

电 子 科 技 大 学

# 移动通信系统课程设计

题目      以 LTE 为背景设计——自适应 MIMO 链路

学          号      2017010901011, 2017010901020, 2017010906022

作 者 姓 名      蒋楚涵 黄昕阳 滕博宇

指 导 教 师      雷 霞

## 目录

第一章 课程设计需求分析.....	1
1.1 课程设计总体要求.....	1
1.2 课程设计需求分析.....	1
第二章 基于 Chow 算法与 MIMO 技术的 LTE4G 仿真.....	3
2.1 LTE4G 系统设计.....	3
2.1.1 系统总体框图.....	3
2.1.2 帧结构设计.....	4
2.2 基本链路模块设计与仿真实现.....	4
2.2.1 卷积与交织.....	6
2.2.2 信道估计与 OFDM 调制.....	7
2.2.3 信道仿真设计.....	11
2.2.4 时间同步与频率同步.....	12
2.3 基于 CHOW 算法的自适应技术与 MIMO 技术.....	14
2.3.1 多天线均衡.....	14
2.3.2 基于 Chow 算法的自适应技术.....	16
2.4 自适应 MIMO 链路的仿真结果及分析.....	19
2.4.1 单发单收测试.....	21
2.4.2 2 发 2 收测试.....	22
2.4.3 系统最优指标.....	22
2.4.4 时间同步指标测试.....	23
第三章 课程设计中的问题和解决方法.....	25
3.1 典型问题 1.....	25
3.2 典型问题 2.....	25
3.3 典型问题 3.....	25
3.4 典型问题 4.....	25
3.5 典型问题 5.....	26

## 第一章 课程设计需求分析

### 1.1 课程设计总体要求

在 LTE 背景下，设计通信链路，

其中，LTE 背景的系统 and 信道条件如下：

系统条件：

信号带宽：2MHz；载频：2GHz；Dopler 频偏：100Hz

信道条件：

EVA(Extended Vehicular A model,扩展车辆信道模型)，移动速度 60Km/h，等效在信道上就是如下的多径时延：

$\text{Delay} = [0 \ 30 \ 150 \ 310 \ 370 \ 710 \ 1090 \ 1730 \ 2510] \cdot 10^{(-9)}$ ;

$\text{Gain} = [0 \ -1.5 \ -1.4 \ -3.6 \ -0.6 \ -9.1 \ -7.0 \ -12.0 \ -16.9]$ ;

对课程设计的总体要求为：

1. 自行设计帧结构，调制，编码方式，进行总信源数据量不少于  $1 \times 10^6$  的仿真。
2. 分析和测试系统的时间同步捕获概率，频率估计精度，系统误码率，信息速率和频谱效率。
3. 在提供的半实物平台上进行仿真验证（因疫情原因略）。
4. 撰写报告说明设计思路 and 性能分析。
5. （拓展）阅读、分析、理解并推导新型发送和接收技术并嵌入 LTE 链路。

### 1.2 课程设计需求分析

1. 实现题目要求的 LTE 背景，并根据其设计基本帧结构。

要求信号带宽为 2MHz，故取采样率为 2MHz；为了使高增益多径包含在相关时间内，设定子载波个数为 512，CP 长度为 12。为了抵抗背景中 100Hz 的 Dopler 频移和扩展，需要在帧前面加上时频同步头，在确保帧长时间内信道缓变的情况下，每个帧内由同步头和四个 OFDM 帧组成，并在帧与帧之间加上保护间隔来防止同步到次径发生错误的情况。

2. 搭建基本通信链路，达到题目要求指标

题目要求时间同步捕获概率，频率估计精度，系统误码率，信息速率和频谱效率四个指标，故所加链路模块需要往提高这些指标而靠拢。前两个将在第二章同步部分讲解。我们组希望，在低信噪比的情况下，不降低太多信息速率和频谱效率的同时，尽可能地降低误码率到一个可接受的水平；在高信噪比条件下，再将重点放在信息速率和频谱效率之上。故在编码上采用卷积码和维特比译码降低误码率，交织来使误差均匀分布，插入导频来进行信道估计和均衡，并在 DAC 的时候进行上采样来减少多径的影响不在整数位上的问题。

### 3. 在此基础上，引入更多新技术在链路中实现，尽可能优化指标

在以上的基础上，我们使用 2 发 2 收技术来提高信息速率和频谱效率，自适应技术在低信噪比条件下提高误码率，高信噪比条件下提高信息速率。两项技术在代码中得到了实现。

## 第二章 基于 Chow 算法与 MIMO 技术的 LTE4G 仿真

在 1.2 节中，我们分别介绍了该通信系统的基本链路所使用的技术，与为提高信息速率与通信效率所引入的自适应技术与 MIMO 技术。在本章节中，我们将分别详细描述该通信系统的分模块设计与仿真设计，最终将给出仿真结果。结果表明，引入基于 Chow 算法的自适应技术与 MIMO 技术后，有效的提高了系统的传输效率。

2.1 节将介绍系统整体框图与帧结构，2.2 节将介绍基本链路模块设计与仿真实现，2.3 节将介绍自适应技术与 MIMO 技术模块设计与仿真实现，最后在 2.4 节中将给出系统的仿真测试结果。全部仿真数据将在附录中给出，仿真代码将于附件中给出。

### 2.1 LTE4G 系统设计

#### 2.1.1 系统总体框图

本系统总体框图如下：

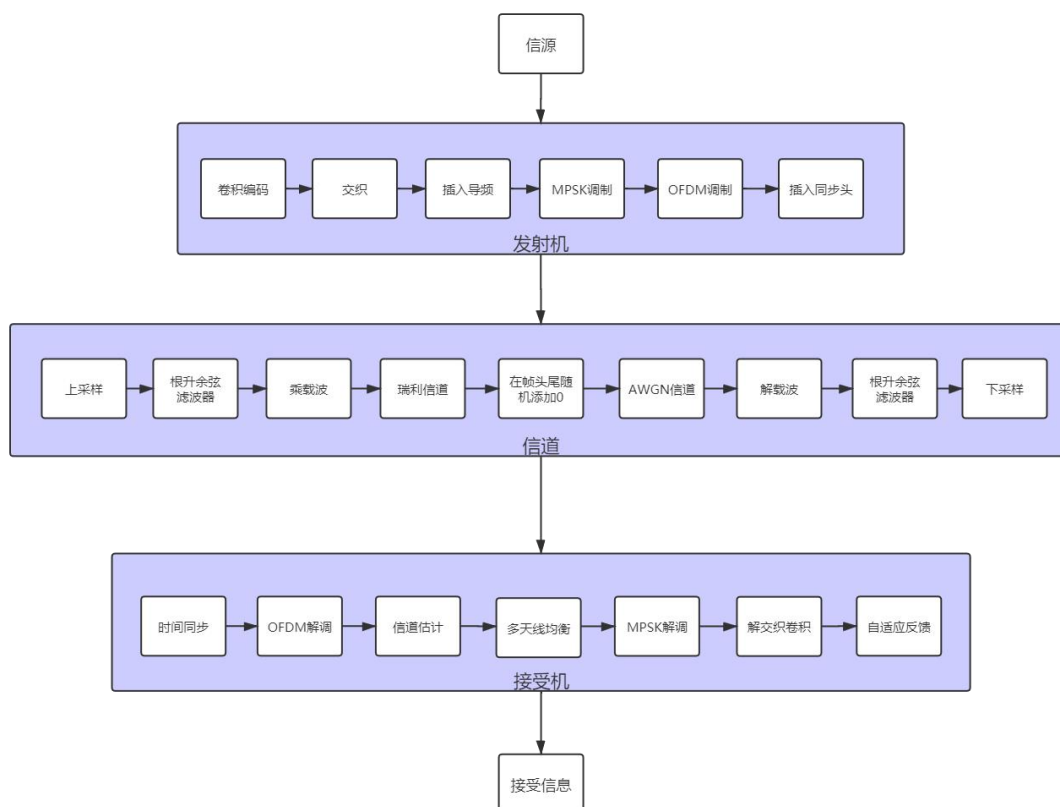


图 1 系统总体框图

本系统由四大模块组成，分别为：

1. 信源：生成一组随机 01 数据，模拟本次传输的所有数据。
2. 发射机：将数据在数字域上进行处理，包括卷积、交织、MPSK 调制等。
3. 信道：模拟信号在空间中传输的过程。
4. 接收机：对接受到的信号进行同步、解调与解码，获取接受信息。

在后文中，我们将详细介绍各模块中的内部算法与仿真设计，本章节中不过多赘述。

## 2.1.2 帧结构设计

帧结构图如下：



图 2 LTE4G 发送帧结构图

该发送帧包含两大部分，分别为：

- 同步部分：由 4 个 127bit 的相同 m 序列组成，用于时间同步以及频率同步。
- 数据部分：由 4 个 512bit 的 OFDM 帧组成，每个 OFDM 帧中的数据代表向 512 个子载波上调制的数据。

最后添加 10bit 的保护间隔，对于 CRC 校验，由于本系统最后未引入 ARP 重传机制，故不予考虑。

## 2.2 基本链路模块设计与仿真实现

本节将介绍除 MIMO 技术与自适应技术以外的基本模块设计，并搭建一个基本链路模型，用于与后文引入 MIMO 技术与自适应技术相对比。为了使误码率仅受信道与系统选择的调制方式影响，在基本链路中将不引入卷积码与交织，并且 MPSK 默认使用 BPSK 调制。在后面我们会依次介绍卷积与交织、信道估计与 OFDM 调制、信道仿真设计、时间同步与频率同步。而对于信道均衡，由于我们使用了 MIMO 信道均衡方式，故会放到下一节与 MIMO 技术共同讨论。

下面给出基本链路参数表用于参考：

基本参数表	
载波频率 $F_c$	$2 \times 10^9 Hz$
带宽 $B_t$	$2 \times 10^6 Hz$
子载波个数 $N_{FFT}$	512 个
系统采样率 $F_s$	$N_{FFT} \times B_t / (N_{FFT} + 1)$
数据长度 $DATALength$	$1 \times 10^6 bit$

表 1 基本参数表

对于基础链路仿真系统流程可以参考下图：

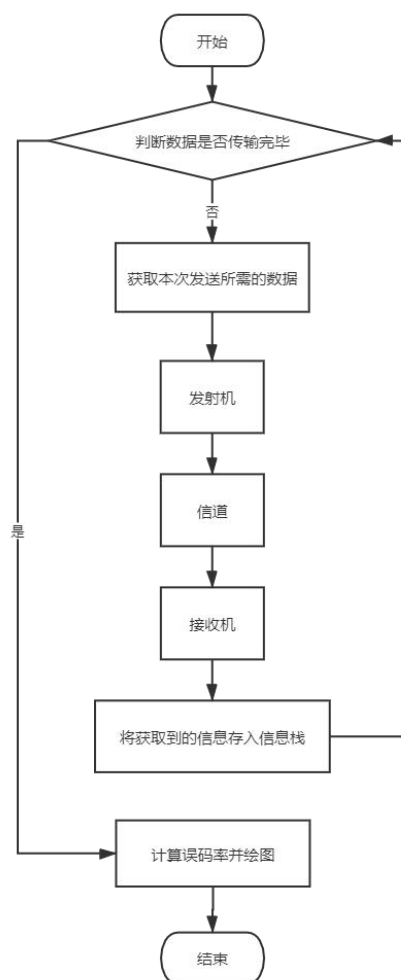


图 3 基础链路仿真流程图

此外，我们可以给出基础链路下得到的系统误码率如下：

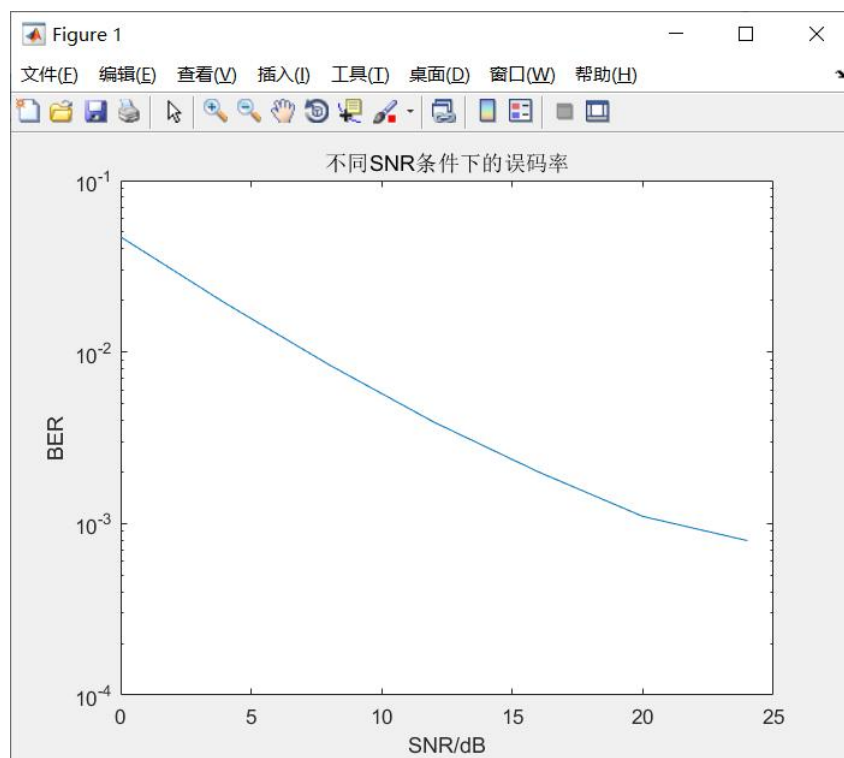


图 4 基础链路误码率

可以看到，系统在 SNR 为 10dB 时，误码率为  $10^{-3}$  级别，并不能很好的完成传输工作，故我们将加入其他技术来提高系统的总体误码率。

### 2.2.1 卷积与交织

首先，给出卷积与交织所需的仿真参数表：

卷积与交织参数表	
束缚长度 <i>constlen</i>	7
关系矩阵 <i>codegen</i>	[171 133]
交织深度 <i>col</i>	5

表 2 卷积与交织参数表

对于交织技术，实现方式比较简单，进行矩阵重组即可。而对于卷积技术，我们采用 matlab 库函数 `poly2trellis` 以实现，根据此函数的使用说明，需要预留几位冗余数据用于填充寄存器，故我们对函数的输入数据做一些预处理，即在末尾



插入 4 个 0 作为冗余数据。下面给出在采用了卷积与交织技术后的误码率图：

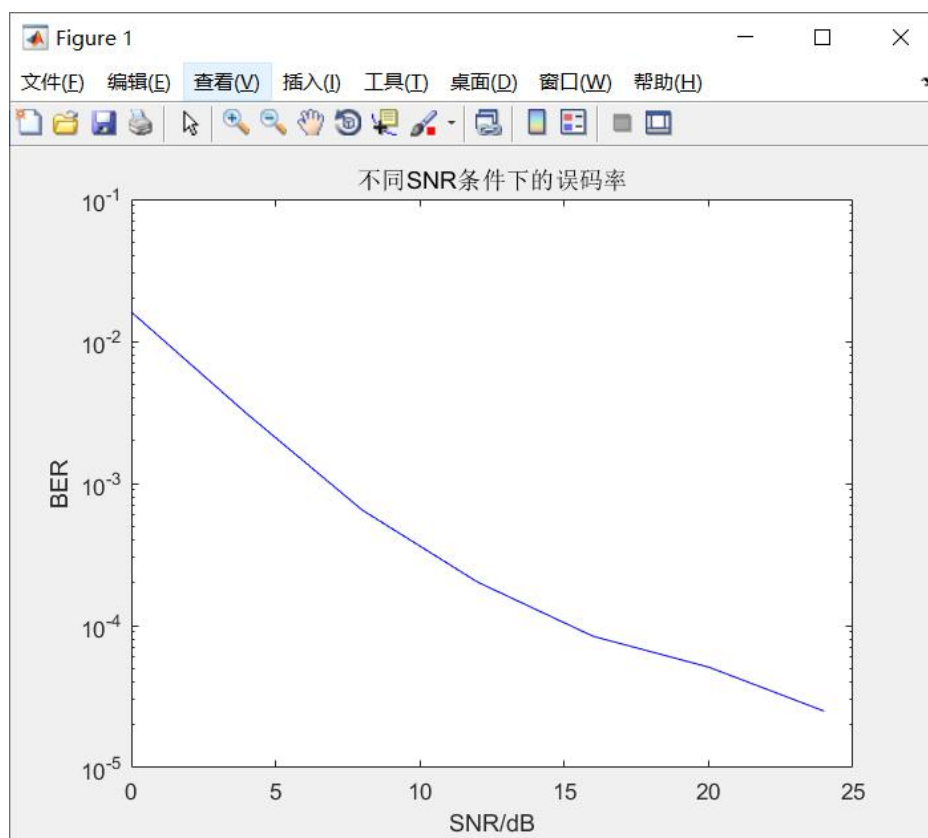


图 5 单发单收含卷积交织系统误码率

可以看到，对比基础链路，系统误码率下降了一个数量级，在 SNR 为 10dB 时系统误码率在  $10^{-4}$  级别，基本可以实现通信过程。

## 2.2.2 信道估计与 OFDM 调制

### 2.2.2.1 模块系统设计

信道估计是系统对信道的进行测量的一种方法，是均衡和自适应链路的基础，信道估计的优劣会直接影响相关模块的性能，进而影响系统性能。

在 OFDM 链路中，通常在频域上进行导频值的插入，即：将导频值承载在不同的子载波上，和数据点一起进行 IDFT 等后续 OFDM 调制。如此做的原因在于：多径信道对插入了循环前缀的 OFDM 符号的影响较为简单，事实上可以证明此时信道对信号的影响可以用一个简单的传输函数  $H(\omega)$  描述，故只要利用导频测量出部分频点上的幅度响应  $|H(\omega)|$  和相位响应  $\angle H(\omega)$ ，通过内插就能得到信道的估计  $H(\omega)$ 。

常见的导频插入结构有如下：

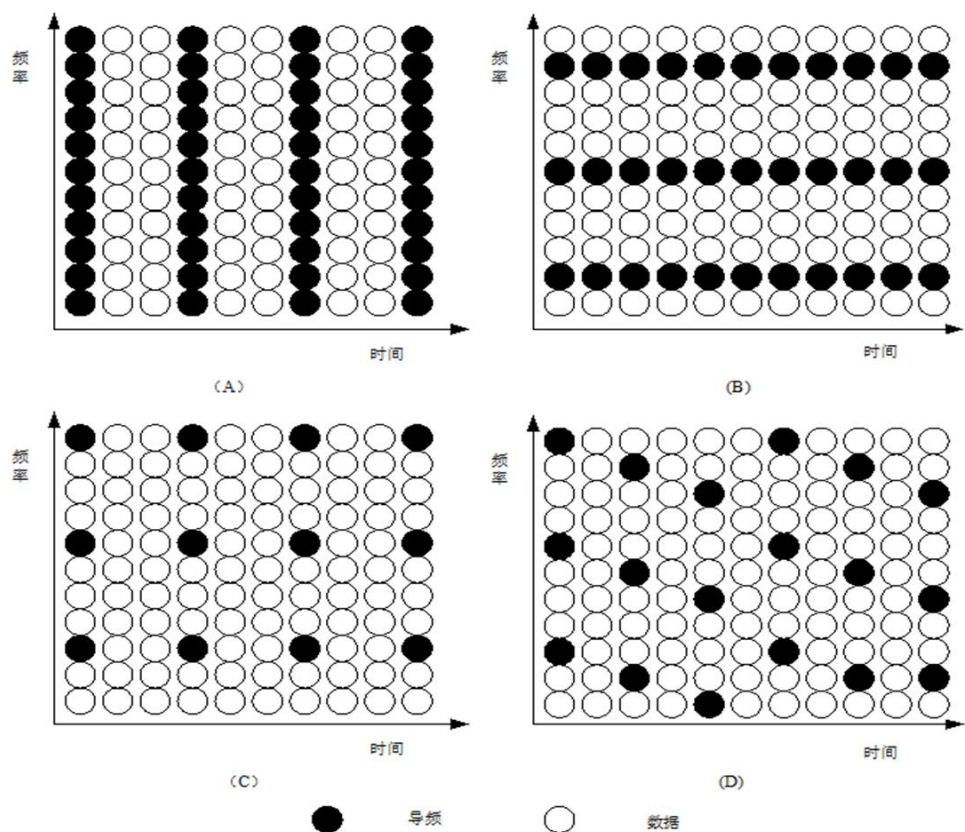


图 6 常见的导频图案

在本实验中初步选择的是形如图 B 的导频图案，稍加改动也可以实现图 C 的导频图案。

在设计导频图案时，将面临导频在频域上的间隔和时域上的间隔如何选择的问题。如果间隔太小，系统误码性能较好但是传输效率会较低；如果间隔太大，则系统误码性能较差但是传输效率会较高，选择合理的时频域间隔是很有必要的。

对于 OFDM 调制，同样我们使用传统的 IFFT-FFT 进行数字调制，不多加赘述。下面给出一个 OFDM 帧的帧结构图：



图 7 OFDM 帧结构图

### 2.2.2.2 仿真设计与结果

同样，首先给出本节仿真所需要的参数表：

信道估计与 OFDM 调制参数表	
子载波个数 $N_{FFT}$	512 个
导频频域间隔	10
导频时域间隔	1
导频值	$0.707 + 0.707i$

表 3 信道估计与 OFDM 调制参数表

参数说明：插入的导频值要保证不影响信号的功率归一化，也即：导频的功率应该也为 1；导频的时域间隔和频域间隔选择与信道条件相关。如果时域间隔大于 1，则需要进行二次内插，即：先在频域上进行插值、再在时域上进行插值。

还有需要注意的一点是，matlab 中复数的线性内插默认是通过实部和虚部分别内插实现的，与振幅与相位各自内插有所区别，需要考量优劣，从结果上说还是默认的内插方式好一些。

为了验证信道估计是否正确，选择较为简单的多径信道（ $\text{delay} = [0 \ 4] * T_s$ ;  $\text{Gain} = [0 \ -10]$ ），输出 `pathgain`，循环位移并与 FFT、IFFT 矩阵相乘，得到理论的信道频域响应并与导频的信道估计结果进行对照，从而验证信道估计的正确性。

下面给出我们的信道估计仿真结果：

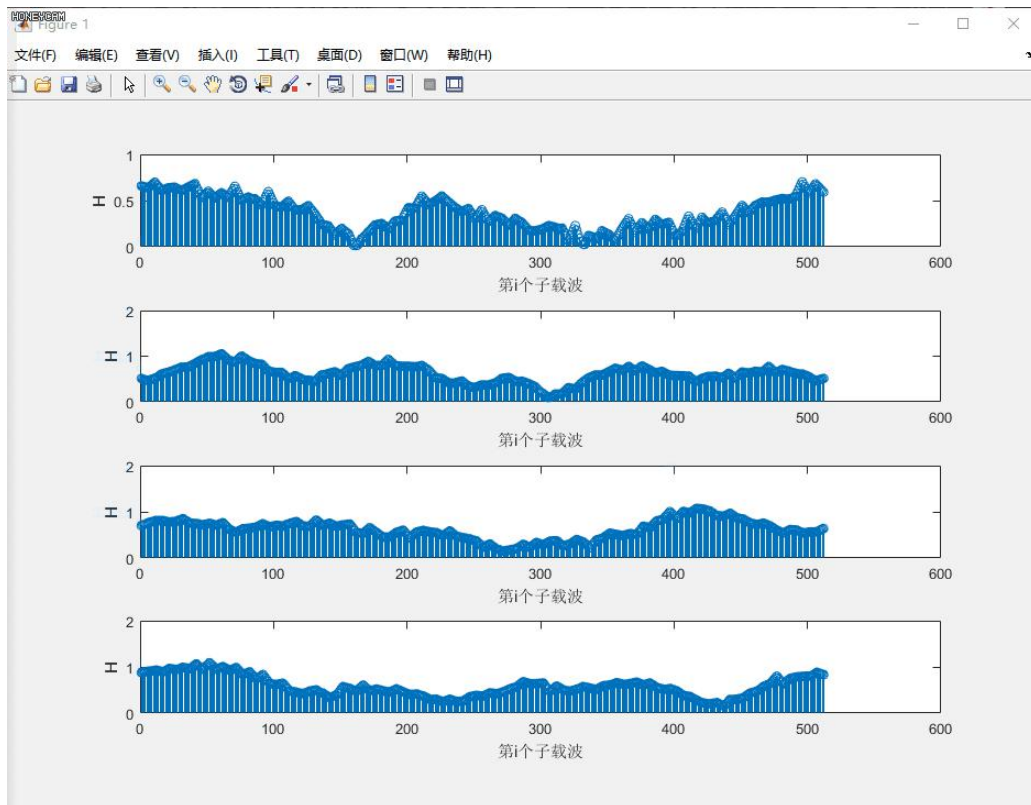


图 8 2 发 2 收条件下 4 个信道的响应

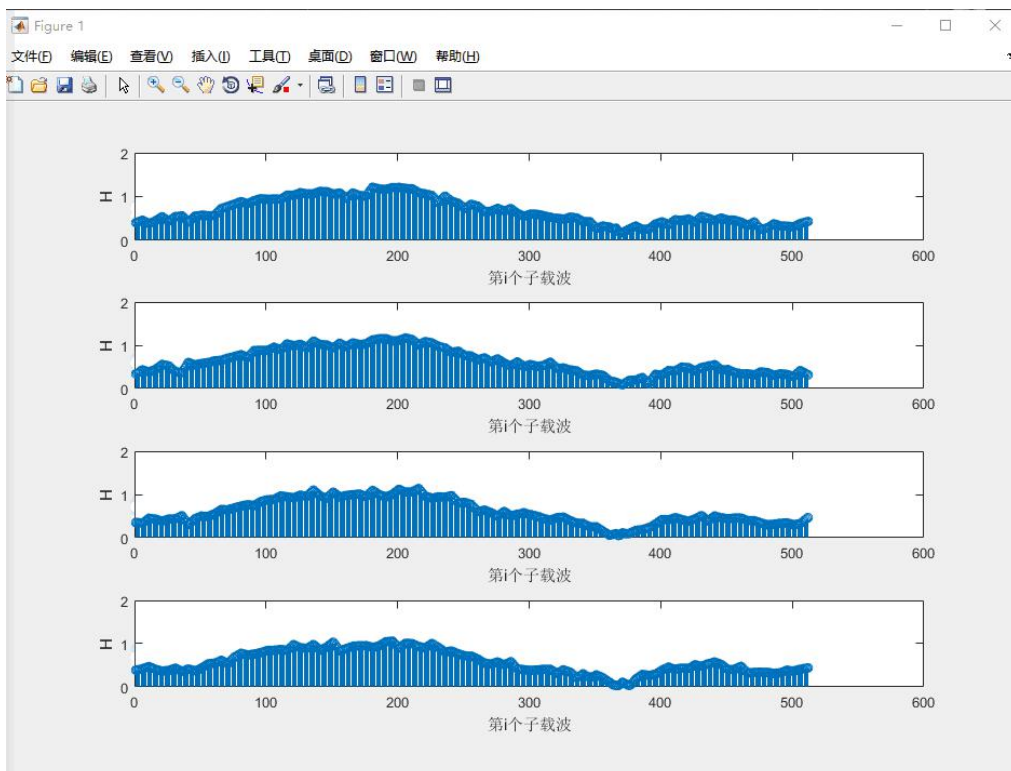


图 9 100Hz 多普勒 下一帧内 4 个 OFDM 符号的响应

可以看到，四个信道的响应是不同的，并且一个发送帧中，每个 OFDM 符号

的响应差距不大，可以认为在一个发送帧内信道是缓变的，属于非时间选择性非频率选择性衰落，证明了本系统的信道仿真是成功的。

### 2.2.3 信道仿真设计

首先，给出本节仿真所使用的参数表：

信道仿真参数表	
滚降因子 <i>rolloff</i>	0.2
上采样率 <i>sps</i>	5
升余弦滤波器长度 <i>span</i>	20
信噪比 <i>SNR</i>	0 – 25 不等
多普勒效应 <i>maxDolpler</i>	100Hz
多径效应 <i>Delay</i>	[0 30 150 310 370 710 1090 1730 2510]ns
多径效应 <i>Gain</i>	[0 -1.5 -1.4 -3.6 -0.6 -9.1 -7.0 -12.0 -16.9]dB

表 4 信道仿真参数表

信道对于每个通信系统而言都是一致的，故我们同样采用上采样-根升余弦滤波-乘载波-瑞利信道-AWGN 信道的方式。不过在观察仿真的系统流程图可以发现，本系统是以串行结构依次处理发送帧与接受帧，所以为了仿真可以反映出两个发送帧到达接受天线的时间是不固定的，本系统将在经过瑞利信道后，在帧的头尾随机加入不同个数的“0”。故本系统的信道流程图可以如下表示：

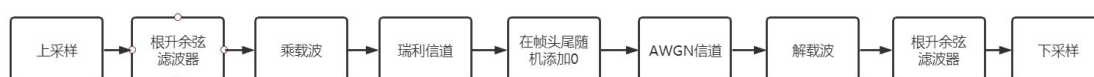


图 10 信道仿真流程图

## 2.2.4 时间同步与频率同步

### 2.2.4.1 模块系统设计

要完成通信，首先接收端需要捕获到带有信息的数据帧，如何从一个流中捕获到我们需要的数据帧是时间同步研究的问题。

由于接收端下变频的载波频率由晶振提供，可能与发送端上变频的频率有差别，并且多普勒频移的存在也会导致频偏的产生，所以接收端需要进行频率同步以补偿频偏。

时间同步和频率同步可以通过一个帧头来实现，具体而言通过一个重复  $n$  次的、长度为  $2^m - 1$  的  $m$  序列实现。由于帧头的结构和序列是确定的、已知的，所以接收端可以通过与  $m$  序列做相关，由相关峰来确定时间同步。在完成时间同步后，利用相邻两个  $m$  序列的重复特性来完成频率同步。具体算法与参考资料中算法相同，不加以赘述。

### 2.2.4.2 仿真设计与结果

首先，给出仿真所需的时间同步与频率同步参数表：

同步仿真参数表	
同步头重复次数 $synN$	4
同步头长度 $synM$	127

表 5 同步仿真参数表

为了模拟接收端对帧的捕获，发送端在给数据加入头部组帧后，在帧的头尾加入随机个数的 0 再通过信道。

接收端在做互相关后，需要相对准确的捕获头部的相关峰。考虑到我们已知相关峰的结构为：4 个相距为  $2^7 - 1$  的峰（暂且忽略因为时变信道引起的峰间距变化），故使用一个结构为“4 个相距为  $2^7 - 1$  窗口”的滑动栅窗来做滑动求和，滑动的最大值确定为头部。由于 EVA 信道多径时延并非是码片周期得整数倍，则同步时不能很好的利用延时为码片周期小数倍的径，相关问题将在第三章给予说明。

正确同步后，接收序列相邻  $m$  序列做互相关可以写为如下，其中  $L$  是  $m$  序列长度

$$R_{r,r}(K) = \sum_{m=1}^N r^*[m]r[m+L]$$

$$= \sum_{m=1}^N A^*[m]\exp(-j2\pi\Delta f m T_s)A[m+L]\exp(j2\pi\Delta f(m+L)T_s)$$

得到频偏为：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi L T_s} \arctan\left(\frac{\text{Im}\{R_{r,r}(K)\}}{\text{Re}\{R_{r,r}(K)\}}\right)$$

由于 m 序列重复了 4 次，故每相邻的 m 序列就可以求得一值，取均值作为频偏，如此可以得到某一帧存在的频偏的估计值。

下面给出一次时间同步的结果如下：

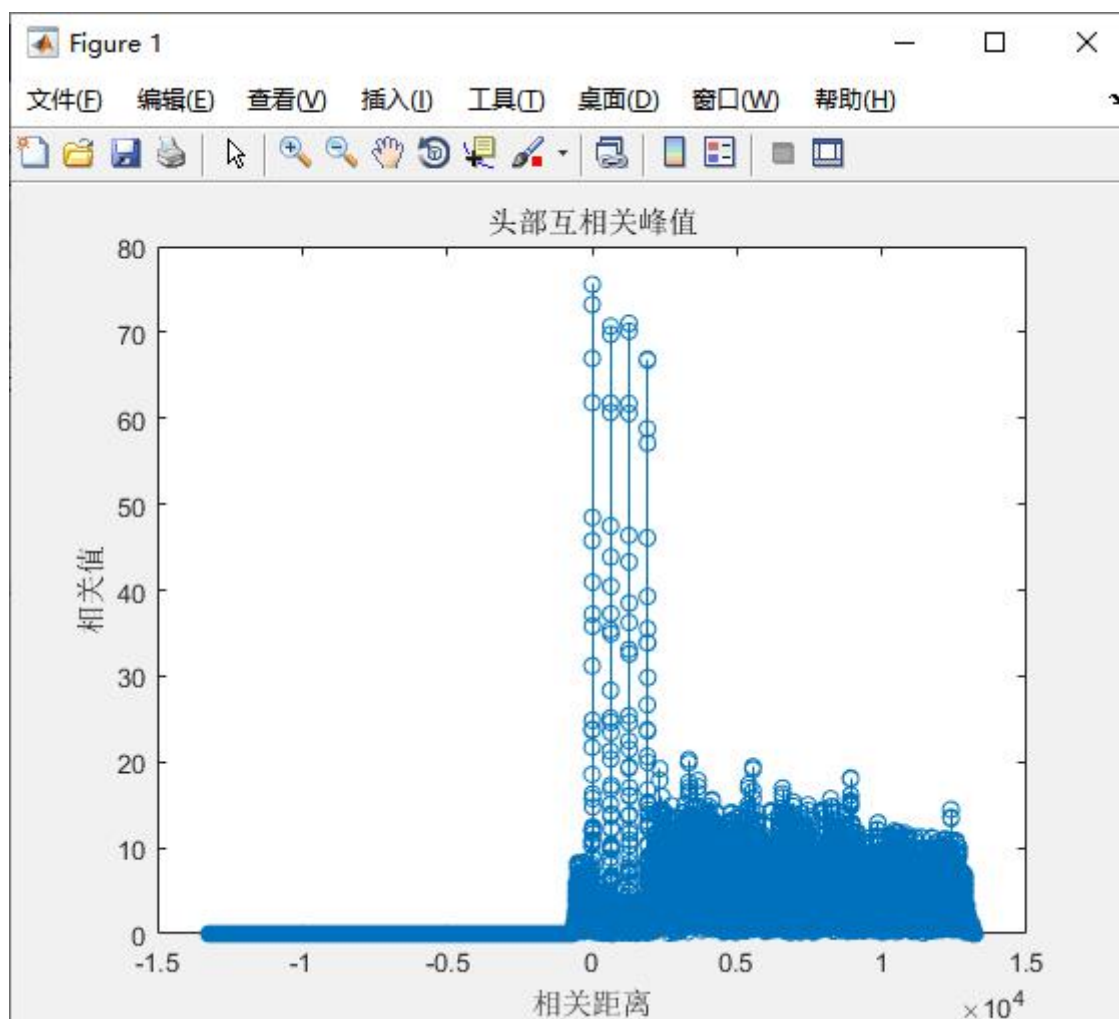


图 11 时间同步结果图

可以看到在当前信道条件下，多径之间的干扰是十分明显的。

## 2.3 基于 Chow 算法的自适应技术与 MIMO 技术

本章节我们将讨论为提升通信质量与通信效率而引入的自适应技术和 MIMO 技术，并给出加入该项技术后系统的误码率变化。

### 2.3.1 多天线均衡

#### 2.3.1.1 模块系统设计

在 MIMO 系统中，某一接收天线会收到多个发送天线的叠加信号，如何从叠加信号中分离出有用的信息是 MIMO 系统的一个关键问题。多天线均衡旨在减小发射天线在接收端存在的干扰，让系统的信道矩阵趋于一个单位矩阵。只有良好的信道估计才能带来有效的多天线均衡。

以 N 个子载波的两发两收系统为例，此时信道由 4 条瑞丽信道组成，在不考虑接收端高斯的条件下，发射天线与接收天线信号可如下图描述：

$$\begin{bmatrix} Y_{11} \\ Y_{12} \\ \vdots \\ Y_{1N} \\ Y_{21} \\ Y_{22} \\ \vdots \\ Y_{2N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_{12} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & H_{1N} \\ H_{31} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_{32} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & H_{3N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{21} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_{22} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & H_{2N} \\ H_{41} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_{42} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & H_{4N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{11} \\ X_{12} \\ \vdots \\ X_{1N} \\ X_{21} \\ X_{22} \\ \vdots \\ X_{2N} \end{bmatrix}$$

图 12 2 发 2 收系统中发送信号与接收信号关系图

图中，发送信号和接收信号的第一个下标描述第 i 个天线，第二个下标描述第 j 个子载波；信道矩阵由 4 个小矩阵组成，每个矩阵代表一条信道的频域响应，第一个下标描述第 j 个信道，第二个下标描述第 k 个子载波。

这个关系图可以分解为形如下图的 N 个等式：

$$\begin{bmatrix} Y_{1N} \\ Y_{2N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{1N} & H_{2N} \\ H_{3N} & H_{4N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{1N} \\ X_{2N} \end{bmatrix}$$

在考虑高斯噪声后，可以类似的得到如下：

$$\begin{bmatrix} Y_{11} \\ Y_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ H_{31} & H_{41} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{11} \\ X_{21} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_{11} \\ N_{21} \end{bmatrix}$$



$\mathbf{Y}$  作为接收信号已知、 $\mathbf{H}$  作为信道响应可由信道估计得到， $\mathbf{N}$  作为高斯噪声希望通过一定方法减小他的影响，如此可以获得  $\mathbf{X}$  的估计值，从而实现多天线均衡。

本实验中具体选择的多天线均衡方法有较为简单的 ZF 迫零均衡和 MMSE 均衡，其中 MMSE 由于考虑了噪声的影响，在误码性能上会比 ZF 好。

### 2.3.1.2 仿真设计与结果

在信道估计的基础上，选择使用 ZF 算法和 MMSE 算法进行多天线均衡。

ZF 算法是在不考虑噪声的情况下直接左乘信道矩阵的逆实现均衡：

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{W}_{ZF} \mathbf{y} \\ \mathbf{W}_{ZF} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \\ \tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}}\end{aligned}$$

上图中  $\mathbf{W}_{ZF}$  就是信道矩阵的逆，通过埃米特转置可以保证逆的存在。ZF 算法可能带来噪声的增强。MMSE 通过加入对噪声的估计来减少噪声的影响：

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{y} \\ \mathbf{W}_{MMSE} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \\ \tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}}\end{aligned}$$

是否加入多天线均衡对系统误码率影响很大，如果 MIMO 系统中某一对天线的误码率相较单发单收时的误码率没有太大的劣化，那么可以认为我们的多天线均衡是有效的。理论上当各信道之间具有独立性时，系统拥有最大的通信容量与最优的误码性能。

下面给出引入 MIMO 技术后系统误码率图：

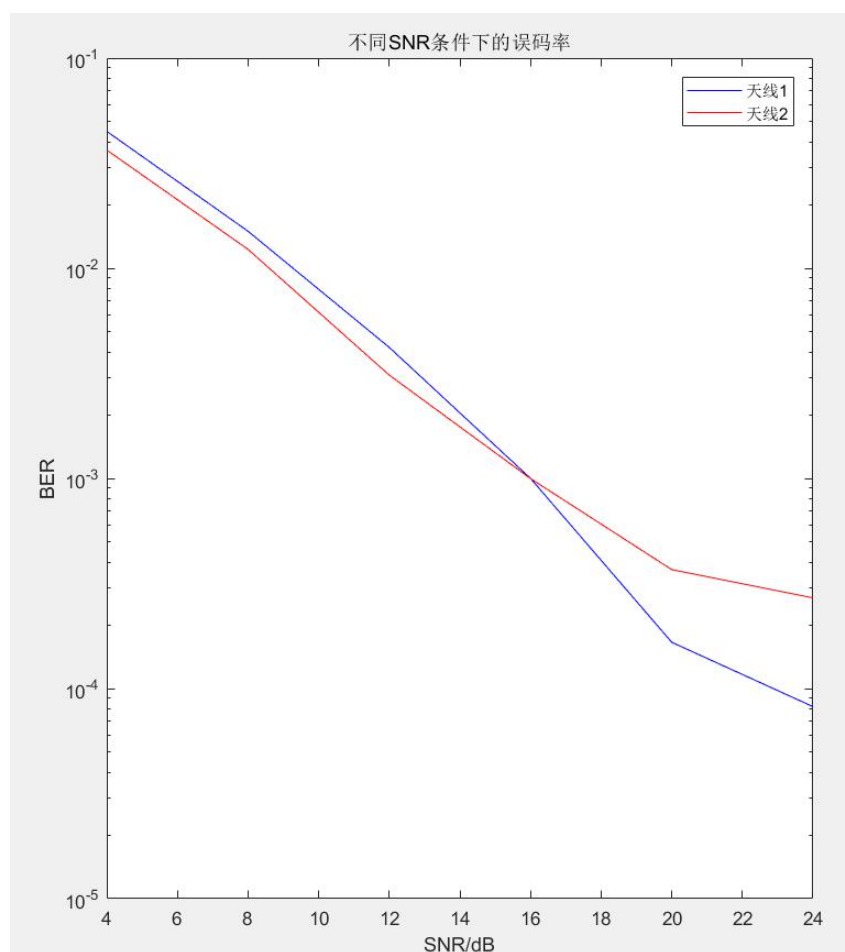
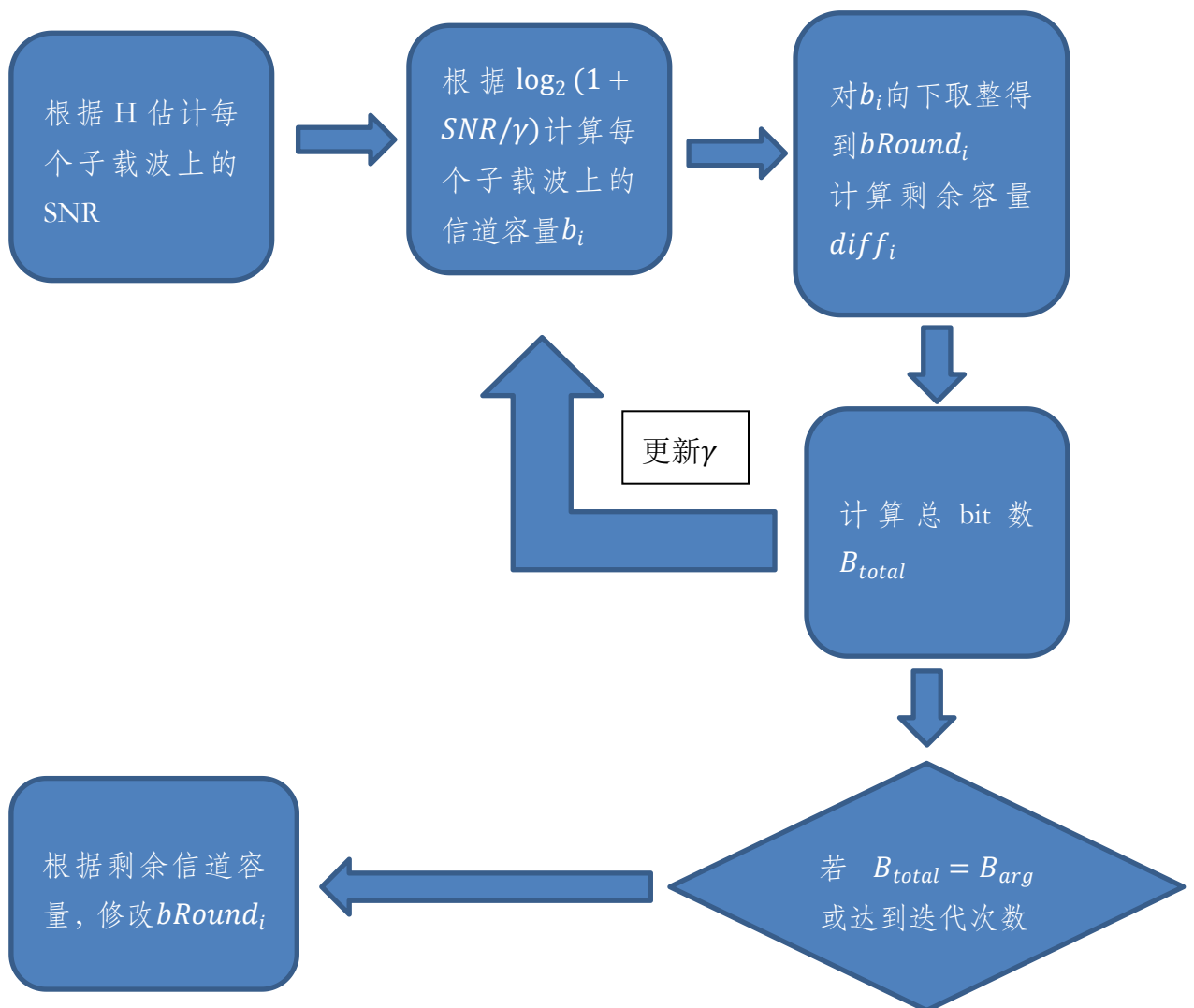


图 13-2 发 2 收条件下系统误码率

可以看到在 SNR 为 10dB 时,系统误码率在 $10^{-3}$ 级别,在引入 MIMO 技术后,系统的误码率下降了一个数量级。

### 2.3.2 基于 Chow 算法的自适应技术

Chow 算法的思想是,计算每个子载波上的信道容量,根据信道容量分配 bit 数。那么就可以保证整个系统在发送 bit 数基本不变的情况下,让信道条件好的子载波多发送几个 bit,信道条件差的子载波少发送几个 bit,最终达到降低误码率的目的。其迭代流程如下:



可以发现，自适应系统的关键即为如何更新变量 $\gamma$ ，下面将讨论 $\gamma$ 的更新规则。

### 2.3.2.1 递归过程

设当前 1 个子载波上平均发送

$$b_i = \log_2 (1 + SNR/\gamma)$$

期望 1 个子载波上平均发送

$$\hat{b}_i = \log_2 (1 + SNR/\gamma')$$

1 个子载波平均要多发送

$$\frac{B_{arg} - B_{total}}{UsedCarriers} = \hat{b}_i - b_i$$

解得

$$\gamma' = \left[ (1 + SNR \cdot \gamma) \cdot 2^{\frac{B_{arg} - B_{total}}{UsedCarriers}} - 1 \right] / SNR$$

### 2.3.2.2 仿真结果

我们将给出单发单收与 2 发 2 收条件下，在基础链路上仅加入自适应技术后的仿真结果，如下：

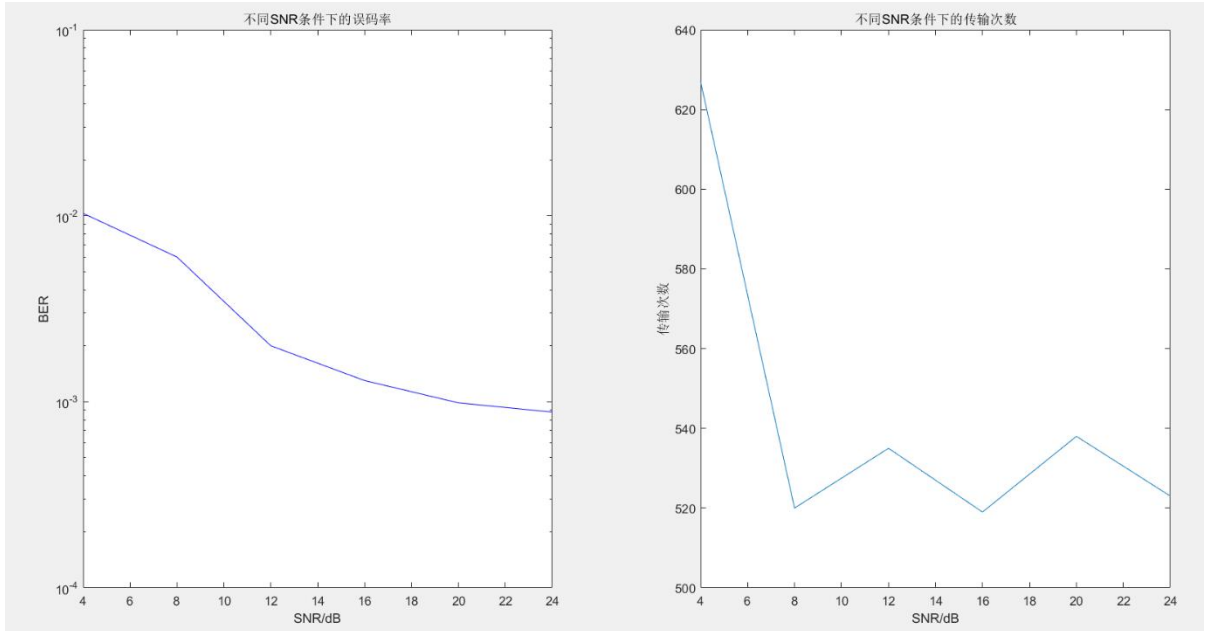


图 14 单发单收自适应技术仿真结果

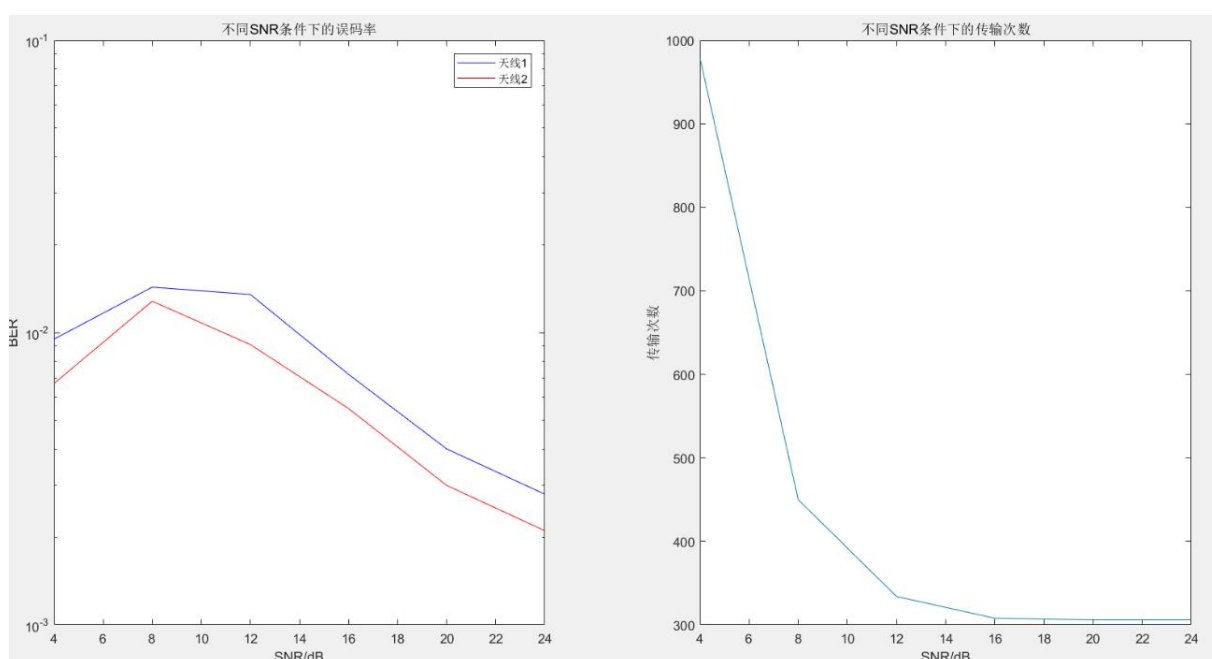


图 15.2 发 2 收自适应技术仿真结果

对于误码率一项而言，引入自适应技术后明显系统的误码率有所下降。但为了详细描述自适应技术对系统造成的影响，我们同样记录了不同 SNR 条件下，系统发送帧的个数，个数越多，说明传输 $10^6$ bit 数据的时间越长。可以非常明显的发现，在 SNR 较低时，为了尽可能降低系统误码率，系统的传输次数飞速增长，在 SNR 为 0 的时候甚至达到了 600 轮与 900 轮。这意味着一个 OFDM 帧内，大部分子载波未携带信息，所以在 SNR 较低的情况下，即使误码率降低了，系统的传输速率也会随之降低。

## 2.4 自适应 MIMO 链路的仿真结果及分析

本章将讨论引入所有技术后，系统的总体传输速度与系统误码率。其系统框图如 2.1.1 节所示，下面给出系统仿真的流程图：

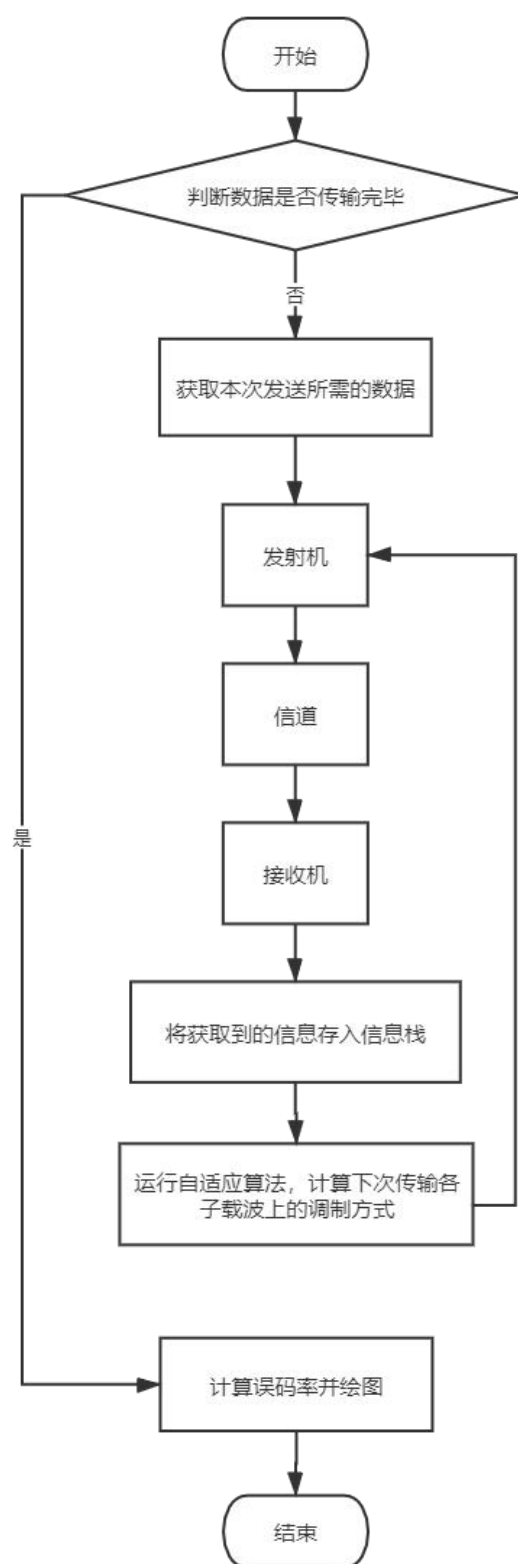


图 16 自适应 MIMO 链路的实现流程图

其中，各模块具体配置以及仿真设计请参考 2.2 与 2.3 节，本节仅给出应用全部技术后的仿真结果。

### 2.4.1 单发单收测试

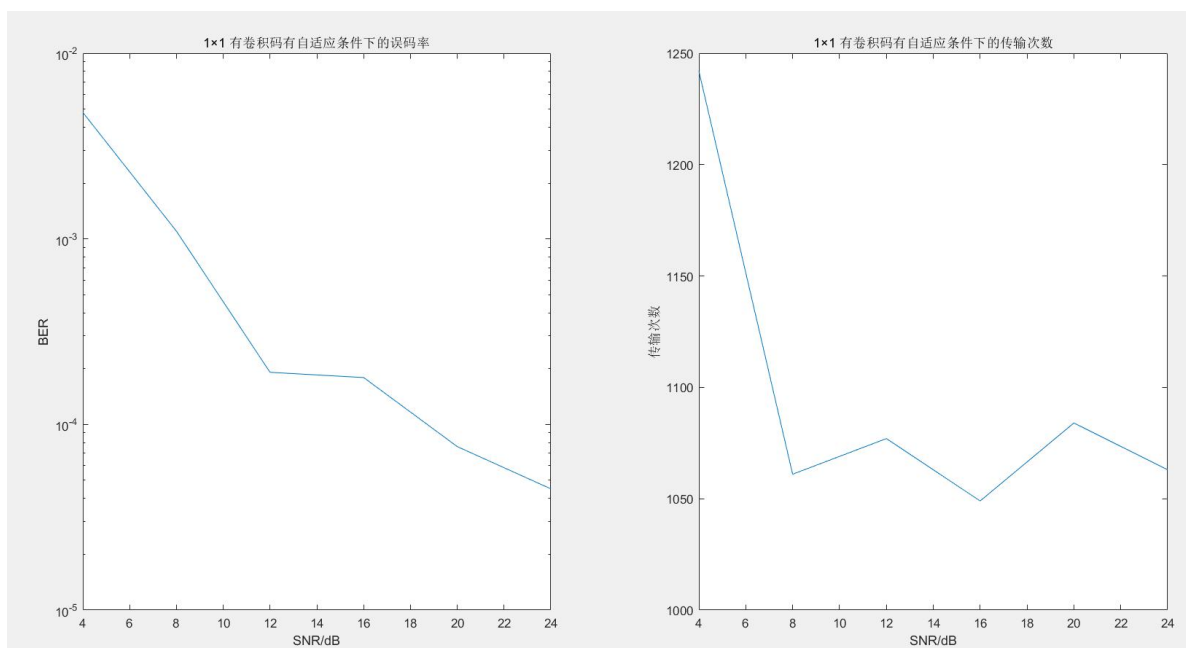


图 17 单发单收测试结果图

可以发现在 SNR 未 10dB 左右时，系统的误码率在 $10^{-4}$ 级别，基本可以达到传输系统的误码率要求。

单发单收条件下系统的最优误码率为 0.00065，SNR=8。

在引入卷积码后，系统的传输效率约为 1050 轮，即约 187Kbps。

在不引入卷积码，系统的传输效率约为 520 轮，即约为 377Kbps。

对比实验结果可得出以下结论：

- 卷积码能在增加传输次数较少的情况下，较好地降低误码率。
- 自适应技术在信噪比低的情况下，以降低传输效率为代价选择信道来降低误码率；在高信噪比下信道条件相对收敛，改善传输效率，对误码率改善较少。

### 2.4.2 2 发 2 收测试

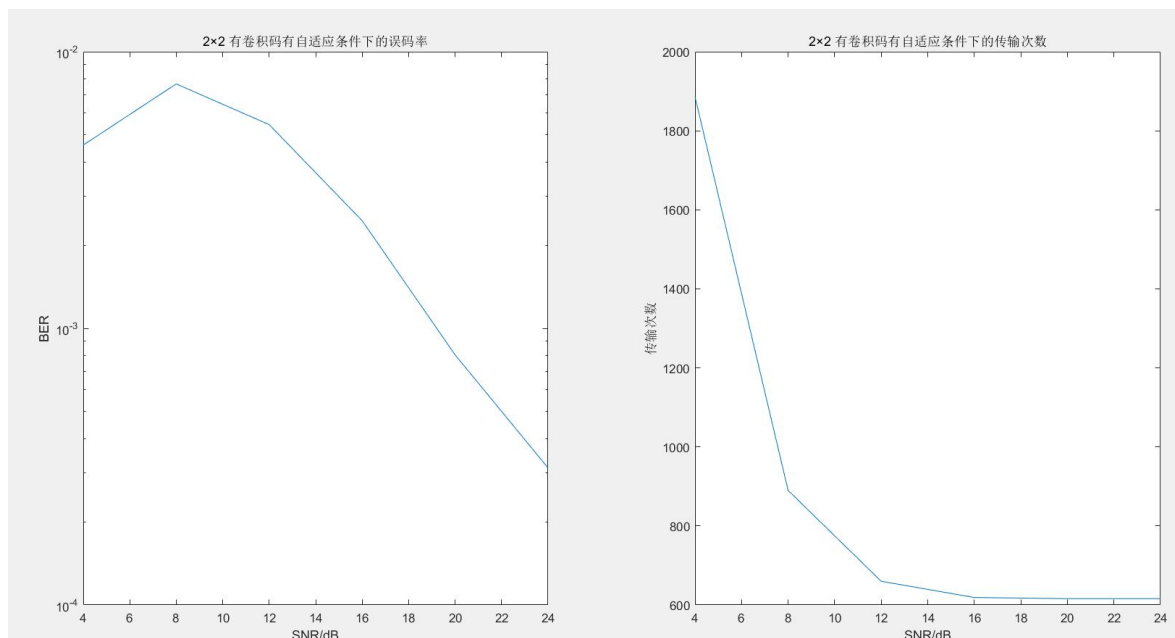


图 18.2 发 2 收测试结果图

可以明显的看到，在引入第二根天线后，系统的误码率明显上升，在 SNR 为 10dB 时系统的误码率级别在  $10^{-3}$  级别。

2 发 2 收系统的最优误码率为 0.0073 与 0.0080，SNR=8。

在引入卷积码后，系统的传输效率约为 616 轮，即约 318Kbps。

在不引入卷积码后，系统的传输效率约为 306 轮，即约 640Kbps。

对比实验结果可得出以下结论：

- MIMO 相比于单发单收，以误码率为代价提高了传输效率（将近一倍）。
- 自适应技术 因为算法未考虑天线间干扰，所以 SNR 高的地方有负优化；且在 SNR 低的地方发送非常慢，造成误码率并不与 SNR 反相关。

### 2.4.3 系统最优指标

以 SNR=8 为标准

最低误码率：0.00065

最高传输速率：640Kbps

最高频谱效率：3.6bit/Hz



## 2.4.4 时间同步指标测试

在多径条件为：

$$Delay = [0 \ 4]./Fs$$

$$Gain = [0 \ -10]$$

各径同步次数测试如下：

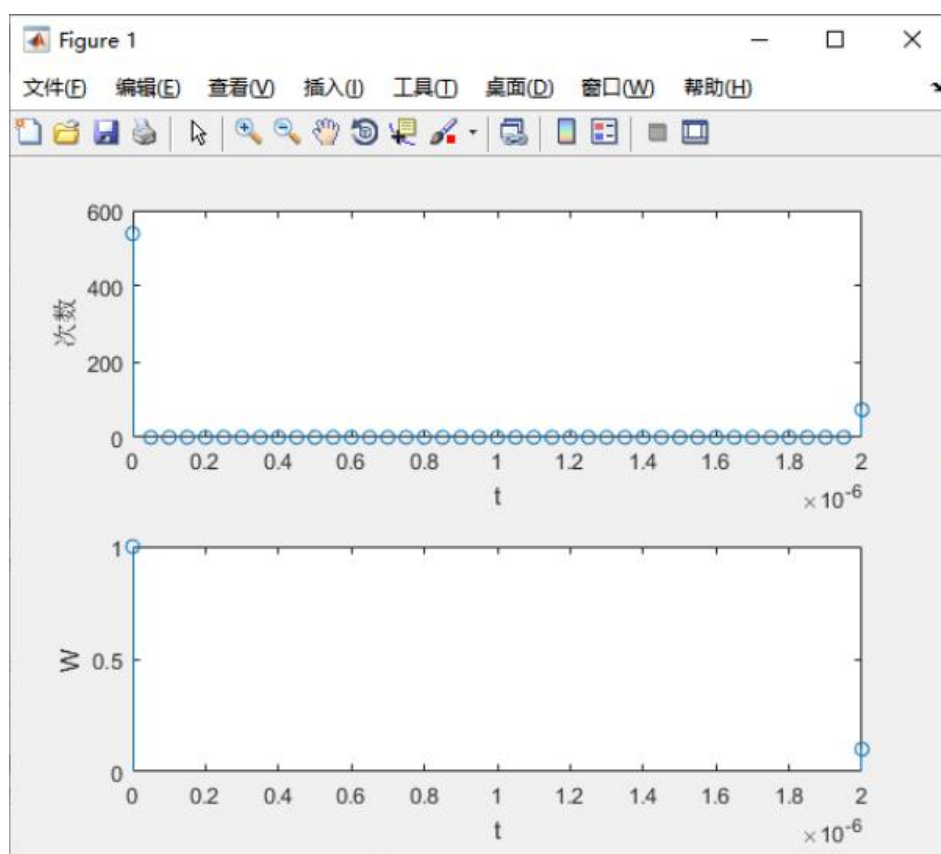


图 19 多径条件简单下时间同步结果

可以发现第一径与第二径被同步到的次数与两径强度的比值基本相同。

在多径条件为：

$$Delay = [0 \ 30 \ 150 \ 310 \ 370 \ 710 \ 1090 \ 1730 \ 2510] \times 10^{-9}$$

$$Gain = [0, -1.5, -1.4, -3.6, -0.6, -9.1, -7.0, -12.0, -16.9]$$

各径同步次数如下：

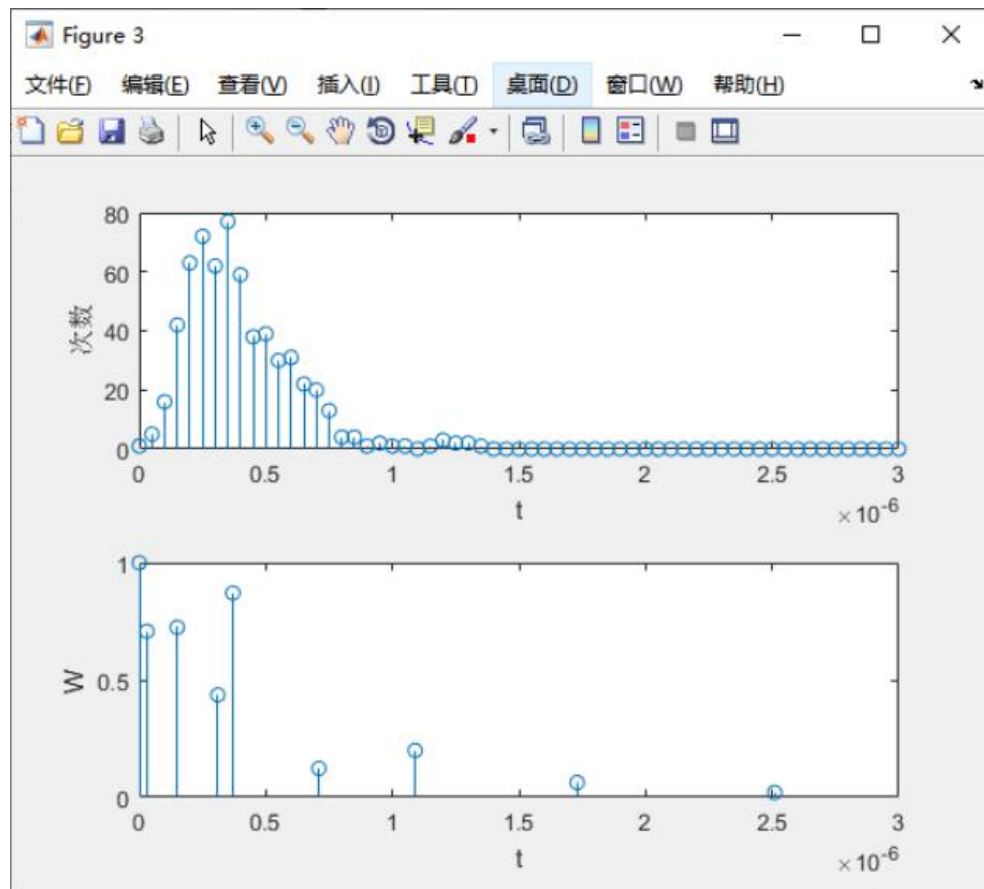


图 20 多径条件复杂下时间同步结果

可以发现由于多径条件较为复杂，使得时间同步结果并不理想，故在后面的工作中还需对该过程进行修缮加强。

## 第三章 课程设计中的问题和解决方法

### 3.1 典型问题 1

为了模拟实际传输中的连续传输，如何设置代码？

我们组在上次实验就发现了这个问题，经过查找资料，将`comm.rayleighchannel`函数中的'`RandomStream`', '`mtl9937ar with seed`', ... 参数设置上，但还是未能得到解决，最后我们发现，要讲使用的种子`randomseed`在`main`函数中设置，而不能在子函数中设置，这样才实现了`rayleigh`信道的连续性，即多次发送信道不重置。

### 3.2 典型问题 2

为了模拟实际传输中的时间同步过程，如何设置代码？

我们组在每一次帧传输之前，会在同步头前面加入随机的 0，来模拟信号在信道中的传播过程，同时使时间同步部分产生作用。

### 3.3 典型问题 3

在 Matlab 中，`pskmod` 函数的使用参数是 `double` 型，而传输的数据是 `bool` 型，如何设置代码？

这个问题比较难给出通用性很好的代码，因为 Matlab 中的 `bin2dec` 系列函数并不是那么好用。所以，针对我们系统所使用的 4 种调制方法：`BPSK`, `QPSK`, `8PSK` 和 `16QAM`，我们写了一个 `case` 来分别将四种调制方法的 `bool` 型转换为 `double` 型，再使用 `pskmod` 和 `qammod` 函数调制。

### 3.4 典型问题 4

EVA 信道中多径时延非码片周期整数倍，这样会不会影响时间同步的性能？如果同步到次径会有什么问题？

我们默认的时间同步部分的结构如下：



首先，本系统中对同步的预期是：同步到功率最强的径，即使最强的径不是主径。但是如果接收端按照默认方法不进行额外处理，那么时间同步只能同步到

某一个整数倍的码片上,那么有可能当主径出于深衰落而某一条次径功率较强时,由于次径时延非码片周期整数倍而无法同步到该较强的次径,这将导致时间同步有较大误差,使星座图旋转。问题的核心在于:相对过长的码片周期会导致时间同步的颗粒度不够小。

考虑到我们的系统中有使用到上采样跟升余弦滤波器,是否可以利用上采样过程将码片周期变小从而使时间同步的颗粒度变小呢?将同步部分结构变化如下,先解同步,再下采样和更升余弦滤波器:



此时时间同步中用于求相关峰的序列将是:原始 m 序列通过上采样跟升余弦滤波器后的序列。

解决了时间同步非码片整数周期倍的问题后,另一个问题是:同步到次径导致 CP 头不再能保证子载波之间的正交性。可由下两张图说明:



但是这个问题没有得到解决,原因在于:1.接收端并不能知道当前同步到的是第几条径;2.当主径出于深衰落而次径比较强时,取主径虽能保证正交性但是的影响不会太大,故而相较之下取最强的径是一种可取的方法。

此外,频率同步仍然在下采样更升余弦滤波器之后进行。

### 3.5 典型问题 5

如何选择合适的导频间隔?

导频间隔分为时域间隔和频域间隔,合适的导频间隔需要考虑信道条件。

经过计算可知信道特性如下：

$$\text{平均时延: } \bar{\tau} = 253.9 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$\text{rms 时延: } \sigma_{\tau} = 356 \times 10^{-9} \text{ s}$$

$$\text{相干带宽: } B_c = \frac{1}{2\pi\sigma_{\tau}} = 447 \text{ MHz}$$

$$\text{相干时间: } T_c = \frac{0.423}{f_m} = 4.23 \times 10^{-3} \text{ s} \quad (\text{对应 } 8456 \text{ 个码片}) \quad (\text{取 } f_m = 100 \text{ Hz})$$

我们的帧结构为  $4 \times 512 + 4 \times 127$ ，一共 2556 个码片小于相干时间，所以帧的头部可以对整个帧的时间同步和频率同步进行负责。

由于相干带宽远大于我们信道带宽，所以信道是频率非选择性时间非选择性的。但是实际中观察信道估计的结果发现在频域上信道仍有较大起伏，最后选择频域间隔为 10；观察发现信道在时域上相邻的 OFDM 符号变化不大，虽然我们选择时域间隔为 1，但是时域间隔可以进一步增大以减小导频开销。

综上，导频的间隔选取既需要考虑信道条件，还需要进行实验考察调整，我们的导频间隔乃至帧结构还有较大的优化空间。

附录：

全部测试数据

BER	4	8	12	16	20	24
单发单收仅时间同步	0.0172	0.0076	0.0038	0.0022	0.0015	0.0012
单发单收+自适应	0.0103	0.0060	0.0020	0.0013	0.000987	0.00088
单发单收+卷积码	0.0031	0.00065	0.000202	0.000084	0.000051	0.000025
单发单收全部技术	0.0048	0.0011	0.000191	0.000179	0.000076	0.000045
2 发 2 收仅时间同步	0.0525 0.0408	0.0265 0.0203	0.0124 0.0100	0.0059 0.0051	0.0030 0.0029	0.0020 0.0021
2 发 2 收+自适应	0.0095 0.0067	0.0143 0.0128	0.0135 0.0091	0.0072 0.0055	0.0040 0.0030	0.0028 0.0021
2 发 2 收+卷积码	0.0448 0.0365	0.0150 0.0123	0.0042 0.0031	0.0010 0.000998	0.000166 0.000368	0.000082 0.00027
2 发 2 收全部技术	0.0050 0.0042	0.0073 0.0080	0.0047 0.0062	0.0022 0.0027	0.000732 0.000872	0.000284 0.000342