

一种单接收天线下的空时分组码识别方法

张立民^① 闫文君*^② 凌青^② 孔东明^③

^①(海军航空工程学院融合所 烟台 264001)

^②(海军航空工程学院电子信息工程系 烟台 264001)

^③(海军装备部 太原 030027)

摘要: 该文针对全盲条件下单接收天线的空时分组码(STBC)识别问题,提出一种基于四阶累积量识别方法。使用接收信号的四阶累积量作为特征参数,利用高阶累积量对零均值高斯噪声不敏感的特性,首先求取各种 STBC 的四阶累积量理论值,再对采样信号四阶累积量进行区间检测,从而实现 STBC 的识别。该算法不需要信道信息和噪声参数,仿真结果表明,该算法在单天线条件下性能较好。

关键词: 多输入多输出;单天线识别;高阶累积量;空时分组码

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)11-2621-07

DOI: 10.11999/JEIT150390

A Method for Blind Recognition of Space-time Block Coding Using Single Receive Antenna

Zhang Li-min^① Yan Wen-jun^② Ling Qing^② Kong Dong-ming^③

^①(Institute of Information Fusion, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

^②(Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

^③(Equipment Department of the Navy, Taiyuan 030027, China)

Abstract: A novel and efficient algorithm is proposed for Space-Time Block Code (STBC) classification, when a single antenna is employed at the receiver. The algorithm exploits the discriminating features provided by the forth-order cumulants of the received signals. Higher-order cumulants (of order greater than 2) are used to eliminate the impact of noise. Firstly, the theoretical value of the different STBCs is calculated, then the samples of STBCs are classified with an interval detector. It does not require estimation of the channel information and signal-to-noise ratio of the transmitted signal. Simulation results show that the proposed method for blind recognition of STBC achieves good performance.

Key words: MIMO; Single antenna classification; Higher-order cumulants; Space-Time Block Code (STBC)

1 引言

MIMO 系统以其充分利用空间资源的优势,成为下一代无线通信系统中的关键技术。空时分组码(Space-Time Block Code, STBC)作为一种基于 MIMO 系统的编码方案,其盲识别问题受到越来越多的关注。近年来,对 STBC 的盲识别问题的研究主要有两种:一是基于最大似然的方法^[1,2],二是基于特征提取的方法^[3-12]。基于最大似然的方法^[1,2]通过计算接收信号的最大似然方程来进行识别,该方法需要预先估计信道的信息和时频信息等,而且算法的计

算复杂度非常高。基于特征提取的方法利用信号的不同特征进行识别,其中基于二阶统计量的算法分别通过设定门限区分不同二阶统计特征^[3],计算相关矩阵估计值与实际值之间最小距离^[4],计算相关矩阵的诱导峰值^[5]和衡量互相关矩阵^[6]的方法进行识别,然而基于二阶统计的算法在全盲条件下,仅对部分码率较小的 STBC 识别效果较好。基于循环统计量的方法^[6-10]和基于高阶累积量的方法^[11]分别通过检测样本的循环统计量和高阶累积量来进行区分。除此之外,文献[12]提出通过 Kolmogorov-Smirnov(K-S)检测的方法识别 STBC 的方法。上述许多算法^[4-6,10,12]仅对 SM(Spatial Multiplexing)和 Alamouti STBC 进行了识别,没有分析其他常用 STBC 的性能;且上述算法^[1-12]均在多天线条件下进行讨论,甚至有算法要求接收天线数量大于发射天线数量^[1,3,4]。然

收稿日期: 2015-04-02; 改回日期: 2015-07-08; 网络出版: 2015-08-27

*通信作者: 闫文君 wj_yan@foxmail.com

基金项目: 国家自然科学基金(61102167)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61102167)

而,在实际应用中,接收端天线数目的增加会影响接收端接收功率、成本等,越少的接收天线越有利于节约资源和成本,单接收天线条件下的 STBC 盲识别是现阶段研究的重点之一^[13]。现阶段研究中,仅有一篇文献^[13]对单天线条件下的空时分组码盲识别问题进行了针对性研究,该文献采用基于离散傅里叶变换的方法对常见的 4 种空时分组码进行识别,该算法达到了识别不同空时分组码的目的,但在低信噪比下,算法识别性能较差。

本文提出一种全新的单接收天线条件下基于特征提取的 STBC 识别方法。该方法通过计算接收信号的四阶累积量并对其进行区间检测,以达到识别不同 STBC 的目的。该方法不需要预先估计信道信息和噪声信息,在低信噪比下区分性较好。

本文章节安排如下:第 2 节介绍本文用到的信号模型、假设条件和 STBC 类型;第 3 节描述高阶累积量的定义、接收信号四阶累积量理论值推导和区间检测识别方法及其阈值的确定;第 4 节针对不同采样数和不同信道参数的条件进行仿真,同时与现有 STBC 识别算法进行对比,得出结论。

2 信号模型和 STBC 选取

2.1 信号模型

考虑采用 n_t 个发射天线,1 个接收天线的线性 STBC 的系统,每组码中需要传输的符号数为 n ,传输的时间间隙数为 L ,则 STBC 码矩阵维数为 $n_t \times L$,定义为 $\mathbf{C}(\mathbf{S})$ 。定义 $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_n]$ 为待传输符号,则传输矩阵可表示为^[1]

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = [\mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{S}}, \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{S}}, \dots, \mathbf{A}_L \tilde{\mathbf{S}}] \quad (1)$$

其中, $n_t \times 2n$ 维矩阵 $\mathbf{A}_i (0 < i \leq L)$ 为发射端的编码矩阵, $\tilde{\mathbf{S}} = [\text{Re}(\mathbf{S}^T), \text{Im}(\mathbf{S}^T)]^T$ 为长度为 $2n$ 的向量, $\text{Re}(\mathbf{S}^T)$ 和 $\text{Im}(\mathbf{S}^T)$ 分别表示 \mathbf{S}^T 的实部和虚部。传输符号 s 为独立同分布。

在加性噪声干扰下,第 k 时刻接收到的符号为

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}\mathbf{C}(\mathbf{S}) + \mathbf{B}_k \quad (2)$$

其中, $\mathbf{C}(\mathbf{S}) = \mathbf{A}_u \mathbf{S}_v, u = k \bmod L, v = \lfloor k/L \rfloor, \bmod$ 表示求余, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整, $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_{n_t}]$ 为衰落信道, \mathbf{B}_k 为噪声。

2.2 假设条件

本文的识别算法在以下假设条件下进行:

假设 1 接收信号经过频率平坦 Nakagami- m 衰落信道, $m = 3$, 则有 $E[|h_i|^2] = 1$, $E[h_i^2] = i$ 和 $E[h_i^4] = -1$, 其中 $i = 1, 2, \dots, n_t$ ^[14], $E[\cdot]$ 表示取均值。

假设 2 假设噪声信号 \mathbf{B}_k 为加性复高斯白噪声,其均值为 0,方差为 σ^2 ,则存在 $E[\mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H] = \sigma^2 \mathbf{L}$,定义信噪比(SNR)计算式为 $10 \lg(n_t / \sigma^2)$ ^[15]。

假设 3 假设传输信号独立同分布^[1],且经过正

交相移键控(QPSK)调制,其平均信号能量 $E[|s|^2] = 1$,则有 $E(s^2) = E[(s^*)^2] = 0$ 以及 $E(s^4) = E[(s^*)^4] = -1$ ^[16]。

假设 4 接收信号 $\mathbf{Y} = [Y_1, Y_2, \dots, Y_{N_b}]$ 对应完整的 N_b 个发射符号,即接收信号第 1 个和最后一个符号分别对应所发射空时分组码的第 1 个和最后一个符号。

2.3 STBC 选取

不失一般性,本文对多路复用(Special Multiplexing, SM)和 3 种最常见的线性 STBC 进行区分,分别为:

(1)发射信号为 SM^[3],发射天线数 $n_t = 1$:

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = s_j, j = 1, 2, 3, \dots$$

(2)发射信号为 Alamouti STBC, 简称为 AlSTBC^[17],发射天线数 $n_t = 2$,码矩阵长度 $L = 2$,码率为 1:

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

(3)发射信号为 OSTBC3^[3],发射天线数 $n_t = 3$,码矩阵长度 $L = 4$,码率为 3/4,其码矩阵形式为

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

(4)信号为 OSTBC4^[3],发射天线数 $n_t = 3$,码矩阵长度 $L = 8$,码率为 1/2,其码矩阵形式为

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

3 算法分析

3.1 高阶累积量模型

对复平稳随机过程 $y(n)$,其零时延二阶累积量可表示为两种形式^[15]:

$$\left. \begin{aligned} c_{20} &= E[y^2(n)] \\ c_{21} &= E[y(n)y^*(n)] = E[|y(n)|^2] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其零时延四阶累积量可表示为 3 种形式:

$$\left. \begin{aligned} c_{40} &= \text{cum}(y(n), y(n), y(n), y(n)) \\ c_{41} &= \text{cum}(y(n), y(n), y(n), y^*(n)) \\ c_{42} &= \text{cum}(y(n), y(n), y^*(n), y^*(n)) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式(3)和式(4)表示的是零时延条件下的累积量。对于零均值 x, y, z, w ,四阶累积量 $\text{cum}(x, y, z, w)$ 可表示为^[18]

$$\begin{aligned} \text{cum}(x, y, z, w) &= E(xyzw) - E(xy)E(zw) \\ &\quad - E(xz)E(yw) - E(xw)E(yz) \end{aligned} \quad (5)$$

假定复平稳随机过程 $y(n)$ 的均值为零(在实际计算中, 对样本进行去均值处理, 也能得到零均值样本), N 次采样的样本二阶累积量估计值为

$$\left. \begin{aligned} \hat{c}_{20} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2(n) \\ \hat{c}_{21} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中, 带上标的 \hat{c} 表示样本的累积量的均值。同样四阶累积量估计值可表示为

$$\left. \begin{aligned} \hat{c}_{40} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^4(x) - 3\hat{c}_{20}^2 \\ \hat{c}_{41} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^3(x)y^*(x) - 3\hat{c}_{20}\hat{c}_{21} \\ \hat{c}_{42} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(x)|^4 - |\hat{c}_{20}|^2 - 2\hat{c}_{21}^2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

特别地, 零均值高斯信号的高阶累积量(阶数大于 2)等于零^[19], 零均值高斯噪声的高阶累积量 $\hat{c}_{xy,g} = 0(x > 2)$, 信号的高阶统计分析和处理本质上就是对非高斯部分的分析和处理, 观测接收信号的四阶累积量时, 可以忽略噪声对于观测值的影响^[19]。接收信号四阶累积量可表示为

$$\hat{c}_{4x,y} = \hat{c}_{4x,\text{HC}(S)} + \hat{c}_{4x,g} \approx \hat{c}_{4x,\text{HC}(S)} \quad (8)$$

其中, $\hat{c}_{4x,y}$ 为接收信号四阶累积量估计值, $\hat{c}_{4x,\text{HC}(S)}$ 为无噪声接收信号四阶累积量估计值, $\hat{c}_{4x,g}$ 为噪声信号的四阶累积量估计值。

3.2 接收信号的四阶累积量

本文选取式(4)和式(7)中四阶累积量 c_{40} 作为特征参数。不考虑噪声影响, 无噪声接收信号 $\mathbf{X}^{\text{STBC}} = \mathbf{H}\mathbf{C}(S)$, 对应的各类接收信号的表现形式为

$$\mathbf{X}^{\text{SM}} = h_0 s_1 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^{\text{AISTBC}} &= \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_0 s_1 + h_1 s_2 & -h_0 s_2^* + h_1 s_1^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^{\text{OSTBC3}} &= \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 \\ s_1 & 0 & s_2 & -s_3 \\ 0 & s_1 & s_3^* & s_2^* \\ -s_2^* & -s_3 & s_1^* & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_0 s_1 - h_2 s_2^* & h_1 s_1 - h_2 s_3 \\ h_0 s_2 + h_1 s_3^* + h_2 s_1^* & -h_0 s_3 + h_1 s_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^{\text{OSTBC4}} &= \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 \\ s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_0 s_1 + h_1 s_2 + h_2 s_3 \\ -h_0 s_2 + h_1 s_1 - h_2 s_4 \\ -h_0 s_3 + h_1 s_4 + h_2 s_1 \\ -h_0 s_4 - h_1 s_3 + h_2 s_2 \\ h_0 s_1^* + h_1 s_2^* + h_2 s_3^* \\ -h_0 s_2^* + h_1 s_1^* - h_2 s_4^* \\ -h_0 s_3^* + h_1 s_4^* + h_2 s_1^* \\ -h_0 s_4^* - h_1 s_3^* + h_2 s_2^* \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (12)$$

各接收信号的四阶累积量为

$$\begin{aligned} c_{40}^{\text{SM}} &= E(\mathbf{X}^{\text{SM}} \mathbf{X}^{\text{SM}} \mathbf{X}^{\text{SM}} \mathbf{X}^{\text{SM}}) - 3E(\mathbf{X}^{\text{SM}} \mathbf{X}^{\text{SM}}) \\ &= E[h_0^4 s_1^4 - 3h_0^2 s_1^2] = E[h^4 s^4 - 3h^2 s^2] = 1 \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} c_{40}^{\text{AISTBC}} &= E(\mathbf{X}^{\text{Al}} \mathbf{X}^{\text{Al}} \mathbf{X}^{\text{Al}} \mathbf{X}^{\text{Al}}) - 3E(\mathbf{X}^{\text{Al}} \mathbf{X}^{\text{Al}}) \\ &= \frac{1}{2} E \left[(h_0 s_1 + h_1 s_2)^4 + (-h_0 s_2^* + h_1 s_1^*)^4 \right. \\ &\quad \left. - 3(h_0 s_1 + h_1 s_2)^2 - 3(-h_0 s_2^* + h_1 s_1^*)^2 \right] \\ &= \frac{1}{2} E \left[h_0^4 s_1^4 + h_1^4 s_2^4 + 6h_0^2 h_1^2 s_1^2 s_2^2 + h_0^4 (s_2^*)^4 \right. \\ &\quad \left. + h_1^4 (s_1^*)^4 + 6h_0^2 h_1^2 (s_1^*)^2 (s_2^*)^2 - 3h_0^2 s_1^2 \right. \\ &\quad \left. - 3h_1^2 s_2^2 - 3h_0^2 (s_2^*)^2 - 3h_1^2 (s_1^*)^2 \right] \\ &= 2E[h^4 s^4] = 2 \end{aligned} \quad (14)$$

OSTBC3 和 OSTBC4 的推导过程较长, 在此不做详细推导。与 AISTBC 推导过程类似, OSTBC3 的四阶累积量和 OSTBC4 的四阶累积量分别为

$$\begin{aligned} c_{40}^{\text{OSTBC3}} &= E(\mathbf{X}^{\text{OSTBC3}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC3}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC3}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC3}}) \\ &\quad - 3E(\mathbf{X}^{\text{OSTBC3}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC3}}) \\ &= \frac{1}{4} E \left[(h_0 s_1 - h_2 s_2^*)^4 + (h_1 s_1 - h_2 s_3)^4 \right. \\ &\quad \left. + (h_0 s_2 + h_1 s_3^* + h_2 s_1^*)^4 + (-h_0 s_3 + h_1 s_2^*)^4 \right. \\ &\quad \left. - 3(h_0 s_1 - h_2 s_2^*)^2 - 3(h_1 s_1 - h_2 s_3)^2 \right. \\ &\quad \left. - 3(h_0 s_2 + h_1 s_3^* + h_2 s_1^*)^2 - 3(-h_0 s_3 + h_1 s_2^*)^2 \right] \\ &= \frac{1}{4} E[9h^4 s^4] = 2.25 \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
c_{40}^{\text{OSTBC4}} &= E(\mathbf{X}^{\text{OSTBC4}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC4}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC4}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC4}}) \\
&\quad - 3E(\mathbf{X}^{\text{OSTBC4}} \mathbf{X}^{\text{OSTBC4}}) \\
&= \frac{1}{8} E \left[(h_0 s_1 + h_1 s_2 + h_2 s_3)^4 \right. \\
&\quad + (-h_0 s_2 + h_1 s_1 - h_2 s_4)^4 \\
&\quad + (-h_0 s_3 + h_1 s_4 + h_2 s_1)^4 \\
&\quad + (-h_0 s_4 - h_1 s_3 + h_2 s_2)^4 \\
&\quad + (h_0 s_1^* + h_1 s_2^* + h_2 s_3^*)^4 \\
&\quad + (-h_0 s_2^* + h_1 s_1^* - h_2 s_4^*)^4 \\
&\quad + (-h_0 s_3^* + h_1 s_4^* + h_2 s_1^*)^4 \\
&\quad + (-h_0 s_4^* - h_1 s_3^* + h_2 s_2^*)^4 \\
&\quad - 3(h_0 s_1 + h_1 s_2 + h_2 s_3)^2 \\
&\quad - 3(-h_0 s_2 + h_1 s_1 - h_2 s_4)^2 \\
&\quad - 3(-h_0 s_3 + h_1 s_4 + h_2 s_1)^2 \\
&\quad - 3(-h_0 s_4 - h_1 s_3 + h_2 s_2)^2 \\
&\quad - 3(h_0 s_1^* + h_1 s_2^* + h_2 s_3^*)^2 \\
&\quad - 3(-h_0 s_2^* + h_1 s_1^* - h_2 s_4^*)^2 \\
&\quad - 3(-h_0 s_3^* + h_1 s_4^* + h_2 s_1^*)^2 \\
&\quad \left. - 3(-h_0 s_4^* - h_1 s_3^* + h_2 s_2^*)^2 \right] \\
&= 3E[h^4 s^4] = 3 \tag{16}
\end{aligned}$$

各类 STBC 的四阶累积量理论值 c_{40} 如表 1 的第 2 列, 可以看出, c_{40} 理论值分布较分散, 可以通过 c_{40} 区分不同的 STBC. 表 1 中第 1 列为本文识别的不同 STBC, 第 2 列为根据式(4)得到的四阶累积量理论值, 3~5 列分别为四阶累积量估计值的方差. N 个样本的方差计算公式为^[15]

$$\begin{aligned}
N \text{ var}[\hat{c}_{40}] &= m_{84} - |m_{40}|^2 \\
&\approx c_{84} + 16c_{63}c_{21} + 18c_{42}^2 + 72c_{42}c_{21}^2 + 24c_{21}^4 \tag{17}
\end{aligned}$$

3.3 判决方法和判决门限取值

考虑一个静态高斯分布 S , 其均值为 μ_i , 方差为 σ_i^2 , 通过假设检验 H_i , $i = 0, 1$ 进行不同 STBC 的识别. 不失一般性, 假设 $\sigma_0^2 < \sigma_1^2$, 并假定先验概率相等, 则使得错误概率最小的似然概率检测 (Likelihood Ratio Test, LRT) 可定义为一个区间检测系统, 表示为^[20]

$$H_0 : S \in [\mu - \alpha, \mu + \alpha] \tag{18}$$

其中, $\mu := \left(\frac{\mu_0}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1}{\sigma_1^2} \right) \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2}$ 且 $\alpha^2 := \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2}$

$\left[\ln \frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2} + \frac{(\mu_1 - \mu_0)^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2} \right]$. 若 $\sigma_0^2 = \sigma_1^2$, 则可进行门限检

测: 当 $\mu_0 < \mu_1$ 时, 使得判决 $H_0 : S < \frac{\mu_0 + \mu_1}{2}$. 由表 1

可以看出, 4 类 STBC 的 $N \text{ var}(\hat{c}_{40})$ 近似相等, 可以使用上述门限检测方法. 为此, 定义四元系统 Ω_4 :

$$\Omega_4 = \{\text{SM}, \text{AlSTBC}, \text{OSTBC3}, \text{OSTBC4}\} \tag{19}$$

在给定信噪比条件下, 假定 \hat{c}_{40} 服从高斯分布, 令 μ_k 和 σ_k^2 分别表示假设 H_k 下静态高斯系统 Ω_4 的均值和方差, 由表 1 可知, $\mu_1 < \mu_2 < \mu_3 < \mu_4$, 4 种不同 STBC 的方差 $\sigma_1^2 \approx \sigma_2^2 \approx \sigma_3^2 \approx \sigma_4^2$, 假设各空时分组码的四阶累积量方差相等, 可得判决:

$$H_k : (\mu_{k-1} + \mu_k)/2 < S < (\mu_{k+1} + \mu_k)/2 \tag{20}$$

取 $\mu_0 = -\infty$, $\mu_5 = \infty$, 即得到:

$$\left. \begin{aligned}
|\hat{c}_{40}| < 1.5 &\Rightarrow \text{SM} \\
1.5 \leq |\hat{c}_{40}| < 2.125 &\Rightarrow \text{Al} \\
2.125 \leq |\hat{c}_{40}| < 2.625 &\Rightarrow \text{OSTBC3} \\
2.625 \leq |\hat{c}_{40}| &\Rightarrow \text{OSTBC4}
\end{aligned} \right\} \tag{21}$$

定义总体识别概率^[16]:

$$P_c = \frac{1}{4} \sum_{\xi \in \Omega_4} P(\xi | \xi) \tag{22}$$

$P(\xi | \xi)$ 为 1000 次蒙特卡洛仿真的识别概率, 其中 $\xi \in \Omega_4$.

表 1 不同 STBC 的 c_{40} 理论值以及在不同信噪比下样本方差估计值 (采样数 $N = 8196$)

STBC	c_{40}	$N \text{ var}(\hat{c}_{40})$		
		0 dB	5 dB	10 dB
SM	1.00	0.1225	0.0128	0.0030
AlSTBC	2.00	0.1430	0.0828	0.0762
OSTBC3	2.25	0.2327	0.1950	0.1843
OSTBC4	3.00	0.8114	0.7126	0.4106

4 仿真和结果

本节通过计算机仿真对算法有效性进行验证. 仿真中无特殊说明, 噪声均为高斯白噪声, 调制方式为 QPSK 调制. 仿真使用蒙特卡洛仿真, 蒙特卡洛次数均为 1000 次.

仿真 1 接收信号四阶累积量均值变化分析

仿真过程: 为准确观察样本四阶累积量的变化, 在该仿真中, 取较大数量的样本进行观测, 以便与表 1 中理论值作比较, 令采样数量 $N = 20480$. 仿真中 Nakagami- m 衰落信道 $m = 3$. 如图 1 所示, 纵坐标表示 4 种空时分组码的四阶累积量的绝对值. 在样本足够大 ($N = 20480$) 的条件下, 4 种空时分组码样本的四阶累积量值绝对值分别趋于 4 个稳

态值：{1.00,2.00,2.25,3.00}，这与推导的理论值相同，说明该算法具有一定的可行性。

仿真 2 识别概率与采样数关系分析

仿真过程：图 2 为不同信噪比下，采样数不同识别概率的分布情况，其中仿真的信道为 Nakagami- m 衰落信道， $m = 3$ 。样本采样数分别为 2048, 4096 和 8192。随着采样数 N 的增加，识别概率也相应增加。说明大量的采样样本有利于发挥高阶累积量的优势，不仅抑制了噪声特性，同时提高了高阶累积量作为特征参数的性能。由图 2 可以看出，算法在样本采样数 $N > 8192$ 时，算法识别概率可达到 0.98，因此，样本选取时，样本数应取 $N > 8192$ ，以保证识别概率近似为 1。

仿真 3 识别概率与 Nakagami- m 信道参数 m 的关系

仿真过程：样本采样数 $N = 8192$ ，信道为 Nakagami- m 衰落信道， $m = 1, 3, 5, 10$ 。如图 3 所示，随着 m 的增大，识别概率也随之增大。例如在 5 dB 位置，当 m 值增加时，识别概率分别为 0.25, 0.96, 0.97 和 0.99。这是由于较小的 m 值导致信道参数的方差较大，从而导致接收信号的四阶累积量方差变大，从而不易识别。同时可得到本算法适用于 $m \geq 3$ 的信道环境的结论。

仿真 4 识别概率与调制方式的关系

2.2 节中假设条件 3，假设符号是经过 QPSK 调制的，本节讨论本文识别方法在其他线性调制方式下的适应性。考虑 4 种调制方式 QPSK, 8PSK, 16QAM 和 64QAM，本文不考虑 BPSK 是由于 BPSK 调制的是实数信号，而本文研究的是复信号，

实际上，BPSK 调制方式同样适用于本文算法。4 种调制方式下符号的统计特性如表 2 所示。

在 4 种调制方式下，输入信号的统计特性不同，这就要求在识别前预先估计信号的调制方式^[5,21]。QPSK 调制方式下识别不再赘述。当调制方式为 8PSK 时，4 种空时分组码的四阶累积量均为 0，说明本文算法不适用于 8PSK 调制，实际上当调制方式为 K PSK ($K \geq 8$) 时，本文算法就不再适用；当调制方式为 MQPM 时，4 种空时分组码的四阶累积量可明显区分。图 4 为不同调制方式下识别效果。仿真过程中样本采样数 $N = 8192$ ，信道为 Nakagami- m 信道， $m = 3$ 。可以看出 16QAM 和 64QAM 识别概率相差不大，3 种调制方式下识别概率均能达到 0.94 以上，识别效果较好。

仿真 5 本文方法与其他算法性能比较

仿真过程：样本采样数 $N = 8192$ ，信道为 Nakagami- m 信道， $m = 3$ 。选取基于最大似然识别的算法^[1]、基于二阶相关矩阵的算法^[3]和基于离散傅里叶变换的算法^[13]进行比较。如图 5 所示。

(1) 基于最大似然识别的算法^[1]需要预先求取信道参数、噪声功率和调制方式，识别效果依赖于对这些参数估计的结果。本文算法则不需要对这些参数进行估计，更适用于实际系统。

(2) 本文算法的识别概率远好于基于二阶相关矩阵的算法^[3]，即便在高信噪比下，后者的识别概率也不大于 0.5，二阶相关矩阵的算法在单天线只下只对 SM 和 OSTBC4 区分性较好，AISTBC 和 OSTBC3 的识别概率为零，导致总体识别概率较低^[3]。

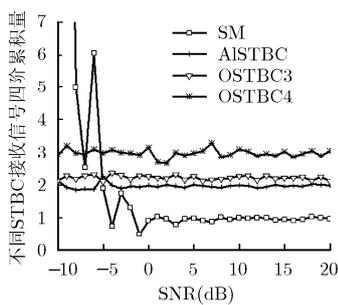


图 1 4 种空时分组码接收信号四阶累积量随信噪比变化

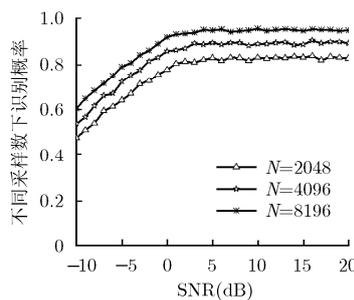


图 2 不同采样数下正确识别概率

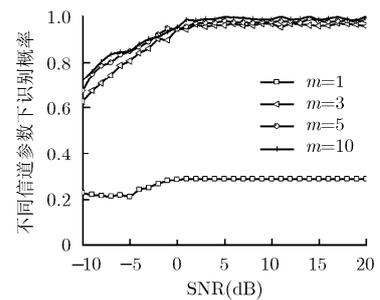


图 3 不同信道参数下正确识别概率

表 2 不同调制方式下统计特性

	$E(s^2)$	$E(s^4)$	c_{40}^{SM}	c_{40}^{AISTBC}	c_{40}^{OSTBC3}	c_{40}^{OSTBC4}
QPSK	0	-1	1.00	2.00	2.25	3.00
8PSK	0	0	0	0	0	0
16QAM	0.1	-0.65	0.65	1.30	1.46	1.95
64QAM	0	-0.62	0.62	1.24	1.39	1.85

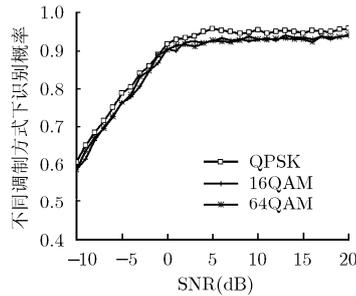


图 4 不同调制方式下正确识别概率

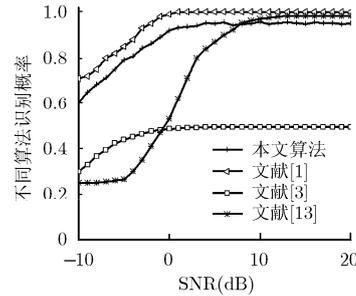


图 5 不同识别算法性能比较

(3)与基于离散傅里叶变换的算法^[13]相比,本文算法在高信噪比下(> 7 dB)性能较差,但本文算法在低信噪比下的识别性能明显优于前者。

(4)由图 1, A1STBC 和 OSTBC3 理论值较为接近,在接收样本小和低信噪比的情况下较难区分。若这两种码其中一种在接收端排除,则可大幅提高总体识别概率。

5 结束语

针对单天线条件下, STBC 盲识别问题,本文提出了采用基于高阶累积量的解决方案。该算法利用不同 STBC 表现出不同高阶累积量这一性质,将不同 STBC 接收信号的高阶累积量进行区间检测,在不需要信道信息和噪声信息的条件下进行 STBC 识别。识别结果表明,该算法在低信噪比条件下性能远好于现有针对单天线 STBC 识别的算法。算法性能受信道参数和样本数量影响,随着 Nakagami- m 信道参数 m 和样本数量的增大,算法识别概率有提高。

参考文献

- [1] Choqueuse V, Marazin M, Collin L, *et al.* Blind recognition of linear space time block codes: a likelihood-based approach [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(3): 1290-1299.
- [2] Marey M, Dobre O A, and Liao B. Classification of STBC system over frequency-selective channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(5): 2159-2164.
- [3] Choqueuse V, Yao K, and Collin L. Hierarchical space-time block code recognition using correlation matrices[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(9): 3526-3534.
- [4] Choqueuse V, Yao K, Collin L, *et al.* Blind recognition of linear space time block codes[C]. Proceedings of IEEE International Conference Acoustics, Speech and Signal Processing, Las Vegas, USA, 2008: 2833-2836.
- [5] Marey M and Dobre O A. Blind modulation classification algorithm for single and multiple-antenna systems over frequency-selective channels[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2014, 21(9): 1098-1102.
- [6] Eldemerdash Y A, Dobre O A, and Liao B J. Blind identification of SM and Alamouti STBC-OFDM signals[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015 14(2): 972-982.
- [7] Shi M, Bar-Ness Y, and Su W. STC and BLAST MIMO modulation recognition[C]. IEEE Global Telecommunications Conference, Washington, D.C., USA, 2007: 3034-3039.
- [8] Marey M, Dobre O A, and Inkol R. Classification of space time block codes based on second-order cyclostationarity with transmission impairments[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(7): 2574-2584.
- [9] DeYoung M, Health R, and Evans B L. Using higher order cyclostationarity to identify space-time block codes [C]. IEEE Global Telecommunications Conference, New Orleans, USA, 2008: 3370-3374.
- [10] Karami E and Dobre O A. Identification of SM-OFDM and AL-OFDM signals based on their second-order cyclostationarity[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(3): 942-953.
- [11] 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.
- [12] Mohammadkarimi M and Dobre O A. Blind identification of Spatial Multiplexing and Alamouti space-time block code via Kolmogorov-Smirnov(K-S) test[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(10): 1711-1714.
- [13] Eldemerdash Y A, Dobre O A, Marey M, *et al.* An efficient algorithm for space-time block code classification[C]. IEEE Global Communications Conference, Atlanta, USA, 2013: 3329-3334.

- [14] Beaulieu N C and Cheng C. Efficient Nakagami- m fading channel simulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2005, 54(2): 413-424.
- [15] Swami A and Sadler B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(3): 416-429.
- [16] Eldemerdash Y A, Marey M, Dobre O A, *et al.* Fourth-order statistics for blind classification of Spatial Multiplexing and Alamouti space-time block code signals[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(6): 2420-2431.
- [17] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [18] 付卫红, 杨小牛, 刘乃安. 基于四阶累积量的稳健的通信信号盲分离算法[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(8): 1853-1856.
- Fu W, Yang X, and Liu N. Robust algorithm for communication signal blind separation fourth-order-cumulant-based[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(8): 1853-1856.
- [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.
- [20] Srinath M D, Rajasekaran P K, and Viswanathan R. Introduction to Statistical Signal Processing with Application[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996: 192-196.
- [21] 钱国兵, 李立萍, 郭亨艺. 多入单出正交空时分组码系统的调制识别[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(4): 863-867.
- Qian G, Li L, and Guo H. Modulation identification for orthogonal space-time block code in multiple input single output systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(4): 863-867.
- 张立民: 男, 1966 年生, 教授, 研究方向为武器系统仿真、卫星信号处理.
- 闫文君: 男, 1986 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 技术、空时分组码识别.
- 凌青: 女, 1987 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 技术、空时分组码识别.