

一种新型的能量检测方法及其性能分析

曹开田^{1,2} 杭燧灵²

(南京邮电大学宽带无线通信与传感网技术教育部重点实验室 南京 210003)¹

(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)²

摘要 针对当前小样本情况下的能量检测(Energy Detection, ED)方法只对 AWGN(Additive White Gaussian Noise)非衰落信道上的检测性能进行了近似分析的不足,利用广义 Marcum Q 函数的最新研究成果对小样本条件下的 ED 方法进行研究,推导出在瑞利衰落信道下易处理的、精确的 ED 检测概率闭式解表达式,并对其检测性能进行了分析。理论分析和仿真结果表明,与目前采用中心极限定理(Central Limit Theorem, CLT)、多维高斯(Cube-of-Gaussian, CoG)近似法及其他近似法分析 ED 检测性能相比,所提方法在小样本情况下具有更稳定、更精确的检测性能。

关键词 认知无线电, 频谱感知, 能量检测, 检测性能, Meijer's G 函数

中图分类号 TN301 文献标识码 A

Novel Energy Detection Method and Detection Performance Analysis

CAO Kai-tian^{1,2} HANG Yi-ling²

(Key Lab of Broadband Wireless Communication and Sensor Network Technology, Ministry of Education,

Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)¹

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)²

Abstract In order to overcome the disadvantage that the existing small sample size-based energy detection (ED) methods only obtain the approximations of detection performance of ED in AWGN (Additive White Gaussian Noise), a more tractable and more accurate closed-form expression for detection probability of ED in Rayleigh fading channel was derived and its performance was analyzed by exploiting the latest research result of generalized Marcum Q-function in this paper. Both theoretical analysis and simulation results show that compared with the approximate analysis of ED detection performance such as the CLT (Central Limit Theorem)-based approach, the CoG (Cube-of-Gaussian)-based method and other approximations, the proposed scheme has more robust and accurate detection performance.

Keywords Cognitive radio, Spectrum sensing, Energy detection, Detection performance, Meijer's G function

1 引言

认知无线电技术(Cognitive Radio, CR)作为一种解决无线频谱资源利用率低下问题的有效技术方案^[1-2]而受到人们的广泛关注。为了避免对主用户(Primary User, PU)的干扰,次用户(SU)在接入授权频谱之前需要不间断地对所关心的频段进行检测,以检测出未被 PU 占用的空闲频谱供其使用。因此,频谱感知是 CR 技术中的关键技术之一。传统的频谱感知方法主要包括能量检测(Energy Detection, ED)^[3]、循环平稳检测(Cyclostationary Feature Detection, CFD)^[4]和匹配滤波检测(Matched Filter Detection, MFD)^[5],这些经典的频谱感知方法都有各自的优缺点。除此之外,近年来还出现了一些新的频谱感知算法,如基于随机矩阵特征值的检测方法^[6]、似然比检测^[7]、协方差检测^[8]、滤波器组方法^[9]以及基于这些检测方法的合作频谱感知算法。

然而,在上述众多的频谱感知算法中,ED 方法由于具有实施简单、算法复杂度低以及与 PU 信号无关等优点,重新得到了学术界和工程界研究人员的重视^[10-11],成为一种应用广

泛的实时频谱感知方法^[12]。ED 检测器的检测性能主要由检测概率(P_d)和虚警概率(P_f)决定,而 ED 的检测概率表达式是一个广义的 Marcum Q 函数,该函数很难得出简洁、精确的闭式解;此外, P_d 和 P_f 这两个衡量 ED 检测性能的指标受信道的特性影响较大。因此,当前基于 ED 的频谱感知方法的研究大多集中在各种信道条件下 ED 算法的检测性能方面及其检测概率近似表达式的求解上^[10-11]。文献^[13-14]提到的 ED 检测法都是利用中心极限定理(Central Limit Theorem, CLT)假设 ED 的检验统计量近似服从高斯分布,并用 Gaussian Q 函数对 ED 检测概率表达式 P_d 进行近似,从而得出 ED 的检测性能表达式。但是,CLT 定律只有在大量样本条件下才能成立,而在小样本情况下,上述 ED 方法利用 CLT 定律得出的检测性能必然存在较大误差;而且,感知的时效性对频谱感知算法而言也非常重要。大量样本意味着感知时间较长,感知时效性较差,最终导致频谱利用率和整个系统的吞吐量降低。因此,研究和分析小样本情况下 ED 检测方法的检测性能具有十分重要的意义。为此,文献^[10]首次提出了一种基于小样本条件下的 ED 检测方法及其检测性能。该方法

本文受国家自然科学基金(61671252, 61201161, 61571233)资助。

曹开田(1978—),男,博士,副教授,主要研究方向为无线通信与网络信号处理、机器学习理论等,E-mail: xck007@163.com(通信作者);杭燧灵(1993—),女,硕士生,主要研究方向为无线通信与网络信号处理,E-mail: hangyiling00@163.com。

利用多维高斯(Cube-of-Gaussian, CoG)近似法得到了较为精确、简单的检测概率表达式,并能根据检测性能的要求,求得满足检测性能要求的最小样本数的闭式表达式。然而,CoG 近似方法存在鲁棒性较差、精确度不高的问题。Banjade 等^[11]利用 5 种经典的非中心卡方分布近似理论,对 ED 检测概率 P_d 的表达式进行了分析,并得出了近似闭式解。但是,这些方法仍然是一种近似的求解法,不够精确,且检测器的 ROC(Receiver Operating Characteristic)性能不是很理想。此外,上述这些小样本条件下的 ED 检测器只分析了在非衰落 AWGN 信道上的检测性能,而在实际的无线通信环境中,由于阻挡、多径衰落总是普遍存在的,因此研究一般性衰落信道上的 ED 检测器及其检测性能更具现实意义。

为了解决上述问题,本文在对 Marcum Q 函数进行研究的基础上,利用广义 Marcum Q 函数在某些特殊情况下,其积分表达式可以求出其闭式解的特性,推导出在瑞利(Rayleigh)衰落信道^[15]上更加精确的 ED 检测性能闭式解表达式。与当前已存在的 ED 方法的检测概率表达式为近似解不同,本文推导出的 ED 方法的检测概率表达式为精确闭式解。因此,本文提出的 ED 方法具有更优、更精确的检测性能。在实际应用方面,提出的方法可以在无线蜂窝网络中对基站信号进行检测。同时,仿真结果也表明,在小样本、低信噪比情况下,与传统基于近似方法的 CLT、CoG 和文献^[11]中性能较优的 Patnaik 近似方法相比,本文提出的 ED 检测方法在 Rayleigh 信道上的鲁棒性更强、检测性能更好。

2 系统模型及传统能量检测方法存在的问题

可以将 SU 对 PU 信号的检测(即频谱感知)建模为一个二元假设检验问题:

$$\begin{aligned} H_0: x_i(n) &= w_i(n) \\ H_1: x_i(n) &= s_i(n) + w_i(n) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $x_i(n)$ ($n=1, 2, \dots, N$) 表示 SU 在第 i 次采样中得到的第 n 个采样值; $s_i(n)$ 为 PU 发射机信号; $w_i(n)$ 表示均值为 0、方差为 σ_w^2 的高斯白噪声。为了方便后续分析,假设 $s_i(n)$ 为均值为 0、方差为 σ_s^2 的随机信号,且 $s_i(n)$ 与 $w_i(n)$ 相互独立。 H_0 和 H_1 则分别表示 PU 发射机信号不存在和存在两种假设。

对于传统的能量检测(Conventional Energy Detection, CED),在第 i 次采样后,得到归一化后的检验统计量 $T_i(x)$ 为:

$$T_i(x) = \sum_{n=1}^N \left| \frac{x_i(n)}{\sigma_w} \right|^2 \quad (2)$$

其中, N 表示第 i 次采样得到的样本大小。因此, $T_i(x)$ 在 H_0 和 H_1 条件下分别服从自由度为 $2N$ 的中心卡方分布和非中心卡方分布^[16]:

$$T_i(x) \sim \begin{cases} \chi_{2N}^2, & H_0 \\ \chi_{2N}^2(\gamma), & H_1 \end{cases} \quad (3)$$

其中, $\gamma = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_w^2}$ 为信噪比 SNR。根据给定的判决门限 λ , 可以得出 CED 检测方法的判决准则:

$$\begin{cases} T_i(x) < \lambda, & H_0 \\ T_i(x) \geq \lambda, & H_1 \end{cases} \quad (4)$$

因此, CED 检测器的检测概率(P_d)和虚警概率(P_f)可分别表示为:

$$P_f = P(T_i(x) \geq \lambda | H_0) = \frac{\Gamma(N, \frac{\lambda}{2})}{\Gamma(N)} \quad (5)$$

$$P_d = P(T_i(x) \geq \lambda | H_1) = Q_N(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) \quad (6)$$

在式(5)中, $\Gamma(a) = \int_0^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$, $\Gamma(a, b) = \int_b^\infty t^{a-1} e^{-t} dt = \Gamma(a) - \int_0^b t^{a-1} e^{-t} dt$ 分别表示 Gamma 函数和上不完全 Gamma 函数。在式(6)中, $Q_m(a, b) = \int_b^\infty \frac{x^m}{a^{m-1}} e^{-\frac{(x^2+a^2)}{2}} I_{m-1}(ax) dx$ 为含有 $m-1$ 阶第一类贝塞尔函数 $I_{m-1}(ax) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\frac{ax}{2})^{2j+m-1}}{j! \Gamma(m+j)}$ 的 m 阶广义 Marcum Q 函数^[11]。由式(6)可知, CED 检测方法中的检测概率 P_d 的表达式由于涉及到复杂的广义 Marcum Q 函数,因此很难得到简单、精确的闭式解。正因为如此, CED 检测方法往往先根据设定的虚警概率 P_f 值,通过式(5)求出判决门限 λ , 然后由式(6)求出检测概率 P_d 的离散值,最终获得 CED 检测方法成对离散的 P_f, P_d 值来表征 CED 方法的检测性能。因此, CED 方法无法获得检测性能的简洁、精确的闭式解。针对此问题,本文对 CED 检测概率表达式(P_d)中的广义 Marcum Q 函数进行了分析,利用最近的研究成果,得出涉及广义 Marcum Q 函数的积分表达式在一定条件下具有闭式解的结论,并依据该结论推导出 ED 检测方法在 Rayleigh 衰落信道中易处理的、精确的检测概率表达式。

在式(6)中, $Q_m(a, b) = \int_b^\infty \frac{x^m}{a^{m-1}} e^{-\frac{(x^2+a^2)}{2}} I_{m-1}(ax) dx$ 为含有 $m-1$ 阶第一类贝塞尔函数 $I_{m-1}(ax) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\frac{ax}{2})^{2j+m-1}}{j! \Gamma(m+j)}$ 的 m 阶广义 Marcum Q 函数^[11]。由式(6)可知, CED 检测方法中的检测概率 P_d 的表达式由于涉及到复杂的广义 Marcum Q 函数,因此很难得到简单、精确的闭式解。正因为如此, CED 检测方法往往先根据设定的虚警概率 P_f 值,通过式(5)求出判决门限 λ , 然后由式(6)求出检测概率 P_d 的离散值,最终获得 CED 检测方法成对离散的 P_f, P_d 值来表征 CED 方法的检测性能。因此, CED 方法无法获得检测性能的简洁、精确的闭式解。针对此问题,本文对 CED 检测概率表达式(P_d)中的广义 Marcum Q 函数进行了分析,利用最近的研究成果,得出涉及广义 Marcum Q 函数的积分表达式在一定条件下具有闭式解的结论,并依据该结论推导出 ED 检测方法在 Rayleigh 衰落信道中易处理的、精确的检测概率表达式。

在式(6)中, $Q_m(a, b) = \int_b^\infty \frac{x^m}{a^{m-1}} e^{-\frac{(x^2+a^2)}{2}} I_{m-1}(ax) dx$ 为含有 $m-1$ 阶第一类贝塞尔函数 $I_{m-1}(ax) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\frac{ax}{2})^{2j+m-1}}{j! \Gamma(m+j)}$ 的 m 阶广义 Marcum Q 函数^[11]。由式(6)可知, CED 检测方法中的检测概率 P_d 的表达式由于涉及到复杂的广义 Marcum Q 函数,因此很难得到简单、精确的闭式解。正因为如此, CED 检测方法往往先根据设定的虚警概率 P_f 值,通过式(5)求出判决门限 λ , 然后由式(6)求出检测概率 P_d 的离散值,最终获得 CED 检测方法成对离散的 P_f, P_d 值来表征 CED 方法的检测性能。因此, CED 方法无法获得检测性能的简洁、精确的闭式解。针对此问题,本文对 CED 检测概率表达式(P_d)中的广义 Marcum Q 函数进行了分析,利用最近的研究成果,得出涉及广义 Marcum Q 函数的积分表达式在一定条件下具有闭式解的结论,并依据该结论推导出 ED 检测方法在 Rayleigh 衰落信道中易处理的、精确的检测概率表达式。

3 基于 Marcum Q 函数精确解的 ED 检测方法及其性能分析

由上一节的分析可知,无论是基于 CLT, CoG 近似理论得到的 ED 检测法还是文献^[11]中提出的 5 种近似的 ED 检测方法,这些 ED 检测法均对卡方分布进行 Gaussian 近似或其他方法近似,得出的检测性能均为近似闭式解。而且这些近似的 ED 检测方法只对 AWGN 无衰落信道上的检测性能进行了分析,并未对 ED 检测方法在衰落信道上的检测性能进行研究。为此,本节将对 CED 检测算法中的检测概率表达式所涉及的广义 Marcum Q 函数进行研究,设计出一种在小样本情况下基于 Marcum Q 函数精确解的 ED 检测方法,并推导出其在 Rayleigh 衰落信道中检测性能的闭式解表达式。

广义 Marcum Q 函数非常复杂,很难得到其解析闭式解,但是,广义 Marcum Q 函数与指数函数乘积的积分在某些条件下是可以求出解析解的。下面将推导在 Rayleigh 衰落信道上的检测性能的闭式解表达式。

在 Rayleigh 衰落信道中,由于信号受到多径衰落的影响,导致接收端获得的信噪比时刻发生着变化。因此,对于 Rayleigh 衰落信道,其信噪比 γ 是一个随机变量,其概率密度函数(Probability Density Function, PDF) $f_R(\gamma)$ ^[15] 为:

$$f_R(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (7)$$

其中, $\bar{\gamma}$ 为平均信噪比。因此,可求得在 Rayleigh 衰落信道下的 ED 检测器的平均检测概率 \bar{P}_d 为:

$$\bar{P}_d = E_\gamma(P_d) = \int_0^\infty P_d f_R(\gamma) d\gamma \quad (8)$$

其中, $E_\gamma(\cdot)$ 表示对随机变量 γ 的函数求数学期望。将式(6)和式(7)代入式(8),可得基于广义 Marcum Q 精确解的 ED

检测概率 \bar{P}_d^{MQ} 的表达式:

$$\begin{aligned} \bar{P}_d^{MQ} &= \int_0^\infty Q_N(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{\lambda}) \frac{1}{\gamma} \exp(-\frac{\gamma}{\gamma}) d\gamma \\ &= \int_0^\infty Q_N(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\sqrt{\lambda}}, \sqrt{\lambda}) \exp(-\frac{\gamma}{\gamma}) d\gamma \\ &= \int_0^\infty \gamma^{1-1} Q_N(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\sqrt{\lambda}}, \sqrt{\lambda}) \exp(-\frac{\gamma}{\gamma}) d\gamma \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\frac{\gamma}{\gamma} = \frac{\gamma}{\gamma}$.

当 $m \in \mathbb{N}$ 时, 复杂的 Marcum Q 函数 $Q_m(a\sqrt{x}, b)$ 能被表示成^[15]:

$$Q_m(a\sqrt{x}, b) = 1 - e^{-\frac{a^2 x + b^2}{2}} \sum_{r=m}^\infty \left(\frac{b}{a\sqrt{x}}\right)^r I_r(ab\sqrt{x}) \quad (10)$$

其中, $I_r(z) = \sum_{n=0}^\infty \frac{(z/2)^{2n+r}}{n! \Gamma(n+r+1)}$ 是改进后的一种 r 阶贝塞尔函数, 从而能将式(9)中的 Marcum Q 函数表示为:

$$\begin{aligned} Q_N(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\sqrt{\lambda}}, \sqrt{\lambda}) &= 1 - e^{-\frac{\gamma}{2}} \sum_{r=N}^\infty \left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sqrt{2\gamma} \sqrt{\sqrt{\lambda}}}\right)^r \\ &\quad I_r(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\sqrt{\lambda}}) \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)代入式(9)得出基于广义 Marcum Q 精确解的 ED 检测概率 \bar{P}_d^{MQ} 的表达式:

$$\begin{aligned} \bar{P}_d^{MQ} &= \underbrace{\int_0^\infty \gamma^{1-1} \exp(-\frac{\gamma}{\gamma}) d\gamma}_{\phi_1} - \left[e^{-\frac{\lambda}{2}} \times \sum_{r=N}^\infty \left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sqrt{2\gamma}}\right)^r \right. \\ &\quad \left. \underbrace{\int_0^\infty \gamma^{1-\frac{r}{2}-1} e^{-\frac{2\gamma}{2}} \gamma^{-\frac{\lambda}{2}} I_r(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\sqrt{\lambda}}) d\gamma}_{\phi_2} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

从式(12)中可以得出:

$$\phi_1 = \int_0^\infty \exp(-\gamma) d\gamma = 1 \quad (13)$$

再利用式(10)中的 r 阶贝塞尔函数的性质可得 $I_r(ab\sqrt{x}) = \sum_{n=0}^\infty \frac{(ab\sqrt{x}/2)^{2n+r}}{n! \Gamma(n+r+1)}$, 将其代入式(12)可得出:

$$\phi_2 = \sum_{n=0}^\infty \frac{(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\lambda}/2)^{2n+r}}{n! \Gamma(n+r+1)} \int_0^\infty \gamma^{n+1-1} e^{-\frac{\gamma}{\gamma}} \gamma^{-\frac{\lambda}{2}} d\gamma \quad (14)$$

依据文献[17]中的式(11), 式(14)中的指数函数能表示成 Meijer's G 函数^[18], 为了进一步得出 \bar{P}_d^{MQ} 精确解, 有:

$$\begin{aligned} \phi_2 &= \sum_{n=0}^\infty \left[\frac{(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\lambda}/2)^{2n+r}}{n! \Gamma(n+r+1)} \times \right. \\ &\quad \left. \int_0^\infty \gamma^{n+1-1} G_{0,1}^{1,0}[\gamma \sqrt{\lambda} \mid 0] G_{0,1}^{1,0}[\gamma \mid 0] d\gamma \right] \end{aligned} \quad (15)$$

其中,

$$G_{g,h}^{g,h} [z \mid \begin{matrix} (a_i) \\ (b_j) \end{matrix}] = \frac{1}{2\pi i} \int_L \frac{z^s \prod_{t=1}^g \Gamma(b_t - s) \prod_{t=1}^h \Gamma(1 - a_t + s)}{\prod_{t=1+h}^g \Gamma(a_t - s) \prod_{t=1+g}^h \Gamma(1 - b_t + s)} ds$$

是 Meijer's G 函数^[18], 对于任意的 $t, j (t=1, \dots, g; j=1, \dots, h)$, $\Gamma(b_t - s)$ 的极点和 $\Gamma(1 - a_j + s)$ 的极点一定不能重叠。再依据文献[17]中的式(21), 将 Meijer's G 函数进行简化可得:

$$\phi_3 = \left(\frac{1}{\gamma}\right)^{n+1} \times G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{1}{\gamma} \mid \begin{matrix} \Delta(1, -n) \\ \Delta(1, 0) \end{matrix} \right] \quad (16)$$

此处 $\Delta(s, t) = \frac{t}{s}, \frac{t+1}{s}, \dots, \frac{t+s-1}{s}$, 将式(16)代入

式(15)得:

$$\begin{aligned} \phi_2 &= \frac{1}{\gamma} \times \left(\frac{\sqrt{2\gamma} \sqrt{\lambda}}{2}\right)^r \times \sum_{n=0}^\infty \frac{(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\lambda}/2)^{2n} \left(\frac{1}{\gamma}\right)^n}{n! \Gamma(n+r+1)} \times \\ &\quad G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{1}{\gamma} \mid \begin{matrix} \Delta(1, -n) \\ \Delta(1, 0) \end{matrix} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

将式(13)、式(17)代入式(12)可以得到较简化的 ED 检测概率 \bar{P}_d^{MQ} 的表达式:

$$\begin{aligned} \bar{P}_d^{MQ} &= 1 - \left(e^{-\frac{\lambda}{2}} \sum_{r=N}^\infty \left(\frac{\sqrt{\lambda}}{\sqrt{2\gamma}}\right)^r \times \frac{1}{\gamma} \left(\frac{\sqrt{2\gamma} \sqrt{\lambda}}{2}\right)^r \times \right. \\ &\quad \left. \sum_{n=0}^\infty \frac{(\sqrt{2\gamma} \sqrt{\lambda}/2)^{2n} \left(\frac{1}{\gamma}\right)^n}{n! \Gamma(n+r+1)} G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{1}{\gamma} \mid \begin{matrix} \Delta(1, -n) \\ \Delta(1, 0) \end{matrix} \right] \right) \end{aligned} \quad (18)$$

最后根据文献[17]中提到的 $(1+x)^a = \frac{1}{\Gamma(-a)} G_{1,1}^{1,1} [x \mid \begin{matrix} a \\ 0 \end{matrix}]$, 对 Meijer's G 函数推导出常规表达式:

$$G_{1,1}^{1,1} \left[\frac{1}{\gamma} \mid \begin{matrix} \Delta(1, -n) \\ \Delta(1, 0) \end{matrix} \right] = (1 + \frac{1}{\gamma})^{-n-1} \Gamma(n+1) \quad (19)$$

将式(19)代入式(18)就能得到最终基于 Marcum Q 精确解的 ED 检测方法:

$$\begin{aligned} \bar{P}_d^{MQ} &= 1 - \frac{e^{-\frac{\lambda}{2}}}{\gamma} \times \sum_{r=N}^\infty \sum_{n=0}^\infty \frac{(\lambda/2)^{n+r}}{n! \Gamma(n+r+1)} \times (1 + \frac{1}{\gamma})^{-n-1} \\ &\quad \Gamma(n+1) \end{aligned} \quad (20)$$

为了进一步分析本文提出的基于 Marcum Q 精确解的 ED 检测方法的检测性能, 本文将该方法与传统的基于 CLT, CoG^[10] 以及 Patnaik^[11] 的 3 种近似 ED 检测方法在 Rayleigh 衰落信道下的检测性能进行了比较。基于 CLT, CoG 以及 Patnaik 的 3 种近似 ED 检测方法在 Rayleigh 衰落信道下的平均检测概率表达式 (\bar{P}_d^{CLT} , \bar{P}_d^{CoG} 和 \bar{P}_d^{PN}) 分别为:

$$\begin{aligned} \bar{P}_d^{CLT} &\approx \int_0^\infty Q \left(\frac{1}{1+\gamma} Q^{-1} (P_f^{CLT}) - \frac{\gamma}{1+\gamma} \sqrt{N} \right) \times \frac{1}{\gamma} \exp \\ &\quad \left(-\frac{\gamma}{\gamma} \right) d\gamma \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \bar{P}_d^{CoG} &\approx \int_0^\infty Q \left[\frac{Q^{-1} (P_f^{CoG}) + 1 - (9N)^{-1}}{\sqrt{1+\gamma}} - (1 - (9N)^{-1}) \right. \\ &\quad \left. (9N)^{\frac{1}{2}} \right] \times \frac{1}{\gamma} \exp \left(-\frac{\gamma}{\gamma} \right) d\gamma \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \bar{P}_d^{PN} &\approx \int_0^\infty \frac{1}{\Gamma(\frac{v}{2})} \Gamma\left(\frac{v}{2}, \frac{\lambda}{2\rho}\right) \frac{1}{\gamma} \exp \left(-\frac{\gamma}{\gamma} \right) d\gamma \\ &= \int_0^\infty \frac{1}{\Gamma(\frac{N+\gamma}{N+2\gamma})} \times \Gamma\left(\frac{N+\gamma}{N+2\gamma}, \frac{\lambda(N+\gamma)}{4(N+2\gamma)}\right) \frac{1}{\gamma} \exp \\ &\quad \left(-\frac{\gamma}{\gamma} \right) d\gamma \end{aligned} \quad (23)$$

其中, 由文献[11]可知, 式(23)中 $\rho = \frac{2(n+2\gamma)}{n+\gamma}$ 和 $v = \frac{2(n+\gamma)^2}{n+2\gamma}$ 。

由以上分析可知, 当前 3 种近似的 ED 检测方法在 Rayleigh 信道下的检测概率的求解仍然较为复杂, 在现实情况下很难处理。

4 仿真结果及分析

4.1 实验环境

整个仿真是在 Matlab 下进行的, 所用的软件为 7.14 (R2012a)。

4.2 实验数据集

本文提出的基于 Marcum Q 函数的精确 ED 检测方法与目前基于 CLT, CoG 以及 Patnaik 等 3 种近似理论的 ED 检测方法均在上述实验环境中进行数字仿真。为了方便分析,重新定义平均信噪比 SNR: $\bar{\gamma}' = 10 \lg \bar{\gamma}(\text{dB})$ 。Matlab 仿真模型为:

第 1 步 主用户信号采用 BPSK 信号,信道是 Rayleigh 衰落信道;

第 2 步 背景噪声为 $\sigma_w^2 = 1$ 的高斯白噪声;

第 3 步 预先设定虚警概率 $P_f = 0.1$;

第 4 步 仿真中采用 Monte Carlo 方法,通过独立仿真 1000 次获得最终的统计结果。

4.3 实验分析

图 1 是本文基于 Marcum Q 函数的 ED 方法在不同的样本 N 下的 ROC(Receiver Operating Characteristic)特性曲线仿真结果。从图 1 可以看出,随着 N 的增大,ROC 特征曲线呈下降趋势,尤其是当虚警概率较低时,得到相同检测概率时需要的样本数较少,这说明本文的 ED 方法在小样本条件下具有更好的性能,这点在现实应用中很实用,比如在蜂窝网络中,我们仅需要很小的样本就能对基站的信号进行检测,提高了效率。

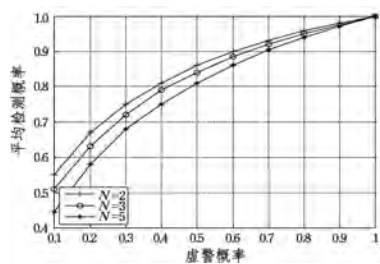


图 1 ROC 特征曲线 ($\bar{\gamma}' = 5 \text{ dB}$)

图 2 为基于 CLT, CoG, Patnaik 的近似 ED 检测方法以及本文基于 Marcum Q 函数的 ED 方法的 ROC 特性曲线仿真结果。从图 2 可以看出,在小样本情况下,本文基于 Marcum Q 函数的 ED 检测方法具有最好的检测性能,基于 CLT 近似理论的 ED 检测法的检测性能最差。这是因为本文提出的 ED 检测法是精确的 ED 方法,在小样本情况下其检测性能也能很好地保持稳定的检测性能,而基于 CLT 的 ED 检测方法由于采用的是基于大样本的中心极限定律进行近似求解,在小样本情况下,其检测性能较差。此外,我们注意到基于 CoG 和 Patnaik 的检测方法的检测性能较为接近,并且基于 Patnaik 的 ED 方法要稍好一些。这是因为 CoG 采用的仍然是 Gaussian 近似,这种近似在小样本情况下的检测性能要比采用中心卡方近似的基于 Patnaik 的 ED 方法差。

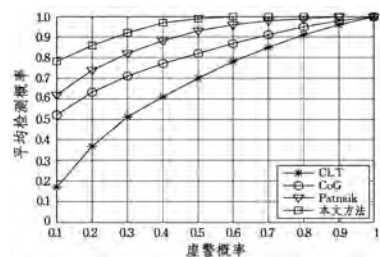


图 2 ROC 特性曲线 ($N=2, \bar{\gamma}' = -15 \text{ dB}$)

在小样本情况下,本文提出的基于 Marcum Q 函数的 ED 检测方法与另外 3 种近似方法的检测概率随平均信噪比变化的曲线如图 3 所示。从仿真曲线可以看出,本文提出的 ED

检测方法的检测性能最优,基于 CoG 和 Patnaik 近似的 ED 方法的检测性能次之,基于 CLT 近似的 ED 法最差。并且从仿真结果上看,在平均信噪比为 -10 dB 时,本文的 ED 检测方法具有很高的检测概率,而 CoG 和 Patnaik 近似 ED 检测方法若想在小样本的情况下获得同样的检测性能,其平均信噪比要分别达到 10 dB 和 0 dB , CLT 则需要更高的信噪比。如此高的信噪比在现实的 Rayleigh 衰落信道下是很难获得的。因此,与当前小样本条件下的 3 种近似 ED 方法相比,本文提出的基于 Marcum Q 函数的精确 ED 方法在小样本、低信噪比情况下具有检测性能最稳定、检测概率最高的特点。

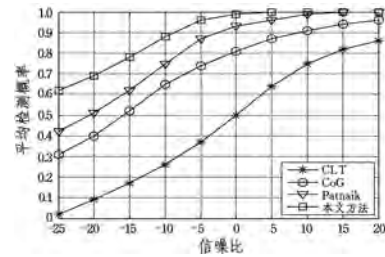
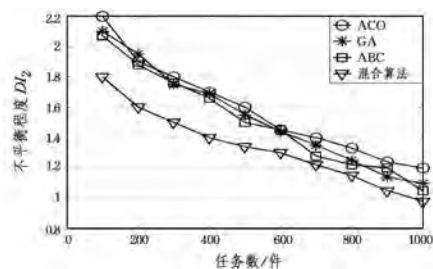


图 3 P_d 随信噪比 $\bar{\gamma}'$ 变化的曲线 ($N=2, P_f=0.1$)

结束语 目前,小样本情况下的 ED 检测方法均采用近似理论求解 ED 检测性能的近似闭式解表达式,而且这些方法在衰落信道上的检测性能不佳。针对这些问题,本文直接对涉及广义 Marcum Q 函数的积分进行分析,并对小样本条件下的 ED 检测方法进行研究,同时推导出在 Rayleigh 衰落信道下的 ED 检测概率精确的、易解的闭式解表达式。理论分析与数字仿真结果均表明,与目前基于 CLT, CoG 及 Patnaik 等近似理论相比,本文提出的基于 Marcum Q 函数的 ED 检测方法在小样本条件下具有感知性能更稳定、更精确,且检测性能更优等特点。

参考文献

- [1] AKYILDIZ I, LEE W Y, VURAN M, et al. Next generation/dynamic spectrum access/ cognitive radio wireless networks: A survey [J]. Computer Networks, 2006, 50(13): 2127-2159.
- [2] ZHANG H Y, SUN P, LI C G, et al. Cooperative precoding for wireless energy transfer and secure cognitive radio coexistence systems [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(5): 540-544.
- [3] GUIDI F, GUERRA A, DARDARI D, et al. Joint energy detection and massive array design for localization and mapping [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1359-1371.
- [4] SEPIDBAND P, ENTESARI K. A CMOS spectrum sensor based on quasi-cyclo stationary feature detection for cognitive radios [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(12): 4098-4109.
- [5] GLASS J, BLAIR W. Detection of Rayleigh targets using adjacent matched filter samples [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(3): 1927-1941.
- [6] LI Z, WANG D Y, QI P H, et al. Maximum-eigenvalue-based sensing and power recognition for multiantenna cognitive radio system [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(10): 8218-8229.
- [7] 曹开田, 高西奇, 王东林. 基于随机矩阵理论的非重构宽带压缩频谱感知方法 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(12): 2828-2834.

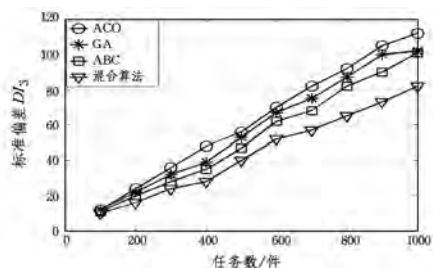
图 11 ACO,GA,ABC 和混合算法的 DI_2

第三种方法如式(7)所示,使用标准差来衡量不平衡度。

$$DI_3 = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2}, \text{ for all } j \in \text{VM list} \quad (7)$$

其中, DI_3 是标准差, N 是 VM 数, x_j 是 VM_j 的完成时间, \bar{x} 是所有 VM 的平均完成时间。如果 DI_3 值很小, 则意味着负载的差异很小, VM 上的负载更加平衡。

混合算法、ABC、GA 和 ACO 的 DI_3 如图 12 所示。

图 12 ACO,GA,ABC 和混合算法的 DI_3

从图 10—图 12 可以看出, 混合算法可以实现比 ACO、GA 和 ABC 算法更好的负载平衡。数据中心的虚拟机具有不同的处理能力。提出了混合算法搜索一个解, 首先将任务分配给最强大的虚拟机, 然后再分配给最低平衡虚拟机负载的虚拟机。

结束语 本文提出了一种用于处理云任务调度的混合算法。所提出的混合算法利用了蚁群优化算法、遗传算法和人工蜂群的优点, 建模蜜蜂、种群中个体和蚁群的行为, 提出了共享机制模块来使混合算法成员之间共享解, 实现快速收敛。最后对提出的混合算法、人工蜂群、蚁群优化、遗传算法进行

仿真评估。仿真结果证明, 提出的混合算法更好, 实现了高资源利用率, 并且在完成时间和不平衡程度上明显优于其他算法。

参考文献

- [1] 熊聪聪, 郝璐萌, 王丹, 等. 一种基于差分策略的群搜索优化算法[J]. 计算机科学, 2017, 44(2): 250-256.
- [2] TAWFEK M A, ELSISI A, KESHK A E, et al. Cloud Task Scheduling Based on Ant Colony Optimization[J]. International Arab Journal of Information Technology (IAJIT), 2015, 12(2): 129-137.
- [3] TAWFEK M A, ELSISI A, et al. An Ant Algorithm for Cloud Task Scheduling[C]// International Workshop on Cloud Computing and Information Security CCIS. 2013: 169-172.
- [4] NISHANT K, SHARMA P, KRISHNA V, et al. Load Balancing of Nodes in Cloud Using Ant Colony Optimization[C]// Uksim, International Conference on Modelling and Simulation. IEEE Computer Society, 2012: 3-8.
- [5] 张伟哲, 张宏莉, 张迪, 等. 云计算平台中多虚拟机内存协同优化策略研究[J]. 计算机学报, 2011, 34(12): 2265-2277.
- [6] 卓涛, 詹颖. 改进人工蜂群算法的云计算资源调度模型[J]. 微电子学与计算机, 2014, 31(7): 147-155.
- [7] KAMBLE S V, MANE S U, UMBARKAR A J. Hybrid Multi-Objective Particle Swarm Optimization for Flexible Job Shop Scheduling Problem [J]. International Journal of Intelligent Systems Technologies & Applications (IJISA), 2015, 7(4): 54-61.
- [8] 熊聪聪, 冯龙, 陈丽仙, 等. 云计算中基于遗传算法的任务调度算法研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2012, 40(1): 1-4.
- [9] 姚婧, 何聚厚. 基于自适应蜂群算法的云计算负载均衡机制[J]. 计算机应用, 2012, 32(9): 2448-2450.
- [10] 查英华, 杨静丽. 改进蚁群算法在云计算任务调度中的应用[J]. 计算机工程与设计, 2013, 34(5): 1716-1719.
- [11] 李建锋, 彭彪. 云计算环境下基于改进遗传算法的任务调度算法[J]. 计算机应用, 2011, 31(1): 184-186.
- [12] BABU L D D, VENKATA KRISHNA P. Honey Bee Behavior Inspired Load Balancing of Tasks in Cloud Computing Environments[J]. Applied Soft Computing, 2013, 13(5): 2292-2303.
- [13] QUAN Z, CUI S G, SAYED A, et al. Optimal multiband joint detection for spectrum sensing in cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on signal processing, 2009, 57(3): 1128-1140.
- [14] ATAPATTU S, TELLAMBURA C, JIANG H. Energy detection for spectrum sensing in cognitive radio [M]. New York: Springer, 2014.
- [15] SIMON M, ALOUINI M. Digital communication over fading channels [M]. New York, USA: Wiley, 2005.
- [16] KAY S. Fundamentals of statistical signal processing: detection theory [M]. NJ U. S. A.: Prentice-Hall, 1998.
- [17] ADAMCHIK V S, MARICHEV O I. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realization in reduce system [C]// International Symposium on Symbolic Algebraic Computing. 1990: 212-224.
- [18] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of Integrals, Series, and Products (8th ed) [M]. Amsterdam, the Netherlands: Elsevier, 2015.

(上接第 269 页)

- [8] ZENG Y H, LIANG Y C. Spectrum sensing algorithms for cognitive radio based on statistical covariances [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4): 1804-1815.
- [9] FARHANG-BOROJENY B. Filter bank spectrum sensing for cognitive radios [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(5): 1801-1811.
- [10] RUGINI L, BANELLI P, LEUS G. Small sample size performance of the energy detector [J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(9): 1814-1817.
- [11] SHARMA B V, TELLAMBURA C, JIANG H. Approximations for performance of energy detector and p-norm detector [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(10): 1678-1681.
- [12] REISI N, GAZOR S, AHMADIAN M. Distributed cooperative spectrum sensing in mixture of large and small scale fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(11): 5406-5412.