

通信原理第八次实验报告

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

实验分工：共同完成

实验日期：2022年4月8日

班级：2019级信息工程

第9章 数字通信系统中的信道估计和时域均衡

一、实验目的

1. 掌握时域信道估计和信道均衡的基本算法。
2. 实现时域信道估计器和时域均衡器的原型设计和性能测评。

二、实验仪器

1. LabVIEW软件仿真。

三、实验原理

1. 信道的离散时间模型。

在信道建模与仿真实验中，介绍了连续的无线信道的特性：包括时间选择性，频率选择性信道特征，并介绍了Clarke模型用于对瑞利衰落信道进行仿真。

在实际的分析中，往往需要将信道模型建立为数字的离散时间模型来进行描述，也就是一般所说的时延抽头模型。首先将实际的无线信道建模为一个线性时变的系统，之后通过基带等效，得到该系统的基带表示。这样通过对系统的连续信道函数进行采样离散化，即可得到信道的离散时间模型。如信道建模与仿真实验介绍的，信道可以建模为一个线性时变系统，系统响应为一个时变的响应函数 $h(\tau, t)$ ，则对于输入信号 $x(t)$ 来说，输出信号 $y(t)$ 满足下式：

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(\tau, t - \tau) d\tau$$

对于时变多径衰落信道来说，其冲激响应函数满足下式：

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t))$$

其中， $a_i(t)$ 为时间 t 时第 i 条路径的信道增益，为一复数， $\tau_i(t)$ 为 t 时刻第 i 条路径的时延，为一实数。输入信号 $x(t)$ 通过该系统后，输出信号 $y(t)$ 满足下式：

$$y(t) = \sum_i a_i(t) x(t - \tau_i(t))$$

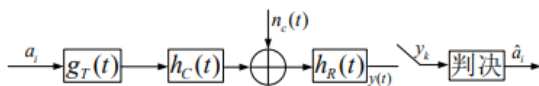
将上式转换到基带进行运算，考虑在前言中介绍的基带表达与带通表达的转换，设 $x_b(t)$ 为复数基带表示形式， $x(t)$ 为实数带通表示形式， f_c 为载波频率，则由转换公式如下：

$$x(t) = \sqrt{2} \Re[x_b(t) e^{2\pi j f_c t}]$$

代入 $y(t)$ 中可得：

2. 信道时域均衡。

如下图所示的基带数据传输系统模型中，系统响应函数 $g(t) = g_T(t) * h_C(t) * h_R(t)$ ：



考虑满足无失真传输奈斯特第一准则：

$$G_{\Sigma}(f) = \sum_n G(f + \frac{n}{T}) = T$$

其中 $G(f)$ 是 $g(t)$ 的傅里叶变换：

$$g(t) = \int_{-B_T}^{B_T} G(f) \exp(j2\pi f) df$$

则经过码元同步后采样值 y_k 中的符号间干扰(ISI)项，即：

$$y_k = a_k + \sum_{i \neq k} a_i g_{k-i} + n_k$$

中的第二项将等于零。因为满足无码间串扰条件：

$$g(t_k) = g_k = \begin{cases} 1 & (k = 0) \\ 0 & (k \neq 0) \end{cases}$$

但是，在工程实际中，要使 $g(t)$ 满足有一定的难度，主要有以下一些原因：

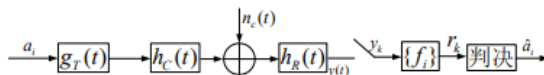
(1) 信道脉冲响应 $h_C(t)$ 可能不是固定的。例如，在无线通信系统中，信号在传播过程中会出现反射、散射、衍射等现象，不同的传播机制在发射机和接收机之间会造成多径效应，存在频率选择性衰落，且伴随环境因素的变化，信道特性表现出一定程度的时变性。

(2) 在一发多收的广播式应用中，往往难以设计出同时适用所有接收机的 $g_T(t)$ 。

(3) $h_R(t)$ 在接收机中位于采样器前端，一般要用模拟电路来实现，技术难度较大。

所以，当 $g(t)$ 不满足Nyquist准则的脉冲形态时， y_k 中的第二部分将不等于零。

实际较多采用的接收机方案如下图所示，在采样器之后增加一个数字横向滤波器：



在实际工程应用中，通常默认以下基本假设成立：

(1) 信道具有因果性。物理系统无疑可被认为是具有因果性的，传播信道实际上也没有“预测未来”的能力。所以 y_k 中的 g_i 限定为因果序列。

(2) 信道可等效为FIR系统。信号在信道中传播，每经历一次反射都会把部分能量传递给障碍物体，自身能量会不断有损耗。另外，随着传输距离的增加，信号的能力会逐步衰弱。所以，即使在多径效应明显的无线信道中，发射机和接收机间的很多传播路径也会因信号衰减到噪声限之下而可被忽略。因此，把信道特性假设为FIR是合理的，与工程实际情况相吻合。假设信道阶数为 L ，当 $i < 0$ 或 $i > L$ 时， $g_i = 0$ ，有：

$$y_k = \sum_{l=k-L}^k a_l g_{k-l} + n_k$$

相应地，时域均衡也假定可以用FIR滤波器实现。经过数字横向滤波器后，希望：

$$r_k = \sum_{i=0}^{L_f} f_i y_{k-i} \approx \hat{a}_{k-k_d}$$

其中， f_i 是时域均衡的各抽头系数；而 k_d 是均衡器时延； L_f 是均衡器阶数。后两者可以作为设计均衡器时优化调整的技术参数。 \hat{a}_i 代表对发送序列 a_i 的估计，通过优化均衡器可使设计这种估计更准确。数字横向滤波器 $\{f_i\}$ 是信道 $\{g_i\}$ 的反滤波器，意味着两个滤波器的组合冲激响应应该为 $\delta[n]$ 。

3. 线性最小二乘法估计问题。

考虑一个线性方程组，写作矩阵形式：

$$Ax = b$$

其中 A 是 $N \times M$ 系数矩阵，当 $N = M$ 且 A 是满秩矩阵时，方程有唯一解

$$x = A^{-1}b$$

不过，如果 $N > M$ 且 A 的秩等于 M ，这意味着 M 个未知数却有多于 M 个独立方程，除了少数特殊情况外，方程组通常是无确切解的，因为方程组存在内在矛盾条件。对矛盾方程组可按误差平方最小，求取最优近似解。

$$\min \|Ax - b\|^2$$

当 A^*A 可逆（ A^* 为 A 的共轭转置矩阵）时，最优近似解为

$$x_{op} = (A^*A)^{-1}A^*b$$

此时，最小误差平方为

$$e_{op} = \|Ax - b\|^2 = b^*b - b^*Ax$$

4. 信道估计。

假设 $\{t_i\}_{i=0}^{N_t}$ 是一个已知的有限长序列，可用来测试信道特性。事实上， N_t 越大就越能准确地测试信道特性，但是也会增加系统负担和计算开销。若FIR信道的阶数为 L ，则训练序列长度应该满足： $N_t \geq 2L + 1$ 。可构造线性方程组，未知数 $\{h_i\}_{i=0}^L$ 代表信道估计：

$$\sum_{i=0}^L t_{k-i} h_i = y_k$$

其中， $k = L, \dots, N_t - 1$ ，显然这是因为除了测试序列之外的部分（当 $k < 0$ 或 $k > N_t$ 时）发送序列 a_k 的情况不明，无法被利用。

写作矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} y_L \\ y_{L+1} \\ \vdots \\ y_{N_t-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_L & \cdots & t_0 \\ t_{L+1} & \cdots & t_1 \\ \vdots & & \vdots \\ t_{N_t-1} & \cdots & t_{N_t-1-L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix}$$

显然，当 $N_t - L \geq L + 1$ ， T 为满秩且 T^*T 可逆时，上述方程组可利用最小二乘估计方法，求解符合下式的最优近似解：

$$\min \sum_{k=L}^{N_t-1} ||y_k - \sum_{i=0}^L t_{k-i} h_i||^2$$

4. 信道均衡器设计计算。

通过计算，得到了信道的脉冲响应特性（估值） $\{\hat{g}\}_{i=0}^L$ ，接下来的任务是作为时域均衡器的线性滤波器 $\{f_i\}$ ，消除信道造成的 ISI 。设计这个线性滤波器的方法很多，在本实验中设计线性最小二乘误差均衡器，目标是求以下线性方程组近似解：

$$\sum_{i=0}^{L_f} \hat{g}_{k-i} f_i = \delta_{k-k_d}$$

上式中参数 k_d 是均衡器时延， $k_d > 0$ ，设计者可选择对均衡器性能最有利的取值。

把方程组写作矩阵形式，用最小二乘法求最佳近似解：

$$\begin{bmatrix} \hat{g}_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \hat{g}_1 & \hat{g}_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \hat{g}_L & \hat{g}_{L-1} & \cdots & \vdots \\ 0 & \hat{g}_L & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ f_{L_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \leftarrow k_d + 1$$

$\hat{G} \quad f \quad \Delta_{k_d}$

矩阵 \hat{G} 形式上是托普利兹阵，除第一列外其他元素都与左上角元素相同，有时候称为滤波矩阵。假定 \hat{G} 是满秩的（充分条件是信道系数都非零），线性最小二乘解是：

$$\hat{f}_{k_d} = (\hat{G}^* \hat{G})^{-1} \hat{G}^* \Delta_{k_d}$$

对应的误差平方为：

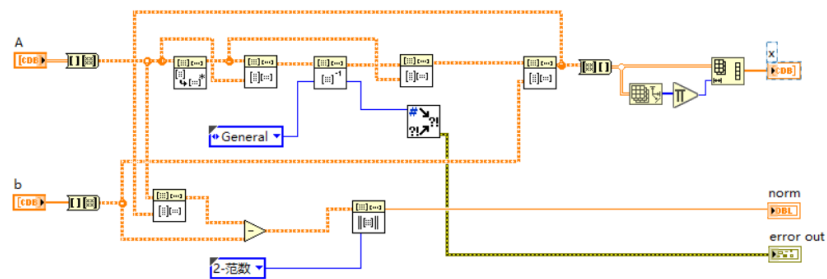
$$e_{k_d} = ||\hat{G} \hat{f}_{k_d} - \Delta_{k_d}||^2$$

可见，通过改变 k_d 可以进一步使 e_{k_d} 最小化，做所谓的均衡器时延优化。

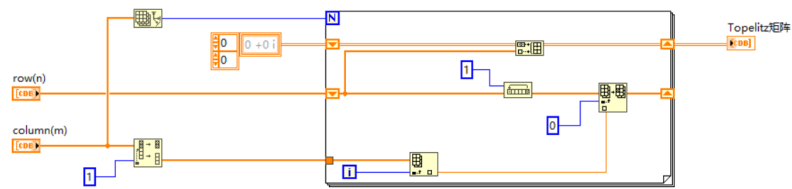
以上用 L_f 表示均衡器阶数。 L_f 的选择取决于 L 。参数 L 是信道多径的程度，由信号带宽和传播方式的最大时延扩散决定。由于均衡器可看作对一个 FIR 滤波器的反制， L_f 越大反制效果越好，然而系统的每符号平均复杂度也会随着上升。因此这其中有一项折中：较大的 L_f 有较好的均衡性能，较小的 L_f 则方便接收机实现。

四、实验内容

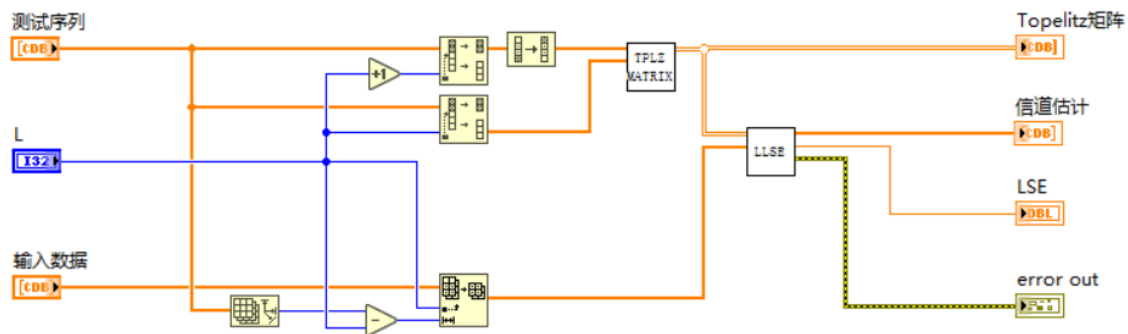
1. 在上次实验的基础上，设计出包含信道估计(间接法实现，先观察信道)与时域均衡器的基本数字通信系统。



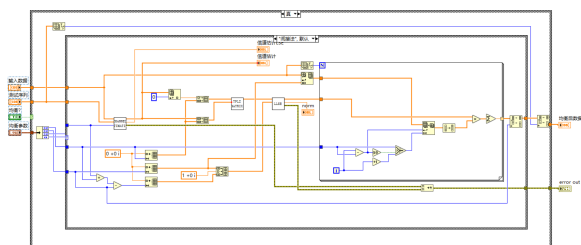
LLSE估计



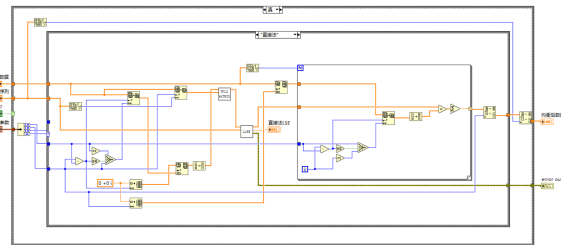
计算Topelitz矩阵



信道估计



间接法

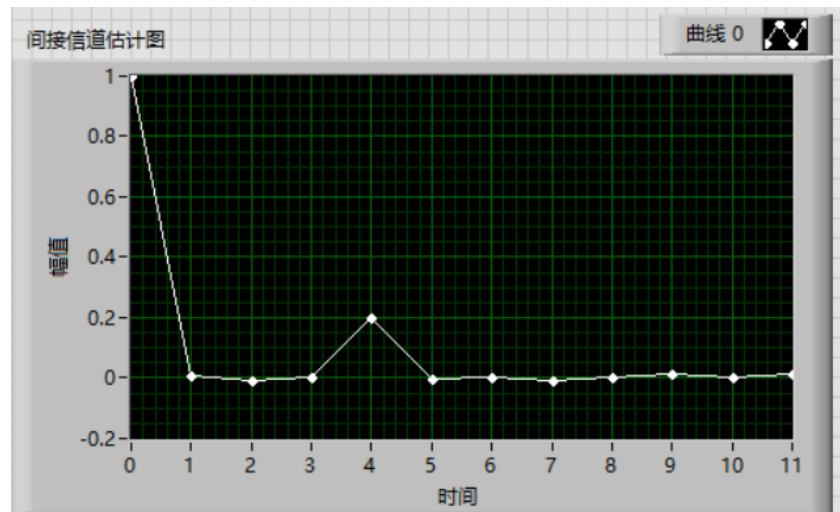


直接法

2. 信道估计：对发送的信号经过模拟多径信道叠加，然后再发送（参考ISI信道vi的多径参数），接收机一侧需输出估计多径时域分布。

二径时：信道如下设置，使用AWGN信道，噪声功率为 -10dB ，信号功率为 0dB ，采用最大能量法进行同步，训练序列长度为13，采样因子为16得到估计结果为：

多径时延							
0	64	0	0	0	0	0	0
多径幅值							
1	0.2	0	0	0	0	0	0

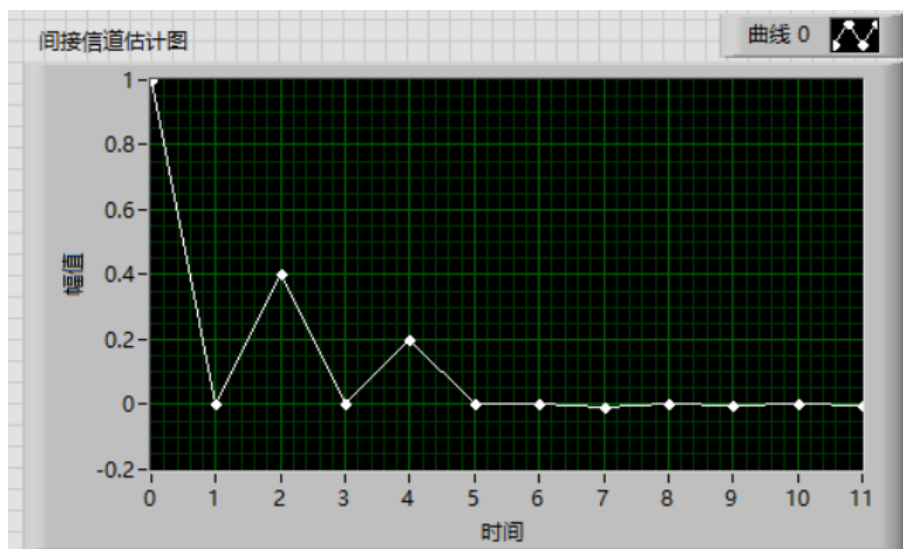


可以发现在 $t = 4$ 处存在一个峰值 0.2 ，对应时延 $64/16$ 的结果，故可认为是第二径的估计值
LSE 值为 0.7527

三径时：信道如下设置，噪声功率为 -10dB ，信号功率为 0dB ，采用最大能量法进行同步，训练序列长度为 13 ，采样因子为 16 得到估计结果为：

多径时延							
0	64	32	0	0	0	0	0

多径幅值							
1	0.2	0.4	0	0	0	0	0



LSE 值为 0.6072

可以发现在 $t = 4$ 处存在一个峰值 0.2 ，对应时延 $64/16$ 的结果，故可认为是第二径的估计值，在 $t = 2$ 处存在一个峰值 0.4 ，对应时延 $32/16$ 的结果，故可认为是第三径的估计值

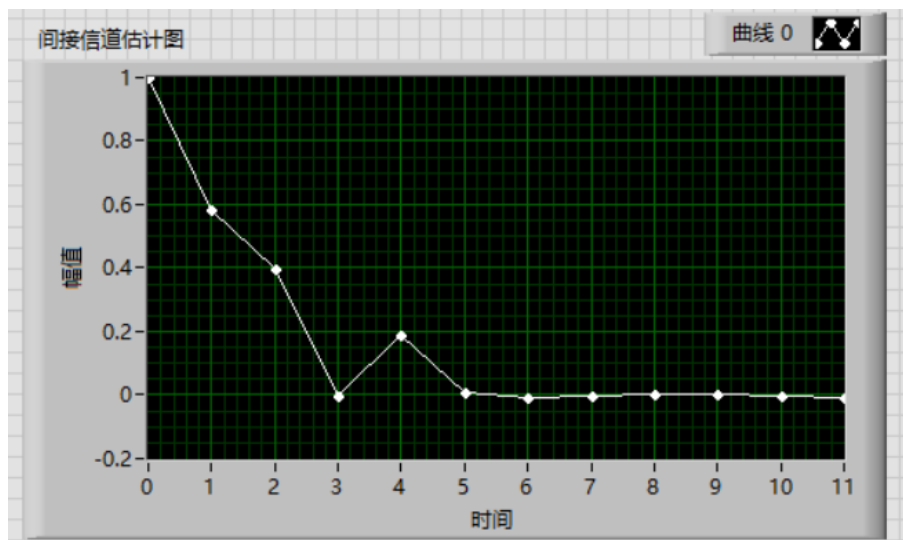
四径时：信道如下设置，噪声功率为 -10dB ，信号功率为 0dB ，采用最大能量法进行同步，训练序列长度为 13 ，采样因子为 16 得到估计结果为：

多径时延

0	16	32	64	0	0	0	0
---	----	----	----	---	---	---	---

多径幅值

1	0.6	0.4	0.2	0	0	0	0
---	-----	-----	-----	---	---	---	---



LSE值为0.5644

可以发现在 $t = 4$ 处存在一个峰值0.2，对应时延64/16的结果，故可认为是第二径的估计值，在 $t = 2$ 处存在一个峰值0.4，对应时延32/16的结果，故可认为是第三径的估计值，在 $t = 1$ 处存在一个峰值0.6，对应时延16/16的结果，故可认为是第四径的估计值

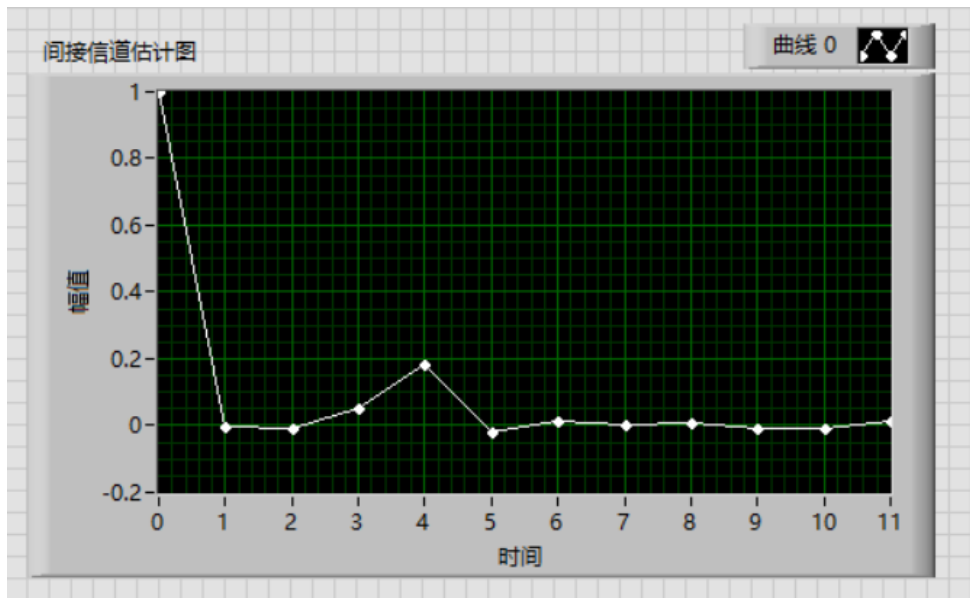
若将时延改为16的非整数倍会出现信道估计在多个位置出现估计值，原因为在进行均衡时利用的Sinc函数在非整数倍的采样点的值不为0，故而会在多个位置出现值

多径时延

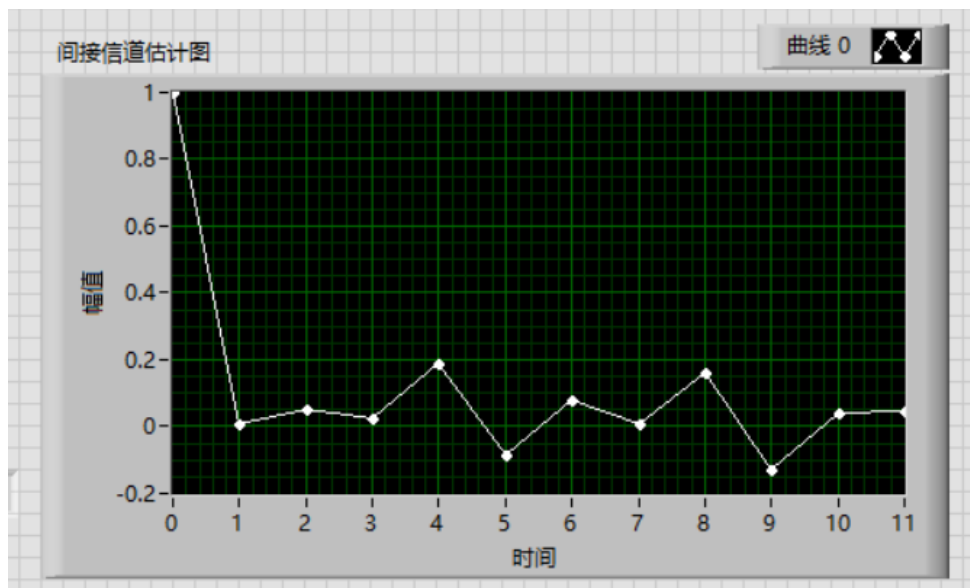
0	60	0	0	0	0	0	0
---	----	---	---	---	---	---	---

多径幅值

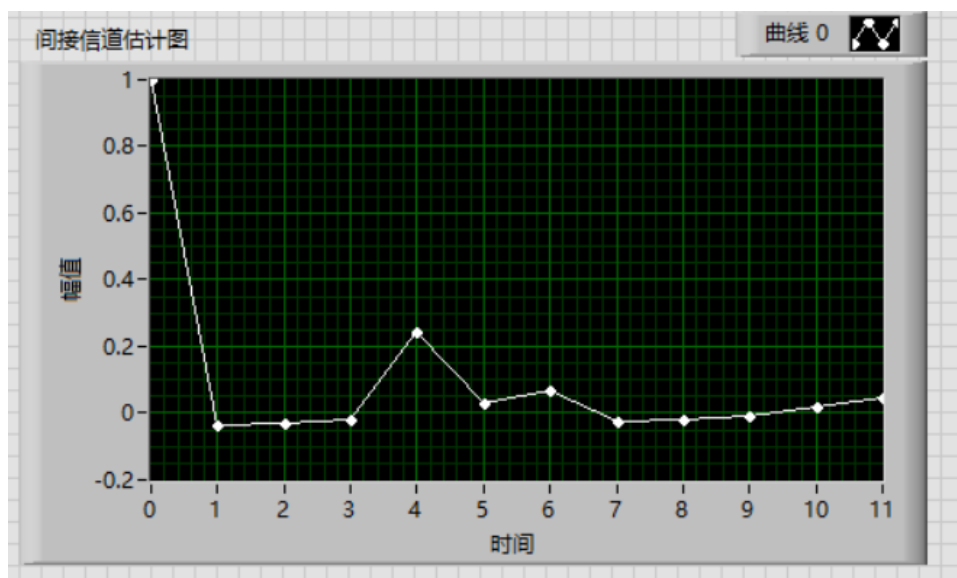
1	0.2	0	0	0	0	0	0
---	-----	---	---	---	---	---	---



若增大噪声至10dB，同样会导致在信道估计在多个位置出现估计值，原因很显然是由于噪声过大导致估计结果很差



若采用瑞利信道，即使在-10dB的噪声下，估计效果仍不好



3. 完成时域均衡内容，通过观察均衡前后的星座图、误码率，分析所采用方法适用的时域多径分布及最大时延范围、强度分布(通过改变ISI信道模拟器的参数来实现!)特性。

a. 探究最大时延范围

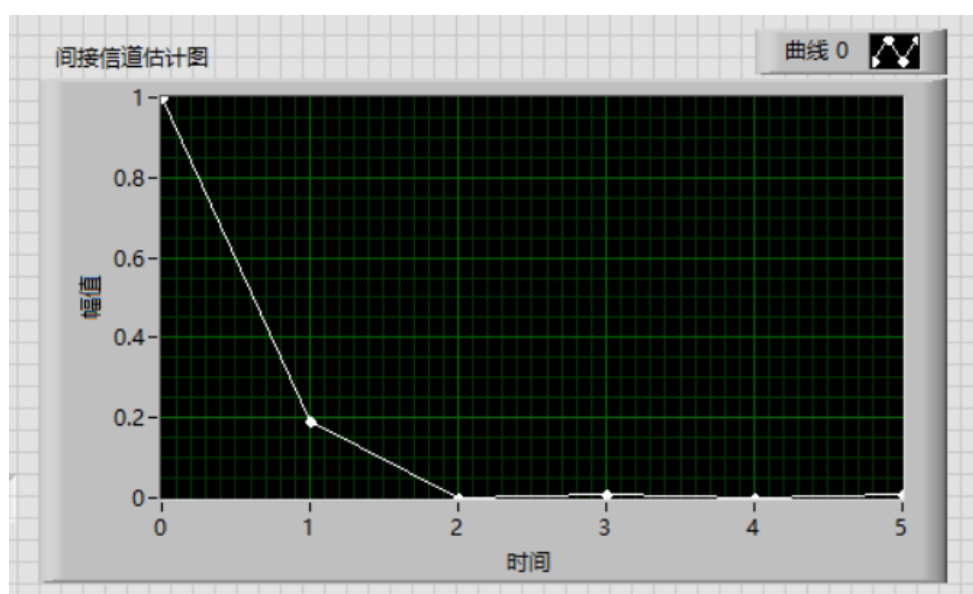
取 $L = L_f = 5$, $k_d = 1$, 噪声功率为 -10dB , 信号功率为 0dB , 多径参数如下

多径时延

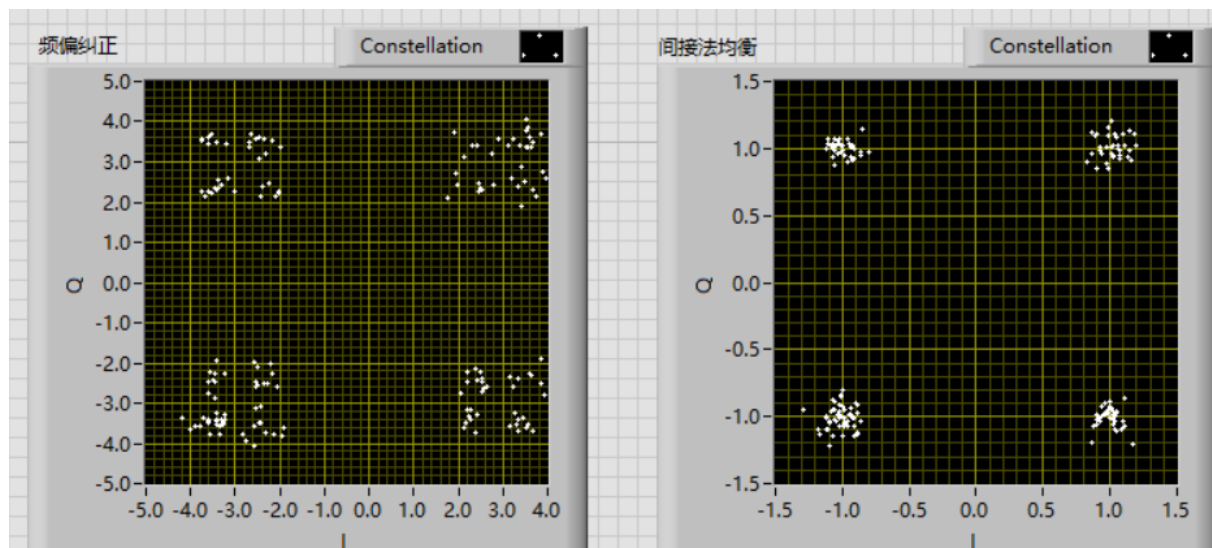
0	16	0	0	0	0	0	0
---	----	---	---	---	---	---	---

多径幅值

1	0.2	0	0	0	0	0	0	0
---	-----	---	---	---	---	---	---	---



得到误码率为 $1\text{E}-10$, 几乎为 0 , 星座图如下, 可以发现均衡效果较好, 信道估计稍有起伏的值



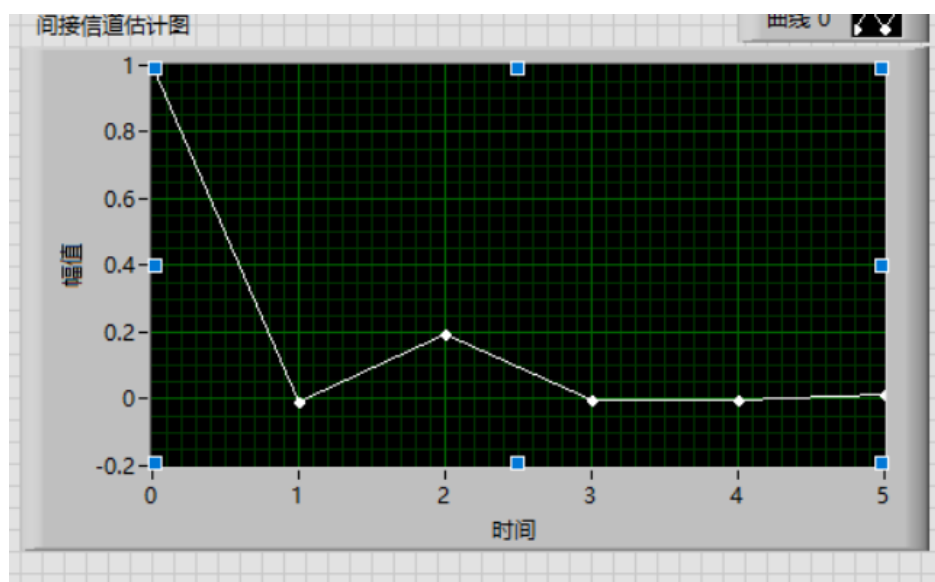
改变时延为32，可以发现均衡结果稍逊，但还可以接受

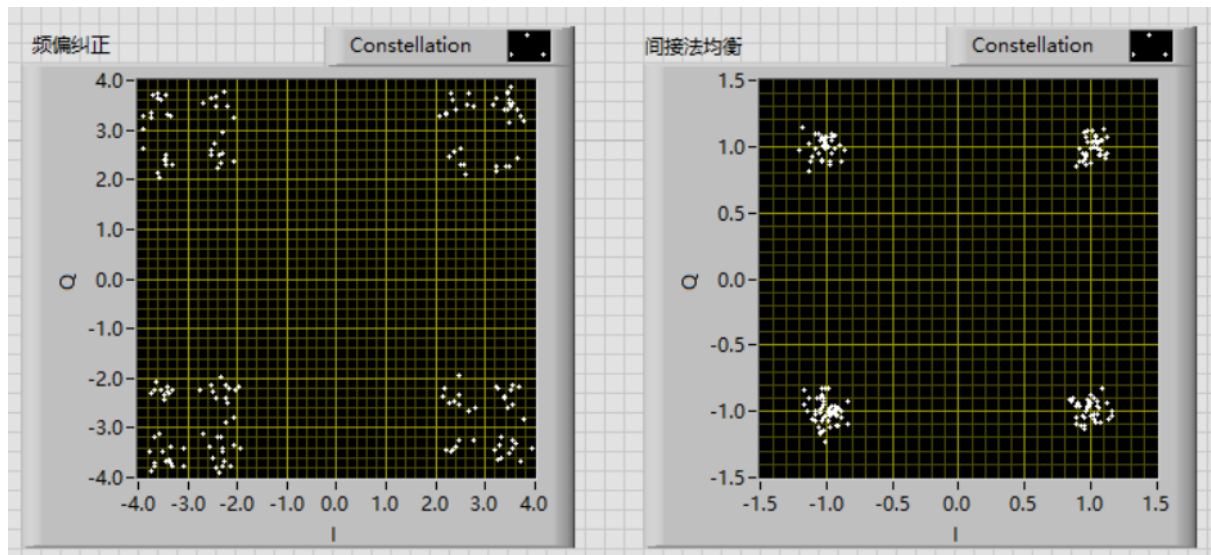
多径时延

0	32	0	0	0	0	0	0
---	----	---	---	---	---	---	---

多径幅值

1	0.2	0	0	0	0	0	0
---	-----	---	---	---	---	---	---





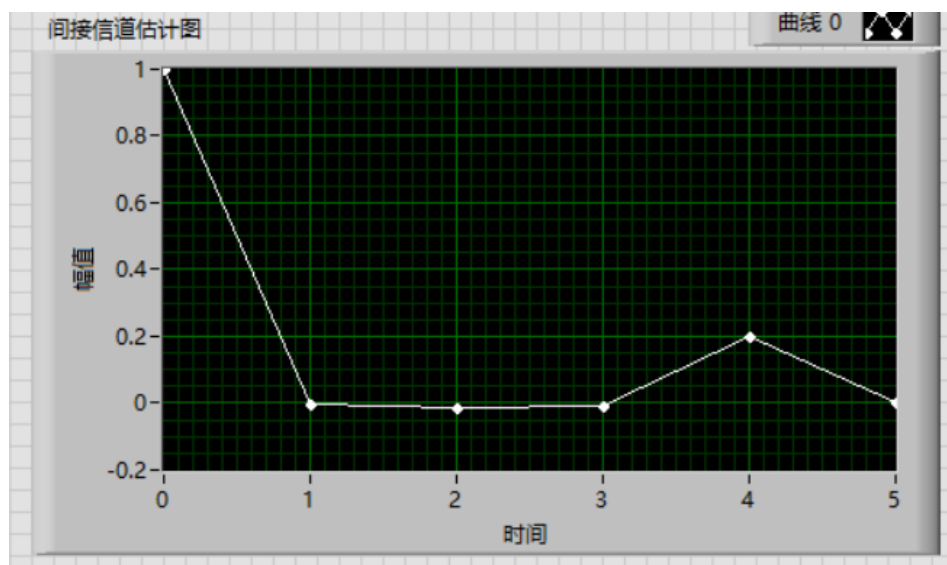
改变时延为64，可以发现均衡几乎没有进行，可认为达到最大时延范围

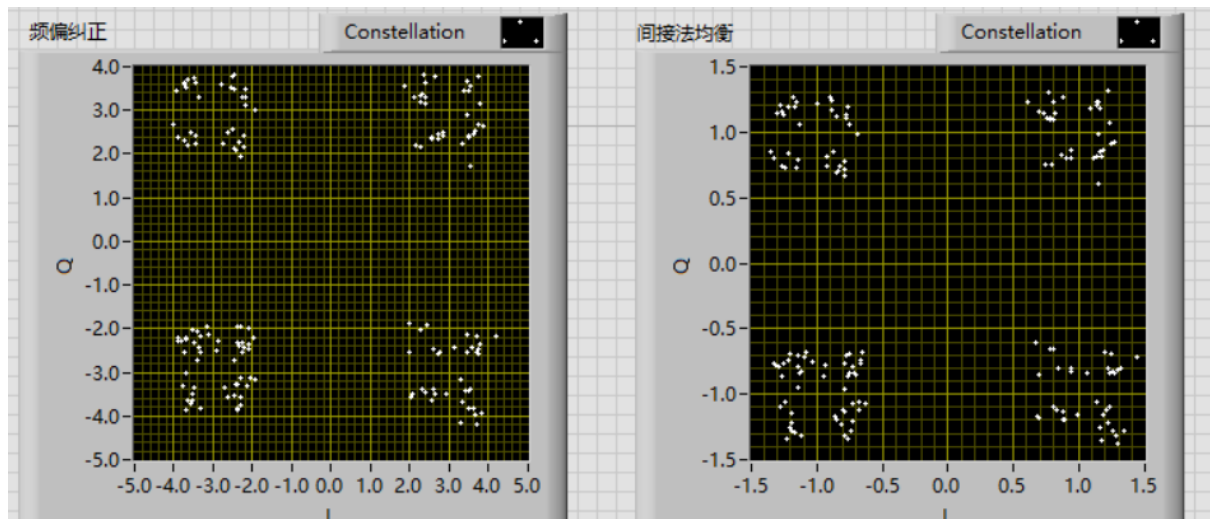
多径时延

0	64	0	0	0	0	0	0
---	----	---	---	---	---	---	---

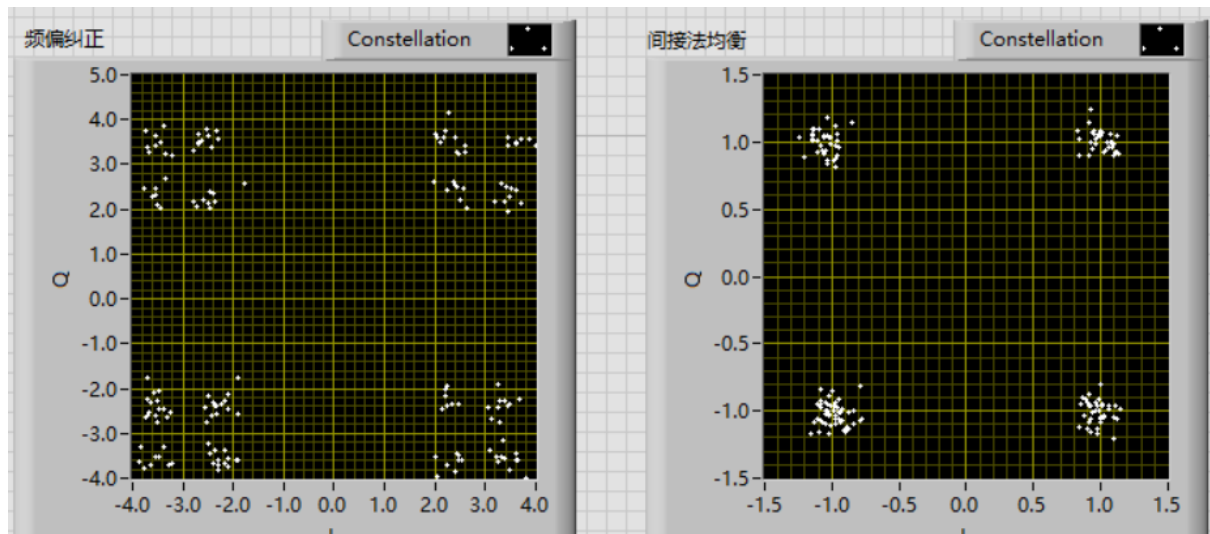
多径幅值

1	0.2	0	0	0	0	0	0
---	-----	---	---	---	---	---	---

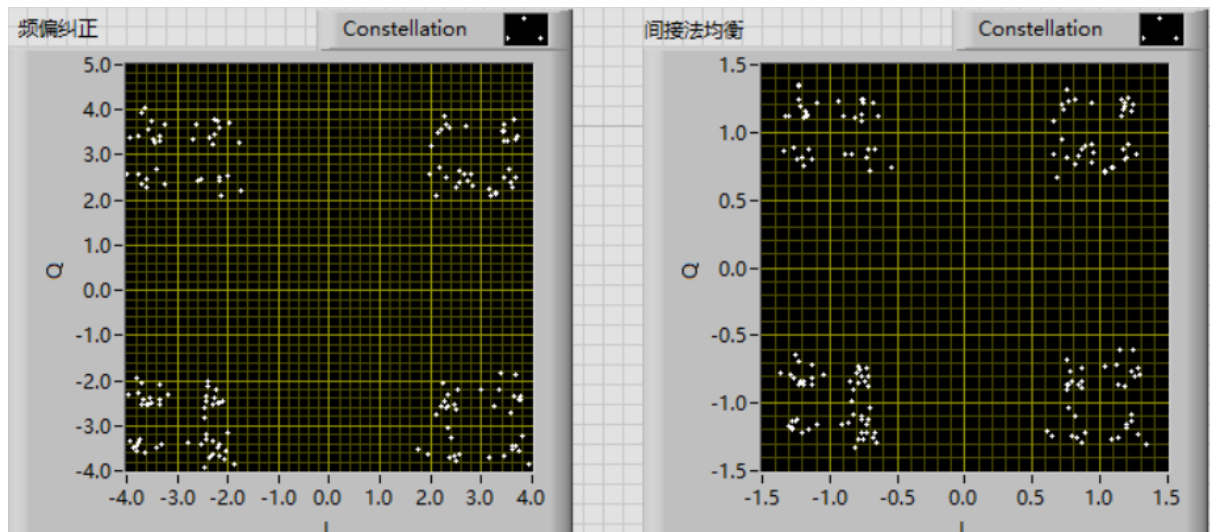




取 $L = L_f = 5$, $k_d = 0$,
 改变时延为64, 可以发现均衡成功

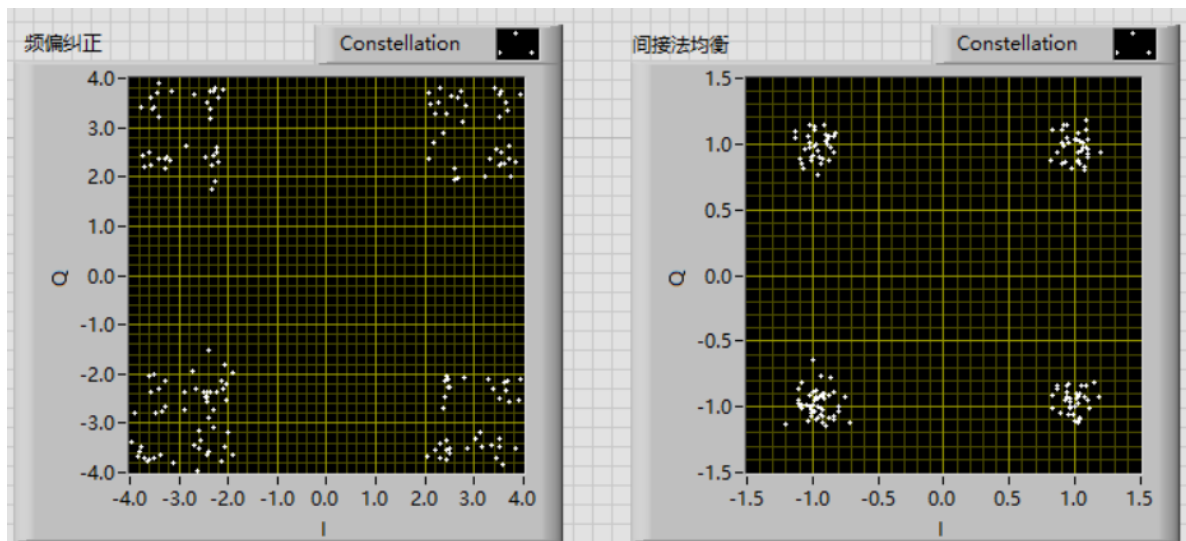


改变时延为80, 可以发现均衡几乎没有进行, 可认为达到最大时延范围, 联合上述实验结果, 猜测最大时延范围为 $(L - k_d) * 16$, 16为采样因子的值。

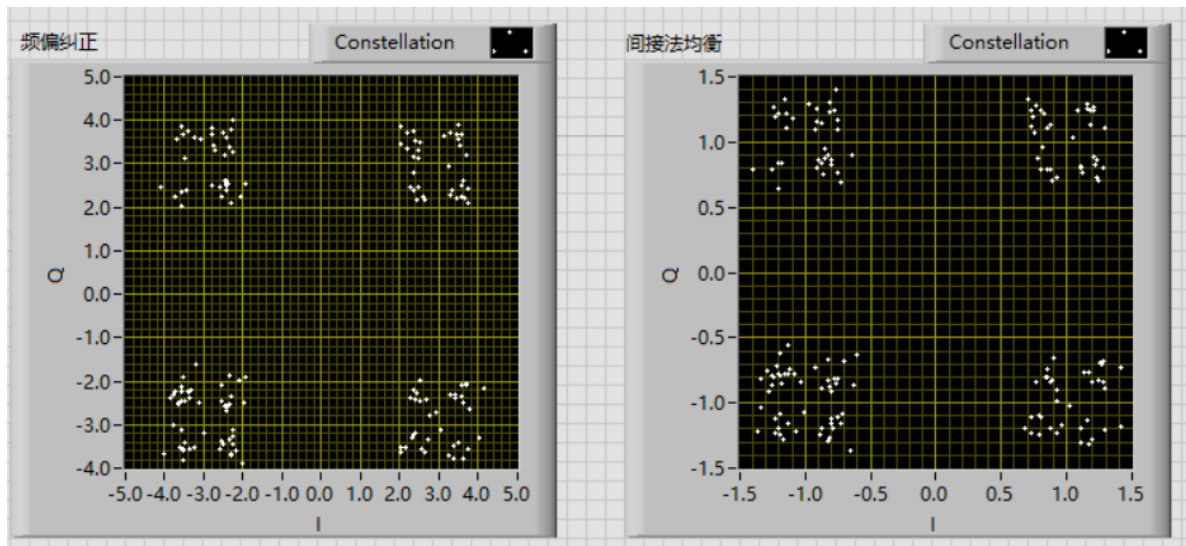


取 $L = L_f = 10$, $k_d = 2$, 验证猜想

改变时延为112, 可以发现均衡成功

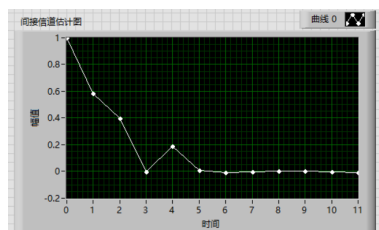


改变时延为128, 可以发现均衡几乎没有进行, 可认为达到最大时延范围, 可认为猜想正确

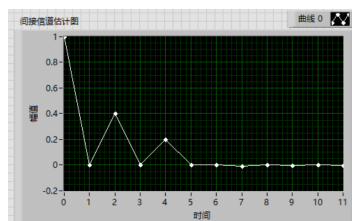


c. 探究强度分布

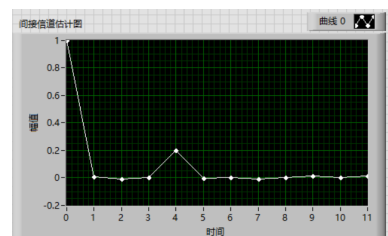
信号估计的强度峰值分布在对应时延值/采样因子的值的位置，在理想状态下（大信噪比，时延值为采样因子的整数倍时）有几条路径就有几个强度峰值。若噪声功率较大或时延值非采样因子的整数倍，则会出现多个点处出现强度峰值，信道估计的结果不佳。



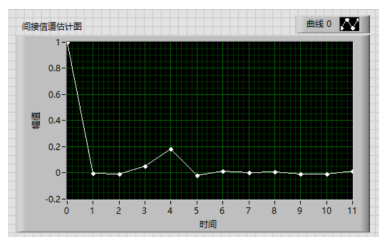
四径



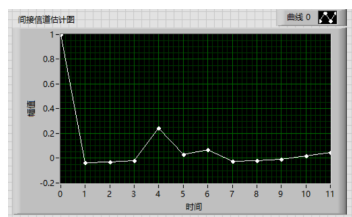
三径



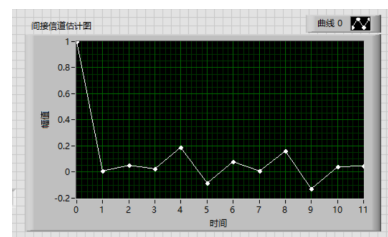
二径



非整数倍时



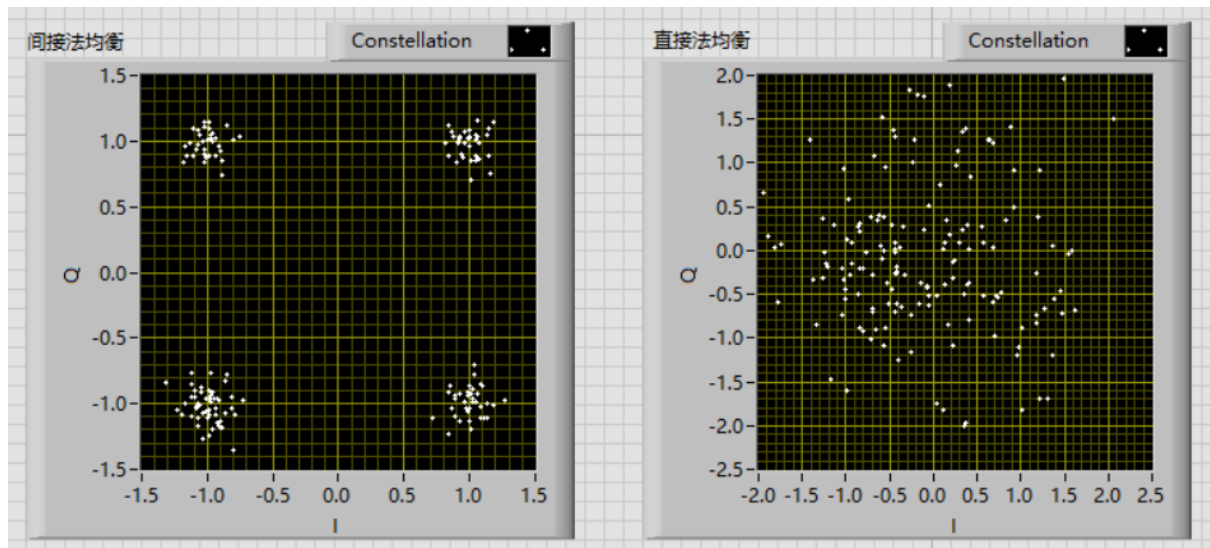
瑞利信道



大噪声时

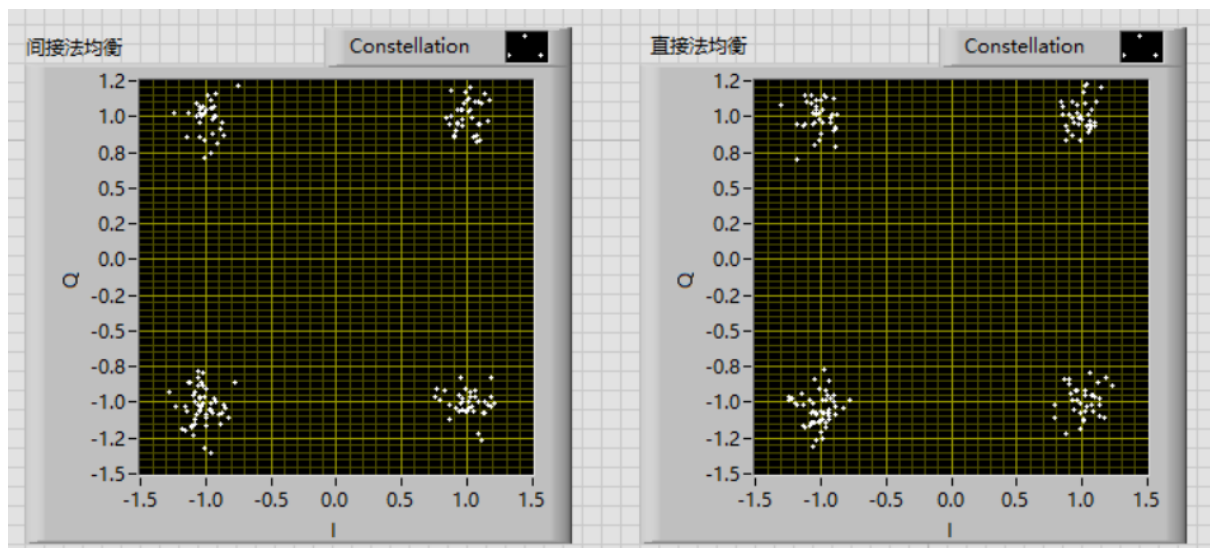
4. (option) 使用直接法完成时域均衡，观察两种方法的异同。

二径时，间接法参数为 $L = L_f = 5$, $k_d = 0$ ，直接法参数为 $L_f = 5$, $k_d = 0$ ，得到如下结果可以发现相同长度时直接法没有均衡，效果不如间接法。



经过不断修改参数

二径时，间接法参数为 $L = L_f = 5$ ， $k_d = 0$ ，直接法参数为 $L_f = 50$ ， $k_d = 0$ ，得到如下结果，可以发现二者效果差距不大

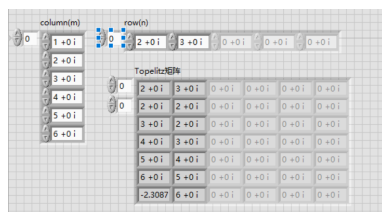


直接法相比间接法需要更长的 L_f 才能起到较好的均衡效果，但由于直接法只进行一次矩阵求解，故理论运算速度要快于间接法，同时由于间接法进行求解时需要两次计算，可能会导致误差的累积。

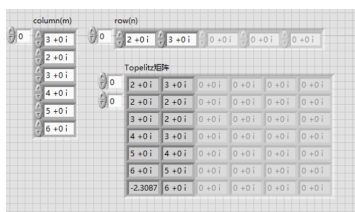
五、回答问题

1. 在实现toeplitz.vi时，要求会使用给定的Toeplitz阵首行和首列元素，令对应的Toeplitz阵生成完整。注意到首行第一个元素应和首列第一个元素相等。那么，请回答，如果对你的VI输入的这两个元素不相等，会得到什么样的结果？

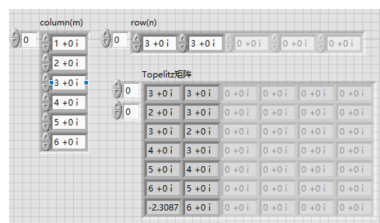
答：toeplitz.vi会优先根据首列第一个元素来生成Toeplitz阵。假设原本首行首列的第一个元素相等，改变首列的第一个元素，输出矩阵不变；而当改变首行的第一个元素时，输出矩阵即马上改变。即不相等时得到首的第一个元素。如下图，输入行为[2 3]，列为[1 2 3 4 5 6]得到如下结果



行为2, 3 输出第一个元素为2



改变列, 第一个元素不变



改变行为3, 3 输出第一个元素变为3

2. 不加噪声的情况下, 如果把均衡器长度定为1, 接收星座图会出现什么样的情况?

答: 均衡没有效果。因为均衡器长度等于1, 其时域波形相当于只有一个离散的脉冲, 这样的波形与信道估计的结果卷积其输出仍然是信道估计的结果, 即相当于没有进行均衡。

3. 在同一固定信道下, 对均衡器所能均衡的范围进行分析。

答: 如实验截图所示, 在同一固定的信道下, 均衡器的效果取决于信道估计的阶数以及均衡器的阶数 (这是在多径增益小于1的情况下, 假如增益大于1, 其信道估计就不准确), 信道估计的阶数应该大于等于多径时延的最大延迟码元数, 假如小于此值, 信道估计会不准确; 均衡器阶数越大其均衡效果越好, 但是运算复杂度也会随之大大提高。

4. 分析当多径时延为码元周期整数倍和非码元周期整数倍时的均衡器性能的改变。

答: 时延为码元周期整数倍的时候, 信道估计时域分布在对应点处有尖峰处; 而非码元周期整数倍时, 则是平缓。对比均衡后的星座图可发现, 当多径时延为非码元周期整数倍时比码元周期整数倍的效果更好, 码间串扰更少。

5. 在上述信道估计和时域均衡中, 考虑当存在噪声时, 使用最小二乘方式进行信道估计是否准确, 是否存在其它办法对信道进行估计 (使用MMSE算法, 考虑噪声的影响)。

答: 当存在噪声时, 最小二乘法对信道进行估计是准确的。除此之外, 还有最大似然比准则、最小均方误差等最优准则。其中MMSE是最小均方误差算法, 也可以对信道进行估计。

6. 考虑如果能将每条多径分离, 单独进行检测, 然后将结果合并, 将会改善接收机性能, Rake接收机即是基于该原理, 考虑Rake接收机如何实现多径的分离 (扩频)。

答:

Rake接收机实现多径的分离原理: Rake接收机所做的是通过多个相关检测器接收多径信号中的各路信号, 并把它们合并在一起。接收机利用多个相关器分别检测多径信号中最强的M个支路信号, 然后对每个相关器的输出进行加权, 以提供优于单路相关器的信号检测, 然后再在此基础上进行解调和判决。多径信号分离的基础是采用直接序列扩展频谱信号。当直扩序列码片宽度为 T_c 时, 系统所能分离的最小路径时延差为 T_c 。RAKE接收机利用直扩序列的相关特性, 采用多个相关器来分离直扩多径信号, 然后按一定规则将分离后的多径信号合并起来以获得最大的有用信号能量。这样将有害的多径信号变为有利的有用信号。

六、心得体会

本次实验进行的是数字通信系统中的信道估计与时域均衡。

这次实验中, 我们学习了信道估计和时域均衡的原理。在无线通信系统中, 传输的信号会受到许多方面的干扰, 多径干扰是主要的干扰之一。我们在上学期的通信原理理论课中学习过, 在数字信号传输系统中, 一个码元信号所产生的基带输出响应波形一般有一个前导和后尾过程。理想状况下, 在我们可以利用波形的特性, 在某个码元的判决时刻使其他码元的采样值为0。多径干扰会造成此前导和后尾波形在其他码元判决时间点的值不为零, 从而产生码间串扰。而

时域均衡可以校正波形，消除码间干扰。

实际中，当数字基带传输系统的总特性不满足奈奎斯特第一准则时，就会产生有码间串扰的响应波形。而如果在接收滤波器和抽样判决器之间插入一个称之为横向滤波器的可调滤波器，理论上就可以消除抽样时刻上的码间串扰。横向滤波器的特性取决于各抽头系数，理论上，无限长的横向滤波器可以完全消除抽样时刻上的码间串扰，但实际中是不可能实现的，因为不仅均衡器的长度受限制，并且系数的调整准确度也受到限制。如果抽头系数的调整准确度得不到保证，即使增加长度也不会获得显著的效果。有限长横向滤波器不可能完全消除码间串扰，可以通过峰值失真和均方失真等标准来衡量均衡效果。

通过本次实验，我们意识到：虽然无线通信的过程看起来很复杂，但是当我们充分了解无线信道的特性和无线通信系统的各部分功能和原理后，可以加深对无线通信系统产生更直观的印象，从而帮助我们的学习和理解。