



研究与开发

基于随机矩阵特征值比的机会协作频谱感知

张无际, 刘顺兰, 包建荣

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对传统频谱感知检测概率较低的不足, 提出了一种基于随机矩阵特征值比的机会协作频谱感知算法。该算法在随机检测理论基础上, 利用双门限, 加入机会协作机制, 对传统最大最小特征值 (MME) 算法进行改进, 并保留了传统能量检测算法的低复杂度优势。在已知虚警概率前提下, 推导了判决门限, 并在接收中依靠奇偶时隙划分, 有效实现了机会协作。仿真结果表明, 在低信噪比和低虚警概率的情况下, 所提频谱感知算法, 相对 MME 算法有更高的检测概率, 适合在恶劣传输信道的无线通信中应用。

关键词: 频谱感知; 随机矩阵理论; 特征值比; 机会协作

中图分类号: TN925

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2020043

Opportunistic cooperative spectrum sensing based on eigenvalue ratio of random matrix

ZHANG Wuji, LIU Shunlan, BAO Jianrong

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: To overcome the deficiencies of low detection probability of traditional spectrum sensing, an EROC spectrum sensing algorithm based on the eigenvalue ratio of a random matrix was proposed. Based on the random detection theory, it used double thresholds and opportunistic cooperation to improve of traditional maximum and minimum eigenvalue (MME) algorithm, and it retained the advantages of the traditional energy detection algorithm. Moreover, on the premise of known false alarm probability, the decision threshold was deduced, and the odd-even slot division was used to effectively realize opportunistic cooperation in reception. Simulation results show that the proposed spectrum sensing algorithm has higher detection probability than MME algorithms in case of low signal-to-noise ratio and low false alarm probability. Therefore, it is suitable for application in wireless communications with deteriorate transmission channels.

Key words: spectrum sensing, random matrix theory, eigenvalue ratio, opportunistic cooperative

收稿日期: 2019-7-22; 修回日期: 2019-10-12

通信作者: 刘顺兰, liushunlan@hdu.edu.cn

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY18F010013); 国家自然科学基金资助项目 (No.U1809201)

Foundation Items: The Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (No.LY18F010013), The National Natural Science Foundation of China (No.U1809201)



1 引言

随着无线网络通信的发展,通信设备和新媒体业务数量爆炸性增长,使不可再生的频谱资源愈发紧张。传统频谱资源分配策略较为低效^[1],已授权频段占据了整个频谱资源较大的比例。据统计,这些已授权频谱在多数时间处于未使用的空闲状态^[2]。而更有效的频谱资源分配策略将比频谱资源本身的物理稀缺性更重要^[3]。为了解决该问题,Mitola J 博士首次提出了认知无线电技术^[4],使次级用户在授权主用户空闲频段通信成为可能。传统频谱感知主要有循环平稳特征检测、匹配滤波器检测和能量检测等^[5-6],这些算法在不同应用场景下都存在不足,但能量检测的优势在于,在检测前不需预知信号信息,对未知信号具有通用性。参考文献[7]提出了基于随机矩阵理论的最大最小特征值(maximum minimum eigenvalue, MME)算法,但该算法对阈值计算需根据 Tracy-Wisdom 分布查表取值,在计算过程中不够灵活,且在低信噪比时检测性能较差。参考文献[8]提出了一种基于随机矩阵理论特征值比的改进算法,但该算法在低信噪比下漏警概率较高。参考文献[9-10]表明了次级用户可相互协作缩短频谱感知时间,并分析了 AF 协议对主用户检测的影响。根据上述分析,针对传统算法在低信噪比下感知性能较差的不足,本文在随机矩阵理论特征值比改进算法的基础上,提出了特征值比机会协作(eigenvalue ratio opportunity cooperation, EROC)频谱感知算法。它不仅应用了双门限和机会协作,还保留了能量检测算法不需要提前知道信号信息的优点,在一定程度上提高了检测概率。

2 EROC 频谱感知系统模型

EROC 频谱感知系统模型如图 1 所示。假定系统内信道相互独立同分布。EROC 频谱感知系

统的目的是优先保证主用户(primary user, PU)的通信不被干扰,在该前提下两个次用户 SU_1 和 SU_2 将对 PU 信号协同检测。设系统信道为瑞利衰落信道, SU_1 和 SU_2 接收来自 PU 发送的信号,奇时隙时, SU_1 和 SU_2 将相对独立地对接收自 PU 的信号进行判决;偶时隙时, SU_2 判决方法不变, SU_1 采用双门限判决;判决值处于双门限之间时, SU_1 会接收到 SU_2 转发信号,进行机会协作。数据融合中心(fusion center, FC)将 SU_1 和 SU_2 上传的感知结果依据 AND 准则做全局判决;判决结果为 H_0 时,表示主用户频段存在频谱空穴;判决结果为 H_1 时,表示主用户频段不存在频谱空穴。

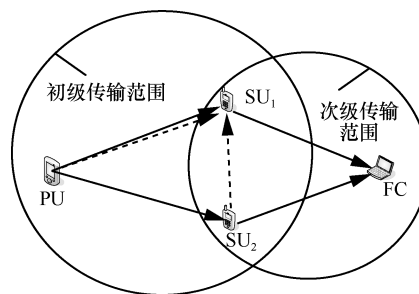


图 1 EROC 频谱感知系统模型

采用传统的二元假设模型, SU_i 接收信号可表示为:

$$y_i(k) = h_i(k)s(k) + n_i(k), \quad i=1,2 \quad (1)$$

其中, $y_i(k)$ 表示 SU_i 接收到的信号; $h_i(k)$ 表示传输过程中信道的衰落系数; $s(k)$ 为 PU 发送的原信号; $n_i(k)$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声,并假设 $s(k)$ 与 $n_i(k)$ 不相关。

3 EROC 频谱感知算法

在 EROC 频谱感知算法中, SU_1 与 SU_2 接收 PU 信号后,将依据奇偶时隙,对信号开展不同的判决流程。

(1) 奇时隙时,次级用户对信号单门限判决。首先, SU_1 与 SU_2 对接收信号采样,且信号采样速率要高出奈奎斯特采样速率以保证不会失真。 SU_i 接收信号为:

$$y_i(k) = \begin{cases} n_i(k), & H_0 \\ h_i(k)s(k) + n_i(k), & H_1 \end{cases}, i=1,2 \quad (2)$$

其中, $y_i(k)$ 表示 SU_i 接收到来自 PU 的信号, $h_i(k)$ 表示 SU_i 接收信号的路径损耗增益系数, $s(k)$ 是 PU 发出的原始信号, $n_i(k)$ 表示 SU_i 收到的均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声, 判决结果为 H_0 时, 表示主用户频段存在频谱空穴, 频谱未被占用, SU_i 只接收到噪声。判决结果为 H_1 时, 表示主用户频段不存在频谱空穴。

在 SU_1 与 SU_2 接收到来自 PU 的信号后, 计算信号的协方差矩阵特征值并分析。由式 (1) 可知, 接收 L 个连续抽样信号向量可表示为:

$$\mathbf{Y}_k = [\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{k-1}, \dots, \mathbf{y}_{k-L+1}]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{N}_k = [\mathbf{n}_k, \mathbf{n}_{k-1}, \dots, \mathbf{n}_{k-L+1}]^T \quad (4)$$

其中, L 为平滑指数。 SU_1 与 SU_2 按照采样点数 N 对接收信号采样, 那么 $\mathbf{Y}_k$ 可以表示为 $L \times N$ 维的矩阵:

$$\mathbf{Y}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_k \\ \mathbf{y}_{k-1} \\ \dots \\ \mathbf{y}_{k-L+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_k(1) & \mathbf{y}_k(2) & \dots & \mathbf{y}_k(N) \\ \mathbf{y}_{k-1}(1) & \mathbf{y}_{k-1}(2) & \dots & \mathbf{y}_{k-1}(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{y}_{k-L+1}(1) & \mathbf{y}_{k-L+1}(2) & \dots & \mathbf{y}_{k-L+1}(N) \end{bmatrix} \quad (5)$$

接收信号的采样协方差矩阵可表示为:

$$\mathbf{R}_Y(N) = \frac{1}{N} \mathbf{Y}_k \mathbf{Y}_k^T \quad (6)$$

当 N 的值较大时, 可以近似地表示为:

$$\mathbf{R}_Y(N) \stackrel{\text{def}}{\approx} \mathbf{R} = E(\mathbf{Y}_k \mathbf{Y}_k^T) = \mathbf{R}_s + \sigma^2 \mathbf{I}_L \quad (7)$$

其中, $\mathbf{R}_s$ 为 PU 发送信号协方差矩阵, $\mathbf{I}_L$ 是 $L \times L$ 的单位矩阵。

得到信号的采样协方差矩阵后, SU_1 与 SU_2 计算各自采样协方差矩阵的特征值, 求出协方差矩阵的最大特征值 $\lambda_{i\max}$ 和平均特征值 $\bar{\lambda}_i$ 。判决结果 D_i 可以表示为:

$$D_i(2k-1) = \begin{cases} H_1, \bar{\lambda}_i / \lambda_{i\max} < \gamma, & i=1,2 \\ H_0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

其中, γ 表示判决门限。

(2) 偶时隙时, SU_2 的判决方法与奇时隙相同。对 SU_1 判决时采用双门限判决, 门限值为 γ_1 和 γ_2 , 且 $\gamma_1 < \gamma_2$, 并加入机会协作。当 SU_1 的判决值 $\bar{\lambda}_1 / \lambda_{1\max} < \gamma_1$ 时, PU 存在; 当 $\bar{\lambda}_1 / \lambda_{1\max} > \gamma_2$ 时, PU 不存在; 当 $\gamma_1 < \bar{\lambda}_1 / \lambda_{1\max} < \gamma_2$ 时, SU_1 接收来自中继 SU_2 的转发信号。 SU_1 分别计算来自 PU 和 SU_2 信号协方差矩阵的平均特征值和最大特征值, 对两者的特征值比 $\bar{\lambda}_i / \lambda_{i\max}$ 按照一定的加权系数进行融合计算后与门限 γ_3 进行比较判决, 由于 SU_1 与 SU_2 到 PU 的距离不同, 传输中受到不同程度的干扰, 可以用 PU 到 SU_i 之间的距离 d_i 和噪声功率 σ^2 来定义加权系数, 距离衰减通常可以表示为 d^{-4} , 具体可表示为:

$$w_i = d_i^{-4} \sigma^{-2} \quad (9)$$

其中, w_i 为次用户 SU_i 特征值比的加权系数。融合计算后的判决值 $\frac{\bar{\lambda}_f}{\lambda_{f\max}}$ 可以表示为:

$$\frac{\bar{\lambda}_f}{\lambda_{f\max}} = \sum_{i=1,2} \frac{w_i}{w_1 + w_2} \frac{\bar{\lambda}_i}{\lambda_{i\max}} = \sum_{i=1,2} a_i \frac{\bar{\lambda}_i}{\lambda_{i\max}} \quad (10)$$

其中, $a_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}$, $\bar{\lambda}_f$ 与 $\lambda_{f\max}$ 分别为融合后的平均特征值与最大特征值, 所以偶时隙时 SU_1 的判决结果 $D_1(2k)$ 可表示为:

$$D_1(2k) = \begin{cases} H_1, \bar{\lambda}_1 / \lambda_{1\max} < \gamma_1 \\ \text{cooperation} \begin{cases} H_1, \bar{\lambda}_f / \lambda_{f\max} < \gamma_3 \\ H_0, \bar{\lambda}_f / \lambda_{f\max} > \gamma_3 \end{cases} \\ H_0, \bar{\lambda}_1 / \lambda_{1\max} > \gamma_2 \end{cases} \quad (11)$$

其中, γ_3 表示机会协作时的判决门限。

EROCC 频谱感知算法的具体步骤如下。



步骤 1 SU₁ 和 SU₂ 分别对接收信号进行采样。

步骤 2 确定判决门限 γ_1 、 γ_2 和 γ_3 。

步骤 3 SU₁ 和 SU₂ 分别对采样后的信号计算采样协方差矩阵并求出最大特征值 $\lambda_{\max}$ 和平均特征值 $\bar{\lambda}$ 。

步骤 4 奇时隙时, SU₁ 和 SU₂ 根据式 (8) 进行判决; 偶时隙时, SU₂ 根据式 (8) 进行判决, SU₁ 根据式 (11) 进行判决。

EROC 频谱感知算法流程如图 2 所示。

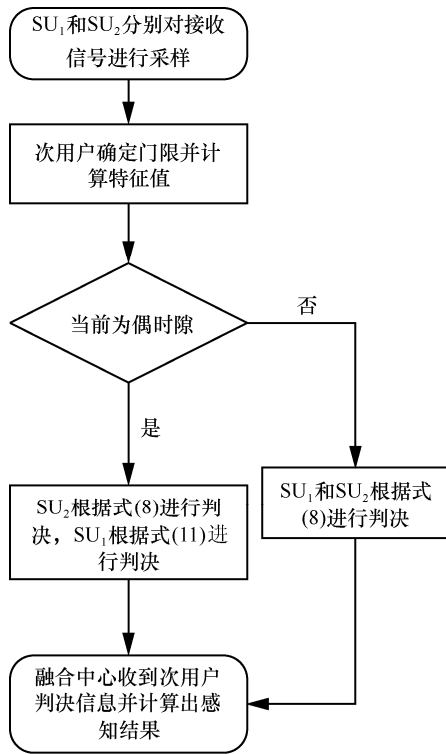


图 2 EROC 算法流程

EROC 频谱感知算法在 n ($n > 2$) 个次用户时同样适用。

4 EROC 频谱感知算法的门限值分析

根据 M-P 定理^[11], 对于一个 $L \times N$ 的矩阵 A , 当 $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{L}{N} = a$ ($0 < a < 1$) 时, 矩阵的最大最小特征值可近似表示为:

$$\lambda_{\max} \approx \sigma^2 (1 + \sqrt{a})^2 \quad (12)$$

$$\lambda_{\min} \approx \sigma^2 (1 - \sqrt{a})^2 \quad (13)$$

门限阈值 γ 的推导在虚警概率 P_{fa} 已知的情況下执行。虚警概率 P_{fa} 是在实际情况为 H_0 时, SU _{i} ($i=1,2$) 误判为 H_1 的概率, 则虚警概率 P_{fa} 可表示为:

$$P_{fa} = P\left(\frac{\bar{\lambda}}{\lambda_{\max}} < \gamma \mid H_0\right) \quad (14)$$

由于主用户状态为 H_0 时, 只有高斯白噪声存在, 由式 (7) 知, R_s 为 0, 信号的平均能量可表示为:

$$E = \frac{1}{L} \sum_{i=k-L+1}^k \frac{1}{N} \mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^T = \frac{1}{L} \text{tr}(\mathbf{R}_Y(N)) = \bar{\lambda} \quad (15)$$

由式 (15) 可知噪声的平均能量在 H_0 情况下可表示为接收信号协方差矩阵的平均特征值, 根据式 (4) 可知, $\left(\frac{\mathbf{y}_k(n) - 0}{\sigma}\right)^2$ 可以表示均值为 1、方差为 2、自由度为 1 的卡方分布。由大数定理, 可知:

$$\sum_{n=1}^N \left(\frac{\mathbf{y}_k(n)}{\sigma}\right)^2 \sim \text{normal}(N, 2N) \quad (16)$$

由式 (15) 和式 (16) 进一步可得:

$$\bar{\lambda} \sim \text{normal}\left(\sigma^2, \frac{2\sigma^4}{LN}\right) \quad (17)$$

可知当主用户信号不存在时, 信号协方差矩阵的平均特征值服从均值为 σ^2 、方差为 $\frac{2\sigma^4}{LN}$ 的正

态分布, 由式 (12)、式 (14) 和式 (17) 可进一步推出虚警概率 P_{fa} , 表示为:

$$P_{fa} = P\left(\frac{\bar{\lambda}}{\lambda_{\max}} < \gamma\right) = P\left(\bar{\lambda} < \gamma \lambda_{\max}\right) \approx P\left(\frac{\bar{\lambda} - \sigma^2}{\sigma^2 \sqrt{\frac{2}{LN}}} < \frac{\gamma \left(1 + \sqrt{\frac{L}{N}}\right)^2 - 1}{\sqrt{\frac{2}{LN}}}\right) = 1 - Q\left(\frac{\gamma \left(1 + \sqrt{\frac{L}{N}}\right)^2 - 1}{\sqrt{\frac{2}{LN}}}\right) \quad (19)$$

其中, 函数 $Q(\bullet)$ 定义为:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (20)$$

可得:

$$\gamma = \frac{\sqrt{LN}(\sqrt{2}Q^{-1}(1-P_{fa}) + \sqrt{LN})}{(\sqrt{LN} + L)^2} \quad (21)$$

由此可见, 阈值 γ 的大小与接收信号的信噪比没有关系, 只与虚警概率 P_{fa} 大小有关, 判决阈值不需要知道信号的先验信息, 可根据所需虚警概率 P_{fa} 对阈值 γ 进行调整。

偶时隙中双门限 γ_1 和 γ_2 的大小仍与信噪比无关, 根据阈值 γ , 分别取为:

$$\gamma_1 = \gamma(1 - \beta) \quad (22)$$

$$\gamma_2 = \gamma(1 + \beta) \quad (23)$$

其中, β 为已知常数。对于门限阈值 γ_3 , 其判决的是 $\bar{\lambda}_f / \bar{\lambda}_{f\max}$, 根据式 (11)、式 (17) 和式 (18) 可知, $\bar{\lambda}_f = a_1 \bar{\lambda}_1 + a_2 \bar{\lambda}_2$ 。进一步推出:

$$\bar{\lambda}_f \sim \text{normal}\left(\sigma^2, (a_1^2 + a_2^2) \frac{2\sigma^4}{LN}\right) \quad (24)$$

$$P_{fa} = P\left(\frac{\bar{\lambda}_1}{\lambda_{1\max}} < \gamma_1\right) + P\left(\gamma_1 < \frac{\bar{\lambda}_1}{\lambda_{1\max}} < \gamma_2\right) + P\left(a_1 \frac{\bar{\lambda}_1}{\lambda_{1\max}} + a_2 \frac{\bar{\lambda}_2}{\lambda_{2\max}} < \gamma_3\right) \quad (25)$$

令

$$p_1 = P\left(\frac{\bar{\lambda}_1}{\lambda_{1\max}} < \gamma_1\right) = 1 - Q\left(\frac{\gamma_1(1 + \sqrt{L/N})^2 - 1}{\sqrt{2/LN}}\right) \quad (26)$$

令

$$p_2 = P\left(\gamma_1 < \frac{\bar{\lambda}_1}{\lambda_{1\max}} < \gamma_2\right) = Q\left(\frac{\gamma_1(1 + \sqrt{L/N})^2 - 1}{\sqrt{2/LN}}\right) - Q\left(\frac{\gamma_2(1 + \sqrt{L/N})^2 - 1}{\sqrt{2/LN}}\right) \quad (27)$$

由式 (24) ~ 式 (27) 可得:

$$\gamma_3 = \frac{\sqrt{LN}\left(\sqrt{2(a_1^2 + a_2^2)}Q^{-1}\left(\frac{p_1 + p_2 - P_{fa}}{p_2}\right) + \sqrt{LN}\right)}{(\sqrt{LN} + L)^2} \quad (28)$$

5 仿真结果与分析

本节从检测概率角度对算法进行仿真分析, 并加入参考文献[8]改进算法一和参考文献[7] MME 算法与本文所提 EROC 频谱感知算法进行对比。3 种算法仿真通信环境一致, 均由一个主用户和两个次用户组成, 并在最后融合判决中使用 AND 准则判决。设 SU1 和 SU2 到 PU 的距离分别为 0.6 和 1。对信号进行 BPSK 调制, 依据多次试验结果设置双门限中常数 $\beta = 0.08$, 使用 MATLAB R2010a 对 3 种算法用 1 000 次的蒙特卡罗方法进行模拟。

图 3 是信噪比在 $-12 \sim 0$ dB 之间, 采样点数为 2 048 时, 本文算法与参考文献[8]改进算法一和参考文献[7]的 MME 算法检测概率的对比。从图 3 中可以看出, 在信噪比较低的情况下, MME 算法的检测性能较另外两种算法差距较大, EROC 算法略优于参考文献[8]所提算法。随着信噪比的增加, 检测概率逐渐接近。究其原因, 是在信噪比较低时, 单门限算法容易漏警, 而 EROC 算法偶时隙时 SU1 的判决值易落入双门限间实现机会协作, 提高了检测概率。3 种算法检测概率的差异也会随着信噪比的增加而逐渐减少。在信噪比为 -9 dB 时, 3 种算法的检测概率都接近 1。

图 4 是虚警概率, 信噪比在 $-12 \sim 0$ dB 之间时, 单门限的参考文献[8]改进算法一和双门限的 EROC 算法在不同采样点数下的性能比较图。可以看出, 信噪比较低时, 相同算法下的检测概率会随着采样点数的增加而增加, 检测概率受到信噪比和采样点数的双重影响。当采样点数相同时,

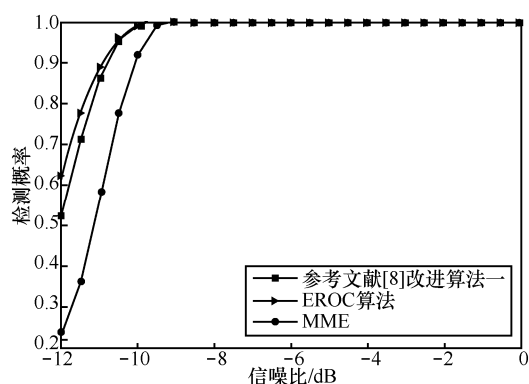


图3 3种算法在不同信噪比情况下的检测概率

双门限 EROC 算法在低信噪比时检测概率性能要优于单门限的参考文献[8]改进算法一。不同情况下的信号检测概率随着信噪比的增加得到明显的提升,当信噪比 >-7 dB 时,检测概率均接近于 1。

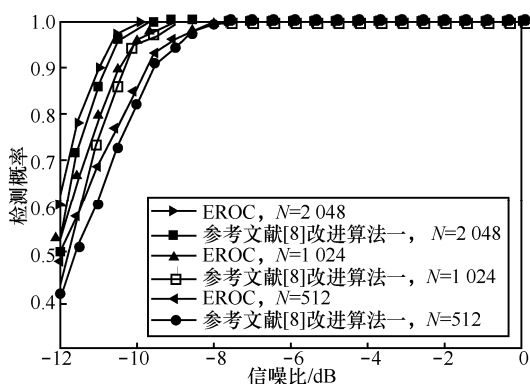


图4 EROC 算法在不同采样点数和信噪比下的检测概率比较

图 5 给出了在信噪比为 -11 dB 的情况下,虚警概率以 0.05 为间隔在 0.01~0.31 变化,本文算法与参考文献[8]改进算法一、参考文献[7]的 MME 算法在不同的虚警概率下检测概率的对比图。可以看出,随着虚警概率的增加,检测概率呈上升的趋势,与理论推导相符。并且在虚警概率为 0.01~0.06 时,3 种算法的检测概率都得到了明显的提升,这是因为:由式(20)可知,在 $0 < P_{fa} < 1$ 时,门限阈值 γ 会随着 P_{fa} 的增大而增大,会导致次用户判决 H_1 的概率增大。在虚警概率相同的情况下,EROC 算法检测概率较另外两种算法提升明显。当实际应用需要更低的虚警概率时,EROC

算法比参考文献[8]改进算法一、参考文献[7]的 MME 算法具有更优异的性能,如果对检测概率要求高,也可以适当提升虚警概率。

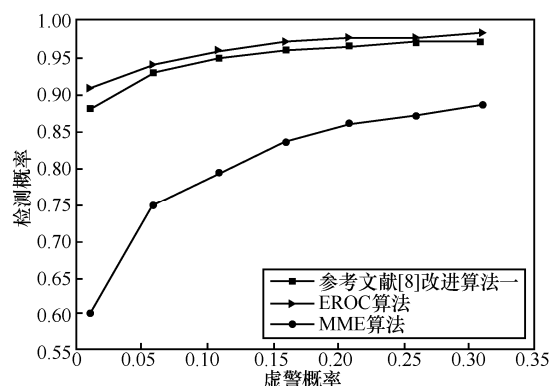


图5 不同虚警概率下 3 种算法检测概率对比

图 6 给出了信噪比在 $-12 \sim 0$ dB 之间,采样点数为 2 048 时,EROC 算法进行机会协作的概率。可以看出,当信噪比较低时,偶间隙 SU1 判决值较大概率落入双门限值之间进行机会协作。当信噪比 >-8 dB 时,判决值概率接近 1,即 EROC 算法进行机会协作概率接近 0。同时也解释了图 3 中,当信噪比较低时,EROC 算法性能更好:当信噪比 >-8 dB 时,EROC 算法与参考文献[8]算法性能相同。

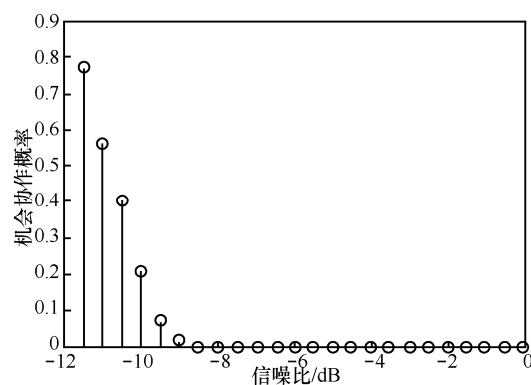


图6 不同信噪比下单双门限检测概率对比

6 结束语

本文提出了双时隙特征值比的机会协作频谱感知算法。通过仿真分析,验证了算法的检测性

能优于参考文献[7]的 MME 算法和参考文献[8]中的改进算法一。而且,该算法不受不确定噪声影响,也无需知道主用户信息。在次用户少、较低信噪比、相同采样点数的情况下具有更好性能,算法采用机会协作,在检测概率得到提升的同时,也在一定程度上节省了发射功率,符合要求更严格的新一代无线通信。

参考文献:

- [1] YIN S, CHEN D, ZHANG Q, et al. Mining spectrum usage data: A large-scale spectrum measurement study[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2012: 1033-1046.
- [2] CABRIC D, MISHRA S M, ROBERT W. Brodersen, implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios[Z]. 2004.
- [3] HATKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005: 201-220.
- [4] MITOLA J, MAGUIRE G O. Cognitive radios: making software radios more personal[J]. IEEE Personal Communications, 1999: 13-18.
- [5] CABRIC D, MISHRA S M, BRODERSEN R. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios[C]//38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, October 11-12, 2004, Pacific Grove, CA, USA. [S.l.:s.n.], 2004: 772-776.
- [6] AKYILDIZ I F, LEE W Y, VURAN M C, et al. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey[J]. Computer Networks, 2006: 2127-2159.
- [7] ZENG Y H, LIANG Y C. Maximum-Minimum eigenvalue detection for cognitive radio [C]//The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, sep 3-7, 2007, Athens, Greece. Piscataway: IEEE Press, 2007.
- [8] 徐家品, 杨智. 基于随机矩阵特征值比的频谱感知改进算法[J]. 电波科学学报, 2015, 30(2): 282-288.

XU J P, YANG Z. Improved spectrum sensing algorithm based on random matrix eigenvalue ratio[J]. Journal of Radio Science, 2015, 30(2): 282-288.

- [9] GAMESAN G, LI Y. Cognitive radio-part I: two user networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007: 2204-2213.
- [10] GANESAN G, LI Y G. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio-part II: multiuser networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007: 2214-2222.
- [11] TULINO A M. Random matrix theory and wireless communication[M]. New York: ACM Press, 2004.

[作者简介]



张无际(1995-),男,杭州电子科技大学硕士生,主要研究方向为信息与信号处理、无线通信等。



刘顺兰(1965-),女,杭州电子科技大学教授,主要研究方向为信息与信号处理、无线通信等。



包建荣(1978-),男,博士,杭州电子科技大学教授,主要研究方向为空间无线通信、通信信号处理与自主无线电等。