

# 基于高阶累积量的空时分组码盲识别算法研究

张立民, 凌青, 闫文君

(海军航空工程学院信息融合所, 山东 烟台 264001)

**摘要:** 针对 MISO 通信系统的空时分组码盲识别问题, 提出了一种基于高阶累积量的空时分组码盲识别算法。首先, 给出了 MISO 接收信号模型, 利用高阶累积量的性质分析得到接收信号的四阶累积量的表达式; 然后, 利用编码矩阵的特性, 证明接收信号在不同时延向量下的四阶累积量呈现非零值, 其非零值取决于 STBC 的类型; 最后, 采用四阶累积量的实验值与理论值的最小欧式距离盲识别空时分组码的类型。仿真结果表明, 即使在低信噪比条件下, 所提方法能够较好地识别空时分组码。

**关键词:** MISO 通信系统; 空时分组码; 盲识别; 非零值

**中图分类号:** TN911.7

**文献标识码:** A

## Blind recognition of STBC based on higher-order cumulants

ZHANG Li-min, LING Qing, YAN Wen-jun

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

**Abstract:** Aiming at the problems for blind recognition of space-time block code (STBC) in MIMO communication systems, a method was exploited based on higher-order cumulants of received signals. Firstly, the model of received signals was given and the fourth-order cumulants of the received signals in multiple input single output (MISO) systems was obtained. Secondly, using the characteristics of coding matrix, it was proved that the fourth-order cumulants in different delay vectors presented non-null value that depended on the STBC at the transmitter side. Finally, a classifier for the STBC was presented based on the Euclid distance between the experimental values of fourth-order cumulants and the theoretical ones. Simulations show that the method performs well even for low signal to noise ratio.

**Key words:** MISO communication system, space-time block code, blind recognition, non-null value

### 1 引言

通信信号参数的盲识别是信号检测和信号解码/解调的中间步骤。信号识别是指利用通信信号的特征提取区分接收信号。目前, 信号识别已经延伸到军事应用和民用, 包括信号确认、干扰识别、频谱监视和无线电监控。在非合作的通信侦察中, 要截获信号的信息, 必须知道调制方式、信道编码方式和编码参数等。空时分组码是 MIMO 通信系统中发射符号的一种常用的信道编码方式, 因此, 空时分组码的盲识别是非合作 MIMO 通信系统通信侦察的重要内容之一。

空时分组码盲识别算法分为统计模式识别方法<sup>[1]</sup>和特征提取识别方法<sup>[2~6]</sup>。统计模式识别方法是计算接收信号的似然函数, 采用最大似然准则识别空时分组码的类型<sup>[1]</sup>, 但是这类算法需要信道系数、调制方式等先验信息, 而且对于高阶调制计算复杂度过高。文献[2,3]采用空时二阶相关函数特征盲识别空时分组码。其中, 文献[2]是比较阈值与特征值盲判决空时分组码的类型, 阈值的设定由假设检验获取; 文献[3]是比较理论值和估计值的最小欧式距离盲判定空时分组码。文献[4~6]采用信号的循环平稳特性盲识别空时分组码。文献[1~6]所提出的算法大多是针对多接收天线, 但是在实际的应用中, 单

收稿日期: 2015-03-20; 修回日期: 2015-11-14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61179016); 泰山学者工程专项基金资助 (No.ts201511020)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China(No.61179016), The Project Supported by Taishan Scholar Foundation(No.ts201511020)

接收天线由于大小、造价等优势应用更广泛，所以单接收天线的盲识别问题是一个新的研究方向。而文献[7]提出的算法能够盲识别单接收天线的空间复用 (SM) 和 Alamouti (AI) 编码，但是没有延伸到一般空时分组码的盲识别，而且严格意义上，空间复用 (SM) 并不是一种空时分组码，而且文献[7]在低信噪比 ( $SNR < 5$  dB) 识别效果并不是很理想。

针对此问题，本文根据接收信号的四阶累积量在不同的时延向量下呈现的非零值仅与编码矩阵有关这一特性，对空时分组码类型识别。文中  $| \cdot |^*$  表示共轭。

## 2 信号模型

考虑  $N_t$  发射天线 1 接收天线的空时分组码无线通信系统。假定发射的符号是复线性调制 (如 QPSK) 且独立同分布，对于复调制，它的实部和虚部也是独立同分布的，且满足零均值、单位方差。由于  $E\{x^2\} = 1$ ， $E\{x^2\} = E\{(x^*)^2\} = 0$ ，可以得  $E\{x^4\} = E\{(x^*)^4\} = -1$ 。在发射信号之前，把  $N$  个发射符号以长度  $N_s$  进行分组，对每个长度为  $N_s$  的调制映射后的发射符号进行空时编码，生成  $N_t$  个并行的长度为  $L$  的编码信号。定义第  $k$  个长度为  $N_s$  的发射向量为  $X_k = [x_{k,0}, L, x_{k,N_s-1}]^T$ 。

考虑单接收天线的接收信号，且接收端的空时分组码的码长和时间同步是未知的。假设第一列接收信号为  $y^g(0)$  且  $g \in \left\{ SM, AI, OSTBC-\frac{3}{4}, OSTBC-\frac{1}{2} \right\}$ ，其中，SM、AI、 $OSTBC-\frac{3}{4}$  和  $OSTBC-\frac{1}{2}$  编码矩阵见文献[8,9]。空时分组码的第  $k$  组截获信号为  $y^g(k)$ ，其中， $0 \leq k < K-1$ 。

$$y^g(k) = HS(k) + w(k) = X(k) + w(k) \quad (1)$$

其中， $S$  为接收向量， $S(k) = C_p^l(X_q)$ ， $p = (k + k_1) \bmod L$ ， $q = (k + k_1) \div L$  且  $0 \leq k_1 < L$ 。  $w(k)$  代表零均值方差为  $\sigma_w^2$  复高斯加性白噪声，且噪声与发射信号是不相关的。  $H = [h_0, L, h_{N_t-1}]$  代表衰落信道系数向量且在观察的周期内保持常数。

## 3 算法推导

### 3.1 四阶累积定义

对于一个复平稳的随机信号  $y(k)$ ，二阶矩有 2 种不同形式的定义为

$$m_{20} = E[y^2(k)], m_{21} = E[|y(k)|^2] \quad (2)$$

四阶累积量和四阶矩有 3 种不同的形式。因此，四阶累积量的定义如下

$$\begin{aligned} C_{40} &= cum(y(k), y(k), y(k), y(k)) \\ C_{41} &= cum(y(k), y(k), y(k), y(k)^*) \\ C_{42} &= cum(y(k), y(k), y(k)^*, y(k)^*) \end{aligned} \quad (3)$$

其中，式 (2) 和式 (3) 统计量是  $y(k)$  零时延的相关函数和零时延的四阶累积量， $cum$  的公式见文献[10]。

### 3.2 空时分组码的四阶累积量推导

由式 (1) ~ 式 (3)，得

$$C_{40,y}^g = C_{40,X}^g + C_{40,w}^g \quad (4)$$

其中， $C_{40,X}^g$  代表不含噪声信号的四阶累积量， $C_{40,w}^g$  代表噪声的四阶累积量。由文献[11]可知，零均值的高斯白噪声的所有高阶累积量为零，因此，使用高阶累积量作为本文算法的统计工具，即  $C_{40,w}^g \approx 0$ ，因此

$$\begin{aligned} C_{40,y}^g &= cum(X(k)X(k+l_1)X(k+l_2)X(k+l_3)) \\ &= E[X(k)X(k+l_1)X(k+l_2)X(k+l_3)] - \\ &\quad E[X(k)X(k+l_1)]E[X(k+l_2)X(k+l_3)] - \\ &\quad E[X(k)X(k+l_2)]E[X(k+l_1)X(k+l_3)] - \\ &\quad E[X(k)X(k+l_3)]E[X(k+l_1)X(k+l_2)] \end{aligned} \quad (5)$$

编码矩阵内符号是相关的，不同编码矩阵间符号是不相关的。  $OSTBC-\frac{1}{2}$  码的编码矩阵长度为 8， $OSTBC-\frac{3}{4}$  码的编码矩阵长度为 4，AI 码的编码矩阵长度为 2，SM 的编码矩阵长度为 1。因此，当  $l_2 = l_3 = 4$  时， $OSTBC-\frac{1}{2}$  的四阶累积量不为零，其余 3 种空时分组码的四阶累积量为零，从而区分  $OSTBC-\frac{1}{2}$ ；同理，当  $l_2 = l_3 = 2$  时， $OSTBC-\frac{3}{4}$  的四阶累积量不为零，SM 和 AI 的四阶累积量为零，从而区分  $OSTBC-\frac{3}{4}$ ；当  $l_2 = l_3 = 1$  时，AI 码的四阶累积量不为零，SM 的四阶累积量为零从而区分 AI 码。因此，本文取  $l_2 = l_3 \in \{1, 2, 5\}$ 。

1) 空间复用 (SM)，由于每个时间间隔发射的符号独立，所以接收信号的四阶累积量都为零。

$$C_{40,y}^{SM}(0, 0, 1, 1) = C_{40,y}^{SM}(0, 0, 2, 2) = C_{40,y}^{SM}(0, 0, 5, 5) = 0 \quad (6)$$

2) AI 码，由于编码矩阵的码长为 2，在编码矩

阵内的发射符号是相关的，而编码矩阵间的发射符号是独立的。所以接收信号的四阶累积量表示为

$$C_{40,y}^{AI}(0,0,1,1) = E(h_0^2 h_1^2) c_{42,x} \quad (7)$$

$$C_{40,y}^{AI}(0,0,2,2) = C_{40,y}^{AI}(0,0,5,5) = 0 \quad (8)$$

3) OSTBC- $\frac{3}{4}$  码，由于编码矩阵的码长为 4，接收信号的四阶累积量表示为

$$C_{40,y}^{OSTBC-\frac{3}{4}}(0,0,1,1) = \frac{1}{4} [2E(h_0^2 h_1^2) c_{42,x} + E(h_1^2 h_2^2 (x^*)^4) + E(h_1^2 h_0^2 (x^*)^4)] \quad (9)$$

$$C_{40,y}^{OSTBC-\frac{3}{4}}(0,0,2,2) = \frac{1}{4} [2E(h_0^2 h_2^2) c_{42,x} + E(h_0^2 h_2^2 (x^*)^4)] \quad (10)$$

$$C_{40,y}^{OSTBC-\frac{3}{4}}(0,0,5,5) = 0 \quad (11)$$

4) OSTBC- $\frac{1}{2}$  码，由于编码矩阵的码长为 8，同理接收信号的四阶累积量表示为

$$C_{40,y}^{OSTBC-\frac{1}{2}}(0,0,1,1) = \frac{1}{8} [4E(h_0^2 h_1^2 x^4) + 4E(h_2^2 h_3^2 x^4) + 2E(h_0^2 h_3^2 x^4) + 2E(h_1^2 h_2^2 x^4)] + \frac{1}{8} [4E(h_0^2 h_1^2 (x^*)^4) + 4E(h_2^2 h_3^2 (x^*)^4) + 2E(h_0^2 h_3^2 (x^*)^4) + 2E(h_1^2 h_2^2 (x^*)^4)] + \frac{1}{8} [2E(h_0^2 h_3^2 |x|^4) + 2E(h_1^2 h_2^2 |x|^4)] - 4E(h_0^2 h_3^2 (|x|^2)^2) - 4E(h_1^2 h_2^2 (|x|^2)^2)] \quad (12)$$

$$C_{40,y}^{OSTBC-\frac{1}{2}}(0,0,2,2) = \frac{1}{8} [4E(h_0^2 h_2^2 x^4) + 4E(h_1^2 h_3^2 x^4) + 4E(h_0^2 h_2^2 (x^*)^4) + 4E(h_1^2 h_3^2 (x^*)^4)] + \frac{2}{8} [2E(h_0^2 h_2^2 |x|^4) + 2E(h_1^2 h_3^2 |x|^4)] - 4E(h_0^2 h_2^2 (|x|^2)^2) - 4E(h_1^2 h_3^2 (|x|^2)^2)] \quad (13)$$

$$C_{40,y}^{OSTBC-\frac{1}{2}}(0,0,5,5) = \frac{2}{8} [2E(h_0^2 h_1^2 |x|^4) + 2E(h_2^2 h_3^2 |x|^4)] - 4h_0^2 h_1^2 (|x|^2)^2 - 4h_2^2 h_3^2 (|x|^2)^2 + \frac{1}{8} [2E(h_0^2 h_3^2 |x|^4) + 2E(h_1^2 h_2^2 |x|^4)] - 4E(h_0^2 h_3^2 (|x|^2)^2) - 4E(h_1^2 h_2^2 (|x|^2)^2)] \quad (14)$$

对于不同的调制信号<sup>[10]</sup>， $C_{42,x}$  和  $C_{21,x}$  的值如表 1 所示。

表 1 不同的星座的符号的矩和累积量

星座	QPSK	8-PSK	16-QAM	64-QAM
$m_{21,x} = C_{21,x}$	1	1	1	1
$C_{42,x}$	-1	-1	-0.68	-0.619
$m_{40,x}$	-1	-1	-0.6588	-0.5495

由 3.2 节得，空时分组码在不同的时延向量的四阶累积量的理论值取决于空时分组码的类型。对于 QPSK 调制，SM、AI、OSTBC- $\frac{3}{4}$  和 OSTBC- $\frac{1}{2}$  在  $l_2 = l_3 \in \{1, 2, 5\}$  的理论值如表 2 所示。

表 2  $C_{40,y}$  的理论值 (QPSK 调制)

码型	$l_2 = l_3$	$C_{40,y}$
SM ( $N_i = 1$ )	1	0
	2	0
	5	0
AI ( $N_i = 2$ )	1	1
	2	0
	5	0
OSTBC- $\frac{3}{4}$ ( $N_i = 3$ )	1	1
	2	0.75
	5	0
OSTBC- $\frac{1}{2}$ ( $N_i = 4$ )	1	3.5
	2	3
	5	1.5

## 4 特征提取与识别方法

### 4.1 四阶累积量的估计值

在信号处理的实际应用中，信号的四阶累积量需要从有限长度的接收信号中估计，假设给定的观测数据为  $r_k$ ，其中， $k = 1, 2, \dots, N$ ，可以用式(15)的表达式来估计信号的四阶累积量。

$$\hat{C}_{40,r} = \hat{m}_{40,r}(l_1, l_2, l_3) - \hat{R}_r(l_1) \hat{R}_r(l_3 - l_2) - \hat{R}_r(l_2) \hat{R}_r(l_3 - l_1) - \hat{R}_r(l_3) \hat{R}_r(l_2 - l_1) \quad (15)$$

所以，

$$\begin{aligned} \hat{C}_{40,r} &= \hat{m}_{40,r}(l_1, l_2, l_3) - \hat{m}_{20,r}(l_1) \hat{m}_{20,r}(l_3 - l_2) - \\ &\hat{m}_{20,r}(l_2) \hat{m}_{20,r}(l_3 - l_1) - \hat{m}_{20,r}(l_3) \hat{m}_{20,r}(l_2 - l_1) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r(k)r(k+l_1)r(k+l_2)r(k+l_3) - \\ &\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} r(k)r(k+l_1) \sum_{k=0}^{N-1} r(k)r(k+(l_3-l_2)) - \\ &\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} r(k)r(k+l_2) \sum_{k=0}^{N-1} r(k)r(k+(l_3-l_1)) - \\ &\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} r(k)r(k+l_3) \sum_{k=0}^{N-1} r(k)r(k+(l_2-l_1)) \end{aligned} \quad (16)$$

### 4.2 算法流程

本文提出的基于高阶累积量的空时分组码的盲识别方法步骤如下。

由 Matlab 生成随机的信号能量为 1 的序列，经过调制映射和空时编码，加上信道和噪声的影响就是获取的接收样本，每次蒙特卡洛仿真生成的随机信号不同。文中接收样本数量为  $K = 2048$ 。

1) 推导接收信号在时延向量  $[0, 0, 1, 1]$ 、 $[0, 0, 2, 2]$  和  $[0, 0, 5, 5]$  的四阶累积量的理论值。

2) 根据式 (15) 和式 (16) 估计接收信号在时延向量  $[0, 0, 1, 1]$ 、 $[0, 0, 2, 2]$  和  $[0, 0, 5, 5]$  四阶累积量的数值。

3) 由表 2 得，接收信号在不同的时延向量的累积量呈现非零值，并且只与空时分组码的类型有关。

所以，从集合  $Q_1 \in \left\{ SM, AI, OSTBC-\frac{3}{4}, OSTBC-\frac{1}{2} \right\}$  区

分  $OSTBC-\frac{1}{2}$ ，方法是找到在时延向量  $[0, 0, 5, 5]$  四

阶累积量的估计值为非零值时对应的空时分组码，在此过程中，采用最小欧式距离判决准则，

$\hat{c} = \arg \min_{c \in Q_1} d_c = \arg \min_{c \in Q_1} (\hat{C}_{40,r} - C_{40,y}^c)^2$ ，从集合  $Q_1$  中

区分  $OSTBC-\frac{1}{2}$ 。

4) 依照步骤 3)，根据接收信号在时延向量  $[0, 0, 2, 2]$  的四阶累积量估计值从集合  $Q_2 =$

$\left\{ SM, AI, OSTBC-\frac{3}{4} \right\}$  区分  $OSTBC-\frac{3}{4}$ 。

5) 根据空时分组码在时延向量  $[0, 0, 1, 1]$  的四

阶累积量估计值从集合  $Q_3 = \{SM, AI\}$  剩下的元素中区分 AI。

6) 正确识别概率  $p(l = c | c)$  为假定空时分组码  $c$ ，识别出的空时分组码也是  $c$  的概率，平均识别概率是 4 种空时分组码的正确识别概率的平均值，即  $p_c = \frac{1}{4} \sum_{c \in Q} p(l = c | c)$ 。

### 5 算法仿真和分析

仿真中的参数选择如下：在没有特别说明的情况下，发射信号  $x_{k,i}$  是 QPSK 调制的星座符号，发射数据的样本数为  $K = 2048$ ，信道为频率平穩的 Nakagami 衰落信道<sup>[12]</sup>，且  $m = 3$  和  $E\{|h^2|\} = 1$ ，噪声均值为零方差  $s_w^2$  高斯白噪声，信噪比 SNR 定义为

$$10 \lg \left( \frac{N_t}{s_w^2} \right)$$

#### 1) 实验估计值的误差分析

在 100 次蒙特卡洛实验中分别取  $SNR = -5$  dB 和  $SNR = 5$  dB 时，接收信号在不同时延向量下四阶累积量估计值的平均值如表 3 和表 4 所示。

表 3 SNR=-5 dB 时在 100 次蒙特卡洛实验中四阶累积量估计值的平均值

时延向量	SM	AI	OSTBC- $\frac{3}{4}$	OSTBC- $\frac{1}{2}$
$[0, 0, 1, 1]$	-0.076 9	0.988 1	0.984 7	3.566 0
$[0, 0, 2, 2]$	0.042 5	0.021 2	0.744 1	2.966 8
$[0, 0, 5, 5]$	-0.046 9	0.013 1	0.017 3	1.535 9

表 4 SNR=5 dB 时在 100 次蒙特卡洛实验中四阶累积量估计值的平均值

时延向量	SM	AI	OSTBC- $\frac{3}{4}$	OSTBC- $\frac{1}{2}$
$[0, 0, 1, 1]$	$1.046 5 \times 10^{-4}$	1.003 2	0.989 5	3.456 1
$[0, 0, 2, 2]$	-0.009 0	-0.008 4	0.763 6	3.025 6
$[0, 0, 5, 5]$	0.012 1	-0.006 3	-0.003 5	1.464 7

由表 3 可见，在低信噪比的条件下，四阶累积量的估计值与表 2 的理论值很接近，说明噪声对它的影响很小，不会影响算法的性能；由表 4 可见，四阶累积量在高信噪比条件下比低信噪比条件下估计值的误差更小。

2) 性能评估

在 Nakagami 衰落信道 ( $m=3$ )  $K=2048$ 、调制方式为 QPSK 条件下, 正确识别概率如图 1 所示。

由曲线可知  $p(l=c|c), c \in \left\{ SM, AI, OSTBC-\frac{3}{4}, OSTBC-\frac{1}{2} \right\}$

随着 SNR 的增大而趋于平稳; 而 SM 不随 SNR 变化, 它的正确识别概率始终为 1。

$p(l=AI|AI)$  在 SNR 约为 -5 dB 识别率达到 1;

$p\left(l=OSTBC-\frac{1}{2}|OSTBC-\frac{1}{2}\right)$  在 SNR 约为 -3 dB 识别率达到 1;

$p\left(l=OSTBC-\frac{3}{4}|OSTBC-\frac{3}{4}\right)$  在 SNR 约为 0 dB 识别率达到 1。

所以该算法在低信噪比 (0 dB) 条件下正确识别概率几乎达到 100%, 主要是因为选取累积量作为该算法的分析工具, 它的高阶累积量 (阶数大于等于 4) 对噪声不敏感, 使噪声对算法的性能影响较小。

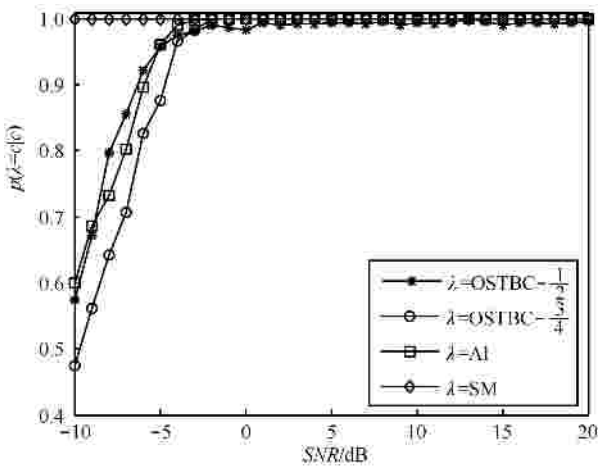


图 1 正确识别概率  $p(l=c|c)$

3) 接收样本  $K$  对平均识别概率  $p_c$  的影响

在 Nakagami 衰落信道 ( $m=3$ ) 调制方式为 QPSK 条件下, 当截获器接收样本  $K$  为 512、1 024、2 048 和 4 096 时, 平均识别概率  $p_c$  如图 2 所示。在这 4 种情况下, 平均识别概率  $p_c$  在 SNR = -3 dB 左右趋于平稳。从图 2 可以看出, 在低信噪比下,  $K=4096$  最先达到它的最大平均识别概率 1, 而样本数目为 512 即使在高信噪比下也没有达到 1, 它的最大识别概率为 0.9650。性能的提高主要是因为  $K$  的增大使四阶累积量估计值  $\hat{C}_{40,r}$  接近真实值。

4) 调制方式对平均识别概率  $p_c$  的影响

在 Nakagami 衰落信道 ( $m=3$ ) 接收样本

$K=2048$  条件下, 当调制方式为 QPSK、8PSK、16QAM 和 64QAM 时, 平均识别概率  $p_c$  如图 3 所示。文中选取的这 4 种调制方式是无线通信中常用的调制方式, 从图 3 可以得出结论: 64QAM 中  $p_c$  的最大值为 0.9773, 16QAM 中  $p_c$  最大值为 0.9965, 8PSK 中  $p_c$  最大值为 0.9975, QPSK 中  $p_c$  的最大值为 1。因此调制方式对平均识别概率  $p_c$  几乎没有影响。其原因是仿真实验中采用理论值和实验值的最小欧式距离盲判定 STBC 类型, 也就是说正确的识别概率由  $C_{40,y}$  和  $\hat{C}_{40,r}$  的相对距离决定, 而从表 3 和表 4 可以看出, 估计值很接近理论值, 因此, 两者的相对距离变化很小。

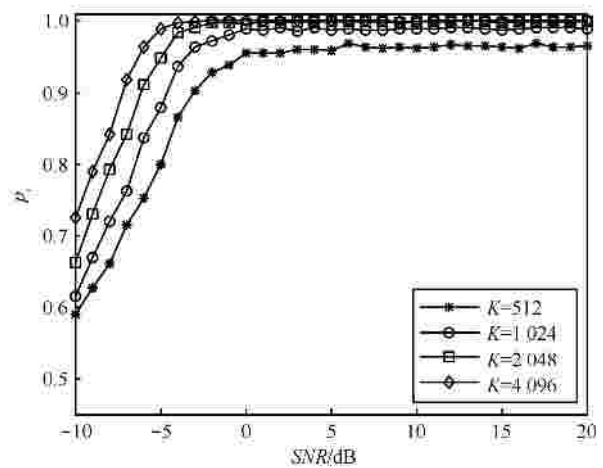


图 2 平均识别概率  $p_c$  与接收样本  $K$  的关系

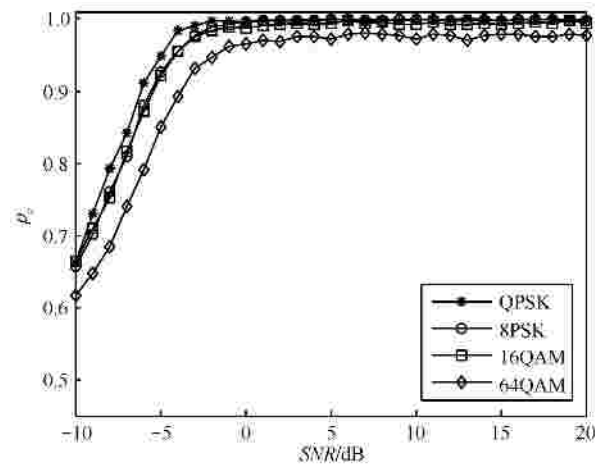


图 3 平均识别概率  $p_c$  与调制方式的关系

5) 信道衰落参数对平均识别概率  $p_c$  的影响

在接收样本为  $K=2048$ , 调制方式为 QPSK, 当信道衰落参数  $m=3$ 、1 和 0.5 时, 平均识别概率  $p_c$  如图 4 所示。从图 4 可以观察到,

当  $m=3$  平均识别概率能达到稳定值 1，当  $m=1$  平均识别概率只能达到稳定值 0.941，而当  $m=0.5$  平均识别概率只达到稳定值 0.861，说明信道衰落参数  $m$  增大，该算法的性能更优。此外，从图 4 中可以观察到，在低信噪比的条件下， $m=3$  时平均识别概率最高。原因是  $m$  减小，导致  $h$  的方差增大，从而导致  $\hat{C}_{40,r}$  的方差增大，所以算法的性能下降。

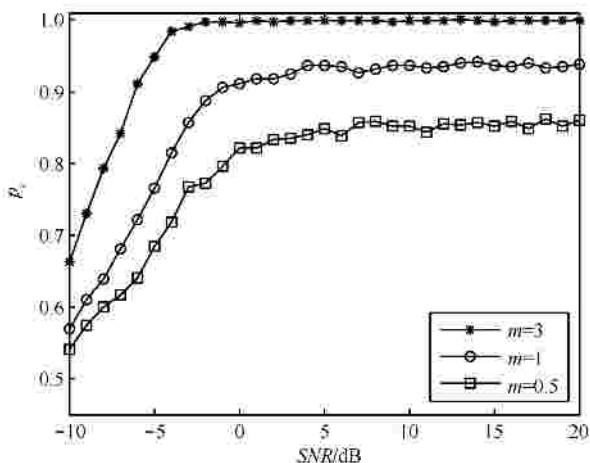


图 4 平均识别概率  $p_c$  与信道衰落参数  $m$  关系

6) 频偏对平均识别概率  $p_c$  的影响

当  $SNR=10$  dB， $K=2048$  且调制方式为 QPSK，频率偏差与平均识别概率的关系如图 5 所示。频偏对每种空时分组码的识别效果是不一样的，因为还与  $l_2$  的值有关，由式 (20) 可知，由于冲击函数的影响， $\hat{C}_{40,r}^{new}$  只在  $4\Delta f$  和  $4\Delta f - \frac{1}{2}$  有数值，而且数值与  $e^{-j(4p\Delta f l_2)}$  有关，因此，估计的  $\hat{C}_{40,r}^{new}$  有一定的随机性，所以算法的识别效果恶化。具体的推导过程见附录。

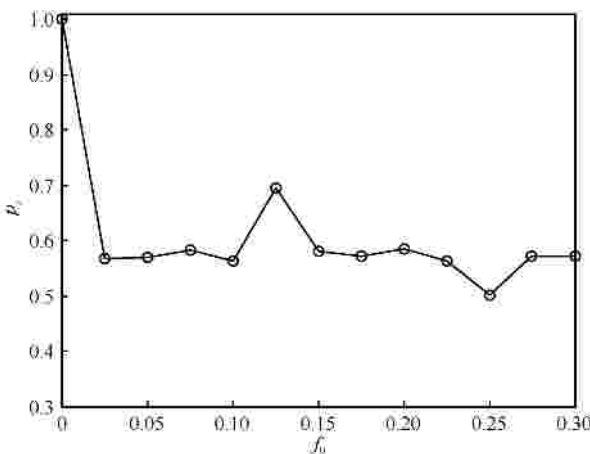


图 5 平均识别概率  $p_c$  与频率偏差的关系

7) 时间同步误差对平均识别概率  $p_c$  的影响

在时间同步误差的情况下，仿真的条件设为  $SNR=10$  dB， $K=2048$  且调制方式为 QPSK，时间同步误差与平均识别概率的关系如图 6 所示。对于矩形脉冲<sup>[10]</sup>，同步误差  $e_T$  经过匹配滤波之后会转换为等效的 2 条路径信道  $[1-e_T, e_T]$ ，这里  $e_T$  取  $[0, 0.3]$ 。从图 6 可以观察，该算法的性能在时间同步误差的情况下识别概率接近 100%，因此该算法对时间同步误差不敏感。

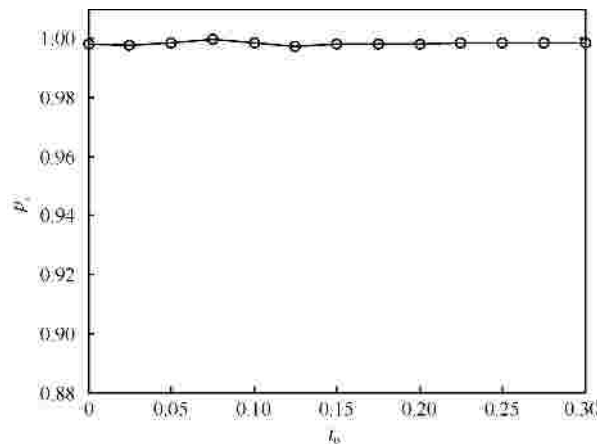


图 6 平均识别概率  $p_c$  与时间偏差的关系

8) 与同等算法的比较

在接收样本为  $K=1024$ 、调制方式为 QPSK 和信道衰落参数  $m=3$  的条件下，本文提出算法与文献[7]所提出算法的性能比较如图 7 所示。在信噪比为 -10 dB 时，本文算法的平均识别概率约为 0.6145，FOM、FOLP-A、FOLP-B 和 FOLP-C 的平均识别概率约为 0.5，因此接收性能的改善程度为 22.9%；在信噪比为 -5 dB 时，本文算法的平均识别概率为 0.8783，FOM、FOLP-A、FOLP-B 和 FOLP-C 中算法性能最好为 FOM，将本文算法与之进行比较。FOM 的平均识别概率为 0.55，因此接收性能的改善程度为 59.56%。从图 7 可以看到，文献[7]中的 FOM、FOLP-A、FOLP-B 和 FOLP-C 对噪声非常敏感，在  $SNR < 5$  dB 时，平均识别概率  $p_c$  不是很理想，并且文献[10]提出的算法只能区分空间复用(SM)和 Alamouti 提出的 AI 码，但是本文提出的算法延伸到一般的空时分组码。

四阶累积量的计算复杂度为  $O(N \log N)$ ，欧氏距离比较的计算复杂度为  $O(N)$ 。因此算法的计算复杂度为  $O(N \log N)$ 。

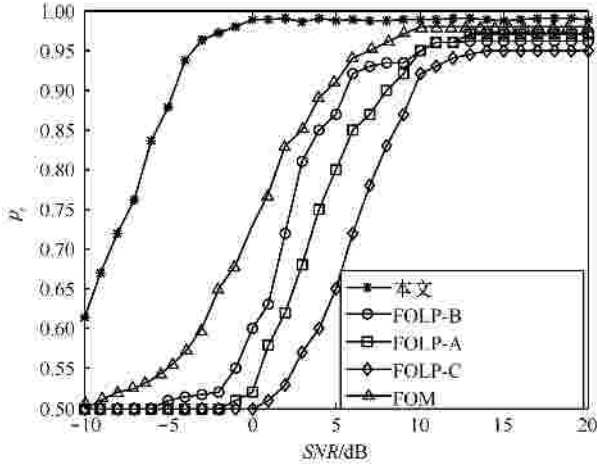


图 7 本文算法与同等算法的比较

## 6 结束语

本文利用空时分组码的编码矩阵相关特性，提出了一种基于四阶累积量的空时分组码的盲识别算法。首先利用高阶累积量的性质推导出接收信号的四阶累积量的表达式；然后利用空时分组码的编码矩阵的特性，证明得到空时分组码在不同时延向量接收信号四阶累积量的理论值；最后提出利用空时分组码四阶累积量的实验值与理论值的最小欧式距离盲识别空时分组码的类型。在实验中，使用 SM、AI、OSTBC- $\frac{3}{4}$  和 OSTBC- $\frac{1}{2}$  的 4 种码型验证算法的性能。实验的结果表明该算法即使在低信噪比下 (SNR=-5 dB) 性能较理想 ( $p_c = 0.95$ )，其原因是高阶累积量大大地消除了噪声对算法的影响。算法的性能随着  $K$  的增加性能提高；另外，实验验证了调制方式、频偏、同步时间误差和信道衰落参数  $m$  对该算法的影响；最后比较了该算法与同类算法的优劣性。

## 附录 频率偏差对四阶累积量的影响

在存在频率偏差的情况下，接收的信号  $y_{new}^l(k)$  表达式为

$$y_{new}^l(k) = y^l(k)e^{-j(2p\Delta f k)}, k = 0, 1, L, K-1 \quad (17)$$

其中， $y^l(k)$  在式 (1) 已经给出， $\Delta f$  是归一化频率偏差。

四阶累积量  $\hat{C}_{40,r}^{new}$  如式(16)所示，把  $y_{new}^l(k)$  代入式(17)，得

$$\begin{aligned} \hat{C}_{40,r}^{new} &= \hat{m}_{40,r}(l_1, l_2, l_3) - \hat{m}_{20,r}(l_1) \hat{m}_{20,r}(l_3 - l_2) - \\ &\hat{m}_{20,r}(l_2) \hat{m}_{20,r}(l_3 - l_1) - \hat{m}_{20,r}(l_3) \hat{m}_{20,r}(l_2 - l_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_{new}^l(k) y_{new}^l(k+l_1) y_{new}^l(k+l_2) y_{new}^l(k+l_3) - \\ &\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} y_{new}^l(k) y_{new}^l(k+l_1) \sum_{k=0}^{N-1} y_{new}^l(k) y_{new}^l(k+(l_3-l_2)) - \\ &\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} y_{new}^l(k) y_{new}^l(k+l_2) \sum_{k=0}^{N-1} y_{new}^l(k) y_{new}^l(k+(l_3-l_1)) - \\ &\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} y_{new}^l(k) y_{new}^l(k+l_3) \sum_{k=0}^{N-1} y_{new}^l(k) y_{new}^l(k+(l_2-l_1)) \\ &= e^{-j(4p\Delta f l_2)} \left[ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (y^l(k))^2 (y^l(k+l_2))^2 e^{-j(8p\Delta f k)} \right] - \\ &\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} (y^l(k))^2 e^{-j(4p\Delta f k)} \sum_{k=0}^{N-1} (y^l(k))^2 e^{-j(4p\Delta f k)} - \\ &2e^{-j(4p\Delta f l_2)} \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} y^l(k) y^l(k+l_2) e^{-j(4p\Delta f k)}. \end{aligned} \quad (18)$$

由于式(18)第 2 部分和 3 部分在计算中等于零，所以式 (18)化简为

$$\hat{C}_{40,r}^{new} = e^{-j(4p\Delta f l_2)} \left[ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (y^l(k))^2 (y^l(k+l_2))^2 e^{-j(8p\Delta f k)} \right] \quad (19)$$

而  $y^l(k) y^l(k+l_2), k=0, 1, L, K-1$  的离散傅里叶变换表示为

$$\begin{aligned} Y(\Delta f) &= \sum_{k=0}^{N-1} (y^l(k))^2 (y^l(k+l_2))^2 e^{-j(2p\Delta f k)} \\ &= N \hat{C}_{40,r} \left[ d(\Delta f) + d \left( \Delta f - \frac{1}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (20)$$

由式 (19) 和式 (20)，可以得到

$$\hat{C}_{40,r}^{new} = e^{-j(4p\Delta f l_2)} \left[ \frac{1}{N} Y(4\Delta f) \right] \quad (21)$$

把式 (21) 代入式 (20)，可得

$$\begin{aligned} C_{40,r}^{new} &= e^{-j(4p\Delta f l_2)} \left( \frac{1}{N} N \hat{C}_{40,r} \left[ d(4\Delta f) + d \left( 4\Delta f - \frac{1}{2} \right) \right] \right) \\ &= e^{-j(4p\Delta f l_2)} \hat{C}_{40,r} \left[ d(4\Delta f) + d \left( 4\Delta f - \frac{1}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

所以，频率偏差  $\Delta f$  影响  $C_{40,r}$  的估计值从而影响算法的识别性能。

## 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 Transaction on Signal Processing, 2010, 58(3): 1290-1299.
- [2] CHOQUEUSE V, YAO K, COLLIN L, et al. Hierarchical space-time block code recognition using correlation matrices[J]. IEEE Transaction

on Wireless Communication,2008,7(9):3526-3534.

[3] CHOQUEUSE V, YAO K, COLLIN L, et al. Blind recognition of linear space-time block codes[C]//ICASSP'2008. Las Vegas, Nevada, USA: IEEE, c2008: 2833-2836.

[4] SHI M, AR-NESS Y, SU W. STC and BLAST MIMO modulation recognition[C]//IEEE Global Telecommunication Conference. Washington, DC, USA, c2007: 3034-3039.

[5] MAREY M, DOBRE O A, INKOL R. Classification of space-time block codes based on second-order cyclostationarity with transmission impairments[J]. IEEE Transaction on Wireless Communication, 2012, 11(7): 2574-2584.

[6] YOUNG M D, HEALTH R, EVANS B L. Using higher order cyclostationarity to identify space-time block codes[C]//IEEE Global Telecommunications Conference. New Orleans, Louisiana, USA: IEEE, c2008: 3370-3374.

[7] ELDJEMERDASH 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 Transaction on Communication, 2013, 5(6): 1-12.

[8] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communication[J]. IEEE Transaction Information Theory, 1998, 45(5): 1451-1458.

[9] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Transaction Information Theory, 1999, 9(5): 1456-1467.

[10] SWAMI A, SADLER B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. IEEE Transaction on Communication, 2000, 48(3): 416-429.

[11] 张贤达. 信号分析与处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2011.  
ZHANG X D. Signal analysis and processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2011.

[12] BEAULIEU N C, CHENG C. Efficient Nakagami- $m$  fading channel simulation [J]. IEEE Transaction Vehicular Technology, 2005, 54(2): 413-424.

作者简介:



张立民 (1966-), 男, 辽宁开原人, 海军航空工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为卫星信号处理、武器系统仿真等。



凌青 (1987-), 女, 湖南衡阳人, 海军航空工程学院博士生, 主要研究方向为空时分组码检测、MIMO 技术等。



闫文君 (1986-), 男, 山东莱州人, 海军航空工程学院讲师, 主要研究方向为空时分组码检测、MIMO 技术等。