

# 采用二重天线激活矩阵的差分空间调制算法

曹鑫, 王磊, 薛奕蕾

(西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安)

**摘要:** 针对传统差分空间调制算法(DSM)不能获取发射分集的问题, 提出了一种采用二重天线激活矩阵的差分空间调制算法, 简称 TA-DSM 算法。该算法对天线激活矩阵集合中的元素进行了两次独立选择, 得到两个天线激活矩阵。再将这两个矩阵分别和  $P$  个 Alamouti 矩阵的第一行和第二行相乘, 以此获得 TA-DSM 发送信号。由于该方案使用了两个天线激活矩阵, 所以与现有的空时编码 DSM 方案(STBC-DSM)相比, TA-DSM 可以传递更多的比特数, 从而获得更高的频谱效率。因此在频谱效率相同的情况下, TA-DSM 可以拥有更好的误码性能。同时, 本文系统地提出了构造天线激活矩阵的简单方法, 使 TA-DSM 方案可以获得二阶发射分集。最后, 针对 TA-DSM 方案提出了低复杂度解码算法。仿真结果表明, TA-DSM 方案比现有的 STBC-DSM 方案具有更好的误码性能: 当频谱效率为 1.33 bit/s/Hz 时, 相比 STBC-DSM, TA-DSM 可以获得约 4dB 的性能增益; 频谱效率为 2 bit/s/Hz 时, TA-DSM 可以获得约 1.5 dB 的性能增益。

**关键词:** 差分空间调制; Alamouti 矩阵; 二重天线激活矩阵; 发射分集

**中图分类号:** TN929.5 **文献标志码:** A

**DOI:** 10.7652/xjtub202010000 **文章编号:** 0253-987X(2020)10-0000-00

## Differential Spatial Modulation with Twofold Antennas Selection

CAO Xin, WANG Lei, XUE Yilei

(Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** A new multiple-input multiple-output (MIMO) transmission scheme termed differential spatial modulation with twofold antennas selection (TA-DSM) is proposed to solve the problem that the traditional differential spatial modulation (DSM) cannot achieve transmit diversity. In this scheme, one set of antenna activation matrices (AMs) is employed, from which a pair of AMs are respectively selected. Then the two selected AMs are combined with the first row and the second row of  $P$  Alamouti matrices, respectively, to generate the TA-DSM signal. Due to employing an extra AM, the proposed TA-DSM scheme will deliver more bits, resulting in higher spectral efficiency than the existing typical DSM schemes, for example, the STBC-DSM scheme. In other words, TA-DSM can achieve better bit error performance than the existing typical DSM schemes when they are in the same spectral efficiency. Also, a simple and systematic method to construct the set of AMs and modulation matrices is presented, which guarantees that the TA-DSM scheme can achieve the second order transmit diversity. Furthermore, a low-complexity detector is proposed and the simulation results are presented to show the performance improvement of the proposed TA-DSM scheme. Compared with STBC-DSM scheme, the TA-DSM scheme achieves about 4 dB performance gain with a spectral efficiency of 1.33 bit/s/Hz and about 1.5 dB with a spectral efficiency of 2 bit/s/Hz.

**Keywords:** differential spatial modulation; Alamouti matrix; twofold antennas selection; transmit diversity

多天线(MIMO)通信系统<sup>[1-3]</sup>中的空间调制技术(SM)<sup>[4-7]</sup>解决了传统 MIMO 技术中信道间干扰(ICI)、天线同步(IAS)困难、射频链路成本高等问题, 因此获得了广泛的应用。文献[8]在传统空间调制的基础上提出了在发射端同时激活多根发射天线的广义空间调制方案(GSM)。文献[9-12]在广义空间调制的基础上继续进行改进, 克服了空间调制频谱效率低以及不能获得发射分集等问题。但是这些技术是以接收端能够准确估计信道状态信息(CSI)为前提的, 因此 CSI 估计误差带来的性能损失不可避免。特别是在高速移动的场景中, 获取准确的 CSI 是非常困难

和昂贵的。

差分空间调制技术(DSM)可以有效解决这一问题。文献[13]将差分传输技术与空间调制技术相结合, 提出了经典 DSM 算法。为了进一步提高频谱效率, 文献[14]提出了采用差分传输机制的正交空间调制算法(DQSM)。该算法将经典 DSM 的星座扩展到同向和正交两个维度, 然后使用一个额外的天线激活矩阵来获得更高的频谱效率。但是上述两个算法均未获取发射分集。

为了解决 DSM 和 DQSM 未获得发射分集的问题, 研究者们提出了一系列改进算法。文献[15]利用

收稿日期: 2020-04-11. 作者简介: 曹鑫(1989-), 男, 硕士生; 王磊(通信作者), 女, 副教授。基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61871317)。

网络出版时间:

网络出版地址:

循环信号星座给出了一种可以获得二阶发射分集的双天线 DSM 算法。文献[16]提出的 STBC-TSM 算法利用具有循环结构的天线激活矩阵提高频谱效率,同时利用带旋转角的 Alamouti STBC 调制矩阵获取二阶发射分集。但是文献[15]的 DSM 算法和文献[16]的 STBC-TSM 算法都需要优化旋转角。文献[17]提出了基于散射矩阵的差分空间调制算法(DM-DSM),该算法以牺牲频谱效率为代价获得了发射分集。文献[18]提出的基于代数域扩展的差分空间调制算法(FE-DSM)在 DM-DSM 的基础上,采用代数域扩展的方法构造差分空时码块,该算法以降低传输速率为代价获得了满分集增益。文献[19]提出的基于 Alamouti STBC 的差分空间调制算法(STBC-DSM)能够获取二阶发射分集并且支持低复杂度解码。同时,文献[19]证明了 STBC-DSM 的误比特率(BER)性能优于文献[17]和文献[18]中的算法。

在此背景下,为了获得更高的频谱效率和实现发射分集,本文提出了一种新型的采用二重天线激活矩阵的差分空间调制算法,简称为(TA-DSM)算法。在 TA-DSM 算法中,发射天线被分为两组,每组独立地选择一个天线激活矩阵,以此获得更高的频谱效率。同时,该算法的调制矩阵采用 Alamouti 编码结构,因此可以获得二阶发射分集并进行低复杂度解码。除此之外,虽然每个天线激活矩阵都使用了旋转角,但是这些旋转角无需进行参数优化。

## 1 差分传输模型

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,信号通过准静态平坦瑞利衰落信道发送。在  $N_t$  个连续时隙内发送  $N_t \times N_t$  维的信号矩阵  $\mathbf{S}$ ,则  $N_r \times N_t$  维接收信号  $\mathbf{Y}$  可表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{N}$  分别表示  $N_r \times N_t$  维的信道矩阵和  $N_r \times N_t$  维加性高斯白噪声(AWGN)矩阵,  $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{N}$  中的元素分别服从均值为 0 的独立复高斯分布  $\mathcal{CN}(0,1)$  和  $\mathcal{CN}(0,N_0)$ ,其中  $N_0 = 1/\rho$ ,  $\rho$  为每个接收天线处的平均信噪比。假设信道矩阵  $\mathbf{H}$  在连续的  $2N_t$  个时隙内保持不变。

在第  $k$  个长度为  $N_t$  的传输时隙块内,令  $\mathbf{C}_k$  为携带传输信息的  $N_t \times N_t$  维空时信号矩阵,则发送的差分编码矩阵  $\mathbf{S}_k$  可表示为

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{S}_{k-1}\mathbf{C}_k \quad (2)$$

其中初始发送信号  $\mathbf{S}_0$  是  $N_t \times N_t$  维的单位矩阵,则两个连续时隙块内的接收信号矩阵可表示为

$$\mathbf{Y}_{k-1} = \mathbf{H}\mathbf{S}_{k-1} + \mathbf{N}_{k-1} \quad (3)$$

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}\mathbf{S}_k + \mathbf{N}_k \quad (4)$$

由式(2)~(4)可得

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{Y}_{k-1}\mathbf{C}_k + (\mathbf{N}_k - \mathbf{N}_{k-1}\mathbf{C}_k) \quad (5)$$

则该差分传输系统的最大似然解码可表示为

$$\hat{\mathbf{C}}_k = \arg \min_{\mathbf{C}_k \in \mathcal{C}} \|\mathbf{Y}_k - \mathbf{Y}_{k-1}\mathbf{C}_k\| \quad (6)$$

式中:  $\|\bullet\|$  表示矩阵的 F-范数;  $\mathcal{C}$  是由所有可能的信号矩阵  $\mathbf{C}_k$  组成的集合。

## 2 TA-DSM 算法

### 2.1 发射端结构

图 1 给出了 TA-DSM 算法发射端的结构框图。该算法首先将  $N_t$  根发射天线 ( $N_t$  为偶数)划分为上组和下组,每组均包含  $N_t/2$  根天线。 $\{\mathbf{A}_i\}_{i=1}^Q$  为  $Q$  个  $\frac{N_t}{2} \times \frac{N_t}{2}$  维天线激活矩阵组成的集合,其中  $Q = (\frac{N_t}{2})!$ 。在第  $k$  个发送周期内,共有  $B = B_1 + B_2$  个比特进入发射端。其中  $B_1 = \log_2 \left( \lfloor Q^2 \rfloor_{2^l} \right)$  个比特 ( $\lfloor \cdot \rfloor_{2^l}$  表示

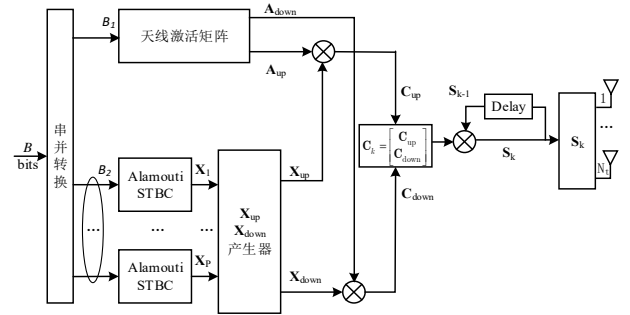


图 1 TA-DSM 发射端框图

向下取为 2 的最大整数次幂)用来从天线激活矩阵集合  $\{\mathbf{A}_i\}_{i=1}^Q$  中进行两次独立地选择,选择出的两个天线

激活矩阵分别记为  $\mathbf{A}_{up}$  和  $\mathbf{A}_{down}$ 。 $B_2 = \log_2 \left( \prod_{i=1}^{N_t/2} M_i \right)$  个比特用来形成  $N_t$  个  $M_i$  阶调制符号  $s_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_t$ 。然后用这  $N_t$  个符号形成  $P = \frac{N_t}{2}$  个 Alamouti 码  $\mathbf{X}_p$ ,

$p = 1, \dots, P$ 。再用  $\mathbf{X}_p$  的第一行构造得到  $\frac{N_t}{2} \times N_t$  维矩阵  $\mathbf{X}_{up}$ 。同理,用  $\mathbf{X}_p$  的第二行构造得到  $\frac{N_t}{2} \times N_t$  维矩阵  $\mathbf{X}_{down}$ 。再将  $\mathbf{A}_{up}$ 、 $\mathbf{A}_{down}$  与  $\mathbf{X}_{up}$ 、 $\mathbf{X}_{down}$  分别相乘得到  $\mathbf{C}_{up}$  和  $\mathbf{C}_{down}$ 。最终形成的  $N_t \times N_t$  维信号矩阵  $\mathbf{C}_k$  如下

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{up} \\ \mathbf{C}_{down} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{C}_{up} = \mathbf{A}_{up}\mathbf{X}_{up} \quad (8)$$

$$\mathbf{C}_{down} = \mathbf{A}_{down}\mathbf{X}_{down} \quad (9)$$

式中:  $\mathbf{A}_{up}$  和  $\mathbf{A}_{down}$  分别决定了上组和下组激活天线的位置,  $\mathbf{X}_{up}$  和  $\mathbf{X}_{down}$  包含了全部  $N_t$  个调制符号。 $\mathbf{A}_{up}$ 、 $\mathbf{A}_{down}$ 、 $\mathbf{X}_{up}$ 、 $\mathbf{X}_{down}$  的生成过程将分别在 2.2 节和 2.3 节中给出。

### 2.2 天线激活矩阵的构建

为获取发射分集, TA-DSM 算法对天线激活矩阵集合  $\{\mathbf{A}_i\}_{i=1}^Q$  的设计是在传统 DSM 算法[13]的基础上, 对每个天线激活矩阵增加了一个旋转角度。在传统 DSM 算法中, 天线激活矩阵  $\bar{\mathbf{A}}_i$  的每行和每列都只有一个非零元素。在此基础上, TA-DSM 算法的天线激活矩阵可以表示为

$$\mathbf{A}_i = \bar{\mathbf{A}}_i e^{j\theta_i} \quad (10)$$

式中:  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\theta_i = \varphi(i-1)$ ,  $\varphi = \pi/Q$ 。

引入旋转角  $\theta_i$  可以避免码字重复, 使 TA-DSM 方案获得发射分集。

以  $N_t = 6$  的 MIMO 系统为例, 此时 TA-DSM 算法中的天线激活矩阵集合可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 = \bar{\mathbf{A}}_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, & \mathbf{A}_2 = \bar{\mathbf{A}}_2 e^{j\frac{\pi}{6}} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} e^{j\frac{\pi}{6}}, \\ \mathbf{A}_3 = \bar{\mathbf{A}}_3 e^{j\frac{\pi}{3}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} e^{j\frac{\pi}{3}}, & \mathbf{A}_4 = \bar{\mathbf{A}}_4 e^{j\frac{\pi}{2}} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} e^{j\frac{\pi}{2}}, \\ \mathbf{A}_5 = \bar{\mathbf{A}}_5 e^{j\frac{2\pi}{3}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{3}}, & \mathbf{A}_6 = \bar{\mathbf{A}}_6 e^{j\frac{5\pi}{6}} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} e^{j\frac{5\pi}{6}}. \end{aligned}$$

此时天线激活矩阵集合中共有  $Q = (\frac{N_t}{2})! = 6$  个元素。因此, 独立选出的两个天线激活矩阵可以携带  $B_1 = \log_2 \left( \left\lfloor Q^2 \right\rfloor_{2^l} \right) = 5$  比特信息。

### 2.3 调制矩阵的构建

在图 1 中,  $B_2$  比特被映射成  $P = \frac{N_t}{2}$  个 Alamouti 矩阵  $\mathbf{X}_p$

$$\mathbf{X}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_{2p-1} & -s_{2p}^* \\ s_{2p} & s_{2p-1}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中  $p=1, \dots, P$ ,  $s_i \in \Omega_i$ ,  $i=1, 2, \dots, N_t$ ,  $(\cdot)^*$  表示共轭。 $\Omega_i$  为  $M_i$ -PSK 星座,  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  是保证每个时隙发送平均能量为 1 的归一化因子。由于  $N_t$  根天线被平均分为上组和下组, 我们用  $\mathbf{x}_{p-up}$  表示  $\mathbf{X}_p$  的第一行并用上组中的天线发送, 用  $\mathbf{x}_{p-down}$  表示  $\mathbf{X}_p$  的第二行并用下组中的天线发送。则  $\frac{N_t}{2} \times N_t$  维的调制矩阵  $\mathbf{X}_{up}$  和  $\mathbf{X}_{down}$  可表示为

$$\mathbf{X}_{up} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{1-up} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & \dots & \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{X}_{2-up} & \dots & \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & \dots & \mathbf{X}_{P-up} \end{bmatrix} \quad (12)$$

和

$$\mathbf{X}_{down} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{1-down} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & \dots & \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{X}_{2-down} & \dots & \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & \dots & \mathbf{X}_{P-down} \end{bmatrix} \quad (13)$$

从天线激活矩阵集合  $\{\mathbf{A}_i\}_{i=1}^Q$  中独立地选择了  $\mathbf{A}_{up}$  和  $\mathbf{A}_{down}$  后, 按照(8)(9)两式, 再将  $\mathbf{A}_{up}$ 、 $\mathbf{A}_{down}$  分别与  $\mathbf{X}_{up}$ 、 $\mathbf{X}_{down}$  相乘便可以得到信号矩阵  $\mathbf{C}_k$  的上下两部分  $\mathbf{C}_{up}$  和  $\mathbf{C}_{down}$ 。

### 2.4 频谱效率分析

根据上述设计准则, TA-DSM 算法的频谱效率可以表示为

$$R = \frac{B_1 + B_2}{N_t} = \frac{1}{N_t} \log_2 \left( \left\lfloor \left( \frac{N_t}{2} \right)! \right\rfloor_{2^l} \right) + \frac{1}{N_t} \log_2 \left( \prod_{i=1}^{N_t} M_i \right) \quad (14)$$

由公式(14)可以看出 TA-DSM 的频谱效率由二重天线激活矩阵和调制矩阵两部分组成。相比之下, 虽然 STBC-DSM 算法[19]也包含了  $N_t$  个符号, 但是它只在  $(\frac{N_t}{2})!$  个天线激活矩阵中进行了一次选择, 因此 STBC-DSM 算法在天线激活矩阵部分能够提供的频谱效率只有  $\frac{1}{N_t} \log_2 \left( \left\lfloor \frac{N_t}{2} \right\rfloor_{2^l} \right)$ 。

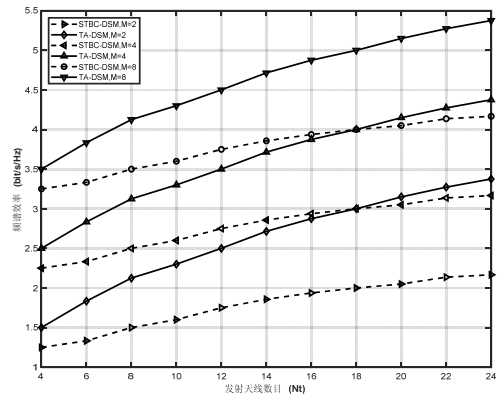


图 2 STBC-DSM 与 TA-DSM 频谱效率对比

图 2 给出了在调制阶数  $M=2, 4, 8$  时, STBC-DSM 算法和 TA-DSM 算法在不同发射天线数  $N_t$  下的频谱效率对比。可以看出在相同调制阶数下, TA-DSM 算法的频谱效率明显高于 STBC-DSM。

### 2.5 信号矩阵 $\mathbf{C}$ 的基本性质

为简便起见, 我们将  $\mathbf{C}_k$  用  $\mathbf{C}$  表示。将信号矩阵  $\mathbf{C}$  记为  $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k})$ , 其中  $\mathbf{X} \square [\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_P]$  包含了  $P$  个 Alamouti 矩阵;  $\mathbf{l} \square [l_1, l_2, \dots, l_P, \theta_u]$  中,  $l_p (1 \leq p \leq P)$  为传输  $\mathbf{x}_{p-up}$  的激活天线索引号, 用于选择激活天线;  $\theta_u$  为  $\mathbf{A}_{up}$  中的旋转角度。同样,  $\mathbf{k} \square [k_1, k_2, \dots, k_P, \theta_d]$  中,  $k_p (1 \leq p \leq P)$  为传输  $\mathbf{x}_{p-down}$  的激活天线索引号,  $\theta_d$  为  $\mathbf{A}_{down}$  中的旋转角度。

根据公式(7)-(9)可知,  $\mathbf{X}_{p-up}$  在第  $(2p-1)$ 、 $2p$  两个时隙经第  $l_p$  根天线发送;  $\mathbf{X}_{p-down}$  在第  $(2p-1)$ 、 $2p$  两个时隙经第  $k_p$  根天线发送。根据第 2.1 小节中信号矩阵  $\mathbf{C}$  的构造过程, 可知  $N_t \times N_t$  维矩阵  $\mathbf{C}$  具有如下性质:

(1) 矩阵  $\mathbf{C}$  的任意一列仅存在两个非零元素, 第  $(2p-1)$  列和第  $2p$  列的两个非零元素分别位于第  $l_p$  行和第  $k_p$  行;

(2) 矩阵  $\mathbf{C}$  的任意一行仅存在两个非零元素, 第  $l_p$  行和第  $k_p$  行的两个非零元素分别位于第  $(2p-1)$  列和第  $2p$  列;

(3) 由矩阵  $\mathbf{C}$  的第  $l_p$ 、 $k_p$  行和第  $(2p-1)$ 、 $2p$  列组成的  $2 \times 2$  维子矩阵可以表示为

$$\mathbf{M} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_{2p-1} e^{j\theta_u} & -s_{2p}^* e^{j\theta_u} \\ s_{2p} e^{j\theta_d} & s_{2p-1}^* e^{j\theta_d} \end{bmatrix} \quad (15)$$

## 2.6 信号矩阵 $\mathbf{C}$ 的酉特性

进行差分传输时, 为保证每个时隙发送信号的能量不变, 信号矩阵  $\mathbf{C}$  必须为酉矩阵。否则在经过一段时间的迭代后, 发射端在每个时隙发送的能量将会发散为无穷大或收敛为 0。令  $\mathbf{C}(i)$  为信号矩阵  $\mathbf{C}$  的第  $i$  列, 则对于任意的信号矩阵  $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k})$ , 取其相邻的两列  $\mathbf{C}(2p-1)$  和  $\mathbf{C}(2p)$ 。对  $\forall 1 \leq i \leq N_t$ ,  $i \neq 2p-1$  且  $i \neq 2p$ , 由上节的性质 1) 可知

$$\langle \mathbf{C}(2p-1), \mathbf{C}(i) \rangle = 0 \quad (16)$$

$$\langle \mathbf{C}(2p), \mathbf{C}(i) \rangle = 0 \quad (17)$$

由性质(3)可知

$$\langle \mathbf{C}(2p-1), \mathbf{C}(2p) \rangle = 0 \quad (18)$$

$$\langle \mathbf{C}(2p-1), \mathbf{C}(2p-1) \rangle = 1 \quad (19)$$

$$\langle \mathbf{C}(2p), \mathbf{C}(2p) \rangle = 1 \quad (20)$$

式中:  $\langle \mathbf{a}, \mathbf{b} \rangle$  表示向量  $\mathbf{a}$  和  $\mathbf{b}$  的内积。式(16)~(20)可以证明信号矩阵  $\mathbf{C}$  为酉矩阵。

## 3 性能分析

本节对 TA-DSM 算法的性能进行分析。这里首先讨论了 TA-DSM 的发射分集, 然后对 TA-DSM 方案的误码性能进行了理论分析。

### 3.1 发射分集

考虑两个不同的码字  $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k})$  和  $\hat{\mathbf{C}}(\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}})$ , 二者之间的误差矩阵定义为

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k}) - \hat{\mathbf{C}}(\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}}) \quad (21)$$

接下来分 3 种情况讨论误差矩阵  $\Delta$  的秩。

情况 1 当  $\mathbf{l} = \hat{\mathbf{l}}$  且  $\mathbf{k} = \hat{\mathbf{k}}$ , 此时因为  $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k}) \neq \hat{\mathbf{C}}(\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}})$ , 可知  $\mathbf{A}_{up} = \hat{\mathbf{A}}_{up}$ ,  $\mathbf{A}_{down} = \hat{\mathbf{A}}_{down}$ ,  $\mathbf{X} \neq \hat{\mathbf{X}}$ 。不妨设  $\mathbf{X}_1 \neq \hat{\mathbf{X}}_1$ , 则  $\Delta$  的前两列可以表示为

$$\begin{aligned} [\Delta(1) \quad \Delta(2)] &= \begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ s_1 e^{j\theta_u} & -s_2^* e^{j\theta_u} \\ \vdots & \vdots \\ s_2 e^{j\theta_d} & s_1^* e^{j\theta_d} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ \hat{s}_1 e^{j\theta_u} & -\hat{s}_2^* e^{j\theta_u} \\ \vdots & \vdots \\ \hat{s}_2 e^{j\theta_d} & \hat{s}_1^* e^{j\theta_d} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ (s_1 - \hat{s}_1) e^{j\theta_u} & (-s_2^* + \hat{s}_2^*) e^{j\theta_u} \\ \vdots & \vdots \\ (s_2 - \hat{s}_2) e^{j\theta_d} & (s_1^* - \hat{s}_1^*) e^{j\theta_d} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (22) \end{aligned}$$

由于  $\mathbf{X}_1 \neq \hat{\mathbf{X}}_1$ , 则  $s_1 \neq \hat{s}_1$  或  $s_2 \neq \hat{s}_2$ , 因此  $\Delta$  至少存在一个不为 0 的二阶子式, 即

$$\begin{aligned} & \begin{vmatrix} (s_1 - \hat{s}_1) e^{j\theta_u} & (-s_2^* + \hat{s}_2^*) e^{j\theta_u} \\ (s_2 - \hat{s}_2) e^{j\theta_d} & (s_1^* - \hat{s}_1^*) e^{j\theta_d} \end{vmatrix} \\ &= (|s_1 - \hat{s}_1|^2 + |s_2 - \hat{s}_2|^2) e^{j(\theta_u + \theta_d)} \\ &\neq 0 \end{aligned}$$

因此  $\text{rank}(\Delta) \geq 2$ 。

情况 2 当  $\mathbf{l} = \hat{\mathbf{l}}$  且  $\mathbf{k} \neq \hat{\mathbf{k}}$  (或  $\mathbf{l} \neq \hat{\mathbf{l}}$  且  $\mathbf{k} = \hat{\mathbf{k}}$ ), 此时  $\mathbf{A}_{up} = \hat{\mathbf{A}}_{up}$ 。由性质 1) 可知  $\mathbf{A}_{down}$  和  $\hat{\mathbf{A}}_{down}$  之间至少有 4 列不同。不妨设不同的是前 4 列, 那么  $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k})$  和  $\hat{\mathbf{C}}(\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}})$  由第  $l_1, l_2, k_1, k_2$  行和前 4 列组成的四阶子矩阵分别为

$$\begin{bmatrix} s_1 e^{j\theta_u} & -s_2^* e^{j\theta_u} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3 e^{j\theta_u} & -s_4^* e^{j\theta_u} \\ s_2 e^{j\theta_d} & s_1^* e^{j\theta_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_4 e^{j\theta_d} & s_3^* e^{j\theta_d} \end{bmatrix} \quad (23)$$

和

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 e^{j\theta_u} & -\hat{s}_2^* e^{j\theta_u} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \hat{s}_3 e^{j\theta_u} & -\hat{s}_4^* e^{j\theta_u} \\ 0 & 0 & g_1 & g_2 \\ f_1 & f_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中  $[f_1 \quad f_2] = [0 \quad 0]$  或  $[\hat{s}_2 e^{j\theta_d} \quad \hat{s}_1^* e^{j\theta_d}]$ ,  $[g_1 \quad g_2] = [0 \quad 0]$  或  $[\hat{s}_4 e^{j\theta_d} \quad \hat{s}_3^* e^{j\theta_d}]$ 。将(23)和(24)之差用  $\Delta_{4 \times 4}$  表示, 可以得到

$$\begin{aligned} \Delta_{4 \times 4} &= \begin{bmatrix} (s_1 - \hat{s}_1) e^{j\theta_u} & (\hat{s}_2^* - s_2^*) e^{j\theta_u} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (s_3 - \hat{s}_3) e^{j\theta_u} & (\hat{s}_4^* - s_4^*) e^{j\theta_u} \\ s_2 e^{j\theta_d} & s_1^* e^{j\theta_d} & -g_1 & -g_2 \\ -f_1 & -f_2 & s_4 e^{j\theta_d} & s_3^* e^{j\theta_d} \end{bmatrix} \quad (25) \end{aligned}$$

情况 2.1 当  $\mathbf{X}_1 \neq \hat{\mathbf{X}}_1$  (或  $\mathbf{X}_2 \neq \hat{\mathbf{X}}_2$ ), 若  $s_1 \neq \hat{s}_1$ , 则由  $\Delta_{4 \times 4}$  的第 1, 4 行和第 1, 3 列组成的二阶子式不为零

$$\begin{vmatrix} (s_1 - \hat{s}_1)e^{j\theta_d} & 0 \\ -f_1 & s_4 e^{j\theta_d} \end{vmatrix} \neq 0$$

若  $s_2 \neq \hat{s}_2$ , 则由  $\Delta_{4 \times 4}$  的第 1, 4 行和第 2, 3 列组成的二阶子式不为零

$$\begin{vmatrix} (\hat{s}_2^* - s_2^*)e^{j\theta_d} & 0 \\ -f_2 & s_4 e^{j\theta_d} \end{vmatrix} \neq 0$$

此时  $\Delta$  至少存在一个不为零的二阶子式, 因此  $\text{rank}(\Delta) \geq 2$ 。

情况 2.2 当  $\mathbf{X}_1 = \hat{\mathbf{X}}_1$  且  $\mathbf{X}_2 = \hat{\mathbf{X}}_2$ , 此时式(25)中的  $\Delta_{4 \times 4}$  可重写为

$$\Delta_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ s_2 e^{j\theta_d} & s_1^* e^{j\theta_d} & -g_1 & -g_2 \\ -f_1 & -f_2 & s_4 e^{j\theta_d} & s_3^* e^{j\theta_d} \end{bmatrix} \quad (26)$$

(1) 如果  $[f_1 \ f_2] = [0 \ 0]$  或  $[g_1 \ g_2] = [0 \ 0]$ , 此时式(26)中由  $\Delta_{4 \times 4}$  的第 3,4 行和第 2,3 列组成的二阶子式不为零

$$\begin{vmatrix} s_1^* e^{j\theta_d} & -g_1 \\ -f_2 & s_4 e^{j\theta_d} \end{vmatrix} \neq 0$$

(2) 如果  $[f_1 \ f_2] = [\hat{s}_2 e^{j\hat{\theta}_d} \ \hat{s}_1^* e^{j\hat{\theta}_d}]$ ,  $[g_1 \ g_2] = [\hat{s}_4 e^{j\hat{\theta}_d} \ \hat{s}_3^* e^{j\hat{\theta}_d}]$ , 此时式(26)中由  $\Delta_{4 \times 4}$  的第 3,4 行和第 2,3 列组成的二阶子式为

$$\begin{vmatrix} s_1^* e^{j\theta_d} & -s_4 e^{j\theta_d} \\ -s_1^* e^{j\hat{\theta}_d} & s_4 e^{j\theta_d} \end{vmatrix} = s_1^* s_4 e^{j2\theta_d} (1 - e^{j2(\hat{\theta}_d - \theta_d)}) \quad (27)$$

由式(10)可知,  $\hat{\theta}_d - \theta_d \neq 0$  且  $\hat{\theta}_d - \theta_d \neq \pi$ 。因此式(27)的结果不为零。

由上述分析可知, 在情况 2 中,  $\Delta$  至少存在一个不为零的二阶子式, 因此  $\text{rank}(\Delta) \geq 2$ 。

情况 3:  $\mathbf{l} \neq \hat{\mathbf{l}}$  且  $\mathbf{k} \neq \hat{\mathbf{k}}$

情况 3 的证明过程与情况 2 相同。

综上, 对任意两个不同码字  $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k})$  和  $\hat{\mathbf{C}}(\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}})$ , 总有  $\text{rank}(\Delta) \geq 2$ 。因此 TA-DSM 可以获得二阶发射分集。

### 3.2 理论误码性能

本小节推导了 TA-DSM 方案在使用 ML 检测时平均误比特率 (ABEP) 的上界。令  $\mathbf{C}_k = [\mathbf{C}_{1,k}, \mathbf{C}_{2,k}, \dots, \mathbf{C}_{2^B,k}]$  表示第  $k$  个 TA-DSM 传输矩阵  $\mathbf{C}$  的集合, 其中的元素  $\mathbf{C}_{i,k}$  和  $\mathbf{C}_{j,k}$  分别为传输的信号矩阵和相应的检测矩阵, 由[19]可知, ABEP 的上界可以表示为

$$P_b \leq \frac{1}{B \cdot 2^B} \sum_{i=1}^{2^B} \sum_{j=1}^{2^B} d_{i,j} P_{eu}(\mathbf{C}_{i,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k}) \quad (28)$$

其中,  $P_{eu}(\mathbf{C}_{i,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k})$  为无条件成对差错概率,  $d_{i,j}$  为

把  $\mathbf{C}_{i,k}$  错判成  $\mathbf{C}_{j,k}$  时错判的比特位数。

为了得到  $P_{eu}(\mathbf{C}_{i,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k})$ , 需要确定条件成对差错概率  $P_e(\mathbf{C}_{i,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k})$ , 它可以由式(29)表示

$$P_e(\mathbf{C}_{i,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k}) = Q\left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{N_t}} \|\mathbf{H}(\mathbf{C}_{j,k} - \mathbf{C}_{i,k})\|_F\right) \quad (29)$$

其中,  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$  且  $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}} d\theta$ , 因此式(29)可以写成

$$P_e(\mathbf{C}_{i,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{C}_{j,k} - \mathbf{C}_{i,k})\|_F^2}{2N_t \sin^2\theta / \text{SNR}}} d\theta \quad (30)$$

在信道矩阵  $\mathbf{H}$  上平均(30)式并使用矩量母函数逼近, 则无条件差错概率为

$$P_{eu}(\mathbf{C}_{i,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left( \prod_{\kappa=1}^v \frac{1}{1 + \frac{\text{SNR} \cdot \lambda_{i,j,\kappa}}{2 \cdot N_t \cdot \sin^2\theta}} \right)^{N_r} d\theta \quad (31)$$

其中  $\lambda_{i,j,\kappa} (\kappa = 1, 2, \dots, v)$  是  $(\mathbf{C}_{i,k} - \mathbf{C}_{j,k})(\mathbf{C}_{i,k} - \mathbf{C}_{j,k})^H$  的  $v$  个非零特征值。

由于 DSM 码块具有对称性, 因此所有信号矩阵  $\mathbf{C}_{i,k}$  的差错性质相同。不失一般性, 可以把  $\mathbf{C}_{1,k}$  的成对差错概率作为所有信号矩阵的成对差错概率。所以 TA-DSM 的 ABEP 上界可以表示为

$$P_b \leq \frac{1}{B} \sum_{j=2}^{2^B} d_{1,j} P_{eu}(\mathbf{C}_{1,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k}) \quad (32)$$

其中  $P_{eu}(\mathbf{C}_{1,k} \rightarrow \mathbf{C}_{j,k})$  可以由式(31)获得。

## 4 检测算法

### 4.1 低复杂度解码算法

式(6)中的 ML 检测算法将天线激活矩阵和调制符号联合起来逐块检测, 计算复杂度较高。本小节针对 TA-DSM 的结构提出了一种基于条件 ML[20]的低复杂度解码算法。

当  $\mathbf{l}$  和  $\mathbf{k}$  已知时,  $\mathbf{C}(\mathbf{X}, \mathbf{l}, \mathbf{k})$  只需要检测参数  $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_p]$ 。为了方便表示, 在公式(6)中, 定义  $\mathbf{Z} \triangleq \mathbf{Y}_k - \mathbf{Y}_{k-1} \mathbf{C}_k$ , 那么  $\mathbf{Z}$  的第  $(2p-1)$  列和  $2p$  列可以表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}(2p-1), \mathbf{Z}(2p) \\ \mathbf{Y}_t(2p-1), \mathbf{Y}_t(2p) \end{bmatrix} - \mathbf{Y}_{t-1} [\mathbf{C}_t(2p-1), \mathbf{C}_t(2p)] = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}(2p-1), \mathbf{Z}(2p) \\ \mathbf{Y}_t(2p-1), \mathbf{Y}_t(2p) \end{bmatrix} - [\mathbf{Y}_{t-1}(l_p), \mathbf{Y}_{t-1}(k_p)] \mathbf{M} \quad (33)$$

式(33)中的矩阵  $\mathbf{M}$  已经在式(15)中进行了定义。根据第 2.5 小节  $\mathbf{C}$  的性质可知,  $\mathbf{Z}(2p-1)$  和  $\mathbf{Z}(2p)$  只与  $s_{2p-1}$  和  $s_{2p}$  有关, 同时  $s_{2p-1}$  和  $s_{2p}$  也仅对  $\mathbf{Z}(2p-1)$  和  $\mathbf{Z}(2p)$  产生影响。因此可以根据式(33)将调制符号两两解耦。对于所有的  $\mathbf{l}$  和  $\mathbf{k}$ ,  $\mathbf{X}_p$  中的  $s_{2p-1}$  和  $s_{2p}$  可以表示为

$$(\hat{s}_{2p-1}, \hat{s}_{2p})_{\mathbf{l}, \mathbf{k}} = \arg \min_{s_{2p-1} \in \Omega_{2p-1}, s_{2p} \in \Omega_{2p}} \|\mathbf{Z}(2p-1), \mathbf{Z}(2p)\| \quad (34)$$

定义  $a_p |(\mathbf{l}, \mathbf{k}) \triangleq \min \| [\mathbf{Z}(2p-1), \mathbf{Z}(2p)] \|$ , 在  $a_p |(\mathbf{l}, \mathbf{k})$  由条件 ML 解码器检测出来后,  $\mathbf{l}$  和  $\mathbf{k}$  可以通过式(35)进行检测

$$(\hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{k}}) = \arg \min_{(\mathbf{l}, \mathbf{k})} \left( \sum_{p=1}^P a_p |(\mathbf{l}, \mathbf{k}) \right) \quad (35)$$

最终得到的检测符号为  $(\hat{s}_{2p-1}, \hat{s}_{2p})_{\mathbf{l}, \mathbf{k}}$ 。

#### 4.2 复杂度分析

本小节利用实数乘法的计算次数来评估 ML 算法和低复杂度解码算法的计算复杂度。因为进行 1 次复数的乘法运算需要计算 4 次实数乘法, 进行 1 次复数的  $\|\cdot\|^2$  运算需要计算 2 次实数乘法, 所以对  $m \times n$  维的复矩阵  $\mathbf{A}$  和  $n \times p$  维的复矩阵  $\mathbf{B}$ , 计算  $\mathbf{AB}$  需要做  $4mnp$  次实数乘法运算; 计算  $\|\mathbf{A}\|^2$  需要做  $2mm$  次实数乘法运算。

采用 ML 解码算法解码时, 式(6)中  $\mathbf{Y}_{k-1}$  的维数是  $N_r \times N_t$ ,  $\mathbf{C}_k$  的维数是  $N_t \times N_t$ , 因此计算  $\mathbf{Y}_{k-1} \mathbf{C}_k$  需要做  $N_r \times N_t \times N_t \times 4$  次实数乘法运算; 同时,  $\mathbf{Y}_k - \mathbf{Y}_{k-1} \mathbf{C}_k$  的维数是  $N_r \times N_t$ , 因此计算  $\|\cdot\|^2$  需要做  $N_r \times N_t \times 2$  次实数乘法运算。又因为  $\mathbf{C}_k$  的总个数为  $2^B$ , 所以用 ML 解码算法解码时, 每比特的计算复杂度为

$$\frac{2^B (4N_r N_t^2 + 2N_r N_t)}{B} \quad (36)$$

采用低复杂度解码算法解码时, 式(33)中  $[\mathbf{Y}_{r-1}(l_p), \mathbf{Y}_{r-1}(k_p)]$  的维数是  $N_r \times 2$ ,  $\mathbf{M}$  的维数是  $2 \times 2$ , 并且由式(15)可知,  $\mathbf{M}$  需要再另外进行 1 次复数乘法运算, 因此式(33)需要进行  $N_r \times 2 \times 2 \times (4+4)$  次实数乘法运算。式(34)中  $[\mathbf{Z}(2p-1), \mathbf{Z}(2p)]$  的维数为  $N_t \times 2$ ,  $s_{2p-1}$  的调制阶数为  $M_{2p-1}$ ,  $s_{2p}$  的调制阶数为  $M_{2p}$ , 因此计算式(34)一共需要做  $N_r \times 2 \times 2 \times M_{2p-1} \times M_{2p}$  次实数乘法运算。式(35)进行的是复数的加法运算和对比运算, 并不涉及乘法运算。又因为天线激活矩阵的总个数为  $2^B$ , 所以用低复杂度解码算法解码时, 每比特的计算复杂度为

$$\frac{2^B \times \sum_{p=1}^P (32N_r + 4N_r M_{2p-1} M_{2p})}{B} \quad (37)$$

表 1 给出了  $N_r = 2$ ,  $M = 4$  时 ML 解码算法和低复杂度解码算法的复杂度对比。可以看出, 所提的低复杂度解码算法比 ML 解码算法的计算复杂度明显降低。

表 1 不同发射天线数目下的解码复杂度对比

$N_t$	每比特解码复杂度	
	ML 解码	低复杂度解码
4	58 982	614.4
6	$1.443 3 \times 10^7$	650.54
8	$5.841 2 \times 10^9$	$1.258 3 \times 10^5$

## 5 仿真结果

本节给出了 TA-DSM 算法的误码性能仿真结果, 并将其与 DSM 算法[13]和 STBC-DSM 算法[19]的性能进行比较。在本节的所有图形中, 横轴表示每根接收天线的平均信噪比 ( $\rho$ ), 纵轴表示误比特率 (BER)。在不同的信噪比下, 通过蒙特卡罗方法对 BER 曲线的性能进行仿真实验, 所有的性能比较都是在  $\text{BER} = 10^{-5}$  的情况下进行的。

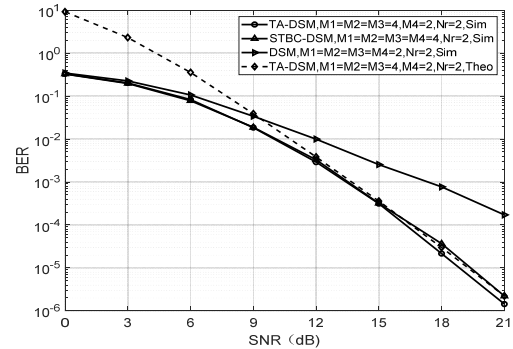


图 3  $N_t = 4$  的情况下, 频谱效率为 2bits/s/Hz 时 DSM 的 BER 性能和频谱效率为 2.25 bits/s/Hz 时 TA-DSM 与 STBC-DSM 的 BER 性能

图 3 给出了在发射天线数  $N_t = 4$  的情况下, 频谱效率为 2 bit/s/Hz 时 DSM 的 BER 性能曲线以及频谱效率为 2.25 bits/s/Hz 时 TA-DSM 和 STBC-DSM 算法的 BER 性能曲线。可以看出, TA-DSM 比 DSM 和 STBC-DSM 拥有更好的 BER 性能。并且此时 TA-DSM 算法天线激活矩阵部分能够提供的频谱效率为

$$\frac{B_1}{N_t} = \frac{\log_2 \left( \lfloor Q^2 \rfloor_{2'} \right)}{N_t} = \frac{\log_2 \left( \left( \left( \frac{N_t}{2} \right)! \right)^2 \right)}{N_t} = \frac{1}{2}, \quad \text{而}$$

STBC-DSM 算法在天线激活矩阵部分能够提供的频谱效率为  $\frac{1}{N_t} \log_2 \left( \lfloor \frac{N_t}{2} \rfloor_{2'} \right) = \frac{1}{4}$ , 可知 TA-DSM 算法能够比 STBC-DSM 算法多提供 0.25bit/s/Hz 的频谱效率。

所以在频谱效率相同的情况下, TA-DSM 的调制阶数更低, 因此可以拥有比 STBC-DSM 更好的 BER 性能, 但是此时 TA-DSM 的频谱效率只提升了 0.25 bit/s/Hz, 所以性能提升不大。

图 4 和图 5 给出了发射天线数  $N_t = 6$  时, TA-DSM 和 STBC-DSM 算法的 BER 性能曲线。从图 4 可看出, 在频谱效率为 1.33 bits/s/Hz 的情况下,  $N_r = 2$  时, 相比 STBC-DSM 算法, TA-DSM 算法获得了约 4 dB 的性能增益, 并且 TA-DSM 使用 ML 解码和低复杂度解码的仿真结果表明, 本文提出的低复杂度解码算法的性能与 ML 解码算法的性能相同;  $N_r = 4$  时, TA-DSM 算法比 STBC-DSM 算法获得了约 3.5 dB 的性能增益。从图 5 可看出, 在频谱效率为 2 bits/s/Hz 的情况下,  $N_r = 2$  时, TA-DSM 算

法比 STBC-DSM 算法获得了约 1.5 dB 的性能增益;  $N_r = 4$  时, TA-DSM 算法比 STBC-DSM 算法获得了约 1.2 dB 的性能增益。

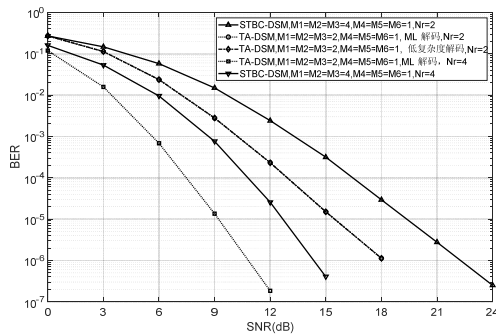


图 4  $N_t = 6$  的情况下, 频谱效率为 1.33 bits/s/Hz 时 TA-DSM 与 STBC-DSM 的 BER 性能

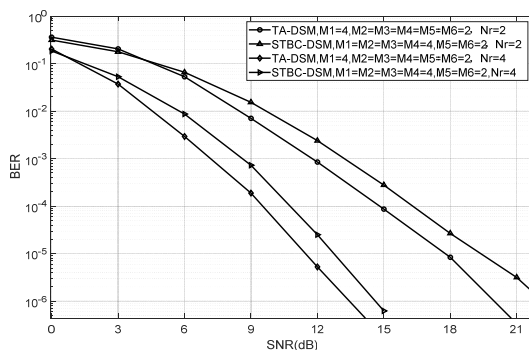


图 5  $N_t = 6$  的情况下, 频谱效率为 2 bits/s/Hz 时 TA-DSM 与 STBC-DSM 的 BER 性能

图 6 给出了发射天线数  $N_t = 8$ , 频谱效率为 1.25 bits/s/Hz 时, TA-DSM 和 STBC-DSM 算法的 BER 性能曲线。可以看出,  $N_r = 2$  时, TA-DSM 算法比 STBC-DSM 算法获得了约 2 dB 的性能增益;  $N_r = 4$  时, TA-DSM 算法比 STBC-DSM 算法获得了约 1.8 dB 的性能增益。

在  $N_t = 6$  和  $N_t = 8$  时, 相比 STBC-DSM 算法, 可以计算出 TA-DSM 算法能够分别多提供 0.5bit/s/Hz 和 0.625bit/s/Hz 的频谱效率。因此, 图 5 和图 6 中 TA-DSM 算法能够比 STBC-DSM 算法提供更好的性能。并且与图 4 相比, 图 5 和图 6 的频谱效率提升更加明显, 因此性能增益较大。

从图 4 到图 6 中, TA-DSM 算法和 STBC-DSM 算法之间存在 BER 性能差异是因为 TA-DSM 算法可以独立地选择两个天线激活矩阵, 而 STBC-DSM 算法只能选择一个天线激活矩阵。因此, TA-DSM 算法可以在调制阶数更低的情况下获得与 STBC-DSM 算法一致的频谱效率。

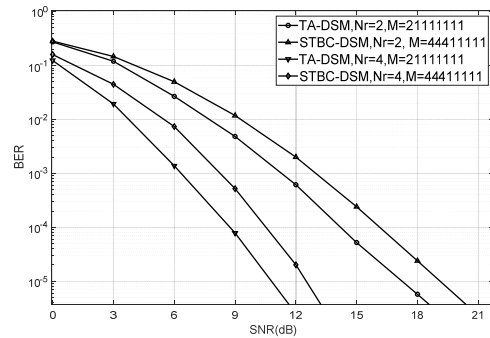


图 6  $N_t = 8$  的情况下, 频谱效率为 1.25 bits/s/Hz 时, TA-DSM 与 STBC-DSM 的 BER 性能

## 6 结论

本文提出了一种能够获得发射分集的 DSM 传输算法, 简称为 TA-DSM 算法。因为该算法将所有的  $N_t$  根发射天线分为了两组, 并且每组独立选择天线激活矩阵, 因此能够获得比现有的 STBC-DSM 算法更高的频谱效率。同时, 本文系统地提出了一种设计天线激活矩阵的简单方法。除此之外, 该算法可以在不加任何参数优化的前提下获得二阶发射分集。仿真结果表明, 所提出的 TA-DSM 算法比现有的 STBC-DSM 算法具有更好的误码性能。需要说明的是, TA-DSM 算法在每个时隙的激活天线都不相同并且在 1 到  $N_t$  之间变化, 这说明 TA-DSM 算法所获得的更高的频谱效率和更好的 BER 性能是以更多的激活天线为代价的。

## 参考文献:

- [1] LI Qinghua, LI Guangjin, LEE W, et al. MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview [J]. IEEE Communications Magazine, 2010, 48(5): 86-92.
- [2] LOYKA S, TSOULOS G. Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach [J]. IEEE Communications Letters, 2002, 6(1): 19-21.
- [3] CHEN H H, YEH Y C, GUIZANI M, et al. Space-time complementary coding MIMO with joint spatial diversity and multiplex capability [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(8): 2950-2956.
- [4] MESLEH R, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [5] YAWGENG A, YU Shihong. Space modulation on wireless fading channels [C]// IEEE 54th Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 1668-1671.
- [6] MESLEH R, HAAS H, AHN C W, et al. Spatial modulation - a new low complexity spectral efficiency enhancing technique [C]//2006 First International Conference on Communications and Networking in China. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 1-5.
- [7] 门宏志, 刘文龙, 王楠, 等. 空间调制系统低复杂度的天线选择算法 [J]. 电子学报, 2016, 44(6): 1322-1327. MEN Hongzhi, LIU Wenlong, WANG Nan, et al. Low-complexity antenna selection algorithms for spatial modulation systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2016,

- 44(6): 1322-1327.
- [8] YOUNIS A, SERAFIMOVSKI N, MESLEH R, et al. Generalised spatial modulation [C]//2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 1498-1502.
- [9] 陈诚, 王磊, 李晓峰. 采用星座旋转的高速率空时分组码空间调制算法 [J]. 西安交通大学学报, 2014, 48(12): 113-119.  
CHEN Cheng, WANG Lei, LI Xiaofeng. A high rate space-time block coding spatial modulation algorithm using constellation rotation [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2014, 48(12): 113-119.
- [10] 李云凤, 王磊, 王志成. 采用幅度相移键控调制的分层空间调制算法 [J]. 西安交通大学学报, 2018, 52(8): 117-123.  
LI Yunfeng, WANG Lei, WANG Zhicheng. A layered spatial modulation algorithm based on amplitude/phase-shift keying [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2018, 52(8): 117-123.
- [11] 曹鑫, 王磊, 邵彦彰. 采用 Alamouti 码构造的正交空间调制及低复杂度解码算法 [J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(6): 69-76.  
CAO Xin, WANG Lei, SHAO Yanzhang. A decoding algorithm with quadrature spatial modulation and low-complexity using alamouti code [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(6): 69-76.
- [12] SHAO Y Z, WANG L, CAO X. On the performance of space-time block coded spatial modulation transmission for full-duplex relay networks[J]. IEEE Access, 2019, 7: 180976- 180985.
- [13] BIAN Y Y, CHENG X, WEN M W, et al. Differential spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(7): 3262-3268.
- [14] MESLEH R, ALTHUNIBAT S, YOUNIS A. Differential quadrature spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(9): 3810-3817.
- [15] ZHANG W L, YIN Q Y, 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] HELMY A G, RENZO M D, AL-DHAHIR N. Differential spatially modulated space-time block codes with temporal permutations [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(8): 7548-7552.
- [17] ISHIKAWA N, SUGIURA S. Unified differential spatial modulation [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(4): 337-340.
- [18] 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, 2017, 66(1): 385-394.
- [19] XIAO L X, XIAO Y, YANG P, et al. Space-time block coded differential spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(10): 8821-8834.
- [20] NASSAJI E, AHMADI ALMASI M, FARDAD M. Low-complexity decoder based on conditional ML for QOSTBC [J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(8): 1548-1551.

(编辑 杜秀杰 刘杨)