

## 一种新的快衰落信道下的差分 Unitary 时空编码调制方法

吕淑娟 卫国 朱近康 杜政  
(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

**摘要:** 该文提出了一种新的基于循环对角群码的差分 Unitary 时空编码调制方法, 这种新方法通过改变发送符号的顺序来降低快衰落信道时变对解码造成的影响, 从而提高在快衰落信道下的性能。这种性能的提高是以处理时延和额外能量开销的增加为代价的, 在实际应用中需要在这两者之间寻求平衡, 处理时延越大, 额外的能量开销就越小, 反之亦然。与传统的差分 Unitary 时空编码调制方法比较, 理论分析和 matlab 做的 Monte Carlo 仿真结果表明, 在快衰落信道下, 提出的差分 Unitary 时空编码调制方法可获得明显的性能增益, 能够显著降低系统的成对差错概率和误比特率。

**关键词:** 无线通信, 时空码, 差分, Unitary 时空编码调制

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2005)10-1620-05

## A Novel Differential Unitary Space-Time Modulation Scheme in Fast Fading Channel

Lü Shu-juan Wei Guo Zhu Jin-kang Du Zheng  
(PCN&SS Lab, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract** A new differential unitary space-time modulation scheme based on cyclic unitary group code is proposed for systems with multiple transmit antennas in fast fading channels. By exchanging the sequence of transmitted symbols, this new differential unitary space-time modulation scheme reduces the influence from time-variance of fast fading channels at the cost of larger processing delay and additional transmission power. For larger processing delay, the additional transmission power is negligible. Theoretical analysis and Monte Carlo simulations using matlab are carried out to investigate the performance of the conventional and the proposed differential unitary space-time modulation schemes. It is demonstrated that this new differential unitary space-time modulation scheme can achieve significant gains compared with the conventional differential unitary space-time modulation in fast fading channels with very little cost.

**Key words** Wireless Communication, Space-time, Differential, Unitary space-time modulation

### 1 引言

在多输入多输出天线系统中采用时空码来提高系统性能是目前移动通信领域关注的焦点。时空码通过使用多个发射和接收天线进行信息的发射和接收, 可以增强系统抗衰落的能力, 从而大大改善无线通信系统的信息容量和通信质量, 但很多空时处理技术都要依靠信道状况的信息才能正常工作。在实际的通信环境中, 要对包括多个相互独立的发射和接收天线的天线阵列进行信道估计, 需要牺牲比单天线系统更多的频谱效率, 特别是在快速移动的环境中, 会大大增加系统的开销。在这样的情况下, 不需要信道估计的多天线处理技术具有特别的优越性。

Tarokh 等提出了基于正交时空分组码的差分发射分集技术<sup>[1,2]</sup>, 这种方法利用正交时空分组码的正交特性来构成差分调制, 从而可以在没有信道状况信息的情况下进行差分调制。但是, 这种方法仍然受正交时空分组码本身结构的限制,

即只在特定发射天线个数的情况下才存在具有最优的正交结构的矩阵。

另一方面, Marzetta 和 Hochwald 通过理论分析<sup>[3]</sup>指出具有正交性(Unitary)的矩阵都能在高信噪比的情况下达到多天线处理系统的信道容量。基于这一结果, 他们提出了基于非相干解调方法的 Unitary 时空编码<sup>[4]</sup>。后来他们与 Hughes 各自独立提出了差分调制解调的 Unitary 时空编码<sup>[5,6]</sup>。由于基于 Unitary 时空码的差分时空码对于任意数目发射天线的系统都是存在的, 所以它不会受到具体系统发射天线数目的影响, 与基于正交时空分组码的方法相比具有更大的灵活性。

在这些差分时空编码中, 都假定在发射两个连续的矩阵的过程中, 信道状况基本保持不变。在快衰落信道下, 当发射天线的数目比较大的时候, 这个条件将很难得到满足, 从而将影响系统的性能。针对这个问题, 本文提出一种新的差分 Unitary 时空编码调制方法, 此方法通过改变发送符号的顺序来减小快衰落信道的影响, 从而获得更好的性能。

## 2 原理

### 2.1 衰落信道模型

假定一个有  $M$  个发射天线,  $N$  个接收天线的通信系统。在本文中, 只考虑  $M \times M$  的编码矩阵。在第  $j$  个接收天线上的信号可以表示成:

$$y_j(t) = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \sum_{i=1}^M h_{ji}(t) s_i(t) + w_j(t) \quad (1)$$

这里  $\rho$  是每个接收天线上的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR),  $s_i(t)$  是第  $t$  个时刻从第  $i$  个发射天线上发射的信号,  $i=1, \dots, M, j=1, \dots, N$ , 对于在第  $t$  个时刻发射出去的信号,  $h_{ij}(t)$  是从第  $i$  发射天线到第  $j$  个接收天线的复信道增益,  $w_j(t)$  是统计独立同分布的复高斯噪声, 服从均值为 0, 方差为 1 的 CN(0,1) 正态分布。

我们假设对于不同的  $i$  和  $j$ ,  $h_{ij}(t)$  是统计独立的随机变量, 并且服从 Jakes 陆地移动衰落信道模型<sup>[7]</sup>。因此, 对任意的  $i$  和  $j$ , 两个衰落信道增益  $h_{ij}(t_1)$  和  $h_{ij}(t_2)$  的相关值为

$$\Re(t_1, t_2) = J_0(2\pi f_d(t_1 - t_2)T_s) \quad (2)$$

这里  $J_0(\cdot)$  是第一类零阶贝塞尔函数,  $f_d$  是衰落环境中的最大多普勒频移,  $T_s$  是采样周期。

### 2.2 传统的差分 Unitary 时空编码调制方法(DUSTM)

在文献[6]中, Hughes 研究了最优的 Unitary 时空群码, 包括两类: 对角群码和反对角群码。下面举一个  $M=2$  的例子来说明对角群码和反对角群码的区别。假设  $P$  是  $\Omega$  中矩阵的个数, 为 2 的整数次幂。

当  $k$  为  $(0, P)$  之间的奇数时, 对角群码可以表示为

$$\Omega = \{G_0, G_1, \dots, G_{P-1}\}, \quad G_i = G^i, \quad i = 0, 1, \dots, P-1$$

其中基元为

$$G = \begin{pmatrix} \omega_p & 0 \\ 0 & \omega_p^k \end{pmatrix}$$

这里  $\omega_p = \exp(2\pi j/P)$ 。这样产生的所有矩阵都是对角阵。反对角群码由两个基元产生, 其中  $Q_0$  是对角的,  $Q_1$  是反对角的:

$$Q_0 = \begin{pmatrix} \omega_{p/2} & 0 \\ 0 & \omega_{p/2}^k \end{pmatrix}, \quad Q_1 = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

那么, 反对角群码为

$$\Omega = \{G_0, G_1, \dots, G_{P-1}\}, \quad G_i = Q_0^i, \quad G_{i+P/2} = Q_0^i \cdot Q_1, \quad i = 0, 1, \dots, P-1$$

我们可以看出前  $P/2$  个矩阵都是对角阵, 后  $P/2$  个矩阵都是反对角矩阵。

传统差分 Unitary 时空编码调制方法是基于慢衰落信道假设的, 即信道在相邻的两个矩阵的发射过程中保持不变。在这样的假设条件下, 接收端的信号可以表示为

$$Y_n = \sqrt{\rho} H_n X_n + W_n \quad (3)$$

$Y_n$  是  $N \times M$  接收矩阵,  $X_n$  是  $M \times M$  发射矩阵,  $H_n$  是  $N \times M$  信道衰落矩阵,  $W_n$  是  $N \times M$  噪声矩阵。下标  $n$  表示

第  $n$  个矩阵块。之所以可以写成式(3)中矩阵的形式, 是因为假定信道  $H_n$  在发送整个矩阵  $X_n$  中都是保持不变的, 如果信道在这个过程中是变化的, 那么只能写成式(1)中的形式。

发送端首先发送一个用作参考的正交矩阵  $X_0$ , 为了简单起见, 下面我们都假定  $X_0 = I$ , 这里  $I$  是一个  $M \times M$  的单位阵。然后进行差分编码:

$$X_n = X_{n-1} U_n, \quad n = 1, \dots, K \quad (4)$$

其中  $U_n \in \Omega$  是从最优的对角或者反对角群码的 Unitary 矩阵中根据要进行调制的数据选择得到的调制矩阵。在接收端, 由于

$$Y_{n-1} = \sqrt{\rho} H_{n-1} X_{n-1} + W_{n-1} \quad (5)$$

又因为  $H_{n-1} = H_n$  和式(4), 所以

$$Y_n = Y_{n-1} U_n + \bar{W}_n \quad (6)$$

然后用最大似然译码来解出  $\bar{U}_n$ :

$$\begin{aligned} \bar{U}_n &= \arg \max_{\bar{U}_n \in \Omega} |Y_n - Y_{n-1} \bar{U}_n|^2 \\ &= \arg \max_{\bar{U}_n \in \Omega} \Re \text{Tr} \{ Y_{n-1} \bar{U}_n Y_n^* \} \\ &= \arg \max_{\bar{U}_n \in \Omega} \Re \text{Tr} \{ \bar{U}_n Y_n^* Y_{n-1} \} \end{aligned} \quad (7)$$

我们看到上面接收端的解调是基于  $H_{n-1} = H_n$  的, 即信道在发送两个相邻矩阵的过程中保持不变, 当信道变化比较快时, 这个条件不满足, 将对传统差分 Unitary 时空编码调制的性能造成严重的影响。

### 2.3 新的差分 Unitary 时空编码调制方法

在新方法中, 我们仅考虑最优的对角 Unitary 群码。在这种新的差分 Unitary 时空编码调制方法中,  $L$  个连续发送的矩阵  $X_0, X_1, \dots, X_{L-1}$  被看成一组, 这些矩阵在  $LM$  个连续的时间间隔中被发送完。首先也发送一个作为参考矩阵的正交矩阵  $X_0 = I$ 。接下来, 用式(4)来依次对相应的对角 Unitary 矩阵  $U_n, n = 1, \dots, L-1$  进行差分编码, 并输出  $X_n$ 。

以上部分都与传统差分 Unitary 时空编码调制基本相同, 接下来, 这种新方法采用了与传统方法不同的从  $X_n$  到  $s_i(t)$  的映射方式  $s_i((k-1)L+n) = (x_{ik})_n, i, k = 1, \dots, M, n = 0, \dots, L-1$ 。其中  $(x_{ik})_n$  表示矩阵  $X_n$  的第  $i$  行第  $k$  列个元素。如表 1 中所示, 在发送端, 矩阵  $X_0$  的第 1 列  $[(x_{11})_0, (x_{21})_0, \dots, (x_{M1})_0]^T$  在时刻 0 被发送; 第 2 列  $[(x_{12})_0, (x_{22})_0, \dots, (x_{M2})_0]^T$  在时刻  $L$  被发送;  $\dots$ ; 第  $M$  列  $[(x_{1M})_0, (x_{2M})_0, \dots, (x_{MM})_0]^T$  在时刻  $L(M-1)$  被发送。也就是说, 在新的差分 Unitary 编码调制方法中, 矩阵  $X_n$  的各个列不是连续发送的, 而是间隔给定时间  $L$  进行发送; 而在传统的差分 Unitary 时空编码调制方法中, 矩阵  $X_n$  的每一行的元素在相邻的时刻被发送到信道中, 也就是说矩阵的各个相邻列是连续发送出去的, 可以表示为  $s_i(nM+k-1) = (x_{ik})_n, i, k = 1, \dots, M, n = 0, \dots, L-1$ , 如表 2 所示。

表1 新方法中传输符号序列随时间的变化

时间	0	1	...	L-1	L	L+1	...
天线1	(x <sub>11</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>11</sub> ) <sub>1</sub>	...	(x <sub>11</sub> ) <sub>L-1</sub>	(x <sub>12</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>12</sub> ) <sub>1</sub>	...
天线2	(x <sub>21</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>21</sub> ) <sub>1</sub>	...	(x <sub>21</sub> ) <sub>L-1</sub>	(x <sub>22</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>22</sub> ) <sub>1</sub>	...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
天线 <i>i</i>	(x <sub>i1</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>i1</sub> ) <sub>1</sub>	...	(x <sub>i1</sub> ) <sub>L-1</sub>	(x <sub>i2</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>i2</sub> ) <sub>1</sub>	...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
天线 <i>M</i>	(x <sub>M1</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>M1</sub> ) <sub>1</sub>	...	(x <sub>M1</sub> ) <sub>L-1</sub>	(x <sub>M2</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>M2</sub> ) <sub>1</sub>	...

表2 传统方法中传输符号序列随时间的变化

时间	0	1	...	M-1	M	M+1	...
天线1	(x <sub>11</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>12</sub> ) <sub>0</sub>	...	(x <sub>1M</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>11</sub> ) <sub>1</sub>	(x <sub>12</sub> ) <sub>1</sub>	...
天线2	(x <sub>21</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>22</sub> ) <sub>0</sub>	...	(x <sub>2M</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>21</sub> ) <sub>1</sub>	(x <sub>22</sub> ) <sub>1</sub>	...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
天线 <i>i</i>	(x <sub>i1</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>i2</sub> ) <sub>0</sub>	...	(x <sub>iM</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>i1</sub> ) <sub>1</sub>	(x <sub>i2</sub> ) <sub>1</sub>	...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
天线 <i>M</i>	(x <sub>M1</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>M2</sub> ) <sub>0</sub>	...	(x <sub>MM</sub> ) <sub>0</sub>	(x <sub>M1</sub> ) <sub>1</sub>	(x <sub>M2</sub> ) <sub>1</sub>	...

我们知道，对于基于循环对角 Unitary 时空码的差分编码调制来说，因为矩阵中每一列是以前一个矩阵的对应列作为参考的。在传统的差分 Unitary 时空编码调制中，把矩阵  $X_0$  整个发送完以后，再发送矩阵  $X_1$ ，为了从接收到的  $(x_{i1})_0 h_{j1}(0)$  和  $(x_{i1})_1 h_{j1}(M)$  中恢复出  $(x_{i1})_1$ ，我们需要信道  $h_{j1}(0) = h_{j1}(M)$ 。这两列的时间间隔为  $M$ ，要求这两列对应的信道基本上保持不变，实际上就是要求信道在连续发送整个矩阵的过程中都保持不变，这种要求在现实中很难满足，特别对于快速移动的环境来说显然是不实际的，因此当信道变化比较快时，传统技术就不再适合，性能就会变差。反过来，在新的差分 Unitary 时空编码调制方法中，每两个连续的矩阵对应的列是连续发射出去的，即  $(x_{i1})_0 h_{j1}(0)$  和  $(x_{i1})_1 h_{j1}(1)$  是在相邻的时刻发射出去的，要进行接收我们只需要  $h_{j1}(0) = h_{j1}(1)$  就可以了。显然，在快衰落信道下，这个条件相对而言更容易满足。因此在快衰落信道下，新提出的差分 Unitary 时空编码调制方法可以获得比传统的方法更好的性能。

在这种新方法中，接收机先把接收到的信号  $y_i(t)$  重组对应于发射矩阵  $X_n$  的接收矩阵  $R_n$ ，即  $(r_{ik})_n = y_i((k-1)L+n)$ ， $i, k = 0, \dots, L-1, n = 0, \dots, L-1$ 。然后联合矩阵  $R_{n-1}$ ，用传统差分 Unitary 时空编码调制方法中采用的最大似然译码求出  $\hat{U}_n$ ：

$$\hat{U}_n = \arg \max_{U_n \in \Omega} \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^M |(r_{ji})_n - (r_{ji})_{n-1} (\hat{u}_i)_n|^2 \quad (8)$$

这里  $\hat{U}_n$  是对角群码， $(\hat{u}_i)_n$  是矩阵  $\hat{U}_n$  的第  $i$  行第  $i$  列元素，判决输出使式(8)右边似然值取最大值的码  $\hat{U}_n$ 。

新方法只考虑对角群的原因是新方法要利用矩阵的对角特性。或者说，在按照前面的方法改变了发送矩阵的列的发送顺序以后，如果要进行差分解调，只能利用相邻两个矩阵的列之间的差分关系，而反对角的 Unitary 群码中既有对角的，也有反对角的，如果前后两个矩阵一个是对角的，一个是反对角的，则这两个矩阵的对应列不能满足差分关系。假定  $X_0$  和  $X_1$  是两个相邻的矩阵，其中  $X_0$  是对角的：

$$X_0 = \begin{pmatrix} (x_{11})_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & (x_{22})_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & (x_{MM})_0 \end{pmatrix}$$

如果  $U_1$  是反对角矩阵，而  $X_1 = X_0 U_1$ ，所以  $X_1$  也是反对角矩阵：

$$X_1 = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & (x_{11})_1 \\ 0 & \dots & (x_{22})_1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ (x_{MM})_1 & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \dots & 0 & (x_{11})_0 (u_{MM})_1 \\ 0 & \dots & (x_{22})_0 (u_{M-1, M-1})_1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ (x_{MM})_0 (u_{11})_1 & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

这样一来，如果先发送矩阵  $X_0$  的第1列  $((x_{11})_0, \dots, 0)^T$ ，紧接着发送矩阵  $X_1$  的第1列  $(0, \dots, (x_{MM})_0 (u_{11})_1)^T$ ，由于这两个信号会受到不同发射天线的衰落，所以它们之间不满足差分关系，也就不能用差分方式进行解码。但如果我们这里只采用对角群码， $X_0$  和  $X_1$  就可以表示成：

采用对角群码,  $\mathbf{X}_0$  和  $\mathbf{X}_1$  就可以表示成:

$$\mathbf{X}_0 = \begin{pmatrix} (x_{11})_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & (x_{22})_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & (x_{MM})_0 \end{pmatrix}$$

和

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1 &= \begin{pmatrix} (x_{11})_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & (x_{22})_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & (x_{MM})_1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} (x_{11})_0(u_{11})_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & (x_{22})_0(u_{22})_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & (x_{MM})_0(u_{MM})_1 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

这样,  $\mathbf{X}_0$  的第 1 列  $((x_{11})_0, \dots, 0)^T$  和矩阵  $\mathbf{X}_1$  的第 2 列  $((x_{11})_0(u_{11})_1, \dots, 0)^T$  有用的信号都是从同一个天线上发射出去的, 可以用前一个信号受到的衰落来作为下一个信号的参考, 能够满足差分关系, 所以可以用式(8)解码。

在传统的差分 Unitary 时空编码调制方法中, 在发送了初始化参考矩阵  $\mathbf{X}_0$  之后, 就可以依次发送携带信息的矩阵  $\mathbf{X}_n$ , 接收机也能够依次进行解调, 对于  $L$  的大小没有限制; 而在新方法中, 由于必须要  $L$  个接收矩阵全部都到齐了以后才能开始进行解调, 所以会有  $L$  个矩阵长的时延, 在实际系统中, 这个时延必须小于系统所能够容忍的时延。而另一方面, 每发送  $L$  个矩阵就需要发送一个额外的参考矩阵  $\mathbf{X}_0$ , 所以减小  $L$  的大小会带来额外的能量开销。

这样一来,  $L$  的取值要根据系统时延要求和系统能量开销来综合确定, 对于  $M \times M$  的编码矩阵, 系统时延为  $L \times M$ , 附加的能量开销为  $1/L$ 。对系统时延的要求比较严格的时候,  $L$  取值应比较小, 但这时系统能量开销  $1/L$  就比较大; 对系统附加的能量开销  $1/L$  要求比较严格时,  $L$  取值应比较大, 但这时系统时延  $L \times M$  会比较大。对于实际的系统, 我们可以根据具体情况在系统时延和能量开销中选取一个折衷。但是, 我们注意到, 当  $L$  比较大时, 额外的能量开销非常小, 差不多是可以忽略的。

### 3 性能分析和仿真结果

为了分析新方法在快衰落信道下的性能, 这里我们建立一个简化的信道模型, 从而可以直接利用准静态衰落信道下的结果来进行计算。我们把信道增益分成两部分:  $h_0$  和  $h_d$ 。假设  $h_0$  和  $h_d$  是统计独立同分布的高斯随机变量,  $h_0$  服从分布  $\text{CN}(0, 1/(1+\sigma_d^2))$ ,  $h_d$  服从分布  $\text{CN}(0, \sigma_d^2/(1+\sigma_d^2))$ 。对任意的  $i, j$ , 考虑两个信道增益  $h_{ji}(t_1)$  和  $h_{ji}(t_2)$ 。它们可以写成  $h_{ji}(t_1) = h_0 + h_d(t_1)$  和  $h_{ji}(t_2) = h_0 + h_d(t_2)$ 。这里  $h_0$  在时刻  $t_1$  和  $t_2$  的值是一样的,  $h_d(t_1)$  和  $h_d(t_2)$  是互相统计独立的。因此

这两个信道增益的相关值可以写成

$$\frac{r_{hh}(t_1 - t_2)}{r_{hh}(0)} = \frac{1}{\sigma_d^2 + 1} \quad (9)$$

考虑到 Jakes 模型的相关特性, 我们有

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{J_0(2\pi f_d(t_1 - t_2)T_s)} - 1 \quad (10)$$

分析这个模型下的性能时, 我们直接把  $h_d(t)$  看成噪声, 因此等效的噪声  $\bar{w}_t$  服从分布  $\text{CN}(0, \rho\sigma_d^2/(1+\sigma_d^2)+1)$ 。从而系统有等效的信噪比:

$$\bar{\rho} = \frac{\rho}{\rho\sigma_d^2 + \sigma_d^2 + 1} \quad (11)$$

注意当  $\rho \rightarrow \infty$  时,  $\bar{\rho} \rightarrow 1/\sigma_d^2$ , 也就导致了我们在仿真图中看到的残余错误(error floor)。

下面我们用这个模型分析新的和传统的差分 Unitary 时空编码调制方法在快衰落信道下的性能。这里我们考虑一个采用两个发射天线和一个接收天线的系统, 系统中采用最优的包含 32 个矩阵的对角群码<sup>[6]</sup>。在文献[8]中给出了慢衰落信道下的差分 Unitary 时空编码调制的成对差错概率 (Pair-wise Error Probability, PEP)表达式:

$$P(k_n \rightarrow \hat{k}_n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{\rho_1 a_1 a_2}{|c_2|^2 - |c_1|^2} \frac{|c_2|^3 b - |c_1|^3 c}{bc} \right], & |c_1| \neq |c_2| \\ \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{2\rho_1 a_1 a_2 |c_1| [(a_1^2 + a_2^2)\rho^2 + 1]}{b^3} - \frac{\rho_1 a_1 a_2 |c_1|}{b} \right], & |c_1| = |c_2| \end{cases}$$

因为这里  $a_1 = a_2 = 1$ ,  $c_1 \neq c_2$ , 所以可以简化成

$$P(k_n \rightarrow \hat{k}_n) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{\rho}{|c_2|^2 - |c_1|^2} \frac{|c_2|^3 b - |c_1|^3 c}{bc} \right] \quad (12)$$

其中  $b = \sqrt{4(2\rho+1) + \rho^2 |c_1|^2}$ ,  $c = \sqrt{4(2\rho+1) + \rho^2 |c_2|^2}$ ,  $c_1 = 1 - \exp(\frac{j2\pi}{32})$ ,  $c_2 = 1 - \exp(\frac{j2\pi \times 9}{32})$ 。

基于上面的讨论, 为了分析在快衰落信道下的成对差错概率, 我们只需要把  $\bar{\rho}$  带入式(12)即可。在仿真中, 我们取  $L = 20$  它将引入 0.02dB 的额外能量开销。图 1 从理论分析和 matlab 做的 Monte Carlo 仿真两方面比较了传统方法和新方法在快衰落信道下的成对差错概率, 我们注意到, 与传统的差分 Unitary 时空编码调制方法相比, 本文方法可以显著降低残余错误。同时我们也可以看出, 无论是传统方法还是本文方法, 理论分析都和仿真结果吻合得很好。图 2 比较了在快衰落信道下传统方法和本文方法的误比特率(Bit Error Rate, BER)。在这幅图中, 我们可以看到在相同的信噪比的条件下本文方法比传统方法的误比特率要低得多。同时我们也注意到, 随着接收天线数目的增加, 本文方法相对于传

统方法获得的增益也相应增大。图 3 和图 4 分别是在 3 天线发射、1 天线接收和 4 天线发射、1 天线接收时的误比特率仿真曲线，我们看到在接收天线个数相同的情况下，随着发射天线个数的增加，本文方法相对于传统方法的优势也越来越明显。

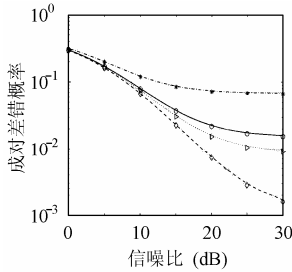


图 1 本文方法与传统方法的成对差错概率比较曲线 (基于 32 个对角矩阵, 2 天线发射, 1 天线接收)

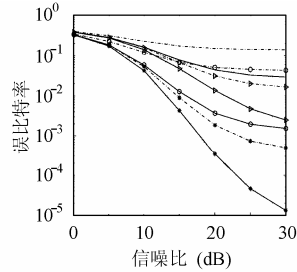


图 2 本文方法与传统方法的误比特率比较曲线 (基于 32 个对角矩阵, 分别在 2 天线发射、1 天线接收和 2 天线发射 2 天线接收)

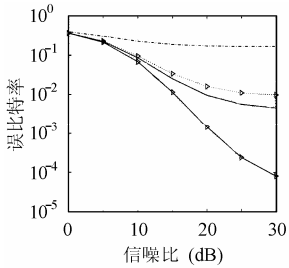


图 3 本文方法与传统方法的误比特率比较曲线 (基于 32 个对角矩阵, 3 天线发射, 1 天线接收)

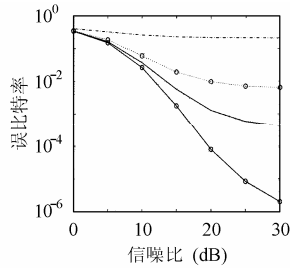


图 4 本文方法与传统方法的误比特率比较曲线 (基于 32 个对角矩阵, 4 天线发射, 1 天线接收)

#### 4 结束语

本文提出了一种新的基于对角群码的差分 Unitary 时空编码调制方法，这种方法通过改变发送序列的顺序来降低信道时变对系统性能的影响，比传统方法更适用于快衰落信道。本文对所提方法在快衰落信道下的成对差错概率进行了

系统建模和 matlab 做的 Monte Carlo 仿真，仿真结果与理论分析吻合得很好。另外，仿真结果还表明无论是在成对差错概率还是误比特率性能方面，本文的差分 Unitary 时空编码调制方法都比传统的方法要好。也就是说，在快衰落信道下，本文方法比传统方法更具优越性。

#### 参考文献

- [1] Tarokh V, Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(7): 1169 – 1174.
- [2] Jafarkhani H, Tarokh V. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, 47(6): 2626 – 2631.
- [3] Marzetta T L, Hochwald B M. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in rayleigh flat fading. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(1): 139 – 157.
- [4] Hochwald B M, Marzetta T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in rayleigh flat fading. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2000, 46(2): 543 – 564.
- [5] Hochwald B M, Marzetta T L. Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(12): 2041 – 2052.
- [6] Hughes B. Differential space-time modulation. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2000, 46(7): 2567 – 2578.
- [7] Jakes W C. *Microwave Mobile Communications*. Wiley-IEEE Press, 1994: 65 – 76.
- [8] Du Z, Zhu J. Improved differential unitary space-time codes with multiple amplitude modulation. *IEEE Vehicular Technology Conference, Jeju, Korea, April 22 - 25, 2003, Vol 2:1104 – 1108.*

吕淑娟：女，1979 年生，博士生，研究方向为移动通信与无线通信中的编码技术。

卫 国：男，1959 年生，教授，博士生导师，研究方向为个人通信与移动通信、信号处理。

朱近康：男，1943 年生，教授，博士生导师，研究方向为移动通信与无线通信、扩频通信、通信中的信号处理。

杜 政：男，1975 年生，博士，研究方向是移动通信与无线通信中的 OFDM、时空码技术。