

一种基于循环相关的 OFDM 信号稳健检测法^{*}

李国汉, 王可人, 金 虎

(解放军电子工程学院, 合肥 230037)

摘 要: 为增强对 OFDM 信号的侦察能力, 提出一种基于最大循环相关值的 OFDM 信号检测法, 分析了 OFDM 信号的循环平稳性。分析结果表明, 循环相关函数在循环频率轴上具有离散频率峰值, 其峰值幅度是保护间隔与 OFDM 符号长度比的正弦函数。给出了基于循环相关检测的恒虚警接收机结构框图。计算机仿真结果表明, 基于循环相关的检测法在理想噪声环境下比传统的能量检测法性能差 5 dB, 但在噪声不确定的条件下, 其检测性能比能量检测法更加稳健。

关键词: 正交频分复用; 认知无线电; 循环自相关函数

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)02-0714-03

doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2012.02.084

Robust method of detecting OFDM signals based on cyclic autocorrelation

LI Guo-han, WANG Ke-ren, JIN Hu

(PLA Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract: To enhance the reconnaissance capability of OFDM signals, this paper proposed a novel method of detecting OFDM signals based on maximum cyclic autocorrelation, and analyzed the cyclostationary characteristic of OFDM signal. The analysis results show that the function of cyclic correlation took on discrete frequency peaks in cyclic frequency axis, and the amplitudes of the peaks were the sine function of guard interval and the OFDM symbol length ratio. It presented the structure diagram of the constant false alarm receiver based on maximum cyclic autocorrelation. The computer simulation results demonstrate that in the ideal noise condition the performance of the detection method based on maximum cyclic autocorrelation is 5dB inferior to that of the conventional energy detection method while it is much more robust when the noise is uncertain.

Key words: OFDM; cognitive radio(CR); CAF

随着无线通信技术的发展, 经济适用的使用频段越来越少, 在 3 GHz 以下尤甚^[1]。经过测量发现, 造成现状的主要原因就是目前频谱接入策略: 频谱使用分布极为不均匀^[2]。为解决各种无线通信系统发展所面临的频谱稀缺问题, 进一步提高频谱利用的效率和灵活性, Mitola 首次提出了认知无线电系统的完整概念^[3]。认知无线电系统是一种非授权用户的信号传输机制, 它要求非授权的无线通信设备能够智能化地感知授权用户的频谱使用空洞, 并在不干扰授权用户传输的基础上选择合适的空洞实现数据传输。

通过把高速数据流分配到若干子载波上, 每个子载波传输低速数据流, OFDM 调制方式有效地提高了在频率选择性衰落和窄带干扰条件下的性能。近来, WiFi、Wimax、DVB 技术方兴未艾, OFDM 调制技术成为下一代移动通信的必选技术。因此, 从随机噪声中分离出 OFDM 信号并进行参数估计就成为亟待解决的问题。文献[4]分析了 OFDM 信号子载波内的周期性, 文献[5]提出了若干基于循环前缀频域周期性的 DVB-T OFDM 信号检测判决准则。这两篇文献提供的算法需要子载波个数或者相邻载波间隔等先验信息。实际应用中, OFDM 通信系统这些参数不尽相同, 即使是在某个应用中, 随着系统工作环境的变化改变工作模式以维持系统性能的方法也被普遍

使用。这些情况导致检测器无法事先确定有效的检测信息, 从而使这些方法在 OFDM 信号盲检测中的实际效果不甚理想。

区分不同 OFDM 信号有子载波间隔和 OFDM 符号宽度两个主要参数。而 OFDM 信号的循环谱正能反映这两个参数。有一些文献通过分析信号循环谱而估计出信号参数^[6,7], 由于子载波的个数未知, 即被检测 OFDM 信号的 IFFT/FFT 变换点数未知, 除非正确地估计子载波数, 任何基于 FFT 变换的方法难免带来变换点数与实际点数失配所导致的失配误差, 同时由于要进行 FFT 运算, 有一定的计算量。

本文提出一种基于时域循环平稳特征的 OFDM 信号检测及参数估计方法, 在循环频率轴和时间相关轴联合检测, 进而实现 OFDM 信号的检测和参数盲估计。本方法与其相比, 不需要 FFT 处理步骤, 消除了变换点数失配误差, 降低了运算复杂度, 同时还具有对噪声的稳健性。

1 OFDM 信号循环平稳性

1.1 循环平稳理论

若复信号 $x(t)$ 的自相关函数

$$R_x(t, \tau) = E(x(t)x^*(t-\tau)) \quad (1)$$

其中: $R_x(t, \tau)$ 是时间 t 的周期函数, 则称 $x(t)$ 是二阶循环平稳

收稿日期: 2011-06-13; **修回日期:** 2011-08-19 **基金项目:** 解放军电子工程学院博士创新基金资助项目

作者简介: 李国汉 (1984-), 男, 福建龙岩人, 博士研究生, 主要研究方向为通信信号处理、非协作通信 (liguohan521@163.com); 王可人 (1957-), 男, 江苏镇江人, 教授, 博导, 主要研究方向为无线通信、信号处理等; 金虎 (1974-), 男, 安徽潜山人, 讲师, 博士, 主要研究方向为无线通信、信号处理等。

信号; E 表示求期望; τ 表示时延; $*$ 表示取共轭。因而可以展开成傅里叶级数

$$R_x(t, \tau) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) \exp(-j2\pi\alpha t) \quad (2)$$

$$R_x^{\alpha}(\tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} R_x(t, \tau) \exp(-j2\pi\alpha t) dt \quad (3)$$

其中: α 为循环频率, 其系数 $R_x^{\alpha}(\tau)$ 为 $x(t)$ 的循环自相关函数。当 $\alpha=0$ 时 $R_x^0(\tau)$ 是传统的自相关函数。其主要特点有: 当平稳噪声和干扰 $n(t)$ 在 $\alpha \neq 0$ 时, 循环自相关函数等于零; 循环自相关函数包含了与调制信号参数有关的频率和相位信息。

1.2 OFDM 信号循环平稳性分析

OFDM 信号的基本思想是在频域内将信道分成多个子信道, 在每个子信道上使用独立的子载波分别调制, 并且进行并行传输。OFDM 信号可表示为

$$s(t) = \sum_{i=1}^N d_i [u(t) - u(t - T_u)] \exp(j2\pi f_i t) \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (4)$$

参数说明: d_i 表示各子载波调制的基带信息, f_i 为各路子载波频率

$$f_i = f_c + i/T_u \quad (i=1, 2, \dots, N) \quad (5)$$

其中: T_u 为 OFDM 符号宽度, f_c 是发送载波的基本频率。此公式仅考虑一个符号周期的表达式, 每个 d_i 持续时间为 T_u 。为克服多径信道造成的符号间干扰 (inter symbol interference, ISI), 加入一段保护间隔, 用 T_g 表示, 那么一个周期内 OFDM 信号表达式改为

$$s(t) = \sum_{i=1}^N d_i [u(t) - u(t - T_u)] \exp(j2\pi f_i t) + \sum_{i=1}^N d_i [u(t - T_u) - u(t - T_u - T_g)] \exp[j2\pi f_i (t - T_u)] \quad (6)$$

此处仅考虑基带情况 $f_i = i/T_u \quad (i=1, 2, \dots, N)$, 式(2)可以化简为

$$s(t) = \sum_{i=1}^N d_i [u(t) - u(t - T_s)] \exp(j2\pi f_i t) \quad (7)$$

$$R_s(t, \tau) = E(s(t) s^*(t - \tau)) = E\left(\sum_{i=1}^N d_i [u(t) - u(t - T_s)] \exp(j2\pi f_i t) \sum_{i=1}^N d_i^* [u(t - \tau) - u(t - \tau - T_s)] \exp(-j2\pi f_i (t - \tau))\right) = \sigma_d^2 \sum_{i=1}^N [u(t) - u(t - T_s)] [u(t - \tau) - u(t - \tau - T_s)] \exp(j2\pi f_i \tau) \quad (8)$$

$$R_s(\alpha, \tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} R_s(t, \tau) \exp(-j2\pi\alpha t) dt = \frac{1}{T_s} \sigma_d^2 \sum_{i=1}^N \exp(j2\pi i \tau / T_u) \int_{\tau}^{\tau+T_s} [u(t - T_u) - u(t - T_u - T_g)] \exp(-j2\pi\alpha t) dt = \frac{1}{T_s} \sigma_d^2 \sum_{i=1}^N \exp(j2\pi i \tau / T_u) \frac{\exp(-j2\pi\alpha T_s) - \exp(-j2\pi\alpha \tau)}{-j2\pi\alpha} \quad (9)$$

以上只考虑单个符号周期内 $s(t)$ 的时变自相关函数, 上式 σ_d^2 表示离散信元序列 d 的方差。现在考虑多个符号连续传输情况, 这相当于把 $R_s(t, \tau)$ 进行周期延拓, 周期为 T_s , 对于 $R_s(\alpha, \tau)$ 相当于在 α 上以周期 $1/T_s$ 采样。此时该周期自相关函数傅里叶系数为

$$R_x^{\alpha}(\tau) = \frac{1}{T_s} \sigma_d^2 \sum_{i=1}^N \exp(j2\pi i \tau / T_u) \frac{\exp(-j2\pi T_s m / T_s) - \exp(-j2\pi \tau m / T_s)}{-j2\pi\alpha} = \frac{1}{T_s} \sigma_d^2 \sum_{i=1}^N \exp(j2\pi i \tau / T_u) \frac{1 - \exp(-j2\pi\alpha)}{-j2\pi\alpha} \quad (10)$$

其中: $\alpha = m/T_s = m\alpha_0$ (m 为任意整数), 可见循环自相关函数 $R_x^{\alpha}(\tau)$ 在 α 轴上是离散的, 且周期为 $1/T_s$, 这改进了文献[8]的推导, 其推导结果无法体现出循环频率轴的离散特点。图1为 OFDM 信号循环自相关函数。从图中可以看出 $\text{abs}(R_x^{\alpha}(\tau))$ 在 $\alpha = m/T_s = m\alpha_0$, $\tau = \pm T_u$ 有极值, 并且为仅次于 ($\alpha=0, \tau=0$)

的次大值。

$$R_s^{\alpha}(\tau = \pm T_u, \alpha = 1/T_s) = \frac{1}{T_s} \sigma_d^2 \sum_{i=1}^N \exp(j2\pi i T_u / T_u) \times \frac{1 - \exp(-j2\pi T_u / T_s)}{-j2\pi / T_s} = \sigma_d^2 N \frac{1 - \exp(-j2\pi T_u / T_s)}{-j2\pi} \quad (11)$$

$$|R_s^{\alpha}(\tau = \pm T_u, \alpha = 1/T_s)| = \sigma_d^2 N \left| \frac{\sin(\pi T_u / T_s)}{\pi} \right| \quad (12)$$

由式(11)可看出, OFDM 的循环相关函数在 $\tau = \pm T_u$, $\alpha = 1/T_s$ 的峰值由循环前缀的长度决定。应当指出, 实际 OFDM 系统 T_g 不可能超过 $T_s/2$, 等于 $T_s/2$ 时达到最大保护间隔。可见循环前缀的长度与相关峰的值成单调增关系。

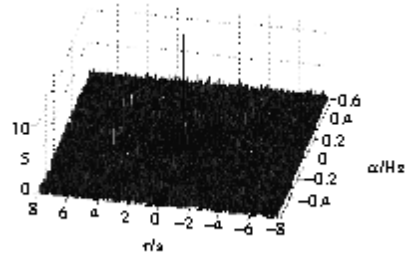


图1 OFDM 信号的循环相关函数

2 系统模型

2.1 最大循环相关值检测模型

对 OFDM 信号的盲检测可以建模成如下假设检验。 H_1 、 H_0 分别代表 OFDM 信号有无, 设采样间隔为 Δt , N 表示采样点数, σ_w^2 表示噪声方差。

$$H_0: y(n) = w(n) \quad (13)$$

$$H_1: y(n) = x(n) + w(n)$$

$w(n)$ 表示带限高斯白噪声, 定义离散循环相关函数为

$$R_y^{\alpha}(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) y^*(n+s) \exp(-j2\pi\alpha n \Delta t) \quad (14)$$

其中: n, s 为采样间隔 Δt 归一化的 t, τ 。考虑到带限高斯白噪声条件下, 合理调整 Δt 值可以使噪声样值相互不相关, 那么在 H_1 条件下

$$R_y^{\alpha}(s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) x^*(n+s) \exp(-j2\pi\alpha n \Delta t) + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(n) w^*(n+s) \exp(-j2\pi\alpha n \Delta t) = R_x^{\alpha}(s) + R_w^{\alpha}(s) \quad (15)$$

判决规则化为

$$H_0: R_y^{\alpha}(s) = R_w^{\alpha}(s) \quad (16)$$

$$H_1: R_y^{\alpha}(s) = R_x^{\alpha}(s) + R_w^{\alpha}(s)$$

为推导简单, 设 OFDM 信号为实信号, 并且只考虑 $R_y^{\alpha}(s)$ 的实部。那么

$$E(R_y^{\alpha}(s)/H_0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E(w(n) w^*(n+s)) \cos 2\pi\alpha n \Delta t = 0$$

$$D(R_y^{\alpha}(s)/H_0) = E((R_y^{\alpha}(s))^2/H_0) - E^2(R_y^{\alpha}(s)/H_0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E\{(w^2(n) (w^*(n+s))^2 \cos^2 2\pi\alpha n \Delta t)\} = \frac{\sigma_w^4}{N} \cos^2 2\pi\alpha n \Delta t \quad (17)$$

根据中心极限定理, 如果采样点 N 足够大, 统计量 $R_y^{\alpha}(s)/H_i \quad (i=0, 1)$ 服从高斯分布, 方差为 $\frac{\sigma_w^4}{N} \cos^2 2\pi\alpha n \Delta t$ 。给定虚警概率 P_{fa} 条件下, 检测门限有

$$th1 = \frac{\sigma_w^2}{\sqrt{N}} |\cos 2\pi\alpha n \Delta t| Q^{-1}(P_{fa}) \tag{18}$$

其中: $Q^{-1}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty e^{-u^2/2} du$ 。

在 OFDM 信号侦察中,信号循环频率集往往是未知的,但是一定是可数有限集。比如当对 802.22 信号侦察时,符号周期和循环前缀集如表 1 所示^[9,10]。鉴于此,在实际应用中,可在几个循环频率点及其附近对接收序列求循环自相关值,然后与设定门限进行比较。

表 1 循环前缀长度及对应的 OFDM 符号周期

	$T_g = T_s/32$	$T_g = T_s/16$	$T_g = T_s/8$	$T_g = T_s/4$
6 MHz	308	317	336	373
T_s/ms	7 MHz	264	272	288
8 MHz	231	238	252	280

2.2 能量检测法模型

现简单推导使用能量检测法的 CFAR 接收机。为推导简洁,设信号为实的,则统计量

$$Y = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y^2(n) \tag{19}$$

$$E(Y/H_0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y^2(n) = \sigma_w^2 \tag{20}$$

$$E(w^{2n}) = \int_{-\infty}^\infty x^{2n} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \exp(-x^2/2\sigma_w^2) dx =$$

$$\int_{-\infty}^\infty \sigma_w^{2n} (x/\sigma_w)^{2n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-x^2/2\sigma_w^2) d \frac{x}{\sigma_w} =$$

$$\sigma_w^{2n} \int_{-\infty}^\infty u^{2n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-u^2/2) du =$$

$$\sigma_w^{2n} \left[-\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-u^2/2) u^{2n-1} \right]_{-\infty}^\infty +$$

$$(2n-1) \int_{-\infty}^\infty u^{2n-2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-u^2/2) du = \dots =$$

$$\sigma_w^{2n} (2n-1) \dots 5.3.1 \tag{21}$$

$$D(w^2(n)) = E(w^4(n)) - E^2(w(n)) = E(w^4(n)) - \sigma_w^4$$

$$D(Y/H_0) = D(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n)) = \frac{1}{N} D(w^2(n)) = \frac{1}{N} 2\sigma_w^4 \tag{22}$$

如果采样点 N 足够大,统计量 Y 服从高斯分布。给定虚警概率 P_{fa} 条件下,检测门限有

$$th_2 = \frac{\sqrt{2}\sigma_w^2}{\sqrt{N}} Q^{-1}(P_{fa}) + \sigma_w^2 \tag{23}$$

根据以上的分析,对于最大循环相关法,构造新统计量

$$Y_1/H_0 = \frac{\sqrt{NR_y}^\alpha(s)}{\sigma_w^2 |\cos 2\pi\alpha n \Delta t|}$$

示。而对于能量检测法,构造新统计量 $Y_2/H_0 = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} y^2 - N\sigma_w^2}{\sqrt{2N\sigma_w^2}}$, 对应的恒虚警接收机原理如图 3 所示。

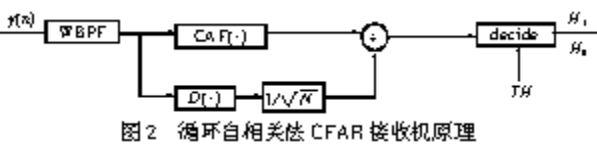


图 2 循环自相关法 CFAR 接收机原理

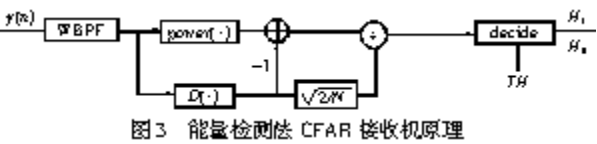


图 3 能量检测法 CFAR 接收机原理

3 仿真结果与分析

3.1 噪声估计准确条件下性能

仿真条件:采样间隔 $\Delta t = 0.156 \text{ s}$, OFDM 符号宽度 4 s, 64 个子载波,循环前缀长度 1 s,采样的符号数 10, 高斯白噪声环境,假设在侦察接收端精确估计了噪声方差。分别在虚警概率 0.1、0.001 条件下仿真两种方法的检测性能,如图 4 所示。结果可以看出,能量检测法(虚线所示)优于循环相关检测法,相同条件下,前者大概要好 5 dB。事实上目前基于能量检测的检测算法被普遍应用,如 802.22^[11] 物理层检测推荐方案。

3.2 噪声方差不确定条件下性能

在实际通信环境中,由于噪声的不稳定,精确的噪声方差估计是很难获得的。为了评估噪声不确定带来的影响,定义噪声估计值不确定度 ε ,那么噪声方差估计值与实际值有如下关系:

$$\hat{\sigma_w^2} = 10^{\varepsilon/10} \sigma_w^2 \tag{24}$$

该估计值用于设置能量检测法和循环相关法的门限。由于估计不确定度是随机变化的,假设它符合均匀分布。在此为了简化分析,考虑最差情况,比如噪声方差为不定度 -1 到 +1 dB 的均匀分布,就取噪声估计误差 $\varepsilon = 1 \text{ dB}$,其他条件不变,得到图 5 的仿真结果。从仿真结果可看出,循环相关法基本仍能够保持图 4 的检测性能,但能量法的性能下降非常明显,相同条件下不如循环相关法。

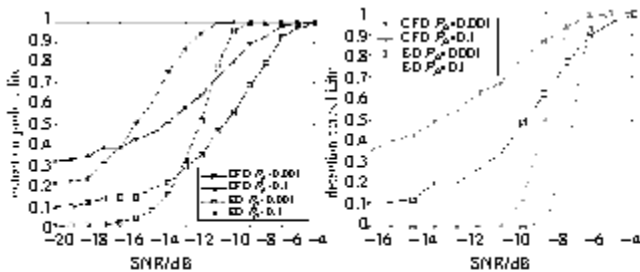


图 4 噪声估计准确条件下的检测性能 图 5 噪声不确定度 1 dB 下的检测性能

4 结束语

许多通信信号具有循环平稳特征,利用该特征进行信号侦察具有重要意义。本文通过分析矩形波形成型函数下 OFDM 的循环平稳性,推导出其循环相关值为循环前缀长度与 OFDM 比的正弦函数。在此基础上,推导了基于循环自相关的 OFDM 盲检测法。仿真分析表明,与目前主流的能量检测法相比,在噪声不确定条件下稳健性更好,该方法还能同时估计 OFDM 信号参数。下一步研究含空载波和循环前缀不足条件下的循环相关检测。

参考文献:

[1] CABRIC D, BRODERSEN R W. Physical layer design issues unique to cognitive radio systems [C] // Proc of the 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2005: 759-763.

[2] CABRIC D, MISHRA S, BRODERSEN R W. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios [C] // Proc of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 2009: 772-776.

报文延迟中,实验结果如图 9 所示。

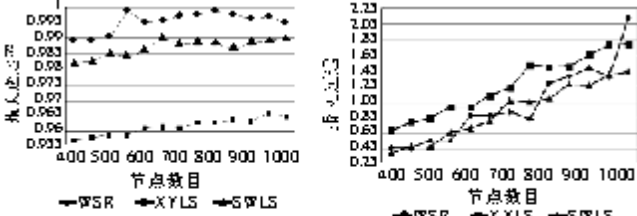


图 8 报文送达率随着节点数目增加的变化

XYLS 中节点发送数据前需要位置查询,查询报文要到达网络边缘,再到目的节点,最后返回源节点,查询路径较长,查询延迟较大。一组连续的数据报文发送过程中,即使只有第一个报文需要位置查询,但后续的报文会积压在节点的发送队列中,延迟也会增加。WSR 中没有查询过程,所以没有查询延迟。但是,数据报文在转发过程中逐步修正路由,所以报文的 路径变长。根据文献[10]的实验分析发现,WSR 的报文路径长度大约是最短路径长度的 2.8 倍以上,这是数据报文的延迟增加的主要原因。另外,数据报文的延迟受网络中控制报文和数据报文数量、节点传输速度、节点密度和移动速度等诸多因素影响,情况比较复杂。

SWLS 通过多种手段来控制报文延迟:a)缩短查询路径,发现任何可用位置信息立即返回;b)缓存常用强状态信息,在有强状态信息的情况下避免采用弱状态信息,减小数据报文路径长度;c)根据通信频率扩大弱状态信息的维护范围,减少查询过程。在消耗了相对 WSR 较少的位置服务开销和存储开销情况下,SWLS 有效地控制了报文延迟。

4 结 束 语

本文所提出的 SWLS 结合了弱状态和强状态信息的优点。实验分析表明,SWLS 将位置服务开销和存储空间消耗控制在 WSR 和 XYLS 之间,并保持了较低的报文延迟和较高报文送达率。所以,SWLS 以较小的代价获得了较高的性能。

参考文献:

[1] MAUVE M,WOLDER J. A survey on position based routing in mobile Ad hoc networks[J]. *IEEE Network*,2001,15(6):30-39.
[2] WOO M S,SINGH S. Scalable routing protocol for Ad hoc networks[J]. *Wireless Networks*,2001,7(5):513-529.
[3] CHENG C,LEMBERG H,PHILIP S,et al. SLALoM: a scalable location management scheme for large mobile Ad hoc networks[C]//Proc of IEEE WCNC. Piscataway: IEEE Press,2002:574-578.

[4] LI Jin-yang, JANNOTTI J, COUTO D D, et al. A scalable location service for geographic Ad hoc routing[C]//Proc of ACM MobiCom. New York: ACM Press,2000:120-130.
[5] YU Yin-zhe, LU Guo-hua, ZHANG Zhi-li. Enhancing location service scalability with HIGH-GRADE, TR-04-002[R]. Minneapolis: University of Minnesota,2004.
[6] XUE Yuan, LI Bao-chun, NAHRSTEDT K. A scalable location management scheme in mobile Ad hoc networks[C]//Proc of the IEEE Conference on Local Computer Networks. Washington DC: IEEE Press,2001:102-111.
[7] KIESS W. Hierarchical location service for mobile Ad hoc networks[D]. Mannheim: University of Mannheim, 2003.
[8] SEET B C, PAN Yan, HSU Wen-jing, et al. Multi-home region location service for wireless Ad hoc networks: an adaptive demand-driven approach[C]//Proc of the 2nd Annual Conference on Wireless On-demand Network Systems and Services. Washington DC: IEEE Press, 2005:258-263.
[9] STOJMENOVIC I, LIU Dan-dan, JIA Xiao-hua. A scalable quorum-based location service in Ad hoc and sensor networks[J]. *International Journal of Communication Networks and Distributed Systems*,2008,1(1):71-94.
[10] ACER U G, KALYANARAMAN S, ABOUZEID A A. Weak state routing for large scale dynamic networks[C]//Proc of ACM MobiCom '07. New York: ACM Press,2007:290-301.
[11] KUMAR A, XU Jun, ZEGURA E W. Efficient and scalable query routing for unstructured peer-to-peer networks[C]//Proc of IEEE INFOCOM 2005. Piscataway: IEEE Press,2005:1162-1173.
[12] STOJMENOVIC I. A scalable quorum based location update scheme for routing in Ad hoc wireless networks, TR-99-09[R]. Ottawa: University of Ottawa,1999.
[13] CHEN Zhi-gang, CHO M G, SHIN K G. Design of location service for a hybrid network of mobile actors and static sensors, CSE-TR-527-06[R]. Ann Arbor: University of Michigan, 2006.
[14] BLOOM B. Space/time trade-off in hash coding with allowable errors[J]. *Communication of the ACM*,1970,13(7):422-426.
[15] GUO De-ke, HE Yuan, LIU Yun-hao. Wader: weak state routing using decay Bloom Filters[R]. Hong Kong: Hong Kong University of Science and Technology,2009.
[16] KARP B, KUNG H T. GPSR: greedy perimeter stateless routing for wireless networks[C]//Proc of ACM MobiCom'00. New York: ACM Press,2000:243-254.
[17] NS[EB/OL]. <http://www.isi.edu/nsnam/ns/>.

(上接第 716 页)

[3] MITOLA J. Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio[D]. Sweden: Royal Institute of Technology Stockholm,2000.
[4] SOHN S H, HAN N, KIM J M. Pilot periodicity based OFDM signal detection method for cognitive radio system[J]. *IEICE Trans on Communication*,2008,E91-B(5):1644-1647.
[5] GOH L P, LEI Z, CHIN F. DVB detector for cognitive radio[C]//Proc of IEEE International Conference on Communications. 2007: 6460-6465.
[6] LUNDEN J, KOINUNEN V, HUTTUNEN A. Spectrum sensing in cognitive radios based on multiple cyclic frequencies[C]//Proc of the 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless

Networks and Communications. 2009.
[7] 蒋清平, 杨士中, 张天骥. OFDM 信号循环谱分析及参数估计[J]. *计算机应用研究*,2010,27(3):1133-1135.
[8] GOH L P. Detectors for cognitive radio[D]. Singapore: National University of Singapore, 2010.
[9] IEEE 802.22 Working Group. IEEE 802.22/DRAFT v1.0. draft standard for wireless regional area network part22: cognitive wireless RAN medium access control(MAC) and physic layer(PHY) specifications: policies and procedures for operation in the TV bands[S]. 2006.
[10] BENKO J, CHOENG Y, CORDEIRO C, et al. A PHY/MAC proposal for IEEE 802.22 WRAN system, part 1: the PHY. IEEE 802.22-16/0004r2[S]. 2006.
[11] IEEE 802.22-05-0055r7, WRAN channel modeling[S]. 2005.