

•信号与信息处理•

## 基于两步检测的低轨卫星地球站频谱感知算法

赵青松<sup>1,2</sup>, 郝士琦<sup>1,2</sup>, 孙 韩<sup>1,2</sup>, 王 勇<sup>2,3</sup>, 王 磊<sup>1,2</sup>

(1. 电子工程学院 脉冲功率激光国家重点实验室, 合肥 230037; 2. 电子制约技术安徽省重点实验室, 合肥 230037;  
3. 通信信息控制和安全技术重点实验室, 浙江 嘉兴 314033)

**摘要:** 作为认知无线电的关键技术之一, 频谱感知通过实时感知电磁环境以检验授权用户频谱和可用频谱空穴。低轨卫星地球站是典型的单用户感知节点, 具有地理位置及频谱环境相对固定的特点, 但是, 随其天线仰角变化, 其接收信号信噪比并不固定。为了提高卫星地球站频谱利用效率, 需要感知地球站周边频谱环境, 根据多分辨率检测算法检测速度快、匹配滤波器检测算法检测概率高的特点, 设计了一种基于多分辨率检测和匹配滤波器检测结合的两步检测算法。通过理论分析和实验仿真表明, 与能量检测相比, 两步检测的检测时间缩短, 同时检测的准确性得到了提高。

**关键词:** 认知无线电; 卫星通信; 两步检测; 多分辨率频谱感知

中图分类号: TN927.23

文献标识码: A

文章编号: 1673-1255(2016)-05-0055-06

## Research on LEO Earth Station Spectrum Sensing Algorithm Based on Two-step Detection

ZHAO Qing-song<sup>1,2</sup>, HAO Shi-qi<sup>1,2</sup>, SUN Han<sup>1,2</sup>, WANG Yong<sup>2,3</sup>, WANG Lei<sup>1,2</sup>

(1. State Key Laboratory of Pulse Power Laser Technology, Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China;  
2. Key Laboratory of Electronic Restriction Technology of Anhui Province, Hefei 230037, China;  
3. Key Laboratory of Communication Information Control and Security Technology, Jiaying 314033, China)

**Abstract:** As one of the critical technology of cognitive radio, spectrum sensing detects the surrounding electromagnetic environment in real-time to make sure whether 'spectrum hole' exists and primary users' spectrum. Low earth orbit (LEO) satellite earth station is a kind of typical single user perception nodes, and it has the characteristics of fixed geographical location and spectrum environment. However, with its antenna elevation changing, the received signal SNR is not fixed. The spectrum environment around the earth station needs to be sensed for improving the spectrum utilization efficiency of satellite earth station. According to the characteristics of multi-resolution detection algorithm with fast detection speed and matched filter detection algorithm with high detection probability, a two-step detection algorithm is designed based on the corporation of multi-resolution detection and matched filter detection. Through theoretical analysis and experimental simulation and comparing with energy detection, this method shortens the detection time and improves the accuracy of detection.

**Key words:** cognitive radio; satellite communication; two-step detection; multi-resolution spectrum sensing

在频谱资源紧张的现实下, 在世界各地进行的频谱占用测量却显示, 无论从时间量度还是从空间量度, 平均频谱占用率很低<sup>[1]</sup>。卫星通信系统中, 固定卫星服务(FSS)通常使用C和K频段, 移动卫星服

务(MSS)一般使用L和S频段, 为了缓解频谱资源紧张, Ku和Ka波段也被分配在MSS系统中<sup>[2]</sup>。在这种背景下, 能够与认知无线电结合, 利用卫星系统之间或卫星和地面系统之间的频谱空穴机会进行卫

收稿日期: 2016-09-27

基金项目: 国家自然科学基金(61571446)资助课题; 国家自然科学基金(1208085MF120)资助课题

作者简介: 赵青松(1990-), 男, 山东德州人, 博士研究生, 主要研究方向为卫星通信、大气激光通信。

星通信的概念也就应运而生<sup>[3]</sup>。

认知无线电作为一项新兴技术,在无线通信系统中的研究较为充分,但在卫星通信领域很少受到关注。在卫星通信领域,与认知技术相关的主要文献[4]、文献[5]中考虑了两种卫星网络:卫星与地面混合通信网络和双卫星通信网络。在文献[6]中,较为详细的介绍了这两种场景所应用的认知技术,文献[7]就混合型网络进行了详细的分析并提出了三维空间频谱共享的概念,尤其提出了基于卫星地面站的地面频谱感知,但是,文献[7]给出的利用能量检测进行频谱感知的算法存在对噪声敏感,单用户的能量检测在低信噪比情况下性能较差等问题。然而就实际的无线通信环境而言,由于存在衰落和阴影效应的影响,SNR通常较低<sup>[8]</sup>,并且,由于低轨通信卫星地球站天线仰角随卫星运动而改变,其接收环境信号及噪声的功率也会有较大变化,采用单一的频谱感知方式,难免会造成检测概率降低、检测时间增长等不良结果,为此,有必要采取更为准确高效的频谱感知方式。

## 1 卫星地面站频谱环境分析

图1为卫星地面站天线接收示意图。

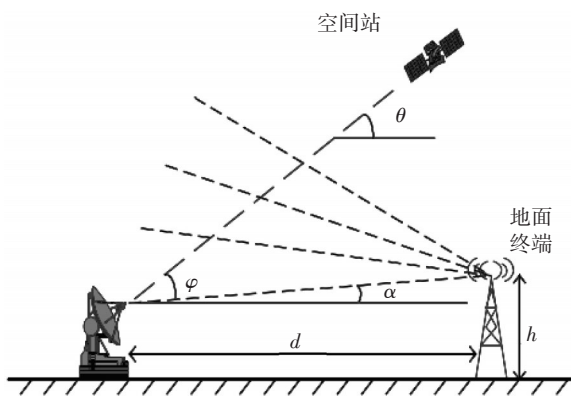


图1 卫星地面站天线接收

图中,地面终端(TT)(如数字地面电视发射机)相对于卫星与地面站(GS)处于同一方位角, $\theta$ 为卫星仰角; $\alpha$ 为TT仰角; $\varphi$ 为天线主辐射轴与需探测的方向间的夹角,从而有 $\varphi = \theta - \alpha$ 。国际电信联盟无线电通信组(ITU-R)推荐的地面站所用的抛物面天线增益要求如下<sup>[9]</sup>,当 $1 \leq \varphi < 48^\circ$ 时,

$G(\text{dBi}) = G_0 - 25 \lg(\varphi)$ , 当 $48^\circ \leq \varphi < 180^\circ$ 时, $G(\text{dBi}) = -10 \text{ dBi}$ ,其中 $G_0 = 32 \text{ dBi}$ 。由此可以看出,随地面站接收天线仰角的变化,天线增益改变,也就是说,天线接收的环境信号信噪比呈现明显的变化,具体的讲,就是随着仰角增大,接收信号信噪比逐渐减小。

在认知无线电的频谱检测算法中,能量检测因为其不需要知道被测信号的先验信息,且计算量小、易于实现等优点而得到广泛的研究和应用。但是,能量检测对噪声功率非常敏感,容易受衰落信道、噪声不确定性的影响而产生较高的虚警概率。虽然为了解决这种问题,很多研究者提出了各种各样的谱估计算法,如利用信号与噪声的不相关特性对噪声门限进行估计等,然而这些检测算法通常不能区分信号的类型,因而不能很好的适用于卫星通信中的极弱信号检测。

另外从认知无线网络的角度出发,频谱检测的目的是为了尽可能快而准确地寻找到频谱空穴。为了达到检测速度和检测量的兼顾,实际网络中往往采用多阶段检测,首先采用适用于多信道检测的算法确认信道是否被占用,然后再根据信号特征的匹配进一步确认信道是否被授权用户占用。因此,考虑采用两步检测算法,即应用第一步检测手段,快速确定授权用户(PU)的频谱分布,以节省检测时间和检测复杂度;之后根据地面站频谱环境分析数据,结合第一步检测结果,采用第二步检测算法以确定PU用户频谱及频谱空穴,从而保证检测的准确度。

## 2 两步检测频谱感知算法

在IEEE802.22WRAN网络标准中提出了两步检测算法<sup>[10]</sup>,采用两种检测方式串行执行,先由检测速度快的算法对较宽的频带进行粗检,再由检测速度相对较慢、精度较高的检测算法进一步确认<sup>[11]</sup>,以达到对检测时间和准确性的折中。

两步检测的流程图如图2所示。

对于低轨卫星,其绕行速度较快,地面站接收卫星信号的时间较短,能够建立连接的速度自然越快越好,因此对频谱感知的速度有较高的要求,基于此,设计两步检测的算法第一步为能够实现快速检测的粗检测手段。由于地面站位置相对固定,其

周边PU的信息掌握也较为全面,如果在检测时能够充分利用这些信息,将会大大降低检测难度并提高检测效率,因此,在细检测时,应尽量选择能够利用已知信息的相关性检测手段。

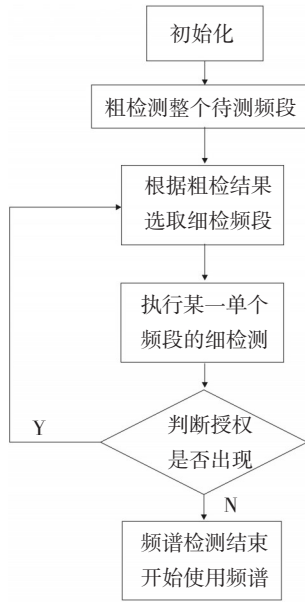


图2 两步检测的流程图

在粗检测中,多分辨率频谱检测(MRSS)算法可以利用连续小波变换计算检测频带的能量,通过改变算法中的参数能够实现可变分辨率的频谱分析<sup>[12]</sup>,并且执行速度快,从而可以满足快速、高精度的检测要求。

### 2.1 多分辨率频谱感知

利用小波变换的多分辨率特性,可以实现多分辨率频谱感知算法<sup>[13]</sup>,算法框图如图3所示。

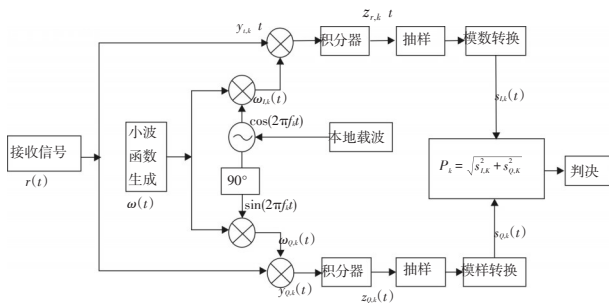


图3 小波变换频谱感知算法框图

算法框图中包含了小波函数生成器、乘法器、积分器和低速AD转换器。 $\omega_{I,k}(t)$ 和 $\omega_{Q,k}(t)$ 是由窗

函数 $\omega(t)$ 分别通过正弦信号 $\cos 2\pi f_k t$ 和 $\sin 2\pi f_k t$ 调制产生的,即

$$\begin{cases} \omega_{I,k}(t) = \omega(t) \cdot \cos 2\pi f_k t & k=0, \dots, N \\ \omega_{Q,k}(t) = \omega(t) \cdot \sin 2\pi f_k t & k=0, \dots, N \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $N = \lceil (f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}) / f_{\text{sweep}} \rceil$ ,  $f_k = f_{\text{start}} + k \cdot f_{\text{sweep}}$ 。频段 $(f_{\text{stop}} - f_{\text{start}})$ 可以通过用以 $f_k$ 为起始频率, $f_{\text{sweep}}$ 为增量的逐段扫频的方式进行检测,利用窗口带宽 $B_w$ 的可调性( $B_w$ 与小波函数基时域窗口宽度 $T_w$ 的倒数成比例),频谱的分辨率也是可变的,同时用于感知频段 $(f_{\text{stop}} - f_{\text{start}})$ 所消耗的总时间与 $B_w \cdot f_{\text{sweep}}$ 成反比。接下来,将计算输入信号 $r(t)$ 分别与 $\omega_{I,k}(t)$ 和 $\omega_{Q,k}(t)$ 在各个频点的相关值 $z_{I,k}(t)$ 和 $z_{Q,k}(t)$ ,通过抽样保持和模数转换,可分别得到 $z_{I,k}(t)$ 和 $z_{Q,k}(t)$ 的离散值 $s_{I,k}$ 和 $s_{Q,k}$ ,有下式

$$\begin{cases} z_{I,k}(t) = \left( \frac{1}{T_w} \right) \left( \int_{kT_w}^{(k+1)T_w} [r(t) \omega_{I,k}(t)] dt \right) \\ z_{Q,k}(t) = \left( \frac{1}{T_w} \right) \left( \int_{kT_w}^{(k+1)T_w} [r(t) \omega_{Q,k}(t)] dt \right) \end{cases} \quad (2)$$

最后,频点 $f_k$ 的功率谱密度 $p_k$ 将由 $s_{I,k}$ 和 $s_{Q,k}$ 的均方根来计算

$$p_k = \sqrt{s_{I,k}^2 + s_{Q,k}^2} \quad (3)$$

综合前述内容可得公式的完整表达式,即功率谱密度的完整表达式如下

$$p_k = \left( \frac{1}{T_w} \right) \sqrt{\left( \int_{kT_w}^{(k+1)T_w} [r(t) \omega_{I,k}(t)] dt \right)^2 + \left( \int_{kT_w}^{(k+1)T_w} [r(t) \omega_{Q,k}(t)] dt \right)^2} \quad (4)$$

利用连续小波变换对功率谱估算时,小波基函数动态改变 $\omega(t)$ 和正弦、余弦信号的频率将得到不同精度检测信号的功率谱。

实际检测中,外部噪声水平的变化以及窗函数的时间宽度选取的不同会造成频谱幅值的不同,因此判决门限不能设为固定值。所以这里假设在首次检测所分析的频带中频谱空穴的比例为 $\rho$ 。基于以上假设,从所有的扫描点中选取 $(k+1)\rho$ 个最小值的平均值作为噪声电平。然后根据所设定的虚警概率 $P_f$ 得到判决门限。由于MRSS检测在时域实现,该检测算法功耗低,实时性好,从而可以对整个宽频带范围进行灵活、可变的快速信号检测。

检测结束后,依据检测结果,选取值得进一步细检的频谱范围。

粗检阶段后,则开始进入细检阶段,细检测能更进一步的提高系统检测性能,在该阶段通常可以使用基于信号特征的检测及利用信号的自相关特性的频谱感知算法,通过产生谱相关函数或延时信号以进行相关性计算,在此,考虑到大部分信号的导频、前导码、时间同步信号和扩频码等确知信号已知,可以采用基于导频检测的匹配滤波器算法作为第二步检测的检测手段。

## 2.2 匹配滤波器频谱感知

在此,考虑使用匹配滤波器检测的方式进行细检,原因有两点:

(1)通过粗检,可以确定需要检测的窄带信号范围,地球站位置固定,周围频谱环境较为稳定,在窄带范围内,可以应用已知的信号信息进行特定信号的检测;

(2)此时待检信号 SNR 已处于较低水平,匹配滤波器法检测是适用于此种情况的较好的检测手段。

匹配滤波器检测算法为 AWGN 信道条件下的最优检测,主要通过授权信号进行解调<sup>[14]</sup>或者导频检测<sup>[15]</sup>实现。前者比较复杂,通过采用匹配滤波器对授权用户信号解调,要求认知用户为每类授权用户提供一条接收解码设备;后者相对简单,不再需要复杂的接收解码设备,且现有大部分无线通信系统都存在导频、前导码、时间同步信号和扩频码等确知信号,使得匹配滤波器检测大大简化。匹配滤波器检测算法的实现流程如图4所示。

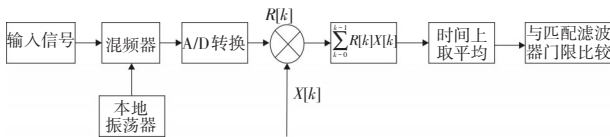


图4 匹配滤波器检测算法框图

天线接收到的射频信号  $R(t)$ , 经射频放大、滤波后,与本振信号进行混频处理,再经 A/D 转换后变为离散序列  $R[k]$ , 然后基于二元假设模型,利用先验信息序列  $X[k]$  和  $R[k]$  的点积,构建匹配滤波器的判决统计量,有下式

$$Y = \sum_{k=0}^{K-1} R[k]X[k] \begin{matrix} > \lambda \\ < \lambda \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \quad (5)$$

式中,  $\lambda$  为判决门限。文献[16]指出,在 AWGN 信道下,  $R[k]$  为高斯随机变量,根据大数定律,判决统计量  $Y$  亦可近似为高斯变量。进而由高斯分布的统计特性可得,匹配滤波器检测算法的检测概率  $P_d$  和虚警概率  $P_f$  可分别表示为

$$P_d = Q\left(\frac{\lambda - \xi}{\sqrt{\xi\sigma^2}}\right) \quad (6)$$

$$P_f = Q\left(\frac{\lambda}{\sqrt{\xi\sigma^2}}\right) \quad (7)$$

式中,  $\xi = \sum_{k=0}^{K-1} (X[k])^2$ ;  $\sigma^2$  是 AWGN 信道的方差;  $Q(\cdot)$  是  $Q$  函数。联立式(6)和式(7)后,可获得关于匹配滤波器检测算法抽样数  $K$  与信噪比的关系表达式,即

$$K = \left[ Q^{-1}(P_f) - Q^{-1}(P_d) \right]^2 \text{SNR}^{-1} \quad (8)$$

可见,抽样数  $K$  满足  $K \propto 1/\text{SNR}$ , 在能量检测算法中,其抽样数  $K$  满足  $K \propto 1/\text{SNR}^2$ , 即在相同 SNR 条件下,能量检测算法所需抽样数是匹配滤波器检测算法所需抽样数的平方。

由上述分析可见,匹配滤波器检测是基于相关检测的最优信号检测算法,主要原因是其可最大化接收信号的信噪比,在达到相同性能指标情况下,所需要的抽样数最少,也就是所需要的检测时间最短。

## 2.3 两步频谱感知设计

在两步检测的基础上,结合卫星通信地面站的特点,提出了利用多分辨率检测与匹配滤波器检测相结合的两步检测算法。

该算法的设计流程是:

(1)采用 MRSS 算法进行第一步检测,检测到判决统计量远大于  $\lambda$  (判决阈值)信号频段,即判定此频段存在 PU 用户,对判决结果进行存储;

(2)根据第一步检测结果,选择判决统计量在  $\lambda$  附近的信号频段进入下一步检测;

(3)对流程(2)选择出的信号,结合已有数据库进行匹配滤波检测;



(4)匹配滤波检测结果结合第一步检测结果,采取“OR”准则确定最终PU用户存在频段。

之所以采用“OR”准则来确定最终PU用户频段,是因为卫星地面站辐射功率相对较大,在需要尽量减小对PU用户的影响的前提下,选择提高检测概率甚至以提高了部分虚警概率为代价的“OR”准则作为融合准则也就理所当然。

根据算法设计,理论上,在信噪比相对较高的时刻,仅通过第一步检测就能检出大部分的PU用户,检测概率高,检测速度快;在信噪比较低的时候,采用两步检测结合的方法,同样可以保证较高的检测概率。

### 3 仿真与分析

为了分析在不同调制方式和带宽下的信号的检测性能,仿真中选取的待检测信号由表1中的6部分组成。

表1 待检测信号组成

信号编号	载波频率/MHz	带宽	功率/dBw
1	362	2 MHz	-60
2	371	2 MHz	-50
3	374	2 MHz	-55
4	376	4 MHz	-60
5	378	600 KHz	-60
6	382	6 MHz	-50

将信号加加性高斯白噪声,信噪比为变量。当  $f_{\text{sweep}} = 400 \text{ kHz}$ ,  $f_w = 100 \text{ kHz}$  时,利用小波函数对信号进行频谱分析得到的分析结果如图5所示。

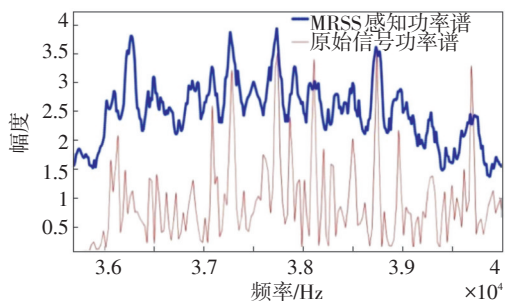


图5 频谱感知频谱图

为了比较两步检测与能量检测的优缺点,设置

同样的初始条件,采用蒙特卡罗仿真,仿真次数为1000次。

(1)检测概率随信噪比变化情况。设定虚警概率  $P_f = 0.1$ ,信噪比范围为[-24 dB, -10 dB],检测概率的变化如图6所示。

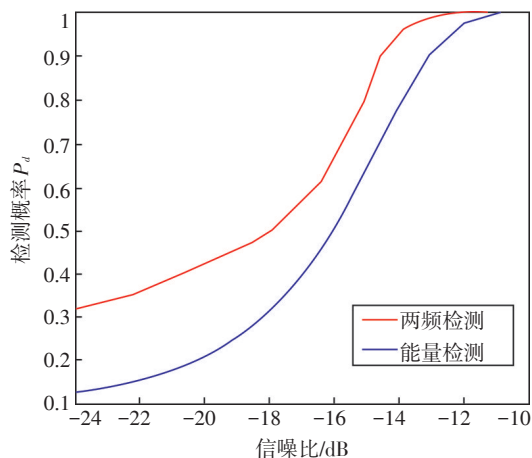


图6 虚警率为0.1时的检测概率随信噪比变化

可以看到,在低信噪比情况下,两步检测的检测概率不高,但相比于能量检测,在  $\text{SNR} = -24 \text{ dB}$  时,检测概率高0.2。随着SNR的增大,两种检测算法的检测概率都有较为快速的上升,在相同SNR条件下,两步检测的检测概率始终高于能量检测的检测概率。

(2)当SNR一定时,检测概率随虚警概率变化的情况,分别选取  $\text{SNR} = -20 \text{ dB}$  和  $\text{SNR} = -25 \text{ dB}$ ,变化曲线如图7所示。

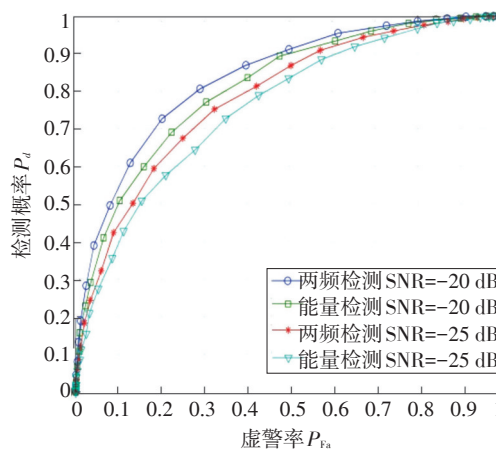


图7 信噪比一定时,检测概率随虚警概率变化

可以看到,在这两种信噪比情况下,两步检测

的检测概率在  $P_f = 0.1$  时, 高于能量检测的检测概率。这说明两步检测在低信噪比情况下的检测性能更好。

### (3) 计算量分析

频域能量检测算法的运算量主要集中在 FFT 运算与频谱平方和的求取, 运算量的大小主要取决于 FFT 运算的采样点数  $K$ 。基于小波检测的算法运算量主要集中在信号相关运算的积分过程与两路正交分量均方根值的求取。由于积分过程在 MATLAB 中常用采样叠加法进行估计, 因此运算量主要也是取决于信号的采样点数。这两种算法的复杂度对比如表 2 所示。

表 2 算法复杂度对比

算法类别	采样点数	加法运算次数	乘法运算次数
能量检测	$K$	$K \times K + 1$	$K^2$
多分辨率检测	$K + 1$	$2K + 1$	$2K + 3$

由 2.2 节可知, 在相同信噪比条件下, 能量检测算法所需的抽样数是匹配滤波器检测算法所需抽样数的平方, 即在算法复杂度上, 能量检测算法比匹配滤波器检测算法复杂得多。

因此, 文中的两步检测算法复杂度比能量检测算法的复杂度低, 算法的执行速度更快。

## 4 结论

针对认知无线电技术中的频谱感知技术, 结合卫星地面站特点, 在对小波检测和匹配滤波检测进行详细分析的基础上, 提出了将两种感知算法结合的两步检测算法, 通过理论分析和仿真验证。这种两步检测算法相对于传统能量检测, 在低信噪比、固定虚警概率条件下拥有较高的检测概率, 随信噪比升高, 检测概率进一步提高, 并且始终高于能量检测的检测概率; 通过对算法的复杂度分析, 与能量检测相比, 复杂度更低, 检测时间更短。

## 参考文献

[1] Patil K, Prasad R, Skouby K. A survey of worldwide spectrum occupancy measurement campaigns for cognitive radio[J]. Proc. ICDe-Com, 2011(2):1-5.  
 [2] Chini P, Giambene G, Kota S. A survey on mobile satellite-systems[J]. Int J Satell. Commun Network, 2009, 28(1): 29-57.

[3] Sharma S K, Chatzinotas S, Ottersten B. Satellite cognitive communications: interference modeling and techniques selection[J]. Proc. 6th ASMS and 12th SPSC, 2012: 111-118.  
 [4] Ahn D. Integrated/hybrid satellite and terrestrial networks for satellite IMT-advanced services[J]. Int J Satell Commun Network, 2010.  
 [5] Kota S. Hybrid/integrated networking for NGN services[J]. Proc Wireless VITAE, 2011, 3:1-6.  
 [6] Shree Krishna Sharma, Symeon Chatzinotas, Björn Ottersten. Cognitive radio techniques for satellite communication systems[J]. IEEE, 2013, 78.  
 [7] Kandeepan S, Nardis L De, Benedetto M-G Di, et al. Cognitive satellite terrestrial radios[J]. Proceedings of the Global Communications Conference, 2010, 12: 6-10.  
 [8] 刘洋, 季薇. 认知无线电中一种改进的两步协作感知算法[J]. 计算机应用, 2013, 33(5): 1244-1247.  
 [9] Recommendation ITU-R S.465-6, reference radiation pattern for earthstation antennas in the fixed-satellite service for use in coordination and interference assessment in the frequency range from 2 to 31 GHz[J]. S Series Fixed-satellite service, 2010(1).  
 [10] 郭彩丽, 冯春燕. 认知无线网络技术及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.  
 [11] Hur Y, Park J, Woo W, et al. WLC05-1:A Cognitive Radio (CR) system employing a dual-stage spectrum sensing technique: a multi-resolution spectrum sensing (MRSS) and a temporal signature detection (TSD) technique[C]// Global Telecommunications Conference, 2006.  
 [12] ZHI Tian, Giannakis Georgios B. A wavelet approach to wideband spectrum sensing for cognitive radios[C]// Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006.  
 [13] Hur Y, Park J, Won W. A wideband analog multi-resolution spectrum sensing (MRSS) technique for cognitive radio (CR) systems [C]// 2006 IEEE International Symposium on Circuits and System, Kos Island, Greece. USA: IEEE, 2006: 4090-4093.  
 [14] Cabric D, Mishra S M, Brodersen R W. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios [C]// 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Asilomar California, USA. USA: IEEE, 2004: 772-776.  
 [15] Tang H. Some physical layer issues of wide-band cognitive radio system [C]// IEEE DySPAN, Baltimore, Maryland, USA. USA: IEEE, 2005: 151-159.  
 [16] Cabric D, Rkachenko A, Brodersen R W. Spectrum sensing measurements of polot, energy and collaborative detection[C]// Military Communications Conference, 2006.