

单接收天线空时分组码系统的分层调制识别

凌 青, 张立民, 闫文君, 邓向阳
(海军航空工程学院信息融合所, 山东烟台 264001)

摘 要: 针对单接收天线空时分组码系统的调制识别问题, 提出了一种基于初等四阶累积量的分层调制盲识别算法. 首先推导了不同信号星座在无噪声条件下的初等四阶累积量的理论值和方差, 然后根据最大似然比检测求得阈值; 最后比较接收信号初等四阶累积量实验值与阈值的大小盲识别调制方式. 该算法不需要信道、噪声功率等先验信息, 适合非合作通信场合. 仿真结果表明, 所提出的算法在低信噪比下能够较好的识别单接收天线空时分组码调制方式.

关键词: 空时分组码; 调制识别; 单接收天线; 初等四阶累积量

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2016)11-2802-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.11.033

Hierarchical Modulation Classification of Space-Time Block Codes with a Single Receive Antenna

LING Qing, ZHANG Li-min, YAN Wen-jun, DENG Xiang-yang

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

Abstract: A method for blind classification of Space-Time Block Codes (STBCs) with a single receive antenna based on elementary fourth-order cumulants is proposed. Firstly, the theoretical values and variance of various signal constellations were obtained by computing the ensemble averages over the ideal noise-free constellation. And then the thresholds were gained by the likelihood ratio test (LRT) for the tests in the hierarchical classification scheme. Finally, the automatic classification of modulation scheme was realized by comparing the experimental values and the thresholds. Furthermore, unlike other methods, this algorithm does not require any prior information of the channel coefficients, and noise power and, consequently, is well-suited for non-cooperative context. The simulation shows that the proposed algorithm performs well even at a low signal to noise ratio (SNR).

Key words: space-time block codes (STBCs); modulation classification; single receiver antenna; elementary fourth-order cumulants

1 引言

在非合作通信场合, 获取截获信号的信号参数是信号检测和信号解码的中间环节. 其中信号参数包括调制信息、信道信息和信道编码信息, 获取截获信号的调制信息能够为后续的信号盲处理提供先决条件. 空时分组码是现代无线通信中非常实用的技术, 它旨在达到 Multiple Input Multiple Output (MIMO) 信道的理论信息容量. 因此, 空时分组码系统的调制识别是非合作 MIMO 通信的重要内容之一.

目前, 主流的调制识别算法主要分为最大似然的识别方法^[1-6]和基于特征提取的识别方法^[7-10]. 其中

最大似然的方法给出了正确识别概率的上界, 然而识别过程需要预先知道信道矩阵或复合信道矩阵, 且对高阶调制计算复杂度较高, 不适合全盲场合. 基于特征提取是从接收信号中提取特征参数, 根据特征参数盲识别调制方式. 文献[5~10]主要针对 MIMO 系统的调制识别, 而对空时分组码系统的调制识别研究较少. 此外, 在实际的应用中, 由于天线尺寸、功率和造价等限制, 单接收天线更受青睐. 因此研究单接收天线的空时分组码的调制识别具有实用价值.

本文在单接收天线条件下提出一种新的有效的调制盲识别算法, 该方法具有以下优点:

- (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.
- (3) 识别算法的计算的复杂度低,为 $O(N)$.
- (4) 适用于不同的空时分组码.

2 信号模型与假设

考虑具有 N_t 个发射天线 1 个接收天线的线性 ST-BC 通信系统,每组码中需要传输的符号数为 N ,每组的符号通过 L 时隙进行传输,则 STBC 码矩阵维数为 $N_t \times L$,定义为 $\mathbf{C}(\mathbf{S})$:

$$\mathbf{C}(\mathbf{S}) = \sum_{k=1}^N (\mathbf{A}_k \Re(s_k) + \mathbf{B}_k \Im(s_k)) \quad (1)$$

其中 $\{\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k\}$ 是给定的 $N_t \times L$ 维码字矩阵, $\Re(s_k)$ 和 $\Im(s_k)$ 分别代表 s_k 的实部和虚部, $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_N]$ 是经调制后的某组码待传输符号,且调制星座具有 M 个状态.

假定信号 \mathbf{S} 为经过相同线性调制方式后的调制信号,且独立同分布. 传输信号 \mathbf{S} 的能量为 1. 假设第一列接收信号为 $y(0)$,空时分组码的第 $k+1$ 组截获的信号为 $y(k)$,其中 $0 \leq k < K-1$:

$$y(k) = \mathbf{H}\mathbf{S}(k) + w(k) \quad (2)$$

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

3 基于四阶累积量的调制识别

3.1 定义

四阶累积量定义两种形式:

$$C_{40} = \text{cum}(y(n), y(n), y(n), y(n)) \quad (3)$$

$$C_{42} = \text{cum}(y(n), y(n), y^*(n), y^*(n)) \quad (4)$$

3.2 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. 假定 $y(n)$ 是零均值,四阶累积量可以表示为:

$$\hat{C}_{40} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K y^4(n) - 3\hat{C}_{20}^2 \quad (5)$$

$$\hat{C}_{42} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K |y(n)|^4 - |\hat{C}_{20}|^2 - 2\hat{C}_{21}^2 \quad (6)$$

3.3 四阶累积量理论值和方差推导

空时分组码系统中不同星座的信号,由式(3),(4)可以计算四阶累积量的理论值. 假定所有星座符号是等概率发送的,理论值是无噪声的星座符号的总体平均值. 对于 QAM 和 PSK 星座, $C_{20} = 0$, C_{21} 是信号能量. 计算方差分两种情况讨论:

情况 1 在 C_{21} 已知的条件下,累积量的估计是无偏估计,因此:

$$E[\hat{C}_{40}] = C_{40} \quad (7)$$

$$E[\hat{C}_{42}] = C_{42} \quad (8)$$

$$\text{Var}[\hat{C}_{40}] = \frac{1}{K}(M_{84} - |M_{40}|^2) \quad (9)$$

$$\text{Var}[\hat{C}_{42}] = \frac{1}{K}(M_{84} - |M_{42}|^2) \quad (10)$$

情况 2 在 C_{21} 未知的条件下,对累积量的估计是有偏估计,因此:

$$\text{Var}[\hat{C}_{40}] = \frac{1}{K}(M_{84} - |M_{40}|^2) \quad (11)$$

$$\text{Var}[\hat{C}_{42}] = \text{Var}[\hat{M}_{42}] + 4\text{Var}[\hat{M}_{21}] - 4\text{cov}[\hat{M}_{42}, \hat{M}_{21}] \quad (12)$$

$$\text{Var}[\hat{M}_{42}] = \frac{1}{K}(M_{84} - M_{42}^2) \quad (13)$$

$$E(M_{21}^2)^2 = \frac{1}{K^4} \sum_m^K \sum_n^K \sum_k^K \sum_i^K E|y(m)y(n)y(k)y(i)|^2 \quad (14)$$

由于在 $m \neq n \neq k \neq i$ 产生一个 $O(K)$ 项,在 $m = n \neq k \neq i$ 产生一个 $O(1/K)$ 项,余下的项是 $O(1/K^2)$ 和 $O(1/K^3)$,可以省略. 因此 $\text{Var}[\hat{M}_{21}]$ 可表示为:

$$\begin{aligned} \text{Var}[\hat{M}_{21}^2] &= \frac{(K-1)(K-2)(K-3)}{K^3} M_{21}^4 \\ &+ \frac{6(K-1)(K-2)}{K^3} M_{21}^2 M_{42} \\ &- (M_{21}^2 + \frac{\alpha}{K})^2 + O(1/K^2) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \text{cov}[\hat{M}_{42}, \hat{M}_{21}] &= \frac{1}{K^2} \sum_{m=1}^K \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^K E|y(m)y(k)y(i)|^2 \\ &- E[\hat{M}_{42}]E[\hat{M}_{21}^2] \\ &\approx M_{42}M_{21}^2 + \frac{1}{K}[2M_{63}M_{21} + M_{42}^2] \\ &- M_{42}[M_{21}^2 + \frac{1}{K}(M_{42} - M_{21}^2)] \\ &= \frac{M_{21}}{K}[2M_{63} + M_{42}M_{21}] \end{aligned} \quad (16)$$

由式(13)~(15),(12)可以表示为:

$$\begin{aligned} K\text{Var}[\hat{C}_{42}] &\approx [M_{84} - M_{42}^2] \\ &+ 4M_{21}[3M_{42}M_{21} - 2M_{63} + 2M_{21}^2] \end{aligned} \quad (17)$$

空时分组码系统中,不同星座符号的理论值和方差如表 1.

表 1 不同星座符号四阶累积量的理论值和方差

星座	C_{40}	C_{42}	$\text{Var}(C_{40})$	$\text{Var}(C_{42})$
BPSK	-4	-4	0.0005	0.00015
QPSK	-2	-2	0.0006	0.00017
8PSK	0	-2	0.0005	0.00013
16QAM	-0.92	-1.36	0.0004	0.00019

3.4 阈值的求法

考虑统计量 T , 在 H_0 下均值为 μ_0 方差 σ_0^2 , 在 H_1 下均值为 μ_1 方差 σ_1^2 , 一般假定 $\sigma_0^2 < \sigma_1^2$ 和先验概率相等, 使似然比检测 (LRT) 达到最小错误概率的临界值为假设检验的阈值:

$$H_0: T \in [a - b, a + b] \quad H_1: T \notin [a - b, a + b]$$

其中:

$$a = \left(\frac{\mu_0}{\sigma_0^2} - \frac{\mu_1}{\sigma_1^2} \right) \times \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2} \quad (18)$$

$$b^2 = \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2} \left[\ln \frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2} + \frac{(a_1 - a_2)^2}{\sigma_1^2 - \sigma_0^2} \right] \quad (19)$$

若 $\sigma_0^2 = \sigma_1^2$, 阈值 ξ 可以表示为:

$$\xi = (\mu_0 + \mu_1) / 2 \quad (20)$$

3.5 联合检测算法

由表 1 观察, C_{42} 的方差比 C_{40} 的方差小, 因此 C_{42} 更适合作为统计量. 但是由于 8PSK 和 QPSK 的 C_{42} 理论值相同, 因而 C_{42} 无法区分两者. 而 8PSK 的 C_{40} 理论值为零, 所以可以采用 $|C_{40}|$ 和 $|C_{42}|$ 联合检测. 以 $\Omega = \{ \text{BPSK}, \text{QPSK}, \text{8PSK}, \text{16QAM} \}$ 为研究对象, 对于 $|C_{42}|$, 定义统计量为 T , 均值为 μ_i 方差为 σ^2 且 $\mu_1 < \mu_2 < \mu_3 < \mu_4$. 由表 1 可以发现, $|C_{42}|$ 和 $|C_{40}|$ 的方差基本相等, 由式(20)可以得到:

$$\begin{aligned} |\hat{C}_{42}| > 3 &\Rightarrow \text{BPSK} & 1.68 < |\hat{C}_{42}| < 3 &\Rightarrow \text{QPSK} \\ |\hat{C}_{42}| < 1.68 &\Rightarrow \text{16QAM} & |\hat{C}_{40}| < 0.46 &\Rightarrow \text{8PSK} \end{aligned}$$

由 $|\hat{C}_{40}|$ 的取值范围识别 8PSK, 然后再由 $|\hat{C}_{42}|$ 的取值范围识别其余三种调制方式.

4 仿真和结果

仿真中的参数选择如下: 在没有特别说明的情况下, 发射数据的样本数为 $K = 1024$, 采用 Alamouti 码^[11], 噪声设置为均值为零方差为 σ_w^2 高斯白噪声, 信噪比 SNR 定义为 $10 \log_{10}(N_t / \sigma_w^2)$. 经过 1000 次蒙特卡洛仿真. 采用两种识别概率衡量仿真结果, 一是平均识别概率, 二是正确识别概率 $P(\lambda | \lambda)$, $\lambda \in \Omega$.

(1) 识别不同调制方式的性能

在 $h(n) = \delta(n)$ 、没有频偏和相位抖动且噪声为零均值的复高斯的理想的条件下, BPSK, QPSK, 8PSK 和 16QAM 正确识别概率的曲线如图 1 所示. 由图 1 可以看出, BPSK, QPSK, 8PSK 和 16QAM 的识别概率随着信噪比提高而提高, 这是由于在低信噪比下, 噪声会对四阶累积量的估计值产生较大的误差, 从而影响算法的性能.

(2) 相位抖动和频偏

在(1)的基础上引入相位抖动 θ , 相位抖动设为均匀分布在 $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 随机变量. 在(1)的基础上考虑频

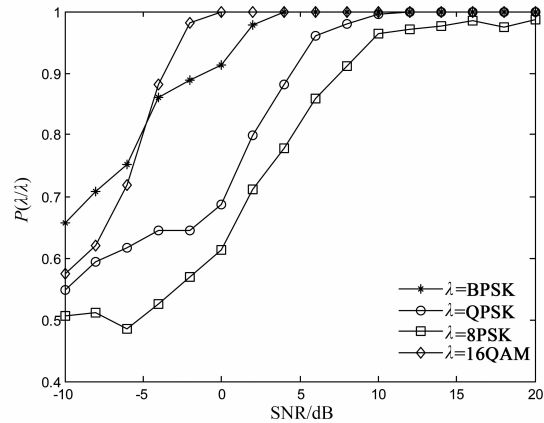


图1 不同调制方式的正确识别概率 $P(\lambda|\lambda)$

偏 f_e 对算法的影响, 频偏设为均匀分布在 $[-\frac{15}{K}, \frac{15}{K}]$ 的随机变量, 其中 K 是抽样的数量. 由图 2 可以观察, 在该范围内的相位抖动和频偏内基本不影响算法的性能, 说明算法对相位抖动和频偏是稳健的. 原因是本文的算法采用的是 $|C_{42}|$, 相位抖动和频偏并不会改变它的模, 因此基本不会影响算法的性能.

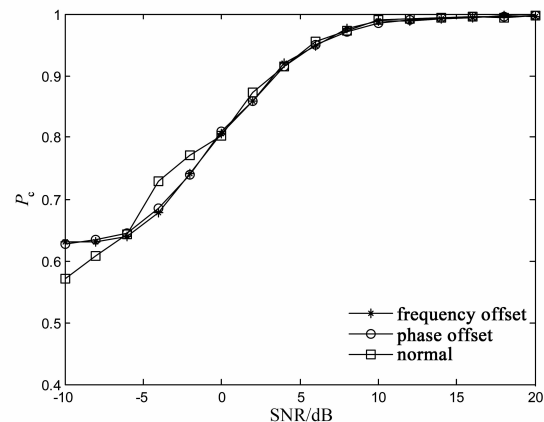


图2 相位抖动和频偏对平均正确识别概率 P_c 影响

(3) 在频率平坦的 Nakagami- m 信道下算法的性能在实际的无线环境测试中, Nakagami 分布提供了更好的与实际测试的匹配度. 本文验证该算法在频率平坦的 Nakagami- m 信道的性能, 并且比较不同 m 下算法的性能. 仿真结果如图 3 所示, 算法只能在 $m \geq 2$ 时适用, 平均识别概率随着 m 值的增大而增大, 主要是因为较好的信道条件增大了 $\hat{C}_{42,r}$ 之间的距离, 有利于调制方式的识别.

(4) 采样数 K 对算法影响

在信道为频率平坦的 Nakagami- m 信道且 $m = 3$, 采样数为 $K \in \{1024, 2048, 4096, 8192\}$ 时平均识别概率的变化如图 4 所示. 算法的平均识别概率在采样数为 8192 时效果最理想, 原因是低样本数不利于抑制噪声

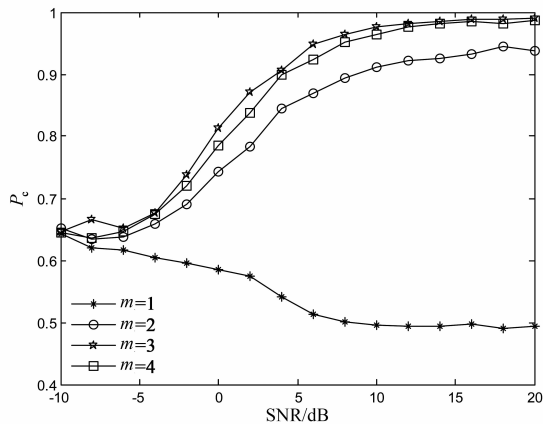


图3 不同Nakagami- m 信道平均正确识别概率 P_c

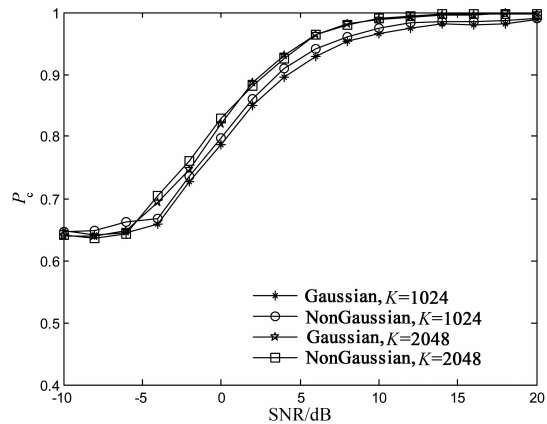


图5 高斯噪声环境与非高斯噪声环境识别概率

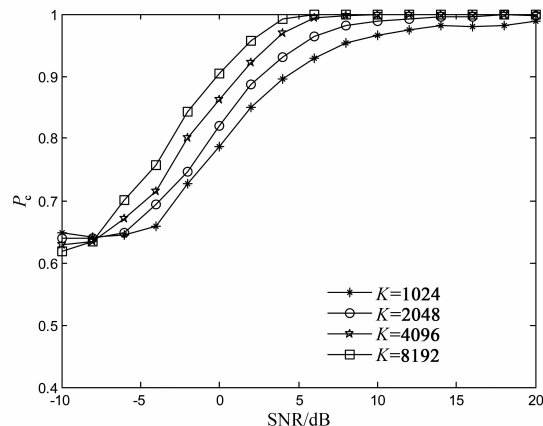


图4 不同采样数下平均识别概率

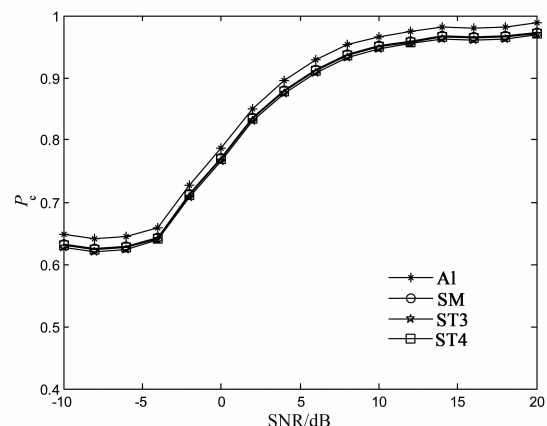


图6 不同STBC的性能比较

和信道对 C_{42} 和 C_{40} 的估计值的影响,导致算法在低样本数量性能劣于高样本数量.

(5) 非高斯噪声下算法性能

样本的抽样数设为 $K = 1024$ 和 $K = 2048$,信道为频率平坦的 Nakagami- m 信道且 $m = 3$. 如图 5 所示,其中 Gaussian 和 NonGaussian 分别代表高斯噪声和非高斯噪声条件下曲线. 由图 5 可以看出,高斯噪声环境和非高斯噪声环境对算法没有太大影响,因此算法适用于非高斯噪声环境下识别.

(6) 不同 STBC 算法的性能比较

在 $K = 1024$ 和频率平坦的 Nakagami- m 信道且 $m = 3$ 条件下,比较算法在 SM、AI、ST3 和 ST4 空时分组码的性能,其中 SM、AI、ST3 和 ST4 编码矩阵见文献[12]. 由图 6 可以观察,这四种 STBC 下调制识别性能差别不大.

(7) 与其他算法性能比较

将本文算法与仅有的一篇研究单接收天线的调制识别算法作比较^[7],取采样数 $K = 512$,采用 AI 编码方式,噪声为零均值高斯白噪声,如图 7 所示. 从图 7 可以看出,算法的性能在 $SNR < -4dB$ 时,本文提出的算法优于文献[7]的算法,但在 $SNR > -4dB$ 时,文献[7]的算法优于本文提出的算法,大约性能提高 10% 左右. 但是文献[7]

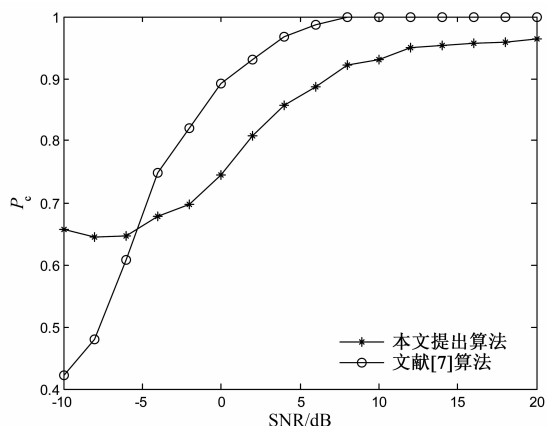


图7 本文算法与文献[7]性能比较

采用的是最大似然的算法,需要事先知道信道的系数,在非合作场合并不适应,而本文提出的算法最大的正确识别概率也能达到 96.48%,能够满足实际应用.

(8) 算法的复杂度分析

算法的复杂度包括四阶抽样累积量的计算和与阈值的比较. 四阶抽样累积量的计算如式(6)所示,实质就是一个嵌套的两层循环. 在外层循环的控制下,它的循环体的渐进时间为 $O(N)$,其中包括一个内层循环;在内层

循环的控制下,它所包含的乘法操作的渐进时间为 $O(1)$,因此该程序段的渐进时间复杂度为 $O(N \times 1)$. 与阈值的比较计算复杂度为 $O(1)$,因此算法的计算复杂度为 $O(N)$. 在 Nakagami- m 信道且 $m=3, K=512$ 和 AI 编码的条件下识别 BPSK 调制方式,算法在 intel i5 处理器主频为 1.8GHz 的计算机上计算时间为 0.014s.

5 总结

本文提出了一种在单天线条件下调制方式盲识别算法. 算法分别在不同采样数、不同信道参数、不同 ST-BC、不同的相位抖动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一篇单接收天线下的文献进行了比较. 仿真结果表明,本文提出的算法适合非合作通信且算法性能较好.

参考文献

- [1] Choqueuse V, Azou S, Yao K. Blind modulation recognition for MIMO system[J]. MTA Review, 2009, 19(2): 183 - 196.
- [2] Wei W, Larimore M G. A new maximum-likelihood method for modulation classification[A]. 1995 Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference[C]. Pacific Grove: IEEE Computer Society Washington, 1995. 1132 - 1135.
- [3] Muhlhaus M, Oner M, Dobre O A. A low complexity modulation classification algorithm for MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(10): 1881 - 1884.
- [4] Luo M, Li L, Tang B. A blind modulation recognition algorithm suitable for MIMO-STBC systems[A]. International Conference on Communications and Information Technology[C]. Chengdu: IEEE, 2012. 271 - 276.
- [5] Luo M, Li L, Qian G. A blind modulation identification algorithm for STBC systems using multidimensional ICA[J]. Concurrency and Computation: Practice and Experience, 2013, 26(8): 1490 - 1505.
- [6] 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]. 电子信息学报,2013,35(1):185 - 190. Qian Guobing, Li Liping, Guo Hengyi. 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. (in Chinese)
- [7] 吴月娴,葛临东,许志勇. 常用数字调制信号识别的一种新方法[J]. 电子学报,2007,35(4):782 - 785. Wu Yuexian, Ge Lindong, Xu Zhiyong. A novel identification method for commonly used digital modulations[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(4): 782 - 785. (in Chinese)
- [8] Hassan K, Dayoub I, Hamouda W. Blind digital modulation identification for spatially-correlated MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2): 683 - 693.
- [9] Muhlhaus M, Oner M, Dobre O A. Automatic modulation classification for MIMO systems using fourth-order cumulants[A]. Vehicular Technology Conference[C]. Quebec City: IEEE, 2012. 1 - 5.
- [10] Marey M, 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.
- [11] Alamouti S. A simple transmit diversity technique for wireless communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 1998, 48(7):1451 - 1458.
- [12] Choqueuse V, Yao K, Collin L, Burel G. Hierarchical space-time block code recognition using correlation matrices[J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2008, 7(9):3526 - 3534.

作者简介



凌青女,1987年出生,湖南衡阳人,海军航空工程学院信息融合所博士研究生,研究方向为空时分组码检测、MIMO技术。
E-mail: linqing19870522@163.com



张立民(通信作者)男,1966年出生,辽宁开原人,教授,2005年获天津大学信号与信息处理专业博士学位,现为海军航空工程学院信息融合所教授,研究方向为卫星信号处理、武器系统仿真等。
E-mail: iamzlm@163.com