

基于 FOLP 的 STBC-OFDM 信号盲识别方法

闫文君,张立民,凌 青

(海军航空工程学院信息融合研究所,山东烟台 264001)

摘 要: 针对 STBC-OFDM 信号盲识别中存在着识别所需样本数多、对频偏敏感和不适用于单接收天线等问题,提出一种基于 FOLP(Fourth Order Lag Product)的识别方法. 根据不同空时分组码元素的相关性,推导了接收信号的 FOLP,构造了基于 FOLP 的峰值检测算法. 推导和仿真结果表明,该算法能够在单接收天线下运行,且不需要知道信道信息、噪声信息、调制信息以及 OFDM 块的起始位置;且该算法不受调制方式的影响,对时延、相位噪声和频率偏移鲁棒性能好,能够应用于认知无线电、频谱监控等工程领域中.

关键词: 信号盲识别; 空时分组码; 正交频分复用; 四阶时延矩; 信号处理; 认知无线电

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)09-2233-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.09.026

A Method for Blind Recognition of STBC-OFDM Signals Based on FOLP

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

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

Abstract: Aiming at the problems that the former recognition algorithms for STBC-OFDM (Space-Time Block Code with Orthogonal Frequency Division Multiplexing) need too many received symbols, sensitive to frequency offset and not suitable for single received antenna, a method based on the fourth order lag product (FOLP) is proposed. According to the correlation between received STBC symbols, the FOLP of received signals is deduced, and a peak test algorithm is proposed to identify the STBCs. Unlike other methods, this algorithm does not require any prior information of channel coefficients, noise information, modulation type and start of OFDM block and, is well-suited for single received antenna context. The proposed method provides a good performance with low sensitivity to impairments in the received signals, such as time offset, phase noise and frequency offset. It can be applied in cognitive radio systems, spectrum surveillance, and so on.

Key words: blind signal recognition; space-time block code (STBC); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); fourth order lag product (FOLP); signal processing; cognitive radios

1 引言

信号盲识别技术是无线通信领域近年来的研究热点,广泛应用于军事、民用领域,如认知无线电、频谱监控和电子对抗等^[1-4]. 作为信号盲分离技术的后续^[5,6],空时分组码^[7] (Space-Time Block Code, STBC) 信号盲识别技术近年来取得了极大的发展. 自提出全盲条件下 STBC 信号盲识别算法以来^[8], 国内外学者对 STBC 调制识别^[9] 和单载波条件下 STBC 信号识别^[8,10-12] 进行了大量的研究, 包括相关矩阵算法^[8]、高阶统计量算法^[10]、K-S 检测算法^[11] 和循环谱算法^[12] 等.

随着正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术的提出^[13,14], OFDM 技术成为第四代移动通信的关键技术^[15]. 然而, STBC-OFDM 盲

识别问题相关的文献还较少^[16-19]. Marey 和 Karami 等分别通过基于二阶相关矩阵和二阶循环平稳统计量的方法对接收天线数大于 1 时 STBC-OFDM 信号进行了识别^[16-18], 其算法缺点在于需要大量的接收样本, 且对频偏较为敏感, 不适用于工程应用. Eldemerdash 等提出了基于二阶相关函数的识别算法, 通过检验不同 STBC 二阶相关函数是否存在峰值的方法对 STBC 信号进行识别^[19], 该算法所需样本数较少且对频偏鲁棒性好, 但只适用于多接收天线 (接收天线数量 ≥ 2) 条件. 上述四种算法均只对 SM-OFDM 和 AL-OFDM 进行了识别, 在扩展到其它类型空时分组码的盲识别问题时还会遇到许多问题^[11]. 此外, 在单接收天线下的 STBC-OFDM 盲识别的研究尚属空白.

本文提出一种基于四阶时延矩 (Fourth Order Lag

Product, FOLP) 的 STBC-OFDM 信号的盲识别算法解决上述问题. 基于 FOLP 的算法曾被用于单载波系统中^[21], 相比普通的四阶时延矩算法, FOLP 算法能够提高识别性能, 且对频率偏移和时延具有更好的鲁棒性. 本文对该算法进行改进, 首先建立了以 OFDM 块为单位的 OFDM-STBC 信号模型, 然后对接收信号的 FOLP 进行离散快速傅里叶变换, 构造不同 STBC 的频谱图, 最后通过峰值检测算法检测不同 STBC 的峰值, 从而达到识别的目的. 本文提出的基于 FOLP 的算法具有以下优点: (1) 可用于单接收天线; (2) 无需信道、噪声和调制等先验信息, 对时延和频率偏移也具有一定鲁棒性.

2 信号模型和假设条件

2.1 以块为单位的发射信号模型

以块为单位进行 STBC-OFDM 信号的盲识别可将 OFDM 条件下识别问题映射为单载波条件下识别问题, 有助于简化识别算法.

本文取 4 种 STBC 进行识别, 分别为空间复用 (SM)、AL^[7]、STBC3^[10] 和 STBC4^[10]. 考虑具有 n_t 发射天线和 n_r 接收天线的 STBC-OFDM 系统, 其中发射信号为采用复调制 (不考虑 BPSK) 的独立同分布信号, 这可保证信号的实部和虚部也是独立同分布的. OFDM 块的长度为 N , 每个 OFDM 块可表示为^[17]:

$$\mathbf{c}_{Ub+u}^{(f)} = [c_{Ub+u}^{(f)}(0), c_{Ub+u}^{(f)}(1), \dots, c_{Ub+u}^{(f)}(N-1)] \quad (1)$$

式中 $c_{Ub+u}^{(f)}(N)$ 表示第 f 根天线的第 $Ub+u$ 个 OFDM 块的 N 个符号, U 为码矩阵的长度, 其中 SM 码为 $U=1$, AL 码为 $U=2$, 以此类推, b 为码矩阵块的序号, u 表示一个码矩阵块内的列序号, 且 $u=0, 1, \dots, U-1$.

使用 d_{Xb+x} 表示每个空时分组码矩阵 \mathbf{C} 中发射的 OFDM 块, X 为每个空时分组码矩阵 \mathbf{C} 中包含的 OFDM 块的数量, x 为每个空时分组码矩阵 \mathbf{C} 中 OFDM 块的序号, $x=0, 1, \dots, X-1$. 其中, 每个 AL 码矩阵包含 2 个 OFDM 块, 即 $X=2$; STBC3 中, $X=3$; STBC4 中, $X=4$; SM 中 $X=n_t$. d_{Xb+x} 元素之间互相不相关, 即

$$E[\mathbf{d}_{Xb+x}(k)\mathbf{d}_{Xb+x}(k')] = 0 \quad (2)$$

$$E[\mathbf{d}_{Xb+x}(k)\mathbf{d}_{Xb'+x'}^*(k')] = \sigma_s^2 \delta(k-k')\delta(b-b')\delta(x-x') \quad (3)$$

式中 σ_s^2 为传输信号能量.

SM 码的发射天线数取 2, SM-OFDM 编码可表示为^[17]:

$$\mathbf{C}^{\text{SM}} = [\mathbf{c}_{b+0}^0; \mathbf{c}_{b+0}^1] = [\mathbf{d}_{2b+0}; \mathbf{d}_{2b+1}] \quad (4)$$

AL-OFDM 编码可表示为^[17]:

$$\mathbf{C}^{\text{AL}} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{2b+0}^0 & \mathbf{c}_{2b+1}^0 \\ \mathbf{c}_{2b+0}^1 & \mathbf{c}_{2b+1}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{2b+0} & -\mathbf{d}_{2b+1}^* \\ \mathbf{d}_{2b+1} & \mathbf{d}_{2b+0}^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

STBC3-OFDM 编码可表示为^[17]:

$$\mathbf{C}^{\text{STBC3}} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{4b+0}^0 & \mathbf{c}_{4b+1}^0 & \mathbf{c}_{4b+2}^0 & \mathbf{c}_{4b+3}^0 \\ \mathbf{c}_{4b+0}^1 & \mathbf{c}_{4b+1}^1 & \mathbf{c}_{4b+2}^1 & \mathbf{c}_{4b+3}^1 \\ \mathbf{c}_{4b+0}^2 & \mathbf{c}_{4b+1}^2 & \mathbf{c}_{4b+2}^2 & \mathbf{c}_{4b+3}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{3b+0} & 0 & \mathbf{d}_{3b+1} & -\mathbf{d}_{3b+2} \\ 0 & \mathbf{d}_{3b+0} & \mathbf{d}_{3b+2}^* & \mathbf{d}_{3b+1}^* \\ -\mathbf{d}_{3b+1}^* & -\mathbf{d}_{3b+2} & \mathbf{d}_{3b+0}^* & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

STBC4-OFDM 编码可表示为:

$$\mathbf{C}^{\text{STBC4}} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{8b+0}^0 & \mathbf{c}_{8b+1}^0 & \mathbf{c}_{8b+2}^0 & \mathbf{c}_{8b+3}^0 & \mathbf{c}_{8b+4}^0 & \mathbf{c}_{8b+5}^0 & \mathbf{c}_{8b+6}^0 & \mathbf{c}_{8b+7}^0 \\ \mathbf{c}_{8b+0}^1 & \mathbf{c}_{8b+1}^1 & \mathbf{c}_{8b+2}^1 & \mathbf{c}_{8b+3}^1 & \mathbf{c}_{8b+4}^1 & \mathbf{c}_{8b+5}^1 & \mathbf{c}_{8b+6}^1 & \mathbf{c}_{8b+7}^1 \\ \mathbf{c}_{8b+0}^2 & \mathbf{c}_{8b+1}^2 & \mathbf{c}_{8b+2}^2 & \mathbf{c}_{8b+3}^2 & \mathbf{c}_{8b+4}^2 & \mathbf{c}_{8b+5}^2 & \mathbf{c}_{8b+6}^2 & \mathbf{c}_{8b+7}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}_{4b+0} & -\mathbf{d}_{4b+1} & -\mathbf{d}_{4b+2} & -\mathbf{d}_{4b+3} & \mathbf{d}_{4b+0}^* & -\mathbf{d}_{4b+1}^* & -\mathbf{d}_{4b+2}^* & -\mathbf{d}_{4b+3}^* \\ \mathbf{d}_{4b+1} & \mathbf{d}_{4b+0} & \mathbf{d}_{4b+3} & -\mathbf{d}_{4b+2} & \mathbf{d}_{4b+1}^* & \mathbf{d}_{4b+0}^* & \mathbf{d}_{4b+3}^* & -\mathbf{d}_{4b+2}^* \\ \mathbf{d}_{4b+2} & -\mathbf{d}_{4b+3} & \mathbf{d}_{4b+0} & \mathbf{d}_{4b+1} & \mathbf{d}_{4b+2}^* & -\mathbf{d}_{4b+3}^* & \mathbf{d}_{4b+0}^* & \mathbf{d}_{4b+1}^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

根据 OFDM 定义^[22], 在传输端对每个 OFDM 块 $\mathbf{c}_{Ub+u}^{(f)}$ 进行 N 点离散快速傅里叶逆变换 (N-IFFT) 得到时域上的 OFDM 块^[17]

$$\mathbf{g}_{Ub+u}^{(f)} = [g_{Ub+u}^{(f)}(0), g_{Ub+u}^{(f)}(1), \dots, g_{Ub+u}^{(f)}(N-1)] \quad (8)$$

对 $\mathbf{g}_{Ub+u}^{(f)}$ 添加循环前缀, 假设循环前缀的长度为 v , 则得到的长度为 $N+v$ 的 OFDM 块表示为^[17]

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{g}}_{Ub+u}^{(f)} &= [\tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(0), \tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(1), \dots, \tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(v), \\ &\quad \tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(v+1), \dots, \tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(N+v-1)] \\ &= [\tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(-v), \dots, \tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(0), \tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(1), \dots, \\ &\quad \tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(N-1)] \end{aligned} \quad (9)$$

式中的每个元素可表示为^[17]

$$\tilde{g}_{Ub+u}^{(f)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=0}^{N-1} c_{Ub+u}^{(f)}(p) e^{i \frac{2\pi p(n-n)}{N}}, n = 0, 1, \dots, N+v-1 \quad (10)$$

因此, 得到在第 f 根发射天线上发射的所有空时分组码块, 可表示为^[17]

$$\mathbf{s}^{(f)} = [\dots, \tilde{\mathbf{g}}_{-1}^{(f)}, \tilde{\mathbf{g}}_0^{(f)}, \tilde{\mathbf{g}}_1^{(f)}, \tilde{\mathbf{g}}_2^{(f)}, \dots] \quad (11)$$

2.2 发射信号的相关性

考虑 AL-OFDM 发射信号, 在同一个空时分组码内的 OFDM 块 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(0)}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(1)}$ 具有相关性, $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(0)}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(1)}$ 也具有相关性. 证明过程如下:

首先考虑 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(0)}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(1)}$ 的关系.

$$\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(0)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=0}^{N-1} c_{2b+0}^{(0)}(p) e^{i \frac{2\pi p(n-n)}{N}}, n = 0, 1, \dots, N+v-1 \quad (12)$$

$$\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(1)}(n') = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=0}^{N-1} c_{2b+1}^{(1)}(p) e^{i \frac{2\pi p(n'-n)}{N}}, \quad (13)$$

$$n' = 0, 1, \dots, N+v-1$$

由式(5)可知, $c_{2b+1}^{(1)}(p) = (c_{2b+0}^{(0)}(p))^*$, $p=0, 1, \dots, N-$

1, 对式(13)求复共轭可得

$$(\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(1)}(n'))^* = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=0}^{N-1} c_{2b+0}^{(0)}(p) e^{-\frac{j2\pi p(n'-v)}{N}}, \quad (14)$$

$$n' = 0, 1, \dots, N+v-1$$

显然可得:

$$\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(0)}(n) = (\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(1)}(n'))^* \quad (15)$$

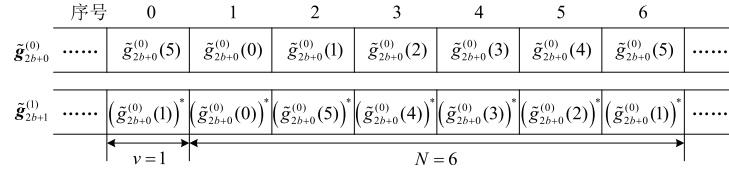


图1 当 $N=6, v=1$ 时某个AL-OFDM块的元素分布

根据式(15), 可得到发射信号 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(0)}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(1)}$ 在 $N=6, v=1$ 的分布如图1所示. 同理, 考虑 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(1)}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(0)}$ 的关系, 有

$$\tilde{\mathbf{g}}_{2b+0}^{(1)}(n) = -(\tilde{\mathbf{g}}_{2b+1}^{(0)}(n'))^* \quad (16)$$

式中, $n, n' = 0, 1, \dots, N+v-1$ 当且仅当 $n' - v = \text{mod}(- (n - v), N)$.

同理, 在同一个空时分组码内, STBC3-OFDM 和 STBC4-OFDM 也有相应的关系, 此处不再赘述; 而 SM-OFDM 信号的任意两个符号间是不相关的, 也就没有上述关系.

2.3 接收信号模型

式(11)中第 k 个元素定义为 $s^{(f)}(k)$, 则第 i 根接收天线接收到的第 k 个接收信号可以表示为^[16]

$$r^{(i)}(k) = \sum_{f=0}^1 \sum_{l=0}^{L_f-1} h_{fi}(l) s^{(f)}(k-l) + w^{(i)}(k) \quad (17)$$

其中, L_f 为传输路径的数量, $h_{fi}(l)$ 为传输天线 f 到接收天线 i 对应的第 l 条传输路径的信道系数, $w^{(i)}(k)$ 为接收天线 i 对应的加性高斯白噪声(AWGN), 其均值为0, 方差为 σ_w^2 .

由式(17), 设第 i 根接收天线上接收信号为

$$\mathbf{R}^{(i)} = [\mathbf{r}_0^{(i)}, \mathbf{r}_1^{(i)}, \dots, \mathbf{r}_{N_i-1}^{(i)}] \quad (18)$$

其中 $\mathbf{r}_j^{(i)}$ 表示第 i 根接收天线上接收到的第 j 个 OFDM 块, 表示为:

$$\mathbf{r}_j^{(i)} = [r_j^{(i)}(0), r_j^{(i)}(1), \dots, r_j^{(i)}(N-1)]^T, \quad (19)$$

$$j=0, 1, \dots, N_b-1$$

对于 SM-OFDM 信号, 接收信号中任意两个元素是不相关的; 对于 AL-OFDM 接收信号, 对应同一个空时分组码的向量 $\mathbf{r}_{2b}^{(i)}$ 和 $\mathbf{r}_{2b}^{(i)}$ 及其内部元素是相关的, 而不同空时分组码之间的向量和元素是不相关的, 如 $\mathbf{r}_{2b+1}^{(i)}$ 和 $\mathbf{r}_{2(b+1)}^{(i)}$; 类似的, 对于 STBC3-OFDM 接收信号, 对应同一个空时分组码的向量 $\mathbf{r}_{4b}^{(i)}$ 、 $\mathbf{r}_{4b+1}^{(i)}$ 、 $\mathbf{r}_{4b+2}^{(i)}$ 和 $\mathbf{r}_{4b+3}^{(i)}$ 及其内部元素是相关的, 而不同空时分组码之间的向量和元素是不相关的, 如 $\mathbf{r}_{4b}^{(i)}$ 和 $\mathbf{r}_{4(b+1)}^{(i)}$; 对于 STBC4-OFDM 接收信号, 对应同一个空时分组码的向量 $\mathbf{r}_{8b}^{(i)}$ 、 $\mathbf{r}_{8b+1}^{(i)}$ 、 \dots 、 $\mathbf{r}_{8b+7}^{(i)}$ 及

式中 $n, n' = 0, 1, \dots, N+v-1$, 当且仅当 $n' - v = \text{mod}(- (n - v), N)$, mod 表示求模运算. 即当 $n=0$ 时, $n'=2v$; 当 $n=v$ 时 $n'=v$; 当 $n=v+1$ 时, $n'=n+v-1$; 当 $n=n+v-1$ 时, $n'=v+1$. 可以看出, 当 $n=0, 1, \dots, v$ 时, $n+n'=2v$; 当 $n=v+1, \dots, N+v-1$ 时, $n+n'=N+2v$.

其内部元素是相关的, 而不同空时分组码之间的向量和元素是不相关的, 如 $\mathbf{r}_{8b}^{(i)}$ 和 $\mathbf{r}_{8(b+1)}^{(i)}$.

2.4 假设条件

在接收端, 不失一般性, 在接收端做了4处假设:

假设1: 假设接收信号的第一个符号为 OFDM 块的第一个符号. 当接收信号的第一个符号不是 OFDM 块的第一个符号时, 本文算法同样适用, 此处的假设是为了简化推导过程.

假设2: 接收端 OFDM 块的长度已知, 并将接收信号定义为 $(N+v-1) \times N_b$ 维的向量. 识别 OFDM 块长度的算法可参考文献[20].

假设3: 传输信号和噪声不相关, 即 $E[s^{(f)}(m_0)w^{(i)}(m_1)] = 0$, 其中 $m_0, m_1 = 0, 1, \dots, N+v-1, f \in \{0, 1, \dots, n_f-1\}, i \in \{1, 2, \dots, n_r\}$

假设4: 不同信道之间的噪声和相同信道上的噪声互相是不相关的, 即 $E[w^{(i_0)}(m_0)w^{(i_1)}(m_1)] = E[w^{(i_0)}(m_0)(w^{(i_1)}(m_1))^*] = 0$, 其中 $m_0, m_1 \in \{0, 1, \dots, N+v-1\}, i_0, i_1 \in \{1, 2, \dots, n_r\}$.

3 STBC-OFDM 的四阶时延矩

3.1 接收信号的四阶时延矩

对第 i 根接收天线上的接收信号 $\{\mathbf{r}_q^{(i)}\}_{q=0}^{N_b-1}$ (本节中省略上标 i , 表示为 $\{\mathbf{r}_q\}_{q=0}^{N_b-1}$) 在时延参数 $(0, \tau, 0, \tau)$ 下的四阶时延矩定义为:

$$y(q, \tau) = \mathbf{r}_q \mathbf{r}_q^T \mathbf{r}_{q+\tau} \mathbf{r}_{q+\tau}^T \quad (20)$$

首先考虑 SM-OFDM 和 AL-OFDM 的四阶时延矩, 当时延参数为 $(0, 1, 0, 1)$ 时, 有

$$y^{\text{SM}}(q, 1) = \psi^{\text{SM}}(q), q=0, 1, \dots, N_b-1 \quad (21)$$

$$y^{\text{AL}}(q, 1) = E[y^{\text{AL}}(q, 1)] + \psi^{\text{AL}}(q), q=0, 1, \dots, N_b-1 \quad (22)$$

其中, $\psi^\xi(q)$ 为 $y^\xi(q, 1)$ 与其均值的偏差. 当 N_b 足够大时, $\psi^\xi(q)$ 的值趋近于0. 当 \mathbf{r}_q 和 $\mathbf{r}_{q+\tau}$ 对应两个不同的空时分组码矩阵时, 即 \mathbf{r}_q 和 $\mathbf{r}_{q+\tau}$ 不相关时, $E[y^{\text{AL}}(q, 1)]$

趋近于 0, 则 $y^{\text{AL}}(q, 1) = \psi^{\text{AL}}(q)$; 当 r_q 和 $r_{q+\tau}$ 对应同一个空时分组码矩阵, 即 r_q 和 $r_{q+\tau}$ 相关时, $E[y^{\text{AL}}(q, 1)] = A$, 其中 $A \neq 0$, 推导略。

因此, 当时延向量为 $(0, 1, 0, 1)$ 时, 在不考虑噪声影响的情况下, 可以得到 SM-OFDM 和 AL-OFDM 的 FOLP 序列:

SM-OFDM: $[0 \ 0 \ 0 \ \dots]$

AL-OFDM: $[A \ 0 \ A \ 0 \ A \ 0 \ A \ \dots]$ 或
 $[0 \ A \ 0 \ A \ 0 \ A \ 0 \ \dots]$

AL-OFDM 的 FOLP 序列具有明显的周期性, 可以通过离散傅里叶变换对 SM-OFDM 和 AL-OFDM 的 FLOP 序列进行处理, 具有周期性的为 AL-OFDM 码, 而不具有周期性的码则为 SM-OFDM 码. 定义 $y(q, 1)$ 的 N_b 点离散傅里叶变换 $Y = [Y(0, \tau), Y(1, \tau), \dots, Y(N_b, \tau)]$, 其元素可以表示为

$$Y(n, \tau) = \frac{1}{N_b} \sum_{k=0}^{K-1} y(q, \tau) e^{-j2\pi qn/N_b}, n = 0, 1, \dots, N_b - 1 \quad (23)$$

则由式(21)和(22)可得

$$Y^{\text{SM}}(n, 1) = \psi^{\text{SM}}(n), n = 0, 1, \dots, N_b - 1 \quad (24)$$

$$Y^{\text{AL}}(n, 1) = \theta + \psi^{\text{AL}}(n), n = 0, 1, \dots, N_b - 1 \quad (25)$$

式中, $\psi^{\text{SM}}(n)$ 和 $\psi^{\text{AL}}(n)$ 分别代表 $\psi^{\text{SM}}(q)$ 和 $\psi^{\text{AL}}(q)$ 的离散傅里叶变换. 当 r_q 和 $r_{q+\tau}$ 对应同一个空时分组码矩阵

时, 即 r_q 和 $r_{q+\tau}$ 相关时, $\theta = \frac{\sqrt{N_b}}{2}A$, 否则 $\theta = \pm \frac{N_b - 2}{2\sqrt{N_b}} \approx$

$\frac{\sqrt{N_b}}{2}A$. 显然, 由式(24)和(25)可得, $|Y^{\text{SM}}(n, 1)|$ 不具有

任何峰值, 而 $|Y^{\text{AL}}(n, 1)|$ 在 $n=0$ 和 $n=\frac{N_b}{2}$ 时具有峰值.

对 $|Y^{\text{SM}}(n, 1)|$ 和 $|Y^{\text{AL}}(n, 1)|$ 进行仿真, 如图 2 所示. 仿真条件为: 采用 QPSK 调制, 噪声采用高斯白噪声, 信噪比 $\text{SNR} = 20\text{dB}$, 其中 $\text{SNR} = 10\log_{10}(n_r/\sigma_w^2)$, 接收信号 OFDM 块数 $N_b = 2048$, 每个 OFDM 块子载波数为 64, 循环前缀长度为 8, 信道为多径瑞利衰落信道, 路径数量为 4. 很明显可以看出, SM-OFDM 没有任何峰值, 而 AL-OFDM 在 $n=0$ 和 $n=\frac{N_b}{2}$ 处存在峰值, 因此, 可通过检测峰值的方式识别 SM-OFDM 和 AL-OFDM.

需要特别指出的是, 在假设条件 1 中, 接收信号的第一个符号为 OFDM 块的第一个符号. 当接收信号的第一个符号不对应 OFDM 块的第一个符号时, SM-OFDM 信号的 FOLP 同样没有循环周期, 而 AL-OFDM 的 FOLP 仍然为 $[A \ 0 \ A \ 0 \ A \ 0 \ A \ \dots]$ 或 $[0 \ A \ 0 \ A \ 0 \ A \ 0 \ \dots]$, 对识别结果没有影响, 因此假设条件 1 的作用仅仅是为了便于推导.

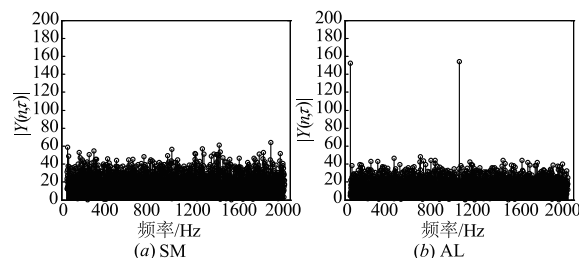


图2 当SM-OFDM和AL-OFDM的 $|Y(n, 1)|$ 分布

同理, 对于 STBC3-OFDM, 当 $\tau = 1$ 时, 可以得到 FOLP 序列:

STBC3-OFDM: $[0 \ B_1 \ B_2 \ 0 \ 0 \ B_1 \ B_2 \ 0 \ 0 \ \dots]$

$|Y^{\text{STBC}^3}(n, 1)|$ 在 $n=0, \frac{N_b}{4}, \frac{N_b}{2}, \frac{3N_b}{4}$ 处有峰值.

对于 STBC4-OFDM, 当 $\tau = 4$ 时, 其 FOLP 序列可表示为:

STBC4-OFDM: $[C \ C \ C \ C \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ C \ C \ C \ C \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots]$

$|Y^{\text{STBC}^4}(n, 4)|$ 在 $n = 0, \frac{N_b}{8}, \frac{3N_b}{8}, \frac{5N_b}{8}, \frac{7N_b}{8}$ 处有

峰值.

为表述方便, 定义

$$Z(u, 1) = \sum_{m=0}^1 \left| Y\left(\frac{mN_b}{2} + u, 1\right) \right|^2, u = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{2} - 1 \quad (26)$$

$$Z(u, 4) = \sum_{m=0}^1 \left| Y\left(\frac{mN_b}{4} + u, 4\right) \right|^2, u = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{4} - 1 \quad (27)$$

由式(26)可得, $Z^{\text{STBC}^3}(u, 1)$ 在 $u=0, \frac{N_b}{4}$ 存在两处峰值, 分别为

$$Z^{\text{STBC}^3}(0, 1) = |Y^{\text{STBC}^3}(0, 1)|^2 + \left| Y^{\text{STBC}^3}\left(\frac{K}{2}, 1\right) \right|^2 \quad (28)$$

$$Z^{\text{STBC}^3}\left(\frac{K}{4}, 1\right) = \left| Y^{\text{STBC}^3}\left(\frac{K}{4}, 1\right) \right|^2 + \left| Y^{\text{STBC}^3}\left(\frac{3K}{4}, 1\right) \right|^2 \quad (29)$$

由式(27)可得, $Z^{\text{STBC}^4}(u, 4)$ 在 $u=0, \frac{N_b}{8}$ 存在两处峰值, 分别为

$$Z^{\text{STBC}^4}(0, 4) = |Y^{\text{STBC}^4}(0, 4)|^2 \quad (30)$$

$$Z^{\text{STBC}^4}\left(\frac{K}{8}, 1\right) = \left| Y^{\text{STBC}^4}\left(\frac{K}{8}, 4\right) \right|^2 + \left| Y^{\text{STBC}^4}\left(\frac{3K}{8}, 4\right) \right|^2 + \left| Y^{\text{STBC}^4}\left(\frac{5K}{8}, 4\right) \right|^2 + \left| Y^{\text{STBC}^4}\left(\frac{7K}{8}, 4\right) \right|^2 \quad (31)$$

综上所述, 当 $\tau = 4$ 时, $Z^{\text{STBC}^4}(u, 4)$ 在 $u=0, \frac{N_b}{8}$ 存在

两处峰值;当 $\tau = 1$ 时, $Z^{\text{STBC3}}(u, 1)$ 在 $u = 0, \frac{N_b}{4}$ 存在两处峰值;当 $\tau = 1$ 时, $|Y^{\text{AL}}(n, 1)|$ 在 $n = 0$ 和 $n = \frac{N_b}{2}$ 存在两处峰值;而 SM-OFDM 信号不存在任何峰值. 通过检测峰值的算法可以区分这四种空时分组码.

3.2 基于 FOLP 的峰值检测算法

由前文可知,不同 STBC 的 $|Y(n, \tau)|$ 在不同时延参数下具有不同位置的峰值. 定义 n_1 和 n_2 为 $|Y(n, 1)|$ 的峰值位置, 则有

$$n_1 = \arg \max_n (|Y(n, 1)|), n = 0, 1, \dots, N_b - 1 \quad (32)$$

$$n_2 = \arg \max_n (|Y(n, 1)|), n = 0, 1, \dots, N_b - 1, n \neq n_1 \quad (33)$$

定义 u_1 和 u_2 为 $Z(u, \tau)$ 的峰值位置, 则有

$$u_1 = \arg \max_u (Z(u, \tau)),$$

$$\begin{cases} \text{当 } \tau = 1 \text{ 时, } u = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{2} - 1 \\ \text{当 } \tau = 4 \text{ 时, } u = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{4} - 1 \end{cases} \quad (34)$$

$$u_2 = \arg \max_u (Z(u, \tau)),$$

$$\begin{cases} \text{当 } \tau = 1 \text{ 时, } u = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{2} - 1, u \neq u_1 \\ \text{当 } \tau = 4 \text{ 时, } u = 0, 1, \dots, \frac{N_b}{4} - 1, u \neq u_1 \end{cases} \quad (35)$$

检测算法可以归纳为图 3 所示决策树.

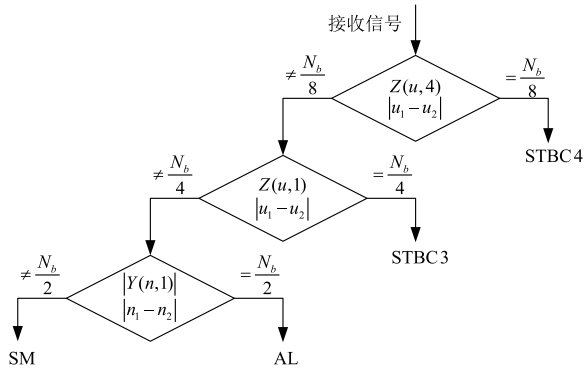


图3 峰值检测算法决策树

4 仿真和结果

4.1 仿真条件

仿真经过 1000 次蒙特卡洛仿真, OFDM 信号是基于 IEEE802.11e 标准产生, 采样时间间隔为 $91.4 \mu\text{s}$. 无特殊说明, 仿真条件设置如下: 采用 QPSK 调制方式对 OFDM 信号进行调制, 载波频率 $f_c = 2.5 \text{GHz}$, 子载波数为 $N = 256$, 循环前缀数为 $v = N/4$, OFDM 块的数量为 $N_b = 1000$, 接收天线数为 $N_r = 1$. 信道为等增益慢衰落频率选择信道, 最大路径编号 $p_{\max} = 3$, 信道模型采用指

数能量时延模型, $P(p) = P(0)e^{-p/5}$, $p = 0, 1, \dots, p_{\max}$, 其中, $P(0)$ 为第一路径的功率, p 为路径编号, p_{\max} 为最后一条路径的编号. 接收端采用巴特沃斯滤波器滤除频带外噪声, 信噪比定义为 $\text{SNR} = 10 \log_{10}(n_t/\sigma_n^2)$.

在实验中, 采用正确的识别概率 P 和平均识别概率 P_c 衡量算法的性能, 分别为:

$$P = P(\lambda = \xi | \xi), \xi \in \Omega \quad (36)$$

$$P_c = \frac{1}{4} \sum_{\xi \in \Omega} P(\lambda = \xi | \xi) \quad (37)$$

$$\Omega = \{ \text{SM}, \text{AL}, \text{STBC3}, \text{STBC4} \}$$

4.2 不同 STBC 正确识别概率

对四种 STBC 在默认条件下进行仿真, 不同 STBC 的正确识别概率, 如图 4 所示, SM 信号的正确识别概率近似为 1, 这是由于 SM 信号的 FOLP 序列不存在周期性. 剩下的 3 种 STBC, AL 信号的正确识别概率最高, STBC4 次之, 原因在于, AL 的码矩阵的维数为 2×2 , STBC4 为 3×8 的矩阵, 因此, 在采样点数相同的条件下, AL 的码矩阵的总数多于 STBC 的码矩阵的总数, 因此 AL 码的特征会比较明显. STBC3 的正确识别概率最低, 通过观察 STBC3 的码矩阵可知, 这是由于 STBC3 的码矩阵包含 0 元素, 且 STBC3 码矩阵的各列之间的相关性较差 (每列由 3 个码矩阵块组成, 只有 1~2 个码矩阵块相关), 因此 STBC3 的识别概率最差. 在本文前述条件下, AL 信号在 $\text{SNR} \geq -6 \text{dB}$, STBC3 信号在 $\text{SNR} \geq 2 \text{dB}$, STBC4 信号在 $\text{SNR} \geq -2 \text{dB}$ 时识别概率达到 1.

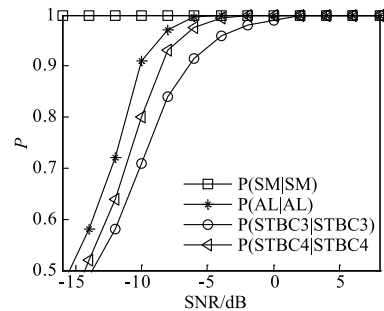


图4 不同STBC的正确识别概率

4.3 不同子载波数下算法性能

在不同子载波数下对算法性能进行仿真, 采用平均识别概率衡量算法性能. 子载波数取 $N \in \{128, 256, 512, 1024, 2048\}$, 如图 5 所示. 可以看出, 随着子载波数 N 的增大, 算法识别性能随之变好. 原因在于随着 N 的增大, FOLP 序列符号数更多, 周期性更明显, $|Y(n, \tau)|$ 的峰值也更加明显. 在默认仿真条件 $N = 256$ 时, 在 -2dB 时, 平均识别概率即可达到 1.

4.4 不同 OFDM 块数下算法性能

在不同子载波块数下对算法识别性能进行仿真, 算法性能如图 6 所示. 在 OFDM 块数量分别取 $N_b \in$

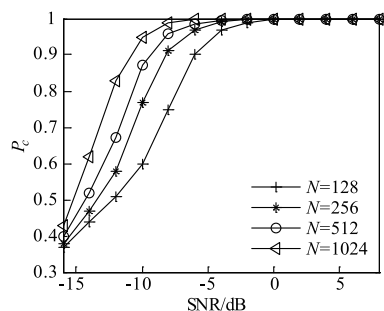


图5 不同子载波数下算法性能

{300, 500, 1000, 2000}, 可以看出, 算法的平均识别概率随着 OFDM 块数量的增大而增大. 这是由于 OFDM 块数增多, $|Y(n, \tau)|$ 的统计特性将更加明显, 更加有利于检测出峰值. 在默认仿真条件下, 需要 OFDM 块数量 $N_b \geq 500$, 算法才具有良好的识别性能, 当 $N_b = 500$ 时, 在 0dB 下识别概率即可达到 1.

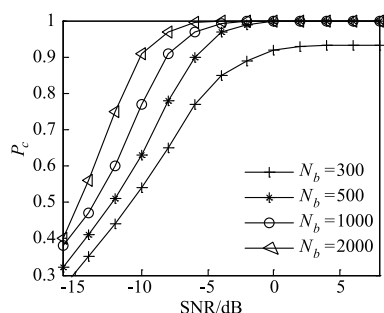


图6 不同OFDM块数下算法性能

4.5 不同循环前缀数量下算法性能

在不同循环前缀数量下对算法识别性能进行仿真, 算法性能如图 7 所示. 循环前缀数量分别取 $v \in \{\frac{N}{4}, \frac{N}{8}, \frac{N}{16}, \frac{N}{32}\}$, 可以看出, 随着循环前缀数量变化, 四种 STBC 的平均识别概率有着微小的区别, 循环前缀数量越大的情况下, 算法识别效果稍好一些. 当循环前缀数量增大时, FOLP 序列中非零项数值会变大, FOLP 的周期性会更明显, 有利于 STBC 的识别. 但总体来说, 循环前缀数量对算法的识别性能影响较小, 可以忽略循环前缀数量的影响.

4.6 不同接收天线数量下算法性能

在不同接收天线数量下对算法进行仿真, 算法性能如图 8 所示. 接收天线数量分别取 $n_r \in \{1, 2, 3, 4\}$, 可以看出算法的平均识别概率随着天线数量增多而增大. 在默认仿真条件下, 使用 1 根接收天线, 算法在 0dB 下平均识别概率就能达到 1, 这是与其它现有 STBC-OFDM 算法最大的不同^[14-17], 据作者所知, 其它 STBC-OFDM 的盲识别算法均不能在单接收天线下进行识别, 本文算法适用的范围更广.

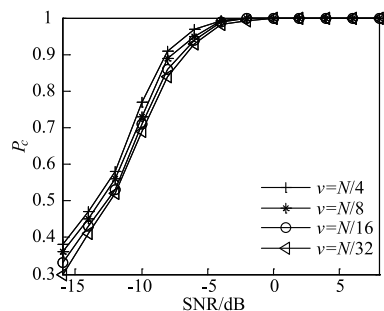


图7 不同循环前缀数量下算法性能

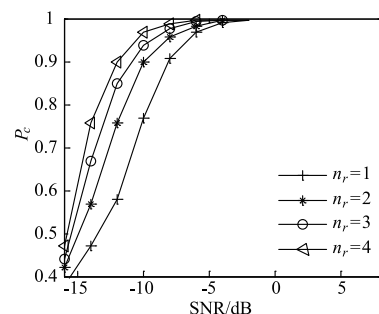


图8 不同接收天线数量下算法性能

4.7 不同调制方式下算法性能

在不同调制方式下对算法进行仿真, 算法性能如图 9 所示, 仿真过程分别取四种复调制方式: QPSK、8PSK、16QAM 和 64QAM. 可以看出, 不同调制方式对算法的平均识别概率影响不大. 这是由于 $|Y(n, 1)|$ 的峰值并不随着调制方式的改变而改变. 因此, 本文算法无需在识别前预先知道或者估计调制方式.

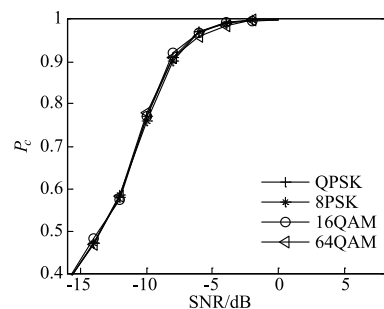


图9 不同调制方式下算法性能

4.8 不同时延下算法性能

在不同时延下对算法进行仿真, 算法性能如图 10 所示, 分别取 $\mu \in \{0, 0.2, 0.4, 0.5\}$, 对于矩形脉冲整形, 时延效果的产生是将信号通过 $[1 - \mu, \mu]$ 的匹配滤波器得到^[20]. 可以看出随着 μ 的增大, 算法在低信噪比下的平均识别概率下降, 算法识别性能在高信噪比下的效果基本不受时延的影响. 因此, 时延可以看做是影响 $|Y(n, 1)|$ 峰值的加性噪声.

4.9 多普勒频移对算法性能影响

在不同时延下对算法进行仿真, 采用平均识别概

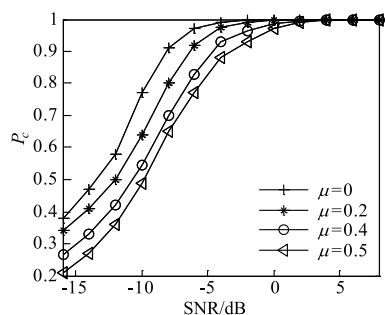


图10 不同时延下算法平均识别概率

率衡量算法性能. 定义相位噪声为偏移系数为 βT 的维纳过程^[23], 采用改进 JAKES 模型作为时变信道模型^[24]. 其中 $\beta T \in \{0, 0.0001, 0.001, 0.002\}$, 归一化频偏 $f_d T = 10^{-6} \sim 10^{-1}$. 仿真结果如图 11 所示, 随着 βT 和 $f_d T$ 变大, AL 码的识别效果变差, 当 $\beta T \leq 0.001$ 且 $f_d T \leq 0.001$ 时, 算法具有较好的识别性能.

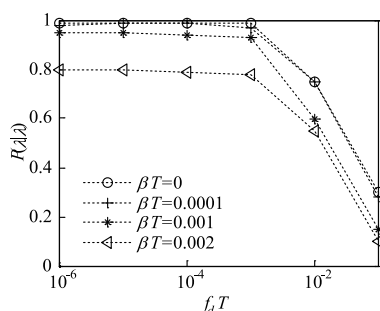


图11 多普勒频移对算法性能影响

4.10 与其它算法识别性能对比

将本文算法与现有 3 篇 STBC-OFDM 盲识别文献进行对比^[16,18,19], 仿真条件设置为: 接收天线数 $n_r = 2$, 接收到的 OFDM 块数分别为 500 和 1000, 其它条件与前述仿真条件相同. 如图 12 所示, 文献 [16] 和 [18] 的算法的性能较差, 两种算法都需要较大的 OFDM 块数才能达到较好的识别性能, 在 $N = 500$ 时, 两种算法在较高的信噪比下识别概率不能达到 1, 在 $N = 1000$ 时, 分别需要在信噪比为 6dB 和 2dB 识别概率才能达到 1, 在低信噪比下性能较差. 文献 [19] 的算法效果最好, 本文算法识别性能次之, 但本文算法的优势在于能够适应单接收天线的条件, 而算法 [16, 18, 19] 只能适用于大于等于 2 的接收天线条件下; 且文献 [19] 的算法只讨论了 SM-OFDM 和 AL-OFDM 两种情况, 本文相对文献 [19] 给出了更一般的不同种类 STBC 的识别方案, 本文适用识别对象更加广泛. 由图 6 可知, 通过增加 OFDM 块数, 可以明显的提高本文算法的平均识别概率, 因此, 本文算法比其它三种算法具有更好的适应性.

5 结论

本文研究了四种不同空时分组码的识别问题, 四种码包含了不同码长、不同发射天线数的情况. 本文方法基于

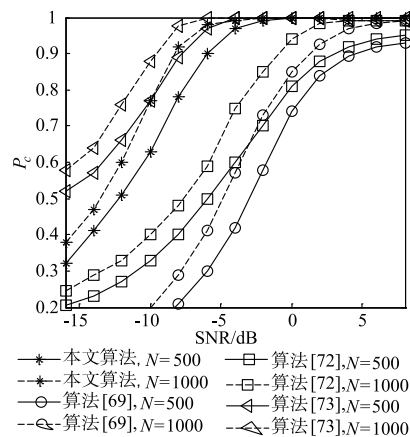


图12 不同算法识别性能比较

FOLP, 对 STBC-OFDM 进行盲识别. 建立了 STBC-OFDM 的发射信号模型和接收信号模型, 推导了发射信号的相关性和接收信号的相关性; 建立了接收信号的四阶时延矩阵, 并对其离散傅里叶变换从而得到不同的 STBC 在不同时延参数下具有不同峰值特征的结论, 通过检测上述峰值达到盲识别的目的. 本文方法不需要预先知道接收信号的信道、噪声、调制等信息以及 OFDM 块的起始位置. 仿真结果表明, 其不受调制方式的影响, 对时延具有一定的适应性, 在相位噪声 $\beta T \leq 0.001$ 和频率偏移 $f_d T \leq 0.001$ 时, 方法性能较好. 本文方法主要缺点在于当 OFDM 块的数量 $N < 500$ 时, 识别性能仍旧有待提高.

参考文献

- [1] Su W, Xu J, Zhou M. Real-time modulation classification based on maximum likelihood [J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(11): 801-803.
- [2] Dobre OA, Abdi A, Bar-Ness Y, Su W. A survey of automatic modulation classification techniques: Classical approaches and new developments [J]. IET Communications, 2007, 1(2): 137-156.
- [3] Ulversoy T. Software defined radio: challenges and opportunities [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2010, 11(1): 116-130.
- [4] Dobre OA. Signal identification for emerging intelligent radios: classical problems and new changes [J]. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, 2015, 18(2): 11-18.
- [5] 汪军, 何振亚. 瞬时混叠信号盲分离 [J]. 电子学报, 1997, 25(4): 1-5.
Wang Jun, He Zhen-ya. Blind source separation of instantaneous mixtures [J]. Acta Electronica Sinica, 1997, 25(4): 1-5. (in Chinese)
- [6] 汪军, 何振亚. 卷积混叠信号盲分离 [J]. 电子学报, 1997, 25(7): 7-11.
Wang Jun, He Zhen-ya. Blind source separation of convo-

- lutive mixtures[J]. Acta Electronica Sinica, 1997, 25(7): 7-11. (in Chinese)
- [7] Alamouti SM. A simple transmit diversity technique for wireless communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [8] 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.
- [9] Marey M, Dobre OA. Blind modulation classification algorithm for single and multiple-antenna systems over frequency-selective channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(9): 1098-1102.
- [10] 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. (in Chinese)
- [11] Mohammadkarimi M, Dobre OA. Blind identification of spatial multiplexing and Alamouti space-time block code via Kolmogoriv-Smirnov (K-S) test[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(10): 1711-1714.
- [12] Marey M, Dobre OA, Inkol R. Classification of space time block codes based on second-order cyclostationarity with transmission impairments[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2012, 11(7): 2574-2584.
- [13] Korowajczuk L. LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis[M]. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2011.
- [14] Puchihewa A, Bhargava VK, Despines C. Blind estimation of OFDM parameters in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(3): 733-738.
- [15] AL-Habashna A, Dobre OA, Venkatesan R, Popescu DC. Second-order cyclostationarity of mobile WiMAX and LTE OFDM signals and application to spectrum awareness in cognitive radio systems[J]. Signal Processing, 2012, 6(1): 26-42.
- [16] Marey M, Dobre OA, Inkol R. Novel algorithm for STBC-OFDM identification in cognitive radios[A]. IEEE Global Communications Conference 2013 [C]. Atlanta, GA: IEEE, 2013. 2770-2774.
- [17] Marey M, Dobre OA, Inkol R. Blind STBC identification for multiple-antenna OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(5): 1554-1567.
- [18] Karami E, Dobre OA. 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.
- [19] Eldemerdash YA, Dobre OA, Liao BJ. Blind identification of SM and Alamouti STBC-OFDM signals[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2): 972-982.
- [20] Marey M, Dobre OA, Liao BJ. Classification of STBC system over frequency-selective channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(5): 2159-2164.
- [21] Eldemerdash YA, Marey M, Dobre OA, 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.
- [22] Puchihewa A, Bhargava VK, Despines C. Blind estimation of OFDM parameters in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(3): 733-738.
- [23] 陆大乡金. 随机过程及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [24] Demir A, Mehrotra A, Roychowdhury A. Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2000, 47(5): 655-674.

作者简介



闫文君 男, 1986年1月生于山东莱州。现为海军航空工程学院信息融合研究所讲师。主要研究方向为通信信号处理和计算机仿真。
E-mail: wj_yan@foxmail.com



张立民 男, 1966年4月生于辽宁开原。现为海军航空工程学院信息融合研究所教授、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。
E-mail: iamzlm@163.com



凌青 女, 1987年5月生于湖南衡阳。现为海军航空工程学院信息融合研究所讲师。主要研究方向为通信信号处理和空时分组码技术。
E-mail: lingqing19870522@163.com