

文章编号:1004-9037(2013)06-0000-00

基于累积量的混合信号识别算法性能分析

瞿孟虹 何晓霜 游 凌

(西南电子电信技术研究所,成都,610041)

摘要:为提高存在定时误差条件下基于累积量特性的混合信号识别算法性能,本文给出了一种修正的混合信号识别算法。通过将混合信号模型代入累积量表表达式,定量分析过采样率、定时偏差、基带成型脉冲函数对识别性能的影响,优化影响算法性能的关键参数实现途径,从而给出具有更高稳定性、更好识别率的修正算法。计算机仿真结果验证了修正算法的有效性。

关键词:累积量;同频干扰;调制识别

中图分类号:TN911.7 **文献标志码:**A

Performance Analysis for Cumulant-Based Identification Algorithm of Mixed Signals

Qu Menghong, He Xiaoshuang, You Ling

(Research Institute of Electronic and Telecommunication Technology of Southwest China, Chengdu, 610041, China)

Abstract: In order to improve the performance of cumulant-based identification algorithm existing timing error, a modified algorithm is presented. It has better stability and higher recognition probability. Firstly, model of mixed signals is used in cumulant expression. Then, effects of unknown parameters, such as over sampling ratio, timing error and based-band pulse-shaping function are all analyzed quantitatively. Further, an improving method which can reduce the effects of factors that affect performance of recognition obviously is given. The experiment results show the validity of the modified algorithm.

Key words: cumulant; co-channel interference; modulation recognition

引 言

研究同一信道多信号混合条件下的识别问题,即判断是否为混合信号及各信号的调制方式,是频谱监视、威胁评估、干扰检测领域的重要研究内容。

混合信号识别可以分为两大类,即功率对称混合信号识别与功率非对称混合信号识别。对功率对称混合信号而言,需要先判断是否是混合信号,然后再识别分量信号的调制方式。功率对称混合信号识别方法主要有以下两类。第一类方法默认接收信号是混合信号,先进行混合信号分离,然后利用单信号识别方法对分量信号进行调制识别,本质上仍是单信号识别。如:Lu 根据各信号的来波方向不同,采用波束零陷技术将每个信号从混合信号中分离后再识别^[1];EI-Mahdy 针对 PM 和 FM

调制的语音混合信号,采用阵列天线进行接收,用最大似然方法估计出各信号参数并重构相位波形后再进行调制识别^[2];高玉龙从循环谱出发,根据 BPSK、QPSK 和 OQPSK 信号在某些循环频率上的差异提取特征^[3];张弛等利用高阶累积量特征实现对单一数字调制信号进行识别^[4],沈伟等利用三阶累积量抑制高斯噪声后,利用包络检测及视频图像 Radon 变换,提取伪码-线性调频复合信号特征参数^[5]。第二类方法是直接从接收混合信号出发进行识别,这方面的研究成果较少。万坚针对混合信号与单信号在星座图上的差异,定义星座图零点聚类指数进行识别^[6],该方法对定时、频偏非常敏感。考虑到信号的高阶累积量包含星座图的信息,可以作为星座图的一个签名,程汉文在已知一个信号调制类型前提下,研究了共用同一信道中另一未知信号的调制识别问题^[7],利用已知信号的确定累

积量,通过与混合信号累积量值相减,得到未知信号的累积量,以此完成特征识别。算法假定噪声功率已知,采用矩形成型,当采用升余弦成型时识别性能会恶化。廖灿辉等人提出一种利用累积量和似然特征的单一混信号调制识别算法^[8],算法在功率相当及定时精确条件下性能优越。

为提高存在定时误差条件下基于累积量特性的混合信号识别算法性能,本文通过分析过采样率、定时偏差、基带成型对算法性能的影响,优化关键参数实现途径,给出了一种修正的混合信号识别算法。计算机仿真验证了修正算法的有效性。

1 信号模型

设接收信号的模型为

$$r(t) = s(t) + n(t) = h_1 \sum_k a_{1,k} e^{j\Delta\omega_1 t + \varphi_1} g(t - kT + \tau_1) + h_2 \sum_k a_{2,k} e^{j\Delta\omega_2 t + \varphi_2} g(t - kT + \tau_2) + n(t) \quad (1)$$

式中:当 $s(t)$ 是常规调制信号时,有 $h_1 \neq 0$, $h_2 = 0$ 。 T 是符号周期, $\Delta\omega_i$ 是残余载波, τ_i 是定时偏移,假定 $0 \leq \tau_i < T$, $a_{i,k}$ 是独立同分布的符号序列, $g(t)$ 是等效信道滤波器,包括成型、信道和匹配滤波。

2 基于累积量的混合信号识别算法

考虑到信号的高阶累积量包含了信号的调制信息,且 2 阶以上的累积量能消除高斯噪声的影响,具有良好的抗噪声能力,因此常常被提取出来作为特征进行调制识别。高阶累积量除了具有抑制高斯噪声优点外,若随机变量 $\{x_i\}$ 和 $\{y_i\}$ 统计独立,则合成随机向量的累积量具有“半不变性”,具体描述如下

$$\begin{aligned} \text{cum}(x_1 + y_1, \dots, x_k + y_k) = \\ \text{cum}(x_1, \dots, x_k) + \text{cum}(y_1, \dots, y_k) \end{aligned} \quad (2)$$

式中: cum 表示累积量。设接收信号单个符号间隔的平均能量为 E , 则对于常规调制信号而言,四阶累积量值正比于 E^2 , 六阶累积量值正比于 E^3 ; 功率对称混合信号是相互独立的两个同调制信号混合,每个信号单个符号间隔的平均能量为 $E/2$, 四阶累积量值正比于 $(E/2)^2 + (E/2)^2 = E^2/2$, 六阶累积量值正比于 $(E/2)^3 + (E/2)^3 = E^3/4$ 。可以看出,功率对称混合信号四阶以上累积量值与常规调制信号的累积量值不同,可用于区分这两类信号^[8]。

算法区分混合信号与单信号的流程为:

步骤 1, 对接收信号 $r(t)$ 按采样周期 T_s 采样, 得到全采样序列 r_k 。

步骤 2, 利用 M. Morelli 提出的开环定时估计算法^[8]对定时进行调整

$$\begin{aligned} \hat{\tau} = -\frac{T}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{NL_0-1} \left| r\left(\frac{kT}{N}\right) \right|^2 e^{-j2\pi k/N} \right\} \\ x_k = r(kT + \hat{\tau}) \end{aligned} \quad (3)$$

式中: L_0 为符号个数, N 为采样倍数, 得到定时抽取序列 x_k 。

步骤 3, 利用累积量与矩的关系^[9], 应用循环平稳与平稳间的转换关系^[10], 求定时抽取序列的累积量。定义参数 $F_1 = |C_{63}^2/C_{42}^3|$ 为区分混合信号的特征参数。

3 性能分析

接收的信号 $r(t)$ 可以看作是相互独立的高斯随机过程 $n(t)$ 和循环平稳随机过程 $s(t)$ 的叠加。根据累积量的性质, n 时刻 2 阶以上累积量能消除高斯噪声的影响

$$\begin{aligned} C_4^n(n, \tau_1, \tau_2, \tau_3) = C_4^s(n, \tau_1, \tau_2, \tau_3) + \\ C_4^n(n, \tau_1, \tau_2, \tau_3) = C_4^s(n, \tau_1, \tau_2, \tau_3) \end{aligned} \quad (4)$$

非平稳随机过程 $s(t)$ 可以近似看作是零均值的, 其 n 时刻的 4 阶累积量定义为

$$\begin{aligned} \overline{C_{42}^s}(n, \tau_1, \tau_2, \tau_3) = \\ \overline{\text{cum}}[s(n), s(n + \tau_1), s^*(n + \tau_2), s^*(n + \tau_3)] \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \overline{\text{cum}}[y_1, y_2, y_3, y_4] = \\ \overline{E}[y_1, y_2, y_3, y_4] - \overline{E}[y_1, y_2] \overline{E}[y_3, y_4] - \\ \overline{E}[y_1, y_3] \overline{E}[y_2, y_4] - \overline{E}[y_1, y_4] \overline{E}[y_2, y_3] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\overline{E}[y(n)] = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n E[y(k)] \quad (7)$$

3.1 整数倍采样

观察 L_0 个符号, 结束时刻 $n = L_0 T$ 时的累积量对观察时间内信号的累积量作近似, 有

$$\begin{aligned} \overline{C_{42}^s}(L_0 T, 0, 0, 0) = \\ \overline{E}[|s(L_0 T)|^4] - |\overline{E}[s^2(L_0 T)]|^2 - \\ 2[\overline{E}[|s(L_0 T)|^2]]^2 \\ \overline{C_{63}^s}(L_0 T, 0, 0, 0) = \\ \overline{E}[|s(L_0 T)|^6] - 6\overline{E}[s^2(L_0 T)] \cdot \\ \overline{E}[|s(L_0 T)|^2 \cdot s^2(L_0 T)] - \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned}
 & 9 \overline{E} [|s(L_0 T)|^4] \cdot \overline{E} [|s(L_0 T)|^2] + \\
 & 18 [\overline{E} [s^2(L_0 T)]]^2 \cdot \overline{E} [|s(L_0 T)|^2] + \\
 & 12 [\overline{E} [|s(L_0 T)|^2]]^3 \quad (9)
 \end{aligned}$$

若将每个符号内的第 i 个采样点组成一个子序列,对整数倍过采样序列分组重排,可得到 $N = f_s/R_s$ 个子序列 $\{s_i(n)\}, n=0,1,\dots,L_0-1, i=1,2,\dots,N$

$$\begin{aligned}
 s_i(n) = & h_1 \sum_k a_{1,k} e^{j(\Delta\omega_1(nT+iT_s)+\varphi_1)} g(nT+iT_s-kT+\tau_1) + \\
 & h_2 \sum_k a_{2,k} e^{j(\Delta\omega_2(nT+iT_s)+\varphi_2)} g(nT+iT_s-kT+\tau_2) \quad (10)
 \end{aligned}$$

子序列内每个采样点对应于一个发送符号,则每个子序列都是平稳随机序列,因此有

$$\overline{E} [|s(L_0 T)|^6] = \frac{1}{L_0 N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{L_0-1} E [|s_i(k)|^6] \quad (11)$$

其他矩函数也具有类似的表达式。

3.1.1 基带脉冲成型为矩形

两路信号的符号相互独立。此时,同一符号内采样点值相等,各子序列中相同位置上采样点取得的统计量与定时误差 τ_1, τ_2 无关。式(10)可描述为

$$\begin{aligned}
 s_i(n) = & h_1 a_{1,n} e^{j(\Delta\omega_1(nT+iT_s)+\varphi_1)} + h_2 a_{2,n} e^{j(\Delta\omega_2(nT+iT_s)+\varphi_2)} \\
 & n=0,1,\dots,L_0-1, i=1,2,\dots,N \quad (12)
 \end{aligned}$$

与式(8)(9)相关的矩函数,对 QPSK、8PSK、16QAM 都成立的有

$$\overline{E} [|s(L_0 T)|^2 \cdot s^2(L_0 T)] = 0, \overline{E} [s^2(L_0 T)] = 0$$

$$\overline{E} [|s(L_0 T)|^2] = |h_1|^2 + |h_2|^2$$

仅对 QPSK、8PSK 成立的有

$$\begin{aligned}
 & \overline{E} [|s(L_0 T)|^6] = \\
 & |h_1|^6 + |h_2|^6 + 9|h_1|^2|h_2|^4 + 9|h_1|^4|h_2|^2
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \overline{E} [|s(L_0 T)|^4] = \\
 & |h_1|^4 + |h_2|^4 + 4|h_1|^2|h_2|^2
 \end{aligned}$$

仅对 16QAM 成立的有

$$\begin{aligned}
 \overline{E} [|s(L_0 T)|^6] = & \frac{49}{25} (|h_1|^6 + |h_2|^6) + \\
 & 9 \cdot \frac{33}{25} \cdot (|h_1|^2|h_2|^4 + |h_1|^4|h_2|^2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{E} [|s(L_0 T)|^4] = & \frac{33}{25} (|h_1|^4 + |h_2|^4) + \\
 & 4|h_1|^2|h_2|^2
 \end{aligned}$$

定义单位符号的能量为 $E_s = h_1^2 + h_2^2$,从推导式可知,区分参数 F_1 的取值与频偏、相偏、定时偏差无关,仅与干信比有关,其关系图如图 1 所示。

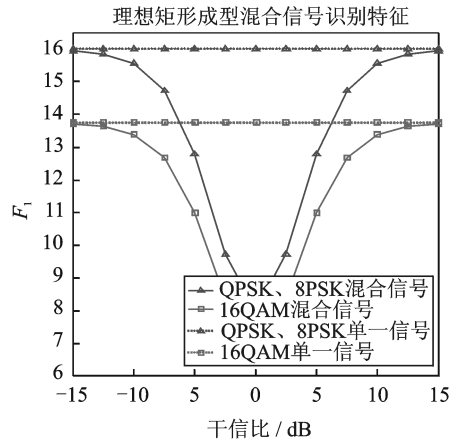


图 1 特征参数 F_1 随干信比 $10\log(h_2^2/h_1^2)$ 变化关系图

功率相等时,混合信号与单一信号的分离特征最为明显,随着干信比增大或减小,混合信号与单一信号特征值逼近,难以区分。功率对称条件下各信号抽样序列 x_k 的累积量典型理论值如表 1 所示。

表 1 各调制信号抽样序列 x_k 的累积量典型理论值

调制信号	C_{12}	C_{63}	F_1
QPSK	$-E_s^2$	$4E_s^3$	16
8PSK	$-E_s^2$	$4E_s^3$	16
16QAM	$-17/25E_s^2$	$52/25E_s^3$	13.76
QPSK 混合	$-1/2E_s^2$	E_s^3	8
8PSK 混合	$-1/2E_s^2$	E_s^3	8
16QAM 混合	$-17/50E_s^2$	$13/25 E_s^3$	6.88

3.1.2 基带脉冲成型为归一化任意脉冲

两路信号的符号相互独立。此时,式(10)可描述为

$$\begin{aligned}
 s_i(n) = & h_1 \sum_{k=1-L}^L a_{1,k+n} e^{j(\Delta\omega_1(nT+iT_s)+\varphi_1)} g_1(-kT+iT_s+\tau_1) + \\
 & h_2 \sum_{k=1-L}^L a_{2,k+n} e^{j(\Delta\omega_2(nT+iT_s)+\varphi_2)} g_2(-kT+iT_s+\tau_2) \\
 & n=0,1,\dots,L_0-1, i=1,2,\dots,N \quad (13)
 \end{aligned}$$

式中: $g_1(t), g_2(t)$ 满足 $g(t) = 0, |t| > LT$ 。为简化分析,忽略相隔 2 个以上符号的码间干扰,取 $L=1$ 。则与式(8,9)相关的矩函数,对 QPSK、8PSK、16QAM 都成立的有

$$\overline{E} [s^2(L_0 T)] = \frac{1}{L_0 N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{L_0-1} E [s_i^2(k)] = 0$$

$$\overline{E} [|s(L_0 T)|^2 \cdot s^2(L_0 T)] = 0$$

$$\overline{E} [|s(L_0 T)|^2] = P_{20}^{(1)} |h_1|^2 + P_{20}^{(2)} |h_2|^2$$

仅对 QPSK、8PSK 成立的有

$$\overline{E}[|s(L_0 T)|^4] = \sum_{l=1}^2 (P_{40}^{(l)} + 2P_{42}^{(l)}) |h_l|^4 + 4P_{42} |h_1|^2 |h_2|^2$$

$$\overline{E}[|s(L_0 T)|^6] = \sum_{l=1}^2 (P_{60}^{(l)} + 9P_{62}^{(l)}) |h_l|^6 + 9 \cdot (P_{20}^{(1)} \cdot (P_{40}^{(2)} + 2P_{42}^{(2)})) |h_1|^2 |h_2|^4 + 9 \cdot (P_{20}^{(2)} \cdot (P_{40}^{(1)} + 2P_{42}^{(1)})) |h_1|^4 |h_2|^2$$

仅对 16QAM 成立的有

$$\overline{E}[|s(L_0 T)|^4] = \sum_{l=1}^2 \left(\frac{33}{25} P_{40}^{(l)} + 2P_{42}^{(l)} \right) |h_l|^4 + 4P_{42} |h_1|^2 |h_2|^2$$

$$\overline{E}[|s(L_0 T)|^6] = \sum_{l=1}^2 \left(\frac{49}{25} P_{60}^{(l)} + 9 \cdot \frac{33}{25} P_{62}^{(l)} \right) |h_l|^6 + 9 \cdot \left(P_{20}^{(1)} \cdot \left(\frac{33}{25} P_{40}^{(2)} + 2P_{42}^{(2)} \right) \right) |h_1|^2 |h_2|^4 + 9 \cdot \left(P_{20}^{(2)} \cdot \left(\frac{33}{25} P_{40}^{(1)} + 2P_{42}^{(1)} \right) \right) |h_1|^4 |h_2|^2$$

其中

$$P_{mz}^{(l)} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^1 g^{m-z} (-kT + iT_s + \tau_l) g^z \times$$

$$(- (k+1) \% 2 \cdot T + iT_s + \tau_l)$$

x 号应该放在g(.)函数之前

$$P_{mz} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^1 g^{m-z} (-k_1 T + iT_s + \tau_1) g^z \times$$

$$(-k_2 T + iT_s + \tau_2)$$

x 号应该放在g(.)函数之前

$$m=6; z=0, 2, 4; l=1, 2$$

单位符号的能量为 $E_s = P_{20}^{(1)} |h_1|^2 + P_{20}^{(2)} |h_2|^2$, F_1 随两信号功率变化可由上面推导得到。从推导式可知, QPSK、8PSK、16QAM 信号的 F_1 取值与频偏、相偏无关, 仅与采样倍数、干信比、定时误差有关。

综合上述两类成型脉冲, 可得以下结论:

(1) 对于矩形成型, 混合信号识别参数不受采样倍数的影响, 能达到最佳采样序列所得值。

(2) 对于成型滤波器为钟形, 当单倍采样, 且两信号的定时误差 $\tau_1 = \tau_2 = 0$ 时, 有 $z \neq 0$ 时, $P_{mz}^{(l)} \rightarrow 0$, $P_{mz} \rightarrow P_{m0}^{(l)}$, 相应的识别参数 F_1 能逼近最优采样对应值。

(3) 随着定时误差 τ_1, τ_2 的增加, $P_{mz}, P_{m0}^{(l)}$ 值的衰减增加, 计算值越偏离理想值, 受定时偏差影响越明显。对于多倍采样, 虽然偏离理想值, 但由于 $P_{mz}, P_{m0}^{(l)}$ 中较大衰减的采样点损失可由较小衰减的采样点值来补偿, 受定时偏差影响不明显。

3.2 非整数倍采样

当符号速率 R_s 存在误差时, 以 f_s 采样, 平均

每个符号采样点数 N 为非整数, 记 $N = f_s / R_s = U/V, U, V$ 为不可约整数 $U \geq V$ 。以观测结束时 $n = L_0 T$ 时刻的累积量值作为观测时间内信号累积量的估计, 取 $K = \lfloor L_0 \cdot U/V \rfloor$ 个采样点构成分数倍采样序列 $\{s(k)\}$ 。

由于每符号采样点非整数, 为保证重排后的子序列是平稳随机的, 将每 V 个符号周期内的第 i 个采样点构成子序列 $\{s_i(n)\}$, 此时子序列数目为 U 。

显然, 重排后的子序列具有与整数倍过采样时子序列相同的性质, 由原始采样序列 $\{s(k)\}$ 的累积量特性也与整数倍采样的结论相同。

文献[7]所描述的混合信号识别, 本质上就是单倍采样的情况, 受定时误差影响明显。在混合信号条件下, 较大的定时误差经常存在, 因此, 需要对算法进行修正, 修正算法实现步骤为

步骤 1 对接收信号 $r(t)$ 按采样周期 T_s 采样, 得到全采样序列 r_k 。

步骤 2 对整数倍采样的情况, 将每个符号内的第 i 个采样点组成一个子序列 $\{s_i(n)\}$, 对整数倍过采样序列分组重排, 可得到 $N = f_s / R_s$ 个子序列。对非整数倍采样的情况, 按 3.2 的方法, 将每 V 个符号周期内的第 i 个采样点构成子序列 $\{s_i(n)\}$, 此时子序列数目为 U 。

步骤 3 利用累积量与矩的关系, 循环平稳与平稳间的转换关系, 求序列的累积量及参数 F_1 。

4 计算机仿真分析

添加: T为符号周期

考虑成型滤波器滚降系数为 0.3, 图 2 给出了混合 QPSK、混合 8PSK, 不同定时误差条件下, 干信比在 $-15 \text{ dB} \sim 15 \text{ dB}$ 变化, 单倍采样、20 倍时特征参数 F_1 的理论值变化图。图 3 给出了干信比为 0 dB 时, 混合 QPSK、混合 8PSK、混合 16QAM 单倍采样、20 倍采样, $\tau_1 = 0$ 条件下, 特征参数 F_1 理

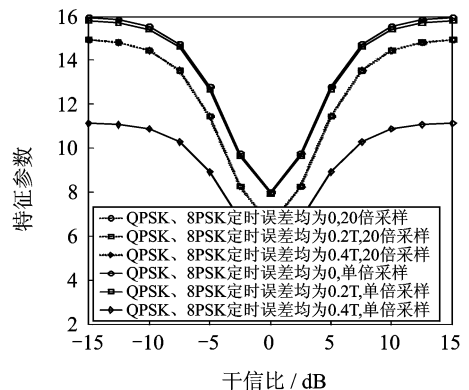


图 2 不同定时误差下 F_1 随干信比变化关系图

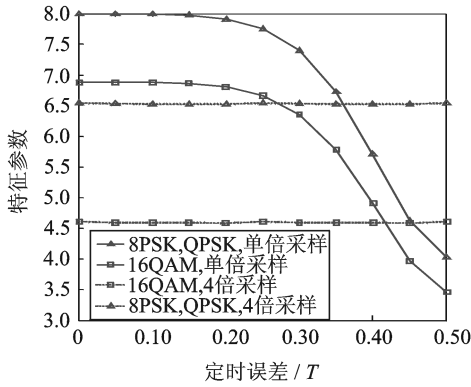


图 3 干信比 0 dB 时, F_1 随定时误差变化图

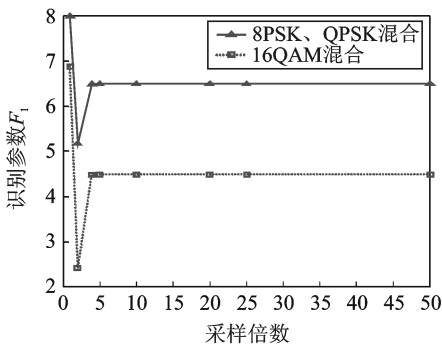


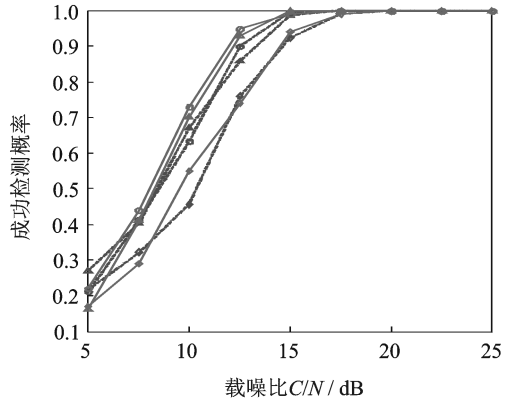
图 4 干信比 0 dB 时, F_1 随采样倍数变化图

论值随定时误差变化关系图。图 4 给出了干信比为 0 dB 时,特征参数 F_1 理论值随着采样倍数变化图。图 5(a)、(b)分别给出了两信号时差 $\tau_1 - \tau_2 = 0$ 和 $\tau_1 - \tau_2 = 0.4T$ 时,载噪比为 5~25 dB,干信比为 0 dB,1 000 个符号,进行 500 次 Monte Carlo 实验,混合信号正确识别率仿真图。

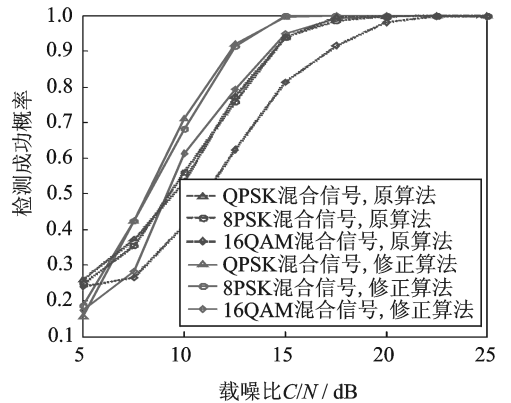
由图 2 仿真知,当 $\tau_1 = \tau_2 = 0$,单倍采样, F_1 参数推导值在干信比很大或很小时,曲线取值与表 1 所列的单信号理论值一致,当干信比趋于 0 时,曲线取值与表 1 所列混合信号理论值一致,验证了推导结论(2)的正确性。当定时误差为 $\tau_1, \tau_2 = 0.2T$ 及 $\tau_1, \tau_2 = 0.4T$ 时,单倍采样, F_1 参数推导值随定时误差的增大偏离理论值,导致虚警概率增加。相同定时误差条件下,20 倍采样时, F_1 参数推导值虽然均偏离理论值,但受定时误差影响不明显。

图 3 给出了干信比 0dB, QPSK、8PSK、16QAM 混合信号经单倍采样及 20 倍采样, F_1 参数随定时误差变化图。仿真结果均验证了结论(3)的正确性。

由图 4 仿真图可知, F_1 参数在采样倍数 4 倍以上时,趋于平稳。因此考虑到处理数据量,修正算法选择 4 倍采样即可。



(a) $\tau_1 = \tau_2 = 0$



(b) $\tau_1 = 0, \tau_2 = 0.4T$

图 5 正确识别率随载噪比变化图

图 5(a)仿真表明,在定时误差精确的情况下,原算法与修正算法性能接近。图 5(b)仿真表明,当混合信号载噪比小于 7 dB 时,由于信号功率是影响识别性能的关键因素,混合信号累积量与同功率单信号累积量差异很小,极易判别为单信号值,成功识别概率极低,基于累积量的混合信号识别算法不可用。修正算法虽然采用多倍采样,补偿定时误差影响,但混合信号平均累积量值变小,等价于更小的信号功率,从而导致成功概率低于原算法。随着载噪比增加,定时误差成为影响识别性能的关键因素,修正算法在混合信号载噪比为 7~18 dB 时,对 QPSK、8PSK 混合信号正确识别概率能提高 10% 以上,对 16QAM 混合信号正确识别概率能提高 20% 左右,载噪比大于 18 dB 后时,识别概率收敛于 1。因此,在通常载噪比条件下,修正算法识别成功概率有显著提高,验证了算法的有效性。

5 计算复杂度分析

修正算法为提高检测概率,利用了过采样数

据,增大了计算量。以下着重分析原算法与修正算法的计算复杂度。

特征参数 F_1 相关的 4 阶、6 阶累积量定义式及计算式如式(8)、(9)、(10),计算量如表 2 所示。

表 2 累积量相关的矩函数计算量

	实数乘法次数	实数加法次数
$\overline{E}[s(L_0 T) ^6]$	$20NL_0$	$11NL_0$
$\overline{E}[s(L_0 T) ^4]$	$12NL_0$	$7NL_0$
$\overline{E}[s(L_0 T) ^2]$	$4NL_0$	$3NL_0$

其中, N 为采样倍数, L_0 为符号个数。特征参数 F_1 的计算量约为: $36NL_0$ 次实数乘法, $21NL_0$ 次实数加法。原算法定时估计需要进行 $8NL_0$ 次实数乘法, $6NL_0$ 次实数加法, 则原算法计算量为 $8NL_0 + 36L_0$ 次实数乘法, $6NL_0 + 21L_0$ 次实数加法。考虑到采样倍数 4 倍以上识别性能达到稳定, 取 $N=4$, 修正算法总运算量约为原算法的 2 倍, 共需 $144L_0$ 次实数乘法, $84L_0$ 次实数加法。修正算法的运算量可以容忍。

6 结束语

本文通过分析基于累积量的混合信号识别算法性能, 研究了过采样率、定时偏差、基带成型脉冲函数对识别算法性能的影响, 并给出一种具有更高稳定性、更好识别率的修正识别算法。计算机仿真结果验证了修正算法的有效性。本文仅考虑了功率对称条件下的混合信号识别算法及性能, 对强信号掩盖下弱信号识别将是下一步的研究重点。

参考文献:

[1] Lu Mingquan, Xiao Xianci, Li Leming. Source separation based modulation recognition of cochannel signals[C] // International Conference on Communication Technology. IEEE Conference Publications. [s.l.]: IEEE, 1998: 1-5.

[2] Ei-Mahdy A E. Automatic modulation classification of composite FM/PM speech signals in sensor arrays over flat fading channel[J]. IET Communications, 2007, 1(2): 157-164.

[3] 高玉龙, 张中兆. 基于循环谱的同信道多信号调制方式识别[J]. 高技术通讯, 2007, 17(8): 793-797.

Gao Yulong, Zhang Zhongzhao. Modulation recognition of multisignal in the same channel based on cyclic spectral correlation[J]. High Technology Letters, 2007, 17(8): 793-797.

[4] 张弛, 吴瑛, 周欣. 基于高阶累积量的数字调制信号识别[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(5): 575-579.

Zhang Chi, Wu Ying, Zhou Xin. Digital modulation recognition based on high-order cumulants[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2010, 25(5): 575-579.

[5] 沈伟, 赵拥军, 刘成城, 等. 高斯噪声下伪码-线性调频复合信号参数提取方法[J]. 数据采集与处理, 2012, 27(4): 450-455.

Shen Wei, Zhao Yongjun, Liu Chengcheng, et al. Parameter extraction method of radar signal combined PRBC and LFM with Gaussian noise[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2012, 27(4): 450-455.

[6] 万坚, 李明, 朱中梁. 卫星数字调制混合信号的自动识别[J]. 电讯技术, 2007, 47(1): 71-74.

Wan Jian, Li Ming, Zhu Zhongliang. Automatic modulation recognition of digital mixed signals in satellite communication systems[J]. Telecommunication Engineering, 2007, 47(1): 71-74.

[7] 程汉文, 朱雷, 吴乐南. 基于累积量的干扰信号调制识别算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(7): 1741-1745.

Cheng Hanwen, Zhu Lei, Wu Lenan. Modulation classification algorithm for jamming signal based on cumulant[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(7): 1741-1745.

[8] 廖灿辉, 万坚, 周世东. 利用累积量和似然特征的卫星单-混信号调制识别算法[J]. 电讯技术, 2010, 50(7): 44-48.

Liao Canhui, Wan Jian, Zhou Shidong. Modulation classification algorithm for satellite single-mixed signals using cumulants and likelihood features[J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(7): 44-48.

[9] Huang C Y, Polydoros A. Likelihood methods for MPSK modulation classification[J]. IEEE Transaction on Communication, 1995, 43(2): 1493-1503.

[10] 张安清, 章新华. 四阶累积量的递推估计及其应用[J]. 信号处理, 2002, 18(1): 88-90.

Zhang Anqing, Zhang Xinhua. Recursive estimation of fourth order cumulants and application[J]. Signal Processing, 2002, 18(1): 88-90.

作者简介: 瞿孟虹(1983-), 男, 博士研究生, 研究方向: 数字信号处理、阵列信号处理, E-mail: qumenghong@aliyun.com; 何晓霜(1983-), 女, 工程师, 研究方向: 数字信号处理; 游凌(1971-), 男, 高级工程师, 研究方向: 数字信号处理、信号分析。