0.5kHz，正好是 $R_s/2$ 。如果减小带限信道的带宽，会增大符号间混叠的影响，ISI导致的峰值失真、最佳抽样点噪声容限以及无差错抽样域都会变差；反之若是增大带宽，则会改善ISI导致的峰值失真、最佳抽样点噪声容限以及无差错抽样域等等，由眼图变得更加“集中”，开眼更大可以验证这个结论。



上为带宽增大到0.75kHz且将AWGN模块注释直通得到调频后信号的眼图，由图可以近似保证采样点无失真。