

# LTE全系统仿真



带宽:  $B = 20MHz$

信道采样率:  $f_s = 40MHz$

载波频率:  $2GHz$

子载波个数: 1602

子载波带宽:  $B_s = \frac{20MHz}{1602} = 12.484KHz$

传输速率:  $20Mbps \sim 60Mbps$

均方时延:  $\sigma_\tau^2 = E(\tau^2) - (\bar{\tau})^2 = 4.264us^2$

相干带宽:  $B_c = 1/5\sigma_\tau = 97KHz$

$$B \gg B_c$$

频率选择性衰落、时间非选择性衰落

符号周期:  $T_s = 1/\Delta f = 1602/20MHz = 80.1us$

最大多普勒频偏:  $f_m = 111Hz$

相干时间:  $T_c \approx 0.423/f_m = 0.004s$

$$T_s \ll T_c$$

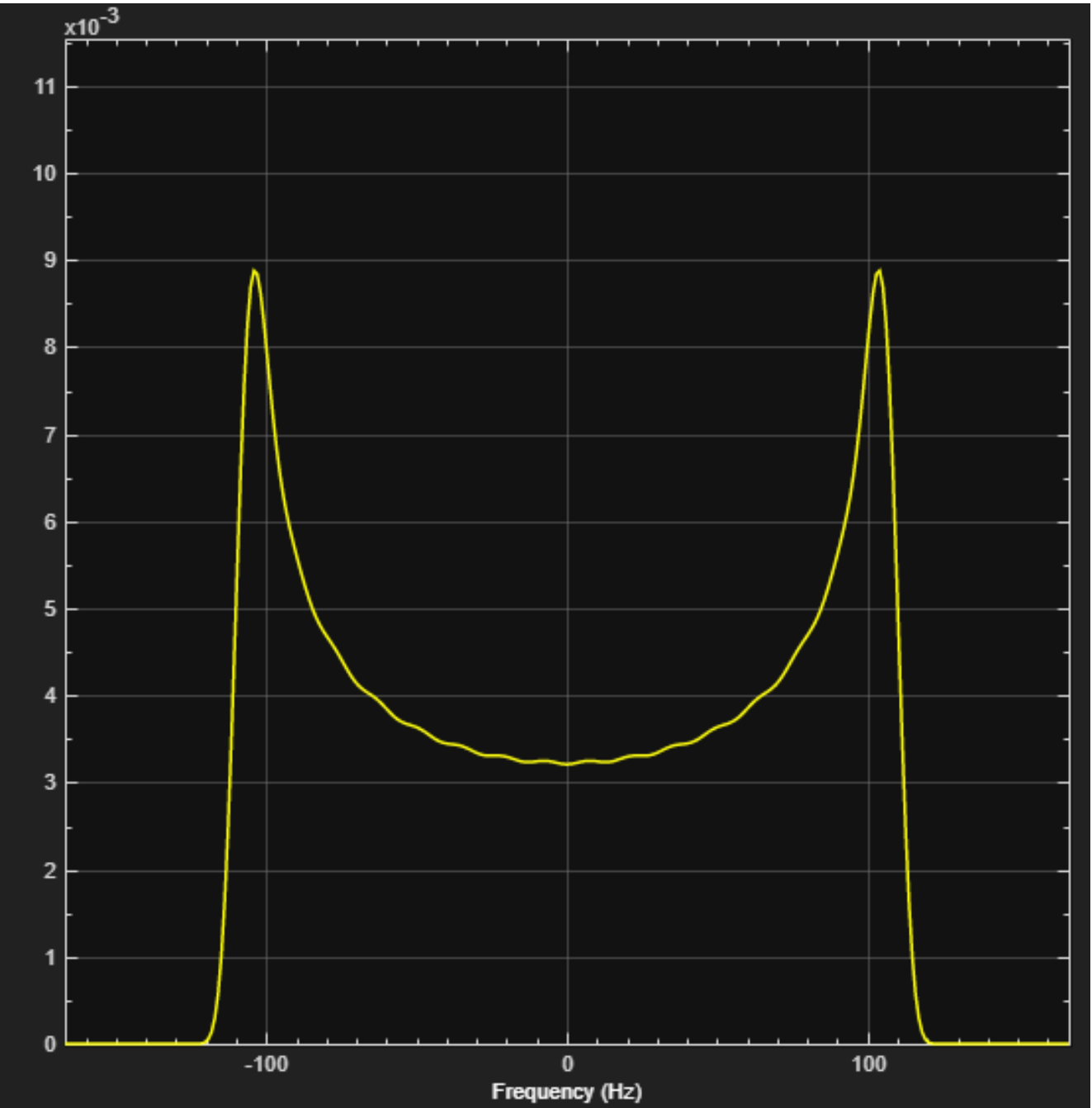
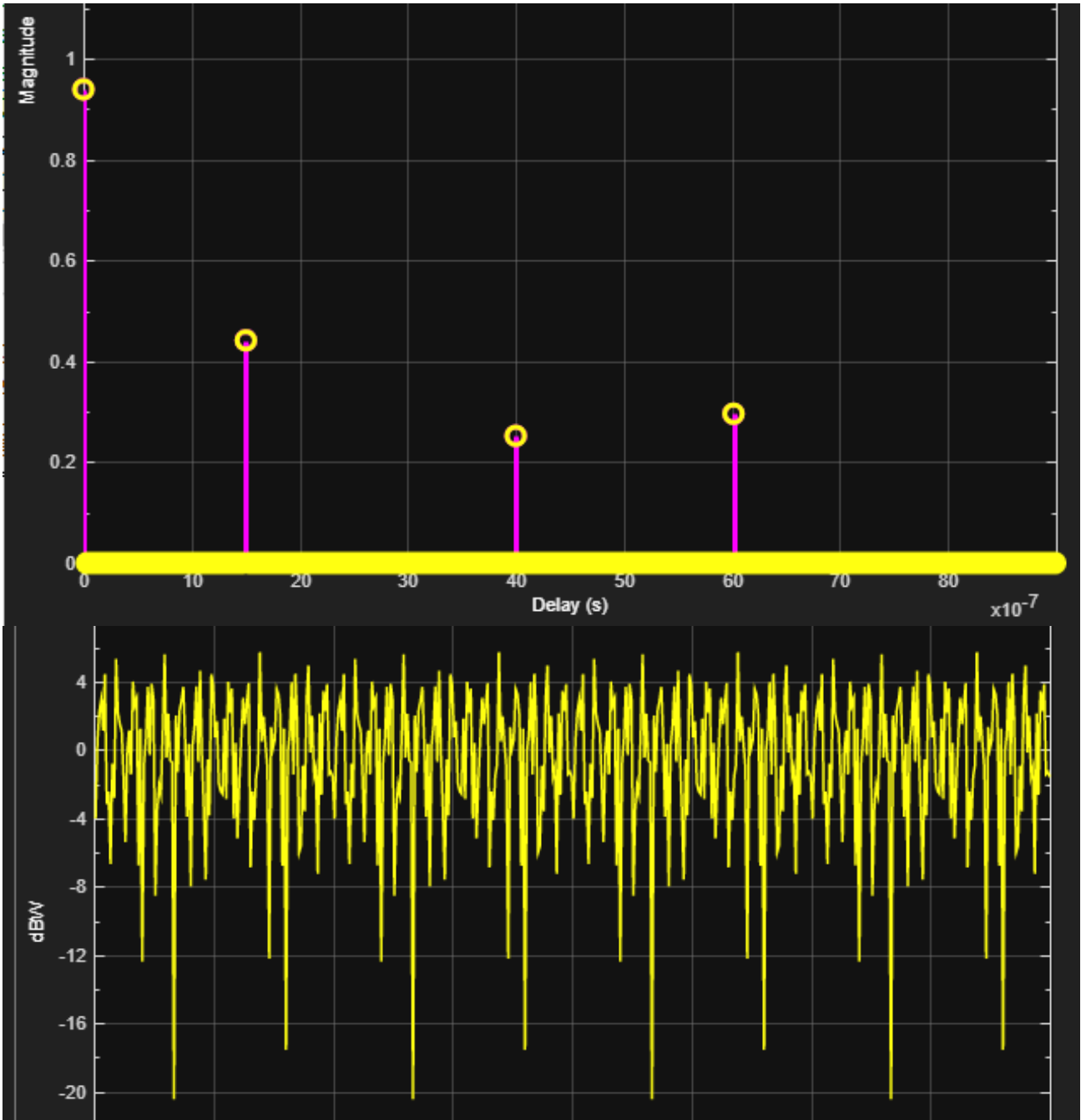
最大导频间隔:  $B_c / B_s = 97/12.48 = 8$

最小保护间隔:  $\tau_{max} \times f_s = 360$

晶振频偏:  $1ppm \times 2GHz = 2KHz$

频域交织深度:  $d > B_c / B_s \approx 8$  (76)

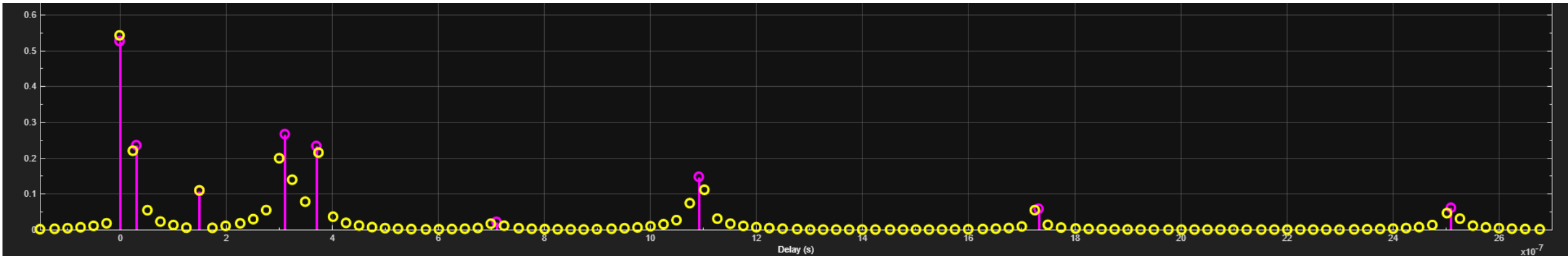
信道条件(SISO)



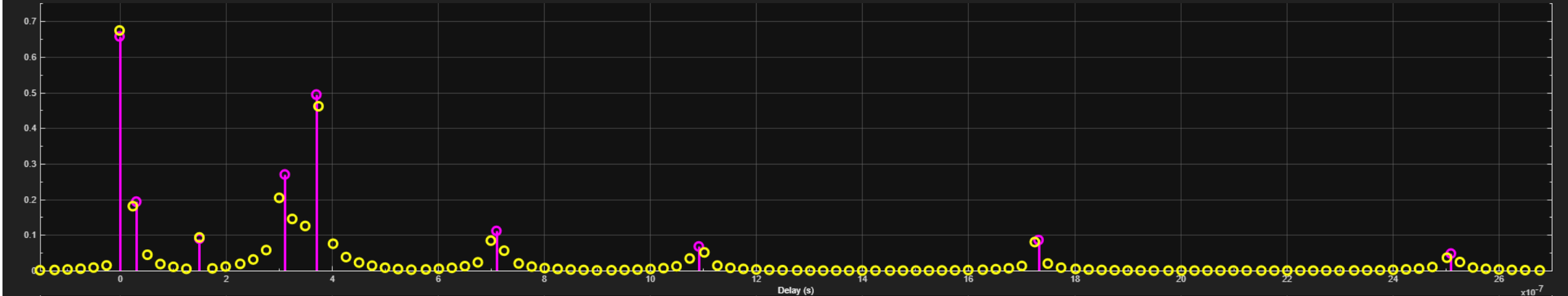
相对时延	相对功率dB
0	0.0
1.5us	-3
4us	-6
6us	-9
9us	-15

信道条件(MIMO EVA5Hz)

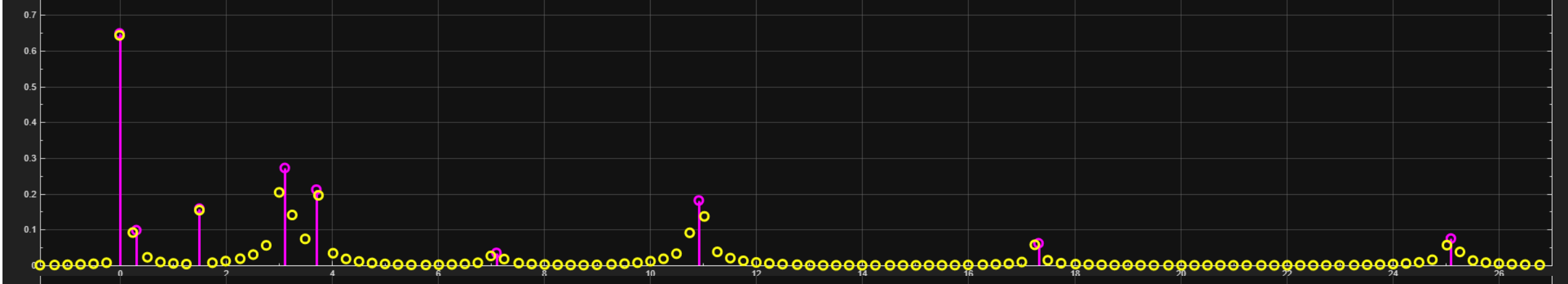
1->1



2->1



1->2

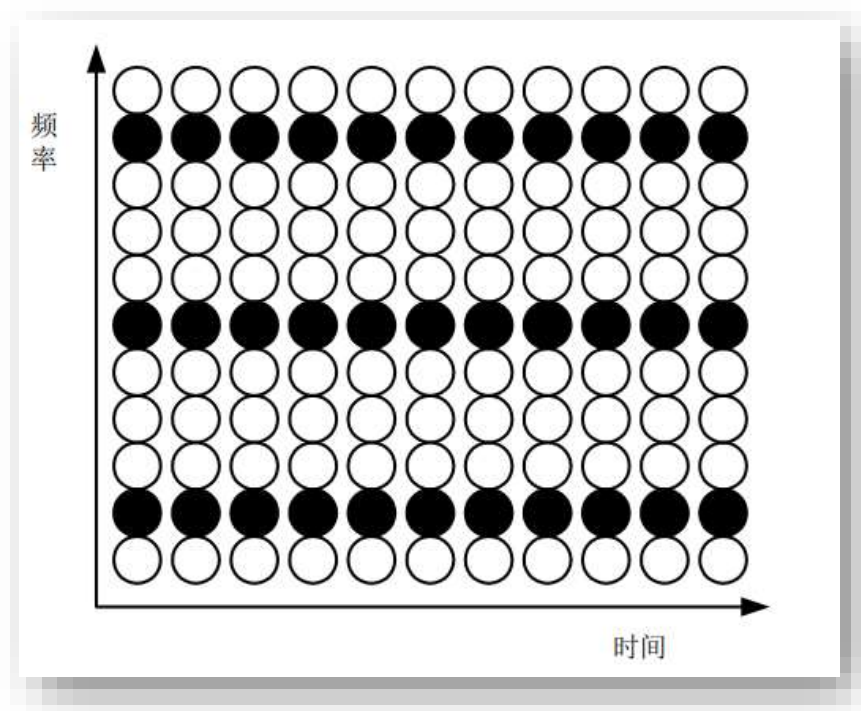


2->2



相对时延	相对功率dB
0	0.0
30ns	-1.5
150ns	-1.4
310ns	-3.6
370ns	-0.6
710ns	-9.1
1090ns	-7.0
1730ns	-12.0
2510ns	-16.9

## 导频估计与信道均衡



SISO导频设计

线性  
插值

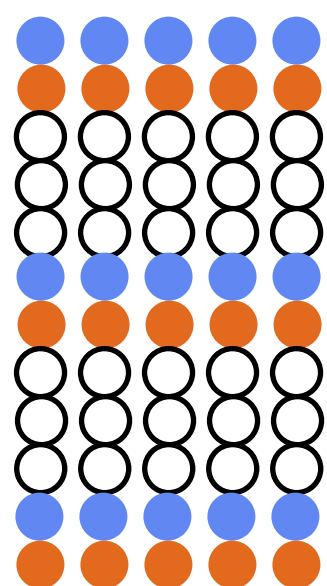


$$= \hat{H}$$

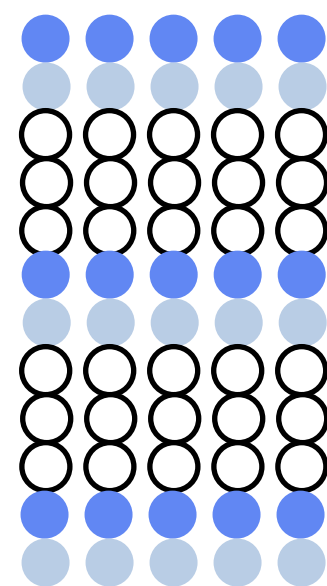
MMSE



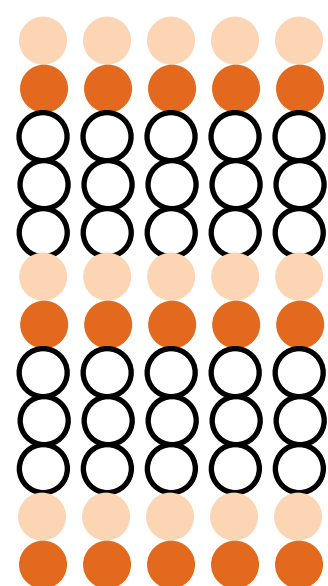
$$\hat{Y} = Y(\text{conj}(\hat{H}))./((\text{conj}(\hat{H}).* \hat{H}) + nVar)$$



MIMO导频设计



天线1导频

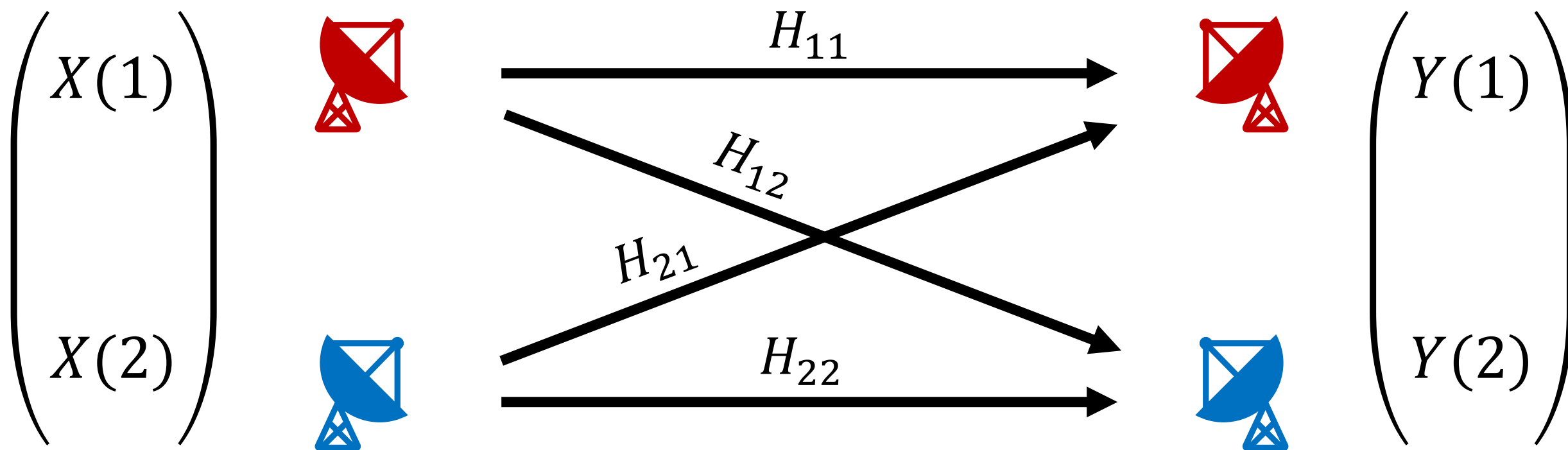


天线2导频

在MIMO的导频设计中，天线1与天线2需要保持正交导频，以避免天线间的导频干扰（浅色为空）。

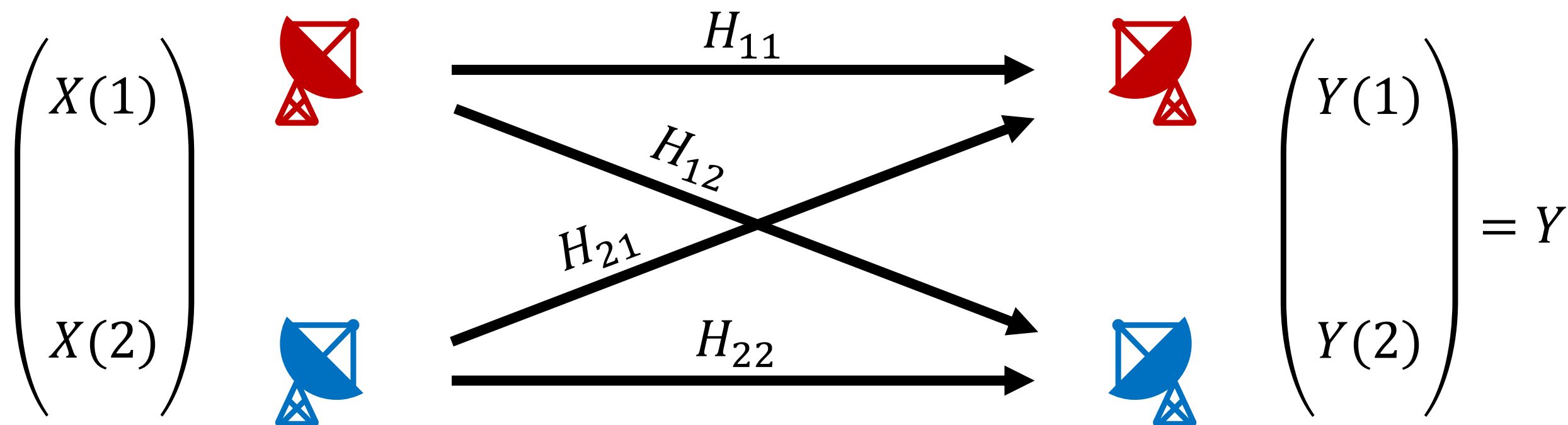


## MIMO信道最大似然估计



$$\begin{pmatrix} Y(1) \\ Y(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X(1) \\ X(2) \end{pmatrix} \xrightarrow{\text{信道估计}} \begin{pmatrix} \hat{Y}(1) \\ \hat{Y}(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{H}_{11} & \hat{H}_{21} \\ \hat{H}_{21} & \hat{H}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X(1) \\ X(2) \end{pmatrix}$$

$$\arg \min [d(Y - \hat{Y})], X(1)X(2)$$



以BPSK为例:

枚举天线1、天线2发送序列的所有可能: (1,1) (1,-1) (-1,1) (-1,-1)

$$\begin{pmatrix} \hat{H}_{11} & \hat{H}_{21} \\ \hat{H}_{21} & \hat{H}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{11}(1) \\ \hat{Y}_{11}(2) \end{pmatrix} = \hat{Y}_{11}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{H}_{11} & \hat{H}_{21} \\ \hat{H}_{21} & \hat{H}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{1-1}(1) \\ \hat{Y}_{1-1}(2) \end{pmatrix} = \hat{Y}_{1-1}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{H}_{11} & \hat{H}_{21} \\ \hat{H}_{21} & \hat{H}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{-11}(1) \\ \hat{Y}_{-11}(2) \end{pmatrix} = \hat{Y}_{-11}$$

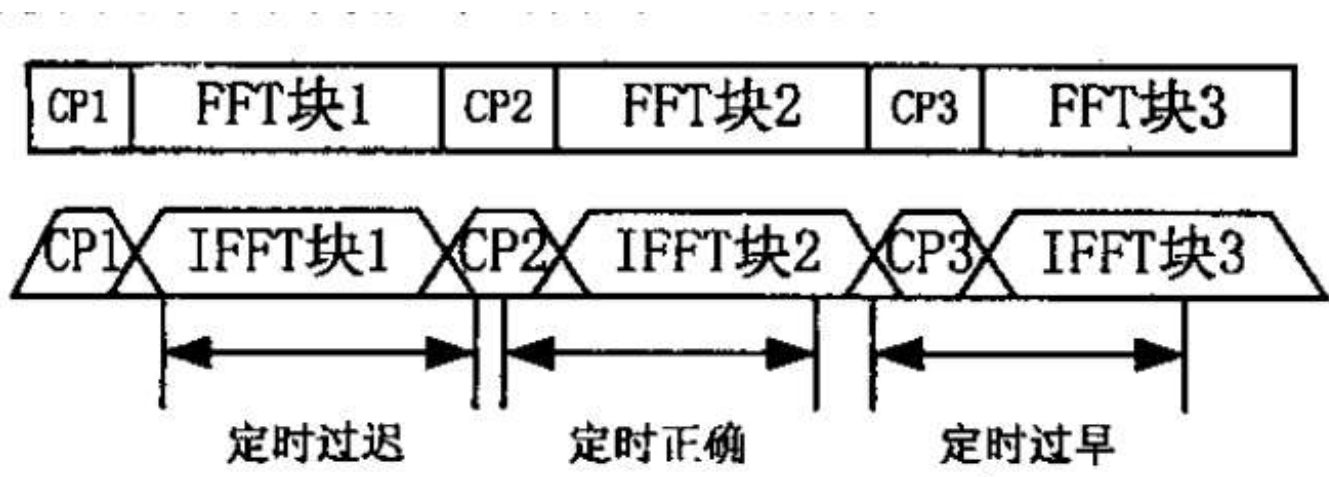
$$\begin{pmatrix} \hat{H}_{11} & \hat{H}_{21} \\ \hat{H}_{21} & \hat{H}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{-1-1}(1) \\ \hat{Y}_{-1-1}(2) \end{pmatrix} = \hat{Y}_{-1-1}$$

$$\arg \min [d(Y - \hat{Y}_{11}), d(Y - \hat{Y}_{1-1}), d(Y - \hat{Y}_{-11}), d(Y - \hat{Y}_{-1-1})], X(1)X(2)$$

# 时间同步模块

时间同步重要性:

OFDM系统接收端数据恢复过程，定时起点的选择非常重要，否则会引入符号间干扰（ISI）和载波间干扰（ICI）



- 定时过早、定时过晚：IFFT运算会涉及前(过早)后(过晚)两个符号ISI
- 定时合适：IFFT运算只涉及本符号中点数
- IFFT块截取起点与时延扩展起点对齐(非最强径)

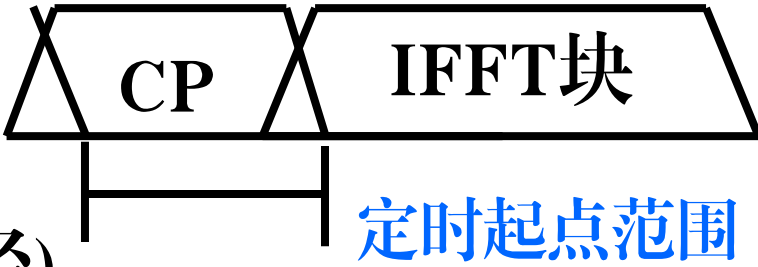
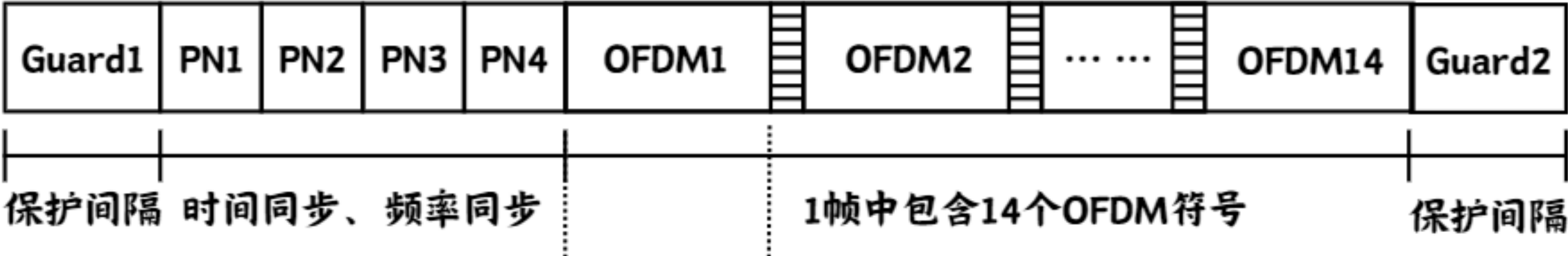


图 1 OFDM 块的不同定时

OFDM帧同步 同步序列选择：PN序列

```
%% PN序列生成
h = commsrc.pn('GenPoly',[9 5 0],'NumBitsOut',K);%长度: 510 [9 5 0]
Hpn=generate(h);
```





# 时间同步模块

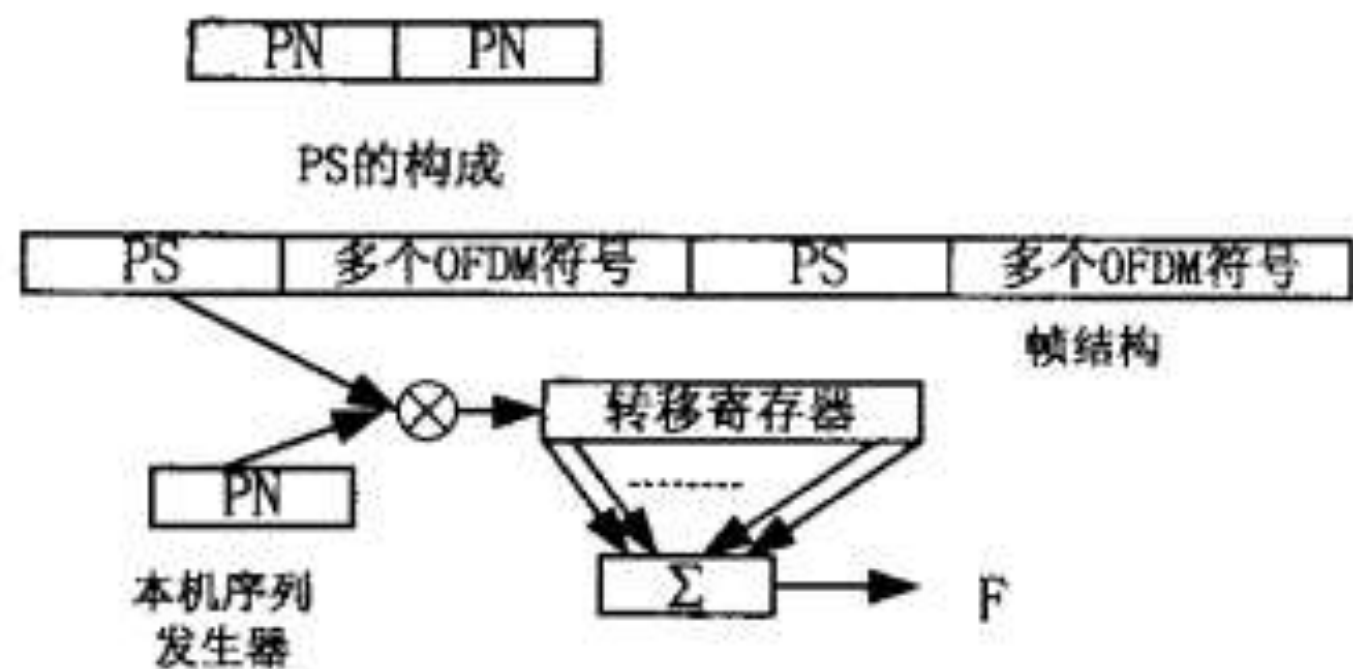
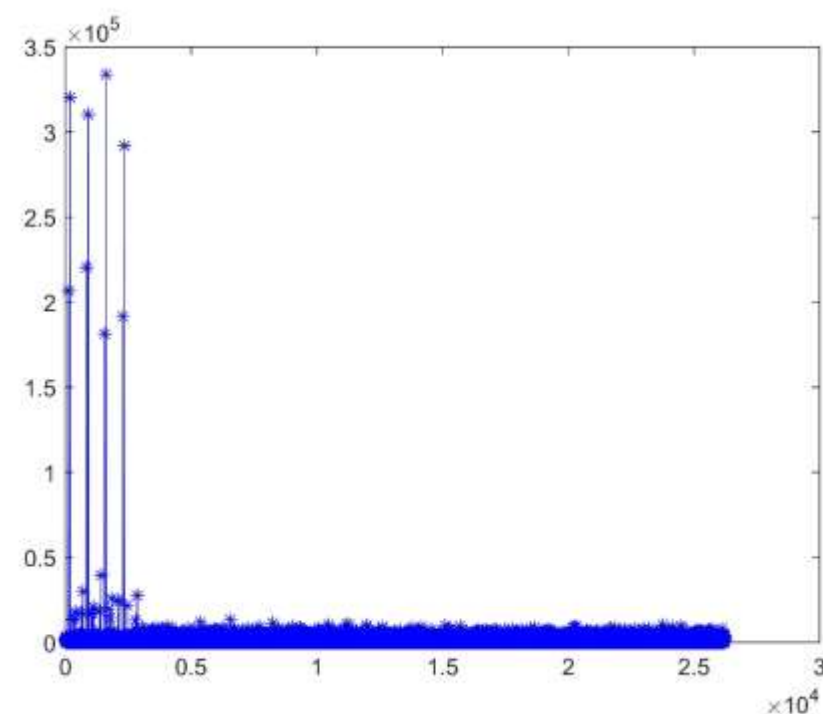


图2 OFDM 的帧结构及相关函数的计算



问题一：

由于多径效应存在多个**相关峰(假峰)**

问题二：

**主径**不一定是强度最强路径，而排除码间干扰需要主径作为起点

解决办法：

- 1、设置**门限**
- 2、通过K=510，确定**PN组**
- 3、通过排序得到，**最小值**位置设定为**主径起点**



# 基于PN序列的频率同步

CORDIC ( Coordinate Rotation Digital Computer ) 算法

频率同步			
PN1"	PN2"	PN3"	PN4"
	互相关	互相关	互相关
PN1"*	PN2"*	PN3"*	

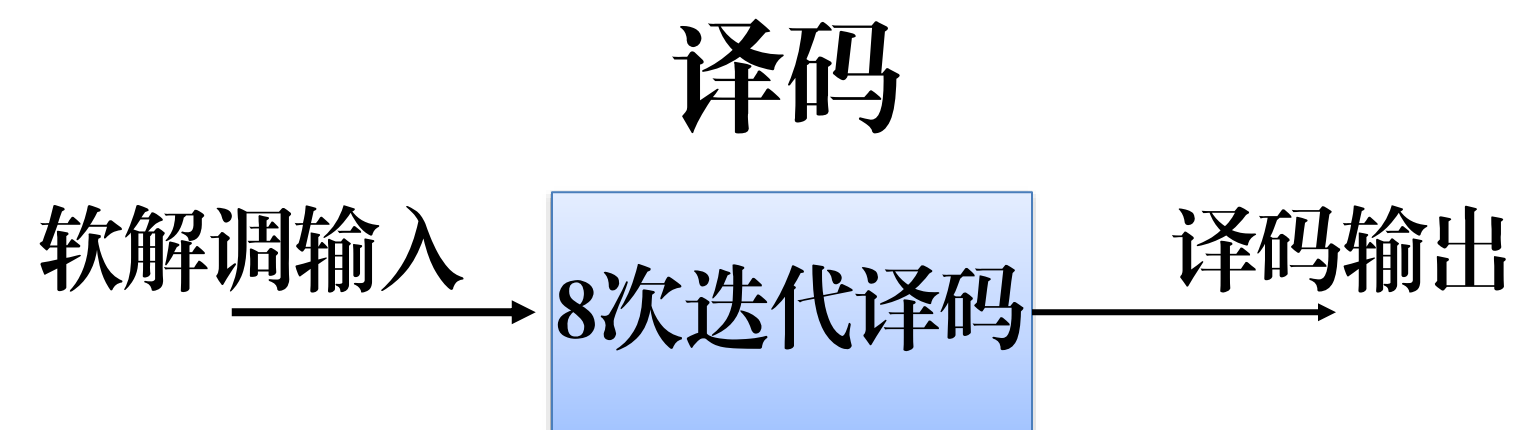
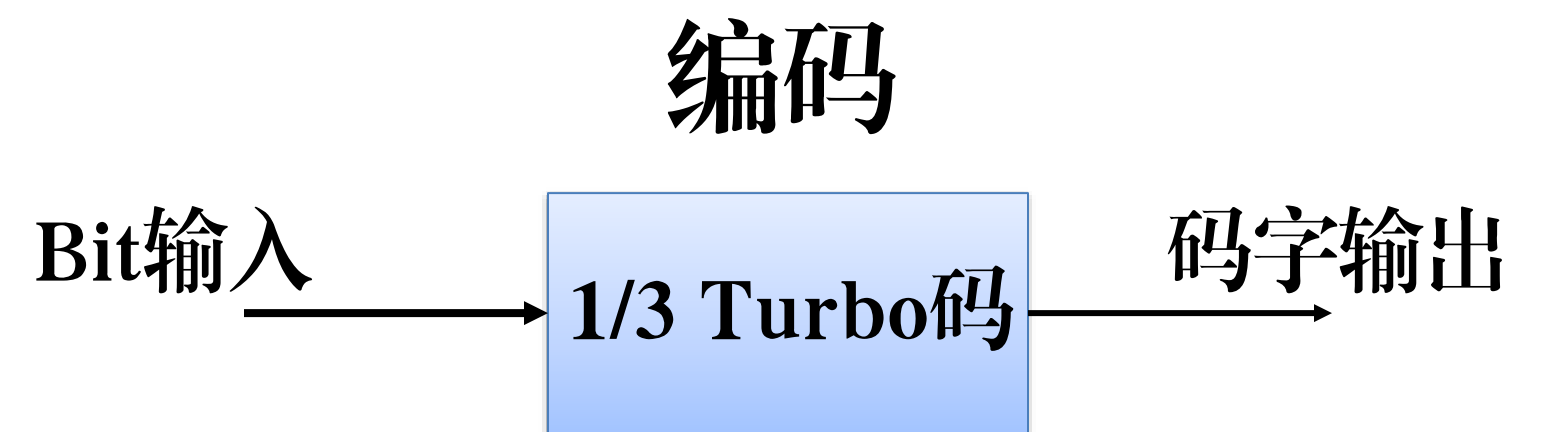
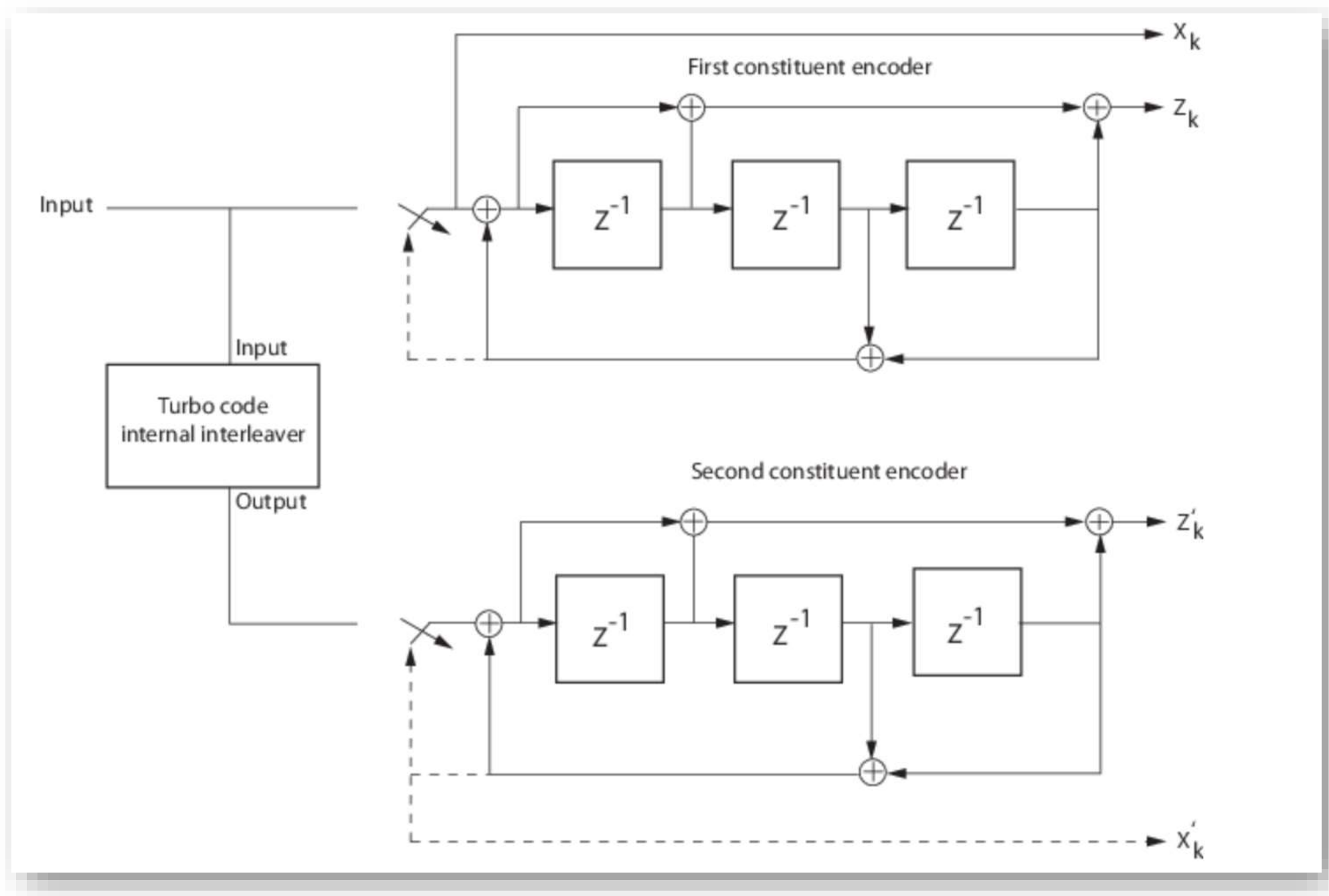
K=510

$$\begin{cases} PN * conj ( PN ) = 1 \\ PN'' = PN * e^{phase} \\ phase = 2j * \pi * fd * Ts * cont_i \end{cases}$$

$$\begin{aligned} R_{xy} &= PN1'' * conj(PN2'') \\ &= (PN1) * e^{phase1} * conj(PN2) * e^{-phase2} \\ &= e^{phase1-phase2} \\ &= e^{j2\pi fdTs*(cont1-cont2)} \\ &= e^{j2\pi fdTs*(-K)} \end{aligned}$$

$$phase_{compensation} = R_{xy} * \frac{1}{2\pi * K * Ts}$$

# Turbo编码





误码率时高时低

一换种子误码率就变



# ARQ模块

采用等待重传机制

发送



接收

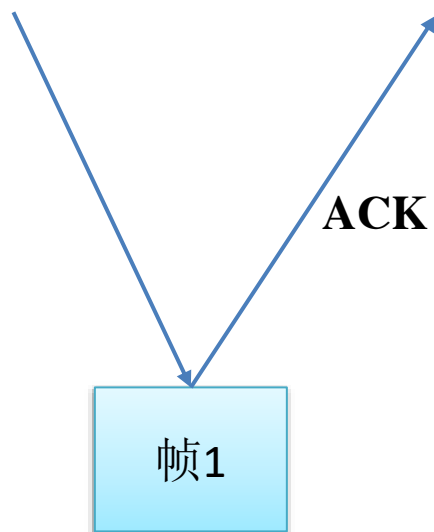


# ARQ模块

采用等待重传机制

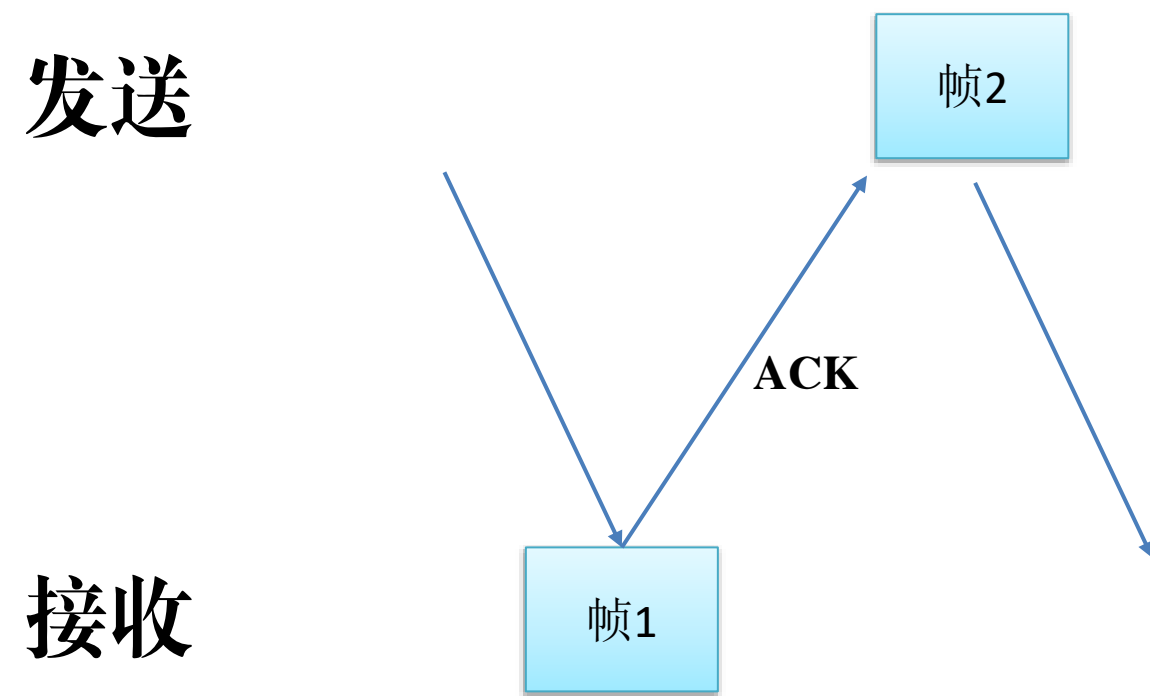
发送

接收



# ARQ模块

采用等待重传机制



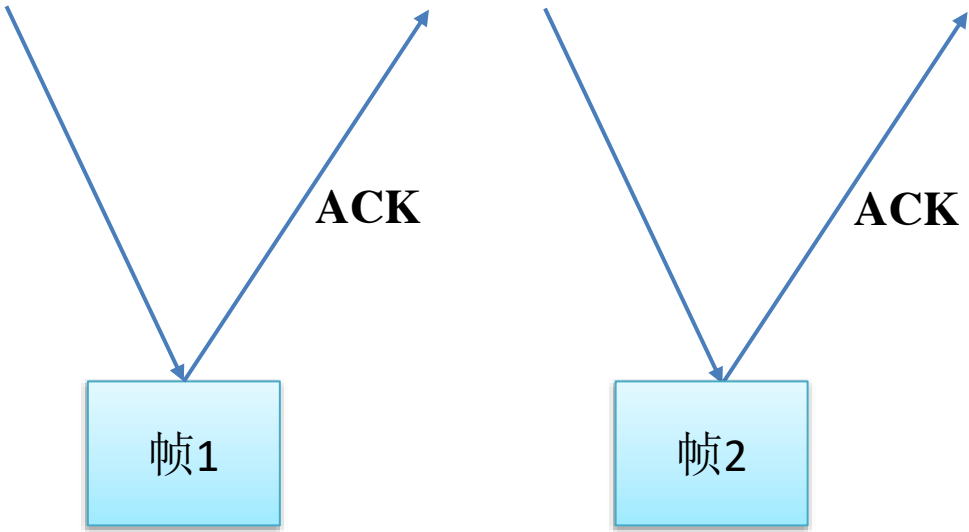


# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收

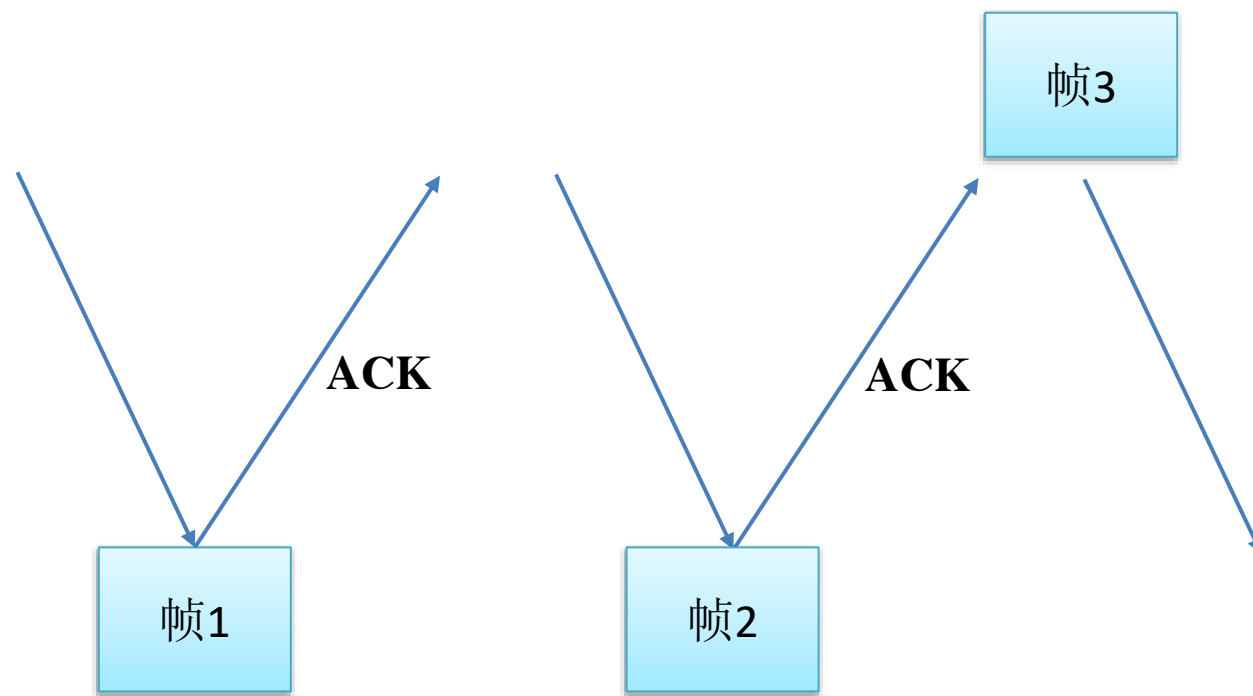


# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收



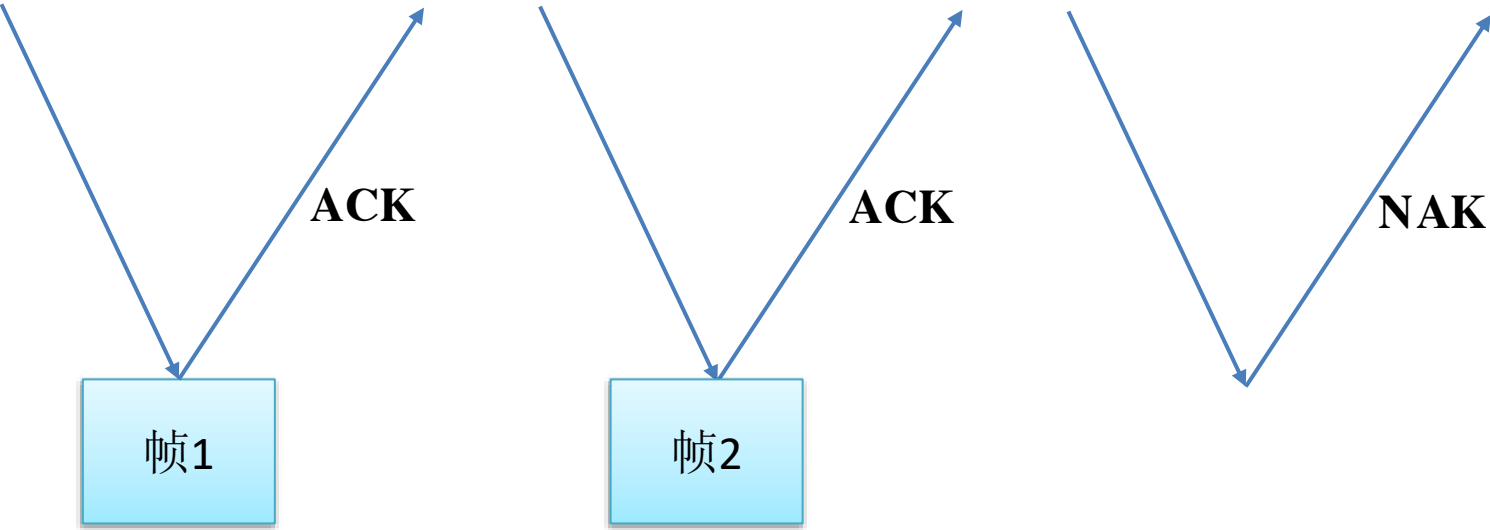


# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收





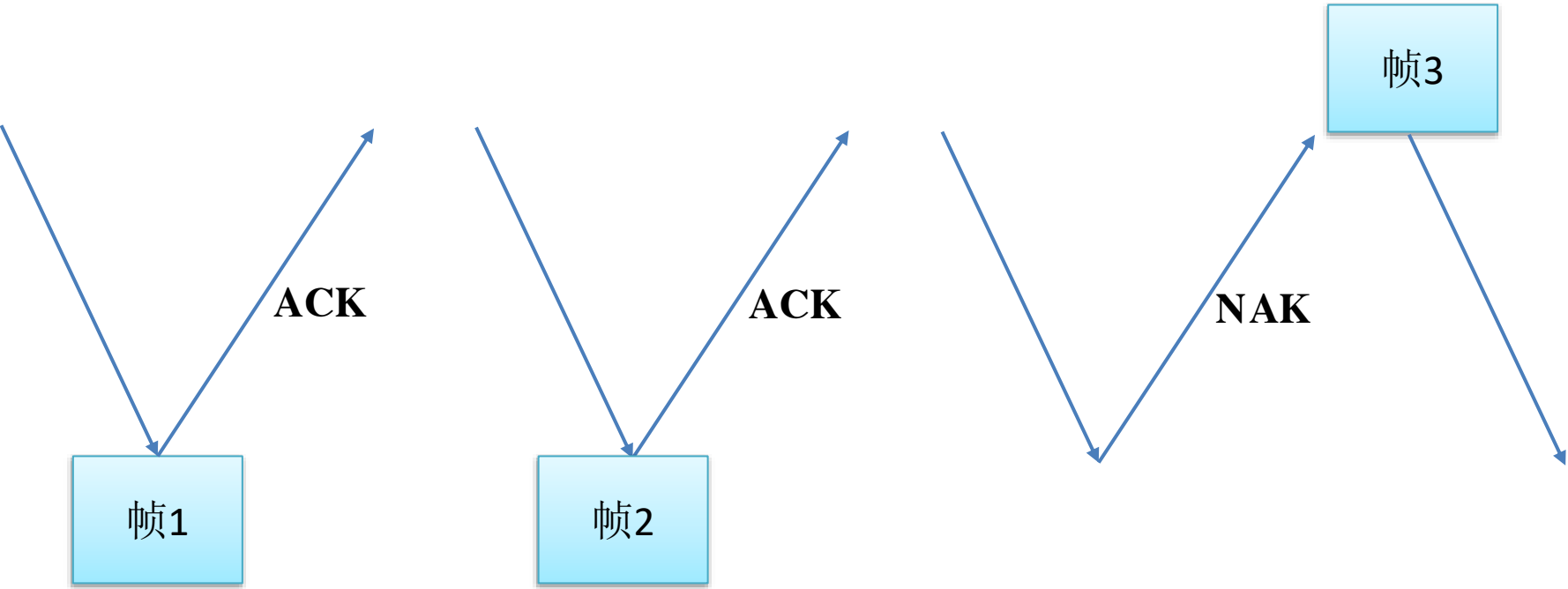


# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收



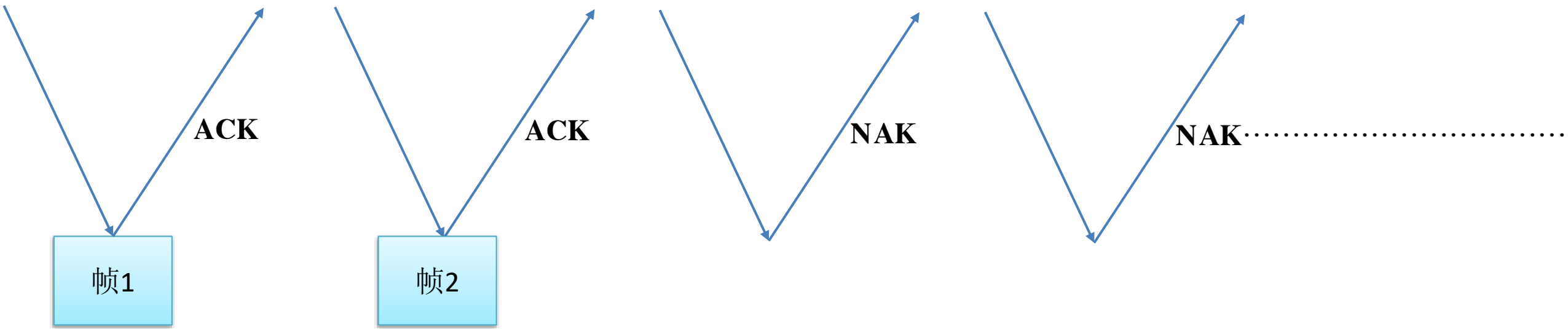


# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收



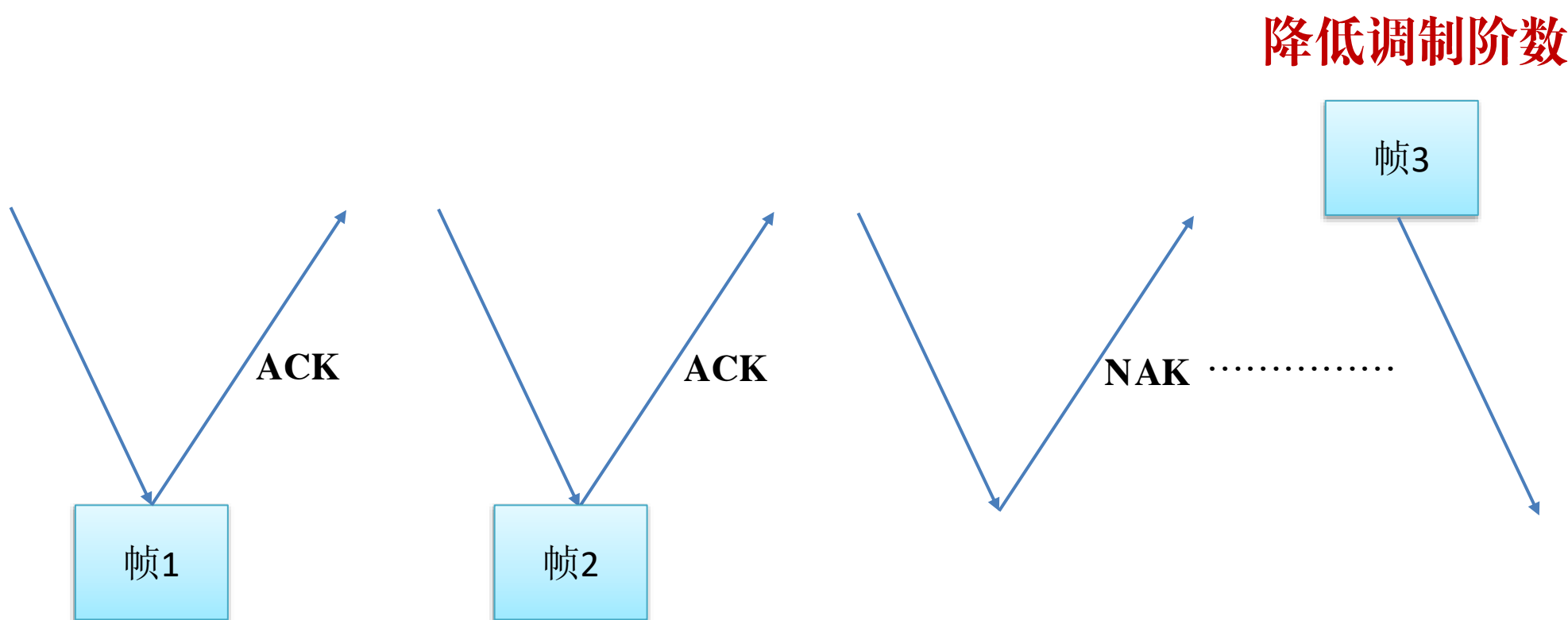
超过重传最大次数（10次）

# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收



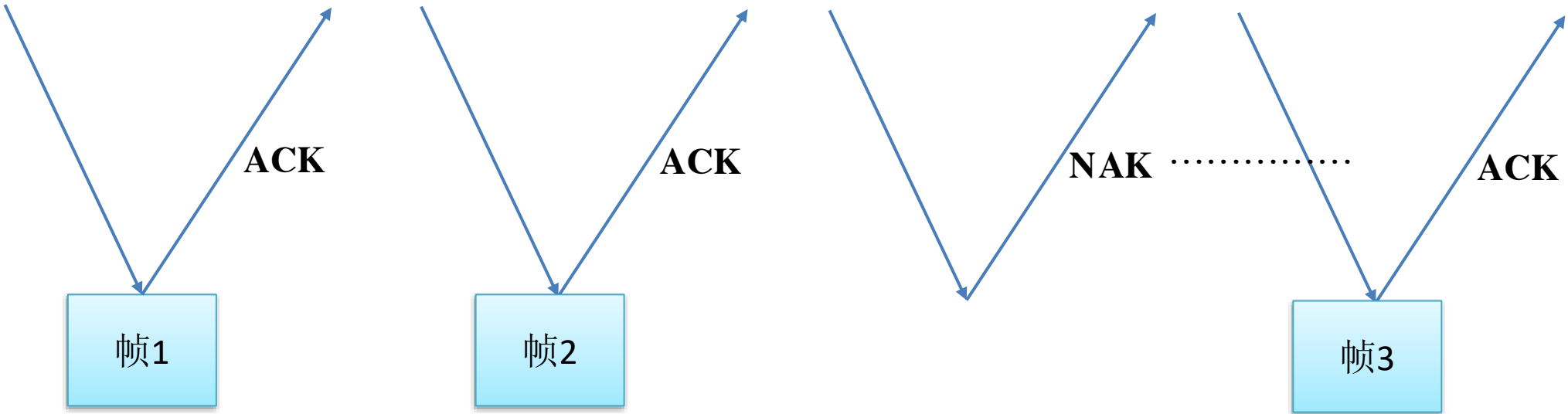


# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收



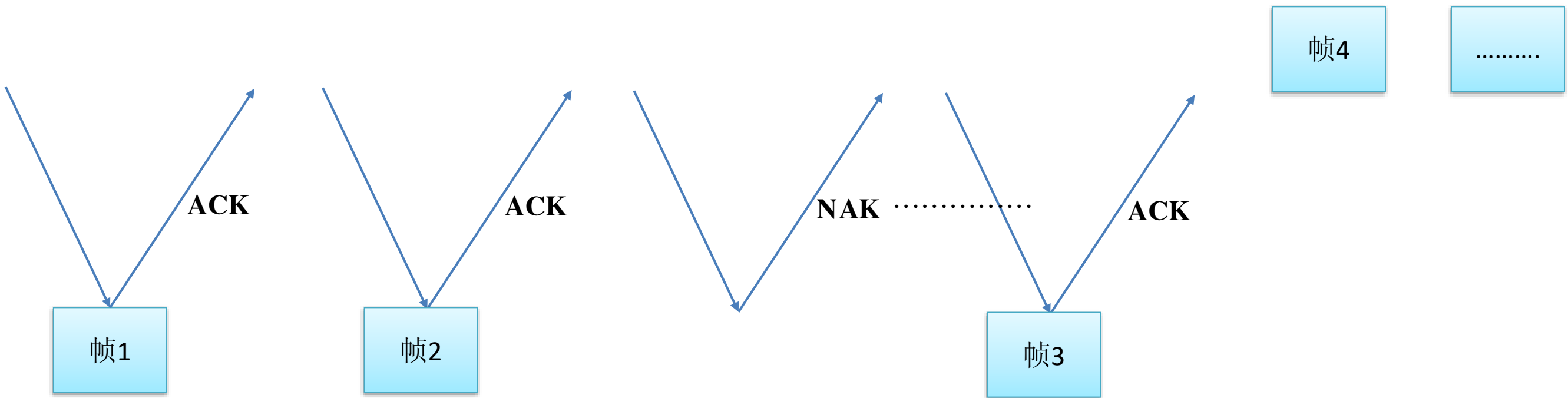


# ARQ模块

采用等待重传机制

发送

接收







# ARQ模块

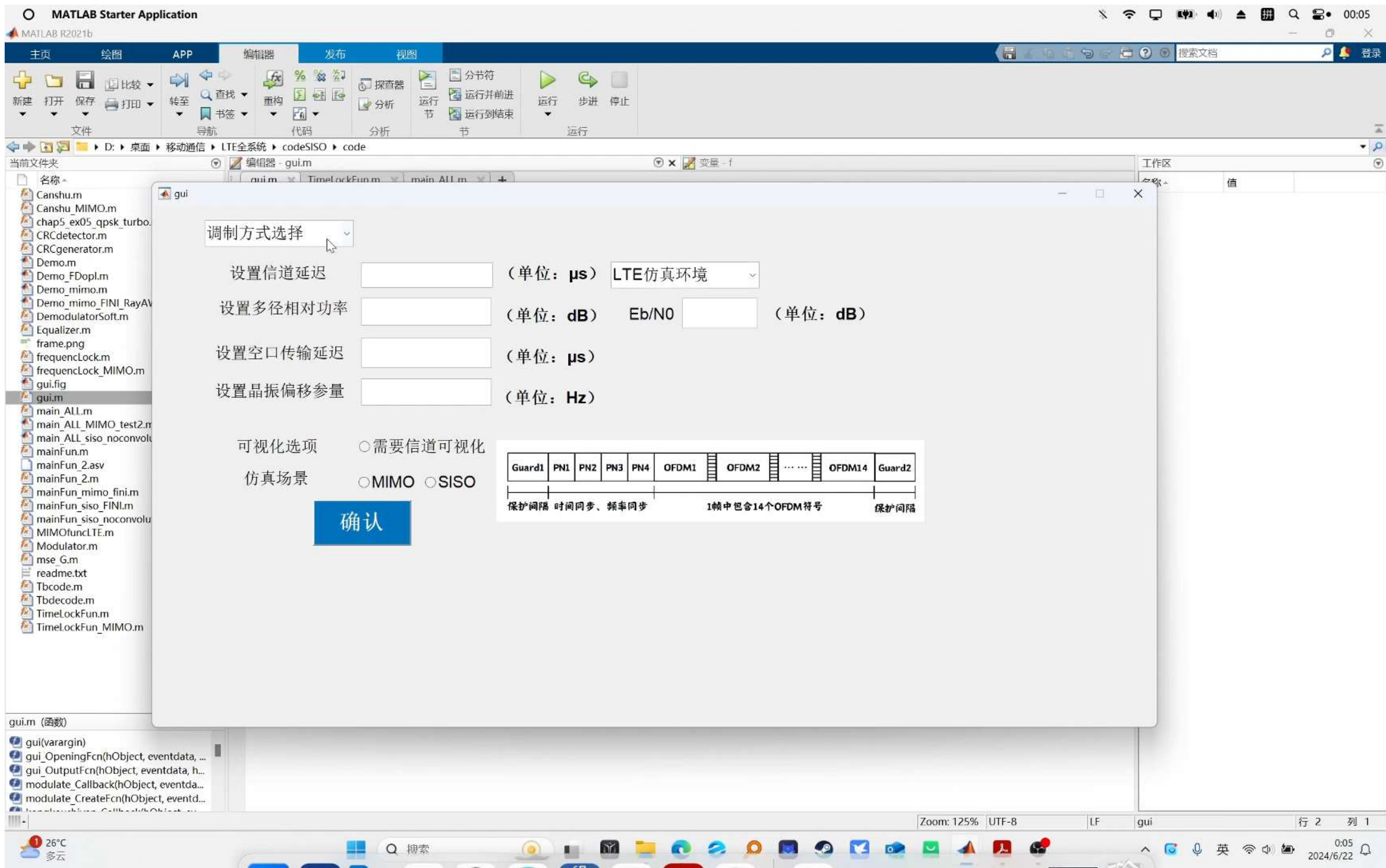
```
main_ALL.m x Modulator.m x DemodulatorSoft.m x Tbcoder.m x +
6 warning("off");
7 %% Parameter
8 M = 2;%调制方式%1=>bpsk,2=>qpsk,3=>16QAM,4=>64QAM
9 % Rayleigh信道1
10                                     % Hz
11 pathDelays = [0 1.5e-6 4e-6 6e-6 9e-6]; % sec
12 avgPathGains = [0 -3 -6 -9 -15]; % dB
13 fD = 111; % 111Hz%60km/h 的速度
14 fs = 4e7;
15
16 % Create a Rayleigh channel System object
17 rchan1 = comm.RayleighChannel('SampleRate',fs,
18 'PathDelays',pathDelays, ...
19 'AveragePathGains',avgPathGains, ...
20 'MaximumDopplerShift',fD,...
21 'Visualization','Impulse and frequency responses');
22 while(1)
23     %参数设置
24     stp=4;%%%导频间隔: 5
25     N_subcarrier=1602;%子载波数128,1024
26     N_guard = 402;
27
```

命令窗口  
fx

Array Plot  
正在渲染 GUI...



# SISO系统的仿真结果





# MIMO系统的仿真结果

导频间隔：16（子载波）

子载波数：1200

OFDM符号数：14

保护间隔：20（子载波）

循环前缀：106

空口时延：3um

频偏：2000Hz（1ppm）

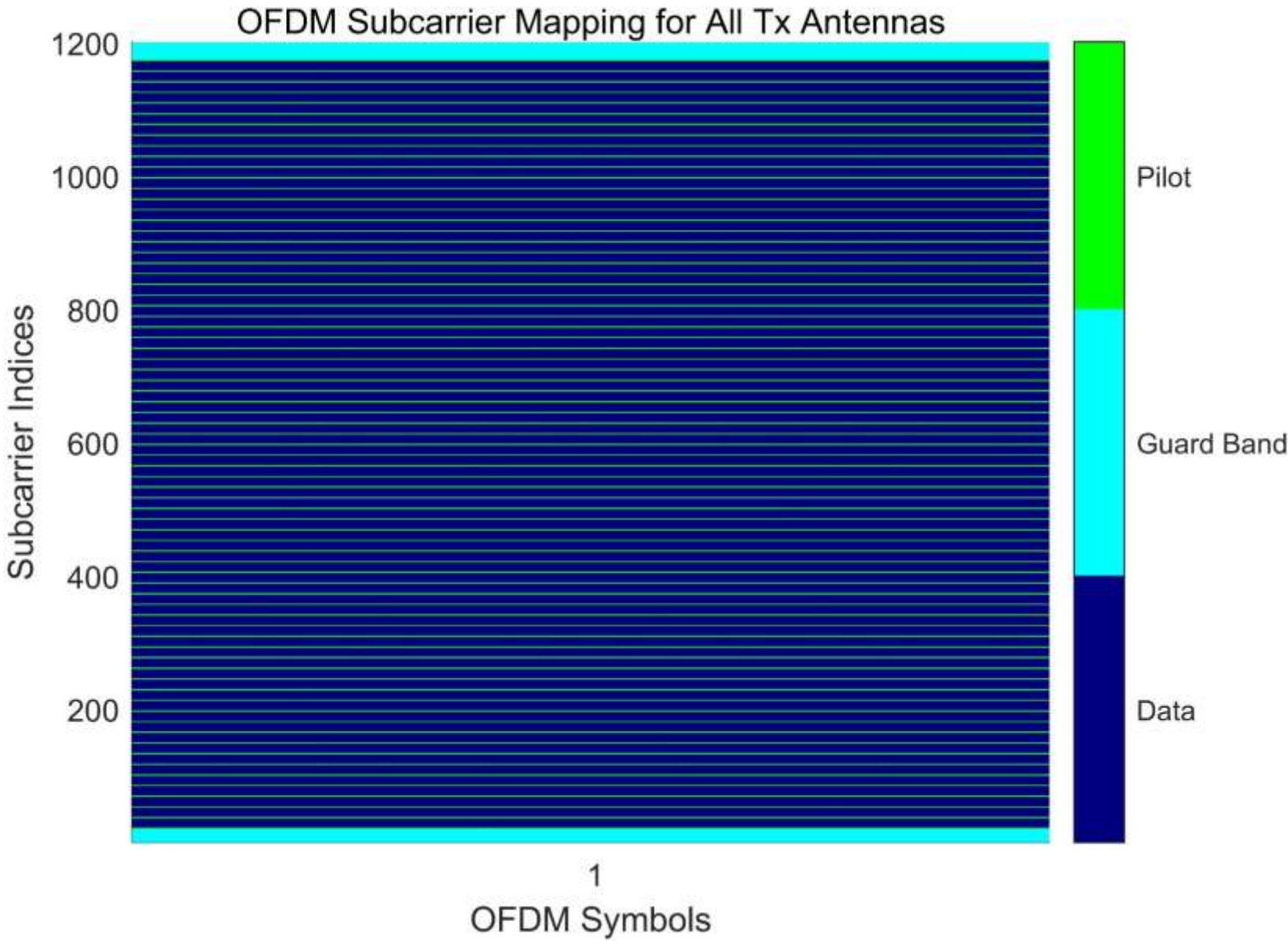
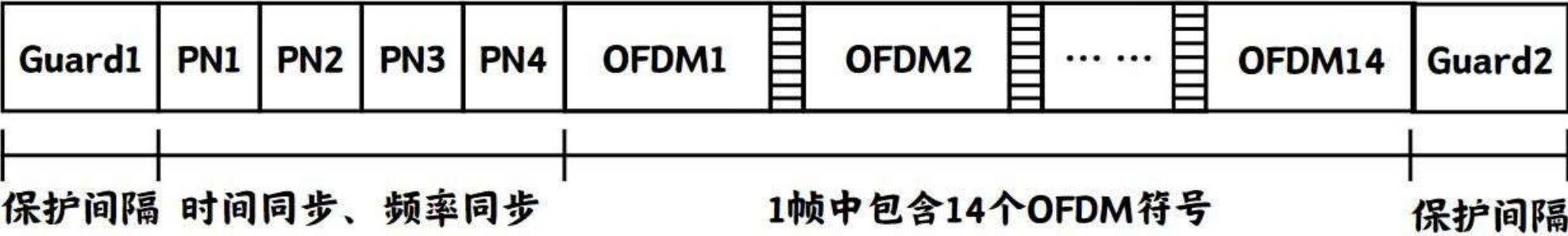
信道条件：LTE EVA 5Hz

卷积编码：（2、1、7）

交织深度：63

频谱利用率  $\eta = 90.7\%$

OFDM符号周期  $T_{\text{OFDM}} = 60\mu\text{m}$





## MIMO系统的仿真结果

导频间隔: 16 (子载波)

子载波数: 1200

OFDM符号数: 14

保护间隔: 20 (子载波)

循环前缀: 106

空口时延: 3 $\mu$ m

频偏: 2000Hz (1ppm)

信道条件: LTE EVA 5Hz

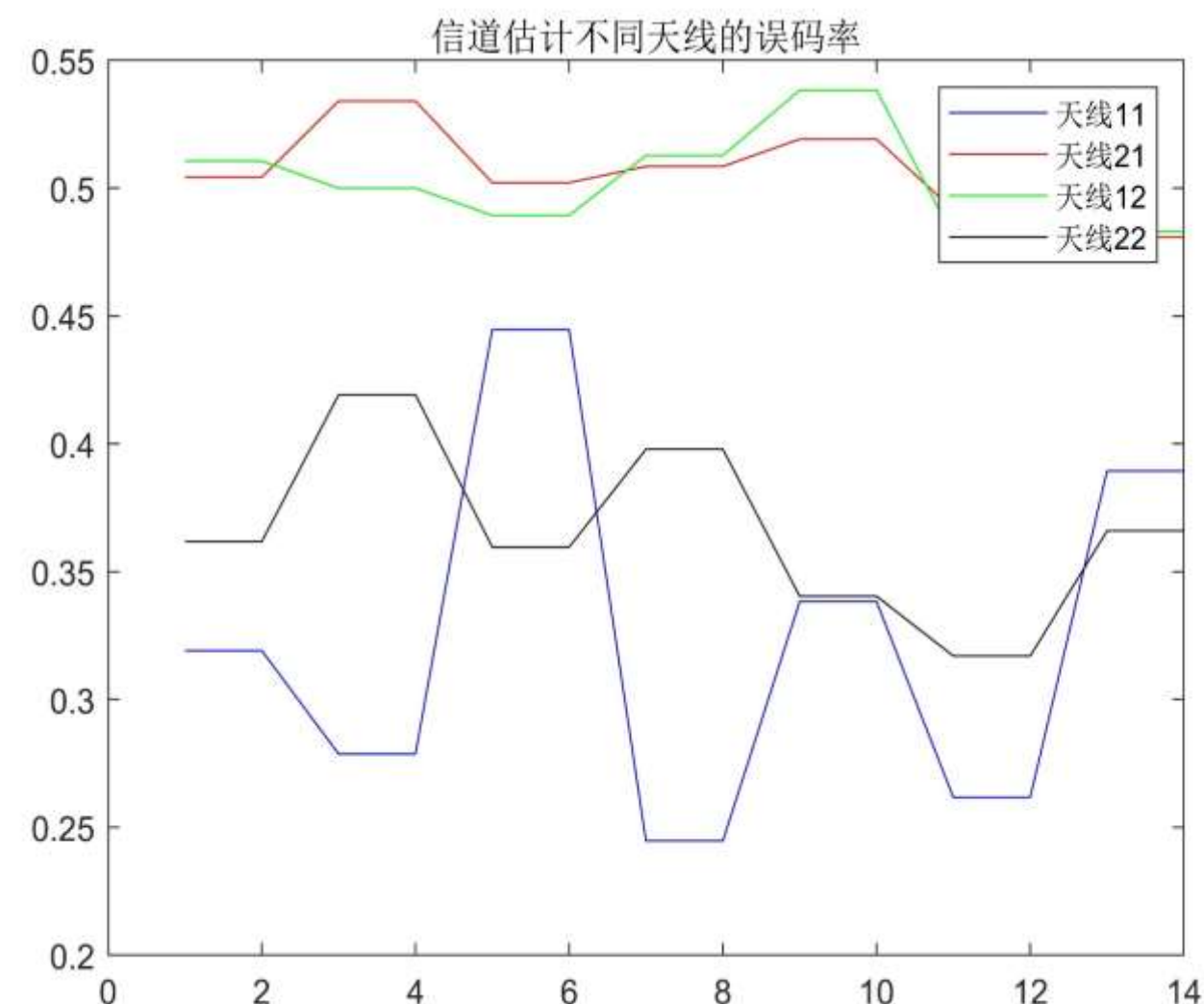
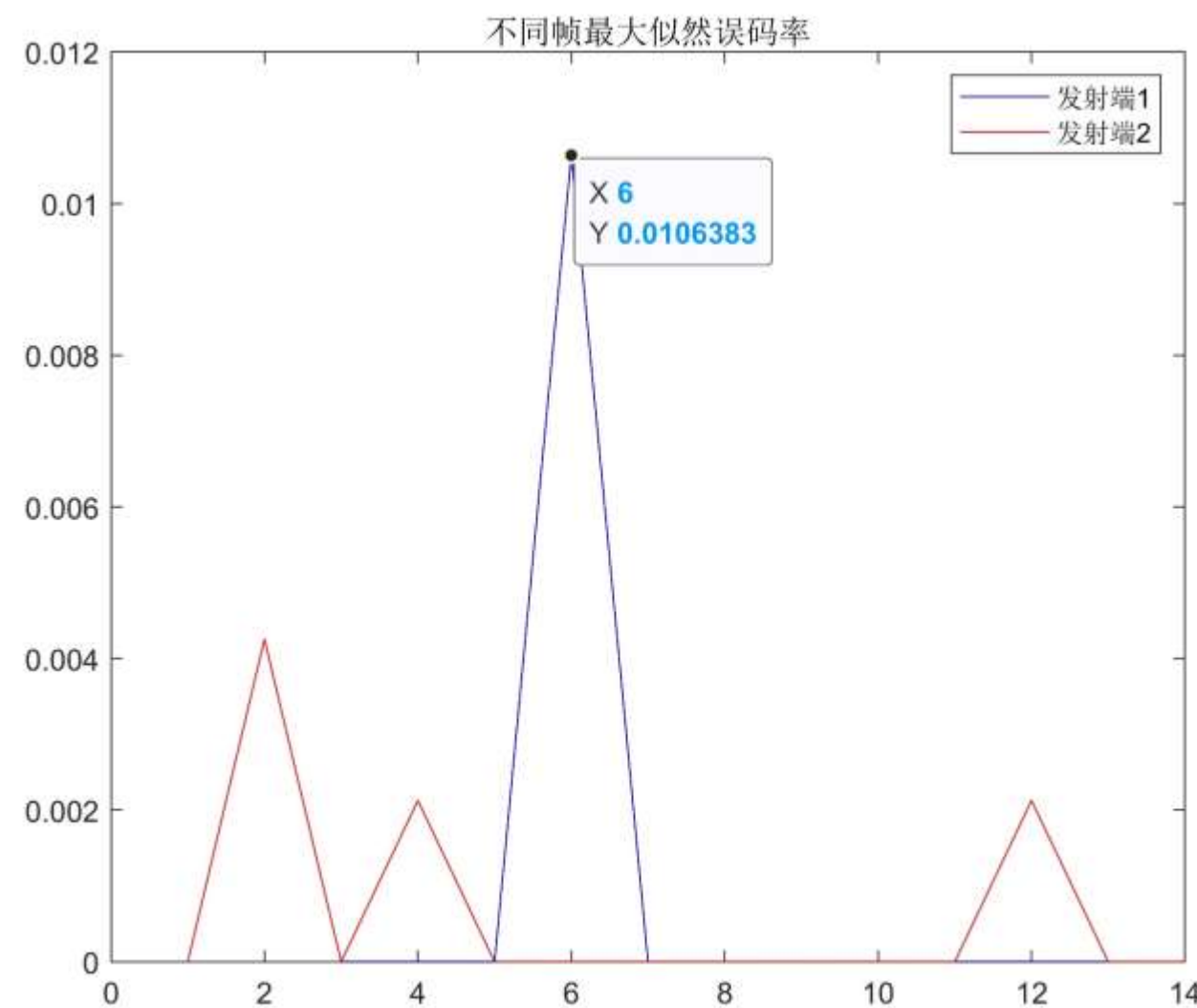
卷积编码: (2, 1, 7)

交织深度: 63

频谱利用率  $\eta = 90.7\%$

OFDM符号周期  $T_{\text{OFDM}} = 60\mu\text{m}$

BER: 8.3587e-04 (最大似然)





## MIMO系统的仿真结果

模式四: 64QAM

设置信道延迟

0,1.5,4,6,9

(单位:  $\mu\text{s}$ )

EVA 5Hz

设置多径相对功率

0,-3,-6,-9,-15

(单位: dB)

Eb/N0

10

(单位: dB)

设置空口传输延迟

3

(单位:  $\mu\text{s}$ )

设置晶振偏移参量

2000

(单位: Hz)

可视化选项

☒ 需要信道可视化

仿真场景

☐ MIMO ☒ SISO

确认



# MIMO参数输入





## 总结

我们通过信源与信道条件确定了系统相关参数，在发送端实现了CRC校验码、Turbo编码、卷积，在接收端完成了时间与频率同步、MMSE信道均衡、HARQ机制，对LTE全系统进行了仿真，得到了较好的误码性能。同时在EVA 5Hz信道条件下，尝试了2x2 MIMO技术与最大似然估计译码，最后通过GUI界面对以上结果进行展示。

## 不足

- 1、在本次实验中，ACK和NAK信号应该在PHICH信道上传输，而本次实验并未细分各个逻辑信道，没有逻辑信道到物理信道的映射；
- 2、在实验中为了代码的简洁性，接收方的ACK，NAK信号直接与发送方相连，不存在丢失的情况，与实际真实有偏差；
- 3、在MIMO仿真中，采用了最大似然的译码方式，其译码运算复杂度与天线数目成指数关系，若采用STBC空时分组码，则运算复杂度下降；
- 4、本次实验采用梳状导频，可以选择在时域和频域都插入导频的格状导频图案，使得信道的预测和均衡更加准确与时效



电子科技大学

University of Electronic Science and Technology of China



# LTE全系统仿真

