

doi:10.14132/j.cnki.1673-5439.2017.03.008

一种基于噪声方差估计的自适应多门限能量检测算法

文 凯^{1,2}, 姜赖赢¹

(1. 重庆邮电大学 通信新技术应用研究中心, 重庆 400065)
(2. 重庆信科设计有限公司, 重庆 400065)

摘要: 能量检测因其复杂度低的优势被广泛应用于空闲频谱感知中,但其性能受噪声方差不确定性影响严重。已有研究给出了一些解决方案,但是,大部分都是假设检测器对噪声的不确定性区间已知的情况下设计算法来进行主用户检测,很少有算法来估计噪声不确定区间。文中提出了一种基于噪声方差估计的自适应多门限能量检测算法,能较为精确地估计噪声方差不确定区间,从而自适应地设置判决多门限。仿真结果表明,在检测器对噪声不确定区间未知的情况下,文中算法得到的检测性能和理论检测性能非常接近。

关键词: 认知无线电; 频谱感知; 能量检测; 噪声不确定性区间估计; 多门限

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-5439(2017)03-0068-05

Algorithm for adaptive multi-threshold energy detection based on noise variance estimation

WEN Kai^{1,2}, JIANG Laiying¹

(1. Research Centre for Application of New Communication Technologies, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)
(2. Chongqing Information Technology Designing Company Limited, Chongqing 400065, China)

Abstract: Energy detection is popularly used in the detection of idle spectrum because of its simple implementation and low complexity. But, the detection performance can be observably affected due to noise uncertainty. Previous solutions for resisting the effects on the noise uncertainty are proposed. However, most studies are assumed that the noise uncertainty interval is known to the detector, designing algorithms to detect the primary user signal. Few algorithms are designed to estimate the range of the noise uncertainty. This paper presents an algorithm for adaptive multi-threshold energy detection based on the noise variance estimation and the algorithm can estimate the noise uncertainty interval and adaptively adjust the multi-threshold parameters. The simulation results show that in the case of the noise uncertainty interval is unknown to the detector, the detection performance of the algorithm is similar to that of the theoretical detection.

Keywords: cognitive radio; spectrum sensing; energy detection; noise uncertainty interval estimation; multi-thresholds

认知无线电(Cognitive Radio, CR)作为一种动态的频谱再利用技术,可以提高频谱利用率,有效利用频谱资源^[1-3],其发展受到学术界和工业界的广

泛关注。在认知无线网络中,认知用户/次用户(Second User, SU)首先主动检测授权频谱中是否存在主用户(Primary User, PU),当特定的频段中不存

在PU时,认知设备通过重配置其参数来利用频谱空洞。当PU出现时,SU应该及时腾出频谱给PU使用,以减轻对PU的干扰。因此,频谱检测算法应具有可靠又快速的优势。常见的频谱检测技术有^[3]:匹配滤波器检测、能量检测、循环平稳特征检测、协作频谱感知和多天线检测。其中能量检测复杂度低,被广泛应用于频谱感知中。然而能量检测器门限的选取是依靠噪声方差,在实际的环境中,噪声功率是随着时间和位置在一定范围内变化的,小的噪声不确定性将会导致检测性能的显著下降,因此,能量检测噪声不确定现象,直接影响了检测性能的鲁棒性。

目前抵抗噪声不确定性的方法有联合检测^[4]、双门限能量检测^[5]、自适应频谱检测^[6-7]等。但是,针对估计噪声功率进行能量检测的研究较少。文献[6]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。文献[7]提出自适应频谱感知算法来抵抗噪声不确定性对能量检测带来的影响,通过在漏检概率和检测概率间取得折中,推导出最佳的能量检测判决门限。文献[8]提出采用最大似然估计法对噪声方差进行估计,并把提出的模型应用到两步感知场景中的精确感知周期中,同时深入分析噪声不确定性对能量检测性能的影响和SNR WALL现象。虽然文献[6-8]在进行频谱感知之前对噪声方差进行了估计,但是都没有考虑到估计值与实际值的误差,没有针对估计算法中出现的误差值自适应地设置多个门限值进行感知判决,以更好地提升感知的性能。

本文在前人研究的基础上提出一种基于噪声方差估计的多门限能量检测算法,当噪声方差在不确定性区间内服从均匀分布时^[5],本文算法能较为精确地估计噪声方差不确定区间,且具有较好的检测性能,从而克服了噪声不确定性对能量检测门限设定的影响。

1 系统模型

1.1 传统能量检测

传统的频谱感知模型可以转化为如下二元假设问题,SU接收到的信号 $y(n)$ 经过采样之后如下:

$$y(n) = \begin{cases} w(n), & H_0 \\ s(n) + w(n), & H_1 \end{cases} \quad n=1,2,\dots,N \quad (1)$$

其中, N 表示采样点数; $w(n)$ 表示为噪声,其服从均值为0,方差为 δ^2 的高斯分布; $s(n)$ 表示主用户信号,在非相干检测情况下,其可以看成是均值为 δ_s^2

的高斯过程; H_1 和 H_0 分别表示主用户存在和不存在的情况。能量检测判决统计量可以写成:

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

当采样数目 N 足够大($N > 100$)时,根据中心极限定理, T 近似服从高斯分布,可得到 T 的近似分布为:

$$\begin{aligned} H_0: T &\sim \mathcal{N}(\delta^2, 2\delta^4/N) \\ H_1: T &\sim \mathcal{N}((1+\gamma)\delta^2, 2(2\gamma+1)\delta^4/N) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\gamma = \frac{\delta_s^2}{\delta^2}$ 为认知用户的接收信噪比。

检测概率 P_d 和虚警概率 P_f 分别为:

$$P_d = P_r(T > \lambda | H_1) = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\delta^2} - \gamma - 1\right)\sqrt{\frac{N}{4\gamma+2}}\right) \quad (4)$$

$$P_f = P_r(T > \lambda | H_0) = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\delta^2} - 1\right)\sqrt{\frac{N}{2}}\right) \quad (5)$$

其中, λ 为判决门限, $Q(\cdot)$ 为正态高斯互补积分函数,且有 $Q(x) = \int_x^{+\infty} \exp(-x^2/2) dx / \sqrt{2\pi}$ 。通常我们设定一个恒定的虚警概率 P_f 就可以计算出判决门限为:

$$\lambda = [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] \delta^2 \quad (6)$$

由式(6)可见,判决门限和噪声方差有直接的关系。在实际环境中,噪声会受到其它系统和环境因素的影响,导致噪声方差随时间和位置在一定范围内动态变化。此时, δ^2 是一个不恒定的值,一个小的噪声不确定性,也会导致检测性能的严重下降。此时,提高采样点数至无穷也不能得到可靠的检测性能^[5]。

1.2 噪声不确定性双门限能量检测

文献[4]给出了衡量噪声不确定性的方法。定义噪声不确定系数 ρ ,单位为:dB。噪声方差 δ^2 在区间 $[\delta_L^2, \delta_H^2]$ 范围内服从某一分布, ρ 的定义如下:

$$\rho = 10 \lg \frac{\delta_H^2}{\delta_n^2} = 10 \lg \frac{\delta_n^2}{\delta_L^2} \quad (7)$$

其中, δ_n^2 为噪声的标称方差。由式(7)很容易得到

噪声方差 δ^2 的区间范围: $\left[\frac{1}{10^{\frac{\rho}{10}}} \delta_n^2, 10^{\frac{\rho}{10}} \delta_n^2\right]$ 。

噪声的不确定性会导致判决统计量 T 的波动。为了达到可靠判决的目的,文献[4-5]提出采用噪声方差 δ^2 的边界值来构造双门限能量检测器,由式(6)知双门限的高低门限值分别为:

$$\begin{aligned} \lambda_L &= [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] \delta_L^2 \\ \lambda_H &= [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] \delta_H^2 \end{aligned} \quad (8)$$

2 基于噪声方差估计的自适应多门限算法

2.1 噪声方差 δ^2 的不确定性区间估计

为了提高噪声方差不确定性环境下的能量检测性能,类似 IEEE802.22 草案,我们采用的是两步感知方案^[9],包括精确感知(Fine Sensing Periods)和快速感知(Fast Sensing Periods)。而估计噪声门限在第一步的精确感知周期中进行。由于噪声功率在数分钟内是保持不变的^[10],因此,在精确感知周期中估计的噪声功率可以应用于快速感知周期中门限的设定。

估计噪声功率最简单的方法是最大似然估计(MLE)^[8]。假设噪声功率 δ^2 在区间 $[\delta_L^2, \delta_H^2]$ 范围内服从均匀分布,具体算法步骤如下:

步骤 1: 精确感知周期,将接收信号 $y(t)$ 进行 A/D 变换,得到抽样样本为 $Y_1, Y_2, \dots, Y_{K \times M}$, 相应的样本值为 $y_1, y_2, \dots, y_{k \times m}$ 。将样本值送入 $K \times M$ 分组器,得到 K 组样本,每组 M 个样本值。任意一组样本值为: $y_{j1}, y_{j2}, \dots, y_{jM} (j=1, 2, \dots, K)$ 。

步骤 2: 将第 $j (j=1, 2, \dots, K)$ 组样本值单独进行最大似然估计,求其方差值 $\hat{\delta}_j^2$:

$$\hat{\delta}_j^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |y_{ji}|^2 \quad (9)$$

这样可以得到 K 个 $\hat{\delta}^2$ 的估计值 $\hat{\delta}_1^2, \hat{\delta}_2^2, \dots, \hat{\delta}_K^2$ 。

步骤 3: 由于假设高斯白噪声功率 δ^2 在区间 $[\delta_L^2, \delta_H^2]$ 范围内服从均匀分布,所以其 k 组估计值 $\hat{\delta}_1^2, \hat{\delta}_2^2, \dots, \hat{\delta}_K^2$ 是相互独立的,同样也服从 $[\delta_L^2, \delta_H^2]$ 的

均匀分布,数学期望 $E(\hat{\delta}_k^2) = \frac{\delta_L^2 + \delta_H^2}{2}$, 由弱大数定理可知,对于任意 $\varepsilon > 0$ 有:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} P \left\{ \left| \bar{\hat{\delta}}^2 - \frac{\delta_L^2 + \delta_H^2}{2} \right| < \varepsilon \right\} = 1 \quad (10)$$

其中, $\bar{\hat{\delta}}^2 = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2$ 。所以得到当 K 趋于无穷时有:

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 = \frac{\delta_L^2 + \delta_H^2}{2} \quad (11)$$

由式(7)知:

$$(\delta_n^2)^2 = \delta_L^2 \cdot \delta_H^2 \quad (12)$$

结合式(11)和式(12)可计算得到 δ_L^2 和 δ_H^2 :

$$\begin{cases} \delta_L^2 = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 - \sqrt{\left(\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 \right)^2 - (\delta_n^2)^2} \\ \delta_H^2 = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 + \sqrt{\left(\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 \right)^2 - (\delta_n^2)^2} \end{cases} \quad (13)$$

但在实际中, K 不可能取无限大。因为 K 越大,复杂度越高,检测时间就越长,留给 SU 传输的时间就越少。为此,假设 K 很大但不趋于无穷大时,得到噪声方差不确定性估计区间为:

$$\begin{cases} \delta_L^2 = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 - \sqrt{\left(\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 \right)^2 - (\delta_n^2)^2} \\ \delta_H^2 = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 + \sqrt{\left(\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \hat{\delta}_i^2 \right)^2 - (\delta_n^2)^2} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} |\delta_L^2 - \hat{\delta}_L^2| < \vartheta \\ |\delta_H^2 - \hat{\delta}_H^2| < \xi \end{cases} \quad (15)$$

其中, $\hat{\delta}_L^2$ 和 $\hat{\delta}_H^2$ 分别为噪声方差不确定性区间估计的下限值和上限值; ϑ 和 ξ 为大于 0 的数。

2.2 自适应多门限能量检测

有限的采样值,造成估计的噪声方差区间与实际噪声方差区间存在误差。由式(15)可以得到,实际噪声方差与估计噪声方差边界值的误差区域为:

$$\delta_H^2 \in [\hat{\delta}_H^2 - \xi, \hat{\delta}_H^2 + \xi] \quad (16)$$

$$\delta_L^2 \in [\hat{\delta}_L^2 - \vartheta, \hat{\delta}_L^2 + \vartheta] \quad (17)$$

当 K 取值固定且较大时,由中心极限定理可知 $\hat{\delta}_H^2$ 近似服从正态分布。文献[9]给出了一种 ξ 的估计方法:

$$\xi = 3 \times \sqrt{\text{var}(\hat{\delta}_H^2)} \quad (18)$$

同理:

$$\vartheta = 3 \times \sqrt{\text{var}(\hat{\delta}_L^2)} \quad (19)$$

我们可以分别取 5 个噪声方差不确定性区间的上边界值和下边界值: $\hat{\delta}_H^2, \left(\hat{\delta}_H^2 \pm \frac{\xi}{2} \right), (\hat{\delta}_H^2 \pm \xi), \hat{\delta}_L^2, \left(\hat{\delta}_L^2 \pm \frac{\vartheta}{2} \right), (\hat{\delta}_L^2 \pm \vartheta)$, 将此边界值带入式(8)可得到以下 5 组高低判决门限,分别为:

$$\begin{cases} \lambda_{H1} = [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] \hat{\delta}_H^2 \\ \lambda_{H2,3} = [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] \left(\hat{\delta}_H^2 \pm \frac{\xi}{2} \right) \\ \lambda_{H4,5} = [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] (\hat{\delta}_H^2 \pm \xi) \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \lambda_{L1} = [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] \hat{\delta}_L^2 \\ \lambda_{L2,3} = [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] \left(\hat{\delta}_L^2 \pm \frac{\vartheta}{2} \right) \\ \lambda_{L4,5} = [Q^{-1}(P_f) \sqrt{2/N} + 1] (\hat{\delta}_L^2 \pm \vartheta) \end{cases} \quad (21)$$

将以上5组判决双门限代入快速感知周期中进行传统的双门限能量检测,得到对应的5个判决结果,最后将这5个判决结果采用 majority 准则融合,得到 SU 最终的本地判决结果。

从上文分析可以知道基于噪声方差估计能量检测系统没有和标准产生任何冲突,因此对 IEEE802.22 草案标准具有很好的兼容性。

3 性能仿真

设噪声在不确定性区间服从均匀分布,重点考虑噪声不确定性影响,故在 AWGN 信道下进行仿真。利用 MATLAB 仿真工具对算法性能仿真评估。

设定 PU 信号分别采用 BPSK 和 QPSK 调制,调制信号平均功率分别为 0.5 W 和 1 W。PU 信号工作在电视频谱频段,载波频率 $f_c = 500$ MHz,采样频率 $f_s = 64$ MHz,码率 $f_d = 1\ 000$ Baud,观察时间 $t = 2$ ms, $M = N = 1\ 000$ 。

取 $K = 10\ 000$,不确定系数 $\rho = 0 : 0.2 : 3$ dB,随机取3个噪声标称方差 δ_n^2 分别为 1.433 4, 2.345 6, 3.687 6,对式(13)进行仿真,结果如图1所示。

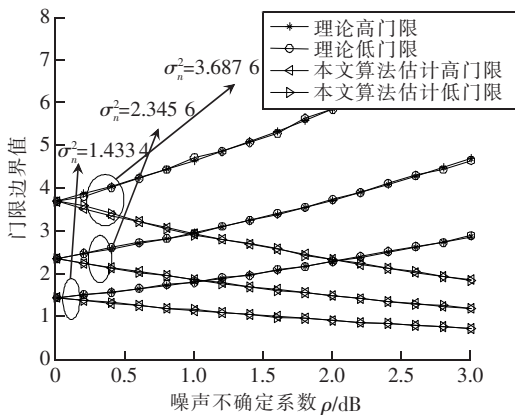


图1 实际噪声方差边界值和估计方差边界值比较

从图1中可以看出,当 K 较大时,由式(13)得到的方差边界估计值和实际方差边界值基本相同。这是因为式(13)中 K 值越大,越趋向于极限值,得到的估计值也就越趋向于实际值。

将本文算法得到的检测概率和实际高门限得到的检测概率(理论检测)进行比较。取标称信噪比 $\text{SNR} = -15 : 1 : 3$ dB,噪声不确定系数 $\rho = 0.5 : 0.5 : 2.5$ dB, $P_f = 0.1$, $K = 50$, $\xi = 3 \times \sqrt{\text{var}(\hat{\delta}_n^2)}$ 对两种检测性能进行比较,仿真结果如图2和图3。

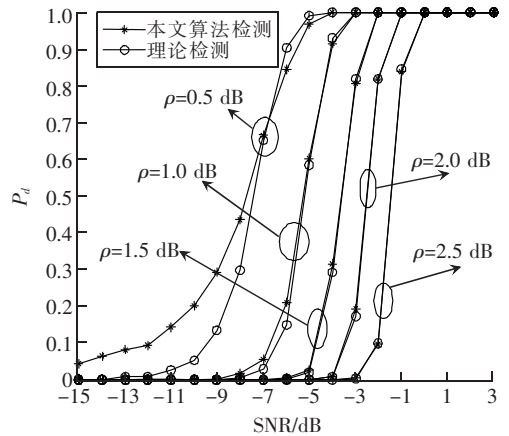


图2 不同标称信噪比下本文算法检测和理论检测比较(BPSK)

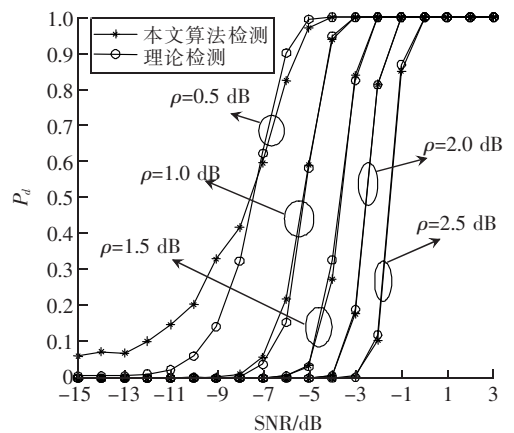


图3 不同标称信噪比下本文算法检测和理论检测比较(QPSK)

从图2和图3可以看出,无论主用户信号为 BPSK 还是 QPSK,检测概率随标称信噪比的走势基本相似。当噪声不确定系数较小,如 $\rho = 0.5$ dB, BPSK 信号,标称信噪比小于 -6.8 dB 时(QPSK 信号为 -7.3 dB 分析类似),本文提出的算法检测性能优于理论检测,当标称信噪比大于 -6.8 dB 时,本文提出的算法检测性能能稍微差于理论检测,最后在相同的标称信噪比处收敛;当噪声不确定系数较大时,如 $\rho \geq 1$ dB,本文提出的算法检测结果和理论检测具有相似的检测性能。这是因为本文算法采用多组估计双门限值进行快速感知,因而在噪声不确定度小、且信噪比很低时,检测结果反而强于理论检测值。说明本文算法具有很好的抗噪声不确定性。取 $\delta_n^2 = 2.145\ 6$, $\rho = 0.5 : 0.5 : 2$ dB, $P_f = 0 : 0.1 : 1$,比较本文算法检测和理论检测 ROC 曲线,仿真结果如图4和图5。

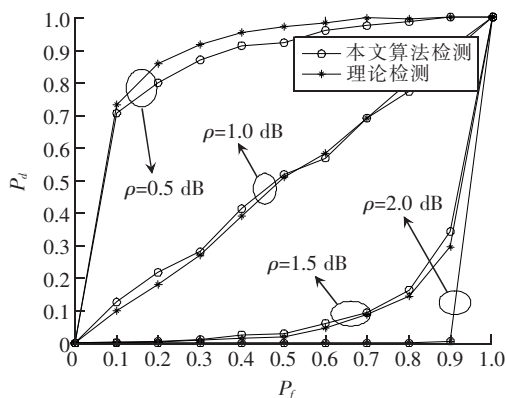


图4 本文算法检测和理论检测 ROC 曲线比较(BPSK)

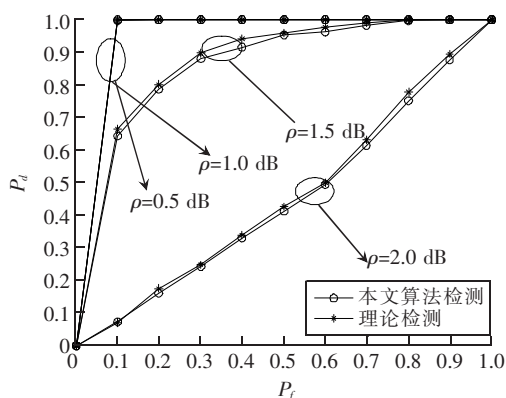


图5 本文算法检测和理论检测 ROC 曲线比较(QPSK)

从图4和图5可以看出,误差在一定的范围之内,本文算法检测和理论检测具有相似的检测性能。

4 结束语

本文针对能量检测噪声不确定性问题,提出了一种基于噪声功率估计的多门限能量检测算法。仿真结果表明,当噪声不确定性系数较大时,本文算法得到的检测性能和理论检测性能非常接近,很好地克服了噪声不确定性对能量检测门限设定的影响。

参考文献:

[1] MITOLA J, GERALD Q, MAGUIRE J R. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 13-18.

[2] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wire-less communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220.

[3] 谢显中. 感知无线电技术及其应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008.

XIE Xianzhong. The technology and application of cognitive radio[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2008. (in Chinese)

[4] ZHANG Yi, ZHANG Lingling, TANG Chengkai. Joint detection of cyclostationary and energy in cognitive radio[C]//International Conference on Intelligent Systems and Knowledge Engineering. 2010: 182-186.

[5] CHEN Dong, LI Jiandong, MA Jing. Cooperative spectrum sensing under noise uncertainty in cognitive radio[C]//4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. 2008: 1-4.

[6] JOSHI D R, POPESCU D C, DOBRE O A. Adaptive spectrum sensing with noise variance estimation for dynamic cognitive radio systems[C]//IEEE 44th Annual Conference on Information Sciences and Systems. 2010: 1-5.

[7] ZHANG Shibing, BAO Zhihua. An adaptive spectrum sensing algorithm under noise uncertainty[C]//IEEE International Conference on Communication. 2011: 1-5.

[8] MARIANI A, GIORGETTI A, CHIARI M. Effects of noise power estimation on energy detection for cognitive radio applications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(12): 3410-3420.

[9] CORDEIRO C, CHALLAPALI K, BIRRU D. IEEE 802.22: an introduction to the first wireless standard based on cognitive radios[J]. Journal of Communications, 2006, 1(1): 38-47.

[10] TORRIERI D. The radiometer and its practical implementation[C]//IEEE Military Communications Conference. 2011: 304-310.

作者简介:



文 凯(1976-),男,重庆市人。重庆邮电大学通信新技术应用研究中心教授级高级工程师,博士。主要研究方向为移动通信和认知网络。