

基于多尺度功率谱子带梯度的宽带频谱感知算法与性能分析

张洋, 彭华, 巩克现

(解放军信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要: 为了应对复杂环境下非合作通信、电磁频谱监管等宽带接收中存在的先验信息缺失、信道失真严重以及频域呈现不平坦色噪声的挑战, 提出一种基于多尺度功率谱子带梯度的宽带频谱感知算法, 该算法不要任何的先验信息, 对功率谱进行分段计算梯度, 再进行自适应双阈值检测, 通过多尺度的技巧提高了宽带频谱感知的稳定性。对该算法在不同信道模型下的统计特性、虚警概率、检测概率以及判决门限的表达式进行了理论推导。理论分析和实验仿真表明, 算法适用于高斯噪声信道和平坦衰落信道, 能够有效克服色噪声, 并且能够实现用户频带范围定位, 运算复杂度低、实时性强, 对噪声不确定度具有稳健性, 能够用于低信噪比场合。

关键词: 宽带频谱感知; 功率谱子带; 多尺度; 色噪声; 衰落信道; 低信噪比

中图分类号: TN911

文献标识码: A

Multi scale power spectral density subband gradient-based spectrum sensing algorithm and performance analysis

ZHANG Yang, PENG Hua, GONG Ke-xian

(Institute of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In response to the challenge of the complex environment such as non-cooperative communication and wide-band electromagnetic spectrum regulation, where existing missing priori information, serious channel distortion and uneven color noise in frequency domain, a novel spectrum sensing algorithm based on multi-scale power spectral density subband gradient(MPSG) was proposed. The proposed algorithm, not relying on any prior information, calculated gradients of sections for the power spectrum and detected the narrowband signals by adaptive double threshold, which improved the stability of wideband spectrum sensing through multi-scale technique. Theoretically expressions of statistical properties, false alarm probability, detection probability and decision threshold in different channels were deduced. The theoretical analysis and simulation results prove that the novel algorithm overcomes effectively the color noise with low computational complexity and strong real-time in Gaussian noise and fading channel, which can accomplish occupying band range localization of prime users. In addition, the proposed algorithm is robust for noise variance uncertainty, even in the low SNR environment.

Key words: wideband spectrum sensing, power spectral density subband, multi scale, color noise, fading channel, low SNR

1 引言

目前, 在认知无线电领域迫切需要在不干涉主用户正常通信的前提下, 快速找到和利用好频谱空穴, 为子用户通信提供条件, 提高频谱利用率, 这种能力常被称为宽带频谱感知。但是在复杂环境下

非合作通信、电磁频谱监管等宽带接收中, 需要在面对先验信息缺失、信道失真严重以及噪声为频域不平坦的高斯色噪声等条件下完成频谱感知, 这对传统的频谱感知算法带来了巨大的挑战。

传统的频谱感知方法主要有能量检测、匹配滤波、特征值检测、奇异值检测、循环平稳检测以及

收稿日期: 2015-04-21; 修回日期: 2015-11-24

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.61072046); 河南省基础与前沿计划基金资助项目(No.132300410049)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61072046), Henan Foundation and Cutting-Edge Technology Research Projects (No.132300410049)

联合频谱感知等。这些方法中，能量检测法由于不需要任何的先验信息和较低的运算复杂度得到了广泛的青睐。Iker Sobron 等^[1]通过在传统的能量检测法的基础上引入代价函数，降低了虚警概率。文献[2,3]分别利用能量法联合特征值检测、能量法联合循环谱的两级检测器，提高了信号检测的准确度。文献[4,5]通过找最低能量子带提取噪声信息，给出改进的能量检测器，更加容易地找到频谱空穴。曹开田^[6]运用 RMT 随机矩阵理论分析接收信号协方差矩阵的最大特征的分布，给出了一种双阈值频谱感知算法，但是要求噪声为高斯白噪声。文献[7~10]给出了宽带信号中窄带信号的 LAD 双阈值定位算法，为寻找频谱空穴提供了有力的条件。在多天线模型下，文献[11~13]给出了高斯信道下能量法的联合频谱感知算法，提高了感知性能。

但是在宽带接收机中，由于器件的非线性以及阻抗不匹配等原因，噪声方差呈现不确定性，文献[14,15]分析噪声不确定性对能量检测器的影响，给出了噪声墙的闭合表达式。为了克服噪声不确定性，Huang 等^[16]给出了基于循环谱检测器的表达式，但是计算量大。Gao 等^[17]基于划分频谱的思想将子带能量和整段频谱能量比值作为检验统计量，有效克服了噪声不确定性。但是，以上方法都把噪声假设为高斯白噪声，但是实际宽带接收机中噪声在频域呈现出不平坦性，最大起伏可以达到 5 dB^[18]。文献[19]在划分频谱的基础上，将子带能量做差分运算，利用双阈值检测，克服了不平坦色噪声的影响。同时，由于衰落信道模型更能描述和接近实际信道环境，因此，研究衰落信道下的频谱感知更具有现实意义，衰落信道下宽带频谱感知算法不多，基本都围绕联合感知思想^[20~22]，提高判决置信度。

为了应对复杂环境下非合作通信宽带接收带来的挑战，本文给出一种基于多尺度功率谱子带梯度的宽带频谱感知算法 (MPSG, multi-scale power spectral density subband gradient)，该算法不要任何的先验信息，抓住色噪声满足连续性的特征，对功率谱进行分段求梯度处理，克服了色噪声的影响，利用多尺度因子提高了检测信号个数的稳定性，通过增加 3 个后续调整单元进一步提高宽带信号检测的稳健性，该算法在无线高斯噪声信道和平坦衰落信道均适用。首先给出算法模型，然后给出算法实现步骤和流程，接着进行详细推导算法的统计特性、虚警概率、判决门限和检测概率的闭合表达式，

最后进行实验仿真，主要测试算法针对噪声不确定度、高斯色噪声和衰落信道环境中的性能。

2 系统模型

假设宽带信号 $r(t)$ 的时域表达式为

$$r(t) = \sum_{i=1}^P h(t)s_i(t) + n(t) \quad (1)$$

其中， P 表示宽带接收机接收带宽内所包含的窄带信号个数， $h(t)$ 表示信道响应， $s_i(t)$ 表示第 i 个窄带信号， $n(t)$ 表示色噪声。

对于宽带信号频域每一子带是否空闲可以用二元假设来表示

$$r(t) = \begin{cases} n(t), H_0 \\ \sum_{i=1}^P h(t)s_i(t) + n(t), H_1 \end{cases} \quad (2)$$

为了克服噪声 $n(t)$ 假设成平坦高斯白噪声的缺陷，本文假设成频域能量不平坦的高斯色噪声，信道响应 $h(t)$ 根据信道不同而不同，在高斯噪声信道下常假设为常数，对于衰落信道， $h(t)$ 是时变的随机变量。 $h(t)$ 、 $n(t)$ 与 $s_i(t)$ 三者相互独立， H_0 和 H_1 分别表示用户不存在和存在的情况。

3 MPSG 算法步骤

为了克服在色噪声环境下单阈值 FCME 算法^[10]漏检的情况，本文采用双阈值功率谱子带梯度检测算法，通过功率谱子带划分求每一子带平均功率，检测子带功率谱梯度值的变换情况完成信号的检测和窄带信号频带范围定位。由于宽带信号带宽内窄带信号的符号速率不同以及成形滤波滚降系数不同，从而造成窄带信号带宽不同且过渡带坡度不同，对功率谱使用单一的分段数 M 存在缺陷， M 过小则会造成多个窄带信号可能区分不开，被检测为同一个信号， M 过大可能造成一个带宽较大的信号被切分，从而造成信号检测个数紊乱。因此需要找到一个大小合适的分段数 M 。本文采用多尺度分段数 M 进行子带划分以寻求最优分段数。同时，为了避免 M 过小和 M 过大对宽带频谱感知的影响，本文算法在后面增加 3 个调整单元。图 1 给出了算法的整个计算流程，具体步骤如下。

Step1 接收信号经过 A/D 采样和抗混叠滤波后，连续取 L 帧宽带数据， N 为每帧数据采样点数，对数据进行 Welch 功率谱估计，为了避免不必要的

归一化问题, 设 $\sum_{n=0}^{N-1} h^2(n) = 1$, 接收信号的频域信息 $R_l(k)$ 可以由 DFT 变换进行刻画

$$R_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n + Nl)h(n)e^{-j2\pi nk/N}, 0 \leq l \leq L-1 \quad (3)$$

DFT 得到的功率谱是对称的, 所以只需保留一半的频率点。再对 L 帧数据进行时域平滑得功率谱估计 $G(k)$

$$G(k) = \frac{1}{NL} \sum_{l=1}^L R_l(k)^2, k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} \quad (4)$$

Step2 对 Step1 得到的功率谱估计进行分段, 段数为 M , 然后对每一段数据进行取平均值, 得到子带功率谱均值 $S(k)$

$$S(k) = \frac{2M}{N} \sum_{n=1+\frac{kN}{2M}}^{(k+1)N} G(n), k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (5)$$

Step3 初始化 $S_{sub}(0) = 0$, 对 M 段功率谱均值求梯度 $S(k)$, 得到检验统计量 $S_{sub}(k)$, 然后与自适应双阈值进行比较完成信号初检测, 其中, 阈值计算式见 4.2 节, 双阈值为数值大小相等符号相反的 2 个值。

$$S_{sub}(k) = S(k) - S(k-1), k = 1, 2, \dots, M-1 \quad (6)$$

Step4 为了降低运算量, 尺度因子设为 4, M 依次从 $\left\{ \frac{N}{16}, \frac{N}{8}, \frac{N}{4}, \frac{N}{2} \right\}$ 取样, 判断是否是最后一个尺度, 如果是, 返回 Step2, 否则, 分析个数检测结果。4 个尺度因子对应 4 个结果, 计算 4 个结果的梯度, 取梯度变化最小的结果确定为初次检测个数; 通过多尺度因子, 每种尺度因子检测出的信号个数是不尽相同的, 因此选择检测信号个数趋于稳定的尺度因子下决定最佳尺度因子。

Step5 对于 Step4 得到的检测结果, 仍然可能出现 4 种情况, 分别是信号合并、信号切分、漏检和虚检。对于漏检则不能进一步弥补, 而其他 3 种情况, 分别对应图 1 的 3 个算法调整单元进行弥补

和改进。对于信号合并现象, 依次取出已检信号, 使用子带划分原理, 逆向进行信号检测, 进一步分割窄带信号。

Step6 对于信号切分现象, 依次取出当前已检信号和下一个已检信号, 通过比较 2 个窄带信号与中间带宽的能量, 构建检测统计量, 与阈值比较, 完成信号合并。

Step7 对于虚警现象, 设置恒虚警概率得到判决门限, 依次取出已检信号, 比较信号能量和门限的大小, 完成除虚警操作。最后, 如果 MPSG 算法检测个数为 0, 表示 H_0 成立, 宽带频谱没有信号; 反之, MPSG 算法检测个数大于等于 1, 表示 H_1 成立, MPSG 算法同时给出信号个数以及每个窄带信号频带范围定位, 最终完成整个宽带信号的检测。

3.1 多尺度子带划分梯度检测单元

对于多尺度子带划分梯度检测单元, 具体流程如图 2 所示, 利用数值相等符号相反的双阈值用来与子带功率谱均值梯度相比较, 会出现 3 种情况, 如图 3 所示。判断准则, 只有一个值穿过上阈值, 并且下个穿过也是上阈值, 则表示当前子带是噪声子带, 如 Case1; 或者, 只有一个穿过下阈值, 并

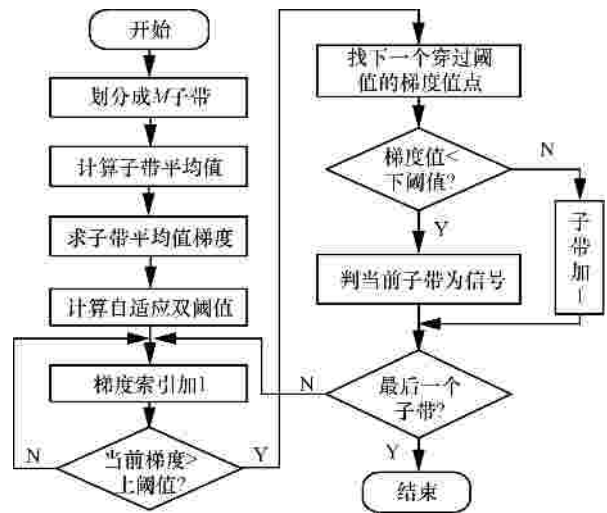


图 2 检测单元流程

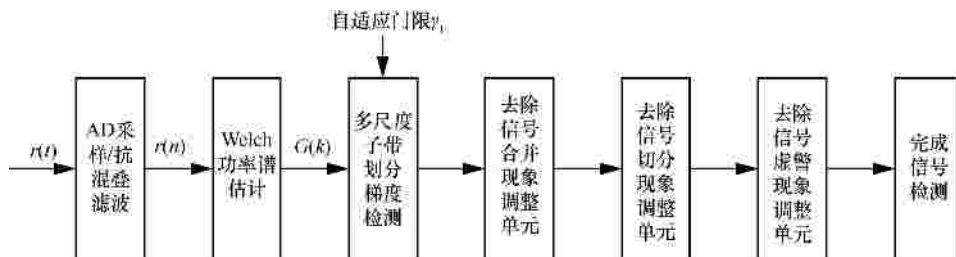


图 1 整体算法流程

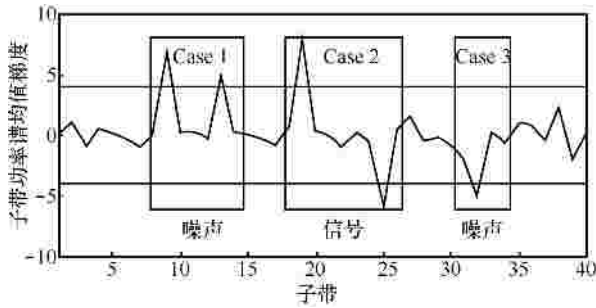


图 3 双阈值检测原理

且下一个穿过的也是下阈值，表示当前子带是噪声子带，如 Case3；当第一个值穿过上阈值，并且下一个穿过的下阈值，则表示信号子带，如 Case2。

3.2 去除信号合并现象调整单元

由于宽带内各窄带信号的符号速率大小不一，并且各窄带信号频谱可能出现部分重叠现象，从而造成检测时将多个窄带信号看成一个信号，因此需要添加调整单元去除此类现象。对于检测到得每一个窄带信号都存在信号合并现象的隐患，因此，需要对检测出的窄带信号进行逐一分析，目的是检测信号中间有无分隔间隔，因为信号间隔定位与信号定位特点类似。不同的是，信号定位是先出现正梯度再出现负梯度，而信号间隔定位实际是 2 个信号的间隔，满足先出现负梯度再出现正梯度，因此，去除信号合并方法与上一小节多尺度子带划分梯度检测单元类似，对每一个窄带信号逆向使用图 2 流程检测，唯一不同是将 Case2 反过来，进行进一步的子带划分，反用此方法判断准则。具体操作如下。

- 1) 取出每一个“已经定位出的窄带信号”。
- 2) 逆向使用图 2 流程检测，反用此方法判断准则，即当第一个值穿过下阈值，并且下一个穿过的上阈值，可以检测当前信号的末端和下一个信号的开端，则表示此区间为信号的分隔间隔，同时可以实现 2 个信号的位置定位。
- 3) 当检测出有 K 个分隔间隔时，则表示当前窄带信号内包含 $K+1$ 个信号，特别地，当 $K=0$ 是表示窄带信号检测正确，内部不包含任何的信号合并现象，从而完成去除信号合并现象调整。
- 4) 依次取出下一个“已经定位出的窄带信号”，可以检测当前信号的末端和下一个信号的开端，从而完成了信号间隔的检测，完成去信号合并现象模块功能。

3.3 去除信号切分现象调整单元

当进行图 1 算法中多尺度子带划分梯度检测时，

由于子带划分与信号频谱形状不匹配，坡度较平缓，可能出现一个带宽较大的信号检测时切分成多个窄带信号，为了克服此类现象，需要构建检测统计量去除此类现象。当宽带信号被切分时，信号左右两侧检测出来的窄带信号中间间隔能量较高，而不存在切分现象时，相邻的 2 个窄带信号中间间隔基本是噪声能量较低，因此可以根据这个特征构建检测统计量，当统计量大于预设门限值 g_2 ，则认为信号被切分需要进行信号合并，否则，不需要。

$$h = \frac{I(k)}{E(k) + E(k+1)} \quad (7)$$

其中 h 是检测统计量， $E(k)$ 和 $E(k+1)$ 分别表示第 k 和 $k+1$ 个窄带信号平均功率， $I(k)$ 表示第 k 和 $k+1$ 个窄带信号中间间隔平均功率。阈值设置方法如下。

假设信号成型滤波为根升余弦成型滤波器，其频域响应为 $H(f)$ ，则信号的能量为

$$P_s = \int_{\frac{(1+a)p}{T_s}}^{\frac{(1+a)p}{T_s}} G^2 H^2(w) dw = G^2 B \quad (8)$$

其中， G 为信号频谱幅度增益， B 为信号带宽。噪声能量为 $P_n = s^2 B$ 。 s^2 为噪声功率谱幅度，设信噪比为 $z = \frac{G^2}{s^2}$ 。则信号频谱顶端幅度和噪声幅度比值为

$$e = \frac{G^2 + s^2}{s^2} = z + 1 \quad (9)$$

当设定系统需要检测信号的最低信噪比为 z 时，那么信号频谱在宽带中相对噪声基底有 $10 \lg(z + 1)$ 的幅度突起，设门限 $th = \frac{1}{10 \lg(z + 1)}$ ，当 $h > th$ ，则不存在信号切分现象，反之存在。

3.4 去除信号虚警现象调整单元

这是整个算法的最后一个环节，由于自适应阈值为了尽可能少的漏检可能设置偏低，这可能会造成信号虚检，为了克服此类现象，根据系统要求检测到最低信噪比 SNR，对每一个检测出的窄带信号进行检测，取出窄带信号顶端最高幅值以及信号两侧噪声幅值，构建信噪比检测统计量，如果小于系统最低信噪比 SNR，则表示虚警，从检测集合中剔除此信号，反之，信号不存在虚警。

4 MPSG 算法性能分析

本节将从算法的统计特性、虚警概率、判决门限和检测概率等方面分别进行性能分析。

4.1 统计特性

为了在宽带频谱上进行信号检测，需要分析估计功率谱的统计特性。在单次 DFT 当中，对于 $R_l(k)$ 的实部和虚部可以等效为零均值的高斯变量^[23]。在该假设下每一根周期图谱线的幅度 $|R_l(k)|^2$ 都是指数分布的随机变量，其概率密度为

$$f_{|R_l(k)|^2}(x) = \frac{1}{s_N^2(l,k) + m_h s_s^2(l,k)} \cdot \exp\left(-\frac{x}{s_N^2(l,k) + m_h s_s^2(l,k)}\right), x \geq 0 \quad (10)$$

其中， $s_s^2(l,k)$ 、 $s_N^2(l,k)$ 分别是信号和噪声的功率谱密度， l 是帧数， m_h 和 s_h^2 分别是信道系数的均值和方差。假设信号和噪声特性不在功率谱估计时发生改变，所以 $s_s^2(k) = s_s^2(l,k)$ ， $s_N^2(k) = s_N^2(l,k)$ 。当 k 属于窄带信号频带范围时， $|R_l(k)|^2$ 的均值和方差为 $m_h s_s^2(k) + s_N^2(k)$ 和 $[m_h s_s^2(k) + s_N^2(k)]^2 + s_h^2 s_s^4(k)$ ，当 k 不属于窄带信号频带范围时（即 $s_s^2(k) \equiv 0$ ）， $|R_l(k)|^2$ 的均值和方差为 $s_N^2(k)$ 和 $s_N^4(k)$ 。

假设 $\hat{G}(k) = |R_l(k)|^2$ ，在 H_0 情况下， $\hat{G}(k)$ 服从自由度为 2 的中心卡方分布，在 H_1 情况下， $\hat{G}(k)$ 服从自由度为 2 的非中心卡方分布

$$\hat{G}(k) \sim \begin{cases} c^2, & H_0 \\ c^2(z), & H_1 \end{cases} \quad (11)$$

其中， z 为非中心参数。在 H_0 情况下，均值和方差分别为 $E[\hat{G}(k)] = s_N^2(k)$ 和 $D[\hat{G}(k)] = s_N^4(k)$ ，在

$$S_{\text{sub}}(k) \sim \begin{cases} N\left(0, \frac{2s_N^4(k)}{ML}\right) & , H_{0L}, H_{0R} \\ N\left(m_h s_s^2(k) + s_N^2(k), \frac{(m_h^2 + s_h^2)s_s^4(k) + 2m_h s_s^2(k)s_N^2(k) + 2s_N^4(k)}{ML}\right) & , H_{0L}, H_{1R} \\ N\left(-m_h s_s^2(k) + s_N^2(k), \frac{(m_h^2 + s_h^2)s_s^4(k) + 2m_h s_s^2(k)s_N^2(k) + 2s_N^4(k)}{ML}\right) & , H_{1L}, H_{0R} \\ N\left(0, \frac{2[(m_h s_s^2(k) + s_N^2(k))^2 + s_h^2 s_s^4(k)]}{ML}\right) & , H_{1L}, H_{1R} \end{cases}$$

其中， H_{0L} 和 H_{0R} 分别表示当前第 $S_{\text{sub}}(k)$ 点左侧和右侧都是 H_0 ， H_{1L} 和 H_{1R} 分别表示当前第 $S_{\text{sub}}(k)$ 点左侧和右侧都是 H_1 。

4.2 虚警概率、判决门限和检测概率

针对高斯噪声信道，信道系数可以看成常数，即 m_h 和 s_h^2 分别为 1 和 0。当左右两侧均是 H_0 的情

H_1 情况下，均值和方差分别为

$$E[\hat{G}(k)] = m_h s_s^2(k) + s_N^2(k) \\ D[\hat{G}(k)] = (m_h s_s^2(k) + s_N^2(k))^2 + s_h^2 s_s^4(k)$$

取 L 帧数据进行周期图时域平均代替统计平均，并且 DFT 得到的功率谱是对称的，所以只需要一半的频率点。由于每帧数据每一根周期图谱线可看作相互独立的，所以 $G(k)$ 的统计特性可以用 $\hat{G}(k)$ 的统计特性表示。在 H_0 情况下， $G(k)$ 的均值和方差分别为

$$E[G(k)] = s_N^2(k) \text{ 和 } D[G(k)] = \frac{s_N^4(k)}{L}, \text{ 在 } H_1 \text{ 情况下, } \\ G(k) \text{ 的均值和方差分别为 } E[G(k)] = m_h s_s^2(k) + s_N^2(k) \\ \text{ 和 } D[G(k)] = \frac{(m_h s_s^2(k) + s_N^2(k))^2 + s_h^2 s_s^4(k)}{L}.$$

对 $\frac{N}{2}$ 点功率谱频率点进行分段，段数为 M ，对每段数据求平均值得 $S(k)$ ，根据中心极限定理，独立同分布的多个随机变量的和近似服从高斯分布，因此随机变量 $S(k)$ 可以近似看成服从高斯分布，在 H_0 情况下， $S(k)$ 的均值和方差分别为

$$E[S(k)] = s_N^2(k) \text{ 和 } D[S(k)] = \frac{s_N^4(k)}{ML}, \text{ 在 } H_1 \text{ 情况下, } \\ S(k) \text{ 的均值和方差分别为}$$

$$E[S(k)] = m_h s_s^2(k) + s_N^2(k) \\ D[S(k)] = \frac{(m_h s_s^2(k) + s_N^2(k))^2 + s_h^2 s_s^4(k)}{ML}$$

对每段功率谱对应的平均值进行求梯度得 $S_{\text{sub}}(k)$ ，由于左右都有可能出现 H_0 和 H_1 ，所以求完梯度可能会出现 4 种情况，对应分布如下

况下， $S_{\text{sub}}(k)$ 是服从高斯分布的随机变量，虚警概率 P_f 可以表示为

$$P_f = P(S_{\text{sub}}(k) > g | H_{0L} H_{0R}) = Q\left(\frac{g}{\sqrt{\frac{2s_N^4}{ML}}}\right) \quad (12)$$

MPSG 算法的虚警概率为 $P_f = 1 - (1 - P_f)^M$ 。因

此，根据预设的恒虚警概率得到判决门限 g 为

$$g = Q^{-1}(P_f) \sqrt{\frac{2}{ML}} s_N^2 \quad (13)$$

其中， P_f 是虚警概率， $Q(\cdot)$ 为误差函数， $Q^{-1}(\cdot)$ 是逆误差函数， s_N^2 为噪声功率， M 是分段数， L 是时域平滑帧数。因此，MPSG 算法的门限值与噪声功率 s_N^2 ，分段数 M 和帧数 L 有关。

同样，信号正确检测必须要满足 $S_{\text{sub}}(k)$ 3 个条件：

首先满足左 H_0 右 H_1 ，即 $S_{\text{sub}}(k) > g$ ，然后满足连续 T 个存在信号的情况 $S_{\text{sub}}(k+n)$, $n=0,1,2,\dots,T$ ，即左 H_1 右 H_1 ， $S_{\text{sub}}(k+n) < g, S_{\text{sub}}(k+n) > -g$ ，最后满足 $S_{\text{sub}}(k+T+1)$ 左 H_1 右 H_0 的情况，即 $S_{\text{sub}}(k+T+1) < -g$ ，才能认为正确检测到信号，其中 T 表示连续存在信号的第 T 个子带。因为 $S_{\text{sub}}(k)$ 与 $S_{\text{sub}}(k+n)$ 相互独立，所以检测概率 P_d 可以看成 3 种情况的乘积

$$\begin{aligned} P_d &= P(S_{\text{sub}}(k) > g | H_{0L} H_{1R}) P(S_{\text{sub}}(k+n) < g, S_{\text{sub}}(k+n) > -g | H_{1L} H_{1R})^T P(S_{\text{sub}}(k+T+1) < -g | H_{1L} H_{0R}) \\ &= Q \left(\frac{g + s_s^2(k) + s_N^2(k)}{\sqrt{\frac{s_s^4(k) + 2s_s^2(k)s_N^2(k) + 2s_N^4(k)}{ML}}} \right) \left(1 - 2Q \left(\frac{g + s_s^2(k+n) + s_N^2(k+n)}{\sqrt{\frac{2(s_s^2(k+n) + s_N^2(k+n))^2}{ML}}} \right) \right)^T \\ &\quad Q \left(\frac{g + s_s^2(k+T+1) + s_N^2(k+T+1)}{\sqrt{\frac{s_s^4(k+T+1) + 2s_s^2(k+T+1)s_N^2(k+T+1) + 2s_N^4(k+T+1)}{ML}}} \right) \\ &= Q \left(\frac{g + \text{snr}(k) + 1}{\sqrt{\frac{\text{snr}^2(k) + 2\text{snr}(k) + 2}{ML}}} \right) \left(1 - 2Q \left(\frac{g + \text{snr}(k+n) + 1}{\sqrt{\frac{\text{snr}^2(k+n) + 2\text{snr}(k+n) + 2}{ML}}} \right) \right)^T \\ &\quad Q \left(\frac{g + \text{snr}(k+T+1) + 1}{\sqrt{\frac{\text{snr}^2(k+T+1) + 2\text{snr}(k+T+1) + 2}{ML}}} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $\text{snr}(k), k=1,2,\dots,M$ ，表示第 k 个子带的窄带信噪比。可以发现，检测概率 P_d 与分段数 M 、帧数 L 以及窄带信号的信噪比有关。虽然噪声是频率域不平坦的色噪声，由于本文假设整个宽带接收中噪声功率是相同的，但是实际接收机中，噪声功率是变化的，但是相邻的子带可以近似缓慢变化，由于计算梯度时有减操作，消除了大部分噪声影响，每个窄带内信噪比 $\text{snr}(k)$ 取决于每个窄带内信号的能量，所以检测概率与每个信号能量和多信号在宽带接收机的分布有关，因此可以有效克服色噪声带来的影响。

针对平坦衰落信道，可能是 Rayleigh 和 Rice 2 种衰落信道模型之一，为了方便分析，统一假设信道系数 h 为复高斯随机变量， $h \sim N(m_h, s_h^2)$ 。对于 Rayleigh 信道，取归一化系数 $m_h=0, s_h^2=1$ ，对于 Rice 信道，取归一化系数 $m_h = \sqrt{h(h+1)}, s_h^2 = \frac{1}{h} + 1$ ，其中， h 表示 Rice 因子， $h = \frac{m_h^2}{s_h^2}$ 。代入式(12)和式(14)，可求得对应虚警概率和检测概率。

4.3 复杂度分析

本文算法复杂度主要由 3 部分产生：1) 功率谱估计；2) 多尺度子带划分梯度检测；3) 3 个调整模块。为了方便分析，采用与 ED 能量检测法进行对比，综合考虑复数加法和复数乘法次数。但是由于后续调整模块的运算量与初次检测信号个数有关，所以假设初次检测个数为 N_c 。在本文算法中，功率谱估计复数加法次数为 $NL \log(N) + \frac{(L-1)N}{2}$ ，复数乘法次数为 $\frac{NL}{2 \log(N)} + \frac{NL}{2}$ ；多尺度个数为 4，多尺度子带划分梯度检测单元主要包含功率谱分段平均、计算梯度和阈值检测，综合复数加法次数为 $4 \left(\frac{N}{2} - 1 \right)$ ，复数乘法次数为 $4M$ ；3 个调整模块运算量主要集中在前 2 个模块中，去除虚警模块主要是阈值比较，不产生运算量，所以复数加法次数为 $4N_c \left(\frac{N}{2M} - 1 \right) + 4 \left(\frac{N}{2} - 2N_c - 3 \right)$ ，复数乘法次数为 $4N_c M + 4(N_c - 1)$ 。ED 能量检测法其实和本文算法

表 1 算法计算量对比分析

方法	计算复杂度	
	复数乘法数	复数加法数
ED 能量法	$\left(\frac{NL}{21bN} + \frac{NL}{2}\right)$	$\left(NL1bN + \frac{(L-1)N}{2}\right)$
本文算法	$\left(\frac{NL}{21bN} + \frac{NL}{2}\right) + 4(N_cM + N_c + M - 1)$	$\left(NL1bN + \frac{(L-1)N}{2}\right) + 4\left(\frac{N_cN}{2M} + N - 3N_c - 4\right)$

功率谱估计产生的运算量是一样，复数加法次数为 $NL1bN + \frac{(L-1)N}{2}$ ，复数乘法次数为 $\frac{NL}{21bN} + \frac{NL}{2}$ 。

通过表 1 可以得知，本文算法分别在复数加法和复数乘法比 ED 能量法多 $4\left(\frac{N_cN}{2M} + N - 3N_c - 4\right)$ 和 $4(N_cM + N_c + M - 1)$ 次，举例说明，当 $N = 1024$ ， $L = 10$ ， $M = 512$ ， $N_c = 20$ ，ED 算法复数加法次数为 107 008，复数乘法次数为 56 320，本文算法复数加法次数 110 928，复数乘法次数为 99 404，可以看出复杂度是相同数量级，但性能却得到很大提升。

5 算法仿真

5.1 抗色噪声性能

假设高斯色噪声信道，色噪声不平坦起伏最大为 3 dB，宽带接收机带宽为 1 100~1 140 MHz，2 个待检窄带信号载频分别为 1 114 MHz 和 1 138 MHz，带宽分别为 600 kHz 和 860 kHz，信噪比 $\frac{E_s}{N_0}$ 分别为 1 dB 和 -3 dB，调制方式均为 8PSK，接收机采样率是 80 MHz，虚警率恒设为 0.01。

图 4 给出了在变化噪声基底的情况下，FCME 单阈值检测算法和本文算法对 2 个待检信号的检测情况。由图观察可知，由于载频在 1 138 MHz 的信号能量比载频在 1 114 MHz 信号区域的噪声能量低，因此 1 138 MHz 信号淹没在色噪声里面，图 4(a) 使用 FCME 单阈值算法不能检测到 1 138 MHz 的信号，而图 4(b) 使用本文算法可以正确检测到信号，验证了本文算法对抗色噪声的稳健性。

5.2 衰落信道下 MPSG 算法性能

图 5 和图 6 对比了本文算法在高斯信道和衰落信道下的检测结果。仿真配置如下，假设某宽带接收机带宽范围内存在 20 个窄带信号，调制方式集合为 {BPSK、QPSK、8PSK、8QAM、16QAM、GMSK}，窄带信号带宽为 100 kHz~2 MHz，信噪比 $\frac{E_s}{N_0}$ 为

-3~-14 dB，衰落信道为 Rice 信道，径数为 3，能量衰减分别为 {0 dB、-5 dB、-8 dB}，时延随机分布在窄带信号符号速率的 3~5 倍。

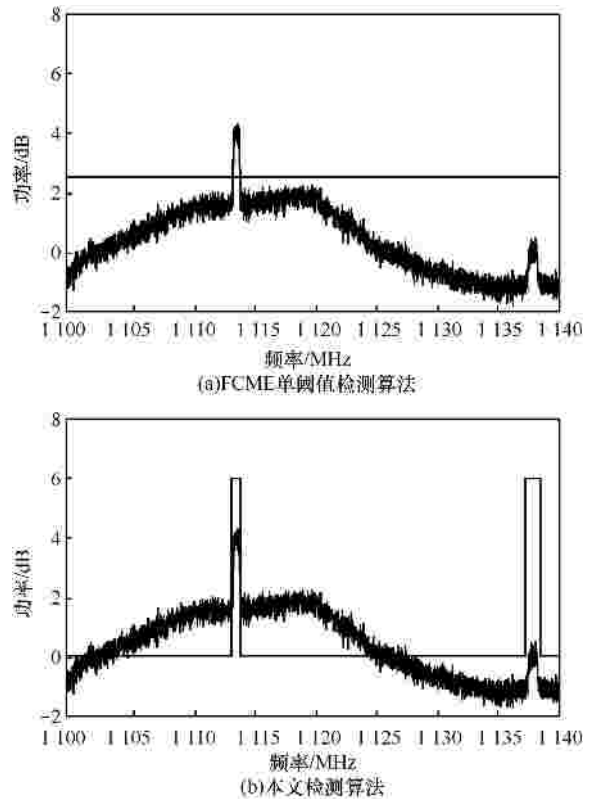


图 4 FCME 与本文算法抗色噪声检测对比

图 5 中，在高斯信道下，检测结果为 20/20，即全部窄带信号均检测出来，不存在漏检和虚检情况，最低可检测信噪比 $\frac{E_s}{N_0} = -3$ dB。图 6 中，Rice 衰落信道下，检测结果为 22/20，即检测到 22 个信号，多检出的 2 个信号是第 7 个窄带信号被切分 3 个窄带信号，导致 2 个信号虚警，而去除信号切分现象调整单元之所以没能抑制窄带信号被切分现象的原因，是因为信号经过衰落信道后失真非常严重，窄带信号经过衰落之后会变成 2 到 3 个峰值，衰落幅度已经超过 3 dB，算法认为已经是 3 个独立的窄带信号，所以检测有误。

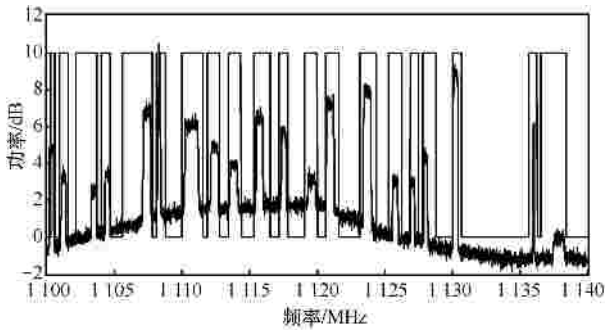


图 5 高斯信道下宽带信号检测定位

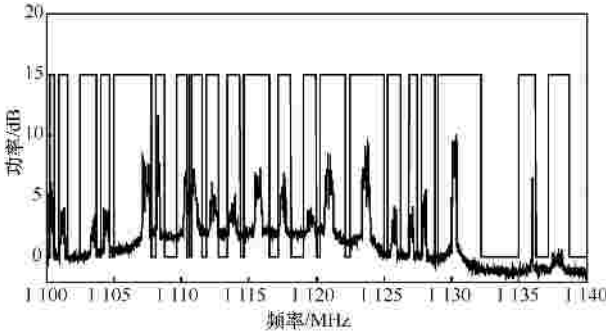


图 6 Rice 信道下宽带信号检测定位

5.3 抗噪声不确定性性能

图 7 对比了能量检测法和本文算法在 AWGN 信道下正确检测概率与信噪比 $\frac{E_s}{N_0}$ 的关系以及考量

噪声不确定性带来的影响。噪声不确定性指的是噪声方差在 (s_L^2, s_H^2) 区间均匀分布，其中，不确定性系数 $r = 10 \lg \frac{s_H^2}{s_L^2} = 10 \lg \frac{s_N^2}{s_L^2}$ ， s_N^2 表示噪声方差，当 $r = 0$ dB 时，即不存在噪声不确定性，噪声方差是定值。图 8 对比了本文算法在 AWGN、Rice 和 Rayleigh 3 种信道模型下的正确检测概率并且同时考量噪声不确定性带来的影响。

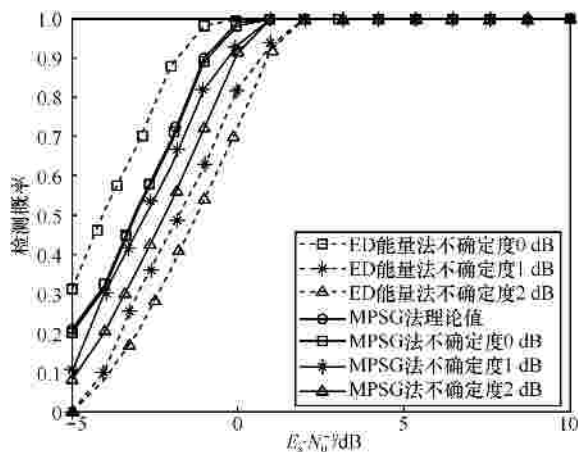


图 7 ED 法与 MSPSG 法检测概率对比

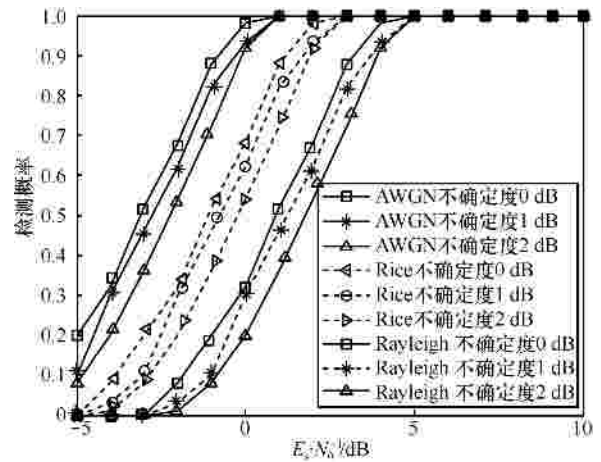


图 8 MSPSG 法在 3 种信道模型下检测对比

由图 7 观察可知，在噪声为平坦的高斯白噪声条件下，且不存在噪声不确定性时，能量检测法优于本文算法，因为做梯度差分时有幅度性能损失，但是随着不确定性增加，本文算法在的检测概率仿真曲线与理论值基本重合，在不确定性 2 dB 条件下要优于比能量法在 1 dB 不确定下检测性，体现出本文算法优势，在不确定性为 2 dB 条件下，信噪比 $\frac{E_s}{N_0} = 0$ dB 时，正确检测概率可以达到 90% 以上。

由图 8 观察可知，随着信道条件的逐步恶化，正确检测概率在逐步降低，AWGN 信道检测效果最好，Rice 信道检测效果居中，Rayleigh 信道检测效果最差。噪声不确定性对宽带信号检测影响不是很大，验证了对抗色噪声以及不确定性影响的稳健性。图 9 观察可知，在 $\frac{E_s}{N_0} = 0$ dB 时，不存在在噪声不确定性时，2 种算

法 ROC 曲线均非常接近理论值，本文算法性能略低于 ED 算法，通过仿真验证，仿真值与理论值基本一致。

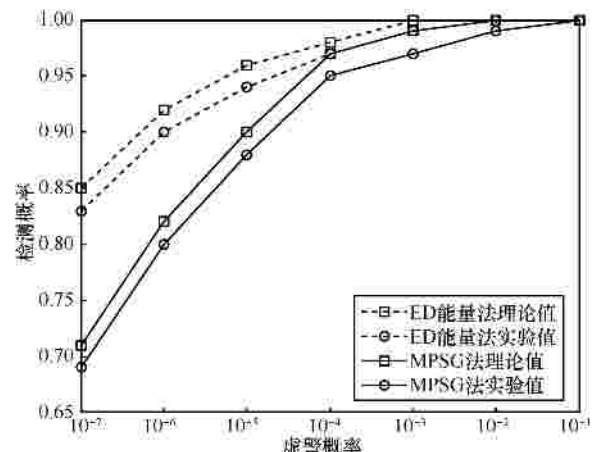


图 9 ED 法与 MSPSG 法 ROC 曲线对比

6 结束语

多尺度功率谱子带梯度的宽带频谱感知算法能够抓住色噪声满足连续性的特征,不要任何的先验信息,完成频谱感知以及信号定位。实验仿真表明,本文算法在抗色噪声方面比传统能量检测法有优势,同时算法针对噪声不确定度和低信噪比有较好的稳健性,而且复杂度仍在同等数量级上,运算复杂度低,实时性强。另外,该算法无线高斯噪声信道和平坦衰落信道均适用,并且实验仿真曲线和理论曲线基本一致,验证了算法的有效性。因此,多尺度功率谱子带梯度的宽带频谱感知算法可以应用在复杂电磁环境下的电磁频谱监管和认知无线电中。

参考文献:

- [1] IKER S, PAULO S R. Energy detection technique for adaptive spectrum sensing[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(3): 617-627.
- [2] MOHAMED H, NICLAS B. Energy and eigenvalue-based combined fully-blind self-adapted spectrum sensing algorithm[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015,99:1.
- [3] NAIR P R, VINOD A P, SMITHA K G. Fast two-stage spectrum detector for cognitive radios in uncertain noise channels[J]. IET Communications, 2012, 6(11):1341-1348.
- [4] ABHAY S, CHANDRA R. Group testing-based spectrum hole search for cognitive radios[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(8):3794-3805.
- [5] TADILO E B. Wideband sensing and optimization for cognitive radio networks with noise variance uncertainty[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 63(4): 1091-1105.
- [6] 曹开田, 杨震. 基于随机矩阵理论的 DET 合作频谱感知算法[J]. 电子与信息学报, 2010, 01:129-134.
CAO K T, YANG Z. DET cooperative spectrum sensing algorithm based on random matrix theory[J]. Journal of Electronic and Information Technology, 2010, 01:129-134.
- [7] JOHANNA V, HARRI S. A blind signal localization and SNR estimation method[C]//Military Communications Conference. c2006:1-7.
- [8] JANNE J L, J V. Analysis of the LAD Methods[J]. IEEE Letters on Signal Processing, 2008, 15:237-240.
- [9] VARTIAINEN J, LEHTOMÄKJ J J, SAARNISAARI H. Double threshold based narrowband signal extraction[C]//IEEE 61st Vehicular Technology Conference. c2005:1288-1292.
- [10] JOHANNA V, HELI S. Spectrum sensing with LAD based methods[C]//IEEE 18th International Conference on Personal Indoor and Mobile Radio Communications. c2007:1-5.
- [11] LIU C, LI M. Blind energy based detection for spatial spectrum sensing[J]. IEEE Letters on Wireless Communications, 2015, 4(1):98-101.
- [12] KHALID H. Cooperative multiband joint detection with correlated spectral occupancy in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012,60(5):2682-2687.
- [13] AN T, SONG I, LEE S W. Detection of signals with observations in multiple subbands: a scheme of wideband spectrum sensing for cognitive radio with multiple antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(12):6968-6981.
- [14] 刘鑫, 谭学治, 徐贵森. 噪声不确定下认知无线电能量检测性能的分析[J]. 四川大学学报(工程科学版), 2011, 06:168-172.
LIU X, TAN X Z, XU G S. Performance analysis of energy detection for cognitive radio under noise uncertainty[J]. Journal of Sichuan University(Engineering Science Edition), 2011,06:168-172.
- [15] 谢显中, 胡小峰, 马彬. 噪声功率不确定性区间估计和降低 SNRWALL 恶化的能量检测算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 02:364-370.
XIE X Z, HU X F, MA B. Estimation of noise power uncertainty interval and energy detector with lowering SNR WALL deterioration[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2014, 02:364-370.
- [16] HUANG G J, JITENDRA K T. On cyclostationarity based spectrum sensing under uncertain Gaussian noise[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013,61(8):2042-2054.
- [17] GAO R, LI Z, QI P H. A robust cooperative spectrum sensing method in cognitive radio networks[J]. IEEE Letters on Communications, 2014, 18(11): 1987-1990.
- [18] 王永明, 张尔杨, 赵津丽. 应用形态学滤波的宽带侦察接收机信号检测新方法[J]. 应用科学学报, 2009, 27(4):343-347.
WANG Y M, ZHANG E Y, ZHAO J L. Signal detection in broadband reconnaissance receiver based on morphological filter[J]. Journal of Applied Sciences, 2009, 27(4):343-347.
- [19] SANTASRIL K, VISHAL M. Gradient based real time spectrum sensing at low SNR[J]. IEEE Letters on Communications, 2015,19(3): 391-394.
- [20] LI B, ZHAO C L, SUN M W. Spectrum sensing for cognitive radios in time variant flat fading channels: a joint estimation approach[J]. IEEE Transaction on Communications, 2014, 62(8):2665-2680.
- [21] SUN H J, ARUMUGAM N. Cooperative wideband spectrum sensing over fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 99:1.
- [22] DERAKHTIAN M, IZEDI F. Cooperative wideband spectrum sensing for cognitive radio networks in fading channels[J]. IET Signal Processing, 2012, 6(3):227-238.
- [23] MARTIN R. Noise power spectral density estimation based on optimal smoothing and minimum statistics[J]. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2001, 9(5): 504-512.

作者简介:



张洋(1991-),男,安徽滁州人,解放军信息工程大学硕士生,主要研究方向为通信信号处理、盲信号处理等。

彭华(1973-),男,江西萍乡人,解放军信息工程大学教授、博士生导师,主要研究方向为软件无线电、通信信号处理等。

巩克现(1976-),男,山东泰安人,解放军信息工程大学副教授、硕士生导师,主要研究方向为软件无线电、差错控制编码等。