

认知无线电中非高斯噪声下数字调制信号识别方法

刘明骞, 李兵兵, 曹超凤, 李钊

(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 西安 710071)

摘 要: 针对认知无线电系统中传统数字调制识别方法在非高斯 Alpha 稳定分布噪声下识别性能差、计算复杂度高的问题, 提出了一种基于分数低阶循环谱相关系数的数字调制识别新方法。该方法提取分数低阶循环谱截面和频率谱截面以及其投影面的 5 个相关系数作为识别特征参数, 并采用判决树分类器, 实现了非高斯噪声下数字调制信号识别。仿真结果表明, 在非高斯 Alpha 稳定分布噪声下, 该识别方法不仅具有较高的识别率和良好的稳健性并且计算复杂度更低, 更适合于认知无线电系统。

关键词: 认知无线电; 调制识别; Alpha 稳定分布; 分数低阶循环谱; 相关系数

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)01-0082-07

Recognition method of digital modulation signals over non-Gaussian noise in cognitive radio

LIU Ming-qian, LI Bing-bing, CAO Chao-feng, LI Zhao

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

Abstract: In cognitive radio system, the traditional methods of digital modulation signals recognition with Alpha stable distribution noise have the problems of poor performance and high computation complexity. A novel recognition method based on correlation coefficient of fractional lower order cyclic spectrum was proposed to solve this problem. The method extracts the recognition characteristic parameters which are five correlation coefficients of the fractional lower order cyclic spectrum's section and frequency spectrum's section and projection planes of both, and then decision tree was used as a classifier to achieve digital modulation signals recognition. Simulation results show that the proposed method not only has higher recognition rates and better robustness but also has lower computation complexity in an Alpha stable distribution noise environment, which is more suitable for cognitive radio system.

Key words: cognitive radio; modulation recognition; Alpha stable distribution; fractional lower order cyclic spectrum; correlation coefficient

1 引言

随着通信技术向无线、宽带方向发展, 频谱资源日益紧张, 认知无线电(CR, cognitive radio)技术成为解决这一问题的关键技术之一^[1]。对于认知无线电频谱感知技术来讲, 频谱感知不仅要能够精确检测到授权用户信号的出现, 还应该可以识别其调制类型^[2], 进而确定授权用户的业务种类、业务强

度等先验信息, 从而利用这些先验信息使 CR 用户更有效地发现和使用空闲频谱, 提高频谱利用率。在认知无线电系统中, 往往存在一些显著尖峰脉冲状波形和概率密度函数具有较厚拖尾的非高斯分布噪声, 比如多用户干扰、低频大气噪声以及其他自然或人为的电磁脉冲噪声。以美国南加州大学尼克拉斯(Nikias)教授为代表的研究者在充分研究各种随机过程模型后, 发现 Alpha 稳定分布模型是描述

收稿日期: 2012-07-02; 修回日期: 2012-11-22

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61271299, 61102057); 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2009CB320404); 高等学校学科创新引智计划基金资助项目(B08038)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61271299, 61102057); The National Basic Research Program of China (973 Program) (2009CB320404); The 111 Project (B08038)

这类随机信号的一种更有效的噪声模型^[3,4]。因此, 研究在认知无线电系统中 Alpha 稳定分布噪声背景下的数字调制信号识别方法具有实际的工程意义。

近年来, 已有学者对 Alpha 稳定分布噪声模型下的数字调制识别进行了一定的研究, 但研究还很少。Wang F G 等人利用 Kolmogorov-Smirnov 检验法对 MQAM、MPSK 信号在 Alpha 稳定分布噪声下进行了识别, 但是该方法在低混合信噪比下识别性能较差^[5]; 文献[6]在 Alpha 稳定分布噪声下, 以分形盒维数作为特征参数对信号进行了识别, 但该方法仅能在一定混合信噪比范围内适用且识别性能较差; 由于 Alpha 稳定分布噪声下的信号不具有二阶或二阶以上的统计量, 文献[7]采用低阶统计量进行了调制识别的研究, 但该方法识别性能较差; 文献[8,9]分别提出了分数低阶循环谱相干系数和广义二阶循环统计量的方法对数字调制信号进行了识别, 但这2种方法计算复杂度较高且识别性能较差。

针对以上这些问题, 本文提出了一种低复杂度的 Alpha 稳定分布噪声下数字调制信号识别的新方法, 该方法提出5个新的识别特征参数, 即分数低阶循环谱截面和频率谱截面以及其投影面的5个相关系数, 并采用判决树分类器对5种常用的数字调制信号进行识别。仿真结果表明, 在 Alpha 稳定分布噪声的特征指数 α 为 1.5, 未考虑滚降滤波条件下, 混合信噪比大于 0 dB 时, 信号的识别率均达到 93% 以上, 并且该方法在考虑滚降滤波以及噪声特征指数变化的情况下也均有较高的识别率。可见, 该方法是有效可行的, 并且性能更优, 计算复杂度更低。

2 Alpha 稳定分布模型

Alpha 稳定分布是唯一满足广义中心极限定理的分布, 高斯分布是它的一个特例。由于 Alpha 稳定分布没有统一的闭式的概率密度函数, 通常用特征函数对其进行描述^[10], 该特征函数表示为

$$\phi(\theta) = \exp\{j\mu\theta - \gamma|\theta|^\alpha [1 + j\beta \operatorname{sgn}(\theta)\omega(\theta, \alpha)]\} \quad (1)$$

其中, $\operatorname{sgn}(\theta)$ 是符号函数, $\operatorname{sgn}(\theta) = \begin{cases} 1, & \theta > 0 \\ 0, & \theta = 0; \\ -1, & \theta < 0 \end{cases}$

参数 $\gamma \geq 0$ 为分散系数, 又称为尺度系数, 它是关于样本相对于均值的分散程度的度量, 类似于高斯

分布中的方差; 参数 α 称为特征指数, 其取值范围为 $0 < \alpha \leq 2$, 它决定该分布脉冲特性的程度。当 $\alpha = 2$ 时, 与均值为 μ 、方差为 2γ 的高斯分布相同;

$$\omega(\theta, \alpha) = \begin{cases} \tan(\pi\alpha/2), & \alpha \neq 1 \\ (2/\pi)\log|\theta|, & \alpha = 1 \end{cases}; \text{参数 } \beta (-1 \leq \beta \leq 1) \text{ 称为对称参数, 用于确定分布的斜度, } \beta = 0 \text{ 对应于对称分布, 简记为 SaS。参数 } \mu \text{ 称为位置参数, 对于 SaS 分布, 若 } 0 < \alpha \leq 1, \text{ 则 } \mu \text{ 表示中值; 若 } 1 < \alpha \leq 2, \text{ 则 } \mu \text{ 表示均值。若满足 } \mu = 0, \text{ 且 } \gamma = 1, \text{ 则 Alpha 稳定分布称为标准 Alpha 稳定分布。}$$

分布中的方差; 参数 α 称为特征指数, 其取值范围为 $0 < \alpha \leq 2$, 它决定该分布脉冲特性的程度。当 $\alpha = 2$ 时, 与均值为 μ 、方差为 2γ 的高斯分布相同;

3 非高斯噪声下的识别方法

3.1 分数低阶循环谱

由于 Alpha 稳定分布噪声不具有二阶及二阶以上统计量, 因此, 使得传统的基于高斯噪声假设(以二阶或高阶统计量为基础)的许多数字调制信号识别方法失效。

分数低阶循环统计量是 Alpha 稳定分布噪声背景下处理循环平稳信号的一种有效工具, 包括分数低阶循环自相关函数和分数低阶循环谱密度函数等。对于以 T_0 为周期的循环平稳随机信号 $x(t)$, 其分数低阶循环自相关函数表示为^[11]

$$R_x^\varepsilon(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} [x(t+\tau/2)]^{(b)} [x^*(t-\tau/2)]^{(b)} \cdot e^{-j2\pi\varepsilon t} dt \quad (2)$$

其中, $x^{(b)} = |x|^{b-1} \cdot x^*$, $*$ 表示共轭运算, 该运算只改变了信号的幅度, 没有改变周期信息, 所以二阶循环相关下定义的循环频率同样适合分数低阶循环相关; $0 < b < \alpha/2$ ($\alpha < 2$), 若 $b=1$, 则该分数低阶循环自相关变成二阶循环自相关; ε 为循环频率。 $R_x^\varepsilon(\tau)$ 的傅里叶变换 $S_x^\varepsilon(f)$ 称为分数低阶循环谱密度函数, 简称分数低阶循环谱^[6], 其表达式为

$$S_x^\varepsilon(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\varepsilon(\tau) \cdot e^{-j2\pi\varepsilon\tau} d\tau \quad (3)$$

其中, f 为信号的频率。

3.2 分数低阶循环谱相关系数

设信号 $x(t)$ 经过加性非高斯信道后, 接收到的信号形式为

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (4)$$

其中, $x(t)$ 为发送的调制信号, $n(t)$ 是平均功率为 E_n 的加性非高斯噪声。一般情况下, $x(t)$ 和 $n(t)$ 为不相关, 则接收信号的分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 为

$$S_y^\varepsilon(f) = S_x^\varepsilon(f) + S_n^\varepsilon(f) \quad (5)$$

因为噪声是非周期信号，所以噪声功率只存在零循环频率处，则

$$S_n^\varepsilon(f) = E_n \delta(\varepsilon) \quad (6)$$

对于 SaS 分布噪声，常采用混合信噪比 (MSNR)^[12]，其公式为

$$Q_{MSNR} = 10 \times \lg \left(\frac{\sigma_s^2}{\gamma} \right) \quad (7)$$

其中， σ_s^2 表示信号的方差， γ 表示 Alpha 稳定分布噪声的分散系数。在高混合信噪比的情况下， $E_n \approx 0$ ，此时有

$$S_y^\varepsilon(0) = S_x^\varepsilon(0) \quad (8)$$

$$S_y^0(f) = S_x^0(f) \quad (9)$$

由于在求解相关系数时都是数据序列相乘，所以可用 Ω 代替 ε, f ，则接收信号的分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在频率 $f = 0$ 处的截面 $S_y^\varepsilon(0)$ 和分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在循环频率 $\varepsilon = 0$ 处的截面 $S_y^0(f)$ 的相关系数 $\rho_1 (\varepsilon \neq 0)$ 可表示为

$$\begin{aligned} \rho_1 &= \rho_{S_y^0(f), S_y^\varepsilon(0)} \\ &= \frac{\int S_y^{\Omega 2}(0) (S_y^0(\Omega))^* d\Omega}{\sqrt{\int S_y^{\Omega 2}(0) (S_y^{\Omega 2}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int S_y^0(\Omega) (S_y^0(\Omega))^* d\Omega}} \end{aligned} \quad (10)$$

将式(8)和式(9)代入式(10)，得

$$\begin{aligned} &\frac{\int S_y^{\Omega 2}(0) (S_y^0(\Omega))^* d\Omega}{\sqrt{\int S_y^{\Omega 2}(0) (S_y^{\Omega 2}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int S_y^0(\Omega) (S_y^0(\Omega))^* d\Omega}} \\ &= \frac{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^0(\Omega))^* d\Omega}{\sqrt{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^{\Omega 2}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int S_x^0(\Omega) (S_x^0(\Omega))^* d\Omega}} \\ &= \rho_{S_x^0(f), S_x^\varepsilon(0)} \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可以得 $\rho_1 = \rho_{S_y^0(f), S_y^\varepsilon(0)} = \rho_{S_x^0(f), S_x^\varepsilon(0)}$ ，因此理论上，在高混合信噪比的情况下， ρ_1 是一个不受非高斯信道干扰的特征参数。

在低混合信噪比的情况下，

$$S_y^\varepsilon(0) = S_x^\varepsilon(0) + S_n^\varepsilon(0) \quad (12)$$

$$S_y^0(f) = S_x^0(f) + S_n^0(f) \quad (13)$$

其中，根据式(6)得 $S_n^\varepsilon(f) = E_n$ ；本文考虑 $\varepsilon \neq 0$ 的情况，则 $S_n^\varepsilon(0) = 0$ 。因此，接收信号的分数低阶循

环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在频率 $f = 0$ 处的截面 $S_y^\varepsilon(0)$ 和分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在循环频率 $\varepsilon = 0$ 处的截面 $S_y^0(f)$ 的相关系数 $\rho_1 (\varepsilon \neq 0)$ 可表示为

$$\begin{aligned} \rho_1 &= \rho_{S_y^0(f), S_y^\varepsilon(0)} \\ &= \frac{\int S_y^{\Omega 2}(0) (S_y^0(\Omega))^* d\Omega}{\sqrt{\int S_y^{\Omega 2}(0) (S_y^{\Omega 2}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int S_y^0(\Omega) (S_y^0(\Omega))^* d\Omega}} \\ &= \frac{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^0(\Omega) + E_n)^* d\Omega}{\sqrt{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^{\Omega 2}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int (S_x^0(\Omega) + E_n) (S_x^0(\Omega) + E_n)^* d\Omega}} \\ &= \frac{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^0(\Omega))^* d\Omega + \int E_n S_x^{\Omega 2}(0) d\Omega}{\sqrt{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^{\Omega 2}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int S_x^0(\Omega) (S_x^0(\Omega))^* d\Omega} + \eta} \\ &\approx \frac{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^0(\Omega))^* d\Omega}{\sqrt{\int S_x^{\Omega 2}(0) (S_x^{\Omega 2}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int S_x^0(\Omega) (S_x^0(\Omega))^* d\Omega}} + f(\eta) \\ &= \rho_{S_x^0(f), S_x^\varepsilon(0)} + f(\eta) \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $\eta = \int [E_n S_x^0(\Omega) + E_n (S_x^0(\Omega))^* + E_n \cdot E_n] d\Omega$ ， $f(\eta)$ 为 η 的函数，且随 η 变化的值。在混合信噪比大于零时， $S_x^0(f) \geq E_n$ ， f 变化不大。所以在低混合信噪比的情况下，特征参数 ρ_1 受非高斯噪声的影响不大。为了更直观地说明，以 BPSK、QPSK、2FSK、4FSK、MSK 信号的特征参数 ρ_1 的仿真分析为例，如图 1 所示。

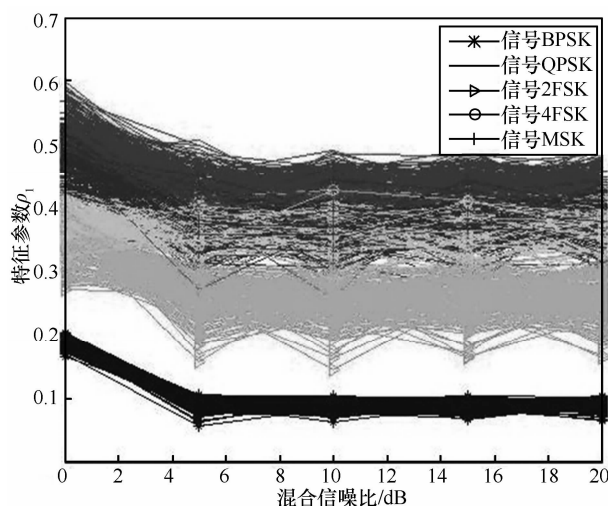


图 1 不同混合信噪比下特征参数 ρ_1 值的范围

从图 1 中可以看出，当 Alpha 稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$ ，混合信噪比大于 5 dB 的情况下，特征参数 ρ_1 的值变化范围很小，逐渐趋于稳定的理论信号特征值，即 $f(\eta) \rightarrow 0$ ，所以特征参数 ρ_1 具有

抗非高斯噪声干扰的能力。

3.3 数字调制信号分数低阶循环谱相关系数分析

本文选取通信中常用的数字调制信号 BPSK、QPSK、2FSK、4FSK、MSK 信号作为待识别的信号集。

由 3.2 节可知，分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在频率 $f=0$ 处的截面 $S_y^\varepsilon(0)$ 和分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在循环频率 $\varepsilon=0$ 处的截面 $S_y^0(f)$ 的相关系数

$$\begin{aligned} \rho_2 = \rho_{\max_f[S_y^\varepsilon], S_y^0(f)} &= \frac{\int S_y^0(\Omega)(\max_f[S_y^{\Omega}])^* d\Omega}{\sqrt{\int \max_f[S_y^\varepsilon](\max_f[S_y^\varepsilon])^* d\Omega} \sqrt{\int S_y^0(\Omega)(S_y^0(\Omega))^* d\Omega}} \\ &= \frac{\int S_x^{\Omega}(0)(\max_f[S_x^{\Omega}])^* d\Omega}{\sqrt{\int \max_f[S_x^\varepsilon](\max_f[S_x^\varepsilon])^* d\Omega} \sqrt{\int (S_x^0(\Omega) + E_n)(S_x^0(\Omega) + E_n)^* d\Omega}} \approx \rho_{\max_f[S_x^\varepsilon], S_x^0(f)} + f(\eta) \quad (15) \end{aligned}$$

其中， $\max_f[S_y^\varepsilon]$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在循环频率 ε 面的投影， $S_y^0(f)$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在循环频率 $\varepsilon=0$ 处的截面， $f(\eta)$ 随着混合信噪比的增大逐渐趋于零。

$$\rho_3 = \rho_{\max_\varepsilon[S_y^\varepsilon], S_y^\varepsilon(0)} = \frac{\int S_y^{\Omega}(0)(\max_\varepsilon[S_y^{\Omega}])^* d\Omega}{\sqrt{\int S_y^{\Omega}(0)(S_y^{\Omega}(0))^* d\Omega} \sqrt{\int \max_\varepsilon[S_y^{\Omega}](\max_\varepsilon[S_y^{\Omega}])^* d\Omega}} \approx \rho_{\max_\varepsilon[S_x^\varepsilon], S_x^\varepsilon(0)} + f(\eta) \quad (16)$$

其中， $\max_\varepsilon[S_y^\varepsilon]$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在频率 f 面的投影， $S_y^\varepsilon(0)$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在频率 $f=0$ 处的截面， $f(\eta)$ 随着混合信噪比的增大逐渐趋于零。

$$\begin{aligned} \rho_4 = \rho_{\max_\varepsilon[S_x^\varepsilon], S_y^0(f)} &= \frac{\int S_y^0(\Omega)(\max_\varepsilon[S_y^{\Omega}])^* d\Omega}{\sqrt{\int \max_\varepsilon[S_y^{\Omega}](\max_\varepsilon[S_y^{\Omega}])^* d\Omega} \sqrt{\int S_y^0(\Omega)(S_y^0(\Omega))^* d\Omega}} \\ &= \frac{\int S_x^{\Omega}(0)(\max_\varepsilon[S_x^{\Omega}])^* d\Omega}{\sqrt{\int \max_\varepsilon[S_x^{\Omega}](\max_\varepsilon[S_x^{\Omega}])^* d\Omega} \sqrt{\int (S_y^0(\Omega) + E_n)(S_y^0(\Omega) + E_n)^* d\Omega}} \approx \rho_{\max_\varepsilon[S_x^\varepsilon], S_y^0(f)} + f(\eta) \quad (17) \end{aligned}$$

其中， $\max_\varepsilon[S_x^\varepsilon]$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在频率 f 面的投影， $S_y^0(f)$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在循环频率 $\varepsilon=0$ 处的截面， $f(\eta)$ 随着信噪比的增大逐渐趋于零。

$$\rho_5 = \rho_{\max_f[S_x^\varepsilon], \max_\varepsilon[S_y^\varepsilon]} = \frac{\int \max_\varepsilon[S_y^{\Omega}](\max_f[S_y^{\Omega}])^* d\Omega}{\sqrt{\int \max_\varepsilon[S_y^{\Omega}](\max_\varepsilon[S_y^{\Omega}])^* d\Omega} \sqrt{\int \max_f[S_y^{\Omega}](\max_f[S_y^{\Omega}])^* d\Omega}} \approx \rho_{\max_f[S_x^\varepsilon], \max_\varepsilon[S_x^\varepsilon]} + f(\eta) \quad (18)$$

其中， $\max_f[S_y^\varepsilon]$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在循环频率 ε 面的投影， $\max_\varepsilon[S_y^\varepsilon]$ 为分数低阶循环谱 $S_y^\varepsilon(f)$ 在频率 f 面的投影， $f(\eta)$ 随着信噪比的增大逐渐趋于零。

表 1 为数字调制信号 BPSK、QPSK、2FSK、4FSK、MSK 在非高斯信道，Alpha 稳定分布噪声的特征指数 $\alpha=1.5$ ，混合信噪比 0~20 dB 情况下，5 个特征参数 ρ_1 、 ρ_2 、 ρ_3 、 ρ_4 和 ρ_5 值的变化范围。从表 1 中可以看出，这 5 个特征参数值的波动范围不大，并且体现了不同调制信号之间的差别，因此，

$\rho_1(\varepsilon \neq 0)$ 在低混合信噪比和高混合信噪比情况下，均能有效地抗非高斯噪声影响。本文研究的是低混合信噪比情况下的数字调制信号识别，选取分数低阶循环谱相关系数作为特征参数。此外，除提出特征参数 ρ_1 之外，还提出以下 4 个低阶循环谱相关系数 ρ_2 、 ρ_3 、 ρ_4 和 ρ_5 。根据 3.2 节推导，同理可得其他 4 个低阶循环谱相关系数 ($\varepsilon \neq 0$) 的定义分别为

可以通过设置判决门限对 BPSK、QPSK、2FSK、4FSK、MSK 信号进行有效地识别。判决门限设置为

$$\delta_{\text{lim}} = \frac{\max(\rho_{Y1}) + \min(\rho_{Y2})}{2} \quad (19)$$

其中， δ_{lim} 为区分相邻信号或信号集 $Y1$ ， $Y2$ 的门限值， $\max(\rho_{Y1})$ 为 $Y1$ 的特征参数值的最大值， $\min(\rho_{Y2})$ 为 $Y2$ 的特征参数值的最小值。

3.4 非高斯噪声下数字调制信号识别方法的步骤

综上所述，本文提出的认知无线电系统中非

表 1 5 个特征参数值的变化范围

调制信号	ρ_1	ρ_2	ρ_3	ρ_4	ρ_5
BPSK	0.056 3~0.105 3	0.809 3~0.810 4	0.728 0~0.769 8	0.317 3~0.400 4	0.399 5~0.503 7
QPSK	0.257 3~0.588 5	0.897 8~0.995 2	0.399 0~0.684 5	0.506 6~0.579 6	0.361 5~0.608 2
2FSK	0.143 6~0.418 4	0.819 1~0.910 7	0.735 4~0.812 4	0.289 6~0.506 4	0.423 7~0.538 2
4FSK	0.229 7~0.437 4	0.827 1~0.979 5	0.746 4~0.848 7	0.277 9~0.563 7	0.579 3~0.643 4
MSK	0.271 6~0.568 5	0.915 8~0.996 0	0.401 1~0.709 1	0.388 4~0.461 5	0.373 7~0.556 3

高斯噪声下数字调制信号识别方法的具体步骤如下。

步骤 1 对接收到的信号 $y(t)$ 采样得到 $y[n]$ 。

步骤 2 利用式(3)计算 $y[n]$ 的分数低阶循环谱 $S_y^\epsilon(f)$ 。

步骤 3 为了减小噪声的影响, 设置一个经验降噪门限 0.1 对分数低阶循环谱进行修正, 当 $S_y^\epsilon(f) < 0.1$ 时, 将 $S_y^\epsilon(f)$ 设置为 0。

步骤 4 利用式(14)~式(18)计算数字调制信号的分数低阶循环谱在循环频率 $\epsilon = 0$ 处的截面 $S_y^\epsilon(f)$ 和在频率 $f = 0$ 处的截面 $S_y^\epsilon(0)$, 以及在循环频率 ϵ 面的投影 $\max_f [S_y^\epsilon]$ 和在频率 f 面的投影 $\max_\epsilon [S_y^\epsilon]$ 的相关系数 ρ_1 、 ρ_2 、 ρ_3 、 ρ_4 和 ρ_5 。

步骤 5 利用式(19)设置信号集的判决门限 δ_1 、 δ_2 、 δ_3 、 δ_4 和 δ_5 。

步骤 6 根据设置的判决门限, 通过采用如图 2 所示的基于判决树的分类器将不同调制方式的信号识别出来。

4 仿真结果及性能分析

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: 待识别的信号集为 BPSK、QPSK、2FSK、4FSK、MSK 这 5 种数字调制信号, 噪声为加性标准 $S\alpha S$ 分布噪声。已调信号的码元速率为 10 kbaud, 载波频率为 30kHz, 2FSK 信号的频偏为 0.5 倍的载波频率, 4FSK 信号的频偏为 0.25 倍的载波频率, 采样频率为 120 kHz, 信号采样点数为 1 024, b 的取值为 0.1^[8], 蒙特卡洛仿真次数为 500 次。

在 Alpha 稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$, 未考虑滚降滤波条件下, 对 5 种数字调制信号提取特征参数 ρ_1 、 ρ_2 、 ρ_3 、 ρ_4 和 ρ_5 , 并采用如图 2 所示的分类器进行识别, 得到每个信号的正确识别率,

即正确识别的次数与总的次数之比。从图 3 中可以看出, 当混合信噪比大于等于 0 dB 时, 所识别信号的识别率均达到 93% 以上。这说明本文所提的调制识别方法在 Alpha 稳定分布噪声下具有良好的性能。

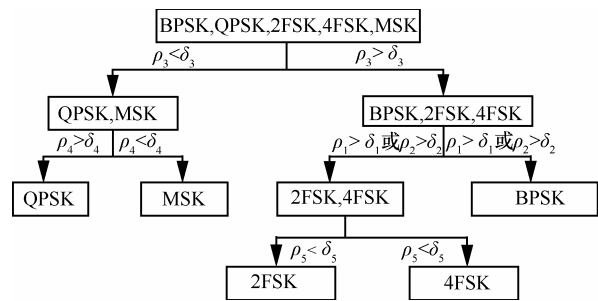


图 2 基于判决树的分类器

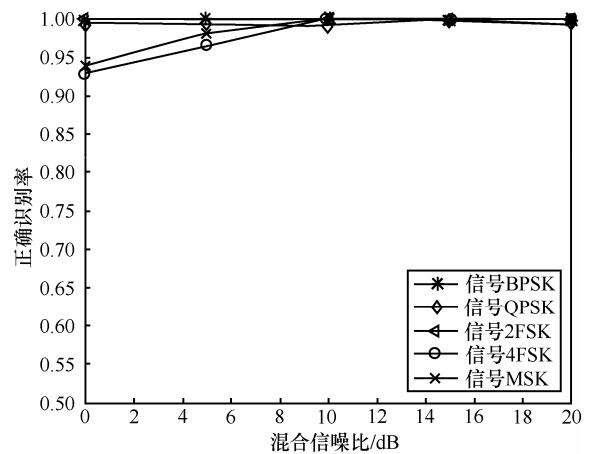


图 3 不同混合信噪比下信号识别的结果

Alpha 稳定分布噪声的特征指数 α 值的变化对识别性能是有影响的。因此, 在混合信噪比为 10 dB, 未考虑滚降滤波条件下, 考察 α 值在 (1,2) 区间内变化对识别效果的影响, 其仿真结果如图 4 所示。从图 4 中可以看出, 在 α 的取值范围内, 5 种数字调制信号的正确识别率均大于 95%; 并且随着 α 值的逐渐增大, 该识别方法的识别性能

基本上逐渐提高。当 α 值较大 ($\alpha > 1.5$) 时，噪声对该方法的稳定性的影响不是很明显，并且当 $\alpha = 2$ 时，即为高斯噪声情况下，该识别方法也具有好的识别性能。

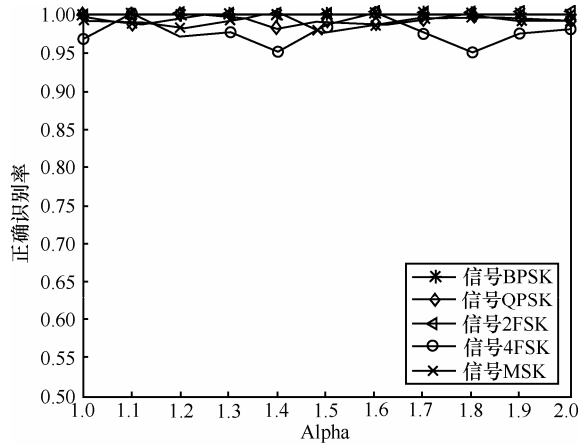


图 4 混合信噪比为 10 dB 时，不同 α 取值下信号识别的结果

从图 5 中可以看出，当 Alpha 稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$ 时，数字调制信号的成形滤波器采用滚降系数 $q = 0.35$ 的升余弦滚降滤波器，在混合信噪比大于 10 dB 情况下，5 种数字调制信号的正确识别率均大于 92%，则所提方法可以对 5 种数字调制信号实现有效地识别。说明了该方法具有较好的稳健性。

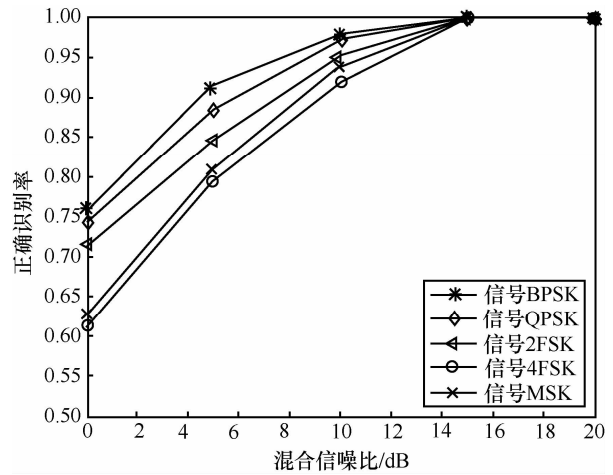


图 5 q 为 0.35 时，不同混合信噪比下信号识别的结果

在相同的仿真实验环境和信号参数设置，噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$ 及未考虑滚降滤波器时，混合信噪比分别在 0 dB 和 5 dB 情况下，本文方法与参考文献[8]方法和文献[9]方法进行性能对比实验，其对比结果如表 2 所示。此外，本文方法与参考文献[8]方法和文献[9]方法的计算复杂度对比如表 3 所示。

从表 2 中可以看出，在混合信噪比为 0 dB 和 5 dB 条件下，本文方法的识别率比文献[8]方法和文献[9]方法的识别率均有了显著性地提高。从表 3 中可以看出，本文方法和文献[8]方法的加法次数基本相同

表 2 3 种不同方法的识别率对比

调制信号	本文方法		文献[8]方法		文献[9]方法	
	0 dB	5 dB	0 dB	5 dB	0 dB	5 dB
2FSK	100	100	100	100	84.5	90
4FSK	93	96.5	90	92.5	78.5	85
MSK	94	98	94	97	87	92
BPSK	100	100	75	97.5	100	100
QPSK	99.5	100	95	98	98	100

表 3 3 种不同方法的计算复杂度对比

计算复杂度	本文方法	文献[8]方法	文献[9]方法
加法次数	$M \ln N + (M - 1)N + 2N - 1$ ($M \gg 1, M = 2^n$)	$M \ln N + (M - 1)N + N$ ($M \gg 1, M = 2^n$)	$M \ln N + (M - 1)N + N(N - 1)$ ($M \gg 1, M = 2^n$)
乘法次数	$N^2 M + \frac{N}{2} \ln N + 3N + 2$ ($M \gg 1, M = 2^n$)	$N^2 M + \frac{N}{2} \ln N + 3N + N^2$ ($M \gg 1, M = 2^n$)	$N^2 M + \frac{N}{2} \ln N + N^2$ ($M \gg 1, M = 2^n$)
比较次数	0	$\frac{N^2(N - 1)}{2}$	0

并且小于文献[9];但是计算复杂度主要集中在乘法次数上,明显可以看出本文方法的乘法次数小于文献[8]和文献[9],况且文献[8]具有较多的比较次数,所以本文方法的总体计算复杂度比文献[8]和文献[9]的计算复杂度都低。综上分析,本文识别方法明显优于现有的识别方法。

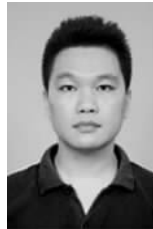
5 结束语

在 Alpha 稳定分布背景噪声下,本文提出了一种基于分数低阶循环谱相关系数的数字调制识别新方法。通过提取信号的分数低阶循环谱截面和频率谱截面以及其投影面的 5 个相关系数作为识别特征参数,实现了 5 种常用数字调制信号的识别。仿真结果表明,在 Alpha 稳定分布噪声下,该识别方法的性能优于现有方法并且计算复杂度更低,更适合于认知无线电系统。

参考文献:

- [1] MITOLA J, MAGUIRE G Q. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 13-18.
- [2] SHI Q H, KARASAWA Y. Automatic modulation identification based on the probability density function of signal phase[J]. IEEE Transaction on Communications, 2012, 60(4): 1033-1044.
- [3] TSIHRINTZIS G A, NIKIAS C L. Fast estimation of the parameters of alpha-stable impulsive interference[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 1996, 44(6): 1492-1503.
- [4] MA X Y, NIKIAS C L. Parameter estimation and blind channel identifications in impulsive signal environments[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 1995, 43(12): 2884-2997.
- [5] WANG F G, WANG X D. Fast and robust modulation classification via kolmogorov-smirnov test[J]. IEEE Transaction on Communications, 2010, 58(8): 2324-2332.
- [6] 杨伟超, 赵春晖, 成宝芝. Alpha 稳定分布噪声下的通信信号识别[J]. 应用科学学报, 2010, 28(2): 111-114.
YANG W C, ZHAO C H, CHENG B Z. Recognition of communication signals in noise with Alpha stable distribution[J]. Journal of Applied Science, 2010, 28(2): 111-114.
- [7] 贺涛. 数字通信信号调制识别若干新问题研究[D]. 电子科技大学, 2007.
HE T. Study on Some Novel Issues of Digital Communication Signal Modulation Classification[D]. University of Electronic Science and Technology of China, 2007.
- [8] 赵春晖, 杨伟超, 杜宇. 采用分数低阶循环谱相干系数的调制识别[J]. 应用科学学报, 2011, 29(6): 565-570.
ZHAO C H, YANG W C, DU Y. Modulation recognition using fractional low-order cyclic spectrum coherence coefficient[J]. Journal of Applied Science, 2011, 29(6): 565-570.
- [9] 赵春晖, 杨伟超, 马爽. 基于广义二阶循环统计量的通信信号调制识别研究[J]. 通信学报, 2011, 32(1): 144-150.
ZHAO C H, YANG W C, MA S. Research on communication signal modulation recognition based on the generalized second-order cyclic statistics[J]. Journal on Communications, 2011, 32(1): 144-150.
- [10] MA X Y, NIKIAS C L. Joint estimation of time delay and frequency delay in impulsive noise using fractional lower order statistics[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(11): 2669-2687.
- [11] LIU Y, QIU T S. Exploitation of cyclostationarity using fractional lower-order cyclic statistics[A]. 2011 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (IEEE WiCOM)[C]. Wuhan, China, 2011.1-4.
- [12] WANG J, KURUOGLU E E, ZHOU T. Alpha-stable channel capacity[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(10):1107-1109.

作者简介:



刘明騫(1982-),男,河南平顶山人,西安电子科技大学博士后,主要研究方向为通信信号处理、数字通信、通信对抗和认知无线电。



李兵兵(1955-),男,江苏宿迁人,博士,西安电子科技大学教授、博士生导师,主要研究方向为通信信号处理、数字通信、无线通信和认知无线电。



曹超凤(1987-),女,湖北天门人,西安电子科技大学硕士生,主要研究方向为认知无线电中的信号处理。



李钊(1981-),男,陕西西安人,博士,西安电子科技大学副教授、硕士生导师,主要研究方向为 MIMO 无线通信和认知无线电。