

华北电力大学

# 实 验 报 告

实验题目：移动通信中 MIMO 技术性能仿真与分析  
课程名称：移动通信

姓名：熊梓豪 班级：通信 1702 学号：201703000325

姓名：胡旭梅 班级：通信 1701 学号：201703000305

姓名：占郁雯 班级：通信 1703 学号：201703000232

分工：

熊梓豪：程序编程、建模设计

胡旭梅：论文编写、数据分析

占郁雯：论文编写、资料查找、审校整理

指导教师：陈智雄

成 绩：

实验日期：2020 年 5 月 21 日

## 摘要

MIMO 多输入多输出系统,利用多根天线,通过发送分集和接收分集的技术,极大的提高了系统容量并具有极高的频谱利用率,从而成为现代通信系统(如,第五代移动通信 5G)的关键技术基础之一。那么 MIMO 系统是如何提高频谱利用率和误码率的呢?又比传统通讯传输系统的质量提升了多少呢?我们基于这些问题,依此建立了“多发单收 MISO”、“单发多收 SIMO”和“多发多收 MIMO”系统模型,从通信系统“有效性”和“可靠性”两个角度,详细的讨论并研究了 MIMO 系统性能优势,给出了,完成对问题的解答。

首先,我们阐述了 MIMO 系统相关的技术背景。发送接收方面,我们叙述了空时编码的历史产生。传输信道方面,我们解释了 Rayleigh 衰落的生产机制和高斯白噪声的背景。信道调制方面,我们解释了星座图和 MPSK 调制的原理基础。数学上,我们描述了共轭转置和正交矩阵等数学基础。

其次,我们对 MIMO 系统的基本物理情景,建立了模型。(1)发送方面,我们从空时分组码 STBC 出发,建立了 Alamouti 多天线分集发送模型。(2)接收方面,我们给出了极大似然译码接收模型、最大比合并分集接收模型、迫零法 ZF 和最大均方差法 MMSE 分集接收模型。(3)信道调制方面,我们选择并建立了 MPSK 的星座图建模基础及模型程序。(4)传输信道方面,我们建立了 Rayleigh 衰落的仿真模型,同时给出了接收天线的复高斯白噪声的程序模型。(5)信道容量测量方面,我们给出了离散信道基本分析法和 Telatar-Foschini 信道容量分析法,两种信道容量的测量方法,相互验证且客观准确地对 MIMO 系统的“有效性”进行了分析和研究。

然后,基于上述建立的模型,我们对 MIMO 系统进行模型求解。首先,我们选取了通信系统“有效性”中的信道容量特征,和“可靠性”中的误码率特征两个角度进行研究。其次,我们循序渐进地,依此按照“多发单收 MISO”、“单发多收 SIMO”和“多发多收 MIMO”的顺序,有条不紊地完成了 MIMO 系统的分析。(1)我们利用 Alamouti 多天线分集方法和极大似然译码接收模型,依此给出了“多发单收 MISO”中二发一收、四发一收和 N 发一收,两个特征随信噪比变化的关系曲线及其数据结果分析。(2)我们通过最大比合并分集接收模型,对“单发多收 SIMO”中任意数值 N 下,一发 N 收的接收分集情景进行了整体综合的讨论,对比了不同 N 下两个特征的变化差异并分析了数据结构。(3)我们基于 Alamouti 发送方法、迫零法 ZF 和最大均方差法 MMSE 分集接收模型,系统地对“多发多收 MIMO”中二发二收和 N 发 N 收在两个特征下同信噪比的关系曲线进行了分析和解释。于是,我们实现了 MIMO 系统对通信系统“有效性”和“可靠性”特征性能的量化分析。完成了对论文目标问题的解答。

最后,我们对本文模型的优缺点进行了讨论,并对可以改进的方向提出了建议。

# 目录

一、技术背景.....	4
1.1 MIMO 多天线技术.....	4
1.2 空时编码——空时分组码 .....	4
1.3 Rayleigh 衰落.....	4
1.3.1 Rayleigh 衰落原因 .....	4
1.3.2 衰落表现形式.....	5
1.4 共轭转置 .....	5
1.4.1 共轭转置.....	5
1.4.2 共轭乘法.....	5
1.4.3 正交矩阵.....	5
1.5 MPSK 调制 .....	6
1.5.1 MPSK 调制 .....	6
1.5.2 星座图.....	6
1.5.3 MPSK 星座图 .....	7
1.6 高斯白噪声 .....	8
二、模型的建立.....	8
2.1.MIMO 仿真总流程框图 .....	8
2.2 空时编码——空时分组码 <i>STBC</i> .....	9
2.2.1 Alamouti 分集发送方案 .....	9
2.2.2 Alamouti 最大似然接收方案 .....	9
2.2.3 多天线发送分集模型.....	11
2.2.4 多天线接收空时编码方案 .....	11
2.2.5 分层空时编码.....	12
2.3 接收分集模型 .....	12
2.3.1 最大比合并法.....	12
2.3.2 最大均方差法 <i>MMSE</i> .....	13
2.3.3 迫零法 ZF .....	13
2.4 信道容量 .....	14
2.4.1 离散信道模型.....	14
2.4.2 Telatar-Foschini 信道容量分析法 .....	15

2.5 信道编码模型——MPSK 调制 .....	17
2.6 信道衰落模型——Rayleigh 衰落 .....	18
2.7 接收端噪声模型——高斯白噪声 .....	18
三、模型求解 .....	19
3.1 二发一收 .....	19
3.1.1 二发一收——误码率 .....	19
3.1.2 二发一收——信道容量 .....	20
3.2 四发一收 .....	21
3.3 N 发一收 .....	23
3.4 一发 N 收 .....	24
3.5 二发二收 .....	25
3.6 N 发 N 收 .....	26
四、模型的评价 .....	27
4.1 模型的评价 .....	27
4.1.1 模型的优点 .....	27
4.1.2 模型的缺点 .....	27
4.2 模型的改进 .....	27
五、参考文献 .....	27

# 一、技术背景

## 1.1 MIMO 多天线技术

多天线技术：是一种发送接收分集技术。在发送端和接收端都使用多根天线，多条发送接收通道同时处于深度衰落的可能性比单天线通道处于深度衰落的可能性小很多。

发送接收分集技术可以极大地提高了无线传输的信道容量，具有极高的频谱利用效率。在对现有频谱资源充分利用的基础上通过利用空间资源来获取可靠性与有效性两方面增益。

• MIMO 多天线模型：

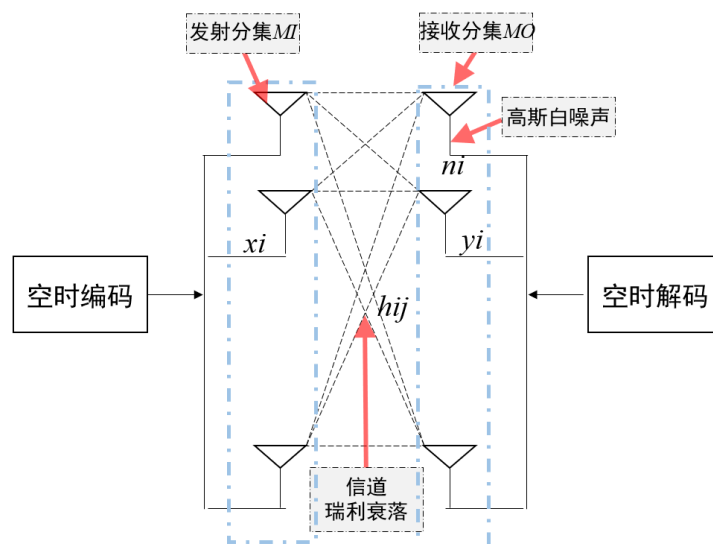


图 1.1.1 MIMO 多天线模型

## 1.2 空时编码——空时分组码

1998 年，*Alamouti* 提出一种发送分集实现方案：在发送端，信号经过简单的编码映射，然后经过  $n$  副天线同时发送，在接收端已准确获得信道  $CSI$  的情况下，采用简单信号处理技术，即可获得与  $n$  副天线接收分集相同的性能[1]。

随后，*Tarokh* 等人在 *Alamouti* 关于发送分集研究工作的基础上，将这种发送分集技术结合正交编码，提出正交空时分组编码技术 *STBC*，并研究了其编译码方法。

空时分组码由于相对简单的编译码算法和较好的性能已被 *3GPP* 正式列入 *WCDMA* 提案。*WCDMA* 提案中，下行开环发送分集共有两种：空时发送分集 *STTD* 和时域切换时间分集 *TSTD*。

## 1.3 Rayleigh 衰落

### 1.3.1 Rayleigh 衰落原因：

在无线通信信道环境中,电磁波经过反射折射散射等多条路径传播到达接收机后,总信号强度服从 *Rayleigh* 分布。同时由于接收机移动及其他原因,信号强度、相位特性又起伏变化,故称为 *Rayleigh* 衰落。

瑞利分布常描述平坦衰落或独立多径分量接受包络统计时变特性的一种分布类型。

• 概率密度:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (1)$$

### 1.3.2 衰落表现形式:

(1) **慢衰落**: 指电磁波在传播路径上受到建筑物等阻挡所产生阴影效应而产生衰落,反映中等范围内(数百波长级)接收信号电平平均值起伏变化趋势。

• 典型分布:对数正态分布。

(2) **快衰落**: 又称小尺度衰落,反映微观小范围的空间、时间、频率上接收信号所呈现快速起伏。一般由于基站或者移动台附近物体对信号散射作用引起。

• 接收信号包络典型分布: *Rayleigh* 分布, 有时 *Rice* or *Nakaga-mi* 分布。

移动信道环境中,任意时间  $t$  接收的瞬时复信号  $r(t)$  可以表达为:

$$R(t) = a(t)e^{jw(t)} \quad (2)$$

其中  $a(t)$  代表接受信号  $r(t)$  的包络,由快衰落和慢衰落一起决定。 $w(t)$  代表  $r(t)$  的相位,由衰落过程的频域特性、时域特性和空域特性来决定,这些特性分别与多径信号的多普勒扩展(时间选择性衰落)、时延扩展(频率选择性衰落)和角度扩展有关(空间选择性衰落)。

## 1.4 共轭转置

### 1.4.1 共轭转置

• 共轭转置:  $m \times n$  型矩阵  $A$  的一种数学变换,其中矩阵  $A$  中的任一元素  $a_{ij}$  属于复数域  $C$ 。

• 符号: 与普通转置角标  $T$  对应,用  $H$  右角标共轭转置,共轭转置后的矩阵  $A^H$  称为  $A$  的共轭转置矩阵,  $A^H$  为  $n \times m$  型。

• 操作方法: 1. 首先将  $A$  中的每个元素  $a_{ij}$  取共轭得  $b_{ij}$ , 将新得到的由  $b_{ij}$  组成的新  $m \times n$  型矩阵记为矩阵  $B$ 。2. 再对矩阵  $B$  作普通转置得到  $B^T$ , 即为  $A$  的共轭转置矩阵:  $B^T = A^H$

• 应用: 对于复矩阵而言共轭转置比单纯的转置更为常用,原因主要来自于对内积的需求。所以与几何相关的概念经常会采用共轭转置。

### 1.4.2 共轭乘法

共轭自乘:

$$zz^* = (x + iy)(x - iy) = x^2 - xyi + xyi - y^2i^2 = |x|^2 + |y|^2 \quad (3)$$

即等于  $z$  模的平方,是一个实数。

### 1.4.3 正交矩阵

• 定义: 如果  $AA^T = E$  或  $A^TA = E$ , 则  $n$  阶实矩阵  $A$  称为正交矩阵。

• 实正交矩阵是实数特殊化的酉矩阵,因此总是属于正规矩阵。

• 正交矩阵不一定是实矩阵。实正交矩阵可以看做是一种特殊的酉矩阵,但也存在一

种复正交矩阵，这种复正交矩阵不是酉矩阵。

## 1.5 MPSK 调制

### 1.5.1 MPSK 调制

在  $M$  进制移相键控调制 MPSK，在  $M$  进制符号间隔内，已调信号的载波相位是  $M$  个可能的离散相位之一，其中每个载波相位对应于  $K$  个二进制符号 ( $M=2^K$ )。

MPSK 的信号表示如下：

$$S_{MPSK} = A \cos(\omega_c t + \varphi_i)$$

$$\varphi_i = \frac{2\pi i}{M} \quad i = 0, 1, \dots, M-1$$

将上式进一步展开：

$$S_{MPSK} = g(t) \cos(\omega_c t + \varphi_i) = g(t) a_{ic} \cos \omega_c t - g(t) a_{is} \sin \omega_c t$$

在信号间隔  $T$  内，第  $m$  个波形表示为：

$$x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi(m-1)}{M} + \varepsilon_0\right) \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad m=1, 2, \dots, M$$

式中： $\varepsilon_0 = 0$  或  $\pi/M$ ； $T_s$  为符号持续时间， $E_s = \int_{-\infty}^{\infty} x_m^2(t) dt$  为符号能量，每个波形表示  $l$  位二进制比特，得到  $E_s = lE_b$ ，以及  $T_s = lT_b$ ， $E_b$  与  $T_b$  分别为比特能量和比特持续时间。

符号可以取 4 个可能值，每个值对应 2 比特。

$$x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t)$$

$$\text{取 } \varepsilon_0 = \frac{\pi}{4}: \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad m = 1, 2, 3, 4$$

正交表示：

$$\text{取} \begin{cases} \varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \\ \varphi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$x_m(t) = \sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \varphi_1(t) - \sqrt{E_s} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \varphi_2(t)$$

由正交组合  $\{\varphi_1(t), \varphi_2(t)\}$  定义二维信号空间，QPSK 信号表示为信号空间中的点，即星座图。

$$x_m(t) = (\sqrt{E_s} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right], -\sqrt{E_s} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right])$$

### 1.5.2 星座图

- 星座图：一种将数字信号在复平面上表示，直观展现信号间关系的图像。
- 星座图中定义了一种调制技术的两个基本参数：

(1) 信号分布。

(2) 与调制数字比特之间的映射关系。

星座图中规定了星座点与传输比特间的对应关系，这种关系称为“映射”，一种调制技术的特性可由信号分布和映射完全定义，即可由星座图来完全定义。

因为数字信号本身有着复数的表达形式，所以能够用复平面上的点表示。虽然信号一般都需要调制到较高频率的载波上传输，但是最终的检测依然是在基带上进行。因此已经调制的带通数字信号  $s(t)$ ，可以用其等效低通形式  $sl(t)$  表示。

一般来说，等效低通信号是复数，即带通信号  $s(t)$  可以通过将  $sl(t)$  乘上载波再取实部得到。因此  $sl(t)$  的实部  $x(t)$  可以被看作是对余弦信号的幅度调制， $sl(t)$  的虚部  $y(t)$  可以被看作是对正弦信号的幅度调制。 $\sin 2\pi t$  与  $\cos 2\pi t$  正交，因此  $x(t)$  和  $y(t)$  是  $s(t)$  上相互正交的分量。

• 前者称同相分量 I，后者称正交分量 Q。

### 1.5.3 MPSK 星座图

• 当  $g(t)$  为矩形波时，有：

$$\left[ \sqrt{\frac{T}{2}} A_m \cos \varphi_k, \sqrt{\frac{T}{2}} A_m \sin \varphi_k \right] \sqrt{\frac{T}{2}} A_m$$

$$QA_m = \sqrt{2E_s / T_s}, T = T_s$$

$$\therefore \sqrt{\frac{T}{2}} A_m = \sqrt{\frac{T_s}{2}} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} = \sqrt{E_s}$$

即，在复平面上半径为  $\sqrt{E_s}$  的圆上，进行  $M$  等分，得到的每个复坐标即对应目标的  $M$  个信号点。

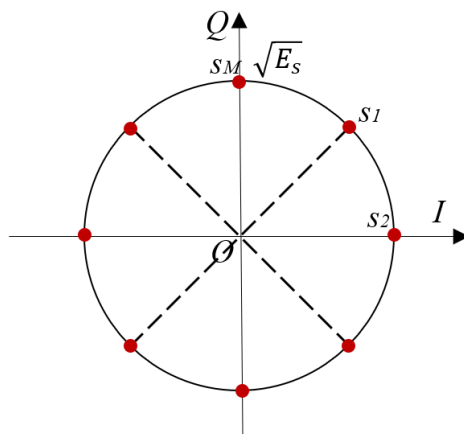


图 1.5.1 MPSK 星座图

其中， $M$  越大，星座图越密，相邻向量距离越近，相同信噪比下，误码性能越差。

• QPSK 星座图



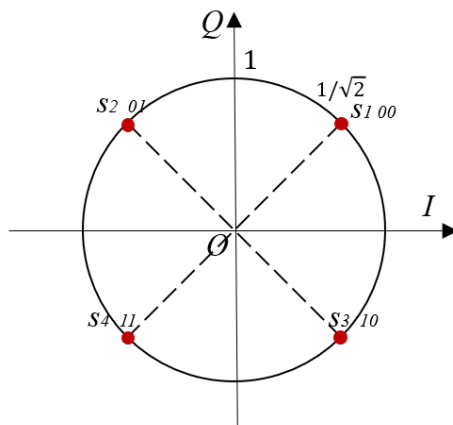


图 1.5.2 QPSK 星座图

## 1.6 高斯白噪声

- 高斯白噪声：概率统计特性服从高斯分布，且功率谱密度均匀。

白噪声只是一种理想化的模型，因为实际的噪声功率谱密度不可能具有无限宽的带宽，否则它的平均功率将是无限大，物理上不可实现。但白噪声在数学处理上比较方便，所以它在通信系统的分析中有十分重要的作用。

只要噪声功率谱密度宽度，远大于所作用的系统的带宽。且在系统的带宽内，它的功率谱密度基本上是常数，就可以作为白噪声处理。

- 功率谱密度：

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2}$$

其中， $N_0$  为单边功率谱的密度

- 自相关函数：

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$$

白噪声自相关函数是位于  $\tau=0$  处，强度为  $N_0/2$  的冲击函数。表明白噪声在任何两个不同的瞬间的取值是不相关的。同时也意味着白噪声能随时间无限快的变化，因为它含一切频率分量而无限宽的带宽。

## 二、模型的建立

### 2.1.MIMO 仿真总流程框图

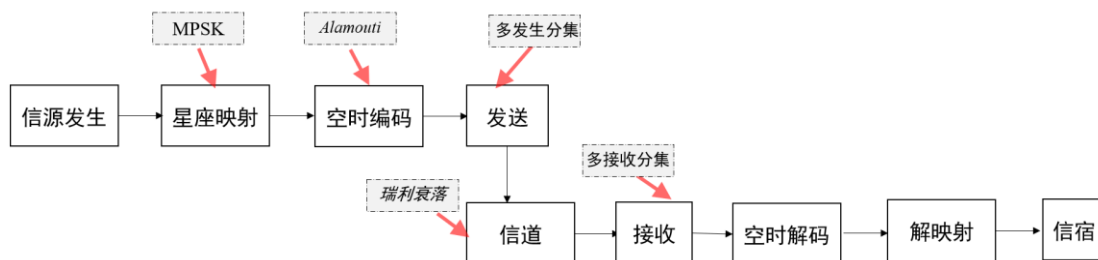


图 2.1.1 总流程框图

- 信道矩阵:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1n_r} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2n_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r1} & h_{n_r2} & \dots & h_{n_r n_r} \end{bmatrix}_{n_r \times n_r}$$

- 接收信号:  $Y = Hx + n$  (接收信号=信道衰落系数  $\times$  发射信号 + 接收端噪声)

## 2.2 空时编码——空时分组码 STBC

### 2.2.1 Alamouti 分集发送方案

*Alamouti* 提出采用两个发射天线和一个接收天线系统可得到采用一个发射天线两个接收天线系统同样的分集增益。

- *Alamouti* 发送方案步骤:

如图【2.2.1】所示。

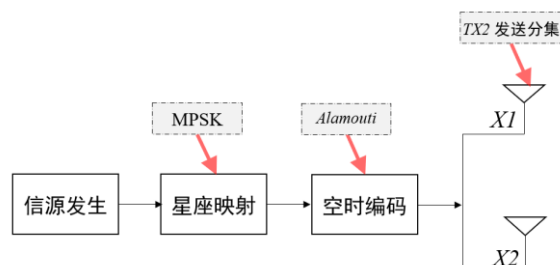


图 2.2.1

1. 首先, 信源发射器生成目标二进制信息。
2. 其次, 对信源信息进行“信道编码”调制, *Alamouti* 方案采用“星座调制”方法。此处我们选取其中的 *MPSK* 方法进行调制。
- 同时, 我们把从信源信息每  $m = \log_2 M$  个比特分为一组, 对连续两组比特进行 *MPSK* 调制, 得到调制符号组  $(x1, x2)$ 。
3. 然后, 我们把符号组  $(x1, x2)$ , 送入编码器按下式矩阵进行编码:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}$$

4. 最后我们将编码矩阵  $\mathbf{X}$ , 按行依此送入两支天线完成发送。

第一个时刻, 发送  $\mathbf{X}$  第一行符号  $(x1, x2)$ 。

第二个时刻, 发送  $\mathbf{X}$  第二行符号  $(-x2^*, x1^*)$ 。

**\*\*于是我们完成对 *Alamouti* 发送部分的建模。**

### 2.2.2 Alamouti 最大似然接收方案

*Alamouti* 接收机, 方法流程图, 如图【2.2.2】所示。

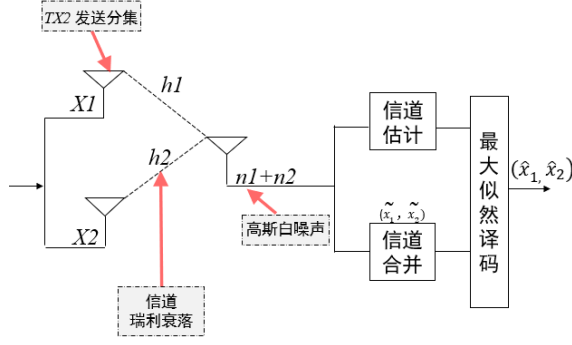


图 2.2.2 Alamouti 接收机方案流程图

• Alamouti 接收方案步骤:

1. 设  $t$  时刻发送, 天线 1、2 信道衰落系数分别为  $h_1(t)$ ,  $h_2(t)$ , 同时满足准静态衰落信道条件, 则有

$$\begin{aligned} h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = |h_1|e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t+T) = h_2 = |h_2|e^{j\theta_2} \end{aligned}$$

其中,  $|h|$ ,  $\theta$  和  $\theta$ , ( $i=1, 2$ ) 是发送到接收天线  $i$  信道的幅度响应、相位偏转。

2. 设  $(r_1, r_2)$  为接收天线在时刻  $t$  和  $t+T$  的接收信号分别为, 有

$$R = HX + n$$

即

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \quad [t] \\ r_2 &= -h_1^* x_2^* + h_2^* x_1^* + n_2 \quad [t+T] \\ \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \end{aligned}$$

其中,  $(n_1, n_2)$  为接收天线在时刻  $t$  和  $t+T$  时的独立复高斯白噪声, 设噪声均值为 0, 每维方差为  $N/2$ 。

3. 极大似然译码方法: 即从星座中找出一对符号  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$ , 使下面欧氏距离最小:

$$\begin{aligned} & d^2(r_1, h_1 \hat{x}_1 + h_2 \hat{x}_2) + d^2(r_2, -h_1^* \hat{x}_2^* + h_2^* \hat{x}_1^*) \\ &= |r_1 - h_1 \hat{x}_1 - h_2 \hat{x}_2|^2 + |r_2 + h_1^* \hat{x}_2^* - h_2^* \hat{x}_1^*|^2 \rightarrow \min \end{aligned}$$

即,

$$(\hat{x}_1, \hat{x}_2) = \arg \min (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) (|\hat{x}_1|^2 + |\hat{x}_2|^2) + d^2(\hat{x}_1, \hat{x}_1) + d^2(\hat{x}_2, \hat{x}_2)$$

其中,  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$  是根据信道衰落系数、接收信号进行合并得到。

4. 又因为,

$$\begin{aligned} \hat{x}_1^* &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \hat{x}_2^* &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 \end{aligned}$$

接收合并, 得到判决变量有

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix}}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{\begin{bmatrix} h_1^* n_1 & h_2 n_2^* \\ h_2^* n_1 & -h_1 n_2^* \end{bmatrix}}{|h_1|^2 + |h_2|^2}$$

故,  $(\hat{x}_1, \hat{x}_2)$  中没有  $(x_1, x_2)$  的交叉项, 所以有

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= \arg \min (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\hat{x}_1, \hat{x}_1), \hat{x}_1 \in S \\ \hat{x}_2 &= \arg \min (|h_1|^2 + |h_2|^2 - 1) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\hat{x}_2, \hat{x}_2), \hat{x}_2 \in S \end{aligned}$$

5. 最后，对于 *MPSK* 调制，所有星座点功率相等的性质，有：

$$\hat{x}_1 = \arg \min(d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1)), \hat{x}_1 \in S$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min(d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2)), \hat{x}_2 \in S$$

6. 所有，我们得到了接收机接收的目标消息( $\hat{x}_1, \hat{x}_2$ )。

**\*\*于是我们完成对 *Alamouti* 接收部分的建模。**

```
n1(1,:) = (conj(HRayleigh(1,:)).*n(1,:)+HRayleigh(2,:).*conj(n(2,:)))/(sum(abs(HRayleigh).^2));
%天线 1 %加上噪声 Alamouti 方案的判决变量
n1(2,:) = (conj(HRayleigh(2,:)).*n(1,:)-HRayleigh(1,:).*conj(n(2,:)))/(sum(abs(HRayleigh).^2)); %天线 2
SignGet_3 = pskdemod(SignModem + n1,M,pi/4); % Alamouti 接收方案 %MPSK 解调
[temp,ber3(index)] = biterr(Sign,SignGet_3,log2(M)); %biterr 计算误 bit 个数、误 bit 率
```

图 2.3.1 Alamouti 接收模型程序

### 2.2.3 多天线发送分集模型

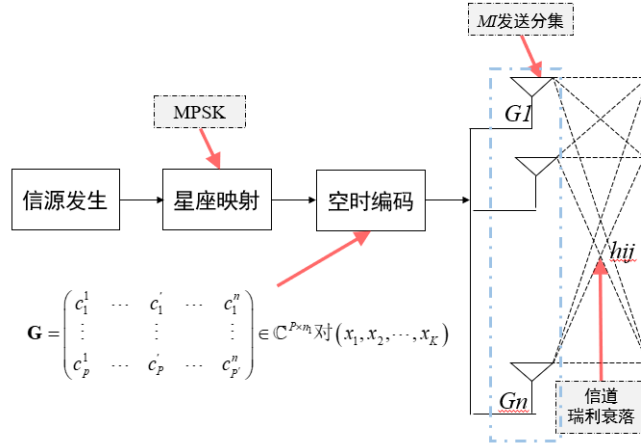


图 2.2.3 空时分组码编码器流程图

方法同上，首先基于 *MPSK* 调制方法，每  $m=\log 2M$  个比特映射一个星座点，即一个符号  $i$ 。信源的二进制信息每  $Km$  个比特为一组进行调制后共可得到  $K$  个符号( $x_1, x_2, \dots, x_k$ )。

然后，我们再把这  $K$  个符号送入空时分组编码器根据编码矩阵  $G$  进行编码，编码后的码块矩阵分别从  $n$ ，副发送天线上同时发送到信道。

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} c_1^1 & \cdots & c_1' & \cdots & c_1^n \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ c_p^1 & \cdots & c_p' & \cdots & c_p^n \end{pmatrix} \in \mathbb{C}^{P \times n_1} \text{ 对 } (x_1, x_2, \dots, x_K)$$

其中， $G$  为列正交编码矩阵。 $CPi$  为( $x_1, x_2, \dots, x_k$ )及其共轭的线性组合。在第  $p$  时刻发送第  $p$  行。

### 2.2.4 多天线接收空时编码方案

•多天线接收，其中发送端编码与传输方案和单接收天线系统一样，但接收端处理复杂，需要对不同接收天线上接收到的信号进行合并处理。

多接收天线下的判决度量可以通过把各副接收天线上的接受信号得到的判决度量线性合并得到。

- 判决式如下:

$$\hat{x}_1 = \arg \min \left( \sum_{j=1}^{nr} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1), \hat{x}_1 \in S$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min \left( \sum_{j=1}^{nr} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2), \hat{x}_2 \in S$$

对于 *MPSK* 调制, 所有星座点功率相等的性质, 有:

$$\hat{x}_1 = \operatorname{argmin} d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1), \hat{x}_1 \in S$$

$$\hat{x}_2 = \operatorname{argmin} d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2), \hat{x}_2 \in S$$

### 2.2.5 分层空时编码

• 分类: 分层空时码按发送端分路的不同方式可分为三种: 对角分层空时编码(*D-BLAST coding*)、垂直分层空时编码(*V-BLAST coding*)和水平分层空时编码(*H-BLAST coding*)。

- 垂直分层空时编码 *V-BLAST*

垂直分层空时编码: 就是将并行信道编码器的输出按垂直方向进行空间编码, 其编码原理如图【2.2.4】所示。由图可知, 信道编码器 1 开始输出的  $n$  个码元排列在第一列, 信道编码器 2 开始输出的  $n$  个码元排列在第二列。一般来说, 信道编码器  $i$  输出的第  $j$  批  $n$  个码元排列在第  $(i+(j-1)n; i=1, 2, \dots, n; j=1, 2, \dots)$  列。编码后的码元按列由  $n$  副天线同时发送到信道。

..., c4, b4, a4, c1, b1, a1	天线1
..., c5, b5, a5, c2, b2, a2	天线2
..., c6, b6, a6, c3, b3, a3	天线3

图 2.2.4 垂直分层空时编码 *V-BLAST* 原理

## 2.3 接收分集模型

### 2.3.1 最大比合并法

最大比合并, 是分集合并技术中的最优选择, 相对于选择合并和等增益合并可以获得最好的性能, 性能提升是由 *Array Gain* 带来的更高的信噪比, 进而带来更好的误码率特性决定的。

最大比合并(*Maximal Ratio Combining*)的实现方式, 即通过给分集的  $N$  路不同信号乘上一个不同的系数  $w_i, i=1, 2, \dots, N$ , 系数的确定与  $N$  路分支的衰落系数  $h_i, i=1, 2, \dots, N$  有关。

**\*\*于是我们实现了最大比分集方法下, 任意数值  $N$ , 一发  $N$  收的程序模型, 如 2.3.1 所示。**

```

SnrTemp=10.^(SNR0(index)/10); %信噪比
%=====1 发 N 收最大比合并方法=====
for Mr=[2,4,8,16]
    Y=HRayleigh.*SignModem+n;
    Y=sum(Y.*conj(HRayleigh),1);
    SignGet = pskdemod(Y,M,pi/4); %MPSK 解调(SISO 瑞利衰落信道)
    [temp,ber(cur,index)] = biterr(Sign,SignGet,log2(M)); %biterr 计算误 bit 个数、误 bit 率
end

```

图 2.3.1 一发 N 收模型程序

### 2.3.2 最大均方差法 MMSE

MMSE 是一种方法，让接到的数据尽可能更加接近发送的数据。即 MMSE 的目的是找一个矩阵  $G$ ，来让  $GY$  更加接近  $x$

即,找到  $G$  使得  $e$  取最小值。

$$e = \hat{x}_1 - x = Gy - x$$

所以，

$$E\{y \cdot e^H\} = 0$$

将  $e$  式代入，我们可以得到  $G$  的表达式：

$$G = E\{xy^H\}E\{yy^H\}^{-1}$$

其中，有

$$E\{xy^H\} = (P \cdot I)H^H$$

$$E\{yy^H\}^{-1} = (H(P \cdot I)H^H + \sigma^2 \cdot I)$$

代入  $G$ ，可得

$$G = (P \cdot I)H^H(H(P \cdot I)H^H + \sigma^2 \cdot I)$$

我们可以解得

$$G = H^H \left( HH^H + \frac{\sigma^2}{P} \cdot I \right)^{-1}$$

所以，接收判决信号为

$$\hat{x} = Gy$$

**\*\*于是，我们得到了最大均方差法 MMSE 程序模型，如图 2.3.2 所示。**

```

G = conj(h)*inv(h*conj(h)+4*sigma1.^2*diag(ones(1,Nt))); %G 的最优解
y = y*G; %MMSE 最小均方差检测

```

图 2.3.2 最大均方差法 MMSE 模型程序

### 2.3.3 迫零法 ZF

首先进行线性处理，然后进行 SIC (*Serial Interference Canceller 串行干扰抵消*) 检测，线性处理是部分解相关运算，然后按照信号能量大小进行排序，进行串行干扰抵消操作。

解相关就是将  $h$  消掉，即该式子中同时左乘以  $h$  的逆矩阵，其中我们通过信道估计得到  $h$  的逆矩阵。

干扰删除：首先根据接收到的各用户信号功率按强弱大小排队。每次仅检测一个用户，

且首先解调出的是最强功率的用户，再从总的接收信号中减去重构的最强用户干扰，然后再重建和抵消次强干扰，依次类推下去。

\*\*于是，我们得到了最大均方差法 ZF 程序模型，如图 2.3.3 所示。

```
[q1,r1] = qr(h); %信道 QR 正交三角分解
r = r1(1:Nt,:); q = q1(:,1:Nt)'; %矩阵 R %矩阵 Q
y = SignMod((index1-1)*N+1:index1*N,:)*h*q'+n*q'; %信号通过信道
y1 = y*inv(r); %ZF 检测
```

图 2.3.3 最大均方差法 ZF 模型程序<sup>[3]</sup>

## 2.4 信道容量

• 香农公式，有

$$C = B \log_2(1 + S/N)$$

### 2.4.1 离散信道模型

针对离散信道，信道模型如图【2.4.1】所示。

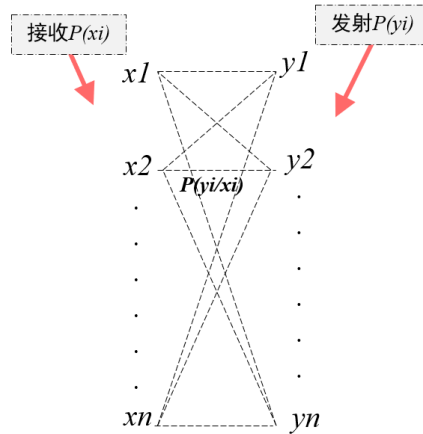


图 2.4.1 信道模型

平均信息量，有

$$\frac{\text{平均信息量}}{\text{符号}} = -\sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i) - \left[ -\sum_{j=1}^m P(y_j) \sum_{i=1}^n P\left(\frac{x_i}{y_j}\right) \log_2 P\left(\frac{x_i}{y_j}\right) \right] = H(x) - H\left(\frac{x}{y}\right)$$

其中

$$H(x) \triangleq -\sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i)$$

为每个发送符号  $x_i$  的平均信息量，称为信源的熵 entropy

$$H\left(\frac{x}{y}\right) \triangleq -\sum_{j=1}^m P(y_j) \sum_{i=1}^n P\left(\frac{x_i}{y_j}\right) \log_2 P\left(\frac{x_i}{y_j}\right)$$

为接收  $y_j$  符号已知后，发送符号  $x_i$  的平均信息量。故，信道容量  $C$ ，有

$$C = \max_{P(x)} \left[ H(x) - H\left(\frac{x}{y}\right) \right] \quad (\text{bit/符号})$$

## 2.4.2 Telatar-Foschini 信道容量分析法

Telatar 和 Foschini 已经研究并给出了 MIMO 发送接收分集，在任意  $N$  发  $N$  收下，信道容量随信噪比的关系公式<sup>[4]</sup>,

$$C = W \cdot \log_2 |I_{Mr} + \frac{S}{M_t} \cdot (H^T \cdot H)|$$

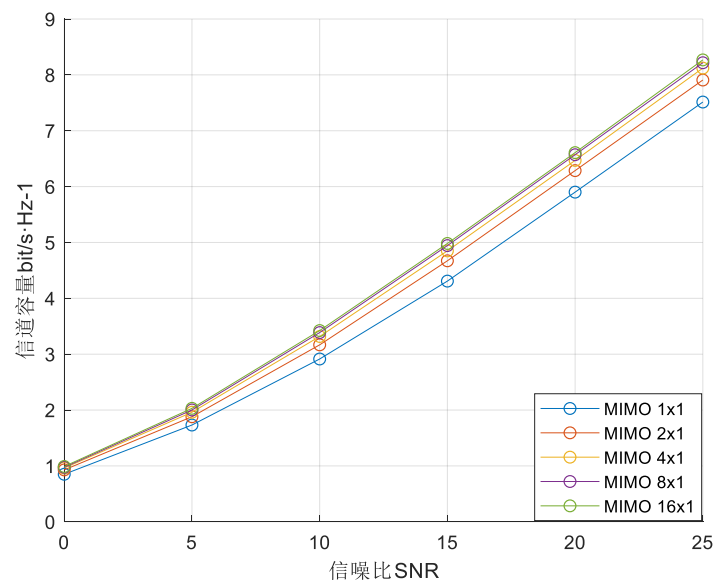


图 2.4.2 多发一收 MISO 信道容量随信噪比关系曲线

首先，我们得到了多发一收 MISO 信道容量随信噪比关系曲线，如图 2.4.2 所示。从图中我们可以看出，(1)当信噪比趋近于 0 时，信道容量对  $N$  并不敏感，发送分集  $N$  对于信噪比没有影响。(2)当信噪比逐渐增大时，发送分集  $N$  越大的系统，信道容量越高，但变化并不明显，同时信道容量有一个极限。也就是说，当发送分集  $N$  趋近于无穷大时，信道容量趋近于一个有限值。

综上所述，单纯的发送分集，对信道容量的影响较小，不能明显提升无线通信系统信道容量的性能。



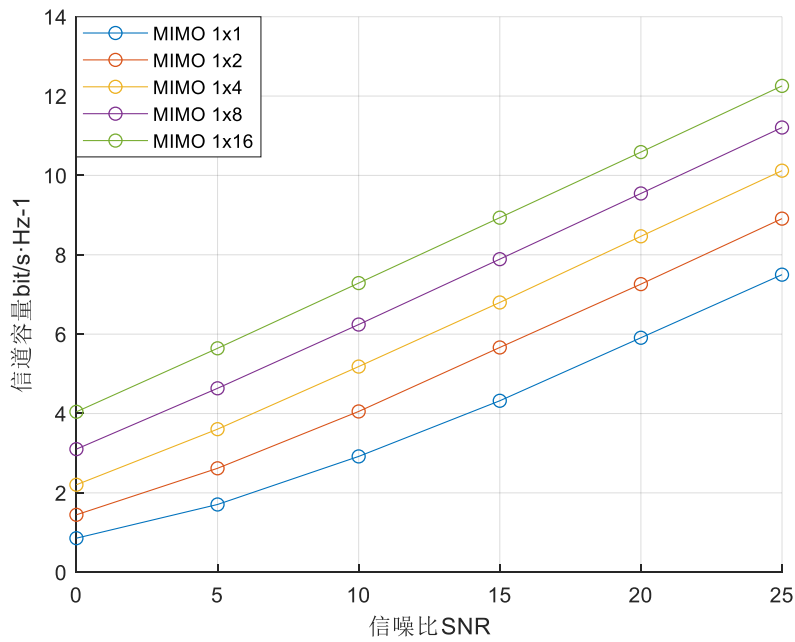


图 2.4.3 一发多收 SIMO 信道容量随信噪比关系曲线

其次，我们也得到了一发多收 SIMO 信道容量随信噪比关系曲线，如图 2.4.3 所示。从图中我们可以看出，(1) 接收分集的信道容量随信噪比基本呈现线性关系，信噪比越大，信道容量也线性增加。(2)同时，信道容量也随接收分集  $N$  呈现线性关系，当接收分集  $N$  增加时，信道容量曲线也跟随着，线性向上平移。

综上所述，单纯的接收分集，对信道容量的影响明显，能线性地提升无线通信系统信道容量的性能。

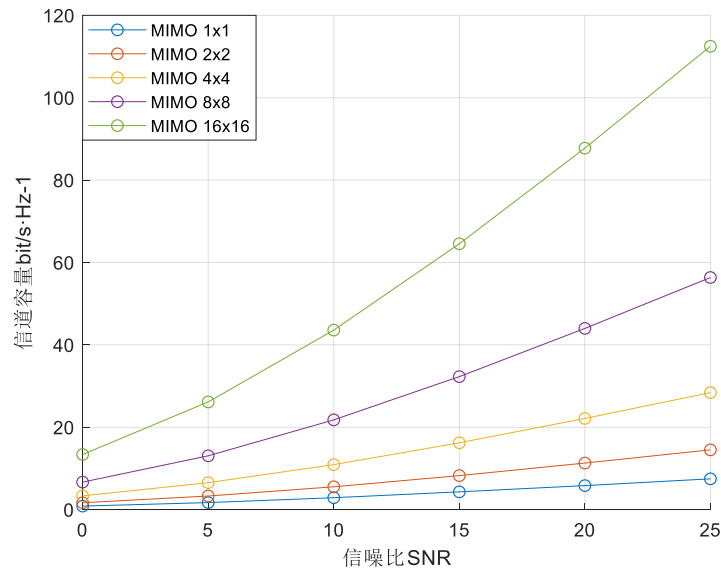


图 2.4.4 多发多收 MIMO 信道容量随信噪比关系曲线

最后，我们也得到了多发多收 MIMO 信道容量随信噪比关系曲线，如图 2.4.4 所示。从图中我们可以看出，(1)多发多收 MIMO 的信道容量随信噪比基本呈现非线性关系增加的态势，信噪比越大，信道容量大幅上升。(2)同时，信道容量也随发送接收分集  $N$  的数值呈现非线性关系增加趋势，当接收分集  $N$  增加时，信道容量曲线也跟随着大幅度向上平移，随

着  $N$  数值的增大，向上偏移的距离也增大。

综上所述，同时增加发射和接受信号天线数量，信道容量以极大幅度非线性增长，且随着信噪比的增加，信道容量增加更加迅速。相较单独增加发射或接受天线数量，信道容量增加幅度更大。

**\*\* 我们实现的 Telatar-Foschini 信道容量分析法程序模型，如下所示。**

```
Mt=[1,2,4,8,16]; Mr=[1,2,4,8,16]; DataNum=10000; SNR=0:5:25; W=3*10^4;
CAns=zeros(1,length (SNR));
for i = 1:5
    for j = 1:5
        for k=1:length (SNR)
            D=zeros(1,DataNum);
            SNRi=10.^(SNR(k)/10);
            for s=1:DataNum
                H = (randn(Mt(i),Mr(j)) + 1j*randn(Mt(i),Mr(j)))./sqrt(2); %Rayleigh
                Q=H'*H;
                I=eye(Mr(j),Mr(j));
                D(s)=W*log2(det(I+SNRi/Mt(i)*Q)) ;
            end
            CAns(k)=sum(D)/DataNum/W;
        end
    end
end
```

## 2.5 信道编码模型——MPSK 调制

• MPSK 调制仿真过程：

首先，我们根据 MPSK 的星座图，如图 2.5.1 所示。依此为  $M$  个  $M$  进制码元定义了星座图上的位置。

然后，对于每个给出的目标码元，我们返回它在星座图上位置的复数值，即完成了对信号的 MPSK。返回的复数值即目标信号的复包络。

其次，若想得到完整的 MPSK 调制，可以在复包络的基础上乘以目标载波信号。于是我们得到了完整的 MPSK 调制模型。

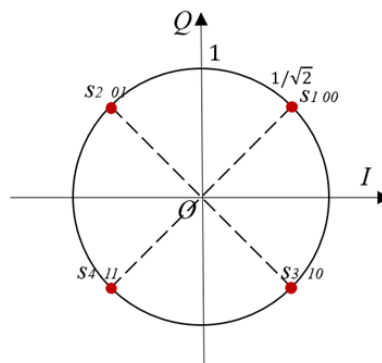


图 2.5.1 MPSK 调制星座图

• 例子: *QPSK* 调制

这里, 我们以 *QPSK* 调制为例, 给出了 *MPSK* 调制模型的程序, 如下所示

```
function [SignAns]=QpskMod(Sign)
switch Sign
    case 1: SignAns=(1+i)/sqrt(2)
    case 2: SignAns=(1-i)/sqrt(2)
    case 3: SignAns=(-1+i)/sqrt(2)
    case 4: SignAns=(-1-i)/sqrt(2)
end
```

## 2.6 信道衰落模型——Rayleigh 衰落

• *Rayleigh* 衰落原理: 当一个随机二维向量的两个分量呈独立的、有着相同的方差的正态分布时, 这个向量的模呈瑞利分布。

即, 两个正交高斯噪声信号之和的包络服从 *Rayleigh* 分布。

*Rayleigh* 衰落复包络可表示如下形式:

$$\text{Rayleigh}() = \text{Gaussian}() + i \cdot \text{Gaussian}()$$

$$a(n) = \sqrt{I_g(n)^2 + Q_g(n)^2}$$

• *Rayleigh* 衰落建模思路:

首先, 我们生成两个目标方差的复高斯白噪声信号。

然后, 我们将两个复高斯白噪声分为同相和正交分量, 并二者相加得到 *Rayleigh* 衰落特征信号。

最后, 我们把得到 *Rayleigh* 衰落的能量归一化, 即我们就实现了对 *Rayleigh* 衰落的建模过程。

**\*\*于是 *Rayleigh* 衰落 Matlab 建模程序如下所示:**

```
HRayleigh=(randn(InputNum,datasize/2)+j*randn(InputNum,datasize/2))./sqrt(2);
           %Rayleigh 衰落信道 %能量归一化
```

## 2.7 接收端噪声模型——高斯白噪声

接收端噪声复高斯白噪声的发生步骤, 是由两个正交的方差相同的高斯随机型号, 相加即可生成。

**\*\*复高斯白噪声 Matlab 建模程序如下所示:**

```
n = sqrt(1/(2*N))*(randn(2,n)+j*randn(2,n)); %高斯白噪声 %方差 1/Nc
```

## 三、模型求解

### 3.1 二发一收

#### 3.1.1 二发一收——误码率

首先，空时编码矩阵  $X$ ，有

$$X = \begin{bmatrix} x1 & x2 \\ -x2^* & x1^* \end{bmatrix}$$

其共轭矩阵  $X^T$  (先取共轭，再转置)，有

$$X^T = \begin{bmatrix} x1^* & -x2 \\ x2^* & x1 \end{bmatrix}$$

矩阵相乘，得

$$X^T X = (x1 \cdot x1^* + x2 \cdot x2^*) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$X^T X = (|x1|^2 + |x2|^2) E_2$$

故， $X^T X$ 相乘后等于一单位矩阵，满足正交条件，故 $X$ 是正交矩阵。

其次，我们将编码矩阵  $X$ ，代入上面建立的 *Alamouti* 分集方案模型，同时我们利用 **Matlab** 绘制出无衰落下理想 **AWGN** 信道、单发单收 **SISO** 瑞利衰落信道，及 2 发 1 收 *Alamouti* 分集信道下，误码率 **BER** 随信噪比 **SNR** 变化的曲线图形，如图 3.1.1 所示。

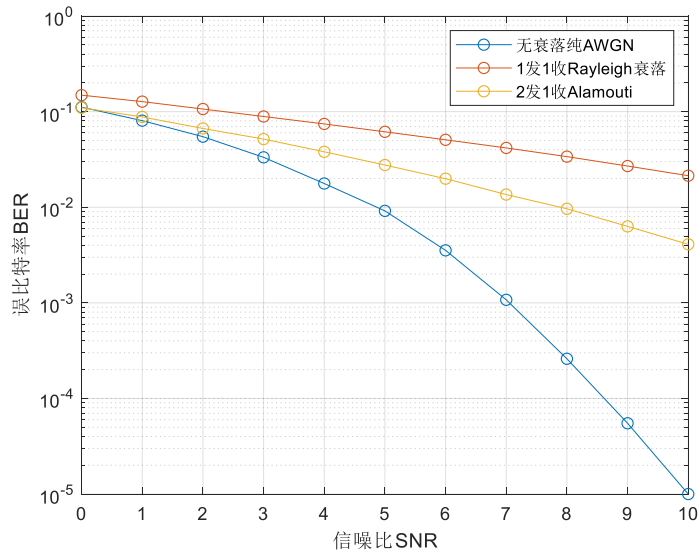


图 3.1.1 2 发 1 收 *Alamouti* 分集误码率随信噪比关系曲线

由上述仿真结果，我们可以发现，对于信号在信道中的传输，随着信噪比的增加，即信号质量的提高，误码率也随之减小。在 *AWGN* 信道中，即理想情况下（信号不产生衰落），随着信噪比的增加，误码率大幅度地减小。

而当发生瑞利衰落时，在相同的信噪比下，误码率较 *AWGN* 信道增大，产生误码的数量变多。

为解决瑞利衰落下信号误码率高的问题，本次仿真采用 2 发 1 收的方式，误码率夹在 1 发 1 收和理想无衰落之间，说明发射分集能明显降低误码率。

### 3.1.2 二发一收——信道容量

针对信道容量，MPSK 为离散信道，我们以 QPSK (M=4)为例，信源信号由“0”“1”“2”“3”四种符号组成，且四种符号出现概率相等，均为 1/4。信道为对称信道。我们由上面实验结果可以得到每一信噪比 SNR 下的误码个数 Ne，总传输符号为 N0，于是我们可知平均信息熵为

$$H(x) = \sum_{i=1}^n P(x_i) \log_2 P(x_i) = -\left[\frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2}\right] = 1 \text{ 比特/符号}$$

$$H(x) = -4(1/4 \log_2(1/4)) = 2 \text{ bit/符号}$$

$$P(y_i/x_i) = P(0/0) = P(1/1) = P(2/2) = P(2/2) = 1 - (Ne)/N0$$

$$P(y_j/x_i) = P(1/0) = \dots = P(2/3) = Ne/N0$$

根据概率论中的贝叶斯公式：

$$P\left(\frac{x_i}{y_i}\right) = P(x_i)P\left(\frac{y_i}{x_i}\right) / \sum_i P(x_i)P\left(\frac{y_i}{x_i}\right)$$

$$H\left(\frac{x}{y}\right) = -\sum_{j=1}^m P(y_j) \sum_{i=1}^n P\left(\frac{x_i}{y_j}\right) \log_2 P\left(\frac{x_i}{y_j}\right)$$

最后，我们可以得到目标的信道容量公式，如式【】所示：

$$C = \max_{P(x)} [H(x) - H\left(\frac{x}{y}\right)] \quad (\text{比特/符号})$$

将上述实验仿真结果带入信道容量模型计算，我们可以得到信噪比 SNR 和信道容量的关系曲线图，如图 3.1.2 所示。(信道容量符号：bit/符号)

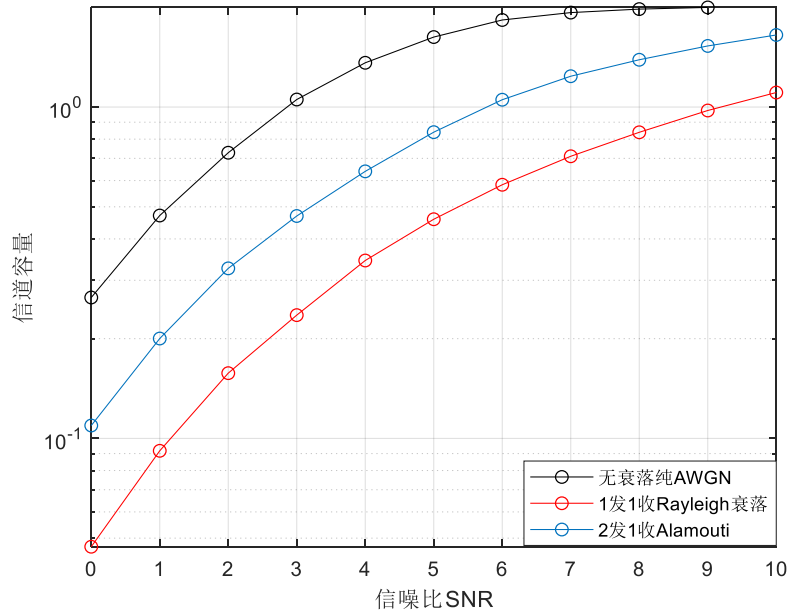


图 3.1.2 2 发 1 收 Alamouti 分集信道容量随信噪比关系曲线

首先，无论是针对何种信道，随着信噪比的增加，信道容量也不断增大。

同时，我们也可以看出，目标 2 发 1 收发射分集方式的信道容量曲线，同样夹在 1 发 1 收和理想无衰落之间，说明发射分集也能明显提高信道容量。

与之前 Telatar-Foschini 信道容量分析法，所得到的结果相同。

**\*\*于是，我们实现了“信道容量模型”的程序，如【3.1.3】所示。**

```
function CAns=Capacity(M,temp)           %信道容量
    datasize = 100000;InputNum=2;
    Hx=-log2(1/M);
    Pyx=zeros(M,M)+temp/datasize;
    Pyx=abs(eye(M,M)-Pyx);
    Pxy=zeros(M,M);
    for ii=1:M
        SumT = 0;
        for kk=1:M
            SumT=SumT+1/M*Pyx(kk,ii);
        end
        for kk=1:M
            Pxy(ii,kk)=1/M*Pyx(kk,ii)/SumT;
        end
    end
    Hxy=0;
    for kk=1:M
        for ii=1:M
            Hxy=Hxy+Pxy(ii,kk)*log2(Pxy(ii,kk));
        end
    end
    Hxy=-1/M.*Hxy;
    CAns=Hx-Hxy;
end
```

图 3.1.3 离散信道容量分析模型

## 3.2 四发一收

空时编码矩阵，有

$$X = \begin{bmatrix} x1 & x2 & x3 & x4 \\ x2^* & -x1^* & x4^* & -x3^* \\ x3^* & -x4^* & x1^* & -x2^* \\ x4^* & -x3^* & x2^* & -x1^* \end{bmatrix}$$

(\*\*找到规律，就能自己随意组建空时编码矩阵)

其共轭矩阵 (先取共轭，再转置)，有

$$X^T = \begin{bmatrix} x1^* & x2 & x3 & x4 \\ x2^* & -x1 & -x4 & -x3 \\ x3^* & x4 & x1 & x2 \\ x4^* & -x3 & -x2 & -x1 \end{bmatrix}$$

矩阵相乘，得

$$X^T X = (x_1 \cdot x_1^* + x_2 \cdot x_2^* + x_3 \cdot x_3^* + x_4 \cdot x_4^*) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$X^T X = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + |x_3|^2 + |x_4|^2) E_4$$

故， $X^T X$ 相乘后等于一单位矩阵，满足正交条件，故 $X$ 是正交矩阵。

于是，我们将设计的编码矩阵  $X$ ，代入 Alamouti 分集方案模型，利用 Matlab 绘制出无衰落信道、SISO 瑞利衰落信道，及 4 发 1 收 Alamouti 分集信道下，误码率 BER 随信噪比 SNR 变化的曲线图形，如图【3.2.1】所示。

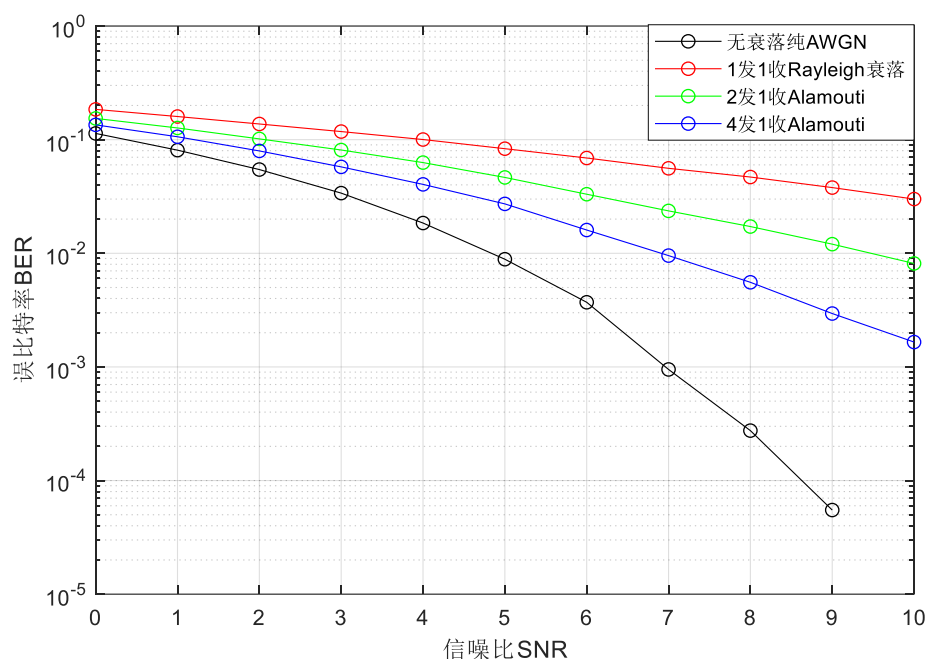


图 3.2.1.4 发 1 收 Alamouti 分集误码率随信噪比关系曲线

通过上述仿真结果，我们可以看到，*MIMO* 技术可以有效地降低因衰落产生的误码率增高的问题。当把发射信号的天线数量增加，例如增加到 4 根天线，在同样的信噪比条件下，误码率较 2 根天线明显减小。

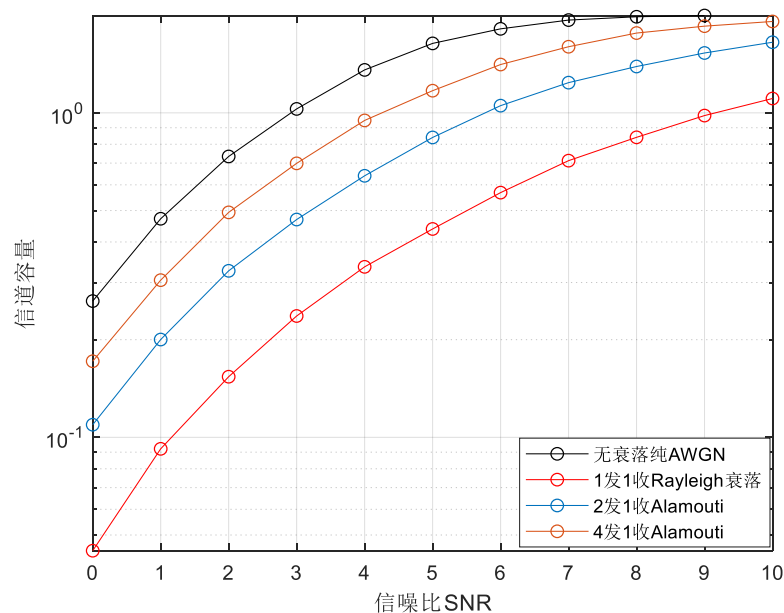


图 3.2.2 4 发 1 收 Alamouti 分集信道容量随信噪比关系曲线

在实际的信号传输过程中，总存在着信号的衰落。如图 3.2.2 所示，图象为无衰落理想信道、单发单收瑞利衰落信道，2 发 1 收 Alamouti 分集瑞利衰落信道，及 4 发 1 收下，信道容量随信噪比 SNR 变化的曲线图形。当发射天线数量从 1 到 2 再至 4，信道容量逐渐地增加，可以看到，在实际情况中，MIMO 的多天线技术对提高系统信道容量十分有效。

### 3.3 N 发一收

#### • N 发一收程序模型的建立步骤：

首先，我们定义了初始参数，例如，仿真的符号数、信噪比灯。同时，我们设计并给出了目标空时编码矩阵  $A$ 。

其次，我们通过 `randsrc()` 产生随机信号，并对其进行 MPSK 信道编码。

然后，利用上述建立的，高斯白噪声模型程序、*HRayleigh* 衰落模型程序，我们随机产生目标的噪声信号和衰落特征。

最后，我们代入上面建立完成的 Alamouti 分集方案模型，得到接收机判决的目标消息。并对误码率等基础性性质作出统计记录，展示出来。

**\*\*于是我们实现了任意 N 数值下，N 发一收的程序模型，如图 3.3.1 所示。**



```

Nt=4;Nr=1; M = 4; %输入输出天线数%MPSK 相位键控调制进制数
Sign = randsrc(Nt,datasize/ Nt,[0:3]); %随机信号发生
SignModem = pskmod(Sign,M,pi/4); %调制信号 %MPSK 相位键控调制
A=[ 1,2,3,4;2,-1,4,-3;3,-4,1,-2;4,-3,2,-1]; %空时编码矩阵
n = sqrt(Nt/(4*SnrTemp)) * (randn(Nt,datasize/Nt) +j*randn(Nt,datasize/Nt));
%Alamouti 每个子信道高斯白噪声 %方差 1/SnrTemp

n1=zeros(Nt,datasize/Nt);
for i =1:Nt
    for k=1:Nt
        n1(i,:) = n1(i,:)+sign(A(i,k)).*conj(HRayleigh(abs(A(i,k)),:)).*n(k,:);
    end
    n1(i,:) = n1(i,:)./(sum(abs(HRayleigh).^2));
end
SignGet_3 = pskdemod(SignModem + n1,M,pi/4); %瑞利衰落下 Alamouti %MPSK 解调
[temp,ber3(index)] = biterr(Sign,SignGet_3,log2(M)); %biterr 计算误 bit 个数、误 bit 率
Cap4(index)=Capacity(M,temp,Nt); % Capacity 计算误信道容量

```

图 3.3.1

### 3.4 一发 N 收

此处我们利用上面建立的“最大比合并”模型方法，对一发 N 收的接收分集情景，进行计算和仿真模拟，得到一发 N 收下，误码率 BER 和信道容量(bit/符号)随信噪比 SNR 的关系曲线图形，如图 3.4.1 所示。

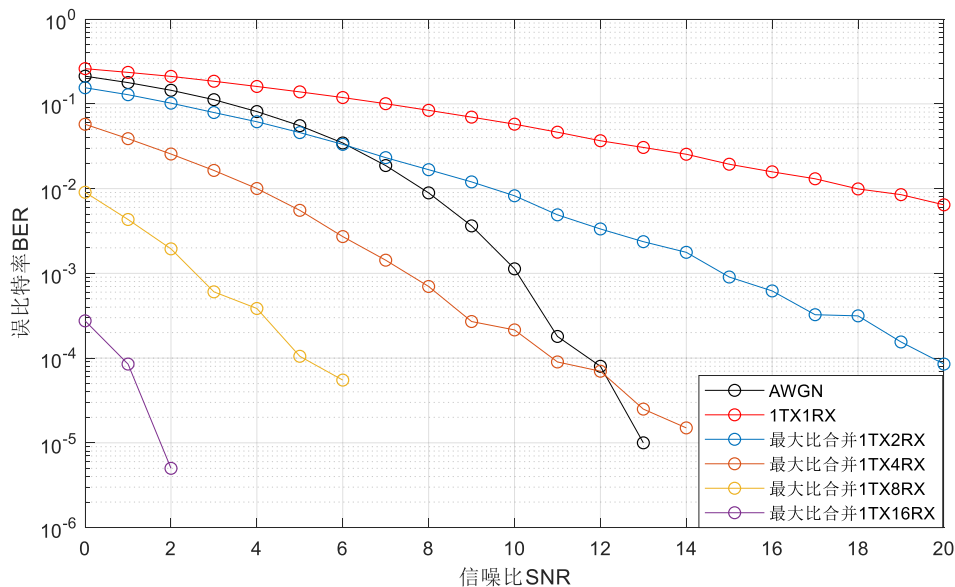


图 3.4.1 1 发 N 收误码率随信噪比关系曲线

信噪比越大，信号强度越大，相应的，误比特率也会减小，当我们增加接收天线的数量后，接受信号的质量也逐渐提高，在同一信噪比下，误比特率相应地减小，可以看到，当接收天线数量大于等于 4 根时，同一信噪比下的误比特率较高斯白噪声信道下大幅度降低。MIMO 可以有效降低误比特率，提高信号传输可靠性。

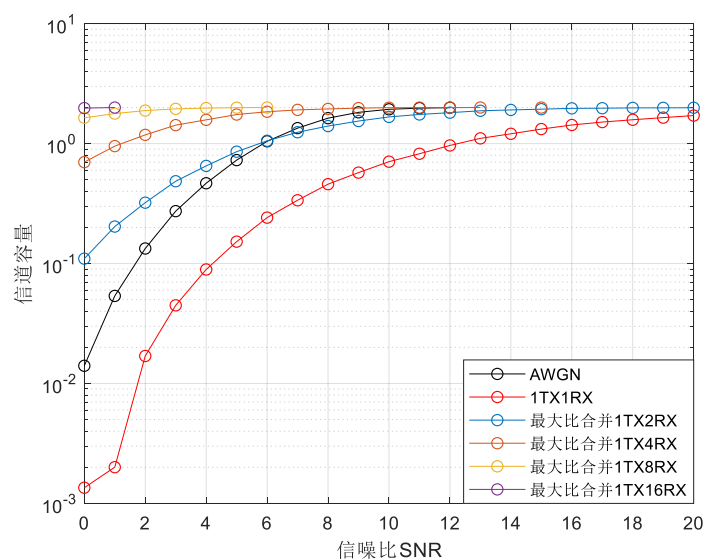


图 3.4.2.1 发 N 收信道容量随信噪比关系曲线

由香农公式，信噪比越大，信道容量越大。当我们增加接收天线的数量后，接受信号的质量也逐渐提高，在同一信噪比下，信道容量也增加，可以看到，当接收天线数量大于等于 2 根时，同一信噪比下的信道容量较高斯白噪声信道下增大，但随着信噪比的增加，各信道容量不会一直增加，而是趋于稳定的值。MIMO 在一定的信噪比范围内，可以提高信道容量。

### 3.5 二发二收

对于二发二收情景，Rayleigh 衰落信道矩阵有，

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

我们使用和上面相同的建模方法，利用 Alamouti 空时编码和最大似然译码方法，对二发二收的接收分集情景，进行了仿真计算，得到二发二收下，误码率 BER 和信道容量(bit/符号)随信噪比 SNR 的关系曲线图形，如图 3.5.1 所示。

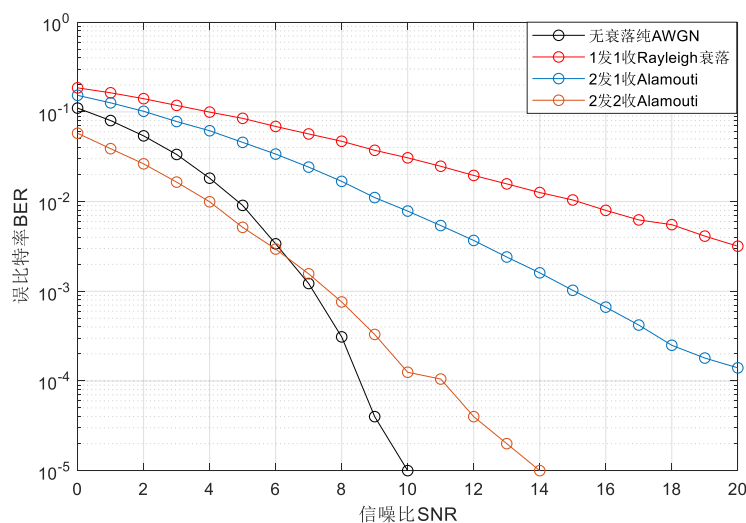


图 3.5.1 2 发 2 收误码率随信噪比关系曲线

我们可以从图中发现，同时增加发射天线、接收天线数量的 2 发 2 收方案，能够比 2

发 1 收的发送分级和 1 发 2 收的接受分集，更加有效降低同信噪比下的误比特率，呈现出更加陡峭的误码率曲线。

综上所述， $N$  发  $N$  收发送接收分集模型，能够极大幅度提高信号传输的可靠性。使得无线通信系统能更加有质量的为广大客户服务。

### 3.6 $N$ 发 $N$ 收

上面我们所使用的“极大似然译码法”的译码性能良好，同时，我们也能从理论上论证“极大似然法”可以获得最小差错概率，但是其算法复杂度、发送天线数、调制星座点数成指数的关系，故实际应用中我们并不采用，而是作为一个性能定界，以衡量其他译码算法的性能。<sup>[1]</sup>

在此，我们使用线性加权译码算法中的迫零法 ZF 和最小均方误差 MMSE 两种算法，基于上面对两种算法已经完成的程序模型，去讨论并分析  $N$  发  $N$  收的发送接收分集情景，进行仿真模拟计算。

我们以“4 发 4 收”、“10 发 10 收”、“40 发 40 收”情景为例，首先，我们利用最小均方误差 MMSE 模型，先求解得到目标矩阵  $G$ ，再代入进行接收判决并解调，最终，我们得到了 MMSE 接收分集模型下，其误码率 BER 和信道容量(bit/符号)随信噪比 SNR 的关系曲线图形，如图 3.6.1 所示。

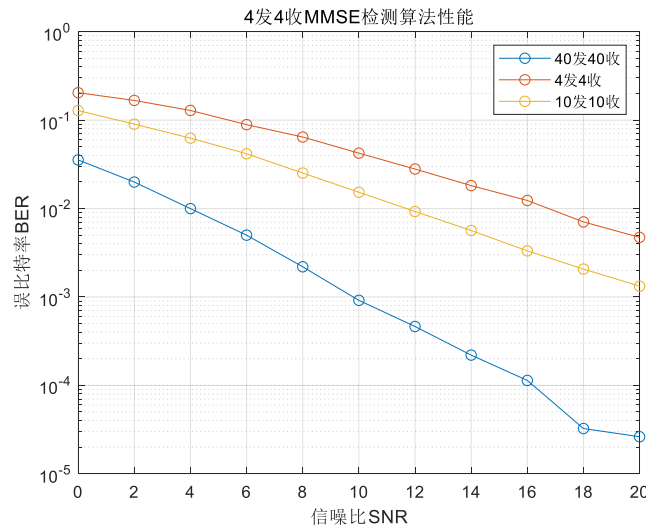


图 3.6.1 4 发 4 收 MMSE 方法误码率随信噪比关系曲线图形

图中我们可以看出，MMSE 接收分集的准确率明显不如“最大似然比接收”，但是当  $N$  值逐渐上升时，系统的误码率曲线在大幅下降，说明 MIMO 的多发送多接受技术分集能够明显改善系统可靠性。

然后，同样的我们也可以利用迫零法 ZF 模型，求解出其误码率 BER 和信道容量(bit/符号)随信噪比 SNR 的关系曲线图形，如图 3.6.2 所示

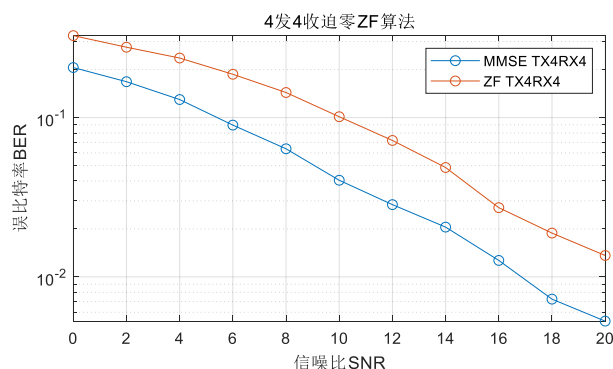


图 3.6.2 4 发 4 收 ZF 方法误码率随信噪比关系曲线图形

对比看以看出迫零法和 MMSE 法的性能仿真结果相近，没有太大差异。只是低信噪比时 MMSE 性能要略优于 ZF 迫零法<sup>[1]</sup>。

## 四、模型的评价

### 4.1 模型的评价

#### 4.1.1 模型的优点

- (1) 巧妙运用流程框图，将建模模拟的思路完整清晰地展现出来。
- (2) 利用数学软件 Matlab 对数据进行分析，并将所得结果绘制成曲线图，可视化程度较强，可以有效验证模型建立的正确性与合理性。
- (3) 每个模型均有坚实的数学及物理基础，让我们对问题的分析客观准确。

#### 4.1.2 模型的缺点

- (1) 对数据处理时具有一定的误差。
- (2) 初次接触 MIMO 相关技术及其数学原理，可能会在建模编程中产生少许错误，还望读者批评斧正。

### 4.2 模型的改进

(1) 可以结合另一个核心技术 OFDM 正交频分复用，与 MIMO 技术进行联合仿真，探究两种技术复合作用下的 MIMO-OFDM 系统，对于无线通信“有效性”和“可靠性”两个特征下的性能分析。

(2) 可以进一步探究，5G 中大规模天线 Massive MIMO 技术的特征性能。例如，发送接收分集达到  $M=256$  级别时，误码率和信道容量随信噪比的关系模型。

## 五、参考文献

- [1] 郝建军,桑丹等编著.《数字通信(第2版)》[M].北京.北京邮电出版社.2010.7
- [2] AROGYASWAMI J. PAULRAJ .An Overview of MIMO Communications—A Key to Gigabit Wireless [J]. PROCEEDINGS OF THE IEEE. 0018-9219/04
- [3] Modeling-and-Simulation-of-MATLAB-Simulink-Communication-System 仿真方法[CP].  
github.com/liyanluminary/Modeling-and-Simulation-of-MATLAB-Simulink-Communication-System

[4]MIMO 无线信道莱斯信道矩阵[Z]. Eadgon\_Tang.[https://blog.csdn.net/Erigan\\_tang/article/details/88569975](https://blog.csdn.net/Erigan_tang/article/details/88569975)

[5]华北电力大学通信工程系.《移动通信课件》[Z]