

冲击噪声环境下基于特征函数的调制识别算法

李鹏 唱亮 汪芙平 王赞基

(清华大学电机工程与应用电子技术系 北京 100084)

摘要: 无线通信环境中不仅存在高斯噪声, 而且存在冲击噪声。通过分析复循环对称 α 稳定冲击噪声的特点, 该文提出利用接收信号特征函数相位进行调制识别的方法。分类特征向量由不同角度对应的特征函数相位组成, 对未知信号采用最小欧式距离法进行分类。理论分析证明, 采用特征函数相位作为分类特征, 可以完全抑制各种特征指数的 α 分布噪声。仿真结果表明, 在冲击噪声及高斯噪声环境下, 信噪比大于 8dB 时, 平均识别正确率都高于 90%, 该算法分类效果良好。

关键词: 调制识别; α 稳定分布; 特征函数

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号 1009-5896(2007)11-2649-04

Algorithm for Modulation Recognition Based on Characteristic Function in Impulsive Noise Environment

Li Peng Chang Liang Wang Fu-ping Wang Zan-ji

(Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Wireless channel environment is influenced by Gauss noise and impulsive noise. A new algorithm is proposed based on Characteristic Function (CF) phase of received signal by analyzing the feature of SaS impulsive noise. The classification vectors are composed of CF phase corresponding to different angle. The method of minimum mean squared distance is used to classify unknown modulation type. Theoretical analysis proves this algorithm is invariant to the presence of SoS noise. Simulations show average successful rates are both more than 90% in impulsive noise and Gauss noise channel when SNR is above 8dB.

Key words: Modulation recognition; SaS; Characteristic Function(CF)

1 引言

通信信号的调制识别技术在信号确认、干扰识别、频谱管理和电子对抗等多个领域具有广泛的应用。目前绝大多数调制识别算法将信道噪声建模为加性高斯噪声^[1-4], 实际上这种假定在一些情况下是不准确的。通信信号中所伴随的一些噪声, 往往有很大幅度, 这种尖峰脉冲状噪声成分在许多情况下是非常显著, 不可忽略的^[5,6], 例如大气噪声及多种人为噪声。近年来研究发现^[6], 这些噪声更适合用 α 稳定噪声来建模。噪声呈现冲击特性且只有阶数小于 α 的矩是有限的, 使许多基于高斯信道的调制识别算法无法应用。因此, 设计能对抗冲击噪声但不降低高斯噪声下的性能的识别算法有重要意义, 而目前相关研究还非常少。

本文通过分析 α 噪声的性质, 提出利用特征函数相位作为分类特征, 实现调制类型识别。特征函数相位包含调制信息, 它不仅对高斯噪声鲁棒, 而且对各种 α 分布噪声鲁棒。通过推导各种调制类型特征函数相位理论值, 形成各类特征向量, 分析和仿真结果表明该算法适合在各种 α 噪声和高斯噪声下进行分类。

文章结构组织如下: 第 2 节描述调制识别截获的信号

数学模型和 α 噪声模型; 第 3 节针对数学模型, 分析信号和冲击噪声特征函数的关系; 第 4 节为建立分类特征向量, 推导各种调制信号特征函数相位的理论值; 第 5 节介绍实际的分类算法, 最后给出仿真验证和结论。

2 信号模型和噪声模型

假设信道噪声为复循环对称 α 稳定分布的噪声, 在调制识别预处理过程中, 已成功实现载波消去, 由于 α 分布噪声经过线性变换仍然是 α 分布, 经过匹配滤波, 得到的同步码元序列可以表示为

$$r_k = \sqrt{E}a_k + n_k, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

其中 $\{a_k\}$ 为含有调制信息的真实码元, 来自功率归一化的标准星座图, E 是信号平均功率, 假设 E 可由其他算法进行估计。不失一般性, 本文令 $E=1$ 。 n_k 为服从复循环对称 α 稳定分布的噪声。

α 分布是一种能够保持自然噪声过程的产生机制和传播条件的极限分布, 它由于满足广义中心极限定理, 因此能够非常好地与实际数据相吻合。除了在有限几种情况外, α 稳定分布概率密度函数无显式形式, 复循环对称 α 稳定分布特征函数可以表示为

$$\varphi_n(\omega_1, \omega_2) = \exp\left(-\gamma|\omega_1^2 + \omega_2^2|^{\alpha/2}\right) \quad (2)$$

由式(2)可见,特征函数实际由两个参数决定,其中参数 $\gamma > 0$ 为分散系数,其作用类似高斯分布中的方差。参数 α 为特征指数,控制稳定噪声的冲击特性, α 越小,概率密度的拖尾越长,意味着噪声冲击性越强, α 越接近 2,噪声越温和。当 $\alpha = 2$ 时 a 分布成为高斯分布,因此高斯分布实际上是 α 稳定分布的一个特例。当信道中的噪声具有一定不确定性时,基于 α 噪声的分类算法比基于高斯噪声的算法会有更好的韧性。

3 接收信号特征函数特性分析

特征函数是描述随机变量特性的一种有效工具,复随机变量 $x = x_1 + jx_2$ 的特征函数定义为

$$\varphi_x(\omega_1, \omega_2) = E(e^{j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2)}) \quad (3)$$

互相独立的随机变量之和的特征函数等于各随机变量特征函数之积。

针对式(1)信号模型,考虑到信号与噪声的独立性,接收信号 r_k 的特征函数可以表示为

$$\varphi_r(\omega_1, \omega_2) = \varphi_a(\omega_1, \omega_2)\varphi_n(\omega_1, \omega_2) \quad (4)$$

其中 $\varphi_a(\omega_1, \omega_2)$ 为标准信号 a_k 的特征函数, $\varphi_n(\omega_1, \omega_2)$ 为噪声 n_k 的特征函数,其表达式为式(2),把式(2)代入式(4),可得

$$\varphi_r(\omega_1, \omega_2) = \varphi_a(\omega_1, \omega_2) \exp(-\gamma[\omega_1^2 + \omega_2^2]^{\alpha/2}) \quad (5)$$

由式(5)可见,接收信号的特征函数等于标准信号的特征函数与 e 的指数项相乘。由于 α 分布中 $\gamma > 0$ 且 $0 < \alpha \leq 2$, 所以 \exp 项值总为正数。它随 ω_1, ω_2 的增大,使接收信号特征函数幅值迅速衰减,而不会影响特征函数的相位。因此,在式(5)两边同取相位,可得

$$\text{Arg}(\varphi_r(\omega_1, \omega_2)) = \text{Arg}(\varphi_a(\omega_1, \omega_2)) \quad (6)$$

由式(6)发现 $\text{Arg}(\varphi_r(\omega_1, \omega_2))$ 只含有信号特征函数信息,而不包含任何噪声的参数,因此可以完全抑制对称 α 冲击噪声。而标准信号特征函数中包含实际的调制信息,因此只要推导出各种调制类型信号特征函数相位的理论值,即 $\text{Arg}(\varphi_r(\omega_1, \omega_2))$, 作为各类的模板,对未知信号采用最小欧氏距离的方法就可以进行分类。

3 调制信号特征函数相位理论值

假设备择信号类型包括 {4PSK, 4PAM, 8PSK, 16QAM}, 根据式(3),无噪声时,长度为 L 的标准码元序列 $a_k = a_{I_k} + ja_{Q_k}$ 的特征函数可用式(7)估计:

$$\varphi_a(\omega_1, \omega_2) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L e^{j(\omega_1 a_{I_k} + \omega_2 a_{Q_k})} \quad (7)$$

当信源发送的各种波形的概率相等且数据长度 L 趋于 ∞ 时,式(7)可改写成:

$$\varphi_a(\omega_1, \omega_2) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M e^{j(\omega_1 s_{I_i} + \omega_2 s_{Q_i})} \quad (8)$$

其中 (s_{I_i}, s_{Q_i}) 为星座图中包含的 M 个互不相同的星座点。以下利用式(8)分别推导各调制类型特征函数相位表达式。

对 QPSK 调制方式,功率归一化的标准星座点坐标 s_{I_i}, s_{Q_i} 可能的取值为 $(1,0)(0,1)(-1,0)(0,-1)$,把坐标值代入式(8)得:

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{qpsk}}(\omega_1, \omega_2) &= \frac{1}{4}(e^{j\omega_1} + e^{j\omega_2} + e^{-j\omega_1} + e^{-j\omega_2}) \\ &= \frac{1}{2}(\cos \omega_1 + \cos \omega_2) \end{aligned} \quad (9)$$

为了简化分类计算量,令 $\omega_1 = \omega_2 = \omega$,得特征函数相位为

$$\text{Arg}(\varphi_{\text{qpsk}}(\omega)) = \text{Arg}(\cos \omega) \quad (10)$$

由式(10)可见,当 $\omega \in [0, \pi/2] \cup [3\pi/2, 2\pi]$ 时, $\cos \varphi > 0$,此时特征函数相位值为 0,当 $\omega \in (\pi/2, 3\pi/2)$ 时, $\cos \varphi < 0$,特征函数相位值为 π 。QPSK 信号特征函数的相位只有 0 和 π 两种可能取值。

对 4PAM,功率归一化的标准星座点 (s_{I_i}, s_{Q_i}) 坐标为 $(1.3416,0)(-1.3416,0)(0.4472,0)(-0.4472,0)$,把坐标值代入式(8),令 $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ 整理得:

$$\text{Arg}(\varphi_{4\text{pam}}(\omega)) = \text{Arg}[\cos(1.3416\omega) + \cos(0.4472\omega)] \quad (11)$$

当 $\cos(1.3416\omega) + \cos(0.4472\omega) > 0$,即 $\omega \in [(0, 1.7671) \cup (3.4361, 5.3014)]$ 时,特征函数相位为 0,当 $\cos(1.3416\omega) + \cos(0.4472\omega) < 0$ 即 $\omega \in (1.7671, 3.4361) \cup (5.3014, 2\pi]$ 时,特征函数的相位为 π 。

同理,分别对 8PSK 和 16QAM 调制类型应用以上推导得:

$$\text{Arg}(\varphi_{8\text{psk}}(\omega)) = \text{Arg}(\cos \omega + \cos^2(0.707\omega)) \quad (12)$$

$$\text{Arg}(\varphi_{16\text{qam}}(\omega)) = \text{Arg}[\cos(0.9487\omega) + \cos(0.3162\omega)]^2 \quad (13)$$

通过分析各特征函数相位表达式(10)~式(13)发现,不论 ω 取何值,特征函数的值都为实数。即特征函数的相位只可能在 0 和 π 两个值中取值。出现此结果的原因是星座图的对称性使所有包含正弦部分的虚部在运算中都相互抵消了,只剩下余弦表示的实部。

通过对前述推导结果进行整理,得到 $\omega \in (0, 2\pi)$ 时对应不同调制类型特征函数相位值如表 1 所示:

表 1 不同调制类型特征函数相位理论值

	$\text{Arg}[\varphi(\omega)] = \pi$	$\text{Arg}[\varphi(\omega)] = 0$
QPSK	$\omega \in (\pi/2, 3\pi/2)$	$\omega \in [0, \pi/2] \cup [3\pi/2, 2\pi]$
4PAM	$\omega \in (1.7671, 3.4361) \cup (5.3014, 2\pi]$	$\omega \in [0, 1.7671] \cup (3.4361, 5.3014)$
8PSK	$\omega \in (1.6690, 3.7901)$	$\omega \in [0, 1.6690] \cup (3.7901, 2\pi]$
16QAM	无	$\omega \in (0, 2\pi)$

实际分类时, 无法采用连续的 ω 对应相位值进行比较, 因此应该对 ω 进行采样, 采样区间选择 $(0, 2\pi)$, 当 ω 大于 2π 后, 由于噪声特征函数衰减作用会使接收信号特征函数值接近于 0, 影响分类效果。经过仿真测试, 采样间隔为 $\pi/8$ 时取得较好效果。再提高采样频率, 识别效果只有微小提高, 而计算复杂度会大量上升, 降低采样频率, 会带来较大的分类错误。此外, 值得注意的是, 当 ω 的值分布在区间边界点上时, 如对 QPSK 信号 $\omega = \pi/2$, $\varphi(\omega)$ 理论值为 0。由于信号截短和噪声的影响, $\varphi(\omega)$ 的值会出现随机的摆动, 造成相位值的不确定性, 容易引起分类错误。因此选择分类向量时, 避开使 $\varphi(\omega)$ 为 0 的边界点。

5 分类算法

综上所述, 调制识别算法可以概括如下:

(1) 计算各调制类型的标准分类模板向量 $x_i = (\varphi_{i1}, \varphi_{i2}, \dots, \varphi_{il})$ 。 ω 在区间 $(0, 2\pi)$ 以每隔 $\pi/8$ 采样, 其对应的特征函数相位值为 $\varphi_{i1}, \varphi_{i2}, \dots, \varphi_{il}$ 可由表 1 查得。

(2) 对未知调制类型信号 $r_k = r_{rk} + jr_{Qk}$, 利用式(14)估计不同 ω 值对应的特征函数相位, 并形成未知向量 $x_w = (\varphi_{w1}, \varphi_{w2}, \dots, \varphi_{wl})$

$$\text{Arg}(\varphi_r(\omega)) = \arctan \left(\frac{\sum_{k=1}^L \sin \omega(r_{rk} + r_{Qk})}{\sum_{k=1}^L \cos \omega(r_{rk} + r_{Qk})} \right) \quad (14)$$

(3) 对未知特征向量利用最小欧氏距离法进行分类:

$$M = \arg \min_{i=1,2,3,4} |x_w - x_i| \quad (15)$$

6 仿真验证

为了测试该算法的分类性能, 本节以通信中常用信号 {4PSK, 4PAM, 8PSK, 16QAM} 进行计算机仿真。信号长度取 1500 个码元, 信道噪声为复循环对称 α 噪声, 产生方法见文献[7]的附录 A。由于 α 稳定噪声在 $\alpha < 2$ 时方差不存在, 所以普通信噪比定义并不适用。仿真中采用广义信噪比的定义^[8]为 $\text{GSNR} = 10 \lg(E/\gamma)$, 其中 E 为信号平均功率, γ 为分散系数。当 α 等于 2 时与通常高斯噪声的信噪比等效。

图 1 为特征指数 $\alpha = 1.5$ 时 4 种信号识别正确率随信噪比变化曲线。由图 1 可见, 在信噪比 10dB 时, 4 种信号的识别正确率都为 1, 信噪比 5dB 时, 平均识别正确率也在 90% 以上。利用特征函数相位识别效果良好。

图 2 是 $\alpha = 1.5$ 时本文算法与高阶累量和基于高斯信道下的似然函数算法的识别效果比较。高阶累量和似然函数算法在高斯信道下都有较高的识别正确率。从识别的结果看, 本文算法的 4 种信号平均识别效果远高于其他两种算法。原因是 α 分布与高斯分布有不同特性, 而且不存在二阶以上的矩和累量, 因此导致似然函数和高阶累量算法失效。

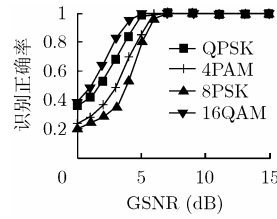


图 1 4 种信号识别正确率与信噪比变化关系

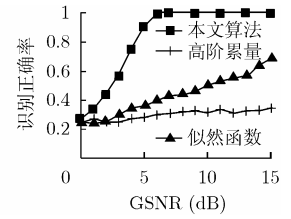


图 2 3 种算法平均识别概率比较与信噪比变化关系

图 3 为本文算法在不同的 α 稳定噪声下 4 种调制类型平均识别情况, $\alpha = 2.0$ 对应的是高斯分布, 由图 3 可见, 在各种 α 噪声下, 信噪比大于 8dB 时, 识别正确率都高于 90%。在相同信噪比下, 随 α 值的减小, 噪声冲击强度增加, 识别概率有下降趋势, 这主要是由于信号截短, 使噪声特征函数存在小的相位, 该相位随 α 值的递减逐渐增加的原因。

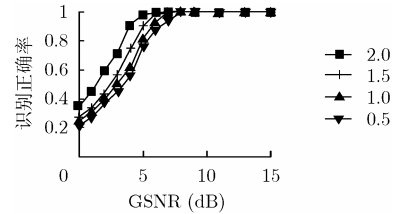


图 3 α 值不同时平均识别正确率随信噪比变化关系

7 结束语

本文分析了在冲击噪声下调制识别问题, 利用接收信号特征函数相位对噪声的鲁棒性, 构造分类特征向量, 采用最小欧氏距离方法进行分类。仿真表明, 本文算法在不同 α 噪声和高斯噪声环境下都有较好的识别正确率, 而且由于高斯分布是 α 分布的一个特例, 本文算法比一般只基于高斯理想信道的算法适用范围更广, 更适合在实际中应用。

参考文献

- [1] Nandi A K and Azzouze E E. Algorithms for automatic modulation recognition of communication signals [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(4): 431-436.
- [2] Drumright T A and Ding Zhi. A new algorithm for QAM signal classification in AWGN channels[C]. *International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Scottsdale, Arizona, USA, 2002, 1: 849-852.
- [3] Swami A and Sadler B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(3): 416-429.
- [4] 范海波, 杨志俊, 曹志刚. 卫星通信常用调制方式的自动识别[J]. *通信学报*, 2004, 25(1): 140-149.

Fan Hai-bo, Yang Zhi-jun, and Cao Zhi-gang. Automatic recognition for common used modulations in satellite

- communication [J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2004, 25(1): 140-149.
- [5] Tsihrintzis G A and Nikias C L. Fast estimation of the parameters of alpha-stable impulsive interference[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1996, 44(6): 1492-1503.
- [6] Nikias C L and Shao M. *Signal processing with alpha-stable distributions and applications*[M]. New York:Wiley, 1995: 1-2.
- [7] Tsakalides P and Nikias C L. The robust covarition-based MUSIC algorithm for bearing estimation in impulsive environments[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1996, 44(7): 1623-1633.
- [8] 邱天爽, 张旭秀, 李小兵等. 统计信号处理—非高斯信号处理及应用. 北京: 电子工业出版社, 2004, 6: 167-198.
- 李 鹏: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为通信处理.
- 唱 亮: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理.
- 汪美平: 男, 1974 年生, 博士, 研究方向包括通信信号处理、混沌通信.
- 王赞基: 男, 1946 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为电路与系统、电力通信、非线性信号处理等.