



高检测概率协方差矩阵机会协作频谱感知

刘顺兰, 王静, 包建荣

(杭州电子科技大学, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对现有频谱感知算法检测概率较低导致的感知性能较差的问题, 提出了协方差矩阵机会协作 (covariance matrix opportunistic cooperation, CMOC) 频谱感知算法。该算法在传统协方差矩阵感知基础上, 通过奇偶时隙划分实现机会协作, 且根据错误虚警概率和门限间的关系, 推导出检测概率的解析解, 可较精确地实现频谱感知检测。仿真结果验证了所提算法可明显提高频谱感知的检测概率。在瑞利衰落信道的信噪比为 -10 dB 时, 相对于现有无中继协作的能量检测频谱感知算法和无中继协作的协方差频谱感知算法, 检测概率分别提高 0.19 和 0.13。而且, 该算法还具有较高能效且复杂度适中, 非常适合新一代无线通信频谱认知应用。

关键词: 频谱感知; 协方差矩阵; 机会协作; 门限值

中图分类号: TN925

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019001

Covariance matrix opportunistic cooperative spectrum sensing of high detection probability

LIU Shunlan, WANG Jing, BAO Jianrong

Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: According to the problem of poor sensing performance caused by the existing spectrum sensing algorithm, the covariance matrix opportunistic cooperative (CMOC) spectrum sensing algorithm was proposed. Based on the traditional covariance matrix spectrum sensing algorithm, odd and even slots were divided by the new proposed algorithm, then opportunistic cooperation was added. The relationship between the false alarm probability and the threshold of the new algorithm was also analyzed, and the analytic detection probability was deduced for the actualization of the more accurate spectrum sensing detection. The simulation results verify that the proposed algorithm obviously improves the detection probability. In Rayleigh fading channel, the detection probability is increased by 0.19 and 0.13, which compared with the existing energy detection spectrum sensing algorithm without relay cooperative and the covariance matrix spectrum sensing algorithm without relay cooperation, when the SNR is -10 dB. Moreover, the proposed algorithm has high energy efficiency as well as the moderate computational complexity, so it is especially suited for the spectrum cognition applications in the new generation wireless communication.

Key words: spectrum sensing, covariance matrix, opportunistic cooperative, threshold value

收稿日期: 2018-01-24; 修回日期: 2018-09-18

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY18F010013, No.LY17F010019); 国家自然科学基金资助项目 (No.61471152)

Foundation Items: The Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (No.LY18F010013, No.LY17F010019), The National Natural Science Foundation of China (No.61471152)



1 引言

目前,随着视频多媒体无线通信业务的飞速发展,频谱资源紧缺成为日益严峻的问题。而部分频谱资源竞争激烈和部分频谱资源空闲逐渐成为无线频谱资源利用的主要矛盾之一。静态频谱分配和动态频谱感知接入方式的矛盾直接造成了可用无线频谱资源不足,但实际频谱资源浪费较多的问题,导致频谱资源利用率低下。近年来,认知无线电(cognitive radio, CR)被提出,且成为频谱管理的重要解决方案之一^[1]。其主要在软件无线电基础上,增加了频谱感知和自适应功能。其中,频谱感知一般可分为能量检测(energy detection, ED)^[2-5]、匹配滤波器检测^[6-8]、循环平稳特征检测^[9-10]和基于协方差检测^[11-13]等,但现有能量检测类方法往往存在噪声不确定等缺陷。匹配滤波器检测法和循环平稳检测法虽在低信噪比情况下表现优异,但前者需发送用户先验信息,后者计算量大、复杂度高,导致其无法实用。协方差检测法利用接收到的不同信号和噪声,通过采样、判决,在无需发送端信号信息、信道条件及同步的情况下,即可获得较好检测精度。但该算法在样本数量较少情况下性能不佳,且还需通过改进采样频率等来提高其实用性。另外,在协作传输方面,传统协方差矩阵检测法也不适用于机会协作方案。如参考文献[14]所提双门限协方差矩阵检测虽然提高了频谱感知性能,但接收信号协方差计算量大,检测时间长,并不利于实用推广。

针对上述现有认知频谱检测协作通信中计算量大、检测时间长等问题,本文提出了协方差矩阵机会协作(covariance matrix-based opportunity cooperation, CMOC)频谱感知算法。该算法对次级用户(secondary user, SU)在偶时隙接收到的信号,采用机会协作方式转发,可在有效提高感知性能的同时,极大地减少算法的计算量。

2 CMOC 频谱感知系统模型

CMOC 频谱感知系统模型如图 1 所示。系统由一个主用户(primary user, PU)和两个次用户(secondary user, SU)组成。主用户是对信道享有绝对优先使用权的授权用户,次用户是借助频谱空穴通信而未获得频谱授权的附加用户。设信道为瑞利衰落信道,偶时刻 SU_2 作为 SU_1 的中继存在。PU 为发送端, SU_1 和 SU_2 为接收端。SU 检测频谱是否被 PU 占用,得出结果 H_0 (PU 未占用该频谱,频谱空闲)或 H_1 (PU 占用该频谱,频谱忙碌)。然后将结果发给融合中心(fusion center, FC)。

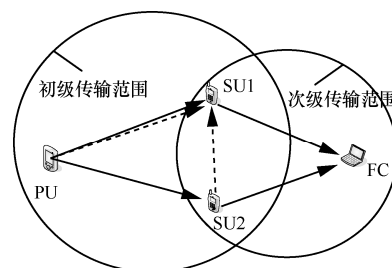


图 1 CMOC 频谱感知算法模型

SU 接收信号可表示如式 (1)。

$$r_i(k) = h_{pi}(k) \cdot s(k) + n_i(k), i=1,2 \quad (1)$$

其中, $s(k)$ 表示 PU 发出的信号。 $h_{pi}(k)$ 表示 PU 到 SU 的信道衰落系数,且服从均值为 0、方差为 σ_{pi}^2 ($i=1,2$) 的高斯分布。 n_i 是均值为 0、方差为 N 的加性高斯白噪声。系统各信道相互独立同分布,中继采用全双工模式。

3 基于 CMOC 频谱感知算法

在 CMOC 频谱感知算法中,奇时隙 ($2k-1$) 时, SU_1 和 SU_2 同时收到 PU 的信息,如图 1 中的实线所示,通过计算各自的协方差矩阵,对接收到的信息进行判决;在偶时隙 ($2k$) 时, SU_2 作为中继将接收到的信息传给 SU_1 ,同时 SU_1 还接收到 PU 的信息,如图 1 中的虚线所示,由 SU_1 通

过计算接收信号的协方差矩阵进行判决。

3.1 单门限 CMOC 频谱感知算法

对接收信号按采样频率 f_s 进行采样, 其采样周期为 $T_s = 1/f_s$ 。因此, $r(k) = r(kT_s)$, $h(k) = h(kT_s)$, $n(k) = n(kT_s)$ 。则频谱占用检测结果如式 (2) 和式 (3) 所示。

$$H_0: r(k) = n(k) \quad (2)$$

$$H_1: r(k) = h(k)s(k) + n(k) \quad (3)$$

其中, $r(k)$ 是 SU 接收信号样本, $h(k)$ 为抽样后的信道衰落系数, $s(k)$ 是 PU 发送信号样本, $n(k)$ 是均值为 0、方差为 N 的加性高斯白噪声。 L 个连续抽样信号向量可表示为:

$$\mathbf{r}(k) = [r(k) \ r(k-1) \ \cdots \ r(k-L+1)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{s}(k) = [h(k)s(k) \ h(k-1)s(k-1) \ \cdots \ h(k-L+1)s(k-L+1)]^T \quad (5)$$

其中, L 称为平滑指数^[17]。

接收信号的协方差矩阵表示为:

$$\mathbf{R}_r = E[\mathbf{r}(k)\mathbf{r}^T(k)] = \mathbf{R}_s + N\mathbf{I}_L \quad (6)$$

其中, $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{s}(k)\mathbf{s}^T(k)]$, 且 H_1 情况下, $\mathbf{R}_s$ 为非零矩阵, 否则 $\mathbf{R}_s$ 为零矩阵。 N 是加性高斯白噪声的方差, $\mathbf{I}_L$ 表示秩为 L 的单位矩阵。

(1) 奇时隙 $(2k-1)$ 时, SU_1 和 SU_2 接收信号表示为:

$$r_i(2k-1) = h_{pi}(2k-1) \cdot s(2k-1) + n_i(2k-1), \quad i=1,2 \quad (7)$$

由式 (4) ~ 式 (6) 得: 奇时隙时 SU_1 和 SU_2 接收信号的协方差矩阵分别为 $\mathbf{R}_{r1}$ 和 $\mathbf{R}_{r2}$ 。当 PU 不存在时, $\mathbf{R}_{si} = \mathbf{0}_{L \times L}$; 且由式 (6) 得协方差矩阵 $\mathbf{R}_{ri}$ 非对角线上的元素为 0。而当 PU 存在时, 协方差矩阵 $\mathbf{R}_{ri}$ 非对角线上的元素可能非零。故令:

$$T_{1i} = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \sum_{m=1}^L |r_{nm}| \quad (8)$$

$$T_{2i} = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L |r_{nn}| \quad (9)$$

其中, r_{nm} 表示协方差矩阵 $\mathbf{R}_{ri}$ 第 n 行第 m 列的元

素。故:

$$D_i(2k-1) = \begin{cases} H_1, & T_{1i}/T_{2i} > \gamma \\ H_0, & \text{其他} \end{cases}, \quad i=1,2 \quad (10)$$

其中, D_i 表示 SU_i 的本地频谱感知判决结果。

(2) 偶时隙 $(2k)$ 时, SU_2 作为 SU_1 的中继, 将接收的信号基于放大转发 (amplify and forward, AF) 协作协议^[18]传递给 SU_1 , 则 SU_2 的判决方法与奇时隙一致。故 SU_1 接收到的信号可表示为:

$$r_1(2k) = h_{p1}(2k)s(2k) + Gh_{21}(2k)r_2(2k-1) + n_1(2k) \quad (11)$$

其中, G 表示放大系数, 且 $G = 1/h_{21}(2k)$ 。将式 (7) 代入式 (11), 得:

$$r_1(2k) = h_{p1}(2k)s(2k) + h_{p2}(2k-1)s(2k-1) + n_2(2k-1) + n_1(2k) \quad (12)$$

$$\mathbf{R}_{r1} = E[\mathbf{r}_1(2k)\mathbf{r}_1^T(2k)] = \mathbf{R}_{s1}(2k) + \mathbf{R}_{s2}(2k-1) + 2N\mathbf{I}_L \quad (13)$$

$$D_1(2k) = \begin{cases} H_1, & T'_{11}/T'_{21} > \gamma \\ H_0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

其中, T'_{11} 和 T'_{21} 可由式 (13) 所得协方差矩阵结合式 (8) ~ 式 (9) 得到, γ 表示判决门限。

该算法的具体步骤如下。

步骤 1 分别对奇时隙和偶时隙时 SU_1 和 SU_2 接收到的信号抽样。

步骤 2 确定平滑因子 L 和判决门限 γ 。

步骤 3 计算采样后接收信号的协方差矩阵以及 T_{1i} 、 T_{2i} 。

步骤 4 根据式 (10) 和式 (14) 进行判决。

3.2 双门限 CMOC 频谱感知算法

该算法是对 CMOC 单门限机会协作频谱感知算法的改进, 奇时隙时判决方法一致, 偶时隙时, 仅当 SU_1 的 $\gamma_1 < T_{11}/T_{21} < \gamma_2$ 时, SU_2 作为中继将信息采用 AF 协议转发给 SU_1 , 算法的具体步骤如下。

步骤 1 奇时隙 $(2k-1)$ 时, SU_1 和 SU_2 的判决方法与第 3.1 节中的算法一致。



步骤 2 在偶时隙 (2k) 时, SU₂ 的判决方法与奇时隙的判决方法一致, 由式 (4) ~ 式 (9) 计算 SU₁ 的 T_{11} 和 T_{21} 。

当 $T_{11} / T_{21} < \gamma_1$ 时, SU₁ 的本地判决结果为 H_0 , 即 PU 不存在; 当 $T_{11} / T_{21} > \gamma_2$ 时, SU₁ 本地判决结果为 H_1 , 即 PU 存在; 此时, SU₁ 接收到的信号及其协方差矩阵为:

$$r_1(2k) = h_{p1}(2k)s(2k) + n_1(2k) \quad (15)$$

$$R_{r1} = E[r_1(2k)r_1^T(2k)] = R_{s1}(2k) + NI_L \quad (16)$$

当 $\gamma_1 < T_{11} / T_{21} < \gamma_2$ 时, 将 SU₂ 的信号中继转发给 SU₁, 此时, 计算 T'_{11} 和 T'_{21} , 当 $T'_{11} / T'_{21} > \gamma$ 时, PU 存在; 否则, PU 不存在。故偶时隙时 SU₁ 的判决方法概括如下:

$$D_1(2k) = \begin{cases} H_1, & T_{11} / T_{21} > \gamma_2 \\ D'_1(2k), & \gamma_1 < T_{11} / T_{21} < \gamma_2 \\ H_0, & T_{11} / T_{21} < \gamma_1 \end{cases} \quad (17)$$

$$D'_1(2k) = \begin{cases} H_1, & T'_{11} / T'_{21} > \gamma \\ H_0, & T'_{11} / T'_{21} < \gamma \end{cases}$$

即偶时隙时, T_{11} / T_{21} 在门限值 γ_1 和 γ_2 范围内, SU₂ 将成为 SU₁ 的中继, SU₁ 同时接收 PU 和 SU₂ 的信息, 需重新计算 T'_{11} / T'_{21} 进行判决。

4 CMOC 频谱感知算法的门限值 and 性能分析

4.1 检测概率分析

根据参考文献[15]中 T_{1i} 和 T_{2i} 的关系, 在 H_0 情况下的虚警概率表示为:

$$\begin{aligned} P_{fa} &= P(T_{1i} > \gamma T_{2i}) = P(T_{2i} < (1/\gamma) \cdot T_{1i}) \\ &= P(T_{2i} < (1/\gamma) \cdot (1 + (L-1)\sqrt{2/(\pi N_s)})N) \\ &= 1 - Q[(1/\gamma) \cdot (1 + (L-1)\sqrt{2/(\pi N_s)}) - 1] / \sqrt{2/N_s} \end{aligned} \quad (18)$$

其中, N_s 表示采样个数; $Q(t) = \left(1/\sqrt{2\pi}\right) \int_t^{+\infty} e^{-u^2/2} du$ 。若给定一个虚警概率, 可得唯一门限值 γ 。故经式 (18) 推导, 有:

$$\gamma = \frac{1 + (L-1)\sqrt{2/(\pi N_s)}}{1 - Q^{-1}(P_{fa})\sqrt{2/N_s}} \quad (19)$$

由此可知, 门限值 γ 与噪声功率和信噪比无关。

而双门限 CMOC 频谱感知算法中的上下限, 仍取决于虚警概率 P_{fa} , 故由式 (19) 得:

$$\gamma_1 = (1 + (L-1)\sqrt{2/(\pi N_s)}) / (1 - Q^{-1}(P_{fa} + \beta)\sqrt{2/N_s}) \quad (20)$$

$$\gamma_2 = (1 + (L-1)\sqrt{2/(\pi N_s)}) / (1 - Q^{-1}(P_{fa} - \beta)\sqrt{2/N_s}) \quad (21)$$

其中, β 为一常数, 且 $\gamma_1 < \gamma_2$ 。

对于第 3.1 节中的单门限 CMOC 频谱感知算法, SU₁ 和 SU₂ 在奇时隙的检测概率可表示为:

$$\begin{aligned} P_{d1}^o &= P(T_{1i} / T_{2i} > \gamma) = P(T_{2i} < (1/\gamma) \cdot T_{1i}) \\ &= P\{(T_{2i} - E_s - N) / \sqrt{\text{var}(T_{2i})} < \\ &\quad [(1/\gamma) \cdot T_{1i} - E_s - N] / \sqrt{\text{var}(T_{2i})}\} \\ &= 1 - Q\{[(1/\gamma) \cdot T_{1i} - E_s - N] / \sqrt{\text{var}(T_{2i})}\} \end{aligned} \quad (22)$$

其中, E_s 是发送信号功率, N 是噪声功率。在偶时隙, SU₂ 的判决方式与奇时隙相同。故其检测概率为: $P_{d2}^e = P_{d2}^o$ 。在单门限 CMOC 频谱感知算法偶时隙时, SU₁ 同时收到 PU 和 SU₁ 信息, 故 SU₁ 的检测概率可表示为:

$$\begin{aligned} P_{d1}^e &= P(T'_{11} / T'_{21} > \gamma) \\ &= 1 - Q\{[(1/\gamma) \cdot T'_{11} - 2E_s - 2N] / \sqrt{\text{var}(T'_{21})}\} \end{aligned} \quad (23)$$

双门限检测中, 奇时隙时的 SU₁ 和 SU₂ 的检测概率都可以用式 (22) 表示, 且偶时隙时 SU₂ 检测概率为 $P_{d2}^e = P_{d2}^o$, 但 SU₁ 的检测概率表示为:

$$\begin{aligned} P_{d1}^e &= P(T_{11} / T_{21} > \gamma_2) + \\ &\quad P(\gamma_1 < T_{11} / T_{21} < \gamma_2) P(T'_{11} / T'_{21} > \gamma) \end{aligned} \quad (24)$$

在此:

$$\begin{aligned} &P(\gamma_1 < T_{11} / T_{21} < \gamma_2) \\ &= 1 - P(T_{11} / T_{21} > \gamma_2) - P(T_{11} / T_{21} < \gamma_1) \\ &= 1 - P(T_{21} < (1/\gamma_2) \cdot T_{11}) - P(T_{21} > (1/\gamma_1) \cdot T_{11}) \quad (25) \\ &= Q\{[(1/\gamma_2) \cdot T_{11} - E_s - N] / \sqrt{\text{var}(T_{21})}\} - \\ &\quad Q\{[(1/\gamma_1) \cdot T_{11} - E_s - N] / \sqrt{\text{var}(T_{21})}\} \end{aligned}$$

将式 (25) 代入式 (24) 中, 可得偶时隙时

SU₁ 的检测概率为:

$$P_{d1}^c = 1 - Q\left(\frac{(1/\gamma_2) \cdot T_{11} - E_s - N}{\sqrt{\text{var}(T_{21})}}\right) + \left[Q\left(\frac{(1/\gamma_2) \cdot T_{11} - E_s - N}{\sqrt{\text{var}(T_{21})}}\right) - Q\left(\frac{(1/\gamma_1) \cdot T_{11} - E_s - N}{\sqrt{\text{var}(T_{21})}}\right) \right] \left[1 - Q\left(\frac{(1/\gamma_2) \cdot T'_{11} - E_s - N}{\sqrt{\text{var}(T'_{21})}}\right) \right] \quad (26)$$

故 SU₁ 和 SU₂ 的检测概率分别为:

$$P_i = \frac{1}{2} P_{di}^o + \frac{1}{2} P_{di}^c, \quad i=1,2 \quad (27)$$

因此, 得到系统整体检测概率为: $P_d = P_1 P_2$ 。

4.2 能效分析

CMOC 频谱感知算法的能量消耗用能效表示。能效定义为系统平均吞吐量(即信道传输的比特数)与平均能耗(即本地数据传输和机会协作通信感知过程中消耗的平均能量)的比值, 单位为 bit/J。由参考文献[16-17]中吞吐量和能耗表示, 可得 CMOC 频谱感知算法的能效为:

$$\alpha = [P_n(1 - P_{fa})RT] / \{2e_s + e_t[1 - P_n P_{fa} - P_y(1/2 P_{d1}^o + 1/2 P_{d1}^c)(1/2 P_{d2}^o + 1/2 P_{d2}^c)]\} \quad (28)$$

其中, P_n 为 PU 未占用频谱的概率, P_{fa} 为虚警概率, P_y 为 PU 占用频谱的概率, R 和 T 分别是数据传输速率和时间, e_s 和 e_t 分别是 SU 在机会协作通信过程中和本地数据传输过程中的能耗。

5 仿真结果与分析

以下从检测概率和能效两个方面对 CMOC 频谱感知算法进行仿真, 并与参考文献[4]与参考文献[14]中的算法进行对比。仿真过程中, 调制方式采用 BPSK, PU 到 SU₁ 的距离 $d_{p,1} = 0.6$, PU 到 SU₂ 的距离 $d_{p,2} = 1$, SU₂ 到 SU₁ 的距离 $d_{2,1} = 1$, 双门限算法中常数 $\beta = 0.05$ 。

图 2 是不同信噪比 SNR 情况下, CMOC 频谱感知算法与参考文献[4]中无中继协作的能量

检测算法以及参考文献[14]中无中继协作的协方差算法检测概率比较。信号的采样次数为 2048, 且 CMOC 频谱感知算法的虚警概率 $P_{fa} = 0.01$ 。

图 2 中可以看出, CMOC 单门限算法和双门限算法检测性能几乎一致, 且 CMOC 频谱感知算法优于参考文献[4]中无中继协作的能量检测算法和参考文献[14]中无中继协作的协方差算法, 在信噪比为 -10 dB 时, 检测概率较上述两种算法分别提高 0.19 和 0.13。究其原因, CMOC 频谱感知算法在传统感知算法中加入机会协作, 用户在特定情况下共享频谱资源, 并随着信噪比的增加, CMOC 频谱感知算法的检测概率得到提升。

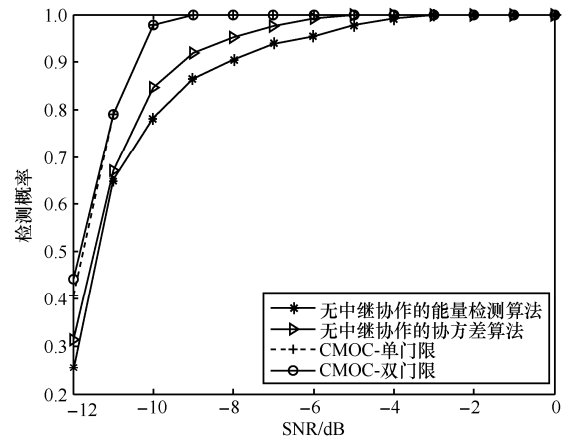


图 2 不同信噪比情况下, 几种算法的检测概率比较

图 3 是信噪比 SNR = -11 dB 情况下, 不同虚警概率下几种算法检测概率比较。在虚警概率很小, 低于 0.05 的情况下, CMOC 双门限的检测概率高于其他 3 种算法, 随着虚警概率的提高, CMOC 双门限检测概率与单门限检测概率近乎相同。由式 (23) ~ 式 (25) 可知, CMOC 单双门限算法仅在 SU₁ 偶尔时检测概率不同。而双门限算法 SU₁ 有条件接收 SU₂ 信号, 当确定 SU₁ 接收来自中继 SU₂ 信号时, 其判决门限值与 CMOC 单门限算法一致。而且 CMOC 算法优于参考文献[4]中无中继协作的能量检测算法和参考文献[14]中无中继协作的协方差算法。因此, 若实际应用要求更低的虚警概率, CMOC 双门限算法更具优越性。

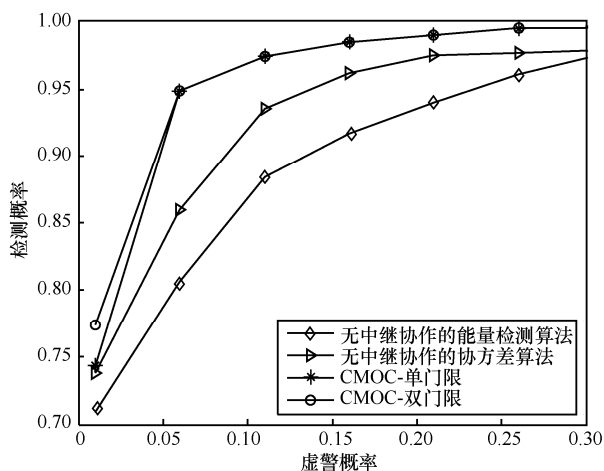


图3 不同虚警概率下, 几种算法的检测概率比较

图4给出了在不同采样点数和信噪比条件下, CMOC 频谱感知算法检测概率。在相同的虚警概率条件下, 检测性能随着采样点数 N 的增加而增加, 且在信噪比低于 -8 dB 时更为明显。在采样点数 N 小于 2 048 时, CMOS 频谱感知算法的双门限检测概率均高于单门限检测概率。但由于采样点数增加, 单门限检测性能提升, 与双门限检测概率近乎一致。即采样点数对 CMOC 单门限频谱感知影响较大, 采样点数越小, 检测概率越小。由奈奎斯特采样定理可知, 一般采样频率必须大于被采样信号带宽的两倍, 若采样频率过小, 易造成信号失真。因此, 在采样点数受限、系统容量较小的情况下, 可考虑 CMOC 双门限频谱感知算法。

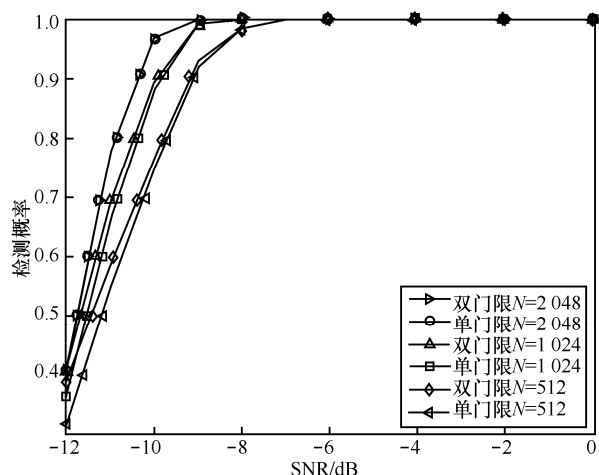


图4 不同采样点数和信噪比下, CMOC 算法检测概率比较

图5给出了在不同虚警概率和信噪比条件下, CMOC 频谱感知算法能效比较。设定采样点数 $N=2\ 048$ 。由图5可知, 能效随着信噪比的增加而增大, 且达到最大值后保持不变。当虚警概率 $P_{fa}=0.01$ 时, CMOC 双门限频谱感知算法可得最大能效, 约为 9.2×10^4 bit/J。在信噪比相同时, 虚警概率越大, 能效越低。由于双门限算法在低虚警概率时检测概率稍高于单门限算法, 据式(28)可得, 检测概率越大, 能效越高。故 CMOC 频谱感知算法的双门限算法能效总是高于单门限算法。同时为进一步提高能效, 需考虑降低虚警概率。

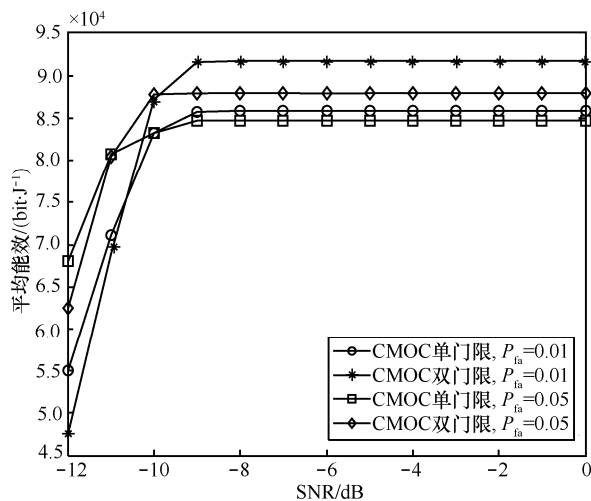


图5 不同虚警概率和信噪比下, CMOC 算法能效比较

6 结束语

本文提出了协方差矩阵机会协作频谱感知算法, 具体有单门限 CMOC 频谱感知算法和双门限 CMOC 频谱感知算法 2 种方法。经仿真验证, 该算法检测性能分别优于无中继协作的能量检测算法和无中继协作的协方差算法。因其在现有协方差矩阵感知算法基础上, 通过划分奇偶时隙, 考虑不同情况下的门限值选择, 并加入了中继协作, 较好地提高了频谱感知性能。而且, 所提的 CMOC 单门限算法计算复杂度相对更低, 且其双门限实现方案的能效也相对更高, 适合未来无线通信应用。

参考文献:

- [1] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220.
- [2] KUMAR B N, PREMA S C. Noise variance estimation through penalized least-squares for ED-spectrum sensing[C]// International Conference on Communication Systems and Networks, December 14-16, 2016, Shenzhen, China. Piscataway: IEEE Press, 2016: 23-27.
- [3] WU J Y, HUANG P H, WANG T Y, et al. Energy detection based spectrum sensing with random arrival and departure of primary user's signal[C]//GLOBECOM Workshops, December 6-10, 2015, San Diego, CA, USA. Piscataway: IEEE Press, 2013: 380-384.
- [4] CHABBRA K, MAHENDRU G, BANERJEE P. Effect of dynamic threshold & noise uncertainty in energy detection spectrum sensing technique for cognitive radio systems[C]// International Conference on Signal Processing and Integrated Networks, Feb 20-21, 2014, Noida, India. Piscataway: IEEE Press, 2014: 377-361.
- [5] 付彩梅, 李有明, 周桂莉, 等. 一种基于能量检测的协作式频谱感知算法[J]. 电信科学, 2016, 32(9): 52-60.
FU C M, LI Y M, ZHOU G L, et al. A new cooperation spectrum sensing algorithm based on energy detection[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(9): 52-60.
- [6] SALEM F M, IBRAHIM M H, ALI I A, et al. Matched-filter-based spectrum sensing for secure cognitive radio network communications[J]. International Journal of Computer Applications, 2014, 87(1): 41-46.
- [7] ZHANG X, CHAI R, GAO F. Matched filter based spectrum sensing and power level detection for cognitive radio network[C]//Signal and Information Processing, Dec 3-5, 2014, Atlanta, GA, USA. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1267-1270.
- [8] SURAMPUDI A, KALIMUTHU K. An adaptive decision threshold scheme for the matched filter method of spectrum sensing in cognitive radio using artificial neural networks[C]// India International Conference on Information Processing, August 12-14, 2016, Delhi, India. [S.l.:s.n.], 2016: 1-5.
- [9] YANG M, LI Y, LIU X, et al. Cyclostationary feature detection based spectrum sensing algorithm under complicated electromagnetic environment in cognitive radio networks[J]. China Communications, 2015, 12(9): 35-44.
- [10] 谭海峰, 鲁俊, 付璇, 等. 基于小波降噪的压缩感知-循环平稳检测技术[J]. 电信科学, 2015, 31(8): 51-57.
TAN H F, LU J, FU X, et al. Cyclostationary feature detection based on compressed sensing and wavelet de-noising[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(8): 51-57.
- [11] ZHU J, ZHENG B. Detection probability analysis of cooperative spectrum sensing in rayleigh fading channels[C]//Eighth IEEE/ACIS International Conference on Computer and Information Science, June 1-3, 2009, Shanghai, China. Piscataway: IEEE Press, 2009: 177-182.
- [12] 李映雪, 雷静, 钟士元, 等. 认知无线网络中基于特征向量的协方差盲检测方法[J]. 电信科学, 2015, 31(11): 94-98.
LI Y X, LEI J, ZHONG S Y, et al. Covariance blind detection method based on eigenvector in cognitive radio network[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(11): 94-98.
- [13] WIDIANTO M H, SURATMAN F Y, MEYLANI L. Evaluation spectrum sensing in cognitive radio based on signal covariance matrix[Z]. 2017.
- [14] CHARAN C, PANDEY R. Double threshold based spectrum sensing technique using sample covariance matrix for cognitive radio networks[C]//2017 2nd International Conference on Communication Systems, Computing and IT Applications (CSCITA), Dec 30-31, 2017, Dubai, United Arab Emirates. Piscataway: IEEE Press, 2017: 150-153.
- [15] ZENG Y, LIANG Y C. Spectrum-sensing algorithms for cognitive radio based on statistical covariances[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4): 1804-1815.
- [16] 王云川, 许晓荣, 姚英彪, 等. 一种能效优先的认知无线电模仿主用户攻击防御策略设计与性能分析[J]. 电信科学, 2017, 33(8): 100-106.
WANG Y C, XU X R, YAO Y B, et al. Design and performance analysis of energy efficiency based CR primary user emulation attack defensive scheme[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(8): 100-106.
- [17] XU X, BAO J, CAO H, et al. Energy-efficiency-based optimal relay selection scheme with a BER constraint in cooperative cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 191-203.
- [18] VIEN Q T, NGUYEN H X, TRESTIAN R, et al. A hybrid double-threshold based cooperative spectrum sensing over fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(3): 1821-1834.

[作者简介]



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。



王静 (1994—), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为信号处理、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。