

通信原理第七次实验报告

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4月1日

班级：2019级信息工程

第8章 数字通信系统中的帧同步和频偏校正

一、实验目的

1. 理解帧同步和频偏校正的原理。
2. 利用LabVIEW和NI-USRP数字通信实验平台设计VI。
3. 使用NI-USRP硬件在真实无线信道中运行代码。

二、实验仪器

1. LabVIEW软件仿真。
2. USRP 2920型号软件无线电设备。

三、实验原理

1. 训练序列

训练序列也称为参考信号，在接收端会有很多用处。在本课程的诸多试验中，主要有以下两个部分使用到了：一、同步；二、信道估计。

一般而言，用来同步的训练序列有着非常强的自相关特性。在信道估计与时域均衡的实验中，训练序列需要设计成有比较好的秩的属性，而具有强自相关性的训练序列可以满足所需要的秩属性。本实验中，就是要用这样的训练序列创建一个基于相关性的检测器来检测起始帧的位置。

*Barker*码是一类有良好的非周期性自相关和秩属性的序列。一个长度为 N_t 的*Barker*码序列是由值为 ± 1 的码构成的，而且满足：

其中 $1 \leq k \leq N_t$, 当 $k = 0$ 时 $|\sum_{i=1}^{N_t-k} a_i a_{i+k}| = N_t$, 可见 *Barker* 码具有良好的自相关特性。

码长	Barker码序列
2	$[- +, - -]$
3	$[- - +]$
4	$[- + - -, - + + +]$
5	$[- - - + -]$
7	$[- - - + + - +]$
11	$[- - - + + + - + + - +]$
13	$[- - - - - + + - - + - + - + -]$

有的时候会需要更长的训练序列，训练序列越长则信道估计效果越好。得到更长的序列可以考虑两种方法，第一种是放宽约束条件，如可以允许较大的互相关值或取消二进制的限制以得到另外一组码序列作为训练序列；第二种是将若干个短的 *Barker* 码连接成长的训练序列，这样得到的训练序列会有更高的自相关峰值，但是也带来了一些其他的性质，利用这些新的性质可以实现频率偏移估计。

2. 帧同步

进行帧同步的目的是为了得到帧头的位置，分辨以符号周期为单位的延时。本质上，目的是寻找一个接收端已知的发送信号中的参考信号（即训练序列）以进行后续的如信道估计和信道均衡的操作。在讨论帧同步算法的时候，为简单起见先不考虑载波频偏的存在。

就一个频率平坦衰落信道而言，接收端对信号进行过采样、匹配滤波器、码元同步和降采样后，码元序列可表示为：

$$y[n] = h \cdot s[n - d] + v[n]$$

其中， h 是一个未知的复数信道系数； d 是未知的帧的偏移。假设数据以帧的格式发送，帧由长度为 N_t 的训练序列和长度为 $P - N_t$ 的数据码元先后组成。假设 $t[n]$ 是接收端已知的训练序列。因为训练序列良好的相关性，将接收到的信号和接收端已知的训练序列做相关运算得：

$$R[n] = \left| \sum_{k=0}^{N_t-1} t^*[k]y[n+k] \right|^2$$

依据最大似然估计法，得到的估算的帧的偏移 \hat{d} 为使得相关函数 $R[n]$ 最大的 n 值：

$$\hat{d} = \max_n R[n]$$

可以进一步分解为（噪声的均值为0，训练序列足够长）：

D

通过移动观察采样值的窗，将得到一整个序列与训练序列的相关函数，寻找相关函数峰值的位置即找到了帧头的位置。

频率选择性衰落信道则存在码间串扰的现象：

D

忽略噪声，自相关近似表达为：

D

此时信道的影响是将相关峰值变模糊。虽然这样，基于自相关的帧检测仍然是能够工作的，但是准确性会下降。在实际中得到的自相关峰值的位置可能较理论上的自相关峰值位置有一个偏移 $\hat{d} = \max_n R[n] - \Delta$ ，通常 $0 < \Delta < \frac{L}{4}$ ，这个偏移对均衡影响较大。

3. 频率偏移估计

无线通信系统中广泛采用带通信号进行通信。带通信号的能量集中在其以其载波频率 f_c 为中心频率的频带中。在发送端，基带信号通过上变频变成带通信号，在接收端带通信号又通过下变频重新得到基带信号。在大多数系统中，发送端用于上变频的载波频率往往与接收端的载波频率有偏差，这就造成了载波频偏的存在。

从基带信号的角度看，假设频偏是 $f_o = f_c - f'_c$ ，接收到的基带信号 $z(t)$ 可表示为：

$$x(t) \rightarrow h(\tau) \rightarrow \begin{array}{c} \downarrow v(t) \\ \oplus \\ \uparrow e^{j2\pi f_0 t} \end{array} \rightarrow z(t) = e^{j2\pi f_0 t} \int_T h(\tau) x(t - \tau) d\tau + v(\tau)$$

频偏带来的影响相当于将接收信号乘了一个 $\exp(j2\pi f_0 t)$ 。频偏的存在使得接收信号的处理过程如帧同步、信道估计和均衡都复杂化了。

如果载波频偏较小并且采样率足够大，那么接收端经匹配滤波、帧同步和降采样的离散时间信号就可以表示为：

D

其中 $\varepsilon = f_o T$ ， T 为码元周期，频偏纠正的过程分两步进行：第一步是对参数 ε 进行估计得到估计值 $\hat{\varepsilon}$ ，第二步是在已知频偏估计值 $\hat{\varepsilon}$ 的条件下消除频偏：

D

为了估计频偏值，需要用到周期性的训练序列，在此假设我们使用一个长度为 N_t 的训练序列，然后将其重复一个周期，组合在一起得到一个长度为 $2N_t$ 的训练序列，让训练序列从 $n = 0$ 开始，这样对于 $0 \leq n \leq N_t - 1$ 就有：

D

考虑频率选择性衰落信道条件下，假设信道阶数为 L ，则序列在 $L \leq n \leq N_t - 1$ 可化为：

D

从而，求取 ε 的一种方法可以转化为计算最小均方差的问题。因为 ε 出现在指数中，所以考虑一个间接的最小均方差问题。考虑均方差：

D

利用线性最小平方的概念，可得：

$$\hat{a} = \frac{\sum_{l=L}^{N_t-1} y[l + N_t] y^*[l]}{\sum_{l=L}^{N_t-1} |y[l]|^2}$$

因为要求的 ε 存在于 \hat{a} 的相位之中，所以频偏的估计可以表示为：

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

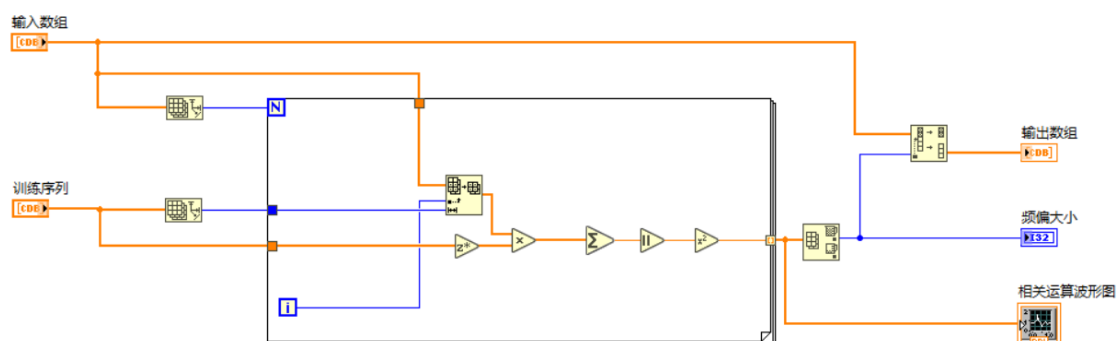
由于离散时间的指数函数存在周期性，对 ε 的估计只有当 $|\varepsilon N_t| \leq \frac{1}{2}$ 时才是准确的。即有可估计频偏范围为： $|\varepsilon| \leq \frac{1}{2N_t}$ 或者 $|f_e| \leq \frac{1}{2TN_t}$ 。

如果选择更大的 N_t ，噪声由于更多的平均作用影响会减小，进而提高信道估计的性能，但是这样减小了可以被校正的频偏范围。解决这个矛盾的一个方法是用多个重复的短训练序列。

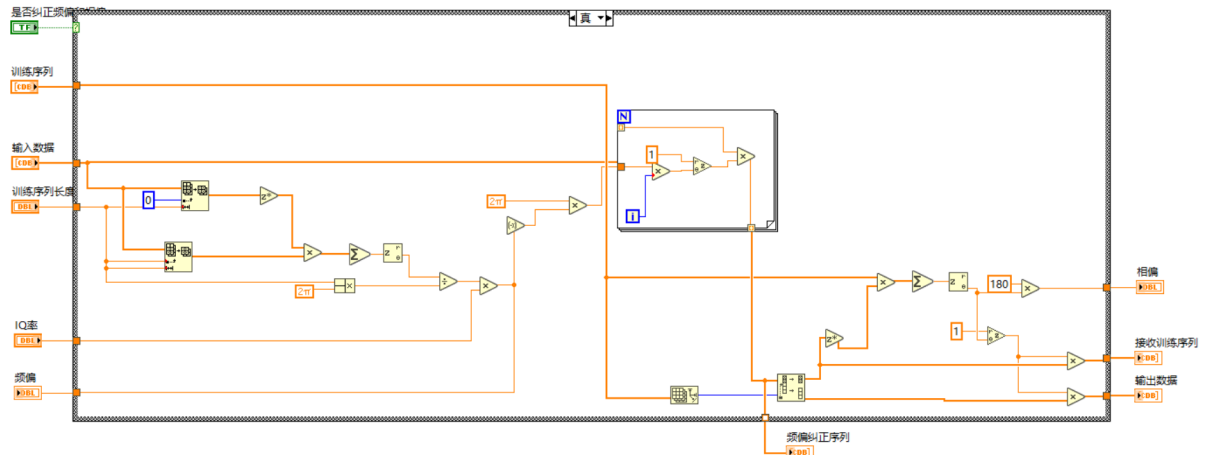
四、实验内容

1. 在上次实验的基础上，设计出包含帧同步与频偏校正的基本数字通信系统（完整链路的USRP硬件实验）。

帧同步模块

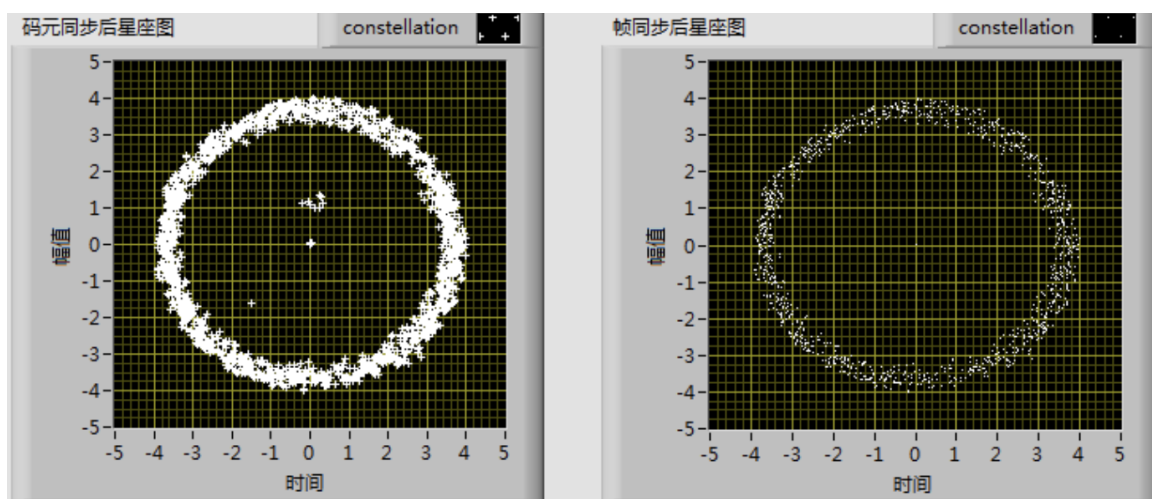
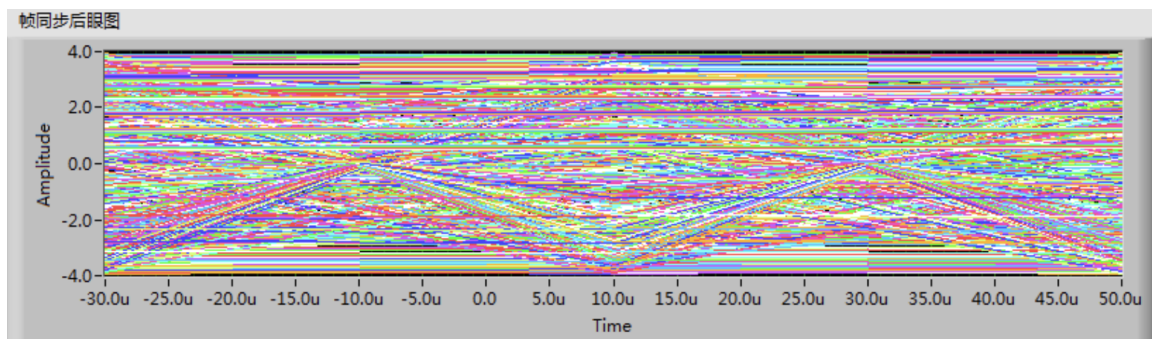


频偏与相偏纠正模块



2. 观察帧同步之后的眼图和星座图并分析：

巴克码长度为13，周期为2时，得到的眼图和星座图如下



可以发现相比码元同步，帧同步解决了在星座图原点处分布的各点。

(帧同步图散点看起来稀疏是因为两个星座图散点标志形状不同)

帧同步后由于没有经过频偏纠正与相偏纠正，因此受到频偏和相偏的影响，星座图会呈现一个圆形，这是由于频偏与相偏使得星座图上的符号进行了旋转。

- 画出接收序列与训练序列的时域相关函数输出结果并分析接收序列与训练序列的相关函数;

自相关函数计算公式如下

$$R[n] = \left| \sum_{k=0}^{N_t-1} t^*[k]y[n+k] \right|^2$$

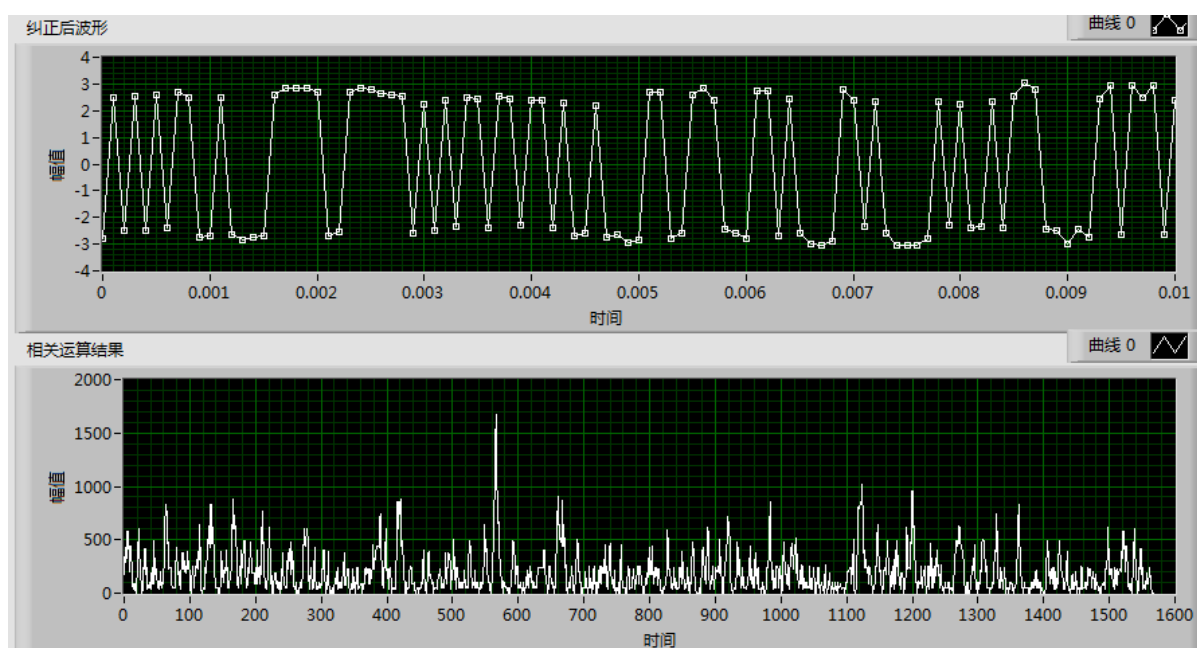
依据最大似然估计法，得到的估算的帧的偏移 \hat{d} 为使得相关函数 $R[n]$ 最大的 n 值：

$$\hat{d} = \max_n R[n]$$

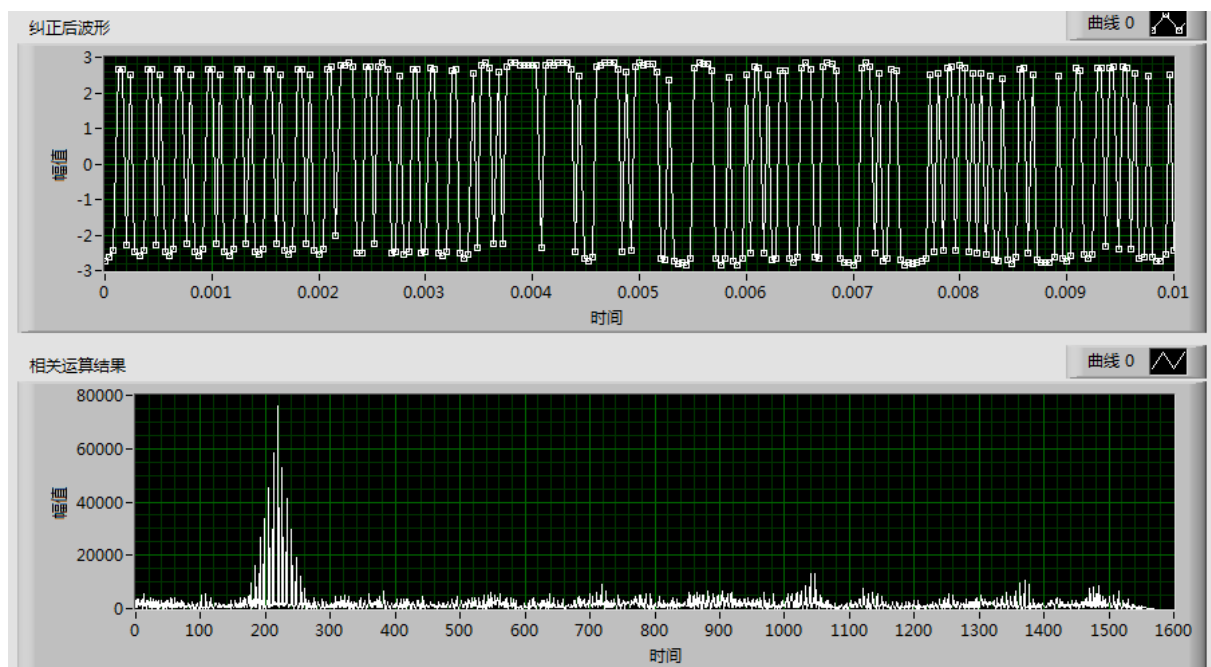
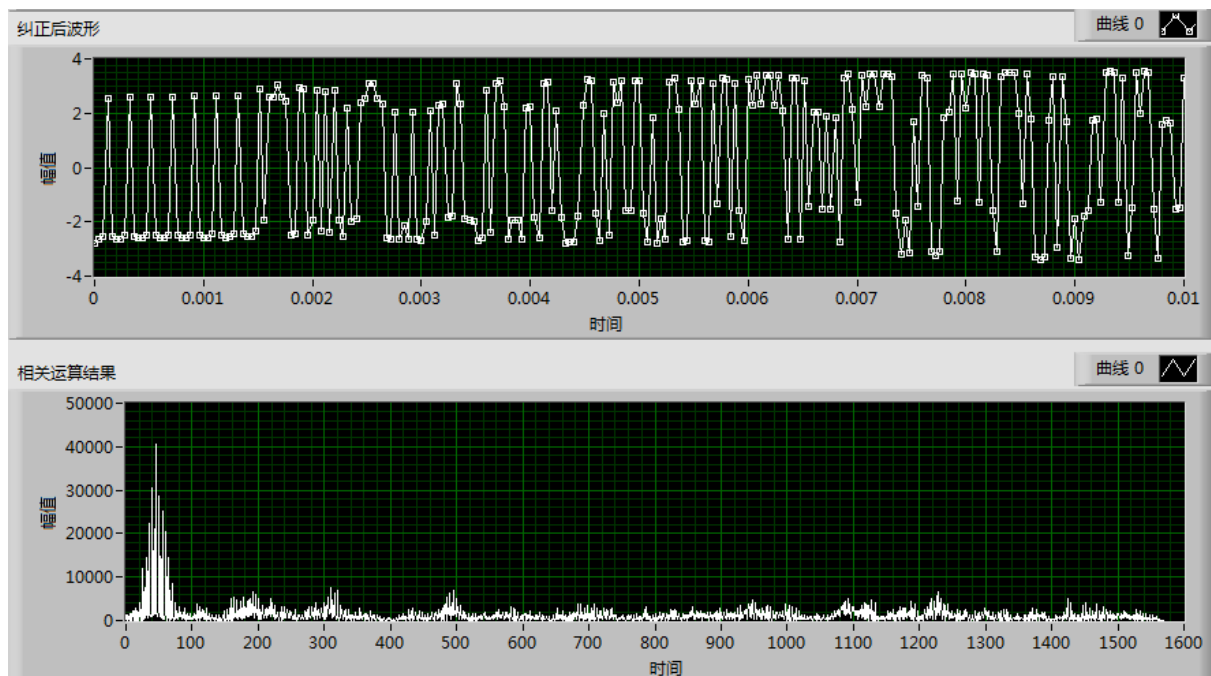
可以进一步分解为（噪声的均值为0，训练序列足够长）：

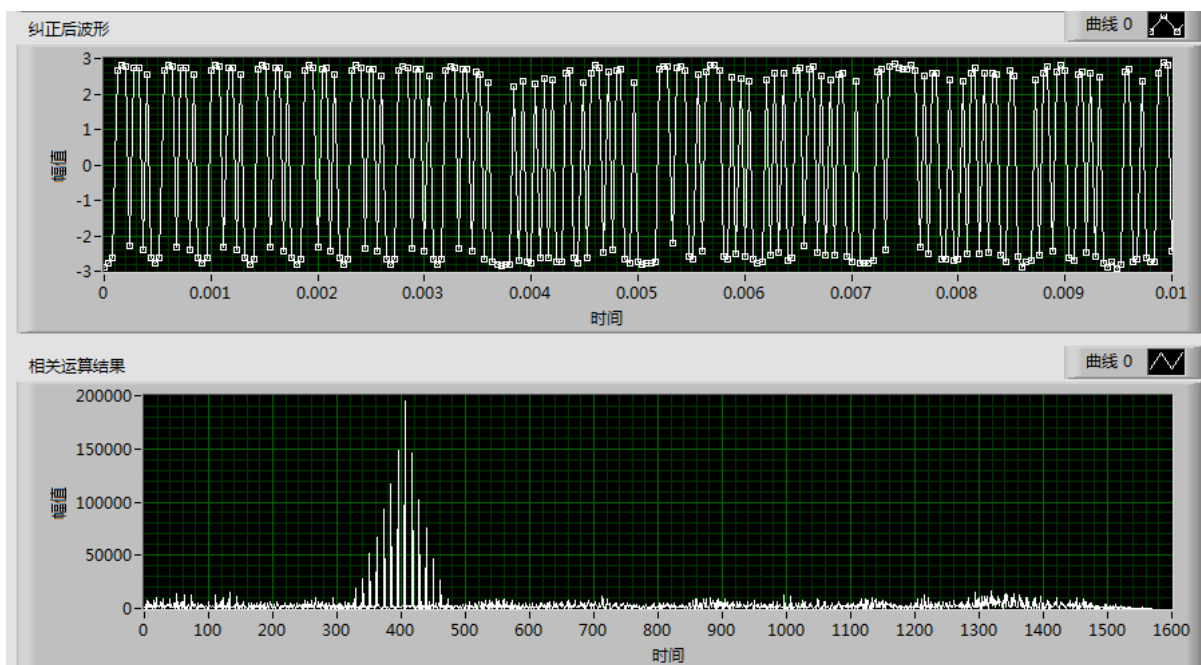
D

通过移动观察采样值的窗，将得到一整个序列与训练序列的相关函数，寻找相关函数峰值的位置即找到了帧头的位置。

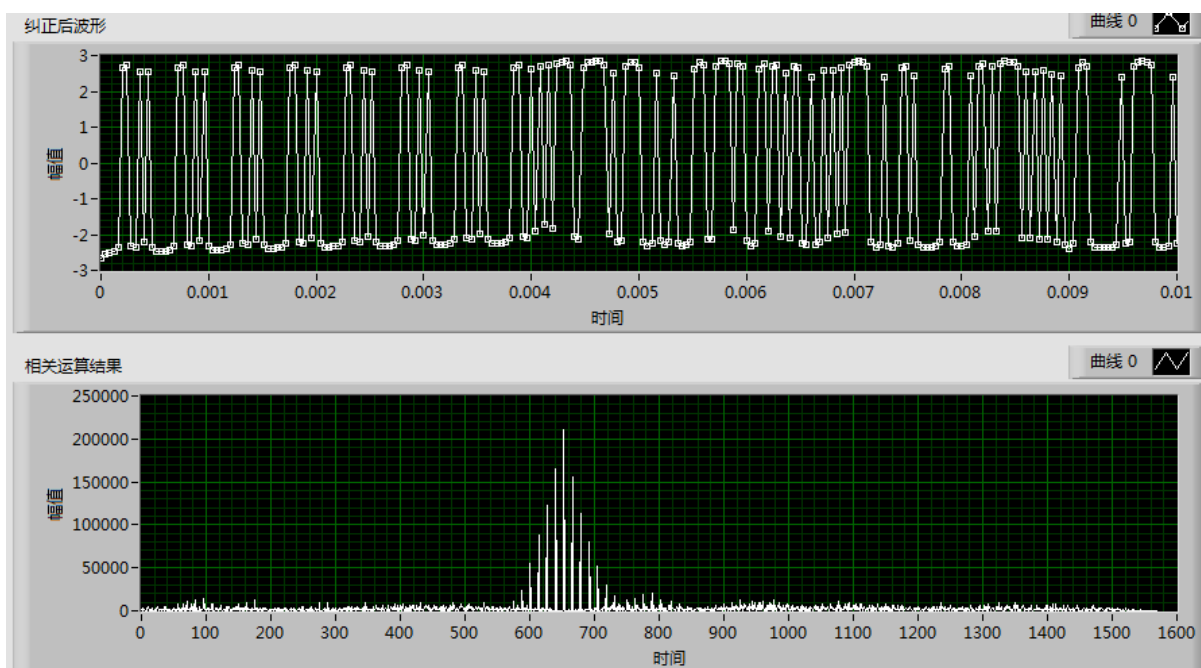


巴克码长度为2周期为4





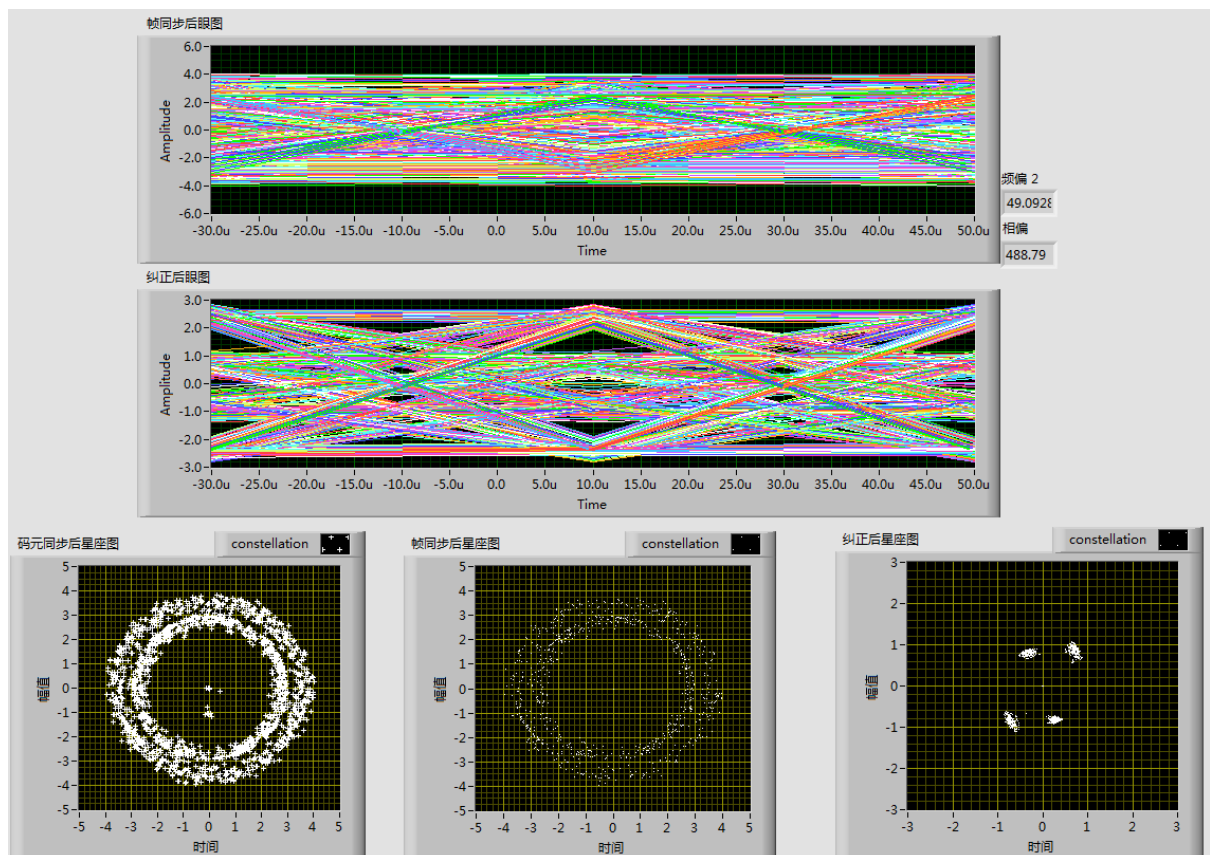
巴克码长度为11周期为4



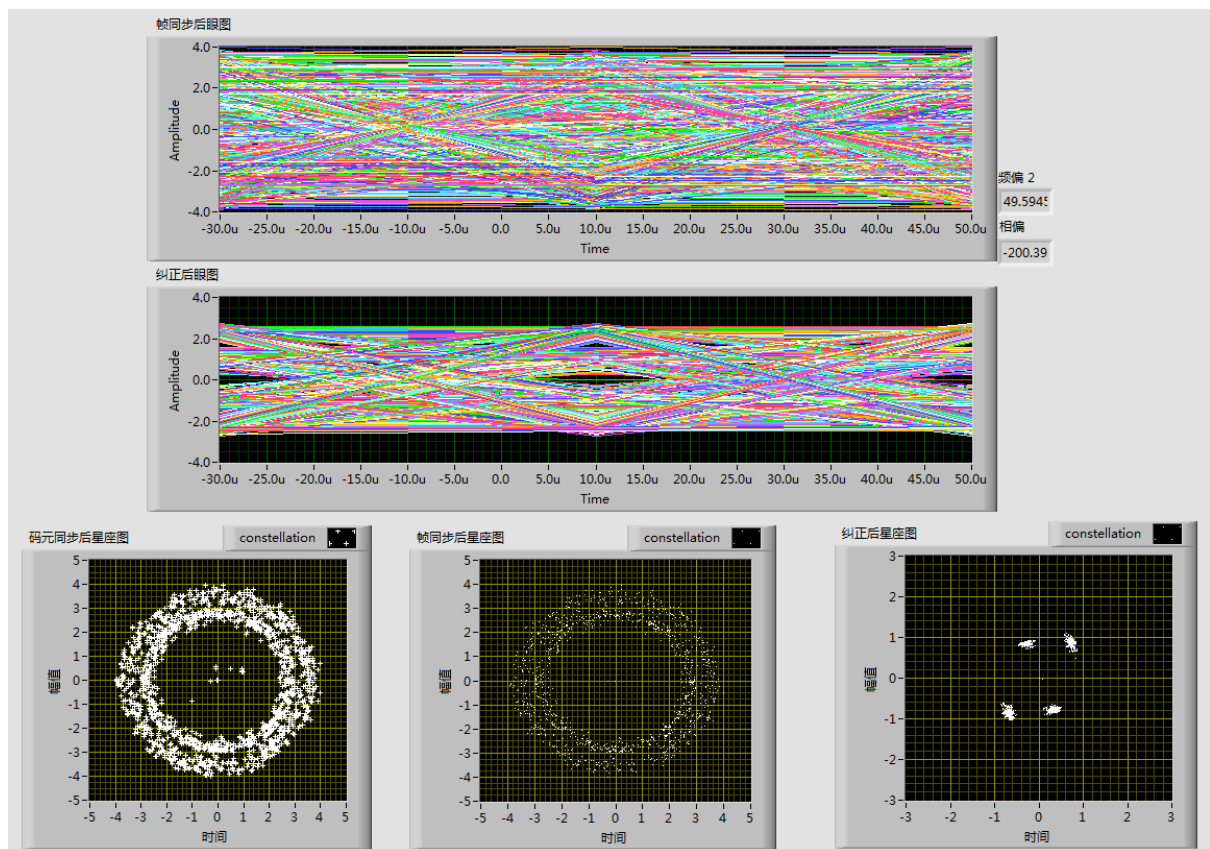
巴克码长度为13周期为4

可以发现相关函数有一个较高的峰值，同时在不同的巴克码长度下，峰值的大小不同，巴克码越长，峰值越高。同时可以发现，巴克码较短时，相关运算的结果可能出现其他较小的峰值，可能对帧同步造成影响（由于usrp链路发送为动态的所以峰值出现的时间是移动的，与巴克码长度无关）而巴克码的长度越短，越容易将所要识别的帧同步码组与信息码元中的码组混淆，导致了假同步概率增大。

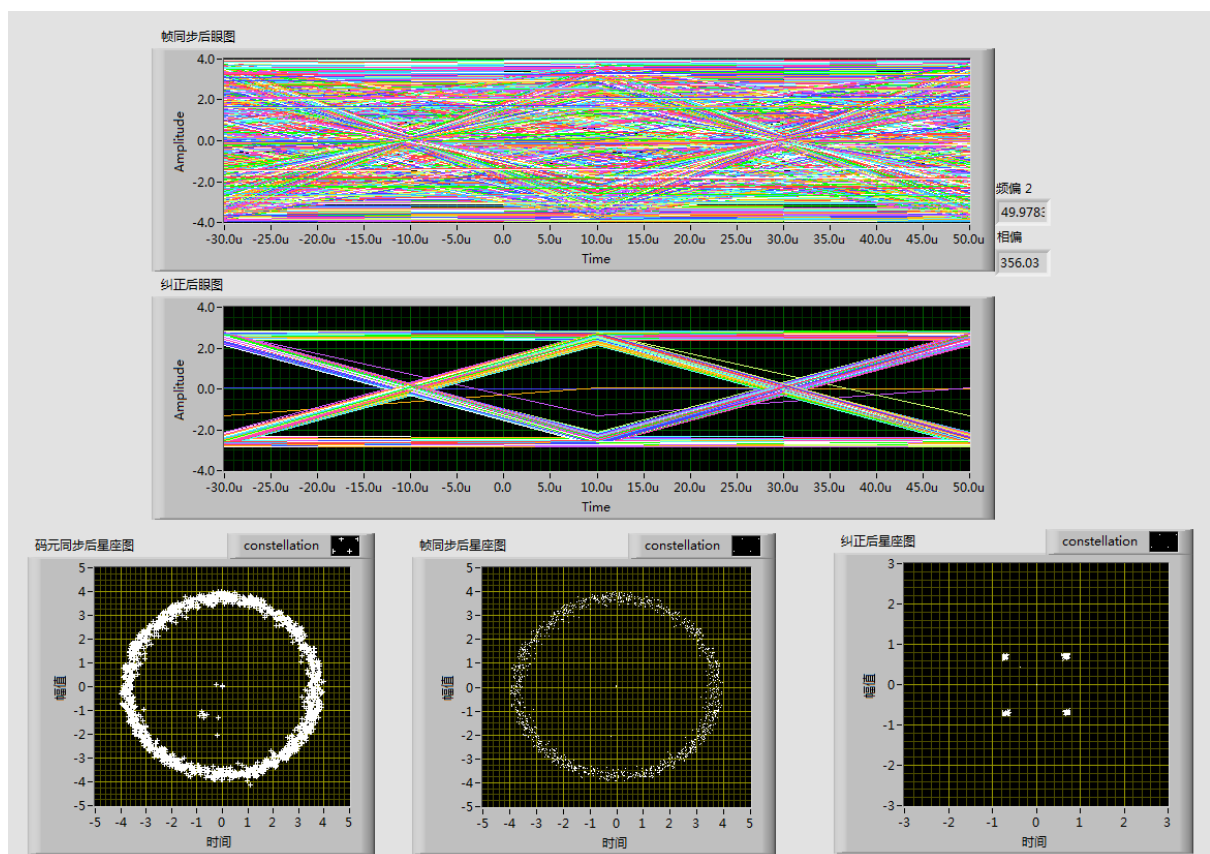
4. 观察频偏校正前后的眼图和星座图，分析所用估计算法可以校正的最大频偏范围，通过调整频偏模块得到验证（与验收要点5一起作答）



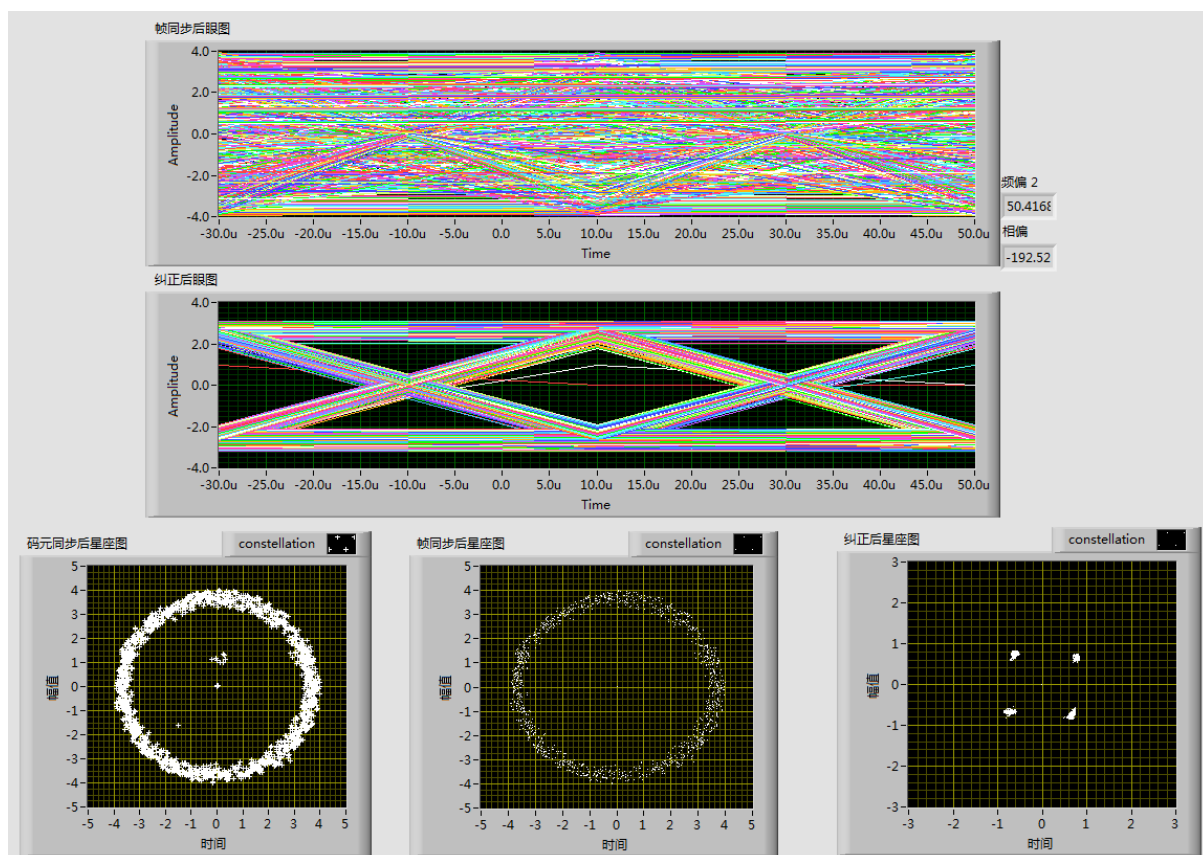
巴克码长度为5，周期为4，频偏为50



巴克码长度为7，周期为4，频偏为50



巴克码长度为11，周期为4，频偏为50



巴克码长度为13，周期为4，频偏为50

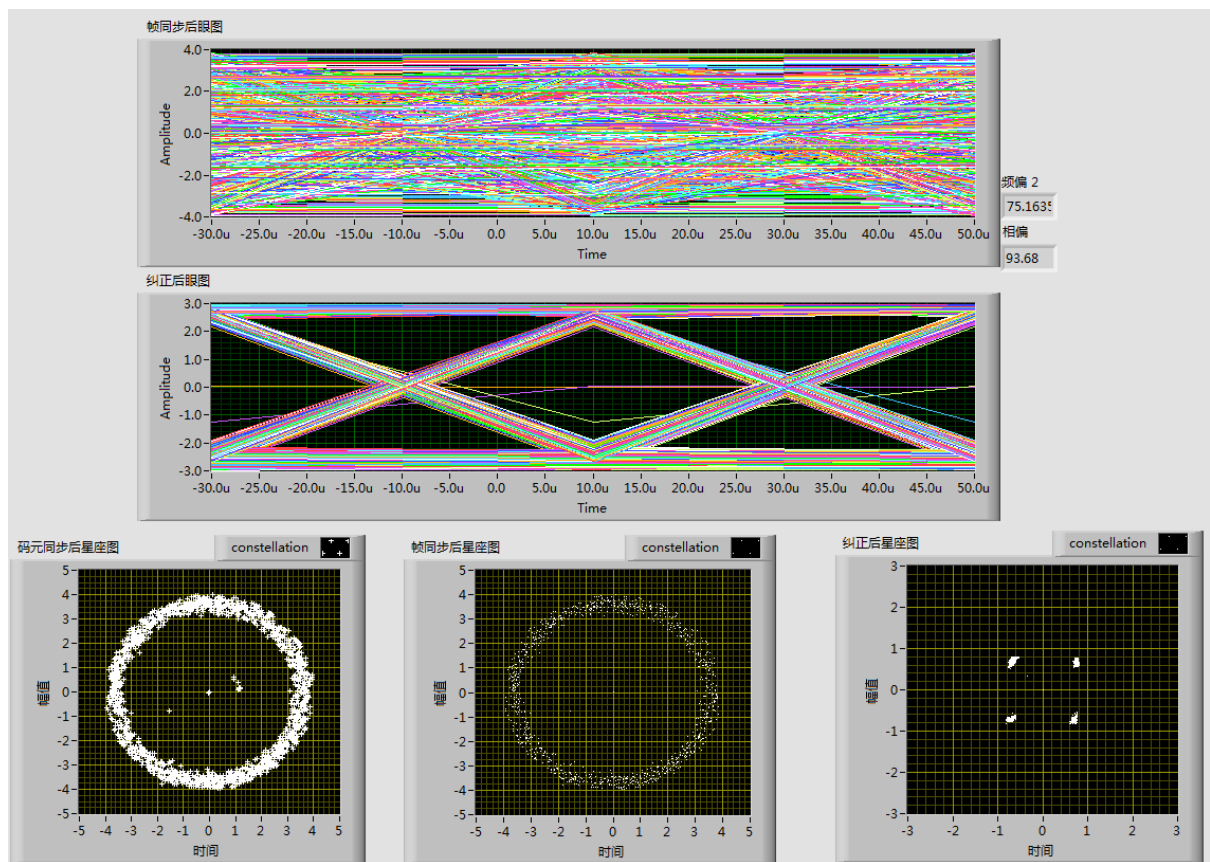
对比码元同步后的星座图，我们可以明显的比观察到，本来呈现圆圈状的码元同步星座图消除了错误分布的情况，散点重新排在了QPSK的四个点上。且巴克码长度越小，眼图中‘眼睛’越小，星座图中散点情况越严重，其频偏纠正效果越差。巴克码的长度越短，越容易将所要识别的帧同步码组与信息码元中的码组混淆，导致了假同步概率增大。但巴克码长度增大到13时，可以发现长度13的眼图比长度11的眼图眼睛要小，因为巴克码的长度越长，由于传输中噪声的因素，发出的码组中，帧同步码组可能会出现错误，会造成漏同步概率增大，同样的使得帧同步性能下降。

频偏的估计可以表示为：

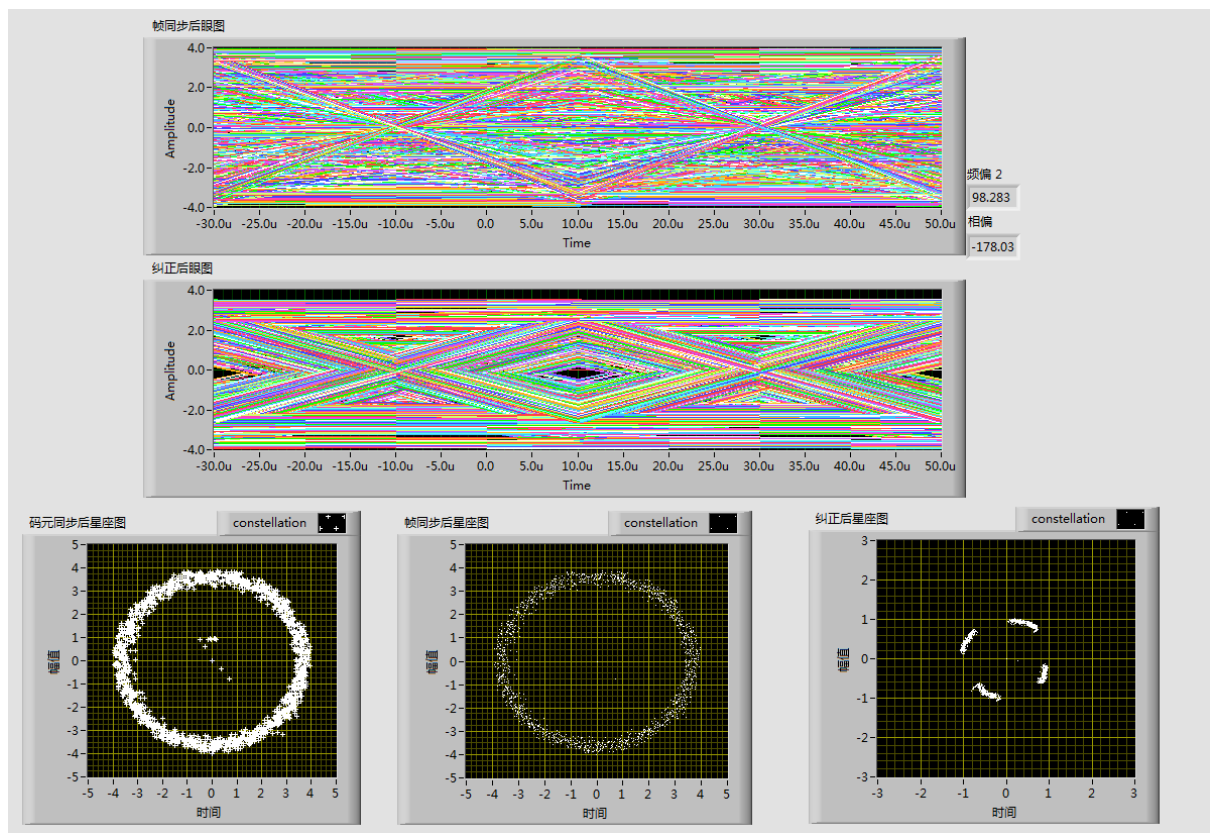
$$\hat{\varepsilon} = \frac{\text{phase} \sum_{l=L}^{N_t-1} y[l + N_t] y^*[l]}{2\pi N_t}$$

由于离散时间的指数函数存在周期性，对 ε 的估计只有当 $|\varepsilon N_t| \leq \frac{1}{2}$ 时才是准确的。即可估计频偏范围为： $|\varepsilon| \leq \frac{1}{2N_t}$ 或者 $|f_e| \leq \frac{1}{2TN_t}$ 。

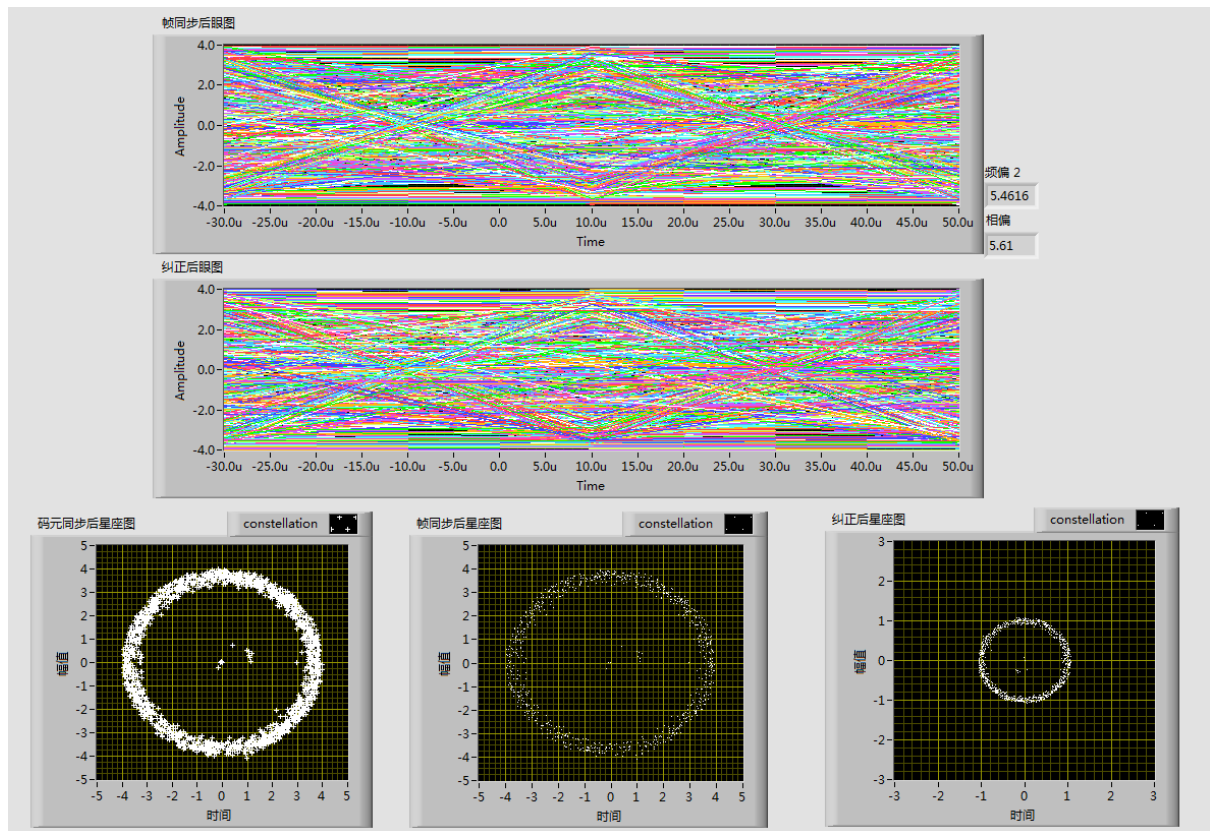
以巴克码长度为13周期为4为例，此时最大频偏约为96



频偏为75



频偏为100



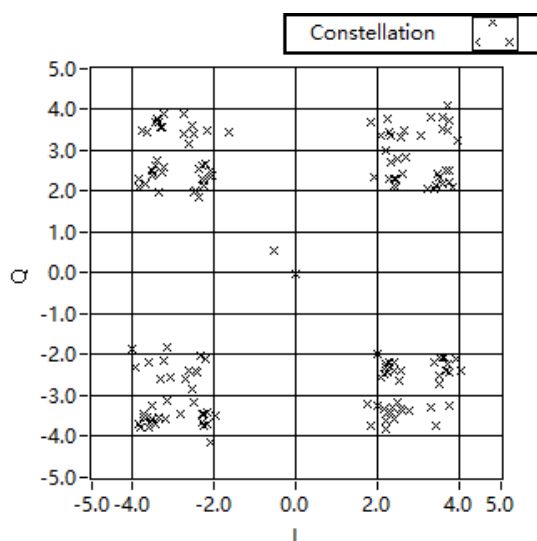
频偏为250

可以发现在逐步增加频偏的过程中，频偏纠正后的星座图越来越离散，并呈现圆弧状，最后变为一个圆周，可以认为频偏纠正完全失败。而眼图的眼睛则越来越小，码间串扰变大，在频偏为250时‘眼睛’完全消失。

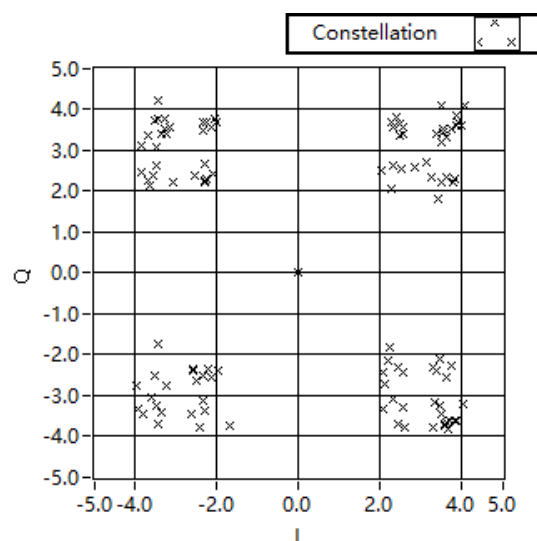
5. （提高要求option）加入多径信道后，分析使用不同周期不同长度的训练序列进行帧同步的性能。(只完成帧同步即可)

- a. 分析不同周期的巴克码

利用labview进行仿真，在两路的情况下未设置频偏，巴克码长度为2，周期为2时



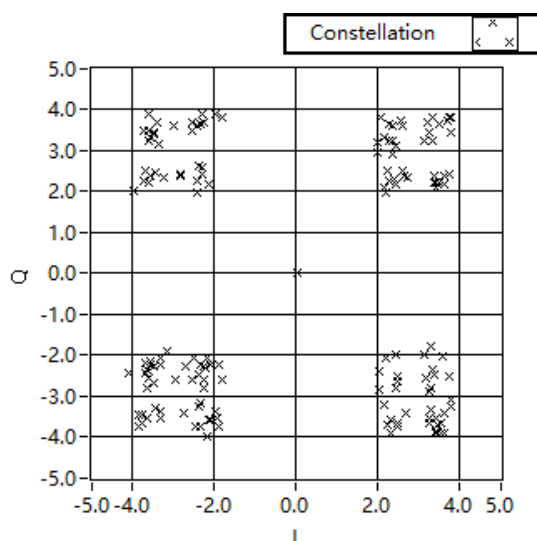
未进行帧同步



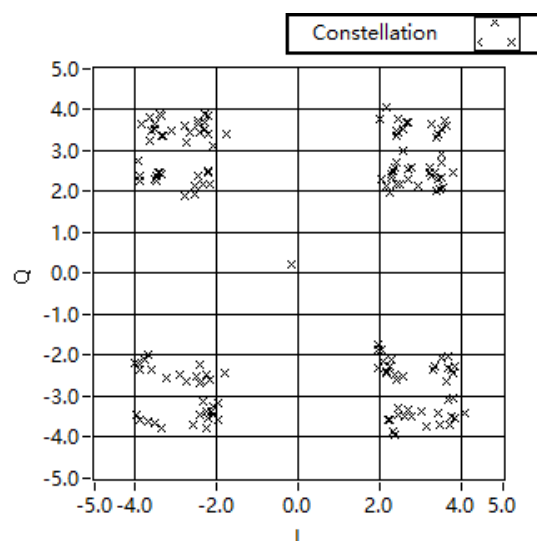
进行帧同步

可以发现帧同步效果不好，原点处的散点并未被完全去除

巴克码长度为2，周期为4时



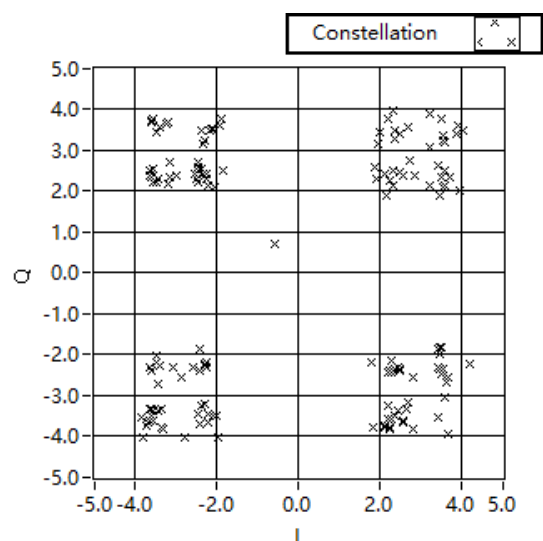
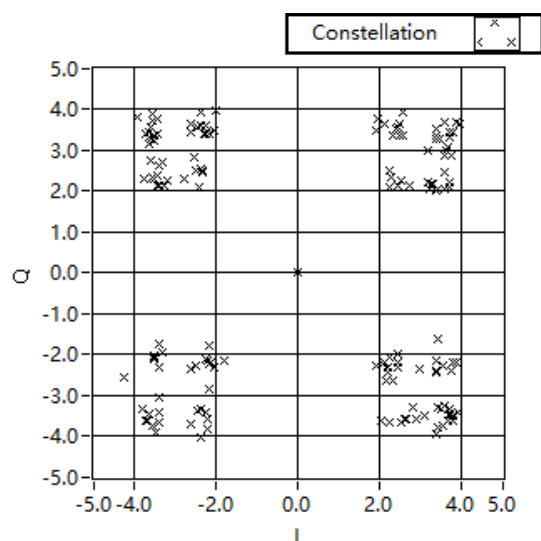
未进行帧同步



进行帧同步

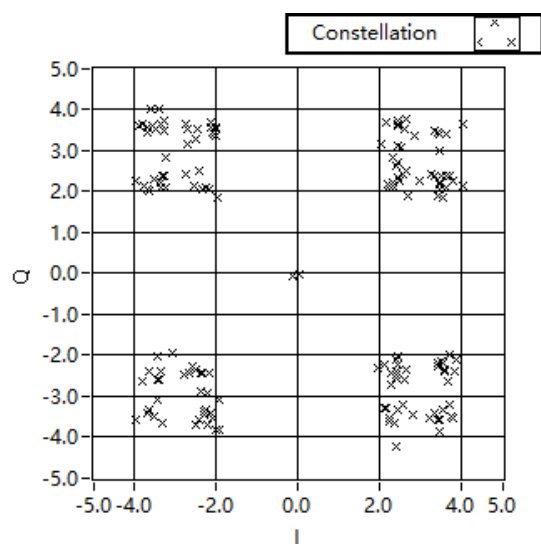
同样可以发现效果不好，但原点处的散点出现了小偏移

巴克码长度为2，周期为6时

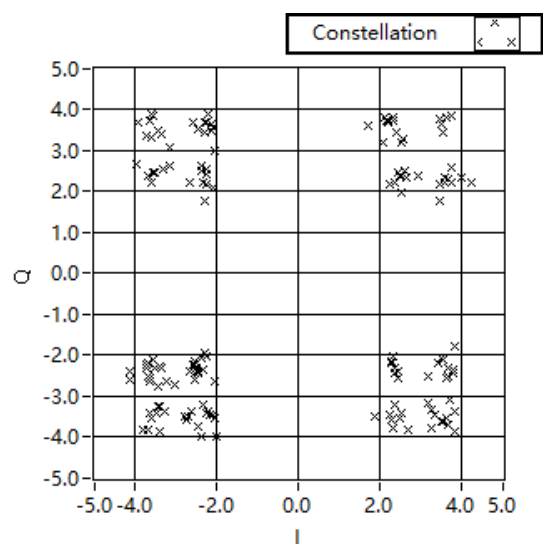


同样可以发现效果不好，但原点处的散点出现了较大偏移

巴克码长度为2，周期为8时



未进行帧同步

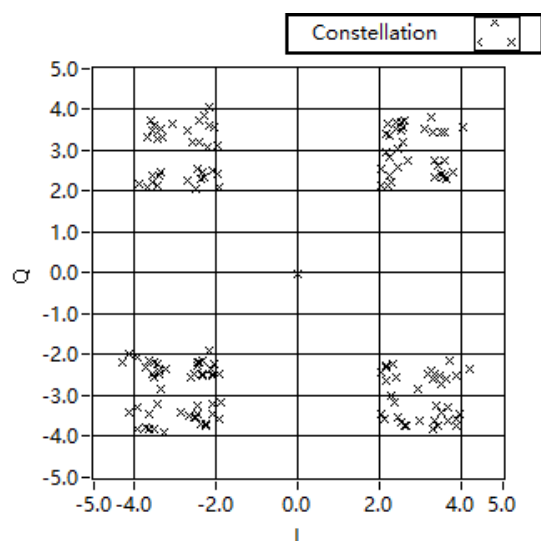


进行帧同步

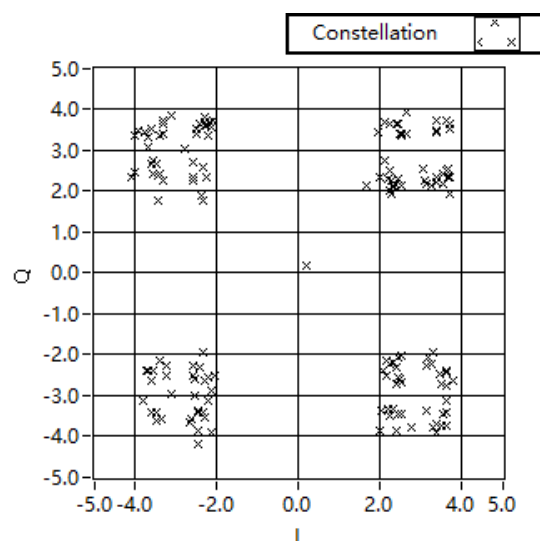
可以发现原点处的散点被去除，帧同步较成功

b. 分析不同长度的巴克码

巴克码长度为4，周期为2时



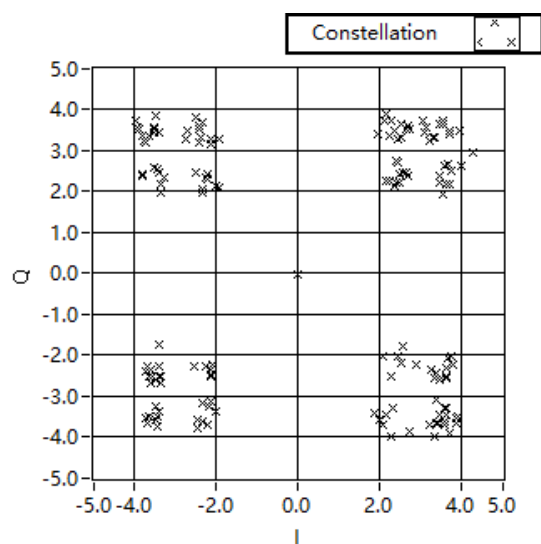
未进行帧同步



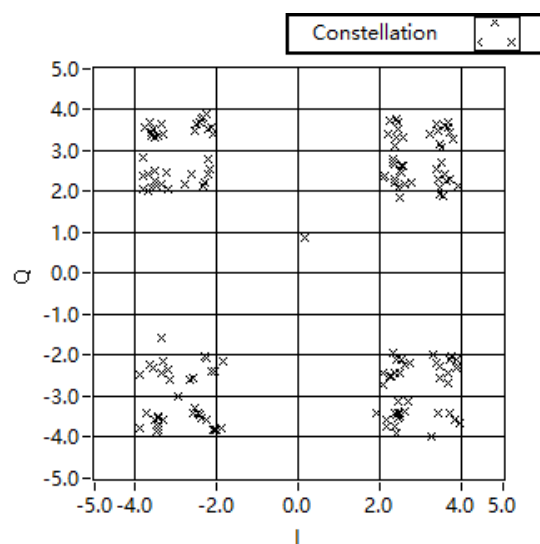
进行帧同步

同样可以发现效果不好，但原点处的散点出现了小偏移

巴克码长度为5，周期为2时



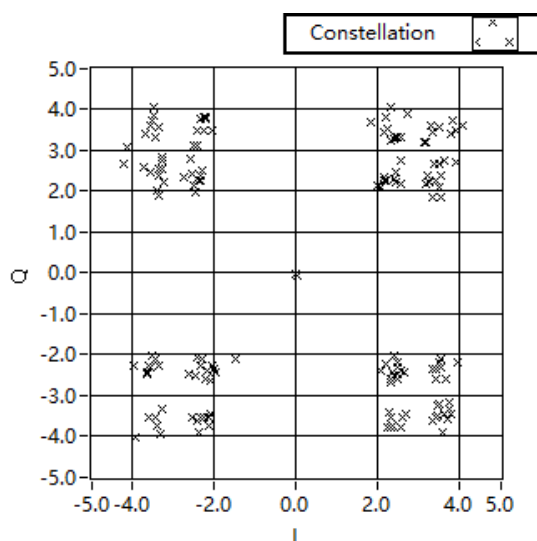
未进行帧同步



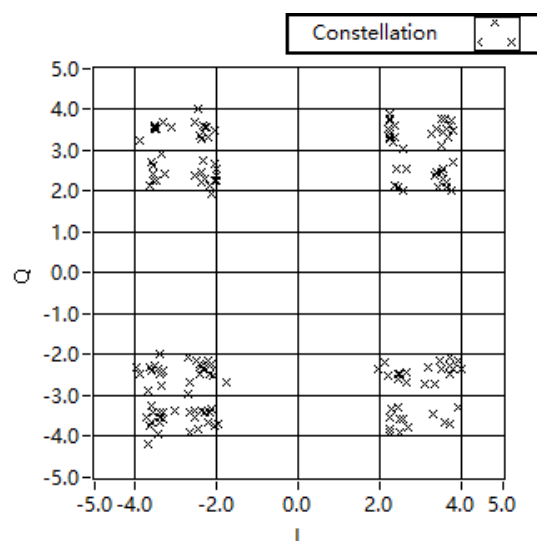
进行帧同步

同样可以发现效果不好，但原点处的散点出现了较大偏移

巴克码长度为7，周期为2时



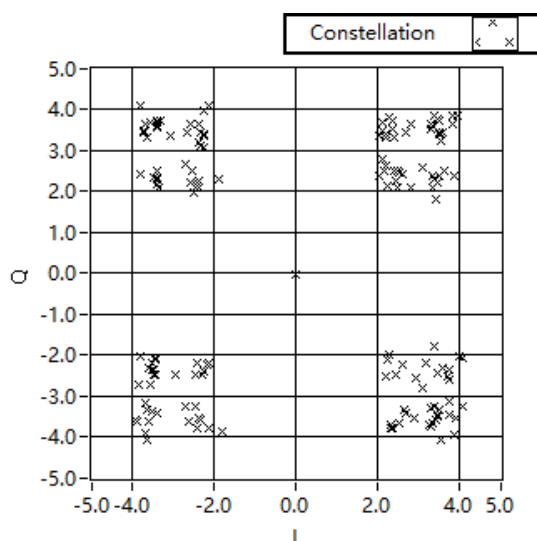
未进行帧同步



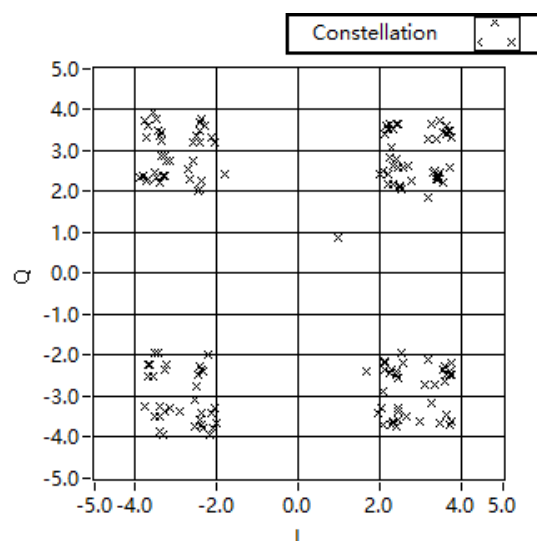
进行帧同步

可以发现原点处的散点被去除，帧同步较成功

巴克码长度为13，周期为2时



未进行帧同步



进行帧同步

可以发现原点处的散点又出现了。

对于两径下的帧同步效果分析与上述分析类似，即巴克码的长度越长，由于传输中噪声的因素，发出的码组中，帧同步码组可能会出现错误，会造成漏同步概率增大，同样的使得帧同步性能下降。巴克码的长度越短，越容易将所要识别的帧同步码组与信息码元中的码组混淆，导致了假同步概率增大。

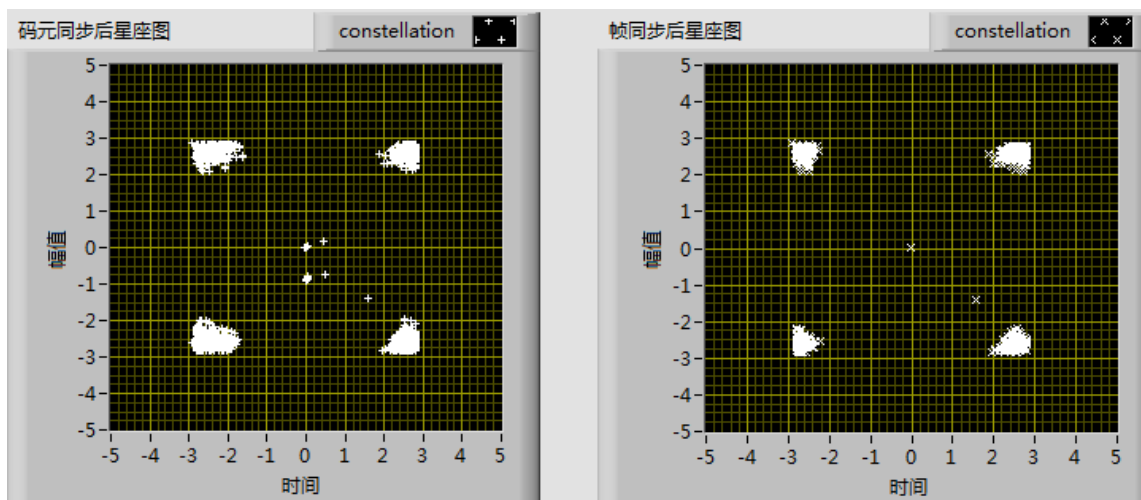
对于多径情况，星座图上的点会更加分散，路径较多时需要用均衡技术进行解决。

实验验收要点：

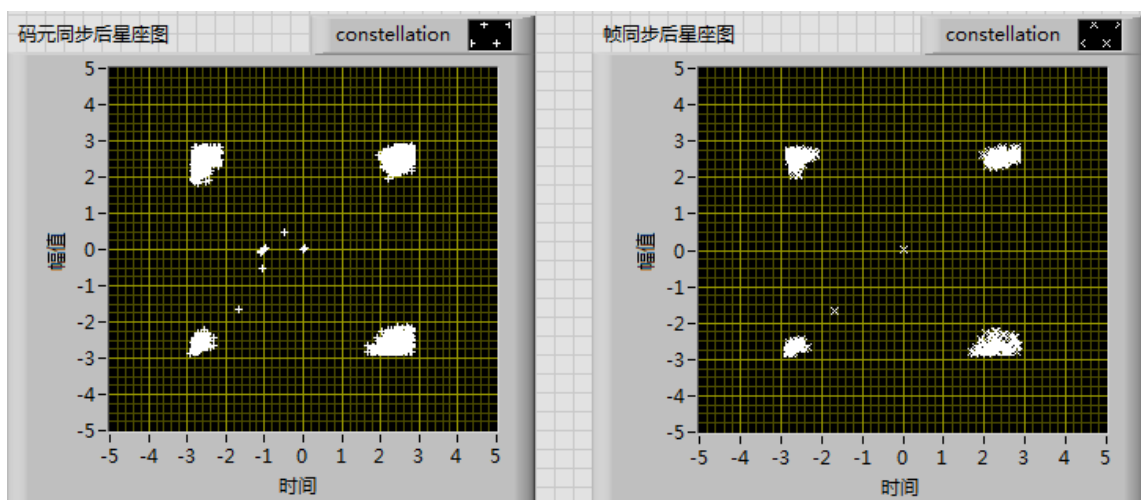
1. 帧同步与频偏相偏校正之后的眼图和星座图分析；
在实验内容第四点已作答。
2. 频偏的存在，将影响基于相关的帧检测的性能，试分析；
在实验内容第四点已作答。
3. 不同长度和周期巴克码的帧同步效果分析；（包括多径下的性能对比分析-option）

不同长度的帧同步效果分析

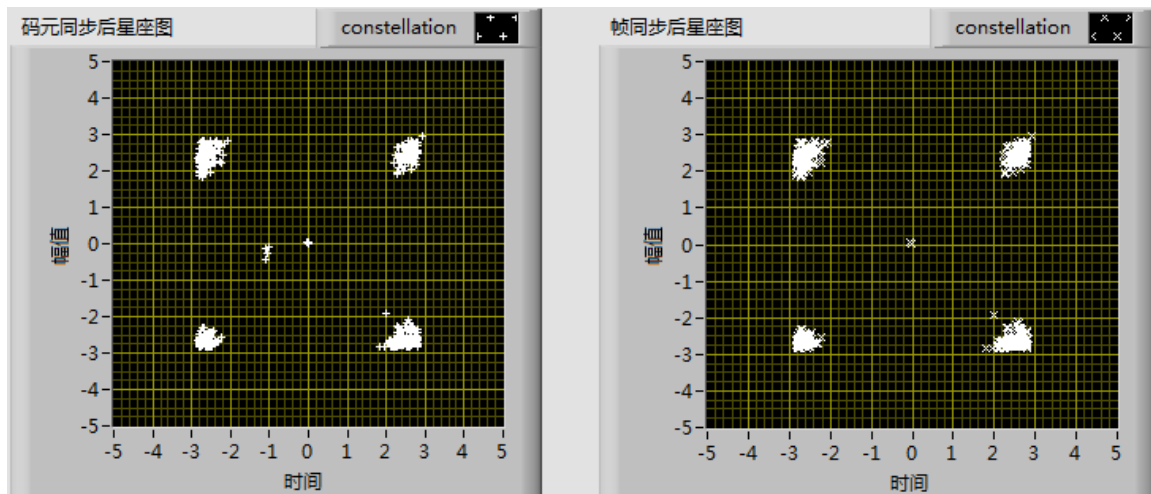
码元长度为2周期为2时



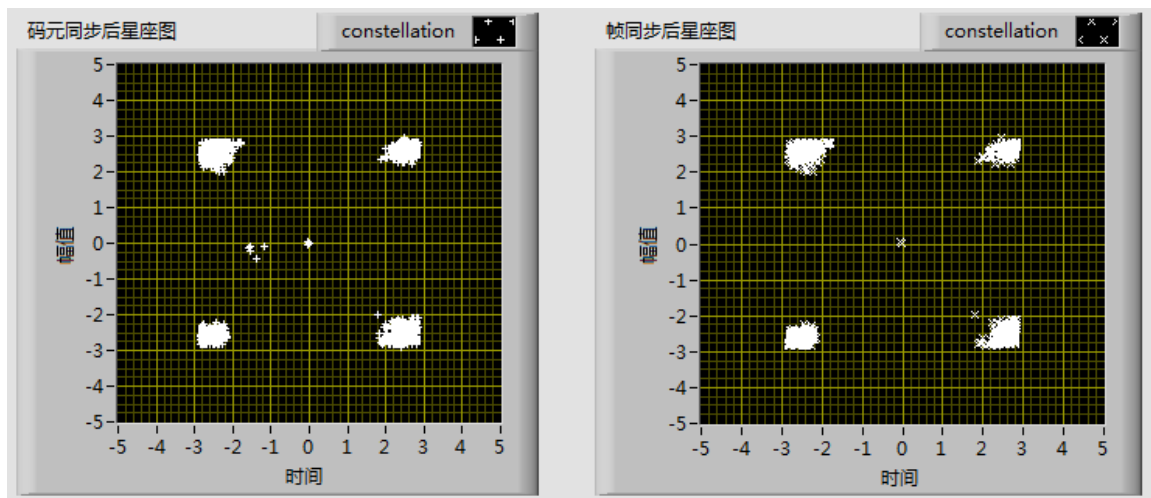
码元长度为3周期为2时



码元长度为5周期为2时



码元长度为7周期为2时

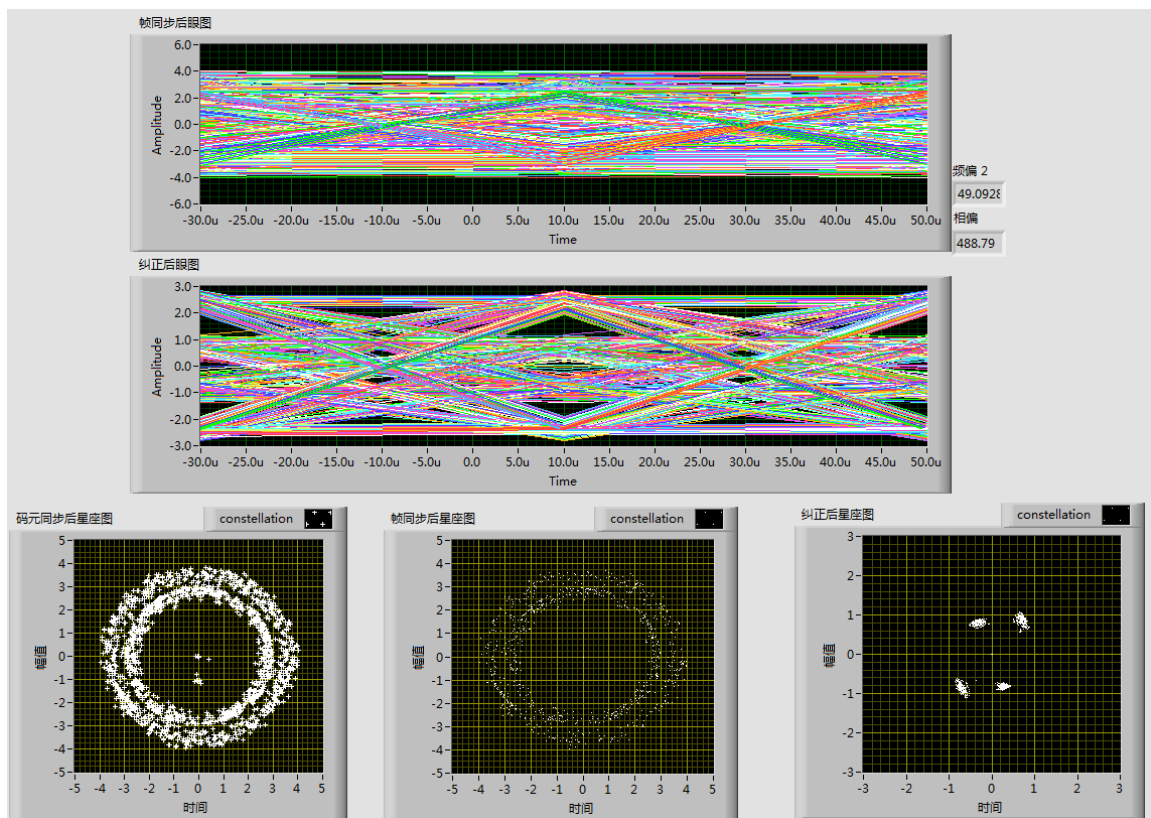


可以发现帧同步基本成功，只有少数点位于原点出，且随着巴克码长度增大，原点处的散点越来越少，且散点朝着QPSK分布点移动。

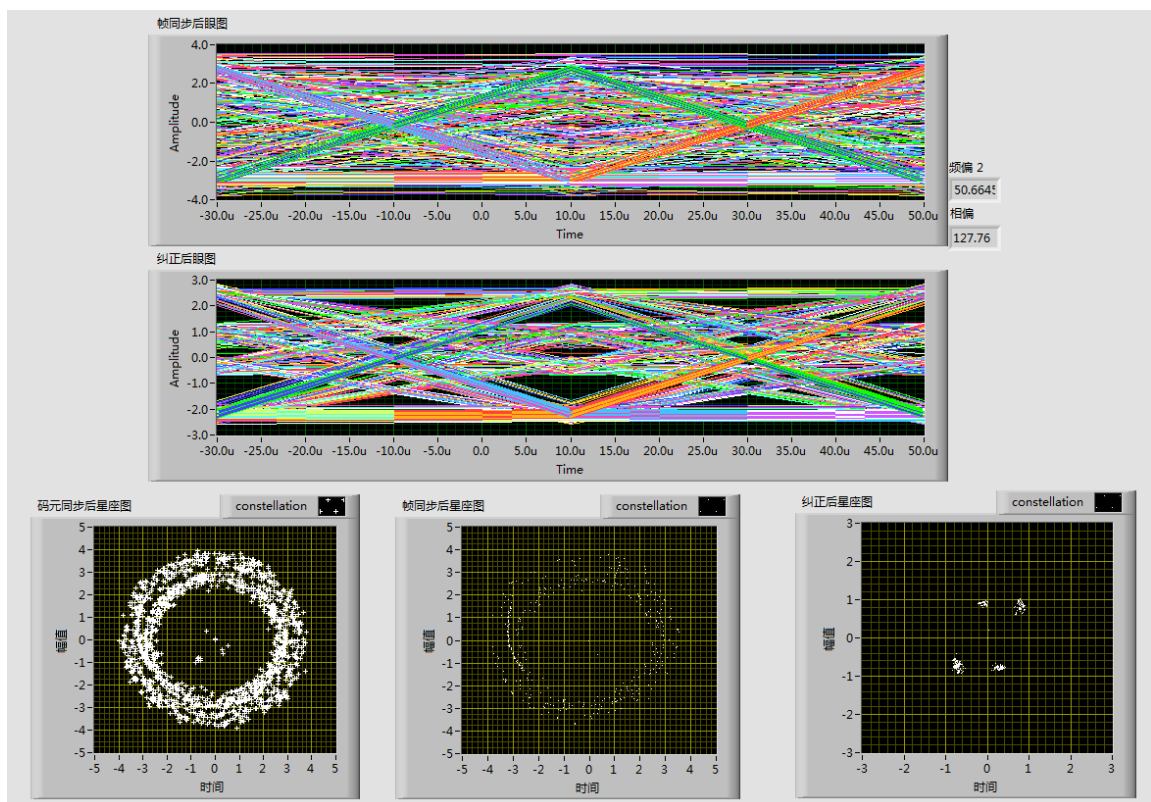
巴克码的长度越长帧同步效果越好，由于传输中噪声的因素，发出的码组中，帧同步码组可能会出现错误，巴克码的长度过长可能会造成漏同步概率增大，使得帧同步性能下降。巴克码的长度越短，越容易将所要识别的帧同步码组与信息码元中的码组混淆，导致了假同步概率增大。

不同周期的帧同步效果分析

码元长度为5周期为2时



码元长度为5周期为4时



巴克码周期增加相当于变相增加了巴克码长度，故而增大巴克码周期可以得到与增大巴克码长度相同的结果

多径情况在实验内容第五点已作答。

4. 分析接收序列与训练序列的相关函数;

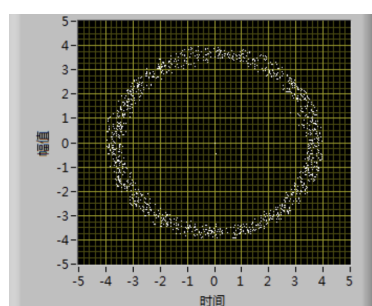
在实验内容第三点已作答。

5. 所用频偏估计算法的范围? 通过调整频偏模块得到验证;

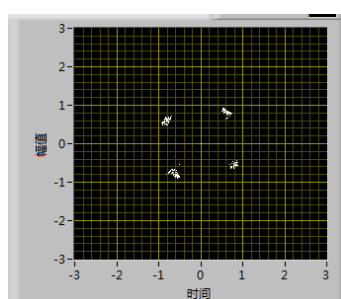
在实验内容第四点已作答。

6. 相位校正前后的星座图。

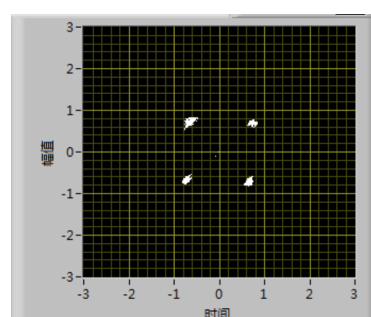
以巴克码长度为13，周期为2测试如下



纠正频偏前



纠正频偏后



纠正相偏后

可以发现频偏纠正后，星座图上的点不再呈现一个圆环状，而是重新分布在四个 QPSK 点上，但还是有一定程度的小偏移（歪的），纠正相偏后就正了过来。

五、回答问题

1. 按照实验原理设置信道仿真器引入频偏。并将前面板频偏纠正的选项设置为“关闭”。观察实验现象，描述如果不纠正频偏时，接收端星座图发生的变化。

答：如果不校正频偏，星座图原本集中的四个点则会扩散开来，频偏大时会接收到一个圆环的星座图。

2. 因为频偏纠正算法不能估计和校正任意的频偏，所以需要考虑什么情况下频偏纠正的效果是比较理想的。结合相关实验原理，回答可以用频偏纠正算法估计和纠正的频偏范围。

答：频偏纠正算法的频偏估计值可以表示为：

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

由于离散时间的指数函数存在周期性，对 ε 的估计只有当 $|\varepsilon N_t| \leq \frac{1}{2}$ 时才是准确的。即有可估计频偏范围为： $|\varepsilon| \leq \frac{1}{2N_t}$ 或者 $|f_e| \leq \frac{1}{2TN_t}$

3. 思考不同长度和周期巴克码的对于多径信道帧头检测的作用。

答：巴克码的长度越长，则训练结果越好，对信道估计的效果也越好，但巴克码的长度过长，会造成漏同步概率增大，同样的使得帧同步性能下降。巴克码的长度越短，越容易将所要识别的帧同步码组与信息码元中的码组混淆，导致了假同步概率增大。巴克码的周期越长则代表相关峰值低，周期越短则相关峰值会变高。

4. 考虑QPSK调制时训练序列的设置及如何对其进行相关检测。

答：设置：训练序列越长则信道估计效果越好。有两种方法可以满足：第一，若可以允许较大互相关值或取消二进制的限制，可得到另外一组码序列作为训练序列；第二，将若干个短Barker码连接成长的训练序列，这样得到的训练序列会有更高的自相关峰值，但同时也会带来一些其他的性质，这些新的性质同时也可以用来实现频偏估计。

相关检测：序列的相关检测有以下检验方法：图示法、D-W检验法、回归检验法、偏相关系数检验、布罗斯——戈费雷检验法。在本实验可以采用图示法，将训练序列单独输出一个图像，观察其相关性。

5. 思考卷积和相关在数学表达中的区分和联系。

答：在数字信号处理中，相关可以分为互相关和自相关。互相关是两个数字序列之间的运算；自相关是单个数字序列本身的运算，可以看成是两个相同数字序列的互相关运算。互相关用来度量一个数字序列移位后，与另一个数字序列的相似程度。其数学公式如下：

$$D$$

其中， $f[n]$ 和 $g[n]$ 为数字序列， n 为移位的位数， $f^*[n]$ 表示 $f[n]$ 序列值的复数共轭，即复数的实部不变，虚部取反。

而卷积与互相关运算相似，定义为将其中一个序列反转并移位后，两个序列的乘积的积分（求和），其数学公式如下：

$$D$$

其中， $f[n]$ 和 $g[n]$ 为数字序列， n 为移位的位数。

在实数范围内， $f[n]$ 的复数共轭 $f^*[n] = f[n]$ 。此时，通过比较上面两式可知：序列 $f[n]$ 与将序列 $g[n]$ 反转后的序列的卷积为序列 $f[n]$ 与序列 $g[n]$ 的互相关。

六、心得体会

本次实验进行的是数字通信系统中的帧同步与频偏校正实验。实验原理是通过帧同步处理发送信号逐帧到达接收处不能同步，从而导致出现偏差和延时的问题，以及通过频偏校正来处理实际信号发送中引入的频偏而导致信号畸变的问题。

在进行上一次的实验时，虽然实验中已经出现了帧同步和频偏校正的内容，但其实我们对它们并不是太了解，工作原理也不太清楚。本次实验中，我们终于正式学习了帧同步和频偏校正的原理，但说实话，实验进行的并不太顺利。上次实验并没有通过USRP硬件，不过我们通程序仿真的结果已经知晓了经过帧同步和频偏校正后，接收到的星座图应该是什么模样。但当我们设计好的程序接入USRP硬件后，却发现频偏校正并没有起到作用，星座图仍然是一个圆。我们费了很大的力气从头开始寻找到底是哪里出现了问题，花费了大量时间才画出正确的校正后星座图。本次实验让我们意识到，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。

经过本次实验，我们知晓了Barker码的特点及性质，知道了频偏对序列接收、检测以及解调的影响，并进一步学习了校正方法，这将对之后我们完成完整的数字通信系统有莫大的帮助。