

# 通信原理第六次实验报告

实验小组成员：汪奕晖（19302058），马知行（19302045）第43组 9.5

实验分工：共同完成

实验日期：2022年3月25日

班级：2019级信息工程

无线传输信道基本原理及信道模拟器设计

## 一、实验目的

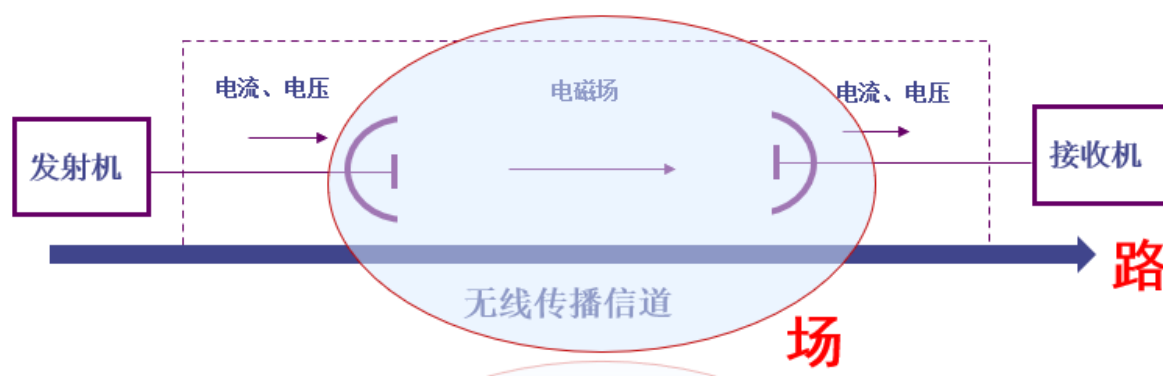
1. 观察无线信道统计参数。
2. 探究无线信道对QPSK调制解调的影响。
3. 探究无线信道对码元定时同步的影响。
4. 探究无线信道对频偏相偏的影响。
5. 探究信道均衡模块对简单多径信道的均衡作用。

## 二、实验仪器

1. LabVIEW软件仿真。

## 三、实验原理

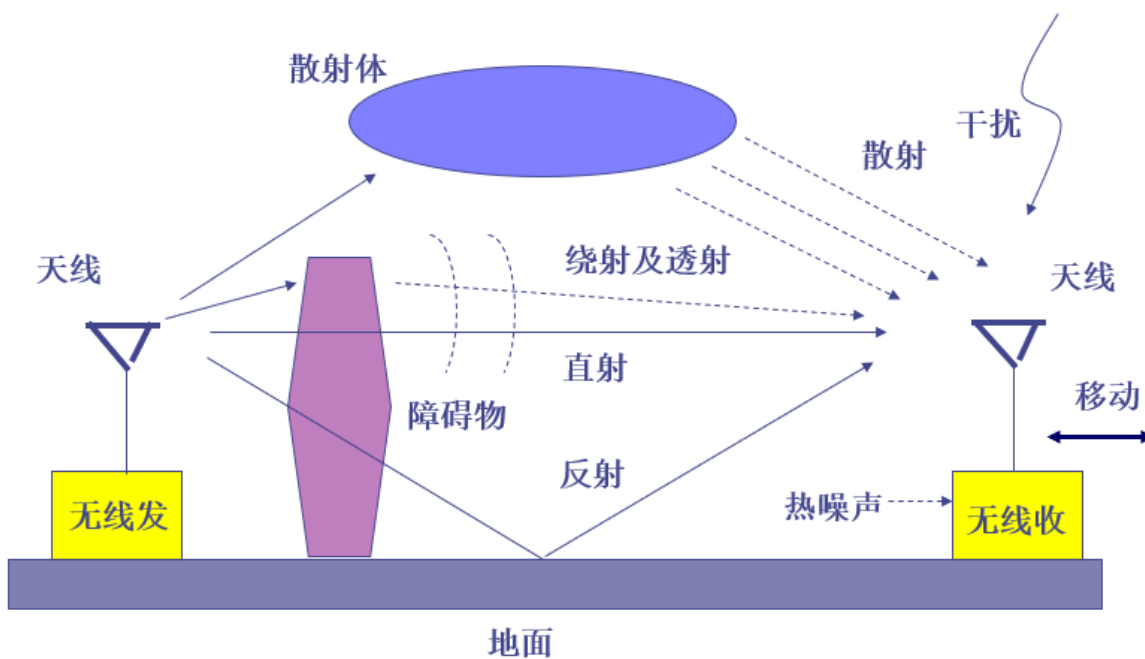
1. 传播信道模型



- 无线传播信道应该只包括传播空间。但是由于无线通信的收发信设备及通信信号处理都是基于“路”而不是基于“场”的，为了便于对信道进行测量、分析及建模，往往把天线也包含在传播信道模型之中。

- 如果把天线也包含在传播信道中，在考虑信道特性时，还应该考虑天线特性。
- 天线特性主要是：在“路”一侧的输入输出特性，以及在“场”一侧的辐射特性。

## 无线信道物理过程

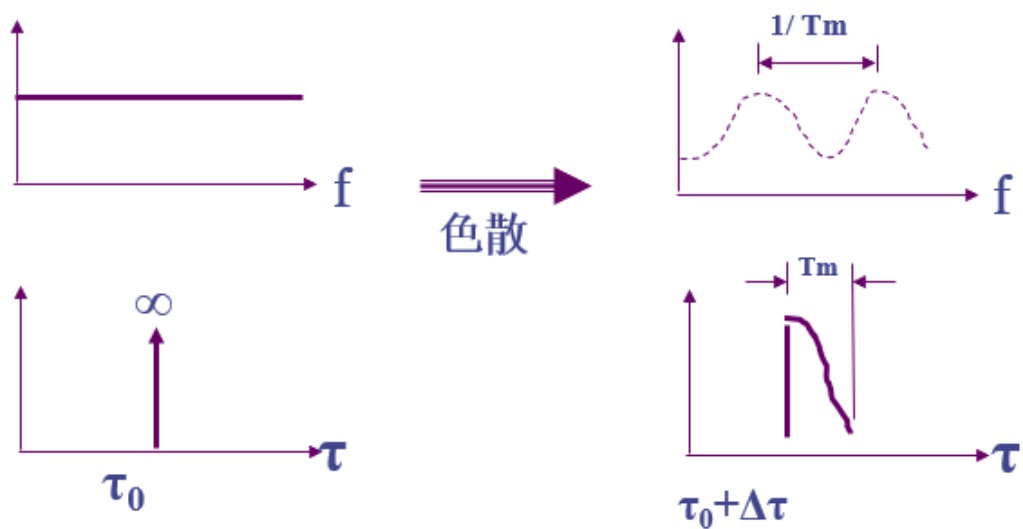


## 2. 信道确定型模型

信道确定性模型的要点：暂不考虑信道干扰噪声的影响，暂不考虑信道的随机性。

主要考虑信道的三个效应：

1. 色散效应：频率选择性衰落

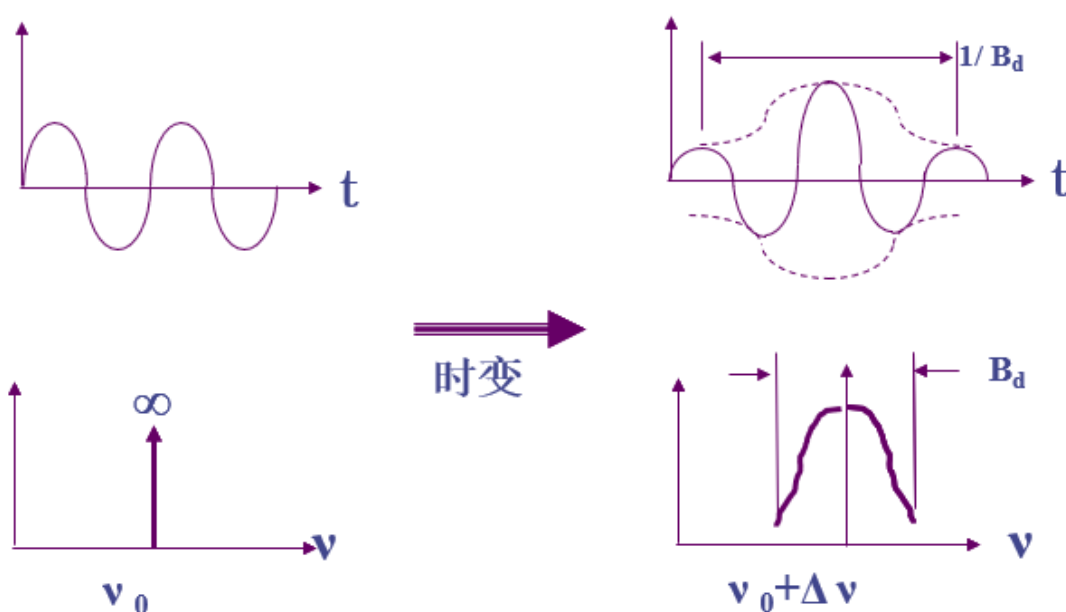


信道输入为：时域 $\delta$ 函数，频域均匀谱。

由于多径色散，信道输出为：时域有扩展，频域有起伏。

时域变量 $\tau$ 和频域变量 $f$ 构成一对傅里叶变换，频域的起伏周期为 $1/T_m$ ，其中 $T_m$ 为时间扩展。

## 2. 时变效应：时间选择性衰落

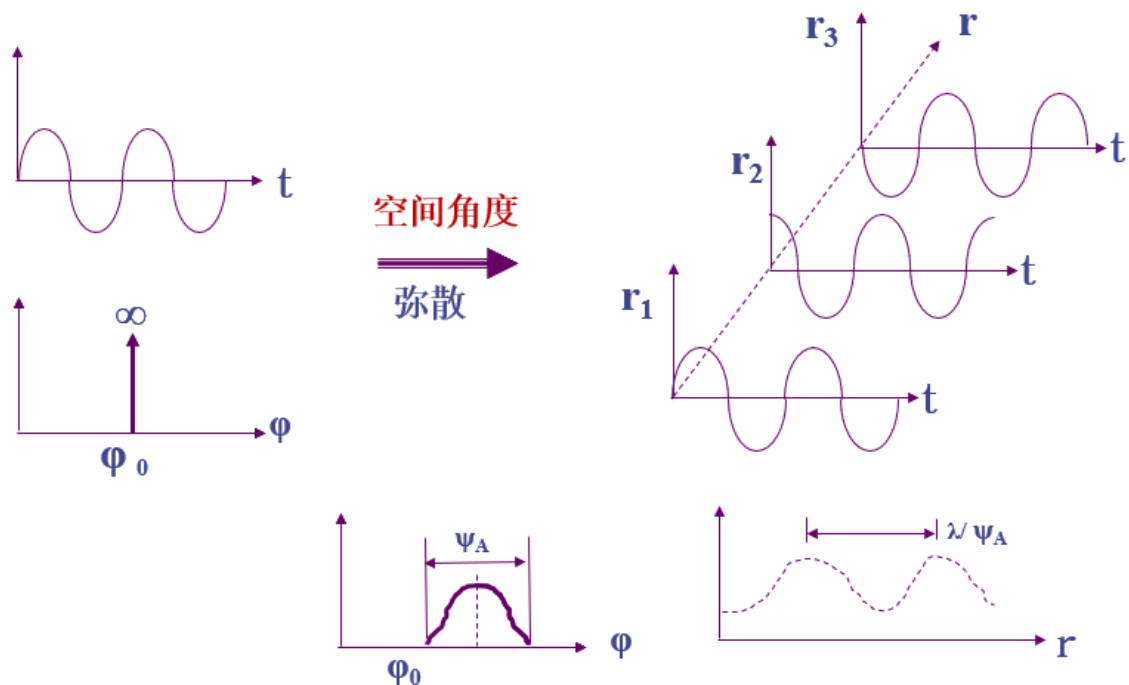


信道输入为：频域 $\delta$ 函数，时域单频等幅载波。

由于时变效应，信道输出为：频域有扩展（多普勒扩展），时域包络有起伏。经典的谱有：双线型、马鞍型（经典谱）、平坦型.....

时域变量 $t$ 和频域变量 $v$ 构成一对傅里叶变换，时域的起伏周期为 $1/B_d$ ，其中 $B_d$ 为频率扩展，即多普勒扩展。

## 3. 弥散效应：空间选择性衰落



信道输入为：角度域 $\delta$ 函数，时域单频等幅载波。

由于角度弥散，信道输出为：角度域有扩展，空间域有起伏。

角度域变量 $\varphi$ 和空间域变量 $r$ 构成一对傅里叶变换，空间域的起伏周期为 $\lambda/\phi_A$ ，其中 $\psi_A$ 为角度扩展。

对弥散及角度扩展的物理解释：

- 1、无线电波在传播过程中产生角度扩展的现象，称为弥散。
- 2、如果发送天线能够形成 $\delta$ 波束，则即使存在多径，也不会出现弥散。
- 3、弥散只会出现在发送天线为非 $\delta$ 波束的情况，这时产生弥散的原因之一是发送天线本身的角度扩展，原因之二是多径传播引入的角度扩展。

### 3. 信道随机性模型

一阶统计特性的要点：

暂不考虑信道干扰噪声的影响

暂不考虑信道传播方向的影响

主要考虑信道的两个参数：

- 传播衰减
- 传播时延

传播时延会影响与系统同步有关的性能，如：载波同步、时钟同步、时隙同步等，在讨论信道的一阶统计特性时暂时不予考虑。

传播衰减会影响接收信号强度，进而影响通信距离及覆盖范围，是信道一阶统计特性讨论的重点。

移动无线传播面临的是随时变化的、复杂的环境。

首先，传播环境十分复杂，传播机理多种多样。几乎包括了电波传播的所有过程，如：直射、

绕射、反射、散射。

其次，由于用户台的移动性，传播参数随时变化，引起接收场强的快速波动。

为此，提出大尺度传播模型和小尺度传播模型。

#### 4. 移动通信的传播模型

假定多径时延扩展比信号的符号周期小得多，可以认为是平衰落信道，而且平均时延是时不变的，信道的冲激响应可以写成：

$$h(\tau, t) \approx h(\tau_0, t) = g(t)\delta(\tau - \tau_0)$$

发送信号为 $x(t)$ ，接收信号为 $r(t)$ ，就有：

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t - \tau)d\tau \approx g(t)x(t - \tau_0)$$

接收信号除了有一个时延外，还有一个时变的增益 $g(t)$ ， $g(t)$ 可以分解为小尺度（或短期）衰落成分和大尺度（或长期）衰落成分。

#### 多径效应

假定信道为平衰落、慢衰落、无噪声，此时的多径接收信号可以表示为：

D

其中：

$$Z(t) = Z_c(t) - jZ_s(t) = \sum_{n=1}^N \tau_n(t)e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)}$$

$$Z_c(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cos \theta_n(t)$$

$$Z_s(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \sin \theta_n(t), \theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$$

所以：

$$\alpha(t) = \sqrt{Z_c^2(t) + Z_s^2(t)}, \theta(t) = \arctan[Z_s(t)/Z_c(t)]$$

$\alpha(t)$ 和 $\theta(t)$ 是信道引入的幅度衰落及相位失真，都是随机过程，可以用概率密度函数进行研究。讨论多径信道的包络统计特性，接受限号的包络根据不同的无线环境一般服从瑞利分布和莱斯分布。

## 5. 瑞利衰落

若信道为平坦衰落信道，接收信号的包络通常服从瑞利分布，服从瑞利分布的条件为：多径分量的到达时间差别不大，码间干扰不明显。

各个到达接收机的多径分量入射方向呈散射状分布，各多径分量具有近似相等的幅度。

假定 $\alpha_n(t)$ 和 $\theta_n(t)$ 对不同路径都相互独立， $\theta_n(t)$ 在 $(0, 2\pi)$ 上均匀分布，路径数目 $N$ 为无限大，就有幅度衰落 $\alpha(t)$ 服从瑞利分布：

$$\begin{cases} f_{\alpha}(x) = \frac{x}{\sigma_z^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_z^2}\right) & x \geq 0 \\ f_{\alpha}(x) = 0 & x \leq 0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} E(\alpha) &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_z \\ E(\alpha^2) &= 2\sigma_z^2 \end{aligned}$$

相位失真 $\theta(t)$ 服从均匀分布：

$$\begin{cases} f_{\theta}(x) = \frac{1}{2\pi} & 0 \leq x \leq 2\pi \\ f_{\theta}(x) = 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

幅度衰落和相位失真是相互独立的，这样的信道称为瑞利衰落信道。

随着 $\sigma$ 的增大，瑞利分布的PDF趋于平坦，峰值位置改变。

## 6. 信道模拟器：Clarke模型

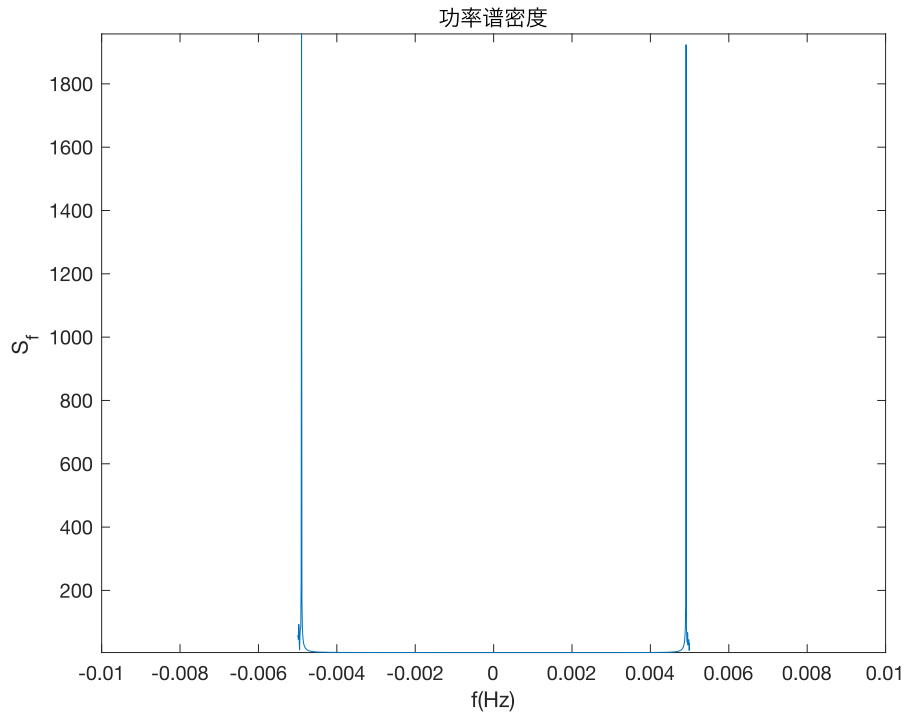
移动台接收信号的场强的统计特性基于散射，这种模型假设有一台具有垂直极化天线的固定发射机。入射到移动天线的电磁场由 $N$ 个平面波组成，这些平面波具有任意载频相位、入射方位角以及相等的平均幅度，到达接收机的散射分量经小尺度距离传播后，经历了相似的衰落。

多普勒扩展的频谱形状决定了时域衰落波形以及短时相关性和衰落快慢的影响。

$$S_{E_z}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}}$$

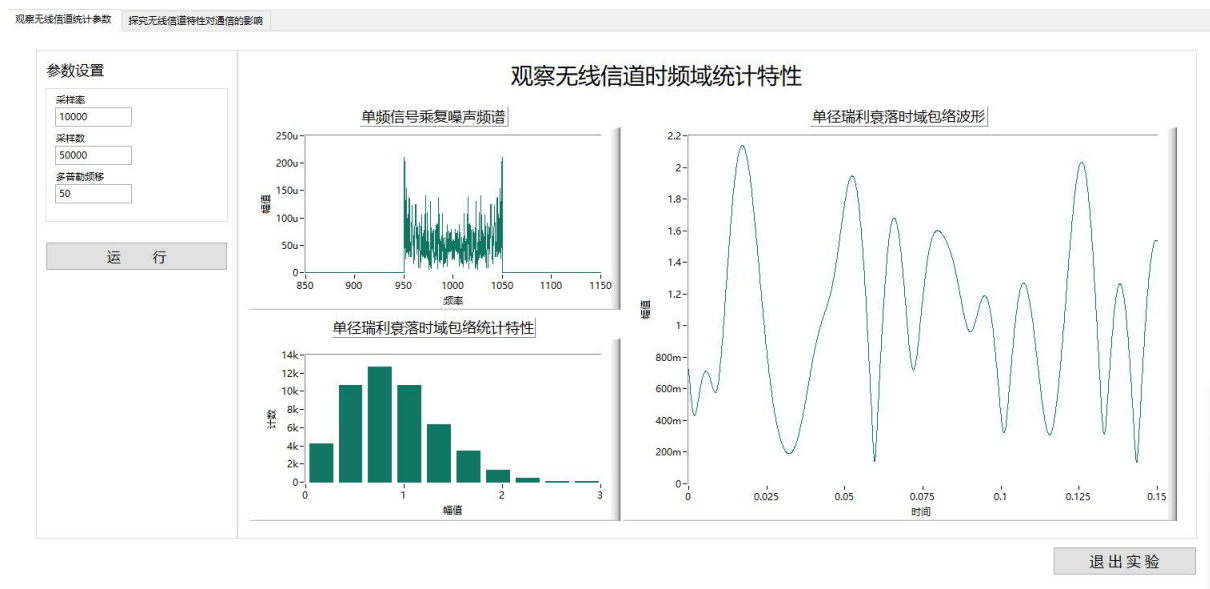
Rayleigh衰落仿真器必须采用上式的衰落频谱，以产生有适当时间相关性的实时衰落波形。

如果产生一个幅度起支配作用且不超过 $\sqrt{S_{E_z}(f)}$ 的单频分量，衰落就可以从Rayleigh型变为Ricean型。



## 四、实验内容

### 1. 观察无线信道统计参数。



$$Z_c(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cos \theta_n(t)$$

假定 $\alpha_n(t)$ 和 $\theta_n(t)$ 对不同路径都相互独立， $\theta_n(t)$ 在 $(0, 2\pi)$ 上均匀分布，路径数目 $N$ 为无限大，就有幅度包络 $\alpha(t)$ 服从瑞利分布：

$$f_{\alpha}(x) = \frac{x}{\sigma_z^2} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma_z^2}), x \geq 0$$

在有直射的情形下，信道时域的包络服从莱斯分布：

$$f_{\alpha}(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2}) \cdot I_0(\frac{RA}{\sigma^2})$$

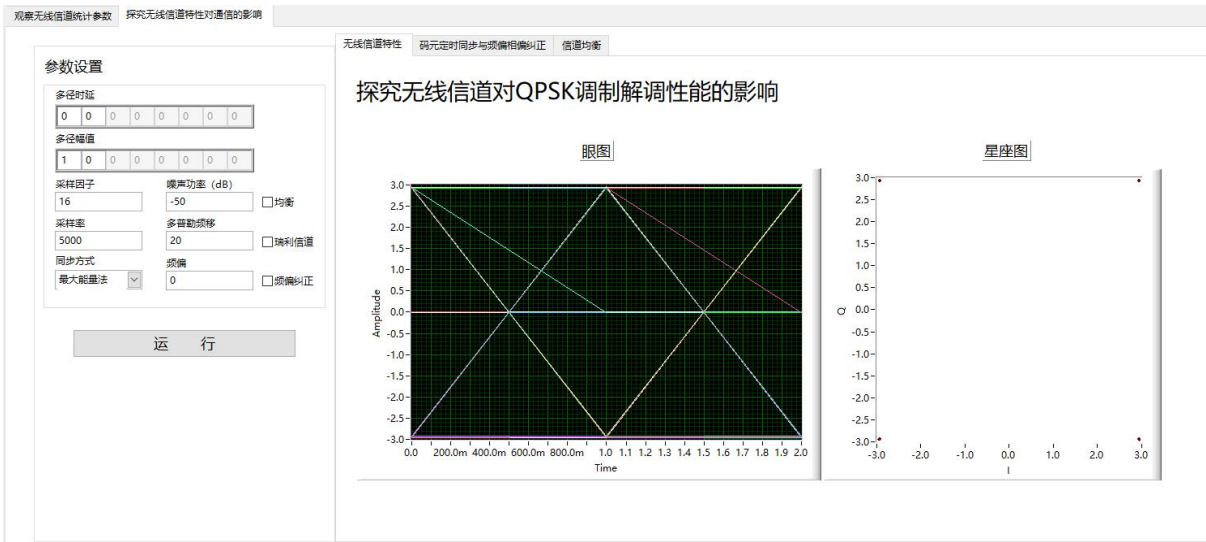
b. 多普勒功率谱表征信道的什么特性？

$$S_{E_z}(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - (\frac{f-f_c}{f_m})^2}}$$

多普勒功率谱谱形状决定了时域衰落波形以及短时相关性和衰落快慢的影响以及频率弥散，可以表征信道的多普勒延展。

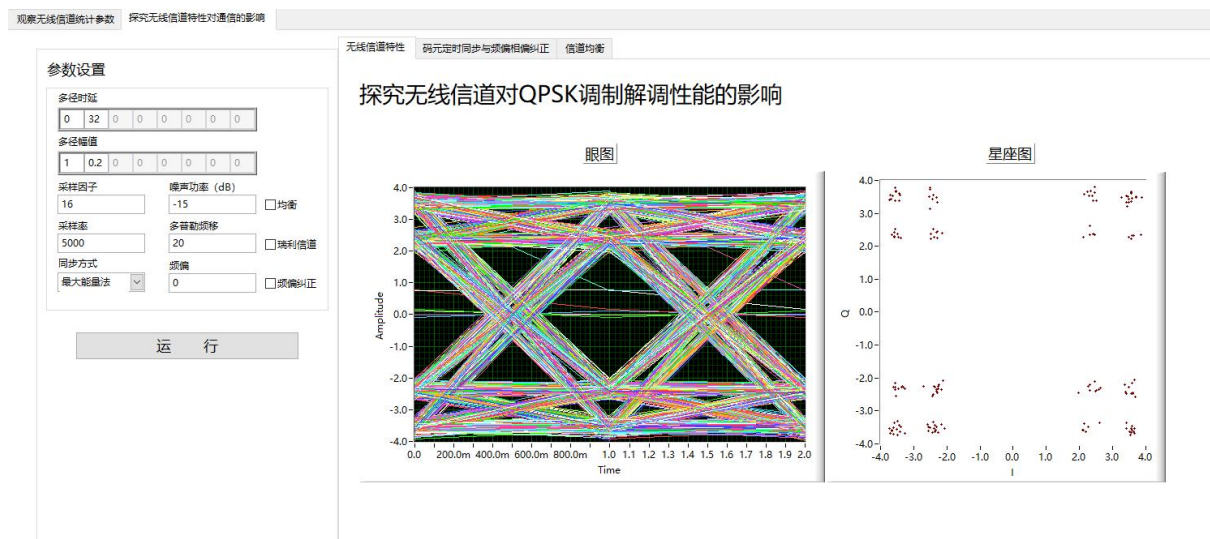
## 2. 探究无线信道对QPSK调制解调的影响。

步骤一：观察理想信道下QPSK调制解调的星座图与眼图



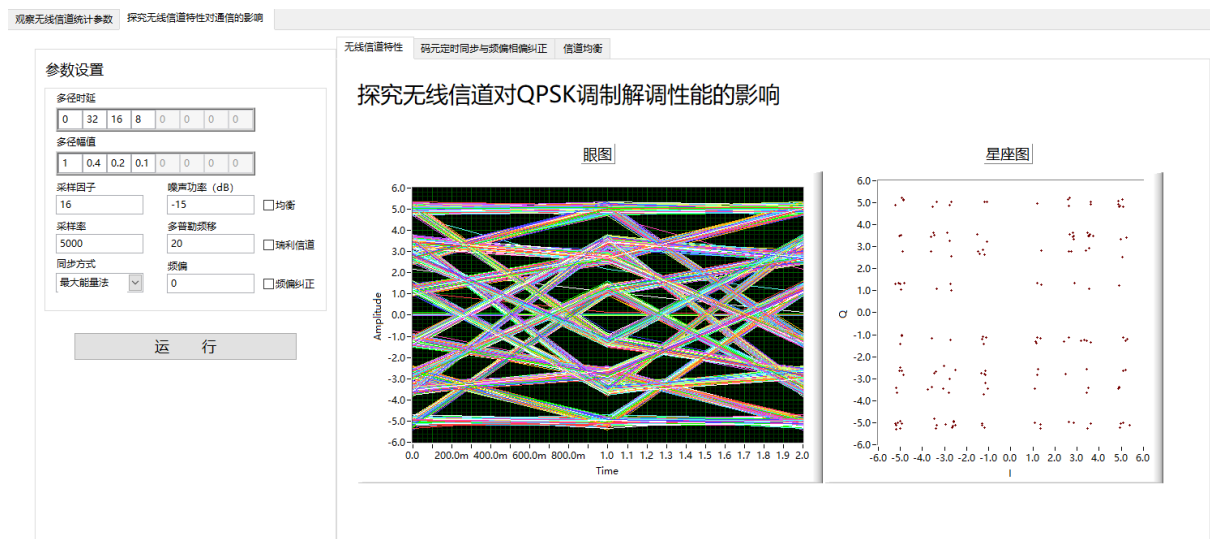
步骤二：设置信号功率0dB、噪声功率-15dB、频偏0、多径延时0和32、各径幅值1和0.2，不引入瑞利衰落，点击运行。观察有噪声单多径信道下QPSK调制解调的星座图与眼图





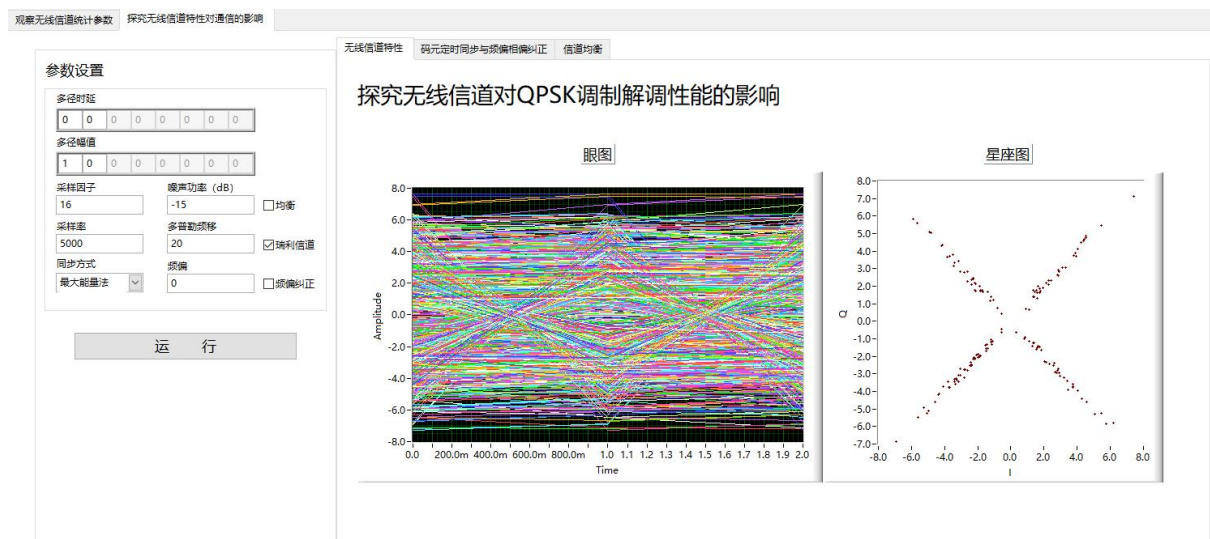
可以发现“眼睛”变小，波形宽度变大，噪声影响变大。

四条路径的情况



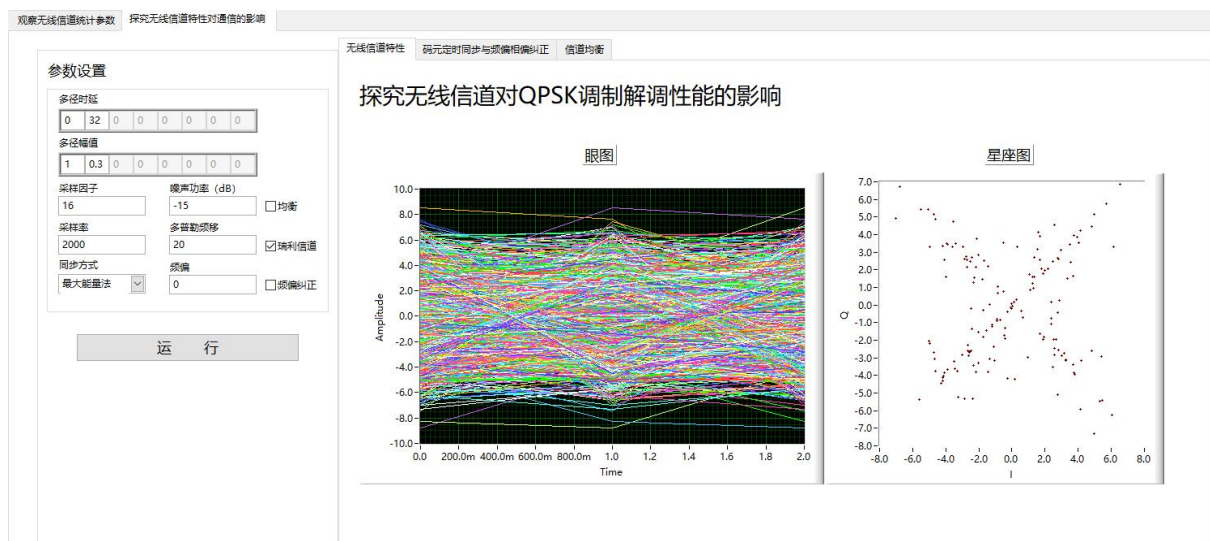
可以发现路径变多眼图变得复杂，噪声影响变大。

步骤三：设置信号功率0dB、噪声功率-15dB、频偏0、多径延时0、各径幅值1，引入瑞利衰落，采样率设为5000，多普勒频移为20，点击运行。观察有噪声信道情况下QPSK调制解调的星座图与眼图



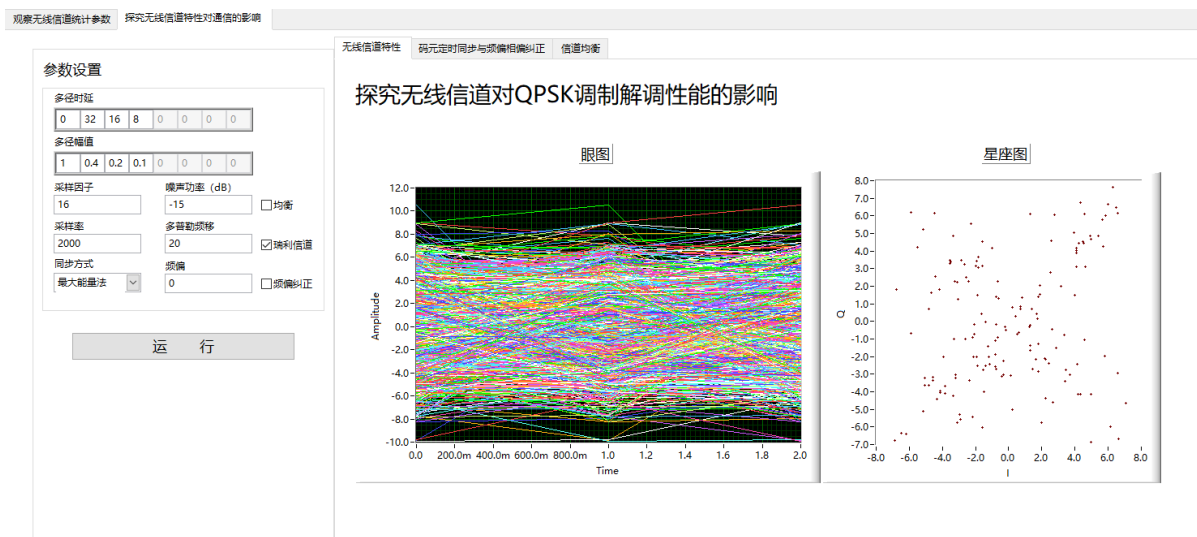
可以看到眼图更加错乱，但中间的线可以依稀辨认为直线，与星座图相对应。

步骤四：设置信号功率0dB、噪声功率-15dB、频偏0、多径延时0和32、各径幅值1和0.3，引入瑞利衰落，采样率设为2000，多普勒频移为20，点击运行。观察有噪简单多径时变信道下QPSK调制解调的星座图与眼图



可以看到眼图十分的散乱。

四条路径的情况



验收要点—思考及回答问题:

a. 多径衰落情况下误码率曲线有何变化?

在实验中的有噪简单多径信道下, 以幅值为1和0.2的两条路径, 可以在星座图中发现接收信号的能量变大, 对应误码率会降低, 误码率曲线变低。

对于多径衰落信道和下问时变衰落信道类似, 接收能量变小, 误码率会变大, 误码率曲线变高。

时变衰落信道情况下误码率曲线有何变化?

b. 在时变衰落信道下, 接收到的信号为  $y = h * s(t) + n$ , 接收能量为  $|h|^2 E_b$

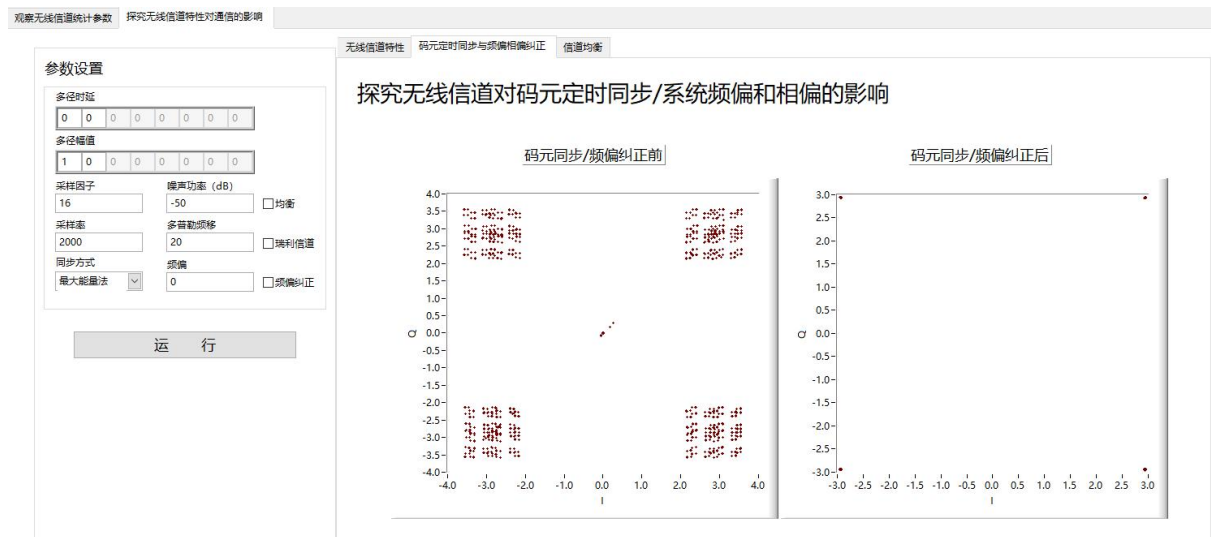
QPSK信号的误码率计算公式为

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{|h|^2 E_b}{2n_0}} \right]$$

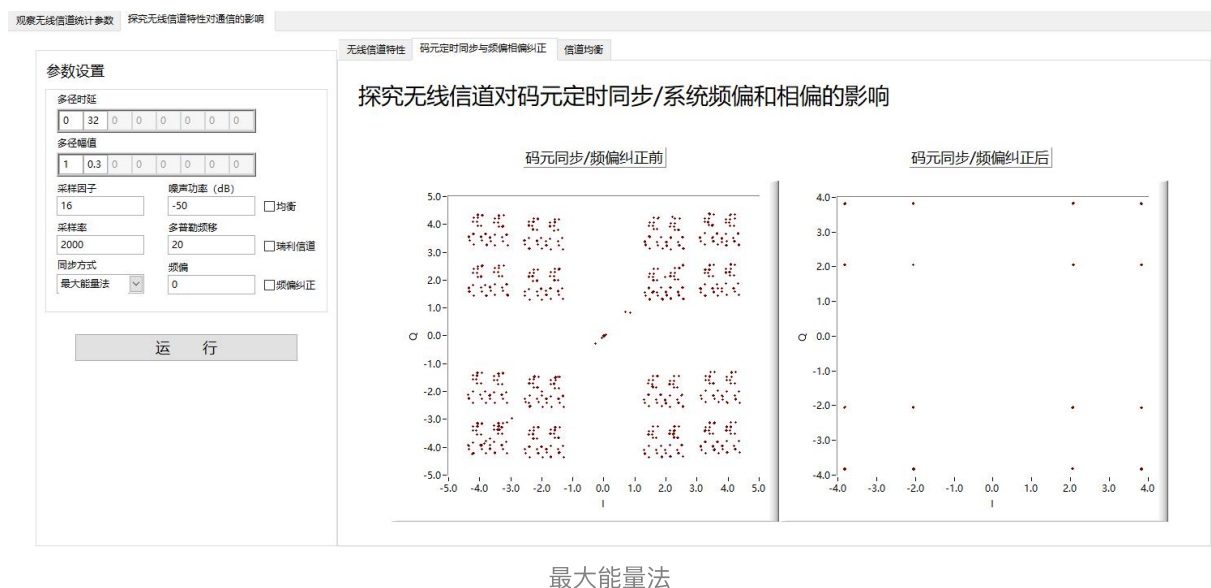
在时变衰落信道下  $|h| < 1$ , 故而此时误码率会变大, 误码率曲线变高。

3. 探究无线信道对码元定时同步的影响。

步骤一: 设置码元同步方式为“最大能量法”, 设置噪声功率-50dB、多径延时0、各径幅值1, 不引入瑞利衰落, 点击运行。观察理想信道情况下码元定时同步的效果



步骤二：设置码元同步方式为“最大能量法”，设置噪声功率-50dB、多径延时0和32、各径幅值1和0.3，不引入瑞利衰落，点击运行。观察简单多径信道情况下码元定时同步的效果



最大能量法

## 参数设置

多径时延

0 32 0 0 0 0 0 0

多径幅值

1 0.3 0 0 0 0 0 0

采样因子

16

噪声功率 (dB)

-50

☐ 均衡

采样率

2000

多普勒频移

20

☐ 瑞利信道

同步方式

迟早门法

频偏

0

☐ 频偏纠正

运 行

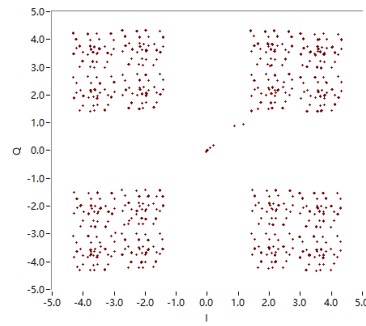
无线信道特性

码元定时同步与频偏相偏纠正

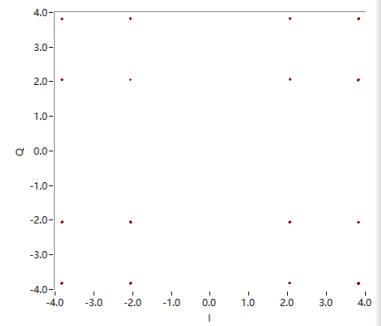
信道均衡

## 探究无线信道对码元定时同步/系统频偏和相偏的影响

码元同步/频偏纠正前



码元同步/频偏纠正后



迟早门法

## 参数设置

多径时延

0 32 0 0 0 0 0 0

多径幅值

1 0.3 0 0 0 0 0 0

采样因子

16

噪声功率 (dB)

-50

☐ 均衡

采样率

2000

多普勒频移

20

☐ 瑞利信道

同步方式

Gardner法

频偏

0

☐ 频偏纠正

运 行

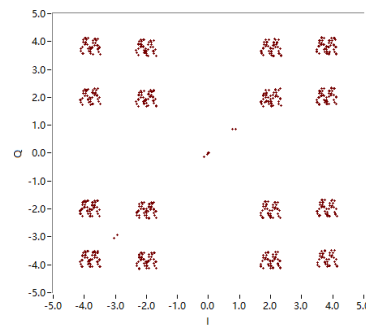
无线信道特性

码元定时同步与频偏相偏纠正

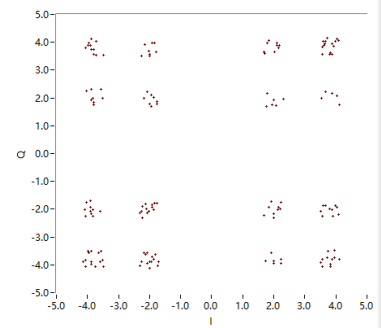
信道均衡

## 探究无线信道对码元定时同步/系统频偏和相偏的影响

码元同步/频偏纠正前



码元同步/频偏纠正后



Gardner法

可以发现Gardner法的效果不是很理想，但运行多次时有时效果较好，可能是由于随机数生成时有时生成了较多连0或连1的数据，使Gardner法效果不佳。

四条路径的情况

## 参数设置

多径时延	0	32	16	8	0	0	0	0
多径幅值	1	0.4	0.2	0.1	0	0	0	0
采样因子	16	噪声功率 (dB)	-50	<input type="checkbox"/> 均衡				
采样率	2000	多普勒频移	20	<input type="checkbox"/> 瑞利信道				
同步方式	最大能量法	频偏	0	<input type="checkbox"/> 频偏纠正				

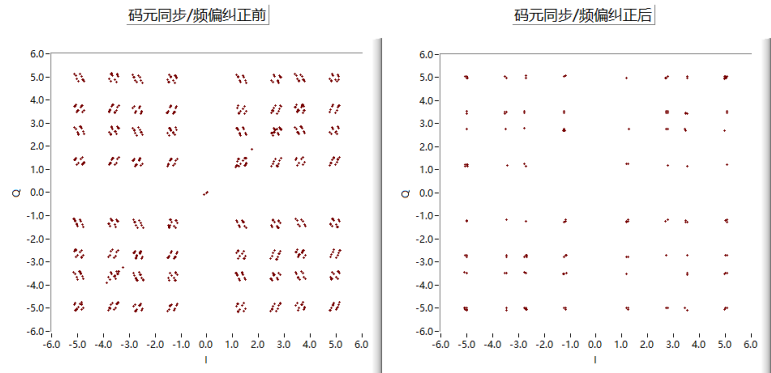
运 行

## 无线信道特性

## 码元定时同步与频偏相偏纠正

## 信道均衡

## 探究无线信道对码元定时同步/系统频偏和相偏的影响



由于路径变多，在星座图上呈现的数据位置变多。

步骤三：设置码元同步方式为“最大能量法”，设置噪声功率-50dB、多径延时0、各径幅值1，引入瑞利衰落，采样率设为2000，多普勒频移20，点击运行。观察时变信道情况下码元定时同步的效果

## 参数设置

多径时延	0	0	0	0	0	0	0	0
多径幅值	1	0	0	0	0	0	0	0
采样因子	16	噪声功率 (dB)	-50	<input type="checkbox"/> 均衡				
采样率	2000	多普勒频移	20	<input checked="" type="checkbox"/> 瑞利信道				
同步方式	最大能量法	频偏	0	<input type="checkbox"/> 频偏纠正				

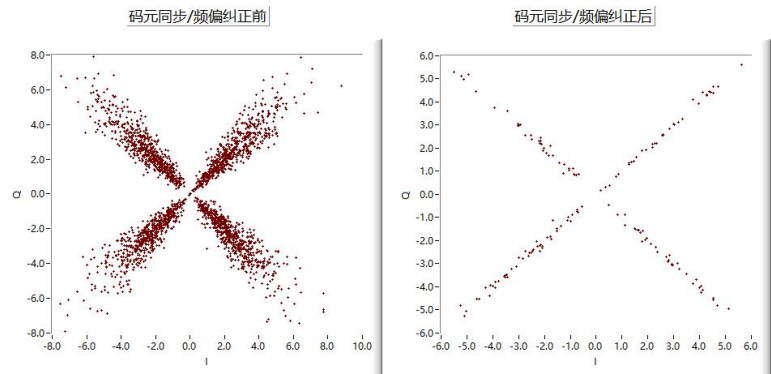
运 行

## 无线信道特性

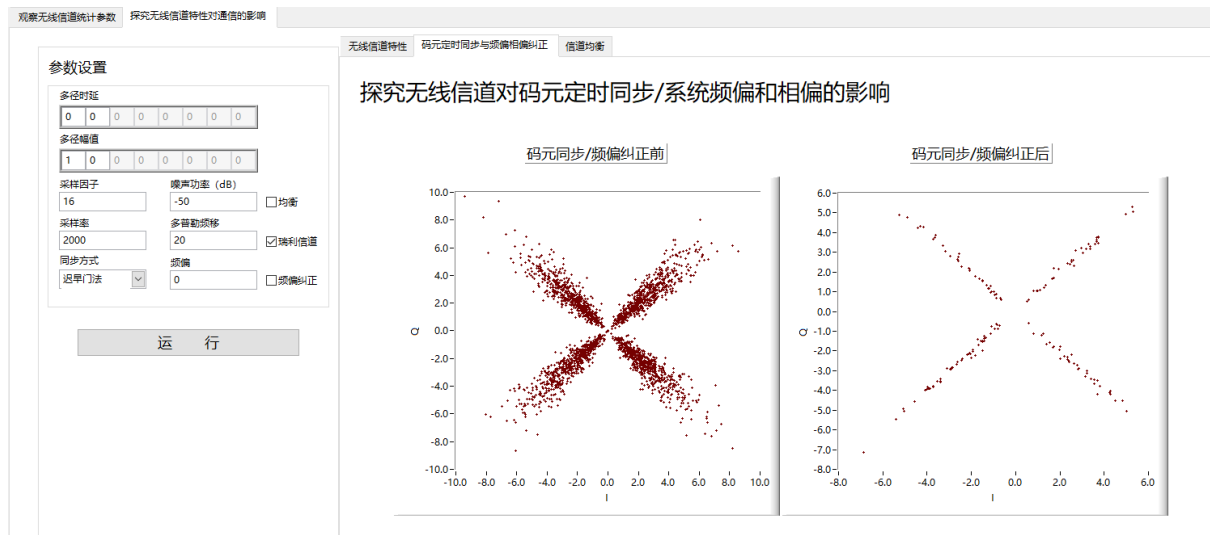
## 码元定时同步与频偏相偏纠正

## 信道均衡

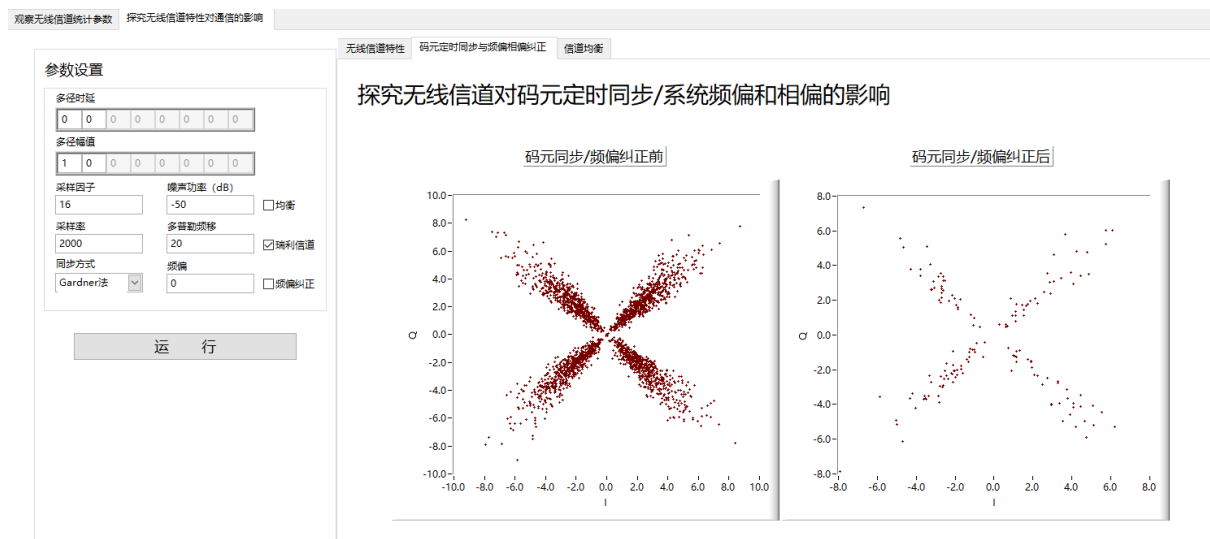
## 探究无线信道对码元定时同步/系统频偏和相偏的影响



最大能量法



迟早门法



Gardner法

验收要点—思考及回答问题：

a. 不同同步算法的优劣分析（复杂度、性能）？

最大能量法的核心思想是：寻找使得采样得到的信号的平均能量最大的点作为最佳采样点。

D

最大输出能量方法的解，即求  $\hat{k} = \max J_{approx}[k]$ 。一般来说，采用的P值越大，性能越好。最大能量法需要基于多个码元的统计平均算出最佳采样点，性能较好，但是由于要多个码元统计平均，所以需要把多个码元接下来后再进行操作，运算时间较长，但算法复杂度较小，精度要求不高时，甚至可以只取数据的某几个点，也能做出不错的效果，简单的求和算法可以使用拥有寄存功能的电路实现而无需借助成本高昂的计算机，但当对算法的精度要求高时会占用较大内存和计算资源。



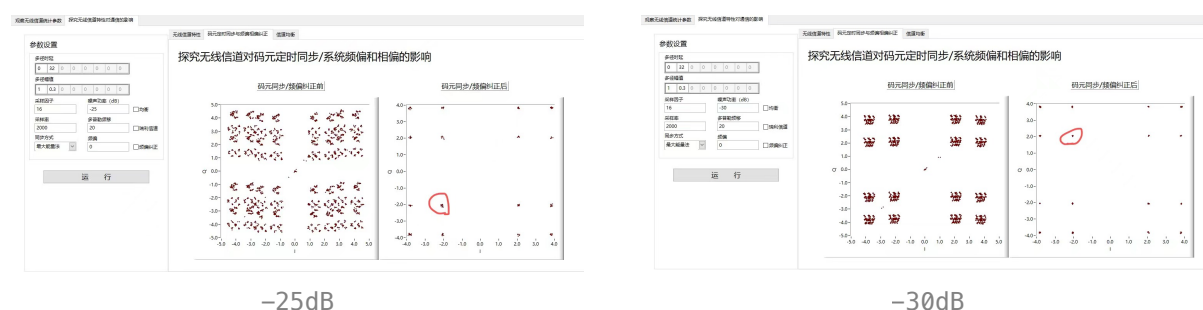
迟早门法的本质是给定一个参考码元，将参考码元分为前后两个周期，通过比较前半周期与后半周期的能量的大小，来调整同步时序信号。迟早门法的优点在于其无需插入导频和时间序列，无需通过码元相位而是通过码元能量来求解，且当同步稳定时，不会驱动自己离开同步。针对一个参考码元做定位，在实际的操作中需要在数据序列前加用于定位的码元，在针对单个码元的时候能够检测出最佳采样点，性能相对最大能量法要稍差，但是由于只用当前码元，所以不需要把多个数据都接下来之后再处理，复杂度较小，但由于需要大量采样，对算法的精度要求高时会占用较大内存和计算资源。。

Gardner法：只需要3个采样点进行插值计算，因此对接收端的采样率要求降低了很多，通过插值计算与反馈实时调整采样脉冲的相位从而找到最佳采样点，对载波相位不敏感，不会占用较大内存和计算资源。。可以解决最大能量法和迟早门法需要大量的过采样来计算定时误差的问题，但是实现难度大，算法和设备较复杂，但在本次实验中Gardner效果并没有比最大能量法与迟早门法好。

## b. 不同信道条件下同步算法的边界在哪？

由于源码无法随意调整，故只能手动调整参数尝试，结果有所不准确。

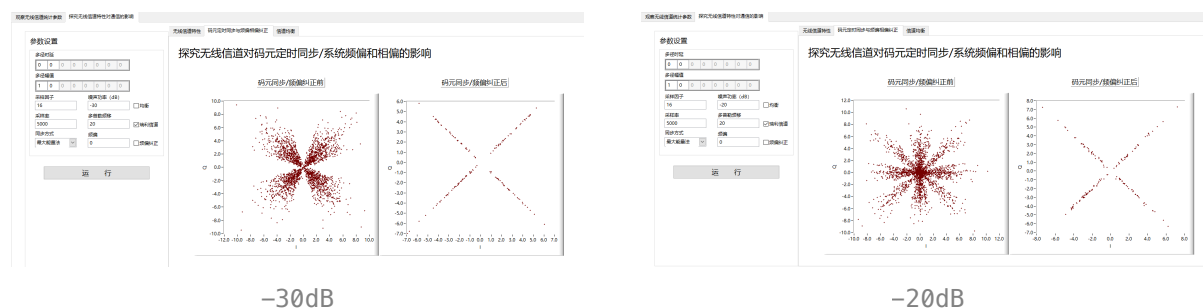
简单多径信道下



可以发现在-30dB下同步已经开始出现点的弥散，-25dB时点的弥散已经很明显，故认为边界在-30dB左右

时变衰落信道下

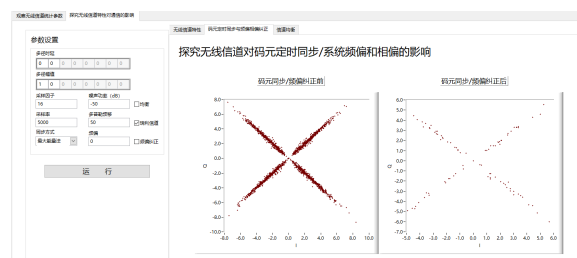
改变噪声功率



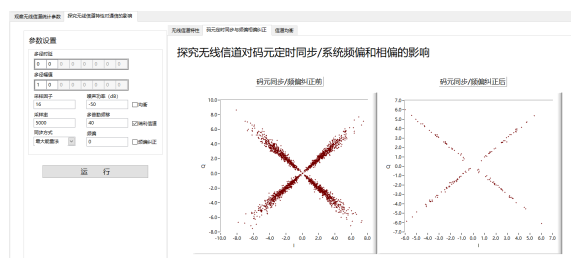


可以发现在 $-30\text{dB}$ 下同步已经开始出现点的弥散， $-20\text{dB}$ 时点的弥散已经很明显，故认为边界在 $-30\text{dB}$ 左右

改变多普勒频移



多普勒频移50

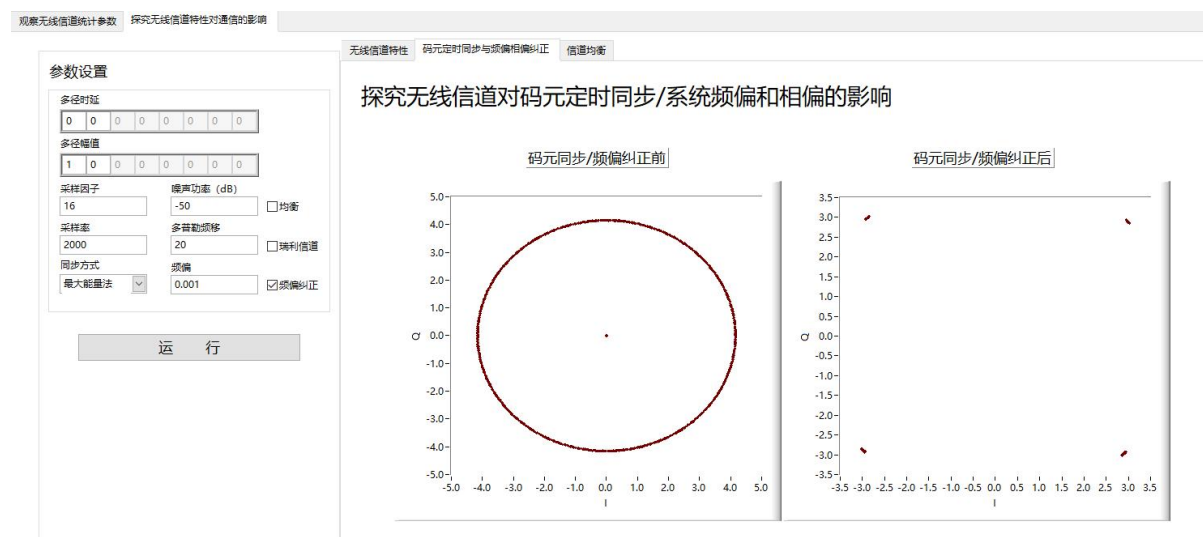


多普勒频移40

可以发现在多普勒频移40下同步已经开始出现点的弥散，多普勒频移50时点的弥散已经很明显，故认为边界在40左右。

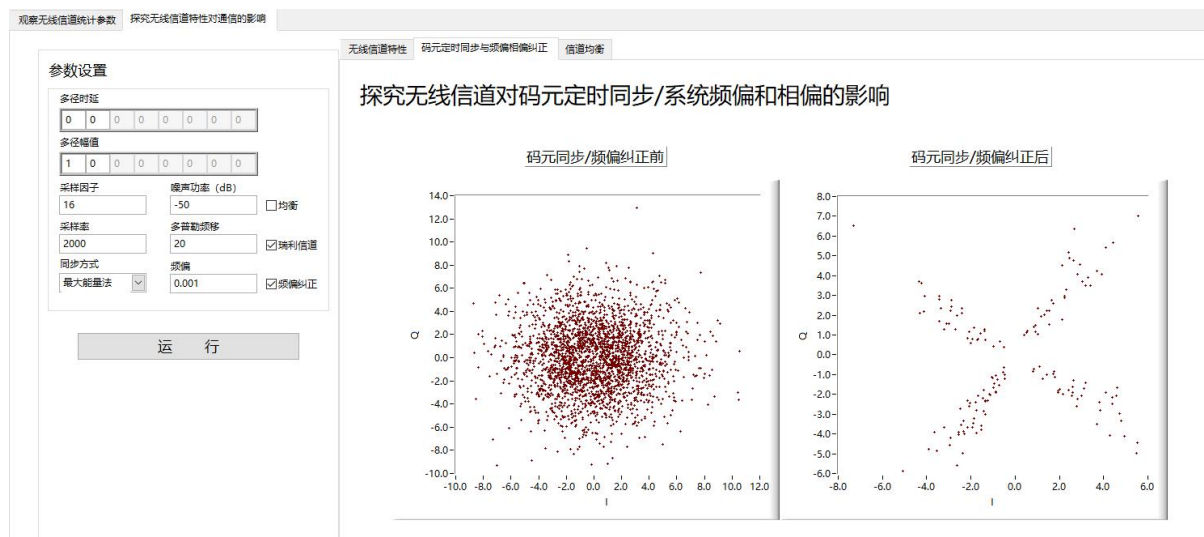
#### 4. 探究无线信道对频偏相偏的影响。

步骤一：设置“是否纠正频偏和相偏”为“是”，设置噪声功率 $-50\text{dB}$ 、多径延时0、各径幅值1，不引入瑞利衰落，频偏设为 $0.001$ ，点击运行。观察理想信道情况下频偏、相偏纠正的效果



频偏纠正的结果与前无频偏的仿真结果类似，但可以看出各散点仍有小角度的偏移。

步骤二：设置“是否纠正频偏和相偏”为“是”，设置噪声功率 $-50\text{dB}$ 、多径延时0、各径幅值1，引入瑞利衰落，频偏设为 $0.001$ ，点击运行。观察时变信道情况下频偏、相偏纠正的效果



验收要点—思考及回答问题：

理想信道条件下频偏纠正的范围和训练序列的关系？

频偏的估计可以表示为

$$\hat{\varepsilon} = \frac{\text{phase} \sum_{l=L}^{N_t-1} y[l + N_t] y^*[l]}{2\pi N_t}$$

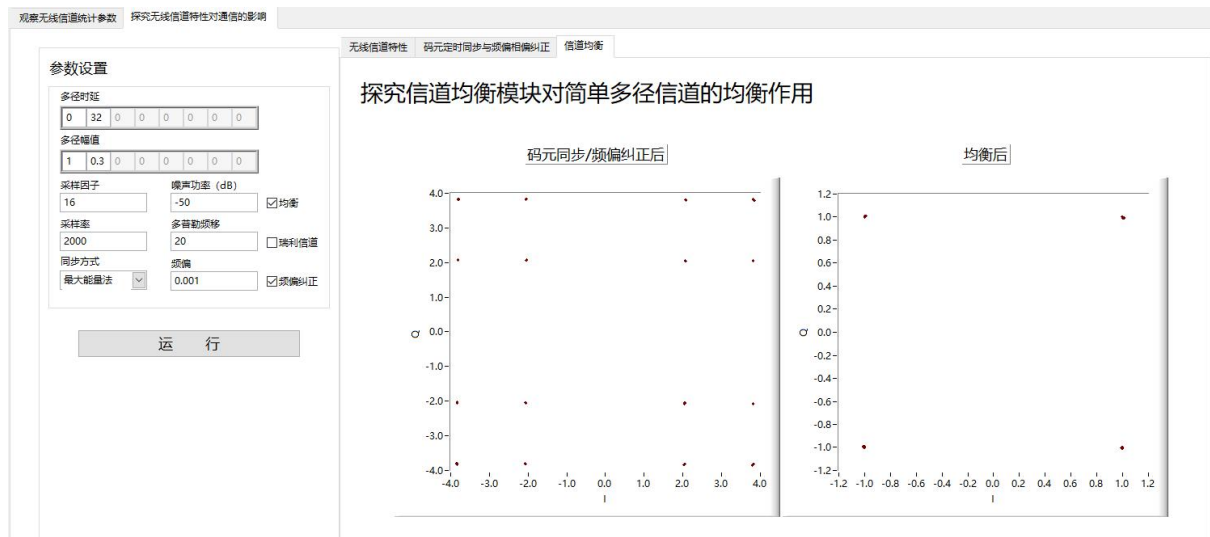
由于离散时间的指数函数存在周期性，对 $\varepsilon$ 的估计只有当 $|\varepsilon N_t| \leq \frac{1}{2}$ 时才是准确的，即可纠正范围为 $|\varepsilon| \leq \frac{1}{2N_t}$ ， $N_t$ 为训练序列长度。

不同信道条件会在哪些步骤影响频偏纠正的性能？

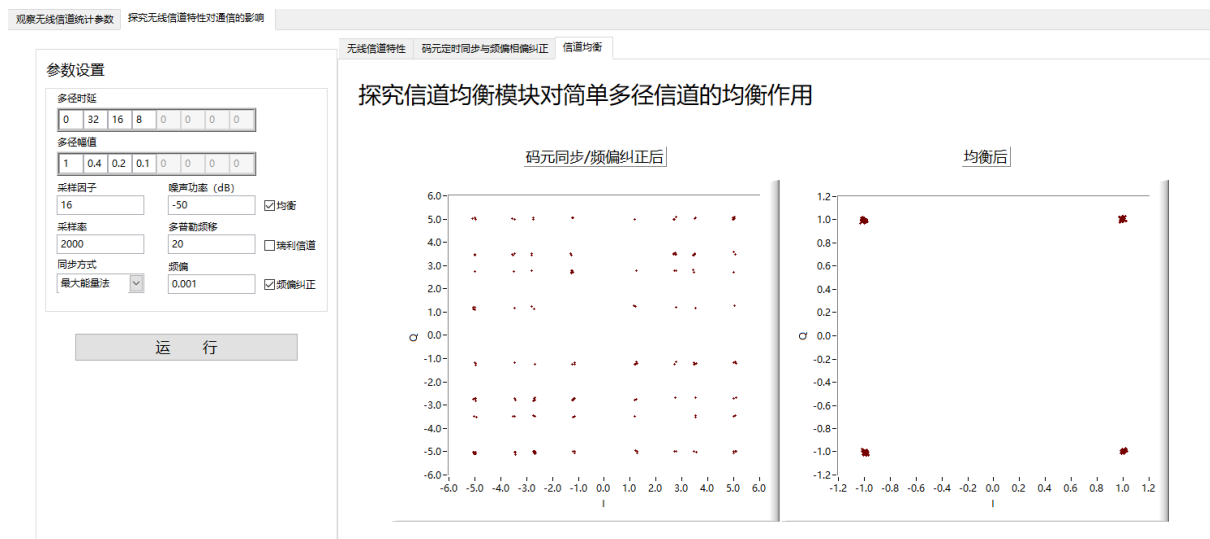
- 载波同步若精度不够，可能导致较大的频偏，从而影响频偏纠正的性能
- 频率选择性信道的阶数过高，导致频偏估计时误差较大
- 信道的噪声过大，导致不能使用近似式： $\sum h[l] s[n-l] + v[n + N_t] = y[n]$ ，导致频偏估计时误差较大

5. 探究信道均衡模块对简单多径信道的均衡作用。

设置“均衡？”为“是”，设置噪声功率-50dB、多径延时0和32、各径幅值1和0.3，不引入瑞利衰落，频偏设为0.001，点击运行。观察信道均衡模块的均衡性能



四条路径的情况



验收要点—思考及回答问题:

a. 两径情况下，信道均衡的边界在哪？



可以发现在-30dB下均衡后已经开始出现点的弥散，-25dB时均衡后点的弥散已经很明显，故认为边界在-25dB左右。

b. 多径位于分数倍采样间隔和整数倍采样间隔的区别？

多径下，信道输出结果为

$$y[m] = \sum_l \sum_i a_i^b(\frac{m}{W}) \text{sinc}(l - \tau_i(\frac{m}{W})W) = \sum_l \sum_i a_i^b(mT_s) \text{sinc}(l - \tau_i(mT_s)/T_s)$$

若进行分数倍采样，可能导致帧同步时信道时延无法消除，而整数倍采样则没有这样的问题。

## 五、心得体会

本次实验进行的是利用LabVIEW软件编程，观察无线信道统计参数的作用，以及探究无线信道对QPSK调制解调、对码元定时同步、对频偏相偏的影响和对简单多径信道的均衡作用。

由于本次实验只需在LabVIEW上使用现成的程序，更改参数并观察总结解释现象，并不需要用到硬件和自己使用LabVIEW来编程搭建模块，所以我们一开始觉得应该没有太大工作量。但当助教将程序包发到群里，我们按照说明对应更改了参数后，才发现本次实验并没有那么简单。

我们对于本次实验中用到的无线信道理论知识仅仅来源于上学期开设的《通信原理》和《信号与系统》课本中的部分知识，对许多参数的作用并不是太清楚，对多径信道的建模也十分模糊，我们花了许多时间去复习通信原理课本上的知识。我们在本学期开设的无线通信技术课程中也有学习Clarke模型，为更好学习无线信道的建模，我们也查阅了许多资料，进一步加深了理解。

通过本次实验我们明白了，要将理论知识应用到实际中并不是一件易事。今后我们在学习理论的时候不能仅仅停留于书本，更要注重理解与应用方面。