

文章编号:1004-9037(2014)03-0456-09

一种基于循环谱的时频混叠信号参数估计方法

徐 闻 王 斌

(解放军信息工程大学信息工程学院, 郑州, 450002)

摘要:基于时频混叠信号的循环平稳特性,计算其循环谱并用形态学滤波的思想提取含有载频与码元信息的截面的谱峰,而后进行搜索从而实现估计。解决了参数配对的问题,并且由形态学滤波在提取谱线时有效降低背景噪声。同时探究了多径与多普勒频移信道下该算法对估计精度的影响。经仿真验证,该算法能实现 BPSK 与 8QAM 任意混合后的载频与码元速率估计,具有抗噪声性能好、精确度高等优点。

关键词:时频混叠;循环谱;参数估计;形态学;多径与频移

中图分类号:TN911

文献标志码:A

Parameter Estimation of Time-Frequency Overlapped Signals Based on Cyclic Spectrum

Xu Wen, Wang Bin

(Institute of Information System Engineering, The PLA Information Engineering University, Zhengzhou, 450002, China)

Abstract: A parameter estimation algorithm of time-frequency overlapped signals is presented based on cyclostationary of time-frequency signals. In the algorithm, the cyclic spectrum is calculated and the discrete spectrum-line is picked up making use of mathematic morphology, then modulation parameters are estimated, including carrier frequency and chip rate. The algorithm solves the problem of parameter pairs, and the use of mathematic morphology can reduce the background noise effectively. At the same time, the effect of the algorithm on the accuracy in the multipath fading & Doppler effect channel is considered. The simulation proves that the algorithm is effective and accurate after overlapping BPSK and 8QAM, and it is robust to the noise with a high accuracy.

Key words: time-frequency overlapped; cyclic spectrum; parameter estimation; mathematic morphology; multipath & Doppler effect

引 言

随着通信领域在军用与民用的发展,电磁环境越来越复杂,频谱资源的划分日益紧张。在有限的频谱资源里同一信道出现两个或两个以上的时频混叠信号现象越来越普遍^[1],这种情况就被称为共信道时频混叠信号。同时信号参数估计是信号自动调制识别的一个重要先验条件。

然而目前已有文献关于时频混叠信号参数估计的研究,多是应用循环自相关,循环谱和循环

累计量对信号进行循环平稳性分析。文献[2]通过搜索循环累积量的峰值点来提取出已知信号的载频,但其只局限于同类信号的混合^[2]。文献[2]通过对混合信号循环谱包络的计算可以估计出混合信号各自的载频与码元速率,但该方法只限于 MPSK 还未扩展到其他类型的型号^[3]。文献[4]利用四阶循环累积量的功率谱实现了双信号的码元速率估计,并将信号集扩大到 BPSK、QPSK 和 16QAM^[4]。文献[5]利用二阶循环累积量实现了双信号的载频估计,信号类型主要包括 BPSK, QPSK, 8QAM 和 16QAM^[5]。但以上方法都是对

信号的载频和码元速率分别进行估计,因此存在参数配对的问题。而且以上文献均是考虑信号在理想高斯信道下的模型,没有考虑多径衰落的情况。

本文采用一种基于循环谱的时频混叠信号参数估计方法,并联合形态学滤波的思想,通过先估计出混合信号的载频,再分别以每个载频为条件估计出对应的码元速率,解决了参数配对的问题。同时采用形态学滤波的思想在提取离散谱线时能有效地降低背景噪声,可以精确估计 BPSK, 8QAM 混合信号的调制参数。经仿真验证,该方法切实有效。同时本文就时频混叠信号在多径与多普勒频移信道下的情况进行研究,分析了多径与频移对算法性能造成的影响,并对其进行仿真验证。

1 算法原理分析

1.1 信号模型

本文为单信道接收模型,那么在一段时间内 N 个独立信号混合经过高斯白噪声的环境后落入接收机的接收带宽范围内,其时域表示为

$$S(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) + n(t) \quad (1)$$

式中 $s_i(t)$ 为中频过采样信号,其表示为

$$s_i(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{E_i} a_i(m) q_i(t - mT_i) \exp[j(2\pi f_{ci}t + \phi_i)] \quad (2)$$

式中: E_i 为独立信号的能量; $a_i(m)$ 为发送的信息码元序列; M_i 为发送的码元个数; $q_i(t)$ 为成形脉冲; f_{ci} 为各个独立信号的载频; T_i 为码元周期,其倒数即为码元速率 f_{bi} ; ϕ_i 为载波初相。

由于时频混叠度没有一种严格的规定,所以在本文中如下定义时频混叠度^[6]: 假设是两个信号同一时间进入同一信道,在时域上混叠度为 1,在频域上的混叠度为

$$P = \frac{f_{b12}}{2f_{b1} + 2f_{b2} - f_{b12}} \quad (3)$$

式中: $2f_{b1}, 2f_{b2}$ 为各个信号的带宽; f_{b12} 为两信号

$$S_{\text{BPSK}}^* = \begin{cases} \frac{1}{4T} [Q(f + f_c + \frac{\alpha}{2}) Q^*(f + f_c - \frac{\alpha}{2}) + Q(f - f_c + \frac{\alpha}{2}) Q^*(f - f_c - \frac{\alpha}{2})] & \alpha = \frac{k}{T}, n = 0, \pm 1, \dots \\ \frac{1}{4T} [e^{j2\varphi_0} Q(f - f_c + \frac{\alpha}{2}) Q^*(f + f_c - \frac{\alpha}{2}) + e^{-j2\varphi_0} Q(f + f_c + \frac{\alpha}{2}) Q^*(f - f_c - \frac{\alpha}{2})] & \alpha = \frac{k}{T} \pm 2f_c, n = 0, \pm 1, \dots \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

混叠部分,其取值由 f_{c1}, f_{c2} 来决定。功率比定义为 $\sqrt{E_1} : \sqrt{E_2}$ 。

1.2 混合信号循环谱

定义信号的自相关函数

$$R(t, \tau) = E\{S(t)S^*(t - \tau)\} \quad (4)$$

混合信号的自相关函数就可以写为

$$R(t, \tau) = E\{(\sum_{i=1}^N s_i(t) + n(t))(\sum_{i=1}^N s_i(t - \tau) + n(t - \tau))^*\} \quad (5)$$

由于各个信号彼此之间独立,各信号与噪声也独立,所以 $s_i(t)s_j^*(t - \tau) = 0 \dots i \neq j, s_i(t)n^*(t - \tau) = 0, n(t)s_i^*(t - \tau) = 0$ 。那么混合信号的自相关函数就化简为

$$R(t, \tau) = \sum_{i=1}^N E\{s_i(t)s_i^*(t - \tau)\} + E\{n(t)n_i^*(t - \tau)\} \quad (6)$$

式(6)说明若混合信号不加噪其自相关函数等于各个信号自相关函数的和;噪声的各个时刻不相关,只有 $\tau=0$ 时, $E\{n(t)n_i^*(t - \tau)\} \neq 0$ 。

将 $R(t, \tau)$ 表示为傅里叶级数展开的形式,再做变换即得到循环自相关函数

$$R_s^a(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R(t, \tau) \exp(-j2\pi at) dt \quad (7)$$

那么循环谱就可以表示为

$$S_s^a(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_s^a(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (8)$$

由混合信号自相关函数的性质,可将循环谱改写为

$$S_s^a(f) = \sum_{i=1}^N S_{s_i}^a(f) + S_n^0(f) \quad (9)$$

根据自相关函数的叠加性,混合信号的循环谱等于各个信号循环谱在对应循环频率处的和再加上噪声的循环谱的值。根据循环频率的选择性,只有在各自循环频率处的信号的循环谱值不为零^[7]。

由文献[8]BPSK 和 8QAM 的循环谱可以写为^[8]

$$S_{\text{QAM}}^{\alpha} = \begin{cases} \frac{1}{2T} [Q(f+f_c+\frac{\alpha}{2})Q^*(f+f_c-\frac{\alpha}{2})V_n^{\alpha}(f+f_c) + \\ Q(f-f_c-\frac{\alpha}{2})Q^*(f-f_c+\frac{\alpha}{2})V_n^{\alpha}(f-f_c)^*] & \alpha = \frac{k}{T}, k=0, \pm 1, \dots \\ \frac{1}{2T} [e^{j2\varphi_0} Q(f-f_c+\frac{\alpha}{2})Q^*(f+f_c-\frac{\alpha}{2})V_n^{\alpha-2f_c}(f)^* + \\ e^{-j2\varphi_0} Q(f-f_c-\frac{\alpha}{2})Q^*(f+f_c+\frac{\alpha}{2})V_n^{\alpha+2f_c}(f)^*] & \alpha = \frac{k}{T} \pm 2f_c, k=0, \pm 1, \dots \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

式中 $Q(\cdot)$ 为周期 T 的 sinc 函数, $\frac{1}{T} = f_b$ 。

1.3 循环谱的截面特性

由 1.2 节可知, 循环谱也满足叠加性和信号的选择性。

循环谱是一个二维变换, 两个参数分别是谱频率 f 和循环频率 α ^[9]。通常在分析时一般选取谱频率等于零和等于信号载频值的截面进行分析。同时有以下结论:

- (1) 对于平稳噪声, 截面只在 $\alpha = 0$ 时其值不为 0。
- (2) 对于复包络混合信号, 在谱频率 $f = 0$ 时, 当前截面会显示每个信号的载频谱线, 在谱频率 $f = f_{c_i}$ 时, 当前截面只会显示信号 s_i 的载频谱线。且谱线会以二倍载频 $2f_c$ 为中心。
- (3) 对于复包络信号, 循环频率为码元速率 f_b 的整数倍时, 在谱频率截面上 kf_b 处出现离散谱线。

根据以上几点, 二阶循环平稳信号的循环频率为

$$\alpha = 2f_c \pm kf_b \quad k \in N \quad (12)$$

用图 1-6 来验证 BPSK 混 8QAM 信号和

BPSK 混 BPSK 信号, 信号载频 $f_{c1} = 3\ 000\ \text{Hz}$, $f_{c2} = 4\ 200\ \text{Hz}$ 。 $f_{b1} = 2\ 000\ \text{B}$, $f_{b2} = 2\ 000\ \text{B}$ 。信号采用升余弦成形滤波, 脉冲成形指数 0.5。 $f_s = 12\ 000\ \text{Hz}$, 码元个数 $N = 2\ 048$ 。信噪比取为 5 dB。

由以上理论分析和仿真可以得出, 由二阶信号循环频率出现的位置, 在 $f = 0$ 截面最大值出现在 $\alpha = \pm 2f_{c_i}$ 处, 同时次大值出现在 $\alpha = \pm 2f_{c_j} (j \neq i)$ 。

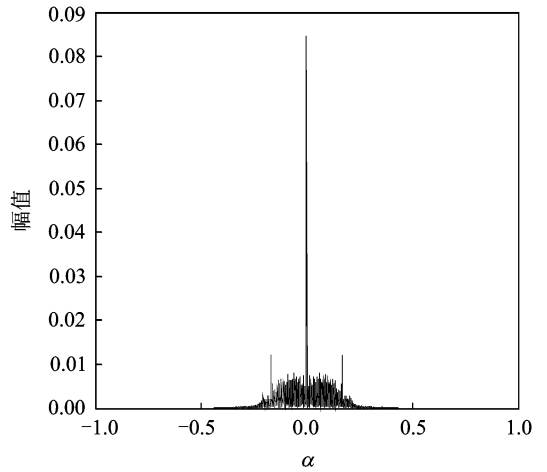


图 2 BPSK 与 BPSK 混合 $f = f_{c1}$ 截面
Fig. 2 $f = f_{c1}$ profile of BPSK mixed BPSK

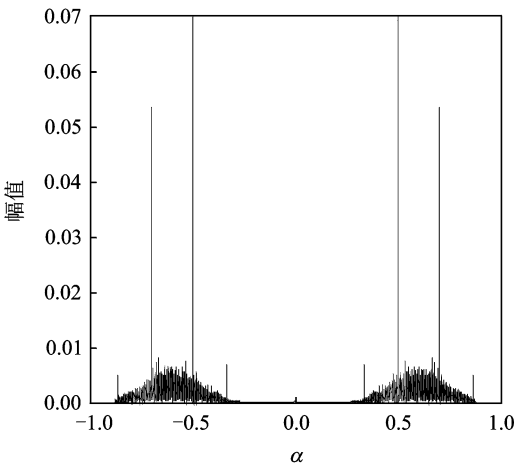


图 1 BPSK 与 BPSK 混合 $f = 0$ 截面
Fig. 1 $f = 0$ profile of BPSK mixed BPSK

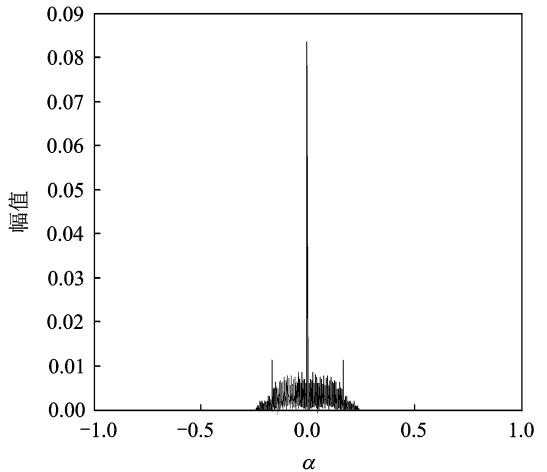


图 3 BPSK 与 BPSK 混合 $f = f_{c2}$ 截面
Fig. 3 $f = f_{c2}$ profile of BPSK mixed BPSK

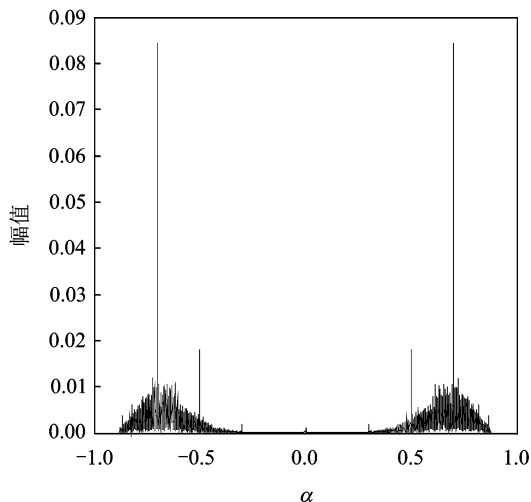


图 4 BPSK 与 8QAM 混合 $f=0$ 截面
Fig. 4 $f=0$ profile of BPSK mixed 8QAM

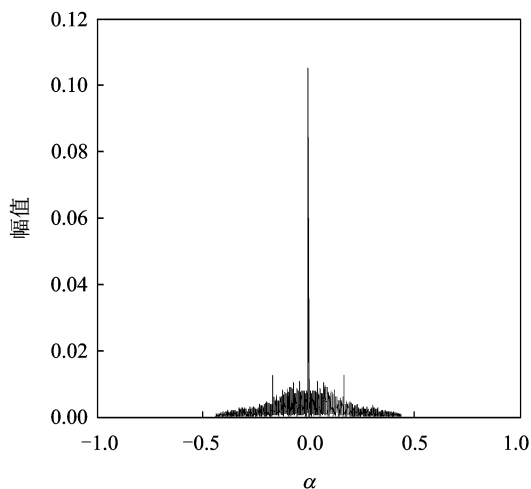


图 5 BPSK 与 8QAM 混合 $f=f_{c1}$ 截面
Fig. 5 $f=f_{c1}$ profile of BPSK mixed 8QAM

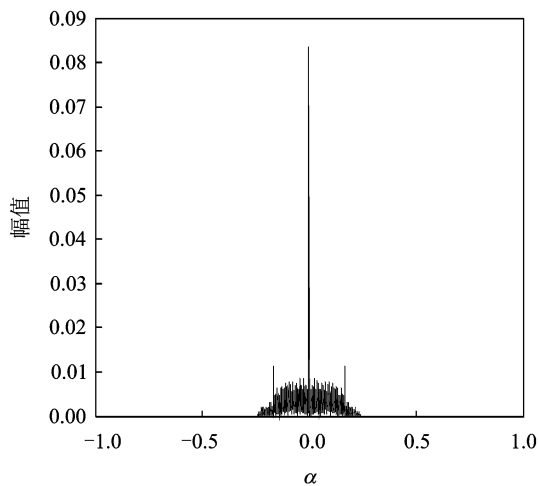


图 6 BPSK 与 8QAM 混合 $f=f_{c2}$ 截面
Fig. 6 $f=f_{c2}$ profile of BPSK mixed 8QAM

在 $f=f_{ci}$ 截面,最大值出现在 $\alpha=0$,次大值出现在 $\alpha=\pm f_{bi}$ 。

1.4 多径与多普勒频移信道对信号循环谱的影响

在实际情况中,多径与频移情况下时频混叠信号的循环谱也是值得研究探索的一个方面。由于不同信号的多普勒频移和多径衰落信道下统一建模较困难^[10],因此本文只对 BPSK 信号加以分析与验证。其模型可根据式(2)写为

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{m=1}^M \epsilon_j \sqrt{E_i} a_i(m) q_i(t - \tau_j - mT_i) \cdot \exp[j(2\pi f_{ci}(t - \tau_j) + 2\pi f_d + \phi_i + \phi_j)] \quad (13)$$

式中 $\epsilon_j, \tau_j, \phi_j$ 分别为第 j 条路径衰落系数,相对延迟和相位因子。

信号求解其循环谱还是由式(6-9)来求解,其中时频混叠信号依然满足各个信号循环谱独立的特性,因此在多径与频移的情况下混叠信号循环谱依然为各个信号循环谱之和。那么在二阶循环平稳处的循环频率就表示为^[11]

$$\alpha = 2(f_{ci} + f_d) \pm k f_{bi} \quad k \in N \quad (14)$$

当选取 $f=0$ 截面时,循环谱出现在 $\alpha=2(f_{ci} + f_d) \pm k f_{bi}$ 。由于频移 f_d 是一个时变的值,它有一个动态范围。因此就造成了循环频率 α 也变成了一个范围,意味着频移造成了信号在某些循环频率处的频移。

当选取 $f=f_{ci}$ 截面时,循环谱出现在 $\alpha=\pm k f_{bi}$ 。频移展宽会影响到各个截面,所以该截面也造成信号在某些循环频率处的频移。

同时,由于多径衰落的影响。截面可能出现非循环频率处出现尖峰,循环频率处尖峰降低。这些因素都对衰落与多普勒信道下时频混叠信号的载频与码元速率估计的精准度会造成一定的影响。

2 算法实现

根据 1.3 节的结论,本节就可以设计算法先对 $f=0$ 截面的谱线提取谱峰后进行谱峰搜索估计出时频混叠信号各个信号的载频,再根据估计出载频谱线对应的位置来决定 $f=f_{ci}$ 提取含有码元信息的谱线而后实现对码元速率的估计。但由于信号经过非线性变换后产生的背景色噪声非常不利于峰值的提取,特别是信噪比低、数据量小的时候,部分噪声幅度可能会超过峰值。因此需要设计一种方法来对背景色噪声加以抑制。

2.1 数学形态学滤波

数学形态学的基本思想是利用具有一定形态的结构元素去衡量和提取图像中的对应形状以达到对图像分析和识别的目的。通常是将信号频谱看作为灰度图像来进行处理,常用的灰度形态变换有:腐蚀、膨胀、开运算、闭运算^[12]。

令信号 $f(x)$ 为定义在 d 维离散空间的函数,结构元素 B 为该空间的有限子集,定义一对称临域 $B' \equiv \{-b; b \in B\}$ 为 B 关于原点对称的集合, $B_x \equiv \{b+x, b \in B\}$ 为 B 的平移,那么这 4 种灰度形态变换的定义如下

$$\begin{aligned} D[f(x)]_B &= \max_{b \in B_x} \{f(b)\} \\ E[f(x)]_B &= \min_{b \in B_x} \{f(b)\} \\ O[f(x)]_B &= \max_{a \in B'_x} \{ \min_{b \in B_a} \{f(b)\} \} \\ C[f(x)]_B &= \min_{a \in B'_x} \{ \max_{b \in B_a} \{f(b)\} \} \end{aligned} \quad (15)$$

对信号频谱进行形态学的处理时,腐蚀运算可以减小信号的峰值,加宽谷域;而膨胀运算可以减小信号谷值,扩展峰顶。开运算可以抑制信号的尖峰,消除信号毛刺,平滑信号频谱;闭运算则用以抑制信号波谷噪声,填平信号的杂散脉冲。

对于式(13)分析等效为,先腐蚀后膨胀就为开运算,先膨胀后腐蚀就为闭运算。

对于循环谱各个截面,在低信噪比下可能某些点的噪声峰值会超过载频或码元速率的峰值,而应用形态学滤波后,将会对背景色噪声较好地抑制从而会最大程度地提取出离散的谱线。这样会对估计算法一定程度地提升性能。在实验中由以下步骤进行优化提取谱线。

步骤 1 提取谱线后的某个截面为 $s(t)$, 对其进行开运算,形态学滤波的模板长度为 N , 对其中的某点 t 定义两个端点 $s(t-N), s(t-1)$ 。 $s_s(i) = [s(t-N+i); s(t+i-1)]$ 为该模板长度 N 关于中心对称的一个临域,且 $i \in [1, N]$ 。 $w(t) = \max[\min(s_s(1)), \dots, \min(s_s(N))]$ 提取出当前点色噪声值,每个点以此类推得到该部分噪声,即 $W = O[s(t)]_B$ 。

步骤 2 对提取出色噪声的谱线进行白化处理,由 $S_w(t) = s(t) - W$ 去掉色噪声得到去除噪声后的谱线 $S_w(t)$ 。

步骤 3 对白化后的谱线进行闭运算,增强峰值,填平负脉冲。选取临域的和步骤 1 开运算的选取一样。 $s_c(t) = \min[\max(s_w(i)), \dots, \max(s_w(N))]$, 每

个点以此类推即是 $S_c = C[S_w(t)]_B$ 。

步骤 4 再对 S_c 提取基底,方法同步骤 1, 得到 S_n 。最后提取出的谱线 $S = S_c - S_n$ 。

图 7, 8 是 BPSK 与 BPSK 混合在 5 dB 时仿真结果,文献[13]用的是类似于中值滤波的谱线提取方法,由图 7 观察,虽然码元谱线非常明显,但是噪声部分呈起伏状。这就可能有低信噪比情况下噪声谱峰高于码元谱峰的情况;而由图 8, 本文方法提取后滤除了基底,使得所有可能的离散谱线相对高度起始位置都大致在同一高度,这就会很大程度避免低信噪比下噪声谱峰高于码元谱峰的情况。

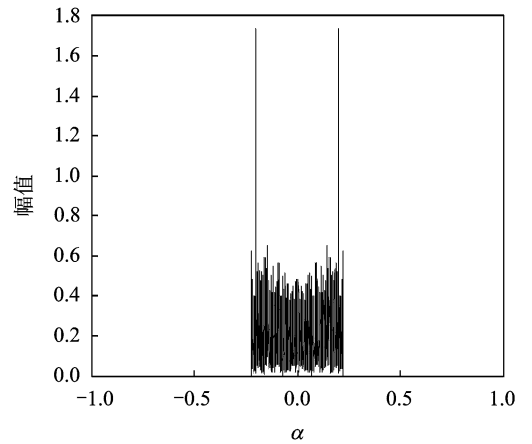


图 7 用文献[13]方法提取 f_{c1} 谱线

Fig. 7 f_{c1} profile spectrum-line of Ref. [13]

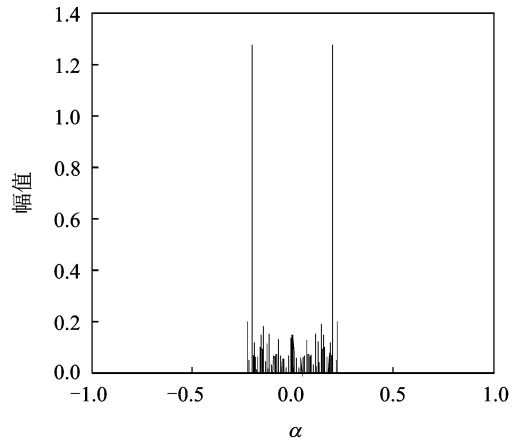


图 8 本文方法提取 f_{c1} 谱线

Fig. 8 f_{c1} profile spectrum-line of this paper

2.2 算法流程

整个算法流程如图 9 所示。在本文算法计算 $f=0$ 截面得到的循环谱,而后提取谱线,然后从循环谱一端开始搜索,当搜索到 i 点为第 1 个 \max_1 值时,对 i 点和周围一个短距离 L 长的临域置 0,即 $s(t) = 0, t \in [i-L, i+L]$,

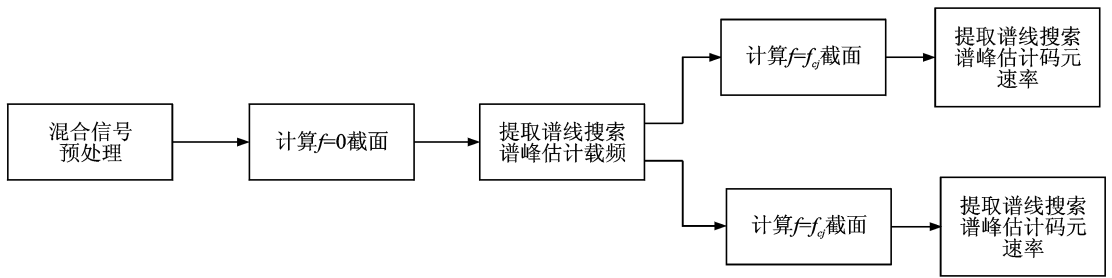


图 9 算法流程

Fig. 9 Flow chart of the algorithm

之后从第 $i+L+1$ 点开始,由对称性搜索到 \max'_1 的值而后对周围临域置 0。接下来逐步搜索 $[\max_2, \max'_2] \cdots [\max_n, \max'_n]$ 。对于 $f=f_{c_i}$ 截面,只需提取谱线后找出对应的一对最大值的位置。

本文详细算法流程如下所示。

步骤 1 设同时是两个信号混合进入接收机,先对信号进行预处理,进行幅值归一化的处理。

步骤 2 对处理后的混合信号计算其循环谱 $f=0$ 截面,由 2.1 节的方法提取谱线,搜索谱峰估计载频 f_{c_1}, f_{c_2} 。根据对称性,每搜索出一对最大值 $(-2f_{c_i}, 2f_{c_i})$ 进行运算, $(|2f_{c_i}| + |-2f_{c_i}|)/4$ 的位置为信号 s_i 的载频对应位置。

步骤 3 由估计出的载频 f_{c_1}, f_{c_2} 分别计算其循环谱 $f=f_{c_1}, f=f_{c_2}$ 截面,而后由 2.1 节的方法提取含有码元信息的谱线,再搜搜谱峰估计码元速率 f_{b_1}, f_{b_2} 。根据对称性,每搜索出一对次大值 $(-f_{b_i}, f_{b_i})$ 进行运算, $(|f_{b_i}| + |-f_{b_i}|)/2$ 的位置为信号 s_i 的码元速率对应位置。

步骤 4 由于循环频率是由采样率 f_s 归一化后的值,因此估计载频,码元速率在找出对应位置后还得乘以 f_s 。

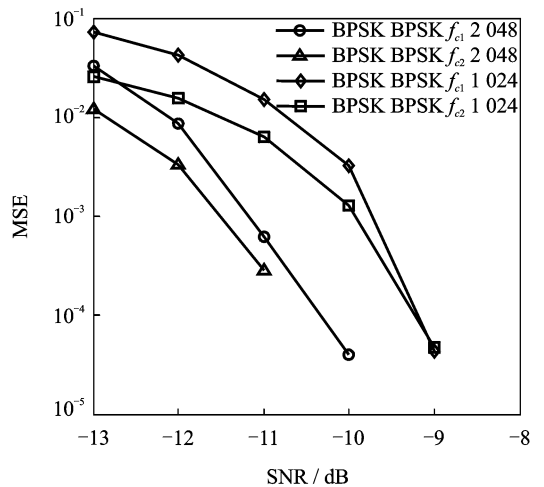
3 仿真验证与分析

3.1 实验 1

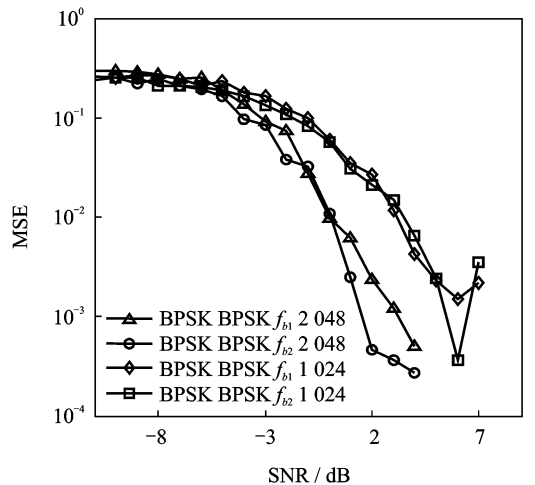
本实验是验证分析采用不同数据长度对算法性能的影响。选取 BPSK 与 BPSK 混合。参数分别选取载频为 $f_{c_1}=3\ 000\ \text{Hz}, f_{c_2}=4\ 200\ \text{Hz}$;码元速率为 $f_{b_1}=2\ 000\ \text{B}, f_{b_2}=2\ 000\ \text{B}$ 。采样速率 $f_s=12\ 000\ \text{Hz}$,采用升余弦成形,脉冲成形系数为 0.5。对每组实验数据长度分别选取 2 048 个码元与 1 024 个码元。采用 500 次蒙特卡洛实验,信噪比为 $-13 \sim 7\ \text{dB}$ 。最后以归一化均方误差来定义估计性能。

首先由仿真图 10 观察分析,在 2 048 个码元

时功率比 1 : 1 的时候载频在 $-10\ \text{dB}$ 就能实现精确估计,误差大概在 0.000 1 量级,码元速率在大概 4 dB 就能实现精确估计,误差大概在 0.001 量级。而随着数据点的减少,发现载频和码元速率要实现精确估计的信噪比会有所提高,而且同信噪比下均方误差较大。这是由于循环平稳特性反应的



(a)



(b)

图 10 不同数据点载频与码元速率估计精确度

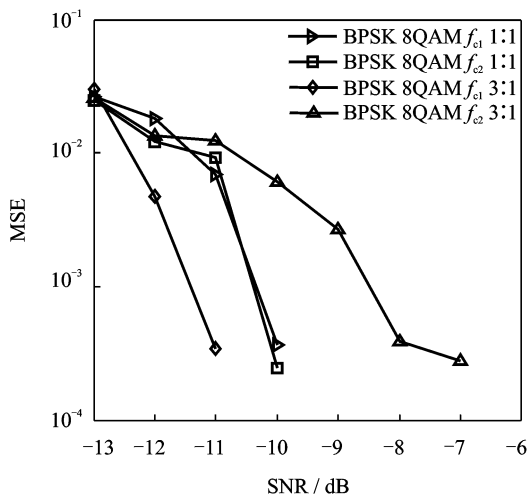
Fig. 10 MSE of carrier frequency and chip rate estimation with different data length

是信号特征的统计特性,数据点的选取越长越能反映出信号的特征,受到噪声的影响就小。

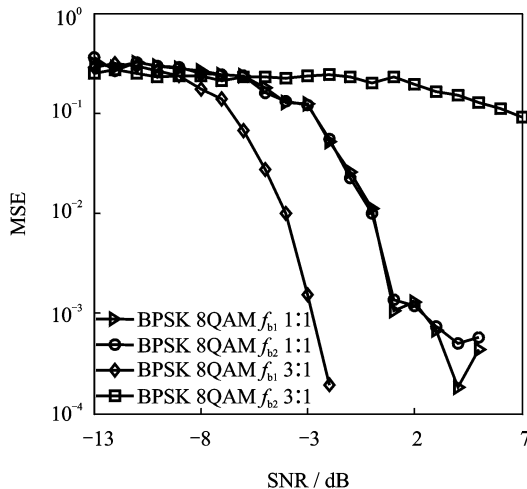
3.2 实验 2

本实验是验证分析采用不同功率比混合对算法性能的影响。选取 BPSK 与 8QAM 混合,数据长度选取为 2 048 个码元,功率比分别取为 1 : 1 和 3 : 1。载频、码元速率、采样速率及其他条件和实验方式同实验 1。

由仿真图 11 观察分析,当功率比为 3 : 1 的情况下,大功率信号的载频和码元速率估计准确率在相同信噪比下比 1 : 1 功率比的时频混叠信号的估计值都要高;相反的,小功率信号的载频和码元速率估计精度在相同信噪比下比 1 : 1 功率比的时频混叠信号的估计值都要低。这是因为在非等功率情况下,由于信号混合的原因致使小功率信号在整



(a)



(b)

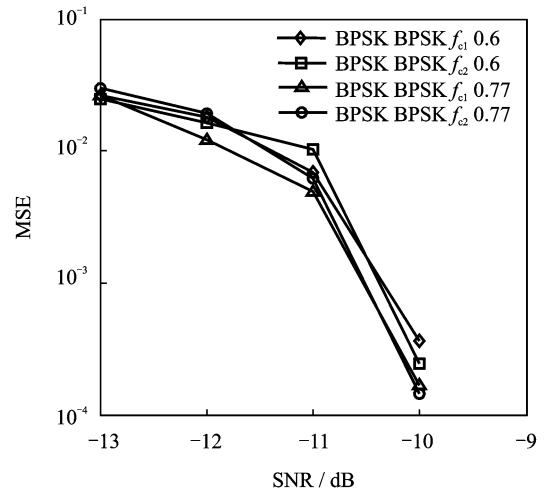
图 11 不同功率比载频与码元速率估计精确度
Fig. 11 MSE of carrier frequency and chip rate estimation with different power ratios

个环境的信噪比降低,大功率信号在整个环境的信噪比提高。

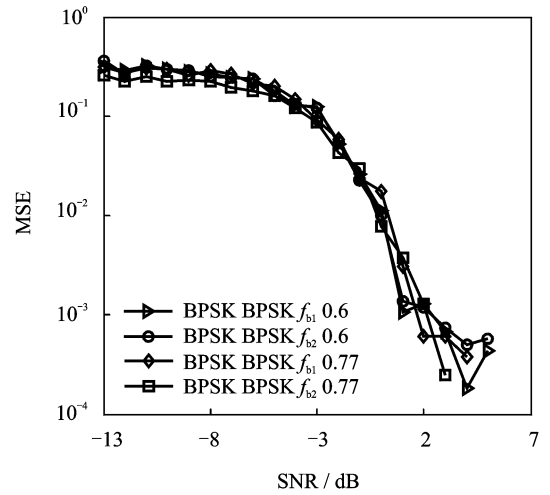
3.3 实验 3

本实验是验证分析采用不同混叠度的时频混叠信号对算法性能的影响。选取 BPSK 与 BPSK 混合,数据长度选取为 2 048 个码元。时频混叠度的选取根据 2.1 节的定义来选取。选取 $f_{c1} = 3\ 000\ \text{Hz}$, $f_{c2} = 4\ 200\ \text{Hz}$; $f_{b1} = 2\ 400\ \text{B}$, $f_{b2} = 2\ 400\ \text{B}$, 频域混叠度为 0.6, 选取 $f_{c1} = 3\ 000\ \text{Hz}$, $f_{c2} = 4\ 000\ \text{Hz}$, $f_{b1} = 2\ 000\ \text{B}$, $f_{b2} = 2\ 400\ \text{B}$, 频域混叠度为 0.77。采样速率及其他条件和实验方式同实验 1。

由仿真图 12 观察分析,在选取不同参数而构成不同频域混叠度的时频混叠信号的载频与码元速率估计的精确度不会受混叠度的影响。由 2.2



(a)



(b)

图 12 不同混叠度载频与码元速率估计精确度
Fig. 12 MSE of carrier frequency and chip rate estimation with different spectrum overlapped

节时频混叠信号的循环谱等于各个信号的循环谱的叠加,该性质不受混叠度的影响。因此不同混叠度不会对算法性能造成影响。

3.4 实验 4

本实验是验证分析多径与多普勒频移信道下对算法性能的影响。选取 BPSK 与 BPSK 混合,载频为 $f_{c1} = 3\ 000\ \text{Hz}$, $f_{c2} = 4\ 200\ \text{Hz}$;码元速率为 $f_{b1} = 2\ 000\ \text{B}$, $f_{b2} = 2\ 000\ \text{B}$ 。采样速率为 $f_s = 12\ 000\ \text{Hz}$,采用升余弦成形,脉冲成形系数为 0.5,数据长度 2 048 个码元,采用 500 次蒙特卡洛实验,信噪比从 -13 dB 到 7 dB。在加入多径与频移的情况下,最大多普勒频移取为 300 Hz。仿真中设定的信道为 2 条路径的时频混叠信号叠加而成,每路径的幅度衰减因子均为 1,各径的时间延迟为 2 个采样周期。衰落系数 $\epsilon = [0.5\ 0.7]$ 。

以 $f = f_{c1}$ 截面为例,信噪比取为 0 dB。由仿真图 13,14 观察分析,在多径衰落信道,在循环频率处仍旧出现了离散谱线。但幅度与高斯信道下不同,另外在非循环频率处也有较为明显的离散谱线。由于多普勒效应存在,信号循环频率在某些地方发生偏移。

由仿真图 15 观察分析,在多径衰落信道下,时频混叠信号载频与码元速率的估计精度在同一信噪比下都低于在高斯信道下的估计精度,误差量级大概在 0.001。这是由于多径与频移情况下,各个循环谱截面离散谱线幅值较高斯信道下会有所不同,在非循环频率处可能也出现离散谱线。同时可能在某些地方发生多普勒偏移,这些因素给谱线提取和估计工作带来了一定影响。同时影响程度取决于多径数量,衰落系数,时间延迟和频移范围。

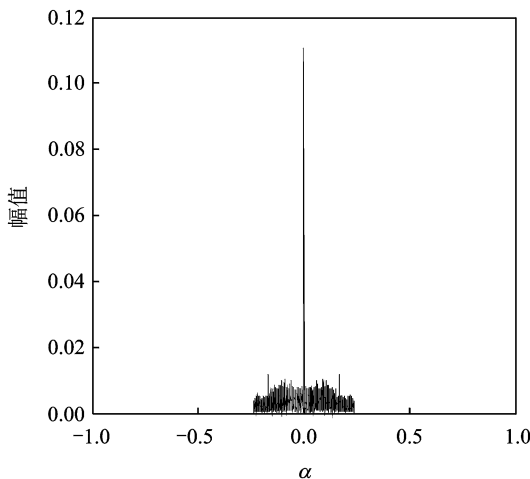


图 13 高斯信道下 $f = f_{c1}$ 截面

Fig. 13 $f = f_{c1}$ profile of Gaussian channel

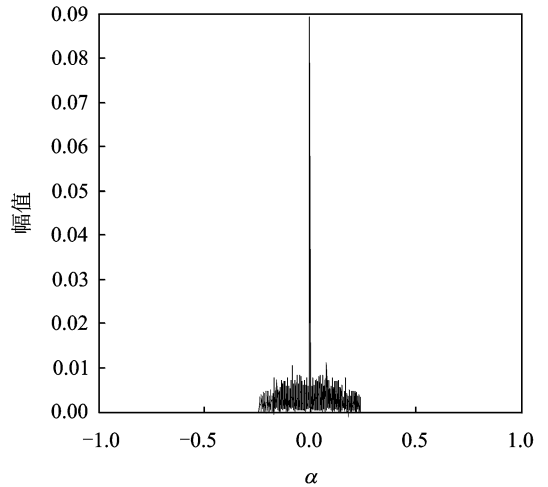
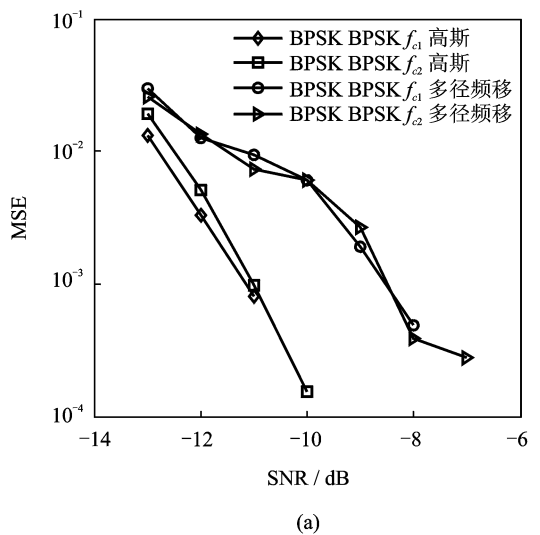
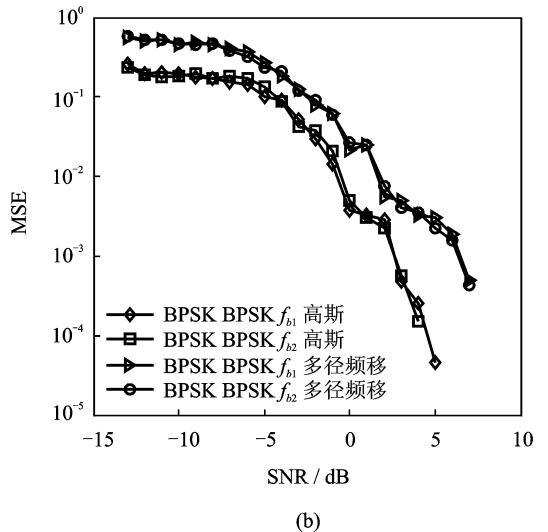


图 14 多径与频移信道下 $f = f_{c1}$ 截面

Fig. 14 $f = f_{c1}$ profile of multipath & Doppler effect channel



(a)



(b)

图 15 不同信道下载频与码元速率估计精确度

Fig. 15 MSE of carrier frequency and chip rate estimation with different channels

4 结束语

本文以循环谱为基础,结合数学形态学滤波的思想设计了一种时频混叠信号载频与码元速率估计算法。该算法能够实现对 BPSK 与 8QAM 任意混合信号载频与码元速率的估计,解决了参数匹配的问题,同时应用形态学滤波的思想能够抑制背景色噪声,让提取的谱峰离散谱线能够“脱颖而出”;设计搜索谱峰的步骤也能够降低搜索量。最后仿真验证了各种情况该算法的性能并做了分析。同时本文探究了在多径与多普勒频移信道下本算法的性能并对结果做了分析。但是本文只是仿真了两径衰落信道,对于更加复杂的情况还没考虑,不同的参数选取也会造成不同程度的影响;同时也只考虑了两个信号混叠情况,对于 3 个以上信号情况,虽由本文理论分析各个信号的性能估计不受影响,但实际情况是 3 个以上信号计算循环谱时会因为信号个数多而使信噪比降低,同时 3 个以上信号计算时实际中会出现交叉项,算法性能会较大程度地降低。

参考文献:

- [1] 张珂. 单通道阵列无失真空时二维谱估计算法[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(6): 1-7.
Zhang Ke. Distortionless space-time spectrum estimate algorithm in switch antenna array system[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2011, 26(6): 1-7.
- [2] 李旷代. 单通道时频重叠双信号调制识别和参数估计研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2008.
Li Kuangdai. The research of the modulation recognition and parameter estimation of co-channel multi-signals[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2008.
- [3] 于宁宇, 马红光, 石荣, 等. 基于循环谱包络的共信道多信号参数估计[J]. 西南交通大学学报, 2011, 46(2): 303-309.
Yu Ningyu, Ma Hongguang, Shi Rong, et al. Parameter estimation of co-channel multi-signals based on cyclic spectrum amplitude[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2011, 46(2): 303-309.
- [4] 郭黎利, 李旷代, 石荣, 等. 单信道时频重叠双信号的码速率估计方法[J]. 电子信息对抗技术, 2009, 24(1): 1-4.
Guo Lili, Li Kuangdai, Shi Rong, et al. Method for symbol rate estimation of single channel time-frequency overlapped two-signal[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2009, 24(1): 1-4.
- [5] 龚牡丹, 郭荣辉. 基于二阶循环累积量的载波频率估计[J]. 计算机工程, 2011, 37(5): 1-3.
Gong Mudan, Guo Ronghui. Carrier frequency estimation based on second-order cyclic cumulants[J]. Computer Engineering, 2011, 37(5): 1-3.
- [6] Yu Zhibin, Sun Yongkui, Yu Ningyu. The Cyslostationary characteristic analysis of the time-frequency overlapped signal in single-channel[C]//2nd International Conference on Advances in Energy Engineering. Nanjing: IEEE, 2011: 1041-1046.
- [7] Fu H T, Wan Q, Shi R. Modulation classification based on cyclic spectral feature for Co-channel time-frequency overlapped two-signal[C]//PACCS. Beijing: IEEE, 2009: 31-34.
- [8] Zhang Zibing, Li Liping, Xiao Xianci. Carrier frequency and chip rate estimation based on cyclic spectral density of MPSK signals[C]//ICCCAS. Chengdu: IEEE, 2004, 2: 859-863.
- [9] Gardner W A, Brown W A, Chen C K. Spectral correlation of modulated signals part 2: Digital modulation[J]. IEEE Trans on Communication, 1987, 35(6): 595-601.
- [10] Wu H C, Saquib M, Yun Z. Novel automatic modulation classification using cumulant features for communications via multipath channels[J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2008, 7(8): 3098-3105.
- [11] 翟旭平, 韩延坤, 刘祥震. 信号循环谱在衰落与多普勒信道中的特性[J]. 上海大学学报: 自然科学版, 2010, 16(1): 5-9.
Zhai Xuping, Han Yankun, Liu Xiangzhen. Cyclic feature of signals in fading Doppler channels[J]. Journal of Shanghai University: Natural Science, 2010, 16(1): 5-9.
- [12] 李剑强, 江桦, 崔伟亮. 一种抑制参数估计背景色噪声的形态学滤波算法[J]. 信号处理, 2010, 26(11): 1652-1656.
Li Jianqiang, Jiang Hua, Cui Weiliang. A novel morphologic filtering algorithm for colored-background noise suppressing of parameter estimation[J]. Signal Processing, 2010, 26(11): 1652-1656.
- [13] 刘双平, 闻祥, 金梁. 一种抑制符号速率估计背景色噪声的非线性滤波算法[J]. 电子学报, 2007, 35(1): 95-99.
Liu Shuangping, Wen Xiang, Jin Liang. A new nonlinear filtering algorithm for colored background self-noise suppressing of symbol rate estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(1): 95-99.

作者简介:徐闻(1987-),男,硕士研究生,研究方向:通信信号调制分析与分类, E-mail: emonewxw@163.com;王斌(1969-),男,教授,硕士生导师,研究方向:通信中的现代信号处理。