

认知无线电系统中协同能量检测算法的性能研究

虞贵财 罗涛 乐光新

(北京邮电大学无线通信系统与网络实验室 北京 100876)

(泛网无线通信教育部重点实验室(北京邮电大学) 北京 100876)

摘要:该文首先研究了单认知用户能量检测算法的检测性能和检测灵敏度与检测时长和噪声短时间内平均功率波动性之间的关系,得出检测性能和检测灵敏度随噪声短时间内平均功率波动性的增大而急剧下降的结论,在低信噪比时尤为明显;针对检测性能和检测灵敏度随噪声短时间内平均功率波动性的增大而急剧下降,提出了基于多用户协同能量检测算法。仿真表明,在低信噪比环境下,即使噪声短时间内的平均功率存在较大的波动性,只要适当地增加协同检测的用户数,仍可获得较为准确的检测性能。

关键词: 认知无线电; 能量检测; 噪声平均功率波动性; 检测灵敏度; 协同检测

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)11-2682-05

Energy Detection Algorithm Investigation Based on Cooperative in Cognitive Radio Systems

Yu Gui-cai Luo Tao Yue Guang-xin

(Laboratory of Wireless Communication Systems and Networks,

Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

(Key Laboratory of Universal Wireless Communications (Beijing University of Posts and Telecommunications), Ministry of Education, Beijing 100876, China)

Abstract: In this paper, detection performance and detection sensitivity with detection duration and noise average power fluctuation in short time is investigated firstly. Performance accuracy and detection sensitivity drop quickly with noise average power fluctuation increasing and it is worse when signal-to-noise ratio lower. Considering the characteristic, a novel new energy detection algorithm based on cooperative is presented. Simulations show that the proposed scheme improves antagonism of noise average power fluctuation in short time and gets a good detection performance as long as increasing the number of cooperative detection users.

Key words: Cognitive radio; Energy detection; Noise average power fluctuation; Detection sensitivity; Cooperative detection

1 引言

认知无线电环境下的频谱认知问题就是当授权用户有信号发送时,认知用户能否及时检测到信号的存在与否。显然,频谱认知的准确性在很大程度上会影响授权用户和认知用户的通信质量。如果认知用户采用的频谱认知算法对抗噪声的鲁棒性越好,则对授权用户造成的干扰就越低,因此低信噪比环境下的频谱认知技术成为了一个重要的研究课题。现在许多频谱认知方案都是基于能量检测,而能量检测方案对噪声很敏感,短时间内噪声平均功率的微小波动会引起能量检测性能的急剧下降。大

部分讨论能量检测方案的文献[1-4]都是基于检测时长内噪声平均功率恒定的情况下进行的,而实际上这是不可能的,因为背景噪声由热噪声,量化噪声,滤波器不理想导致的带外泄露,授权用户之间的干扰,认知用户之间的干扰等部分组成,因此在不同的检测时间内噪声平均功率不再是恒定的,而是存在一定的波动性。

本文从能量检测方案入手,首先研究了单认知用户能量检测算法,详细推导了信噪比、噪声平均功率波动性和检测时长之间的关系,得出结论:噪声平均功率的微小波动会引起检测性能的急剧下降。在此基础上,研究了噪声平均功率波动性与检测灵敏度和检测时长之间的关系,得出结论:要达到相同的检测性能,当不存在噪声平均功率波动性,即噪声平均功率恒定时,理论上只要检测时间足够长,在任意低的信噪比下认知用户均可以检测到信

2008-11-26 收到, 2009-05-25 改回

国家自然科学基金(60872049, 60871042, 60971082), 国家 863 计划项目(2007AA10Z235), 高等学校博士学科点专项科研基金(20050013005)和教育部留学归国人员教学、科研建设项目资助课题

号, 此时检测灵敏度高; 但在噪声平均功率波动的情况下, 即使检测时间无限长, 能够检测到信号的信噪比也是有限的, 此时检测灵敏度下降。如果认知用户的接收信噪比低于检测灵敏度, 那么即使检测时间无限长, 也认为此频段内不存在授权用户, 此时认知用户的接入会造成对授权用户的干扰。噪声平均功率的波动性造成了能量检测器的检测性能和检测灵敏度下降, 因此对抗噪声平均功率的波动性是必需的。基于此, 本文提出采用多用户协同进行能量检测的方案, 它可提高抗噪声的鲁棒性, 随着协同用户数的增加, 检测性能增强。

2 能量检测数学模型

设定 2 元模型假设:

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{H}_0: Y(n) &= W(n), & n &= 1, 2, \dots, N \\ \mathcal{H}_1: Y(n) &= X(n) + W(n), & n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中 $X(n)$ 和 $W(n)$ 分别是信号与噪声的抽样值, 并且它们彼此之间是相互独立的, N 为检测时信号的抽样数目。假设只知道信号的平均功率, 能量检测算法为

$$D(Y) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y^2(n) \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{\gtrless}} \gamma \quad (2)$$

其中 γ 为检测判决门限。

在信号抽样数目 N (即检测时长) 内, 如果噪声的平均功率是恒定不变的, 那么根据中心极限定理, 可得到以下近似关系式:^[5-7]

$$\left. \begin{aligned} D(Y)|\mathcal{H}_0 &\sim \mathcal{N}\left(\sigma_n^2, \frac{2}{N}\sigma_n^4\right) \\ D(Y)|\mathcal{H}_1 &\sim \mathcal{N}\left(P + \sigma_n^2, \frac{2}{N}(P + \sigma_n^2)^2\right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

在式(3)中, $D(Y)|\mathcal{H}_0$ 表示不存在信号, 即只有噪声时的判决变量; $D(Y)|\mathcal{H}_1$ 表示有信号和噪声情况下的判决变量; $\sim N(\cdot)$ 表示变量服从高斯分布; P 为信号的平均功率; σ_n^2 为噪声方差。

3 单用户能量检测

首先讨论噪声平均功率恒定时的单用户能量检测算法。根据中心极限定理, 在认知用户端, 接收到的从授权用户发送的信号可以认为是零均值复高斯过程, 同时, 接收端的信号被零均值的高斯白噪声所干扰。

根据信号检测与估计^[5]的定义, 我们可以得到检测概率和虚警概率表达式为

$$P_D = \Pr(D(Y)|\mathcal{H}_1 > \gamma) = Q\left(\frac{\gamma - (P + \sigma_n^2)}{\sqrt{2/N}(P + \sigma_n^2)}\right) \quad (4)$$

$$P_{FA} = \Pr(D(Y)|\mathcal{H}_0 > \gamma) = Q\left(\frac{\gamma - \sigma_n^2}{\sqrt{2/N}\sigma_n^2}\right) \quad (5)$$

其中, γ 为检测判决门限; $Q(\cdot)$ 为标准高斯互补 CDF 函数; N 为检测时信号的检测时长。利用表达式 P_{FA} 与 P_{MD} 之间的关系, 消除 γ , 整理得到关系式

$$N = 2\left[Q^{-1}(P_{FA}) - Q^{-1}(P_D)(1 + \text{SNR})\right]^2 \text{SNR}^{-2} \quad (6)$$

$Q^{-1}(\cdot)$ 为标准高斯互补 CDF 函数的逆变换, SNR 为信噪比。

噪声平均功率存在波动性时, 引入因子 ρ 来描述噪声平均功率波动性。当 ρ 取值较大时, 则波动性较大, 反之则小。如果满足 $\rho > 1$, 且 ρ 的取值接近于 1, 此时噪声平均功率的取值范围是 $\sigma^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]$, 可以得到此时的检测概率和虚警率表达式:

$$\begin{aligned} P_D &= \min_{\sigma^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]} Q\left(\frac{\gamma - (P + \sigma^2)}{\sqrt{2/N}(P + \sigma^2)}\right) \\ &= Q\left(\frac{\gamma - (P + \sigma_n^2/\rho)}{\sqrt{2/N}(P + \sigma_n^2/\rho)}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

$$P_{FA} = \max_{\sigma^2 \in [\sigma_n^2/\rho, \rho\sigma_n^2]} Q\left(\frac{\gamma - \sigma^2}{\sqrt{2/N}\sigma^2}\right) = Q\left(\frac{\gamma - \rho\sigma_n^2}{\sqrt{2/N}\rho\sigma_n^2}\right) \quad (8)$$

联合式(7)和式(8), 消除参数 γ 并化简可得

$$\begin{aligned} N &= 2\left[\rho Q^{-1}(P_{FA}) - (1/\rho + \text{SNR})Q^{-1}(P_D)\right]^2 \\ &\quad \cdot (\text{SNR} - (\rho - 1/\rho))^{-2} \end{aligned} \quad (9)$$

比较式(9)和式(6), 由于 ρ 的取值接近于 1, 所以两式的前半部分对整个表达式的结果影响很小, 重点需要比较后半部分 SNR^{-2} 与 $(\text{SNR} - (\rho - 1/\rho))^{-2}$ 之间的关系。当 $\rho \approx 1$ 时, $\text{SNR}^{-2} \approx (\text{SNR} - (\rho - 1/\rho))^{-2}$, 此时式(9)与式(6)几乎相同; 当 ρ 取值较大时, 如 $\rho = 1.05$, 即 $(\rho - 1/\rho) = 0.0976 \approx 0.1$, 如果在低信噪比情况下, 即 $\text{SNR} = 0.1$, 此时 $(\text{SNR} - (\rho - 1/\rho))^{-2} \approx 0$, 代入式(9)中, 得到 $N \rightarrow \infty$, 也就是当检测时间无限长时才能完成准确检测, 这与实际情况不符, 所以噪声平均功率的波动性对检测性能有很大的影响。

这里设定参数: 信噪比 $\text{SNR} = 0.14$, 即 $\text{snr} = 10 \lg(\text{SNR}) \approx -8.5$ dB, 虚警概率 $P_{FA} \in (0, 0.5)$, $N = 500$, 图 1 是 ρ 等于 1.00, 1.03 和 1.05 时式(9)和式(6)数值结果。

在图 1, 标“▷”对应的是 $\rho = 1.00$ 时的检测性能曲线; 标“○”对应的是 $\rho = 1.03$ 时性能曲线, 当 $P_{FA} = 0.1$ 时, $P_D \approx 0.71$, 检测性能明显下降, 但从数值上看, 在检测时间 $N = 500$ 内仍然能够完成检测; 标“*”对应的是 $\rho = 1.05$ 时的性能曲线, 当

$P_{FA} = 0.1$ 时, 对应的检测性能 $P_D \approx 0.5$, 即使虚警概率 P_{FA} 取到难以容忍的 0.5, 即 $P_{FA} = 0.5$, 检测概率仍然为 $P_D \approx 0.61$, 检测性能急剧下降, 从数值看, 此时基本不能完成检测。通过分析, 能量检测器对噪声平均功率的波动性非常敏感, 特别在低信噪比情况下尤为明显。

4 噪声平均功率波动与检测灵敏度

上面分析了噪声平均功率波动性与检测性能之间的关系, 检测性能随噪声平均功率波动因子的增大而急剧下降, 在低信噪比环境下尤为明显, 本节将详细研究噪声平均功率波动性与接收信噪比和检测灵敏度之间的关系。先定义检测灵敏度: 本文中, 检测灵敏度就是能够检测的最低信噪比。设定一个变量 SNR_s , 且 $SNR_s = \rho - 1/\rho$, 在式(9)中, 如果认知用户接收到的信噪比满足 $SNR - (\rho - 1/\rho) \approx 0$, 那么即使检测时长 N 无限长, 也不能完成检测, 因此 $SNR = SNR_s$, 本文中把 SNR_s 定义为检测灵敏度, 用 dB 表示检测灵敏度为 $S = 10 \lg(\rho - 1/\rho) = 10 \lg(SNR_s)$, 因此检测灵敏度就是信噪比门限 SNR_s , 当认知用户的接收信噪比 $SNR < SNR_s$ 时, 那么不管检测时长 N 取多大, 都不能完成频谱认知。首先分析检测灵敏度 SNR_s 与噪声平均功率波动因子 ρ 之间的关系。我们可以得到 S (dB) 与 ρ (dB) 的关系图。如图 2 所示, S 随着 ρ 的增大而增大, 即随着 ρ 的增大, 检测灵敏度下降, 当 $\rho = 1.03$ ($10 \lg(\rho) \approx 0.13$ dB) 时, $S = 10 \lg(\rho - 1/\rho) \approx -12.28$ dB; 当 $\rho = 1.05$ ($10 \lg(\rho) \approx 0.21$ dB) 时, $S = 10 \lg(\rho - 1/\rho) \approx -10$ dB。在关系式 $(SNR - (\rho - 1/\rho))^{-2}$ 中, 如果 $\rho = 1.05$, $SNR = 0.1$, 即 $10 \lg(SNR) = -10$ dB, 此时 $SNR - (\rho - 1/\rho) \approx 0$, 因此 $(SNR - (\rho - 1/\rho))^{-2} \rightarrow \infty$, 代入式(9)中, 可以得到以下结论: 当认知用户端接收到的信噪比 $SNR = 0.1$, 如果噪声平均功率波动因子 $\rho = 1.05$, 则检测时长 $N \rightarrow \infty$, 即检测时长 N 无限长时才能完成检测, 而这在现实情况中是不可能的, 尤其是工作在低信

噪比环境下的频谱认知这一环节。这说明在认知无线电系统中, 低信噪比环境下的频谱认知性能受噪声平均功率波动性的影响非常大, 在认知用户端, 能检测的信噪比, 即检测灵敏度与噪声平均功率的波动性之间存在紧密的联系。

接下来将研究接收信噪比 SNR, 噪声平均功率波动因子 ρ , 检测灵敏度 SNR_s 与检测时长 N 之间的关系。这里设定需要预期达到的检测性能, 检测概率 $P_D = 0.9$ 和虚警概率 $P_{FA} = 0.1$ 。如图 3 所示, 当 $\rho = 1.0$, $10 \lg(\rho) = 0$ dB, $S = 10 \lg(\rho - 1/\rho) \rightarrow -\infty$ (dB); 当 $\rho = 1.002$, $10 \lg(\rho) = 0.0087$ dB, $S = 10 \lg(\rho - 1/\rho) \approx -23.98$ dB; 当 $\rho = 1.020$, $10 \lg(\rho) = 0.086$ dB, $S = 10 \lg(\rho - 1/\rho) \approx -14.02$ dB; 当 $\rho = 1.200$, $10 \lg(\rho) = 0.7918$ dB, $S = 10 \lg(\rho - 1/\rho) \approx -4.36$ dB。从图 3 和上面的分析, 可以得到以下结论: 当 $\rho = 1.0$ 时, 即噪声平均功率恒定时, 认知用户频谱认知的灵敏度将非常高, 只要检测时间 N 足够长, 则认知用户能够检测到任意低的信号, 即认知用户能够准确地检测频谱空洞而不会对授权用户造成干扰; 当 $\rho = 1.002$ 时, 认知用户频谱认知的灵敏度约为 -23.98 dB, 即当认知用户接收到的信噪比低于 -23.98 dB 时, 认知用户就认为此频段内没有授权用户, 如果此时认知用户占用此频谱, 则对授权用户产生干扰; 当 $\rho = 1.020$ 时, 认知用户频谱认知的灵敏度约为 -14.02 dB, 即当认知用户接收到的信噪比低于 -14.02 dB 时, 认知用户认为此频段可以动态接入; 当 $\rho = 1.200$ 时, 认知用户频谱认知的灵敏度约为 -4.36 dB, 即当认知用户接收到的信噪比低于 -4.36 dB 时, 认知用户认为此频段是空闲的。因此, 在低信噪比的环境下, 认知用户能够检测到的信噪比, 即认知用户的检测灵敏度与噪声平均功率的波动因子是有很大关系的, 随着噪声平均功率波动因子的增加, 频谱认知灵敏度下降, 尤其是低信噪比环境下, 当存在较大的噪声平均功率波动性时, 如 $\rho = 1.200$, 则频谱认知灵敏度不到 -4.36 dB, 这对认知无线电的频谱认知是致命的,

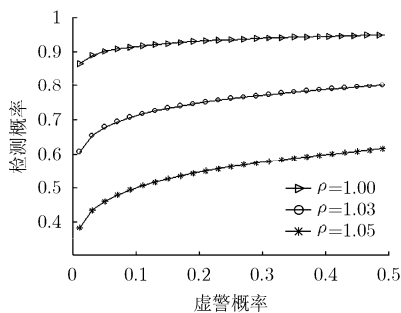


图1 检测概率与虚警概率

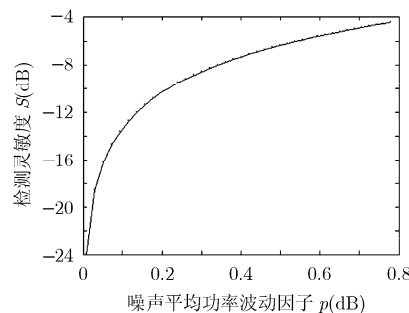


图2 检测灵敏度与噪声波动因子

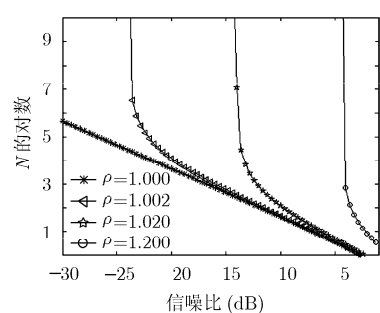


图3 N 的对数与信噪比

在文献 [8] 中提到, 对于授权系统 ATSC(the Advanced Television Systems Committee)来说, 认知用户要达到的频谱认知灵敏度约为 -22 dB。

噪声平均功率波动性的增加造成频谱认知灵敏度下降, 频谱认知灵敏度下降造成频谱认知准确率的下降, 因此造成认知用户不能准确地进行频谱认知, 对授权用户也就产生干扰。因此, 噪声平均功率波动性影响了频谱认知性能, 基于此, 下节提出一种新的对抗噪声平均功率波动性的算法: 多用户协同的能量检测算法。

5 多用户协同能量检测

在协同通信的文献 [9,10] 中提到, 多用户的协同会提高通信质量, 同时多用户协同用在频谱认知方面, 相关文献 [3,4] 也有研究, 多用户协同对频谱认知性能方面也是有利的, 因为协同频谱认知用户中至少有一个用户的接收信噪比 SNR 高于单用户接收信噪比 SNR 的概率增大, 而此概率随着协同用户数的增加而增大, 这样协同频谱认知性能优于单用户。本节主要研究了多用户协同能量检测算法在对抗噪声平均功率波动性方面的应用。

与第 2 节分析类似, 第 j 个认知用户接收信号的 2 元模型假设满足式(1), 检测变量满足以下近似式(3)。当有 M 个 CR 用户协同检测时, 本文中认为 M 个协同用户是彼此独立不相关的。设第 j 个协同用户对应的权重因子为 ω_j , 此时接收信号 Y 为 M 个协同用户接收信号之和^[10], 即 $Y = \sum_{j=1}^M \omega_j Y_j$, 因此可以得到 M 个 CR 用户协同检测时的能量检测判决模型:

$$\left. \begin{aligned} D(Y)|\mathcal{H}_0 &\sim \mathcal{N}\left(\sum_{j=1}^M \omega_j \sigma_n^2, \frac{2}{N} \sum_{j=1}^M \omega_j^2 \sigma_n^4\right) \\ D(Y)|\mathcal{H}_1 &\sim \mathcal{N}\left(\sum_{j=1}^M \omega_j (P_j + \sigma_n^2), \frac{2}{N} \sum_{j=1}^M \omega_j^2 (P_j + \sigma_n^2)^2\right) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

在式(10)中, 满足 $P_j = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_j^2(n)$, $\omega_j = \text{SNR}_j$

$\left/ \sqrt{\sum_{i=1}^M \text{SNR}_i^2} \right.$, $\sum_{j=1}^M \omega_j^2 = 1$, 为了得到更大的增益,

这里采用最大合并比方式。因此可以得到 M 个 CR 用户协同检测时的检测概率 P_D 和虚警概率 P_{FA} 的表达式:

$$P_D = Q \left(\frac{\gamma - \sum_{j=1}^M \omega_j (P_j + \sigma_n^2)}{\sqrt{2 \sum_{j=1}^M \omega_j^2 (P_j + \sigma_n^2)^2 / N}} \right) \quad (11)$$

$$P_{FA} = Q \left(\frac{\gamma - \sum_{j=1}^M \omega_j \sigma_n^2}{\sqrt{\sum_{j=1}^M \omega_j^2 \sigma_n^4 / N}} \right) \quad (12)$$

消除门限变量 γ 并化简得到关系式:

$$N = 2 \left[\sqrt{\sum_{j=1}^M \omega_j^2 Q^{-1}(P_{FA})} - \sqrt{\sum_{j=1}^M \omega_j^2 (1 + \text{SNR}_j)^2 Q^{-1}(P_D)} \right]^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^M \omega_j \text{SNR}_j \right)^{-2} \quad (13)$$

如果考虑噪声平均功率波动性, 与单认知用户能量检测分析类似, 可以得到噪声平均功率存在波动性时的检测概率和虚警概率表达式:

$$P_D = \min_{\sigma^2 \in [\sigma_n^2 / \rho, \rho \sigma_n^2]} Q \left(\frac{\gamma - \sum_{j=1}^M \omega_j (P_j + \sigma^2)}{\sqrt{2 \sum_{j=1}^M \omega_j^2 (P_j + \sigma^2)^2 / N}} \right) = Q \left(\frac{\gamma - \sum_{j=1}^M \omega_j (P_j + \sigma_n^2 / \rho)}{\sqrt{2 \sum_{j=1}^M \omega_j^2 (P_j + \sigma_n^2 / \rho)^2 / N}} \right) \quad (14)$$

$$P_{FA} = \max_{\sigma^2 \in [\sigma_n^2 / \rho, \rho \sigma_n^2]} Q \left(\frac{\gamma - \sum_{j=1}^M \omega_j \sigma^2}{\sqrt{2 \sum_{j=1}^M \omega_j^2 \sigma^4 / N}} \right) = Q \left(\frac{\gamma - \sum_{j=1}^M \omega_j \rho \sigma_n^2}{\sqrt{2 \sum_{j=1}^M \omega_j^2 \rho^2 \sigma_n^4 / N}} \right) \quad (15)$$

消除参数 γ 可得到噪声平均功率波动 P_D , P_{FA} , N , ρ , ω_j , M 与 SNR_j 的关系式:

$$N = 2 \left[\rho \sqrt{\sum_{j=1}^M \omega_j^2 Q^{-1}(P_{FA})} - \sqrt{\sum_{j=1}^M \omega_j^2 (1/\rho + \text{SNR}_j)^2 Q^{-1}(P_D)} \right]^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^M \omega_j (\text{SNR}_j - (\rho - 1/\rho)) \right)^{-2} \quad (16)$$

为了进一步验证上述理论分析, 进行了计算机蒙特卡罗仿真。仿真中, 共使用了 5×10^5 个信号, 其中, 授权用户使用信道的概率为 50%, 信道噪声采用加性白高斯噪声。仿真参数设定: 仿真环境

SNR $\in (-20, 10)$ (dB), 虚警概率 $P_{FA} = 0.01$, 检测时长 $N = 500$, 噪声平均功率波动因子 ρ 分别为 $\rho = 1.00$ 和 $\rho = 1.05$ 。

图4对应的是 $\rho = 1.00$ 和 $\rho = 1.05$ 时, 单用户和多用户协同能量检测算法性能的蒙特卡罗仿真性能曲线。标“ Δ ”、“ \circ ”和“ $*$ ”的曲线分别对应单认知用户检测方案, 双认知用户协同检测方案和4认知用户协同检测方案。从图4可以看出: 在相同的噪声平均功率波动性条件下, 多用户协同能量检测性能明显优于单用户能量检测方案, 检测性能随协同检测用户数的增加而提高; 在相同的检测概率情况下, 协同检测方案能检测到的最低信噪比(即检测灵敏度)高于单用户检测方案, 检测灵敏度随协同检测用户数的增加而提高。相同的检测方案在相同的信噪比SNR情况下, 如: 当SNR = 0 dB时, 单认知用户检测方案的检测概率下降约0.16, 双认知用户协同检测方案的检测概率下降约0.14, 4认知用户协同检测方案的检测概率下降约0.09, 根据下降趋势可以知道, 随协同检测用户数的增加, 抗噪声平均功率波动性的鲁棒性增强, 因此, 如果协同检测的用户数增加到一定数目, 由于噪声平均功率波动性造成的检测性能下降部分完全可以消除。与单用户检测方案相比, 虽然多用户协同能量检测方案也受噪声平均功率波动性的影响, 但是检测性能得到了改善, 多用户协同能量检测算法提高了抗噪声平均功率波动性的性能。

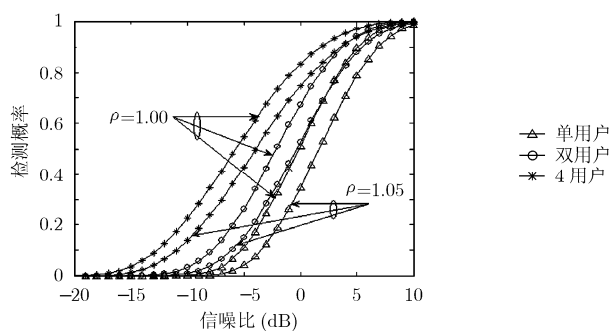


图4 检测概率与信噪比

6 结论

该文提出了一种新的能量检测方案——基于多用户协同能量检测算法, 在低信噪比环境下, 即使噪声短时间内的平均功率存在较大的波动性, 只要增加参与检测的协同用户数, 那么由于噪声平均功率波动性造成的检测性能下降部分就完全可以消

除, 仍可获得较为准确的检测性能。此算法增强了对抗噪声平均功率波动性方面的鲁棒性, 提高了频谱认知的性能, 即多用户协同能量检测算法提高了检测微弱信号过程中对抗噪声平均功率波动性的鲁棒性。

参考文献

- [1] Akyildiz I F, Won-Yeol L, and Mehmet C V, *et al.* NeXt generation/dynamic spectrum access /cognitive radio wireless networks: A survey. *Computer Networks*, 2006, 50(5): 2127-2159.
- [2] Akyildiz I F, Won-Yeol L, and Mehmet C V, *et al.* A survey on spectrum management in cognitive radio networks. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(4): 40-48.
- [3] Ghasemi and Sousa E S. Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments. In: *IEEE Int. Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks*. Baltimore, USA, 2005: 131-136.
- [4] Mishra S M, Sahai A, and Broderson R W. Cooperative sensing among cognitive radios. In: *Proc. ICC 2005, Istanbul, Turkey*, 2006: 11-15.
- [5] Tandra R and Sahai A. SNR walls for signal detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2008, 2(1): 4-17.
- [6] Kay S M. *Fundamentals of statistical signal processing: detection theory*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1998, 2: 689-698.
- [7] Tandra R. *Fundamental limits on detection in low SNR: [Master's dissertation]*. University of California, Berkeley, 2003: 30-55.
- [8] Cordeiro C, Ghosh M, and Cavalcanti D, *et al.* Spectrum sensing for dynamic spectrum access of TV bands (Invited Paper). In: *ICST CrownCom Aug. 2007*: 163-167.
- [9] Nosratinia A, Hunter T E, and Hedayat A. Cooperative communication in wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 74-80.
- [10] Jun M and Li Y(G). Soft Combination and Detection for Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks. *IEEE GLOBECOM2007 proceedings*, 2007: 3139-3143.

虞贵财: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为宽带移动通信和无线IP.

罗涛: 男, 1971年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为宽带移动通信和无线IP.

乐光新: 男, 1937年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带移动通信和无线IP.