

密级:

中国科学院研究生院

硕士学位论文

低轨卫星上行链路频谱感知与频率切换算法研究

作者姓名: 龙颖贤

指导教师: 梁旭文 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别: 工学硕士

学科专业: 通信与信息系统

培养单位: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

二零一二年六月

Studying on Spectrum Sensing and Mobility Algorithms

of the Uplink in LEO Satellite

By

Long Yingxian

A Dissertation Submitted to

Graduate University of Chinese Academy of Sciences

In partial fulfillment of the requirement

For the degree of

Master of Information and Communication System

Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology

Chinese Academy of Sciences

May, 2012

致 谢

随着本论文的完成，我的研究生学习生涯也即将结束，回顾三年的点点滴滴，感激之情油然而生。在此，我要深深感谢所有关心和帮助过我的人。

首先，我要衷心感谢我的导师梁旭文研究员。您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，本论文的完成离不开您的热心关怀和悉心指导。有幸得到您的指导，是我一生中最难得的机遇。在此谨向您致以最诚挚的感谢！

感谢通信技术室主任刘会杰研究员。您敏锐的洞察力、渊博的学识、严谨求实的治学作风、一丝不苟的工作态度，以及您那温暖而和蔼可亲的笑容，不仅使我懂得了优秀科技工作者应具备的素质，还教会了我很多做人的道理。在此向您致以衷心的感谢！

感谢通信技术室副主任龚文斌老师。龚老师在通信、电子领域知识渊博，工程经验丰富，平易近人，是我们工作上的榜样，也是大家的良师益友。在此向您致以深深的谢意！

特别感谢所研究生部余翔波老师，衷心感谢您对我的关心与鼓励。您总是让人觉得那么亲切与温暖，我们都非常喜欢您，祝余老师在以后的生活中健康快乐，家庭幸福美满！在工作中事事顺利！

特别感谢卓辰、张宁、周峰、刘利子在本论文完成过程中给我的无私帮助与热心指导，对你们的辛勤付出致以深深的谢意！感谢胡泽鑫、尚林、黄圣、管自新、尚勇、李天宇、赵璐璐、陈正、朱敏、聂伟等实验室的兄弟姐妹，感谢你们在学习、科研及工程工作中给予的各种帮助，在这样一个轻松活跃的学术氛围中，我受益良多。

衷心感谢爷爷奶奶、父母对我的教育，您们永远是我前进的动力，感谢您们二十多年来为我的辛苦付出！特别感谢马峰在我遇到困难的时候鼓励我，耐心开导我，悉心指导我，特别感谢你带我的勇气与力量！

最后，感谢各位评审老师，衷心感谢您们百忙之中审阅我的论文！

低轨卫星上行链路频谱感知与频率切换算法研究

龙颖贤（通信与信息系统）

指导老师： 梁旭文 研究员

摘 要

低轨卫星通信系统具有传输延时短、路径损耗小的优点，并能通过多颗卫星组成的星座实现全球覆盖，实现个人通信全球化。但从系统所处频谱环境来看，由于频谱资源日趋紧张而低轨卫星覆盖全球，故很难获得一个固定频段在全球范围的授权；此外，复杂多变的电磁干扰也降低了卫星通信的质量。认知无线电技术作为一种智能的无线通信技术，为解决低轨卫星通信系统上述两个难题开辟了崭新的途径。

本文针对低轨卫星通信系统上行链路频谱感知与频率切换算法进行了研究。论文工作具体体现在以下几点：

1. 结合低轨卫星通信系统的特点，探讨了低轨卫星通信系统上行链路频谱感知与频率切换体系架构，提出了星地两级结构协同工作从而实现低轨卫星通信系统自适应频谱利用的技术方案。
2. 提出了星上基于自适应门限判决技术的能量感知算法。该算法基于噪声统计模型实时估计噪声方差，从而自适应设置判决门限。仿真表明，本文所提噪声方差实时估计方法能准确估计噪声方差且收敛速度很快，基于该噪声方差实时估计方法的自适应门限判决技术能使虚警概率大大降低到理论值附近，并在待检测信号信噪比大于-3dB 时具有优于 0.9 的检测概率，适用于低轨卫星的频谱感知环境。
3. 提出了地面基于业务分类与多属性决策理论的频率切换决策机制。文中从保证业务 QoS 需求出发，首先给出了确定业务可用信道集合的方法，然后通过可用信道的多属性分析，基于满足业务多参数 QoS 指标的信道匹配原则，在可用信道集合中采用多属性决策机制选择切换目标信道。仿真结果表明，本文所提算法能为系统不同类型的业务选择最符合业务特性的切换目标信道，

且切换目标信道的综合性能比随机切换算法选择的切换目标信道的综合性能高。

关键词： 低轨卫星，频谱感知，频率切换，认知无线电

Studying on Spectrum Sensing and Spectrum Mobility

Algorithms of the Uplink in LEO Satellite

Long Yingxian (Communication and Information System)

Directed by: Prof. Liang Xuwen

Abstract

Low earth orbit (LEO) satellite communication system has the advantages of short transmission delay and small path attenuation, it can achieve truly global coverage and personal communication globalization through the constellation of multiple satellites. However, seen from the spectrum environment, it is difficult for LEO satellites to get a fixed available frequency band on a global scale since the spectrum is crowded day by day and LEO satellites cover the most area of the world. Furthermore, the quality of satellite communications is reduced due to the complex and changing electromagnetic interference. As an intelligent wireless communication technology, cognitive radio opens up a new way to solve the above two problems of LEO satellite communication system.

This thesis focuses on Spectrum Sensing and Spectrum Mobility Algorithms of the Uplink in LEO Satellite communication System. The main work of this thesis is as follows:

1. Combined with the characteristics of LEO satellite communication system, we firstly research the architecture of the spectrum sensing and the spectrum mobility for the Uplink, and propose a preparatory solving strategy of adaptive spectrum utilization in LEO satellite communication system, in which the system is separated into two sub-systems, namely the satellite sub-system and the terrestrial sub-system.
2. Propose an energy detection algorithm based on adaptive threshold decision technique of the satellite sub-system. The algorithm adjusts the threshold

parameters adaptively using the real-time noise variance estimation based on the noise statistical model. The simulation results demonstrate that the proposed algorithm estimates the noise variance accurately and improves sensing performance obviously.

3. Propose a spectrum mobility decision-making mechanism based on communication business classification and multi-attribute making decision theory. We firstly propose the method of ascertaining available channels for communication business, to meet the QoS requirement of business, the mechanism analyzes the multi-attribute parameters of available channels, and selects the target switching channel from available channels based on the match rules of the multi-target QoS requirement. The simulation results show that the algorithm performs well in channel selection. Compared with the random selection algorithm, the comprehensive performance of target channel is better.

Keywords: LEO satellite, spectrum sensing, spectrum mobility, cognitive radio

目 录

致 谢	I
摘 要	I
Abstract	III
目 录	V
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 低轨卫星通信系统频谱环境简介	1
1.2.1 频谱资源利用现状分析	1
1.2.2 干扰类型与干扰源	3
1.3 认知无线电概述	4
1.4 国内外研究现状	6
1.4.1 频谱感知技术研究现状	6
1.4.2 频率切换技术研究现状	8
1.5 论文研究内容与章节安排	10
第二章 频谱感知与频率切换系统	12
2.1 引言	12
2.2 系统体系架构	12
2.2.1 星上分系统	13
2.2.3 地面分系统	15
2.3 接口数据描述	16
2.3.1 星上分系统接口数据	17
2.3.1 地面分系统接口数据	18
2.4 本章小结	19
第三章 基于自适应门限判决的能量感知算法	20
3.1 引言	20
3.2 二元信号检测模型与性能评价	20
3.2.1 二元信号检测模型	20
3.2.2 性能评价	21
3.3 星上频谱感知技术	21
3.3.1 频谱感知技术介绍	21
3.2.2 频谱感知技术比较分析	25
3.2.3 频谱感知技术星上适用性分析	26

3.4 基于自适应门限判决的能量感知算法.....	26
3.4.1 能量检测的噪声不确定性问题.....	26
3.4.2 基于噪声方差估计的自适应门限判决技术.....	27
3.5 算法仿真与分析.....	31
3.6 本章小结.....	34
第四章 基于多属性决策理论的频率切换决策机制.....	35
4.1 引言.....	35
4.2 可用信道集合的确定.....	35
4.2.1 接收信号模型.....	35
4.2.2 接收信号质量指标.....	40
4.2.4 信道是否可用的判断.....	41
4.3 基于多属性决策理论的频率切换决策机制.....	43
4.3.1 使用多属性决策理论的思想以及目的.....	43
4.3.2 多属性决策理论介绍.....	44
4.3.3 频率切换决策的多属性考虑.....	49
4.3.4 基于业务分类的 QoS 需求分析.....	52
4.3.5 多属性频率切换决策机制.....	53
4.4 频率切换决策流程.....	54
4.5 算法仿真与分析.....	55
4.5.1 算法验证.....	56
4.5.2 性能对比.....	58
4.6 本章小结.....	59
第五章 结论和展望.....	61
5.1 工作总结.....	61
5.2 进一步研究展望.....	62
参考文献.....	63
攻读硕士学位期间发表的论文.....	69
作者简历.....	71

第一章 绪论

1.1 引言

自 1965 年世界上成功地发射了第一颗国际商用通信卫星（Intersat）至今，卫星通信已经历了将近半个世纪的发展历程。由于卫星通信具有通信距离远、费用与通信距离无关、覆盖面积大、不受地理条件限制、通信频带宽、传输容量大、通信线路稳定可靠、通信质量高等一系列特点，几十年来获得了迅速的发展，成为当代强有力的通信手段之一^[1]。

近年来，人类采用了大量的高轨道（GEO）卫星来进行远距离通信和电视传输，但高轨道卫星距离地球较远，信号传输损耗较高，时延较大，并且由于轨道高度固定，轨道资源较为紧张。而低轨道（LEO）卫星由于卫星轨道低，信号衰减和传输时延小，适合个人通信的发展需求，此外，多波束天线的应用使低轨卫星系统具有更高的频谱利用率和更大的系统容量，与静止轨道卫星系统相比更适合于与地面通信网的融合，实现真正意义上的全球通信。因此，低轨道卫星系统被认为是最有前途的卫星移动通信系统。

然而，随着地面系统及空间系统无线通信设备的快速增长，可用频谱资源日趋紧张而难以满足人类的需求，这对于通常覆盖全球范围的低轨卫星通信系统来说，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，在低轨卫星通信系统中，由于卫星的覆盖区域不断变化，在运行过程中往往面临着复杂且时变的电磁环境，固定频段的使用致使系统容易受到干扰，干扰可能来自与其他系统的频谱冲突，也可能来自恶意的通信干扰，这些干扰不同程度地降低了卫星通信的质量，影响数据信息的正常发送和接收，某些情况下甚至导致通信中断，给通信业务的运行造成巨大的损失，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，但这些基于对抗方式的抗干扰措施本身有一定的性能底限，导致其并不能很好的解决低轨卫星通信系统所面临的干扰问题。上述两个问题是当前低轨卫星通信系统的关键问题，而 20 世纪末认知无线电技术的提出，为两大问题的解决提供了技术支撑。

1.2 低轨卫星通信系统频谱环境简介

1.2.1 频谱资源利用现状分析

本文低轨卫星通信系统通信业务的目标工作频段为 L 频段，根据 IEEE 521-2002 标准，L 频段是指频率在 1-2GHz 的无线电波波段。为了有针对性地进行课题研究，

效率却非常低^[2~3]，如图 1.2 所示。

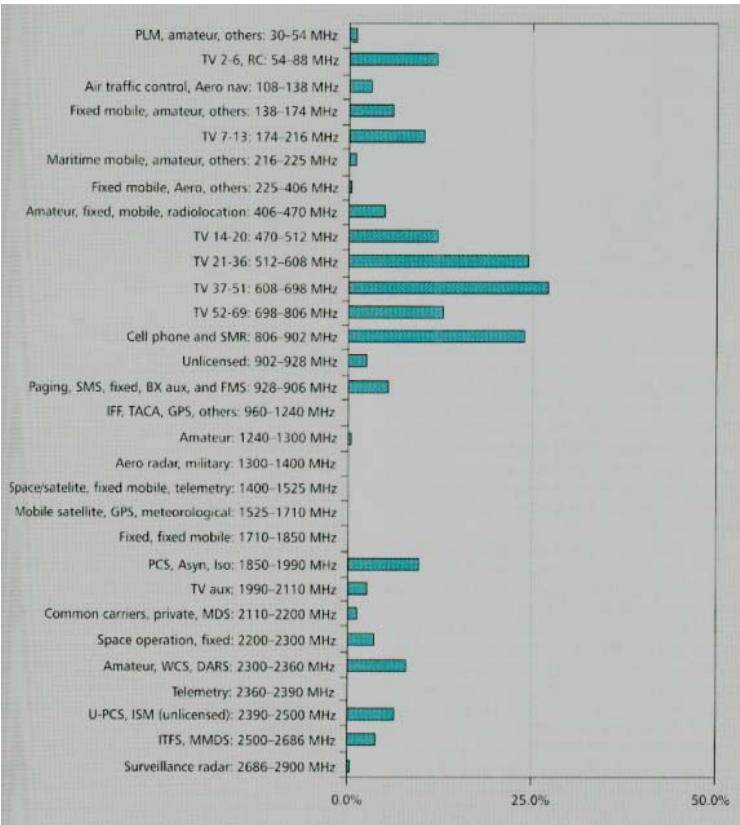


图 1.2 3GHz 以下频谱利用效率

可见，频谱资源的紧张和频谱环境的复杂对低轨卫星通信系统的频谱利用方案提出了新的要求，而频谱实际利用率的下又为低轨卫星通信系统使用认知无线电技术提供了可能。

1.2.2 干扰类型与干扰源

表 1-2 总结了低轨卫星通信系统上行链路的各种干扰类型及其潜在的干扰源。干扰一般来说可以按照其带宽相对于系统有用信号带宽的大小划分为宽带干扰、单音（CW）干扰、窄带干扰三种典型的干扰，其功率谱密度如图 1.3(a)-(c)所示。

表 1-2 干扰的类型和潜在的干扰源

干扰类型	潜在的干扰来源
宽带-带限高斯	有意的噪声干扰机
宽带-FM/PM 信号	电视信号谐波或邻近频段的微波链路发射机
宽带-脉冲干扰	脉冲发射机，如雷达或超宽带（UWB）等
单音（CW）干扰	有意的 CW 干扰机，或邻近频段的未调制载波信号
窄带-FM/PM 信号	有意的 FM 干扰，或无线电台的谐波等
窄带-扫频信号	有意的扫频干扰机，或 FM 电台的谐波等

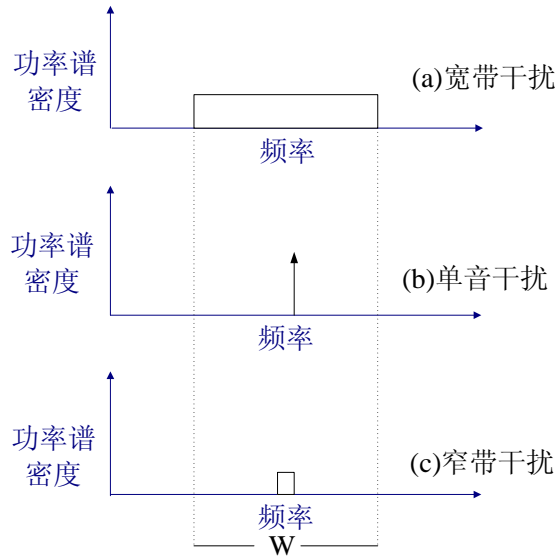


图 4.3 典型干扰的功率谱密度图

1.3 认知无线电概述

我们首先介绍认知无线电中两个最常用的术语，在国内外大量的文献中对于由固定分配原则获得频谱的用户的称谓不尽相同，例如授权用户 (Licensed User, LU)、主要用户 (Primary User, PU) 等，为了表示方便，本论文中将统一使用授权用户这一称谓；同样，对于以“见缝插针”的方式使用授权频带 (LFB) 和非授权频带 (UFB) 的认知无线电用户 (Cognitive Radio User, CRU)，有些地方也称作二级用户 (Secondary User, SU)，本论文将统一使用非授权用户这一称谓。

认知无线电技术是一门全新的技术，涉及的领域很广，应用的场合也非常的多，因此可以从不同的场合不同的领域进行分析探讨。认知无线电的概念最早是在 1999 年由 Joseph Mitola^[4~7]提出，他提出了一种无线电知识描述语言 (RKRL: Radio Knowledge Representation Language)，并说明如何通过这种语言来提高个人无线业务的灵活性。2000 年在瑞典皇家科学院的博士论文答辩中，他又进一步对认知无线电理论进行了详细的描述，并给出了定义：“认知无线电这个术语是指这样一个观点，即在无线资源和相关的计算机与计算机之间通信方面，无线个人数字助理 (Personal Digital Assistant, PDAs) 和相关的网络具有足够的技术智能，包括检测用户的通信需求作为使用环境的函数以及提供最符合这些需求的无线资源和服务。于是，认知无线电设备能够为无线传输自动选择最好和最便宜的服务，甚至能够增加目前即将可用的资源，延迟或提供某次传输。” Mitola 认为认知无线电是指基于模型推理来达到无线电相关域的某种能力的无线电，并给出了一个认知环 (Cognition Cycle) 的推理模型，如图 1.3 所示。根据 Mitola 的认知环模型，认知无线电是一个目标驱动的架构，无线电设备自主观察环境，推断所处的环境，评价可选择的方法，产生计划，指导行动，

并在错误中学习。

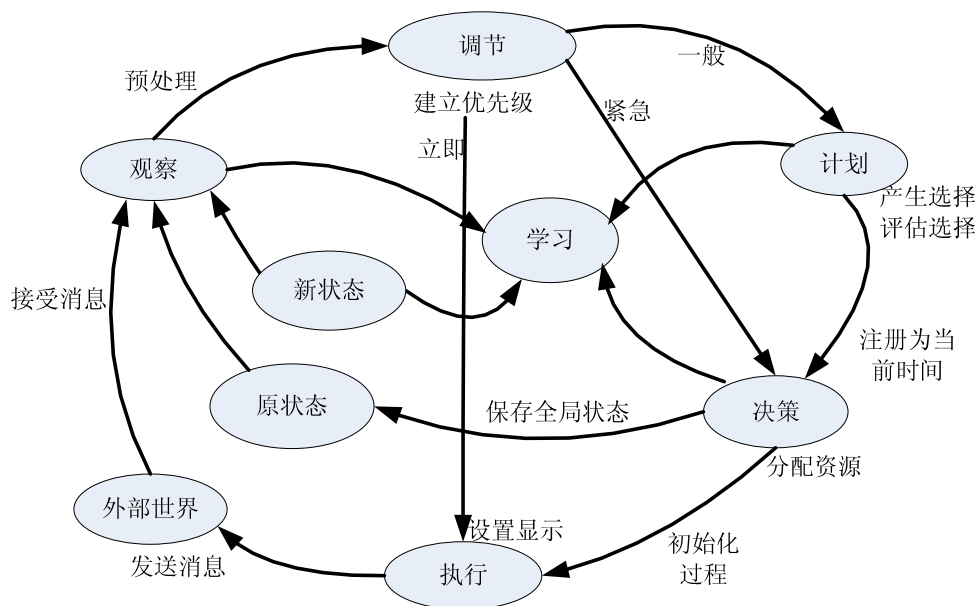


图 1.3 认知环

在 Mitola 提出认知无线电概念以后，许多专家学者和机构从不同的角度给出了认知无线电的定义，其中最有代表性的认知无线电定义是 FCC 和 Simon Haykin 教授的定义。FCC 认为：“认知无线电是能够基于对其工作环境的交互改变发射机参数的无线电”^[8]。FCC 建议任意无线电设备只要能够具有自适应频谱检测功能就可称为是认知无线电。针对频谱利用率低的现状，FCC 提出采用认知无线电技术实现“开放频谱系统”，在这个系统中，授权用户具有较高的优先接入频谱的权利，而具有一定认知能力的非授权用户可以在满足对授权用户干扰限制的条件下机会的接入空闲频谱。因此认知无线电也可以称为频谱捷变无线电、机会频谱接入无线电等。Simon Haykin 在文献[9]中结合 Mitola 博士和 FCC 的叙述从信号处理的角度对认知无线电做了进一步的定义：认知无线电是一个智能的无线通信系统，可以感知周围的环境，并从环境中学习，根据输入的射频激励（RF Stimuli）的统计变化调整自身的状态，实时地对某些工作参数进行相应的改变（如传输功率、载波频率和调制方式等），从而实现两个主要目的：无论何时何地都能保证高可靠的通信；无线电频谱的有效利用。他认为认知无线电主要包括 7 种能力：感知、智能、学习、适应、可靠、有效和可重配置。这些能力的实现归结于以下领域的发展：数字信号处理、网络、机器学习、计算机软件和硬件，其中可重配置的能力是由软件无线电平台提供的。Simon 也提出了类似于 Mitola 的认知环模型，如图 1.4 所示。

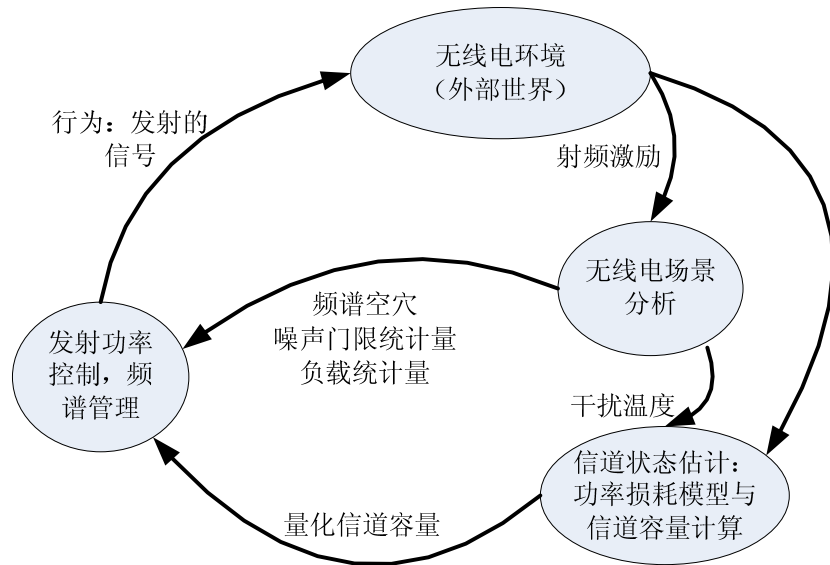


图 1.4 Simon Haykin 的认知循环模型

总的来说，认知无线电就是一种能够依靠人工智能的支持，感知无线通信环境，根据一定的学习和决策算法，实时、自适应地改变系统工作参数，动态地检测和有效地利用空闲频谱的无线电^[10~13]。

结合上述低轨卫星通信的频谱资源分析和认知无线电技术，本文提出应用于低轨卫星通信系统的频谱感知技术与频率切换技术。在低轨卫星频谱感知与频率切换系统中，低轨卫星成为一个具备认知功能的智能通信节点，可以通过频谱感知技术感知目标工作频段上的频谱机会，并通过频率切换技术实现通信业务工作频率的智能跳变。

1.4 国内外研究现状

1.4.1 频谱感知技术研究现状

在低轨卫星通信系统中，系统具备认知无线电功能的前提和先决条件是低轨卫星作为认知节点能够通过频谱感知技术检测出特定时间、区域、目标工作频段的可用频谱资源，以提供给系统通信业务利用。因此，低轨卫星通信系统应用认知无线电技术的第一步是对无线环境进行频谱感知。

关于频谱感知技术，目前国内外已经做了大量的研究，现有的频谱感知技术一般可按照合作方式的不同分为单节点感知和多节点协作感知两类。单节点感知是指单个认知节点根据本地的无线射频环境对频谱特性进行判决；而多节点协作感知则是在单节点感知的基础上，通过数据融合的方法，基于多个节点的频谱感知结果进行综合判决^[14~18]。相对于单节点感知，多节点协作感知对单个节点的感知灵敏度要求会相对降低，此外，多节点协作感知利用了各个节点之间地理位置差异的优势，很大程度上削减了阴影效应造成的影响，因而理论上能达到更可靠的检测效果^[19~27]。在本文应

用系统中,多节点协作感知则可采用集中式数据融合技术实现,即多颗卫星将各自独立获取的感知数据下传至地面分系统,地面分系统对多星感知数据进行融合处理后完成频谱的判决,因此单星感知技术和信息融合算法是实现多星协作感知的基础。关于地面分系统的数据融合技术本文暂不做深入分析,本论文对频谱感知技术的相关研究主要就星上频谱感知技术展开。

对于单节点频谱感知技术,常用的方法包括能量检测 (Energy Detection)、匹配滤波器检测 (Match Filtering Detection)、循环平稳特征检测 (Cyclostationary Feature Detection)。这些方法都是将信号检测技术应用在认知无线电系统中^[28~29]。由于本文采用基于能量检测的频谱感知技术作为星上频谱感知技术(采用能量检测技术作为星上频谱感知技术的原由将在本文第三章详细介绍),故此处主要介绍能量检测技术的研究现状。

能量检测由 Urkowitz 在 1967 年提出^[30],能量检测的基本出发点是在通信信道中干扰信号加噪声的能量大于噪声的能量。由于能量检测实现简单并且能得到比较满意的检测效果,因此得到了广泛的应用。但是,由于实际环境中噪声水平的不确定性,能量检测对未知噪声、功率变化噪声及强干扰十分敏感。实验认证了当信道环境较差时,由于噪声的功率较大,因此是否存在干扰信号对能量检测的检测统计量影响不大,此时能量检测性能急剧恶化^[31~33]。

针对能量检测的噪声不确定性问题,很多学者对能量检测法进行了深入研究并提出了许多改进方法。文献[34~35]研究了噪声不确定性对能量检测性能的影响,文中的研究均在假定噪声的动态范围已知的基础上进行,但对于这个动态范围如何得到或估计并未给出;文献[36]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;文献[37]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[13]提出了通过利用授权用户发射机的导频音 (Pilot Tone) 来减小噪声不确定性对认知无线电能量检测器影响,从而提高检测的准确性;M.K.Simon 等提出了一种加入自适应滤波器的能量检测算法^[38],该算法通过在能量检测前设置自适应滤波器来抑制噪声,从而提高能量检测的性能,但这种改进算法在加入自适应滤波器后,能量检测计算复杂度明显增大;文献[39][40]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。

鉴于上述的改进能量检测算法在噪声不确定性环境下的检测性能研究工作中所存在的不足,文献[41]提出了一种基于噪声方差估计的自适应门限能量检测算法,该算法通过对接收信号功率谱进行迭代逼近噪声基底,从而得到噪声功率的实时估计,进而调整能量检测器的判决门限。由于该方法中检测器判决门限能自适应地根据噪声功率的波动进行调节,因此该方法较采用固定门限判决的传统方法提高了检测性能,较好地改善了传统能量检测存在的噪声不确定问题。但文中所提迭代方法需要先验知识、迭代停止条件设置主观,且该方法并不稳定而容易发生过估计和欠估计的情况。为此,本文提出了一种新的噪声方差估计方法,并基于该噪声方差估计自适应地设置能量检测器的判决门限。本文提出的方法将在后文第三章详细介绍。

1.4.2 频率切换技术研究现状

在认知无线网络系统中,为了处理频谱的移动性,引入一种新型的切换,通常称之为频率切换。当非授权用户在使用某授权或非授权信道进行通信时,如果在通信过程中授权用户出现或由于其它原因导致需要退出时,为了防止通信中断,该非授权用户需要重新寻找新的可用信道进行切换以保持通信连接,继续传输未完成的通信,把这个过程称之为频率切换。频率切换主要由三个环节构成:切换判决、切换信道选择和切换执行。

在认知无线电技术中,目前对频率切换技术的研究涉入不深,总的来讲,根据切换时目标信道的选择方式不同,频率切换的方式可以分为如下三种类型:驻留原信道的频率切换;预先感知(proactive-sensing)频率切换;灵活感知(reactive-sensing)频率切换。

第一种驻留原信道的切换方式如图 1.5 所示,即为:当授权用户出现时,非授权用户暂停通信但并不寻找新的可用频谱,而是驻守在原来的信道上,等待授权用户通信结束后继续使用该频谱来完成自己的通信。显然,这种断断续续的传输延长了传输时间并降低了有效的数据率。此外,由于授权用户通信时间的不确定性,这种方式在极大程度上影响了非授权用户的通信性能和通信连接保持概率,同时也不利于频谱利用效率的进一步提高。

第二种预先感知频率切换如图 1.6 所示,此种方式亦即预留频率切换,是在需要发生频率切换之前就预先建立好一个频率切换候选信道列表,当需要发生切换时直接从这个列表中选择信道进行切换。在该方式下如何确定目标信道、目标信道如何进行动态更新等都是亟待解决的问题。

第三种灵活感知频率切换如图 1.7 所示,此种方式在有些地方也被称为非预留频率切换,是切换的目标信道仅在频率切换请求发出后,立即进行频谱感知,选择当前最合适的频谱作为切换信道然后进行频率切换。相对预留频率切换方式,该方式增加了频谱感知、频谱选择等所带来的延迟,易引起通信业务中断。

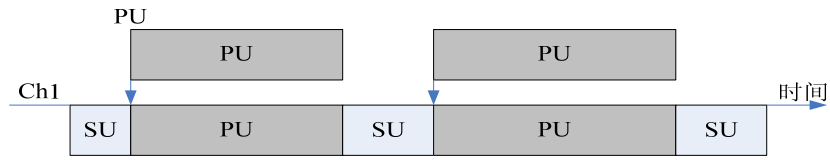


图 1.5 驻留原信道

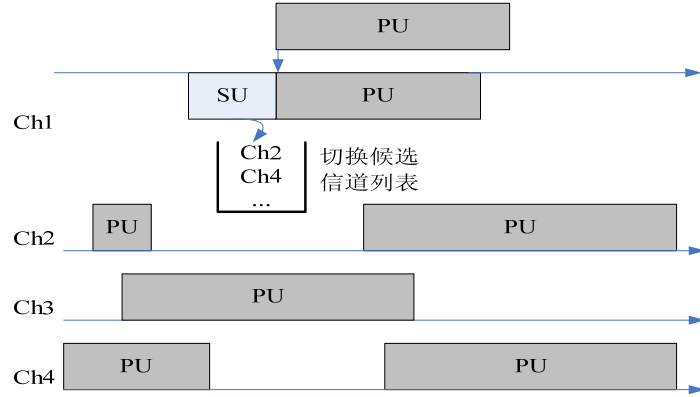


图 1.6 预留频率切换

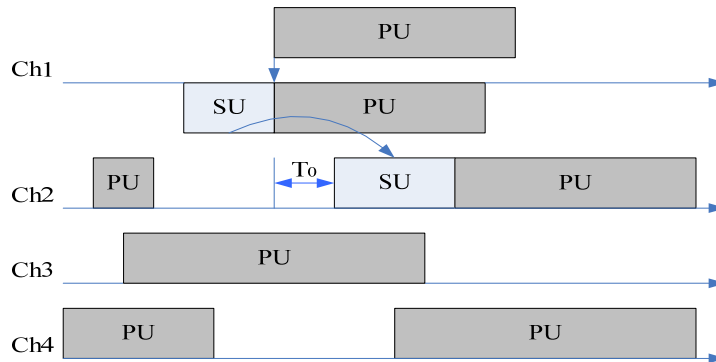


图 1.7 非预留频率切换

在本文低轨卫星通信系统中,由于突发性的干扰或者授权用户信号的出现而导致当前通信不能正常进行时,应退出当前使用信道、转移到新的信道上进行通信,从而达到有效躲避干扰的目的。该过程需要通过星上频率切换模块执行频率切换得以实现。考虑到在低轨卫星通信系统中卫星过顶时间有限、移动速度快等特点,驻留原信道与灵活感知频率切换方式所带来的较大时延都不适用于低轨卫星通信系统的应用背景,因此,本文提出将上述的预先感知频率切换思想应用于本文频率切换系统。

在预先感知频率切换方式中,如何建立切换候选信道列表以完成切换目标信道选择是频率切换的核心环节,它属于频率决策机制的范畴。频率决策机制研究的目的就是使非授权用户选择最佳的信道进行通信,因此,可以设计一个衡量信道质量的变量,并据此来选择信道。从这个角度出发,一些学者提出了基于信道质量度量的频率决策机制,即选取或设计一个参数作为信道质量因子,并依据此参数来选择信道。在现有

研究中, 被用来度量信道质量的参数可归纳为两类: 1) 度量信道干扰水平的参数。如文献[42]采用信号噪声比, 文献[43]采用干扰温度作为信道质量度量, 文献[44]采用系统吞吐量作为选择信道的依据等。2) 度量信道干扰水平时变特性的参数。如文献[45]中, 作者通过由支持向量机拟合出的信道空闲时长的概率密度对信道状态进行预测, 非授权用户据此选择能满足业务时长要求的概率最大的信道接入。文献[46]在文献[45]信道预测机制的基础上, 提出了基于业务权重的信道选择算法, 该算法对非授权用户赋予权重, 并给予业务持续时间长的用户较大的权重, 从而保证最大化的利用信道, 但是该文未给出权重评估的方法。文献[47]中作者定义了信道的可用率, 采用对信道可用率进行预测的方法选择切换目标信道, 该文方法有效地减小了授权与非授权用户之间的碰撞率。以上这些度量较好地提供了点到点链路的信道质量估计, 但是, 这些参数都只是孤立地反映了信道的某个特性, 未能将反映信道质量的参数综合起来。此外, 目前的频率切换决策机制研究很少考虑到非授权用户业务特性的差异, 由于不同类型的业务其 QoS 需求并不同, 因此对信道质量的要求也不同, 信道质量特性与业务特性的不匹配不仅会降低频谱利用率, 且很难保证业务 QoS 参数指标, 造成潜在的二次切换或业务中断。这些问题为本文对现有频率决策机制的改进打下了铺垫。

基于以上介绍与分析, 本文关于频率切换的研究, 在频率切换方式上将采用预先感知频率切换思想。在频率切换决策机制上, 本文第四章将提出一种基于多属性决策 (Multiple Attribute Decision-Making, MADM) 理论的频率切换决策机制, 该机制将结合信道的多属性分析与系统不同类型业务的 QoS 需求, 为业务选择信道得分最大的信道接入。

1.5 论文研究内容与章节安排

本文主要对低轨卫星通信系统上行链路频谱感知与频率切换算法进行了研究。本文的章节安排如下:

第一章: 绪论。主要分析了低轨卫星通信的频谱资源; 阐述了认知无线电的概念; 介绍了频谱感知技术与频率切换技术的研究现状, 在此基础上引出了本文的技术路线。

第二章: 频谱感知与频率切换系统。该章主要结合低轨卫星通信系统应用背景, 从以下几个方面讨论了低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的体系架构问题: 系统的结构和每个模块的功能简述; 系统各个模块之间如何协同工作; 星地两级结构如何实现设计需求; 以及星上的频谱感知与频率切换模块作为星上的一个有效载荷如何与其他的载荷进行数据交换并实现功能需求。

第三章: 基于自适应门限判决的能量感知算法。该章首先介绍了频谱感知模型并

提出了相应的性能评价指标；在此基础上，通过对现有的几种频谱感知技术进行比较研究并对每种技术的星上适用性进行分析的基础上，确定将能量检测法作为星上采用的频谱感知方法；然后，针对能量检测的噪声不确定性问题，提出了一种基于噪声统计模型实时估计噪声方差的自适应门限能量感知算法；最后，该章仿真验证了本文所提算法在噪声方差估计准确性、稳定性以及频谱检测性能上的优越。

第四章：基于多属性决策理论的频率切换决策机制。该章首先从接收信号模型和接收信号质量评价指标出发，给出了业务在给定时间 t 和给定地点 p 上可用信道集合的确定方法，然后在可用信道集合中采用多属性决策机制得到该业务在给定时间 t 和给定地点 p 进行频率切换的优选信道列表。在进行频率切换决策多属性分析时，文中提出从信道干扰水平和信道干扰水平时变特性两方面出发构造可用信道的属性集合，在此基础上，针对各类业务对可用信道的属性侧重点不同，文中基于系统业务分类探讨了不同业务类型的 QoS 需求，继而建立业务 QoS 多种度量参数与信道多属性参数的匹配，进而采用多属性决策机制为业务选择最符合业务特性的切换目标信道。仿真结果表明，通过合理的权重设置，各业务都能切换至最符合自身特性的目标信道上，且切换目标信道的综合性能比随机切换机制所选择的切换目标信道的综合性能要高。

第五章：总结与展望。总结了本文所做的工作，并指出了进一步的研究方向。

第二章 频谱感知与频率切换系统

2.1 引言

本章将探讨低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的体系架构,从而为实现后续关键技术及采取的技术途径铺下基石。结合本文应用背景,本文把系统目标宽带频谱上的所有授权与非授权用户信号统称为干扰信号。

本章内容安排如下:2.2 节讨论了低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的体系架构,包括系统结构划分与星、地分系统各模块的功能介绍;2.3 节对低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的各种接口数据进行了描述,包括星、地分系统的内部模块接口数据和分系统的对外接口数据;2.4 节对本章内容进行了总结。

2.2 系统体系架构

相比于一般无线通信系统,低轨卫星通信系统具有以下鲜明的特点:

- 1) 星上系统信号与信息处理能力受限。太空工作环境非常严酷,星上系统的器件和设备要求有极高的可靠性,同时对体积和重量也有严格的限制,这些都制约了星上系统设备器件的选材范围,因而对星上系统处理能力造成了限制。
- 2) 卫星与地面站之间的通信是非连续的,同时速率受限。由于低轨卫星不同于地球同步轨道,无法在卫星与地面站之间进行持续的通信,此外,卫星每次经过地面站上空时进行星地通信的通信时间和通信速率都是有限的。
- 3) 多星工作模式。新一代低轨卫星通信系统中包含多颗低轨卫星,每颗卫星都可以与地面站交互信息。

结合以上所述低轨卫星通信系统的几大特点,对低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的体系架构设计提出了一些特殊的要求。其特殊性要求主要表现在以下几个方面:

- 1) 星上系统应具有相对完整的频谱感知和频率切换功能。卫星大部分时间都无法与地面控制系统通信,除了在地面系统的指导下进行通信频率的迁移外,还需要具有独立执行频率切换的能力。
- 2) 地面系统应充分利用卫星回传数据进行数据信息挖掘,并依据融合和预测算法对多星感知数据信息、新旧感知数据信息进行融合,从而更全面地得到干扰在空域、时域与频域上的统计信息,最终为星上的频率切换服务。由于地面系统可以与多颗卫星通信,利用多星回传的频谱感知信息,它可以获得比

任何单颗卫星更为准确全面的频谱信息，此外，利用卫星长期的星历感知数据建立地面频谱信息数据库，并通过新旧频谱数据信息的融合对数据库进行动态更新，以帮助卫星进行更恰当的频率切换。

- 3) 星地间的数据交互应该进行有效压缩。由于星地间通信时间和速率的限制，要求设计合适的星地协作工作模式，进行合理的功能划分，让有限的交互数据传输最多的有效信息、发挥最大的工作效能。

鉴于上述的几方面特殊性要求，本节对低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的体系架构进行了设计，如图 2.1 所示。图中，频谱感知与频率切换系统使用了一种星地协同的体系架构，通过星上分系统和地面分系统的协同工作完成频谱感知与频率切换两大基本功能。

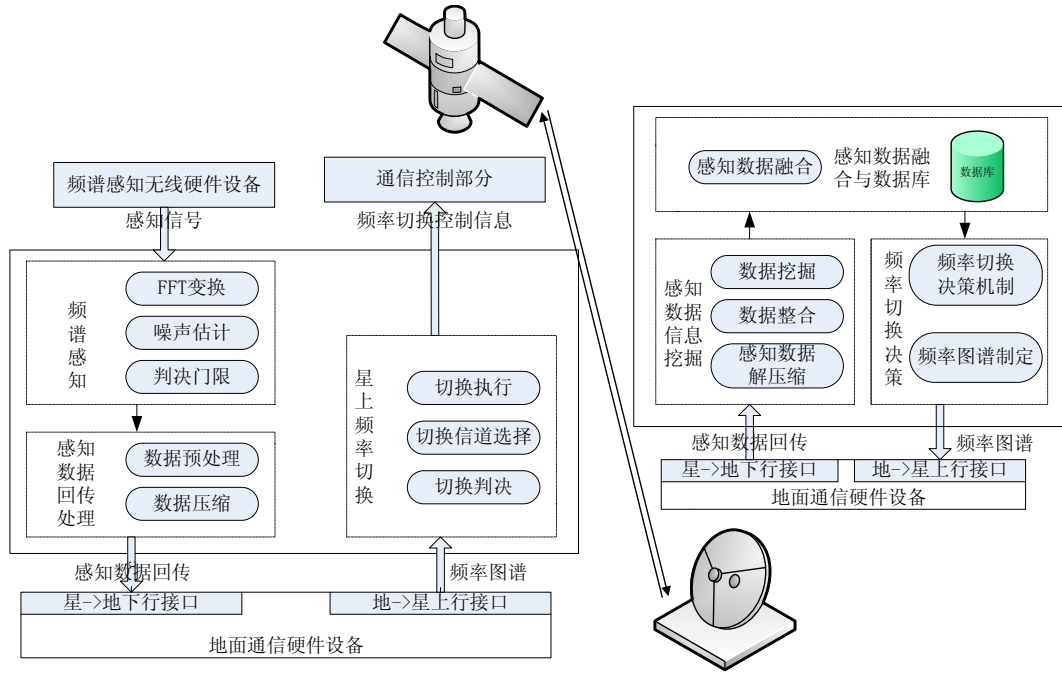


图 2.1 低轨卫星通信系统频谱感知与频率切换系统架构

2.2.1 星上分系统

在本文低轨卫星通信系统的频谱感知与频率切换系统体系架构中，星上分系统包括频谱感知、回传数据处理、星上频率切换三个主要的模块。以下分别对三个模块的功能进行阐述。

2.2.1.1 星上频谱感知模块

星上频谱感知模块主要完成以下两大功能：

- 1) 采用能量检测法感知判决目标宽带频谱中的频谱空穴（详见第三章）。频谱空穴是指在特定时间和具体位置，目标宽带频谱内不存在干扰信号的频带。

星上频谱感知算法通过对时域频谱信号进行 FFT 变换, 实时估计目标宽带频谱的噪声功率, 并基于噪声功率的估计值设置适当的频谱检测器判决门限, 在此基础上对目标宽带频谱内各频带的干扰信号有无情况做出准确的判断。

- 2) 将 1) 得到的频谱感知判决结果与频域频谱数据 (时域频谱信号的 FFT 变换) 送至星上感知数据回传处理模块, 并回传至地面感知数据信息挖掘模块。星上频谱感知模块所产生的频域频谱数据和频谱感知判决结果是地面数据挖掘的重要原始数据。

2.2.1.2 星上回传数据处理模块

由于星上载荷的硬件资源以及馈电链路的容量有限, 星上回传数据处理模块的目的是向地面数据融合及信息挖掘模块提供数据的同时, 不会过多的占用下行馈电链路, 尽可能减小回传数据量。该模块的输入数据为频谱信号经 FFT 变换之后的频域数据 (来自星上频谱感知模块), 首先进行多次连续感知信号的频域综合, 然后对其进行数据压缩。

数据压缩是指在不丢失信息的前提下, 缩减数据量以减少存储空间, 提高其传输、存储和处理效率的一种技术方法。或按照一定的算法对数据进行重新组织, 减少数据的冗余和存储的空间。本质上压缩数据是因为数据自身具有冗余性。数据压缩是利用各种算法将数据冗余压缩到最小, 并尽可能地减少失真, 从而提高传输效率和节约存储空间。

2.3.1.3 星上频率切换模块

星上频率切换模块实现卫星上行链路 L 频段通信业务的频率跳变。该模块主要实现以下功能:

- 1) 切换判决。星上接收机将当前通信业务的误码率信息送至星上频率切换模块, 当误码率值大于通信业务所要求的误码率指标值 (即接收信号质量不满足接收机解调门限) 时, 频率切换模块触发频率切换。
- 2) 切换信道选择。由于卫星过顶时间有限、移动速度快等特点, 若在切换判决后基于即时的频谱感知数据进行切换信道选择显然会给通信带来较大的时延, 此外, 由于星上的信号处理能力和存储能力有限且星上单次感知的结果容易产生偏差, 易导致目标切换信道选择决策结果不够准确, 因此, 星上频率切换模块触发频率切换后, 将基于地面分系统上传的频率图谱 (t, p, \mathcal{F}) , 为通信业务选择合适的切换信道。频率图谱 (t, p, \mathcal{F}) 是地面频率切换模块基于干扰在空域、时域与频域上的统计性知识, 按照一定的频率切换决策机制,

为给定时间 t 和给定地点 p 不同业务设置的优选信道列表, \mathcal{F} 表征优选信道。一个地区可以设置多个优选信道, 优选信道依据信道性能值大小进行排序。该频率图谱将通过上传链路发送至卫星。

- 3) 切换执行。星上频率切换模块以卫星飞行区域编号为索引, 基于频率图谱 (t, p, \mathcal{F}) 中的优选信道列表进行通信业务的切换目标信道选择, 然后形成频率切换指令送至星载交换机, 并由星上发射机通过导频下发切换目标信道的中心频点至地面终端用户, 地面终端用户接收到这一导频后将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收, 最终实现通信业务工作频率的跳变。

2.2.1.4 星上多载荷互联及关系

频谱感知与频率切换有效载荷在星上与其他的载荷均有联系, 如图 2.2 所示。为了进行频谱数据感知, 频谱感知模块显然要与天线及射频前端相连; 而感知数据的压缩回传需要与星上的存储单元进行数据传输; 星载交换机是地面数据及信令上传的必经之路, 也是频谱感知与频率切换载荷发出频率切换指令的执行单元, 频率切换指令将通过星载交换机发送至星上发射机以及接收机前端的下变频模块或波束成型网络; 此外星务计算机将向频谱感知与频率切换有效载荷提供星历信息, 而遥测遥控模块也需要留有数据接口。

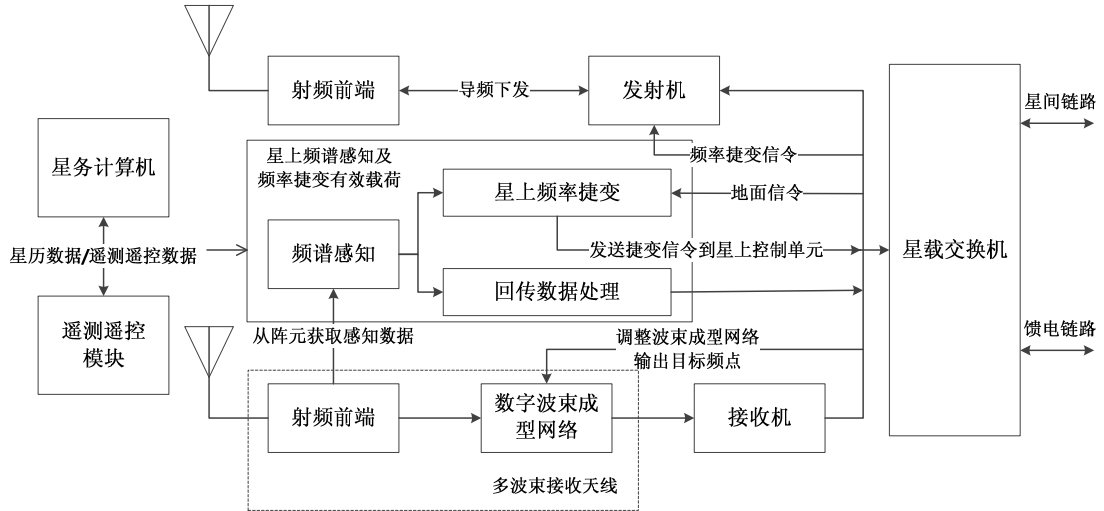


图 2.2 星上频谱感知与频率切换载荷与其他模块的关系示意图

2.2.3 地面分系统

如前所述, 在本文低轨卫星通信系统的频谱感知与频率切换系统中, 实现通信业务工作频率的跳变离不开地面分系统的协同工作。地面分系统若按照功能划分, 可以

被分为感知数据信息挖掘模块、感知数据数据库模块、地面频率切换决策模块三个模块。以下分别对该三个模块的主要功能进行阐述。

2.2.3.1 地面数据信息挖掘模块

地面感知数据信息挖掘模块接收到卫星回传的频谱感知数据后,将主要完成以下功能:

- 1) 对接收数据进行解压缩处理,以恢复出原始的频谱感知数据。
- 2) 恢复出原始的频谱感知数据后,通过对频谱感知数据进行整合,形成完整的原始频谱数据信息。
- 3) 利用数据挖掘技术对频谱数据信息进行空时频多维信息挖掘,从而得到在星历的每个区域,目标宽带频谱内干扰信号在不同时刻的分布情况。

2.2.3.2 地面频谱信息数据库模块

地面频谱信息数据库模块将根据硬件条件存储空时频多维频谱数据信息,并融合多星频谱数据信息,形成进行地面频率切换决策所需的频谱数据库。此外,为了保证数据库频谱信息的实时有效,还需要对数据库进行动态更新。数据库的动态更新通过获取新的频谱数据信息并对新旧频谱数据信息进行融合得以更新。地面频谱信息数据库模块将输出给定地点 p 目标宽带频谱内干扰信号在频域与时域的统计性知识至地面频率切换决策模块。

2.2.3.3 地面频率切换决策模块

地面频率切换决策模块以地面频谱信息数据库输出的干扰信号在空域、频域与时域的统计性知识为基础,对给点时间 t 和给点地点 p 各信道相对于不同业务的信道性能值进行计算,并按信道性能值大小降序排列,选择信道性能值最大的 3-5 个信道保存为一个优选信道列表,不同地区的优选信道列表构成频率图谱上传至卫星。卫星在做出切换判决后,将以飞行区域编号作为索引,基于频率图谱进行切换目标信道选择。地面频率切换决策模块制定的卫星频率图谱是星上频率切换模块进行频率切换的基础,对频率切换的准确性和简便性起着重要的作用。频率切换决策机制的详细阐述将在本文第四章展开。

2.3 接口数据描述

在本节中,将对低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的各种接口数据进

行描述, 包括星上分系统的内部模块接口和系统对外接口、地面分系统的内部模块接口和系统对外接口。本节中的描述为一般性描述, 主要目的是将系统各部分的功能和内容描述得更加清晰。

2.3.1 星上分系统接口数据

2.3.1.1 内部接口

➤ 频谱感知模块

输入:

- 1) 时域频谱信号, 为中频采样信号。来自外部的多波束天线载荷。

输出:

- 1) 频谱感知判决结果, 为频谱感知判决所产生的目标宽带频谱内频谱空穴的分布情况。输出到回传数据处理模块。
- 2) 频域频谱数据, 为时域频谱信号的 FFT 变换结果。输出到回传数据处理模块。

➤ 回传数据处理模块

输入:

- 1) 频谱感知结果。来自频谱感知模块。
- 2) 频域频谱数据。来自频谱感知模块。

输出:

- 1) 回传感知数据, 为经过预处理和压缩后的频谱感知结果与频域频谱数据。输出到外部的星载交换机, 并通过星地链路回传到频谱感知与频率切换地面分系统。

➤ 频率切换模块

输入:

- 1) 频率图谱 (t, p, \mathcal{F}) , 为不同业务在给定时间 t 和给定地点 p 的优选信道列表。

来自外部的星载交换机, 是地面分系统上传的数据。

输出:

- 1) 频率切换结果, 为卫星上行通信选择的信道编号。输出到外部的星载交换机。

2.3.1.2 对外接口

输入:

- 1) 时域频谱信号, 为中频采样信号。来自外部的多波束天线载荷, 连接到频谱感知模块。
- 2) 频率图谱。来自外部的星载交换机, 连接到星上频率切换模块。

输出：

- 1) 回传感知数据。来自回传数据处理模块，输出到外部的星载交换机，并通过星地链路回传到频谱感知与频率切换地面分系统。
- 2) 频率切换结果，为卫星上行通信选择的信道编号。来自星上频率切换模块，输出到外部的星载交换机。

2.3.1 地面分系统接口数据

2.3.2.1 内部接口

➤ 数据信息挖掘模块

输入：

- 1) 回传感知数据。来自星上回传数据处理模块。

输出：

- 1) 空时频多维频谱信息，为星历的各区域在不同时刻目标宽带频谱内干扰信号的分布情况。输出到频谱信息数据库模块。

➤ 频谱信息数据库模块

输入：

- 1) 空时频多维频谱信息。来自数据信息挖掘模块。

输出：

- 1) 给定地点 p 目标宽带频谱内干扰信号在频域与时域的统计性知识。输出到频率切换决策模块。

➤ 频率切换决策模块

输入：

- 1) 给定地点 p 目标宽带频谱内干扰信号在频域与时域的统计性知识。来自频谱信息数据库模块。

输出：

- 1) 频率图谱。输出到外部的星载交换机。

2.3.2.2 对外接口

输入：

- 1) 回传感知数据。来自星上回传数据处理模块，连接到数据信息挖掘模块。

输出：

- 1) 频率图谱。来自地面频率切换决策模块，通过星地链路上传到星上频率切换模块。

2.4 本章小结

本章是本文后续各章内容的研究基础，其主要目的在于将认知无线电技术的频谱感知与频率切换理论与低轨卫星通信系统进行结合，从而明确低轨卫星通信系统中频谱感知与频率切换系统的工作模式。

本章首先介绍了低轨卫星通信系统的特性，结合系统特性，本文设计低轨卫星通信系统应用背景下的频谱感知与频率切换系统为星地两级协同工作的体系架构，并对体系架构中星地两级分系统的接口数据进行了描述。该体系架构中，地面分系统基于干扰信号的统计性知识进行频率切换决策，输出频率图谱至星上频率切换模块，以指导星上频率切换模块完成通信业务工作频率的跳变。分级结构的好处一方面在于可以利用地面分系统进行复杂运算的能力弥补星上分系统信号处理与信息存储能力的不足，地面分系统利用多颗卫星在长时间段累积下来的数据资料，得到全球各个地区目标宽带频谱内干扰信号的统计性知识从而产生优选信道列表，优选信道列表的建立可以提升切换目标信道选择的合理性与准确性；另一方面，基于优选信道列表进行频率切换还可以有效地避免星上频率切换模块依靠即时频谱感知数据进行切换目标信道选择所带来的较大时延。

本文第三章与第四章将以本章提出的体系架构为支撑，分别对星上的频谱感知算法与地面频率切换决策算法进行深入研究。

第三章 基于自适应门限判决的能量感知算法

3.1 引言

基于前一章频谱感知与频率切换系统的系统结构及功能分析可知,星上频谱感知模块产生的频谱感知判决结果及频谱感知数据(时域频谱信号的FFT变换)是地面分系统进行频率切换决策的重要原始数据。本章主要研究星上频谱感知算法,感知算法需能够在背景噪声功率未知的情况下对目标宽带频谱内各频带的干扰信号有无情况做出准确的判断。本文低轨卫星通信系统的目标宽带频谱为L频段上带宽为50MHz的频段。

本章内容安排如下:3.2节介绍了频谱感知模型并提出了相应的性能评价指标;3.3节探讨了星上使用的频谱感知技术,包括对现有频谱感知技术的介绍、比较分析以及选用能量感知技术作为星上频谱感知技术的原由;3.4节针对能量感知的噪声不确定性问题,提出了一种基于自适应门限判决技术的能量感知算法;3.5节通过算法仿真,分析了本文所提算法的性能;3.6节对本章内容进行了总结。

3.2 二元信号检测模型与性能评价

3.2.1 二元信号检测模型

通常对于某段特定的频带,如果接收到的这个频带的信号经过滤波器滤波后只有噪声,则认为这个频带不存在干扰信号,可将其判断为频谱空穴;反之,如果接受到的信号不仅仅只有噪声,则认为这个频带存在干扰信号。因此低轨卫星通信系统上行链路的频谱感知可以被看作是一个二元信号检测问题,可以建立相应的二元信号检测模型,如下式:

$$\begin{cases} H_0 : Y(i) = n(i) \\ H_1 : Y(i) = x(i) + n(i) \end{cases}, i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.2.1)$$

其中, H_0 和 H_1 分别表示干扰信号不存在和存在的两种假设,定义 N 为采样点数, $Y(i)$ 为认知卫星接收到的信号序列, $x(i)$ 为干扰信号序列, $n(i)$ 为噪声。且假设 $n(i)$ 为高斯白噪声, $n(i) \sim N(0, \sigma_n^2)$; $x(i)$ 也为高斯平稳过程, $x(i) \sim N(0, \sigma_s^2)$ 。采用数理统计的方法,根据 $Y(i)$ 构造相应检验统计量 $T(Y)$ 。依据 $T(Y)$ 及判决规则:

$$\begin{cases} H_0 : T(Y) < \lambda_{th} \\ H_1 : T(Y) > \lambda_{th} \end{cases} \quad (3.2.2)$$

得到检测结果 D_0 和 D_1 ，其中 λ_{th} 为判决门限。 D_0 和 D_1 分别表示判决该频带上干扰信号不存在和存在。

3.2.2 性能评价

为了评价频谱感知方法的性能，对不同频谱感知方法进行比较，通常可用两种概率来评价频谱感知方法的性能：检测概率 P_d 和虚警概率 P_{fa} 。检测概率是指将存在干扰信号的频带成功检测出存在干扰信号的概率；虚警概率是指将不存在干扰信号的频带错误检测为存在干扰信号的概率。检测概率 P_d 、虚警概率 P_{fa} 可用下式定义：

$$P_d = P(D_1 | H_1) = \Pr(T(Y) > \lambda_{th} | H_1) \quad (3.2.3)$$

$$P_{fa} = P(D_1 | H_0) = \Pr(T(Y) > \lambda_{th} | H_0) \quad (3.2.4)$$

从上述公式可看出，检测概率 P_d 和虚警概率 P_{fa} 的大小与判决门限的选取有很大的关系。若判决门限增高则虚警概率 P_{fa} 会降低，但同时也会使检测概率 P_d 降低，而检测概率 P_d 过低会增加与授权用户或其他非授权用户的碰撞；反之，若判决门限降低检测概率 P_d 增大，但同时也会使虚警概率 P_{fa} 会增大，而虚警概率 P_{fa} 过高则会导致频谱利用率下降，降低频谱利用的机会。因此，检测器判决门限的选取需按照系统的主要需求进行权衡。

3.3 星上频谱感知技术

星上可选的频谱感知技术仍将以地面技术为基础，下文对现有的频谱感知技术进行了介绍，并对各种频谱感知技术进行了比较分析，最后结合星上应用环境确定将能量感知技术作为星上频谱感知的技术路线。

3.3.1 频谱感知技术介绍

基于公式 (3.2.1) 的二元假设检验模型，目前研究较多的频谱感知技术主要有三种：基于循环平稳特征检测的感知技术、基于匹配滤波器检测的感知技术、基于能量检测的感知技术。本文将对这三种技术分别进行研究。

3.3.1.1 循环平稳特征检测

循环平稳理论作为近年来信号处理领域兴起的热门课题之一,其已在遥测、雷达、通信及声纳等系统中得到了人们的广泛重视。众所周知,在通信等大多数实际应用系统中,调制信号一般都经过了加载波、加脉冲序列、重复性扩展、跳频以及加循环前缀等处理,从而使调制信号具有某种程度上的规律性,这种规律性表现为信号的统计特性如均值和自相关函数随着时间周期性变化,因而称这种内在的周期性为循环平稳特性 (Cyclostationarity)。

对于循环平稳随机过程,其分析通常基于谱相关函数,其中谱相关函数被定义为循环自相关函数的傅里叶变换。以下分别给出了循环自相关函数和谱相关函数的表达式^[47~50]:

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_x(t + \tau/2, t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (3.3.1)$$

$$S_x^\alpha(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \frac{1}{T} X_T(t, f + \alpha/2) X_T^*(t, f - \alpha/2) dt \quad (3.3.2)$$

公式 (3.3.1) 中, $R_x^\alpha(\tau)$ 表示循环频率为 α 的循环自相关强度,它是 τ 的函数;

$R_x(t + \tau/2, t - \tau/2)$ 为随机过程 $x(t)$ 的自相关函数。

公式 (3.3.2) 中, $X_T(f)$ 是观测区间为 T , 即分辨率为 Δf 的有限时间傅里叶变换,其定义如下:

$$X_T(t, f) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u) e^{-j2\pi fu} du \quad (3.3.3)$$

在循环平稳检测中,不同信号的谱相关函数 $S_x^\alpha(f)$ 在“频率(f)-循环频率(α)-幅值 $S_x^\alpha(f)$ ”三维空间上具有不同的特征^[60]。由于干扰信号的统计特性一般具有内在的周期性,可看作循环平稳随机过程,对于不同的干扰信号,其 $S_x^\alpha(f)$ 会在不同的 α 与 f 处出现峰值。而噪声却是一个加性的、没有相关性的宽带信号,故不具有循环平稳特性,仅在 $\alpha = 0\text{Hz}$ 频率处出现峰值。因此,我们可以根据三维空间中峰值位置的不同,来检测干扰信号是否存在。

循环平稳特征检测的主要优点表现在能够区分干扰信号和噪声的能量,故其在低信噪比下仍然具有良好的检测性能,抗噪性能方面有明显的优势。它最大的缺点是计算复杂度较高,此外其所需的检测时间也较长,实时性方面有待提高。

3.3.1.2 匹配滤波器检测

当系统已经获得了干扰信号的先验知识，包括中心频率 f_c 、信号带宽 B 和数据传输时的同步信号等。其检测原理如下式所示：

$$T = \sum_{i=1}^N Y(i)x^*(i) \quad (3.3.4)$$

匹配滤波器检测如图 3.1 所示：

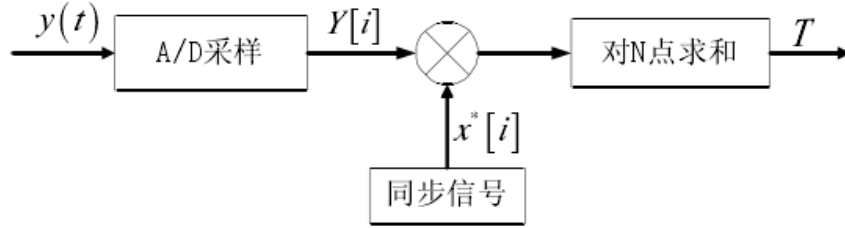


图 3.1 匹配滤波器检测模型

根据 Neyman-Pearson 判据，似然函数之比与判决门限进行比较，可以得到最佳接收。接收结果用检测概率和虚警概率进行评判，每对检测概率和虚警概率对应一个判决门限 λ_{th} 。

因此，判据策略为：

$$\begin{aligned} H_1 : T &> \lambda_{th} && \text{干扰信号存在} \\ H_0 : T &< \lambda_{th} && \text{干扰信号不存在} \end{aligned}$$

在加性高斯白噪声信道中，匹配滤波器检测法是一种最优的频谱感知方法。由于 $Y(i)$ 是高斯随机变量，判决统计量 T 是高斯随机变量的线性叠加，因此 T 仍是满足正态分布的随机变量。 H_0 时， $T \sim N(0, \sigma^2 \varepsilon)$ ； H_1 时， $T \sim N(\varepsilon, \sigma^2 \varepsilon)$ ，其中 $\varepsilon = \sum_{i=1}^N (x(i))^2$ 为接收信号能量， $N(\cdot)$ 表示正态分布。由此可得：

$$P_d = Q\left(\frac{\gamma - \varepsilon}{\sqrt{\varepsilon \sigma^2}}\right) \quad (3.3.5)$$

$$P_{fa} = Q\left(\frac{\gamma}{\sqrt{\varepsilon \sigma^2}}\right) \quad (3.3.6)$$

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，只需很短的时间就可以获得高处理增益。

然而要实现有效地对干扰信号进行解调，匹配滤波器要求系统接收机完全掌握干扰信号的先验知识，包括调制方式、脉冲形状和数据包格式等。如果这些信息是不准确的，则匹配滤波器的性能将变得很差^[51]。此外，匹配滤波器对干扰信号的抵抗力

较差。由于信道中干扰信号的叠加，系统接收机接收到的信号波形相对于预存在存储器中的干扰信号波形往往会发生很大畸变，从而与匹配滤波器失配，导致错误的判决。

3.3.1.3 能量检测

能量检测是最简单的一种检测技术，它不要求系统接收机掌握干扰的先验知识，可以对任意形式的未知信号进行检测，是一种非相干检测技术。

能量检测的基本原理是在一定频谱范围内累积接收信号能量，若一定时间内的累积能量高于判决门限，则判定为干扰信号存在；反之，则判定为干扰信号不存在。能量检测流程图如图 3.2 所示：

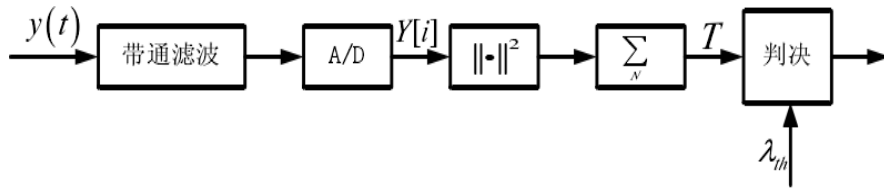


图 3.2 能量检测流程图

图 3.2 中，接收信号 $y(t)$ 被一个带通滤波器滤波及 A/D 采样器采样后，对其输出结果 $Y[i]$ 进行求模再平方、求和运算，并把输出结果 T 作为检验统计量，与门限值 λ_{th} 进行比较。

其中，检验统计量 T 可以表示成：

$$T = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y_i^2 = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N n[i]^2 & H_0 \\ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x[i] + n[i])^2 & H_1 \end{cases} \quad (3.3.71)$$

由卡方分布的定义可知， T 服从 χ^2 分布。根据中心极限定理，对于较大的 $N(N > 10)$ ， T 近似服从高斯分布：

$$T \sim \begin{cases} N(\sigma_n^2, 2\sigma_n^4 / N), & H_0 \\ N(\sigma_t^2, 2\sigma_t^4 / N), & H_1 \end{cases} \quad (3.3.8)$$

其中， $\sigma_t^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$ 。

根据上述分布，对于给定的判决门限 λ ，虚警概率 P_{fa} 、检测概率 P_d 可以用 Q 函数表示如下：

$$P_{fa} = \text{prob}(T > \lambda | H_0) = Q\left(\frac{\lambda - \sigma_n^2}{\sigma_n^2 / \sqrt{N/2}}\right) \quad (3.3.9)$$

$$P_d = \text{prob}(T > \lambda | H_1) = Q\left(\frac{\lambda - \sigma_t^2}{\sigma_t^2 / \sqrt{N/2}}\right) \quad (3.3.10)$$

利用恒虚警概率准则(CFAR), 即为了达到期望的虚警概率(不妨假定为 P_{FA}), 判决门限根据 P_{FA} 设置。则判决门限可由公式 (3.3.9) 得到:

$$\lambda_{th} = \sigma_n^2 \left[1 + \frac{Q^{-1}(P_{FA})}{\sqrt{N/2}}\right] \quad (3.3.11)$$

利用恒检测概率准则(CDR), 即如果预设特定 SNR(Signal-Noise Rate)的目标检测概率值 P_D , 判决门限根据 P_D 设置。则判决门限可由公式 (3.3.10) 得到:

$$\lambda_{th} = \sigma_n^2 (1 + \text{SNR}) \left[1 + \frac{Q^{-1}(P_D)}{\sqrt{N/2}}\right] \quad (3.3.12)$$

能量检测不需要干扰的先验知识、实现结构简单且运算复杂度低, 只需测量一段观测时间内接收信号的总能量即可判决干扰信号是否存在。但是, 能量检测的性能容易受噪声功率不确定性影响, 而且它只能检测信号的有无而不能区分信号类型, 不太适用于极低信噪比环境。尽管如此, 基于能量检测的诸多优点, 能量检测在认知无线网络中得以广泛应用^[52], 目前在 IEEE 802.22 的标准中已被建议采纳。

3.2.2 频谱感知技术比较分析

基于上述对三种频谱检测技术的介绍, 下面根据各频谱检测技术所需的先验知识条件、检测性能和算法复杂度对它们进行比较, 如下表所示:

表 3-1 典型频谱检测技术比较

检测技术	先验知识需求	检测性能 (主要考虑抗噪声性能)	算法复杂度
循环平稳特征检测	部分先验知识	较大程度抑制噪声	复杂
匹配滤波器检测	全部先验知识	受噪声影响较小, 检测性能最佳	复杂
能量检测	无需求	受噪声影响大	简单

从上表中可以看出, 循环平稳特征检测利用了干扰信号的内在周期性, 具备低信噪比环境下工作的能力, 但是相对而言增加了运算复杂度; 匹配滤波检测为了能检测到不同类型的干扰信号, 需要对每一类型的干扰信号设置一个专门的接收器, 因此实

现起来极为复杂，在实际应用中是不现实的；能量检测实现最简单，算法复杂度最低，能够快速对检测频段做出判决，但是其受噪声影响大，不太适用于极低信噪比的情况。

3.2.3 频谱感知技术星上适用性分析

本文中，频谱感知技术的应用背景是低轨卫星通信系统的上行链路，频谱感知模块功能由星上分系统实现。由于循环平稳特征检测的算法复杂度太高且实时性较差，考虑到低轨卫星通信系统中卫星过顶时间有限且星上对功耗和散热有较高要求，因此，系统采用循环平稳谱特征检测是难以实现的。其次，由于星上资源有限，星上频谱感知模块不可能具有对多种信号的匹配滤波能力，因此匹配滤波器检测技术也不适合低轨卫星通信系统。而能量检测技术由于实现简单、运算复杂度低且灵活性好，因此其能满足系统对检测技术可实现性、检测算法运算简单及快速检测的需求，此外，假设低轨卫星通信系统本身采用扩频通信技术，则淹没在噪声之下的干扰信号，也很难对系统造成干扰，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，本文选择将能量检测技术作为星上采用的频谱检测技术，并在后文对能量检测技术作了进一步的研究，提出了相应的改进算法，且进行了仿真分析。

3.4 基于自适应门限判决的能量感知算法

3.4.1 能量检测的噪声不确定性问题

如 1.4 节所述，能量检测存在噪声不确定性问题。究其原因，主要是因为传统能量检测算法采用的是固定门限，因此当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，从而使检测性能大大降低。由信号检测理论可知，频谱检测虚警概率和检测概率主要受门限的影响，而门限的设定取决于频谱环境的噪声估计。在低轨卫星通信系统中，由于卫星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，采用固定的判决门限显然会造成检测性能低下。因此检测算法必须能根据噪声功率的变化自适应地调整检测器的判决门限，在这个过程中，实时准确地估计当前频谱环境的噪声功率是最关键的问题。

针对能量检测的噪声不确定问题，本文设计了一种基于噪声方差估计的自适应门限判决技术。该技术旨在对噪声功率进行实时估计并自适应调整判决门限，从而提高能量检测算法的性能，进而达到星上频谱感知系统能够在复杂多变的频谱环境下正常工作的目的。

3.4.2 基于噪声方差估计的自适应门限判决技术

3.4.2.1 噪声方差估计

为了实现星上频谱感知系统的自主性，需要一种噪声方差盲估计方法。由于对盲信号的时域分析难以区分接收信号是否仅含噪声，因此以下从频域分析的角度寻找解决方法。本文假设频谱感知模块将 50MHz 目标宽带频谱划分成 L 个检测频隙。

本文对噪声方差 σ_n^2 进行估计，其基本思想是：在加性白噪声的假设下，基于噪声统计模型，将所有纯噪声频隙的瞬时信噪比 SNR 近似为独立同分布的零均值高斯分布，然后利用纯噪声区域（纯噪声频隙的集合）SNR 的分布特性，采用迭代的方法得到噪声功率谱密度 n_0 的估计 \hat{n}_0 ，并由 \hat{n}_0 推出 σ_n^2 的估计。

本文首先定义变量观测信噪比，定义式如下：

$$\phi(f_l) = \frac{p_{yy}(f_l)}{n_0} - 1 \quad (3.4.1)$$

其中， f_l 指第 l 个频隙的中心频率； $p_{yy}(f_l)$ 是频隙观测信号的 PSD，可由周期图谱估计方法估计得到； n_0 是高斯白噪声的 PSD（ n_0 已知或可估计）； $\phi(f_l)$ 表示第 l 个频隙的观测信噪比。

周期图谱估计方法的表达式如下：

$$\hat{p}_{yy}(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=1}^N y[n] \exp(-j2\pi f n / N) \right|^2, \quad f = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.4.2)$$

其中， $y[n]$ 为观测信号， N 为 FFT 点数。

经研究表明，周期图法算 PSD 在很多场合下服从卡方分布^[41]，当 N 较大时， $p_{yy}(f_l)$ 的分布趋向于高斯分布^[53]，因此 $\phi(f_l)$ 也近似为高斯分布。

将所有频隙分为纯噪声频隙和干扰信号加噪声频隙考虑。由于缺少干扰信号的先验知识，对于干扰信号加噪声频隙的信噪比分析较为困难，因此我们重点分析纯噪声频隙的信噪比特性。

对于纯噪声频隙，即频隙只含高斯白噪声时，观测 SNR 的表达式可写成如下形式：

$$\phi_v(f_l) = \frac{p_{vv}(f_l)}{n_0} - 1 \quad (3.4.3)$$

其中, $p_{vv}(f_l)$ 是观测信号 (白噪声) 的 PSD。

求纯噪声频隙 SNR 的期望可得:

$$E[\phi_v(f_l)] = E\left[\frac{p_{vv}(f_l)}{n_0} - 1\right] = \frac{E[p_{vv}(f_l)]}{n_0} - 1 = 0 \quad (3.4.4)$$

因此可得, 纯噪声频隙观测 SNR 的均值是等于 0 的。

纯噪声频隙观测 SNR 的方差定义如下所示:

$$\sigma_{SNR_v}^2 = E[(\phi_v(f_l) - E[\phi_v(f_l)])^2] = E[\phi_v^2(f_l)] \quad (3.4.5)$$

故在纯噪声频隙处, $\phi_v(f_l)$ 的分布近似为 0 均值的高斯分布, 其概率密度函数 PDF(Probability Density Function)可表示为:

$$p(\phi_v(f_l) | H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{SNR_v}^2}} \exp\left(-\frac{\phi_v^2(f_l)}{2\sigma_{SNR_v}^2}\right) \quad (3.4.6)$$

根据噪声是白噪声的假设, 噪声在所有频隙的统计特性相同。因此, 上式对所有纯噪声频隙都成立, 即所有纯噪声频隙观测 SNR 的 PDF 是相同的:

$$p(\phi_v | H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{SNR_v}^2}} \exp\left(-\frac{\phi_v^2}{2\sigma_{SNR_v}^2}\right) \quad (3.4.7)$$

若把 $\phi(f_l)$ 作为判决量, 纯噪声频隙对应的观测 SNR 门限值 η 则可以根据虚警概率 P_{fa} 来决定。 P_{fa} 由下式定义:

$$\begin{aligned} P_{fa} &= P(\eta < \phi(f_l) | H_0) \\ &= \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{SNR_v}^2}} \exp\left(-\frac{\phi^2(f_l)}{2\sigma_{SNR_v}^2}\right) d\phi \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\eta}{\sqrt{2\sigma_{SNR_v}^2}}\right) \end{aligned} \quad (3.4.8)$$

于是可得到纯噪声频隙观测 SNR 门限值的计算公式:

$$\eta = \sqrt{2\sigma_{SNR_v}^2} \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{fa}) \quad (3.4.9)$$

基于以上分析, 本文提出估计噪声功率谱密度 n_0 的迭代算法如下:

- 1) 初始化 n_0 的估计值 \hat{n}_0 为所有频隙 PSD 的平均值, 即 $\hat{n}_0^0 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \hat{p}_{yy}(f_l)$;

初始化纯噪声频隙 SNR 门限值为 $\eta^0 = 0.1$;

设定迭代最大步数为 K_{\max} ，迭代停止条件为 $|\hat{n}_0^{k+1} - \hat{n}_0^k| < \mu |\hat{n}_0^k|, \mu = 10^{-5}$ 。

2) $\hat{n}_0^k = \hat{n}_0^0, \eta^k = \eta^0$ 。

3) 估计纯噪声区域：

利用上次迭代产生的 n_0 估计值 \hat{n}_0^k 及频隙 PSD 的估计值 $\hat{p}_{yy}(f_l)$ 计算出频隙的观测 SNR 作为本次的判决量，并利用上次迭代产生的观测 SNR 门限值 η^k 对

频隙进行判决。即把 $\hat{\phi}^{k+1}(f_l) = \frac{\hat{p}_{yy}(f_l)}{\hat{n}_0^k} - 1$ 作为判决量，所有满足 $\hat{\phi}^{k+1}(f_l) < \eta^k$

的频隙组成纯噪声频隙集合 A^{k+1} 。

4) 迭代更新：

a) 更新 n_0 的估计值为步骤 3) 所得纯噪声频隙集合 A^{k+1} 中所有频隙 PSD 的

平均值。即 $\hat{n}_0^{k+1} = \frac{1}{|A^{k+1}|} \sum_{f \in A} \hat{p}_{yy}(f)$ ，其中集合的势 $|A^{k+1}|$ 为集合 A^{k+1} 中元

素的个数；

b) 计算纯噪声频隙 SNR 的方差。根据公式(3.4.5)有

$$\hat{\sigma}_{SNR_v}^{2^{k+1}} = \frac{1}{|A^{k+1}|} \sum_{f \in A} (\hat{\phi}^{k+1}(f_l))^2$$

计算纯噪声频隙 SNR 门限值。将噪声频隙 SNR 的方差代入公式(3.4.9)

$$\text{求得 } \eta^{k+1} = \sqrt{2\hat{\sigma}_{SNR_v}^{2^{k+1}}} \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{fa})。$$

5) 判断迭代是否收敛：

若 $k+1 > K_{\max}$ 或 $|\hat{n}_0^{k+1} - \hat{n}_0^k| < \mu |\hat{n}_0^k|, \mu = 10^{-5}$ ，则到步骤 6)；

否则令 $k = k+1, \hat{n}_0^k = \hat{n}_0^{k+1}, \eta^k = \eta^{k+1}$ ，回到步骤 3)。

6) $\hat{n}_0 = \hat{n}_0^{k+1}, \hat{n}_0^{k+1}$ 即为噪声功率谱密度 n_0 的估计。

综上所述，本文设计噪声方差估计的流程图如下：

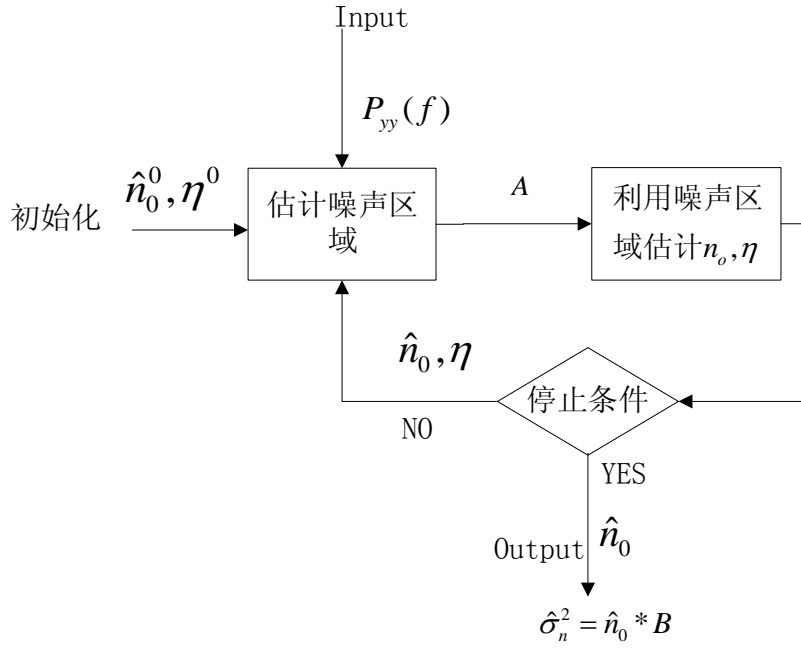


图 3.3 噪声方差估计流程图

3.4.2.2 自适应门限频谱判决

根据上述噪声方差实时估计的方法，我们得到了目标宽带频谱上噪声方差的估计值 $\hat{\sigma}_n^2$ ，将其代入公式 (3.3.11) 或公式 (3.3.12) 即可求得判决门限 λ_{th} ，进而对每个频隙进行判决。本文采用恒虚警概率准则，即利用公式 (3.3.11) 求得判决门限。

判决规则如下：

$$H_0 : T_l = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y_i^2 < \lambda_{th}, (l = 1, 2, \dots, L), \text{ 判第 } l \text{ 个频隙为纯噪声频隙，即空闲频隙；}$$

$$H_1 : T_l = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y_i^2 > \lambda_{th}, (l = 1, 2, \dots, L), \text{ 判第 } l \text{ 个频隙为干扰信号加噪声频隙，即占}$$

用频隙。

如果频谱感知模块按照频率分辨率要求将 50MHz 目标宽带频谱划分成若干频隙，假设频率分辨率为 25KHz，则总共有 2000 个频隙，即 $L = 2000$ 。频谱感知模块可根据频谱判决的结果将每个频隙标记为两种状态：0 和 1，用来表征该频隙为空闲频隙或者占用频隙。频隙分布的示意图可表示成如图 3.4 所示。

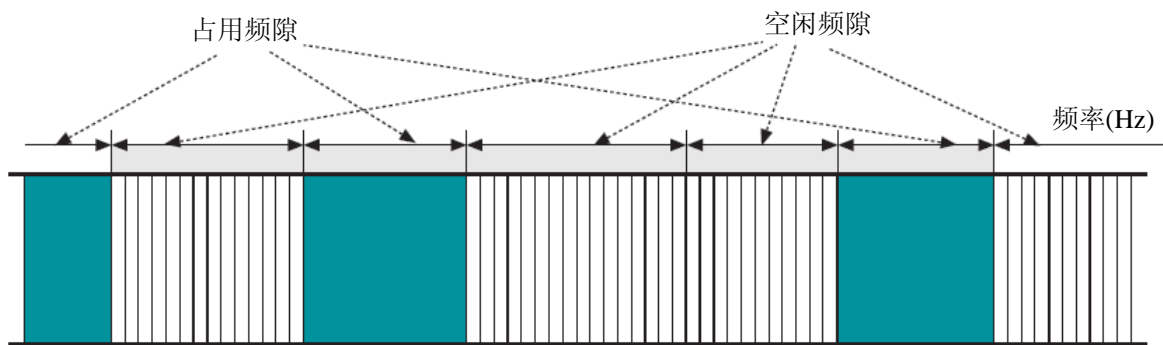


图 3.4 频隙示意图

3.5 算法仿真与分析

为了验证算法的性能,本文进行了相应的计算机仿真。由于本文关注的是频谱感知模块的信号处理,所以仿真中我们不考虑下变频、带通滤波等处理操作,假设接收处理的信号为带宽为 50MHz 的基带信号。

本文设置仿真条件如下:设置 4 个 QPSK 信号,数据速率都为 500kbps,载频分别为 10MHz、20MHz、30MHz、40MHz;采样率为 100MHz,FFT 点数为 4096 (考虑系统频率分辨率需求为 25KHz 条件下进行选取);AWGN 信道,信噪比定义为 SNR。0dB 条件下噪声功率谱约在 -90dB 量级。仿真中,CFAR 公式中虚警概率设置为 0.02。

在文献[41]中,基于噪声方差估计的自适应门限能量检测算法较传统方法提高了检测性能,因此本文仿真对本文所提算法与文献[41]算法进行了比较分析。文献[41]算法中需要用到先验知识,当接收信号的功率谱密度大于由先验知识确定的阈值时才进行迭代估计噪声功率谱密度,而此先验知识对该算法性能影响很大。而本文的迭代算法不需要此先验知识,为公平比对两个方法的优越性,假设该先验知识未知,即都是经过迭代,然后通过迭代结束条件跳出循环的方法估计噪声功率谱密度。

本次仿真假设干扰信号功率不变,通过观察噪声功率变化下的噪声方差估计的准确度(等价于估计 n_0 的准确度)、迭代次数以及宽带频谱信号检测性能三个方面来验证本文所提算法性能上的优越性。

图 3.5 给出了本文和文献[41]噪声估计方法的收敛情况、噪声估计准确度对比图。图 3.5(a)为信噪比为 -5dB 的估计结果对比,设定迭代次数都为 20。其他信噪比情况下结果类似。从图中可以看出,文献[41]噪声估计方法得到的噪声估计值随着迭代次数的增加逐渐减小,当迭代次数过小时,会产生过估计现象;当迭代次数过多时,会产生欠估计现象,因此该方法不是一个稳定的方法。从图中还可以看出,对于文献[41]的噪声估计方法,由于该方法不具有稳定的收敛性,因此迭代停止条件对噪声估计性能影响很大,什么时候跳出迭代非常关键,但是文献[41]并未给出迭代停止条件设置的合理依据,仅仅是主观的选择一个合适的条件停止迭代。而在本文方法中,经过几

次迭代后噪声方差估计值收敛在预设值附近，具有稳定的收敛性，因而对迭代终止条件没有严格要求，适用范围更广。

从图 3.5(b)中可以看出文献[41]中方法在较高信噪比条件下，估计的噪声方差和预设的噪声方差基本一致，但随着信噪比的降低，由于该算法在迭代的过程中发生了过迭代现象，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信噪比的降低而变差。而本文方法估计的噪声方差和预设的噪声方差在低信噪比条件下吻合度依然很高。

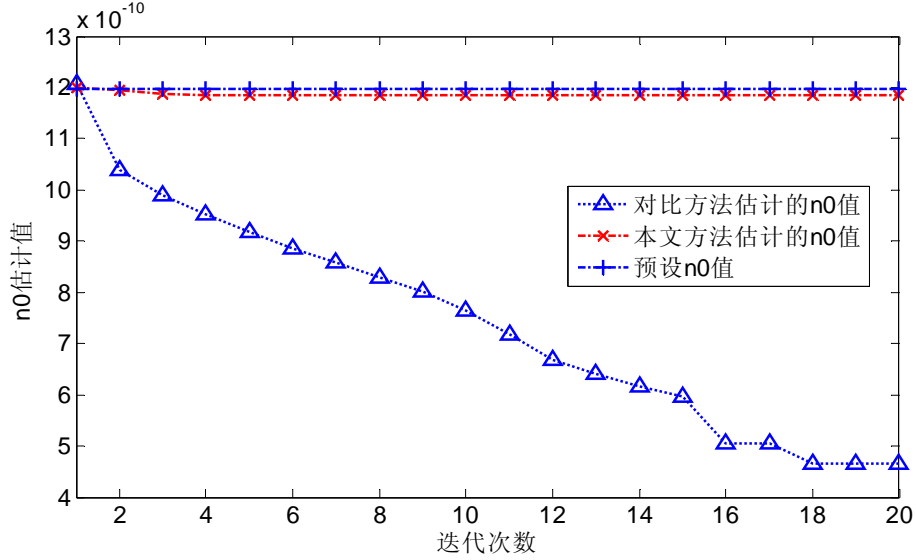


图 3.5(a) 噪声方差估计收敛情况

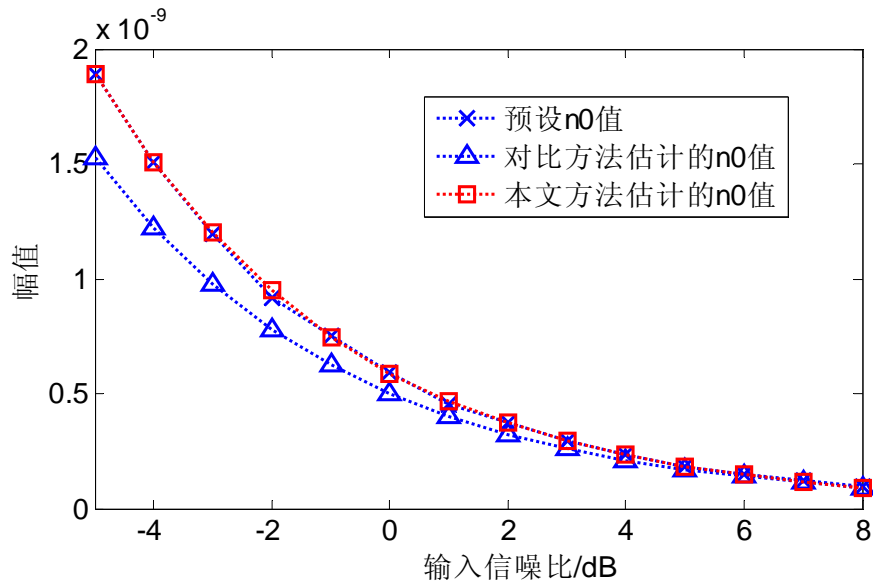


图 3.5(b) 噪声方差估计与预设值吻合度对比图

图 3.6 给出了不同信噪比条件下本文与文献[41]噪声估计方法的收敛速度比较图。每个信噪比条件下仿真次数为 1000 次，用平均迭代次数表征收敛速度。从图 3.6

中可以看出, 本文提出的噪声估计方法收敛速度明显高于文献[41]中方法。

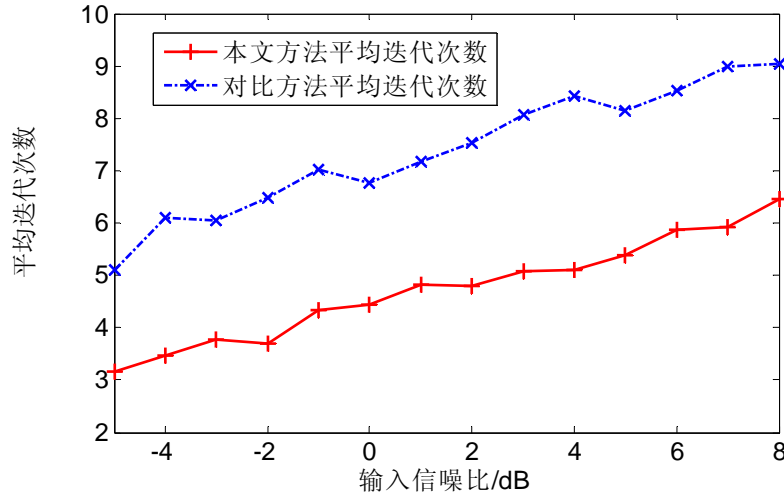


图 3.6 算法迭代次数对比图

图 3.7 给出了不同信噪比条件下本文算法和文献[41]算法的检测概率及虚警概率对比图。每个信噪比条件下仿真次数为 1000 次。从图中可以看出, 本文所提算法在检测概率与文献[41]基本相同的情况下, 大大降低了虚警概率, 虚警概率的降低预示着系统用户可以获得更多的频谱资源, 使得系统的频谱利用率得以提高。在文献[41]中, 由于其噪声方差估计方法在较低信噪比条件下估计的噪声方差低于噪声预设方差, 从而造成判决门限过低, 因此虚警概率大于预设值 0.02。当信噪比升高时, 文献[41]噪声估计误差降低, 因此虚警概率接近于 0.02。由于本文方法估计的噪声方差接近于预设方差, 因此虚警概率与理论值相近, 满足恒虚警概率的要求。使得系统在实际使用时, 能够根据需求灵活选择合适虚警概率来调节门限。由此可见, 噪声方差估计的准确与否直接决定了能量检测算法的检测性能。

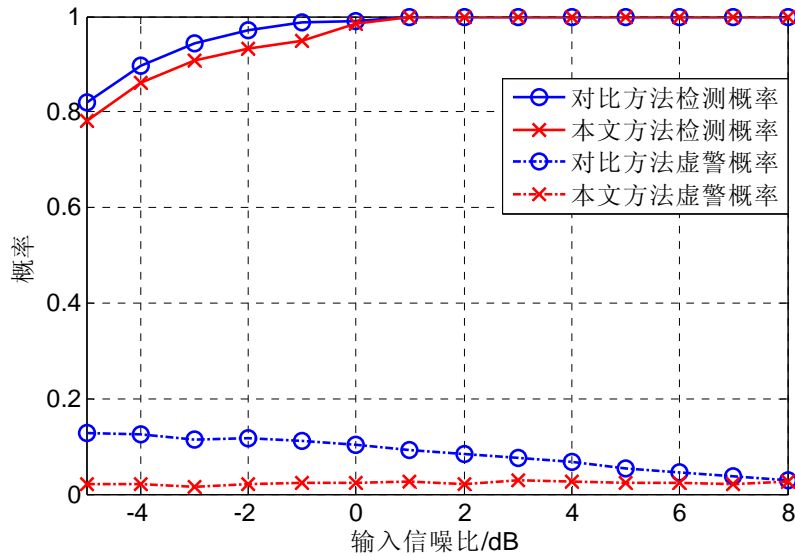


图 3.7 检测概率和虚警概率对比图

3.6 本章小结

本章提出了星上基于自适应门限判决技术的能量感知算法。文中首先通过对现有频谱感知技术的深入研究与比较分析,并结合星上应用环境,确定将能量检测技术作为星上采用的频谱感知技术。针对能量检测的噪声不确定性问题,提出了一种基于噪声方差估计的自适应门限判决技术,该技术基于噪声统计模型实时估计噪声方差,从而自适应调整检测器判决门限。仿真表明,本文所提的噪声方差实时估计方法能准确地估计噪声方差而且收敛速度很快,基于该噪声方差实时估计方法对频隙进行自适应门限能量判决,能使检测算法的虚警概率大大降低到理论值附近,并在干扰信号信噪比大于-3dB 时具有优于 0.9 的检测概率。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 基于多属性决策理论的频率切换决策机制

4.1 引言

如本文第二章所述,针对星上信号处理能力与存储能力受限、依靠星上即时频谱感知数据进行切换目标信道选择准确度较低且时延较大的问题,星上频率切换模块将基于地面频率切换决策模块输出的频率图谱进行切换信道选择,从而完成通信业务工作频率的跳变。在该过程中,频率切换决策机制是制定频率图谱的基础,也是实现频率切换决策模块功能的核心环节。

本章主要针对频率切换决策机制进行研究,旨在解决已知时间 t 和地点 p 上目标宽带频谱内各信道干扰信号统计性知识的基础上,如何进行频率切换决策获得系统通信业务的优选信道列表的问题。针对此问题,本章从通信业务 QoS 需求保证出发,首先确定业务的备选可用信道集合,然后提出采用基于多属性决策理论的频率切换决策算法,在可用信道集合中采用多属性决策机制选择切换目标信道。

本章的内容安排如下:4.2 节介绍可用信道集合的确定方法;4.3 节对多属性决策理论原理以及如何使用它进行频率切换决策的机制进行说明;4.4 节介绍频率切换决策流程;4.5 节给出算法的仿真分析;最后 4.6 节对本章内容作了总结。

4.2 可用信道集合的确定

本文首先从接收机的角度出发,通过对接收信号建模,定义了衡量接收信号质量的指标;在此基础上,定义了判断信道对通信业务是否可用的指标,从而确定业务的备选可用信道集合。

4.2.1 接收信号模型

4.2.1.1 接收机的简化模型

如图 4.1 所示为一种简化的低轨卫星接收机模型,它主要由两部分组成,即 1) 带 M 个天线阵元的抗干扰处理模块,用于抑制各种射频干扰;2) 相关器与码跟踪环路,用于估计卫星接收信号的传播时延。同时假设接收机的载波跟踪环路处于理想的同步状态下,即本地复现的载波相位与接收信号的载波相位完全一致,因此接收机中不存在任何的载波频率误差与相位误差^[54-55]。

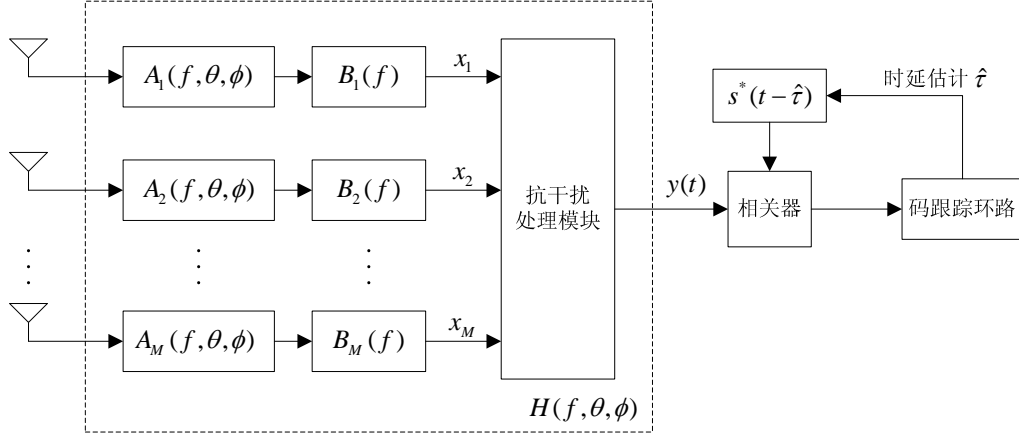


图 4.1 低轨卫星接收机的简化模型

在图 4.1 中，假设天线阵元的数目为 M ，入射信号被天线阵列接收之后，依次经过下变频、带通滤波器（BPF）与 A/D 采样，进入抗干扰处理模块，其中， θ 与 ϕ 分别表示入射信号的方位角与俯仰角， f 表示基带频率， $A_m(f, \theta, \phi)$ 表示第 m 个天线阵元的传输函数， $B_m(f)$ 表示第 m 个通道的带通滤波器（BPF）的传输函数， $m=1, 2, \dots, M$ 。在非理想的情况下，各天线阵元的传输函数之间存在着一定的差异，同时各个 BPF 的传输函数之间均存在着一定的差异，因此 $A_m(f, \theta, \phi)$ 与 $B_m(f)$ 均与 m 有关。经过抗干扰处理之后，输出信号变为单路，用 $y(t)$ 表示，其中包含有用信号、残留的干扰信号与噪声分量。随后， $y(t)$ 与本地复现码 $s(t)$ 作相关运算，运算结果提供给码跟踪环路，以估计定时偏差 $\hat{\tau}$ 。

假设第 1 个阵元为参考阵元，其入射信号为 $s_1(t) = s(t)e^{-j2\pi f_c t}$ ，则第 m 个阵元上的入射信号可表示为：

$$s_m(t) = s(t - d_m / c) e^{-j2\pi f_c (t - d_m / c)} \quad (4.2.1)$$

其中 $m=1, 2, \dots, M$ ， $d_m(\theta, \phi) = x_m \sin \theta \cos \phi + y_m \sin \theta \sin \phi + z_m \cos \theta$ 表示第 m 阵元与参考阵元之间的空间距离， (x_m, y_m, z_m) 表示其坐标值， c 表示光速， f_c 表示载波频率。假设载波环处于理想的同步状态下，则公式(4.2.1)可简化为：

$$s_m(t) = s(t - d_m / c) e^{j2\pi f_c d_m / c} \quad (4.2.2)$$

对公式(4.2.2)作傅里叶变换，可以得到：

$$S_m(f) = S(f) e^{j2\pi (f_c + f) d_m / c} \quad (4.2.3)$$

因此可将图 4.1 中抗干扰处理模块第 m 通道的输入信号的频谱表示为：

$$X_m(f) = A_m(f, \theta, \phi) B_m(f) S(f) e^{j2\pi(f_c + f)d_m/c} \quad (4.2.4)$$

利用图 4.1 中的抗干扰处理模型，假设各天线阵元后时间延迟节点的数目为 N ，并将时间延迟节点的中间一个视为参考节点（ N 通常取为奇数），容易得到抗干扰处理模块的输出信号 $y(t)$ 的频谱为：

$$Y(f) = S(f) \sum_{m=1}^M A_m(f, \theta, \phi) B_m(f) C_m(f, \theta, \phi) \quad (4.2.5)$$

其中，

$$C_m(f, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N w_{mn}^* \exp \left[j2\pi(f_c + f) \frac{d_m(\theta, \phi)}{c} - j2\pi(n - \frac{N+1}{2})fT_s \right] \quad (4.2.6)$$

其中， $n=1,2,\dots,N$ ，上标 $*$ 表示共轭符号， w_{mn} 的取值可通过优化算法来计算， T_s 表示采样间隔，为了简化分析，这里忽略了各天线阵元之间的互耦效应。因此，在图 4.1 中从天线端至抗干扰处理模块的输出端之间的传输函数可表示为：

$$H(f, \theta, \phi) = \frac{Y(f)}{S(f)} = \sum_{m=1}^M A_m(f, \theta, \phi) B_m(f) C_m(f, \theta, \phi) \quad (4.2.7)$$

4.2.1.2 预相关信号模型

首先对抗干扰处理模块输出信号中的有用信号、干扰信号与噪声分量分别进行建模。假设有用信号的入射方向为 (θ_s, ϕ_s) ，经过载波解调，有用信号的时域波形可表示为 $\sqrt{C}s(t-\tau)e^{j\varphi}$ ，其中 C 表示有用信号的功率， τ 表示传播时延，需要由接收机的后续处理估计得到； φ 表示载波相位。利用公式(4.2.7)可得， $Y(f)$ 中包含的有用信号分量为：

$$Y_s(f) = \sqrt{C}H(f, \theta_s, \phi_s)S(f)\exp[-j2\pi f\tau + j\varphi] \quad (4.2.8)$$

其中， $S(f)$ 为 $s(t)$ 的傅里叶变换。对上式作傅里叶反变换，可以得到 $y(t)$ 中有用信号的时域波形，即：

$$y_s(t) = \sqrt{C} \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \theta_s, \phi_s) S(f) \exp[j2\pi f(t-\tau) + j\varphi] df \quad (4.2.9)$$

假设第 j 个干扰信号的入射方向为 $(\theta_{i,j}, \phi_{i,j})$ ，其中 $j=1,2,\dots,J$ ， J 表示总的干扰数目。利用同样的分析可以得到， $y(t)$ 中第 j 个干扰信号的残留部分为：

$$y_{i,j}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \theta_{i,j}, \phi_{i,j}) I_j(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (4.2.10)$$

其中, $I_j(f)$ 表示经过载波解调之后的干扰信号的频域形式, 其时域形式为 $i_j(t)$ 。

则总的干扰为:

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^J y_{i,j}(t) \quad (4.2.11)$$

接收机中的噪声分量由内部器件 (如 LNA) 产生, 其处理过程不同于有用信号和干扰信号。假设在图 4.1 中的带通滤波器 (BPF) 的输入噪声为 $n(t)$, 其傅里叶变换为 $N(f)$, 则可将 $Y(f)$ 中的噪声分量表示为:

$$Y_n(f) = \sum_{m=1}^M B_m(f) \sum_{n=0}^N w_{mn}^* N(f) \exp\left[j2\pi f\left(n - \frac{N+1}{2}\right)T_s\right] \quad (4.2.12)$$

对上式作傅里叶反变换, 可得到噪声分量的时域表示, 即:

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y_n(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (4.2.13)$$

4.2.1.3 后相关信号模型

综上所述, 抗干扰处理模块的输出信号 $y(t)$ 可表示为:

$$y(t) = y_s(t) + y_i(t) + y_n(t) \quad (4.2.14)$$

在图 4.1 中, $y(t)$ 随后与本地复现码 $s^*(t - \hat{\tau})$ 作相关运算, 其结果中与有用信号相对应的部分为:

$$Z_s(\hat{\tau}) = \int_{t_0}^{t_0+T} y_s(t) s^*(t - \hat{\tau}) dt \quad (4.2.15)$$

其中, t_0 表示积分运算的起始时间, T 表示相干积分的时间。将公式(4.2.9)代入上式, 并令 $t' = t - \hat{\tau}$, 可以得到:

$$Z_s(\hat{\tau}) = \sqrt{C} e^{j\varphi} \int_{t_0'}^{t_0'+T} s^*(t') \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \theta_s, \phi_s) S(f) e^{j2\pi f(t' - \Delta\tau)} df dt' \quad (4.2.16)$$

其中, $\Delta\tau = \tau - \hat{\tau}$, $t_0' = t_0 - \hat{\tau}$ 。假设有用信号为平稳随机过程, 则可将其自相关函数定义如下:

$$R_{ss}(\eta) = E\{s(t_1) s^*(t_2)\} \quad (4.2.17)$$

其中, $\eta = t_1 - t_2$, $E\{x\}$ 表示取 x 的期望值, 则有用信号的功率谱密度可表示为 $R_{ss}(\eta)$ 的傅里叶变换, 即:

$$P_s(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{ss}(\eta) \exp(-j2\pi f\eta) d\eta \quad (4.2.18)$$

由定义可知, $s(t)$ 具有单位幅度, 因此 $R_{ss}(0) = 1$, 则 $P_s(f)$ 满足:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) df = 1 \quad (4.2.19)$$

对公式(4.2.16)取期望值, 并利用 $S(f)$ 与 $s(t)$ 的傅里叶变换关系, 可以得到:

$$E\{Z_s\} = \sqrt{CT} e^{j\varphi} \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) H(f, \theta_s, \phi_s) e^{-j2\pi f \Delta\tau} df \quad (4.2.20)$$

利用相同的思路可以对残留的干扰信号作分析, 则相关运算之后第 j 个干扰的残留能量可表示为:

$$E\{|Z_{i,j}|^2\} = T \int_{-\infty}^{+\infty} P_{i,j}(f) P_s(f) |H(f, \theta_{i,j}, \phi_{i,j})|^2 df \quad (4.2.21)$$

其中, $P_{i,j}(f)$ 表示第 j 个干扰的功率谱密度, 满足如下条件:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} P_{i,j}(f) df = P_{i,j} \quad (4.2.22)$$

其中, $P_{i,j}$ 表示第 j 个干扰的功率大小。因此, 利用公式(4.2.21)可将相关运算之后总的残留干扰能量表示为:

$$E\{|Z_i|^2\} = T \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) \sum_{j=1}^J P_{i,j}(f) |H(f, \theta_{i,j}, \phi_{i,j})|^2 df \quad (4.2.23)$$

假设各个通道中的噪声分量统计独立, 且功率谱密度一致, 可用 $P_n(f)$ 表示, 则相关运算之后总的噪声功率可表示为:

$$E\{|Z_n|^2\} = T \int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f) P_s(f) |H_n(f)|^2 df \quad (4.2.24)$$

其中,

$$|H_n(f)|^2 = \sum_{m=1}^M \left| B_m(f) \sum_{n=0}^N w_{mn}^* \exp \left[j2\pi f \left(n - \frac{N+1}{2} \right) T_s \right] \right|^2 \quad (4.2.25)$$

至此, 已建立了低轨卫星接收机中的信号模型, 即相关运算前后有用信号、残留干扰与噪声分量的时域表示与功率大小, 下面在此基础上定义常用的接收信号质量评价指标。

4.2.2 接收信号质量指标

利用前面分析的结果，容易定义几种常用的接收信号质量衡量指标，如信干噪比（Signal-to-Interferenc-plus-Noise Ratio, SINR）、载噪比（Carrier-power-to-Noise density ratio: C/N_0 ）等。本节对接收信号质量评价指标进行定义，从而为后文定义信道能否可用的指标提供理论基础。

4.2.2.1 后相关 SINR

接收机对接收信号进行数据解调的性能取决于接收机相关器输出端的 SINR（即后相关 SINR）。以下推导后相关 SINR 的定义。

首先定义后相关干扰噪声比（JNR），利用公式（4.2.23）与公式（4.2.24），可以得到：

$$\text{JNR} = \frac{\mathbb{E}\{|Z_i|^2\}}{\mathbb{E}\{|Z_n|^2\}} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) \sum_{j=1}^J P_{i,j}(f) |H(f, \theta_{i,j}, \phi_{i,j})|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f) P_s(f) |H_n(f)|^2 df} \quad (4.2.26)$$

再利用公式（4.2.20）、（4.2.23）与（4.2.24），后相关 SINR 可定义如下：

$$\tilde{\rho}_0 = \frac{|\mathbb{E}\{Z_s\}|^2}{\mathbb{E}\{|Z_i|^2\} + \mathbb{E}\{|Z_n|^2\}} = \frac{CT \left| \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) H(f, \theta_s, \phi_s) e^{-j2\pi f \Delta\tau_0} df \right|^2}{(1 + \text{JNR}) \int_{-\infty}^{+\infty} P_n(f) P_s(f) |H_n(f)|^2 df} \quad (4.2.27)$$

其中， C 表示有用信号的功率（或称为载波功率）， T 表示相干积分的时间， $\Delta\tau_0$ 表示由码跟踪环估计得到的定时偏差。在实际应用中，接收机中的噪声分量通常为白噪声，即 $P_n(f) = N_0$ 。因此公式(4.2.27)也可以表示为：

$$\tilde{\rho}_0 = \frac{|\mathbb{E}\{Z_s\}|^2}{\mathbb{E}\{|Z_i|^2\} + \mathbb{E}\{|Z_n|^2\}} = T \frac{\frac{C}{N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) H(f, \theta_s, \phi_s) e^{-j2\pi f \Delta\tau_0} df \right|^2}{(1 + \text{JNR}) \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) |H_n(f)|^2 df} \quad (4.2.28)$$

当码跟踪环路工作稳定后，码环估计值 $\Delta\tau_0 = 0$ ，代入上式，则有：

$$\tilde{\rho}_0 = \frac{|\mathbb{E}\{Z_s\}|^2}{\mathbb{E}\{|Z_i|^2\} + \mathbb{E}\{|Z_n|^2\}} = T \frac{\frac{C}{N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) H(f, \theta_s, \phi_s) df \right|^2}{(1 + \text{JNR}) \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) |H_n(f)|^2 df} \quad (4.2.29)$$

4.2.2.2 等效载噪比

实践表明,在干扰环境下接收信号质量会显著下降,从而导致接收机的性能恶化,可表现为对接收机误码性能的影响甚至接收机完全失锁。通常情况下,一般常采用载波功率与噪声密度比(载噪比 C/N_0)来表征接收信号的质量,其中噪声是白色的,所以可以用标量的噪声密度来表征。因此,如果能虚构一个白噪声密度,并产生与实际的混合白噪声和干扰相同的输出 SINR,则利用这一虚构的等效白噪声得到的等效载噪比结果是同样正确的,且可以直接用于分析。

在相干积分的假设下,等效载噪比 $(C/N_0)_{\text{eff}}$ 与 $\tilde{\rho}_0$ 之间满足如下关系:

$$\tilde{\rho}_0 = T \cdot \left(\frac{C}{N_0} \right)_{\text{eff}} \quad (4.2.30)$$

利用公式(4.2.29)可以得到:

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{\text{eff}} = \frac{\frac{C}{N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) H(f, \theta_s, \phi_s) df \right|^2}{(1 + \text{JNR}) \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) |H_n(f)|^2 df} \quad (4.2.31)$$

其中, JNR 可由公式(4.2.26)计算求得。

当不存在干扰信号时,不对接收信号进行抗干扰处理,在上式中

$H(f, \theta_s, \phi_s) = B(f)$, $|H_n(f)|^2 = |B(f)|^2$, 且 $\text{JNR}=0$, 因此 $(C/N_0)_{\text{eff}}$ 可表示为:

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{\text{eff}} = \frac{\frac{C}{N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) B(f) df \right|^2}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_s(f) |B(f)|^2 df} \quad (4.2.32)$$

假设带通滤波器(BPF)对有用信号不造成任何失真,则 $B(f) \equiv 1$, 因此

$$(C/N_0)_{\text{eff}} = C/N_0。$$

4.2.4 信道是否可用的判断

我们首先将目标宽带频谱划分成多个信道(本文应用背景下信道带宽设为 $B=5\text{MHz}$, 按 100k 的滑动步长在 50MHz 目标宽带频谱上滑动,则共有 451 个信道),所有信道组成信道集合 $\{B\}$ 。

对于集合 $\{B\}$ 中的信道 h ,判断此信道对某通信业务是否可用是指当前时间 t 和地

点 p 下该通信业务切换至此信道后，到达星上接收机的接收比特等效信噪比 $(E_b/N_0)_{eff}$ 是否大于或等于星上接收机对接收信号进行数据解调的解调门限 $(E_b/N_0)_{eff,th}$ ，用指标 α_h 表示。信道 h 是否可用的指标 α_h 是一个布尔值，信道 h 可用则 $\alpha_h = 1$ 、不可用则 $\alpha_h = 0$ 。

星上接收机的解调门限由通信业务的误码率限度决定，它们之间满足如下关系：

$$P_{BER,th} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{eff,th}} \quad (4.2.33)$$

其中， $P_{BER,th}$ 为通信业务的误码率限度。

因此，若信道 h 可用，则需满足下式：

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{eff} \geq \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{eff,th} = \left[\operatorname{erfc}^{-1}(2P_{BER,th}) \right]^2 \quad (4.2.34)$$

接收比特等效信噪比 $(E_b/N_0)_{eff}$ 可根据等效载噪比 $(C/N_0)_{eff}$ 计算求得，它们之间满足如下关系：

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{eff} = T_b \cdot \left(\frac{C}{N_0} \right)_{eff} = \frac{\left(\frac{C}{N_0} \right)_{eff}}{R_b} \quad (4.2.35)$$

其中， T_b 为码元周期， R_b 为数据速率。

可知，公式(4.2.34)等价于：

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{eff} \geq R_b \cdot \left[\operatorname{erfc}^{-1}(2P_{BER,th}) \right]^2 \quad (4.2.36)$$

其中，等效载噪比 $(C/N_0)_{eff}$ 可由公式 (4.2.31) 求得。

基于以上分析，本文给出了确定可用信道集合的流程图，如下图所示。

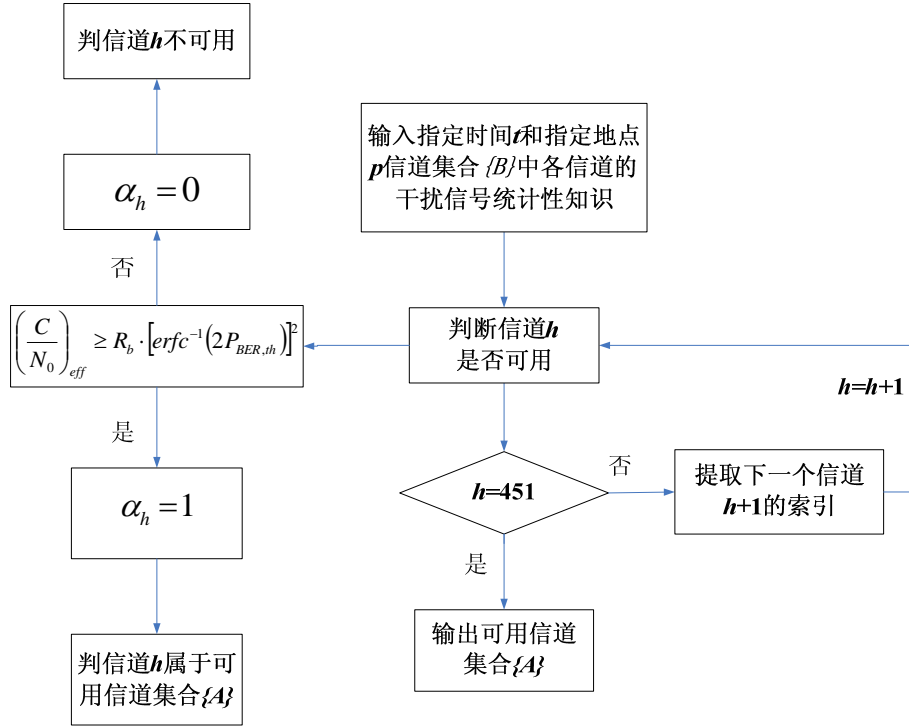


图 4.2 确定可用信道集合的流程

综上所述，通过判断信道集合 $\{B\}$ 中各信道对某业务是否可用后，得到了该业务的可用信道集合 $\{A\}$ 。由于集合 $\{A\}$ 中信道的数目可能并不唯一，且信道质量也并不相同，因此本文的后续研究将针对可用信道集合 $\{A\}$ 中存在多个可用信道的情况，解决如何度量其中各信道对该业务的信道性能值进而从中筛选出优选信道列表的问题。

4.3 基于多属性决策理论的频率切换决策机制

4.3.1 使用多属性决策理论的思想以及目的

当前在无线通信中多属性决策的应用主用集中在异构网络中的切换技术中，因为在异构网络中，可能发生不同技术和管理域之间的切换，切换的判决不是基于某一个参数而是建立在多个属性的综合考虑之上，例如服务的价格、Qos 支持、小区驻留时间、电源消耗等。而且有时用户要根据自己的喜好来选择网络，这样就必须将各种判决度量综合起来考虑，有时不同度量之间的效果彼此相反，因此在异构网络中引用了多属性判决算法来折中考虑各个判决因素^[56]。

在低轨卫星频谱感知与频率切换系统中，地面终端机会主义式地使用授权或未授权频谱资源进行通信业务传输。然而，这些授权或未授权频谱资源可能不仅在管理策略上不同，而且在频谱特性上也存在很大差异，频谱的多样性不仅表现在其特殊的时域、频域、空域的时变性上，同时在可靠性、稳定性、接入代价等方面也表现出很大

不同。因此，如果当前的可用频谱资源存在多个备选信道时，为了系统的整体性能的提升，在进行频率切换决策的时候不能仅仅根据某一个参数进行决策，而是需要量体裁衣地根据业务特性和用户的个人爱好等多因素来选择切换目标信道，这就为使用多属性决策进行频率切换决策提供了可能。

因此，本文研究希望通过引进多属性决策机制，用来解决因系统通信业务的特性不同从而在进行切换决策的时候采取有区别的信道进行切换。

4.3.2 多属性决策理论介绍

多属性决策指在具有多个不能相互取代、不可共度的属性情况下，从事先拟定的有限方案集中进行选择的决策。决策者通过决策矩阵中的数据（各方案在不同属性上的数值）以及属性的权重，按照某种综合评价值的计算方法确定各方案的综合评价值，继而进行最优方案或进行方案的排序^[57]。多属性决策要解决的主要问题是方案的优选或方案的排序问题。显然，频率切换决策机制属于多属性决策范畴。

4.3.2.1 多属性决策模型

在多属性决策问题中，每个方案在不同属性上的表现不一样，各个属性的重要性又不一样，因此必须确定一个决策者对属性的偏好结构，并对每个方案在各个属性上的表现进行综合评估，从而进行方案的排序。

由于偏好结构和综合评估方法的不同，产生了很多不同的多属性决策模型。即使存在着众多的差异性，通常情况下，每个多属性决策模型都包含以下四个要素：

- 1) 决策者。他根据某种准则对各个方案价值进行直接或间接地比较，最终根据排序结果对方案结果做出决策并实施的人，决策者数目灵活，一个人或一群人均可。
 - 2) 备选方案集 A 。 $A = \{A_1, A_2, \dots, A_m\}$ 表示每个决策问题有 m 个可行方案可供选择或排序。
 - 3) 属性集 F 和权重集 W 。其中属性集 $F = \{f_1, f_2, \dots, f_n\}$ ，表示每个备选方案都有 n 个属性值 $f_j, j = 1, 2, \dots, n$ 。权重向量 $W = \{w_1, w_2, \dots, w_n\}$ ，表示各属性的重要程度 $w_j, j = 1, 2, \dots, n$ ，各属性权重和必须满足归一化条件，即 $\sum_{j=1}^{j=n} w_j = 1$ 。
 - 4) 决策准则。指决策中用于评判排列方案的优劣次序的规则，它是判断备选方案的有效性或好坏的标准。一般可分为两类：最优化准则和满意准则。
- 我们将多属性决策模型归结为以下形式，如表 4-1 所示：

表 4-1 多属性决策模型

备选方案	属性			
A_1	f_1	f_2	...	f_n
A_2	x_{11}	x_{12}	...	x_{1n}
...
A_m	x_{m1}	x_{m2}	...	x_{mn}
权重	w_1	w_2	...	w_n

其中, x_{ij} 为第 i ($i=1,2,\dots,m$) 个方案 A_i 在第 j 个属性 f_j 下的属性值, $i \in M, j \in N$ 。

$M = \{1,2,\dots,m\}$ 为方案的下标集, $N = \{1,2,\dots,n\}$ 为属性的下标集。矩阵 $X = (x_{ij})_{m \times n}$ 则为多属性决策问题的方案集 A 关于属性集 F 的决策矩阵。决策矩阵是进行多属性决策分析的基础。在求解多属性决策问题时, 往往要对决策矩阵进行规范化处理。

4.3.2.2 多属性决策求解

多属性决策一般都涉及三方面的内容, 即决策矩阵的规范化、各属性权重的确定和方案的综合排序。其求解过程如图 4.3 所示。

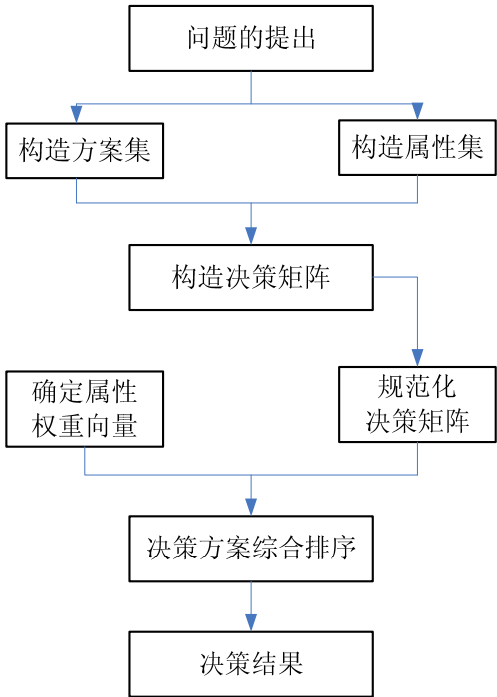


图 4.3 多属性决策求解的一般过程

1) 决策矩阵的规范化

多属性决策的各属性之间通常存在下面三个问题：

- 无共度性：即各属性值的量纲不同，不便于相互比较与综合运算。
- 变化范围不同：也不便于比较和综合运算。
- 矛盾性：对于效益型属性，属性值通常是越大越好，如吞吐量、频谱利用率、利润等；对于成本型属性，属性值通常越小越好，如成本、误码率、时延等。

因此，为了消除不同数量级、量纲和属性类型对决策结果的影响，先要进行决策矩阵的规范化处理。规范化处理的实质是利用一定的数学变换把量纲、性质各异的属性值转化为可以综合处理的“量化值”。

假设决策矩阵 $X = (x_{ij})_{m \times n}$ ，规范化后的决策矩阵 $Y = (y_{ij})_{m \times n}$ ， T_1, T_2 分别表示效益型、成本型属性的下标集。目前对决策矩阵的规范化没有统一的方法，不同方法各有优缺点。常用的规范化方法有线性变换法、向量规范化法、极差变换法三种。下面分别介绍这三种方法：

➤ 线性变换法

$$\begin{cases} y_{ij} = \frac{x_{ij}}{\max_i x_{ij}}, i \in M, j \in T_1 \\ y_{ij} = \frac{\min_i x_{ij}}{x_{ij}}, i \in N, j \in T_2 \end{cases} \quad (4.3.1)$$

可见，若是效益型属性，我们把最大属性值均规范化为 1，若是成本型属性，我们把最小属性值均规范化为 1。

➤ 向量规范化法

$$\begin{cases} y_{ij} = \frac{x_{ij}}{\sqrt{\sum_{i=1}^m x_{ij}^2}}, i \in M, j \in T_1 \\ y_{ij} = \frac{1/x_{ij}}{\sqrt{\sum_{i=1}^m (1/x_{ij})^2}}, i \in M, j \in T_2 \end{cases} \quad (4.3.2)$$

向量规范化法把所有属性值变换在 (0,1) 范围内，有利于属性值之间的比较，但由于这种变换是非线性的，变换后各属性值的最大值和最小值不统一，即最小值不一定为 0，最大值不一定为 1，因此有时仍不便于属性之间的比较，在实际应用中相对较少。

➤ 极差变换法

极差变换的基本思想是将最好的属性值均规范化为 1，将最坏的属性值均规范化

为 0，其余的属性值均用线性差值法得到其规范化值。

对于效益型属性，令 $\max_i x_{ij} \rightarrow 1$ （表示将 $\max_i x_{ij}$ 规范化为 1）， $\min_i x_{ij} \rightarrow 0$ （表示将 $\min_i x_{ij}$ 规范化为 0），见图 4.4。则利用线性差值法可得所有 x_{ij} 的规范化值：

$$y_{ij} = \frac{x_{ij} - \min_i x_{ij}}{\max_i x_{ij} - \min_i x_{ij}}, i \in m, j \in T \quad (4.3.3)$$

对于成本型属性，令 $\max_i x_{ij} \rightarrow 0$ ， $\min_i x_{ij} \rightarrow 1$ ，见图 4.5。则可得变化式：

$$y_{ij} = \frac{\max_i x_{ij} - x_{ij}}{\max_i x_{ij} - \min_i x_{ij}}, i \in m, j \in T_2 \quad (4.3.4)$$

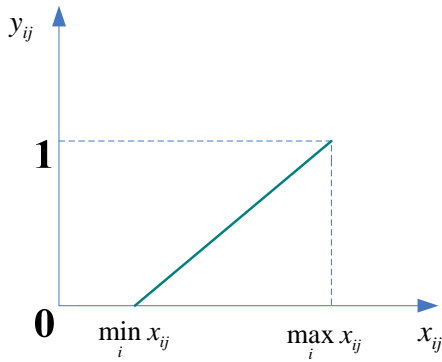


图 4.4 $y_{ij} = \frac{x_{ij} - \min_i x_{ij}}{\max_i x_{ij} - \min_i x_{ij}}$

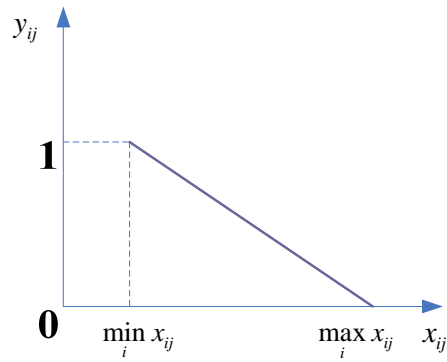


图 4.5 $y_{ij} = \frac{\max_i x_{ij} - x_{ij}}{\max_i x_{ij} - \min_i x_{ij}}$

在极差变换公式中，属性的规范化值范围在[0, 1]内，且各属性下最好值的规范化值均为 1，最坏值的规范化值均为 0。

极差变换法具有良好的特性和简便的变换式，因此它是目前多属性决策中最常用的规范化方法。本文对决策矩阵进行规范化时采用极差变换法。

2) 属性权重向量的确定

属性权重向量的确定包括以下两个步骤：构造判断矩阵；权重向量求解。

➤ 构造判断矩阵

为了解决将思维判断定量化的问题，这里使用 1~9 标度法，它是 T.L.Saaty 教授运用模糊数学理论，根据人类区别物的好坏，优劣、轻重等经验方法提出的，对不同情况的比较结果给予数量标度，其标度法如表 4-2 表示。

表 4-2 1~9 标度法

重要性标度	两两比较重要性定义	解释
1	两者同样重要	两者对目标的贡献相同
3	前者比后者稍微重要	经验和判断偏向前者重要于后者
5	前者比后者明显重要	经验和判断强烈认为前者重要于后者
7	前者比后者非常重要	非常强烈地认为前者重要于后者
9	前者比后者极端重要	有最肯定的依据表明前者比后者重要得多
2, 4, 6, 8	表示上述相邻判断的中间值	
倒数	若属性 i 与属性 j 的重要性之比为 b_{ij} ，那么属性 j 与属性 i 重要性之比为 $b_{ji} = 1/b_{ij}$	

假设根据 1~9 标度法得出属性 i 相对属性 j 的重要性值，则 n 个属性之间相对重要性的比较得到一个两两比较判断矩阵 B ：

$$B = (b_{ij})_{n \times n} \quad (4.3.5)$$

其中， b_{ij} 表示属性 i 相对属性 j 的重要性的比例标度， $b_{ij} > 0$ ， $b_{ji} = 1/b_{ij}$ ， $b_{ii} = 1$ 。

此外，在判断矩阵的构造中，由于认识的多样性与客观事物的复杂性，可能会出现比较结果前后不一致的情况，如出现“甲比乙极端重要，乙比丙极端重要，而丙又比甲极端重要”的判断，显然是违反常理的。因此，需要对判断矩阵进行一致性校验，若校验未通过，则需对判断矩阵进行修正后重新校验。

➤ 权重向量求解

基本思想：计算出判决矩阵的最大特征根和对应的特征向量，然后采取一致性校验方法对判断矩阵做一致性校验，若校验通过，则该特征向量经归一化后即属性权重向量，若未通过，需重构判断矩阵，直至满足一致性要求。以下是求解权重向量的具体过程：

对于判断矩阵 B ，其特征方程为：

$$BV = qV \quad (4.3.6)$$

式中， V 是非零向量，称为 B 的特征向量， q 是标量，称为特征值。

采用特征根法^[58]解此特征方程，并找到最大特征根 λ_{\max} 及其对应的特征向量 W ，满足 $BW = W\lambda_{\max}$ 。而特征向量 W 经归一化后是否可作为属性权重向量，将通过下面判断矩阵的一致性校验决定。

判断矩阵一致性校验的具体步骤如下：

1. 计算一致性指标 C.I. (Consistency Index)。

$$C.I. = \frac{\lambda_{\max} - n}{n - 1} \quad (4.3.7)$$

2. 查找相应的平均随机一致性指标 R.I. (Random Index)。

表 4-3 给出了 1~8 阶正互反矩阵计算 1000 次得到的平均随机一致性指标。

表 4-3 平均随机一致性指标 R.I.

矩阵阶数	1	2	3	4	5	6	7	8
R.I.	0	0	0.52	0.89	1.12	1.26	1.36	1.41

3. 计算一致性比例 C.R. (Consistency Ratio)。

$$C.R. = \frac{C.I.}{R.I.} \quad (4.3.8)$$

当 $C.R. < 0.1$ 时，认为判断矩阵 B 的一致性是可以接受的，则特征向量 W 经归一化后可作为属性权重向量；当 $C.R. > 0.1$ 时，应该对判断矩阵做适当修正后，重复以上求解权重向量过程。

3) 方案的综合评价

在对决策矩阵进行规范化处理及确定了属性权重的大小后就需要按照一定的决策机制对各方案进行综合排序或择优，即综合评价。从数学的角度看，所谓多属性综合评价，是指通过一定的数学模型将多个属性评价价值“合成”为一个整体性的综合评价价值。常见的综合评价方法有：简单线性加权法^[56]、乘法指数加权法^[56]、逼近理想点法^[56]等。

对于低轨卫星频谱感知与频率切换系统中的频率切换决策问题利用多属性决策机制时可以建模为：备选方案集是各个备选的可用信道的集合，属性集为信道所对应的属性集合，由备选方案集和属性集组成决策矩阵，当进行频率切换决策时，首先根据业务特性，确定适合业务 QoS 需求的属性权重值，进而根据决策机制选出优选信道列表。其中决策机制具体详见 4.3.5 节。

4.3.3 频率切换决策的多属性考虑

当确定可用信道集合后，若存在多种可能的选择时，为达到业务 QoS 需求的保证，则要解决目标信道的选择问题，结合多属性决策相关理论来解决时需要结合低轨卫星频谱感知与频率切换系统的认知环境特性，对不能相互取代的信道属性进行考虑。本文将从以下两个方面进行分析。

4.3.3.1 干扰水平考虑

在可用信道集合中,各信道当前的干扰水平对接收机数据解调的影响均满足接收机解调门限的要求,但由于各信道上干扰信号的分布情况存在多样性,因此信道之间的干扰水平存在差异性,这使得业务选择其中不同的信道传输将得到不同的误码率。因此,本文从信道当前的干扰水平考虑,将信道当前干扰水平造成的误码率作为衡量可用信道质量的一个属性参数。

信道误码率可由下式得到:

$$P_{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{eff}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{T_b \cdot \left(\frac{C}{N_0} \right)_{eff}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{1}{R_b} \cdot \left(\frac{C}{N_0} \right)_{eff}} \quad (4.3.9)$$

其中,等效载噪比 $(C/N_0)_{eff}$ 可由公式 (4.2.31) 求得。

4.3.3.2 干扰水平时变特性考虑

由公式 (4.3.9) 求得的信道误码率表征了信道当前的干扰水平或背景噪声水平,然而,由于信道的干扰水平具有时变性,当前满足可用指标的信道在保持可用状态的概率以及保持可用状态的时间等方面存在差异性,因此,业务通信的持续性与所接入信道干扰水平的时变特性相关。

本文将首先建立信道状态变化模型,在此基础上定义信道的可用率和稳定度作为表征信道干扰水平时变特性的属性参数,用以衡量可用信道的质量,从而为选择信道接入提供依据。

1) 信道状态更新模型

通常地,在一定的地理区域内,对于某通信业务来说,信道的状态变化过程可以定义成为由信道可用和不可用两种状态交替出现的过程。我们用 OFF 和 ON 分别代表信道的可用和不可用状态,并分别记为状态 0 和 1。假设某信道开始处于状态 0,经过一段时间 X_1 后信道状态转移为 1,状态 1 保持一段时间 Y_1 后又转回状态 0 并在状态 0 保持长为 X_2 的时间,如此相继在状态 0 和 1 之间交替,如下图所示。

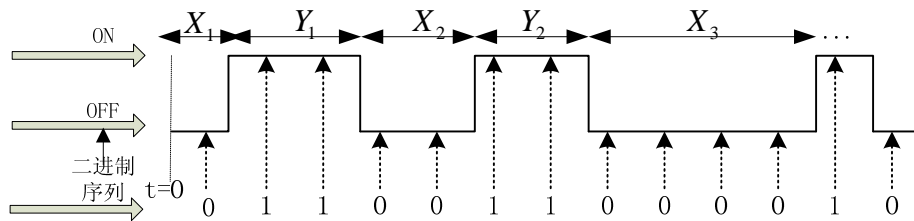


图 4.6 信道状态更新模型

由于信道在 0 和 1 两个状态的逗留时间是随机的,可得到信道对通信业务可用的时间长度随机变量 $X_k, k=1,2,\dots$ 和信道对通信业务不可用的时间长度随机变量 $Y_k, k=1,2,\dots$ 。假设 X_k 和 Y_k 各自同分布,且均具有马尔科夫性,即当前通过统计数据获取的分布函数可用于将来进行概率统计。文中为了分析方便,分别设 X_k 的概率分布函数为 $F(t)$,均值为 $1/\lambda = \int_0^\infty t dF(t), \lambda > 0$; Y_k 的概率分布函数为 $G(t)$,均值为 $1/\mu = \int_0^\infty t dG(t), \mu > 0$ 。进一步假设 X_k 与 Y_k 独立,令 $Z_k = X_k + Y_k$, $\{Z_k, k=1,2,\dots\}$ 是一串独立同分布的随机变量序列,则由 Z_k 所确定的随机过程构成了一个信道状态的交替更新过程。信道每一次从状态 1 转移到状态 0 即为一次更新,每个 Z_k 时刻为更新时刻(也称再生点)。若令相邻两次更新间隔时间为一个更新周期,其更新周期的分布为:

$$H(t) = P(Z_k \leq t) = P(X_k + Y_k \leq t) = \int_0^t G(t-u) dF(u) = [F(t)]' * G(t) \quad (4.3.10)$$

其中“*”为卷积运算符,设 0 时刻信道刚刚进入可用状态, $N(t)$ 表示信道在时间 $(0,t]$ 区间内的更新次数,则 $(0,t]$ 内平均更新次数为:

$$M(t) = E\{N(t)\} = \sum_{k=1}^{\infty} k P\{N(t) = k\} = \sum_{k=1}^{\infty} [H(t)]^{(k)} \quad (4.3.11)$$

其中 $[H(t)]^{(k)}$ 为更新周期分布 $H(t)$ 的 k 重卷积。

2) 干扰水平时变特性参数

➤ 信道可用率

定义 1 信道处于可用状态的概率称为信道的可用率。

由更新定理相关知识^[59]可得,信道的可用率为:

$$\begin{aligned} U &= E(X) / [E(X) + E(Y)] \\ &= (1/\lambda) / [(1/\lambda) + (1/\mu)] \end{aligned} \quad (4.3.12)$$

信道可用率是统计意义上的平均信道可用率,它是一个统计预测值,通过这个参数可以较好地预测当前可用信道在通信业务持续时间内处于可用状态的概率。一般来说,可用率越高的信道越适合通信业务接入。由于信道状态的时变性,可用率高但信道状态变化过于频繁的信道也并不是通信业务期望接入的目标信道,因此,引入信道稳定度参数来衡量信道的稳定性。

➤ 信道稳定度

定义 2 信道的更新周期长度与相对稳定更新周期长度参考值的比率为信道的稳定度。

类似地，由更新定理相关知识^[59]可得，信道的稳定度为：

$$Q = [E(X) + E(Y)] / R \\ = [(1/\lambda) + (1/\mu)] / R \quad (4.3.13)$$

其中， R 为稳定更新周期长度参考值。

基于以上分析，本文将以当前可用信道的信道误码率、信道可用率与信道稳定度构成可用信道的属性集。

4.3.4 基于业务分类的 QoS 需求分析

由本文第一章所述内容可知，L 频段的低轨卫星通信业务主要是低轨卫星星座向手持终端提供移动电话业务（实时业务）和数据通信业务（非实时业务）。由于不同业务类型具有不同的 QoS 需求，因此不同业务对信道属性集中各属性参数的要求也不同，属性权重向量可依据所传输的业务类型设置。

业务 QoS 是业务的服务质量，表征用户对网络提供服务的满意程度，其参数度量指标包括时延、误码率、丢包率、掉话率、业务传输速率、业务传输数据量、业务传输时间等。对于业务 QoS 需求的多样性，如何依据业务多参数 QoS 度量指标与信道多属性参数的匹配程度选择全局最优的切换目标信道，是多属性频率切换决策的关键。全局最优要求待切换信道满足业务传输的信道可用指标即 $\alpha_h = 1$ ，同时保证实时业务和非实时业务对时延特性指标、误码特性指标，选择信道可用率较高、稳定性较好的信道进行切换。本文将根据不同业务的特点，对业务 QoS 多种度量参数与信道多属性参数进行匹配分析。结合本文研究系统的实际情况，并对业务 QoS 多种度量参数指标进行归纳后，以下主要分析时延、误码率、业务传输时间三种业务 QoS 度量参数指标。

1) 时延指标

移动电话业务属于实时业务，对于实时业务，因其对时延非常敏感，故具有严格的时延要求，由于信道的频繁切换和重新协商接入将严重影响通话质量甚至掉话，因此这种业务对信道的稳定度要求最高，需选择具有较好信道稳定度的切换信道。

数据通信业务属于非实时业务，对于非实时业务，通常可以容忍一定的时延，因此其具有比较宽松的时延指标，对信道的稳定度要求较低。

2) 误码率指标

对于实时业务，一定界限下的误码率所导致的业务传输质量下降并不会被用户察觉，因此这种业务具有比较宽松的误码界限。

对于非实时业务，虽然实时性要求不高，但需要保证业务传输数据的正确性和可靠性，故这种业务对信道的误码特性要求较高，误码率越低，传输数据越可靠和准确。因此，考虑非实时业务的切换信道选择时，需要严格考虑误码率指标的匹配。

3) 业务传输数据量指标

业务传输数据量通常由业务传输速率和业务传输时间决定，本文系统中各业务的传输速率相同，因此业务传输数据量与传输时间相关。信道可供业务传输时间的大小取决于信道可用时间的大小，而信道的可用时间与平均信道可用率有关，一般来说可用率越高预示着信道可供业务传输的时间越长。因此，相比信道的稳定度而言，业务传输数据量指标较大的业务更关注的是可用率较高的信道。

4.3.5 多属性频率切换决策机制

目前多属性决策综合评价方法有很多，其中，简单线性加权法^[56]（SAW，Simple Additive Weighting）是最常见的方法之一。简单线性加权法潜在的假设是属性在偏好上独立，即单个属性值对于整体评价的影响与其它属性值相互独立，从而在目标选择时对一个属性的偏好不会受到其他属性值的影响。而且，该方法中权重的作用比其他综合评价方法更为明显，突出了属性值或属性权重较大者的作用。这些特征使得简单线性加权法非常适合本文中通信业务对某一信道属性参数具有较大偏好性的频率切换决策问题。因此，本文将采用简单线性加权法对信道进行综合评价。

利用简单线性加权法进行频率切换决策的基本思想：在对决策矩阵进行规范化处理及确定属性权重向量的基础上，对每个备选信道的量化属性值加权求和，并以求得的线性加权值为判据作为备选信道的得分。根据得分的大小作为依据，对备选信道进行排序。

对于可用信道集合 $A = \{A_i, i \in M\}$ ， $M = \{1, 2, \dots, m\}$ 中的备选信道 A_i ，采用数学语言描述的简单线性加权法所表示的信道得分如公式（4.3.14）所示：

$$V_i(w) = \sum_{j=1}^n w_j y_{ij} \quad (4.3.14)$$

其中， w_j 表示属性 f_j 的权重系数； n 表示属性的数目，且 $\sum_{j=1}^n w_j = 1$ ； y_{ij} 表示备选信道 A_i 在属性 f_j 下的属性值； $w_j y_{ij}$ 则为备选信道 A_i 在属性 f_j 下的属性评价价值。

最后，跟据信道得分的大小降序排列可用信道集合中的备选信道，并从中选取前 3~5 个形成优选信道列表，其中信道得分最大的信道为切换目标信道。

4.4 频率切换决策流程

综上所述，本文采用的频率切换决策流程如图 4.7 所示，主要包括业务 QoS 需求分析、可用信道集合确定、信道多属性分析、属性权重向量求解以及信道得分计算，最终生成某通信业务在时间 t 和地点 p 进行频率切换的优选信道列表。

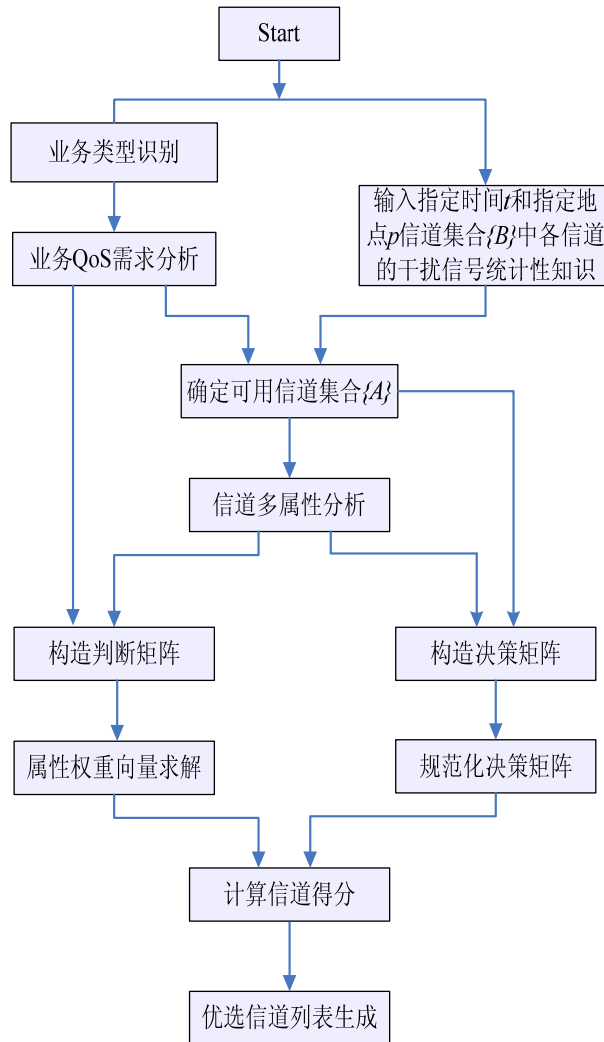


图 4.7 频率切换决策流程

以时间 t 和地点 p 上的一次通信业务生成优选信道列表为例，算法的详细流程如下：

- 1) 识别该业务类型并分析业务 QoS 需求；
- 2) 结合干扰信号统计性知识与业务 QoS 需求分析得到的误码率界限，确定可用信道集合；
- 3) 分析信道的多属性，并结合可用信道集合构造决策矩阵，然后规范化决策矩

阵；

- 4) 结合业务 QoS 需求与信道多属性分析，构造判断矩阵，并求解属性权重向量；
- 5) 基于 3)与 4)，利用简单线性加权法求可用信道集合中各备选信道的信道得分，跟据信道得分大小降序排列备选信道，并从中选取前 3~5 个形成该业务的优选信道列表，其中信道得分最大的信道为该业务的切换目标信道。

4.5 算法仿真与分析

为了评估多属性决策机制下本文所提频率切换决策算法的性能，这里在 Matlab 环境下对算法进行了仿真分析。设计了两种仿真：1) 通过对比为业务所选择的切换目标信道的综合性能，验证本文所提算法可以在不同业务 QoS 需求下为业务正确地、有区别地选择切换目标信道；2) 将本文所提算法与随机频率切换算法对比，从而验证本文所提算法性能的优越。

仿真规则：1) 以本文应用系统的两种通信业务类型：移动电话业务（实时业务）、数据通信业务（非实时业务）为例。2) 分析可用信道的误码率、信道可用率与信道稳定度 3 个属性参数。3) 根据通信业务的类型，选择相应的判断矩阵，求解属性参数权重向量，然后采用简单线性加权法计算每个可用信道的信道得分，最终选择信道得分最大的信道作为切换目标信道。4) 系统仿真参数如表 4-4 所示；信道仿真参数如表 4-5 所示；业务仿真参数指标如表 4-6 所示；判断矩阵如表 4-7 所示。

表 4-4 系统仿真参数表

系统参数	仿真设置
当前可用信道的数目	100 个
系统通信业务的数目 (实时业务与非实时业务)	各 10 个

表 4-5 信道仿真参数表

信道属性参数	数学分布
误码率	满足 $10^{-6} \sim 10^{-3}$ 的均匀分布
可用率	$1/\lambda$ 与 $1/\mu$ 满足 20 ~ 100 秒的均匀分布
稳定度	R 取 200 秒

表 4-6 业务仿真参数指标表

	误码率指标	时延限度指标 (ms)	传输速率指标 ($Kbps$)	传输数据量指标 ($kbit$)
实时业务	10^{-3}	100	4.8	150
非实时业务	10^{-5}	2000	4.8	300

表 4-7 判断矩阵

(a)实时业务采用的判断矩阵

属性参数	误码率	可用率	稳定度
误码率	1	1/7	1/9
可用率	7	1	1/5
稳定度	9	5	1

(b)非实时业务采用的判断矩阵

属性参数	误码率	可用率	稳定度
误码率	1	7	9
可用率	1/7	1	5
稳定度	1/9	1/5	1

4.5.1 算法验证

此部分仿真验证本文所提算法为实时业务与非实时业务进行切换目标信道选择的情况。在每一次仿真实验中，针对每类业务，求 10 个业务所选择的切换目标信道的属性参数值的平均值，用以表征本文算法为该业务选择的切换目标信道的属性参数值，从而验证本文算法能为两类业务正确地、有区别地选择信道。

图 4.8~4.10 分别给出了本文算法为实时业务和非实时业务所选择的切换目标信道在误码率、可用率与稳定度三个属性参数上的性能对比。从图中可以看出，本文所提算法根据实时业务与非实时业务对业务 QoS 度量参数指标要求上的差异，为两类业务进行了有区别的信道选择，即实时业务趋向于选择具有高信道稳定度的信道，非实时业务则趋向于选择低误码率，同时信道可用率相对较高的信道。由此可见，本文所提算法达到了不同业务对切换目标信道的选择要求。

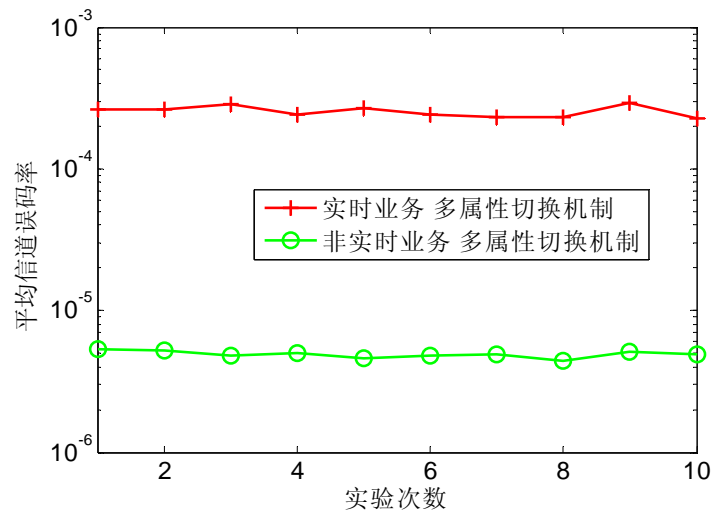


图 4.8 目标信道平均信道误码率比较图

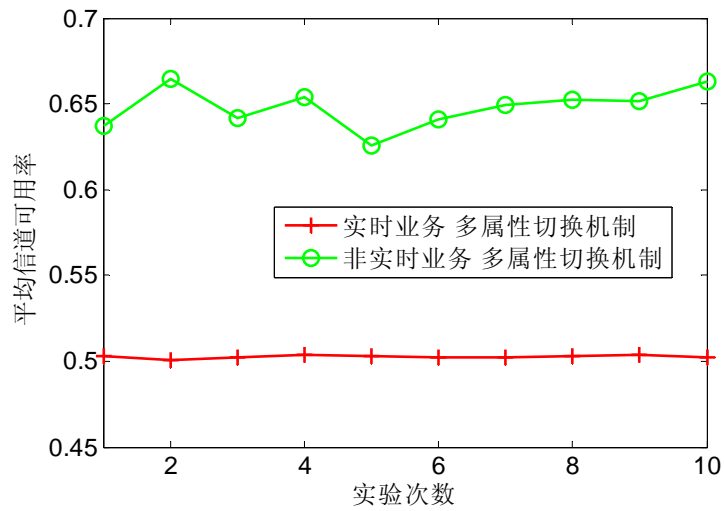


图 4.9 目标信道平均信道可用率比较图

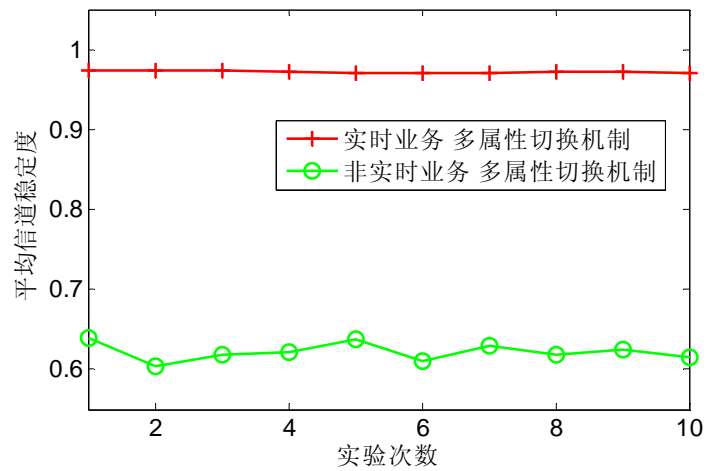


图 4.10 目标信道平均信道稳定度比较图

4.5.2 性能对比

此部分仿真对比本文所提的多属性频率切换决策机制与随机频率切换决策机制的性能。在每一次仿真实验中，针对每类业务，求 10 个业务所选择的切换目标信道的属性参数值的平均值，用以表征本文所提的多属性频率切换决策机制与随机频率切换决策机制为该业务选择的切换目标信道的属性参数值，从而验证本文所提算法性能上的优越。

图 4.11~4.13 分别给出了两种机制为实时业务与非实时业务所选择的切换目标信道在误码率、信道可用率与信道稳定度性能上的对比图。从图中可以看出，对于实时业务，在随机切换决策机制下，为其所选择的切换目标信道的信道稳定度远远低于本文机制下为其所选择的切换目标信道的信道稳定度，且信道误码率大于本文机制下为其所选择的切换目标信道的信道误码率；对于非实时业务，在随机切换决策机制下，为其所选择的切换目标信道的信道误码率远远大于本文机制下为其所选择的切换目标信道的信道误码率，且信道可用率比本文机制下为其所选择的切换目标信道的信道可用率要低。可见，相比随机切换决策机制，基于本文提出的多属性频率切换决策机制所选择的切换目标信道在信道各属性参数上的性能都更有利于保证业务的通信质量。这是因为随机切换决策机制在进行信道选择时，只是以信道可用作选择标准，而没有考虑信道的误码率、稳定度等属性，因此在进行信道选择时并未体现实时业务与非实时业务的差异性，选择的切换目标信道不能满足业务 QoS 度量参数指标的可能性很大。相比于随机切换决策机制，基于信道多属性参数决策的频率切换机制由于考虑了通信业务的多参数 QoS 偏好，因此能选择相对于业务信道得分更高的信道作为切换目标信道。

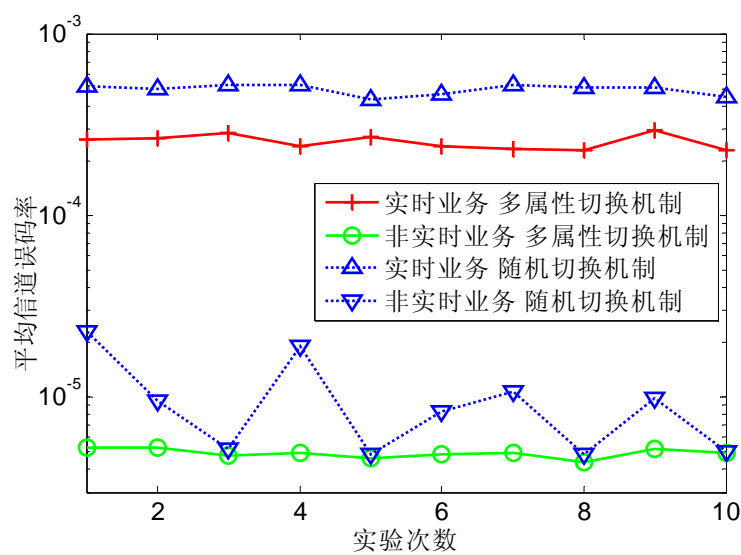


图 4.11 两种切换机制下平均信道误码率对比图

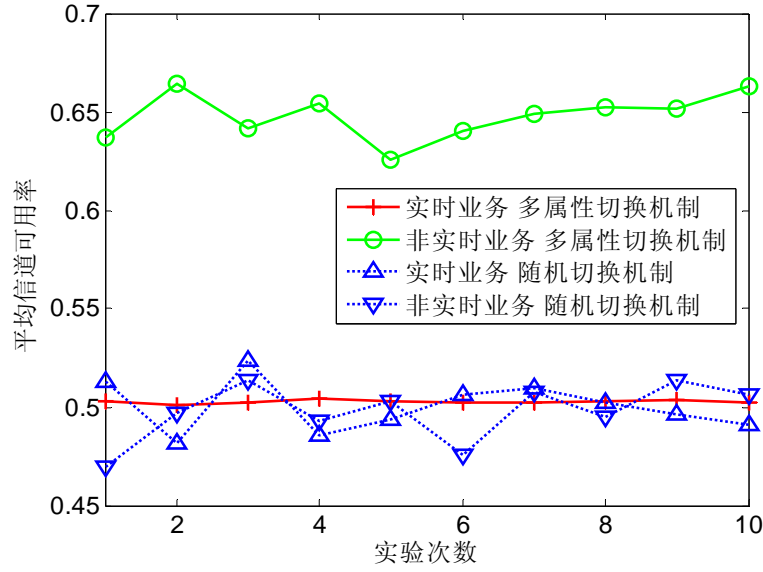


图 4.12 两种切换机制下平均信道可用率对比图

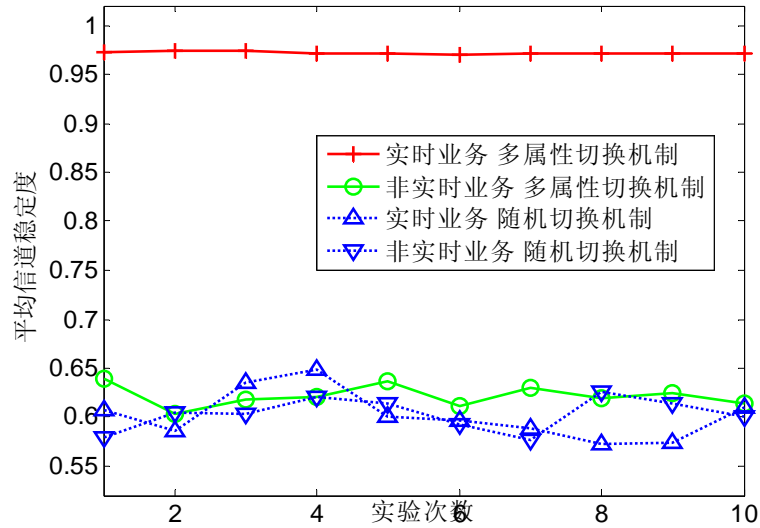


图 4.13 两种切换机制下平均信道稳定度对比图

4.6 本章小结

本章进行基于多属性决策理论的频率切换决策机制的研究。文中首先从接收信号建模和接收信号质量评价指标出发, 结合给定时间 t 和给定地点 p 各信道的干扰信号统计性知识与业务的质量指标确定该业务在给定时间 t 和给定地点 p 上的可用信道集合, 然后在可用信道集合中采用多属性决策机制进行选择, 得到该业务在给定时间 t 和给定地点 p 上进行频率切换的优选信道列表。仿真表明, 基于多属性决策理论的频率

切换决策机制可以在不同业务 QoS 需求下为业务正确地、有区别地选择切换目标信道；此外，采用多属性判决机制进行信道选择，其切换目标信道的综合性能比随机切换机制所选择的切换目标信道的综合性能要高。

第五章 结论和展望

5.1 工作总结

本文主要针对低轨卫星通信系统上行链路频谱感知与频率切换问题进行了分析与研究，并提出了应用于本文系统的解决方案。论文的主要工作与取得的研究成果表现在以下几个方面：

1. 结合低轨卫星通信系统的特点，探讨了低轨卫星通信系统上行链路频谱感知与频率切换体系架构，提出星地协同工作的自适应频谱利用技术方案。
2. 提出了基于自适应门限判决技术的能量感知算法。文中在建立频谱感知模型并提出相应评价指标的基础上，深入研究、分析与比较了现有的几种频谱感知技术并对每种技术的星上适应性进行分析，从而确定将能量感知技术作为星上采用的频谱感知技术；针对固定判决门限不能适应全球范围内背景噪声差异的问题，提出了一种基于噪声方差估计的能量感知自适应门限算法，该算法基于噪声统计模型实时估计噪声方差，从而自适应设置判决门限，以最大程度地保证星上检测目标宽带频谱内各频带上干扰信号有无的能力和准确性，仿真表明本文所提噪声方差实时估计方法收敛速度很快，在低信噪比条件下得到的估计值与预设值吻合度依然很高，基于该算法的星上频谱感知技术具有很好的宽带频谱检测性能。
3. 提出了基于多属性决策理论的频率切换决策机制。针对星上信号处理能力与存储能力受限、依靠星上即时频谱感知数据进行切换目标信道选择准确度较低且时延较大的问题，文中提出了星上频率切换模块基于地面上传的频率图谱进行切换目标信道选择的方案。针对地面频率切换决策机制的研究，本文首先给出了为业务确定给定时间 t 和给定地点 p 上的可用信道集合的方法，然后在可用信道集合中采用多属性决策机制进行选择，从而得到该业务在给定时间 t 和给定地点 p 上的频率切换优选信道列表。仿真表明，本文所提算法通过合理的权重设置，能为系统不同类型的业务选择最符合业务特性的切换目标信道，且本文所提算法相比随机切换算法性能明显更优越。最后，文中对低轨卫星通信频谱感知与频率切换系统的频率切换流程进行了设计。

5.2 进一步研究展望

由于频谱感知与频率切换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。后续的研究可以在以下几个方向进一步深入展开:

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。

地面如何进行数据挖掘与融合,从而获取目标宽带频谱内干扰信号的统计性知识是另一个主要的研究方向,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挖掘也是可开展研究的方向之一。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 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, May 2008: pp. 1-7.
- [3] Kolodzy P. Dynamic Spectrum Policies: Promises and Challenges. CommLaw Conspectus, 2004.
- [4] J. Mitola. Cognitive radio for Flexible Mobile Multimedia Communications, Mobile Multimedia Communications, 1999. (MoMuC'99)1999 IEEE International Workshop on, 1999: pp.3-10.
- [5] J. Mitola, G. Q. Maguire. Cognitive radio: Making Software Radios More Personal. IEEE Personal Communications. 1999: 6(4): 3-18.
- [6] J. Mitola. Cognitive radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radios. Ph.D Dissertation, Royal Institute Technology, Stockholm, Sweden, 2000.
- [7] J. Mitola. Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications Journal Mobile Networks and Applications. 2001, 6(5): 435-441.
- [8] Federal Communication Commission. Notice of Proposed Rule Making and Order. December 2003.
- [9] S. Haykin. Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications. IEEE Journal on Select Areas in Communications. 2005, 23(2): 201-220.
- [10] JosePh. Mitola. Cognitive radio: An integrated agent architecture for software Defined radio, Ph. D. dissertation, Royal Inst. Techno. (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [11] Rieser C. J. Biologically inspired cognitive radio engine model utilizing distributed genetic algorithms for secure and robust wireless communications and networking. Ph D Dissertation, Virginia Tech, Blacksburg VA, August 2004.
- [12] FCC. Et Docket no. 03-322. Notice of Proposed Rule Making and Order. December 2003.
- [13] S. Haykin. Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications, IEEE JSAC, Feb. 2005, Vol. 23: 201-220.

-
- [14] A. Ghasemi, E. S. Sousa. Spectrum sensing in cognitive radio networks: requirements, challenges and design trade-offs. *IEEE Communications Magazine*, 46(4), 2008, PP. 32-39.
- [15] Ganesan G and Li Y G. Agility improvement through cooperative diversity in cognitive radio networks[C]// *IEEE GLOBECOM*. 2005: 2505-2509.
- [16] Shridhar Mubaraq, Mishra, Anant Sahai, Robert. Cooperative sensing among cognitive radios[C]// *IEEE ICC* 2006. 2006.
- [17] Ganesan G, Li Ye. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks[C]// *IEEE DySPAN* 2005. 2005: 137-143.
- [18] Gandetto M, Regazzoni C. Spectrum sensing: A distributed approach for cognitive terminals[J]. *IEEE Selected Areas in Communications* 2007, 25(3): 546-557.
- [19] E. Peh, Y. Liang. Optimization for Cooperative Sensing in Cognitive Radio Networks. *IEEE International Wireless Communications and Networking Conference*, Hong Kong, 2007: 27-32.
- [20] A. Ghasemi, E. S. Sousa. Collaborative Spectrum Sensing for Opportunistic Access in Fading Environments. *First IEEE International Symposium on In New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, USA, 2005: 131-136.
- [21] A. Ghasemi, E. S. Sousa. Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks: the Cooperation-processing Tradeoff. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2007, 7(9): 1049- 1060.
- [22] E. Visotsky, S. Kuffner, R. Peterson. On Collaborative Detection of TV Transmissions in Support of Dynamic Spectrum Sensing. *The 1st IEEE International Symposium on In New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, USA, 2005: 338-345.
- [23] G. Ganesan, Y. G. Li. Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks. *The 1st IEEE International Symposium on In New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, USA, 2005: 137-143.
- [24] G. Ganesan, Y. G. Li. Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio: Part I: Two User Networks. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2007, 6: 2204-2213.
- [25] G. Ganesan, Y. G. Li. Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio: Part II: Multiuser Networks. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2007, 6: 2214-2222.
- [26] L. Luo, S. Roy. Analysis of Search Schemes in Cognitive Radio. *2nd IEEE Workshop on Networking Technologies for Software Define Radio Networks*, 2007: 17 – 24.
- [27] T. Clancy. Formalizing the Interference Temperature Model. *Wiley J. on Wireless Communications and Mobile Computing*, 2007, 7(9): 1077-1086.

- [28] D. Cabric, S. M. Mishra, R. W. Brodersen. Implementation Issues in Spectrum Sensing for Cognitive Radios. The 38th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers Proc. 2004, 1: 772-776.
- [29] 周小飞, 张宏纲. 认知无线电原理及应用. 北京邮电大学出版社. 2006: 18-19.
- [30] H. Urkowitz. Energy detection of unknown deterministic signals. Proceedings of the IEEE. Vol.55.No.4.pp:523-531.Apr.1967.
- [31] A. Sahai, N. Hoven, R. Tandra. Some Fundamental Limits on Cognitive Radio. 42nd Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, Monticello, USA, 2004: 1-11.
- [32] R. Tandra. Fundamental Limits on Detection in Low SNR. Master's thesis, University of California, Berkeley, 2005.
- [33] R. Tandra, A. Sahai. Fundamental Limits on Detection in Low SNR under Noise Uncertainty. International Conference on Wireless Networks, Communications, Mobile Computing, Maui, Hawaiian Islands, USA, 2005: 465-469.
- [34] 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.
- [35] R. Tandra, A. Sahai. Fundamental limits on detections in low SNR under noise uncertainty[C]. In Proceedings of the Wireless COM 2005, June 2005.
- [36] 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.
- [37] 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.
- [38] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz. Spread Spectrum Communication. Vol. 3, pt. 5, ch. 4, 1985.
- [39] 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.
- [40] 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.
- [41] 池方玉. 低轨卫星上行链路频谱感知技术的研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2011.

- [42] N. Jain, S. R. Das, A. Nasipuri. A multi-channel CSMA MAC protocol with receiver-based channel selection for multi-hop wireless networks[C]. Proc. of International Conference on Computer Communications and Networks, Oct. 2001, pp. 432-439.
- [43] Sharma.M, Sahoo.A. Channel Selection under Interference Temperature Model in Multi-hop Cognitive Mesh Networks [J]. Proceedings of the IEEE DySPAN Conference, 2007, pp. 1-11.
- [44] Puri Novelti Anggraeni, Nurul Huda Mahmood, Josselin Berthod, Laurent My, Hiroyuki Yomo. Dynamic Channel Selection for cognitive Radios with Heterogenous Primary Bands [J]. Wireless Personal Communications, 2008, vol.45, No.3, pp.369-384.
- [45] 贺新颖, 曾志民, 郭彩丽. 基于概率密度估计的认知无线动态频谱接入算法. 北京邮电大学学报, 2009, 32 (1).
- [46] 白支菲. 基于权重的动态信道选择算法. 中国高斯技术企业, 2011 年 6 月.
- [47] W. A. Gardner. Introduction to Random Processes: With Applications to Signals and Systems: McGraw-Hill, 1990.
- [48] W. A. Gardner. "Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals," Signal Processing Magazine, IEEE, vol. 8, pp. 14-36, 1991.
- [49] W. A. Gardner. "Signal interception: a unifying theoretical framework for featuredetection," Communications, IEEE Transactions on, vol. 36, pp. 897-906, 1988.
- [50] W. A. Gardner and C. M. Spooner. "Signal interception: performance advantages of cyclic-featuredetectors," Communications, IEEE Transactions on, vol. 40, pp. 149-159, 1992.
- [51] D. Cabric, S. M. Mishra, and R. W. Bradersen, "Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios," 2004.
- [52] J. Neel, R. M. Buehrer, B. H. Reed, R. P. Gilles, "Game theoretic analysis of a network of cognitive radios," The 2002 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS-2002), Aug. 2002.
- [53] Aleon-Garcla. Probability and Random Processes for Electrical Engineering. Reading, MA: Addison-Wesley, 1994.
- [54] Fante R L. Performance Measures for GPS Anti-Jam Antenna Arrays[R]. MITRE Corporation, 2006.
- [55] 聂俊伟, 葛锐, 李敏等. 窄带假设对 GNSS 天线阵抗干扰性能评估的影响分析[J]. 国防科技大学学报, 2011, 33(5): 128-133.

- [56] 贺昕, 李斌. 异构无线网络切换技术(M). 北京: 北京邮电大学出版社, 2008.
- [57] 许玖平, 吴巍. 多属性决策的理论与方法. 清华大学出版社, 2006 年 8 月.
- [58] B. L. Golden, E. A. Wasil, P. T. Harker. The Analytic Hierarchy Process Application and Studies[M]. Springer-Verlag. Berlin Heidelberg. 1989.
- [59] Cox D R. Renewal Theory [M]. London: Butler & Tanner Ltd, 1967: 58-79.

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 龙颖贤, 张宁, 周峰, 梁旭文. “一种基于噪声估计的能量检测自适应门限新算法”, 电信科学, (已发表)

作者简介

姓名： 龙颖贤

性别： 女

籍贯： 湖南娄底

出生年月： 1987 年 5 月 29 日

学习经历：

2009 年 9 月-2012 年 6 月 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 工学硕士

2005 年 9 月-2009 年 7 月 西安电子科技大学
通信工程系 工学学士

2002 年 9 月-2005 年 6 月 湖南省涟源市第一高级中学

参加研究课题情况：

项目名称：低轨卫星通信系统频谱感知及频率捷变技术预研项目 (2010/9-2012/5)

项目描述：利用频谱感知和频率捷变技术实现低轨卫星通信系统的智能通信

参与方式：参与频谱感知技术与频率切换技术的研究。

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：_____