

# 一种基于高阶累积量的正交空时分组码盲识别方法

闫文君<sup>1</sup>, 张立民<sup>2</sup>, 凌青<sup>1</sup>, 孔东明<sup>3</sup>

(1. 海军航空工程学院电子信息工程系, 山东烟台 264001; 2. 海军航空工程学院融合所, 山东烟台 264001; 3. 海军装备部, 山西太原 030027)

**摘要:** 针对全盲条件下正交空时分组码(OSTBC)的正交性识别问题, 提出一种基于高阶累积量的 OSTBC 识别方法. 通过对接收信号白化, 在不需要信道估计的情况下, 消除信道对识别结果的干扰, 既减少了算法复杂度, 又提高了低信噪比条件下 OSTBC 的识别概率; 考虑实际系统中噪声对识别结果的影响, 利用高阶累积量(阶数大于 2)的去噪声特性, 消除噪声对于 STBC 正交特性识别的影响; 分析了两种四阶累积量的 OSTBC 识别特性, 选取了适用于 OSTBC 识别的四阶累积量作为特征参数. 仿真结果表明, 所提出方法对于 OSTBC 识别问题区分性能较好.

**关键词:** 空时分组码; 高阶累积量; 信号识别

**中图分类号:** TN911.7

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2016)05-1258-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.05.036

## A Method for Blind Recognition of Orthogonal Space-Time Block Coding (STBC) Using Higher-Order Cumulants

YAN Wen-jun<sup>1</sup>, ZHANG Li-min<sup>2</sup>, LING Qing<sup>1</sup>, KONG Dong-ming<sup>3</sup>

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China;

2. Institute of Information Fusion, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China;

3. Equipment Department of the Navy, Taiyuan, Shanxi 030027, China)

**Abstract:** A simple method, based on higher-order cumulants, is proposed for the recognition of Orthogonal Space-time Block Code (STBC). Considering the impact of channel, we propose a method of signals whitening without estimating the channel state information. This method eliminates the channel interference for the recognition. It not only reduces the complexity of the algorithm, but also improves recognition probability ratio of Orthogonal STBC in low SNR. We use higher-order cumulants (of order greater than 2) to eliminate the impact of noise. We analyze the two fourth-order cumulants, and select the more suitable fourth-order cumulants as Characteristic parameters for the recognition. Simulation results show that the proposed method for blind recognition of Orthogonal STBC has good performance.

**Key words:** space-time block code (STBC); higher-order cumulants; signal classification

## 1 引言

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 系统是下一代无线通信系统中的关键技术. 其中, 空时分组码 (ST-BC) 的盲识别问题受到越来越多的关注. 从 1998 年 Alamouti 提出空时编码以来<sup>[1]</sup>, 对正交空时分组码 (OSTBC)<sup>[2]</sup> 和准正交空时分组码 (QOSTBC)<sup>[3]</sup> 的问题研究较为广泛. 较早的 OSTBC 识别和估计问题都需要知道信道信息, 在全盲条件下对 OSTBC 问题的研究, 主要有子空间算法<sup>[4,5]</sup> 和二阶统计模型算法<sup>[6]</sup>. 2008 年以来, Young 和 Mohamed Mare 等采用高阶循环累积模型

识别 Alamouti 码<sup>[7,8]</sup>; Vincent Choqueuse 等人相继基于二阶统计量, 利用空时分组码的冗余性和相关性进行 OSTBC 识别<sup>[9-11]</sup>, 取得了不错的进展. 上述算法均是在假定空时分组码模型为 OSTBC 的前提下进行的, 而空时分组码的正交性的识别作为一个重要问题, 还极少有人研究.

在 STBC 识别问题上, 国内外对于高阶累积量算法<sup>[12,13]</sup> 和 STBC 正交性的识别问题<sup>[14,15]</sup> 的研究较少, 文献[12] 基于四阶累积量对 STBC 进行识别的算法考虑的是没有信道的理想模型; 文献[13] 的算法考虑了信道对于 STBC 识别的影响, 在识别过程中, 采用 MMSE

准则的基于导频的信道估计方法预先估计出信道矩阵,再基于四阶累积量进行 STBC 识别. 文献[14]和[15]是仅有的两篇研究空时分组码正交特性识别的文章,文献[14]采用 FastICA 的方法估计信道信息,研究了实 STBC 的正交性识别方法,没有考虑复信号的情况;文献[15]的识别算法考虑了信道对于识别问题的影响,采用恒模算法进行信道估计,进而进行 STBC 正交性的识别. 但在低信噪比条件下,信道估计<sup>[13-15]</sup>产生的误差对于 STBC 正交性识别结果影响较大.

在全盲条件下对复正交空时分组码进行识别,必须考虑信道和噪声对估计结果的影响. 本文利用高阶累积量的去噪特性消除噪声,并提出一种接收信号处理方法,在不估计信道情况下对 STBC 进行正交特性识别.

本文中,  $[\ ]^T$  表示转置,  $[\ ]^H$  表示共轭转置,  $[\ ]^*$  表示共轭.

## 2 高阶累积量

### 2.1 随机信号的高阶累积量

对于采样信号组数为  $l$ , 维数为  $n$  的复随机向量  $X_n$ , 其零时延二阶矩可定义为以下两种形式<sup>[16]</sup>:

$$m_{20}(0) = \lim_{l \rightarrow \infty} \frac{1}{l} \sum_{n=0}^{l-1} X_n X_n^T \quad (1)$$

$$m_{21}(0) = \lim_{l \rightarrow \infty} \frac{1}{l} \sum_{n=0}^{l-1} X_n X_n^H \quad (2)$$

零时延四阶矩可表示为:

$$m_{40}(0) = \lim_{l \rightarrow \infty} \frac{1}{l} \sum_{n=0}^{l-1} X_n X_n^T X_n X_n^T \quad (3)$$

$$m_{42}(0) = \lim_{l \rightarrow \infty} \frac{1}{l} \sum_{n=0}^{l-1} X_n X_n^H X_n X_n^H \quad (4)$$

相应的四阶累积量可表示为<sup>[17]</sup>:

$$c_{40} = \text{cum}(X, X, X, X) = m_{40}(0, 0, 0) - 3m_{20}^2(0) \quad (5)$$

$$c_{42} = \text{cum}(X, X, X^H, X^H) \\ = m_{42}(0, 0, 0) - \text{tr}(m_{21}(0))m_{21}(0) - m_{21}^2(0) \\ - m_{20}(0)m_{20}^H(0) \quad (6)$$

其中,  $\text{tr}(\ast)$  表示矩阵的迹. 本文中, 无噪声接收信号的高阶矩和高阶累积量分别定义为  $m_{\alpha\alpha}$  和  $c_{\alpha\alpha}$ , 如  $m_{40}$ ; 有噪声接收信号的高阶矩和高阶累积量分别定义为  $m_{\alpha\alpha}$  和  $c_{\alpha\alpha}$ , 如  $m_{40}$ .

### 2.2 零均值高斯信号的高阶累积量

对于连续的随机变量  $x$ , 其第一特征函数(矩函数)为  $\varphi(w)$ , 第二特征函数(累积量函数)为  $\psi(w)$ , 其  $k$  阶矩可表示为<sup>[18]</sup>:

$$m_k = (-j)^k \varphi^{(k)}(0) \quad (7)$$

其  $k$  阶累积量可表示为

$$c_k = (-j)^k \psi^{(k)}(0) \quad (8)$$

对于任意零均值高斯随机变量  $x \sim N(\mu, \sigma^2)$ ,  $\mu = 0, \sigma > 0$ , 其矩函数为:

$$\psi_x(w) = e^{-\frac{w^2}{2}} \quad (9)$$

其累积量函数为:

$$\psi_x(w) = \ln \varphi_x(w) = -\frac{1}{2}w^2\sigma^2 \quad (10)$$

由公式(7)~(10)可得, 零均值高斯随机变量的其  $k$  阶矩可表示为:

$$m_k = \begin{cases} 0, & k \text{ 为奇数} \\ (k-1)! \sigma^k, & k \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (11)$$

其  $k$  阶累积量可表示为:

$$\begin{cases} c_1 = 0, & k = 1 \\ c_2 = \sigma^2, & k = 2 \\ c_k = 0, & k \geq 3 \end{cases} \quad (12)$$

综上所述, 零均值的高斯信号的高阶累积量(阶数大于 2)等于零, 而偶次阶的高阶矩不为零. 因此高阶累积量比高阶矩更适合作为随机信号的高阶统计分析工具, 信号的高阶统计分析和处理本质上就是非高斯信号的分析 and 处理<sup>[19]</sup>. 在进行正交空时分组的盲识别时, 采用四阶累积量作为统计分析工具, 高斯白噪声的四阶累积量近似为零, 通过观测接受信号的四阶累积量基本可以忽略噪声对于观测值的影响.

## 3 信号模型和假设条件

### 3.1 传输信号模型

考虑具有  $n_t$  个发射天线的空时分组码, 待发射符号个数为  $n$ ,  $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T$  为发射信号,  $s_i$  为其中第  $i$  个符号, 各符号独立分布, 发射一组空时分组码所需时间间隔为  $L$ , 空时分组编码矩阵维数为  $n_t \times L$ . 取长度为  $2n$  的序列  $\tilde{\mathbf{S}} = [\text{Re}(\mathbf{S}^T), \text{Im}(\mathbf{S}^T)]^T$  将  $\mathbf{S}$  的实部和虚部同时表示在一个列向量中, 那么发射端的  $n_t \times L$  维矩阵可以表示为<sup>[10]</sup>:

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = [\mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{S}}, \mathbf{A}_L \tilde{\mathbf{S}}] \quad (13)$$

其中  $n_t \times 2n$  维矩阵  $\mathbf{A}_i$  ( $0 < i \leq L$ ) 表示发射端的编码矩阵.

本文假定传输信号为经过正交相移键控(QPSK)的独立同分布信号, 则传输信号  $s$  的实部和虚部满足:

$$E[\text{Re}(s)^2] = E[\text{Im}(s)^2] = \frac{1}{2}E[s^2].$$

### 3.2 接收信号模型

假定接收端具有  $n_r$  个接收天线,  $n_r \times n_t$  维矩阵  $\mathbf{H}$  为准静态平坦衰落信道, 且  $n_r > n_t$ , 即信道矩阵为列满秩矩阵, 噪声为加性噪声且与发射信号相互独立, 则第  $k$  个时刻接收到的  $n_r \times L$  维 STBC 矩阵  $\mathbf{Y}_k$  可表示为<sup>[10]</sup>:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}\mathbf{C}(\mathbf{S}) + \mathbf{B}_k \quad (14)$$

其中  $n_r \times L$  维矩阵  $\mathbf{B}_k = [\mathbf{b}(1), \dots, \mathbf{b}(L)]$  为均值为 0, 方差为  $\sigma^2$  的复高斯噪声矩阵,  $\mathbf{b}(i)$  为  $n_r$  维列向量. 则存在:  $E[\mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_r}$ .

### 3.3 接收信号白化处理

假定  $n_r \times n_r$  维矩阵  $\mathbf{R}$  为无噪声接收信号  $\mathbf{HC}(\mathbf{S})$  的协方差矩阵, 即  $\mathbf{R} = E[\mathbf{Y}_k \mathbf{Y}_k^H - L\sigma^2 \mathbf{I}_{n_r}]$ , 则:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}E[\mathbf{C}(\mathbf{S})\mathbf{C}(\mathbf{S})^H]\mathbf{H}^H = \mathbf{LHH}^H \quad (15)$$

由于信道矩阵  $\mathbf{H}$  为列满秩矩阵, 对称阵  $\mathbf{R}$  的秩为  $n_r$ , 因此可对矩阵  $\mathbf{R}$  进行对角化:  $\mathbf{R} = \mathbf{UAU}^H$ , 其中,  $\mathbf{U}$  为  $n_r \times n_r$  维矩阵, 满足  $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}_{n_r}$ ,  $\mathbf{A}$  为  $n_r \times n_r$  维对角矩阵, 由公式(15), 信道  $\mathbf{H}$  可表示为:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{L}} \mathbf{UA}^\dagger \mathbf{W}^H \quad (16)$$

其中  $\mathbf{W}^H$  为  $n_r \times n_r$  维满秩酉矩阵. 第  $k$  个时刻接收信号模型可以表示为:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \mathbf{W}^H \mathbf{C}(\mathbf{S}) + \sqrt{L} \mathbf{A}^\dagger \mathbf{U}^H \mathbf{B}_k \quad (17)$$

接收信号的白化处理, 本质上是将普通信道矩阵  $\mathbf{H}$ , 转换为满秩酉矩阵  $\mathbf{W}^H$ . 由于采用了高阶累积量对接收信号进行处理, 可以忽略噪声对于高阶累积量的影响; 又由于  $\mathbf{C}(\mathbf{S})$  矩阵为正交阵, 其高阶累积量为对角阵; 因此, 将信道矩阵转换为满秩酉矩阵后, 接收信号的四阶累积量也会呈现对角特性, 这个特性将在章节 4.1 进行推导.

## 4 高阶累积量特征参数分析

### 4.1 无噪声接收信号的高阶累积量

对无噪声接收信号的变换形式  $\mathbf{W}^H \mathbf{C}(\mathbf{S})$  计算各阶累积量. 第  $k$  个时刻接收到的  $n_r \times 1$  维无噪声信号为:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{W}^H \mathbf{C}_u(\mathbf{S}_v) = \mathbf{W}^H \mathbf{A}_u \mathbf{S}_v \quad (18)$$

其中,  $u = k \bmod L, v = [k/L] \pmod{\cdot}$  (mod 表示求余,  $[\ ]$  表示取整). 假设共发射了  $m$  组空时编码信号, 则总的发射时间间隔数为  $l = mL, 0 \leq k < l$ . 由公式(1)得:

$$\mathbf{m}_{20 \times}(0) = \frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T = \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^T \mathbf{A}_j^T \mathbf{W}^* \quad (19)$$

由文献[10],  $E[\mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^T] = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{2n}$ , 所以:

$$\mathbf{m}_{20 \times}(0) = \frac{1}{2L} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{A}_j^T \mathbf{W}^* \quad (20)$$

对于 OSTBC,  $E[\mathbf{A}_j \mathbf{A}_j^T] = \mathbf{0I}_{n_r} \Rightarrow \mathbf{m}_{20} = \mathbf{0I}_{n_r}$  同理, 由公式(2)得:

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{21 \times}(0) &= \frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H \\ &= \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{A}_j^H \mathbf{W} \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2L} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{A}_j^H \mathbf{W} = \beta \mathbf{I}_{n_r} \quad (21)$$

其中  $\beta$  为常数. 无噪声接收信号的四阶矩为:

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{42 \times}(0) &= \frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H \\ &= \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{A}_j^H \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{A}_j^H \mathbf{W} \\ &= \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{A}_j^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{A}_j^H \mathbf{W} \end{aligned} \quad (22)$$

$\mathbf{S}_i^H \mathbf{A}_j^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i$  为一个常数, 设为  $\alpha$ , 则公式(22)可表示为:

$$\mathbf{m}_{42 \times} = \frac{\alpha}{l} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^H \mathbf{A}_j^H \mathbf{W} = \alpha \mathbf{m}_{21 \times}(0) = \rho \mathbf{I}_{n_r} \quad (23)$$

其中  $\rho$  为常数. 由公式(6)、(20)、(21)和(23), 四阶累积量  $\mathbf{c}_{42 \times} = \mathbf{m}_{42 \times} - 2\mathbf{m}_{21 \times}^2 - |\mathbf{m}_{20 \times}|^2 = c \mathbf{I}_{n_r}$ , 其中  $c$  为常数,  $\mathbf{c}_{42 \times}$  为对角线元素相同的对角阵. 由 2.2 节的结论, 接收信号的四阶累积量可以忽略噪声的影响, 因此若发射信号为 OSTBC, 有噪声接收信号的四阶累积量  $\mathbf{c}_{42}$  为对角线元素相同的对角阵.

### 4.2 特征参数选取

本文采用  $\mathbf{c}_{42}$  作为特征参数, 而不采用最常见的四阶累积量  $\mathbf{c}_{40}$  作为特征参数, 是由于在信道未知的情况下, 接收信号的四阶累积量  $\mathbf{c}_{40}$  没有规律.

对于无噪声接收信号四阶累积量  $\mathbf{c}_{40 \times}$ , 根据公式(5),  $\mathbf{c}_{40 \times}$  与  $\mathbf{m}_{20 \times}$  和  $\mathbf{m}_{40 \times}$  两个参数相关. 对于 OSTBC, 由公式(20),  $\mathbf{m}_{20 \times}(0)$ ; 对于  $\mathbf{m}_{40 \times}$

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_{40 \times}(0) &= \frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T \\ &= \frac{1}{l} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{L-1} \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^T \mathbf{A}_j^T \mathbf{W}^* \mathbf{W}^H \mathbf{A}_j \mathbf{S}_i \mathbf{S}_i^T \mathbf{A}_j^T \mathbf{W}^* \end{aligned} \quad (24)$$

此公式的结果是不可预料的, 即  $\mathbf{c}_{40}$  的结果不能预料, 因此不能采用  $\mathbf{c}_{40}$  作为特征参数.

为验证  $\mathbf{c}_{42}$  作为特征参数的合理性, 在 5.3 节中将举例进行说明该特征值的选取优势.

### 4.3 算法流程

本文提出的基于高阶累积量的 STBC 正交性识别算法在不同信噪比条件下经历以下步骤:

- (1) 采样, 初始化数据;
- (2) 计算  $\mathbf{R}$  矩阵;
- (3) 计算特征值分解公式:  $\mathbf{R} = \mathbf{UAU}^H$ ;
- (4) 根据式(16), 求取白化参数  $\mathbf{W}^H$ ;
- (5) 根据式(17), 求取白化后接收信号  $\tilde{\mathbf{Y}}_k$ ;
- (6) 求取接收信号  $\tilde{\mathbf{Y}}_k$  的四阶累积量  $\mathbf{c}_{42}$ , 若  $\mathbf{c}_{42}$  为对角线元素相同的对角阵, 则判定为正交空时分组码, 否

则为非正交空时分组码;

(7)重复步骤 1 ~ 步骤 6 进行蒙特卡洛仿真,计算识别概率.

本算法的算法复杂度主要包括:计算  $\mathbf{R}$  矩阵并对其进行奇异值分解的计算复杂度是  $O(mn_r^2)$ , 预白化计算复杂度是  $O(ln_r^2)$ , 求接收信号  $\tilde{\mathbf{Y}}_k$  的四阶累积量  $\mathbf{c}_{42}$  的计算复杂度是  $O(ln_r^2)$ , 判定四阶累积量  $\mathbf{c}_{42}$  是否为对角阵的算法复杂度是  $O(1)$ .

## 5 算法仿真和结果

### 5.1 选取 STBC 类型

为验证算法,取 5 种类型 STBC,其中三种 OSTBC 分别代表了不同发射天线数和不同码长的空时分组码:

(1)发射信号为 Alamouti STBC<sup>[1]</sup>,发射天线数  $n_t = 2$ ,码矩阵长度  $L = 2$ ;

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

(2)发射信号为 Ganesan OSTBC<sup>[9]</sup>,发射天线数  $n_t = 3$ ,码矩阵长度  $L = 4$ ,其码矩阵形式为:

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & s_2 & -s_3 \\ 0 & s_1 & s_3^* & s_2^* \\ -s_2^* & -s_3 & s_1^* & 0 \end{bmatrix}$$

(3)发射信号为 Tarokh OSTBC<sup>[9]</sup>,发射天线数  $n_t = 3$ ,码矩阵长度  $L = 8$ ,其码矩阵形式为:

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix}$$

发射信号为 NOSTBC1,发射天线数  $n_t = 2$ ,码矩阵长度  $L = 2$ ,其码矩阵形式为:

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = \begin{bmatrix} s_1 & 0 \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix}$$

发射信号为 NOSTBC2,发射天线数为  $n_t = 4$ ,码矩阵长度为  $L = 4$ ,其码矩阵形式为:

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & s_3^* & s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4^* & 0 \\ s_3 & -s_4 & 0 & -s_2^* \\ s_4 & 0 & -s_1^* & s_3^* \end{bmatrix}$$

### 5.2 对角矩阵判定

接收信号的四阶累积量  $\mathbf{c}_{42}$  的理论值为对角线元素相同的对角阵,该矩阵应该满足三个条件<sup>[20]</sup>:(1)对角线元素相同;(2)对角线元素不为 0;(3)不在对角线上元素都是 0.但由于信道信息和噪声干扰, $\mathbf{c}_{42}$  的仿真结果并非严格的对角线元素相同的对角阵.为满足算法

需求,特规定:

**规则 1:**主对角元素与非主对角元素能量之比较大.满足下列关系<sup>[15]</sup>:

$$r = \frac{\sum_i \delta_{ii}^2}{\sum_{i,j} \delta_{ij}^2} > \frac{100}{n_t - 1} \quad (25)$$

其中  $\delta_{ii}$  为主对角元素, $\delta_{ij}$  为非主对角元素.该能量比越大,表明  $\mathbf{c}_{42}$  主对角元素和非主对角元素差异越大,即主对角元素不为 0,对应条件 2.

**规则 2:**主对角元素方差较小,满足  $v_{diag} < 0.005$ ,主对角线元素的方差表征主对角元素间的差异,方差越小,差异越小,此规则限定了主对角元素值差别不大,近似认为满足此条件的矩阵主对角元素相同,对应条件 1.

**规则 3:**令四阶累积量矩阵  $\mathbf{c}_{42}$  的主对角元素为零,表示为  $\hat{\mathbf{c}}_{42}$ ,  $\mathbf{O}_{c_{42}}$  为与  $\hat{\mathbf{c}}_{42}$  维数相同的全零矩阵.取  $\hat{\mathbf{c}}_{42}$  和  $\mathbf{O}_{c_{42}}$  的距离  $Dist = |\hat{\mathbf{c}}_{42} - \mathbf{O}_{c_{42}}|$  表示非主对角元素大小, $Dist$  越小,表示非主对角元素值越接近于零,对应条件 3,取  $Dist < 0.01$ .

### 5.3 仿真和结果

(1)特征参数选取

为分析  $\mathbf{c}_{40}$  和  $\mathbf{c}_{42}$  作为特征参数的性能,在信噪比为 0dB 和 5dB 下,对 5.1 节中三种 OSTBC 取任意一次采样的  $\mathbf{c}_{40}$  和  $\mathbf{c}_{42}$ .接收天线数为 6,传输信号进行 QPSK 调制.仿真结果如下:

对 Alamouti STBC,0dB 下:

$$\mathbf{c}_{40} = \begin{bmatrix} -0.5275 - 0.5564i & 0.1524 - 0.2988i \\ 0.1524 - 0.2988i & -0.7970 - 0.0734i \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{c}_{42} = \begin{bmatrix} -1.0044 & -0.0046 + 0.0042i \\ -0.0046 - 0.0042i & -1.0018 \end{bmatrix}$$

5dB 下:

$$\mathbf{c}_{40} = \begin{bmatrix} -0.1576 - 0.2792i & 0.8116 + 0.3737i \\ 0.8116 + 0.3737i & 0.3174 - 0.0938i \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{c}_{42} = \begin{bmatrix} -0.9998 & 0.0002 + 0.0037i \\ 0.0002 - 0.0037i & -0.9921 \end{bmatrix}$$

对 Ganesan OSTBC,0dB 下:

$$\mathbf{c}_{40} = \begin{bmatrix} 0.4961 + 0.1394i & 0.1663 + 0.1155i & 0.1525 + 0.7948i \\ 0.1663 + 0.1155i & 0.7179 + 0.4085i & 0.0079 - 0.2368i \\ 0.1525 + 0.7948i & 0.0079 - 0.2368i & 0.6026 - 0.1344i \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{c}_{42} = \begin{bmatrix} -0.9036 & 0.0104 - 0.0051i & -0.0060 + 0.0082i \\ 0.0104 + 0.0051i & -0.8846 & 0.0122 + 0.0171i \\ -0.0060 - 0.0082i & 0.0122 - 0.0171i & -0.8968 \end{bmatrix}$$

5dB 下:

$$\mathbf{c}_{40} = \begin{bmatrix} -0.1177 - 1.0846i & -0.1957 - 0.0536i & -0.3965 - 0.0397i \\ -0.1957 - 0.0536i & -0.6231 - 0.6984i & 0.7853 - 0.2115i \\ -0.3965 - 0.0397i & 0.7853 - 0.2115i & -0.1011 - 0.8813i \end{bmatrix}$$

$$c_{42} = \begin{bmatrix} -0.8855 & -0.0132 + 0.0070i & -0.0064 + 0.0017i \\ -0.0132 - 0.0070i & -0.8805 & 0.0063 - 0.0055i \\ -0.0064 - 0.0017i & 0.0063 + 0.0055i & -0.8884 \end{bmatrix}$$

对 Tarokh OSTBC, 0dB 下:

$$c_{40} = \begin{bmatrix} -0.4065 - 0.1246i & -0.4350 + 0.2124i & 0.0496 - 0.2426i \\ -0.4350 + 0.2124i & 0.3061 - 0.2770i & 0.2292 - 0.2113i \\ 0.0496 - 0.2426i & 0.2292 - 0.2113i & -0.2556 - 0.5599i \end{bmatrix}$$

$$c_{42} = \begin{bmatrix} -1.0054 & -0.0008 + 0.0088i & 0.0056 + 0.0016i \\ -0.0008 - 0.0088i & -1.0042 & -0.0045 - 0.0048i \\ -0.0056 - 0.0016i & -0.0045 + 0.0048i & -0.9906 \end{bmatrix}$$

5dB 下:

$$c_{40} = \begin{bmatrix} 0.1591 + 0.1160i & 0.1454 - 0.0267i & 0.1000 + 0.3871i \\ 0.1454 - 0.0267i & 0.0933 - 0.3886i & -0.0193 - 0.1077i \\ 0.1000 + 0.3871i & -0.0193 - 0.1077i & -0.1900 - 0.1521i \end{bmatrix}$$

$$c_{42} = \begin{bmatrix} -1.0039 & -0.0001 + 0.00003i & -0.0015 + 0.0018i \\ -0.0001 - 0.00003i & -1.0003 & 0.0008 - 0.0029i \\ -0.0015 - 0.0018i & 0.0008 + 0.0029i & -0.9971 \end{bmatrix}$$

可以看出三种不同 STBC 的  $c_{42}$  具有明显的对角特性,  $c_{40}$  则不具有对角特性, 因此选用  $c_{42}$  作为特征参数.

(2) 不同 STBC 的识别概率

分别对五种 STBC 的传输信号进行 QPSK 调制, 在信噪比  $-15\text{dB} \sim 10\text{dB}$  下进行 1000 次蒙特卡洛仿真, 分别计算不同信噪比下不同空时分组码的识别概率, 其中信道为准静态信道, 接收天线数目均为 6, 接收到采样信号组数均为 1024 组, 仿真结果如图 1 所示. 三种 OSTBC 在信噪比为  $-5\text{dB}$  时, 四阶累积量对角率开始趋近于 1, 当信噪比大于  $-3\text{dB}$  时, 三种 OSTBC 的对角率恒定为 1; 两种 NOSTBC 的  $c_{42}$  基本全部为非对角矩阵. 说明本文提出的基于高阶累积量的 OSTBC 识别方法区分性好、稳定性高.

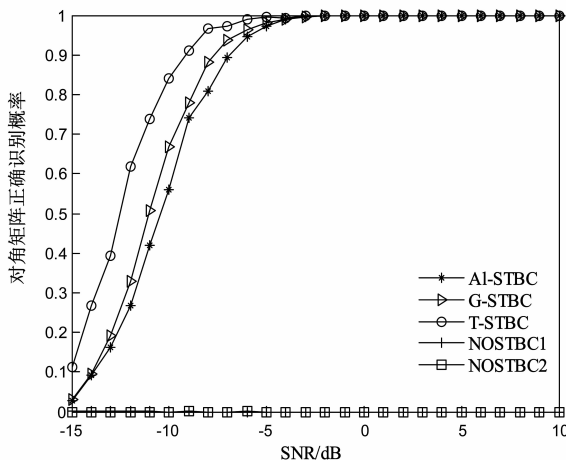


图1 不同STBC的四阶累积量为对角矩阵概率

(3) 不同采样信号数识别效果分析

采样信号数分别取 512、1024、2048 和 4096, 使用 QPSK 调制, 在信噪比为  $-15\text{dB} \sim 0\text{dB}$  下对 Alamouti ST-

BC 进行 1000 次蒙特卡洛仿真, 接收天线均为 6, 仿真结果如图 2. 随着天线采样信号数增大, 低信噪比条件下的 Alamouti STBC 识别率提高, 说明采样信号数对于 OSTBC 识别率有着较大影响, 采样信号越多越有利于识别.

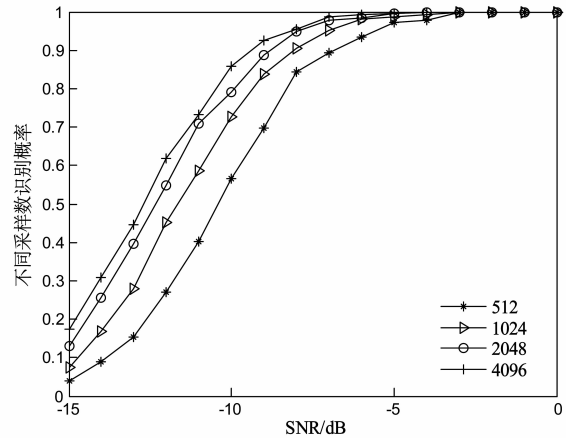


图2 不同采样数条件下, Alamouti STBC识别率

(4) 不同接收天线数目效果分析

接收天线数目分别取 2、3、4、5、6, 使用 QPSK 调制, 在信噪比为  $-15\text{dB} \sim 0\text{dB}$  下对 Alamouti STBC 进行 1000 次蒙特卡洛仿真, 采用信号组数为 1024, 仿真结果如图 3. 随着接收天线数目增多, Alamouti STBC 的正交识别概率增大. 其原因在于接收天线数目的增多本质上是采样信号呈倍数增加, 从而使得噪声对接收信号四阶累积量的影响变小.

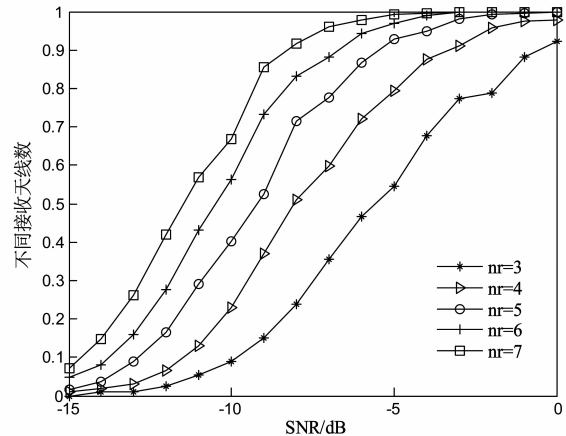


图3 不同接收天线数, Alamouti STBC识别率

(5) 不同调制方式识别效果分析

分别使用 BPSK、QPSK 和 8PSK 进行调制, 在信噪比为  $-15\text{dB} \sim 0\text{dB}$  下对 Alamouti STBC 进行 1000 次蒙特卡洛仿真, 采用信号组数为 1024, 接收天线数目为 6, 仿真结果如图 4. 可以看出本方法对不同的调制方式传输信号的识别差异不大.

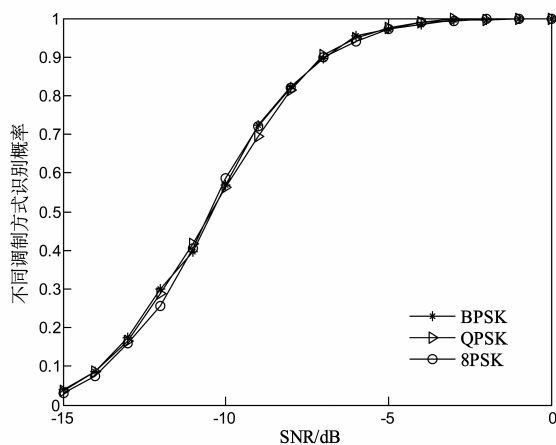


图4 不同调制方式, Alamouti STBC识别概率

### (6) 与其他识别算法性能比较

为了说明本文提出方法的区分性能,对赵算法<sup>[9]</sup>和 Choqueuse 算法<sup>[14]</sup>进行仿真和比较.使用 QPSK 调制,在信噪比为  $-10\text{dB} \sim 10\text{dB}$  的情况下对 Alamouti STBC 进行 1000 次蒙特卡洛仿真,采样信号组数为 1024,接收天线数均为 4,仿真结果如图 5.本文所提出的算法在 OSTBC 识别概率上优势突出,赵算法在  $2\text{dB}$  附近识别概率接近 1,Choqueuse 算法在  $4\text{dB}$  附近识别概率接近 1. Choqueuse 的算法主要适用于不同 STBC 的识别,并非直接用于识别 STBC 的正交性,因此其正交识别性能较弱;赵算法进行了信道估计,在低信噪比条件下,其估计的结果产生的误差不免影响到 OSTBC 的识别,因此其区分性相对较弱.

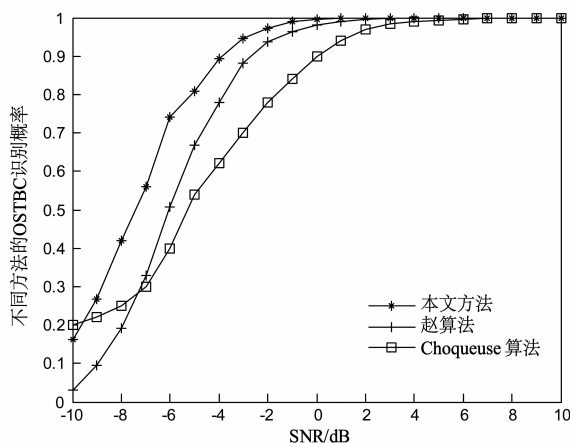


图5 不同OSTBC识别方法的识别概率分析

## 6 结束语

针对 OSTBC 识别中存在的问题,提出一种基于高阶累积量的识别算法.证明了经白化处理的接收信号的四阶累积量矩阵为对角元素相同的对角阵.在不需要信道估计的情况下,可采用四阶累积量直接对 STBC

的进行正交性识别.识别的性能会受到接收信号采样数、接受天线个数影响,但与发射信号调制方式无关.仿真结果表明,本文提出的算法与其他算法相比区分性较好.

### 参考文献

- [1] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 1998, 16(8): 1451 - 1458.
- [2] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A. Space time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 744 - 765.
- [3] Jafarkhani H. A quasi-orthogonal space-time block code[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(1): 1 - 4.
- [4] Swindlehurst A, Leus G. Blind and semi-blind equalization for generalized space-time block codes[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2489 - 2498.
- [5] 赵铮,殷勤业,张红.空时分组码系统的盲估计设计[J].电子学报, 2004, 32(4): 557 - 561.
- [6] Zhao Z, Yin Q, Zhang H. Blind channel estimation in space-time block code[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(4): 557 - 561. (in Chinese)
- [7] Via J, Santamaria I. Correlation matching approaches for blind OSTBC channel estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(12): 5950 - 5961.
- [8] Young M D, Health R, Evans B L. Using higher order cyclostationarity to identify space-time block codes[A]. IEEE Global Telecommunications Conference[C]. Piscataway, New Jersey: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2008. 3370 - 3374.
- [9] Marey M, Dobre O A, Inkol R. Second-order statistics - based blind synchronization algorithm for two receive-antenna orthogonal STBC systems[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(7): 1115 - 1118.
- [10] Choqueuse V, Yao K, Collin L. Hierarchical space-time block code recognition using correlation matrices[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(9): 3526 - 3534.
- [11] Choqueuse V, Marazin M, Collin L, G Burel. Blind recognition of linear space time block codes: a likelihood-based approach[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1290 - 1299.
- [12] Choqueuse V, Yao K, Collin L, et al. Blind recognition of linear space time block codes[A]. Proc IEEE International Conference Acoustics Speech and Signal Processing[C]. Las Vegas: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2008. 2833 - 2836.
- [12] 赵知劲,谢少萍,王海泉. OSTBC 信号累积量特征分析

- [J]. 电路与系统学报, 2013, 18(1): 150 – 155.  
Zhao Z, Xie S, Wang H. The characteristic analysis of cumulants of the OSTBC signals[J]. Journal of Circuits and Systems, 2013, 18(1): 150 – 155. (in Chinese)
- [13] 赵知劲, 谢少萍, 胡伟康, 等. 基于高阶累积量的正交空时分组码盲识别[J]. 电波科学学报, 2014, 29(3): 521 – 527.  
Zhao Z, Xie S, Hu W, et al. Blind recognition of the orthogonal space-time block code based on higher-order cumulants[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2014, 29(3): 521 – 527. (in Chinese)
- [14] 赵知劲, 陈林, 王海泉, 等. 基于独立分量分析的实正交空时分组码盲识别[J]. 通信学报, 2012, 33(11): 1 – 7.  
Zhao Z, Chen L, Wang H, et al. Blind recognition of real orthogonal STBC based on independent component analysis[J]. Journal on Communications, 2012, 33(11): 1 – 7. (in Chinese)
- [15] 赵知劲, 陈林, 沈雷, 等. 一种正交空时分组码盲识别方法[J]. 压电与声光, 2012, 34(1): 143 – 147.  
Zhao Z, Chen L, Shen L, et al. A method for blind recognition of orthogonal space-time block coding (OSTBC)[J]. Piezoelectrics & Acousto-optics, 2012, 34(1): 143 – 147. (in Chinese)
- [16] Swami A, Sadler B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(3): 416 – 429.
- [17] Tkacenko A, Vaidyanathan P P. Generalized kurtosis and applications in blind equalization of MIMO channels[A]. Record of the Thirty-Fifth Asilomar Conference, Signals, Systems and Computers[C]. Pacific Grove, California: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2011. 742 – 746.
- [18] 张贤达. 现代信号处理(第二版)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002. 264 – 274.  
Zhang X. Modern Signal Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002. 264 – 274. (in Chinese)
- [19] 张贤达. 信号分析与处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2011. 312 – 317.  
Zhang X. Signal Analysis and Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2011. 312 – 317. (in Chinese)
- [20] 同济大学应用数学系. 线性代数(第四版)[M]. 高等教育出版社, 2003. 31 – 32.  
Department of Applied Mathematics. Linear Algebra (fourth edition)[M]. Higher Education Press, 2003. 31 – 32. (in Chinese)

#### 作者简介



闫文君 男, 1986 年生于山东莱州. 海军航空工程学院电子信息工程系博士研究生, 研究方向为空时分组码检测、MIMO 技术.  
E-mail: wj\_yan@foxmail.com



张立民 男, 1966 年生于辽宁开原. 2005 年获天津大学信号与信息处理专业博士学位, 现为海军航空工程学院融合所教授, 研究方向为卫星信号处理、武器系统仿真等.