

基于信噪比估计的非恒模 APCMA 信号识别方法

朱俊昊¹ 王忠勇¹ 巩克现² 王 玮² 马 铎¹

(1. 郑州大学网络空间安全学院 郑州 450001; 2. 郑州大学电气与信息工程学院 郑州 450001)

摘 要: 针对卫星通信信号中非对称成对载波多址 (APCMA) 的非恒模信号识别问题, 本文提出了一种基于信噪比估计的识别算法。首先, 该算法对接收信号进行功率谱估计计算出观测信噪比; 其次, 通过高阶矩计算出有效信噪比, 并结合星座矩算法, 解决了高阶矩计算非恒模信号有效信噪比误差大的问题; 最后, 基于混合信号的观测信噪比高于有效信噪比的特点设计了特征参数 M , 实现了非恒模 APCMA 信号的识别。实验结果表明, 所提算法对于非恒模 APCMA 信号, 在弱信号信噪比大于 0 dB 时的识别率接近 100%。

关键词: 非对称成对载波多址; 信噪比估计; 功率谱; 高阶矩; 非恒模信号; 星座矩

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Non constant modulus APCMA signal recognition method
based on signal-to-noise ratio estimationZhu Junhao¹ Wang Zhongyong¹ Gong Kexian² Wang Wei² Ma Duo¹

(1. School of Cyber Science and Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China;

2. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: This paper proposes a recognition algorithm based on signal-to-noise ratio estimation for the identification of non constant modulus signals in asymmetric paired carrier multiple access (APCMA) in satellite communication signals. Firstly, the algorithm performs power spectrum estimation on the received signal to calculate the observed signal-to-noise ratio; secondly, by calculating the effective signal-to-noise ratio through high-order moment calculation and combining it with constellation moment algorithm, the problem of large errors in the effective signal-to-noise ratio of non constant modulus signals in high-order moment calculation has been solved; finally, based on the characteristic that the observed signal-to-noise ratio of the mixed signal is higher than the effective signal-to-noise ratio, a feature parameter M was designed to achieve the recognition of non constant modulus APCMA signals. The experimental results show that the proposed algorithm achieves a recognition rate of nearly 100% for non constant modulus APCMA signals when the signal-to-noise ratio of weak signals is greater than 0 dB.

Keywords: asymmetric paired carrier multiple access; SNR estimation; power spectrum; higher-order moment; non constant modulus signal; constellation moment

0 引 言

成对载波多址接入^[1-2] (paired carrier multiple access, PCMA) 技术由美国 ViaSat 公司的 Mark Dankberg 在 1998 年创新性地提出, 是一项高效的卫星通信技术^[3]。该技术允许通信双方在同一频带内, 利用卫星进行数据传输, 实现了信号在时域和频域上的高效重叠。这一技术不仅成功地将频带资源需求减半, 还显著增强了信号的抗截获能力^[4]。由于现代信号环境的复杂度不断增加以及先进宽带接收器的广泛使用, 单通道混合信号的应用变得越来越普遍。因此,

无论是在军事还是民用应用中, 混合信号检测都十分重要。

APCMA 作为 PCMA 技术在非对称模式下的一种应用, 其特点在于实现了多个小功率、窄带宽的小站弱信号与单一大功率、宽频带主站强信号的高效混合。这种混合机制确保了所有小站弱信号的频谱成分不仅相互分离, 而且均被主站强信号的频谱覆盖, 实现了频谱资源的深度整合与高效利用。

在非合作通信中, 第三方接收到混合信号之后, 由于强弱信号的功率差异较大, APCMA 信号的时频域特征和单路信号的特征几乎完全相同, 这使得接收方很难检测出接

收信号是单路信号还是混合信号。传统的信号检测方法中,经典的能量检测法只能用于加性高斯白噪声干扰的单个信号。在 AWGN 信道中,噪声的能量服从中心卡方分布,而噪声与信号混叠的能量不服从中心卡方分布^[5-7],因此可以通过这种特性设置合适的阈值检测单路信号。贾光耀等^[8]通过卡尔曼滤波对信号进行处理,由于 APCMA 信号体现为强信号特征,因此无法检测 APCMA 信号。张文娜等^[9]通过高阶累积量对信号进行估计,由于 APCMA 信号中弱信号完全被强信号包裹,算法无法判别。申远哲等^[10]利用瞬时特征对信号进行估计,此算法同样无法应用到 APCMA 信号中。对于 APCMA 信号的识别,相当于检测出强信号中是否包含弱信号。由于弱信号完全被强信号覆盖,混合信号能量分布主要体现为强信号的特征,所以无法利用能量检测法进行识别。廖灿辉等^[11]首先对接收到的混合信号按照强信号的特征进行定时同步处理,然后根据恒模调制信号定时同步前后的星座幅度不会变化的特性消除强信号的干扰,最后利用信号和噪声的带宽不同,通过功率谱估计和峰值检测法得到时频域参数检测是否存在弱信号。但是,弱信号的检测效果受到强信号解调效果的影响,当强信号解调效果较差时算法性能大幅降低。Fu 等^[12]定义观测信噪比是混合信号中强弱信号功率与噪声功率之比,有效信噪比是混合信号中强信号功率对弱信号与噪声功率和的比值。但该文献使用的奇异值算法和最大似然算法的估计误差较大。黄强^[13]利用接收信号的二阶矩和四阶矩的比值计算有效信噪比。由于单路信号和混合信号的高阶矩差异较大,因此,通过观测信噪比和有效信噪比的差异来对混合信号进行识别。该算法解决了信噪比估计误差较大的问题,但是只能对恒模信号进行识别,无法应用到非恒模信号中。

基于以上分析,本文延续文献^[12]的思路,引入星座矩来解决无法识别非恒模混合信号的问题。首先,利用功率谱估计计算出接收信号的观测信噪比;其次,通过二阶矩和四阶矩计算出有效信噪比,并引入星座矩使算法可以识别非恒模信号;最后,根据两者之间存在较大差异提取出特征参数 M 。本文算法解决了无法识别非恒模信号的问题,并且在信噪比大于 0 dB 时就可以对恒模混合信号和非恒模混合信号进行精确的识别。

1 信号模型与问题分析

接收到的 MAPSK 调制的 APCMA 信号的数字基带模型可表示为:

$$s_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_{i,k} + n_k \quad (1)$$

$$x_{i,k} = A_i \exp(j2\pi\Delta f_i kT + \varphi_i) \sum_b a_{i,b} g_i(kT - bT_i + \tau_i) \quad (2)$$

$$a_{i,b} = r_{i,k} \exp[j(\frac{2\pi}{n_{i,k}} q_{i,k} + \theta_{i,k})], k = 1, 2, \dots, K \quad (3)$$

式中: s_k 表示为接收到的混合信号, $x_{i,k}$ ($i = 1, 2, \dots, N$) 是第 i 路信号, n_k 为加性零均值高斯噪声; T 是符号周期, T_i 表示第 i 路信号符号周期; τ_i 表示第 i 路信号时延; A_i 是第 i 路信号幅度; Δf_i 和 φ 表示信号的频率偏移和相位; k 表示 APSK 信号星座图中同心圆个数, $r_{i,k}$ 是第 i 路信号第 k 个同心圆半径, $n_{i,k}$ 表式第 i 路信号第 k 个同心圆上信号点数, $q_{i,k}$ 表式第 i 路信号第 k 个同心圆的信号点, $g_i(t)$ 是信号脉冲波形,本文使用升余弦成型波形。

式(2)中,假设 $i = 1$ 表示强信号, $i = 2, 3, \dots, n$ 表示 $n - 1$ 个弱信号。由于强信号的幅度 A_1 和带宽远大于弱信号,混合信号在频域上整体表现为强信号的特征,因此,采用常规的识别方法无法识别两类信号。重构抵消方法首先估计出强信号的幅度 A_1 、频偏 Δf_1 和时延 τ_1 等参数,然后重构出强信号的波形,最后在混合信号中减去重构的强信号,判断弱信号是否存在,但是这种方法会受到解调算法的影响。式(3)中可以看到,非恒模信号的幅度受到 r_i 的影响不断变化,产生的抖动导致 M2M4 算法无法估计信号的信噪比^[14]。因此,虽然信噪比估计方法可以避免解调产生的误差,但是该算法无法识别非恒模信号。对此,引入星座矩,可以解决非恒模 APCMA 信号的识别问题。图 1 给出了非对称混合信号中信号分量的频谱图。

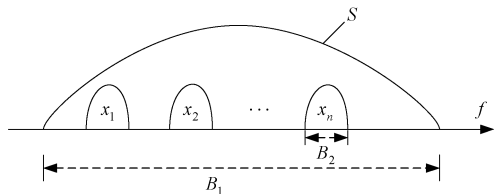


图 1 混合信号频谱

Fig. 1 Mixed signal spectrum

其中, S 为主站强信号, x_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 为第 i 个小站弱信号, B_1 、 B_2 分别为强信号和弱信号的带宽。

2 算法原理

根据第 1 节的问题分析,本文采用信噪比估计的方法对非恒模 APCMA 信号进行识别,该方法需要估计信号的观测信噪比和有效信噪比。观测信噪比主要有子空间和功率谱两种估计方法,由于子空间方法的估计方差较大、复杂度较高,本文采用功率谱估计信号的观测信噪比。有效信噪比主要通过高阶矩和最大似然进行估计,但最大似然方法的估计方差较大,本文选择高阶矩计算信号的有效信噪比。同时,引入星座矩,可以使算法适用于非恒模信号。

2.1 功率谱估计观测信噪比

观测信噪比是混合信号功率对噪声功率的比值。接收信号中噪声的带宽通常大于信号带宽。因此,可以利用信号带宽之外的纯噪声区域,分别计算出信号带宽内的信号功率和信号带宽外的噪声功率,通过二者计算出接收信号的观测信噪比。

接收到的单路信号表达式为:

$$s_k = x_k + n_k \quad (4)$$

下变频后信号功率谱 $S(f)$ 为:

$$S(f) = X(f) + N(f) \quad (5)$$

式中: $X(f)$ 是信号功率谱, $N(f)$ 是噪声功率谱。

由于升余弦成型滤波器具有滚降特性,单路信号的功率谱可以写为:

$$S(f) = \begin{cases} A^2 + \sigma_N^2, f \in (f_c - \frac{1-\alpha}{2}R_B, f_c + \frac{1-\alpha}{2}R_B) \\ X(f) + \sigma_N^2, f \in (f_c - \frac{1+\alpha}{2}R_B, f_c - \frac{1-\alpha}{2}R_B) \cup \\ f \in (f_c + \frac{1-\alpha}{2}R_B, f_c + \frac{1+\alpha}{2}R_B) \\ \sigma_N^2, f \in (-\frac{f_s}{2}, f_c - \frac{1+\alpha}{2}R_B) \cup (f_c + \frac{1+\alpha}{2}R_B, \frac{f_s}{2}) \end{cases} \quad (6)$$

周期图法估计出单路信号的功率谱后,可以得到噪声功率估计值为:

$$\hat{\sigma}_N^2 = \text{mean}(S(f)), f \in (-\frac{f_s}{2}, f_c - \frac{1+\alpha}{2}R_B) \cup (f_c + \frac{1+\alpha}{2}R_B, \frac{f_s}{2}) \quad (7)$$

式中: $\text{mean}(S(f))$ 表示对功率谱 $S(f)$ 求均值。

信号功率估计值为:

$$\hat{A}^2 = \text{mean}(S(f)) - \hat{\sigma}_N^2, f \in (f_c - \frac{1-\alpha}{2}R_B, f_c + \frac{1-\alpha}{2}R_B) \quad (8)$$

由此可得单路信号观测信噪比为:

$$\text{SNR}_{1(\text{单})} = 10 \lg \frac{\hat{A}^2}{\hat{\sigma}_N^2} \quad (9)$$

接收到的混合信号形式如式(1)所示,为了便于分析,对两路信号混合进行分析,此时接收信号可表示为:

$$s_k = x_{1,k} + x_{2,k} + n_k \quad (10)$$

混合信号功率谱如式(11):

$$S(f) = \begin{cases} A^2 + \sum_{i=1}^{N-1} X_i(f) + \sigma_N^2, f \in (f_c - \frac{1-\alpha}{2}R_B, f_c + \frac{1-\alpha}{2}R_B) \\ \sum_{i=0}^{N-1} X_i(f) + \sigma_N^2, f \in (f_c - \frac{1+\alpha}{2}R_B, f_c - \frac{1-\alpha}{2}R_B) \cup \\ f \in (f_c + \frac{1-\alpha}{2}R_B, f_c + \frac{1+\alpha}{2}R_B) \\ \sigma_N^2, f \in (-\frac{f_s}{2}, f_c - \frac{1+\alpha}{2}R_B) \cup (f_c + \frac{1+\alpha}{2}R_B, \frac{f_s}{2}) \end{cases} \quad (11)$$

按照式(7)和式(8)的形式可以求出混合信号的观测信噪比。对式(6)和式(11)进行比较,混合信号的功率谱由所有信号叠加组成,估计得到的观测信噪比将会略高于单路信号的观测信噪比,但是由于弱信号的幅度较小,混合信号

和单路信号观测信噪比之间的差异基本相同。

2.2 M2M4 矩估计有效信噪比

有效信噪比是混合信号中强信号功率对弱信号与噪声功率和的比值。本文采用 M2M4 矩估计算法计算接收信号的有效信噪比。

1) 单路信号分析

接收的单路信号表达式如式(4), M_2 为接收信号的二阶矩:

$$M_2 = E[s_k s_k^*] = E[x_k x_k^* + n_k n_k^* + x_k n_k^* + n_k x_k^*] = E[x_k x_k^*] + E[n_k n_k^*] = S + N \quad (12)$$

式中: $S = E[(x_k x_k^*)] = E[|x_k|^2]$ 为信号能量, $N = E[(n_k n_k^*)] = E[|n_k|^2]$ 为噪声能量。由于两个信号之间相互独立且信号与噪声分布独立,因此, $E[x_k n_k^*]$ 和 $E[n_k x_k^*]$ 均为 0。

M_4 为接收信号的四阶矩:

$$M_4 = E[(s_k s_k^*)^2] = E[(x_k x_k^* + n_k n_k^*)^2] = E[(x_k x_k^*)^2] + E[(n_k n_k^*)^2] + 4E[x_k x_k^* n_k n_k^*] + 2E[x_k x_k^* x_k n_k^*] + 2E[x_k x_k^* n_k x_k^*] + 2E[n_k n_k^* x_k x_k^*] + 2E[n_k n_k^* n_k x_k^*] = E[(x_k x_k^*)^2] + E[(n_k n_k^*)^2] + E[4(x_k x_k^* n_k n_k^*)] = k_e S^2 + k_n N^2 + 4SN \quad (13)$$

式中: $E[(x_k x_k^*)^2] = E[|x_k|^4]$, $E[(n_k n_k^*)^2] = E[|n_k|^4]$, $k_e = E[|s_k|^4]/(E[|s_k|^2])^2$, $k_n = E[|n_k|^4]/(E[|n_k|^2])^2$ 。对于恒定能量的信号, $k_e = 1$, 对于噪声, $k_n = 2^{[15]}$ 。

由以上结论,将式(13)改写为:

$$M_4 = S^2 + 2N^2 + 4SN \quad (14)$$

通过对式(12)和(14)求解,可以得到信号能量和噪声能量的估计值如下:

$$\begin{cases} S = \sqrt{2M_2^2 - M_4} \\ N = M_2 - \sqrt{2M_2^2 - M_4} \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)即可得到单路信号的有效信噪比:

$$\text{SNR}_{2(\text{单})} = \frac{\sqrt{2M_2^2 - M_4}}{M_2 - \sqrt{2M_2^2 - M_4}} \quad (16)$$

2) 混合信号分析

接收的混合信号表达式如式(10),混合信号的二阶矩、四阶矩的形式将会发生变化,如式(17)和(18)所示。

$$M'_2 = S_1 + S_2 + N \quad (17)$$

$$M'_4 = S_1^2 + S_2^2 + 2N^2 + 4(S_1 + S_2)N + 4S_1 S_2 \quad (18)$$

不妨假设 $mS_1 = S_2$ ($0 < m < 1$), S_1 为强信号的功率, S_2 为弱信号的功率。则 M'_2 和 M'_4 可改写为:

$$\begin{cases} M'_2 = (m+1)S_1 + N \\ M'_4 = (m^2 + 4m + 1)S_1^2 + 2N^2 + 4(m+1)S_1 N \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)可以得到混合信号的有效信噪比:

$$\text{SNR}_{2(\text{混})} = \frac{\sqrt{\frac{2M'^2_2 - M'_4}{m^2 + 1}}}{M'_2 - (m+1)S_1} \quad (20)$$

通过对比式(16)和式(20),可以得出混合信号和单路信号的差异是由 m 导致的。 $m = 0$ 时表示信号为单路信号, $m > 0$ 时表示信号中存在其他信号,当 $m = 1$ 时,此时两个信号功率相等。由文献[12]可知,当两个信号混合时,混合信号的有效信噪比将低于单路信号的信噪比。两路信噪比为 10 dB 的信号混合时,混合信号的信噪比将比任意单路信号的信噪比低约 6.37 dB。

2.3 M2M4+星座矩算法

M2M4 矩估计算法在恒模信号中有很好的效果,但接收信号是非恒模信号时,由于信号幅度不断变化,产生的抖动会导致 M2M4 估计算法不能对非恒模信号进行有效识别^[16]。为了解决这一问题,通过引入星座矩使 M2M4 算法能够适用于非恒模信号。

星座矩的定义为:

$$c_l = E\{|x_k|^l\} = \sum_{i=1}^I P_i R_i^l \quad (21)$$

式中: I 表示信号的同心圆个数, P_i 表示第 i 圈半径出现的概率, R_i 表示第 i 圈星座点的半径。

信号包络的真实矩为:

$$M_l = E\{|s_k|^l\} = N^{\frac{l}{2}} \sum_{i=1}^I P_i \Gamma(\frac{l}{2} + 1) e_1^{-\rho R_i^2} {}_1F_1(\frac{l}{2} + 1; 1; \rho R_i^2) \quad (22)$$

式中: Γ 是伽马函数, ${}_1F_1$ 是合流超几何函数。

实际估计时,信号的矩计算如下:

$$\hat{M}_l = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |s_k|^l \quad (23)$$

当数据量足够大时,信号矩的真实值和计算值为无偏估计。

当 l 为偶数阶时, $E\{|n_k|^{2m}\} = m! \cdot N^m$, 星座矩为 $c_{2l} = E\{|x_k|^{2l}\}$, 假设对星座功率归一化,则 $c_2 = 1$ 。则式(25)可化简为:

$$M_{2n} = \sum_{m=0}^n \frac{(n!)^2}{(n-m)! (m!)^2} c_{2m} S^m N^{n-m} \quad (24)$$

由式(27)可以求出非恒模信号的二阶矩和四阶矩为:

$$\begin{cases} M_2'' = S + N \\ M_4'' = c_4 S^2 + 4SN + 2N^2 \end{cases} \quad (25)$$

联立求解,即可以得到适用于非恒模信号的 M2M4 信噪比估计表达式:

$$SNR_2 = \frac{\sqrt{\frac{2M_2''^2 - M_4''}{2 - c_4}}}{M_2'' - \sqrt{\frac{2M_2''^2 - M_4''}{2 - c_4}}} \quad (26)$$

2.4 APCMA 信号识别流程

混合信号的观测信噪比和有效信噪比存在较大的差异,因此,本文根据这一特点提取出特征参数 M (观测信噪比和有效信噪比的差值),设置一个合适的阈值,通过将参数 M 与阈值 γ 进行比较来判断接收信号的类型(单路信号

或 APCMA 信号)。本文算法的识别性能受到阈值 γ 的影响,阈值的设定将在仿真中进行进一步的分析。

本文算法的 APCMA 信号识别流程如算法 1 所示。

算法 1 APCMA 信号识别流程

输入:接收信号 s_k , 下采样率 d , 阈值 G

输出:信号类型(是否为混合信号)

功率谱估计:按照式(5)计算出 $S(f)$;

功率计算:由式(7)和式(8)计算出接收信号的信号功率 $\hat{A}^2$ 和噪声功率 $\hat{\sigma}_N^2$;

观测信噪比:根据信号功率和噪声功率计算出观测信噪比 SNR_1

计算高阶矩:按照式(25)计算出接收信号的二阶矩和四阶矩;

有效信噪比:根据式(28)估计求出信号的有效信噪比 SNR_2 ;

特征参数:提取特征参数 $M = SNR_1 - SNR_2$;

结果判定:若 $M > G$, 接收信号为混合信号;若 $M < G$, 接收信号为单路信号;

3 仿真分析

实验所用的强弱信号均为 DVB 标准中的 APSK 信号,信号中心频率相同,过采样倍数为 4,采用平方根升滤波器进行成型滤波,滚降因子取 0.30,信道为高斯白噪声信道,接收端进行相应的匹配滤波。本文针对信噪比大于 0 dB 的情形对算法性能进行测试。

图 2 和 3 分别是单路信号和混合信号的频谱图。由于混合信号在频域上整体体现为强信号的特征,因此,从频谱图中无法区别接收信号是否包含弱信号。

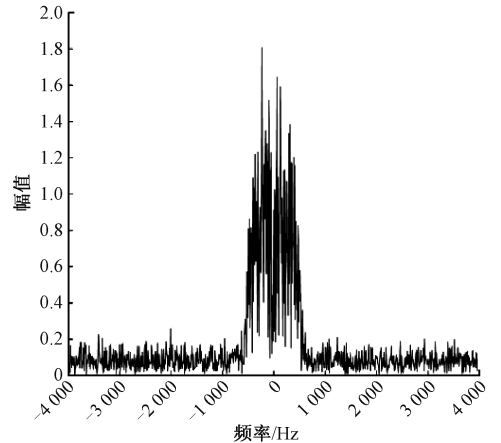


图 2 单路信号频谱

Fig. 2 Single channel signal spectrum

3.1 算法有效性分析

强弱信号带宽比为 2:1,强弱信号符号数之比为 2:1,

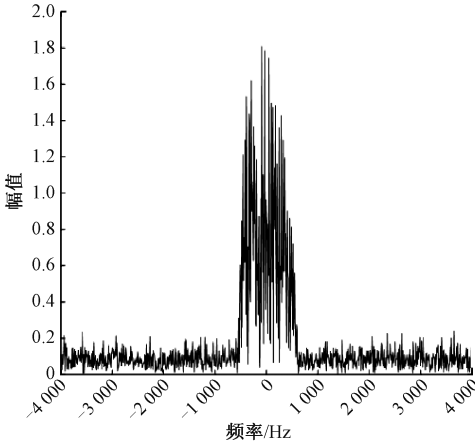


图 3 混合信号频谱

Fig. 3 Mixed signal spectrum

进行 1 000 次蒙特卡洛仿真,分析本文算法对单路信号和混合信号的有效性。图 4 为两种信噪比估计算法对非恒模单路信号信噪比估计均值。

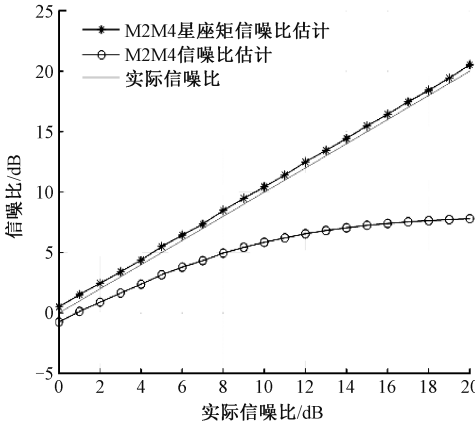


图 4 非恒模信号信噪比估计均值

Fig. 4 Mean estimation of signal-to-noise ratio for non constant modulus signals

从图 4 中可以看出没有引入星座矩的识别算法对非恒模信号的检测效果很差,在 0 dB 处就比实际信噪比低了近 1 dB。引入星座矩后,算法的性能得到极大提升,估计的信噪比基本和实际信噪比相同。

从图 5 中可以看出,引入星座矩后,算法对非恒模混合信号的识别率有很大提升。结合图 4 和 5 可以看到当算法引入星座矩时,非恒模单路信号和混合信号的估计值区别较大,可以通过特征参数识别是否为混合信号。反之,只有 M2M4 矩估计时,对非恒模单路信号和混合信号的估计结果区别较小,算法无法通过参数 M 对混合信号进行识别。

3.2 阈值设定

随着弱信号功率的增加,混合信号的信噪比将逐渐降低,因此阈值的设定要在确保能够刚好将混合信号与单路信号区分开的情形。为了保证这种状况,设定弱信号信噪

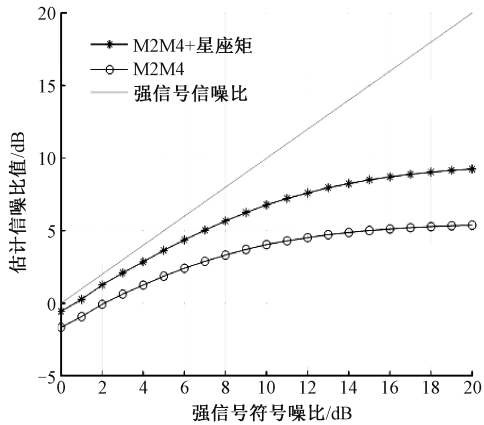


图 5 混合信号信噪比估计均值

Fig. 5 Mean estimation of signal-to-noise ratio for mixed signals

比为 0 dB(噪声和弱信号功率相同),强弱信号带宽比为 2:1,强弱信号符号数之比为 2:1,进行 1 000 次蒙特卡洛仿真,图 6 和 7 给出了在此条件下参数 M 随强信号信噪比变化的估计均值。

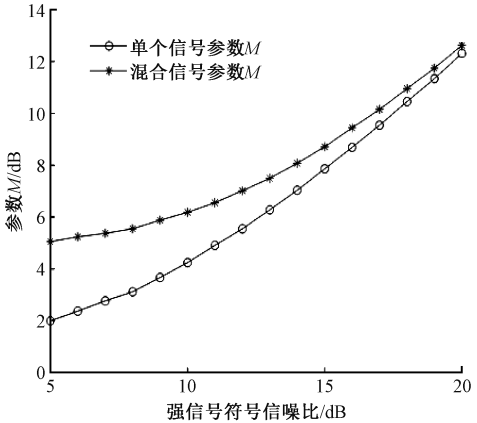


图 6 原算法参数 M 估计均值

Fig. 6 Estimated mean of original algorithm parameter M

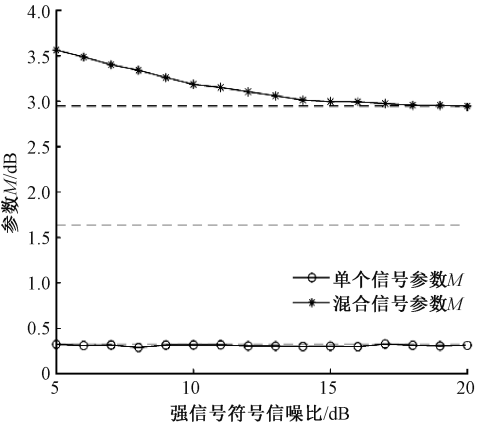


图 7 星座矩+M2M4 算法参数 M 估计均值

Fig. 7 Constellation moment+M2M4 algorithm parameter M estimation mean

从图 6 中可以看到,单路信号和混合信号的特征参数 M 区别较小,无法划分出合适的阈值。因此,算法 A 并不能对非恒模信号进行检测。

从图 7 中可以看到,本文算法对非恒模的单路信号和混合信号区分效果较好。单路信号的特征参数 M 趋于比较稳定的数值,混合信号的特征参数 M 随着强信号信噪比的增加,数值缓慢降低。因此,设置阈值 1.52 dB。当使用本文算法对信号进行估计,阈值大于 1.52 dB,说明此时接收信号为混合信号,阈值小于 1.52 dB,即为单路信号。

3.3 算法识别率分析

本文将文献[12]的算法称为算法 A,文献[10]的算法称为算法 B。首先比较恒模混合信号下本文算法与算法 A 和算法 B 的性能。混合信号由强信号和一路弱信号混合得到,设强信号的信噪比为 20 dB,强弱信号带宽比为 1:1,强弱信号符号数之比为 1:1,进行 1 000 次蒙特卡洛仿真。

在图 8 中,具体分析了随着弱信号信噪比增加,3 种算法对混合信号的识别性能。可以看到,对于恒模信号,本文算法和算法 A 的性能相同,在 0 dB 时就可以达到 100% 的识别率,而算法 B 的识别性能略差,在 3 dB 时才达到 100%。

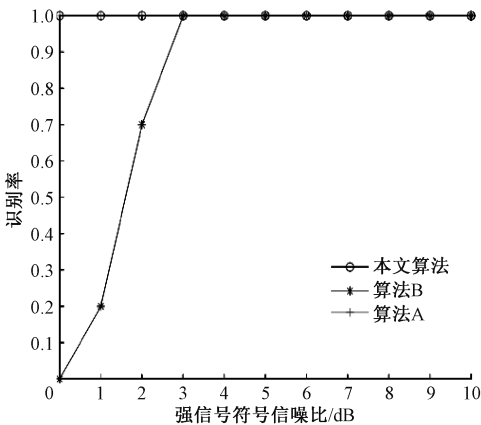


图 8 恒模混合信号识别率

Fig. 8 Constant modulus mixed signal recognition rate

对于非恒模混合信号,主要对比本文算法和算法 A 的识别性能,仿真条件和恒模混合信号相同。

结合图 8 和 9,观察到算法 A 对恒模信号的识别效果较好,对于非恒模信号无法进行检测。本文算法对于恒模信号和非恒模信号都有很好的识别效果,在信噪比大于 0 dB 时可以达到 100% 的识别率。

取强信号信噪比为 15 dB,当强弱信号总带宽比为 2:1,进行 1 000 次蒙特卡洛仿真。分析不同弱信号个数对本文算法的影响,取弱信号的信噪比为 0 dB、4 dB、8 dB、12 dB。从表 1 可以看到,本文算法的识别率均接近 100%。

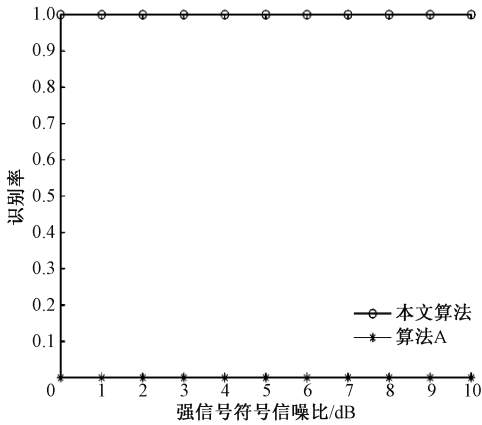


图 9 非恒模混合信号识别率

Fig. 9 Non constant modulus mixed signal recognition rate

表 1 不同弱信号个数及信噪比本文算法识别

不同弱信号个数	0 dB	4 dB	8 dB	12 dB
没有弱信号	100	100	100	100
一个弱信号	99.8	100	100	100
两个弱信号	99.3	100	100	100

4 结 论

本文针对 APCMA 信号识别问题,提出了一种可以应用于恒模信号和非恒模信号的识别算法。实验结果表明,该算法相较于原有算法,在低信噪比下对恒模和非恒模 APCMA 信号的识别率均接近于 100%。本文所提算法主要对调制信号进行分析,扩频等其他类型的弱信号检测将是下一步研究的重点。

参考文献

[1] YANG Y, ZHANG D L, PENG H. Frequency offset estimation of the linear mixture of two co-frequency 8 phase-shift keying modulated signals[J]. IET Signal Processing, 2015, 9(10): 186-192.

[2] WU CH L, LIU ZH, WANG X, et al. Single-channel blind source separation of co-frequency overlapped GMSK signals under constant-modulus constraints[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(3): 486-489.

[3] 孙长龙. 卫星通信 PCMA 应用研究[J]. 无线电工程, 2024, 54(9): 2273-2278.

SUN CH L. Research on PCMA application in satellite communication[J]. Radio Engineering, 2024, 54(9): 2273-2278.

[4] DUAN CH W, ZHAN Y F, LIANG H. More general performance evaluation or single-channel PCMA signals blind separation [J]. IET Communications,

- 2017,11(15): 2297-2302.
- [5] 王懋,袁新波,张海黎. 基于能量检测法的统计特性分析[J]. 航天电子对抗, 2014, 30(6): 41-44, 64.
WANG M, YUAN X B, ZHANG H L. Statistical characteristics analysis based on energy detection method [J]. Aerospace Electronic Warfare, 2014, 30(6): 41-44, 64.
- [6] RAHUL K, KUMAR S S. On effective rate and energy detection based spectrum sensing over cascaded FTR fading channel[J]. AEUE-International Journal of Electronics and Communications, 2021, 138: 153862.
- [7] 崔校瑞. 基于非中心卡方分布最大值的球形译码检测算法[J]. 自动化技术与应用, 2019, 38(12): 154-156, 159.
CUI X R. Spherical decoding detection algorithm based on the maximum value of non-central chi-square distribution [J]. Automation Technology and Applications, 2019, 38(12): 154-156, 159.
- [8] 贾光耀, 闫飞. 基于卡尔曼滤波迭代学习的交通信号控制方法[J]. 电子测量技术, 2023, 46(8): 126-133.
JIA G Y, YAN F. Traffic signal control method based on iterative learning of Kalman filter[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(8): 126-133.
- [9] 张文娜, 孙运强, 姚爱琴, 等. 基于高阶累积量的数字调制识别[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(7): 126-132.
ZHANG W N, SUN Y Q, YAO AI Q, et al. Digital modulation recognition based on high-order cumulants[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(7): 126-132.
- [10] 申远哲, 孙运强, 姚爱琴, 等. 基于改进瞬时特征参数的数字调制识别[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(8): 146-152.
SHEN Y ZH, SUN Y Q, YAO AI Q, et al. Digital modulation recognition based on improved instantaneous characteristic parameters [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(8): 146-152.
- [11] 廖灿辉, 周世东, 朱中梁, 等. 从强信号掩盖中检出弱信号的一种新检测算法[J]. 系统仿真学报, 2010, 22(4): 986-990.
LIAO C H, ZHOU SH D, ZHU ZH L, et al. A new detection algorithm for detecting weak signals from strong signal masking [J]. Journal of System Simulation, 2010, 22(4): 986-990.
- [12] FU J, HUANG Q, PENG H. Single-channel mixed signal detection based on signal noise ratio estimation[C]. 2017 IEEE 2nd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference(ITNEC 2017), 2017.
- [13] 黄强. 单通道混合信号识别与 APCMA 信号盲分离技术研究[D]. 郑州: 解放军信息工程大学, 2017.
HUANG Q. Research on single channel mixed signal recognition and APCMA signal blind separation technology [D]. Zhengzhou: PLA Information Engineering University, 2017.
- [14] GIANMARCO R. On asymptotic efficiency of the M_2M_4 signal-to-noise estimator for deterministic complex sinusoids[J]. Sensors (Basel, Switzerland), 2021, 21(15): 4950.
- [15] STEFANOS D, CHRISTOS S, PARASKEVAS B, et al. Blind SNR estimation for QAM constellations based on the signal magnitude statistics[J]. National Technical University of Athens (Greece); CREOL, The College of Optics and Photonics, University of Central Florida (United States), 2013, 9009: 1-9.
- [16] WANG W T, SHEN Y Y, WANG Y Q. Low-complexity non-data-aided SNR estimation for multilevel constellations [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(1): 113-116.

作者简介

朱俊昊, 硕士研究生, 主要研究方向为宽带无线通信、数字信号处理。

E-mail: zjh_zzu@163.com

王忠勇, 教授、博士生导师, 主要研究方向无线通信、信号处理、消息传递理论。

E-mail: iezywang@zzu.edu.cn

巩克现, 教授, 主要研究方向为无线通信、信号分析与处理、无线接入、信道编码、电子对抗等。E-mail: ggkx@163.com

王玮(通信作者), 副教授, 主要研究方向为无线通信、信号处理等。

E-mail: iewwang@zzu.edu.cn

马铎, 硕士研究生, 主要研究方向为宽带无线通信、数字信号处理。

E-mail: 2474501221@qq.com