

## 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

(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 西安 710071)

**摘要:** 针对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的问题, 该文提出一种基于广义分数阶傅里叶变换和分数低阶 Wigner-Ville 分布的数字调制识别新方法。该方法提取广义分数阶傅里叶变换的零中心归一化瞬时幅度谱密度的最大值和分数低阶 Wigner-Ville 分布幅度的最大值作为识别特征参数, 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, 该识别方法不仅性能明显优于传统方法并且具有较高的识别率和良好的稳健性。

**关键词:** 信号处理; 调制识别; Alpha 稳定分布; 广义分数阶傅里叶变换; 分数低阶 Wigner-Ville 分布

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)01-0085-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00735

## Recognition Method of Digital Modulation Signals in NonGaussian Noise

Liu Ming-qian Li Bing-bing Cao Chao-feng

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

**Abstract:** In an Alpha stable distribution noise environment, the traditional methods of digital modulation signals recognition have the problems of poor performance. A novel recognition method based on generalized fractional Fourier transform and fractional lower Wigner-Ville distribution is proposed to solve this problem. This method extracts the recognition characteristic parameters which are maximum of normalize and center instantaneous amplitude spectral density based on generalized fractional Fourier transform and maximum of fractional lower Wigner-Ville distribution amplitude. And then the method uses decision tree as a classifier to achieve digital modulation signals recognition. Simulation results show that the proposed method not only has better performance than the traditional recognition methods but also has higher recognition rate and good robustness in an Alpha stable distribution noise environment.

**Key words:** Signal processing; Modulation recognition; Alpha stable distribution; Generalized fractional Fourier transform; Fractional lower Wigner-Ville distribution

### 1 引言

数字调制信号识别就是在未知接收信号信息的前提下, 确定数字信号的调制方式, 从而为信号解调提供必要的信息, 因此数字调制信号识别在军事和民用领域都有着非常重要的应用。传统的数字调制识别是假设背景噪声服从高斯分布, 以便于对信号进行分析计算, 但在实际的无线通信系统中往往存在一些非高斯分布的噪声, 这些噪声具有显著尖峰脉冲状波形和较厚概率密度函数拖尾。文献[1,2]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这类随机信号的一种更有效的噪声模

型。因此, 研究在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, 但是研究还很少。文献[3]以分形盒维数作为识别特征, 在Alpha稳定分布噪声背景下对信号进行了识别, 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[4]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[5,6]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识别, 但该方法计算复杂度较高且循环谱指数  $b$  的设定缺少智能方法而导致普适性较差。

针对以上这些问题, 本文提出了一种 Alpha 稳定分布噪声下数字调制识别的新方法, 该方法提出

2012-06-11 收到, 2012-09-27 改回

国家自然科学基金(61271299), 国家 863 计划项目(2007AA01Z288)

和高等学校学科创新引智计划项目(B08038)资助课题

\*通信作者: 刘明骞 mqliu@mail.xidian.edu.cn

两个新的识别特征参数,即广义分数阶傅里叶变换的零中心归一化瞬时幅度谱密度的最大值和分数低阶 Wigner-Ville 分布幅度的最大值,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  $\alpha = 1.5$ , 未考虑滚降滤波条件下,混合信噪比  $\geq 5$  dB 时,信号的识别率均达到 90% 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。

## 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 稳定分布没有统一闭式的概率密度函数,通常用特征函数对其进行描述<sup>[7]</sup>。

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

其中

$$\omega(\theta, \alpha) = \begin{cases} \tan(\pi\alpha/2), & \alpha \neq 1 \\ (2/\pi)\lg|\theta|, & \alpha = 1 \end{cases}$$

$$\operatorname{sgn}(\theta) = \begin{cases} 1, & \theta > 0 \\ 0, & \theta = 0 \\ -1, & \theta < 0 \end{cases}$$

是符号函数,参数  $0 < \alpha \leq 2$  称为特征指数,它决定该分布脉冲特性的程度。当  $\alpha = 2$  时,与均值为  $\mu$  方差为  $2\gamma$  的高斯分布相同。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  $-1 \leq \beta \leq 1$  称为对称参数,用于确定分布的斜度,  $\beta = 0$  对应于对称稳定分布,简记为 S $\alpha$ S。参数  $\mu$  称为位置参数,对于 S $\alpha$ S 分布,若  $0 < \alpha \leq 1$ ,则  $\mu$  表示中值;若  $1 < \alpha \leq 2$ ,则  $\mu$  表示均值。若满足  $\mu = 0$ ,且  $\gamma = 1$ ,则 Alpha 稳定分布称为标准 Alpha 稳定分布。

## 3 非高斯噪声下的识别方法

### 3.1 基于广义分数阶傅里叶变换的零中心归一化瞬时幅度谱密度的最大值

分数阶傅里叶变换是信号在时频平面内,坐标轴绕原点逆时针旋转任意角后得到信号新的表示形式,而当这个旋转角为  $\pi/2$  时,则为传统的傅里叶变换。信号  $x(t)$  的分数阶傅里叶变换(FRactional Fourier Transform, FRFT)定义为<sup>[8]</sup>

$$X_\theta(u) = F^\theta[x(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} K_\theta(t, u) x(t) dt \quad (2)$$

式中  $K_\theta(t, u)$  为分数阶傅里叶变换的核函数,其表达

式为

$$K_\theta(t, u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1 - j \cot(\theta)}{2\pi}} \\ \cdot \exp\left[j \frac{t^2 + u^2}{2} \cot(\theta) - j \frac{ut}{\sin(\theta)}\right], & \theta \neq k\pi \\ \delta(t - u), & \theta = 2k\pi \\ \delta(t + u), & \theta = (2k+1)\pi \end{cases} \quad (3)$$

其中  $k$  取整数,  $F^\theta$  表示  $\theta$  角度分数阶傅里叶变换算子,  $\theta = p\pi/2$  为旋转角度,  $p$  为旋转因子,  $\delta(\bullet)$  为冲击函数。为了将 Alpha 稳定分布噪声的幅值合理映射到有限区间,同时使信号的相位保持不变<sup>[6]</sup>,本文提出广义分数阶傅里叶变换(Generalized FRactional Fourier Transform, GFRFT):

$$GF_\theta(u) = GF^\theta[x(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} K_\theta(t, u) f(x(t)) dt \quad (4)$$

其中  $f(x) = \frac{\arctan(|x + jH(x)|)}{|x + jH(x)|} x$ , 为一非线性变换,

$H(\cdot)$  为希尔伯特变换。

本文选取常用的 2ASK, 2FSK, MSK, QPSK, 16QAM 这 5 种数字调制信号作为待识别信号集。假定第  $i$  时刻接收信号的幅度为  $a(i)$ , 把  $N_s$  个采样点组成一个帧,则基于 GFRFT 的零中心归一化瞬时幅度谱密度的最大值为

$$\gamma_{\max} = \max |GFRFT[a_{cn}(i), p]|^2 / N_s \quad (5)$$

式中  $a_{cn}(i) = \frac{a(i)}{m_a} - 1$ ,  $m_a = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a(i)$  为瞬时幅度

$a(i)$  的平均值;  $p$  为分数阶傅里叶变换的阶数;用均值来对瞬时幅度进行归一化的目的是为了消除信道增益的影响。

基于 GFRFT 的零中心归一化瞬时幅度谱密度的最大值作为特征参数,利用信号之间包络变化大小的差异来区分不同类型的调制信号。2FSK, MSK, QPSK 信号具有恒定不变的瞬时幅度,所以其  $a_{cn}(i)$  为零,对应其 GFRFT 谱密度也为 0,故设定理论门限  $\delta_1 = 0$ , 但实际门限值应该大于 0。然而, 2ASK 和 16QAM 信号却包含幅度信息, MQAM 信号可以看成是  $M_1$  个电平 PAM 信号和  $M_2$  个相位 PSK 信号的任意组合构成的,故 MQAM 信号包络的变化相当于  $M_1$  个电平 PAM 信号包络的变化,也就是相当于  $M_1$  阶 ASK 信号包络的变化。因此, 16QAM 信号包络的变化与 4ASK 信号包络的变化相同,而在相同的混合信噪比条件下 2ASK 信号包络的变化大于 4ASK 信号包络的变化,故 2ASK 信号包络的变化大于 16QAM 信号包络的变化。在相同的数量级

下，2ASK 信号的特征量值在  $\gamma_{2ASK}$  左右上下波动，16QAM 信号的特征量值在  $\gamma_{16QAM}$  左右上下波动，设置信号集的判决门限  $\delta_2$  为

$$\delta_2 = \frac{\max(\gamma_{16QAM}) + \min(\gamma_{2ASK})}{2} \quad (6)$$

其中  $\max(\gamma_{16QAM})$  为 16QAM 信号的特征量均值  $\gamma_{16QAM}$  的最大值， $\min(\gamma_{2ASK})$  为 2ASK 信号的特征量均值  $\gamma_{2ASK}$  的最小值，从而通过设定 2ASK 信号和 16QAM 信号的判决门限  $\delta_2$  可以将待识别信号集分为三大类：{2ASK}，{16QAM} 和 {QPSK, 2FSK, MSK}。

### 3.2 基于分数低阶 Wigner-Ville 分布的幅度最大值

文献 [9] 定义了分数低阶 Wigner-Ville 分布 (Fractional LOwer Wigner-Ville Distribution, FLOWVD)，其表达式为

$$W_x^{(a)}(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^{(a)}(t + \tau/2) x^{-(a)}(t - \tau/2) \cdot \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (7)$$

其中  $x^{(a)} = |x|^{a+1} / x^* = |x|^{a-1} \cdot x$ ，当  $x$  为实数时， $x^{(a)} = |x|^a \operatorname{sgn}(x)$ ， $x^{-(a)} = (x^*)^{-a} = (x^{(a)})^*$ 。这个变换仅仅改变随机过程的幅度信息，而没有改变它的频率和相位信息。当  $a = 0$  时，所有的幅度信息消失，变成相位分数低阶协方差。当满足  $0 \leq a \leq 1$  时，分数低阶协方差具有有限方差。

本文具体分析 QPSK, 2FSK, MSK 信号的分数低阶 Wigner-Ville 分布，并提出将这些信号的 FLOWVD 幅度的最大值作为特征参数进行识别。QPSK 信号的解析形式可表示为

$$x(t) = \sum_n g(t - nT) e^{j(2\pi f_c t + \varphi_n)} \quad (8)$$

其中  $g(t)$  为信号包络波形，通常为矩形波，幅度为 1； $T$  为码元时宽； $f_c$  为载波频率； $\varphi_n$  为第  $n$  个码元即  $nT - T/2 \leq t \leq nT + T/2$  时对应的相位，共有 4 种取值。将式 (8) 代入式 (7) 中可得  $a=0$  时 QPSK 信号的分数低阶 Wigner-Ville 分布为

$$\begin{aligned} S_x^{(a)}(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} x^{(a)}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^{-(a)}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(-j\omega\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\varphi_{n+\tau/2} - \varphi_{n-\tau/2})} \cdot e^{j2\pi f_c \tau} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \end{aligned} \quad (9)$$

式中

$$\begin{aligned} x^{(a)}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) &= \left[ \sum_n g\left(t + \frac{\tau}{2} - nT\right) e^{j\left(2\pi f_c \left(t + \frac{\tau}{2}\right) + \varphi_{n+\tau/2}\right)} \right]^{(a)} \\ &= e^{j\left(2\pi f_c \left(t + \frac{\tau}{2}\right) + \varphi_{n+\tau/2}\right)} \end{aligned}$$

其中  $\varphi_{n+\tau/2}$  是  $nT - T/2 - \tau/2 \leq t \leq nT + T/2 - \tau/2$  时对应的相位；

$$\begin{aligned} x^{-(a)}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) &= \left[ \sum_n g\left(t - \frac{\tau}{2} - nT\right) e^{j\left(2\pi f_c \left(t - \frac{\tau}{2}\right) + \varphi_{n-\tau/2}\right)} \right]^{-a} \\ &= e^{-j\left(2\pi f_c \left(t - \frac{\tau}{2}\right) + \varphi_{n-\tau/2}\right)} \end{aligned}$$

$\varphi_{n-\tau/2}$  是  $nT - T/2 + \tau/2 \leq t \leq nT + T/2 + \tau/2$  时对应的相位。则其 FLOWVD 幅度为

$$\begin{aligned} |S_x^{(a)}(t, \omega)| &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\varphi_{n+\tau/2} - \varphi_{n-\tau/2})} \cdot e^{j2\pi f_c \tau} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \right| \\ &\leq \int_{-\infty}^{+\infty} \left| e^{j(\varphi_{n+\tau/2} - \varphi_{n-\tau/2})} \right| \cdot \left| e^{j2\pi f_c \tau} \right| \cdot \left| e^{-j\omega\tau} \right| d\tau \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\varphi_{n+\tau/2} - \varphi_{n-\tau/2}$  的最大值为  $3\pi/2$  代入式 (10) 中，可得 QPSK 信号的 FLOWVD 幅度的最大值  $|S_x^{(a)}(t, \omega)|_{\max}$  有以下关系：

$$\begin{aligned} |S_x^{(a)}(t, \omega)|_{\max} &< \int_{-\infty}^{+\infty} \left| e^{j\frac{3\pi}{2}} \right| \cdot \left| e^{j2\pi f_c \tau} \right| \cdot \left| e^{-j\omega\tau} \right| d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi f_c \tau} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau = \delta(\omega - 2\pi f_c) \end{aligned} \quad (11)$$

移频键控信号 2FSK 可以表示为

$$x(t) = A \cdot e^{j\left(2\pi \int_{-\infty}^t f(\lambda) d\lambda + \theta\right)} \quad (12)$$

其中  $f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \mathbf{C}(kT) \mathbf{q}(t - kT)$ ， $\mathbf{C}(nT) = [c_1(nT), c_2(nT), \dots, c_m(nT)]$  是一个随机向量，任意时刻其中只有一项不为 0，其余都为 0。 $\mathbf{q}(t) = [f_1(t), f_2(t), \dots, f_m(t)]^T$ ， $f_k(t)$  表示  $-T/2 \leq t \leq T/2$  是第  $k$  个频率信号。将式 (12) 代入式 (7) 中可得  $a=0$  时 2FSK 信号的分数低阶 Wigner-Ville 分布为

$$\begin{aligned} S_x^{(a)}(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} x^{(a)}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^{-(a)}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\left(2\pi \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} f(\lambda) d\lambda\right)} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \end{aligned} \quad (13)$$

假设  $n \leq m$ ，当  $nT - T/2 \leq t - \tau/2 \leq nT + T/2$  时频率为  $f_n$ ， $mT - T/2 \leq t + \tau/2 \leq mT + T/2$  时频率为  $f_m$ ，即有  $nT - T/2 \leq t \leq mT + T/2$ ，则

$$j2\pi \int_{t-\tau/2}^{t+\tau/2} f(\lambda) d\lambda = j2\pi [(f_n + f_m)\tau/2 + g(t)] \quad (14)$$

其中  $nT - T/2 \leq t \leq mT + T/2$ ， $g(t) = (nf_n - mf_m)T - (f_n - f_m)t - (f_n + f_m)(T/2) + \sum_{j=n}^m f_j T$  是  $t$  的有界函数，则其 FLOWVD 幅度为

$$\begin{aligned}
|S_x^{(a)}(t, \omega)| &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi[(f_n+f_m)\tau/2+g(t)]} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \right| \\
&\leq \int_{-\infty}^{+\infty} \left| e^{j2\pi[(f_n+f_m)\tau/2+g(t)]} \cdot e^{-j\omega\tau} \right| d\tau \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi(f_n+f_m)\tau/2} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \\
&= \delta\left(\omega - 2\pi \frac{f_n+f_m}{2}\right) \quad (15)
\end{aligned}$$

因此, 2FSK 信号的 FLOWVD 幅度的最大值  $|S_x^{(a)}(t, \omega)|_{\max}$  有以下关系:

$$|S_x^{(a)}(t, \omega)|_{\max} = \delta\left(\omega - 2\pi \frac{f_n+f_m}{2}\right) \quad (16)$$

MSK 是恒包络连续相位频率调制, 其信号的表达式为

$$x(t) = A \cdot e^{j\left(2\pi f_c t + \frac{\pi a_k}{2T_b} t + \varphi_k\right)} \quad (17)$$

其中  $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b, k=0,1,2\cdots$ 。若令  $\theta_k(t) = \frac{\pi a_k}{2T_b} t + \varphi_k$ , 则式(17)可表示为  $x(t) = A \cdot e^{j(\omega_c t + \theta_k(t))}$ ,

式中的  $\theta_k(t)$  称为附加相位函数,  $f_c$  为载波频率,  $T_b$  为码元宽度,  $a_k$  为第  $k$  个输入码元, 取值为  $\pm 1$ ;  $\varphi_k$  为第  $k$  个码元的相位常数, 在时间  $kT_b \leq t \leq (k+1)T_b$  中保持不变, 其作用是保证在  $t = kT_b$  时刻信号相位连续。将式(17)代入式(7)中可得  $a=0$  时 MSK 信号的分数低阶 Wigner-Ville 分布为

$$\begin{aligned}
S_x^{(a)}(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} x^{(a)}\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^{(a)}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\left[2\pi f_c + \frac{\pi(a_{k+\tau/2} + a_{k-\tau/2})}{4T_b}\right]\tau + j\frac{\pi(a_{k+\tau/2} - a_{k-\tau/2})}{2T_b}t} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (18)
\end{aligned}$$

则 MSK 信号的 FLOWVD 幅度为

$$\begin{aligned}
|S_x^{(a)}(t, \omega)| &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\left[2\pi f_c + \frac{\pi(a_{k+\tau/2} + a_{k-\tau/2})}{4T_b}\right]\tau + j\frac{\pi(a_{k+\tau/2} - a_{k-\tau/2})}{2T_b}t} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \right| \\
&\leq \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\left[2\pi f_c + \frac{\pi(a_{k+\tau/2} + a_{k-\tau/2})}{4T_b}\right]\tau} \cdot e^{j\frac{\pi(a_{k+\tau/2} - a_{k-\tau/2})}{2T_b}t} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (19)
\end{aligned}$$

其中  $a_{k+\tau/2} - a_{k-\tau/2}$  的取值为  $\pm 1$  和 0,  $t \geq 0$ , 当  $a_{k+\tau/2} - a_{k-\tau/2} = -1$  时, 则

$$h(t) = \frac{\pi(a_{k+\tau/2} - a_{k-\tau/2})}{2T_b} t$$

为  $t$  的单调递减函数, 当  $t \rightarrow \infty$  时有  $h(t) \rightarrow 0$ , 则有

$$\begin{aligned}
&\int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\left[2\pi f_c + \frac{\pi(a_{k+\tau/2} + a_{k-\tau/2})}{4T_b}\right]\tau} \cdot e^{j\frac{\pi(a_{k+\tau/2} - a_{k-\tau/2})}{2T_b}t} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau > \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\left[2\pi f_c + \frac{\pi(a_{k+\tau/2} + a_{k-\tau/2})}{4T_b}\right]\tau} \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau = \delta\left(\omega - 2\pi f_c - \frac{\pi(a_{k+\tau/2} + a_{k-\tau/2})}{4T_b}\right) \quad (20)
\end{aligned}$$

因此, MSK 信号的 FLOWVD 幅度的最大值  $|S_x^{(a)}(t, \omega)|_{\max}$  有以下关系:

$$|S_x^{(a)}(t, \omega)|_{\max} > \delta\left(\omega - 2\pi f_c - \frac{\pi(a_{k+\tau/2} + a_{k-\tau/2})}{4T_b}\right) \quad (21)$$

从式(11), 式(16)和式(21)中可以看出, MSK 信号的 FLOWVD 幅度的最大值大于一个冲击函数, 2FSK 信号的 FLOWVD 幅度的最大值为一个冲击函数, 而 QPSK 信号的 FLOWVD 幅度的最大值小于一个冲击函数, 因此信号 MSK 的 FLOWVD 的幅度最大值最大, 信号 QPSK 的 FLOWVD 幅度最大值最小, 2FSK 信号的 FLOWVD 幅度最大值居中。因此可通过设置判决门限对这 3 种信号进行识别, 判决门限设置为

$$\delta_{\lim} = \frac{\max(\gamma_{Y_1}) + \min(\gamma_{Y_2})}{2} \quad (22)$$

其中  $\delta_{\lim}$  为区分相邻信号或信号集  $Y_1, Y_2$  的门限值,  $\max(\gamma_{Y_1})$  为  $Y_1$  的特征量均值的最大值,  $\min(\gamma_{Y_2})$  为  $Y_2$  的特征值均值的最小值。因此, MSK 信号与 2FSK 信号的判决门限  $\delta_3$  和 2FSK 信号与 QPSK 信号的判决门限  $\delta_4$  可将 QPSK, 2FSK 和 MSK 信号识别出来。

### 3.3 非高斯噪声下数字调制识别方法的流程

综上所述, 在非高斯噪声背景下, 利用广义分数阶傅里叶变换的零中心归一化瞬时幅度谱密度的最大值和分数低阶 Wigner-Ville 分布幅度的最大值对数字调制信号 2ASK, 2FSK, MSK, QPSK, 16QAM 进行识别在理论上是可行的, 因此本文采用基于判决树的分类器, 通过数据处理和设置门限及比较判决将不同调制方式的信号识别出来, 其具体流程如图 1 所示。

## 4 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: 待识别的信号集为 2ASK, 2FSK, MSK, QPSK, 16QAM 这 5 种数字调制信号, 噪声为加性标准 S $\alpha$ S 分布噪声, 对于 S $\alpha$ S 分布噪声来说, 由于不存在有限的二阶矩, 致使噪声的方差变得没有意义, 因此采用混

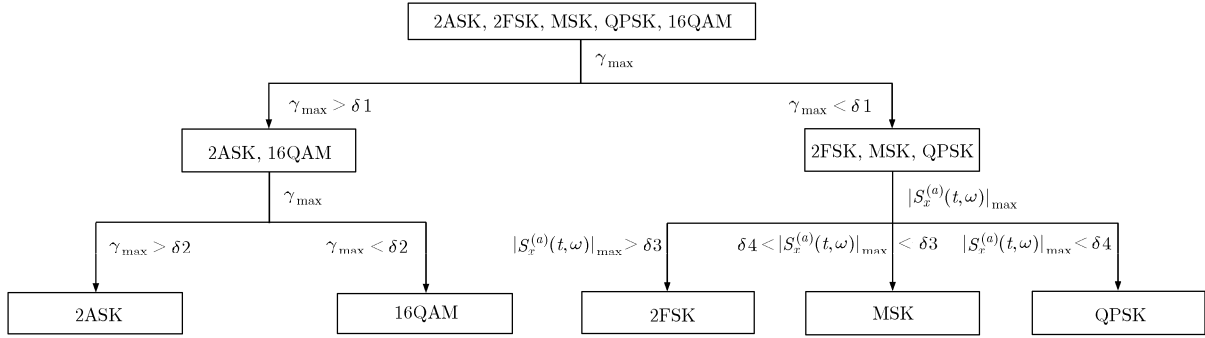


图 1 非高斯噪声下数字调制识别方法的流程图

合信噪比(MSNR)<sup>[10]</sup>。已调信号的码元速率为 10 kBaud,载波频率为 30 kHz, 2FSK 信号的频偏为 0.5 倍的载波频率, 采样频率为 120 kHz, 信号采样点数为 1024,  $p$  的取值为 0.875<sup>[11]</sup>, 蒙特卡洛仿真次数为 500 次。

在噪声的特征指数  $\alpha = 1.5$ , 未考虑滚降滤波条件下, 对 5 种数字调制信号进行如图 1 所示的流程进行识别, 得到每个信号的正确识别率(正确识别的次数与总的次数之比)如图 2 所示。从图 2 中可以看出, 在不同的混合信噪比下, 本文提出的识别方法取得了较好的识别结果, 当混合信噪比  $\geq 5$  dB 时, 所识别信号的识别率均达到 90% 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。

在混合信噪比为 10 dB, 未考虑滚降滤波条件下, 考察噪声的特征指数  $\alpha$  值在 (1,2) 区间内变化对识别效果的影响, 其仿真结果如图 3 所示。从图 3 中可以看出, 在  $\alpha$  的取值范围内, 5 种数字调制信号的正确识别率均大于 90%, 并且随着  $\alpha$  值的逐渐增大, 该识别性能基本上也逐渐提高。当  $\alpha = 2$  时, 即为高斯噪声情况下, 该识别方法也有着良好的识别性能。

当 5 种数字调制信号的成形滤波器采用滚降系数  $\beta = 0.35$  的升余弦滚降滤波器, 噪声的特征指数

$\alpha = 1.5$  时, 其仿真结果如图 4 所示。从图 4 中可以看出, 在升余弦滚降滤波器的滚降系数  $\beta = 0.35$ , 噪声的特征指数  $\alpha = 1.5$  时, 在混合信噪比大于 12 dB 情况下, 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。

在相同的仿真实验环境和相同的码元速率、载波频率、频偏、采样频率、采样点数等信号参数设置, 噪声的特征指数  $\alpha = 1.5$  及未考虑滚降滤波时, 混合信噪比分别在 10 dB 和 15 dB 情况下, 本文方法与参考文献[4]方法和参考文献[6]方法进行对比实验, 其识别率对比结果如表 1 所示, 计算复杂度对比结果如表 2 所示。

从表 1 和表 2 中可以看出, 虽然本文方法的计算复杂度比文献[4]方法的计算复杂度高, 但是在混合信噪比为 10 dB 和 15 dB 条件下, 本文方法的识别率比文献[4]方法的识别率均有了显著性地提高; 针对本文方法和文献[6]方法, 由于加法次数基本相同, 则计算复杂度主要集中在乘法次数上面, 并且  $(N^2/2)\log_2 N < N^2M$  ( $M \gg 1, M = 2^n$ ), 所以本文方法的计算复杂度比文献[6]方法的计算复杂度低。在混合信噪比为 10 dB 和 15 dB 条件下, 本文方法的识别率比文献[6]方法的识别率有了明显地提高。由此可以说明, 本文识别方法优于传统非高斯噪声

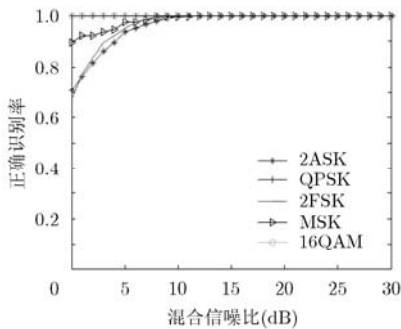


图 2 不同混合信噪比下的识别结果

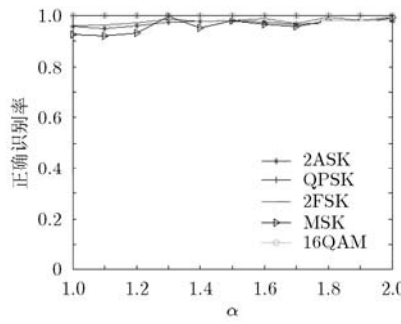


图 3 MSNR=10 dB 时不同 alpha 值的识别结果

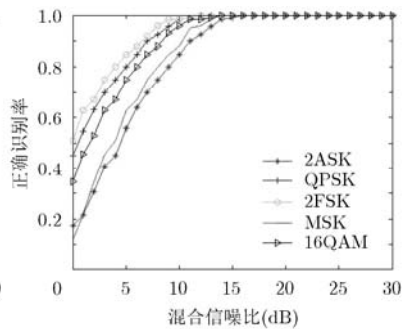


图 4  $\beta = 0.35$  时不同混合信噪比下的识别结果

表1 3种不同方法的识别率对比(%)

信号类型	本文方法		文献[4]方法		文献[6]方法	
	10 dB	15 dB	10 dB	15 dB	10 dB	15 dB
2ASK	99.0	99.25	65.0	74	86.0	95
2FSK	100.0	100.00	91.5	94	95.5	100
MSK	99.0	100.00	94.0	98	96.0	100
QPSK	100.0	100.00	93.0	99	100.0	100
16QAM	99.5	100.00	87.5	95	95.0	100

表 2 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[4]方法	文献[6]方法
加法次数	$N \log_2 N + N^2 \log_2 N$	$3N - 2$	$N \log_2 N + (M - 1)N$ ( $M \gg 1, M = 2^n$ )
乘法次数	$\frac{N}{2} \log_2 N + \frac{N^2}{2} + \log_2 N$	1	$\frac{N}{2} \log_2 N + N^2 M$ ( $M \gg 1, M = 2^n$ )
比较次数	0	$2N$	0

背景下识别方法。此外，文献[4]采用低阶统计量对调制信号进行识别，但该方法涉及到了参数估计及方程求解，因此参数估计的估计精度影响了识别的性能；文献[6]提出了广义二阶循环统计量的方法对数字调制信号进行识别，但该方法循环谱指数  $b$  的设定缺少智能方法而导致普适性较差，从而影响识别性能；而本文提出基于广义分数阶傅里叶变换和分数低阶 Wigner-Ville 分布的特征参数进行识别，无需进行参数估计和循环谱指数的设定等步骤，因此识别精度比文献[4]和文献[6]较高。

## 5 结束语

在非高斯 Alpha 稳定分布背景噪声下，本文提出了一种基于广义分数阶傅里叶变换和分数低阶 Wigner-Ville 分布的数字调制信号识别新方法。通过提取信号的广义分数阶傅里叶变换的零中心归一化瞬时幅度谱密度的最大值和分数低阶 Wigner-Ville 分布幅度的最大值特征，实现了 5 种常用数字调制信号的识别。仿真结果表明，该识别方法的性能明显优于传统方法，并且在考虑滚降滤波以及噪声特征指数变化的情况下该识别方法也均有较高的识别率。说明在 Alpha 稳定分布噪声下，该方法具有良好的稳健性。

## 参 考 文 献

- [1] Tsihrintzis G A and Nikias C L. Fast estimation of the parameters of alpha-stable impulsive interference[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, 44(6): 1492-1503.
- [2] Ma X Y and Nikias C L. Parameter estimation and blind channel identifications in impulsive signal environments[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(12): 2884-2997.
- [3] 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 Wei-chao, Zhao Chun-hui, and Cheng Bao-zhi. Recognition of communication signals in noise with Alpha stable distribution[J]. *Journal of Applied Science*, 2010, 28(2): 111-114.
- [4] 贺涛. 数字通信信号调制识别若干新问题研究[D]. [博士论文], 电子科技大学, 2007.  
He Tao. Study on some novel issues of digital communication signal modulation classification[D]. [Ph.D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2007.
- [5] 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 Chun-hui, Yang Wei-chao, and Du Yu. Modulation recognition using fractional low-order cyclic spectrum coherence coefficient[J]. *Journal of Applied Science*, 2011, 29(6): 565-570.
- [6] 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 Chun-hui, Yang Wei-chao, and Ma Shuang. Research on communication signal modulation recognition based on the generalized second-order cyclic statistics[J]. *Journal on Communication*, 2011, 32(1): 144-150.
- [7] Ma X Y and 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.
- [8] Cowell D M J and Freear S. Separation of overlapping Linear Frequency Modulated (LFM) signals using the fractional Fourier transform[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 2010, 57(10): 2324-2333.
- [9] Bin Abdullah A R, Bin Sha'ameri A Z, and Bin Jidin A. Classification of power quality signals using smooth-windowed Wigner-Ville distribution[C]. 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems, Songdo Convensia, Incheon, Korea, Oct. 10-13, 2010: 1981-1985.
- [10] 邱天爽, 张旭秀, 李小兵, 等. 统计信号处理——非高斯信号处理及其应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 139-172.
- Qiu Tian-shuang, Zhang Xu-xiu, Li Xiao-bing, *et al.* Statistical Signal Processing — Non-Gaussian Signal Processing and Application[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2004: 139-172.
- [11] Xu S W and Shui P L. Nonparametric detection of frequency modulated signals using fractional Fourier transform[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(9): 649-650.
- 刘明骞: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理、通信对抗、数字通信等.
- 李兵兵: 男, 1955 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信信号处理、数字通信、无线通信等.
- 曹超凤: 女, 1987 年生, 硕士生, 研究方向为通信信号处理.