

基于正交空时分组码的差分空间调制方案

王志成, 陈志刚, 王磊

(西安交通大学电子与信息工程学院, 陕西 西安 710049)

摘 要: 针对常规差分空间调制 (DSM, differential spatial modulation) 方法没有发射分集功能以及接收译码复杂度高的问题, 提出一种基于正交空时分组码的差分空间调制 (OSTBC-DSM, differential spatial modulation scheme based on orthogonal space-time block code) 方案。设计了 2 个矩阵: 空间调制矩阵和符号矩阵, 前者通过设置其中非零元素的位置来激活不同的发射天线, 后者采用正交空时分组码 (OSTBC) 作为基本码块来构造符号矩阵。所提方案具有可获得满发射分集、频谱效率高等优点, 同时支持线性最大似然 (ML, maximum likelihood) 译码。仿真结果表明, 所提方案在不同的频谱效率下均获得了比其他几种方案更好的误比特率 (BER, bit error rate) 性能。

关键词: 差分空间调制; 正交空时分组码; 发射分集; 线性译码

中图分类号: TN929.53

文献标识码: A

Differential spatial modulation scheme based on orthogonal space-time block coded

WANG Zhi-cheng, CHEN Zhi-gang, WANG Lei

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Focusing on the problem that differential spatial modulation (DSM) couldn't obtain transmit diversity and has high decoding complexity, a new differential spatial modulation scheme based on the orthogonal space-time block code was proposed and the proposed scheme is called OSTBC-DSM. There were two matrices in this scheme: the spatial modulation matrix and the symbol matrix. The former was aimed to activate different transmit antennas by setting the position of nonzero elements, and the latter structured symbolic matrix by using orthogonal space-time block codes (OSTBC) as the basic code block. The proposed scheme could obtain full transmit diversity and higher spectral efficiency compared with the conventional DSM schemes. Moreover, the OSTBC-DSM supported linear maximum likelihood (ML) decoding. The simulation results show that under different spectral efficiencies, the proposed OSTBC-DSM scheme has better bit error rate (BER) performance than other schemes.

Key words: differential spatial modulation, orthogonal space-time block code, transmit diversity, linear decoding

1 引言

在多天线无线通信技术中, 空间调制 (SM, spatial modulation) 技术^[1]由于每次只激活一根发射天线, 很好地解决了 MIMO(multiple-input multiple-output)系统中存在的信道干扰 (ICI, inter-channel interference)、天线间同步 (IAS, inter-antenna-synchronization) 和射频链路开销大等问题, 近年来, 获得了广泛的关注^[2-8]。文献[2~5]从

获得发射分集方面提出了不同的 SM 方案。其中文献[2]中 Basar 等将空时分组码 (STBC) 运用到 SM 中, 提出了空时分组码空间调制 (STBC-SM, space-time block coded spatial modulation) 方案, 获得了二阶的发射分集增益; 文献[3]在文献[2]的基础上, 进一步提出了一种基于循环结构的空时分组码空间调制方案, 有效地提高了系统的频谱效率; 文献[4]提出了一种对角空间调制 (SM-DC, spatially modulated diagonal space time codes) 方案, 该方案

收稿日期: 2016-11-12; 修回日期: 2017-06-28

基金项目: 华为创新研究计划基金资助项目 (No.YB2015070059)

Foundation Item: Huawei Innovation Research Program (No.YB2015070059)

运用在 4 根或大于 4 根偶数发射天线情况中，可以灵活地激活发射天线，并较大地提高了频谱效率；文献[5]通过构造空间星座矩阵，而后与 Alamouti 编码矩阵相乘来得到空时码字，扩展了码字个数，提升了频谱效率。文献[6~8]对如何降低解码复杂度进行了研究。其中，文献[6]提出了球形译码算法，有效地降低了检测复杂度；文献[7]提出了一种近似于 ML 检测算法的低复杂度检测算法；文献[8]基于 PSK 星座图提出了一种低复杂度的 ML 检测算法。为了避免在接收端进行信道估计，文献[9]首先针对 2 根天线的 MIMO 系统提出了一种差分空间调制 (DSM) 方法，并在文献[10]中对该方法的性能进行了理论分析，在此基础上 Bian 等^[11]又将文献[9]中的 DSM 方案推广到了任意天线数的情况。文献[12]中基于振幅移相键控 (APSK, amplitude phase shift keying)，提出了一种新的差分传输方案，相比采用 PSK 调制的 DSM 方法，此方案可以提升频谱效率。但是文献[9~12]中的 DSM 方案并未考虑获得发射分集的问题，它们只能依赖于采用多根接收天线来抵抗信道衰落。

为了使 DSM 传输获得发射分集，文献[13]通过将每行每列只有一个非零元素的天线索引矩阵和一个对角符号矩阵相结合来构造差分空时传输矩阵，该方案以牺牲频谱效率为代价获得了发射分集，但该方案在译码时需要在整个码字空间中进行搜索，不能实现线性译码，因而具有较高的译码复杂度，文献[14]将其称为基于散射矩阵 (DM) 的差分空间调制 (DM-DSM, dispersion matrices based DSM) 方案。文献[15]则以 2×2 维群码来构造 DSM 的码字集合，但是该方案只适用于 2 根发射天线的情形，不适用于发射天线数目为任意的情形中，此外，为了保证获得发射分集该方案需对旋转角度进行优化且不能实现线性译码，文献[14]中将该方案称为基于信号循环的差分空间调制 (SC-DSM, cyclic signaling based DSM) 方案。此外，文献[14]中还提出了一种可以获得满分集的基于代数域扩展的差分空间调制 (FE-DSM, field extension based DSM) 方案，该方案在 DM-DSM 的基础上采用了一种代数域扩展的方法来构造差分空时码块，尽管该方案可以获得满分集，但是由于码字个数的减少导致其频谱效率较低。进一步，该文献中又对 FE-DSM 方案的频谱效率和分集阶数进行了折中，提出了一种分集和码率权衡的 FE-DSM-DR

(FE-DSM striking a diversity-rate trade-off) 方案，但该方案同样存在频谱效率不高、不能实现线性最大似然译码、需对角度参数进行优化等缺点。

针对现有的可获得发射分集的 DSM 方法的缺陷，本文提出了一种基于正交空时分组码 (OSTBC) 的差分空间调制方案，简称为 OSTBC-DSM 方案，该方案利用空间调制矩阵和 Alamouti STBC 设计成的符号矩阵相结合来构造差分空时传输矩阵。与现有可以获得发射分集的 DSM 方案相比，本文提出的 OSTBC-DSM 方案具有以下优势。

1) 差分空时矩阵设计简单并可系统地构造针对不同发射天线数目时的码字矩阵。

2) 相比现有几种可获得发射分集的 DSM 方案，OSTBC-DSM 方案可以获得更高的频谱效率，具体如表 1 所示。

3) 由于符号矩阵中各个基本码块的正交性，Alamouti 编码中的各个符号可以完全解耦，因而 OSTBC-DSM 方案在接收端可以实现线性最大似然 (ML) 译码，有效地降低了译码复杂度。

2 系统模型

考虑一个具有 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线的 MIMO 系统。假设在连续 T 个符号周期内的发射信号为 $N_t \times T$ 维矩阵 \mathbf{X} ，则接收信号矩阵可以表示为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中， ρ 是每个接收天线处的平均信噪比 (SNR)； $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 是在第 t 个符号块内的接收信号矩阵； $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 和 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 分别表示噪声矩阵和信道矩阵， \mathbf{H} 、 \mathbf{n} 中的元素均服从均值为 0、方差为 1 的独立复高斯分布，符号周期 $T = N_t$ 。

对于差分传输系统，第 t 个符号块内要发送的信号矩阵 \mathbf{X}_t 为第 $t-1$ 个符号块内所发送的信号 \mathbf{X}_{t-1} 与第 t 个符号块内的码字矩阵 \mathbf{S}_t 的乘积。

$$\mathbf{X}_t = \mathbf{X}_{t-1} \mathbf{S}_t \quad (2)$$

初始化的发送信号为 $\mathbf{X}_0 = \mathbf{I}_{N_t}$ ，假设 \mathbf{H} 为准静态瑞利衰落信道，并且在连续 2 个符号块内保持不变，接收端在第 t 个和第 $t-1$ 个符号块内所接收到的信号矩阵分别为

$$\mathbf{Y}_t = \mathbf{H} \mathbf{X}_t + \mathbf{n}_t \quad (3)$$

$$\mathbf{Y}_{t-1} = \mathbf{H} \mathbf{X}_{t-1} + \mathbf{n}_{t-1} \quad (4)$$

将式(4)代入到式(3)中消除掉信道矩阵信息 \mathbf{H}

得到

$$Y_t = Y_{t-1}S_t + n_t + n_{t-1}S_t \quad (5)$$

则差分传输系统的最大似然译码可以表示为

$$\hat{S}_t = \arg \min_{S \in \mathcal{S}} \|Y_t - Y_{t-1}S_t\|^2 \quad (6)$$

3 提出的 OSTBC-DSM 方案

在空间调制系统中，由于输入的信息比特被分为 2 个部分，一部分用于激活不同的发射天线，另一部分用于符号映射，因而本方案中设计了 2 个矩阵 D 和 C ，分别称为空间调制矩阵和符号矩阵，其中，空间调制矩阵 D 中通过设计其中的非零元素的位置来激活不同的天线，符号矩阵 C 用来携带符号信息。由于矩阵 D 和 C 都是基于 OSTBC 块进行构造的，因而所提方案被称为 OSTBC-DSM。

3.1 比特映射过程

OSTBC-DSM 编码发送过程如图 1 所示。首先，在第 t 个符号块内， $l + Nm$ 个比特进入 OSTBC-DSM 的发射端，这些比特被分成 2 个部分，其中前 l 个比特从 L 个空间调制矩阵中选择一个，表示为 D_l ($D_l^{N_t \times N_t} \in \mathcal{D}$, $\mathcal{D} = \{D_1, D_2, \dots, D_L\}$)，其他的 Nm 个比特从 M -PSK 星座图中选择 N 个符号 (c_1, c_2, \dots, c_N)，以基于 Alamouti STBC 的形式映射成符号矩阵 C_q 。将上一步得到的 D_l 和 C_q 相乘便可得到 OSTBC-DSM 的码字矩阵 S_t ，即 $S_t = D_l C_q$ ；同文献[7]，利用第 $t-1$ 个符号块所发送的矩阵 X_{t-1} 与第 t 个符号块的码字矩阵 S_t 相乘即得到将要发送的差分空时块矩阵 X_t ，即 $X_t = X_{t-1}S_t$ ，其中初始的发送信号矩阵为 $X_0 = I_{N_t}$ (I_{N_t} 为 $N_t \times N_t$ 阶单位阵)。

3.2 码字构造

本节给出 OSTBC-DSM 方案码字矩阵的设计方法。

OSTBC-DSM 的码字矩阵 $S_t = D_l C_q$ 是由空间

调制矩阵 D_l 与星座符号矩阵 C_q 相乘得到的，因此分成 2 个部分进行设计。通过构造矩阵 D_l 和 C_q ，可使该方案实现每时隙只激活一根天线并获得二阶发射分集；此外，也可对分集阶数和码率进行权衡，在减少总码字个数、牺牲部分频谱效率的基础上获得 N_t 阶满发射分集。

3.2.1 获得二阶发射分集时码字的设计

1) 空间调制矩阵 D_l

空间调制矩阵 D_l 中通过设计非零元素的位置来激活不同的天线，因而将 D_l 设计成如式(7)所示的分块对角矩阵 D_l^1 或分块反对角矩阵 D_l^2 阵。

$$D_l^1 = \begin{bmatrix} A_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & A_2 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & A_n \end{bmatrix}, D_l^2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & A_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & A_2 & \vdots & \vdots \\ A_1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中， $\mathbf{0}$ 为 2×2 维零矩阵， $n = \frac{N_t}{2}$ ； $A_1, A_2, \dots, A_n \in \mathcal{A}$ ， $\mathcal{A} = \{J_1, J_2\}$ ；矩阵 J_1 和 J_2 分别定义为

$$J_1 = \begin{bmatrix} d_i & 0 \\ 0 & k \times d_i^* \end{bmatrix}, J_2 = \begin{bmatrix} 0 & d_i \\ -k \times d_i^* & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中， $d_i = \left\{1, e^{\frac{j\pi}{M}}\right\}$ ；当 $N_t = 2$ 时， $k = 1$ ；当 $N_t \geq 4$ 时， $k = \{\pm 1, \pm j\}$ ， $j = \sqrt{-1}$ 同一个 D_l 矩阵中 k 的取值相同。容易得到矩阵 D_l 满足 $D_l^H D_l = I_{N_t}$ ，将所有可能的矩阵 D_l 的集合表示为 $\mathcal{D} = \{D_1, D_2, \dots, D_L\}$ 。

当 $N_t = 2$ 时， $d_1 = \left\{1, e^{\frac{j\pi}{M}}\right\}$ ， $k = 1$ ，根据式(7)和式(8)可以计算出空间调制矩阵 D_l 的总数为

$$L = 2 \times 2 = 4 \quad (9)$$

当 $N_t \geq 4$ 时， $d_i = \left\{1, e^{\frac{j\pi}{M}}\right\}$ ， $k = \{\pm 1, \pm j\}$ ，可以

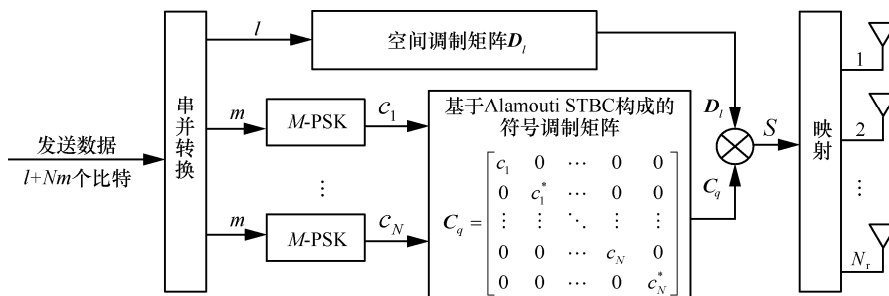


图 1 OSTBC-DSM 方案发射端的实现

计算出对应的 D_l 的总数为

$$L = 2 \times 4 \times 2^n \times 2^n = 2^{2n+3} = 2^{N_t+3} \quad (10)$$

例如，当 $N_t = 2$ 时， $L = 4$ ， D_l 有 4 种选择方式

$$D_{1-2} = \begin{bmatrix} d_i & 0 \\ 0 & d_i^* \end{bmatrix}, D_{3-4} = \begin{bmatrix} 0 & d_i \\ -d_i^* & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

当 $N_t = 4$ 时， $L = 2^7 = 128$ ， D_l 有如下的 128 种选择方式

$$\begin{aligned} D_{1-16} &= \begin{bmatrix} J_1 & \theta \\ \theta & J_1 \end{bmatrix}, D_{17-32} = \begin{bmatrix} J_1 & \theta \\ \theta & J_2 \end{bmatrix}, \\ D_{33-48} &= \begin{bmatrix} J_2 & \theta \\ \theta & J_1 \end{bmatrix}, D_{49-64} = \begin{bmatrix} J_2 & \theta \\ \theta & J_2 \end{bmatrix}, \\ D_{65-80} &= \begin{bmatrix} \theta & J_1 \\ J_1 & \theta \end{bmatrix}, D_{81-96} = \begin{bmatrix} \theta & J_2 \\ J_1 & \theta \end{bmatrix}, \\ D_{96-112} &= \begin{bmatrix} \theta & J_1 \\ J_2 & \theta \end{bmatrix}, D_{113-128} = \begin{bmatrix} \theta & J_2 \\ J_2 & \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

2) 符号矩阵 C_q

从 M -PSK 星座图中选出的符号 c_1, c_2, \dots, c_n ，以基于 Alamouti STBC 的形式设计符号矩阵 C_q ，每个 Alamouti 块中的 2 个符号有一个是非零值，即符号对为 $(c_1, 0), (c_2, 0), \dots, (c_n, 0)$ 。将所有可能的矩阵 C_q 的集合表示为 $\mathcal{C} = \{C_1, C_2, \dots, C_Q\}$ ，其中， $Q = M^n$ ， $n = \frac{N_t}{2}$ ，符号矩阵 C_q 则可以表示为

$$C_q = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & c_1^* & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_n^* & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & c_n^* \end{bmatrix} \quad (13)$$

L 个空间调制矩阵 D_l 和 Q 个符号矩阵 C_q 相乘得到 LQ 个码字矩阵 S_l 。

当 $N_t = 2$ 时，码字矩阵 S_l 总数为： $LQ = 4M$ 。

当 $N_t \geq 4$ 时， S_l 总数为： $LQ = 2^{N_t+3} M^{\frac{N_t}{2}}$ 。

3.2.2 获得满发射分集时码字的设计

1) 空间调制矩阵 D_l

首先，按式(7)的设计规则，令 $k=1$ ，定义 2 个 $N_t \times N_t$ 维空间调制基矩阵 D_0^m ($m = \{1, 2\}$) 为

$$\left\{ \begin{aligned} D_0^1 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \\ D_0^2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & -1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (14)$$

接下来，定义如下形式的一个 $N_t \times N_t$ 维的右移矩阵

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & e^{j\mu} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & (e^{j\mu})^* \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

联合式(14)中空间调制基矩阵 D_0^m 和式(15)中的右移矩阵 R 可以构造得到 $\lfloor N_t + 2 \rfloor_{2^n}$ 个空间调制矩阵为

$$D_l^m = D_{l-1}^m R = D_0^m R^{l-1} \quad (16)$$

其中， $m = \{1, 2\}$ ， $l = \{1, 2, \dots, N_t\}$ ， $\lfloor x \rfloor_{2^n}$ 表示小于或者等于 x 的最接近于 2 的指数的整数。

为了获得最大的码字分集积，将对相位旋转角度 μ 进行优化。

例如，当 $N_t = 4$ 时，最优相位旋转角度 $\mu = e^{\frac{j2\pi}{M}}$ ， D_l 有以下 $\lfloor 6 \rfloor_{2^2} = 4$ 种选择方式。

$$D_1 = D_0^1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D_2 = D_0^2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_3 = D_1^1 = D_0^1 R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\mu} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (e^{j\mu})^* \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_4 = D_1^2 = D_0^2 R = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\mu} & 0 & 0 \\ -(e^{j\mu})^* & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

2) 符号矩阵 C_q

按照式(13)的设计规则, 每个 Alamouti 块中的 2 个符号均为 $(c_1, 0)$, 符号矩阵 C_q 则为

$$C_q = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & c_1^* & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & c_1 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & c_1^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

码字矩阵 S_i 总数为: $LQ = LM$, 其中 $L = \lfloor N_t + 2 \rfloor_{2^r}$.

3.3 频谱效率

根据 OSTBC-DSM 方案的比特映射过程和码字设计规则, 通过分析可知, OSTBC-DSM 方案的频谱效率为

$$R_{\text{OSTBC-DSM}} = \frac{1}{N_t} \text{lb}(LQ) = \frac{1}{N_t} \text{lb}L + \frac{n}{N_t} \text{lb}M \quad (18)$$

当获得满发射分集时, $n=1$; 当获得二阶发射分集时, $n = \frac{N_t}{2}$ 。可见, 系统的频谱效率 R 由 2 项

构成: 前一项是对空间维度调制所提供的频谱效率, 而后一项是对 Alamouti 块中的符号调制所提供的频谱效率。显然, 当符号调制的阶数 M 确定的时候, 其频谱效率 R 完全由码字个数 L 所决定。

表 1 对现有的典型差分空间调制方案 DSM、CS-DSM、FE-DSM、FE-DSM-DR 和本文提出的 OSTBC-DSM 方案所能获得的频谱效率进行了比较。

从表 1 可以发现: OSTBC-DSM 方案在相同的调制阶数和天线数目的情况下, 频谱效率稍次于 DSM 方案, 高于其他方案。当发射天线 $N_t = 2$ 时, 且在同等调制阶数下, OSTBC-DSM 方案比其他可获得发射分集的方案频谱效率高 $0.5 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$; 当发射天线 $N_t = 4$, 发射分集为 2 时, OSTBC-DSM 方案可比 FE-DSM-DR 方案频谱效率高 $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。

3.4 可获得的分集阶数

本节分别针对上述 2 种码字设计方案时 OSTBC-DSM 方案可以获得的分集阶数进行分析。

3.4.1 获得二阶发射分集时

考虑 2 个不同的码字矩阵 $S \neq \hat{S}$, 它们之间的误差矩阵和码字距离矩阵分别为

$$B(S, \hat{S}) = S - \hat{S} = DC - \hat{D}\hat{C} \quad (19)$$

$$A(S, \hat{S}) = B^H(S, \hat{S}) B(S, \hat{S}) = \begin{bmatrix} A_{11} & \cdots & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & A_{ii} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & A_{nn} \end{bmatrix} \quad (20)$$

表 1 不同差分空间调制方案频谱效率的比较

方案	每时隙激活天线数	发射分集	频谱效率	BPSK		QPSK		8PSK	
				$N_t = 2$	$N_t = 4$	$N_t = 2$	$N_t = 4$	$N_t = 2$	$N_t = 4$
DSM	1	1	$\frac{\text{lb}[\lfloor (N_t!) \rfloor_{2^r}] + \text{lb}M}{N_t}$	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
CS-DSM	1	2	$\frac{\text{lb}(Q'Q)}{N_t}$	1(L=2)	—	1.5(L=4)	—	2(L=8)	—
FE-DSM	1	N_t	$\frac{\text{lb}(MN_t)}{N_t}$	—	0.75	—	1.00	—	1.25
FE-DSM-DR	1	2	$\frac{h\text{lb}(Mg) + \text{lb}(h)}{N_t}$	1.00	1.25	1.50	1.75	2.00	2.25
OSTBC-DSM	1	2	$\frac{\text{lb}(LQ)}{N_t}$	1.50	2.25	2.00	2.75	2.50	3.25
OSTBC-DSM-RC	1	N_t	$\frac{\text{lb}(LQ)}{N_t}$	—	0.75	—	1.00	—	1.25

A_{ii} 有以下 4 种情况

$$\begin{aligned}
 A_{ii}^1 &= \begin{bmatrix} |d_i c_i - \hat{d}_i \hat{c}_i|^2 & 0 \\ 0 & |k_i^* d_i c_i - \hat{k}_i^* \hat{d}_i \hat{c}_i|^2 \end{bmatrix} \\
 A_{ii}^2 &= \begin{bmatrix} |d_i c_i|^2 + |\hat{d}_i \hat{c}_i|^2 & 0 \\ 0 & |k_i d_i^* c_i|^2 + |\hat{k}_i^* \hat{d}_i \hat{c}_i|^2 \end{bmatrix} \\
 A_{ii}^3 &= \begin{bmatrix} |d_i c_i|^2 + |\hat{k}_i^* \hat{d}_i \hat{c}_i|^2 & 0 \\ 0 & |k_i d_i^* c_i|^2 + |\hat{d}_i \hat{c}_i|^2 \end{bmatrix} \\
 A_{ii}^4 &= \begin{bmatrix} |k_i d_i^* c_i|^2 + |\hat{d}_i \hat{c}_i|^2 & 0 \\ 0 & |d_i c_i|^2 + |\hat{d}_i \hat{c}_i|^2 \end{bmatrix} \quad (21)
 \end{aligned}$$

其中, $c_i = e^{\frac{j2\pi m}{M}}$, $\hat{c}_i = e^{\frac{j2\pi \hat{m}}{M}}$, $0 \leq m, \hat{m} \leq M-1$;
 $d_i = e^{\frac{j\pi p}{M}}$, $\hat{d}_i = e^{\frac{j\pi \hat{p}}{M}}$, $0 \leq p, \hat{p} \leq 1$.

$$A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) = \mathbf{B}^H(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) \mathbf{B}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$$

$$= \begin{bmatrix} |d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 & 0 & 0 & 0 & \dots & \mathbf{0} \\ 0 & |k^* d_1 c_1 - \hat{k}^* \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 & 0 & 0 & \dots & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & |d_2 c_2 - \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 & 0 & \dots & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 0 & |k^* d_2 c_2 - \hat{k}^* \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & A_{mm} \end{bmatrix} \quad (23)$$

因为 $A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ 矩阵为一对角矩阵, 只有主对角线上的元素不全为零, 不失一般性, 取 $A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ 矩阵的前 4 列进行比较, 考虑 2 个不同的码字矩阵 $\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}$, 以下分为 4 种情况进行分析。

情况 1 $c_1 \neq \hat{c}_1$, $c_2 \neq \hat{c}_2$

由式(22)知: $|d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0$, $|d_2 c_2 - \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 > 0$, 得 $rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$.

情况 2 $c_1 \neq \hat{c}_1$, $c_2 = \hat{c}_2$

首先有 $|d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0$; 随着 k 和 \hat{k} 的取值不同, 又有以下几种子情况。

情况 2.1 $k = \hat{k}$

因 $|k_i^* d_i c_i|^2 > 0$, 后 3 种情况 $rank(A_{ii}) = 2$, 所以后面分析过程只考虑第一种情况。

当 $N_i = 2$ 时, $d_1 = \left\{ 1, e^{\frac{j\pi}{M}} \right\}$, $k = 1$, 考虑 2 个不同的码字矩阵 $\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}$, 即 $(p, m) \neq (\hat{p}, \hat{m})$, 有

$$A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) = \begin{bmatrix} |d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 & 0 \\ 0 & |d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 \text{其中, } |d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 &= \left| e^{\frac{j\pi p}{M}} e^{\frac{j2\pi m}{M}} - e^{\frac{j\pi \hat{p}}{M}} e^{\frac{j2\pi \hat{m}}{M}} \right|^2 \\
 &= 4 \sin^2 \left(\frac{\pi[(p - \hat{p}) + 2(m - \hat{m})]}{2M} \right) > 0 \quad (22)
 \end{aligned}$$

因而, 证得码字距离矩阵 $A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ 秩为满秩 2。

当 $N_i \geq 4$ 时, $d_1 = \left\{ 1, e^{\frac{j\pi}{M}} \right\}$, $k = \{\pm 1, \pm j\}$, 且同一个 \mathbf{D}_i 矩阵中 k 的取值相同。此时可得

$|k^* d_1 c_1 - \hat{k}^* \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 = |k^*|^2 |d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0$, 得 $rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$.

情况 2.2 $k \neq \hat{k}$

情况 2.2.1 若 $d_2 \neq \hat{d}_2$.

$|d_2 c_2 - \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 > 0$, 得 $rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$.

情况 2.2.2 若 $d_2 = \hat{d}_2$

$|k^* d_2 c_2 - \hat{k}^* \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 = |k^* - \hat{k}^*|^2 |d_2 c_2|^2 > 0$, 得 $rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$.

情况 3 $c_1 = \hat{c}_1$, $c_2 \neq \hat{c}_2$

过程同情况 2, 得 $rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$.

情况 4 $c_1 = \hat{c}_1, c_2 = \hat{c}_2$

情况 4.1 $k = \hat{k}$

情况 4.1.1 若 $d_2 \neq \hat{d}_2$

有 $|d_2 c_2 - \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 > 0, |k^* d_1 c_1 - \hat{k}^* \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0$, 得

$rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$ 。

情况 4.1.2 若 $|d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0, d_1 \neq \hat{d}_1$,

有 $|d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0, |k^* d_1 c_1 - \hat{k}^* \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0$, 得

$rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$ 。

情况 4.2 $k \neq \hat{k}$

情况 4.2.1 若 $d_1 \neq \hat{d}_1, d_2 \neq \hat{d}_2$

$|d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0, |d_2 c_2 - \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 > 0$, 得 $rank(A(\mathbf{S},$

$\hat{\mathbf{S}})) \geq 2$ 。

情况 4.2.2 若 $d_1 \neq \hat{d}_1, d_2 = \hat{d}_2$

$|d_1 c_1 - \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 > 0, |k^* d_2 c_2 - \hat{k}^* \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 = |k^* - \hat{k}^*|^2 |d_2 c_2|^2 > 0$,

得 $rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$ 。

情况 4.2.3 若 $d_1 = \hat{d}_1, d_2 \neq \hat{d}_2$

同情况 4.2.2。

情况 4.2.4 若 $d_1 = \hat{d}_1, d_2 = \hat{d}_2$

$|k^* d_1 c_1 - \hat{k}^* \hat{d}_1 \hat{c}_1|^2 = |k^* - \hat{k}^*|^2 |d_1 c_1|^2 > 0, |k^* d_2 c_2 - \hat{k}^* \hat{d}_2 \hat{c}_2|^2 > 0$, 得 $rank(A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})) \geq 2$ 。

综上, 对于任意 2 个不同的码字矩阵都满足上述情况, 所得的码字距离矩阵 $A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ 的最小秩为 2, 因而该方案可以获得二阶发射分集, 若采用 N_r 根接收天线时, 可获得的分集增益为 $2N_r$ 。

3.4.2 获得 N_t 阶发射分集时

同样考虑 2 个不同的码字矩阵 $\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}$, 令 $\mathbf{S} = \mathbf{D}_0^H \mathbf{R}^H \mathbf{C}$, $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{D}_0^H \mathbf{R}^H \hat{\mathbf{C}}$ 。以下分为 2 种情况分析: 1) $\mathbf{C} \neq \hat{\mathbf{C}}$; 2) $\mathbf{D} \neq \hat{\mathbf{D}}$ 。

情况 1 $\mathbf{C} \neq \hat{\mathbf{C}}$

情况 1.1 若 $\mathbf{R} = \hat{\mathbf{R}}, \mathbf{D} = \hat{\mathbf{D}}$,

$\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}} = \mathbf{D}_0^H \mathbf{R}(\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}})$, 因为矩阵 \mathbf{D}_0^H 、 \mathbf{R} 和 $(\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}})$ 均为满秩矩阵, 所以证得 $rank(\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}})$ 为满秩矩阵。

情况 1.2 若 $\mathbf{R} \neq \hat{\mathbf{R}}, \mathbf{D} = \hat{\mathbf{D}}$,

$\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}} = \mathbf{D}_0^H \mathbf{R}^H (\mathbf{C} - \mathbf{R}^H \hat{\mathbf{C}})$, 不失一般性, 当 $N_t = 4$ 时, $v_1, v_2 \in \{0, 1\}$, 通过优化 μ 的值, 可使

$$\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} c_1^2 - e^{j\mu} \hat{c}_1^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (c_1^2 - e^{j\mu} \hat{c}_1^2)^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_1^* \end{bmatrix} \text{ 为一满}$$

秩矩阵, 即证得 $rank(\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}})$ 为满秩矩阵。

情况 2 $\mathbf{D} \neq \hat{\mathbf{D}}$

情况 2.1 若 $\mathbf{R} = \hat{\mathbf{R}}, \mathbf{C} = \hat{\mathbf{C}}$, 同情况 1.1。

情况 2.2 若 $\mathbf{R} \neq \hat{\mathbf{R}}, \mathbf{C} = \hat{\mathbf{C}}$, 同情况 1.2。

情况 2.3 若 $\mathbf{R} \neq \hat{\mathbf{R}}, \mathbf{C} \neq \hat{\mathbf{C}}$,

$$A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) = \mathbf{B}^H(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) \mathbf{B}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$$

$$= \begin{bmatrix} 2|c_1|^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2|c_1|^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & |e^{j\mu} c_1|^2 + |c_1|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & |e^{j\mu} c_1|^2 + |c_1|^2 \end{bmatrix}$$

为一满秩矩阵, 证得 $rank(\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}})$ 为满秩矩阵。

综上, 对于任意 2 个不同的码矩阵 \mathbf{S} 都满足上述 2 种情况, 所得的码字距离矩阵 $A(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ 秩为 N_t , 因而该方案可以获得 N_t 阶发射分集, 若采用 N_r 根接收天线时, 可获得的分集增益为 $N_t \times N_r$ 。

4 线性检测方法

由于 OSTBC-DSM 的码字矩阵是以 OSTBC 作为基本码块来进行构造的, 因此该方案支持线性最大似然译码 (ML)。

当符号的调制阶数为 M , 发射天线为 N_t ,

获得二阶发射分集时, 可以构成 $LM^{\frac{N_t}{2}}$ 个不同的发射码字矩阵。在接收端进行 ML 译码时, 需要对 $LM^{\frac{N_t}{2}}$ 个码字矩阵进行遍历搜索, 其译码复杂度较高。针对此问题本节利用 Alamouti STBC 码的正交性将 OSTBC-DSM 的 ML 译码简化为一个线性过程。

根据式(5), 有

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_t &= \mathbf{Y}_{t-1} \mathbf{S}_t + \mathbf{n}_t + \mathbf{n}_{t-1} \mathbf{S}_t \\ &= \mathbf{Z}_{t-1} \mathbf{C}_q + \mathbf{n}_t + \mathbf{n}_{t-1} \mathbf{D}_t \mathbf{C}_q \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\mathbf{Z}_{t-1} = \mathbf{Y}_{t-1} \mathbf{D}_t$ 。

由式(6)知, OSTBC-DSM 方案接收端最大似然检测算法为

$$\begin{aligned} \hat{S}_t &= \arg \min_{S \in \mathcal{S}} \|Y_t - Y_{t-1} S_t\|^2 \\ &= \arg \min_{C_q \in \mathcal{C}, D_l \in \mathcal{D}} \|Y_t - Y_{t-1} D_l C_q\|^2 \\ &= \arg \min_{C_q \in \mathcal{C}, D_l \in \mathcal{D}} \|Y_t - Z_{t-1} C_q\|^2 \end{aligned} \quad (25)$$

因为矩阵 C_q 由 n 个不相关的 Alamouti STBC 块矩阵构成，所以可以利用正交性对第 t 个符号块内发射码字中的 N_t 个符号进行解耦，具体过程如下。

不失一般性，以 $N_t = 4$ ，接收天线数 N_r 为例，此时的符号矩阵为

$$C_q = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_2^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

令 y_1, y_2, y_3, y_4 分别表示 t 到 $t+T$ 时刻的接收信号，根据 Alamouti STBC 块矩阵的正交性，符号矩阵 C_q 中的 2 个符号 c_1, c_2 可以分别译码，首先将式(24)转化为

$$\tilde{y} = \tilde{Z}_l \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} + \tilde{n} \quad (27)$$

其中， \tilde{y} 为 $2N_r \times 1$ 维的等价接收信号矢量； \tilde{n} 为 $2N_r \times 1$ 维的等价噪声矢量； \tilde{Z}_l 为与第 l 个码字对应的 $2N_r \times 2$ 维等价矩阵， $0 < l \leq L$ 。

这里，假设星座中的符号等概率发送， \tilde{Y} 和 \tilde{Z}_l 由式(28)得出。

$$\tilde{Y} = \begin{bmatrix} y_{1,1} & y_{1,3} \\ y_{1,2}^* & y_{1,4}^* \\ y_{2,1} & y_{2,3} \\ y_{2,2}^* & y_{2,4}^* \\ \vdots & \vdots \\ y_{N_r,1} & y_{N_r,3} \\ y_{N_r,2}^* & y_{N_r,4}^* \end{bmatrix} = [\tilde{y}_1, \tilde{y}_2] \quad (28)$$

$$\tilde{Z}_l = \begin{bmatrix} z_{11,l} & z_{13,l} \\ z_{12,l}^* & z_{14,l}^* \\ z_{21,l} & z_{23,l} \\ z_{22,l}^* & z_{24,l}^* \\ \vdots & \vdots \\ z_{N_r,1,l} & z_{N_r,3,l} \\ z_{N_r,2,l}^* & z_{N_r,4,l}^* \end{bmatrix} = [\tilde{z}_{l,1}, \tilde{z}_{l,2}]$$

$$\begin{aligned} \hat{c}_{l,1} &= \arg \min_{c_1 \in \Omega} \|\tilde{y}_1 - \tilde{z}_{l,1} c_1\|^2 \\ \hat{c}_{l,2} &= \arg \min_{c_2 \in \Omega} \|\tilde{y}_2 - \tilde{z}_{l,2} c_2\|^2 \end{aligned} \quad (29)$$

其中， $0 < l \leq L$ ， $\tilde{y}_1, \tilde{y}_2, \tilde{z}_{l,1}, \tilde{z}_{l,2}$ 均为 $2N_r \times 1$ 维的列向量。 $\hat{c}_{l,1}, \hat{c}_{l,2}$ 为第一个码字时符号矩阵 C_q 中 2 个符号的 ML 译码。 c_1 和 c_2 相应的最小 ML 度量值 $\hat{m}_{l,1}$ 和 $\hat{m}_{l,2}$ 为

$$\begin{aligned} \hat{m}_{l,1} &= \min_{c_1 \in \Omega} \|\tilde{y}_1 - \tilde{z}_{l,1} c_1\|^2 \\ \hat{m}_{l,2} &= \min_{c_2 \in \Omega} \|\tilde{y}_2 - \tilde{z}_{l,2} c_2\|^2 \end{aligned} \quad (30)$$

由于 $\hat{m}_{l,1}$ 和 $\hat{m}_{l,2}$ 为第 l 个码字中 C_q 的 2 个符号通过 ML 译码得到，则它们的和值 $\hat{m}_l = \hat{m}_{l,1} + \hat{m}_{l,2}$ ($0 < l \leq L$) 为第 l 个码字的总的度量值。接收端通过译码的符号对 $(\hat{c}_1, \hat{c}_2) = (\hat{c}_{l,1}, \hat{c}_{l,2})$ 计算出 L 个总度量值，选择度量值最小的便为发射端发射的第 l ($0 < l \leq L$) 个码字， c_l 中所包含的 2 个符号为对应的符号矩阵 C_q 。因此，本方案的 ML 译码复杂度从 LM^2 降为 $2LM$ ，并与星座图的调制阶数 M 呈线性关系。

5 复杂度分析

通过计算译码过程中所需的实数相乘的次数来衡量不同方案的译码复杂度，其中一次复数相乘的计算次数等于 4 次实数相乘。

1) 传统的差分空间调制 (DSM) 译码方案^[11] 采用了 ML 检测，它需要用整个 $N_t \times N_t$ 码块遍历所有天线 N_t 与调制阶数 M 组合内的最小欧氏距离，也就是在所有可能发送信号构成的信号空间内搜寻满足式(6)的解，其中，码字矩阵 S_t 的空间集合为 $2^{\lfloor \log_2(N_t) \rfloor} M^{N_t}$ ，通过计算 $Y_{t-1} S_t$ 和范数 $\|Y_t - Y_{t-1} S_t\|^2$ 的实数运算次数，可得 DSM 方案在采用 ML 检测时的复杂度 C_{ML} 为^[16]

$$C_{ML} = (4N_r N_t + 2N_r N_t) 2^{\lfloor \log_2(N_t) \rfloor} M^{N_t} \quad (31)$$

当 DSM 和 OSTBC-DSM 2 种方案频谱效率相同时，2 种方案的码字矩阵 S_t 相等，上述 2 种方案 ML 检测复杂度相同。

2) OSTBC-DSM 方案采用线性译码检测的复杂度 C_{linear} 的取值。

当 $N_t = 2$ 时，因为在星座图中只取一个符号，所以 $C_{\text{linear}} = C_{\text{ML}} = 48N_r M$ ；

当 $N_t \geq 4$ 时，由式(24)的 $\mathbf{Z}_{l-1} = \mathbf{Y}_{l-1} \mathbf{D}_l$ 和式(30)的 $\hat{m}_{l,i} = \min \|\tilde{\mathbf{y}}_i - \tilde{\mathbf{z}}_{l,i} \mathbf{c}_i\|^2$ ，其中， $0 < i \leq \frac{N_t}{2}$ ， $l = 2^{N_t+3}$ ，需要计算 $\mathbf{Y}_{l-1} \mathbf{D}_l$ 、 $\tilde{\mathbf{z}}_{l,i} \mathbf{c}_i$ 和范数 $\|\tilde{\mathbf{y}}_i - \tilde{\mathbf{z}}_{l,i} \mathbf{c}_i\|^2$ 的实数运算次数，分别为 $4N_r N_t 2^{N_t+3}$ 、 $4N_r N_t M 2^{N_t+3}$ 和 $2N_r N_t M 2^{N_t+3}$ 次。

因此，OSTBC-DSM 方案线性检测的复杂度 C_{linear} 为

$$C_{\text{linear}} = 4N_r N_t 2^{N_t+3} + 6N_r N_t M 2^{N_t+3} \quad (32)$$

表 2 为 DSM 方案 ML 译码与 OSTBC-DSM 方案线性译码复杂度比较，接收天线数目 $N_r = 2$ ，符号调制阶数为 2~32。

从表 2 可以看出，除了 BPSK 调制，OSTBC-DSM 方案在频谱效率高于 DSM 方案时，OSTBC-DSM 方案采用线性译码复杂度也明显低于 DSM 方案 ML 译码，尤其是当调制阶数和发射天线较大时。

6 仿真结果与分析

为了进一步验证所提方案的性能，本节对 CS-DSM、FE-DSM、FE-DSM-DR 和所提出的 OSTBC-DSM 方案的误比特率 (BER) 性能进行了仿真比较。仿真实验中不同的方案接收天线数均为 1，信道为准静态瑞利衰落信道，且信道和

噪声的元素均服从均值为 0、方差为 1 的独立高斯分布。

图 2 给出了发射天线 $N_t = 2$ ，接收天线 $N_r = 1$ ，同时刻激活天线 $N_a = 1$ 时，CS-DSM、FE-DSM 和 OSTBC-DSM 方案分别在 BPSK 和 QPSK 调制、频谱效率为 $1.5 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 和 $2 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 时的 BER 性能比较。

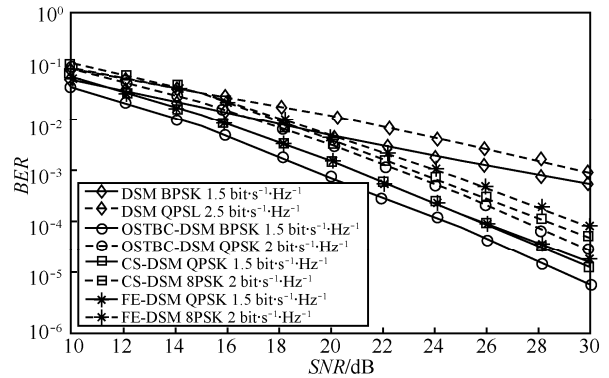


图 2 不同调制阶数下， $N_t=2$ 时 DSM、CS-DSM、FE-DSM 和 OSTBC-DSM 的 BER 性能比较

从图 2 可见，由于 CS-DSM、FE-DSM 和 OSTBC-DSM 这 3 种方案均可以获得二阶的发射分集，因而几种方案在 $N_t = 2$ 时在相同调制阶数的情况下，BER 基本相同，即均获得了 $2N_r$ 的分集增益，通过 BER 性能曲线可以发现，OSTBC-DSM 方案获得了更好的 BER 性能，这是由于 OSTBC-DSM 方案在 BPSK 和 QPSK 调制方式下可取得更大的编码增益。

图 3 给出了发射天线 $N_t = 4$ ，接收天线 $N_r = 1$ ，

表 2 DSM 方案与 OSTBC-DSM 方案译码复杂度比较

调制方式	发射天线数	DSM		OSTBC-DSM	
		频谱效率	复杂度 (ML)	频谱效率	复杂度 (线性译码)
BPSK	$N_t=2$	1.5	192	1.5	—
	$N_t=4$	2	12 288	2.25	16 384
QPSK	$N_t=2$	2.5	768	2	—
	$N_t=4$	3	196 608	2.75	28 672
8PSK	$N_t=2$	3.5	3 072	2.5	—
	$N_t=4$	4	3 145 728	3.25	53 248
16PSK	$N_t=2$	4.5	12 288	3	—
	$N_t=4$	5	50 331 648	3.75	102 400
32PSK	$N_t=2$	5.5	49 152	3.5	—
	$N_t=4$	6	8.053×10^9	4.25	200 704

同时刻激活天线 $N_a = 1$ 时, FE-DSM-DR 和 OSTBC-DSM 方案分别在 $2.25 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 、 $2.75 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 和 $3.25 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 时的 BER 曲线。如图 3 所示, OSTBC-DSM 方案在相同调制阶数的情况下均获得了高于 FE-DSM-DR 方案 $1 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 的频谱效率, 性能明显优于 FE-DSM-DR 方案, 尤其是速率越高性能越好, 仿真结果表明, 在速率为 $2.25 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 、 $2.75 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 和 $3.25 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 时可分别获得 1.5 dB、3.5 dB 和 5 dB 的增益。

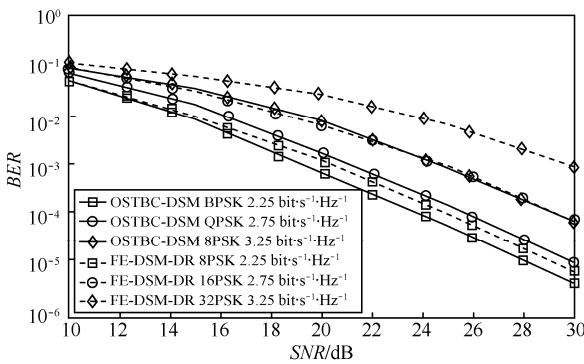


图 3 不同调制阶数下, $N_t=4$ 时 OSTBC-DSM 与 FE-DSM-DR 的 BER 性能比较

图 4 给出了发射天线 $N_t = 4$, 接收天线 $N_r = 1$, 同时刻激活天线 $N_a = 1$ 时, FE-DSM 和 OSTBC-DSM-RC 方案分别在 $0.75 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 、 $1 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 、 $1.25 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 和 $1.5 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 下的 BER 曲线。2 种方案都可以获得满分集, 由图 4 可见, OSTBC-DSM-RC 方案在相同调制阶数的情况下与 FE-DSM 方案频谱利用率相同, 但由于 OSTBC-DSM-RC 方案在相同的调制阶数下可取得更大的编码增益, 所以, OSTBC-DSM-RC 方案 BER 性能要优于 FE-DSM 方案, 仿真结果表明, 在 $0.75 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 和 $1 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 的情况下可以获得接近 2 dB 的增益。

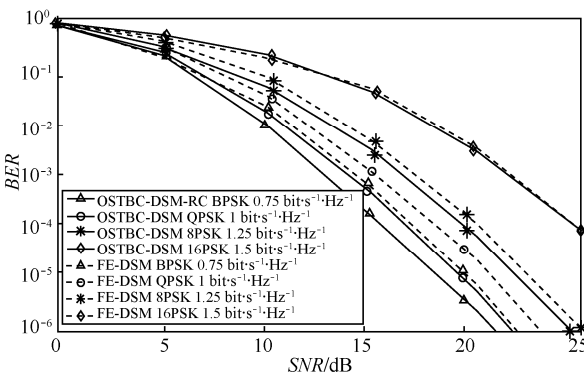
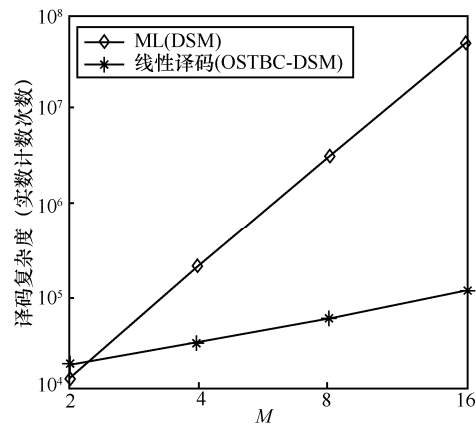
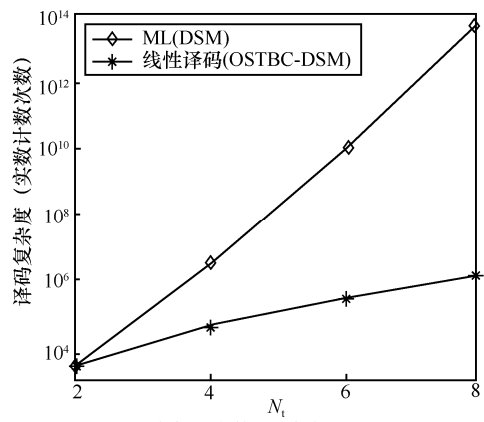


图 4 不同调制阶数下, $N_t=4$ 时 OSTBC-DSM-RC 与 FE-DSM 方案取得满分集的 BER 性能比较

图 5 给出了在接收天线 N_r 保持不变、发射天线 N_t 和调制阶数 M 发生变化时, OSTBC-DSM 方案线性译码和 DSM 方案 ML 译码的复杂度曲线。在相同频谱效率下, DSM 和 OSTBC-DSM 方案 ML 译码的复杂度相同。图 5(a)中发射天线 N_t 和接收天线 N_r 保持不变, 随着调制阶数 M 呈 2 的指数倍增大, OSTBC-DSM 方案线性译码的复杂度明显低于 DSM 方案 ML 译码复杂度; 图 5(b)中调制阶数 M 和接收天线 N_r 保持不变, 随着发射天线 N_t 的增大, DSM 方案 ML 译码复杂度曲线增长更快。由图 5 可知, DSM 方案 ML 译码复杂度明显高于 OSTBC-DSM 方案线性译码。



(a) 调制阶数 M 变化 ($N_t=4, N_r=2$)



(b) 发射天线数目 N_t 变化 ($M=8, N_r=2$)

图 5 OSTBC-DSM 方案线性 ML 译码和 DSM 方案 ML 译码复杂度比较

7 结束语

针对差分空间调制 (DSM) 方案不能获得发射分集以及接收端译码复杂度高的问题, 本文提出了一种新的差分空间调制方案 (DSM) ——基于正交空时分组码的差分空间调制 (OSTBC-DSM), 该

方案通过选取不同的 OSTBC 作为基本码块, 可以获得最小为二阶的发射分集增益, 且由于正交空时分组码的正交特性, 可以实现线性译码, 因而有效地降低了译码的复杂度。仿真实验表明相比其他可取得发射分集的 DSM 方案, OSTBC-DSM 方案可以获得更高的频谱效率和更好的误比特率性能。

参考文献:

- [1] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4):2228-2241.
- [2] BASAR E, AYGOLU U, PANYIRIC E, et al. Space-time block coded spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(3): 823-832.
- [3] WANG L, CHEN Z. Spatially modulated diagonal space time codes[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(7): 1245-1248.
- [4] LI X, WANG L. High rate space-time block coded spatial modulation with cyclic structure[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(4): 532-535.
- [5] LE M T, NGO V D, MAI H A, et al. High-rate space-time block coded spatial modulation[C]//International Conference on Advanced Technologies for Communications. 2012:278-282.
- [6] YOUNIS A, RENZO M D, MESLEH R, et al. Sphere decoding for spatial modulation[C]//IEEE International Conference on Communications. 2011: 1-6.
- [7] TANG Q, XIAO Y, YANG P, et al. A new low-complexity near-ML detection algorithm for spatial modulation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(1):90-93.
- [8] MEN H, JIN M. A low-complexity ML detection algorithm for spatial modulation systems with, PSK constellation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(8):1375-1378.
- [9] BIAN Y, WEN M, CHENG X, et al. A differential scheme for spatial modulation[C]//Global Communications Conference. 2013: 3925-3930.
- [10] WEN M, CHENG X, BIAN Y, et al. A low-complexity near-ML differential spatial modulation detector[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(11): 1834-1838.
- [11] BIAN Y, CHENG X, WEN M, et al. Differential spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(7): 3262-3268.
- [12] MARTIN P A. Differential spatial modulation for APSK in time-varying fading channels[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(7):1261-1264.
- [13] ISHIKAWA N, SUGIURA S. Unified differential spatial modulation[J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2014, 3(4):337-340.
- [14] RAJASHEKAR R, ISHIKAWA N, SUGIURA S, et al. Full-diversity dispersion matrices from algebraic field extensions for differential spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015: 385-394.
- [15] ZHANG W, YIN Q, DENG H. Differential full diversity spatial modulation and its performance analysis with two transmit antennas[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(4):677-680.
- [16] XIAO L, YANG P, LEI X, et al. A low-complexity detection scheme for differential spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9):1516-1519.

作者简介:



王志成 (1983-), 男, 山西大同人, 西安交通大学硕士生, 主要研究方向为无线通信中的空间调制和多天线传输技术等。

陈志刚 (1977-), 男, 湖北武汉人, 西安交通大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信信号处理、室内无线定位技术、无线通信物理层技术等。

王磊 (1977-), 女, 陕西西安人, 西安交通大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信领域的 MIMO 多天线传输技术、空时编码技术、中继及协作通信技术等。