

项目四阶段一报告

姓名：蔡与望

学号：2020010801024

目录

- [项目四阶段一报告](#)
 - [目录](#)
 - [一、调制-解调系统的基本原理](#)
 - [1.1 BASK](#)
 - [1.1.1 调制原理](#)
 - [1.1.2 解调原理](#)
 - [1.2 BFSK](#)
 - [1.2.1 调制原理](#)
 - [1.2.2 解调原理](#)
 - [1.3 BPSK](#)
 - [1.3.1 调制原理](#)
 - [1.3.2 解调原理](#)
 - [1.4 QPSK](#)
 - [1.4.1 调制原理](#)
 - [1.4.2 解调原理](#)
 - [1.5 16-QAM](#)
 - [1.5.1 调制原理](#)
 - [1.5.2 解调原理](#)
 - [二、基于Simulink对调制-解调系统的仿真](#)
 - [2.1 BASK](#)
 - [2.1.1 仿真结构](#)
 - [2.1.2 仿真结果](#)
 - [2.2 BFSK](#)
 - [2.2.1 仿真结构](#)
 - [2.2.2 仿真结果](#)
 - [2.3 BPSK](#)
 - [2.3.1 仿真结构](#)
 - [2.3.2 仿真结果](#)
 - [2.4 QPSK](#)
 - [2.4.1 仿真结构](#)
 - [2.4.2 仿真结果](#)
 - [2.4.3 星座图](#)
 - [2.5 16-QAM](#)
 - [2.5.1 仿真结构](#)
 - [2.5.2 仿真结果](#)
 - [2.5.3 星座图](#)

- [三、信道环境对信号的影响](#)
- [四、QPSK与QAM的区别与优势](#)
 - [4.1 QPSK与QAM的区别](#)
 - [4.2 QPSK与QAM的优势](#)
- [五、附录](#)
 - [5.1 SNR-BER绘图源码](#)

一、调制-解调系统的基本原理

1.1 BASK

二进制幅移键控调制 (Binary Amplitude-Shift Keying) , 通过控制载波的**幅度**来调制信号。

1.1.1 调制原理

假设原始信号为 $s(t)$, 载波信号 $f_c(t) = A \cos(\omega_c t + \theta)$, 则调制后的信号为

$$f(t) = \begin{cases} s(t)f_c(t), & s(t) = 1 \\ 0, & s(t) = 0 \end{cases}$$

1.1.2 解调原理

先使用带通滤波器, 让BASK信号完整通过, 滤去其他频段的噪声。然后乘上与调制时完全相同的一列载波, 信号被解调为

$$f(t) = \begin{cases} \frac{A^2}{2}s(t) + \frac{A^2}{2}\cos(2\omega_c t + 2\theta), & s(t) = 1 \\ 0, & s(t) = 0 \end{cases}$$

再通过低通滤波器, 滤去高频成分 $\frac{A^2}{2}\cos(2\omega_c t + 2\theta)$ 。至此, 代表“1”的信号段振幅应接近 $\frac{A^2}{2}$, 代表“0”的信号段振幅应接近0。

最后, 通过参数合适的滞回比较器, 就能够还原初始的电平信号。

1.2 BFSK

二进制频移键控调制 (Binary Frequency-Shift Keying) , 通过控制载波的**频率**来调制信号。

1.2.1 调制原理

假设原始信号为 $s(t)$, 载波信号 $f_{c_1}(t) = A \cos(\omega_1 t + \theta_1)$, $f_{c_2}(t) = A \cos(\omega_2 t + \theta_2)$, 则调制后的信号为

$$f(t) = \begin{cases} f_{c_1}(t), & s(t) = 1 \\ f_{c_2}(t), & s(t) = 0 \end{cases}$$

1.2.2 解调原理

先仿照BASK, 使用带通滤波器、相同载波、低通滤波器解调, 高低频载波各得到一个解调信号。这两个解调信号, 一个的“1”对应高电平, 另一个的“1”对应低电平。然后通过比较器比较这两个电平, 就能够判断出真实的原始电平。

1.3 BPSK

二进制相移键控调制 (Binary Phase-Shift Keying) , 通过控制载波的**相位**来调制信号。

1.3.1 调制原理

由于在BPSK中, 两列载波的相位之差为 π , 即瞬时值刚好互为相反数, 所以我们可以考虑预先将原始信号变为双极性信号, 即将原始信号的0映射到-1; 这样我们就可以只使用一列载波, 为调制解调大大减少了麻烦。而这样的映射可以通过 $s - \bar{s}$ 实现。

假设原始信号为 $s(t)$, 载波信号 $f_c(t) = A \cos(\omega t + \theta)$, 则调制后的信号为

$$f(t) = \begin{cases} f_c(t), & s(t) = 1 \\ -f_c(t), & s(t) = 0 \end{cases}$$

1.3.2 解调原理

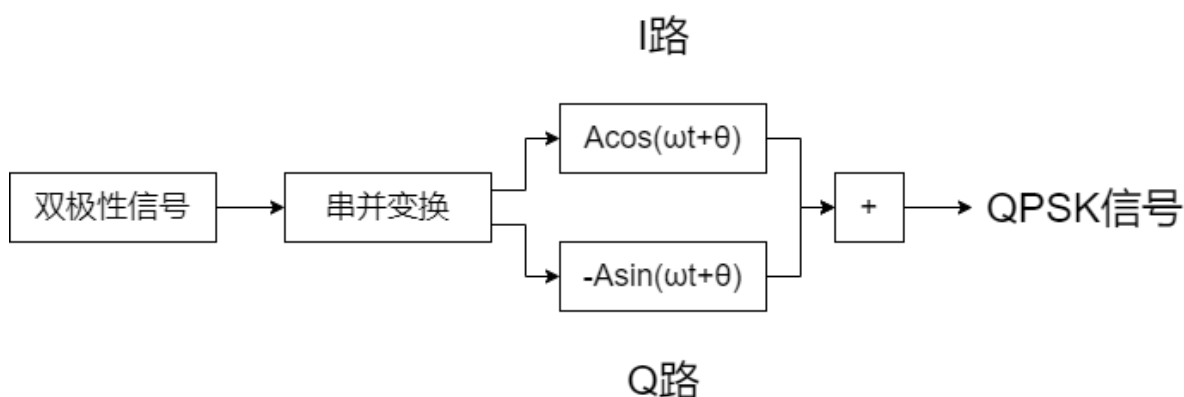
与BASK基本相同, 使用带通滤波器、相同载波、低通滤波器解调, 此时代表“1”的信号段振幅约为 $\frac{A^2}{2}$, 代表“0”的信号段振幅约为 $-\frac{A^2}{2}$ 。

所以当信号振幅跨越0时, 就代表着原始信号0和1的变化, 因此使用滞回比较器就能够还原原始信号。

1.4 QPSK

正交相移键控调制 (Quadrature Phase Shift Keying) , 通过**两路正交载波**调制**二比特信号**。

1.4.1 调制原理

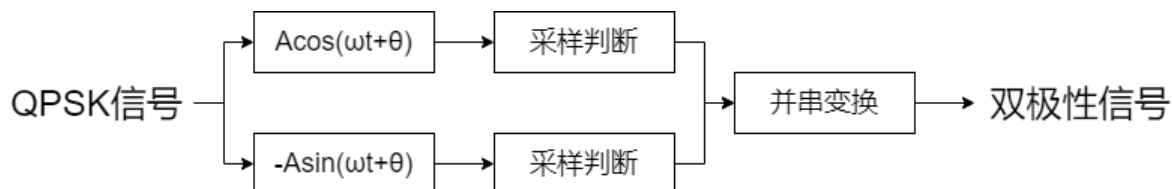


在四电平信号中, 一个码元可以传输2个比特。QPSK首先通过串并变换, 将第一个比特送入I路, 第二个比特送入Q路; 然后I路、Q路乘上正交的两列载波; 最后相加, 即得到QPSK信号。

假设原始信号为 $s(t)$, I路载波信号 $f_{c1}(t) = A \cos(\omega t + \theta)$, Q路载波信号 $f_{c2}(t) = -A \sin(\omega t + \theta)$, 则调制后的信号为

$$f(t) = \begin{cases} \sqrt{2}A \cos(\omega t + \theta + \frac{\pi}{4}), & s(t) = 11 \\ \sqrt{2}A \cos(\omega t + \theta + \frac{3\pi}{4}), & s(t) = 01 \\ \sqrt{2}A \cos(\omega t + \theta + \frac{5\pi}{4}), & s(t) = 00 \\ \sqrt{2}A \cos(\omega t + \theta + \frac{7\pi}{4}), & s(t) = 10 \end{cases}$$

1.4.2 解调原理

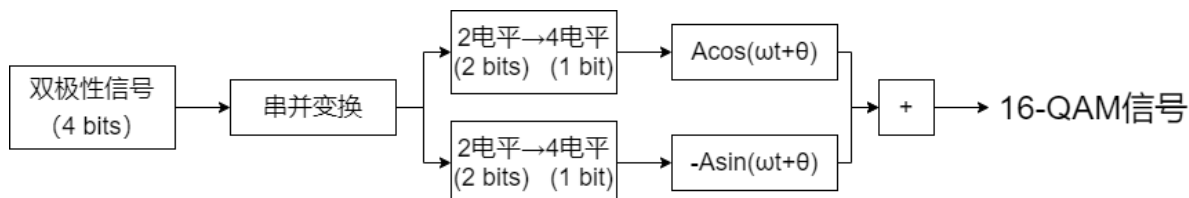


同样经过带通滤波滤除噪声后，将信号送入I路、Q路；两路分别乘以相同载波、低通滤波后，两路高电平对应振幅为 $\frac{A^2}{2}$ ，低电平对应振幅为 $-\frac{A^2}{2}$ ；再通过采样判断，就能够分别在两路重现发送端的I路、Q路双极性信号；最后通过脉冲激励判断进行并串变换，合并两路得到原始双极性信号。

1.5 16-QAM

16-QAM（16-Quadrature Amplitude Modulation），结合QPSK和4ASK，通过**两列正交载波调制四比特信号**。

1.5.1 调制原理



类似于QPSK，QAM先通过串并变换，将双极性四比特信号的1、3位送入I路，2、4位送入Q路；然后使用逻辑电路，将每路的2比特2电平信号映射到1比特4电平信号；乘上正交载波后相加，即得到16-QAM信号。

本组采用的2-4电平映射法则如下表所示：

原信号	双极性信号	4电平信号
0 0	-1 -1	-3
0 1	-1 1	-1
1 0	1 -1	1
1 1	1 1	3

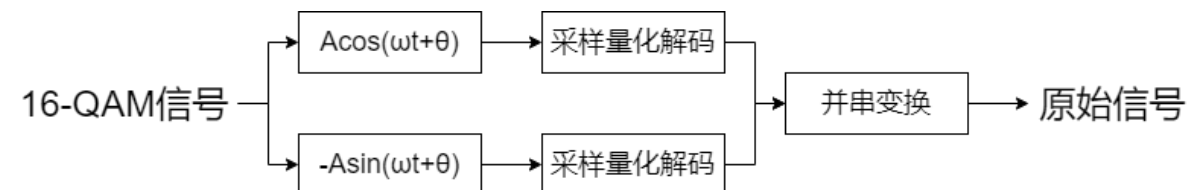
例如，原信号某一四比特片段为 1101，经串并变换后I路得到 10，Q路得到 11，映射后分别得到 1 和 3，最后的调制信号为

$$f(t) = A \cos(\omega t + \theta) - 3 \sin(\omega t + \theta)$$

其他片段同理。

1.5.2 解调原理

与QPSK类似，经过带通滤波滤除噪声后，将信号送入I路、Q路；两路分别乘以相同载波、低通滤波后，两路四种电平的对应振幅分别为 $\frac{3A^2}{2}$ 、 $\frac{A^2}{2}$ 、 $-\frac{A^2}{2}$ 、 $-\frac{3A^2}{2}$ ；再通过采样量化、使用反映射解码，就能够分别在两路重现发送端的I路、Q路信号（可以直接解码为单极性）；最后通过脉冲激励判断进行并串变换，合并两路得到原始信号。

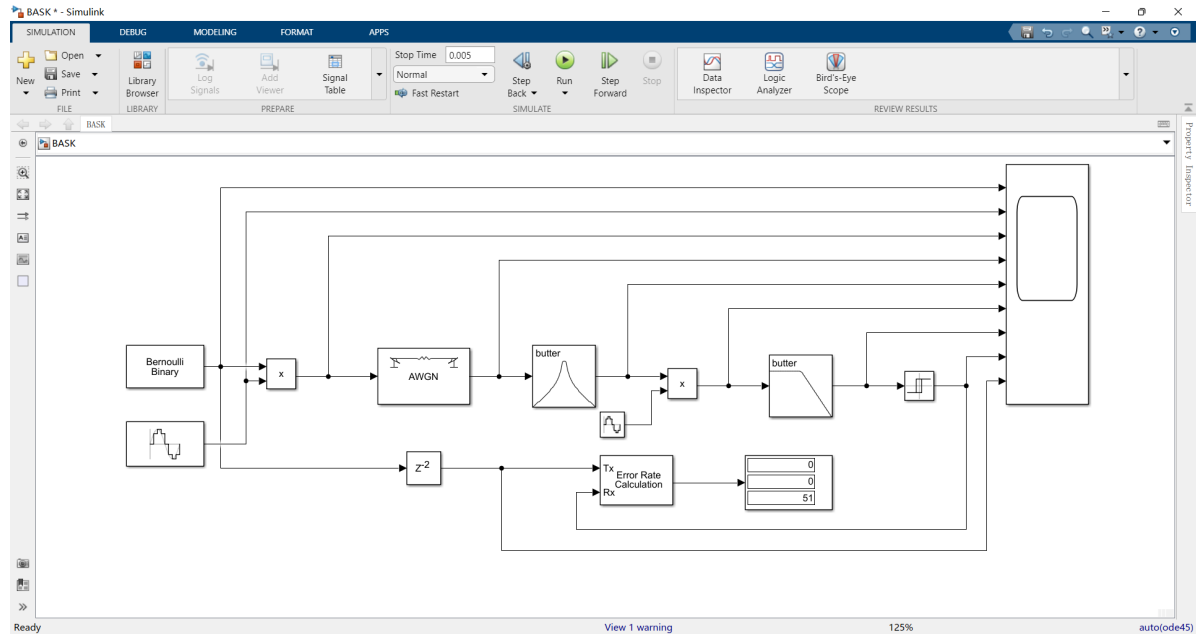


例如，上一节中 1101 的调制信号 $f(t)$ 在I路振幅约 $\frac{A^2}{2}$ ，在Q路振幅约 $\frac{3A^2}{2}$ 。采样量化后，将I路反映射为 10，Q路反映射为 11，最后并串变换得到原始信号 1101。

二、基于Simulink对调制-解调系统的仿真

2.1 BASK

2.1.1 仿真结构

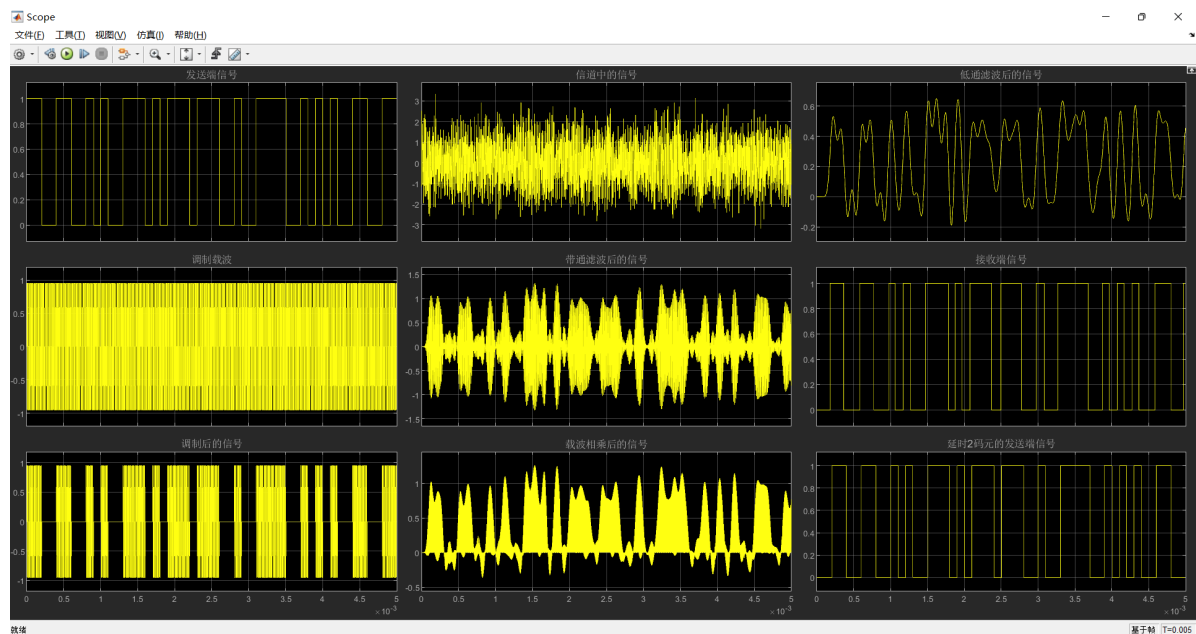


上图为BASK仿真系统的结构，可分为调制、信道、解调、输出、检测五大模块。

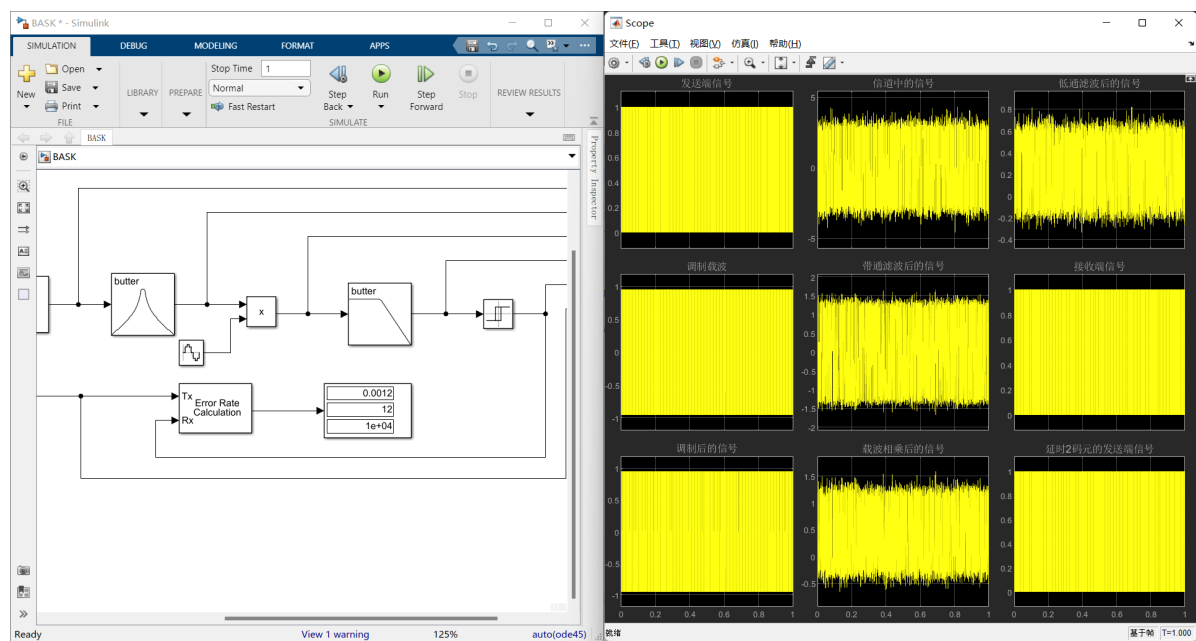
- **调制**
 - 【伯努利二进制数生成器】1秒设10k个采样点，即基带信号频率为10kHz。
 - 【正弦波】根据采样定理，采样点不能少于20k个；由于是模拟仿真，我们直接设100k个采样点。又因载波频率应远大于基带信号频率，所以我们取正弦波频率为100kHz。
- **信道**
 - 【加性高斯白噪声】模拟真实信道的噪声，这里设SNR=2。
- **解调**
 - 【带通滤波器】下通带截止频率为90kHz（载波频率-信号频率），上通带截止频率为110kHz（载波频率+信号频率）。
 - 【正弦波】由BASK原理可知，参数与调制载波严格一致。
 - 【低通滤波器】截止频率为10kHz（信号频率），因为要把200kHz左右的成分滤掉。
 - 【滞回比较器】阈值需要根据示波器输出进行调试，最终确定在0.25。
- **输出**
 - 【示波器】各端口代表意义见实验结果分析。
- **检测**
 - 【延时模块】接收端信号相比起发送端有一定延迟，所以要将原始信号延时一定时间再进行对比。
 - 【误码率计算器&显示器】显示总传输码元数、误码码元数、误码率。

其余参数均为软件默认值。

2.1.2 仿真结果

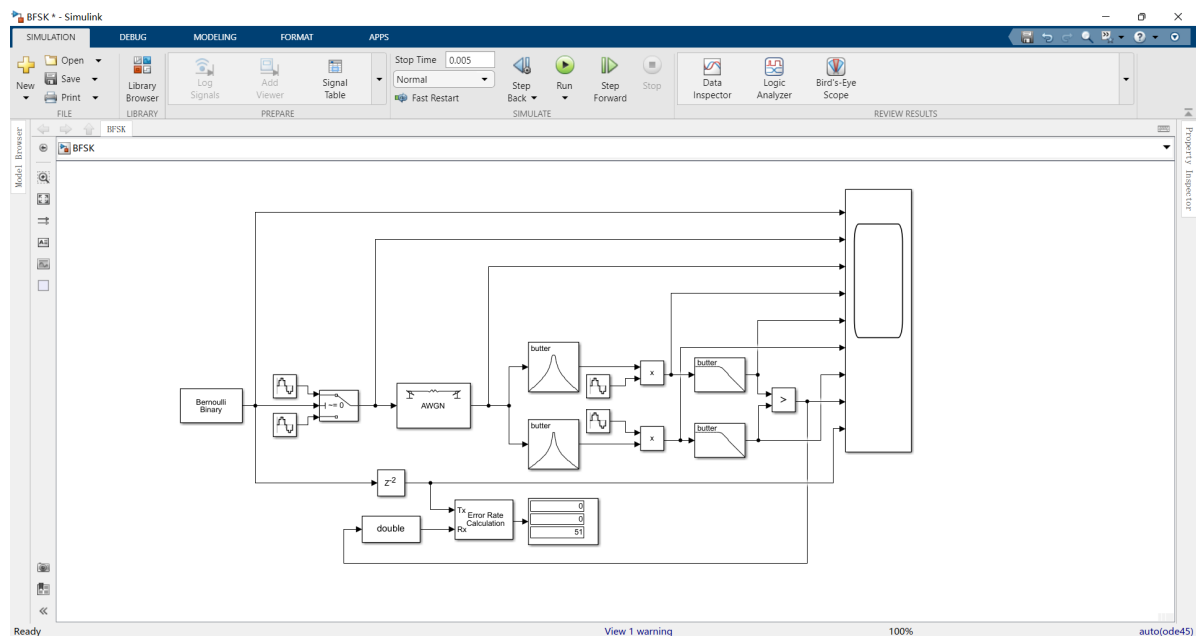


可以看到，调制后的信号、解调后的信号基本都与原理中所描述的一致。接收端最后能基本正确地还原发送端信号，误码率稳定在0.12%，延迟约2bps。



2.2 BFSK

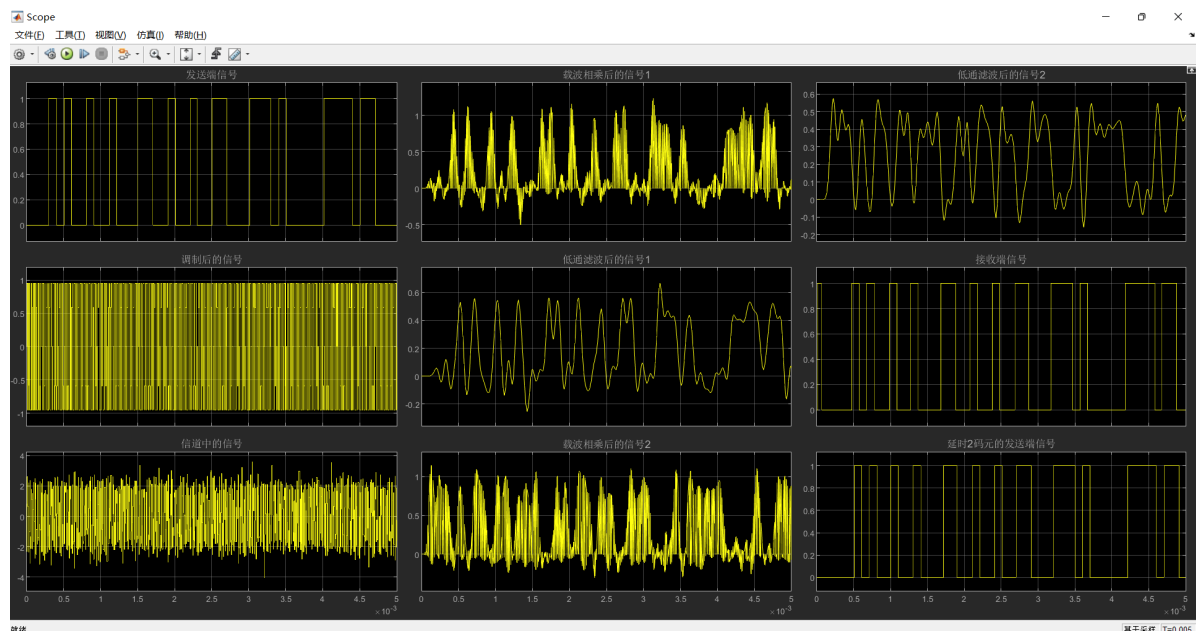
2.2.1 仿真结构



上图为BFSK仿真系统的结构，同样可分为调制、信道、解调、输出、检测五大模块。与BASK相同的器件参数在本处不再提及。

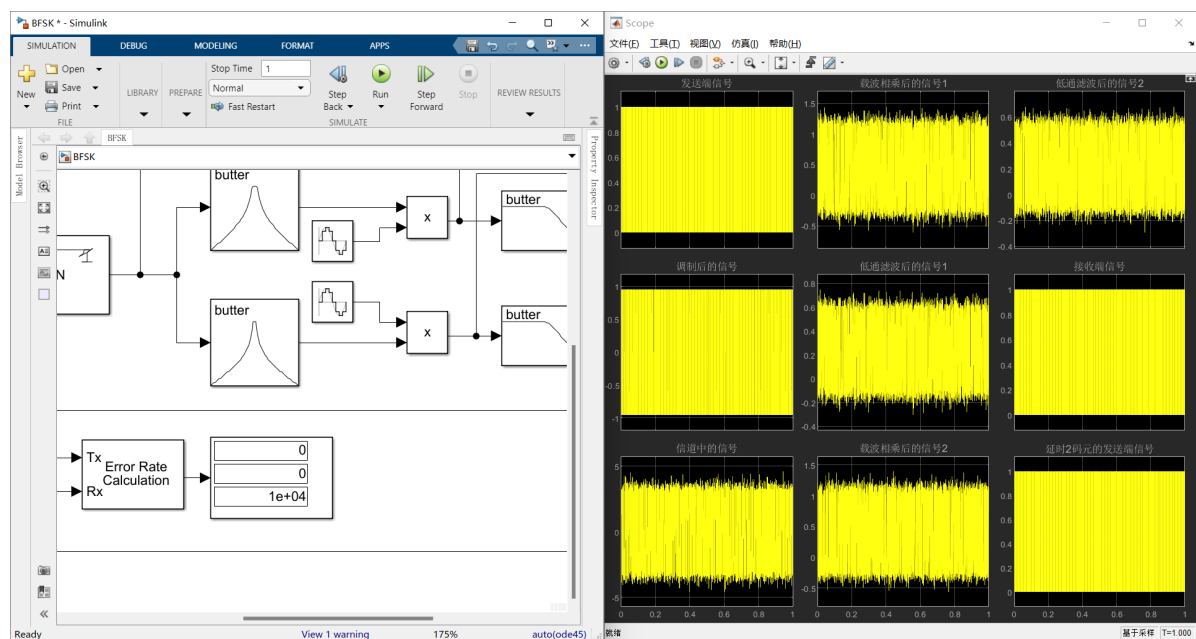
- **调制**
 - 【正弦波1】频率为100kHz。
 - 【正弦波2】频率为200kHz。
 - 【选择器】当输入为0时，选择200kHz载波；当输入为1时，选择100kHz载波。
- **解调**
 - 【带通滤波器1】下通带截止频率为90kHz（载波1频率-信号频率），上通带截止频率为110kHz（载波1频率+信号频率）。
 - 【带通滤波器2】下通带截止频率为190kHz（载波2频率-信号频率），上通带截止频率为210kHz（载波2频率+信号频率）。
 - 【正弦波1】由原理，与调制载波1严格一致。
 - 【正弦波2】由原理，与调制载波2严格一致。
 - 【“大于”计算器】当信号1大于信号2，输出1；反之输出2。
- **检测**
 - 【转换为double】由于“大于”计算器的结果是布尔类型，所以在输入误码率计算器前，先将其转换为浮点类型。

2.2.2 仿真结果



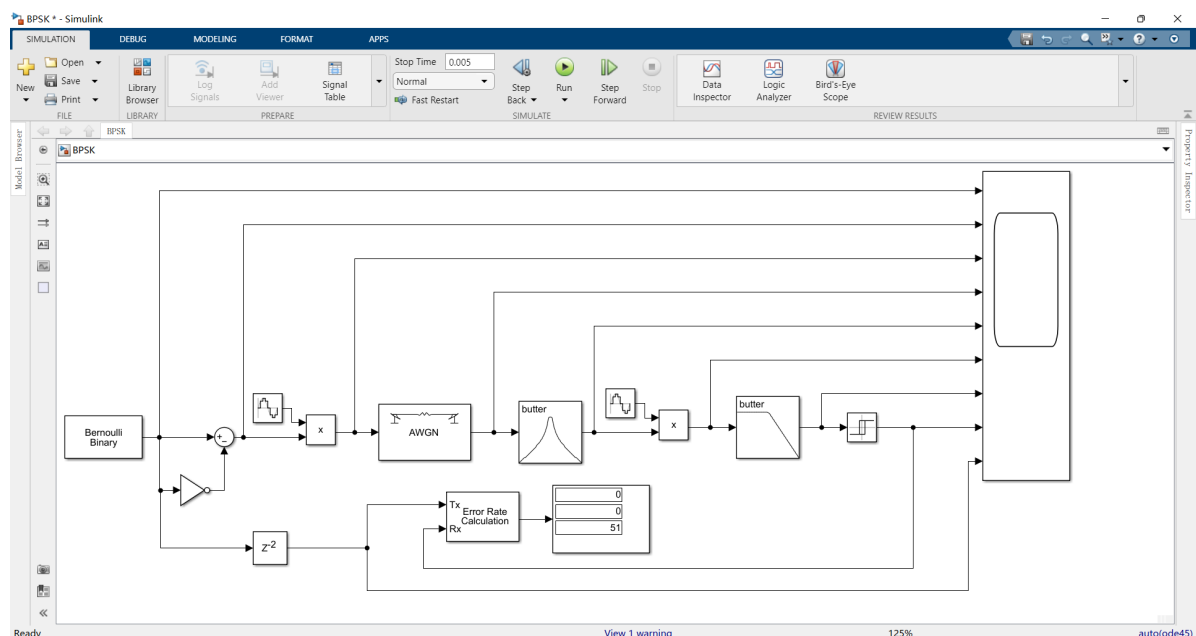
可以看到，调制后的信号、解调后的信号基本都与原理中所描述的一致。接收端最后能基本正确地还原发送端信号，误码率接近于0，延迟约2bps。

但在每次仿真的最开始，接收端都会出现一个高电平毛刺，这一毛刺经过我多次改变元件的尝试，均无法消除。推测其出现的原因是，发送端与接收端之间有延迟，在接收端收到第一个信号前，比较器的输入处于高阻状态，所以输出有异常。但这一毛刺对实际解调的结果没有影响，所以在总的仿真过程中，选择将其忽略不计。



2.3 BPSK

2.3.1 仿真结构

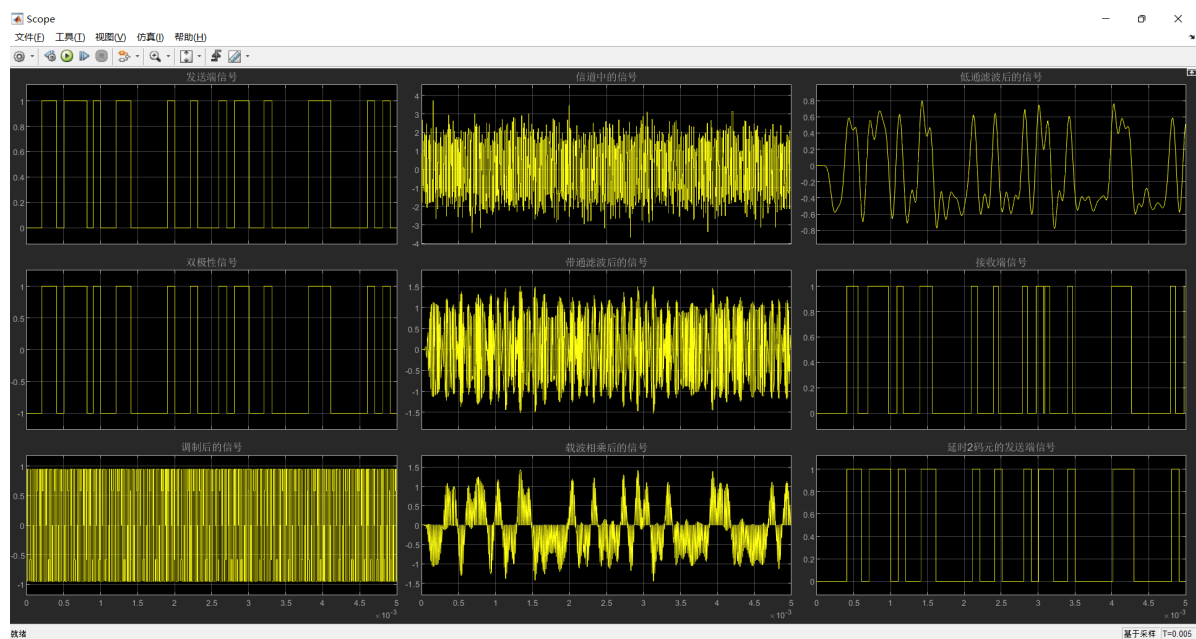


上图为BPSK仿真系统的结构，同样可分为调制、信道、解调、输出、检测五大模块。与上面相同的器件参数在本处不再提及。

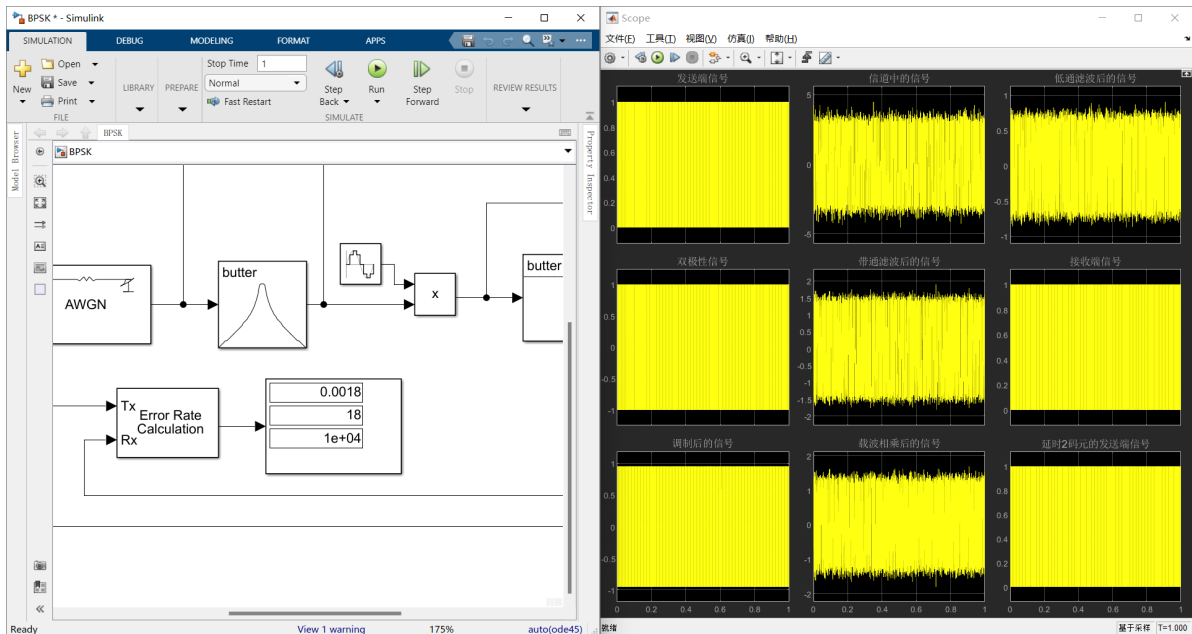
• 调制

- 【非运算&减法器】将单极性信号转换为双极性信号。原理： $f(x) = x - \bar{x}$, $f(1) = 1, f(0) = -1$ 。

2.3.2 仿真结果

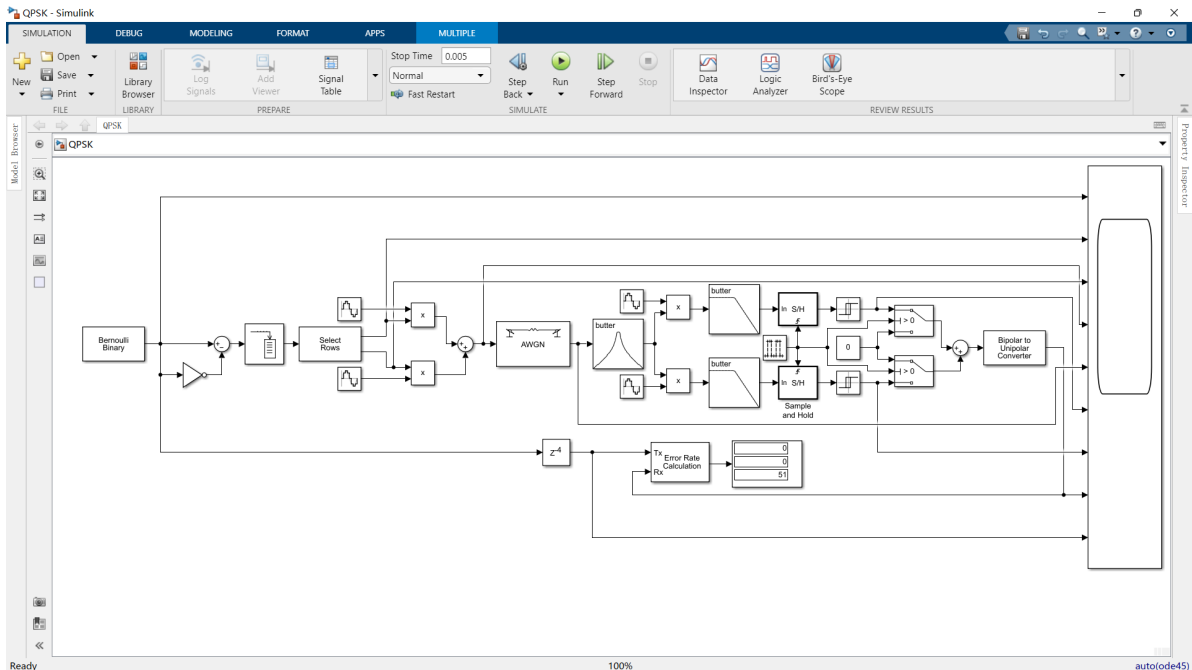


可以看到，调制后的信号、解调后的信号基本都与原理中所描述的一致。接收端最后能基本正确地还原发送端信号，误码率稳定在0.18%，延迟约2bps。



2.4 QPSK

2.4.1 仿真结构



上图为QPSK仿真系统的结构，同样可分为调制、信道、解调、输出、检测五大模块。与上面相同的器件参数在本处不再提及。

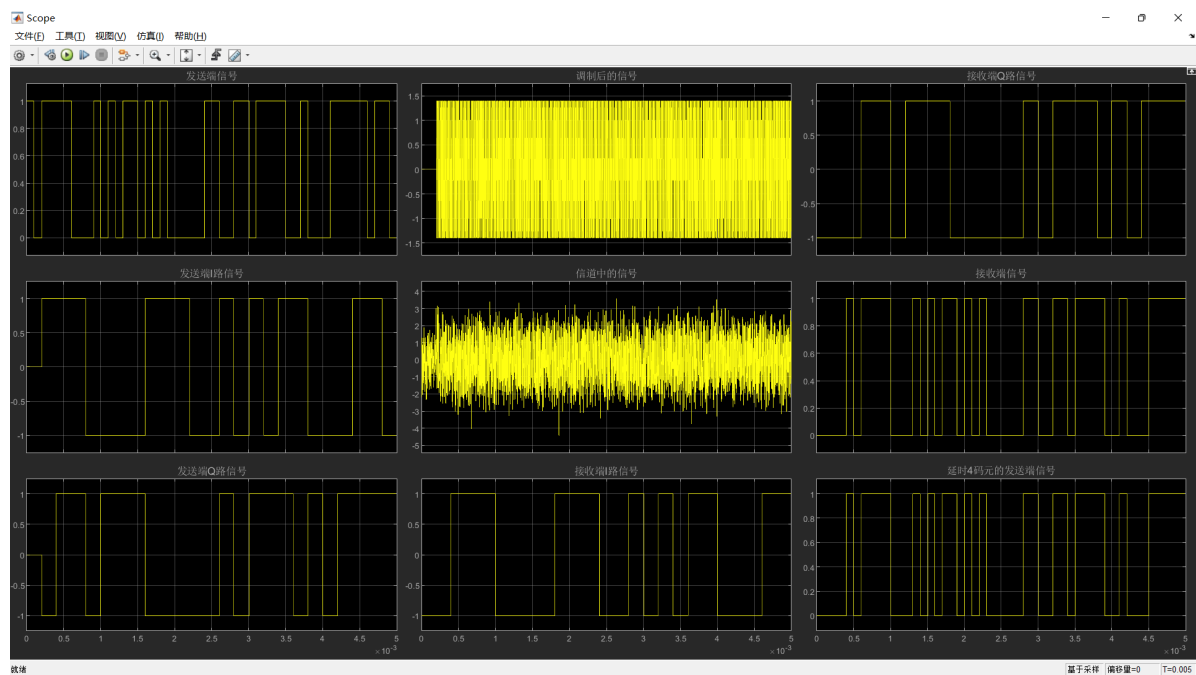
• 调制

- 【缓冲器】缓存若干信号后，将其作为多行向量输出。容量设为2。
- 【多端口选择器】将多行向量输出至多路。由于要分开奇偶位，所以Indices Index设为{1,2}。
- 【正弦波1】频率为100kHz，初相 $\frac{\pi}{2}$ 。
- 【正弦波2】频率为100kHz，初相 π 。

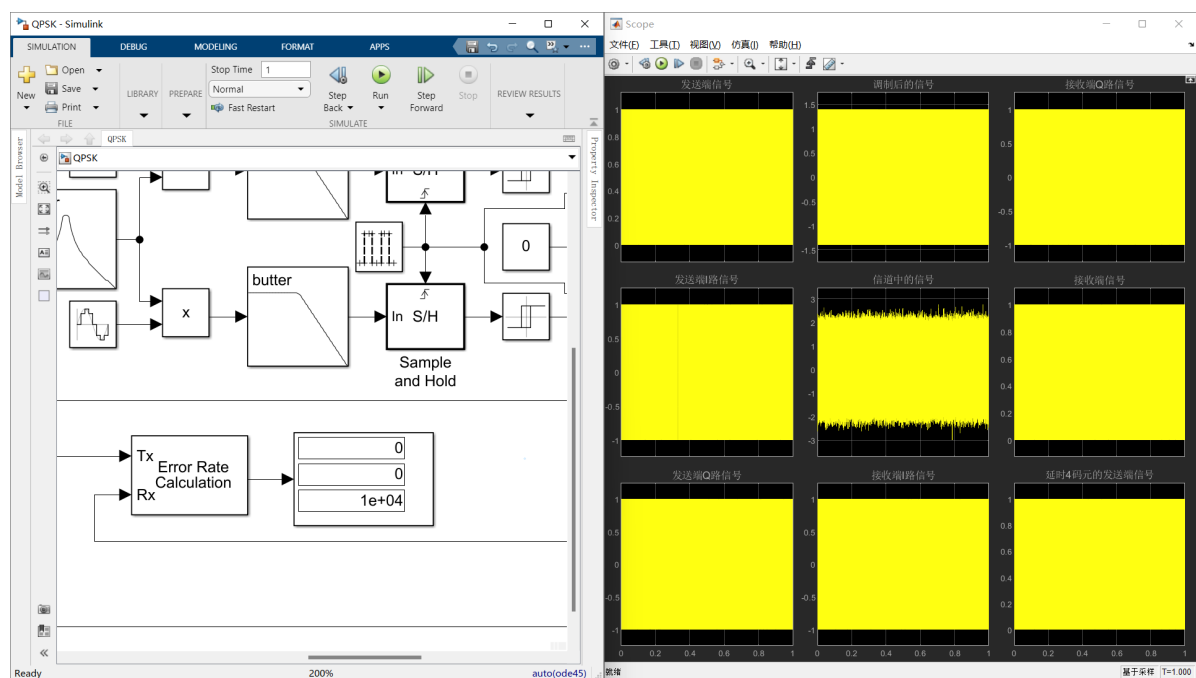
• 解调

- 【脉冲生成器】以采样为参数基准，周期为2，单次脉冲宽1，初相为0，采样时间为 $\frac{1}{10000}$ 。
- 【采样保持器】在信号的上升沿采样并保持。
- 【开关】使用脉冲激励，有脉冲时输出I路信号，无脉冲时输出Q路信号。
- 【双极性到单极性转换模块】将双极性信号转换为单极性信号。

2.4.2 仿真结果

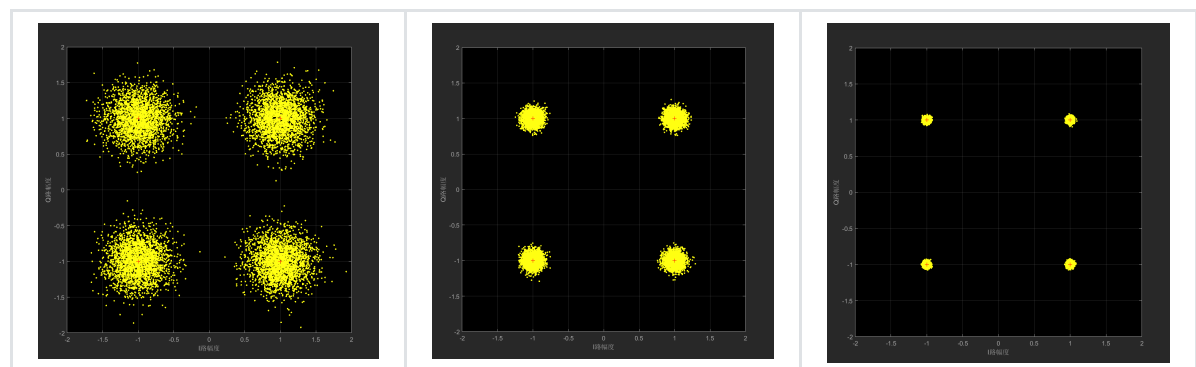


可以看到，调制后的I路、Q路信号、解调后的信号基本都与原理中所描述的一致。接收端最后能基本正确地还原发送端信号，误码率接近于0，延迟约4bps。



2.4.3 星座图

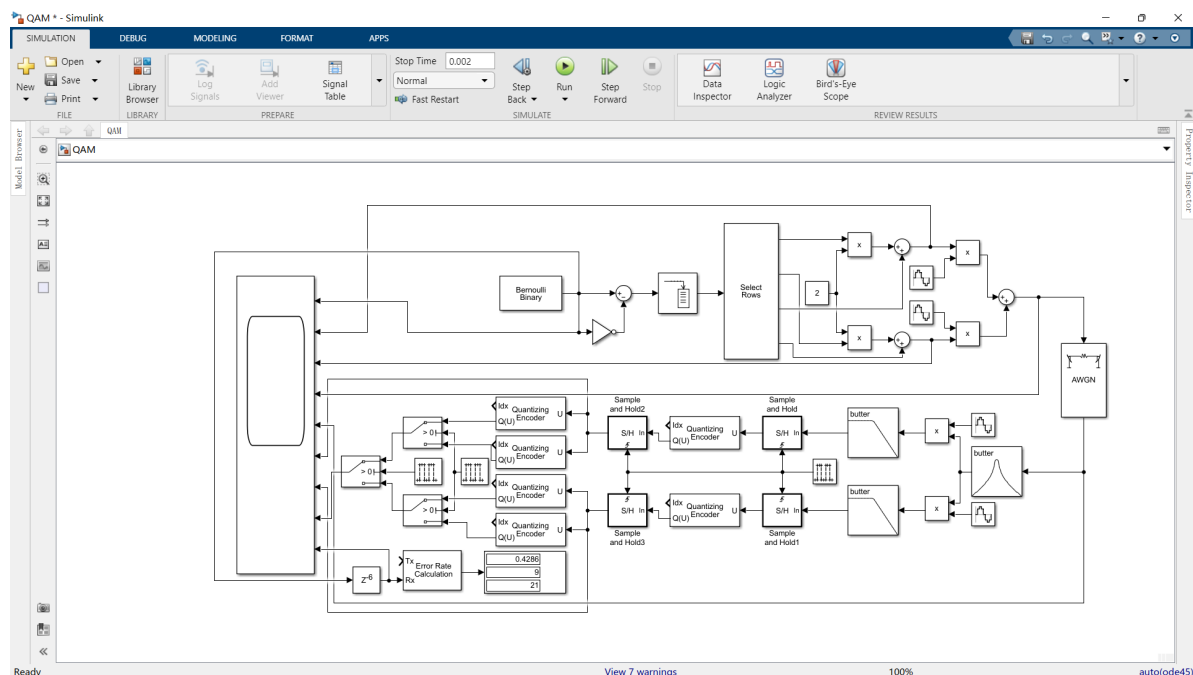
我们使用Simulink内置的星座图模块，绘制10000个点，每个点为1次采样；分别在不同信噪比下绘制并观察。下图从左至右分别是SNR=10、20、30的情况。



实际调制生成的点围绕在基准点（红色“+”号）附近；I路、Q路幅度均为1，与载波幅度相符；随着信噪比的提高，有明显的收敛至一点的趋向。这说明QPSK调制是成功的。

2.5 16-QAM

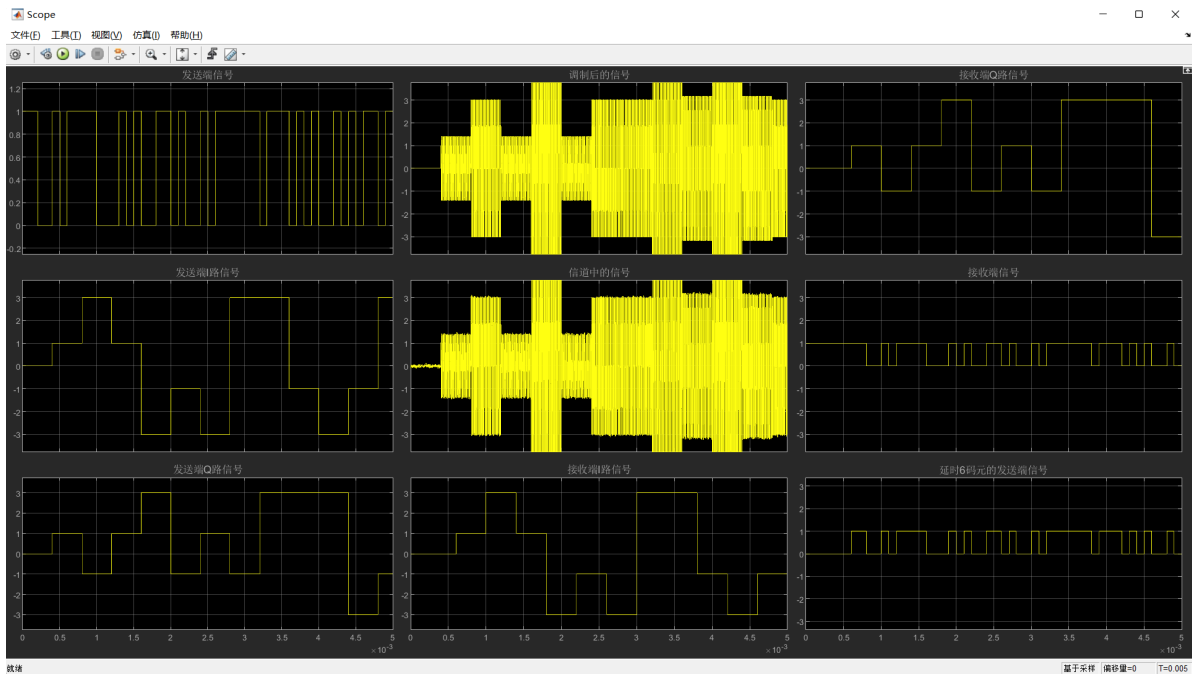
2.5.1 仿真结构



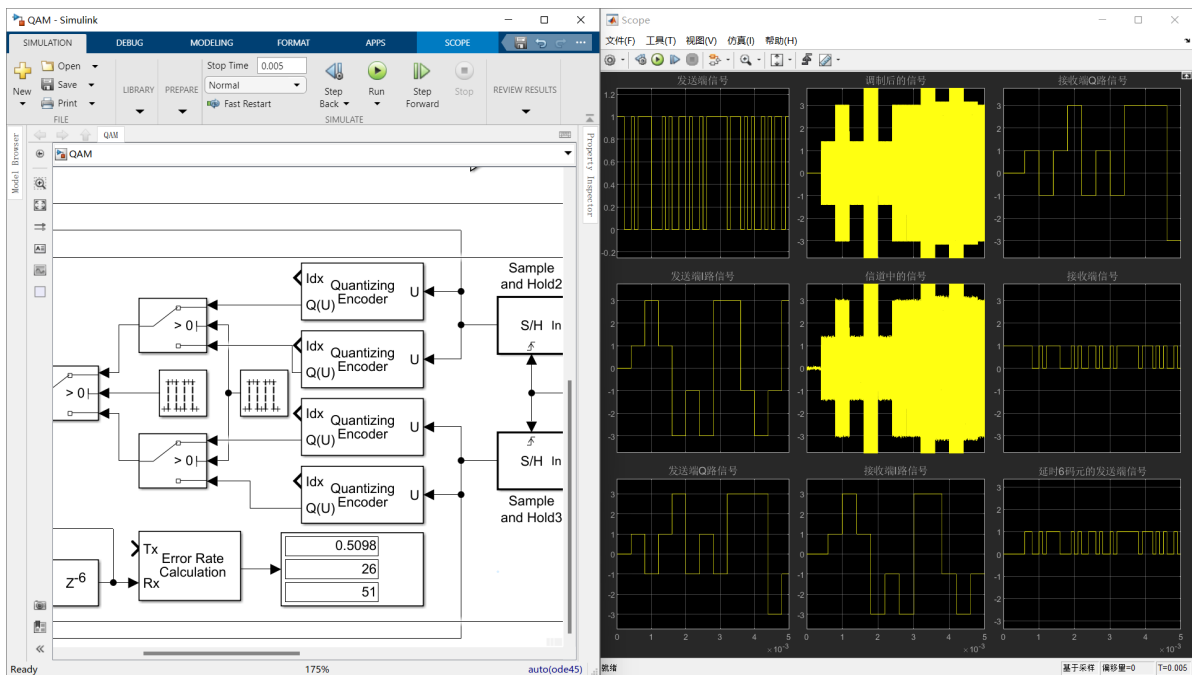
上图为QAM仿真系统的结构，同样可分为调制、信道、解调、输出、检测五大模块。与上面相同的器件参数在本处不再提及。

- **调制**
 - 【缓冲器】一次调制4比特，所以容量设为4。
 - 【多端口选择器】分离奇偶位，Indices Index设为{1,2,3,4}，然后1、3位，2、4位分别做逻辑运算。
 - 【乘法器、常数2】通过运算 $2s - t$ 实现2-4电平的映射。
- **解调**
 - 【脉冲生成器（右）】以采样为参数基准，周期为2，单次脉冲宽1，初相为6（适配码元延迟），采样时间为 $\frac{1}{10000}$ 。
 - 【量化模块（右，2个）】阈值设为[-1.9,0,1.9]，各段输出为[-3,-1,1,3]。
 - 【量化模块（左，第1、3个）】阈值设为[-2,0,2]，各段输出为[0,0,1,1]。
 - 【量化模块（左，第2、4个）】阈值设为[-2,0,2]，各段输出为[0,1,0,1]。
 - 【脉冲生成器（中）】用于合并每路的解码信号。以采样为参数基准，周期为4，单次脉冲宽2，初相为6（适配码元延迟），采样时间为 $\frac{1}{10000}$ 。
 - 【脉冲生成器（左）】用于合并I路、Q路的2比特信号。以采样为参数基准，周期为2，单次脉冲宽1，初相为6（适配码元延迟），采样时间为 $\frac{1}{10000}$ 。

2.5.2 仿真结果

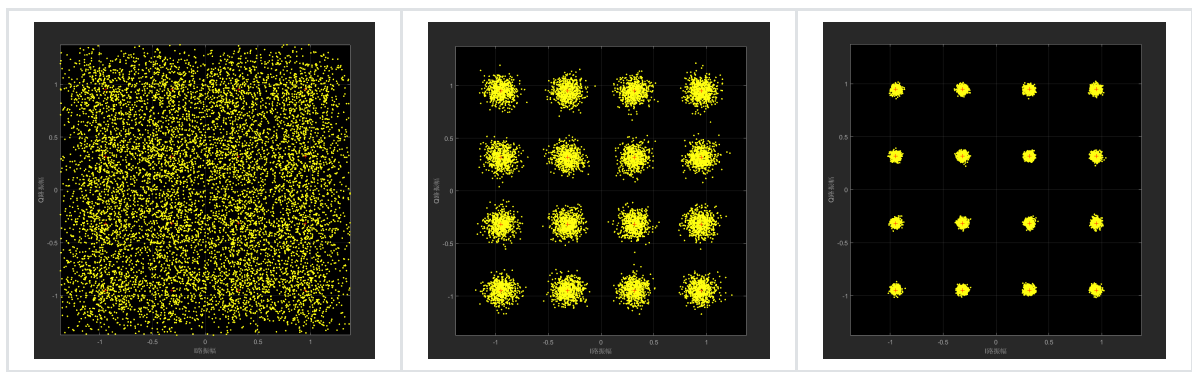


可以看到，调制后的I路、Q路信号、解调后的信号基本都与原理中所描述的一致；但接收端在未接收到任何信号前，输出恒为1，导致恒有6比特误码，但这对于实际信号没有影响，我们对此忽略不计。在仿真的过程中，我们发现这6比特误码会导致误码率计算器错误显示误码百分比，在信号完全正确的情况下，依然会有额外计算入内的误码。因此本处我们不再使用计算器来检验误码率。



2.5.3 星座图

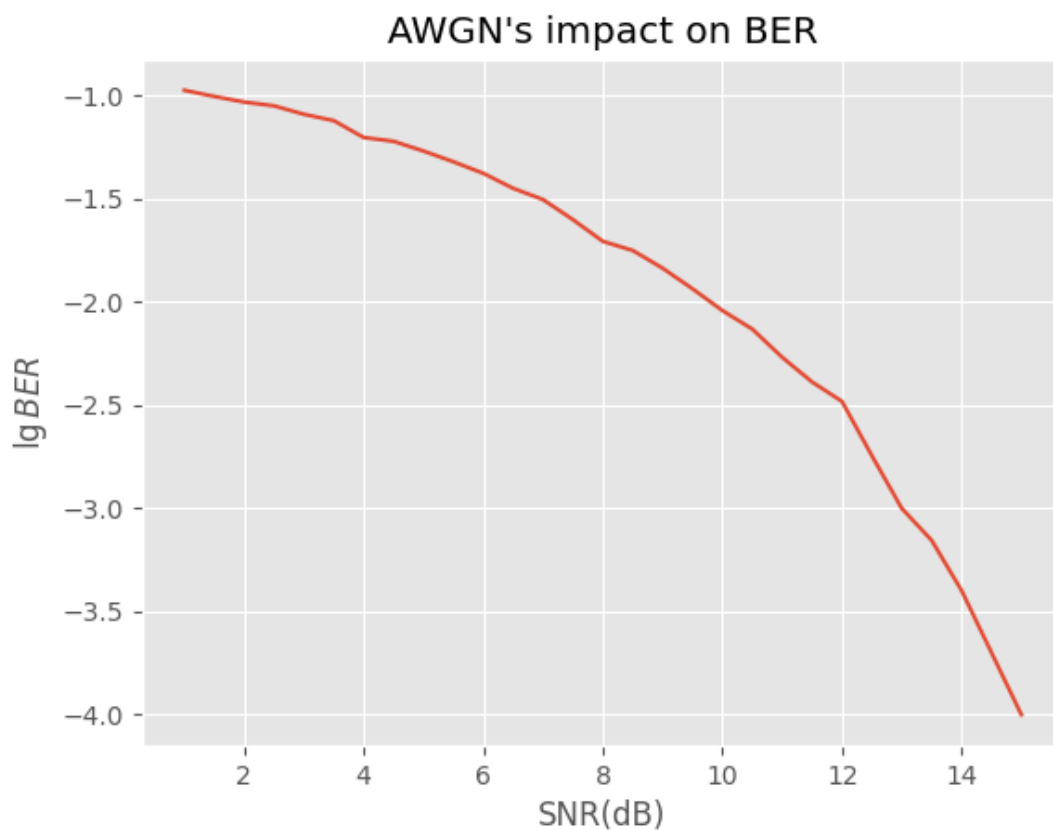
我们使用Simulink内置的星座图模块，绘制10000个点，每个点为1次采样；分别在不同信噪比下绘制并观察。下图从左至右分别是SNR=10、20、30的情况。



当 $\text{SNR}=10$ ，16-QAM有极大的偏差，容易产生误码；随着 SNR 不断增大，实际调制生成的点逐渐围绕在基准点（红色“+”号）附近，并且有明显的收敛至一点的趋向。这说明QAM调制是成功的。

三、信道环境对信号的影响

我们容易知道，信噪比 SNR 越高，误码率 BER 应当越低。现以BPSK仿真为例，改变AWGN的 SNR ，记录每次对应的 BER 并绘图。（绘图源代码见附录）



可以看到，结果与预测基本一致：信噪比越高，误码率越低。当 $\text{SNR}=15$ 时，误码率已经低于万分之一。

四、QPSK与QAM的区别与优势

4.1 QPSK与QAM的区别

- QPSK是4电平编码，一个码元包含2个比特；16-QAM是16电平编码，一个码元包含4个比特。
- QPSK只是用正交载波对奇偶位分别进行调制，调制仅限于相位；16-QAM在正交载波基础上还使用4ASK进一步调制，调制包括相位和幅度。
- 为了达到相同的误码率，16-QAM相比于QPSK，需要更高的信噪比——从星座图角度理解，这是因为16-QAM的基准点间的距离比QPSK更近，更容易出现误判。

4.2 QPSK与QAM的优势

它们都使用多电平编码，将高速的信号转换为低速信号（QPSK将速度降至 $\frac{1}{2}$ ，16-QAM将速度降至 $\frac{1}{4}$ ）。所以，在信道容量不变的情况下，发送端可以以更高的速率发送信号。单位时间传输的信息量越大，频谱利用率也越高。

五、附录

5.1 SNR-BER绘图源码

```
import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np

plt.style.use(['ggplot', 'fast'])

SNR = np.arange(1, 15.5, 0.5)
BER = np.array([
    1.064e-1, # 1.0
    9.929e-2, # 1.5
    9.329e-2, # 2.0
    8.939e-2, # 2.5
    8.139e-2, # 3.0
    7.579e-2, # 3.5
    6.279e-2, # 4.0
    6.019e-2, # 4.5
    5.399e-2, # 5.0
    4.790e-2, # 5.5
    4.210e-2, # 6.0
    3.560e-2, # 6.5
    3.140e-2, # 7.0
    2.510e-2, # 7.5
    1.970e-2, # 8.0
    1.780e-2, # 8.5
    1.460e-2, # 9.0
    1.160e-2, # 9.5
    9.099e-3, # 10.0
    7.399e-3, # 10.5
    5.399e-3, # 11.0
    4.100e-3, # 11.5
    3.300e-3, # 12.0
    1.800e-3, # 12.5
    9.999e-4, # 13.0
    6.999e-4, # 13.5
    4.000e-4, # 14.0
    2.000e-4, # 14.5
    1.000e-4, # 15.0
])

BERlg = np.log10(BER)

plt.title("AWGN's impact on BER")
plt.xlabel('SNR(dB)')
plt.ylabel('$\lg$BER$')
plt.yticks(np.arange(-4, 0, 0.5))

plt.plot(SNR, BERlg)
plt.show()
```