

## 认知无线网络中基于噪声功率估计的能量检测性能

刘义贤 季飞\* 余华

(华南理工大学电子与信息学院 广州 510640)

**摘要:** 该文分析了利用噪声功率估计值进行能量检测时判决门限的计算问题,推导出检测性能的  $Q$  函数表达式。为达到期望的检测性能,判决门限不能直接由噪声功率估计值替换已知的噪声功率得到,必须进行修正。文中给出了修正判决门限的闭合表达式,极大地简化了检测性能分析和判决门限计算。仿真结果表明,在估计样点数为 20 时,对比原判决门限,基于修正判决门限的误警概率减少了 15%,有效地提高了认知无线网络的吞吐量。

**关键词:** 认知无线电; 频谱感知; 能量检测; 噪声功率估计

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2011)06-1487-05

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2010.01174

## Performance of Energy Detection Based on Estimated Noise Power in Cognitive Radio Networks

Liu Yi-xian Ji Fei Yu Hua

(School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

**Abstract:** This paper analyzes the issue of calculating the threshold for energy detection when an estimated noise power is used. The corresponding closed-form detection performances of energy detection are derived in the terms of  $Q$  function. To achieve the expected detection performance, the threshold cannot be derived by replacing the exact noise power with the estimated ones and must be modified. Moreover, the closed-form expressions of modified thresholds are given in this paper, which simplify the analysis of the detection performances and the calculation of the threshold. Simulation results show that when the sample number is 20, compared to the original threshold, the false alarm probability based on the modified threshold decreases 15%. The throughput of Cognitive Radio (CR) networks can be effectively increased.

**Key words:** Cognitive Radio (CR); Spectrum sensing; Energy detection; Estimated noise power

### 1 引言

认知无线电(CR)技术是未来无线通信系统中用于缓解频谱资源紧张的主要解决方案<sup>[1-3]</sup>。应用 CR 的关键就是伺机接入的次用户(Secondary User, SU)不能对主用户(Primary User, PU)产生有害干扰。SU 能否伺机接入取决于频谱感知结果。所谓频谱感知,是指 SU 接收授权频段的信号进行检测并判决 PU 是否存在。当 PU 不存在而被判为存在(发生误警)时,会造成频谱机会浪费;当 PU 存在而被判为不存在(发生漏检)时,此时若 SU 接入信道,会对 PU 造成干扰。因此,频谱感知是 CR 的关键。现有的频谱感知技术主要包括三大类:能量检测,循环周期检测和相干检测<sup>[4]</sup>。在高斯白噪声中且已知 PU 信号结构时,相干检测是最优方案<sup>[5]</sup>。然而,通常 PU 信号结构未知,此时可采用不需要 PU 任何

先验信息的能量检测<sup>[6]</sup>。

能量检测是对接收信号的能量进行一段时间累积,将其与判决门限进行比较来判决 PU 存在与否。判决门限的设置与噪声功率有关。在噪声功率已知时,无论信噪比多么小,能量检测器都能通过提高采样点数达到检测性能的要求<sup>[7]</sup>,然而实际系统中噪声功率往往需要通过估计得到<sup>[8]</sup>。因此,判决门限必须根据功率估计值设置。目前针对估计功率进行能量检测的研究较少。文献[9]讨论了利用 AR 模型估计噪声功率并采用自适应门限进行频谱感知的检测性能。文献[10]提出了利用估计噪声功率进行能量检测的分析模型,但检测性能需要求解关于  $Q$  函数的积分方程,导致检测性能分析非常复杂,判决门限设置也相当困难。本文基于文献[10]的分析模型推导出检测性能的闭合表达式,使分析得到极大简化;研究了判决门限的设置问题,并给出其闭合表达式。仿真结果表明:(1)检测性能和判决门限闭式解是正确的;(2)在样点数为 20 时,对比原判决门限,基于修正判决门限的误警概率减少了 15%。随着样点

2010-11-01 收到, 2011-02-14 改回

国家自然科学基金(61071212, U1035003)和华南理工大学中央高校基本科研业务费(2009ZM0248)资助课题

\*通信作者: 季飞 eefei@scut.edu.cn

数增大,性能增益减小;(3)只有合理设置判决门限,才能在保证期望检测性能的同时,改善CR网络的性能。

## 2 系统模型

### 2.1 能量检测

频谱感知的目标就是检测判决授权频段上是否存在PU。用 $\mathcal{H}_0$ 表示PU不存在, $\mathcal{H}_1$ 表示其存在。则频谱感知问题可表示为以下二元假设检验模型:

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{H}_0: x(i) &= w(i), & i &= 1, 2, \dots, N \\ \mathcal{H}_1: x(i) &= s(i) + w(i), & i &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中 $x(i)$ 是SU的接收信号。PU信号 $s(i)$ 是0均值,方差为 $\sigma_s^2$ 的独立同分布随机过程。噪声 $w(i)$ 高斯独立同分布,0均值,方差为 $\sigma_w^2$ 。 $s(i)$ 与 $w(i)$ 相互独立, $N$ 表示样点数。

能量检测的统计量为

$$T = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x(i)|^2 \quad (2)$$

根据中心极限定理,对于较大的 $N$ (一般 $N > 10$ ),可得到以下近似关系<sup>[6]</sup>:

$$\left. \begin{aligned} T | \mathcal{H}_0 &\sim \mathcal{N}(\sigma_w^2, 2\sigma_w^4/N) \\ T | \mathcal{H}_1 &\sim \mathcal{N}((1+\gamma)\sigma_w^2, 2(1+\gamma)^2\sigma_w^4/N) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中 $\sim \mathcal{N}(\cdot)$ 表示统计量服从高斯分布, $\gamma = \sigma_s^2/\sigma_w^2$ 是接收信号的信噪比(SNR)。

根据上述分布,对于给定的判决门限 $\lambda$ ,误警概率和检测概率的表达式分别为

$$P_f = \Pr(T > \lambda | \mathcal{H}_0) = Q\left(\frac{\lambda - \sigma_w^2}{\sqrt{2/N}\sigma_w^2}\right) \quad (4)$$

$$P_d = \Pr(T > \lambda | \mathcal{H}_1) = Q\left(\frac{\lambda - (1+\gamma)\sigma_w^2}{\sqrt{2/N}(1+\gamma)\sigma_w^2}\right) \quad (5)$$

其中 $Q(\cdot)$ 为高斯 $Q$ 函数,即正态分布尾部概率函数。

利用恒虚警概率准则(CFAR),即为了达到期望的误警概率(不妨假定为 $P_F$ ),判决门限根据 $P_F$ 设置。则判决门限可由式(4)得到

$$\lambda_f = \sigma_w^2 \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_F)}{\sqrt{N/2}}\right) \quad (6)$$

利用恒检测概率准则(CDR),即为了达到期望的检测概率(不妨假定为 $P_D$ ),判决门限根据 $P_D$ 设置。则判决门限可由式(5)得到

$$\lambda_d = \sigma_w^2(1+\gamma) \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_D)}{\sqrt{N/2}}\right) \quad (7)$$

### 2.2 基于估计噪声的判决门限

在进行频谱感知时,噪声功率 $\sigma_w^2$ 不可能准确已知<sup>[11]</sup>。本文假设噪声功率需要通过参考频段的噪

声估计获得,即在信号检测前对噪声方差进行估计<sup>[10]</sup>。得到估计的噪声方差( $\hat{\sigma}_w^2$ )后,就可设置判决门限。那么,判决门限是否可以由 $\hat{\sigma}_w^2$ 代替式(6)和式(7)中的 $\sigma_w^2$ 得到?即

$$\hat{\lambda}_f = \hat{\sigma}_w^2 \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_F)}{\sqrt{N/2}}\right) \quad (8)$$

$$\hat{\lambda}_d = \hat{\sigma}_w^2(1+\gamma) \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_D)}{\sqrt{N/2}}\right) \quad (9)$$

用此判决门限,是否能达到 $P_F$ 和 $P_D$ ?如果不行,判决门限该如何设置?为了回答这些问题,必需进行具体的理论分析。

## 3 检测性能的闭式表达

假设用于估计的噪声样点数和用于感知的样点数相同,均记为 $N$ 。对于样点数不相同的情况,可由文中的结论作类似推导。用 $z(i)$ 表示从参考频段获得的噪声样点,用 $\mathcal{Z}$ 表示由这些样点估计得到的噪声功率,则

$$\mathcal{Z} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |z(i)|^2 \quad (10)$$

用 $x(i)$ 表示从感知频段获得的样点,用 $\mathcal{X}$ 表示由这些样点得到的信号功率,则

$$\mathcal{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x(i)|^2 \quad (11)$$

### 3.1 基于CFAR准则

由于 $\mathcal{Z}$ 是由参考频段估计的噪声功率,由式(3)知, $\mathcal{Z}$ 服从以下分布

$$\mathcal{Z} \sim \mathcal{N}(\sigma_w^2, 2\sigma_w^4/N) \quad (12)$$

利用CFAR准则,此时考虑 $\mathcal{H}_0$ 为真,则 $\mathcal{X}$ 和 $\mathcal{Z}$ 的PDF相同。

给定 $\mathcal{Z}$ 的任意一个实现 $z$ ,则由此可得基于判决门限式(8)的误警概率为

$$P_f = \Pr(\mathcal{X} > \hat{\lambda}_f | H_0) = Q\left(\frac{z \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_F)}{\sqrt{N/2}}\right) - u_x}{\sigma_x}\right) \quad (13)$$

式中 $u_x$ 和 $\sigma_x$ 分别表示变量 $\mathcal{X}$ 在 $\mathcal{H}_0$ 下的均值和标准差。

则平均误警概率 $\bar{P}_f$ 可由式(13)在 $\mathcal{Z}$ 的分布密度函数上求期望得到,即

$$\bar{P}_f = \int_0^\infty Q\left(\frac{z \left(1 + \frac{Q^{-1}(P_F)}{\sqrt{N/2}}\right) - u_x}{\sigma_x}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\frac{(z-u_z)^2}{2\sigma_z^2}} dz \quad (14)$$

式中  $u_z$  和  $\sigma_z$  分别表示  $Z$  的均值和标准差。令  $\tau = (z - u_x)/\sigma_x$ ,  $\eta = Q^{-1}(P_F)$ 。则式(14)可整理为

$$\bar{P}_f = \int_{-\sqrt{N/2}}^{\infty} Q\left[\eta + \tau\left(1 + \frac{\eta}{\sqrt{N/2}}\right)\right] \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau \quad (15)$$

文献[10]得到了上述分析模型,但基于此的理论分析十分复杂。为进一步简化上式,可利用  $Q$  函数的性质:当  $Y$  为 0 均值单位方差的高斯随机变量时,有<sup>[12]</sup>

$$E[Q(\alpha + \beta Y)] = Q\left(\frac{\alpha}{\sqrt{1 + \beta^2}}\right) \quad (16)$$

当样点数  $N$  较大时,  $-\sqrt{N/2}$  趋于负无穷,由式(15)可得到  $\bar{P}_f$  的近似闭合表达式。为了方便下文讨论,将  $\bar{P}_f$  写成关于  $N$  的显示表达式

$$\bar{P}_f(N) \approx Q\left(\frac{\eta}{\sqrt{1 + (1 + \eta/\sqrt{N/2})^2}}\right) \quad (17)$$

当  $N$  趋于无穷时,极限误警概率为

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \bar{P}_f(N) = \bar{P}_f(\infty) = Q\left(\frac{Q^{-1}(P_F)}{\sqrt{2}}\right) \quad (18)$$

式(18)亦可从另一个角度推导得到<sup>[10]</sup>。

由式(17)和式(18)可知:

(1)当  $P_F < 0.5$ , 即  $\eta > 0$  时,  $\bar{P}_f$  关于  $N$  单调递减,故  $\bar{P}_f(N) > \bar{P}_f(\infty) > P_F$ 。

(2)当  $P_F > 0.5$ , 即  $\eta < 0$  时,  $\bar{P}_f$  关于  $N$  单调递减,故  $P_F > \bar{P}_f(N) > \bar{P}_f(\infty)$ 。

在认知无线电的应用场景下,对于单用户检测而言,期望的误警概率  $P_F$  一般小于 0.5。考虑基于 or 规则的多用户合作检测时<sup>[13]</sup>,假设用户数为  $L$ ,则有  $Q_f = 1 - (1 - P_f)^L$ ,此时一般仍有  $P_F < 0.5$ 。由(1)可知,无论采用多少样点进行噪声方差估计,利用判决门限式(8)都无法达到期望的误警概率。要使  $\bar{P}_f = P_F$ ,必须提高判决门限。

考虑  $\mathcal{H}_1$  为真时,则有

$$\mathcal{X} \sim \mathcal{N}(\sigma_w^2(1 + \gamma), 2\sigma_w^4(1 + \gamma)^2 / N) \quad (19)$$

则基于判决门限式(8)得到的平均检测概率为

$$\bar{P}_d = \int_0^{\infty} Q\left(\frac{z\left(1 + \frac{Q^{-1}(P_F)}{\sqrt{N/2}}\right) - u_x}{\sigma_x}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\frac{(z-u_z)^2}{2\sigma_z^2}} dz \quad (20)$$

式中  $u_x$  和  $\sigma_x$  分别表示变量  $\mathcal{X}$  在  $\mathcal{H}_1$  下的均值和标准差。

经过类似本节中  $\bar{P}_f(N)$  的推导,可以得到  $\bar{P}_d$  关于  $N$  的近似闭合表达式

$$\bar{P}_d(N) \approx Q\left(\frac{\eta - \gamma\sqrt{N/2}}{\sqrt{(1 + \gamma)^2 + (1 + \eta\sqrt{2/N})^2}}\right) \quad (21)$$

式中  $\eta$  的值与式(15)中一样。可以看出,对于给定的  $\gamma$ ,当  $N$  趋于无穷时,  $\bar{P}_d$  趋近于 1。

### 3.2 基于 CDR 准则

如果利用 CDR 准则,即判决门限根据期望的检测概率设置。此时考虑  $\mathcal{H}_1$  为真,则  $\mathcal{X}$  服从式(19)的分布。经过类似 3.1 小节的推导,则基于判决门限式(9)的平均检测概率  $\bar{P}_d$  为

$$\bar{P}_d = \int_{-\sqrt{N/2}}^{\infty} Q\left[\eta + \tau\left(1 + \frac{\eta}{\sqrt{N/2}}\right)\right] \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau \quad (22)$$

其中  $\eta = Q^{-1}(P_D)$ (为了简明,仍沿用符号  $\eta$  作变量替换)。根据式(16)性质,则

$$\bar{P}_d(N) \approx Q\left(\frac{\eta}{\sqrt{1 + (1 + \eta/\sqrt{N/2})^2}}\right) \quad (23)$$

同样,当  $N$  趋于无穷时,极限检测概率为

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \bar{P}_d(N) = \bar{P}_d(\infty) = Q\left(\frac{Q^{-1}(P_D)}{\sqrt{2}}\right) \quad (24)$$

由式(23)和式(24)可知:

(1)当  $P_D < 0.5$ , 即  $\eta > 0$  时,  $\bar{P}_d$  关于  $N$  单调递减,故  $\bar{P}_d(N) > \bar{P}_d(\infty) > P_D$ 。

(2)当  $P_D > 0.5$ , 即  $\eta < 0$  时,  $\bar{P}_d$  关于  $N$  单调递减,故  $P_D > \bar{P}_d(N) > \bar{P}_d(\infty)$ 。

实际应用场景下,对于单用户检测而言,一般有  $P_D > 0.5$ 。由(2)知,无论采用多少样点进行噪声方差估计,利用判决门限式(9)都无法达到期望的检测概率。要使  $\bar{P}_d = P_D$ ,必须减小判决门限。考虑基于 or 规则<sup>[13]</sup>的多用户合作检测时,则有  $Q_d = 1 - (1 - P_d)^L$ 。当  $L$  较大时,单个用户的  $P_D$  有可能小于 0.5。例如,令  $Q_D = 0.9$ ,若  $L = 8$ ,则  $P_D = 0.25$ 。根据(1),为了达到  $P_D$ ,必须增大单个用户的判决门限。

考虑  $\mathcal{H}_0$  为真,  $\mathcal{X}$  的分布与式(12)一样,则基于判决门限式(9)的平均误警概率为

$$\bar{P}_f(N) \approx Q\left(\frac{\gamma\sqrt{N/2} + \eta(1 + \gamma)}{\sqrt{1 + ((1 + \gamma)(1 + \eta\sqrt{2/N}))^2}}\right) \quad (25)$$

其中  $\eta$  的值与式(22)中的一样。可以看出,对于给定的  $\gamma$ ,当  $N$  趋于无穷时,  $\bar{P}_f$  趋近于 0。

## 4 修正门限的闭式表达

由前面分析可知,无论是单用户检测,还是多

用户合作检测,式(8)或式(9)的判决门限都不能满足检测性能要求。本节将修正判决门限式(8)和式(9),从而满足  $P_F$  和  $P_D$ 。

#### 4.1 基于 CFAR 准则

在 CFAR 准则下,为了使修正的判决门限和原判决门限式(8)具有相同的形式,定义变量  $u$  满足期望的误警概率  $P_F$ ,则修正判决门限为<sup>[10]</sup>

$$\lambda_f^M = \hat{\sigma}_w^2 \left( 1 + \frac{u}{\sqrt{N/2}} \right) \quad (26)$$

由 3.1 小节中的推导,并根据式(17),使用此判决门限的平均误警概率为

$$\bar{P}_f^M(N) = Q \left( \frac{u}{\sqrt{1 + (1 + u/\sqrt{N/2})^2}} \right) \quad (27)$$

由  $Q^{-1}(x)$  的性质,对给定的  $P_F$  总可以找到相应的  $N$ ,使得  $N > 2\eta^2$ 。例如,  $P_F$  取 0.01~0.99 时,由  $\eta = Q^{-1}(P_F)$ ,可得  $-2.32 < \eta < 2.32$ ,则一般  $N > 10$  即可满足  $N > 2\eta^2$ ,后文即在此条件下进行分析。令  $\bar{P}_f^M(N) = P_F$ ,在  $0 < P_F < 0.5$  ( $u > 0$ ) 时,可得到关于  $u$  的闭式解:

$$u = \frac{\sqrt{2N}\eta^2 + \sqrt{2N}\eta^2(N - \eta^2)}{N - 2\eta^2} \quad (28)$$

可证明  $u$  和  $\eta$  的如下关系:

$$u = \frac{\sqrt{2N}\eta + \sqrt{2N}(N - \eta^2)}{N - 2\eta^2} \eta > \frac{\sqrt{2}(N - \eta^2)}{N - 2\eta^2} \eta > \eta \quad (29)$$

$$> \eta \quad (30)$$

由式(8),式(26)和式(30)可知,  $\lambda_f^M > \hat{\lambda}_f$ ,即为了满足  $P_F$ ,修正判决门限式(26)对比原判决门限式(8)确实是提高了。此处从数学上证明了 3.1 小节的分析结论。另外,由不等式(29)可知,当  $N$  趋于无穷时,  $u \approx \sqrt{2}\eta$ ,此关系式符合式(18)的结论。

基于修正判决门限式(26),平均检测概率  $\bar{P}_d^M(N)$  可由式(21)用  $u$  替换  $\eta$  得到。

#### 4.2 基于 CDR 准则

同理,在 CDR 准则下,为了使修正判决门限和原判决门限式(9)具有相同形式,定义变量  $v$  满足期望的检测概率  $P_D$ ,则修正判决门限为

$$\lambda_d^M = \hat{\sigma}_w^2(1 + \gamma) \left( 1 + \frac{v}{\sqrt{N/2}} \right) \quad (31)$$

由 3.2 小节中的推导,并根据式(23),使用此判决门限的平均检测概率为

$$\bar{P}_d^M(N) = Q \left( \frac{v}{\sqrt{1 + (1 + v/\sqrt{N/2})^2}} \right) \quad (32)$$

令  $\bar{P}_d^M(N) = P_D$ ,分以下两种情况求解  $v$  的闭式解:

(1)若  $P_D > 0.5$ ,则  $v < 0$ ,同理,  $N > 2\eta^2$  容易满足,则有  $v = \frac{\sqrt{2N}\eta^2 - \sqrt{2N}\eta^2(N - \eta^2)}{N - 2\eta^2}$ 。易证,

$v < \eta < 0$ ,即  $\lambda_d^M < \hat{\lambda}_d$ 。

(2)若  $P_D < 0.5$ ,则  $v > 0$ ,同理,  $N > 2\eta^2$  容易满足,则有  $v = \frac{\sqrt{2N}\eta^2 + \sqrt{2N}\eta^2(N - \eta^2)}{N - 2\eta^2}$ 。易证,

$v > \eta > 0$ ,即  $\lambda_d^M > \hat{\lambda}_d$ 。

此处两点结论从数学上证明了 3.2 小节的分析结论。

基于修正判决门限式(31),平均误警概率  $\bar{P}_f^M(N)$  可由式(25)用  $v$  替换  $\eta$  得到。

## 5 仿真实验及结果分析

为了验证上一节的理论和数值分析,这一节给出相应的仿真结果。

图 1 给出了 CFAR 准则下,基于原判决门限式(8)的平均误警概率  $\bar{P}_f$  随样点数  $N$  变化的理论曲线和蒙特卡洛仿真曲线。假设  $P_F$  为 0.02,从图中可以观察到,  $\bar{P}_f$  的仿真值和理论值基本吻合,随着样点数  $N$  增大,  $\bar{P}_f$  逐渐减小并趋近于  $\bar{P}_f(\infty)$ 。证明了检测性能的理论分析式(17)正确,同时表明用式(8)作为判决门限,则无法达到期望误警概率  $P_F$ ,与 3.1 小节的理论分析一致。CDR 准则下基于原判决门限式(9)的平均检测概率  $\bar{P}_d$  随  $N$  变化的曲线也可类似得到。

图 2 给出了 CFAR 准则下,基于修正判决门限  $\lambda_f^M$  (式(26))和原判决门限  $\hat{\lambda}_f$  (式(8))的多用户合作检测性能比较。设定期望误警概率  $Q_F$  为 0.1,  $L$  为 8,信噪比为 -5 dB。图中同时给出了检测性能的理论值和蒙特卡洛仿真值。可以看到,  $N$  较大 ( $N > 100$ ) 时,仿真结果和理论值分析十分吻合;  $N$  较小时,式(15)不再符合性质式(16)。另外,基于  $\hat{\lambda}_f$ ,  $Q_f$  随着  $N$  增大而减小,而即使  $N$  增大到 10000,  $Q_f$  也只能减小到 0.4,是  $Q_F$  的 4 倍,即无法达到期望误警概率。利用  $\lambda_f^M$ ,  $Q_f$  仿真值能保持在 0.1 左右。而且,当  $N$  增大到 200 时  $Q_d$  已达到 0.98。由此可知,利用修正判决门限,在达到期望误警概率前提下,可以保证较好的检测性能。

图 3 描述了 CDR 准则下,基于修正判决门限

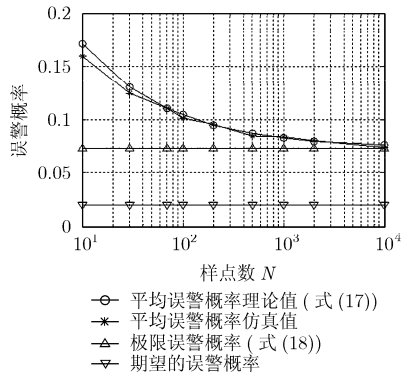


图1 CFAR 准则下, 基于原判决门限的平均误警概率与样点数  $N$  的关系

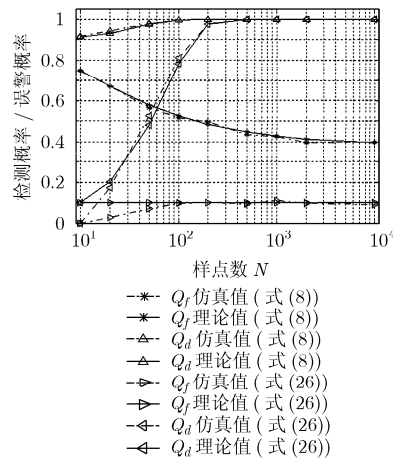


图2 CFAR 准则下的多用户合作检测性能,  $L = 8$

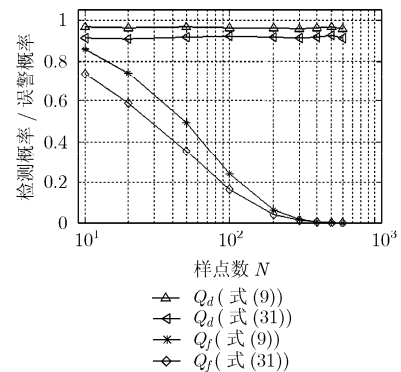


图3 CDR 准则下的多用户合作检测性能,  $L = 8$

$\lambda_d^M$  (式(31))和原判决门限  $\hat{\lambda}_d$  (式(9))的多用户合作检测性能比较。图2已证明了理论分析的正确性, 故此图只给出检测性能的仿真值。设定期望检测概率  $Q_D$  为0.9,  $L$  为8, 信噪比为-5 dB。可以看到, 基于  $\hat{\lambda}_d$  和  $\lambda_d^M$  的检测概率都满足期望检测概率要求。然而, 基于  $\lambda_d^M$  的误警概率  $Q_f$  比基于  $\hat{\lambda}_d$  的小很多。意味着基于修正判决门限的能量检测能为SU提供更多的频谱接入机会和有效减少频谱切换次数, 从而有效增大了认知无线电网的系统容量。

## 6 结束语

在实际应用中, 由于环境噪声无法准确预知, 能量检测的判决门限必须根据估计的噪声功率设置。本文分析了直接用估计噪声功率代替真实噪声功率作为判决门限时的检测性能, 理论分析和仿真结果表明, 基于此判决门限, 无法达到期望的检测性能, 必须修正判决门限。为此, 论文给出了修正判决门限的闭合表达式, 仿真结果表明, 基于修正判决门限的误警概率有所降低, 从而有效地提升了认知无线电网的性能。

## 参考文献

- [1] Yucek T and Arslan H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2009, 11(1): 116-130.
- [2] Akyildiz I F, Lee W, and Vuran M, et al. A survey on spectrum management in cognitive radio networks [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(4): 40-48.
- [3] Haykin S, Thomson D J, and Reed J H. Spectrum sensing for cognitive radio [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(5): 849-877.
- [4] Ma J, Zhao G D, and Li Y. Soft combination and detection for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(11): 4502-4507.
- [5] Hossain E and Bhargava V K. *Cognitive Wireless Communication Networks* [M]. New York: Springer Science Business Media, 2007: 118-119.
- [6] Digham F, Alouini M S, and Simon M K. On the energy detection of unknown signals over fading channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(1): 21-24.
- [7] Ghasemi A and Sousa E S. Spectrum sensing in cognitive radio network: the cooperation-processing tradeoff [J]. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2007, 7(9): 1049-1060.
- [8] Shen J, Liu S, and Wang Y, et al. Robust energy detection in cognitive radio [J]. *IET Communications*, 2009, 3(6): 1016-1023.
- [9] Joshi D R, Popescu D C, and Dobre O A. Adaptive spectrum sensing with noise variance estimation for dynamic cognitive radio systems [C]. 44th Annual Conference on Information Sciences and Systems. Princeton, NJ, Mar. 17-19, 2010: 1-5.
- [10] Ye Z, Memik G, and Grosspietsch J. Energy detection using estimated noise variance for spectrum sensing in cognitive radio network [C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. Las Vegas, NV, USA, Mar. 31-Apr. 4, 2008: 711-716.
- [11] Tandra R and Sahai A. SNR walls for signal detection [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2008, 2(1): 4-17.
- [12] Verdu S. *Multiuser Detection* [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1998: 101-102.
- [13] Ben L K and Zhang W. Cooperative communications for cognitive radio networks [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(5): 878-893.

刘义贤: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为认知无线频谱感知技术等。

季飞: 女, 1970年生, 教授, 研究方向为新一代无线通信技术等。

余华: 男, 1973年生, 副教授, 研究方向为新一代无线通信技术等。