

一种MISO条件下空时分组码盲识别方法

张立民, 闫文君, 凌青

(海军航空工程学院信息融合研究所 山东 烟台 264001)

【摘要】该文提出一种单接收天线条件下,空时分组码(STBC)的盲识别方法。使用接收信号在不同时延下的经验分布函数作为特征函数,通过Kolmogorov-Smirnov(K-S)方法检验经验分布函数之间的距离,以达到识别的目的。算法不需要信道信息、噪声信息和调制信息,所需接收样本数少。仿真结果表明,该文所提出的算法性能较好,对调制方式、载波频偏不敏感,且适用于非高斯噪声条件。

关键词 K-S检验; 信号识别; 单接收天线; 空时分组码

中图分类号 TN911.7 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2017.04.002

A Method for Blind Recognition of STBC in MISO System

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

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

Abstract Blind recognition of space-time block coding (STBC) is an important issue in the non-cooperative scenario. However, few literatures on blind recognition in multiple input single output system are reported. An efficient algorithm for STBC recognition is proposed when a single antenna is employed at the receiver. The algorithm exploits the discrimination features provided by the empirical cumulative distributions (CDFs) of the received signal. The distance between CDFs employed relies on the two-sample Kolmogorov-Smirnov(K-S) test. The proposed algorithm does not need the estimation of channel, noise statistics and modulation type, but only need fewer samples. The simulation shows that the proposed algorithm performs well, and is robust to modulation and carrier frequency offset, even with non-Gaussian noise.

Key words K-S test; signal classification; single received antenna; STBC

多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术是提高无线通信可靠性的一个重要手段,其标准主要为IEEE802.16e和IEEE802.11n^[1]。STBC是一种在MIMO系统中有效的编码方式^[2]。无论在军用还是民用领域,MIMO系统中的信号识别问题日益重要,STBC的识别问题同样受到学术界越来越多的关注。目前,主流的STBC盲识别算法主要分为最大似然的识别法(maximum likelihood, ML)^[3-4]和基于特征值的识别法(feature based, FB)^[5-16],其中后者根据使用方法的不同,可分为基于 k 阶累积量(或 k 阶矩)的识别法^[5-12]和基于高阶循环谱的识别法^[13-16]。ML方法给出了正确识别概率的最优解,然而其识别过程需要预先知道信道信息、噪声信息和载波频偏(carrier frequency offset, CFO)等,且算法复杂度较高^[3-4]。FB法是从接收信号中提取特征参数,根据不同的特征参数识别不同的STBC。其中,利用

接收信号的二阶统计特征的算法是最常用的算法^[5-9],文献^[10-12]在多天线条件下使用接收信号的四阶统计特性进行分析,基于二阶循环平稳^[13-15]和四阶循环平稳^[16]的算法同样是当前区分STBC的热点算法。

不少研究者在研究STBC的识别算法时仅考虑了空间复用(spatial multiplexing, SM)和Alamouti(AL)^[17]两种码^[7,9-10,15],没有考虑更一般的STBC。大多数算法是在多接收天线条件下对STBC识别算法进行研究^[3-8,13-16]。然而在实际系统中,受限于接收端的尺寸和功率等因素,接收天线的数量越少越好。现有的多接收天线下的基于特征参数的算法均不适用于单接收天线,因此单接收天线下的STBC识别方法的研究非常重要。

目前为止,研究单接收天线下STBC识别方法的文献较少^[9-12]。文献^[9]利用接收信号在不同时延下的二阶统计特征进行区分,其缺点是对接收信号的

收稿日期: 2016-01-26; 修回日期: 2016-05-15

基金项目: 国家自然科学基金(61531020); 泰山学者专项基金(ts201511020); 国家自然科学基金重大研究计划(91538201)

作者简介: 张立民(1966-),男,博士,教授,主要从事信号处理、电子技术仿真方面的研究。

利用率低, 其将接收信号分成了两份, 相当于将接收样本数缩小了一半, 从而影响到识别概率, 且该文仅对SM和AI进行区分, 没有扩展到其他常用STBC。文献[10]和文献[12]方法类似, 是对接收信号的带时延的四阶矩(fourth-order lag products, FOLP)进行傅里叶变换(FFT), 以此作为特征参数进行识别, 该方法需要大量接收样本进行计算, 计算复杂度较高, 在较少的样本条件下, 该方法识别效果一般。文献[11]根据不同的空时分组码的四阶累积量不同来达到识别目的, 尽管取得了较好的识别效果, 但所需识别样本数较多。

本文在单天线条件下提出一种新的算法进行STBC识别。首先将接收信号处理成为不同的两段, 再对其经验分布函数之间的距离进行K-S检测, 最后根据本文构造的STBC决策树达到识别目的。其具有以下5个优点:

- 1) 适用于单接收天线系统;
- 2) 不需要预先知道信道信息、噪声信息和调制方式;
- 3) 所需接收样本数少;
- 4) 适用于至少4种STBC的识别;
- 5) 无论在高斯还是非高斯条件下, 算法在衰落信道中均具有良好的识别性能。

1 信号模型和假设条件

1.1 信号模型

考虑具有 n_t 个发射天线、1个接收天线的线性STBC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 $C(S)$ 。定义 $S = [s_1, s_2, \dots, s_n]$ 为某组码待传输的符号, 假定信号 S 为经过相同线性调制方式调制 ($\geq 2PSK, \geq 4QAM$) 的复信号(BPSK调制的是实数信号), 且独立同分布。不失一般性, 假设 $y(0)$ 为第一个接收信号, $C_{k_j}(S_j)$ 对应发射信号中第 j 个空时分组码的第 $k+1$ 列。在加性噪声干扰下, 第 k 时刻接收到的符号为^[9]:

$$y_k = HX(k) + b_k \quad (1)$$

式中, $X(k) = C_u(S_v)$, $u = (k + k_1) \bmod L$, $v = j + (k + k_1) \text{div} L$, $z \bmod L$ 和 $z \text{div} L$ 分别表示 z/L 的余数和商; b_k 为加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN); $H = [h_1, h_2, \dots, h_n]$ 为衰落信道。

1.2 STBC选取

近两年, 多数学者对于STBC识别的研究仅限于

SM码和AL码^[7,9-10,15], 一方面SM和AL码是最常用最简单的编码形式, 另一方面SM和AL码较容易区分。然而适用于SM和AL的识别算法不一定适用于其他常用STBC。本文对常用的4种STBC进行区分, 其中STBC3和STBC4是实际系统中常用的编码方式^[2,18], 也多次在识别算法中被提到^[3-6,8,12-14,16]。分别为:

1) SM: 发射天线数 $n_t = j$ (不失一般性, 在本文中令 $j = 2$), 码矩阵长度 $L = 1$ ^[2], 有:

$$C(S) = s_j \quad j = 1, 2, 3, \dots$$

2) AL: 发射天线数 $n_t = 2$, 码矩阵长度 $L = 2$ ^[17], 有:

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

3) STBC3: 发射天线数 $n_t = 3$, 码矩阵长度 $L = 4$ ^[2], 有:

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

4) STBC4: 发射天线数 $n_t = 3$, 码矩阵长度 $L = 8$ ^[18], 有:

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

2 算法分析

2.1 识别参数

在接收端, 接收信号可表示为:

$$Y = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}] \quad (2)$$

式中, N 为接收信号数量。定义2个长度为 $N-T$ 的向量:

$$Y_0 = [y_0, y_1, \dots, y_{N-T-1}] \quad (3)$$

$$Y_1 = [y_T, y_{T+1}, \dots, y_{N-1}] \quad (4)$$

定义 Y_0 和 Y_1 各元素之间的相关函数为:

$$z_i(k) = |Y_i(2Tk)Y_i(2Tk+T)| \quad (5)$$

式中, $|\cdot|$ 为绝对值函数; $i = 0, 1$ 。不失一般性, 设 $N \bmod 2T = 0$, 若 $N \bmod 2T$ 不为零, 可对接收信号 Y 进行处理, 去掉尾部 $N \bmod 2T$ 个元素。由式(5)可分别得到 Y_0 和 Y_1 的自相关向量:

$$\begin{aligned} Z_0 &= [z_0(0), z_0(1), \dots, z_0(M-1)] \\ Z_1 &= [z_1(0), z_1(1), \dots, z_1(M-1)] \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $M = \frac{N}{2T} - 1$ 。以 $T = 1$ 为例, 式(3)~式(6)的含义如图1所示, 其中 $Y_0 = [y_0, y_1, \dots, y_{N-2}]$, $Y_1 = [y_1,$

$y_2, \dots, y_{N-1}]$ 。

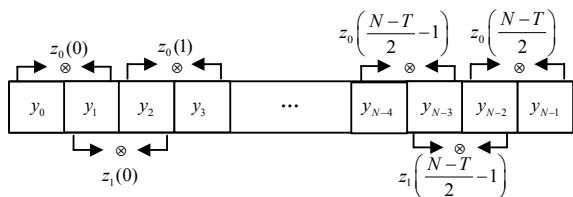


图1 T=1时, Z_i 的分布

2.2 决策树

观察编码矩阵可得, 传输信号为SM时, 向量 Y_0 和 Y_1 均为独立同分布; 传输信号为AL、STBC3和STBC4时, 向量 Y_0 和 Y_1 并非独立同分布。当 T 确定时, 传输信号为SM时向量 Z_i 均为独立同分布, 传输信号为AL、STBC3和STBC4时 Z_i 不一定独立同分布。以Alamouti STBC为例, 当 $T=1$ 时, Z_i 存在两种情况:

- 1) 当接收信号的第一个符号对应AL码矩阵的第一列时, Z_0 独立同分布, Z_1 非独立同分布;
- 2) 当接收信号的第一个符号对应AL码矩阵的第二列时, Z_1 独立同分布, Z_0 非独立同分布。

通过计算在特定 T (此处 $T=1$) 下 Z_i 是否为独立同分布来进行SM和AL的区分。同样, T 的取值恰当, 也可区分STBC3和STBC4。

记情况1)和情况2)任意发生一种时为事件Event, 记 Z_0 和 Z_1 均独立同分布时为事件iid, 记事件Non为未定事件: 既可能出现事件Event, 也可能出现事件iid。

表1 T不同时, 不同STBC对应的 Z_i 事件

| T | SM | AL | STBC3 | STBC4 |
|---|-----|-------|-------|-------|
| 1 | iid | Event | Non | Non |
| 2 | iid | iid | Event | Non |
| 4 | iid | iid | iid | Event |

如表1所示, 在 $T = \{1, 2, 4\}$ 时, 不同STBC对应的 Z_i 呈现出不同的分布情况。以此作为区分不同STBC的依据, 定义事件iid为假设检验的事件 H_0 , 定义非iid的事件为 H_1 :

$$\begin{aligned}
 H_0: & Z_0 \text{ 和 } Z_1 \text{ 均为独立同分布} \\
 H_1: & Z_0 \text{ 和 } Z_1 \text{ 不都为独立同分布}
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

当 $T=4$ 时, 拒绝 H_0 的STBC为STBC4; 排除STBC4, 当 $T=2$ 时, 拒绝 H_0 的STBC为STBC3; 排除STBC3, 当 $T=1$ 时, 拒绝 H_0 的STBC为AL, 接受 H_0 的码为SM。可表示为图2所示的决策树。

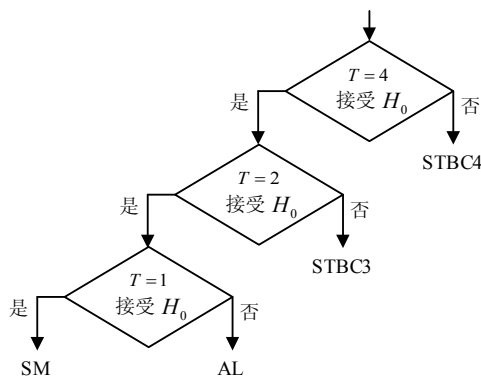


图2 4种不同STBC识别决策树

2.3 两样本K-S检验

判断两个经验分布函数是否同为独立同分布可使用两样本的K-S检验^[19]。

令K-S检验中接收信号的经验累积分布函数为:

$$\hat{F}_0(z) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{Ind}(Z_0(m) < z_0) \tag{8}$$

$$\hat{F}_1(z) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{Ind}(Z_1(m) < z_1) \tag{9}$$

式中, $\text{Ind}(\cdot)$ 为指示函数, 当输入参数为真时, 指示函数值为1, 当输入参数为假时, 指示函数值为0。两个分布函数之间最大距离可表示为:

$$\hat{D} = \sup_{z_i} |\hat{F}_1(z_i) - \hat{F}_0(z_i)| \tag{10}$$

以此作为拟合优度统计值。当满足条件 $\hat{D} \geq \beta$ 时, 拒绝假设 H_0 , 其中:

$$P(\hat{H} = H_0 | H_0) = P(\hat{D} < \beta | H_0) = \alpha \tag{11}$$

式中, \hat{H} 为K-S检验的估计; β 为门限值; α 为置信区间, 可表示为:

$$\alpha = 1 - \Phi \left(\beta \left[\sqrt{M/2} + 0.12 + \frac{0.11}{\sqrt{M/2}} \right] \right) \tag{12}$$

式中 $\Phi(x) \triangleq 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i-1} e^{-2i^2 x^2}$ 。

2.4 算法流程

本文提出的针对STBC识别的算法步骤为:

- 1) 获取接收信号 Y ;
- 2) 通过式(3)~式(6), 求取 Z_0 和 Z_1 ;
- 3) 通过式(12), 求取门限值 β ;
- 4) 通过式(8)和式(9), 求取经验累积分布函数 $\hat{F}_0(z)$ 和 $\hat{F}_1(z)$;
- 5) 计算 $\hat{F}_0(z)$ 和 $\hat{F}_1(z)$ 之间最大距离 \hat{D} ;
- 6) if $\hat{D} < \beta$ then 接收 H_0 ;
- 7) else 拒绝 H_0 ;
- 8) end.

3 仿真和结果

无特殊说明的话, 算法经过1 000次蒙特卡洛仿真, 对每次蒙特卡洛仿真, 信道采用Nakagami- m 衰落信道, $m=3$, 使得 $E[|h_i|^2]=1$ ^[20], 噪声为零均值加性高斯白噪声(AWGN), 其信噪比为 $SNR=10\lg(n_t/\sigma^2)$, 信号采用QPSK方式进行调制, 接收信号采样数量 $N=4\ 096$, 置信区间 $\alpha=0.99$ 。频谱整形采用滚降系数为0.35的升余弦滤波器, 过采样系数 $P=8$, 接收端采用13阶巴特沃斯低通滤波器, 发射滤波器和接收滤波器的时延 ε 和载波相位偏差 ϕ_0 分别取分布为 $[0, T]$ 和 $[0, 2\pi)$ 的随机数, 载波频偏 $\Delta f_c=0.04/T$ 。采用两种识别概率衡量仿真结果^[10]:

1) 平均识别概率:

$$P_c = \frac{1}{4} \sum_{\xi \in \Omega} P(\lambda = \xi | \xi) \quad (13)$$

式中, $\Omega \in \{SM, AL, STBC3, STBC4\}$ 。

2) 正确识别概率:

$$P(\lambda = \xi | \xi) \quad \xi \in \Omega$$

3.1 识别不同STBC的性能

默认条件下对4种STBC进行识别, 如图3所示。其中, SM识别效果最好, SM的识别概率接近置信区间0.99。STBC3的识别效果最差, 这是由于STBC3的码矩阵中包含符号0, 这将影响到 Z_i 的分布特性, 使得分布函数 $\hat{F}_0(z)$ 和 $\hat{F}_1(z)$ 的距离较小, 导致STBC3在较小信噪比下不易识别。AL、STBC3和STBC4的识别概率随着信噪比的提高而提高, 这是由于在低信噪比下, 噪声使得经验分布函数 $\hat{F}_0(z)$ 和 $\hat{F}_1(z)$ 的距离变小; 信噪比的提高, 抑制了噪声的影响, 提高了识别性能。

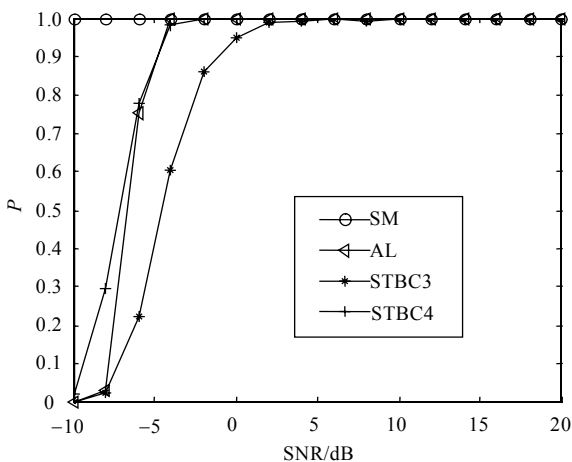


图3 不同STBC的正确识别概率 $P(\lambda = \xi | \xi)$

3.2 采样数 N 对算法影响

图4为采样数不同时平均识别概率的变化, 采样数 $N \in \{1\ 024, 2\ 048, 3\ 072, 4\ 096, 8\ 192\}$ 。算法的平均识别概率在采样数为1 024和2 048时分别为0.6和0.9, 在3 072以上时, 达到0.99~1。采样组数过少使得 T 值较大, $\hat{F}_0(z)$ 和 $\hat{F}_1(z)$ 中元素过少, 不利于抑制噪声和信道对经验分布函数的影响, 导致STBC3和STBC4识别效果较差, 从而影响平均识别概率。以STBC4为例, STBC4需要在 $T=4$ 时进行识别, 当采样数 $N=2\ 048$ 、 $T=4$ 时, 由式(6)、式(8)和式(9)可知, 自相关向量 Z_i 和经验累积分布函数 $\hat{F}_i(z)$ 只有255个元素, 导致识别效果较差。图5为 $N=2\ 048$ 时4种STBC的正确识别概率, 较小的样本数量对STBC3和STBC4影响较大, 对SM和AL影响较小。

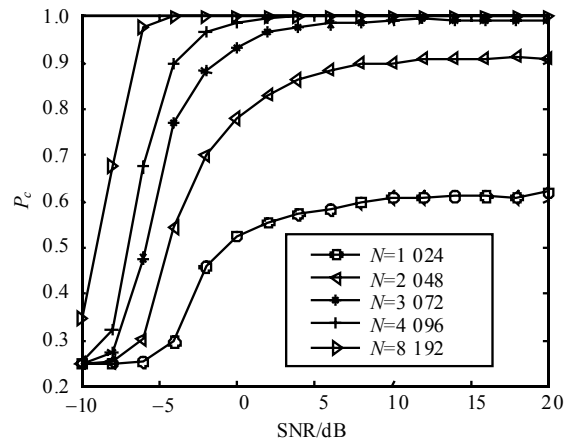


图4 不同采样数下平均识别概率

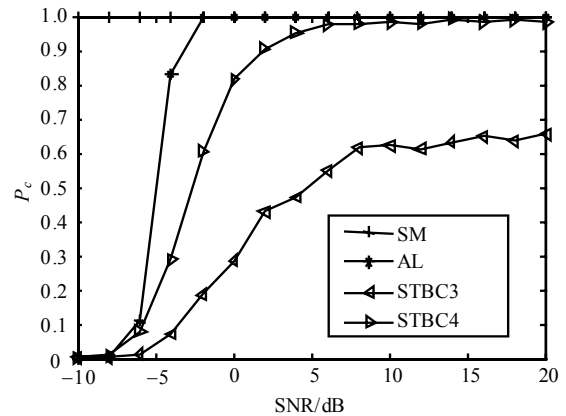


图5 $N=2\ 048$ 时不同STBC的正确识别概率

3.3 信道参数对算法影响

取不同的Nakagami- m 信道参数进行仿真, $m \in \{1, 2, 3, 10\}$, 仿真结果如图6所示。平均识别概率随着 m 的增大而增大, 较好的信道条件增大了经验分布函数之间的距离, 有利于STBC的识别。

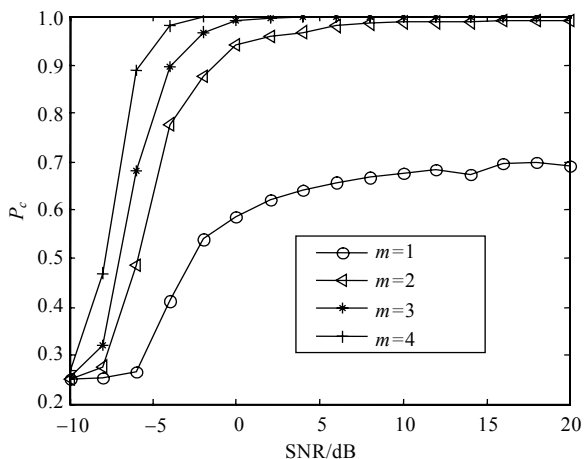


图6 不同Nakagami- m 信道参数下平均识别概率

3.4 不同调制方式对算法影响

图7为不同线性调制方式下的平均识别概率曲线图, BPSK调制的是实数信号, 算法在传输信号为实数时性能更好, 可在信噪比为-6 dB左右达到较好的性能; MPSK调制方式比MQAM性能更好, 这是由于样本数量不够大引起的, 若样本数 $N = 8192$, 16QAM和64QAM的性能可分别达到0.997和0.998左右。

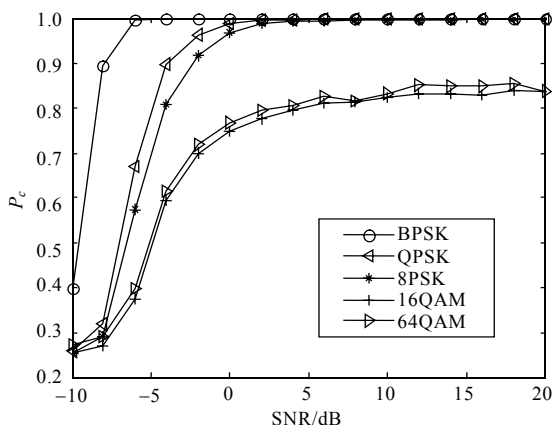


图7 不同调制方式下平均识别概率

3.5 不同置信区间对算法的影响

如图8所示, 算法在 $\alpha \in \{0.1, 0.05, 0.01\}$ 下进行仿真。在较高信噪比下, 设置不同置信区间, 识别概率均接近1; 在较低信噪比下, α 减小时算法识别概率也随之减小。其原因在于 α 较高时, 门限 β 也较高, 因此识别概率较大。

3.6 不同载波频偏对算法的影响

图9为载波频偏 $\Delta f \in \{0, 0.2, 0.5\}$ 下的平均识别概率, 可以看出载波频偏对本文算法的性能影响不大, 这是由于式(5)中绝对值的处理减小了载波频偏的影响。

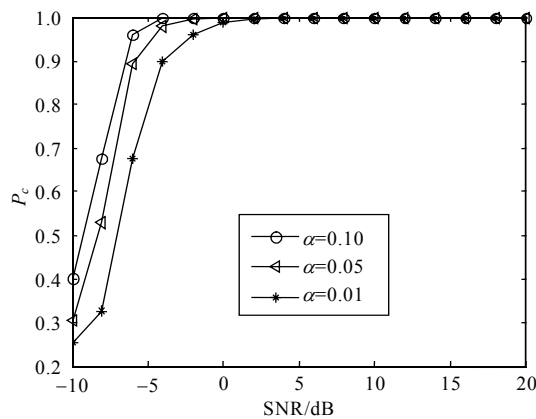


图8 不同置信区间下平均识别概率

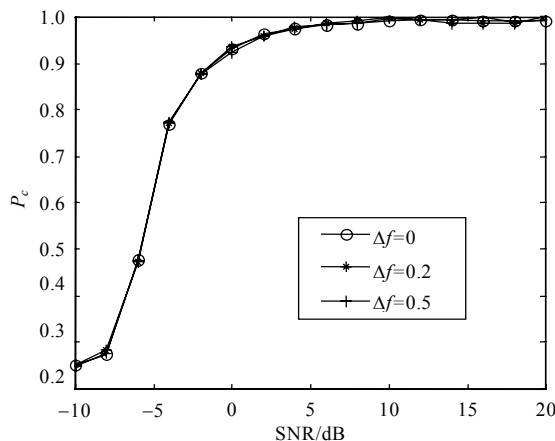


图9 不同载波频偏下平均识别概率

3.7 非高斯噪声下算法性能

比较算法在非高斯噪声下与高斯白噪声下的性能, 观察算法对非高斯噪声的鲁棒性。取样本数 $N = 2048$ 和 $N = 4096$ 进行仿真。取零均值二分布高斯噪声作为非高斯噪声^[21], 其由两个高斯白噪声以如下方式组成:

$$f(g) = (1 - \varepsilon)f_N(g) + \varepsilon f_I(g) \quad (14)$$

式中, $0 < \varepsilon < 1$ 为混合参数; $f_N(g)$ 和 $f_I(g)$ 为零均值高斯白噪声, 其方差分别为 σ_N^2 和 σ_I^2 。假定 $\varepsilon = 0.01$ 且 $\sigma_I^2 / \sigma_N^2 = 100$, 信噪比SNR通过总体方差获得:

$$\sigma_g^2 = (1 - \varepsilon)\sigma_N^2 + \varepsilon\sigma_I^2 \quad (15)$$

如图10所示, 图中Gaussian表示高斯噪声条件下, 算法的平均识别概率; NonGaussian表示非高斯噪声条件下, 算法的平均识别概率。可以看出, 在信噪比较高时, 高斯噪声环境和非高斯噪声环境对算法没有太大影响; 在信噪比较低时, 算法在高斯噪声环境下识别效果更好。在采样数 $N = 4096$ 的情况下, 当信噪比大于6 dB时, 算法适用于非高斯噪声环境下的识别。

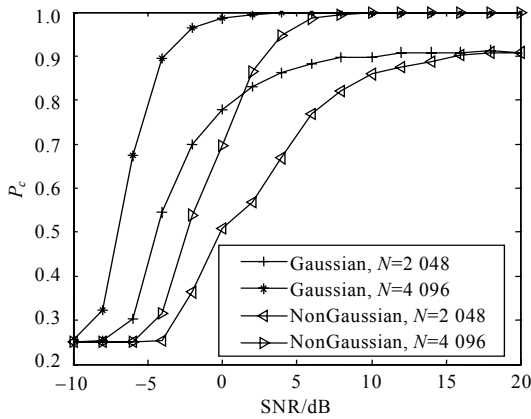


图10 高斯噪声环境与非高斯噪声环境的识别概率

3.8 与其他算法性能比较

单接收天线条件下的STBC识别算法较少, 其中文献[10]和文献[12]算法类似, 因此, 将本文算法与文献[9]和文献[12]的算法作比较。由于文献[9]仅研究了SM和AL的识别性能, 对于其他空时分组码的识别问题没有说明; 文献[12]则研究了SM、AL、STBC3和STBC4的性能, 且两篇文献达到较好性能所需的样本数不同, 因此本文分别与两篇文献进行比较。

首先比较本文算法与文献[9]的算法。取采样数 $N = 2048$, 采用QPSK方式进行调制, Nakagami- m 衰落信道参数 $m = 3$, 噪声为零均值高斯白噪声, 置信区间 $\alpha = 0.99$, 仅对SM和AL平均识别概率进行研究。图11为本文算法与文献[9]算法的识别性能的比较, 可以看出, 本文算法的识别性能优于文献[9]的识别性能。其原因在于文献[9]在识别参数选取时将接收信号分成不交叠的两段, 使得用于单次识别的样本数量近似为 $N/2$ (略大或略小于 $N/2$, 但两段信号平均长度小于 $N/2$), 而本文提出的算法用于单次识别的样本数量为 $N-1$, 本文提出的算法接收样本利用率高, 识别效果也较好。

其次将本文算法与文献[12]的算法进行比较。取采样数 $N = 4096$, 采用QPSK方式进行调制, Nakagami- m 衰落信道参数 $m = 3$, 噪声为零均值高斯白噪声, 置信区间 $\alpha = 0.99$, 对SM、AL、STBC3和STBC4平均识别概率进行研究。

图12为在上述仿真条件下, 本文算法与文献[12]算法的性能比较。可以看出, 本文算法的识别概率明显优于文献[12]。文献[12]使用基于带有时延的四阶累积量(fourth-order lag products, FOLP)的傅里叶变换作为特征参数, 这需要大量的接收样本才能达到较好的识别性能, 在样本数较少时该算法的识别性能较差, 且在高信噪比条件下, 文献[12]的算法识

别概率为0.98左右, 本文算法则趋近于1。

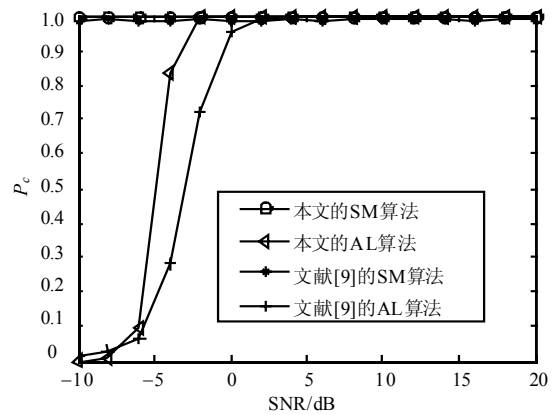


图11 本文算法与文献[9]的性能比较

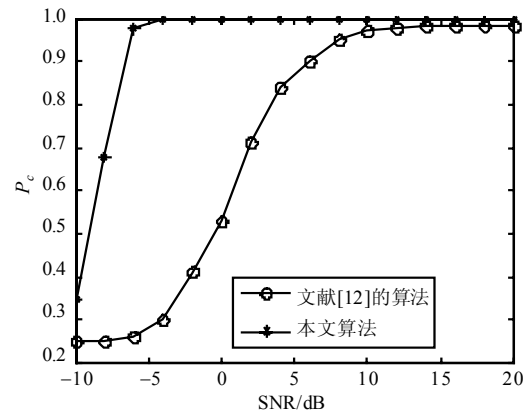


图12 本文算法与文献[12]算法的性能比较

4 结束语

本文提出了一种在单接收天线条件下的STBC盲识别算法。通过构造两段接收信号序列, 求得其经验分布函数, 使用K-S检验的方法, 检测两个经验分布函数之间的距离, 从而达到识别STBC的目的。对本文提出的算法在不同采样数、不同信道参数、不同调制方式、不同置信区间和不同载波频偏的条件下进行了仿真, 并讨论了算法在非高斯噪声下的性能, 最后将本文算法与仅有的两篇单接收天线下的文献进行了比较。仿真结果表明, 本文提出的算法性能较好。

参 考 文 献

- [1] OESTGS C, CLERCKX B. MIMO wireless communications: From real-world propagation to space-time code design[M]. New York: Academic, 2007.
- [2] LARSSON E, STOICA P. Space-time block coding for wireless communications[M]. Cambridge, UK: Cambridge Univ Press, 2003.
- [3] 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.
- [4] MAREY M, DOBRE O A, LIAO B. Classification of STBC system over frequency-selective channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(5): 2159-2164.
- [5] 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.
- [6] CHOQUEUSE V, YAO K, COLLIN L, et al. Blind recognition of linear space time block codes[C]//Proc IEEE International Conference Acoustics Speech and Signal Processing. Las Vegas: IEEE, 2008: 2833-2836.
- [7] ELDEMERDASH Y A, DOBRE O A, LIAO B J. Blind identification of SM and Alamouti STBC-OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2): 972-982.
- [8] MAREY M, DOBRE O A, INKOL R. Blind STBC identifications for multiple-antenna OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(5): 1554-1567.
- [9] MOHAMMADKARIMI M, 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.
- [10] 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 Transaction on Communications, 2013, 61(6): 2420-2431.
- [11] 张立民, 闫文君, 凌青, 等. 一种单接收天线下的空时分组码识别方法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2621-2627.
ZHANG Li-min, YAN Wen-jun, LING qing, et al. A method for blind recognition of space-time block coding using single receive antenna[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(11): 2621-2627.
- [12] 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: IEEE, 2013: 3329-3334.
- [13] SHI M, BAR-NESS Y, SU W. STC and BLAST MIMO modulation recognition[C]//IEEE Global Telecommunications Conference. Washington DC: IEEE, 2007: 3034-3039.
- [14] 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.
- [15] KARAMI E, 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.
- [16] DEYOUNG M, HEALTH R, EVANS B L. Using higher order cyclostationarity to identify space-time block codes [C]//IEEE Global Telecommunications Conference. New Orleans: IEEE, 2008: 3370-3374.
- [17] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [18] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A. Space time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(5): 744-765.
- [19] ZHANG G, WANG X, LIANG Y, et al. Fast and robust spectrum sensing via Kolmogorov-Smirnov test[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(12): 3410-3416.
- [20] BEAULIEU N, CHENG C. Efficient Nakagami- m fading channel simulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(2): 413-424.
- [21] SWAMI A, SADLER B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(3): 416-429.