

密级：



**中国科学院大学**  
University of Chinese Academy of Sciences

## 博士学位论文

低轨卫星上行链路的认知接入研究

作者姓名：谢卓辰

指导教师：梁旭文研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别：博士学位

学科专业：通信与信息系统

培养单位：中国科学院上海微系统与信息技术研究所

二〇一四年五月



**Research on the Cognitive Medium Access for the LEO Satellite**  
**Uplink Transmission**

**By**  
**Xie Zhuochen**

**A Dissertation Submitted to**  
**University of Chinese Academy of Sciences**  
**In partial fulfillment of the requirement**  
**For the degree of**  
**Doctor of Philosophy**

**Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology**

**May, 2014**



## 致谢

花草树木在一年之内即有春华秋实，却也需园丁浇水施肥悉心照料。而我历经五年方才完成对硕士、博士学位的攻读，其间得到来自他人的帮助关怀之多，自不必言。虽然寥寥数语实不能完整表达我的感谢之意，但也希望能借此篇幅略表对父母、师长、同窗们的谢意。

首先不得不感谢我的父母。是父母为我营造了良好的生活环境，让我得以潜心修学而不必过多担忧其它烦扰。除此之外，每每遇到生活学习上的烦恼，父母总是能够耐心倾听，并以自己丰富的人生经验为我指导。

一日为师终生为父，老师的恩德几近于父母。因此，我也同样要衷心感谢我的指导老师梁旭文研究员。梁老师对事物的观点总是高屋建瓴，每当我遇到学业上的困惑，他总是能云淡风轻地为我拨云见日。我在科研之路上常能得到梁老师的悉心指导，从而少走了很多弯路。印象最深的是，在我刚来到小卫星中心时梁老师即对我严格要求，要求我在半年之内发表一篇论文。得益于此，我早早地在实践中学习了科研的正确方法并快速走上正轨。

除了梁老师，我在微系统所还得到了其他很多老师的关怀与帮助。刘会杰老师不但在工作学习中给了我很多指导和帮助，并且在生活中他就像一位慈祥的父亲时时关怀我们，让我们感受到来自小卫星大家庭的温暖。马陆老师是离我最近的老师，他对我的科研启蒙使我收益良多。而最让人印象深刻的则是马老师自信乐观的态度，希望今后遇事我也能如马老师一般微笑相迎。除此之外，还有龚文斌老师、漆庄平老师、梁广老师等等各位老师，对我来说他们的关怀与帮助也是不可或缺的。还有微系统所研究生部的邵天浩老师、余翔波老师、罗琦老师等，小卫星中心人事处的贾冰清老师等，是他们的支持与帮助为我的学业扫清了各种障碍。

最后，我还要衷心感谢我的同窗们。感谢有你们，我漫长的五年学业不但不无趣，相反却是多姿多彩令我终生难忘。这五年本是我人生中非常重要的五年。现在因为有了你们，我相信这五年也必将是我人生中最快乐的时光之一。感谢一路遇到的同窗们：宋海伟、赵璐璐、尚勇、管自新、李天羽、黄圣、龙颖贤、陈正、朱敏、庞岩、姜兴龙、胡泽鑫、丁晟、陈晓挺、李知周、黄国胜、尚琳、肖寅、刘利

## 致谢

子、高攀、周峰、浦锦毅、王勇勇、陈毅君、曹立文、曹红红、叶周、庞博、吴康、王龙、冯磊、颜艳腾、张景楠、章仁婷、刘洁、戴永珊、朱淑珍、侯绩玲、常家超、夏运兵、肖扬、刘沛龙、潘超等。

# 低轨卫星上行链路的认知接入研究

谢卓辰 (通信与信息系统)

指导老师：梁旭文 (研究员)

## 摘要

对于较小型的低轨卫星通信系统,如果像对大型系统一样在全球范围内分配一个单独使用的频段,会让频谱使用效率大减。可以利用认知无线电技术为这类系统提供灵活可用的频段。在认知无线电中,认知接入技术被设计用来实现本系统与其它系统主用户或干扰之间的共存,帮助认知通信设备更高效地接入频谱并与其它认知通信设备共享频谱。该技术主要应用于频谱切换和系统兼容两类场景中。由于在低轨卫星上实现认知接入与在地面上存在很大的不同,因此这里对认知接入的研究将仅针对低轨卫星通信系统的上行链路。此外,由于低轨卫星上行链路及小型终端的特点,这里将主要研究卫星对地面干扰的躲避及相应的频谱信道占用问题。在小型低轨卫星通信系统中,由于每个用户终端在一天内可以与卫星建立连接的次数和时间都非常有限,在本系统中需要将频谱切换次数尽可能降低。因此,这里可以基于时隙对频谱切换过程进行建模,通过主动频谱切换机制保持通信系统的持续认知接入。另一方面,低轨卫星上行链路中干扰的变化由多种因素综合而成,很难通过建立单一数学模型对全球范围内的干扰做出预测。对于上述问题,目前在卫星通信或认知无线电等研究领域内都没有专门的研究。本文将分以下四部分详细介绍对低轨卫星上行链路认知接入的研究成果。

- ✓ 为了在低轨卫星有限星上资源的限制下建立数据库并利用全球干扰历史数据完成干扰预测,这里首先设计了一种星地协同的认知接入机制以及相应的干扰预测算法。
- ✓ 为了避免在星地协同系统对星地链路压力较大以及系统可靠性较低的缺点,这里同样设计了一种可以在低轨卫星上独立运行的认知接入机制。该机制可以进一步减少对星上存储、计算能力的压力。利用该机制可以在不借助于地面处理的情况下,有效利用全球干扰历史数据完成干扰预测。
- ✓ 以上研究都基于地面干扰源来自普通通信设备的假设。针对地面同样存在认知通信设备的情况,这里设计了一种低轨卫星与地面认知无线网络间的频谱共享机制。利用该机制,卫星与地面设备不需要第三方协调即能很快得到最优的频谱复用策略并完成认知接入。

## 摘要

- ✓ 最后，本文还将介绍低轨卫星上行链路认知接入的最新工程进展。通过大量工作，我们已经完成了一个星地协同认知接入子系统与低轨卫星通信大系统之间的联调。验证了低轨卫星星上频谱感知，以及地面控制认知接入和星上自主认知接入两个主要认知接入流程。此外，为了在地面仿真环境中更全面有效地验证认知接入系统的性能，这里还设计并实现了一个可编程干扰生成平台。

**关键词：**低地球轨道；认知无线电；干扰；共存



# **Research on the Cognitive Medium Access for the LEO Satellite Uplink Transmission**

Xie Zhuo-chen (Communication and Information System)

Directed by: Liang Xu-wen (Professor)

## **Abstract**

The spectrum will be utilized unefficiently if an exclusive spectrum band is assigned to a small low earth orbit (LEO) satellite communication system. The spectrum band can be utilized more flexibly by means of the cognitive radio technology. In cognitive radio, cognitive medium access is designed to enable the coexistence of the cognitive radio system with the primary users or the interferences from other systems. Cognitive medium access can help the cognitive radio device access the spectrum band and share the spectrum resources with the other cognitive radio devices more efficiently. It can be applied mainly to the spectrum handoff and the system coexistence. In this dissertation, we only focus on the cognitive radio access for the LEO satellite uplink transmission, since there is much difference between the implementation of the LEO satellite cognitive radio and the terrestrial cognitive radio. We also only focus on the avoidance of the interferences and the corresponding spectrum occupancy because of the characteristics of the uplink transmission and the mobile satellite terminals. In a small LEO satellite communication system, the number of the spectrum handoffs should be reduced as many as possible, since the chances and durations of the connections between a particular terminal and the satellite is very precious. Therefore, the spectrum handoff is modeled in a slot-based manner and it is carried out in a proactive way to maintain the cognitive medium access of the communication system. On the other hand, the variations of the interferences in the LEO satellite uplink transmissions are affected by many different factors. It is quite difficult to predict the interferences all over the world by constructing a single mathematical model. However, there has not been any specialized study on the problems mentioned above, either in the research on satellite communications or the research on the cognitive radio. In this dissertation, we will introduce in detail the research achievements on the cognitive medium access for the LEO satellite uplink transmission with the following four parts:

- ✓ Firstly, we need to build the database under the restriction of the LEO satellite onboard resources, and utilize the global history of interferences for the interference

prediction. Therefore, we design a satellite-ground cooperative scheme for the cognitive medium access, and the corresponding predictive algorithms as well.

- ✓ Furthermore, it is more efficient if we can avoid the shortcomings of the satellite-ground cooperative scheme. So, we also design an LEO satellite independent scheme for the cognitive medium access. This scheme can alleviate the pressure of the onboard storage and computation. It is possible to utilize the global history of interferences for the interference prediction without the assistance of the ground processing.
- ✓ It is assumed that all the interferences are generated by the normal terrestrial communication systems in the studies mentioned above. When there are cognitive radio devices on the ground as well, we need to design a spectrum sharing scheme for the LEO satellite and the terrestrial cognitive radio networks. By means of this scheme, the satellite and the terrestrial devices can fast and efficiently access the spectrum in a cognitive way without any third-party coordination.
- ✓ Finally, the latest engineering progress in the cognitive medium access for the LEO satellite uplink transmission is also introduced. Through a lot of hard work, we have accomplished the joint testing of a satellite-ground cooperative scheme and an LEO satellite communication system. We have validated the spectrum sensing for the LEO satellite, and two important cognitive medium access flows, i.e. the ground controlled cognitive medium access and the satellite independent cognitive medium access. Besides, we have also designed and implemented a programmable interference generator, by means of which we can verify the performances of the cognitive medium access schemes more comprehensively and effectively on the ground.

**Keywords:** Low Earth Orbit; Cognitive Radio; Interference; Coexistence

# 目录

致谢 .....	I
摘要 .....	III
ABSTRACT .....	V
目录 .....	VII
<b>第 1 章 绪论</b> .....	<b>1</b>
1.1 课题研究背景及意义 .....	1
1.1.1 认知通信概述 .....	1
1.1.2 低轨卫星认知接入的主要问题 .....	4
1.1.3 低轨卫星上行链路的干扰信号特征 .....	6
1.2 国内外研究现状 .....	10
1.2.1 卫星认知通信系统的研究现状 .....	10
1.2.2 频谱认知接入的研究现状 .....	11
1.3 本论文结构及主要研究内容 .....	14
1.3.1 星地协同的认知接入 .....	14
1.3.2 星上自主的认知接入 .....	15
1.3.3 与地面认知网络共享的认知接入 .....	15
1.3.4 工程实现与系统验证 .....	16
<b>第 2 章 星地协同的认知接入</b> .....	<b>17</b>
2.1 引言 .....	17
2.2 问题阐述与系统描述 .....	17
2.2.1 问题阐述 .....	17
2.2.2 基本系统 .....	18
2.2.3 干扰模式图谱与系统设计 .....	20
2.3 预测机制设计 .....	22
2.3.1 朴素本地统计机制 .....	22
2.3.2 基于质心的全球统计机制 .....	24
2.3.3 信道占用和评价指标 .....	28
2.4 仿真结果 .....	29
2.4.1 簇的数量与周期宽度 .....	29
2.4.2 最优门限选取 .....	32
2.4.3 不同信道适应性 .....	33
2.4.4 功率适应性 .....	34
2.5 总结 .....	37
<b>第 3 章 星上自主的认知接入</b> .....	<b>39</b>
3.1 引言 .....	39
3.2 问题阐述与系统描述 .....	39

3.3	匹配和预测算法 .....	44
3.3.1	通过比对计数进行匹配 .....	44
3.3.2	频谱划分 .....	45
3.3.3	记忆质心桶机制中的匹配算法 .....	46
3.3.4	频率敏感标准互信息 .....	49
3.3.5	预测算法、信道占用和评价指标 .....	52
3.4	实验验证结果 .....	56
3.4.1	包尺寸的选择 .....	57
3.4.2	对全球干扰历史的有效利用 .....	59
3.4.3	检测概率和频谱损失率 .....	61
3.4.4	所占用信道的质量 .....	65
3.5	总结 .....	66
<b>第4章</b>	<b>与地面认知网络共享的认知接入 .....</b>	<b>67</b>
4.1	引言 .....	67
4.2	问题阐述与系统模型 .....	68
4.3	问题提炼 .....	71
4.3.1	单阶博弈与收益效用（评价指标） .....	71
4.3.2	有限重复囚徒困境 .....	72
4.3.3	半盲博弈 .....	73
4.4	频谱共享机制 .....	74
4.4.1	无噪声半盲观察 .....	76
4.4.2	有噪声半盲观察 .....	77
4.5	仿真结果 .....	82
4.5.1	噪声鲁棒性 .....	83
4.5.2	宽恕概率（R-GTFT）的影响 .....	85
4.5.3	观察噪声和卫星进入概率的影响 .....	86
4.5.4	低轨卫星用户的收益 .....	87
4.6	总结 .....	88
<b>第5章</b>	<b>工程实现与系统验证 .....</b>	<b>90</b>
5.1	引言 .....	90
5.2	大系统组成及功能 .....	92
5.2.1	星上单机功能 .....	94
5.2.2	地面应用系统 .....	97
5.3	频谱感知对接测试 .....	97
5.3.1	场景设置目的 .....	97
5.3.2	场景验证方案 .....	98
5.3.3	场景验证指标 .....	98
5.3.4	场景验证步骤 .....	99
5.3.5	部分验证结果 .....	99
5.4	认知接入流程验证场景 .....	101
5.4.1	场景设置目的 .....	101
5.4.2	认知接入中频谱切换的条件 .....	101
5.4.3	场景验证方案 .....	102

5.4.4	干扰源设计方案 .....	104
5.4.5	部分验证结果 .....	110
5.5	可编程干扰生成平台 .....	110
5.5.1	功能概要 .....	111
5.5.2	接口板 FPGA 设计模块图 .....	112
5.5.3	软件设计概要 .....	114
5.6	总结 .....	116
<b>第 6 章 总结和展望 .....</b>		<b>117</b>
<b>参考文献 .....</b>		<b>119</b>
<b>作者攻读博士学位期间发表的论文 .....</b>		<b>126</b>
<b>作者简介 .....</b>		<b>127</b>



# 第1章 绪论

## 1.1 课题研究背景及意义

### 1.1.1 认知通信概述

较大的低轨 (Low Earth Orbit, LEO) 卫星通信系统, 如铱星、全球星已经为地面提供了数十年成熟的通信服务。它们通常由几十颗低轨卫星组成, 并在全球范围内被分配了单独使用的通信频段[79]。而最近对低轨卫星通信系统的使用又出现了新的趋势, 如美国所提出的战术卫星项目 (tactical satellite program) [1], 要求单颗或较小星座构成的低轨卫星能在热点地区快速发射, 以应对小规模、短时间的事件。对于这样的小型低轨通信系统, 如果像对大型系统一样在全球范围内分配一个单独使用的频段, 会让频谱的使用效率大减。因此, 一种更高效更灵活的频谱分配技术就显得尤为重要, 这种技术可以帮助小型低轨通信卫星系统躲避干扰, 寻找可用的频谱资源进行通信, 与地面通信系统互相兼容。认知无线电技术 (Cognitive Radio, CR) 自 2005 年提出以来[2][77][80]已经在理论和实现上分别得到了很大的发展[93][94][95][96][97][98], 这种技术可以帮助不同通信系统之间共同分享统一频段, 提高频谱利用率并使通信系统对频谱的使用更为灵活。因此, 认知无线电技术在这里被用来为小型低轨卫星通信系统提供灵活可用的频段。

认知通信设备和传统通信设备的区别在于认知通信在频谱使用上所具有的认知和可重构能力[3][4][78][81][82][83]。认知能力指对周围环境感知和收集信息的能力[85][86][87][88][89][90][91], 诸如其它系统的传输频率、带宽、功率等等。通过这些认知能力可以找到最合适使用的频段。可重构能力则能让通信设备在得知最佳通信频段后可以快速地调整通信频率等参数, 适应通信取得最佳性能[100][101][102][103]。

在认知无线电的使用中, 不同的通信系统用户可以被划分为共享注册频段的主从用户, 以及共享非注册频谱的平等用户。在注册频谱的共享问题中, 用

户被划分为主从用户。其中，主用户是一个频段的优先使用者，需要注册使用频段。而在它不工作时，从用户则可以短暂地利用该频段进行通信，从而提高频谱利用的灵活性和效率[5]。在通常讨论的认知无线电中，当主用户出现时从用户即使正在通信也要及时把所占信道还给主用户，并等待信道再次空闲或寻找另一个可用信道完成剩余的通信任务。根据信道被占用后从用户的工作模式，从用户网络的运行模式可以分为两类，非跳转（non-hopping）与跳转（hopping）。在非跳转模式中从用户在被主用户打断时也总是会停留在当前工作信道上，如 IEEE 802.22 系统[84][92]中的基本工作模式[6]。在跳转模式中，被打断的从用户则会停留在当前信道或根据通信流量统计跳转到另一个信道上，如 IEEE 802.22 系统中使用的移跳转工作模式（phase-shifting hopping method）[6]。从用户的一次连接在其传输过程中可能遇到来自主用户的多次中断，从而执行多次频谱切换[7]。

在非注册频谱的共享中，由于共享的频段属于公共的开放资源，不同的用户之间并没有主从之分并且可以平等地认知接入信道[8]。如在 ISM 频段（工业、科学、医疗频段，Industrial, Scientific, Medical Band），无线局域网 WiFi 和蓝牙系统之间的频谱共享就属于对非注册频谱的共享。在此类频谱共享问题中，由于缺乏各认知设备之间的协调机制，设备间可能由于距离太近而互相干扰。同时由于通信的突发性以及分布式接入协议造成的干扰，频谱的平均利用率也通常较低。因此需要找到一个合适的干扰管理机制，在提高频谱使用效率的同时降低对各系统的干扰。在这样的机制中，产生干扰的系统间不存在直接的信息交换，因此需要研究基于干扰活动预测的认知接入技术用以降低碰撞率。

认知接入 (Cognitive Medium Access, CMA) 被设计用来实现本系统与其它系统主用户或干扰之间的共存。该技术可以从保障认知用户链路质量的角度出发，提出认知通信设备合理接入频谱以及各认知通信设备之间高效共享频谱的方法。这里的认知接入技术主要应用于以下两个场景：

- 在频谱切换中：选择最佳的初始通信频段，并在需要频谱切换时选择另一可用频段继续通信；
- 在兼容共享中：避免与其它认知通信设备产生冲突并获得可用频谱进行



通信。

根据文献[48]的描述，认知通信设备会根据频谱感知模块得到的干扰信息[109][110][111][112]从所有备选信道中进行认知接入的判决并选出初始工作信道。而当频谱切换流程被触发时，认知设备则会在备选频谱信道中找到可用信道以维持通信。当多个认知通信设备分别接入同一频谱时，认知接入判决模块则需要采取有效策略以实现频谱使用中多设备间的兼容共享。

目前已经有很多研究内容针对认知无线电中的频谱认知接入问题展开，其主要方法是对认知接入过程进行随机过程建模，从而分析性能并找出最优机制。根据频谱切换流程被触发的不同情况，可以将基于模型的认知接入研究分为两类[40]：

- 基于连接的建模方式（Connection-Based）：事件驱动，仅在主用户或干扰出现时触发频谱切换流程；
- 基于时隙的建模方式（Slot-Based）：时间驱动，在每个时隙的开始都会触发频谱切换流程。

文献[41]中的研究对认知接入基于连接进行了建模，设计了一个可以平衡各信道通信负担的频谱判决模块分析框架。该模块可以适用于基于概率和基于感知的两种不同判决模式。而在基于时隙的模型中，每次认知用户进行传输的时长都会被分为很多小时隙，在每个时隙的开始阶段都将首先对频谱进行感知。认知用户会感知当前信道是否有主用户或干扰出现。如果存在该情况，认知通信设备会进行频谱切换，否则将继续占用当前信道进行传输[8]。

根据选择目标信道的时间，则可以将频谱切换的机制归为两类：主动（Proactive）判决频谱切换机制与反应（Reactive）判决频谱切换机制。基于连接的方式更适合对反应判决的频谱切换机制进行建模，而基于时隙的方式则更适合于主动判决频谱切换机制。在主动判决频谱切换中，通信频段通常按照时隙进行预先切换。

- 主动判决频谱切换机制：在建立数据连接前，根据长时间通信流量的统计决定未来频谱切换的目标信道[42][43][44]；
- 反应判决频谱切换机制：仅在需要的时候搜索目标信道。如果当前所使用的信道不再可用，该机制将帮助认知用户寻找空闲信道从而继续未完

成的传输[45][46][47]。

这两种切换机制各有利弊[48]。当认知用户通信较繁忙时，反应判决机制的效率较高，相应吞吐量更大；而当认知用户通信较少时，主动判决机制的效率更高，吞吐量更大。无论对两种机制中的哪一种，都需要对该机制所对应的随机过程进行建模。在建立这些模型的过程中通常会考虑如下因素：

- 多次中断与切换；
- 频谱感知时间；
- 多种工作信道；
- 一般分布服务时间；
- 由多个从用户竞争引起的信道等待时间。

为了描述在认知通信设备发生多次频谱切换时的频谱利用状况，研究者提出了一种新的性能评价指标：从用户连接的扩展数据传送时间（extended data delivery time）[40]。该指标定义了从认知用户建立连接开始传输数据到结束传输整个过程的时间长度。在此期间可能由自主用户或干扰造成传输的多次中断以及频谱切换。过多的频谱切换可能极大地影响该指标衡量下的系统性能。

### 1.1.2 低轨卫星认知接入的主要问题

在低轨卫星上实现认知接入与在地面上存在很大的不同。如文献[9]所述，其中一个重要的原因是：卫星可以覆盖很多相距甚远的不同用户，因而在卫星下行链路中实现认知通信存在很多困难。由于在相差悬殊的不同电磁环境中，不同用户的可用频谱可能差别很大。为了适应不同用户的本地电磁环境，使不同用户都能以较高信干比接受卫星下发的信号，需要设计一个特殊的机制，对地面用户按不同的可用频道进行分类。在卫星利用扩频通信系统下发信号时，需要将基于码分多址的多用户通信系统与时分、频分或空分复用方式进一步结合完成。例如，可以分时在不同频率下发不同频道用户的码分信号；将不同频道用户的码分信号调制到不同频率上，实现多载波通信等等。无论具体采用哪种复用方式，这一特殊设计不但会增加系统的复杂度、实现难度，而且会带来卫星与地面各终端之间的大量信令开销。这会对低轨卫星上有限的计算、存储资源造成压力，降低系统稳定性。此外，为了在下行通信开始前完成卫星与

大量不同频道用户间的信令交互、频道协调，需要使用专门信令信道在干扰环境下实现高速双向通信。通常为了在干扰环境中实现通信，需要采取具有高冗余量的低速通信，这种通信与所要求的大量信令交互要求相矛盾。因此，在低轨卫星下行链路中实现认知通信存在很大的困难。相反，在上行链路中卫星接收信号所用频段相对单一，更易实现认知通信功能。在卫星完成了上行链路频谱接入的信道判决后，只需将该信道的频率信息通过下行广播信道以低速率重复发送即可基本保证地面终端调整到相应工作频点。因此，我们只关注在低轨卫星上行链路中的认知接入。在上行链路中，只通过卫星自身以集中模式就可以对干扰进行感知和预测，而不需要通过在地面分布的各个终端分布式地完成相应工作[104][105][106][107][108]。

卫星上的认知通信设备需要接入地面各无线网络，由于本文所叙述的小型低轨卫星通信系统的特点，低轨卫星的上行链路认知通信传输与地面系统间共存的问题更接近于 WiFi 和蓝牙在 ISM 频段共存的场景。这是因为小型低轨卫星通信卫星的地面终端用户通常数量不多但分布分散。同时为了实现终端小型化其发射功率较小，而为了获取更大的增益天线通常具有指向天空的窄波束。在这样的背景下地面其它通信系统较难被地面终端的上行传输所干扰。相反，地面系统由于发射功率较高，其发射信号到低轨卫星的入口电平很可能高于卫星接收机的接收门限，对卫星上行通信造成干扰。这一关系与蓝牙、WiFi 在 ISM 频段的共存关系相似，即 WiFi 可能对蓝牙造成干扰而反之不成立。所以，无论低轨卫星上行链路传输的工作频点为何，卫星与地面通信系统间的频谱共存都可以被认为类似于蓝牙设备主动躲避 WiFi 信号的问题。在该问题中，卫星终端不会对地面系统产生干扰。因此只要卫星不被干扰即可满足认知通信要求，而无需像主从用户系统一样检测地面系统的传输是否可能被干扰[5]。这一特殊性将大大降低认知通信系统对干扰检测的要求。因此在本问题中，卫星对地面干扰的躲避以及相应的频谱信道占用问题就成了低轨卫星上行链路认知接入的关键。

在认知通信中，当主用户或干扰出现在当前所使用频段时，认知用户需要进行避让并寻找新的可用频段完成频谱切换。当这种切换频繁发生时将会显著降低认知用户的通信服务质量（quality of service, QoS）。对于小型低轨卫星通

信系统来说，每个用户终端在一天内可以与卫星建立连接的次数和时间都非常有限。频繁的频谱切换可能带来比地面系统大得多的切换开销，降低系统的可用性。所以对于本系统，需要将频谱切换的次数尽可能降到最低，以预测的方式实现认知接入。根据 1.1.1 小节所介绍的内容，这里可以将卫星通信的时间划分为多个时隙，基于时隙进行建模。在每个时隙的开始阶段完成对干扰的预测，通过主动频谱切换机制保持通信的持续认知接入。

要实现主动频谱切换需要基于历史数据对干扰进行预测。不同于移动区域受限的地面认知通信系统，低轨卫星会以很快的速度掠过全球各区域上空。在该过程中，卫星将经历不同的电磁干扰环境。该时变电磁干扰环境会对利用历史数据进行的干扰预测产生很大影响，因为在对历史信息进行挖掘时不能再直接使用本地数据而是要综合考虑全球历史数据并提取有用信息。由于全球历史数据很庞大，一般的处理方式是将其压缩后回传地面，在地面站完成全球数据的存储和处理。这种方法可以在资源受限的低轨卫星通信系统中有效利用全球历史数据，但也同样会对卫星与地面间上下行链路造成很大压力并降低系统的可靠性。因此更理想的处理方法则是直接在卫星上完成对全球数据的存储和处理。在这种工作场景下需要设计一种新的机制，利用有限的星上存储计算资源来实现对全球历史数据的处理。

在上面的讨论中干扰都被假设由普通通信系统产生，通过对干扰的预测低轨卫星可以有效地找到可用频谱。但是如果地面通信系统同样具有认知通信功能并能够智能地占有所有可用频段，当低轨卫星飞临这些系统上空时可能不再有空闲频谱可以使用。在这种情况下低轨卫星需要根据博弈理论与地面认知无线网络（Cognitive Radio Networks, CRNs）争夺有限的空闲频谱。因此这里有必要设计一个可以使卫星与地面 CRNs 高效共享频谱的博弈机制。

### 1.1.3 低轨卫星上行链路的干扰信号特征

在实现低轨卫星上行链路的认知接入时，存在一个关键问题：卫星需要适应全球范围内多变的电磁干扰环境。由于地球自转的影响，每绕地球一周低轨卫星的星下点经度都会在原有位置向东偏移。虽然经过一个回归周期低轨卫星可以重新回到初始位置附近，但是该回归周期的时间通常很长，此时由地面干

扰构成的电磁干扰环境可能已经有了较大的变化。不同飞行周期下低轨卫星所处电磁干扰环境如图 1-1 所示：根据低轨卫星星下点位置的变化，卫星的覆盖区域会发生不同。此外，由于卫星天线波束覆盖范围较大，不同波束可能覆盖相同的干扰源。因此不同飞行周期中的低轨卫星所受到的干扰可能存在一定的相似性。但是由于天线波束覆盖范围以及地面干扰源位置的变化，该相似性很难被建模分析。因此，不同飞行周期中低轨卫星上行链路中的干扰也将存在这种难以被建模分析的相似性。

为了研究天线波束所造成的低轨卫星覆盖重叠问题，这里对天线波束进行如下假设并对卫星重访和覆盖重叠情况进行相应的计算。根据实际情况，可以选定低轨卫星轨道高度 790km，地球半径 6400km，低轨卫星接收天线主瓣张角为  $\pm 55^\circ$ ，如考虑旁瓣则张角约为  $\pm 70^\circ$ ，卫星轨道倾斜角为  $96^\circ$ ，以此数据为前提，构建低轨卫星绕地球运转轨道间覆盖重叠情况的数学模型。

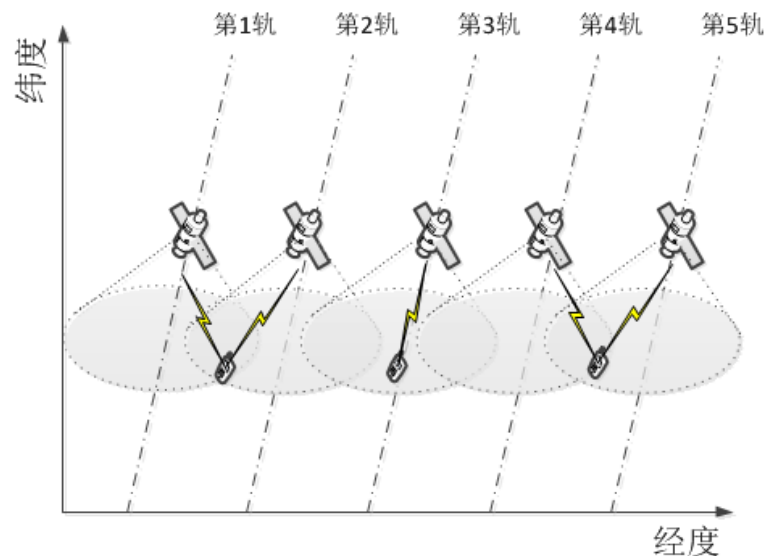


图 1-1 低轨卫星上行链路中电磁干扰环境的变化

接收天线在地表覆盖区域可简化为球面上的圆，即球冠，以过圆心的直径跨过的经度衡量轨道间重叠覆盖的情况。衡量每次感知数据时的卫星接收天线覆盖情况，采用与经线垂直的卫星天线覆盖球冠的直径所覆盖的经度跨度作为衡量指标。计算星下点轨迹需同时考虑卫星在倾斜轨道的匀速圆周运动和地球自转，卫星运动可以分解为纬线平面上和垂直于纬线平面的椭圆运动，对卫星线速度进行分解，可以计算出每一轨中星下点划过的经纬度位置，叠加地球本

身自转，即为卫星星下点实际经过的经纬度。

利用 STK 软件仿真，设定参数与之前相同，得到卫星绕地球 24 小时的经纬度数据。结合上述过圆心直径覆盖经度计算公式，可以分别得到图 1-32 和图 1-3 中张角分别为 $\pm 55^\circ$ 与 $\pm 70^\circ$ 的经度覆盖情况。通过先后画出低轨卫星在连续三轨内经度的波束覆盖情况，可以看到连续几轨之间波束覆盖的重叠区域很大。可以从图 1-3 中的结果看到，当天线波束张角为 $\pm 55^\circ$ 时，相邻两轨卫星天线波束的覆盖范围最大可以有 50%的重合。当卫星位于赤道上方时，该重合面积最大；而随着纬度的升高，重合面积将减小以至完全不存在覆盖重叠。从图 1-3 看到，当天线波束张角为 $\pm 70^\circ$ 时，相邻两轨卫星天线波束的覆盖范围最多可以存在大约 70%的重合。同样，随着纬度的增加，重合面积同样也将减小。在考虑天线波束主瓣和旁瓣不同张角的情况下，覆盖范围随纬度变化的情况并不一致。

因此可以看到，相邻两轨天线波束覆盖的重叠面积与具体天线参数、卫星星下点纬度相关。由于这些参数的影响以及天线波束的大覆盖范围，很难根据低轨卫星采集的数据定位地面干扰源的位置。而由于地面干扰源的位置无法确定，在相邻轨道上低轨卫星所受干扰的相似性也同样很难被建模分析。

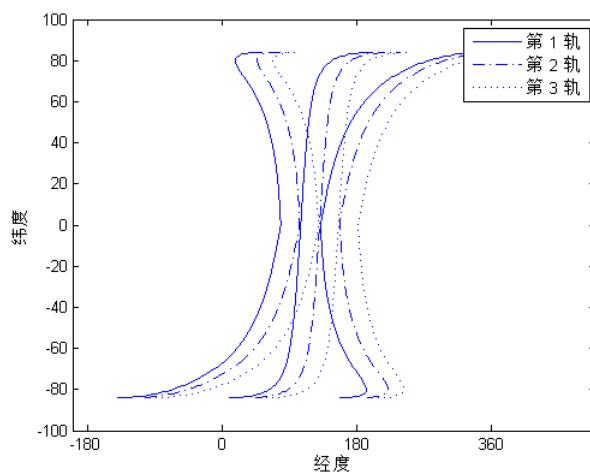
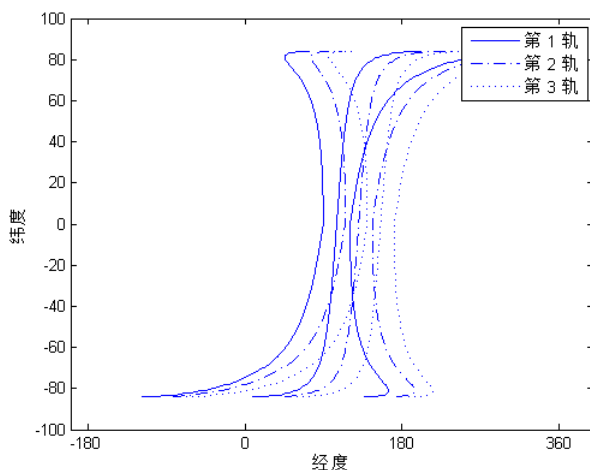


图 1-2 卫星天线波束张角 $\pm 55^\circ$ 时多轨覆盖重叠示意

图 1-3 卫星天线波束张角 $\pm 70^\circ$ 时多轨覆盖重叠示意图

经过多轨仿真后，低轨卫星在第十五轨可以大致回归到第一轨中的位置位置。图 1-4 中的结果显示了在波束覆盖张角 $\pm 55^\circ$ 时第一轨与第十五轨覆盖范围的差异，可以看到这两个周期内的覆盖区域仍可能存在大约 10% 的差异。此外，在十五个周期后地面干扰源的情况也可能发生变化。因此，无法确定卫星在一个回归周期后一定会遇到相似特征的干扰。

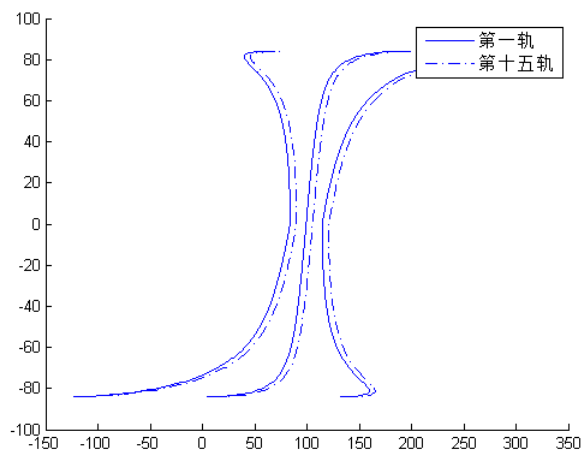


图 1-4 经历一个回归周期后卫星天线波束覆盖范围对比

可以看到，低轨卫星上行链路中干扰的变化将由多种因素综合而成，如卫星移动、星下点纬度、天线波束张角、地面干扰源随时间的变化、地面干扰的区域分布、不同天气地理环境下的信道差异等等。因此要通过建立单一数学模型来预测全球范围内干扰的出现存在一定的困难。

## 1.2 国内外研究现状

### 1.2.1 卫星认知通信系统的研究现状

美军最新的陆军通信系统 MUOS[20][21]系统已经具有了接近认知通信的功能。该系统采用扩频通信，占据较宽的频带以实现高速率通信。但是另一方面，该系统工作在 UHF 频段，非常容易被地面其它通信系统所干扰。因此，该系统需要具有一定的干扰发现和消除能力。该系统可以发现频段内干扰并利用可编程带通滤波器将特定频带内的干扰滤除，从而实现干扰环境下的宽频带高速率通信[22][23][24][25][26][27]。这种方法的实际效果将受限于可编程带通滤波器的性能。与之相比，本文所研究的系统通过寻找其它可用频谱，躲避干扰来实现干扰环境下的通信。只要本系统可以在足够宽的带宽内寻找可用频谱，就能够应对任何形式的干扰。因此，这里的认知通信系统具有更强的灵活性和抗干扰能力。

除了 MUOS 系统外，欧洲航天局也同样组织过认知无线电在卫星上应用的研究[28][29][30][31]。但研究更多处于理论阶段并主要侧重对星上频谱感知的研究。而且这些研究并没有针对低轨卫星通信系统进行特别的分析。

对干扰的预测与对卫星通信信道特性的预测有一定相似性但区别也很大。对卫星通信信道的研究发轫自卫星通信的广泛应用，在近二十年里获得了长足的发展，已有很多针对通信信道特性预测的研究。在这些研究中，地面移动卫星（Land Mobile Satellite, LMS）的通信信道通常被建模为一个三状态的马尔科夫链模型[10][11][12][13]。这类模型可以对较低频率的通信信道进行有效的建模。对于较高的通信频段，文献[14][15][16][17]中的研究则针对对流层效应进行了充分的数学建模。虽然这些研究成果在卫星信道估计上效果显著，但是上述模型都很难被用来描述一个认知通信系统感知得到的干扰。因为这样一个干扰通常是由许多相距甚远的用户在很多不同信道上所发出的信号集合而成。因此传统信道特性方面的研究结果对于低轨卫星认知通信研究的借鉴意义有限。

中科院微小卫星重点实验室依托自身任务发展，紧跟国际上先进航天技术潮流，已经对认知无线电应用于低轨卫星通信的课题进行了很多研究。文献[18]首次提出了低轨卫星认知通信系统星地协同的架构，并且对星上频谱感知算法



和频谱切换策略做了一定分析。基于该架构基础，文献[49]中提出了低轨卫星上行链路频谱感知与频谱切换的系统架构，并细化了各个模块的功能以及输入和输出。文献[19]讨论了星上的频谱感知算法，提出了一种基于噪声估计的自适应门限判决技术，该算法是基于时域的能量检测算法，相比以往算法在时变噪声环境下具有一定优越性。

上面这些针对低轨卫星认知通信的研究还较为基础，更多地集中在对系统架构的提出以及对主信号或干扰的感知上，而缺少对诸如认知接入等问题的详细研究。因此本文将通过详细的研究分析，针对 1.1.2 小节所提出的低轨卫星上行链路认知接入中的问题，提出有效的认知接入技术。并且将介绍在实际工程中对相关系统的验证工作。

### 1.2.2 频谱认知接入的研究现状

低轨卫星会不停地以高速掠过地面上的各个区域，这样为了应对在低轨卫星上行链路中出现的干扰，需要针对全球范围各地区实现干扰预测以及相应的频谱认知接入。

在全球范围预测干扰的最有效方法是针对不同地区分别建立相应的干扰数据库[37][38][39]。其中，无线电环境地图(Radio Environment Map, REM)被设计为一个包含了空、时、频、功率等多维干扰信息的数据库。通过该数据库可以在过去判决结果的基础上设计一个加权融合机制以集成各类数据完成协同频谱感知[69][70][71]。这样的机制可以用来发掘关于本地和全球的历史干扰数据，用以评价每个认知用户的感知结果以及认知接入判决结果的有效性和可靠性[72]。

对于低轨卫星来说，由于星上的计算、存储能力有限，在实现以上数据库的同时还需要考虑如何减少星上的计算复杂度以及数据存储量。为了解决这一问题，其中一个可行的解决方案是将历史信息处理从干扰预测中剥离。对于低轨卫星的认知通信来说，可以采取一种*星地协同的认知接入机制*。在该机制中对于干扰的采样和预测都由卫星完成，而对历史数据的处理则由地面站完成。在已有的研究中，文献[73][74][75][76]的研究框架都基于一种对历史信息敏感的信道搜索机制，这种机制采取了类似的分离策略。在这些研究中，信道搜索被

分为两步完成。首先，通过历史信息生成信道感知顺序(Channel Sensing Order,CSO)，而后信道按照 CSO 所提示的顺序逐信道进行感知，获得高效率的逐信道感知性能。

在以上所述研究中认知通信设备通常都固定在地面或者被限制在一定区域内，而这里讨论的低轨卫星认知通信系统却与之不同。如 1.1.3 小节的分析结果所示，一颗低轨卫星上的认知通信设备很难像地面设备那样持续观察一个时变的电磁干扰环境。即使卫星上的天线具有很宽的波束，一颗低轨卫星上的认知通信设备也需要经过数日才能在相同地点上空对同一地点的电磁环境进行另一次感知。在此期间电磁环境可能已经发生了巨大的变化。因此，低轨卫星采集得到的干扰历史数据与地面系统的数据相比显得非常稀疏。而该稀疏数据不足以帮助我们得到对干扰的充分统计和预测，因此认知接入的性能将受到影响。

如上所述，利用星地协同的方式可以帮助低轨卫星在上行链路实现对历史干扰数据的统计挖掘以及相应的干扰预测。然而这一解决方案会对卫星的下行链路增加巨大的压力并降低系统的可靠性。因此有必要进一步研究*星上自主的认知接入机制*。

在已有的研究中并没有与星上自主认知接入相似的研究，所以这里只能参照已有的基于随机过程建模的认知接入技术。这些技术常通过随机过程建模来预测不同干扰的集合。有一种认知接入协议将认知通信设备的接入过程建模为一个限制马尔科夫决策过程(Constrained Markov Decision Process)[32]。在这里干扰被认为会以非时隙的方式出现。这种协议提供了一种结构化的解决方案，以主动的方式有效利用频谱。在这种结构化解决方案中，通过在所有信道上利用能量检测并行观察可以得到可完整观测(Fully Observable)的频谱干扰信息。借由该方案，只要当接入碰撞率被限制在某个干扰限制之下，信道就被认为可用。重传对该方案的影响在文献[8]中进一步得到实验验证。除了以上方案外，频谱还可被假设为部分可测(Partially Observable)。文献[33][34][35][36]中介绍了相关研究。

在上述认知接入研究中，认知通信设备的接收机都固定或被限制在某些特定区域内，这样可以通过本地干扰的历史得到相应的干扰统计。然而对于低轨

卫星的上行传输，接收机会在不同区域上空快速地移动而相应的电磁环境会剧烈地变化。在这种情况下为了有效预测干扰，预测算法需要有效利用干扰的全球历史而不仅仅是本地历史。如果不能在星上按地区建立干扰数据库，上述认知接入相关研究成果将无法有效利用这样的全球干扰历史。因此需要设计一种全新的机制，在存储、计算资源受限的条件下实现这一功能。

利用上述干扰预测机制，低轨卫星都可以观测到可用频谱，学会如何使用这些频谱，并最终占用其中一部分进行通信。然而，作为商业应用的地面认知无线网络（Cognitive Radio Networks, CRNs）也同样在快速地发展[54]。这样，具有认知通信技术的低轨卫星和地面 CRNs 中的用户将由不同机构部门管理，在不同目标下互相竞争有限的频谱资源。因此，为了实现低轨卫星上行链路的认知接入，还需要实现卫星与地面认知网络共享的认知接入机制。通常这样的频谱资源竞争会发生在诸如 ISM 频段这样的非注册频谱上。为了得到一个有效共享机制，这里需要利用博弈论进行建模分析。

在已有的非注册频谱共享博弈的研究中，文献[56]假设博弈无穷重复，并且通信信道为时不变的（Time-Invariant）高斯干扰信道（Gaussian Interference Channels, GICs），认知通信设备可以得到博弈中的最大传输速率。在这种情况下，对所有用户而言最优的策略是 Grim-trigger。这项工作被进一步拓展为“惩罚-原谅”（Punish-and-Forgive）策略以防止用户被欺骗[57]。在这一策略下，在竞争用户采取背叛行为之前，博弈会始终处于合作状态。而当其中一个用户背叛，该博弈会在接下去的  $T-1$  个时隙中处于惩罚状态，并在第  $T$  个时隙中恢复合作状态。对于一个有  $N$  个用户的无穷博弈[58]，为了达到理想性能则需采取“胡萝卜-大棒”（“Carrot-and-Stick”）策略。在该策略下只有当所有用户都背叛后，合作状态才会恢复。此外，在文献[59]中，接入概率被引入以影响用户的效用函数。

尽管这些非注册频谱共享机制可以有效提高频谱的使用效率，它们目前还只能应用于无穷重复博弈问题，而且在这样的博弈中任一用户都会和博弈中的其他用户间产生相互干扰。此外，这些机制也无法克服观测中产生的噪声。而在 1.1.2 小节所叙述的问题则由于用户之间干扰的“空间区分”（Spatially-Distinguished）等特性而与传统问题不同。因此，这些传统方法并不

能在解决本问题时发挥有效作用。

### 1.3 本论文结构及主要研究内容

本文研究的主要内容是低轨卫星上行链路的认知接入。在研究中需要首先假设所得到的频谱感知结果正确无误，并且频谱感知模块可以以完全感知的形式工作。而后可以基于时隙对频谱切换进行建模并以主动判决的方式实现频谱切换，即在每个时隙的开始阶段预测干扰后主动完成频谱切换的认知接入。为了避免干扰预测中虚警或漏警对认知接入的影响，这里需要设计一些有效的干扰预测机制。上述认知接入完成后，在当前时隙剩余时间内发生的频谱切换则不作为本文的研究重点。当地面同样存在认知通信设备时，则需要通过博弈过程快速取得稳定可用频段，完成认知接入并进行通信。本文除了介绍上述理论研究结果外，还将介绍当前最新的工程进展及相应系统的实际验证情况。

#### 1.3.1 星地协同的认知接入

本文的第二章将主要介绍星地协同的认知接入机制及相应算法。为了在上述低轨卫星有限星上资源的限制下建立数据库并以利用全球历史数据完成干扰预测，这里设计了星地协同的认知接入机制以及相应的干扰预测算法。在基于优选信道列表（Optimal Channel List, OCL）的系统[18][99]中，需要计算得到每一个星下点位置所对应的 OCL。这种方法可以利用历史信息针对不同区域进行干扰预测。但由于卫星所覆盖区域众多，这种方法可能产生大量 OCL 并对星地上行链路造成很大压力。而且由于数据的稀疏性，这种基于本地统计的方法将性能受限。为了解决该问题，可以利用相邻数据的相似性改善性能。考虑到卫星波束覆盖范围较大（直径可达数百公里），相邻星下点的干扰可能具有很大的相似性。因此可以利用这种相似性得到更多相似数据以克服频谱感知样本稀疏性所带来的影响。此外，在地面站上传认知接入辅助信息时，也可以利用该相似性对内容进行相应简化。本文将采用聚类的方式找到这种相似性并设计相应认知接入机制。

星地协同认知接入机制所采取的干扰预测方法都需要通过卫星与地面站之

间的信息交互来协同完成。在实现这种机制时可以通过压缩算法减少下行传输的历史数据并通过聚类方法减少上行传输的挖掘结果。

### 1.3.2 星上自主的认知接入

星地协同的方法仍对卫星与地面站之间的链路有较大压力。而当卫星与地面站间无法取得连接时，卫星将无法有效运行，这将大大降低系统的可靠性。因此，这里希望设计一种可以在低轨卫星星上独立运行的认知接入机制。

在第三章中，根据星上实测干扰数据可以发现干扰的稳定频谱分布（stationary spectral distribution, SSD）特性：在一个合理划分的时间片段内干扰在频谱上的分布随时间而稳定分布。此外，根据 1.1.3 小节所介绍的卫星波束覆盖范围重叠以及频谱环境重访的特性，相隔较长的两个时间段内的干扰分布仍可能相似。

利用这些特性，通过对历史片段内的干扰簇进行数据压缩，可以减少数据存储的压力，并在后续检索历史信息进行预测时减少计算量。在预测干扰时，需要在每个时间片段开始阶段采集很少的干扰数据，并将这些数据的聚类信息与历史信息比较，从而检索相关历史信息进行干扰预测。本文通过计算当前聚类与各历史聚类间的频率敏感标准互信息（Frequency Sensitive Normalized Mutual Information, FSNMI）得到检索的先验信息，同时根据不同历史聚类结果计算当前采集数据的似然。利用上述结果则可以进一步在贝叶斯估计的框架下检索与当前所处时间片段最相似的历史片段。在利用该检索结果预测干扰时，被检索历史片段中出现干扰的频点被认为同样会在当前频段内受到干扰。为了增加干扰被预测的概率，可以检索超过一个历史片段。

### 1.3.3 与地面认知网络共享的认知接入

以上的研究内容都基于地面干扰源来自普通通信设备的假设。但是当地面通信设备同样具有认知接入功能时，这些方法将无法适用。经过对历史信息积累，卫星可以判断地面通信设备是否同为认知通信设备。针对地面认知通信设备，需要研究低轨卫星与地面 CRNs 之间的频谱共享机制。该机制可以帮助低

轨卫星与地面 CRNs 间博弈并完成认知接入。该问题将在第四章得到详述。

低轨卫星与地面 CRNs 的共享频谱问题具有如下两个特点：1) 地面 CRNs 对相关系统频谱使用情况的感知具有“空间区分性”(Spatially-Distinguished)；2) 卫星与地面 CRNs 之间交互的时间有限。由于卫星所覆盖认知通信设备在地理上间隔较远，不同设备之间的信道可能被阻塞而无法感知对方的存在。因此可能存在频率无法被有效复用的情况。同时由于低轨卫星过顶时间有限(典型值为十余分钟)，卫星与地面 CRNs 间需要快速得到协调以共享频谱，否则很可能造成卫星无法及时通信的情况。这里将具有这两个特点的星地频谱共享问题提炼为“半盲”有限重复囚徒困境(Partially Blind Finitely Repeated Prisoner's Dilemma)，并提出了相应的频谱共享机制。当星地认知通信设备都采纳这些机制时，它们之间不需要通过第三方协调即能很快得到最优的频谱复用策略并完成认知接入。

### 1.3.4 工程实现与系统验证

最后在第五章将介绍低轨卫星上行链路认知接入的最新工程进展。该章节介绍了对基于 OCL 低轨卫星上行链路认知接入系统[18]的实现，并验证了该系统对通信系统性能的提升。通过大量工作，我们已经实现了星上认知接入单机、地面站处理系统以及星上单机与地面处理之间的合作。现在，在这些基础上则需要完成该系统与天线、星载计算机、星载交换机等其它星上子系统间的联调信息交互。在低轨卫星通信的大系统中验证低轨卫星星上频谱感知，以及地面控制认知接入和星上自主认知接入两个主要认知接入流程。

此外，为了在地面仿真环境中更全面有效地验证认知接入系统的有效性，这里还设计并实现了一个可编程的干扰生成平台。该平台可以利用 MATLAB 等计算机软件生成干扰数据源。通过计算机上的 PCIE 接口板卡将数据传输至数模变换器产生中频干扰信号。该接口板可以分段生成宽频带干扰，与星上认知接入单机的分段频谱感知相适应。

以上工程实现和系统验证工作将为后续对其它认知接入系统及各类算法的验证打下坚实的基础。

## 第2章 星地协同的认知接入

### 2.1 引言

由低轨卫星所采集得到的干扰历史数据与地面系统的数据比较起来非常稀疏。依据该稀疏数据可能不足以得到对干扰充分的统计和预测。因此，本章中提出了一种新的基于质心的全球统计(Centroid-based Global Statistics,CGS)机制来为低轨卫星上认知通信有效地预测干扰。该机制由地面步骤和卫星步骤两者组成。干扰数据由卫星采集但在地面站进行存储和处理。在完成了对历史数据的处理后，地面站会将得到的结果信息提供给卫星用以辅助预测干扰。与基本的历史敏感干扰预测机制朴素本地统计(Naïve Local Statistics,NLS)不同，CGS 可以智能地利用与特定地点具有相关性的近邻干扰数据，该方法可以有效利用更多的数据以达到充分统计和预测的目的。通过对所有历史数据聚类，CGS 可以有效利用全球性的数据而不仅仅是本地的数据。可以通过仿真显示 CGS 可以更少地依赖机制中的参数调整，对不同的干扰环境具有更好的鲁棒性，并在各种条件下较 NLS 具有更好的预测性能。

### 2.2 问题阐述与系统描述

#### 2.2.1 问题阐述

在本模型中假设本系统不会对其它地面设备引入任何干扰。该假设是合理的，因为卫星通信终端的天线通常被设计为指向卫星。因此，这些终端可以有一个较窄的波束宽度并且不会在上行传输中对其它地面系统的设备造成干扰，从而可以在低轨卫星上实现认知通信。随着低轨卫星绕行地球，低轨卫星上行链路中所感知得到的电磁环境可以由图 1-1 所表示。图中的阴影部分表示了卫星天线波束所覆盖的区域。可以看到对于在同一纬度上卫星经过的两个相邻区域，干扰源可能是相同的或不同的。这一现象引入了在相邻地区干扰的相关

性，该特性将在 CGS 中被有效利用。

由于低轨卫星始终保持相对地面的高速运动，因此很难根据历史数据预测干扰。在预测中主要存在以下三个问题：

首先，由低轨卫星采集得到的干扰数据生成的 REM 可能对于统计来说太过稀疏。每一次低轨卫星经过相同半球的相同维度时，其所在经度都会有一个小的偏移。因此卫星需要花费很长时间才能重访一个相同的地区。在传统的数据库融合中，需要采集针对同一目标的不同观测结果并进行融合以获取最终的判决结果。然而，在本系统中在很长时间内只能获取针对同一干扰源非常有限的数据库。因此，低轨卫星所能利用的历史数据在空间上非常稀疏，可能导致对干扰的不充分统计。

其次，历史观察对于当前的判决执行来说可能太过陈旧。因此必须按照某些特定规则来聚合数据，通过这样的规则可以设计一个机制来自动地将过期数据排除在统计之外。在 NLS 中需要仔细调整对历史数据的获取窗口以得到最优的性能，而这一调整过程则高度依赖于干扰的模式图谱。如果窗口大小选取不合理，预测性能会有大幅下降。所以需要设计一个机制可以自动地将较陈旧的数据与新数据分离并在没有窗口大小参数调整的情况下完成高性能的预测。

最后，这里很难找到一个概率结构可以很好地描述被观察目标。这些目标在空间、时间、功率上较广泛地分布，并在观察中存在很多不确定性。因此，设计一个不基于模型的预测机制可以有效地处理被采集数据。

### 2.2.2 基本系统

在文献[18]中详细论述了一种基于优选信道列表（Optimal Channel List, OCL）的星地协同认知接入系统。在该系统中卫星将初始感知所得结果发往地面。而后由地面进行较长采集时间内数据的挖掘，并将所得结果以 OCL 的形式发往卫星。最后由卫星结合 OCL 与星上即时感知结果进行认知接入的判决。这种系统与上述基于 CSO 的系统有一定相似性，都是通过对数据库内数据进行分析得到辅助信息，从而帮助无线电设备完成认知接入。区别在于，基于 OCL 的系统首先将直接根据 OCL 进行接入而非进行频谱感知（地面控制认知接入），当接入后发现性能达不到要求时则启动频谱感知根据实时频谱信息接入（星上自



主认知接入)。第 5 章中将介绍基于该系统的实现, 分别验证以上两种认知接入模式。

基于 OCL 的认知接入是一个星地协同系统, 如包含星上和地面两个功能部分。其中星上功能负责获取频谱数据、对频谱使用情况做基本感知判别、压缩回传频谱数据, 以及最后的认知接入判决和频谱切换。而地面功能则主要对长时间内的回传数据进行统计分析, 针对不同地区提供 OCL 以供卫星进行认知接入判决。

如图 2-1 所示, 在星上功能模块中, 卫星首先通过上行链路接口接收天线及射频模块所采集的干扰时域信号。经过时/频域变换后得到干扰的频域分布情况, 而此频域数据将分两路进行后续处理。其一是进行星上数据预处理, 利用前后多次感知数据间的相关性降低数据量, 随后通过数据压缩模块对其进行无损压缩暂存, 并在低轨卫星经过地面站上空时下发。另一则是在星上进行频谱感知, 根据地面上传的 OCL 和感知的结果进行认知接入判决, 并最后完成频谱切换, 按不同地域实现对长期干扰和突发干扰的躲避。

在地面功能模块中, 地面站接收到从卫星回传的数据后, 在地面针对空时频三维数据进行挖掘, 并形成地面 REM 数据库。地面会针对不同不同地点上空的低轨卫星指导其在不同时间内对频谱的使用。该指导信息通过 OCL 体现, OCL 中包含了有限个可用信道的编号, 并按可用性进行排序。而当 OCL 中的信道都不可用时, 卫星会通过实时得到的频谱感知结果选择 OCL 以外的其它信道进行通信。

该系统可以在一定程度上通过星地协同完成认知接入。该系统所采取的统计方法类似于将要讨论的 NLS, 仅对本地数据进行统计利用, 需要针对每一地点甚至每个时间点生成相应的 OCL。这会带来两大问题, 其一是这些 OCL 都需要在低轨卫星经过地面站上空时上传至卫星。短时间上传如此详细的数据会对地面站上行链路造成很大的压力, 而且这些数据也会对星上存储能力带来一定压力。更重要的是, 这种仅基于本地数据的统计方法很容易由于数据的稀疏性导致预测性能的下降。而如果加大历史观察窗口以获取更多的数据, 则可能将过于陈旧的数据纳入统计从而带来错误的统计结果。这样所得干扰预测的性能将下降, 而相应所占信道的质量也会降低。因此有必要寻找一种更为高效的地面数据挖掘算法。由于与 NLS 间的相似性, 该系统与 CGS 间的性能对比将由 NLS 与 CGS 间的对比代替。

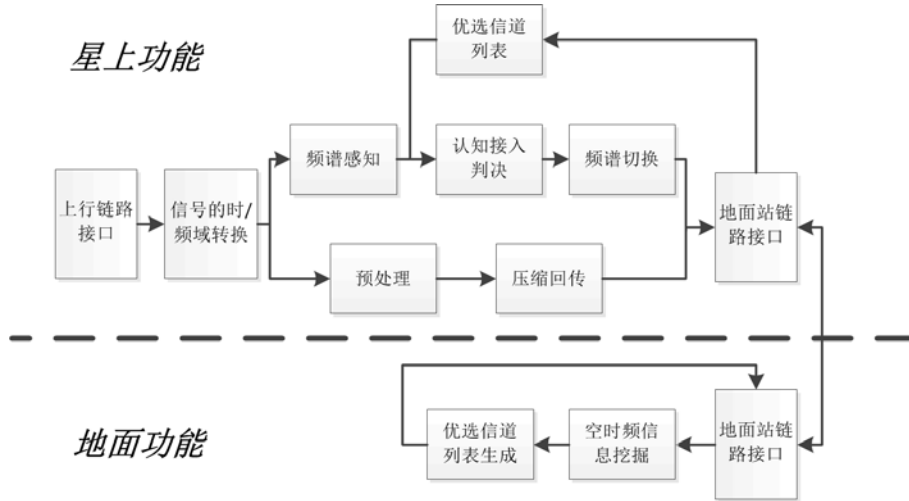


图 2-1 基于 OCL 的星地协同认知接入系统

### 2.2.3 干扰模式图谱与系统设计

根据 2.2.1 小节所描述的三个问题，这里设计了一个典型的干扰模式图谱 (Interference Pattern)。相比较于有限时间内所采集的真实干扰数据，该构造干扰更能体现地面数据挖掘时所可能遇到的问题。假设卫星绕地球飞行，完成了 100 次回归周期，在每个周期内卫星对干扰功率又进行了 100 次采样。采样的时间点可以映射到相应的地理位置上。干扰模式图谱包含了三个信道上的干扰，每个信道具有不同的功率电平值。在三个信道上干扰的分布如图 2-2 所示，图中 Y 轴上的值代表了卫星的回归周期编号 (Period Number)，而 X 轴上的值则代表了被采集干扰在每个回归周期中的样本编号 (Sample Number)，代表了不同的采样观察点。如果两个样本在 X 轴上具有相同的值而在 Y 轴上具有不同的值，则代表了这两个样本先后不同时间在同一地区上空被采集。由于卫星回归周期很长，每个地区上空所采集到的样本十分有限。每个整数 X-Y 值对应了一次对干扰的采样，采样所得为干扰的功率电平值。对每个信道而言，这张图中的每个数据点都被建模为具有高斯分布的功率电平值。背景噪声被设为具有 -130dBm 的平均功率。而不同信道上的干扰平均功率则可以不同。所有的样本都具有不确定性，并根据实际数据设为具有相同的 8dB 方差。此外，所有的干扰样本又被分为两部分：训练部分以及评价部分。这里把较早采集得到的 70% 数据 (周期编号为 1~70) 用作训练，而把较晚得到的 30% 数据 (周期编号为 71~100) 用来评价各预测器的性能。

假设认知通信设备只能观测三个公共信道，在图 2-2 中由 CH1\CH2\CH3 所标识。可以从图 2-2 中，看到在信道 CH1 中直到第 30 个周期都没有任何干扰出现在卫星所经地区上空。而在随后的卫星飞行周期中，CH1 中的干扰在第 20 个到第 50 个采样观察点上扩展，代表了干扰在相应空间上的分布。需要注意的是在信道 CH2 中的干扰，这个干扰曾在前 50 个卫星飞行周期中出现，但在随后消失。预测机制需要被设计为自动排除这些历史观察数据。不然，则在每个周期的观察中，从第 60 个到第 80 个采样观察点的干扰预测都是错的。

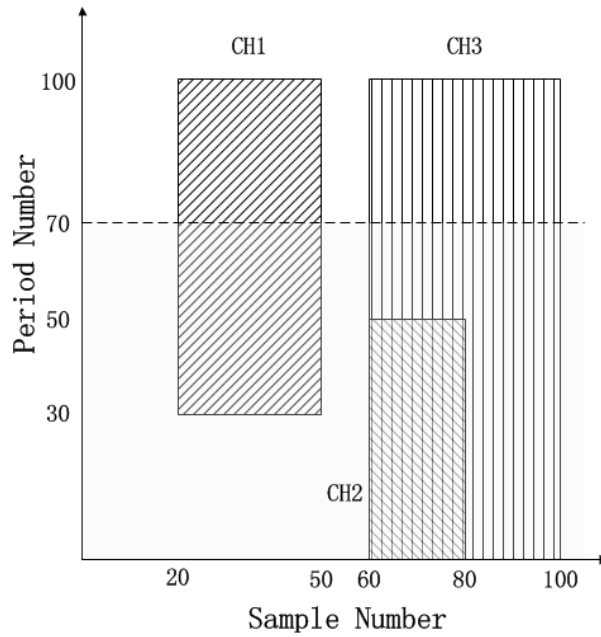


图 2-2 所设计的干扰模式图谱

与基于 OCL 的系统类似，这里的干扰预测将被分为两步完成，即地面步骤和卫星步骤，用以克服星上计算和存储能力上的限制。历史数据首先由地面站完成地面步骤处理，而后卫星借由地面站提供的辅助信息完成卫星步骤中的干扰预测。在 NLS 中，辅助信息是在每一采样观察点上的估计功率电平值。而在 CGS 中，辅助信息则是历史数据的聚类质心，该信息较之 NLS 中的辅助信息在数据量上得到了大大的压缩。在随后的分析验证中也可以看到，CGS 的预测性能大大优于 NLS，其中前者基于全球信息进行处理而后者仅基于本地信息。

## 2.3 预测机制设计

### 2.3.1 朴素本地统计机制

根据历史数据预测干扰的直接方法是：通过考虑在相同采样观察点上但周期数不同的历史干扰观察来预测。这一方法等同于使用在某地点以前观察得到的数据来预测该地点将来的干扰，该方法与地面系统中使用的算法较相似。

这里将周期宽度(Period Width)定义为统计用历史数据的周期窗口长度。在每个信道中，某采样观察点上的当前干扰样本功率电平可以通过对每个相同观察点周期窗口内所有的干扰数据估计得到。这一估计将根据最大似然准则完成(Maximum Likelihood Criterion)。由于该机制仅仅利用在相同地点观察到的数据，它在这里被称为朴素本地统计(Naïve Local Statistic, NLS)。根据 2.2.3 小节中的假设，周期宽度  $W$  不能大于 70 而噪声则是高斯分布的。在第  $i$  个采样观察点和第  $j$  个周期观察所得样本的功率电平值  $x_{i,j}$  按照公式(2.3.1)所表示概率分布：

$$f(x_{i-W,j}, \dots, x_{i-1,j} | x_{i,j}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{W/2}} \exp \left[ -\frac{\sum_{k=1}^W (x_{i-k,j} - x_{i,j})^2}{2\sigma^2} \right] \quad (1.3.1)$$

因此功率电平值  $x_{i,j}$  可以根据最大似然准则估计得到：

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x_{i,j}} \ln f(x_{i-W,j}, \dots, x_{i-1,j} | x_{i,j}) &= \frac{\partial}{\partial x_{i,j}} \left[ \ln \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{W/2}} - \frac{\sum_{k=1}^W (x_{i-k,j} - x_{i,j})^2}{2\sigma^2} \right] \\ &= -\frac{\partial}{\partial x_{i,j}} \left[ \frac{\sum_{k=1}^W (x_{i-k,j} - x_{i,j})^2}{2\sigma^2} \right] = \frac{\sum_{k=1}^W (x_{i-k,j} - x_{i,j})}{\sigma^2} \end{aligned} \quad (1.3.2)$$

$$\begin{aligned} \text{let } \frac{\partial}{\partial x_{i,j}} \ln f(x_{i-W,j}, \dots, x_{i-1,j} | x_{i,j}) &= 0, \\ \hat{x}_{i,j} &= \frac{1}{W} \sum_{k=1}^W x_{i-k,j} \end{aligned} \quad (1.3.3)$$

所以，功率电平值可以简单地通过计算在周期宽度内所观察到过往样本的功率平均值进行估计，得到  $\hat{x}_{i,j}$ 。而信道可用性则进一步通过比较被估计功率电

平值和给定门限  $Th$  进行判决。如果所估计功率电平值高于该门限，则预测该信道在第  $i$  个采样观察点和第  $j$  个周期将出现干扰。由于该预测机制所处理的是稀疏数据，它的性能很大程度上取决于对周期宽度以及对门限的选择。假设每个周期采样  $M$  次，则在该算法第  $n$  个周期中的处理过程可以根据公式(2.3.3)设计如下算法。在每个周期中，算法都会在地面算法和星上算法之间循环。

---

#### NLS 地面算法

---

**需要：**

$x_{i,j}$ : 第  $i$  个采样观察点和第  $j$  个周期上所采集得干扰功率电平值。

---

**确保：**

**for**  $s = 1$  to  $M$

    采集  $x_{s,j}$ ,  $j = n-W, n-W+1, \dots, n-1$ 。

    根据公式(2.3.3)估计  $\hat{x}_{s,n}$ 。

**end for**

---

#### NLS 星上算法

---

**需要：**

$\hat{x}_{s,n}$ : 对第  $s$  个采样观察点和第  $n$  个周期上干扰功率电平值的估计。

---

**确保：**

**for**  $s = 1$  to  $M$

**if**  $\hat{x}_{s,n} > Th$ , 预测干扰将出现在第  $s$  个采样观察点及第  $n$  个周期上。 **endif**

**end for**

---

该机制可以通过挖掘历史数据实现对干扰的预测，并与基于 OCL 的系统相适应。但是，它只能利用在相同采样观察点上所采集得到的历史数据，其对数据利用效率较低。该机制的性能受限于周期宽度，因而需要选择一个较大的周期以提供足够的数据用以统计。然而，如果周期宽度太大则在预测中会出现很多错误预测（虚警），这些错误预测的起因是：一些曾经出现过的干扰在之后不会再次出现。例如，很难利用 NLS 预测图 2-2 中 CH2 信道中最后 30% 数据的功率电平值。因此可以看到，对于 CH2 信道上的干扰预测：当周期宽度被选择小于 20 时，无法得到足够的数据用于统计；然而当周期宽度大于 20 时，由于干扰

只出现在最早的 50 个周期内，功率电平值会被错误估计。此外，随着干扰模式图谱和周期宽度的变化门限也会随之变化。这是因为不同的周期宽度决定了被纳入统计的数据量，从而也决定了所得到估计的质量。

另一方面，为了完整地预测干扰，需要对每一采样观察点上的功率电平值进行估计。因此与基于 OCL 的系统相同，在使用 NLS 机制时，传输至卫星的辅助信息量较大，可能会大大增加上行传输链路和星上存储的压力。

### 2.3.2 基于质心的全球统计机制

显然，NLS 并非解决本问题的有效机制。为了更有效地利用稀疏数据，这里需要设计一个机制以自动选择用以统计的数据，而非简单选用过去周期中在同一地点采集的数据。因此，这里提出了一种新的预测机制 CGS，这种机制利用数据的效率远较 NLS 高。CGS 的实现由以下地面步骤和卫星步骤所组成：

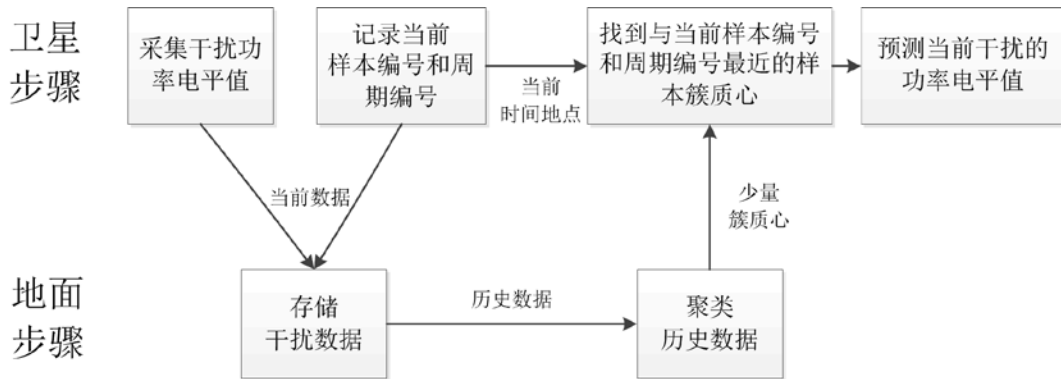


图 2-3 CGS 的地面步骤和卫星步骤

该机制中的一个关键模块是在地面步骤中对历史数据的聚类。这里使用 K-means[50]算法，针对每个信道将被采集的数据聚成几个簇。相较于 NLS，这一机制可以帮助该机制利用更多的历史数据来预测干扰。该聚类过程在一个三维空间中完成，这三个维度包括：采样观察点、周期数、功率电平值。每个簇中的数据点可以利用 K-means 算法所得结果中对应簇的质心代表。在聚类中，簇的数量需要仔细挑选。当簇的数量太小时，历史数据无法被合理地聚类。另一方面，如果簇的数量太大，则可能无法保证在每个簇中都有足够的数据用于统计。簇的数量需要根据有干扰分布的先验知识来选择。例如，信道 CH2 中的干扰数据可以如图 2-4 中所示，通过聚类方法被分割为七个簇。

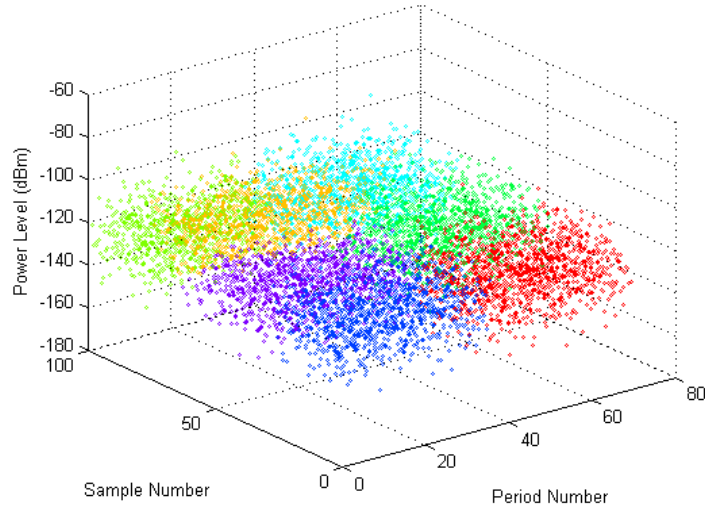


图 2-4 信道 CH2 中干扰数据的一个聚类结果

聚类在地面站完成，三维空间中簇的质心被存储用作预测的辅助信息。在地面步骤之后，其处理结果被发送至低轨卫星。在卫星步骤中，卫星上的认知通信设备将在采样观察点和周期数的二维空间中计算其所在位置和所有质心之间的距离。而后卫星则会选取在二维空间中与即将进行观察位置最近的质心，并利用该质心的功率电平值进行相应的预测。在这个机制中只需要存储质心的三维坐标值并在二维空间中计算相关距离，从而减轻了对低轨卫星的压力。该机制在这里被称为基于质心的全球统计(Centroid-based Global Statistics, CGS)。

本质上这一预测方法是根据最大后验法则(Maximum A Posterior Criterion)得到的。与 NLS 中的最大似然方法比较起来，CGS 可以更有效地利用数据并具有更好的性能。可以定义  $s_m(x_m, y_m, z_m)$  为一个将被观测到的未知样本数据在三维空间中的位置，定义  $c_n(c_{1n}, c_{2n}, c_{3n})$  为地面站所提供的质心位置。三维空间坐标中的三个值分表代表样本编号、周期编号、功率电平值。而且  $s_m$  被假设以高斯分布的形式散布在与之最近的质心周围。在估计功率电平值  $z_m$  的过程中，可以通过寻找在二维空间中与数据点最近的质心来获取相关的先验知识。

$$\begin{aligned}\hat{n} &= \arg \max_{(c_{1n}, c_{2n})} \left\{ \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x_m - c_{1n})^2 + (y_m - c_{2n})^2}{2\sigma^2}\right) \right\} \\ &= \arg \min_{(c_{1n}, c_{2n})} \left\{ (x_m - c_{1n})^2 + (y_m - c_{2n})^2 \right\}\end{aligned}\quad (1.3.4)$$

在得到在二维空间中的位置后，干扰功率电平值可以得到估计：

$$g(z) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{1/2}} \exp\left\{-\frac{(z_m - c_{3n})^2}{2\sigma^2}\right\}$$

$$\ln g(z) = \ln\left(\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{1/2}}\right) - \frac{(z_m - c_{3n})^2}{2\sigma^2} \quad (1.3.5)$$

$$\text{let } \frac{\partial}{\partial z} \ln g(z) = 0, \hat{z}_m = c_{3n}$$

这样，数据点可以在采样观察点、周期数、功率电平值的三维空间中被聚类为几个球形，并利用这些球形来近似所存储历史数据在空间中的不同形状。例如，信道 CH2 中的数据可以被分为七个簇，而这些簇在二维空间的投影则是图 2-5 所示的七个圆。假设低轨卫星是在该图所设的位置上，卫星会在预测计算中首先计算在二维空间中其位置与质心之间的距离。在该计算之后，卫星会得出结论：质心 3 一定不是最近的，从而排除了太过陈旧的历史数据，避免了对当前信道干扰预测的影响。

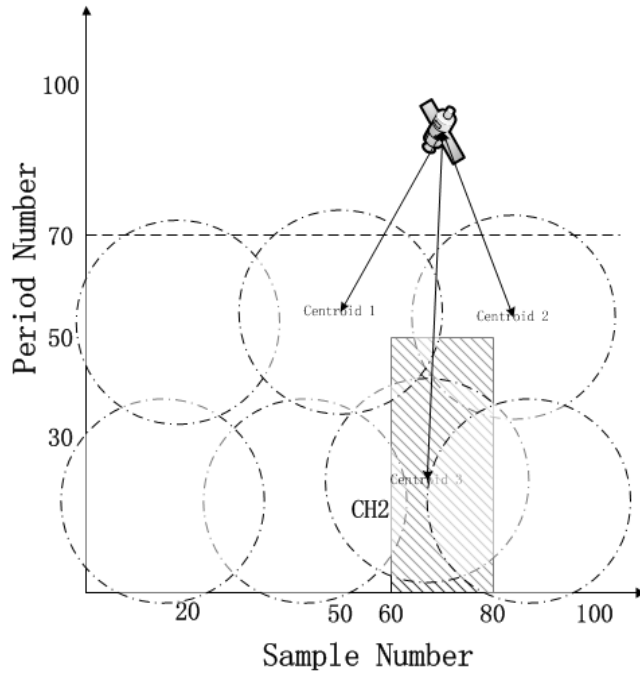


图 2-5 干扰样本聚类投影示意图

尽管数据会以 10dB 的方差随机分布，由于每个簇中包含了足够多的数据，被预测的功率电平值将如图 2-6 所示不受功率波动的影响。从而可以通过比较被预测功率电平值和给定门限较可靠地得到各信道的可用性。门限可以被设为 -129dBm，该值仅稍稍高出背景噪声的平均功率电平值，并且不受干扰方差变化的影响。CGS 可以自动地选取比 NLS 更多的数据用于对干扰的充分统计，并与此同时避免由数据可能带来的错误预测。虽然与 NLS 相同，CGS 需要将估



计功率电平值与给定门限  $Th$  比较，但是 CGS 中的门限更容易确定并且不易变化。此外，在 CGS 中地面站只需要向卫星传送簇的质心作为认知接入的判决辅助信息。

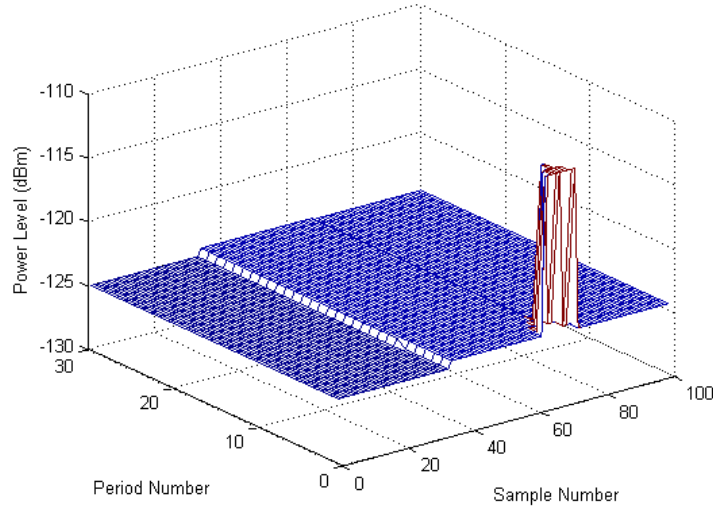


图 2-6 通过 CGS 对信道 CH2 的功率电平值预测

假设聚类算法所得簇的个数为  $K$ 。则在该算法第  $n$  个周期中的处理过程可以利用 K-means 算法，并根据公式(2.3.4)(2.3.5)设计如下算法。在每个周期中，算法都会在地面算法和星上算法之间循环。

---

#### CGS 地面算法

---

**需要：**

$s_m(x_m, y_m, z_m)$ ：被观测到的未知样本数据在三维空间中的位置。

---

**确保：**

采集所有满足  $y_m < n$  的样本  $s_m(x_m, y_m, z_m)$ 。

利用 K-means 算法对所采集样本聚类，得到  $C_n = \{c_1, c_2, \dots, c_K\}$ 。

---

#### CGS 星上算法

---

**需要：**

$C_n$ ：地面站对所有历史数据进行聚类所得质心集。

---

**确保：**

**for**  $s = 1$  to  $M$

寻找在（样本编号，周期编号）二维空间中与  $x_{s,n}$  距离最近的质心  $c^*$ 。

---

---

以  $c^*$  所含电平值  $z_m^*$  作为被估计功率电平值  $\hat{x}_{s,n}$ 。

**if**  $\hat{x}_{s,n} > Th$ , 预测干扰将出现在第  $s$  个采样观察点及第  $n$  个周期上。 **endif**

**end for**

---

### 2.3.3 信道占用和评价指标

利用 NLS 或 CGS 对信道干扰情况的预测结果, 可以进一步占用空闲的频谱资源。由上面所描述的算法可知, 星地协同的认知接入系统会在每个回归周期开始前更新从地面站得到的辅助信息。每次数据挖掘和相应预测的结果只会影响一个回归周期内卫星在各采样观察点所在区域的通信性能。因此, 每个周期对各采样观察点上干扰的预测结果将直接决定在该周期上对信道的占用策略及相应性能。如果预测发生了错误会在通信时被干扰影响, 而如果预测发生了虚警则会使可用频谱被浪费。

在评价预测质量时, 由于在提高  $P_d$  和降低  $P_{fa}$  之间存在一个折中, 因此需要一个评价标准来同时衡量  $P_d$  和  $P_{fa}$ 。在二进制分类的统计分析中,  $F_p$ -score 被用作测试的评价指标。它可以被解释为对于准确率 (Precision) 和查全率 (Recall) 的加权平均。 $P_d$ 、 $P_{fa}$  与准确率、查全率之间具有公式(3.3.18)所示的关系。

$$precision = 1 - P_{fa}, recall = P_d \quad (1.3.6)$$

这样  $F_p$ -score 可以计算如下:

$$F_p - score = (p^2 + 1) \frac{(1 - P_{fa}) \times P_d}{P^2 \times (1 - P_{fa}) + P_d} \quad (1.3.7)$$

$F_p$ -score 在值为 1 时最佳, 而值为 0 时最差。 $F_p$ -score 中的参数  $p$  代表了  $P_d$  和  $1 - P_{fa}$  之间的权重。这里  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 是最常用的两个评价指标。 $F_1$ -score 是一个均衡版本, 可以平等对待  $P_d$  和  $1 - P_{fa}$ 。考虑到本系统的应用环境, 被感知频谱通常并不拥挤, 其中只有一小部分需要被用作通信。在频谱足够使用的前提下, 如果可以利用更高的  $P_d$  预测更多的干扰, 那么一个更高的  $P_{fa}$  也是可以接受的。也就是说, 本系统在一些情况下会给予  $P_d$  比  $1 - P_{fa}$  更高的权重。因此, 在验证部分将同时使用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 以得到对性能更充分的性能衡量。此外, 考虑实际没有干扰发生的特殊情况, 如果没有预测干扰发生则

$F_1$ -score 和  $F_2$ -score 均为 1。

## 2.4 仿真结果

如图 2-2 所示, 这里设计了一个时变的电磁环境, 用以评价在 2.2.1 小节中所列出各个问题之下各预测器的工作性能。背景噪声的平均功率电平值被设为 -130dBm, 根据低轨卫星采集到的实际数据, 所有样本的随机方差被设定为 8dB。干扰的平均功率电平值将被设为不同值以评价不同条件下的预测性能。在仿真中, 主要将比较 CGS 和 NLS 两种预测机制。为了训练预测器, 这里使用了前 70% 的数据, 而将剩下的 30% 数据用于对预测器的测试。

### 2.4.1 簇的数量与周期宽度

由于需要使用聚类算法将样本分为几簇, 预测机制 CGS 的性能会被簇的数量所影响。当簇的数量太小时, 历史数据无法被合理地聚类。另一方面, 如果簇的数量太大, 则可能无法保证在每个簇中都有足够的数据用于统计。对于 NLS 而言, 其性能是由周期宽度的选择决定的。如公式(2.3.3)所示, 在 NLS 中需要选择尽可能大的周期宽度来为干扰统计获取足够的数据。然而, 太大的周期宽度则可能引入错误的数据点以造成估计中的错误。在这两个问题中都包含了参数选取的折中问题, 在本测试中主要通过实验的方式选取最合理的参数。当信道数量较大时, 为了在计算、存储、传输等方面简化问题, 可以对不同信道选取相同的簇数量或周期宽度。

为了得到更好的性能, 需要在 CGS 机制中选择合适的簇数量。但是在诸如 K-means 等聚类算法中却很难得到最佳簇数量的解析解。簇的数量需要根据在全球范围内干扰分布的先验知识合理地选择, 这需要根据实际数据来确定。考虑到星地协同系统所应对的干扰主要都是较缓慢变化、长期存在的干扰, 簇数量的选择可以根据上一个回归周期中的实际预测性能进行评价得到, 即上一周期中的最优簇数量。具体过程是: 由卫星将一个周期内各信道上干扰出现情况发回地面, 由地面站重新模拟该周期内采取不同簇时的实际预测性能。这样可

以避免对卫星造成多余的负担。通过这一过程可以得到类似图 2-7 和图 2-8 中的结果，这两幅图中的结果分别代表了根据  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 对选取不同簇数量时 CGS 机制所进行的性能评价。在本测试中，不同信道中的干扰样本平均功率都被设为-120dBm，而背景噪声功率和各样本的变化方差都如 2.2.3 小节中所设置。

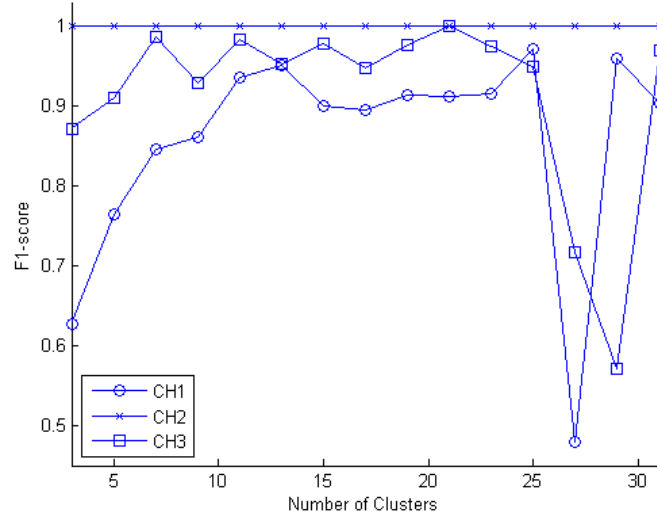


图 2-7 根据  $F_1$ -score 评价 CGS 中簇数量的影响

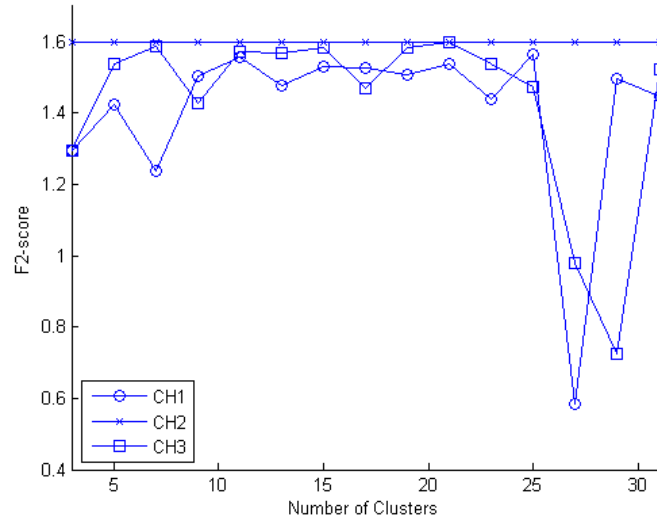


图 2-8 根据  $F_2$ -score 评价 CGS 中簇数量的影响

从图 2-7 中和图 2-8 可以看到，CGS 在预测 CH2 上干扰时始终具有很好的性能，这说明 CGS 可以自动排除过于陈旧的数据，避免由此产生的预测错误。但是在预测 CH1 和 CH3 信道上干扰时，其性能会随着簇数量的变化而变化。在簇的数量不大于 7 时，干扰可能无法得到很好的划分，而根据 2.2.3 小节中所设

计干扰的特征，CH1 上的干扰相较于 CH3 上的干扰需要更多的簇进行划分。因此利用 F1-score 同等对待 Pd 和 1-Pfa，当簇的数量较小时 CH1 上的预测性能远逊于 CH3 的性能。而当簇的数量大于 25 时，由于簇的数量太大而每个簇中的样本有限，不利于统计，因此在 CH1 和 CH3 上的预测性能同时出现大幅下降。可以从图 2-7 中的结果看到，在簇数量为 13 时可以得到三个信道整体性能的最优。该参数值将被沿用至后续实验中。

图 2-8 中的结果利用 F2-score 进行性能评价，者给予 Pd 比 1-Pfa 更高的权重。可以看到，13 同样为最优簇数量。此外，在簇的数量不大于 7 时，CH1 和 CH3 上的预测性能差异不大。这说明在干扰无法得到很好划分时，CH1 上的预测将出现较多的虚警，在利用 F2-score 评价性能时该缺陷会得到忽略。

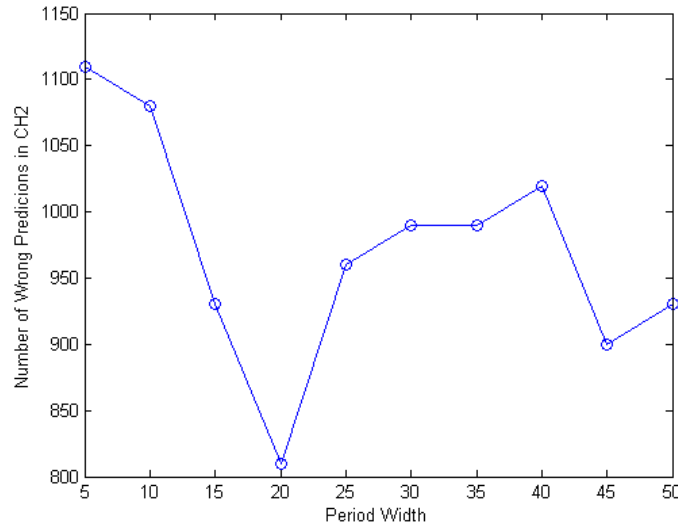


图 2-9 根据错误预测数评价 NLS 中周期宽度的影响

与在 CGS 中选取簇大小的情况类似，在 NLS 中对周期宽度的选取同样依赖于实际数据，并需要根据实验获得。同样，由于假设本系统所处理干扰慢变，预测周期中的周期宽度可以根据上一周期中的结果设置。由于 CH2 中的干扰在一定出现时间后消失，最可能在选择周期宽度时产生问题，因此这里以 CH2 为例。可以从图 2-9 中看到，当周期宽度为 20 时，在信道 CH2 中错误预测的数量最小。这是由于当周期宽度小于 20 时，算法性能尚可以通过统计更多数据得到提高，而当周期宽度大于 20 时，则可能由于将过期数据一同统计而产生错误。因此，这一结果与图 2-2 中所设计的干扰模式图谱相一致。在本仿真剩余的实验中，CH2 上的 NLS 周期宽度将被设为 20。对 CH1 和 CH3 以同样的方式

进行实验后，这里选取 20 为三个信道的周期宽度，并沿用至后续实验中。

### 2.4.2 最优门限选取

根据 2.3.1 和 2.3.2 小节所介绍的算法，CGS 和 NLS 的实际预测和所占信道的质量还与判决门限  $Th$  相关。这两种机制都会利用历史数据估计当前回归周期内各观察采样点上将会出现的干扰功率电平值，而后则将该预测值与判决门限相比较并得出对干扰出现情况的预测。因此，门限的选择将直接决定各预测器的性能。门限的选择需要根据实际信号的变化而变化。本测试除了通过实验选择最优门限外，还将验证 2.3.2 小节中对 CGS 和 NLS 中选择门限不同之处的分析。

为了更好地测试门限选取对各信道干扰预测整体性能的影响，这里在三个信道上选择不同的干扰平均功率电平值。CGS 的簇数量和 NLS 的周期宽度都按照测试 2.4.1 中得到的最优值设定。定义参数  $\alpha$  被定义为不同信道间的功率差值（Power Difference Between Channels），可以对三个信道内的功率值作如下分别设置：

$$\begin{aligned} Power(CH1) &= (1-\alpha)Power(CH2) \\ Power(CH3) &= (1+\alpha)Power(CH2) \end{aligned} \quad (1.4.1)$$

图 2-10 中的结果显示了不同功率差值下 CGS 和 NLS 各自的最优门限。可以看到，CGS 的最优门限始终在 -129dBm 附近轻微波动，而 NLS 的最优门限则在 -129.5dBm 和 -123.8dBm 之间剧烈变化。这是因为 CGS 可以通过聚类得到更多的数据用以统计，因此可以获得更稳定可靠的功率估计。当背景噪声功率值为 -130dBm 时，其干扰判决门限仅仅略高于该值。而 NLS 则由于相关数据较少，一旦信道功率发生变化则需要相应地调整门限以获得最优性能。因此 CGS 可以使用不变门限而 NLS 则需要不断地调整。当有突发干扰时 NLS 的性能可能受到影响。

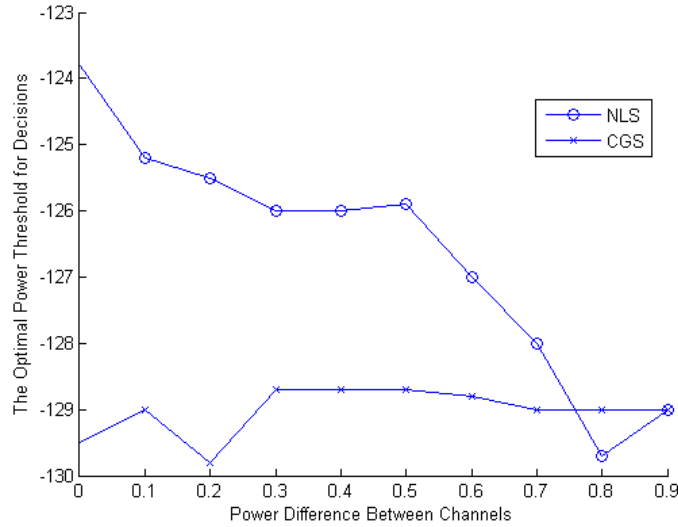
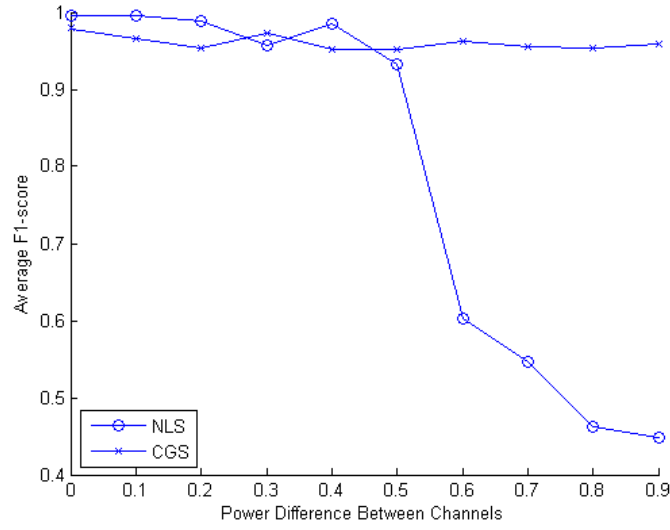
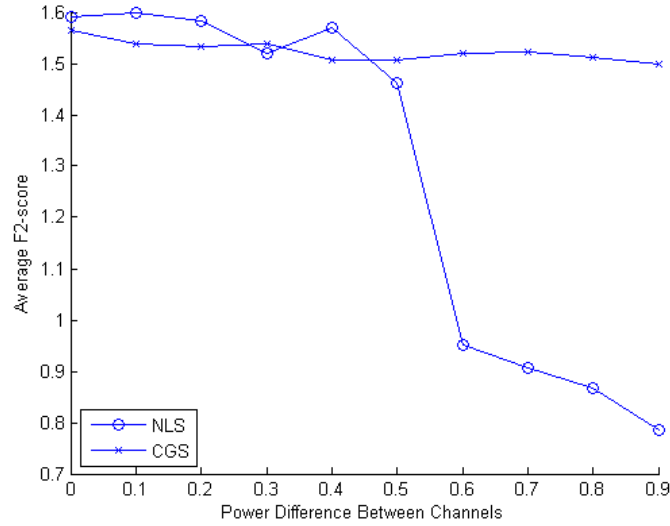


图 2-10 不同信道差异性下的最优门限

### 2.4.3 不同信道适应性

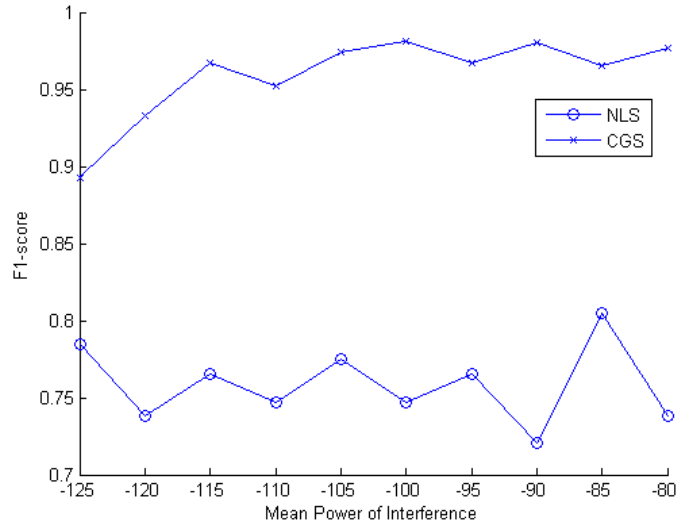
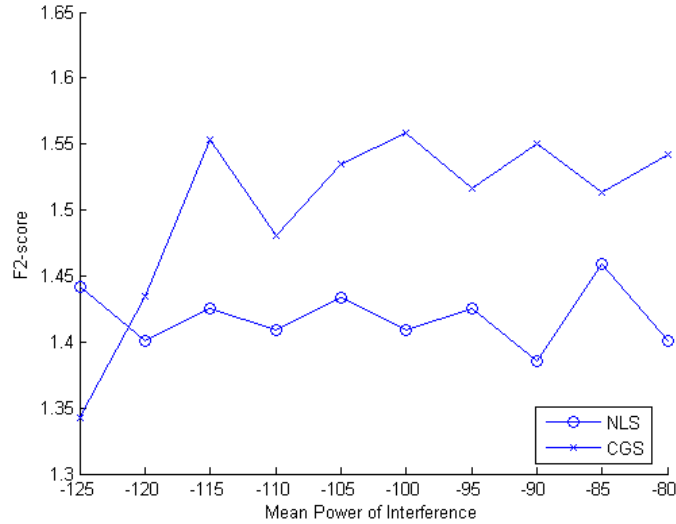
通过不同信道间的功率差值还可以看到预测机制对于不同信道的适应性。图 2-11 和图 2-12 中的结果表示了在不同信道功率差值下各信道的平均性能。可以分别利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 对该性能进行评价。可以看到利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 分别得到的评价结果较为相似。在不同功率差值下，CGS 机制始终能保持较高的性能，而 NLS 则会随着差值的变大而性能急剧恶化。在两幅图中，当功率差值大于 0.5 时，NLS 的  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 评价价值会急剧下降。这是因为 NLS 的统计样本少，易受干扰波动的影响。当不同信道间功率差值大时，NLS 无法得到有效的统一门限，从而影响到它的预测性能。因此，由于 CGS 的门限稳定性更佳，它可以比 NLS 具有对不同信道更好的适应性。

图 2-11 根据  $F_1$ -score 评价在不同信道功率差值下的总体性能图 2-12 根据  $F_2$ -score 评价在不同信道功率差值下的总体性能

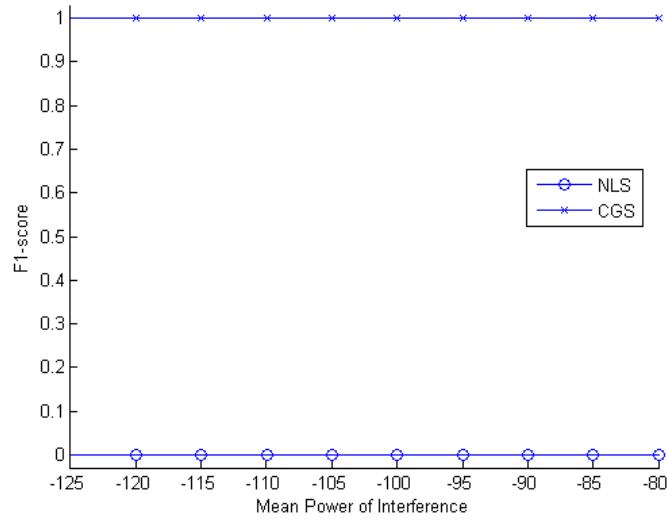
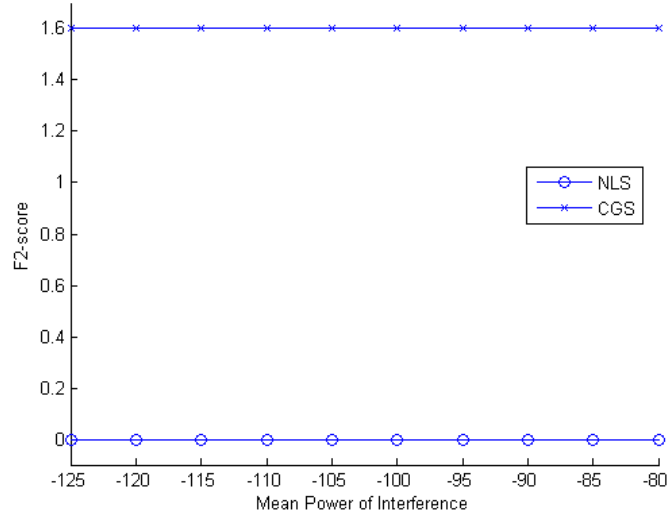
#### 2.4.4 功率适应性

在本测试中对不同信道内的平均功率电平值设为相同值。由于实验中的背景噪声功率为-130dBm，这里将干扰平均功率设为大于噪声功率，从-125dBm到-80dBm。不同的干扰平均功率会影响预测器间的性能比较。这里分别利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 对 CGS 和 NLS 的预测性能进行评价。



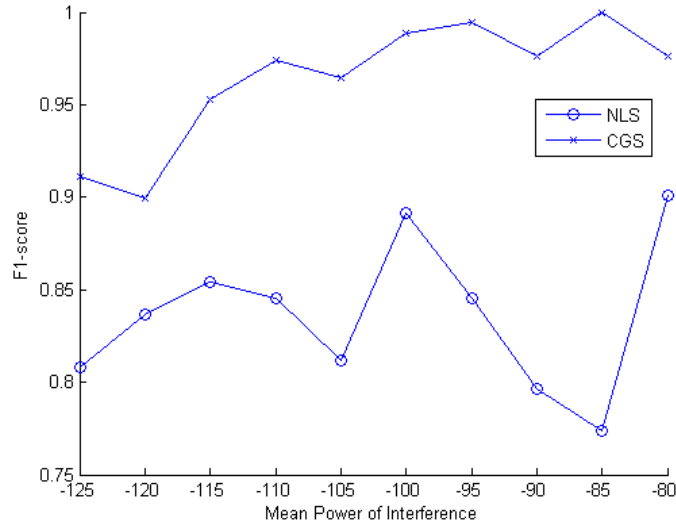
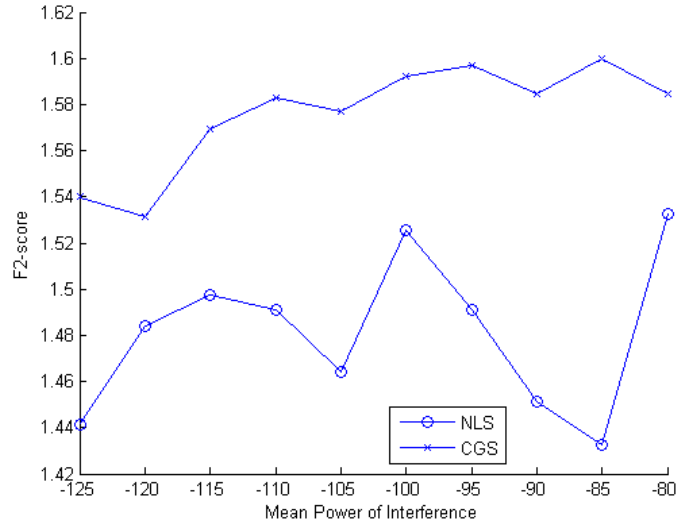
图 2-13 利用  $F_1$ -score 评价信道 CH1 中不同干扰功率下的性能图 2-14 利用  $F_2$ -score 评价信道 CH1 中不同干扰功率下的性能

在 CH1 上的测试结果如图 2-13 和图 2-14 所示。利用  $F_1$ -score 评价性能时 CGS 始终优于 NLS。而当利用  $F_2$ -score 评价性能时，在干扰平均功率值为 -125dBm 的条件下 NLS 优于 CGS。这说明当干扰功率和背景噪声差别较小时，NLS 具有比 CGS 更高的检测概率，同时也带来了更高的虚警率。这是由于 NLS 的判决门限对于干扰功率敏感，当干扰功率较小时 NLS 的判决门限也相应减小，从而可能带来更多的虚警。因此，这一结果并不影响 CGS 与 NLS 之间的性能比较结果。CGS 仍然具有比 NLS 更好的性能。

图 2-15 利用  $F_1$ -score 评价信道 CH2 中不同干扰功率下的性能图 2-16 利用  $F_2$ -score 评价信道 CH2 中不同干扰功率下的性能

在 CH2 上的测试结果如图 2-15 和图 2-16 所示。可以看到无论在采用  $F_1$ -score 或  $F_2$ -score 进行性能评价时，CGS 的性能均远优于 NLS。如 2.2.3 小节所述，信道 CH2 中的干扰在发生一段时间后在开始预测前消失。因此可以看到 CGS 总是可以避免过期数据对预测性能的影响，而 NLS 却始终会因为该问题而发生严重的预测错误（虚警）。

最后，在 CH3 上的测试结果如图 2-17 和图 2-18 所示。可以看到在不同干扰平均功率下，分别利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 评价预测器性能，CGS 都具有比 NLS 更好的性能。

图 2-17 利用  $F_1$ -score 评价信道 CH3 中不同干扰功率下的性能图 2-18 利用  $F_2$ -score 评价信道 CH3 中不同干扰功率下的性能

## 2.5 总结

本章首先介绍了对星地协同认知接入机制的研究。由于地面系统所处理的数据具有稀疏特性，这里提出了一种新的干扰预测机制 **CGS**。该机制通过对相关数据聚类，可以有效利用全球范围内的数据而不只是简单地使用本地数据。作为基本预测机制的 **NLS** 无法有效地利用历史数据，该机制对参数调整非常敏感并且工作性能较差。而 **CGS** 则可以有效利用更多相关数据并产生稳定可靠的预测结果。通过理论分析和实验仿真可以验证得到：与预测机制 **NLS** 比较起

来, CGS 对机制中参数调整的依赖性更小, 并对不同干扰环境具有更好的稳定性。该机制在不同条件下具有更好的预测性能, 从而更高效地完成对频谱的认知接入。

## 第3章 星上自主的认知接入

### 3.1 引言

在低轨卫星的上行链路传输中，接收机会在不同区域上空快速移动而相应电磁环境则会相应地剧烈变化。在这种情况下为了有效预测干扰，低轨卫星需要有效利用干扰的全球历史而不仅仅是本地历史。本章将根据干扰的平稳频谱分布 (Stationary Spectral Distribution, SSD) 提出记忆质心桶 (Memorized Centroid Bucket, MCB) 机制来达到对各地区上空干扰的长期预测。干扰的结果可以通过聚类方法在频域得到删减。只有被删减的信息会被系统所保存。这样，干扰的全球历史就能够被卫星在星上得到有效利用，而频繁的频谱切换也能相应得到避免。在这样一个机制中最重要的模块式匹配算法，该算法可以帮助系统有效获取有用的历史信息用于对干扰的预测。本章共提出三种基于不同匹配算法的 MCB 机制：根据最大似然准则进行匹配的 MCB-ML；利用所提出的频率敏感标准化互信息 (Frequency Sensitive Normalized Mutual Information, FSNMI) 进行匹配的 MCB-FSNMI；通过结合最大似然方法以及所提出的先验信息 FSNMI 进行匹配的 MCB-FSNMI-Bayes。除了 MCB 机制以外，文中同样将描述基于匹配对计数的方法 (Pair Counting Based Method) 以及马尔科夫方法。在完成了对干扰的预测后将进行相应的频谱占用。所有这些预测机制都将利用一颗低轨卫星所采集得到的真实数据进行评价和比较。由于本文所采用的数据是通过低轨卫星充分观测得到的，因此这里提出的星上干扰预测机制将与文献[8][32]中的马尔科夫方法进行对比。根据验证结果可知：基于贝叶斯框架的 MCB 机制 MCB-FSNMI-Bayes 最适合于这里的干扰预测问题，相应的认知接入机制也同样具有最优的性能。

### 3.2 问题阐述与系统描述

由于低轨卫星所处的电磁环境始终在保持变化，低轨卫星上行链路传输中

的认知接入和地面的将有所不同。如图 1-1 所示，低轨卫星绕地球飞行五周，每次通过相同半球的同一纬度时其经度都会有一个小的偏移，低轨卫星需要经过很长的时间才能重新访问同一地点。而即使当卫星经过很长一段时间后重访了相同的地点，该地点的电磁环境可能也与之不再相同了。因此，低轨卫星的电磁环境始终在保持变化。尽管有上述事实，卫星的感知结果可能在某些情况下相似。如图 1-1 所示，一些干扰源位于卫星天线波束的交叠覆盖区域内。在图 1-1 中的阴影代表了卫星天线波束的覆盖区域。这样，卫星可能在访问相邻区域时被相同的干扰源所干扰，而由卫星所采集所得干扰样本也就可能相似。这种情况可能当卫星如图 1-1 在相邻两次过顶访问相邻区域时发生，或在很长一段时间后发生。然而，想要有效利用这种感知结果的相似性非常困难，因为在没有关于干扰源位置的先验信息时，很难对这些相似性进行建模。所以，比起使用感知接入中一些普遍使用的方法，这里更需要为低轨卫星设计一个新的干扰预测机制来有效和高效地利用全球干扰历史。该机制可以利用卫星星上的计算存储能力来实现。

在设计低轨卫星上行传输认知接入时有一个特殊的问题：频繁的频谱切换会带来非常昂贵的开销。由于一个小型低轨卫星系统只能在一天中支持和某个地面终端间进行少数几次传输，一个小型低轨卫星星座和终端之间的连接非常珍贵。这样上行链路传输就无法承受频繁频谱切换所带来的通信中断。在这里更希望能够预测较长时间内的干扰，避免频繁的频谱切换。因此，观察时间需要在进行预测前被分割为一连串的时间片段。然后，在每个时间片段的开始可以预测将会被干扰的频率。

在本系统中首先对观察时间进行分割。在得到合适的分割后，可以通过观察一颗低轨卫星所采集的实际数据来获得一些关于实际电磁环境的深刻认识。一些实际的观察数据被用来在图 3-1 中作为示例。在该图中 X 轴上的值代表着干扰被采集的时间，而 Y 轴上的值则代表干扰的频率。如果在某个特定时间和频率上感知模块测量所得的功率电平值高于一个给定的门限，则认为干扰在该时间频率上出现。该图中的数值点代表者干扰在这个二维空间中的存在。图 3-1 中有两幅子图，分别代表着在不同时间被采集得到的干扰样本。在图 3-1 中,a 图所示的样本和 b 图所示的样本在时间上大约间隔了七天。

首先，可以看到 a 图和 b 图中的样本都可以合理地分别分割为两个时间片段。在完成分割后，a 图中第一和第二个片段中的干扰可以在频域被由两组矩形框进行划分，这两组矩形框被分别称为“频谱分割 1”和“频谱分割 2”。可以从这些矩形框推测得到，对每个合理分割的时间片段，其中较早采集得到的样本和较晚采集得到的样本可以用相似的方法进行频域划分。这一现象在这里被命名为干扰的平稳频谱分布 (Stationary Spectral Distribution, SSD)。而且可以从子图 b 中看到，其所示干扰样本在频域中的分布方式和子图 a 中的相似。与此同时，子图 b 中的两组频域划分和子图 a 中的完全一致。这一结果显示了上面所提到的感知结果间的相似性，同时也预示了利用频谱划分寻找相似干扰样本的可能性。

如果仔细考虑实际场景，可以得知 SSD 假设的合理性。在实际情况中，被频繁占用的频带取决于低轨卫星飞行经过的区域。在一个合理分割的时间片段内，所有的感知结果可能都在同一片区域上空被采集得到。因此，在这样一个片段内，较早观察得到的干扰就可能在频域内与较晚的具有很强的相关性。这样就可能根据 SSD，用干扰样本的频谱划分来代表该片段内的样本。当有两个频谱划分互相相似时，卫星就可能遇到了相似的干扰。

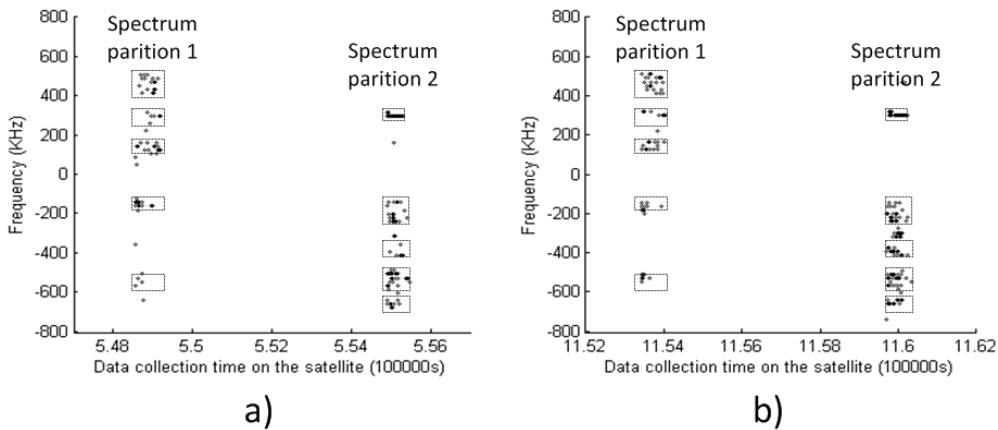


图 3-1 稳定频谱分布

根据 SSD 可以设计一个机制，利用对每个片段开始所采集少量样本的频谱划分预测对剩余样本的频谱划分。在没有观察到所有样本的情况下，未知干扰的频谱划分就能得到很好的预测。这样就可能利用历史信息来找到一个相似的频谱划分。对于相同的样本，一个相似的频谱划分可能意味着干扰样本相似的频谱分布。因此，对频谱划分的预测以及其相似性可以被结合用来预测较长时

间内可能被干扰的频率。

在对预测方法进行详细描述前，需要一些定义来描述这个基于历史系统的记忆过程。首先在这里定义记忆片段（**Memorized Period**）为每个被系统所记忆片段包含的信息。记忆片段所包含的信息取决于所使用的预测机制。上面提到的预测机制所存储的记忆片段包含了由记忆频谱划分信息（**Memorized Spectrum Partition Information, MSPI**）和干扰频率（**Frequencies that Were Interfered, FWI**）所构成的删减信息。**MSPI** 被定义为可以指导对所采集样本进行划分的历史信息。该信息可以从之前片段中被采集干扰样本的频谱划分中提取。**FWI** 被定义为在之前片段中已经被干扰的频率集。该信息可以直接从干扰样本获得。然而其它一些预测机制所存储的记忆片段则可能需要包含干扰的完整数据集。此外还需要定义卫星星上所存储记忆片段的数量，该数量被定义为记忆深度（**Memory Depth**）。记忆深度的大小通常受限于星上的存储能力。在预测时可能需要提取超过一个相似的记忆片段。被提取记忆片段的数量被定义为包尺寸（**Packet Size**）。真实划分（**True Partition**）被定义为样本最合理的频谱划分。而记忆划分（**Memorized Partition**）则被定义为利用记忆片段对样本所进行的划分。可以通过普通方法对样本划分以得到真实划分，而利用记忆片段中的 **MSPI** 得到记忆划分。

因此，预测流程可以结合图 3-2 中的框图详细地描述。可以举例预测图 3-1 子图 b 中第一个片段内可能被干扰的频率。首先，需要在该片段的开始阶段采集一些样本。完成采集后便可以根据 **SSD** 预测剩余样本的频谱划分。这里所预测的频谱划分是对样本的真实划分。而后便可以利用各记忆片段来得到不同的记忆划分，并试着找到一个和真实划分最相似的记忆划分。根据图 3-2 所示，可以优先查看图 3-1 子图 a 中的第一个片段。在该图中，“频谱划分 1”可以被当作该片段的 **MSPI**。并且，由于子图 b 和子图 a 中第一个片段的样本具有相同的频谱划分，上面提到的记忆划分将会与真实划分相似。而后子图 a 中的 **FWI** 便可以被提取用以预测。因为相似的频谱划分可能代表相似的干扰样本频谱分布，所以可以预测被提取 **FWI** 中的频率可能同样在子图 b 第一个片段的剩余时间内被干扰。这一方法可以实现对干扰的长期预测并且同时节约卫星星上的计算与存储资源。



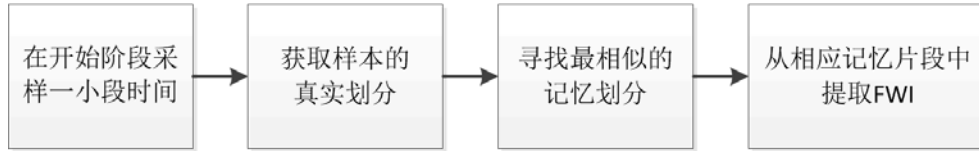


图 3-2 预测流程

本文已经描述了由观察真实干扰样本所启发的长时间星上干扰预测流程。然而频谱划分的生成、存储和比较需要被进一步细化以利于实现。这里提出星上干扰预测机制记忆质心桶（Memorized Centroid Bucket, MCB），其系统模型如图 3-3 所示。在该模型中，频谱可以通过完整频谱感知（Full Spectrum Sensing）得到 1.2.2 小节中提到的完整观测（Full Observation），而当前片段（Current Period）内的干扰将得到预测。首先，少量样本将在当前片段开始的初始扫描（Initial Scan）中被采集。与此同时，上一个片段（Last Period）中的干扰样本将在频域中被聚类从而得到一个质心集。该质心集可以代表不同簇中各样本的期望频率。利用该质心集干扰样本在频域可以根据最近质心准则（Nearest Centroid Rule）得到划分。质心集可以代表上一个片段的 MSPI。这样，包含了上一个片段 MSPI 和 FWI 的记忆片段被存储在质心桶中。质心桶是系统内存储记忆片段的组件。而后需要比较频谱划分并提取相似的记忆片段。在系统中有一个匹配算法，可以将初始扫描所采集样本与最相似的记忆片段相匹配。不同种类的 MCB 机制具有不同的匹配算法。

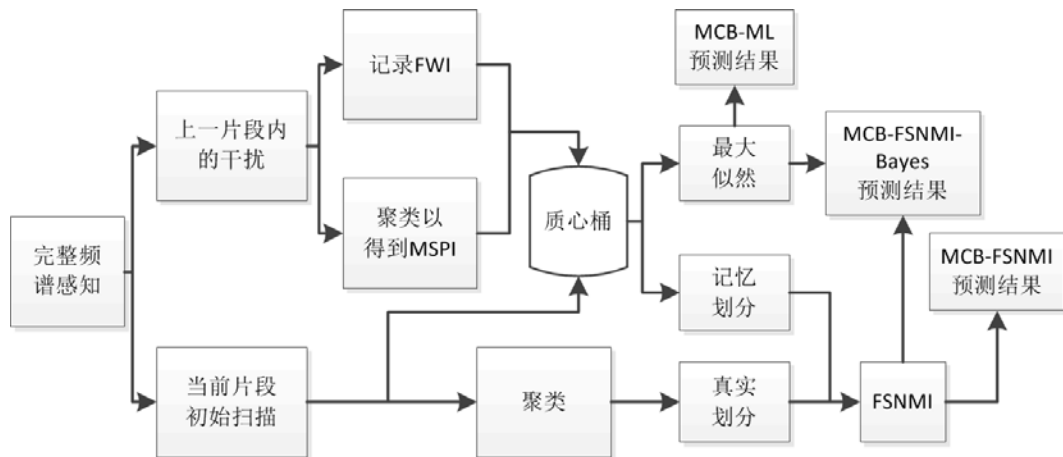


图 3-3 记忆质心桶机制的系统模型

匹配可以利用记忆片段和初始扫描所采集数据以一种直接的方式完成。给定不同 MSPI 计算所采集样本的似然。根据最大似然准则，使该似然最大的记忆片段将得到匹配，而该片段的 FWI 将被提取用以预测（MCB-ML）。此外可以通过比较所采集样本的真实划分和记忆划分更高效地匹配这些样本。这两类对

所采集样本的频谱划分将在 3.3.2 小节中详细描述。比较的结果即是本章所提出的先验信息 FSNMI。FSNMI 可以被单独使用以匹配样本并预测干扰 (MCB-FSNMI)。也可以将 FSNMI 与最大似然方法相结合以贝叶斯方式匹配这些样本 (MCB-FSNMI-Bayes)。通过将初始扫描所得样本整体有效利用, 先验信息 FSNMI 可以弥补最大似然方法的不足。比较图 3-2 中的预测流程与这三种 MCB 机制, 可以看到 MCB-FSNMI-Bayes 是该流程的完整实现, 而另两种机制则是简化版本。

### 3.3 匹配和预测算法

上文已经描述了 SSD、预测流程和 MCB 机制的系统模型。然而, MCB 机制的可行性和性能还与匹配算法高度关联, 这些算法可以帮助系统提取有用的历史信息。设计这样一个匹配算法的难点在于: 如何高效地利用初始扫描所采集的少量数据。完成匹配后可以预测当前片段剩余时间内可能被干扰的频率。

本小节提出了不同 MCB 机制的不同匹配算法以及基于匹配对计数的方法。然后引入了基于所提取历史信息的预测策略并分析了马尔科夫预测器。可以看到马尔科夫方法对本问题是次优的。

记忆深度和包尺寸分别用  $L$  和  $M$  表示。假设当前片段是第  $s$  个片段。图 3-1 在时间、频率的二维空间内绘制干扰样本。然而经过合适的时间分割, 在本章剩余内容中所讨论的样本  $X$  和  $Y$  仅表示干扰的频率。

#### 3.3.1 通过比对计数进行匹配

在为 MCB 机制中的信息提取引入匹配算法前, 首先讨论一种更直接但效率更低的方法: 基于比对计数的方法。两个片段内的干扰样本通过计数在不同频率上干扰的出现次数进行比较。如果两个片段内的干扰经常在相同频率上出现, 这两个片段内的干扰将被认为相似。这一相似性可以利用与文献[53]中相似的方法进行计算。假设在第  $i$  个片段内干扰在频率  $f_k$  上出现了  $N_{ik}$  次, 在第  $j$  个片段出现了  $N_{jk}$  次。如公式(3.3.1)所示, 在第  $i$  个和第  $j$  个片段中干扰样本的相似度可以依据对共有元素  $\{\min(N_{ik}, N_{jk})\}$  的计数计算得到。而后具有最高相似度

的几个记忆片段将得到匹配。

$$Sim(i, j) = [\sum_k \min(N_{ik}, N_{jk})]^2 / [\sum_k N_{ik} \sum_k N_{jk}] \quad (2.3.1)$$

根据公式(3.3.1)，基于比对计数的匹配算法可以设计如下：

---

#### 基于比对计数方法的匹配算法

---

**需要：**

$Y_i$ : 第  $i$  个片段内的所有干扰样本；

$f_i$ : 第  $i$  个片段内的 FWI；

$X_s$ : 第  $s$  个片段初始扫描所采集的样本。

---

**确保：**

**for**  $s = 1$  to  $\infty$  **do**

**for**  $i = s-L$  to  $s-1$  **do**

        根据公式(3.3.1)计算  $X_s$  和  $Y_i$  之间的  $Sim(s, i)$ 。

        将  $Sim(s, i)$  存储于  $D_s$ 。

**end for**

    在  $D_s$  中寻找最大的  $M$  个值以及相应的序号。

    找到具有相同序号的 FWI。（匹配）

**end for**

---

这种方法不需要以 MCB 相同的方式进行实现。然而该机制的记忆片段需要包含之前  $L$  个片段中所有的干扰样本以及相应的 FWI。考虑到一颗低轨卫星的存储能力，这种方法是无效率且不现实的。而且由于在初始扫描中采集的数据通常对于这里的应用太小，完全的数据集包含了扰动的噪声，这种方法对于比较初始扫描和记忆片段并不有效。这一结论可以通过对真实数据的实验得到验证。因此需要进一步设计其它的匹配算法。

### 3.3.2 频谱划分

MCB 机制需要基于在频域对干扰样本的频谱划分。一个片段内的干扰样本在 MCB 中被删减为它们的 MSPI。这里频谱划分利用最著名的质心算法 K-means 对样本进行聚类完成[50]。该算法被用来实现 MCB 机制中的聚类模

块。该模块的输入是所有干扰样本的频谱信息，而输出则是代表不同干扰样本簇期望频率的质心集。

K-means 算法是一个迭代算法，在迭代足够次数后得到收敛。需要指出的是该算法最后的收敛结果很大程度上取决于初始的质心。所以，为了让不同片段内的划分具有一致性，需要假设所有片段内的初始质心都相同。在这种情况下，在频域内均匀设置初始质心显得较为合理。令初始质心的数量为  $N$ ，举第  $i$  个片段为例，第  $k$  个初始质心应该被放置在频率  $c_{ik}^{(0)}$ 。因此，可以得到：

$$c_{ik}^{(0)} - c_{i(k+1)}^{(0)} = \text{const.}, 1 \leq k \leq N-1 \quad (2.3.2)$$

在经过  $t$  次迭代后质心会移动到  $c_{ik}^{(t)}$ 。当算法收敛，在第  $i$  个片段内的质心数量会删减为  $L_i$ 。最终质心  $\{c_{ik}\}$  将被包括在集合  $C_i$  中。

一些质心会随着算法的迭代而逐渐消失。然而所剩余质心的初始索引  $\{k\}$  仍将被保留用以计算 3.3.4 小节中的 FSNMI。这些初始索引包含了质心的频谱位置信息。

初始扫描所采集的样本可以在频域利用 K-means 算法进行划分以得到真实划分。在一个真实划分中，样本在频域归属于不同的簇，从而被很好地划分。另一方面，这些样本同样在频域利用 MSPI 进行划分以得到记忆划分。利用可以代表 MSPI 的一个质心集，频谱可以根据最近质心准则进行划分。根据最近质心准则，一个给定的样本被归类至频域中质心与之距离最近的簇。这样干扰样本在频域可以利用一个给定的质心集进行划分。对于频谱感知来说聚类算法并不新颖[51][52]，这一算法通常被用来在认知无线网络中划分终端分组。但在这里，它被用来划分频谱以删减数据并提取信息。

### 3.3.3 记忆质心桶机制中的匹配算法

初始扫描中的样本在记忆质心桶（Memorized Centorid Bucket, MCB）中被合理匹配至记忆片段以提取历史信息。事实上根据 SSD，MCB 不仅可以匹配初始扫描，而且可以用预测的方式匹配当前片段的剩余未知样本。利用 MSPI，理想的匹配方法是基于给定第  $s$  个片段所有样本下的后验概率。具有最高后验概率的质心集将被匹配至第  $s$  个片段。尽管利用初始扫描只能采集很少的样本而非该片段内的所有样本，该后验概率可以根据 SSD 近似。基于后验概率的匹配

算法是一个贝叶斯算法。下文将推倒贝叶斯匹配算法的基本公式并根据最大似然准则设计一个该算法的简化版本。贝叶斯算法将在 3.3.4 小节中被详细介绍。

这里不仅利用了初始扫描中所采集的  $w$  个频率样本  $X=\{x_1, x_2, \dots, x_w\}$ ，而且还将利用该片段剩余时间中的未知样本  $R$ 。根据 SSD，可以用相似的方式对第  $s$  个片段中的样本  $X$  和  $R$  进行划分。这意味着  $X$  和  $R$  之间存在很强的相关性。这样可以合理假设  $R$  的频域分布可以由  $X$  的分布推测得到。这样基于该合理假设，后验概率可以得到近似。令  $M=1$ ， $L=\infty$ ，以及  $1 \leq i \leq s-1$ 。被匹配记忆片段的序号由  $Idx(s)$  表示。给定  $X$  和  $R$  时具有最大后验概率的质心集可以通过以下公式得到：

$$\begin{aligned} Idx(s) &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} P(C_i | X, R; s) \\ &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} P(C_i, X, R; s) \\ &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} P(R | X, C_i; s) P(X | C_i; s) P(C_i; s) \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

尽管  $R$  中的数据对系统是未知的，它的分布可以由  $X$  推测得到。可以进一步假设给定  $X$  时  $R$  中的数据几乎确定。这样可以将公式(3.3.3)中的  $P(R|X, C_i; s)$  近似为 1。而相应的公式可以近似为：

$$Idx(s) \approx \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} P(X | C_i; s) P(C_i; s) \quad (2.3.4)$$

由于很难对本问题中感知结果间的相似性建立模型，先验概率  $P(C_i; s)$  无法被直接得到。这样，一个简单的解决方法是对不同的质心集同等对待。在这里，初始扫描中的样本根据最大似然准则被匹配（MCB-ML），而先验概率  $P(C_i; s)$  则等于  $1/(s-1)$ 。

根据 K-means 算法，每个簇内的元素被假设在质心周围以高斯分布的形式散布，每个片段内各簇的元素分布具有相同的方差。方差  $\sigma_i^2$  可以利用普通方法进行估计。初始扫描中，在不同时间所采集的样本被独立对待。那么可以从公式(3.3.4)推倒得到：

$$\begin{aligned}
 Idx(s) &\approx \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} (P(X | C_i; s)) \\
 &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} (\ln(\prod_{q=1}^w P(x_q | C_i; s))) \\
 &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} \sum_{q=1}^w \ln(1 / \sqrt{2\pi}\sigma_i \exp(-(x_q - c_{iq}^*)^2 / 2\sigma_i^2)) \quad (2.3.5) \\
 &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} (-w \ln(\sqrt{2\pi}\sigma_i) - \sum_{q=1}^w (x_q - c_{iq}^*)^2 / 2\sigma_i^2), \\
 c_{iq}^* &= \arg \min_{c_{ik} \in C_i} (|x_q - c_{ik}|)
 \end{aligned}$$

可以根据公式(3.3.5)定义距离  $\delta_{i,s}$  来测量第  $i$  个片段和第  $s$  个片段内干扰样本之间的频谱差别。两个片段间较小的距离  $\delta_{i,s}$  可以代表它们之间较高的相似度。这里距离可以根据公式(3.3.6)计算。

$$\begin{aligned}
 \delta_{i,s} &= w \ln(\sqrt{2\pi}\sigma_i) + \sum_{q=1}^w (x_q - c_{iq}^*)^2 / 2\sigma_i^2, \\
 c_{iq}^* &= \arg \min_{c_{ik} \in C_i} (|x_q - c_{ik}|) \quad (2.3.6)
 \end{aligned}$$

MCB-ML 的匹配算法可以基于公式(3.3.6)设计如下：

---

#### MCB-ML 的匹配算法

---

**需要：**

$C_i$ : 第  $i$  个片段的质心集 (MSPI);

$f_i$ : 第  $i$  个片段的 FWI;

$X_s$ : 第  $s$  个片段初始扫描所采集的样本。

---

**确保：**

**for**  $s = 1$  to  $\infty$  **do**

**for**  $i = s-L$  to  $s-1$  **do**

**for**  $q = 1$  to  $w$  **do**

            在  $C_i$  中寻找距离  $x_q$  最近的质心  $c_{iq}^*$ 。

**end for**

        根据公式(3.3.6)计算  $C_i$  和  $X_s$  之间的  $\delta_{i,s}$ 。

        将  $\delta_{i,s}$  存储于  $D_s$ 。

**end for**

    在  $D_s$  中寻找最小的  $M$  个值以及相应的序号。

---

---

找到具有相同序号的 FWI。(匹配)

**end for**

---

对于最大似然算法, 在初始扫描中所采集的样本数量通常过小, 且每个样本都被独立对待。贝叶斯算法更适用于处理这样的小数据。如果可以针对每一个记忆片段获取一个合理的先验  $P(C_i; s)$  而非平等对待它们, 则性能将得到提升。如果可以将所采集样本作为整体处理, 则可以从初始扫描中提取更多的有用信息。因此, 如果可以通过对小数据整体利用来提取更多的有用信息, 将对解决匹配问题有很大的帮助。

### 3.3.4 频率敏感标准互信息

本系统在 MCB 的匹配过程中只具有不完全的信息。该不完全信息包含了 MSPI、FWI 以及在当前片段初始扫描所采集的很少样本。该信息对于很多统计方法是不充分可用的。然而, 根据 SSD, 一些额外的信息可以通过计算初始扫描所得样本的真实划分与记忆划分之间的相似性得到。该信息就是频率敏感标准互信息 (Frequency Sensitive Normalized Mutual Information, FSNMI)。

除了在 3.3.3 小节计算所得频谱划分和似然外, 包含了质心频谱位置信息的初始索引  $\{k\}$  也将被纳入考虑。如 3.3.2 小节所述, 这些索引在 K-means 算法开始迭代前被保留。得到这些信息后可以获取不同频谱划分之间的 FSNMI。该信息可以被近似为公式(3.3.4)中的先验信息。

这里通过提取初始扫描所得样本的频谱信息来整体利用这些样本。利用聚类算法可以得到这些样本的真实划分。根据 SSD, 样本的真实划分包含了被采集数据  $X$  和未知数据  $R$  之间的相关信息。所以在初始扫描中采集的样本利用聚类算法会被一起进行处理。这样就可能通过比较真实划分和记忆划分来学习得到先验信息  $P(C_i; s)$  了。尽管该比较信息并不先于  $X$  被采集, 它仍先于当前片段的大量主要数据。所以这一比较结果可以被用来近似先验信息。该结果用 FSNMI 代表。FSNMI 可以被单独使用来匹配数据 (MCB-FSNMI), 也同样可以被用来和最大似然方法相结合 (MCB-FSNMI-Bayes)。

可以假设在第  $s$  个片段对  $X$  的真实划分包含了一组无相互叠加的子集 (簇)  $V^s$ 。同时, 在第  $i$  个片段内根据 MSPI 所得  $X$  的记忆划分是一组无相互叠加的子集

(簇)  $\mathbf{U}_i^s$ 。对初始扫描所得样本的两种划分如表 3-1 所示。例如, 如表 3-1 所示, 同时有  $n_{12}$  个样本同时在簇  $V_2$  和簇  $U_1$  中。在簇  $U_1$  中一共有  $a_1$  个样本, 而在簇  $V_2$  中一共有  $b_2$  个样本。

被扫描样本的这两种频谱划分可以如表 3-1 两种频谱划分的示意表所示:

表 3-1 两种频谱划分的示意表

$\mathbf{U}_i^s \backslash \mathbf{V}^s$	$V_1$	$V_2$	$\cdots$	$V_{C(s)}$	Sums
$U_1$	$n_{11}$	$n_{12}$	$\cdots$	$n_{1C}$	$a_1$
$U_2$	$n_{21}$	$n_{22}$	$\cdots$	$n_{2C}$	$a_2$
$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$
$U_{R(i,s)}$	$n_{R1}$	$n_{R2}$	$\cdots$	$n_{RC}$	$a_R$
Sums	$b_1$	$b_2$	$\cdots$	$b_C$	$W$

这两个对相同样本不同划分之间的相似性可以通过计算归一化互信息 (Normalized Mutual Information, NMI) 进行量化[53]。令  $M = 1$ ,  $L = \infty$ , 并且  $0 \leq i \leq s-1$ 。利用表 3-1 中的标识可以根据公式(3.3.7)(3.3.8)(3.3.9)计算 NMI。

$$NMI_{i,s} = I(U_i^s, V^s) / \max\{H(U_i^s), H(V^s)\} \quad (2.3.7)$$

$$I(U_i^s, V^s) = \sum_{m=1}^{R(i,s)} \sum_{n=1}^{C(s)} \frac{n_{mn}}{w} \log \frac{n_{mn} / w}{a_m b_n / w^2} \quad (2.3.8)$$

$$H(U_i^s) = - \sum_{m=1}^{R(i,s)} \frac{a_m}{w} \log \frac{a_m}{w}, \quad H(V^s) = - \sum_{n=1}^{C(s)} \frac{b_n}{w} \log \frac{b_n}{w} \quad (2.3.9)$$

然而, NMI 并不足以表示频谱划分之间的相似性。它只与样本的划分相关, 并不能在频域表示干扰的位置。因此该先验信息需要进一步通过对 NMI 加入频率敏感信息学习得到。在加入频率敏感信息时, 可以利用如下关系: 两组质心频谱位置间的差异越小, 则它们之间的相似性越大。在这里不会将质心的精确频率用作频率敏感信息, 而是用质心的初始索引  $\{k\}$  来代表该信息。这是因为这一方法可以对匹配算法带来更多的正则化 (Regularization)。如不然, 精确的频率会导致输入数据  $X$  过小所带来的过拟合 (Overfitting)。在记忆划分  $\mathbf{U}_i^s$  中, 样本所归属簇质心的初始索引由向量  $\mathbf{I}_i^s$  代表。在真实划分  $\mathbf{V}^s$  中这些索引由  $\mathbf{I}^s$  表示。如此则 FSNMI 可以被计算如下:

$$\begin{aligned} FSNMI_{i,s} &= NMI_{i,s} \times (1 - \|I_i^s - I^s\| / \rho_s), \\ \rho_s &= \max_{1 \leq j \leq s-1} \|I_j^s - I^s\| \end{aligned} \quad (2.3.10)$$



而在 MCB-FSNMI 中记忆片段可以根据公式(3.3.7)(3.3.8)(3.3.9)(3.3.10)被匹配。该算法可设计如下：

---

#### MCB-FSNMI 的匹配算法

---

**需要：**

$C_i$ : 第  $i$  个片段的质心集 (MSPI);

$f_i$ : 第  $i$  个片段的 FWI;

$X_s$ : 第  $s$  个片段初始扫描所采集的样本。

---

**确保：**

**for**  $s = 1$  to  $\infty$  **do**

对  $X_s$  聚类以得到  $\mathbf{V}^s$  和  $\mathbf{I}^s$ 。

**for**  $i = s-L$  to  $s-1$  **do**

利用  $C_i$  划分  $X_s$  以得到  $\mathbf{U}_i^s$  和  $\mathbf{I}_i^s$ 。

根据公式(3.3.7)(3.3.8)(3.3.9)(3.3.10)计算  $\text{FSNMI}_{i,s}$ 。

将  $\text{FSNMI}_{i,s}$  存储至  $D_s$ 。

**end for**

在  $D_s$  中寻找最大的  $M$  个值以及相应的序号。

找到具有相同序号的 FWI。(匹配)

**end for**

---

此外如果将 MCB-ML 与学习所得的先验信息 FSNMI 相结合，可得贝叶斯方法 MCB-FSNMI-Bayes。这样就可以从公式(3.3.4)(3.3.5)推倒得到匹配算法所使用的公式：

$$\begin{aligned}
 Idx(s) &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} (\ln P(X | C_i; s) + \ln P(C_i; s)) \\
 &= \arg \max_{1 \leq i \leq s-1} (-w \ln(\sqrt{2\pi}\sigma_i)) \\
 &\quad - \sum_{q=1}^w (x_q - c_{iq}^*)^2 / 2\sigma_i^2 + \ln \text{FSNMI}_{i,s})
 \end{aligned} \tag{2.3.11}$$

根据公式(3.3.11)可以得到计算距离  $\delta_{i,s}$  的公式(3.3.12)。该距离公式是 MCB-ML 中距离公式的扩展。

$$\delta_{i,s} = w \ln(\sqrt{2\pi}\sigma_i) + \sum_{q=1}^w (x_q - c_{iq}^*)^2 / 2\sigma_i^2 - \ln FSNMI_{i,s}, \quad (2.3.12)$$

$$c_{iq}^* = \arg \min_{c_{ik} \in C_i} (|x_q - c_{ik}|)$$

MCB-FSNMI-Bayes 的匹配算法可以基于公式(3.3.12)设计如下;

---

#### MCB-FSNMI-Bayes 的匹配算法

---

**需要:**

$C_i$ : 第  $i$  个片段的质心集 (MSPI);

$f_i$ : 第  $i$  个片段的 FWI;

$X_s$ : 第  $s$  个片段初始扫描所采集的样本。

---

**确保:**

**for**  $s = 1$  to  $\infty$  **do**

对  $X_s$  聚类以得到  $\mathbf{V}^s$  和  $\mathbf{I}^s$ 。

**for**  $i = s-L$  to  $s-1$  **do**

利用  $C_i$  划分  $X_s$  以得到  $\mathbf{U}_i^s$  和  $\mathbf{I}_i^s$ 。

根据公式(3.3.7)(3.3.8)(3.3.9)(3.3.10)计算  $FSNMI_{i,s}$ 。

**for**  $q = 1$  to  $w$  **do**

在  $C_i$  中寻找距离  $x_q$  最近的质心  $c_{iq}^*$ 。

**end for**

根据公式(3.3.12)计算  $C_i$  和  $X_s$  之间的  $\delta_{i,s}$ 。

将  $\delta_{i,s}$  存储于  $D_s$ 。

**end for**

在  $D_s$  中寻找最小的  $M$  个值以及相应的序号。

找到具有相同序号的 FWI。(匹配)

**end for**

---

### 3.3.5 预测算法、信道占用和评价指标

在匹配过程后, 可以利用匹配结果进行长时间预测, 对当前片段剩余时间内可能被干扰的频率进行预测。被预测为空闲的频率可能在当前片段剩余时间内被系统所使用。初始扫描的时间长度非常短, 而剩余的时间通常有数十倍

长。这一

主动认知接入可以允许对相同信道的长时间占用。这对于一颗低轨卫星的传输来说非常重要，因为低轨卫星上行链路认知接入的频谱切换开销比地面认知接入系统的要昂贵很多。当长时间预测失效时，频谱切换会在该片段内发生。但该频谱切换问题并非本章研究内容。这里的重点在于对干扰的长时间预测，其性能决定了本系统中认知接入的可实现性。其性能由  $F_p$ -score，检测概率 ( $P_d$ )，以及频谱损失率 (Spectrum Loss Rate, SLR) 来评价。

MCB 机制和基于比对计数的方法在利用匹配结果进行干扰预测时采取相同的策略。匹配结果是  $M$  个被提取记忆片段的 FWI。可以合理假设在当前片段的剩余时间里相同的频率会被再次干扰。更大的包尺寸可能在预测被干扰频率时产生更高的  $P_d$ 。这意味着如果卫星根据预测结果占用信道，通信将更不容易被干扰打断。然而一个更大的包尺寸也可能带来对干扰更多的虚警，而频谱资源也就可能因此被浪费。因此在选择包尺寸时存在一个折中。不同记忆片段的 FWI 可以通过“或准则”进行融合。在本系统中，第  $j$  个匹配片段的 FWI 由频率集  $F_{s,j}$  表示。而经由算法生成，频率集  $F_s$  中则包含了第  $s$  个片段内可能被干扰的频率。

$$F_s = F_{s1} \parallel F_{s2} \parallel \cdots \parallel F_{sM} \quad (2.3.13)$$

在使用“或准则”融合不同记忆片段内的信息时可能存在一些性能上的损失。如果使用“或准则”，不同匹配片段会被同等对待。同样可以使用更复杂的策略来融合这些信息来提升性能，例如使用加权策略。这样的策略需要仔细设计并进行深入研究。

MCB 机制和基于比对计数的方法需要和广泛使用的马尔科夫方法相比较。在文献[8][32]中假设系统能够完全观察频谱，与本系统一致。对于这里的问题，每个片段内干扰的出现可以合理地建模为马尔科夫链。只要碰撞率被控制在一个干扰限制之下，信道就被认为可用。文献[8]中的实验测试床可以实验评价吞吐量和碰撞率。此外，可以调整传输率以使干扰限制得到满足。例如，可以采取一个随机策略在具有最低干扰到达率的信道上传输，这样干扰电平就会低于累计干扰限制。这里的干扰到达率代表了干扰发生的频率。对于特定信道可以定义干扰到达率为  $\lambda$ ，传输时隙长度为  $T$ 。在本系统中， $T$  可以代表一个

合理分割片段的长度。根据文献[32]，在某个信道中通信的期望即时代价（Expected Immediate Cost） $d$ 可以得到计算如下：

$$d = 1 - e^{-\lambda T} \quad (2.3.14)$$

为了利用上述马尔科夫方法实现长时间尺度的主动判决频谱切换，需要对每个信道观测一段时间，并利用期望即时代价进行评价。在预测中所有信道会首先被假设为可用，随后则需要用期望即时代价评价这些信道。当期望即时代价超过预设门限，可以预测该信道可能在当前片段内的某个时间被干扰。这里并不需要利用“或准则”对不同匹配结果进行融合。马尔科夫预测算法可以设计如下：

---

**马尔科夫方法的预测算法**

---

**需要：**

$Y_i$ : 第  $i$  个片段内的所有干扰样本；

$X_s$ : 第  $s$  个片段初始扫描所采集的样本。

---

**确保：**

**for**  $s = 1$  to  $\infty$  **do**

    采集  $X_s$  和  $Y_{s-j}$  中的所有样本， $j=1,2,\dots,L$ 。

    利用所采集样本和  $T$  对所有频率（信道）计算  $\lambda$ 。

    根据公式(3.3.14)，利用  $\lambda$  和  $T$  对所有频率（信道）计算  $d$ 。

    经评价，寻找  $d$  高于预设门限的频率（信道）。

    [这些所找到的频率（信道）被认为将会在第  $s$  个片段剩余时间内被干扰。]

**end for**

---

与 MCB 机制比较起来马尔科夫方法无法高效利用全球干扰历史。在马尔科夫方法中，诸如到达率等参数通常被设为常量。然而在本问题中，干扰到达率随着低轨卫星绕行地球而不断变化。这样，马尔科夫方法会同等对待不同地区上空的干扰。随着记忆深度不断增加，MCB 机制可以提取更相似的记忆片段并工作得更好，而马尔科夫方法的预测则是次优的。除了上文定义的变量  $T$  和  $L$  外，定义  $\lambda_i$  为第  $i$  个片段特定频率（信道）上干扰发生的频率。第  $s$  个片段为当前片段。令  $n_s$  为根据  $\lambda_s$  估计所得的干扰发生次数，令  $n_L$  为根据  $\lambda_{s-j}$  ( $j=0,1,\dots,L$ ) 估计所得的干扰发生次数。 $n_s$  和  $n_L$  同为针对第  $s$  个片段特定频率（信道）估计所

得的干扰发生次数。这样可以根据马尔科夫链中的指数分布得到以下公式：

$$P(n_s = 0) = e^{-\lambda_s T} \quad (2.3.15)$$

$$P(n_L = 0) = e^{-\bar{\lambda} T} = e^{-\frac{\lambda_{s-L} + \lambda_{s-L+1} + \dots + \lambda_s}{L+1} T} \quad (2.3.16)$$

公式(3.3.15)和(3.3.16)中的概率分别代表了根据  $\lambda_s$  和  $\lambda_{s-j}$  ( $j=0,1,\dots,L$ ) 估计所得没有干扰出现的概率。只有当  $L$  为 0 时这两个概率相同。而对于卫星，这两个概率相差很大。因此，马尔科夫方法并不适用于一个大于 1 的记忆深度。然而由于  $X_s$  太小不利于估计，很难利用它来为第  $s$  个片段获取一个真实的到达率  $\lambda_s$ 。到达率  $\lambda_s$  可以根据第  $s$  个片段初始扫描以及之前片段所采集样本估计得到，利用不同干扰发生频率的均值可以估计  $\lambda_s$ 。如此，则马尔科夫方法只能利用当前片段和记忆片段之间的相关性进行预测。因此，该方法对本问题是次优的。

在完成了对干扰的预测后，可以根据这些结果对信道进行占用。假设每个通信信道所需带宽为  $B$ ，可以根据预测结果在空白频谱中寻找长度为  $B$  的频带。这里采用“贪婪”策略进行频谱占用，即尽可能多地占用带宽为  $B$  的频带。

为了评价各预测器性能，首先需要计算  $P_d$  来告诉我们多少干扰被正确地预测了。一个更高的  $P_d$  可以保证低轨卫星长时间尺度主动判决频谱切换的可行性。另一方面，预测将被干扰的频率越多，则可以使用的频率越少。在频谱中的一些空闲信道可能由于虚警而被浪费。虚警概率 ( $P_{fa}$ ) 代表了对干扰不正确预测的概率。但这一评价并不足以衡量对频谱的浪费。因此可以基于  $P_{fa}$  定义频谱损失率 (Spectrum Loss Rate, SLR)。SLR 在值为 0 时最佳，而在值为 1 时最差。令被预测频率在所有感知频率中的比例为  $\eta$ ，则 SLR 可以定义如下：

$$loss\ rate = \eta * P_{fa} \quad (2.3.17)$$

此外，对于提高  $P_d$  和降低  $P_{fa}$  之间的折中，这里采用了 2.3.3 小节中所介绍的  $F_p$ -score 进行综合分析。其中  $F_p$ -score 也同样包括了  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score。

在根据预测结果完成频谱占用后，可以对所占用信道的质量进行进一步的评价。与第 2 章中的情况不同，这里在一次预测及信道占用后，会在该信道上持续工作，因此需要评价该片段剩余时间内该信道的质量。由于对于每一个片段内的干扰，可将其发生过程认为是一个马尔科夫过程。从而可以利用[32]中的期望即时代价进行相应评价。这里对所有通过“贪婪”策略占用的信道进行

整体评价。分别根据公式 (3.3.20) 和公式 (3.3.21) 设计了所选信道代价 (Cost of the Selected Channels) 以及所选信道收益 (Gain of the Selected Channels) 两个评价指标进行评价。前者可以评价所占信道中干扰出现的情况, 而后者可以评价所占用信道的有效个数。前者值越低性能越好, 而后者值越高性能越好。假设在一段时间内共占用了  $C$  个子信道, 其中在第  $i$  个子信道中出现干扰的次数为  $D_i$ 。举例来说, 当  $C = 0$  时代价为 0 同时收益也为 0, 说明所选信道没有遇到干扰, 但在该段时间内也没有进行任何通信。

$$Cost = \sum_{i=1}^C (1 - e^{-D_i}) \quad (2.3.18)$$

$$Gain = \sum_{i=1}^C e^{-D_i} \quad (2.3.19)$$

### 3.4 实验验证结果

本小节将利用一颗低轨卫星所采集的真实感知数据比较不同预测器的性能。三种不同的 MCB 机制、基于比对计数的方法, 以及马尔科夫方法在这里得到比较。在实际场景中各干扰预测器的性能可以利用真实数据得到衡量。这些数据由感知频谱采集得到, 带宽为 1.6MHz, 精度为 19.2KHz。频谱被以一种并行的方式感知, 频谱可以得到完整的观察。频谱的中心频点位于 L-波段, 在这里诸如多径、阴影以及阻塞等卫星移动特性在描绘信道中起到了关键作用 [17]。这些数据是在大约 126 个小时内被采集的, 观察时间被分割为 75 个片段。每个片段的长度大约为 1.7 个小时。不失一般性, 频谱信息只在特定区域上空被采集。在 MCB 机制中, 初始扫描只会采集很少的数据。在本实验中, 初始扫描只会采集每个片段的前 10 个样本用以预测当前片段剩余时间内可能被干扰的频率。对 75 个片段中的每一个都将进行预测测试。所有片段中的性能会被统一考虑, 而平均评价成绩则会被用来衡量预测器在所有遭遇场景中的总体性能。

### 3.4.1 包尺寸的选择

在选择不同包尺寸时，在检测概率  $P_d$  和虚警概率  $P_{fa}$  之间存在一个折中。一个更大的包尺寸可能导致更高的  $P_d$ ，但也会不可避免地导致更高的  $P_{fa}$ 。包尺寸可以利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 同时考虑  $P_d$  和  $1-P_{fa}$  来决定。不幸的是包尺寸的最佳选择并不可解析得到。它取决于被采集数据的模式图谱。在本测试中需要基于针对真实数据的实验来选择包尺寸。这里使用的真实数据可以代表很多实际场景，而对包尺寸的选择则基于在这全部 75 个片段中的所有评价结果。可以合理认为经过这些测试所选择的包尺寸在接下来 75 个片段中也同样会是一个好的选择。在对预测机制的实际使用中，包尺寸的最优选择取决于历史数据集。需要在给定不同包尺寸的情况下利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 评价不同预测器的性能。该评价结果如图 3-4 和图 3-5 所示，根据  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 评价得到的结果差异并不明显。将对这两幅图中的结果统一进行分析。MCB-ML、MCB-FSNMI-Bayes 以及基于比对计数的方法在它们的包尺寸分别为 2、2、4 的情况下达到各自的最佳性能。当包尺寸不太大时，各性能会随着包尺寸的增大而提升。然而随着包尺寸不断增大，各性能终将会恶化。这些变化可以归结为选取不同包尺寸时  $P_d$  和  $1-P_{fa}$  之间的折中。性能在  $P_d$  和  $1-P_{fa}$  之间得到最佳平衡时达到最优。这一平衡在这里通过设置包尺寸来调节。

除了上面分析的结果，需要注意的是 MCB-FSNMI 的性能不会随着包尺寸的增加而恶化，因为 MCB-FSNMI 中的匹配算法并不如其它匹配算法那样有效。随着包尺寸的增加，该算法并不能找到足够多的记忆片段。这样也就不会有太多记忆片段被匹配从而恶化 MCB-FSNMI 的性能。虽然有上述优势，该机制仍在所有四种机制中具有最差的性能。因此，FSNMI 只能被用来辅助其它机制，一如在 MCB-FSNMI-Bayes 中那样。

同样可以看到，如果可以合理选择包尺寸，MCB-FSNMI-Bayes 会具有比 MCB-ML 和基于比对计数方法更好的性能。这是因为 MCB-FSNMI-Bayes 可以对初始扫描所采集样本作为整体进行利用。这样就可以为匹配和相应的预测提供更多额外的信息。MCB-ML 的最佳性能与基于比对计数方法相近，因为这两种方法都会对初始扫描所采集各样本进行独立分析。而且对于 MCB-ML 和

MCB-FSNMI-Bayes, 最优包尺寸的选择都是一样的。这两种机制的最优包尺寸都为2。这可以被解释为: MCB-FSNMI-Bayes 事实上是基于 MCB-ML 的, 而如上所述 FSNMI 对于选择包尺寸并无较强影响, 因此这两种机制在该最优参数上基本一致。

包尺寸是一个对预测器性能有较大影响的重要参数。因此在测试 3.4.2 中衡量不同记忆深度下预测器性能时, 具有不同包尺寸的预测器之间是不可比较的。因此在相关测试中必须对所有机制选取相同的包尺寸。尽管对于基于比对计数方法最优包尺寸为 4, 在测试 3.4.2 中最好对所有机制选取大小为 2 的包尺寸。该选择并不会影响在给定最优包尺寸时, 对四种机制最佳性能间的比较。这一选择会使测试 3.4.2 中的比较更有说服力。

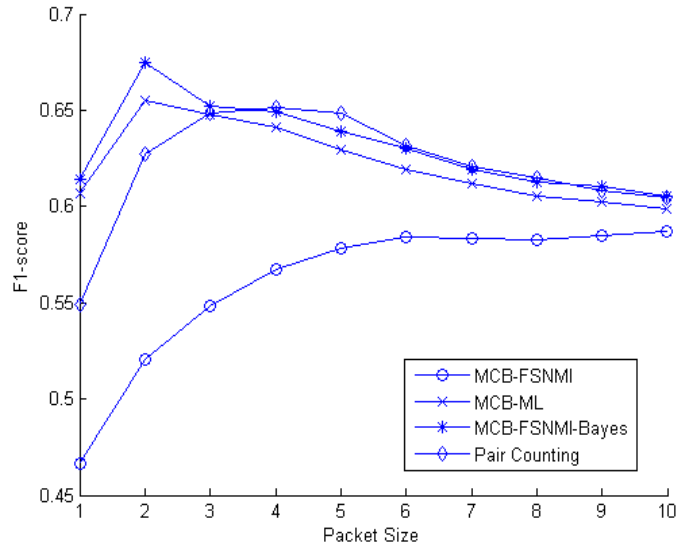
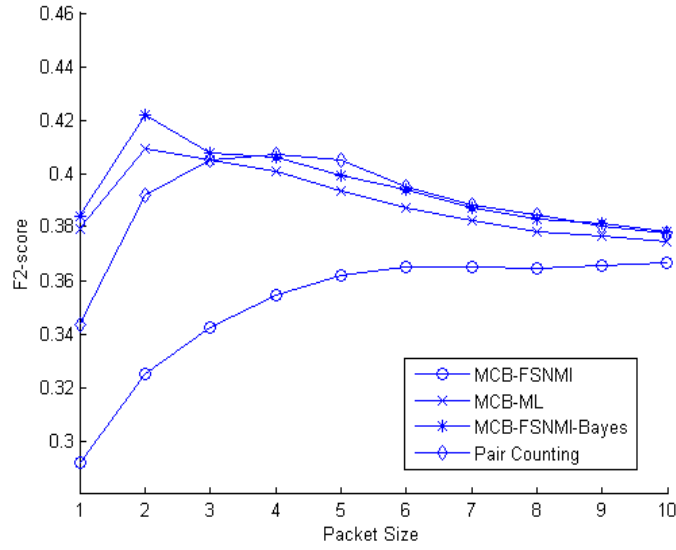


图 3-4 利用  $F_1$ -score 衡量包尺寸



图 3-5 利用  $F_2$ -score 衡量包尺寸

### 3.4.2 对全球干扰历史的有效利用

在设计低轨卫星上行链路认知接入的干扰预测器时，对全球干扰历史的有效利用是最关键的因素。记忆深度（Memory Depth）被定义为用于预测的记忆片段数量，同时也代表了被有效利用的历史长度。具有较大记忆深度的数据集包含了干扰的全球历史。随着记忆深度增加预测器的性能将发生变化，这样就可以通过观察该变化来评价该预测器利用全球干扰历史的情况了。如果随着记忆深度的增加预测器的性能会快速提高并保持增长，那么可以认为该预测器能有效利用全球历史。本测试对每个预测器性能的变化进行分析。给定不同的记忆深度，分别利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 对不同预测器的性能进行评价。该结果如图 3-6 和图 3-7 所示。由于所采集真实数据共有 75 个片段，本测试的最大记忆深度为 75。而由于需要保证对匹配算法来说记忆深度不会太小，最小记忆深度为 5。而且马尔科夫方法在记忆深度为 5 时达到其最佳性能。如测试 3.4.1 所述，MCB-FSNMI、MCB-ML、MCB-FSNMI-Bayes 以及基于比对计数方法的包尺寸都被设为 2。马尔科夫方法的预设门限则根据  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 的评价结果被设为最优值。

如图 3-6 和图 3-7 所示，根据  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 评价得到的结果差异并不明显。将对这两幅图中的结果统一进行分析。在图中，当记忆深度分别不大于

60 和 15 时，基于比对计数方法的性能优于 MCB-ML 和 MCB-FSNMI-Bayes。其性能在记忆深度不大于 15 时快速提高。然而在记忆深度仅为 15 时却遇到了性能上限。这可以根据匹配算法的特性得到解释。基于比对计数方法的记忆片段包含了片段内的所有样本，这也可能造成噪声数据对有用信息的掩盖。在噪声之下，不同的片段可能互相相似。而基于比对计数方法则在区分两个相似记忆片段时显得过于简单了。这也说明了：对于本问题，存储所有样本可能既不高效也不有效。

当记忆深度不大于 40 时，MCB-ML 性能较差。然而，随着记忆深度的增加，其性能快速提高。最终当记忆深度不小于 65 时，它成为第二好的预测器。由于该机制根据最大似然准则设计，该机制在记忆深度较小时性能较差。如果没有先验信息而记忆深度较小，那么在匹配不同记忆片段时的似然可能互相相近。这样当似然被用于匹配和相应的预测时，错误就可能发生。众所周知，当数据集不够大时最大似然算法的性能总是较差。在从一个大数据集中获取正确信息前，预测器可能被数据所误导。因此可以认为 MCB-ML 可以有效利用全球历史，但其性能严重受限于数据集的大小。当记忆深度不够大时，MCB-ML 无法很好地工作。即使当记忆深度为 75 时，由于贝叶斯方法由先验信息辅助，MCB-ML 的性能仍然劣于 MCB-FSNMI-Bayes。

MCB-FSNMI 在记忆深度为 5 时性能较差。而随着记忆深度增加，其性能甚至会更为恶化。该机制无法有效区分不同的记忆片段。如测试 3.4.1 分析所得，FSNMI 不适合被单独用于匹配及相应的预测。

FSNMI 更适合被用作其它机制的辅助信息。例如可以将 FSNMI 和 MCB-ML 相结合以得到贝叶斯机制 MCB-FSNMI-Bayes。当记忆深度不大于 15 时，该机制劣于基于比对计数方法。但在图 3-6 和图 3-7 中，当记忆深度不大于 30，其性能会快速提高。而当记忆深度更大时，该机制仍然会保持性能的缓慢增长。当记忆深度小于 45 时，该机制性能远较 MCB-ML 优秀。这是因为该机制可以通过利用先验信息 FSNMI 来避免数据集过小所带来的误导。即使当记忆深度为 75，该机制仍然优于 MCB-ML。由于 MCB-FSNMI-Bayes 不但可以有效利用全球历史，而且可以对初始扫描所采集样本整体利用，该机制在记忆深度大于 15 时具有最优的性能。

当记忆深度分别不大于 5 和 45 时，马尔科夫方法优于 MCB-FSNMI-Bayes 以及 MCB-ML。然而其性能并不会随着记忆深度的增加而提高。相反，当更多记忆片段被用于统计时，其性能会略微下降。马尔科夫方法无法有效利用全球历史，在较大的记忆深度下其性能也并不理想。这是因为该方法在模型中通常假设常量参数，它无法很好地处理干扰的全球历史。

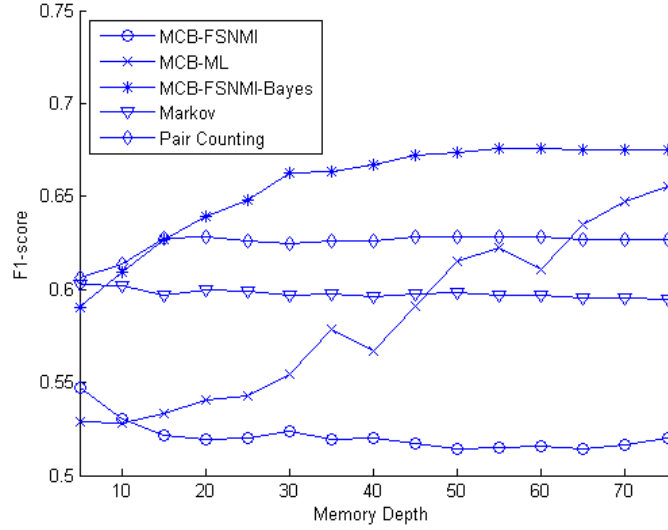


图 3-6 利用  $F_1$ -score 比较不同记忆深度下的性能

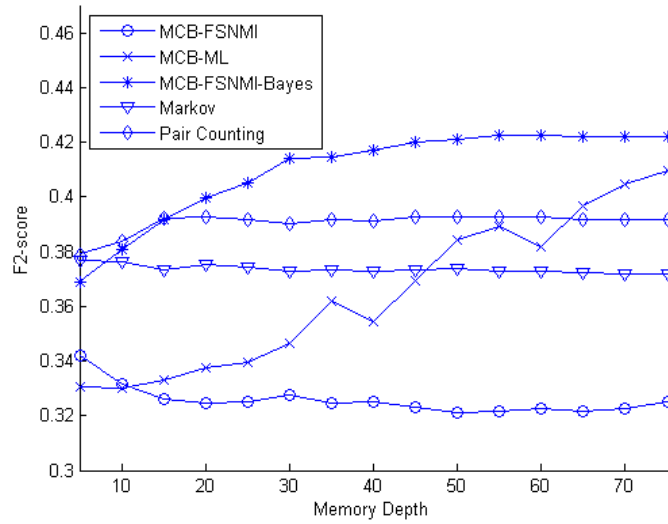


图 3-7 利用  $F_2$ -score 比较不同记忆深度下的性能

### 3.4.3 检测概率和频谱损失率

预测器的性能已经通过  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 进行了评价。经验证，MCB-FSNMI-Bayes 可以有效利用全球历史，并在记忆深度大于 15 时性能优于

其它机制。这些测试同时评价了  $P_d$  和  $P_{fa}$ 。然而可能存在其它对  $P_d$  或 SLR 的特定要求。 $P_d$  可以代表干扰预测的成功率。系统设计有时需要保障一个较高的通信服务质量。在这种情况下需要一个更高的  $P_d$ 。SLR 可用于评价由虚警所带来的频谱资源浪费。对 SLR 的引入非常重要，尽管  $P_{fa}$  也很重要并已经被引入了对  $F_p$ -score 的计算。系统设计有时同样需要占用更大的带宽以获得更高的通信速率。在这种情况下需要一个更低的 SLR。这样，就需要在  $P_d$  或 SLR 的特定要求下进一步衡量系统的性能。

这里需要在不同的要求下，利用  $F_p$ -score 衡量预测器的总体性能。当两个预测器被相互比较并调节以适应一个特定要求时，具有较高  $F_p$ -score 的预测器性能较优。在图 3-8 和图 3-9 中，MCB-FSNMI-Bayes 和马尔科夫方法被分别在不同的  $P_d$  和 SLR 要求下进行相互比较。在图 3-10 和图 3-11 中，使用相同方法对 MCB-FSNMI-Bayes 和基于比对计数的方法进行相互比较。在三个 MCB 机制中这里只选取 MCB-FSNMI-Bayes 进行评价，因为经过验证可知该机制通过结合 MCB-ML 与 MCB-FSNMI 具有对这两种机制的优势。由于在上述测试中利用  $F_1$ -score 和  $F_2$ -score 进行评价所得结果之间的差异并不显著，这里  $F_p$ -score 中的参数  $p$  仅被设为 1。

图 3-8 和图 3-10 中 Y 轴上的值代表了  $P_d$ ，而图 3-9 和图 3-11 中 Y 轴上的值则代表了 1-SLR。1-SLR 在值为 1 时最优，而在值为 0 时最差。图 3-8 图 3-9 图 3-10 图 3-11 中 X 轴上的值代表了  $F_1$ -score。在全部四张图中，一个右上方数据点所代表的性能优于一个左下方的数据点。当两个数据点在 Y 轴上具有相同值时，在 X 轴上值更大的数据点所代表的性能更优。

预测器的记忆深度根据测试 3.4.2 中的结果被设为最优。MCB-FSNMI-Bayes 和基于比对计数方法的记忆深度被设为无穷大。因为它们的性能不会随着记忆深度的增加而恶化。但是由于马尔科夫方法的性能会随着记忆深度的增加而略微变差，它的记忆深度被设为 5。对于 MCB-FSNMI-Bayes 和基于比对计数方法，可以通过调节包尺寸来设置不同的  $P_d$  和 SLR。对于马尔科夫方法，则可以通过调节预设门限来设置。

如图 3-8 所示, 当 MCB-FSNMI-Bayes 和马尔科夫方法达到相同  $P_d$  时, 前者具有一个更高的  $F_1$ -score。这意味着马尔科夫方法需要产生更多的虚警以得到

和 MCB-FSNMI-Bayes 相同的  $P_d$ 。如图 3-9 所示，代表 MCB-FSNMI-Bayes 性能的数据点位于代表马尔科夫方法性能数据点的右上方。因此，当存在对 SLR 的特定要求时，MCB-FSNMI-Bayes 会显著优于马尔科夫方法。马尔科夫方法更容易产生虚警，并因此导致较低的 1-SLR。

可以从图 3-8 和图 3-9 总结得到：在对  $P_d$  或 SLR 有特定要求时，MCB-FSNMI-Bayes 具有比马尔科夫方法更好的性能。如测试 3.4.2 所示，MCB-FSNMI-Bayes 可以有效利用全球历史，而马尔科夫方法不可。因此，马尔科夫方法的总体性能更差，在提高  $P_d$  的同时需要付出大量增加 SLR 的代价。

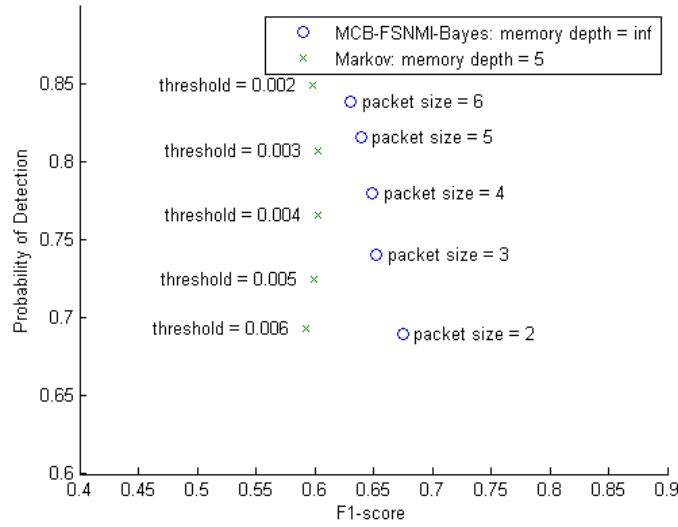


图 3-8 利用  $F_1$ -score 和  $P_d$  比较 MCB-FSNMI-Bayes 和马尔科夫方法

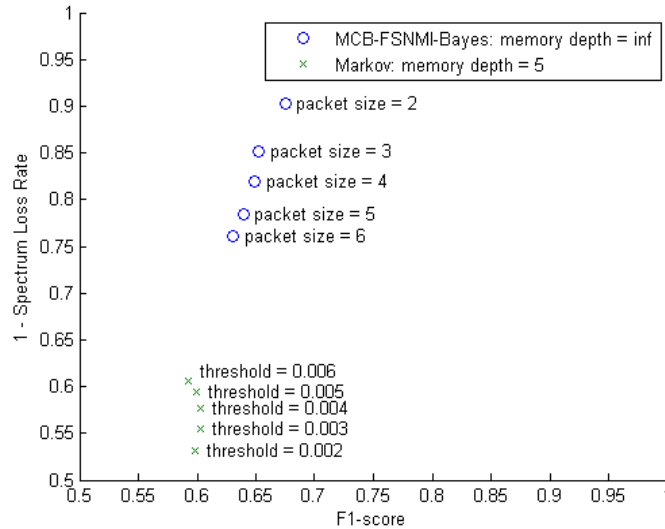


图 3-9 利用  $F_1$ -score 和 1-SLR 比较 MCB-FSNMI-Bayes 和马尔科夫方法

使用相同方法对 MCB-FSNMI-Bayes 和基于比对计数方法进行比较。由图

3-10 和图 3-11 中的结果可得：在对  $P_d$  或 SLR 有特定要求时，MCB-FSNMI-Bayes 具有比基于比对计数方法更高的  $F_1$ -score。因此可以总结得到：在满足对  $P_d$  或 SLR 的不同特定要求时，MCB-FSNMI-Bayes 优于基于比对计数的方法。而且，基于比对计数的方法需要不合实际地存储记忆片段内的完整数据集。因此与 MCB-FSNMI-Bayes 相比较，基于比对计数的方法既不高效率也不有效。如测试 3.4.2 中所解释，这是因为基于比对计数的方法会被噪声数据所扰乱。

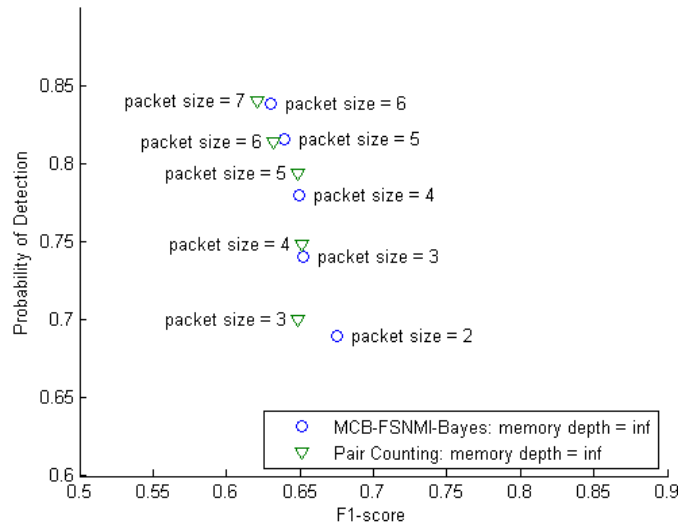


图 3-10 利用  $F_1$ -score 和  $P_d$  比较 MCB-FSNMI-Bayes 和基于比对计数的方法

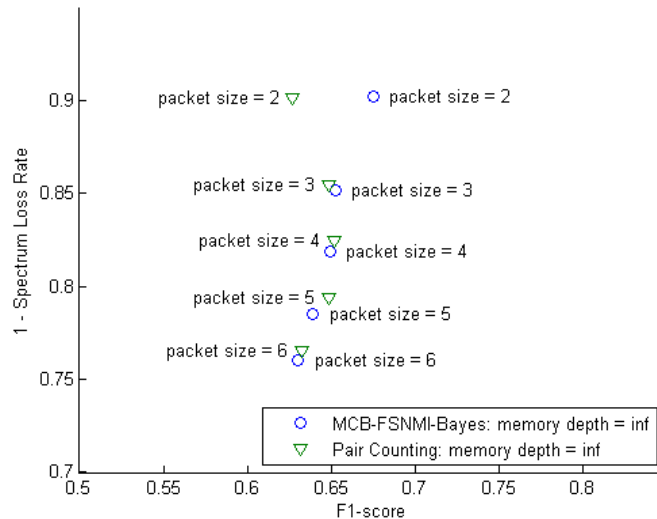


图 3-11 利用  $F_1$ -score 和 1-SLR 比较 MCB-FSNMI-Bayes 和基于比对计数的方法

### 3.4.4 所占信道的质量

本项测试针对每个信道中不同的子信道数，衡量所选信道的总体性能。在本实验中每个子信道的宽度为 19.2KHz。测试中信道的带宽范围从 38.4KHz 到 383KHz，基本满足各窄带通信系统的要求。与测试 3.4.3 中相同，这里在 MCB 机制中仅选取 MCB-FSNMI-Bayes 在马尔科夫方法、基于比对计数方法之间进行对比。同样，这里的 MCB-FSNMI-Bayes 和基于比对计数方法的记忆深度选取为无穷大，而马尔科夫方法的记忆深度为 5。马尔科夫方法的判决门限通过实验被选取为最优值。以下测试将统计在所有片段中所占有全部信道的总体质量。图 3-12 和图 3-13 分别表示了各方法所占信道代价和收益。

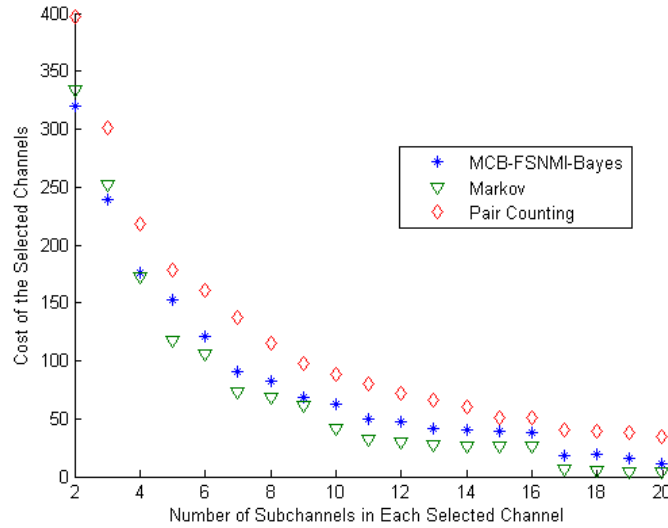


图 3-12 所选信道的代价

从图 3-12 可以看到，当子信道个数小于 4 时，MCB-FSNMI-Bayes 的代价最小。当子信道数变大时，则马尔科夫方法的代价最低，MCB-FSNMI-Bayes 的代价稍高，而基于比对计数方法则具有最高的代价。这是因为基于比对计数方法会被完整干扰数据中的噪声所干扰，造成对空白信道更多的错判。而马尔科夫方法基于当前片段初始扫描进行预测，相应的错判的可能更小。

从图 3-13 可知，在不同子信道个数下，马尔科夫方法的收益最低。基于比对计数方法和 MCB-FSNMI-Bayes 方法的收益更高，在记忆深度为无穷大时这两种方法的收益区别不大。所以马尔科夫方法无法找到足够多的可用信道，而基于记忆的方法性能都相对较好。

因此，利用基于比对计数方法预测所得的信道代价较高，而利用马尔科夫方法预测所得的信道收益较低。相比较而言，MCB-FSNMI-Bayes 是最合适的方法。

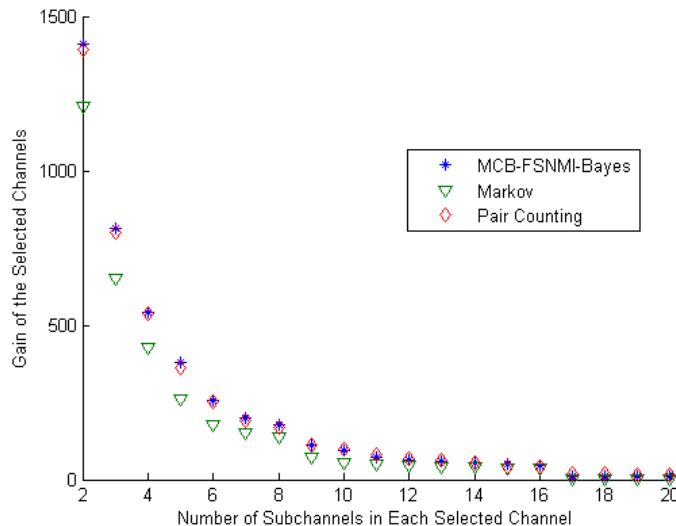


图 3-13 所选信道的收益

### 3.5 总结

本章介绍了对星上自主认知接入机制的研究。由于干扰具有全球范围内的历史信息而低轨卫星上的存储能力又十分有限，在低轨卫星上行链路认知接入中的星上干扰预测变得非常困难。此外，为了避免频繁频谱切换所带来的高昂开销，必须完成长时间尺度下的干扰预测。在这里，记忆质心桶(MCB)机制被设计用来根据 SSD 有效地利用干扰的全球历史信息并进行干扰预测。根据匹配算法的不同，共有三种不同的 MCB 机制。在所有 MCB 机制中，MCB-FSNMI-Bayes 最优。它可以对初始扫描所采集样本作为整体处理，并有效利用这里所提出的先验信息 FSNMI。这些不同的 MCB 机制同样与基于比对计数的方法和马尔科夫方法进行比较。与 MCB-FSNMI-Bayes 相比较，基于比对计数的方法效率较低性能较差。而马尔科夫方法只能有效利用本地干扰历史，因此是一种次优方法。最后同样可以看到，利用 MCB-FSNMI-Bayes 预测结果所占用的信道具有最好的性能。以上结论都利用一颗低轨卫星所采集的真实干扰数据进行了实验验证。



## 第4章 与地面认知网络共享的认知接入

### 4.1 引言

经过对历史信息积累，卫星可以判断地面通信设备是否同为认知通信设备。针对地面认知通信设备，需要研究低轨卫星与地面认知无线网络（Cognitive Radio Networks, CRNs）之间的频谱共享机制。在 1.1.2 小节提到，低轨卫星上行传输很难对地面系统造成干扰，因此其它通信系统在没有统一协调的情况下很可能不顾低轨卫星的需求而占据所有可用频段。在这种情况下，有必要使低轨卫星在认知接入的过程中产生一些对地面系统的干扰，从而争取到可用的频段。该问题可以用博弈论来进行建模和分析。

博弈论（Game Theory）是一种用来分析多个决策者之间策略交互的数学分析工具。当不存在中心控制模块或必须使用一种灵活的自组织方法时，就非常需要以一种博弈论的理论框架来研究 CRNs 中的频谱共享问题[55]。由于用户之间具有较长时间的交互，非注册频谱的共享问题可以被建模为一个重复博弈问题（Repeated Game）。重复博弈问题由多阶组成，其中每一阶都是同一个策略形式博弈（Strategic-form Game）的重复。阶数可以是一个有限值或无穷大。

这里对低轨卫星和地面 CRNs 之间的非注册频谱共享问题利用博弈论进行了建模，并提供了有效频谱分配的一个解决方案。该解决方案可以提供额外的频谱资源，这样低轨卫星即使在频谱拥挤的环境下依然可以保持通信。该方案可以提高低轨卫星通信系统的系统稳定性。此外，在 4.2 小节中可以看到：电磁环境的变化并不会严重地降低该系统的性能。

对于低轨卫星和地面 CRNs 之间的非注册频谱共享问题而言，该问题中的重复博弈具有以下特殊性：博弈的阶数是有限的；用户之间的干扰是“空间区分”的（Spatially-Distinguished）；观察中的产生的噪声在这里也将被纳入考虑范围。因此这个新的问题需要得到建模和提炼，并且设计一个相应的频谱共享机制。

近来已有许多关于空间囚徒困境的研究[60][61][62][63][64][65]。这些研究

中的模型与 4.3 中针对本系统问题提炼的“半盲”有限重复囚徒困境 (Partially Blind Finitely Repeated Prisoner's Dilemma) 相像。然而在空间博弈中, 近邻用户间只需进行合作, 而不需像在本文提出的“半盲”博弈中那样对有限的频率资源进行高效复用。此外, 低轨卫星在“半盲”博弈中会按既定路线快速通过某一地区上空, 而在普通空间博弈中认知用户则会几乎固定于地面。为了解决这些特殊问题, 这里设计了基于“刷新”策略的新机制 R-CTFT 与 R-GTFT。通过理论分析和仿真验证可以证明, R-CTFT 是针对本问题最优的频谱共享机制。

## 4.2 问题阐述与系统模型

由于这里讨论的是较小型的低轨卫星星座, 低轨卫星无法在所有时段覆盖地球表面的某一区域。所以在本问题中, 小型低轨卫星星座和单颗低轨卫星之间的主要差别在于系统内卫星两次通过地面某区域的时间间隔。因此可以合理地将小型低轨卫星星座简化为单颗低轨卫星以得到更简单的模型。这样就可以仅仅考虑单颗低轨卫星和地面 CRNs 在同一块区域共存并竞争相同非注册通信频带的情况。假设非注册通信频带共有如图 4-1 所示  $2W$  宽。当低轨卫星 BS1 经过一处存在两个地面 CRN 用户 BS2 和 BS3 的区域, 则该卫星可能会与这两个用户互相干扰。但是由于信号在地面会在短距离内因为传播特性被快速衰减, 这两个地面 CRN 用户将不会干扰到彼此或得知彼此的存在。在地面由于建筑物、山脉等障碍的遮挡相应, 信号无法在这两个具有一定距离的用户之间传播。这个特性在这里被称为“空间区分干扰”(Spatially-Distinguished-Interference, SDI), 该特性可能导致频带的低效率使用。从图 4-1 可知, BS2 和 BS3 在无协商的情况下分别占用了不同的信道, 这样无论 BS1 选择哪一个信道通信, 它都一定会与这两个地面 CRN 用户的其中之一互相干扰。这一频谱资源分配非常低效, 因为 BS2 和 BS3 相距甚远, 两者完全可以复用相同的信道从而空闲一个信道供 BS1 使用, 达到三个用户互不干扰的目的。因此由于 SDI 的存在, 低效率的频率复用会导致低效率的频谱共享。

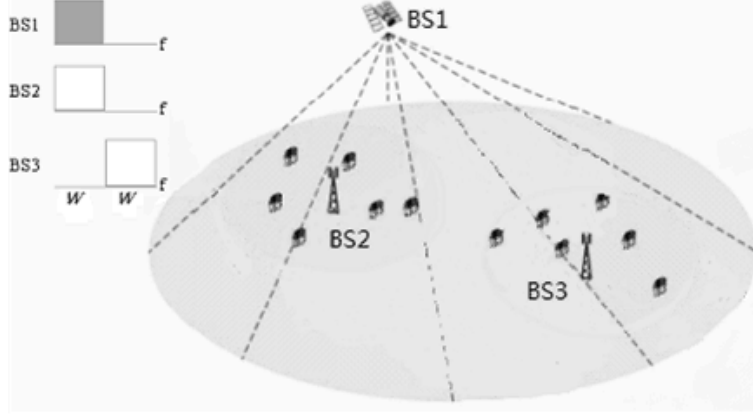


图 4-1 低轨卫星和地面 CRNs 之间的非注册频谱共享模型

此外由于低轨卫星会以非常快的速度飞行，低轨卫星只会在该区域存在较短的时间。对于轨道高度为 1000 公里，轨道倾角为  $5^\circ$  的卫星而言，这样一段时间的典型值是 10 分钟。这样一个较短的交互时间可能导致有限的重复博弈，并可能最终导致博弈停留在一个低效均衡上。

这里假设认知无线电用户以分段线性定常（Piece-Wise Constant）功率配置共享一个相同的频带。例如，如果一个用户感知到有  $M-1$  个其他用户与之相互干扰，他会选择占用该频带的  $1/M$ 。如 4.4 小节所述，为了达到高效的博弈均衡，每个用户都会在博弈中广播自己的存在。因此，每个用户都可以得知其竞争者的数量，即  $M$  值。

最后，假设信道平坦衰落且可能被高斯干扰影响。可以合理假设信道平坦衰落，因为卫星和地面 CRN 用户之间的无线电传播特性在大多数情况下都是视线（Line-of-Sight）干扰。同样可以假设用户使用随机高斯编码方式来得到高信道容量，因此每个用户可以将接收到的干扰看作是白噪声[56]。

可以对如下场景建模：每个通信系统由单独一对收发信机组成，每一个这样的系统被称为一个用户。对一个有  $M$  个用户的离散时间平坦衰落高斯干扰信道，用户  $i$  在第  $n$  个时间索引的接受信号为：

$$y_i[n] = \sum_{j=1}^M h_{j,i} x_j[n] + z_i[n] \quad (i = 1, 2, \dots, M) \quad (3.2.1)$$

在这里  $y_i$  是用户  $i$  的接收信号， $h_{j,i}$  是从用户  $j$  到用户  $i$  的信道增益， $x_j$  是发射信号（当  $i = j$  时）或是来自用户  $j$  的干扰，噪声在时间上独立同分布（Independent Identically Distributed, i.i.d.）由具有零均值的高斯分布随机变量

$z_i$ 表示。 $M$ 是所有用户的数量，该值大于1。

在这些假设下，可以确定用户  $i$  在特定功率分配下的最大传输速率  $R_i(\text{b/s})$ ：

$$R_i = \int_0^{2W} \log_2 \left( 1 + \frac{c_{i,i} p_i(f)}{N_0 + \sum_{j \neq i} c_{j,i} p_j(f)} \right) df \quad (3.2.2)$$

在这里  $c_{j,i} = |h_{j,i}|^2$ ，代表了从用户  $j$  到用户  $i$  的信道功率增益。 $N_0$  代表了噪声功率密度。用户  $i$  的发射信号功率谱密度为  $p_i(f)$ ，该值受限于最大发射功率  $P_{t_i}$ ：

$$\int_0^{2W} p_i(f) df \leq P_{t_i} \quad (3.2.3)$$

根据 SDI 的描述，对于图 4-1 中的 BS1-BS3 三用户模型可以假设：对于系统内的传输信道，可以有  $c_{i,i} = 1 (i = 1, 2, 3)$ ；而对于系统间的相互干扰，由于不同系统之间不相匹配而存在衰减，可以认为  $c_{1,2} = c_{2,1} = c_{1,3} = c_{3,1} = 1/4$ ；BS2 和 BS3 之间信道被阻塞， $c_{2,3} = c_{3,2} = 0$ ；此外为了计算方便假设  $W = 1$ ， $N_0 = 1$ ， $P_{t_1} = P_{t_2} = P_{t_3} = P$ 。同样可以假设功率均匀分布，当用户  $i$  占有宽  $W$  的信道时  $p_i(f) = P$  而在占有  $2W$  的信道时  $p_i(f) = P/2$ 。不失一般性，以上假设可以被拓展以适应 4.3.3 小节中的模型。

此外需要指出的是：电磁环境的变动不会严重降低该机制的性能。因为与第 3 章中的 SDI 假设类似，可以认为在某段时间内的某一地区上空电磁环境通常不会频繁变动。在实际的大多数情况下，CRN 基站被认为会一直工作。此外，由于卫星天线波束的覆盖面积很大，在卫星移动时被卫星覆盖的地面 CRN 用户不会快速地发生变化。例如一颗如铱星的典型低轨通信卫星的轨道高度为 780km，那么每个波束覆盖面积的直径就会大于 600km。这里假设波束覆盖面积最小，则可得到如下的结果：

卫星的移动线速度  $v$  大概为 7.45km/s，该速度在地面的投影速度大约 6.65km/s。那么当卫星移动时，被覆盖面积的变化率  $\delta A / \delta t$  就大约为 1995km<sup>2</sup>/s，即每秒变动总覆盖面积的 0.7%。

最坏的情况是 CRN 基站在地面均匀分布，这样覆盖区域内用户的变化就是持续不断的。那么可以假设基站是均匀分布的并得到如下结果：电磁环境改变 10% 需要的时间大概为 14s。而在实际环境中这个时间将大大延长，因为地面 CRN 用户通常在城市或城镇聚集[54]。在这种情况下，只有当卫星进入城市或城镇时，电磁环境的变化才会影响频谱共享博弈的均衡结果。当卫星离开时，

干扰减少，而卫星不需要改变其所使用的信道。

此外，小型低轨小卫星星座所提供通信服务通常为短时间突发传输，通常为非实时，只会持续几秒到几十秒。所以，电磁环境与信道特性随时间的变化不会严重影响本系统的性能。

### 4.3 问题提炼

在本节中系统模型被提炼为一个特殊的博弈问题。首先假设博弈中的所有用户都是理性的，即所有用户都会自私地最大化他们各自的利益，但不会恶意进行破坏。这里首先证明存在 SDI 时，单阶的频谱共享博弈是一个囚徒困境问题。然后根据本系统中博弈交互时间较短的特点，将多阶博弈归为有限重复囚徒困境。最后考虑到 SDI 对观察造成的影响，将问题提炼为一个“半盲”有限重复囚徒困境。

#### 4.3.1 单阶博弈与收益效用（评价指标）

在一个单阶博弈中，所有用户都只关心他们当前的收益。当且仅当对于所有可能的策略，策略收益都满足公式 (4.3.1) 中的不等式，策略集  $(s_1^*, s_2^*, \dots, s_i^*, \dots, s_K^*)$  被称为纳什均衡(Nash Equilibrium)[66]。纳什均衡提供了一个稳定点，没有任何用户会愿意采取单独策略离开该均衡。

$$U_i(s_1^*, s_2^*, \dots, s_i^*, \dots, s_K^*) \geq U_i(s_1^*, s_2^*, \dots, s_i', \dots, s_K^*) \quad (3.3.1)$$

在频谱共享博弈中，关键点在于如何让用户之间就共享频谱达成共识。如果所有用户之间都达成了协议，特定的信道资源分配就可以很容易地得到实现。在这样一个共识下，每一个用户都会共享并占用一个相应的空闲信道。

在这里的模型里，图 4-1 中的用户可以选择占用其中一个信道( $W$ )或占用全部两个信道( $2W$ )两种策略。占用更宽的频带可以带来更大的信道容量，但也会同时产生更多的干扰。可以证明具有 SDI 的单阶博弈是一种囚徒困境[66]。

**推论 1** 根据 4.2 中的假设将问题提炼，单阶博弈具有如下三个主要要素：

用户集合： $N = \{BS1, BS2, BS3\}$ ；

策略空间：  $S = \{W, 2W\}$ ;

收益效用函数：  $U_i = 2^{R_i}$  ( $i = 1, 2, 3$ ),

其中

$$R_i = \int_0^{2W} \log_2 \left( 1 + \frac{p_i(f)}{1 + \sum_{j \neq i} c_{j,i} p_j(f)} \right) df \quad (3.3.2)$$

信道容量  $R_i$  可以用它的单调增函数  $U_i$  代替，以简化表达。

随着功率  $P$  不断增加到正无穷大，信道容量会接近它的上限，可以得到所有策略集的效用上限。例如，如果策略是  $\{W, W, 2W\}$ ，即 BS1、BS2、BS3 三个用户分布占用  $W$ 、 $W$ 、 $2W$  宽的带宽。卫星 BS1 会避开与 BS2 之间的干扰，但却不得不与 BS3 之间相干扰。可以计算这种情况下 BS3 的效用上界：

$$\begin{aligned} R_3 &= \lim_{P \rightarrow \infty} \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{P/2}{1 + P/4} \right) + \log_2(1 + P/2) \right\} \\ &= \log_2(3) + \log_2(1 + P/2) = \log_2(3 + 1.5P) \\ U_3 &= 2^{R_3} = 3 + 1.5P \end{aligned} \quad (3.3.3)$$

如此便可根据系统模型计算所有的收益效用上界，并使用图 4-2 中的两个双用户博弈矩阵来代表功率  $P$  接近正无穷大情况下的三用户博弈：

BS1=W		BS3		BS1=2W		BS3	
		W	2W			W	2W
BS2	W	1+P, 1+P, 1+P	9, 1+P, 3+1.5P	BS2	W	2+P, 9, 9	11.7, 8, 16
	2W	9, 3+1.5P, 1+P	5, 3+1.5P, 3+1.5P		2W	11.7, 16, 8	9, 25, 25

图 4-2 具有 SDI 下的三用户博弈模型

该博弈的纳什均衡是一个非合作策略集  $\{2W, 2W, 2W\}$ ，其效用集合则为  $\{9, 25, 25\}$ 。该均衡带来的效率较低，这个单阶博弈可被归为囚徒困境[66]。

### 4.3.2 有限重复囚徒困境

与一个无穷重复囚徒困境中的理性用户不同，在一个有限重复囚徒困境中的用户没有在一个单阶博弈中合作的动机。这个结论可以从反向推断中推断得出[67]。

在一个有限重复博弈中，博弈具有一个最终终点。在该重复博弈的最终

阶，每一个理性用户都一定会在整个  $2W$  宽的频带中扩展其功率。这是因为：当没有来自未来博弈的收益时，每一个用户都会背叛合作关系转而获取各自的最大收益。这样，在倒数第二阶采用背叛策略将同样优于合作策略。这是因为如果最终阶博弈结果固定，则倒数第二阶的博弈在分析时可同样被当作最终阶对待，其最优策略同样为背叛策略。依次递推，用户也将在倒数第三阶背叛，并最终在有限重复博弈中的每一阶都采取背叛策略。

### 4.3.3 半盲博弈

在一般的博弈中，可以假设每一个用户都能观察到其他用户的策略。然而在图 4-1 中由于 SDI 的存在，无论 BS2 或 BS3 都不能观察到对方的策略。而且，如果卫星在进入某区域时由于特殊原因不广播它的出现，卫星 BS1 将在没有任何提前信息的情况下进入该博弈，所以地面 CRN 用户也无法观察到卫星的存在。那么这种情况可以被称为“半盲”的观察。

半盲观察可以被进一步用图 4-3 表示，可以被认为是图 4-1 中模型的拓展形式。在图 4-3 中有四对聊天的人（四个用户），和一个额外独自说话的人（用户，接收端未画出）。A, B 对和 C, D 对被一个隔音墙所分离，而 E 在墙的末端。假设人们可以通过在不同音调上说话来避免互相之间的干扰。当 E 没有说话时，在同一边的人们可以通过等分可用音调来合作避免谈话中的干扰。然而当 E 突然开始说话，任意一对都无法分辨是他们所在一边的另一对背叛了原有策略，或是 E 进入了博弈。在前一种假设中，干扰必然会带来用户之间从合作变为不合作的结果；而在第二种假设中，其他人可以与 E 之间建立一种新的合作关系。此外，如果所有人希望能在没干扰的情况下通信并得到一个更大的信道容量，墙两边的两对必须互相之间复用相同的音调并留一些给 E。频率复用可能带来一些协同上的开销，所以需要设计一种机制用以尽可能地避免这些开销。因此该问题在这里被提炼为一个如上所述的半盲有限重复囚徒困境(PB Finitely Repeated Prisoner's Dilemma)。

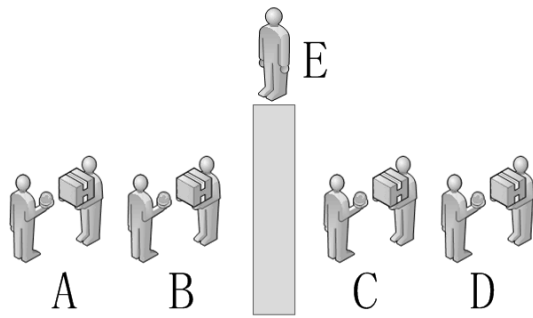


图 4-3 半盲观察模型

### 4.4 频谱共享机制

根据本系统的模型可以提炼出如上特殊博弈问题，这里针对该博弈提出了一个最优频谱共享机制 Refreshing-Contrite-Tit-for-Tat (R-CTFT)。该机制包含了基于 Tit-for-Tat (TFT) 的策略。Tit-for-Tat 在英语中的意思是“同等报复”，在博弈论中被设计用来在有限重复囚徒困境中得到高收益。TFT 策略包括了以下四部分主要内容：

---

**TFT 策略**

---

- 除非受到了激怒，用户总是会进行合作；
  - 如果被激怒，用户会进行报复；
  - 用户会很快宽恕对方；
  - 用户间的竞争持续很长，可以提供重复的惩罚和宽恕。
- 

与 TFT 相比，文献[56]中的 Grim-Trigger 则被设计用于无穷重复囚徒困境中。因为 Grim-Trigger 只有上述四部分中的前两个部分，所以 TFT 可以被视为 Grim-Trigger 的改进提升版本。而且由于在现实世界中并没有真正无穷的博弈，因此 TFT 相比较起来更能适应实际应用场景。

TFT 是一个非常简单而自然的策略，但又同时对有限重复囚徒困境而言是最有效的策略[67]。如果在博弈中的一些用户采用该策略，那么囚徒困境中的其他用户也会被驱使采用相同策略，最终自我实现达到一个高效率的均衡。在这个均衡中所有用户都会采取 TFT 策略并在彼此之间相互合作。

在没有卫星的一般频谱共享问题中，地面 CRN 用户之间可以利用 TFT 达成一个高效率均衡并有效共享非注册频谱。该均衡建立的过程如下所述：



首先假设每一个地面 CRN 基站拥有一个标识 (Identificaiton, ID) 来构建一个网络。该 ID 标识可以和一些信誉信息相联系。这里认为每一个 CRN 用户都会广播其 ID 标识, 因为这将为他们带来高效的博弈均衡。另一方面, 因为大多数地面 CRN 基站都被认为会在足够长时间内保持通信, 这个时长通常足以满足 TFT 策略中四部分内容的要求。因此每一个 CRN 用户都会愿意使用 TFT 策略来和其他已知的竞争者合作共享频谱。这个高效率均衡将对所有用户都有益。在该过程中, 具有良好声誉的基站一旦开始工作就可以和其他用户建立良好的合作关系。

然而, 在讨论低轨卫星和地面 CRN 用户之间的非注册频谱共享博弈时, 情况就变得非常不同了。首先, 由于大多数低轨卫星可能会执行用于诸如军事用途的特殊任务, 它们不会愿意广播自己的 ID 标识。其次, 因为低轨卫星和地面 CRN 用户间交互的时间非常短, 不足以满足 TFT 策略内容 4) 中的要求, 地面 CRN 用户可能不会愿意和低轨卫星合作共享频谱。最后, 即使低轨卫星会广播其 ID 标识而地面 CRN 用户也愿意合作, 他们之间也可能无法达到一个高效率均衡。这是因为 SDI 和相应的半盲观察会使频率无法得到高效率复用。即使半盲观察可以通过卫星和地面 CRN 用户之间的协同被克服, 其协同所需的开销一样会严重降低低轨卫星的通信性能。

所以, 需要解决的关键问题是在没有特定 ID 标识的情况下迫使低轨卫星和地面 CRN 用户共享非注册频谱, 并在无协同开销的情况下克服半盲观察。此外, TFT 是一个高效率策略, 但其性能很容易受观察噪声影响而被降低。在本问题中将同样考虑观察噪声对博弈的影响。Contrite-Tit-for-Tat (CTFT) 和 Generous-Tit-for-Tat (GTFT) 是 TFT 各拓展版本中最适合用来克服观察噪声的策略[68]。

下文将首先介绍可以在无噪声半盲观察条件下强迫执行高效率频谱共享的机制 Refreshing-Tit-for-Tat (R-TFT)。该机制由 TFT 策略和“刷新”策略构成, 可以在没有卫星 ID 标识或协同开销的情况下强迫频率得到复用并克服半盲观察问题。在得到博弈的高效均衡前, 相关用户会采取“刷新”策略并实现 R-TFT 中的“刷新”(Refreshing)过程。此外为了克服观察噪声, 这里基于 GTFT 和 CTFT 设计频谱共享机制。结合“刷新”策略, 这里有两个高效频谱共享机制

Refreshing-Generous-Tit-for-Tat (R-GTFT) 和 Refreshing-Contrite-Tit-for-Tat (R-CTFT)。可以理论证明和实验验证,在有噪声半盲观察的条件下,R-CTFT 比 R-GTFT 性能更优。

#### 4.4.1 无噪声半盲观察

基于“刷新”策略和 TFT 可以得到频谱共享机制 R-TFT 以应对无噪声条件下的半盲有限重复囚徒困境。“刷新”策略由低轨卫星随着博弈状态变化所采取的一系列策略所构成。利用 R-TFT 建立高效率均衡的过程可以如图 4-4 所示,该过程被称为“刷新”过程。根据图 4-3 中的半盲观察模型描述,可以拓展图 4-1 中的三用户模型从而得到图 4-4 中的五用户模型。在“刷新”过程中,对低轨卫星和地面 CRN 用户所采取的策略可描述如下:

---

##### 低轨卫星用户相关策略 (“刷新”策略)

---

当低轨卫星刚进入该博弈,它会首先在所有被感知信道内扩展其发射功率,占用所有信道[(a)-(b)];

该状态会持续直到原有的合作关系被打破[(c)];

然后,卫星会开始合作并对地面用户广播告知已有新用户进入博弈,目的是建立一个新的合作状态[(d)-(e)]。

---

##### 地面 CRN 用户相关策略

---

地面 CRN 用户只采取一般的 TFT 策略[(a)-(e)]。

---

在卫星广播告知前,地面 CRN 用户只会把卫星进入博弈的事件认为是其他某些 CRN 用户背叛了之前的合作关系。这是因为他们没有关于卫星用户的先验知识。因此,这些用户会先采取“背叛”策略,而后在卫星开始合作并广播其存在后重新回到合作状态[(e)]。

在这一过程中,卫星在广播时不需要使用 ID 标识。ID 标识可以被用来在卫星用户进入博弈前向其他用户传递某些信誉信息,从而更好地协调其他用户的策略并与之合作。但是在已有合作关系被破坏后,卫星可以直接通过自身策略建立信誉以及新的合作关系。

这样卫星 BS1 就可以利用“刷新”策略成功迫使频率得到复用,并最终在无任何协同开销的情况下与地面 CRN 用户有效共享非注册频谱。对地面 CRN

用户而言，越快建立新的合作状态就能越少受到卫星的干扰，他们也同样能从这一机制中受益。在建立高效率均衡后，所有用户只需采用一般的 TFT 策略即可保持合作状态。可以看到，R-TFT 机制是一个针对半盲有限重复囚徒困境的有效稳定解决方案。

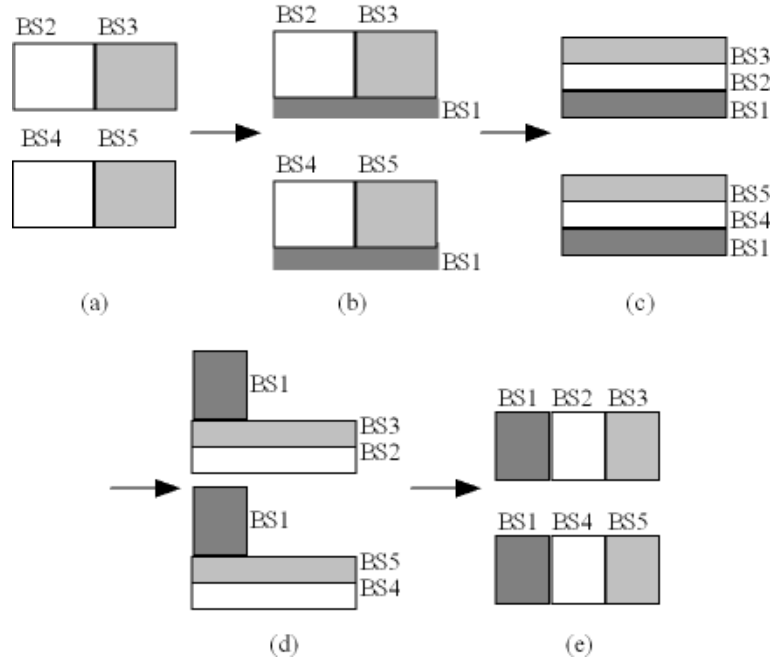


图 4-4 由 R-TFT 得到的高效率均衡

#### 4.4.2 有噪声半盲观察

上文已经介绍了对无噪声半盲观察问题的解决方案，但是该方案并不能适应含观察噪声的问题。在一般的含噪有限重复囚徒困境中，为了克服观察噪声的影响可以基于 TFT 拓展得到两种主要的高效博弈策略，即 GTFT 和 CTFT [68]。其中，GTFT 和 TFT 十分相似，但它允许用户即使在被激怒时也能以一定概率宽恕竞争用户，即：

---

##### GTFT 策略

---

除非受到了激怒，用户总是会进行合作；

如果被激怒，用户会以概率  $1-q$  进行报复，并以概率  $q$  宽恕竞争用户；

用户会很快宽恕对方；

用户间的竞争持续很长，可以提供重复的惩罚和宽恕。

---

而 CTFT 则具有三个状态，即：满意、被激怒、忏悔。该策略可以被描述如下：

---

#### CTFT 策略

---

满意：除非出现某个其他用户的单边背叛，用户会保持在该状态下并与其他用户保持合作关系；

被激怒：当“满意”状态被破坏而用户是受害者时，他会“被激怒”并同样采取背叛策略直到其他用户重新开始合作并使其“满意”；

忏悔：如果某用户是打破“满意”状态的背叛者，他将“忏悔”并开始合作。

---

该策略的设计基于如下想法：用户可能因为自己的观察噪声产生不应有的背叛行为并被其他用户所反击，但在该策略下用户不会因此而“被激怒”，相反用户会进行“忏悔”。该用户可以通过博弈所获的收益效用来推知所发生的背叛行为是否因观察噪声而产生。当用户因为观察噪声而在其他用户合作的情况下采取背叛策略，他将得到巨大的收益。

文献[68]中的仿真显示，在较低噪声功率的条件下 GTFT 性能优于 CTFT，但当由噪声导致的错误概率高于 1% 时，CTFT 更优。

基于上述研究结果，这里提出两种机制 R-GTFT 和 R-CTFT 来迫使所有用户在有噪声半盲观察的条件下复用频率。在这些机制中，用户所采用策略是基于 GTFT 和 CTFT 设计的。相比于传统的 GTFT 和 CTFT，在 R-GTFT 和 R-CTFT 中低轨卫星用户会采取 R-TFT 中的“刷新”策略以实现“刷新”过程。该过程可以帮助低轨卫星用户与地面 CRN 用户建立高效率的频谱共享博弈均衡。在均衡得到建立之后，低轨卫星用户会与地面 CRN 用户采取同样的策略，即在 R-GTFT 和 R-CTFT 中分别采取一般的 GTFT 或 CTFT 策略以维持合作的状态。

在下面将首先理论证明对于地面 CRN 用户而言 R-CTFT 比 R-GTFT 性能更优。该结论将得到仿真验证，同样可以验证对于低轨卫星而言 R-CTFT 也是更优的选择。因此可以认为 R-CTFT 是本问题的最优解决方案。

**推论 2** 假设对于地面 CRN 用户而言，在图 4-3 中显示的两两竞争中的对手用户可以得到无噪声的完美观察。而对于低轨卫星用户来说，由于其所处空间环境噪声较大，观察结果可能被噪声所干扰。从图 4-2 中可以看到：当卫星用户已经进入博弈后，其中的单阶博弈对所有用户而言都是一个囚徒困境。然而

当卫星刚进入博弈并采用“刷新”策略时则情况有所不同。在“刷新”过程中卫星会持续在所有被感知频带范围内扩展其功率直到之前所具有的合作状态被打破为止。因此在所有用户都采取背叛策略不再合作之前，该博弈并不是一个囚徒困境问题。在这样一个博弈中背叛策略优于合作策略，而当所有用户都采取背叛策略时博弈达到均衡。在这里希望博弈能尽快达到该低效均衡，打破 CRN 用户间的合作状态，为星地之间的高效频谱共享提供条件。

从上面的分析可以看到用户的确切数目并不会影响博弈的最终结果，因为博弈的最终结果只有两种均衡，即所有用户都背叛或者所有用户都合作。据此可以将所有地面 CRN 用户划为两组，选择合作的一组以及选择背叛的一组。任一用户在每一阶博弈中都可以选择加入其中任意一组。

此外，可以将博弈中的具体效用值用一些更简洁但同时能够代表博弈特性的数值代替以简化计算。图 4-5 中的两个  $2 \times 2$  表格分别代表了推论 2 中所述的两类博弈，表格中的数值代表了地面 CRN 用户各策略的效用值。其中(a)代表了卫星已经进入博弈后的囚徒困境，而(b)则代表了卫星正在进入该博弈时的情况。由于对特定区域地面 CRN 用户，星地交互时间有限。低轨卫星所得收益可由高效均衡建立的时间所代表，该时间越短则收益越大。

	Cooperate	Defect		Cooperate	Defect
Cooperate	3, 3	0, 5	Cooperate	-4, -4	-4, -1
Defect	5, 0	1, 1	Defect	-1, -4	1, 1
(a) No-entering			(b) Entering		

图 4-5 效用矩阵

对博弈中各策略参数作如下定义：

错误观察概率： $p$ ；R-GTFT 中的宽恕概率： $q$ ；竞争用户的错误观察概率： $0$ ；卫星进入博弈的概率： $e$ 。

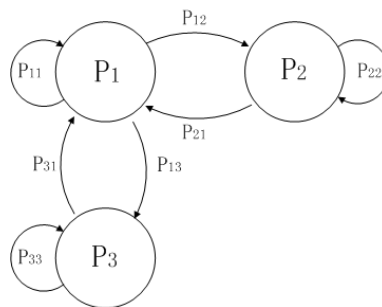


图 4-6 频谱共享博弈中的状态转移图

图 4-6 代表了频谱共享博弈中的状态转移图，其中  $P_i$  代表了状态  $S_i$  的出现概率， $P_{ij}$  则代表了从状态  $S_i$  到状态  $S_j$  的转移概率。对各状态作如下定义：

当没有卫星进入博弈时，竞争用户保持合作： $S_1$ ；

当没有卫星进入博弈时，竞争用户背叛合作： $S_2$ ；

卫星进入博弈： $S_3$ ；

在大多数实际情况下，当卫星进入博弈时，地面 CRN 用户之间都处于合作状态。因此可以简化状态  $S_2$  和状态  $S_3$  之间的状态转移。

可以根据公式中的等式(4.4.1)计算平稳条件下各状态的概率：

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{21} & P_{31} \\ P_{12} & P_{22} & 0 \\ P_{13} & 0 & P_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

平均效用可以计算如下：

$$Mean = Mean(S_1)P_1 + Mean(S_2)P_2 + Mean(S_3)P_3 \quad (3.4.2)$$

在 R-GTFT 中可以得到如下各状态转移概率：

$$\begin{cases} P_{11} = (1-e)(1-p+pq) \\ P_{12} = (1-e)p(1-q) \\ P_{13} = e \\ P_{21} = P_{33} = (1-p)q + p \\ P_{22} = P_{31} = (1-p)(1-q) \end{cases} \quad (3.4.3)$$

因此，可以计算得到在 R-GTFT 中地面 CRN 用户的平均效用：

$$\begin{cases} Mean(S_1) = (1-e)\{3[(1-p)+pq] + 5p(1-q)\} + 0 \cdot e \\ Mean(S_2) = (1-p)(1-q) + 0 \cdot [(1-p)q + p] \\ Mean(S_3) = -4[(1-p)q + p] + (1-p)(1-q) \end{cases} \quad (3.4.4)$$

在 R-CTFT 中，状态转移更容易被预测。地面 CRN 用户具有三个状态，即满意、被激怒、忏悔。在“被激怒”和“忏悔”状态中用户会保持背叛策略或合作策略直到状态发生转移。那么在 R-CTFT 中可以得到如下各状态转移概率：

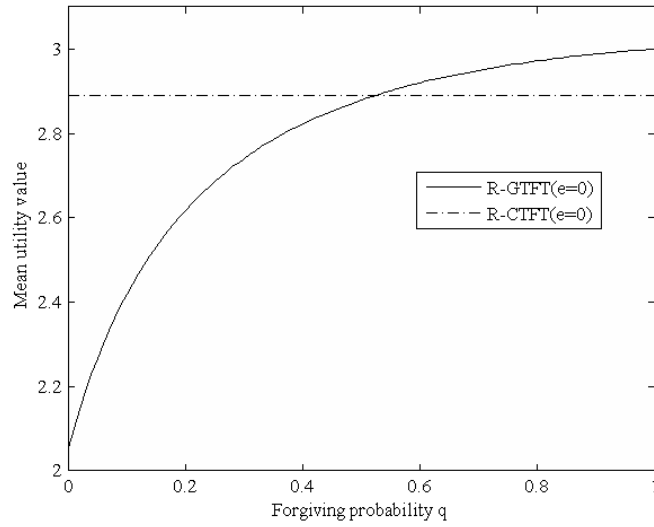
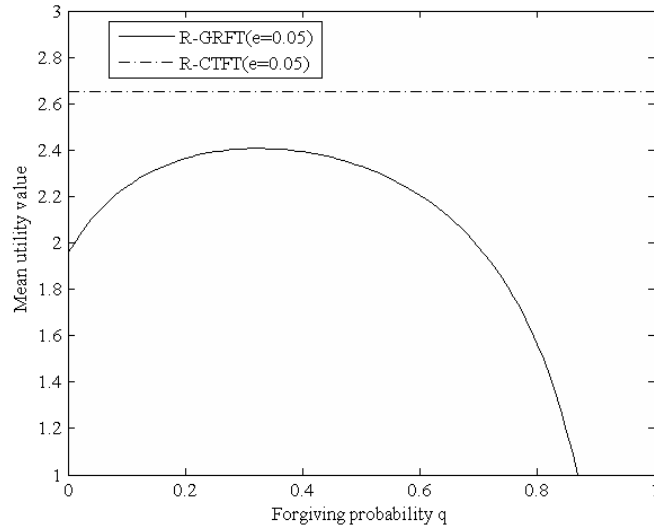
$$\begin{cases} P_{11} = (1-e)(1-p) \\ P_{12} = (1-e)p \\ P_{13} = e \\ P_{22} = P_{33} = p \\ P_{21} = P_{31} = 1-p \end{cases} \quad (3.4.5)$$

可以计算得到在 R-CTFT 中地面 CRN 用户的平均效用:

$$\begin{cases} Mean(S_1) = (1-e)[3(1-p) + 5p] + 0 \cdot e \\ Mean(S_2) = p + 0 \cdot (1-p) \\ Mean(S_3) = -4p + (1-p) \end{cases} \quad (3.4.6)$$

因此对于地面 CRN 用户，可以根据给定的错误观察概率绘制如图 4-7 和图 4-8 所示的 R-GTFT 和 R-CTFT 的效用曲线。当没有卫星进入博弈时，R-GTFT 的性能可以通过增加宽恕概率(Forgiving Probability)来提高。在这一情景中如图 4-7 中所示，当宽恕概率  $q$  大于 0.55 时 R-GTFT 可以得到比 R-CTFT 更高的平均效用。然而当卫星进入概率不为零时，通过宽恕概率  $q$  来调节用户受益效用时则会面临折中带来的影响。此时，通过增加宽恕概率  $q$  提高 R-GTFT 中状态  $S_1$  和状态  $S_2$  的效用需要付出降低状态  $S_3$  中效用的代价。反之，在提高用户在状态  $S_3$  中的效用时，也会面临在状态  $S_1$  和状态  $S_2$  中效用降低的问题。这意味着 CRN 用户在 R-GTFT 中的性能受限于博弈中无卫星效用与有卫星效用间的折中。这一折中可以通过图 4-8 中的 R-GTFT 效用函数曲线所代表。该折中曲线显示：由于 R-GTFT 的效用受限于性能折中，R-GTFT 始终无法得到比 R-CTFT 更高的平均效用。所以对于地面 CRN 用户而言，R-CTFT 的性能优于 R-GTFT。

另一方面，卫星用户也同样会选择 R-CTFT 机制。由于在 R-CTFT 中从状态  $S_3$  到状态  $S_1$  的转移概率较之 R-GTFT 中更大，因此利用 R-CTFT 可以更快地建立一个新的合作状态。因此对于低轨卫星用户而言，R-CTFT 的性能同样优于 R-GTFT。所以，R-CTFT 被认为是本问题的最优频谱共享机制。在该机制下低轨卫星用户和地面 CRN 用户都不会离开均衡，并会高效稳定地分享非注册频谱

图 4-7 卫星不进入博弈( $e=0$ )且错误观察概率为 0.01 的效用曲线图 4-8 卫星进入博弈概率  $e=0.05$  且错误观察概率为 0.01 的效用曲线

## 4.5 仿真结果

这里通过数值仿真评价所提出频谱共享机制的性能。各策略集所对应的收益效用可按图 4-5 所示进行设置。但状态转移的情况并不完全与图 4-6 中的情况相同。在这里, 状态  $S_2$  和状态  $S_3$  之间的转移也被一起考虑以得到更精确的实验结果。虽然这些状态间转移的概率很小, 但仍会影响频谱共享机制的总体性能。这里首先分析地面 CRN 用户在各共享机制中的收益。因为只有地面用户的收益被保障, 低轨卫星才能高效、有效地与地面系统共享频谱。同样, 这里也



将验证低轨卫星用户的收益。在“刷新”过程中高效均衡建立的时间越短则低轨卫星用户的收益越高。

#### 4.5.1 噪声鲁棒性

首先考察无噪声半盲观察下的问题，博弈中有两个地面 CRN 用户和一个低轨卫星用户。假设用户采取 R-TFT 机制，图 4-9 显示了一个地面 CRN 用户的收益。仿真在离散时间上进行，图中 X 轴上的值代表了进行仿制的时间序号，而 Y 轴上收益的波动则反应了用户之间的博弈交互。在该图中收益降到-4 的样本点代表了低轨卫星进入了该博弈，而收益回升至 3 的样本点则代表了合作状态被成功“刷新”。根据仿真结果显示，R-TFT 可以被用来应对无噪声条件下的半盲观察问题，并在仿真时间内两次成功迫使各地面 CRN 用户复用有限的频率资源。

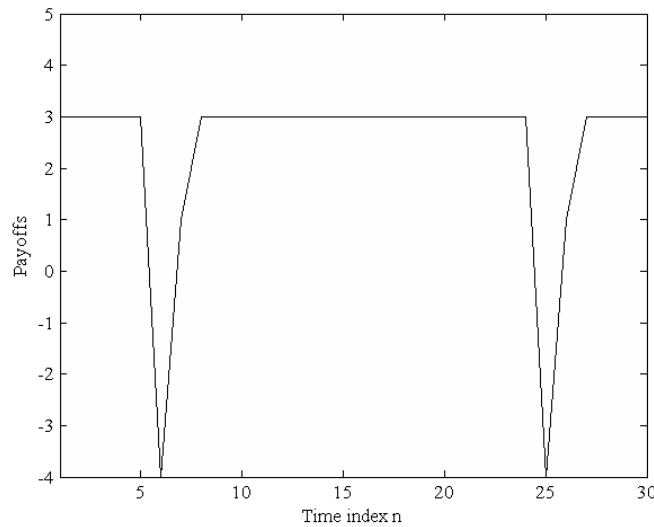


图 4-9 无噪声半盲观察下的 R-TFT 示例

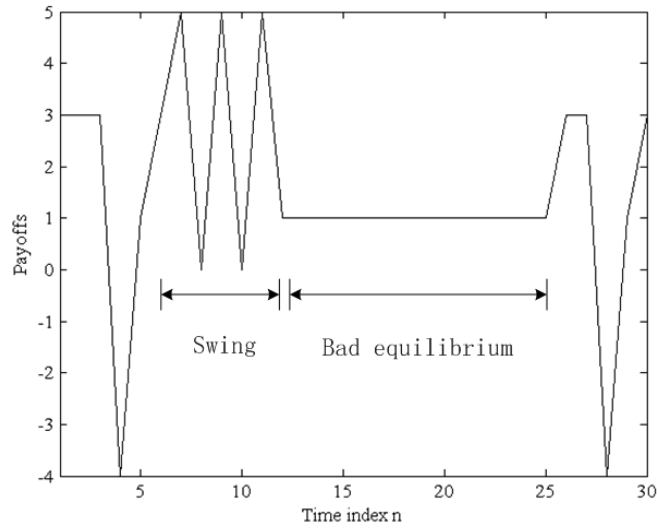


图 4-10 有噪声半盲观察下的 R-TFT 示例

随后将观察噪声也纳入数值仿真。由图 4-10 中的曲线可见观察噪声对 R-TFT 的影响。在时间序号 4 至 12 的仿真中，地面 CRN 用户的收益在最初由于卫星进入博弈而受损，随后则由于观察噪声的影响而在收益曲线的顶峰和谷底之间摆动。在时间序号 12 至 25 间，博弈则收敛在一个具有较低效率的均衡上。在该均衡中地面 CRN 用户的收益为 1 而非最优均衡中的收益 3。直到时间序号 25，该低效率均衡由于观察噪声被打破。

为了克服观察噪声，这里基于 GTFT 和 CTFT 策略并结合“刷新”策略，设计有两种高效的频谱共享机制 R-GTFT 和 R-CTFT。图 4-11 和图 4-12 分别显示了在有噪声半盲观察条件下 R-GTFT 和 R-CTFT 的收益变化示例。可以看到在这些机制下，由于观察噪声而产生的曲线摆动被移除了。该结果验证了这些带有“刷新”策略的机制可以有效克服观察噪声所带来的影响。因此，在以下测试中将重点比较两种基于“刷新”策略的频谱共享机制，即 R-GTFT 和 R-CTFT。

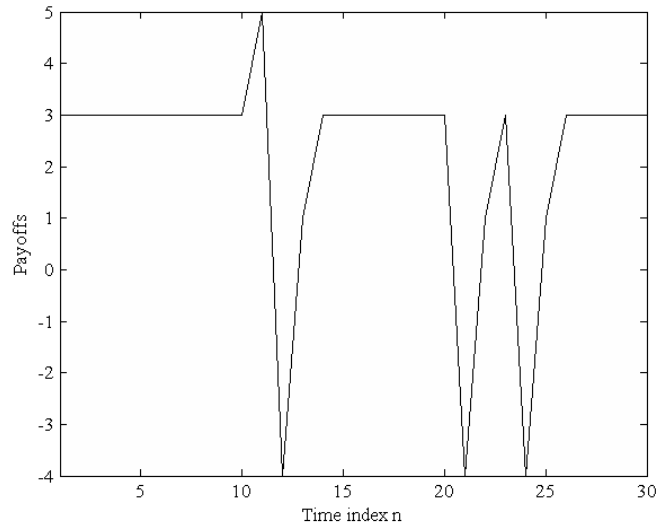


图 4-11 有噪声半盲观察下的 R-GTFT 示例

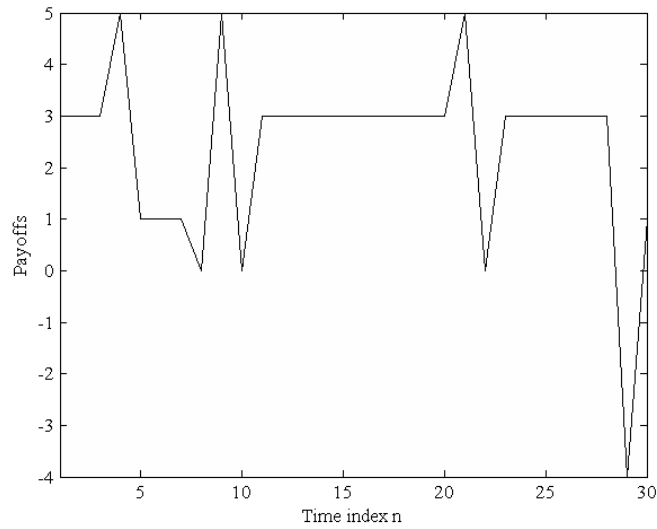


图 4-12 有噪声半盲观察下的 R-CTFT 示例

### 4.5.2 宽恕概率（R-GTFT）的影响

在完成了上面的比较后，这里进一步比较在给定噪声功率和卫星进入博弈概率的条件下，地面 CRN 用户在这两种机制下的性能。首先研究宽恕概率对 R-GTFT 性能的影响。如 4.4.2 小节所述，在调整宽恕概率的过程中，R-GTFT 的性能受限于无卫星效用与有卫星效用的折中。因而 R-GTFT 的性能并不会随着宽恕概率的增长而增长。4.4.2 小节中的理论分析结果显示，该性能折中会导致 R-GTFT 的性能存在上限。由图 4-13 可见在没有卫星进入博弈时地面 CRN 用户

的收益。可以看到没有卫星进入博弈时，当宽恕概率  $q$  大于 0.3 时 R-GTFT 的性能优于 R-CTFT。但是在有卫星进入博弈时情况则不同。如图 4-14 所示，再有低轨卫星进入时，无论选择多大的宽恕概率  $q$ ，R-CTFT 的收益均比 R-GTFT 高。这是因为，当存在低轨卫星时 R-GTFT 的性能将受到相应折中的影响而产生上限。

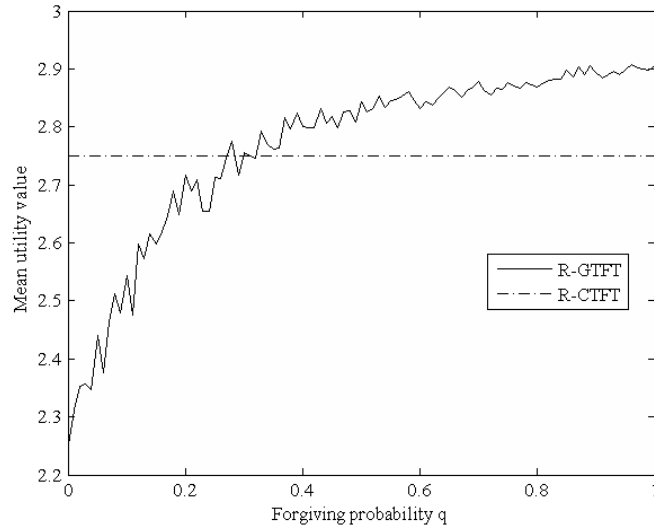


图 4-13 无卫星进入情况下的地面 CRN 用户平均效用值

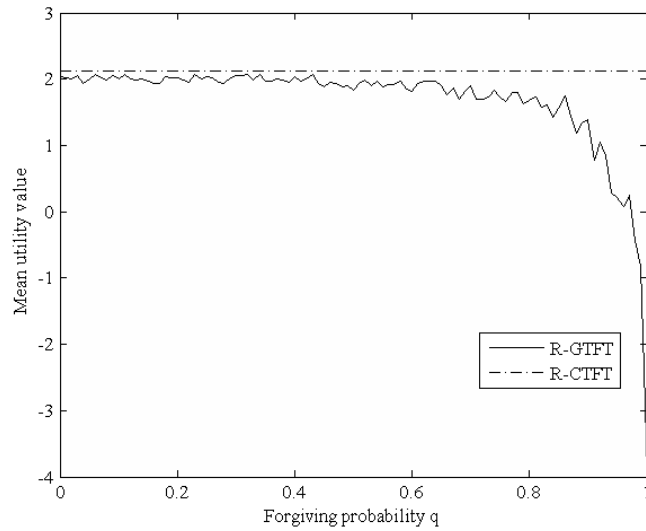


图 4-14 有卫星进入情况下的地面 CRN 用户平均效用值

### 4.5.3 观察噪声和卫星进入概率的影响

除了宽恕概率以外，还需要验证在不同的错误观察概率  $p$  或低轨卫星进入博弈概率  $e$  的条件下 R-GTFT 和 R-CTFT 的性能比较。可以从图 4-15 和图 4-16

中的结果看到在不同错误观察概率  $p$  或卫星进入概率  $e$  的条件下, R-CTFT 和 R-GTFT 的变化趋势类似, 但 R-CTFT 的性能始终都优于 R-GTFT。因此综合测试 4.5.2 和测试 4.5.3 中的结果, 在保障本问题中星地频谱共享的前提下 R-CTFT 可以为地面 CRN 用户提供比 R-GTFT 更高的平均效用值。R-CTFT 对于地面 CRN 用户来说是更为合适的频谱共享机制。

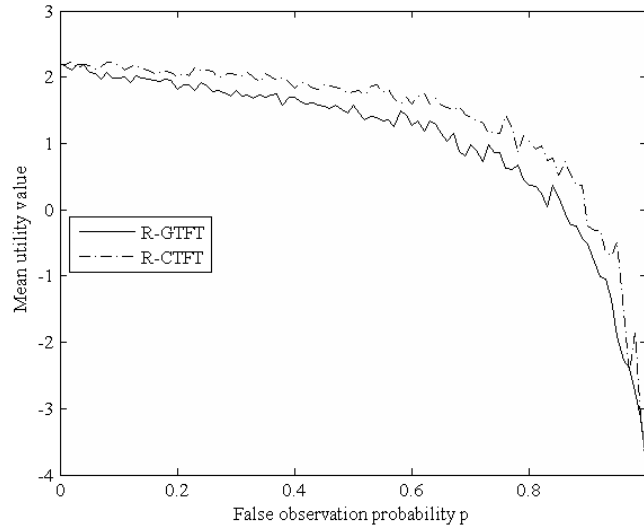


图 4-15 不同错误观察概率下的地面 CRN 用户平均效用值

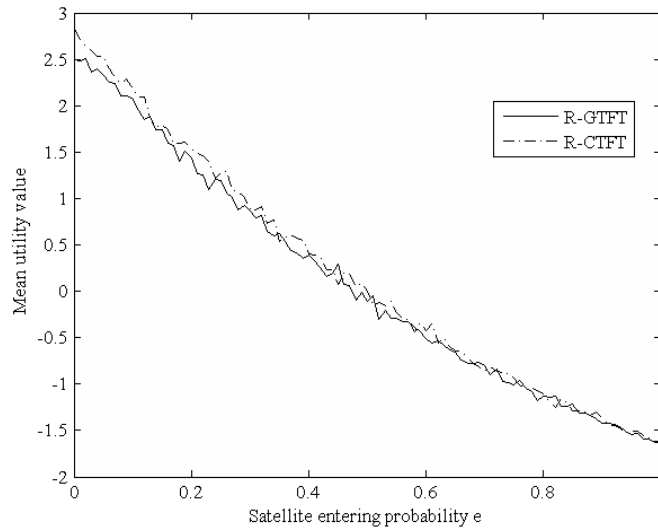


图 4-16 不同卫星进入概率下的地面 CRN 用户平均效用值

#### 4.5.4 低轨卫星用户的收益

此外, 这里同样需要测试低轨卫星用户在博弈中的收益。考虑到 R-GTFT 和 R-CTFT 都可以帮助在低轨卫星与地面 CRN 用户之间建立频谱共享的高效均

衡，这里低轨卫星用户的收益主要由频谱共享建立的时间决定。频谱共享越快被建立，低轨用户的收益越高。如图 4-17 中的结果所示，无论错误观察概率  $p$  为多大，在合作状态的“刷新”过程中 R-CTFT 在收敛速度上都要快于 R-GTFT。而在低轨卫星与地面 CRN 网络之间建立了合作状态后，卫星则会对所用策略采取与地面 CRN 用户一样的评价标准。此时，卫星会与地面用户同样选择 R-CTFT 中的 CTFT 策略。

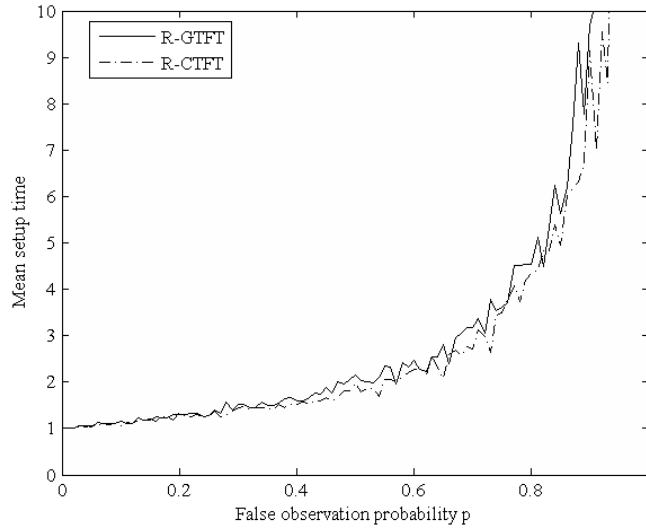


图 4-17 不同错误观察概率下的高效均衡平均建立时间

因此通过以上测试可以验证得到：地面 CRN 用户和低轨卫星用户都会选择 R-CTFT 机制而非 R-GTFT 或 R-TFT。按该频谱共享策略，在博弈中所有用户都不会背弃该机制。因此通过机制 R-CTFT，博弈中的所有用户都会高效并稳定地共享非注册频谱。

## 4.6 总结

本章介绍了对低轨卫星与地面 CRNs 共享认知接入机制的研究，该研究需基于博弈论进行分析。这里通过对问题建模发现了本问题中的两个特殊性质并将问题提炼为一个“半盲”有限重复囚徒困境问题。由于该博弈模型受有限阶数、用户间“空间区分”干扰以及观察噪声的影响，传统的最优策略在此并不适用。本章提出了一个基于“刷新”策略的频谱共享机制 R-CTFT。该机制可以以最优的方式提高低轨卫星和地面 CRN 用户之间非注册频谱共享的效率及稳定

性。该机制可以被用于迫使相距甚远的地面 CRN 用户在无协同开销的情况下，克服观察噪声完成通信中的高效率频率复用。上述结论均通过理论分析和数值仿真得到了验证。

## 第5章 工程实现与系统验证

### 5.1 引言

除了上述理论研究外，本章将介绍目前对低轨卫星上行链路认知接入技术的工程实现和系统验证。通过大量工作，我们已经实现了星上认知接入单机、地面站处理系统以及星上单机与地面处理之间的合作。现在，在这些基础上则需要完成该系统与天线、星载计算机、星载交换机等其它星上子系统间的联调信息交互。在低轨卫星通信的大系统中验证低轨卫星星上频谱感知，以及地面控制认知接入和星上自主认知接入两个主要认知接入流程。相关的实现和验证将在低轨卫星通信大系统联调的半实物仿真中完成。虽然在本文第 2 章第 3 章和第 4 章中分别描述了星地协同、星上自主、以及与地面 CRNs 共享的频谱认知接入，但是在现阶段工程实现中仍以验证星地协同认知接入机制为主，并辅以简单的星上自主频谱切换以应对突发情况。这是由于星上自主认知接入具有一定的风险性，需要在较高技术成熟度的基础上进行试验；而地面通信系统目前尚不普遍具备频谱认知接入能力，还不需要考虑与地面 CRNs 间的频谱共享问题。因此，本章所介绍的工程实现和系统验证将围绕星地协同认知接入的框架进行。由于星地协同认知接入机制的系统复杂度要高于其它两类认知接入机制，这里的工程实现和系统验证工作将为进一步验证其它两类认知接入机制和各类算法打下坚实基础。而且，为了在地面仿真环境中更全面有效地验证认知接入系统的有效性，这里还设计并实现了一个可编程的干扰生成平台。该干扰生成平台的干扰源文件由计算机上的 MATLAB 软件产生。该文件经由 PCIE 接口传至 FPGA 接口板并经过上变频后数模变换输出，在中频产生所需的干扰信号。

这里所要验证的星地协同认知接入机制是 2.2.2 小节中所介绍的星地协同基本系统，即基于优选信道列表（Optimal Channel List, OCL）的星地协同认知接入机制[18]。在该机制中，当地面系统接收到足够的历史数据后会对每一地点各频谱信道的可用性做分析与排序。该系统生成的 OCL 包含了最优信道的集合，用以提供给卫星进行判决使用。这里基于 OCL 的认知接入机制将实现两个



主要流程：地面控制认知接入与星上自主认知接入。前者利用地面上传的 OCL 选取可用工作频点，并且由于所选取频点可用，最终系统的工作频点与 OCL 所建议的一致。而后者主要针对地面上传 OCL 所建议的工作频点不可用的情，此时需要进行星上自主的频谱感知，并完成认知接入。这两种演示场景的区别仅在于是否可以找到 OCL 表内可用信道并因此而触发感知流程和星上自主频谱切换，其他步骤则保持一致。其中星上自主认知接入并非第 3 章所描述的 MCB 机制，该流程仅是在 OCL 不可用时的简单备选方案。

为了在大系统中实现并验证认知接入技术，这里需要将相应频谱感知、认知接入单机与大系统进行联调。在联通中实现并验证认知接入单机和地面数据处理系统与其它单机，诸如射频天线、交换机、星载计算机之间的适配性，并验证星上单机与地面处理台位之间的配合程度。通过这些工作可以初步验证认知接入对低轨卫星上行链路通信能力的提升并为后续的工程实现和系统验证工作打下基础。

联调大系统主要由以下部分所组成：空间段由多颗卫星（仿真系统中设置为 5 颗）组成；地面段主要由地面站、用户终端等组成，地面站部署在我国境内，用户终端则分布于全球范围。当卫星经过用户终端或地面站上空时，用户终端、地面站通过相应的星地链路与卫星进行数据报文通信；卫星接收数据后，按照星上业务数据管理和交换路由策略，将时效性要求高的业务数据通过星间链路传递至目的卫星，以尽快完成数据下发。其中卫星所采集数据在地面站上空回传地面，并接收相应处理结果。而在用户终端上空则通过广播信道告知地面终端相应的工作频点，协调在新的频点完成上行传输实现认知接入。

在测试中需要保证各单机设备空中接口的协调一致；验证系统涉及关键技术的可行性和有效性；验证相关设计的可行性和参数选择的合理性。并进行系统指标验证，测试系统主要指标，验证系统总体指标体系的可行性和合理性。

该单机的主要关键技术包括低轨卫星通信的认知接入系统体系架构设计、星上频谱感知、数据预处理及判决技术、地面感知数据的融合处理技术，星地一体化认知接入决策设计等内容，均可以在半实物仿真验证系统中进行验证。

除了接口和技术指标外，还需要验证认知接入流程与业务通信等其它流程之间的配合程度，考察影响系统正常通联的主要流程，验证系统流程设计的合

理性、可行性，进一步优化系统流程相关参数，确保系统通联的可靠、顺畅。  
认知接入流程主要包括：地面控制认知接入流程和星上自主认知接入流程。

半实物仿真验证系统测试工作将分为（1）单机状态检查测试，（2）分系统对接测试，（3）系统综合测试三个步骤进行。首先，完成单机状态检查测试，确认各单机指标达到任务书及半实物仿真验证相关文件要求。其次，完成分系统对接测试，确认分系统之间软硬件接口的匹配性，通过各分系统之间对接，进行通信技术体制的验证及主要系统指标的测试。最后，第 3 阶段系统综合测试在前两个阶段完成的基础上进行，主要完成系统工作流程验证和部分系统指标验证。

## 5.2 大系统组成及功能

大系统通过利用各原理样机、商用计算机（其中 1 台连接研制的原理样机）及其他相关测试设备组成，组成包括空间段、地面应用设备（终端、地面站）、地面运行控制系统等的仿真验证系统，如图 5-1 所示。该系统采用软硬件协同仿真的方式，计算机软件编程模拟协同各原理样机单机实时工作，在完成单机状态检查测试、分系统对接测试的基础上，完成系统协议、工作流程等系统级的测试和验证，进一步验证系统认知接入的有效性和可行性。

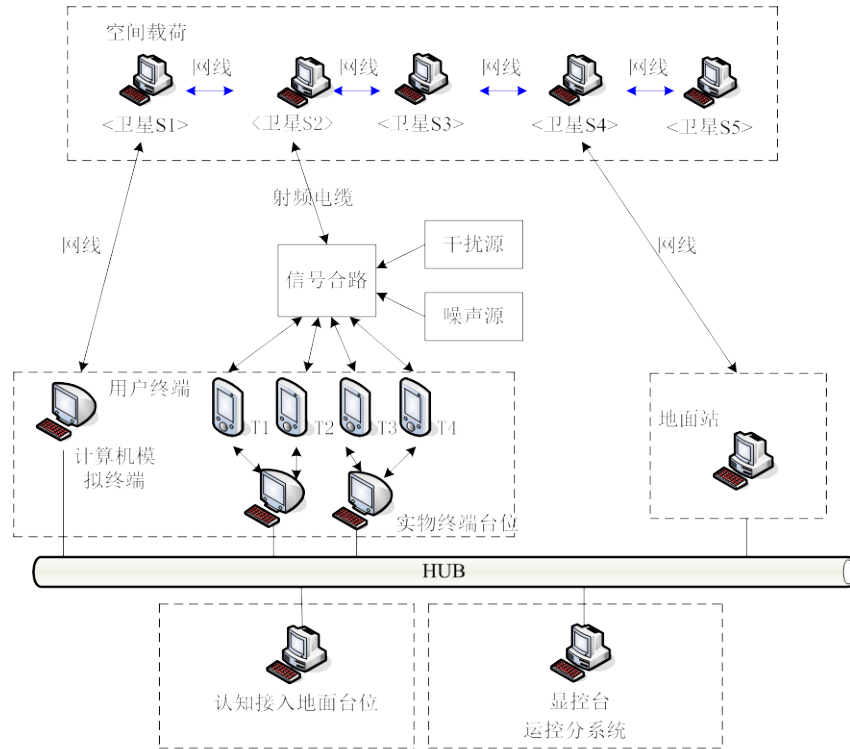


图 5-1 半实物仿真验证系统结构示意图

仿真验证系统各单机和各商用计算机之间的物理连接方式如图 5-2 所示。图中的系统利用可控干扰源生成具有一定周期和一定特征的宽频带（50MHz）干扰信号，经过合路器与噪声源、干扰源等合并输入射频通道。由于场地限制，这里并没有使用实际天线，而是以 SMA 线连接天线射频单元作为代替。合路后的信号同样会输出至频谱仪以观察频谱感知所得干扰信号频谱特征准确与否。需要注意的是，这里的射频单元带宽只有 7MHz，而<认知接入单机>的设计感知带宽则有 50MHz。为了解决该问题，可以通过控制天线射频通道完成。通过控制射频通道，可以将 50MHz 的带宽分为 8 部分分别完成感知，每一部分的子带带宽则为 6.25MHz。天线射频通道与<认知接入单机>之间没有直接控制连线，控制信号需要由<认知接入单机>发出，经由<交换路由单机>和<卫星载荷 S2 控制台>后送至<多波束天线单机>。在完成对 50MHz 带宽内的频谱感知后，经过一系列后续处理，<认知接入单机>需要与<认知接入地面台位>一起完成对历史信息的挖掘以及认知接入的决策生成。并最终由<卫星载荷 S2 控制台>将工作频点发至<多波束天线单机>完成星上工作频率变换，而由<交换路由单机>经过下行馈电链路广播告知各终端，完成各地面终端的工作频率变换。在利用可控干扰源施加堵塞干扰的情况下可以看到：在完成工作频率变换后，卫星和地

面终端之间可以重新建立上行链路的连接，躲避功率较大的堵塞干扰。

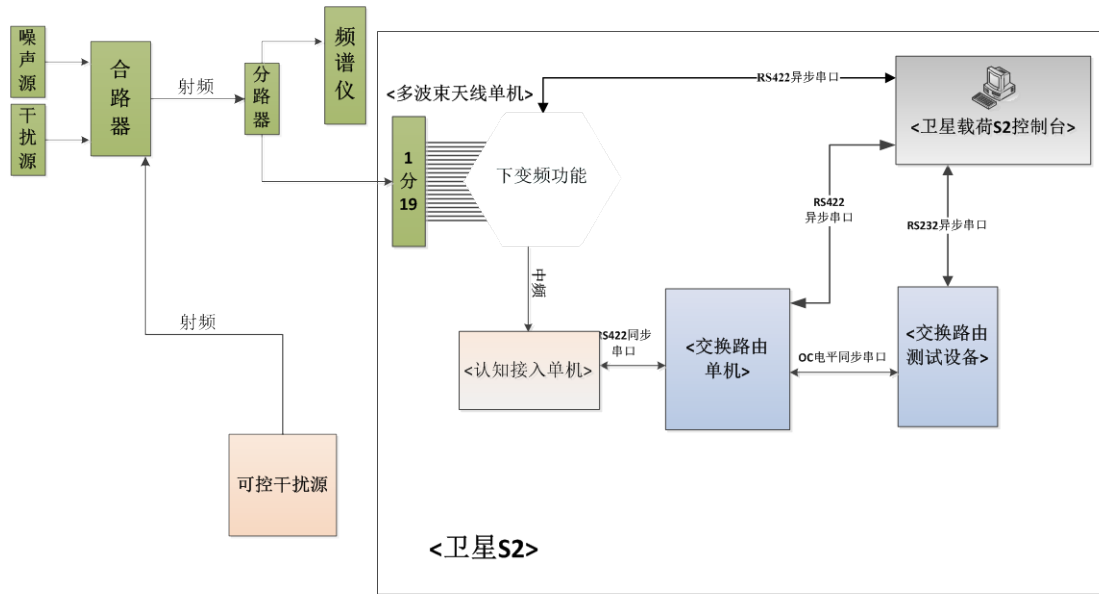


图 5-2 半实物仿真连接框图

### 5.2.1 星上单机功能

<卫星 S1, S3, S4, S5>采用计算机软件仿真的方式，模拟卫星通信载荷的数据存储转发和星间交换路由的功能。<卫星 S2>采用半实物形式，其中主要的载荷设备包括<多波束天线单机>、<L 频段收发单机>、<交换路由单机>、<认知接入单机>、<星间链路单机>)等原理样机，配合<卫星载荷 S2 控制台>完成卫星通信载荷的数据存储转发和星间交换路由的功能。这里主要介绍<认知接入单机>以及<多波束天线单机><交换路由单机><卫星载荷 S2 控制台>的相关功能：

#### <多波束天线单机>

半实物仿真中<多波束天线单机>主要实现可控下变频器的功能，同时提供<L 频段收发单机>所需的频率源。接收来自卫星载荷 S2 控制台的频率控制指令，按频率指示要求接收相应频带内的终端上行射频信号，并将射频信号下变频形成中心频点固定的中频信号，通过模拟中频接口或 LVDS 接口送至<L 频段收发单机>；

<多波束天线单机>的遥测遥控：通过 RS422 串口将遥测信息传送至<卫星

载荷 S2 控制台>，再由<卫星载荷 S2 控制台>打包将遥测信息传送至<显控台>；<多波束天线单机>通过 RS422 串口接受来自<卫星载荷 S2 控制台>的遥控信息。

<认知接入单机>

频谱感知功能：通过多波束射频单元接收上行输入信号，进行傅里叶变换，并通过能量累积及自适应门限判决，完成对 L 频段上行频率 50MHz 变化范围内的频谱感知。

认知接入功能：地面控制认知接入流程，根据<认知接入地面站台位>上传的优选信道列表，完成星上上行频点的切换工作；星上自主认知接入流程，根据频谱感知结果并结合<交换路由单机>给出的当前误帧信息，星上自主选用的上行频点；认知接入过程中的上行频点信息通过<交换路由单机>插入到 L 频段导频信息帧中，以 1s 为更新周期下发。

数据压缩回传：星上感知的信息数据经压缩回传(<认知接入地面台位>)后进行数据挖掘、更新优选信道列表并经过上传至<卫星 S2>，再经过<交换路由单机>发送到<认知接入单机>。

<认知接入单机>的遥测遥控通过<交换路由单机>间接方式进行，<认知接入单机>将遥测信息（感知信号频点，幅度和带宽；误帧率信息；目标认知接入频点）组帧通过 RS422 差分同步串口发送至<交换路由单机>；<认知接入单机>也通过 RS422 差分同步串口接收<交换路由单机>中转的遥控信息。

<交换路由单机>

完成报文内容解析、存储、转发和间接遥测遥控的转发。

通过 RS422 差分同步串口，接收星上其他单机（<L 频段收发单机>、<认知接入单机>、<星间链路单机>）通过相应接口发送的报文（业务报文、遥测信息），进行报文解析，完成报文的存储或转发；

与<卫星载荷 S2 控制台>通过 RS422 串口连接，<交换路由单机>可将由<交换路由单机>自身产生和其他单机（<L 频段收发单机>、<认知接入单机>、<星间链路单机>）的遥测量转发至<卫星载荷 S2 控制台>；可接收由<卫星载荷 S2 控制台>发出的遥控信息，并将对应遥控信息转发至各单机（<L 频段收发单机>、<认知接入单机>、<星间链路单机>）。

与<交换路由测试设备>通过三线制同步串口连接。具备将<交换路由测试

设备>转发的报文信息（UHF 频段地面站业务报文）解析，存储转发给星上其他单机的功能。

具备将误帧信息通过 RS422 差分同步串口以遥控量的方式发送到<认知接入单机>的功能。

<交换路由测试设备>

<交换路由测试设备>承担模拟 UHF 收发信机的部分接口和转发功能，与<卫星载荷 S2 控制台>之间存在 RS232 串口双向接口；接收<卫星载荷 S2 控制台>发送的 UHF 地面站上行信道数据报并转发至<交换路由单机>；接收<交换路由单机>发送的 UHF 地面站下行信道数据报文并将对应数据包转发至<卫星载荷 S2 控制台>；

<卫星载荷 S2 控制台>

与<多波束天线单机>之间存在 RS422 串口双向接口。主要完成向<多波束天线单机>发送 L 频段上行频点控制信息；接收<多波束天线单机>的主要遥测量；

与<交换路由测试设备>之间存在 RS232 串口双向接口。主要完成向<交换路由测试设备>转发 UHF 地面站上行链路的报文信息和各单机的间接遥控信息；接收<交换路由测试设备>打包转发的 UHF 地面站下行链路报文信息和各单机的间接遥测信息；

与<交换路由单机>之间存在 RS422 串口双向接口。主要完成向<交换路由单机>发送各单机的间接遥控信息；接收<交换路由设备>转发的各单机的间接遥测信息；

与<星间链路测试设备>之间存在 RS422 串口双向接口。主要完成对星间链路报文的转发和对星间链路测试设备的收发控制；完成接收<星间链路测试设备>打包转发的星间链路报文至<卫星 S1、S3>；将<卫星 S1、S3>的星间链路报文发送至<星间链路测试设备>；

通过 LAN 双向接口接入商用多口交换机（HUB）。主要实现与<显控台>、<地面站模拟计算机>和<卫星 S1、S3>的信息交互；

与<显控台>的信息交互主要有：向<显控台>转各单机遥测信息；向<显控台>汇报运行状态信息；接收<显控台>发送的控制信息并转发。

与<卫星 S1、S3>的信息交互主要是星间链路报文信息；

与<地面站模拟计算机>的信息交互主要是 UHF 频段地面站链路的上下行报文信息。

### 5.2.2 地面应用系统

在地面应用系统中主要介绍<认知接入地面台位>：

<认知接入地面台位>对外接口为一个双向 LAN 接口；

<认知接入地面台位>的功能：接收<地面站模拟计算机>转发的星上感知回传数据，并进行数据挖掘；数据挖掘结果经过统计分析归类，生成优选信道列表上传到星上载荷；

通过 LAN 接口与<显控台>交互，完成相关状态信息向<显控台>的发送。

## 5.3 频谱感知对接测试

在验证<认知接入单机>在大系统中的适用性时，首先需要验证 50MHz 带宽频谱感知结果的正确性，该频谱感知由对八个子带感知结果拼接完成。该测试需要实现<认知接入单机>与<多波束天线单机><交换路由单机><卫星载荷 S2 控制台>等各单机之间的配合。实现控制指令在各单机之间的正确传递，<认知接入单机>所感知频谱子带与<多波束天线单机>所调整射频中心频点之间的一一对应，最终在指标规定时间内完成对宽带频谱的正确感知。

### 5.3.1 场景设置目的

(1) 确认参加测试设备互联软硬件接口（特别是<认知接入单机>与<多波束天线单机>之间的指令传送与感知配合）的匹配性；

(2) 在分系统对接的状态下，测试感知带宽和感知精度。

5.3.2 场景验证方案

主要观测量如表所示：

表 5-1 频谱感知对接测试主要观测量

观测量	观测量来源	观测量观测方式
多音干扰各单音所在频率： $f_i, (i = 1, \dots, M)$	可控干扰源	可控干扰源、频谱仪
频谱感知设备感知到的干扰频点： $F_j, (j = 1, \dots, M)$	<认知接入单机>	Chipscope 导出、DSP 内存查取

由于本工作场景主要考量<认知接入单机>的感知带宽和感知精度，因此利用可控干扰源生成 9 个 ( $M=9$ ) 单音干扰信号，令这些单音分别在 50MHz 总带宽中每个 6.25MHz 带宽子带的边沿处。考虑到射频模块的频率精度，频谱感知在各子带边沿处最易出现由于频谱拼接产生的感知误差。通过观测<认知接入单机>对以上多音干扰感知所得的频点，可以检验频谱感知的精度。当以上多音干扰中第一个以及最后一个单音可以被准确感知，即验证了感知带宽。

设置多音干扰在以下频率： $f_1=1509.00\text{MHz}$   $f_2=1515.25\text{MHz}$   $f_3=1521.50\text{MHz}$   $f_4=1527.75\text{MHz}$   $f_5=1534.00\text{MHz}$   $f_6=1540.25\text{MHz}$   $f_7=1546.50\text{MHz}$   $f_8=1552.75\text{MHz}$   $f_9=1559.00\text{MHz}$  (多音信号间隔 6.25MHz)。因为感知的设计精度为 7.8125KHz，多音干扰实际频率  $f$  和感知频点  $F$  之间满足以下对应关系： $f = 1509 + 0.0078125 * F$ 。根据理论分析，由于时域窗在频域的影响以及感知精度带来的栅栏效应，每个单音干扰所对应的感知频点应由一个具有明显较大功率的主峰以及周围较小的旁瓣组成。感知所得主峰频点应为  $F_1=0$   $F_2=800$   $F_3=1600$   $F_4=2400$   $F_5=3200$   $F_6=4000$   $F_7=4800$   $F_8=5600$   $F_9=6400$ 。从 DSP 内存取得的干扰主峰频点应与以上频点一一对应，而由于设置的原因，从 Chipscope 中捕捉到的信号频点会有+3 的偏移。

5.3.3 场景验证指标

表 5-2 频谱感知对接测试场景验证指标

序号	系统测试	项目	指标要求	测试结果
1.	系统指标	上行感知频率范围	50MHz	50MHz
2.		上行感知精度	高于 10KHz	7.8125KHz



### 5.3.4 场景验证步骤

控制可控干扰源生成 9 个 ( $M = 9$ ) 单音干扰信号:  $f_1=1509.00\text{MHz}$   $f_2=1515.25\text{MHz}$   $f_3=1521.50\text{MHz}$   $f_4=1527.75\text{MHz}$   $f_5=1534.00\text{MHz}$   $f_6=1540.25\text{MHz}$   $f_7=1546.50\text{MHz}$   $f_8=1552.75\text{MHz}$   $f_9=1559.00\text{MHz}$  (多音信号间隔  $6.25\text{MHz}$ ) ;

<认知接入单机>对干扰信号进行感知, 并将感知到的干扰频谱信息通过 Chipscope 抓取从 DSP 内存查取相关信息;

观察所得 9 个 ( $M = 9$ ) 单音干扰信号被感知所得主峰是否在以下位置:  $F_1=0$   $F_2=800$   $F_3=1600$   $F_4=2400$   $F_5=3200$   $F_6=4000$   $F_7=4800$   $F_8=5600$   $F_9=6400$ , 如位置正确则验证了感知的带宽和精度。

### 5.3.5 部分验证结果

假设生成如下干扰信号, 在八个子带的中心频点周围分别生成四个单音信号。50MHz 带宽内的总发射功率为: -60dBm (经多波束天线射频通道输出为 0dBm)。在设置各单音信号相对功率时, 对阻塞信道的干扰信号幅值设变化 0dB, 而对完全无干扰信道的信号则设置下降 50dB。经设置, 较低频率的前四个单音被设为无干扰, 而后二十四个单音则设为阻塞干扰。具体设置如表 5-1 所示。

表 5-3 频谱感知对接测试所用干扰信号

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
完全无干扰	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
-50dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB

<认知接入单机>在硬件上由一个 FPGA 与一个 DSP 组合而成, 两块芯片间利用 EMIF 接口连接进行数据交换。在单机上, 频谱感知结果可以分别从 FPGA 中利用 Chipscope 逻辑分析仪软件抓取, 或在 DSP 中通过内存查看获取。在图 5-3 中, 可以分别在 FPGA 与 DSP 结果中看到, 在前四个单音位置几乎没有干扰出现, 而在后续频谱中则有二十四根谱线均匀分布。这二十四根谱线的相对功率差异在 1dB 以内。可以认为该频谱感知结果正确。

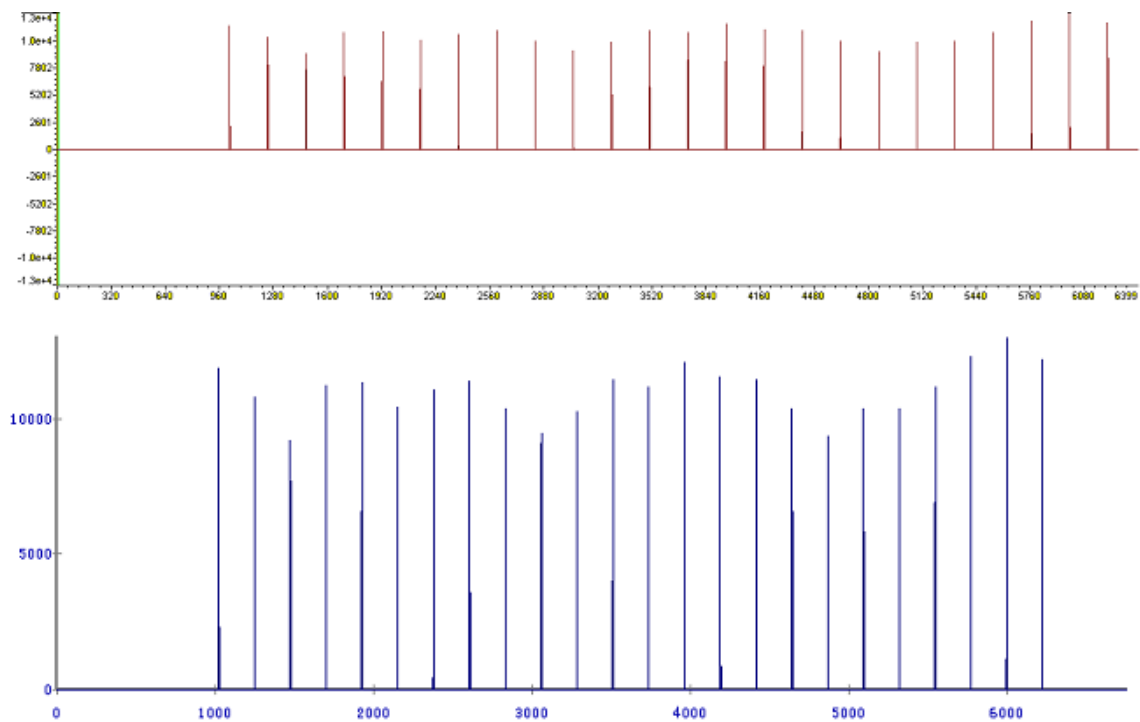


图 5-3 FPGA 与 DSP 所得 50MHz 内频谱感知结果

此外在<卫星载荷 S2 控制台>的频谱感知操作显示中可以看到。<多波束天线单机>收到相关指令后完成了八次中心频点跳变。每完成一次则会向显控台发出一个确认指令，而该指令最后将被<卫星载荷 S2 控制台>所读取。由图 5-4 可以看到，<卫星载荷 S2 控制台>接收到了 0~7 七个确认指令，从而保证了<多波束天线单机>根据控制指令完成中心频点的切换。



图 5-4 卫星载荷 S2 控制台频谱感知操作显示

## 5.4 认知接入流程验证场景

在频谱感知得到验证后, 需要进一步设计有一定规律的可控干扰源, 测试验证星地协同认知接入的可行性。

### 5.4.1 场景设置目的

认知接入测试的主要目的是测试两种认知接入的流程, 测试认知接入设备的主要性能指标以及地面设备的数据挖掘、信道优选能力。

### 5.4.2 认知接入中频谱切换的条件

在认知接入的过程中, 每一个感知周期之前需要对现占频谱以及所将面对频谱进行判别。如果符合一定条件则将离开当前频谱信道而选择其它更优信道, 这一过程被称为认知接入的频谱切换。观测量如下表所示:

表 5-4 认知接入中频谱切换所需观测量

观测量
1) 当前系统上行通信工作频点 $f_1$
2) 频谱感知设备感知到的干扰信号中心频点、带宽、功率谱密度 $f_{3j}, B_{3j}, A_{3j} j=1,2,\dots,N$
3) 频谱切换设备的目标中心频点 $f_4$
4) 当前信号接收的误帧率 FER
5) 频带内的噪声功率密度 $N_o$
6) 当前使用的优选信道列表 OCL

与触发频谱切换相关的共有三个条件：

条件 1:  $f_1 \in (f_{3j} - B_{3j}/2, f_{3j} + B_{3j}/2)$ ，当前工作频率在所观测到的一个干扰带内；

条件 2:  $20\log(A_{3j}/N_o) > Threshold1$ ，当前工作频率相叠加干扰的干噪比大于一定门限；

条件 3:  $FER > Threshold2$ ，接收数据的误帧率大于一定门限。

在频谱切换被触发并完成切换后，工作频点移至  $f_4$ 。其中，

当地面控制完成频谱切换:  $f_4 \in OCL$

当星上自主频谱切换:  $f_4 \notin OCL$

### 5.4.3 场景验证方案

认知接入半实物仿真验证地面控制认知接入以及星上自主认知接入流程。在前一流程中实际认知接入的最终频点与地面上传的优选信道列表目标频点相同；在最后一流程中地面上传的优选信道列表中不包含当前的可用信道，因此需要进行星上自主的频谱感知，并完成认知接入过程，因此两个仿真场景的区别在于是否可以找到 OCL 表内可用信道并触发感知流程，其他步骤一致。

地面控制认知接入

步骤 1: 终端信号经信道模拟器被<多波束天线单机>及<认知接入单机>接收，<多波束天线单机>的接收信号<L 频段收发单机>解扩解调之后交由<交换路由单机>统计误帧率 FER，而<认知接入单机>的数据在统计干扰信号频点、带宽、幅度后将处理后数据回传认知接入地面设备，同时地面设备上传的 OCL 经过交换机送到<认知接入单机>中保存；

步骤 2：在信号源上叠加干扰信号，干扰信号的位置位于当前的通信频点等，但至少留出一个优选信道列表中的可用信道，<认知接入单机>在经过频谱感知之后判断当前频点上的干扰信号能量、带宽及其他特性是否符合频谱切换的第一个及第二个条件；

步骤 3：当前工作频点符合切换条件后，<认知接入单机>对 OCL 中信道进行感知，将 OCL 中最优信道编号所对应工作频率发送给<多波束天线单机>以及<L 频段收发单机>；

步骤 4：接收到信道编号的<多波束天线单机>完成射频通道的锁相环跳变，同时发射机通过导频下发当前频点信息，地面终端完成频率跳变过程，并重新突发数据，接收机捕获同步解扩解调，并最终使误帧率下降到合适水平。

#### 星上自主认知接入

步骤 1：终端信号经信道模拟器被<多波束天线单机>以及<认知接入单机>接收，<多波束天线单机>的接收信号经<L 频段收发单机>解扩解调之后交由交换机统计误帧率 FER，而<认知接入单机>的数据在统计干扰信号频点、带宽、幅度后将处理后数据回传至<认知接入地面台位>，同时地面设备上传的 OCL 经过交换机送到<认知接入单机>中保存；

步骤 2：在信号源上叠加干扰信号，干扰信号的位置位于当前的通信频点等，并覆盖优选信道列表中的所有信道，<认知接入单机>在经过频谱感知之后判断当前频点上的干扰信号能量、带宽及其它特性是否符合频谱切换的第一个及第二个条件；

步骤 3：接收到信道编号的<多波束天线单机>完成射频通道的锁相环跳变，同时发射机通过导频下发当前频点信息，地面终端完成频率跳变过程，并重新突发数据，接收机捕获同步解扩解调。发现通信误帧率仍较高，说明 OCL 中所建议信道无法满足通信要求。该误帧率满足了发生频谱切换的第三个条件，星上自主切换开始；

步骤 4：对所有频谱进行感知，通过感知找到一个可用信道并将该信道所对应信道编号发送给<多波束天线单机>以及<L 频段收发单机>；

步骤 5：接收到信道编号的<多波束天线单机>完成射频通道的锁相环跳变，同时发射机通过导频下发当前频点信息，地面终端完成频率跳变过程，并

重新突发数据，接收机捕获同步解扩解调，并最终使误帧率下降到合适水平。

## 5.4.4 干扰源设计方案

根据本系统射频、中频设计方案可以有以下频谱感知、频谱切换频点对应关系。相应编号将在认知接入流程中得到使用。

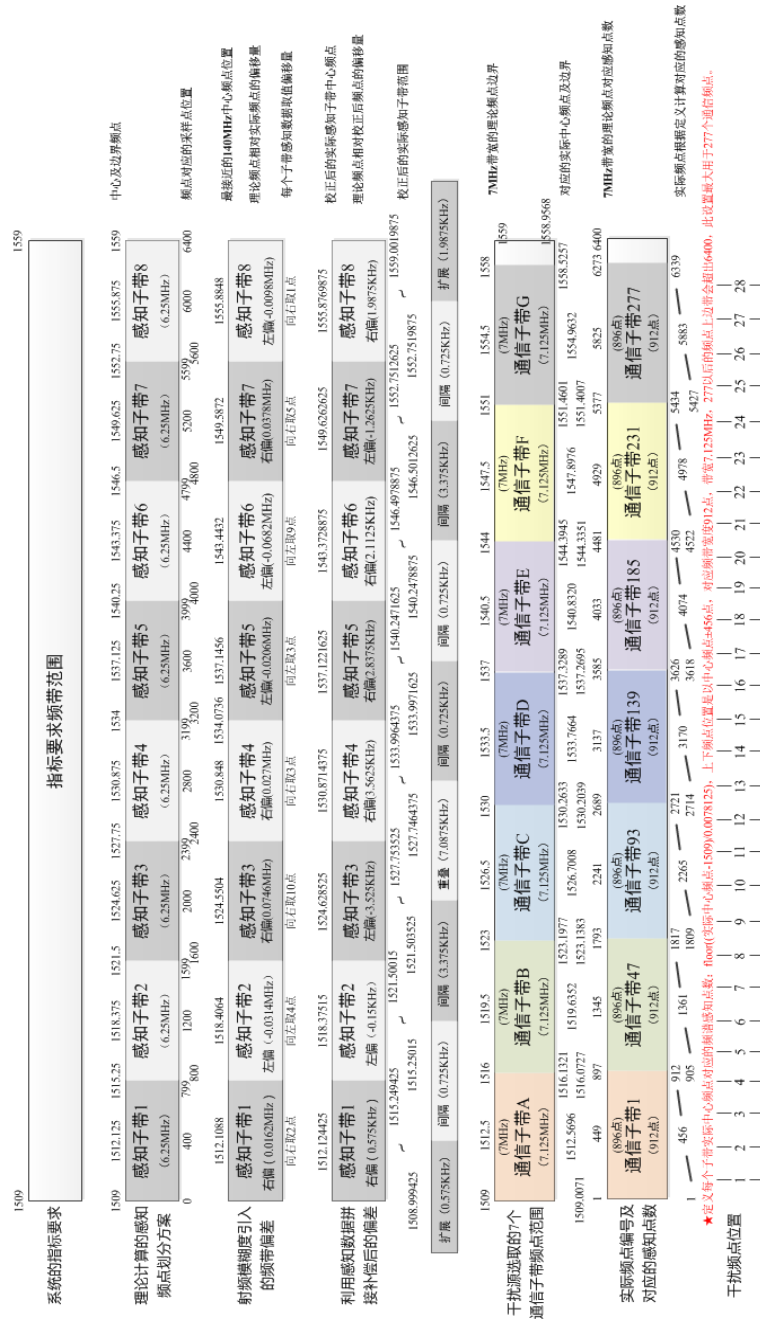


图 5-5 频谱感知、频谱切换频点对应关系

仿真初始设置:

1. 基本多音干扰设置:

多音干扰以 139 号通信频点的中心频点 1533.7664MHz 为中心，多音数量为

28, 频率间隔 1.7664MHz, 分别位于:

		1.	1509.9200 MHz	2.	1512.5696 MHz
3.	1513.4528 MHz	4.	1515.2192 MHz	5.	1517.8688 MHz
6.	1518.7520 MHz	7.	1520.5184 MHz	8.	1523.1680 MHz
9.	1524.0512 MHz	10.	1525.8176 MHz	11.	1528.4672 MHz
12.	1529.3504 MHz	13.	1531.1168 MHz	14.	1533.7664 MHz
15.	1534.6496 MHz	16.	1536.4160 MHz	17.	1539.0656 MHz
18.	1539.9488 MHz	19.	1541.7152 MHz	20.	1544.3648 MHz
21.	1545.2480 MHz	22.	1547.0144 MHz	23.	1549.6640 MHz
24.	1550.5472 MHz	25.	1552.3136 MHz	26.	1554.9632 MHz
27.	1555.8464 MHz	28.	1557.6128 MHz		

为保证干扰效果, 每个频带内有 4 个单音信号同时变化。

50MHz 带宽内的总发射功率为: -60dBm (经多波束天线输出为 0dBm), 阻塞信道的干扰信号幅值设为 0dB, 可用信道的干扰信号幅度下降 20dB (4438C → Mode → Multi tone → Power → Edit Item → -20dBm), 完全无干扰信道的信号经测量下降约为 50dB (4438C → Mode → Multi tone → State → Toggle State)。

## 2. 通信设置

系统初始通信频点为: 1534.0736MHz (正中心频点)。

## 干扰源场景计划

星上自主认知接入流程与地面控制的认知接入流程作为一个完整的半实物仿真场景, 先后在测试循环中体现, 测试过程包括两个大循环, 每个包含 10 个小循环共 20 次循环, 包括第 1~10 次验证星上自主认知接入过程, 第 11~20 次验证地面控制的认知接入流程。

第 1 个大循环内地面用户不上传任何实际有效的 OCL, 上传的 OCL 信道编号都为 -1, 因此按照星上的认知接入频点选择流程, 星上会进行星上自主的认知接入模式, 在此情况下由于不具备长期统计结果的参与, 样机只能选择眼前利益最大的信道, 因此最后的认知接入频点与星上运算的收益最高频点是一致的。

第 2 次大循环开始的时候星上开始传输有效的 OCL, 其结果综合了前 10 次的感知结果。因此星上此时进行受地面控制的认知接入流程, 这里存在两种可能性, 即认知接入频点与最优信道频点一致, 但不在地面优选信道里 (此种情况发生于当前信道不可用, 优选信道所列信道受干扰, 无法通信); 另一种是认知

接入频点与最优信道频点不一致，但与优选信道列表一致（此种情况发生于当前信道不可用，优选信道列表所选信道可用）。

#### 仿真过程中干扰源的设置：

仿真干扰源一共设置 10 组，对应每个大循环里的 10 个小循环。

最终的认知接入频点与对应的中心频点会存在一定的频率偏移，实际认知接入频点应比理论认知接入频点小，偏移量应小于  $1/2 \times \text{频率间隔}$  ( $1.7664\text{MHz}$ )  $= 0.8832\text{MHz}$ ，以感知频点算，与理论认知接入频点的偏差应小于 114 个感知频点。此偏差是由于前一个子带内的最后一个单音距离其子带边界为  $0.8832\text{MHz}$ 。

#### 循环 1：

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
阻塞	阻塞	可用有干扰	阻塞	阻塞	阻塞	完全无干扰
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
0dB	0dB	-20dB	0dB	0dB	0dB	-50dB

预期结果：

第 1 大循环：发生认知接入，通信频点变为 G 频点，频点 G 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次。

认知接入类型：星上自主的认知接入

第 2 大循环：优选信道列表为 C，发生认知接入，通信频点变为 C 频点，频点 G 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次，地面时间统计结果应为 C 的长期收益最高。

认知接入类型：地面控制的认知接入（优选信道列表信道可用，与优选信道列表一致，与瞬态收益最高信道不一致）

#### 循环 2：

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
阻塞	阻塞	可用有干扰	阻塞	阻塞	阻塞	完全无干扰
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
0dB	0dB	-20dB	0dB	0dB	0dB	-50dB

预期结果：



第 1 大循环：不发生认知接入，频点 G 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次。

第 2 大循环：优选信道列表为 C，不发生认知接入，通信频点变为 C 频点，频点 G 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次，地面时间统计结果应为 C 的长期收益最高。

#### 循环 3:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
阻塞	完全无干扰	可用有干扰	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
0dB	-50dB	-20dB	0dB	0dB	0dB	0dB

预期结果：

第 1 大循环：不发生认知接入，频点 G 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次。

第 2 大循环：优选信道列表为 C，不发生认知接入，通信频点变为 C 频点，频点 G 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次，地面时间统计结果应为 C 的长期收益最高。

#### 循环 4:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
阻塞	完全无干扰	可用有干扰	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
0dB	-50dB	-20dB	0dB	0dB	0dB	0dB

预期结果：

第 1 大循环：发生认知接入，频点 B 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次。

认知接入类型：星上自主的认知接入

第 2 大循环：优选信道列表为 C，不发生认知接入，通信频点为 C 频点，频点 B 瞬态收益最高，C 瞬态收益其次，地面时间统计结果应为 C 的长期收益最高。

#### 循环 5:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632

456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
阻塞	完全无干扰	可用有干扰	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
0dB	-50dB	-20dB	0dB	0dB	0dB	0dB

预期结果:

第 1 大循环: 不发生认知接入, 频点 B 瞬态收益最高, C 瞬态收益其次。

第 2 大循环: 优选信道列表为 C, 不发生认知接入, 通信频点为 C 频点, 频点 B 瞬态收益最高, C 瞬态收益其次, 地面时间统计结果应为 F 的长期收益最高。

#### 循环 6:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
阻塞	阻塞	可用有干扰	阻塞	阻塞	完全无干扰	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
0dB	0dB	-20dB	0dB	0dB	-50dB	0dB

预期结果:

第 1 大循环: 发生认知接入, 频点 F 瞬态收益最高, C 瞬态收益其次。

认知接入类型: 星上自主的认知接入

第 2 大循环: 优选信道列表为 F, C 频点仍可用, 不发生认知接入, 频点 F 瞬态收益最高, C 瞬态收益其次, 地面时间统计结果应为 F 的长期收益最高。

#### 循环 7:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
阻塞	阻塞	可用有干扰	阻塞	阻塞	完全无干扰	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
0dB	0dB	-20dB	0dB	0dB	-50dB	0dB

预期结果:

第 1 大循环: 不发生认知接入, 频点 F 瞬态收益最高, C 瞬态收益其次。

第 2 大循环: 优选信道列表为 F, C 频点仍可用, 不发生认知接入, 频点 F 瞬态收益最高, C 瞬态收益其次, 地面时间统计结果应为 F 的长期收益最高。

#### 循环 8:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
完全无干扰	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
-50dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB

预期结果:

第 1 大循环: 发生认知接入, 频点 A 瞬态收益最高。

认知接入类型: 星上自主的认知接入

第 2 大循环: 优选信道列表为 A, 频点 B 被阻塞, 发生认知接入, 通信频点变为 A 频点, 频点 A 瞬态收益最高, 地面时间统计结果应为 A 的长期收益最高。

认知接入类型: 地面控制的认知接入(优选信道列表信道不可用, 与优选信道列表不一致, 与瞬态收益最高信道一致)

#### 循环 9:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
完全无干扰	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞
1~4	5~8	9~12	13~16	17~20	21~24	25~28
-50dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB

预期结果:

第 1 大循环: 不发生认知接入, 频点 A 瞬态收益最高。

第 2 大循环: 优选信道列表为 A, 不发生认知接入, 通信频点变为 A 频点, 频点 A 瞬态收益最高, 地面时间统计结果应为 A 的长期收益最高。

#### 循环 10:

通信频点 A	通信频点 B	通信频点 C	通信频点 D	通信频点 E	通信频点 F	通信频点 G
1 号	47 号	93 号	139 号	185 号	231 号	277 号
1512.5696	1519.6352	1526.7008	1533.7664	1540.8320	1547.8976	1554.9632
456	1361	2265	3170	4074	4978	5883
完全无干扰	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞	阻塞
1~5	6~9	10~13	14~16	17~20	21~25	26~29
-50dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB	0dB

预期结果:

第 1 大循环: 不发生认知接入, 频点 A 瞬态收益最高。

第2大循环：优选信道列表为A，不发生认知接入，通信频点变为A频点，频点A瞬态收益最高，地面时间统计结果应为A的长期收益最高。

### 5.4.5 部分验证结果

不失一般性，在验证实验中 OCL 只包含了一个可用信道。最优信道、切换信道以及 OCL 所包含信道的编号均按照图 5-6 中关系与实际频率进行对应。以下结果显示，<认知接入单机>所感知和频谱切换的结果都与理论预想的一致，验证了认知接入流程的可行性。

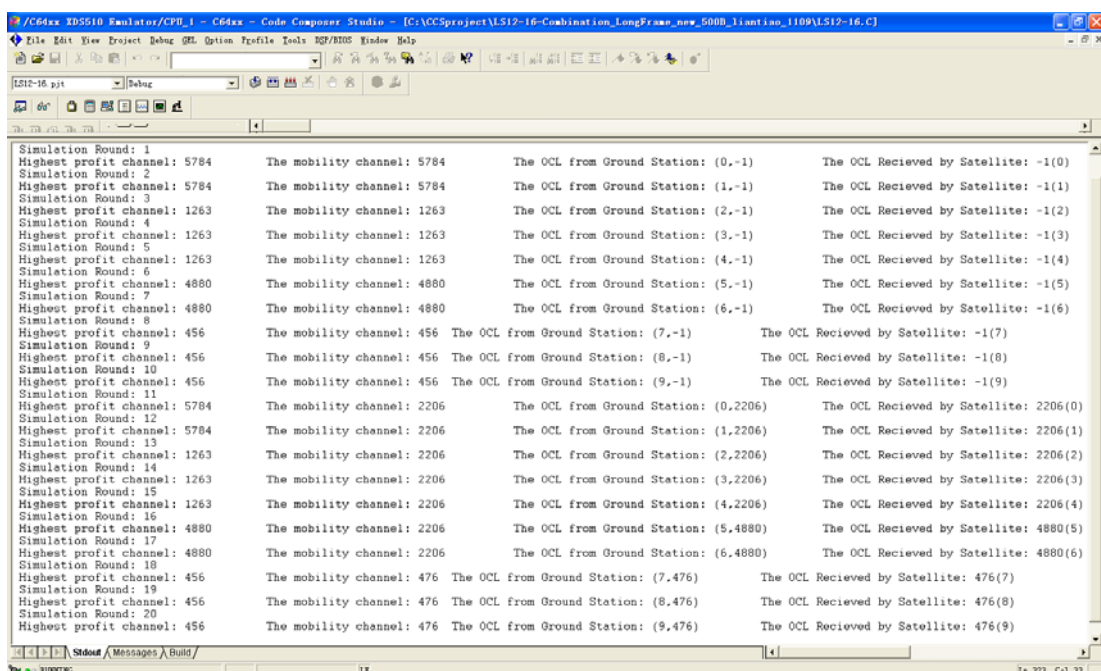


图 5-6 认知接入流程验证结果

在认知接入的频谱感知与频谱切换中，<L 频段收发单机>也会随着干扰的不同状态，诸如“阻塞”“完全无干扰”“可用有干扰”而具有不同的接收性能。在这里不特别列出。

## 5.5 可编程干扰生成平台

以上验证均使用可编程信号发生器安捷伦 4438C 产生可控信号。利用 MATLAB 控制产生功率不同的一组多音信号。该干扰生成平台在验证后续算法时仍将发挥重要作用。但是，这种方法并不能在频域产生多个窄带信号，产生

信号的种类也受限，因此在验证相关算法时受到了限制。为了更完整地验证<认知接入单机>的性能，本项目还包括一个自研的可编程干扰生产平台。该干扰生成平台的干扰源信号由 MATLAB 产生。而后，所得到干扰文件经由 PCIE 接口传至 FPGA 接口板。干扰数据在接口板上经过上变频后 D/A 变化输出，在中频得到该干扰信号。该平台的硬件部分已经完成并得到初步验证。软件部分已具有简单功能，尚需进一步设计与 MATLAB 等软件间的接口。

以下将介绍该平台的核心功能部分，基于 PCIE 与计算机连接的 FPGA 数据接口板。它是连接计算机和中频信号的中介。

### 5.5.1 功能概要

本接口板的硬件构架为 ML605+FMC ADA4614 平台，主控芯片为 Xilinx 的 XC6VLX240T-1FFG1156，AD 芯片为 ADS62P44，DA 芯片为 AD9777。接口板主要功能为实现数据接口转换及控制逻辑，接口包括：

- PCI-Express Gen1            x 4
- 3bit GPIO Interface        x 2
- SPI Interface                x 2
- UART                         x 1
- LPC FMC Expansion         x 1

其系统构架如下图所示：

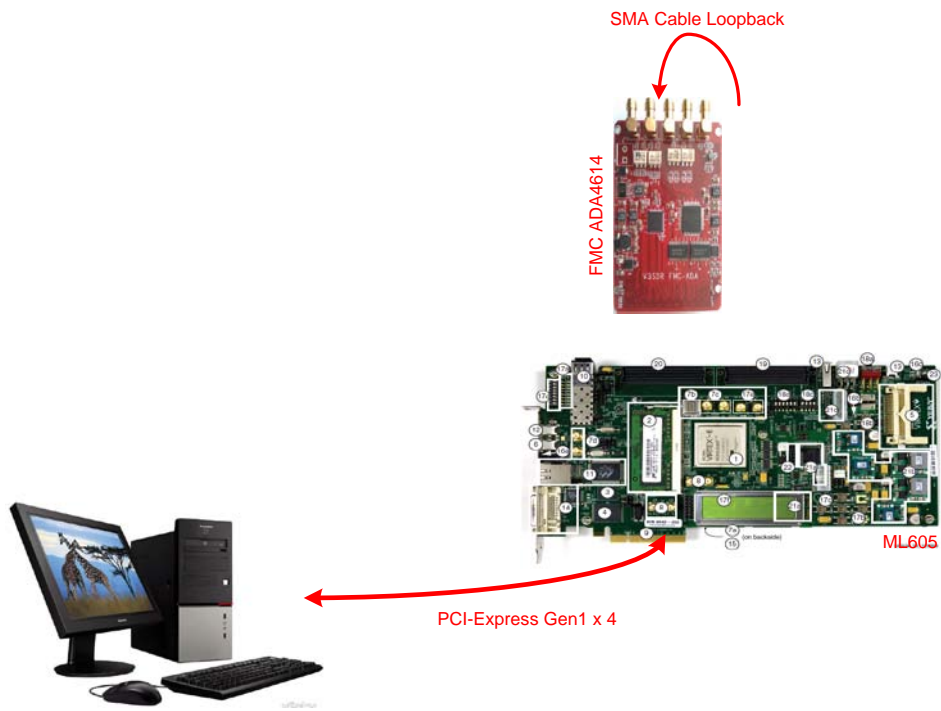


图 5-7 干扰生成平台系统架构图

### 5.5.2 接口板FPGA设计模块图

该 FPGA 接口板主要负责数据流的交互，可以通过图 5-8 中的功能模块和信号流进行说明。该接口板每次产生的信号带宽为 6.25MHz，分八次产生 50MHz 带宽的干扰。该分段模式与<认知接入单机>的频谱感知分段模式相同。通过两者间的同步信号，实现对 50MHz 宽带干扰的分段生成和采集。

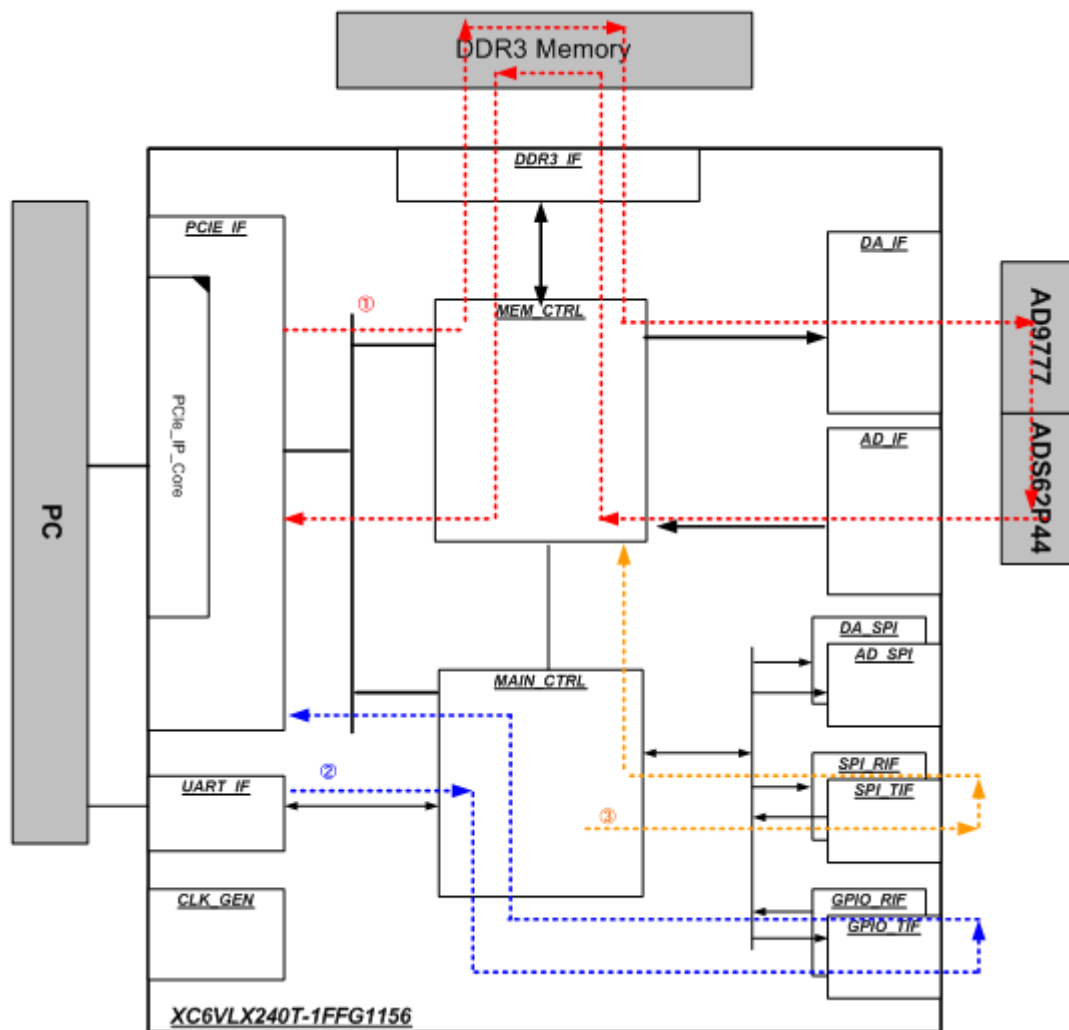


图 5-8 接口板 FPGA 设计模块框图

## ◆信号流①:

将计算机发出的 8 组数据存入 RAM，FPGA 会根据信号流③中的控制信息，选取相应的数据组，通过 DA 发送出去。通过外部回环后，FPGA 将 AD 芯片采集的数据存入 RAM，便于计算机的读取与验证。

## ◆信号流②:

计算机通过 ML605 开发板的 USB-UART 接口发送数据到 FPGA，FPGA 将得到的数据通过 GPIO 发送出去。该数据可再通过回环的 GPIO 接收数据，并通过 PCIE 接口送给计算机。

## ◆信号流③:

FPGA 在本地保存 8 组 19BIT 编号，对应于 8 组数据，基于 SPI 接口格式，以 50ms 一次的周期发送出去，经过 SPI 接口的回环后，根据接收到的数据编号，选择信号流①中的数据组。该信号流将用以产生与<认知接入单机>间宽带干扰分段生成、采集的同步信号。

各模块的功能在下表中得到了概要说明：

表 5-5 各模块功能概要表

序号	Block 名	Module 名	功能概要
1	PCIE 接口模块	PCIE_IF	PCIE 接口信号处理与控制 解析来自 PC 的数据和命令，完成 PC 与 FPGA 间的通信
2	DDR3 接口模块	DDR3_IF	存储来自 PC 的 8 组数据，在内部编码的控制下向 DA 模块发送相应的数据
3	UART 接口模块	UART_IF	基于 UART 协议，完成 PC 与 FPGA 间的通信
4	MEM 控制模块	MEM_CTRL	存储来自 AD 模块的数据，以便于 PC 的读取。
5	DA 接口模块	DA_IF	DA 芯片的接口时序控制
6	AD 接口模块	AD_IF	AD 芯片的接口时序控制
7	主要逻辑控制模块	MAIN_CTRL	1. AD/DA 芯片的初期化控制 2. UART-PCIE 的通信控制 3. 8 组内部编码控制
8	DA 芯片配置模块	DA_SPI	DA 芯片配置接口时序控制
9	AD 芯片配置模块	AD_SPI	AD 芯片配置接口时序控制
10	SPI 送信接口模块	SPI_TIF	SPI 送信接口时序控制
11	SPI 受信接口模块	SPI_RIF	SPI 受信接口时序控制
12	GPIO 送信接口模块	GPIO_TIF	GPIO 送信接口时序控制
13	GPIO 受信接口模块	GPIO_RIF	GPIO 受信接口时序控制
14	时钟/复位信号控制模块	CLK_GEN	内部动作时钟控制模块

5.5.3 软件设计概要

软件设计需完成数据转换板的 PCIE 驱动设计、提供可调用的 API 函数以及测试应用程序。API Library Function 包含 Connect To Board、Disconnected From Board、Write Board Register、Read Board Register。图 5-9 中表示了接口板软件设计模块框图。PCIE 板卡驱动程序的功能在于使操作系统可以正确识别 FPGA 板卡，进而通过预留的接口对 FPGA 板卡上的进行相关操作，如设备的开启/关闭、寄存器的读写、DMA 的读写等操作，同时接口函数可用于上位 PC 机的相关应用程序开发。



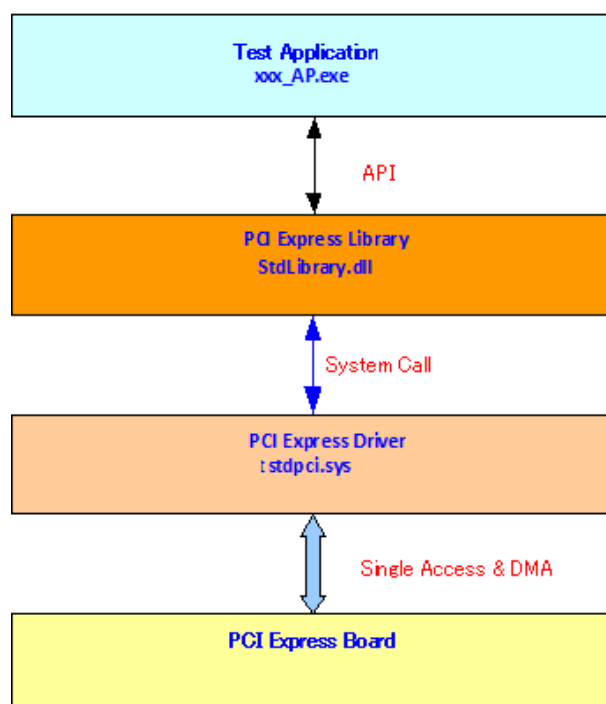


图 5-9 接口板软件设计模块框图

PCIE 库的接口函数及其功能如下表所示：

表 5-6 PCIE 库接口函数

函数	功能
CLIB_OPEN	设备打开
CLLIB_CLOSE	设备关闭
CLLIB_REGWRITE32	写寄存器操作
CLLIB_REGREAD32	读寄存器操作
CLLIB_ALLOCMNBUFF	DMA 操作前，缓存空间的分配
CLLIB_FREECMNBUFF	DMA 操作后，缓存空间的释放
CLLIB_DMWRITE	从上位 PC 端 PWBUFFER 指定的地址中读取大小为 SIZE 的数据存放到板卡端的 FPGA_ADDR 地址中
CLLIB_DMAREAD	从板卡读取大小为 SIZE 的数据存放到 PWBUFFER 指定的 PC 端地址中

上位机软件如图 5-10 所示，可实现八通道的独立输入。八个通道分别代表用来拼接 50MHz 宽带干扰的八个子带。该软件在计算机中运行，可以将 MATLAB 生成干扰文件输送至接口板中。该功能尚不便于使用，不能适应干扰的实时设计与生成。后续功能将基于相关 API 库构建 FPGA 与计算机之间直接快速的连接。

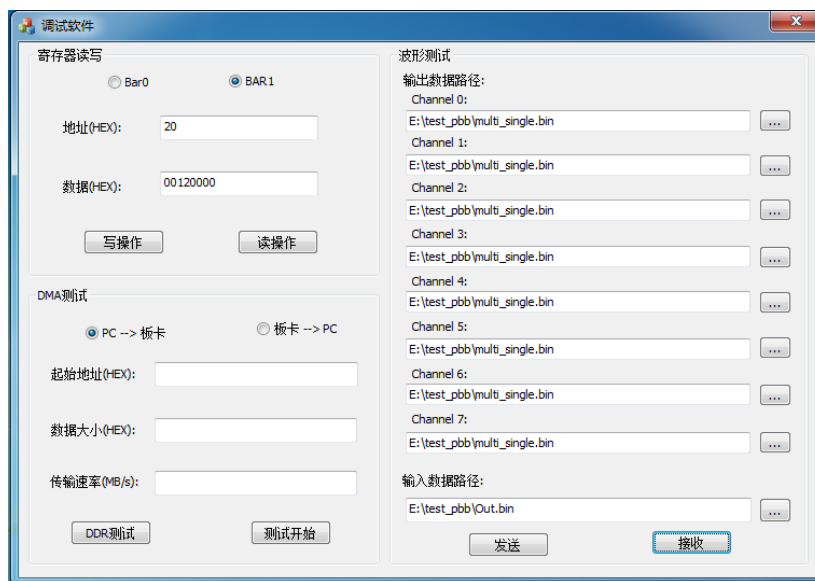


图 5-10 上位机软件界面

## 5.6 总结

本章介绍了低轨卫星上行链路认知接入的工程实现和系统验证工作。在本文前几章节中已经介绍了对低轨卫星上行链路认知接入机制的各方面理论研究成果。但是认知接入对低轨通信卫星系统的实际影响很难通过理论研究得到完整的分析。因此最有效的系统验证方式是通过工程实现在低轨通信卫星大系统中实际验证认知接入系统的各工作流程以及该系统对整体通信性能的提升。本章介绍了基于 OCL 的星地协同认知接入系统与天线、星载计算机、星载交换机等其它星上子系统间的联调信息交互。在低轨卫星通信的大系统中验证低轨卫星星上频谱感知，以及地面控制认知接入和星上自主认知接入两个主要认知接入流程。而且，为了在地面仿真环境中更全面有效地验证认知接入系统的有效性，这里还设计并实现了一个可编程的干扰生成平台。这些工程实现和系统验证工作将为后续进一步验证其它两类认知接入机制和各类算法打下坚实基础。

## 第6章 总结和展望

本文以上海微小卫星工程中心的某国防重点预研项目为依托，主要对低轨卫星移动通信系统建设中亟需突破的“低轨卫星上行链路认知接入”进行了深入研究，对该课题所设计的各项问题进行了详尽的分析设计和实验验证，并介绍了相关的工程实现和系统验证工作。这些研究成果将对低轨卫星认知通信技术的理论发展以及工程化应用具有一定的推动作用。本课题主要完成了以下几方面的研究内容：星地协同的认知接入；星上自主的认知接入；与地面 CRNs 共享频谱的认知接入；相关的工程实现与系统验证。

本文首先介绍了对星地协同认知接入机制的研究。由于地面系统所处理的数据具有稀疏特性，这里提出了一种新的干扰预测机制 CGS。该机制通过对相关数据聚类，可以有效利用全球范围内的数据而不只是简单地使用本地数据。作为基本预测机制的 NLS 无法有效地利用历史数据，该机制对参数调整非常敏感并且工作性能较差。而 CGS 则可以有效利用更多相关数据并产生稳定可靠的预测结果。通过理论分析和实验仿真可以验证得到：与预测机制 NLS 比较起来，CGS 对机制中参数调整的依赖性更小，并对不同干扰环境具有更好的稳定性。该机制在不同条件下具有更好的预测性能，从而更高效地完成对频谱的认知接入。

随后，本文介绍了对星上自主认知接入机制的研究。为进一步减少对星上存储、计算能力的压力，并克服星地协同系统中对星地链路传输压力大以及系统可靠性低的缺点，这里设计了一种可以在低轨卫星星上独立运行的认知接入机制以及相应算法。在这里，记忆质心桶(MCB)机制被设计用来根据 SSD 有效地利用干扰的全球历史信息并进行长时间尺度内的干扰预测。根据匹配算法的不同，共有三种不同的 MCB 机制。在所有 MCB 机制中，MCB-FSNMI-Bayes 最优。它可以对初始扫描所采集样本作为整体处理，并有效利用这里所提出的先验信息 FSNMI。这些不同的 MCB 机制同样与基于比对计数的方法和马尔科夫方法进行比较。与 MCB-FSNMI-Bayes 相比较，基于比对计数的方法效率较低性能较差。而马尔科夫方法只能有效利用本地干扰历史，因此是一种次优方法。最后同样可以看到，利用 MCB-FSNMI-Bayes 预测结果所占用的信道具有最

好的性能。以上结论都利用一颗低轨卫星所采集的真实干扰数据进行了实验验证。

此外,本文还介绍了对低轨卫星与地面 CRNs 共享认知接入机制的研究,该研究需基于博弈论进行分析。这里通过对问题建模发现了本问题中的两个特殊性质并将问题提炼为一个“半盲”有限重复囚徒困境问题。由于该博弈模型受限于博弈阶数、用户间“空间区分”干扰以及观察噪声的影响,传统的最优策略在此并不适用。本文提出了一个基于“刷新”策略的频谱共享机制 R-CTFT。该机制可以以最优的方式提高低轨卫星和地面 CRN 用户之间非注册频谱共享的效率及稳定性。该机制可以被用于迫使相距甚远的地面 CRN 用户在没有协同开销的情况下,克服观察噪声完成通信中的高效率频率复用。上述结论均通过理论分析和数值仿真得到了验证。

本文在最后介绍了低轨卫星上行链路认知接入的工程实现和系统验证工作。在本文前几章节中已经介绍了对低轨卫星上行链路认知接入机制的各方面理论研究成果。但是认知接入对低轨通信卫星系统的实际影响很难通过理论研究得到完整的分析。因此最有效的系统验证方式是通过工程实现在低轨通信卫星大系统中实际验证认知接入系统的各工作流程以及该系统对整体通信性能的提升。本文介绍了基于 OCL 的星地协同认知接入系统与天线、星载计算机、星载交换机等其它星上子系统间的联调信息交互。在低轨卫星通信的大系统中验证低轨卫星星上频谱感知,以及地面控制认知接入和星上自主认知接入两个主要认知接入流程。而且,为了在地面仿真环境中更全面有效地验证认知接入系统的有效性,这里还设计并实现了一个可编程的干扰生成平台。这些工程实现和系统验证工作将为后续进一步验证其它两类认知接入机制和各类算法打下坚实基础。

在未来的研究中,研究者们可以针对本文提出的三类主要认知接入机制做进一步的研究。对于星地协同和星上自主认知接入,可以进一步研究改进算法并在本文所介绍的工程实现基础上进行系统性的验证工作。对于星地共享频谱的认知接入,则可以进一步做理论分析和数学建模并结合最新的算法博弈研究成果做进一步研究。除了认知接入外,还可以对通信过程中遇到干扰而触发的频谱切换进行相应研究,进一步完善本系统使用频谱的策略和方法。

## 参考文献

- [1] T. Edward B. The myth of the tactical satellite[J]. *Air and Space Power Journal*, 2006, 20(2): 89-102.
- [2] S. Haykin. Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications[J]. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2005, 23(2): 201-220.
- [3] Spectrum policy task force report[R]. FCC, Nov. 2002, FCC Doc. ET Docket No. 02-135.
- [4] I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey[J]. *Comput. Netw.*, 2006, 50: 2127-2159.
- [5] I. F. Akyildiz et al. A survey on spectrum management in cognitive radio networks[J]. *IEEE Commun. Mag.*, 2008, 46(4): 40-48.
- [6] W. Hu et al. Dynamic frequency hopping communities for efficient IEEE 802.22 operation[J]. *IEEE Commun. Mag.*, vol. 45, no. 5, pp. 80-87, May 2007.
- [7] H.-J. Liu et al. Study on the performance of spectrum mobility in cognitive wireless network[C]. *IEEE Singapore Int'l. Conf. Commun. Sys.*, June 2008.
- [8] S. Geirhofer, John Z. Sun, L. Tong, and B.M. Sadler. Cognitive frequency hopping based on interference prediction: Theory and experimental results[J]. *ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Commun. Rev.*, 2009, 13(2): 49-61.
- [9] S.K. Sharma, S. Chatzinotas, B. Ottersten. Satellite cognitive communications: Interference modeling and techniques selection[C]. *6th Advanced Satellite Multimedia Systems Conf. (ASMS) and 12th Signal Processing for Space Commun. Workshop (SPSC)*, 2012.
- [10] F. Pérez Fontán, M. A. Vázquez-Castro, C. Enjamio Cabado, J. Pita Garcia, and E. Kubista. Statistical modeling of the LMS channel[J]. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2001, 50(6): 1549-1567.
- [11] E. Kubista, F. Pérez-Fontán, M. A. Vazquez-Castro, S. Buonomo, B. R. Arbesser-Rastburg, and J. P. V. Poiars Baptista. Ka-band propagation measurements and statistics for land mobile satellite applications[J]. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2000, 49(3): 973-983.
- [12] S. Scalise, J. Kunisch, H. Ernst, J. Siemons, G. Harles, and J. Hörle. Measurement campaign for the land mobile satellite channel in Kuband[C]. *Proc. 5th EMPS, Baveno-Stresa*, 2002: 87-94.
- [13] S. Scalise, H. Ernst, and G. Harles. Measurement and modeling of the land mobile satellite channel at Ku-band[J]. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2008, 57(2): 693-703.
- [14] A. D. Panagopoulos, P.-D. M. Arapoglou, P. G. Cottis. Satellite communications at Ku, Ka, and V bands: Propagation impairments and mitigation techniques[J]. *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 2004, 6(3): 2-14.
- [15] COST 255, Radiowave propagation modelling for SatCom services at Ku-Band and above[R]. *ESA Pubs. Div.*, 2002.

- [16] L. Castanet, A. Bolea-Alamañac, and M. Bousquet. Interference and fade mitigation techniques for Ka and Q/V band satellite communication systems[C]. Proc. COST 280 Workshop: Propag. Impairment Mitigation Millim. Wave Radio Syst., 2003.
- [17] K. P. Liolis, A. D. Panagopoulos, S. Scalise. On the combination of tropospheric and local environment propagation effects for mobile satellite systems above 10GHz[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 2010, 59(3): 1109-1120.
- [18] 马陆. 低轨卫星通信系统上行链路频谱感知及频谱迁移技术[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2011.
- [19] 池方玉. 低轨卫星通信系统上行链路频谱感知技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2011.
- [20] J. Murray, J. Anderson. MUOS Engineering Memorandum: MUOS Spectrum Adaptation CONOPS[R]. MUOS\_RRDD\_SEIT\_029, Revision XD, 2006
- [21] M. Miller. MUOS Engineering Memorandum: MUOS Spectrum Adaptation for WCDMA[R]. MUOS\_RRDD\_SEIT\_029, 2005.
- [22] D. Wadsworth. Military communications satellite system multiplies UHF channel capacity for mobile users[C]. Military Communications Conference Proceedings, 1999, 2: 1145-1152.
- [23] 李子木. 美海军UHF卫星通信系统研究[J], 电信快报: 网络与通信, 2010, 1: 13-15.
- [24] 王海清. 移动用户目标系统的抗干扰措施分析[J], 无线电通信技术, 2009, 35(2): 46-49.
- [25] 倪娟, 等. 美军MUOS系统及关键技术分析[J]. 电讯技术, 2013, 52(11): 1850-1856.
- [26] R. K. Bahr and David K. Lee. MUOS U2B interference mitigation analysis[C]. Military Communications Conference, 2007: 1-7.
- [27] Chad M. Spooner. MUOS filterbanks for adaptive transmit filtering[C]. Military Communications Conference, 2007: 1-8.
- [28] Ezio Biglieri. An overview of cognitive radio for satellite communications[C]. Satellite Telecommunications IEEE First AESS European Conference, 2012: 1-3.
- [29] N. Uchida, et al. Optimal route selection method with satellite system for cognitive wireless network in disaster information network[C]. IEEE International Conference on Advanced Information Networking and Applications (AINA), 2011: 23-29.
- [30] A. Eghbali, et al. Dynamic frequency-band reallocation and allocation: From satellite-based communication systems to cognitive radios[J]. Journal of Signal Processing Systems, 2011, 62(2): 187-203.
- [31] P. Chen, Q. Lede, X. Feng. Downlink power control for CDMA satellite cognitive radio[J]. Journal of Networks, 2013, 8(3).
- [32] S. Geirhofer, L. Tong, and B.M. Sadler. Cognitive medium access: constraining interference based on experimental models[J]. IEEE J. Sel.Areas Commun., 2008, 26(1): 95-105.
- [33] Q. Zhao, S. Geirhofer, L. Tong, and B. Sadler. Optimal dynamic spectrum access via periodic channel sensing[C]. Proc. Wireless Communications and Networking

- Conference (WCNC), 2007.
- [34] Q. C. Zhao, S. Geirhofer, L. Tong, and B. M. Sadler. Opportunistic spectrum access via periodic channel sensing[J]. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2008, 36: 785-796.
- [35] I. A. Akbar and W. H. Tranter. Dynamic spectrum allocation in cognitive radio using hidden Markov models: Poisson distributed case[C]. *IEEE Proc. SoutheastCon*, 2007: 196-201.
- [36] X. Li, Q. Zhao, X. Guan, L. and Tong. Optimal cognitive access of Markovian channels under tight collision constraints[J]. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2011, 29(4): 746-756.
- [37] H. Celebi and H. Arslan. Utilization of location information in cognitive wireless networks[J]. *IEEE Wireless Commun.*, 2007, 14(4): 6-13.
- [38] H. Celebi and H. Arslan. Enabling location and environment awareness in cognitive radios[J]. *Computer Commun.*, 2008, 31(6):1114-1125.
- [39] H. Celebi, I. Guvenc, S. Gezici, and H. Arslan. Cognitive-radio systems for spectrum, location, and environmental awareness[J]. *IEEE Ant. and Prop. Mag.*, 2010, 52(4): 41-61.
- [40] L.-C. Wang, C.-W. Wang and C.-J. Chang. Modeling and analysis for spectrum handoffs in cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing.*, 2012, 11(9): 1499-1513.
- [41] Li-Chun Wang; Chung-Wei Wang; F. Adachi. Load-balancing spectrum decision for cognitive radio networks[J]. *IEEE J. Selected Areas in Comm.*, 2011, 29(4): 757-769.
- [42] S. Srinivasa and S. A. Jafar. The throughput potential of cognitive radio: A theoretical perspective[J]. *IEEE Comm. Magazine*, 2007, 45(5): 73-79.
- [43] Q. Shi, D. Taubenheim, S. Kyperountas, P. Gorday, and N. Correal. Link maintenance protocol for cognitive radio system with OFDM PHY[C]. *Proc. IEEE Int'l Symp. Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, 2007.
- [44] H. Su and X. Zhang. Channel-hopping based single transceiver MAC for cognitive radio networks[C]. *Proc. IEEE Ann. Conf. Information Sciences and Systems (CISS)*, 2008.
- [45] C.-W. Wang and L.-C. Wang. Analysis of reactive spectrum handoff in cognitive radio networks[J]. *IEEE J. Selected Areas in Comm.*, 2012, 30(10): 2016-2028.
- [46] D. Willkomm, J. Gross, and A. Wolisz. Reliable link maintenance in cognitive radio systems[C]. *Proc. IEEE Int'l Symp. Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, 2005.
- [47] J. Tian and G. Bi. A new link ,maintenance and compensation model for cognitive UWB radio systems[C]. *Proc. Int'l Conf. ITS Telecomm.*, 2006.
- [48] L.-C. Wang, C.-W. Wang, and K.-T. Feng. A queueing-theoretical framework for QoS-enhanced spectrum management in cognitive radio networks[J]. *IEEE Wireless Commun. Mag.*, 2011, 18(6): 18-26.
- [49] 周峰. 低轨卫星通信系统上行链路频谱感知及频谱切换技术[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2013.
- [50] D. MacKay. Chapter 20. An example inference task: Clustering[M]. *Information*

- Theory, Inference and Learning Algorithm, 1st ed., Cambridge University Press, 2003: 284-292.
- [51] Di Li, James Gross. Robust clustering of Ad-Hoc cognitive radio networks under opportunistic spectrum access[C]. Proc. IEEE Int'l Conf. Comm. (ICC), 2011.
  - [52] H. Zhang, Z. Zhang, H. Dai, R. Yin, and X. Chen. Distributed spectrum-aware clustering in cognitive radio sensor networks[C]. IEEE Int'l Global Telecom. Conf. (GLOBECOM), 2011.
  - [53] N. X. Vinh, J. Epps, and J. Bailey. Information theoretic measures for clustering comparison: Variants, properties, normalization and correction for chance[J]. J. Mach. Learn. Res., 2010, 11: 2837-2854.
  - [54] G. Ko, A. A. Franklin, S. J. You, et al. Channel management in IEEE 802.22 WRAN systems[J]. IEEE Communication Magazine, 2010, 48(9): 88-94.
  - [55] B. Wang, Y. Wu, K. J. R. Liu. Game theory for cognitive radio networks: an overview[J]. Computer Networks, 2010, 54(14): 2537-2561.
  - [56] R. Etkin, A. Parekh, D. Tse. Spectrum sharing for unlicensed bands[J], IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(3): 517-528.
  - [57] Y. Wu, B. Wang, K. J. R. Liu, et al. Repeated open spectrum sharing game with cheat-proof strategies[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(4): 1922-1933.
  - [58] C. Q. Song, Q. Zhang. Achieving cooperative spectrum sensing in wireless cognitive radio networks[J]. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review, 2009, 13(2):14-25.
  - [59] B. Wang, Z. Ji, K. J. R. Liu, et al. Self-learning repeated game framework for distributed primary-prioritized dynamic spectrum access[C]. Proceedings of 4th Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks, 2007: 631-638.
  - [60] M. Perc, A. Szolnoki. Social diversity and promotion of cooperation in the spatial prisoner's dilemma game[J]. Physical Review E, 2008, 77(1): 011904(5).
  - [61] D. Helbing, W. J. Yu. The outbreak of cooperation among success-driven individuals under noisy conditions[J]. The National Academy of Sciences of the USA, 2009, 106(10): 3680-3685.
  - [62] G. Szabó, A. Szolnoki. Cooperation in spatial prisoner's dilemma with two types of players for increasing number of neighbors[J]. Physical Review E, 2009, 79(1) : 016106(4).
  - [63] L. G. Moyano, A. Sánchez. Evolving learning rules and emergence of cooperation in spatial prisoner's dilemma[J]. Journal of Theoretical Biology, 2009, 259(1): 84-95.
  - [64] G. Szabó, A. Szolnoki, J. Vukov. Selection of dynamical rules in spatial prisoner's dilemma games[J]. Europhysics Letters, 2009, 87(1): 18007.
  - [65] A. Szolnoki, M. Perc, G. Szabó, et al. Impact of aging on the evolution of cooperation in the spatial prisoner's dilemma game[J]. Physical Review E, 2009, 80(2): 021901(7).
  - [66] P. K. Dutta. Strategies and games: theory and practice[M]. Cambridge, MA, USA: The MIT Press, 1999: 36.



- [67]D. M. Kreps, P. Milgrom, J. Roberts, et al. Rational cooperation in the finitely repeated prisoners' dilemma[J]. Journal of Economic Theory, 1982, 27(2): 245-252.
- [68]J. Z. Wu, R. Axelrod. How to cope with noise in the iterated prisoner's dilemma[J]. The Journal of Conflict Resolution, 1995, 39(1): 183-189.
- [69]Y. Zhao, L. Morales, J. Gaeddert, K. K. Bae, J.-S. Um, and J. H. Reed. Applying radio environment maps to cognitive wireless regional area networks[C]. Proc. IEEE Int'l Symp. Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), 2007: 115-118.
- [70]J. Riihijarvi, P. Mahonen, M. Petrova, and V. Kolar. Enhancing cognitive radios with spatial statistics: From radio environment maps to topology engine[C]. CROWNCOM, 2009: 1-6.
- [71]Z. Youping, L. Bin, and J. H. Reed. Network support – the radio environment map[M]. Cognitive Radio Technology, B. A. FETTE, Ed. Elsevier, 2006.
- [72]L. Khalid, A. Anpalagan. A weighted fusion scheme for cooperative spectrum sensing based on past decisions[C]. PIMRC, 2011: 354-358.
- [73]H. Jiang, L. Lai, R. Fan, H.V. Poor. Optimal selection of channel sensing order in cognitive radio[J]. IEEE Transaction on Wireless Communication, 2009, 8(1): 297-307.
- [74]N. B. Chang and M. Liu. Optimal channel probing and transmission scheduling for opportunistic spectrum access[C]. Proc. ACM MobiCom, 2007: 27-38.
- [75]J. Jia, Q. Zhang, and X. Shen. HC-MAC: a hardware-constrained cognitive MAC for efficient spectrum management[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(1): 106-117.
- [76]H. T. Cheng, W. Zhuang. Simple channel sensing order in cognitive radio networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, 29(4): 676-688.
- [77]Mitola J, Maguire Jr G Q. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 13-18.
- [78]Hoven N, Tandra R, Sahai A. Some fundamental limits on cognitive radio[J]. Wireless Foundations EECS, Univ. of California, Berkeley, 2005.
- [79]Spectrum Policy Task Force Report[R], 2002, FCC ET Docket: 02-155.
- [80]FK Jondral. Software-defined radio-basics and evolution to cognitive radio[J]. EURASIP J Wirel Commun Netw. 2005: 275-283.
- [81]J Ma, GY Li, BH Juang. Signal processing in cognitive radio[J]. Proc IEEE. 2010, 7(5): 805-823.
- [82]Q Zhao, B Sadler. A survey of dynamic spectrum access[J]. IEEE Signal Process Mag. 2007, 24(3): 79-89.
- [83]A Sahai, N Hoven, R Tandra. Some fundamental limits in cognitive radio[C]. Proc Allerton Conf Commun Control Comput, 2004.
- [84]C Stevenson, G Chouinard, Z-D Lei, W-D Hu, S Shellhammer, W Caldwell. IEEE 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard[J]. IEEE Commun Mag., 2009, 47(1): 130.
- [85]A Sonnenschein, PM Fishman. Radiometric detection of spread-spectrum signals

- in noise of uncertain power[J]. IEEE J Sel Topics Signal Process. 2008, 2(1): 4-17.
- [86] W Jouini. Energy detection limits under log-normal approximated noise uncertainty[J]. IEEE Signal Process Lett, 2011, 18(7): 423-426.
- [87] Z-W Sun, GJ Bradfor, JN Laneman. Sequence detection algorithms for PHYlayer sensing in dynamic spectrum access networks[J]. IEEE J Sel Topics Signal Process, 2011, 5(1): 97-109.
- [88] M Ghozzi, M Dohler, F Marx, J Palicot. Cognitive radio: methods for the detection of free bands[J]. Comptes Rendus Physique, 2006, 7(7): 74-81.
- [89] A Ghasemi, ES Sousa. Impact of user collaboration on the performance of opportunistic spectrum schemes[C]. Proc IEEE Veh Technol Conf, 2006.
- [90] W Jouini. Energy detection limits under log-normal approximated noise uncertainty[J]. IEEE Signal Process Lett, 2011, 18(7): 423-426.
- [91] C Cordeiro, M Ghosh, D Cavalcanti, K Challapali. Spectrum sensing for dynamic spectrum access of TV bands[C]. Proc 2nd Int Conf on Cognitive Radio Oriented Wireless Netw and Commun, 2007.
- [92] C-S Sum, H Harada, F Kojima, Z Lan, R Funada. Smart utility networks in TV white space[J]. IEEE Commun Mag., 2011, 49(7): 132-139.
- [93] System Description Document[S], IEEE Standard 802.16m, 2009.
- [94] Unlicensed Operations in the TV Broadcast Bands[R]. Second Memorandum Opinion and Order, 2010, FCC 10-174.
- [95] J Wang, M Shosh, K Challapali. Emerging cognitive radio applications: a survey[J]. IEEE Commun Mag., 2011, 49(3): 74-81.
- [96] Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access[S]. Medium Access Control Protocol Specification, (Release 8), 2010, 3GPP Standard TS 36.321.
- [97] FK Jondral. Cognitive radio: A communications engineering view[J]. IEEE Wirel Commun., 2007, 14(4): 28-33.
- [98] BB Wang, KJR Liu. Advances in cognitive radio networks: a survey[J]. IEEE J Sel Topics Signal Process, 2011, 5(1): 5-23.
- [99] X Zhu, L Shen, T Yum. Analysis of cognitive radio spectrum access with optimal channel reservation[J]. IEEE Commun Lett., 2007, 11(4): 304-306.
- [100] H Kushwaha, Y Xing, R Chandramouli, H Heffes. Reliable multimedia transmission over cogntiive radio networks using fountain codes[J]. Proc IEEE, 2008, 96(1): 155-165.
- [101] D Willkomm, J Gross, A Wolisz. Reliable link maintenance in cognitive radio systems[C]. Proc IEEE Int Symp on New Frontier in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN), 2005.
- [102] J Lee, H Wang, JG Andrews, D Hong. Outage probability of cognitive relay networks with interference constraints[J]. IEEE Trans Wirel Commun., 2011, 10: 390-395.
- [103] GD Zhao, J Ma, GY Li, T Wu, Y Kwon, A Soong, CY Yang. Spatial spectrum holes for cognitive radio with relay-assisted directional transmission[J]. IEEE Trans Wirel Commun., 2009, 8: 5270-5279.

- [104] VA Bohara, SH Ting, Y Han. A Pandharipande, Interference-free overlay cognitive radio network based on cooperative space time coding[C]. Proc 5th Int Conf on Cognitive Radio Oriented Wireless Netw and Commun, 2010.
- [105] A Ghasemi, ES Sousa. Impact of user collaboration on the performance of opportunistic spectrum schemes[C], Proc IEEE Veh Technol Conf, 2006.
- [106] J Ma, GD Zhao, YG Li. Soft combination and detection for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks[J]. IEEE Trans Wirel Commun., 2008, 7: 4502-4506.
- [107] Z Quan, S Cui, AH Sayed. Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks[J]. IEEE J Sel Topics Signal Process., 2008, 2(1): 28-40.
- [108] G Taricco. Optimization of linear cooperative spectrum sensing for cognitive radio networks[J]. IEEE J Sel Topics Signal Process., 2011, 5(1): 77-86.
- [109] R Fan, H Jiang. Optimal multi-channel cooperative sensing in cognitive radio networks[J]. IEEE Trans Wirel Commun., 2010, 9: 1128-1138.
- [110] M Sanna, M Murrioni. Optimization of non-convex multiband cooperative sensing with genetic algorithms[J]. IEEE J Sel Topics Signal Process., 2011, 5(1): 87-96.
- [111] ECY Peh, YC Liang, YL Guan, YH Zeng. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks with weighted decision fusion schemes[J]. IEEE Trans Wire Commun., 2010, 9: 3838-3847.
- [112] J Unnikrishnan, VV Veeravalli. Cooperative sensing for primary detection in cognitive radio[J]. IEEE J Sel Topics Signal Process., 2008, 2(1): 18-27.

## 作者攻读博士学位期间发表的论文

### 第一作者:

- ◆ Zhuochen Xie, Lu Ma, Xuwen Liang, “Unlicensed spectrum sharing game between LEO satellites and terrestrial cognitive radio networks”, *Chinese Journal of Aeronautics*, vol. 25, no. 4, pp. 605-614, 2012. (SCI索引)
- ◆ Zhuochen Xie, Huijie Liu, Xuwen Liang, “Onboard interference prediction for the cognitive medium access in the LEO satellite uplink transmission”, *International Journal of Distributed Sensor Networks*. To be published. (SCI索引)
- ◆ Zhuochen Xie, Lu Ma, Huijie Liu, Xuwen Liang, “An efficient statistical interference prediction scheme for the LEO satellite cognitive radio”, *Journal of Computational Information Systems*. To be published. (EI索引)

### 第二作者:

- ◆ “一种基于多层人工神经网络的感知频谱预测策略”, *遥测遥感*, vol. 35, no. 1, 2014. (核心索引)
- ◆ “一种基于历史信息的干扰预测算法”, *信息技术*, no. 2, 2014. (核心索引)
- ◆ “低轨卫星上行链路自适应能量检测算法”, *遥测遥控*, vol. 5, no. 6, 2013. (核心索引)
- ◆ “基于多属性决策理论的低轨卫星上行链路频谱切换策略”, *遥测遥控*, vol. 34, no. 2, 2013. (核心索引)

# 作者简介

姓 名：谢卓辰

性 别：男

出 生 地：上海

出生年月：1987 年 8 月

学习经历：

**2002 年~2005 年：**进才中学（高中）；

**2005 年~2009 年：**南京大学，电子信息与工程系（本科）；

**2009 年~2014 年：**中科院上海微系统与信息技术研究所（硕、博士）。

攻读博士学位期间参加的课题：

2011.09 – 2013.03 星上频谱感知频谱切换工程样机

针对低轨卫星星上特殊环境，考虑与其它各单机相兼容，设计并实现低轨卫星的认知无线电功能；完成星地协同的干扰历史信息挖掘；实现地面控制和星上自主的频谱切换。

2013.03 – 2014.03 通信大系统半实物联调

实现频谱感知频谱切换单机与大系统之间的联调。在大系统中实现地面控制和星上自主的频谱切换，验证了频谱感知频谱切换单机对大系统性能的提升。

## 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

### 学位论文独创性声明

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，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起工作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 \_\_\_\_\_

## 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

### 学位论文使用授权声明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布(包括刊登)授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名 \_\_\_\_\_ 导师签名 \_\_\_\_\_ 日 期 \_\_\_\_\_