

文章编号: 1001 - 893X(2010)05 - 0033 - 06

利用自相关矩阵的量化合作频谱感知方法*

焦传海, 王可人, 金 虎

(解放军电子工程学院, 合肥 230037)

摘要:为了改善认知无线电的频谱感知性能,提出一种基于自相关矩阵的量化合作频谱感知方法,对各认知用户的本地检测结果采用多个判决门限进行有限位的量化,在融合中心采用加权投票准则对该量化信息综合处理,得出最终判决。该方法是一种盲感知方法,不需要知道主用户信号的先验知识和噪声方差信息。具体讨论了一种 2 bit 量化合作频谱感知方案,并将其与传统的基于能量检测的合作频谱感知方案作比较。理论分析和仿真结果表明,该方案可以有效提高频谱感知能力。

关键词:认知无线电;合作频谱感知;2 bit 量化;自相关

中图分类号:TN92 **文献标识码:**A **doi:**10.3969/j.issn.1001-893x.2010.05.007

Quantized Cooperative Spectrum Sensing Using Autocorrelation Matrix

JIAO Chuan-hai, WANG Ke-ren, JIN Hu

(PLA Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract:To improve the spectrum detection performance in cognitive radio(CR), a quantized cooperative spectrum sensing method is proposed based on autocorrelation matrix. The local detection results of CR users are quantized with limited bits using multi-threshold and then the quantized information is sent to the fusion center synchronously for final decision with the weighted voted rule. The method is blind without any a priori information of the signal and noise power. A 2 bit quantized cooperative spectrum sensing scheme is discussed. Theoretic analysis and computer simulation show that the proposed scheme can achieve a good tradeoff between detection performance and system complexity compared with the conventional cooperative spectrum sensing scheme.

Key words:cognitive radio(CR); cooperative spectrum sensing; 2bit quantization; autocorrelation

1 引言

认知无线电^[1](Cognitive Radio, CR)是一种用于提高频谱利用率的智能无线电技术,其应用和发展前景广阔,是当前研究热点之一^[2]。

频谱感知^[3-4](Spectrum Sensing)也称频谱检测,是认知无线电的一项关键技术,其主要任务是从多域频谱空间中获得频谱的使用情况。经典的检测方法有匹配滤波检测^[5]、能量检测^[6]和循环特征检测^[7]等,各有其优缺点。匹配滤波检测需知道主用户发射信号的先验信息,应用范围有限。能量检测

(Energy Detection, ED)是最常用的一种检测方法,不需知道主用户信号先验信息,具有复杂性低、实现简单等优点,但需要知道噪声方差信息,不适于低信噪比情况,需克服噪声不确定性等问题。另外,能量检测对独立同分布的信号样本检测效果较好,但对相关信号的检测效果不是最优的。循环特征检测可以用来区分不同类型的发射信号,但需知道主用户信号的循环频率,且复杂度较高。

为了减小无线信道的阴影、衰落和时变特性对频谱检测的影响,研究人员提出了各种基于能量检测的合作式频谱感知方法^[8-11]。另一方面,研究人

* 收稿日期:2010-01-27;修回日期:2010-03-08

员考虑将其理论应用于频谱感知,Cardoso等人在文献[12]中提出了一种基于大维随机矩阵理论(RMT)的频谱感知算法,利用M-P律给出了大样本情况下的频谱检测方法,但不适用于小样本情况。新加坡电信研究院的研究人员也提出了一类基于RMT的频谱感知算法,包括协方差绝对值法(CAV)^[13]和最大最小特征值法(MME)^[14]等,这类算法考虑了实际应用中采样数有限的问题,但仅研究了单个CR用户的情况。

在分析了上述频谱感知算法的基础上,本文提出了一种基于自相关矩阵的量化合作频谱感知方法,称之为QCAM方法。建立了频谱感知模型,利用自相关矩阵构建了检验统计量,先对该检验统计量进行有限位的量化,再将该量化信息传送到融合中心采用“加权投票准则”进行融合,以提高系统的检测性能。该方法不需要知道主用户信号先验知识和噪声方差信息,是一种盲感知方法。

2 系统模型

2.1 合作频谱感知模型

假设一个CR网络,由若干个CR用户(本地检测器)和一个CR基站(融合中心)构成,网络中包括分离的数据信道和控制信道。

图1给出一种并行式合作频谱感知模型结构, SU_1, SU_2, \dots, SU_N 代表N个CR用户,各CR用户由无线环境获取原始观测数据或检测统计量,经本地判决得到本地判决信息 $u_1, u_2, u_3, \dots, u_N$,将其送至融合中心经综合处理给出全局判决 u_c 。

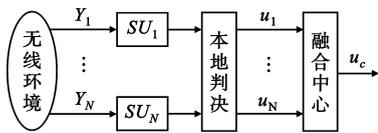


图1 并行式合作频谱感知模型

Fig.1 Parallel cooperative spectrum sensing model

2.2 信号模型

假设我们感兴趣的频段中心频率为 f_c ,带宽为 B ,对接收信号以采样频率 f_s ($f_s \geq B$)进行采样,则第 i 个CR用户 n 时刻的接收信号模型可表示为

$$y_i(n) = \begin{cases} \eta_i(n), & H_0 \\ x_i(n) + \eta_i(n), & H_1 \end{cases} \quad (1)$$

式中, $1 \leq i \leq N$, $\eta_i(n)$ 为高斯白噪声,均值为0,

方差为 σ_η^2 , $x_i(n)$ 表示经过无线信道(包括路径损耗、多径衰落和时延等)后的主用户信号,不失一般性,假定 $x_i(n)$ 和 $\eta_i(n)$ 相互独立,且都是实信号。在式(1)中, H_0 和 H_1 两个假设分别对应主用户信号不存在和主用户信号存在的情况。

2.3 检测统计量的构建

对第 i 个CR用户的接收信号,考虑 L 个连续样本, L 称为平滑因子^[13],构成如下向量:

$$\mathbf{Y}_i(n) = [y_i(n) \ y_i(n-1) \ \dots \ y_i(n-L+1)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{X}_i(n) = [x_i(n) \ x_i(n-1) \ \dots \ x_i(n-L+1)]^T \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\eta}_i(n) = [\eta_i(n) \ \eta_i(n-1) \ \dots \ \eta_i(n-L+1)]^T \quad (4)$$

构建信号和噪声的统计自相关矩阵如下:

$$\mathbf{R}_{Y_i} = E[\mathbf{Y}_i(n) \mathbf{Y}_i^T(n)] \quad (5)$$

$$\mathbf{R}_{X_i} = E[\mathbf{X}_i(n) \mathbf{X}_i^T(n)] \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_{\eta_i} = E[\boldsymbol{\eta}_i(n) \boldsymbol{\eta}_i^T(n)] = \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_L \quad (7)$$

式中, T 表示共轭转置, \mathbf{I}_L 表示 L 阶的单位阵。通常,信号与噪声之间是统计独立的,由此可得:

$$\mathbf{R}_{Y_i} = \mathbf{R}_{X_i} + \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_L \quad (8)$$

这样,若信号 $x(n)$ 不存在,则 $\mathbf{R}_{X_i} = 0$,矩阵 \mathbf{R}_{Y_i} 的非对角元素全为零;假设信号样本之间是相关的,则 \mathbf{R}_{X_i} 为非对角阵,当信号 $x(n)$ 存在时,矩阵 \mathbf{R}_{Y_i} 的非对角元素不全为零。据此,我们可以构建合适的检测统计量来判决主用户信号的存在与否。

实际应用中,可供使用的样本数是有限的。假设接收信号是随机平稳遍历过程,我们可以用样本自相关近似代替统计自相关,取

$$\hat{\xi}_i(l) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-l} y_i(m) y_i(m-l), \quad l = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (9)$$

式中, M 为有限的样本数,则 \mathbf{R}_{Y_i} 可近似用 $\tilde{\mathbf{R}}_{Y_i}$ 表示为^[13]

$$\tilde{\mathbf{R}}_{Y_i} = \begin{bmatrix} \hat{\xi}_i(0) & \hat{\xi}_i(1) & \dots & \hat{\xi}_i(L-1) \\ \hat{\xi}_i(1) & \hat{\xi}_i(0) & \dots & \hat{\xi}_i(L-2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \hat{\xi}_i(L-1) & \hat{\xi}_i(L-2) & \dots & \hat{\xi}_i(0) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中, $\tilde{\mathbf{R}}_{Y_i}$ 是对称阵,记 $\tilde{\mathbf{R}}_{Y_i}$ 中第 p 行第 q 列的元素为 r_{pq} 。由上述分析可知,我们可以通过比较所有元素平方和与对角元素平方和的大小来确定信号的有无。据此,可构建如下检测统计量:

$$T_{i1} = \sum_{p=1}^L \sum_{q=1}^L (r_{pq})^2 \quad (11)$$

$$T_{i2} = \sum_{p=1}^L (r_{pp})^2 \quad (12)$$

$$J_i = \frac{T_{i1}}{T_{i2}} \quad (13)$$

3 QCAM 方法

3.1 总体方案

总的来说, QCAM 方法可分为基于自相关矩阵的本地量化检测和融合判决两大部分, 图 2 给出了 QCAM 方法的总体方案设计框图。首先, 各 CR 用户利用接收到的信号 $r_1(t), r_2(t), \dots, r_N(t)$, 计算自相关矩阵并提取检测统计量, 经本地量化检测得到本地量化判决信息 u_1, u_2, \dots, u_N , 将其通过控制信道送至 CR 基站, 然后, CR 基站依据“加权投票准则”对接收到的判决信息进行融合判决, 最终给出全局判决 u_c 。为了便于讨论, 假设量化判决信息在由 CR 用户向融合中心传送过程中不发生错误。

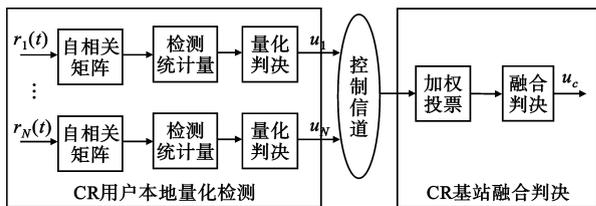


图 2 QCAM 方法总体方案框图

Fig.2 Block diagram of QCAM

3.2 本地量化检测

假设第 i 个 CR 用户 $SU_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 向融合中心传送 k 位二进制量化信息, 设定 $2^k - 1$ 个本地判决门限将观测空间划分为 2^k 个子空间 $\Omega_i^{(0)}, \Omega_i^{(1)}, \dots, \Omega_i^{(2^k-1)}$, 则本地检测量化判决规则可表示为

$$u_i = \psi(J_i) = \begin{cases} 0, & J_i \in \Omega_i^{(0)} \\ 1, & J_i \in \Omega_i^{(1)} \\ \vdots & \\ 2^k - 1, & J_i \in \Omega_i^{(2^k-1)} \end{cases} \quad (14)$$

式中, u_i 用十进制数表示, 向认知基站传送的是其二进制表示形式。

为具体分析该方案的检测性能, 本文以一种 2 bit 量化方案为例进行讨论。图 3 示意了 2 bit 本地量化检测方案的原理, 与传统只用一个门限的硬判

决方案不同, 该方案采用了 3 个门限, 分别为 λ_1, λ_2 和 λ_3 , 将整个观测空间划分为 4 个子空间, 即 $\Omega^{(0)}, \Omega^{(1)}, \Omega^{(2)}$ 和 $\Omega^{(3)}$ 。

| 子空间 | 权重 | 2bit 量化信息 |
|----------------|------------|-----------|
| $\Omega^{(3)}$ | ω_3 | 11 |
| $\Omega^{(2)}$ | ω_2 | 10 |
| $\Omega^{(1)}$ | ω_1 | 01 |
| $\Omega^{(0)}$ | ω_0 | 00 |

图 3 2 bit 量化检测方案原理

Fig.3 Principle of 2 bit quantized detection scheme

为了便于讨论, 假设各 CR 用户的本地量化规则相同。这样, 每个 CR 用户需要发送 2 bit 信息以指示其检验统计量落在哪个子空间。给各子空间赋予不同的权重, 如 $\omega_0 = 0, \omega_1 = 1, \omega_2 = C, \omega_3 = 2C$, 其中, $C \in \mathbf{Z} (C > 1)$ 为待优化的设计参数, 称为调权参数。

3.3 融合判决

在传统的中心式合作感知方案中, 融合中心常采用“OR 准则”进行融合判决, 与之不同, 这里对各 CR 用户送来的信息采用“加权投票准则”进行融合:

$$N_c = \sum_{j=0}^3 \omega_j N_j \quad (15)$$

式中, $N_j (0 \leq j \leq 3)$ 表示认知用户中检验统计量落在子空间 $\Omega^{(j)}$ 的个数, N_c 为加权投票结果, 设融合中心判决规则为

$$u_c = \Phi(N_c) = \begin{cases} 0, & N_c < \eta, & H_0 \\ 1, & N_c \geq \eta, & H_1 \end{cases} \quad (16)$$

式中, η 为融合中心判决门限。这里, 不妨取 $\eta = 2C$ 。

4 门限确定和理论分析

4.1 门限确定

根据 $\tilde{\mathbf{R}}_Y$ 的对称性, 可将式(11)、(12)写为

$$T_{i1} = L \cdot \xi_i^2(0) + 2 \sum_{l=1}^{L-1} (L-l) \xi_i^2(l) \quad (17)$$

$$T_{i2} = L \cdot \xi_i^2(0) \quad (18)$$

由文献[13]可推知, 在假设 H_0 情况下, 即主用户信号不存在时, 有下列式子成立:

$$E(T_{i1}) = \frac{L(L+M+1)}{M} \sigma_\eta^4 \quad (19)$$

$$E(T_{i2}) = \frac{L(M+2)}{M} \sigma_\eta^4 \quad (20)$$

$$\text{Var}(T_{i2}) = L^2 \left(\frac{8}{M} + \frac{40}{M^2} + \frac{48}{M^3} \right) \sigma_\eta^8 \quad (21)$$

通常, M 很大时, 依据中心极限定理, T_{i2} 近似服从高斯分布, 即:

$$T_{i2} \sim N \left(\frac{L(M+2)}{M} \sigma_\eta^2, \left(\frac{8}{M} + \frac{40}{M^2} + \frac{48}{M^3} \right) L^2 \sigma_\eta^8 \right)$$

这样, 对于 CR 用户对应门限 $\lambda_l (1 \leq l \leq 3)$ 的本地虚警概率 P_{f_l} , 可以得到:

$$\begin{aligned} P_{f_l} &= P\{J_i > \lambda_l | H_0\} = P\left\{\frac{T_{i1}}{T_{i2}} > \lambda_l\right\} = \\ &P\left\{T_{i2} < \frac{1}{\lambda_l} T_{i1}\right\} \approx P\left\{T_{i2} < \frac{1}{\lambda_l} E(T_{i1})\right\} = \\ &P\left\{\frac{T_{i2} - \frac{L(M+2)}{M} \sigma_\eta^4}{\sqrt{\frac{8}{M} + \frac{40}{M^2} + \frac{48}{M^3} L \sigma_\eta^4}} < \right. \\ &\left. \frac{1}{\lambda_l} \cdot \frac{L+M+1}{M} - \frac{M+2}{M}\right\} \approx \\ &1 - Q\left(\frac{\frac{L+M+1}{\lambda_l} - (M+2)}{\sqrt{8M+40+\frac{48}{M}}}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

可得:

$$\lambda_l = \frac{L+M+1}{M+2+\sqrt{8M+40+\frac{48}{M}} \cdot Q^{-1}(1-P_{f_l})} \quad (23)$$

式中, $Q(\cdot)$ 为普通 Q 函数, $Q^{-1}(\cdot)$ 为其反函数, 门限与平滑因子 L 样本数 M 和设定的虚警概率有关, 而与噪声方差 σ_η^2 和信噪比(SNR)都无关。

4.2 理论分析

在 N 个 CR 用户组成的认知网络中, 需满足全局虚警概率 P_F 的要求。假设当前主用户信号不存在, 应没有 CR 用户的检验统计量落在子空间 $\Omega^{(3)}$, 设有 s 个 CR 用户落在子空间 $\Omega^{(2)}$, $t-s$ 个 CR 用户落在子空间 $\Omega^{(1)}$, 其余 $N-t$ 个 CR 用户落在子空间 $\Omega^{(0)}$, 即 $N_3 = 0$, $N_2 = s$, $N_1 = t-s$ 和 $N_0 = N-t$, 则:

$$N_c = (t-s)\omega_1 + s\omega_2 = t-s + sC \quad (24)$$

为避免虚警, 应使得 $N_c < 2C$, 可推得 $t \leq 2C-1$, $s \leq \min\left\{\left[\frac{2C-t}{C-1}\right], t\right\}$, 其中, $[\cdot]$ 表示取整运算。

若定义认知概率 $P_C = 1 - P_F$, 则 P_C 可以由式

(25)求得:

$$\begin{aligned} P_C &= \sum_{t=0}^T \sum_{s=0}^s P(N_0 = N-t, N_1 = t-s, \\ &N_2 = s, N_3 = 0 | H_0) = \\ &\sum_{t=0}^T \binom{N}{t} (1-P_{f_1})^{N-t} \cdot \\ &\left\{ \sum_{s=0}^s \binom{t}{s} (P_{f_1} - P_{f_2})^{t-s} (P_{f_2} - P_{f_3})^s \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

式中, $T = 2C-1$, $S = \min\left\{\left[\frac{2C-t}{C-1}\right], t\right\}$, $P_{f_l} = P(Y > \lambda_l | H_0)$ 表示各 CR 用户对应门限 $\lambda_l (1 \leq l \leq 3)$ 的本地虚警概率。

定义 $\beta_1 = \frac{P_{f_2}}{P_{f_1}}$, $\beta_2 = \frac{P_{f_3}}{P_{f_2}}$, $\rho = \frac{P_{f_1}}{1-P_{f_1}}$, 其中 β_1

和 β_2 为待优化的设计参数, 称为相对虚警比, 这样, 式(25)可以写成:

$$\begin{aligned} &(1-P_F)(1+\rho)^N = \\ &\sum_{t=0}^T \binom{N}{t} \left\{ \sum_{s=0}^s \binom{t}{s} \times (1-\beta_1)^{t-s} (\beta_1 - \beta_1\beta_2)^s \right\} \rho^t \end{aligned} \quad (26)$$

当给定 N, P_F, C, β_1 和 β_2 时, 从式(25)中可以得到唯一的 ρ 值, 从而获得 $P_{f_l} (1 \leq l \leq 3)$, 再依据式(23), 可求得门限 $\lambda_l (1 \leq l \leq 3)$ 。

假定所有的 CR 用户都经历独立同分布的衰落信道, 则 CR 网络总的平均检测概率可由式(27)得到:

$$\begin{aligned} \overline{P_D} &= 1 - \sum_{t=0}^T \sum_{s=0}^s P(N_0 = N-t, N_1 = t-s, \\ &N_2 = s, N_3 = 0 | H_1) = \\ &1 - \sum_{t=0}^T \binom{N}{t} (1-\overline{P_{d_1}})^{N-t} \cdot \\ &\left\{ \sum_{s=0}^s \binom{t}{s} (\overline{P_{d_1}} - \overline{P_{d_2}})^{t-s} (\overline{P_{d_2}} - \overline{P_{d_3}})^s \right\} \end{aligned} \quad (27)$$

式中, $\overline{P_{d_l}} = P(Y > \lambda_l | H_1)$ 表示各 CR 用户对应门限 $\lambda_l (1 \leq l \leq 3)$ 的本地平均检测概率。

5 仿真结果及分析

在仿真实验中, 假设在加性高斯白噪声(AWGN)环境下, 待检测的主用户信号为一窄带信号, 中心频率 $f_c = 100$ MHz, 带宽为 $B = 4$ MHz, 采样频率 $f_s = 10$ MHz。设定虚警概率 $P_F = 0.001$, 取平滑因子 $L = 10$, 样本数 $M = 40\ 000$, CR 用户数 $N = 6$, 调权参数 $C = 2$, 相对虚警比 $\beta_1 = 0.25$,

$\beta_2 = 0.1$ 。

作为对比,同时对能量检测的性能也进行了仿真,能量检测法门限 λ_{ED} 可参考文献[15]进行设定:

$$\lambda_{ED} = \sigma_\gamma^2 \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_f)}{\sqrt{M/2}} \right) \quad (28)$$

需要知道噪声方差 σ_γ^2 , 由于噪声不确定的影响,噪声方差的估计值可表示为

$$\hat{\sigma}_\gamma^2 = \alpha \sigma_\gamma^2 \quad (29)$$

噪声不确定性(单位 dB)可表示为

$$b = \max\{10 \lg \alpha\} \quad (30)$$

其中, $\alpha \in [10^{-b/10}, 10^{b/10}]$ 。

图 4 给出了不同检测方案下平均检测概率随信噪比(SNR)的变化情况,其中,QCAM-1bit 和 QCAM-2bit 分别表示采用 1 bit 量化和 2 bit 量化的 QCAM 方案,ED-OR 表示没有噪声不确定性的 OR 准则合作式能量检测方案,ED-1dB 和 ED-2dB 分别表示噪声不确定性为 1 dB 和 2 dB 的 OR 准则合作式能量检测方案。

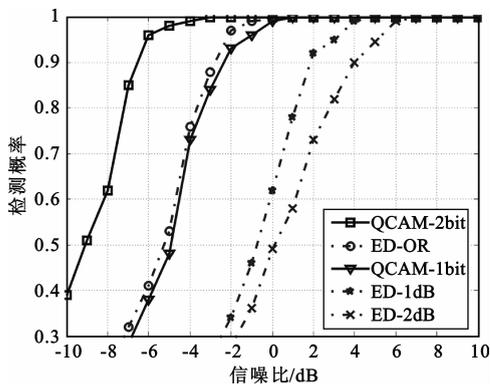


图 4 不同方案的检测性能比较
Fig.4 Detection performance comparison

由图 4 可以看出:

(1) QCAM-2bit 的性能要优于 QCAM-1bit 的性能,表明量化位数越多,检测性能越好,但这是以牺牲系统复杂度和通信开销为代价的;

(2) ED-1dB 和 ED-2dB 的性能明显不如 ED-OR 的性能,表明能量检测对噪声不确定性很敏感;

(3) QCAM-1bit 的性能优于 ED-1dB 和 ED-2dB 的性能,表明 QCAM 可以克服低信噪比和噪声不确定性的影响;

(4) 对于文中仿真所采用的相关窄带信号, QCAM-2bit 的检测性能始终比 ED-OR 的检测性能好,但这不是在任何情况下都成立的,当信号样本

间的相关性很弱时,能量检测将占优,对于完全独立的信号, QCAM 方案将失效。

固定 SNR 为 -8 dB,图 5 给出了 QCAM-2bit 方案和 ED-OR 合作检测方案的接收机工作特性(Receiver Operating Characteristic, ROC)曲线,由 ROC 曲线可以看到 QCAM-2bit 方案的性能具有显著优势。

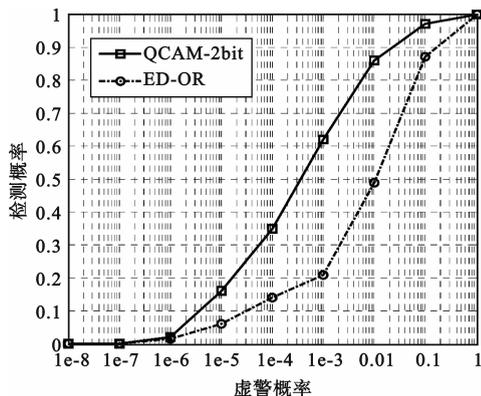


图 5 两种检测方案的 ROC 曲线
Fig.5 ROC of two detection schemes

对于基于自相关矩阵的量化合作频谱感知方法(QCAM 方法),需要说明以下几点:

(1) 文中主要对 2 bit 量化合作频谱感知方案进行了具体分析,若希望进一步提高系统的检测性能可增大 k 值,但需要以牺牲通信开销和系统复杂度为代价;

(2) 仿真中采用的是窄带信号,样本相关性较强,也可以采用其它信号,如文献[13]中采用的 DTV 信号,此时由于信号样本的相关性较弱, QCAM 方案性能将可能不如理想状态下的合作式能量检测。但实际上,一是很难对噪声方差信息精确估计,二是待检测的信号往往是相关的,所以, QCAM 方法还是具有较大应用潜力的;

(3) 可以进一步仿真样本数和平滑因子对 QCAM 方案和 ED 方案检测性能的影响;

(4) 在实际应用中,对于各子空间赋予的权重 ω_j 、调权参数 C 和融合判决门限 η ,均可根据需要进行设置,甚至可以运用神经网络等智能算法进行优化。

6 结束语

频谱感知技术是认知无线电的核心,本文分析了现有频谱感知算法面临的一些问题,提出了一种基于自相关矩阵的量化合作频谱感知方法,该方法

不需要知道主用户信号的先验知识和噪声方差信息,也不要求精确同步,同时折衷考虑了本地检测信息完整程度和通信开销的问题,并充分利用了多个CR用户的量化检测信息进行共享合作以提高频谱感知的性能。理论分析和计算机仿真结果表明,对于相关信号,该方法比能量检测方案的检测性能优越,且计算复杂度较低。所提算法的不足之处在于不能区分不同类型的信号,后续工作可考虑将其与其它方法结合起来对信号进行分步检测和识别。另外,控制信道的设计问题也有待进一步研究解决。

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] 赵勇. 认知无线电的发展与应用[J]. 电讯技术, 2009, 49(6):93 - 101.
ZHAO Yong. Development Progress and Applications of Cognitive Radio [J]. Telecommunication Engineering, 2009, 49(6):93 - 101. (in Chinese)
- [3] Haykin S, Thomson J, Reed H. Spectrum sensing for cognitive radio[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(5):849 - 877.
- [4] Yücek T, Arslan H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2009, 11(1):116 - 130.
- [5] Cabric D, Brodersen R W. Physical layer design issues unique to cognitive radio systems [C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Berlin, Germany: IEEE, 2005:759 - 763.
- [6] 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.
- [7] Kyouwoong K M, Akbar I, Baekyung K, et al. Cyclostationary approaches to signal detection and classification in cognitive radio [C]//Proceedings of New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks. Dublin, Ireland: IEEE, 2007: 212 - 215.
- [8] Zheng X Q, Wang J L, Wu Q H, et al. A novel cooperative spectrum sensing algorithm in cognitive radio systems[J]. Journal of Communications and Networks, 2009, 11(2):115 - 121.
- [9] Gandetto M, Regazzoni C. Spectrum sensing: a distributed approach for cognitive terminals[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(3):546 - 557.
- [10] Mishra S, Sahai A, Brodersen R. Cooperative sensing among cognitive radios [C] //Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Istanbul, Turkey: IEEE, 2006:1658 - 1663.
- [11] Unnikrishnan J, Veeravalli V. Cooperative sensing for primary detection in cognitive radio[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Signal Processing, 2008, 2(1):18 - 27.
- [12] Cardoso L S, Debbah M, Bianchi P. Cooperative spectrum sensing using random matrix theory [C]// Proceedings of ISWPC. Sauronini: IEEE, 2008:334 - 338.
- [13] Zeng Y, Liang Y C. Spectrum sensing algorithm for cognitive radio based on statistical covariances[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4):1804 - 1815.
- [14] ZENG Y, LIANG Y C. Eigenvalue-based spectrum sensing algorithms for cognitive radio [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(6):1784 - 1793.
- [15] Ye Z, Memik G, Grosspietsch J. Energy detection using estimated noise variance for spectrum sensing in cognitive radio networks [C]//Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Las Vegas, USA: IEEE, 2008:711 - 716.

作者简介:

焦传海(1983 -),男,安徽肥东人,博士研究生,主要研究方向为通信信号处理、认知无线电等;

JIAO Chuan-hai(male) was born in Feidong, Anhui Province, in 1983. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include communication signal processing and cognitive radio.

Email: jiao_chuanhai@126.com

王可人(1957 -),男,江苏镇江人,教授、博士生导师,主要研究方向为无线通信、信号处理等;

WANG Ke-ren(male) was born in Zhenjiang, Jiangsu Province, in 1957. He is now a professor and the supervisor of Ph. D. candidate. His research interests include wireless communication and signal processing.

金虎(1973 -),男,安徽潜山人,博士,讲师,主要研究领域为无线通信、通信信号处理等。

JIN Hu (male) was born in Qianshan, Anhui Province, in 1973. He is now a lecturer with the Ph. D. degree. His research interests include wireless communication and communication signal processing.