

基于信号分段处理的截尾型序贯检验算法

吴利平, 李 赞, 李建东, 陈 晨

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 本文针对复杂电磁环境下认知无线电中的频谱感知需求, 结合能量检测算法和序贯似然比检验理论, 提出了一种基于信号分段处理的截尾型序贯检验(truncated SPRT)算法. 所提算法通过对接收信号进行分段处理和能量计算, 并引入中心极限定理, 使得序贯检测的似然比函数服从正态分布, 从而大大简化后续计算和理论推导过程. 为了保证能够在有限检测时间内做出判决并得到最佳检验结果, 引入截尾型判决算法, 并推导得到了最佳截尾门限. 性能分析和蒙特卡罗仿真结果表明: 在达到相同检测性能情况下, 相比于现有的能量检测算法, 所提算法减少了 40% ~ 60% 的平均容量样本和频谱感知时间, 从而保障了复杂电磁环境下未知目标信号的快速、有效感知.

关键词: 截尾型序贯检验; 能量检测; 频谱感知; 认知无线电; 复杂电磁环境

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 10-2412-05

A Truncated SPRT Algorithm Based on Signal Segmental Processing

WU Li-ping, LI Zan, LI Jian-dong, CHEN Chen

(State Key Laboratory of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: According to the spectrum sensing demand under complex electromagnetic environment in cognitive radio (CR) network, a truncated sequential probability ratio test (SPRT) algorithm by utilizing signal proceeding in segment is proposed based on theory and application of energy detection (ED) and SPRT in this paper. By utilizing energy calculation of received signal in segment and introduction of the central limit theorem, the log-likelihood ratio of energy detection approximates Normal distribution, which greatly simplifies the following calculative process and theoretical deduction. Simultaneously, in order to make decision and reach the best test results in a limited sensing time, a truncated SPRT algorithm is introduced and its optimal truncated threshold is derived. Performance analysis and simulation results show that under same performance conditions, the proposed detection reduce average sample number (ASN) and sensing time required around 40% ~ 60%, comparing with the fixed-sample-size (FSS) detection. It guarantees rapid and effective perception of unknown target signal under the complex electromagnetic environment.

Key words: truncated sequential probability ratio test (SPRT); energy detection; spectrum sensing; cognitive radio; complex electromagnetic environment

1 引言

随着无线和移动通信的迅速发展, 日益增长的对无线频谱的需求和有限的频谱资源之间的矛盾已经成为当前无线通信行业的突出矛盾. 尽管如此, 美国联盟通信委员会(FCC)的频谱策略任务工作报告显示大多数频谱在大多数时候都是空闲的, 0 ~ 3GHz 频段的频谱利用率为 5.2% 左右, 而 3 ~ 4GHz 和 4 ~ 5GHz 频段的频谱利用率仅为 0.5% 和 0.3%^[1]. 为了改善频谱利用率低下的现状, J Mitola 等人提出了认知无线电的概念^[2], 其主要思想是允许非授权用户能够感知、识别甚至接入当前空闲的专用频段, 从而大幅提高频谱利用率. 为了达

到充分利用频谱并且尽量保护主要授权用户的目的, 非授权用户必须准确地感知其周围的频谱占用情况, 以尽量减小对主要用户正常通信的干扰. 由于电波传输过程中的多径衰落和大量存在的噪声干扰都会影响到用户的频谱感知性能, 因此复杂电磁环境下的频谱感知研究倍受关注^[3].

现有的频谱感知算法有: 能量检测法^[4]、匹配滤波法^[5]和循环特征谱检测法等. 其中能量检测法因不依赖先验信息、计算复杂低和检测速度快等优点而倍受青睐, 然而其在低信噪比条件下的检测性能比较差, 频谱感知时间也较长. 与此同时, 为了在降低频谱感知所需采样点数和缩短感知时间, 近年来一些基于序贯似然

比检验 (SPRT) 的检测算法被提出并应用到认知无线电中^[6,7]。由于序贯检验是一种最优检测方法,且其所需平均样本容量最小,至今已经广泛应用在产品质量检验、模型变点检测、辐射监控等领域。

针对在复杂电磁环境下现有频谱感知算法存在的检测性能差、计算复杂度大、需要先验信息等关键问题,本文提出了一种基于信号分段处理的截尾型序贯检验算法。所提算法通过对接收信号序列的分段处理和能量计算,使得序贯检验的似然比函数逼近标准正态分布过程,从而降低后续频谱感知的计算复杂度和缩短频谱感知时间。

2 系统模型和序贯检验

频谱感知研究可以看作是二元假设检验问题:

$$H_0: x_i = w_i \quad \& \quad H_1: x_i = s_i + w_i \quad (1)$$

其中 $1 \leq i \leq N$, N 为序列长度, s_i 和 w_i 分别表示接收到的授权用户信号和干扰噪声, H_0 和 H_1 分别代表主要用户信号不存在和存在的情况。通常假设: (1) 噪声 w_i 是均值为 0, 方差为 σ_w^2 的复高斯随机序列, 即 $w_i \sim CN(0, \sigma_w^2)$; (2) 接收信号 s_i 是平均功率为 P 的复信号, 且信号 s_i 和噪声 w_i 相互独立; (3) 感知用户通过测量可以得到本地干扰噪声方差 σ_w^2 和接收信号平均功率 P 。

2.1 能量检测法

能量检测法是将能量统计量与门限比较^[4]:

$$T(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^n |x_i|^2 \begin{cases} \geq \gamma, & \text{判决 } H_1 \text{ 成立} \\ < \gamma, & \text{判决 } H_0 \text{ 成立} \end{cases} \quad (2)$$

其中, 检测统计量 $T(\mathbf{x})$ 分别服从自由度为 $2N$ 的卡方分布和非中心卡方分布, 即:

$$H_0: \frac{T(\mathbf{x})}{\sigma_w^2} \sim \chi_{2N}^2 \quad \& \quad H_1: \frac{T(\mathbf{x})}{\sigma_w^2 + P} \sim \chi_{2N}^2(\rho) \quad (3)$$

式中: $\rho = P/\sigma_w^2$ 为感知节点的接收信噪比, 卡方分布的概率密度函数 (PDF) 表示为: $f(x; k) = \frac{1}{2^{k/2}\Gamma(K/2)} x^{k/2-1} e^{-x/2}$, 其中, $\Gamma(x) = \int_0^\infty e^{-u} u^{x-1} du$ 是伽玛分布函数。在给定虚警概率 α 和漏检概率 β 情况下, 能量检测法所需要的最小容量样本 (采样点数) 为:

$$N_{\min} = \rho^{-2} [Q^{-1}(\alpha) - Q^{-1}(1-\beta)\sqrt{2\rho+1}]^2 \quad (4)$$

式中: $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, $Q^{-1}(x)$ 表示其逆函数。因此, 随着信噪比的恶化, 达到相同检测性能所需信号采样点数和频谱感知时间将会急剧增加。

2.2 序贯概率比检验

A Wald^[8] 提出的序贯似然比检验是一种有记忆的最优检测算法, 通过计算接收信号的似然比函数和检验统计量, 并将该统计量与判决门限进行比较得到判

决结果, 其描述为:

$$\Delta_K = \sum_{i=1}^K \lambda_i \begin{cases} \geq A, & \text{接受 } H_1, \text{ 并停止试验} \\ \leq B, & \text{接受 } H_0, \text{ 并停止试验} \\ \text{否则,} & \text{等待下一概率比值} \end{cases} \quad (5)$$

其中 $1 \leq K \leq N$ 。门限 A 和 B 取决于虚警概率 α 和漏检概率 β :

$$A = \ln \frac{1-\beta}{\alpha} \quad \& \quad B = \ln \frac{\beta}{1-\alpha} \quad (6)$$

序贯检验性能用平均样本容量 (ASN) 来衡量, 即:

$$ASN = \frac{L_{0/1}B + [1 - L(\theta)]A}{E[\lambda_i]} \quad (7)$$

其中 $L_{0/1}$ 称为施行特征 (OC) 函数, 在二元假设检验下分别等于检测概率和漏检概率, 即 $L_0 = 1 - \alpha$ 和 $L_1 = \beta$ 。

众所周知: 序贯检验算法能够在保障检测性能情况下, 大大降低平均样本容量和缩短频谱感知时间。然而, 由于接收信号能量和服从具有复杂概率密度分布函数的卡方分布, 如果将其直接用于计算序贯检验的似然比会非常困难, 而且导致接下来的理论推导和性能分析难以进行。因此, 接下来我们提出一种基于信号分段处理的序贯检验方法, 通过引入中心极限定理简化似然比的计算过程, 并对检测性能进行了分析。

3 基于信号分段处理的截尾型序贯检验算法

本文提出一种基于信号分段处理的截尾型序贯检验算法, 其原理如图 1 所示, 分为两个步骤:

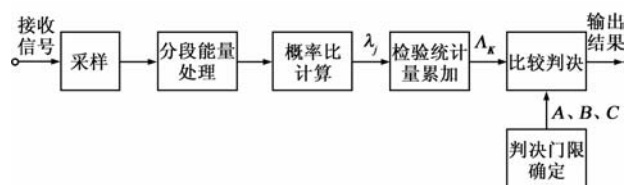


图1 基于信号分段处理的截尾型序贯检验算法的原理框图

步骤一 对接收信号序列 x_i 按长度 N_1 分段, 并计

算各分段信号序列的能量 $y_j = \sum_{i=1}^{N_1} |x_{jN_1+i}|^2$, $N = N_1N_2$, 再将 y_j 用于求序贯检验的似然比值;

步骤二 计算检验统计量 $\Delta_K = \sum_{j=1}^{N_2} \lambda_j$, $1 \leq K \leq N_2$,

并将其与门限 A 和 B 进行比较和判决, 如果 $B < \Delta_K < A$ 始终成立导致无法做出判决, 则为保证在有限采样信号点内得到检验结果, 我们采用截尾型序贯检验算法, 将统计量与截尾门限 C 进行比较并做出判决, 即:

$$\Delta_{N_2} = \sum_{j=1}^{N_2} \lambda_j \begin{cases} \geq C, & \text{接受 } H_1 \\ < C, & \text{接受 } H_0 \end{cases} \quad (8)$$

(最佳截尾门限将在接下来的小节中讨论)。

3.1 似然比计算

根据中心极限定理, 当分段长度 N_1 足够大时, 接

收信号的分段能量 y_j 逼近正态分布过程(注:“足够大”通常表示 N_1 必须大于 10,而且 N_1 越大也就表示 y_j 越逼近正态分布过程),即:

$$H_0: y_j \sim \text{Normal}(N_1 \sigma_w^2, N_1 \sigma_w^4)$$

$$H_1: y_j \sim \text{Normal}((N_1 + \rho/2)(\sigma_w^2 + P), (N_1 + \rho)(\sigma_w^2 + P)^2) \quad (9)$$

其中, $\text{Normal}(\mu, \sigma^2)$ 表示服从正态分布,进而可得似然比表达式:

$$\lambda_j = \ln \frac{f(y_j | H_1)}{f(y_j | H_0)} = \ln \left(\frac{1}{1 + \rho} \sqrt{\frac{N_1}{N_1 + \rho}} \right) + \frac{(y_j - N_1 \sigma_w^2)^2}{2 N_1 \sigma_w^4} - \frac{(y_j - (N_1 + \rho/2)(\sigma_w^2 + P))^2}{2(N_1 + \rho)(\sigma_w^2 + P)^2} \quad (10)$$

进而可以得到检验统计量:

$$\Lambda_K = \sum_{j=1}^K \lambda_j = K \ln \left(\frac{1}{1 + \rho} \sqrt{\frac{N_1}{N_1 + \rho}} \right) + \sum_{j=1}^K \left[\frac{(y_j - N_1 \sigma_w^2)^2}{2 N_1 \sigma_w^4} - \frac{(y_j - (N_1 + \rho/2)(\sigma_w^2 + P))^2}{2(N_1 + \rho)(\sigma_w^2 + P)^2} \right] \quad (11)$$

将所得到的 Λ_K 与门限 A , B 和 C 进行比较和判决,就可以得到检验结果. 由于根据中心极限定理将分段能量用正态分布过程逼近,而正态分布是应用非常广泛的概率密度分布函数,因此这么做不仅大大降低了所提算法的计算复杂度,而且对于接下来的频谱感知性能的推导和分析也非常有利.

3.2 平均样本容量分析

下面我们对复杂电磁环境下的所提算法的平均样本容量进行推导和分析,对低信噪比情况下($\rho \ll 1$)且 $N_1 > 10$ 的似然比求数学期望得:

$$\begin{cases} E[\lambda_j | H_0] \approx -0.5 N_1 \rho^2 - \rho \\ E[\lambda_j | H_1] \approx 0.5 N_1 \rho^2 + 0.5 \rho \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)带入式(7)就可以得到二元假设检验条件下的平均容量样本分别为:

$$\begin{cases} \text{ASN}_{H_0} = N_1 E(N_2 | H_0) = -\frac{\alpha A + (1 - \alpha) B}{0.5 \rho^2 + \rho / N_1} \\ \text{ASN}_{H_1} = N_1 E(N_2 | H_1) = \frac{(1 - \beta) A + \beta B}{0.5 \rho^2 + 0.5 \rho / N_1} \end{cases} \quad (13)$$

根据上述分析可得,所提序贯检验算法的平均容量样本 ASN 与分段长度 N_1 和接收信噪比 ρ 有关. 因此,为了获取最佳的检测性能,我们对复杂环境下 ASN 与 N_1 , ρ 的函数关系进行讨论,并得到了所提算法检测性能的重要推理.

推理 1 在复杂电磁环境($\rho \ll 1$)下的认知无线网络中,所提基于分段能量处理的截尾型序贯检验算法的平均容量样本 ASN 取决于所需达到的系统虚警概

率 α 和漏检概率 β ,而且与分段长度 N_1 成正比,与接收信噪比 ρ 成反比.

因此,为了减少所提算法的平均样本容量,应尽量选取较小的分段长度 N_1 ,但前提是 N_1 必须满足中心极限定理条件,否则上述推导皆不正确.

3.3 最佳截尾门限讨论

在序贯检验算法中,一定检测时间内关于检验统计量的不等式 $B < \Lambda_K < A$ 可能始终成立,导致无法做出判决. 为了保证在有限的检测时间内得到检验结果,我们引入了截尾型判决算法,将检验统计量与截尾门限 C 进行最后一次比较得出最终判决结果,下面对门限 C 进行分析和讨论.

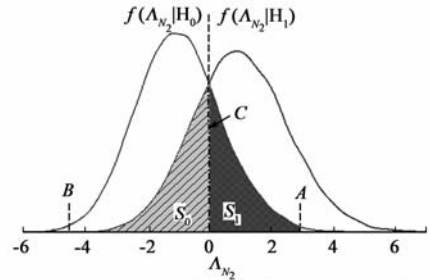


图2 检验统计量的概率密度分布函数示意图

根据图 2 所示的检验统计量的概率密度函数,描述截尾型序贯检验算法的虚警概率和漏检概率的下述不等式成立:

$$\begin{cases} \alpha(N_2) \leq \alpha + \frac{\exp B - 1}{\exp B - \exp A} \int_C^A f(\Lambda_{N_2} | H_0) d\Lambda_{N_2} \\ \beta(N_2) \leq \beta + \frac{\exp B(1 - \exp A)}{\exp B - \exp A} \int_B^C f(\Lambda_{N_2} | H_1) d\Lambda_{N_2} \end{cases} \quad (14)$$

其中,确定 $f(\Lambda_{N_2} | H_0)$ 和 $f(\Lambda_{N_2} | H_1)$ 的详细推导过程请参考附录. 为了获得最佳的检测性能,必须迫使 $\alpha(N_2) + \beta(N_2)$ 取到最小值,因此选取 C 使得等式右边项之和最小化,即:

$$\min G(C) = \frac{\exp B - 1}{\exp B - \exp A} S_0 + \frac{\exp B(1 - \exp A)}{\exp B - \exp A} S_1 \quad (15)$$

式中 S_0 和 S_1 分别代表式(14)中的定积分项. 对式(15)

求导 $G'(C) = 0$, 求解等式 $\frac{f(C | H_0)}{f(C | H_1)} = \frac{\exp B(1 - \exp A)}{\exp B - 1}$,

就可近似得到低信噪比($\rho \ll 1$)下的最佳截尾门限为:

$$C = -0.25 N_2 \rho + (AB + B) \frac{0.25 - \rho N_1 + \rho^2(N_1 + N_1^2)}{N_2(N_1 \rho^2 + 1.5 \rho)} \quad (16)$$

因此,所提的基于信号分段处理的序贯检验算法通过对接接收信号进行分段能量求和处理,使得序贯检测的似然比服从正态分布过程,大大简化后续计算和理论推导过程,并且通过引入截尾门限能够保证在有

限检测时间内得到最佳的检验结果.

4 算法仿真和性能比较

本节将对所提序贯检验算法和现有能量检测算法进行蒙特卡罗仿真实验,并根据所得结果进行性能分析和比较.根据 802.22 标准^[9],通常要求感知用户的频谱感知时间不超过 2s,而虚警概率和漏检概率不得高于 10%,因此本文选取的实验仿真参数如表 1 所示.

表 1 实验仿真参数						
名称	调制类型	信号带宽 [MHz]	采样频率 [MHz]	虚警概率	漏检概率	信道类型
数值	QPSK 信号	10	20	1%	5%	复高斯白 噪声信道

4.1 累积分布函数 CDF

为描述接收信号的分段能量的分布函数逼近标准正态分布过程的程度,我们引入了累积分布函数 $F(x)$,它由概率密度函数 $f(x)$ 计算得到: $F(x) = \int_{-\infty}^x f(u)du$. 因此,典型分段长度条件下的分段信号能量的累积分布函数与标准正态分布过程的比较情况如图 3 所示.可以看出:当分段长度比较大 ($N_1 > 20$) 条件下,标准正态分布过程能够很好地描述接收信号分段能量的分布情况,从而验证了本文所提算法的正确性.

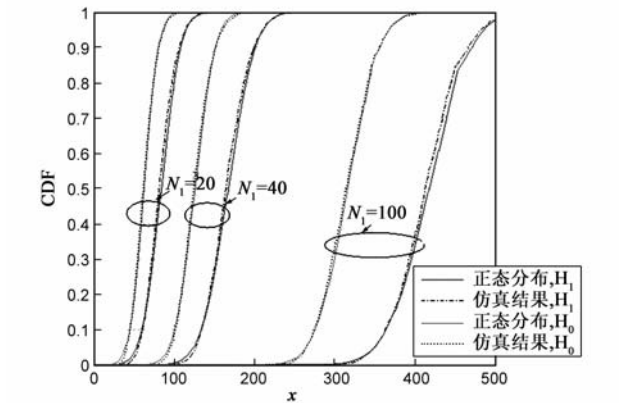


图3 典型分段长度下分段能量的正态分布的CDF曲线比较 ($f_s=100f_m$, $N=2 \times 10^5$, $\rho=-5\text{dB}$, $N_1=20、40、100$)

4.2 平均样本容量仿真

根据推理 1,所提序贯算法的平均容量样本与分段长度成正比,即 $ASN \propto N_1$,因此我们对典型分段长度下的平均容量样本进行仿真,其性能曲线如图 4 所示.

由图 4 可见: H_0 和 H_1 条件下的平均容量样本仿真值随着分段长度的增加而逐渐增加,与理论值保持一致.此外,无论是 $\rho = -10\text{dB}$ 还是 $\rho = -15\text{dB}$ 条件下,相比于存在信号的 H_1 情况,不存在信号 H_0 情况下的平均容量样本仿真值更加接近理论值,这是因为 H_0 情况下接收信号的分段能量更加逼近正态分布的原因.因此,考虑到平均样本容量,且信号能量必须满足中心极

限定理,分段长度 $20 \leq N_1 \leq 100$ 范围内选择比较合适.

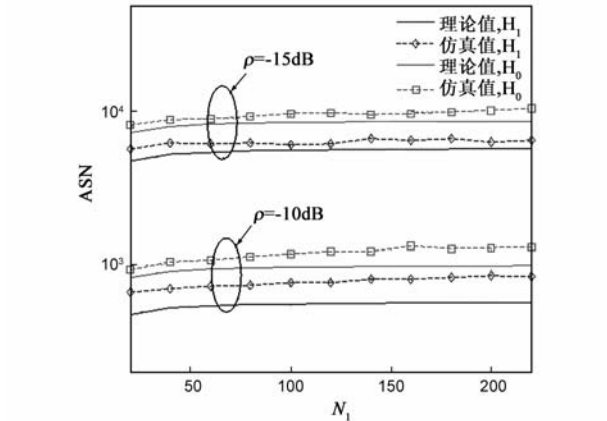


图4 所提算法的平均容量样本随分段长度变化的性能曲线 ($f_s=100f_m$, $N_1=40$, $\rho=-10、-15\text{dB}$)

4.3 频谱感知性能比较

在达到相同检测性能(虚警概率 $\alpha = 1\%$ 和漏检概率 $\beta = 5\%$) 情况下,我们将能量检测算法所需的最小容量样本与所提序贯检验算法的平均容量样本进行比较,其性能曲线如图 5 所示.可以看出:虽然当信噪比较高时,所提序贯检验算法与能量检测法的检测性能差不多,但是在信噪比较低 ($\rho < -5\text{dB}$) 情况下,所提算法明显优于能量检测法.例如:当 $\rho = -15\text{dB}$ 时,能量检测法的最小容量样本值为 16180,而 H_0 和 H_1 条件下所提算法的平均容量样本值分别为 8798 和 6169,相比于能量检测法分别减少了 45.6% 和 61.9%.此外,随着信噪比的降低,所提算法的优势越来越明显,这一特征表明所提算法能够大大缩短频谱感知时间,适用于复杂电磁环境下对目标信号的快速频谱感知.

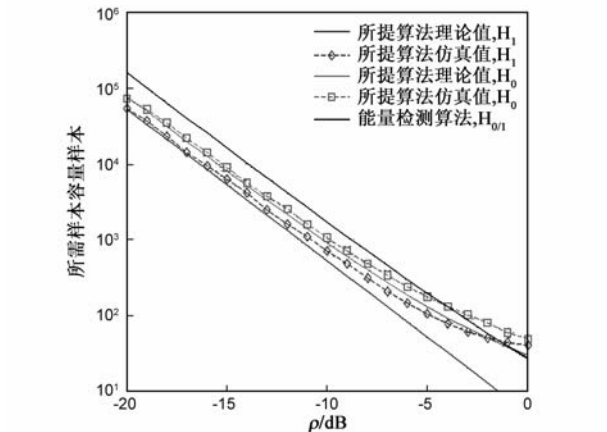


图5 能量检测算法与所提序贯检验算法的性能比较($N_1=40$)

4.4 计算复杂度比较

本节对能量检测算法、原有序贯检验算法与所提序贯检验算法的计算复杂度进行分析和比较.已知信号序列长度为 N ,能量检测算法的乘法次数为 N (求平方),其加法次数也为 N (包括 $N - 1$ 次的累加计算和 1

次比较判决). 而在原有序贯检验算法中, 每次计算似然比值的加法次数和乘法次数都为 4 次, 因此序贯算法总的加法次数和乘法次数分别为 $5N + 4$ (包括 N 次比较判决) 和 $5N + 2$ (包括求平方 N 次).

在所提的序贯检验算法中, 由于进行了分段处理, 每次计算似然比的加法次数和乘法次数仍为 4 次, 而似然比计算和比较判决次数降至 N/N_1 次. 所提序贯检验算法总的加法次数为 $5N/N_1 + N + 1$ (包括累加计算 N 次和 1 次截尾判决在内), 乘法次数为 $4N/N_1 + N + 4$ (包括求平方 N 次). 因此, 三种算法的计算复杂度如表 2 所示.

表 2 计算复杂度比较

算法	一般情况		$N = 2000, N_1 = 40$	
	加法	乘法	加法	乘法
能量检测	N	N	2000	2000
序贯检验	$5N + 4$	$5N + 2$	10004	10002
所提算法	$5N/N_1 + N + 1$	$4N/N_1 + N + 4$	2251	2204

由表 2 可见, 在相同信源条件下所提序贯检验算法与现有序贯检验算法相比, 乘法和加法计算量分别减少了 77.5% 和 78%, 与计算复杂度最低的能量检测法差不多, 从而大大降低了计算复杂度.

5 结论

本文针对复杂电磁环境下的频谱感知问题, 提出一种基于信号分段处理的截尾型序贯检验算法. 该算法通过对接收信号的分段能量计算和引入中心极限定理, 大大降低了频谱感知的计算复杂度和简化了性能分析过程. 与此同时, 通过引入截尾门限能够保证在有限检测时间内做出判决并得到最佳检验结果. 蒙特卡罗仿真结果表明: 相比于现有能量检测算法, 在保证相同检测性能条件下, 所提序贯检验算法能够降低 40% ~ 60% 的平均容量样本, 从而有效缩短检测时间, 对于进一步提升认知无线电的频谱感知性能, 具有指导意义.

附录

根据中心极限定理, 检验统计量 $\Lambda_{N_2} = \sum_{i=1}^{N_2} \lambda_j$ 仍然服从正态分布, 即:

$$\Lambda_{N_2} \sim \text{Normal}(N_2 E[\lambda_j], 2N_2 \text{Var}[\lambda_j]) \quad (\text{D-1})$$

式中似然比函数的数学期望为 $E[\lambda_j | H_0]$ 和 $E[\lambda_j | H_1]$ 由式(12)已求得. 下面我们根据式(10)求似然比函数的方差:

$$\begin{aligned} E(\lambda_j^2 | H_0) &= E\left[\frac{(y_j - N_1 \sigma_w^2)^2}{2N_1 \sigma_w^4} - \frac{(y_j - (N_1 + \frac{\rho}{2})(\sigma_w^2 + P))^2}{2(N_1 + \rho)(\sigma_w^2 + P)^2}\right]^2 \\ &\approx (\rho N_1 - 0.5)^2 \end{aligned} \quad (\text{D-2})$$

进而得到方差:

$$\begin{aligned} \text{Var}[\lambda_j | H_0] &= E(\lambda_j^2 | H_0) - E^2(\lambda_j | H_0) \\ &= (\rho N_1 - 0.5 + 0.5 N_1 \rho^2) (\rho N_1 - 0.5 - 0.5 N_1 \rho^2) \end{aligned} \quad (\text{D-3})$$

同理: $\text{Var}[\lambda_j | H_1] = 0.25 - \rho N_1 + \rho^2 (N_1 + N_1^2)$, 因此就可以确定 $f(\Lambda_{N_2} | H_0)$ 和 $f(\Lambda_{N_2} | H_1)$.

参考文献

- [1] Federal Communications Commission. Spectrum Policy Task Force [R]. FCC 02-155, Nov, 2002.
- [2] J Mitola, Q Gerald, J R Maguire. Cognitive radios: making software radios more personal [J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 13-18.
- [3] 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. 基于最佳中继选择的协作频谱感知方案研究[J]. 电子学报, 2010, 38(1): 92-98.
ZHU Jia, ZHENG Bao-yu, ZOU Yu-long. Cooperative spectrum sensing in multiuser cognitive radio networks with best relay selection[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 92-98. (in Chinese)
- [4] Y F Chen. Improved energy detector for random signals in Gaussian noise [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2): 558-563.
- [5] J Theiler, B R Foy. Effect of signal contamination in matched-filter detection of the signal on a cluttered background [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, 3(1): 98-102.
- [6] Ruixin Niu, K V Pramod. Sampling schemes for sequential detection with dependent observations [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1469-1481.
- [7] P Addesso, S Marano, V Matta. Sequential sampling in sensor networks for detection with censoring nodes [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(11): 5497-5505.
- [8] A Wald. Sequential Analysis [M]. New York: Dover, 1947.
- [9] IEEE 802.22-05/0007r47. Functional Requirements for the 802.22 WRAN Standard [S]. Jan 2006.

作者简介



吴利平 男, 1984 年 4 月出生于贵州省天柱县. 现为西安电子科技大学通信工程学院通信与信息系统专业博士研究生, 主要研究方向为无线通信、微弱信号检测.
E-mail: wuliping1@163.com

李 赞 女, 1975 年出生于陕西省西安市. 现为西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、数字信号处理、流星余迹通信, 发表学术论文近 70 篇.