



一种针对噪声不确定性的顽健循环特征检测法

陈强, 金明, 童景文

(宁波大学信息科学与工程学院, 浙江 宁波 315211)

摘要: 循环特征检测法的检测性能远优于能量检测法, 但是噪声不确定性会使这一优势变得不明显。针对这一问题, 提出了一种能够对抗噪声不确定性的循环特征检测法。推导证明了在二维循环谱中, 不同循环频率上的噪声分量具有独立同分布的特性。基于这一特性, 利用授权用户信号循环谱峰以外的值来估计循环谱峰处的噪声分布, 并获得不需要噪声功率先验知识的判决门限, 从而避免了噪声不确定性的影响。实验结果表明, 所提方法的检测性能接近噪声功率精确已知的循环特征检测法。

关键词: 频谱感知; 循环特征检测; 噪声不确定性

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016211

A robust cyclic-feature detection against noise uncertainty

CHEN Qiang, JIN Ming, TONG Jingwen

College of Information Science and Engineering, Ningbo University, Ningbo 315211, China

Abstract: The detection performance of cyclic-feature detection is much better than energy detection. However, noise uncertainty will degrade its performance severely. Aiming at this problem, a cyclic-feature detection method resisting to noise uncertainty was proposed. It was proved that the noise cyclic spectrum components at different cycle frequencies were independent and identically distributed in two-dimensional cyclic spectrum. Based on this, the noise distribution at the cycle peak was estimated using all values except the spectrum peak positions of licensed user signal, and decision threshold was obtained without noise power prior knowledge, so as to avoid the influence of noise uncertainties. Simulation results demonstrate that the performance of the proposed method is close to that of cyclic-feature detection method with known noise power.

Key words: spectrum sensing, cyclic-feature detection, noise uncertainty

1 引言

无线电频谱是无线通信发展不可或缺的资源。然而, 几

乎所有的国家都面临着无线电频谱资源不足的问题, 这主要是由当前的静态频谱资源分配策略造成的。在该分配策略下, 任何非授权用户都不允许接入授权频段, 即使授权频

收稿日期: 2016-03-29; 修回日期: 2016-08-02

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61301152, No. 61571250); 宁波市自然科学基金资助项目 (No. 2016A610058); 浙江省信息与通信工程重中之重学科开放基金资助项目 (No. xkx11402)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 61301152, No. 61571250), Ningbo Natural Science Foundation of China (No. 2016A610058), Zhejiang Open Foundation of the Most Important Subjects of Information and Communication Engineering (No. xkx11402)



段处于空闲状态,这造成了大量的频谱资源未被充分利用。美国联邦通信委员会(Federal Communications Commission, FCC)频谱策略任务工作报告显示,由频率管理部门分配的授权频段在不同时间段、不同地理区域里的使用率在15%~85%,这些频段大部分时间里未被占用,还有一些只是部分被占用,频谱的利用情况极不平衡^[1]。可见频谱资源的缺乏主要是静态频谱分配策略造成的,而非频谱资源本身的缺乏。因此,Mitola J博士提出了认知无线电的概念。认知无线电通过动态频谱资源分配机制使非授权用户(以下称为认知用户)共享授权用户的频谱资源,以提高频谱资源利用率,从而解决频谱资源缺乏问题。为了避免对授权用户造成干扰,认知用户必须感知授权用户是否存在。因此,频谱感知是认知无线电中的关键技术之一。

至今,人们已经提出了多种频谱感知方法,比如匹配滤波检测法^[2]、能量检测法^[2,3]、循环特征检测法^[4-8]。匹配滤波检测法在加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)信道下具有最优的检测性能。但是此检测法需要知道授权用户信号的波形,而在大部分情况下无法得到。能量检测法实现简单,但是在低信噪比环境下的检测性能较低。另外,能量检测法在设置判决门限时需要知道噪声功率,而噪声功率的不确定性(noise uncertainty, NU, 以下简称噪声不确定性)会严重降低能量检测法的检测性能。循环特征检测法利用授权用户信号的循环特性来实现频谱感知,在低信噪比下仍然有较好的检测性能。参考文献[9]提出的循环特征检测法利用授权用户循环谱峰的幅度平方作为检验统计量,获得了较优的检测性能。但是此方法的判决门限仍然依赖于噪声功率,这使得噪声不确定性也会严重降低其性能。为了解决噪声不确定性问题,参考文献[10]提出利用授权用户信号的谱相关系数作为检验统计量。但是此方法没有充分利用循环谱,这使得其检测性能不如能量检测法。

由上可知,循环特征检测法的检测性能远优于能量检测法,但是在噪声不确定性环境下,这种优势就变得不明显了。针对这一问题,本文提出了一种对噪声不确定性稳健的循环特征检测法。所提方法在设置判决门限时不需要知道噪声功率先验知识,从而避免了噪声不确定性的影响。实验仿真验证了所提方法的性能。

2 信号模型

噪声在二元假设下,认知用户接收到的信号 $x(n)$ 可以

表示成:

$$x(n) = \begin{cases} s(n) + w(n), & H_1 \\ w(n), & H_0 \end{cases} \quad (1)$$

其中, $s(n)$ 表示接收到的授权用户信号; $w(n)$ 表示均值为零、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声,即 $w(n) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$; H_0 表示授权用户不存在, H_1 表示授权用户存在。

信号 $x(n)$ 的循环自相关函数^[11]为:

$$R_x^\alpha(l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) x^*(n-l) e^{-j\frac{2\pi m}{N}n} e^{j\frac{\pi m}{N}l} \quad (2)$$

其中, l 表示时延; α 表示离散循环频率, 其取值为 $\alpha = \frac{m}{N}$, $m = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}-1$ 。对 $R_x^\alpha(l)$ 沿时延量 l 做傅里叶变换, 得到循环谱密度为:

$$S_x^\alpha(f) = \sum_{l=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) x^*(n-l) e^{-j\frac{2\pi m}{N}n} e^{j\frac{\pi m}{N}l} e^{-j\frac{2\pi k}{N}l} \quad (3)$$

其中, f 表示离散频率, 取值为 $f = \frac{k}{N}$, $k = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}-1$ 。

当 $\alpha=0$ 时, $R_x^{\alpha=0}(l)$ 就是传统的自相关函数, 而 $S_x^{\alpha=0}(f)$ 是功率谱密度。

在认知无线电的实际应用中, 要实现频谱感知的目标频带是已知的, 因此目标频带中授权用户信号的循环频率范围也是确定的。传统的循环特征检测法就是直接利用授权用户信号循环频率范围内的循环谱值进行频谱感知。在设置判决门限时, 传统的循环特征检测法需要知道噪声功率, 而噪声不确定性会严重降低其检测性能。

3 对抗噪声不确定性的循环特征检测法

为了降低噪声不确定性对循环特征检测法的影响, 提出利用授权用户信号循环频率范围外的统计独立的循环谱值来估计噪声的循环谱分布。下面证明, 噪声循环谱沿着循环频率 α 的方向是统计独立的, 而沿着频率 f 的方向是相关的。

3.1 噪声循环谱沿循环频率维度的统计独立性

首先分析噪声循环谱值的均值。在只有噪声的情况下, 式(3)的均值为:

$$\begin{aligned} E[S_x^\alpha(f)] &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} E[x(n) x^*(n-l)] e^{-j\frac{2\pi m}{N}n} e^{j\frac{\pi m}{N}l} e^{-j\frac{2\pi k}{N}l} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[x(n) x^*(n)] e^{-j\frac{2\pi m}{N}n} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} E[x(n)x^*(n-l)] e^{-j\frac{2\pi m}{N}n} e^{j\frac{\pi m l}{N}} e^{-j\frac{2\pi k l}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[x(n)x^*(n)] e^{-j\frac{2\pi m}{N}n} \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)中最后一个等式成立的原因是 $E[x(n)x^*(n-l)]=0, l \neq 0$ 。

因为零均值的噪声方差为 σ^2 , 所以 $E[x(n)x^*(n)]=\sigma^2$ 。因此:

$$E[S_x^\alpha(f)] = \frac{\sigma^2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi m}{N}n} = \begin{cases} \sigma^2, & m=0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

式(5)表明循环频率非零处的噪声循环谱的均值为零。因此考虑循环频率非零处噪声循环谱的相关性。循环频率非零处的任意两点循环谱互相关可以表示为:

$$\begin{aligned} & E[S_x^{\alpha_1}(f_1)S_x^{\alpha_2}(f_2)^*] \\ &= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{l_1=0}^{N-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} x(n_1)x^*(n_1-l_1) e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} e^{j\frac{\pi m_1 l_1}{N}} e^{-j\frac{2\pi k_1 l_1}{N}} \right] \times \right. \\ & \quad \left. \left[\frac{1}{N} \sum_{l_2=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} x^*(n_2)x(n_2-l_2) e^{j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} e^{-j\frac{\pi m_2 l_2}{N}} e^{j\frac{2\pi k_2 l_2}{N}} \right] \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

把式(6)拆分成4部分之和,即:

$$E[S_x^{\alpha_1}(f_1)S_x^{\alpha_2}(f_2)^*] = A + B + C + D \quad (7)$$

其中:

$$\begin{aligned} A &= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} x(n_1)x^*(n_1) e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} \right] \times \right. \\ & \quad \left. \left[\frac{1}{N} \sum_{l_2=1}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} x^*(n_2)x(n_2-l_2) e^{j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} e^{-j\frac{\pi m_2 l_2}{N}} e^{j\frac{2\pi k_2 l_2}{N}} \right] \right\} \quad (8) \\ B &= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{l_1=1}^{N-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} x(n_1)x^*(n_1-l_1) e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} e^{j\frac{\pi m_1 l_1}{N}} e^{-j\frac{2\pi k_1 l_1}{N}} \right] \times \right. \\ & \quad \left. \left[\frac{1}{N} \sum_{n_2=0}^{N-1} x^*(n_2)x(n_2) e^{j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} C &= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} x(n_1)x^*(n_1) e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} \right] \times \right. \\ & \quad \left. \left[\frac{1}{N} \sum_{n_2=0}^{N-1} x^*(n_2)x(n_2) e^{j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} D &= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{l_1=1}^{N-1} \sum_{n_1=0}^{N-1} x(n_1)x^*(n_1-l_1) e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} e^{j\frac{\pi m_1 l_1}{N}} e^{-j\frac{2\pi k_1 l_1}{N}} \right] \times \right. \\ & \quad \left. \left[\frac{1}{N} \sum_{l_2=1}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} x^*(n_2)x(n_2-l_2) e^{j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} e^{-j\frac{\pi m_2 l_2}{N}} e^{j\frac{2\pi k_2 l_2}{N}} \right] \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

对于式(8)、式(9),展开后的每一项都是独立高斯分布的奇数阶矩的乘积,因此 $A=B=0$ [12]。

由于循环频率非零处的噪声循环谱的均值为零,所以其方差可以表示成 $\alpha_1=\alpha_2 \neq 0$, 且 $f_1 \neq f_2$ 时的 $E[S_x^{\alpha_1}(f_1)S_x^{\alpha_2}(f_2)^*] = A + B + C + D, E[S_x^\alpha(f)S_x^\alpha(f)^*] = C_1 + D_1$ 。其中:

$$\begin{aligned} C_1 &= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} |x(n_1)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{n_2=0}^{N-1} |x(n_2)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} \right] \right\} \\ &= E \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^4 e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n} e^{j\frac{2\pi m_2}{N}n} + \right. \\ & \quad \left. \frac{1}{N^2} \sum_{\substack{n_1=0, n_2=0 \\ n_1 \neq n_2}}^{N-1} |x(n_1)|^2 |x(n_2)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} e^{j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中最后一个等式成立的原因是将第2个等式表示为 $n_1=n_2=n$ 以及 $n_1 \neq n_2$ 的加和的形式。因此有:

$$C_1 = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} 3\sigma^4 + \frac{\sigma^4}{N^2}(-N) = \frac{3\sigma^4}{N} - \frac{\sigma^4}{N} = \frac{2\sigma^4}{N} \quad (13)$$

$$D_1 = E \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 |x(n-l)|^2 \right\} = \frac{N-1}{N} \sigma^4 \quad (14)$$

所以方差的结果为:

$$E[S_x^{\alpha_1}(f_1)S_x^{\alpha_2}(f_2)^*] = C_1 + D_1 = \frac{2\sigma^4}{N} + \frac{N-1}{N} \sigma^4 = \frac{N+1}{N} \sigma^4 \quad (15)$$

计算 $\alpha_1=\alpha_2 \neq 0$ 且 $f_1 \neq f_2$ 除外的3种情况下的 $E[S_x^{\alpha_1}(f_1)S_x^{\alpha_2}(f_2)^*]$, 就是循环频率非零处的任意不同两点噪声循环谱的相关性。其结果可以表示为 C_2+D_2 , 其中:

$$\begin{aligned} C_2 &= E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} |x(n_1)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{n_2=0}^{N-1} |x(n_2)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} \right] \right\} + \\ & \quad E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} |x(n_1)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{n_2=0}^{N-1} |x(n_2)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} \right] \right\} + \\ & \quad E \left\{ \left[\frac{1}{N} \sum_{n_1=0}^{N-1} |x(n_1)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}n_1} \right] \left[\frac{1}{N} \sum_{n_2=0}^{N-1} |x(n_2)|^2 e^{-j\frac{2\pi m_2}{N}n_2} \right] \right\} \\ &= \frac{2\sigma^4}{N} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} D_2 &= E \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 |x(n-l)|^2 \right. \\ & \quad \left. e^{-j\frac{2\pi m_1}{N}(m_1-m_2)} e^{j\frac{\pi l}{N}(m_1-m_2)} e^{-j\frac{2\pi l}{N}(k_1-k_2)} \right\} + \end{aligned}$$

$$E \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 |x(n-l)|^2 e^{-j \frac{2\pi n}{N} (m_1 - m_2)} e^{j \frac{\pi l}{N} (m_1 - m_2)} \right\} +$$

$$E \left\{ \frac{1}{N^2} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 |x(n-l)|^2 e^{-j \frac{2\pi l}{L} (k_1 - k_2)} \right\}$$

$$= \frac{\sigma^4}{N}$$
(17)

所以式(10)和式(11)的结果分别为:

$$C = C_1 + C_2 = \frac{4\sigma^4}{N}$$
(18)

$$D = D_1 + D_2 = \sigma^4$$
(19)

可得:

$$E[S_x^{\alpha_1}(f_1) S_x^{\alpha_2}(f_2)^*] = \begin{cases} 0, & \alpha_1 \neq \alpha_2 \\ \frac{1}{N} \sigma^4, & \alpha_1 = \alpha_2, f_1 \neq f_2 \\ \frac{N+1}{N} \sigma^4, & \alpha_1 = \alpha_2, f_1 = f_2 \end{cases} \quad (20)$$

考虑到噪声循环谱服从高斯分布,式(20)表明噪声循环谱沿着循环频率 α 的方向统计独立,而沿着频率 f 的方向是相关的。

3.2 对抗噪声不确定性的循环特征检测法实现步骤

本节基于噪声循环谱沿循环频率维度具有统计独立性,提出一种能够对抗噪声不确定性的循环特征检测法。循环特征检测法的二元假设检验循环谱密度模型可以描述成:

$$S_x^\alpha(f) = \begin{cases} S_s^\alpha(f) + S_n^\alpha(f), & H_1 \\ S_n^\alpha(f), & H_0 \end{cases} \quad (21)$$

二维循环谱密度支撑域如图1所示。区域1至区域4表示授权用户信号的支撑域。区域5表示传统功率谱密度的位置。在实现频谱感知的过程中,区域1、2和5中的元素都要剔除^[13]。现有的循环特征检测法利用区域3、4中的元素得到检验统计量,再根据已知的噪声功率来设定噪声判决门限。这会受到噪声不确定性的影响,而且没有充分利用循环谱。本文通过进一步利用上述循环谱支撑区域外的数据,提出一种能够对抗噪声不确定性的循环特征检测法。

已经证明噪声循环谱沿着循环频率维是统计独立的,所以可以利用循环谱每一列的所有元素来估计区域3和4中的噪声谱分布。再由每一列的噪声谱分布,得到对应每一列的判决门限。最后取所有列的判决门限的均值作为检

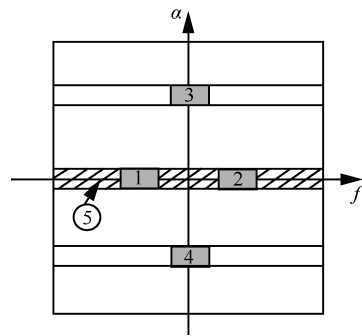


图1 循环谱密度示意

测时的判决门限。如此一来,所提的判决门限不需要知道噪声功率,能够对抗噪声不确定性。对抗噪声不确定性的循环特征检测法的实现步骤如下。

步骤1 根据接收信号 $x(n)$,计算循环谱密度 $S_x^\alpha(f)$ 。

步骤2 以区域3或区域4中元素的模作为检测统计量,记为 T 。

步骤3 统计得到每一列的噪声谱分布。根据奈曼—皮尔逊准则,对于给定的虚警概率可以得到每一列的判决门限值,记为 $\lambda_r (r=1,2,3,\dots,N)$ 。

步骤4 取 $\lambda = \frac{1}{N} (\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_N)$ 为最终的判决门限。

比较 T 和 λ ,若 $T > \lambda$,则判决当前频带存在授权用户信号;否则判决当前频带不存在授权用户信号。

4 仿真结果及分析

本节采用10 000次蒙特卡洛仿真来比较本文方法、能量检测法和传统循环特征检测法的感知性能。不失一般性,在仿真中授权用户信号采用单载波BPSK信号。仿真中对接收信号的采样点数为1 024点,同时傅里叶变换的长度也为1 024。图2为循环谱密度中噪声分量的理论分布与蒙特卡洛仿真分布,在仿真中噪声的均值和方差分别为0和1,信噪比为-10 dB。结果表明,理论结果与仿真结果是一致的。

图3为本文方法与能量检测法的检测概率和虚警概率随信噪比的变化曲线。其中,预设的虚警概率为0.1。由图3可以看出,本文方法的性能远优于能量检测法。当信噪比为-12 dB时,本文方法的检测概率达到0.95以上,而能量检测法只有0.52左右。本文方法的主要算法与传统循环特征检测法的复杂度相同,均为 $O(N^2 \ln N)$ ^[14],能量检测法的复杂度为 $O(N)$ 。本文方法的复杂度比能量检测法高,但其性能显著上升。另外,本文方法得到的虚警概率符合预设

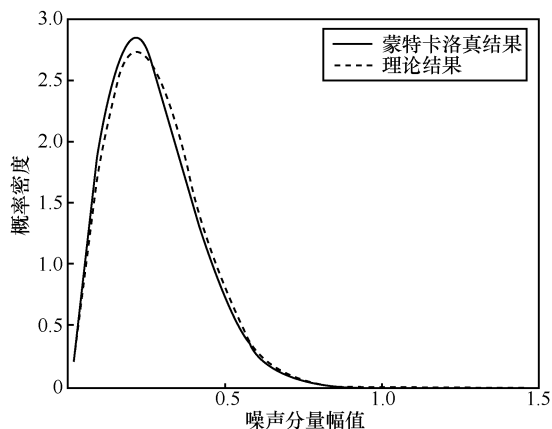


图2 循环谱密度中噪声分量的理论分布与蒙特卡洛仿真分布

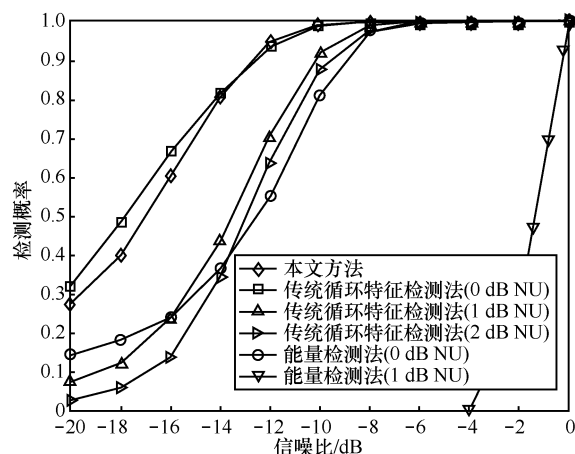


图4 本文方法、能量检测法和传统循环检测法的检测性能比较

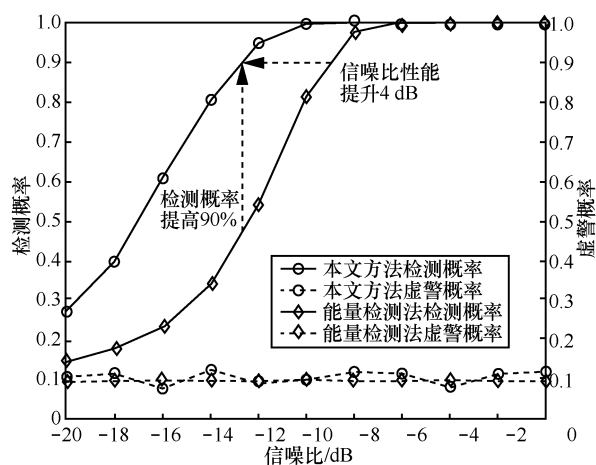


图3 本文方法与能量检测法的性能比较

虚警概率。这解决了传统循环特征检测法在噪声功率未知时无法实现预设虚警概率要求的问题。

图4表示本文方法、能量检测法和传统循环特征检测法的检测概率随信噪比变化的曲线。图4中0 dB NU、1 dB NU分别表示噪声功率精确已知和1 dB噪声不确定性。其中,预设的虚警概率为0.1。由图4可以看出,在1 dB噪声不确定性时,要达到检测概率0.9,能量检测法有8 dB的性能损失,传统循环特征检测法有2 dB的性能损失。这使得传统循环特征检测法与能量检测法相比,优势变得不明显。而本文方法的检测性能与噪声功率精确已知时的传统循环特征检测法相近,这表明本文方法能够有效对抗噪声不确定性,明显优于已有方法。

5 结束语

本文证明了不同的循环频率上的噪声分量具有独立同分布的特性,基于这一特性获得了不需要噪声功率先验

知识的判决门限,从而避免了噪声不确定性的影响。然后,提出了一种对噪声不确定性顽健的循环特征检测法。仿真结果表明,与传统循环特征检测法和能量检测法相比,本文方法具有明显的优势。

参考文献:

- [1] KOLODZY P. Spectrum policy task force report [J]. Federal Communications Commission, 2002, 40(4): 147-158.
- [2] SESHUKUMAR K, SARAVANAN R, SURAJ M S. Spectrum sensing review in cognitive radio [C]//International Conference on Emerging Trends in VLSI, Embedded System, Nano Electronics and Telecommunication System (ICEVENT), Jan 7-9, 2013, Tiruvannamalai, India. New Jersey: IEEE Press, 2013: 1-4.
- [3] JIN M, GUO Q, TONG J, et al. Energy detection of DVB-T signals against noise uncertainty [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(10): 1831-1834.
- [4] SHEN J C, ALSUSA E. An efficient multiple lags selection method for cyclostationary feature based spectrum sensing [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(2): 133-136.
- [5] JANG W. Blind cyclostationary spectrum sensing in cognitive radios [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(3): 393-396.
- [6] DANDAWATE A V, GIANNAKIS G B. Statistical tests for presence of cyclostationarity [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(9): 2355-2369.
- [7] MAHAJAN R. Performance analysis of cyclostationary and energy detection spectrum sensing techniques [C]//IEEE International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPC), Sept 24-26, 2015, Wanknaghat, India. New Jersey: IEEE Press, 2015: 247-251.
- [8] LUNDE N J, KOIVUNEN V, HUTTUNEN A, et al. Collaborative cyclostationary spectrum sensing for cognitive



- radio systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(11): 4182-4195.
- [9] DERAKHSHANI M, LE-NGOC T, NASIRI-KENARI M. Efficient cooperative cyclostationary spectrum sensing in cognitive radios at low SNR regimes [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(11): 3754-3764.
- [10] BHARGAVI D, MURTHY C R. Performance comparison of energy, matched-filter and cyclostationarity-based spectrum sensing [C]//IEEE Eleventh International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), June 20-23, 2010, Marrakech, Morocco. New Jersey: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [11] GARDNER W A, NAPOLITANO A, PAURA L. Cyclostationarity: half a century of research [J]. Signal Processing, 2006, 86(4): 639-697.
- [12] SIMON M K. Probability distributions involving Gaussian random variables: a handbook for engineers and scientists[M]. New York: Springer Science & Business Media, 2007.
- [13] NAPOLITANO A. Cyclostationarity: new trends and applications[J]. Signal Processing, 2016(120): 385-408.
- [14] ROBERT R S, BROWN W A, LOOMIS H H. Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1991, 8(2): 38-49.

[作者简介]



陈强(1991-),男,宁波大学信息科学与工程学院硕士生,主要研究方向为认知无线电中的频谱感知。



金明(1981-),男,博士,宁波大学信息科学与工程学院副教授,主要研究方向为认知无线电技术、阵列信号处理等。



童景文(1991-),男,宁波大学信息科学与工程学院硕士生,主要研究方向为认知无线电中的频谱感知。