

一种 α 稳定分布噪声下 OFDM 信号调制识别与参数估计算法

张俊林¹, 王 彬¹, 汪 洋¹, 刘明骞²

(1. 解放军信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450001;

2. 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: 正交频分复用(OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiple)信号的调制识别与参数估计是非协作通信领域的重要研究内容. 为了解决 α 稳定分布噪声下 OFDM 信号调制识别与参数估计困难的问题, 提出一种广义循环平稳的盲处理算法. 该算法首先对接收信号进行非线性变换, 推导出接收信号的广义循环自相关函数表达式, 分析了单载波调制信号与 OFDM 信号的广义循环自相关函数特性, 并给出了 OFDM 信号的广义循环自相关函数与待估参数之间的关系. 然后, 基于分析结论, 利用广义循环自相关函数构造调制识别特征完成 OFDM 信号与单载波信号的调制方式自动分类; 最后, 针对 OFDM 信号的调制参数估计问题, 提出了一种基于广义循环自相关函数的调制参数估计算法. 理论分析与仿真结果表明, 在 α 稳定分布噪声环境下, 该算法可以有效实现 OFDM 信号调制识别与参数估计, 且算法不依赖接收信号的先验信息, 可以直接对中频接收信号进行处理.

关键词: OFDM; α 稳定分布; 调制识别; 参数估计; 广义循环平稳

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)06-1390-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.06.017

An Algorithm for Recognition and Parameters Estimation of OFDM in Alpha Stable Distribution Noise

ZHANG Jun-lin¹, WANG Bin¹, WANG Yang¹, LIU Ming-qian²

(1. School of Information Systems Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China;

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

Abstract: Automatic modulation recognition and parameter identification of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) play a vital role in the field of non-cooperative communication applications. A blind recognition and parameter identification called generalized cyclostationarity algorithm is proposed for OFDM in alpha stable distribution noise. Firstly, the received signal is mapped by nonlinear transformation, the analytical expressions for the generalized cyclic autocorrelation function are derived, and the generalized cyclostationarity characteristics of single carrier linear digital (SCLD) modulations and OFDM are investigated. Then, the recognition feature is structured based on generalized cyclic autocorrelation function to recognize OFDM versus SCLD signals. Finally, for the problem of blind parameter identification for OFDM, an algorithm based on generalized cyclic autocorrelation function is presented. Theoretical analysis and simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm in alpha stable distribution noise. Furthermore, this algorithm obviates the need for signal preprocessing tasks, such as symbol timing estimation, carrier and waveform recovery.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); alpha stable distribution; modulation recognition; blind parameter estimation; generalized cyclostationarity

1 引言

现代无线通信中不仅存在大量单载波数字调制信号, 还存在着大量正交频分复用(OFDM, Orthogonal Fre-

quency Division Multiple)调制信号. 在通信对抗、无线电监测等非合作第三方接收应用领域, 需要先对接收信号进行调制方式自动识别和调制参数精确估计, 才能实现目标发现和信号解调、解译^[1]. 如何正确判识接收

信号是否为 OFDM 信号并对其进行高精度调制参数估计是通信信号调制识别的重要研究内容。

针对加性高斯白噪声环境下 OFDM 信号调制识别与参数估计的研究已经取得了较大进展^[2-8]。但是,在短波通信和浅海水声通信过程中,由于自然原因或人为因素还存在着一些短时大幅度脉冲噪声,这种噪声不同于高斯白噪声,通常用 α 稳定分布来刻画^[9,10]。 α 稳定分布噪声不存在有限的二阶及以上各阶统计量^[11],使得加性高斯白噪声环境下 OFDM 信号调制识别与参数估计方法不再适用于存在 α 稳定分布噪声的环境。

近年来, α 稳定分布噪声环境下 OFDM 信号调制识别与调制参数估计问题逐渐受到人们关注,但是公开研究成果并不多见。文献[12]利用一种改进的最大似然检测算法解决了 α 稳定分布噪声下合作通信中 OFDM 信号检测问题,并具体分析了脉冲噪声对算法性能的影响,但该文献并未给出非合作通信中 OFDM 信号调制识别方法;文献[13]针对 α 稳定分布噪声下 OFDM 信号参数估计问题,提出了一种基于相关熵的时域参数估计方法,该方法对脉冲噪声有一定抑制作用,但仅对基带 OFDM 信号有效,且该算法对核参数选取依赖性较强,制约了算法的应用范围。

针对上述问题,本文提出一种 α 稳定分布噪声下 OFDM 信号调制识别与参数估计的盲处理方法。该方法首先对接收信号进行非线性变换,并进行循环平稳分析,推导出 SCLD 信号与 OFDM 信号的广义循环自相关函数表达式。然后,利用广义循环自相关函数构造调制识别统计量完成 OFDM 信号与 SCLD 信号的调制方式判别,并依据待估参数与广义循环自相关函数特征之间的关系实现 OFDM 信号调制参数的高精度估计。该方法无需进行定时同步、载波同步以及混合信噪比估计等预处理,可以有效实现 α 稳定分布噪声下 OFDM 信号的调制识别与参数估计。

2 信号模型

α 稳定分布噪声下接收信号模型为:

$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (1)$$

其中, $s(t)$ 为发送信号,调制类型分别为 OFDM 信号或 SCLD 信号。 $w(t)$ 是与 $s(t)$ 彼此独立的服从 α 稳定分布的噪声^[11]。如果 $s(t)$ 为 OFDM 信号,其表达式为^[3]:

$$s_{\text{OFDM}}(t) = Ae^{j\theta} e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} a_{k,l} e^{j2\pi k \Delta f_l (t-lT-t_0)} g(t-lT-t_0) \quad (2)$$

其中, A 是信号幅度, θ 为信号相位, K 为子载波数目, $g(t)$ 为脉冲成型函数, T 是 OFDM 符号周期,且 $T = T_u + T_p$, T_p 是循环前缀持续时间, T_u 是有用符号持续时间, Δf_k 为相邻子载波间隔,且 $T_u = 1/\Delta f_k$, f_c 为载频, t_0

表示时偏,且 $0 < t_0 < T$, $a_{k,l}$ 是第 k 个子载波上的第 l 个符号,其调制方式为 PSK (Phase Shift Keying) 或 QAM (Quadrature Amplitude Modulation),且均值为零的独立同分布序列。

如果 $s(t)$ 为 SCLD 信号,其表达式为^[3]:

$$s_{\text{SCLD}}(t) = Be^{j\theta} e^{j2\pi f_c t} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} b_l g(t-lT_c-t_0) \quad (3)$$

式中, B 为 SCLD 信号幅度, T_c 是 SCLD 的符号周期, f_c 为载波频率, $g(t)$ 为脉冲成型函数, θ 为初始相位,SCLD 调制方式为 PSK 或 QAM, b_l 是第 l 个调制符号,均值为 0,且独立同分布。

3 基于广义循环平稳特性的 OFDM 信号调制识别与参数估计

3.1 广义循环平稳特性分析

广义循环统计量是指对信号进行某种非线性变换后的循环平稳统计量,其核心是非线性变换函数的构造和非线性变换后信号循环平稳性分析。根据广义循环统计分析基本思想,首先对接收信号 $r(t)$ 定义如下非线性变换:

$$f[r(t)] = \frac{r(t)}{|r(t)|}, |r(t)| \neq 0 \quad (4)$$

该非线性变换保持了接收信号 $r(t)$ 的相位信息,去掉了接收信号的幅度信息。

然后,对非线性变换后的信号进行自相关运算,其表达式为:

$$\begin{aligned} & E[f[r(t)] \cdot f^*[r(t+\tau)]] \\ &= E \left[\frac{s(t)s^*(t+\tau)}{|s(t)+w(t)| \cdot |s(t+\tau)+w(t+\tau)|} \right. \\ & \quad \left. + \frac{w(t)w^*(t+\tau)}{|s(t)+w(t)| \cdot |s(t+\tau)+w(t+\tau)|} \right] \quad (5) \end{aligned}$$

其中, τ 为时间间隔, $E(\cdot)$ 表示求期望运算,上标“*”表示共轭运算。

考虑到 α 稳定分布噪声不存在有限的二阶矩,使得噪声的方差没有意义,通常采用混合信噪比 $\text{MSNR} = 10 \lg(\sigma_s^2/\gamma)$ (dB) 来表征信号和噪声的功率关系,其中 σ_s^2 表示信号的方差, γ 表示 α 稳定分布噪声的分散系数^[11]。当 MSNR 较高时,即 $|s(t)| \gg |w(t)|$,式(5)可以近似为:

$$\begin{aligned} E[f[r(t)] \cdot f^*[r(t+\tau)]] &\approx E \left[\frac{s(t)s^*(t+\tau)}{|s(t)| \cdot |s(t+\tau)|} \right] \\ & \quad + E \left[\frac{w(t)w^*(t+\tau)}{|s(t)| \cdot |s(t+\tau)|} \right] \quad (6) \end{aligned}$$

$$\text{如果令 } G_s(t, \tau) = E \left[\frac{s(t)s^*(t+\tau)}{|s(t)| \cdot |s(t+\tau)|} \right],$$

$$G_w(t, \tau) = E \left[\frac{w(t)w^*(t+\tau)}{|s(t)| \cdot |s(t+\tau)|} \right],$$

式(9)可以表示为:

$$E[f[r(t)] \cdot f^*[r(t+\tau)]] \approx G_s(t, \tau) + G_w(t, \tau) \quad (7)$$

其中, $G_s(t, \tau)$ 是发送信号相位的自相关函数, 体现了发送信号的特征. 噪声项 $G_w(t, \tau)$ 包含了信噪比信息. 当 $|s(t)| \gg |w(t)|$ 时, 脉冲噪声 $w(t)$ 的幅度被大大降低, 式(7)中起重要作用的是 $G_s(t, \tau)$. 因此, 该非线性变换达到了有效抑制脉冲噪声的目的.

对于 OFDM 信号, 将式(2)带入

$$G_s(t, \tau) = E \left[\frac{s(t)s^*(t+\tau)}{|s(t)| \cdot |s(t+\tau)|} \right]$$

得到

$$G_{\text{OFDM}}(t, \tau) = E \left[\frac{e^{-j2\pi f_c \tau} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(t) e^{j2\pi k \Delta f t} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} a_k^*(t+\tau) e^{-j2\pi k \Delta f (t+\tau)}}{\left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k(t) e^{j2\pi k \Delta f t} \right| \cdot \left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k(t+\tau) e^{-j2\pi k \Delta f (t+\tau)} \right|} \right] \cdot P[g(t)] \cdot P[g^*(t+\tau)] \otimes \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t-lT-t_0) \quad (8)$$

其中, $\delta(\cdot)$ 是单位冲激函数, $a_k(t)$ 为第 K 个子载波上 t 时刻的发送符号, $P[\cdot]$ 表示求相位运算, 符号“ \otimes ”为求卷积运算. 由于不同子载波上发送符号相互独立, 式(8)可以化简为:

$$G_{\text{OFDM}}(t, \tau) = \left(e^{-j2\pi f_c \tau} \sum_{k=0}^{K-1} C_{k,s}(t) e^{j2\pi k \Delta f \tau} P[g(t)] P[g^*(t+\tau)] \right) \otimes \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t-lT-t_0) \quad (9)$$

其中, $C_{k,s}(t) = E \left[\frac{a_k(t) a_k^*(t+\tau)}{\bar{s}(t) \bar{s}(t+\tau)} \right]$, 且

$$\bar{s}(t) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k(t) e^{j2\pi k \Delta f t} \right|, \quad \bar{s}(t+\tau) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k(t+\tau) e^{j2\pi k \Delta f (t+\tau)} \right|.$$

对式(7)进行傅里叶变换, 可得

$$\begin{aligned} \bar{S}(E[f[r(t)] \cdot f^*[r(t+\tau)]]]) &\approx \bar{S}(G_s(t, \tau) + G_w(t, \tau)) \\ &= \bar{S}(G_s(t, \tau)) + \bar{S}(G_w(t, \tau)) \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $\bar{S}(\cdot)$ 表示求傅里叶变换运算, 分析可知 $G_{\text{OFDM}}(t, \tau)$ 是以 T 为周期的周期函数, 因此可以将 $G_{\text{OFDM}}(t, \tau)$ 进行傅里叶级数展开, 其傅里叶级数的系数 $\Omega_{\text{OFDM}}(\varepsilon, \tau)$ 为 $\bar{S}(G_{\text{OFDM}}(t, \tau))$ 在循环频率 ε 处的值, 即:

$$\begin{aligned} \Omega_{\text{OFDM}}(\varepsilon, \tau) &= \bar{S}(G_{\text{OFDM}}(t, \tau)) \Big|_{\varepsilon} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(e^{-j2\pi f_c \tau} \sum_{k=0}^{K-1} C_{k,s}(t) e^{j2\pi k \Delta f \tau} P[g(t)] \right. \\ &\quad \left. \cdot P[g^*(t+\tau)] \right) \otimes \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t-lT-t_0) \end{aligned}$$

$$\cdot e^{-j2\pi \varepsilon t} dt \quad (11)$$

$$\text{由于 } \bar{S} \left(\sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t-lT) \right) \Big|_{\varepsilon} = \frac{1}{T} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(\varepsilon - lT^{-1}),$$

式(11)可以改写为:

$$\Omega_{\text{OFDM}}(\varepsilon, \tau) = \begin{cases} T^{-1} e^{-j2\pi f_c \tau} e^{-j2\pi \varepsilon t_0} \sum_{k=0}^{K-1} e^{j2\pi k \Delta f \tau} \int_{-\infty}^{+\infty} C_{k,s}(t) \cdot P[g(t)] P[g^*(t+\tau)] e^{-j2\pi \varepsilon t} dt, & \varepsilon = lT^{-1} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (12)$$

其中, $\sum_{k=0}^{K-1} e^{j2\pi k \Delta f \tau} = e^{j\pi(K-1)\Delta f \tau} \frac{\sin(\pi K \Delta f \tau)}{\sin(\pi \Delta f \tau)}$, 当且仅当 $\tau = \frac{1}{\Delta f_K} = T_u$ 时取得显著峰值.

同理, SCLD 信号的广义循环自相关函数表达式为:

$$\Omega_{\text{SCLD}}(\varepsilon, \tau) = \begin{cases} T_c^{-1} e^{-j2\pi f_c \tau} e^{-j2\pi \varepsilon t_0} \int_{-\infty}^{\infty} C(t) P[g(t)] \cdot P[g^*(t+\tau)] e^{-j2\pi \varepsilon t} dt, & \varepsilon = lT_c^{-1} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (13)$$

其中, $C(t) = E \left[\frac{b(t) b^*(t+\tau)}{\bar{s}(t) \bar{s}(t+\tau)} \right]$, $\Omega_{\text{SCLD}}(\varepsilon, \tau)$ 在 $\tau = 0, \varepsilon = lT_c^{-1}$ 处出现峰值.

通过上述分析可以得出如下结论:

(1) $\bar{S}(E[f[r(t)] \cdot f^*[r(t+\tau)]])$ 在循环频率 ε 处的值 $\bar{S}(E[f[r(t)] \cdot f^*[r(t+\tau)]]) \Big|_{\varepsilon}$ 是接收信号 $r(t)$ 的广义循环统计量, 其中的噪声项 $\bar{S}(G_w(t, \tau)) \Big|_{\varepsilon}$ 仅是对信号项 $\bar{S}(G_s(t, \tau)) \Big|_{\varepsilon}$ 的扰动, 且 MSNR 越高, 扰动越小;

(2) OFDM 信号的广义循环自相关函数 $\Omega_{\text{OFDM}}(\varepsilon, \tau)$ 在 $\tau = T_u$ 且 $\varepsilon = lT^{-1}$ 时, 取得显著峰值; SCLD 信号的广义循环自相关函数 $\Omega_{\text{SCLD}}(\varepsilon, \tau)$ 在 $\varepsilon = lT_c^{-1}$ (l 为整数) 时, 有显著峰值出现.

(3) 对于 OFDM 信号, 当 $\Omega_{\text{OFDM}}(\varepsilon, \tau) \neq 0$ 时, 循环频率为 T^{-1} 整数倍, 即 $\varepsilon = lT^{-1}$.

上述结论为 OFDM 信号调制识别与参数估计提供了依据.

3.2 基于广义循环平稳特性的调制识别与参数估计算法

上述分析是针对连续时间信号 $r(t)$ 进行的, 事实上通常对接收信号采样后的离散数字序列进行处理, 即对接收信号 $r(t)$ 进行采样后的 $r(n)$ 进行处理, $r(n) = r(t) \Big|_{t=nf_s^{-1}}$, 采样率 $f_s \geq 2W$, W 为接收信号的中频带宽, 且 $W = K\Delta f_k = KT_u$. 由于在非合作接收条件下无法预先知道 W , 采样率 f_s 往往取得足够大, 即 $f_s \geq \rho W, \rho \geq 2$. 采样后接收信号表达式为:

$$r(n) = s(n) + w(n) \quad (14)$$

其中, $s(n) = s(t) \big|_{t=nf_s^{-1}}$ 和 $w(n) = w(t) \big|_{t=nf_s^{-1}}$ 分别表示采样后发送信号和脉冲噪声. 对于 OFDM 信号

$$s_{\text{OFDM}}(n) = A e^{j\theta} e^{j2\pi n f_s^{-1}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} a_{k,l} e^{j2\pi k \Delta f_k^{-1} (n - lN_s - n_0)} \cdot g(n f_s^{-1} - lN_s f_s^{-1} - n_0 f_s^{-1}) \quad (15)$$

其中, A 表示 OFDM 信号幅度, θ 表示相位, K 表示子载波数目, $g(\cdot)$ 为成型滤波器, $N_s f_s^{-1} = (N_u + N_p) f_s^{-1}$ 是 OFDM 信号的符号持续时间, $N_p f_s^{-1}$ 是循环前缀持续时间, $N_u f_s^{-1}$ 是有用符号持续时间, Δf_k 为子载波间隔, f_s 为载频, $n_0 f_s^{-1}$ 为时偏. 对于 SCLD 信号

$$s_{\text{SCLD}}(n) = B e^{j\theta} e^{j2\pi n \Delta f_c^{-1}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} b_l g(n f_s^{-1} - lN_c f_s^{-1} - n_0 f_s^{-1}) \quad (16)$$

其中, B 为 SCLD 信号幅度, $g(\cdot)$ 为成型滤波器, $N_c f_s^{-1}$ 是 SCLD 信号的符号周期, f_c 为载频, $n_0 f_s^{-1}$ 为时偏. $w(n)$ 为非高斯噪声.

为了避免因 $|r(n)|$ 过小而出现 $\frac{1}{|r(n)|} \rightarrow \infty$ 的情形, 可以将非线性变换定义为 $f[r(n)] = \frac{r(n)}{|r(n)| + \vartheta}$, ϑ 为一个比较小的正数, 这里假设 $\vartheta = 0.001$. 显然, 对接收信号 $r(n)$ 进行了上述非线性处理 $f[r(n)] = \frac{r(n)}{|r(n)| + \vartheta}$ 后, 保持了接收信号 $r(n)$ 的相位信息, 去掉了接收信号 $r(n)$ 的幅度信息.

接着, 对非线性变换后的信号进行循环自相关运算, 根据式(10)和式(14)可知

$$\bar{S}(E[f[r(n)] f^*[r(n+m)]]) \approx \bar{S}(G_s(n, m) + G_w(n, m)) \quad (17)$$

式中, m 表示采样点数.

分析式(17), 如果接收信号是 OFDM 信号, 由式(12)可知

$$\tilde{\Omega}_{\text{OFDM}}(\nu, m) = \begin{cases} N_s^{-1} f_s e^{-j2\pi \nu n f_s^{-1}} e^{-j2\pi m n f_s^{-1}} \sum_{k=0}^{K-1} e^{j2\pi k \Delta f_k^{-1} m} \\ \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_{k,s}(n) P[g(n f_s^{-1})] \\ \cdot P[g^*(n f_s^{-1} + m f_s^{-1})] \\ \cdot e^{-j2\pi m f_s^{-1} \nu}, & \nu = lN_s^{-1} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (18)$$

其中, νf_s 为循环频率, $C_{k,s}(n) = E\left[\frac{a_k(n) a_k^*(n+m)}{\bar{s}(n) \bar{s}(n+m)}\right]$,

$a_k(n)$ 表示第 K 个子载波上第 $n f_s^{-1}$ 时刻的发送符号,

$$\bar{s}(n) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k(n) e^{j2\pi k \Delta f_k^{-1} n} \right|,$$

$$\bar{s}(n+m) = \left| \sum_{k=0}^{K-1} a_k(n+m) e^{j2\pi k \Delta f_k^{-1} (n+m)} \right|.$$

通过分析上式, 由

$$\sum_{k=0}^{K-1} e^{j2\pi k \Delta f_k^{-1} m} = e^{j\pi(K-1)\Delta f_c^{-1} m} \frac{\sin(\pi K \Delta f_c^{-1} m)}{\sin(\pi \Delta f_c^{-1} m)}$$

可得, 当 $m = \frac{f_s}{\Delta f_c} = N_u$ 时 $\tilde{\Omega}_{\text{OFDM}}(\nu, m)$ 可取得显著峰值.

同理, 如果接收信号为 SCLD 信号, 则有

$$\tilde{\Omega}_{\text{SCLD}}(\nu, m) = \begin{cases} N_c^{-1} f_s e^{-j2\pi \nu n f_s^{-1}} e^{-j2\pi m n f_s^{-1}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C(n) \\ \cdot P[g(n f_s^{-1})] P[g^*(n f_s^{-1} + m f_s^{-1})] \\ \cdot e^{-j2\pi m f_s^{-1} \nu}, & \nu = lN_c^{-1} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (19)$$

显然, 式(18)与式(19)分别为式(12)和式(13)的数字化表示, 具有与 3.1 节相同的结论. 这里不再赘述.

根据上述分析, 利用广义循环自相关函数实现 OFDM 信号调制识别与参数估计的步骤如下.

首先, 对接收信号 $r(t)$ 进行采样, 即 $r(n) = r(t) \big|_{t=nf_s^{-1}}$,

并对 $r(n)$ 进行非线性变换 $f[r(n)] = \frac{r(n)}{|r(n)| + \vartheta}$.

接着, 计算接收信号在不同循环频率处的广义循环自相关函数

$$\tilde{\Omega}_r(\nu, m) = \bar{S}(E[f[r(n)] \cdot f^*[r(n+m)]]) \big|_{\nu} \quad (20)$$

其中, ν 为循环频率.

由前面分析可知, 当 MSNR 较高时, 如果接收信号为 OFDM 信号, $\tilde{\Omega}_r(0, m)$ 出现显著峰值; 如果接收信号为 SCLD 信号, $\tilde{\Omega}_r(0, m)$ 没有显著峰值. 利用这一特点, 构造如式(21)所示的调制识别统计量 Φ

$$\Phi = N_r \hat{C}_r (\hat{\Sigma}_r)^{-1} (\hat{C}_r)^\dagger \quad (21)$$

其中, N_r 为接收信号长度, $\hat{C}_r = [\text{Re}\{\bar{\Omega}_r(0, \hat{m})\} \text{Im}\{\bar{\Omega}_r(0, \hat{m})\}]$, $\hat{m} = \arg \max_{m \in [2K_{\min}, 2K_{\max}]}$ ($|\bar{\Omega}_r(0, m)|$), $\bar{\Omega}_r(\nu, m) =$

$\frac{\tilde{\Omega}_r(\nu, m)}{\max(\tilde{\Omega}_r(0, m))}$, $\hat{\Sigma}_r$ 为协方差矩阵 Σ_r 的估计矩阵, $(\hat{\Sigma}_r)^{-1}$ 表示 $\hat{\Sigma}_r$ 的广义逆矩阵, 且

$$\hat{\Sigma}_r = \begin{bmatrix} \text{Re}\{(Q_{20} + Q_{21})/2\} & \text{Im}\{(Q_{20} - Q_{21})/2\} \\ \text{Im}\{(Q_{20} + Q_{21})/2\} & \text{Re}\{(Q_{21} - Q_{20})/2\} \end{bmatrix},$$

$\hat{\Sigma}_r$ 中的两个协方差矩阵因子可以利用式(22)估计得到

$$\begin{aligned} Q_{2,1} &= (N_r \ell_w)^{-1} \sum_{\nu = -(L_w-1)/2}^{(L_w-1)/2} \omega(\nu) F(2\pi\nu + 2\pi\nu N_r^{-1}) \\ &\quad \cdot F(2\pi\nu + 2\pi\nu N_r^{-1}) \\ Q_{2,0} &= (N_r \ell_w)^{-1} \sum_{\nu = -(L_w-1)/2}^{(L_w-1)/2} \omega(\nu) F(2\pi\nu - 2\pi\nu N_r^{-1}) \\ &\quad \cdot F(2\pi\nu + 2\pi\nu N_r^{-1}) \end{aligned} \quad (22)$$

式中, $F(v) = \sum_{l=0}^{N_u-1} r(l+\bar{\tau})r^*(l)e^{-j2\pi vl}$, $\omega(v)$ 是长度 L_w 的平滑窗^[3], 平滑窗通常为矩形窗, 上标“-1”表示求逆, 上标“†”表示转置运算, $\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部运算, $\text{Im}(\cdot)$ 表示虚部运算.

然后, 采用支持向量机 (SVM, Support Vector Machine) 作为分类器, 实现 OFDM 信号与 SCLD 信号的调制方式自动识别.

若调制识别判决结果为 OFDM 信号, 则进行后续的参数估计流程, 所要估计的参数主要包括有用符号持续时间和符号持续时间. 依据前面分析, 当 MSNR 较高时, 若接收信号为 OFDM 信号, 则 $|\bar{Q}_r(0, m)|$ 在 N_u 处出现显著峰值, 并且有用符号持续时间可以表示为 $T_u = N_u f_s^{-1}$, 因此估计有用符号持续时间就是估计使 $|\bar{Q}_r(0, m)|$ 取最大值的 m 的估计值 \hat{m} , 即 $\hat{m} = \underset{m \in [2K_{min}, 2K_{max}]}{\text{argmax}} (|\bar{Q}_r(0, m)|)$, 据此, 给出有用符号持续时间的估计式:

$$\hat{T}_u = \hat{N}_u f_s^{-1} = \hat{m} f_s^{-1} \quad (23)$$

最后, 估计 OFDM 信号的符号持续时间 $T_s = N_s f_s^{-1}$. 由于 N_s^{-1} 是 $|\bar{Q}_r(v, \hat{m})|$ 平面上相邻谱峰的间隔, 且 $|\bar{Q}_r(v, \hat{m})|$ 平面上存在一个谱峰, 那么, 在 $|\bar{Q}_r(v, \hat{m})|$ 平面上以 $0 < v \leq \frac{1}{\hat{m}}$ 开始搜索谱峰, 搜索到的第一个谱峰所对应的循环频率 \hat{V} 为 N_s^{-1} 的估计值 \hat{N}_s^{-1} , 即:

$$\hat{N}_s^{-1} = \underset{0 < v \leq \frac{1}{\hat{m}}}{\text{argmax}} (|\bar{Q}_r(v, \hat{m})|) \quad (24)$$

4 仿真实验及分析

仿真实验条件为: OFDM 信号的载频 14kHz, 采样频率 40kHz, 子载波个数 64, 有用符号周期 0.0128s, 符号周期 0.016s, 循环前缀 0.0032s, 子载波调制方式为 QPSK (或 16QAM); SCLD 信号的载波频率 14kHz, 符号周期 0.0002s, 调制方式为 PSK (或 QAM), 成形滤波器滚降系数为 0.25; 噪声为标准 $S_{\alpha}S$ 分布噪声, 噪声特征指数 $\alpha = 1.5$. 在调制识别实验中, SVM 采用 LIBSVM 软件包, 训练样本集合由 OFDM 信号和 SCLD 信号的识别

统计量 Φ 构成, 其中 OFDM 信号子载波调制方式为 QPSK, 信号观测时间为 0.32s, 在 MSNR 范围 0 ~ 8dB, 每隔 1dB 产生 500 个训练样本, 共计产生 4500 个 OFDM 信号的训练样本; SCLD 调制方式 PSK 或 QAM, 信号观测时间为 0.32s, 并在 MSNR 范围 0 ~ 8dB, 每隔 1dB 产生 500 个训练样本, 共计产生 4500 个 SCLD 信号训练样本. 测试实验中, MSNR 范围为 -8 ~ 8dB, 以 1dB 为间隔依次产生 2000 个两类信号进行测试.

4.1 OFDM 信号调制识别性能分析

为了验证 α 稳定分布噪声下本文算法的有效性, 本文算法与文献[3]提出的传统循环统计量的算法进行对比分析. 从图 1 中可以看出, 在不同的 MSNR 下, 本文提出的识别方法可以获得较好的识别结果, 当 MSNR = -2dB 时, OFDM 信号的识别率达到 98% 以上, 而传统算法在 α 稳定分布噪声中失效. 由此可以说明, 本文提出的 OFDM 信号调制识别方法在 α 稳定分布噪声下具有较好的识别性能.

考察 α 稳定分布噪声特征指数 α 取值对信号识别性能的影响. 仿真实验中, 特征指数 α 分别取 0.8、1.0、1.5 和 2.0, 其余仿真条件不变. 由图 2 可以看出, 随着噪声特征指数 α 的提高, OFDM 信号识别性能提升. 即使是特征指数 $\alpha = 0.8$ 的强脉冲特性噪声, 当混合信噪比高于 0dB 时, OFDM 信号正确识别率达到 99% 以上; 并且当 $\alpha = 2.0$ 时, 即在高斯噪声情况下, 该方法也可以获得良好的识别结果.

考察 OFDM 信号子载波调制方式对信号识别性能的影响. 仿真实验中, 子载波调制方式分别为 16QAM、QPSK 和 8PSK, 针对不同子载波调制方式, 其他条件不变. 从图 3 上看出, 不同子载波调制方式对 OFDM 信号识别性能没有明显影响.

4.2 OFDM 信号参数估计性能分析

参数估计性能以归一化均方根误差 (Normalized Root Mean Square Error, NRMSE) 来衡量, 其定义为:

$$\text{NRMSE} = 10 \log_{10} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (Y - \hat{Y}(i))^2}{N \cdot Y^2}} \quad (25)$$

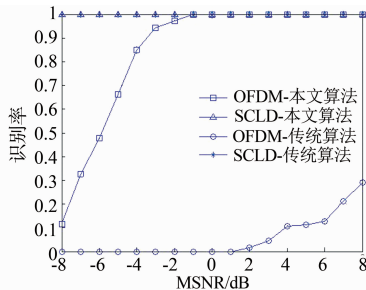


图1 不同MSNR下OFDM信号识别率

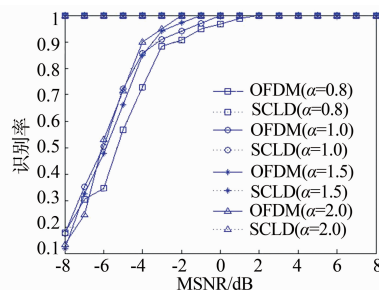


图2 不同特征指数 α 取值下OFDM信号识别率

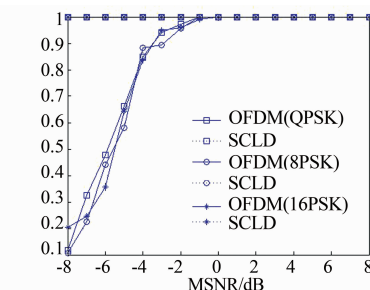


图3 不同子载波调制方式下OFDM信号识别率

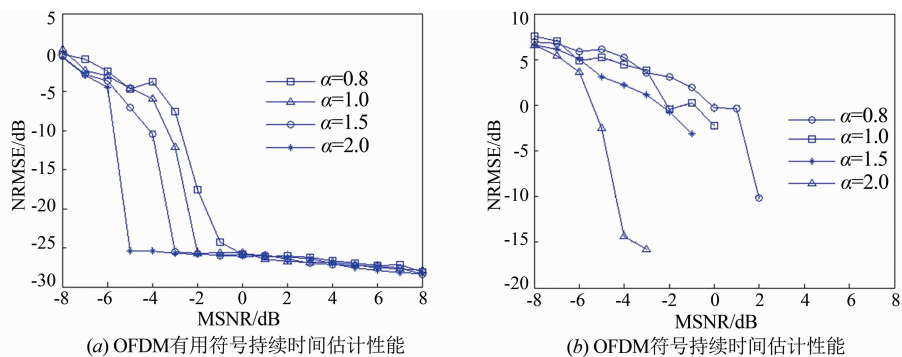


图4 不同特征指数 α 下OFDM信号参数估计性能

其中, N 为 Monte Carlo 仿真实验次数, 待估计参数的真实值为 Y , 第 i 次的估计值为 $\hat{Y}(i)$.

考察不同噪声特征指数 α 下的参数估计性能, α 分别取 0.8、1.0、1.5 和 2.0. 由图 4 可以看出, 随 MSNR 的提高, OFDM 信号参数估计性能提升, 即使是特征指数 $\alpha = 0.8$ 的强脉冲特性噪声, 本文算法依然可以获得较好的参数估计性能. 由此说明本文方法在中高混合信噪比条件下是有效的. 此外, 从图 4 中还可以看出, 当

MSNR 较低时, OFDM 信号参数估计性能与 α 取值有关, 当 α 越大, 脉冲性越弱, 估计性能越好, 当 $\alpha = 2$ 时, 脉冲噪声的退化为高斯噪声, 此时参数估计性能最佳.

考察子载波调制方式对 OFDM 信号参数估计性能的影响, 仿真实验中子载波调制方式分别为 16QAM、QPSK 和 8PSK, 其他条件不变. 从图 5(a) 和 (b) 中看出, 不同子载波调制方式对 OFDM 信号参数估计性能没有明显影响.

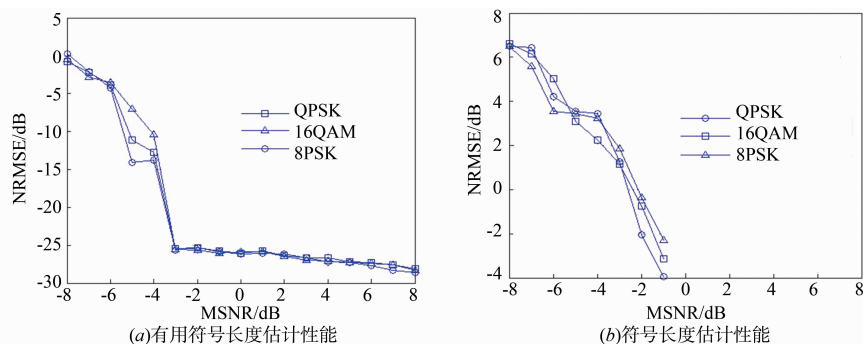


图5 不同子载波调制方式下OFDM信号参数估计性能

本文方法与文献[13]方法进行性能对比. 由图 6 可以看出, 针对基带 OFDM 信号 ($f_c = 0$), 本文算法与文献[13]方法在 α 稳定分布噪声下都能获得较高的参数估计性能. 但对于中频 OFDM 信号 ($f_c = 14\text{kHz}$) 的参数估计, 本文算法参数估计性能明显优于文献[13]方法,

当 MSNR 大于 -1dB 时, 本文方法可以实现 OFDM 信号参数的高精度估计, 而文献[13]方法估计精度较低. 由此可以说明, 本文算法在 α 稳定分布噪声下具有良好的参数估计性能, 而且本文算法无需载波恢复预处理, 可以直接处理中频信号.

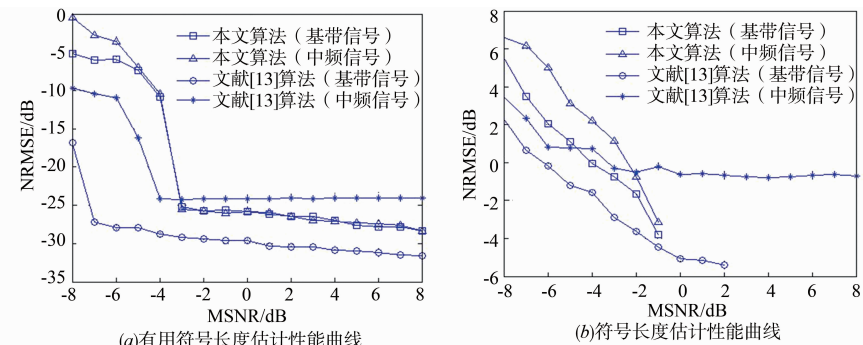


图6 不同方法下OFDM信号参数估计性能

5 结论

本文提出了一种基于广义循环自相关函数的 α 稳定分布噪声中 OFDM 信号调制识别与参数估计算法, 该算法在特征指数 $1 \leq \alpha \leq 2$ 、混合信噪比高于 0dB 时能够有效识别 OFDM 信号, 并且可以较好的估计出 OFDM 信号的符号周期和有用符号周期, 对于 α 较小的强脉冲噪声环境也具有一定的稳健性. 算法不依赖接收信号的先验信息, 可以直接对中频接收信号进行处理, 算法步骤比较简单, 实用性较强. 但是本文算法本质上仍然是一种统计学方法, 算法性能依赖足够的观测样本数据量, 限制了其在短突发通信体制中的应用.

参考文献

- [1] Dobre O A, Bar-Ness Y, Su W. Higher-order cyclic cumulants for high order modulation classification [A]. IEEE Conference on Military Communications [C]. Boston, USA: IEEE, 2003. 112 – 117.
- [2] Li H, Bar-Ness Y, Abdi A, Somekh O S, Su W. OFDM modulation classification and parameters extraction [A]. International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications [C]. Mykonos, Island, Greece: IEEE, 2006. 1 – 6.
- [3] Punctihewa A, Dobre O A, Rajan S, et al. Cyclostationarity-based algorithm for blind recognition of OFDM and single carrier linear digital modulations [A]. IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications [C]. Athens, Greece: IEEE, 2007. 1 – 5.
- [4] Zhu Y, Tian B, Ma R, Sun Y, An J, Yi K, Ren Y. An OFDM modulation recognition algorithm based on spectrum analysis [A]. IEEE 10th International Conference on Signal Processing [C]. Beijing, China: IEEE, 2010. 1557 – 1560.
- [5] Liu M, Li B, Yang Q, Tang N. Blind joint estimation for OFDM time-frequency parameters [J]. Circuits Systems and Signal Processing, 2013, 32(6): 2999 – 3012.
- [6] 张孟伯, 杨晓静, 张欣冉, 等. 基于相关性的 OFDM 盲识别与参数估计方法 [J]. 火力与指挥控制, 2015, 40(5): 99 – 103.
Zhang Meng-bo, Yang Xiao-jing, Zhang Xin-ran, et al. Blind recognition and parameter estimation for OFDM signals based on correlation [J]. Fire Control & Command Control, 2015, 40(5): 99 – 103. (in Chinese)
- [7] Punctihewa A, Bhargzava V K, Despina. Blind estimation of OFDM parameters in cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(3): 733 – 738.
- [8] Sun Z, Liu R, Wang W. Joint time-frequency domain cyclostationarity-based approach to blind estimation of OFDM transmission parameters [J]. Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking, 2013, 2013(1): 1 – 8.
- [9] Laguna S G, Lopez G M. On the use of alpha-stable distributions in noise modeling for PLC [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(4): 1863 – 1870.
- [10] Chen Z, Geng X, Yin F. A harmonic suppression method based on fractional lower order statistics for power system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3745 – 3755.
- [11] 邱天爽, 张旭秀. 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.
- [12] Mahmood A, Chitre M, Armand M A. Maximum-likelihood detection performance of uncoded OFDM in impulsive noise [A]. IEEE Global Communications Conference [C]. Atlanta, Georgia, USA: IEEE, 2013. 3516 – 3521.
- [13] 金艳, 任航, 姬红兵. 脉冲噪声下基于相关熵的 OFDM 时域参数估计 [J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(12): 2701 – 2706.
Jin Yan, Ren Hang, Ji Hong-bing. OFDM time-domain parameters estimation based on conrrentropy in impulsive noise [J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(12): 2701 – 2706. (in Chinese)

作者简介



张俊林 男, 1990 年生于甘肃临夏. 现为解放军信息工程大学硕士研究生. 主要研究方向为通信信号处理.

E-mail: junlinzhang_com@163.com

王彬 (通信作者) 女, 1971 年生于河南郑州. 现为解放军信息工程大学副教授、硕士生导师. 主要研究方向为通信信号处理、水声信号处理. E-mail: commutech@163.com

汪洋 男, 1979 年生于安徽宿州. 现为解放军信息工程大学副教授、硕士生导师. 主要研究方向为通信信号处理、软件无线电技术. E-mail: wywy79@163.com

刘明骞 男, 1982 年生于河南平顶山. 现为西安电子科技大学讲师、硕士生导师. 主要研究方向为通信信号处理、通信对抗、数字通信. E-mail: mqliu@mail.xidian.edu.cn