# 一种降低接收机复杂度的差分空时调制方案

钱铁群 杨绿溪 (东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要基于对角信号的差分酉空时调制技术不需要信道估计并能实现满天线分集,但接收机的计算复杂度与发射天线数和数据率成指数关系。该文针对发射天线数为偶数的系统,提出了一种降低接收机计算复杂度的差分空时调制方案。该方案将发射天线分成相等数目的两组并在每一组天线上分别进行对角酉空时调制,接着构造差分编码矩阵使得两个对角信号的最大似然检测可以分开进行,从而大大降低了接收机的计算复杂度。理论分析和仿真表明,该方案仍实现了满天线分集,并且对于某些应用环境能提供比对角信号更好的误比特率性能。
 关键词差分酉空时调制,空时编码,天线分集,差分检测
 中图分类号: TN911.3 文献标识码: A 文章编号:1009-5896(2006)02-0267-05

# A Differential Space-Time Modulation Scheme with Reduced Receiver Complexity

QianYi-qun Yang Lu-xi

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract Differential Unitary Space-Time Modulation (DUSTM) based on diagonal signals achieves full antenna diversity without requiring channel estimation. However, its receiver has a computational complexity that grows exponentially with the number of transmit antennas and the data rate. To reduce receiver complexity, a new DUSTM scheme is proposed for systems where the number of transmit antennas is even. The scheme partitions transmit antennas into two groups with equal number of antennas, and diagonal unitary space-time modulation is applied on each group. The differential encoding matrix is constructed so that maximum-likelihood detection of the two diagonal signals can be decoupled, thereby reducing receiver complexity significantly. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed scheme preserves full antenna diversity and provides better bit-error rate performance than diagonal signals in some scenarios.

Key words Differential Unitary Space-Time Modulation (DUSTM), Space-time coding, Antenna diversity, Differential detection

## 1 引言

在传统的单天线无线通信系统中,无线信道的衰落效应 严重影响了信号的接收质量。采用天线分集技术能有效地利 用衰落效应,显著提高系统的容量<sup>[1]</sup>和信号的接收性能<sup>[2]</sup>。 近年来,应用于多发射天线系统的空时编码技术引起了广泛 的关注。大多数空时编码方案,如空时分组码<sup>[2]</sup>和空时格 码<sup>[3]</sup>,在接收端的检测都需要信道的状态信息。在实际应用 中,信道状态信息可通过发送训练序列,由接收机通过信道 估计获得。但在高速移动环境下信道呈现时变性,此时可靠 的信道估计需要发射端周期性地发送训练序列,这降低了带 宽利用率,而接收端也需要不断对信道重新进行估计,增加 了系统负荷。在多天线系统中,由于需要同时估计多个信道, 这些问题也会更加突出。

解决这些问题的一种有效方法是在发射端采用差分调 制,则接收端的差分检测不需要信道信息即避开了信道估 计,从而能有效降低系统负荷并提高带宽利用率。针对多发 射天线系统的差分空时调制方案主要包括差分空时分组编 码<sup>[4-6]</sup>和差分酉空时调制<sup>[7,8]</sup>。这两种方案均实现了满天线分 集,但前者对于复信号难以应用于发射天线数大于2的系统, 因此本文考虑后者。一种简单的差分酉空时调制方案采用对 角信号<sup>[8]</sup>以简化发射端的差分编码和信号集的设计,但接收 端最大似然检测的计算复杂度仍与发射天线数及数据率成 指数关系。

<sup>2004-07-23</sup> 收到, 2005-03-31 改回

国家自然科学基金(60496310,60272046)、863 计划(2002AA123031) 和教育部博士点基金(20020286014)资助课题

为了降低接收机的计算复杂度,本文针对发射天线数为 偶数的系统,提出了一种差分空时调制方案并推导了接收端 的差分检测算法。本方案将发射天线分成相等数目的两组并 在每一组天线上分别进行对角酉空时调制,接着利用两组天 线上的对角信号构造差分空时编码矩阵。在接收端,两个对 角信号的最大似然检测可以分开进行,从而减少了需要搜索 的对角矩阵的数目,降低了接收机的计算复杂度。

本文的内容如下: 第2节给出了多天线无线通信系统 的系统模型并介绍了差分酉空时调制; 第3节提出了一种 降低接收机计算复杂度的差分空时调制方案并推导了接收 端的差分检测算法;第4节分析了该方案的分集增益和编码 增益;第5节给出仿真结果与采用对角信号的方案进行了比 较;第6节是本文的结论。

本文使用的符号说明:  $I_M$  为  $M \times M$  单位矩阵,  $\|\cdot\|$  表示 Frobenius 范数, (·)<sup>H</sup> 表示共轭转置, ⊗ 为 Kronecker 积,  $E(\cdot)$  为数学期望, diag(x) 表示以向量 x 为对角元素的对角阵, rank(·) 和 tr(·) 分别代表矩阵的秩和迹, CN(0,1) 表示零均值 单位方差的循环对称复高斯分布。

#### 2 差分酉空时调制(DUSTM)

#### 2.1 系统模型

考虑发射天线数为 *M*, 接收天线数为 *N*的平衰落无线 通信系统。令 *x<sub>mt</sub>* 表示发射天线 *m*(*m*=1,…,*M*)在 *t* 时刻发射的 字符且 *x<sub>mt</sub>* 满足

$$\mathbf{E}\left(\sum_{m=1}^{M} \left|x_{mt}\right|^{2}\right) = 1 \tag{1}$$

接收天线 n (n=1,…,N)在 t 时刻的接收信号可表示为

$$y_{nt} = \sqrt{\rho} \sum_{m=1}^{M} h_{nmt} x_{mt} + w_{nt}$$
(2)

其中 h<sub>nmt</sub> 为 t 时刻从发射天线 m 到接收天线 n 的信道系数, 假定其服从 CN(0,1) 分布并且对于 m 和 n 是独立的; w<sub>nt</sub> 为 服从 CN(0,1) 分布的高斯白噪声; ρ 为各接收天线上的平均 信噪比。假定信道系数在 T 个码元周期内保持恒定,则在此 时间间隔内,式(2)可写成

$$Y = \sqrt{\rho} H X + W \tag{3}$$

其中  $H = \{h_{nm}\}$  为  $N \times M$  信道系数矩阵,  $X = \{x_{mt}\}$  为  $M \times T$ 发射信号矩阵,  $N \times T$  矩阵  $Y = \{y_{nt}\}$  和  $W = \{w_{nt}\}$  分别包含接 收信号和加性噪声。

#### 2.2 差分酉空时调制的设计

设系统需要实现的数据率为 R bit/(s·Hz),则进行差分

酉空时调制需要首先设计一个包含 $L = 2^{RM}$  个  $M \times M$  酉矩阵的集合 $\mathcal{V} = \{V_l\}_{l=0}^{L-1}$ 。设信息字符序列为 $s_1, s_2, \cdots$ ,其中 $s_r \in \{0, \dots, L-1\}$ 即每个字符包含RM位信息,则信息字符与集合 $\mathcal{V}$ 中的酉矩阵可以建立一一对应关系:

$$S_{\tau} \leftrightarrow V_{S_{\tau}}$$
 (4)

欲发送 $s_{\tau}$ ,先将其映射为 $V_{s_{\tau}}$ ,而实际的发射信号矩阵 $X_{\tau}$ 由下面的差分空时编码规则确定:

$$X_{\tau} = \begin{cases} X_{\tau-1} V_{S_{\tau}}, & \tau = 1, 2, \cdots \\ I_{M}, & \tau = 0 \end{cases}$$
(5)

其中  $X_0 = I_M$  用于差分编码的初始化。若信道在连续的两个 发射信号矩阵内保持恒定,则由系统方程式(3)及差分编码规 则式(5)可知,两个连续的接收信号矩阵  $Y_{r-1}$ 和  $Y_r$ 有下面的关 系:

$$\boldsymbol{Y}_{\tau} = \boldsymbol{Y}_{\tau-1} \boldsymbol{V}_{S_{\tau}} + \boldsymbol{\tilde{W}}_{\tau} \tag{6}$$

其中等效噪声项 $\tilde{W}_{\tau} = W_{\tau} - W_{\tau-1}V_{s_{\tau}}$ ,由于 $V_{s_{\tau}}$ 是酉矩阵,因此等效噪声的方差为实际噪声方差的2倍,这也表明差分检测与信道已知的相干检测相比,性能会有3dB的降低。基于式(6)对信息字符 $s_{\tau}$ 的最大似然检测可表示为

$$\hat{s}_{\tau} = \underset{l=0,\cdots,L-1}{\arg\min} \left\| \boldsymbol{Y}_{\tau} - \boldsymbol{Y}_{\tau-1} \boldsymbol{V}_{l} \right\|$$
(7)

该最大似然检测需要对  $L = 2^{RM}$  个可能的酉矩阵计算判决距离,其成对错误概率(将  $V_l$  错误地检测为  $V_{l'}$  的概率)有 Chernoff上界<sup>[8]</sup>:

$$\Pr(V_l \to V_{l'}) \le \prod_{m=1}^{M} \left( 1 + \frac{\rho^2}{4(1+2\rho)} \sigma_m^2 (V_l - V_{l'}) \right)^{-N}$$
(8)

其中  $\sigma_m(V_l - V_{l'})$  为  $(V_l - V_{l'})$ 的第 *m* 个奇异值。采用文献[3] 中对分集增益和编码增益的定义方法,式(8)表明,系统实现 的分集增益为  $G_d = N\alpha$ ,其中  $\alpha = \min_{l \neq l'} \operatorname{rank}(V_l - V_{l'})$ ,编码增 益为

$$G_{c} = \min_{l \neq l': \operatorname{rank}(V_{l} - V_{l'}) = \alpha} \left( \prod_{m=1}^{\alpha} \sigma_{m}^{2} (V_{l} - V_{l'}) \right)^{l/\alpha}$$
(9)

这里我们仅考虑获得满天线分集的设计即 $G_d = NM$ ,此时式(9)中的编码增益为

$$G_c = \min_{l \neq l'} \left( \prod_{m=1}^{M} \sigma_m^2 (\boldsymbol{V}_l - \boldsymbol{V}_{l'}) \right)^{l/M}$$
(10)

酉矩阵集V的设计应在实现满分集增益的前提下尽量使编码增益最大化,文献[8]给出了一种简单的基于循环群码的设计,其元素  $\{V_i\}_{i=0}^{L-1}$ 均为对角矩阵且 $V_i$ 为生成矩阵 $V_1$ 的l次幂:

$$\boldsymbol{V}_l = \left(\boldsymbol{V}_1\right)^l \tag{11}$$

其中 $V_1 = \text{diag}(e^{j2\pi\mu_1/L}, \dots, e^{j2\pi\mu_M/L})$ , 参数  $\{\mu_m\}_{m=1}^M$  可通过使式 (10)中的编码增益最大化来确定:

$$\{\mu_m\}_{m=1}^{M} = \arg\max_{1 \le \mu_1 \le \dots \le \mu_M \le L-1} \left( \min_{l=1,\dots,L-1} \prod_{m=1}^{M} \left| \sin \frac{\pi \mu_m l}{L} \right| \right)$$
(12)

这种采用对角信号的方案简化了发射端的差分编码和信号 集*V*的设计,但检测*RM* 位信息仍需要搜索*L*=2<sup>*RM*</sup> 个可能 的矩阵。本文在下面一节提出一种新的差分空时调制方案, 其最大似然检测需要搜索的矩阵个数从2<sup>*RM*</sup> 降为2×2<sup>*RM*/2</sup>, 并且对于某些应用环境能提供更大的编码增益和更好的误 比特率性能。

#### 3 一种新的差分空时调制方案

考虑发射天线数 *M* 为偶数、数据率为 *R* bit/(s·Hz)的系统,图 1 给出了本文所提出的差分空时调制方案的原理框图。 首先将待发送的信息比特组合为信息字符序列  $u_0, u_1, \dots$ ,其中 $u_n \in \{0, \dots, K-1\}$ ,  $K = 2^{RM/2}$ 即每一个字符包含 RM/2 位信息。我们按第 2 节中介绍的方法设计包含  $K \land M/2 \times M/2$ 酉对角矩阵的集合  $\mathcal{F} = \{F_i\}_{i=0}^{K-1}$ ,使信息字符与 $\mathcal{F}$ 中元素存在一一对应关系,接着将连续的两个字符 $u_{2k}$ 和 $u_{2k+1}$ 分别映射为 $F_{u_{2k}}$ 和 $F_{u_{2k+1}}$ ,并构造下面的 $M \times M$ 块对角空时编码矩阵:

$$\boldsymbol{C}_{k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{F}_{u_{2k}} & -\boldsymbol{F}_{u_{2k+1}}^{\mathrm{H}} \\ \boldsymbol{F}_{u_{2k+1}} & \boldsymbol{F}_{u_{2k}}^{\mathrm{H}} \end{bmatrix}$$
(13)

易知  $C_k$  为酉矩阵且  $C_k$  在 M 个码元周期内传递了  $u_{2k}$  和  $u_{2k+1}$  所包含的共 RM 位信息,因此数据率为 R bit/(s·Hz)。 对应于  $C_k$  的发射信号矩阵  $X_k$  由下面的差分空时编码规则 确定:

$$\boldsymbol{X}_{k} = \begin{cases} \boldsymbol{X}_{k-1} \boldsymbol{C}_{k} , & k = 0, 1, 2, \cdots \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \otimes \boldsymbol{I}_{M/2}, & k = -1 \end{cases}$$
(14)

其中 X\_1 用于差分编码的初始化。由于式(14)中的矩阵相乘





仅包含块对角阵,故差分编码具有低计算复杂度。当发射天 线数 *M*=2 时,式(14)就成为文献[4]中的差分空时分组编码, 因此后者可以看做本差分空时调制方案的一个特例。

当发射信号矩阵为 X<sub>k</sub>,利用式(3),接收天线 n (n=1,…, N)上相应的 M 个接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_{n,k} = \sqrt{\rho} \ h_n \mathbf{X}_k + w_{n,k} \tag{15}$$

其中 h<sub>n</sub>为信道系数矩阵 H 的第 n 行。 利用式(14)和式(15), 两个连续的接收信号向量 y<sub>n,k-1</sub>和 y<sub>n,k</sub>有下面的关系:

$$\mathbf{v}_{n,k} = \mathbf{y}_{n,k-1} \mathbf{C}_k + \tilde{\mathbf{w}}_{n,k} \tag{16}$$

其中等效噪声项  $\tilde{w}_{n,k} = w_{n,k} - w_{n,k-1}C_k$ 的方差为实际噪声  $w_{n,k}$ 方差的2倍。将 $y_{n,k}$ 写成 $y_{n,k} = [y_{n,k}(1), y_{n,k}(2)]$ , 其 中M/2维行向量 $y_{n,k}(1)$ 和 $y_{n,k}(2)$ 分别包含 $y_{n,k}$ 的前M/2和 后M/2个元素。定义 $M/2 \times M/2$ 对角阵 $\mathcal{Y}_{n,k}(i)$ =diag $(y_{n,k}(i))$ , i = 1, 2。类似地,由噪声项 $\tilde{w}_{n,k}$ 可构造 $M/2 \times M/2$ 对角阵  $\tilde{\mathcal{W}}_{n,k}(i)$ , i = 1, 2。利用式(13),式(16)可写成下面的等效形式:

$$\begin{bmatrix} \mathcal{Y}_{n,k}(1) \\ \mathcal{Y}_{n,k}^{\mathrm{H}}(2) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathcal{Y}_{n,k-1}(1) & \mathcal{Y}_{n,k-1}(2) \\ \mathcal{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2) & -\mathcal{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{u_{2k}} \\ \mathbf{F}_{u_{2k+1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathcal{W}}_{n,k}(1) \\ \tilde{\mathcal{W}}_{n,k}^{\mathrm{H}}(2) \end{bmatrix} (17)$$

$$\underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k-1}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k-1}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k-1}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k-1}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k-1}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k-1}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_{n,k-1}} = \underbrace{\mathbf{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(2)}_{\tilde{\mathcal{W}}_$$

显然,式(17)中所定义的块对角阵 $Y_{n,k-1}$ 满足  $Y_{n,k-1}^{H}Y_{n,k-1} = I_2 \otimes A_{n,k-1}$ ,其中 $A_{n,k-1} = \sum_{i=1}^{2} \gamma_{n,k-1}^{H}(i)\gamma_{n,k-1}(i)$ 为正定对角阵。考虑所有N根接收天线,则式(17)扩展为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{1,k} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N,k} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{1,k-1} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N,k-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{u_{2k}} \\ \mathbf{F}_{u_{2k+1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{1,k} \\ \vdots \\ \mathbf{\tilde{W}}_{N,k} \end{bmatrix}$$
(18)

令  $\Lambda_{k-1} = \sum_{n=1}^{N} \Lambda_{n,k-1}$ , 则  $Y_{k-1}^{H} Y_{k-1} = I_2 \otimes \Lambda_{k-1}$ , 显然  $\tilde{Y}_{k-1} = (I_2 \otimes \Lambda_{k-1}^{-1/2}) Y_{k-1}^{H}$ 为酉矩阵。将  $\tilde{Y}_{k-1}$ 左乘以式(18)左右两边, 得

$$\mathbf{Z}_{k} = \tilde{\mathbf{Y}}_{k-1} \mathbf{Y}_{k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \mathbf{I}_{2} \otimes \mathbf{\Lambda}_{k-1}^{1/2} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{u_{2k}} \\ \mathbf{F}_{u_{2k+1}} \end{bmatrix} + \mathbf{E}_{k}$$
(19)

其中噪声项  $E_k = \tilde{Y}_{k-1} \tilde{W}_k$ 。式(19)可写成

$$\boldsymbol{Z}_{k}(i) = 2^{-1/2} \boldsymbol{\Lambda}_{k-1}^{1/2} \boldsymbol{F}_{u_{2k+i}} + \boldsymbol{E}_{k}(i), \quad i = 0, 1$$
(20)

其中  $Z_k(0)$  和  $Z_k(1)$  分别为  $Z_k$  的前 M/2 行和后 M/2 行,类似 地可由  $E_k$  定义  $E_k(0)$  及  $E_k(1)$ 。式(20)表明,对信息字符  $u_{2k}$ 和  $u_{2k+1}$  的最大似然检测可以分开进行,其检测结果可表示为

$$\hat{u}_{2k+i} = \arg\min_{l=0,\cdots,K-1} \left\| \boldsymbol{Z}_{k}(l) - 2^{-l/2} \boldsymbol{\Lambda}_{k-1}^{l/2} \boldsymbol{F}_{l} \right\|, \quad i = 0, 1$$
(21)

现在我们简单分析接收机的计算复杂度,接收机首先通过式(19)分离  $F_{u_{2k+1}}$ ,由于其中需要相乘的矩阵均为 块对角阵,因此具有低计算复杂度。由式(21)可知,对 $u_{2k}$ 和 $u_{2k+1}$ 的最大似然检测均需要对 $K = 2^{RM/2}$ 个可能的酉对角矩 阵计算判决距离,因此检测 RM位信息需要搜索的矩阵总数 为 $2 \times 2^{RM/2}$ ,而基于对角信号的差分酉空时调制则为 $2^{RM}$ 。

例如当 *M*=4, *R*=2bit/(s·Hz),则每检测 8 位信息,采用对角 信号的方案需要搜索 256 个矩阵,而本方案仅为 32,因此大 大降低了接收机的计算复杂度。同时,本方案将信号集中酉 对角矩阵的维数从 *M*×*M* 降为 *M*/2×*M*/2,因此也简化了 信号集的设计。

### 4 性能分析

本节通过分析成对错误概率来确定所提出的差分空时 调制系统的分集增益和编码增益。采用式(21)中的最大似然 检测,将 *F*,错误地判断为 *F*,的条件概率有 Chernoff 上界:

$$\Pr(\boldsymbol{F}_{l} \to \boldsymbol{F}_{l'} | \boldsymbol{A}_{k-1}) \le \exp\left(\frac{-d^{2}(\boldsymbol{F}_{l}, \boldsymbol{F}_{l'})}{8}\right)$$
(22)

其中 $d^2(\mathbf{F}_l, \mathbf{F}_{l'}) = \left\| 2^{-l/2} \mathbf{\Lambda}_{k-1}^{l/2} (\mathbf{F}_l - \mathbf{F}_{l'}) \right\|^2$ 。当信噪比较高时,忽

略接收信号中的噪声,并利用发射信号矩阵为酉矩阵这一特性,  $\boldsymbol{\Lambda}_{k-1}$ 可表示为

$$\mathcal{A}_{k-1} = \sum_{n=1}^{N} \sum_{i=1}^{2} \mathcal{Y}_{n,k-1}^{\mathrm{H}}(i) \mathcal{Y}_{n,k-1}(i)$$
$$\approx \rho \sum_{n=1}^{N} \left[ \mathcal{H}_{n}^{\mathrm{H}}(1) \mathcal{H}_{n}(1) + \mathcal{H}_{n}^{\mathrm{H}}(2) \mathcal{H}_{n}(2) \right]$$
(23)

其中对角阵  $\mathcal{H}_n(i) = \text{diag}(h_n(i)), i = 1, 2, 而 h_n(1) 和 h_n(2) 分别$  $包含信道系数向量 h_n 的前 M/2 和后 M/2 个元素。利用式(23),$  $<math>d^2(F_i, F_{i'})$  可写成

$$d^{2}(\boldsymbol{F}_{l},\boldsymbol{F}_{l'}) = \frac{1}{2} \operatorname{tr} \left( \boldsymbol{\Lambda}_{k-1} (\boldsymbol{F}_{l} - \boldsymbol{F}_{l'}) (\boldsymbol{F}_{l} - \boldsymbol{F}_{l'})^{\mathrm{H}} \right) \approx \frac{\rho}{2} \boldsymbol{h} \boldsymbol{\Phi}_{ll'} \boldsymbol{h}^{\mathrm{H}}$$
(24)

其中  $h = [h_1, \dots, h_N]$ ,  $\Phi_{ll'} = I_{2N} \otimes [(F_l - F_{l'})(F_l - F_{l'})^H]$ 。将式 (24)代入式(22),并对信道系数向量 h 求统计期望得到平均成 对错误概率:

$$\Pr(\boldsymbol{F}_{l} \to \boldsymbol{F}_{l'}) \leq \prod_{m=1}^{M/2} \left( 1 + \frac{\rho}{16} \sigma_{m}^{2} (\boldsymbol{F}_{l} - \boldsymbol{F}_{l'}) \right)^{-2N}$$
(25)

其中  $\sigma_m(F_l - F_{l'})$  为  $(F_l - F_{l'})$  的第 m 个奇异值。 由于集合  $\mathcal{F} = \{F_l\}_{l=0}^{K-1}$  的设计保证对于任意  $l \neq l' \in [0, K-1]$ ,  $F_l - F_{l'}$ 为满秩矩阵即  $\sigma_m(F_l - F_{l'}) > 0$ ,  $m = 1, \dots, M/2$ , 式(25)可近似 表示为

$$\Pr(\boldsymbol{F}_{l} \to \boldsymbol{F}_{l'}) \leq \left(\frac{\rho}{8}\right)^{-MN} \cdot \left\{\frac{1}{2} \left[\prod_{m=1}^{M/2} \left(\sigma_{m}^{2}(\boldsymbol{F}_{l} - \boldsymbol{F}_{l'})\right)\right]^{2/M}\right\}^{-MN}$$
(26)

式(26)表明系统获得的分集增益为 $G_d = MN$ , 编码增益为 $G_c = \frac{1}{2} \min_{l \neq l'} \left[ \prod_{m=1}^{M/2} \left( \sigma_m^2 (\boldsymbol{F}_l - \boldsymbol{F}_{l'}) \right) \right]^{2/M}$ 。因此,本差分空时调制系

统可获得的最大分集度为发射天线数与接收天线数的乘积, 即实现了满天线分集。当发射天线数为 *M*=4,数据率分别为 *R*=1 和 *R*=2bit/(s·Hz)时,基于对角信号的差分酉空时调制方 案获得的编码增益分别为 1.1894 和 0.1950, 而本文方案则 分别为 1 和 0.2928。 因此,对于 *M*=4, *R*=2bit/(s·Hz)的系 统,本方案在降低接收机计算复杂度的同时还获得了更大的 编码增益。

### 5 仿真结果

本节通过计算机仿真比较基于对角信号的差分酉空时 调制和本文所提方案的误比特率(BER)性能。考虑发射天线 数为*M*=4,接收天线数为*N*=1或*N*=2,数据率为*R*=2bit/(s·Hz) 的系统。首先假设信道系数是时不变的并服从独立的 *CN*(0,1)分布,所获得的 BER 对信噪比(SNR)性能曲线如图 2 所示。由于新方案获得了更大的编码增益,因此当*N*=1 时 其性能明显优于基于对角信号的方案,如在 BER=10<sup>-5</sup>处获 得了大约 3dB 的信噪比增益。 当*N*=2 时,系统的分集增益 相对于 *N*=1 时增加了一倍,使得编码增益对系统性能的影响 变小了,因此本文方案的 BER 性能仅略优于对角信号。

在移动通信中,移动台高速运动所造成的 Doppler 效应 使得信道系数随时间连续变化。设相对运动速度v = 50m/s, 载波频率  $f_c = 900$ MHz,码元周期  $T_s = 1/15000$ s,则归一化 Doppler 频率为  $f_dT_s = 0.01$ 。假设不同收发天线对间的信道系 数是不相关的,各信道系数在时间上的相关性服从 Jakes 模 型,则可以采用文献[9]中的方法产生满足此统计特性的多个 连续时变信道。图 3 比较了两种差分空时调制方案在此时变 信道环境下所获得的 BER 性能。由于这两种方案均假定信



道系数在两个连续的发射信号矩阵内保持不变, 因此信道的时变性会使 BER 性能曲线在高信噪比区域出现错误概率 平台,但两种差分空时调制方案的性能对比具有与时不变信 道中相似的结果。当 *N*=1 时,本文方案的 BER 性能明显优于对角信号,而当 *N*=2 时,两者具有相似的性能。





#### 6 结束语

本文考虑发射天线数为偶数的系统,提出了一种降低接 收机计算复杂度的差分空时调制方案并推导了接收端的差 分检测算法。与传统的采用对角信号的差分酉空时调制相 比,本方案的最大似然接收机需要搜索的酉矩阵数目减少 了,因此降低了计算复杂度。理论分析和仿真结果表明,本 方案能够实现满天线分集,并且对于某些应用环境具有比对 角信号更好的误比特率性能。尽管本文假定信道是平衰落 的,但通过与 OFDM 结合,这种差分空时调制方案可以推广 到频率选择性信道。

# 参考文献

- Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311 – 335.
- [2] Alamouti S. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Selected Areas inCommunications*, 1998, 16(8): 1451 – 1458.
- [3] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1998,

44(2): 744 - 765.

- [4] Tarokh V, Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(7): 1169 – 1174.
- [5] Jafarkhani H, Tarokh V. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2001, 47(6): 2626 – 2631.
- [6] 陈钟麟,朱光喜,蔡玮.频谱有效的差分空时编码CDMA系统.
   电子与信息学报,2005,27(2):221-225.
- [7] Hughes B L. Differential space-time modulation. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2000, 46(7): 2567 2578.
- [8] Hochwald B M, Sweldens W. Differential unitary space-time modulation. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(12): 2041-2052.
- [9] Zheng Y R, Xiao C. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Communications*, 2003, 51(6): 920 – 928.
- 钱铁群: 男,1981年生,博士生,研究 MIMO 无线通信系统中的 空时编码和信号检测技术.
- 杨绿溪: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究盲信号处理及 MIMO 无线通信系统.