

# 认知无线电多时隙联合频谱感知方法及优化

刘 鑫, 仲伟志, 井庆丰

(南京航空航天大学航天学院, 江苏南京 210016)

**摘 要:** 为了降低认知无线电中次用户对主用户的干扰, 提出了次用户通过多个时隙的能量感知联合检测主用户的频谱感知方法. 每个传输帧被分成若干个时隙, 次用户在每个时隙的开始进行能量感知, 通过合并多个时隙的感知结果, 提高次用户对主用户的检测性能. 为了最大化次用户的频谱效率, 将主用户状态建模为二维马尔科夫随机过程, 并根据该过程优化单时隙频谱感知时间. 仿真结果表明: 相比 Liang 的“先听后传”频谱感知方法, 提出方法仅牺牲 14% 的频谱效率, 却使干扰概率降低了 28%; 随着信噪比增加, 提出方法的最大频谱效率逐渐接近“先听后传”频谱感知方法.

**关键词:** 认知无线电; 联合频谱感知; 频谱效率; 干扰概率

**中图分类号:** TN92      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2015)05-0895-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.05.009

## Multi-Slot Cooperative Spectrum Sensing Method with Optimization in Cognitive Radio

LIU Xin, ZHONG Wei-zhi, JING Qing-feng

(College of Astronautics, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

**Abstract:** In order to decrease the interference to the primary user (PU) caused by the secondary user (SU) in cognitive radio, a spectrum sensing method is proposed to cooperatively detect the PU through multi-slot energy sensing of the SU. Each transmission frame was divided into several time slots, and the SU sensed the PU at the beginning of each time slot. The SU could improve the performance of detecting PU through combining the multi-slot sensing results. In order to maximize the SU's spectrum efficiency, the PU state was built as a two-dimensional Markov random process, and according to this process, the single-slot sensing time was optimized. The simulation results show that compared to the "listen-before-transmit" spectrum sensing method proposed by Liang, the proposed method reduces the interference probability of 28% by only sacrificing the spectrum efficiency of 14%, and with the increase of the signal-to-noise ratio (SNR), the maximal spectrum efficiency of the proposed method gradually approaches that of the "listen-before-transmit" spectrum sensing method.

**Key words:** cognitive radio; cooperative spectrum sensing; spectrum efficiency; interference probability

### 1 引言

认知无线电 (Cognitive Radio, CR) 是一种频谱共享的无线通信系统, 通过允许次用户 (Secondary User, SU) 接入主用户 (Primary User, PU) 未使用的法定授权频段以提高现有频谱资源的利用率<sup>[1,2]</sup>. SU 利用频谱感知检测 PU 状态, 只有检测到 PU 空闲时 SU 才能够接入信道<sup>[3]</sup>. 能量感知不依赖 PU 信号的先验信息, 是 SU 最常用的频谱感知方法<sup>[4,5]</sup>. 虚警概率和检测概率是反映频谱感知性能的两个重要参数: 虚警概率越低, SU 频谱利用率越高; 检测概率越高, SU 对 PU 干扰越小<sup>[6]</sup>.

SU 通常采用“先听后传”的频谱感知策略. 在一个帧开始, SU 首先感知 PU, 如果检测到 PU 空闲, SU 在此帧剩余的时间内传输数据<sup>[7,8]</sup>. Zhao 等<sup>[9]</sup>提出了基于频谱共享的“先听后传”频谱感知方法, 并且指出除了信道噪声和衰落, PU 的状态也对频谱感知性能产生影响. Sung 等<sup>[10]</sup>提出 PU 的状态可以建模为 ON/OFF 二维马尔科夫 (Markov) 随机过程, 并且 PU 空闲和工作的持续时间均服从指数分布. 丁汉清等<sup>[11]</sup>采用能量感知检测 PU 信号, 用频谱效率衡量 SU 系统性能, 分析了不同感知阶段感知时间对 SU 系统性能的影响. Liang 等<sup>[12,13]</sup>提出了“先听后传”的感知吞吐量折中模型, 通过优化感知

时间最大化 SU 的吞吐量. Choi 等<sup>[14]</sup>指出“先听后传”频谱感知中, SU 传输数据时不能够感知 PU, 如果 PU 重新工作, SU 会在整个传输时段对 PU 产生干扰. 为了使 SU 在传输时段仍能够感知 PU, 作者提出了多时隙联合频谱感知方法. 每个传输帧被分成若干个时隙, 每个时隙开始 SU 要进行频谱感知, 只要有一个时隙 SU 检测到 PU 工作, SU 必须停止数据传输. 因此当 PU 重新工作时, SU 只会在一个时隙内对 PU 产生干扰.

## 2 能量感知和 PU 状态模型

### 2.1 能量感知

CR 中, SU 很难获得 PU 信号的先验信息, 因此能量感知由于不需要信号的详细特征就能够准确检测, 被广泛应用于频谱感知中. 能量感知模型如图 1 所示, 采样 SU 的接收信号, 对采样点幅度进行平方获得能量; 对采样点能量统计平均获得能量统计值; 将能量统计值与感知门限比较, 统计值小于门限判决 PU 空闲, 否则判决 PU 工作.

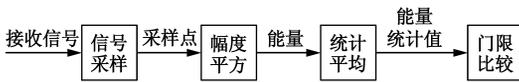


图1 能量感知模型

SU 的接收信号  $r(m)$  是二元假设信号, 表示为

$$r(m) = \begin{cases} n(m), & \Omega_0 \\ hs(m) + n(m), & \Omega_1 \end{cases}, m = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

式中:  $s(m)$  是功率为  $p_s$  的 PU 信号,  $n(m)$  是功率为  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声,  $h$  是 SU 和 PU 间信道增益,  $M$  是信号采样点数, 假设  $\Omega_0$  和  $\Omega_1$  分别表示 PU 空闲和工作. 如果信号带宽为  $W$ , 感知时间为  $t$ , 根据奈奎斯特定理,  $M$  表示为

$$M = 2tW \quad (2)$$

能量统计值  $\Phi$  表示为

$$\Phi = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \|r(m)\|^2 \quad (3)$$

$\Phi$  是  $M$  个独立同分布变量的和. 根据中心极限定理, 当  $M$  较大时,  $\Phi$  近似服从高斯分布<sup>[15]</sup>.  $\Phi$  在  $\Omega_0$  和  $\Omega_1$  下的均值和方差分别为

$$\begin{cases} E(\Phi | \Omega_0) = \sigma_n^2 \\ E(\Phi | \Omega_1) = (1 + \gamma) \sigma_n^2 \\ \text{Var}(\Phi | \Omega_0) = \frac{2}{M} \sigma_n^4 \\ \text{Var}(\Phi | \Omega_1) = \frac{2(1 + \gamma)^2}{M} \sigma_n^4 \end{cases} \quad (4)$$

如果感知门限为  $\lambda$ , 根据式(2)和(4), 能量感知的虚警概率  $P_f$  和检测概率  $P_d$  分别为

$$\begin{cases} P_f = P_r(\Phi \geq \lambda | \Omega_0) = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\sigma_n^2} - 1\right) \sqrt{tW}\right) \\ P_d = P_r(\Phi \geq \lambda | \Omega_1) = Q\left(\left(\frac{\lambda}{\sigma_n^2(1 + \gamma)} - 1\right) \sqrt{tW}\right) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $P_r(a|b)$  是条件为  $b$  时  $a$  的概率,  $\gamma = p_s h^2 / \sigma_n^2$  是感知信噪比, 函数  $Q(c)$  表示为

$$Q(c) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_c^{+\infty} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \quad (6)$$

感知门限通常根据检测概率的大小来选取, 即给定  $P_d$ , 根据式(5)门限  $\lambda$  为

$$\lambda = \left[ \frac{Q^{-1}(P_d)}{\sqrt{tW}} + 1 \right] (1 + \gamma) \sigma_n^2 \quad (7)$$

将式(7)代入式(5),  $P_f$  由  $P_d$  表示为

$$P_f = Q\left(Q^{-1}(P_d)(1 + \gamma) + \gamma \sqrt{tW}\right) \quad (8)$$

### 2.2 PU 状态模型

PU 的状态可以表示为图 2 所示的 ON/OFF 二维 Markov 随机过程, OFF 表示 PU 空闲即  $\Omega_0$ , ON 表示 PU 工作即  $\Omega_1$ . PU 空闲和工作的持续时间分别服从均值为  $1/u_{\text{OFF}}$  和  $1/u_{\text{ON}}$  的指数分布, 概率密度函数为

$$\begin{cases} f_{\text{OFF}}(x) = u_{\text{OFF}} \exp(-u_{\text{OFF}}x) \\ f_{\text{ON}}(x) = u_{\text{ON}} \exp(-u_{\text{ON}}x) \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $x$  是时间变量,  $u_{\text{OFF}}$  和  $u_{\text{ON}}$  分别表示由 OFF 到 ON 和由 ON 到 OFF 的状态转移速率.

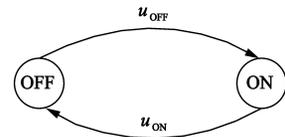


图2 ON/OFF二维Markov随机过程

根据式(9), 在时间  $Y$  内 PU 空闲和工作的持续时间  $T_{\text{OFF}}$  和  $T_{\text{ON}}$  分别表示为

$$T_{\text{OFF}}(Y) = \int_0^Y x f_{\text{OFF}}(x) dx = \frac{1}{u_{\text{OFF}}} \cdot (1 - \exp(-u_{\text{OFF}}Y)) - Y \exp(-u_{\text{OFF}}Y) \quad (10)$$

$$T_{\text{ON}}(Y) = \int_0^Y x f_{\text{ON}}(x) dx = \frac{1}{u_{\text{ON}}} \cdot (1 - \exp(-u_{\text{ON}}Y)) - Y \exp(-u_{\text{ON}}Y) \quad (11)$$

$\Omega_0$  和  $\Omega_1$  两种假设存在的概率分别表示为

$$\begin{cases} P_{\Omega_0} = \frac{1/u_{\text{OFF}}}{1/u_{\text{OFF}} + 1/u_{\text{ON}}} = \frac{u_{\text{ON}}}{u_{\text{OFF}} + u_{\text{ON}}} \\ P_{\Omega_1} = \frac{1/u_{\text{ON}}}{1/u_{\text{OFF}} + 1/u_{\text{ON}}} = \frac{u_{\text{OFF}}}{u_{\text{OFF}} + u_{\text{ON}}} \end{cases} \quad (12)$$

## 3 方法模型

### 3.1 多时隙联合频谱感知方法

Liang 提出的传统“先听后传”频谱感知方法如图 3

所示<sup>[12]</sup>,SU 在每个帧的开始只感知一次,只有当检测到 PU 空闲时,SU 才能够传输数据.传统方法的缺点是:当 SU 传输数据时不能够进行频谱感知,此时如果 PU 重新开始工作,SU 会对 PU 产生严重干扰.即 SU 对 PU 的干扰包括两部分:SU 漏检 PU 产生的干扰和 PU 再工作受到的干扰.如果感知时间为  $t$ ,SU 的干扰概率为

$$P_I = P_{\Omega_1}(1 - P_d) \frac{T-t}{T} + P_{\Omega_0}(1 - P_f) \frac{T - T_{\text{OFF}}(T)}{T} \quad (13)$$

式中:  $T$  是帧长.

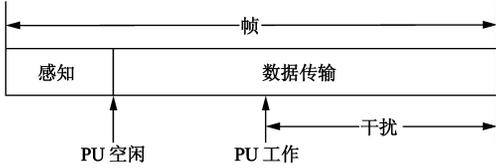


图3 传统“先听后传”频谱感知

作者提出的多时隙联合频谱感知方法如图 4 所示,将一个帧分成  $L$  个时隙,每个时隙开始 SU 首先进行  $t$  时间频谱感知,如果检测到 PU 空闲 SU 才进行数据传输;否则只要有一个时隙 SU 检测到 PU 工作,SU 必须停止数据传输.提出的方法中,当 PU 重新开始工作时,SU 只会在一个时隙内对 PU 产生干扰.

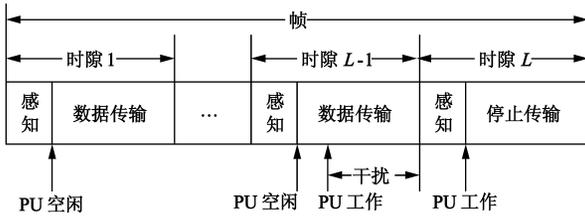


图4 多时隙联合频谱感知

在多时隙联合频谱感知中,一旦 SU 在某个时隙内检测到 PU 工作,SU 就会停止传输,反之,只有当 SU 在所有时隙内检测到 PU 空闲,SU 才会在整个帧内传输数据.因此,多时隙联合频谱感知是“或准则”联合频谱感知,相比“与准则”联合频谱感知,它能够提高检测概率,有效抑制 SU 对 PU 产生的干扰.提出方法的联合虚警概率和检测概率分别表示为

$$\begin{cases} \Lambda_f = 1 - (1 - P_f)^L \\ \Lambda_d = 1 - (1 - P_d)^L \end{cases} \quad (14)$$

根据式(8)和(14),给定  $\Lambda_d, \Lambda_f$  由  $\Lambda_d$  表示为

$$\Lambda_f = 1 - (1 - Q(Q^{-1}(1 - (1 - \Lambda_d)^{\frac{1}{L}})(1 + \gamma) + \gamma \sqrt{tW}))^L \quad (15)$$

提出方法中,SU 的干扰概率表示为

$$P_I' = P_{\Omega_1}(1 - \Lambda_d) \frac{T - Lt}{T} + P_{\Omega_0}(1 - \Lambda_f) \frac{T_s - T_{\text{OFF}}(T_s)}{T} \quad (16)$$

式中:时隙长度  $T_s = T/L$ .

### 3.2 SU 频谱效率

SU 的数据传输分为两种情况:SU 正确检测到 PU 空闲,概率为  $P_{\Omega_0}(1 - \Lambda_f)$ ,传输速率为  $r_0$ ;SU 漏检 PU 产生干扰,概率为  $P_{\Omega_1}(1 - \Lambda_d)$ ,传输速率为  $r_1$ .  $r_0$  和  $r_1$  分别为

$$\begin{cases} r_0 = \text{lb}\left(1 + \frac{P_v g^2}{\sigma_n^2}\right) \\ r_1 = \text{lb}\left(1 + \frac{P_v g^2}{\sigma_n^2(1 + \gamma)}\right) \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $\text{lb}$  是以 2 为底的对数,  $p_v$  是 SU 的发射功率,  $g$  是 SU 收发信机间信道增益.显然  $r_0 > r_1$ ,即 SU 漏检 PU 会降低频谱效率. SU 的传输时间为

$$T_d = T - Lt \quad (18)$$

SU 的频谱效率为

$$C = \frac{T_d}{T} (P_{\Omega_0}(1 - \Lambda_f) r_0 + P_{\Omega_1}(1 - \Lambda_d) r_1) \quad (19)$$

将式(15)和(18)带入式(19),  $C$  是关于  $t$  和  $\Lambda_d$  的函数,表示为

$$\begin{aligned} C(t, \Lambda_d) = & \left(1 - L \frac{t}{T}\right) \\ & \cdot (P_{\Omega_0}(1 - Q(Q^{-1}(1 - (1 - \Lambda_d)^{\frac{1}{L}})(1 + \gamma) \\ & + \gamma \sqrt{tW}))^L r_0 + P_{\Omega_1}(1 - \Lambda_d) r_1) \end{aligned} \quad (20)$$

## 4 感知方法优化

感知方法优化的目标是:在保证 SU 的联合虚警概率和检测概率满足约束的前提下,最大化 SU 的频谱效率.优化问题表示为

$$\begin{aligned} & \max C(t, \Lambda_d) \\ & \text{s.t. } \Lambda_f \leq \alpha \\ & \quad \Lambda_d \geq \beta \\ & \quad 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (21)$$

式中:  $\alpha$  是虚警概率上限,  $\beta$  是检测概率下限.为了保证 SU 的频谱感知性能,通常要求  $0 \leq \alpha \leq 0.5$  和  $0.5 \leq \beta \leq 1$ .将  $\Lambda_f \leq \alpha$  和  $\Lambda_d \geq \beta$  代入式(14),最佳时隙数的选择范围表示为

$$\frac{\ln(1 - \beta)}{\ln(1 - P_d)} \leq L \leq \frac{\ln(1 - \alpha)}{\ln(1 - P_f)} \quad (22)$$

因为  $Q(x)$  是单调递减函数,因此  $C(t, \Lambda_d)$  是关于  $\Lambda_d$  的单调递减函数,即对于  $\Lambda_d \geq \beta$ ,  $C(t, \Lambda_d) \leq C(t, \beta)$ ,所以  $C(t, \Lambda_d)$  取得最大值的必要条件是  $\Lambda_d = \beta$ .将  $\Lambda_d = \beta$  带入式(15),由  $\Lambda_f \leq \alpha$  得到  $t \geq \eta$ ,其中  $\eta$  表示为

$$\eta = \begin{cases} \frac{(Q^{-1}(\alpha_0) - Q^{-1}(\beta_0)(1 + \gamma))^2}{\gamma^2 W}, & \alpha_0 < Q(Q^{-1}(\beta_0)(1 + \gamma)) \\ 0, & \alpha_0 \geq Q(Q^{-1}(\beta_0)(1 + \gamma)) \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $\alpha_0 = 1 - (1 - \alpha)^{\frac{1}{L}}$  和  $\beta_0 = 1 - (1 - \beta)^{\frac{1}{L}}$ .将  $\Lambda_d = \beta$  带

入式(20)和(21),得到关于  $t$  的优化问题表示为

$$\begin{aligned} \max C(t) &= L \left( \frac{T_s - t}{T} \right) \left( \xi_0 (1 - Q(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t}))^L + \xi_1 \right) \\ \text{s.t. } &\eta \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (24)$$

式中:  $\xi_0 = P_{\Omega_0} r_0$ ,  $\xi_1 = P_{\Omega_1} (1 - \beta) r_1$ ,  $\varphi_0 = Q^{-1} (1 - (1 - \beta)^{\frac{1}{L}}) (1 + \gamma)$  和  $\varphi_1 = \gamma \sqrt{W}$ . 下面将说明当  $t \in [0, T_s]$  时,  $C(t)$  是关于  $t$  的凸函数.  $C(t)$  关于  $t$  的一阶导数表示为

$$\begin{aligned} \nabla C(t) &= -\frac{L}{T} \left( \xi_0 (1 - Q(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t}))^L + \xi_1 \right) \\ &+ \frac{L^2 \xi_0 \varphi_1 (T_s - t)}{2\sqrt{2\pi t} T} (1 - Q(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t}))^{L-1} \exp\left(-\frac{(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t})^2}{2}\right) \end{aligned} \quad (25)$$

由于  $\xi_0 > 0$ ,  $\xi_1 \geq 0$ ,  $\varphi_1 > 0$  和  $0 \leq Q(x) \leq 1$ , 根据式(25)得到

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow 0} \nabla C(t) = O\left(\frac{L^2 \xi_0 \varphi_1 T_s}{2\sqrt{2\pi t} T}\right) = +\infty \\ \lim_{t \rightarrow T_s} \nabla C(t) \leq -\frac{L\xi_0}{T} (1 - Q(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{T_s}))^L < 0 \end{cases} \quad (26)$$

式(26)表明: 存在  $t_0 \in [0, T_s]$  使得  $\nabla C(t_0) = 0$ , 即  $t_0$  是  $C(t)$  的极值点. 下面进一步说明  $t_0$  是极大点. 显然  $P_f = Q(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t})$ ,  $C(t)$  关于  $t$  的二阶导数表示为

$$\begin{aligned} \nabla^2 C(t) &= \frac{L^2 \xi_0}{T} (1 - P_f)^{L-2} (1 - P_f + (T_s - t)(L - 1)) \\ &\cdot \nabla P_f - \frac{L^2 (T_s - t) \xi_0}{T} (1 - P_f)^{L-1} \nabla^2 P_f \end{aligned} \quad (27)$$

式中:  $\nabla P_f$  和  $\nabla^2 P_f$  分别是  $P_f$  关于  $t$  的一阶和二阶导数, 表示为

$$\begin{cases} \nabla P_f = -\frac{\varphi_1}{2\sqrt{2\pi t}} \exp\left(-\frac{(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t})^2}{2}\right) \\ \nabla^2 P_f = \frac{\varphi_1}{4\sqrt{2\pi t}} \left(\frac{1}{\sqrt{t}} + \varphi_1 (\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t})\right) \exp\left(-\frac{(\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t})^2}{2}\right) \end{cases} \quad (28)$$

由  $1 - (1 - P_f)^L \leq \alpha \leq 0.5$  得到  $P_f \leq 0.5$ , 即  $\varphi_0 + \varphi_1 \sqrt{t} \geq 0$ . 由式(28)可知  $\nabla P_f < 0$  和  $\nabla^2 P_f > 0$ , 代入式(27)得到  $\nabla^2 C(t) < 0$ , 即  $C(t)$  是关于  $t$  的凸函数并且  $t_0$  是极大点. 可以采用二分搜索算法获得  $t_0$ , 算法描述如下:

- (1) 初始化  $t_{\min} = 0$  和  $t_{\max} = T_s$ , 算法误差为  $\theta$ .
- (2) 令  $t = (t_{\min} + t_{\max})/2$ .
- (3) 如果  $\nabla C(t) \geq 0$ ,  $t = t_{\min}$ ; 反之, 如果  $\nabla C(t) < 0$ ,  $t = t_{\max}$ .

(4) 重复步骤(2)和(3)直至  $|t_{\min} - t_{\max}| \leq \theta$ .

(5) 令  $t_0 = (t_{\min} + t_{\max})/2$ .

二分搜索算法的时间复杂度为  $O(\log(T_s/\theta))$ . 实

际中  $t \geq \eta$ , 因此式(24)的最优解为

$$t^* = \max(t_0, \eta) \quad (29)$$

特别地, 根据式(23), 如果  $\alpha \geq 1 - (1 - Q(Q^{-1}(\beta_0)(1 + \gamma)))^N$ ,  $t^* = t_0$ . SU 的最大频谱效率为

$$C_{\max} = C(t^*, \beta) \quad (30)$$

## 5 仿真分析

仿真中, 帧长  $T = 10\text{s}$ , PU 信道带宽  $W = 1\text{kHz}$ , 噪声功率  $\sigma_n^2 = -20\text{dBmW}$ , SU 发射功率  $P_v = 10\text{dBmW}$ , 状态转移速率  $u_{\text{OFF}} = u_{\text{ON}} = 0.5$ , SU 和 PU 间信道增益  $h = -20\text{dB}$ , SU 收发信机间信道增益  $g = -10\text{dB}$ , 虚警概率上限  $\alpha = 0.5$ .

图 5 是 PU 发射功率  $p_s = 10\text{dBmW}$ 、检测概率下限  $\beta = 0.5 \sim 1$ 、不同时隙数  $L$ , SU 对 PU 的干扰概率  $P_f$  随联合检测概率  $\Delta_d$  的变化. 可以看出: 传统频谱感知方法 ( $L = 1$ ) 对 PU 的干扰最高 (当  $\Delta_d = 0.5$  时,  $P_f$  最大为 0.65); 提出的多时隙联合频谱感知, 通过提高 SU 感知 PU 的频率能够有效降低  $P_f$ , 并且  $L$  越大  $P_f$  越小 (当  $L = 7$ ,  $\Delta_d = 0.5$  时,  $P_f$  仅为 0.3). 随着  $\Delta_d$  的增加, SU 漏检概率减小, 因此  $P_f$  越小.

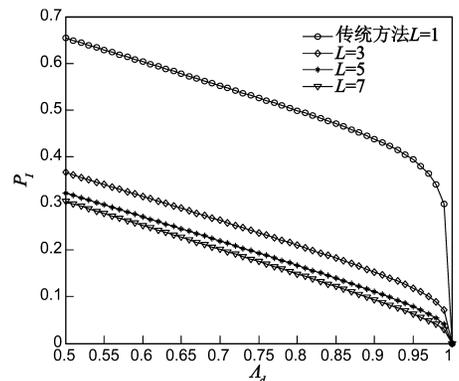


图 5 不同时隙数, SU 干扰概率随联合检测概率变化

图 6 是  $\beta = 0.9$ 、不同时隙数  $L$ , SU 频谱效率  $C$  随感知时间  $t$  的变化. 可以看出:  $C$  是关于  $t$  的凸函数, 即存在最佳的  $t$  最大化 SU 频谱效率; 当  $t$  较小和较大时  $C$  都较小, 是因为  $t$  较小 SU 感知性能降低,  $t$  较大 SU 传输时间减少. 当  $t$  较大时, 传统方法的频谱效率高于多时隙联合频谱感知, 是因为: 感知时间随着时隙数增加而增大, 从而极大降低了 SU 的传输时间. 因此, 优化选择最佳的  $t$  是非常必要的. 图 7 是  $L = 3$ 、不同检测概率下限  $\beta$ ,  $C$  随  $t$  的变化.  $C$  随着  $\beta$  增加而减小表明: 提高检测概率会降低 SU 的频谱利用率.

图 8 是  $p_s = 3 \sim 30\text{dBmW}$ 、 $\beta = 0.9$ 、不同时隙数  $L$ , SU 最大频谱效率  $C_{\max}$  随信噪比  $\gamma$  的变化. 可以看出: 通过优化频谱感知时间, 不同  $L$  下 SU 最大频谱效率差别很

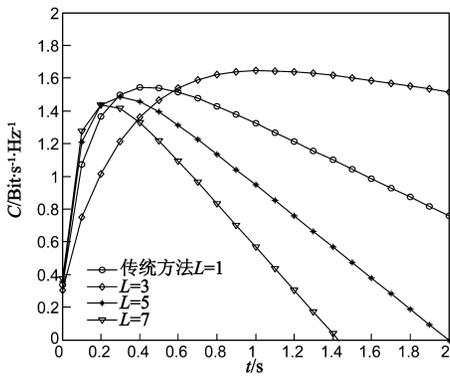


图6 不同时隙数, SU频谱效率随感知时间变化

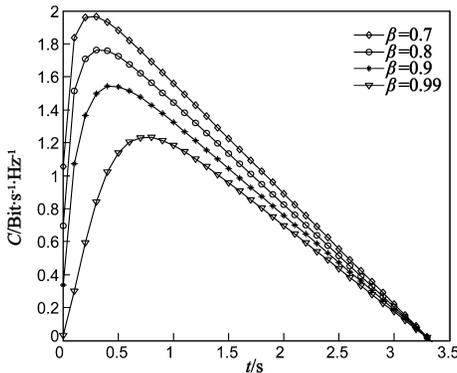


图7 不同检测概率下限, SU频谱效率随感知时间变化

小. 比较图 5 和 8, 当  $\gamma = -15\text{dB}$  时, 传统感知方法的频谱效率为  $0.92\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ , 相比  $L = 3$  多时隙联合频谱感知, 传统感知方法的频谱效率仅高出  $0.13\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$  即 14%, 而干扰概率却要高出 28%. 因此提出方法虽然牺牲了一些频谱效率, 却极大降低了 SU 对 PU 的干扰. 随着  $\gamma$  增加, 多时隙联合频谱感知的最大频谱效率逐渐接近传统方法, 是因为:  $\gamma$  越高, 单时隙频谱感知所需的时间越少. 图 9 是不同误差  $\theta$ , 本文二分搜索算法和传统的枚举搜索算法时间复杂度的比较. 可以看出: 本文二分搜索算法的时间复杂度远小于枚举搜索算法.

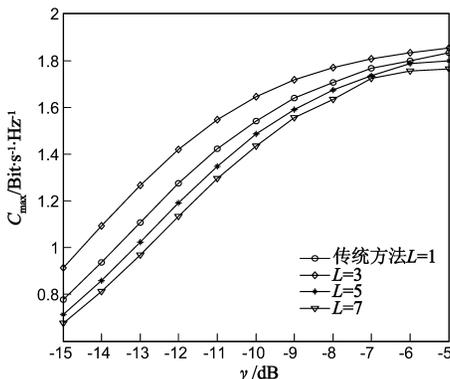


图8 不同时隙数, SU最大频谱效率随信噪比变化

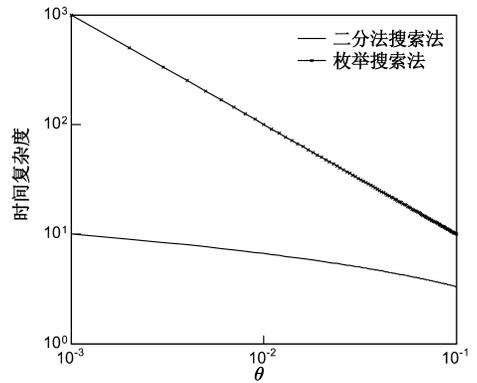


图9 算法时间复杂度比较

## 6 结论

作者提出了认知无线电多时隙联合频谱感知方法, SU 在一个帧的多个时隙内采用能量感知联合检测 PU 状态, 因此当 PU 重新工作时, SU 只会在一个时隙内对 PU 产生干扰. 提出方法通过优化单时隙频谱感知时间, 最大化 SU 的频谱效率; 通过提高 SU 的感知频率, 有效降低 PU 受到的干扰; 通过牺牲一些 SU 的频谱效率, 极大降低 SU 对 PU 的干扰概率; 通过提高感知信噪比, 使 SU 的最大频谱效率接近传统感知方法. 在下一步工作中, 将对提出方法的可靠性和稳健性进行研究.

## 参考文献

- [1] Haykin S. Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201 - 220.
- [2] Krenik W, Batra A. Cognitive radio techniques for wide area networks[A]. Design Automation Conference[C]. California: IEEE Press, 2005. 409 - 412.
- [3] Boyd S W, et al. Spectrum monitoring during reception in dynamic spectrum access cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(2): 547 - 558.
- [4] Shen J, et al. Robust energy detection in cognitive radio [J]. IET Communications, 2009, 3(6): 1016 - 1023.
- [5] Liu X, et al. Joint optimization of sensing threshold and transmission power in wideband cognitive radio with energy detection[J]. Radio Science, 2013, 48(4): 359 - 370.
- [6] Alghamdi O A, et al. Probabilities of detection and false Alarm in multitaper based spectrum sensing for cognitive radio systems in AWGN[A]. IEEE International Conference on Communication Systems[C]. Singapore: IEEE Press, 2010. 579 - 584.
- [7] Marinho J, Monteiro E. Cooperative sensing-before-transmit in ad-hoc multi-hop cognitive radio scenarios [A]. International Conference on Wired Wireless Internet Communications[C]. Santorini: Springer Press, 2012. 186 - 197.
- [8] Lapicciarella F E, et al. Improved spectrum access control of

- cognitive radios based on primary ARQ signals[J]. IET Communications, 2012, 6(8): 900 – 908.
- [9] Zhao Q, et al. Spectrum opportunity detection: how good is listen-before-talk[A]. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C]. Pacific Grove, IEEE Press, 2007. 767 – 771.
- [10] Sung K W, et al. Temporal spectrum sharing based on primary user activity prediction[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(12): 3848 – 3855.
- [11] 丁汉清, 等. 认知无线电系统中感知时间的优化[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2011, 39(8): 84 – 87.  
Ding Hanqing, et al. Optimization of sensing time in cognitive radio systems[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2011, 39(8): 84 – 87. (in Chinese)
- [12] Liang Y C, et al. Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1326 – 1336.
- [13] Peh E C Y, et al. Optimization of cooperative sensing in cognitive radio networks: a sensing-throughput tradeoff view[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(9): 5295 – 5299.
- [14] Choi J K, Yoo S J. Time-constrained detection probability and sensing parameter optimization in cognitive radio networks[J]. Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking, 2013, 20(1): 1 – 12.
- [15] Liu X, et al. Optimal periodic cooperative spectrum sensing based on weight fusion in cognitive radio networks[J]. Sensors, 2013, 13(4): 5251 – 5272.

#### 作者简介



刘鑫男, 1984年出生于黑龙江哈尔滨市, 2012年于哈尔滨工业大学电子与信息工程学院获得工学博士学位, 现为南京航空航天大学航天学院讲师, 主要研究方向为认知无线电, 空间光通信。

E-mail: liuxinstar1984@nuaa.edu.cn



仲伟志女, 1980年出生于吉林省长春市, 2010年于哈尔滨工业大学电子与信息工程学院获得工学博士学位, 现为南京航空航天大学航天学院讲师, 主要研究方向为卫星移动通信, 宽带无线通信。

E-mail: zhongwz@nuaa.edu.cn