





Y1755606

Research on Cooperative Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio Networks

A Dissertation

Submitted to

Nanjing University of Posts and Telecommunications

in Partial Fulfillment of the

Requirements for the Degree of

Doctoral of Philosophy

By

ZHU Jia

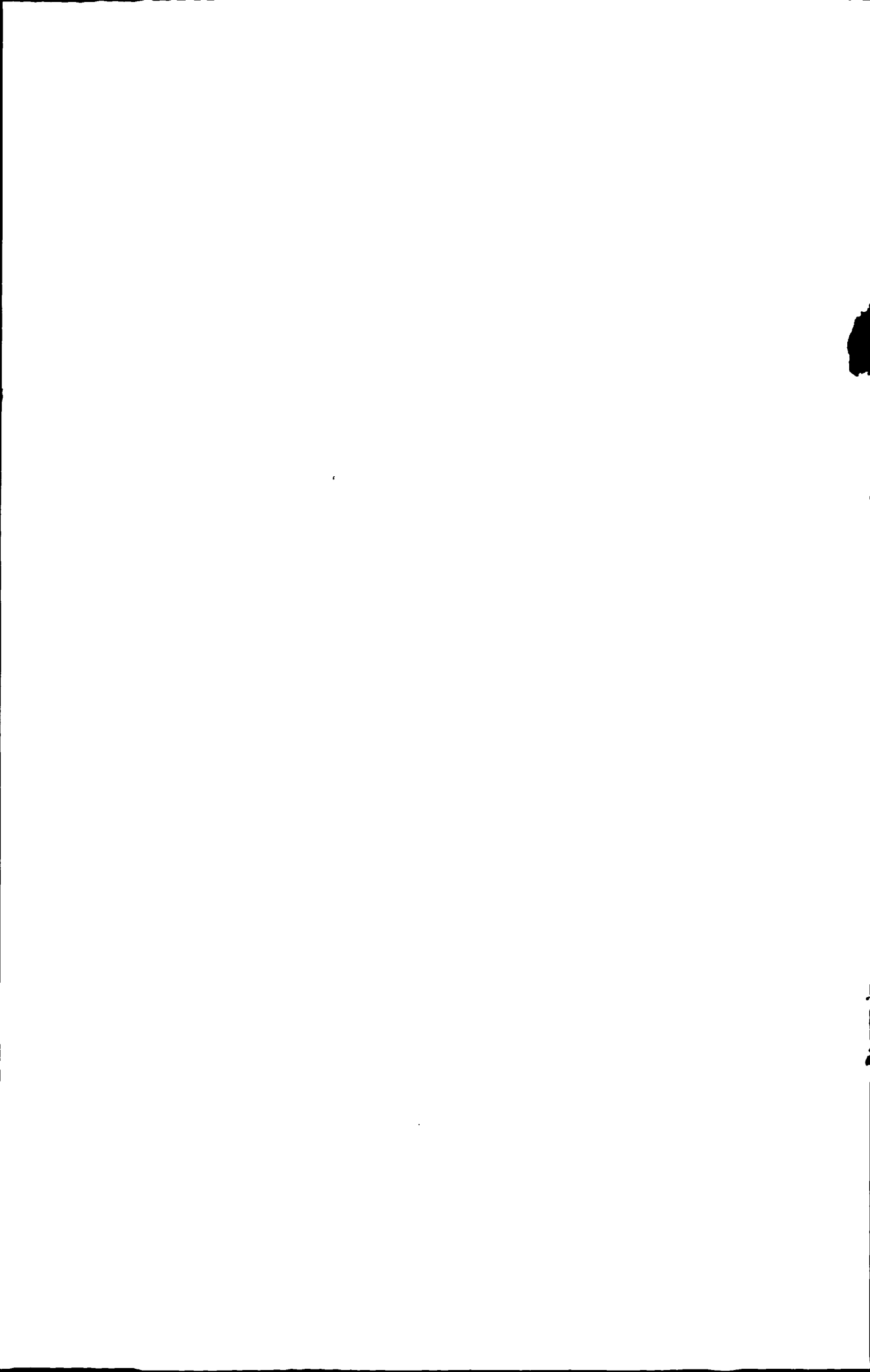
Supervised by:

Prof. ZHENG Baoyu

College of Telecommunications and Information Engineering

Nanjing University of Posts and Telecommunications

April 2010





南京邮电大学学位论文原创性声明

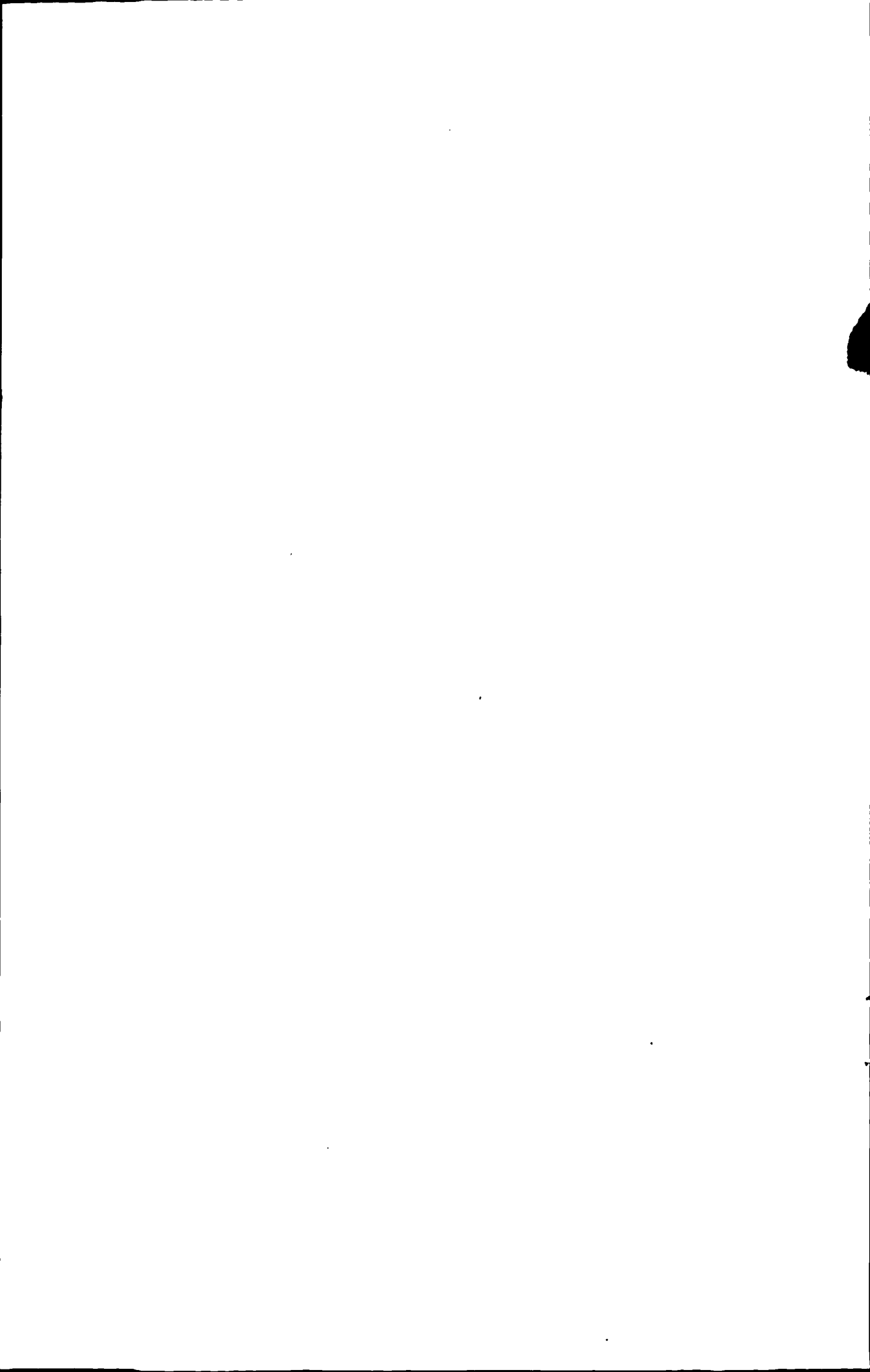
本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其它人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南京邮电大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作过的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名:  日期: 2010.4

南京邮电大学学位论文使用授权声明

南京邮电大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。本文电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权南京邮电大学研究生部办理。

研究生签名:  导师签名:  日期: 2010.4



南京邮电大学

博士学位论文摘要

学 科: 工学

专 业: 信号与信息处理

研究方向: 无线通信与网络信号处理

作者: 2007 级博士研究生 朱佳 指导教师: 郑宝玉 教授

题 目: 认知无线网络中协作频谱感知关键技术研究

Title: Research on Cooperative Spectrum Sensing Techniques in
Cognitive Radio Networks

关键词: 认知无线网络; 协作频谱感知; 协作分集; 检测概率; 检测时间; 自适应协作; 数据融合

Keywords: Cognitive Radio Networks; Cooperative Spectrum Sensing;
Cooperative Diversity; Detection Probability; Detection
Time; Adaptive Cooperation; Data Fusion.

本论文得到以下课题资助

1. 国家自然科学基金, “认知无线网络中多用户协作通信关键技术研究”, (项目编号: 60972039)
2. 江苏省自然科学基金重点项目, “具有感知和协作功能的下一代无线网络关



键技术研究”，(项目编号: BK2007729)

3. 江苏省研究生科研创新计划，“认知无线电协作频谱感知技术研究”，(项目编号: CX09B_150Z)



摘要

随着无线应用范围的日益扩展,各种新型无线接入方式不断涌现(如,无线局域网,无线传感器网络,蓝牙等),导致了无线频谱资源越来越紧缺。认知无线电是实现频谱资源共享的关键技术,可有效提高无线频谱利用率以满足日益增长的无线通信业务需求,因此在下一代无线网络中将有广泛的应用前景。一般而言,认知无线电系统需要首先感知到空闲频谱的存在,然后对其加以充分利用,以此提高无线频谱利用率。因此,快速可靠的频谱感知技术是决定认知无线电由理论研究走向实用阶段的关键因素。

本论文以认知无线电技术为背景,深入研究认知无线网络中的协作频谱感知技术,通过认知用户之间的彼此协作,以有效改善认知用户的频谱感知性能,主要工作和创新如下:

(1) 构建了认知无线电协作感知模型,提出了基于放大转发和解码转发的协作频谱感知方案。

通过认知用户间的彼此协作,可以使得认知无线网络获得明显的空间分集增益,从而显著改善认知无线电系统的感知性能。由此,提出了两种基于放大转发和解码转发的协作频谱感知方案,并且在瑞利衰落环境下对所提方案的检测概率和检测时间进行了理论分析,给出了非协作感知和协作感知的检测概率和检测时间的解析表达式。仿真实验结果表明:在虚警概率一定的情况下,协作感知方案的检测概率明显优于非协作方案,并且可以显著减少感知时间,这也说明了用户协作为认知无线网络带来了可观的感知性能增益。

(2) 构建了多认知用户协作感知模型,提出了基于最佳中继选择的协作频谱感知方案。

根据认知网络中所有候选用户的通信链路质量,选择最佳中继对主用户进行协作感知,从而可以获得明显的多用户分集增益,显著提高认知无线电系统的感知性能。在瑞利衰落环境下,对所提出的多用户协作方案和传统非协作方案的检测性能进行了理论分析,得到了系统检测概率和检测时间的解析表达式。仿真结果表明,与非协作方案相比,

多用户协作感知方案能够显著提高主用户的检测概率，所需的检测时间明显减少，且随着候选中继用户数目的增加，多用户协作方案能获得更多的分集增益，因而对主用户检测性能的改善量越加明显。

(3) 构建了自适应用户协作频谱感知的系统模型，提出了基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案。

通过利用认知用户间的自适应协作，提出一种基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案，以改善对主用户的检测性能。在瑞利衰落环境下，理论推导了所提自适应协作数据融合方案的检测概率和检测时间。根据推导得到的性能解析表达式，对非协作方案和所提出的自适应协作融合方案，进行了相应的数值实验和性能比较。结果表明：与非协作方案相比，自适应协作融合方案显著提高了系统检测概率，同时检测时间也明显减少。

关键词：认知无线网络；协作频谱感知；协作分集；检测概率；检测时间；自适应协作；数据融合

ABSTRACT

With an increasing demand of wireless applications, various new types of wireless networks (such as, wireless local area network, wireless sensor network, Bluetooth and so on) are emerging nowadays, leading to the scarcity of wireless spectrum resources. Cognitive radio is proposed as the means to realize the spectrum resource sharing, through which the utilization of wireless spectrum resources can be improved greatly so that the requirements for increasing wireless communication services can be satisfied. Accordingly, cognitive radio has great potential in next generation wireless networks. Generally, cognitive radio systems should firstly sense an available idle spectrum band and then use the sensed band for data transmissions, resulting in the improvement of wireless spectrum utilization. To that end, a fast and reliable spectrum sensing technique is critical for the implementation of cognitive radio in practical systems.

In this dissertation, we focus on the exploration of cooperative spectrum sensing technology in cognitive radio networks. Through the cooperation between cognitive users, we can improve the performance of spectrum sensing greatly. The main contributions of this dissertation are described as follows:

(1) Construction of a system model for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks, based on which we propose an amplify-and-forward and a decode-and-forward based cooperative spectrum sensing schemes.

We propose two novel cooperative spectrum sensing schemes based on the AF (Amplify and Forward) and DF (Decode and Forward) protocols to achieve the spatial diversity gains for cognitive radio networks, which are referred to as the AF-CSS (AF-based Cooperative Spectrum Sensing) and the DF-CSS (DF-based Cooperative Spectrum Sensing), respectively. In order to show the effect of user cooperation on sensing performance, we derive the closed-form expressions of the detection probability and detection time for non-cooperative spectrum sensing, AF-CSS and DF-CSS schemes over Rayleigh fading channels. Besides, we conduct the numerical evaluations to verify the effectiveness of the proposed cooperative spectrum sensing schemes, showing the increase of detection probability through the user cooperation and confirming the advantage of the AF-CSS and DF-CSS schemes over the

traditional non-cooperative spectrum sensing.

(2) Construction of a system model for multiuser cooperative spectrum sensing, base on which a best relay selection based cooperative spectrum sensing scheme is proposed.

We propose a new multiuser cooperation based spectrum sensing (MCSS) scheme to achieve the spatial diversity gains for cognitive radio networks, where the best relay only, which is selected among all the candidates in accordance with the user communication quality, is utilized to cooperately detect the primary user. We derive the closed-form expressions of detection time for both the traditional non-cooperative scheme and the proposed MCSS over Rayleigh fading channels. In addition, we provide the numerical experimentations to make a performance comparison between the non-cooperative sensing and our scheme, which shows that by exploiting the multiuser cooperation, the detection time is improved greatly and moreover, diversity gains obtained by the MCSS scheme increase with the growth of the number of cooperative users.

(3) Construction of a system model for adaptive cooperation spectrum sensing, based on which an adaptive user cooperation based data fusion scheme is proposed.

We propose an adaptive user cooperation based data fusion scheme to improve the sensing performance and derive the closed-form expressions of the detection probability and detection time for the proposed scheme as well as the traditional independent sensing scheme. Also, we conduct the numerical evaluations based on the derived performance expressions, illustrating that the proposed cooperation scheme outperforms the traditional scheme in terms of the detection probability and detection time.

Keywords: Cognitive Radio Networks; Cooperative Spectrum Sensing; Cooperative Diversity; Detection Probability; Detection Time; Adaptive Cooperation; Data Fusion.

缩略语表

AF	Amplify and Forward	放大转发
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
BER	Bit Error Ratio	误比特率
BPSK	Binary Phase Shift Key	二进制相移键控
CAB	Coordinated Access Band	协调接入频段
CC	Cognitive Cycle	认知循环
CDF	Cumulative Distribution Function	累积分布函数
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CN	Cognitive Networks	认知网络
CR	Cognitive Radio	认知无线电
CRN	Cognitive Radio Networks	认知无线网络
CSS	Cooperative Spectrum Sensing	协作频谱感知
CU/SU	Cognitive User/Secondary User	认知用户（次用户）
DARPA	Defense Advanced Research Projects Agency	美国国防部高级计划研究署
DF	Decode and Forward	解码转发
DFS	Dynamic Frequency Selection	动态频率选择
DP	Detection Probability	检测概率

DT	Detection Time	检测时间
DSA	Dynamic Spectrum Access	动态频谱接入
DySPAN	Dynamic Spectrum Access Networks	动态频谱接入网络
FAP	False Alarm Probability	虚警概率
FCC	Federal Communications Commission	美国联邦通信委员会
FDMA	Frequency Division Multiple Access	频分多址
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	美国电气电子工程师学会
IP	Internet Protocol	网络互连协议
IT	Interference Temperature	干扰温度
ITU	International Telecommunications Union	国际电联
MAC	Medium Access Control	介质访问控制
MF	Matched Filter	匹配滤波器
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OS	Opportunistic Scheduling	机会调度
OSA	Opportunistic Spectrum Access	机会频谱接入
OSI	Open System Interconnection	开放系统互连
PDF	Probability Density Function	概率密度函数
PER	Packet Error Rate	误包率

PHY	Physical layer	物理层
PU	Primary Users (Licensed Users)	主用户 (授权用户)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
QoS	Quality of Service	服务质量
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	正交相移调制
RF	Radio Frequency	射频
SDR	Software Defined Radio	软件定义无线电
SCD	Spectral Correlation Density	谱相关密度
SCF	Spectral Correlation Function	谱相关函数
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio	信号干扰噪声比
SLT	Statistical Learning Theory	统计学习理论
SNR	Signal to Noise Ratio	信号噪声比
SPTF	Spectrum Policy Task Force	频谱政策专门小组
STBC	Space Time Block Code	空时分块编码
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址
WRAN	Wireless Regional Area Network	无线区域网
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网
WSN	Wireless Sensor Networks	无线传感器网络

图表说明

图 1-1 协作分集系统示意图	11
图 1-2 放大转发示意图	11
图 1-3 解码转发示意图	11
图 1-4 编码协作的实现框图	12
图 1-5 研究内容框图	15
图 2-1 认知循环模型 (JOSEPH MITOLA)	18
图 2-2 认知无线网络中用户 M 的基本信号处理循环模型	18
图 2-3 基于循环平稳检测的频谱感知框图	23
图 2-4 蜂窝网络环境下的两用户协作场景	26
图 2-5 多用户协作构成的虚拟天线阵列示意图	26
图 2-6 单协作中继模型	27
图 2-7 基于放大转发的协作分集系统	28
图 2-8 基于解码转发的协作分集系统	28
图 2-9 编码协作过程示意图	29
图 2-10 基于最佳中继选择的机会中继系统模型	35
图 3-1 (A) 协作频谱感知方案系统模型; (B) 时隙分配图	40
图 3-2 不同信噪比取值下非协作感知方案和 AF-CSS 方案的检测概率比较	55
图 3-3 不同虚警概率取值下非协作感知方案和 AF-CSS 方案的检测概率性能比较	56
图 3-4 不同信噪比取值下非协作感知方案和 DF-CSS 方案的检测概率比较	57
图 3-5 不同虚警概率取值下非协作感知方案和 DF-CSS 方案的检测概率性能比较	57
图 3-6 不同信噪比取值下捷变增益性能比较	58
图 3-7 不同虚警概率取值下捷变增益性能比较	59
图 4-1 (A) 多用户网络频谱感知的系统模型; (B) 时隙分配图	67
图 4-2 不同的信噪比取值下非协作感知方案和 MCSS 方案的检测时间性能比较	76
图 4-3 不同的虚警概率取值下非协作感知方案和 MCSS 方案的检测时间性能比较	77
图 4-4 不同的信噪比取值下 MCSS 方案的捷变增益性能比较	78

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
缩略语表.....	V
图表说明.....	VIII
第一章 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.1.1 认知无线电技术简介.....	1
1.1.2 认知无线电技术发展现状.....	3
1.1.3 协作通信技术发展现状.....	10
1.2 论文的主要工作.....	13
1.2.1 研究目标.....	13
1.2.2 研究内容.....	14
1.3 论文内容安排.....	15
第二章 协作频谱感知关键技术.....	17
2.1 引言.....	17
2.2 频谱检测技术.....	19
2.2.1 匹配滤波器检测.....	20
2.2.2 能量检测.....	21
2.2.3 循环平稳特征检测.....	23
2.2.4 基于小波变换的频谱检测.....	24
2.2.5 多精度频谱检测.....	24
2.2.6 孤立点检测.....	25
2.3 协作分集技术.....	25
2.3.1 放大转发.....	27
2.3.2 解码转发.....	28

图 4-5 不同的虚警概率取值下 MCSS 方案的捷变增益性能比较	79
图 5-1 基于自适应用户协作融合的系统模型	84
图 5-2 认知用户感知信息融合过程示意图	85
图 5-3 不同信噪比取值下认知用户独立检测与自适应协作检测的检测概率比较	91
图 5-4 不同信噪比取值下独立检测与自适应协作检测的检测时间比较	92
图 5-5 不同虚警概率取值下认知用户独立检测与自适应协作检测的检测概率比较	93
图 5-6 不同虚警概率取值下认知用户独立检测与自适应协作检测的检测时间比较	93

2.3.3 编码协作	29
2.3.4 固定中继	30
2.3.5 选择中继	32
2.3.6 增量中继	33
2.3.7 机会中继	34
2.4 本章小结	38
第三章 基于协作分集的两用户协作频谱感知技术	39
3.1 引言	39
3.2 协作频谱感知方案	40
3.2.1 系统模型	40
3.2.2 基于放大转发的协作频谱感知方案	41
3.2.3 基于解码转发的协作频谱感知方案	43
3.3 瑞利衰落信道下协作感知方案的检测性能	44
3.3.1 AF-CSS 方案的检测性能	45
3.3.2 DF-CSS 方案的检测性能	49
3.4 数值结果与分析	55
3.5 本章小结	59
附录 3.1 式(3-42)的推导过程	59
附录 3.2 式(3-44)的推导过程	61
附录 3.3 式(3-91)的推导过程	62
第四章 基于最佳中继选择的多用户协作频谱感知技术	65
4.1 引言	65
4.2 多用户协作感知方案	66
4.2.1 系统模型	67
4.2.2 最佳协作中继选择及其多用户协作频谱感知方案	68
4.3 瑞利衰落信道下多用户协作感知方案的检测时间分析	71
4.3.1 非协作感知方案的检测时间	71
4.3.2 多用户协作感知方案的检测时间	72
4.4 数值结果与分析	75

4.5 本章小结	79
附录 4.1: 式(4-36)的推导过程.....	79
附录 4.2: 式(4-42)的推导过程.....	82
第五章 基于自适应用户数据融合的协作频谱感知技术	83
5.1 引言	83
5.2 基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案	84
5.2.1 系统模型	84
5.2.2 基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案	85
5.3 瑞利衰落信道下的检测性能分析	87
5.4 数值结果与分析	91
5.5 本章小结	94
附录 5.1: 式(5-14)推导过程	94
附录 5.2: 式(5-30)推导过程	95
第六章 结束语.....	97
6.1 论文总结	97
6.2 工作展望	98
参考文献.....	99
攻读博士期间撰写发表的学术论文.....	109
攻读博士期间撰写的专利.....	110
攻读博士期间参加的科研项目	111
攻读博士期间荣获的奖励.....	112
致 谢.....	113

第一章 绪论

1.1 研究背景

现代社会经济的迅猛飞速发展带来了无线通信服务的海量需求,新的应用技术和高速无线接入的不断发展加剧了无线电频谱资源的供求矛盾。无线电频谱作为一种非耗竭的有限自然资源,它在如广播电视、航空导航、空间探测、移动通信等许多重要领域的应用无法由其他任何资源所替代。因此,频谱资源紧缺将成为制约无线通信发展的“瓶颈”问题。

而与此同时,又存在着大量授权的无线频谱被闲置或者利用率极低,某些部分的频谱资源相对较少但其上承载的业务量很大,而另外一些已授权的频谱资源利用率却很低[1]。为了解决频谱资源匮乏的问题,基本思路就是尽量充分利用现有的无线频谱资源,最大限度的提高频谱利用率。频谱资源的需求与现有固定频谱分配政策的矛盾日益激化导致了认知无线电技术的诞生。

认知无线电的核心思想就是使某些具有自适应频谱感知等能力的系统能够利用已授权频段不使用频段资源的空闲间隙,通过“借用”的方式使用这些频谱资源,并且保证其他已授权用户的通信不受其干扰[2],[3]。采用这种更开放的频谱政策使用有限的频谱资源,被各大权威认可为是解决当前频谱资源供不应求与利用率低下之间矛盾的最有效手段。

1.1.1 认知无线电技术简介

MITRE 公司的顾问、瑞典皇家技术学院博士生 Joseph Mitola 和 Gerald Maguire 教授于 1999 年 8 月在 IEEE Personal Communications 杂志上首次明确的提出认知无线电(CR, Cognitive Radio)的概念[4],[5]并系统地阐述了 CR 的基本原理,其主要是对软件无线电(SDR, Software Defined Radio)定义的进一步的扩展,即认知无线电具有与周围环境交互信息的学习能力,可以通过自适应的调整、实时改变自身特定的无线操作参数(如功率、载波调制和编码等)等以适应外部无线环境,并自主寻找和利用在其空间范围内的可用频谱,同时限制和降低冲突的发生概率。

随着学术界和产业界对认知无线电关注程度的逐步深入,不同的机构和学者从不同的角度给出了 CR 的定义[1], [2], [6], 其中较为有代表性的有以下三种:

美国联邦通信委员会(FCC, Federal Communications Committee)认为:“CR 是能够基于对其运行环境的相互影响自适应调整其发射机参数的无线电, 这个交互的影响环节不仅包括认知无线电与其他频谱用户的主动交流协商, 也包含无线电自身的频谱感知与决策过程[1]。”“认知无线电具备有自身定位、感知临近设备的频谱使用状况、改变频率及调整输出功率、甚至改变其传输参数和特性等种种性能。”

著名学者 Simon Haykin 教授从学术导向上给出了 CR 的定义[2]:“CR 是可以感知外界通信环境的智能通信系统。它能够不断地感知外界环境的变化, 并使用人工智能技术从环境中理解和学习, 通过实时调整改变操作参数(如传输功率、载波频率和调制技术等), 使其内部状态适应接收到的无线信号的统计性变化, 以达到以下目的: 任何时间任何地点的高度可靠通信以及对频谱资源的高效利用。”

根据电子与电气工程师协会(IEEE, Institute of Electrical and Electronic Engineers)的定义[6], 一个无线电设备可以称为 CR 的基本前提是:“可以智能地检测出某个特定频段在某个时刻是否被使用, 并能迅速根据需要在不干扰其他授权用户的基础上切换至该时刻空闲的频谱。”

由此可以总结出认知无线电所具有的特点是: 对环境的感知能力; 对环境变化的学习能力; 对环境变化的自适应性; 通信质量的高可靠性; 对频谱资源的充分利用; 系统功能模块的可重构性[2], [7]。其中, 认知能力和重构能力为认知无线电的最核心的基本特征。

认知能力使 CR 能够从其工作的无线环境中捕获有效信息, 从而可以辨识在特定时间和空间的未使用频谱资源(即频谱空洞), 并自适应选择频谱和工作参数。整个认知过程可以划分为 3 个主要的步骤[5], [7]: 频谱感知、频谱分析和频谱判决。频谱感知的主要功能是监测可用频段, 检测频谱空洞并为频谱决策提供空洞信息; 频谱分析根据来自于无线电环境的射频激励和已知空洞信息, 估计已获取频谱空洞的特性; 频谱判决根据频谱空洞的特性和用户需求选择合适的频段, 向无线环境提供传输数据。

重构能力使得 CR 设备可以根据无线环境动态编程, 采用不同的无线传输技术收发数据。可重构的工作参数包括: 发射功率、调制方式、工作频率和通信协议等。重构的

核心思想是在不干扰频谱授权主用户(PU, Primary User)正常工作的前提下, 利用授权系统的空闲频谱提供可靠稳定的通信服务。当 CR 正在工作的频段即将被 PU 使用时, 它必须采取相应的退避措施。

1.1.2 认知无线电技术发展现状

美国联邦通信委员会 FCC 下属工程技术办公室频谱政策专责小组(SPTF, The Spectrum Policy Task Force)在 2002 年 11 月发布的报告, 得出一个影响深远的重要结论: “智能(认知)无线电技术能够更好和更密集地获得与利用频谱, 建议 FCC 努力消除阻止它们使用的监管障碍。”从此推动了频谱资源使用政策的变革。由报告所提出的认知无线电工作组于 2003 年 5 月在华盛顿成立。FCC 于 2003 年 12 月发出了关于如何以最佳方式实现感知无线电 CR 概念的提议, 这个提议具有里程碑意义[1]。

FCC 于 2003 年引入了“干扰温度 (IT, Interference Temperature)” [1], [2], [25], [26] 以量化和控制无线通信环境中的干扰源, 并在确定的频段上增加更多的非授权操作。在现有的传统无线系统中一般采用以发射机为中心的功率控制方式, 例如频率复用蜂窝通信系统中的基站通过检测上行链路的用户信号强度, 就可以控制下行的发射功率和通过反馈信道控制移动台上行的发射功率, 但是基站却无力解决外部干扰源所造成的影响。然而在认知无线网络中必须要考虑非授权用户接入给授权用户通信所带来的干扰, 因此以往仅基于发射机操作的简单功率控制方式无法满足认知无线电通信系统的需求。相比而言, 干扰温度提供了特定地理位置在某一感兴趣频段上接收机能够顺利工作的最差环境的特征描述, 因此干扰温度模型基于实际的环境以及发射机与接收机间的交互, 能确定其对主用户接收机造成的附加干扰量并加以限制, 如果主用户接收机所受的所有干扰源的累积效应不超过干扰温度限, 则允许非授权的认知用户与主用户运行在同一频段上。若当某认知用户发现自己对该频段的使用会导致干扰温度超过规定门限时, 就应该停止使用并立即切换到其他可用的发射频率, 如没有合适的频率资源, 则停止发射直到情况允许。

FCC 指出可以在某个特定频段区域设定“干扰温度门限 T_i ”, 此参数取决于授权主用户系统正常工作的最低信噪比。在累积干扰低于此门限的前提下可以保证授权主用户与非授权认知用户同时在该频段范围内正常工作[78]。

起初,这种以接收机为中心的、接收机与发射机交互式的自适应功率控制方式被认为是认知无线电系统中干扰功率控制的理想解决方案。但是随着研究的逐渐深入,分析表明该机制的实行也存在着了一些不可避免的弊端和不足:首先,在目前现有的无线通信系统中授权用户的信号和背景噪声之间鲜有能被非授权用户依据干扰温度机制使用的信噪比冗余量,况且在共享的前提下非授权设备所能获得的信道容量远小于授权用户所丢失的容量;其次,干扰温度的检测还面临着许多难以克服的困难,FCC在NPRM[78]中给出了3种干扰温度值的测量方法:自我检测、间接检测和直接检测。这些检测方法均很难克服各种实际应用中不利因素的影响得到准确的干扰温度估计值,也就使得基于干扰温度机制的频谱共享走向实现的道路曲折而漫长。通过交互式频谱礼仪解决干扰温度机制现存的不利影响得到了学术界的重视和关注。

此外,2003年底FCC频谱政策工作组提出了干扰温度模型[78],意在对无线环境中的干扰源进行量化和管理。干扰温度限提供了特定地理位置在某一感兴趣频段上接收机能够顺利工作的最差环境的特征描述。根据干扰温度模型,认知用户若能确定其对主用户接收机造成的附加干扰量并加以限制,使主用户接收机所受的总干扰(含噪声)不超过干扰温度限,则认知用户可与主用户运行在同一频段上。可以看出,基于主用户信号检测的频谱感知意在避开主用户,而基于干扰温度模型的频谱感知则试图与主用户同时并存于同一个频段,这是两者最大的区别。文献[84]定义了已知和未知主用户信号参数时干扰温度的理想模型和一般模型,并从通信容量的角度分析了如何来最优地选择认知系统的工作带宽和发送功率。但干扰温度模型存在两个需要解决的难题:其一为在主用户发送信号存在的情况下如何测定其接收机的噪声水平,其二为在主用户接收机位置未知的情况下如何估计认知用户对它可能产生的干扰。降低问题难度的一种可能办法是让主用户系统来辅助认知系统的频谱感知,如文献[85]中要求主用户接收机在工作过程中持续发送指示信号。另一个需要考虑到的是,认知用户和主用户共存于同一个频段时,认知系统的通信过程中也会受到授权系统的干扰,所以认知系统能获得的通信容量可能非常有限。

2004年3月在美国拉斯维加斯召开的第一次认知无线电方面的学术会议,标志着CR技术正式起步。该会议的主要议题涵盖了对认知无线电的需求、机会、挑战和方向等各个方面。美国国防部高级研究计划署(DARPA, Defense Advanced Research Projects

Agency)于2003年也成立了下一代通信(XG)研究项目组,着手研制以认知无线电为核心的动态频谱管理标准、系统方法和关键技术,以实现动态频谱接入和共享。该项目组将研制和开发频谱捷变无线电,这些无线电台在使用法规范围内,可以动态地自适应于变化的无线环境,在不干扰其他无线电台正常工作的前提下,使可以接入的频谱范围扩大近10倍。

美国电气电子工程师学会 IEEE 于2004年10月正式成立 IEEE802.22 工作组,这是国际上首个基于认知无线电技术的空中接口标准化组织,IEEE 802.22 也被称为无线区域网络 (WRAN, Wireless Regional Area Network)[6],该工作组目的是利用认知无线电技术将分配给电视广播的 VHF/UHF 频带用作宽带接入,系统工作于 54 MHz ~ 862 MHz 的 VHF/UHF 频段上未使用的 TV 信道,工作模式为点到多点。

一些著名的大学研究机构(如 UC Berkley、Rutgers、Stevens、Georgia、TU Berlin),世界各大公司(如 Intel、Lucent、Nokia、Qualcomm),一些研究学会论坛(如 SDR Forum)等也纷纷展开对 CR 的研究和应用。Rutgers 理工学院 WINLAB 实验室正在进行认知无线电平台的开发。

著名通信理论专家 Simon Haykin 在2005年2月的 IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC) 上发表了关于认知无线电的综述性文章[2],为认知无线电技术的研究指明了方向。2005年11月份召开的 DySPAN (Dynamic Spectrum Access) 会议,会议的主要议题是基于认知无线电的动态频谱分配和接入技术,会议发表了80多篇文章。IEEE 802 委员会于2006年公布了基于认知无线电技术的 802.22 无线区域网协议草案,标志着 CR 技术正在开辟新的应用和研究领域。同年,知名学者 Akyildiz 通过总结 DySPAN2005 的研究成果,撰写了基于认知无线电的下一代无线网络的综述性文章[7]。2006年10月 IEEE 首届面向无线网络和通信技术的国际认知无线电技术大会 CrownCom 2006 在希腊召开,然后每年一次相继在新加坡、德国等国家举行交流研讨会,吸引了世界各地的相关学者、研究人员参与讨论,论文及研究成果等层出不穷。2007年3月份的 IEEE JSAC、2007年5月份的 IEEE Communications Magazine 以及2007年11月份的 IEEE Wireless Magazine 等杂志都以认知无线电技术为主题出版了特刊,对认知无线电的实现和面向未来通信市场应用等技术进行了综述性的探讨。此后,各大通信杂志期刊均争相出版了以认知无线电技术为专题的专刊,研究逐渐渗透到该技术的各个

细节, 为认知无线电走向实际应用积累了丰富的理论基础。

当前, 认知无线电主要包含如下几大研究热点: 频谱检测技术、协作频谱感知技术、宽带频谱感知、动态频谱接入、以及频谱感知与数据传输折中研究等。下面, 我们将阐述以上五大研究方向的发展现状。

频谱检测技术主要分为三大类: 匹配滤波器检测[20]、能量检测[45], [47]和循环平稳特征检测[21]。一般而言, 匹配滤波器检测(也称相干检测)是最优的主用户信号检测方法, 不过该种检测方法需要知道主用户信号的结构特征(如脉冲波形、调制方式, 以及导频信息等)[7], [20]。因此, 匹配滤波器检测虽然可以获得精确的频谱感知结果, 但其缺点也是很明显的, 即, 必须知道主用户信号的先验知识。此外, 当认知无线网络运行在很宽的无线频谱上时, 实现多种类型的主用户信号的相干检测成本很高, 几乎不可实现。能量检测技术主要在某个频段上测量一段观测时间内接收信号的总能量, 如果所测能量低于某个设定门限则表明该频段为空闲频段[45]。与匹配滤波器检测相比, 能量检测需要更长的感知时间以达到同样的感知效果, 但低成本、易实现的特性使其受到人们的青睐。以上两种主用户信号检测方法基于良好的理论基础, 且相应的性能分析已比较完善。

显然, 能量检测的最大缺点就是不能区分接收到的能量是来自主用户信号还是干扰或者噪声[21], 因此在低信噪比环境中其频谱感知结果不可靠。为此, 人们提出了循环平稳特征检测方法, 该检测技术在主用户信号的载波频率、调制类型或循环前缀等某些特征已知时, 通过利用信号的期望和自相关函数呈现出来的周期性, 可将信号能量与噪声能量区分开来, 克服能量检测的缺点[7]。此外, 文献[21]分析了实际情况下, 有限的长度对循环平稳特征检测的性能影响。

不同的频谱感知技术在检测精度和检测时间上也是各自相异的。在实际的无线传播环境中, 单个认知用户可能因衰落和噪声等不确定性因素[23], 导致其检测结果与实际情况产生偏差。为了进一步提高检测精度, 同时又不过分增加设备复杂度, 人们提出了协作频谱感知技术研究[22], [23], [89-100], 通过认知用户间的相互协作, 可以有效消除阴影衰落的影响, 降低单个认知用户的检测要求, 提高认知网络整体性能。协作感知是从多个分布式的认知用户收集感知数据, 通过处于不同地理位置的多个认知用户间的彼此协作, 削弱外界不利因素对单个认知用户所造成的负面影响, 最终提高认知无线电系

统的检测性能。由于无线衰落传播环境的多样性,导致了多用户网络中认知用户的链路质量各不相同,因此选择信道状况较好的用户作为协作中继,可以显著提高通信质量较差的认知用户的检测概率,以此提高整个网络的系统性能。

目前,关于协作频谱感知方面的研究工作,大都集中在如何利用多个认知用户的感知信息进行数据融合,即通过对各个认知用户检测信息的集中式融合,以提高感知结果的可靠度。Ghasemi[23]等提出了一种基于数据融合的协作感知方案,根据逻辑“或”准则合并各个认知用户的检测结果,以此抵消单个认知用户独立检测所可能引起的不准确因素。Peng[99]等将局部频谱感知的可信度在中心接入点中采用 D-S 证据理论实现不同感知结果的联合判决,使系统性能明显优于硬判决方法,但与最优融合方法还存在一定的距离。此外, Ganesan[22]等首次将协作分集的概念运用于频谱感知当中,提出了基于放大转发的两用户协作频谱方案,并且分析了所提出方案的检测概率和检测时间,结果表明协作感知为认知无线电系统带来了可观的分集增益。在此基础上, Ganesan 进一步提出了一种多用户协作感知方案,通过利用各个认知用户接收到来自于主用户的信号能量值,将整个主用户通信区域划分为两个临界区域,并在这两个区域中随机选取用户进行协作。由此可见,这种多用户协作方案并非是通过选取最佳中继作为协作用户,因而也无法取得最大的多用户分集增益。

Mitola 在频谱池研究基础上最早提出频谱重叠的概念,而后美国防高级研究计划局(DARPA)在下一代(XG)通信计划中提出了机会频谱接入(OSA, Opportunistic Spectrum Access)的概念。2004年,从 FCC 开放 TV 频带开始未授权频段接入的研究,到 IEEE 成立新的无线局域网(IEEE802.22)工作组进行未授权接入和 TV 频谱的标准开发,由于它能够有效的提高频谱效率而受到高度关注。美国国家科学基金“NeTS-ProWiN”项目标志着频谱接入策略的转变。区别于通常的频谱接入技术,OSA 识别、搜索、并使用瞬时的频谱机会,以机会或随机接入为手段,在主用户和认知用户同时存在的情况下实现频谱共享及高效利用。目前,国内外机会频谱接入研究尚处于初始阶段,代表性的工作有: Q. Zhao 等通过成熟的信号处理和网络技术相结合提出的基于跨层的非中心的感知 MAC(即 DCMAC),实现了 Ad hoc 网络中机会动态频谱接入 ODSA 问题; Y. Xin 基于排队和无排队两种情形,将连续时间马氏链模型用于 Open Spectrum 无线网络中的动态频谱接入,并通过机会接入协议实现频谱共享的公平性; H. Kim 等对感知可用频谱在认

知网络的动态频谱分配技术关键性进行相关论述。

传统的资源调度和信道分配在无线网络中得到广泛应用,基于认知无线电的机会调度 OS 与传统资源调度区别在于:第一,网络中用户具有不同优先级,主用户 PU 以强占方式使用信道;第二,资源调度和分配必须充分利用时、空、频三维特性,以发现可用频谱机会。机会调度以 X. Liu 等提出的“Opportunistic Scheduling”为代表,它利用无线通信环境和用户需求的时变特性,通过机会调度增加系统性能。而在认知无线电环境中的机会频谱共享,机会调度和信道分配研究还不深入,主要有 C. Raman 通过一个中心频谱服务器协调共享频谱的链路传输调度; M. Thoppian 等研究在一个多跳无线网络中,通过分配时槽和信道给网络中任意节点的 MAC 层数据调度通信; M. Dohler 的 CR 机会调度方式则利用了干扰的时变波动性;文献[15], [106]等提出了基于图论染色模型的协作和公平性机会频谱接入方案、认知用户间的局部协商(LB: Local Bargaining)算法和基于礼仪规则的以设备为中心的非协商式频谱共享方案; Nie Nie 等人应用潜在游戏理论(PG: Potential Game),进行了协作用户和非协作用户的系统性能分析比较; Popescu 通过对用户间的干扰增益进行分类讨论,比较了完全重叠频谱、部分重叠频谱和不重叠频谱情形下系统的性能。Laufer 建立对称的囚徒困境模型,从功率分配的角度讨论分析了频分复用和迭代注水策略的性能。

目前,关于认知无线网络中的宽带频谱感知技术的研究还较为有限。文献[7]提出在射频前端使用一个窄带带通滤波器来感知单个窄带频段,对此现有的各种信号检测方法(如:能量检测,匹配滤波器检测和循环平稳特征检测)都可以直接加以应用。如若想同时感知多个窄带频段,射频前端必须具备相应的宽带感知构架,同时频谱感知器需要额外估计宽带信号的功率谱密度。为此,文献[53]研究了在给定多分辨率特征的情况下,通过使用小波变换来估计宽带信号的功率谱密度。文献[54]则进一步提出了基于多带联合检测框架的宽带频谱感知方案,并对多窄带检测器进行了联合优化,以提高认知无线电的机会吞吐容量,降低其对主通信系统的干扰。具体来讲,文献[98]将宽带频谱感知构造为一类优化问题,相应的优化目标为主用户干扰受限下机会吞吐容量最大化。通过利用看似非凸问题的隐凸特性,文献[98]表明此类优化问题可以在实际情况下转化为凸优化问题。多带联合检测可以使得认知无线电更加有效的利用空闲频段,并且减少对主用户系统的信号干扰。

对于认知无线网络, 认知源节点通常必须经过两个必备阶段以完成一次数据传输: 1) 频谱感知阶段(也称频谱空洞检测阶段), 在此阶段中认知源节点尝试在一段时间内检测是否存在空闲频段; 2) 无线数据传输阶段, 在此阶段认知用户数据通过在感知到的频谱空洞进行传输。针对频谱感知和无线数据传输两个阶段, 目前研究人员已经分别进行了深入广泛的研究。然而, 频谱感知和无线数据传输两个阶段会相互影响、相互制约, 并不能孤立地进行设计与优化。具体而言, 如果在给定的一段观察时间内认知源节点没能检测到某段空闲频谱, 那么该段空闲频谱则没有被充分利用。反之, 若通过延长观察时间来提高空闲频谱的检测概率, 由此则会减少无线数据的传输时间, 从而降低数据吞吐容量。目前, 仅有少量文献针对频谱感知和无线数据传输两个阶段进行联合优化。文献[111]在保护主用户干扰受限的条件下, 最小化平均频谱感知时间和最大化平均认知用户吞吐容量, 以此优化认知用户性能。文献[112]和[113]则研究了认知无线网络中感知吞吐量折中问题, 在主用户通信质量保护的约束条件下, 最大化认知用户数据吞吐容量。文献[112]在考虑能量检测器的情况下, 理论推导了主用户检测概率和虚警概率的封闭表达式。

与此同时, 国内外知名大学的研究机构(如 UC Berkley、Rutgers、Stevens、Georgia、TU Berlin)和信息与通信方面的跨国公司(如 Intel、Lucent、Nokia、Qualcomm)以及国际电联(ITU)、论坛(如 SDR Forum)等也纷纷展开对 CR 的研究和应用。Rutgers 大学 WINLAB 实验室正在进行认知无线电平台的开发。目前在我国的国家 973、863、NSF 中也都设立了 CR 专项课题, 国内各著名院校如清华大学、香港科技大学、上海交通大学、南京邮电大学、电子科技大学、西安电子科技大学、北京邮电大学、浙江大学等近年也热切关注认知无线电各项关键技术的研究与应用, 并在国内外期刊和会议上相继公开发表了他们的已有研究成果。

随着认知无线电的发展和深入研究, Motorola、Virginia Tech 和 Neel 等[17]提出了认知网络(Cognitive Networks)的概念。他们认为认知无线网络是一种具有认知能力和认知过程, 能够感知网络当前的状态, 并根据当前的状况来计划、决定并行动, 也就是说可以自我配置来相应和动态自适应操作和环境的改变。自我配置的主要功能组成是自我意识和自动学习, 通过具有网络意识的中间件和网络组成部分通常的分布式交叉来实现。应用和服务自适应的利用增强的网络性能, 并且对潜在的重配置不可知, 对应着无

缝移动服务提供。认知无线网络能最大化操作者的能力。相应的认知无线电作为节点构成智能的认知无线网络，它也是网络的核心。

虽然 CR 技术在产业界和学术界的广泛关注下成为了无线通信研究和市场发展的新热点。然而，CR 技术从理论到大规模实际应用，还面临很多挑战。这些挑战包括了技术、政策和市场等诸多方面。

1.1.3 协作通信技术发展现状

随着多媒体业务以及各种数据业务的需求日益增长，大容量和高速率的无线通信系统越来越受到人们的关注。然而，无线信道通常具有多径衰落和多普勒频移等特性，由此严重阻碍了信道容量的增加和服务质量的改善。因此，如何有效地对抗无线信道中的多径衰落一直都是研究工作者的热点研究问题。近年来提出的多输入多输出(MIMO, Multiple-Input and Multiple-Output)[28-30]天线技术，通过在接收端和发射端同时安置多根天线，形成 MIMO 信道结构，充分利用了空间资源，因而可以大幅度提高信道容量。尽管传统 MIMO 多天线传输具有巨大优势，并已逐渐被新一代无线通信系统主流协议采纳，但仍然存在一些问题。具体来讲，现有的多天线大都设置在基站端，而终端则很难安置多天线。这主要有两个方面的原因：一方面，终端对体积、质量和功耗的要求远比基站苛刻；另一方面，理想的 MIMO 多天线系统要求相邻天线之间的距离远大于载波波长，以实现多个收发天线之间的传输信道相互独立。然而，终端由于体积的限制，很难做到这一点。

为此，Sendonaris[31-33]等人提出了一种新的空间分集技术——协作分集(cooperative diversity)，使单天线终端也可以实现空间分集。协作分集技术通过使无线网络中各单天线用户共享彼此天线，形成虚拟的多天线阵列来实现发射或接收分集，可以有效地抵抗多径衰落并提高网络性能。协作分集的基本思想是系统中的每个终端都有一个或多个合作伙伴(partner)，合作伙伴之间有责任在传输自己信息的同时，帮助其伙伴传输信息。这样，每个终端在传输信息的过程中既利用了自己又利用了合作伙伴的空间信道，从而获取了一定的空间分集增益。协作分集作为一种虚拟多天线分集技术，其概念图 1-1 示。

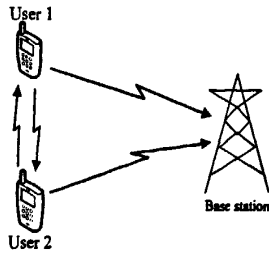


图1-1 协作分集系统示意图

Laneman 等[30], [34]则深入研究了协作分集的实现策略, 提出了固定中继(Fixed Relaying)、选择中继(Selection Relaying)和增量中继(Increment Relaying)三种协作策略, 其中, 固定中继考虑了放大转发(AF, Amplify and Forward)和解码转发(DF, Decode and Forward)两种转发协议, 选择中继和增量中继分别考虑利用了协作用户到发送用户以及接收用户到发送用户的反馈, 来动态的调节协作策略。图 1-2 和图-3 分别给出了放大转发和解码转发示意图。

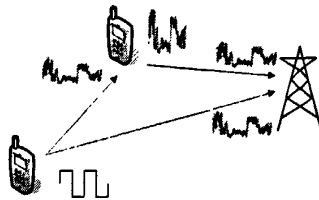


图1-2 放大转发示意图

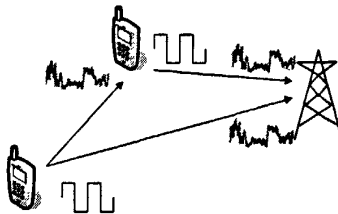


图1-3 解码转发示意图

与此同时, Hunter 和 Nosratinia[29], [38], [39]则提出了编码协作(coded cooperation)的研究, 即将信道编码技术应用到协作分集中。图 1-4 给出了一个基于速率适配的打孔卷积码(RCPC, Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes)的编码协作方案的实现框图。

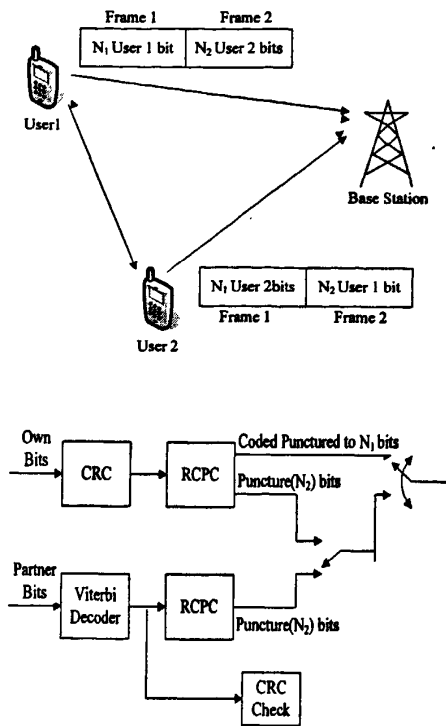


图1-4 编码协作的实现框图

此后, Babarossa[28]又研究了 Alamouti 空时分组码在协作分集中应用, 并且在高斯信道和平坦瑞利衰落信道环境下对系统的中断概率进行了一定分析。为了在不便于进行信道估计的场合(如, 信道衰落速度很快或系统发射天线数目较多)能够将空时码应用到协作分集中, P. Tarasak 等[13]则提出了分布式差分空时分组编码方案, 使接收机在不需要知道信道增益的情况下进行空时译码, 实现满分集。其中, 相应的 Alamouti 空时编码方案如下表所示。

表1-1 基于Alamouti空时编码的协作分集方案

Users	Time Slots	2t	2t+1
	U1 ⇒ U2		S_t^1
U2 ⇒ U1		S_t^2	0
U1 ⇒ d		S_t^1	$-\hat{S}_t^{2*}$
U2 ⇒ d		S_t^2	\hat{S}_t^{1*}

除了上面所述的基于编码(空时编码及信道编码)的协作分集之外, C.H. Lin等[14]则将调制的内容引入到协作分集中, 同时结合编码协作分析了系统的误帧率, 与非协作

的OFDM系统相比,协作的OFDM系统获得了明显的分集增益。此后, H. Zhu[15]进一步分析了基于协作发射OFDM系统的能量效率,并且考虑了在最小能量消耗准则下的功率管理问题。对于协作中继的选择, Bletsas[42], [43]首先将MAC层的机会性中继选择与物理层的协作分集相结合,提出了一种基于网络路径选择的协作分集方案。该方案在MAC层通过机会中继选择,而在物理层利用MAC层选择的中继实现协作分集。在文献[42]的方案中,中继利用MAC层的RTS/CTS获得源与中继以及中继与目的之间的信道信息,并根据不同准则(最小准则或调和平均准则)将这两个信道的信息进行综合,从而获得了一个信道的综合量度。虽然Bletsas在文献[42]中提出了两种中继选择准则,但都只是凭主观得到的,而且这两种准则也并非最佳协作中继的选择准则。此后, Y. Zou等[108]在理论上推导出了基于放大转发和基于解码转发下最佳协作中继的选择准则,有效地解决了协作中继的选择问题,并且详细阐述了如何通过MAC层来实现最佳协作中继的分布式选择策略,给出了物理层的协作分集方案,并对系统性能进行了理论推导和分析,得到了系统误比特率的解析表达式。

1.2 论文的主要工作

1.2.1 研究目标

一般来说,认知无线电系统应该具备以下基本功能[2], [7]: 第一,能够对无线传输场景进行实时分析,有效估计干扰温度和可靠地检测出频谱空洞。第二,信道状态信息的估计及其容量的预测。第三,功率控制和动态频谱资源管理。认知无线网络中,认知用户只能利用法定授权的主用户暂时未使用的频段,一旦侦听到主用户需要通信就在规定时间内退出该频段而切换到其他未使用的空白频段,以避免对主用户造成干扰。由此可知,如何迅速可靠地检测到主用户,感知到频谱空洞是实现认知无线电系统的基本前提和关键技术之一。不同的感知技术在感知精度和感知时间上是不相同的。而在实际的无线传播环境中,单个感知节点的感知结果可能因衰落、噪声的不确定性等因素而与实际情况产生偏差[7]。协作感知是从多个分布式的非授权用户收集感知数据,做出最终判决的过程。实际上可归结为以一定的检测概率为约束,最小化虚警概率的最优化问

题[22], [23], [26]。它包括以什么方式来选择进行协作感知的非授权节点, 协作节点的数量以及感知结果的合并方式等。

本文以提高检测主用户的速度和准确性为最终目标, 针对多用户认知无线网络模型中的协作感知问题进行了深入的分析和研究, 利用多用户形成的空间分集增益提高频谱检测信息的感知准确度。

1.2.2 研究内容

本课题着重研究无线频谱环境下的协作频谱感知以及基于最佳协作中继选择的多用户协作频谱感知问题。具体内容包括如下三个方面: 研究协作频谱感知技术, 提出一种高可靠性和检测概率的协作感知策略; 研究多用户认知无线网络中的最佳中继选择技术, 建立多用户协作认知无线系统模型, 对利用协作分集的认知系统检测性能进行理论分析, 讨论协作感知策略对系统检测效率的提高; 基于数据融合技术, 提出满足用户 QoS 需求的频谱协作感知策略以提高系统的频谱利用率。主要研究内容如下:

(1) 协作频谱环境感知技术研究: 对无线环境的场景进行分析, 主要研究基于协作的频谱环境的感知, 利用能量感知等检测技术和先进的信号处理技术得到并分析无线频谱环境下的信号统计特性, 获取频谱使用状况, 实现空间电磁环境中频谱空穴的检测, 并利用认知用户之间的空间分集增益来提高频谱感知的灵敏性和准确度。

(2) 最佳中继选择技术研究: 研究多用户认知网络环境下最佳协作感知用户的选择与实现问题。认知无线电通信系统需适应环境复杂多变, 具有可靠的通信保障, 通信技术应保障主用户正常通信, 力求降低认知用户因主用户覆盖授权频段的中断概率, 针对上述通信系统的需求, 采用最佳中继选择技术对多用户认知无线电系统的协作感知技术进行改进, 综合考虑无线网络环境的时变特性和认知用户状态的动态变化, 提出了最佳协作感知用户的选择准则, 以此研究认知网络中最佳协作感知用户选择的系统实现。通过空时分集技术提高系统的鲁棒性, 增加系统的频谱利用率, 并通过分析系统性能证明了该技术的有效性。

(3) 认知无线电系统中的检测信息融合技术研究: 旨在提高频谱感知技术的准确性, 针对无线变参信道环境下各个认知用户独立检测的局限性, 就本地感知判决和量化、协作通信机制和感知信息融合算法三个方面入手分析协作感知技术。首先各个认知用户

通过无线环境协作频谱感知,检测获取频谱使用状况,然后再利用基于信任度的数据融合技术处理可靠性较高的感知数据,并以此得出最终判决结果。鉴于无线宽带资源的稀有和紧缺,每个认知用户先对注册频谱的可用性进行分布式检测判决后,再将感知结果通过相互协作的方式机会地发送给目的用户,之后目的用户对其接收到的感知信息再进行集中式融合,可以显著提高感知精确度,并节省了感知结果的传输带宽。

根据论文的研究目标,主要研究内容的框架结构如下图所示。

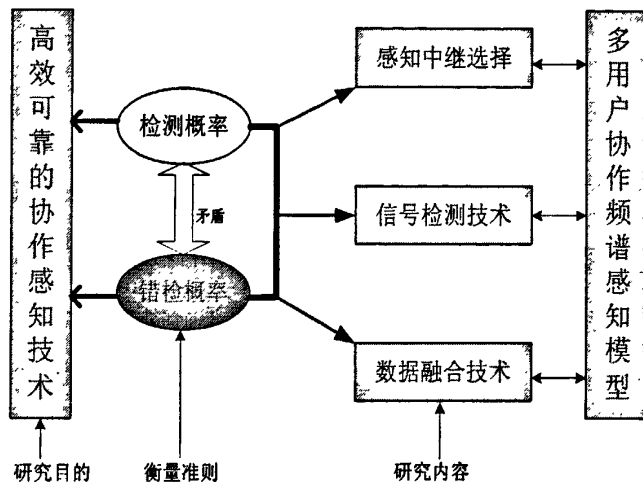


图1-5 研究内容框图

1.3 论文内容安排

论文共分六章,各章的具体内容安排如下:

第一章首先简述了论文工作的研究背景和认知无线电技术的原理与发展现状。在简单介绍课题的研究背景的基础上阐述了论文所作工作的目的、内容和主要贡献。

第二章,对认知无线电协作频谱感知技术进行了详细阐述。鉴于本课题特色在于认知无线电技术和协作分集技术的结合,因此本节重点介绍认知无线电频谱检测技术和协作分集技术的主要理论及发展现状,为下面的研究打下基础。

第三章,本章重点研究了认知无线电协作频谱感知技术,在简单介绍协作分集技术的基础上,研究了利用两个认知用户的协作空间分集提高系统频谱感知性能的新算法。由于每个用户所处的环境不同,特别是存在衰落时,单个认知用户的感知结果无法准确

判断主用户是否出现。认知用户之间的协作可以有效提高频谱感知的效率和准确性。

第四章研究了在多用户认知无线网络模型中的多用户协作频谱感知方案，根据无线环境中各个认知用户的通信链路状况实时选择最佳中继用户转发信号，以此获得相对最优的空间分集增益。理论数值推导和系统仿真都有力证明了该方案与非协作感知方案相比的优越性，而且，随着候选中继用户数目增加，多用户协作方案对主用户检测概率的改善量越加明显。

第五章，在介绍数据融合技术的基础上研究了一种基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案，通过利用认知无线网络中认知用户间的自适应协作，实现相应的数据融合以改善对主用户的检测性能。

第六章对全文进行了总结并对今后的工作和研究方向作了展望。

第二章 协作频谱感知关键技术

2.1 引言

认知无线电之所以在全球迅速兴起的原因除了它能解决频谱资源低效使用所产生的供求矛盾之外,还与它面临着众多棘手的多重挑战有关。因此,该领域吸引了许多机构和学者大规模投入人力、物力、财力进行研究。随着认知无线电技术理论的逐渐成熟,政府机构也出台了相关政策以推动该技术由理论走向实际应用。2003年美国联邦通信委员会 FCC 的《关于修改频谱分配规则的征求意见稿》中明确提出采用 CR 技术作为提高频谱利用率的技术手段[1-3]:“只要具备认知无线电功能,即使是其用途未获许可的无线终端,也能使用需要无线许可的现有无线频带”,为新的无线资源管理技术奠定了法律基础。IEEE 802.22 工作组于 2004 年 11 月正式成立[6],目的在于解决运营在广播电视频段的感知无线广域接入网络技术。工作组被授权开发一个共同操作的点到多点(P-MP)的空中接口(即物理层和媒质接入层)标准,该标准将分配给电视广播的 54MHz~862MHz VHF/UHF(扩展频率范围 47MHz~910MHz)频段中的 TV 信道用作宽带访问线路,实现基于认知无线电的无线区域网 WRAN。基于 VHF/UHF 频带(北美为 54MHz~862MHz)的 WRAN 通过自动检测空闲的频段资源并加以使用,因此可与电视、无线麦克风等已有设备共存。利用 WRAN 设备的这种特征可向低人口密度地区提供类似于城区所得到的宽带服务。

认知无线电的总体框架设计因为相关学者及研究机构所关注的具体内容相异而出现了许多不同的版本。其中,最典型的是 Mitolo 博士在软件无线电基础上提出的基于机器学习 and 模式推理的认知循环模型[4], [5],如图 2-1 所示。Mitola 提出的认知循环模型包括了一系列的与外界交互及认知学习步骤,它始于外界的频激励信号,采用无线电知识描述语言(RKRL: Radio Knowledge Representation Language),通过基于模式识别的推理方式分析外部射频频环境并进行自适应智能运作。

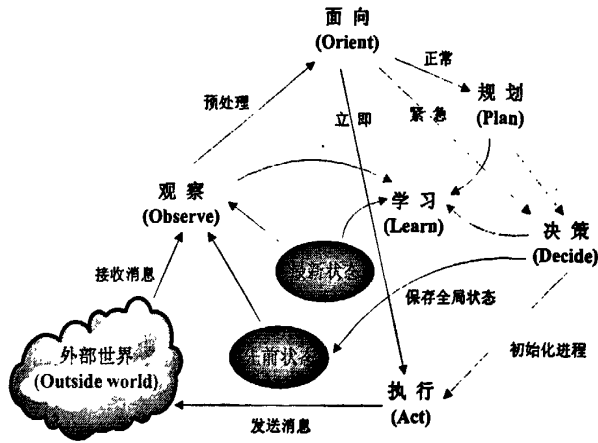


图2-1 认知循环模型 (Joseph Mitola)

著名学者 Simon Haykin 教授从信号处理及通信的角度考虑，提出了基于信号处理的循环模型如图 2-2 所示。Haykin 教授认为，认知无线电的信号接收端和发送端之间需要反馈信道以保持数据传输的稳定性，因此认知无线电应是一个完整的闭环反馈系统[2]。

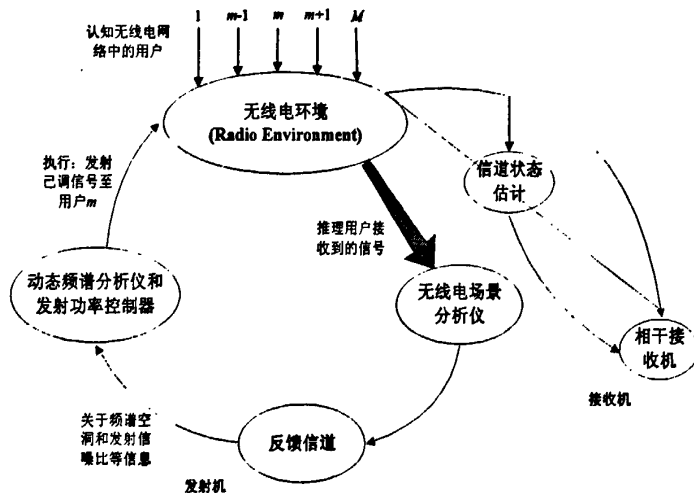


图2-2 认知无线网络中用户 m 的基本信号处理循环模型

以上两种结构体系图虽然因为侧重点有所不同而相异，但学术界都一致认同认知无线电的显著特征是能够感知外界环境，并使用人工智能技术从环境中学习。因此准确可靠的识别外界环境是认知无线电设备运行的首要步骤，也关系到认知无线电能否有效利用在该空间的可用频谱，并限制和降低冲突的发生。

认知无线电技术从理论研究成熟到大规模实际应用，还面临包括技术、政策和市场

等诸多方面的难题。其中首要难题就是如何快速准确的检测频谱空洞，既要最大限度的提高频谱利用率，又要将对主用户的干扰降低到最低限度，这也就是频谱感知技术。在研究初期，对频谱感知技术的研究主要集中在根据单个认知无线电节点接收的信号，采用不同频谱检测技术的性能比较；研究结果表明，不同的频谱感知技术在检测精度和检测时间上有所不同，但是在实际的无线传播环境中，衰落和噪声等不确定性因素将导致单个认知用户的检测结果与实际情况产生偏差。因此随着研究的逐步深入，研究人员提出了协作频谱感知技术，即通过认知用户间的相互协作以提高检测准确率，削弱外界不利因素对单个认知用户所造成的负面影响，并降低单个认知用户的检测性能要求。通过处于不同地理位置的多个认知用户间的彼此协作，可以克服外界不利因素的影响，在不过分增加设备复杂度的基础上有效提高认知网络的系统检测性能。

本章从技术的角度，对协作频谱感知技术所涉及的若干物理层核心关键技术进行了总结分析，并结合当前的发展状况对该技术未来的发展趋势进行了预测。

2.2 频谱检测技术

准确而快速的频谱检测技术是实现认知无线电频谱共享的基石，其主要任务有三个方面的要求：控制授权系统与非授权的认知无线电系统共存，避免系统间干扰；适应认知无线电系统所面临的复杂无线传播环境的要求；在完成前面两项基本任务的基础上，频谱检测还需要避免认知无线电系统的通信对频谱检测所产生的干扰，如 IEEE 802.22 系统中设置了周期性出现的静默期（Silence period）[6]，认知无线电系统内的认知用户在静默期内不传输信号，虽然提高了检测准确性，却牺牲了部分认知用户可用于通信的有限时间资源，因此在降低系统开销的基础上增加准确性也是频谱技术必须面对的关键问题。

最基本的频谱检测技术通常分为以下三类：

第一类为相干检测，又称匹配滤波器检测。如果知道主用户信号的结构特征（如，脉冲波形、调制方式或同步消息等），基于匹配滤波器的相干检测是最优的主用户信号检测方法。相干检测可获得精确的频谱感知结果，但其缺点也很明显，必须知道主用户信号的某些先验知识。

第二类为能量检测。在感兴趣频段上测量某段观测时间内接收信号的总能量，如果能量低于某个设定门限则声明该频段为空闲频谱。与相干检测相比，能量检测需要更长的检测时间以达到同样的检测效果。不过，低成本、易实现的特性使其受到广大科研工作者的青睐。

第三类为循环平稳特征检测。能量检测的最大缺点是它不能区分接收到的能量是来自主用户信号还是噪声，在低信噪比环境中的频谱感知结果尤其不可靠。在主用户信号的载波频率、调制类型或循环前缀等某些特征已知时，利用信号的期望和自相关函数呈现出来的周期性（循环平稳谱检测的实现复杂度高于能量检测，这也是制约其在频谱感知中应用的主要因素。

物理层频谱检测是指利用接收信号的特征，采取信号处理等手段实现实时、宽带、低功耗的频谱环境感知，其目的在于辨识主用户信号以便在不影响主用户使用的情况下有效利用时频空洞。检测主用户信号的存在性问题可以归结为一个二元假设检验模型：

$$\begin{cases} H_0: Y[n] = W[n] \\ H_1: Y[n] = S[n] + W[n] \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (2-1)$$

其中， $S[n]$ 是主用户的发射信号取样。假设 $W[n]$ 是谱密度为 σ_w^2 的加性高斯白噪声的取样， $W[n] \sim N(0, \sigma_w^2)$ 。在 H_0 状态下表示相应频段上没有出现主用户信号，检测器接收端仅存在噪声，而 H_1 状态下假设检测器接收端同时收到主用户信号及噪声。判断主用户存在与否的状态一般基于对主用户信号参数或者特征的检测。在 S.M. Kay[43]的经典著作中已经指出，当上述各假设的概率密度函数（PDF, Probability Density Function）为精确已知时，理论上可得到最佳检测器，这种情况称之为简单假设检验，依据具体情况的不同可以采取基于 Neyman-Pearson 定理的经典方法或基于使贝叶斯风险最小的贝叶斯方法。在认知无线网络的理论场景模型中，通常限定虚警概率恒定使检测概率最大，因此应采用 Neyman-Pearson 准则得到的似然比检验，门限由虚警概率的约束条件得出。根据此理论可得到两种常用的检测器：匹配滤波器检测和能量检测。

2.2.1 匹配滤波器检测

匹配滤波器[7]属于相干检测，被认为是传输功率已知情况下检测主用户信号的最优

方法,其输出信号波形应为输入信号的自相关函数,具体准则是对信号实现输出信噪比在某一时刻达到最大。匹配滤波器的检验统计量为

$$T(Y) = \sum_{n=0}^N Y[n]S[n] \quad (2-2)$$

基于 Neyman-Pearson 准则的判断决策为

$$T(Y) \begin{cases} < H_1 \\ > H_0 \end{cases} \gamma(N, \sigma_w^2) \quad (2-3)$$

其中,检测器门限值 $\gamma(N, \sigma_w^2)$ 为关于噪声方差 σ_w^2 的函数。此方法的优点是出于相关运算耗时较少且可达到较高的处理增益,所以实现简单且速度相比于本节中其他几种检测方式而言最为迅速,能在较短时间得出虚警概率或漏检概率的确定值,但是在低信噪比区域最佳检测器需要的取样数量呈 $o(SNR)^{-1}$ 级增长[45],而且检测前提是需要主用户信号特征如带宽、工作频率、调制方式、冲击波形和包格式等。如果认知无线电系统需要对于每个特定的主用户需要一个专用的接收机,则感知部分的运行复杂度将很庞大[7],与此同时,相比于其他算法,匹配滤波器检测方式需要更多的能量开销。

2.2.2 能量检测

能量检测属于非相干检测,它的实现简单且计算复杂度低,是对未知参数的确定性信号存在性检测的有效算法,因而在频谱感知研究中被广泛采用。而且它不需要主用户信号的先验知识,只需通过带通滤波器接收,计算出接收到信号的能量,根据背景中的高斯白噪声功率设定门限阈值[47]得到判决结果。能量检测器可以表示为

$$T(Y) = \sum_{n=0}^N Y[n]^2 \begin{cases} < H_1 \\ > H_0 \end{cases} \lambda_E \quad (2-4)$$

主要用于衡量检测算法的性能指标主要有检测概率 P_D 和虚警概率 P_F , 检测概率 P_D 为授权用户出现后能被检测出的概率,它表明了授权用户的受保护程度,可以表示为

$$P_D = \Pr(M > \lambda_E | H_1) \quad (2-5)$$

虚警概率 P_F 是授权用户没有出现而误认为授权用户出现的概率。对认知用户很重要,它将决定其对未占用信道的利用情况。可表示为

$$P_F = \Pr(M > \lambda_E | H_0) \quad (2-6)$$

虚警概率过大会降低频谱利用率, 因此适当的门限取值 λ_E 可以使检测概率 P_D 和虚警概率 P_F 达到一个最优平衡。但是这个过程需要得到噪声和所检测信号的先验知识, 而主用户信号因为取决于主用户以及信道传输特性等因素而很难得到估计值[48], 因此在研究过程中, 通常只根据噪声的方差得出虚警概率值。

在前文的假设模型中已经假设 $W[n]$ 是谱密度为 σ_w^2 的加性高斯白噪声的取样, $W[n] \sim N(0, \sigma_w^2)$, 为了简化分析, 假设主用户信号也是方差为 σ_s^2 均值为零的复高斯随机变量, 因此式 (2-4) 中的待判决部分服从自由度为 $2N$ 的卡方分布, 可表示为

$$T(Y) = \begin{cases} \frac{\sigma_w^2}{2} \chi_{2N}^2 & H_0 \\ \frac{\sigma_w^2 + \sigma_s^2}{2} \chi_{2N}^2 & H_1 \end{cases} \quad (2-7)$$

可以得出能量检测器的检测概率 P_D 和虚警概率 P_F [49]为

$$\begin{aligned} P_F &= 1 - \Gamma(L_f L_t, \frac{\lambda_E}{\sigma_w^2}), \\ P_D &= 1 - \Gamma(L_f L_t, \frac{\lambda_E}{\sigma_w^2 + \sigma_s^2}), \end{aligned} \quad (2-8)$$

其中 λ_E 为门限值, $\Gamma(a, x)$ 为文献[50]给出的不完全伽马函数。能量检测的缺点主要有: 主用户检测阈值易受未知和改变的噪声电平影响, 鲁棒性较差; 无法区分调制信号、干扰信号和噪声信号, 而且无法利用干扰对消; 不能用于扩频信号 (包括直接序列扩频和调频信号) 的检测。

由于能量检测法比较容易实现, 文献[22][23]集中在能量检测器上考虑如何减小基于能量检测的感知时间。文献[24]中考虑了检测信号同时受阴影和多径衰落影响的情况。[25][26]集中讨论具有噪声和干扰的频谱感知, 并从折中的角度考虑多个感知用户 CR 之间的协调和单个 CR 感知复杂度之间的关系: 由于噪声和干扰的不确定性成为影响主用户鲁棒性检测中重要的限制, 通过临近 CR 节点之间的协调可以减小这种不确定性, 提高检测率; 如果检测形式比较简单则需要协调, 这种协调增加了总的感知花费开销, 可以通过在协调收益和感知复杂度之间折中来获得良好的检测效果。

2.2.3 循环平稳特征检测

一般而言,随机过程的均值和自相关函数都存在周期性,导致无线通信信号所涉及的载波频率、循环前缀、数据速率、调频序列及调制方式等都具有内在的周期性。我们可以利用这种周期循环平稳性特性来进行参数估计,如载波相位、脉冲定时或者脉冲到达等。

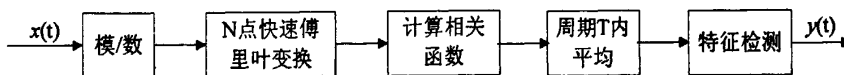


图2-3 基于循环平稳检测的频谱感知框图

一方面,循环平稳特性常用于检测有背景噪声或者其他调制信号的环境中某种特定调制类型的随机信号,这种检测基于自相关函数和功率谱密度。另一方面,循环平稳信号展示了由于周期性造成的频谱冗余,宽带的分离频谱分量之间的相关性。

基于循环平稳特性的特征空间相干检测的检验统计量为

$$T(y) = \sum_v \sum_{f=0}^{L-1} S_y(f;v) S_x^*(f;v) \quad (2-9)$$

其中 $S_y(f;v)$ 为谱相关函数 (SCF, Spectral Correlation Function)

$$S_y(f;v) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-v-1} y(n)y(n+v)e^{-j2\pi fn/L} \quad (2-10)$$

循环平稳特征检测的优势在于信号冗余的突出特征使得信号有了选择的余地。在 PSD 中重叠的特征在 SCF 中并不一定重叠,不同的调制信号虽有相同的 PSD 却有不同 SCF,而且平稳噪声和干扰没有显现出谱相关特性,因此循环平稳特征空间的相干检测比基于频谱的相干检测具有更好的适应性。除了式 (2-9) 给出的特征空间相干检测之外,也可利用循环平稳特征实现非相干检测。循环平稳特征检测抗噪声性能好,因为噪声不具有循环平稳特性,所以该方式不受噪声功率不确定性因素的影响,在低信噪比下仍可以达到较好的检测性能;由于不同种类信号往往具有不同的循环平稳特征,依此认知无线电用户可以分辨出信号类型并采取相应的策略,从[28]中可以看出,循环平稳检测比能量检测有更好的鲁棒性。

2.2.4 基于小波变换的频谱检测

宽带频谱信号可被分解成一系列局部不规则的子带。小波变换式作为分析奇异值和边界的强大工具，因此可以用来检测含有重要频谱特征的频谱子带[50][51]。文献[52]提出利用局部小波变换的系数最大化和多尺度小波积实现宽带频谱检测的一种方法。具体过程为在信号上下跳变时检测出信号的起始与结束的位置，利用功率谱密度分析这段信号的强弱。首先通过粗略的感知检测非重叠频段，并根据功率谱密度的高、中、低分别将其区分为黑色、灰色、白色频段，然后在需要的情况下执行精确的频谱波形估计。

在文献[26]中表明了小波检测比能量检测更准确迅速，且优越性随着已知信号特征的长度增加而愈加明显。利用本节开始时所给出的二元假设模型 (2-1)，小波检测的度量可以表示为

$$M = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=1}^N y(n) s^*(n) \right] \quad (2-11)$$

其中，符号*表示共轭操作。在没有主用户信号的情况下，式 (2-11) 可以进一步简化如下

$$M = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=1}^N w(n) s^*(n) \right] \quad (2-12)$$

类似地，当主用户信号存在时，检测问题可描述为

$$M = \sum_{n=1}^N |s(n)|^2 + \operatorname{Re} \left[\sum_{n=1}^N y(n) s^*(n) \right] \quad (2-13)$$

因此，根据 M 与预先设定的门限值 λ_w 之间的比较即可确定主用户信号是否存在。

2.2.5 多精度频谱检测

由 Park 等提出了一种分两步得到频谱使用状况的多精度检测方法 (MRSS, Multiple Resolution Spectrum Sensing) [53][54]，即首先通过粗精度检测方式判断频谱是否空闲，然后再进行精细检测方式进一步确定结果的准确性。其中，粗精度检测步骤采用小波变换提供一个多分辨率的频谱感知 MRSS 特征。具体实现方式为：由检测信号与特定的小波基函数的相关系数构成小波变换的系数，通过改变小波基函数的冲击时长和载频即可得检测信号在不同频率精度下的功率谱。此步检测过程利用小波可在频域对信号频谱做

多分辨率分析的特性，在检测主用户信息时仅在信号的频域特征处进行高分辨率的变换，而在其他位置进行低分辨率的变换，可迅速实现对宽频带的检测。

如粗精度检测未检测到主用户信息，就需要细精度检测验证检测结果。此步过程利用被检测的主用户信号的时域自相关特性即可区分出噪声与信号，通过检验信号与延迟后的该信号的相关性来判定主用户信号是否存在。此种分两步的多精度检测方法不仅具有低功耗和实时的优点，还比提高了单一检测的检测概率。

2.2.6 孤立点检测

孤立点检测(Outlier Detection)借用了数据挖掘中的概念以解决认知无线电技术中的频谱检测问题。在无线通信系统中，相邻的两个发射物理帧之间一般都有保护间隔以减小相互间的干扰，所以系统工作过程中也存在无线频谱资源中仅有噪声存在的空隙，孤立点检测基于此特性采用某种区分准则可将射频前端所采样的得到的样点区分为两类，一类仅含有噪声，而另一类包含有信号分量。如果可以成功区分，就认为存在有主用户信息，否则就判定此频段可用。

文献[55]指出噪声分布参数缺乏先验知识，而多孤立点对噪声估计有很强的影响，可能造成虚警概率（即纯噪声样本被错误归类为孤立点的概率）的不可控制性。为此，文献[55]通过使用一种基于胞平均的恒定虚警概率方法(CACFA, Cell-Averaging Constant False-Alarm Rate)，提出了一种前向连续平均删除算法(FCME, Forward Consecutive Mean Excision)，以便能够更好的控制虚警概率。该文分析了所提前向检测算法的虚警概率，结果表明所提方案即使在出现多个孤立点，也能够很好地控制虚警概率以满足给定要求。

2.3 协作分集技术

协作分集的基本思想可以追溯到上世纪七十年代 Cover 和 Gamal 提出的中继信道容量理论[30]，但是在许多方面协作通信不同于中继通信。下面，以蜂窝移动通信系统环境下两用户间协作为例，简单介绍协作分集的思想。每个小区中的用户终端都有一个协作伙伴，互为伙伴的两个用户终端除了要传输自身信息之外，还要负责传输伙伴终端

的信息。如图 2-4 所示, 两个用户终端 M1 和 M2 互为协作伙伴, M1 除了要向基站(BS, Base Station)传送自身信息外, 还要把 M2 接收到的信息发送给基站。同时, M1 的信息也由 M2 接收, 并转发给基站。由此, 用户 M1 与基站之间就产生两条相互独立的衰落路径: 一条是 M1 到基站之间的直接传输路径; 另一条是经由 M2 转发的中继传输路径。协作分集就是通过借助于协作伙伴的天线, 与其自身天线共同构造虚拟多发射天线, 以此获得空间分集。

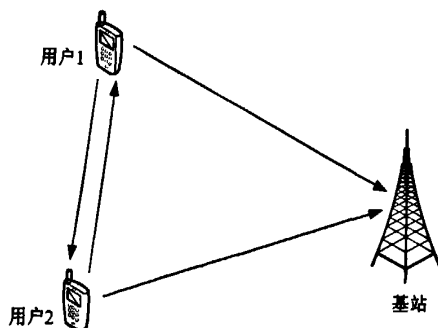


图2-4 蜂窝通信系统中的两用户协作场景

协作分集不局限于两个用户终端之间的协作[124], 也可以是多个用户之间的相互协作, 即一个用户可以同时拥有多个协作伙伴, 多用户协作场景可见图 2-5。

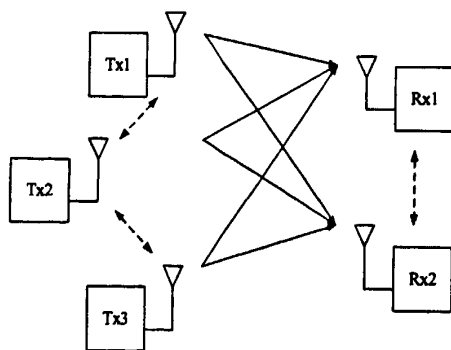


图2-5 多用户协作构成的虚拟天线阵列示意图

除此之外, 协作分集还有一种简化的协作中继模型, 即基于接收—处理—转发的三点网络模型, 如图 2-6 所示。

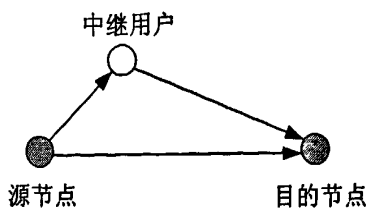


图2-6 单协作中继模型

同理，上述单协作中继模型也可以扩展到多协作中继网络，即考虑无线网络中含有多个中继。对于多协作中继模型，我们有两种协作方式：全中继协作和部分中继协作。其中，全中继协作为所有中继都参与转发源节点信号，而部分协作中继则从中选择部分信道质量较好的中继参与转发源节点信息。

在协作分集系统中，协作用户间的信道是含有噪声的衰落信道，因而不能保证每个用户都能正确检测到其协作伙伴发送的信息。协作伙伴对接收到的信息到底做何种处理是人们颇为关心的问题。按照中继对接收信号的处理方式，基本转发策略可分为放大转发(AF, Amplify and Forward)[34]、解码转发(DF, Decode and Forward)和编码协作(CC, Coded Cooperation)[29]三大类。

2.3.1 放大转发

放大转发的方法最初由 Laneman 等提出，如图 2-7 所示。基于放大转发的协作中继模式下，每个用户第一步都接收到其伙伴终端所发射的被噪声污染的信号，在第二步放大并转发所接收到的信号；目的终端则以一定的准则合并用户和其伙伴所发送的信息，形成最终的判决。Laneman 在文献[34]中，以中断概率为性能指标，分析了两个用户在时分半双工模式下进行放大转发的协作系统性能。结果表明，在高信噪比区域，基于放大转发的协作系统可以获得二阶的分集增益。此处，分集阶数(Diversity Order)可以看作空间不相关信道的个数。尽管在放大中继过程中，噪声也被放大并转发，但由于基站接收到两个独立衰落的信号，因而可以作出更好的判决和检测。

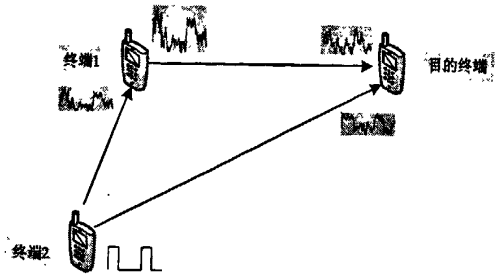


图2-7 基于放大转发的协作分集系统

放大转发方法假设目的终端知道协作用户间的信道参数，以便接收时能够进行最佳译码。因此，在具体实现时，也需要考虑这一问题，比如引入一些信道参数估计机制。不过，放大转发方法概念简单，易于分析，有助于我们认识协作通信系统，从而可以对其开展进一步的深入研究。

2.3.2 解码转发

解码转发方法与传统的中继通信非常相似，如图 2-8 所示，采用该方法时，协作终端会尝试去检测接收到的源终端数据，然后将解码后的数据重新发送给目的终端。

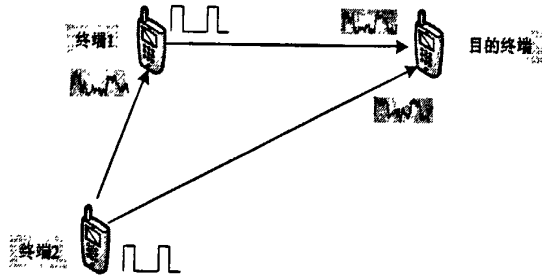


图2-8 基于解码转发的协作分集系统

该方法的优点是简单，同时也能适应不同的信道状态。但是在具体实现时，还需要注意一些问题，首先，协作终端在尝试对源终端数据进行检测时可能会失败，在这种情况下，协作对目的终端最终的数据接收可能是有害的。另外，目的终端要进行最佳译码，需要知道协作用户间的误码特性，这也会增加实现的复杂度。

此外，选择性中继[34]可以看作是解码中继的延伸，这种方式是根据用户间信道的状态决定是否进行协作，也可以在放大中继中应用。在以上两种协作模式的基础上，还有另外一类延伸，即增量中继。增量中继[34]是根据用户-基站间的信道质量来决定是否进行中继，一般的实现方式是，基站以广播的形式发送一个反馈信息，然后用户和其

伙伴根据反馈信息决定是否协作。若基站认为信道质量较好，不需要进行协作，则用户发送下一部分信息，从而提高了频谱效率。

2.3.3 编码协作

编码协作[29]方法将信道编码的思想引入到协作分集中，通过在两个独立的衰落信道上发送用户码字的两个不同部分来实现分集。其基本思路就是每个用户都尽力为其协作用户传输额外的冗余信息，一旦协作传输不成功，用户将自动切换到非协作模式，而且这种切换过程是通过编码设计来自动完成的，不需要借助于用户间的信息反馈。

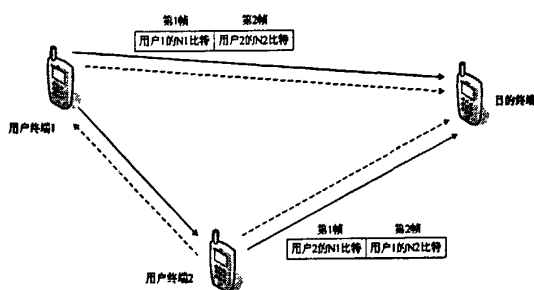


图2-9 编码协作过程示意图

如图 2-9 所示，用户终端 1 和用户终端 2 互为协作终端，用户将经过信道编码的源数据进行分组，然后按照一定的方法将其每个分组分成两个部分，分别包含 N_1 和 N_2 个比特。这个过程如下：假设原始的数据分组包含 N_1+N_2 个比特，首先将该分组进行打孔，获得 N_1 个比特，也就是该分组的第一个部分；然后，剩余的 N_2 比特构成第二分组。需要注意的是，经过打孔的 N_1 个比特构成的第一分组仍然是有效的，也就是说，可以从这 N_1 个比特中解出所有原始数据。当然，分组过程也可以通过其它方法实现，而不一定采用打孔的方法。

相应地，根据上述的数据分组过程，每个用户的数据传输周期也将分成两个部分，分别用以传输两个子分组，这些传输的时间周期就称为帧。在第一帧时间内，用户发送各自数据的第一个 N_1 比特分组，并同时尝试对接收到的协作伙伴的第一帧数据进行解码。如果解码成功，那么用户将获得协作伙伴的第二个子分组，包含 N_2 个比特，并在第二帧时间内将其发送出去。如果解码失败，用户将发送自己剩余的 N_2 个比特。因此，每个用户在两帧的时间内总的数据传输量始终为 $N=N_1+N_2$ 比特，而且能够实现协作与

非协作模式的自动切换, 无需额外的反馈信息。

一般而言, 在编码协作的框架下可以使用不同的信道编码方法, 可以是分组码、卷积码或者两种编码方式的级联。用户在第二帧的行为是完全独立的, 也就是说, 用户并不知道协作对方有没有对自身发送的第一帧数据进行正确解码。因此, 对于协作传输的第二帧, 会有四种可能的协作情况: 两个用户都协作, 两个用户均不协作, 用户 1 协作而用户 2 不协作, 用户 2 协作而用户 1 不协作。关于这四种协作情况的具体性能分析, 可以参见文献[29]。

此外, 按照中继协作策略, 我们又可分为固定中继(Fixed Relaying), 选择中继(Selective Relaying), 增量中继(Incremental Relaying)[34]和机会中继(Opportunistic Relaying) [43], [44], [114]。

2.3.4 固定中继

关于中继转发策略, 文献[34]提出了固定中继、选择中继、增量中继和机会中继四种转发协议。相比而言, 固定中继是四种协议中最为简单的一种中继转发方式。在固定中继协议中, 中继不论其自身信道衰落状况, 将始终转发来自源节点的接收信号。由此可见, 固定中继协议不需要中继获取额外的信道状态信息(CSI, Channel State Information), 因而协议实现相对较为简单。

针对固定中继, 文献[34]着重分析了基于放大转发和基于解码转发的两种固定中继协议。根据文献[34], 基于放大转发固定中继协议的系统容量为

$$I_{AF} = \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} |\alpha_{s,d}|^2 + f(\text{SNR} |\alpha_{s,r}|^2, \text{SNR} |\alpha_{r,d}|^2)) \quad (2-14)$$

式中,

$$f(x, y) := \frac{xy}{x + y + 1} \quad (2-15)$$

根据式(2-14), 相应的中断概率事件可以表示为 $I_{AF} < R$, 即

$$|\alpha_{s,d}|^2 + \frac{1}{\text{SNR}} f(\text{SNR} |\alpha_{s,r}|^2, \text{SNR} |\alpha_{r,d}|^2) < \frac{2^{2R} - 1}{\text{SNR}} \quad (2-16)$$

考虑无线信道属于瑞利衰落, 即 $|\alpha_{i,j}|^2$ 服从参数为 $\sigma_{i,j}^{-2}$ 的指数分布。为此, 在高信噪比区域, 基于放大转发固定中继协议的中断概率可以近似求得为

$$P_{AF}^{out}(\text{SNR}, R) := \Pr[I_{AF} < R] \sim \left(\frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2} \right) \left(\frac{2^{2R} - 1}{\text{SNR}} \right)^2 \quad (2-17)$$

由式(2-17)可知, 在高信噪比区域, 系统中断概率与信噪比倒数的平方成正比关系, 换言之, 系统获得了两个分集度。由于式(2-17)仅考虑了单中继信道模型, 因此我们也可以说基于放大转发固定中继协议获得了满分集度。

此外, 针对基于解码转发的固定中继协议, 相应的信道容量可以表示为

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \min \left\{ \log(1 + \text{SNR} |\alpha_{s,r}|^2), \log(1 + \text{SNR} |\alpha_{s,d}|^2 + \text{SNR} |\alpha_{r,d}|^2) \right\} \quad (2-18)$$

式中, 第一项表示直传链路的最大可达数据传输速率, 第二项则表示基于中继转发合并的最大可达数据传输速率。给定数据传输速率 R , 相应的中断概率事件可以表示为

$$\min \left\{ |\alpha_{s,r}|^2, |\alpha_{s,d}|^2 + |\alpha_{r,d}|^2 \right\} < \frac{2^{2R} - 1}{\text{SNR}} \quad (2-19)$$

考虑瑞利衰落信道模型, 我们可以求得基于解码转发固定中继协议的中断概率如下

$$\begin{aligned} P_{DF}^{out}(\text{SNR}, R) &:= \Pr[I_{DF} < R] \\ &= \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 < g(\text{SNR})] \\ &\quad + \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 \geq g(\text{SNR})] \Pr[|\alpha_{s,d}|^2 + |\alpha_{r,d}|^2 < g(\text{SNR})] \end{aligned} \quad (2-20)$$

式中 $g(\text{SNR}) = (2^{2R} - 1) / \text{SNR}$ 。根据式(2-20), 我们可以分析得到

$$\begin{aligned} &\lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{1}{g(\text{SNR})} P_{DF}^{out}(\text{SNR}, R) \\ &= \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{1}{g(\text{SNR})} \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 < g(\text{SNR})] \\ &\quad + \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 \geq g(\text{SNR})] \frac{1}{g(\text{SNR})} \Pr[|\alpha_{s,d}|^2 + |\alpha_{r,d}|^2 < g(\text{SNR})] \\ &= \frac{1}{\sigma_{s,r}^2} \end{aligned} \quad (2-21)$$

因此, 在高信噪比区域, 我们可以得到

$$P_{DF}^{out}(\text{SNR}, R) \sim \frac{1}{\sigma_{s,r}^2} \cdot \frac{2^{2R} - 1}{\text{SNR}} \quad (2-22)$$

由式(2-22)可知, 系统在高信噪比区域只获得了一个分集度。因此, 基于解码转发的固定中继协议并没有获得满分集度。

2.3.5 选择中继

虽然固定中继协议具有实现简单的优点,但是其缺点也是明显的,即所有网络中继不考虑信道状态信息。为此, Laneman[34]等人进一步提出了选择中继协议,该协议考虑了中继信道的实时衰落状况,以此判断中继是否转发来自源节点的接收信号。具体而言,若中继信道的衰落增益较大,中继则转发其来自源节点的接收信号;否则(即,中继信道处于深度衰落),中继将不转发其接收信号。

为了克服固定中继协议的缺点,我们进一步提出了一种选择中继协议,即相应的自适应放大转发和自适应解码转发。如果中继不能正确解码,所提出的选择中继协议将自动退化为直接传输模式。虽然我们不能确定哪种中继协议最佳,但是基于解码转发的选择中继协议将获得满分集度,而非仅获得一个分集度。

下面,我们不妨以解码转发为例,分析选择中继协议在高信噪比区域所能获得的分集度性能。显然,基于解码转发的选择中继协议的系统容量可以表示如下,

$$I_{SDF} = \begin{cases} \frac{1}{2} \log(1 + 2\text{SNR} |\alpha_{s,d}|^2), & |\alpha_{s,r}|^2 < g(\text{SNR}) \\ \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} |\alpha_{s,d}|^2 + \text{SNR} |\alpha_{r,d}|^2), & |\alpha_{s,r}|^2 \geq g(\text{SNR}) \end{cases} \quad (2-23)$$

式中 $g(\text{SNR}) = (2^{2R} - 1) / \text{SNR}$ 。根据式(2-23),相应的系统传输中断事件可以表示为

$I_{SDF} < R$, 即

$$\begin{aligned} & (\{|\alpha_{s,r}|^2 < g(\text{SNR})\} \cap \{2|\alpha_{s,d}|^2 < g(\text{SNR})\}) \\ & \cup (\{|\alpha_{s,r}|^2 \geq g(\text{SNR})\} \cap \{|\alpha_{s,d}|^2 + |\alpha_{r,d}|^2 < g(\text{SNR})\}) \end{aligned} \quad (2-24)$$

式中,第一项和第二项分别对应于式(2-23)中的两种情况。由于式(2-24)中并集的两项相互排斥,因此相应的系统中断概率计算为

$$\begin{aligned} P_{SDF}^{out}(\text{SNR}, R) & := \Pr[I_{SDF} < R] \\ & = \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 < g(\text{SNR})] \Pr[2|\alpha_{s,d}|^2 < g(\text{SNR})] \\ & \quad + \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 \geq g(\text{SNR})] \Pr[|\alpha_{s,d}|^2 + |\alpha_{r,d}|^2 < g(\text{SNR})] \end{aligned} \quad (2-25)$$

根据式(2-25),我们可以求得

$$\begin{aligned}
& \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{1}{g^2(\text{SNR})} P_{SDF}^{out}(\text{SNR}, R) \\
&= \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{1}{g(\text{SNR})} \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 < g(\text{SNR})] \frac{1}{g(\text{SNR})} \Pr[2|\alpha_{s,d}|^2 < g(\text{SNR})] \\
&\quad + \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \Pr[|\alpha_{s,r}|^2 \geq g(\text{SNR})] \frac{1}{g^2(\text{SNR})} \Pr[|\alpha_{s,d}|^2 + |\alpha_{r,d}|^2 < g(\text{SNR})] \\
&= \frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2}
\end{aligned} \tag{2-26}$$

由式(2-26)可知，基于解码转发的选择中继协议在高信噪比区域与信噪比倒数的平方成正比，获得了满分集度。

2.3.6 增量中继

除此之外，文献[34]通过利用来自目的节点的反馈信息（如，反馈直接传输是否成功），进一步提出了一种增量中继协议。相比固定中继和选择中继，增量中继可以显著提高系统的频谱效率。由于增量中继协议的数据传输速率并非常量，因此相比固定中继和选择中继而言，相应的中断概率分析比较复杂。具体而言，若从源节点到目的节点的直接传输成功，则系统频谱效率为 R ，否则，系统频谱效率仅为 $R/2$ 。为此，文献[34]研究了系统中断概率与信噪比 SNR 和平均数据传输速率 \bar{R} 的函数关系。

下面，我们不妨以放大转发为例，分析基于放大转发的增量中继协议性能。对于基于放大转发的增量中继协议，给定数据传输速率 R ，相应的系统中断概率为

$$\begin{aligned}
& P_{IAF}^{out}(\text{SNR}, R) \\
&= \Pr[I_D \leq R] \Pr[I_{AF} \leq R | I_D \leq R] \\
&= \Pr[I_{AF} \leq R] \\
&= \Pr\left[|\alpha_{s,d}|^2 + \frac{1}{\text{SNR}} f(\text{SNR}|\alpha_{s,r}|^2, \text{SNR}|\alpha_{r,d}|^2) \leq g(\text{SNR})\right]
\end{aligned} \tag{2-27}$$

式中

$$\begin{aligned}
I_D &= \log(1 + \text{SNR}|\alpha_{s,d}|^2) \\
I_{AF} &= \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR}|\alpha_{s,d}|^2 + f(\text{SNR}|\alpha_{s,r}|^2, \text{SNR}|\alpha_{r,d}|^2)) \\
g(\text{SNR}) &= [2^R - 1]/\text{SNR}
\end{aligned} \tag{2-28}$$

此外，系统的平均频谱效率 \bar{R} 计算如下

$$\begin{aligned}
\bar{R} &= R \Pr \left[|\alpha_{s,d}|^2 > \frac{2^R - 1}{\text{SNR}} \right] + \frac{R}{2} \Pr \left[|\alpha_{s,d}|^2 \leq \frac{2^R - 1}{\text{SNR}} \right] \\
&= R \exp \left(-\frac{2^R - 1}{\text{SNR}} \right) + \frac{R}{2} \left[1 - \exp \left(-\frac{2^R - 1}{\text{SNR}} \right) \right] \\
&= \frac{R}{2} \left[1 + \exp \left(-\frac{2^R - 1}{\text{SNR}} \right) \right] =: h_{\text{SNR}}(R)
\end{aligned} \tag{2-29}$$

给定平均频谱效率 \bar{R} ，通过利用式(2-29)，我们将得到多个可能的数据传输速率 R ，换言之，原像 $h_{\text{SNR}}^{-1}(R)$ 存在多解。为此，文献[34]定义了 $\tilde{h}_{\text{SNR}}^{-1}(R) := \min h_{\text{SNR}}^{-1}(R)$ ，即，利于最小的数据速率进行传输，以提高系统中断概率性能。联合式(2-27)和式(2-29)，容易得到在高信噪比区域，基于放大转发增量中继协议的中断概率为

$$p_{\text{IAF}}^{\text{out}}(\text{SNR}, \tilde{h}_{\text{SNR}}^{-1}(\bar{R})) \sim \left(\frac{1}{2\sigma_{s,d}^2} \frac{\sigma_{s,r}^2 + \sigma_{r,d}^2}{\sigma_{s,r}^2 \sigma_{r,d}^2} \right) \cdot \left(\frac{2^{\bar{R}} - 1}{\text{SNR}} \right)^2 \tag{2-30}$$

由式(2-30)容易看出，基于放大转发的增量中继协议不但提高了平均频谱效率，同时获得了满分集度。

2.3.7 机会中继

在多中继无线网络中，文献[42], [43]研究了一种机会中继方案，通过对各个中继信道进行折中比较，提出了两种最佳中继的选择准则(最小准则和调和平均准则)，并考虑了一种分布式中继选择的实现方法。一般而言，机会中继方案通常从多个中继中选择单个最佳中继，以协助源节点转发待传输信息。由此，机会中继方案始终仅需两条无线信道，不会随中继数目增多而需要更多的无线信道资源，因而基于最佳中继选择的机会中继方案可以提高无线频谱资源的利用率。此外，机会中继方案可以简化相应的信令设计，避免复杂的系统同步问题等优点。

针对机会中继方案的中断概率，文献[114]给出了瑞利信道下的解析表达式，并分析了高信噪比区域所能获得的分集度。下面，我们不妨以解码转发为例，详细分析基于基于解码转发的机会中继系统的中断概率性能。图 2-10 给出了基于最佳中继选择的机会中继系统模型，其中，既能正确解码源节点信号又能使目的节点获得最大瞬时信噪比的候选中继视为最佳中继。

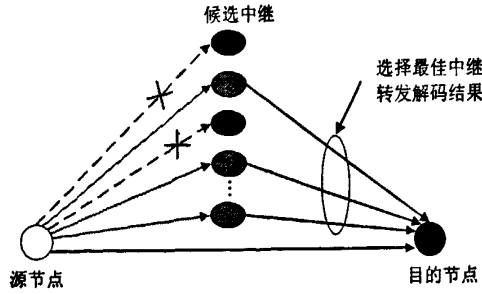


图2-10 基于最佳中继选择的机会中继系统模型

文献[114]提出的机会中继分成两个子阶段。在第一个子阶段，源节点将待发射信号广播给目的节点和所有候选中继。为简化表述，不妨定义所有能够正确解码源节点信号的候选中继节点组成一个解码集合 D 。由此，所有可能的解码集合记为

$$\Omega = \{D \mid D \in \emptyset \cup D_m, m = 1, 2, \dots, 2^M - 1\}$$

式中， \cup 表示并集， \emptyset 表示空集， D_m 表示由 M 个候选中继构成所有可能的非空子集。在第二个子阶段，如果解码集合 D 非空，则从解码集合中选择一个最佳候选中继转发其解码结果给目的节点。如果解码集合为空集，则由源节点通过直传链路重传一次待发射信号。

在第一个子阶段，候选中继 i 和目的节点端的接收信号可以分别表示为

$$y_i(k, 1) = \sqrt{P_T} |h_{si}(k)|^2 x_s(k) + h_{si}^*(k) n_i(k, 1) \quad (2-31)$$

$$y_d(k, 1) = \sqrt{P_T} |h_{sd}(k)|^2 x_s(k) + h_{sd}^*(k) n_d(k, 1) \quad (2-32)$$

式中， $h_{si}(k)$ 和 $h_{sd}(k)$ 分别从源节点到候选中继 i 和从源节点到目的节点之间的无线信道衰落增益。第二个子阶段根据解码集合是否为空，存在两种不同的情况，即， $D = \emptyset$ 和 $D = D_m$ 。

- $D = \emptyset$ ：所有候选中继都没能正确解码源节点信号，对应于

$$\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_0} |h_{si}(k)|^2 \right) < R; \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2-33)$$

其中， R 为数据传输速率。给定 $D = \emptyset$ ，则在第二个子阶段将由源节点重传发射信号 $x_s(k)$ 至目的节点，即

$$y_d(k, 2 \mid D = \emptyset) = \sqrt{P_T} |h_{sd}(k)|^2 x_s(k) + h_{sd}^*(k) n_d(k, 2) \quad (2-34)$$

对式(2-32)和式(2-34)进行最大比合并，容易得到相应的输出信噪比为

$$\text{SNR}_d(D = \emptyset) = 2 |h_{sd}(k)|^2 \gamma_s \quad (2-35)$$

式中, $\gamma_s = P_T / N_0$ 。

● $D = D_m$: 解码集合中的候选中继可以正确解码源节点信号, 非解码集合中的候选中继则不能正确解码, 即

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_0} |h_{si}(k)|^2 \right) &> R; \quad i \in D_m \\ \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_0} |h_{sj}(k)|^2 \right) &< R; \quad i \in \bar{D}_m \end{aligned} \quad (2-36)$$

其中, \bar{D}_m 为 D_m 的补集。由于仅选择解码集合中能使得目的节点获得最大输出信噪比的候选中继转发其正确解码结果, 因此目的节点在第二个子阶段的接收信号可以表示为

$$y_d(k, 2 | D = D_m) = \sqrt{P_T} x_s(k) \max_{i \in D_m} |h_{id}(k)|^2 + h_{id}^*(k) n_d(k, 2) \quad (2-37)$$

同理, 对式(2-32)和式(2-37)进行最大比合并, 我们可以得到相应的输出信噪比为

$$\text{SNR}_d(D = D_m) = |h_{sd}(k)|^2 \gamma_s + \max_{i \in D_m} |h_{id}(k)|^2 \gamma_s \quad (2-38)$$

式中, $h_{sd}(k)$ 和 $h_{id}(k)$ 的方差分别记为 σ_{sd}^2 和 σ_{id}^2 。根据式(2-33), 随机事件 $D = \emptyset$ 的出现概率容易求得如下

$$\Pr(D = \emptyset) = \prod_{i=1}^M \left(1 - \exp\left(-\frac{2^{2R}-1}{\gamma_{si}}\right) \right) \quad (2-39)$$

此外, 根据式(2-35), 所提机会中继方案在 $D = \emptyset$ 情况下的条件中断概率为

$$\Pr(\text{outage} | D = \emptyset) = 1 - \exp\left(-\frac{2^{2R}-1}{2\gamma_{sd}}\right) \quad (2-40)$$

根据式(2-36), 随机事件 $D = D_m$ 的出现概率为

$$\Pr(D = D_m) = \prod_{i \in D_m} \exp\left(-\frac{2^{2R}-1}{\gamma_{si}}\right) \cdot \prod_{j \in \bar{D}_m} \left(1 - \exp\left(-\frac{2^{2R}-1}{\gamma_{sj}}\right) \right) \quad (2-41)$$

式中, $\gamma_{si} = \sigma_{si}^2 \gamma_s$ 。据式(2-38), 相应的条件中断概率为

$$\begin{aligned} \Pr(\text{outage} | D = D_m) &= \Pr \left\{ \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + |h_{sd}(k)|^2 \gamma_s + \max_{i \in D_m} |h_{id}(k)|^2 \gamma_s \right) < R \right\} \\ &= \sum_{n=0}^{2^{2R}-1} (-1)^{S_n(n)} \phi_{S_n(n)}(\gamma_{sd}, \gamma_{id}, R) \end{aligned} \quad (2-42)$$

其中

$$\phi_{S_m(0)}(\gamma_{sd}, \gamma_{id}, R) = 1 - \exp\left(-\frac{2^{2R}-1}{\gamma_{sd}}\right); \quad S_m(0) = \emptyset$$

$$\phi_{S_m(n)}(\gamma_{sd}, \gamma_{id}, R) = \begin{cases} \frac{2^{2R}-1}{\gamma_{sd}} \exp\left(-\frac{2^{2R}-1}{\gamma_{sd}}\right); & \sum_{i \in S_m(n)} \frac{1}{\gamma_{id}} = \frac{1}{\gamma_{sd}} \\ \frac{\exp\left(-\sum_{i \in S_m(n)} \frac{2^{2R}-1}{\gamma_{id}}\right) - \exp\left(-\frac{2^{2R}-1}{\gamma_{sd}}\right)}{1 - \sum_{i \in S_m(n)} \frac{\gamma_{sd}}{\gamma_{id}}}; & \text{otherwise} \end{cases}$$

利用全概率公式, 我们容易求得基于最佳中继选择的机会中继方案的系统中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \Pr(D = \emptyset) \cdot \Pr(\text{outage} | D = \emptyset) \\ &\quad + \sum_{m=1}^{2^M-1} \Pr(D = D_m) \cdot \Pr(\text{outage} | D = D_m) \end{aligned} \quad (2-43)$$

虽然式(2-43)可以用来衡量机会中继方案的系统中断概率性能, 但是未能清晰地揭示候选中继数目对系统性能的影响。下面, 我们分析机会中继方案在高信噪比区域的中断概率性能。联合式(2-39)和式(2-40), 容易得到

$$\Pr(D = \emptyset) \Pr(\text{outage} | D = \emptyset) = \frac{2^{2R}-1}{2\sigma_{sd}^2} \prod_{i=1}^M \frac{2^{2R}-1}{\sigma_{si}^2} \cdot \frac{1}{\gamma_s^{M+1}} + O\left(\frac{1}{\gamma_s^{M+1}}\right) \quad (2-44)$$

同理, 根据式(2-41), 我们可以得到

$$\Pr(D = D_m) = \prod_{j \in D_m} \frac{2^{2R}-1}{\sigma_{sj}^2} \cdot \frac{1}{\gamma_s^{|D_m|}} + O\left(\frac{1}{\gamma_s^{|D_m|}}\right) \quad (2-45)$$

下面, 不妨计算如下极限

$$\lim_{\gamma_s \rightarrow +\infty} \gamma_s^{|D_m|+1} \Pr(\text{outage} | D = D_m) \quad (2-46)$$

其中

$$\begin{aligned} \Pr(\text{outage} | D = D_m) &= \Pr\left\{\frac{1}{2} \log_2(1 + |h_{sd}(k)|^2 \gamma_s + \max_{i \in D_m} |h_{id}(k)|^2 \gamma_s) < R\right\} \\ &= \int_0^{2^{2R}-1} \left[\prod_{i \in D_m} \left(1 - \exp\left(-\frac{2^{2R}-1-x}{\gamma_{id}}\right)\right) \right] \frac{1}{\gamma_{sd}} \exp\left(-\frac{x}{\gamma_{sd}}\right) dx \\ &= \frac{2^{2R}-1}{\gamma_{sd}} \int_0^1 \left[\prod_{i \in D_m} \left(1 - \exp\left(-\frac{(2^{2R}-1)(1-t)}{\gamma_{id}}\right)\right) \right] \exp\left(-\frac{(2^{2R}-1)t}{\gamma_{sd}}\right) dt \end{aligned} \quad (2-47)$$

根据式(2-46)和式(2-47), 容易得到

$$\lim_{\gamma_s \rightarrow +\infty} \gamma_s^{|D_m|+1} \Pr(\text{outage} | D = D_m) = \frac{2^{2R}-1}{\sigma_{sd}^2 (\|D_m\| + 1)} \prod_{i \in D_m} \frac{2^{2R}-1}{\sigma_{id}^2} \quad (2-48)$$

联合式(2-45)和式(2-48)得到

$$\Pr(D = D_m) \Pr(\text{outage} | D = D_m) = \frac{2^{2R} - 1}{\sigma_{sd}^2 (\|D_m\| + 1)} \prod_{i \in D_m} \frac{2^{2R} - 1}{\sigma_{id}^2} \prod_{j \in \bar{D}_m} \frac{2^{2R} - 1}{\sigma_{sj}^2} \cdot \frac{1}{\gamma_s^{M+1}} + O\left(\frac{1}{\gamma_s^{M+1}}\right) \quad (2-49)$$

根据式(2-44)和式(2-49), 容易得到基于最佳中继选择的机会中继方案在高信噪比区域的中断概率性能如下

$$P_{\text{out}} = \left[\frac{2^{2R} - 1}{2\sigma_{sd}^2} \prod_{i=1}^M \frac{2^{2R} - 1}{\sigma_{si}^2} + \frac{2^{2R} - 1}{\sigma_{sd}^2 (\|D_m\| + 1)} \prod_{i \in D_m} \frac{2^{2R} - 1}{\sigma_{id}^2} \prod_{j \in \bar{D}_m} \frac{2^{2R} - 1}{\sigma_{sj}^2} \right] \cdot \frac{1}{\gamma_s^{M+1}} + O\left(\frac{1}{\gamma_s^{M+1}}\right) \quad (2-50)$$

如式(2-50)所示, 基于最佳中继选择的机会中继方案在高信噪比区域获得了满分集度。值得一提的是, 基于最佳中继选择的机会中继方案仅仅占用了两条无线信道资源, 即直传链路和最佳中继链路, 因此可以显著提高无线频谱资源利用率。

2.4 本章小结

认知无线电技术是为了解决频谱资源匮乏的问题而提出的一种无线通信技术, 其基本思路就是尽量提高现有频谱的利用率。随着软件无线电的进一步发展, 认知无线电的潜在优势将会迅速提高。认知无线电中最为基础的也是最重要的一环就是频谱探测, 只有准确地检测到频谱的利用状况, 才能更有效地去开展认知无线电业务。此外, 协作分集作为一项新型空间分集技术, 可以显著改善无线通信质量, 已经得到了学术界的广泛关注。协作分集不但在传统无线网络(如, 无线局域网, 无线传感器网, Ad Hoc 网络等)具有应用空间, 而且在认知无线网络中也有巨大潜力, 可以用来显著提高认知无线电中频谱感知的检测性能。因此, 通过结合协作技术和频谱感知技术来研究协作频谱感知技术, 将在认知无线网络中具有广泛的应用前景。

第三章 基于协作分集的两用户协作频谱感知技术

3.1 引言

近年来,在软件定义无线电(SDR, Soft Defined Radio)的基础上,人们进一步研究了认知无线电技术[2], [7], 由此可以显著提高无线电频谱资源的利用效率。认知无线电通常被认为是一种智能无线通信系统, 通过利用学习推理的方法对网络环境进行感知监测, 据此实现无线通信网络的优化配置。频谱感知技术通过检测频谱空洞[2], 可以使得认知无线电系统自适应网络环境, 且主用户检测被视为最有效的频谱空洞检测方法。目前, 关于频谱感知技术, 不少研究工作都是基于主发射机检测[24], [26], [45], [88], 且中将其大致分为两大类: 非协作检测和协作检测。

在认知无线网络中, 目前主要提出了三种非协作检测方法[122], 即, 匹配滤波器检测, 能量检测和循环平稳特征检测。Sahai 等[26]研究了匹配滤波检测器, 表明通过采用相干接收技术, 可以为认知系统带来很高的处理增益。当认知用户未能获知主用户发射信号的有关信息时(如, 调制方式, 脉冲波形等), 能量检测器[45]则被视为此时的一种最佳检测方法, 其缺点就是不能很好地区分各种信号, 由此容易因一些干扰信号导致错误检测。针对能量检测器的这一缺点, 文献[24]和文献[88]进一步提出了循环平稳特征检测, 可以很好地区分调制信号和信道噪声, 从而提高主用户检测的鲁棒性。但是, 循环平稳特征检测所需的计算复杂度过高, 并且需要较长的观察时间以提取信号的特征信息, 因而限制了在实际中的应用。

关于协作感知, Ghasemi 等人[23]提出了一种协作感知方案(Collaborative Sensing), 通过将所有认知用户的检测结果, 按照一定的逻辑规则进行集中融合, 以提高对主用户的检测概率。由此看出, 这种协作感知方法没有考虑放大转发(AF, Amplify and Forward)和解码转发(DF, Decode and Forward)等协作中继技术。近来, Ganesan 和 Li[22]则研究了 AF 转发策略在主用户检测中的应用, 通过认知用户之间的彼此协作, 认知无线网络的总体检测时间显著降低。然而, Ganesan 等提出的协作方案假设无线网络具有集中控制器, 用以实现对所有认知用户的集中式管理, 这点对实际无线通信系统是不尽合理的。此外, 如何利用解码转发技术实现对主用户的协作检测, 仍有待深入研究。

针对上述问题,我们在简单介绍协作分集技术的基础上提出了基于放大转发和解码转发的协作感知方案,在所提方案的实现过程中并不需要集中控制器的假设,因而也更为切合实际的无线通信系统。本章的主要贡献和创新之处在于:提出了两种新的协作频谱感知方案,以提高认知无线网络的感知性能;理论上分析了协作感知方案在瑞利衰落环境下的检测概率,得到了相应的解析表达式;给出了非协作感知方案的检测概率推导,以便与文中所提出的协作感知方案进行性能比较。

3.2 协作频谱感知方案

在本节中,我们首先给出协作频谱感知的系统模型,在此基础上提出基于放大转发和解码转发的协作感知方案,以改善认知无线网络的感知性能。

3.2.1 系统模型

这里,考虑当前认知无线网络中含有一个主用户和两个认知用户(S1 和 S2),如图 3-1 所示。其中,假设主用户与认知用户 S1 之间的无线链路出现阴影衰落,认知用户 S2 充当认知用户 S1 的中继用户。认知网络中的所有用户都仅配有单根天线,且可以同时进行无线信号的发射和接收。假设无线网络中任意两用户间的信道衰落都服从瑞利分布,并且任何接收机都附有均值为零和单边功率谱密度为 N_0 的复高斯白噪声。

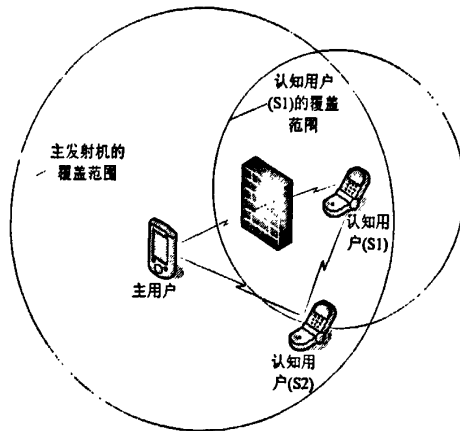


图3-1 协作频谱感知方案系统模型

不失一般性,记 s 为主用户的指示变量,即, $s = Es$ 表示主用户需要使用无线频谱, $s = 0$ 则表示主用户无需使用无线频谱。因此,认知用户 S1 和 S2 收到的无线信号可以

表示为

$$r_1(k) = h_{p1}(k)s + n_1(k); \quad r_2(k) = h_{p2}(k)s + n_2(k) \quad (3-1)$$

其中, 下标 $p1$ 和 $p2$ 分别表示主用户到认知用户 S1 和主用户到认知用户 S2。 $h_{p1}(k)$, $h_{p2}(k)$ 和 $h_{21}(k)$ 分别为主用户和 S1, 主用户和 S2, 以及 S2 和 S1 之间的信道衰落因子。不妨将随机变量 $|h_{p1}(k)|^2$, $|h_{p2}(k)|^2$ 和 $|h_{21}(k)|^2$ 的方差分别记为 σ_{p1}^2 , σ_{p2}^2 和 σ_{21}^2 。此处, 对本章所使用的系统模型做如下假设: (1)所有无线信道在空间上相互统计独立; (2)中继协议采用全双工模式, 即, 中继用户可以同时进行信号接收和发射。

3.2.2 基于放大转发的协作频谱感知方案

不妨假设主用户开始使用无线频谱带宽, 那么两个认知用户 S1 和 S2 必须尽快感知到目前频谱处于不可用状态, 以免与主用户发生接入碰撞。然而, 如图 3-1 所示, 由于主用户和认知用户 S1 之间的无线链路出现阴影衰落, 所以 S1 收到的感知信号非常微弱, 最终导致认知用户 S1 可能需要很长的时间才能正确检测到无线频谱的当前状态。为此, 利用认知用户 S2 作为协作中继, 可以显著提高认知用户 S1 的检测概率。

我们提出的基于放大转发的协作频谱感知方案(AF-CSS, AF-based Cooperative Spectrum Sensing)主要分为两个连续过程: (1)在奇数时隙 $2k-1$, 认知用户 S1 和 S2 接收来自主用户的感知信号; (2)在偶数时隙 $2k$, 认知用户 S2 根据放大转发策略, 将其在前一个奇数时隙收到的信号转发给认知用户 S1。与此同时, 认知用户 S1 也接收来自主用户的信号。因此, S1 在偶数时隙可以同时收到协作中继 S2 和主用户的信号。如前所述, 在奇数时隙 $2k-1$, 认知用户 S1 和 S2 收到的信号分别可以表示为

$$r_1(2k-1) = h_{p1}(2k-1)s + n_1(2k-1) \quad (3-2)$$

$$r_2(2k-1) = h_{p2}(2k-1)s + n_2(2k-1) \quad (3-3)$$

其中, $n_1(2k-1)$ 和 $n_2(2k-1)$ 表示均值为零和单边功率谱密度为 N_0 的加性复高斯白噪声, 并且相互之间统计独立。在偶数时隙 $2k$, 协作用户 S2 将其收到的信号转发给认知用户 S1。根据放大转发策略, 协作中继 S2 首先将奇数时隙收到的信号 $r_2(2k-1)$ 乘以中继增益 G , 之后再发送给认知用户 S1。在此期间, 认知用户 S1 同时也接收到来自主用户的感知信号。因此, 认知用户 S1 在偶数时隙收到的信号可以表示为

$$r_{1,AF}(2k) = h_{p1}(2k)s + Gh_{21}(2k)r_2(2k-1) + n_1(2k) \quad (3-4)$$

将式(3-3)代入式(3-4)得到

$$r_{1,AF}(2k) = h_{p1}(2k)s + Gh_{21}(2k)h_{p2}(2k-1)s + Gh_{21}(2k)n_2(2k-1) + n_1(2k) \quad (3-5)$$

为便于理论分析,考虑中继增益 $G=1/h_{21}(2k)$, 以此抵消从 S2 到 S1 之间的信道衰落。把这一结果代入式(3-5)可得

$$r_{1,AF}(2k) = h_{p1}(2k)s + h_{p2}(2k-1)s + n_2(2k-1) + n_1(2k) \quad (3-6)$$

至此,我们可以将 AF-CSS 方案的主用户检测问题描述如下:

给定奇数时隙 $2k-1$ 时的观察信号

$$r_1(2k-1) = h_{p1}(2k-1)s + n_1(2k-1) \quad (3-7)$$

和偶数时隙 $2k$ 时的观察信号

$$r_{1,AF}(2k) = h_{p1}(2k)s + h_{p2}(2k-1)s + n_2(2k-1) + n_1(2k) \quad (3-8)$$

检测器根据指示变量 s 的两种取值进行主用户检测, 即

$$\begin{aligned} H_1 : s &= Es \\ H_0 : s &= 0 \end{aligned} \quad (3-9)$$

针对上述主用户检测问题,我们有多种检测器可供选择,例如:能量检测器、匹配滤波检测器和循环平稳特征检测器[24], [26], [45], [88]。本文将采用能量检测器来分析我们提出的协作频谱感知方案的检测概率,对此主要有两方面的原因:(1)本文主要是研究用户协作对认知无线网络中频谱感知的性能影响,因此具体采用何种检测器并不重要;(2)所有接收信号都是采用方差已知的随机变量进行参数建模,所以能量检测器也被视为此时的最佳检测方法。不妨定义 $T_1(H_0)$ 和 $T_1(H_1)$ 分别为奇数时隙 $2k-1$ 时认知用户 S1 的能量检测器在假设条件 H_0 和 H_1 下的输出功率。根据式(3-7),容易求得

$$T_1(H_0) = |n_1(2k-1)|^2 \quad (3-10)$$

$$T_1(H_1) = |h_{p1}(2k-1)|^2 Es + N_0 \quad (3-11)$$

同理,定义 $T_{1,AF}(H_0)$ 和 $T_{1,AF}(H_1)$ 分别为偶数时隙 $2k$ 时认知用户 S1 的能量检测器在假设条件 H_0 和 H_1 下的输出功率。因此,据式(3-8)易知

$$T_{1,AF}(H_0) = |n_1(2k)|^2 + |n_2(2k-1)|^2 \quad (3-12)$$

$$T_{1,AF}(H_1) = |h_{p1}(2k)|^2 Es + |h_{p2}(2k-1)|^2 Es + 2N_0 \quad (3-13)$$

我们将在 3.3 节中根据上述式(3-10)至式(3-13)，分析所提 AF-CSS 方案的检测概率性能。

3.2.3 基于解码转发的协作频谱感知方案

在本小节中，我们将提出一种基于解码转发的协作频谱感知 (DF-CSS, DF-based Cooperative Spectrum Sensing) 方案，以此改善认知无线网络的检测性能。根据解码转发策略，协作用户 S2 将基于其接收信号，对主用户指示变量 s 进行判决估计，并把相应的估计值 \hat{s} 转发给认知用户 S1。因此，DF-CSS 方案的具体过程表述如下：(1)奇数时隙 $2k-1$ 时，认知用户 S1 和 S2 分别接收来自主用户的感知信号；(2)偶数时隙 $2k$ 时，认知用户 S2 对其接收信号进行解码判决，并将解码结果发送给认知用户 S1。基于上述，在奇数时隙 $2k-1$ ，DF-CSS 方案的实现过程完全与 AF-CSS 方案相同，这也意味着基于 DF-CSS 的认知用户 S1 在奇数时隙时，其能量检测器相应的输出功率也可由式(3-10)和式(3-11)进行表征。此外，在偶数时隙 $2k$ ，认知用户 S1 所收到的信号可以表示如下

$$r_{1,DF}(2k) = h_{p1}(2k)s + h_{21}(2k)\hat{s} + n_1(2k) \quad (3-14)$$

从上式中容易看出，认知用户 S2 对主用户指示量有两种判决结果，即，正确判决和错误判决。不失一般性，分别采用 $\theta=0$ 和 $\theta=1$ 表示 $\hat{s}=s$ 和 $\hat{s}\neq s$ 。不妨定义 $T_{1,DF}(\theta=0, H_0)$ 和 $T_{1,DF}(\theta=0, H_1)$ 分别为 $\theta=0$ 时认知用户 S1 的能量检测器在假设条件 H_0 和 H_1 下的输出功率。由此，根据式(3-14)，容易求得

$$T_{1,DF}(\theta=0, H_0) = |n_1(2k)|^2 \quad (3-15)$$

$$T_{1,DF}(\theta=0, H_1) = |h_{p1}(2k)|^2 Es + |h_{21}(2k)|^2 Es + N_0 \quad (3-16)$$

同理，将认知用户 S1 的能量检测器在 $\theta=1$ 时相应的输出功率记为 $T_{1,DF}(\theta=1, H_0)$ 和 $T_{1,DF}(\theta=1, H_1)$ 。因此，据式(3-14)得

$$T_{1,DF}(\theta=1, H_0) = |h_{21}(2k)|^2 Es + N_0 \quad (3-17)$$

$$T_{1,DF}(\theta=1, H_1) = |h_{p1}(2k)|^2 Es + N_0 \quad (3-18)$$

至此，我们已经给出了协作感知的系统模型，并且提出了基于放大转发和基于解码

转发的协作频谱感知方案，下面将详细分析 AF-CSS 和 DF-CSS 方案的检测概率性能。

3.3 瑞利衰落信道下协作感知方案的检测性能

本节将详细分析瑞利衰落信道下 AF-CSS 和 DF-CSS 方案的检测概率性能。首先，我们将给出非协作频谱感知方案的检测概率分析，以便与协作感知方案进行性能比较。根据上一节所阐述的系统模型，基于非协作感知的认知用户 S1 的接收信号可以表示为

$$r_1(k) = h_{p1}(k)s + n_1(k) \quad (3-19)$$

根据能量检测准则，由式(3-19)容易得到认知用户 S1 对主用户的检测概率为

$$P_{1,n} = \Pr \left\{ |h_{p1}(k)|^2 > \frac{\lambda - N_0}{E_s} \right\} \quad (3-20)$$

其中， λ 为能量检测门限，其大小通过由虚警概率确定。记 $X = |h_{p1}(k)|^2$ ，则随机变量 X 的概率密度函数为

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2}\right) U(x) \quad (3-21)$$

式中， $U(\cdot)$ 表示单位阶跃函数。联合式(3-20)和式(3-21)得到

$$P_{1,n} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{E_s}, 0\right)\right) \quad (3-22)$$

此外，根据式(3-19)，虚警概率 $\alpha (0 \leq \alpha \leq 1)$ 计算如下

$$\alpha = \Pr \left\{ |n_1(k)|^2 > \lambda \right\} \quad (3-23)$$

由于 $n_1(k)$ 为零均值和单边功率谱密度 N_0 的复高斯白噪声，所以 $|n_1(k)|^2$ 服从参数为 $\frac{1}{2N_0}$ 的指数分布，记作 $|n_1(k)|^2 \sim \varepsilon\left(\frac{1}{2N_0}\right)$ 。因此，易求虚警概率 α 等于

$$\alpha = \exp\left(-\frac{\max(\lambda, 0)}{2N_0}\right) \quad (3-24)$$

由式(3-24)进一步得到

$$\lambda = -2N_0 \ln \alpha \geq 0 \quad (3-25)$$

将式(3-25)代入式(3-22)得

$$P_{1,n} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-26)$$

式中, $\gamma_s = Es/N_0$ 表示感知信号的信噪比。同理求得认知用户 S2 的检测概率为

$$P_{2,n} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-27)$$

如图 3-1 所示, 只有当认知用户 S1 和 S2 两者皆检测到主用户正在使用无线频谱时, 我们才能认为图 3-1 给出的认知网络模型完成了频谱感知过程。由于认知用户 S1 和 S2 在检测主用户时相互独立, 因此容易给出基于非协作感知方案的认知网络的总体检测概率为

$$P_n = P_{1,n} P_{2,n} \quad (3-28)$$

其中, 参数 $P_{1,n}$ 和 $P_{2,n}$ 见式(3-26)和式(3-27)。

假设 $\tau_{i,n} (i=1,2)$ 为认知用户 S1 (或 S2) 检测出主用户所需的时隙数, 则检测时间 $\tau_{i,n}$ 应为一个服从几何分布的随机变量, 即为

$$\Pr\{\tau_{i,n} = k\} = (1 - P_{i,n})^{k-1} P_{i,n} \quad (3-29)$$

易得出系统检测时隙数 τ_n 应以所有认知用户都检测出主用户为准, 即

$$\tau_n = \max(\tau_{1,n}, \tau_{2,n}) \quad (3-30)$$

由式 (3-30) 可得出系统平均检测时间 T_n 应为

$$\begin{aligned} T_n &= \sum_{k=1}^{+\infty} k \Pr(\tau_{1,n} = k, \tau_{2,n} \leq k) + \sum_{k=1}^{+\infty} k \Pr(\tau_{1,n} < k, \tau_{2,n} = k) \\ &= \frac{1}{1 - \bar{P}_{1,n}} + \frac{1}{1 - \bar{P}_{2,n}} - \frac{1}{1 - \bar{P}_{1,n} \bar{P}_{2,n}} \end{aligned} \quad (3-31)$$

其中, $\bar{P}_{1,n} = 1 - P_{1,n}$, 以及 $\bar{P}_{2,n} = 1 - P_{2,n}$ 。

3.3.1 AF-CSS 方案的检测性能

显然, 由式(3-7)容易求得在奇数时隙时认知用户 S1 的检测概率为

$$P_{1,AF}^{(o)} = \Pr\{T_1(H_1) > \lambda\} \quad (3-32)$$

式中, $T_1(H_1)$ 见式(3-11), 并且能量检测门限 λ 由下式所确定, 即

$$\alpha = \Pr\{T_1(H_0) > \lambda\} \quad (3-33)$$

其中, $T_1(H_0)$ 如式(3-10)所示。将式(3-11)代入式(3-32), 易得

$$P_{1,AF}^{(o)} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{Es}, 0\right)\right) \quad (3-34)$$

与此同时, 将式(3-10)代入式(3-33), 得

$$\alpha = \exp\left(-\frac{\max(\lambda, 0)}{2N_0}\right) \quad (3-35)$$

由上式进一步得到

$$\lambda = -2N_0 \ln \alpha \quad (3-36)$$

结合式(3-34)和式(3-36)知

$$P_{1,AF}^{(o)} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-37)$$

其次, 据式(3-8)易得在偶数时隙时认知用户 S1 的检测概率为

$$P_{1,AF}^{(e)} = \Pr\{T_{1,AF}(H_1) > \lambda\} \quad (3-38)$$

式中, 参数 $T_{1,AF}(H_1)$ 见式(3-13), 同时能量检测门限 λ 由下式确定,

$$\alpha = \Pr\{T_{1,AF}(H_0) > \lambda\} \quad (3-39)$$

式中 $T_{1,AF}(H_0)$ 如式(3-12)所示。将式(3-13)代入式(3-38)容易求得

$$P_{1,AF}^{(e)} = \Pr\left\{\left|h_{p1}(2k)\right|^2 + \left|h_{p2}(2k-1)\right|^2 > \frac{\lambda - 2N_0}{Es}\right\} \quad (3-40)$$

由于随机变量 $\left|h_{p1}(2k)\right|^2$ 和 $\left|h_{p2}(2k-1)\right|^2$ 分别服从参数为 $1/\sigma_{p1}^2$ 和 $1/\sigma_{p2}^2$ 的指数分布, 并且相互统计独立。因此, 容易得到 $(x = \left|h_{p1}(2k)\right|^2, y = \left|h_{p2}(2k-1)\right|^2)$ 的联合概率密度函数如下:

$$f(x, y) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_{p1}^2 \sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2} - \frac{y}{\sigma_{p2}^2}\right), & x > 0, y > 0 \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (3-41)$$

联合式(3-40)和式(3-41)得式(3-42) (详见附录 3.1)。

$$P_{1,AF}^{(e)} = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right) \times \\ \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right); & \sigma_{p1}^2 = \sigma_{p2}^2 \\ \frac{\sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 - \sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right) + \\ \frac{\sigma_{p2}^2}{\sigma_{p2}^2 - \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right); & \sigma_{p1}^2 \neq \sigma_{p2}^2 \end{cases} \quad (3-42)$$

此外, 据式(3-39)易知相应的虚警概率 α 为

$$\alpha = \Pr\{|n_1(2k)|^2 + |n_2(2k-1)|^2 > \lambda\} \quad (3-43)$$

从中, 我们求得 (详见附录 3.2)

$$\lambda = -2[W(-\alpha e^{-1}) + 1]N_0 \quad (3-44)$$

其中, $W(\cdot)$ 表示兰伯特函数, 主要用来求解下列等式

$$w \exp(w) = x \quad (3-45)$$

将式(3-44)代入式(3-42)易得式(3-46)。

$$P_{1,AF}^{(e)} = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)\right) \times \\ \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)\right); & \sigma_{p1}^2 = \sigma_{p2}^2 \\ \frac{\sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 - \sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)\right) + \\ \frac{\sigma_{p2}^2}{\sigma_{p2}^2 - \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s} \max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)\right); & \sigma_{p1}^2 \neq \sigma_{p2}^2 \end{cases} \quad (3-46)$$

因此, 任意给定时隙 k , 我们可以求得认知用户 S1 的检测概率为

$$P_{1,AF} = P(k=o)P_{1,AF}^{(o)} + P(k=e)P_{1,AF}^{(e)} \quad (3-47)$$

式中, $P(k=o)$ 和 $P(k=e)$ 分别表示时隙 k 等于奇数和偶数的概率。通常可以认为概率事件空间 $\{k=o, k=e\}$ 满足等概分布, 由此得 $P(k=o) = P(k=e) = 1/2$ 。因此, 式(3-47)可以进一步简化为

$$P_{1,AF} = \frac{P_{1,AF}^{(o)} + P_{1,AF}^{(e)}}{2} \quad (3-48)$$

与此同时, 易知基于 AF-CSS 方案的认知用户 S2 的检测概率为

$$P_{2,AF} = P_{2,n} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-49)$$

因此, 我们容易得到基于 AF-CSS 方案的认知无线网络的总体检测概率为

$$P_{AF} = P_{1,AF} P_{2,AF} \quad (3-50)$$

其中, $P_{1,AF}$ 和 $P_{2,AF}$ 分别参见式(3-48) 和式(3-49)。

类似地, 认知用户 S1 和 S2 检测主用户所需检测时隙可分别表示为

$$\Pr\{\tau_{1,AF} = m\} = \begin{cases} (\bar{P}_{1,AF}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(o)}, & m = 2k - 1 \\ (\bar{P}_{1,AF}^{(o)})^k (\bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(e)}, & m = 2k \end{cases} \quad (3-51)$$

和

$$\Pr\{\tau_{2,AF} = k\} = (\bar{P}_{2,AF})^{k-1} P_{2,AF} \quad (3-52)$$

其中 $\bar{P}_{1,AF}^{(o)} = 1 - P_{1,AF}^{(o)}$, $\bar{P}_{1,AF}^{(e)} = 1 - P_{1,AF}^{(e)}$, $\bar{P}_{2,AF} = 1 - P_{2,AF}$ 。也可以得出 AF-CDS 方案下认知无线网络的系统检测时间 τ_{AF} 为

$$\tau_{AF} = \max(\tau_{1,AF}, \tau_{2,AF}) \quad (3-53)$$

相应的平均检测时间 T_{AF} 应为

$$\begin{aligned} T_{AF} = & \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) (\bar{P}_{1,AF}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(o)} [1 - (\bar{P}_{2,AF})^{2k-1}] \cdots \text{I} \\ & + \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) [1 - (\bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2,AF})^{2k-2} P_{2,AF} \cdots \text{II} \\ & + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1,AF}^{(o)})^k (\bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(e)} [1 - (\bar{P}_{2,AF})^{2k}] \cdots \text{III} \\ & + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k [1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} (\bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2,AF})^{2k-1} P_{2,AF} \cdots \text{IV} \end{aligned} \quad (3-54)$$

式中,

$$\begin{aligned}
I &= \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(o)} - \sum_{k=1}^{+\infty} (\bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(o)} \\
&\quad - \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(o)} (\bar{P}_{2,AF})^{2k-1} + \sum_{k=1}^{+\infty} (\bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^{k-1} P_{1,AF}^{(o)} (\bar{P}_{2,AF})^{2k-1} \\
&= \frac{2P_{1,AF}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^2} - \frac{P_{1,AF}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})} \\
&\quad - \frac{2P_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)} \bar{P}_{2,AF})^2} + \frac{P_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)} \bar{P}_{2,AF})}
\end{aligned} \tag{3-55}$$

同理，容易得到

$$\begin{aligned}
II &= \frac{2P_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{2,AF})^2} - \frac{2P_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)} \bar{P}_{2,AF})^2} - \frac{P_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{2,AF})} + \frac{P_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)} \bar{P}_{2,AF})} \\
III &= \frac{2\bar{P}_{1,AF}^{(o)} P_{1,AF}^{(e)}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)})^2} - \frac{2\bar{P}_{1,AF}^{(o)} P_{1,AF}^{(e)} \bar{P}_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)} \bar{P}_{2,AF})^2} \\
IV &= \frac{2\bar{P}_{2,AF} P_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{2,AF})^2} - \frac{2\bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{2,AF} P_{2,AF}}{(1 - \bar{P}_{1,AF}^{(o)} \bar{P}_{1,AF}^{(e)} \bar{P}_{2,AF})^2}
\end{aligned} \tag{3-56}$$

此外，利用式(3-31)和式(3-54)，我们定义一种捷变增益以衡量系统性能，即

$$G_{AF} = 10 \log_{10} \left(\frac{T_n}{T_{AF}} \right) \tag{3-57}$$

其中， T_n 和 T_{AF} 分别如式(3-31)和式(3-54)所示。

3.3.2 DF-CSS 方案的检测性能

正如第二节所述，奇数时隙时 DF-CSS 方案的实现过程与 AF-CSS 方案相同，因此认知用户 S1 在奇数时隙的检测概率为

$$P_{1,DF}^{(o)} = P_{1,AF}^{(o)} = \exp \left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0) \right) \tag{3-58}$$

不失一般性， $\hat{s} = s$ 和 $\hat{s} \neq s$ 分别记为 $\theta = 0$ 和 $\theta = 1$ ，由此容易得出如下结果：

- Case $\theta = 0$: $\theta = 0$ 对应于 $\hat{s} = s$ ，这也意味着

$$|h_{p2}(2k-1)|^2 E_s + N_0 > \lambda \tag{3-59}$$

因此，随机事件 $\theta = 0$ 的出现概率为

$$\begin{aligned}\Pr(\theta=0) &= \Pr\left\{|h_{p2}(2k-1)|^2 > \frac{\lambda - N_0}{Es}\right\} \\ &= \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{Es}, 0\right)\right)\end{aligned}\quad (3-60)$$

同样, 据式(3-59)求得相应的虚警概率 α 为

$$\begin{aligned}\alpha &= \Pr\{|n_2(2k-1)|^2 > \lambda\} \\ &= \exp\left(-\frac{\max(\lambda, 0)}{2N_0}\right)\end{aligned}\quad (3-61)$$

据此, 易得

$$\lambda = -2N_0 \ln \alpha \quad (3-62)$$

将式(3-62)代入式(3-60), 得

$$\Pr(\theta=0) = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-63)$$

根据式(3-16), 我们易知相应的检测概率为

$$\begin{aligned}P_{1,DF}^{(e)}(\theta=0) &= \Pr\{T_{1,DF}(\theta=0, H_1) > \lambda\} \\ &= \Pr\left\{|h_{p1}(2k)|^2 + |h_{21}(2k)|^2 > \frac{\lambda - N_0}{Es}\right\}\end{aligned}\quad (3-64)$$

对上式积分后得

$$P_{1,DF}^{(e)}(\theta=0) = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{Es}, 0\right)\right) \times \\ \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{Es}, 0\right)\right); & \sigma_{p1}^2 = \sigma_{12}^2 \\ \frac{\sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 - \sigma_{12}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{Es}, 0\right)\right) + \\ \frac{\sigma_{12}^2}{\sigma_{12}^2 - \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{12}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{Es}, 0\right)\right); & \sigma_{p1}^2 \neq \sigma_{12}^2 \end{cases} \quad (3-65)$$

此外, 对应的检测门限值 λ 等于

$$\lambda = -2N_0 \ln \alpha \quad (3-66)$$

联合式(3-65)和式(3-66)得

$$P_{1,DF}^{(e)}(\theta=0) = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \times \\ \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right); & \sigma_{p1}^2 = \sigma_{12}^2 \\ \frac{\sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 - \sigma_{12}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) + \\ \frac{\sigma_{12}^2}{\sigma_{12}^2 - \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{12}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right); & \sigma_{p1}^2 \neq \sigma_{12}^2 \end{cases} \quad (3-67)$$

● Case $\theta=1$: $\theta=1$ 对应于 $\hat{s} \neq s$, 即相应的随机事件可以表示为

$$|h_{p2}(2k-1)|^2 E_s + N_0 < \lambda \quad (3-68)$$

从中得到

$$\Pr(\theta=1) = 1 - \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-69)$$

类似地, 根据式(3-17)和式(3-18), 容易得到

$$P_{1,DF}^{(e)}(\theta=1) = \exp\left(\frac{\sigma_{21}^2}{\sigma_{p1}^2} \ln \alpha\right) \quad (3-70)$$

因此, 联合式(3-63), (3-67), (3-69)和(3-70), 我们可以求得认知用户 S1 在偶数时隙的检测概率为

$$P_{1,DF}^{(e)} = \Pr(\theta=0) \cdot P_{1,DF}^{(e)}(\theta=1) + \Pr(\theta=1) \cdot P_{1,DF}^{(e)}(\theta=1) \quad (3-71)$$

同理, 认知用户 S1 的检测概率为

$$P_{1,DF} = \frac{P_{1,DF}^{(o)} + P_{1,DF}^{(e)}}{2} \quad (3-72)$$

此外, 容易求得基于 DF-CSS 方案的认知用户 S2 的检测概率如下:

$$P_{2,DF} = P_{2,AF} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-73)$$

因此, 基于 DF-CSS 方案的认知无线网络的总体检测概率等于

$$P_{DF} = P_{1,DF} P_{2,DF} \quad (3-74)$$

其中, $P_{1,DF}$ 和 $P_{2,DF}$ 分别参见式(3-72)和式(3-73)。此外, 基于 DF-CDS 协作检测方案,

认知用户 S1 和 S2 的瞬时检测时间 $\tau_{1,DF}$ 和 $\tau_{2,DF}$ 分别表示为

$$\Pr\{\tau_{1,DF} = m\} = \begin{cases} (\bar{P}_{1,DF}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1,DF}^{(e)})^{k-1} P_{1,DF}^{(o)}, & m = 2k-1 \\ (\bar{P}_{1,DF}^{(o)})^k (\bar{P}_{1,DF}^{(e)})^{k-1} P_{1,DF}^{(e)}, & m = 2k \end{cases} \quad (3-75)$$

和

$$\Pr\{\tau_{2,DF} = k\} = (\bar{P}_{2,DF})^{k-1} P_{2,DF} \quad (3-76)$$

根据式(3-76), DF-CDS 协作感知方案所需的平均检测时间为

$$\begin{aligned} T_{DF} = & \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) (\bar{P}_{1,DF}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1,DF}^{(e)})^{k-1} P_{1,DF}^{(o)} [1 - (\bar{P}_{2,DF})^{2k-1}] \dots\dots I \\ & + \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) [1 - (\bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2,DF})^{2k-2} P_{2,DF} \dots\dots II \\ & + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1,DF}^{(o)})^k (\bar{P}_{1,DF}^{(e)})^{k-1} P_{1,DF}^{(e)} [1 - (\bar{P}_{2,DF})^{2k}] \dots\dots III \\ & + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k [1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} (\bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2,DF})^{2k-1} P_{2,DF} \dots\dots IV \end{aligned} \quad (3-77)$$

其中,

$$\begin{aligned} I = & \frac{2P_{1,DF}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)})^2} - \frac{P_{1,DF}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)})} - \frac{2P_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)} \bar{P}_{2,DF})^2} + \frac{P_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)} \bar{P}_{2,DF})} \\ II = & \frac{2P_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{2,DF})^2} - \frac{2P_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)} \bar{P}_{2,DF})^2} - \frac{P_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{2,DF})} + \frac{P_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)} \bar{P}_{2,DF})} \\ III = & \frac{2\bar{P}_{1,DF}^{(o)} P_{1,DF}^{(e)}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)})^2} - \frac{2\bar{P}_{1,DF}^{(o)} P_{1,DF}^{(e)} \bar{P}_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)} \bar{P}_{2,DF})^2} \\ IV = & \frac{2\bar{P}_{2,DF} P_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{2,DF})^2} - \frac{2\bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{2,DF} P_{2,DF}}{(1 - \bar{P}_{1,DF}^{(o)} \bar{P}_{1,DF}^{(e)} \bar{P}_{2,DF})^2} \end{aligned} \quad (3-78)$$

类似式(3-57), DF-CDS 协作感知方案的捷变增益定义如下:

$$G_{DF} = 10 \log_{10} \left(\frac{T_n}{T_{DF}} \right) \quad (3-79)$$

式中, T_n 和 T_{DF} 分别如式(3-31)和式(3-77)所示。

为了进一步检验所提出的协作频谱感知方案的优越性,我们将对文献[23]中所提出基于 AND 融合准则的协作频谱感知方案 (AND-CDS) 的性能进行比较分析。与我们所提出的方案类似,该方案也分为两个连续过程:(1) 在奇数时隙 $2k-1$ 时,认知用户 S1 和 S2 分别独立判定主用户的状态;(2) 偶数时隙 $2k$ 时,认知用户 S2 将其判决结果转发

给认知用户 S1, 然后用户 S1 使用 AND 融合准则处理自己和用户 S2 的判决结果并以此得出对主用户状态的判决。由此, 我们易得出认知用户 S1 在奇数时隙对主用户的检测概率为

$$P_{1,AND}^{(o)} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (3-80)$$

在偶数时隙, S1 根据 AND 融合准则后对主用户的检测概率和虚警概率可分别表示为

$$P_{1,AND}^{(e)} = \Pr\left\{|h_{p1}(k)|^2 E_s + N_0 > \lambda, |h_{p2}(k)|^2 E_s + N_0 > \lambda\right\} \quad (3-81)$$

和

$$\alpha = \Pr\left\{|n_1(k)|^2 > \lambda, |n_2(k)|^2 > \lambda\right\} \quad (3-82)$$

合并式(3-81)和式(3-82)可得

$$P_{1,AND}^{(e)} = \exp\left(-\frac{\max(-\ln \alpha - 1, 0)}{\sigma_{p1}^2 \gamma_s}\right) \exp\left(-\frac{\max(-\ln \alpha - 1, 0)}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s}\right) \quad (3-83)$$

因此, 任意给定时隙 k , 我们可求得在基于 AND 融合准则的协作频谱感知方案下, 认知用户 S1 的检测概率为

$$P_{1,AND} = P(k=o)P_{1,AND}^{(o)} + P(k=e)P_{1,AND}^{(e)} \quad (3-84)$$

其中 $P(k=o)$ 和 $P(k=e)$ 分别表示时隙 k 等于奇数和偶数的概率。通常可以认为概率事件空间 $\{k=o, k=e\}$ 满足等概分布, 由此得 $P(k=o) = P(k=e) = 1/2$ 。因此, 式(3-84)可以进一步简化为

$$P_{1,AND} = \frac{P_{1,AND}^{(o)} + P_{1,AND}^{(e)}}{2} \quad (3-85)$$

与此同时, 易知基于 AND-CDS 方案的认知用户 S2 的检测概率为

$$P_{2,AND} = \exp\left(-\frac{\max(-2 \ln \alpha - 1, 0)}{\sigma_{p2}^2 \gamma_s}\right) \quad (3-86)$$

因此, 我们容易得到基于 AND-CDS 方案的认知无线网络的总体检测概率为

$$P_{AND} = P_{1,AND} P_{2,AND} \quad (3-87)$$

其中, $P_{1, AND}$ 和 $P_{2, AND}$ 分别参见式(3-85) 和式(3-86)。

类似地, 认知用户 S1 和 S2 检测主用户所需检测时隙 $\tau_{1, AND}$ 和 $\tau_{2, AND}$ 可分别表示为

$$\Pr\{\tau_{1, AND} = m\} = \begin{cases} (\bar{P}_{1, AND}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(o)}, & m = 2k-1 \\ (\bar{P}_{1, AND}^{(o)})^k (\bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(e)}, & m = 2k \end{cases} \quad (3-88)$$

和

$$\Pr\{\tau_{2, AND} = k\} = (\bar{P}_{2, AND})^{k-1} P_{2, AND} \quad (3-89)$$

其中, $\bar{P}_{1, AND}^{(o)} = 1 - P_{1, AND}^{(o)}$, $\bar{P}_{1, AND}^{(e)} = 1 - P_{1, AND}^{(e)}$ 和 $\bar{P}_{2, AND} = 1 - P_{2, AND}$ 。同理, 在 AND-CDS 方案下认知无线网络的系统检测时间 τ_{AND} 为

$$\tau_{AND} = \max(\tau_{1, AND}, \tau_{2, AND}) \quad (3-90)$$

由此可得出系统平均检测时间 T_{AND} 为(详见附录 3.3)

$$\begin{aligned} T_{AND} &= \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) (\bar{P}_{1, AND}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(o)} [1 - (\bar{P}_{2, AND})^{2k-1}] \dots I \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) [1 - (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2, AND})^{2k-2} P_{2, AND} \dots \dots \dots II \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1, AND}^{(o)})^k (\bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(e)} [1 - (\bar{P}_{2, AND})^{2k}] \dots \dots \dots III \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} 2k [1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2, AND})^{2k-1} P_{2, AND} \dots \dots \dots IV \end{aligned} \quad (3-91)$$

其中 I、II、III 和 IV 分别展开为

$$\begin{aligned} I &= \frac{2P_{1, AND}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^2} - \frac{P_{1, AND}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})} - \frac{2P_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)^2} \\ &+ \frac{P_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)} \\ II &= \frac{2P_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{2, AND}^2)^2} - \frac{2P_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)^2} - \frac{P_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{2, AND}^2)} + \frac{P_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)} \quad (3-92) \\ III &= \frac{2\bar{P}_{1, AND}^{(o)} P_{1, AND}^{(e)}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^2} - \frac{2\bar{P}_{1, AND}^{(o)} P_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)^2} \\ IV &= \frac{2\bar{P}_{2, AND} P_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{2, AND}^2)^2} - \frac{2\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{2, AND} P_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)^2} \end{aligned}$$

AND-CDS 方案相对于非协作频谱感知方案的捷变增益可定义为

$$G_{AND} = \frac{T_n}{T_{AND}} \quad (3-93)$$

其中, T_n 和 T_{AND} 分别如式(3-31) 和式(3-91)所示。

3.4 数值结果与分析

本节将根据前面所得到的理论分析结果在瑞利衰落信道的仿真环境下对所提协作感知方案的检测性能进行系统仿真试验, 并且分别将所提方案与非协作频谱感知方案及基于 AND 融合准则的协作频谱感知方案的性能进行了数值试验的对比。

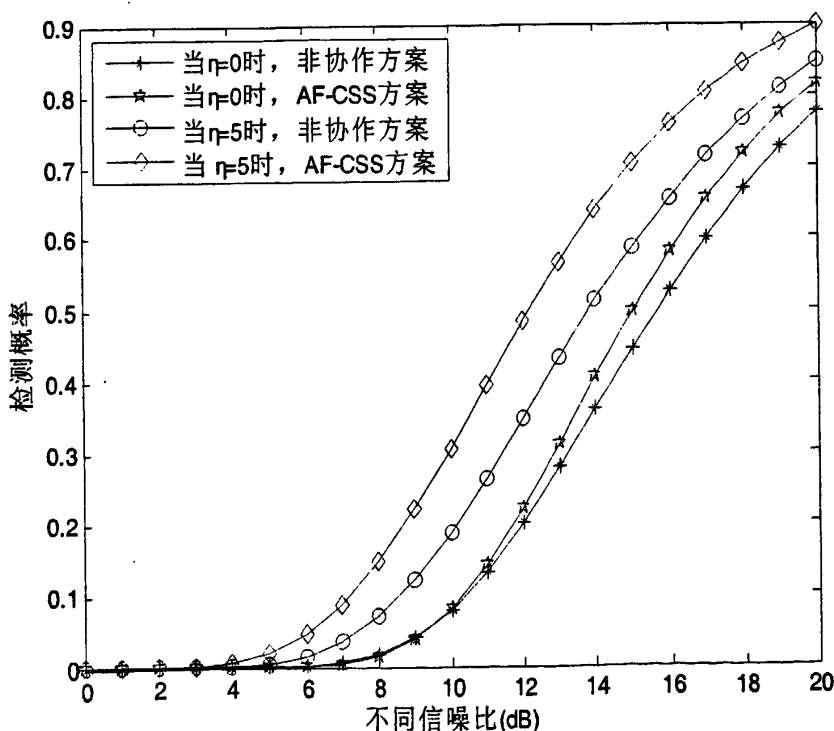


图3-2 不同信噪比取值下非协作感知方案和AF-CSS方案的检测概率比较

图 3-2 利用式(3-28)和式(3-50), 给出了不同信噪比取值下非协作感知方案和 AF-CSS 方案的检测概率性能, 其中, $\eta = 20 \log_{10}(\sigma_{p2}/\sigma_{p1})$ 。从图中可以看出, AF-CSS 协作感知方案的检测概率性能总是优于非协作方案。随着参数 η 增大, 所提出的 AF-CSS 方案

相比非协作方案能够获得更多的性能增益。

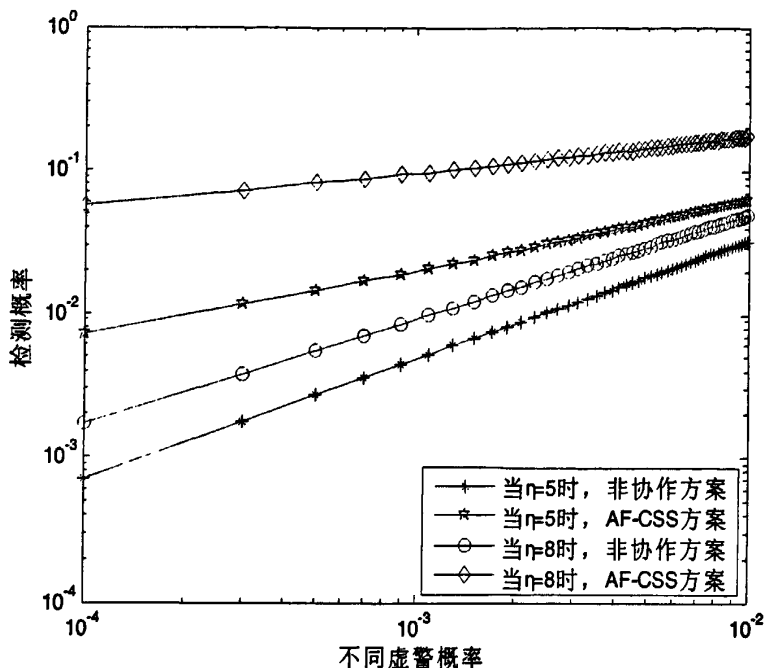


图3-3 不同虚警概率取值下非协作感知方案和AF-CSS方案的检测概率性能比较

图 3-3 给出了不同虚警概率取值下，非协作感知方案和 AF-CSS 方案的检测概率性能。图 3-3 表明 AF-CSS 协作方案在整个虚警概率取值区域都明显优于非协作方案，并且随着参数 η 增大，AF-CSS 协作方案较非协作感知方案相比，可以获得越多的分集增益，这也进一步说明了用户协作可以显著改善认知无线网络的感知性能。值得一提的是，由于认知无线电需要持续检测主用户，以充分有效地利用无线频谱资源，因此检测概率的提高对认知无线网络至关重要。

图 3-4 给出了非协作感知方案和 DF-CSS 协作感知方案在 $\sigma_{p1}^2=1$ 和 $\alpha=0.001$ 时检测概率之间的性能比较，其中 $\eta=20\log_{10}(\sigma_{p2}/\sigma_{p1})$ 和 $\mu=20\log_{10}(\sigma_{21}/\sigma_{p1})$ 。从图中可以看出，DF-CSS 协作方案的检测概率性能总是优于非协作感知方案，协作方案的检测概率明显增大。图 3-5 则给出了非协作感知方案和 DF-CSS 协作感知方案在 $\sigma_{p1}^2=1$ 和 $\gamma_s=5$ dB 时的性能比较，图中的检测概率曲线分别对应于 $(\eta, \mu)=(3, 5)$ 和 $(\eta, \mu)=(5, 5)$ 。从图 3-5 中容易看出，DF-CSS 协作方案的检测概率在整个信噪比的取值区域都是恒大于非协作感知方案，进一步表明了协作感知能够为认知无线网络带来可观的性能增

益。

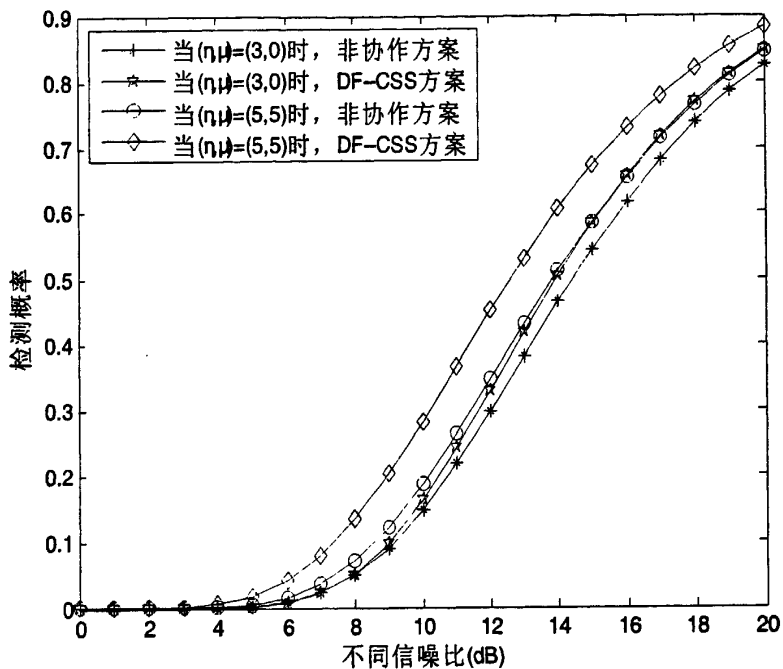


图3-4 不同信噪比取值下非协作感知方案和DF-CSS方案的检测概率比较

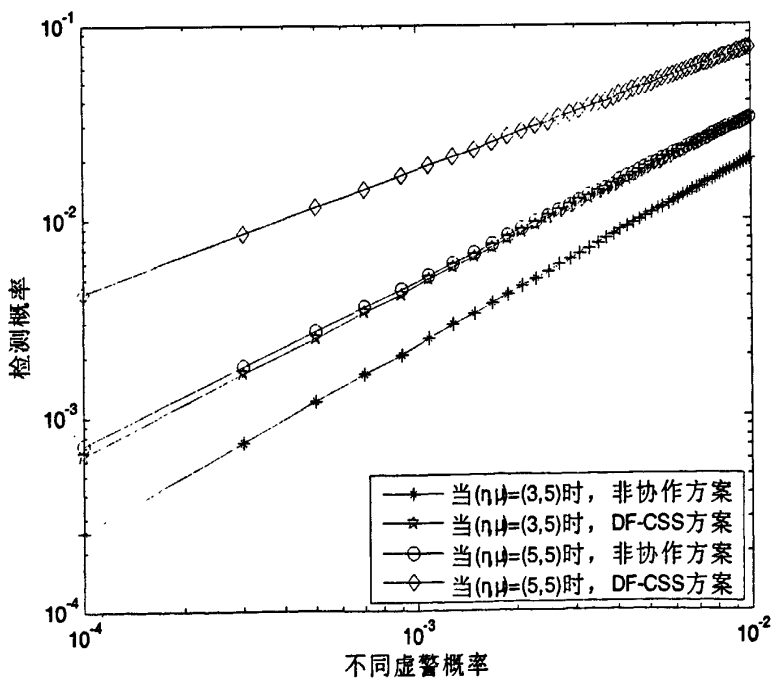


图3-5 不同虚警概率取值下非协作感知方案和DF-CSS方案的检测概率性能比较

图 3-6 给出了不同信噪比 γ_s 取值下 AND-CDS、AF-CDS 和 DF-CDS 三种协作频谱感知方案的捷变增益性能, 其中虚警概率取值为 $\alpha = 0.01$ 和 $\sigma_{p_1}^2 = 1$ 。如图 3-6 所示, AF-CDS 和 DF-CDS 两种方案的捷变增益在整个信噪比取值范围内都明显优于 AND-CDS 方案, 并且在低信噪比区域内所提方案相比于 AND-CDS 方案的优越性更加显著。鉴于实际通信环境的复杂多变, 所提方案所带来的检测概率的提高对认知无线网络由理论走向应用的路程具有深远的意义。

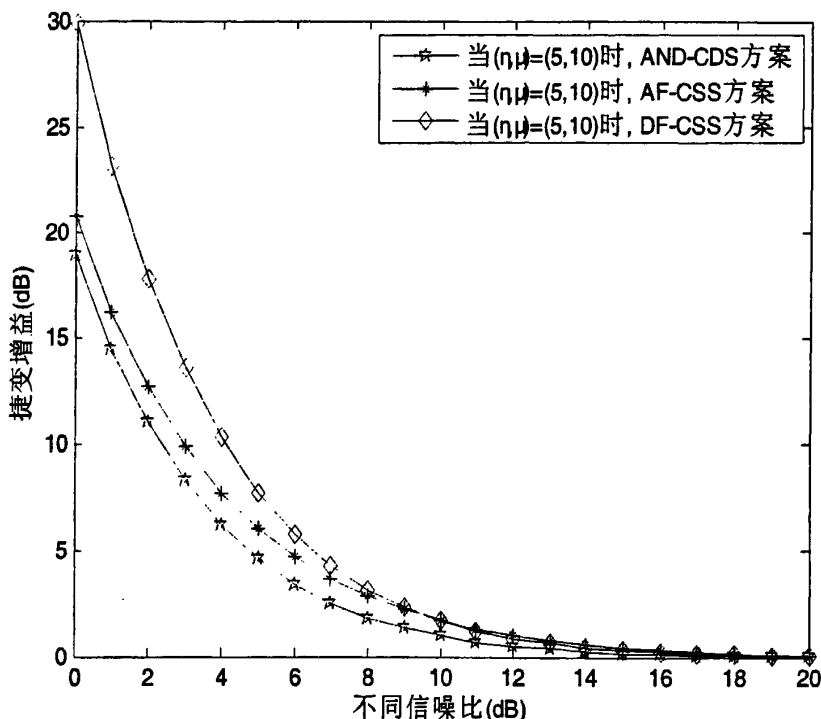


图3-6 不同信噪比取值下三种协作频谱感知方案的捷变增益性能比较

此外, 图 3-7 利用所推导得出的式(3-57), 式(3-79)和式(3-91), 给出了不同虚警概率取值下 AND-CDS、AF-CDS 和 DF-CDS 三种协作频谱感知方案的捷变增益性能, 其中, 信噪比 $\gamma_s = 10$ dB 和信道增益 $\sigma_{p_1}^2 = 1$ 。如图 3-7 所示, 在不同虚警概率取值情况下, 三种协作感知方案的捷变增益始终大于零。同时, 所提出的两种协作方案与传统 AND-CDS 协作方案相比, 能够获得更多的捷变增益, 进一步说明了所提出的协作频谱感知方案的有效性。

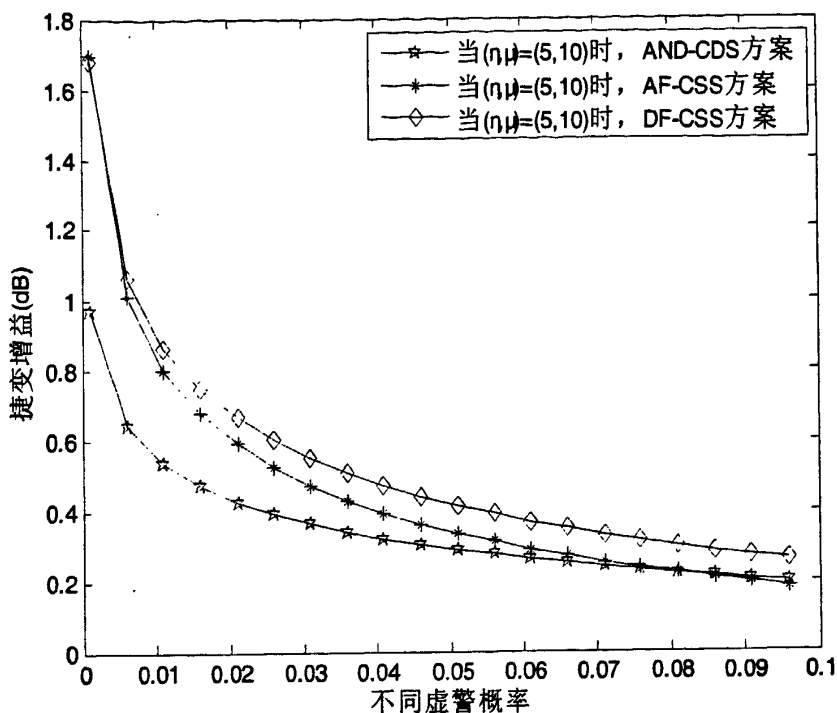


图3-7 不同虚警概率取值下三种协作频谱感知方案的捷变增益性能比较

3.5 本章小结

本章提出了两种基于放大转发和解码转发的协作频谱感知方案，以改善认知无线电网路的感知性能。同时，我们理论分析了瑞利衰落信道环境下协作感知方案的检测概率性能，得到了相应的解析闭式解。为了便于性能比较，本章对非协作感知方案和传统基于 AND 数据融合的协作感知方案的检测概率也进行了相应地理论推导，给出了检测概率的解析表达式。数值实验结果表明：所提出的协作感知方案的检测概率明显大于非协作感知方案和传统基于 AND 融合的协作方案，通过认知用户间的彼此协作可以为认知无线网络带来可观的分集增益，显著改善认知网络性能。

附录 3.1 式(3-42)的推导过程

由式 (3-40) 和式 (3-41) 可得

$$P_{1,AF}^{(e)} = \iint_{\Theta} \frac{1}{\sigma_{p1}^2 \sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2} - \frac{y}{\sigma_{p2}^2}\right) dx dy; \quad \Theta = \{(x, y) | x + y > \tau\} \quad (3-94)$$

其中, $\tau = \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)$ 。由式(3-95)易得

$$P_{1,AF}^{(e)} = \int_0^{\tau} \left[\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2}\right) \int_{\tau-x}^{+\infty} \frac{1}{\sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{y}{\sigma_{p2}^2}\right) dy \right] dx \\ + \int_{\tau}^{+\infty} \left[\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2}\right) \int_0^{+\infty} \frac{1}{\sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{y}{\sigma_{p2}^2}\right) dy \right] dx \quad (3-95)$$

求出式(3-96)中的积分可得

$$P_{1,AF}^{(e)} = \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_{p2}^2}\right) \int_0^{\tau} \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{\sigma_{p2}^2 - \sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 \sigma_{p2}^2} x\right) dx + \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_{p1}^2}\right) \quad (3-96)$$

当 $\sigma_{p1}^2 = \sigma_{p2}^2$ 时,

$$P_{1,AF}^{(e)} = \left(1 + \frac{\tau}{\sigma_{p1}^2}\right) \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_{p1}^2}\right) \quad (3-97)$$

当 $\sigma_{p1}^2 \neq \sigma_{p2}^2$ 时, $P_{1,AF}^{(e)}$ 为

$$P_{1,AF}^{(e)} = \frac{\sigma_{p2}^2}{\sigma_{p2}^2 - \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_{p2}^2}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\sigma_{p2}^2 - \sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 \sigma_{p2}^2} \tau\right)\right] + \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_{p1}^2}\right) \quad (3-98)$$

可简化为

$$P_{1,AF}^{(e)} = \frac{\sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 - \sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_{p1}^2}\right) + \frac{\sigma_{p2}^2}{\sigma_{p2}^2 - \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{\tau}{\sigma_{p2}^2}\right) \quad (3-99)$$

至此, 将 $\tau = \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)$ 代入式(3-83)和式(3-85)可得

$$P_{1,AF}^{(e)} = \begin{cases} \left(1 + \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right) \times \\ \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right); & \sigma_{p1}^2 = \sigma_{p2}^2 \\ \frac{\sigma_{p1}^2}{\sigma_{p1}^2 - \sigma_{p2}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p1}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right) + \\ \frac{\sigma_{p2}^2}{\sigma_{p2}^2 - \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{p2}^2} \max\left(\frac{\lambda - 2N_0}{Es}, 0\right)\right); & \sigma_{p1}^2 \neq \sigma_{p2}^2 \end{cases} \quad (3-100)$$

上式即为式(3-42)。

附录 3.2 式(3-44)的推导过程

不妨将式(3-43)改写为

$$\alpha = \Pr\{|n_1(2k)|^2 + |n_2(2k-1)|^2 > \lambda\} \quad (3-101)$$

其中, 随机变量 $n_1(2k)$ 和 $n_2(2k-1)$ 都是零均值、双边功率谱密度为 N_0 的复高斯白噪声。

不失一般性, 假设 z 表示复高斯白噪声, 记为

$$z = z_x + iz_y \quad (3-102)$$

式中, $z_x \sim N(0, N_0)$ 且 $z_y \sim N(0, N_0)$ 。显然, $\frac{z_x}{\sqrt{N_0}}$ 和 $\frac{z_y}{\sqrt{N_0}}$ 服从正态分布, 因此

$\left|\frac{z_x}{\sqrt{N_0}}\right|^2 + \left|\frac{z_y}{\sqrt{N_0}}\right|^2 \sim \chi^2(2)$, 此处 $\chi^2(2)$ 为自由度为 2 的卡方分布。由式(B2), 可得

$\left|\frac{z_x}{\sqrt{N_0}}\right|^2 + \left|\frac{z_y}{\sqrt{N_0}}\right|^2 = \left|\frac{z}{\sqrt{N_0}}\right|^2$, 即 $\left|\frac{z}{\sqrt{N_0}}\right|^2 \sim \chi^2(2)$ 。因此易证得 $\left|\frac{n_1(2k)}{\sqrt{N_0}}\right|^2$ 和 $\left|\frac{n_2(2k-1)}{\sqrt{N_0}}\right|^2$ 都服从

$\chi^2(2)$ 。因为 $n_1(2k)$ 和 $n_2(2k-1)$ 相互独立, 所以 $\left|\frac{n_1(2k)}{\sqrt{N_0}}\right|^2 + \left|\frac{n_2(2k-1)}{\sqrt{N_0}}\right|^2 \sim \chi^2(4)$ 。设

$X = \left|\frac{n_1(2k)}{\sqrt{N_0}}\right|^2 + \left|\frac{n_2(2k-1)}{\sqrt{N_0}}\right|^2$, 则它的概率密度函数 PDF (probability density function)

$f_X(x)$ 为

$$f_X(x) = \frac{x}{4} \exp\left(-\frac{x}{2}\right) U(x) \quad (3-103)$$

令 $Y = |n_1(2k)|^2 + |n_2(2k-1)|^2$, 得 $Y = N_0 X$, 因此, Y 的累积密度函数(CDF, Cumulative

Distribution Function) $P_Y(y)$ 为

$$\begin{aligned}
 P_Y(y) &= \Pr(Y < y) \\
 &= \Pr\left(\frac{Y}{N_0} < \frac{y}{N_0}\right) \\
 &= \Pr\left(X < \frac{y}{N_0}\right)
 \end{aligned} \tag{3-104}$$

联合式 (3-103) 及式(3-104) 可得

$$P_Y(y) = \int_{-\infty}^{\frac{y}{N_0}} \frac{x}{4} \exp\left(-\frac{x}{2}\right) U(x) dx \tag{3-105}$$

求式 (3-105) 中的积分, 可得

$$P_Y(y) = \begin{cases} 1 - \frac{y}{2N_0} \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right) - \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right), & y \geq 0 \\ 0, & \text{others} \end{cases} \tag{3-106}$$

由式 (3-101) 可得

$$\alpha = 1 - P_Y(\lambda) \tag{3-107}$$

联合式(3-106) 和式(3-107), 得

$$\alpha = \frac{\lambda}{2N_0} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) \tag{3-108}$$

至此, 我们已经利用了能量检测门限 λ 的非负特性得到了式 (3-108)。另外, 式(3-108) 也可以写为

$$-\alpha e^{-1} = \left(-\frac{\lambda}{2N_0} - 1\right) \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0} - 1\right) \tag{3-109}$$

兰伯特函数一般用以求解下列等式

$$w \exp(w) = x \tag{3-110}$$

其中 w 是关于 x 的函数, 参数 λ 由下式给出

$$\lambda = -2 \left[W(-\alpha e^{-1}) + 1 \right] N_0 \tag{3-111}$$

即为式(3-44)。

附录 3.3 式(3-91)的推导过程

由式(3-90), 我们可得出系统平均检测时间 T_{AND} 为

$$T_{AND} = \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) \Pr[\max(\tau_{1, AND}, \tau_{2, AND}) = 2k-1] + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k \Pr[\max(\tau_{1, AND}, \tau_{2, AND}) = 2k] \quad (3-112)$$

其中随机变量 $\tau_{1, AND}$ 和 $\tau_{2, AND}$ 都相互独立, 式(3-112)可表示为

$$T_{AND} = \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) \Pr(\tau_{1, AND} = 2k-1) \Pr(\tau_{2, AND} \leq 2k-1) + \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) \Pr(\tau_{1, AND} < 2k-1) \Pr(\tau_{2, AND} = 2k-1) + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k \Pr(\tau_{1, AND} = 2k) \Pr(\tau_{2, AND} \leq 2k) + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k \Pr(\tau_{1, AND} < 2k) \Pr(\tau_{2, AND} = 2k) \quad (3-113)$$

其中,

$$\begin{aligned} \Pr(\tau_{1, AND} = 2k-1) &= (\bar{P}_{1, AND}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(o)} \\ \Pr(\tau_{1, AND} < 2k-1) &= 1 - (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} \\ \Pr(\tau_{1, AND} < 2k) &= 1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} \\ \Pr(\tau_{2, AND} = 2k-1) &= (\bar{P}_{2, AND})^{2k-2} P_{2, AND} \\ \Pr(\tau_{2, AND} \leq 2k-1) &= 1 - (\bar{P}_{2, AND})^{2k-1} \end{aligned} \quad (3-114)$$

合并式(3-113)和式(3-114)可得

$$\begin{aligned} T_{AND} &= \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) (\bar{P}_{1, AND}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(o)} [1 - (\bar{P}_{2, AND})^{2k-1}] \dots\dots I \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) [1 - (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2, AND})^{2k-2} P_{2, AND} \dots\dots II \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1, AND}^{(o)})^k (\bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(e)} [1 - (\bar{P}_{2, AND})^{2k}] \dots\dots III \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} 2k [1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1}] (\bar{P}_{2, AND})^{2k-1} P_{2, AND} \dots\dots IV \end{aligned} \quad (3-115)$$

其中

$$\begin{aligned} I &= \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(o)} - \sum_{k=1}^{+\infty} (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(o)} \\ &- \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(e)} (\bar{P}_{2, AND})^{2k-1} + \sum_{k=1}^{+\infty} (\bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^{k-1} P_{1, AND}^{(e)} (\bar{P}_{2, AND})^{2k-1} \\ &= \frac{2P_{1, AND}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})^2} - \frac{P_{1, AND}^{(o)}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)})} - \frac{2P_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)^2} \\ &+ \frac{P_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}}{(1 - \bar{P}_{1, AND}^{(o)} \bar{P}_{1, AND}^{(e)} \bar{P}_{2, AND}^2)} \end{aligned} \quad (3-116)$$

同理可得

$$\begin{aligned}
 \text{II} &= \frac{2P_{2,AND}}{(1-\bar{P}_{2,AND}^2)^2} - \frac{2P_{2,AND}}{(1-\bar{P}_{1,AND}^{(o)}\bar{P}_{1,AND}^{(e)}\bar{P}_{2,AND}^2)^2} - \frac{P_{2,AND}}{(1-\bar{P}_{2,AND}^2)} + \frac{P_{2,AND}}{(1-\bar{P}_{1,AND}^{(o)}\bar{P}_{1,AND}^{(e)}\bar{P}_{2,AND}^2)} \\
 \text{III} &= \frac{2\bar{P}_{1,AND}^{(o)}P_{1,AND}^{(e)}}{(1-\bar{P}_{1,AND}^{(o)}\bar{P}_{1,AND}^{(e)})^2} - \frac{2\bar{P}_{1,AND}^{(o)}P_{1,AND}^{(e)}\bar{P}_{1,AND}^2}{(1-\bar{P}_{1,AND}^{(o)}\bar{P}_{1,AND}^{(e)}\bar{P}_{2,AND}^2)^2} \\
 \text{IV} &= \frac{2\bar{P}_{2,AND}P_{2,AND}}{(1-\bar{P}_{2,AND}^2)^2} - \frac{2\bar{P}_{1,AND}^{(o)}\bar{P}_{2,AND}P_{2,AND}}{(1-\bar{P}_{1,AND}^{(o)}\bar{P}_{1,AND}^{(e)}\bar{P}_{2,AND}^2)^2}
 \end{aligned} \tag{3-117}$$

第四章 基于最佳中继选择的多用户协作频谱感知技术

4.1 引言

随着无线应用范围的不断扩展,频谱资源的稀缺已成为无线通信应用研究领域所无法回避的重要问题[1], [2]; 而与此同时又存在着大量授权无线频谱被闲置或者利用率极低, 认知无线电技术作为无线通信需求日益增长的必然产物应运而生[6]。它可以在不影响其他授权主用户正常通信的前提下, 智能地使用大量空闲频谱资源, 在时间和空间上对无线频谱加以充分利用, 从而显著提高无线频谱的利用效率。认知无线电主要包括两方面的内容[2]: 一是对授权主用户的感知; 二是根据感知结果进行相应的重配置, 从而实现与授权系统的共存以及自身系统内的共存。其中, 频谱感知技术通过检测尽可能多的可用频谱, 以保证授权频段不被闲置浪费, 提高了无线频谱的利用效率, 同时也避免了机会频谱接入对授权主用户的干扰, 因而成为认知无线电系统的核心技术之一[6]。由此可见, 如何准确、快速地对授权主用户系统进行感知, 将成为认知无线电技术能否从理论快速走向实用的关键性因素。

不同的频谱感知技术在检测精度和检测时间上也是各自相异的[112], [113]。在实际的无线传播环境中, 单个认知用户可能因衰落和噪声等不确定性因素[7], [23], 导致其检测结果与实际情况产生偏差。为了进一步提高检测精度, 同时又不过分增加设备复杂度, 人们提出了协作频谱感知技术研究[22], [23], 通过认知用户间的相互协作, 可以有效消除阴影衰落的影响, 降低单个认知用户的检测要求, 提高认知网络整体性能。协作感知是从多个分布式的认知用户收集感知数据, 通过处于不同地理位置的多个认知用户间的彼此协作, 削弱外界不利因素对单个认知用户所造成的负面影响, 最终提高认知无线电系统的检测性能。由于无线衰落传播环境的多样性, 导致了多用户网络中认知用户的链路质量各不相同, 因此选择信道状况较好的用户作为协作中继, 可以显著提高通信质量较差的认知用户的检测概率, 以此提高整个网络的系统性能。

目前, 关于协作频谱感知方面的研究工作, 大都集中在如何利用多个认知用户的感知信息进行数据融合, 即通过对各个认知用户检测信息的集中式融合, 以提高感知结果

的可靠度。Ghasemi[23]等提出了一种基于数据融合的协作感知方案,根据逻辑“或”准则合并各个认知用户的检测结果,以此抵消单个认知用户独立检测所可能引起的不准确因素。Peng[123]等将局部频谱感知的可信度在中心接入点中采用 D-S 证据理论实现不同感知结果的联合判决,使系统性能明显优于硬判决方法,但与最优融合方法还存在一定的距离。此外, Ganesan[22]等首次将协作分集的概念运用于频谱感知当中,提出了基于放大转发的两用户协作频谱方案,并且分析了所提出方案的检测概率和检测时间,结果表明协作感知为认知无线电系统带来了可观的分集增益。在此基础上, Ganesa 进一步提出了一种多用户协作感知方案,通过利用各个认知用户接收到来自于主用户的信号能量值,将整个主用户通信区域划分为两个临界区域,并在这两个区域中随机选取用户进行协作。由此可见,这种多用户协作方案并非是通过选取最佳中继作为协作用户,因而也无法取得最大的多用户分集增益。

针对上述问题,在前一章的两用户协作感知方案的基础之上,本章进一步提出了基于最佳中继选择的多用户协作频谱感知方案,以此获得多用户分集增益,提高认知无线电系统的检测性能。本章的主要贡献和创新之处在于:提出了一种基于最佳中继选择的多用户协作感知方案,以提高认知无线网络的感知性能;理论上推导了多用户协作感知方案在瑞利衰落环境下的检测概率和检测时间,得到了相应的解析表达式;同时,对非协作感知方案的检测概率和检测时间也进行了理论分析,以便与文中所提出的多用户协作方案进行性能比较。

4.2 多用户协作感知方案

本节首先给出多用户协作频谱感知的系统模型,其次根据认知用户端接收信噪比最大化的原则,推导相应的最佳协作中继选择准则,在此基础上进一步给出了一种集中式最佳中继选择协议,最后提出一种基于最佳中继的多用户协作感知方案。

4.2.1 系统模型

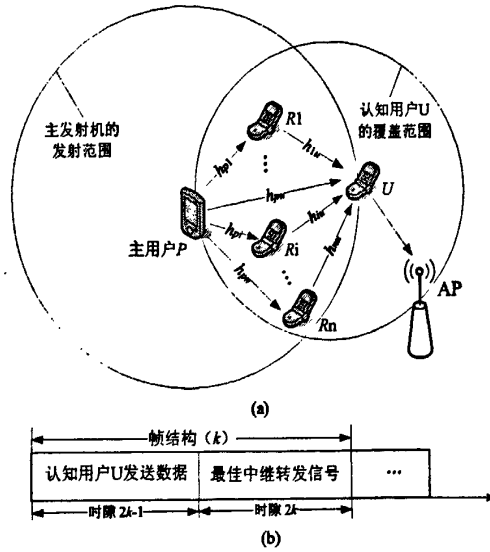


图4-1 (a)多用户网络频谱感知的系统模型; (b)时隙分配图

如图 4-1(a)所示, 在含有主用户 P 的认知无线网络中, 认知用户 U 正在向无线接入点 AP 发送数据信息, 且主用户 P 也准备占用该无线频段, 以发送自身的数据信息。由于认知用户 U 此时会对主用户 P 使用该频段造成干扰, 所以用户 U 应该及时检测出主用户 P 的到来并采取相应的退避措施。但是, 由于无线信道的瑞利衰落特性, 用户 U 根据自身接收到的感知信号, 无法快速而又准确地检测主用户到来的时刻, 因此考虑利用其他认知用户充当中继用户为其转发来自主用户的感知信号, 以提高认知用户 U 的检测性能。假设无线网络中任意两个用户之间的信道衰落都服从瑞利分布, 并且任何接收机都附有均值为零和双边功率谱密度为 N_0 的复高斯白噪声。

考虑认知用户 $\{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ 构成候选中继集合, 根据最佳中继选择准则从中实时选取最佳中继用户 R_b 为认知用户 U 中继转发主用户的感知信号, 如图 4-1(a)所示; 其中, 最佳中继选择准则将在下一小节中进行详细介绍。不失一般性, 记 s 为主用户 P 的指示信号, 即, $s = Es$ 表示主用户 P 需要占用无线频谱, $s = 0$ 则表示主用户 P 无需使用无线频谱。在奇数时隙 $2k-1$, 认知用户 U 和候选中继集合中的任意一个中继用户 R_i 收到的信号可以分别表示为

$$r_u(2k-1) = h_{pu}(2k-1)s + n_u(2k-1) \tag{4-1}$$

$$r_i(2k-1) = h_{pi}(2k-1)s + h_{ui}(2k-1)d_u(2k-1) + n_i(2k-1) \quad (4-2)$$

其中, $n_u(2k-1)$ 和 $n_i(2k-1)$ 表示均值为零和双边功率谱密度为 N_0 的加性复高斯白噪声, 并且相互之间统计独立。 $h_{pu}(2k-1)$, $h_{pi}(2k-1)$ 和 $h_{ui}(2k-1)$ 分别表示主用户到认知用户 U , 主用户到候选中继 R_i 和认知用户到候选中继 R_i 之间的信道衰落因子, 其方差分别记为 $h_{ui}(k)$ 的方差为 σ_{pu}^2 , σ_{pi}^2 和 σ_{ui}^2 。在偶数时隙 $2k$, 认知用户 U 收到的信号可以表示为

$$r_u(2k) = h_{pu}(2k)s + Gh_{iu}(2k)r_i(2k-1) + n_u(2k) \quad (4-3)$$

式中, G 表示中继用户对其接收信号的放大增益。将式(4-2)代入式(4-3)得到

$$\begin{aligned} r_u(2k) = & h_{pu}(2k)s + Gh_{iu}(2k)h_{pi}(2k-1)s + Gh_{iu}(2k)h_{ui}(2k-1)d_u(2k-1) \\ & + Gh_{iu}(2k)n_i(2k-1) + n_u(2k) \end{aligned} \quad (4-4)$$

假设认知用户 U 已知信道状态信息 $\{h_{iu}(2k), h_{iu}(2k-1)\}$ 及中继增益 G , 因此认知用户 U 可以把其接收信号中包含自身发射信号的数据项滤除, 因此, 式(4-4)可简化为

$$r_u(2k) = h_{pu}(2k)s + Gh_{iu}(2k)h_{pi}(2k-1)s + Gh_{iu}(2k)n_i(2k-1) + n_u(2k) \quad (4-5)$$

此处, 对本文所使用的系统模型做如下假设: (1)所有无线信道在空间上相互统计独立; (2)系统中的中继用户采用半双工通信模式; (3)假定无线网络具有集中控制器[22], 以实时侦听所有认知用户的信道状况, 并对各个认知用户发送控制数据包。

4.2.2 最佳协作中继选择及其多用户协作频谱感知方案

本小节将利用所给出的多用户协作感知系统模型, 根据认知用户端接收信噪比最大化原则, 推导出相应的最佳协作中继选择准则。如图 4-1(b)中继用户的时隙分配图所示: 在奇数时隙 $2k-1$, 候选中继集合中的 n 个中继用户侦听来自主用户 P 的感知信号, 并从所有候选中继中选出最佳的协作中继; 在偶数时隙 $2k$, 仅最佳协作中继 R_{best} 根据放大转发策略, 将其在前一个奇数时隙收到的信号乘以中继增益 G 后转发给用户 U 。

根据式(4-5), 容易求得认知用户 U 接收来自候选中继 R_i 转发的感知信号的信噪比如下:

$$SNR_u(i) = \frac{|h_{pu}(2k)|^2 + G^2 |h_{iu}(2k)|^2 |h_{pi}(2k-1)|^2}{1 + G^2 |h_{iu}(2k)|^2} \gamma_s \quad (4-6)$$

其中 $\gamma_s = Es/N_0$, 表示主用户信号的信噪比。根据认知用户 U 接收信噪比最大的原则,

集中控制器选取能使 $SNR_u(i)$ 最大的候选中继作为最佳协作中继，因此

$$\begin{aligned} \text{Best relay} &= \arg \max_{i=1,2,\dots,n} SNR_u(i) \\ &= \arg \max_{i=1,2,\dots,n} \frac{|h_{pu}(2k)|^2 + G^2 |h_{iu}(2k)|^2 |h_{pi}(2k-1)|^2}{1 + G^2 |h_{iu}(2k)|^2} \end{aligned} \quad (4-7)$$

由式(4-7)可以看出，我们提出的最佳协作中继选择准则考虑了整段中继链路 $|h_{pi}(2k-1)|^2$ 和 $|h_{iu}(2k)|^2$ ，从而确保了所提准则的最优性。

根据所提出的最佳协作中继选择准则，下面将给出一种集中式的中继选择实现方法。假设系统模型中各候选中继都带有 GPS 定位功能，可以通过 GPS 系统获得自己的网络位置信息，由此可以分别求得候选中继 R_i 与主用户 P 和认知用户 U 之间的欧氏距离 $d(R_i, P)$ 和 $d(R_i, U)$ 。为了确保候选中继的链路质量，集中控制器仅考虑处于主用户 P 与认知用户 U 的覆盖范围交集集中的中继作为可选中继，即候选中继需满足以下条件：

$$d(R_i, P) \leq r_p; \quad d(R_i, U) \leq r_u \quad (4-8)$$

式中 r_p 和 r_u 分别表示主用户和认知用户 U 的覆盖半径。若满足式(4-8)的候选中继数目不多于集中控制器的预设参数 n 时，则集中控制器根据式(4-7)选出相应的最佳协作中继；若满足式(4-8)的候选中继数目多于集中控制器的预设参数 n ，集中控制器则首先根据 $d(R_i, P)$ 和 $d(R_i, U)$ 计算所有候选中继的链路综合度量值，即

$$LM(i) = \frac{1}{d^k(R_i, P)} + \frac{1}{d^k(R_i, U)} \quad (4-9)$$

式中参数 $2 \leq k \leq 4$ ，其大小需要根据具体的无线传播环境而定。按照链路综合度量值 $LM(i)$ 升序排列，取前面 n 个用户构成候选中继集合 $\{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ 。然后，集中控制器再根据式(7)从候选集合 $\{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ 中，选取相应的最佳协作中继。

利用所得到的最佳协作中继，下面给出一种基于最佳协作中继的多用户协作频谱感知方案(MCSS, Multiuser Cooperation based Spectrum Sensing Scheme)，其实现过程主要分为以下两个部分：(1)在奇数时隙 $2k-1$ ，所有候选中继接收来自主用户 P 的感知信号，同时认知用户 U 向 AP 发送自身数据信息 $d_u(k)$ ，并且候选中继用户也可以接收到此信号，根据所提出的最佳中继准则选出相应的最佳协作中继 R_b ；(2)在偶数时隙 $2k$ ，仅被选出的最佳中继 R_b 根据放大转发策略，将其在前一个奇数时隙收到的信号乘以中继增益

G 后转发给认知用户 U ，与此同时认知用户 U 也接收来自主用户 P 的感知信号。因此，认知用户 U 在偶数时隙可以同时收到最佳协作中继 R_b 和主用户 P 的信号。显然，在奇数时隙 $2k-1$ ，认知用户 U 和最佳协作中继 R_b 收到的信号可以分别表示⁴

$$r_u(2k-1) = h_{pu}(2k-1)s + n_u(2k-1) \quad (4-10)$$

$$r_b(2k-1) = h_{pb}(2k-1)s + h_{ub}(2k-1)d_u(2k-1) + n_b(2k-1) \quad (4-11)$$

其中， $n_u(2k-1)$ 和 $n_b(2k-1)$ 表示均值为零和双边功率谱密度为 N_0 的加性复高斯白噪声，并且相互之间统计独立。 $h_{ub}(2k-1)$ 为认知用户 U 到最佳中继 R_b 之间的信道衰落因子，记 $h_{ub}(2k-1)$ 的方差为 σ_{ub}^2 。根据式(5)，认知用户 U 在偶数时隙接收到来自最佳中继的信号可以表示为

$$r_u(2k) = h_{pu}(2k)s + Gh_{bu}(2k)h_{pb}(2k-1)s + Gh_{bu}(2k)n_b(2k-1) + n_u(2k) \quad (4-12)$$

至此，我们可以将 MCSS 方案的主用户检测问题描述如下：

给定奇数时隙 $2k-1$ 时的观察信号

$$r_u(2k-1) = h_{pu}(2k-1)s + n_u(2k-1) \quad (4-13)$$

和偶数时隙 $2k$ 时的观察信号

$$r_u(2k) = h_{pu}(2k)s + Gh_{bu}(2k)h_{pb}(2k-1)s + Gh_{bu}(2k)n_b(2k-1) + n_u(2k) \quad (4-14)$$

检测器根据指示变量 s 的两种取值进行主用户检测，即

$$\begin{aligned} H_1 : s &= Es \\ H_0 : s &= 0 \end{aligned} \quad (4-15)$$

针对上述主用户检测问题，我们有多种检测器可供选择，例如：能量检测器、匹配滤波检测器和循环平稳特征检测器^[4-11]。本文将采用能量检测器来分析我们提出的多用户协作频谱感知方案的检测概率和检测时间，对此主要有两方面的原因：(1)本文主要是研究用户协作对认知无线网络中频谱感知的性能影响，因此具体采用何种检测器并不重要；(2)所有接收信号都是采用方差已知的随机变量进行参数建模，所以能量检测器也被视为此时的最佳检测方法[12]。不妨定义 $T_u^{(o)}(H_0)$ 和 $T_u^{(o)}(H_1)$ 分别为奇数时隙 $2k-1$ 时认知用户 U 的能量检测器在假设条件 H_0 和 H_1 下的输出功率。根据式(4-13)，容易求得

$$T_u^{(o)}(H_0) = |n_u(2k-1)|^2 \quad (4-16)$$

$$T_u^{(e)}(H_1) = |h_{pu}(2k-1)|^2 Es + N_0 \quad (4-17)$$

同理，定义 $T_u^{(e)}(H_0)$ 和 $T_u^{(e)}(H_1)$ 分别为偶数时隙 $2k$ 时认知用户 U 的能量检测器在假设条件 H_0 和 H_1 下的输出功率。因此，据式(4-14)易知

$$T_u^{(e)}(H_0) = |Gh_{bu}(2k)|^2 |n_u(2k)|^2 + |n_b(2k-1)|^2 \quad (4-18)$$

$$T_u^{(e)}(H_1) = (|h_{pu}(2k)|^2 + G^2 |h_{bu}(2k)|^2 |h_{pb}(2k-1)|^2) Es + (1 + G^2 |h_{bu}(2k)|^2) N_0 \quad (4-19)$$

根据上述式(4-16)-式(4-19)，我们将在下一节中详细分析所提 MCSS 方案的检测性能。

4.3 瑞利衰落信道下多用户协作感知方案的检测时间分析

4.3.1 非协作感知方案的检测时间

本节将详细分析瑞利衰落信道下 MCSS 方案的检测概率和检测时间。首先，我们将给出非协作频谱感知方案的性能分析，以便与协作感知方案进行性能比较。根据上一节所阐述的系统模型，基于非协作感知的认知用户 U 所接收到的信号可以表示为

$$r_u(k) = h_{pu}(k)s + n_u(k) \quad (4-20)$$

根据能量检测准则，由式(4-20)容易得到认知用户 U 对主用户 P 的检测概率为

$$P_{u,n} = \Pr \left\{ |h_{pu}(k)|^2 > \frac{\lambda - N_0}{Es} \right\} \quad (4-21)$$

其中， λ 为能量检测门限，其大小通常由虚警概率来确定。记 $X = |h_{pu}(k)|^2$ ，则随机变量 X 的概率密度函数为

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{pu}^2}\right) U(x) \quad (4-22)$$

式中， $U(\cdot)$ 表示单位阶跃函数。联合式(4-21)和式(4-22)得到

$$P_{u,n} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{pu}^2} \max\left(\frac{\lambda - N_0}{Es}, 0\right)\right) \quad (4-23)$$

此外，根据式(4-20)，虚警概率 $\alpha(0 \leq \alpha \leq 1)$ 计算如下

$$\alpha = \Pr \left\{ |n_u(k)|^2 > \lambda \right\} \quad (4-24)$$

由于 $n_u(k)$ 为零均值和双边功率谱密度 N_0 的复高斯白噪声, 所以 $|n_u(k)|^2$ 服从参数为 $\frac{1}{2N_0}$

的指数分布, 记作 $|n_u(k)|^2 \sim \varepsilon\left(\frac{1}{2N_0}\right)$ 。因此, 由式(4-24)易求

$$\lambda = -2N_0 \ln \alpha \geq 0 \quad (4-25)$$

将式(4-25)代入式(4-23)得

$$P_{u,n} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{pu}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (4-26)$$

式中, $\gamma_s = Es / N_0$ 表示主用户信号的信噪比。不妨定义 $\tau_{u,n}$ 为认知用户 U 采用非协作频谱感知方案时, 检测主用户 P 所需要的时隙数目, 易知随机变量 $\tau_{u,n}$ 服从几何分布, 即,

$$\Pr\{\tau_{u,n} = k\} = (1 - P_{u,n})^{k-1} P_{u,n} \quad (4-27)$$

根据文中所给出的系统模型可知, 因为认知用户 U 正在进行数据通信, 从而对即将开始使用频段的主用户 P 造成了干扰, 在此我们关注的重点是用户 U 是否能够及时采取退避措施, 以保证主用户 P 的正常通信, 因此认知用户 U 所需的平均检测时间 T_n 成为衡量感知方案的重要性能指标, 由(4-27)可得

$$\begin{aligned} T_n &= \sum_{k=1}^{\infty} k \Pr(\tau_{u,n} = k) \\ &= \frac{1}{P_{u,n}} \end{aligned} \quad (4-28)$$

4.3.2 多用户协作感知方案的检测时间

据式(13)易得知, 在奇数时隙认知用户 U 的检测概率为

$$P_{u,c}^{(o)} = \Pr\{T_u^{(o)}(H_1) > \lambda\} \quad (4-29)$$

式中, 参数 $T_u^{(o)}(H_1)$ 见式(4-17), 同时能量检测门限 λ 由下式确定

$$\alpha = \Pr\{T_u^{(o)}(H_0) > \lambda\} \quad (4-30)$$

式中 $T_u^{(o)}(H_0)$ 如式(4-16)所示。根据式(4-29)和式(4-30)易得认知用户 U 在奇数时隙的检测概率为

$$P_{u,c}^{(e)} = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_{pu}^2 \gamma_s} \max(-2 \ln \alpha - 1, 0)\right) \quad (4-31)$$

此外, 据式(4-19)易得在偶数时隙时认知用户 U 的检测概率为

$$P_{u,c}^{(e)} = \Pr\left\{|h_{pu}(2k)|^2 Es + G^2 |h_{bu}(2k)|^2 |h_{pb}(2k-1)|^2 Es > \lambda - N_0 - G^2 |h_{bu}(2k)|^2 N_0\right\} \quad (4-32)$$

不妨考虑中继增益 $G = 1/h_{iu}(2k)$, 以此抵消协作中继到认知用户 U 之间的信道衰落, 其中信道状态信息可通过信道估计器获得, 且中继用户具有根据信道状况自适应调整自身发射功率的能力。由此, 式(4-32)可简化为

$$P_{u,c}^{(e)} = \Pr\left\{|h_{pu}(2k)|^2 Es + |h_{pb}(2k-1)|^2 Es > \lambda - 2N_0\right\} \quad (4-33)$$

与此同时, 最佳协作中继选择准则式(4-7)亦可简化如下:

$$\begin{aligned} \text{Best relay} &= \arg \max_{i=1,2,\dots,n} \frac{|h_{pu}(2k)|^2 + |h_{pi}(2k-1)|^2}{2} \\ &= \arg \max_{i=1,2,\dots,n} |h_{pi}(2k-1)|^2 \end{aligned} \quad (4-34)$$

结合式(4-33)与式(4-34)可得:

$$\begin{aligned} P_{u,c}^{(e)} &= \Pr\left\{\max_{i=1,2,\dots,n} |h_{pi}(2k-1)|^2 Es > \lambda - 2N_0 - |h_{pu}(2k)|^2 Es\right\} \\ &= 1 - \Pr\left\{\max_{i=1,2,\dots,n} |h_{pi}(2k-1)|^2 Es < \lambda - 2N_0 - |h_{pu}(2k)|^2 Es\right\} \end{aligned} \quad (4-35)$$

根据附录 4.1, 式(4-35)可变为

$$P_{u,c}^{(e)} = \exp\left(-\frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pu}^2 Es}\right) - \sum_{l=1}^{2^n-1} (-1)^{k+l} \varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, Es, N_0) \quad (4-36)$$

其中

$$\varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, Es, N_0) = \begin{cases} \frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pu}^2 Es} \exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pk}^2 Es}\right); & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} = \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \\ \frac{\exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pk}^2 Es}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pu}^2 Es}\right)}{1 - \sum_{k \in S_l} \frac{\sigma_{pu}^2}{\sigma_{pk}^2}}; & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} \neq \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \end{cases}$$

此外, 据式(4-18)易知相应的虚警概率 α 为

$$\alpha = \Pr\left\{|n_u(2k)|^2 + |n_b(2k-1)|^2 > \lambda\right\} \quad (4-37)$$

从中, 我们求得

$$\lambda = -2[W(-\alpha e^{-1}) + 1]N_0 \quad (4-38)$$

其中, $W(\cdot)$ 表示兰伯特函数, 主要用来求解下列等式

$$w \exp(w) = x \quad (4-39)$$

将式(4-39)代入式(4-36)易得

$$P_{u,c}^{(e)} = \exp\left(-\frac{\max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)}{\sigma_{pu}^2 \gamma_s}\right) - \sum_{l=0}^{2^r-1} (-1)^{|k|l} \varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, \gamma_s, \alpha) \quad (4-40)$$

其中

$$\varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, \gamma_s, \alpha) = \begin{cases} \frac{\max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)}{\sigma_{pu}^2 \gamma_s} \times \\ \exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)}{\sigma_{pk}^2 \gamma_s}\right); & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} = \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \\ \frac{\exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)}{\sigma_{pk}^2 \gamma_s}\right)}{1 - \sum_{k \in S_l} \frac{\sigma_{pu}^2}{\sigma_{pk}^2}} & \\ \frac{\exp\left(-\frac{\max(-2W(-\alpha e^{-1}) - 4, 0)}{\sigma_{pu}^2 \gamma_s}\right)}{1 - \sum_{k \in S_l} \frac{\sigma_{pu}^2}{\sigma_{pk}^2}}; & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} \neq \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \end{cases}$$

定义 $\tau_{u,c}$ 为认知用户 U 采用协作感知方案时, 检测主用户 P 所需要的时隙数, 易知

$$\Pr\{\tau_{u,c} = m\} = \begin{cases} (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(o)}, & m = 2k - 1 \\ (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^k (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(e)}, & m = 2k \end{cases} \quad (4-41)$$

其中, $\bar{P}_{u,c}^{(o)} = 1 - P_{u,c}^{(o)}$, $\bar{P}_{u,c}^{(e)} = 1 - P_{u,c}^{(e)}$ 。根据式(4-41), 我们可以求得采用协作感知方案时, 系统的平均检测时间 T_c 为(详见附录 4.2)

$$T_c = E(\tau_{u,c}) = \frac{2 - P_{u,c}^{(o)}}{P_{u,c}^{(o)} + P_{u,c}^{(e)} - P_{u,c}^{(o)} P_{u,c}^{(e)}} \quad (4-42)$$

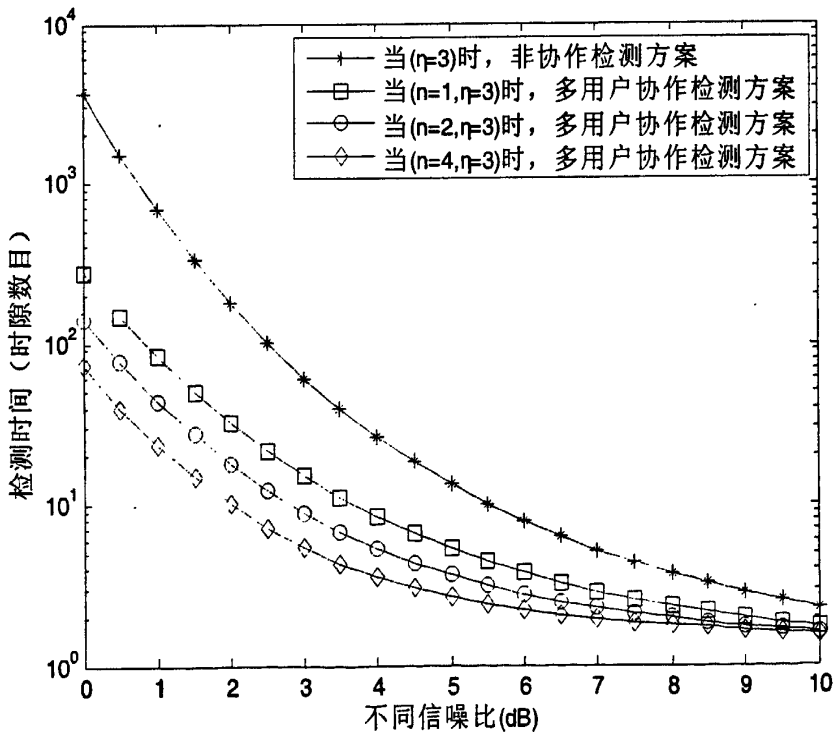
此外, 我们定义多用户协作感知方案对比于非协作方案的捷变增益为

$$G_c = 10 \log\left(\frac{T_n}{T_c}\right) \quad (4-43)$$

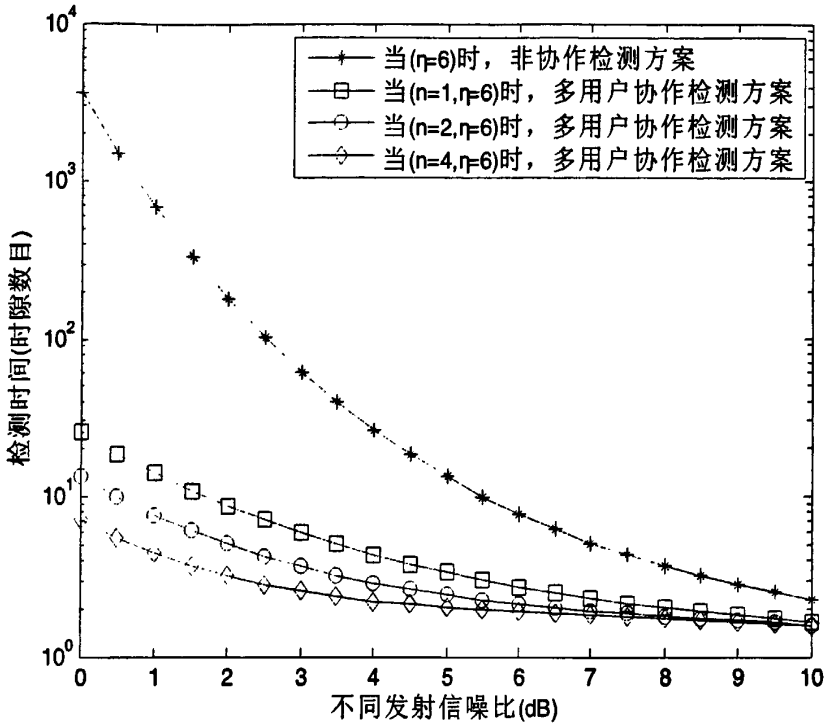
其中 T_n 和 T_c 分别由式(4-28)和式(4-42)给出。

4.4 数值结果与分析

根据式(4-28)和式(4-42)，图 4-2(a)和图 4-2(b)给出了非协作感知和 MCSS 方案的检测时间随信噪比 γ_s 的变化情况，其中虚警概率 $\alpha=0.01$ ，主用户到认知用户间的信道增益 $\sigma_{pu}^2=1$ ，并且 MCSS 方案中的协作中继数目分别取 $n=1, 2, 4$ 。由图 4-2(a)和图 4-2(b)可见，在虚警概率一定的情况下，MCSS 协作感知方案所需的检测时间明显少于非协作方案，且随着参数 η 增大，MCSS 协作方案与非协作感知方案相比，可以获得更多的性能增益。此外，通过对 $n=1, 2, 4$ 时 MCSS 方案的检测时间比较容易看出，多用户协作感知方案的优越性随着协作中继数目增多而变得更加明显。



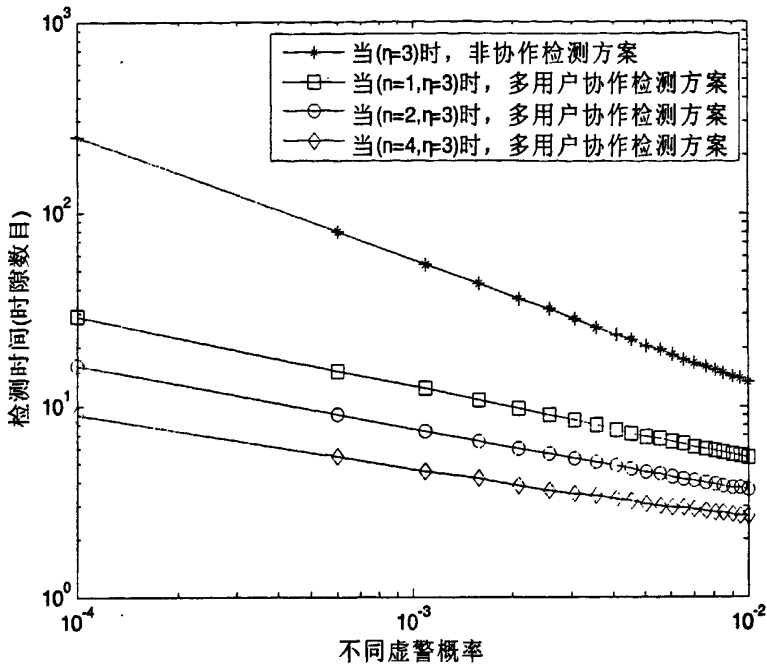
(a) $\eta = 20 \log_{10}(\sigma_{pu} / \sigma_{pu}) = 3$



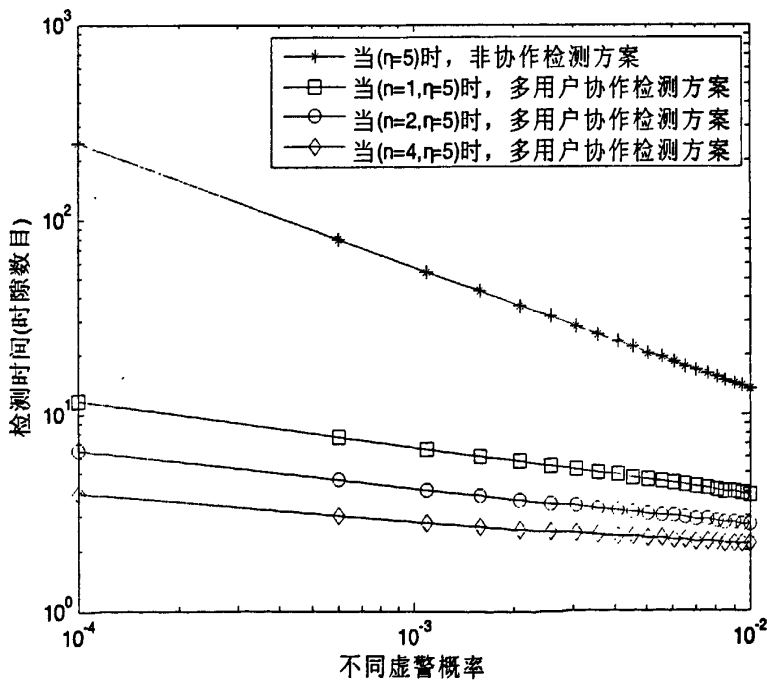
(b) $\eta = 20 \log_{10}(\sigma_{\mu} / \sigma_{\mu}) = 6$

图4-2不同的信噪比取值下非协作感知方案和MCSS方案的检测时间性能比较

图 4-3(a)和图 4-3(b)则根据式(4-28)和式(4-42)，给出了非协作方案和 MCSS 多用户协作方案所需检测时间随虚警概率 α 的变化情况，其中 $\gamma_s = 5 \text{ dB}$ ， $\sigma_{\mu}^2 = 1$ 。从上述仿真效果图可以看出，当信噪比 γ_s 一定时，所需的检测时间随虚警概率的要求放宽而逐渐减少，而且随着协作用户数量 n 和参数 η 的增大，MCSS 协作感知方案较非协作感知方案相比，可以获得越来越多的分集增益，这也进一步说明了用户协作可以明显改善认知无线电网络的感知性能。



(a) $\eta = 20 \log_{10}(\sigma_p / \sigma_{pu}) = 3$



(b) $\eta = 20 \log_{10}(\sigma_p / \sigma_{pu}) = 5$

图4-3 不同的虚警概率取值下非协作感知方案和MCSS方案的检测时间性能比较

图 4-4 给出了在 $\sigma_{pu}^2 = 1$ 和 $\alpha = 0.01$, 协作用户数目 n 分别等于 1, 2 和 4 时, 不同信

噪比下 MCSS 协作感知方案相对于非协作方案的捷变增益性能比较, 其中 $\eta = 20 \log_{10}(\sigma_{pi} / \sigma_{pu}) = 5$ 。从图中容易看出, 我们提出的 MCSS 协作感知方案在低信噪比区域取得了更多的系统性能增益, 这说明该方案在信道状况比较差的无线网络环境下能够显著提高认知无线电系统的检测性能。

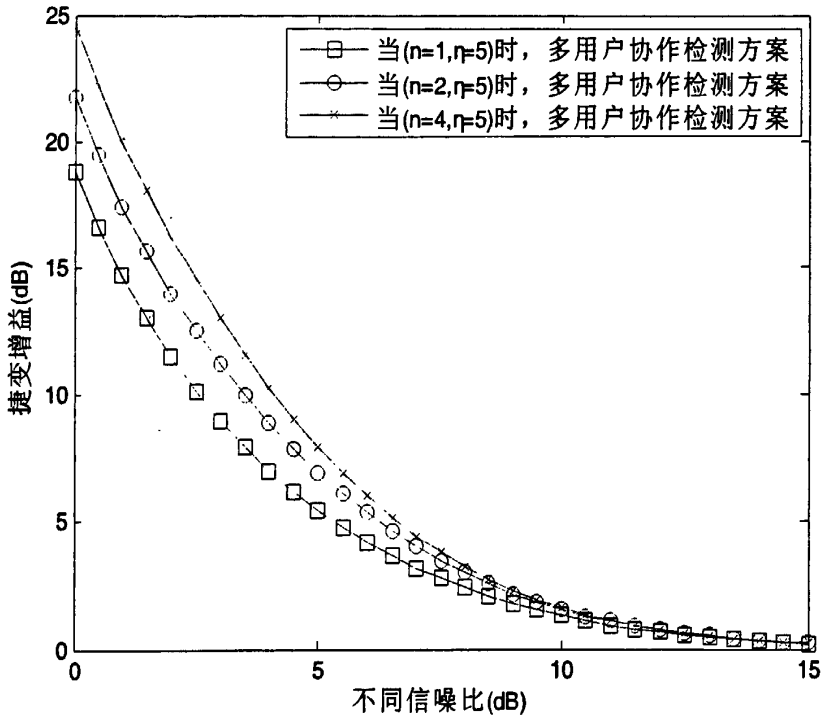


图4-4 不同的信噪比取值下MCSS方案的捷变增益性能比较

图 4-5 为 MCSS 协作感知方案在 $\sigma_{pu}^2 = 1$ 和 $\gamma_s = 5$ dB, 多用户数目 $n = 1, 2, 4$ 时, 不同的虚警概率取值下相对于非协作方案的捷变增益性能比较, 其中 $\eta = 20 \log_{10}(\sigma_{pi} / \sigma_{pu}) = 5$ 。相比于非协作感知方案, MCSS 多用户协作方案在整个虚警概率取值区域内都能够获得一定的捷变增益, 并且随着多用户数目的增加, 该方案也随之获得更多的性能增益。因此进一步确定了所提 MCSS 协作方案能为认知无线电系统带来可观的性能增益。

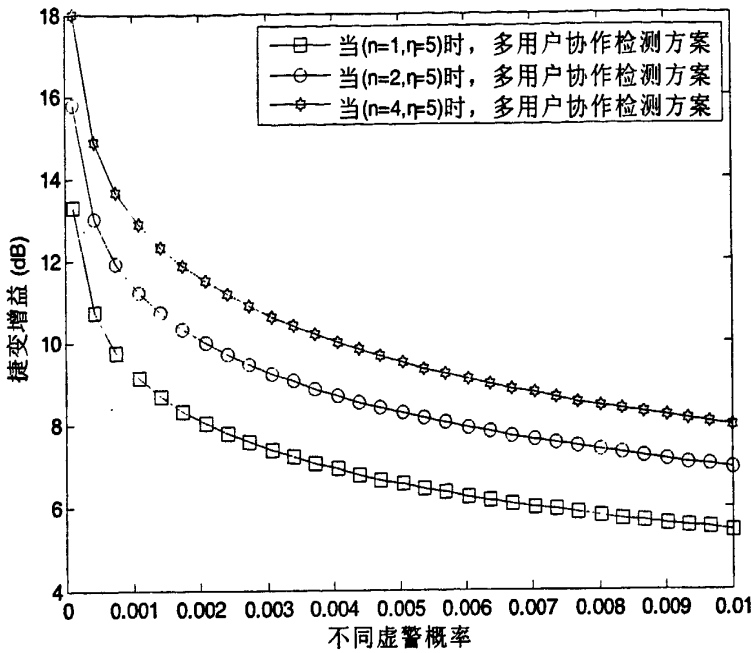


图4-5 不同的虚警概率取值下MCSS方案的捷变增益性能比较

4.5 本章小结

本文提出了一种基于最佳中继选择的多用户协作频谱感知方案，以改善认知无线网络的感知性能。同时，我们从理论上分析了瑞利衰落信道下协作感知方案的检测概率和检测时间，得到了相应的解析闭式解。为了便于性能比较，本文对非协作感知方案的检测性能也进行了相应的理论推导，给出了检测时间的解析表达式，并在此基础上定义了一个捷变增益函数，用于确定协作方案下的性能增益。数值实验结果表明：多用户协作感知方案的检测概率明显大于非协作感知方案，所需的检测时间明显减少，而且随着网络中多用户数目的增加呈现出更加优越的效果，因此可以肯定通过多用户协作可以为认知无线网络带来可观的分集增益，显著改善认知网络性能。

附录 4.1: 式(4-36)的推导过程

不妨将式(4-35)改写如下

$$P_{u,c}^{(e)} = 1 - \Pr \left\{ \max_{i=1,2,\dots,n} |h_{pi}(2k-1)|^2 < \mathcal{G} - |h_{pu}(2k)|^2 \right\} \quad (4-44)$$

其中, $\mathcal{G} = \frac{\lambda - 2N_0}{E_S}$ 。此外, 随机变量 $|h_{pu}(2k)|^2, |h_{p1}(2k-1)|^2, \dots, |h_{pn}(2k-1)|^2$ 分别服从参数为 $\sigma_{pu}^2, \sigma_{p1}^2, \dots, \sigma_{pn}^2$ 的指数分布, 并且相互统计独立。因此, 上式可以进一步简化为

$$\begin{aligned} P_{u,c}^{(e)} &= 1 - \int_0^{\mathcal{G}} \Pr \left(\max_{i=1,2,\dots,n} |h_{pi}(2k-1)|^2 < \mathcal{G} - x \right) \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{pu}^2}\right) dx \\ &= 1 - \int_0^{\mathcal{G}} \left[\prod_{i=1}^n \Pr \left(|h_{pi}(2k-1)|^2 < \mathcal{G} - x \right) \right] \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{pu}^2}\right) dx \end{aligned} \quad (4-45)$$

式中,

$$\begin{aligned} \Pr \left(|h_{pi}(2k-1)|^2 < \mathcal{G} - x \right) &= \int_0^{\mathcal{G}-x} \frac{1}{\sigma_{pi}^2} \exp\left(-\frac{y_i}{\sigma_{pi}^2}\right) dy_i \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{\mathcal{G}-x}{\sigma_{pi}^2}\right) \end{aligned}$$

因此, 由式(4-45)进一步求得

$$P_{u,c}^{(e)} = 1 - \int_0^{\mathcal{G}} \left[\underbrace{\prod_{i=1}^n \left(1 - \exp\left(-\frac{\mathcal{G}-x}{\sigma_{pi}^2}\right) \right)}_{\Delta} \right] \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{pu}^2}\right) dx \quad (4-46)$$

其中, Δ 可以展开如下

$$\begin{aligned} \Delta &= \prod_{i=1}^n \left(1 - \exp\left(-\frac{\mathcal{G}-x}{\sigma_{pi}^2}\right) \right) \\ &= 1 + \sum_{l=1}^{2^n-1} (-1)^{|S_l|} \exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\mathcal{G}-x}{\sigma_{pk}^2}\right) \end{aligned} \quad (4-47)$$

式中, S_l 表示元素 $\{1, 2, \dots, n\}$ 的第 l 种组合集合, 显然这样的组合共有 $2^n - 1$ 种方式。将式(4-47)代入(4-46)可得

$$P_{u,c}^{(e)} = \exp\left(-\frac{\mathcal{G}}{\sigma_{pu}^2}\right) + \sum_{l=1}^{2^n-1} (-1)^{|S_l|+1} \exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\mathcal{G}}{\sigma_{pk}^2}\right) \int_0^{\mathcal{G}} \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(\sum_{k \in S_l} \frac{x}{\sigma_{pk}^2} - \frac{x}{\sigma_{pu}^2}\right) dx \quad (4-48)$$

我们首先考虑 $\sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} = \frac{1}{\sigma_{pu}^2}$ 时, 式(4-48)中的积分可以求得为

$$P_{u,c}^{(e)} = \int_0^g \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(\sum_{k \in S_1} \frac{x}{\sigma_{pk}^2} - \frac{x}{\sigma_{pu}^2}\right) dx = \frac{g}{\sigma_{pu}^2} \quad (4-49)$$

当 $\sum_{k \in S_1} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} \neq \frac{1}{\sigma_{pu}^2}$ 时, 则

$$\begin{aligned} P_{u,c}^{(e)} &= \int_0^g \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(\sum_{k \in S_1} \frac{x}{\sigma_{pk}^2} - \frac{x}{\sigma_{pu}^2}\right) dx \\ &= \frac{1 - \exp\left(\sum_{k \in S_1} \frac{g}{\sigma_{pk}^2} - \frac{g}{\sigma_{pu}^2}\right)}{1 - \sum_{k \in S_1} \frac{\sigma_{pu}^2}{\sigma_{pk}^2}} \end{aligned} \quad (4-50)$$

将式(4-49)和式(4-50)代入式(4-48)可得

$$P_{u,c}^{(e)} = \exp\left(-\frac{g}{\sigma_{pu}^2}\right) - \sum_{l=1}^{2^n-1} (-1)^{|S_l|} \varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, g) \quad (4-51)$$

式中

$$\varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, g) = \begin{cases} \frac{g}{\sigma_{pu}^2} \exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{g}{\sigma_{pk}^2}\right); & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} = \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \\ \frac{\exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{g}{\sigma_{pk}^2}\right) - \exp\left(-\frac{g}{\sigma_{pu}^2}\right)}{1 - \sum_{k \in S_l} \frac{\sigma_{pu}^2}{\sigma_{pk}^2}}; & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} \neq \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \end{cases}$$

将 $g = \frac{\lambda - 2N_0}{E_s}$ 代入式(4-51)得

$$P_{u,c}^{(e)} = \exp\left(-\frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pu}^2 E_s}\right) - \sum_{l=1}^{2^n-1} (-1)^{|S_l|} \varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, E_s, N_0) \quad (4-52)$$

其中

$$\varphi_{S_l}(\sigma_{pu}^2, \sigma_{pk}^2, E_s, N_0) = \begin{cases} \frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pu}^2 E_s} \exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pk}^2 E_s}\right); & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} = \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \\ \frac{\exp\left(-\sum_{k \in S_l} \frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pk}^2 E_s}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda - 2N_0}{\sigma_{pu}^2 E_s}\right)}{1 - \sum_{k \in S_l} \frac{\sigma_{pu}^2}{\sigma_{pk}^2}}; & \sum_{k \in S_l} \frac{1}{\sigma_{pk}^2} \neq \frac{1}{\sigma_{pu}^2} \end{cases}$$

附录 4.2: 式(4-42)的推导过程

显然, 认知用户 U 的平均检测时间 T_c 应为

$$T_c = \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) \Pr(\tau_{u,c} = 2k-1) + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k \Pr(\tau_{u,c} = 2k) \quad (4-53)$$

由式(4-41)易得

$$\begin{aligned} \Pr\{\tau_{u,c} = 2k-1\} &= (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(o)} \\ \Pr\{\tau_{u,c} = 2k\} &= (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^k (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(e)} \end{aligned} \quad (4-54)$$

将式(4-54)代入式(4-53)可得,

$$\begin{aligned} T_c &= \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(o)} \dots \text{I} \\ &\quad + \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^k (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(e)} \dots \dots \text{II} \end{aligned} \quad (4-55)$$

其中式 I, II 可展开为

$$\begin{aligned} \text{I} &= \sum_{k=1}^{+\infty} (2k-1) (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(o)} \\ &= \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(o)} - \sum_{k=1}^{+\infty} (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^{k-1} (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(o)} \\ &= \frac{2P_{u,c}^{(o)}}{(1-\bar{P}_{u,c}^{(o)}\bar{P}_{u,c}^{(e)})^2} - \frac{P_{u,c}^{(o)}}{(1-\bar{P}_{u,c}^{(o)}\bar{P}_{u,c}^{(e)})} \\ \text{II} &= \sum_{k=1}^{+\infty} 2k (\bar{P}_{u,c}^{(o)})^k (\bar{P}_{u,c}^{(e)})^{k-1} P_{u,c}^{(e)} \\ &= \frac{2\bar{P}_{u,c}^{(o)} P_{u,c}^{(e)}}{(1-\bar{P}_{u,c}^{(o)}\bar{P}_{u,c}^{(e)})^2} \end{aligned} \quad (4-56)$$

因此

$$\begin{aligned} T_c &= \frac{2P_{u,c}^{(o)}}{(1-\bar{P}_{u,c}^{(o)}\bar{P}_{u,c}^{(e)})^2} - \frac{P_{u,c}^{(o)}}{(1-\bar{P}_{u,c}^{(o)}\bar{P}_{u,c}^{(e)})} + \frac{2\bar{P}_{u,c}^{(o)} P_{u,c}^{(e)}}{(1-\bar{P}_{u,c}^{(o)}\bar{P}_{u,c}^{(e)})^2} \\ &= \frac{2-P_{u,c}^{(o)}}{P_{u,c}^{(o)} + P_{u,c}^{(e)} - P_{u,c}^{(o)} P_{u,c}^{(e)}} \end{aligned} \quad (4-57)$$

即得到式(4-42)。

第五章 基于自适应用户数据融合的协作频谱感知技术

5.1 引言

如前两章所述,如何快速准确地对授权系统进行感知,这是认知无线电系统是否能进入实际使用阶段的决定因素。由于认知无线电系统需要频繁地在未被充分利用的授权频段上切换,因而它必须首先快速准确地感知到机会的存在后,才能加以利用。频谱感知是确保主用户不受到认知用户干扰的关键技术。一方面,它要感知到尽可能多的可利用机会,保证空闲频段不被浪费,另一方面,它又必须要确保机会频谱接入对授权主用户的使用造成尽可能小的影响。

频谱感知技术最先主要集中于信号检测方面,分别提出了能量检测[45]、匹配滤波检测[21]和循环平稳特征检测[24]。这三种频谱感知方案各有优缺点:能量检测实现简单,但检测效果欠佳;匹配滤波检测可以获得良好的感知性能,但检测端需要预知主用户发射信号的信息,如脉冲形状、调制方式等;循环平稳特征检测的鲁棒性强,可以有效把主用户信号和噪声区分出来,但是实现复杂度高且需要较长的观测时间。尔后,为了克服单用户检测易受衰落和噪声等不利因素影响的不足,人们提出了基于多用户协作的频谱感知技术[22], [23], 通过利用认知无线网络中的分布式用户进行联合检测, 以此显著提高系统的检测性能。Ganesan 和 Li[22]将协作分集技术应用于频谱感知当中, 提出了一种基于放大转发的协作频谱感知方案, 理论分析表明协作感知为认知无线电系统带来了可观的分集增益。Ghasemi 等[23]则提出了一种基于数据融合的协作感知方案, 按照逻辑“或”规则对各个认知用户数据进行融合, 可以提高对主用户的检测概率。

目前, 基于数据融合的协作频谱感知研究大多集中于融合准则的设计, 如“AND”融合准则、“OR”融合准则、贝叶斯融合准则和最大后验概率融合准则等[23], 很少考虑认知无线网络的链路衰落特性, 设计相应的自适应协作策略, 以此提高系统的频谱感知性能。本文从考虑主用户与认知用户间无线信道状况的角度出发, 根据信道衰落大小确定认知用户检测信息是否可信; 若认知用户检测信息可信则转发至数据融合中心, 以此实现相应的自适应协作数据融合, 从而有效对抗无线衰落和多径传播等不利因素对快速准确判断主用户状态所造成的负面影响。

5.2 基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案

5.2.1 系统模型

如图 5-1 所示：本文考虑由一个主用户，两个认知用户和一个数据融合器组成的认知无线网络，其中认知用户接收到主用户的发射信号，并按照一定的自适应策略转发给数据融合器。图 5-2 给出了自适应协作转发策略的实现框图，认知用户 1 和认知用户 2 分别将其接收信号的信噪比与可信门限(δ)进行比较，以判定自身是否可信。如果接收信号信噪比大于可信门限，则认知用户判定为可信并将其接收信号解调后转发至数据融合中心。反之，若接收信号信噪比小于可信门限，则认知用户判定为不可信节点，此时认知用户不对其接收信号进行解码。最后，数据融合中心将处理后的最终结果回送给认知用户 1 和认知用户 2。此处说明，由于认知用户只需判决主用户存在与否，因此对于认知用户来说主用户发射信号只需承载 1 比特信息。

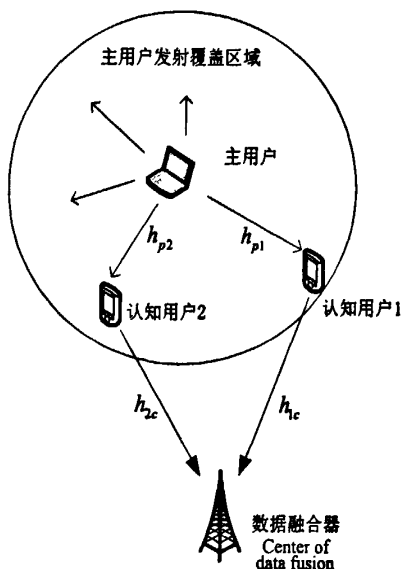


图5-1 基于自适应用户协作融合的系统模型

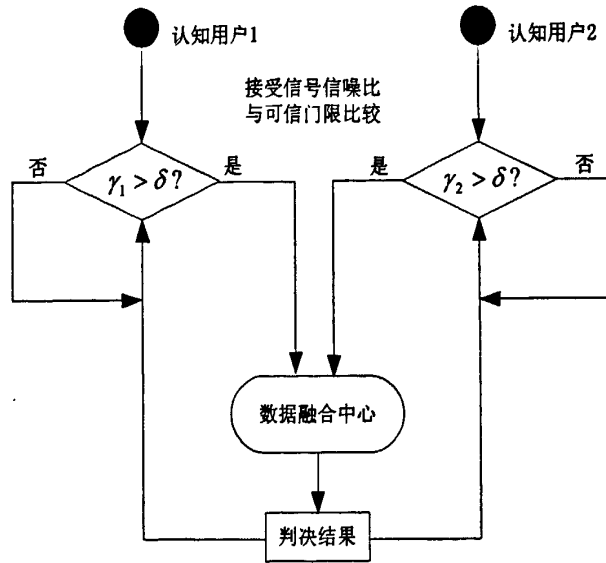


图5-2 认知用户感知信息融合过程示意图

图 5-1 给出的所有无线链路均采用瑞利衰落模型进行信道建模，同时所有网络节点接收信号时都将受到复高斯白噪声污染，其中复高斯白噪声的均值为零，功率为 N_0 。针对本文所采用的系统模型，我们做如下几点假设：(1)所有无线信道在空间上相互独立，互不相关；(2)认知用户对其接收信号进行转发时，采用解码转发(DF, Decode-and-Forward)策略；(3)数据融合器对接收到的信号采用“AND”逻辑规则进行数据融合。此外，无线信道衰落因子 $h_{p1}(k)$ ， $h_{p2}(k)$ ， $h_{1c}(k)$ 和 $h_{2c}(k)$ 的方差分别记为 σ_{p1}^2 ， σ_{p2}^2 ， σ_{1c}^2 和 σ_{2c}^2 。

5.2.2 基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案

不失一般性，记 s 为主用户 P 存在的指示信号，即， $s = 0$ 表示主用户 P 不需要使用无线频谱， $s = Es$ 则表示主用户 P 需要使用无线频谱。方便起见，不妨记 $H_p = H_0$ 和 $H_p = H_1$ 分别为 $s = 0$ 和 $s = Es$ 相应的二元假设条件。因此，认知用户 1 和认知用户 2 接收到的来自主用户 P 的无线信号可以分别表示为

$$y_1(k) = h_{p1}(k)s + n_1(k) \tag{5-1}$$

$$y_2(k) = h_{p2}(k)s + n_2(k) \tag{5-2}$$

其中， $h_{p1}(k)$ 和 $h_{p2}(k)$ 分别表示主用户 P 到认知用户 1 和主用户 P 到认知用户 2 间的瑞

利衰落系数, $n_1(k)$ 和 $n_2(k)$ 则分别表示认知用户 1 和认知用户 2 端的复高斯白噪声。根据式(5-1)和式(5-2), 容易求得认知用户 1 和认知用户 2 端的接收信噪比为

$$\gamma_1 = |h_{p1}(k)|^2 \gamma_s; \quad \gamma_2 = |h_{p2}(k)|^2 \gamma_s \quad (5-3)$$

其中, $\gamma_s = E_s / N_0$ 表示主用户信号的信噪比。认知用户 1 和认知用户 2 分别利用接收信噪比 γ_1 和 γ_2 进行自身的可信判决, 即, 若 $\gamma_i (i=1,2)$ 大于可信门限 δ , 则判决为可信用户; 否则视为不可信用户。同时, 只有可信用户才会将其接收信号转发至数据融合器, 以此实现相应的自适应用户数据融合。此处, 采用伯努利随机变量 C_1 和 C_2 分别表征认知用户 1 和认知用户 2 的可信判决结果, 即 $C_i = 0 (i=1, 2)$ 表示认知用户 i 不可信, $C_i = 1$ 表示认知用户 i 可信。显然, 数据融合器将得到如下四种不同的组合情况:

◆ Case $\theta=1$: 两个认知用户均判决不可信用户 ($C_1=0, C_2=0$), 即

$$\gamma_1 < \delta; \quad \gamma_2 < \delta \quad (5-4)$$

此时, 数据融合器将没有数据进行融合处理, 所以在这种情况下, 数据融合器将无法检测出主用户。

◆ Case $\theta=2$: 认知用户 1 判决为可信用户 ($C_1=1$), 认知用户 2 判决为不可信 ($C_2=0$), 即

$$\gamma_1 > \delta; \quad \gamma_2 < \delta \quad (5-5)$$

这种情况下, 认知用户 1 按照解码转发策略, 从其接收信号 $y_1(k)$ 中将主用户指示信号 s 解调出来, 并将其解调结果再转发给数据融合器。由于此时认知用户 1 可信, 意味着认知用户 1 能正确解调出主用户指示信号, 所以数据融合器端的接收信号可以表示为

$$y_c(k) = h_c(k)s + n_c(k) \quad (5-6)$$

其中, $n_c(k)$ 表示均值为零, 方差为 N_0 的复高斯白噪声。

◆ Case $\theta=3$: 认知用户 1 判决为不可信用户 ($C_1=0$), 认知用户 2 判决为可信 ($C_2=1$), 即

$$\gamma_1 < \delta; \quad \gamma_2 > \delta \quad (5-7)$$

此时, 认知用户 2 按照解码转发策略, 从其接收信号 $y_2(k)$ 中将主用户指示信号 s 解调出来, 并将其解调结果转发给数据融合器。同理, 数据融合器端的接收信号表示为

$$y_c(k) = h_{2c}(k)s + n_c(k) \quad (5-8)$$

◆ Case $\theta = 4$: 认知用户 1 和认知用户 2 均判决为可信用户 ($C_1 = 1, C_2 = 1$), 即

$$\gamma_1 > \delta; \quad \gamma_2 > \delta \quad (5-9)$$

此时, 认知用户 1 和认知用户 2 都将按照解码转发策略, 分别从其各自的接收信号 $y_1(k)$ 和 $y_2(k)$ 中正确解调出主用户指示信号, 并将其解码结果发送给数据融合器。因此, 数据融合器将收到两份信号拷贝,

$$\begin{cases} y_{c,1}(k) = h_{1c}(k)s + n_{c,1}(k) \\ y_{c,2}(k) = h_{2c}(k)s + n_{c,2}(k) \end{cases} \quad (5-10)$$

至此, 我们已经描述了自适应用户数据融合方案的实现过程, 并详细给出了其相关的信号模型, 据此下一节将重点研究所提方案的检测性能。

5.3 瑞利衰落信道下的检测性能分析

为了便于性能比较, 我们将首先分析认知用户 1 和认知用户 2 独立检测时的检测概率和检测时间。此处说明, 本文将采用能量检测器作为主用户检测方法, 这主要基于两点考虑: (1) 本文重点在于分析自适应用户协作对系统检测性能的改善, 因此到底采用何种检测器进行性能分析并不重要; (2) 本文系统模型假设主用户发射信号功率和信道衰落方差已知, 故能量检测器此时被视为一种最佳的信号检测方法。

首先考虑认知用户 1, 不妨记 $\hat{H}_{s,1}$ 为认知用户 1 对主用户存在与否的检测结果, 即 $\hat{H}_{s,1} = H_0$ 表示认知用户 1 没有检测出主用户, $\hat{H}_{s,1} = H_1$ 则表示认知用户 1 检测出主用户存在。根据检测概率的定义, 即认知用户在假设条件 $H_p = H_1$ 下检测出主用户存在的概率, 我们可以求得

$$P_{d,1} = \Pr\{\hat{H}_{s,1} = H_1 | H_p = H_1\} \quad (5-11)$$

根据式(5-1)并采用能量检测器, 上式可以进一步写为

$$P_{d,1} = \Pr\left\{\left|h_{p1}(k)\right|^2 Es + |n_1(k)|^2 > \lambda\right\} \quad (5-12)$$

其中, 参数 λ 表示能量检测器的检测门限, 其取值大小由虚警概率确定。根据虚警概率的定义, 即认知用户在假设条件 $H_p = H_0$ 下误检主用户存在的概率, 可以求得

$$P_{f,1} = \Pr\{|n_1(k)|^2 > \lambda\} \quad (5-13)$$

联合式(5-12)和式(5-13), 求得认知用户 1 采用独立检测时的检测概率为 (详细推导过程参阅附录 5.1)

$$P_{d,1} = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{p1}} P_{f,1} + \frac{\gamma_{p1}}{\gamma_{p1}-2} (P_{f,1})^{2/\gamma_{p1}}; & \gamma_{p1} \neq 2 \\ P_{f,1} - P_{f,1} \ln(P_{f,1}); & \text{others} \end{cases} \quad (5-14)$$

其中, $\gamma_{p1} = \sigma_{p1}^2 \gamma_s$ 。针对认知用户 1 独立检测所需的时隙数, 采用随机变量 τ_1 进行表示。显然, 变量 τ_1 服从几何分布, 即认知用户 1 需要 i 个时隙才能检测出主用户存在的概率为

$$\Pr(\tau_1 = i) = (1 - P_{d,1})^{i-1} P_{d,1}; \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (5-15)$$

因此, 认知用户 1 独立检测时所需要的平均检测时间 T_1 为

$$T_1 = \sum_{i=1}^{\infty} i \Pr(\tau_1 = i) = \frac{1}{P_{d,1}} \quad (5-16)$$

类似地, 我们可以求得认知用户 2 采用独立检测时的检测概率 $P_{d,2}$ 和平均检测时间 T_2 分别为

$$P_{d,2} = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{p2}} P_{f,2} + \frac{\gamma_{p2}}{\gamma_{p2}-2} (P_{f,2})^{2/\gamma_{p2}}; & \gamma_{p2} \neq 2 \\ P_{f,2} - P_{f,2} \ln(P_{f,2}); & \text{others} \end{cases} \quad (5-17)$$

和

$$T_2 = \frac{1}{P_{d,2}} \quad (5-18)$$

其中, $P_{f,2}$ 表示为认知用户 2 的虚警概率。下面, 我们将着重分析本文所提出的自适应用户数据融合方案的检测性能。根据式(5-4), 容易求得 $\theta=1$ 时的条件概率为

$$\Pr(\theta=1) = \Pr(C_1=0, C_2=0) = \Pr(\gamma_1 < \delta, \gamma_2 < \delta) \quad (5-19)$$

将等式(5-3)代入上式得到,

$$\Pr(\theta=1) = \Pr\left\{|h_{p1}(k)|^2 < \frac{\delta}{\gamma_s}, |h_{p2}(k)|^2 < \frac{\delta}{\gamma_s}\right\} \quad (5-20)$$

由于 $|h_{p1}(k)|^2$ 和 $|h_{p2}(k)|^2$ 分别服从参数为 $1/\sigma_{p1}^2$ 和 $1/\sigma_{p2}^2$ 的指数分布, 并且相互独立, 所以

式(5-20)进一步求得

$$\Pr(\theta=1)=[1-\exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p1}})][1-\exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p2}})] \quad (5-21)$$

由于 $\theta=1$ 时两个认知用户均不可信,数据融合器将没有数据信息来判决住用户的存在与否,所以此时的检测概率为零,即

$$P_{d,c}(\theta=1)=0 \quad (5-22)$$

以此类推,根据式(5-5),可求得相应的条件概率 $\Pr(\theta=2)$ 为

$$\begin{aligned} \Pr(\theta=2) &= \Pr(\gamma_1 > \delta, \gamma_2 < \delta) \\ &= \exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p1}})[1-\exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p2}})] \end{aligned} \quad (5-23)$$

同时,根据式(5-6),可以容易得到此时的检测概率 $P_{d,c}(\theta=2)$ 为

$$P_{d,c}(\theta=2)=\begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{1c}}P_{f,c}+\frac{\gamma_{1c}}{\gamma_{1c}-2}(P_{f,c})^{2/\gamma_{1c}}; & \gamma_{1c} \neq 2 \\ P_{f,c}-P_{f,c}\ln(P_{f,c}); & \text{others} \end{cases} \quad (5-24)$$

式中, $\gamma_{1c}=\gamma_s\sigma_{1c}^2$,且参数 $P_{f,c}$ 表示为采用自适应用户数据融合进行主用户检测时的虚警概率。根据式(5-7)和式(5-8),容易求得

$$\begin{aligned} \Pr(\theta=3) &= \Pr(\gamma_1 < \delta, \gamma_2 > \delta) \\ &= \exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p2}})[1-\exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p1}})] \end{aligned} \quad (5-25)$$

和

$$P_{d,c}(\theta=3)=\begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{2c}}P_{f,c}+\frac{\gamma_{2c}}{\gamma_{2c}-2}(P_{f,c})^{2/\gamma_{2c}}; & \gamma_{2c} \neq 2 \\ P_{f,c}-P_{f,c}\ln(P_{f,c}); & \text{others} \end{cases} \quad (5-26)$$

最后,当 $\theta=4$ 时,即2个认知用户均为可信用户,则根据式(5-9)此时相应的条件概率 $\Pr(\theta=4)$ 求得如下

$$\begin{aligned} \Pr(\theta=4) &= \Pr(\gamma_1 > \delta, \gamma_2 > \delta) \\ &= \exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p1}})\exp(-\frac{\delta}{\gamma_{p2}}) \end{aligned} \quad (5-27)$$

由于此时数据融合器将收到两份数据拷贝 $y_{c,1}(k)$ 和 $y_{c,2}(k)$,如式(5-10)所示。利用“AND”逻辑规则对接收到得两份拷贝进行融合处理,则相应的检测概率 $P_{d,c}(\theta=4)$ 和虚警概率

$P_{f,c}$ 可以写为

$$P_{d,c}(\theta=4) = \Pr\left\{\left|h_{1c}(k)\right|^2 Es + \left|n_{c,1}(k)\right|^2 > \lambda, \left|h_{2c}(k)\right|^2 Es + \left|n_{c,2}(k)\right|^2 > \lambda\right\} \quad (5-28)$$

和

$$P_{f,c} = \Pr\left\{\left|n_{c,1}(k)\right|^2 > \lambda, \left|n_{c,2}(k)\right|^2 > \lambda\right\} \quad (5-29)$$

此处考虑了两个可信认知用户检测结果的融合，所以在虚警概率一定的情况下，能量检测的判决门限将降低，即检测概率会因用户协作而有所提高。联合式(5-28)和式(5-29)，我们容易得到（详细推导过程见附录 5.2）

$$P_{d,c}(\theta=4) = a \times b \quad (5-30)$$

其中

$$a = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{1c}} \sqrt{P_{f,c}} + \frac{\gamma_{1c}}{\gamma_{1c}-2} (P_{f,c})^{1/\gamma_{1c}}; & \gamma_{1c} \neq 2 \\ \sqrt{P_{f,c}} - \frac{\ln(P_{f,c})}{2} \sqrt{P_{f,c}}; & \text{others} \end{cases}$$

和

$$b = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{2c}} \sqrt{P_{f,c}} + \frac{\gamma_{2c}}{\gamma_{2c}-2} (P_{f,c})^{1/\gamma_{2c}}; & \gamma_{2c} \neq 2 \\ \sqrt{P_{f,c}} - \frac{\ln(P_{f,c})}{2} \sqrt{P_{f,c}}; & \text{others} \end{cases}$$

综合上述四种不同情况，本文提出的基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案的检测概率可以统一表示为

$$P_{d,c} = \sum_{i=1}^4 \Pr(\theta=i) P_{d,c}(\theta=i) \quad (5-31)$$

相应的平均检测时间为

$$T_c = \frac{1}{P_{d,c}} \quad (5-32)$$

其中，参数 $P_{d,c}$ 如式(5-31)所示。

5.4 数值结果与分析

根据上一节分析得到的检测概率和检测时间,本小节将对独立检测方案和自适应协作检测方案进行性能比较,以此说明自适应协作方案的优越性。图 5-3 利用式(5-14),式(5-17)和式(5-31),分别给出了认知用户 1 独立检测,认知用户 2 独立检测和自适应协作检测方案的检测概率随信噪比变化的数值曲线,其中 $\sigma_{p1}^2 = \sigma_{ic}^2 = 1$, $\sigma_{p2}^2 = \sigma_{2c}^2 = 1.2$, $P_{f,1} = P_{f,2} = P_{f,c} = 0.01$ 以及可信门限 $\delta = 1$ 。从图 5-3 中可以看出,自适应协作检测方案的检测概率始终要大于独立检测,由此说明了本文所提方案的优越性。

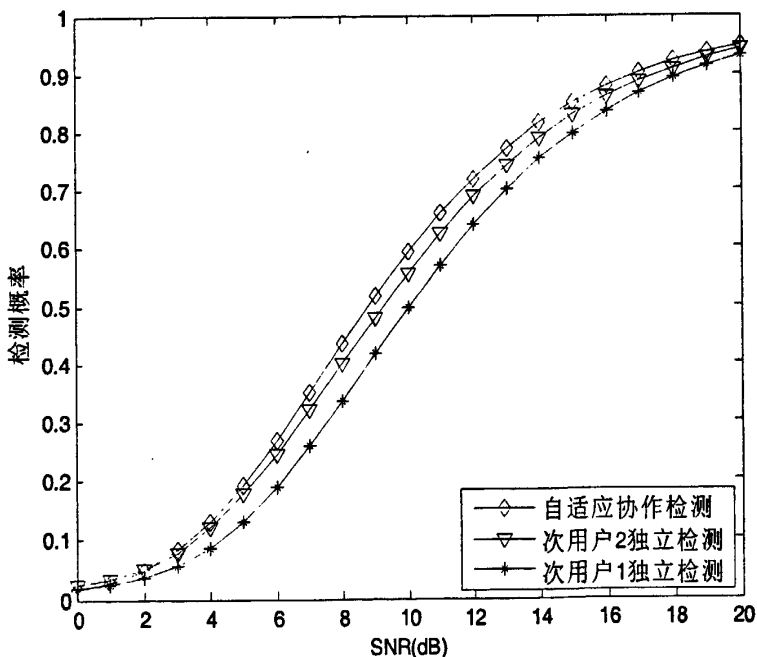


图5-3 不同信噪比取值下认知用户独立检测与自适应协作检测的检测概率比较

图 5-4 根据式(5-16),式(5-18)和式(5-32),进一步给出了独立检测和协作检测方案的检测时间随信噪比变化的性能曲线。容易看出,自适应协作检测方案对应的检测时间小于独立检测方案,即,认知无线电系统采用自适应协作方案的话,可以更加快速地检测到主用户状态。

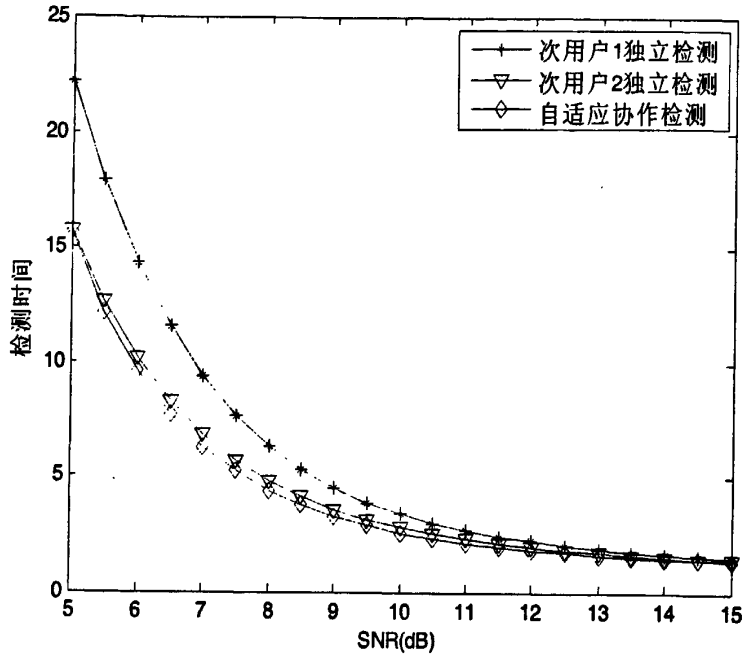


图5-4 不同信噪比取值下独立检测与自适应协作检测的检测时间比较

图 5-5 和图 5-6 则相应给出了 $\sigma_{p1}^2 = \sigma_{ic}^2 = 1$, $\sigma_{p2}^2 = \sigma_{2c}^2 = 1.2$, $\gamma_s = 10$ dB 和 $\delta = 1$ 时, 独立检测方案和自适应协作检测方案的检测概率和检测时间随虚警概率的变化情况。从图 5-5 中容易看出, 当信噪比 γ_s 一定时, 检测概率随虚警概率的要求放宽而逐渐增加, 并且协作检测方案的检测概率始终优于独立检测方案。图 5-6 则表明了自适应协作方案所需的检测时间小于独立检测方案, 这也进一步说明基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案可以减少认知系统的检测时间, 改善认知无线电网的感知性能。

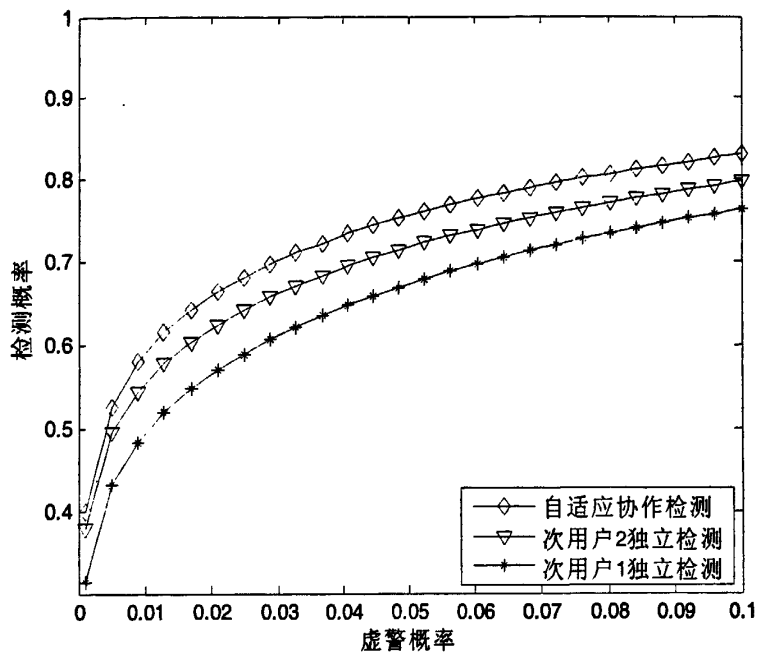


图5-5 不同虚警概率取值下认知用户独立检测与自适应协作检测的检测概率比较

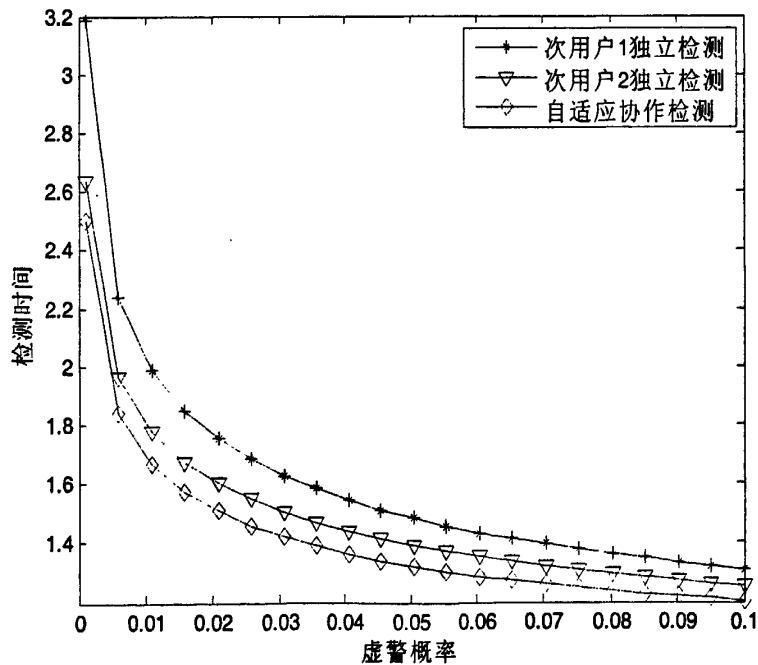


图5-6 不同虚警概率取值下认知用户独立检测与自适应协作检测的检测时间比较

5.5 本章小结

本文提出的基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案,在考虑各个用户信道状况及判决结果可信程度的基础上,对可信的判决结果进行融合,最终作出对主用户状态信息的判决,并将此判决结果通知不可信用户,以提高认知无线网络对主用户的整体检测效率,使认知用户对主用户通信产生的不利影响减小到最低限度。同时,理论分析了在瑞利衰落环境下,该自适应协作检测方案的检测概率和检测时间,得到了相应的解析表达式。根据检测概率和检测时间的解析式,对独立检测方案和所提协作方案,进行了相应的数值实验和性能比较。数值结果表明:所提出的自适应协作方案与独立检测方案相比,能够显著提高对主用户的检测概率,减少系统检测时间。

附录 5.1: 式(5-14)推导过程

由于瑞利信道衰落因子 $h_{p1}(k)$ 的方差为 σ_{p1}^2 , 故容易得到 $x = |h_{p1}(k)|^2$ 服从参数为 $\frac{1}{\sigma_{p1}^2}$ 的指数分布。此外, 复高斯白噪声 $n_1(k)$ 的方差为 N_0 , 据此可知复高斯白噪声实部和虚部的方差都等于 N_0 , 所以 $y = |n_1(k)|^2$ 将服从参数为 $\frac{1}{2N_0}$ 的指数分布。因此, 式(5-12)求得如下

$$\begin{aligned} P_{d,1} &= \iint_{xEs+y>\lambda} \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2}\right) \frac{1}{2N_0} \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right) dx dy \\ &= 1 - \iint_{xEs+y<\lambda} \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2}\right) \frac{1}{2N_0} \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right) dx dy \end{aligned} \quad (5-33)$$

将式(5.33)中的二重积分展开得到

$$\begin{aligned} P_{d,1} &= 1 - \int_0^{\lambda/Es} \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{p1}^2}\right) dx \int_0^{\lambda-xEs} \frac{1}{2N_0} \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right) dy \\ &= \exp\left(-\frac{\lambda}{\sigma_{p1}^2 Es}\right) + \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) \int_0^{\lambda/Es} \frac{1}{\sigma_{p1}^2} \exp\left(\frac{x\gamma_s}{2} - \frac{x}{\sigma_{p1}^2}\right) dx \end{aligned} \quad (5-34)$$

式中, $\gamma_s = Es / N_0$ 表示主用户信号的信噪比。当 $\gamma_s \sigma_{p1}^2 = 2$, 式(5-34)进一步求得

$$P_{d,1} = \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\lambda}{2N_0} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) \quad (5-35)$$

当 $\gamma_s \sigma_{p1}^2 \neq 2$ 时, 式(5-34)则求得为

$$P_{d,1} = \frac{2}{2 - \gamma_s \sigma_{p1}^2} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\gamma_s \sigma_{p1}^2}{\gamma_s \sigma_{p1}^2 - 2} \exp\left(-\frac{\lambda}{\sigma_{p1}^2 E_s}\right) \quad (5-36)$$

联合式(5-35)和式(5-36)得,

$$P_{d,1} = \begin{cases} \frac{2}{2 - \gamma_{p1}} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\gamma_{p1}}{\gamma_{p1} - 2} \exp\left(-\frac{\lambda}{\sigma_{p1}^2 E_s}\right); & \gamma_{p1} \neq 2 \\ \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\lambda}{2N_0} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right); & \text{others} \end{cases} \quad (5-37)$$

式中, $\gamma_{p1} = \gamma_s \sigma_{p1}^2$ 。此外, 根据式(5-13), 虚警概率 $P_{f,1}$ 求得如下,

$$P_{f,1} = \int_{\lambda}^{+\infty} \frac{1}{2N_0} \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right) dy = \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) \quad (5-38)$$

据此, 相应的能量检测门限 λ 求得

$$\lambda = -2N_0 \ln(P_{f,1}) \quad (5-39)$$

将式(5-4=39)代入式(5-37)得

$$P_{d,1} = \begin{cases} \frac{2}{2 - \gamma_{p1}} P_{f,1} + \frac{\gamma_{p1}}{\gamma_{p1} - 2} (P_{f,1})^{2/\gamma_{p1}}; & \gamma_{p1} \neq 2 \\ P_{f,1} - P_{f,1} \ln(P_{f,1}); & \text{others} \end{cases} \quad (5-40)$$

上式即为文中式(5-14)。

附录 5.2: 式(5-30)推导过程

由于随机变量 $|h_{1c}(k)|^2$, $|n_{c,1}(k)|^2$, $|h_{2c}(k)|^2$ 和 $|n_{c,2}(k)|^2$ 相互统计独立, 所以式(5-28)可以进一步化简为

$$P_{d,c}(\theta = 4) = \Pr\left\{|h_{1c}(k)|^2 E_s + |n_{c,1}(k)|^2 > \lambda\right\} \cdot \Pr\left\{|h_{2c}(k)|^2 E_s + |n_{c,2}(k)|^2 > \lambda\right\} \quad (5-41)$$

其中, $|h_{1c}(k)|^2$ 和 $|h_{2c}(k)|^2$ 分别服从参数为 $\frac{1}{\sigma_{1c}^2}$ 和 $\frac{1}{\sigma_{2c}^2}$ 的指数分布。此外, 由于噪声 $n_{c,1}(k)$

和 $n_{c,2}(k)$ 服从均值为零, 方差为 N_0 的复高斯分布, 所以 $|n_{c,1}(k)|^2$ 和 $|n_{c,2}(k)|^2$ 均服从参数

$\frac{1}{2N_0}$ 的指数分布。由此, 式(5-41)求得为

$$P_{d,c}(\theta=4) = \iint_{xEs+y>\lambda} \frac{1}{\sigma_{1c}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{1c}^2}\right) \frac{1}{2N_0} \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right) dx dy \dots\dots\dots a$$

$$\times \iint_{xEs+y>\lambda} \frac{1}{\sigma_{2c}^2} \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{2c}^2}\right) \frac{1}{2N_0} \exp\left(-\frac{y}{2N_0}\right) dx dy \dots\dots\dots b$$
(5-42)

其中, a 和 b 分别求得如下

$$a = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{1c}} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\gamma_{1c}}{\gamma_{1c}-2} \exp\left(-\frac{\lambda}{\sigma_{1c}^2 Es}\right); & \gamma_{1c} \neq 2 \\ \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\lambda}{2N_0} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right); & \text{others} \end{cases}$$
(5-43)

和

$$b = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{2c}} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\gamma_{2c}}{\gamma_{2c}-2} \exp\left(-\frac{\lambda}{\sigma_{2c}^2 Es}\right); & \gamma_{2c} \neq 2 \\ \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right) + \frac{\lambda}{2N_0} \exp\left(-\frac{\lambda}{2N_0}\right); & \text{others} \end{cases}$$
(5-44)

式中, $\gamma_{1c} = \gamma_s \sigma_{1c}^2$ 和 $\gamma_{2c} = \gamma_s \sigma_{2c}^2$ 。此外, 根据式(5-29)得到

$$P_{f,c} = \exp\left(-\frac{\lambda}{N_0}\right) \Leftrightarrow \lambda = -N_0 \ln(P_{f,c})$$
(5-45)

将式(5-45)代入式(5-43)和式(5-44)得到

$$a = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{1c}} \sqrt{P_{f,c}} + \frac{\gamma_{1c}}{\gamma_{1c}-2} (P_{f,c})^{1/\gamma_{1c}}; & \gamma_{1c} \neq 2 \\ \sqrt{P_{f,c}} - \frac{\ln(P_{f,c})}{2} \sqrt{P_{f,c}}; & \text{others} \end{cases}$$
(5-46)

和

$$b = \begin{cases} \frac{2}{2-\gamma_{2c}} \sqrt{P_{f,c}} + \frac{\gamma_{2c}}{\gamma_{2c}-2} (P_{f,c})^{1/\gamma_{2c}}; & \gamma_{2c} \neq 2 \\ \sqrt{P_{f,c}} - \frac{\ln(P_{f,c})}{2} \sqrt{P_{f,c}}; & \text{others} \end{cases}$$
(5-47)

将式(5-46)和式(5-47)代入式(5-42), 容易得到

$$P_{d,c}(\theta=4) = a \times b$$
(5-48)

式(5-48)即为正文中的式(5-30)。

第六章 结束语

6.1 论文总结

频谱感知是认知无线网络中的关键环节,针对认知用户独立检测效果欠佳的实际问题,本课题以协作分集理论为理论基础,针对认知无线电的特点,深入研究用协作技术提高系统频谱感知的效率,在多用户认知无线网络场景中分析系统检测性能,通过改进系统检测效率以有效提高认知无线网络的频谱利用率。

论文选结合了当前无线网络技术发展的趋势以及科研项目的具体研究要求,借助相应的信号处理与通信技术进行网络性能分析,探讨认知无线电研究领域一些热点问题,提出一些新的解决方法,具有推动该领域研究的积极意义。通过对所提新算法的理论分析和认知无线电通信模型的仿真试验以验证算法的优越性,以此为认知无线电技术的理论研究和实际应用提供一定的参考指导意义。

本课题着重研究无线频谱环境下的协作频谱感知以及基于最佳协作中继选择的多用户协作频谱感知问题。具体内容包括如下三个方面:研究协作频谱感知技术,提出一种高可靠性和检测概率的协作感知策略;研究多用户认知无线网络中的最佳中继选择技术,建立多用户协作认知无线系统模型,对利用协作分集的认知系统检测性能进行理论分析,讨论协作感知策略对系统检测效率的提高;基于数据融合技术,提出满足用户QoS需求的频谱协作感知策略以提高系统的频谱利用率。所做的具体工作及主要创新点归纳如下:

(1) 针对独立检测效果欠佳的问题,提出了基于放大转发和解码转发的协作频谱感知方案,通过认知用户间的彼此协作,可以使得认知无线网络获得明显的空间分集增益,从而显著改善认知无线电系统的感知性能。并且在瑞利衰落环境下对所提方案的检测概率性能进行了理论分析,给出了非协作感知和协作感知的检测概率的解析表达式。根据理论推导得到的检测概率解析式,对两种频谱感知方案进行了数值仿真实验。实验结果表明:在虚警概率一定的情况下,协作感知方案的检测概率明显大于非协作方案,这也说明了用户协作为认知无线网络带来了可观的性能增益。

(2) 将上述研究成果扩展到多用户认知无线网络中,提出了一种新的多用户协

作频谱感知方案,根据认知网络中所有候选用户的通信链路质量,选择最佳中继对主用户进行协作感知,从而可以获得明显的多用户分集增益,显著提高认知无线电系统的感知性能。在瑞利衰落环境下,对所提出的多用户协作方案和传统非协作方案的检测性能进行了理论分析,得到了系统检测概率和检测时间的解析表达式。此外,针对非协作感知和多用户协作感知的系统检测时间,进行了相应的数值仿真实验和性能比较。结果表明,与非协作方案相比,多用户协作感知方案能够显著提高主用户的检测概率,所需的检测时间明显减少,且随着候选中继用户数目的增加,多用户协作方案能获得更多的分集增益,因而对主用户检测概率的改善量越加明显。

(3) 频谱感知是认知无线网络中的关键环节,针对认知用户独立检测效果欠佳的实际问题,本文提出了一种基于自适应用户数据融合的协作频谱感知方案,通过利用认知无线网络中认知用户间的自适应协作,实现相应的数据融合以改善对主用户的检测性能。在瑞利衰落环境下,理论推导了所提自适应协作数据融合方案的检测概率和检测时间。根据推导得到的性能解析表达式,对非协作方案和所提出的协作融合方案,进行了相应的数值实验和性能比较。结果表明:与非协作方案相比,自适应协作融合方案显著提高了系统检测概率,同时检测时间也明显减少。

6.2 工作展望

综上所述,认知无线电技术的兴起与发展为解决无线频谱资源紧缺的问题提供了全新的途径。通过动态、灵活、智能地使用频谱资源,提高频谱利用率,以实现动态频谱接入和频谱共享。当前认知无线电的研究主要集中在认知无线网络中的通信技术和协议,并且,随着人工智能和信号处理技术的不断发展,迅速且准确可靠的频谱感知技术,将是认知无线电研究的热点问题,在今后的工作中需要对频谱感知和高层功能的互相影响进一步研究以满足终端用户更高的 QoS 需求。认知无线电将会使得无线通信系统更具智能化,对人类社会未来的通信发展产生不可估量的影响。因此,对认知无线电频谱协作感知技术可以显著提高频谱利用率,在新一代无线通信网络中具有非常广阔的应用前景,研究具有重大的理论和现实意义。

参考文献

- [1] FCC, *ET Docket No 03-222 Notice of proposed rule making and order*, Dec. 2003.
- [2] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, pp. 201-220, 2005.
- [3] E.G. Larsson and M. Skoglund, "Cognitive radio in a frequency planned environment: Can it work," in *Proc. of IEEE Globecom*, Nov. 2007.
- [4] J. Mitola and G.Q. Maquire, "Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal," *IEEE Personal Communications*, vol.6, pp.13-18, Aug. 1999.
- [5] J. Mitola III, "Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio," Ph.D Thesis, KTH Royal Institute of Technology, 2000.
- [6] IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks. *IEEE 802.22 Functional Requirements* [R]. 2005.
- [7] I.F. Akyildiz and W.-Y. Lee, "NeXt Generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey," *ELSEVIER Computer Network*, vol. 50, pp. 2127-2159, Oct. 2006.
- [8] T.A. Weiss and F.K. Jondral, "Spectrum pooling: An innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency," *IEEE Radio Communication Magazine*, pp. 8-14, Mar. 2004.
- [9] R.W. Brodersen, A. Wolisz, D. Cabric, S.M. Mishra, and D. Willkomm, "Corvus: A cognitive radio approach for usage of virtual unlicensed spectrum," Berkeley Wireless Research Center (BWRC) White paper, 2004.
- [10] S.M. Nishra, D. Cabric, C. Chang, D. Willkomm, B. Schewick, A. Wolisz, and R.W. Brodersen, "A real time cognitive radio testbed for physical and link layer experiments," in *Proc. IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 562-567.
- [11] D. Willkomm, J. Gross, and A. Wolisz, "Reliable link maintenance in cognitive radio systems," in *Proc. IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 371-378.
- [12] M.M. Buddhikot, P. Kolody, S. Miller, K. Ryan, and J. Evans, "DIMSUMNet: New directions in wireless networking using coordinated dynamic spectrum access," in *Proc. IEEE WoWMoM 2005*, June 2005, pp. 78-85.
- [13] L. Xu, R. Tonjes, T. Paila, W. Hansmann, M. Frank, M. Albrecht, "DRiVE-ing to the

- internet: dynamic radio for ipservices in vehicular environments,” in *Proc. of 25th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks*, Nov. 2000, pp. 281-289.
- [14] H. Zheng and L. Cao, “Device-centric spectrum management,” in *Proc. IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 56-65.
- [15] H. Zheng and C. Peng, “Collaboration and fairness in opportunistic spectrum access,” in *Proc. IEEE ICC 2005*, vol. 5, May 2005, pp. 3132-3136.
- [16] L. Cao and H. Zheng, “Distributed spectrum allocation via local bargaining,” in *Proc. IEEE Sensor and Ad Hoc Communications and Networks 2005 (SECON 3005)*, Sep. 2005, pp. 475-486.
- [17] W. White, “Cognitive Networks,” MOTOROLA TECHNOLOGY POSITION PAPER, 2005.
- [18] D. Maldonado, B. Lie, A. Hugine, T.W. Rondeau, and C.W. Bostian, “Cognitive radio applications to dynamic spectrum allocation,” in *Proc. IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 597-600.
- [19] J. Proakis, *Digital Communications*, 3rd edition, Mc Graw Hill
- [20] Y. Pei, A. T. Hoang, and Y.-C. Liang, “Sensing-throughput tradeoff in cognitive radio networks: How frequently should spectrum sensing be carried out?” in *Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., (PIMRC 2007)*.
- [21] A. Sahai, N. Hoven, and R. Tandra, “Some fundamental limits in cognitive radio,” in *Proc. of Allerton Conf. on Commun., Control and Computing 2004*, Oct. 2004.
- [22] G. Ganesan and Y.G. Li, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks,” in *Proc. IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 137-143.
- [23] A. Ghasemi and E.S. Sousa, “Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environment,” in *Proc. of IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 131-136.
- [24] A. Fehske, J. D. Gaeddert, and J. H. Reed, “A new approach to signal classification using spectral correlation and neural networks,” in *Proc. IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 144-150.
- [25] A. Sahai and R. Tandra, “Fundamental design tradeoffs in cognitive radio systems,” in *Proc. of TAPAS 2006*, Boston USA.
- [26] H. Tang, “Some physical layer issues of wide-band cognitive radio system,” in *Proc. of IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 151-159.
- [27] D. Cabric, S.M. Mishra, and R.W. Brodersen, “Implementation issues in spectrum

- sensing for cognitive radios,” in *Proc. of 38th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 2004*, Nov. 2004, pp. 772-776.
- [28] S. Barbarossa, L. Pescosolido, D. Ludovici, L. Barbetta, and G. Scutari. “Cooperative wireless networks based on distributed space time coding,” in *Proc. of International Workshop on Wireless Ad-hoc Networks*, Taiwan, China, 2004, pp. 1 - 5.
- [29] T. E. Hunter and A. Nosratinia. “Diversity through coded cooperation”, *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 283-289, 2005.
- [30] J. N. Laneman, “Cooperative diversity in wireless networks: Algorithms and architectures”, 2002.
- [31] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “Increasing uplink capacity via user cooperation diversity,” in *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory*, Cambridge, USA, 1998.
- [32] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity – Part I: System description,” *IEEE Trans. Comm.*, vol.51, pp. 1927-1938, 2005.
- [33] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, “User cooperation diversity – Part II: Implementation aspects and performance analysis,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 11, pp. 1939 - 1948, 2003.
- [34] J. N. Laneman and D. N. C. Tse, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behaviour,” *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 50, pp. 3062-3080, 2004.
- [35] Q. Y. Yin, Y. Zhang, and L. Ding, “Cooperation diversity: A new spatial diversity technique,” *Journal of Xi'an Jiao tong University*, vol. 39. pp.551 - 557, 2005.
- [36] J. N. Laneman and G. W. Wornell, “Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks,” *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 49, pp. 2415-2425, 2003.
- [37] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and Hedayat A, “Cooperative communication in wireless networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42. pp. 74-80, 2004.
- [38] T. E. Hunter and A. Nosratinia, “Cooperative diversity through coding,” in *Proc. of IEEE International symposium on information theory*, Laussane, Switzerland, 2002.
- [39] T. E. Hunter and A. Nosratinia, “Coded cooperation under slow fading, fast fading, and power control,” in *Proc. of The Thirty-sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, USA, 2002.

- [40] M. Janani and A. Hedayat, "Coded cooperation in wireless communications: Space-time transmission and iterative decoding," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 52, pp. 362-371, 2005.
- [41] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Performance analysis of coded cooperation diversity". In *Proc. of IEEE International Conference on Communications (ICC 2003)*, Anchorage, AK, 2003, pp. 2688-2692.
- [42] A. Bletasas, A. Khisti, and D.P. Reed, "A simple cooperative diversity method based on network path selection," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (IEEE JSAC)*, vol.24, pp. 659 - 672, 2006.
- [43] A. Bletasas, A. Khisti, and D.P. Reed, "A simple distributed method for relay selection in cooperative diversity wireless networks based on reciprocity and channel measurements," in *Proc. of 61st IEEE Semiannu Vech Technol Conf, Stockholm, Sweden, 2005*, pp.1484-1488.
- [44] A.H. Nuttall. *Some integrals involving the function*. Naval Underwater Systems Center (NUSC) technical report, Apr. 1972.
- [45] H. Urkowitz. "Energy detection of unknown deterministic signals," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-14, no. 2, pp. 384 - 386, Mar. 1978.
- [46] Z. Chair and P.K. Varshney, "Optimal data fusion in multiple sensor detection systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-22, no. 1, pp.98 - 101, Jan. 1986.
- [47] F. F. Digham, M.-S. Alouini, and M.K. Simon, "On the energy detection of unknown signals over fading channels," in *Proc. of IEEE International Conference on Communications (ICC 03)*, May 2003, vol.5, pp.3575 - 3579.
- [48] M.S. Alouini and A.J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 4, pp.1165 - 1181, Jul. 1999.
- [49] S. Khatalin and J.P. Fonseka, "Capacity of correlated nakagami-m fading channels with diversity combining techniques," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 1, Jan. 2006.
- [50] Z. Tian, S.Cui, A.H. Sayed, and H.V. Poor, "Optimal Multiband Joint Detection for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no.3, pp. 1128-1140, May. 2009.

- [51] H. Li, C. Li and H. Dai, "Quickest Spectrum Sensing in Cognitive Radio," in *Proc. of CISS (Conf. on Information Sciences and Systems)*, Mar. 2008.
- [52] Z. Tian and G. B. Giannakis, "A wavelet approach to wideband spectrum sensing for cognitive radios," in *Proc. of Int. Conf. on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, Greece, June. 2006.
- [53] Y. Hur, J. Park, W. Woo, et al. "A cognitive radio (CR) system employing a dual-stage spectrum sensing technique: A multi-resolution spectrum sensing (MRSS) and a temporal signature detection (TSD) technique," in *Proc. of IEEE GLOBECOM2006*.
- [54] Y. Hur, J. Park, W. Woo, K. Lim, C.-H. Lee, H. S. Kim, and J. Laskar, "A wideband analog multi-resolution spectrum sensing (MRSS) technique for cognitive radio (CR) systems," in *Proc. of IEEE Int. Symp. Circuit and System*, pp. 4090-4093, May .2006.
- [55] J.J.Lehtomaki, J.Vartiainen, M.Juntti, and H.Saarnisaari, "CFAR Outlier Detection With Forward Methods," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.55, no. 9, pp.4702 - 4706, Sep. 2007.
- [56] J. Huang, R.Berry and M.L. Honig, "Auction-based spectrum sharing," *ACM/Spring Mobile Networks and Applications Journal*.
- [57] A. J. Goldsmith and P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 43, pp.1986-1992, Nov. 1997.
- [58] S. Hanly and D. Tse, "Multi-access fading channels: Part II: Delay-limited capacities," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 7, pp. 2816-2831, Nov. 1998.
- [59] L. H. Ozarow, S. Shamai, and A. D. Wyner, "Information theoretic Considerations for cellular mobile radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 5, pp. 359-378, May 1994.
- [60] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Optimum power control over fading channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 1468-1489, Jul. 1999.
- [61] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, "Fading channels: Information theoretic and communications aspects," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 10, pp. 2619-2692, Oct. 1998.
- [62] M.A. Khojastepour, B. Aazhang, "The capacity of average and peak power constrained fading channels with channel side information," in *Proc. of IEEE Wireless communications and networking conference*, vol.1, pp.77-82.
- [63] L. Li, Andrea J. Goldsmith, "Capacity and optimal resource allocation for fading broadcast channels—Part I: Ergodic capacity," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 3,

- pp.1083-1102, Oct. 2001.
- [64]L. Li and A. J. Goldsmith, "Capacity and optimal resource allocation for fading broadcast channels - Part II: Outage capacity," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 3, pp. 1103-1127, Mar 2001.
- [65]S. Hanly and D.N.C. Tse, "Multiaccess fading channels - part I: Polymatroid structure, optimal resource allocation and throughput capacities," *IEEE Trans. Inform Theory*, vol. 44, pp. 2796 - 2815, Nov. 1998.
- [66]N. Devroye, P. Mitran, and V. Tarokh, "Achievable rates in cognitive radio channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, pp. 1813-1827, May 2006.
- [67]N. Devroye, P. Mitran, and V. Tarokh, "Limits on communications in a cognitive radio channel," *IEEE Communications Magazine*, vol. 44, pp. 44-49, Jun. 2006.
- [68]J. Aleksandar and P. Viswanath, "Cognitive radio: An information-theoretic perspective," available online at <http://www.ifp.uiuc.edu/pramodv/pubs/JV06.pdf>.
- [69]S. A. Jafar and S. Srinivasa, "Capacity limits of cognitive radio with distributed and dynamic spectral activity," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (IEEE JSAC)*, First Mar. 2007.
- [70]S. Srinivasa and S. A. Jafar, "The throughput potential of cognitive radio: a theoretical perspective," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 45, pp. 73-79, May 2007.
- [71]I. Maric, A. Goldsmith, G. Kramer, and S. Shamai, "On the capacity of interference channels with a cognitive transmitter," in *Proc. of the Workshop on Inf. Theory Appl.*, UCSD Campus, La Jolla, CA, Jan. 29 - Feb. 2, 2007.
- [72]D. Zhang and Z. Tian, "Spatial capacity of cognitive radio networks: Narrowband versus ultra-wideband systems," in *Proc. IEEE WCNC 2007*, Hong Kong, China, Mar. 2007, pp. 6-10.
- [73]H. Tang, "Some physical layer issues of wide-band cognitive radio system," in *Proc. IEEE DySPAN 2005*, Baltimore, MD, Nov. 2005, pp.151-159.
- [74]A. Goldsmith and P. Varaiya, "Capacity of Time-varying channels with Estimation and Feedback," *IEEE Trans on inform. Theory*, 1994.
- [75]R. Knopp, P. A. Humblet, "Information capacity and power control in single-cell multiuser communications," in *Proc. of Int. Conf. Communications (ICC'95)*, Seattle WA, pp. 18-22, Jun. 1995.
- [76]M. Gastpar, "On capacity under receive and spatial spectrum-sharing constraints," *IEEE*

- Trans. on Inform. Theory*, vol. 53, no.2, 2007.
- [77] A. Ghasemi and E. Sousa, "Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environment," *IEEE Trans on Wireless Communications*, vol. 6, no. 2, 2007.
- [78] FCC, "Establishment of an interference temperature metric to qualify and manage interference and to expand available unlicensed operation in certain fixed, mobile and satellite frequency bands," Tech. Rep., 2003.
- [79] FCC, *ET Docket No 03-237 Notice of inquiry and notice of proposed Rulemaking*, Nov. 2003.
- [80] T.X. Brown, "An analysis of unlicensed device operation in licensed broadcast service bands," in *Proc. of IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 11-29.
- [81] B. Wild and K. Ramchandran, "Detecting primary receivers for cognitive radio applications," in *Proc. of IEEE DySPAN 2005*, Nov. 2005, pp. 124-130.
- [82] C. E. Shannon and W. Weaver, *A mathematical theory of communication*, Urbana, IL: Univ. Illinois Press, 1949.
- [83] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*, New York: Wiley, 1991.
- [84] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
- [85] T. Zhi, G. B. Georgios, "A wavelet approach to wideband spectrum sensing for cognitive radio," in *Proc. of CROWNCOM 2006*.
- [86] Y. Zou and B. Zheng, "Performance analysis of a novel cooperative diversity scheme," *Chinese Journal of Electronics*, vol. 17, no. 3, pp. 449-454, 2008.
- [87] Y. Zou and B. Zheng, "BER analysis of MPSK space-time code with differential detection over correlated block-fading Rayleigh channel", *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, vol. 15, no. 2, pp. 18 - 25, 2008.
- [88] N. Han, S.-H. Shon, J.-H. Chung *et al.* "Spectral correlation based signal detection method for spectrum sensing in IEEE 802.22 WRAN," in *Proc. of ICACT 2006*, vol. 3, pp. 20-22, Feb. 2006.
- [89] R.W. Brodersen, D. Cabric, and A. Tkachenko, "Spectrum sensing measurements of pilot, energy and collaborative detection," in *Proc. of MILCOM.2006*.
- [90] W.C. Jakes. *Microwave mobile communications*. 2nd edition, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.
- [91] A. Sahai and D. Cabric, "Spectrum sensing: fundamental limits and practical

- challenges,” presented in Tutorial of DySPAN 2005.
- [92] R.C.M. Claudio, B. Choi, and K. Kim. “Distributed spectrum sensing for cognitive radio systems,” in *Proc. of the 2007 Information Theory and Applications*, University of California, San Diego, USA.
- [93] J. Lee, Y. Kim, S. Sohn, and J. Kim, “Weighted-cooperative spectrum sensing scheme using clustering in cognitive radio systems,” in *Proc. ICACT 2008*.
- [94] E. Peh, Y.-C. Liang, “Optimization for cooperative sensing in cognitive radio networks,” in *Proc. IEEE WCNC 2007*.
- [95] J. Ma and Y. (G.) Li, “Soft combination and detection for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks,” in *Proc. IEEE GLOBECOM 2007*.
- [96] J. Lunden, V. Koivunen, A. Huttunen, and H. V. Poor, “Spectrum sensing in cognitive radios based on multiple cyclic frequencies,” in *Proc. CROWNCOM 2007*.
- [97] K. Sridhara, A. Chandra and P. S. M. Tripathi, “Spectrum challenges and solutions by cognitive radio: An overview,” *Wireless Personal Communications*, vol. 45, pp. 281 - 291, May 2008.
- [98] Z. Quan, S. Cui and A. H. Sayed, “Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 1, pp. 28-40 Feb. 2008.
- [99] Q. Peng, K. Zeng, J. Wang, and S. Li, “A distributed spectrum sensing scheme based on credibility and evidence theory in cognitive radio context,” in *Proc. of Conf. Helsinki PIMRC, 2006*.
- [100] T. Weiss, J. Hillenbrand, and F. Jondral, “A diversity approach for the detection of idle spectral resources in spectrum pooling systems,” in *Proc. 48th Int. Sci. Colloquium*, Germany, Sep. 2003.
- [101] P.K. Varshney and C.S. Burrus, *Distributed detection and data fusion*. New York: Springer, 1997.
- [102] J. Hillenbrand, T. Weiss, and F. K. Jondral, “Calculation of detection and false alarm probabilities in spectrum pooling systems,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, pp. 349–351 Apr. 2005.
- [103] P. K. Tang, Y. H. Chew, L. C. Ong, and M. K. Haldar, “Performance of secondary radios in spectrum sharing with prioritized primary access”, in *Proc. of Military Communications Conference, 2006*.

- [104] X. Zhu, L. Shen, and T.-S. P. Yum. "Analysis of cognitive radio spectrum access with optimal channel reservation", *IEEE Communications Letters*, vol. 11, no.4, Apr. 2007.
- [105] Q. Zhao, L. Tong, and A. Swami. "A cross-layer approach to cognitive MAC for spectrum agility", in *Proc. of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (invited)*, Nov. 2005.
- [106] Y. Chen, Q. Zhao, and A. Swami. "Distributed cognitive MAC for energy-constrained opportunistic spectrum access," in *Proc. of IEEE Military Communication Conference (invited)*, Oct., 2006.
- [107] Y. Zou, B. Zheng, and W.-P. Zhu. "An opportunistic cooperation scheme and its BER analysis", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 9, pp. 4492-4497, Sep. 2009.
- [108] 邹玉龙, 郑宝玉, 崔景伍, 陈超. "基于跨层机制的最佳协作中继选择及其系统实现", *通信学报*, vol. 29, no. 8, pp. 1-10, 2008.
- [109] 邹玉龙, 郑宝玉. "基于分布式中继选择的自适应协作传输方案", *电子学报*, vol. 37, no. 1, pp. 13-20, 2009.
- [110] 邹玉龙, 郑宝玉, 赵贤敬. "一种新的两用户协同分集方案及其性能研究", *电子与信息学报*, vol. 30, no. 7, pp. 1557-1561, 2008.
- [111] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Optimization of spectrum sensing for opportunistic spectrum access in cognitive radio networks," in *Proc. Consumer Communications and Networking Conf., (CCNC 2007)*, Jan. 2007, pp. 1022-1026.
- [112] Y.-C. Liang, Y. Zeng, E. Peh, and A. T. Hoang, "Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 4, pp. 1326-1337, April 2008.
- [113] Y. Zou, Y.-D. Yao, and B. Zheng. "Outage analysis of cognitive transmissions over Rayleigh fading channels: Impact of spectrum sensing overhead", submitted to *IEEE Transactions on Wireless Communications*.
- [114] Y. Zou, J. Zhu, and B. Zheng. "Exact performance analysis for selection decode-and-forward cooperation systems", submitted to *IEEE Transactions on Communications*.
- [115] J. Zhu, Y. Zou, and B. Zheng, "Cooperative detection for primary user in cognitive radio networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, Article ID 617320, 12 pages, 2009. doi:10.1155/2009/617320.

- [116] J. Zhu, B. Zheng, and Y. Zou. "Detection time analysis for the multiple-user cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks," *Science in China Series F: Information Sciences*, vol. 52, no.10, pp.1915-1925, Oct. 2009.
- [117] 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. "一种新的多用户协作频谱感知方案及其检测时间分析", *中国科学*, vol. 40, no.3, pp.481-491, Mar. 2010.
- [118] 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. "基于最佳中继选择的用户协作频谱感知方案", *电子学报*, vol. 38, no.1, pp.92 - 98, Jan.2010.
- [119] Y. Zou, B. Zheng, and J. Zhu. "Outage analysis of opportunistic cooperation over Rayleigh fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 3077-3085, 2009.
- [120] J. Zhu and B. Zheng. "Improvement of detection performance using cooperative diversity in multiple-user cognitive radio networks", in *proc. of the IEEE WICOM 2009*, Beijing, 2009
- [121] J. Zhu and B. Zheng. "Detection probability analysis of cooperative spectrum sensing in Rayleigh fading channels", in *proc. of International Conference on Information Science 2009 (ICIS 2009)*, Shanghai, 2009.
- [122] 邹玉龙, 郑宝玉, 崔景伍, 朱佳. "基于用户协作的频谱感知方案及检测概率分析", *解放军理工大学学报*, vol. 9, no. 6, pp. 656-662, 2008.
- [123] Q. Peng, K. Zeng, J. Wang *et al.* A distributed spectrum sensing scheme based on credibility and evidence theory in cognitive radio context. in *Proc. the IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finland, 2006.
- [124] 季薇, 无线协作通信的若干关键问题研究, 上海交通大学博士学位论文, 2008.
- [125] 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. "一种新的基于自适应用户协作的数据融合方案", *南京邮电大学学报(自然科学版)*, vol.30, no. 2, pp.32-42, 2010.

攻读博士期间撰写发表的学术论文

- [1] Jia Zhu, Baoyu Zheng, and Yulong Zou, "Cooperative detection for primary user in cognitive radio networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, Article ID 617320, 12 pages, 2009. doi:10.1155/2009/617320. (SCI, EI核心) SCI影响因子: 0.97
- [2] Jia Zhu, Baoyu Zheng, and Yulong Zou. "Detection time analysis for the multiple-user cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks," *Science in China Series F: Information Sciences*, vol. 52, no.10, pp.1915-1925, Oct. 2009. (SCI, EI核心) SCI影响因子: 0.66
- [3] 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. "一种新的多用户协作频谱感知方案及检测时间分析", *中国科学*, vol. 40, no.3, pp.481-491, Mar. 2010. (EI核心)
- [4] 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. "基于最佳中继选择的协作频谱感知方案研究", *电子学报*, vol. 38, no.1, pp.92-98, Jan.2010. (EI核心)
- [5] Yulong Zou, Baoyu Zheng, and Jia Zhu. "Outage analysis of opportunistic cooperation over Rayleigh fading channels", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 3077-3085, 2009. (SCI, EI核心) SCI影响因子: 2.18
- [6] Yulong Zou, Jia Zhu, Baoyu Zheng, and Yu-Dong Yao. "Outage analysis of an adaptive cooperation diversity scheme with best-relay selection in cognitive radio networks", *IEEE Transactions on Signal Processing*, accepted with mandatory revisions. SCI影响因子: 2.34
- [7] Jia Zhu and Baoyu Zheng. "Detection probability analysis of cooperative spectrum sensing in Rayleigh fading channels", in *proc. of the International Conference on information Science 2009 (ICIS 2009)*, Shanghai, 2009. (EI核心, IISTP)
- [8] Jia Zhu and Baoyu Zheng. "Improvement of detection performance using cooperative diversity in multiple-user cognitive radio networks", in *proc. of the IEEE WICOM 2009*, Beijing, 2009. (EI核心)
- [9] 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. "一种新的基于自适应用户协作的数据融合方案", *南京邮电大学学报(自然科学版)*, vol.30, no. 2, pp.32-42, 2010.
- [10] Yulong Zou, Jia Zhu, and Baoyu Zheng. "Exact performance analysis for selection decode-and-forward cooperation systems", submitted to *IEEE Transactions on*

Communications.

攻读博士期间撰写的专利

1. 申请专利一项: 朱佳, 郑宝玉, 邹玉龙. 一种基于自适应数据融合的协作频谱检测方法 ,
申请号: 201010136299.5

攻读博士期间参加的科研项目

1. 国家自然科学基金,“认知无线网络中多用户协作通信关键技术研究”,(项目编号: 60972039)
2. 江苏省自然科学基金重点项目,“具有感知和协作功能的下一代无线网络关键技术研究”,(项目编号: BK2007729)
3. 江苏省研究生科研创新计划,“认知无线电协作频谱感知技术研究”,(项目编号: CX09B_150Z)

攻读博士期间荣获的奖励

1. 2009年12月，获得“南京邮电大学万全优秀博士奖学金”；
2. 2009年10月，获得“南京邮电大学单项奖学金”；

致 谢

在毕业论文即将完成之际，回首已然逝去的四年多研究生生活，我要向这些年来一直关心并帮助着我的老师、同学、朋友和家人表示最衷心的感谢和最诚挚的敬意。没有他们的鼓励与相伴，我也就没有可能顺利完成研究生阶段的学习和科研工作，我所取得的点滴成就都与他们密不可分。

首先，衷心地感谢我的导师郑宝玉教授，四年多来，我时刻体会着郑老师严肃的科学态度，严谨的治学精神，精益求精的工作作风，我想这是够我一生受用的人格魅力。导师的辛勤培育和深切教诲必将潜移默化地改变我未来的生活，让我学会如何做事，懂得如何做人。在和恩师共处的欢乐时光里，自己的点滴成绩和成长无不凝聚着恩师的心血。

感谢南京邮电大学杨震教授、崔景伍高级工程师，感谢他们在科研、学习和生活中的教导和亲切关怀。

感谢季薇、吴迎笑、岳文静等师姐，李世唐、黄川、颜振亚、田峰等师兄，以及郭海燕、朱艳、褚御芝、徐晓荣、徐宁、王磊等同学的帮助，难忘几年里与他们在一起的欢歌笑语。

感谢我的奶奶、爸爸和妈妈，他们的殷切期望和无私爱意让我一步一步的走到了今天，他们的永远健康快乐就是我最大的心愿。

最后，特别感谢邹玉龙的大力协助，感谢他一贯的支持与鼓励。因为有他的体谅及帮忙，使得本论文能够如期完成。

感谢的事很多，感谢的人更多，庆幸能够来到南京邮电大学，在恩师的指导下和朋友们一起生活、学习和成长。感谢一切关心、支持和帮助我的人，并祝福他们永远平安、幸福、健康。

朱 佳

二〇一〇年一月

