

基于中继的协作频谱感知性能分析及优化

李美玲

(太原科技大学 电子信息工程学院, 山西 太原 030024)

摘要: 提出了一种基于目标的中继协作频谱感知方案, 证明了 SU 到 SR 链路上的信道条件对系统性能有较大影响; 鉴于此, 提出了一种优化的最佳中继协作频谱感知(optimized BRCSS)方案, 通过联合考虑目标 SU 到 SR 链路上的信道条件和 SR 到 FC 链路上的信道条件选择最佳认知中继; 最后, 从更实际的应用场景考虑, 为了节约系统开销, 进一步提出了一种自适应的最佳中继协作频谱感知方案 (A-BRCSS), 即 SU 根据其信道条件, 自适应地选择是否需要认知中继的协作传输。分析和仿真结果均表明, 相比传统最佳中继协作频谱感知方案, Optimized BRCSS 方案可以实现更高的感知性能; 所提 A-BRCSS 方案可以实现几乎最佳的感知性能。

关键词: 认知无线电; 协作频谱感知; 最佳中继; 检测性能; 自适应

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)09-0033-08

Performance analysis and optimization of cooperative spectrum sensing with relay

LI Mei-ling

(School of Electronics and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: An object based cooperative spectrum sensing scheme with relay was proposed, and the fact that the channel condition from SU to SR has an important influence to system performance was proved. In view of this, an optimized cooperative spectrum sensing scheme with best relay(optimized BRCSS) was proposed, in which the best secondary relay was selected by considering both the channel condition from SU to SR and SR to FC. Finally, an adaptive cooperative spectrum sensing scheme with best relay (A-BRCSS) was proposed further to save the system expense considering more practical application occasion, where, SU could adaptively decide whether the relay's cooperation was needed by its reporting channel condition. Both analysis and simulation results show that, the better sensing performance can be achieved by the optimized BRCSS scheme compared with the traditional cooperative spectrum sensing scheme with best relay. The nearly best sensing performance can be obtained by the proposed A-BRCSS scheme.

Key words: cognitive radio; cooperative spectrum sensing; best relay; detection performance; adaptive

1 引言

在认知无线电网络(CRN, cognitive radio network)中, 次用户(SU, secondary user)必须利用有效的频谱感知技术准确地感知空闲信道, 并在不干扰主用户(PU, primary user)的情况下选择最佳可用信道接入, 提高频谱利用率^[1-5]。然而隐藏的终端问题, 往往使 SU 无法准确地检测出 PU 是否存在。

协作频谱感知(CSS, cooperative spectrum sensing)则利用分集作用可有效解决上述问题, 近年来很多学者对感知信道存在衰落下的 CSS 性能进行了研究^[6-9], 但在实际中报告信道也存在衰落, 文献[10-12]研究了报告信道也为衰落信道下的 CSS 性能, 研究表明, 当报告信道衰落较为严重时, 即使通过增加

收稿日期: 2012-11-25; 修回日期: 2013-01-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61272262,61073142,61210006,41272374); 山西省自然科学基金资助项目(2011011014-1); 太原科技大学博士科研启动基金资助项目(20122032)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61272262, 61073142, 61210006, 41272374); The Natural Science Foundation of Shanxi Province(2011011014-1); Doctor Start Foundation of TYUST(20122032)

协作的次用户数也无法有效提高感知性能。

最近利用协作中继技术提高传输分集增益的研究受到广泛关注。文献[13,14]研究表明,利用协作中继技术可以有效地抵抗信道衰落提高系统容量,其缺点是需占用较多的系统资源;为了提高频谱利用效率,文献[15~17]研究了基于选择中继的协作分集技术,只有最佳的中继才会转发源节点信号;以上研究均是针对传统非认知无线网络中协作中继的研究。文献[18]曾指出,中继技术是提高下一代无线网络容量的有效方法,因此,协作中继技术在认知无线网络中也有潜在应用价值。文献[19]的研究表明,利用中继进行协作传输可以提高 CRN 次链路容量;文献[20,21]研究了基于中继的协作频谱感知性能,分析了协作频谱感知中的中继配对方法;文献[22]则研究了利用协作中继技术来提高 CRN 的分集增益,并提出了需要进一步解决的研究点。文献[23~25]进一步研究了 CRN 中的中继协作协议,包括多中继协作与最佳中继协作协议,利用中继协作优化感知时间,增强次用户的接收信号强度,提高感知性能。以上这些研究均考虑认知的传输过程,即考虑在检测到频谱洞的前提下如何利用中继的协作传输实现更好的通信。

文献[11]考虑利用中继进行协作频谱感知,提出一种中继协作频谱感知技术来改善报告信道衰落对协作频谱感知性能的影响。尽管利用中继协作可有效提高系统性能,但在引入中继的同时也会带来系统开销和复杂度的增加,因此,应该考虑更为切合实际的情况,即在实际中是否需要中继的协作。此外,在 CRN 中,存在多个次用户可以作为认知中继协助目标次用户转发数据,如何选择最佳的中继是很多学者的研究重点。

鉴于已有的研究表明^[12],在控制信道带宽受限的 CRN 中,删余协作频谱感知可有效节约系统开销,本文进一步提出一种基于目标的中继协作频谱感知(O-R-CSS, object based relay CSS)方案,只有当目标 SU 检测到 PU 信号且其报告信道条件较差时才会申请认知中继(SR, secondary relay)的协作传输;其次,本文通过对基于终端接收信号干扰噪声比(SINR, signal to interference and noise ratio)最大化的最佳中继协作频谱感知(SINR-BRCSS, best relay based CSS by maximizing SINR)方案研究发现, SINR-BRCSS 方案没有充分考虑到每个节点间的信道条件对感知性能的影响,证明了 SU 到 SR

链路上的信道条件对系统性能的影响更大,为此,本文进一步提出了一种优化的 BRCSS(optimized BRCSS)方案,通过联合考虑目标 SU 到 SR 链路上的信道条件和 SR 到 FC 链路上的信道条件,选择最佳认知中继。最后,从更实际的应用场景考虑,为了节约系统开销,提出了一种自适应的最佳中继协作频谱感知方案(A-BRCSS, adaptive BRCSS),即 SU 根据其信道条件,自适应地选择是否需要认知中继的协作传输,当 SU 到 FC 链路信道条件较差时, SU 申请认知中继协助其发送数据到 FC,而当 SU 到 FC 链路信道条件较好时, SU 可独立完成数据的传输,相比 optimized BRCSS 方案,大大节约了信令开销。分析和仿真结果均表明, optimized BRCSS 方案可以实现更高的检测性能;所提 A-BRCSS 方案可以实现几乎最佳的感知性能。

2 基于目标的中继协作频谱感知方案

2.1 系统模型

本文考虑的基于目标的中继协作频谱感知模型(O-R-CSS)如图 1 所示,主要包括 3 个阶段:1) SU 和 SR 采用能量检测法独立地执行本地频谱感知检测 PU 信号,只有当 SU 和 SR 检测的能量值 Y 大于门限值 λ 时才进行决策,并做出二进制假设判决 \mathcal{H}_i ,表示所观察的频带被占用;2) 当 SU 检测到 PU 信号时,若其报告信道条件较好,则 SU 只将其本地检测结果发送给 FC,否则若其报告信道条件较差时,则 SU 在将其本地检测结果发送给 FC 的同时还申请中继协作传输,并将其本地检测结果发送给中继 SR;3) SR 对接收到的 SU 信号进行解码判决,如果 SR 成功接收到了 SU 的信息,则 SR 会将其接收到的 SU 信息与在第 1)步检测到的 PU 信息合并发送到 FC。

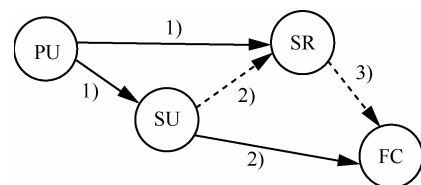


图 1 O-R-CSS 模型

在 O-R-CSS 方案中,只有当 SU 检测到 PU 信号,才继续后面的感知过程,且 SR 只有解码成功后才会将解码所得结果发送到 FC,否则保持休眠状态,节约信令开销,这尽管并非对所有场

景最优, 但其具有操作简单优势, 不需要额外资源用于反馈以寻求优化的解决方案。此外, 所提方案中, 当 SU 通信所占用的主用户频谱在较长时间内均处于空闲状态时, SU 在没有收到检测到 PU 信号的指示前可连续传输, 而不必像传统周期频谱感知那样, 在固定的时间退出频谱执行切换, 可有效降低切换率, 保证传输可靠性, 减少信令开销。

2.2 信号分析

本文考虑图 1 中任意 2 个节点间的传输链路均为衰落信道, 且其在一个时隙内是平坦的, 所有接收机处的加性高斯白噪声具有相同的功率谱密度 N_0 , H_{PU} 表示在当前检测时隙是否存在频谱洞, $H_{PU}=H_0$ 表示 PU 不存在, $H_{PU}=H_1$ 表示 PU 存在, 考虑在一个时隙内 PU 的存在状态恒定不变。则在 O-R-CSS 的第一个阶段, SU 与 SR 接收到的信号可分别表示为

$$\begin{cases} y_{SU}(1) = \sqrt{P_{PU}} h_{PU-SU} x_{PU}(1) + n_{SU} \\ y_{SR}(1) = \sqrt{P_{PU}} h_{PU-SR} x_{PU}(1) + n_{SR} \end{cases} \quad (1)$$

其中, P_{PU} 为 PU 信号发射功率, h_{PU-SU} 与 h_{PU-SR} 分别是 PU 到 SU 和 SR 链路上的信道衰落系数; n_{SU} 与 n_{SR} 是均值为 0, 方差为 N_0 的加性高斯白噪声;

$$x_{PU} = \begin{cases} 0, & H_{PU} = H_0 \\ s_p, & H_{PU} = H_1 \end{cases} \text{ 是接收到的 PU 信号, 取决于 PU}$$

信号的存在情况, s_p 为当前时隙第一个感知阶段 PU 发射的信号, 后面假设在一个完整的感知阶段 PU 发射信号不变。

SU 与 SR 进行初始检测后, 进行重新编码, 并对 PU 信号的存在情况作出判断 $\hat{H}_{SU}(1)$ 和 $\hat{H}_{SR}(1)$, 编码后的信号可表示为

$$x_{SU}(1) = \begin{cases} 0, & \hat{H}_{SU}(1) = H_0 \\ s_{SU}(1), & \hat{H}_{SU}(1) = H_1 \end{cases} \quad (2)$$

$$x_{SR}(1) = \begin{cases} 0, & \hat{H}_{SR}(1) = H_0 \\ s_{SR}(1), & \hat{H}_{SR}(1) = H_1 \end{cases} \quad (3)$$

由于在 CRN 中, 不仅仅要考虑类似传统网络中两跳中继链路情况, 还需要考虑主网络与次网络之间的链路情况, 这也正是在 CRN 中应用中继时需要特别考虑的情况。因此在 O-R-CSS 的第二个阶段, 目标 SU 将检测并重新编码后的信号发送到 FC 和 SR, 此时, FC 和 SR 不仅仅接收 SU 发送的信

号, 还会接收到 PU 的干扰信号, 此时 FC 和 SR 接收到的信号可表示为

$$\begin{cases} y_{FC}(2) = \sqrt{P_{PU}} h_{PU-FC} x_{PU}(2) + \sqrt{P_{SU}} h_{SU-FC} x_{SU}(1) + n_{FC} \\ y_{SR}(2) = \sqrt{P_{PU}} h_{PU-SR} x_{PU}(2) + \sqrt{P_{SU}} h_{SU-SR} x_{SU}(1) + n_{SR} \end{cases} \quad (4)$$

其中, P_{SU} 为 SU 信号发射功率, h_{PU-FC} 是 PU 到 FC 链路上的信道衰落系数; h_{SU-FC} 和 h_{SU-SR} 分别为 SU 到 FC 和 SR 链路上的信道衰落系数; n_{FC} 是均值为 0, 方差为 N_0 的加性高斯白噪声。

SR 对接收到 SU 信号进行解码, 如果解码不成功, 则 SR 最终向 FC 发送的信号是其在第一个阶段重新编码后的信号; 如果解码成功, 则 SR 将接收到的 SU 信号与其在第一阶段检测的信号合并编码, 由于本文重点研究 SR 对 SU 协作检测时的性能, 因此, 本文只考虑成功解码的情况, 此时, SR 重新编码的信号可表示为

$$x_{SR}(2) = \begin{cases} s_{SU}(1), & \hat{H}_{SR}(1) = H_0 \\ s_{SR}(2), & \hat{H}_{SR}(1) = H_1 \end{cases} \quad (5)$$

其中, $s_{SR}(2)$ 为相比 $s_{SU}(1)$ 的增强信号, 具体可参考中继编码转发信号的编码方式^[13]。

最后, FC 接收 SR 信号, 表示为

$$y_{FC}(3) = \sqrt{P_{PU}} h_{PU-FC} x_{PU}(3) + \sqrt{P_{SR}} h_{SR-FC} x_{SR}(2) + n_{FC} \quad (6)$$

其中, P_{SR} 为 SR 信号发射功率, h_{SR-FC} 是 SU 到 FC 链路上的信道衰落系数。

3 优化的最佳中继协作频谱感知方案

3.1 方案的提出

在 CR 网络中, 进行协作频谱感知时, 存在多个可以辅助 SU 传输的中继 SR, 如果让多个中继辅助传输的话, 占用的系统资源较多, 而且多中继的传输也会增加认知系统内部及认知系统与主网络用户间的干扰。已有研究表明^[25], 使用最佳中继选择的协作分集方案可以实现与多中继协作方案相同的分集复用增益。那么如何选取最佳的中继关系到系统性能是否能达到最优的问题。

通常, 能正确解码且能使接收端获得最大 SINR 的中继为最佳的。在现有的方案中以接收端 FC 处的 SINR ($SINR_{FC}$) 最大化作为选取准则^[25], 根据 2 节的分析, FC 接收到的有用信号功率 S 主要包括 SU 发送的信号功率和 SR 发送的信号功率两部分,

而它受到的干扰信号功率 I 则主要来自于 PU 信号的发射功率, 噪声主要是两路信道上的高斯白噪声, 因此可以得到

$$\begin{aligned} SINR_{FC} &= \frac{S}{I+N} \\ &= \frac{\left| \sqrt{P_{SU}} h_{SU-FC} x_{SU}(1) \right|^2 + \left| \sqrt{P_{SR}} h_{SR-FC} x_{SR}(2) \right|^2}{\left| \sqrt{P_{PU}} h_{PU-FC} x_{PU}(2) \right|^2 + \left| \sqrt{P_{PU}} h_{PU-FC} x_{PU}(3) \right|^2 + 2N_0} \\ &= \frac{\Gamma_{SU-FC} + \Gamma_{SR-FC}}{2(\Gamma_{PU-FC} + 1)} \end{aligned} \quad (7)$$

在式(7)化简的过程中, 假设 PU 信号发射功率在一个时隙内保持不变。 Γ_{SU-FC} 、 Γ_{SR-FC} 和 Γ_{PU-FC} 分别表示 SU、 SR 和 PU 到 FC 链路上信道平均信噪比。

对于一个具有 N 个认知用户的 CRN, 存在 $N-1$ 个次用户可以作为中继协助目标 SU 传输, 用 SR_i 表示被选中的认知中继, R_m 表示所有可选中继集, 则基于最大化 SINR 的最佳中继协作频谱感知(SINR-BRCSS, best relay based CSS by maximizing SINR)方案的最佳中继选择准则可以表示为

$$\text{Best relay} = \arg \max_{i \in R_m} SINR_{FC} = \frac{\Gamma_{SU-FC} + \Gamma_{SR-FC}^i}{2(\Gamma_{PU-FC} + 1)} \quad (8)$$

由于 PU 到 FC 链路上的平均信噪比 Γ_{PU-FC} 固定, 当目标 SU 一定时, SU 到 FC 链路上的平均信噪比 Γ_{SU-FC} 也是固定的, 根据式(8)可知, SINR-BRCSS 方案中最佳中继的选择仅依赖于所选中继到 FC 的信道条件 Γ_{SR-FC}^i 。显然直观地分析来看, 仅考虑 SR_i 到 FC 链路上的信道条件是不够的, 实际上 SU 到 SR_i 的信道条件 Γ_{SU-SR}^i 同样对检测性能有影响, 因此 SINR-BRCSS 方案不能充分考虑到影响检测性能的全部因素, 这主要是因为在这种方案中考虑的是无记忆信道过程, 即只关注源节点与目的节点而不考虑中间过程。事实上, 在协作频谱感知过程中, 应该将每一步影响因素都考虑进去才能获得更精确的检测结果。为此, 提出一种优化的 BRCSS(optimized BRCSS)方案, 不仅要考虑 FC 处接收到的 SINR 最大化, 而且要考虑 SR 处接收到的 SINR 最大化, 即

$$\max SINR_{FC} \ \& \ \max SINR_{SR} \quad (9)$$

根据第 2 节分析可以得到

$$\begin{aligned} SINR_{SR} &= \frac{\left| \sqrt{P_{SU}} h_{SU-SR} x_{SU}(1) \right|^2}{\left| \sqrt{P_{PU}} h_{PU-SR} x_{PU}(1) \right|^2 + \left| \sqrt{P_{PU}} h_{PU-FC} x_{PU}(2) \right|^2 + 2N_0} \\ &= \frac{\Gamma_{SU-SR}}{2(\Gamma_{PU-FC} + 1)} \end{aligned} \quad (10)$$

结合式(8)~式(10)可以得到, optimized BRCSS 方案中, 最佳中继选择准则为

$$\begin{aligned} \text{Best relay}_{\text{proposed}} &= \arg \max_{i \in R_m} \{SINR_{FC} \ \& \ SINR_{SR}\} \\ &= \arg \max_{i \in R_m} \left\{ \frac{\Gamma_{SU-FC} + \Gamma_{SR-FC}^i}{2(\Gamma_{PU-FC} + 1)} \ \& \ \frac{\Gamma_{SU-SR}^i}{2(\Gamma_{PU-FC} + 1)} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

根据式(11)可知, 要寻找的最佳认知中继是使 Γ_{SR-FC}^i 和 Γ_{SU-SR}^i 同时达到最大值时的次用户, 由于在无线环境中, 信道是随时随地变化的, 因此, 在实际中, 对于某一个次用户而言, 它与目标 SU 和 FC 之间的信道不可能总是最佳的, 因此, 就需要折衷考虑, 在选择认知中继时到底应更注重所选中继与目标 SU 的信道条件还是更应该注重其与 FC 的信道条件。从直观理解上看, 更应该注重它与目标 SU 的信道条件, 因为目标 SU 之所以需要中继的协作感知就是因为它自身的报告信道条件比较差, 如果 SR 与 SU 之间的信道条件比较差, 那么 SR 对 SU 信号的解码结果本身就是不可信的, 再将错误的数据发送到 FC, 对最终的检测结果无法起到正面的积极作用。后面的分析也说明 SU 与 SR 之间的信道状况对系统性能影响更大, 因此, 本文提出的 optimized BRCSS 方案中, 最佳中继选择准则可表示为

$$\begin{aligned} \text{Best relay}_{\text{proposed}} &= \arg \max_{i \in R_m} SINR_{SR} \\ &= \arg \max_{i \in R_m} \frac{\Gamma_{SU-SR}^i}{2(\Gamma_{PU-FC} + 1)} \end{aligned} \quad (12)$$

下面通过分析检测性能证明 Γ_{SU-SR}^i 对检测性能的影响大于 Γ_{SR-FC}^i 对检测性能的影响。

3.2 性能分析

在 O-R-CSS 的第一阶段, SU 与 SR 基于式(1)中接收到的信号检测 PU 是否存在, 并做出初始判断, 其判断结果分别为 $\hat{H}_{SU}(1)$ 和 $\hat{H}_{SR}(1)$ 。 $\hat{H}_{SU}(1) = H_0$ 表示 SU 在当前时隙检测的 PU 信号不存在, $\hat{H}_{SU}(1) = H_1$ 表示 SU 在当前时隙检测的 PU 信号存在; $\hat{H}_{SR}(1) = H_0$ 表示 SR 在当前时隙检测的 PU 信

号不存在, $\hat{H}_{SR}(1) = H_1$ 表示 SR 在当前时隙检测的 PU 信号存在。SU 和 SR 的本地检测率 p_d 和虚警率 p_f 的计算具体见文献[11]。

在 O-R-CSS 的第二阶段, 设 SR 对 SU 的解码判决结果表示为 $\hat{H}_{SR-SU}(2)$, 本文考虑 SU 到 SR 链路上的信道为衰落信道, 则 SU 发送其本地检测结果到 SR 时会发生错误传输, 用 P_{e-SR} 表示该信道上的错误传输概率, 经过此衰落信道的传输后, SR 接收到 SU 信号后的检测率可计算为

$$\tilde{p}_{d,SU-SR} = p_d(1 - P_{e-SR}) + P_{e-SR}(1 - p_d) \quad (13)$$

SR 将接收到的 SU 信号与其在第一阶段检测到的信号进行合并, 当 SR 解码成功并采用或融合准则时, SR 向 FC 报告的最终决策结果 $\hat{H}_{SR}(2)$ 可表示为 $\hat{H}_{SR}(2) = \hat{H}_{SR}(1) \oplus \hat{H}_{SR-SU}(2)$, 则 SR 合并 SU 信号后的检测率可表示为

$$p_{d,SR} = 1 - (1 - p_d)(1 - \tilde{p}_{d,SU-SR} P_{dec}) \quad (14)$$

其中, P_{dec} 为 SR 对 SU 信号成功解码并转发的概率。本文考虑图 1 所示的中继协作频谱感知模型中, 任意 2 个节点间的信道为瑞利衰落信道, 则任意 2 个节点间链路上的信道信噪比概率密度函数为 $p(\varepsilon, \Gamma) = e^{-\varepsilon/\Gamma} / \Gamma$, 其中, ε 为接收端节点处的判决门限, Γ 为节点间链路上的信道信噪比。设 SR 的解码判决门限为 λ_{SR} , SU 到 SR 链路上的信道信噪比为 Γ_{SR} , 则 $P_{dec} = \int_{\lambda_{SR}}^{\infty} p(\lambda, \Gamma_{SR}) d\lambda = e^{-\lambda_{SR}/\Gamma_{SR}}$ 。

最后, FC 将其在第一阶段接收到的 SU 信号与第二阶段接收到的 SR 信号进行合并, 并采用或融合准则进行最终决策 $\hat{H}_{FC} = \hat{H}_{SU}(1) \oplus \hat{H}_{SR}(2)$, 则 O-R-CSS 总的检测率可表示为

$$Q_d = 1 - (1 - \tilde{p}_{d,SU-FC})(1 - \tilde{p}_{d,SR-FC}) \quad (15)$$

其中, $\tilde{p}_{d,SU-FC} = p_d(1 - P_{e-SF}) + P_{e-SF}(1 - p_d)$, $\tilde{p}_{d,SR-FC} = p_{d,SR}(1 - P_{e-RF}) + P_{e-RF}(1 - p_{d,SR})$, P_{e-SF} 和 P_{e-RF} 分别为 SU 和 SR 发送其决策结果到 FC 时信道上的错误传输概率。式(15)为 O-R-CSS 检测率的最终表达式, 可以看到, $\tilde{p}_{d,SU-FC}$ 与 Γ_{SU-SR} 和 Γ_{SR-FC} 无关, 因此只需证明 Γ_{SU-SR} 对子式 $\tilde{p}_{d,SR-FC}$ 的影响要大于 Γ_{SR-FC} 。

证明

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{d,SR-FC} &= p_{d,SR}(1 - P_{e-RF}) + P_{e-RF}(1 - p_{d,SR}) \\ &= (1 - (1 - p_d)(1 - \tilde{p}_{d,SU-SR} P_{dec}))(1 - P_{e-RF}) + \\ &\quad P_{e-RF}(1 - (1 - (1 - p_d)(1 - \tilde{p}_{d,SU-SR} P_{dec}))) \\ &= p_d + p_d(1 - p_d)P_{dec} - P_{dec}(1 - p_d)(2p_d - 1)P_{e-SR} - \\ &\quad (p_d + P_{dec}p_d(1 - p_d))P_{e-RF} + \\ &\quad P_{dec}p_d(1 - p_d)P_{e-SR}P_{e-RF} - P_{dec}(1 - p_d)^2P_{e-SR}P_{e-RF} \quad (16) \end{aligned}$$

分析式(16), 由于 P_{dec} 不会影响到结果, 因此, 为方便分析在证明过程中取 $P_{dec} = 1$ 。可以看到, 为了证明 Γ_{SU-SR} 对 $\tilde{p}_{d,SR-FC}$ 的影响要大于 Γ_{SR-FC} , 只需要证明式(17)成立即可。

$$|-(1 - p_d)(2p_d - 1)| - |-p_d(1 + (1 - p_d))| > 0 \quad (17)$$

本文考虑在实际的 CRN 网络应用中, 出于对 PU 足够保护的场合, 即 $p_d > 1/2$, 所以 $(1 - p_d)(2p_d - 1) > 0$, 显然 $p_d(1 + (1 - p_d)) > 0$, 式(17)转变为

$$\begin{aligned} p_d(1 + (1 - p_d)) - (1 - p_d)(2p_d - 1) &> 0 \\ \Leftrightarrow p_d(p_d - 1) + 1 &> 0 \quad (18) \end{aligned}$$

显然上式成立, 得证。

4 自适应的最佳中继协作频谱感知方案

前面讨论了利用 SR 协助 SU 传输的情况。事实上, 如图 1 所示, 当 Γ_{SF} 较高时, 即 SU 到 FC 的报告信道条件较好时, 可以不依赖 SR 的辅助传输仍然可以得到较精确的检测结果, 此时利用中继协作实际上会造成资源的浪费。为了节约系统开销, 避免不必要的资源浪费, 本文提出一种自适应的最佳中继协作频谱感知方案 A-BRCSS。当 Γ_{SF} 较高时, SU 不需要 SR 的辅助而只将其本地检测结果发送到 FC, 这样可以省去 SU 与 SR 及 SR 与 FC 链路上的信令传输, 从而节约信令开销; 另一方面, 还可降低 SR 对 PU 及其他 SU 的干扰; 而当 Γ_{SF} 较低时, 即 SU 到 FC 的报告信道条件较差时, 则申请 SR 协助其发送数据。作为所提方案实施的进一步说明, 下面给出具体实现方法。由于在无线信道中, 信号的传输具有广播性, 当 SU 发送其信号时, SR 与 FC 都会接收到其信号, 那么 SR 无法对何时该对该信号进行解码自己做出判断, 因此 SU 除了发送具体的信号值外, 可以再另外多加一个标识指令 tag, 比如当 SU 的报告信道条件 Γ_{SF} 较差时, 则令所传输数据中 tag=1 以示需要中继的协作传输, 然后利用

第 2 节所提最佳中继选择方案选择最佳的中继；而当 SU 的报告信道条件 Γ_{SF} 较好时，则令所传输数据中 $tag=0$ 以示不需要中继协作，则其他报告信道条件好但感知信道条件差的 SR 在当前感知时隙可以保持休眠状态以节约能量及信令开销。那么如何衡量 Γ_{SF} 的高低，以何值为界来决定是否需要中继协作是需要精确研究解决的问题，如果 Γ_{SF} 界限值选取太大，则会产生不必要的额外信令开销；如果选的太小，又可能会造成感知结果不准确，误差太大导致感知性能不好。因此 Γ_{SF} 界限值的选取直接影响算法的性能。通过分析直传与协作的情况可以得知，精确的 Γ_{SF} 界限值(为方便区分，后面记为 $\Gamma_{SF_threshold}$)可以通过求解方程 $\tilde{p}_{d,SU-FC} = \tilde{p}_{d,SR-FC}$ 得到。由于无线信道具有衰落特性，在信道中传输的数据会受到噪声干扰和阴影衰落等影响，从而导致接收端产生误判，当采用 BPSK 调制时，任意 2 个节点间的错误传输概率为

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{\epsilon}^{\infty} p(x, \Gamma) \text{erfc}(\sqrt{x}) dx \quad (19)$$

根据式(19)，即可得到 SU 到 FC、SU 到 SR 和 SR 到 FC 链路上的错误传输概率 P_{e_SF} 、 P_{e_SR} 和 P_{e_RF} 可分别计算如下：

$$P_{e_SF} = \frac{1}{2} \int_{\epsilon_{FC}}^{\infty} p(x, \Gamma_{SF}) \text{erfc}(\sqrt{x}) dx \quad (20)$$

$$P_{e_SR} = \frac{1}{2} \int_{\epsilon_{SR}}^{\infty} p(x, \Gamma_{SR}) \text{erfc}(\sqrt{x}) dx \quad (21)$$

$$P_{e_RF} = \frac{1}{2} \int_{\epsilon_{FC}}^{\infty} p(x, \Gamma_{RF}) \text{erfc}(\sqrt{x}) dx \quad (22)$$

结合式(13)~式(22)可知，直接通过求解方程得到 $\Gamma_{SF_threshold}$ 比较困难，为了更清楚地描述各参数之间的关系，经过分析，给出如下的方程式：

$$f_0(\Gamma_{SF}) = c + f_0(\Gamma_{SF}) \cdot (f_1(\Gamma_{SR}) + f_2(\Gamma_{RF}) + f_1(\Gamma_{SR})f_2(\Gamma_{RF})) \quad (23)$$

可以看到，直接对式(23)求解非常困难。由于要寻找的 $\Gamma_{SF_threshold}$ 是基于整个协作频谱感知过程而言，因此不能简单的将 Γ_{SR} 与 Γ_{RF} 视为常量，本文对于 A-BRCSS 优化算法的具体处理过程如下。

- 1) 初始化。
- 2) 随机生成 M 个具有不同 Γ_{SR} 与 Γ_{RF} 的 SR。
- 3) 对于每个 SR 计算其作为中继协作 SU 传输时的检测率。

4) 利用牛顿法寻找 $\Gamma_{SF_threshold}$ 。最优的 $\Gamma_{SF_threshold}$ 可采用多种算法通过求方程 $\tilde{p}_{d,SU-FC} = \tilde{p}_{d,SR-FC}$ 的根获得，其中，Newton-Raphson 法具有较快的收敛速度，但其需要有精确的迭代函数表达式^[26]。由式(13)~式(22)可知， $\tilde{p}_{d,SU-FC}$ 和 $\tilde{p}_{d,SR-FC}$ 不能精确地表示为 Γ_{SF} 的函数，因而无法直接采用 Newton-Raphson 法寻找到最优的 $\Gamma_{SF_threshold}$ ，为了能利用 Newton-Raphson 法快速精确地找到最优的 $\Gamma_{SF_threshold}$ ，在算法实现上作如下处理。

首先，由于在 P_{e_SF} 、 P_{e_SR} 和 P_{e_RF} 表达式中均含有互补误差函数 $\text{erfc}(\cdot)$ ，该函数中存在积分变量与参数变量等多个变量，因而不能直接用 Newton-Raphson 法。为此，将双曲线正切函数的自变量复杂化，进而使误差函数与双曲线正切函数能够定量地相似^[27]，简化的近似结果为 $\text{erfc}(x) \approx 1 - \tanh(1.12838x + 0.10277x^3)$

其次，由于 Γ_{SR} 与 Γ_{RF} 是随选取的中继不同而变化的，因此，可以先得到每个中继对应的检测率，然后再利用 Newton-Raphson 法寻找最优的 $\Gamma_{SF_threshold}$ 。具体方法为，首先令 $g(\Gamma_{SF}) = \tilde{p}_{d,SU-FC}(\Gamma_{SF}) - \tilde{p}_{d,SR-FC}$ ，此为利用 Newton-Raphson 法时需要确立的目标优化函数，然后按以下步骤执行：

- (a) 选取精度 ϵ ，及初始点 $\Gamma_{SF}(1)$ ，并令 $i=1$ ；
- (b) 如果 $|g(\Gamma_{SF}(i))| < \epsilon$ ，停止；否则转到(c)；
- (c) 令 $\Gamma_{SF}(i+1) = \Gamma_{SF}(i) - g(\Gamma_{SF}(i)) / g'(\Gamma_{SF}(i))$ 。

然后，令 $i=i+1$ ，并执行(b)。

5) 对于网络中的任一 SU，判断 $\Gamma_{SF} \geq \Gamma_{SF_threshold}$ 是否成立，如果是，则发送的数据中提示不需要中继的协作；否则申请其他中继的协作传输，从而完成最佳中继协作频谱感知。

5 仿真结果

图 2 为不同 SU 到 FC 链路信道条件下，中继协作频谱感知总的检测率随 SU 到 SR 链路上信道信噪比 Γ_{SR} (单位为 dB)的变化情况。图 2 中虚警率为 0.1，感知信道上的平均信噪比 $SNR=10$ dB，SR 到 FC 链路上的平均信道信噪比 $\Gamma_{RF} = 5$ dB，各节点处解码判决门限均设为 0 dB。可以看出，中继协作频谱感知总的检测率随着 Γ_{SR} 的增大先降低后增加，这是因为当 Γ_{SR} 较小时即 SU 到 SR 链路上的信道条件较差，SU 选择其信道条件较差的 SR 作为中

继协作传输，反而会影响到检测性能，这也正说明了本文的研究价值，即 SU 在选择中继时应当考虑到 Γ_{SR} 的因素。

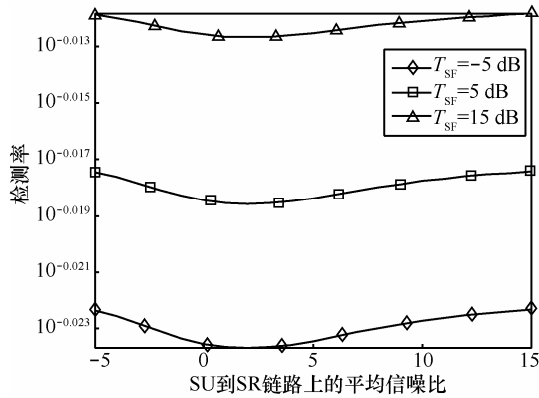


图 2 检测率随 SU 报告信道条件变化情况

图 3 为不同中继选择方案下 FC 和 SR 可获得的信号干扰噪声比 $SINR_{FC}$ 和 $SINR_{SR}$ ，旨在说明不同的中继选择方案下，使得 $SINR_{FC}$ 和 $SINR_{SR}$ 达到最大时的中继是不同的。仿真中，对于任意一个 SR， Γ_{SR} 和 Γ_{RF} 的取值范围为 0~20 dB。由图 3 可以看出，当以最大化 $SINR_{FC}$ 为准则选取 SR 时， $SINR_{SR}$ 的值非常低；而当以最大化 $SINR_{SR}$ 为准则选取 SR 时， $SINR_{FC}$ 的值也不能达到最大。那么，到底如何选择中继能获得更好的性能呢？在 3 节从理论上进行了分析，图 4 将通过仿真进行验证说明。

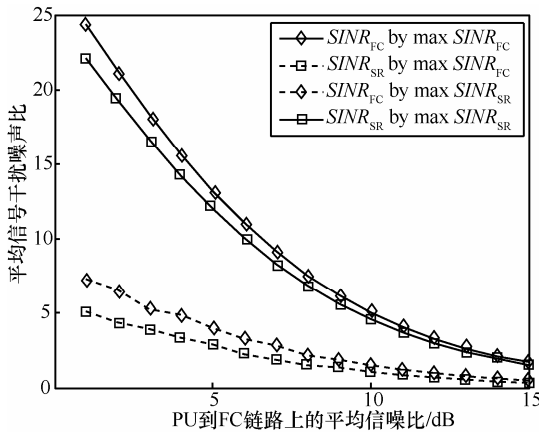


图 3 不同中继选择方案下的性能比较

图 4 给出了所提 optimized BRCSS 方案与传统 BRCSS 方案(max RF)的检测性能比较图，仿真中本文还给出了另外一种 BRCSS 方案(max SR+RF)的检测性能，即选择使 Γ_{SR} 与 Γ_{RF} 的和值最大化的中继作为认知中继。图 4 中，感知信道上的平均信噪

比 $SNR=10$ dB，各节点处解码判决门限均设为 0 dB，对于任意一个 SR， Γ_{SR} 和 Γ_{RF} 的取值范围为 0~20 dB。可以看出所提 optimized BRCSS 方案可以获得更好的感知性能。

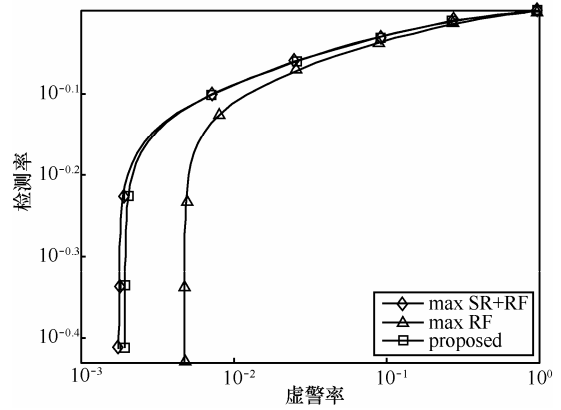


图 4 不同中继选择方案下的检测性能比较

图 5 给出了所提自适应中继协作频谱感知方案(A-BRCSS)与 optimized BRCSS 方案的性能比较。横坐标虚警率，纵坐标为检测率，为了更好地说明中继协作传输的优势，图 5 中还给出了不使用中继(no-relay)时的情况。仿真中，考虑感知信道上的平均信噪比为 10 dB，每个节点对接收到的信号进行解码判决门限为 0 dB，SU 到 SR 以及 SR 到 FC 链路上的平均信噪比为随机选取，其范围为 0~20 dB。可以看出，A-BRCSS 方案可以实现几乎最佳的感知性能，因此，在实际中，可以采用 A-BRCSS 方案以节约信令开销。

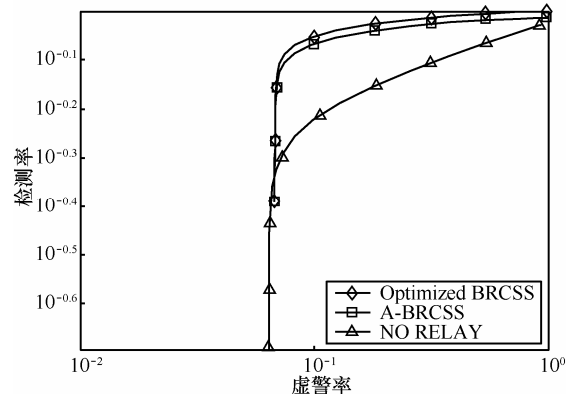


图 5 A-BRCSS 方案与其他方案的检测性能比较

6 结束语

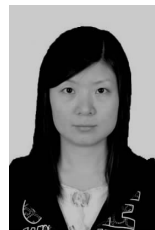
本文考虑认知无线网络中 PU 对 SU 存在连续干扰的情况，提出了一种基于目标的中继协作频

谱感知方案,证明了 SU 到 SR 链路上的信道条件对系统性能有较大的影响;提出了一种优化的最佳中继协作频谱感知(optimized BRCSS)方案;从更实际的应用场景考虑,为了节约系统开销,提出了一种自适应的最佳中继协作频谱感知方案(A-BRCSS)。最后通过仿真进行了验证。

参考文献:

- [1] FCC, spectrum policy task force, ET Docket no, 02-135 Memorandum opinion and order[EB/OL]. <http://www.fcc.gov/sptf/reports.html>.
- [2] WEISS T, JONDRAL F. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency[J]. IEEE Commun Mag, 2004, (42):8-14.
- [3] AKYILDIZ I, LEE W, VURAN M, *et al.* Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey[J]. Computer Networks Journal(Elsevier), 2006, 50(13):2127-2159.
- [4] CABRIC D, MISHRA S M, BRODERSEN R W. Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios[A]. Proc 38th Asilomar Conf Signals, Syst, Computers[C]. Pacific Grove, United States, 2004. 772-776.
- [5] SI P B, JI H, YU F R, *et al.* Optimal cooperative internetwork spectrum sharing for cognitive radio systems with spectrum pooling[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(4):1760-1768.
- [6] AMIR G, ELVINO S S. Opportunistic spectrum access in fading channels through collaborative sensing[J]. Journal on Communications, 2007, 2(2):71-82.
- [7] LIANG Y C, ZENG Y H, PEH E C Y, *et al.* Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4):1326-1337.
- [8] PEH E C Y, LIANG Y C, GUAN Y L, *et al.* Optimization of cooperative sensing in cognitive radio networks: a sensing-throughput tradeoff view[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(9): 5294-5299.
- [9] SHEN J Y, JIANG T, LIU S Y, *et al.* Maximum channel throughput via cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(10):5166-5175.
- [10] LETAIEF K B, ZHANG W. Cooperative communications for cognitive radio networks[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(5):878-893.
- [11] ZHANG W, LETAIEF K B. Cooperative spectrum sensing with transmit and relay diversity in cognitive radio networks-[transaction letters][J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(12):4761-4766.
- [12] 李美玲, 袁超伟, 李琳等. 使次系统容量最大化的协作频谱感知性能分析及优化[J]. 通信学报, 2011, 32(2):53-60.
LI M L, YUAN C W, LI L, *et al.* Performance analysis and optimization of cooperative spectrum sensing for maximizing secondary throughput[J]. Journal on Communications, 2011, 32(2):53-60.
- [13] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12):3062-3080.
- [14] HUNTER T, SANAYEI E S, NOSRATINIA A. Outage analysis of coded cooperation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2):375-391.
- [15] BLETSAS A, SHIN H, WIN M Z, *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.
- [16] BERES E, ADVE R S. Selection cooperation in multi-source cooperative networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(1):118-127.
- [17] IKKI S, AHMED M H. Performance analysis of adaptive decode-and-forward cooperative diversity networks with best-relay selection[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(1):68-72.
- [18] PABST R, WALKE B H, SHULTZ D C, *et al.* Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(9):80-89.
- [19] SIMEONE O, BAR-NESS Y, SPAGNOLINI U. Stable throughput of cognitive radios with and without relaying capability[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(12):2351-2360.
- [20] GANESAN G, LI Y. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part I: two user networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(6):2204-2212.
- [21] GANESAN G, LI Y. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part II: multiuser networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(6):2214-2222.
- [22] ZHANG Q, JIA J C, ZHANG J. Cooperative relay to improve diversity in cognitive radio networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(2):111-117.
- [23] ZOU Y, YAO Y D, ZHENG B. Outage probability analysis of cognitive transmissions: the impact of spectrum sensing overhead[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(8):2676-2688.
- [24] ZOU Y, YAO Y D, ZHENG B. Cognitive transmissions with multiple relays in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(2):648-659.
- [25] ZOU Y, YAO Y D, ZHENG B. A cooperative sensing based cognitive relay transmission scheme without a dedicated sensing relay channel in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(2):854-858.
- [26] BOYD S P, VANDENBERGHE L. Convex Optimization[M]. Cambridge, UK: Cambridge Univ Press, 2004.
- [27] GRIFFITHS D V, SMITH I M. Numerical Methods for Engineers[M]. London: Blackwell Scientific, 1991.

作者简介:



李美玲(1982-),女,山西宁武人,博士,太原科技大学讲师,主要研究方向为无线通信关键技术。