

分类号 \_\_\_\_\_

密级 \_\_\_\_\_

UDC \_\_\_\_\_

编号 \_\_\_\_\_

# 中国科学院研究生院

## 博士学位论文

低轨卫星通信系统上行链路频谱感知及频谱迁移技术

马陆

指导老师 \_\_\_\_\_ 梁旭文 研究员 刘会杰 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

申请学位级别 \_\_\_\_\_ 博士 学科专业名称 通信与信息系统

论文提交日期 2011-7 论文答辩日期 2011-7

培养单位 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位 中国科学院研究生院

答辩委员会主席 教授



**Spectrum Sensing and Mobility Techniques of the Up-links on LEO  
Satellites Communication System**

**DISSERTATION**

**Presented in Partial Fulfillment of Requirements for the Degree of  
Doctor of Philosophy in the Graduate School of  
Chinese Academy of Sciences**

**By**

**Ma Lu**

**June 2011**



# 低轨卫星通信系统上行链路频谱感知及频谱迁移技术

马陆(通信与信息系统)

指导老师：梁旭文 研究员 刘会杰 研究员

## 摘要

低轨卫星的频谱使用环境与高轨大卫星相比有一些区别，一方面低轨卫星覆盖全球，因此频率协调难度较大，可用频段较少；另一方面日益拥挤的频谱资源以及复杂的干扰环境也降低了低轨卫星通信的系统可靠性。为了增加低轨卫星的可用频谱范围，并躲避干扰提高通信的稳定性，本文提出利用频谱感知技术寻找频谱空穴，并采用频谱迁移技术实现不同频段间的切换。

本文首先研究了上行链路的频谱感知及频谱迁移系统架构，并根据低轨卫星通信系统的特点，探讨了约束条件和衡量指标；随后重点探讨了星上的频谱感知和判决算法，地面多星数据融合及信息挖掘的方法；最后研究了频谱的迁移策略。论文的创新点主要有：

1. 低轨卫星上行链路频谱感知及频谱迁移系统架构设计及论证。本创新点旨在根据低轨卫星与地面系统的区别，提出合适的频谱感知和频谱迁移系统架构及衡量指标。本文讨论了频谱感知的步长、带宽和迁移步长等指标，并将系统划分为星地两级，利用星上的单星感知抵抗突发性干扰，地面的多星合作感知抵抗持续性干扰；
2. 提出了星上的单星频谱感知及判决算法。本创新点包括基于拉普拉斯塔式分解的多分辨率频谱感知(MRSDSS)算法和基于噪声方差估计的自适应门限算法。相比于普通的能量检测算法，MRSDSS 算法可以提高频谱空穴的搜索的准确度，而自适应门限技术可以降低固定阈值的局限性从而提高检测精度。这两种算法可以保证卫星躲避突发性干扰；
3. 提出了地面多星数据融合及信息挖掘的方法。本创新点包括二维差值迭代分割(TDDIP)算法和基于置信度融合的多星合作判决算法。TDDIP 算法通过波束自身的交叠特性提升感知结果的空间分辨率，仿真结果证明此方法不需要增加星上处

- 理负担，即可定位持续存在的干扰信号。基于置信度融合的多星合作判决利用多次感知的分集增益提升了感知精度，并且有效地解决了隐藏终端的问题；
4. 提出了地面频谱迁移方案的形成策略。本创新点包括低轨卫星通信频谱感知及频率迁移系统的性能度量和效用函数构建，并提出基于系统吞吐量预判的频谱迁移策略。仿真证明了本方法比其他的衡量标准和迁移策略更适合于低轨卫星系统的特性。同时本文也针对持续性干扰和突发性干扰的不同，提出了具体的频谱迁移流程。

**关键词** 低轨卫星，频谱感知，频谱迁移，认知无线电

# Spectrum Sensing and Mobility Techniques of the Up-links on LEO Satellites

Ma Lu (Communication and Information System)

Directed by: Prof. Liang Xuwen & Liu Huijie

## Abstract

The spectrum environment of low orbit earth (LEO) satellites is somehow different from that of big satellites at the higher orbit. On the one hand, the coordination of spectrum use is difficult and the available frequency band is limited since LEO satellites cover the most area of the world. On the other hand, the reliability of LEO satellites is reduced due to the ever crowded spectrum and the ever complicated interfering environment. Therefore, we suggest finding out the spectrum holes by spectrum sensing and switching among different bands by spectrum mobility, by means of which we can increase the spectrum availability and the communication reliability.

In this article, we firstly research the architecture of the spectrum sensing and the spectrum mobility for the up-link and discuss the restraints and metrics. Then, we put much emphasis on the spectrum sensing and decision algorithms on the satellite, and the methods of data fusion and data mining for the multi-satellite information on the ground. Finally, we study the strategies for the spectrum mobility.

The main new ideas in the thesis include:

1. The design and verification of the system architecture of the spectrum sensing and spectrum mobility for the up-link of LEO satellites. The new idea is focused on providing the appropriate architecture and metrics by the difference between LEO satellites and terrestrial systems. We discuss in this article the metrics such as the step and bandwidth of spectrum sensing, the step of mobility etc., and separate the system into two sub-systems, namely the satellite sub-system and the terrestrial sub-system. The system is designed to resist sudden interferences by the individual satellite spectrum sensing of the satellite sub-system, and to resist sustained interferences by the multi-satellite united spectrum sensing of the terrestrial sub-system.

2. The proposal of the individual satellite spectrum sensing and decision algorithms of the satellite sub-system. The main new ideas include the multi-resolution signal decomposition spectrum sensing (MRSDSS) algorithm based on the Laplacian pyramid decomposition and the adaptive threshold algorithm based on the noise estimation. Compared with the normal energy detection algorithms, MRSDSS provides the more accuracy of the spectrum hole searching, and the adaptive threshold algorithm provides the more accuracy of the spectrum sensing by loosening the restraints of the fixed threshold. The application of the two algorithms can guarantee the avoidance of sudden interferences carried out on the satellite.
3. The proposal of the methods for the multi-satellite data fusion and data mining. The main new ideas include the two-dimensional difference iterative partition (TDDIP) algorithm and the multi-satellite united decision algorithm based on the fusion of the confidence. TDDIP can improve the spatial resolution by the overlapping property of the beams. The simulations prove that the method can help locate the sustained interference without any increased load of satellite processing. The multi-satellite united decision algorithm based on the fusion of the confidence can help increase the sensing accuracy by the diversity gain of multiple sensing times. Moreover, it can solve the problem of hidden terminals effectively.
4. The proposal of the strategy for the spectrum mobility on the ground. The main new ideas include the channel opportunistic quality metric based on the estimation of the system throughput and the spectrum mobility strategy aimed at the minimization of system switching probability. The simulations verify that the methods are more suitable for the characteristics of LEO satellites than the other metrics and mobility strategies. Moreover, we propose the specific spectrum mobility flow for the difference between sudden interferences and sustained interferences.

**Keywords:** LEO Satellite, Spectrum Sensing, Spectrum Mobility, Cognitive Radio.

# 目 录

摘要 .....	1
ABSTRACT .....	III
目录 .....	V
缩略词 .....	VII
图目录 .....	VIII
表目录 .....	XI
<b>第一章 缪论 .....</b>	<b>1</b>
1.1 引言 .....	1
1.2 低轨卫星通信系统简介 .....	2
1.2.1 系统组成 .....	2
1.2.2 频谱资源使用现状分析 .....	3
1.2.3 上行链路干扰源 .....	5
1.3 认知无线电技术分析 .....	7
1.3.1 主要概念 .....	7
1.3.2 国内外研究现状 .....	9
1.3.3 认知无线电系统架构 .....	11
1.4 论文研究目标和研究内容 .....	14
1.4.1 论文的研究目标 .....	14
1.4.2 论文的研究内容 .....	15
<b>第二章 低轨卫星频谱感知及迁移系统结构及指标 .....</b>	<b>17</b>
2.1 引言 .....	17
2.2 系统设计约束条件分析 .....	17
2.2.1 波束覆盖 .....	17
2.2.2 自由空间传播损耗 .....	18
2.2.3 Doppler频移和Doppler扩展 .....	19
2.3 评价指标确定 .....	23
2.3.1 频谱感知带宽 .....	23
2.3.2 频谱感知步长 .....	24
2.3.3 频谱迁移步长 .....	25
2.3.4 频谱感知空间分辨率 .....	26
2.4 系统结构及功能划分 .....	27
2.4.1 星上载荷模块功能 .....	29
2.4.2 多星数据融合及频谱信息挖掘 .....	31
2.4.3 频谱迁移流程及相关内容 .....	33
2.5 本章小结 .....	36
<b>第三章 星上多分辨率频谱感知及自适应门限判决 .....</b>	<b>37</b>

3.1 引言 .....	37
3.2 星上频谱感知技术.....	38
3.2.1 频谱感知技术及适用性.....	38
3.2.2 基于多分辨率信号分解的星上能量感知.....	45
3.3 星上频谱判决技术.....	55
3.3.1 噪声不确定性问题.....	55
3.3.2 基于自适应门限的频谱判决技术 .....	56
3.4 本章小结 .....	61
<b>第四章 多星数据融合及置信度合作频谱判决.....</b>	<b>63</b>
4.1 引言 .....	63
4.2 频谱感知数据的空间分辨率.....	64
4.2.1 干扰信号定位.....	64
4.2.2 低轨卫星感知数据空间分辨率模型.....	65
4.2.3 二维插值迭代分割算法.....	65
4.2.4 仿真及分析.....	67
4.3 循环平稳谱特征分析.....	72
4.3.1 循环平稳谱特征分析.....	73
4.3.2 循环平稳谱特征的检测仿真 .....	74
4.3.3 循环谱特征分析的工程实现 .....	76
4.4 多卫星感知结果合作判决技术 .....	76
4.4.1 合作频谱感知技术 .....	77
4.4.2 基于置信度融合的多星合作判决技术 .....	87
4.5 本章小结 .....	92
<b>第五章 可用信道预判及频谱迁移策略.....</b>	<b>93</b>
5.1 引言 .....	错误!未定义书签。
5.2 性能度量及效用函数.....	错误!未定义书签。
5.2.1 低轨卫星系统的无线电环境性能度量.....	错误!未定义书签。
5.2.2 多星网络建模及效用函数 .....	错误!未定义书签。
5.3 可用信道预判.....	错误!未定义书签。
5.3.1 频谱分配原则 .....	错误!未定义书签。
5.3.2 信道吞吐量预判算法 .....	错误!未定义书签。
5.3.3 算法特性及仿真分析 .....	错误!未定义书签。
5.4 本章小结 .....	错误!未定义书签。
<b>第六章 总结与展望 .....</b>	<b>107</b>
<b>参考文献 .....</b>	<b>109</b>
<b>作者攻读博士学位期间发表的论文.....</b>	<b>120</b>
<b>致 谢 .....</b>	<b>121</b>
<b>作者简历 .....</b>	<b>122</b>

## 缩 略 词

BER	Bit Error Rate	误码率
CR	Cognitive Radio	认知无线电
DBF	Digital Beam-Forming	数字多波束成形
GEO	Geo-Synchronous Earth Orbit	静止轨道(卫星)
LEO	Low Earth Orbit	低轨道(卫星)
LMSS	Land Mobile Satellite System	地面移动卫星系统
LMTS	Land Mobile Terrestrial System	地面移动陆地系统
MEO	Medium Earth Orbit	中轨道(卫星)
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出系统
MRSD	Multi Resolution Signal Decomposition	多分辨率信号分解
NMSE	Normalized Minimium Standand Error	归一化均方误差
OCL	Optimal Channel List	优选信道列表
PDF	Probability Distribution Function	概率分布函数
PSD	Power Spectral Density	功率谱密度
$P_d$	Probability of Detection	检测概率
$P_f$	Probability of False Alarm	虚警概率
$P_m$	Probability of Missed Detection	漏检概率
QoS	Quality of Serves	服务质量
SAM	Spectrum Agile Migration	频谱迁移
SD	Spectrum Decision	频谱判决
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio	信号干扰噪声比
SM	Spectrum Mobility	频谱迁移
SNR	Signal to Noise Ratio	信号噪声功率比
SS	Spectrum Sensing	频谱感知
UT	User Terminal	用户终端

## 图 目 录

图 1.2-1 利用SaVi软件模拟的GlobalStar系统覆盖情况 .....	2
图 1.2-2 globalstar系统的数据处理过程示意图 .....	3
图 1.2-3 UHF频段频率规划图.....	4
图 1.2-4 L频段频率规划图 .....	4
图 1.2-5 3GHz以下频谱利用效率 .....	5
图 1.2-6 某地区测量的时间、频率以及信号幅值关系 .....	5
图 1.2-7 典型干扰信号的功率谱密度图.....	6
图 1.2-8 某低轨卫星UHF频段电磁环境测试图 .....	6
图 1.3-1 认知无线电技术的基本概念 .....	8
图 1.3-2 认知无线电的执行过程.....	8
图 1.3-3 认知无线电系统的体系架构 .....	9
图 1.3-4 IEEE的多种无线通信协议通信距离及信息速率示意图 .....	11
图 1.3-5 WRAN的小区结构以及组成示意图.....	12
图 1.3-6 XG网络的体系结构 .....	13
图 1.3-7 XG网络的策略、行为和平台 .....	14
图 2.2-1 同轨面相邻卫星的自由空间传播损耗差异 .....	19
图 2.2-2 载波Doppler频移的统计特性.....	20
图 2.2-3 星地通信链路的出射角与入射角 .....	21
图 2.2-4 对称Doppler PSD示意图(仅UT移动) .....	21
图 2.2-5 非对称Doppler PSD示意图(卫星运动).....	21
图 2.3-1 $\Sigma$ - $\Delta$ 调制器的阶数、过采样率和能获得的SNR三者之间的关系 .....	24
图 2.3-2 Doppler频移造成的频率模糊度示意图 .....	25
图 2.3-3 提高空间分辨率的必要性示意图 .....	26
图 2.4-1 全系统星上及地面模块框图 .....	28
图 2.4-2 星上及地面功能划分示意图 .....	28
图 2.4-3 感知及迁移设备与多波束接收天线串联结构 .....	29
图 2.4-4 感知及迁移设备与多波束接收天线并联结构 .....	30
图 2.4-5 星上感知及迁移载荷与其他模块的关系示意图 .....	30
图 2.4-6 星上感知判决及频率迁移流程图 .....	31
图 2.4-7 全系统频谱迁移流程示意图 .....	34
图 3.1-1 本章内容在系统中所处的位置 .....	37
图 3.2-1 频谱感知技术及相关研究内容 .....	38
图 3.2-2 不同输入信噪比条件下能量检测频谱感知的ROC曲线 .....	40
图 3.2-3 主要感知算法的精度与复杂度比较 .....	44
图 3.2-4 3阶塔式变换及逆变换过程示意图 .....	48
图 3.2-5 高斯塔式分解REDUCE及EXPAND过程 .....	49
图 3.2-6 多分辨率频谱感知算法流程 .....	51
图 3.2-7 星上原始采样数据PSD .....	51
图 3.2-8 1阶Gaussian分解数据压缩 .....	52
图 3.2-9 2阶Gaussian分解数据压缩 .....	52
图 3.2-10 3阶Gaussian分解数据压缩 .....	52

图 3.2-11 1 阶Expand的插值结果.....	52
图 3.2-12 2 阶Expand的插值结果.....	52
图 3.2-13 3 阶Expand的插值结果.....	52
图 3.2-14 1 阶Laplacian分解 .....	52
图 3.2-15 2 阶Laplacian分解 .....	52
图 3.2-16 3 阶Laplacian分解 .....	53
图 3.2-17 7 阶高斯金字塔压缩与直接 512 点FFT对波形保持的比较 .....	53
图 3.2-18 7 阶高斯金字塔的 1 阶EXPAND的插值结果.....	54
图 3.2-19 7 阶拉普拉斯金字塔分解的残差数据 .....	54
图 3.2-20 直接采样频谱检测与拉普拉斯多分辨率频谱检测精度及收敛速度比较.....	55
图 3.3-1 自适应噪声估计算法流程 .....	57
图 3.3-2 自适应门限能量检测器结构框图 .....	58
图 3.3-3 噪声方差估计与实际值的吻合程度 .....	59
图 3.3-4 固定门限与自适应门限的检测概率对比图 .....	60
图 3.3-5 不同门限系数K下的虚警概率 .....	60
图 3.3-6 不同信噪比条件下快速感知策略性能 .....	61
图 4.1-1 本章内容在系统中所处的位置 .....	63
图 4.2-1 仰角与卫星覆盖区的关系图 .....	65
图 4.2-2 TDDIP算法示意图 .....	66
图 4.2-3 仿真模型区域划分 .....	68
图 4.2-4 10dB信噪比下TDDIP算法分割 9 区域异频干扰信号 .....	69
图 4.2-5 10dB信噪比下TDDIP算法分割 9 区域同频干扰信号 .....	69
图 4.2-6 信噪比与基于TDDIP算法的能量检测器性能的关系.....	70
图 4.2-7 由距离带来的路径损耗 .....	71
图 4.2-8 波束覆盖地面的距离和增益下降等高线图.....	71
图 4.2-9 卫星波束在地表的覆盖示意及增益和波束夹角的关系图.....	71
图 4.2-10 目标区域在多个波束中的示意及干扰信号的位置轨迹.....	72
图 4.3-1 2FSK信号循环谱.....	76
图 4.3-2 BPSK信号循环谱 .....	76
图 4.3-3 QPSK信号循环谱 .....	76
图 4.3-4 DQPSK信号循环谱 .....	76
图 4.3-5 纯载波信号循环谱 .....	76
图 4.3-6 噪声循环谱 .....	76
图 4.4-1 AWGN信道和瑞利衰减信道下能量检测性能对比 .....	77
图 4.4-2 分布式多用户合作检测(IEEE802.22 WRAN).....	78
图 4.4-3 单用户本地检测与分布式多用户合作检测的检测性能对比 (OR规则) .....	79
图 4.4-4 无线信道衰落对分布式合作的影响 .....	83
图 4.4-5 干扰信号的可视性问题 .....	88
图 4.4-6 判决形成过程 .....	88
图 4.4-7 基于D-S理论的检测方案框图 .....	89
图 4.4-8 多星置信度合作判决与普通合作感知的性能差别.....	91
图 5.1-1 本章内容在系统中所处的位置 .....	错误!未定义书签。
图 5.2-1 卫星过顶期间的感知传输及迁移时间 .....	错误!未定义书签。
图 5.2-2 多星判决系统框图 .....	错误!未定义书签。

- 图 5.2-3 不同算法的单用户空闲信道搜索延时比较 ..... 错误!未定义书签。  
图 5.2-4 不同算法的单用户累计信道切换延时比较 ..... 错误!未定义书签。  
图 5.2-5 不同算法的多用户空闲信道搜索时延比较 ..... 错误!未定义书签。  
图 5.2-6 不同算法的多用户累计信道切换时延比较 ..... 错误!未定义书签。

## 表 目 录

表 1.2-1 卫星移动通信业务频率使用规定	4
表 2.4-1 星地之间频谱迁移信令所含内容	35
表 3.2-1 典型频谱检测技术比较	44
表 5.2-1 合作频谱感知网络中节点层面的性能度量	错误!未定义书签。
表 5.2-2 合作频谱感知网络中网络层面的性能度量	错误!未定义书签。
表 5.2-3 低轨卫星频谱感知网络中卫星节点的性能度量	错误!未定义书签。
表 5.2-4 低轨卫星频谱感知网络中地面融合的性能度量	错误!未定义书签。
表 5.2-1 低轨卫星系统不同维度的覆盖次数	错误!未定义书签。
表 5.2-2 仿真参数使用规定	错误!未定义书签。



# 第一章 绪论

## 1.1 引言

新一代地面移动卫星系统(LMSS)开辟了个人通信系统(PCS)在真正意义上的全球通<sup>[1][2][3]</sup>，作为地面移动陆地系统(LMTS)的补充，能够为更宽广的地面、海洋、空中的用户提供导航、通信、广播等业务。除此之外当地震等灾害导致蜂窝网瘫痪时，卫星通信系统就是人们的生命线。不少公司已经推出了卫星/蜂窝双模手持终端以期给人们提供最大化的通信保障，如爱立信公司研制的Inmarsat/GSM双模终端<sup>[4]</sup>，西门子公司研制的ORBCOMM/GSM-S双模用户终端<sup>[5]</sup>。

LMSS主要包含低轨道(LEO)卫星、中轨道(MEO)卫星、静止轨道(GEO)卫星通信系统三类，当前的研究热点包括点波束/频率复用、星间链路、星上处理、大于ISDN速率的宽带通信和毫米波技术。这些技术的应用带来了卫星通信的两个浪潮：一是面向移动电话服务为主的系统，如已经建成的Iridium、Globalstar、Inmarsat、Thuraya等；二是面向宽带数据服务为主的系统，亦即Ka和Ku频段的系统，如Spaceway、SkyBridge、Teledesic、Cyberstar等。在这些系统中Iridium、Globalstar、SkyBridge、Teledesic是LEO卫星系统。LEO卫星通信系统相对于GEO卫星通信系统有两个主要的优势：一是星地设备之间的通信时延减小几十倍低至ms量级；二是星地设备之间的几何位置不停变化可以避免长期不动的地面设备被长时间阻挡的困境。测试<sup>[6]</sup>表明在大型建筑物密集的城市里，仰角小于25°时，GEO卫星直视路径被阻挡的概率超过50%。与同步卫星相比，低轨卫星相对地面用户有较大的径向速度和径向加速度，从而引起较大的多普勒频移和频移变化率，对卫星通信系统的设计提出了特殊要求，对卫星通信系统的设计提出了特殊要求，如信道特性分析、系统频率选择、时钟源选取、码型及其基带成型设计等，均有不同于地面移动通信系统的表征。

随着地面系统与空间系统的设备与日俱增，频谱作为一种总量有限的资源越发难以满足人类的需求，特别是低轨卫星通信系统通常覆盖全球范围，想要获得一个固定频段在全球范围的授权变得十分困难。另一方面，固定频段带来的结果是容易受到干扰，虽然可以使用扩频通信和专用抗干扰措施等方法抑制干扰，但是这些基于对抗方式的手段难免有失去作用的时候。这两个问题是当前低轨通信卫星系统的关键问题，所以提出使用认知无线电技术来解决。

认知无线电技术一方面可以通过在非授权情况下动态的接入频谱，从而提高频谱资源的利用效率，因此无需固定频段即可进行通信，此外更为诱人的是，利用这一技术可以实现一种全新的消除干扰的方法，即对干扰信号的躲避。可以认为在认知无线电技术真正实现的那一天，除非是全频带大功率干扰信号，否则利用频谱的感知和迁

移技术对通信系统参数的自适应调整，即可保证通信信号的正常传输，实现智能化自适应通信。

本章首先介绍了低轨卫星通信系统的组成、当前频谱资源的使用现状以及低轨卫星通信系统的上行链路受干扰情况，随后从多个角度综述认知无线电技术的研究现状，并介绍了典型的认知无线电系统设计方案，在此基础上分析了本论文的研究目标和由此目标引申出的具体研究内容分类，最后概括了论文的主要工作和结构安排。

## 1.2 低轨卫星通信系统简介

本文的研究针对的并非某一特定类型的低轨通信卫星系统，事实上，认知无线电技术作为“下一代”（Next Generation）通信技术适用于各类通信系统，但是为了让后续的讨论分析不失一般性，本节以 GlobalStar 星座系统结构作为对象，简单介绍其系统组成。

### 1.2.1 系统组成

Globalstar 星座系统如图 1.2-1 所示，它由空间段、用户段、地面段和地面网组成。空间段由 48 颗星座卫星组成，轨道高度 1414km，轨道周期 113min，48 颗卫星平均分布在 8 个轨道面内，轨道面倾角为 52°，每个轨道面等距离排列 6 颗卫星，每颗卫星的过境时间大概 10-15 分钟，卫星天线共有 16 个波束，波束间的平滑切换不会影响到用户的通信过程。地面网络通过信关站接入空间段，而用户段包含各类用户终端；地面管理控制中心(GOCC)以及卫星管理控制中心(SOCC)负责计划和维护系统的通信资源以及通过遥测遥控手段管理卫星。

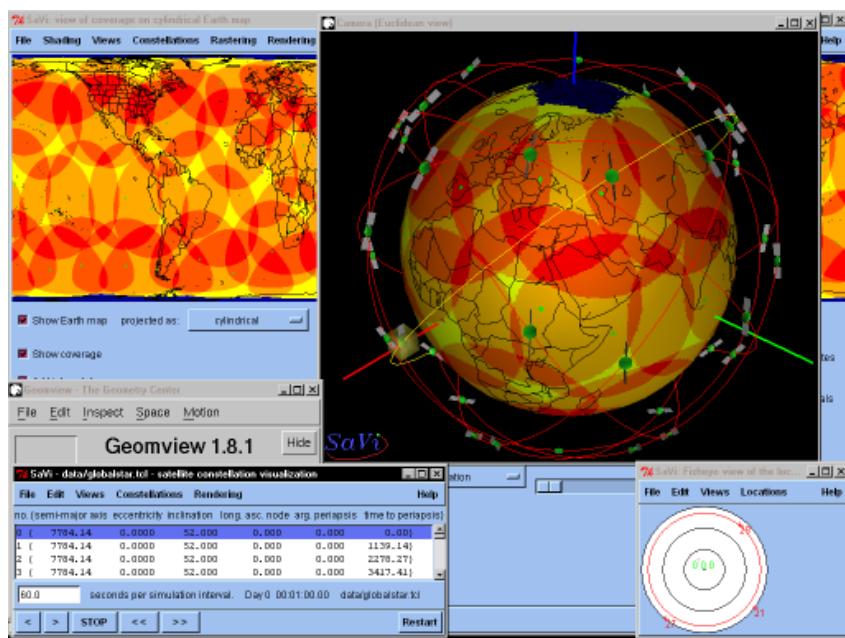


图 1.2-1 利用 SaVi 软件模拟的 GlobalStar 系统覆盖情况

Globalstar 系统采用具有双向功率控制的扩频码分多址技术，没有星间链路和星上处理，其基本通信过程如图 1.2-2 所示为：陆地移动用户(LMR)发出通信申请信息，通过卫星转发器送到 Globalstar 系统的信关站，由网控中心和星座控制设备进行处理，在完成同步检测、位置数据访问后，网控中心向选择的信关站发送有关使用资源的信息(编码、信道数、同步信息等)，然后，网控中心通过信令信道将分配的信息发给移动用户，移动用户在同步后即可发送要传送的信息，此信息经过卫星转发给信关站，信关站通过地面网送到目标用户。如果目标用户经地面网不能到达，则必须选择离目标用户最近的信关站，通过信关站经卫星发送给目标移动用户。

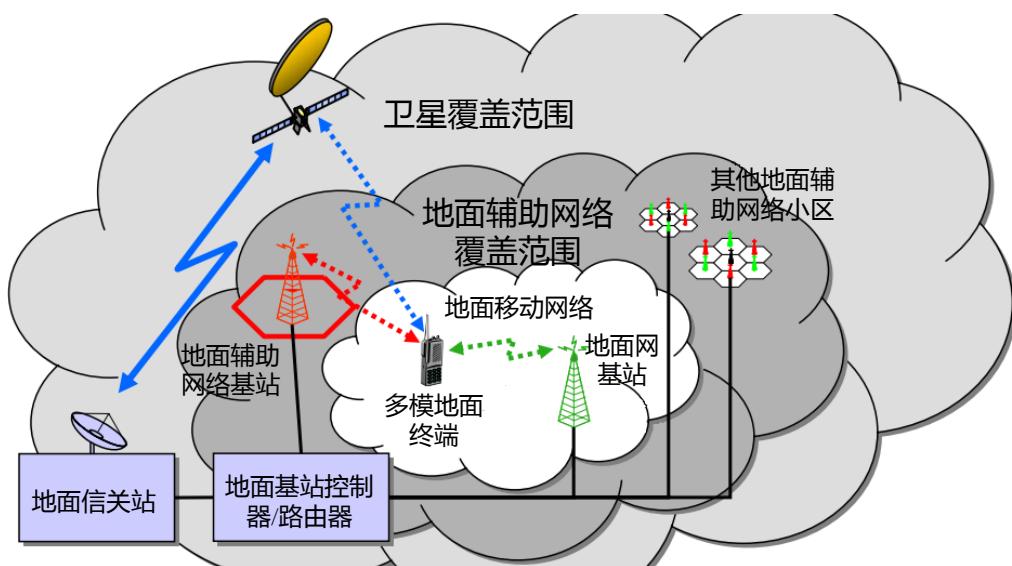


图 1.2-2 globalstar 系统的数据处理过程示意图

### 1.2.2 频谱资源使用现状分析

探讨低轨卫星通信系统的频谱管理技术首先应了解当前卫星系统的频谱资源使用情况。卫星移动通信系统的性能与方案设计在很大程度上取决于可用频率资源的情况。在卫星系统的设计阶段要进行频率计划，主要考虑以下因素：

- 符合 WARC、ITU 与国家无线电管理委员会有关频率的规定；
- 尽量避开现有系统的通信频段，减少地面无线电干扰；
- 系统上行下行尽量采用相邻的频段，实现共用天线；
- 对于移动用户终端链路频率一般选择 UHF/L/S 频段，该频段可以穿透恶劣天气、植被覆盖及水泥建筑，适合移动通信手持终端之间的通信，而馈电链路则可选择更高频段；
- 考虑与现有系统的继承性与兼容性；

1995 年世界无线电行政大会 (WARC) 对包括低轨道卫星在内的卫星移动通信业务进行了调整和分配，见表 1.2-1。

表 1.2-1 卫星移动通信业务频率使用规定

业务范围	频段	
	上行 (MHz)	下行 (MHz)
全球主要业务 (小 LEO, 非话业务)	148 ~ 149.9 149.9 ~ 150.05	137 ~ 137.025 137.175 ~ 137.825 400.15 ~ 401
全球次要业务 (小 LEO, 非话业务)	312 ~ 315	137.025 ~ 137.175 137.825 ~ 138 387 ~ 390
全球主要业务 (大 LEO, 个人移动) 一区: MMSS 主要业务, LMSS 次要业务; 二, 三区: MSS 主要业务	1 610 ~ 1 625.5	2 483 ~ 2 500
二区: MSS 主要业务	1 675 ~ 1 710 1 990 ~ 2 050	2 120 ~ 2 160 2 160 ~ 2 120
二、三区: MSS 主要业务		1 626.5 ~ 1 631.5
全球 MSS 主要业务	1 656.6 ~ 1 660.5 1 980 ~ 2 010 2 670 ~ 2 690	1 530 ~ 1 544 1 555 ~ 1 559 2 170 ~ 2 200 2 500 ~ 2 520

由此见, 低轨卫星系统与 GEO 不同, 本身可选择的频带就比较少, 此外由于 LEO 在一个回归周期内星下点覆盖地球表面大部分地域, 其频谱环境极为复杂。如果以传统的方式选择固定的频段进行通信, 需要保证此频段在地球的所有位置都相对干净。

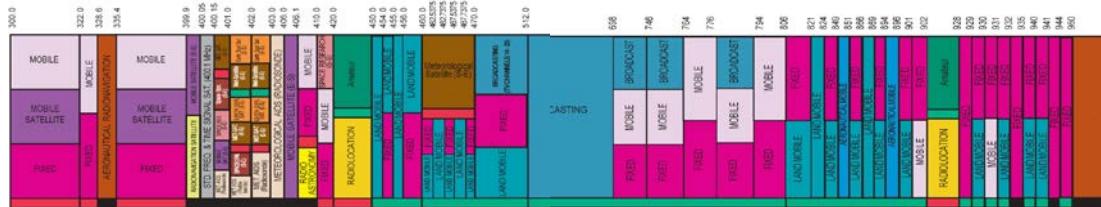


图 1.2-3 UHF 频段频率规划图

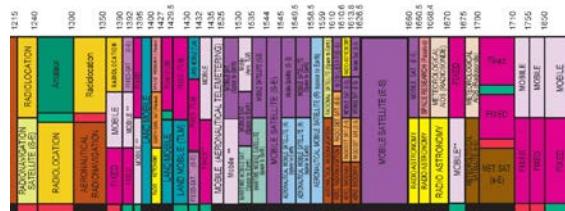


图 1.2-4 L 频段频率规划图

LEO 由于自身的功率限制以及地面手持终端的功率限制, 不能使用过高的传输频率, 纵观当前主流的 LEO 系统以及支持手持终端的 GEO 系统, 用户链路频段主要集中于 200MHz-2GHz 之间, 这一频段同时也是地面设备使用密集的频率空间, 而且多

个卫星系统集中在这个频段内就必须保证相互之间的干扰比较小。

以UHF和L频段为例，如图 1.2-3 和图 1.2-4，从ITU给出的频谱划分可见，当前的频率空间已经非常拥挤，这还不包括在这些频段上的军事应用，业余无线电应用以及非法使用以及恶意干扰的情况。而另一方面这些频段在实际使用中的效率如图 1.2-5 所示，可见大部分频段的使用效率不足一半，有部分甚至不到 5%<sup>[7]</sup>。图 1.2-6 更表明了信号不仅在频域分布不均，在不同的时间点上也不尽相同，实测结果与图 1.3-1 的理论模型基本一致。

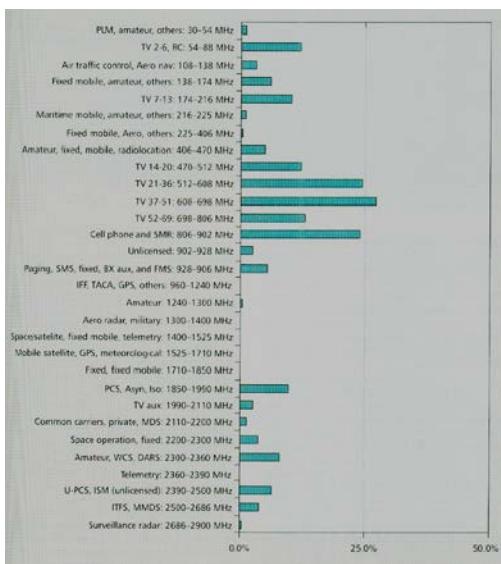


图 1.2-5 3GHz 以下频谱利用效率

因此，频谱利用的混乱和无线电环境的复杂对新的 LEO 频谱管理方案提出了要求，而频谱实际利用率的低下又为 LEO 使用认知无线电技术提供了可能。

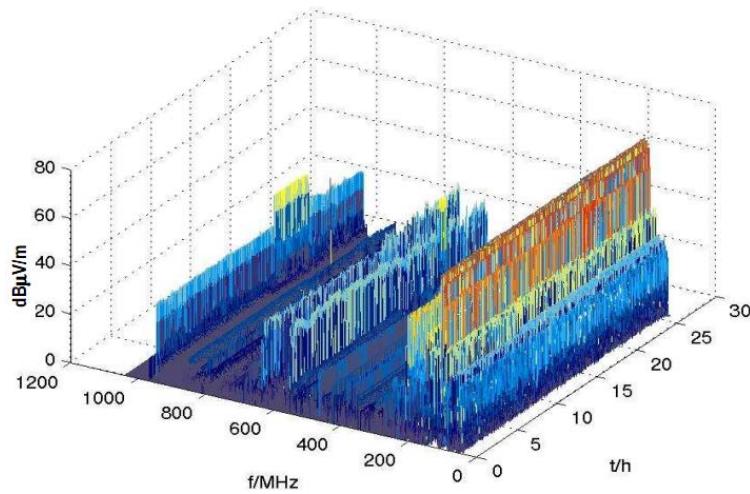


图 1.2-6 某地区测量的时间、频率以及信号幅值关系

### 1.2.3 上行链路干扰源

卫星通信系统本身就是一种开放系统，加之轨道资源有限，因此在客观上该通信

系统就存在着诸多不可避免的干扰，如日凌干扰、邻星干扰、反极化干扰、互调干扰、邻信道干扰等。但是除了日凌干扰外，其他的干扰的强度都是可以估算及控制的。

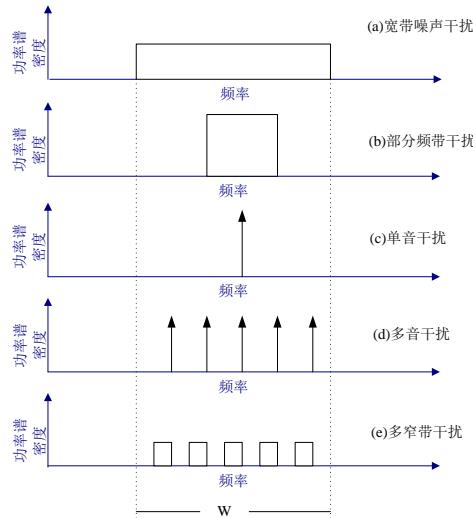


图 1.2-7 典型干扰信号的功率谱密度图

干扰信号可以按性质分为压制式干扰和欺骗式干扰[8]。其中压制式干扰是用强大的干扰功率压制敌方接收机的正常工作，使卫星接收机的电子设备收到的有用信号模糊不清或完全“淹没”在干扰之中，以致不能正常工作，而欺骗式干扰是发出和敌方有用信号十分相似的干扰信号，使敌方通信人员真假难分。压制式干扰又可以分为宽带信号干扰，部分频带干扰，单音干扰，多音干扰，窄带干扰等，其功率谱密度如图 1.2-7 (a)-(e)所示。

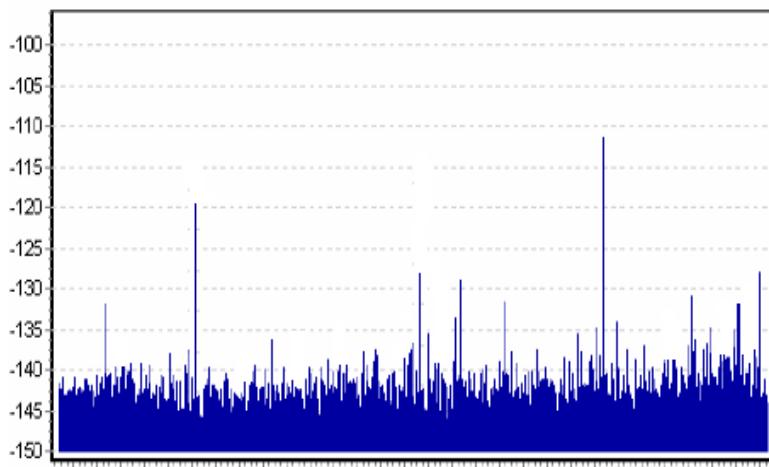


图 1.2-8 某低轨卫星 UHF 频段电磁环境测试图

某低轨通信卫星在轨运行期间，对 UHF 频带内的干扰及背景噪声进行了检测，噪声类型主要是窄带干扰，而宽带背景噪声比接收机基底噪声也有所提高。图 1.2-8 给出了测试结果。从图中可以看出，频谱范围内除了宽带基底噪声，明显存在多个强单音或者强窄带干扰。

图 1.2-8 中的多个单音及窄带干扰形成了多窄带干扰，如图 1.2-7 (e)所示。每个窄带信号的功率为  $J_i$ ，总功率  $J = \sum_{i=1}^N J_i$ ， $N$  为干扰的个数。当多窄带的每个分量的功率较大时，其总体的效果和部分频带干扰类似；但是当每个分量的功率较小，数目众多时，对低轨卫星通信系统的干扰效果类似于宽带干扰。多窄带干扰一般并不是由人为恶意干扰，而是由于现今频谱资源越来越拥挤，信道中充斥着各种频段的电磁波信号，耦合到接收机的概率大大增加，从而使接收信号中夹杂着来自于自由空间的各种带宽和强度的窄带信号。

单音干扰是在系统工作带宽中存在的功率为  $J$  的单载波信号，其单边带功率谱密度如图 1.2-7 (c)所示。为了从通信体制上对抗单音干扰，可以采用扩频通信技术，扩频系统对单频或窄带干扰具有较强的抑制能力，单频干扰输入到直扩系统时，其频谱被扩展，通过窄带滤波器使干扰得到抑制，其抑制程度与扩频因子有关。但如果功率足够大的窄带信号距离直接序列扩频目标接收机足够近，超过接收机的抗干扰极限，接收机就会产生不可靠的结果，此时可在直接序列扩频接收机中采用陷波滤波器或自适应调零天线对单频干扰或窄带干扰进行抑制。

### 1.3 认知无线电技术分析

本文所提的频谱感知及频谱迁移技术可以看作是认知无线电技术的一部分，而认知无线电技术的应用是为了符合通信技术的大势所趋，即从事先约定的通信模式转向智能化的自适应通信模式，因此在本节将介绍认知无线电技术的基本概念，并分析了当前的研究现状。

#### 1.3.1 主要概念

认知无线电的概念(图 1.3-1)最初是由 Joseph Mitola 博士在其 1999 年发表的一篇学术论文中提出，旨在利用一种“无线电知识表示语言（RKRL）”提高个人无线业务的灵活性，随后在 2000 年瑞典皇家科学院举行的博士论文答辩中详细的讨论了这一理论。

这一理论产生的背景有两点，一是软件无线电（SDR）技术的日趋成熟，使认知无线电技术所依赖的理论及技术平台成为了可能；二是频谱资源的大量授权与实际使用的效率低下产生了矛盾，亟需一种全新的无线电使用策略。

相比较与 Mitola 博士的认知无线电概念，FCC 对认知无线电的定义更为业界接受，其定义为：认知无线电是一种能够根据与它的操作环境进行交互而改变传输参数的无线电，包括认知能力和可重构能力两个主要特点。

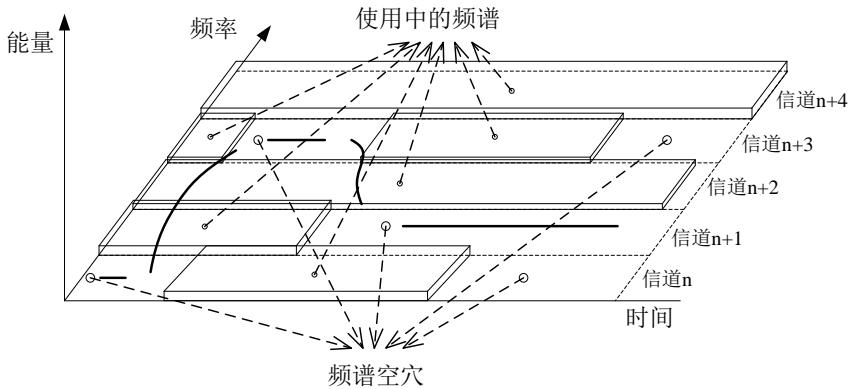


图 1.3-1 认知无线电技术的基本概念

**认知能力：**通过对无线电环境的实时交互操作，可以鉴别在特定时间或者位置，频谱资源中未被使用的部分，如图 1.3-1 所示。认知无线电允许使用当前未被使用的频谱资源，也被称为频谱空穴（spectrum hole）。因此可以选择最好的频段并与其他用户分享，而且利用的同时并不会与授权用户发生冲突。可以将认知过程概括为三个步骤，如图 1.3-2 所示。

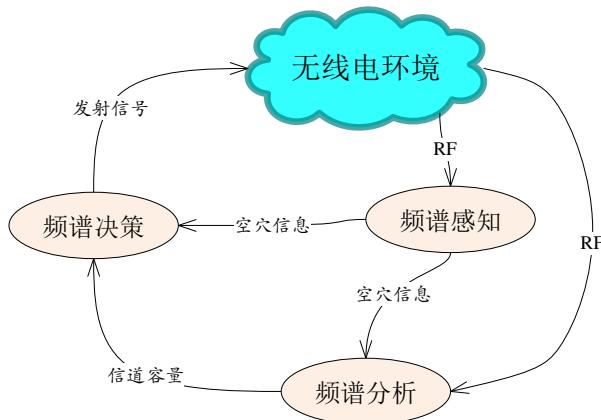


图 1.3-2 认知无线电的执行过程

**可重构能力：**可重构指认知无线电平台应具有在传输过程中不改变任何硬件组件情况下调整参数和工作模式的能力。包括对工作频段、调制方式、编码方式、发射功率以至于通信技术体制的重构能力。

认知无线电所应具有的特殊功能可以分类如下四点，如图 1.3-3 所示，认知无线电的频谱管理主要牵涉到跨层设计<sup>[9]</sup>：

- 1) 频谱感知：认知用户只能获得未使用的频段。因此认知用户应该能够监控所有可用的频段，捕获相应信息，然后检测出频谱空洞。
- 2) 频谱判决：认知用户可以根据频谱可用性分配信道。当然频谱的可用性并不是分配的唯一条件，这也要取决于内部（或者是外部）的策略。
- 3) 频谱共享：由于可能有多个认知用户试图接入频谱空间，认知无线电能够协调

多个用户，预防它们在频谱上产生重叠。

- 4) 频谱迁移：认知用户可以被认为是频谱的临时访问者。因此当主用户提出对频段的使用需求时，认知用户需要迁移到另一个频谱空区上。

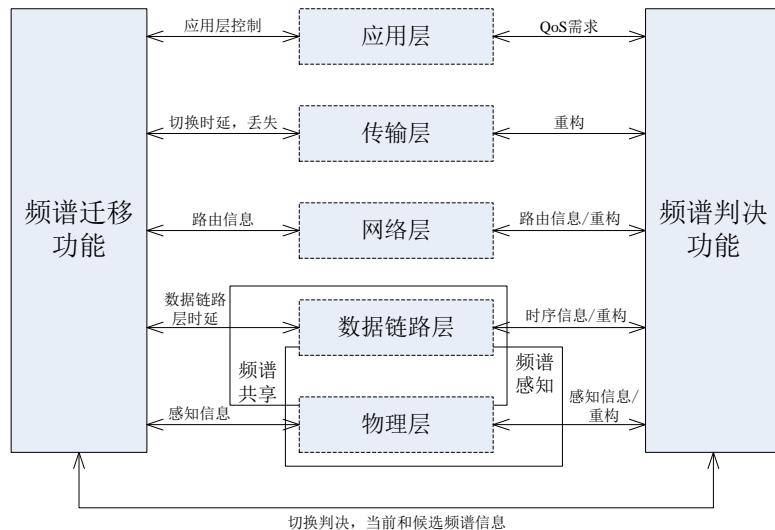


图 1.3-3 认知无线电系统的体系架构

从另一个角度来说，一个认知无线电系统也可以被分解为这四个方面进行设计或者是评估。

### 1.3.2 国内外研究现状

目前，世界各地对认知无线电的研究尚处于初步阶段，美国、德国、韩国和中国曾就认知无线电技术发表过研究报告，至今尚未有任何一方拥有特别的优势，但是各国各地的系统性研究正如火如荼的展开。

#### (一) 频谱池(Spectrum Pooling)系统

德国 Karlsruhe 大学的 F. K. Jondral 教授等人提出的频谱池系统是一个基于 OFDM 的中心控制的动态频谱接入系统<sup>[10]</sup>。该系统架构包括基站和移动用户，研究的应用场景主要集中在 OFDM 无线局域网(如 IEEE 802.11a/g)和 GSM 网络的频谱资源动态共享。该系统研究的内容包括：物理层的频谱接入检测和干扰抑制、介质访问控制层的调度和切换等。

#### (二) DRiVE/OverDRiVE 项目

欧洲移动环境下提供 IP 服务的动态无线(DRiVE)项目的目标是：通过公共协调信道在异构网络间实现动态频谱共享<sup>[11]</sup>。其后续项目OverDRiVE的目标是：通过对现有UMTS无线网络进行增强和协调构成混合网络来确保以频谱高效利用的方式提供移动多媒体服务。

#### (三) E2R 项目

欧盟端到端重配置(E2R)研究项目是DRiVE/OverDRiVE 项目的扩展，研究通过端

到端重配置网络和软件无线电技术将未来不同类型的无线网络融合起来<sup>[12][13][14]</sup>，为用户、服务提供商、管理者提供更多可选服务的系统。

#### (四) CORVUS 系统

CORVUS 是利用认知无线电方法使用虚拟免执照频谱的缩写。该系统是由美国加州大学 Berkeley 分校的 R. W. Brodersen 教授的研究组提出来的，其目标是通过协调的方式检测和使用频谱<sup>[15]</sup>。在 CORVUS 系统中，提出了用户分组的思想，通过组内控制信道协调组内用户的动态频谱使用；通过通用控制信道协调组间的动态频谱分配；并提出了在动态频谱接入下可靠的链路维护协议<sup>[16]</sup>。目前，该系统正开发测试床评估物理层和媒体访问控制层的性能。

#### (五) OCRA 网络

OCRA 网络是基于 OFDM 的认知无线网络的简称。OCRA 网络是美国乔治亚理工学院(GIT)宽带和无线网络实验室 Ian F. Akyildiz 教授等人提出的基于 OFDM 的动态频谱网络架构<sup>[17]</sup>。该架构考虑了所有异构网络的部署场景，开发了基于 OFDM 的动态频谱接入的跨层操作，并针对频谱决策和切换提出了基于 OFDM 的新频谱管理概念。同时考虑了联合重新路由和频谱切换的路由范例。

#### (六) 我国的研究现状

我国针对认知无线电的研究也在有计划、有步骤地展开。“863”计划通信高技术研究中的面向“十一五”快速启动引导课题里提到，对认知无线电技术研究包括几个方面：基本概念、应用需求、关键技术实现方案。无线频谱资源开发与应用研究包括：高效频谱无线传输体制、不同无线传输体制频谱复用与融合技术、基于动态频谱分配的可重配置无线网络技术、新型无线通信频谱资源开发与应用技术。

#### (七) 卫星认知无线电技术研究

本文研究的是在低轨通信卫星系统中实现认知无线电技术，尚无资料显示国内卫星通信系统中进行了这一方面的研究，美军在研的 MUOS 系统中有频谱感知的研究记录，其研究的目的是为了感知后利用 OFDM 技术回避会干扰其它系统的子带，从而实现宽频带高速率通信。与之相比本文的研究旨在实现低轨卫星通信系统中的频谱感知、判决、迁移以及系统策略，因此灵活性和抗干扰能力更强，也更符合认知无线电技术的本质<sup>[18][19]</sup>。

显然我国在认知无线电研究领域是落后于美国的进度，尚没有完整的体系处于建立过程中，并且对于认知无线电的关键技术研究也还处于起步阶段，但是与德国、韩国等国相比则差距不大。作为认知无线电技术应用领域的卫星认知无线电技术，由于各国都还处于筹划论证阶段，我国的及早介入和起步将成为日后在技术上一较高下的基石。

### 1.3.3 认知无线电系统架构

当前在研的认知无线电技术很多，但是真正面向应用的认知无线电系统建设很少，IEEE 提出的 WRAN 协议即 IEEE 802.22 标准以及美国国防部高等研究计划署 DARPA 的 XG 网络是其中相对较为成熟的，下面将对两者做一概述。

#### 1.3.3.1 IEEE 802.22

2004 年 5 月，为了解决频谱资源使用率低下的问题，FCC 发布了建议制定规则通告（NPRM），允许未授权用户在不干扰主用户的情况下借助认知无线电技术使用广播电视频段。同年十月，IEEE 的 802.22 工作组正式成立，其被授权开发一个认知无线电技术空中接口（PHY+MAC）标准，目标是利用广播电视服务频段实现点到多点的无线局域网（WRAN）<sup>[20]</sup>，WRAN 与 WAN, LAN 等技术的基本特征比较如图 1.3-4 所示。

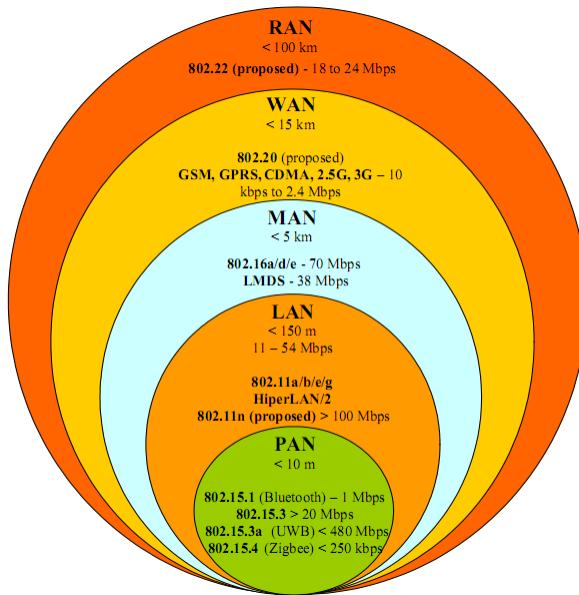


图 1.3-4 IEEE 的多种无线通信协议通信距离及信息速率示意图

IEEE 802.22 固定无线区域网络(WRAN) 工作于 54MHz~862MHz VHF / UHF (扩展频率范围 47MHz~910MHz) 频段中的 TV 信道。它可自动检测空闲的频段资源并加以使用，因此可与电视、无线麦克风等已有设备共存。利用 WRAN 设备的这种特征可向低人口密度地区提供类似于城区所得到的宽带服务。如图 1.3-5 所示，IEEE 802.22 系统采用分布式感知，集中控制的机制，需要说明的是，根据 802.22 草案，图中的卫星不是作为多个小区之间的控制基站，而是为地面的 CPE 提供地理信息的卫星系统，如 GPS。基站 (BS) 和所有的用户终端 (CPE) 都参与到信道测量的过程中，然后将结果上报给 BS，由 BS 统一控制信道的分配。为了有效地保护授权用户，在信道感知过程中采用工作信道内与工作信道外感知技术。其中工作信道内感知

又分为快速感知阶段与精细感知阶段。在快速感知阶段通常只采取单一的感知方法（如能量检测或导频信号能量检测），达到快速感知授权用户的目的。而精细感知阶段则要检测授权用户的详细信息；用户终端(CPE)利用独立天线在工作信道内感知的同时实现工作信道外感知。

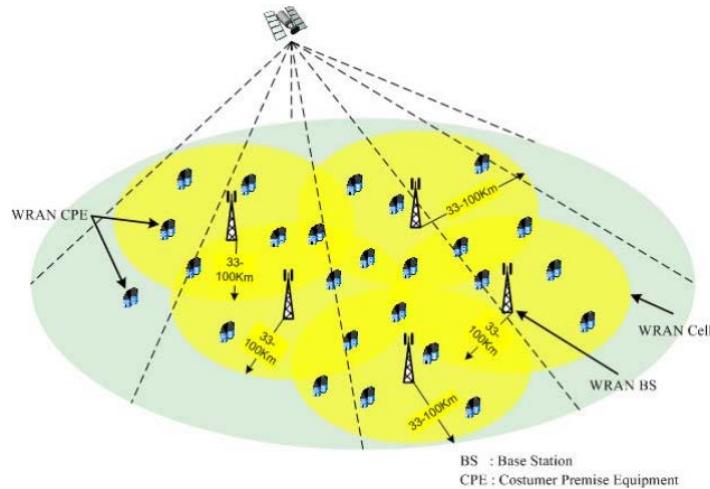


图 1.3-5 WRAN 的小区结构以及组成示意图

802.22 系统的无线接口采用 OFDMA 机制，与 WiMAX 系统有一定的相似性。但 802.22 系统是面向农村地区，主要提供低用户密度，大覆盖范围的系统。因此，系统针对大覆盖特性作了大量的优化工作。而 WiMAX 主要在小覆盖范围内，提供高速数据业务。

802.22 系统的基本带宽与电视信号的基本带宽相同，这样便于与电视系统共存。由于各个国家和地区采用的电视信号的制式不相同，所以 802.22 系统可以选择使用 6MHz、7MHz 或者 8MHz 三种不同的基本带宽。在基本带宽的基础上，最多可以将三个信道捆绑在一起，同时使用，也可以只使用一个信道的一部分。

IEEE 802.22 系统把信道分为工作信道集合、候选信道集合、占用信道集合、不允许使用的信道集合和空信道集合。对于多信道支持的情况，工作信道又分为工作信道 1 和工作信道 2。对于每个 CPE 自身工作信道为工作信道 1，其它的当前 BS 的工作信道为工作信道 2。占用信道集合是被授权用户占用的信道。根据感知结果，实现各信道的切换。由于认知系统工作在授权用户频段，一旦工作信道内出现授权用户，系统迅速退出授权用户信道，实现对授权用户的保护，这时工作信道转化为占用信道。同理，如果授权用户释放了占用的信道，则这个信道可以转化为候选信道集合作为认知系统的候选信道，或者转化为其它信道集合类型。信道管理为更好地保护授权用户，为用户提供更灵活的服务和 QoS 保证提供了可能。

### 1.3.3.2 neXt Generation

2003 年 DARPA 成立了 XG 工作组<sup>[21] [22]</sup>，致力于制定一种新的动态频谱管理

标准，并设想通过一种机器可识别的频谱策略编码，使得 XG 用户能够完成动态接入频谱的目标。

图 1.3-6 描述了 XG 网络的体系结构，其网络架构由授权网络与 XG 网络两部分组成。授权网络包括授权用户与授权基站，授权用户只能接入授权基站，并且不受任何非授权用户的影响。XG 网络包含 XG 用户、XG 基站和频谱经纪人。频谱经纪人是一个网络中心实体，它负责实现不同 XG 网络之间的频谱共享。

XG 网络在既有授权频段又有非授权频段的混合环境下操作，具备三种不同的接入类型：

- XG 网络接入：XG 用户可以在授权和非授权频段上接入 XG 基站。
- XG Ad Hoc 接入：XG 用户可以在授权和非授权频段上通过 Ad Hoc 方式互相通信。
- 授权用户网络接入：XG 用户可以在授权频段上接入授权基站。

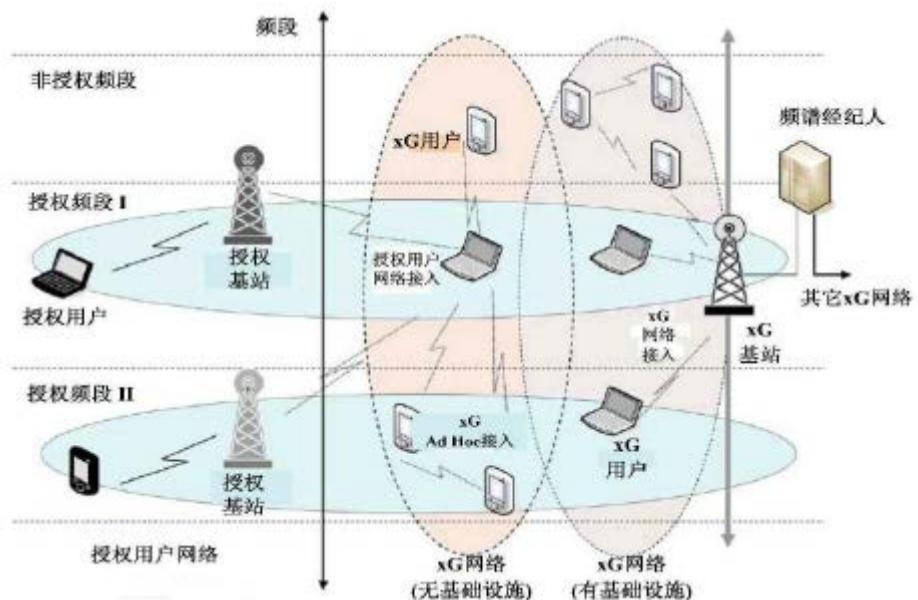


图 1.3-6 XG 网络的体系结构

XG 网络根据其处于授权频段或者非授权频段网络功能有所不同，在授权频段上，XG 设备通过频谱的空穴检测及利用，实现与主用户的共存，在非授权频段上 XG 设备与其他通信系统通过竞争及合作实现频谱共享而非对主用户信号的感知。

XG 计划还在进一步发展概念、框架和机会频谱接入的技术。XG 计划有两个目标：一是发展频谱接入技术，包括感知问题的解决方法、特点描绘、鉴别和频谱机会的分配；二是通过发展无线电行为管理的长周期框架。XG 的研究范围不仅仅是频谱迁移，还有策略灵活，既能够实现对 XG 无线电行为控制的机器的可识别策略。

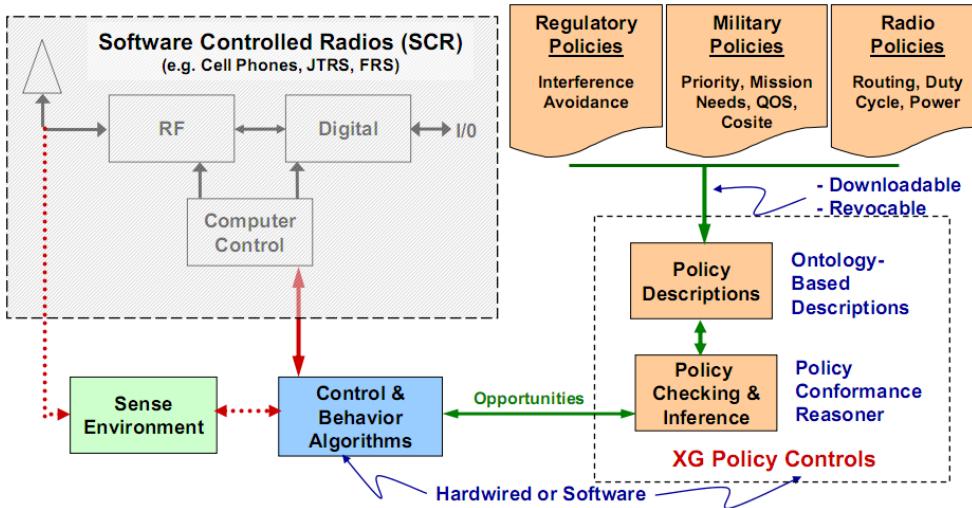


图 1.3-7 XG 网络的策略、行为和平台

XG 框架包括策略、行为和协议，如图 1.3-7 所示，其中有两个关键的概念：一是策略语言的使用；二是核心抽象行为的定义。

频谱策略在 XG 项目定义的 XG 策略语言的基础上使用。为使策略更符合国家和地区的考虑，XG 系统将在行为上使用更加周到的控制策略，从策略到行为的可查性是 XG 框架的一个重要目标。设计者定义一系列核心干扰限制核心行为。通过从核心行为中分离出改进更新功能，可以增强 XG 的容量和性能。使用面向对象方法将不同的行为分几种级别提取出来。

XG 目标是在共享一系列核心行为的同时为共存的多样解决方案建立一个框架结构。XG 中存在一系列网络交互作用。组织可能方案和频谱管理方式。XG 可以与各种非 XG，XG 感知和 XG 协调节点交互协调作用。

总而言之，XG 力图建立两种新体系：一种由感知、确认、在限制交互作用方式中利用频谱机会的技术组成新的频谱接入体系；另一种是在高度灵活可查的方式下使用机器可识别策略，控制机会频谱接入的技术和方法组成新的体系。后者是定义策略语言和抽象行为的关键组成部分。

## 1.4 论文研究目标和研究内容

### 1.4.1 论文的研究目标

本文的研究目标是在低轨通信卫星系统的上行链路实现频谱感知及频谱迁移功能。这一技术的应用一方面可以实现频谱资源的动态利用，大大提高卫星频谱的使用效率，并且有效对抗各种带内干扰信号，提升系统的保密性和稳健性。另一方面，以此为基础可以获得当前全球各个位置的特定带宽内，频谱使用情况的第一手数据资料。

### 1.4.2 论文的研究内容

频谱感知与迁移技术主要完成频谱的信道分析和星地通信频率快速切换技术研究，无需向国际电联频率协调和申报，非授权用户可在不干扰已有系统的基础上正常工作，提高用户应用的安全性和抗干扰能力。

#### (一) 系统结构设计

在低轨通信卫星系统的用户链路应用频谱感知和频谱迁移技术，一方面需要高的感知精度，对干扰或主用户信号进行区分；另一方面星上的处理能力受到限制，为此从可实现性出发，将频谱感知的过程分成两部分：一部分是星上的能量检测感知器，主要是采集进一步感知的信号，并且对突发性的大功率干扰等做出反应；另一部分是地面的循环平稳谱特征检测感知器，主要针对各地区的各频段使用情况变化，以及持续存在的信号或者干扰进行精确分析。

与感知系统设计相应的是频谱迁移系统设计，星上的能量感知器在出现大功率干扰的时候会直接启动频谱迁移过程，即频谱迁移过程是对于突发干扰的快速反应。此外，地面的循环平稳谱感知器及多星合作判决，将对每一地区最优信道及多个次优信道进行统计，并将统计结果发还星上。确定每一地区通信的基准频率，并辅助星上的频谱迁移过程，提高频谱迁移的准确性，实现快速准确的频谱迁移。

#### (二) 频谱感知与频谱迁移策略

频谱感知与频谱迁移的策略是卫星需实现的功能，按照模块可划分为两个：一是星上的频谱感知模块，另一个是实现频谱迁移过程的模块。

##### 1) 星上频谱感知技术

考虑到频谱感知算法的实现复杂度、低轨卫星有限的过顶时间，星上使用能量检测算法是可行的。选择合适的频率分辨率进行能量检测是低轨卫星通信频谱感知的关键技术，分辨率过大造成漏检，分辨率过小会增加计算量并且造成虚警。因此需要使用多分辨率的频谱感知技术，即在频域尺度和时域尺度进行尺度变换。这一技术与固定分辨率检测技术相比，可以大幅提高空穴定位的收敛速度，并减小空穴数量的统计误差。

##### 2) 星地频谱迁移技术

星地之间的频谱迁移过程有两种出现的可能，一是经过地面的数据融合及合作判决过程后，对某一地区的通信基准频率进行了修正，另一种情况是当强干扰出现的时候，某地区的上行通信频点发生临时变化。无论是哪一种情况，星地之间的迁移流程是一致的。区别在于星上自主发起流程还是受控于地面站上传的信令。这一技术主要涵盖了迁移流程，精简信令系统，星上的信令处理以及与交换机，发射机，多波束天线之间的数据交换过程。

##### 3) 自适应门限的星上判决技术

星上采用了能量感知技术，此技术在地面系统中判决过程常采用固定阈值。但是卫星跨越范围巨大，各地区的频谱环境不尽然相同，如果采用统一的固定阈值作为判决门限，很容易造成漏检或者虚警。因此需要使用自适应门限判决，借此提高星上的感知精度。

### (三) 多星感知数据融合处理判决技术

多星频谱感知及数据融合的意义有：一是利用精度更高的感知算法进一步提高全系统的频谱感知精度；二是星上的频谱感知是针对全波束覆盖范围的，利用分析算法提高感知结果的空间分辨率也很有必要；三是为了寻找每一地区信道接入机会质量最高的频点，并且减轻星上多个可用频点的搜索复杂度，需要在地面进行信道接入机会质量的预判；最后多颗卫星对于同一地区的判决结果应该进行基于置信度的融合。据此四点将地面的多星感知数据融合处理判决系统划分为以下四个功能模块。

#### 1) 感知空间分辨率提升技术

星上的频谱感知数据是波束覆盖下的所有区域，显然此空间分辨率是较低的，较低的空间分辨率主要问题是会降低频谱的利用效率。如果在星上对地面的干扰/信号源进行辅助定位，无论采用什么技术都会大幅增加星上的处理负担，或者是增加载荷数量。考虑到对空间分辨率的精度要求较低，因此最好可以有一种能够在地面提升感知数据空间分辨率的简单算法。

#### 2) 地面频谱感知数据二次处理

为了快速处理，星上选择了能量检测作为频谱感知方法。但是能量检测的局限性在于其无法分辨信号和噪声，并且感知精度相对较低，而在地面的进一步处理中则希望可以为将来根据周围的信道信号条件选择自身调制参数提供依据。因此在地面的频谱感知数据二次处理的过程中采用循环平稳谱特征检测以满足要求。

#### 3) 基于预判的频谱判决技术

在星地两级频谱感知系统中，如果能利用之前多次频谱感知对于信道占用状态的统计数据预判各个信道在下一时刻的使用情况，并以此对可用带宽内所有的可用信道进行排序，则可以降低感知时间，提高系统的传输效率。每次频谱迁移的过程仅判断最优信道的占用情况，如不可用则依顺序选择下一信道。

#### 4) 多星判决置信融合

多颗卫星经过进一步的频谱感知之后并在基于预判的基础上独立判决，最后要将多星的判决结果进行融合。由于卫星针对每个小区域的过顶情况不尽相同，因此应该结合星历信息，对不同过顶情况下的感知结果给予不同的置信度加权；而对于不同用户所在地区的战术目的不同采取不同的融合策略，例如注重自身隐蔽且可用信道较多的地区采用“AND”融合，而侧重数据传输且可用信道较少的地区采用“OR”策略。

## 第二章 低轨卫星频谱感知及迁移系统结构及指标

### 2.1 引言

认知无线电技术时至今日仍是较为前沿的研究内容,为了能够在工程上应用于低轨卫星系统中,首先需要对系统中实现的认知无线电技术进行剪裁,为了实现前述的提高频谱利用率以及提高系统的抗干扰能力的目标,将频谱感知及频谱迁移技术作为主要的技术手段。

考虑到低轨卫星通信系统与地面无线系统的诸多区别,如星上处理能力受限,功耗受限,终端分散,覆盖范围广,过顶时间有限,传输时延大,多普勒频移大等,在设计低轨卫星频谱感知及频谱迁移系统的过程中既需要遵循认知无线电系统中的一般设计规律及模块划分,也要结合低轨卫星系统的实际情况对系统体系结构以及算法进行修正。

本章主要针对以上内容,第二节分析低轨卫星通信系统的特点以及对频谱感知及迁移系统的影响等;第三节确定并论证影响系统设计的衡量指标;第四节对低轨通信卫星系统的上行链路频谱感知及频谱迁移系统结构进行了分析,包括星上实现的功能模块以及地面上的功能模块划分,系统的传输流程等;第五节对本章进行了小结。

### 2.2 系统设计约束条件分析

地面系统的认知无线电系统结构有很多相关的研究内容,但是由于低轨通信卫星系统具有星上处理能力受限,功耗受限,终端分散,覆盖范围大,移动速度快,过顶时间有限,传输时延大,多普勒频移大及多普勒频移变化率复杂等特点,实现上行链路频谱感知及频谱迁移的系统要求也区别于地面系统,本节分析低轨通信卫星系统结构特点对频谱感知及迁移系统结构的约束。

#### 2.2.1 波束覆盖

根据LEO卫星系统中卫星波束覆盖与卫星运动之间的关系,可以将LEO卫星系统分为两类:一种是卫星固定小区系统(Satellite-Fixed Cell System, SFCS),另一种是地球固定小区系统(Earth-Fixed cell System, EFCS)<sup>[23][24]</sup>。

在EFCS中,卫星在移动过程中通过位置计算,控制投向地面的波束覆盖方向,当卫星相对地面前移时波束相对卫星后移,从而使波束在地球表面的覆盖区域固定,Skybridge、Teledesic、Celestri系统采用这种方式。另外一种简化的方案是把波束设计成窄长条形状,长条的方向和卫星的移动方向一致,除非卫星移出用户的视野,否

则不会发生切换。该方式对波束指向的要求较高，并需要动态调整波束增益以补偿对地倾角引起的传播损耗的变化。

在 SFCS 中，波束指向相对于卫星固定不动，波束覆盖区随着卫星一起绕地球运动。由于卫星移动比用户终端移动要快的多，因此 SFCS 系统内的切换要比 EFCS 系统频繁的多，并且移动或固定的用户终端会经历基本相同的切换过程，采用这种方式的系统有 Iridium、Globalstar。

本文考虑的是 SFCS 情况，波束的移动带来的主要影响是过顶时间有限的问题(约十几分钟)，有限的过顶时间使得本文必须平衡感知和迁移过程所耗时间与有效数据传输时间之间的分配，此外波束的覆盖带来的问题是空间分辨率较低，星上的频谱感知结果仅能确定干扰信号存在于数千公里直径的星下覆盖范围内，从而造成了频谱的利用率下降。为了克服这一问题，可以采用多波束天线技术，利用 DOA 估计等方法对干扰源数据进行定位。此外，多波束天线可以实现多个波束内的频率复用，这就可进一步的提高频谱管理的灵活性，提升频率资源的利用效率。

## 2.2.2 自由空间传播损耗

与 LMTS 不同，卫星信号的大部分传播路程是在稀薄的外层大气中，经历的传输损耗以自由空间传播损耗为主。无线电波从发射源向自由空间辐射后，其能量扩散到一个球面上，如接收机采用定向天线，则会在该方向上获得增益，到达接收机的信号功率为

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{L_p} \quad (2.2-1)$$

式中  $G_T$  为发射天线增益， $G_R$  为接收天线增益， $P_T$  为发射功率， $L_p$  为自由空间传播损耗，定义为

$$L_p = \left( \frac{4\pi d f}{c} \right)^2 \quad (2.2-2)$$

式中  $d$  为传播距离， $f$  为信号载波频率， $c$  为光速。

自由空间传播损耗与传播距离、载波频率的平方成反比，因此近年来 UHF、L 频段由于传播损耗低、可支持手持终端被广泛的应用于 LEO 卫星系统。

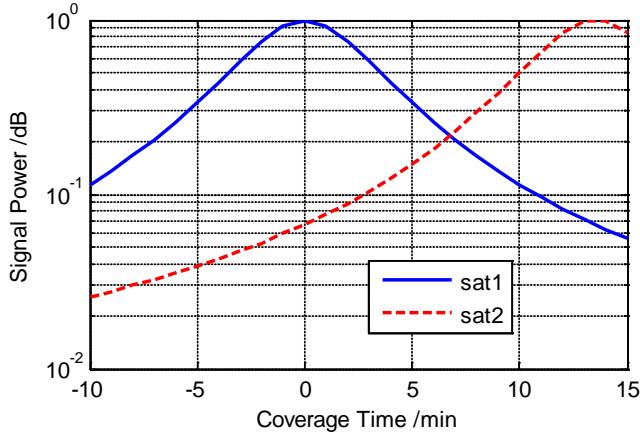


图 2.2-1 同轨面相邻卫星的自由空间传播损耗差异

由于星地传播距离很远,即使是辐射角很窄的定向天线投射到地球表面的覆盖面积也很大,一般达到几百公里,这就导致了两个问题:1、由于对地倾角不同卫星星下点与覆盖区边缘点之间有较大的自由传播路径损耗差异和时延差异,即倾斜效应;2、大面积小区的频谱利用率很低。损耗和时延差异的具体数值与特定系统的轨道参数有关,星座系统中 90 度仰角和 0 度仰角的自由空间传播损耗差异约 10dB,时延差约 7ms,因此卫星最长过顶时间为 20min(见图 2.2-1 中 10-1dB 对应的时间跨度)。

提高频谱利用率的一种办法是用多波束天线将卫星覆盖区(Footprint)进一步细分为多个波束(Beam)并在波束间复用频率、扩频码等无线资源,如 Iridium 系统中每颗卫星有 48 个波束,GlobalStar 系统每颗卫星 16 个波束。在划分波束的基础上可以通过多波束赋形使卫星覆盖区边缘波束的辐射增益大于中心波束的辐射增益,以补偿自由空间传播损耗差异,每个波束内的传播损耗差异也随着波束面积减小而变小。

多波束天线的应用对于本文的主要影响在于感知带宽的选择以及前端的设计结构等问题,如果感知模块设计在多波束天线的波束成型网络之后,难以实现大的感知带宽。设计在多波束天线之前又需要考虑与多波束天线的数据传输等问题。

### 2.2.3 Doppler频移和Doppler扩展

Doppler 效应是由于无线电信号收发两端的相对运动使得接收端看到的信号频率相对于发端看到的信号频率发生了变化,该变化量被称为 Doppler 频移

$$f_d = f_0 \frac{v_D}{c} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.2-3)$$

式中  $v_D$  表示收发两端之间的径向相对运动速度,  $v$  为收发两端的相对运动速度,  $\theta$  为相对运动速度方向与收发两端径向之间的夹角,  $v_D = v \cos \theta$ ,  $\lambda$  表示载波波长,  $f_0$  表示载波频率,  $c$  为光速。

LEO 卫星系统中的Doppler效应可以分为两部分<sup>[25][26][27]</sup>:

1、由卫星高速移动引起的大范围的Doppler频移，记作  $f_{d\_Sat}$ ，描述的主要是LOS信号分量的Doppler效应。 $f_{d\_Sat}$  在整个过顶时间内近似为半周期的SIN函数<sup>[28]</sup>，变化缓慢、连续且与载波频率成正比，频偏分布的统计结果是一个碗状，见图 2.2-2，当卫星到达最低工作仰角时  $f_{d\_sat}$  取到最大值  $f_{d\_Sat\_Max}$ 。

椭圆轨道的Doppler频移较难用精确的公式表示，一般用圆轨道的Doppler频移近似计算<sup>[1]</sup>

$$\Delta f = \frac{f_c}{c} \left[ \sqrt{\frac{\mu R_e^2}{(R_e + h)^3}} \cos \gamma \sin \varphi - \frac{2\pi}{86164} R_e \cos l_t \cos \gamma \cos \varphi \right] \quad (2.2-4)$$

式中  $\mu$  为地球重力常数， $c$  为光速， $R_e$  为地球半径， $h$  为卫星轨道高度， $f_c$  为载波频率， $\gamma$  为仰角， $\varphi$  为卫星和终端连线在过卫星星下点的切平面上的投影与卫星星下点沿纬度线方向的切线之间的夹角， $l_t$  为终端所在纬度。L 频段的 Doppler 频移高达±50 KHz(下行链路)和±35 KHz(上行链路)，最大 Doppler 变化率-500Hz/s。

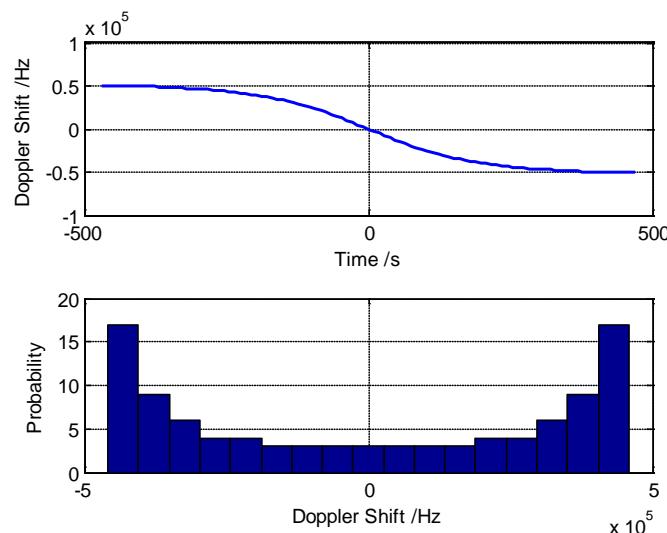


图 2.2-2 载波 Doppler 频移的统计特性

2、由收发信机附近散射体造成的小范围的Doppler展宽，记作  $f_{d\_Spread}$ ，这部分描述的是多径信号叠加造成的Doppler效应。由于多径信号的出射角、入射角  $\theta$  各不相同，其Doppler频移也不同，多种频偏的多径信号叠加起来就形成了Doppler扩展，其变化很快且是随机的，因此用Doppler功率谱密度(Doppler PSD)来描述，最常用的是Jakes模型<sup>[29]</sup>，该模型最大Doppler频移  $f_{d\_Spread\_Max}$  由用户终端及其周围散射体的运动速度决定。修正的对称Doppler PSD为

$$S(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_0^2}{\pi f_{d\_Spread\_Max} \sqrt{1 - (f/f_{d\_Spread\_Max})^2}} & |f| < \kappa_0 f_{d\_Spread\_Max} \\ 0 & |f| > \kappa_0 f_{d\_Spread\_Max} \end{cases} \quad (2.2-5)$$

式中  $\sigma_0^2$  为平均功率,  $\kappa_0 \in (0,1]$ , 当  $\kappa_0 = 1$  时上式变为经典 Jakes Doppler PSD。

用户终端周围有丰富的散射体, 下行链路入射角和上行链路出射角扩展比较大; 但是卫星周围没有散射体, 下行链路出射角和上行链路入射角很小, 这会导致 Doppler PSD 的不对称。在图 2.2-3 中, 令 UT 向 Sat 运动时, 各径的 Doppler 频移有正有负, 如 R3 是正的, R5 是负的, Doppler PSD 是对称的; 而令 Sat 向 UT 运动, 各径的 Doppler 频移都是正的, Doppler PSD 是不对称的。由于 Sat 一直在运动 Doppler PSD 肯定是不对称的, 而 UT、R1~R5 也可能运动从而增加对称的 Doppler PSD。

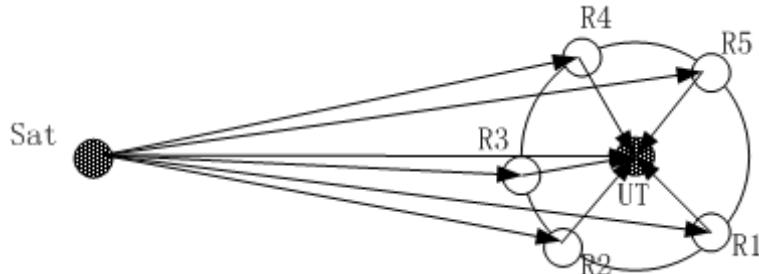


图 2.2-3 星地通信链路的出射角与入射角

Doppler 频移和 Doppler 扩展的示意图(用  $f_{d\_Sat\_Max}$  归一化)见图 2.2-4 和图 2.2-5, Doppler 频移(Doppler Shift)以 0 为中心, 碗状分布在  $[-f_{d\_Sat\_Max}, f_{d\_Sat\_Max}]$  范围内, Doppler 扩展(Doppler Spread)则以信号 signal 当前频率为中心, 碗状分布在  $[-f_{d\_Spread\_Max}, f_{d\_Spread\_Max}]$  范围内。

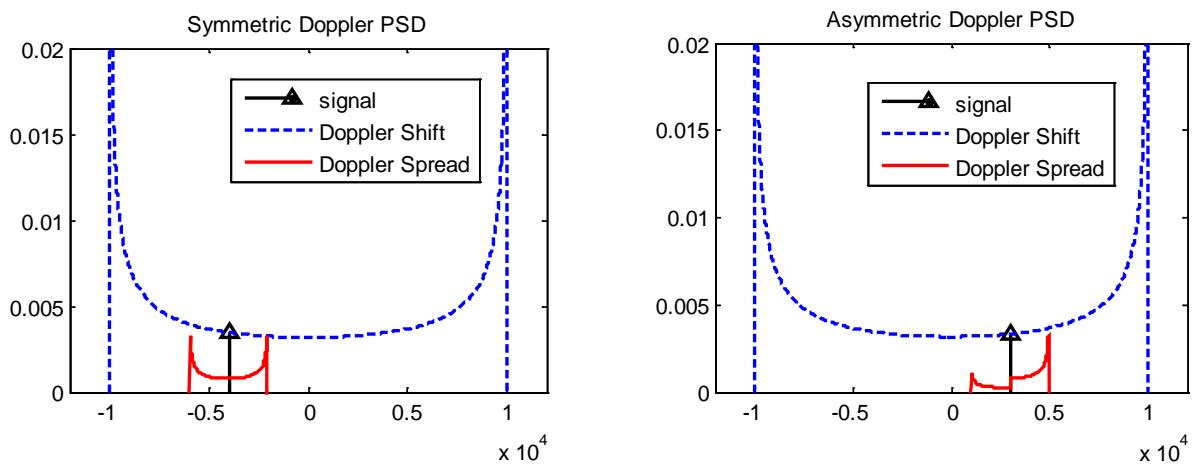


图 2.2-4 对称 Doppler PSD 示意图(仅 UT 移动)

图 2.2-5 非对称 Doppler PSD 示意图(卫星运动)

区分这两种Doppler效应对LEO卫星系统设计是重要的, 涉及到不同的对抗策略。第一部分Doppler频移可以用PLL跟踪, 采用UHF/L频段的LEO卫星系统最大Doppler

频偏达到  $10^2\sim10^3$  KHz量级，变化率也达  $10^2\sim10^3$  Hz量级，这对DPLL设计来说是相当大的挑战，尤其是当信号电平经历巨大的自由空间传播损耗后变得很低，为了得到足够信噪比需要很长的积分周期，因此DPLL需要在低信噪比和低反馈速率下跟踪Doppler频移<sup>[30][31]</sup>。另外，大于数据速率的Doppler频移使得扩频信号的捕获需要二维搜索频域、码域，大大增加了同步时间。

第二部分 Doppler 展宽将引起接收机的误码率上升，不能用 DPLL 改善。LMTS 中对此做了大量研究，主要通过信道编码、交织、分集、自适应编码调制(ACM)、混合自动重传(HARQ)等技术改善 Doppler 展宽条件下的系统性能。

在本文的研究范畴中，Doppler 频移使得被感知的干扰信号也具有了频率的模糊度，导致频谱感知难以跟踪干扰信号的频率变化，迁移的频段选择错误。例如一颗卫星过顶过程中，两次感知同一个干扰信号有可能将其看作是两个信号，并且在第一次迁移的时候选择了过于邻近的信道，从而不得不在第二次感知之后再次迁移信号，这显然是对资源的浪费。因此，与地面系统不同，在频谱感知的参数设计需要根据卫星系统的 Doppler 因素进行设定。

#### 2.2.4 带内信号检测问题

所有的认知无线电系统都面临着两种信号检测问题，带内信号检测和带外信号检测。带外信号检测相对来说是比较简单的，因为需要考虑的对象仅有干扰信号和噪声，但是通信频带内的检测则比较复杂，包含了自身通信信号，干扰信号和噪声三者。

通常来说，对于带内信号检测问题有两种思路，一是保持通信进行，利用其它的方法摈弃自身通信引起的干扰，实现对带内是否出现干扰信号进行检测；另一种思路是利用静默期进行主用户存在与否的检测，比如所示的 IEEE802.22 中检测过程。

#### 2.2.5 干扰信号及干信比

在检测理论中，对于信号存在与否的检测是一个二元假设检验问题，即

$$\begin{aligned} H_0 : & x(t) = w(t); \\ H_1 : & x(t) = s(t) + w(t) \end{aligned} \quad (2.2-6)$$

其中 $H_0$ 是不存在信号 $s(t)$ ，只有噪声 $w(t)$ 的情况，而 $H_1$ 则是既有 $w(t)$ 也有 $s(t)$ 的情况。此时，检测概率与虚警概率的设定取决于 $H_0$ 和 $H_1$ 的右尾面积，而是否能满足指标（即 $P_d$ 很大， $P_f$ 很小）在于 $H_0$ 和 $H_1$ 两个钟型线之间的距离，也就是 $H_0$ 和 $H_1$ 的均值差，其大小与信噪比有着直接关系。

对于本系统来说，当前通信频带内的频谱感知和通信频带外的频谱感知是有区别的。在通信频带外的感知中，被检测的对象就是干扰信号，即此时需要考虑的是干扰信号的信噪比。而 $H_1$ 是干扰信号与噪声及本系统信号同时存在的情况在通信频带内

的频谱感知中,为了发现干扰信号的存在,此时的 $H_0$ 是噪声+本系统通信信号的情况,而显然,这一数值与干扰信号的信噪比有很大的关系,或者说在自身信号确定以后,针对需要感知的信号种类既可以确定 $H_0$ 和 $H_1$ 的均值差,从而确定检测概率和虚警概率。

### 2.3 评价指标确定

在讨论了低轨卫星通信系统的上行链路频谱感知及频谱迁移系统结构之后,需要对此系统进行数据交换的参量进行界定,并且对于衡量系统性能的指标进行描述。同时,参量的设置依据以及指标的评估标准也在此部分进行分析。

#### 2.3.1 频谱感知带宽

有可能影响星上频谱感知带宽的因素包括天线及射频单元的制约,以及后端处理能力的上限。以前端连接带有数字波束成型网络的多波束接收天线为例,如果感知单元与接收机共用一套天线,而不是独立设置多套天线及前端设备并行采集,那么天线阵元带宽,射频通道设计,放大器通频带,下变频器组设计等因素都会对于可感知的带宽有着限制。但是以下并不对这些因素进行分析,原因在于前端的模块中,对感知及迁移有效载荷的感知带宽影响最大的因素是AD的采样速率限制。

由于卫星通信系统的AD模块必须采用宇航级器件或是军用级器件加固,而另一方面由于AD器件原产国家向我国禁运其新型器件的军品级以上产品,因此通过使用一些低位数的AD器件进行过采样,也是一种降低量化噪声,提高采样信号信噪比的手段。

按照Nyquist采样定理,采样频率 $f_s$ 至少两倍于输入信号。以一个单音和一系列频率分布于DC到 $f_s/2$ 间的随机噪声为例,所谓的量化噪声,主要是由于有限的ADC分辨率而造成的。单音信号的幅度和所有频率噪声的RMS幅度之和的比值就是信号噪声比(SNR)。对于一个Nbit的ADC,SNR可由公式:  $SNR=6.02N+1.76dB$ 得到。为了改善SNR和更为精确地再现输入信号,对于传统ADC来讲,必须增加位数。

如果将采样频率提高一个过采样系数K,即采样频率为 $K \times f_s$ 。FFT分析显示噪声基线降低了,SNR值未变,但噪声能量分散到一个更宽的频率范围。 $\Sigma-\Delta$ 转换器正是利用了这一原理,从而一个低分辨率ADC, $\Sigma-\Delta$ 转换器也可获得宽动态范围。具体来说,一个1bit ADC的SNR为7.78dB(6.02+1.76),每4倍过采样将使SNR增加6dB,SNR每增加6dB等效于分辨率增加1bit。这样,采用1bit ADC进行64倍过采样就能获得4bit分辨率;而要获得16bit分辨率就必须进行415倍过采样,这是不切实际的。 $\Sigma-\Delta$ 转换器采用噪声成形技术消除了这种局限,每4倍过采样系数可增加高于6dB的信噪比。图2.3-1显示了 $\Sigma-\Delta$ 调制器的阶数、过采样率和能够获得的SNR三者之间的关系。

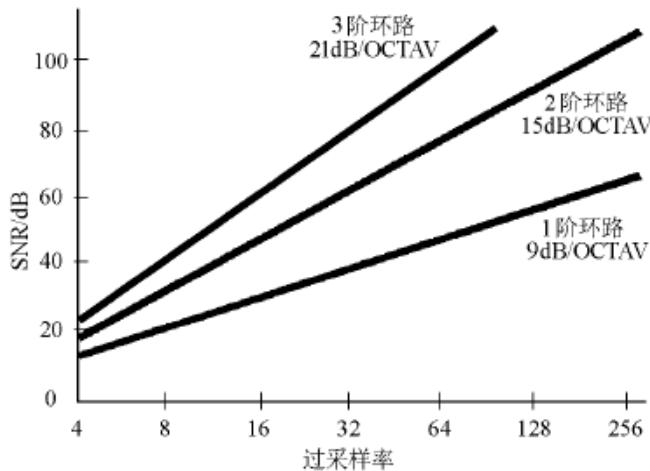


图 2.3-1  $\Sigma-\Delta$  调制器的阶数、过采样率和能获得的 SNR 三者之间的关系

根据过采样技术对于信号的补偿，以 Analog Device 公司的航天级产品中极为强大的 AD6645S 宽带 AD 转换器，其具有 14bit 的采样位数和 80MSPS 的最小采样速度，以此计算，如果仅需要 14Bit 的精度则最大带宽是 40MHz，而上升到 15bit 的精度则带宽下降到 10MHz；而 12bit 的 AD9042S 只有 41MSPS 的最小采样速度，则 12bit 精度下的带宽只有 20MHz，如果精度提升到 14bit，那么带宽只能达到 1.28MHz。

由以上的分析可见频谱感知的带宽实际上受制于其分辨率和前端 AD 器件的最小采样速度。虽然能量检测算法对于分辨率的要求不高，理论上可以达到较高的感知带宽，但是在星上需要与其它设备共用天线及射频前端。综合以上因素，在本文中将感知带宽设定为 50MHz，这可以认为是世界当前的器件水平在星上可实现的最大带宽。

### 2.3.2 频谱感知步长

频谱感知步长也就是感知的频率分辨率，对于快速傅里叶变换来说，频率分辨率与两倍信号最高频率  $f_h$  以及 FFT 计算的点数相关。由于前一节内容中，本文将感知带宽设定为 50MHz，因此，此处的  $f_h=50\text{MHz}$ 。最小频率分辨率仅是变换点数的函数。根据以往的工程经验，在星上实现 1024 点的 FFT 对于系统来说是可以接受的。由前一节所述的过采样可知，假设采样速率仅为最高频率的 4 倍

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{4f_h}{N} \quad (2.3-1)$$

代入  $f_h=50\text{MHz}$  以及  $N=1024$ ，则  $\Delta f$  仅能达到 195KHz，显然这一精度不算高。即使将采样速率下降到  $2f_h$ ，并把  $N$  提高到 2048 点，则频率分辨率仍将大于 50KHz。

从两个角度分析这个问题，一是系统所需的频谱空洞的带宽与感知步长的比值关系，另一方面是实时 FFT 计算与非实时计算的区别。

频谱感知中频率分辨率决定了可以将被检测的干扰信号精确标定的能力，但是如果所需的频谱空穴的带宽很大，那么过小的感知分辨率则意义不大，此外，如果考虑到干扰信号的多种特征，那么更高的频率分辨率可以更为细致的分辨出干扰信号的准确带宽，为感知策略的生成提供准确的依据。

上文依据工程经验选择星上进行 1024 点，最大 2048 点的 FFT 计算，这是由于所进行的是实时 FFT 计算，通常由 FPGA 进行。但是频谱感知模块并不需要时时刻刻产生 FFT 数据，因此可以考虑使用 DSP 进行非实时的 FFT 计算，这样不仅可以提高 FFT 点数从而提高感知的频率分辨率，也可以降低开发复杂度。

综合以上讨论结果，保持 4 倍 $f_h$ 的采样频率仍然可以非实时的实现 10-20KHz 的感知频率分辨率精度。

### 2.3.3 频谱迁移步长

与频谱感知的步长不同，频谱迁移步长指的是每次迁移过程中，系统中心频点步进的最小值。显然，频谱迁移步长肯定大于频谱感知步长，即感知系统的最小频率分辨率决定了频谱迁移的补偿下界。但是频谱迁移的补偿并不仅由感知步长决定，前文所述的 Doppler 频移和扩展问题对于频谱迁移的步长影响较为明显。

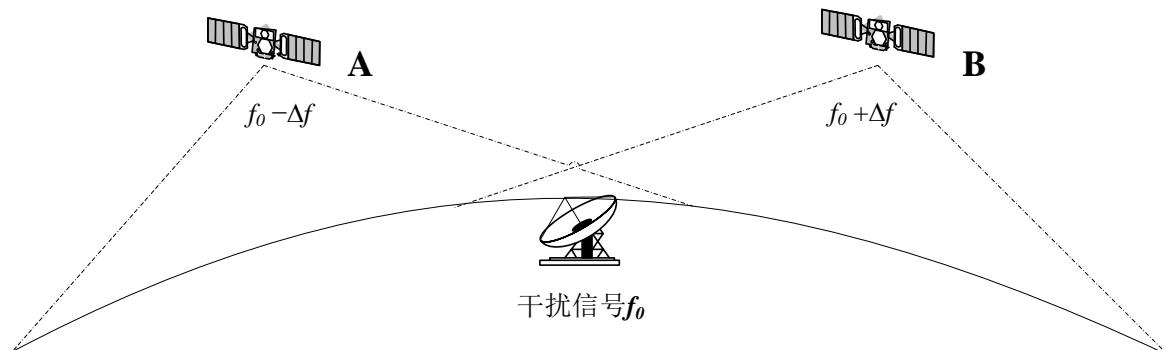


图 2.3-2 Doppler 频移造成的频率模糊度示意图

Doppler 频移造成的频率模糊度对于频谱迁移过程的影响如图 2.3-2 所示。在不考虑Doppler频移的情况下，当卫星在A位置感知到实际频率为 $f_0$ 的干扰信号存在，其感知到的频率为 $f_0+\Delta f$ ，为了在其飞跃此信号的过程中（如图中从A点到B点）始终能够回避此干扰信号，则A点时刻将 $f_0\pm\Delta f$ 都视为干扰信号的范围。实际上卫星感知到干扰信号存在的时候，并不能准确判断它与干扰信号的位置相对关系，即卫星无法确定是在A点还是B点，因此将 $f_0\pm 2\Delta f$ 都视为干扰信号的范围。

由图 2.2-5 可以看出 Doppler 频移的影响比扩展对频率模糊度的影响更大，因此仅考虑 Doppler 频移的影响。根据(2.2-4)可以判断出本文系统中上行链路的 Doppler 频移约 $\pm 35\text{KHz}$ ，即由 Doppler 频移造成的频率模糊度大约在 140KHz 的范围内。本文将频谱迁移的步长定为 150KHz。

### 2.3.4 频谱感知空间分辨率

在低轨卫星通信系统上行链路的频谱感知过程中，卫星的波束覆盖区域直径近3000km，而干扰信号所在区域的尺度多为百公里左右，如图 2.3-3 所示。假设卫星波束在 N 位置进行频谱感知，只能确定干扰信号在波束覆盖范围内但不能确定其具体位置。下一次波束经过的时候，在 N-2 波束位置就要避免使用干扰信号所在的频段，直到 N+2 波束位置恢复使用，从时间轴上看， $4\Delta t$  时间内不能使用干扰信号所在频段。如果提高频谱感知的空间分辨率，则只需要从 N-1 波束到 N+1 波束回避干扰信号。因此频段的回避时间从  $4\Delta t$  下降到  $2\Delta t$ ，提高频谱感知空间分辨率对于提高频谱利用效率的帮助是显而易见的。

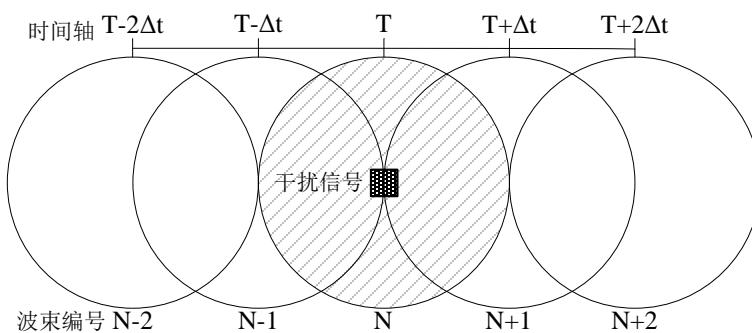


图 2.3-3 提高空间分辨率的必要性示意图

空间分辨率的提升意义和作用是很大的，通过一些复杂的定位算法可以获得高精度的定位信息，通过一些简单的算法则定位结果较为粗略，在本文的第四章就这个问题进行了较为细致的论述和推导，详见 4.2 节。在这里引用后文内容的结果将空间分辨率定为  $2^\circ \times 2^\circ$ （纬度  $\times$  经度）。

### 2.3.5 信道机会质量

在卫星通信系统中考虑到干扰信号的存在，如果不使用感知和迁移技术，其通信效率随着干扰信号的数量、宽度和功率的上升呈下降趋势。虽然频谱感知和迁移技术能够躲避受干扰频段，但是也引入了影响通信效率的新因素。感知迁移的过程造成通信的暂时中断，因此如果频繁的进行频谱迁移过程，其对通信效率的影响也是极为可观的。

在极低干扰条件下，由虚警带来的有感知性能低于无感知性能，在低干扰条件下，通信的极少数间歇性中断仍能保证相当大的吞吐量因此频谱感知及迁移技术并不见得有优势，因为增加了切换和静默期的无用开销再高干扰条件下，传统方式的系统性能急剧恶化，但是频繁的切换使得频谱感知及迁移也没有太高的吞吐量，只有对空穴的命中率很高且感知速度很快以及最优化状态下的吞吐量在高干扰条件下仍能保持较好的系统性能。

## 2.4 系统结构及功能划分

本节根据本章前述内容的分析,对低轨卫星通信系统中频谱感知及频率迁移系统的结构和功能进行划分。从功能实现的位置分析,可将整个系统分为星上的频谱感知与判决模块,既有效载荷部分,以及处于地面的多星数据融合与频谱信息挖掘模块,如图 2.4-1 所示。

假设上行链路的频谱数据由阵列天线的阵元采集,后经 FFT 变换的得到功率谱密度,此数据分两路,一部分进行星上数据预处理,将多次感知数据的时间相关性降低,提高回传地面的感知数据的代表性;在此之后由数据压缩模块对其进行无损压缩,并存储于星上的存储模块,在卫星过境的时候通过馈电链路下发到地面信关站。另一处理流程是星上的感知判决及频率迁移模块,并参照星上的优选信道列表产生频谱迁移模块的输入参数,完成对于突发干扰的回避过程。

星上的感知数据通过馈电链路下发到地面后,在信关站进行多星感知数据融合,通过对空时频等多维信息的提取,形成了地面的频谱信息知识库。多星感知数据融合实体以协作感知和数据融合理论为基础,对多个卫星回传的频谱感知数据进行融合处理和判决;地面知识库维护实体运用学习算法,运用信息综合、知识挖掘、推理和归纳等理论,对多星感知数据的融合处理和判决结果进行频谱感知和使用知识的提取,并对地面知识库进行更新。

地面知识库的结果将依据不同的迁移策略生成不同地区的优选信道列表,并根据知识库的更新,变更这一列表中的各个表项。卫星过境的时候通过上行链路更新自身的优选信道列表。此外用户也可以从信关站直接上传人为指令,以实现特殊地区的人为控制或是对系统结果进行修正。

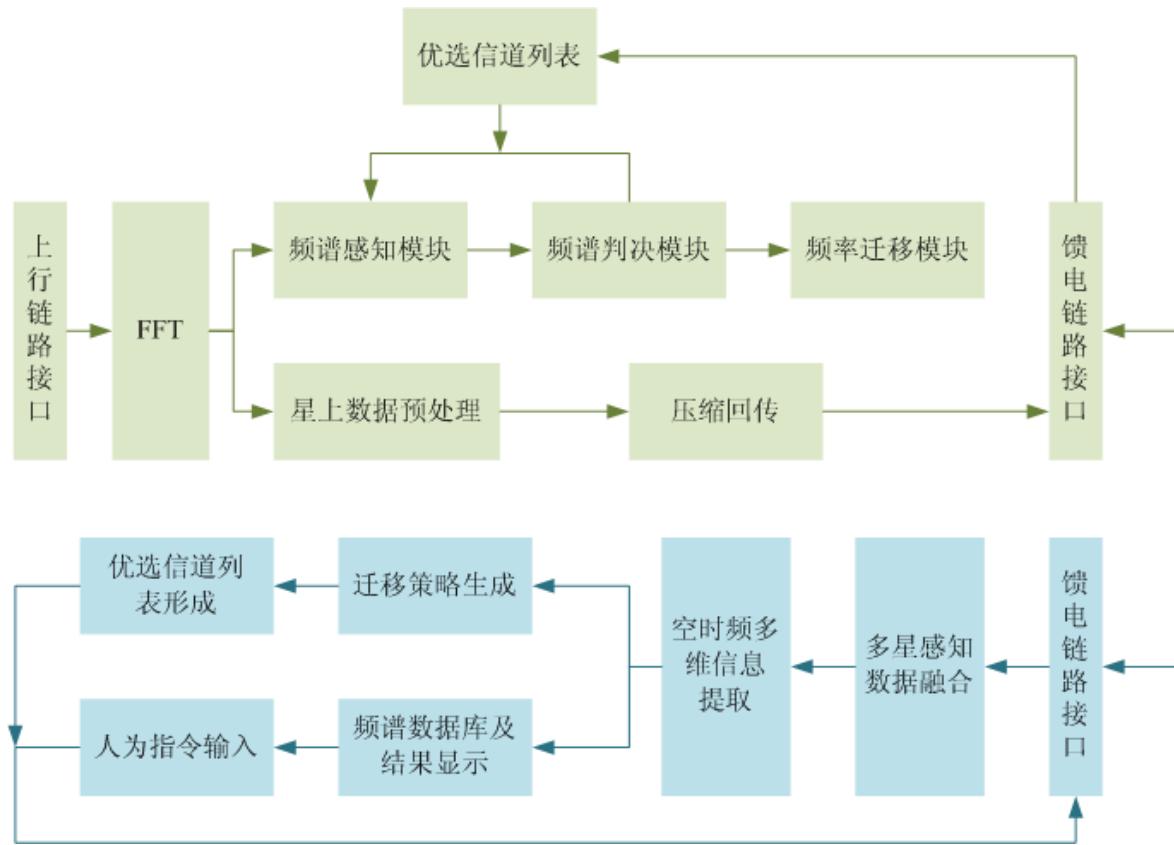


图 2.4-1 全系统星上及地面模块框图

此外，如果按照功能划分，可以将系统分为频谱感知与合作判决模块，迁移策略及迁移执行模块，其中感知与判决部分在星上与地面均存在，而频谱迁移的过程在星上实现，频谱迁移的策略则在地面完成，如图 2.4-2 所示。

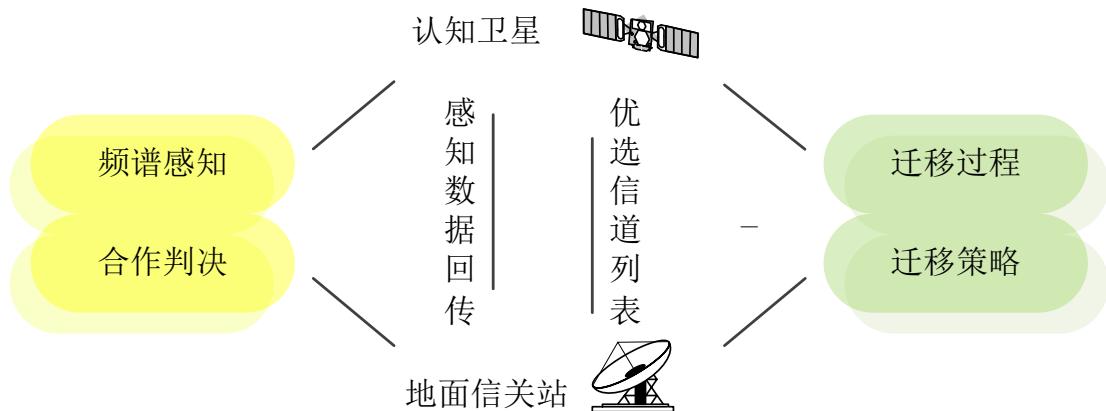


图 2.4-2 星上及地面功能划分示意图

因此本节将分为三部分，分别分析星上载荷模块和地面数据处理中心的结构以及功能，此外由于频谱迁移的具体流程联系到星地间从终端到信关站的一体化设计，因此单独作为一节进行分析。

## 2.4.1 星上载荷模块功能

星上载荷功能如图 所示主要包括三部分内容，一是载荷架构和与星上其他载荷间的互联关系，二是星上的频谱感知及频谱判决模块，三是星上的数据预处理。

### 2.4.1.1 星上感知及迁移模块架构

在低轨通信卫星上行链路中，数字多波束成形网络需要数字输入。为了实现认知无线电功能，让接收机工作在较宽频带内，需要保证各阵元射频前端输出的采样信号为宽带信号。这样在射频架构的设计中将很自然地选取宽带架构。

确定了宽带结构的射频及天线单元之后，需要确定前端天线以及射频与本系统之间的互联方式，这里有串联和并联两种选择。

图 2.4-3 表示了串联结构，频谱感知及频谱迁移模块串联于多波束天线以及数字波束成型网络之后。其输出将控制可配置数字下变频，并配合低通滤波器对多波束信号滤波。从而使接收机只接收指定频带的信号。这种结构的优点是设计过程脱离接收机以及多波束天线的制约，其缺点是需要多波束天线的数字成型网络工作在较宽的频带内，通常 30MHz 左右的带宽尚可承受，如果想达到百兆带宽乃至更大，就很困难了。

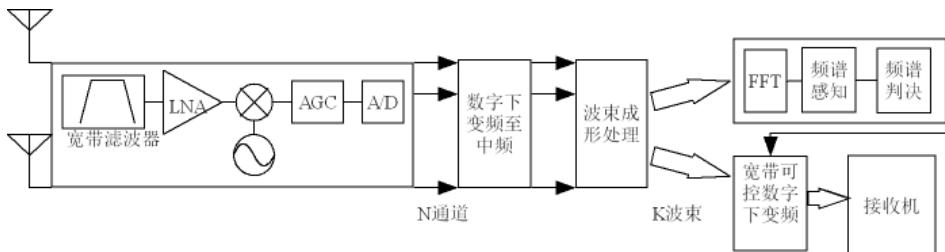


图 2.4-3 感知及迁移设备与多波束接收天线串联结构

另一种结构则是图 2.4-4 中的并联结构。在该结构中直接从一个阵元中取宽带数字信号作为星上感知及迁移模块的输入。其波束成形网络只需实现多窄带即可，由认知无线电模块的输出控制多波束所在的窄带位置。这种结构的优点是可以使认知无线电功能不受波束成形网络实现难度的限制，从而可以更灵活地对较大的带宽感知并判决。显然在宽带感知的条件下，如果考虑多波束天线的数字波束成型网络问题，并联是唯一有效的解决方案。

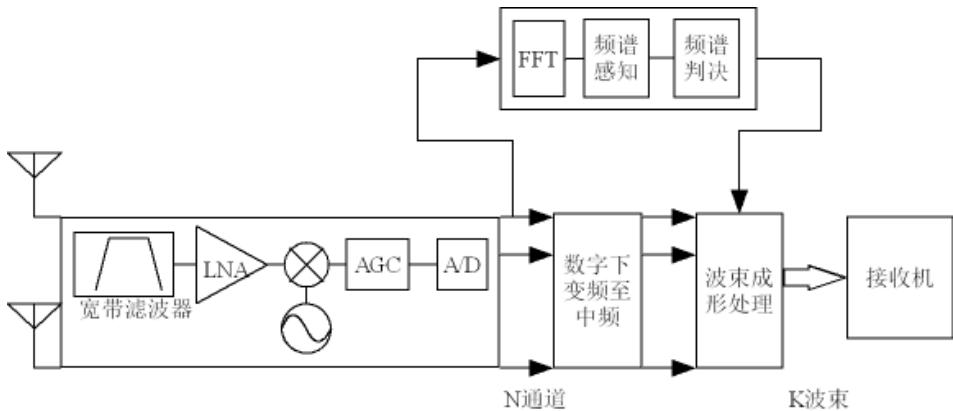


图 2.4-4 感知及迁移设备与多波束接收天线并联结构

图 2.4-5 表示了星上频谱感知及频谱迁移有效载荷在星上的通信载荷以及其他载荷之间的位置，可以看出此系统与星载交换机，发射机，天线等通信载荷均有互联关系，同时为了获取星历数据以及接受测控，载荷设计过程中也需要考虑系统与星务计算机以及遥测遥控模块之间的关系，其中系统与多波束天线的互联选择了并联方式，也即系统将通过控制数字波束成型网络的方式完成迁移过程。

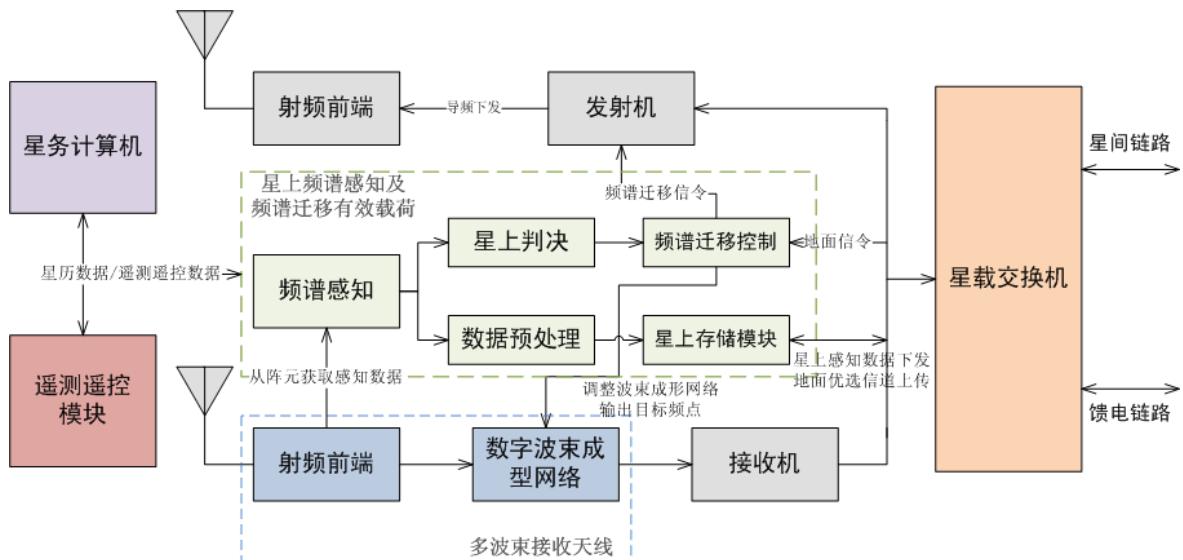


图 2.4-5 星上感知及迁移载荷与其他模块的关系示意图

具体到星上的数据流程，图 2.4-5 可以解释如下：来自于天线阵元的数据经过 AD 采样之后被送往频谱感知模块，具体完成的操作参见下一节的内容，其后的感知数据分两路，一种是作为地面进一步分析的基础进行数据预处理和压缩并储存，在过境期间通过星载交换机下传馈电链路，另一路完成星上的自主判决，如果认定带内存在突发干扰的情况则进行频谱迁移过程。这一过程中需要协调发射机下发迁移指令给地面终端，并调整数字波束成型网络到新的接受频点。另外，由于地面会上传信令完成对于星上优选信道列表的更新，这一部分数据要通过馈电链路经交换机送到频谱迁移控

制模块。不同地区的基准信道下发则需要星务计算机给出星历数据，因此也存在着数据传输。

#### 2.4.1.2 星上频谱感知及判决

前一节描述了星上的感知及迁移模块的基本架构，其中频谱感知和判决的过程是实现星上自主抗突发性干扰的关键技术，其工作过程如图 2.4-6 所示。

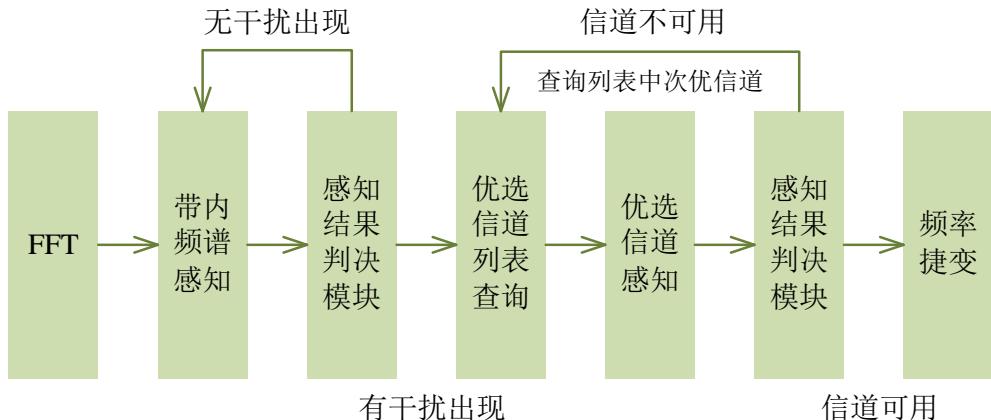


图 2.4-6 星上感知判决及频率迁移流程图

为了加快频谱感知的速度，星上正常情况下仅检测通信的频带内是否具有干扰信号，当干扰出现的时候，则查询星上的优选信道列表中最优信道的编号，通过频谱感知模块检测此信道是否可以通信，如不可以则依次选择次优信道直到寻找出可用信道为止。最后通过频率迁移模块的控制，完成从当前受干扰信道到可用空闲信道的切换过程。

由图 2.4-6 可见频谱感知技术需要具有较快的感知速度和效率，而判决技术也需要更加符合卫星通信系统的特点，第三章将就这两点内容做进一步的分析并提出创新点。

#### 2.4.1.3 星上感知数据预处理

星上的感知数据预处理只有一个目的，就是用最少的数据量表达尽可能多的频谱环境特征。由于感知数据下发过程受到馈电链路的速率限制，因此，星上感知数据预处理主要是针对在满足地面进一步感知处理及数据融合判决的前提下减少传输数据量，具体来说可分为两类内容，一是将多次感知数据融合成单次数据进行回传，如加权平均等方式，二是将回传数据进行打包并在星上完成高压缩比的无损压缩，如 Shanno-Fano 编码，Huffman 编码等。本文并未在此方向做深入研究和论述，但是就系统结构而言，此部分内容可以作为进一步的工作进行。

#### 2.4.2 多星数据融合及频谱信息挖掘

如系统结构框图 2.4-1 所示，星上感知数据通过馈电链路回传地面后，需要进行数据融合，其目的在于提高感知数据的空间分辨率和进一步利用回传的功率谱密度数

据改进检测结果。数据融合之后需要进行信息挖掘，挖掘的过程包括对于信号的空域、时域以及频域的统计特性分析，最终为不同的迁移策略准备好原始数据。

因此可以将多星感知数据融合及频谱信息挖掘分为以下三个方面：一是星上的频谱感知是针对星下所有覆盖范围的，利用分析算法提高感知结果的空间分辨率很有必要；二是利用精度更高的感知算法进一步提高全系统的频谱感知精度并将多颗卫星对于同一地区的判决结果应该进行基于置信度的融合；三是为了寻找每一地区信道接入机会质量最高的频点，即根据不同的系统策略筛选不同地区的优选信道并形成列表上传卫星。

#### 2.4.2.1 感知数据空间分辨率提升

星上的频谱感知数据是波束覆盖下的所有区域，显然此空间分辨率是较低的，较低的空间分辨率主要问题是会降低频谱的利用效率。如果在星上对地面的干扰/信号源进行辅助定位，无论采用什么技术都会大幅增加星上的处理负担，或者是增加载荷数量。考虑到对空间分辨率的精度要求较低，因此最好可以有一种能够在地面提升感知数据空间分辨率的简单算法。此部分内容在本文的第四章将进行进一步的论述。

#### 2.4.2.2 频谱感知数据地面二次处理及判决融合

为了快速处理，星上选择了能量检测作为频谱感知方法。但是能量检测的局限性在于其无法分辨信号和噪声，并且感知精度相对较低，而在地面的进一步处理中则希望可以为将来根据周围的信道信号条件选择自身调制参数提供依据。因此在地面的频谱感知数据二次处理的过程中采用更高精度的检测方式以满足性能要求。

在星地两级频谱感知及迁移系统中，如果能利用之前多次频谱感知对于信道占用状态的统计数据预判各个信道在下一时刻的使用情况，并以此对可用带宽内所有的可用信道进行排序，则可以降低感知时间，提高系统的传输效率。每次频谱迁移的过程仅判断最优信道的占用情况，如不可用则依顺序选择下一信道。

多颗卫星经过进一步的频谱感知之后并在基于预判的基础上独立判决，最后要将多星的判决结果进行融合，以获得合作感知的分集增益。由于卫星针对每个小区域的过顶情况不尽相同，因此应该结合星历信息，对不同过顶情况下的感知结果给予不同的置信度加权；而对于不同用户所在地区的战术目的不同采取不同的融合策略，例如注重自身隐蔽且可用信道较多的地区采用“AND”融合，而侧重数据传输且可用信道较少的地区采用“OR”策略。

#### 2.4.2.3 优选信道筛选

前面进行的数据融合以及信息挖掘的目的是为了表征信道的机会质量，由于终端特性的区别以及业务需求的不同，信道的机会质量表征方式不尽相同。例如话音业务需要信道的稳定性较好而对于信噪比以及误码率的要求较低，而数据业务则更关注传

输的准确性，对时延则不敏感。因此根据业务特性，信道特征，干扰状况及干扰信号的特征，设计不同的机会质量表征方式，并按此对信道进行筛选以及形成优选信道列表是这一部分的主要内容。

### 2.4.3 频谱迁移流程及相关内容

频谱迁移的过程牵涉到终端，卫星和信关站三者，并且根据干扰的种类不同（突发性干扰或持续性干扰），解决的方法也分为星上和地面两种方式。因此有必要对其流程进行细致的分析和设计，此外为了保证这一过程的正常进行，本文提出星上设定优选信道列表并由地面信关站进行维护，全部流程将通过专门的信令完成，以下对此将一一分析。

#### 2.4.3.1 频谱迁移策略及执行流程

系统的频率变化大体上可分为两种，一种是由地面发起的频谱迁移过程，另一种是由星上发起的频谱迁移过程。

地面发起的频谱迁移过程是基于地面对于某一地区长期观测结果，主要针对该地区在某些频点上长期存在的信号或者干扰，选择最适合通信的频段作为这一地区在以后一段时间内的基准频率。

而卫星发起的频谱迁移过程则与之不同，它主要基于某一地区在卫星过顶时间内突发性的干扰或者是主用户信号的出现，尤其是对当前的使用频段上的干扰，此时卫星需要在基准信道以外快速搜索可用信道，并通知终端完成频点变换。

由于卫星的过顶时间有限且星地之间数据传输时延达到百毫秒量级，频谱迁移的设计原则主要有两条，一是要尽量少占用用户链路或星间链路，即需要尽可能简单的传输信令，通过导频下发的频点信息也要简化。二是地面与星上要相互辅助以保证星上频率迁移过程中，所有备选信道可以被快速而准确的搜索。

综上所述，设计的全系统频谱迁移流程及频率迁移流程如图 2.4-7所示。

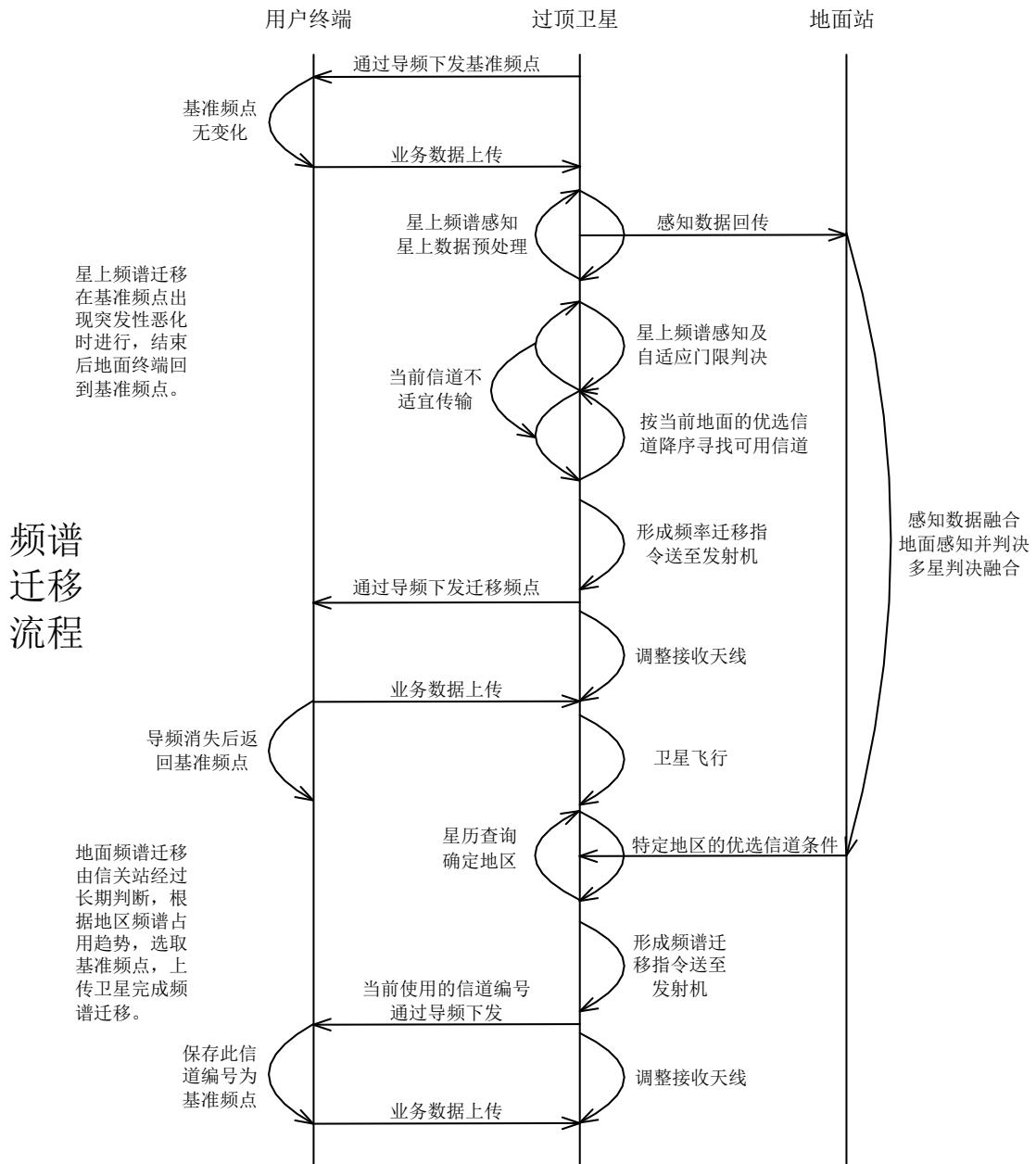


图 2.4-7 全系统频谱迁移流程示意图

在频谱迁移流程中，首先卫星不停的对全部关注频段进行的频谱感知，由于回传数据有限，要将多次的感知结果进行数据融合，此后将存储数据打包，在卫星经过地面站的时候从馈电链路进行下发。地面针对这些频谱数据进行进一步的融合和分析，结合长时段内，同一地区的频谱使用情况的统计结果，对所有可用的频点进行排序，并将最优的三到五个频点值通过信令发送到卫星上。星上的载荷从接收机获取信息后发送到星上存储单元，再通过与星务计算机交互查询星历情况，确定是否到达需要变化基准频率的点上空。如卫星已经到位，此时感知模块通过发射机，通知所有覆盖区范围内的地面终端用户准备切换频点，然后控制接收天线以便于接受上传的业务数据。

在图 2.4-7 中，星上在自适应门限判决之后，如果发现了当前信道由于干扰或有主用户信号出现，则依据地面上传的最优频点降序进行快速感知查询，以寻找可用信道。寻找到以后形成迁移指令通过导频下发，用户接收到这一导频立刻修改自身的发射频点，同时星上也控制接收天线对信号进行接受。与地面进行基准频点修改的信令有所区别的是，星上发起的频谱迁移过程在导频信号消失后并不被地面终端用户所保存。这样的好处在于当下一颗卫星到来的时候，无需在导频信号内寻找到频点信息，终端就可以与卫星进行数据传输。

#### 2.4.3.2 优选信道列表

优选信道列表（OCL）是一份保存在卫星上的针对地表各个区域的优质信道资源列表，此列表由地面的信关站进行定期维护。根据系统将地面划分为若干区域，通过地面的多星数据融合和频谱信息挖掘寻找每一地区的最优信道，这一过程的策略将在第五章进行叙述。这些优选信道的前 3-5 个信道（选取依据根据不同地区的不同业务特征或者是信道条件，可以由不同的量化标准进行筛选）的编号将被保存为一个列表，以地面区域编号作为索引，这样一份表格即为 OCL。

当卫星经过境内信关站时，星上保存的 OCL 如果有表项需要更新，则地面上传需更新的表项。被更新表项如果是基准信道，也就是最优信道时，当卫星通过查询星历确定经过对应地点的时候，下发指令修改基准频点；如果更新表项是次优信道，则只有在星上发起频谱迁移过程中，才会查询并进行跳变。

#### 2.4.3.3 星地迁移信令体系

频谱的迁移过程需要星地之间发送信令完成，这些信令包括两个方面，一种是用户终端和卫星之间发送的信令，另外一种是地面站和卫星之间发送的信令。如表 2.4-1 所示，信令包含以下内容：

表 2.4-1 星地之间频谱迁移信令所含内容

	卫星—用户		卫星—地面站	
	下行	上行	前向	反向
内容	基准频率迁移	切换成功应答	OCL上传前导	数据下发前导
	当前通信频点迁移	静默接收无应答	人工频点迁移指令	
	基准频率广播			

其中为了降低系统在进行频率迁移的过程中造成的开销，需要将信令的往返次数减到最少，此外，如果地面终端数量较多，或者是静默终端，不能发出应答，则需要信令包含完整信息保证频谱切换的成功概率。这样的一些信令可以借鉴UMTS中r99的切换流程，但是必须要根据卫星系统的实际情况进行修改。卫星和地面站之间的信令相对简单，仅是数据传输的内容区别而已，前向的人工发送的迁移指令需要在星上

完成解帧处理等操作，信令本身没有什么设计难度。

本文未涉及此部分，相关内容可以在日后的研究中进一步展开。

## 2.5 本章小结

本章是本文的主干内容，是后续各章内容的理论基础，也是重要的创新点之一，其主要目的在于将来自于认知无线电技术的频谱感知和频谱迁移理论，与低轨卫星通信系统进行结合，通过将理论与工程实践的结合，找到创新点与工程实践方法，为进一步的开展工作奠定基础。

本章分析了低轨卫星通信系统的一些特性，其中主要从对于感知和迁移过程会产生影响的角度，分析了系统设计的约束条件，并从这些约束条件进一步展开，引入系统评价指标的确定方法。卫星的波束覆盖特性以及低轨卫星的大范围移动特点，对于频谱感知的空间分辨率问题有直接影响；Doppler频移特性影响到频谱迁移的步长选择；卫星所经历的干扰信号特性及其与信号的比值决定了星上能量检测频谱感知的检测概率和虚警概率。通过这些分析确定了主要的系统指标。

本章的另一个主要内容，也是创新点所在，是提出了低轨卫星通信系统的上行链路频谱感知及频谱迁移技术的系统结构及功能划分。通过将系统划分为星地两级感知及判决的过程，形成地面系统对星上的反馈，有针对性的解决了星上躲避突发性大功率干扰，地面优选机会质量较好的信道躲避持续性或规律性干扰。分级结构的好处在于利用地面进行复杂运算的能力弥补了星上的不足，并利用多颗卫星在长时间段累积下来的数据资料，对全球各个地区的信道特性进行统计分析，进行数据融合和挖掘，从而产生优选信道列表，提升星上感知和迁移的命中度，从而最终保证系统不仅能够躲避干扰信号，而且使感知和迁移过程对系统的影响最小化。

### 第三章 星上多分辨率频谱感知及自适应门限判决

#### 3.1 引言

基于前一章所讨论的频谱感知系统框架，星上主要完成的功能包括实时的频谱感知、频谱数据的采集、预处理以备回传地面。本章主要讨论星上所使用的感知及判决技术，由于受到卫星的有限过顶时间，复杂多变的频谱环境限制，需要对通常的能量检测算法设计和实现进行修改以满足系统的设计需求。

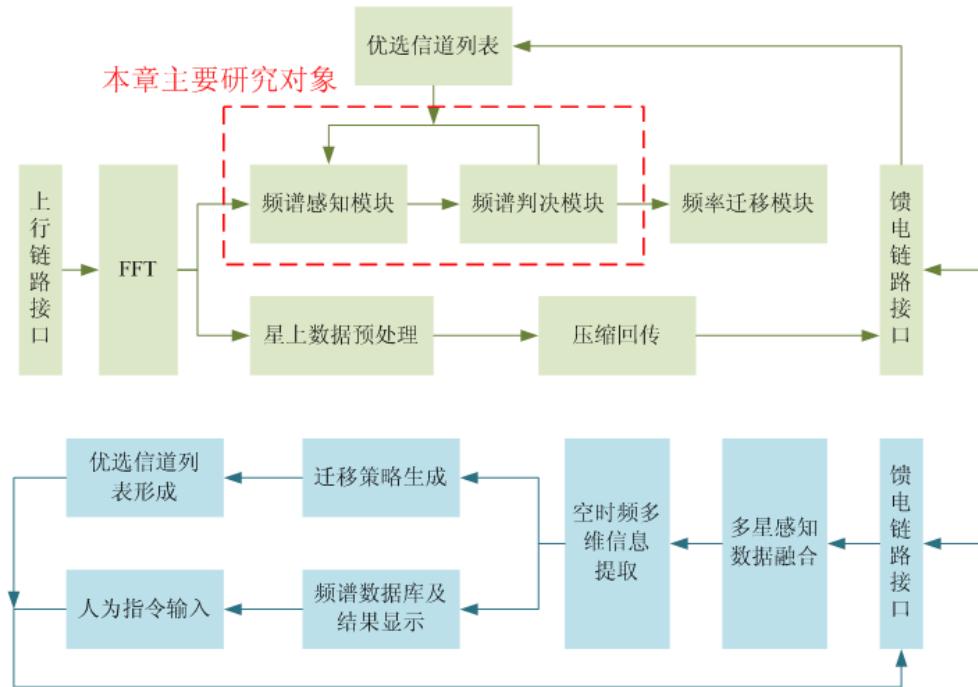


图 3.1-1 本章内容在系统中所处的位置

如图 3.1-1 所示，本章首先探讨了星上使用的频谱感知技术，包括对于现有感知技术的概括以及为何选用能量检测技术作为星上频谱感知技术，随后从提高能量检测的速度及检测精度出发，引入了多分辨率分析技术，并在此基础上提出了基于多分辨率信号分解的星上能量感知技术，利用仿真验证了在空穴定位速度及精度上的性能，从而更适用于过顶时间有限的低轨卫星通信系统应用环境。

本章另一个主要内容是关于星上使用的频谱判决技术，通常的能量检测技术使用固定判决门限，为了更好适应卫星的大地域覆盖特性，提出了基于噪声方差估计的自适应门限技术，仿真验证表明这一技术的应用有效提高了星上可感知的信号范围。在恒虚警前提下降低了漏检概率。

## 3.2 星上频谱感知技术

频谱感知的目的是为了在当前的射频环境中寻找未知参数的值,这些未知参数包括信号数量及其带宽,频带间距,平均功率,调制类型和传输时间等<sup>[32]</sup>。星上可选的频谱感知技术仍将以地面技术为基础,以下将对现有的频谱感知技术进行介绍,然后探讨多分辨率技术的特点,最后结合星上应用环境提出基于多分辨率信号分解的星上能量检测技术。

### 3.2.1 频谱感知技术及适用性

频谱空洞的利用首先取决于正确判断频谱空洞的存在,因此频谱感知是认知无线电的核心技术,其包含的内容如图 3.2-1 所示。通常将购买了频段使用授权的用户称为主用户 (PU),而将非授权用户称为次用户 (SU),也就是所说的 CR 用户。频谱感知使 CR 用户在不干扰主用户的情况下检测出频谱空洞,从而适应环境。这是利用在宽频范围上检测主用户微弱信号的实时宽带感知能力完成的。本节主要介绍相关的频谱感知技术,包括能量检测,匹配滤波,循环平稳谱特征检测,波形检测等,其后通过分析各种算法的性能对本系统适用的频谱感知技术进行分析和选择。

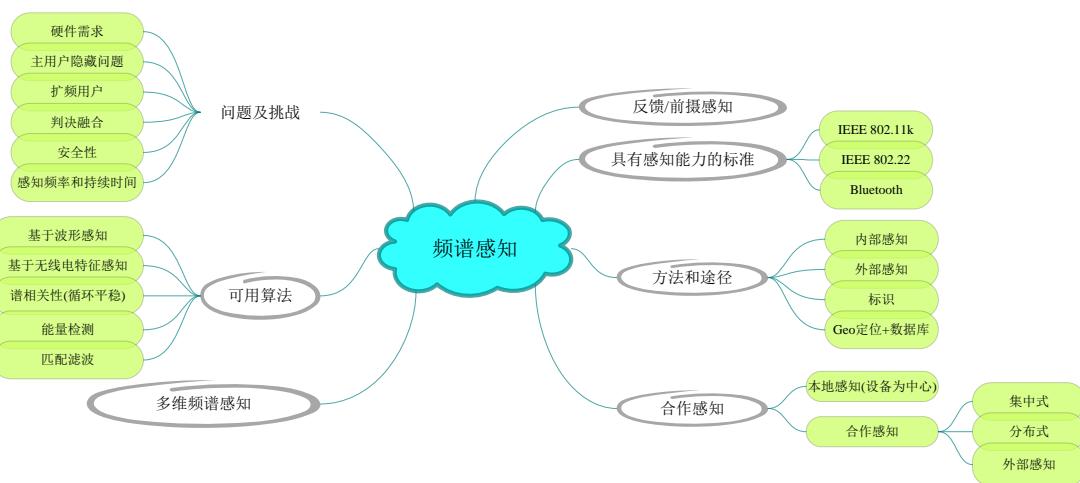


图 3.2-1 频谱感知技术及相关研究内容

#### 3.2.1.1 频谱感知技术分类

频谱感知领域已经或正在进行着许多的研究,主要包括对频谱感知算法的研究,对合作频谱感知模式的研究,以及一些标准的提出。

##### (一) 基于能量检测的感知

基于能量检测的感知方式是最常用的频谱感知算法<sup>[33]-[60]</sup>,具有低计算量,低实现复杂性。接收机无需知道任何主用户的信号情况,只需要把能量检测结果和判决门限进行比较就可以对是否存在主用户作出判决。这一算法的问题在于:

- 1 如何确定判决门限。

- 2 难以区分主用户信号和噪声。
- 3 如何提高低信噪比环境下的检测精度<sup>[45]</sup>。
- 4 能量检测对扩频信号并不敏感<sup>[38][55]</sup>。

对于能量感知，大部分工作集中于对于判决门限  $\lambda_E$  的确定，假设输入信号为

$$y(n) = s(n) + w(n) \quad (3.2-1)$$

其中  $s(n)$  为待检测信号，而  $w(n)$  为加性高斯白噪声， $n$  为采样点，则能量检测器的判决度量为

$$M = \sum_{n=0}^N |y(n)|^2 \quad (3.2-2)$$

信号只有存在或不存在两种情况，假设  $y(n)$  为接收信号， $w(n)$  为噪声， $s(n)$  是卫星通信中出现的干扰信号。

$$y(n) = \begin{cases} w(n) & , H_0 \\ w(n) + s(n) & , H_1 \end{cases} \quad (3.2-3)$$

频谱判决采用 Neyman-Pearson<sup>[61]</sup>准则，在给定虚警概率  $P_F$  条件下最小化漏检概率  $P_M$ ，从而使检测概率  $P_D$  最大化。假设判决门限为  $\lambda_E$ ， $P_F$ 、 $P_D$  可以表示为：

$$P_F = \Pr(M > \lambda_E | H_1) \quad (3.2-4)$$

$$P_D = \Pr(M > \lambda_E | H_0) \quad (3.2-5)$$

最好的目标是选择合适的  $\lambda_E$  使得  $P_D$  最大化而  $P_F$  最小化，但这需要同时知道信号和噪声的功率，由于信号功率不易获得，可以利用易于测量的  $w(n)$  来估计  $H_0$ ，从而计算出一个  $P_F$  固定的  $\lambda_E$ 。

在能量检测中判决结果是一个随机变量  $A$ ，当有信号存在的时候它服从自由度为  $N$ 、非中心参数为  $\rho$  的非中心卡方分布，没有信号的时候服从自由度为  $N$  的中心卡方分布，其中  $N=2TW$ ，而  $\rho$  是信号在感知时间上的检测能量与噪声的双边功率谱密度之比。

$$\Lambda = \begin{cases} \chi_N^2 & , H_0 \\ \chi_N^2(\rho) & , H_1 \end{cases} \quad (3.2-6)$$

随机变量  $A$  的概率密度函数可以表示为：

$$f_{\Lambda}(\Lambda) = \begin{cases} \frac{1}{2^{N/2}\Gamma(N/2)} \Lambda^{(N-2)/2} e^{-\Lambda/2}, & H_0 \\ \frac{1}{2} \left( \frac{\Lambda}{N\gamma} \right)^{(N-2)/4} e^{-(\Lambda+N\gamma)/2} I_{(N-2)/2}(\sqrt{\Lambda N\gamma}), & H_1 \end{cases} \quad (3.2-7)$$

其中  $\Gamma(\cdot)$  是伽马函数,  $I_m(\cdot)$  是  $m$  阶第一类贝塞尔函数。因此在 AWGN 信道条件下,  $P_F$  和  $P_D$  可以表示为:

$$P_F = \frac{\Gamma(N/2, \lambda_E/2)}{\Gamma(N/2)} \quad P_D = Q_{N/2}(\sqrt{N\gamma}, \sqrt{\lambda_E}) \quad (3.2-8)$$

其中  $Q_m(\cdot)$  是 Marcum 函数<sup>[62]</sup>。

利用 ROC 曲线可以看出不同  $\lambda_E$  下的  $P_D$  和  $P_F$  之间的关系, 图 3.2-2 表示了不同的 SNR 下的 ROC 曲线, 图中  $N=15$ , 图中表明信噪比越高门限判决器的表现越好。

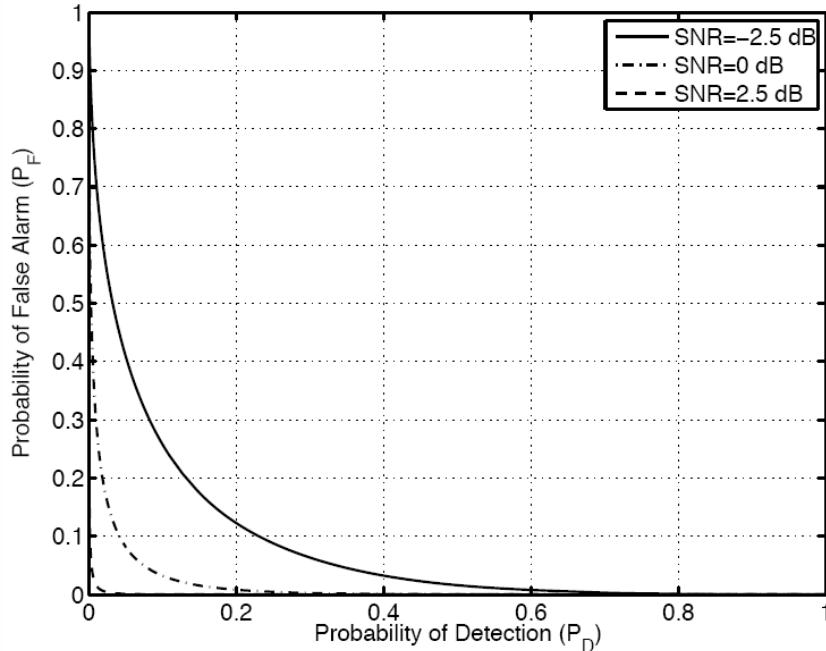


图 3.2-2 不同输入信噪比条件下能量检测频谱感知的 ROC 曲线

由于判决门限的选取决定于噪声方差, 所以对噪声门限的估计十分重要<sup>[63]</sup>, 使用 MUSIC 算法<sup>[64]</sup>可以动态分离噪声和信号子空间。而噪声方差可以由输入信号的自相关矩阵的最小特征值获得。然后此估计值可用于选择一个使误警率为常量的判决门限<sup>[59]</sup>。此判决门限可以进行多次的迭代来满足预设条件, 如误警概率。对于实际情况中的未知噪声功率, 文献[51]给出了自适应的估计方式。

文献[65][52][53]使用能量检测器去识别 WLAN 信道中的空闲/忙碌周期。文献[48]对于每一个 GSM 时隙进行测量和比较以便于找到空闲时隙加以利用。这种方法与一般的 CR 频谱感知算法不同, 它需要与主用户网络同步并且感知时间受到时隙宽度的

限制。在文献[65]以类似方法按机会方式利用未使用的蜂窝时隙。在文献[49]中为了寻找使用中的电视信道，输入信号经过 FFT 变换输出的功率等级与门限值进行比较。FFT 在每个电视信道的载波中心频率以 45kHz 速度进行采样。文献[42]研究了在多种衰落信道上能量检测器的性能。文献[66]给出了能量检测算法在瑞利衰落下的检测概率，以及对数正态阴影效应的数值估计。

## (二) 基于波形的感知

基于波形的频谱感知只能用于主用户信号类型已知的情况，现有的一些波形感知的模式主要是用于辅助同步等。这些模式包括前导头、训练序列、规范化导频传输、扩频序列。其共同特性在于利用与接收信号相同的序列进行感知<sup>[45][55][60]</sup>。此方法与基于能量的方式相比，可靠性和收敛时间更优<sup>[45]</sup>。而对接收信号的已知长度越长，则基于波形的感知算法效果越好。

借助于式(3.2-1)的模型<sup>[45]</sup>

$$M = \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=1}^N y(n)s^*(n) \right] \quad (3.2-9)$$

其中的 \* 表示共轭，当没有主用户存在的时候

$$M = \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=1}^N w(n)s^*(n) \right] \quad (3.2-10)$$

当有主用户存在的时候

$$M = \sum_{n=1}^N |s(n)|^2 + \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=1}^N w(n)s^*(n) \right] \quad (3.2-11)$$

然后用判决门限  $\lambda_w$  与  $M$  进行比较并判决。

为了分析 WLAN 信道的使用特征，文献[52][53]分析了利用 IEEE802.11b 帧前导头<sup>[67]</sup>的方法。文献[37]提出基于波形的感知方式只需要很少的测量时间，但是很容易产生同步错误。文献[60]阐述了如何利用 WiMAX 上行链路帧前导头检测信号。

## (三) 基于循环平稳的感知

循环平稳特征检测是一种借助于接收信号的循环平稳特征进行主用户信号传输检测的方法<sup>[33][38][43][68]-[76]</sup>。循环平稳特征是由信号的周期性，或者是由其类似均值的统计特性或者是自相关特性导致的<sup>[77]</sup>，也可以故意诱导以帮助频谱感知<sup>[78]-[80]</sup>。与功率谱密度函数（PSD）不同，循环相关函数适用于在给定频谱范围内检测信号。利用噪声的广义平稳特性和信号的循环平稳特性，通过循环平稳检测算法区分主用户信号和噪声，经过设计改进后，可用于区分不同类型的主用户信号<sup>[75]</sup>。

接收信号的循环谱密度函数（CSD）可以表示为<sup>[77]</sup>

$$S(f, a) = \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} R_y^\alpha(\gamma) e^{-j2\pi f\gamma} \quad (3.2-12)$$

其中  $R_y^\alpha(\gamma)$  称为循环自相关函数， $\alpha$  是循环频率

$$R_y^\alpha(\gamma) = E(y(n+\gamma)y^*(n-\gamma)e^{2j\pi\alpha n}) \quad (3.2-13)$$

当循环频率  $\alpha$  与传输信号  $x(n)$  的基频相等则CSD函数达到输出峰值。文献提出  $\alpha$  可以设为已知<sup>[69],[73]</sup>或者由传输信号中提取<sup>[72]</sup>。

#### (四) 基于信号识别的感知

基于信号识别的感知技术主要目的是获得主用户所使用的传输类型，之后就可以对主用户所占用的频段频谱特性有一个完整的认识。这使得认知无线电可以有一个更高维度的认识并且可以带来更高的认知精度<sup>[56]</sup>。如假设主用户使用的是蓝牙技术，认知无线电就可以在空域上提取一些有用信息，比如蓝牙信号的传输距离应该在 10m 范围之内。更进一步，识别出已知的通信类型可以在一些应用中完成与一直类型之间的通信要求。在欧洲的TRUST (transparent ubiquitous terminal) 计划中<sup>[81]</sup>，目标就是发现已有的一些传输技术并利用其进行通信。其中两个主要的任务为初始模式识别IMI (initial mode identification) 和模式转换监控AMM (alternative mode monitoring)。IMI 是认知设备在上电之后查找当前可用的模式或者网络。而AMM则在认知设备以某种模式通信的过程中监视其他模式的存在。

在基于信号识别的感知技术中，CR 设备从接收信号中提取特征并从已有的多种通信类型中选择与主用户使用技术最为相近的。文献[82][83]利用能量检测器获取特征并归类。这些特征包括被测总能量、频谱分布等。文献[84]将信道带宽作为参考特征，信道带宽是最易于进行模式区别的参数。归类过程则使用径向基函数神经网络，文献[56]使用能量检测在接收信号中提取带宽和中心频率信息，利用贝叶斯分类判决主用户是否活动，并识别频谱的使用机会。文献[85]-[88]使用时频分析提取的信息包括瞬时频率的标准差以及信号的最大持续时间，借助神经网络技术识别具有这些特征的活动传输过程。文献[76]利用循环频率对输入信号进行检测和归类，对循环平稳信号利用隐藏马尔可夫模型 (HMM) 可以完成信号的识别。文献[72][69]使用了另外一种基于循环平稳的算法，其利用谱相关密度 (SCD) 以及谱相干函数 (SCF) 作为特征值。文献[72]利用神经网络进行归类，而文献[69]做了统计测量。

#### (五) 匹配滤波

当传输信号已知的时候，匹配滤波毫无疑问是最好的主用户传输信号检测方式<sup>[89]</sup>。与前述的方式相比，匹配滤波最大的优势在于其漏检<sup>[90]</sup>和误警的概率可以在最短的时间内获得。对于匹配滤波而言，在低信噪比情况下为了获得误警的目标概率，

采样数要以  $1/SNR$  增长<sup>[90]</sup>。但是，匹配滤波方式需要认知无线电去解调接收信号。因此，它需要对主用户信号有最为全面的认识，包括带宽、频率、调制方式、波形以及帧格式。由此来看，由于认知无线电需要接收所有可能的信号，所以这样的感知单元实现复杂度非常高<sup>[38]</sup>。另一个相关的劣势在于由于要在检测时具有多样化的接收机算法，这就必然导致巨大的功耗。

### (六) 其他感知方法

其他可供选择的频谱感知算法包括多窗谱估计，基于小波变换的估计，霍夫变换以及时频分析。文献[91]主要讨论了多窗谱估计，此算法可看作是最 PSD 检测最大似然的近似值，并且对于宽带信号可以近似于最优化。虽然此方法的复杂度小于最大似然估计，但是计算量依然很大。文献[92]讨论了接收信号利用随机霍夫变换在 802.11 系统中识别雷达脉冲的出现。此方法也可以被用于检测任何类型的周期信号。已知信号和噪声的统计协方差是不同的，文献[93]利用这一点发展出对于已存在的通信信号的识别算法，此算法对于数字电视信号（DTV）的检测是有效的。

在文献[94]中，小波被用于检测宽带信道的 PSD 边缘，这种边缘相当于从一个被占用的波段转移到一个空波段，反之亦然。一旦这些边缘被检测到，在两个边缘之间的带内功率就可以被估计。利用此信息和边缘位置，频谱就可以用二进制方式特征化为空闲或占用。文献[94]提出了这种假设，但是还需要能够建立出一种实用的感知算法。文献[95]使用欠采样扩展了[94]的算法。假设信号频谱是稀疏的，欠采样可以通过一种有效的方式获得一个粗略的频谱认识。文献[96][97][98]讨论了基于小波变换的粗感知的模拟实现方式。模拟实现方式可以带来低功耗和实现实时操作。文献[96]不需要改变感知电路而是改变基函数实现多种方式的频谱感知。基函数的改变是通过调节小波脉冲的宽度和载频来实现的。因此可以在初始的粗扫描之后关注活动传输的频率使快速感知成为可能。文献[98]论述了这种算法的测试方案。

#### 3.2.1.2 算法复杂度及适用性分析

以上所述的各种算法按照检测精度和实现复杂度排序如图 3.2-3 所示，其中具有工程实用意义的方法包括匹配滤波，能量检测，循环平稳检测三种方法。

匹配滤波器算法可以将接收到的信噪比最大化，它的优点是：由于同步信号一致，采用该方法进行的检测花费的时间较少。

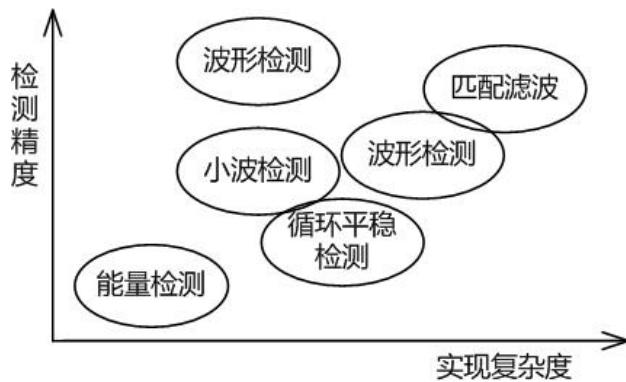


图 3.2-3 主要感知算法的精度与复杂度比较

但是，匹配滤波器需要事先知道主用户的先验信息，如中心频率，调制方式和信息包结构等。此外，为了准确地得到同步信号，需要做到与主用户信号在时间和载波上基本同步。对每一种类型的调制信号，认知系统都需要一种特殊的接收器来实现解调，当信号频偏超过一定值，系统将无法识别。因此，这种信号检测技术无法应用于频谱感知中。

相对于匹配滤波器检测算法来说，能量检测算法是一种次优的检测算法，但是能量检测算法不需要主用户的先验知识，且实现简单、运算复杂度低、灵活性好，比较适合检测宽频段内的频谱空穴。这些优点使得能量检测算法非常适合在复杂度不高的频谱感知场景。

由于能量检测只是简单地通过比较能量输出和一个依赖于估计的门限值进行频谱检测，使其不适用于信号淹没在噪声中的低信噪比环境。另外，由于能量检测仅仅是利用了接收信号的能量，并没有提取信号的本质特征，因此它不能区分接收信号的调制方式。

循环平稳谱特征检测在噪声环境中的检测性能要优于能量检测。并且可以提取调制信号的特有特征，如载波频率，符号速率以及调制类型等，因此它可以用作对信号的深层次感知。

循环平稳谱特征检测的缺点在于运算复杂度很高，以时域平滑周期图实现方法而言，假设每一个  $T$  内 FFT 点数为 512，则需作  $N$  个点数为 512 的 FFT，并对 FFT 数据进行求相关运算，最终得到一个  $512 \times 512$  的谱相关值矩阵，检测的过程相当于是对该矩阵进行遍历寻找峰值点，大幅增加了检测的运算量。

上述三种检测算法是频谱检测中的基本方法。下面根据所需的先验条件、检测性能和算法复杂度对它们进行比较，如表表 3.2-1 所示。

表 3.2-1 典型频谱检测技术比较

检测算法	先验知识需求	检测性能（主要考虑抗噪声性能）	算法复杂度
匹配滤波器检测	主用户信号的全部信息	受噪声影响较小，检测性能最佳	复杂

能量检测	无	受噪声影响大	简单
循环特征检测	部分先验信息	较大程度抑制噪声	复杂

从表 3.2-1 中可以看出，匹配滤波检测器几乎无法应用于频谱感知；能量检测实现最简单，但是受噪声影响大，不是适用于极低信噪比要求的系统；循环特征检测利用了调制信号的内在周期性，具备低信噪比条件下工作的能力，但是相对而言增加了运算复杂度。

由于星上的频谱感知系统不可能具有对于多种信号的匹配滤波能力，因此无法使用匹配滤波技术作为频谱感知的手段，并且对于功耗和散热等因素的考虑，星上进行循环平稳谱特征检测也难以实现，因此仅剩下能量检测技术。假设卫星系统本身采用扩频通信技术，则淹没在噪声之下的主用户信号，也很难对于系统造成干扰，因此能量检测技术可以满足星上对抗大功率的突发干扰信号的检测需求。因此以下将以能量检测技术作为基础，结合多分辨率信号分解技术以及自适应门限的频谱判决技术进行星上频谱感知模块的设计，提出算法并进行仿真验证。

### 3.2.2 基于多分辨率信号分解的星上能量感知

为在低轨卫星系统中实现上行链路的频谱感知，一方面需要将频谱感知后获得的数据传输到地面站进行综合判决，因此最大程度的减小数据量可以减轻对业务链路的传输占用率；另一方面现有算法多采用固定分辨率的无参谱估计进行空穴检测，在空穴带宽动态范围很大的情况下，漏检概率很高，由于卫星过顶时间有限，多渐进的谱估计方式也不适用，因此需要一个快速高效的检测算法。本文提出一种基于 Burt-Adelson<sup>[99]</sup>金字塔的能量感知算法，并利用多分辨率方式提高感知精度，加速收敛过程。

#### 3.2.2.1 多分辨率信号分析

多分辨率技术在许多信号和图像处理应用中的重要性已为人们所认识，这是由于信号在不同分辨率下会引起相应的特征产生、消失、合并。多分辨率分析就是在不同的尺度下研究信号，而分辨率可以理解为表征信号时单位长度所需的样本数。从低分辨率信号开始获得场景的概貌，然后有选择地提高分辨率以采集所需要的细节特征<sup>[100]</sup>。

尺度是许多物理现象的内在特征。信号含有不同分辨率的物理结构特征。随着信号分析的分辨率的变化会引起相应的特征产生、消失、合并。这意味着在各种不同分辨率下对信号的感知会引起不同的结果。在某分辨率下难以检测的信号特征，有可能在另一分辨率下得到检测。随着观测尺度的减小（分辨率增加），可以得到更多的目标细节。此外，信号中的信息往往不限于一个尺度而存在于多个尺度，不可能预先定义一个最佳尺度。

多分辨率技术往往表现出某些计算的优越性。信号的分辨率可以简单理解为表征

该信号时单位长度所需的样本数。多分辨率算法可以改变待处理信号的分辨率，以便采用尽可能少的数据量处理和分析信号。星上频谱感知数据复杂度受到系统限制，且感知带宽较大。因此通过不同的尺度分析对感知过程进行分析，有利于大幅提升感知的速度并保证对于感兴趣的频段的感知精度。

多分辨率信号分解的一般框架包括：在信号分解的每一级需要制定一些信号域以及在不同分辨率级间映射信息的分析/综合算子。分析算子用于减少信息，简化信号表示，而综合算子则应设计为尽可能地恢复信息的丢失。分析/综合算子与具体应用有关，其基本要求是分解后再进行信号的综合并还原原信号。根据不同的信号与和分析/综合算子定义，通常可分为线性多分辨率信号分解和非线性多分辨率信号分解两大类技术。线性多分辨率信号分解指定信号域为线性空间，分析/综合算子为线性算子。典型的技术有高斯塔式分解（gaussian pyramid），拉普拉斯塔式分解（laplacian pyramid）和小波分解（wavelet decomposition）。

多分辨率信号分解为人们提供了一种处理和分析信息既方便又有效的方法，该方法已广泛应用于数据压缩、信号增强、复原、特征提取、模式识别、模式匹配等信号处理和分析领域，特别是在图像和视频信息处理中更显示其重要性。

### 3.2.2.2 分析和综合操作符

多分辨率信号分解在每一级需要制定一系列的信号域以及在不同分辨率之间映射信息的分析综合算子。分析算子用于减少信息而综合算子应设计为尽可能地恢复信息。

可以用数学语言表示综合、分析算子如下<sup>[101]</sup>，假设指标集  $J \supseteq \mathbb{Z}$  表示多分辨率信号分解的阶数， $J$  可以是有限的也可以是无限的，第  $j$  阶的信号域  $V_j$  不一定是线性空间。信号分析过程就是在  $j$  增加的方向上对信号进行分解，用分析操作符表示如(3.2-14)：

$$\psi_j^\uparrow : V_j \rightarrow V_{j+1} \quad (3.2-14)$$

同理信号综合的过程可以看作是在  $j$  减少的方向上对信号进行还原，用综合操作符表示如下：

$$\psi_j^\downarrow : V_{j+1} \rightarrow V_j \quad (3.2-15)$$

因此  $\psi^\uparrow$  的向上箭头表示信号向金字塔的更高层变换，分析操作符  $\psi_j^\uparrow$  是在  $j+1$  层上减少信号信息，而  $\psi^\downarrow$  的向下箭头表示信号向金字塔的更底层变换，综合操作符  $\psi_j^\downarrow$  是在第  $j$  层上重建信号信息。

正确的组合分析操作符可以从金字塔的任意第*i*阶前进到更高的第*j*阶，式(3.2-16)说明了V<sub>i</sub>中元素与V<sub>j</sub>中元素的映射关系：

$$\psi_{i,j}^{\uparrow} = \psi_{j-1}^{\uparrow} \psi_{j-2}^{\uparrow} \cdots \psi_i^{\uparrow} \quad (3.2-16)$$

同理组合分析操作符说明了V<sub>j</sub>中元素与V<sub>i</sub>中元素的映射关系如式(3.2-17)：

$$\psi_{j,i}^{\downarrow} = \psi_i^{\downarrow} \psi_{i+1}^{\downarrow} \cdots \psi_{j-1}^{\downarrow} \quad (3.2-17)$$

因此定义组合操作为从第*i*阶到第*j*阶再回到第*i*阶如式(3.2-18)所示：

$$\hat{\psi}_{i,j} = \psi_{i,j}^{\uparrow} \psi_{j,i}^{\downarrow} \quad (3.2-18)$$

分析操作符 $\psi_j^{\uparrow}$ 在分解过程对信号信息的减少是不可逆的，不可能借助综合操作符 $\psi_j^{\downarrow}$ 完整重建，因此 $\hat{\psi}_{i,j}$ 可以看作是对第*i*阶的一个近似操作。

为了满足金字塔的条件，分析、综合操作符必须具有以下特性：

- $\psi_j^{\uparrow}$ 是满射的
- $\psi_j^{\downarrow}$ 是单射的
- $\psi_j^{\uparrow} \psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow} = \psi_j^{\uparrow}$ 并且 $\psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow} \psi_j^{\downarrow} = \psi_j^{\downarrow}$
- $\psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow}$ 是幂等的，例如 $\psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow} \psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow} = \psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow}$   
单射表明 $\psi_j^{\downarrow}$ 是不会引起信号的信息减少的。

### 3.2.2.3 线性塔式变换

如前所述 $\psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow}(x)$ 可以看作是对 $x \in V_j$ 的一个近似，所以不可能仅仅依靠分析过程对信号进行重建。在对信号 $x \in V_j$ 分析之后还需要进行扩展，定义一个 $x$ 的近似值 $\hat{x}$

$$\hat{x} = \hat{\psi}_{j,j+1}(x) = \psi_j^{\downarrow} \psi_j^{\uparrow}(x) \in \hat{V}_j \quad (3.2-19)$$

其中 $\hat{V}_j = V_j^{(j+1)}$ 。

在此定义减法操作符 $(x, \hat{x}) \mapsto x - \hat{x}$ 表示从 $V_j \times \hat{V}_j$ 到集合 $Y_j$ 的映射关系，类似有加法操作符 $(\hat{x}, y) \mapsto \hat{x} + y$ 表示从 $\hat{V}_j \times Y_j$ 到集合 $V_j$ 的映射关系。细节信号 $y = x - \hat{x}$ 包括了所有在 $x$ 中具有但在 $\hat{x}$ 中并未出现的信息，当有了扩展后的近似信号 $\hat{x}$ 和细节信号 $y$ 就可以完整重建原信号 $x$ 了。对于信号的重建有以下假设：

$$\text{如果 } y \in Y_j, \text{ 则 } \hat{x} = \hat{\psi}_{j,j+1}(x) \quad \hat{x} + (x - \hat{x}) = x$$

由此可以得到递归信号分析结果：

$$x \rightarrow \{y_0, x_1\} \rightarrow \{y_0, y_1, x_2\} \rightarrow \cdots \rightarrow \{y_0, y_1, \dots, y_j, x_{j+1}\} \quad (3.2-20)$$

其中

$$\begin{aligned} x_0 &= x \in V_0 \\ x_{j+1} &= \psi_j^\uparrow(x_j) \in V_{j+1} \\ \vdots \\ y_j &= x_j - \dot{\psi}_j^\downarrow(x_{j+1}) \in Y_j \end{aligned} \quad (3.2-21)$$

由式(3.2-20)可见信号  $x \in V_0$  可以由  $x_{j+1}$  和  $y_0, y_1, \dots, y_j$  直接进行重建:

$$x = x_0, x_j = \psi_j^\downarrow(x_{j+1}) + \dot{y}_j \quad (3.2-22)$$

式(3.2-20)(3.2-21)中的信号分解过程即为信号  $x$  的金字塔变换过程, 式(3.2-22)所示的信号重建过程即为金字塔逆变换, 图 3.2-4 表明了 3 阶金字塔变换和金字塔逆变换的过程。

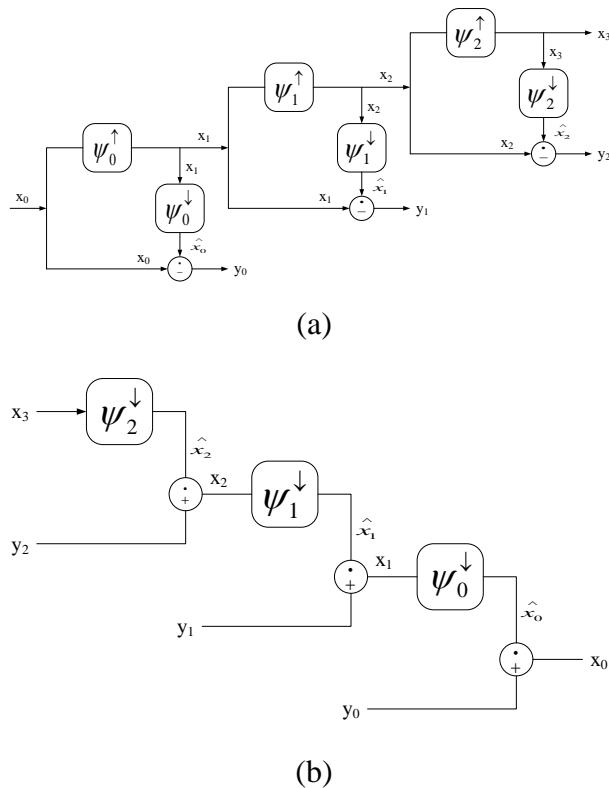


图 3.2-4 3 阶塔式变换及逆变换过程示意图

#### 3.2.2.4 上行链路感知数据压缩

反向链路的数据压缩利用高斯金字塔实现, 定义REDUCE过程,  $\text{REDUCE}(g_j)$ 为信号  $g_j$  经过低通滤波器  $H_1$  进行抽样运算, 即  $g_{j+1} = \text{REDUCE}(g_j)$ 。 $g_j (j=0,1,2,\dots,J)$  被称为逼近信号序列, 也被称为高斯金字塔,  $J$  为给定的分解级数,  $g_0$  为原信号 (金字塔底), 则

$$g_j(n) = \sum h_1(i) g_{j-1}(2n-i) \quad (3.2-23)$$

其中  $h_1(i)$  是滤波器  $H_1$  的冲激响应，滤波器  $H_1$  一般选择为高斯低通滤波器，由于理想的抗混叠数字滤波器具有无限冲激响应，因此实际应用中采用次最优的有限长冲激响应的滤波器。由上式可知每高一级的金字塔元素是由下一级金字塔中的元素经过加权求和得到的，而如果下一级金字塔的元素个数是  $2N$  或者是  $2N+1$ ，则上一级金字塔的元素个数是  $N$  个，如图 3.2-5 所示。可见对于需求的减少数据量而言，每一次高斯塔式分解都可以将数据量压缩到原来的  $1/2$ 。

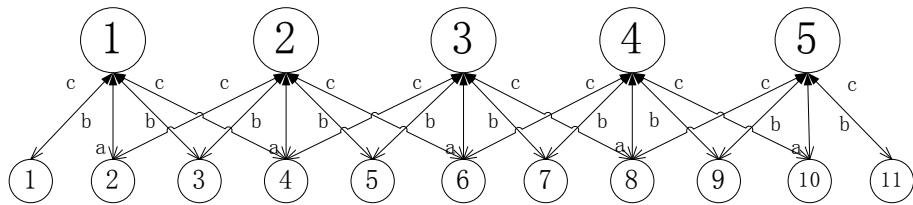


图 3.2-5 高斯塔式分解 REDUCE 及 EXPAND 过程

利用加权值表示前一个为：

$$g_j(n) = \sum_{i=-I}^I w(i) g_{j-1}(2n+i) \quad (3.2-24)$$

其中  $w(i)$  称再生核，选择滤波器长度为 5，则  $w(i)$  应满足：

1. 归一化  $\sum_{i=-2}^2 w(i) = 1$ ；
2. 对称性  $w(i) = w(-i)$ ；
3. 等贡献  $w(0) + 2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ 为正奇数}}}^4 w(i) = 2 \sum_i w(i)$

设定方程组求解，并根据再生核等贡献特性<sup>[99]</sup>定  $a = 0.4$ ，则  $b = 0.25$ ， $c = 0.05$ 。

由于逐阶计算的方式复杂度较大，不利于算法最终在星上系统的实现，在实际使用的时候并不需要逐阶计算，因此任意阶相对于 0 阶的一维 REDUCE 为：

$$g_l(n) = \sum_{i=-I}^I h_1(i) g_0(n \cdot 2^l + i) \quad (3.2-25)$$

通过公式(3.2-25)可以实现跨越阶数的 REDUCE 过程，从而降低逐阶计算带来的复杂度提升。

### 3.2.2.5 上行链路频谱空穴定位

本文将空穴的定位分成两步，首先是使用拉普拉斯金字塔分解对数据去抖动并且突出频谱信号功率突变点的位置，然后使用多分辨率分析流程对频谱空穴进行检测和识别。

在获得了任意阶的高斯金字塔分解之后，根据前文所述的线性金字塔变换理论可知，利用综合操作符可以获得原值的近似值，近似值与原值之间的差值就是在分解过

程中损失掉的信号细节部分。拉普拉斯金字塔作用就是记录损失的细节信息，由于其主要是保留了信号中的高频特征值，所以也可以看作是一个高通或者是带通滤波器。

首先是对高斯金字塔变换后的数据进行插值，称之为 EXPAND 过程，将  $g_l$  扩展到和  $g_{l-1}$  一样的长度，插值一次所得序列记为  $g_{l,1}$ ，插 n 次则记为  $g_{l,n}$ ，可见：

$$g_{l,0} = g_l; \quad g_{l,n} = EXPAND(g_{l,n-1})$$

定义一维的 EXPAND 过程为：

$$g_{l,n}(j) = 4 \sum_{m=-2}^2 w(m) g_{l,n-1}\left(\frac{j-m}{2}\right) \quad (3.2-26)$$

只有当  $\frac{j-m}{2}$  为整数的时候才会计算当前项的数值，图 2 中从上到下就表示了从  $g_{l,0}$  到  $g_{l,1}$  的变换过程，EXPAND 过程的加权值与 REDUCE 过程中所使用的保持一致。

拉普拉斯塔式的定义就是原值与扩展值之间的残差，即：

$$L_l = g_l - EXPAND(g_{l+1}) = g_l - g_{l+1,1} \quad (3.2-27)$$

由于拉普拉斯金字塔比高斯金字塔少 1 阶，所以定义  $g_N = L_N$ 。

经过拉普拉斯金字塔变换后，信号的功率谱密度函数表现为一系列不同分辨率的信号细节，这种表达是稀疏的，而且在每次 EXPAND 和做差的过程中，边缘或者是跳变点的变化会愈发明显，因此，对误判有很好的抑制，在后面的仿真中会证明这一点。

信号数据经过拉普拉斯塔式变换之后，需要使用多分辨率算法对其进行分析。多分辨率是在固定分辨率频谱分析的基础上加上尺度变换实现的，外循环选取时间序列中的一部分时间点进行运算并统计综合，内循环在不同频域尺度下进行固定分辨率频谱检测，并在输入数据的 PSD 上进行比较判决，因此获得的数据结果优于固定分辨率频谱感知。图 3.2-6 表明了这一过程。

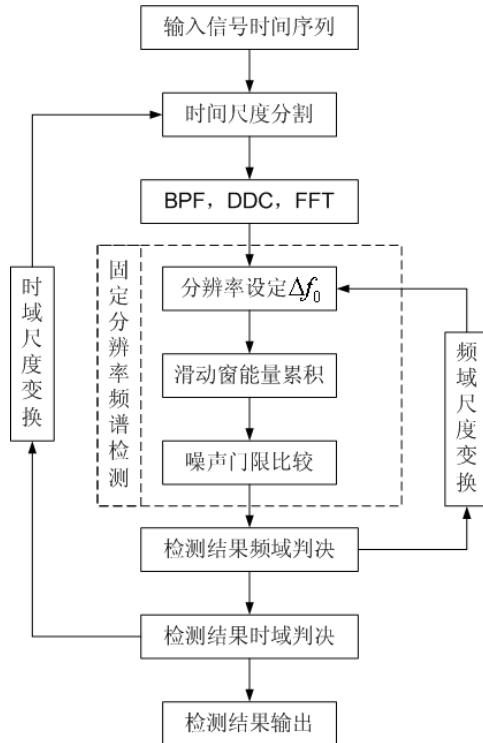


图 3.2-6 多分辨率频谱感知算法流程

### 3.2.2.6 仿真及分析

根据某卫星系统实际应用中的感知步长，假设星上原始的感知带宽为 50MHz，经过下变频到零中频后Naquist采样并FFT计算，选用 65536 点的FFT，实现频率分辨率约为 1.5KHz，其中的可用频谱空穴共有 20 个。图 3.2-7 给出了此信号的功率谱密度。高斯金字塔和拉普拉斯金字塔的再生核根据再生核等贡献特性<sup>[99]</sup>选择为  $a=0.4, b=0.25, c=0.05$ 。

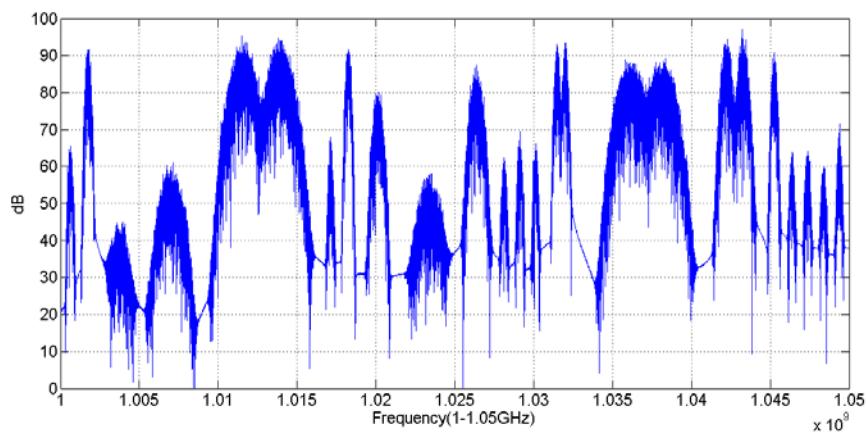


图 3.2-7 星上原始采样数据 PSD

#### (一) Gaussian 塔式变换，EXPAND 和 Laplacian 塔式变换

以下对图 3.2-7 中的原始星上感知数据结果进行了各为 3 阶的变换，包括 Gaussian 塔式变换，对应的 EXPAND 过程和 Laplacian 塔式变换过程，从图中可以清晰的看出

原始数据经过 Gaussian 塔式变换之后的频谱分辨率由细到粗，但是空穴位置和信号的波形基本稳定不变，同时在细节信息损失的过程中，残差被 REDUCE 过程所保留，因此在对应阶数的 EXPAND 过程中，可以将原始信号进行相应的恢复。另一方面，随着阶数的增加，Laplacian 塔式变换的空穴位置也愈发的突出，具体针对 Laplacian 塔式变换的分析详见仿真的第三部分。

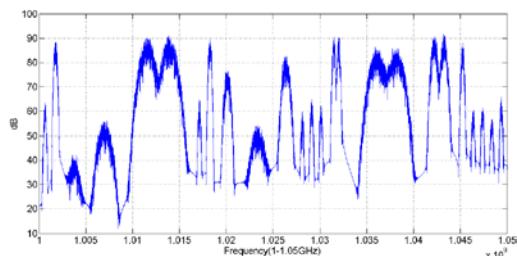


图 3.2-8 1 阶 Gaussian 分解数据压缩

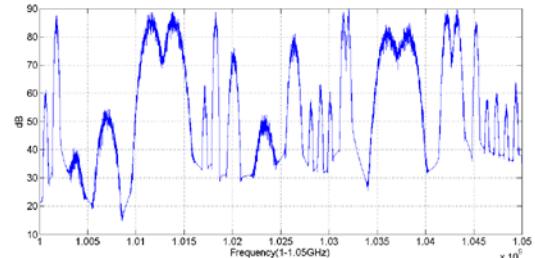


图 3.2-9 2 阶 Gaussian 分解数据压缩

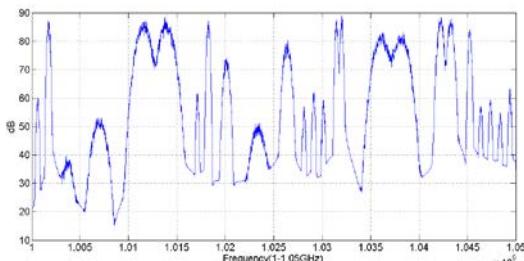


图 3.2-10 3 阶 Gaussian 分解数据压缩

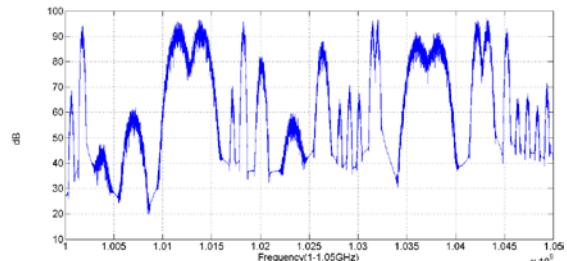


图 3.2-11 1 阶 Expand 的插值结果

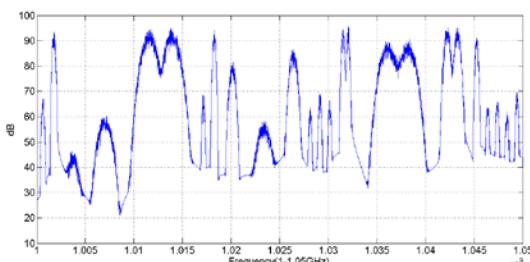


图 3.2-12 2 阶 Expand 的插值结果

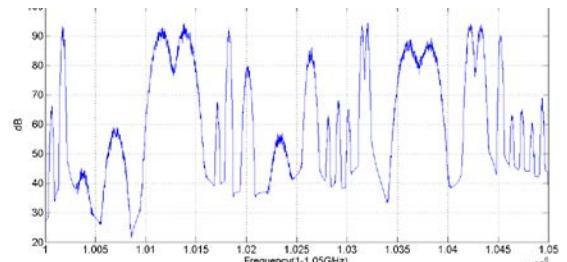


图 3.2-13 3 阶 Expand 的插值结果

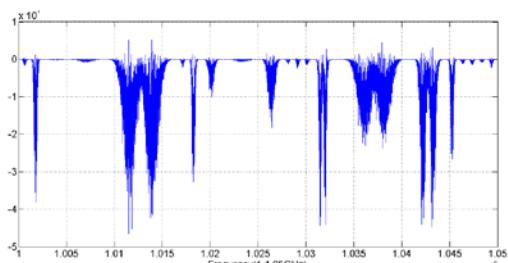


图 3.2-14 1 阶 Laplacian 分解

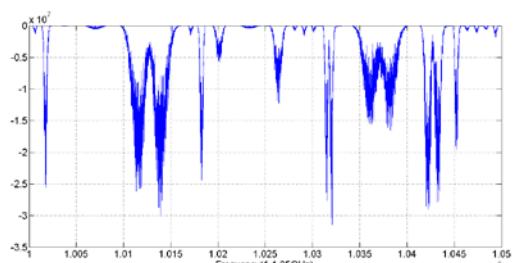


图 3.2-15 2 阶 Laplacian 分解

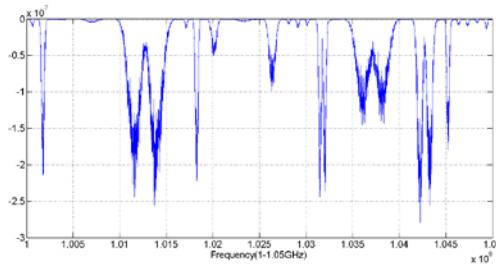


图 3.2-16 3 阶 Laplacian 分解

## (二) 高斯塔式分解采样数据压缩

低轨通信卫星进行频谱感知后需要在地面进行多星的综合判决，因此感知数据的下传要占用地面站链路的数据流量。可见有效地降低数据量可以节省传输时间，提高链路的利用效率。特别地，在低轨卫星高动态条件下，可以提高频谱感知的响应时间。

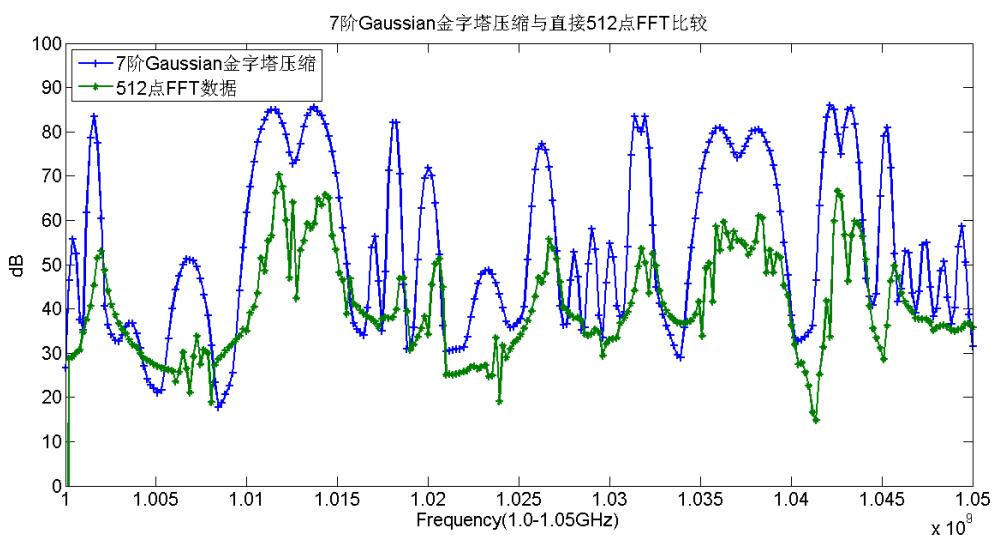


图 3.2-17 7 阶高斯金字塔压缩与直接 512 点 FFT 对波形保持的比较

经过前述分析可见高斯塔式分解可以看成一个低通滤波器，在对频谱数据进行采样后可以将数据采样点数压缩到原来的  $1/2^N$  ( $N=1,2,3\dots$ )，并且最大程度的保持着数据原有的形状。

如图 3.2-17 所示，原数据频率分辨率 3KHz，经过 7 次高斯金字塔变换的数据压缩，所得的数据基本保持了原有的信号轮廓，数据量下降了 128 倍，但是直接进行 512 点 FFT 采样的数据却损失了一些的原信号细节，因此经过 Gaussian 塔式分解可以带来数据量的大幅下降同时还可以保证数据轮廓的完整性。

## (三) 拉普拉斯塔式分解频谱空穴检测

在低轨卫星通信卫星频谱感知过程中由于原始信号的抖动很大，造成感知结果的误判概率增高。而拉普拉斯金字塔相当于一个高通滤波器，保留了感知信号的高频分量，也就是信号的细节部分，因此信号通过多阶的拉普拉斯金字塔变换后，频谱空穴

会逼近于 0，因此可以利用多分辨率频谱检测技术清晰的判断出频谱空穴的存在以及对应的频点。

为了构造拉普拉斯金字塔首先要对高斯金字塔进行扩展，将 7 阶的高斯金字塔进行 1 次扩展，扩展结果如图 3.2-18 所示。

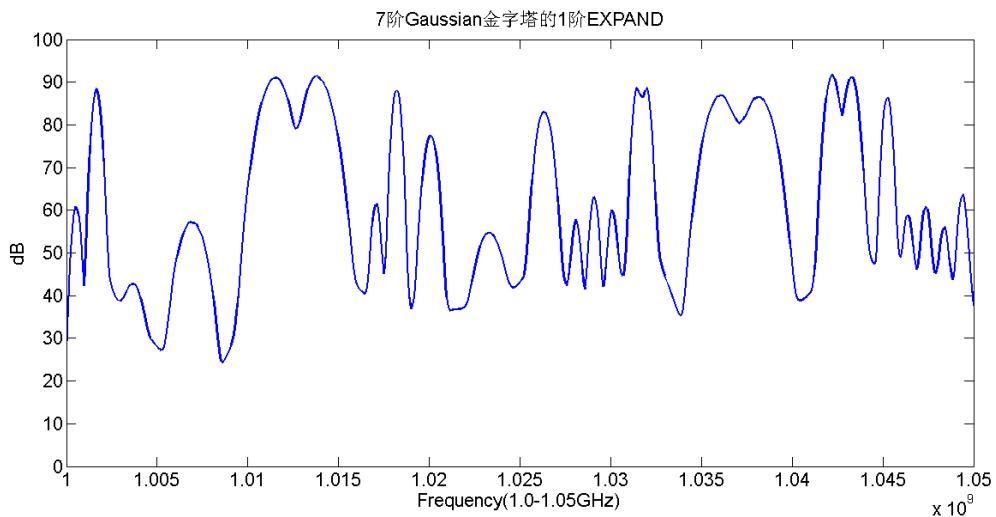


图 3.2-18 7 阶高斯金字塔的 1 阶 EXPAND 的插值结果

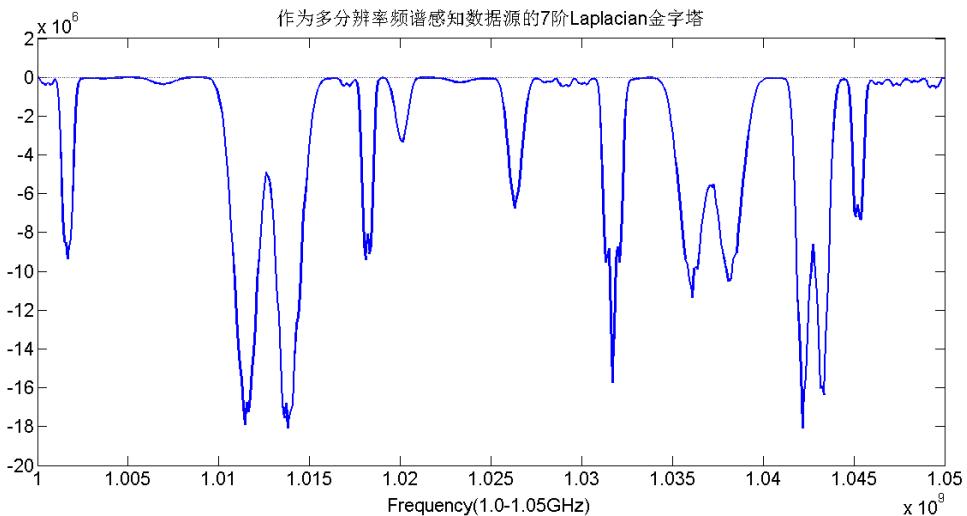


图 3.2-19 7 阶拉普拉斯金字塔分解的残差数据

得到了高斯金字塔的扩展后用 6 阶高斯金字塔与其相减，就可以得到如图 3.2-19 所示的拉普拉斯金字塔，随着拉普拉斯金字塔的阶数增加误差被放大，而相应频谱空穴对应的频段，其数值接近于 0，可以借助前述的多分辨率频谱检测技术对频谱空穴的数量进行统计。

为了进行对比，本文统计了从 3KHz 到 200KHz 的频谱分辨率下，经过多分辨率信号分解的数据与直接 FFT 后频谱检测的数据进行比较，同时对从 1 阶到 7 阶的拉普拉斯金字塔分解后的数据进行频谱检测，并且采用了 10 次随机生成的信号源，并

对检测结果求均值。如图 3.2-20 所示，虚线表示实际存在的频谱空穴数为 20，在采样点较多的时候，由于信号的抖动误差导致直接 FFT 后频谱检测的结果远高于拉普拉斯多分辨率频谱检测的数据结果，在采样点较少的时候两者的结果都趋近于理论值，但是从给出的对应频段来看，由于直接采样在点数较少的时候已经无法完全表征信号的实际形状，所以给出的频段大部分是错误的，而拉普拉斯多分辨率频谱检测从 10KHz 到 200KHz 的频率分辨率下，都与实际值基本吻合，而且给出的频段始终一致，因此性能上远甚于直接采样频谱检测。

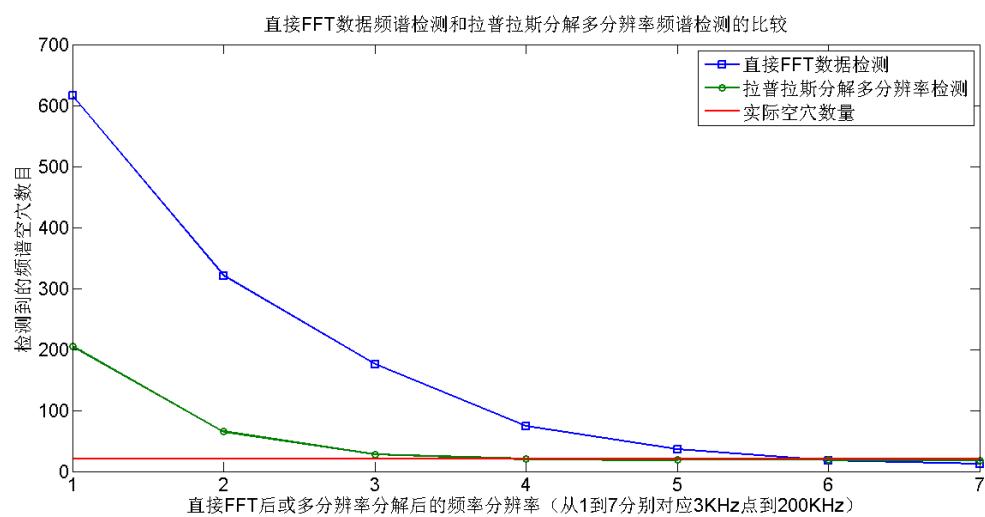


图 3.2-20 直接采样频谱检测与拉普拉斯多分辨率频谱检测精度及收敛速度比较

### 3.3 星上频谱判决技术

前文对星上的感知技术进行了分析，并根据恒虚警概率的要求设定门限，而这一门限一经设定不再因为时域或者是空域的变化而发生变化，从而降低了能量检测感知算法在实际工程应用中的性能。本节从功率谱的角度对噪声方差进行估计，提出了基于噪声方差估计的能量检测自适应门限算法。

#### 3.3.1 噪声不确定性问题

能量检测器存在噪声不确定性问题，即能量检测对未知噪声、功率变化噪声及强干扰十分敏感，当信道环境较差的情况下噪声功率的波动会使检测器的性能急剧恶化。由信号检测理论可知，卫星的星上频谱感知虚警概率和漏检概率主要受到门限的影响，而门限的设定则取决于当前频谱环境的噪声估计。低轨卫星系统由于快速飞跃地球各个区域，不仅环境噪声情况复杂，而且变化速度很快。因此，如何快速估计当前频谱环境的噪声方差，快速实现判决门限自适应直接影响到感知算法的整体性能。

究其原因，主要是判决门限不能自适应地根据噪声功率的波动进行调节。因为传统能量检测算法采用的是固定门限，在噪声或者干扰环境变差，噪声或干扰水平逼近判决门限时，传统的能量检测算法就会出现大量的虚警，从而使检测性能急剧下降。

因此,为了改进能量检测算法在噪声不确定性环境下的检测性能,检测算法必须能根据噪声功率的变化自适应地调整判决门限,在这个过程中,对噪声功率的实时准确的估计是最关键的问题。

对于能量检测的噪声不确定性问题,很多学者对其提出了改进方法:文献[102]提出用已知的特殊空闲信道来估计噪声,但是这样一方面增加了能量检测需要的先验知识,另一方面该特殊空闲信道的噪声水平不一定能准确表征当前检测信道的噪声水平;文献[103]提出用滑动窗的平滑方法对接收信号功率谱进行处理,使可区分信号带和保护带,并用保护带估计噪声功率谱密度,从而得出判决门限,但是该算法中间需要一个预设门限来区分保护带和信号带,关于这个门限的设定该文中没有给出相应的分析,而且该文中没有给出检验统计量的统计特性分析;文献[104][105]分析了噪声不确定性对检测性能的影响,但是文中假定噪声的动态范围是已知的,对于这个动态范围如何得到或估计却没有给出;文献[106][107]中提出设置双门限来对抗噪声不确定性,即当统计量小于较小门限  $th_0$  时判决为空闲,大于较大门限  $th_1$  时判决为占用,统计量处于中间值时可继续观察数据计算统计量,这种方法存在两个明显的缺陷:一是它不能对抗噪声大的起伏,因为它还是一种固定门限算法,门限不会根据噪声变化自适应地变化;二是该方法在低信噪比情况下对双门限差值的分析会变得十分困难。

### 3.3.2 基于自适应门限的频谱判决技术

#### 3.3.2.1 噪声方差估计

本节首先讨论噪声方差估计。关于噪声方差估计,前人已经做了很多这方面的研究,但很多都是基于已知空闲信道信息的,即意味着需要先验知识,例如文献[102]提出利用已知的空闲信道进行噪声方差估计,这就需要检测器事先了解空闲信道信息,这在存在恶意干扰的情况下是行不通的。

为了感知系统的自主性,需要一种噪声方差盲估计的方法。

由于对盲信号的时域分析难以区分接收信号是否仅仅是噪声,因此以下从频域分析的角度寻找解决方法。首先从信号估计和谱分析的理论出发,对宽频带信号进行功率谱估计,再利用噪声功率谱相对平坦的特点对宽频带信号功率谱进行递归运算逼近噪声基底,从而得到噪声功率谱估计,进而从噪声功率谱估计推出噪声方差估计。

根据周期图功率谱估计法,先对接收信号的自相关函数进行估计:

$$\hat{r}_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} x^*(n)x(n+m), \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (3.3-1)$$

对自相关函数估计做 DFT 得到功率谱估计  $\hat{P}_{xx}(k)$ :

$$\hat{P}_{xx}(k) = \sum_{m=0}^{N-1} r_{xx}(m) e^{-j2\pi \frac{k}{N} m}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.3-2)$$

具体的自适应噪声估计算法如图 3.3-1 所示：

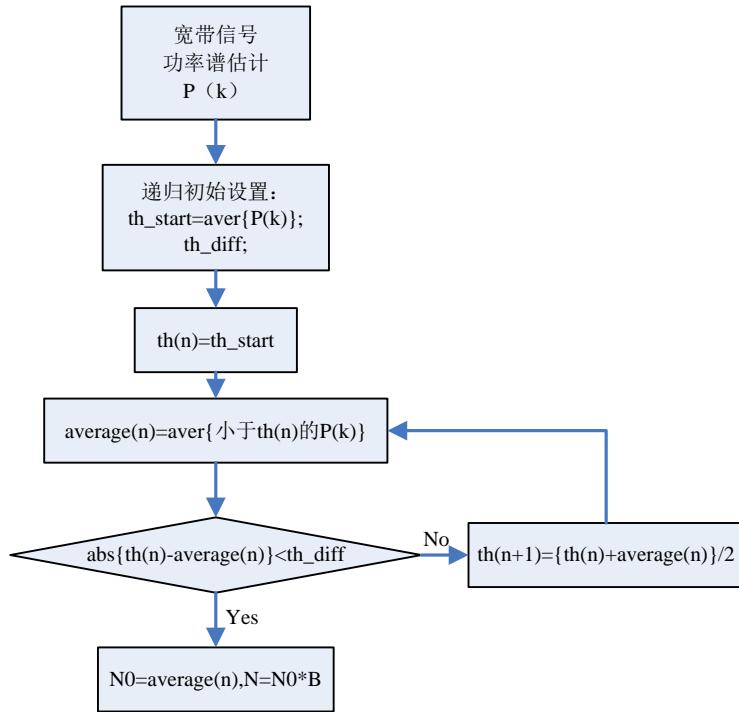


图 3.3-1 自适应噪声估计算法流程

上图中, aver{}为取平均值操作。另外递归系数 th\_diff 表征的是递归算法的分辨率, 与噪声功率谱密度估计的精度密切相关。该值如果设置过大, 则会导致噪声功率谱估计精度不足; 若设置太小, 则会引起递归算法过度递归, 导致噪声功率谱估计偏低。因此, 该值的设定应结合相近的噪声功率谱密度估计进行设定, 通过仿真验证表明该值设为上次递归结果的 1/5~1/4 比较合适。

利用上述的自适应噪声估计算法得出实时的噪声功率谱  $N_0$  估计, 相应的检测算法根据自身的门限规则确定判决门限, 如(3.3-3)式所示:

$$\lambda_{th} = f(N_0) \quad (3.3-3)$$

其中,  $f(\cdot)$ 为具体检测算法的门限规则, 对应下文中为恒虚警概率门限准则。

### 3.3.2.2 自适应判决门限

上述公式和递归算法阐述了如何获得实时的噪声方差估计, 实时噪声方差估计是本文提出的自适应门限算法的核心环节, 噪声方差估计的准确与否直接决定了该算法的检测性能。接下来描述基于噪声方差估计的自适应门限算法如下:

Step1: 设定最小门限值 th\_min, 最大门限值 th\_max, 二次平滑门限 th\_smooth;

Step2：利用公式(3.3-1)对观测数据求功率谱估计；

Step3：对 Step2 得到的功率谱估计进行二次平滑处理：

首先利用平滑窗 1 对功率谱估计数据进行一次平滑，再对小于平滑门限  $th_{smooth}$  的部分采用平滑窗 2 进行平滑；通过二次平滑可以降低功率谱估计存在的方差，使原先随机波动较大的噪声频段变得更加平滑，从而有效降低噪声功率谱估计的误差；

Step4：利用前述的递归算法估计  $\hat{n}_0$ ，从而得出噪声方差估计  $\hat{\sigma}_n^2$ ，代入恒虚警概率检测(CFAR)公式求得门限  $th$ ；

Step5：判断  $th$  是否大于  $th_{max}$ ，或小于  $th_{min}$ ：

If 大于则输出使能信号直接置观测信道为  $H_1$ ；

if 小于则输出使能信号直接置观测信道为  $H_0$ ；

else 则到 Step6；

Step6： $\lambda = th$ 。

结合上述的自适应门限算法，设计能量检测器应用框架如图 3.3-2：

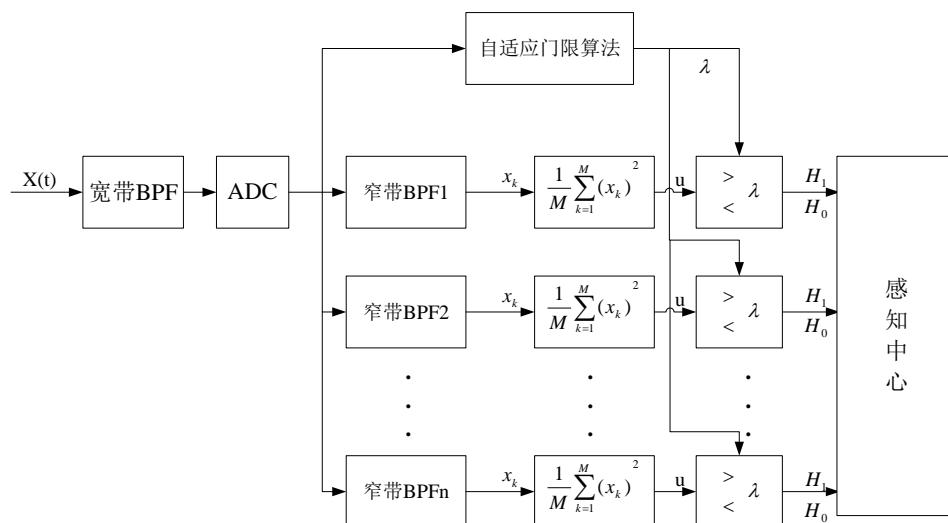


图 3.3-2 自适应门限能量检测器结构框图

该能量检测器首先通过宽带滤波器选出目标检测频段，接着在该宽带频段上通过自适应门限算法估计噪声方差，确定门限参数  $\lambda$ ；另外根据自身通信信号带宽确定窄带频隙宽度，即窄带滤波器带宽，系统通过窄带滤波器将目标检测频段划分成  $N$  个窄带检测频隙，分别在每个窄带频隙上进行能量检测判决。

首先运用自适应噪声估计算法得到  $n_0$  估计，然后根据判决规则设置门限如下：

$$\lambda = \hat{n}_0 \times k \quad (3.3-4)$$

由于下文对  $n_0$  估计的分析都以 dB 的形式进行表示，这里为了分析方便，统一换算成 dB 形式进行表示，即

$$\lambda = \hat{n}_0 + K \quad (dB) \quad (3.3-5)$$

其中,  $K=10\lg(k) \text{ (dB)}$ 。

当  $k=1.26$  时, 即  $K=1\text{dB}$ , 门限为  $n_0$  估计的 1.26 倍;  $k=1.59$ , 即  $K=2\text{dB}$  时, 门限为  $n_0$  的 1.59 倍。

门限系数  $K$  决定了自适应门限判决的分辨率: 当  $K$  设得较大时, 判决算法能容忍较大的噪声估计起伏, 降低虚警发生的概率, 但是同时分辨不出  $K(\text{dB})$  范围内的用户信号, 使检测概率降低; 当  $K$  设得较小时, 判决算法能分辨出信噪比较小的用户信号, 但同时增加了将噪声误判为用户信号的概率, 即增加了虚警概率。

### 3.3.2.3 仿真及分析

为了验证自适应门限能量检测算法的性能, 本文进行了相应的计算机仿真。仿真条件如下: 采用 BPSK 调制信号, 数据速率 500kbps, 载波频率 2MHz, 采样率 20MHz, 成型系数 0.3, 单频隙窄带滤波器带宽 1MHz, AWGN 信道。由于本论文关注点为自适应门限算法的检测性能, 所以这里仅做单频隙信号检测仿真来验证算法性能。

本次仿真假设信号功率不变, 并通过观察噪声功率变化下的噪声方差估计和信号检测概率来验证算法性能。此次仿真中, 定义信噪比为  $E_b/N_0$ 。

仿真中, 信号方差预设为 0.1187, FFT 点数为 1024, 观测数据长度为 1024, CFAR 公式中虚警概率设置为 0.01。

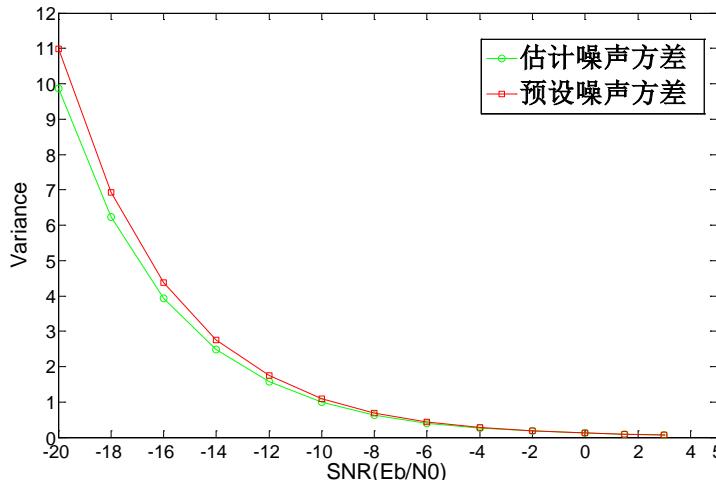


图 3.3-3 噪声方差估计与实际值的吻合程度

图 3.3-3 给出了不同 SNR 条件下噪声方差估计情况。从图中可以看出, 在较高信噪比 ( $>-8\text{dB}$ ) 条件下, 估计的噪声方差和预设的噪声方差基本一致; 当信噪比进一步降低时, 由于噪声功率谱的起伏变大, 导致该算法在递归的过程中发生了过度递归的情况, 使得对噪声方差估计的误差逐步增大, 这也使得检测性能随着 SNR 的降低而变差。

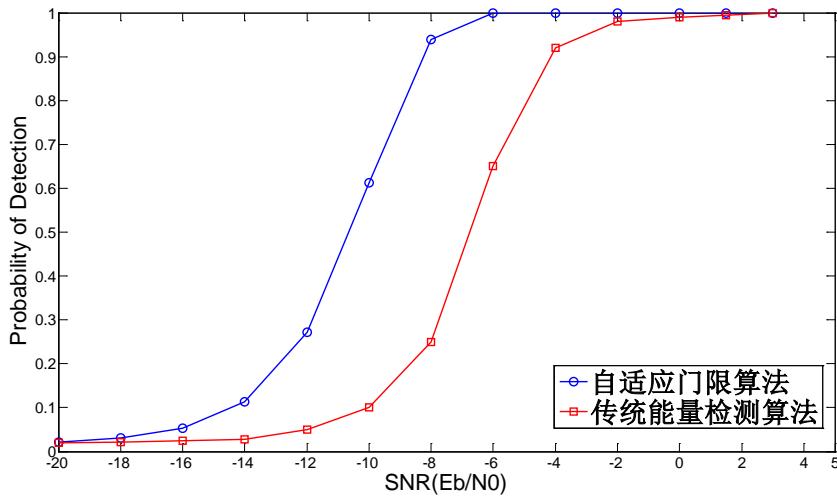


图 3.3-4 固定门限与自适应门限的检测概率对比图

图 3.3-4 给出了不同 SNR 条件下的检测概率图，并与文献[103]中的传统能量检测方法进行了对比。从图中可以看出，本文提出的自适应门限算法相对于传统能量检测算法有 4-5 个 dB 的改进。对比以上两图可以看出，在干扰信号与噪声之比大于-10dB 的情况下，该算法能较准确地估计噪声方差，具有良好的检测性能；当干扰信号与噪声之比小于-10dB 并继续下降时，该算法对噪声方差的估计误差逐渐增大，另外由于观测样本的噪声方差相对于统计方差起伏较大，使得该算法的检测性能下降。

门限系数 K 对检测性能的影响，这里针对不同的门限系数进行了相应的仿真，由于系统主要强调虚警概率的大小，因此这里仅考虑了虚警概率的仿真，仿真结果如图 3.3-5 如示：

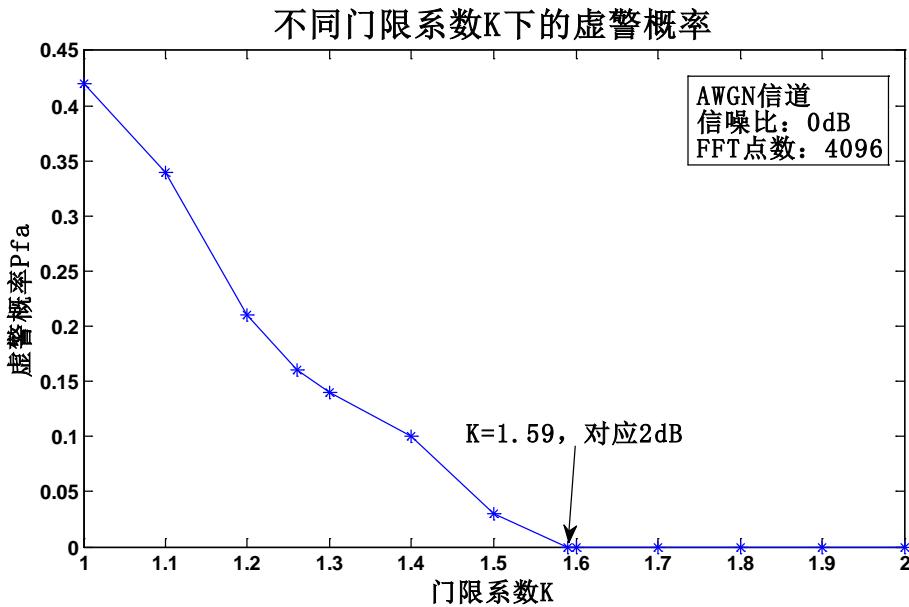


图 3.3-5 不同门限系数 K 下的虚警概率

从图 3.3-5 中可以看出，在信噪比 0dB 条件下，虚警概率在门限系数接近 2dB 的

区域趋向于零。鉴于本文所述系统对虚警概率的严格要求,本文因此选取K等于2dB处作为仿真的条件。

最后本文对不同信噪比条件下快速频谱感知算法的检测性能进行了仿真,下图各数据点是基于蒙特卡罗仿真的结果,每个信噪比条件下仿真次数为1000次。仿真结果如图3.3-6所示:

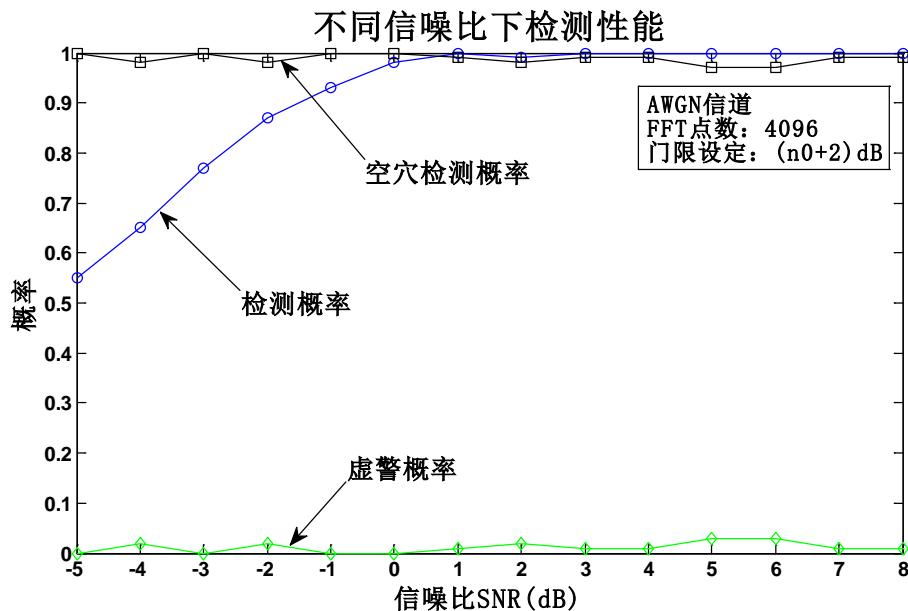


图3.3-6 不同信噪比条件下快速感知策略性能

从图3.3-6中可以看出,本文提出的感知算法能保持着较高的空穴检测概率,符合了低轨卫星系统对感知性能的要求。当信噪比降低时,由于信号谱线与噪声谱线的可区分性越来越差,导致了对低功率用户信号的检测概率逐渐下降,当信号谱线淹没在噪声谱线中时,该算法的理论检测概率趋于零。另外,从图中可以看出,在信噪比为-2dB时,该感知算法具有接近0.9的用户信号检测概率和0.99的空穴检测概率,表明了该系统能在较低信噪比条件下很好的工作,适用于低轨卫星应用的背景。

### 3.4 本章小结

基于多分辨率信号分解的低轨通信卫星频谱感知技术实现了低轨卫星通信系统对上行链路空穴检测的精度需求,减小了信号频域抖动带来的误差,加速了空穴定位算法的收敛过程。另外,此技术在保持原有频谱特征前提下,大幅压缩了反向链路的感知数据传输量,提高了星间链路和馈电链路的使用效率。因此,多分辨率信号分解技术可以显著地提高低轨通信卫星频谱感知的性能。

在认知无线电的频谱感知环节中,传统能量检测方法的性能受到了噪声不确定性的严重影响。本文针对这一问题对传统算法做出了改进,提出了一种基于噪声方差估计的自适应门限算法。仿真实验证明,该算法在较低信噪比下能准确地估计噪声方差,并根据实时估计的噪声方差调整门限,使检测性能相对传统算法有了4-5dB的提升。

该算法无需任何先验信息，适用于频谱自适应分配的智能通信系统。

## 第四章 多星数据融合及置信度合作频谱判决

### 4.1 引言

星上的频谱感知能力受到器件、功耗、过顶时间等诸多限制，为了达到更高的精度只能将部分数据处理过程放置于地面，如图 4.1-1 所示，另一方面，数据融合可以提高频谱的感知精确性，在上行链路中只有卫星可以作为感知节点，因此本文考虑将星上的感知数据发送回地面，进行多星数据融合处理，包括：

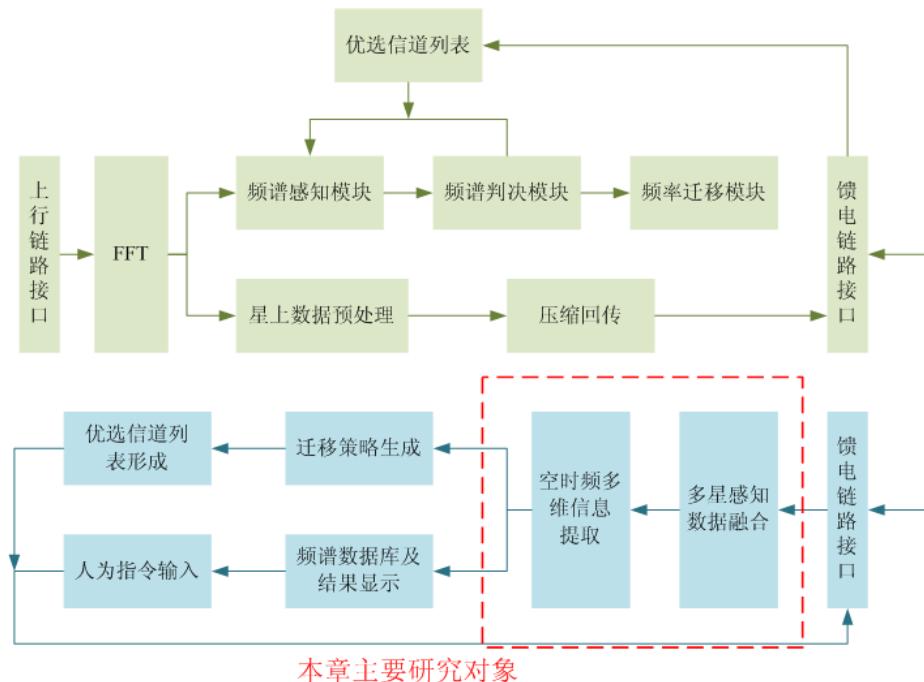


图 4.1-1 本章内容在系统中所处的位置

- 空间分辨率提升：由于低轨卫星的对地波束覆盖范围直径数千公里，无论卫星频谱感知的精度有多高，都无法确定干扰信号的空间位置。另一方面干扰信号的空间位置又决定了频谱的使用效率，或者说干扰源定位精度越高，频谱迁移就越准确。传统的干扰源定位算法虽然精度很高，却都难免需要增加星上的设备或者是计算复杂度，并且会增加数据的回传量（感知结果及干扰源位置信息）。因此，最优解决方案是利用频谱感知的数据结果直接进行地面的数据融合，从而降低干扰源的定位模糊度，提升空间分辨率。
- 二次频谱感知：如第三章所述，星上的频谱感知技术以能量检测技术为核心，可以快速地对信道占用做出反应并且不需要任何先验信息，但感知精度较低，且无法分辨出干扰信号的确切参数。如果能对长期存在的干扰信号参数有所了解，就可以结合星历信息选择多样化的抗干扰手段或是频谱迁移策略。因此，可以针对

一些热点地区回传原始采样数据进行循环平稳谱特征检测，从而提高检测精度并获取干扰源信号的特征参数。

- 合作频谱判决：由于建筑以及山脉等遮挡物的影响，干扰源与卫星的相对位置不同，其可见性也不同，这一情况类似于地面认知无线电技术中的“隐藏终端”问题。利用合作频谱判决技术可以解决这一问题，同时合作频谱感知技术可以在相同的虚警概率下，有效提升检测概率。

## 4.2 频谱感知数据的空间分辨率

### 4.2.1 干扰信号定位

信号定位是一种广泛使用的技术，主要可以分为有源定位和无源定位，从卫星系统的应用环境出发，无源定位是唯一的选择。无源定位技术又可以分为单站和多站，在低轨卫星通信系统中两星之间波束即便交叠范围也比较小，定位信息的互传会大量占用宝贵的星间链路资源，所以本文只分析单站无源定位和多波束天线的波达方向估计(DOA)技术在低轨卫星通信系统频谱感知干扰源定位中的应用前景，需要指出的是卫星进行干扰源定位的过程中，观测站即卫星自身。

目标在视线坐标系上的运动可以分解为径向运动，水平切向运动和垂直切向运动，而径向运动会引起信号的多普勒频率及其变化率的变化，切向运动主要造成相位差及其变化率的变化，因此理论上来说只要通过测量相位差、多普勒频率以及变化率等参数就可以对地面信号进行定位。单站无源定位技术主要包括测向定位法、到达时间定位法、多普勒频率定位法、方位/到达时间定位法、方位/多普勒频率定位法、测相位差变化率定位法和测多普勒频率变化率定位法<sup>[108]</sup>。

测向定位法、到达时间定位法、多普勒频率定位法是三种传统方法，由于只关注了目标在视线坐标系单个坐标轴上的运动造成的参量变化，因此在进行定位的时候都要求观测站做机动运动，显然在卫星系统中是难以实施的。方位/到达时间定位法、方位/多普勒频率定位法是两种基本相同的定位算法，但是在可观测的前提下不能完全避免对于观测站的机动运动需求，可是卫星作为观测站仅能按照预定轨道飞行。而测量相位差变化率和测量多普勒频率变化率都需要二元天线阵，从而造成星上载荷的增加。同时这些算法都是观测站实时运算，在星上使用势必造成硬件开销，和系统运算复杂度的增加，降低了系统的稳定性。

多波束天线技术在低轨卫星通信系统中的应用研究已经越来越成熟，为了实现天线对于干扰方向的自适应调零，波达方向估计技术与多波束天线获得了很好的结合。利用多波束天线后端的波束成型网络，多个阵元可以快速地估计来波方向，并在视线坐标系中精确定位<sup>[109]</sup>。

但是这一技术应用在频谱感知数据的空间分辨率提高上有两个主要的障碍，假设

多波束天线的阵元数为  $N$ , 其理论最大识别来波的个数为  $N-2$ , 通常低轨卫星所携带的阵元数仅为 20 个左右, 而实际覆盖范围下热点区域对于卫星通信会产生干扰的信号数量远远超过这一量级。此外, 在第二章中本文已经选择了与多波束天线并行的体系架构, 如果要利用 DOA 估计技术则仍需要一套与多波束天线进行数据传输的结构, 这一结构势必占用较为庞大的资源, 因为这一功能的使用频率很高。

#### 4.2.2 低轨卫星感知数据空间分辨率模型

由于本文的应用环境并不需要很高的定位精度, 从通常关注的热点地区范围来看, 无论是城市或者是战区, 百公里左右的定位精度已经可以在很大程度上提高频谱的使用效率, 因此, 如何最大程度的减小星上系统负担并简化算法, 乃至将数据在地面进行分析是算法的关键。

假设系统由 4 颗卫星构成, 卫星均为轨道高度约 1000km 的 5 天回归太阳同步圆轨道卫星, 轨道倾角约为  $99.4^\circ$ , 轨道周期约 6307sec, 各卫星的升交点赤经分别相差  $45^\circ$ , 近地点角距均为  $0^\circ$ , 当仰角高于  $25^\circ$  认为卫星可以与地面终端建立通信。

卫星频谱感知与地面频谱感知的一个主要区别在于卫星接收波束的覆盖范围远大于地面。如图 4.2-1 所示, 假设仰角  $\theta=25^\circ$ , 卫星高度  $h=1000\text{km}$ , 地球半径  $R=6378\text{km}$ , 低轨卫星的接收天线覆盖的范围直径达到  $2987\text{km}$ , 即图 4.2-1 所示。

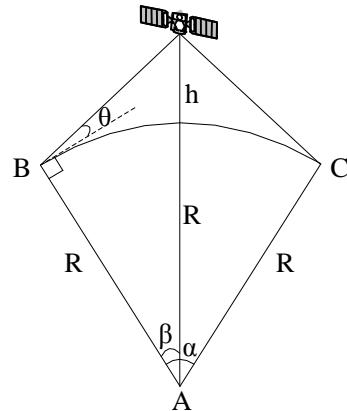


图 4.2-1 仰角与卫星覆盖区的关系图

事实上频谱被大量占用的地区往往是人口稠密的城市, 而数千公里的感知范围无法确切表达关注地区的实际频谱环境。以  $2987\text{km}$  为例, 在赤道地区也只能达到约  $27^\circ \times 27^\circ$  (纬度  $\times$  经度) 的空间分辨率, 因此在判决之前需要将感知数据进一步处理以提高空间分辨率。

#### 4.2.3 二维插值迭代分割算法

当前主要的频谱感知技术包括匹配滤波感知、能量感知、波形感知、循环平稳感知、无线电识别感知、多窗谱估计和小波检测等<sup>[110]</sup>。由于能量检测复杂度低, 适合

于资源受限的卫星系统。如前所述，能量检测技术直接应用于卫星频谱感知的空间分辨率并不高，需要在判决之前进行预处理，以下介绍二维差值迭代分割(Two-Dimensional Difference Iterative Partition, TDDIP)算法以提高能量检测的空间分辨率，如图 4.2-2 所示，为了简化模型，接收天线波束近似认为是正方形。

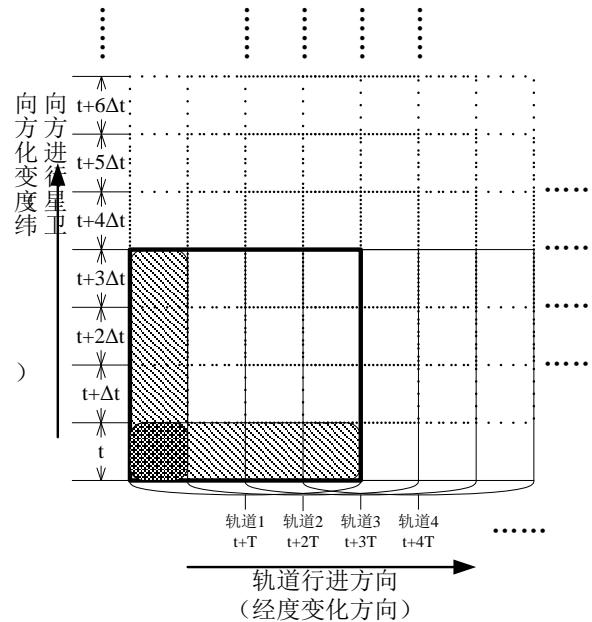


图 4.2-2 TDDIP 算法示意图

图 4.2-2 中粗黑线标明的是  $t$  时刻波束的物理覆盖范围，在下一个时刻  $t+\Delta t$ ，波束沿着纬度变化的方向移动。在绕地球一周  $T$  之后，波束回到起点，但是由于地球的自转，波束的覆盖范围沿着经度方向产生了一个位移。TDDIP 算法的核心思想是利用波束的交叠将大范围的波束测量结果分割成小块，并通过数学迭代计算每一个小块的测量值。其数学表述如下，假设卫星在经度方向共有  $N$  轨，每一轨在纬度方向共有  $M$  个测量值，则空间上将地球表面分成  $M \times N$  个区域。实际波束的空间分辨率为  $a^\circ \times b^\circ$ ，为了整齐的分割波束，

$$a = G_1 (360/M) \quad b = G_2 (360/N) \quad (4.2-1)$$

公式(4.2-1)中  $G_1$ 、 $G_2$  为正整数，从而实际波束被分割成  $G_1 \times G_2$  个子区域，以下只考虑一个维度，以纬度为例， $S(t+m\Delta t)$  为实测功率， $s_i$  是纬度方向上分割后区域的功率。

$$\begin{aligned}
S(t + \Delta t) - S(t) &= s_{G_1+1} - s_1; \\
S(t + 2\Delta t) - S(t + \Delta t) &= s_{G_1+2} - s_2; \\
&\dots \\
S(t + i\Delta t) - S(t + (i-1)\Delta t) &= s_{G_1+i} - s_i; \\
&\dots \\
S(t + (M-G_1)\Delta t) - S(t + (M-G_1-1)\Delta t) &= s_M - s_{M-G_1}; \\
S(t + (M-G_1+1)\Delta t) - S(t + (M-G_1)\Delta t) &= s_1 - s_{M-G_1+1}; \\
&\dots \\
S(t + M\Delta t) - S(t + (M-1)\Delta t) &= s_{G_1} - s_M;
\end{aligned} \tag{4.2-2}$$

如果定义对  $\mathbf{M}$  取模运算为  $\text{mod}(\bullet\mathbf{M})$ , 则纬度方向上的区域分割可以表述为:

$$S(t + i\Delta t) - S(t + (i-1)\Delta t) = s_{\text{mod}((G_1+i)\bullet M)} - s_i \tag{4.2-3}$$

公式(4.2-3)将第  $j$  轨的数据分割为  $s_i$ , ( $1 \leq i \leq M$ ) 即图 4 中的横向阴影部分, 其后再进行经度方向上的区域分割以获得重叠的阴影部分:

$$S(t + i\Delta t + jT) - S(t + i\Delta t + (j-1)T) = s_{i,\text{mod}((G_2+j)\bullet N)} - s_{i,j} \tag{4.2-4}$$

经过在两个维度上进行差值迭代分割后就可以获得  $s_{i,j}$  的感知数据了。利用公式(4.2-3)和(4.2-4)可以获得如公式(4.2-5)的一元线性方程组

$$\mathbb{A} \bullet \mathbb{S} = \mathbb{B} \tag{4.2-5}$$

其中  $\mathbb{A}$  是由下标决定的系数矩阵,  $\mathbb{S}$  是待求的解向量, 需要指出, 由于  $\mathbb{A}$  不满秩, 即是  $\mathbf{M}$  维或  $\mathbf{N}$  维的奇异阵, 因此  $\mathbb{S}$  具有无穷多解。为了获得唯一解需要知道一些地区的频谱实测值。由于地球表面分布着大量的沙漠、海洋、高原等无人区, 在这些地方可以假设上行输入信号为 0, 只有接收机底噪, 据此可以推断出其他区域的实际值。

由以上分析可见在纬度变化方向上的分割精度取决于  $\Delta t$ , 这实际上就是频谱感知的时间间隔, 因此很容易控制, 但是经度方向上的分割精度取决于  $T$ , 这是卫星的运行周期。以本文所设系统为例, 1000km 高度的太阳同步圆轨道运行周期为 6307s, 地球自转角速度取  $c=4.18 \times 10^{-3} \text{deg/s}$ , 则一个周期内地球转过的角度约为  $26.4^\circ$ , 取波束物理宽度  $27^\circ \times 27^\circ$  (以赤道附近的经纬度计算), 则理论上经度方向的分辨率可以达到  $0.6^\circ$ 。如果取经纬度分辨率相同, 则纬度方向的分辨率也选取  $0.6^\circ$ , 因此在赤道地区的频谱感知半径可以提高到 130km, 这一数值在随着纬度的提高还会减小。

#### 4.2.4 仿真及分析

在介绍了二位差值迭代分割(TDDIP)算法的思路及推导过程之后, 将对算法的功能以及性能进行仿真分析。此外, 由于此算法与天线波束形状、覆盖及增益有着紧密的关系, 本着面向工程应用的目的, 本节第二部分将结合天线设计讨论算法的工程可

行性及此前前提下的性能仿真。

#### 4.2.4.1 理论性能仿真分析

仿真模型选择 9 区域表征，如图 4.2-3 所示，其中初始波束为图中阴影部分由 4,5,7,8 四个区域构成。其中 1、2、4、5 四个区域设定为已知波束，其覆盖区域下的上行信号输入为 0。3、6、7、8、9 区域都存在一个经调制的 BPSK 信号，对应编号分布于 3kHz、6 kHz、7 kHz、8 kHz、9kHz，信道采用 AWGN 信道，SNR 从 0dB 到 10dB。仿真过程模拟卫星运动轨迹，共形成 9 个覆盖不同区域的波束，并循环这一过程。得到的数据经过二维差值迭代分割运算，还原 1 到 9 区域各自的频谱环境。再将同一个地区的多个结果进行统计平均，最后依据每个区域的 BPSK 信号还原情况评估仿真结果。

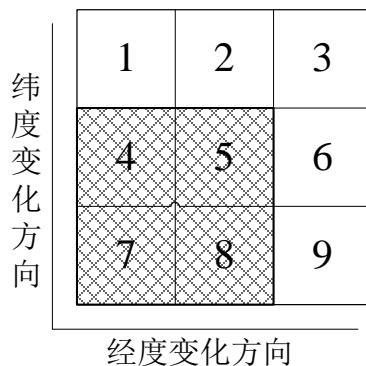


图 4.2-3 仿真模型区域划分

算法的仿真分成两部分，一是算法在 10dB 信噪比条件下还原 9 区域的频谱环境，从而验证 TDDIP 算法在分割大范围波束后对每一个子区域的频谱环境还原情况；二是利用 TDDIP 算法在 10dB、8 dB、6 dB、4 dB、2 dB、0dB 六种信噪比条件下的运算结果，并经过固定门限能量检测器得到的主用户信号数量进行统计，从而得到算法适用的信道条件。

TDDIP 算法分割 9 区域信号在两种条件下进行，为了方便将 10dB 信噪比条件下 TDDIP 算法分割后的 9 个区域的频谱环境放在一幅图中。首先是对应区域编号 1-9，各区域存在一个信号从 1KHz-9KHz，其中四个作为初始条件进行迭代运算，最终反映的结果如图 4.2-4 所示，图中显示除了作为初始条件的 1、2、4、5 四个区域，另外 5 个区域中存在着的主用户信号都被清晰的表现出来了，可见波束覆盖下的子区域频谱环境中的异频信号可以利用 TDDIP 算法进行分割。

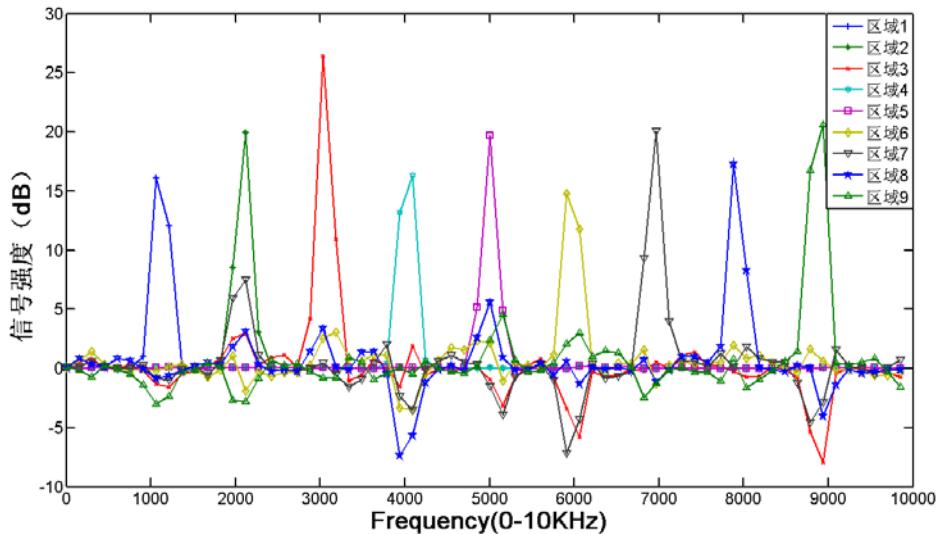


图 4.2-4 10dB 信噪比下 TDDIP 算法分割 9 区域异频干扰信号

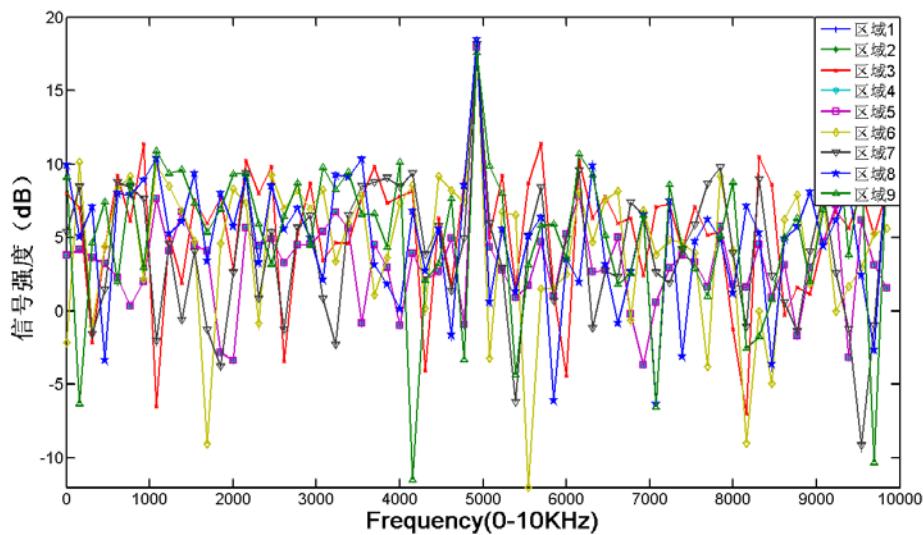


图 4.2-5 10dB 信噪比下 TDDIP 算法分割 9 区域同频干扰信号

以上是针对每个区域中存在着异频信号的情况，如果波束在一个  $\Delta t$  中移出的区域和移入的区域存在着一个同频同大小的干扰，算法是否能将信号清晰分辨是一个重要的问题。对此设计极端情况，即区域 1 到 9 都是一个以 5KHz 为中频的 BPSK 信号，并进行迭代，结果如图 4.2-5 所示，图中可以看出每个区域的信号都被清晰的分割检测出来，因此波束覆盖下的子区域频谱环境中的同频信号也可以利用 TDDIP 算法进行分割。

以图 4.2-4 所示的分割结果作为固定门限能量检测器的输入，对 5 个未知区域的主用户数量进行统计。

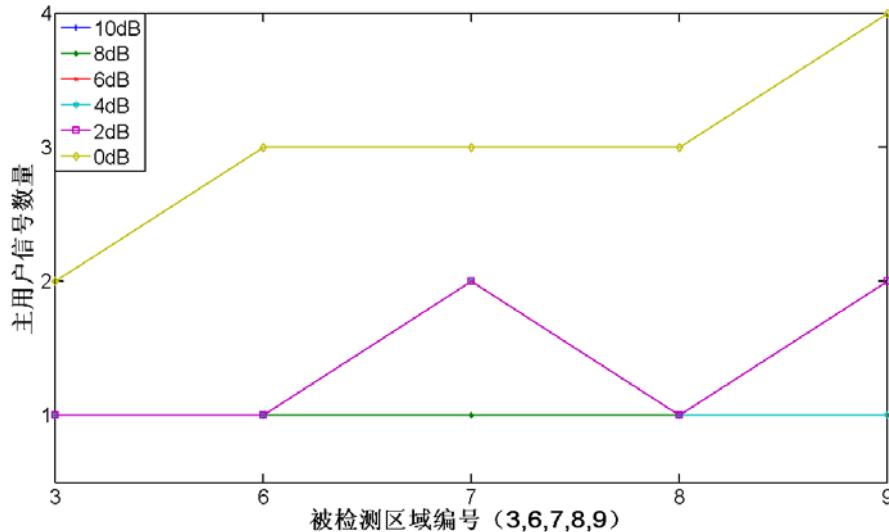


图 4.2-6 信噪比与基于 TDDIP 算法的能量检测器性能的关系

选取固定门限能量检测器，频率分辨率为 100Hz，选取恒虚警概率为  $10^{-5}$ ，六种信噪比条件下的频谱环境经过能量检测器的判决，得到五个未知区域的主用户信号数量如图 8 所示。已知每个区域的主用户信号只有 1 个，结合图 4.2-6 可以看出在 10dB 到 6dB 信噪比条件下的判决结果是完全正确的，信噪比 4dB 时与实际情况基本相符，但是性能开始恶化，信噪比 2dB 及以下的判决结果与实际情况相去较远。此结果基本满足卫星上行链路信号的信噪比条件。

#### 4.2.4.2 面向应用的性能仿真分析

为了得到在实际应用条件下，由于前端天线方向图、覆盖以及增益带来的对于算法的影响，首先需要对天线的情况进行界定，本文选择螺旋天线，圆极化半球波束，微带天线大约减少 1dB 的增益，由于影响不大，不再单独讨论。

如图 4.2-9 所示，以卫星高度  $h=1000\text{km}$ ，地球半径  $R=6378\text{km}$  计算，半波束覆盖角  $\theta \approx 60^\circ$ ，根据螺旋天线的圆极化半球波束方向图可以看出，波束中心点的增益与波束边缘的增益相差大约相差了 2.5dB。

除了由于波束的赋形形状带来的增益差异之外，波束边缘的直视路径与波束中心的直视路径也存在着差异，同样以卫星高度  $h=1000\text{km}$ ，地球半径  $R=6378\text{km}$  计算，这一差值可以达到约 2700km。由于自由空间损耗  $L_s$  可表示为：

$$L_s = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

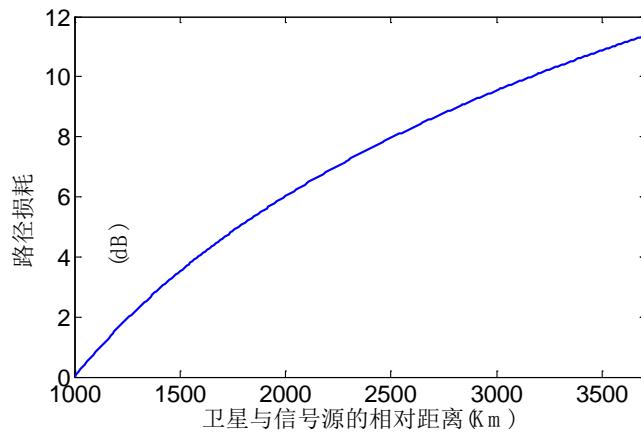


图 4.2-7 由距离带来的路径损耗

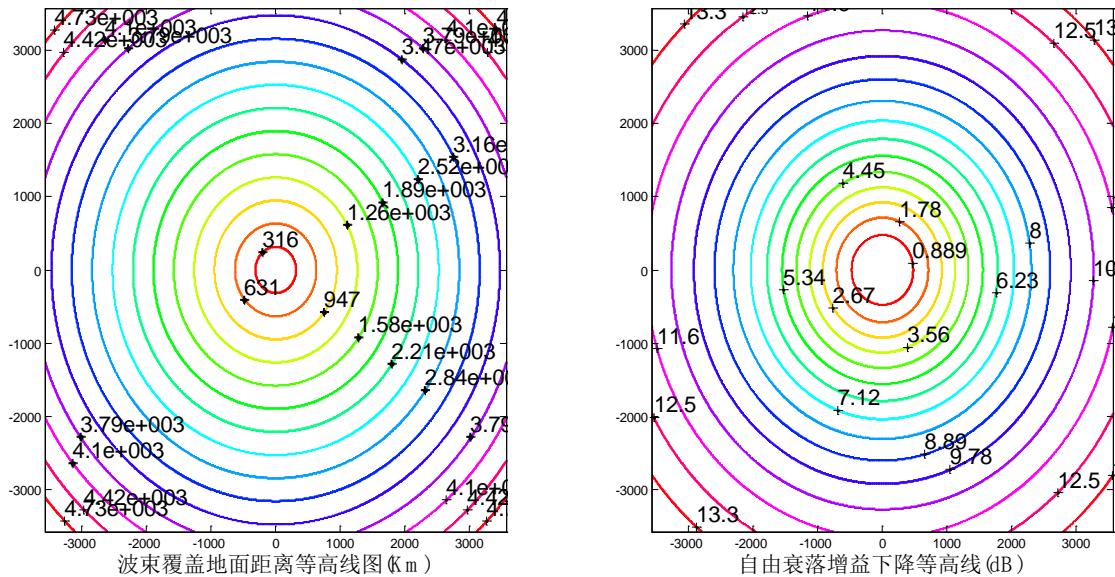


图 4.2-8 波束覆盖地面的距离和增益下降等高线图

因此通过计算可以得到，波束中心点的直视路径损耗约为 95.96dB，而波束边缘的直视路径损耗约为 107.35dB，其中有约 11dB 的自由空间传播损耗差异，加上的波束中心和边缘的增益差，则共有 13-14dB 的差异。

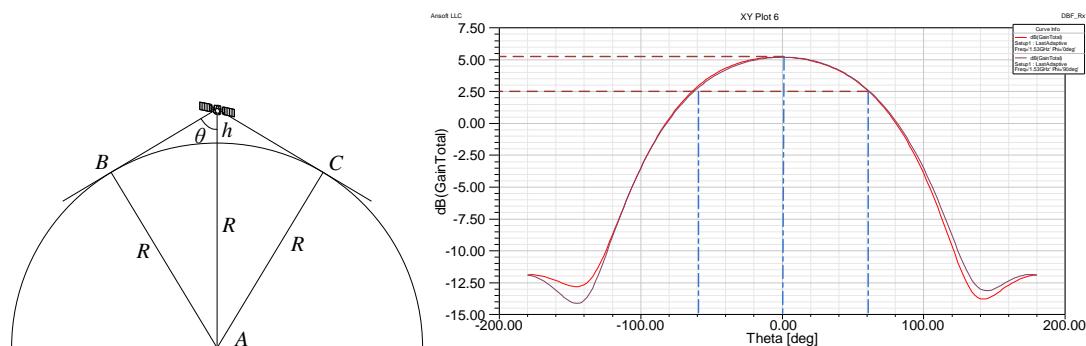


图 4.2-9 卫星波束在地表的覆盖示意及增益和波束夹角的关系图

在对于信号在波束中所处区域不同的衰减进行了分析之后，要进一步考虑在TDDIP 算法中这一情况的影响，为了便于分析仍将假设波束形状为方形。假设信号存在于一个如同图 4.2-10 所示的正中心分割块中，并且波束采用  $2 \times 2$  分割方式，1) 当信号存在于 5 号分隔块的四个角上时，相当于在四个波束中的位置为一个中心和三个边缘，因此衰减分别为 0dB 和 -14dB；2) 而如果信号位于 5 号分隔块的中心，则距离四个波束中心的距离均约为 1800Km，相应的衰减均约为 -6.5dB；3) 当信号位于 5 号分隔块的边缘，则距离两个波束的中心距离约 1800Km，而距离另两个波束的中心约为波束半径长度即 3750Km，因此，衰减分别为 -6.5dB 和 -14dB。以下将选取这几个表征点进行分析，并按照图 中的  $a$ ,  $b$  两条轨迹分析信号在波束中所处位置的不同带来的算法性能下降，并据此提出为了保证算法的应用，阵元或者是天线单元需要进行赋形以实现衰减补偿。

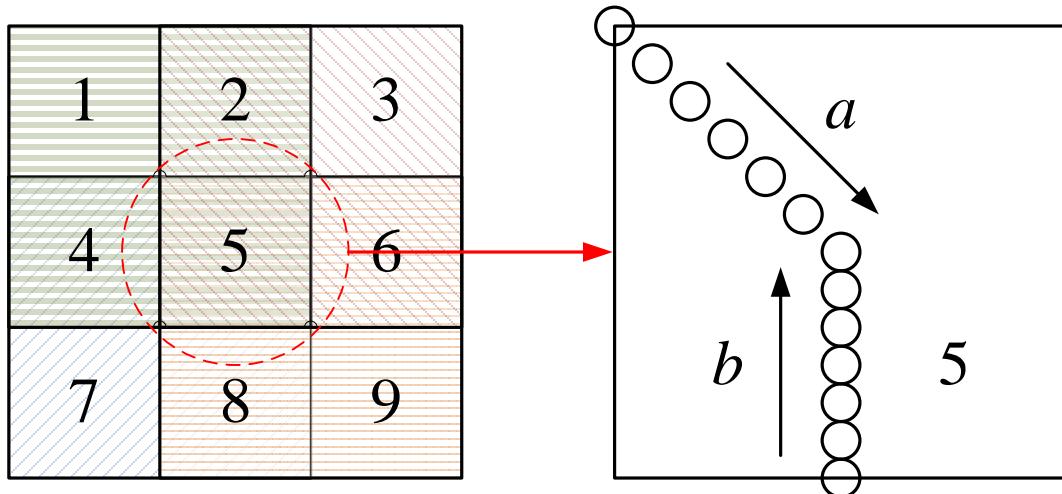


图 4.2-10 目标区域在多个波束中的示意及干扰信号的位置轨迹

由干扰信号的位置带来的差异所导致的结果主要是在数个波束中采集到的信号由于不同的传输路径而显得不一样，即在不同的波束覆盖条件下，入口端信噪比并不一致，这种不一致带来的影响在于进行迭代之后的信号功率也会相应的有所下降，但是这种下降不足 3dB。假设系统采用扩频通信体制，其关注的干扰信号通常信噪比高于 10dB，因此这种影响带来的最坏情况下仍可以清晰看到信号的存在。

### 4.3 循环平稳谱特征分析

如前文所述，在低轨卫星上行链路频谱感知及频率迁移系统中，星上通过基于多分辨率检测的频谱感知技术对突发性干扰进行分析，并通过自适应门限技术完成判决过程。其后的频谱迁移过程则是利用地面上传的优选信道列表(OCL)完成，因此地面除了利用空间分辨率的提升技术之外，还需要能够提供比星上频谱感知技术精度更高的感知结果，或者说地面的信息挖掘过程必须能够获取更多的干扰信号的精细特征，

例如识别接收信号的调制方式，估计信号载波频率、符号速率等调制参数。在第三章中本文介绍了一些常见的频谱感知手段，本节将提出利用循环特征分析来完成上述任务。

循环特征分析算法不仅运算复杂度较高，而且所需的数据也是原始的 IQ 两路采样数据，因此数据量巨大，将所有的感知采样数据进行回传显然是不现实的，因此，可以考虑对特定地区（热点城市、救灾现场、局部战场等）进行分析，并将其原始采样数据保存并回传，

#### 4.3.1 循环平稳谱特征分析

给定一个随机过程  $x(t)$ ，对于所有的  $t$  和  $u$ ，如果它的均值和自相关是以  $T_0$  为周期的函数时，即  $M_x(t+T_0) = M_x(t)$ ， $R_x(t+T_0, u+T_0) = R_x(t, u)$ ，那么该过程被定义为广义循环平稳过程。

信号过程的一阶统计量，例如均值，具有周期特性，称之为一阶循环平稳特性；二阶统计量，比如自相关的周期特性，则称为二阶循环平稳特性。在实际的通信信号中，很多信号并不满足一阶循环平稳特性。而大量的研究成果表明，大多数实际通信信号都具有二阶或更高阶的循环平稳特性。本文主要围绕二阶循环谱特征的分析展开。

假设  $x(t)$  具有二阶循环平稳特性，即  $R_x(t+T_0, u+T_0) = R_x(t, u)$ 。将自相关函数表示为  $R_x(t+\tau/2, t-\tau/2)$ ，它以  $T_0$  为周期，从而用傅里叶级数表示如下：

$$R_x(t+\tau/2, t-\tau/2) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) e^{j2\pi\alpha t} \quad (4.3-1)$$

其中， $\alpha = m/T_0$ ， $m$  为常数。

公式(4.3-1)中傅里叶系数  $R_x^{\alpha}(\tau)$  可以表示为：

$$R_x^{\alpha}(\tau) \stackrel{\Delta}{=} \lim_{Z \rightarrow \infty} \frac{1}{Z} \int_{-Z/2}^{Z/2} R_x(t+\tau/2, t-\tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (4.3-2)$$

公式(4.3-2)也被定义为循环自相关函数，它在  $\alpha$  域上呈现谱线特征。

在 Wiener-Khintchine 理论中，功率谱密度函数(PSD)被定义为自相关函数的傅里叶变换。类似的，谱相关函数(SCF)被定义为循环自相关函数的傅里叶变换：

$$S_x^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^{\alpha}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (4.3-3)$$

在实际的情况下，观测数据是有限的，谱相关函数是通过对有限的采样数据估计得到。结合已有的研究成果，使用频域平滑的循环周期图方法来估计谱相关函数。定义循环周期图如下：

$$S_{xT}^{\alpha}(t, f) \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{T} X_T(t, f + \alpha/2) X_T^*(t, f - \alpha/2) \quad (4.3-4)$$

其中,  $X_T$  是观测区间为 T 的时变傅里叶变换, 其定义如下:

$$X_T(t, f) \stackrel{\Delta}{=} \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u) e^{-j2\pi fu} du \quad (4.3-5)$$

通过对公式(4.2-4)的频域平滑得到谱相关估计(SCF):

$$S_{xT}^{\alpha}(t, f) \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{\Delta f} \int_{f-\Delta f/2}^{f+\Delta f/2} S_{xT}^{\alpha}(t, v) dv \quad (4.3-6)$$

通过增加观测数据长度  $T$ 、减小平滑窗口大小  $\Delta f$ ,  $S_{xT}^{\alpha}(t, f)_{\Delta f}$  可以逼近理论上的谱相关函数 SCF,

$$S_x^{\alpha}(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \lim_{T \rightarrow \infty} S_{xT}^{\alpha}(t, f)_{\Delta f} \quad (4.3-7)$$

而从工程实现的角度, 寻找一个合适的时域观测数据长度和频域平滑窗口大小值是一个重要的问题。

谱相关函数 SCF 可以理解为  $f + \alpha/2$  与  $f - \alpha/2$  两个频率部分的互相关函数。将该互相关的系数定义为谱相关系数 SC, 数学定义如下:

$$C_x^{\alpha}(f) \stackrel{\Delta}{=} \frac{S_x^{\alpha}(f)}{[S(f + \alpha/2)S(f - \alpha/2)]^{1/2}} \quad (4.3-8)$$

SC 的幅值在 0-1 之间, 它对谱相关函数进行了统一量化, 克服了谱相关函数峰值判断缺乏量化的缺点, 使得在较低信噪比下噪声和频谱相关的峰值差异表现得更加明显。另外, 如果对接收信号的线性变换没有消除循环频率域的特征, 那么接收信号经过该线性变换后的 SC 是不变的。

为了简化循环特征提取的复杂度, 通常采用循环频率域包络(CDP)来表征循环谱特征, 循环频率域包络定义如下:

$$I(\alpha) \stackrel{\Delta}{=} \max_f |C_x^{\alpha}(f)| \quad (4.3-9)$$

这样循环谱特征由谱相关函数的二维矩阵简化为了循环频率域包络的一维向量, 减少了后续算法的运算复杂度。

### 4.3.2 循环平稳谱特征的检测仿真

循环谱特征分析被广泛认为几乎能够完全抑制平稳噪声带来的噪声不确定性问题。这意味着如果谱估计算法足够精确的话, 即使在较低信噪比条件下依然能够观察到明显的特征。

不过，循环谱分析需要具备信号粗略带宽的先验信息，因为只有接收信号是较完整的调制信号才能得到准确的循环特征。在本文所述的频谱感知及频谱迁移系统中，可以利用前面的能量检测步骤得到粗略的带宽信息，作为循环特征提取的先验信息。但是由于频谱感知卫星没有接收信号的调制信息，例如载波频率、符号速率、成型因子等。在这种情况下，感知器必须扫描所有循环频率。

首先介绍用于信号检测的峰因子(CF)和特征提取过程。一个波形的峰因子被表示为波形的峰值除以该波形各幅值的均方根，数学公式如下式所示。

$$C_{TH} = \max(I(\alpha)) / \sqrt{\left( \sum_{\alpha=0}^N I^2(\alpha) \right) / N} \quad (4.3-10)$$

在信号检测过程中，门限  $C_{TH}$  首先在只有噪声的情况下计算得到。这一步骤也要借助于前面能量检测模块的噪声估计。得到门限之后，频谱检测转化为了最简单的二元检测问题。

信号模型如下：

$$\begin{aligned} H_0 : & x(t) = n(t) \\ H_1 : & x(t) = s(t) + n(t) \end{aligned} \quad (4.3-11)$$

其中， $n(t)$  表示 AWGN 信道。

检测算法如下：

$$\begin{aligned} C_I \leq C_{TH} : & \text{判决为 } H_0 \\ C_I \geq C_{TH} : & \text{判决为 } H_1 \end{aligned} \quad (4.3-12)$$

为了便于下一步的调制信号识别，设定大于  $C_{TH}$  的点赋值为 1，小于  $C_{TH}$  的点赋值为 0，从而得到一个二进制特征向量，输入到下一模块调制识别模块进行处理。

本文针对 2FSK、BPSK、QPSK、DQPSK、纯载波信号以及纯噪声进行了循环谱的仿真分析。仿真中，设符号速率为 500kbps，中频载波频率 4MHz（2FSK 为 2M 和 4M），采样频率 20MHz，SNR 设为 5dB。

在谱相关函数估计算法实现上，本文采用了在时域上用多个观测样本叠加求平均的方法，每个观测样本长度为 T (T=512)，一共采用 N (N=100) 个样本。首先对每个观测样本做 FFT 求得谱相关估计，最后利用以下的公式进行叠加平均，

$$\tilde{S}_{xT}^{\alpha}(f) \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_{xT}^{\alpha}(t_k, f) \quad (4.3-13)$$

上述运算公式中，频域平滑窗口大小  $\Delta f$  设为 21。以上方法可以利用较少的 FFT 点数来实现大观测长度的运算。几种信号的二维谱相关循环特征如下所示，

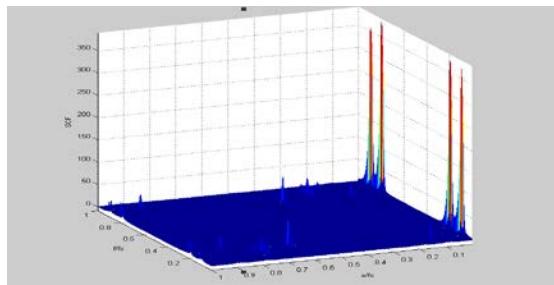


图 4.3-1 2FSK 信号循环谱

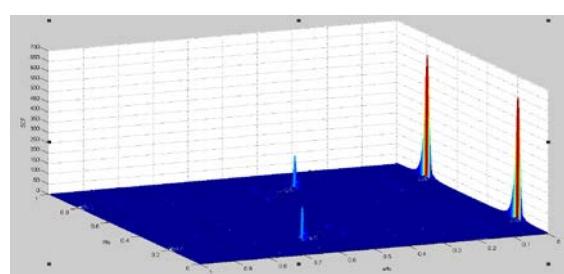


图 4.3-2 BPSK 信号循环谱

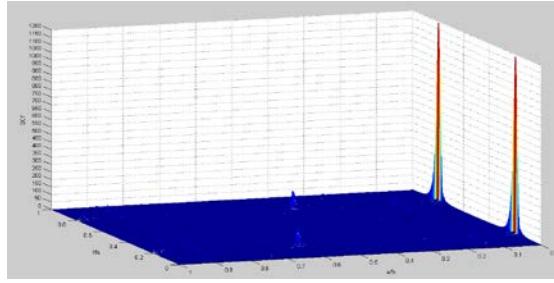


图 4.3-3 QPSK 信号循环谱

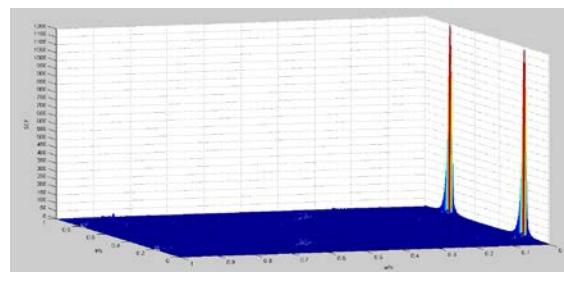


图 4.3-4 DQPSK 信号循环谱

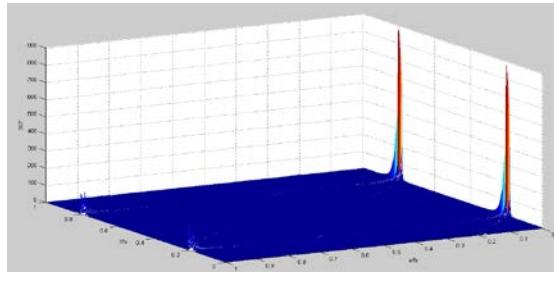


图 4.3-5 纯载波信号循环谱

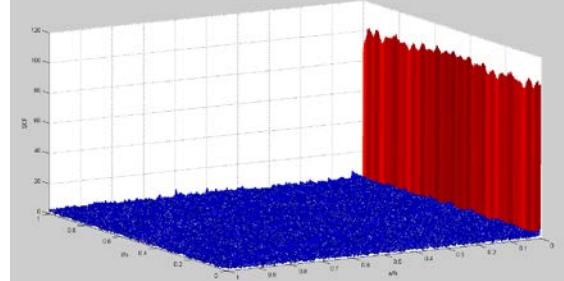


图 4.3-6 噪声循环谱

### 4.3.3 循环谱特征分析的工程实现

由于谱相关函数运算涉及到较大数据的 FFT 运算以及大量数据的互相关运算，因此复杂度很高，不容易在星上实现。从工程实现的角度分析，可以通过在之前的感知步骤中估计载波频率和符号速率降低运算复杂度。由于循环频率往往跟符号速率和载波频率有关，因此有了这两个先验信息之后，在计算谱相关的过程中可以采取仅运算符号速率倍数和载波频率倍数的数据，从而大大降低了运算复杂度。虽然加入载频和符号速率估计模块也带入了一些运算复杂度，不过与带来的循环平稳谱特征运算中的复杂度降低还是值得的。

## 4.4 多卫星感知结果合作判决技术

由于建筑以及山脉等遮挡物的影响，干扰源与卫星的相对位置不同，其可见性也不同，这一情况类似于地面认知无线电技术中的“隐藏终端”问题。利用合作频谱判决技术可以解决这一问题，同时合作频谱感知技术可以在相同的虚警概率下，有效提

升检测概率。

#### 4.4.1 合作频谱感知技术

在 CR 实际应用中，通常要求 CR 系统检测性能达到虚警概率小于 0.1，同时漏检概率小于 0.01（检测概率高于 0.99），以满足高频谱利用率的同时避免对授权用户的有害干扰。然而由于受内部硬件条件的限制、加上外部复杂无线衰落环境等实际因素的影响，单用户本地检测不能达到上述性能指标。考虑到实际认知无线电网络中多个 CR 用户空间地理位置差异所产生的空间分集增益，可将多个本地 CR 用户联合起来，共享单个本地检测信息，共同完成对授权用户信号的检测，可显著提高 CR 系统整体检测性能。

##### 4.4.1.1 单用户检测局限性及合作检测增益

前文介绍的各种频谱检测算法均属认知单用户本地检测算法，但由于复杂多变的无线传播环境中诸如阴影、多径等不利因素影响，使得本地频谱检测算法的检测性能明显下降。以能量检测算法在 Rayleigh 衰落无线环境下的检测性能分析为例，当能量检测门限给定时，即其虚警概率  $P_f$  一定，Rayleigh 多径衰落信道下的漏检概率  $P_m$  比 AWGN 信道条件最多可升高约 10dB，如图 4.4-1 所示，这就必然增大了对授权用户的有害干扰。

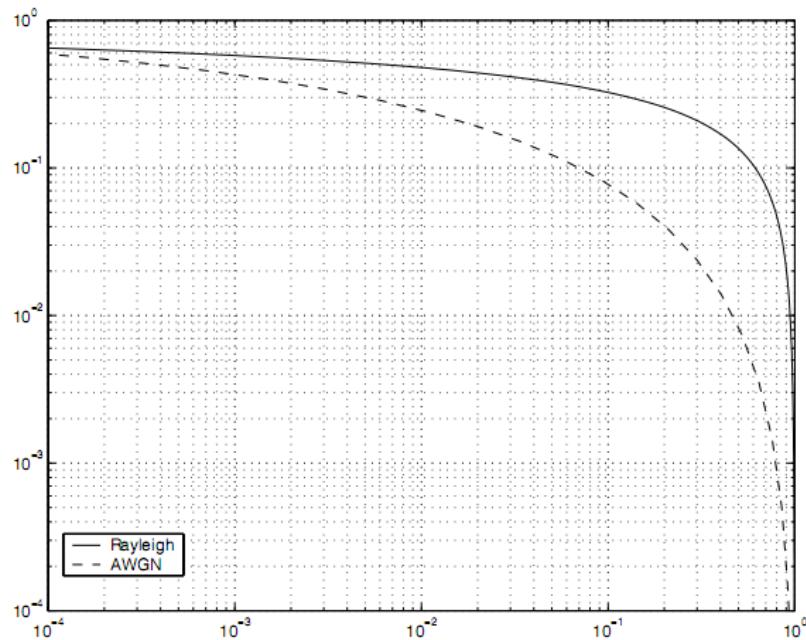


图 4.4-1 AWGN 信道和瑞利衰减信道下能量检测性能对比

此外，由于受障碍物遮挡的影响，单用户本地检测将不可避免地出现隐藏终端现象，造成对授权用户接收机的潜在干扰。从统计意义上讲，由于用户空间位置的差别，所有 CR 用户均被相同障碍物遮挡的概率明显小于单个 CR 用户被遮挡的概率，多个

用户合作检测可有效克服该隐终端干扰问题。

由此可见，将用户间合作引入到 CRN 网络中的频谱检测是十分必要的，其合作检测增益主要表现为：

(1) 提高 CRN 网络的整体检测性能，通常用系统检测概率  $Q_d$ 、系统漏检概率  $Q_m$  以及系统虚警概率  $Q_r$  来表示；

(2) 提高 CRN 网络的整体检测效率，通常表现为缩短系统的总体检测时长。

目前实现基于合作的频谱检测主要采用分布式多用户合作检测和协作分集式合作检测。

#### 4.4.1.2 分布多用户合作检测

在分布式多用户合作检测中，如图 4.4-2 所示，各个 CR 用户将本地监测信息上报给 CR 基站（或称为融合中心），由 CR 基站进行本地检测信息的数据融合处理后做出最终的频谱策略。这种分布式多用户合作检测可在提高 CRN 网络整体系统性能的同时，降低对单个本地 CR 用户检测精度的要求。

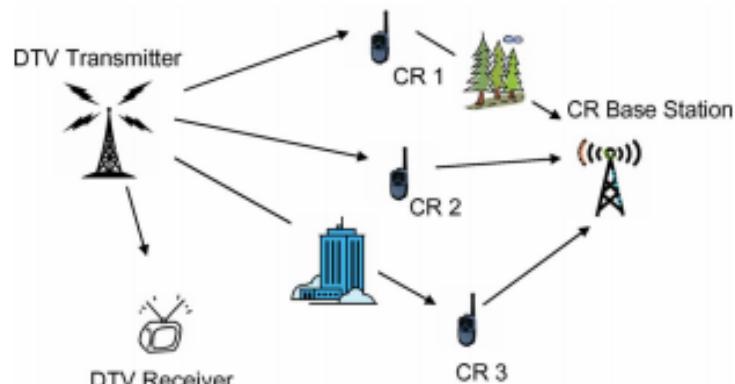


图 4.4-2 分布式多用户合作检测(IEEE802.22 WRAN)

以 OR 融合判决规则为例，假设各本地检测具有完全相同的检测性能时，合作后的系统检测概率为  $Q_d = 1 - (1 - P_d)^n$ ，其中  $P_d$  表示单个 CR 用户的本地检测概率， $n$  代表参与合作检测的用户数。由此可见，当单个本地检测的  $P_d$  为 0.9 时，仅通过 2 个用户的合作后系统的检测概率  $Q_d$  就可提高至 0.99。

为更加清晰地比较单用户频谱检测与分布式多用户合作检测性能差异，此处仍以 OR 规则为例，仿真了在衰落环境下单用户本地检测与分布式多用户合作检测的检测性能，如图 4.4-3 所示。

由图 4.4-3 可见，相比于单用户频谱检测，多用户分布式合作检测可明显提高 CR 网络的整体系统检测性能，且当参与合作检测的用户数达到 4 个时，衰落环境下合作后的系统检测性能将优于单个用户在 AWGN 信道下的本地检测性能。

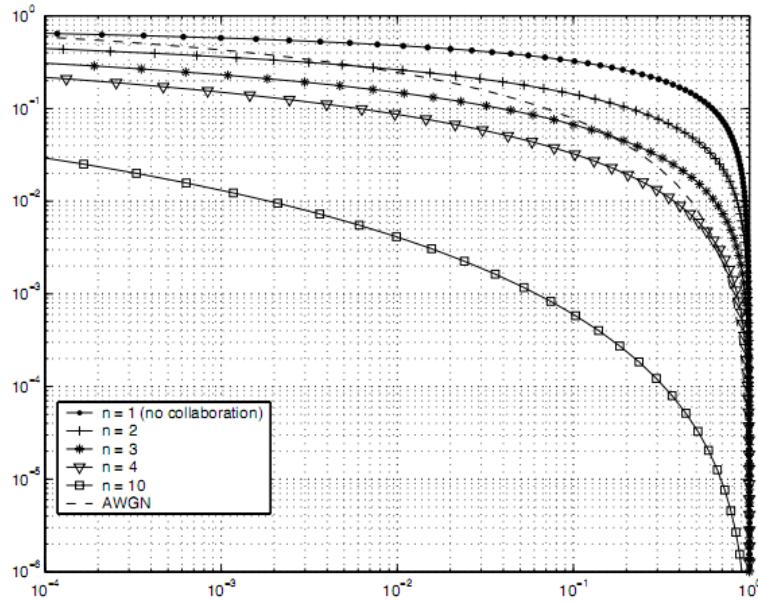


图 4.4-3 单用户本地检测与分布式多用户合作检测的检测性能对比（OR 规则）

以上的分析只是在理想的合作条件下，对分布式多用户合作检测相比单用户本地检测在检测性能还与合作 CR 用户特征、报告信道和用户间信道条件，以及融合与决策方式等因素密切相关，下面将对这三个方面逐一进行讨论。

### 1、合作 CR 用户特征

在合作检测中，执行本地检测的 CR 用户是参与合作的个体。合作 CR 用户的数量、位置和行为等特征直接影响着系统的整体检测性能。

#### （1）合作 CR 用户数量

传统的合作检测算法通常假设全部用户均参与合作，但文献[39]表明在合作检测的实际应用中，只需选择一定数量的、具有较高接收信号信噪比的本地用户参与合作检测，就可以达到 CRN 网络中系统的最优合作检测性能。以寻找最有合作 CR 用户数为目标，从保护授权用户和提高 CR 用户频带利用率两个角度出发，分别讨论了在满足给定检测概率要求下实现虚警概率最小化以及在满足一定虚警概率条件下实现检测概率最大化的问题。两种情况下最优化问题的求解分别基于能量检测中虚警概率与检测概率的对应关系表达式：

$$P_d = Q\left(\frac{1}{\sqrt{2\gamma+1}}Q^{-1}\left(\overline{P}_d\right) - \sqrt{N}\gamma\right) \quad (4.4-1)$$

$$P_f = Q\left(\sqrt{2\gamma+1}Q^{-1}\left(\overline{P}_d\right) + \sqrt{N}\gamma\right) \quad (4.4-2)$$

通过对合作用户数进行优化后，由于参与合作的 CR 用户数减少，合作信令开销大幅降低，同时由于选取信噪比较好的 CR 用户数减少，合作信令开销大幅降低，同

时由于选取信噪比较好的 CR 用户参与合作，合作检测性能也有了明显的改善。与所有 CR 用户均参与合作相比，在给定  $P_d$  的情况下，当采用 OR 规则时，200 个用户中仅选取当采用 AND 规则时，从 200 个用户中仅抽取 19 个用户参与合作检测， $P_d$  从 92.04% 提高到 99.88%。可见通过合作用户数优化，可提高合作检测的系统检测性能。

### (2) CR 用户间的阴影相关性

讨论合作检测性能时，为了简单起见通常假设各本地用户都经历独立同分布的阴影和衰落信道。在实际无线传输环境中，这种信道独立同分布的假设对于多径衰落信道而言是合理的。但是，由于各用户节点位置距离很近，在位置空间上容易受到相同障碍物的遮挡，各 CR 用户本地检测所经历的阴影衰落不再相互独立。相邻 CR 用户所经历的阴影衰落相关性体现为指数形式，即

$$R(d) = e^{-\varphi d} \quad (4.4-3)$$

式中， $d$  代表两个 CR 用户间的间隔距离， $\varphi$  是表示特定无线传播环境下表示阴影相关程度的环境因子。

基于对数正态阴影衰落模型。文献[41]讨论了用户间阴影衰落相关性对合作检测性能的影响，当表示用户间阴影衰落相关性的环境因子  $\varphi$  为 0.96 时，相比于理想无阴影相关性假设条件下两用户合作检测，其合作检测性能将下降 13%。而且，针对不同的无线传播环境模型，为达到相同的合作检测性能，郊区 CR 用户之间需要比城市 CR 用户间隔更远的距离（郊区由于障碍物较少，其环境因子  $\varphi$  较小，所以用户间阴影衰落的相关性更强）。文献[42]指出：由于阴影衰落相关性的客观存在，在给定区域内随着合作 CR 用户数的增加，合作增益（由于采用多用户合作检测，各 CR 用户接收信号灵敏度要求可相应降低，此处的合作增益具体表现为各 CR 用户检测门限的提高）会趋近于一个门限，该门限取决于 CR 用户间的平均间隔距离。所以，以增加用户数来提高合作检测增益的设想，受到阴影衰落相关性的制约。然而，如何准确地区分 CR 用户间是否具有阴影衰落相关性以及如何排除阴影衰落相关性对合作检测性能的影响还有待于进一步的理论分析和算法设计。

### (3) CR 用户行为

以上对合作用户的讨论都是假设各 CR 用户以正常的、积极的、合作的行为方式参与合作检测。然而，在实际应用中，出于对系统安全性的考虑，还有必要分析 CRN 网络中不守信 CR 用户对合作检测性能的影响并寻求相应的对抗方法。不守信用户根据其行为可分为失效用户和恶意用户。硬设备功耗受限或因恶劣工作环境影响发生机械故障，从而导致检测失效的 CR 用户，通常以确定的方式报告授权用户总是出现或总是未出现。在这种情况下，通过对多次本地检测结果的跟踪和分析，来学习和估计出哪些是已经处于检测失效状态的 CR 用户。针对存在检测失效 CR 用户的解决办

法是，只需相应提高或降低合作检测中 CR 基站处融合决策的判决门限。例如，原合作判决门限为  $y$  时，即当有  $y$  个本地 CR 用户报告有授权用户出现就判决为  $H_1$ ，这是若已知有  $z_1$  个检测失效 CR 用户总报告授权用户出现，另有  $z_2$  个检测失效 CR 用户总报告授权用户未出现，则 CR 基站需至少接收到  $y + z_1 - z_2$  个本地 CR 用户报告授权用户出现时才判决为  $H_1$ ，否则为  $H_0$ 。

以上所述的存在检测失效 CR 用户是一种简单的不受信 CR 用户场景，其应对方法也是简单易行的，然而，如果 CRN 网络中存在以不确定方式干扰正常合作检测的恶意用户时，则需要利用 EM (Expectation Maximization) 算法作为理论工具，采用不完全数据参数学习的最大似然估计来剔除合作中的恶意用户，并补全受损的检测观察结果，并依据补全后的数据对目标参数进行对数似然估计，从而对抗恶意 CR 用户对合作检测性能的影响。EM 算法的实现分为 E(Expectation)阶段和 M(Maximization)阶段，并且两阶段交替迭代执行。由于引入了恶意用户行为，需要修正原二院假设模型为

$$Y_j = \begin{cases} w_j & : H_0 \\ h_j X + w_j & : H_1 \\ Z_j & : \text{判断是否为恶意用户} \end{cases} \quad (4.4-4)$$

式中， $j$  表示合作用户的表示， $Z$  为  $\square$  时代该用户为恶意用户。

设定系统的目标函数为

$$\begin{bmatrix} \pi_0 \\ \pi_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(X=0) \\ p(X=1) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \gamma_{j0} \\ \gamma_{j1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(Z_j=0) \\ p(Z_j=1) \end{bmatrix}, \quad \theta = [\pi_0 \ \pi_1 \ \gamma_{j0} \ \gamma_{j1}] \quad (4.4-5)$$

根据观测结果和目标函数构建对数似然函数，即

$$l(\theta; Y) = \log p(Y; \theta) = \log [p(Y | X=0)\pi_0 + p(Y | X=1)\pi_1] \quad (4.4-6)$$

在 E 阶段，根据部分观察结果对授权用户出现状况和恶意用户行为进行后验概率计算：

$$\begin{cases} p(X=\{0,1\} | Y_j) = \frac{p(Y | X=\{0,1\})\pi_{\{0,1\}}}{p(Y)} \\ p(Z_j=\{0,1\} | Y_j) = \frac{p(Y_j | Z_j=\{0,1\})\gamma_{\{0,1\}}}{p(Y_j)} \end{cases} \quad (4.4-7)$$

$\gamma_j$ ，并根据对这两个参数的估计来实现对恶意用户的判断以及授权用户是否出现的检测，即

$$\begin{cases} \pi_{\{0,1\}} = p(X = \{0,1\} | Y) \\ \gamma_{j\{0,1\}} = p(Z_j = \{0,1\} | Y_j) \end{cases} \quad (4.4-8)$$

EM 算法对抗恶意用户性能好坏与恶意用户数目、恶意用户所占比例以及信道参数有关。目前应用 EM 算法对抗恶意 CR 用户的讨论只是针对简单的恶意 CR 用户行为，而对于更智能恶意 CR 用户的检测和对抗方法还有待于进一步研究。

## 2. 报告信道和用户间信道条件

在分布式多用户合作检测中，各 CR 用户需将本地检测信息通过 CR 用户与 CR 基站（融合决策中心）之间的报告信道上传至融合决策中心，最终由融合决策中心对本地检测信息进行融合和决策，并由此判断授权用户是否出现。但是在实际 CRN 网络中，CR 用户上报本地检测信息时必将带来一定的信令开销，而用于承载这些本地检测信息的报告信道通常又是带宽受限的，而且实际无线信道通常还受到各种衰落的影响，因而制约着分布式多用户合作检测的性能。

针对这种带宽受限的报告信道条件，文献[44]提出了一种基于双门限本地检测信息报告的合作检测方法，即只有掌握足够可信检测信息的本地 CR 用户才上传其本地检测信息，从而可以大幅减少受限信道上的上传比特开销。对比传统单门限本地检测上报方法，双门限检测方法在每个 CR 用户处均设有两个上报门限，当检测信号能量低于低门限时，本地见此用户上报 0（报告授权用户未出现）；当检测信号高于高门限时，上传 1（报告授权用户出现），而对于检测信号能量介于两个门限之间时，不上报任何检测结果。在合作检测性能基本保持不变的前提下，该双门限合作检测方法相比于单门限合作检测，减少了 50% 的上传比特开销。然而，在 CR 实际应用中，不同无线衰落信道模型下双门限的选取以及噪声不确定性对双门限系统检测性能的影响等问题还有待于进一步的分析和研究。

除了带宽受限的影响外，在进行本地检测信息的上传汇报时，分布式多用户合作检测性能还将受到非理想无线衰落信道环境的严重影响。在实际合作检测应用场景中，各实体间的无线传播信道，如授权用户发射机与 CR 用户间的检测信道、CR 用户与 CR 基站间的报告信道，均为非理想无线衰落信道。

当考虑到以上实际无线衰落信道的客观存在后，分布式多用户合作检测的性能将不可避免地受到严重影响，其检测性能恶化情况如图 4.4-4 所示。

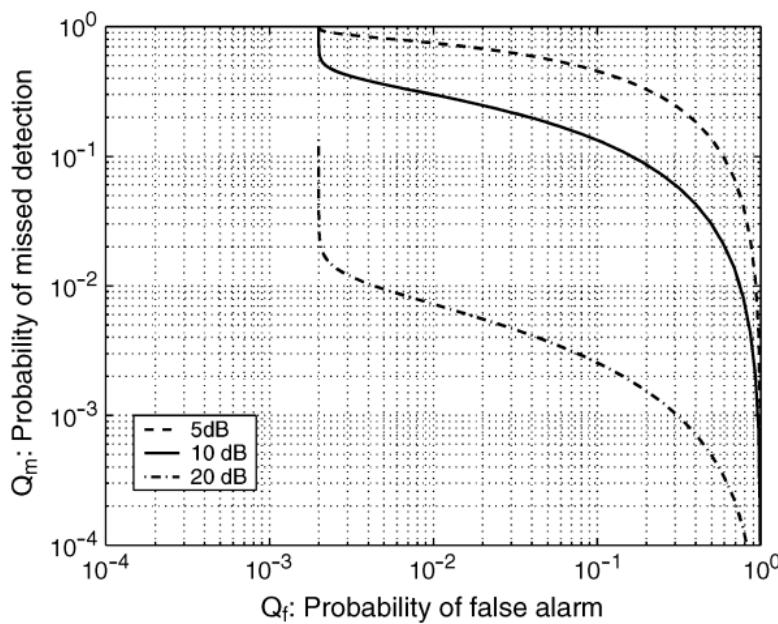


图 4.4-4 无线信道衰落对分布式合作的影响

从图 4.4-4 可见，相比于理想报告信道条件下的合作检测性能，衰落报告信道下的合作检测性能已经严重恶化，主要体现为虚警概率  $Q_f$  始终大于 0.001，而这是实际 CRN 网络无法接收的。造成这种恶化的原因是，由于报告信道上的衰落影响，使得本地检测信息在上报时容易产生传输错误，且和报告信道的 SNR 直接相关，具体表现为比特误码率。

为克服该衰落报告信道上的传输错误影响，文献[45]提出一种利用选择分集的合作检测方法，即选择报告信道瞬时 SNR 最大的 CR 用户作为簇首，而其它 CR 用户均向该簇首报告本地检测结果，再由簇首向 CR 基站报告。该方法假设各 CR 用户之间的信道是完全理想的，但是在 CR 实际应用中，CR 用户间信道同样会受到各种衰落的影响，因而在实际传播环境中该方法通常仍然无法满足检测性能的要求。

针对上述各实际无线信道的衰落问题，文献[46]综合考虑了检测信道、报告信道、用户间信道上的衰落影响，利用多用户选择分集和传输错误比较判决机制，提出了一种动态多头选择的分布式合作检测方法。

在该实现流程中，首先针对报告信道上的衰落影响，利用多用户选择分集增益，即从多个 CR 用户中选择 SNR 最大的 CR 用户作为 CR 头用户。因此在所选出的 CR 头用户处，其 SNR 的累积分布函数为

$$\begin{aligned} P_{\rho_{\max}}(\rho) &= \Pr(\rho_{\max} < \rho) = \Pr(\max[\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N] < \rho) \\ &= \prod_{i=1}^N \Pr(\rho_i < \rho) = (1 - e^{-\rho/\bar{\rho}})^N \end{aligned} \quad (4.4-9)$$

对该累积分布函数进行求导后，所选 CR 头用户处 SNR 的 PDF 为

$$p_{\rho_{\max}}(\rho) = \frac{N}{\bar{\rho}} \left(1 - e^{-\rho/\bar{\rho}}\right)^{N-1} e^{-\rho/\bar{\rho}} \quad (4.4-10)$$

因此, 所选 CR 头用户在其衰落报告信道 (此处仍以瑞利信道为例) 上的误比特概率可表示为

$$\begin{aligned} P_{b,h} &= \int_0^{\infty} P_b(\rho) p_{\rho_{\max}}(\rho) d\rho = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\rho}) \frac{N}{\bar{\rho}} \left(1 - e^{-\rho/\bar{\rho}}\right)^{N-1} e^{-\rho/\bar{\rho}} d\rho \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^{N-k-1} \binom{N-1}{k} \frac{N}{2(N-k)} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\rho}}{N-k+\bar{\rho}}}\right) \end{aligned} \quad (4.4-11)$$

由于所选 CR 头用户利用了多用户的选择分集增益, 它在衰落报告信道上的传输差错将随着合作 CR 用户数的增加而减小。

除利用多用户选择分集选择头用户外, 该方法还针对任意两个 CR 用户间信道上无线衰落影响所造成的传输差错, 采用 CR 用户间传输错误门限比较判决机制, 根据所选出的 CR 头用户, 每个 CR 备选用户 (尚未被选为 CR 头用户且尚未与已选 CR 头用户建立关联的 CR 用户) 做出如下比较并判决是否加入所选 CR 头用户 (即成为该 CR 头用户的 CR 成员用户):

$$\begin{cases} \text{如果 } P_{b,d} > P_{b,2h} \text{ 则加 } P_{b,2h} \text{ 所选头} \\ \text{如果 } P_{b,d} \leq P_{b,2h} \text{ 则不加 } P_{b,2h} \text{ 所选头} \end{cases} \quad (4.4-12)$$

式中,  $P_{b,d}$  表示某 CR 备选用户若直接向 CR 基站汇报本地检测消息时所对应的传输比特错误概率,  $P_{b,2h}$  表示该 CR 备选用户若加入所选 CR 头用户, 所对应的两极汇报的错误概率为

$$P_{b,2h} = 1 - (1 - P_{b,m})(1 - P_{b,h}) - P_{b,m}P_{b,h} \quad (4.4-13)$$

式中,  $P_{b,m}$  是该 CR 备选用户与所选 CR 头用户间信道上的传输比特错误概率,  $P_{b,h}$  是所选 CR 头用户的传输比特错误概率。

通过联合利用多用户选择分集和用户间错误门限比较判决机制, 基于动态多头选择的合作检测方法可以明显改善 CR 系统在复杂无线传播环境中的检测性能, 且提高了合作检测在衰落环境中的鲁棒性。

### 3. 融合与决策方式

在分布式多用户合作检测的信息融合中, 根据 CR 用户上报本地检测判决信息的不同可分为硬判决和软判决两种方式。在硬判决过程中, 各本地 CR 用户独立作出二元假设判定, 并仅将本地判定结果上报至信息融合中心 (CR 基站)。而软判决过程则将观测空间分为多个检测区域, 且各 CR 用户的本地判决结果包含有该本地判决的可

信度信息，并使用可信度来定量度量本地检测的判决结果。针对 CRN 网络中的多用户合作检测，文献[42]之处，在保证各合作 CR 用户严格同步的条件下，软判决的检测性能要优于硬判决，且随着合作 CR 用户数的增加，合作检测性能的改善将更加明显，这是因为软判决可以为最终判决提供更为有效的判决依据信息。

在信息融合中心，汇总后的检测信息根据一定的决策判决规则，将对授权用户是否出现做出最终的判定。常见的决策判决规则有 OR 规则、AND 规则、K-out-of-N 规则。在 OR 规则中，只要有一个 CR 用户判决授权用户存在，则最终判决授权用户存在，所以，其优点在于可最大化保护授权用户免受 CR 用户由于漏检而造成的有害干扰；AND 规则与 OR 规则恰恰相反，当且仅当所有 CR 用户都报告授权用户出现时才最终判决授权用户出现，因此 AND 规则更多的是追求频谱资源利用率的最大化，即系统虚警概率的最小化；K-out-of-N 规则也是 OR 规则和 AND 规则的折衷，即当在合作的 N 个 CR 用户中，当有等于或多于 K 个 CR 用户报告授权用户出现时，则最终判决授权用户出现。以上三个判决规则随对应的合作检测性能分别为

$$\text{OR 规则} \begin{cases} Q_d = 1 - (1 - P_d)^N \\ Q_f = 1 - (1 - P_f)^N \end{cases} \quad (4.4-14)$$

$$\text{AND 规则} \quad \begin{cases} Q_d = (P_d)^N \\ Q_f = (P_f)^N \end{cases} \quad (4.4-15)$$

$$\text{K-out-of-N} \quad \begin{cases} Q_d = \sum_{j=K}^N \binom{N}{j} P_d^j (1 - P_d)^{N-j} \\ Q_f = \sum_{j=K}^N \binom{N}{j} P_f^j (1 - P_f)^{N-j} \end{cases} \quad (4.4-16)$$

#### 4.4.1.3 协作分集式合作检测

在 CRN 网络中，不同 CR 用户相对于授权用户的位置是不相同的，利用这种天然的非对称性，可借用 Ad Hoc 和传感器网络中已有的空间协作分集协议进行合作检测，利用 CR 用户之间的中继转发功能，通过不同支路的分集增益来提高 CR 网络中处在可正常检测授权发射机得检测范围边缘的 CR 用户的频谱检测速度，即快速发现频谱机会或授权用户的再次出现，满足 CR 技术中的频谱捷变性要求。文献[48~51]提出利用放大转发协议（Amplify-and-Forward Protocol, AF Protocol）进行空间合作分集。

根据AF中继转发协议，这两个CR用户相互协作，相互作为对方的协作中继，在连续的时间间隙里分别发送各自信号，如图 3-25 所示，在时隙T<sub>1</sub>中，U<sub>1</sub>发射、U<sub>2</sub>

检测，在时隙T<sub>2</sub>中，U<sub>2</sub>转发前一个时隙检测到的信息，因此在转发U<sub>1</sub>数据的同时也转发了检测到的授权用户信号（在H<sub>1</sub>假设前提下），这样就可以使在授权发射机信号可检测范围边缘处的CR用户U<sub>1</sub>可在较短的时间内及时发现授权用户发射机，减少了频谱检测时间（即提高了频谱捷变性）。

协作分集式合作检测和CR用户的空间位置相关性很大，所以一下将分为CR用户位置固定以及CR用户位置移动两种情况分别进行讨论。

### 1. CR 用户位置固定

对于CR网络中CR用户位置固定的情况，文献[48]在假设发射机位置已知且CR用户转发功率不受限制的前提下，利用两个CR用户间的空间合作分集来缩短检测时间、提高频谱迁移的增益。在T<sub>1</sub>时隙，在CR用户U<sub>2</sub>处所接收到的信号为

$$y_2 = \theta h_{p2} + ah_{l2} + w \quad (4.4-17)$$

式中，θ表示授权用户是否出现（等于1代表H<sub>1</sub>，等于0代表H<sub>0</sub>），h<sub>p2</sub>为CR用户U<sub>1</sub>和U<sub>2</sub>间的信道增益，w表示高斯白噪声。

在T<sub>2</sub>时隙，U<sub>2</sub>作为中继节点转发其在T<sub>1</sub>时隙接收到的所有信号，而U<sub>1</sub>则进行检测，此时在U<sub>1</sub>处，检测到的信号为

$$y_1 = \sqrt{\beta} h_{l2} (\theta h_{p2} + ah_{l2} + w) + \theta h_{p1} + w \quad (4.4-18)$$

式中，β为U<sub>2</sub>作为中继时转发的比例控制因子，h<sub>p1</sub>代表从授权用户到CR用户U<sub>1</sub>的信道增益。

在U<sub>1</sub>处，由于其自身知道在T<sub>1</sub>时隙所发射的数据信息，因此在剔除掉这些一直信息成分后，U<sub>1</sub>所剩的信号为

$$Y = \theta H + W \quad (4.4-19)$$

式中，H = h<sub>p1</sub> +  $\sqrt{\beta} h_{p2} h_{l2}$  和 W = w +  $\sqrt{\beta} h_{l2} w$ 。

假设本地检测采用能量检测，由于U<sub>2</sub>用户距离授权用户较近，所以其作为中继转发U<sub>1</sub>用户信号的同时，也放大了转发了授权发射机信号，使得在检测边缘的U<sub>1</sub>可以收到U<sub>2</sub>放大转发的授权发射机信号，故采用AF中继转发协议的空间协作分集式合作检测的合作增益可表示为

$$\mu_{n/c}(2) \frac{T_n}{T_c} = \frac{2 \left( \frac{1}{p_n^{(1)}} + \frac{1}{p_n^{(2)}} - \frac{1}{p_n^{(1)} + p_n^{(2)} - p_n^{(1)} p_n^{(2)}} \right)}{\left( 2 - \frac{p_c^{(1)} + p_n^{(2)}}{2} \right) / \left( p_c^{(1)} + p_n^{(2)} - p_c^{(1)} p_n^{(2)} \right)} \quad (4.4-20)$$

式中，T<sub>c</sub>、T<sub>n</sub>分别表示合作与非合作时的CR系统检测时间，p<sub>c</sub><sup>(i)</sup>和p<sub>n</sub><sup>(i)</sup>分别表

示合作检测和非合作检测时 CR 用户  $i$  的检测概率。与非合作检测相比，采用空间协作分集式合作检测可使 CR 系统整体检测时间节省约 35%。

为了避免干扰，通常CR用户的发射功率是受限的。为了更加贴近实际，文献[49]针对基于AF协议的空间合作分集算法，以中继CR用户发射功率受限为前提，讨论了多用户单载波条件下的捷变增益（非合作系统检测时间与合作检测时间的比值）。此外，在实际应用中，为每个CR用户逐一选择并分配中继用户是比较困难的。因此，给定一个授权用户发射机信号接收功率门限Power<sup>\*</sup>作为衡量某CR用户是作为被中继用户还是中继用户的判决依据，即如果CR用户的接收功率高于该门限，则作为中继用户，反之则作为被中继用户。Power<sup>\*</sup>可通过下式来求得：

$$p_n^* = P_f^{\frac{1}{Power^*+1}} \Rightarrow Power^* = \frac{\ln(P_f / p_n^*)}{\ln p_n^*} \quad (4.4-21)$$

式中， $p_n^*$  代表非合作时的 CR 用户的检测概率。

## 2. CR 用户具有移动性

在实际的 CRN 网络中，CR 用户的移动性将加大获取 CR 用户位置以及选择中继用户的难度。针对空间协作分集合作检测中 CR 用户具有潜在移动性的特点，文献 [50,51] 提出利用基于到达时间（Time Of Arrival, TOA）的 UWB 定位技术，根据数据包中的时间戳计算数据包在信道中的传输时间，从而判断 CR 用户间的距离，动态更新移动 CR 用户的空间位置信息。然后，针对 CR 用户与授权用户的相对位置变化，通过授权发射机信号接收功率与给定功率门限的比较，动态选择、实时调整中继 CR 用户及其被中继 CR 用户的关联关系，在此基础上仍然采用 AF 协议实现移动 CR 用户间的空间协作分集式合作检测，缩短检测时间、提高频谱捷变性。

### 4.4.2 基于置信度融合的多星合作判决技术

多星数据融合过程可以简单的使用 AND、OR 等基本融合规则，如上一节所述，对于持续性的干扰信号可以获得更高的检测概率，或者是更低的虚警概率，但是在卫星的运行过程中难免存在对于干扰源遮挡等问题，使得卫星在处于部分过境路径时采集的感知数据无法真实表达当前地区的频谱使用实际状况；此外，不同地区可能有着不同的卫星应用需求，因此合作的准则也可以不尽相同，如 AND 规则适用于避免对地面信号产生干扰的环境，而 OR 规则更适用于保障卫星通信的连续性。

#### 4.4.2.1 多星置信度合作判决

如前所述，地面频谱感知及判决技术主要应对的是持续存在的干扰信号。一方面由于干扰信号本身具有指向性，另外在低轨卫星飞行的过程中会遇到各种遮挡物，导致卫星的频谱感知无法发现干扰信号的存在。

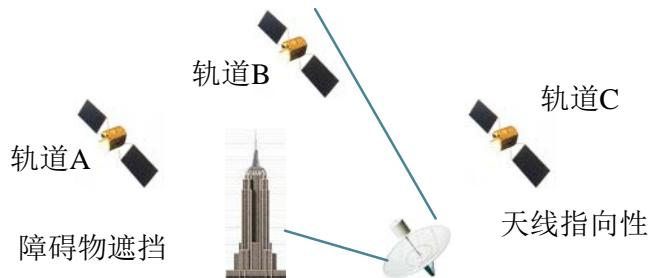


图 4.4-5 干扰信号的可视性问题

如图 4.4-5 中所示卫星在 A 位置的时候由于高楼的遮挡无法检测到干扰信号的存在，在 C 位置由于干扰信号的指向性也不能向合作判决提供有效的判决依据，只有轨道 B 可以正常的进行判决。其中，天线指向性很强，波束方向角很小的情况下，由于对卫星造成影响的时间和概率很小，因此不做过多的考虑。

以下将分析多星置信度合作判决算法，其依据即卫星在无法检测到干扰信号的前提下置信度较低，因此在合作过程中所占的权值也较低，或者权值为 0，而能感知到干扰信号的卫星数据则处于比较高的权值，或者是 1。这里对于卫星感知节点的置信度分配并非是固定的，首先同一颗卫星在不同的仰角和方位飞跃目的地区的时候会具有不同的置信度，此外，置信度的确定是针对某一特定地区的。多个地区之间不存在直接联系。

融合中心处汇聚的信息包括了单个感知节点的频谱判决结果以及此结果对应的置信度系数  $\alpha$ ，并通过 D-S 证据理论进行判决融合。

第  $i$  个感知节点的置信度系数  $\alpha_i$  随着信道状况，卫星与干扰信号节点之间的可视性变化而变化：

$$\alpha_i = F(H_i, L_i)$$

其中， $H_i$  表示信道状况， $L_i$  表示主用户和感知用户之间的可视性。

在该方案下可以将单颗卫星节点的返回数据形成的单星判决结果分成三部分：其中的  $Cr(H_0)$ ， $Cr(H_1)$  表示单星判决（分别表示判定  $H_0$  和  $H_1$ ）是可信的， $Cr(\Omega)$  表示两种假设都有可能，因此  $Cr(\Omega)$  表示单个卫星节点感知判决的不可信程度，且有  $\alpha_i=1-Cr(\Omega)$ 。其中  $Cr()$  等效于基本概率赋值函数  $m_i()$ 。

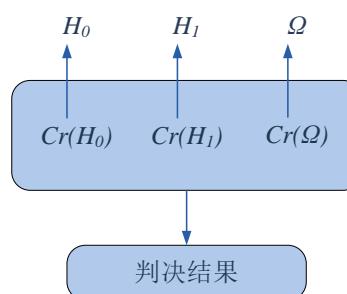


图 4.4-6 判决形成过程

图 4.4-7 所示是基于 D-S 理论的检测方案框图，将各卫星的单星感知结果  $SU_i\_decision$  连同检测可信度  $\alpha_i$  一起上传至信息融合中心，利用 D-S 证据融合理论对单星检测结果进行融合并对授权用户是否出现做出最终判断，即

$$Final\_Decision = Func_{D-S}(SU_i\_decision, \alpha_i), \quad i=1, \dots, N \quad (4.4-22)$$

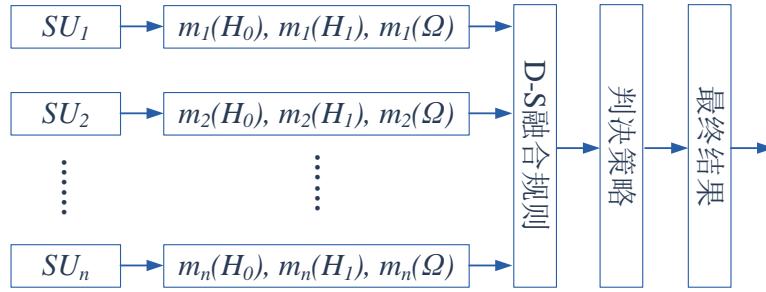


图 4.4-7 基于 D-S 理论的检测方案框图

D-S 融合包含了四个基本步骤：

### 1. 基本概率分布 (Basic Probability Assignment, BPA) 估计

假设单星感知节点的频谱检测结果以能量检测为例， $x_{Ei}$  表示第  $i$  个感知用户计算所得到的接收到信号的能量，如前文所述，在  $H_0$  和  $H_1$  下  $x_{Ei}$  的均值和方差分别是  $\mu_1$ 、 $\mu_0$ ， $\sigma_1^2$ 、 $\sigma_0^2$ ，则可得如下概率函数：

$$H_1 : m_i(x_{Ei}|H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1}} \exp\left[-\frac{(x_{Ei} - \mu_1)^2}{\sigma_1^2}\right] \quad (4.4-23)$$

$$H_0 : m_i(x_{Ei}|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0}} \exp\left[-\frac{(x_{Ei} - \mu_0)^2}{\sigma_0^2}\right]$$

其中， $m_i()$  是基本的概率密度函数。

### 2. 计算可信度和不可信度

在卫星对地面干扰信号的频谱检测过程中，只有两种情况即  $\Omega(H_0, H_1)$ ，因此每个假设的可信度满足

$$m_i(H_0) + m_i(H_1) + m_i(\Omega) = 1 \quad (4.4-24)$$

### 3. 基于 D-S 证据理论的可信度融合

根据 D-S 证据理论，识别框架(Frame of Discernment)  $\Omega$  中，两个基本的概率赋值函数  $m_1$ 、 $m_2$ ，按照如下公式利用 D-S 正交和理论来产生一个新的概率赋值函数  $m = m_1 \oplus m_2$

$$m(\phi) = 0$$

$$m(A) = \frac{\sum_{B \cap C = A} m_1(B)m_2(C)}{\sum_{B \cap C \neq \phi} m_1(B)m_2(C)} \quad (4.4-25)$$

当且仅当识别框架中至少存在两个子集  $B, C$ , 且  $B \cap C \neq \phi$ ,  $m_1(B) \neq 0$ ,  $m_2(C) \neq 0$  才有上式成立, 在本文环境中, 上述条件均可以得到满足。

#### 4. 判决过程

最简单的判决过程即简单的大小比较, 根据第三步得到的相应值, 由下式可得:

$$\begin{aligned} H_0 : & m(H_0) > m(H_1) \\ H_1 : & m(H_1) > m(H_0) \end{aligned} \quad (4.4-26)$$

由此可见, 当前的重要问题是寻找到设定单颗卫星对于特定地区的感知结果置信度设定的准则。将合作感知的过程看作是投票, 原有的合作方法假设所有的感知节点都完全相信自己的感知结果, 但是在置信度融合的前提下, 每个感知节点只有确信自己的感知结果准确时, 才投出自己的一票。

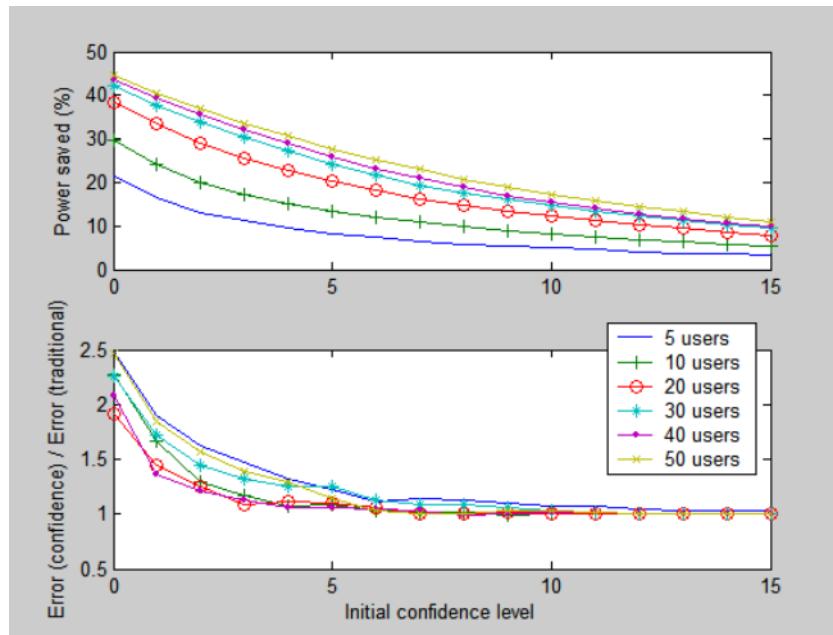
根据这一思想的指导, 多颗卫星的回传数据在地面经过进一步感知形成判决结果后, 将送到数据中心进行比对, 在确认自己的正确性前提下, 将提供一个置信度标准并进行进一步的数据融合。

##### 4.4.2.2 仿真及分析

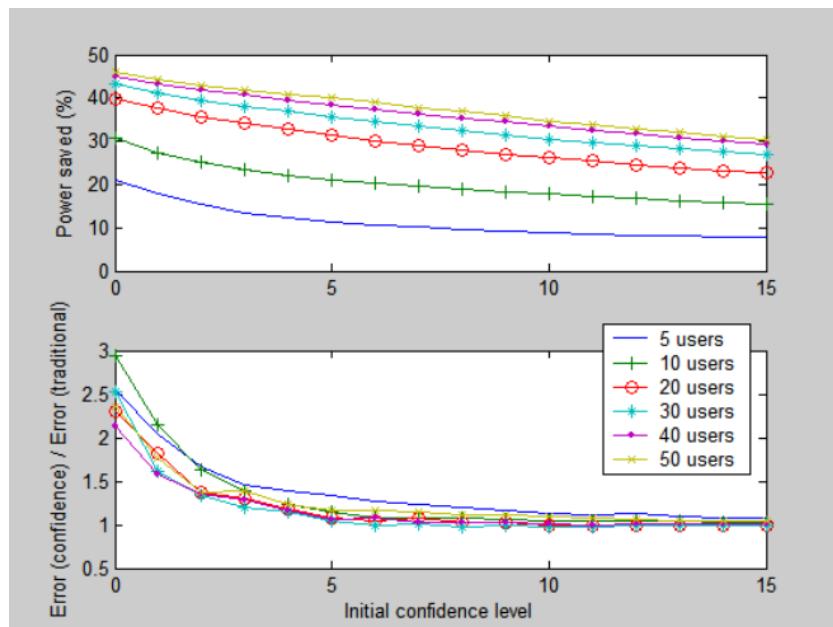
首先需要指明, 并非每一个卫星作为一个感知用户参与置信度投票, 事实上卫星系统的结构决定了相同时间上对于同一地区覆盖的卫星只可能有一颗, 因此上行链路上只能借助多次感知的结果作为多个用户参加投票, 这也决定了感知的结果必然是针对时间统计特性上长期存在的干扰信号。

此外, 为了在不需要指明检测方法的前提下形成一个通用的比较结果, 本文假设每个用户都有一个确定的检测概率  $p$ 。这一概率取决于卫星的频谱感知模块与干扰信号源之间的信道条件与信号检测的方法。同时假设对于不同的干扰信号源来说, 其信道条件是独立的。并且为了保证置信度投票结果从统计角度看是正确的, 因此假设至少半数的参与投票的感知结果具有大于 0.5 的正确概率。

随后在仿真的过程中, 将随机的产生一个 0-1 之间的数字, 如果此数字大于  $p$ , 则认为此次的感知结果是正确的, 反之则是错误的。对应于数字的生成, 同时产生一个事例以反映瞬时的信道条件, 当样值足够大的时候将呈现出符合概率特性的分布特征。不过即便遵循着每次卫星的感知结果都有超过 0.5 的概率是正确的, 其最终的判决结果也有可能因为瞬时信道条件的恶化而最终表现为错误判决。



a) 100 轮投票的结果



b) 500 轮投票的结果

图 4.4-8 多星置信度合作判决与普通合作感知的性能差别

因此本仿真的目的就是通过比较 DS 理论的置信度投票合作判决的错误概率和普通合作频谱感知的错误概率。仿真中产生了 1000 次样值，每次产生的样值都进行 100 轮及 500 轮的置信度投票。图 4.4-8 比较了在不同的初始置信度水平下传统的合作规则和置信度投票合作规则的性能差异。每一组图的上半部分表示了置信度投票准则对于通信信号传输能量的节约，而下半部分则表示了相比较于普通合作感知过程的错误率。其中用信号传输功率表征信道的机会质量，需求的传输功率越低表明信道中的干扰信号越少，信道的稳定性和可利用性越高。可以明显的看出基于置信度的多星数据

融合极大的节约了信号的传输功率，但是相对应的也会提高错误概率。而错误概率是可以通过其他手段降低的，比如选择初始置信度。在实际使用中，初始置信度应根据系统需求而设定。仿真结果表明，参加置信度投票的用户数量越多，投票的过程轮数越多，置信度投票准则可以获得更好的融合效果，即节约信号的传输功率，寻找到更为稳定和干净的信道资源。

#### 4.5 本章小结

本章提出了低轨卫星通信中上行链路频谱感知中的一个关键技术问题，即波束覆盖范围过大从而造成的感知结果空间分辨率过低，并就解决此问题提出了二维差值迭代算法。算法利用卫星行进和地球自转引起的轨道面变化两个方向上的波束重叠做差，并利用无人地区的频谱环境作为初始条件，经过迭代计算获得波束下各个子区域的频谱环境数据。经过仿真，此算法可以有效分割多个区域的频谱环境，结合能量检测器，在信噪比高于 6dB 时准确给出每个子区域内的主用户信号的频谱位置。此外进一步分析了系统在应用环境中的性能，对于干扰源的实际位置的不同，具体探讨了信号经由不同的衰减路径在不同的波束覆盖情况下表征出不同的入口端信噪比，这一情况对于定位的模糊度影响是很小的。

数据融合之后需要对其中所含的信息进行信息挖掘，由于地面系统不再受到复杂度限制，因此可以将星上对于热点地区采集的原始采样信号进行循环平稳谱特征分析，不仅可以得到信道占用情况的数据，更可以对于干扰信号的特征参数进行分析，并为下一步的迁移策略提供依据。

同时多星的感知结果合作判决也是一个重要的研究对象，由于受内部硬件条件的限制、加上外部复杂无线衰落环境等实际因素的影响，单用户检测难以达到的性能指标可以通过合作解决，因此本文提出了基于置信度融合的多星合作判决技术，经过仿真验证，此算法可以通过增加参加置信度投票的用户数量，提高投票的过程轮数，置从而获得更好的融合效果，即节约信号的传输功率，寻找到更为稳定和干净的信道资源。

## 第五章 可用信道预判及频谱迁移策略

### 5.1 引言

前三章分别对低轨卫星通信系统的上行链路频谱感知技术整体框架，星上感知，地面数据融合等内容进行了深入分析，据此可得星下特定地区的高精度感知结果。但从认知无线电角度分析，仅仅对信号进行检测并不是工作的全部内容，如图 5.1-1 所示，还需完成频率的迁移，才能实现对于频谱资源动态利用，以及按照机会质量接入。

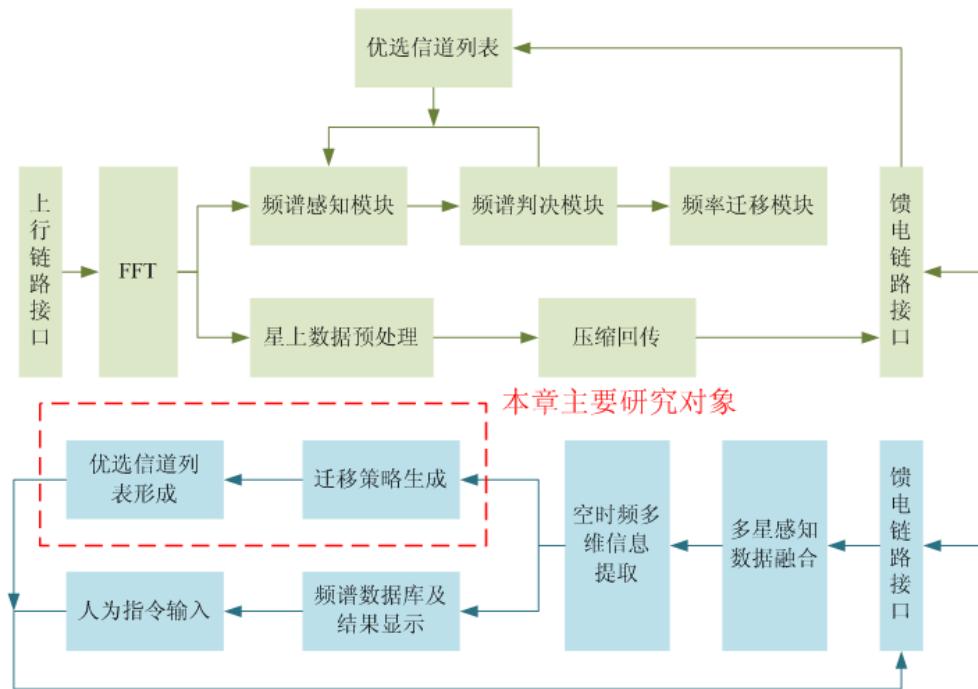


图 5.1-1 本章内容在系统中所处的位置

频率迁移技术的内容主要涵盖两个方面，一是频率切换策略，当空穴数量很多的时候，按照什么原则选择空穴以实现某一系统指标的优化尤为重要，例如在过顶时间有限且传输时延较大的低轨通信卫星系统中，最大限度地减少切换概率是保证系统吞吐量的有效方法；二是频谱迁移的具体流程，与地面系统不同，低轨卫星系统的频谱迁移过程有其自身的特性，包括由地面频谱判决引起的针对持续性干扰的频谱迁移以及由星上发起的针对突发性干扰的频谱迁移两种。

本章主要由以下内容构成，第二节主要分析如何度量低轨卫星系统的无线电环境，并利用博弈论地方法对多星网络进行建模，在其基础上讨论了效用函数的选取；第三节通过对信道的统计特性积累和分析，预判下一时刻信道可用性，并以此构建可用信道资源列表；第四节对本章内容进行了小结。

## 5.2 性能度量及效用函数

星上的频谱感知数据由馈电链路传递到地面之后, 经过第四章的数据融合和数据挖掘过程后, 信道将按照时间和空间的分布具有不同的统计特性。为了能够进一步形成频谱迁移的策略, 必须要对这些统计特性进行归纳, 或者是复合运算形成更具有表征特性的评价指标, 本文称之为信道的性能度量。在形成了性能度量的基础上, 并且对于多星的行为进行建模, 可以归纳出系统的效用函数, 并依据博弈论的知识进行行为的选择。以下具体分析性能度量和效用函数。

### 5.2.1 低轨卫星系统的无线电环境性能度量

本节的主要目的是提出低轨卫星系统的无线电环境性能度量的方式, 首先从普通的认知无线电系统进行分析, 其性能评估可以分别在两个层面进行——节点层和网络层。通常来说标准化组织、设备制造商、认知无线电终端用户以及传统无线电用户对于性能有着不同的关注点, 因此在这两个层面上性能度量的方式有较大的区别。

#### 1 节点层面的性能度量

常见的节点层面的性能可以从以下四大方面进行度量, 如表 5.2-1 所示:

表 5.2-1 合作频谱感知网络中节点层面的性能度量

		性能度量
认知功能	情景识别	定位精度
		射频环境识别:
		✓ 在不同信噪比环境下的 ROC 曲线所决定的 $P_d$ 和 $P_f$
		✓ 给定 $P_d$ 和 $P_f$ 所需的最小 SNR
		✓ 信号分类/识别能力
	适应能力	✓ 谱特征追踪/预判
		✓ 信道条件识别 (如多径衰落或者是 Doppler 频移等)
	推理/判决/ 学习	移动性和轨迹识别
		高效的能量检测
		✓ 信道迁移时间
		✓ 跨层适应能力
		✓ 自适应天线赋形
	其它无线设备的智能水平评定	✓ 收发信机动态范围
		✓ 空中接口的延展性和可重构性
	推理能力:	✓ 自适应路由协议

		基于案例/知识/策略的推理能力（案例的检索及分析时间） 判决制定能力： 分布式或集中式判决处理（判决算法的收敛速度） 学习能力： ✓ 学习的灵活性（支持的学习算法） ✓ 学习的有效性及效率（性能/学习时间）
所有节点的性能		频谱利用率（总吞吐量，网络可用时间等） 对其他的认知节点和固有网络的影响 ✓ 由于此认知节点导致的其它节点失效 ✓ 信干比或干扰噪声比
		功耗（激活时间、电池寿命等）
		终端用户的通信耗费
		链路可靠性（BER，FER，掉包率等）
	节点复杂度	信号处理的功率、内存和其它运行过程的耗费
技术成熟性		网络中全部认知无线电节点的技术成熟性
		关键技术的成熟度： 软件无线电技术(SDR)/AD 转换/宽带射频及天线/人工智能

在物理层面上通常使用的性能度量包括信噪比 SNR 或者是信号干扰噪声比 SINR、干扰噪声比 INR、误比特率 BER、带宽效率、功率效率等，这些物理层的评估量对于上层的拓扑路由算法也有很大的影响。例如信号源位置和链路增益信息可以提升拓扑形成算法的性能。

链路层的度量则包括冲突概率、平均信道访问时间、掉包率、误帧率等，而网络层的性能度量包括包延迟的平均和最大最小峰值，路由表和路由表的变化率 (ad Hoc 网络或者是传感网)，这些度量参数对于系统的性能估计也有着重要的作用。

## 2 网络层面的性能度量

与节点层面的性能度量类似，网络层面也可以从四个主要的方面进行性能度量，如表 5.2-2 所示：

表 5.2-2 合作频谱感知网络中网络层面的性能度量

		性能度量
认知功能	情景识别	✓ 主用户/认知用户的检测概率和误警率 ✓ 策略识别 ✓ 网络中每个节点的适应能力的识别 ✓ 网络拓扑路由协议及网络状态，当前目标的识别
	适应能力	✓ 自适应的路由协议和网络拓扑

	✓ 跨层自适应能力
推理/判决/ 学习	全网无线设备的智能水平评定 数据融合及判决的总时间及开销
	频谱利用率： ✓ 总吞吐量和实际吞吐量 ✓ 认知用户系统的实际吞吐量 ✓ 时域和空域的占空比 ✓ 频谱的使用效率
	与其他的主用户网络或是认知网络的共存特性： ✓ 现有主用户的掉包率增长 ✓ 主用户接收机的 SINR, INR, BER 性能恶化程度 ✓ 造成的掉话率/切换/发起或终止的失败概率增加
全网络性能	端到端度量：平均吞吐量/时延/掉包率/抖动
	网络性能度量： 网络访问时间/网络可用性
	网络的可靠性、公平性、可扩展性和移动性支持
	网络安全： 对于恶意节点的鲁棒性/拒绝服务攻击漏洞
	✓ 应用 QoS： ✓ 通话声音质量（平均主观评分） ✓ 视频质量 ✓ 交互数据应用的响应时间（WWW/TELNET） ✓ 突发数据应用吞吐量（FTP/分布式数据库同步等）
网络复杂度	信号处理的功率、内存和其它运行过程的耗费
技术成熟性	CR 网络关键技术的成熟度（策略执行的符合度）

ITU-R 手册对频谱利用效率(SUE)提出了两种不同的计算方法。第一种方法的频谱利用效率由其频率，空间覆盖范围以及时间确定，见公式(5.2-1)，

$$U = B \times S \times T \quad (5.2-1)$$

$U$ 的量纲为( $\text{Hz} \times \text{m}^3 \times \text{s}$ )，其中B为频谱带宽，S为地理空间范围，T为时间。而SUE则可以表示为传输的总信息量和可用频谱的比值

$$SUE = M / U = M / (B \times S \times T) \quad (5.2-2)$$

ITU-R 的第二种计算频谱利用率的方法如公式(5.2-3)所示：

$$U = \Delta F / \Delta F_0 \quad (5.2-3)$$

其中  $\Delta F$  是完成通信所需的最小频带宽度,  $\Delta F_0$  是待分析的总频谱宽度, 当  $\Delta F$  的选择是最优或者次优解的时候, 就可以得到  $U$  的下届。其后 SUE 的计算仍可以使用公式(5.2-2)。

### 3 低轨卫星上行链路合作频谱感知的性能度量

经过以上节点层面和网络层面的性能度量的分析, 基本涵盖了具有认知功能的通信系统各个方面的衡量指标。但是其中的一些性能度量指标更为偏向于理论研究, 或是智能化无线电技术的未来应用前景, 因此具体到低轨卫星上行链路的合作频谱感知系统, 本文提出了如表 5.2-3 和表 5.2-4 所示的低轨卫星频谱感知网络卫星节点和地面融合的性能度量。

表中的部分性能度量指标在前文的叙述中已经进行了较为细致的描述, 这里主要关注表 5.2-3 中单个卫星节点的链路可靠性和频谱利用率。接收机度量 BER 等性能指标为星上的频谱感知和频谱迁移发起提供参考, 而传输的总吞吐量和实际传输过程中的可用时间作为星上频谱感知及频谱迁移算法的验证指标, 可以有效表明算法的优劣, 因此这两个指标在制定频谱迁移策略的过程中需要重点参考。

表 5.2-3 低轨卫星频谱感知网络中卫星节点的性能度量

		性能度量	
认知功能	情景识别	干扰信号源定位精度	
		在不同信噪比环境下的 $P_d$ 和 $P_f$	
	适应能力	✓ 频谱迁移所需时间	
		✓ 自适应判决门限	
推理/判决/学习		星上频谱感知算法的收敛速度	
所有节点的性能		频谱利用率 (总吞吐量, 实际可用时间等)	
		链路可靠性 (BER, FER, 掉包率等)	
节点复杂度		信号处理的功率、内存和其它运行过程的耗费	

与星上的指标类似, 地面数据融合过程中, 频谱利用率和端到端的度量也是影响频谱迁移策略的重要指标。低轨卫星通信系统的总吞吐量和实际吞吐量表征了系统的迁移策略的优劣, 而端到端的度量, 包括对于品均吞吐量及时延, 掉包的测量则决定了当前信道接入机会质量的恶化程度。

表 5.2-4 低轨卫星频谱感知网络中地面融合的性能度量

		性能度量
认知功能	情景识别	地面干扰源信号的检测概率和误警概率

全网络性能	频谱利用率： ✓ 低轨卫星通信系统的总吞吐量和实际吞吐量 ✓ 空时频的使用效率提升
	端到端度量：平均吞吐量/时延/掉包率/抖动
网络复杂度	信号处理的功率、内存和其它运行过程的耗费

### 5.2.2 多星网络建模及效用函数

由于多星网络的自身特性决定了博弈论是重要的建模分析工具，本节将使用这一工具对多星网络的模型和效用函数进行分析。前一节中通过对整个低轨卫星系统合作频谱感知性能度量指标的分析，确定了数据融合及信息挖掘后搜集的信息内容。但是这么多复杂的信息内容在构成了地面的频谱信息知识库后，还需要根据频谱环境特征选取合适的信息，并最终产生最优信道列表。因此，本节将利用博弈论对多星合作频谱感知网络进行建模，并讨论了其效用函数的选取。

将系统运行过程中，任意卫星对于同一地区的一次感知结果作为一个参与合作的认知用户，因此也将任意卫星对于同一地区的频谱迁移过程视作一次认知用户的迁移行为。以下以博弈论的观点分析这些认知用户与干扰信号之间的博弈关系。

系统中所有的认知用户被视作正则形式的博弈：

$$\Gamma = \langle N, A, \{u_i\} \rangle \quad (5.2-4)$$

其中  $N$  是参与竞争的用户的向量；而  $i$  代表某个参与到竞争中的认知用户。 $A$  代表行为空间， $A_i$  则是每个用户的行为集合向量，即

$$A = A_1 \times A_2 \times \cdots \times A_i \cdots \quad A_i = [\alpha_1 \quad \alpha_k]$$

其中  $\alpha$  代表每种具体的行为。 $\{u_i\}$  是实用功能，它是一个从行为空间到实际行为的映射关系，即

$$u_i : A \rightarrow R \quad (5.2-5)$$

定义  $\alpha$  向量为行为向量，其中  $\alpha_i$  是玩家  $i$  所选择的行为，而  $\alpha_{-i}$  为除此之外的所有行为，由此扩展基本模型如下：添加判决规则向量  $d$ ，

$$d_i : A \rightarrow A_i \quad (5.2-6)$$

及判决执行的时间  $T$ ，从而形成

$$\Gamma = \langle N, A, \{u_i\}, \{d_i\}, T \rangle \quad (5.2-7)$$

为了便于表示，利用  $d(\alpha)$  表示特定时间  $T$  的应用集合  $d_i(\alpha)$ 。

可以将判决规则指定为控制认知用户自适应于环境的过程，既可以增加每种适应

过程的  $u_i$  值，例如根据信道的使用情况及利用效率增加或者是减少传输功率（需要卫星系统支持）等一系列的离散的步骤，也可以是检测到干扰之后一系列可用频段的尝试和判决。但是有时候认知用户并不执行明确的判决方案而是以目标、策略和可用自适应方式进行管理，为了处理所有情况，使用一组具有自主理性的判决规则限制设计框架，即满足：

$$b_i \in d_i(a), b_i \neq a_i \Rightarrow u_i(b_i, a_{-i}) > u_i(a_i, a_{-i}) \quad (5.2-8)$$

博弈论将使用判决规则获得行为结果的方式视作更优动态响应，当判决规则满足以下条件则是做最优动态响应：

$$a_i \in d_i(a), \text{if } \exists b_i \in A_i \Rightarrow u_i(b_i, a_{-i}) > u_i(a_i, a_{-i}) \quad (5.2-9)$$

虽然网络模型的精确特性取决于所有参数(5.2-7)，但是从子模型(5.2-4)中就可以得到网络行为的绝大部分特性，从而忽略了判决规则和判决时间对于特性的影响。例如假设系统间具有自主理性，则利用纳什均衡求解网络的稳定状态为行为向量  $\alpha^*$ ，

$$\forall i \in N, b_i \in a_i \Rightarrow u_i(\alpha^*) > u_i(b_i, a_{-i}^*)$$

同样的，如果判决规则是最优动态响应，则纳什均衡是唯一的稳定态。

对于效用函数的适当选择可以在判决规则很宽泛的前提下保证网络的稳定性和收敛性。例如  $\Gamma$  构成了一个确定的潜在博弈，当所有的效用函数满足下式则博弈过程中存在着潜在函数  $V: A \rightarrow R$

$$u_i(b_i, a_{-i}) - u_i(a_i, a_{-i}) = V(b_i, a_{-i}) - V(a_i, a_{-i}), \forall i \in N, \forall a \in A \quad (5.2-10)$$

需要指出的是只有判决规则是自主理性的，并保证所有的自适应过程不是同步发生的，网络才会收敛。同样，存在一个潜在博弈  $\Gamma$ ，只有当  $-V$  组成一个 Lyapunov 函数，孤立稳态才是稳定的状态。

### 5.3 优选信道预判

对于宽带系统来说，如果每次频谱感知都需要覆盖所有的带宽势必将使频谱感知时间  $T_s$  增长。由于感知过程需在静默期完成，显然  $T_s$  的增长将造成可用数据传输时间  $T_t$  的缩短，降低系统的传输效率。因此，如果能利用之前多次频谱感知对于信道占用状态的统计数据预判各个信道在下一时刻的使用情况，并以此对可用带宽内所有的可用信道进行排序，则可以降低  $T_s$ ，提高系统的传输效率。每次频谱感知过程仅判断最优信道的占用情况，如不可用则依顺序选择下一信道。

#### 5.3.1 频谱分配原则

频谱分配问题作为无线资源管理的一个重要方面，已经有很多文献进行了讨论。

比如在 3G 系统中常见的动态信道分配 (DCA)。但是认知无线电系统与之不同之处在于，原有的 DCA 等信道分配方式主要考虑信道资源的受干扰程度，并依据业务优先级及 QoS 需求对信道进行分配，而认知无线电系统需要考虑主用户的存在与否，信道受干扰程度，且感知带宽数百倍于信道带宽，因此近年来针对认知无线电频谱分配的研究正在深入进行，各种衡量指标不断涌现。

文献[111]通过对信道的利用率进行监控，以主用户对信道的占空比 (Duty Cycle, DC) 方式衡量信道的使用情况并进行排序，其后选择合适的信道进行通信，其中信道的占用比率以主用户在过往时间内占用及释放信道的时间之比进行计算，如(5.3-1) 所示。

$$u_i = E \left[ \frac{\sum_{k=1}^{x_{ik}}}{\Delta t} \right] \quad (5.3-1)$$

式(1)中  $u_i$  为信道的占用率， $\Delta t$  为感知时长， $x_{ik}$  为信道  $x_i$  在  $\Delta t$  时间内主用户每一次出现的时长。仅用主用户信道占用时间比表征信道机会质量是一种比较简单的方法，因为除了占用时间对于信道机会质量的影响之外，主用户出现的频繁程度对于信道机会质量影响很大。

文献[112]提出空闲时长预测方法 (Predicting Scheme of Idle Period, PSIP)，即单个信道的机会质量应该根据长期统计的结果，判断在未来一段时间  $T$  内第  $i$  个频谱单元的空闲时长，表示如(5.3-2)。

$$L_i^{\text{license}} = \frac{[1-u_i]}{M_i} T \quad (5.3-2)$$

其中  $M_i$  为主用户在当前频段上出现的次数， $u_i$  如式(1)中定义。此方法考虑了主用户在感知时间内出现次数对于信道机会质量的影响，却缺乏对于信道的状态转移概率的考虑。

文献[113]提出利用空闲信道搜索时延及累计信道切换时延表征信道机会质量，这两个指标是造成次用户动态接入信道性能恶化的主要原因。并通过信道利用率及信道状态转移概率 (Utilization and State Transition Probability, USTP) 表示如(5.3-3)所示。

$$\Gamma_i = \frac{1-u_i}{u_i P_{01}^i} \quad (5.3-3)$$

其中  $u_i = \frac{E[s_1^i]}{E[s_0^i] + E[s_1^i]} \approx \frac{\text{主用户占用信道的次数}}{\text{信道总感知次数}}$

$$P_{01}^i \approx \frac{\text{信道发生状态转移的次数}}{\text{信道总感知次数}}$$

由公式(5.3-3)可见当信道的利用率及状态转移概率同时减小时，信道的机会质量上升。优点在于选择的信道不仅利用率比较低而且发生切换的概率也比较小，因此带来的累计切换时延也比较小。

### 5.3.2 信道吞吐量预判算法

以上几种方法都针对地面认知无线电系统的频谱分配过程提出，在低轨通信卫星系统中不仅要考虑信道利用率及状态转移概率，同时也要考虑过顶时间的限制，信道信噪比变化，信道带宽变化等因素，因此本文提出使用信道吞吐量预判（Channel Throughput Prognosis, CTP）的方法表征信道机会质量，并使用 COQDO 算法决定低轨通信卫星频谱感知的次序，降低空闲信道搜索时延及累计信道切换时延。

信道吞吐量预判主要受到占用时间因素，系统带宽因素，信道质量因素，虚警及漏检概率因素的影响。

针对地面的特定区域，低轨通信卫星的一次完整升降过程，可分解成如图 5.3-1 所示的若干步骤。其中时间因素主要包括总过顶时间  $T_p$ ，频谱感知时间  $T_s$ ，数据传输时间  $T_t$ ，频谱迁移时间  $T_m$ 。假设在一次过顶时间内总感知次数为  $M$ ，发生的频谱迁移次数为  $N$ ，可得如下等式，

$$T_p = MT_s + MT_t + NT_s + NT_m \quad (5.3-4)$$

由此可得总数据传输时间  $T$  为

$$T = MT_t = T_p - ((M + N)T_s + NT_m) \quad (5.3-5)$$

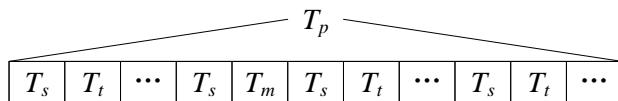


图 5.3-1 卫星过顶期间的感知传输及迁移时间

理论信道容量由香农公式确定，即

$$C = B \log_2 (1 + SNR)$$

其中带宽因素主要受到虚警概率的影响。原本可用的带宽可能由于感知过程的虚警而造成次用户的退出，从而相当于可用带宽的减少。即

$$\hat{B} = (1 - P_f)B \quad (5.3-6)$$

信道质量因素主要受漏检概率影响。由于漏检导致主用户出现时认知用户不能正

常退出所占用的信道，考虑到对主用户的保护及简化算法，认为在漏检情况下认知用户的信道容量为 0，因此信道容量为

$$C = (1 - P_m) \hat{B} \log_2 (1 + SNR) \quad (5.3-7)$$

考虑到实际系统与理论数值之间的差距  $K$ ，一般为 10dB 左右<sup>[114]</sup>，因此将(5.3-7)写为

$$C = K (1 - P_m) (1 - P_f) B \log_2 (1 + SNR) \quad (5.3-8)$$

由此预测该信道的总吞吐量为

$$\begin{aligned} CT = CMT_t &= \left[ T_p - ((M + N)T_s + NT_m) \right] \\ &\cdot \left[ K (1 - P_m) (1 - P_f) B \log_2 (1 + SNR) \right] \end{aligned} \quad (5.3-9)$$

由于发生感知和迁移的时刻不一定，因此有必要将总吞吐量归算到单位时间上，因此信道预判的单位时间吞吐量  $Th$  为：

$$\begin{aligned} Th = CT = CMT_t &= \frac{1}{T_p} \left[ T_p - ((M + N)T_s + NT_m) \right] \\ &\cdot \left[ K (1 - P_m) (1 - P_f) B \log_2 (1 + SNR) \right] \end{aligned} \quad (5.3-10)$$

每颗卫星相当于一个感知节点，由文献[115]可知单星判决的检测概率有限，因此需要多颗卫星对同一地区进行重复观测，进行合作判决以提高精度。因此引入地面站作为数据融合中心，进行集中式判决。并且结合所有过境区域的干扰情况，选择对通信影响最小的频段。

根据 STK 仿真可以得到网络对于地球不同纬度的覆盖次数是不同的，高纬度地区每天覆盖次数较多，低纬度地区覆盖次数相对较少，如表 5.3-1 所示。

表 5.3-1 低轨卫星系统不同维度的覆盖次数

纬度	平均覆盖次数
60°	20
30°	12
0°	10

由表 5.3-1 可见在 5 天回归周期内，对于不同地区，最少覆盖次数为 50 次，相应的此地区感知数据采集结果也为 50 次。如果将每次频谱感知数据作为一个独立的情况加入合作感知过程，则多星合作判决至少可以将合作节点的数目提高到 50 个，从而大幅度提高检测概率。图 5.3-2 描述了系统结构框图。

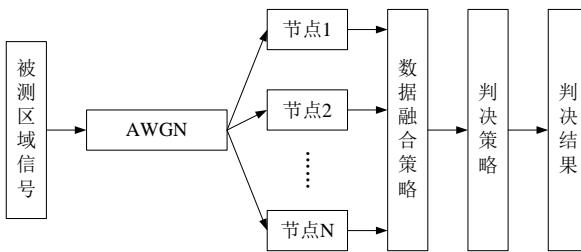


图 5.3-2 多星判决系统框图

### 5.3.3 算法特性及仿真分析

仿真过程分两个场景完成，第一个场景验证单星认知过程中，利用信道吞吐量预测进行信道机会质量排序后，空闲信道搜索延时及累计信道切换延时的改善情况，并将前述三种策略与之进行对比，第二个场景仿真多星合作认知过程中利用本文算法对空闲信道搜索延时及累计信道切换延时的改善情况，同样采用前述三种策略与之进行对比。

假设多星合作感知系统由 4 颗卫星构成，单星系统为 1 颗。卫星均为轨道高度约 1000km 的 5 天回归太阳同步圆轨道卫星，轨道倾角约为  $99.4^\circ$ ，轨道周期约 6307sec，各卫星的升交点赤经分别相差  $45^\circ$ ，近地点角距均为  $0^\circ$ ，当仰角高于  $25^\circ$ 认为卫星可以与地面终端建立通信。

其他仿真参数如表 5.3-2 所示：

表 5.3-2 仿真参数使用规定

频谱感知总带宽	100MHz
主用户带宽	2MHz
认知用户带宽	50MHz
可用信道数量	10-20
卫星单次感知时长 $T_s$	600μs
卫星单次迁移时长 $T_t$	1s
固定数据帧传输时长 $T_f$	100ms
单星判决的漏检概率 $P_m$	0.1
单星判决的虚警概率 $P_f$	$10^{-5}$
实际系统与理论差异 $K$	0.1
主用户占用系统频带时长	[0, 1] 均匀分布
主用户占用信道的次数	[0, 10] 均匀分布
仿真重复次数	1000

首先分析单卫星认知用户情况，算法包括本文所提出的利用信道吞吐量预测方式以及前述介绍的 DC, PSIP, USTP，主要考察四者在信道搜索延时及累计信道切换延

时两方面的性能差异。其中实线表征四种算法公式计算的理论值，虚线表示经过统计方式获得的实际值，由图 4 及图 5 可以看出，理论值与实际值具有较好的吻合度。

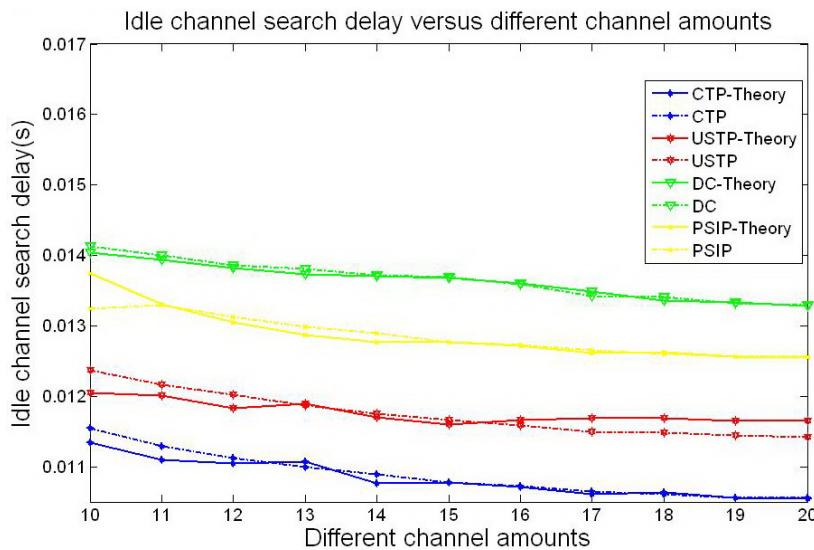


图 5.3-3 不同算法的单用户空闲信道搜索延时比较

由图 5.3-3 的结果可见，由于四种算法均考虑了主用户对于信道的占用时间，因此在信道搜索时延方面并没有很大的时间差异，但是由于 CTP 算法更多的考虑了信道的带宽及信噪比等因素的影响，过顶时间内感知时间、切换时间与传输时间均衡性能更好，因此信道更适合传输需求，搜索次数减少，相应的搜索时延也最低。

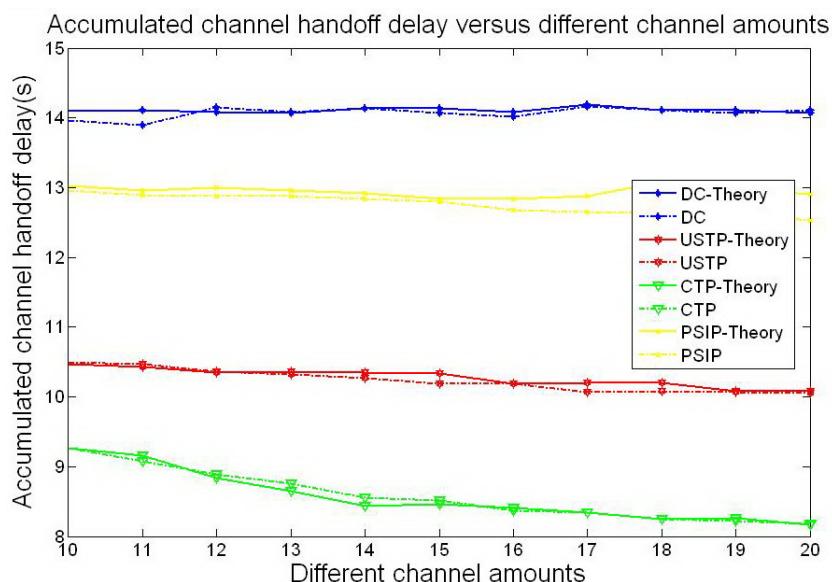


图 5.3-4 不同算法的单用户累计信道切换延时比较

图 5.3-4 所示为四种算法在单卫星认知用户情况下，累计信道切换时延上的优劣。仿真可以看出对于卫星通信系统而言，迁移所耗费的时间长度远大于感知时间，未考虑切换因素的 DC 及 PSIP 算法性能较差。USTP 算法虽然也考虑了信道切换对于性能的影响，但是并未考虑信道特征，因此发生迁移的概率大于 CTP 算法。

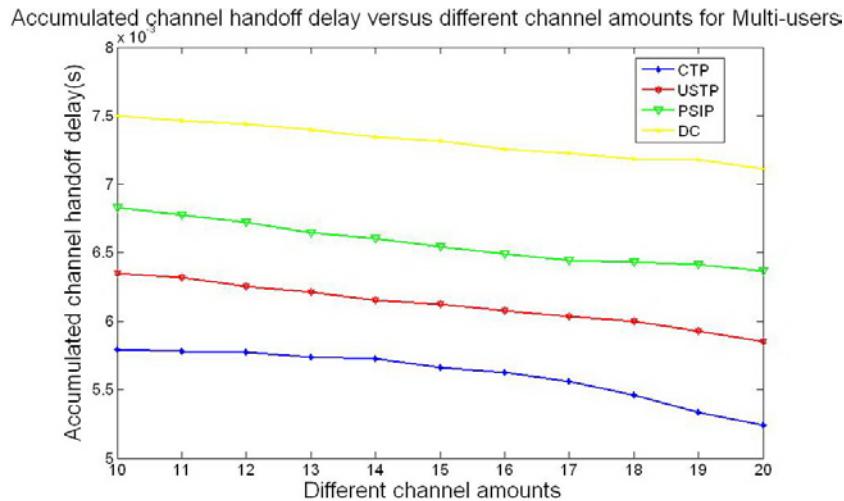


图 5.3-5 不同算法的多用户空闲信道搜索时延比较

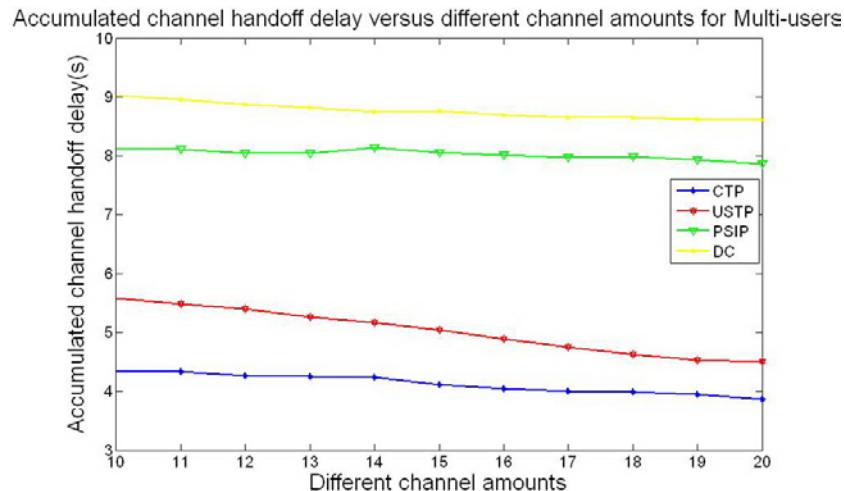


图 5.3-6 不同算法的多用户累计信道切换时延比较

图 5.3-5 和图 5.3-6 主要针对多星合作感知系统中，四种算法在信道搜索时延及累计信道切换时延两方面的性能优劣及差异。由于多星系统的理论值较难推导，因此只用统计均值表示。明显可见与单卫星感知用户相比，利用合作频谱判决技术信道搜索时延以及累计信道切换时延都有所下降。这是由于多星合作判决延长了对信道的观测时间，获取信息更为全面，从而使得频谱分配的有效性获得了提高。除此以外，四种算法在合作判决中性能优劣与单卫星感知用户情况下基本一致，因此不再赘述。

为了在低轨通信卫星系统中实现认知无线电技术，频谱分配是一个关键点。算法的优劣直接影响到卫星有效通信时间的长短。本文提出将信道吞吐量预判结果作为信道机会质量的指标，并通过信道机会质量降序排列缩短频谱感知及频率迁移过程所耗费的时间。仿真结果表明，本文所提出的 CTP 算法更符合低轨卫星通信网络的应用环境，在降低累计信道切换时延和空闲信道搜索时延方面，性能相比其他算法至少提升 10% 以上。并通过合作判决后的信道搜索时延和累计信道切换时延仿真，证明了合作判决对提升卫星频谱感知性能的意义所在。

## 5.4 本章小结

本章提出了对于低轨卫星伤心链路频谱感知和频谱迁移技术的性能度量和效用函数，旨在为频谱迁移过程选择合适的表征参量，并且利用博弈论观点对系统建模，以及如何选择合适的效用函数等。

随后本章提出使用信道吞吐量预判作为低轨通信卫星系统的信道机会质量指标，并按照信道机会质量降序（COQDO）排序。通过仿真与其他指标进行比较，证明了信道吞吐量预判指标更适合作为低轨卫星通信系统的信道机会质量评判标准。通过对累计信道切换时延和空闲信道搜索时延的考察，信道吞吐量预判算法相比较于其他几种算法，明显具有更优的性能。

## 第六章 总结与展望

为了解决低轨卫星通信系统中上行链路频谱资源受限及干扰复杂多变的问题，本文采用了频谱感知和频谱迁移技术。通过设计星地两级体系结构，利用星上频谱感知及频谱迁移技术躲避突发性干扰，地面的数据融合和信息挖掘寻找长时间存在的干扰，最终实现提高通信链路的质量和稳定性。

本文首先提出低轨卫星通信系统上行链路频谱感知和频谱迁移技术的基本结构和框架，在此基础上就三个方面进行了研究：

### 1) 星上多分辨率频谱感知和自适应门限判决

提出了基于拉普拉斯塔式分解技术的多分辨率频谱感知方法，仿真表明与一般的能量检测技术相比，MRSDSS 算法可以更准确的定位频谱空洞，并大幅减小算法复杂度和硬件开销。此外，由于固定判决门限不能适应全球范围内背景噪声差异，因此采用了基于噪声方差估计的自适应门限技术，最大程度的保证了星上检测突发性干扰的能力和准确性。

### 2) 地面数据融合及多星置信度合作频谱判决

作为地面数据融合的主要内容，提出了二维差值迭代分割算法，通过理论特性和应用特性的仿真分析，此算法可以大幅提高信号的空间分辨率，从而提升系统的频谱利用效率。同时探讨了地面进行循环平稳谱特征检测对于系统性能提升的重要性，最后利用多星置信度合作的方式对信道质量进行感知，寻找干扰信号数量最少的信道资源。

### 3) 可用信道预判及频谱迁移策略

迁移策略的选择取决于信道机会质量的衡量方式，本文提出了使用累计信道切换时间和空闲信道搜索时延这两个指标。仿真证明本文所提出的可用信道预判技术更适合于低轨卫星系统的频谱感知和频谱迁移技术，最大的优势在于找到的信道切换概率最小，从而保证了系统的传输效率。

由于频谱感知和迁移是一种新兴的技术手段，而认知无线电技术更是下一代无线通信技术走向智能化的标杆，因此展望未来，在此方向上有大量的工作有待拓展。延续本论文的研究内容，后续的研究可以在以下几个方向进一步展开：

星上的感知、判决和数据压缩技术是后续的研究重点，一是更为符合低轨卫星通信技术的频谱感知手段，例如将高复杂度的感知技术进行简化并应用于星上，如研究基于小波变换或压缩传感的频谱感知方式。数据的压缩和回传是另一个重要问题，研究基于稀疏变换的方式势必有利于这一问题的解决，如借助一些图像处理或者是 SAR 雷达技术。

地面数据融合、信息挖掘以及频谱迁移策略的形成是另一个主要的研究方向。这几个内容之间是相互联系的，数据融合的过程是信息挖掘的基础，而信息挖掘的能力又决定了频谱迁移策略中可以使用的参考信息，因此无论是哪一个方面都有着深入研究的价值，此外，随着卫星星上处理能力的一步步增强，将这一部分功能逐渐向星上搬移将可以获得更好的实时性效果，即低复杂度的星上数据融合和信息挖掘也是可开展研究的方向之一。

再向着更远的方向进行展望，未来的通信系统必然是建立在可重构平台的基础之上，卫星系统从具备频谱感知和频谱迁移能力开始，将进一步的实现认知无线电技术的其他功能，不仅实现对于主用户所在信道的机会接入，更可以按照实际的信道条件调节自身的发射参数，实现智能化的通信过程。此外，当地面认知无线电系统进一步发展之后，卫星系统可能会成为地面系统的补充部分，而不是与其竞争信道的角色，这种情况下将有着另外一套系统架构有待深入分析和研究。

## 参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文. 现代小卫星技术与应用[M]. 上海: 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] 张更新, 张杭等. 卫星移动通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [3] 余金培, 李国通, 梁旭文, 杨根庆. 现代通信小卫星技术的发展与对策[J]. 电子学报, 2001, No.3, Vol.29: 100~105.
- [4] 叶宜家. 卫星/地面移动综合通信系统及其双模手机的发展现状[J]. 电信快报, 1998 年第 7 期.
- [5] 华戌明. 基于卫星及 GSM 的双模短数据通信终端[J]. 电子技术, 2002 年第 12 期.
- [6] R Akturan and W J Vogel. Elevation angle dependence of fading for satellite PCS in urban areas[J]. Electronic Letters, Vol.31 No.25, p. 2156-2157 (1995).
- [7] M. H. Islam, C. L. Koh, S. W. Oh, et al. Spectrum Survey in Singapore: Occupancy Measurements and Analyses, Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2008. CrownCom 2008, 3rd International Conference on, pages 1-7, May 2008.
- [8] Bernard Sklar 著, 徐平平, 宋铁成, 叶芝慧等译, 数字通信-基础与应用(第二版) [M], 电子工业出版社, 2002.
- [9] I. F. Akyildiz, W. Lee, et al. A Survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks [J]. IEEE Communications Magazine: 40-48. April 2008
- [10] T. A. Weiss and F. K. Jondral. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency, IEEE Radio Communications, March 2004, pp. S8- S14.
- [11] P. Leaves, D. Grandblaise, D. Bourse, et al. Dynamic spectrum allocation in composite reconfigurable wireless networks, IEEE Communications Magazine, May 2004, pp. 72-81.
- [12] End-to-End Reconfigurability, E2R\_WP5\_D5.3\_050727, available at:  
[http://e2r.motlabs.com/Deliverables/E2R\\_WP5\\_D5.3\\_050727.pdf](http://e2r.motlabs.com/Deliverables/E2R_WP5_D5.3_050727.pdf).
- [13] D. Grandblaise, C. Kloeck, K. Moessner, et al. Techno-economic of collaborative based secondary spectrum usage- E2R research project outcomes overview, DySPAN 2005, Nov. 2005, pp.318-327.
- [14] P. Demestichas, G. Dimitrakopoulos, V. Stavroulaki. Introducing reconfigurability in

wireless B3G enviroments, available at:  
<http://www.cs.ucsb.edu/~htzheng/cognitive/index.html>.

- [15] D. Cabric, I. D. O'Donnell, M. S. Chen, and R. W. Brodersen. Spectrum sharing radios, IEEE Circuit and Systems Magazine, Second Quarter 2006, pp. 30-45.
- [16] D. Willkomm, J. Cross, A. Wolisz. Reliable link maintenance in cognitive radio systems, IEEE DySPAN 2005, Nov. 2005, pp. 371-378.
- [17] I. F. Akyildiz, W. Lee, M. C. Vuran and S. Mohanty. NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey, Computer Networks, 50 (2006), pp.2127-2159.
- [18] J. Murray, J. Anderson, MUOS\_RRDD\_SEIT\_029, MUOS Engineering Memorandum: MUOS Spectrum Adaptation CONOPS, Revision XD, December 2006
- [19] M. Miller, MUOS\_RRDD\_SEIT\_029, MUOS Engineering Memorandum: MUOS Spectrum Adaptation for WCDMA, June 2005
- [20] Stevenson, Carlos Cordeiro, Eli Sofer and Gerald Chouinard. Functional Requirements for the 802.22 WRAN Standard, doc. : IEEE 802.22-05/0007r40, Sept. 2005.
- [21] XG Working Group. The XG architecture framework, RFC v1.0. available at: <http://www.ir.bbn.com/projects/xmac/rfc/rfc-af.pdf>
- [22] XG Working Group. The XG Vision, RFC v2.0. available at: [http://www.ir.bbn.com/~ramanath/pdf/rfc\\_vision.pdf](http://www.ir.bbn.com/~ramanath/pdf/rfc_vision.pdf)
- [23] L. Boukhadem, D. Gaiti, G. Pujolle. A channel reservation algorithm for handover issues in LEO satellite systems based on a satellite-fixed cell coverage[J]. IEEE Vehicular Technology Conference, 2001, Vol.4:2975-2979.
- [24] E. Del Re, R. Fantacci, G. Giambene. Characterization of user mobility in low Earth orbit mobile satellite systems[J]. Wireless Networks, vol. 6, no. 3, pp.165-179, 2000.
- [25] 何龙科. LEO 卫星星座 CDMA 移动通信信道衰落对抗技术研究[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, 2004.
- [26] M. Patzold, Y. Li, and F. Laue. A study of a land mobile satellite channel model with asymmetrical Doppler power spectrum and lognormally distributed line-of-sight component[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 47, no. 1, pp. 297-310, 1998.
- [27] M. Patzold, U. Killat, Y. Li, and F. Laue. modeling, analysis, and simulation of nonfrequency-selective mobile radio channels with asymmetrical Doppler power spectral density shapes[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, pp. 494-507,

1997.

- [28] Ali Irfan, et al. Doppler Characterization for LEO Satellites[J]. IEEE Trans. On Communications, Vol.46, NO.3, March 1998.
- [29] W. C. Jakes. Microwave mobile communications[M]. IEEE Press, New York, USA, 1994.
- [30] 帅涛.低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究[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, 2008.
- [31] 帅涛, 刘会杰, 梁旭文等. 一种大频偏和低信噪比条件下的全数字锁相环设计[J]. 电子与信息学报, 2005 年第 27 卷第 8 期.
- [32] Chard M. Spooner , Multi-Resolution White-Space Detection for Cognitive Radio, Military Communications Conference 2007, MILCOM2007, IEEE, 29-31 Oct.2007 pp.1-9
- [33] S. Shankar, C. Cordeiro, and K. Challapali, “Spectrum agile radios:utilization and sensing architectures,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore,Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 160–169.
- [34] Y. Yuan, P. Bahl, R. Chandra, P. A. Chou, J. I. Ferrell, T. Moscibroda,S. Narlanka, and Y. Wu, “KNOWS: Cognitive radio networks over white spaces,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp.416–427.
- [35] G. Ganesan and Y. Li, “Agility improvement through cooperative diversity in cognitive radio,” in Proc. IEEE Global Telecomm. Conf.(Globecom), vol. 5, St. Louis, Missouri, USA, Nov./Dec. 2005, pp.2505–2509.
- [36] ——, “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 137–143.
- [37] D. Cabric, A. Tkachenko, and R. Brodersen, “Spectrum sensing measurements of pilot, energy, and collaborative detection,” in Proc. IEEE Military Commun. Conf., Washington, D.C., USA, Oct. 2006,pp. 1–7.
- [38] D. Cabric, S. Mishra, and R. Brodersen, “Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios,” in Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, vol. 1, Pacific Grove, California,USA, Nov. 2004, pp. 772–776.
- [39] A. Ghasemi and E. Sousa, “Optimization of spectrum sensing for opportunistic spectrum access in cognitive radio networks,” in Proc. IEEE Consumer Commun. and

- Networking Conf., Las Vegas, Nevada, USA, Jan. 2007, pp. 1022–1026.
- [40] D. Datla, R. Rajbanshi, A. M. Wyglinski, and G. J. Minden, “Parametric adaptive spectrum sensing framework for dynamic spectrum access networks,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 482–485.
- [41] T. Weiss, J. Hillenbrand, and F. Jondral, “A diversity approach for the detection of idle spectral resources in spectrum pooling systems,” in Proc. of the 48th Int. Scientific Colloquium, Ilmenau, Germany, Sept. 2003, pp. 37–38.
- [42] F. Digham, M. Alouini, and M. Simon, “On the energy detection of unknown signals over fading channels,” in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., vol. 5, Seattle, Washington, USA, May 2003, pp. 3575–3579.
- [43] P. Qihang, Z. Kun, W. Jun, and L. Shaoqian, “A distributed spectrum sensing scheme based on credibility and evidence theory in cognitive radio context,” in Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., Helsinki, Finland, Sept. 2006, pp. 1–5.
- [44] P. Pawełczak, G. J. Janssen, and R. V. Prasad, “Performance measures of dynamic spectrum access networks,” in Proc. IEEE Global Telecomm. Conf. (Globecom), San Francisco, California, USA, Nov./Dec. 2006.
- [45] H. Tang, “Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 151–159.
- [46] M. Wylie-Green, “Dynamic spectrum sensing by multiband OFDM radio for interference mitigation,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 619–625.
- [47] S. Jones and N. Wang, “An experiment for sensing-based opportunistic spectrum access in CSMA/CA networks,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 593–596.
- [48] P. Papadimitratos, S. Sankaranarayanan, and A. Mishra, “A bandwidth sharing approach to improve licensed spectrum utilization,” IEEE Commun. Mag., vol. 43, no. 12, pp. 10–14, Dec. 2005.
- [49] A. Leu, K. Steadman, M. McHenry, and J. Bates, “Ultra sensitive TV detector measurements,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum

- Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 30–36.
- [50] J. Lehtomäki, “Analysis of energy based signal detection,” Ph.D. dissertation, University of Oulu, Finland, Dec. 2005.
- [51] J. Lehtomäki, J. Vartiainen, M. Juntti, and H. Saarnisaari, “Spectrum sensing with forward methods,” in Proc. IEEE Military Commun. Conf., Washington, D.C., USA, Oct. 2006, pp. 1–7.
- [52] S. Geirhofer, L. Tong, and B. Sadler, “A measurement-based model for dynamic spectrum access in WLAN channels,” in Proc. IEEE Military Commun. Conf., Washington, D.C., USA, Oct. 2006.
- [53] S. Geirhofer, B. Sadler, and L. Tong, “Dynamic spectrum access in WLAN channels: Empirical model and its stochastic analysis,” in Proc. of Int. Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum, Boston, Massachusetts, USA, Aug. 2006.
- [54] A. Leu, M. McHenry, and B. Mark, “Modeling and analysis of interference in listen-before-talk spectrum access schemes,” Int. Journal of Network Management, vol. 16, pp. 131–147, 2006.
- [55] A. Sahai, R. Tandra, S. M. Mishra, and N. Hoven, “Fundamental design tradeoffs in cognitive radio systems,” in Proc. of Int. Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum, Aug. 2006.
- [56] T. Yucek and H. Arslan, “Spectrum characterization for opportunistic cognitive radio systems,” in Proc. IEEE Military Commun. Conf., Washington, D.C., USA, Oct. 2006, pp. 1–6.
- [57] P. Pawełczak, C. Guo, R. Prasad, and R. Hekmat, “Cluster-based spectrum sensing architecture for opportunistic spectrum access networks, Tech. Rep. IRCTR-S-004-07, Feb. 2007.
- [58] X. Liu and S. Shankar, “Sensing-based opportunistic channel access,” Mobile Networks and Applications, vol. 11, no. 4, pp. 577–591, 2006.
- [59] F. Weidling, D. Datla, V. Petty, P. Krishnan, and G. Minden, “A framework for RF spectrum measurements and analysis,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, vol. 1, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 573–576.
- [60] S. t. B. S. M. Mishra, R. Mahadevappa, and R. W. Brodersen, “Cognitive technology for ultra-wideband/WiMax coexistence,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp.

179–186.

- [61] Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing volume II: Detection theory [M]. Published by Pearson Education, Inc, Publishing as Prentice Hall PTR, New Jersey, 1998.
- [62] Ciftci S, Torlak M. A comparison of energy detect ability models for spectrum sensing[C]. Global Telecommunications Conference, New Orleans, 2008, 1-5.
- [63] A. Sahai, N. Hoven, and R. Tandra, “Some fundamental limits on cognitive radio,” in Proc. Allerton Conf. on Commun., Control, and Computing, Monticello, Illinois, Oct. 2004.
- [64] M. P. Olivier, G. Barnett, A. Lackpour, and A. Davis, “A scalable dynamic spectrum allocation system with interference mitigation for teams of spectrally agile software defined radios,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 170–179.
- [65] S. Lal and A. Mishra, “A look ahead scheme for adaptive spectrum utilization,” in Proc. IEEE Radio and Wireless Conf., Boston, Massachusetts, USA, Aug. 2003, pp. 83–86.
- [66] A. Ghasemi and E. Sousa, “Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 131–136.
- [67] Supplement to IEEE standard for information technology telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: high-speed physical layer extensioin in the 2.4 GHz band, The Institute of Electrical and Electronics Engineering, Inc. Std. IEEE 802.11b, Sept. 1999.
- [68] N. Khambekar, L. Dong, and V. Chaudhary, “Utilizing OFDM guard interval for spectrum sensing,” in Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf., Hong Kong, Mar. 2007, pp. 38–42.
- [69] M. Oner and F. Jondral, “Cyclostationarity based air interface recognition for software radio systems,” in Proc. IEEE Radio and Wireless Conf., Atlanta, Georgia, USA, Sept. 2004, pp. 263–266.
- [70]———, “Cyclostationarity-based methods for the extraction of the channel allocation information in a spectrum pooling system,” in Proc. IEEE Radio and Wireless Conf.,

- Atlanta, Georgia, USA, Sept. 2004, pp. 279–282.
- [71] D. Cabric and R. W. Brodersen, “Physical layer design issues unique to cognitive radio systems,” in Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., vol. 2, Berlin, Germany, Sept. 2005, pp. 759–763.
- [72] A. Fehske, J. Gaeddert, and J. Reed, “A new approach to signal classification using spectral correlation and neural networks,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 144–150.
- [73] M. Ghozzi, F. Marx, M. Dohler, and J. Palicot, “Cyclostationaritybased test for detection of vacant frequency bands,” in Proc. IEEE Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun. (Crowncom), Mykonos Island, Greece, June 2006.
- [74] N. Han, S. H. Shon, J. H. Chung, and J. M. Kim, “Spectral correlation based signal detection method for spectrum sensing in IEEE 802.22 WRAN systems,” in Proc. IEEE Int. Conf. Advanced Communication Technology, vol. 3, Feb. 2006.
- [75] J. Lundén, V. Koivunen, A. Huttunen, and H. V. Poor, “Spectrum sensing in cognitive radios based on multiple cyclic frequencies,” in Proc. IEEE Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun. (Crowncom), Orlando, Florida, USA, July/Aug. 2007.
- [76] K. Kim, I. A. Akbar, K. K. Bae, J.-S. Um, C. M. Spooner, and J. H. Reed, “Cyclostationary approaches to signal detection and classification in cognitive radio,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 212–215.
- [77] U. Gardner, WA, “Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals,” IEEE Signal Processing Mag., vol. 8, no. 2, pp. 14–36, 1991.
- [78] K. Maeda, A. Benjebbour, T. Asai, T. Furuno, and T. Ohya, “Recognition among OFDM-based systems utilizing cyclostationarity-inducing transmission,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 516–523.
- [79] P. D. Sutton, K. E. Nolan, and L. E. Doyle, “Cyclostationary signatures for rendezvous in OFDM-based dynamic spectrum access networks,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 220–231.

- [80] P. D. Sutton, J. Lotze, K. E. Nolan, and L. E. Doyle, “Cyclostationary signature detection in multipath rayleigh fading environments,” in Proc. IEEE Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun. (Crowncom), Orlando, Florida, USA, Aug. 2007.
- [81] T. Farnham, G. Clemo, R. Haines, E. Seidel, A. Benamar, S. Billington, N. Greco, N. Drew, T. Le, B. Arram, and P. Mangold, “IST-TRUST: A perspective on the reconfiguration of future mobile terminals using software download,” in Proc. IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., London, UK, Sept. 2000, pp. 1054–1059.
- [82] G. Vardoulas, J. Faroughi-Esfahani, G. Clemo, and R. Haines, “Blind radio access technology discovery and monitoring for software defined radio communication systems: problems and techniques,” in Proc. Int. Conf. 3G Mobile Communication Technologies, London, UK, Mar. 2001, pp. 306–310.
- [83] M. Mehta, N. Drew, G. Vardoulas, N. Greco, and C. Niedermeier, “Reconfigurable terminals: an overview of architectural solutions,” IEEE Commun. Mag., vol. 39, no. 8, pp. 82–89, 2001.
- [84] J. Palicot and C. Roland, “A new concept for wireless reconfigurable receivers,” IEEE Commun. Mag., vol. 41, no. 7, pp. 124–132, 2003.
- [85] A. F. Cattoni, I. Minetti, M. Gandetto, R. Niu, P. K. Varshney, and C. S. Regazzoni, “A spectrum sensing algorithm based on distributed cognitive models,” in Proc. SDR Forum Technical Conference, Orlando, Florida, USA, Nov. 2006.
- [86] M. Gandetto and C. Regazzoni, “Spectrum sensing: A distributed approach for cognitive terminals,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 25, no. 3, pp. 546–557, Apr. 2007.
- [87] M. Gandetto, M. Guainazzo, and C. S. Regazzoni, “Use of timefrequency analysis and neural networks for mode identification in a wireless software-defined radio approach,” EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2004, pp. 1778–1790, 2004.
- [88] M. Gandetto, M. Guainazzo, F. Pantisano, and C. S. Regazzoni, “A mode identification system for a reconfigurable terminal using Wigner distribution and non-parametric classifiers,” in Proc. IEEE Global Telecomm. Conf. (Globecom), vol. 4, Dallas, Texas, USA, Nov./Dec. 2004, pp. 2424–2428.
- [89] AJ. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed. McGraw-Hill, 2001.
- [90] R. Tandra and A. Sahai, “Fundamental limits on detection in low SNR under noise

- uncertainty,” in Proc. IEEE Int. Conf. Wireless Networks, Commun. and Mobile Computing, vol. 1, Maui, HI, June 2005, pp. 464–469.
- [91] S. Haykin, “Cognitive radio: brain-empowered wireless communications,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 3, no. 2, pp. 201–220, Feb. 2005.
- [92] K. Challapali, S. Mangold, and Z. Zhong, “Spectrum agile radio: Detecting spectrum opportunities,” in Proc. Int. Symposium on Advanced Radio Technologies, Boulder, Colorado, USA, Mar. 2004.
- [93] Y. Zeng and Y.-C. Liang, “Covariance based signal detections for cognitive radio,” in Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 202–207.
- [94] Z. Tian and G. B. Giannakis, “A wavelet approach to wideband spectrum sensing for cognitive radios,” in Proc. IEEE Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Commun. (Crowncom), Mykonos Island, Greece, June 2006.
- [95] Z. Tian and G. Giannakis, “Compressed sensing for wideband cognitive radios,” in Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 4, Honolulu, Hawaii, USA, Apr. 2007, pp. 1357–1360.
- [96] Y. Hur, J. Park, W. Woo, K. Lim, C. Lee, H. Kim, and J. Laskar, “A wideband analog multi-resolution spectrum sensing (MRSS) technique for cognitive radio (CR) systems,” in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, Island of Kos, Greece, May 2006, pp. 4090–4093.
- [97] Y. Youn, H. Jeon, J. Choi, and H. Lee, “Fast spectrum sensing algorithm for 802.22 WRAN systems,” in Proc. IEEE Int. Symp. Commun. and Information Techn., Bangkok, Thailand, Oct. 2006, pp. 960–964.
- [98] Y. Hur, J. Park, K. Kim, J. Lee, K. Lim, C. Lee, H. Kim, and J. Laskar, “A cognitive radio (CR) testbed system employing a wideband multiresolution spectrum sensing (MRSS) technique,” in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., Montreal, Quebec French, Canada, Sept. 2006, pp. 1–5.
- [99] Burt P J, Adelson E H. The Laplacian pyramid as a compact image code. IEEE Transaction on Communications, 1983, COM-31(4), 532-540
- [100] 余英林 谢胜利 蔡汉添等. 信号处理新方法导论[M]. 北京:清华大学出版社, 2004. 第3章
- [101] Goutsias J, Heijmans H J, Nonlinear multiresolution signal decomposition schemes—Part I: Morphological pyramids. IEEE Transactions on Image Processing,

- 2000, 9(11), 1862-1876.
- [102] Zhuan Ye, Gokhan Memik, John Grosspietsch. Energy Detection using Estimated Noise Variance for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks[C], in Proceedings of WCNC2008, 711-716.
- [103] Young Min Kim, Guanbo Zheng, Sung Hwan Sohn, et al. An Alternative Energy Detection Using Sliding Window for Cognitive Radio System[C]. in Proceedings of ICACT 2008, 481-485.
- [104] S.Shellhammer, S.Shankar, R.Dandra. Performance of power detector sensors of DTV signals in IEEE 802.22 WRANs[C]. ACM 1st International Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum(TAPAS), August 2006.
- [105] R.Tandra, A.Sahai. Fundamental limits on detections in low SNR under noise uncertainty[C]. In Proceedings of the Wireless COM 2005, June 2005.
- [106] Jinbo Wu, Tao Luo, Guangxin Yue. An Energy Detection Algorithm Based on Double-threshold in Cognitive Radio Systems[C]. 1st International Conference on Information Science and Engineering (ICISE2009), 2009, pp.493-496.
- [107] Chunyi SONG, Yohannes D.ALEMSEGED, Ha Nguyen TRAN, et al. Adaptive Two Thresholds Based Energy Detection for Cooperative Spectrum Sensing[C]. In Proceedings of IEEE CCNC 2010.
- [108] 陈炜, 毛士艺. 单站高精度无源跟踪的新概念[C]. 雷达无源定位跟踪技术研讨会论文集, 北京, 2001, 8 – 22.
- [109] 王华力, 甘仲民. 军用通信卫星自适应调零多波束天线系统的研究[J]. 军事通信技术, 1998, 18-29.
- [110] Tevfik Yucek, Huseyin Arslan. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2009, 116-130.
- [111] H. Liu, X. W. Kong, G. L. Liu. Studies on dynamic spectrum allocation in wireless multimedia sensor networks [J]. Journal of Electronics & Information Technology. Vol.32 No.9, 2010, 2039-2044.
- [112] X. Su, S. Q. Shen, Z. Y. Feng. Adaptive dynamic spectrum allocation in the cognitive radio system [J]. Journal of Electronics & Information Technology. Vol.31 No.12, 2009, 2801-2806.
- [113] Y. Z. Sun, H. L. Hu, F. Q. Liu. Dynamic spectrum access based on MAC-layer spectrum sensing and prior channel pre-allocation strategy [J]. IEICE Trans. Commun. Vol.E93-B. No.3, 2010, 609-619.

- [114] B. Sklar. Digital communications fundamentals and applications second edition [M]. Publishing House of Electronics Industry. 2002,411.
- [115] T. Yucek, H. Arslan. A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials. Vol.11 No.1, 2009, 116-130.

## 作者攻读博士学位期间发表的论文

- 1) 马陆,李理敏,胡泽鑫,梁旭文,《基于多分辨率信号分解的低轨通信卫星频谱感知》,电子与信息学报,2010年第32卷第9期,2072-2076(EI:20104113293039)
- 2) 马陆,陈晓挺,龚文斌,梁旭文,《低轨卫星频谱感知的二维差值迭代分割》,宇航学报,2011年第32卷第4期,851-856,(EI:20112214022760)
- 3) 马陆,刘会杰,梁旭文,《The Spectrum Allocation Method of LEO Communication Satellite Based on Channel Throughput Prognosis 》,Journal of Electronics,已录用
- 4) 马陆,陈晓挺,刘会杰,梁旭文,《认知无线电技术在低轨卫星通信系统中的应用研究》,电信技术,已发表
- 5) 马陆,刘会杰,梁旭文,《低轨通信卫星系统频谱管理的结构及关键技术》,现代军事通信,2011年6月
- 6) 池方玉,马陆,刘会杰,《基于噪声估计的能量检测自适应门限算法》,计算机工程,已录用
- 7) 李理敏,马陆,任前义,余金培,《基于衰减记忆高斯和滤波的星间精密测距技术》,电子与信息学报,2011年第2期,(EI:20111413890535)
- 8) 胡泽鑫,马陆,梁旭文,《应用于智能天线阵列的数字基带预失真方案设计》,2009年全国微波毫米波会议

## 致 谢

论文工作接近尾声，我却深深感到自己的研究多有管中窥豹之嫌，回想起各位师友在我四年博士生涯里的无私帮助，心头感激的同时也不禁惭愧不已。在此，衷心感谢所有关心和帮助我的人。

首先要感谢我的导师梁旭文研究员。梁老师严谨求实的治学态度，精益求精的科研精神，锐意进取的工作作风，宽厚坚实的理论功底，深深影响着我，本文的完成离不开梁老师的热心关怀和悉心指导。有幸得到梁老师的指导，是我一生中最难得的机遇。在此谨向梁老师致以最诚挚的感谢！

感谢通信技术室主任刘会杰研究员。刘老师敏锐的洞察力、渊博的学识、严谨的治学态度和敬业精神给我留下了深刻的印象，他言传身教，使我不仅在知识上得到了长进，独立科研能力也得到了锻炼和提高，这一切都使我受益匪浅。在此向刘老师致以衷心的感谢！

特别感谢通信技术室副主任龚文斌博士的协助指导。龚老师在通信、电子领域知识渊博，工程经验丰富，平易近人，是我们的良师益友。在此向龚老师致以深深的谢意！

感谢帅涛、任前义、赵国栋、曾媛、陈晓挺、贾铂奇、梁广、赵星惟、吕源、胡泽鑫、丁晟、李理敏、杜志远、姜兴龙、姜泉江、庞岩、池方玉、谢卓辰等实验室的兄弟姐妹，感谢他们在学习、工作和生活中给予的各种帮助。

感谢所研究生部余翔波老师、罗琦老师、邵天浩老师和小卫星综合办周素华老师在工作和生活上不厌其烦的关心和帮助，让我们这些身在外地的学子时时刻刻都感受到大家庭的温暖。

感谢我的妻子，感谢她总是毫无保留的相信我，感谢她总是无条件的真心待我，感谢她在我困苦的时候给我以慰藉，在我得意的时候给我以警示，在我误入歧途时给我以劝诫，在我略有所成时给我以嘉许。得妻如此，夫复何求，愿我们能长久相伴，感情历久弥新。

最后我要感谢的父亲，是他的期望和敦促使我在学业的道路上坚持向前，他的关怀和照顾让我没有后顾之忧，他的关注和思虑更为我在很多时刻指点迷津，把握方向。博士毕业是个新的起点，我必将努力使他安心。在这里我祝愿他身体健康，少操点心，多享点福。

三十载寒暑春秋，所需谢者甚众，浮生若梦，为欢几何，谢谢大家给我带来的美好的点点滴滴。在此不能一一历数，惟愿大家都能幸福美满。

Take a bow.

## 作者简历

姓 名 马 陆  
性 别 男  
籍 贯 安徽省  
出生日期 1981 年 11 月

### 主要简历：

2007.09 – 2011.06 中国科学院上海微系统与信息技术研究所  
通信与信息系统专业 工学博士

2004.09 – 2007.07 中国科学院近代物理研究所  
核技术及应用专业 工学硕士

1999.09 – 2003.06 安徽大学  
自动化专业 工学学士

1996.09 – 1999.07 安徽省马鞍山市第二中学

### 参加研究课题情况：

2009-2010 星载频谱检测、信号特征估计及频率资源分配技术 项目负责人  
本课题背景项目，提出多分辨率信号分解频谱感知技术(MRSDSS) 并利用塔式  
分解降低星间链路的传输占用率；  
提出提高频谱利用效率的二位差值迭代分割(TDDIP)算法以实现地面主用户定  
位；  
提出了信噪比预估自适应判决门限以提高地面频谱判决的精度，提高了主用户信  
号检测概率；  
提出了多星非实时合作判决体制，并论证了系统指标和评估方式。  
2007-2008 某星座项目星载接入控制及星载交换机的演示验证系统 项目负责人  
利用 FPGA 完成星载交换机设计，采用静态拓扑快照及路由表定时注入方式；  
利用 ARM 平台完成星载接入控制系统，包括星上信令处理、反向数据分类及组  
帧、前向数据拆帧并处理，对接入、功控、波束分/合路等单元进行控制。  
2010.7. 某星座系统地面辐射源定位调研及论证 项目负责人  
对 AOA、TDOA、FDOA 等定位技术有全面的了解；  
对定位误差、精度等进行仿真计算，并提出平台构架及系统指标。  
2008 某星座项目星间交换仿真平台设计 项目参与人  
利用 OPNET 对星间交换系统进行仿真，包括吞吐量、端到端时延、拥塞率、丢

包率等指标。

2006-2007 重离子冷却储存环主环高频加速腔体控制器的设计 项目参与人  
完成重离子加速器高频加速腔体前端控制器，保证了同步性及加速腔、射频堆积  
腔的控制需求；  
完成控制器硬件设计；FPGA+DSP 完成同步控制算法、cPCI 总线协议及 SDRAM  
读写控制等。

## 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 \_\_\_\_\_