

基于改进 K-S 检测的 STBC-OFDM 信号盲识别算法研究

凌青, 张立民, 闫文君

(海军航空工程学院信息融合所, 山东 烟台 264001)

摘 要: 针对多输入单输出 (MISO, multiple input single output) 通信系统的 STBC-OFDM 信号盲识别问题, 提出基于 OFDM 块的改进 Kolmogorov-Smirnov (K-S) 检测方法。该方法首先对 MISO 通信系统的 STBC-OFDM 信号建模; 然后利用 STBC-OFDM 信号编码矩阵的相关性, 构造不同时延向量下 STBC-OFDM 接收信号 OFDM 块的经验函数作为特征函数; 最后通过改进 K-S 检测方法检验经验分布函数之间的距离盲识别 STBC-OFDM 信号。该方法不需要噪声信息、调制信息和信道系数, 适合非合作通信场合。理论分析和实验验证了该方法的可行性。

关键词: MISO 通信系统; STBC-OFDM 信号; 改进 K-S 检测; 经验分布函数

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

Blind recognition of STBC-OFDM signals based on modified K-S test

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

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

Abstract: Aiming at the problem that existed blind classification of STBC-OFDM in multiple input single output (MISO) communication system, an efficient method for blind classification of space-time block coded orthogonal frequency-division multiplexing (STBC-OFDM) signals based on modified Kolmogorov-Smirnov (K-S) test was proposed, when a single receiver antenna was employed at the receiver. Firstly, the model of received STBC-OFDM signals in MISO systems was given. Secondly, with the correlation of the coding matrix of STBC-OFDM signals, and the discrimination features function provided by the empirical cumulative distribution (CDFs) of the received OFDM blocks was constructed. Finally, the distance between CDFs was tested by the two-sample K-S test, which could blindly classify the STBC-OFDM signals. The proposed algorithm didn't need the estimation of channel, noise statistics and modulation type, and consequently, was well suited for non-cooperative communication context. Theoretical analysis and experimental verify its validity.

Key words: MISO communication system, STBC-OFDM signal, modified K-S test, cumulative distribution function

1 引言

近几年, 通信信号自动识别已经延伸到军事通信和民用通信领域, 如频谱监测、电子战、软件无线电和认知无线电等。通信信号自动识别要求在无任何发射端的先验信息和前端处理的前提下, 能够在较低的信噪比 (SNR, signal noise ratio) 条件下识别接收端信号参数。因此通信信号自动识别一直是非合作通信研究的热点和难点。

传统通信信号自动识别主要是针对单输入单输出 (SISO, single input single output) 通信系统, 如调制识别、单载波与多载波的传输识别、不同的多载波传输识别和信道编码。目前通信信号自动识别已经延伸到多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 通信系统, 以适应无线通信标准, 如 IEEE 802.11n、IEEE 802.16e 和 3GPP LTE。只有少数文献针对 MIMO 通信系统通信信号自动识别问题的研究。文献[1]估计了 MIMO 通

收稿日期: 2016-05-05; 修回日期: 2016-07-19

通信作者: 张立民, iamzlm@163.com

基金项目: 泰山学者工程专项基金资助项目 (No.Ts201511020); 国家自然科学基金重大研究计划基金资助项目 (No.91538201)

Foundation Items: The Project Supported by Taishan Scholar Foundation (No. Ts201511020), The Major Research Plan of the National Natural Science Foundation of China (No.91538201)

信系统的发射天线数；文献[2~4]对 MIMO 通信系统的调制方式进行盲识别；文献[5]对空时分组码的正交性进行识别；文献[6~19]对空时分组码 (STBC, space time block code) 信号类型进行盲识别。对于 STBC 信号盲识别问题，可以分为最大似然算法^[6]和特征提取算法^[7~19]两大类。最大似然算法^[6]可以提供最优识别性能，但是它需要信道、同步等先验信息，并不适用于非合作通信场合。特征提取算法^[7~19]主要是提取接收信号的特征参数，通过特征参数的不同识别 STBC 信号。上述文献大多针对单载波传输中的通信信号自动识别问题，然而在实际应用中，一方面高速率使频率选择性信道成为必要，因此假设为频率平坦衰落信道是不切实际的；另一方面正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 技术已经广泛应用在频率选择性信道，所以研究 MIMO-OFDM 的盲识别问题成为实际通信应用中一个新的挑战。文献[17~19]研究了 STBC-OFDM 信号的盲识别问题，但是只局限在多接收信号天线的场合，对单接收天线并不适应。单接收天线是多天线的极端情况，主要因为在某些特定的场合，如平台空间、天线大小和造价限制，只能采用单接收天线。

2 信号模型

2.1 发射信号模型

考虑具有 N_{Tx} 个发射天线和 N_{Rx} ($N_{Rx} = 1$) 个接收天线的 STBC-OFDM 通信系统，与单载波系统不同的是，STBC-OFDM 系统以块为单位进行空时编码。

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}^{\text{ST4}}(\mathbf{s}_{4k+0}, \mathbf{s}_{4k+1}, \mathbf{s}_{4k+2}, \mathbf{s}_{4k+3}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{8k+0}^{(0)} & \mathbf{c}_{8k+1}^{(0)} & \mathbf{c}_{8k+2}^{(0)} & \mathbf{c}_{8k+3}^{(0)} & \mathbf{c}_{8k+4}^{(0)} & \mathbf{c}_{8k+5}^{(0)} & \mathbf{c}_{8k+6}^{(0)} & \mathbf{c}_{8k+7}^{(0)} \\ \mathbf{c}_{8k+0}^{(1)} & \mathbf{c}_{8k+1}^{(1)} & \mathbf{c}_{8k+2}^{(1)} & \mathbf{c}_{8k+3}^{(1)} & \mathbf{c}_{8k+4}^{(1)} & \mathbf{c}_{8k+5}^{(1)} & \mathbf{c}_{8k+6}^{(1)} & \mathbf{c}_{8k+7}^{(1)} \\ \mathbf{c}_{8k+0}^{(2)} & \mathbf{c}_{8k+1}^{(2)} & \mathbf{c}_{8k+2}^{(2)} & \mathbf{c}_{8k+3}^{(2)} & \mathbf{c}_{8k+4}^{(2)} & \mathbf{c}_{8k+5}^{(2)} & \mathbf{c}_{8k+6}^{(2)} & \mathbf{c}_{8k+7}^{(2)} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{4k+0} & -\mathbf{s}_{4k+1} & -\mathbf{s}_{4k+2} & -\mathbf{s}_{4k+3} & \mathbf{s}_{4k+0}^* & -\mathbf{s}_{4k+1}^* & -\mathbf{s}_{4k+2}^* & -\mathbf{s}_{4k+3}^* \\ \mathbf{s}_{4k+1} & \mathbf{s}_{4k+0} & \mathbf{s}_{4k+3} & -\mathbf{s}_{4k+2} & \mathbf{s}_{4k+1}^* & \mathbf{s}_{4k+0}^* & \mathbf{s}_{4k+3}^* & -\mathbf{s}_{4k+2}^* \\ \mathbf{s}_{4k+2} & -\mathbf{s}_{4k+3} & \mathbf{s}_{4k+0} & \mathbf{s}_{4k+1} & \mathbf{s}_{4k+2}^* & -\mathbf{s}_{4k+3}^* & \mathbf{s}_{4k+0}^* & \mathbf{s}_{4k+1}^* \end{bmatrix} \quad (5)
 \end{aligned}$$

根据 OFDM 的调制原理，对 $\mathbf{c}_{Uk+u}^{(i)}$ ($i = 0, 1, \dots, N_{Tx} - 1, u = 0, 1, \dots, U - 1$) 进行反傅里叶变换 (IFFT) 即可得到时域的 OFDM 块 $\mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}$

$$\mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=0}^{N-1} \mathbf{c}_{Uk+u}^{(i)}(p) e^{\frac{j2\pi pn}{N}}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

为了减小符号间干扰 (ISI) 和载波间干扰 (ICI)，需要在 $\mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}$ 前加入长度为 ν 的前缀，共同构成新的

假设发射的符号是复线性调制 (如 QPSK) 且独立同分布的随机变量。对于复调制，它的实部和虚部也是独立同分布的。设 OFDM 块的长度为 N ，每个编码矩阵传递的符号数量为 L ，编码矩阵的长度为 U 。输入单个 OFDM 块的数据流为

$$\mathbf{s}_l = [s_l(0), s_l(1), \dots, s_l(N-1)] \quad (1)$$

因此，第 k 组的数据块 $[\mathbf{s}_{Lk}, \mathbf{s}_{Lk+1}, \dots, \mathbf{s}_{Lk+l}]$ ，其中， $l = 0, 1, \dots, L-1$ 。进行空时编码后的编码矩阵为 $\mathbf{C}(\mathbf{s}_{Lk}, \mathbf{s}_{Lk+1}, \dots, \mathbf{s}_{Lk+l})$ 。本节选用 4 种典型的 STBC-OFDM 信号。

SM-OFDM 发射天线 $N_{Tx} = 2$ ，编码矩阵 ($L = 2$ 和 $U = 1$) 为

$$\mathbf{C}^{\text{SM}}(\mathbf{s}_{2k+0}, \mathbf{s}_{2k+1}) = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{1k+0}^{(0)} \\ \mathbf{c}_{1k+0}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{2k+0} \\ \mathbf{s}_{2k+1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

AL-OFDM 编码矩阵 ($L = 2$ 和 $U = 2$) 为

$$\mathbf{C}^{\text{AL}}(\mathbf{s}_{2k+0}, \mathbf{s}_{2k+1}) = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{2k+0}^{(0)} & \mathbf{c}_{2k+1}^{(0)} \\ \mathbf{c}_{2k+0}^{(1)} & \mathbf{c}_{2k+1}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{2k+0} & -\mathbf{s}_{2k+1}^* \\ \mathbf{s}_{2k+1} & \mathbf{s}_{2k+0}^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

ST3-OFDM 编码矩阵 ($L = 3$ 和 $U = 4$) 为

$$\begin{aligned}
 \mathbf{C}^{\text{ST3}}(\mathbf{s}_{3k+0}, \mathbf{s}_{3k+1}, \mathbf{s}_{3k+2}) &= \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{4k+0}^{(0)} & \mathbf{c}_{4k+1}^{(0)} & \mathbf{c}_{4k+2}^{(0)} & \mathbf{c}_{4k+3}^{(0)} \\ \mathbf{c}_{4k+0}^{(1)} & \mathbf{c}_{4k+1}^{(1)} & \mathbf{c}_{4k+2}^{(1)} & \mathbf{c}_{4k+3}^{(1)} \\ \mathbf{c}_{4k+0}^{(2)} & \mathbf{c}_{4k+1}^{(2)} & \mathbf{c}_{4k+2}^{(2)} & \mathbf{c}_{4k+3}^{(2)} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{3k+0} & -\mathbf{s}_{3k+1}^* & \mathbf{s}_{3k+2}^* & 0 \\ \mathbf{s}_{3k+1} & \mathbf{s}_{3k+0}^* & 0 & -\mathbf{s}_{3k+2}^* \\ \mathbf{s}_{3k+2} & 0 & -\mathbf{s}_{3k+0}^* & \mathbf{s}_{3k+1}^* \end{bmatrix} \quad (4)
 \end{aligned}$$

ST4-OFDM 编码矩阵 ($L = 4$ 和 $U = 8$) 为

OFDM 块 $\mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}$

$$\mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)} = [\mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}(N-\nu), \dots, \mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}(0), \mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}(1), \dots, \mathbf{z}_{Uk+u}^{(i)}(N-1)] \quad (7)$$

天线 i 的发射序列为

$$\mathbf{x}^{(i)} = [\mathbf{z}_0^{(i)}, \mathbf{z}_1^{(i)}, \dots, \mathbf{z}_{N_B-1}^{(i)}] \quad (8)$$

其中， N_B 为 OFDM 块的个数， $\mathbf{x}^{(i)}$ 中第 k 个元素为 $\mathbf{x}^{(i)}(k)$ 。

2.2 接收信号模型

接收信号可以表示为

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N_{Tx}-1} \sum_{p=0}^{path-1} h_i(p)x^{(i)}(k-p) + w(k) \quad (9)$$

其中, $h_i(p)$ 代表第 i 个发射天线和接收天线对应的 p 路径信道系数, $w(k)$ 代表均值为 0, 方差为 σ_w^2 复高斯白噪声, $path$ 代表路径的数量。

3 改进 K-S 模型

目前只有文献[14,15]将 K-S 算法应用在 STBC

$$r_2 = \begin{cases} \left[r\left(2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor\right), r\left(2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+1\right), r\left(2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+2\right), \dots, r(K-2) \right], & K \text{ 为偶数} \\ \left[r\left(2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+1\right), r\left(2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+2\right), \dots, r(K-2) \right], & K \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (12)$$

其中, K 为接收样本数量, r_1 长度为 $2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor$, r_2 长度为 $K-2\left(\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+1\right)$ 。 $\lfloor \cdot \rfloor$ 是下取整函数。

因此, 文献[14,15]中自相关函数定义为

$$y(k) = |r(2k)r(2k+1)| \quad (13)$$

$$z(k) = \left| r\left(2k+2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+1\right)r\left(2k+2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+2\right) \right| \quad (14)$$

其中, $L = \left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor+1$, $N = \frac{K}{2} - \left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor - 1$ 。

2 个不重叠的接收序列原理如图 1 所示。

文献[14,15]存在问题是: 算法的样本利用率太低, 对于 1 个长度为 K 的样本, 只有 $\left\lfloor\frac{K}{2}\right\rfloor$ 个样本可以利用。因此本节在文献[14,15]的基础上, 对其算

盲识别问题上。但是文献[14,15]样本利用率太低, 为了解决这一问题, 本节对 K-S 模型进行改进, 使其样本利用率提高了 1 倍, 大大提高了算法的性能。

以 AL 和 SM 为例, 假定接收序列为 r , 文献[14,15]中的算法是把 r 分为 2 个子序列 r_1 和 r_2 , 分别为

$$r = [r(0), r(1), \dots, r(K-1)] \quad (10)$$

$$r_1 = \left[r(0), r(1), \dots, r\left(2\left\lfloor\frac{K}{4}\right\rfloor-1\right) \right] \quad (11)$$

法进行改进。

假定接收序列如图 2 所示, 定义 2 个长度为 $K-1$ 的相互重叠的序列 p_1 和 p_2 , 分别为

$$p_1 = [r(0), r(1), \dots, r(K-2)] \quad (15)$$

$$p_2 = [r(1), r(2), \dots, r(K-1)] \quad (16)$$

相关函数定义为

$$q_i(k) = |p_i(2k)p_i(2k+1)| \quad (17)$$

其中, $i=1,2$ 。改进算法中 2 个接收序列如图 2 所示。

4 基于改进的 K-S 检测识别算法

本节对文献[14,15]中算法做了 3 个方面改进:

- 1) 对 K-S 算法进行了改进, 如 4.2 节所示;
- 2) 增加了对 STBC-OFDM 的信号识别, 文献[14,15]只是对 STBC 信号盲识别;
- 3) 对所有类型 STBC-OFDM

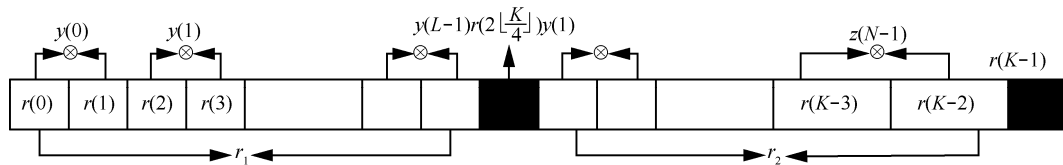


图 1 文献[14,15]中 2 个不重叠的接收序列

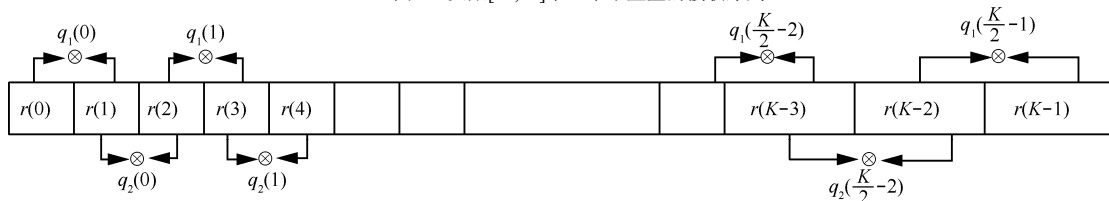


图 2 改进算法中 2 个接收序列

信号盲识别，具有通用性。

4.1 特征参数

在接收端，单个 OFDM 块 \mathbf{g}_{Uk+u} 可表示为

$$\mathbf{g}_{Uk+u} = [y_{Uk+u}(N-v), \dots, y_{Uk+u}(0), \dots, y_{Uk+u}(N-1)]^T \quad (18)$$

因此，接收天线接收的 OFDM 块可表示为

$$\mathbf{R} = [\mathbf{g}_0, \mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_{N_B-1}] \quad (19)$$

其中， N_B 为 OFDM 块的个数， \mathbf{R} 是 $(N+v) \times N_B$ 维矩阵， \mathbf{g}_i 代表接收的单个 OFDM 块。定义 2 个长度为 $N_B - t$ 的块矩阵

$$\mathbf{R}_0 = [\mathbf{g}_0, \mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_{N_B-t-1}] \quad (20)$$

$$\mathbf{R}_1 = [\mathbf{g}_t, \mathbf{g}_{t+1}, \dots, \mathbf{g}_{N_B-1}] \quad (21)$$

定义 \mathbf{R}_0 和 \mathbf{R}_1 中列向量之间的相关函数为

$$x_i(k) = \left| [\mathbf{R}_i(:, 2tk)]^T \mathbf{R}_i(:, 2tk+t) \right| \quad (22)$$

其中， $i = 0, 1$ ， $|\cdot|$ 代表取绝对值。不失一般性，设 $N_B \bmod(2t) = 0$ ，如果其值不为零，可对接收块矩阵 \mathbf{R} 进行处理，去掉尾部 $N_B \bmod(2t) = 0$ 向量 \mathbf{g}_i 。

因此得到自相关向量 \mathbf{X}_i 为

$$\mathbf{X}_0 = [x_0(0), x_0(1), \dots, x_0(M-1)] \quad (23)$$

$$\mathbf{X}_1 = [x_1(0), x_1(1), \dots, x_1(M-1)] \quad (24)$$

其中， $M = \frac{N}{2t} - 1$ 。以 AL-OFDM 和 SM-OFDM 码

为例，AL 码长为 2，SM 码长为 1，因此取 $t = 1$ ，计算过程如图 3 所示。

4.2 决策参数

以 SM-OFDM 和 AL-OFDM 为例，其中， $t = 1$ 。对于 SM-OFDM 编码，第 \mathbf{g}_{Uk+u-1} 和 \mathbf{g}_{Uk+u} 个 OFDM 块是独立的，而对于 AL-OFDM 编码，第 \mathbf{g}_{Uk+u-1} 和 \mathbf{g}_{Uk+u} 个 OFDM 块可能是独立的，也可能是不独立的，这取决于 \mathbf{g}_{Uk+u-1} 和 \mathbf{g}_{Uk+u} 是否在同一编码矩阵内。由式(23)和式(24)可知，对于 SM-OFDM 编码，由于 \mathbf{R} 的列向量 \mathbf{g}_{Uk+u} 是独立同分布向量，因此向量

\mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 均独立同分布；而对于 AL-OFDM 编码，由于 \mathbf{R} 的列向量 \mathbf{g}_{Uk+u} 并不是独立同分布的向量，因此向量 \mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 并非是独立同分布。由于在非合作通信中，接收到的第 1 个 OFDM 块并不一定是对应 AL-OFDM 的第 1 列的，因此可能存在以下 2 种情况。

1) 如果接收的第 1 个 OFDM 块不是对应 AL-OFDM 的第 1 列，则第 \mathbf{g}_{Uk+u-1} 和 \mathbf{g}_{Uk+u} 个 OFDM 块是独立的， \mathbf{X}_1 是独立同分布，而 \mathbf{X}_0 不是独立同分布。

2) 如果接收的第 1 个 OFDM 块对应 AL-OFDM 的第 1 列，则 \mathbf{X}_0 是独立同分布，而 \mathbf{X}_1 不是独立同分布。

因此可以通过判定向量 \mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 是否为独立同分布区分 SM-OFDM 和 AL-OFDM 编码。同样， t 取合适的值，也可以区分其他的码型。

记 1) 和 2) 任意事件发生的情况为事件 Event，若向量 \mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 同为独立同分布的情况为 iid。记事件 Non 为未定事件：可能是事件 Event，也可能是事件 iid。如表 1 所示，在 $t \in \{1, 2, 4\}$ 时 STBC-OFDM 对应事件的分布情况，以此作为特征参数区分集合 $\mathcal{Q} = \{\text{SM-OFDM}, \text{AL-OFDM}, \text{ST3-OFDM}, \text{ST4-OFDM}\}$ ，可以用一个决策树表示。每一个分支可以用二元假设检验完成，定义事件 iid 为假设检验的 H_0 ，定义非 iid 为假设检验的 H_1 。

表 1 STBC-OFDM 对应事件

t	SM-OFDM	AL-OFDM	ST3-OFDM	ST4-OFDM
1	iid	Event	Non	Non
2	iid	iid	Event	Non
4	iid	iid	iid	Event

H_0 : \mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 均为独立同分布

H_1 : \mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 不都为独立同分布

整个决策树的过程：当 $t = 4$ 时，拒绝 H_0 的 STBC-OFDM 为 ST4-OFDM；当 $t = 2$ 时，拒绝 H_0 的

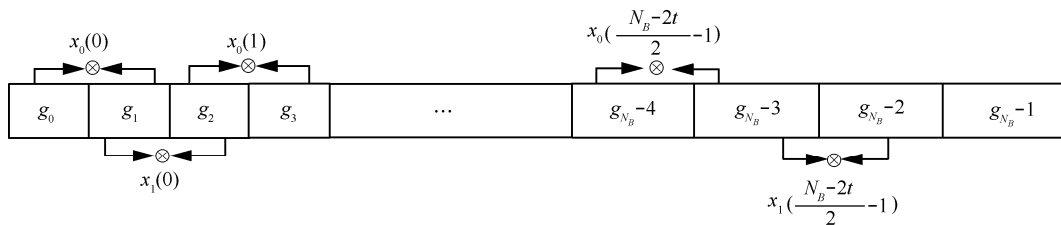


图 3 \mathbf{X}_0 和 \mathbf{X}_1 的计算过程

STBC-OFDM 为 ST3-OFDM; 当 $t=1$ 时, 拒绝 H_0 的 STBC-OFDM 为 AL-OFDM。如图 4 所示。

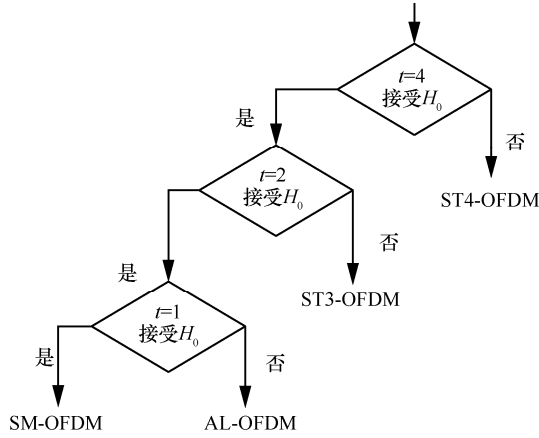


图 4 STBC-OFDM 识别决策树

4.3 K-S 检测

判定向量 X_0 和 X_1 是否同为独立同分布, 可以采用向量 X_0 和 X_1 的 K-S 检测, 定义 $\hat{F}_0(z_0)$ 和 $\hat{F}_1(z_1)$ 为向量 X_0 和 X_1 的经验分布函数

$$F_0(z_0) \triangleq \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \text{Ind}(X_0(n) < z_0) \quad (25)$$

$$F_1(z_1) \triangleq \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \text{Ind}(X_1(n) < z_1) \quad (26)$$

其中, M 为向量 $X_i (i=0,1)$ 的长度; $\text{Ind}(\cdot)$ 为指示函数, 当输入参数为真时, 返回值为 1; 当输入参数为假时, 返回值为 0。2 个分布函数之间最大距离可表示为

$$\hat{D} \triangleq \sup |\hat{F}_1(z_i) - \hat{F}_0(z_i)| \quad (27)$$

\hat{D} 作为拟合优度统计值, 当 $\hat{D} \geq \beta$ 成立, 拒绝 H_0 , 则

$$P(\hat{H} = H_0 | H_0) = P(\hat{D} < \beta | H_0) = \alpha \quad (28)$$

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

$$\alpha = 1 - \Phi \left(\beta \left(\sqrt{\frac{M}{2}} + 0.12 + \frac{0.11}{\sqrt{\frac{M}{2}}} \right) \right) \quad (29)$$

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

4.4 算法流程

本文提出的算法流程如下。

- 1) 截获 STBC-OFDM 的信号 $y(k)$ 。
- 2) 由式(18)~式(24), 求 X_0 和 X_1 。
- 3) 由式(29)可得到假设检验的门限值 β 。
- 4) 由式(25)和式(26)求取经验累积分布函数 $F_i(z)$ 。
- 5) 计算 $F_i(z)$ 之间最大距离 \hat{D} 。
- 6) 如果 $\hat{D} < \beta$, 判定 H_0 成立, 否则判定 H_1 成立。

5 仿真与验证

1) 仿真条件设定

无特殊说明情况下, 默认的仿真条件: 该算法的性能由 1 000 次蒙特卡洛仿真实验衡量, OFDM 信号是基于 IEEE 802.11e 标准, OFDM 符号子载波个数 $N = 256$, 循环前缀长度为 $\nu = \frac{N}{4}$, 接收天线的个数为 $N_{\text{rx}} = 1$, 接收的 OFDM 块数量 $N_B = 2 000$, 置信区间为 0.99, 信道采用频率选择性瑞利衰落信道, 且包含 4 条统计独立的路径, 以上 4 条路径均具有指数功率时延且第 p 条路径与每条路径的功率比为 $\sigma^2(p) = e^{-\frac{p}{5}}$, $p = 0, 1, \dots, \text{path} - 1$ 。噪声为零均值加性高斯白噪声, 且信噪比 $\text{SNR} = 10 \lg \frac{N_{\text{Tx}}}{\sigma_w^2}$, 信号采用 QPSK 调制方式, 采用正确识别概率 $P(\lambda | \lambda)$, $\lambda \in \{\text{SM-OFDM}, \text{AL-OFDM}, \text{ST3-OFDM}, \text{ST4-OFDM}\}$, 平均识别概率 P_c 为

$$P_c = \frac{1}{4} \sum_{\lambda \in \{\text{SM-OFDM}, \text{AL-OFDM}, \text{ST3-OFDM}, \text{ST4-OFDM}\}} P(\lambda | \lambda) \quad (30)$$

2) 正确识别概率

在上述设定的条件下, 正确识别概率如图 5 所示, 其中, SM-OFDM 识别效果最好, SM-OFDM 正确识别概率接近置信区间 0.99。ST3-OFDM 的识别效果最差, 这是因为 ST3-OFDM 码矩阵中包含符号 0, 这将影响 X_i 的分布特性, 使经验分布函数 $\hat{F}_{x_0}(z)$ 和 $\hat{F}_{x_1}(z)$ 之间的距离变小, 从而导致 ST3-OFDM 在低信噪比下识别效果不理想。AL-OFDM、ST3-OFDM 和 ST4-OFDM 的识别性能随着信噪比的提高而提高。主要原因是在低信噪比环境下, 强噪声使经验分布函数 $\hat{F}_{x_0}(z)$ 和 $\hat{F}_{x_1}(z)$ 之间的距离变小, 从而使 STBC-OFDM 的识别性能在低信噪比不理想。

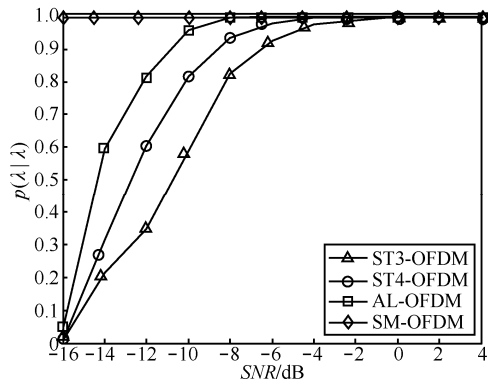


图 5 正确识别概率 $p(\lambda|\lambda)$

3) OFDM 子载波数量 N 对算法影响

图 6 为 OFDM 子载波数量不同时平均正确识别概率 P_c 的变化，其中，OFDM 子载波数量 $N \in \{64, 128, 256, 512\}$ 。由图 6 可知，在低信噪比下识别性能随着子载波数量的增加而提高。主要是当子载波数量 N 增加时，式(18)中的第 g_{Uk+u} 个 OFDM 块的元素增多， R_0 和 R_1 中列向量之间的相关函数 $x_i(k)$ 更准确，从而使经验分布函数 $\hat{F}_{x_0}(z)$ 和 $\hat{F}_{x_1}(z)$ 更精确，因此，它的正确识别概率随着子载波的数量增加而提高。

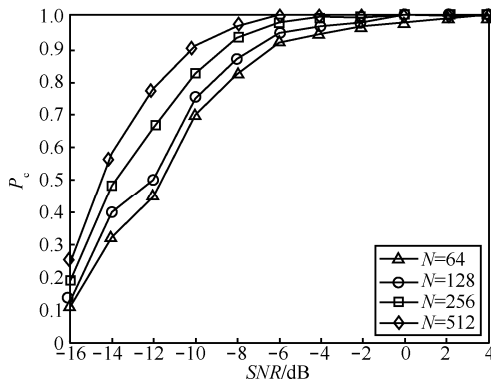


图 6 平均正确识别概率 P_c 与 OFDM 子载波数量关系

4) OFDM 块数量 N_B 对算法影响

图 7 为 OFDM 块数量不同时平均正确识别概率 P_c 的变化。其中，OFDM 块数量 $N_B \in \{1\ 000, 2\ 000, 3\ 000, 4\ 000\}$ 。由图 7 可知，在低信噪比环境下当 OFDM 块数量为 4 000 时，识别效果更理想，而在高信噪比下，当 OFDM 块数量为 1 000 时识别效果最不理想，其他 OFDM 块数量下平均正确识别概率都达到 1。当 OFDM 块数量较小时，如果 t 取值过大会使经验分布函数 $\hat{F}_{x_0}(z)$ 和 $\hat{F}_{x_1}(z)$ 中元素较小，不利于抑制噪声和信道对经验分布函数的影响，从而

导致 ST3-OFDM 和 ST4-OFDM 的正确识别概率较低，影响了平均正确概率 P_c 。以 ST4-OFDM 为例，ST4-OFDM 在 $t=4$ 和 $N_B=2\ 000$ 时，由式(23)~式(26)可知，自相关函数向量 X_i 和经验累积分布函数 $\hat{F}_{x_0}(z)$ 只有 249 个元素，导致识别效果不是很理想。

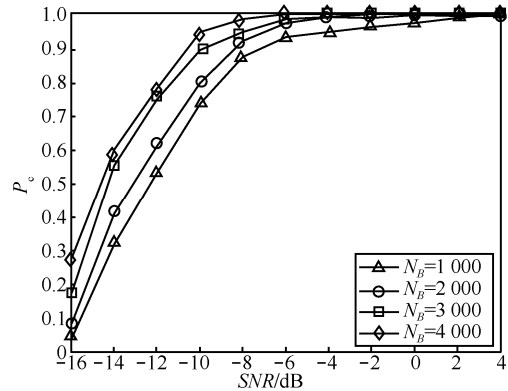


图 7 平均正确识别概率 P_c 与 OFDM 块数量关系

5) 不同的采样信号数对算法的影响

采样信号数等于 OFDM 块数量与 OFDM 子载波数量相乘，识别性能随着采样信号数增加而提高。图 8 为平均正确识别概率 P_c 与采样信号数关系，其中，采样数 $Num \in \{6\ 400, 51\ 200, 128\ 000, 512\ 000\}$ 。算法的平均正确识别概率在采样信号数为 6 400 和 51 200 下分别为 0.5 和 0.8 左右，在 128 000 以上时，达到 0.99~1。如果采样信号数过少，当 t 取值较大时， $\hat{F}_0(z)$ 和 $\hat{F}_1(z)$ 元素较小，不利于抑制噪声和信道对经验分布函数的影响，从而影响识别效果。

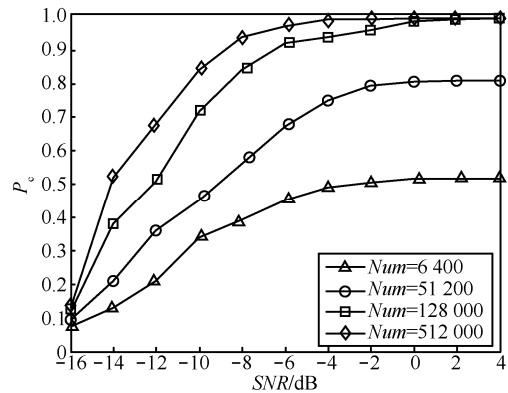


图 8 平均正确识别概率 P_c 与采样信号数关系

6) OFDM 前缀 v 的长度对算法的影响

图 9 为平均正确识别概率 P_c 与前缀长度的关

系。其中，前缀长度 $v \in \left(\frac{N}{4}, \frac{N}{16}, \frac{N}{32}\right)$ 。由图 9 可知，

算法的性能基本不随前缀 v 的长度变化，主要是因为前缀长度并不改变相关函数的估计值，也不影响自相关函数 X_i 的估计值，进而也不影响经验分布函数的估计值。所以前缀长度 v 对算法基本无影响。

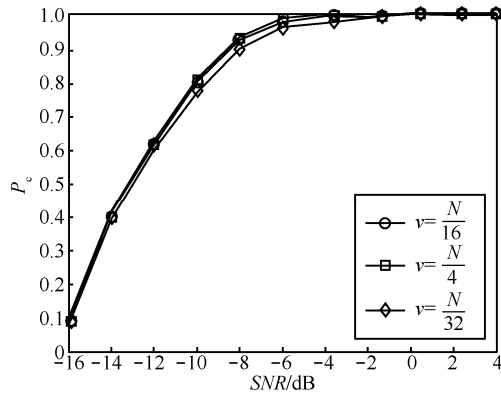


图 9 平均正确识别概率 P_c 与前缀长度关系

7) 调制方式对算法的影响

调制方式对算法的影响可以看作 2 个方面。

1) 在小样本情况下，M-PSK 比 M-QAM 性能更好，这主要是由于样本数不够大引起的。图 10 为调制方式不同且 $N_B = 2000$ 时平均识别概率的变化曲线。由图 10 可以观察，算法在实数信号条件下性能更好，当 $SNR = -10$ dB 时，算法在 BPSK 调制下，平均正确识别概率约为 0.92，而 16QAM 的平均正确识别概率约为 0.645。2) 在大样本情况下，M-PSK 与 M-QAM 性能差别不是很大。图 11 为调制方式不同且 $N_B = 8000$ 时平均识别概率的变化曲线。由图 11 观察到，两者差别不是很大，比如对于 BPSK，当 $SNR = -10$ dB 时，平均正确识别概率 P_c 约为 1，而 16QAM 的平均正确识别概率 P_c 约为 0.993。

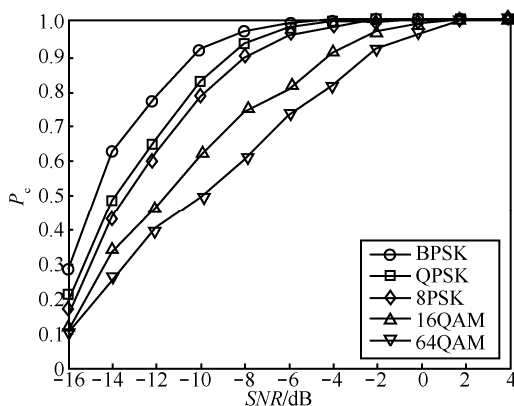


图 10 小样本下平均正确识别概率 P_c 与调制方式关系

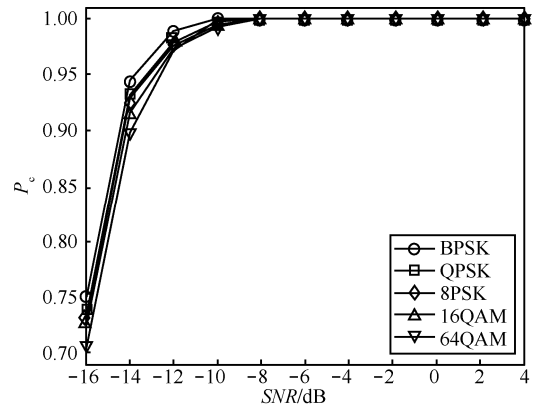


图 11 大样本下平均正确识别概率 P_c 与调制方式关系

8) 不同的置信区间 α 对算法的影响

如图 12 所示，置信区间 $\alpha \in \{0.01, 0.05, 0.1\}$ ，该算法在高 SNR 下，置信区间对算法的性能几乎无影响；在较低 SNR 下，随着 α 的增大，算法的识别概率会增大。原因是在较低 SNR 下， α 较大，门限值会增大，平均正确识别概率因此也增大；而在较高 SNR 下，平均正确识别概率已经平稳，因此影响很小。

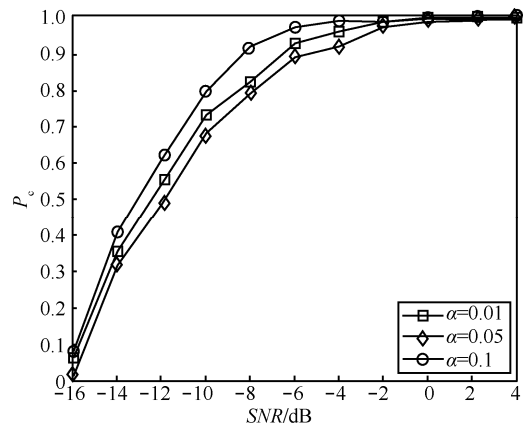


图 12 平均正确识别概率 P_c 与置信区间关系

9) 不同载波频偏 Δf 对算法影响

当载波频偏 $\Delta f \in \{0, 0.2, 0.5\}$ 时，对平均正确识别概率的影响如图 13 所示。载波频偏对算法的性能影响不大，主要是因为式(22)中绝对值的处理使载波频偏并不改变其数值，而是对其相位有影响，而算法是以前绝对值构成自相关函数 X_i ，所以载波频偏对算法基本无影响。

10) 非高斯噪声对算法的影响

为了进一步验证算法的性能，下面比较算法在高斯噪声下和非高斯噪声下的性能。设样本的抽样数分别为 $N_B = 2000$ 和 $N_B = 3000$ ，信道为频率非

选择性信道，非高斯噪声的构造如文献[3]所示。如图 14 所示，其中，Gaussian 表示算法平均识别概率在高斯噪声条件下曲线；non-Gaussian 表示算法平均识别概率在非高斯噪声条件下曲线。由图 14 可以看出，高斯噪声条件下算法的性能优于非高斯噪声条件，但是在非高斯噪声条件下，算法的性能保持在可以接受的范围，因此算法也适用于非高斯噪声条件下识别。

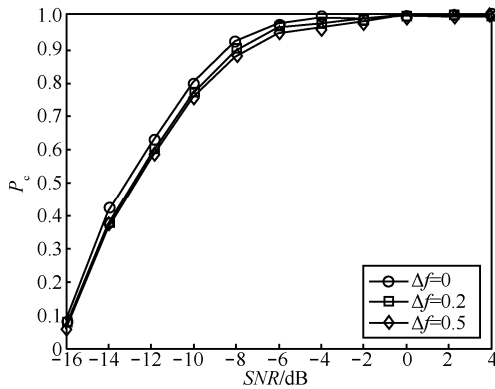


图 13 平均正确识别概率 P_c 与频偏关系

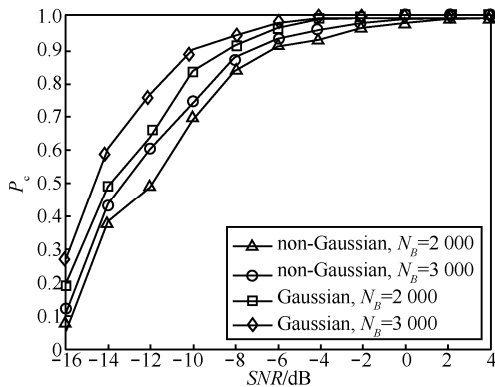


图 14 高斯噪声环境与非高斯环境平均正确识别概率 P_c 对比

11) 计算复杂度分析

K-S 算法与改进 K-S 算法区别在于构造 2 个子序列的方法不同，改进 K-S 算法的样本利用率提高了 1 倍，但是相关函数的计算是相同的，如式(13)、式(14)和式(17)。首先对向量 $q_i(k)$ 初始化需要 $O(1)$ 时间。算法的主体部分是一个循环，每一轮循环中进行一次乘法运算，这属于基本操作，可在 $O(1)$ 时间内完成。每经过一轮循环，都将一个元素放置到向量 $q_i(k)$ ，故总共需要 n 轮循环，所以这 2 种算法的计算复杂度应为

$$O(1) + O(1)n = O(n+1) = O(n) \quad (31)$$

原有 K-S 算法和改进 K-S 算法不同的地方是子

序列长度不同，但它并不影响计算复杂度的量级。

12) 与其他算法对比

在 OFDM 块数 $N_B = 2000$ 、子载波数量 $N = 256$ 、循环前缀长度 $\nu = \frac{N}{4}$ 和调制方式为 QPSK 条件下，本文对改进 K-S 算法、原有的 K-S 算法和 4 阶矩算法性能比较如图 15 所示，其中，4 阶矩算法是通过计算接收信号在相应的时延向量下 OFDM 块的 4 阶矩。当时延 $t=5$ 时，只有 ST4-OFDM 信号的 4 阶矩不为零，可以区分 ST4-OFDM 信号；当时延 $t=2$ 时，只有 ST3-OFDM 信号的 4 阶矩不为零，可以区分 ST3-OFDM 信号；当时延 $t=1$ 时，只有 AL-OFDM 信号的 4 阶矩不为零，可以区分 AL-OFDM 信号。判断非零的方法为：计算待识别信号 4 阶矩的估计值与 0 的欧式距离，距离大的判定为待识别信号，否则为其他信号。由图 15 可知，改进 K-S 算法的性能最优，K-S 算法性能次之。

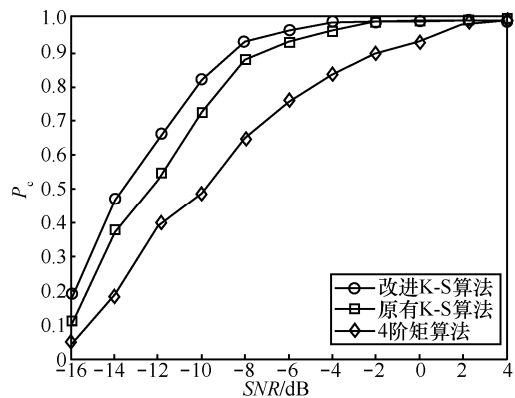


图 15 3 种算法平均正确识别概率 P_c 对比

6 结束语

本文研究了 MISO 通信系统下 STBC-OFDM 信号盲识别问题，以 STBC-OFDM 通信系统常用的 4 种编码信号 SM-OFDM、AL-OFDM、ST3-OFDM 和 ST4-OFDM 为例，在结合 STBC 和 OFDM 的性质后，推导了一种基于改进 K-S 算法的 STBC-OFDM 盲识别算法。

1) 该算法在低信噪比 ($SNR=0$ dB) 下，算法的正确识别概率约为 1，识别效果理想，能够满足实际应用。

2) 该算法不需要预先估计噪声信息、调制信息和信道系数等先验信息，适合于非合作通信场合，有很强的军事意义。实验验证了该算法不受调制方

式、载波频偏等因素的影响,且能适应非高斯噪声环境,适应的环境广泛,适用性较强。

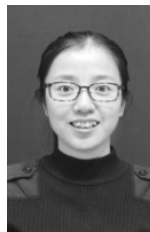
3) 该算法是在频率选择性瑞利衰落信道条件下对 STBC-OFDM 信号盲识别,与高速传输的信道环境相符合。

4) 针对原来算法样本利用率低问题,本文提出的改进 K-S 检测算法使样本利用率在原算法的基础上提高了 1 倍,大大提高了数据的利用率,也大大提高算法的性能。

参考文献:

- [1] SHI M, BAR-NESS Y, SU W. Adaptive estimation of the number of transmit antennas[C]/Military Communications Conference. 2007: 1-5.
- [2] CHOQUEUSE V, AZOU S, YAO K. Blind modulation recognition for MIMO system[J]. Military Technical Academy Review, 2009, XIX(2): 183-196.
- [3] ANANTHRAM S, BRIAN M S. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. IEEE Transactions on Communication, 2000, 54(2): 413-429.
- [4] 钱国兵, 李立萍, 郭亨艺. 多入单出正交空时分组码的调制识别[J]. 电子信息学报, 2013, 35(1): 185-190.
QIAN G B, LI L P, GUO H Y. Modulation identification for orthogonal space-time block code in multiple input single output systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(1): 185-190.
- [5] 闫文君, 张立民, 凌青, 等. 一种基于高阶累积量的正交空时分组码盲识别方法[J]. 电子学报, 2016, 44(5):1258-1264.
YAN W J, ZHANG L M, LING Q, et al. A method for blind recognition of orthogonal space-time block coding(STBC) using higher-order cumulants[J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(5):1258-1264.
- [6] 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.
- [7] CHOQUEUSE V, YAO K, COLLIN L, et al. Hierarchical space-time block code recognition using correlation matrices[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2008, 7(9): 3526-3534.
- [8] SHI M, AR-NESS Y, SU W. STC and BLAST MIMO modulation recognition[C]/IEEE Global Telecommunication Conference. 2007:3034-3039.
- [9] MAREY M, DOBRE O A, 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.
- [10] YOUNG M D, HEALTH R, EVANS B L. Using higher order cyclostationarity to identify space-time block codes[C]/IEEE Global Telecommunications Conference. 2008: 3370-3374.
- [11] 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 Communication, 2013, 5(6):1-12.
- [12] MAREY M, DOBRE O A, LIAO B. Classification of STBC systems over frequency-selective channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 64(5): 2159-2164.
- [13] 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 L M, YAN W J, LING Q, 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.
- [14] MOSTAFA M, OCTAVIA A D. Blind identification of spatial multiplexing and Alamouti space-time block code via Kolmogorov-Smirnov test[J]. IEEE Communication Letters, 2014, 18(10): 1711-1714.
- [15] MOSTAFA M, OCTAVIA A D. A novel Non-parametric method for blind identification of STBC codes[C]/2015 IEEE 14th Canadian Workshop on Information Theory. 2015: 1-4.
- [16] 张立民, 凌青, 闫文君. 基于高阶累积量的空时分组码盲识别算法研究[J]. 通信学报, 2016,37(5):1-8.
ZHANG L M, LING Q, YAN W J. Blind recognition of STBC based on higher-order cumulants[J]. Journal on Communications, 2016, 37(5):1-8.
- [17] MAREY M, DOBRE O A, INKOL R. Blind STBC identification for multiple-antenna OFDM systems[J]. IEEE Transaction on Communication, 2014, 62(5): 1554-1567.
- [18] ELDEMERDASH Y A, DOBRE O A, LIAO B J. Blind identification of SM and Alamouti STBC-OFDM signal[J]. IEEE Transaction Wireless Communication, 2015, 14(2): 972-982.
- [19] KARAMI E E, DOBRE O A. Identification of SM-OFDM and AL-OFDM signals based on their second-order cyclostationarity[J]. IEEE Transaction Vehicular Technology 2015, 64(3): 942-953.

作者简介:



凌青(1987-),女,湖南衡阳人,博士,海军航空工程学院讲师,主要研究方向为通信信号处理和空时分组码技术。



张立民(1966-),男,辽宁开原人,博士,海军航空工程学院教授、博士生导师,主要研究方向为通信信号处理和电子技术仿真。



闫文君(1986-),男,山东莱州人,博士,海军航空工程学院讲师,主要研究方向为通信信号处理和计算机仿真。