



基于认知无线电的双向中继网络的资源分配

梁爽, 杨守义, 郝万明

(郑州大学信息工程学院 郑州 450001)

摘要: 针对认知无线电中的双向中继网络, 研究了基于非完美感知的频谱机会式接入和频谱共享接入下的资源分配问题。与传统基于认知的双向中继的资源分配方法不同, 提出的算法联合考虑了感知时间和次级系统的发射功率。在感知时间和发射功率满足条件的情况下, 使次级系统的吞吐量最大。为了有效地保护主用户不受干扰, 在每一跳都考虑了平均干扰功率约束, 同时考虑次级系统总的功率约束。在非完美感知的频谱机会式接入和频谱共享接入机制下, 新算法能够获得最优的感知时间和功率分配。最后, 仿真比较了两种方案的性能, 验证了新算法的有效性。

关键词: 认知无线电; 双向中继; 感知时间; 功率分配

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015061

Resource Allocation for Two-Way Relay Network Based on Cognitive Radio

Liang Shuang, Yang Shouyi, Hao Wanming

(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: The resource allocation issue for sensing-based spectrum opportunistic access and sensing-based spectrum sharing access in two-way relay cognitive network with imperfect spectrum sensing was discussed. Different from the traditional resource allocation methods for two-way relay network, new algorithm jointly considering sensing time and transmission power in secondary system. Under the condition of the sensing time and the transmission power, the maximal throughput of the secondary system can be obtained. To protect the primary user effectively from interference, the average interference power constraint in each hop was considered. The total transmission power constraint of the secondary system is also considered. The proposed algorithms can acquire the optimal sensing time and power allocation under imperfect spectrum sensing for the sensing-based spectrum opportunistic access and sensing-based spectrum sharing access. Finally, the performance of the two schemes was compared and the effectiveness of the proposed algorithm was verified.

Key words: cognitive radio, two-way relay, sensing time, power allocation

收稿日期: 2014-12-01; 修回日期: 2015-02-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61271421)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61271421)

论文引用格式: 梁爽, 杨守义, 郝万明. 基于认知无线电的双向中继网络的资源分配. 电信科学, 2015061

Liang S, Yang S Y, Hao W M. Resource Allocation for Two-Way Relay Network Based on Cognitive Radio. Telecommunications Science, 2015061



1 引言

近年来,无线通信技术得到了快速发展。随着无线应用需求的增加,频谱紧缺的问题日益凸显。认知无线电技术^[1]通过允许认知用户在不影响授权用户正常工作的前提下,动态地接入授权频带,有效提高了频谱利用效率^[2]。

动态的频谱接入机制有以下两种方法:频谱机会式接入和频谱共享接入。在频谱机会式接入^[3]机制中,只有当检测到授权频带空闲时,认知用户(即次级用户(secondary user, SU))才接入信道。在频谱共享接入^[4]机制中,不管授权用户(即主用户(primary user, PU))是否存在,认知用户都能接入信道,但是要保证 PU 的服务质量(quality of service, QoS)。

然而,一个认知用户的频谱感知结果可能会不准确,这样将会导致错误的传输,从而严重干扰主用户。协作中继技术^[5]可以感知频谱以及认知传输,能够提高认知无线网络的性能。应用于认知无线电中的中继网络可以分为两种类型:单向中继网络(one-way relay network, OWRN),数据流直接从源节点通过中继到达目的端;双向中继网络(two-way relay network, TWRN),中继节点接收两个源节点同时发送来的信号,然后再将接收到的信号转发给两个源端。根据参考文献[6],TWRN 中两个源端的整体通信速率大约是 OWRN 的两倍,使得 TWRN 的双向系统更具有吸引力。

在无线通信中,必须要保证用户的服务质量,特别是小区边缘的用户,协作通信技术提出的有效手段已经在参考文献[7]中研究。参考文献[7]是在多用户、多中继、双跳的协作 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing, 正交频分复用)系统中,通过中继的选择和子载波配对来分配功率,使次级系统的吞吐量最大。参考文献[8]针对多用户、多中继的双向通信系统,提出了一种联合中继选择和功率分配的算法,改进了系统的误码率性能,并且降低了系统的运算复杂度。参考文献[9]是在基于认知的基础上,研究了双向中继网络的中继选择和资源分配问题。参考文献[10]考虑了双向中继网络的认知传输过程,然后对该过程进行了性能分析。为了使吞吐量最大,参考文献[11]研究了多频带认知无线电的最优感知时间和功率分配问题。

基于上述已有的研究成果,针对认知无线电中基于 OFDM 的双向中继网络,研究联合考虑感知时间和次级系统发射功率的资源分配算法。与上述参考文献相比,本文与参考文献[7]的研究对象不同;参考文献[8]虽然研究的是

双向中继,但不是在认知网络里;参考文献[9]的资源分配算法没有考虑最优的感知时间;参考文献[10]只对双向中继的认知传输过程进行了性能分析,没有做资源分配;参考文献[11]虽然研究了认知无线电的最优感知时间和功率分配,但是它是在多频带内研究的。本文联合考虑感知时间和次级系统发射功率的资源分配算法,比较了非完美感知的两种接入机制:频谱机会式接入和频谱共享接入。仿真结果表明,该算法在平均干扰功率约束下,频谱共享接入比频谱机会式接入的性能好,而且随着 PU 空闲概率的增加,次级系统的吞吐量增加。

本文首先提出了认知无线电中基于 OFDM 的双向中继网络模型,如图 1 所示。在该模型中,次级系统的两个用户和中继联合感知主用户的存在状态,联合感知的方法能够使检测结果更为准确。同时考虑了两种频谱接入机制,即频谱机会式接入和频谱共享接入。在频谱机会式接入中,只有当检测到频谱空闲,即主用户不存在时,次级系统的源和中继才以一定的功率开始传输数据。在频谱共享接入中,不管主用户是否存在,源和中继都会传输数据,不同的是,当主用户不存在时,源和中继发射一个高的传输功率;当主用户存在时,在保证主用户 QoS 的前提下,发射一个低的传输功率。不同于直接链路和单向网络,在第一阶段,次级系统的两个用户首先向中继发送信号;然后中继再将接收到的信号放大转发给两个源端。每个阶段都必须保证主用户不受有害干扰。为了有效保护主用户,每一跳都考虑了平均干扰功率约束,同时考虑了次级系统的总功率约束。在感知时间和传输功率满足条件的情况下,最大化次级用户的吞吐量。

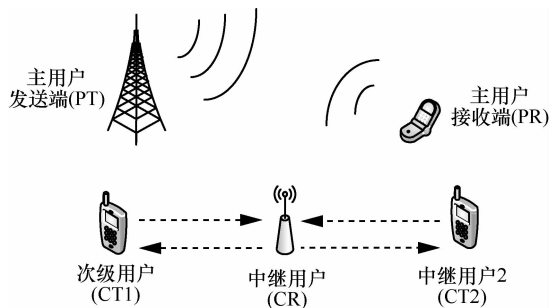


图 1 基于认知的双向中继网络

2 系统模型

如图 2 所示,考虑在认知无线电中基于 OFDM 的双向中继系统,该次级系统能够接入授权给主用户的宽带频

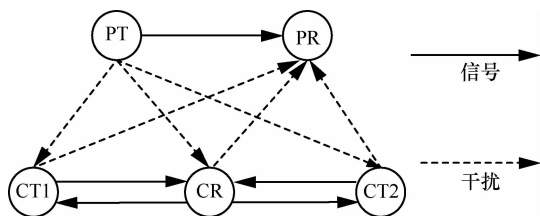


图 2 系统模型

谱。该频谱被分为 N 个正交的子信道。主链路包括发送端 (PT) 和接收端 (PR); 次级链路包括两个目的节点 CT1 和 CT2 以及一个中继节点 CR。

图 3 描述了 1 帧的结构, 包括频谱感知阶段和数据传输阶段。在每一帧开始时, 次级系统的 3 个节点同时感知主用户的状态, 当感知到存在频谱空洞时开始传输数据, 在这一帧结束时停止传输。显然, 每一个认知传输过程都包括两个阶段: 感知阶段和传输阶段。

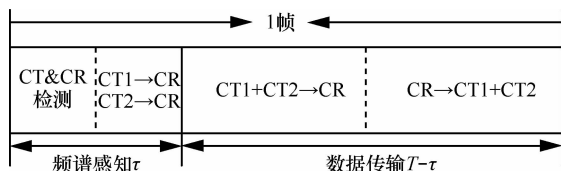


图 3 帧结构

在每一帧中, 主用户在每一个子信道里只有两个状态, 即存在或不存在。假设每一个子信道的感知时间都为 τ/N , 传输时间则为 $T-\tau/N$ 。接收信号在每一个子信道的采样速率是 f 。因此, 在时间 τ/N 内, CT1、CT2 和 CR 在每一个子信道里都有 $f\tau/N$ 个采样点。

分别用 H_0^n, H_1^n 表示主用户不存在和存在, 即信道没被占用和被占用, n 是指 n 个子信道, i 是采样点的索引; $w^n(\cdot)$ 代表子信道的噪声, 假设是加性高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为 $\sigma^2=1$; $x^n(\cdot)$ 是主用户的发射信号, $y_1^n(\cdot)$ 是 CT1 端的接收信号。即:

$$\begin{aligned} H_0^n : y_1^n(i) &= w^n(i), i=1, 2, \dots, f\tau/N \\ H_1^n : y_1^n(i) &= x^n(i) + w^n(i), i=1, 2, \dots, f\tau/N \end{aligned} \quad (1)$$

同样, 也可获得 CR、CT2 端的接收信号 $y_R^n(i), y_2^n(i)$ 。

根据参考文献[12], CT1 端接收的信号能量检测结果为:

$$T_1^n(y) = N / f\tau \sum_{i=1}^{f\tau/N} |y_1^n(i)|^2 \quad (2)$$

同理, 可获得 CR、CT2 端的检测结果 $T_R^n(y), T_2^n(y)$ 。

与单向中继网络不同, 双向中继网络中的两个源端和中继均能感知主用户的存在状态, 因此, 总的能量检测统计结果可表示为:

$$T^n(y) = \frac{\frac{f\tau}{N} \cdot T_1^N(y) + \frac{f\tau}{N} \cdot T_R^N(y) + \frac{f\tau}{N} \cdot T_2^N(y)}{3 \cdot \frac{f\tau}{N}} \quad (3)$$

根据参考文献[13], 能量检测技术下的检测概率和虚警概率分别为:

$$\begin{aligned} P_d^n(\tau, \varepsilon_n) &= Q\left(\frac{\varepsilon_n}{\sigma^2} - \gamma_n - 1\right) \sqrt{3f\tau/N(\gamma_n + 1)^2} \\ P_f^n(\tau, \varepsilon_n) &= Q\left(\frac{\varepsilon_n}{\sigma^2} - 1\right) \sqrt{3f\tau/N} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, γ_n 为次级系统检测到接收 PU 信号的 SNR, ε_n 为能量检测器的决定域。

主系统和次级系统分别经历独立的频率选择性瑞利衰落信道。因为本文是基于 OFDM 的仿真, 根据参考文献[14], 将每个子信道都建模为平坦衰落的瑞利信道。从 PT→PR 的信道增益可定义为 $h_{pt,pr}^n$, 同理可分别得到 $h_{pt,ct1}^n, h_{pt,ct2}^n, h_{pt,cr}^n, h_{ct1,cr}^n, h_{ct2,cr}^n, h_{ct1,pr}^n, h_{ct2,pr}^n, h_{cr,pr}^n$ 。

3 基于感知的频谱共享接入

在频谱共享接入机制中, 次级系统的源和中继根据检测结果自适应地调整传输功率。如果检测到信道是理想的, 即主用户不存在, 则次级系统 CT1、CR、CT2 以高功率传输数据, 功率分别为 $P_{1,n}^0, P_{r,n}^0, P_{2,n}^0$ 。如果信道不理想, 即主用户存在, 则为了保证主用户的 QoS, 次级系统 CT1、CR、CT2 以低功率传输数据, 功率分别为 $P_{1,n}^1, P_{r,n}^1, P_{2,n}^1$ 。实际上, 由于频谱检测技术的限制, 会存在错误检测的现象。当检测到信道是理想的, 但实际上被主用户占用时, “误检”发生; “虚警”是指检测到信道是被主用户占用的, 而实际上信道是理想的。检测概率为 p_d , 虚警概率为 p_f 。本文将次级系统的双向系统设置为两条对称的单向系统, 即系统由 T1—T2 和 T2—T1 两条链路构成。在每条链路总功率受限和对主用户干扰限制的前提下, 只需将两条单向链路的速率最大化, 即可实现整个双向系统的容量最大化。在感知结果和主用户真实状态的基础上, 4 种可能的场景见表 1。

表 1 次级系统 T1—T2 链路接入信道的 4 种可能情景

主用户状态	感知结果	相关概率	传输功率	速率
不存在 (H_0^n)	H_0^n	$1-p_f$	$P_{1,n}^0, P_{2,n}^0, P_{r,n}^0$	$r_{00,n}$
不存在 (H_0^n)	H_1^n	p_f	$P_{1,n}^1, P_{2,n}^1, P_{r,n}^1$	$r_{01,n}$
存在 (H_1^n)	H_0^n	$1-p_d$	$P_{1,n}^0, P_{2,n}^0, P_{r,n}^0$	$r_{10,n}$
存在 (H_1^n)	H_1^n	p_d	$P_{1,n}^1, P_{2,n}^1, P_{r,n}^1$	$r_{11,n}$



根据参考文献[14]和参考文献[15]可知,次级系统 T1—T2 链路的可达速率为:

$$r_{00,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha_2 P_{1,n}^0 \alpha_1 P_{r,n}^0}{1 + \alpha_2 P_{1,n}^0 + \alpha_1 P_{r,n}^0 + \alpha_1 P_{2,n}^0} \right) \quad (5)$$

$$r_{01,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha_2 P_{1,n}^1 \alpha_1 P_{r,n}^1}{1 + \alpha_2 P_{1,n}^1 + \alpha_1 P_{r,n}^1 + \alpha_1 P_{2,n}^1} \right) \quad (6)$$

$$r_{10,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\beta_1 P_{1,n}^0 \beta_2 P_{r,n}^0}{1 + \beta_1 P_{1,n}^0 + \beta_2 P_{r,n}^0 + \beta_2 P_{2,n}^0} \right) \quad (7)$$

$$r_{11,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\beta_1 P_{1,n}^1 \beta_2 P_{r,n}^1}{1 + \beta_1 P_{1,n}^1 + \beta_2 P_{r,n}^1 + \beta_2 P_{2,n}^1} \right) \quad (8)$$

$$\text{其中, } \alpha_1 = \frac{|h_{\text{ct1,cr}}^n|^2}{\delta^2}, \alpha_2 = \frac{|h_{\text{cr,ct1}}^n|^2}{\delta^2}, \beta_1 = \frac{|h_{\text{ct1,cr}}^n|^2}{|h_{\text{pt,cr}}^n|^2 P_{p,n} + \delta^2},$$

$$\beta_2 = \frac{|h_{\text{cr,ct2}}^n|^2}{|h_{\text{pt,ct2}}^n|^2 P_{p,n} + \delta^2}, P_{p,n} \text{ 为主用户的发射功率。}$$

因此,次级系统 T1—T2 链路的平均吞吐量为:

$$R_{12}^n = p(H_0^n)(1 - p_f)r_{00,n} + p(H_0^n)p_f r_{01,n} + p(H_1^n)(1 - p_d)r_{10,n} + p(H_1^n)p_d r_{11,n} \quad (9)$$

同理,次级系统 T2—T1 链路的可达速率为:

$$r'_{00,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha_1 P_{2,n}^0 \alpha_2 P_{r,n}^0}{1 + \alpha_1 P_{2,n}^0 + \alpha_2 P_{r,n}^0 + \alpha_2 P_{1,n}^0} \right) \quad (10)$$

$$r'_{01,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha_1 P_{2,n}^1 \alpha_2 P_{r,n}^1}{1 + \alpha_1 P_{2,n}^1 + \alpha_2 P_{r,n}^1 + \alpha_2 P_{1,n}^1} \right) \quad (11)$$

$$r'_{10,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\beta_3 P_{2,n}^0 \beta_4 P_{r,n}^0}{1 + \beta_3 P_{2,n}^0 + \beta_4 P_{r,n}^0 + \beta_4 P_{1,n}^0} \right) \quad (12)$$

$$r'_{11,n} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\beta_3 P_{2,n}^1 \beta_4 P_{r,n}^1}{1 + \beta_3 P_{2,n}^1 + \beta_4 P_{r,n}^1 + \beta_4 P_{1,n}^1} \right) \quad (13)$$

$$\text{其中, } \beta_3 = \frac{|h_{\text{ct2,cr}}^n|^2}{|h_{\text{pt,cr}}^n|^2 P_{p,n} + \delta^2}, \beta_4 = \frac{|h_{\text{cr,ct1}}^n|^2}{|h_{\text{pt,ct1}}^n|^2 P_{p,n} + \delta^2}.$$

因此,能够得到次级系统 T2—T1 链路的总的平均吞吐量为:

$$R_{21}^n = p(H_0^n)(1 - p_f)r'_{00,n} + p(H_0^n)p_f r'_{01,n} + p(H_1^n)(1 - p_d)r'_{10,n} + p(H_1^n)p_d r'_{11,n} \quad (14)$$

其中, $p(H_0^n)$ 和 $p(H_1^n)$ 分别表示主用户不存在和存在的概率。

因此,次级系统总的吞吐量为:

$$R^n = R_{12}^n + R_{21}^n \quad (15)$$

考虑到次级系统的代价损失,参考文献[7]针对次级系统的源和中继考虑了总功率约束。总的传输功率受限可以分解为每条链路的传输功率受限。针对次级系统 T1—T2 链路,考虑总的平均传输功率约束为:

$$\frac{T - \tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N [p(H_1^n) p_d (P_{1,n}^1 + P_{r,n}^1) + p(H_1^n)(1 - p_d)(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) + p(H_0^n) p_f (P_{1,n}^1 + P_{r,n}^1) + p(H_0^n)(1 - p_f)(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0)] \right\} \leq P_{12} \quad (16)$$

在认知无线电中,次用户的传输功率是有限的,因为主用户的 QoS 在任何时候都应该受到保护。有效保护主用户的方法包括:平均干扰功率约束^[11,16]和峰值干扰功率约束^[17,18]。参考文献[16]中提到,平均干扰功率约束的方法不仅为次级系统提供了很高的吞吐量,而且很好地保护了主系统。因此,在本文中考虑平均干扰功率约束。

在基于感知的协作通信中,数据传输阶段包括两跳(如图 3 所示),每一跳都应该保证主用户不受有害干扰。本文研究的是双向中继网络,所以每条链路的每一跳都应该考虑平均干扰功率约束,对于 T1—T2 链路:

第一跳:

$$\frac{T - \tau}{T} E \left\{ |h_{\text{ct1,pt}}^n|^2 P_{1,n}^0 p(H_1^n)(1 - p_d) + |h_{\text{ct1,pt}}^n|^2 P_{1,n}^1 p(H_1^n) p_d \right\} \leq Q_{\text{av}}^n, \quad n=1,2,\dots,N \quad (17)$$

第二跳:

$$\frac{T - \tau}{T} E \left\{ |h_{\text{cr,pt}}^n|^2 P_{r,n}^0 p(H_1^n)(1 - p_d) + |h_{\text{cr,pt}}^n|^2 P_{r,n}^1 p(H_1^n) p_d \right\} \leq Q_{\text{av}}^n, \quad n=1,2,\dots,N \quad (18)$$

其中, Q_{av}^n 是主用户能够忍受的最大平均干扰功率。

同理,对于 T2—T1 链路,考虑链路总的传输功率限制以及每一跳的干扰功率限制,这样就有了 6 个约束条件,优化 7 个参量 $P_{1,n}^0$ 、 $P_{2,n}^0$ 、 $P_{r,n}^0$ 、 $P_{1,n}^1$ 、 $P_{2,n}^1$ 、 $P_{r,n}^1$ 以及感知时间 τ 。经检验,该优化问题太复杂,本文的目的是使次级系统的感知时间和传输功率在满足条件的基础上,最大化次级系统的吞吐量。为简化计算,设置次级系统的两个源端的发射功率相等,即 $P_{1,n}^0 = P_{2,n}^0$ 、 $P_{1,n}^1 = P_{2,n}^1$,且两条单向链路的信道信息完全相等,两个源端相对于主用户的发射端来说是

对称的。这样 $R_{12}^n = R_{21}^n$, 只需将一条链路的速率最大化, 即可得到整个双向系统的容量最大化。因此, 共享频谱接入下整个次级系统的优化问题可以描述为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{\tau, P_{1,n}^0, P_{r,n}^0, P_{1,n}^1, P_{r,n}^1\}} \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N R^n \right\} \\ & \text{s.t. 式(16), 式(17), 式(18), } 0 \leq \tau \leq T \\ & P_{1,n}^0 \geq 0, P_{r,n}^0 \geq 0, P_{1,n}^1 \geq 0, P_{r,n}^1 \geq 0 \end{aligned} \quad (19)$$

在基于感知的认知无线电中, 检测概率 p_d 较高。根据 IEEE 802.22 无线区域网络该值的设置, p_d 通常大于 0.9, 而虚警概率 p_f 通常小于 0.1。相对地, $1-p_f$ 通常很大, 而 $1-p_d$ 通常较小。为了简化该优化问题, 在实际计算中较小的值可以忽略。为了有效保护主用户, 本文只简化式(15), 这样优化问题表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{\tau, P_{1,n}^0, P_{r,n}^0, P_{1,n}^1, P_{r,n}^1\}} \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N (a_{00}r_{00} + a_{11}r_{11}) \right\} \\ & \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N [(a_{00} + a_{10})(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) + (a_{01} + a_{11})(P_{1,n}^1 + P_{r,n}^1)] \right\} \leq P_{12} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N s_{10}P_{1,n}^0 + s_{11}P_{1,n}^1 \right\} \leq Q_{av}^n, \quad n=1, 2, \dots, N \quad (22)$$

$$\frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N w_{10}P_{r,n}^0 + w_{11}P_{r,n}^1 \right\} \leq Q_{av}^n, \quad n=1, 2, \dots, N \quad (23)$$

$$P_{1,n}^0 \geq 0, P_{r,n}^0 \geq 0, P_{1,n}^1 \geq 0, P_{r,n}^1 \geq 0, 0 \leq \tau \leq T \quad (24)$$

其中涉及的参数可表示为:

$$\begin{cases} a_{00} = p(H_0^n)(1-p_f) \\ a_{01} = p(H_0^n)p_f \\ a_{10} = p(H_1^n)(1-p_d) \\ a_{11} = p(H_1^n)p_d \\ s_{10} = |h_{ct,pt}^n|^2 p(H_1^n)(1-p_d) \\ s_{11} = |h_{ct,pt}^n|^2 p(H_1^n)p_d \\ w_{10} = |h_{cr,pt}^n|^2 p(H_1^n)(1-p_d) \\ w_{11} = |h_{cr,pt}^n|^2 p(H_1^n)p_d \end{cases} \quad (25)$$

通过验证, 式(20)相对于 $P_{1,n}^0, P_{1,n}^1, P_{r,n}^0, P_{r,n}^1$ 是一个凸

优化问题。然而, 无法确定式(20)相对于感知时间 τ 是否为凸优化问题^[17]。因为感知时间在 $(0, T)$ 内, 可以通过一维穷尽搜索来找到一个最优的感知时间。然后根据得到的感知时间 τ , 对次级系统的各用户进行功率分配。

定义 $P = \{P_{1,n}^0, P_{1,n}^1, P_{r,n}^0, P_{r,n}^1\}$, 关于式(20)的拉格朗日对偶函数可以写为:

$$g(\lambda, \mu, \nu, \xi, \varepsilon) = \max_{\{P_{1,n}^0, P_{1,n}^1, P_{r,n}^0, P_{r,n}^1\}} L(P, \lambda, \mu, \nu) \quad (26)$$

其中, 拉格朗日函数为:

$$\begin{aligned} L(P, \lambda, \mu, \nu) = & E \left\{ \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N (a_{11}r_{11} + a_{00}r_{00}) \right\} + \\ & \lambda \left[P_{12} - \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N (a_{01} + a_{11})(P_{1,n}^1 + P_{r,n}^1) + \right. \right. \\ & \left. \left. (a_{10} + a_{00})(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) \right\} \right] + \\ & \sum_{n=1}^N \mu \left[Q_{av} - \frac{T-\tau}{T} E \{ s_{11}P_{1,n}^1 + s_{10}P_{1,n}^0 \} \right] + \\ & \sum_{n=1}^N \nu \left[Q_{av} - \frac{T-\tau}{T} E \{ w_{11}P_{r,n}^1 + w_{10}P_{r,n}^0 \} \right] \end{aligned} \quad (27)$$

拉格朗日对偶优化问题可以写为:

$$\begin{aligned} & \min_{\lambda, \mu, \nu} g(\lambda, \mu, \nu) \\ & \text{s.t. } \lambda \geq 0, \mu \geq 0, \nu \geq 0 \end{aligned} \quad (28)$$

为了获得 λ, μ, ν 的值, 依据参考文献[19]使对偶函数 $g(\lambda, \mu, \nu)$ 最小。将对偶变量的值更新为:

$$\begin{aligned} \lambda(m+1) = & \left[\lambda(m) + o(t) \left(P_{12} - \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N [(a_{01} + a_{11})(P_{1,n}^1 + P_{r,n}^1) + (a_{10} + a_{00})(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0)] \right\} \right) \right]^+ \\ \mu(m+1) = & \left[\mu(m) + \varsigma(t) \left(Q_{av} - \frac{T-\tau}{T} E [s_{11}P_{1,n}^1 + s_{10}P_{1,n}^0] \right) \right]^+ \\ \nu(m+1) = & \left[\nu(m) + \xi(t) \left(Q_{av} - \frac{T-\tau}{T} E [w_{11}P_{r,n}^1 + w_{10}P_{r,n}^0] \right) \right]^+ \end{aligned} \quad (29)$$

其中, $o(t), \varsigma(t), \xi(t)$ 是递减的步长, t 是迭代指数, 步长的选择标准依据参考文献[19], 目的是保证收敛性。然而, 计算式(29)的对偶问题需要在给定的点 λ, μ, ν 确定最优的 P 。详细的推导过程如下:



$$\begin{aligned}
g(\lambda, \mu, \nu) = & \max_{\{P_{1,n}^0, P_{1,n}^1, P_{r,n}^0, P_{r,n}^1\}} E \left\{ \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N a_{00} r_{00,n} \right\} - \\
& \lambda \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N (a_{00} + a_{10})(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) \right\} - \\
& \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \mu E \{ s_{10} P_{1,n}^0 \} - \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \nu E \{ w_{10} P_{r,n}^0 \} + \\
& E \left\{ \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N a_{11} r_{11,n} \right\} - \\
& \lambda \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N (a_{01} + a_{11})(P_{1,n}^1 + P_{r,n}^1) \right\} - \\
& \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \mu E \{ s_{11} P_{1,n}^1 \} - \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \nu E \{ w_{11} P_{r,n}^1 \} + \\
& \lambda P_{12} + \sum_{n=1}^N \mu Q_{av} + \sum_{n=1}^N \nu Q_{av} \quad (30)
\end{aligned}$$

可以将式 (30) 分解为两个子优化问题：一个解 $P_{1,n}^0, P_{r,n}^0$ ，另一个解 $P_{1,n}^1, P_{r,n}^1$ 。

子优化问题 1:

$$\begin{aligned}
\max_{\{P_{1,n}^0, P_{r,n}^0\}} E \left\{ \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N a_{00} r_{00,n} \right\} - \lambda \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N (a_{00} + a_{10})(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) \right\} \\
- \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \mu E \{ s_{10} P_{1,n}^0 \} - \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \nu E \{ w_{10} P_{r,n}^0 \} \quad (31)
\end{aligned}$$

子优化问题 2:

$$\begin{aligned}
\max_{\{P_{1,n}^1, P_{r,n}^1\}} E \left\{ \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N a_{11} r_{11,n} \right\} - \lambda \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N (a_{01} + a_{11})(P_{1,n}^1 + P_{r,n}^1) \right\} \\
- \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \mu E \{ s_{11} P_{1,n}^1 \} - \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N \nu E \{ w_{11} P_{r,n}^1 \} \quad (32)
\end{aligned}$$

对于子优化问题 1，为了书写方便，分别用 P_1, P_3 代替 $P_{1,n}^0, P_{r,n}^0$ ，则：

$$\frac{\partial L}{\partial P_1} = \frac{a_{00}}{2 \ln 2} \cdot \frac{P_3}{P_1} \cdot \frac{1}{c} - \lambda(a_{00} + a_{10}) - \mu s_{10} \quad (33)$$

$$\frac{\partial L}{\partial P_3} = \frac{a_{00}}{2 \ln 2} \cdot \frac{(\alpha_1 + \alpha_2) P_1}{P_3} \cdot \frac{1}{c} - \lambda(a_{00} + a_{10}) - \nu w_{10} \quad (34)$$

其中， $c = (\alpha_1 + \alpha_2) P_1 + \alpha_1 P_3$ 。令式 (33) 和式 (34) 为零，得到：

$$P_3^2 \beta_r = (\alpha_1 + \alpha_2) P_1^2 \beta_s \quad (35)$$

$$P_1 = m P_3, \quad m = \sqrt{\frac{\beta_r}{(\alpha_1 + \alpha_2) \beta_s}} \quad (36)$$

其中， $\beta_s = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \mu s_{10}$ ， $\beta_r = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \nu w_{10}$ 。

将式 (36) 代入式 (33) 中，得到：

$$P_3 = \frac{a_{00}}{2 \ln 2 \cdot m \beta_s [m(\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_1]} \quad (37)$$

即：

$$\begin{cases} P_{r,n}^0 = \frac{a_{00}}{2 \ln 2 \cdot m \beta_s [m(\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_1]} \\ P_{1,n}^0 = m P_{r,n}^0 \end{cases} \quad (38)$$

其中， $m = \sqrt{\frac{\beta_r}{(\alpha_1 + \alpha_2) \beta_s}}$ ， $\beta_s = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \mu s_{10}$ ，

$\beta_r = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \nu w_{10}$ 。

同理，针对子优化问题 2，可得到：

$$\begin{cases} P_{r,n}^1 = \frac{a_{11}}{2 \ln 2 \cdot m' \beta'_s [m'(\beta_1 + \beta_2) + \beta_2]} \\ P_{1,n}^1 = m' P_{r,n}^1 \end{cases} \quad (39)$$

其中， $m' = \sqrt{\frac{\beta'_r}{(\beta_1 + \beta_2) \beta'_s}}$ ， $\beta'_s = \lambda(a_{01} + a_{11}) + \mu s_{11}$ ，

$\beta'_r = \lambda(a_{01} + a_{11}) + \nu w_{11}$ 。

通过更新式 (29) 中的对偶变量，式 (20) 的优化问题就得以解决。

4 基于感知的频谱机会式接入

第 3 节讨论了基于感知的频谱共享接入下优化的感知时间和功率分配。本节将讨论基于感知的频谱机会式接入下的资源分配问题，包括感知时间和功率分配。在基于感知的频谱机会式接入中，只有当检测到主用户不存在时，次级系统才接入信道。存在以下两种情况：主用户不存在，检测主用户不存在；主用户存在，检测主用户不存在。所以基于感知的频谱机会式接入下的次级系统的吞吐量为：

$$R'_{12} = p(H_0^n)(1 - p_f) r_{00,n} + p(H_1^n)(1 - p_d) r_{10,n} \quad (40)$$

$$R' = 2R'_{12} \quad (41)$$

与第 3 节类似，考虑 T1—T2 链路的总传输功率约束和干扰功率约束，可得：

$$\begin{aligned} & \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N \left[p(H_1^n)(1 - p_d)(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) + \right. \right. \\ & \left. \left. p(H_0^n)(1 - p_f)(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) \right] \right\} \leq P_{12} \end{aligned} \quad (42)$$

$$\frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N |h_{ct,pt}^n|^2 P_{1,n}^0 p(H_1^n)(1 - p_d) \right\} \leq Q_{av}^n, n=1, 2, \dots, N \quad (43)$$

$$\frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N |h_{ct,pt}^n|^2 P_{r,n}^0 p(H_1^n)(1 - p_d) \right\} \leq Q_{av}^n, n=1, 2, \dots, N \quad (44)$$

优化问题为：

$$\begin{aligned} & \max_{\{\tau, P_{1,n}^0, P_{r,n}^0\}} \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N R_{12} \right\} \\ \text{s.t. 式(42), 式(43), 式(44), } & 0 \leq \tau \leq T \\ & P_{1,n}^0 \geq 0, P_{r,n}^0 \geq 0 \end{aligned} \quad (45)$$

在基于感知的认知无线电中, $1-P_d$ 的值很小, 因此最优问题近似为:

$$\max_{\{\tau, P_{1,n}^0, P_{r,n}^0\}} \frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N (a_{00} r_{00}) \right\} \quad (46)$$

$$\frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N [(a_{00} + a_{10})(P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0)] \right\} \leq P_{12} \quad (47)$$

$$\frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N s_{10} P_{1,n}^0 \right\} \leq Q_{av}^n \quad (48)$$

$$\frac{T-\tau}{T} E \left\{ \sum_{n=1}^N w_{10} P_{1,n}^0 \right\} \leq Q_{av}^n \quad (49)$$

$$P_{1,n}^0 \geq 0, P_{r,n}^0 \geq 0, 0 \leq \tau \leq T \quad (50)$$

其中, $a_{00}, a_{10}, s_{10}, w_{10}$ 与式(25)中的表达式相同。

关于式(46)的拉格朗日对偶函数可以写为:

$$g(\lambda, \mu, \nu) = \max_{\{P_{1,n}^0, P_{r,n}^0\}} L(P_{1,n}^0, P_{r,n}^0, \lambda, \mu, \nu) \quad (51)$$

拉格朗日函数为:

$$\begin{aligned} L(P_{1,n}^0, P_{r,n}^0, \lambda, \mu, \nu) = & E \left\{ \frac{T-\tau}{T} \sum_{n=1}^N p(H_0^n) (1-p_f) r_{00,n} \right\} + \\ & \lambda \left\{ P_{12} - \frac{T-\tau}{T} E \left[\sum_{n=1}^N [p(H_1^n) (1-p_d) + \right. \right. \\ & \left. \left. p(H_0^n) (1-p_f)] (P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) \right] \right\} + \\ & \sum_{n=1}^N \mu_n \left\{ Q_{av}^n - \frac{T-\tau}{T} E \left[|h_{ct,pt}^n|^2 P_{1,n}^0 p(H_1^n) (1-p_d) \right] \right\} + \\ & \sum_{n=1}^N \nu_n \left\{ Q_{av}^n - \frac{T-\tau}{T} E \left[|h_{cr,pt}^n|^2 P_{r,n}^0 p(H_1^n) (1-p_d) \right] \right\} \end{aligned} \quad (52)$$

拉格朗日对偶优化问题可以写为:

$$\begin{aligned} & \min_{\lambda, \mu, \nu} g(\lambda, \mu, \nu) \\ \text{s.t. } & \lambda \geq 0, \mu \geq 0, \nu \geq 0 \end{aligned} \quad (53)$$

为了获得最优值 λ, μ, ν , 依据参考文献[19]使对偶函数 $g(\lambda, \mu, \nu)$ 最小, 将对偶变量的值更新为:

$$\begin{aligned} \lambda(m+1) = & \left[\lambda(m) + o(t) \left(P_{12} - \frac{T-\tau}{T} E \left[\sum_{n=1}^N (a_{10,n} + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. a_{00,n}) (P_{1,n}^0 + P_{r,n}^0) \right] \right) \right]^+ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_n(m+1) = & \left[\mu_n(m) + \varsigma(t) \left(Q_{av}^n - \frac{T-\tau}{T} E [s_{10,n} P_{1,n}^0] \right) \right]^+ \\ \nu_n(m+1) = & \left[\nu_n(m) + \xi(t) \left(Q_{av}^n - \frac{T-\tau}{T} E [w_{10,n} P_{r,n}^0] \right) \right]^+ \end{aligned} \quad (54)$$

其中, $o(t), \varsigma(t), \xi(t)$ 是递减的步长, t 是迭代指数, 步长的选择标准可依据参考文献[19], 目的是保证收敛性。为书写方便, 分别用 P_1, P_3 代替 $P_{1,n}^0, P_{r,n}^0$, 则:

$$\frac{\partial L}{\partial P_1} = \frac{a_{00}}{2 \ln 2} \cdot \frac{P_3}{P_1} \cdot \frac{1}{c} - \lambda(a_{00} + a_{10}) - \mu s_{10} \quad (55)$$

$$\frac{\partial L}{\partial P_3} = \frac{a_{00}}{2 \ln 2} \cdot \frac{(\alpha_1 + \alpha_2) P_1}{P_3} \cdot \frac{1}{c} - \lambda(a_{00} + a_{10}) - \nu w_{10} \quad (56)$$

其中, $c = (\alpha_1 + \alpha_2) P_1 + \alpha_1 P_3$ 。令式(55)和式(56)为零, 得到:

$$P_3^2 \beta_r = (\alpha_1 + \alpha_2) P_1^2 \beta_s \quad (57)$$

$$P_1 = m P_3, m = \sqrt{\frac{\beta_r}{(\alpha_1 + \alpha_2) \beta_s}} \quad (58)$$

其中, $\beta_s = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \mu s_{10}$, $\beta_r = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \nu w_{10}$ 。

将式(36)代入式(33)中, 得到:

$$P_3 = \frac{a_{00}}{2 \ln 2 \cdot m \beta_s [m(\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_1]} \quad (59)$$

即:

$$\begin{cases} P_{r,n}^0 = \frac{a_{00}}{2 \ln 2 \cdot m \beta_s [m(\alpha_1 + \alpha_2) + \alpha_1]} \\ P_{1,n}^0 = m P_{r,n}^0 \end{cases} \quad (60)$$

其中, $m = \sqrt{\frac{\beta_r}{(\alpha_1 + \alpha_2) \beta_s}}$, $\beta_s = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \mu s_{10}$,

$\beta_r = \lambda(a_{00} + a_{10}) + \nu w_{10}$ 。

5 复杂度分析

本文提出的资源分配方法的计算复杂度由求解对偶问题的复杂性所决定。如果给定每条链路源端和中继的总功率约束, 可以得到 $2N+1$ 项对偶变量, 计算的复杂度即 $O(2N+1)^2$ 。与此同时, 需要通过一维穷尽搜索在 $(0, T)$ 内找到一个最优的感知时间。假设搜索步长为 t , 在计算量为 $O(2N+1)^2$ 的基础上, 还需要 $(T/t+1)$ 次的搜索。

6 仿真结果及分析

本节将对以上提出的功率优化方法进行仿真。仿真中, 考虑频率选择性衰落的瑞利信道, 为简化起见, 载波数



N 设为 4。将 $PT \rightarrow CT1$ 、 $PT \rightarrow CT2$ 、 $PT \rightarrow CR$ 、 $CT1 \rightarrow PR$ 、 $CT2 \rightarrow PR$ 、 $CR \rightarrow PR$ 的信道方差设置为 -10 dB, $PT \rightarrow PR$ 、 CR 与 $CT1$ 以及 CR 与 $CT2$ 之间的信道方差设置为 0 dB。每个子信道的检测概率 $P_d^n=0.9$, 次级系统检测到接收 PU 信号的信噪比 $\gamma_n=-15$ dB。主用户的传输功率为 5 dB, 源和中继总的传输功率约束为 10 dB, 干扰功率约束为 -10 dB。为表达方便, 采用 $P(H_0)$ 代替 $P(H_0^n)$, 即信道空闲的概率。

从图 4 可以看到, 在基于感知的频谱机会式接入和共享接入的机制下, 可以得到一个最优的感知时间来实现次级系统的最大吞吐量。显然, 吞吐量是感知时间的凸函数。如图 4 所示, 两种方案下最佳的感知时间大约是 4 ms, 小于参考文献[12]中的最优感知时间, 减少的原因可能是中继的协作感知的参与。当 $P(H_0)$ 增加时, 吞吐量也在增加, 因为 $P(H_0)$ 越大, 给次级系统提供接入信道的机会越大, 因此吞吐量越大。另外, 对于给定的 $P(H_0)$, 频谱共享接入机制下的次级系统的吞吐量比频谱机会式接入下的吞吐量高, 因为在频谱共享接入机制下, 即使检测到 PU 存在也可以进行数据传输。

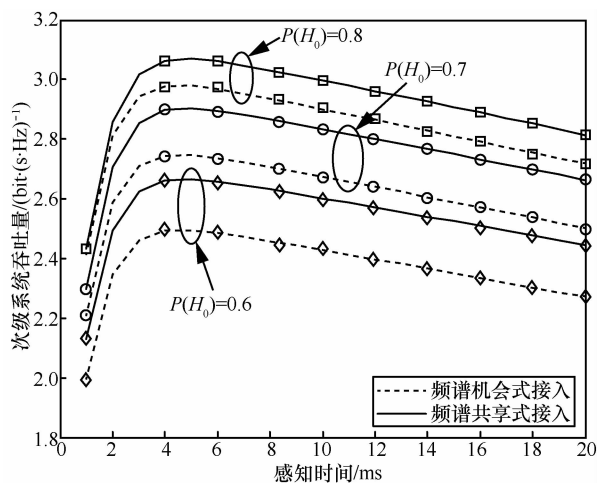


图 4 两种接入机制不同 $P(H_0)$ 下, 次级系统吞吐量与感知时间的关系

图 5 和图 6 展示了在不同的总功率约束 P_{av} 下, 吞吐量与平均干扰功率约束 Q_{av} 的关系。图 5 和图 6 中信道理想的概率 $P(H_0)$ 分别为 0.7 和 0.9 。在图 5 中, 对于一个给定的功率限制 (如 20 dB), 随着平均干扰功率 Q_{av} 的增加, 吞吐量先增加, 然后趋于水平。图 6 中吞吐量与平均干扰功率 Q_{av} 的变化关系与图 5 类似。不同的是, 对于给定的 Q_{av} 和 P_{av} , 图 6 中的吞吐量比图 5 中的吞吐量大, 因为 $P(H_0)$ 的增加给次级系统提供更多的机会接入信道, 因而吞吐量增

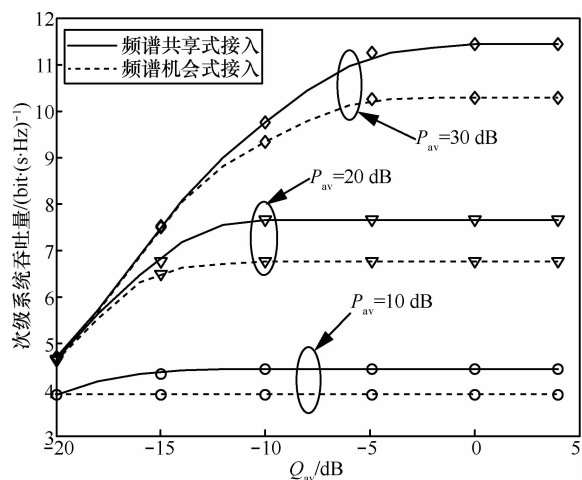


图 6 $P(H_0)=0.9$, 在不同的总功率约束 P_{av} 下次级系统吞吐量与 Q_{av} 的关系

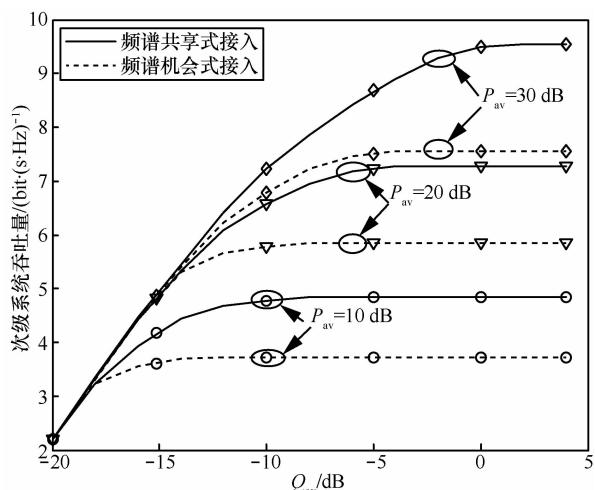


图 5 $P(H_0)=0.7$, 在不同的总功率约束 P_{av} 下次级系统吞吐量与 Q_{av} 的关系

加。当平均干扰功率约束很低时, 两种机制下的吞吐量几乎是相同的, 当平均干扰功率约束增大 (如 -5 dB) 时, 相比于机会式接入机制, 共享接入机制下的性能是显著的。从另一个方面来说, 平均干扰功率约束代表了主用户和次用户之间的距离。随着距离的增加, 相比于机会式接入机制, 更多的传输功率分配给共享接入机制来获得高的吞吐量。

7 结束语

本文针对认知无线电中基于 OFDM 的双向中继网络, 研究了基于感知的频谱共享接入和机会式接入下的资源分配问题。与传统双向中继的资源分配方法不同, 本文提出的算法联合考虑感知时间和次级系统的发射功率。根据实际情况通过简化优化问题, 提出的算法可以确定感知时间以及源端和中继的功率。仿真结果表明, 在平均干扰功

率约束下,共享接入机制比机会式接入机制的性能好。次级系统的吞吐量随着PU空闲概率的增加而增加。在今后的工作中,应单独考虑源和中继的功率约束。此外,应进一步研究在双向中继网络中,中继功率和两个源端功率不同时的功率分配方法。

参考文献

- 1 Federal Communications Commission. Spectrum Policy Task Force Report, FCC 02-155, Nov 2002
- 2 Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, 23(2): 201~220
- 3 Zhao Q, Swami A. A decision-theoretic framework for opportunistic spectrum access. *IEEE Wireless Communications*, 2007, 14(4): 14~20
- 4 Ghasemi A, Sousa E S. Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(2): 649~658
- 5 Letaief K, Zhang W. Cooperative communications for cognitive radio networks. *Proceedings of IEEE*, 2009, 97(5): 878~893
- 6 Rankov B, Wittneben A. Spectral efficient signaling for half duplex relay channels. *Proceedings of the 39th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2005: 1066~1071
- 7 Dang W B, Tao M X, Mu H, *et al.* Subcarrier-pair based resource allocation for cooperative multi-relay OFDM systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(5): 1640~1649
- 8 楼思嘉, 杨龙祥. 多用户对多中继双向通信系统中中继选择与功率分配策略. *电信科学*, 2014, 30(1): 50~56
- 9 Lou S J, Yang L X. Joint relay assignment and power allocation in multi-pairs multi-relays two-way decode-and-forward network. *Telecommunications Science*, 2014, 30(1): 50~56
- 10 Ubaidulla P, Aissa S. Optimal relay selection and power allocation for cognitive two-way relaying networks. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2012, 1(3): 225~228
- 11 Wang G, Zou Y, Lu J, *et al.* Cognitive transmission and performance analysis for amplify-and-forward two-way relay networks. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, Sydney, NSW, Australia, 2014: 1~6
- 12 Stotas S, Nallanathan A. Optimal sensing time and power allocation in multiband cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(1): 226~235
- 13 Fan R F, Jiang H. Optimal multi-channel cooperative sensing in cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(3): 1128~1138
- 14 Liang Y C, Zeng Y H, Peh E C Y, *et al.* Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(4): 1326~1337
- 15 Lu W D, Gong Y, Ting S H, *et al.* Cooperative OFDM relaying for opportunistic spectrum sharing: protocol design and resource allocation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(6): 2126~2135
- 16 刘通, 陈前斌, 唐伦等. Two-way 中继系统中的双向中继选择及功率分配策略. *计算机应用研究*, 2010, 27(7): 2697~2699
- 17 Liu T, Chen Q B, Tang L, *et al.* Bidirectional relay selection and power allocation scheme in two-way relay system. *Application Research of Computers*, 2010, 27(7): 2697~2699
- 18 Zhang R, Kang X, Liang Y C. Protecting primary users in cognitive radio networks: peak or average interference power constraint. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, Dresden, Germany, 2009
- 19 Wang S W, Ge M Y, Wang C G. Efficient resource allocation for cognitive radio networks with cooperative relays. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(11): 2432~2441
- 20 Wang S W, Zhou Z H, Ge M Y, *et al.* Resource allocation for heterogeneous cognitive radio networks with imperfect spectrum sensing. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(3): 464~475
- 21 Zhang R, Cui S G, Liang Y C. On ergodic sum capacity of fading cognitive multiple-access and broadcast channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(11): 5161~5178

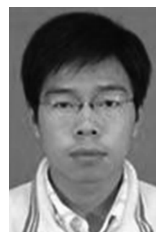
[作者简介]



梁爽,女,郑州大学信息工程学院硕士生,主要研究方向为认知无线电技术、协作中继技术。



杨守义,男,郑州大学信息工程学院教授、博士生导师,主要研究方向为信源编码、宽带无线通信(OFDM/MIMO)、认知无线电技术、协作中继技术。



郝万明,男,郑州大学信息工程学院硕士生,主要研究方向为宽带无线通信。