

认知中继网络的多中继选择方法

杨 龙* 阔永红 陈 健 丁彦君
(西安电子科技大学通信工程学院 西安 710071)

摘 要: 将中继协作技术用于认知无线网络可有效对抗信道衰落, 提高频谱利用率, 然而如何选择中继协助源节点传输信息是一个亟待解决的问题。该文根据多中继协作时目的节点信噪比的一阶偏导数特征, 定义了中继协作效率, 设计了基于协作效率的迭代中继选择方案。考虑到认知中继网络的非集中式结构, 该文将虚拟计时器引入中继节点, 提出了基于迭代中继选择方案的分布式算法, 通过各中继基于协作效率的虚拟倒计时及信息交互实现了分布式迭代中继选择。复杂度分析和数值仿真结果表明, 该算法复杂度较低, 且性能接近最优解。

关键词: 认知中继网络; 多中继选择; 虚拟计时器; 分布式算法

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)07-1700-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01337

Multiple Relay Selection Scheme for Cognitive Relay Networks

Yang Long Kuo Yong-hong Chen Jian Ding Yan-jun
(School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Cognitive relay networks can mitigate channel fading and enhance the spectrum utilization effectively. However, relay selection is a problem of great importance to be solved. According to the features of first order partial derivative of the Signal-to-Noise Ratio (SNR) at destination node, this paper defines the cooperative efficiency and designs an iterative relay selection scheme. Considering the decentralized structure of cognitive relay networks, this paper introduces virtual timer into relay nodes and proposes the distributed algorithm based on the iterative relay selection scheme. In this algorithm, the distributed multiple relay selection is implemented through the virtual timer at individual relays and the exchange of pertinent information. The asymptotic complexity analysis and numerical simulation results prove that the proposed scheme achieves near-optimal performance with low computing efforts and communication overheads.

Key words: Cognitive relay networks; Multiple relay selection; Virtual timer; Distributed algorithm

1 引言

认知无线电(cognitive radio)技术通过对空闲的授权频段再次利用, 提高了无线频谱的利用率, 已成为解决无线频谱资源匮乏问题的重要途径^[1,2]。在认知无线电系统中, 次用户(Secondary User, SU)必须使用较低的发送功率以保障主用户(Primary User, PU)的传输质量, 从而限制了 SU 的传输速率和通信范围。在认知中继网络, 中继协助 SU 源节点的数据传输, 不但增大了无线传输的空间分集增益, 使频谱利用率进一步改善, 而且能够增强 SU 的抗衰落能力, 提高传输的速率和可靠性, 增大网络覆盖范围^[3-6], 然而受地理位置和信道衰落的影响, 各中继提高 SU 传输质量的能力以及对 PU 造成的干扰存在差异, 因此, 如何选择合适的中继协

助 SU 的传输是认知中继网络研究的关键问题之一。

根据协作 SU 传输的中继数目, 中继选择可分为单中继选择和多中继选择。关于单中继选择, 文献[5]和文献[6]提出在满足 PU 干扰门限前提下, 选择使目的节点信噪比最大化的中继。文献[7]提出了一种基于单中继选择的自适应协作方案, 并分析了 Rayleigh 信道模型下该方案的中断概率和分集增益。文献[8]从能量效率的角度出发, 提出了在共存式频谱共享(underlay)场景下基于能量效率的分布式中继选择方案, 延长了网络的生存时间。

与单中继协作相比, 多中继协作能够取得更大的空间分集增益, 使认知用户达到更高的传输速率^[9], 但如果所有中继同时协作 SU 传输未必能获得理想的性能。一方面, 所有中继同时工作会对 PU 造成较大干扰, 甚至超过 PU 的干扰门限, 导致 PU 通信中断^[10]; 另一方面, 如果某些中继的转发信号失真严重, 反而会使目的节点信噪比降低, 影响 SU 的传输质量, 因此, 对于多中继协作, 选择合适的

2012-10-17 收到, 2013-02-27 改回

国家自然科学基金(60972072)和高等学校学科创新引智计划(B08038)资助课题

*通信作者: 杨龙 yanglong@stu.xidian.edu.cn

中继尤为重要。文献[9]论证了传统中继网络场景下多中继协作的分集增益,并提出了基于中继排序的次优选择算法。对于认知中继网络,文献[10]提出了干扰感知的多中继选择方案,在满足PU干扰门限的前提下,通过逐次选择转发信号信噪比最大的中继优化目的节点信噪比,但由于该方案没有考虑功率控制,各中继使用最大功率发送,导致系统吞吐量随中继功率上限的增大而下降。与文献[10]相比,文献[11]提出的多中继选择方案通过简单的功率控制策略避免了吞吐量下降问题,进一步提高了吞吐量。然而,上述两种认知网络多中继选择方案都将各路转发信号的信噪比之和等效为目的节点信噪比,影响了中继选择的准确性。

针对上述多中继选择方案的不足,本文研究了共存式频谱共享场景下基于吞吐量最大化的多中继选择问题。根据多中继协作时目的节点信噪比一阶偏导数的特征,给出了协作效率的定义和表达式,设计了基于协作效率的迭代中继选择方案,通过在每次迭代中删除协作效率最低的中继,逐次优化中继选择结果,直到目的节点信噪比不再增大为止。此外,考虑到认知中继网络无中心控制单元的特点,本文通过中继的虚拟计时和协作信息交互实现该迭代中继选择方案。在进行迭代删除时,各激活中继以协作效率为初值进行倒计时,率先倒计时至零的中继进入空闲状态,并向其余激活中继和目的节点广播相关信息。在每次迭代后,目的节点根据信噪比变化情况确定是否继续进行迭代,并向中继广播相应的控制信息。

2 系统模型

考虑如图1所示的系统场景,认知中继网络由源节点 s 、目的节点 d 和 L 个放大-转发(Amplified-and-Forward, AF)半双工中继组成。源节点 s 、目的节点 d 和各中继均配备单天线收发机,采用共存式频谱共享与PU接收机 p 共享带宽为 W 的授权频段。源节点 s 到目的节点 d 的数据传输分两个连续时隙进行:第1时隙,源节点 s 向各中继广播数据信息;第2时隙,被选择的中继处于激活(active)状态,将接收信号放大并同步地向目的节点 d 转发,未被选择的中继处于空闲(idle)状态,不向 d 发送任何信息。第1时隙源节点 s 到中继 r_i 和PU接收机的信道增益分别为 h_{s,r_i} 和 $h_{s,p}$,第2时隙中继 r_i 到目的节点 d 和PU接收机的信道增益分别为 $h_{r_i,d}$ 和 $h_{r_i,p}$,所有信道增益在中继选择过程中保持不变^[6,11]。其中,源节点 s 和各中继已知其发射机到PU接收机的干扰链路信道增益 $h_{s,p}$ 和 $h_{r_i,p}$ ^[5,6,10,11],且各中继还已知自

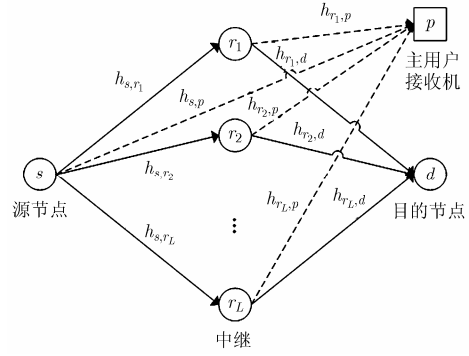


图1 系统模型

身通信链路信道增益 h_{s,r_i} 和 $h_{r_i,d}$ ^[9,10]。此外,PU发射机距离目的节点和各中继较远,对认知中继网络的干扰可以忽略^[5,12]。

假设源节点 s 在第1时隙以功率 p_s 发送单位能量信号 x_s ,则中继 r_i 接收到的信号为

$$y_i = \sqrt{p_s} h_{s,r_i} x_s + n \quad (1)$$

其中 n 表示功率为 N_0 的高斯白噪声。将 y_i 归一化可得

$$y_i^{\text{norm}} = \frac{y_i}{\sqrt{p_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} \quad (2)$$

在第2时隙,所有被选择的中继进入激活状态,同时向目的节点 d 转发第1时隙收到的信号。该时隙的中继选择结果可通过定义0-1中继选择变量表示:若中继 r_i 被激活,则 $b_i = 1$;否则, $b_i = 0$ 。因此,目的节点 d 的接收信号分别为

$$\begin{aligned} y_d &= \sum_{i=1}^L b_i \sqrt{p_{r_i}} h_{r_i,d} y_i^{\text{norm}} + n \\ &= \sum_{i=1}^L b_i \frac{\sqrt{p_{r_i} p_s} h_{s,r_i} h_{r_i,d} x_s}{\sqrt{p_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} \\ &\quad + \left[\sum_{i=1}^L b_i \frac{\sqrt{p_{r_i}} h_{r_i,d}}{\sqrt{p_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} + 1 \right] n \end{aligned} \quad (3)$$

其中 p_{r_i} 表示中继 r_i 的发送功率。由于各激活中继在转发信息时使用同一频段,则源节点 s 到目的节点 d 链路的吞吐量为

$$C = B \log_2 \left[1 + \frac{p_s}{N_0} \frac{\left(\sum_{i=1}^L b_i \frac{\sqrt{p_{r_i}} |h_{s,r_i} h_{r_i,d}|}{\sqrt{p_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} \right)^2}{\sum_{i=1}^L b_i \left(\frac{\sqrt{p_{r_i}} |h_{r_i,d}|}{\sqrt{p_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} + 1 \right)^2} \right] \quad (4)$$

3 多中继选择方案

3.1 问题陈述

与传统中继网络不同, 认知中继网络必须考虑与 PU 的共存问题, 在不影响 PU 通信质量的情况下与 PU 共享授权频带, 因此, 第 1 时隙和第 2 时隙的发送功率必须满足式(5)和式(6)的约束。

$$p_s |h_{s,p}|^2 \leq I_{th} \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^L b_i p_{r_i} |h_{r_i,p}|^2 \leq I_{th} \quad (6)$$

其中 I_{th} 为 PU 接收机的预设干扰门限。

考虑上述干扰约束条件, 最大化吞吐量的多中继选择问题可定义为如式(7)约束优化问题:

$$\left. \begin{aligned} \text{OP-1} \quad & \max_{p_s, \{p_{r_i}\}, \{b_i\}} : C \\ & \text{s.t. } p_s |h_{s,p}|^2 \leq I_{th} \\ & \sum_{i=1}^L b_i p_{r_i} |h_{r_i,p}|^2 \leq I_{th} \\ & p_s \leq p_s^{\max}, p_{r_i} \leq p_r^{\max}, \forall i \\ & b_i = \{0, 1\}, \forall i \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中 p_s^{\max} 和 p_r^{\max} 分别表示源节点和中继的功率上限。由于 OP-1 中含有连续变量 p_s 和 $\{p_{r_i}\}$ 以及整数变量 $\{b_i\}$, 且吞吐量 C 为关于上述变量的非线性函数, 所以 OP-1 属于混合整数非线性规划(Mixed Integer Nonlinear Programming, MINLP), 是一种典型的 NP-hard 问题^[9,13]。

3.2 多中继选择问题分析

由式(4)可知, 目的节点信噪比 γ_d 为

$$\gamma_d = \frac{p_s \left(\sum_{i=1}^L b_i \frac{\sqrt{p_{r_i}} |h_{s,r_i} h_{r_i,d}|}{\sqrt{p_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} \right)^2}{N_0 \left(\sum_{i=1}^L b_i \frac{\sqrt{p_{r_i}} |h_{r_i,d}|}{\sqrt{p_s |h_{s,r_i}|^2 + N_0}} \right)^2 + 1} \quad (8)$$

由此可得 γ_d 是 p_s 的增函数, 则源节点 s 的最优功率为

$$p_s^* = \min\{p_s^{\max}, I_{th} / |h_{s,p}|^2\} \quad (9)$$

在分配中继功率时, 各中继对 PU 的总干扰不能超过 I_{th} , 以保证 PU 的通信质量。因此, 本文采用如下简单的功率控制策略^[11]:

$$p_{r_i} = \begin{cases} \min\{p_r^{\max}, I_{th} / (|h_{r_i,p}|^2 N_{act})\}, & b_i = 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (10)$$

其中 N_{act} 为激活中继数目, 即 $N_{act} = \sum_{i=1}^L b_i$ 。

由式(4)和式(8)可知, 吞吐量是由目的节点信噪比 γ_d 决定的, 因此, OP-1 的最大化吞吐量问题可转化为最大化目的节点信噪比 γ_d 的问题。

为了简化 γ_d 的表达式, 定义参数

$$\alpha_i = \sqrt{p_{r_i}} |h_{r_i,d}| / \sqrt{p_s^* |h_{s,r_i}|^2 + N_0} \quad (11)$$

并将 α_i 代入式(8), 可得

$$\gamma_d = \frac{p_s^* \left(\sum_{i=1}^L b_i \alpha_i |h_{s,r_i}| \right)^2}{N_0 \left(\sum_{i=1}^L b_i \alpha_i^2 + 1 \right)} \quad (12)$$

由式(10)可知, p_{r_i} 是由中继选择变量 $\{b_i\}$ 决定的, 则 α_i 是 $\{b_i\}$ 的函数。因此, OP-1 可转化为如式(13)组合优化问题:

$$\left. \begin{aligned} \text{OP-2} \quad & \max_{\{b_i\}} : \gamma_d \\ & \text{s.t. } b_i = \{0, 1\}, \forall i \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

若直接采用穷举搜索(exhaustive search)求解该组合优化问题, 其计算时间为 $O(2^L)$, 将随中继数目呈指数增加, 不能满足实际系统对中继选择实时性的要求。针对这一问题, 本文设计了一种启发式的多中继选择方案。

假设中继 r_i 被激活, 即 $b_i = 1$, 则 γ_d 关于 α_i 的一阶偏导数为

$$\frac{\partial \gamma_d}{\partial \alpha_i} = \frac{2p_s^* B}{N_0 A^2} (|h_{s,r_i}| A - \alpha_i B) \quad (14)$$

其中 $A = 1 + \sum_{i=1}^L b_i \alpha_i^2$, $B = \sum_{i=1}^L b_i \alpha_i |h_{s,r_i}|$ 。当 $\alpha_i < |h_{s,r_i}| A / B$ 时, 一阶偏导数 $\partial \gamma_d / \partial \alpha_i > 0$, γ_d 关于 α_i 单调递增; 当 $\alpha_i > |h_{s,r_i}| A / B$ 时, 一阶偏导数 $\partial \gamma_d / \partial \alpha_i < 0$, γ_d 关于 α_i 单调递减。根据式(11)可知, α_i 为 p_{r_i} 严格单调递增函数, 所以当满足 $\alpha_i < |h_{s,r_i}| A / B$ 的中继提高转发功率或满足 $\alpha_i > |h_{s,r_i}| A / B$ 的中继降低转发功率时, 目的节点信噪比 γ_d 将增大。

从式(10)定义的功率控制策略不难看出, 各中继功率是由中继选择结果决定的, 只有在中继选择改变时, 功率分配才会相应变化。若删除某些满足 $\alpha_i > |h_{s,r_i}| A / B$ 的激活中继, 则这些中继功率降低为零, 而其余激活中继获得功率提升, 从而实现 γ_d 的优化。然而, 由于中继功率随中继选择变化, 通过一次性删除多个中继得到合适的中继选择结果难度较大, 因此, 我们采用逐次迭代的中继删除策略, 通过每次迭代不断地删除当前 $\partial \gamma_d / \partial \alpha_i$ 值最小的已选中中继逐步地优化 γ_d 。此外, 该策略比一次性删除多个中继搜索了更多的中继选择结果, 提高了中继选择的准确性。

尽管如此，由式(14)不难看出 $\partial\gamma_d/\partial\alpha_i$ 的计算复杂且需要掌握全局的信道增益 h_{s,r_i} 和参数 α_i ，若通过实时的信息交互获取这些信息会导致较大的通信开销。值得注意的是，式(14)中 p_s^* 和 N_0 与中继选择无关，并且当 $\{\alpha_i\}$ 和 $\{b_i\}$ 一定时，式(14)中 A 和 B 的值保持不变，所以 $\partial f/\partial\alpha_i$ 的值实质上是由 h_{s,r_i} 和 α_i 决定的，即当 $|h_{s,r_i}|$ 与 α_i 的比值较大时， $\partial f/\partial\alpha_i$ 的值相应较大；反之，则 $\partial f/\partial\alpha_i$ 的值较小。由此可定义协作效率 β_i 为

$$\beta_i = \frac{|h_{s,r_i}|}{\alpha_i} = \frac{|h_{s,r_i}| \sqrt{p_s^* |h_{s,r_i}|^2 + N_0}}{\sqrt{p_{r_i} |h_{r_i,d}|}}, \quad \forall i \in \mathcal{L} = \{l | b_l = 1\} \quad (15)$$

该参数表示中继 r_i 提高或降低功率时对 γ_d 的影响，具体分析如下：

由于中继 r_i 放大和转发信号时，有用信号和噪声被等增益放大，而在该路信号到达目的节点 d 过程中，有用信号和噪声经历的信道衰落相同，因此，该路信号到达 d 时信噪比为 r_i 接收信号的信噪比，即 r_i 转发信号的信噪比为 $\gamma_i = p_s^* |h_{s,r_i}|^2 / N_0$ ，与 p_{r_i} 和 $h_{r_i,d}$ 无关。因此，协作效率 β_i 表示为

$$\beta_i = \frac{N_0}{\sqrt{p_s^*}} \cdot \frac{\sqrt{\gamma_i^2 + \gamma_i}}{\sqrt{p_{r_i} |h_{r_i,d}|}} \quad (16)$$

其中 $\sqrt{p_{r_i} |h_{r_i,d}|}$ 为该路信号到达 d 幅度。根据该表达式不难看出 β_i 近似地与该路信号信噪比与幅度的比值成正比。由于目的节点 d 的接收信号是各路转发信号的合并信号，其信噪比受各路转发信号信噪比和幅度影响。当某路信号 β_i 值较大时，表明该路信号失真较小但幅度也较小，应通过增大中继 r_i 发送功率提高合并信号质量，从而增大目的节点信噪比 γ_d ，反之，则表明该路信号失真严重且幅度较大，会降低目的节点合并信号的质量，应通过降低中继 r_i 发送功率来提高目的节点信噪比 γ_d 。上述分析结果应用到中继删除问题的体现为：可通过删除 β_i 值较小的中继提高其他 β_i 值较大的中继功率，实现目的节点信噪比的优化。

综上所述，在每一步迭代中被删除的中继 r_j^* 可通过式(17)表达式进行选择

$$r_j^* = \arg \min_i \{\beta_i\}, \quad \forall i \in \mathcal{L} = \{l | b_l = 1\} \quad (17)$$

与一阶偏导数 $\partial\gamma_d/\partial\alpha_i$ 相比，协作效率 β_i 的计算简单，且只需要各中继自身的信道增益信息，为分布式实现多中继选择提供了可能。

基于协作效率 β_i ，本文设计的启发式迭代中继选择方案为：

(1) 初始时，所有中继处于激活状态 $b_i=1, i=$

$1, \dots, L$ ；

(2) 在每一步迭代中，根据式(15)和式(17)选出中继 r_j^* ，通过删除中继 r_j^* 优化中继选择，并观察 γ_d 的变化情况。若 γ_d 增大，则重复本步骤；否则，进入下一步；

(3) 当 γ_d 不再增大时，则回到本次迭代前的中继选择结果，并输出该结果。

3.3 多中继选择算法

为了在无中心控制节点的认知中继网络中实现多中继选择，我们在各中继引入虚拟计时器(virtual timer)^[14,15]，并设计了如下协作过程进行迭代中继删除：首先，各激活中继根据式(15)计算协作效率 β_i ，将 β_i 作为虚拟计时器的起始时间；然后，各激活中继同步开始倒计时，直到倒计时至零或收到广播的 flag 信息 STOP-TIMER 为止；当某个中继率先倒计时至零时，该中继向其余中继广播 flag 信息 STOP-TIMER，并进入空闲状态，其余中继收到 STOP-TIMER 信息后停止倒计时，保持激活状态；最后，目的节点计算当前信噪比 γ_d ，并与本次中继删除前的信噪比 γ_d^{old} 进行对比，若 $\gamma_d > \gamma_d^{\text{old}}$ ，则重复之前的步骤，若 $\gamma_d \leq \gamma_d^{\text{old}}$ ，中继选择终止，输出中继选择结果。

在上述过程中，目的节点需要根据源节点发送功率 p_s^* 以及当前各激活中继第 1 跳信道增益 h_{s,r_i} 和参数 α_i 计算信噪比 γ_d ，然而这些信道增益和参数信息对目的节点是未知的，因此，我们考虑通过各节点相关信息的广播使目的节点获取这些信道增益和参数信息。在这些信道增益和参数中，源节点发送功率 p_s^* 和信道增益 h_{s,r_i} 在中继选择过程中是保持不变的，而各激活中继的参数 α_i 会在迭代循环中改变，所以源节点功率 p_s^* 和信道增益 h_{s,r_i} 只需广播一次即可，而参数 α_i 需要各激活中继在每次迭代循环中广播。针对参数 α_i 的广播，若采用各激活中继同时广播的方式，会产生广播信息冲突，造成目的节点接收失败，若采用各中继分时隙向目的节点广播，又由于激活中继数目 N_{act} 在每次迭代不同而导致时隙难以划分，所以我们考虑使用文献[16]的扩频码(spread code)方法：预先为各中继分配不同的扩频序列和 ID，并且假设目的节点可以解码各中继经扩频序列编码后的信息。在每次迭代循环完成中继删除后，各激活中继根据更新后的 p_{r_i} 计算参数 α_i ，根据该参数和 ID 产生数据包 $[\alpha_i, \text{ID}]$ ，并将该数据包经过预先分配的扩频序列编码后，同时向目的节点广播。

基于以上分析，本文提出了分布式多中继选择(Distributed Multiple Relay Selection, DMRS)算

法。由于算法终止时中继选择需要回到本次删除之前的结果,算法加入了等待(WAITING)状态,被删除的中继进入等待状态并继续监听目的节点的广播信息,由收到的广播信息决定是否进入空闲状态。若 γ_d 通过本次删除获得提升,即 $\gamma_d \leq \gamma_d^{\text{old}}$,则继续进行迭代删除,目的节点 d 广播 flag 信息 DELETE-RELAY,处于等待状态的中继收到 DELETE-RELAY 后立即进入空闲状态;若 γ_d 未获得提升,则算法中止,目的节点 d 广播 FINISH 信息时,处于等待状态的中继收到 FINISH 信息后重新激活,回到本次迭代删除前的中继选择结果。此外,该分布式算法的迭代过程需要在节点间进行信息交互,会带来一定的通信开销。

分布式多中继选择(DMRS)算法的步骤如下:

步骤1(源节点初始化)源节点 s 根据式(9)确定发送功率 p_s^* ,并向各中继和目的节点广播该功率。

步骤2(中继初始化)所有中继收到 p_s^* 后进入激活状态,初始化 $N_{\text{act}} = L$,根据式(10)分配发送功率 p_{r_i} ,计算 $\alpha_i = |h_{r_i,d}| \sqrt{p_{r_i}} / \sqrt{p_s^* |h_{s,r_i}|^2 + N_0}$,产生数据包 $[\alpha_i, h_{s,r_i}, \text{ID}]$,将该数据包经预先分配的扩频序列编码后同时向目的节点 d 广播,并监听 flag 信息 START。

步骤3(目的节点初始化)目的节点 d 收到源节点功率并解码来自各中继的数据包后,根据式(12)计算当前信噪比 γ_d ,初始化 $\gamma_d^{\text{old}} = \gamma_d$ 并广播 flag 信息 START。

步骤4 各激活中继收到 flag 信息 START 后,根据式(15)计算协作效率 β_i ,将 β_i 设置为虚拟计时器的起始时间,开始倒计时并监听 flag 信息 STOP-TIMER;处于等待状态的中继收到 flag 信息 DELETE-RELAY 后进入空闲状态,不再监听任何 flag 信息。

步骤5 首个倒计时至零的中继进入等待状态,将发送功率置零,广播 flag 信息 STOP-TIMER 并监听 DELETE-RELAY 和 FINISH;其余激活中继在收到 STOP-TIMER 后,保持激活状态,更新 $N_{\text{act}} = N_{\text{act}} - 1$ 并根据式(10)更新发送功率 p_{r_i} ,产生数据包 $[\alpha_i, \text{ID}]$ 并将该数据包经预先分配的扩频序列编码后同时向目的节点广播,广播完成后开始监听 flag 信息 START 和 FINISH。

步骤6 目的节点 d 解码各激活中继数据包后,根据式(12)更新信噪比 γ_d ,并与 γ_d^{old} 比较。若 $\gamma_d > \gamma_d^{\text{old}}$,目的节点 d 更新 $\gamma_d^{\text{old}} = \gamma_d$,广播 flag 信

息 DELETE-RELAY 和 START 信息,并回到步骤4;若 $\gamma_d \geq \gamma_d^{\text{old}}$,目的节点 d 向各中继广播 FINISH 信息,并进入步骤7。

步骤7 收到 FINISH 信息后,处于等待状态的中继重新激活。所有激活中继同时更新 $N_{\text{act}} = N_{\text{act}} + 1$,所有激活中继根据式(10)计算发送功率 p_{r_i} ,算法终止。

4 性能评估

4.1 渐进复杂度分析

DMRS 算法在进行迭代时,各激活中继更新 N_{act} 和 p_{r_i} ,计算 α_i 和 β_i ,目的节点更新 γ_d 和 γ_d^{old} ,故每次迭代的计算开销为 $4N_{\text{act}} + 2$ 。然而, N_{act} 随迭代逐次递减,在初始时,所有中继均进入激活状态,即 $N_{\text{act}} = L$,经过 m 次迭代后, $N_{\text{act}} = L - m$ 。假定算法经过 M 次迭代后中止,算法中止时,等待状态的中继重新激活,各激活中继更新 N_{act} 及功率,因此,算法的计算总开销为

$$\begin{aligned} & \sum_{m=0}^{M-1} [4(L-m) + 2] + L - M + 2 \\ & = 4LM - 2M^2 + 3M + L + 2 \end{aligned} \quad (18)$$

因为算法最多迭代 $L-1$ 次,计算开销至多为 $2L^2 + 4L - 3$ 。

类似地,分析 DMRS 算法的通信开销。在算法初始化时,所有中继广播数据包 $[\alpha_i, h_{s,r_i}, \text{ID}]$,目的节点广播 START;在每次迭代时,率先倒计时至零的中继广播 STOP-TIMER,其余所有激活中继广播数据包 $[\alpha_i, \text{ID}]$,目的节点广播 DELETE-RELAY 和 START;算法中止时,目的节点广播 FINISH。因为迭代至多进行 $L-1$ 次,所以最大通信开销为 $L + 1 + 3(L-1) + \sum_{m=1}^{L-1} (L-m) + 1 = 0.5L^2 + 3.5L - 1$ 。

综上所述,DMRS 算法的复杂度为

$$\mathcal{O} \left(\frac{2L^2 + 4L - 3}{\text{计算开销}} + \frac{0.5L^2 + 3.5L - 1}{\text{通信开销}} \right) = \mathcal{O}(L^2) \quad (19)$$

与 IGRDA 算法^[10]和 S-MRS 算法^[11]复杂度相同。

4.2 数值仿真

这一节将对 DMRS 算法性能进行 MATLAB 仿真,并与 IGRDA 算法^[10]和 S-MRS 算法^[11]以及 OP-2 穷举搜索的最优解进行性能对比。在仿真场景中,源节点 s 、目的节点 d 和 PU 接收机 p 的坐标分别为 $(0,0)$, $(100,0)$ 和 $(50,10)$,所有中继均匀分布在圆心位于 $(50,0)$ 且半径为5的圆形区域内,任意两节点 i 和 j 之间信道增益 $h_{i,j} = \kappa d_{i,j}^{-\eta/2}$,其中 $d_{i,j}$ 为 i,j 间的距离, κ 代表信道衰落且服从均值为0方差为1的复高斯分布,路径损耗指数 $\eta = 4$ 。系统总带宽

$W = 1$ MHz, 噪声功率谱密度为 -100 dBW/Hz, 源节点最大发送功率为 $p_s^{\max} = 13$ dBW。

图 2 描述了认知中继网络吞吐量与中继最大发送功率 p_r^{\max} 的关系, 其中, 中继数目 $L=10$, PU 干扰门限 $I_{\text{th}} = -30$ dBW。由图 2 可知, 本文提出的 DMRS 算法的吞吐量大于 IGRDA 算法和 S-MRS 算法, 且曲线与最优解曲线最接近。此外, 由于 S-MRS 算法和 DMRS 算法都采用式(12)中定义的功率分配方法, 当 p_r^{\max} 较大时, 其吞吐量将主要受 I_{th} 约束, p_r^{\max} 的变化对这两种算法吞吐量影响很小, 而对于只使用全功率 p_r^{\max} 发送的 IGRDA 算法, 当 p_r^{\max} 增大时, 每个中继对 PU 造成的干扰也会增大, 导致可使用的中继数目反而下降, 因此, IGRDA 算法吞吐量呈现先增大后减小的变化趋势。

图 3 描述了认知中继网络吞吐量随 PU 干扰门限 I_{th} 的变化曲线, 其中, 中继数目 $L=10$, 中继最大发送功率 $p_r^{\max} = 10$ dBW。随着 PU 干扰门限 I_{th} 增大, DMRS 算法的吞吐量曲线与最优解的曲线逐渐重合, 而 S-MRS 和 IGRDA 算法的吞吐量均明显低于最优解。

图 4 描述了认知中继网络吞吐量与中继数目 L

的关系, 其中, $I_{\text{th}} = -30$ dBW, $p_r^{\max} = 10$ dBW。从图 4 中可以看出, 当 I_{th} 和 p_r^{\max} 固定时, 随着中继数目不断增加, 多中继协作的分集增益不断增大, 从而使认知中继网络的吞吐量会不断增大。此外, DMRS 算法与 S-MRS 算法和 IGRDA 算法的吞吐量差异也随着中继数目的增加而增大, 这表明本文提出的 DMRS 算法可获得更大的分集增益。

5 结束语

本文在认知无线电的共存式频谱共享场景下, 研究了基于吞吐量最大化的多中继选择问题。通过分析目的节点信噪比的一阶偏导数特征, 定义了中继协作效率, 提出了基于中继协作效率的迭代中继选择方案, 通过逐次删除协作效率最低的中继不断优化中继选择。考虑到认知中继网络的非集中式结构, 本文在各中继设置了虚拟计时器, 并通过各中继基于中继协作效率的倒计时以及协作信息交互, 实现了分布式迭代中继选择, 并提出了相应的 DMRS 算法。数值仿真结果表明: 与现有算法相比, DMRS 算法可获得更大的吞吐量和分集增益, 且性能接近穷举搜索的最优解。

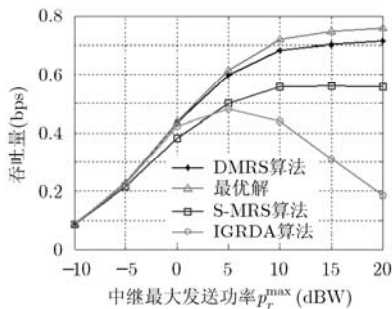


图 2 吞吐量与中继最大发送功率的关系

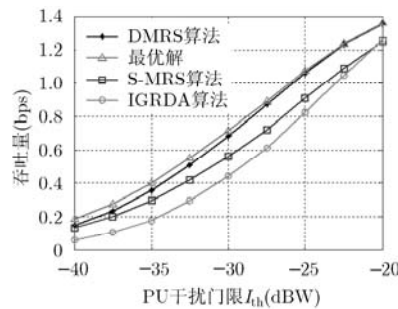


图 3 吞吐量与 PU 干扰门限的关系

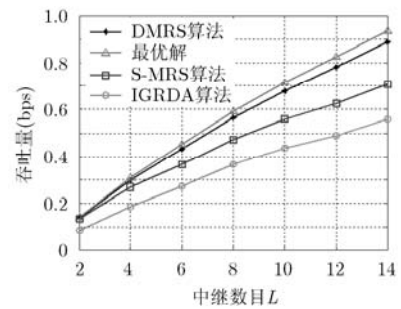


图 4 吞吐量与中继数目的关系

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] Mitola J and Maguire G. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. *IEEE Personal Communications*, 1999, 6(4): 13-18.
- [3] Asghari V and Aissa S. Cooperative relay communication performance under spectrum-sharing resource requirements [C]. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, Cape Town, 2010: 1-6.
- [4] Sagong S, Lee J, and Hong D. Capacity of reactive DF scheme in cognitive relay networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(10): 3133-3138.
- [5] Lee J, Wang H, Andrews J, et al. Outage probability of

- cognitive relay networks with interference constraints[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(2): 390-395.
- [6] Li Li-ying, Zhou Xiang-wei, Xu Hong-bing, et al. Simplified relay selection and power allocation in cooperative cognitive radio systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(1): 33-36.
- [7] Zou Yu-long, Zhu Jia, Zheng Bao-yu, et al. An adaptive cooperation diversity scheme with best-relay selection in cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(10): 5438-5445.
- [8] Chen Dan, Ji Hong, and Li Xi. Optimal distributed relay selection in underlay cognitive radio networks: an energy-efficient design approach[C]. *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*,

- Cancun, 2011: 1203–1207.
- [9] Jing Yin-di and Jafarkhani H. Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(3): 1414–1423.
- [10] Nacem M, Lee D, and Pareek U. An efficient multiple relayselection scheme for cognitive radio systems[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications Workshops, Cape Town, 2010: DOI:10.1109/ICCW.2010.5503967.
- [11] Choi M, Park J, and Choi S. Low complexity multiple relay selection scheme for cognitive radio networks[C]. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (Fall), San Francisco, 2011: 1–5.
- [12] Kang Xin, Liang Ying-chang, and Nallanathan A. Optimal power allocation for fading channels in cognitive radio networks: delay-limited capacity and outage capacity[C]. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (Spring), Marina Bay, 2008: 1544–1548.
- [13] Aardal K, Nemhauser G, and Weismentel R. Discrete optimization[M]. Amsterdam: Elsevier, 2005: 69–71.
- [14] Bletsas A, Khisti A, Reed D, *et al.* A simple cooperative diversity method based on network path selection[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(3): 659–672.
- [15] Attar A, Devroye N, Li Haoming, *et al.* A unified scheduling framework based on virtual timers for selfish-policy shared spectrum[C]. Proceedings of IEEE International Conference on Communications, Cape Town, 2010: DOI:10.1109/ICCW.2010.5503907.
- [16] Leith A, Kim D, Alouini M, *et al.* Distributed optimization of a multisubchannel Ad hoc cognitive radio network[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(5): 1786–1800.
- 杨 龙: 男, 1988 年生, 博士生, 研究方向为认知网络、OFDM 技术.
- 阔永红: 女, 1967 年生, 教授, 研究方向为无线传感器网络、通信信号处理.
- 陈 健: 男, 1968 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为认知网络、通信对抗.