改进的基于分形盒维数的共信道多信号存在性检测算法

王青红 彭 华 王 彬
(解放军信息工程大学信息工程学院，河南 郑州 450002)

摘 要： 针对时频重叠的共信道多信号存在性检测问题，提出了一种改进的基于分形盒维数的算法。算法用瞬时幅度的盒维数作为检测统计量，通过理论推导得出噪声瞬时幅度的盒维数为一定值 1.415，共信道多信号瞬时幅度的盒维数近似等于 1，并以此得出了检测的理论门限。如果接收信号瞬时幅度的盒维数小于设定的检测门限则说明有信号，否则没有信号。共信道多信号为 MASK、MPSK、MQAM 和 MFSK 任意类型混合时，仿真结果表明在加性高斯噪声背景下算法准确有效，信噪比大于−2dB 时检测概率达到 100% 且虚警概率极低。另外，算法对信号调制类型、调制参数、信号源个数具有很好的鲁棒性，计算简单复杂度低、可实时处理。相比于已有研究，本算法门限值的设定更加精确，检测性能有大幅提升。

关键词： 共信道多信号；时频重叠；分形盒维；信号检测
中图分类号： TN911.23 **文献标识码：** A **文章编号：** 1003−0530(2012)07−1044−07

Improved Algorithm for Detecting the Presence of Co-channel Multi-signal Based on Fractal Box Dimension

WANG Qing-hong PENG Hua WANG Bin
(Institute of Information Engineering, Information Engineering University of P. L. A. Zhengzhou, Henan, 450002, China)

Abstract: To tackle the problem of detecting the presence of time-frequency overlapped co-channel multi-signal, an improved algorithm based on fractal box dimension is proposed. The box dimension of instantaneous amplitude is used as detection statistics, which of noise is proved to be a constant 1.415 by theoretical deduction, while which of co-channel multi-signal is turned out equaling to 1 approximately. According to the result, the theoretical threshold can be set. It is signal if the received signal's box dimension of instantaneous amplitude is less than the threshold, otherwise it is noise. The co-channel multi-signal is overlapped by several independent signals, of which the modulation types include MASK, MPSK, MQAM and MFSK. Simulation results prove that the method is effective and accurate in the additional Gaussian noise environments. When SNR is more than −2dB, the detection probability reaches 100% while false-alarm probability is very low. Additionally, it is robust to modulation types, modulation parameters and source number, easy to compute and can be used as real-time processing. Compared to the existing methods, the threshold proposed in this paper is more accurate, and the performance is improved greatly.

Key words: co-channel multi-signal; time-frequency overlapped; fractal box dimension; signal detection

1 引言

现代无线通信领域，随着数字通信技术的迅速发展，电磁频谱资源日益紧张。特别是在复杂环境下非合作通信、电磁频谱监管等宽带接收中，由于无意或人为干扰的存在接收机带宽范围内通常会有多个独立的

收稿日期：2012−01−12；修回日期：2012−04−25
基金项目：国家自然科学基金资助项目(61072046)；河南省基础与前沿基金资助项目(1123004100322)

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

窄带信号存在。这些信号在时域上是完全重叠的,相对于信号带宽由于载频相近,频域上也存在部分重叠,称作共信道多信号或者时频重叠多信号[1]。共信道多信号的存在性检测是处理该问题的关键和首要步骤,是后续信号源个数估计、各独立信号调制参数估计、调制类型识别和混合信号分离的基础。

信号存在性检测是通信信号处理领域比较传统的问题,目前已有大量相关的研究成果发表。常用的有能量检测法[2-4],但其易受噪声不确定性的影响; 循环平稳检测法[5-7],所需数据量较大、计算复杂度高; 特征值分解检测法[8-10],要求阵列接收。因此都不太适用于共信道多信号的实时盲检测。文献[11]提出了一种基于分形盒维数的频谱感知算法,其在本质上也是一种信号存在性盲检测方法,抗噪声性能好且计算简单。但是其最重要的部分——检测门限(噪声的盒维数值)是根据实验的方法设定的,缺乏理论依据且不够精确,而且只针对单个信号,没有考虑多个信号时频混叠的情况。本文在单通道接收模型下研究时频重叠的共信道多信号的存在性检测问题,提出了一种用瞬时幅度盒维数作为检测统计量的算法。首先根据盒维数的计算公式推导得出高斯噪声瞬时幅度的盒维数为一定值 1.415,随着信噪比的增加共信道多信号瞬时幅度的盒维数近似等于 1。然后根据理论推导得出的结论对检测门限进行了改进,改进后的检测门限有充分的理论依据且更加精确,检测性能有大幅提高。理论分析和仿真实验均证明本文提出的算法适合用于共信道多信号的实时盲检测。

2　信号模型

本文采用单通道接收模型。在一段时间内,设有 N 个独立的复窄带信号($s_i(t)$,$i=1\cdots N$)同时落入接收机的接收带宽范围内,并且每个信号都能够被完整接收; $n(t)$ 为等效的复平稳加性高斯噪声; 且各个窄带信号之间,信号和噪声之间均相互独立。后文中如无特别说明复窄带信号简称信号,复平稳加性高斯噪声简称噪声。

共信道多信号的数学模型为:

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

其中,$s_i(t)$ 为:

$$\begin{aligned}s_i(t)&=\sum_{m=1}^{M_i}\sqrt{E_i}a_i(m)\,q_i(t-mT_{si})\\&\exp\left[j(2\pi f_{ci}t+\phi_i(t))\right]\\&=\tilde{s}_i(t)\exp(j2\pi f_{ci}t)\end{aligned} \tag{2}$$

$\tilde{s}_i(t)$ 为各个独立信号的复包络,$\tilde{s}_i(t)=\sum_{m=1}^{M}\sqrt{E_i}a_i(m)\,q_i(t-mT_{si})\exp(j\phi_i(t))$。$E_i$ 为各个独立信号的能量,$a_i(m)$ 为发送的码元序列,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_{si} 为码元周期,其倒数即为码元速率 f_{bi}; $\phi_i(t)$ 表达对载波相位的调制。

3　算法原理

3.1　分形理论概述

分形是对没有特征长度但具有一定意义下的自相似性图形和结构的总称。它具有精细结构和在近似或统计意义下的某种自相似性。在分形理论中,分形维数是最主要的参数,它定量描述分形集的不规则度或称复杂度[12]。最基本的是豪斯道夫维数,但是不易计算,因此常用盒维数、信息维数或相关维数代替。其中盒维数计算简单且和豪斯道夫维数具有等价的意义,描述了分形集的几何尺度情况,因此是使用最多的分形维数。通常自相似性越强盒维数越小,本文也使用盒维数作为信号检测统计量。

对于数字通信信号的盒维数可用如下方式进行计算[13]。设信号的离散采样序列为 $s(t_1)$,$s(t_2)$,…,$s(t_L)$,$s(t_{L+1})$,L 为偶数。令

$$d(\Delta)=\sum_{i=1}^{L}\left|s(t_i)-s(t_{i+1})\right| \tag{3}$$

$$\begin{aligned}d(2\Delta)=\sum_{i=1}^{L/2}&(\max\{s(t_{2i-1}),s(t_{2i}),s(t_{2i+1})\}\\&-\min\{s(t_{2i-1}),s(t_{2i}),s(t_{2i+1})\})\end{aligned} \tag{4}$$

以及

$$N(\lambda)=d(\lambda)/\lambda \tag{5}$$

$$N(2\lambda)=d(2\lambda)/2\lambda \tag{6}$$

其中 λ 为采样间隔,$\lambda=1/f_s$,f_s 为采样率。那么

$$D_B(s)=\frac{\lg N(\lambda)/N(2\lambda)}{\lg\frac{1/\lambda}{1/2\lambda}}=1+\frac{\lg d(\lambda)/d(2\lambda)}{\lg 2} \tag{7}$$

3.2　离散序列的盒维数

首先,本文对离散序列的盒维数进行定量的分析,根据盒维数的计算公式推导得出如下两个结论,这是用盒维数进行共信道多信号存在性检测的重要理论依据。

结论 1:　非恒等离散序列的盒维数 $D_B(s)\in[1,2]$,序列中极值点越多、极值点与相邻样点的幅值相差越大序列的盒维数越大。

$\{s_i\}$,$i=1,2,\cdots,L+1$ 为非恒等离散序列是指序列

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

中的样点 s_i 不全相等。由(3)、(4)两式可以看出 $d(\lambda)$ 为所有相邻样点 s_j, s_{j+1}, $j=1,2,\cdots,L$ 差值的绝对值之和,$d(2\lambda)$ 为所有相邻三样点 $s_{2k-1}, s_{2k}, s_{2k+1}$, $k=1\cdots\frac{L}{2}$ 最大值与最小值之差的和。分三种情况:

当 $s_{2k-1}\leqslant s_{2k}<s_{2k+1}$ 或者 $s_{2k-1}<s_{2k}\leqslant s_{2k+1}$ 或者 $s_{2k-1}\geqslant s_{2k}>s_{2k+1}$ 或者 $s_{2k-1}>s_{2k}\geqslant s_{2k+1}$ 时:

$$\max(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})-\min(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})=|s_{2k+1}-s_{2k-1}|=|s_{2k}-s_{2k-1}|+|s_{2k+1}-s_{2k}| \tag{8}$$

此时 $d_1(\lambda)=d_1(2\lambda)$, $D_B(s)=1$。

当 $s_{2k-1}=s_{2k+1}\neq s_{2k}$ 时:

$$\max(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})-\min(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})=|s_{2k+1}-s_{2k}|=\frac{1}{2}(|s_{2k}-s_{2k-1}|+|s_{2k+1}-s_{2k}|) \tag{9}$$

此时 $d_2(\lambda)=2d_2(2\lambda)$, $D_B(s)=2$。

当 $s_{2k}<\min(s_{2k-1},s_{2k+1})$ 或者 $s_{2k}>\max(s_{2k-1},s_{2k+1})$ 且 $s_{2k-1}\neq s_{2k+1}$ 时:

$$\max(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})-\min(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})<|s_{2k}-s_{2k-1}|+|s_{2k+1}-s_{2k}| \tag{10}$$

此时 $d_3(2\lambda)<d_3(\lambda)<2d_3(2\lambda)$, $D_B(s)=\alpha, \alpha\in(1,2)$。

不妨把第一种情况称为 $s_{2k-1}, s_{2k}, s_{2k+1}$ 连续,第二、三两种情况称 s_{2k} 为极值点。对于一般的非恒等序列,以上三种情况可能同时存在,因此:

$$\begin{cases}d(\lambda)=d_1(\lambda)+d_2(\lambda)+d_3(\lambda)\\ d(2\lambda)=d_1(2\lambda)+d_2(2\lambda)+d_3(2\lambda)\end{cases} \tag{11}$$

所以,

$$d(\lambda)=\begin{cases}d(2\lambda), s_{2k-1}\leqslant s_{2k}<s_{2k+1}\text{ or }s_{2k-1}<s_{2k}\leqslant s_{2k+1}\\ \quad\text{or }s_{2k-1}\geqslant s_{2k}>s_{2k+1}\text{ or }s_{2k-1}>s_{2k}\geqslant s_{2k+1};\\ 2d(2\lambda), s_{2k-1}=s_{2k+1}\neq s_{2k};\\ \alpha d(2\lambda), 1<\alpha<2, \text{others}.\end{cases} \tag{12}$$

代入(7)式得:

$$D_B(s)=\begin{cases}1, s_{2k-1}\leqslant s_{2k}<s_{2k+1}\text{ or }s_{2k-1}<s_{2k}\leqslant s_{2k+1}\\ \quad\text{or }s_{2k-1}\geqslant s_{2k}>s_{2k+1}\text{ or }s_{2k-1}>s_{2k}\geqslant s_{2k+1};\\ 2, s_{2k-1}=s_{2k+1}\neq s_{2k};\\ \alpha, 1<\alpha<2, \text{others}.\end{cases} \tag{13}$$

具体的取值取决于符合每种情况的点在整个序列中所占的比例及相邻样点的差值,一般地极值点越多、极值点与其相邻的样点差值越大盒维数越大。

结论 2: 随机序列的盒维数为一定值 1.415。

设随机序列的概率密度为 $f_S(s)$,分布函数为 $F_S(s)$。此时 $s_j, s_{j+1}, s_{2k-1}, s_{2k}, s_{2k+1}$ 为独立同分布的随机变量。

根据(3)式可知,

$$d(\lambda)=L\cdot E(|s_j-s_{j+1}|) \tag{14}$$

令 $P=\max(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})$, $Q=\min(s_{2k-1},s_{2k},s_{2k+1})$,则 P、Q 的分布函数为 $F_P(p)=F_S^3(p)$, $F_Q(q)=1-(1-F_S(q))^3$ [14]。求一阶导数得概率密度为 $f_P(p)=3F_S^2(p)f_S(p)$, $f_Q(q)=3f_S(q)-6F_S(q)f_S(q)+3F_S^2(q)f_S(q)$。

那么,

$$E(P)=\int_{-\infty}^{+\infty}pf_P(p)\,dp=\int_{-\infty}^{+\infty}p3F_S^2(p)f_S(p)\,dp \tag{15}$$

$$E(Q)=\int_{-\infty}^{+\infty}qf_Q(q)\,dq=\int_{-\infty}^{+\infty}q(3f_S(q)-6F_S(q)f_S(q)+3F_S^2(q)f_S(q))\,dq \tag{16}$$

则,

$$\begin{aligned}E(P)-E(Q)&=6\int_{-\infty}^{+\infty}mF_S(m)f_S(m)\,dm-3\int_{-\infty}^{+\infty}mf_S(m)\,dm\\&=3E(\max(s_j,s_{j+1}))-3E(s_j)\\&=\frac{3}{2}(E(s_j)+E(s_{j+1})+E(|s_j-s_{j+1}|))-3E(s_j)\\&=\frac{3}{2}E(|s_j-s_{j+1}|)\end{aligned} \tag{17}$$

所以,

$$d(2\lambda)=\frac{L}{2}(E(P)-E(Q))=\frac{3L}{4}E(|s_j-s_{j+1}|) \tag{18}$$

把(14)(18)两式代入(7)式得:

$$D_B(s)=1+\frac{lg\dfrac{L\cdot E(|s_j-s_{j+1}|)}{\frac{3}{4}L\cdot E(|s_j-s_{j+1}|)}}{lg2}=1+\frac{lg\frac{4}{3}}{lg2}=1.415 \tag{19}$$

因此,随机序列的盒维数为一定值 1.415,与随机序列的概率密度、均值和方差等因素无关。

推论 1: 复加性高斯噪声瞬时幅度和瞬时相位的盒维数为 1.415。

复加性高斯噪声的瞬时幅度和瞬时相位均为随机过程,其幅度服从瑞利分布,概率密度表达式为[15]:

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$f_A(A_t)=\frac{A_t}{\sigma^2}exp\left(-\frac{A_t^2}{2\sigma^2}\right),A_t\geqslant 0 \tag{20}$$

相位服从均匀分布,概率密度表达式为[15]:

$$f_\phi(\phi_t)=\frac{1}{2\pi},0\leqslant\phi_t\leqslant 2\pi \tag{21}$$

根据结论2,复高斯噪声瞬时幅度和瞬时相位的盒维数都等于1.415。

3.3　单个信号瞬时幅度的盒维数

因为数字通信信号每个码元经过的成形滤波器相同,因此具有自相似性。对于升余弦成形的过采样正弦波调制信号,在不考虑噪声影响的情况下瞬时幅度的样点之间具有一定的约束关系而噪声是完全随机的,所以调制信号的自相似性更强,复杂度小于噪声的复杂度,盒维数小于噪声的盒维数。

升余弦成形的通信信号瞬时幅度可以表示成:

$$A_i(t)=|\tilde{s}_i(t)|=\sum_{m=1}^{M}\sqrt{E_i}\,|a_i(m)|\,|q_i(t-mT_s)| \tag{22}$$

在同一个码元内信号的瞬时幅度等于载波幅度、码元幅度和脉冲成形函数的乘积,$\sqrt{E_i}$、$a_i(m)$为常数,那么瞬时幅度$A_i(t)$按照脉冲成形函数的规律进行变化,升余弦成形$q_i(t)$是连续的,先单调上升再单调下降,因此整个瞬时幅度序列也是连续的,在码元顶点处及相邻码元跳变点处出现极值点。根据(12)式,单调时$d_1(\lambda)=d_1(2\lambda)$,在极值点处$d_2(\lambda)=\alpha d_2(2\lambda)$,$\alpha\in(1,2]$。对于整个瞬时幅度序列$d(\lambda)=d_1(\lambda)+d_2(\lambda)$,$d(2\lambda)=d_1(2\lambda)+d_2(2\lambda)$。当过采样的倍数较大时,码元顶点及码元跳变点占整个样点的比例非常小,$d_1(\lambda)\gg d_2(\lambda)$,$d_1(2\lambda)\gg d_2(2\lambda)$,所以$d(\lambda)$略大于$d(2\lambda)$,结合(7)式可得单个信号瞬时幅度的盒维数略大于1。

3.4　共信道多信号瞬时幅度的盒维数

根据中心极限定理,当混合的独立信号源个数足够大时混合信号的瞬时幅度趋近于正态分布,盒维数的值也接近于噪声的盒维数值。不过实际情况下共信道多信号中混合的独立信号源的个数远小于上述情况,下面以$N=2$为例讨论共信道多信号瞬时幅度的盒维数。

不考虑噪声时,根据(1)(2)两式共信道多信号为:

$$\begin{aligned}s(t)&=\sum_{i=1}^{2}s_i(t)=\tilde{s}_1(t)\exp(j2\pi f_{c1}t)+\tilde{s}_2(t)exp(j2\pi f_{c2}t)\\&=\tilde{s}_1(t)(\cos(2\pi f_{c1}t)+jsin(2\pi f_{c1}t))\\&+\tilde{s}_2(t)(\cos(2\pi f_{c2}t)+jsin(2\pi f_{c2}t))\\&=(\tilde{s}_1(t)\cos(2\pi f_{c1}t)+\tilde{s}_2(t)cos(2\pi f_{c2}t))\\&+j(\tilde{s}_1(t)\sin(2\pi f_{c1}t)+\tilde{s}_2(t)sin(2\pi f_{c2}t))\end{aligned} \tag{23}$$

那么,复包络为:

$$\begin{aligned}\tilde{s}(t)&=\sqrt{(\tilde{s}_1(t)cos(2\pi f_{c1}t)+\tilde{s}_2(t)\cos(2\pi f_{c2}t))^2+(\tilde{s}_1(t)sin(2\pi f_{c1}t)+\tilde{s}_2(t)\sin(2\pi f_{c2}t))^2}\\&=\sqrt{\tilde{s}_1^2(t)+\tilde{s}_2^2(t)+2\tilde{s}_1(t)\tilde{s}_2(t)cos2\pi(f_{c1}-f_{c2})t}\end{aligned} \tag{24}$$

$\tilde{s}_i(t)=A_i(t)\exp(j\theta_i(t))$,为每个独立信号的复包络。上一节证明了单个信号的复包络$\tilde{s}_i(t)$是连续的,根据多元初等函数的连续性及复合函数的连续性[16],$\tilde{s}(t)$也是连续的。因此共信道多信号的瞬时幅度$A(t)=|\tilde{s}(t)|$是连续的,对于整个序列在码元顶点及码元跳变点处可能出现极值点。但是当过采样倍数较大时极值点的个数占整个序列的比例很小。这与单个信号的结论相同。因此,当混合的独立信号个数较少且过采样倍数较大时共信道多信号瞬时幅度的盒维数也近似等于1。各个独立信号载频不相等,码元速率相等和不相等时共信道多信号瞬时幅度的盒维数值如图1、2所示。

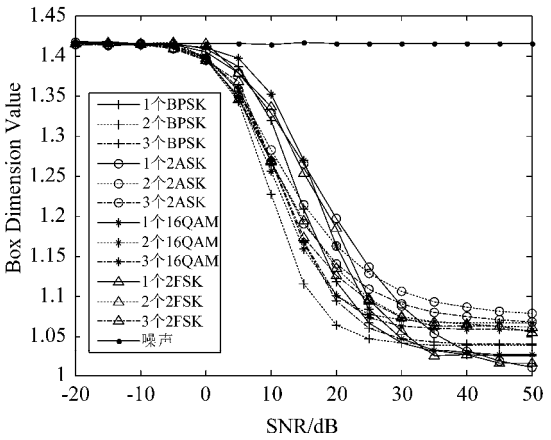


图1　码元速率相同时瞬时幅度盒维数值

Fig. 1　Box dimension of instantaneous amplitude with same chip rates

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

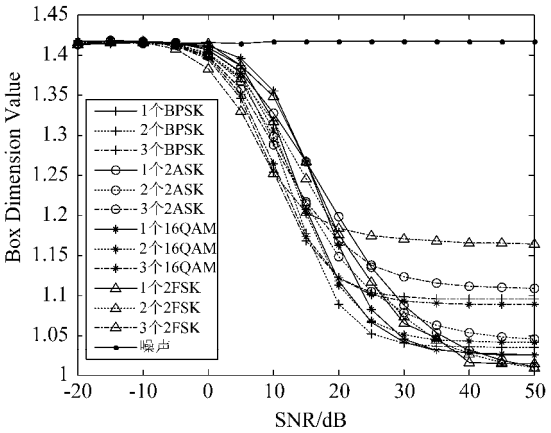


图 2 码元速率不同时瞬时幅度盒维数值

Fig. 2 Box dimension of instantaneous amplitude with different chip rates

随着信噪比的增加共信道多信号瞬时幅度的盒维数逐渐趋近于 1，和前文理论分析的结论相同。瞬时幅度的盒维数主要体现脉冲成形函数的自相似性，对各个独立信号的调制方式和调制参数具有很好的鲁棒性。

4 算法实现

已经证明噪声瞬时幅度的盒维数为定值 1.415，随着信噪比的增加过采样共信道多信号的瞬时幅度盒维数近似等于 1。在进行信号存在性检测时理论门限为噪声瞬时幅度的盒维数，即理论门限为 1.415。如果接收信号瞬时幅度的盒维数 D_B 小于检测门限则说明有信号存在，否则没有信号存在。实际中考虑存在计算误差，检测门限要比噪声瞬时幅度的盒维数略小，可取 $D_{BTh}=1.413$。

因此信号检测可看成二元假设检验，设 H_0 表示没有信号存在，H_1 表示有信号存在，则信号检测可用公式表述为:

$$\begin{cases} H_0, D_B \geqslant D_{BTh} \\ H_1, D_B < D_{BTh} \end{cases} \tag{25}$$

为了进一步克服噪声影响及计算误差，可用多个样本的瞬时幅度盒维数均值 $\bar{D}_B$ 代替单个信号样本的瞬时幅度盒维数 D_B。

5 仿真实验及分析

用仿真实验说明该算法的有效性并在 AWGN 信道环境下验证算法性能。共信道多信号中各独立信号的调制类型包括各阶 MASK、MPSK、MQAM 及 MFSK，信号个数分别取 $N=1,2,3$。各个独立信号在时域上是完全重叠的，频域上存在不同程度的重叠，通常情况下信号的载频各不相同，码元速率不同时各信号的调制参数设为: $f_{c1}=3000\text{Hz}$, $f_{b1}=1200\text{Baud}$, $f_{b2}=1500\text{Baud}$, $f_{c2}=4000\text{Hz}$, $f_{b3}=3000\text{Baud}$, $f_{c3}=4500\text{Hz}$; 码元速率相同时 $f_{b1}=f_{b2}=f_{b3}=1200\text{Baud}$。各独立信号均采用升余弦成形，脉冲成形系数 0.5。采样速率 $f_s=12000\text{Hz}$。样本数量为 100，每个样本 2048 个样点，每个信噪比下做 500 次蒙特卡罗实验。盒维数按照(3)-(7)式进行计算，共信道多信号检测的结果如图 3、图 4 所示。

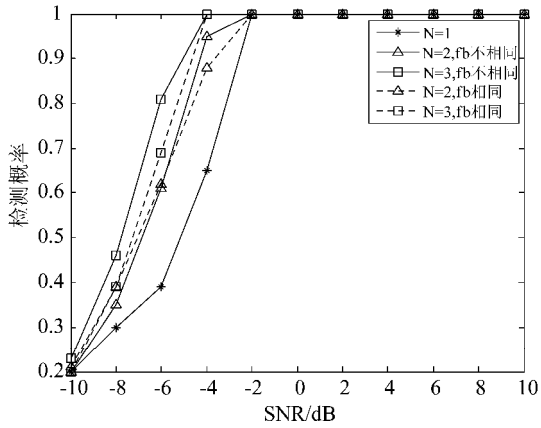


图 3 检测概率

Fig. 3 Detection probability

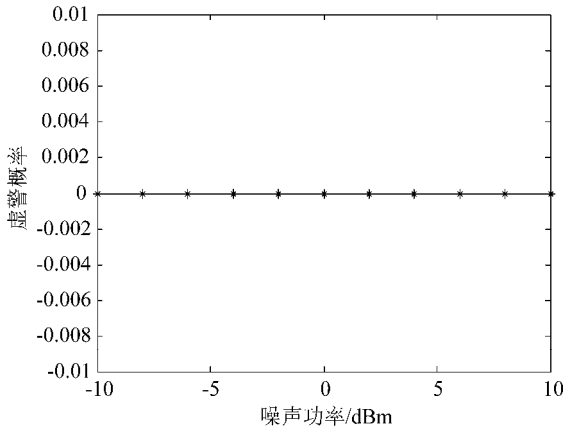


图 4 虚警概率

Fig. 4 False-alarm probability

图中 SNR=-2dB 时检测概率达到 100%，虚警概率在(-10dBm, 10dBm)范围内为零，说明算法在较低的信噪比条件下具有很好的性能。这是因为在信号检

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

测时使用的是瞬时幅度的盒维数，前面推导了噪声瞬时幅度盒维数为 1.415，而当信噪比达到一定范围后共信道多信号瞬时幅度的盒维数略大于 1，而且基本不受信号源个数的影响，因此二者的区别明显，所以检测概率较高。理论上复噪声瞬时幅度的盒维数为定值 1.415，并且不受噪声功率的影响，但是由于存在计算误差，实际计算值并不恒等于 1.415，而是在一个很小的范围内波动。根据噪声瞬时幅度的盒维数，本文检测门限设为 1.413，保留了足够的波动余量; 在计算时又取多个样本盒维数的平均值作为检测统计量，这也在一定程度上减小了计算误差，因此噪声基本不会错判成信号，使得虚警概率很低，这也是该算法的优点之一。当信噪比小于 0dB 时，信号的瞬时幅度主要受噪声影响，计算出的盒维数值和噪声相差不大，此时信号会错判成噪声使得漏警概率较高。

根据前面的分析各信号码元速率是否相同对共信道多信号盒维数的影响很小，图 3 的实验结果也证明各个独立信号码元速率相同与不相同时检测概率区别很小。因此该检测算法对信号源个数和码元速率具有很好的鲁棒性。

文献 [11] 根据实验设定的检测门限为 1.4，本文根据理论推导设定的检测门限为 1.413，更加精确，因此检测性能有很大提高，如图 5、图 6 所示。

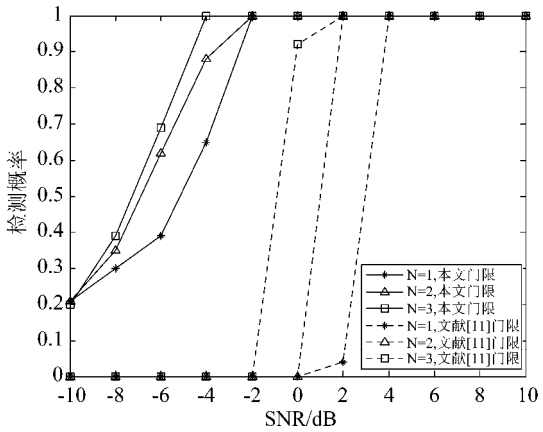


图 5　本文门限与文献 [11] 所设门限检测概率对比

Fig. 5　Detection probability of different thresholds in this paper and literature [11]

由图可以看出使用这两个门限值虚警概率均为 0，说明两者都对噪声瞬时幅度盒维数的计算误差具有较好的鲁棒性。但是使用文献 [11] 的检测门限当 SNR = 4dB 时检测概率才达到 100%，而使用本文的检测门限当 SNR = −2dB 时检测概率就已到达 100%，信噪比提升 6dB。另外使用文献 [11] 的检测门限检测概率在 0dB 左右发生突变，这是因为当信噪比小于 0dB 时瞬时幅度主要受噪声影响，盒维数的值与噪声的盒维数比较接近。文献 [11] 的检测门限为 1.4，与噪声的盒维数值相差较大，此时会把信号错判成噪声，使得检测概率大大降低。而本文的检测门限设为 1.413，相比之下更加精确且与噪声的瞬时幅度盒维数相差更小，因此在低信噪比下区分信号和噪声的能力更强，检测性能更好。

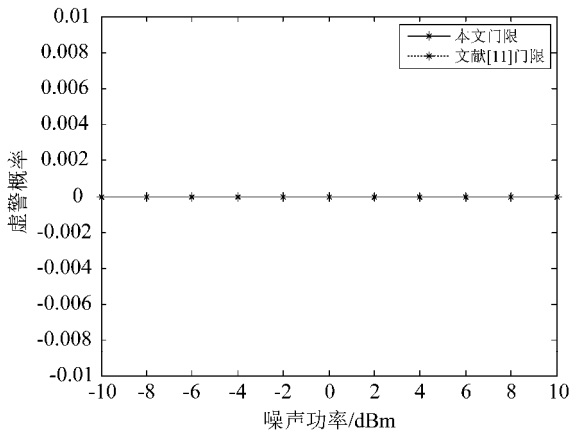


图 6　本文门限与文献 [11] 所设门限虚警概率对比

Fig. 6　False-alarm probability of different thresholds in this paper and literature [11]

6　总结

本文把分形盒维数用于共信道多信号的存在性检测。首先对非恒等离散序列的盒维数进行了定量的分析，推导得出随机序列的盒维数为一定值 1.415，随着信噪比的增加共信道多信号瞬时幅度的盒维数近似等于 1。根据这一结论可以得出用瞬时幅度盒维数进行信号存在性检测的理论门限。相比于已有研究，检测门限的设置有充分的理论依据且更加精确，性能有明显提升。

分析和仿真结果均表明算法具有很好的抗噪声性能，并且基本不受信号源个数、信号调制类型和各独立信号码元速率的影响，而且瞬时幅度和信号的载频无关，因此算法具有很好的鲁棒性，适用范围很广。而且在文献 [11] 中还指出基于分形盒维数的检测算法比

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

能量检测算法的计算复杂度更低，便于实时处理。所以该算法能够很好地解决时频重叠的共信道多信号的存在性检测问题。

参考文献

[1] 陆明泉. 多信号的调制识别技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学，2008.

[2] Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals [J]. Proceedings of the IEEE，1967，55(4)：523-531.

[3] Digham F F，Alouini M S，Simon M K. On the Energy Detection of Unknown Signals Over Fading Channels [J]. IEEE Transactions on Communications，2007，55(1)：21-24.

[4] Zhang W，Mallik R，Letaief K. Optimization of cooperative spectrum sensing with energy detection in cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications，2009，8(12)：5761-5766.

[5] Amod V D，Georgios B G. Statistical Tests for Presence of Cyclostationary [J]. IEEE Transactions on signal processing，1994，42(9)：2355-2369.

[6] Lunden J，Kassam S A，Koivunen V. Robust Nonparametric Cyclic Correlation-Based Spectrum Sensing for Cognitive Radio [J]. IEEE Transactions on Signal Processing，2010，58(1)：38-52.

[7] Quan Z，Zhang W Y，Shellhammer S J，Sayed，A H. Optimal Spectral Feature Detection for Spectrum Sensing at Very Low SNR [J]. IEEE Transactions on Communications，2011，59(1)：201-202.

[8] Zeng Y H，Liang Y C. Maximum-Minimum Eigenvalue Detection for Cognitive Radio [C] // IEEE 18th International Symposium on Personal，Indoor and Mobile Radio Communications. Athens. 2007：1-5.

[9] Zeng Y H，Liang Y C. Eigenvalue-based spectrum sensing algorithms for cognitive radio [J]. IEEE Transactions on Communications，2009，57(6)：1784-1793.

[10] Kortun A，Ratnarajah T，Sellathurai M，Zhong C J. On the Performance of Eigenvalue-Based Spectrum Sensing for Cognitive Radio [C] // 2010 IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum. Singapore. 2010：1-6.

[11] 赵春晖，马爽，杨伟超. 基于分形盒维数的频谱感知技术研究 [J]. 电子与信息学报，2011，33(2)：475-477.
Zhao C H，Ma S，Yang W C. Spectrum Sensing in Cognitive Radios Based on Fractal Box Dimension [J]. Journal of Electronics & Information Technology，2011，33(2)：475-477.(in Chinese)

[12] 谢和平，薛秀谦. 分形应用中的数学基础与方法 [M]. 北京: 科学出版社，1997：81-96.

[13] 吕铁军，郭双冰，肖先赐. 调制信号的分形特征研究 [J]. 中国科学(E 辑)，2001，31(6)：508-513.
Lv T J，Guo S B，Xiao X C. Research on Fractal Characters of Modulation Signals [J]. Science in China (Series E)，2001，31(6)：508-513.(in Chinese)

[14] 盛骤，谢式千，潘承毅. 概率论与数理统计(第三版) [M]. 北京: 高等教育出版社，2001：99-100.

[15] 朱华，黄辉宁，李永庆，梅文博. 随机信号分析 [M]. 北京: 北京理工大学出版社，2005：320-321.

[16] 邱伯驹，骆承钦等. 高等数学(第五版，下册) [M]. 北京: 高等教育出版社，2001：10-12.

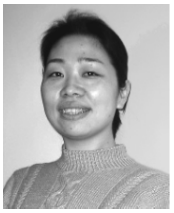
作者简介



王青红(1988-)，男，河南固始人，解放军信息工程大学信息工程学院硕士研究生，研究方向：通信信号处理。
E-mail：501747013@qq.com



彭 华(1973-)，男，江西萍乡人，博士，解放军信息工程大学信息工程学院教授，博士生导师，研究方向：通信信号处理与软件无线电。
E-mail：13598061590@139.com



王 彬(1971-)，女，河南郑州人，博士，解放军信息工程大学信息工程学院讲师，研究方向：通信信号处理、信道盲辨识与盲均衡技术、调制识别技术。
E-mail：commutech@163.com

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net