



中国通信学会
CHINA INSTITUTE
OF COMMUNICATIONS



第二届全国盲信号处理 学术交流会 论文集

中国通信学会国防通信技术委员会 主编
盲信号处理重点实验室



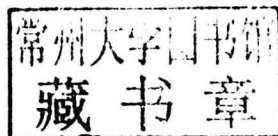
电子科技大学出版社

第二届全国盲信号处理

学术交流会 论文集

《第二届全国盲信号处理学术交流会论文集》
编委会

顾 问 朱中梁 叶尚福 陈 鲸 郑 辉
主 编 余 健 孙正波 王映川 万 坚 谢 坤
编委成员 姚佳奇 于佳序 刘 辉 余博宇



电子科技大学出版社

图书在版编目 (CIP) 数据

第二届全国盲信号处理学术交流会论文集 / 中国通信学会国防通信技术委员会盲信号处理重点实验室主编

. -- 成都 : 电子科技大学出版社, 2016. 5

ISBN 978 - 7 - 5647 - 3478 - 7

I. ①第… II. ①中… III. ①盲信号处理 - 学术会议 - 文集 IV. ①TN911. 7 - 53

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2016) 第 031414 号

第二届全国盲信号处理学术交流会论文集

中国通信学会国防通信技术委员会

盲信号处理重点实验室

主编

出版: 电子科技大学出版社 (成都市一环路东一段 159 号信息产业大厦)

策划编辑: 万晓桐

责任编辑: 万晓桐

主页: www.uestp.com.cn

电子邮箱: uestp@uestp.com.cn

发行: 新华书店经销

印刷: 成都勤慧彩色制版印务有限公司

成品尺寸: 185mm × 260mm 印张 28.75 字数 718 千

版次: 2016 年 5 月第一版

印次: 2016 年 5 月第一次印刷

书号: ISBN 978 - 7 - 5647 - 3478 - 7

定价: 72 元

前 言

盲信号处理是数字信号处理技术领域中的一个十分重要的研究热点,在电子信息、通信、雷达、声纳、遥感、噪声控制以及医学成像等领域具有重要的理论以及应用价值。2012年8月在成都,由中国通信学会国防通信技术委员会主办,盲信号处理重点实验室承办的“第一届全国盲信号处理学术交流研讨会”获得了圆满成功,会议就信号/目标/网络盲检测、信道盲估计、信源盲分离、数据盲恢复等相关专题的最新研究进展和发展趋势展开深入、广泛的研讨交流,具有一定的创新性和较高的学术参考价值。

随着科研技术的研究与发展,在盲信号处理领域中我们取得了新的进展也面临着新的挑战。为了增进相关科研单位、人员的交流与合作,进一步地促进该领域的理论研究与技术进步,“第二届全国盲信号处理学术交流研讨会”定于2015年10月23日在成都召开。会议就“大数据条件下的盲信号处理技术”“基于协同方法的信号处理与定位技术”和“盲信号处理的新理论、新技术”面向全国征文。

本次会议收到论文78篇,经过专家初审、复审和终审,遴选出64篇论文汇编成册。这些论文紧密围绕会议主题,从不同角度,分析了当前盲信号处理领域面临的挑战,讨论了应对当前挑战可能的途径,展示了若干热点研究所取得的最新成果,对盲信号处理领域具有较高的指导与参考价值。

我们希望通过这些论文的交流,为国内从事盲信号处理相关技术研究的单位和科研人员提供一个互相学习借鉴、取长补短的机会。同时,也期待在我们的共同的努力下,将全国盲信号处理学术交流研讨会长期举办下去,打造成盲信号处理同行科研人员间交流情况、研讨技术、需求合作的平台。

最后对主办单位中国通信学会国防通信技术委员会、承办单位盲信号处理重点实验室以及积极参与的科研人员表示诚挚的感谢!

第二届全国盲信号处理学术交流研讨会论文集编委会

2015年10月

目 录

时频重叠信号的调制识别方法	刘明骞,李兵兵,陈 健(1)
面向非合作 MIMO 通信系统的发射天线数目估计方法研究	徐璐瑶,李 涛,高明君,李勇朝(8)
OFDM 盲可分离证明及盲干扰抑制性能分析	骆忠强,朱立东(15)
基于二次等式约束的 TDOA 定位算法	张学敬,何子述,陈茜茜,张学攀(20)
基于谱图变换与非相参积累的跳频信号检测研究	郭海召,张顺生,张 伟(25)
基于 TCP/IP 协议栈指纹和 HTTP 协议指纹的被动式操作系统识别技术	
.....	沈 超,郭文旭,万 坚,韩杰思(29)
海洋混响模型研究	梁婧宇,居太亮(36)
基于时间序列分析网络流量异常检测算法	万军鹏,徐昭邦(44)
基于 Tsunami 协议的干涉测量数据实时传输	刘 禄,唐歌实,戴一堂,任天鹏(50)
一种高效的软决策盲均衡算法	李 进,李兵兵(56)
基于稀疏贝叶斯学习的稀疏多径信道快速盲均衡算法	马思扬,彭 华,王 彬(62)
基于广义 Keystone 变换 和 Radon - Fourier 变换的雷达机动目标检测方法	焦智超,张 伟(69)
基于二阶盲辨识的 MIMO - OTH 雷达多模杂波抑制	王兆祎,窦道祥,何子述(76)

基于时域剖面滤波的运动弱小目标检测	刘德连,张建奇,黄 曦,吴 鑫(84)
基于最大图像锐化度的方位定标方法	张榆红,邢孟道(91)
基于时差频差测量的同步卫星定轨研究	雷 辉,陈 琪(96)
基于光子计数的地球同步轨道空间碎片探测技术 ...	马晓焯,张俊波,魏 凯,鲜 浩,饶长辉(102)
基于高斯混合模型的双运动站仅频差无源定位	杨 乐,杨金龙,刘 洋(107)
电波传播模型综述	曹景敏,熊瑾煜,乐 波,陈乔(113)
空间目标高效捕获方法研究	赵培焱,彭华峰,刘 建,李 琨(121)
两种海洋环境噪声背景下突发水声信号存在性检测算法	石 欢,熊瑾煜,周晨阳(127)
未来天线技术研究	秦记东(135)
一种分布式雷达集中式融合检测方法	宋科康,孙 涛(142)
运动辐射源多站频差无源定位精度分析	欧阳鑫信(149)
一种改进型的时频分析法去电离层相位污染	贾 愚(155)
海量数据可扩展 K 阶最长公共前缀数组构造	吴 裔,刘伟军,农 革(162)
大数据理念和关键技术研究	任顺平,牛宝东(168)
蜂窝网络 KPI 的预测方法研究	费清菁,李明星(174)
基于多特征融合的通信辐射源个体识别技术研究	谢 阳,王世练,赵自璐,张尔扬(181)
基于小波理论的数字通信信号调制方式盲识别技术	赵自璐,谢 阳,王世练,张 炜(189)
扩频 CPM 的功率谱和误码性能研究	周 铤,王世练,张尔扬,解 楠(196)
微弱直扩信号检测技术研究	骆俊杉,王世练,张 炜,李长龙(204)

Alpha 噪声下基于单样本 K-S 检验的信号检测方法研究	··· 罗进军,王世练,张尔扬,吴 丰(211)
基于单参考站的星地联合定位方法研究	····· 邓 兵,彭华峰,孙正波(218)
一种改进的雷达脉内 BPSK 信号特征提取方法	····· 张 君,双 涛,钱林杰(226)
基于虚拟测距的多站测向融合定位研究	····· 彭华峰,赵培焱,邓 兵(231)
基于节点属性相似度修正的复杂网络节点匹配算法	····· 王桂良,魏 强,郑 辉(237)
基于精密参考星历的相控阵雷达系统误差辨识	····· 彭华峰,王 斌(244)
基于回波多普勒分析的空间目标尺寸估计	····· 李 龙,孙 涛(251)
单通道同频数字调制混合信号的幅度估计	····· 杨 勇,彭 华,张冬玲,郭一鸣(257)
基于稀疏重构的跳频信号动态分选方法	····· 程 标,于宏毅,胡贲鹏,沈彩耀(265)
一种无线多跳网络的逻辑拓扑推断技术	····· 李 强,黄 郡,周 欣(274)
网络态势感知中的态势预测方法研究	····· 周 欣,李 强,牛 钊(281)
一种基于图像处理方法的聚类数估计算法	····· 甘文迺,游 凌,黄渊凌(288)
OFDM 混合信号频偏估计研究	····· 张 星,胡剑浩,朱中梁(294)
Turbo 码分量码闭集盲识别算法研究	····· 裴睿淋,肖 强,王祖林,黄 勤*(302)
一种扩展卷积码生成矩阵的表述方法	····· 包 昕,游 凌(307)
OSN 抽样方法研究综述	····· 贾 剑,王永程,胡剑浩(315)
一种基于有向网络拓扑的 Sybil 检测方法	····· 王永程(325)
计算机网络脆弱性评估技术综述	····· 刘长江,韩杰思,魏强(331)
一种改进的文本分类技术在大数据中的应用	····· 项英倬,杨冬梅,燕继坤(340)

新型 LDPC 码帧同步与编码器识别方法	杨 龙,王代利,陈 健(345)
被动拓扑还原的节点融合策略	贺 亮,魏 强,韩杰思(350)
单信道不同速率混合数字通信信号的盲分离方法	赵宇峰,涂世龙,戴旭初(357)
多电平信号的合作盲检测	郭化盐,蒋 伟,罗 武(367)
多径衰落信道下同频 GSM 信号的盲分离算法	高敬乾,陈绍贺,戴旭初(373)
基于 Jensen - Shannon 距离的随机性检测相关性研究	朱思义(380)
基于网络流量的特征分析	卢灿举,高春颖,李 超,刘 瀚(387)
一种基于带宽和时长的 2.4GHz 频段信号识别方法	
.....	毛翔宁,刘 皓,林楷佳,赵敏荐,童凯超,张力川(391)
一种高性能的 OFDM 卫星信号盲跟踪和检测方法	杨 盛,郭强强,张 星,胡剑浩(400)
稀疏信号处理及其在短波通信中的应用	戚晨皓(416)
一种基于 BPSO 的监测站任务分配方法	孙太川,张 静,冉晓旻(423)
一种新的基于 MSE 变换的变步长盲均衡算法	范 磊,李天昀(430)
一种近最优的轨迹数据在线简化算法	曹卫权(435)

时频重叠信号的调制识别方法

刘明骞,李兵兵,陈 健

(西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室,陕西省 西安市 710071)

摘 要:针对低信噪比条件下时频重叠信号识别性能低的问题,本文提出了一种基于循环特性的时频重叠信号的识别方法,该方法首先通过维数扩展得到时频重叠信号的估计,然后通过提取基于循环累积量的四个有效特征参数对时频重叠信号进行调制方式识别。仿真结果表明,该方法具有较强的抗噪声能力,并且不易受重叠信号的频谱重叠率的影响,比现有的方法识别性能更好、计算复杂度更低。

关键词:时频重叠;调制识别;维数扩展;循环累积量

Modulation Recognition Method of Time-frequency Overlapped Signals

Liu ming - qian, Li bing - bing, Chen jian

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an shan xi 710071)

Abstract: To solve the problem of low recognition performance for time - frequency overlapped signals in low SNR, a novel Modulation identification method based on the cycle characteristics is proposed in this paper. The time - frequency overlapped signals are estimated by extending dimensions firstly, and then the modulation modes of the time - frequency overlapped signals can be recognized by extracting four effective characteristic parameters based on cyclic cumulants. The simulation results show that the method not only has strong abilities in resisting noise and the influences of the spectral overlapped rate, but also has better recognition performance and lower computational complexity than existing methods.

Keywords: time - frequency overlapped; modulation recognition; dimensional extension; cyclic cumulants

1 引言

在通信侦察领域,由于信号频段的密集会同时接收到多个不同的信号,如何在复杂的通信环境中对信号进行调制方式识别,解调出有用信号,这对争夺战争的主动权至关重要^[1]。在通信对抗或卫星抗干扰系统中,有时只能使用单通道接收机来对接收到的时频重叠信号进行处

理^[2],此时使用时域、频域或时频域滤波都不可行,也不能利用信号分量的空间分离特性进行空域滤波,这就使得时频重叠信号的调制识别成为非常具有挑战性的难题。

近年来,已有学者对时频重叠信号的识别进行了研究,Spooner 等人利用高阶循环累积量作为分类特征,进行 PSK、QAM 混合信号的调制方式识别,但是该算法对

QPSK/16QAM 信号的识别性能较差^[3]。文献[4]提出了一种时频重叠双 MPSK 信号的识别方法,但该方法所提取的特征值只适合于 MPSK 信号。陈卫东等人提出以四阶循环累积量不变量作为分类特征,实现了 2PSK/4PSK 混合信号的调制识别,但是该方法只适用于高信噪比的条件^[5]。高玉龙等人提出了基于循环谱的时频重叠信号的调制识别,相对于 BPSK、QPSK、OQPSK 三种信号的重叠信号,该方法在信噪比小于 10dB 时识别率不高^[6]。文献[7]中针对 QPSK - 16QAM 时频重叠双信号,提出了一种基于循环累积量和支撑向量机的调制识别方法,但该方法在低信噪比下识别效果不理想。

针对上述问题,本文提出一种基于循环特性的时频重叠信号的识别方法,该方法首先进行维数扩展,然后通过提取基于循环累积量的四个有效特征参数,对时频重叠信号进行了识别。仿真结果表明,所提方法不但有效可行,而且比现有的方法识别性能更好、计算复杂度更低。

2 信号模型

时频重叠信号是指在一段时间内,设有 N 个相互独立的复窄带信号 $s_i(t)$, $i = 1, \dots, N$ 同时落入接收机带宽范围内,并能够完整地接收每个信号, $n(t)$ 为等效的复平稳加性高斯白噪声。在各个信号之间,信号和噪声之间均相互独立,则时频重叠信号的数学模型可表示为^[8]

$$x(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $s_i(t)$ 由 BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、2FSK 和 MSK 信号组成,且 $s_i(t) = \sum_{m=1}^{M_i} A_i a_i(m) q(t - mT_{si}) \exp[j2\pi f_{ci}t + \varphi_i(t)]$, A_i 为信号幅度,且归一化为 1, $a_i(m)$ 为所发送的码元序列, M_i 为发送的码元个数, $q_i(t)$ 为成形脉冲, f_{ci} 为各个信号分量的载波频率, T_{si} 为码元周期,其倒数即为码元速率 f_{bi} , $\varphi_i(t)$ 表示对载波相位的调制。

3 维数扩展

首先对接收的信号进行下变频,然后通过小波包分解将接收信号分解为多路数据^[9],设经过小波包分解的 Q 层数据为 $x_1, x_2, \dots, x_Q$, 其每一层均可近似看作时频重叠信号的不同组合,即

$$\begin{cases} x_1 = a_1^1 s_1 + a_2^2 s_2 + \dots + a_N^N s_N \\ \vdots \\ x_Q = a_Q^1 s_1 + a_Q^2 s_2 + \dots + a_Q^N s_N \end{cases} \quad (2)$$

其中, a_Q^1 为第 Q 层数据中第 i 个信号的混合系数。由于小波包每次分解相当于对上层继续分解为低频与高频,即对上层数据进行了减半处理,可利用下式将信号分解为等长的 Q ($Q \geq N$) 层,

$$\begin{cases} d_k^{k+1, 2n} = \sum_l h_{0(l)} d_{k-2l}^{j, n} \\ d_k^{j+1, 2n+1} = \sum_l h_{1(l)} d_{k-2l}^{j, n} \end{cases} \quad (3)$$

分解之后所得的多路数据,采用快速定点算法 (FastICA)^[10] 获取分层数据的独

立子波函数,并通过独立子波函数对源信号进行维数扩展。潜在的独立子可表示为

$$\begin{bmatrix} x \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} & \cdots & w_{1,N} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & \cdots & w_{2,N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ w_{p+1,1} & w_{p+2,2} & \cdots & w_{p+3,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, x 为接收到的时频重叠信号,独立子波函数之间统计独立,继续应用 FastICA 算法,即可得到时频重叠信号的估计。

4 特征参数提取

在进行维数扩展后,可以通过提取特征参数进行调制识别。本文将提出以下四个特征参数,并分析这四个特征参数能够凸显重叠信号识别的差异,具体分析如下。

特征参数一 r_1 : 一阶循环累积量 $C_{r,10}^\alpha$, 这里假设时延为 0, 则一阶循环累积量表达式为^[11]

$$C_{r,10}^\alpha = M_{10}^\alpha = \frac{\sqrt{E}^{j\varphi_0} C_{a,10}}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p(\epsilon) e^{j2\pi\epsilon f_c - \alpha\epsilon} d\epsilon \quad (5)$$

对于 BPSK 信号, $C_{r,10}^\alpha = 0$; 对于 QPSK 信号, $C_{r,10}^\alpha = 0$; 对于 8PSK 信号, $C_{r,10}^\alpha = 0$; 对于 16QAM 信号, $C_{r,10}^\alpha = 0$; 对于 MSK 信号, $C_{r,10}^\alpha = 0$; 而对于 2FSK 信号, $C_{r,10}^\alpha \neq 0$ 。由以上分析可知,时频重叠信号中只有 2FSK 信号的一阶循环累积量在循环频率处有值,其余信号的一阶循环累积量均为零。所以将一阶循环累积

量 $C_{r,10}^\alpha$ 作为识别 2FSK 信号与 BPSK、QPSK、8PSK 和 16QAM 信号的特征参数。该特征在频率 f 轴上凸显为一根离散谱线,通过检测该离散谱线将 2FSK 信号识别出来。其中,离散谱线的检测方法为:假设 $u(f)$ 表示接收信号的一阶循环累积量谱, f_0 表示最大值 $|u(f)|$ 对应的频点,用 $|u(f_0)|$ 与 $|u(f)|$ 平均值的比值表示 f_0 处频谱的突出程度,并且当该比值大于某一阈值时认为 f_0 位置出现离散谱线。

假设 2FSK 信号的载波频率为 $f_{c,2FSK}$, 在 $[f_{c,2FSK} - \delta, f_{c,2FSK} + \delta]$ 范围内检测是否存在一根谱线,如果存在,就判断为 2FSK 信号。其中, $\delta \geq [\Delta f_{c,2FSK}] + [\Delta f_{d,2FSK}]$, $\Delta f_{c,2FSK}$ 和 $\Delta f_{d,2FSK}$ 分别是 2FSK 信号载波频率和符号速率的估计误差,通过检测谱线识别出 2FSK 信号。

特征参数二 r_2 : 二阶循环累积量 $C_{r,20}^\alpha$, 这里假设时延为 0, 则二阶循环累积量表达式为^[11]

$$C_{r,20}^\alpha = M_{20}^\alpha = \frac{E e^{j2\varphi_0} C_{a,20}}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^2(\epsilon) e^{j2\pi\epsilon 2f_c - \alpha\epsilon} d\epsilon \quad (6)$$

对于 BPSK 信号, $C_{r,20}^\alpha \neq 0$; 对于 QPSK 信号, $C_{r,20}^\alpha = 0$; 对于 8PSK 信号, $C_{r,20}^\alpha = 0$; 对于 16QAM 信号, $C_{r,20}^\alpha = 0$; 对于 MSK 信号, $C_{r,20}^\alpha \neq 0$ 。由以上分析可知,只有 BPSK 信号和 MSK 信号的二阶循环累积量 $M_{a,20}^\alpha$ 在循环频率处有值,其他重叠信号的二阶循环累积量 $M_{a,20}^\alpha$ 均为零,并且 BPSK 信号的循环累积量有一根谱线;

而 MSK 信号的循环累积量有两根谱线且该谱线相对于二倍的载频处对称。所以将二阶循环累积量 $M_{a,20}^\alpha$ 作为识别 BPSK 信号与 MSK 信号以及 QPSK、8PSK、16QAM 信号的特征参数。其中,离散谱线的检测方法与 2FSK 信号一阶循环累积量在频率轴上的离散谱线检测方法相同。

假设 BPSK 信号的载波频率为 $2f_{c_BPSK}$, 在 $[2f_{c_BPSK} - \delta, 2f_{c_BPSK} + \delta]$ 范围内检测是否存在一根谱线, 如果存在, 就判断为 BPSK 信号。其中 $\delta \geq 2[\Delta f_{c_BPSK}] + [\Delta f_{d_BPSK}]$, Δf_{c_BPSK} 和 Δf_{d_BPSK} 分别是 BPSK 信号载波频率和符号速率的估计误差。假设 MSK 信号的二阶循环累积量的循环频率为 $2[f_{c_MSK} \pm \frac{f_{d_MSK}}{4}]$, 在

$\left| 2[f_{c_MSK} - \frac{f_{d_MSK}}{4}] - \delta, 2[f_{c_MSK} - \frac{f_{d_MSK}}{4}] + \delta \right|$ 和

$\left| 2[f_{c_MSK} + \frac{f_{d_MSK}}{4}] - \delta, 2[f_{c_MSK} + \frac{f_{d_MSK}}{4}] + \delta \right|$

范围内检测是否都存在一根谱线, 如果存在, 则判断为 MSK 信号。其中 $\delta \geq 2[\Delta f_{c_MSK}] + [\Delta f_{d_MSK}]$, f_{c_MSK} 和 f_{d_MSK} 分别是 MSK 信号载波频率和符号速率, Δf_{c_MSK} 和 Δf_{d_MSK} 分别是 MSK 信号载波频率和符号速率的估计误差通过检测谱线识别出 BPSK、MSK 信号。

特征参数三 $r_3 : |C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2$, 其定义为

$$|C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2 = \left| \frac{E^2 e^{j4\varphi_0} C_{a,40}}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^4(\tau) e^{j2\pi \tau \zeta 4f_c - \alpha \tau} d\tau \right|$$

$$\begin{aligned} & \left| \frac{EC_{a,21}}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^2(\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} d\tau \right|^2 \\ &= \frac{|C_{a,40}|}{|C_{a,21}|^2} \cdot \frac{\left| \frac{E^2}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^4(\tau) e^{j2\pi \tau \zeta 4f_c - \alpha \tau} d\tau \right|}{\left| \frac{E}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^2(\tau) e^{-j2\pi\alpha\tau} d\tau \right|^2} \\ &= \frac{|C_{a,40}|}{|C_{a,21}|^2} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \text{其中, } C_{a,21} &= M_{a,21} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k a_k^*, C_{a,40} = \\ M_{a,40} - 3M_{a,20}M_{a,20} &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k^4 - 3 \cdot \\ \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k^2 \right)^2. \end{aligned}$$

对于 QPSK 信号, $|C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2 = 1$; 对于 8PSK 信号, $|C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2 = 0$; 对于 16QAM 信号, $|C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2 = 0.68$ 。由以上分析可知, 仅有 8PSK 信号的特征参数 $|C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2$ 在其循环频率处为 0, 而 QPSK 信号和 16QAM 信号的特征量 $|C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2$ 的值分别为 1 和 0.68。所以将特征参数 $|C_{r,40}^\alpha| / |C_{r,21}^\alpha|^2$ 作为识别 8PSK 信号与 QPSK、16QAM 信号的特征参数, 并采用最小均方误差准则分类器^[6]进行识别, 该分类器表达式为

$$E_{\text{modetype}} = \sum_{i=1}^m (M_{\text{actual}} - M_{\text{theory}}^i)^2 \quad (8)$$

其中, M_{actual} 表示该特征参数的实际值, M_{theory}^i 表示该特征参数的理论值, m 指时频重叠信号的个数, E_{modetype} 表示特征参数实际值与几种调制方式的特征参数的理论值之间的距离值, 则 $\min(E_{\text{modetype}})$ 所对应的调制方式即为所识别的调制方式, 通过该分类器识别出 8PSK 信号。

特征参数四 r_4 : $|C_{r,61}^\alpha|/|C_{r,21}^\alpha|^3$, 其定义为

$$\begin{aligned} & |C_{r,61}^\alpha|/|C_{r,21}^\alpha|^3 \\ &= \left| \frac{E^3 e^{j4\varphi_0} C_{a,61}}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^6(\iota) e^{j2\pi \epsilon 4f_c - \alpha \iota} d\iota \right| \\ & / \left| \frac{EC_{a,21}}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^2(\iota) e^{-j2\pi \alpha \iota} d\iota \right|^3 \\ &= \frac{|C_{a,61}|}{|C_{a,21}|^3} \cdot \frac{|e^{j4\varphi_0}| \cdot \left| \frac{E^3}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^6(\iota) e^{j2\pi \epsilon 4f_c - \alpha \iota} d\iota \right|}{\left| \frac{E}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p^2(\iota) e^{-j2\pi \alpha \iota} d\iota \right|^3} \\ &= \frac{|C_{a,61}|}{|C_{a,21}|^3} \end{aligned} \quad (9)$$

其中,

$$\begin{aligned} C_{a,61} &= M_{a,61} - 5M_{a,21}M_{a,40} - 10M_{a,20}M_{a,41} \\ &+ 30M_{a,21}M_{a,20}M_{a,20} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k^5 a_k^* - 5 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k a_k^* \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k^4 \\ &- 10 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k^2 \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k^3 a_k^* \\ &+ 30 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k a_k^* \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k^2 \right)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

对于 QPSK 信号, $|C_{r,61}^\alpha|/|C_{r,21}^\alpha|^3 = 4$ 。对于 16QAM 信号, $|C_{r,61}^\alpha|/|C_{r,21}^\alpha|^3 = 2.08$ 。由以上分析可知, QPSK 信号的特征量 $|C_{r,61}^\alpha|/|C_{r,21}^\alpha|^3$ 的值为 4, 而 16QAM 信号的特征量 $|C_{r,61}^\alpha|/|C_{r,21}^\alpha|^3$ 值为 2.08, 所以可以通过式(8)的最小均方误差准则分类器识别出 QPSK 信号和 16QAM 信号。

5 仿真结果及分析

为了验证本文方法的有效性, 通过 MATLAB 仿真软件进行仿真实验, 其所使

用的仿真条件为: 单通道时频重叠信号集合为 {BPSK, 4PSK, 8PSK, 16QAM, 2FSK 和 MSK}, 为了和现有方法进行对比, 故进行了下变频处理, 载波频率分别为 650Hz、800Hz、450Hz、600Hz、1000Hz 和 850Hz, 采样频率均为 6250Hz, 码元速率分别为 125Baud、250Baud、125Baud、125Baud、125Baud 和 125Baud, 采用滚降系数为 0.5 的升余弦脉冲成型函数, 采用平稳高斯白噪声序列作为观测噪声模型, 延迟时间 $\tau = 0$, 进行 1000 次 Monte Carlo 试验。

仿真实验 1: 为了测试信噪比对本文识别性能的影响, 设观测信号的功率相等, 采样点数为 25 000, 信噪比范围是 -5 ~ 20dB, 变化步长为 5dB, 其仿真实验结果如图 1 所示。从图 1 中可以看出, 随着信噪比的增加, 信号的识别率逐渐提高。在信噪比高于 5dB 时, 信号的平均识别率可达到 90% 以上。由此可见, 本文所提的单通道时频重叠信号的识别方法是有效可行的。

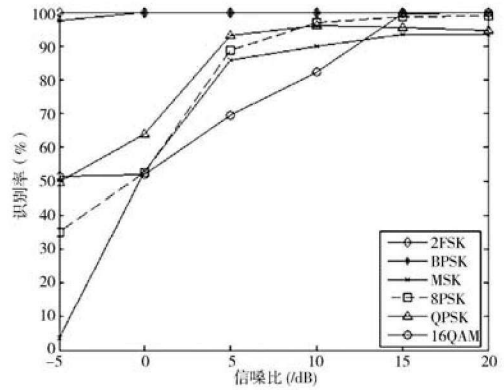


图 1 不同信噪比下本文方法的识别性能

仿真实验 2: 为了测试采样点数对方

法识别性能的影响,设观测信号的功率相等,信噪比为 10dB,采样点数范围是 5 000 ~ 30 000,变化步长为 5 000,其仿真实验结果如图 2 所示。从图 2 中可以看出,随着采样点数的增加,重叠信号的识别率均逐渐提高。当采样点数大于 25 000 时,重叠信号的识别率均在 90% 以上。其原因是由于循环累积量的抗噪性能只是一种渐进性能,即当观测样本无穷时才具有的性能。因此在同样信噪比下,随着采样点数的增加,循环累积量的估计值可以得到改善,弥补了由于噪声引入的误差,从而识别率也随之提高。

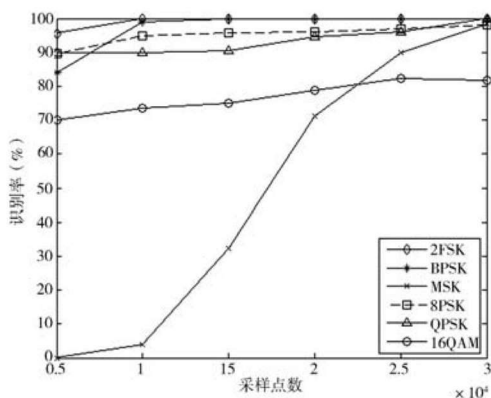


图 2 不同采样点数下本文方法的识别性能

仿真实验 3:为了测试重叠信号的重叠率对识别性能的影响,这里仅对 QPSK 和 16QAM 信号重叠的情况进行仿真验证。设观测信号的功率相等,信噪比为 10dB,采样点数为 25 000,其仿真实验结果如图 3 所示。从图 3 中可以看出,在信号频谱完全没有重叠时,信号的平均识别率为 92%;随着信号频谱重叠率的增大,信号的平均识别率有所降低,但其变化不

大;当频谱重叠率达到 100% 时,信号的平均识别率可达 87% 以上。由此说明该识别方法对双信号频谱重叠度具有良好的稳健性。

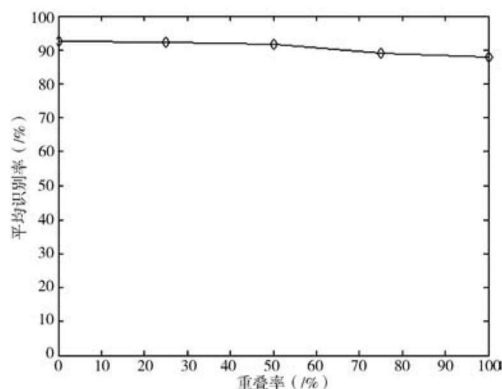


图 3 不同重叠率下本文方法的识别性能

仿真实验 4:在相同的仿真实验环境和相同的信号参数设置下,本文方法与参考文献[4]和文献[7]的方法进行性能对比实验,其对比结果如图 4 所示。此外,本文方法与文献[4]和文献[7]方法的计算复杂度对比如表 1 所示。

从图 4 和表 1 中可以看出,虽然本文的计算复杂度比文献[4]方法的计算复杂度高,但是在信噪比为 -10dB 到 -5dB 时,本文的重叠信号平均识别率比文献[4]方法的重叠信号平均识别率有了显著性地提高;针对本文方法和文献[7]的方法,由于计算复杂度主要集中在乘法上面,所以本文的计算复杂度比文献[7]方法的计算复杂度低,并且在信噪比为 -10dB 到 20dB 时,本文的信号平均识别率比文献[7]方法的信号平均识别率有了明显提高。由此可说明,本文方法优于现有

的时频重叠信号的识别方法。

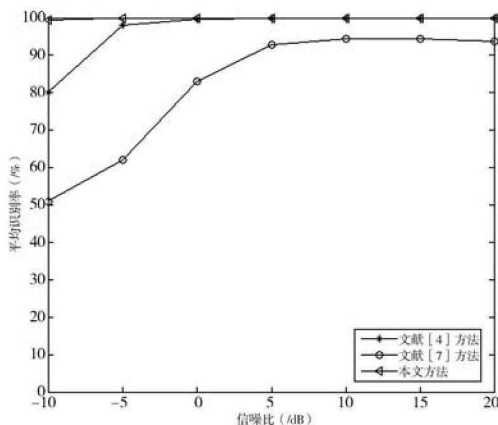


图4 不同识别方法的性能对比图

表1 3种不同方法的计算复杂度对比

计算复杂度		
	复数加法次数	复数乘法次数
本文方法	$13N \lg_2 N + 6N$	$\frac{13N}{2} \lg_2 N + 31N$
文献[4]方法	$7N \lg_2 N + 4N$	$4N \lg_2 N + 13N$
文献[7]方法	$N \lg_2 N + N^2 \lg_2 N$	$\frac{N}{2} \lg_2 N + \lg_2 N + \frac{N^2}{2}$

6 结束语

本文针对低信噪比下时频重叠信号的识别问题,提出了一种基于高阶循环累积量的时频重叠信号识别方法,并在理论上分析了四个特征参数的有效性。仿真结果表明,该方法具有较强的抗噪声能力,并且不易受重叠信号的频谱重叠率的影响。通过对比实验,从识别性能和计算复杂度两个方面说明了该方法较现有方法的优越性。

参考文献

- [1] 沈家瑞. 通信对抗中的干扰识别技术研究[D]. 电子科技大学, 2011.
- [2] Ningyu Yu, Hong guang Ma, Rong Shi. Modula-

tion Recognition of Co - channel OQPSK and MSK Based on Cyclostationarity [C]. The 2nd IEEE International Conference, April, 2010: 284 - 287.

- [3] SPOONER C M. On the Utility of Sixth - Order Cyclic Cumulants for RF signal Classification [C]. Proc 35th Asilomar on Signals, Systems, and Computers, 2001: 890 - 897.
- [4] Kuangdai Li, Lili Guo, Rong Shi, et al. Modulation Recognition Method Based on High Order Cyclic Cumulants for Time - Frequency Overlapped Two - Signal in the Single - Channel [C]. Congress on Image and Signal Processing, May, 2008: 474 - 478.
- [5] 陈卫东, 杨绍全. 基于循环累量不变量的 MPSK 信号调制识别算法[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(3): 320 - 325.
- [6] 高玉龙, 张中兆. 基于循环谱的同信道多信号调制方式识别[J]. 高技术通讯, 2007, 17(8): 793 - 797.
- [7] Haitao Fu, Qun Wan, Rong Shi. Modulation Classification Based on Cyclic Spectral Features for Co - Channel Time - Frequency Overlapped Two - Signal [C]. Pacific - Asia Conference on Circuits, Communications and System, May, 2009: 31 - 34.
- [8] 王青红, 彭华, 王彬, 滕波. 基于循环累积量的共信道多信号检测和信号源个数估计算法[J]. 信息工程大学学报, 2012 13(2): 185 - 186.
- [9] 韩翔. 多维度重叠数字调制通信信号时域建模算法研究[D]. 电子科技大学, 2013.
- [10] Ghita, C. Raicu, R. D. Pantelimon, B. Implementation of the FastICA Algorithm in Sound Source Separation [C]. 2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, 2015: 19 - 22.
- [11] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理 (第3版) [M]. 北京: 国防工业出版社, 1998: 336 - 349.

面向非合作 MIMO 通信系统的发射天线数目估计方法研究

徐璐瑶, 李 涛, 高明君, 李勇朝

(西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西省 西安市 710071)

摘 要:发射天线数目估计是 MIMO 信号盲识别的前提与基础。现有的发射天线数目估计算法主要分为两类——基于信息论准则的方法和基于假设检验的方法。本文分别研究了这两类方法中的相关经典算法,具体包括,(1)基于信息论准则方法的 AIC(Akaike Information Criterion)、MDL(Minimum Description Length)算法;(2)基于假设检验的 EIT(Eigen-Increment Threshold)、KN、MMR(Max-Min Ratio)和 PET(Predicted Eigen-Threshold)算法。通过在不同参数条件下的计算机仿真,本文分析并比较了以上算法的估计性能和适用场景。

关键词:发射天线数目;盲识别;MIMO;信息论准则;假设检验

Research on Transmit - Antenna Number Estimation in Non - Collaborated MIMO Systems

Xu lu - yao, Li tao, Gao ming - jun, Li yong - zhao

(State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shanxi 710071)

Abstract: The estimation of transmit - antenna number is a prerequisite for blind signal detection in non - collaborated MIMO systems. The existing blind estimation algorithms can be divided into information criteria based estimator and hypothesis testing based estimator. This paper researches on six typical algorithms in both kinds of estimation methods, including (1) the information criteria based AIC (Akaike Information Criterion) and MDL (Minimum Description Length); (2) the hypothesis based EIT (Eigen - Increment Threshold), KN, MMR (Max - Min Ratio) and PET (Predicted Eigen - Threshold). Through a series of simulations under different parameters, this paper discusses the performance of the above algorithms.

Keywords: transmit - antenna number; blind estimation; MIMO; information criteria; hypothesis testing

1 引言

近年来,关于 MIMO 技术的理论和算法在无线通信领域有着广泛的研究和应用。同时,也为非合作通信场景中的通信信号参数盲识别带来了新的技术难题。在非合作 SISO 通信场景中,通信信号参数盲

识别主要包括信号调制方式盲识别和信道编码方式盲识别^[1],而在非合作 MIMO 通信场景中,除了上述两种参数,通信信号参数盲识别还具有 MIMO 发射天线数目估计^{[2][3]}、MIMO 信道盲估计^{[4][5]}、MIMO 空时码盲识别^{[1][6]}等技术难题。其中,对于信道估计、MIMO 空时码识别以及调制方式识别中众多的高性能算法^{[7][8]}都是将发射

天线数目作为已知前提。当发射天线数目未知或估计错误时,这些算法的性能将会严重下降甚至完全失效。因此,在非合作场景中,MIMO 发射天线数目估计是后续信号检测的先决条件,是 MIMO 通信信号其他参数估计的基础和前提,在智能接收机、军事对抗和具有认知能力的通信系统等场景中具有广泛应用前景。

现有发射天线数目估计算法大都由信源数目估计算法中引入,可分为两类:模式选择和假设检验方法。2007 年,O. Somekh 等学者在对 MIMO 发射天线数目问题进行深入分析和研究后,启发性地引入了基于信息论准则的模式选择方法,利用最小描述长度(MDL: Minimum Description Length)和 Akaike 信息论准则(AIC: Akaike Information Criterion)构造目标函数,并根据目标函数估计发射天线数目,这两种算法不需要主观设定阈值且算法复杂度低^[2]。

1999 年,文献[9]中提出了一种基于接收信号协方差矩阵特征值空间特性的阵列天线信源数目估计方法(Eigen - Increment Threshold, EIT),能够实现在小样本数据和低信噪比条件下的良好估计性能。该算法具有单一门限值,即对所有特征值,门限只需要计算一次,计算复杂度低。

2008 年,Kritchman S, Nadler B 提出了一种基于噪声特征值的特性并结合了扰动矩阵方法的主成分分析算法 KN 算法^[10]。该算法也可拓展到信号处理领域,通过样本协方差矩阵中噪声方差的特性来区分信号和噪声。

2009 年,文献[11]中提到了一种基于随机矩阵理论的协作频谱感知算法(Max - Min Ratio, MMR),利用了随机矩阵的渐近谱分布特性及小样本下最大特征值收敛特性来提高感知性能。可拓展到 MIMO 系统发射天线数目盲估计应用场景下,实

现在没有接收信号完整信息而只有小样本情况下的发射天线数目盲估计。

2011 年,K. Hassan 等学者提出了基于假设检验的预测特征值门限算法(PET: Predicted Eigenvalue Threshold),该算法对数据样本协方差矩阵的特征值上限进行估计,利用上限值估计发射天线数目^[3]。PET 算法在 MIMO 天线相关的情况下,相较于模式选择算法仍具有较好的性能。

在非合作通信场景下信道是快衰落的,因此如何在低采样数、低信噪比的情况下,高效、准确地得到发射天线数目的估计值是值得深入研究的。因此,本文选取了现有发射天线数目盲估计中的经典算法,进行了研究和分析,并对其进行性能仿真比较。

2 系统模型

如图 1 所示,构建一个非合作 MIMO 通信系统模型,包括一个多天线发射机、一个多天线接收机和一个多天线侦听机。其中,发射机的天线数目为 N_t ,侦听机的天线数目为 N_r ($N_r > N_t$)。发射机与接收机构成了合作通信链路,正常发送信号;而侦听机拦截了发射信号,与发射机构成了非合作通信链路。

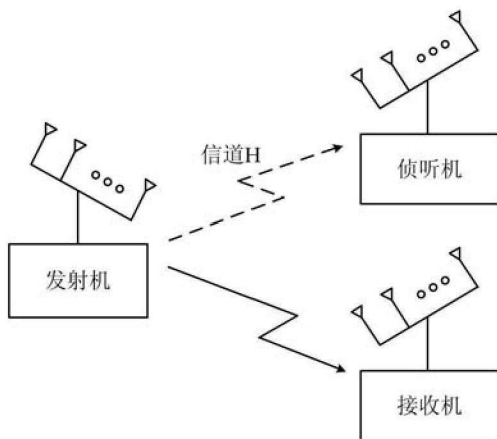


图 1 发射天线数目盲估计场景