

# 无线通信大作业

## 点到点 OFDM 通信系统仿真报告

班级：1701013

学号：17010130058

姓名：张茜

## 一. 仿真要求

使用 Matlab 语言，仿真实现 OFDM 基带信号在频率选择性信道条件下的发送与接收。输入为随机比特流，经由 OFDM 调制，仿真信道传输，OFDM 解调后输出比特流，可计算不同信噪比条件下的误码率。其中子载波间隔 15KHz，循环前缀长度及子载波数目可调，各子载波使用 QPSK 调制。

- 信道：信号经历 3GPP TS36.101 附录 B 中表 B.2.2-1 给出的 ETU300 多径信道，随后叠加一个信噪比可调的 AWGN 信道。
- 能够查看并解释从输入到输出沿路各点信号的时域波形和频域特性图；能够绘制误码率随信噪比变化的曲线。
- 设计梳状或块状导频并在接收端完成信道估计与补偿（即均衡）。

## 二. 仿真原理

### 1. OFDM 基本原理

OFDM 是一种多载波的传输方法，它将频带划分为多个子信道并行传输数据，将高速数据流分成多个并行的低速数据流，然后通过调制到每个信道的子载波上进行传输。由于它将非平坦衰落无线信道传化为多个正交平坦衰落的子信道，从而可以消除信道波形间的干扰，达到对抗多径衰落的目的。

OFDM 的各个子载波相互正交

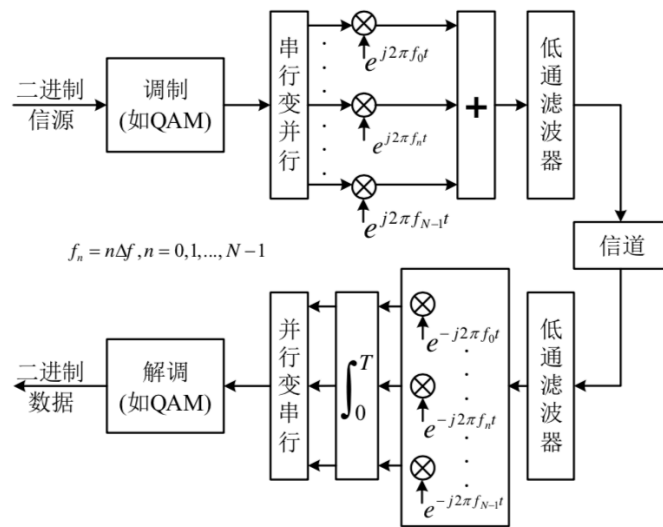
$$\int_0^{T_s} e^{j2\pi f_1 t} (e^{j2\pi f_2 t})^* dt = \int_0^{T_s} e^{j2\pi \Delta f t} dt = 0$$
$$\min \Delta f = \frac{1}{T_s}$$

N 个间隔为  $\Delta f$  的子载波可以同时传输信息，则发送端发出的第 k 个 OFDM 符号的波形可以表示为：

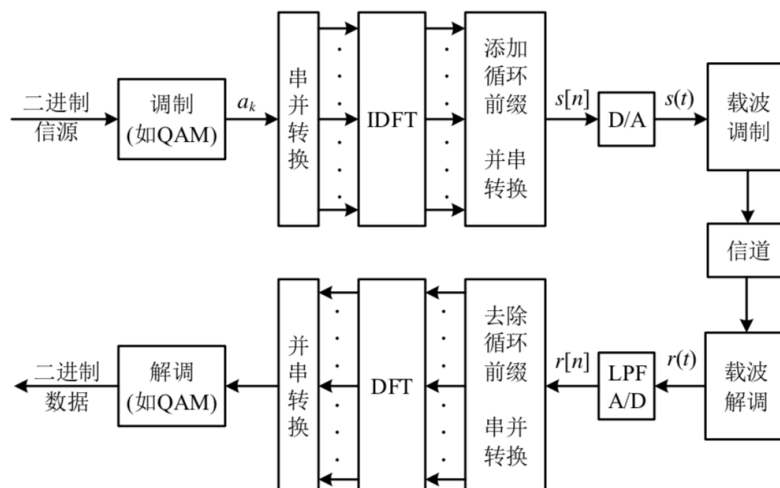
$$S_k(t) = \text{Re} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} X_k[n] g(t - kT_s) e^{j2\pi(f_c + n\Delta f)t} \right]$$

其中  $g(t)$  为成形脉冲，通常为矩形脉冲。第  $k$  个 OFDM 符号在第  $n$  个子载波上传输的数据  $X_k[n]$  为一个复数，可以采用 PSK/QAM 等方式根据输入二进制序列生成。

OFDM 通信系统的基带模型如图：



基于 DFT/IDFT 的 OFDM 系统实现如图：



OFDM 采用  $N$  个重叠的子频带，子频带间正交，因而在接收端无需分离频谱就可将信号接收下来。OFDM 系统利用快速傅利叶变换

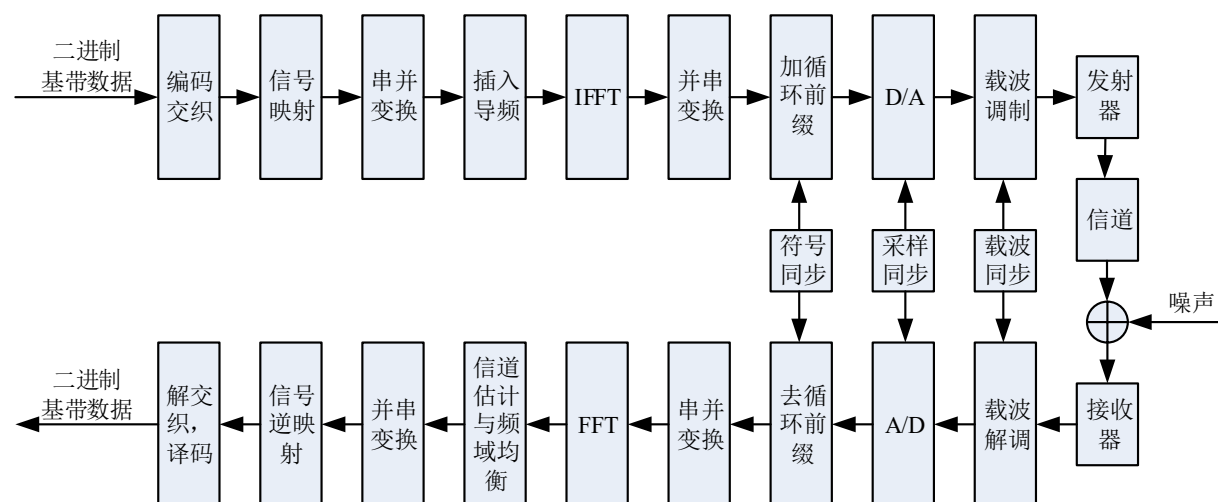
(FFT/IFFT) 实现调制和解调。实现简单。在 OFDM 系统的发射端加入保护间隔，主要是为了消除多径所造成的符号间干扰。其方法是在 OFDM 符号保护间隔内填入循环前缀（消除子载波间干扰），这样时延小于保护间隔的信号就不会在解调过程中产生 ISI。

### 三．实现方法

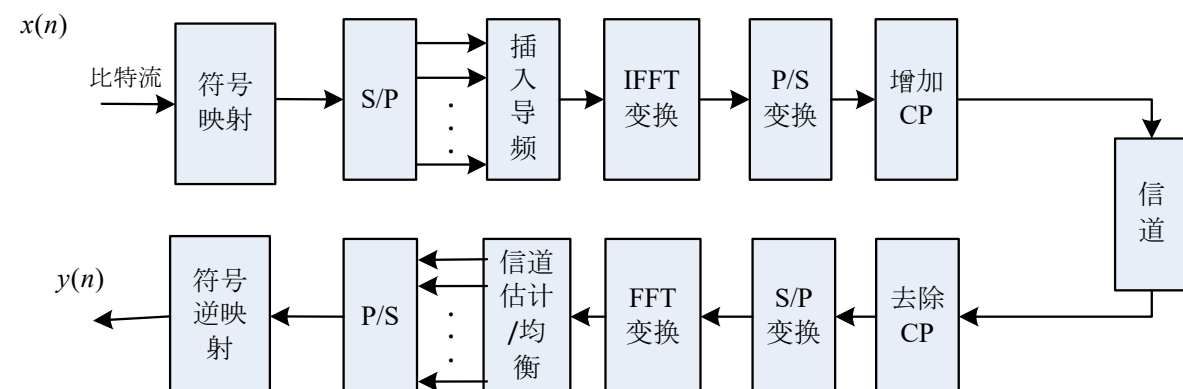
#### 1. 仿真系统

##### 1.1 系统框图

实际 OFDM 系统框图：



OFDM 仿真系统框图：



##### 1.2 基本仿真参数

子载波间隔:  $f_{\text{delta}}=15\text{e}3$ ;

子载波数：即 FFT 点数，num\_carriers=128；

循环前缀长度：cp\_length=16；

块状导频，插入间隔：pilot\_interval=5；

调制阶数：QPSK 调制，M=2；

信道估计算法：最小二乘法 LS，ce\_method=1；

每次发送 1000 个有效 OFDM 符号：symbol\_len=1000；

### 1.3 可配置参数

信道模型：配置为简单的加性高斯白噪声（AWGN）信道和 ETU 多径信道，由参数 awgn\_en 控制，为 1 表示 AWGN 信道，为 0 表示 ETU 信道；

ETU 信道下的最大多普勒扩展：由参数 fd 给出，通常配置为 0-300Hz 之间的数据；

仿真统计次数：由参数 sta\_num 设定，一般去 sta\_num=10.

<pre>%% 仿真控制参数 awgn_en = 0; fd =300; sta_num = 10;</pre>	<pre>%信道模型选择 %最大多普勒扩展 %仿真统计次数</pre>	
<pre>%% OFDM信号参数定义与OFDM信号产生 f_delta = 15e3; num_carriers = 128; cp_length = 16; pilot_interval = 5; M = 2; ce_method = 1; symbol_len = 1000;  fft_n = num_carriers; num_bit = num_carriers * symbol_len *M ; pilot_bit_1 = randi([0 1], 1, 256); OFDM_SNR_BER= zeros(1,31); OFDM_LS_SNR_BER= zeros(1,31); i=1;</pre>	<pre>%子载波间隔 %子载波数 %循环前缀长度 %插入导频间隔 %每星座符号比特数，对应QPSK调制 %信道估计方法，1或者2分别对应LS和MMSE %ofdm符号数  %fft点数=子载波数 %对应比特数据个数，即128*1000*2 %1*256维向量，作为已知导频的bits %存储直接解调OFDM误码率 %存储基于信道估计后的OFDM误码率</pre>	

## 2. 仿真模块

### 2.1 发送数据生成

产生随机比特流数据，sr 为 0，1 随机比特，L 为要求信源数据的

长度。

```
function sr=sourcebits(L)
    sr=randi([0 1],1,L);
end
```

## 2.2 星座映射/解映射

在 QPSK 调制的情况下，将比特对映射到复值调制符号。

$$d(i) = \frac{1}{\sqrt{2}}[(1 - 2b(2i)) + j(1 - 2b(2i + 1))]$$

```
function [data_outI,data_outQ]=qpsk_modulation(data_in)
    Kmod=1/sqrt(2);
    L = length(data_in)/2;
    data_outI = zeros(1,L);
    data_outQ = zeros(1,L);
    for k=1:L
        data_outI(k)=Kmod * (1 - 2*data_in(2*k-1));
        data_outQ(k)=Kmod * (1 - 2*data_in(2*k));
    end
```

data\_in 为输入数据，data\_outI , data\_outQ 为映射后的星座数据。

```
function [data_outI,data_outQ]=qpsk_demodulation(data_in)
    data_outI = (1 - sign(real(data_in))) / 2;
    data_outQ = (1 - sign(imag(data_in))) / 2;
end
```

QPSK 接收机，data\_in 为接收机解调和 FFT 后的星座符号，为复数信号；data\_outI , data\_outQ 为 QPSK 解调后的两路输出。

## 2.3 插导频/去导频

系统采用块状导频的方案，更适用于频率选择性衰落信道。导频插入间隔为 5，即每五个 OFDM 符号之间插入一个导频符号，因此总的效率为 5/6。

```

function [output,count,pilot_seq] = ...
    insert_pilot_f(input,pilot_bit,pilot_inter)
[data_outI,data_outQ] = qpsk_modulation(pilot_bit);
pilot_symbol= data_outI + 1i*data_outQ;
pilot_seq = reshape(pilot_symbol,128,1);
[N,NL] = size(input);
output = zeros(N,(NL+fix(NL/pilot_inter)));
count=0;
i=1;
while i<(NL+fix(NL/pilot_inter))
    output(:,i)=pilot_seq;
    count=count+1;
    if count*pilot_inter<=NL
        output(:,(i+1):(i+pilot_inter))=...
            input(:,((count-1)*pilot_inter+1):count*pilot_inter);
    else
        output(:,(i+1):(i+pilot_inter+NL-count*pilot_inter))=...
            input(:,((count-1)*pilot_inter+1):NL);
    end
    i=i+pilot_inter+1;
end
end

```

输入为 pilot\_bit 1\*256 导频向量。使用 while-if 每隔 pilot\_inter 个符号插入一个导频序列。

```

function [output,H]=Get_pilot(input,pilot_interval)
output_temp = zeros(128,1000);
H_temp = zeros(128,200);
k=1;
i=1;
while(k<= 200)
    H_temp(:,k) = input(:,(pilot_interval+1)*i - pilot_interval);
    k = k+1;
    i = i+1;
end

j=2;
q=1;
r=1;
while(q<=1000)
    output_temp(:,q:(q+4)) = input(:,j:(j+4));
    q=pilot_interval*r+1;
    j=(pilot_interval+1)*r+2;
    r=r+1;
end
output = output_temp;
H = H_temp;
end

```

取出导频序列，得到没有导频的矩阵，输入为去循环前缀后得到的矩阵。输出为去除导频后得到的 OFDM 信号，H 为导频矩阵，pilot\_interval 为导频间隔。

## 2.4 信道估计

接收到的信号因受到信道特性的影响而失真，为了恢复发送的比特信息，在接收机端对信道的影响进行估计和补偿。使用 LS 信道估计，使接收数据和无噪声数据之差的平方和达到最小。基于最小二乘问题的求解得到 LS 信道估计的计算公式，并基于信道估计结果进行频域均衡。

```
function [output] = ls_estimation(input,H_ifft,pilot_sequence)
    [N,NL] = size(input);
    output = zeros(N,NL);
    i=1;
    k=1;
    H = fft(H_ifft,128)/sqrt(128);
    input_tem = fft(input,128)/sqrt(128);

    for i=1:1:200
        H_out(:,i)=H(:,i)./(pilot_sequence);
    end

    q=1;
    b = 1;
    while q<= 200
        h =inv( diag(H_out(:,b),0));
        Y = input_tem(:,k:(k+4));
        output(:,k:(k+4)) = h * Y;
        k = k + 5;
        q=q+1;
        b=b+1;
    end
```

输入为 128\*1000 维矩阵，解调后得到 OFDM 信号。H 为 128\*200 导频矩阵，pilot\_sequence 为 128\*1 发送的导频复数序列。输出为经过信道估计后得到的 OFDM 信号。

## 2.5 IFFT/FFT

直接调用函数，IFFT 和 FFT 都具有两个输入，一个输出。第一个输入参数为需要进行变换的数据，第二个输入参数为 FFT 点数，输出参数为执行变换后的结果。

```
%% IFFT
OFDMmoddata_out = ifft(Insertpilot_out,fft_n)*sqrt(fft_n);

%% FFT and IFFT, for demodulation
OFDM_Demodulationdata_out_iter1= fft(Deletepilot_Data)/sqrt(fft_n);
```



## 2.6 加循环前缀/去循环前缀

```
function output=Insert_CP(input,cp_length)
[m,n]=size(input);
output=zeros(m+cp_length,n);
for j=1:n
    output(1:cp_length,j)=input((m-cp_length+1):m,j);
    output((cp_length+1):(m+cp_length),j)=input(:,j);
end
end
```

输入 input 为加入导频后得到的矩阵，cp\_length 为循环前缀长度，输出为加入 CP 后得到的矩阵。

```
function output=Delete_CP(input,cp_length)
input_temp = reshape(input,144,1200);
[m,n]=size(input_temp);
output=zeros(m-cp_length,n);
for j=1:n
    output(1:(m-cp_length),j)=input_temp((cp_length+1):m,j);
end
end
```

输出为去循环前缀后得到的矩阵。

## 2.7 信道仿真

信道采用 3GPP TS36.101 给出的 ETU300Hz 多径信道，并在其上叠加一个信噪比可调的高斯白噪声。相应的多径信道参数如下表：

**Table B.2.1-4 Extended Typical Urban model (ETU)**

Excess tap delay [ns]	Relative power [dB]
0	-1.0
50	-1.0
120	-1.0
200	0.0
230	0.0
500	0.0
1600	-3.0
2300	-5.0
5000	-7.0

```

%% 多径信道
%信道参数为3G.101协议指定
fs = (num_carriers) * f_delta;
ts = 1/ fs;
tau = [0,50,120,200,230,500,1600,2300,5000]/(10^9);
pdb = [-1.0 , -1.0 , -1.0 , 0 , 0 , 0 , -3.0,-5.0,-7.0];
chan = rayleighchan(ts,fd,tau,pdb);
chan.ResetBeforeFiltering=0;

%% 经过多径信道
if (awgn_en==1)
    Add_Multipath_data = Channel_data;
elseif (fd~=0)
    Add_Multipath_data = filter(chan, Channel_data);
end

%Add_noise_data = awgn(Add_Multipath_data,SNR,'measured');%SNR可以变化
Add_noise_data = awgn(Add_Multipath_data,SNR,'measured');%

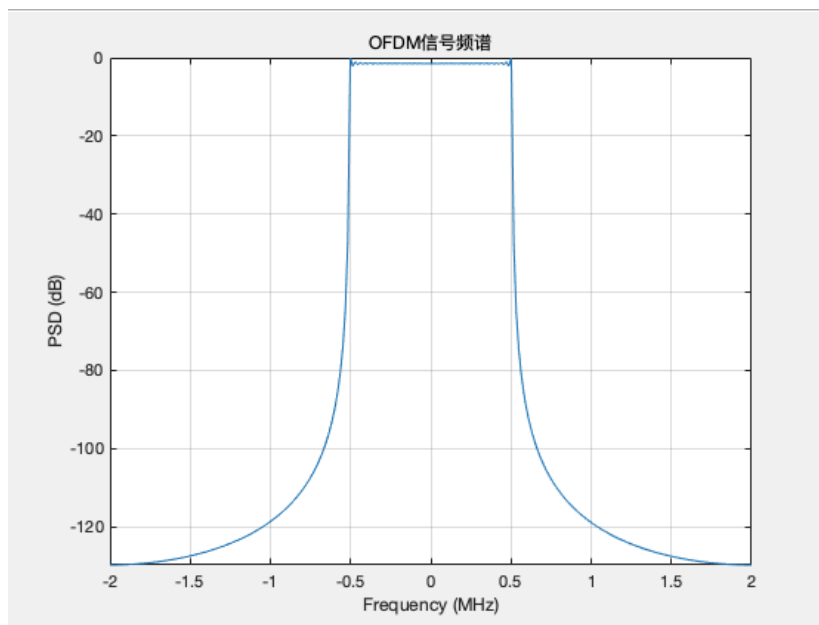
```

## 四. 仿真结果及分析

### 1. 各点信号频域特性图

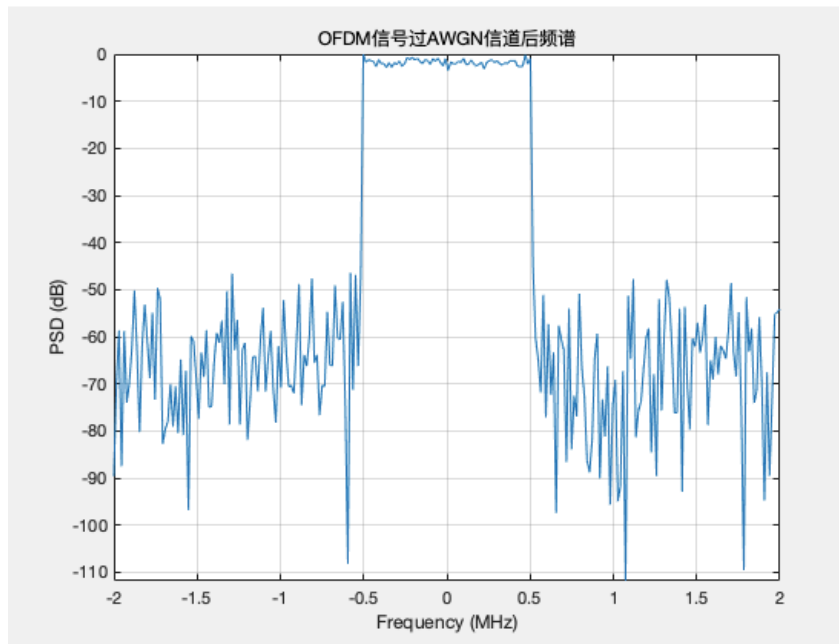
#### 1.1 频域特性图

##### 1.1.1 发送信号频谱



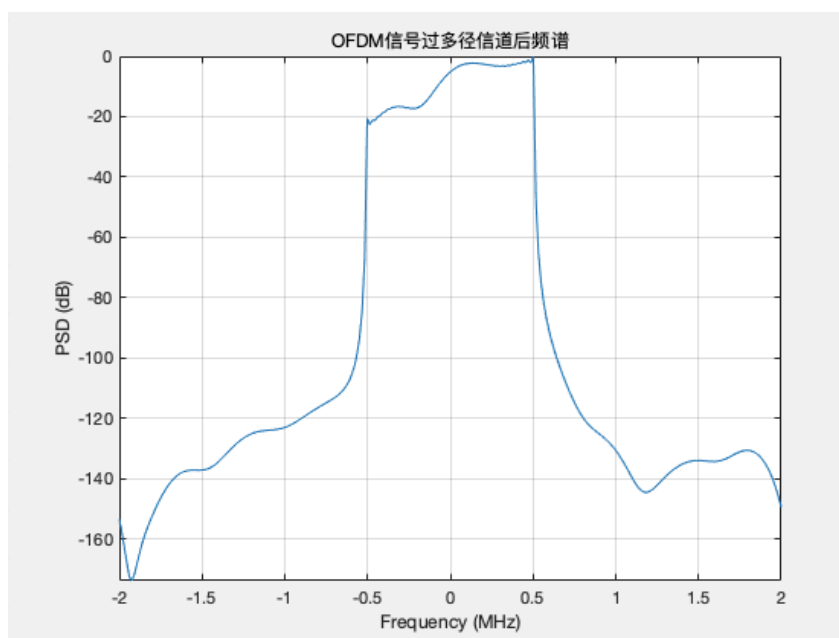
发送端 OFDM 信号带宽为 1MHz，信号频谱主要集中在-0.5MHz 到 0.5MHz 内，由各子载波频谱叠加构成。带内频谱分布均匀。

### 1.1.2 经过 AWGN 信道后的信号频谱



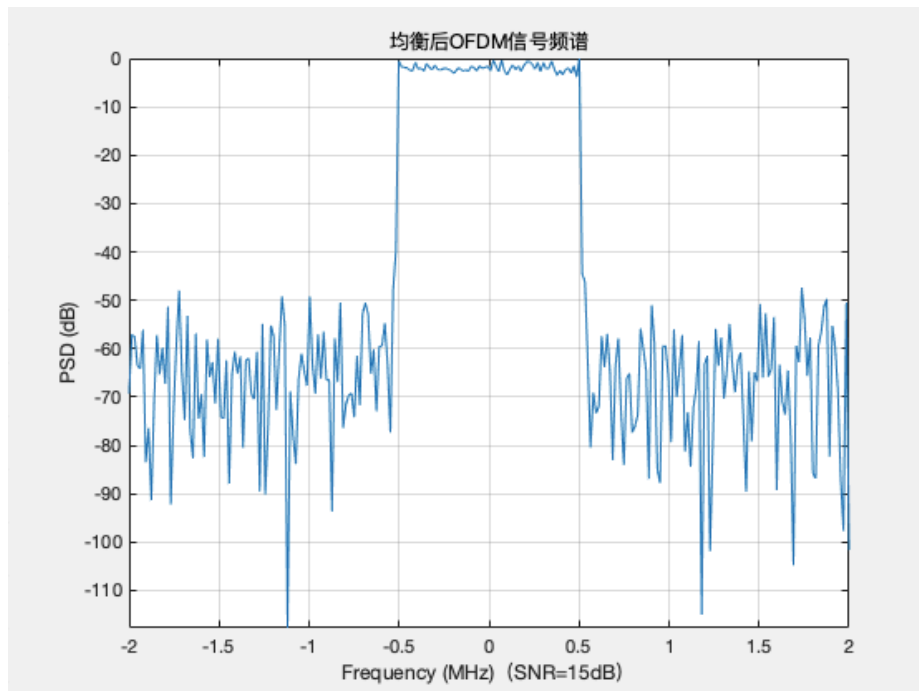
加入高斯白噪声后频谱明显产生波动，噪声随机分布。

### 1.1.3 经过多径衰落信道后的信号频谱



经过 ETU300Hz 的多径信道后，信号频谱明显变化大，产生频率选择性衰落。

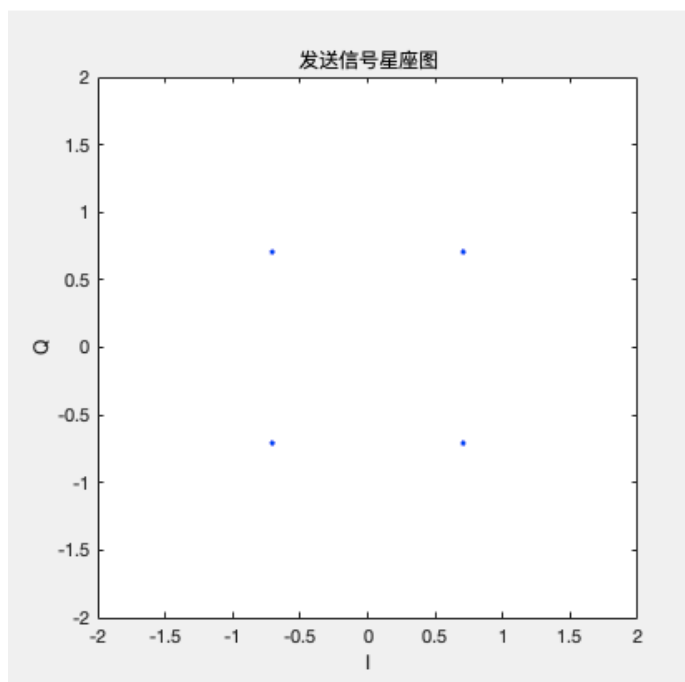
### 1.1.4 经过均衡后的信号频谱



## 2. 信号星座图与误码曲线

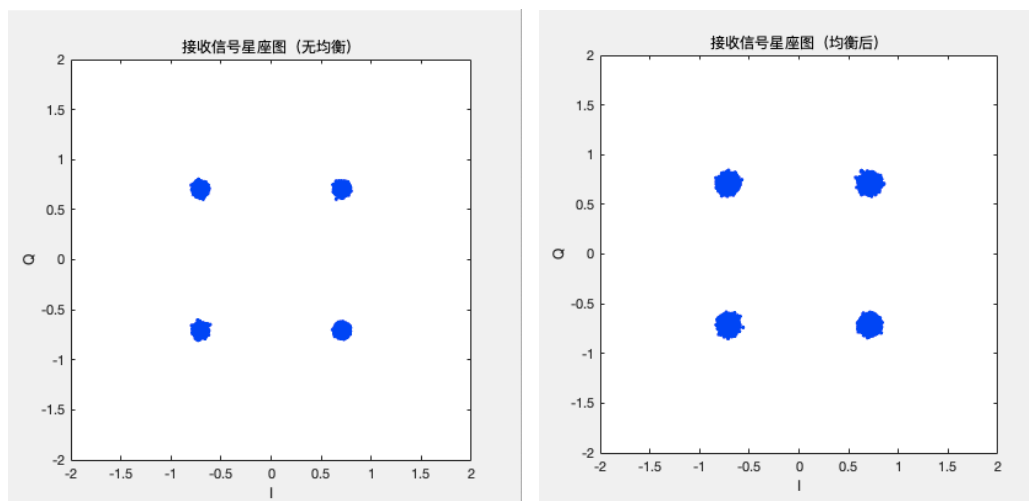
### 2.1 星座图

#### 2.1.1 发送信号星座图



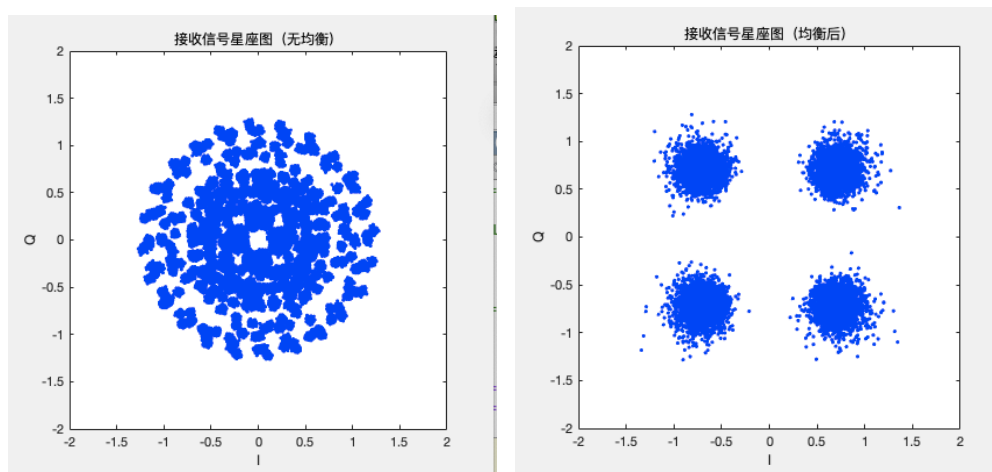
## 2.1.2 接收信号星座图

### 2.1.2.1 AWGN 信道下接收信号星座图

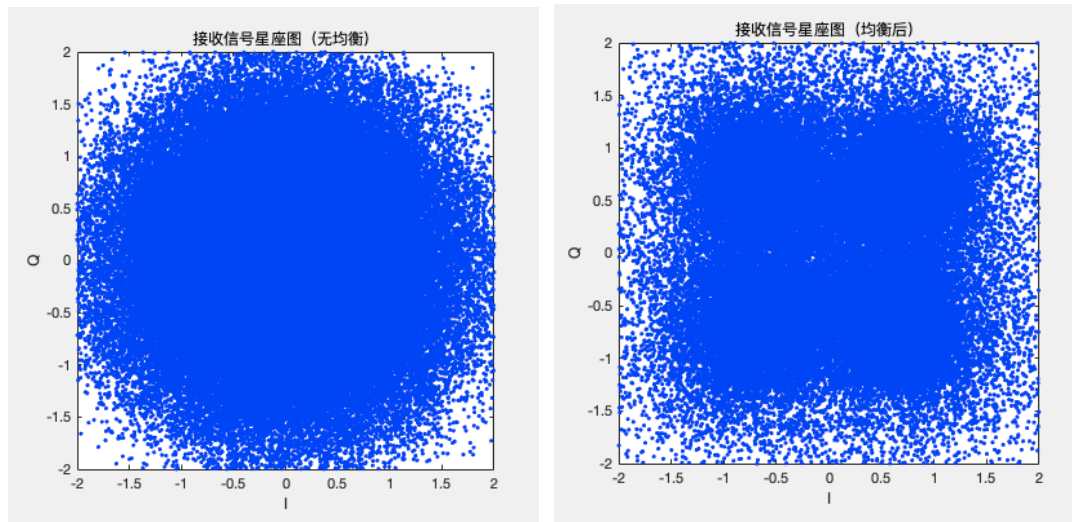


信号通过高斯白噪声信道时,接收到的信号星座图与发送信号星座图差别较小。且均衡后的信号星座图与接收到的信号星座图差别不大,直接解调和信道估计后解调误码率相近。

### 2.1.2.2 多径衰落信道下接收信号星座图 ( $f_d=0$ )



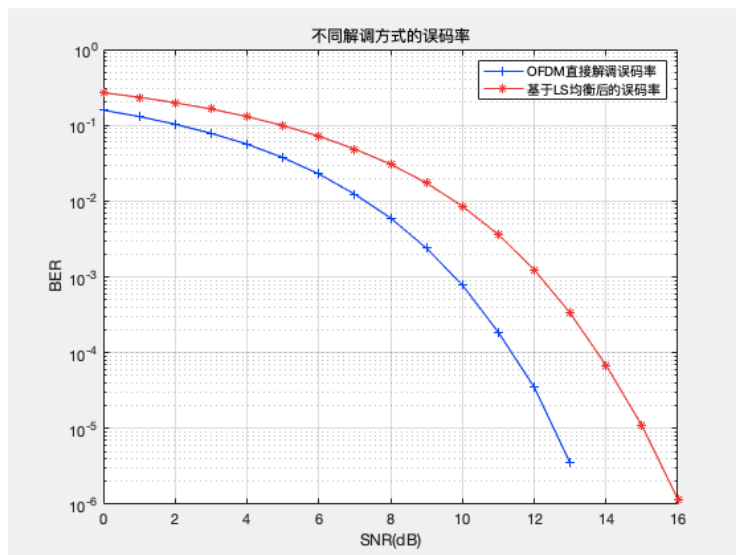
### 2.1.2.3 多径衰落信道下接收信号星座图 ( $f_d=300$ )



通过 ETU300Hz 多径信道时，随着最大多普勒扩展的增加，信号发送严重衰落，星座图变化显著，错判概率增大。fd=0 时均衡对抗信号衰落仍有明显的改善，而 fd=300 时，直接解调后的信号已无法解调出发送信号，均衡后有所改善，但仍有较大的错判概率。

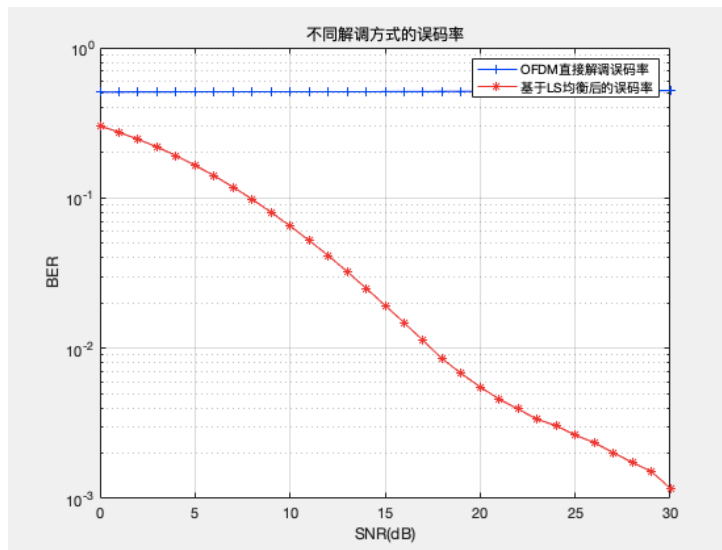
## 2.2 误码曲线

### 2.2.1 AWGN 信道下的误码曲线



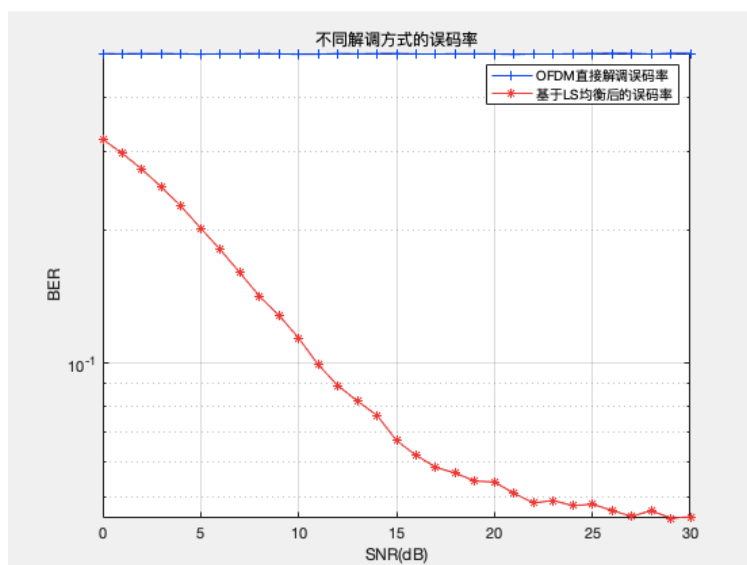
信号通过 AWGN 信道时，图中看到采用 LS 均衡后的信号误码率比 OFDM 直接解调后的信号误码率要大，因此 LS 信道估计并不适用于单独的 AWGN 信道。

### 2.2.2 多径衰落信道下的误码曲线 ( $f_d=0$ )

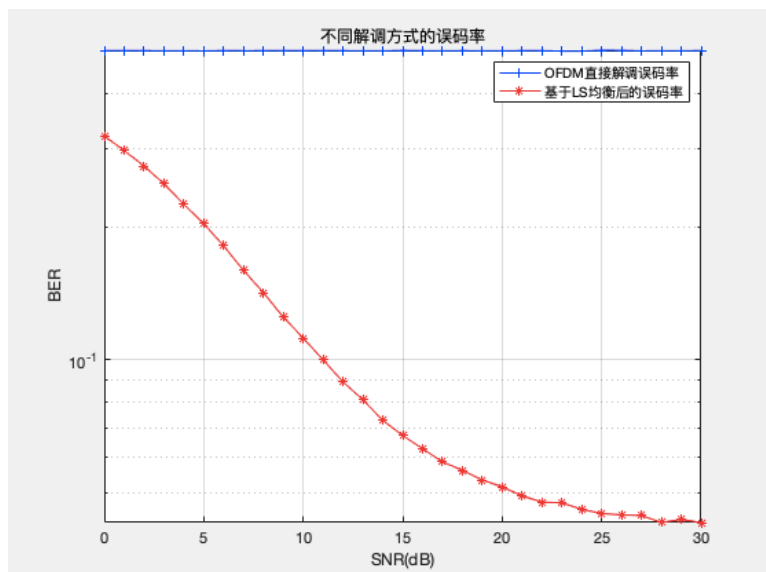


信号通过 ETU300Hz 多径信道，最大多普勒扩展  $f_d$  为 0 时，LS 均衡对抗信号频率选择性衰落的效果显著。直接解调时信号误码率很高且不随信噪比的增大发生变化，而均衡后的信号误码率随信噪比的变化十分明显，信噪比为 30dB 时误码率可达到  $10^{-3}$  量级。

### 2.2.3 多径衰落信道下的误码曲线 ( $f_d=300$ )



(仿真统计次数=10 下的误码率曲线)



(仿真统计次数=30 下的误码率曲线)

信号通过 ETU300Hz 多径信道，最大多普勒扩展  $f_d$  为 300 时，信号发生严重衰落，直接解调后的信号误码率达到 0.5，即无法解调出有用信息，而均衡后的误码率有所改善，但由于  $f_d$  较大，即使信噪比达到 30dB，误码率仍然大于 0.04。

该 OFDM 系统中仿真统计次数默认值为 10，在该参数设置情况下能够较好的展现出误码情况。增加仿真次数后，直接解调后的误码率由于不随信噪比变化始终为直线，看不到改观；而均衡后的信号误码率曲线由于仿真次数的增加，样点值增加，曲线更加平滑，取值较之前更加准确。