doi:10.11918/j.issn.0367-6234.2016.05.019

# 多信道认知无线电频谱感知时间和门限联合分配

刘 鑫<sup>1,3</sup>,张建伟<sup>2</sup>,杨 吴<sup>2</sup>,孔繁锵<sup>3</sup>,高 宁<sup>4</sup>, 闫钧华<sup>3</sup>

(1. 大连理工大学 信息与通信工程学院, 116024 辽宁 大连; 2. 电力科学研究院 云南电网有限责任公司, 650217 昆明;3. 南京航空航天大学 航天学院, 210016 南京; 4.中国航天科技集团 五〇二研究所, 100190 北京)

摘 要:为提高多信道认知无线电的吞吐量,提出采用交替方向优化联合分配次用户的频谱感知时间和子信道感知门限.基于 "先听后传"的次用户帧结构,建立了感知时间和门限的优化分配模型.该模型在保证满足主用户通信需求和子信道频谱感知性 能的前提下,最大化次用户各子信道的吞吐量总和.联合优化算法通过交替优化感知时间和门限能够获得模型的最优解.仿真 结果表明:存在最优的感知时间和门限最大化次用户的吞吐量,并且相比之前的方案,联合分配能够提高次用户的吞吐量. 关键词:认知无线电;频谱感知:联合分配;吞吐量

中图分类号: TN92 文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2016)05-0117-05

# Joint allocation of spectrum sensing time and threshold in multichannel cognitive radio

LIU Xin<sup>1,3</sup>, ZHANG Jianwei<sup>2</sup>, YANG Hao<sup>2</sup>, KONG Fanqiang<sup>3</sup>, Gao Ning<sup>4</sup>, Yan Junhua<sup>3</sup>

(1. School of Information and Communication Engineering, Dalian University of Technology, 116024 Dalian, Liaoning, China;
 2. Electric Power Research Institute, Yunnan Power Grid Company Limited, 650217 Kunming, China;

3. College of Astronautics, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 210016 Nanjing, China;

4. 502 Research Centre, China Aerospace Science and Technology Corporation, 100190 Beijing, China)

4. 502 research Centre, China Aerospace Science and Technology Corporation, 100150 beijing, China)

**Abstract**: In order to improve the throughput of multichannel CR, a joint allocation of spectrum sensing time and subchannel sensing threshold based on the alternating direction optimization is proposed. Based on the SU's listenbefore-transmit frame structure, an optimized allocation model is built to maximize the aggregate throughput of the SU over all the subchannels, providing that the communication demand of the PU and the performance of the subchannel spectrum sensing are guaranteed. The joint optimization algorithm is proposed to obtain the optimal solutions to the model through alternately optimizing sensing time and threshold. The simulation results show that there exist the optimal sensing time and threshold that maximize the SU's throughput, and compared to the previous schemes, the joint allocation can improve the SU's throughput.

Keywords: cognitive radio; spectrum sensing; joint allocation; throughput

认知无线电 CR(cognitive radio)基于软件无线, 是一种提高频谱资源利用率的智能无线通信技 术<sup>[1]</sup>,它允许次用户 SU(secondary user)使用政府固 定分配给主用户 PU(primary user)的授权频谱,但 前提是 SU 不能给 PU 的正常通信带来干扰<sup>[2]</sup>.因 此,SU 必须使用频谱感知技术检测信道中是否存在 PU,只有当 PU 空闲时,SU 才能进行通信<sup>[3]</sup>. CR 最 常使用的频谱感知技术是能量感知,能量感知只需 将接收信号的能量统计值与预先设定的门限作比较 即可确定 PU 是否存在,所以能量感知简单、易行, 并且不需要 PU 信号的任何先验信息<sup>[4]</sup>.

SU采用"先听后传"策略使用 PU 信道,即在每 个帧的开始 SU 首先感知 PU,如果检测到 PU 空闲, 接下来的时间内 SU 才传输数据<sup>[5]</sup>.多信道 CR 允许 SU 同时利用多个感知到的空闲子信道进行数据传 输,因此吞吐量会提高<sup>[6]</sup>.文献[7-8]指出 CR 的性 能取决于感知时间和感知门限,较长的感知时间虽 然会提高感知性能,但也会降低 SU 的数据传输时 间,较小的感知门限虽然能提高检测概率,但也会增 加虚警概率并降低 SU 的频谱利用率.因此,选择合 适的感知时间和门限对提高 CR 的性能是非常必要 的.文献[9-10]提出通过优化 SU 在每个子信道上 的频谱感知门限,在保证子信道频谱感知性能的基

收稿日期: 2015-08-09.

**基金项目**:国家自然科学基金(61471194,61401200);江苏省自然科学 基金(BK20140828);中国博士后科学基金(2015M580425).

作者简介:刘 鑫(1984—),博士.

通信作者:刘 鑫, liuxinstar1984@ nuaa.edu.cn.

础上,可以提高 SU 的吞吐量,但是没有考虑如何设置感知时间. 文献[11-12]则提出在保证检测概率的前提下,通过优化感知时间可以增加 SU 的吞吐量,但是却假定感知门限是固定的并由检测概率确定. 为此,本文提出联合分配频谱感知时间和门限,进一步提高 SU 的吞吐量.

1 能量感知

由于能量感知不需要信号的先验信息就能够准确检测 PU,因此被广泛应用于 CR 的频谱感知中. 假设 CR 可用的信道数为 *L*,子信道 *l*(*l* = 1,2,…,*L*) 上 SU 的接收信号 *y<sub>l</sub>* 为

$$y_{l}(t) = \begin{cases} n_{l}(t), H_{l}^{0}; \\ h_{l}s_{l}(t) + n_{l}(t), H_{l}^{1} \\ (t = 1, 2, \cdots, M) \end{cases}$$

式中: t 是采样序列,  $s_l$  是功率为  $p_l^s$  的 PU 信号,  $n_l$ 是功率为  $\sigma_l^2$  的高斯白噪声,  $h_l$  是子信道 l 上 PU 和 SU 间信道增益, M 是采样点数目,  $H_l^0$  和  $H_l^1$  分别表 示 PU 空闲和工作两种假设状态. 如果感知时间为  $\tau$ 、采样频率为  $f_s$ , M 表示为

$$M = \tau f_s.$$
 (1)  
能量感知首先计算接收信号  $\gamma_i$  的能量统计值  $Y_i$ ,表示为

$$Y_l = \frac{1}{M} \sum_{t=1}^{M} ||y_l(t)||^2.$$

*y<sub>l</sub>*(1),*y<sub>l</sub>*(2),…,*y<sub>l</sub>*(*M*) 是独立同分布的变量,因此 当 *M* 足够大时,*Y<sub>l</sub>* 近似服从高斯分布,表示为

$$Y_{l} \sim \begin{cases} \Phi\left(\sigma_{l}^{2}, \frac{1}{M}\sigma_{l}^{4}\right), H_{l}^{0}; \\ \Phi\left((1+\gamma_{l})\sigma_{l}^{2}, \frac{(1+2\gamma_{l})}{M}\sigma_{l}^{4}\right), H_{l}^{1}. \end{cases}$$
(2)

式中:  $\Phi(a,b)$  表示均值为a、方差为b的高斯分布,  $\gamma_l = h_l^2 p_l^s / \sigma_l^2$  为感知信噪比  $R_{SN}$  (signal to noise ratio).

能量感知将  $Y_l$  与预先选定的门限  $\varepsilon_l$  作比较,如 果  $Y_l < \varepsilon_l$  判断 PU 空闲,反之判断 PU 存在.当 PU 空闲而 SU 错误检测到 PU 存在时, SU 会损失频谱 接入机会,表现为虚警概率  $P_l^i$ ;当 PU 存在且 SU 正 确判断 PU 工作时, SU 会躲避 PU 避免产生干扰,表 现为检测概率  $P_l^d$ .根据式(1)和式(2),  $P_l^f$ 和  $P_l^d$ 是 关于  $\tau$ 和  $\varepsilon_l$ 的函数,分别表示为

$$\begin{cases} P_l^{\rm f}(\tau,\varepsilon_l) = Q\left(\frac{\varepsilon_l - \sigma_l^2}{\sqrt{\sigma_l^4/(\tau f_{\rm s})}}\right), \\ P_l^{\rm d}(\tau,\varepsilon_l) = Q\left(\frac{\varepsilon_l - (1+\gamma_l)\sigma_l^2}{\sqrt{(1+2\gamma_l)\sigma_l^4/(\tau f_{\rm s})}}\right). \end{cases}$$
(3)

式中函数 
$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x}^{+\infty} \exp(-0.5z^2) dz.$$

## 2 系统模型

如图 1 所示, SU 的帧结构被分为感知和传输两 个阶段, SU 在传输前需要在感知阶段检测 PU, 只有 当检测到 PU 空闲时, SU 才能在传输阶段使用信道 通信<sup>[13]</sup>. 假设帧长为 T、感知时长为  $\tau$ ,则 SU 的传 输时长为  $T - \tau$ . SU 在子信道 l 上的传输情况分为两 种<sup>[14]</sup>:1) SU 正确检测到 PU 空闲,空闲概率为 1 –  $P_l^{f}$ 、传输速率为  $c_l^{0} = \log_2(1 + \gamma_l^{SU})$ ,其中  $\gamma_l^{SU}$  为 SU 接收自身信息的  $R_{SN}$ ; 2) 正在工作的 PU 被 SU 错误 检测为空闲,漏检概率为 1 –  $P_l^{d}$ 、传输速率为  $c_l^{1} = \log_2\left(1 + \frac{\gamma_l^{SU}}{1 + \gamma_l}\right)$ . 因此, SU 在 L 个子信道上的吞吐 量总和表示为

$$C(\tau,\varepsilon) = (T-\tau) \sum_{l=1}^{L} (\eta_l^0 c_l^0 (1 - P_l^f(\tau,\varepsilon_l)) + \eta_l^1 c_l^1 (1 - P_l^d(\tau,\varepsilon_l))).$$
(4)

式中:门限向量 $\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_L]$ ,  $\eta_l^0 \approx \eta_l^1$ 分别是  $H_l^0 \approx H_l^1$ 的出现概率.



#### 图1 SU 帧结构

PU 的传输情况分为 3 种:1) 在感知时间  $\tau$  内, SU 不传输,PU 传输速率为  $r_l^0 = \log_2(1 + \gamma_l^{PU})$ ,其中  $\gamma_l^{PU}$  为 PU 接收自身信息的  $R_{SN}$ ; 2) 传输时间  $T - \tau$ 内,SU 准确检测到 PU 存在且检测概率为  $P_l^d$ , SU 不 会使用信道,PU 传输速率为  $r_l^0$ ;3)  $T - \tau$  内,SU 漏 检 PU 存在且漏检概率为  $1 - P_l^d$ , SU 使用信道并对 PU 产 生 干 扰,PU 传 输 速 率 为  $r_l^1 = \log_2\left(1 + \frac{\gamma_l^{PU}}{1 + \gamma_l^{PS}}\right)$ ,其中  $\gamma_l^{PS}$  为 PU 接收 SU 信息的  $R_{SN}$ .因此,PU 在 L 个子信道上的吞吐量总和为

$$R(\tau,\varepsilon) = \eta_l^1(\tau \sum_{l=1}^L r_l^0 + (T-\tau) \sum_{l=1}^L (r_l^0 P_l^d(\tau,\varepsilon_l) + r_l^1(1-P_l^d(\tau,\varepsilon_l)))).$$
(5)

3 模型优化

本文通过优化感知时间  $\tau$  和门限向量  $\varepsilon$ ,在保

证 PU 吞吐量 R、子信道虚警概率  $P_l^f$  和检测概率  $P_l^d$  的基础上,最大化 SU 的吞吐量 C,表示为

 $\max C(\tau, \varepsilon).$ 

s.t. 
$$\begin{cases} R(\tau,\varepsilon) \ge \xi, \\ P_l^{\rm f}(\tau,\varepsilon_l) \le \alpha, \\ P_l^{\rm d}(\tau,\varepsilon_l) \ge \beta, \ l = 1, 2, \cdots, L. \end{cases}$$
(6)

式中: $\xi$ 是 PU 满足通信需求的最小吞吐量,  $\alpha$  和 $\beta$ 分别是 SU 满足感知性能要求的最大虚警概率和最 小检测概率且  $\alpha \leq 0.5$  和 $\beta \geq 0.5$ .式(6)是多变量 优化问题,可以采用交替方向优化进行求解<sup>[15]</sup>.求 解思想是:给定感知时间  $\tau$  为一初始值,搜索最优的 门限向量  $\varepsilon^*$  最大化吞吐量 C,然后给定 $\varepsilon = \varepsilon^*$ ,搜 索最优的感知时间  $\tau^*$  最大化C;给定 $\tau = \tau^*$ ,重新 优化;通过若干次迭代优化,可获得优化问题的最 优解.

#### 3.1 感知门限优化

g(

初始化 $\tau = \tau_0$ ,将 $P_l^{f}(\tau_0, \varepsilon_l) \leq \alpha \ \pi P_l^{d}(\tau_0, \varepsilon_l) \geq \beta$ 代入式(3)得到 $\varepsilon_l^{\min} \leq \varepsilon_l \leq \varepsilon_l^{\max}, \varepsilon_l^{\min} \ \pi \varepsilon_l^{\max}$ 分别表示为

$$\varepsilon_{l}^{\min} = \left(\frac{Q^{-1}(\alpha)}{\sqrt{\tau_{0}f_{s}}} + 1\right)\sigma_{l}^{2},$$

$$\varepsilon_{l}^{\max} = \left(Q^{-1}(\beta)\sqrt{\frac{2\gamma_{l}+1}{\tau_{0}f_{s}}} + \gamma_{l} + 1\right)\sigma_{l}^{2}.$$
将  $R(\tau_{0},\varepsilon) \ge \xi$  代入式(5)得到  $\sum_{l=1}^{L}\Delta r_{l}P_{l}^{d} \ge$ 
 $\tau_{0}$ ), $\Delta r_{l}$  和  $g(\tau_{0})$  分别表示为
$$\Delta r_{i} = r_{0}^{0} - r_{l}^{1}.$$

$$g(\tau_0) = \frac{\xi}{\eta_l^1(T-\tau_0)} - \frac{\tau_0}{T-\tau_0} \sum_{l=1}^L r_l^0 - \sum_{l=1}^L r_l^1,$$

因此,式(6)简化为关于 ε 的优化问题,表示为

$$\max_{\varepsilon} C(\varepsilon) = (T - \tau_0) \sum_{l=1}^{L} (\eta_l^0 c_l^0 (1 - P_l^{\mathrm{f}}(\varepsilon_l)) + \eta_l^1 c_l^1 (1 - P_l^{\mathrm{d}}(\varepsilon_l))).$$
  
s.t. 
$$\begin{cases} \sum_{l=1}^{L} \Delta r_l P_l^{\mathrm{d}}(\varepsilon_l) \ge g(\tau_0), \\ \varepsilon_l^{\min} \le \varepsilon_l \le \varepsilon_l^{\max}, \ l = 1, 2, \cdots, L. \end{cases}$$
 (7)

暂不考虑约束  $\varepsilon_l^{\min} \leq \varepsilon_l \leq \varepsilon_l^{\max}$ ,利用拉格朗日 乘子算法求解式(7),函数式表示为

$$U(\varepsilon) = \sum_{l=1}^{L} \left( \eta_l^0 c_l^0 (1 - P_l^{\mathsf{f}}(\varepsilon_l)) + \eta_l^1 c_l^1 (1 - P_l^{\mathsf{d}}(\varepsilon_l)) \right) + \lambda \left( \sum_{l=1}^{L} \Delta r_l P_l^{\mathsf{d}}(\varepsilon_l) - g(\tau_0) \right).$$

式中  $\lambda$  是拉格朗日乘子.  $\varepsilon_l$  可以通过  $\partial U(\varepsilon) / \partial \varepsilon_l = 0(l = 1, 2, \dots, L)$ 获得,表示为

$$\varepsilon_l^0 = \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\gamma_l}{2} + \frac{2\gamma_l + 1}{\tau_l f_s \gamma_l}} \ln\left(\frac{\eta_l^0 c_l^0 (2\gamma_l + 1)}{\lambda \Delta r_l - \eta_l^1 c_l^1}\right)\right) \sigma_l^2.$$
(8)

将式(8)代入  $\sum_{l=1}^{L} \Delta r_l P_l^{d}(\varepsilon_l^0) = g(\tau_0)$  获得  $\lambda$  值. 由于需要满足  $\varepsilon_l^{\min} \leq \varepsilon_l \leq \varepsilon_l^{\max}$ ,式(7)的最优解  $\varepsilon^*$ 

出了而安俩足 $\mathcal{E}_l \in \mathcal{E}_l \in \mathcal{E}_l$ ,式(7)的取饥阱 $\mathcal{E}$ 表示为

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{*} = \begin{cases} \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{\min}, \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{0} < \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{\min}; \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{0}, \ \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{\min} \leq \boldsymbol{\varepsilon}_{l} \leq \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{\max}; \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{\max}, \ \boldsymbol{\varepsilon}_{l} > \boldsymbol{\varepsilon}_{l}^{\max}. \end{cases}$$

$$(l = 1, 2, \cdots L) \tag{9}$$

#### 3.2 感知时间优化

在 3.1 节中给定初始感知时间  $\tau = \tau_0$ , 求得了最 优门限向量  $\varepsilon^* = [\varepsilon_1^*, \varepsilon_2^*, \dots, \varepsilon_L^*]$ 并获得相应的检 测概率  $P_l^d(\tau_0, \varepsilon_l^*)$ . 下面给定  $\varepsilon = \varepsilon^*$ , 搜索最优的感 知时间  $\tau = \tau^*$  最大化 *C*. 根据式(3), 虚警概率可以 由检测概率表示为

$$P_{l}^{f} = Q(Q^{-1}(P_{l}^{d})\sqrt{2\gamma_{l}+1} + \gamma_{l}\sqrt{\tau f_{s}}). \quad (10)$$

为了保证  $R(\tau,\varepsilon) \ge \xi \ n P_l^d(\tau,\varepsilon_l) \ge \beta$  成立, 显然需要  $P_l^d(\tau,\varepsilon_l) \ge P_l^d(\tau_0,\varepsilon_l^*)$ .由于 Q(x) 是单 调递减函数,根据式(10)可知  $P_l^f(\tau,\varepsilon_l) \ge P_l^f(\tau_0,\varepsilon_l^*)$ ,根据式(4)可知  $C(\tau,\varepsilon) \le C(\tau_0,\varepsilon^*)$ .因此, 只有当  $P_l^d(\tau,\varepsilon_l) = P_l^d(\tau_0,\varepsilon_l^*) = \varphi_l$  时, C 能够取得 最大值.将  $P_l^d = \varphi_l$ 和式(10)代入式(6),关于 $\tau$ 的优 化问题表示为

$$\max_{\tau} C(\tau) = (T - \tau) \sum_{l=1}^{L} (\eta_l^0 c_l^0 (1 - Q(Q^{-1}(\varphi_l) \sqrt{2\gamma_l + 1} + \gamma_l \sqrt{\tau f_s})) + \eta_l^1 c_l^1 (1 - \varphi_l)).$$
  
s.t.  $P_l^f(\tau, \varepsilon_l) \leq \alpha, \ l = 1, 2, \cdots, L$  (11)

将式(10)代入  $P_l^{f}(\tau, \varepsilon_l) \leq \alpha(l = 1, 2, \dots, L)$  得到  $\tau \geq \max(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_L)$ ,

式中  $\theta_l = (Q^{-1}(\alpha) - Q^{-1}(\varphi_l)\sqrt{2\gamma_l + 1})^2/(\gamma_l^2 f_s)$ . 式(11)的优化问题进一步简化为

$$\begin{cases} \max_{\tau} C(\tau) = (T - \tau) \sum_{l=1}^{L} \left( A_{l}^{0} \left( 1 - Q \left( B_{l}^{0} + B_{l}^{1} \sqrt{\tau} \right) \right) + A_{l}^{1} \right), \\ \text{s.t.} \quad \tau \ge \max(\theta_{1}, \theta_{2}, \cdots, \theta_{L}). \end{cases}$$

$$(12)$$

式中:  $A_l^0 = \eta_l^0 c_l^0, A_l^1 = \eta_l^1 c_l^1 (1 - \varphi_l), B_l^0 = Q^{-1}(\varphi_l) \sqrt{2\gamma_l + 1},$  $B_l^1 = \gamma_l \sqrt{f_s}.$  首先, 证明当 $\tau \in [0, T]$ 时, 目标函数  $C(\tau)$  是关于 $\tau$ 的凸函数.  $C(\tau)$ 可以由 $P_l^t(\tau)$ 表示为

$$C(\tau) = (T - \tau) \sum_{l=1}^{L} (A_{l}^{0}(1 - P_{l}^{f}(\tau)) + A_{l}^{1}).$$
  

$$\vec{x} \notin C(\tau) \notin \vec{T} \tau \text{ ind} \vec{D} \notin \mathfrak{B}, \ \vec{x} \vec{T} \mathcal{B}$$
  

$$\nabla^{2}C(\tau) = 2A_{l}^{0} \nabla P_{l}^{f}(\tau) - (T - \tau) A_{l}^{0} \nabla^{2} P_{l}^{f}(\tau),$$
(13)

求解  $P_l^t(\tau) = Q(B_l^0 + B_l^1 \sqrt{\tau})$  关于  $\tau$  的一阶和二阶 偏导数,分别表示为

$$\begin{cases} \nabla P_{l}^{f}(\tau) = -\frac{B_{l}^{1}}{\sqrt{2\pi\tau}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(B_{l}^{0} + B_{l}^{1}\sqrt{\tau}\right)^{2}\right), \\ \nabla^{2}P_{l}^{f}(\tau) = \frac{\left(B_{l}^{1}\right)^{2}}{2\sqrt{2\pi\tau}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(B_{l}^{0} + B_{l}^{1}\sqrt{\tau}\right)^{2}\right), \\ \left(\frac{1}{B_{l}^{1}\sqrt{\tau}} + B_{l}^{0} + B_{l}^{1}\sqrt{\tau}\right). \end{cases}$$

$$(14)$$

由  $B_l^1 > 0$  以及  $P_l^f \le \alpha \le 0.5$  得到  $B_l^0 + B_l^1 \sqrt{\tau} \ge$ 0,根据式(14)可知  $\nabla P_l^f(\tau) < 0$  和  $\nabla^2 P_l^f(\tau) > 0$ ,进 一步代入式(13)得到  $\nabla^2 C(\tau) < 0$ ,即  $C(\tau)$  是关于  $\tau$  的凸函数.使得一阶导数  $\nabla C(\tau) = 0$  的点 $\tau_{max}$ 即是  $C(\tau)$ 的极大点, $\tau_{max}$ 可以采用搜索方法获得.因此, 式(12)的最优解表示为

 $\boldsymbol{\tau}^* = \max(\max(\theta_1, \theta_2, \cdots, \theta_L), \boldsymbol{\tau}_{\max}). \quad (15)$ 

#### 3.3 联合优化算法

联合优化算法基于交替方向优化,具体步骤 如下:

1) 初始化  $k = 1, \tau^{(k)} = 0, \varepsilon^{(k)} = \{0\}$ 和估计误差  $\xi;$ 

2) 令 τ<sup>(k)</sup> = τ<sub>0</sub>(τ<sub>0</sub> 为 0~T 任意数);
 3) 代入 τ<sup>(k)</sup>, 根据式(9)求解最优向量 ε<sup>\*</sup>;
 4) 令 ε<sup>(k+1)</sup> = ε<sup>\*</sup>;
 5) 代入 ε<sup>(k+1)</sup>, 根据式(15)求解最优值 τ<sup>\*</sup>;
 6) 令 τ<sup>(k+1)</sup> = τ<sup>\*</sup> 和 k = k + 1;
 7) 重复步骤 3)~6) 直至 |τ<sup>(k)</sup> - τ<sup>(k-1)</sup> | ≤ ξ 且
 ||ε<sup>(k)</sup> - ε<sup>(k-1)</sup> ||<sub>2</sub> ≤ ξ;
 8) 联合最优解为 τ = τ<sup>(k)</sup> 和 ε = ε<sup>(k)</sup>.

联合优化算法的时间复杂度和估计误差*٤* 有

联合优化昇法的时间复杂度和估计误差  $\xi$  有关,表示为 $0(1/\xi^2)$ .

4 仿真分析

仿真中,帧长 T = 1 s,噪声功率  $\sigma_l^2 = 1$  mW,子 信道数 L = 10,最大虚警概率  $\alpha = 0.5$ ,最小检测概率  $\beta = 0.9$ ,假设概率  $\eta_l^0 = \eta_l^1 = 0.5$ ,SU 和 PU 的子信道 发射功率为 10 mW,信道增益服从均值为-10 dB 的 瑞利分布,估计误差 $\xi = 0.01$ .

图 2 是不同感知  $R_{SN}$  下, SU 的吞吐量 C 随平均 感知门限  $\bar{\epsilon} = \sum_{l=1}^{L} \epsilon_l / L$  的变化. 可以看出存在最优 的感知门限使吞吐量最大, 表明 3.1 节对于感知门 限的优化是可行的. 随着感知  $R_{SN}$  的增加, SU 的吞 吐量逐渐提高, 是因为 SU 频谱感知性能的提高导 致其频谱利用率的增加. 图 3 是不同感知  $R_{SN}$  下, SU 吞吐量随感知时间  $\tau$  的变化, 可以看出存在最优的 感知时间使吞吐量最大, 表明 3.2 节对于感知时间 的优化是可行的. 因此, 联合优化算法通过交替优 化感知门限和感知时间可以获得最终的优值.



图 4 是不同算法下, SU 吞吐量随 PU 吞吐量的 变化.图 4 比较了本文感知时间和门限联合分配算 法、文献[12]提出的优化感知时间的感知吞吐量折 中方案、文献[9]提出的多信道感知门限优化方案 以及传统的固定感知时间和门限方案.可以看出, 在 PU 吞吐量给定的情况下,联合分配算法能够使 SU 获得更高的吞吐量,而感知吞吐量折中方案和多 信道感知门限优化方案由于仅优化感知时间或感知 门限,其性能要低于联合分配算法,但是要好于固定 感知时间和门限方案.



# 5 结 论

本文基于"先听后传"的次用户帧结构,建立了 频谱感知时间和子信道感知门限的联合优化分配模 型,以最大化多信道 CR 中 SU 的吞吐量.采用交替 方向优化将联合优化分解为分别关于感知时间和感 知门限的两个单变量子优化问题,理论和仿真表明 两个子优化问题是凸优化且存在最优解,交替优化 两个子优化问题可以获得最终解.在 PU 吞吐量给 定的情况下,联合分配能够使 SU 获得更高的吞吐 量.下一步会考虑将联合分配应用到多用户场景中.

### 参考文献

- [1] MITOLA J, MAGUIRE G Q. Cognitive radio: making software radios more personal [J]. IEEE Person Communication, 1999, 6(4): 13-18.
- [2] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220.
- [3] GHASEMI A, SOUSA E S. Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs[J]. IEEE Communications Magazine, 2008, 46 (4): 32-39.
- [4] 刘鑫, 谭学治, 徐桂森. 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, 43(6): 168-172.

- [5] MARINHO J, MONTEIRO E. Cooperative sensing-beforetransmit in ad-hoc multi-hop cognitive radio scenarios
   [C]// International Conference on Wired Wireless Internet Communications. Santorini: Springer Press, 2012: 186-197.
- [6] FAN Rongfei, JIANG Hai. Optimal multi-channel cooperative sensing in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(3): 1128–1138.
- [7] 丁汉清,杨家玮,赵志远.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.
- [8] LIU Xin, JIA Min, TAN Xuezhi. Threshold optimization of cooperative spectrum sensing in cognitive radio network [J]. Radio Science, 2013, 48(1); 23-32.
- [9] ZHI Quan, SAYED A H, POOR H V. Optimal multiband joint detection for spectrum sensing in cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(3): 1128-1140.
- [10] MICHELE S, MAURIZIO M. Optimization of non-convex multiband cooperative sensing with genetic algorithms [J].
   IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2011, 5(1): 87-96.
- [11] LIANG Y C, ZENG Y H, EDWARD C Y, et al. Sensingthroughput tradeoff for cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1326-1336.
- [12] LIU Xin. A new sensing-throughput tradeoff scheme in cooperative multiband cognitive radio network [ J ]. International Journal of Network Management, 2014, 24 (3): 200-217.
- [13] EDWARD C Y P, LIANG Y C, GUAN Y L. Optimization of cooperative sensing in cognitive radio networks: a sensing-throughput tradeoff view [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(9): 5294-5299.
- [14] LIU Xin, JIA Min, GU Xuemai. Joint optimal sensing threshold and subcarrier power allocation in wideband cognitive radio for minimising interference to primary user
   [J]. China Communications, 2013, 10 (11): 70-80.
- [15] STEPHEN B, NEAL P, ERIC C, et al. Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers [J]. Foundations and Trends in Machine Learning, 2011, 3(1): 15-40.

(编辑 王小唯 苗秀芝)