

# 正交空时分组码在瑞利衰落信道下的性能分析

包 涛, 许家栋, 张会生

(西北工业大学 电子信息学院, 西安 710072)

**摘要:** 基于典型的多输入—多输出无线通信系统, 推导了在瑞利衰落信道下正交空时分组码的瞬时接收信噪比和抗噪声性能的一般表达式, 并在 MATLAB 环境中对不同发送天线、接收天线、调制方式、传输速率下正交空时分组码的误码率性能进行了仿真与结果比较分析, 得出误码率性能与分集增益、编码速率、比特传输率和调制方式存在内部关联。

**关键词:** 信道编码; 空时分组码; 瑞利衰落; 分集; 计算机仿真

**中图分类号:** TN911.22      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1001-3695(2010)01-0298-04

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2010.01.088

## Performance analysis of orthogonal space-time block codes over Rayleigh fading channels

BAO Tao, XU Jia-dong, ZHANG Hui-sheng

(School of Electronics & Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** Based on the typical multi-input multiple-output wireless communication system, deduced a general expression of instantaneously received signal-noise ratio and anti-noise performance of OSTBC (orthogonal space-time block codes) over Rayleigh fading channel. After conducted simulations under the MATLAB environment, analyzed differences of the BER (bit-error rate) of several STBC (space-time block codes) systems among different transmit antennas, different receiving antennas, different modulations, and different transmission rates. There were internal correlations among bit error rate performance and diversity gain, coding rate, transmission bit rate and the modulation.

**Key words:** channel code; space-time block codes; Rayleigh fading; diversity; computer simulation

在无线通信系统中, 多天线收发技术或者 MIMO (multiple input multiple-output) 技术的采用将极大地改善系统的性能和提高系统的容量。空时编码是通过利用多天线发射来提高系统分集增益, 或者说通过对发射端一个分组内的发射符号进行设计, 来达到各天线之间相互保护的目的并降低同一符号在所有天线上发生深度衰落的机会, 进而降低平均误码率。

Alamouti<sup>[1]</sup>提出了一种简单的分集方法, 采用两副天线发送、一副天线接收, 获得与一副天线发送、两副天线接收相同的分集增益。Tarokh 等人<sup>[2]</sup>在 Alamouti 工作的基础上, 将正交编码的方法结合这种简单的分集技术, 提出了正交空时分组码 (STBC), 这种编码可以轻易地推广到多个接收天线的情形, 从而除了发射分集外还可以实现接收分集。STBC 的另一个显著特点是各天线之间发射信号正交, 这不仅保证了在平坦慢衰落信道下获得最大的分集增益, 而且还可以降低译码复杂度, 实现各符号独立译码。空时格形码 (STTC) 是另外一种 MIMO 系统的基本编码方式, 它的思想与卷积码类似, 由于考虑了前后输入的关联, 它比空时分组码应该具有更好的性能, 但是, 它是以前译码复杂度的增加为代价提供相对于空时分组码的编码优势。对于发射天线数固定的空时格形码, 其译码复杂度与传输数据速率呈指数增长。分层空时码 (LSTC) 的概念由 Foschini 等人提出, 是目前已知的唯一一种可以使频谱利用率随发射天线数目线性增加的编码方式, 但却要求接收天线数至少要等于

发送天线数, 从而限制了 LSTC 的实际应用。

本文首先从理论上推导了瑞利衰落信道条件下 STBC 接收性能的最小距离球界, 得出结论: 在接收天线数量一定的条件下, 增加发送天线数可以带来更大的分集增益, 但当发送天线增加到一定程度之后, 再增加其数量也不能带来明显的改善。从 MATLAB 仿真图中可以很清楚地看到曲线随天线数增加的变化趋势, 从而得以验证。其次研究了 STBC 在不同调制方式下的误码性能, 以期为空时编码技术的应用打下基础。

### 1 正交空时分组码的多系统模型

假设无线通信系统, 发射端配置  $N$  副天线, 接收端配置  $M$  副天线。定义  $T \times N$  的正交空时码生成矩阵为式 (1)。其中  $x_{t,n} (t=1, 2, \dots, T; n=1, 2, \dots, N)$  表示  $t$  时刻从第  $n$  条天线发射出去的信号。

$$G = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \dots & x_{1,N} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \dots & x_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{T,1} & x_{T,2} & \dots & x_{T,N} \end{bmatrix} \quad (1)$$

系数  $\alpha_{n,m}$  是从发射天线  $n (n=1, 2, \dots, N)$  到接收天线  $m (m=1, 2, \dots, M)$  之间的路径增益。对于准静态瑞利衰落信道<sup>[2-4]</sup>, 其衰落系数可以表示为

$$\alpha_{n,m}^1 = \alpha_{n,m}^2 = \dots = \alpha_{n,m}^T = \alpha_{n,m} \quad (2)$$

基于该模型, 时刻  $t$  第  $m$  个天线的接收信号为

收稿日期: 2009-04-20; 修回日期: 2009-06-12

作者简介: 包涛 (1983-), 女, 内蒙古巴彦淖尔人, 博士研究生, 主要研究方向为宽带无线通信、信道编码理论 (baotao322@gmail.com); 许家栋 (1948-), 男, 陕西人, 教授, 博导, 主要研究方向为微波通信技术、天线与电磁散射理论等; 张会生 (1955-), 男, 陕西人, 教授, 硕导, 主要研究方向为卫星通信、移动通信、无线通信等。

$$r_{t,m} = \sum_{n=1}^N \alpha_{n,m} x_{t,n} + \eta_{t,m} \quad (3)$$

其中:  $\eta_{t,m}$  是在时刻  $t$  第  $m$  个接收天线上的噪声样本。对于接收机已知信道路径增益的相干检测方案而言,最大似然检测就等于对所有可能的  $x_{t,n}$ ,选择最小化的判决度量符号

$$\sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M |r_{t,m} - \sum_{n=1}^N \alpha_{n,m} x_{t,n}|^2 \quad (4)$$

其复杂度随发射天线数呈指数上升。将式(4)展开,忽略公共项  $|r_1|^2 + |r_2|^2 + \dots + |r_{T,M}|^2$ 。设正交矩阵  $\mathbf{G}$  中各信源发送符号  $(x_1, x_2, \dots, x_K)$  能量相同,均为

$$E_s = E[|x_1|^2] = E[|x_2|^2] = \dots = E[|x_K|^2] \quad (5)$$

其中:  $E[\cdot]$  表示数学期望运算,那么  $|x_k|^2 = \sum_{n=1}^2 |\alpha_{n,m}|^2$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) 项可以忽略。于是,式(4)进一步简化为仅为  $x_k$  的函数

$$\sum_{m=1}^M [(r_{1,m} \alpha_{1,m}^* + r_{2,m} \alpha_{2,m}^* + r_{t,m} \alpha_{n,m}^*) + (r_{1,m}^* \alpha_{1,m} + r_{2,m}^* \alpha_{2,m} + \dots + r_{t,m}^* \alpha_{n,m})] \quad (6)$$

对关于代价函数在所有可能的符号  $x_{t,n}$  上进行搜索,取而代之的是对式(5)中的代价函数同时所有可能的符号  $x_k$  上搜索最小值。其结果就是该编码的译码复杂度呈线性而非指数增长<sup>[5]</sup>。

## 2 正交空时分组码的性能分析

由式(6)得到,  $N \times M$  的天线系统在接收端等效为  $T$  个时刻独立的输出支路,并且文献[6]证明了各输出支路具有完全相同的信噪比

$$\text{SNR} = \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |\alpha_{n,m}|^2 E_s}{N_0} \quad (7)$$

假设每个符号的平均能量为  $E_0$ ,则传送一个分组的能量为  $E_{\text{tot}} = K \times E_0$ 。根据式(5)得到的发送信号的总能量为

$$E_{\text{tot}} = E\left(\sum_{t=1}^T \sum_{n=1}^N |x_{t,n}|^2\right) = E\left(\sum_{n=1}^N \left(\sum_{t=1}^T |x_{t,n}|^2\right)\right) = E\left(\sum_{n=1}^N (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_K|^2)\right) = N \times K \times E_s \quad (8)$$

于是推出

$$E_s = E_0/N \quad (9)$$

另外,接收端收到的符号  $x_k$  的能量为

$$E_R = \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |\alpha_{n,m}|^2\right) E[|x_k|^2] = \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |\alpha_{n,m}|^2\right) (E_0/N) \quad (10)$$

假定使用的信号星座满足

$$E_R = \mu \times d_R^2 \quad (11)$$

其中:  $d_R$  为接收星座的最小距离;  $\mu$  为常数。这样,得到瞬时符号差错概率

$$P_{e,\text{inst}}(\alpha_{n,m}) \leq \exp[-d_R^2/(4P_n)] = \exp[-E_R/(4\mu P_N)] = \exp(-E_0 \left(\sum_{n=1}^M \sum_{m=1}^N |\alpha_{n,m}|^2 / (4 \times \mu \times n \times N_0)\right)) \quad (12)$$

由于  $\alpha_{n,m}$  是方差为 0.5 的复高斯随机变量,其幅度呈瑞利分布,即有概率密度

$$p(|\alpha_{n,m}|) = 2|\alpha_{n,m}| \exp(-|\alpha_{n,m}|^2) \quad (13)$$

$$i=1, 2, \dots, N; j=1, 2, \dots, M$$

由序列  $\alpha_{n,m}$  的独立性假设,通过简单的积分运算可得到最小距离球界的平均符号差错概率

$$P_{e,\text{symbol}} \leq [1/(1 + E_0/(4\mu N_0))]^{N \times M} \quad (14)$$

式(14)说明,如果发送  $K$  个信源符号的总能量限定为  $E_{\text{tot}} = K \times E_0$ ,增加发送天线数或接收天线数都可以带来更好的符号差错率性能。但如果接收天线数相同,当发送天线数增加到一定程度之后,再增加其数量,即  $M$  为确定值,取  $N \rightarrow \infty$ ,得到式(15),可以看出系统的符号差错率性能并不能得到明显改善。

$$P_{e,\text{symbol}} \leq \exp[-E_0 M / (4\mu N_0)] \quad (15)$$

这说明,发送天线数量存在地板效应。

## 3 构造正交空时分组码

空时码生成矩阵的概念与经典编码理论中线性码的生成矩阵的概念具有一定的相似性和差别。它们都表示了的冗余性。例如 Alamouti 码<sup>[1]</sup>,如式(16)所示,只能发射两个符号,而在通常情况下,一个  $2 \times 2$  的矩阵能够发射四个符号。另一方面,线性分组码的冗余性被用于纠错以及提供相应的编码增益,而空时分组码的冗余性被用于提供分集增益。

若通过生成矩阵来表示 Alamouti 码的结构,则

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (16)$$

并且具有如下性质:

$$\mathbf{G}_2^H \mathbf{G}_2 = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}_2 \quad (17)$$

文献[3]证明了对所有可能的符号对  $(x_1, x_2)$ ,生成矩阵满足式(17),所以它能够提供满分集增益以及简单的最大似然译码。很自然地,下一步就是研究当天线数大于 2 时类似生成矩阵的可能性。

**定义 1** 一个维数为  $N$  的实正交设计是一个由  $x_1, -x_1, x_2, -x_2, \dots, x_N, -x_N$  构成的  $N \times N$  维的正交矩阵  $\mathbf{G}_N$ ,并且

$$\mathbf{G}_N^T \mathbf{G}_N = (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_N^2) \mathbf{I}_N \quad (18)$$

**定理 1** 当且仅当  $N=2, 4, 8$  时,实正交设计存在。

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{G}_8 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \\ -x_5 & x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & -x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 & x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_7 & -x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_8 & x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

去掉正交设计的一列就得到了另外一个正交设计,该正交设计可用于发射天线数少一根时的空时分组码,称这样一种去掉某一系列的过程为“缩针”,继而得到生成矩阵  $\mathbf{G}_3$

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$\mathbf{G}_5, \mathbf{G}_6, \mathbf{G}_7$  同理。

**定义 2** 对于每一个分组,  $K$  个符号通过  $T$  个时隙发射,则该种码字的码率为  $R = K/T$ 。

**定理 2** 当有  $M$  个接收天线时,上述空时分组码的分集增益为  $NM$ ,且码率  $R=1$ 。

**定义 3** 一个  $N$  维的复正交设计就是一个由复变量  $x_1, -x_1, x_2, -x_2, \dots, x_N, -x_N$ , 它们的共轭  $x_1^*, -x_1^*, x_2^*, -x_2^*, \dots, x_N^*, -x_N^*$  和这些特定的变量乘以  $j = \sqrt{-1}$  或  $-j$  组成的  $N \times N$  维的正交矩阵,于是有

$$\mathbf{G}_N^H \mathbf{G}_N = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_N|^2) \mathbf{I}_N \quad (23)$$

若满足

$$\mathbf{G}_N^H \mathbf{G}_N = \kappa (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_N|^2) \mathbf{I}_N \quad (24)$$

称之为广义复正交设计,式中  $\kappa$  为常数<sup>[2]</sup>。

**定理 3** 当且仅当  $N=2$  时,如式(16)所示,复正交设计存在。

文献[7]中证明了当发射天线数超过 2 时,广义复正交设计的码率不能超过 3/4,而半速率  $R = 1/2$  的广义复正交设计对任意的发射天线数都存在。在文献[3]中给出了 3 发射天线和 4 发射天线时码率为 3/4 的广义复正交设计,如式(25) (26)所示。而当发射天线数大于 4,设计码率介于  $R = 1/2$  与 3/4 之间的 STBC 或者证明它们不存在,则是目前的研究热点。文献[8]给出了 5 发射天线时码率为 2/3 的广义复正交设计。文献[9]给出了 6 发射天线码率为 2/3 和 7 发射天线码率为 5/8 的广义复正交设计,如式(27) ~ (29)所示。

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 \\ -x_3^* & 0 & x_1^* \\ 0 & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$G_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & 0 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & x_3 \\ -x_3^* & 0 & x_1^* & -x_2 \\ 0 & -x_3^* & x_2^* & x_1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$G_5 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2^* & x_3^* & x_4^* & 0 \\ x_2 & -x_1^* & 0 & 0 & x_5^* \\ x_3 & 0 & -x_1^* & 0 & -x_6^* \\ 0 & x_3 & -x_2 & 0 & x_7 \\ x_4 & 0 & 0 & -x_1^* & x_8^* \\ 0 & -x_4 & 0 & x_2 & -x_9 \\ 0 & 0 & -x_4 & x_3 & x_{10} \\ x_5 & 0 & -x_7^* & -x_9^* & -x_2^* \\ 0 & x_5 & -x_6 & x_8 & x_1 \\ x_6 & -x_7^* & 0 & -x_{10}^* & x_3^* \\ x_7 & x_6^* & x_5^* & 0 & 0 \\ x_8 & x_9^* & -x_{10}^* & 0 & -x_4^* \\ x_9 & -x_8^* & 0 & x_5^* & 0 \\ x_{10} & 0 & x_8^* & x_6^* & 0 \\ 0 & -x_{10} & -x_9 & x_7 & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$G_6 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & 0 & x_7 & 0 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & x_4^* & 0 & x_{11}^* \\ -x_3^* & 0 & x_1^* & x_5^* & 0 & x_{12}^* \\ 0 & -x_3^* & x_2^* & x_6^* & 0 & x_{13}^* \\ 0 & -x_4 & -x_5 & x_1 & x_8 & 0 \\ x_4 & 0 & -x_6 & x_2 & x_9 & 0 \\ x_5 & x_6 & 0 & x_3 & x_{10} & 0 \\ -x_6^* & x_5^* & -x_4^* & 0 & 0 & x_{14}^* \\ -x_7^* & 0 & 0 & -x_8^* & x_1^* & x_{15}^* \\ 0 & -x_7^* & 0 & -x_9^* & x_2^* & x_{16}^* \\ 0 & 0 & -x_7^* & -x_{10}^* & x_3^* & x_{17}^* \\ -x_9^* & x_8^* & 0 & 0 & x_4^* & x_{18}^* \\ -x_{10}^* & 0 & x_8^* & 0 & x_5^* & x_{19}^* \\ 0 & -x_{10}^* & x_9^* & 0 & x_6^* & x_{20}^* \\ x_8 & x_9 & x_{10} & -x_7 & 0 & 0 \\ 0 & -x_{11} & -x_{12} & 0 & -x_{15} & x_1 \\ x_{11} & 0 & -x_{13} & 0 & -x_{16} & x_2 \\ x_{12} & x_{13} & 0 & 0 & -x_{17} & x_3 \\ 0 & 0 & x_{14} & -x_{11} & -x_{18} & x_4 \\ 0 & -x_{14} & 0 & -x_{12} & -x_{19} & x_5 \\ x_{14} & 0 & 0 & -x_{13} & -x_{20} & x_6 \\ x_{15} & x_{16} & x_{17} & 0 & 0 & x_7 \\ 0 & -x_{18} & -x_{19} & x_{15} & 0 & x_8 \\ x_{18} & 0 & -x_{20} & x_{16} & 0 & x_9 \\ x_{19} & x_{20} & 0 & x_{17} & 0 & x_{10} \\ -x_{13}^* & x_{12}^* & -x_{11}^* & 0 & 0 & 0 \\ -x_{16}^* & x_{15}^* & 0 & x_{18}^* & -x_{11}^* & 0 \\ -x_{17}^* & 0 & x_{15}^* & x_{19}^* & -x_{12}^* & 0 \\ 0 & -x_{17}^* & x_{16}^* & x_{20}^* & -x_{13}^* & 0 \\ x_{20}^* & -x_{19}^* & x_{18}^* & 0 & x_{14}^* & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

自变量的系统误比特率。

以实正交矩阵  $G_2, G_3, G_4, G_5, G_6, G_7, G_8$ , 复正交矩阵  $G_2$  和广义复正交矩阵  $G_3, G_4, G_5, G_6, G_7$  为例,通过 MATLAB 仿真,给出正交空时码在 BPSK 调制方式下的误比特率性能,如图 1 和 2 所示。由图中曲线的比较可以看出,在同一信噪比下,接收天线数目一定时,实正交矩阵  $G_7$  和广义复正交矩阵  $G_8$  的误比特率性能最好。上述仿真结果表明,通过增加发射天线数,在稍许增加译码复杂度的情况下,可以获得很大的性能增益。另外,由第 2 章的推导可知,发射天线数存在地板效应,因此随着发射天线数目的增加,误比特率性能改善的程度越来越小。

$$G_7 = \begin{bmatrix} x_1 & x_{21} & x_{31} & 0 & x_{71} & 0 & x_{21} \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & x_4^* & 0 & x_{11}^* & 0 \\ -x_3^* & 0 & x_1^* & x_5^* & 0 & x_{12}^* & 0 \\ 0 & -x_3^* & x_2^* & x_6^* & 0 & x_{13}^* & 0 \\ 0 & -x_4 & -x_5 & x_1 & x_8 & 0 & x_{22} \\ x_4 & 0 & -x_6 & x_2 & x_9 & 0 & x_{23} \\ x_5 & x_6 & 0 & x_3 & x_{10} & 0 & x_{24} \\ -x_6^* & x_5^* & -x_4^* & 0 & 0 & x_{14}^* & 0 \\ -x_7^* & 0 & 0 & -x_8^* & x_1^* & x_{15}^* & 0 \\ 0 & -x_7^* & 0 & -x_9^* & x_2^* & x_{16}^* & 0 \\ 0 & 0 & -x_7^* & -x_{10}^* & x_3^* & x_{17}^* & 0 \\ -x_9^* & x_8^* & 0 & 0 & x_4^* & x_{18}^* & 0 \\ -x_{10}^* & 0 & x_8^* & 0 & x_5^* & x_{19}^* & 0 \\ 0 & -x_{10}^* & x_9^* & 0 & x_6^* & x_{20}^* & 0 \\ x_8 & x_9 & x_{10} & -x_7 & 0 & 0 & x_{25} \\ 0 & -x_{11} & -x_{12} & 0 & -x_{15} & x_1 & x_{26} \\ x_{11} & 0 & -x_{13} & 0 & -x_{16} & x_2 & x_{27} \\ x_{12} & x_{13} & 0 & 0 & -x_{17} & x_3 & x_{28} \\ 0 & 0 & x_{14} & -x_{11} & -x_{18} & x_4 & x_{29} \\ 0 & -x_{14} & 0 & -x_{12} & -x_{19} & x_5 & x_{30} \\ x_{14} & 0 & 0 & -x_{13} & -x_{20} & x_6 & x_{31} \\ x_{15} & x_{16} & x_{17} & 0 & 0 & x_7 & x_{32} \\ 0 & -x_{18} & -x_{19} & x_{15} & 0 & x_8 & x_{33} \\ x_{18} & 0 & -x_{20} & x_{16} & 0 & x_9 & x_{34} \\ x_{19} & x_{20} & 0 & x_{17} & 0 & x_{10} & x_{35} \\ -x_{13}^* & x_{12}^* & -x_{11}^* & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -x_{16}^* & x_{15}^* & 0 & x_{18}^* & -x_{11}^* & 0 & 0 \\ -x_{17}^* & 0 & x_{15}^* & x_{19}^* & -x_{12}^* & 0 & 0 \\ 0 & -x_{17}^* & x_{16}^* & x_{20}^* & -x_{13}^* & 0 & 0 \\ x_{20}^* & -x_{19}^* & x_{18}^* & 0 & x_{14}^* & 0 & 0 \\ -x_{21}^* & 0 & 0 & -x_{22}^* & 0 & -x_{26}^* & x_{11}^* \\ 0 & -x_{21}^* & 0 & -x_{23}^* & 0 & -x_{27}^* & x_{2}^* \\ 0 & 0 & -x_{21}^* & -x_{24} & 0 & -x_{28}^* & x_{3}^* \\ -x_{23}^* & x_{22}^* & 0 & 0 & 0 & -x_{29}^* & x_{4}^* \\ -x_{24}^* & 0 & x_{22}^* & 0 & 0 & -x_{30}^* & x_{5}^* \\ 0 & -x_{24}^* & x_{23}^* & 0 & 0 & -x_{31}^* & x_{6}^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 & x_{25}^* & -x_{32}^* & x_{7}^* \\ -x_{25}^* & 0 & 0 & 0 & -x_{22}^* & -x_{33}^* & x_{8}^* \\ 0 & -x_{25}^* & 0 & 0 & -x_{23}^* & -x_{34}^* & x_{9}^* \\ 0 & 0 & -x_{25}^* & 0 & -x_{24}^* & -x_{35}^* & x_{10}^* \\ -x_{27}^* & x_{26}^* & 0 & x_{29}^* & 0 & 0 & x_{11}^* \\ -x_{28}^* & 0 & x_{26}^* & x_{30}^* & 0 & 0 & x_{12}^* \\ 0 & -x_{28}^* & x_{27}^* & x_{31}^* & 0 & 0 & x_{13}^* \\ -x_{31}^* & x_{30}^* & -x_{29}^* & 0 & 0 & 0 & x_{14}^* \\ -x_{32}^* & 0 & 0 & -x_{33}^* & x_{26}^* & 0 & x_{15}^* \\ 0 & -x_{32}^* & 0 & -x_{34}^* & x_{27}^* & 0 & x_{16}^* \\ 0 & 0 & -x_{32}^* & -x_{35}^* & x_{28}^* & 0 & x_{17}^* \\ -x_{34}^* & x_{33}^* & 0 & 0 & x_{29}^* & 0 & x_{18}^* \\ -x_{35}^* & 0 & x_{33}^* & 0 & x_{30}^* & 0 & x_{19}^* \\ 0 & -x_{35}^* & x_{34}^* & 0 & x_{31}^* & 0 & x_{20}^* \\ x_{22} & x_{23} & x_{24} & -x_{21} & -x_{25} & 0 & 0 \\ x_{26} & x_{27} & x_{28} & 0 & x_{32} & -x_{21} & 0 \\ 0 & -x_{29} & -x_{30} & x_{26} & x_{33} & -x_{22} & 0 \\ x_{29} & 0 & -x_{31} & x_{27} & x_{34} & -x_{23} & 0 \\ x_{30} & x_{31} & 0 & x_{28} & x_{35} & -x_{24} & 0 \\ -x_{33} & -x_{34} & -x_{35} & x_{32} & 0 & x_{25} & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

#### 4 STBC 系统的性能仿真及结果

本文假定信道为准静态平坦瑞利衰落模型。因此,路径增益为相互独立的复高斯随机变量,并且在一个分组的传输周期内保持不变。于是,采用蒙特卡洛仿真来得到以接收信噪比为

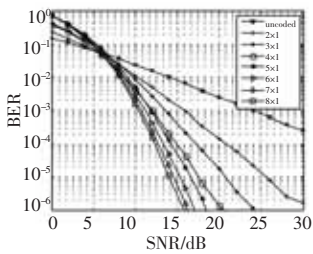


图 1  $N=1,2,3,4,5,6,7,8$  情况下 BPSK STBC 的性能

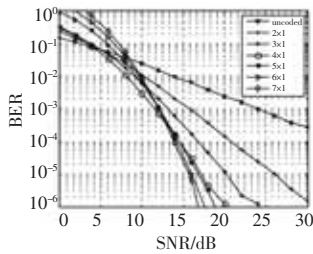


图 2  $N=1,2,3,4,5,6,7$  情况下 BPSK STBC 的性能

当采用两根接收天线时,图 3 给出了类似的仿真结果。所不同的是误比特率性能得到显著提升,其原因就是使用 2 发 2 收天线,可以获得更多的分集增益。

对不同的复正交 STBC ( $G_2, G_3, G_4, G_5, G_6$ ) 在相同的传输速率下其误比特率性能进行分析。通过选择不同码速的编码方案 (1, 1/2, 3/4) 以及不同的调制方式 (QPSK, 8PSK 和 16QAM), 仿真得到传输速率分别为 1, 2, 3 bit/(s·Hz) 的空时分组码在准静态平坦瑞利衰落信道下的误比特率性能曲线, 如图 4, 5 所示。

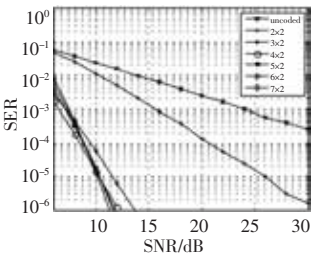


图 3  $N=1,2,3,4,5,6,7$ ,  $M=2$  情况下 STBC 的性能

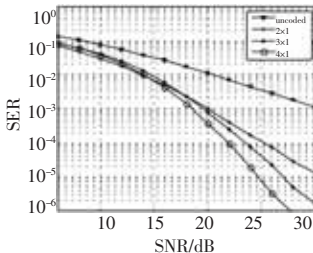


图 4 3 bit/(s·Hz) 情况下不同调制方式 STBC 的性能

图 4 给出了发射速率为 3 bit/(s·Hz) 时不同系统的误比特率, 包括对未采用空时编码的 8PSK 系统和采用正交空时分组码的 2, 3 和 4 发射天线系统的仿真结果。图 4 是针对单接收天线时的仿真结果。传输利用 2 发射天线并且使用 8PSK 星座和 Alamouti 码, 生成矩阵如式 (16) 所示。当发射天线为 3 和 4 时, 考虑生成矩阵采用式 (25) 和 (26), 此时  $R=3/4$ , 要达到 3 bit/(s·Hz) 的传输速率, 因此选取 16QAM 调制星座。

图 5 给出了发射速率为 2 bit/(s·Hz) 时不同系统的误比特率, 包括对未采用空时编码的 QPSK 系统和采用正交空时分组码的 2, 5 和 6 发射天线系统的仿真结果。2 发射天线使用 QPSK 星座和 Alamouti 码, 生成矩阵如式 (16) 所示。当发射天线数为 5 和 6 时, 考虑生成矩阵采用式 (27) 和 (28), 此时  $R=2/3$ , 要达到 2 bit/(s·Hz) 的传输速率, 因此选取 8PSK 调制星座。

从图 4 和 5 可以看出, 对 2 和 3 bit/(s·Hz) 的系统来说, 当信噪比较小时, 3 和 4 天线系统、5 和 6 天线系统的性能都比 2 天线系统的性能要差, 这主要是因为为获得相应的传输速率, 2 天线系统分别采用了 8PSK 和 QPSK 调制, 而 3 或 4 天线的系统采用 16QAM 调制, 5 或 6 天线的系统采用 8PSK 调制, 16QAM 与 8PSK 相比, 星座点之间的距离明显缩短, 所以造成了在信噪比较低的情况下, 16QAM 比 8PSK 的星座点的误判率大, 从而造成了误比特率性能的下降。8PSK 与 QPSK 同理。随着信噪比的提升, 接收信号星座图中的星座点更加收敛于发射信号中的星座点, 因此误判率下降, 误比特率性能得到提升。多发射天线带来的发射分集增益, 也是误比特率性能显著提升的一个主要原因。

从图 6 中的曲线比较还可以看出, 在同一信噪比条件下, 实正交设计  $G_7 (R=1)$  的误比特率性能要比广义复正交设计  $G_7 (R=5/8)$  好, 即空时分组码的误比特率性能随着码速的增加而提高。因此, 人们不断地在寻找更优的编码方案, 以获得具有全分集、高速率、译码简单的正交空时分组码。

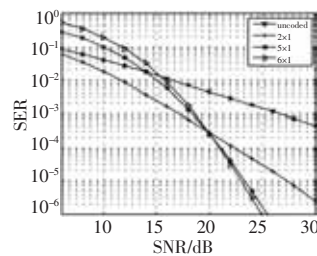


图 5 2 bit/(s·Hz) 情况下不同调制方式 STBC 的性能

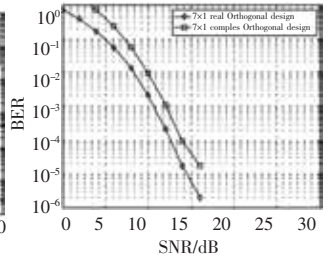


图 6  $N=7, M=1$  情况下不同编码速率 STBC 的性能

## 5 结束语

空时分组码是伴随无线移动通信的广泛应用发展起来的一种新的信道编码技术。它将正交编码、调制、发送和接收分集有机结合, 并且其基于线性处理的编、译码器结构简单有效, 能够显著提高衰落信道环境下通信系统的抗噪声性能。本文基于典型的 MIMO 模型, 推导了瑞利衰落信道下正交空时分组码的瞬时接收信噪比和误码率性能的一般表达式, 得出发射天线存在地板效应, 即当发送天线数量达到理论给出的参考值后, 没有再增加的必要性。在此基础上, 对不同发送天线、接收天线、调制方式、传输速率下空时分组码系统同样进行了 MATLAB 仿真, 并得出了误码率性能与分集增益、编码速率、比特传输率和调制方式存在内部关联, 从而为空时编码技术的实际应用打下良好基础。

## 参考文献:

- [1] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [2] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- [3] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [4] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block coding for wireless communications: performance results [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1999, 17(3): 451-460.
- [5] UYSAL M, GEORGHIADES C N. An efficient implementation of a maximum-likelihood detector for space-time block codes systems [J]. *IEEE Trans on Communications*, 2003, 51(4): 521-524.
- [6] DAMEN M O, TEWFIK A. A construction of space-time code based on number theory [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 2002, 48(3): 753-760.
- [7] WANG Hai-quan, XIA Xiang-gen. Upper bounds of complex orthogonal rates of space-time block codes from complex orthogonal designs [J]. *IEEE Trans on Information Theory*, 2003, 49(10): 2788-2796.
- [8] LIANG Xue-bin. A high-rate orthogonal space-time block code [J]. *IEEE Communications Letters*, 2003, 7(5): 222-223.
- [9] SU Wei-feng, XIA Xiang-gen, LIU K J R. A systematic design of high-rate complex orthogonal space-time block codes [J]. *IEEE Communications Letters*, 2004, 8(6): 380-382.