

分类号	<u>TN927</u>	密级	<u>公开</u>
UDC	<u>621.39</u>	学位论文编号	<u>D-10617- 308-(2019)-01151</u>

重庆邮电大学硕士学位论文

中文题目	<u>基于 OPNET 的多波束卫星通信系统干扰</u> <u>建模与仿真</u>
英文题目	<u>Interference Modeling and Simulation of</u> <u>Multi-Beam Satellite Communication</u> <u>System Based on OPNET</u>
学 号	<u>S160101154</u>
姓 名	<u>熊菊</u>
学位类别	<u>工学硕士</u>
学科专业	<u>信息与通信工程</u>
指导教师	<u>苏泳涛 副研究员</u> <u>余翔 正高工</u>
完成日期	<u>2019 年 6 月 2 日</u>

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本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，论文中不包含他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得重庆邮电大学或其他单位的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的人员对本文研究做出的贡献均已在论文中作了明确的说明并致以谢意。

作者签名：熊菊

日期：2019年6月2日

学位论文授权使用授权书

本人完全了解重庆邮电大学有权保留、使用学位论文纸质版和电子版的规定，即学校有权向国家有关部门或机构送交论文，允许论文被查阅和借阅等。本人授权重庆邮电大学可以公布本学位论文的全部或部分内容，可编入有关数据库或信息系统进行检索、分析或评价，可以采用影印、缩印、扫描或拷贝等复制手段保存、汇编本学位论文。

(注：保密的学位论文在解密后适用本授权书。)

作者签名：熊菊

日期：2019年6月2日

导师签名：苏琳

日期：2019年6月3日

摘要

卫星多波束天线旁瓣带来的波束间同频干扰是多波束卫星通信系统波束管理和频谱规划的重要依据，而信号在随机变化的无线信道影响下会产生幅度和功率的随机衰落，进而影响波束间的干扰水平和通信质量。因此，卫星信道和波束间干扰的建模仿真可以为系统波束管理和频谱规划提供一定的参考依据。

本文围绕卫星信道和波束间同频干扰的建模仿真展开研究工作。首先简单介绍多星组网的卫星通信系统架构及其仿真平台的结构设计，然后分析卫星信道的无线传播特性并对典型的卫星信道模型进行仿真分析，最后从信息传输的角度推导多星组网的多波束卫星通信系统干扰产生的机理。

在研究卫星点波束天线辐射特性的基础上，设计较为准确的卫星多波束天线的对地覆盖模型。同时，对多波束卫星通信系统中由天线旁瓣带来的波束间下行同频干扰和上行同频干扰进行建模。

在研究网络仿真软件 OPNET 仿真机制的基础上，根据设计的三状态 Markov 信道模型的仿真软件，仿真得到不同环境和卫星仰角下表征不同信道特性的信道随机数。基于信道随机数，对不同频率复用方式的多波束卫星通信系统波束间上行同频干扰和下行同频干扰做仿真研究，并根据仿真结果分析不同频率复用方式下系统的频带容量和不同接收载干比门限的丢包率。仿真结果表明，在信道条件较差的城市环境下为保证丢包率要求宜选用 7 色复用的组网方式，此时的系统频带容量约为系统可用带宽的 25.93 倍，而开阔环境中 3 色复用是保证丢包率要求和频带容量较合适的组网方案，此时的频带容量约为可用带宽的 36.3 倍，约为城市环境的 1.4 倍。因此，在信道条件较好的环境中选用频率复用因子较小的频率规划方案可以有效提高系统频谱利用率。

关键词：多波束卫星通信系统，卫星信道，同频干扰，建模仿真，OPNET

Abstract

The inter-beam co-channel interference caused by the sidelobes of satellite multi-beam antennas is an important basis for beam management and spectrum planning of multi-beam satellite communication systems, and the signals will generate random fading of amplitude and power under the influence of randomly changing wireless channels, thus affecting Interference between beams and communication quality. Therefore, modeling and simulation of satellite channel and inter-beam interference can provide a reference for system beam management and spectrum planning.

Research work of this thesis focuses on modeling and simulation of satellite channel and inter-beam co-channel interference. Firstly, it briefly introduces the satellite communication system architecture of multi-star network and the structural design of its simulation platform, then analyzes the wireless propagation characteristics of satellite channels and simulates the typical satellite channel model. Finally, the mechanism of multi-beam satellite communication system interference generation in multi-star network is derived from the perspective of information transmission.

Based on the study of the radiation characteristics of satellite spot beam antennas, a more accurate ground coverage model of satellite multi-beam antennas is designed. At the same time, the inter-beam downlink co-channel interference and uplink co-channel interference caused by the antenna sidelobes in the multi-beam satellite communication system are modeled.

Based on the simulation mechanism of network simulation software OPNET, according to the simulation software of the designed three-state Markov channel model, the channel random numbers which characterize different channel characteristics under different environments and satellite elevation angles are simulated. Based on the channel random number, the inter-beam uplink co-channel interference and downlink co-channel interference in multi-beam satellite communication systems with different frequency reuse modes are simulated, and according to the simulation results, the bandwidth of the system under different frequency reuse modes and the packet loss rate of different received carrier-to-interference ratio thresholds are analyzed. The simulation results show that in the urban environment with poor channel conditions, the 7-color multiplex networking mode should be selected to ensure the packet loss rate. At

this time, the system bandwidth capacity is about 25.93 times of the available bandwidth of the system. In the open environment 3 Color multiplex is a networking scheme that guarantees the packet loss rate requirement and the band capacity. The band capacity at this time is about 36.3 times of the available bandwidth, which is about 1.4 times that of the urban environment. Therefore, in a better channel environment, a frequency planning scheme with a smaller frequency reuse factor can be used to effectively improve the system spectrum utilization.

Keywords: multi-beam satellite communication system, satellite channel, co-channel interference, modeling and simulation, OPNET

目录

第 1 章 引言	1
1.1 研究背景及意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 卫星信道建模与仿真研究现状	2
1.2.2 多波束卫星通信系统干扰建模与仿真研究现状	2
1.3 论文研究内容及论文结构	4
第 2 章 卫星移动通信系统级仿真平台及建模方法	6
2.1 引言	6
2.2 卫星移动通信系统仿真结构	6
2.2.1 卫星移动通信系统架构	7
2.2.2 系统仿真平台结构设计	8
2.3 卫星无线信道传播特性	9
2.3.1 自由空间损耗	10
2.3.2 多径衰落	11
2.3.3 阴影效应	12
2.3.4 多普勒频移	13
2.4 卫星信道模型	14
2.4.1 典型的单状态卫星信道模型	15
2.4.2 多状态 Markov 信道模型	19
2.5 卫星移动通信系统干扰分析	21
2.6 本章小结	28
第 3 章 多波束卫星通信系统的干扰模型	29
3.1 引言	29
3.2 卫星点波束天线辐射特性	29
3.3 卫星多波束天线对地覆盖模型设计	31
3.3.1 现有的多波束天线对地覆盖模型	31

3.3.2 适用于卫星的多波束天线对地覆盖模型	33
3.4 多波束卫星通信系统波束间同频干扰模型	37
3.4.1 波束间下行同频干扰模型	38
3.4.2 波束间上行同频干扰模型	40
3.5 本章小结	42
第 4 章 多波束卫星通信系统干扰信道的仿真分析	43
4.1 引言	43
4.2 OPNET 工具软件的介绍	43
4.3 基于 OPNET 的 Markov 信道模型仿真	44
4.3.1 Markov 模型的仿真设计	44
4.3.2 Markov 模型的仿真分析	48
4.4 基于 OPNET 的多波束卫星通信系统波束间同频干扰仿真	50
4.4.1 基于 OPNET 的多波束天线辐射特性仿真	50
4.4.2 多波束卫星通信系统下行同频干扰仿真分析	53
4.4.3 多波束卫星通信系统上行同频干扰仿真分析	58
4.5 本章小结	62
第 5 章 总结与展望	63
5.1 总结	63
5.2 展望	64
参考文献	65
致谢	69
攻读硕士学位期间从事的科研工作及取得的成果	70

第 1 章 引言

1.1 研究背景及意义

陆地移动通信系统发展迅速,目前已经处于 5G 研制与规模部署阶段,据统计,地面移动通信系统的覆盖面积不足地球表面的 20%,因此卫星移动通信系统作为地面移动通信的有效补充,近年来受到学术界和工业界的广泛关注。目前在轨的地球静止轨道(Geosynchronous Earth Orbit, GEO)卫星移动通信系统包括 Inmarsat、Thuraya、MUOS 等。Inmarsat 是全球第一个建成并形成全球覆盖的移动卫星通信系统,在 2015 年尼泊尔地震救援中发挥了重要的作用^[1]; Thuraya 系统是一个区域覆盖约全球 1/3,涵盖 110 个国家,可以为 23 亿人口提供通信服务的商业化卫星通信系统^[2]; MUOS 是一个支持语音、数据、多媒体业务,能够满足美军高性能作战需求的卫星通信系统^[3]。2008 年汶川地震后,我国开始发展自主的卫星移动通信系统,2016 年 8 月 6 日,“天通一号”01 星发射成功,开启了我国卫星移动通信新纪元^[4]。然而从总体来看,我国卫星移动通信技术的发展刚刚起步,在系统设计、关键技术等方面需要有效借鉴地面移动通信的发展经验,从而实现相关技术的快速成熟。

由于可用的频谱资源有限且不可再生,分配给每个卫星通信系统的带宽非常有限,因此,卫星移动通信系统借鉴地面移动通信系统的蜂窝小区结构设计,采用多波束天线技术和频率复用技术来提高频谱利用率、增加系统容量。由于多波束系统波束的旁瓣会对其他波束的主瓣产生同频干扰,当频率复用因子较小时,频谱利用率较高、系统频带容量较大,但同频波束相距较近,同频干扰较大;当频率复用因子较大时,频谱利用率较低、系统频带容量较小,但同频波束相距较远,同频干扰较小。因此波束间同频干扰的建模仿真可以为卫星系统的频谱规划提供一定的参考依据。

由于无线信号在卫星信道传播过程中,信道的随机变化会对信号产生随机衰落。无线电电磁波的长距离传输会产生较大的自由空间损耗;地面环境的作用会对无线信号产生阴影效应和多径衰落。无线信道的传播特性对信号的幅度和功率有重要影响,是影响同频干扰水平的一个重要因素。因此,基于信道的仿真建模是波束间同频干扰建模的基础,是系统频谱规划的关键之一。

1.2 国内外研究现状

国内外通信技术的发展促使卫星通信相关技术也在不断的提高。从 20 世纪 70 年代开始,国内外对卫星信道的传输特性及建模仿真的研究就已经开始,并且取得了显著的成果^[5]。此外,国内外对多波束卫星通信系统中的干扰研究也取得了显著的成果。

1.2.1 卫星信道建模与仿真研究现状

不同频段的卫星信道具有不同的传播特征,卫星信道模型通常是含有参数的数学表达式,特定参数的特定表达式通常用于表征某个频段下某种特定的信道特性。信道模型通常是对实际环境中测试得来的数据进行拟合而得到的经验模型,根据信道模型中信道状态的数量分为单状态信道模型和多状态信道模型。

①单状态信道模型

只用一种数学表达式表征信道特性的模型称为单状态信道模型。1977 年 Suzuki 模型提出无线信号在城市传播环境的统计模型,该模型认为在城市传播条件下,直射路径信号分量为零,接收信号仅由多径信号组成,并且多径分量受到阴影衰落作用,接收信号的幅度服从瑞利-对数正态(Rayleigh-Lognormal)分布^[6]。1998 年 M. Patzold 在 Suzuki 模型的基础上引入直射分量,提出 Suzuki 的扩展模型^[7]。1985 年提出的 C. Loo 模型认为不考虑天气影响时,接收信号由直射分量和多径分量组成,其中直射分量受到阴影衰落的影响,而多径分量不受阴影衰落作用。其中多径传播效应的接收信号幅度的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)服从莱斯分布,阴影作用下接收信号的幅度服从对数正态分布,因此该模型服从莱斯-对数正态(Rician-Lognormal)分布^[8]。1998 年 C. Loo 对 Ka 频段的卫星信道进行建模,从大气对信号的影响和地面环境对信号的影响两个方面进行研究,并提出在不考虑天气影响的时,不同频段的陆地移动卫星信道可以用不同参数的 C. Loo 模型表示^[9]。1994 年 Corazza 模型提出用于城市、乡村和郊区的全阴影模型,该模型认为接收信号由直射分量和多径分量组成,并且均受到阴影衰落的作用,接收信号的幅度服从莱斯-对数正态分布^[10]。但该模型仅适用于低地球轨道(Low Earth Orbit, LEO)和中地球轨道(Medium Earth Orbit, MEO)的卫星信道,不适用于 GEO 卫星信道。

②多状态信道模型

在卫星通信系统中，通常卫星和终端的较大范围的相对运动会不断地带来信道状态的变化，然而单状态信道模型不能准确的描述这种变化的信道。用多个数学表达式表征不同状态信道特性的信道模型称为多状态信道模型。

1991 年 Lutz 提出两状态的信道模型，将这两种状态分别定义为“好状态”和“坏状态”^[11]。其中接收信号由直射分量和多径分量组成，且均不受阴影衰落作用的情况定义为“好状态”，该状态接收信号的幅度服从莱斯分布；仅含有多径分量，且受到阴影衰落作用的情况定义为“坏状态”，该状态下，接收信号的幅度服从瑞利-对数正态分布。两种状态以一定的概率相互转移，以一定的概率停留在本状态。ITU-R P.681 建议书提出两状态窄带陆地移动卫星系统(Land Mobile Satellite System, LMSS)传播环境的信道模型，由“好状态”和“差状态”组成。“好状态”表示有轻微遮蔽条件的信道状态，“差状态”表示有更严重的遮蔽环境的信道状态。用准马尔科夫链来描述两状态之间的切换情况，并且每个状态的持续时间服从对数正态分布，两个状态均用参数不同的 C. Loo 分布来模拟^[12]。2001 年 Fontan 提出三状态 Markov 信道模型，主要由信号直射状态、轻度阴影状态和遮蔽状态三种信道状态组成。其中信号直射状态是指信号沿视线距离传播的情况；轻度阴影状态是由于大型物体的遮挡而在信号传播接收区域内形成半盲现象的情况；遮蔽是在传播接收区形成严重阴影衰落现象的情况。三种信道状态分别用不同参数的 C. Loo 分布表示，用 3 阶状态转移矩阵表示各状态之间的转移概率，这样形成的三状态 Markov 模型可以动态模拟信道状态的变化。该模型适用于宽带和窄带系统，并且可以用于 GEO 和非 GEO 的卫星通信系统^[13]。2003 年国防科学技术大学的耿淑敏研究了低轨卫星移动通信系统信道模型，模型由三种信道状态组成：直射信号完全被阻挡的瑞利信道状态、直射信号部分被阻挡的对数莱斯信道状态、直射信号未被完全遮挡的莱斯信道状态^[14]。2016 年南京信息工程大学的赵卫娟研究了卫星信道 Markov 模型及其 Simulink 的仿真实现。论文将大气环境与地面移动环境相结合，将地面移动环境分为无阴影状态、轻度阴影状态和重度阴影三种状态，三种状态的动态改变用 3 阶 Markov 状态转移矩阵表示^[5]。此外，文献[15]、[16]还研究了大气影响下卫星信道的统计特性，文献[17]、[18]研究了卫星信道模型相关的过程设计与实际应用。

1.2.2 多波束卫星通信系统干扰建模与仿真研究现状

通信系统中通常存在多种不同类型的干扰，如同道干扰(Co-Channel Interfering, CCI)、邻道干扰(Adjacent Channel Interference, ACI)、互调干扰(Intermodulation Interference)、多址干扰(Multiple Access Interference, MAI)、符号间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)等。国内外对不同通信系统、不同网络场景中干扰相关技术的研究已有不少^[19-23]。本文主要对多波束卫星通信系统中天线旁瓣对其他波束主瓣带来的波束间同频干扰进行研究。文献[24]研究了多波束卫星通信系统的上行链路干扰协调技术；文献[25]研究了多波束卫星通信系统中，下行链路的同频干扰消除技术；文献[26]研究了下行同频干扰受雨衰的影响，同时在对同频干扰建模的基础上研究了不同情况下系统的容量；文献[27]基于多波束卫星通信系统下行链路的同频干扰建模，在权衡能效和频谱效率的基础上研究功率分配算法。文献[28]研究了 2 色复用方式下多波束卫星通信系统上行链路的干扰管理策略。目前与卫星通信系统干扰技术相关的研究很多，但是对卫星通信系统中干扰的仿真和评估的深入研究较少。由于文献[29]所用的天线模型不含旁瓣，不能准确体现出卫星多波束天线旁瓣带来的干扰，所仿真出的信噪比不符合实际卫星通信系统的情况。此外，卫星通信系统和陆地通信系统共存情况下的干扰相关研究也有不少^[30-33]。

OPNET 作为国内外主流的网络仿真工具，最早是在 1986 年麻省理工大学的两个博士创建的，在 1987 年建立了商业化的 OPNET^{[34]10}。国内外广泛借助于 OPNET 对不同通信系统和信道进行仿真研究^[35-39]。但目前基于 OPNET 对多波束卫星通信系统干扰和信道的仿真还没有较深入的研究。

1.3 论文研究内容及论文结构

针对多波束卫星通信系统的卫星信道和波束间干扰仿真研究较少的问题，本文基于 OPNET 对多波束卫星通信系统中的无线信道传播特性和干扰特性做建模与仿真研究。首先在分析卫星无线信道传播特性的基础上，研究三种典型的单状态信道模型，并设计更适合于卫星移动通信的三状态 Markov 信道模型的仿真软件；然后对多波束卫星通信系统天线旁瓣带来的波束间上行和下行同频干进行建模；最后，

基于 OPNET 仿真三状态 Markov 信道模型和多波束卫星通信系统中的干扰。本论文的结构安排如下：

第一章 引言。主要从整体上阐述论文的研究背景、研究目的及意义，并从研究的背景出发总结国内外卫星信道和系统中干扰建模仿真的研究现状，结合国内外的研究现状和目标，给出本文的研究内容和论文结构。

第二章 介绍卫星通信系统仿真平台设计结构及卫星信道、系统干扰建模的基本方法。首先介绍卫星移动通信系统架构及其仿真平台结构，并说明卫星信道和干扰与系统仿真结构之间的关联；然后分析卫星无线信道传播特性并对典型的卫星信道模型的进行仿真分析；最后推导多波束卫星通信系统中干扰产生的机理。

第三章 对多波束卫星通信系统中波束间的同频干扰进行建模。首先结合 GEO 卫星点波束天线模型仿真其方向图；然后通过对多波束天线覆盖地面结构的几何运算，设计卫星点波束天线构成多波束天线的方法；最后对多波束卫星移动通信系统中波束间上行和下行同频干扰进行建模。

第四章 基于 OPNET 对信道和干扰进行仿真。首先介绍仿真软件 OPNET 的仿真机制；接下来设计多状态的 Markov 信道模型的仿真方案，并给出产生服从相应概率密度函数随机数的方法；然后仿真不同条件下三状态 Markov 卫星信道模型；最后基于仿真得到的信道模型随机数，在仿真卫星多波束天线辐射特性的基础上，仿真天线旁瓣带来的系统同频波束间上行干扰和下行干扰，并以系统频带容量和丢包率为系统性能指标，分析不同信道和干扰条件下系统的性能。

第五章 总结与展望。对全文的主要研究工作做出总结，并基于对当前工作中存在的不足，对下一步研究工作作出展望。

第2章 卫星移动通信系统级仿真平台及建模方法

2.1 引言

近年来,国内外卫星通信领域的相关研究稳步发展。目前,世界上已有的 LEO 卫星通信系统主要包括采用 L 频段的 Iridium 系统和采用 L 频段与 S 频段的 Globalstar 系统,卫星距离地球的高度约为 600km~2000km; MEO 卫星通信系统主要包括采用 L 频段与 S 频段的 Odyssey 系统和 MAGSS-14 系统,卫星距地球的高度约为 1000km; GEO 卫星通信系统主要包括采用 UHF 频段的 MUOS 系统和国际海事卫星 Inmarsat 系统,卫星距离地球的高度约为 36000km, Inmarsat-3 和 Inmarsat-4 系统的用户链路采用 L 频段的信道^[40,41]。卫星的高度不同、信道的频段不同则其信道传播特性不同,进而波束间的干扰水平也不相同,因此基于信道对干扰的建模仿真真是衡量系统中干扰水平的关键。

本章将重点介绍卫星通信系统仿真架构及干扰和信道的基本建模方法。首先介绍卫星移动通信系统架构及其仿真结构并简单介绍系统中每个模块的基本功能,在介绍仿真系统运行机制的基础上,着重介绍信道和干扰在整个仿真平台中的位置、作用以及与整个系统的关联;其次分析不同传播环境下卫星无线信道的传播特性并介绍典型的卫星信道模型;最后分析多波束卫星通信系统中干扰产生的机理及干扰建模的方法。

2.2 卫星移动通信系统仿真结构

系统级仿真中,基于卫星通信系统的功能需求设计系统结构,将系统按功能划分为多个相对独立的模块单元,各个模块单元以一定的机制协调工作即构成系统仿真平台,而信道模块和干扰模型是仿真平台中用于表征无线信号传播部分的功能单元。

2.2.1 卫星移动通信系统架构

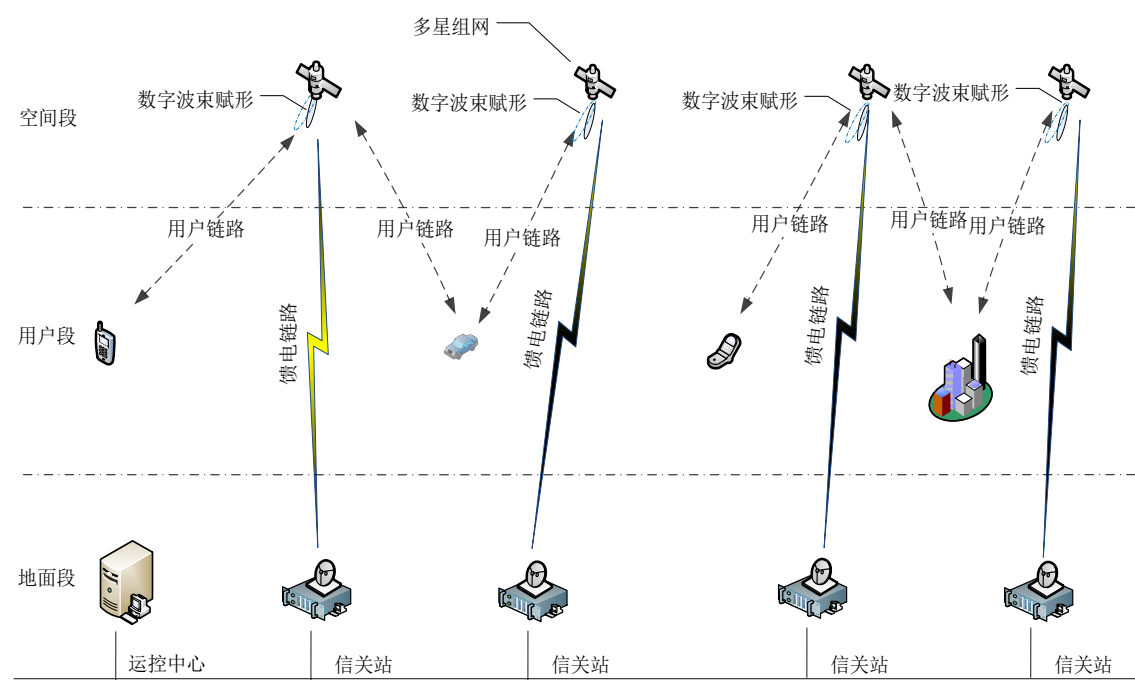


图 2.1 卫星通信系统架构

图 2.1 为卫星通信系统架构，由空间段、用户段和地面段三个部分组成。其中，空间段采用多星组网的方式，卫星通过馈电链路与地面段的信关站通信，通过用户链路与用户段的终端进行通信，信关站均与地面段的运控中心相连。卫星采用数字波束成形技术以达到可以灵活地调整波束指向的目的，采用透明转发机制处理接收信号；用户主要模拟开机注册、随机接入、切换、数据收发、定时、计数等功能；运控中心主要通过信关站发送的系统状态信息，向信关站反馈一级资源分配的消息，包括频谱和波束的宏观规划策略；信关站主要模拟呼叫的建立、维护和释放、定时、计数等功能，同时管理二级无线资源，包括功率控制、自适应调制编码、信道分配等。

无线信号经过无线传播环境时信道的随机衰落导致接收信号的幅度、功率随机变化，信道建模和干扰建模用于预测信号经过用户链路或馈电链路的传播后到达无线接收机的信号优劣。信关站根据当前信号的质量做无线资源的调度，例如当前接收到的无线信号质量较差时，通过自适应调制编码技术降低当前的编码速率和调制阶数以保证当前的通信质量，或者为当前的业务分配另一个符合服务质量(Quality of Service, QoS)要求的信道。

2.2.2 系统仿真平台结构设计

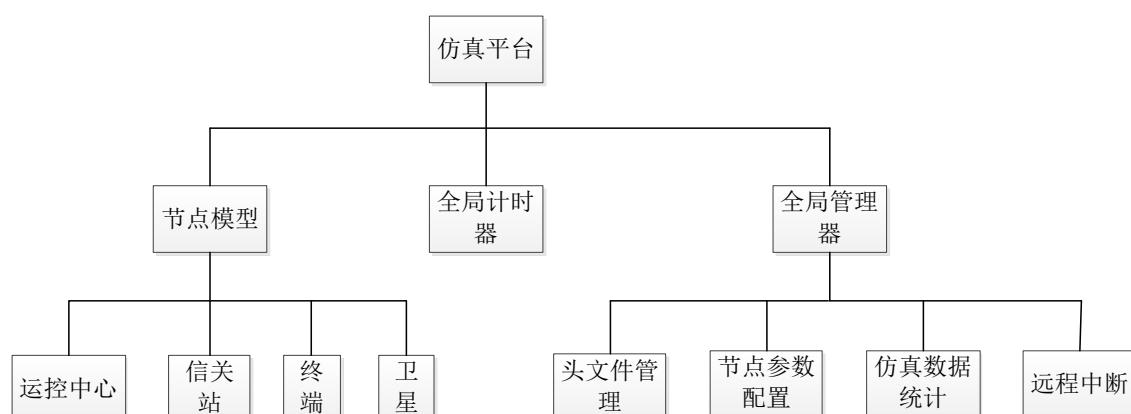


图 2.2 系统仿真平台结构图

图 2.2 为卫星移动通信系统仿真平台结构，包括节点模型、全局计时器和全局管理器。其中，节点模型包括进行一级资源管理的运控中心、二级资源管理和进行连接控制的信关站、业务发起与数据收发的终端模型、数据转发的卫星节点模型。全局管理器包括头文件管理、节点参数配置、仿真数据统计和远程中断控制等功能。

头文件管理文件包含自定义数据类型、函数声明、全局变量、中断类型和中断代码、数据包的类型及标识、信令信息字段含义及代码、业务类型及代码、小区数量、每个小区的信道数量、频率复用因子、信道标号、时隙长度和帧长度等多种信息；节点参数配置主要完成各节点相关参数的配置，比如终端节点的初始位置、运动状态等；仿真数据统计主要完成系统中仿真统计量的计算和结果的输出等功能，主要计算和输出接入成功率、寻呼成功率、切换成功率、中断概率、信道利用率和丢包率等统计数据；远程中断主要用于仿真流程控制，如启动、终止或暂停仿真程序，调度、安排仿真的运行等。全局计时器主要用于记录仿真时间，仿真过程中根据仿真事件时间的先后顺序调度相应的进程和对应的事件。

仿真系统采用离散事件驱动的仿真机制，当网络行为状态发生变化时，仿真中心才进行相应事件的仿真模拟，网络行为的变化通过不同类型的中断实现；仿真系统采用基于时间顺序的事件调度机制，全局计时器维持系统时间表，仿真中根据时间先后顺序排列的事件队列调用每个事件，当全局计时器的时间等于事件的驱动时间时，系统产生相应的中断，将当前事件交给对应的进程处理，并在事件队列中将

该事件删除，直到当前事件执行完毕后下一个事件的调度时间到来，进而执行下一个事件。

仿真开始前，初始化系统相应的配置和变量。仿真开始时，仿真中心根据远程中断命令随机选择终端向信关站发起随机接入，首先终端发送的随机接入信令通过卫星的转发到达信关站，信关站根据当前的信道分配状况和系统资源占用情况接受或拒绝当前的随机接入请求，并将反馈消息通过卫星转发给终端。在终端与终端之间的通信过程中不断地进行数据与信令信息的交互。

信关站、终端和卫星均包含无线收发信机，信关站和卫星之间的无线信号通过馈电链路的信道衰落后到达无线接收机，终端和卫星之间的无线信号通过用户链路的信道衰落后到达无线接收机。无线接收机首先根据接收信号的功率与当前计算的干扰信号功率计算接收信号的信干噪比；接下来根据信干噪比与所采用的调制编码方式和存储在仿真中心的信噪比与误码率关系曲线，计算当前数据包的误码率；然后根据误码率对当前数据包随机产生差错位，得到包含错误位的比特流；最后根据上层设定的错误门限决定是否将该数据信息丢弃。若当前数据信息中错误比特数的比例小于设定的误码率门限，则将该数据信息交付给上层，上层进程再根据设定的功能进行数据信息的处理；否则将该数据信息销毁。

2.3 卫星无线信道传播特性

电磁波在无线信道中的传播机制主要包括直射传播、反射、绕射和散射，因此，发送信号经过无线信道的作用在信号的幅度、功率、频率和相位等方面均可能发生改变。电磁信号在无线信道的直线传播过程中，因电磁能量的扩散和衰减产生自由空间损耗；因传播路径上存在的障碍物（如，建筑物、树木、山川等）发生反射、绕射和散射等现象，从而使到达接收端的信号来自不同方向，产生多径衰落；由于障碍物的遮蔽作用产生阴影效应。在卫星移动通信中，由于卫星和终端的相对运动，可能会产生一定的多普勒频移，由于 GEO 卫星与地球相对静止，通常认为信号传播过程中不产生多普勒频移，由于 MEO 卫星和 LEO 卫星与地球相对运动，所以信号传播过程中会产生一定的多普勒频移，多普勒频移同时会带来接收信号的相位变化。

无线信道传播特性可表示为：

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_l e^{j2\pi f_l t} \delta(t - \tau_l) \quad (2.1)$$

式中, L 代表信号多径传播的条数, c_l 为自由空间损耗、阴影效应作用下的第 l 条多径信号幅度的归一化增益系数, f_l 为卫星与地面终端相对运动引起的第 l 条多径信号的频率偏移, $2\pi f_l t$ 为多普勒频移带来的第 l 条多径信号的相位偏移大小, τ_l 为第 l 条接收多径信号相对于视线传播信号的传播时延。

2.3.1 自由空间损耗

当卫星和终端之间没有障碍物时, 信号从发送端通过视线路径传播到达接收端, 仅存在能量的扩散和衰减, 接收信号只包含直射分量。此能量的衰减过程称为自由空间损耗, 与信号的频率和传播距离有关, 可根据以下公式计算:

$$\alpha = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \quad (2.2)$$

式中, d 为无线信号的传播距离, λ 为无线信号的波长, c 代表光速, f 为无线信号的频率, 以上物理量的单位均为国际单位。

用分贝的形式表示自由空间损耗为:

$$\alpha = 92.45 + 20\lg f + 20\lg d \quad (2.3)$$

式中, 信号传播距离 d 的单位为 km, 信号频率 f 的单位为 GHz。

卫星通信常用的频段划分方法见表 2.1。

表 2.1 卫星通信常用频段划分^{[40]6}

频段	频率范围	频段	频率范围	频段	频率范围
L 频段	(1~2)GHz	S 频段	(2~4)GHz	C 频段	(4~7)GHz
X 频段	(7~10)GHz	Ku 频段	(10~18)GHz	Ka 频段	(20~40)GHz
V 频段	(40~75)GHz				

图 2.3 为卫星通信系统典型的通信频段的自由空间损耗随传播距离变化的关系图。根据表 2.1, 取 L 频段的频率为 1.5GHz, S 频段的频率为 3GHz, C 频段的频率为 5.5GHz, Ka 频段的频率为 30GHz。由仿真可知, 当卫星位于 35780km 时, L 频段的自由空间损耗约为 187.04dB, S 频段的自由空间损耗约为 193.07dB, C 频段的自由空间损耗约为 198.33dB, Ka 频段的自由空间损耗约为 213.07dB, 因此, 信号的传播距离越大、频率越高自由空间损耗就越大。

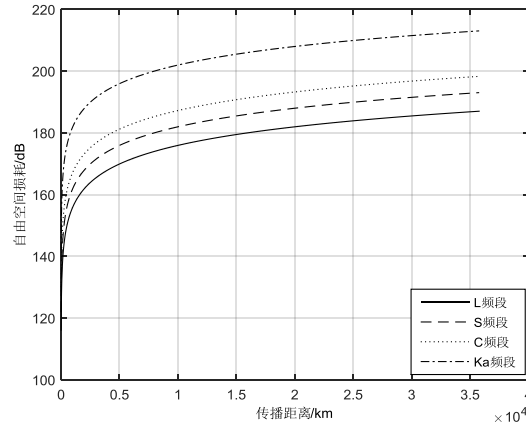


图 2.3 自由空间损耗与传播距离的关系

2.3.2 多径衰落

无线信号传播过程中，信号受传播路径上障碍物的作用发生反射、绕射、散射等现象，使接收信号不是单一的直射信号，而是通过不同路径到达接收端的多路信号的叠加。各个路径上的信号的传播距离不同，因此信号到达的时间、衰落的程度均不相同。这种接收信号在短时间内的局部变化是一种小尺度衰落，这种由多径传播引起的衰落称为多径衰落。

多径衰落影响下接收信号的幅度服从莱斯分布，其概率密度函数为：

$$P(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2b_0}\right) I_0\left(\frac{rA}{b_0}\right) \quad r \geq 0 \quad (2.4)$$

式中， $2b_0$ 为莱斯分布的多径分量功率， A^2 为莱斯分布的直射分量功率， I_0 为修正的第一类零阶贝塞尔函数。

多径衰落的程度大小也可以用直射信号分量功率与多径信号分量功率之比莱斯因子 $K = \frac{A^2}{2b_0}$ 表示。莱斯因子越大表示接收信号的直射分量功率越大。定义 $Z = A^2 + 2b_0$ ，则莱斯分布的概率密度函数为：

$$p(r) = \frac{2(K+1)}{Z} r \exp\left(-\frac{K+1}{Z} \left(r^2 + \frac{ZK}{K+1}\right)\right) I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{Z}}\right) \quad r \geq 0 \quad (2.5)$$

在归一化的情况下，即 $Z=1$ 时，莱斯分布简化为：

$$p(r) = 2(K+1) r \exp\left(-(K+1) \left(r^2 + \frac{K}{K+1}\right)\right) I_0\left(2r\sqrt{K(K+1)}\right) \quad r \geq 0 \quad (2.6)$$

若接收到的多径信号中不含直射路径分量，只包含多径分量即 $A=0$ ，则接收信号的幅度从莱斯分布变为瑞利分布：

$$P(r) = \frac{r}{b_0} \exp\left(-\frac{r^2}{2b_0}\right) \quad r \geq 0 \quad (2.7)$$

式中， b_0 为瑞利分布的方差。

不同参数的莱斯分布概率密度函数如图 2.4 所示。从图中可以看出，直射分量越大接收信号的幅度越趋于 1。

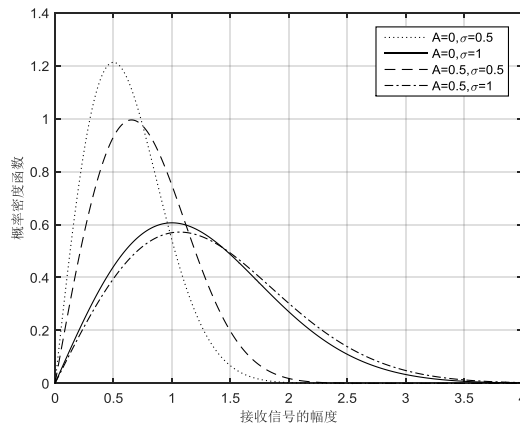


图 2.4 不同参数的莱斯分布曲线

2.3.3 阴影效应

电磁波因障碍物的遮蔽作用而产生电平的起伏变化的现象叫做阴影效应。阴影效应引起的衰落是一种大尺度衰落，表现在接收信号的平均值围绕着自由空间损耗产生随机变化。阴影效应引起的衰落描述了电磁波传播的慢衰落特性。阴影效应作用下接收信号的幅度服从对数正态分布：

$$P(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi r\sigma}} \exp\left(-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.8)$$

式中， μ 和 σ^2 分别为对数正态分布的均值和方差。

均值和方差取值不同时的对数正态分布概率密度函数如图 2.5 所示。

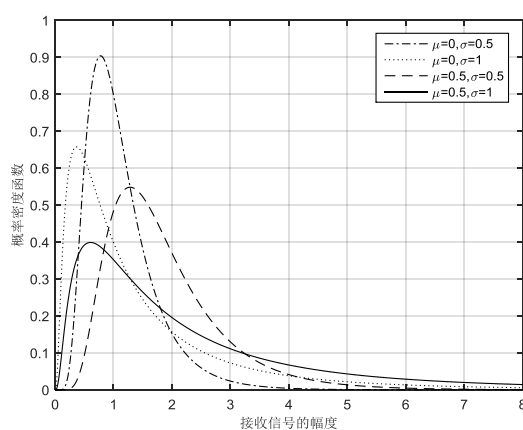


图 2.5 不同参数的对数正态分布曲线

2.3.4 多普勒频移

在卫星通信系统中，由于卫星的运动、地球的自转和终端的移动等，造成卫星与终端相对运动，使发送信号经过无线信道到达接收端时，接收信号相对于发送信号产生频率的偏移，这种现象被称为多普勒频移。多普勒频移现象带来的接收信号的频率变化会导致相位的改变。多普勒频移的程度与卫星和终端相对运动的速度大小、方向以及信号的入射方向与运动方向的夹角有关。图 2.6 为多普勒频移示意图。

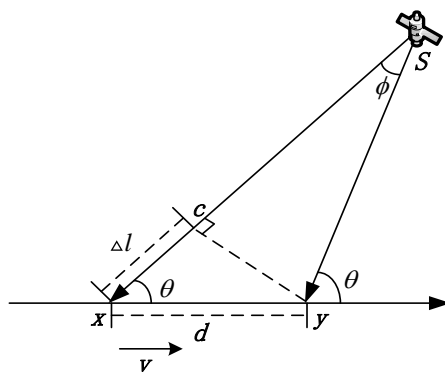


图 2.6 多普勒频移示意图

如图 2.6 所示，卫星 S 不停地向终端发送信号，终端以速度 v 沿着直线从位置 x 运动到位置 y ，在一个较短的时间间隔内，终端分别在 x 、 y 点接收卫星发送的信号。由于卫星与终端的距离大，且终端从 x 运动到 y 时间很短，因此向量 \vec{Sx} 与 \vec{Sy} 之间的夹角 ϕ 很小，可以认为 $yc \perp Sx$ 时， $|\vec{Sc}| = |\vec{Sy}|$ ，因此信号在 x 和 y 点被接收时所传播的路程差为：

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (2.9)$$

式中, Δt 为移动终端从 x 运动到 y 距离为 d 所需时间, 单位为秒(s), θ 为信号入射波方向与终端运动方向的夹角, 单位为度($^\circ$)。由路程差造成的接收信号的相位变化为:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (2.10)$$

由此得出频率变化值, 即多普勒频移 f_d 为:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (2.11)$$

接收信号的频率为:

$$f_r = f_t + f_d \quad (2.12)$$

式中, f_r 和 f_t 分别为接收信号和发送信号的频率, 单位均为 Hz。多普勒频移引起的接收信号的相位变化为:

$$\theta_r = \theta_t + 2\pi f_d t \quad (2.13)$$

式中, θ_r 和 θ_t 分别为接收信号和发送信号的相位, 单位为度($^\circ$)

由式(2.11)可知, 当终端和卫星的相对位置逐渐减小时, 多普勒频移为正, 接收信号的频率上升; 当终端和卫星的相对位置逐渐增大时, 多普勒频移为负, 接收信号的频率下降。

2.4 卫星信道模型

电磁波在无线信道中传播会因环境的作用而产生随机衰落。信道建模与仿真是较为真实地模拟信道传播特性的有效方法, 用于衡量信道的随机特性对信号随机衰减的程度, 进而更好的运用于系统设计。概率密度函数是表示信道模型的主要方式, 它是表征任意时刻无线信号受信道影响下, 接收信号幅度的归一化增益值的概率大小的函数, 无线信道特性对信号的影响体现在服从相应概率密度函数的幅度随机数的大小。国内外对卫星信道模型已有大量的研究, 其中根据传输带宽划分为窄带信道模型和宽带信道模型; 根据信道状态的数量划分为单状态信道模型和多状态信道模型。

2.4.1 典型的单状态卫星信道模型

卫星移动通信系统中，多径传播和阴影效应引起的接收信号的随机变化是信道随机特性的主要因素。典型的单状态卫星信道模型能够较准确地模拟实际无线信道的传播特性对信号的影响。

①C. Loo 模型

C. Loo 卫星信道模型认为在不考虑大气的影响时，接收信号由直射信号分量和多径信号分量构成，其中直射分量受到阴影衰落的作用，而多径分量不受阴影衰落作用，因此该模型也被称为部分阴影模型。多径传播信号的幅度服从莱斯分布，阴影作用下接收信号的幅度服从对数正态分布，因此该模型服从莱斯—对数正态分布。在不考虑天气影响的情况下，不同频段的卫星信道可以用不同参数的 C. Loo 模型表示。该模型主要用于含有非完全直射信号的乡村环境。

C. Loo 模型描述下接收信号的幅度 r 的概率密度函数可表示为：

$$f(r) = \frac{r}{b_0 \sigma \sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left(-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2\sigma^2} - \frac{r^2 + z^2}{2b_0}\right) I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz \quad (2.14)$$

表 2.2 不同频段的 C. Loo 模型参数

频段	信道条件	μ	σ	b_0
L 频段	轻度阴影	0.115	0.115	0.158
	中度阴影	-3.914	0.806	0.063
	重度阴影	-0.69	0.23	0.251
Ka 频段	轻度阴影	-0.23	0.0115	0.1585
	中度阴影	-2.3	0.046	0.1
	重度阴影	-1.96	0.46	0.0398

文献[9]给出 L 频段和 Ka 频段信号在实际环境中受不同阴影衰落影响的 C. Loo 模型参数，如表 2.2 所列。图 2.7 分别为 L 频段和 Ka 频段信道不同阴影状态的 C. Loo 模型的统计特性曲线。

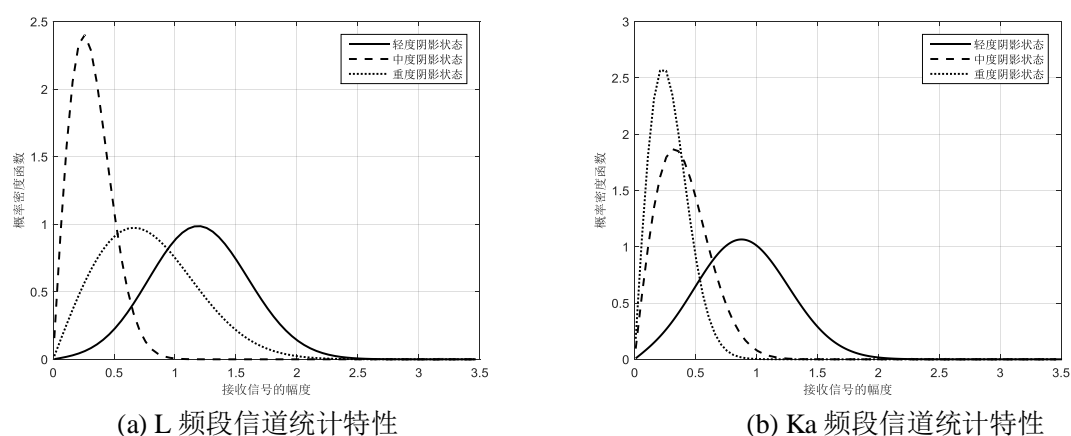


图 2.7 C. Loo 模型在不同阴影状态下的统计特性

接收信号的幅度恒为 1 是理想的信道状态。由图 2.7 可知，轻度阴影状态下接收信号幅度的概率密度函数在 1 附近取得最大值，具有最好的信道条件。L 频段在重度阴影状态下接收信号幅度的概率密度函数大约在 0.6 处取得最大值，较中度阴影的 0.25 更接近 1，但中度阴影状态下接收幅度取值更加集中、稳定，重度阴影状态下幅度值更加离散、波动。

②Suzuki 模型

Suzuki 模型是适用于城市传播环境的卫星信道模型，该模型认为直射路径信号分量为零，接收信号仅存在受到阴影衰落作用的多径分量。不包含直射分量、仅由多径信号组成的接收信号幅度的概率密度函数服从瑞利分布，阴影效应作用下的接收信号的幅度服从对数正态分布。因此，接收信号的幅度服从瑞利—对数正态分布，其接收信号幅度的概率密度函数为：

$$f(r) = \frac{r}{\sqrt{2\pi}b_0\sigma} \int_0^\infty \frac{1}{z^3} \exp\left(-\frac{r^2}{2z^2b_0} - \frac{(\ln z - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) dz \quad (2.15)$$

表 2.3 UHF 频段 Suzuki 模型参数

信道条件	μ	σ	b_0
轻度阴影	0.1882	0.0205	0.1071
重度阴影	0.3515	0.1860	0.0341

文献[7]给出 UHF 频段 870MHz 的无线信号受轻度阴影和重度阴影作用下的测量数据，得到在不同传播环境下 Suzuki 信道模型参数的数据，见表 2.3 所列。图 2.8 为不同阴影状态下 Suzuki 模型的函数曲线。

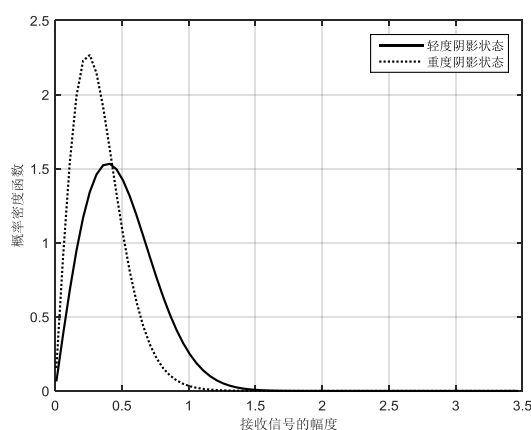


图 2.8 UHF 频段 Suzuki 模型在不同阴影状态下的统计特性

从图 2.8 可以看出，即使在信道条件较好的轻度阴影状态下，接收信号幅度的概率密度函数的最大值在横坐标小于 0.5 处取得，且横坐标为 1 时函数值很小，表明该状态下接收信号的幅度衰减普遍严重，不存在视线传播信号。仿真结果充分说明 Suzuki 模型仅适用于不存在直射分量的场景。

③Corazza 模型

Corazza 信道模型提出用于城市、乡村和郊区的全阴影模型，该模型认为接收信号由直射分量和多径分量组成，并且均受到阴影效应的作用，接收信号的幅度服从莱斯—对数正态分布。由于该模型的相关参数的大小均与卫星的仰角有关，信道的变化依赖于仰角的变化，因此该模型适用于 MEO 和 LEO 卫星系统的信道，不适用于 GEO 轨道卫星系统信道。

Corazza 模型描述的接收信号幅度的概率密度函数可表示为：

$$f(r) = \frac{2(K+1)r}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp(-K) \int_0^\infty \frac{1}{z^3} \exp\left(-\frac{(K+1)r^2}{z^2} - \frac{(\ln z - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{2r\sqrt{K(K+1)}}{z}\right) dz \quad (2.16)$$

式中， μ 和 σ^2 分别为对数正态分布的均值和方差，单位为(dB)。其中， $\sigma = hd$ ， $h = (\ln 10)/20$ 。

卫星仰角为卫星和地面观察点所在直线与观察点的地面切线之间的夹角，卫星仰角越小，卫星与地面终端之间的信号受地面环境影响越大；卫星仰角越接近 90° ，卫星与地面终端之间的信号越趋于视线路径传播。MEO 和 LEO 卫星移动通信系统中，卫星仰角随着卫星的运动不断改变，导致卫星信道传播环境改变，因此决定卫星信道统计特性的相关参数是卫星仰角的函数。

文献[10]采用 L 频段信号的实际测量数据,得到卫星仰角范围为 $20^\circ < \alpha < 80^\circ$ 时, Corazza 模型的参数 K 、 μ 和 $\sigma^2 = (hd)^2$ 随卫星仰角 α 变化的拟合关系式:

$$\begin{cases} K(\alpha) = K_0 + K_1\alpha + K_2\alpha^2 \\ \mu(\alpha) = \mu_0 + \mu_1\alpha + \mu_2\alpha^2 + \mu_3\alpha^3 \\ d(\alpha) = d_0 + d_1\alpha \end{cases} \quad (2.17)$$

式(3.4)中的系数见表 2.4 所列, 图 2.9 为不同卫星仰角下 Corazza 模型的统计特性仿真曲线。

表 2.4 L 频段 Suzuki 模型参数系数

K	$\mu(\text{dB})$	$d(\text{dB})$
$K_0=2.731$	$\mu_0=-2.331$	$d_0=4.5$
$K_1=-0.1074$	$\mu_1=0.1142$	$d_1=-0.05$
$K_2=2.774 \times 10^{-3}$	$\mu_2=-1.939 \times 10^{-3}$	
	$\mu_3=1.094 \times 10^{-5}$	

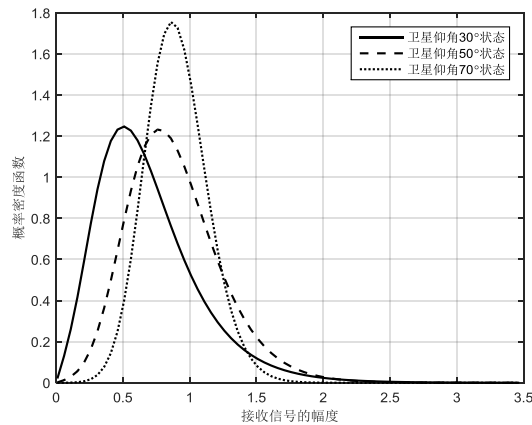


图 2.9 L 频段 Corazza 模型在不同卫星仰角下的统计特性

从图 2.9 可以看出, 在卫星仰角越大的状态下, 对应的概率密度函数取值最大值的横坐标越接近 1, 表明信道条件越好, 无线信号受多径衰落和阴影效应的作用越小。可以推测, 不同仰角的 Corazza 模型概率密度函数随着仰角的增大逐渐向右移动, 且函数曲线的形状越来越陡峭, 当卫星仰角达到 90° 时, 信号应视为沿着视线路径传播, 接收信号幅值恒为 1。

2.4.2 多状态 Markov 信道模型

第 2.4.1 节所述典型的单状态卫星信道模型能够较为准确地表征某种情况下信道的统计特性。C. Loo 模型主要适用于乡村环境；Suzuki 模型主要适用于市区环境；Corazza 模型适用于乡村、郊区和城市等环境，但只适用于 LEO 和 MEO 卫星信道。无线信号在实际信道的传播过程中受到多种因素的影响，且卫星和终端相对运动会使卫星仰角随之改变，单一的信道状态不能较准确地表征动态变化的信道特性。因此，需要根据一定的规则将实际卫星信道传播环境划分为多个表征不同信道特性的状态，每个状态按照一定的规则相互切换，则可以较准确地模拟实际随机变化的信道特性对无线信号产生的影响，并且这种信道状态转换的方式也适用于 GEO 和非 GEO 卫星信道。

卫星信道 Markov 模型将无线信道特性划分成多种状态，每种状态持续一定的时间长度，不同状态之间根据状态转移矩阵按照一定的概率相互转换。可以根据适用场景将信道划分为农村、郊区和城市等多种典型的典型状态；也可以根据无线信号实际传播过程中受阴影效应作用的程度，将信道划分为视线传播状态、轻度阴影状态、中度阴影状态和重度阴影状态等多种典型的典型状态。可以用不同的信道模型代表不同的信道状态，也可以用不同参数的一种模型代表不同的信道状态^[9]。

本文将实际的信道环境从信号受阴影作用的程度划分为视线传播状态、中度阴影状态和重度阴影状态三种典型的信道状态。视线传播状态表示信号传播过程中不发生反射、散射等现象，沿着视线方向从发送端到达接收端，此为信号的理想传播条件；轻度阴影状态是由于建筑物、树木等物体的遮挡产生的轻度阴影衰落的现象；重度阴影是信号在接收区形成严重阴影衰落的现象，三种状态均用不同参数的一种模型表示。假如状态概率矩阵所描述的当前状态持续时间长度到达转移条件，则根据3×3状态转移矩阵进行状态转换。这种三种信道状态相互切换的信道模型称为三状态 Markov 模型，可以较为全面地描述信号在整个信道传播环境中的衰落情况。

用不同参数的 C. Loo 模型分别表示视线传播状态、中度阴影状态和重度阴影状态，C. Loo 信道模型描述的接收信号幅度的概率密度函数为：

$$f_i(r) = \frac{r}{b_i \sigma_i \sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp \left[-\frac{(\ln z - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2} - \frac{r^2 + z^2}{2b_i} \right] I_0 \left(\frac{rz}{b_i} \right) dz \quad (2.18)$$

其中，

$$\begin{cases} \alpha_i = 20 \lg e^{\mu_i} \\ \beta_i = 20 \lg e^{\sigma_i} \\ \gamma_i = 10 \lg(2b_i) \end{cases} \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.19)$$

式中, α_i 和 β_i 分别为状态 i 的对数正态分布的均值和方差, 单位为(dB), γ_i 为状态 i 的莱斯分布的多径信号功率, 单位为(dB)。其中, $i=1$ 代表视线传播状态、 $i=2$ 代表中度阴影状态、 $i=3$ 代表重度阴影状态。

在信号的传播过程中, 由于信道环境的变化或卫星与终端之间的相对运动, 使信道从当前状态转换到下一个状态。这种状态之间的切换通过状态转移矩阵实现, 各状态之间相互独立, 下一个状态由当前状态和对应的转移概率共同决定。其 Markov 状态转移过程如图 2.10 所示。

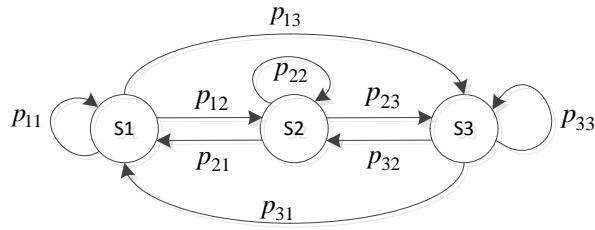


图 2.10 Markov 模型状态转移图

图 2.10 中, 状态 S1 代表信号视线传播状态, S2 代表中度阴影状态, S3 代表重度阴影状态。Markov 转移过程用 3×3 状态转移矩阵 \mathbf{P} 和 1×3 状态概率矩阵 \mathbf{W} 描述, 状态转移矩阵 \mathbf{P} 表示为:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

式中, p_{ij} 为从状态 i 转移到状态 j 的概率。其中,

$$\sum_{j=1}^3 p_{ij} = 1, \quad 0 \leq p_{ij} \leq 1 \quad (2.21)$$

状态概率矩阵 \mathbf{W} 表示为:

$$\mathbf{W} = [w_1 \quad w_2 \quad w_3] \quad (2.22)$$

式中, w_i 为处于状态 i 的概率。其中,

$$\sum_{j=1}^3 w_j = 1 \quad (2.23)$$

根据概率论相关理论，三状态 Markov 模型可表示为：

$$f(r) = w_1 f_1(r) + w_2 f_2(r) + w_3 f_3(r) \quad (2.24)$$

设定初始的状态为 i ，三状态 Markov 模型根据状态概率 w_i 得到当前状态所处的时间长度，若当前状态的持续时间减为 0，则查找状态转移矩阵的第 i 行，根据转移概率转移到下一个状态，再将转移后的下一个状态作为当前状态。

2.5 卫星移动通信系统干扰分析

1. 频率复用技术

由于卫星移动通信系统需要支持大量的用户通信，而用于移动通信的频谱带宽又较窄，因此，具体分配给每个移动卫星通信系统的带宽非常有限（一般只有 10MHz~30MHz）。卫星移动通信系统中，通常采用多波束天线技术和频率复用技术来提高频谱利用率、增加系统容量。频率复用是指当某个波束使用了一个频带资源之后，由于卫星天线的赋形作用和信号的空间衰落特性，使得在当前波束一个较合适的距离之外，重复使用当前的频带资源而不会产生波束间较大的同频干扰，这种频率复用技术由于可以重复利用频谱资源而获得一个更大的系统容量。

频率复用技术将全部带宽分成 V 段，每 V 个不同频段的相邻小区的集合称为一个小区簇，且邻接小区簇之间同频小区中心点的距离相等，满足这样条件的频段数 V 为：

$$V = a^2 + ab + b^2 \quad (2.25)$$

式中， a 和 b 为正整数， V 的典型值为 3、4 和 7。 $V=1$ 时，相邻波束之间的频段完全相同且均为系统可用的全部带宽，这样的频率规划方式称为同频组网；当 V 不等于 1 时，相邻的波束使用不重叠的频带，这样的频率规划方式称为异频组网，常见的异频组网的频率复用技术包括：三色复用、四色复用、七色复用等。

簇内的不同波束使用不同的频段，不同簇之间使用相同的频段。簇内的波束间理论上互不干扰，波束间的干扰只存在于不同簇的相同频段的波束之间。因此，小区簇之间同频波束的确定是衡量卫星通信系统的重要因素。

图 2.11 为 $V=7$, $a=2$, $b=1$ 时同频波束规划方法示意图。首先沿着频率为 f_1 的波束任意一条边的垂线移动 a 个波束, 然后逆时针旋转 60° 再移动 b 个波束, 其中 a 和 b 的值可以互换。

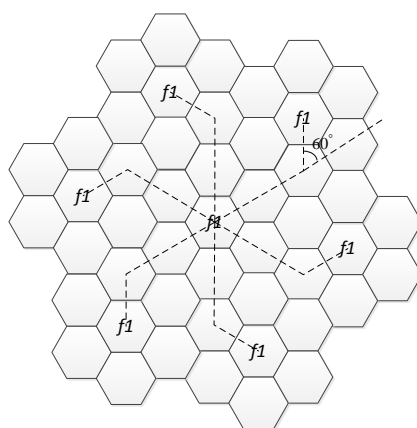


图 2.11 同频波束规划方法示意图

2. 干扰分析

在无线通信系统中, 由于干扰信号进入被干扰信号的接收机, 进而对其他无线通信设备的通信造成干扰。卫星通信系统中的干扰从不同的角度可划分为不同的种类, 从系统角度, 干扰分为内部干扰和外部干扰; 从信号的传播方向, 干扰分为上行干扰和下行干扰; 从频率角度, 干扰分为同频干扰和邻频干扰; 从干扰源产生的位置, 干扰分为相同波束产生的干扰, 相同卫星的不同波束间产生的干扰和不同卫星的不同波束产生的干扰。

考虑同频情况下多波束卫星通信系统下行链路的内部干扰, 由于天线的旁瓣泄漏到其他波束的主瓣, 当相同频段的多个波束中的用户同时通信时, 会对其他波束的用户通信产生干扰。

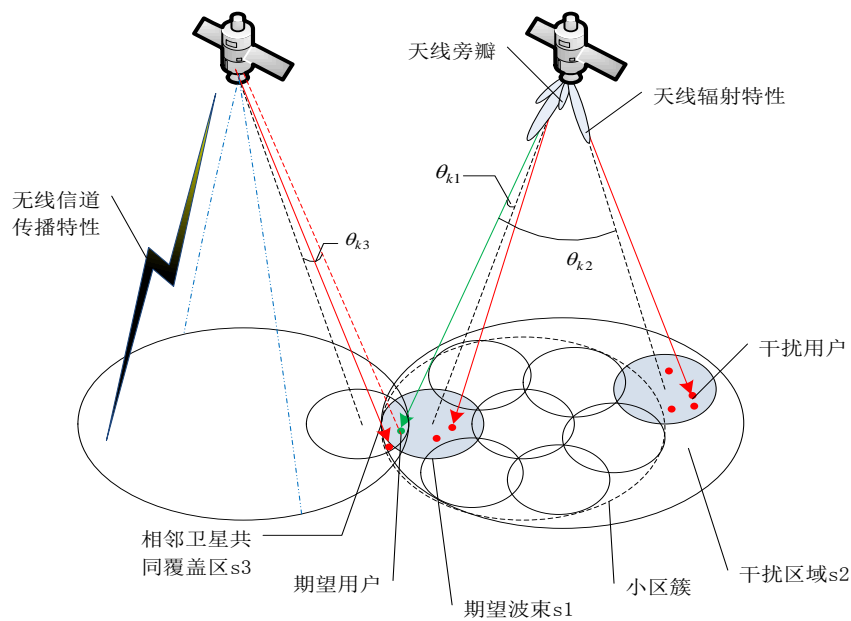


图 2.12 卫星通信系统下行链路干扰分析示意图

图 2.12 为 7 色复用方式下多波束卫星移动通信系统下行链路干扰分析示意图。假设期望用户在相邻卫星下相同频率的共同覆盖区，系统内部干扰的产生分为以下 3 种情况：

- (1) 干扰用户与期望用户在相同卫星下的同一小区时产生的干扰，主要为多径传播造成的多址干扰，干扰用户在 s_1 区域
- (2) 干扰用户与期望用户在相同卫星下相同频段的不同小区时产生的干扰，干扰用户在 s_2 区域
- (3) 干扰用户与期望用户在不同卫星下相同频率的重叠覆盖区产生的干扰，干扰用户在 s_3 区域

传输体制以码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)为例，从信息传输流程的角度对多波束卫星通信系统中的下行干扰进行分析，图 2.13 为信号传输流程图。

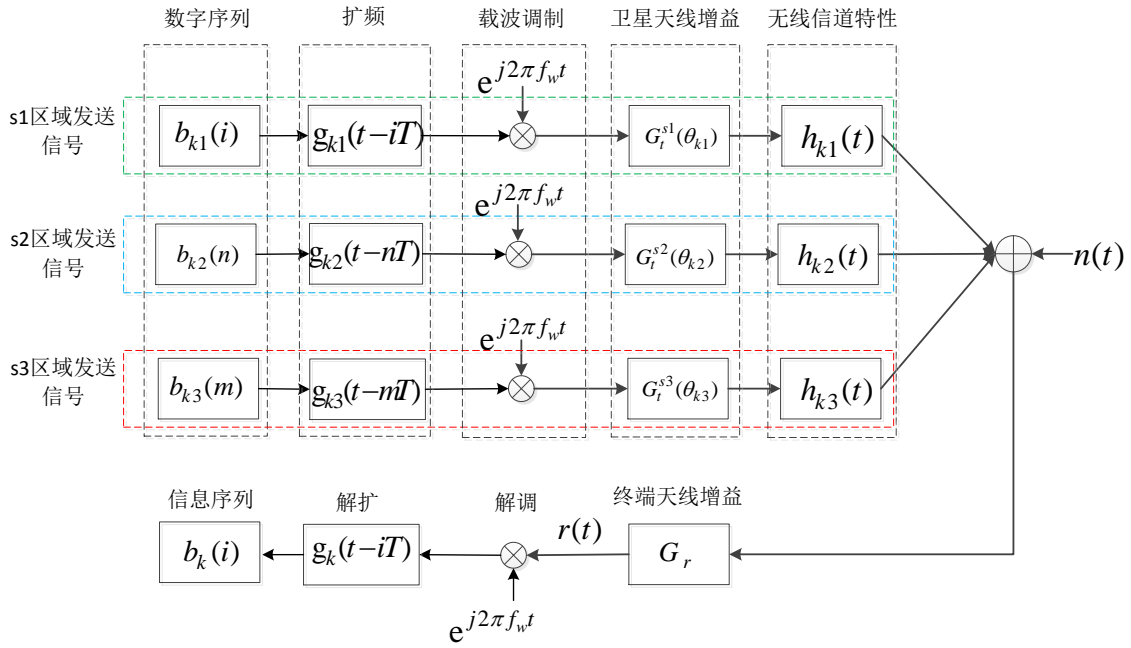


图 2.13 信息传输过程框图

信息传输的相关过程如下：

(1) 用户 k 的扩频序列表示为：

$$g_k(t) = \sum_{m=0}^{L-1} a_k(m) p(t - mT_s) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.26)$$

式中， L 为序列周期的长度， $a_k(m)$ 为用户 k 的扩频序列的第 m 个比特， T_s 为脉冲宽度， T 为符号周期。

(2) 用户 k 的发送序列为：

$$x_k(t) = \sqrt{\varepsilon_k} b_k(i) g_k(t - iT) \quad t \in [iT, (i+1)T] \quad (2.27)$$

式中， ε_k 为用户 k 的信息序列的比特能量， $b_k(i)$ 为用户 k 的第 i 个符号周期内的信息序列。

(3) 初始相位为 0 时，用户 k 的发送信号为：

$$s_k(t) = \sqrt{\varepsilon_k G_t(\theta_k)} b_k(i) g_k(t - iT) e^{j2\pi f_w t} \quad (2.28)$$

式中， $G_t(\theta_k)$ 为用户 k 偏离所在波束天线轴线角度为 θ_k 的卫星发送天线增益， f_w 为载波信号的频率。

(4) 接收信号为：

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \sum_{k1=1}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1}) G_r b_{k1}(i)} g_{k1}(t-iT) e^{j2\pi f_w t} * h_{k1}(t) \\
 & + \sum_{p=1}^P \sum_{k2=1}^{K2(p)} \sqrt{\varepsilon_{k2} G_t^{s2}(\theta_{k2}) G_r b_{k2}(n)} g_{k2}(t-nT) e^{j2\pi f_w t} * h_{k2}(t) \\
 & + \sum_{k3=1}^{K3} \sqrt{\varepsilon_{k3} G_t^{s3}(\theta_{k3}) G_r b_{k3}(m)} g_{k3}(t-mT) e^{j2\pi f_w t} * h_{k3}(t) + n(t) \quad (2.29)
 \end{aligned}$$

式中， $K1$ 为区域 $s1$ 中的用户数量， G_r 为终端接收天线增益，由于通常采用全向天线，因此与角度无关。 P 为区域 $s2$ 中的同频波束的数量， $K2(p)$ 为区域 $s2$ 中波束 p 中的用户数量， $K3$ 为区域 $s3$ 中的用户数量， $n(t)$ 为信道中的噪声。

式(2.29)中第一项为卫星向区域 $s1$ 内的用户 $k1$ 发送的信号经过无线信道到达接收端的信号，第二项和第三项分别为干扰用户在 $s2$ 和 $s3$ 区域时，卫星发送的干扰信号经过无线信道到达期望用户终端的干扰信号。 $G_t^{s1}(\theta_{k1})$ 为区域 $s1$ 内用户所在位置偏离天线轴线角度为 θ_{k1} 的卫星发送天线增益， $h_{k1}(t)$ 为用户 $k1$ 的无线信道特性，由表达式(2.1)描述。 $G_t^{s2}(\theta_{k2})$ 为区域 $s2$ 内与期望波束同频的波束的卫星发送天线增益， θ_{k2} 为期望用户偏离区域 $s2$ 中干扰波束的天线轴线的角度， $G_t^{s3}(\theta_{k3})$ 为区域 $s3$ 内相邻卫星下相同频段的波束的卫星发送天线增益， θ_{k3} 为期望用户偏离区域 $s3$ 中干扰波束的天线轴线的角度，其他参数与第一项类似。

对式(2.29)的第一项求解，令：

$$\begin{aligned}
 r_1(t) = & \sum_{k1=1}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1}) G_r b_{k1}(i)} g_{k1}(t-iT) e^{j2\pi f_w t} * \sum_{l=0}^{l(k1)-1} c_{k1}^l e^{j2\pi f_{k1}^l t} \delta(t-\tau_{k1}^l) \\
 = & \sum_{k1=1}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1}) G_r b_{k1}(i)} \sum_{l=0}^{l(k1)-1} c_{k1}^l \left[g_{k1}(t-iT) e^{j2\pi f_w t} \right] * \left[e^{j2\pi f_{k1}^l t} \delta(t-\tau_{k1}^l) \right] \\
 = & \sum_{k1=1}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1}) G_r b_{k1}(i)} \sum_{l=0}^{l(k1)-1} c_{k1}^l g_{k1}(t-\tau_{k1}^l-iT) e^{j2\pi f_{k1}^l \tau_{k1}^l} e^{j2\pi f_w (t-\tau_{k1}^l)} \\
 = & \sum_{k1=1}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1}) G_r b_{k1}(i)} c_{k1} \sum_{l=0}^{l(k1)-1} g_{k1}(t-\tau_{k1}^l-iT) e^{j \left[2\pi f_w t - 2\pi f_w \tau_{k1}^l + 2\pi f_{k1}^l \tau_{k1}^l \right]} \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

式中， $2\pi f_{k1}^l \tau_{k1}^l$ 为多普勒效应和多径时延的第 l 条路径引起的相位偏移， $2\pi f_w \tau_{k1}^l$ 为信号的多径传播引起的相位偏移， c_{k1} 为自由空间损耗、阴影效应和多径衰落对用户 $k1$ 接收信号的幅值产生的归一化信道增益系数，由卫星信道模型的概率密度函数确定。

假设接收设备完全消除多普勒频移，式(2.30)表示为：

$$r_1(t) = \sum_{k1=1}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1})} G_r b_{k1}(i) c_{k1} \sum_{l=0}^{l(k1)-1} g_{k1}(t - \tau_{k1}^l - iT) e^{j[2\pi f_w(t - \tau_{k1}^l)]} \quad (2.31)$$

(5) 本地同步解调，接收信号为：

$$r_1'(t) = \sum_{k1=1}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1})} G_r b_{k1}(i) c_{k1} \sum_{l=0}^{l(k1)-1} g_{k1}(t - \tau_{k1}^l - iT) e^{-j2\pi f_w \tau_{k1}^l} \quad (2.32)$$

(6) 若期望用户为 k ，则对 $r_1'(t)$ 进行规格化解扩频为：

$$\begin{aligned} r_1''(t) &= \frac{\int r_1'(t) g_k(t - iT) dt}{\Delta t} \\ &= \sqrt{\varepsilon_k G_t^{s1}(\theta_k)} G_r b_k(i) c_k \sum_{l=0}^{l(k)-1} e^{-j2\pi(f_w \tau_k^l - f_k^l \tau_k^l)} \frac{\int_{\tau_k^l}^{iT} g_k(t - \tau_k^l - iT) g_k(t - iT) dt}{iT - \tau_k^l} \\ &\quad + \sum_{\substack{k1=1 \\ k1 \neq k}}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1})} G_r b_{k1}(i) c_{k1} \sum_{l=0}^{l(k1)-1} e^{-j2\pi(f_w \tau_{k1}^l - f_{k1}^l \tau_{k1}^l)} \frac{\int_{\tau_{k1}^l}^{iT} g_{k1}(t - \tau_{k1}^l - iT) g_k(t - iT) dt}{iT - \tau_{k1}^l} \end{aligned} \quad (2.33)$$

令 $l=0$ 表示第 0 条多径信号，即视线传播信号，其相对于视线传播信号到达接收端的延迟 $\tau_k^l=0$ ，则式(2.33)的第一项为：

$$r_{11}''(t) = \sqrt{\varepsilon_k G_t^{s1}(\theta_k)} G_r b_k(i) c_k + \sqrt{\varepsilon_k G_t^{s1}(\theta_k)} G_r b_k(i) c_k \sum_{l=1}^{l(k)-1} e^{-j2\pi(f_w \tau_k^l - f_k^l \tau_k^l)} f(\tau_k^l) \quad (2.34)$$

式中， $f(\tau_k^l)$ 为多径时延引起的用户 k 的扩频码的规格化自相关系数。式(2.33)的第二项为：

$$\begin{aligned} r_{12}''(t) &= \sum_{\substack{k1=1 \\ k1 \neq k}}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1})} G_r b_{k1}(i) c_{k1} \lambda(k1) \\ &\quad + \sum_{\substack{k1=1 \\ k1 \neq k}}^{K1} \sqrt{\varepsilon_{k1} G_t^{s1}(\theta_{k1})} G_r b_{k1}(i) c_{k1} \sum_{l=1}^{l(k1)-1} e^{-j2\pi(f_w \tau_{k1}^l - f_{k1}^l \tau_{k1}^l)} \mu(\tau_{k1}^l) \end{aligned} \quad (2.35)$$

式中， $\lambda(k1)$ 为用户 k 和 $k1$ 之间的扩频码规格化互相关系数， $\mu(\tau_{k1}^l)$ 为时延和扩频码非完全正交带来的规格化互相关系数。

式(2.34)中，第一项为接收的期望信息，第二项为多径传播带来的符号间干扰。式(2.35)中，第一项为期望用户与干扰用户的扩频码非完全正交产生的多址干扰，通常认为系统中的扩频码数量可以支持系统中的用户数量，即所有扩频码均完全正交，因此， $\lambda(k1)=0$ ，即不存在扩频码的非完全正交带来的多址干扰。第二项为干扰信号的多径传播带来的干扰用户与期望用户之间的扩频码的不正交带来的多址干扰，干

扰用户位于 s_1 区域中, 该区域中的干扰用户对期望用户引入的干扰主要为此类多址干扰。

假设每个波束中可为用户分配的扩频码为系统总的可用扩频码, 波束之间进行扩频码的复用。此处, 假设 s_2 区域中与期望用户所在波束的所有同频波束中, 均有与期望用户使用相同扩频码的干扰用户存在。对式(2.29)第二项采用以上方法使用用户 k 的扩频码解扩频, 可求得位于 s_2 区域的干扰用户对期望用户产生的干扰。则根据式(2.33)所述方法 $r_2''(t)$ 的第一项为:

$$r_{21}''(t) = \sum_{p=1}^P \sqrt{\varepsilon_{k_{s_2}} G_t^{s_2}(\theta_{k_{s_2}})} G_r b_{k_{s_2}}(n) c_{k_{s_2}} + \sum_{p=1}^P \left(\sqrt{\varepsilon_{k_{s_2}} G_t^{s_2}(\theta_{k_{s_2}})} G_r b_{k_{s_2}}(n) c_{k_{s_2}} \sum_{l=1}^{l(k_{s_2})-1} e^{-j2\pi(f_w \tau_{k_{s_2}}^l - f_{k_{s_2}}^l \tau_{k_{s_2}}^l)} f(\tau_{k_{s_2}}^l) \right) \quad (2.36)$$

式中, k_{s_2} 为 s_2 区域同频波束 p 中, 与期望用户 k 使用相同扩频码的干扰用户。 $r_2''(t)$ 的第二项为:

$$r_{22}''(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{\substack{k_2=1 \\ k_2 \neq k_{s_2}}}^{K_2(p)} \sqrt{\varepsilon_{k_2} G_t^{s_2}(\theta_{k_2})} G_r b_{k_2}(n) c_{k_2} \lambda(k_2) + \sum_{p=1}^P \sum_{\substack{k_2=1 \\ k_2 \neq k_{s_2}}}^{K_2(p)} \left(\sqrt{\varepsilon_{k_2} G_t^{s_2}(\theta_{k_2})} G_r b_{k_2}(n) c_{k_2} \sum_{l=1}^{l(k_2)-1} e^{-j2\pi(f_w \tau_{k_2}^l - f_{k_2}^l \tau_{k_2}^l)} \mu(\tau_{k_2}^l) \right) \quad (2.37)$$

式(2.36)第一项为 s_2 区域中的同频波束天线的旁瓣泄露到期望波束天线的主瓣, 对期望用户产生的同频干扰; 第二项为多径传播引起的干扰用户 k_{s_2} 与 k 的扩频码准正交产生的干扰。式(2.37)第一项为 s_2 区域中同频干扰波束 p 的干扰用户 k_2 与期望用户 k 之间扩频码的准正交产生的多址干扰, 通常认为不存在此类干扰; 第二项为 s_2 区域同频波束中, 干扰用户信号的多径传播对期望用户带来的多址干扰。

区域 s_3 中的用户对期望用户产生的干扰可通过以上方法求得, 结论和 s_2 区域产生的干扰情况类似。

采用其他多址方式的推导过程类似, 其中的多址干扰仅将扩频码的相关系数替换为其他类型信道的相关系数。

2.6 本章小结

卫星信道传播特性和干扰特性是卫星通信系统波束管理和频率规划的参考依据。本章首先介绍了卫星移动通信系统的架构及系统仿真平台的基本设计结构，并介绍了卫星信道与干扰的建模与仿真在系统的作用和运行机制；接着分析了卫星信道的无线传播特性，并对典型的卫星信道模型进行了仿真，根据仿真结果分析了相应的信道特征；最后分析了卫星通信系统中的干扰特性，从信息传输的角度出发，对多波束卫星通信系统中同频波束情况下干扰产生的机理作出理论推导。为后文信道和干扰的建模与仿真奠定基础。

第3章 多波束卫星通信系统的干扰模型

3.1 引言

由于天线尺寸、天线上的电流分布不均等致使大多数天线都存在旁瓣，在通过设置多个不同指向的点波束天线构成卫星多波束天线时，因每个点波束的旁瓣与其他波束的主瓣在空间上相互重叠，因此，当多个相同频段的不同波束中的用户同时通信时会相互产生同频干扰。

本章首先介绍卫星点波束天线的辐射特性；接下来在仿真分析现有多波束天线对地覆盖模型不足的基础上，通过几何运算分析设计出较为合适的卫星点波束天线构成多波束天线的对地覆盖模型；最后基于干扰产生的机理对多波束卫星通信系统波束间上行和下行同频干扰进行建模。

3.2 卫星点波束天线辐射特性

单波束天线通常为圆波束天线或椭圆波束天线。高度约为 36000km 的对地静止的通信卫星，其单波束最大的波束宽度约为 17° ，可以提供卫星可见的地球区域中任意两点之间的通信，这种单波束天线被称为覆球波束天线。当单波束天线的波束宽度只有几度或更小时，这种单波束天线被称为点波束天线，点波束天线由于波束宽度很小，因此覆盖区面积很小；同时点波束截面为圆形，因此在地球上的覆盖区理想情况下也近似为圆形^{[41]133}。点波束天线包括波束指向固定的点波束天线和指向可变的点波束天线。本文研究波束指向固定的点波束天线。

卫星点波束天线的辐射特性主要由主瓣和旁瓣构成。主瓣的宽度即为波束宽度又称为半功率波束宽度，定义为辐射功率从辐射强度最大的地方沿着天线方向图的边缘向两侧下降到一半（即 3dB）时两点之间的夹角。通常用 3dB 波束宽度表示天线的波束宽度，其值与照射系数以及信号波长和抛物面天线反射器口径大小的比值有关，波束宽度越窄，方向性越好；反之，方向性越差。

点波束天线的辐射特性主要由整个三维空间中天线的增益分布决定。天线增益是指在给定方向上天线每单位角度功率辐射密度与馈送相同功率的全向天线每

单位角度上功率辐射密度的比值，在辐射值最大的方向上增益最大。最大增益与 3dB 波束宽度和天线效率有关，单波束天线主瓣的辐射特性可表示为^{[40][61]}：

$$G(\theta) = G_m - 12(\theta / \theta_{3dB})^2 = G_m - 3\left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}/2}\right)^2 = G_m - 3(\theta / \theta_\alpha)^2 \quad 0 \leq \theta \leq \theta_\alpha \quad (3.1)$$

式中， $G(\theta)$ 为偏离天线轴线的角度为 θ 的天线增益， G_m 为天线的最大增益， θ_{3dB} 为 3dB 波束宽度， θ_α 为 3dB 波束宽度的一半。其中角度的单位均为($^\circ$)，增益的单位均为(dBi)。

单波束天线的旁瓣是通信系统中干扰水平的重要因素。国际电信联盟(International Telecommunication Union, ITU)相关部门的建议书 ITU-R S.672-4 给出卫星单波束天线旁瓣方向图的幅度函数，用于 GEO 卫星通信系统相关参数的估算^[42]。建议书将单波束天线相对于最大增益的-3dB 等值线起始的合理辐射特性划分为 4 个区域，其表示如下：

$$G(\theta) = \begin{cases} G_m - 3(\theta / \theta_\alpha)^2 & \theta_\alpha \leq \theta \leq a\theta_\alpha \\ G_m + L_s & a\theta_\alpha < \theta \leq b\theta_\alpha \\ G_m + L_s + 20 - 25\lg(\theta / \theta_\alpha) & b\theta_\alpha < \theta \leq \theta_\beta \\ 0 & \theta_\beta < \theta \end{cases} \quad (3.2)$$

式中， L_s 为相当于峰值增益所要求的近轴旁瓣大小，单位为(dBi)， θ_β 为式(4.2)中第三个等式 $G(\theta)$ 等于 0 时 θ 的值，单位为($^\circ$)。参数 a 、 b 的值如表 3.1 所列。

表 3.1 相关参数的取值

L_s	a	b
-20	2.58	6.32
-25	2.88	6.32
-30	3.16	6.32

由式(3.1)和式(3.2)得卫星单波束天线的辐射特性为：

$$G(\theta) = \begin{cases} G_m - 3(\theta / \theta_\alpha)^2 & 0 \leq \theta \leq a\theta_\alpha \\ G_m + L_s & a\theta_\alpha < \theta \leq b\theta_\alpha \\ G_m + L_s + 20 - 25\lg(\theta / \theta_\alpha) & b\theta_\alpha < \theta \leq \theta_\beta \\ 0 & \theta_\beta < \theta \end{cases} \quad (3.3)$$

设置 $G_m=40\text{dBi}$ ， $L_s=-25$ ， $a=2.88$ ， $b=6.32$ ， $\theta_\alpha=0.44^\circ$ ，则点波束天线的辐射特性幅度函数如图 3.1 所示。

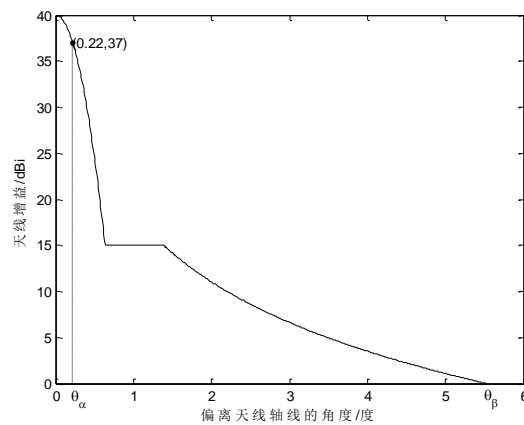


图 3.1 点波束天线辐射特性参考模型

由图 3.1 可以看出天线的主瓣很窄、增益较大，旁瓣很宽、增益不断减小。点波束天线辐射特性是影响多波束卫星通信系统中期望信号和干扰信号强度的关键因素之一。

3.3 卫星多波束天线对地覆盖模型设计

卫星通信系统通常采用多波束天线技术。卫星的多波束天线技术可以进行有效的极化隔离和空间隔离，实现频率复用，从而增大系统容量；卫星多波束天线技术可以将一个较大的覆盖面裂化为多个用点波束覆盖的蜂窝状覆盖区，从而显著提高卫星发送的有效全向辐射功率(Effective Isotropic Radiated Power, EIRP)和接收天线增益与等效噪声温度的比值 G/T ，使用户终端小型化^{[41][134]}。多波束天线一般是利用同一口径面同时产生多个不同指向的点波束，或者是在每个点波束使用独立的天线结构的基础上通过设置多个不同指向的点波束来实现。

本文采用通过设置多个不同指向的点波束天线构成多波束天线的方法来实现卫星的多波束天线技术。对于波束截面为圆形的点波束，只要确定每个点波束天线轴线投射到地面上的坐标，就可以确定卫星多波束天线的辐射特性。

3.3.1 现有的多波束天线对地覆盖模型

文献[43]指出一种卫星多波束天线投影到地面形成类似于蜂窝状小区的覆盖方法。

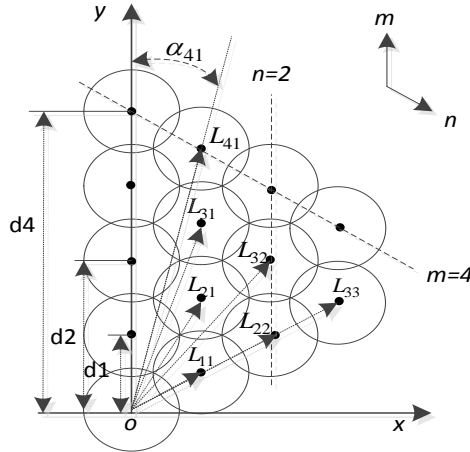


图 3.2 多波束天线对地覆盖示意图

如图 3.2 所示，大地坐标系中，假设卫星星下点坐标为 $o(x_s, y_s)$ ，多波束天线在地面形成绕 o 分布的 M 层波束，每层波束共有 $N(M)$ 个波束绕 o 点对称分布，以 y 轴为参考轴，则第 m 层的第 n 个波束的中心距星下点 o 的距离为：

$$L_{mn} = d_1 \sqrt{m^2 + n^2 - mn} \quad (3.4)$$

其中，

$$d_1 = \sqrt{3}r \quad (3.5)$$

式中， r 为小区的半径，单位为(km)。与 y 轴所成的夹角为：

$$\alpha_{mn} = \arccos \left(\frac{2m - n}{2\sqrt{m^2 + n^2 - mn}} \right) \quad (3.6)$$

将小区中心点转换为以度为单位的经纬度坐标，则第 m 层的第 n 个小区的中心点坐标可表示为：

$$\begin{cases} y_{mn} = y_s + \frac{L_{mn} \cos \alpha_{mn}}{111.32} \\ x_{mn} = x_s + \frac{L_{mn} \sin \alpha_{mn}}{111.32 \cos y_{mn}} \end{cases} \quad (3.7)$$

式中， x_{mn} 和 y_{mn} 分别为第 m 层的第 n 个小区中心点坐标的经度和纬度。

设 GEO 卫星位于 $(100^\circ E, 0^\circ)$ ，则星下点坐标为 $(100^\circ E, 0^\circ)$ ，点波束天线的 3dB 波束宽度为 0.44° ，则 $r=137.41\text{km}$ ，根据式(3.5)~(3.7)得到多波束天线对地覆盖波束中心点的经纬度坐标如图 3.3 所示，从图中可以看出，纬度越大的波束波束间的经

度之差越大。采用以上设置参数和所得的部分波束中心坐标，用 STK 卫星仿真软件，得到卫星多波束天线投影到地面的“脚印”(Footprint, FP)图，如图 3.4 所示。

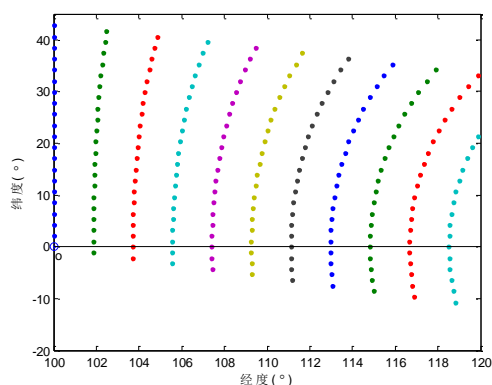


图 3.3 波束中心坐标图

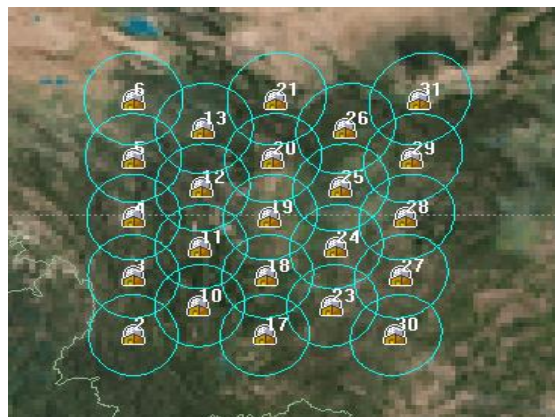


图 3.4 卫星多波束天线对地覆盖图

从图 3.4 可以看出，仿真得出的卫星多波束天线的 FP 与图 3.2 所示的理想覆盖结构有所差别，呈现各个波束之间重叠区域过多的特点，由于该方法未考虑波束的形变对小区结构带来的影响，因此不能得到较为理想的蜂窝状小区结构。该方法对波束宽度窄并且波束的 FP 邻近星下点时较为适用，当波束的 FP 偏离星下点较远时形变较大，不适用于计算卫星多波束天线点波束中心点的坐标。

3.3.2 适用于卫星的多波束天线对地覆盖模型

第 3.3.1 节中多波束天线对地覆盖模型的仿真结果与理论结果之间存在一定的差异，主要是未考虑以下两个原因：

- (1) 卫星的波束不是完全垂直投射到地面，大部分波束都是斜向投射到地球表面，会造成截面为圆形的点波束的 FP 变椭；
- (2) 地球表面为曲面而并非平面，卫星上的波束投射至地球表面时，离卫星星下点更远的波束的 FP 具有更大程度的变形。

在充分考虑以上两个因素的前提下，本章提出适合于卫星多波束天线对地覆盖模型的设计方法。

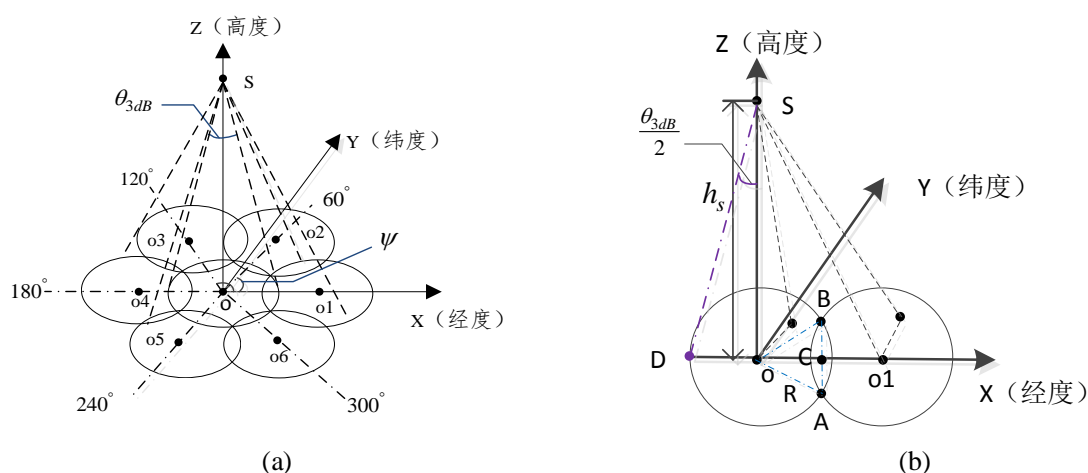


图 3.5 卫星多波束天线对地覆盖模型几何分析图

图 3.5 所示为卫星多波束天线对地覆盖模型的几何分析图。在大地坐标系中，假设卫星位于 $s(b_s, l_s, h_s)$ ， b_s 、 l_s 和 h_s 分别为卫星的经度、纬度和高度， $o(b_s, l_s, 0)$ 为卫星星下点坐标，点波束小区的半径为 r 。由几何运算可知，周围 6 个小区均匀切分中心小区的圆周，则如图 3.5(b)所示，以 $o1$ 为中心的小区与中心小区的两个交点 A、B 间的圆弧占小区周长的 $1/6$ ，即 $\widehat{AB} = \frac{\pi r}{3}$ ，因此 $\angle AOB = \frac{\pi}{3}$ ， $\triangle AOB$ 为等边三角形， $OC = \frac{\sqrt{3}r}{2}$ ， $oo1 = 2OC = \sqrt{3}r$ ，其他波束同理可得。因此， $o1$ 、 $o2$ 、 $o3$ 、 $o4$ 、 $o5$ 、 $o6$ 分别位于与 x 轴夹角为 0° 、 60° 、 120° 、 180° 、 240° 、 300° 的以 o 为原点 $\sqrt{3}r$ 为半径的圆周上。将 6 个圆心均分别沿着 x 、 y 轴做垂线，再将得到的 x 、 y 分量分别用于计算圆心的经纬度。即：

$$\begin{cases} on_x = |oon| \times \cos \psi = \sqrt{3}r \times \cos \psi \\ on_y = |oon| \times \sin \psi = \sqrt{3}r \times \sin \psi \end{cases} \quad (3.8)$$

其中，

$$r = h_s \times \tan\left(\frac{\theta_{3dB}}{2}\right) \quad (3.9)$$

式中， on_x 为中心点 on 投影到 x 轴（纬线）方向的距离， $|oon|$ 为星下点 o 与波束中心 on 之间的距离， ψ 为小区中心点 on 与 x 轴的夹角， on_y 为中心点 on 投影到 y 轴（经线）方向的距离。距离单位均为(km)。

沿着经线方向，每一纬度的弧长为 $\beta_0 = 111.32\text{km}$ ，赤道上，每一经度的弧长为 $\alpha_0 = 111.32\text{km}$ ，因此，各中心点 on 的经纬度分别表示为：

$$\begin{cases} on_{long} = b_s + \frac{on_x}{\alpha_0 \cos l_s} \\ on_{lati} = l_s + \frac{on_y}{\beta_0} \end{cases} \quad (3.10)$$

式中， on_{long} 和 on_{lati} 分别为波束中心点 on 的经度和纬度。

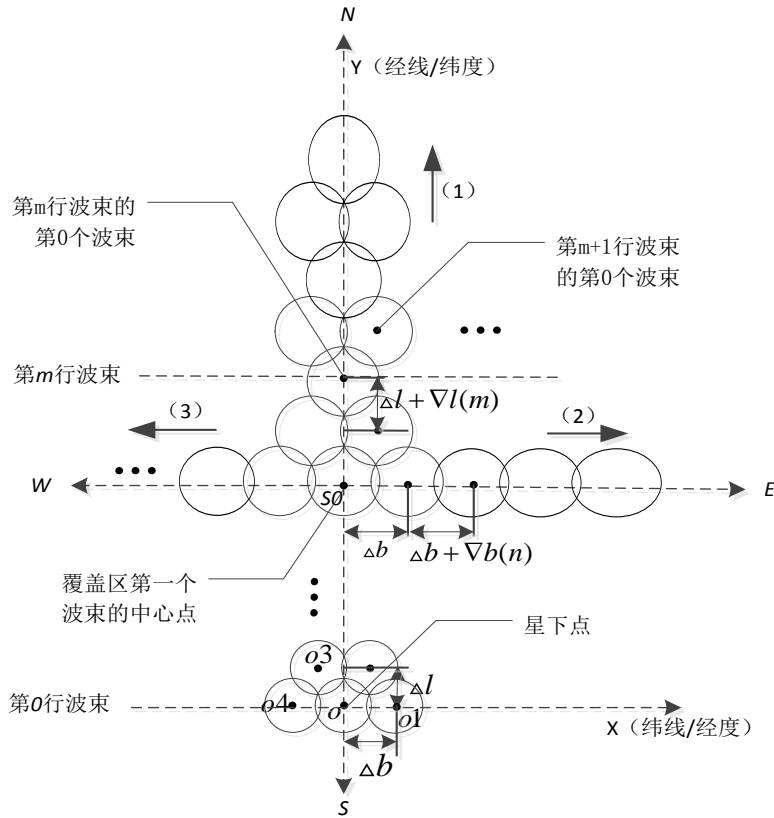


图 3.6 多波束天线波束覆盖方法示意图

多波束天线波束的覆盖采用先纵向再横向的覆盖方法，如图 3.6 所示。若覆盖区域的经度范围包含卫星的经度值，其步骤如下：

- (1) 采用本节前面所述的方法计算星下点 o 附近 7 个波束的中心点坐标；
- (2) 设置与 o 点纬度相同的一行波束为第 0 行波束，沿着经线向上波束行号依次递增；
- (3) 令覆盖区内与卫星星下点 o 经度相同且纬度范围最小的波束区域 S_0 ，该区域的中心坐标作为覆盖的第一个波束的指向坐标；

(4) 沿着该经线向纬度增大的方向纵向构建波束，如图中箭头（1）方向所示，直到到达覆盖区域的最大纬度位置。第 m 行波束中心的纬度 $l(m)$ 与第 $m-1$ 行波束中心的纬度 $l(m-1)$ 之间的递推关系为：

$$l(m) = l(m-1) + \Delta l + \nabla l(m) \quad (3.11)$$

其中，

$$\Delta l = \frac{\sqrt{3}r \sin 60^\circ}{\beta_0} \quad (3.12)$$

式中， Δl 为相邻两行波束的中心坐标纬度之差的基准值， $\nabla l(m)$ 为第 m 行波束和第 $m-1$ 行波束中心坐标纬度之差相对于基准值的增长值，该值随着纬度的增加基本呈正切函数的形式增加；

(5) 基于步骤（4）构建的波束，从纬度最小的一个波束开始，沿着纬线方向分别逐行向东、西方向构建整行波束，如图 3.6 中箭头（2）和箭头（3）方向所示，直到到达东、西方覆盖区域的最大经度位置。第 n 个波束中心的经度与第 $n-1$ 个波束中心的经度之间的递推关系为：

$$b(n) = \begin{cases} b(n-1) + \Delta b + \nabla b(n) & m \text{ 为偶数} \\ b(n-1) + 3\Delta b / 2 + \nabla b(n) & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3.13)$$

其中，

$$\Delta b = \frac{\sqrt{3}r}{\alpha_0 \cos l} \quad (3.14)$$

式中， Δb 为每个波束的中心坐标经度之差的基准值， $\nabla b(n)$ 为第 n 个和第 $n-1$ 个波束中心经度之差相对于基准值的增长值，该值随着经度的增加基本呈正切函数的形式增加， l 为当前波束中心的纬度；

(6) 由于波束斜射，每一行波束的纬度在偏离纵线越远的地方会出现微小的纬度偏移，需要对坐标的纬度做微小的调整；

若卫星的经度大小在覆盖区域的经度范围之外，则应选取与卫星经、纬度差距最小的地方作为第一个波束的覆盖区域，然后按照前面步骤所述的方法继续完成全部波束的覆盖。

运用本小节所述方法求得 GEO 卫星位于 $(100^\circ E, 0^\circ)$ 时，大致覆盖中国的 110 个 3dB 波束宽度为 0.44° （即波束小区半径 $r=137.41\text{km}$ ）的点波束的中心点坐标，根

据这些坐标参数,利用 STK 仿真软件得到卫星多波束天线大致覆盖中国的结果图,如图 3.7 所示。



图 3.7 110 个波束覆盖中国的 STK 仿真图

从图中可以看出,采用前面所述的多波束天线对地覆盖模型的设计方法,基本可以正确地得到类似于地面蜂窝状小区的对地覆盖结果。

3.4 多波束卫星通信系统波束间同频干扰模型

在多星组网的多波束卫星移动通信系统中,第二章第五节从传输过程的角度对系统下行链路干扰产生的机理进行了推导,得到了系统符号间干扰、多址干扰、同频干扰的表达式,可据此计算出比特信干比的大小。采用类似的方法和相关的结论,本节对信号在无线传播过程中引入的同频干扰进行建模与分析。

多波束卫星移动通信系统中,载干比是衡量波束间同频干扰强度的主要指标。由于不同波束重复使用相同频段带来的同频干扰与系统的频率复用方式、波束的数量、卫星信道特性、收发天线的辐射特性等因素均有关系,因此,同频干扰建模的目标是得到这些因素影响下系统的载干比大小。

3.4.1 波束间下行同频干扰模型

第 3.2 节中点波束天线辐射特性的仿真结果表明，点波束天线的旁瓣宽度比主瓣宽度大很多，天线的旁瓣会和其他波束的主瓣在空间上相交叠，因此，相同频段的多个波束中的用户同时通信会相互产生同频干扰。

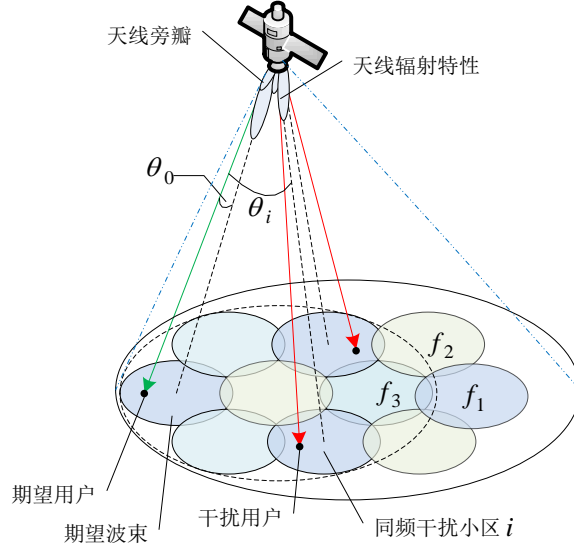


图 3.8 波束间下行同频干扰分析示意图

图 3.8 为 3 色复用的多波束卫星通信系统波束间下行同频干扰分析示意图。干扰用户与期望用户位于相同卫星下相同频段的不同波束时产生的干扰，此时干扰用户位于第 2.5 节中所述的 s2 区域，为所述的第二种干扰情况。

图中，绿色实线箭头所指方向代表期望用户的信号传播方向，红色实线箭头所指方向代表干扰用户的接收信号传播方向，黑色虚线代表点波束的轴线，即天线增益值最大的方向，蓝色虚线代表卫星多波束天线的覆盖范围。

相对于期望用户的期望信号，在不考虑同频干扰信号通过多径传播到达期望用户的情况下，其他波束的同频干扰信号均沿着绿色箭头方向到达期望用户，对期望用户产生同频干扰。此时，根据式(2.34)第一项原理可得出，期望用户接收的期望信号功率为：

$$p_r^{down} = p_t G_t(\theta_0) G_r(\varphi) \alpha k^2 \quad (3.15)$$

式中， p_t 为期望波束发送信号的功率，单位为(w)， $G_t(\theta_0)$ 为期望波束发送天线增益， θ_0 为期望用户偏离所在波束天线轴线的角度， $G_r(\varphi)$ 为期望信号接收天线增益， φ 为

接收信号方向偏离接收天线轴线的角度， α 为自由空间损耗，由式(2.2)计算求得， k 为第2.4节的信道模型决定的信道增益随机数。

根据式(2.36)第一项原理可得出，期望用户接收的干扰信号功率为：

$$p_I^{down} = \sum_{i=1}^N p_t^i G_t^i(\theta_i) G_r(\varphi^i) \alpha^i (k^i)^2 \quad (3.16)$$

式中， N 为同频干扰波束的数量， p_t^i 为干扰波束 i 的卫星发送信号功率， $G_t^i(\theta_i)$ 为干扰波束 i 的卫星天线增益， θ_i 为期望用户偏离干扰波束 i 天线轴线的角度， $G_r(\varphi^i)$ 为波束 i 发送的干扰信号的接收天线增益， φ^i 为波束 i 发送的干扰信号的方向偏离接收天线轴线的角度。 α^i 为波束 i 发送的干扰信号的自由空间损耗，由式(2.2)决定， k^i 为波束 i 发送的干扰信号的信道随机数由第2.4节的信道模型决定。

由式(3.15)和式(3.16)，终端接收信号的载干比为：

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{down} = \frac{p_r^{down}}{p_I^{down}} \quad (3.17)$$

由于干扰信号与期望信号是同频信号，由式(2.2)可知式(3.15)和(3.16)中的路径损耗相等即 $\alpha^i=\alpha$ ；同时，由于干扰信号沿着期望信号的传播路径与期望信号同时到达期望用户，因此，干扰信号与期望信号应该经过相同的信道衰落，即 $k^i=k$ 。若干扰波束 i 与期望波束的卫星发送功率相等，且用户终端采用全向天线，则载干比仅由卫星多波束天线的辐射特性、期望用户的位置和同频干扰小区的数量决定，即：

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{down} = \frac{G_t(\theta_0)}{\sum_{i=1}^N G_t^i(\theta_i)} \quad (3.18)$$

获得卫星天线增益的关键是计算用户位置偏离天线轴线的角度。大地坐标系中，假设地面上一点的坐标为 (b, l, h) ，将大地坐标转换为地心直角坐标为 (x, y, z) ，假设地球为偏心率为0的正球形，则：

$$\begin{cases} x = (h + R) \cos(b) \cos(l) \\ y = (h + R) \sin(b) \cos(l) \\ z = (h + R) \sin(l) \end{cases} \quad (3.19)$$

式中， R 为地球的半径。其中西经和南纬用负值表示，东经和北纬用正值表示，式中各变量均采用国际单位。

在地心直角坐标系中，假设卫星坐标为 $s(x_s, y_s, z_s)$ ，波束 i 中心点的坐标为 $b_i(x_b^i, y_b^i, z_b^i)$ ，期望用户坐标为 $u(x_u, y_u, z_u)$ ，令：

$$\begin{cases} \overrightarrow{su} = (x_u - x_s, y_u - y_s, z_u - z_s) \\ \overrightarrow{sb_i} = (x_b^i - x_s, y_b^i - y_s, z_b^i - z_s) \end{cases} \quad (3.20)$$

则，期望用户偏离同频小区 i 天线轴线的角度为：

$$\theta_i = \arccos \frac{\overrightarrow{su} \cdot \overrightarrow{sb_i}}{|\overrightarrow{su}| |\overrightarrow{sb_i}|} \quad (3.21)$$

3.4.2 波束间上行同频干扰模型

当相同频段的多个波束中的用户发送的信号同时到达卫星时，会对其他波束中的用户通信产生同频干扰。与下行干扰的分析方法类似，假设期望用户在相邻卫星下相同频率的共同覆盖区，系统中上行干扰的产生分为以下 3 种情况：

- (1) 干扰用户与期望用户在相同卫星下的同一小区时产生的干扰，主要为由多径传播产生的多址干扰；
- (2) 干扰用户与期望用户在相同卫星下相同频段的不同小区时产生的干扰，主要为同频干扰和多径传播产生的多址干扰；
- (3) 干扰用户与期望用户在不同卫星下相同频率的重叠覆盖区产生的干扰，主要为同频干扰和多径传播产生的多址干扰；

与第 3.4.1 节对波束间下行同频干扰建模的方法类似，对同一卫星下波束间上行同频干扰分析示意图如图 3.9 所示。

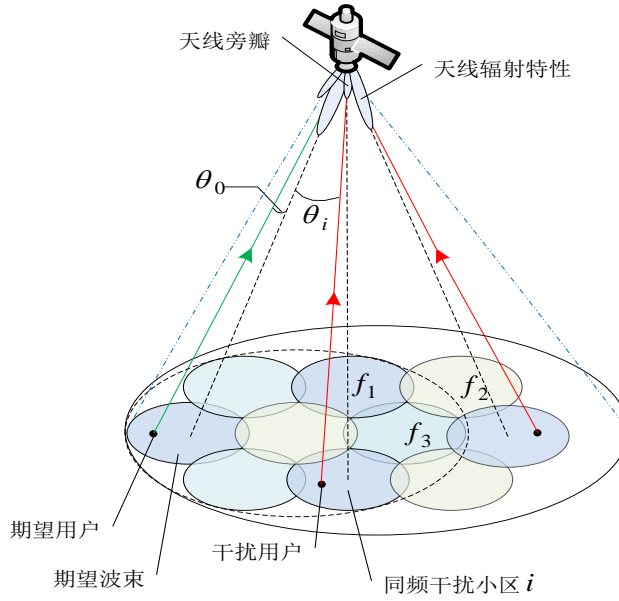


图 3.9 波束间上行同频干扰分析示意图

图 3.9 为 3 色复用的多波束卫星通信系统波束间上行同频干扰分析示意图，即干扰用户与期望用户在相同卫星下相同频段的不同小波束时产生的干扰。

假设不考虑同频干扰信号通过多径传播与期望信号同时到达卫星的情况，同频干扰信号沿着红色箭头所指方向到达卫星对期望信号产生干扰。与波束间下行同频情况类似，卫星接收的期望信号功率为：

$$p_r^{up} = p_t G_t(\varphi) G_r(\theta_0) \alpha k^2 \quad (3.22)$$

式中， p_t 为期望用户的发送信号功率， $G_t(\varphi)$ 为期望信号的发送天线增益， φ 为发送信号方向偏离发送天线轴线的角度， $G_r(\theta_0)$ 为期望信号的接收天线增益， θ_0 为期望用户偏离所在波束天线轴线的角度。

卫星接收的干扰信号功率为：

$$p_I^{up} = \sum_{i=1}^N p_t^i G_t^i(\varphi^i) G_r(\theta_i) \alpha^i (k^i)^2 \quad (3.23)$$

式中， N 为同频干扰波束的数量， p_t^i 为干扰波束 i 中的用户发送信号功率， $G_t^i(\varphi^i)$ 为干扰波束 i 中的用户发送信号的发送天线增益， φ^i 为干扰波束 i 中的用户发送的干扰信号的方向偏离发送天线轴线的角度， $G_r(\theta_i)$ 为波束 i 中的用户发送的干扰信号的接收天线增益， θ_i 为波束 i 中的干扰用户偏离期望波束天线轴线的角度， α^i 为波束 i 中的用户发送的干扰信号的自由空间损耗，由式(2.2)决定， k^i 为波束 i 中的用户发送的干扰信号的信道随机数由信道模型函数决定。

由式(3.22)和式(3.23)，则卫星接收信号载干比为：

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{up} = \frac{p_r^{up}}{p_I^{up}} \quad (3.24)$$

若各波束中的用户发送信号功率相等，且用户终端采用全向天线，则载干比由期望用户与干扰用户的位置、干扰用户的数量、卫星天线的辐射特性、信道特性决定，即：

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{up} = \frac{G_r(\theta_0)\alpha k^2}{\sum_{i=1}^N G_r(\theta_i)\alpha^i (k^i)^2} \quad (3.25)$$

在考虑所有同频小区均对期望信号产生干扰，且忽略信号发送功率差异性的情况下，由式(3.18)可知多波束卫星移动通信系统中，下行同频干扰的强度由观测点位置和卫星多波束天线的辐射特性唯一确定。因此，可以得到多波束天线覆盖范围内任意经纬度点的同频干扰大小和整个范围内的同频干扰强度图；由式(3.25)可知，上行同频干扰不仅与各用户位置和卫星多波束天线的辐射特性有关，还与卫星信道的无线传播特性有关，因此，波束间上行同频干扰强度呈现不断变化的特征。

3.5 本章小结

载干比是衡量波束间同频干扰强度的主要指标。本章首先介绍 GEO 卫星点波束天线的辐射特性；接下来在对现有的多波束天线的对地覆盖模型仿真分析的基础上，给出较为合适的由点波束天线构成卫星多波束天线的方法，并利用 STK 仿真得到 GEO 卫星位于东经 100° ，点波束的 3dB 宽度为 0.44° 时，卫星多波束天线的对地覆盖模型；最后对多波束卫星通信系统中波束间上行同频干扰和下行同频干扰进行建模。

第4章 多波束卫星通信系统干扰信道的仿真分析

4.1 引言

通信系统的建模仿真通过一定的方法为系统的工程设计和网络规划提供合理可信的依据，提高系统设计的科学性。首先根据研究目标规划系统架构、明确建模内容、拟定仿真性能指标；接下来细化系统架构、设计各个元素模块的结构和功能，并根据功能对各个模块建模；然后运行仿真系统、收集仿真指标统计数据；最后分析仿真结果是否满足实际系统的性能，若不满足，则修改系统相关设计，并根据仿真结果多次迭代仿真、分析，直到仿真结果符合系统设计需求。建模仿真技术降低了系统设计难以进行实际实验带来的投资和建设风险，对系统结构及其关键技术的建模仿真是现代通信系统建设之前一项必不可少的工作。

系统性能指标是反应系统设计合理性和科学性的定量分析标准，通信系统的性能指标主要包括接入成功率、寻呼成功率、信道利用率、切换成功率、丢包率、中断概率等，均与卫星无线信道和系统中的干扰有关。用户通信过程中，信道条件较差、干扰较强均可能引起数据包丢失、通信中断，进而影响通信系统的性能，因此，依据相关指标对卫星信道和干扰的仿真是评估信道和干扰影响系统性能的关键。

本章首先介绍用于仿真的工具软件 OPNET；接下来给出多状态的 Markov 信道模型仿真软件的设计方案，设计产生服从相应信道模型概率密度函数随机数的方法并进行验证，然后基于 OPNET 对不同环境和不同卫星仰角的三状态 Markov 信道模型进行仿真分析；最后在仿真卫星多波束天线辐射特性的基础上，仿真不同频率复用方式下多波束卫星通信系统波束间上行同频干扰和下行同频干扰，并且上行干扰和下行干扰分别以丢包率和系统频带容量为系统性能指标，分析不同信道和干扰条件下采用不同频率复用方式时系统的性能。

4.2 OPNET 工具软件的介绍

OPNET 是目前业界学者公认的优秀网络仿真软件。OPNET 可灵活部署不同的网络结构，根据需求对网络元素建模，设置网络节点的功能属性、运动属性，自

定义链路的传输速率、支持的封包格式等属性，定义数据包域的类型、长度等属性，配置不同的天线模型和调制编码曲线模型，能够较为准确地模拟地形特征、导入地形参数，进而更加准确地模拟实际无线信道环境。OPNET 是一个能够较好地模拟真实通信的仿真软件。

从网络设备的层次关系而言，OPNET 的建模采用网络模型、节点模型和进程模型三层建模机制。网络模型代表一个具体的网络场景，是处于不同位置、不同状态，具有不同功能的网元的集合；节点模型代表网络中某个具体网元的模块组件和组件的结构；进程模型用于定义节点中各模块的功能，以状态机的形式描述的协议流程。三层模型是实际系统中的网络、设备和功能协议的抽象，反应了各对象之间的关联。

OPNET 采用离散事件驱动的仿真机制，当网络状态发生变化时才触发仿真中心执行相应的仿真事件，与时间驱动相比，基于事件触发的有限状态机建模机制能够很大地提高仿真效率。

OPNET 将信号在无线信道中的传播过程用 14 个具有不同功能的子传输阶段的组合来模拟，这些子传输阶段用于计算无线传播过程中信号变化的相关参数，根据参数的因果关系，按时间顺序调用相关子阶段^{[34][180]}。这些子传输阶段主要包括用于计算信号的传输时延、传播时延、发送和接收的天线增益、接收信号功率、干扰噪声功率、信噪比、误比特率等参数的阶段。接收功率阶段对无线信道进行建模，根据信道模型得到信道对信号的衰减强度，再获取发送信号功率、接收和发送天线增益，用以计算接收信号功率；根据得到的接收信号功率和干扰信号功率，计算接收信号的载干比。

4.3 基于 OPNET 的 Markov 信道模型仿真

信道模型的仿真是对信道特性作直观分析的有效手段，是卫星通信系统仿真的基础，是对多波束卫星通信系统干扰仿真分析的前提。多状态 Markov 卫星信道模型的仿真设计是实现信道模型仿真与分析的关键。

4.3.1 Markov 模型的仿真设计

①仿真设计

卫星信道在不同的环境和不同的卫星仰角下，信道的统计特性有不同的变换规律，多状态 Markov 卫星信道模型能够较为准确地表征在某种环境一个固定卫星仰角下，无线信号在真实的卫星信道传播过程中的衰落特性。多状态 Markov 卫星信道模型的仿真设计是实现信道模型仿真的前提。图 4.1 所示为不同环境和不同卫星仰角下，三状态 Markov 模型的仿真设计图。

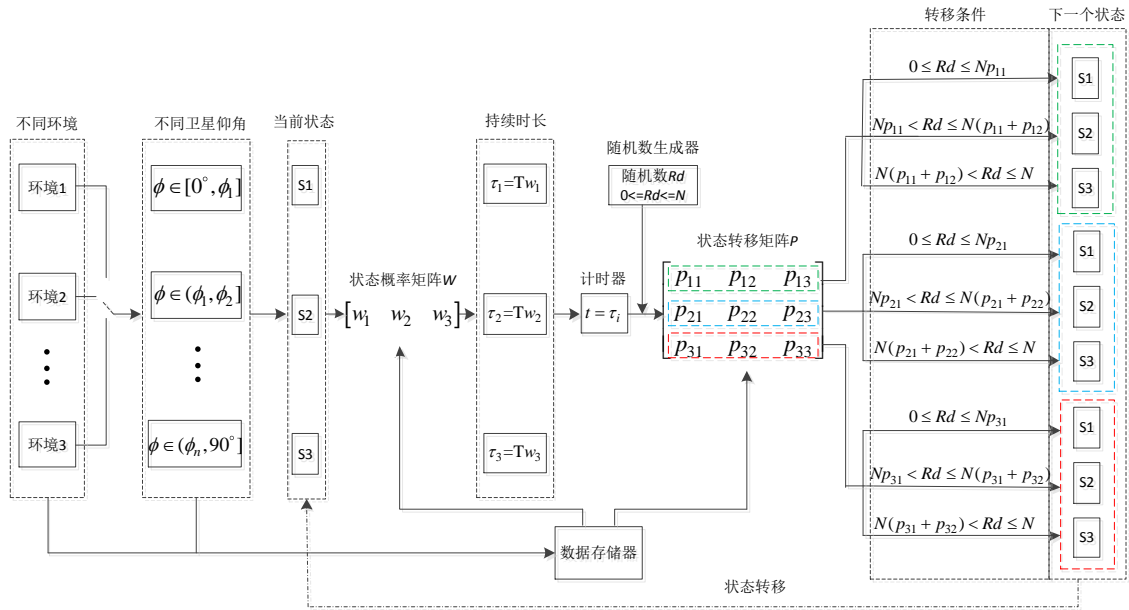


图 4.1 三状态 Markov 模型仿真设计

将卫星通信系统实际环境划分为多种不同的环境（如：农村环境、郊区环境、城市环境等），再将卫星仰角的范围 $[0^\circ, 90^\circ]$ 划分为多个不同的小区间，设定 3 状态周期长度为 T 和用于进行状态转移的正整数为 N 。

仿真开始后，按照以下步骤执行仿真过程：

- (1) 设定仿真的环境（环境 1/环境 2/环境 3）和信道特性的初始状态 S_i ($i=1,2,3$)；
- (2) 根据观测点和卫星的坐标计算当前的卫星仰角 ϕ ；
- (3) 根据仿真的环境和 ϕ 所属的区间查找数据存储器中对应的状态概率矩阵 W 和状态转移矩阵 P ；
- (4) 根据所得的 W 和信道的初始状态 S_i 计算当前状态的持续时长 $\tau_i = Tw_i$ ($i=1,2,3$)，同时启动计时器 t ；
- (5) 若计时器时间 $t = \tau_i$ ，则随机数生成器产生随机数 Rd ，且 $Rd \in [0, N]$ ；

(6) 根据当前的信道状态 S_i 定位到状态转移矩阵 \mathbf{P} 中的第 i 行, 获得相应的状态转移概率 p_{ij} ($j=1,2,3$);

(7) 根据状态转移概率 p_{ij} 、正整数 N 和随机数 Rd 之间的大小关系选择对应的转移状态。若 $Rd \in [0, Np_{i1}]$, 则下一个状态为 S_1 ; 若 $Rd \in [0, N(p_{i1} + p_{i2})]$, 则下一个状态为 S_2 ; 若 $Rd \in [N(p_{i1} + p_{i2}), N]$, 则下一个状态为 S_3 ;

(8) 将下一个状态切换为当前状态;

(9) 若当前仿真的环境和卫星仰角的范围均未改变, 转到步骤 (4); 若当前仿真的环境未变但卫星仰角的范围改变, 则转到步骤 (2); 若当前仿真的环境改变, 则转到步骤 (1);

三状态 Markov 卫星信道模型的仿真的关键之一是卫星仰角的计算, 卫星仰角计算公式为:

$$\phi = \arctan \left\{ \frac{\cos(u_lati) \cos(u_long - s_long) - R / (R + h_s)}{\sqrt{1 - [\cos(u_lati) \cos(u_long - s_long)]^2}} \right\} \quad (4.1)$$

式中, u_lati 和 u_long 分别为地面观察点的纬度和经度, R 为理想正球形地面的半径, 单位为(m), h_s 为卫星离地面的高度, 单位为(m), s_long 为卫星星下点的经度, 以上经纬度的单位均为($^\circ$)。

②线性插值抽样算法

如第 2.4.2 节所述, 三状态 Markov 信道模型由三个状态之间的相互转换实现, 每个状态由不同参数的 C. Loo 模型表示, 无线信道对信号的影响程度体现在服从 C. Loo 模型概率密度函数的归一化增益随机数的大小。本文采用线性插值抽样算法得到服从 C. Loo 模型概率密度函数的随机数, 该算法的流程如图 4.2 所示。

(6) 若 $y \geq y_{try}$, 则输出当前的抽样值 x_{try} , x_{try} 被认为是服从当前概率密度函数的随机数, 完成本次抽样计算; 否则, 拒绝当前 x_{try} , 返回步骤 (4);

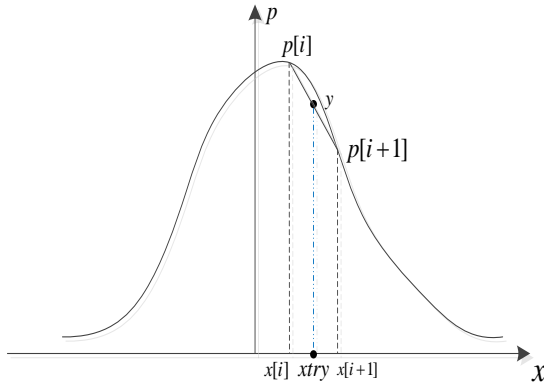


图 4.3 线性插值示意图

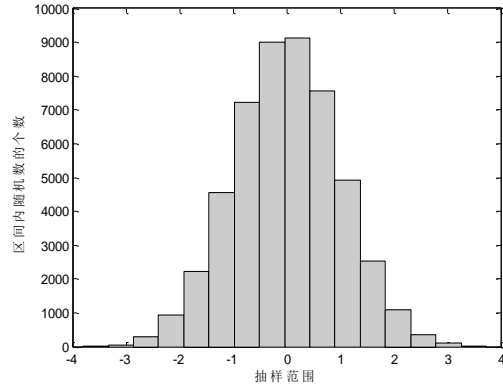


图 4.4 随机数个数直方图

由一次函数的函数关系求得插入点的值为:

$$y = \frac{x_{try} - x[i+1]}{x[i] - x[i+1]} \times p[i] + \frac{x_{try} - x[i]}{x[i+1] - x[i]} \times p[i+1] \quad (4.2)$$

采用该抽样算法, 产生 5 万个抽样范围为 $(-4,4)$ 且抽样间隔为 $\Delta x=0.001$ 的服从标准正态分布的随机数, 得到区间长度为 0.5 时随机数个数直方图, 如图 4.4 所示。由图可知, 在 $x=0$ 的对称区间内随机数的个数近似相等, 且随机数的取值情况基本符合标准正态分布, 表明可以采用线性插值抽样算法产生服从给定概率密度函数的随机数。

4.3.2 Markov 模型的仿真分析

信道模型仿真是通过一定的方法模拟无线信道特性对信号的影响。在不同环境和不同卫星仰角的情况下, 无线信道对信号的衰减程度不同, 采用如本文 4.3.1 节所述的三状态 Markov 信道模型仿真设计方法和信道模型随机数的产生方法, 可以仿真得到任意环境和任意卫星仰角时, 信号受不同程度阴影作用的信道随机数。根据该随机数可以计算信号经过无线信道后的幅度、功率等变量的大小。

将第 4.3.1 节所述的仿真环境数量设置为 3, 其中环境 1 为开阔环境、环境 2 为郊区环境、环境 3 为城市环境; 将卫星仰角的范围 $[0^\circ, 90^\circ]$ 划分为 6 个区间, 其中 $[0^\circ, 20^\circ]$ 为区间 1、 $[20^\circ, 50^\circ]$ 为区间 2、 $(50^\circ, 60^\circ]$ 为区间 3、 $(60^\circ, 70^\circ]$ 为区间 4、 $(70^\circ, 80^\circ]$ 为区间 5、 $(80^\circ, 90^\circ]$ 为区间 6; 设置 3 状态的周期长度 $T=500s$, 信道每 5s 改变一次, 用

于转移的正整数 $N=100$ ；不同的环境其信道初始状态均设置为 S1 状态，即视线传播状态。开阔环境、郊区环境和城市环境在不同卫星仰角时，其 3 阶状态转移矩阵和状态概率矩阵分别采用文献[13]中表格 4、表格 3 和表格 2 所列数据，第 2.4.2 节所述不同参数的 C. Loo 模型代表的 3 种阴影状态的相关参数见表 7 所列。

OPNET 能灵活设置网络元素的运动属性，因此可以更加方便、真实地模拟移动通信环境。OPNET 中建立用于收发数据信号的卫星节点，并设置卫星位于 $(100^{\circ}E, 0^{\circ}, 35786\text{km})$ ；移动数据测试节点从指定位置开始，沿着纬线向东匀速运动，其运动速度为 $0.02^{\circ}/\text{s}$ ，每 5 秒接收一次卫星发送的测试信号，并做相关数据的统计和计算。图 4.5 为不同信道条件下，沿不同纬度运动的移动数据测试节点统计的信道随机数。

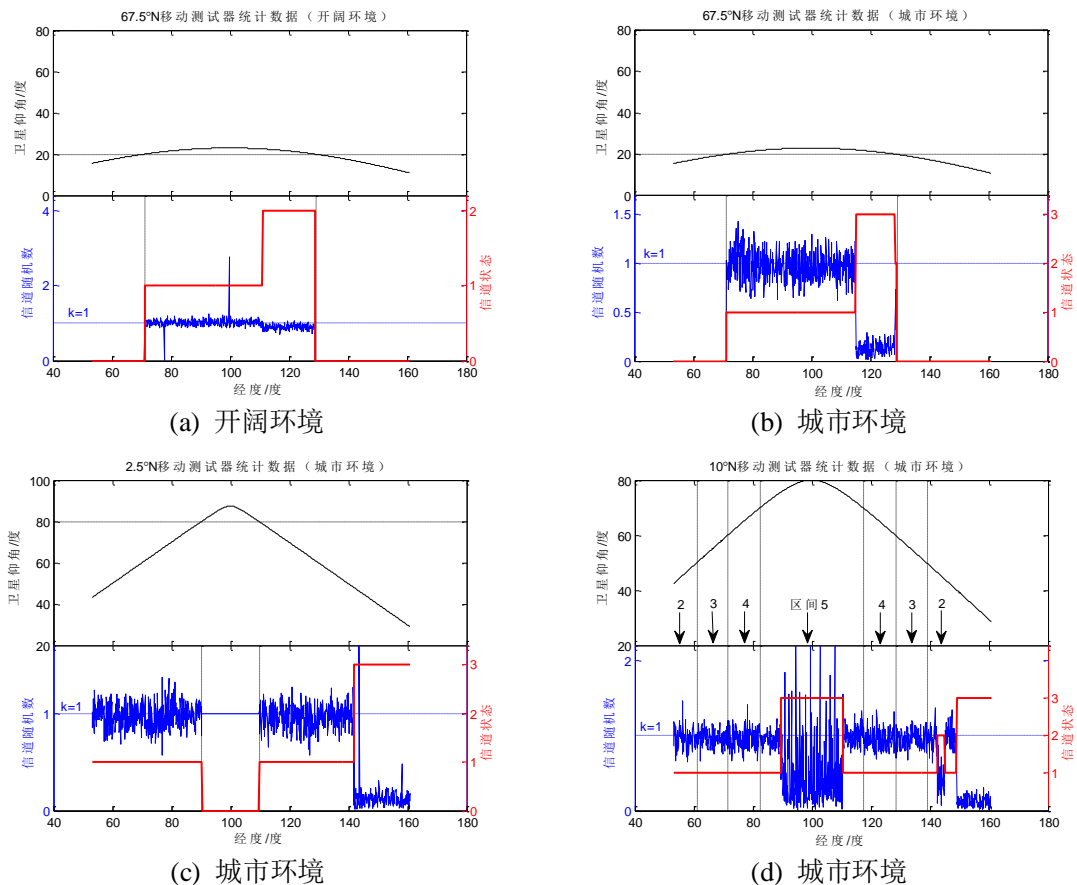


图 4.5 不同条件下的信道随机数

(a)图为开阔环境下，移动数据测试器起始位置为 $(53^{\circ}E, 67.5^{\circ}N)$ 时，移动测试得到的不同卫星仰角的信道特性随机数；(b)、(c)、(d)分别为城市环境下，移动数据测

试器起始位置为 $(53^{\circ}E, 67.5^{\circ}N)$ 、 $(53^{\circ}E, 2.5^{\circ}N)$ 、 $(53^{\circ}E, 10^{\circ}N)$ 时，移动测试得到的不同卫星仰角的信道特性随机数。

由图(a)、(b)可知，卫星仰角小于 20° 时，信道状态变为 0，此时设定为测试信号被地面建筑物完全阻挡，不能被接收机接收，因此信道随机数为 0；开阔环境的视线传播状态和中度阴影状态对信号的影响差别不大，且都非常接近 1，城市环境下两种状态对信号的影响差别较大，说明同样的卫星仰角下，开阔环境比城市环境的信道条件好。由图(c)可知，在卫星仰角大于 80° 时，信道状态变为 0，此时的信道特性随机数恒为 1，认为此时测试信号基本沿垂直于地面的方向被接收，因此不受多径衰落和阴影效应的影响，是最理想的信道状态。由图(d)可知，卫星仰角属于区间 5 和区间 2 且同处在重度阴影的 S3 状态时，区间 5 的随机数比区间 2 的随机数更靠近理想的 1，说明同样的条件下卫星仰角越大信道条件越好。

4.4 基于 OPNET 的多波束卫星通信系统波束间同频干扰仿真

如本文 3.4 节所述的干扰建模方法，卫星信道对期望信号和干扰信号均会产生影响，其对信号功率影响的大小为第 4.3.2 节所得的信道随机数的平方。此外，多波束卫星通信系统的波束数量、频率复用方式、多波束天线的辐射特性等因素均影响干扰强度，因此，需要在得到多波束天线辐射特性的基础上，仿真不同频率复用方式下多波束卫星通信系统接收信号的载干比，进而分析系统中的干扰对系统性能的影响。

4.4.1 基于 OPNET 的多波束天线辐射特性仿真

如本文 3.3 节所述，通过设置多个不同指向的点波束天线即可构成卫星多波束天线。卫星多波束天线辐射特性的仿真是得到多波束天线覆盖下地面任意一点的卫星天线增益。

①基于 OPNET 的点波束天线仿真

点波束天线的方向图在整个三维空间均存在，天线的建模仿真需要将连续的天线辐射特性离散化采样用于计算机处理。OPNET 仿真内核调用天线模型时，根据接收机和发送机所在位置的坐标计算信号的传播方向，接着计算信号传播方向与点波

束天线轴线的夹角，然后查找存储在仿真内核的离散增益值，得到当前无线信号的天线增益值。

如图 4.6 所示，令天线方向图增益值最大的方向为 z 轴，垂直于 z 轴的平面为 xoy 平面。在整个三维空间中，将天线模型划分为一系列与 z 轴夹角为 ϕ 的圆锥面，将该圆锥面投影到 xoy 平面形成圆面，将圆面的圆弧划分为一系列与 x 轴夹角为 θ 的离散点 q ，点 q 对应到圆锥面上的点 q' 与坐标系原点 o 的连线即为天线的增益，即圆锥面的母线长度代表相应的增益值。其中，划分的圆锥面越多、圆弧的抽样点数越多，天线模型的离散化粒度越小，离散的天线增益值就越精确，天线方向图的仿真结果越接近于实际天线的辐射特性。

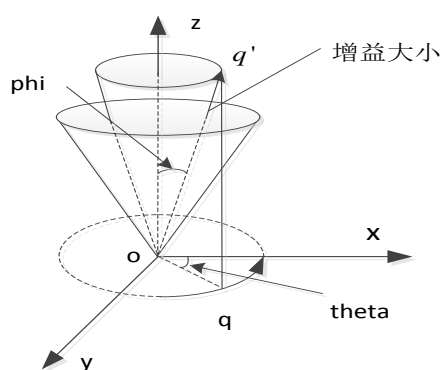


图 4.6 点波束天线模型坐标系

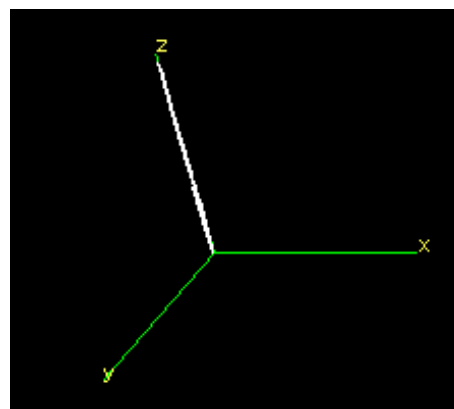


图 4.7 卫星点波束天线模型仿真图

OPNET 采用 ema 编程机制对点波束天线进行建模仿真。采用本文 3.2 节公式(3.3)所描述的 3dB 波束宽度为 0.44° 的 ITU-R S.672-4 天线模型，设置相邻两个圆锥面角度之差 $\Delta\phi=0.1$ ，圆锥面在 xoy 平面投影圆面的圆弧上两个离散点的角度之差 $\Delta\theta=0.1$ ，则将整个空间划分为 1800 个圆锥面，每个圆锥面的底面圆弧划分为 3600 个点，得到各点的增益值，离散化整个三维空间的连续增益值，近似模拟天线的辐射特性。得到 ITU 天线的辐射特性如图 4.7 所示。

②基于 OPNET 的多波束天线仿真

在卫星节点模型中，通过配置多个天线模块并设置每个点波束天线轴线指向地面不同的经纬度坐标，即可实现卫星节点的多波束天线建模。图 4.8 为包含 110 个点波束天线的卫星节点模型，点波束天线设置为本节如前所述的天线模型，各个点波束的指向坐标采用第 3.3.2 节所述方法求得。

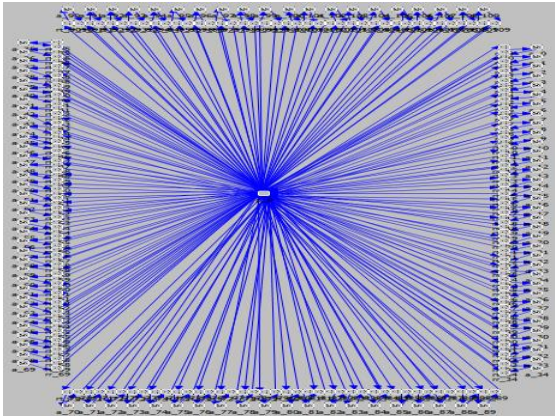


图 4.8 110 个点波束的卫星节点模型

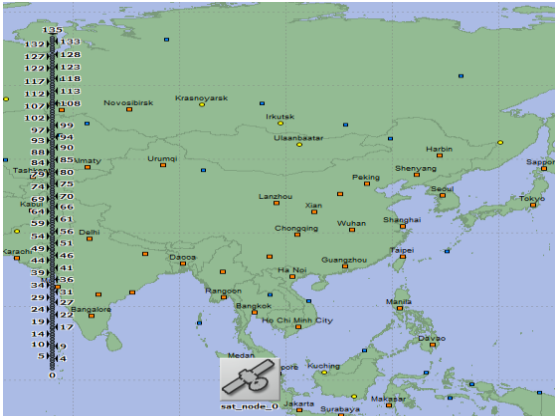
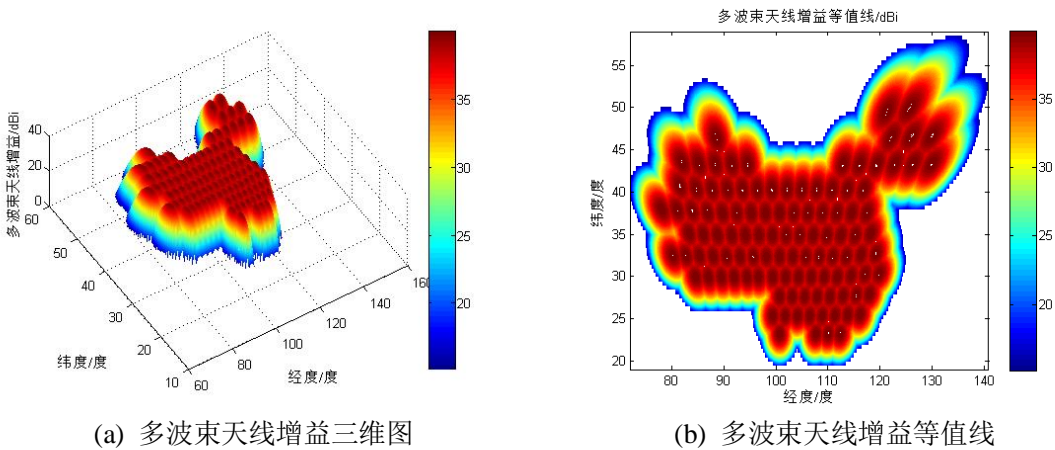


图 4.9 卫星多波束天线辐射特性仿真场景

为得到卫星多波束天线覆盖下地面任意一点卫星天线的增益，基于 OPNET 建立图 4.9 所示的仿真场景。卫星的大地坐标为 $(100^{\circ}E, 0^{\circ}, 35786\text{km})$ ，在东经为 71.8° 的经线上，纬度从 $2.5^{\circ}W$ 到 $70^{\circ}W$ 范围内，均匀放置 136 个移动数据接收器，数据接收器之间的纬度间隔均为 0.5° 。这 136 个接收器从经度为 $71.8^{\circ}E$ 开始，均沿着纬线向东运动，直到 $140.9^{\circ}E$ 结束。每向东移动 0.1° ，接收一次卫星发送给接收器的无线信号，统计一次卫星的天线增益值和对应的经纬度数据，获取 $19^{\circ}W$ 到 $59^{\circ}W$ 范围内的统计数据，得到卫星多波束天线的辐射特性如图 4.10 所示。

从图 4.10 中可以看出，每个波束中心轴线投影到地面的天线增益均为最大增益值 40dBi，从波束中心到向外延伸天线增益值逐渐降低。每个波束的旁瓣均与其他波束的主瓣在空间上相交叠。



(a) 多波束天线增益三维图 (b) 多波束天线增益等值线

图 4.10 卫星多波束天线辐射特性

4.4.2 多波束卫星通信系统下行同频干扰仿真分析

①下行同频干扰仿真

根据本文 3.4.1 节多波束卫星通信系统波束间下行同频干扰建模方法,为对卫星多波束天线旁瓣引入的干扰进行评估,设置卫星各波束发送信号的功率相等且移动数据接收器采用全向天线,得出在不考虑干扰信号通过多径传播到达接收端对期望信号产生干扰的情况下,系统波束间下行同频干扰的强度由式(3.18)表示,由卫星多波束天线的辐射特性、期望用户的位置和同频干扰小区的数量共同决定。

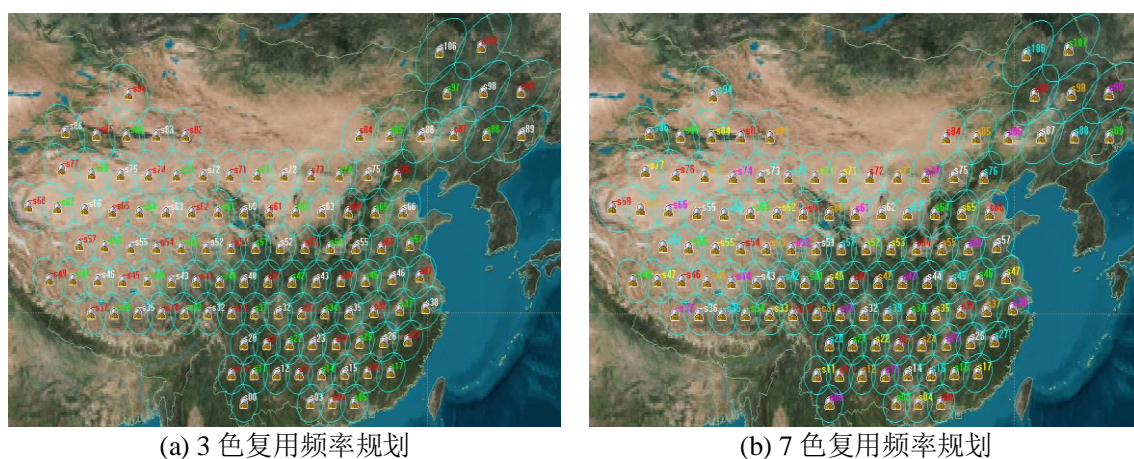


图 4.11 不同频率复用的频率规划示意图

多波束卫星通信系统中,当点波束数量一定时,采用不同的频率复用方式同频波束的数量不同,则载干比大小不同。图 3.7 可作为系统同频组网示意图,设置所有波束的频率 $f=2\text{GHz}$ 且带宽 $B=1.5\text{MHz}$;图 4.11 为采用第 2.5 节所述同频波束规划方法得到的 3 色复用示意图(a)和 7 色复用示意图(b)。(a)图中红色波束 $f_1=2000\text{MHz}$ 、绿色波束 $f_2=2002\text{MHz}$ 、白色波束 $f_3=2004\text{MHz}$,带宽均为 $B=1.5\text{MHz}$; (b)图中红色波束 $f_1=2000\text{MHz}$ 、绿色波束 $f_2=2002\text{MHz}$ 、白色波束 $f_3=2004\text{MHz}$ 、橙色波束 $f_4=2006\text{MHz}$ 、紫色波束 $f_5=2008\text{MHz}$ 、蓝色波束 $f_6=2010\text{MHz}$ 、黄色波束 $f_7=2012\text{MHz}$,带宽均为 $B=1.5\text{MHz}$ 。移动数据接收器采用增益大小为 10dBi 的全向天线,各波束的发送信号功率均为 $p_t=100\text{w}$,信道采用第 4.3 节所设计的三状态 Markov 信道模型仿真方法。采用第 4.4.1.2 节所述场景和数据统计方法,得到采用不同频率复用方式时卫星多波束天线覆盖下地面任意位置的载干比强度图谱,如图 4.12 所示。

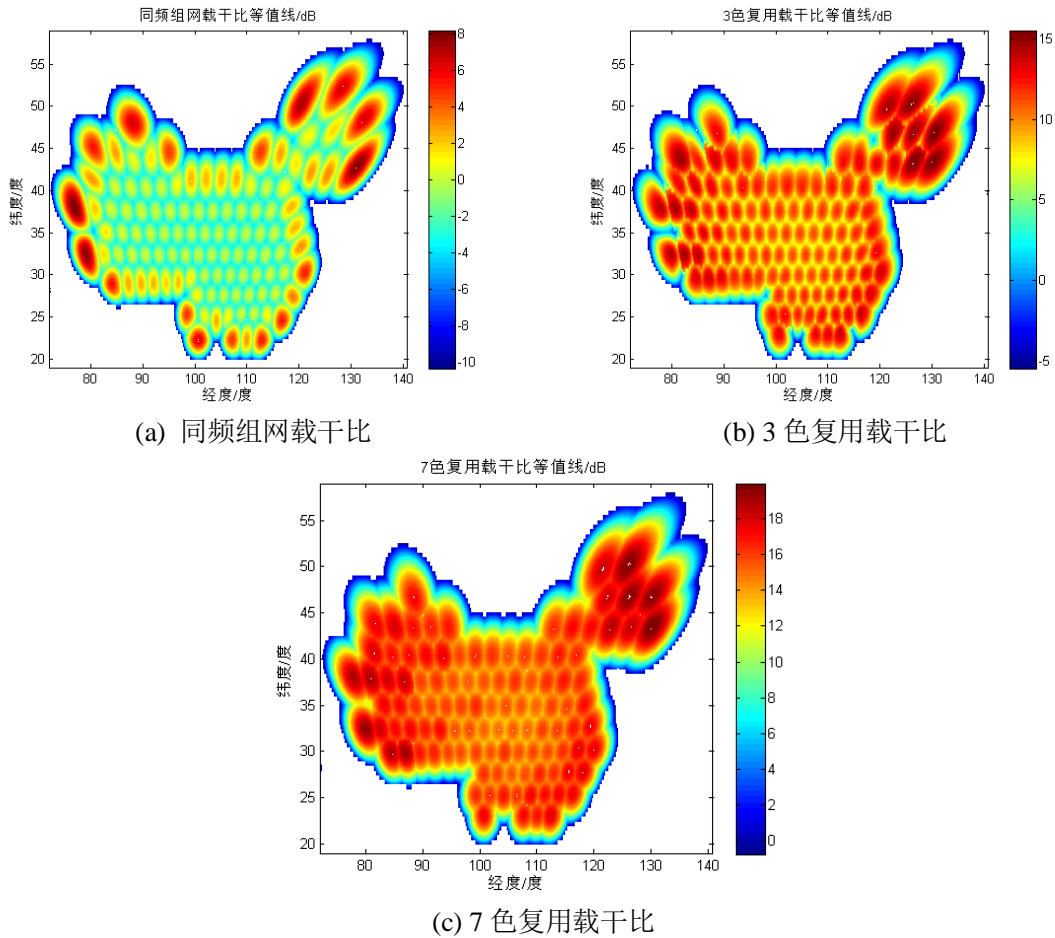


图 4.12 不同频率复用的载干比图谱

由图 4.12 可知，110 个波束的多波束卫星通信系统中，采用同频组网频率规划方式的接收信号载干比最低，7 色复用方式的接收信号载干比最高。期望波束中，离波束轴线越近的位置期望信号的天线增益越大，而干扰信号的天线增益越小，因此，波束中心位置的载干比比波束边缘的载干比高。同频组网方式下，载干比最高约为 8.21dB，平均值约为-1.19dB；3 色复用载干比最大值约为 15.56dB，平均值约为 7.56dB，均值比同频组网大约高 8.75dB；7 色复用载干比最大值约为 20.02dB，平均值约为 12.69dB，比 3 色复用的均值大约高 5.13dB。因此随着频率复用因子的提高，系统中由天线旁瓣引起的波束间同频干扰水平越小。

不同频率复用方式下，根据公式(2.2)、(3.15)~(3.17)和(3.19)~(3.21)分别计算地面任取 5 点的载干比，同时获取对应点的仿真结果如表 4.1 所列。由表可知仿真值与理论值之间的均方误差(Mean Square Error, MSE)均在 10^{-4} 数量级及以下，在误差允许的范围内理论值与仿真结果基本吻合。在理论计算时将地球当作正球形，而在

OPNET 仿真中地球是偏心率不为 0 的椭球, 因此, 理论计算值与仿真值有一定的差距。

表 4.1 不同频率复用方式载干比

组网方式	坐标(b, l, h)	仿真值(dB)	计算值(dB)	均方误差
同频组网	(97.9,25,0)	3.996 076 301 323	3.996 071 526 712	2.27969×10^{-11}
	(78.9,38,0)	2.117 108 728 326	2.117 374 393 289	7.05779×10^{-8}
	(114,22,0)	1.879 085 708 217	1.878 539 679 273	2.98148×10^{-7}
	(120.1,39.5,0)	-1.793 180 839 950	-1.793 344 294 000	2.67172×10^{-8}
	(124.7,49,0)	0.506 061 400 128	0.506 022 084 850	1.54569×10^{-9}
3 色复用	(104.5,35,0)	11.410 882 547 583	11.410 881 730 162	6.68177×10^{-13}
	(110.4,28,0)	11.772 483 060 751	11.772 484 637 372	2.48573×10^{-12}
	(108.7,21,0)	4.514 024 083 667	4.514 015 271 495	7.76544×10^{-11}
	(86,42.5,0)	10.800 250 311 703	10.800 253 045 966	7.47619×10^{-12}
	(98,30.5,0)	5.489 129 410 141	5.489 119 651 242	9.52361×10^{-12}
7 色复用	(109.8,34,0)	14.360 875 552 781	14.350 091 049 386	1.16306×10^{-4}
	(91.9,27.5,0)	9.179 963 803 860	9.179 959 670 040	1.70885×10^{-11}
	(123,43,0)	18.550 171 629 249	18.550 171 490 321	1.93010×10^{-14}
	(108.7,25.5,0)	17.359 742 143 017	17.359 741 140 405	1.00523×10^{-12}
	(85,40,0)	16.887 055 397 583	16.900 053 266 882	1.68945×10^{-4}

②系统频带容量分析

系统频带容量用于衡量系统使用的总带宽的大小, 与频率复用因子 n 和频率效率因子 η 有关, 表示为:

$$C_B = r\eta B = \frac{m\eta B}{n} \quad (4.3)$$

式中, m 为卫星的波束数量, B 为系统可用带宽。

采用欧洲电信标准协会 (European Telecommunications Standards Institute, ETSI) 提供的建议书 ETSI EN302 307-1 表 13 所列的不同码率的调制方式的频谱效率值^[44], 得到采用不同频率复用方式时系统频带容量随频谱效率变化的曲线图, 如图 4.13 所示。

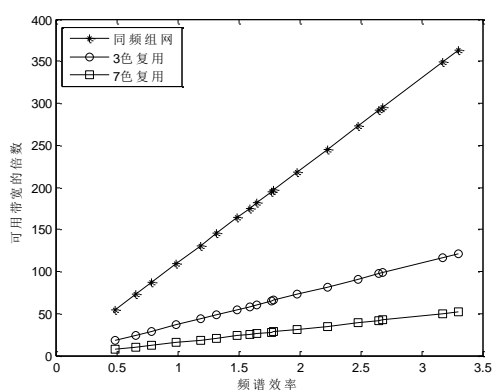


图 4.13 系统频带容量曲线图

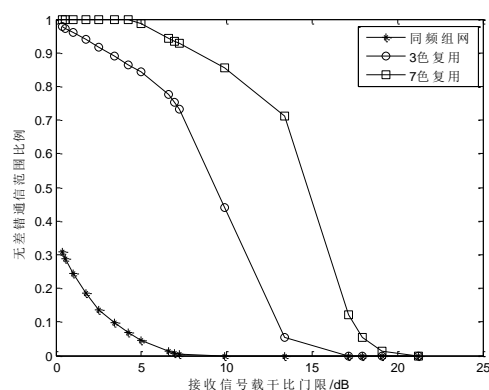


图 4.14 无差错通信范围比例变化图

由图 4.13 可得，系统频带容量随频谱效率的提高而增大，随频率复用因子的升高而降低。

不同码率和调制方式对应的频谱效率不同，则无差错传输的接收比特信噪比门限也不同。当接收数据的误码率高于某个设定的门限值时，认为当前数据信息不能被正确接收，则将数据包丢弃，从而出现通信差错，表明此时无法保证通信的 QoS；当接收数据的误码率低于设定的门限时，数据信息能够被正确接收，表明能够进行无差错通信。根据建议书表 13 所列的不同码率和调制方式下信息无差错传输的接收符号信噪比门限值，在不考虑信道噪声的情况下，通过相关公式的换算得到采用不同频率复用因子时无差错通信范围的比例随接收载干比门限变化的曲线图，如图 4.14 所示。表明信息接收载干比门限越高，无差错通信范围的比例越小，频率复用因子越高，无差错通信范围的比例越高。

假设保证信息无差错传输的范围比例不小于 95%时所采用的调制编码方式对应的信号接收门限是保证整个系统信息可靠传输能达到的最高频谱效率值，则采用不同频率复用方式时，该接收门限对应的无差错通信的范围图如图 4.15 所示。

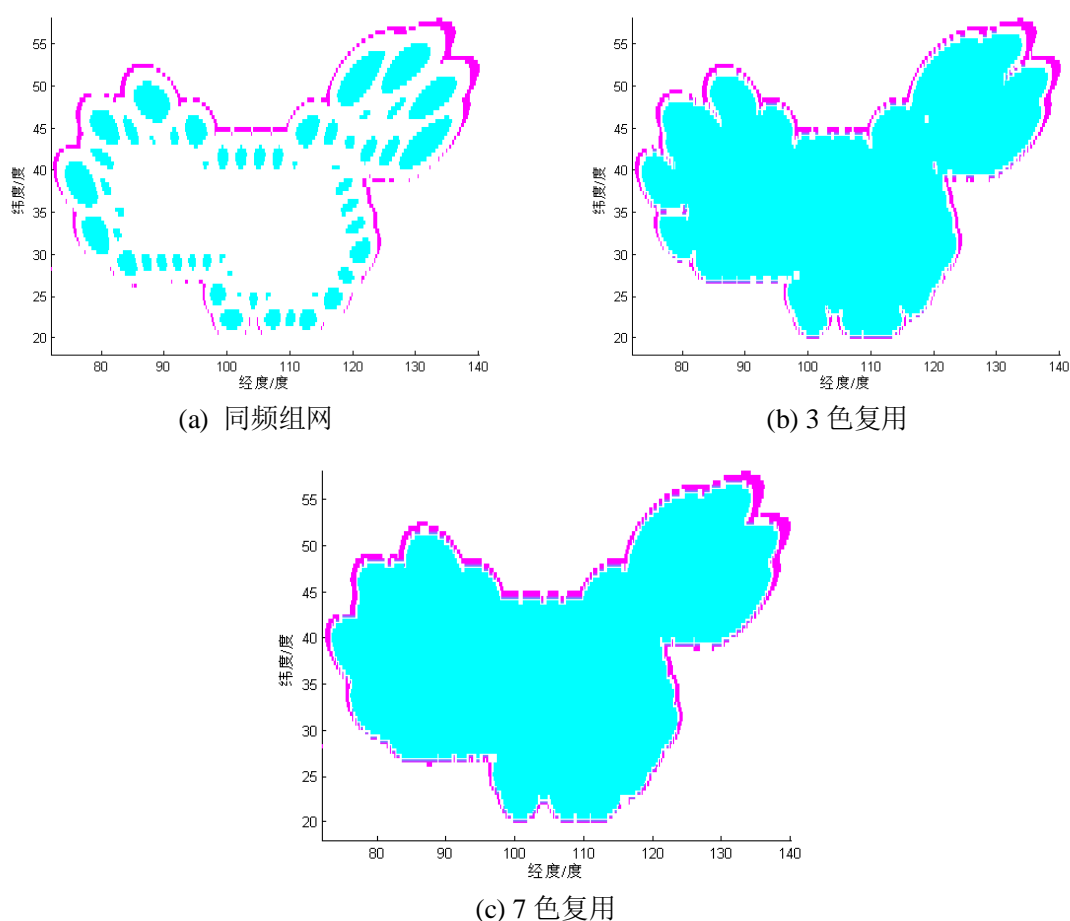


图 4.15 不同频率复用时无差错通信的范围

图(a)所示为同频组网时采用 $1/4$ 码率的 QPSK 调制方式的无差错通信范围图, 该码率的调制方式只能保证中国区域内约 30.99% 的地区能无差错通信, 即载干比小于接收门限的 69.01% 的地区会出现数据包的丢失, 此时系统频带容量约为 53.9B, 即可用带宽的 53.9 倍; 图(b)为 3 色复用时, $1/2$ 码率的 QPSK 调制可保证中国区域内 95.93% 的地区能无差错通信, 此时系统频带容量为 36.3B, 根据标准中所列的数据, 有 4 种不同码率的调制方式满足系统无差错通信的要求; (c) 图为 7 色复用时, 采用 $5/6$ 码率的 QPSK 调制方式可保证中国区域内 98.6% 的地区能无差错通信, 系统频带容量为 25.93B, 有 9 种不同码率、调制方式满足系统无差错通信需要。

根据以上分析, 采用同频组网虽然系统频带容量大, 但是天线旁瓣带来的波束间的干扰也较大, 即使使用频谱效率为 0.49 的 $1/4$ 码率的 QPSK 调制也只能保证不足 $1/3$ 的地区不发生信息传输差错, 因此不宜作为一个可用的频率复用方案。3 色复用和 7 色复用都能保证整个系统的数据无差错传输, 但 3 色复用的频带容量约为 7 色复用频带容量的 1.4 倍, 若系统可用带宽为 10MHz, 则 3 色复用时的系统总带宽

363MHz 比 7 色复用的 259.3MHz 带宽高 103.7MHz。因此，在通信系统信息频谱效率要求不高的情况下，宜采用 3 色复用的频率规划方案。

4.4.3 多波束卫星通信系统上行同频干扰仿真分析

①上行同频干扰仿真

根据本文 3.4.2 节所述多波束卫星通信系统波束间上行同频干扰的建模方法，为评估卫星信道对干扰的影响，设置所有终端采用全向天线且发送功率相同，得到波束间上行同频干扰模型由式(3.25)表示，由卫星多波束天线辐射特性、干扰用户的数量和位置以及卫星无线信道特性共同决定。

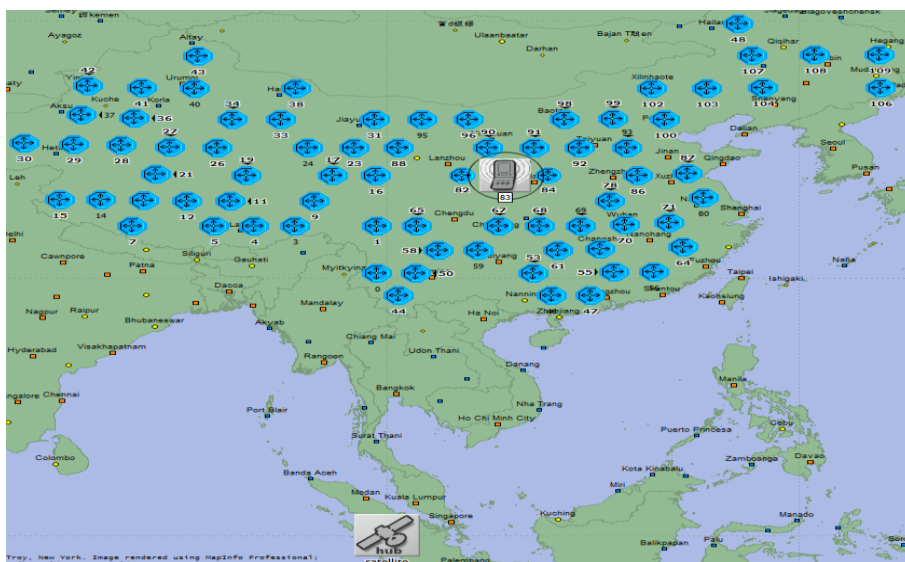
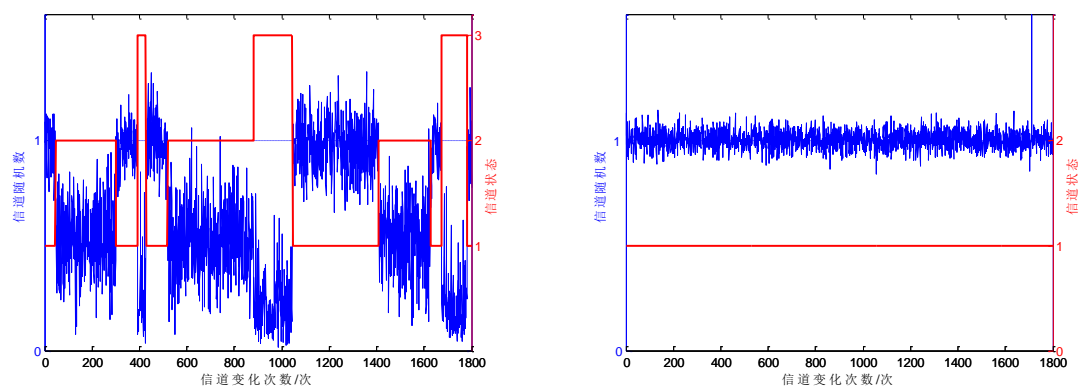


图 4.16 波束间上行同频干扰仿真场景

图 4.16 为波束间上行同频干扰仿真场景图。76 个用户随机分布在 110 个波束的 76 个波束中，且 76 个用户每隔 5s 向卫星发送的信号同时到达卫星，相互产生同频干扰。在不同频率复用方式下，卫星各波束的频率和带宽参数设置如 4.4.2 节所述，终端采用增益为 10dBi 的全向天线，且发送信号功率均为 0.5w，76 个用户的频率和带宽均与所在波束的频率和带宽相同，信道采用第 4.3 节所设计的三状态 Markov 信道模型仿真方法，设置总的仿真时长为 2.5 小时。图中 83 号用户位于波束 S53 如图 3.7 和图 4.11 所示，其坐标为 $(107.16^{\circ}N, 34.89^{\circ}E)$ ，以该用户发送的信号作为期望信号，统计不同环境下卫星接收该用户信号的信道随机数和载干比。

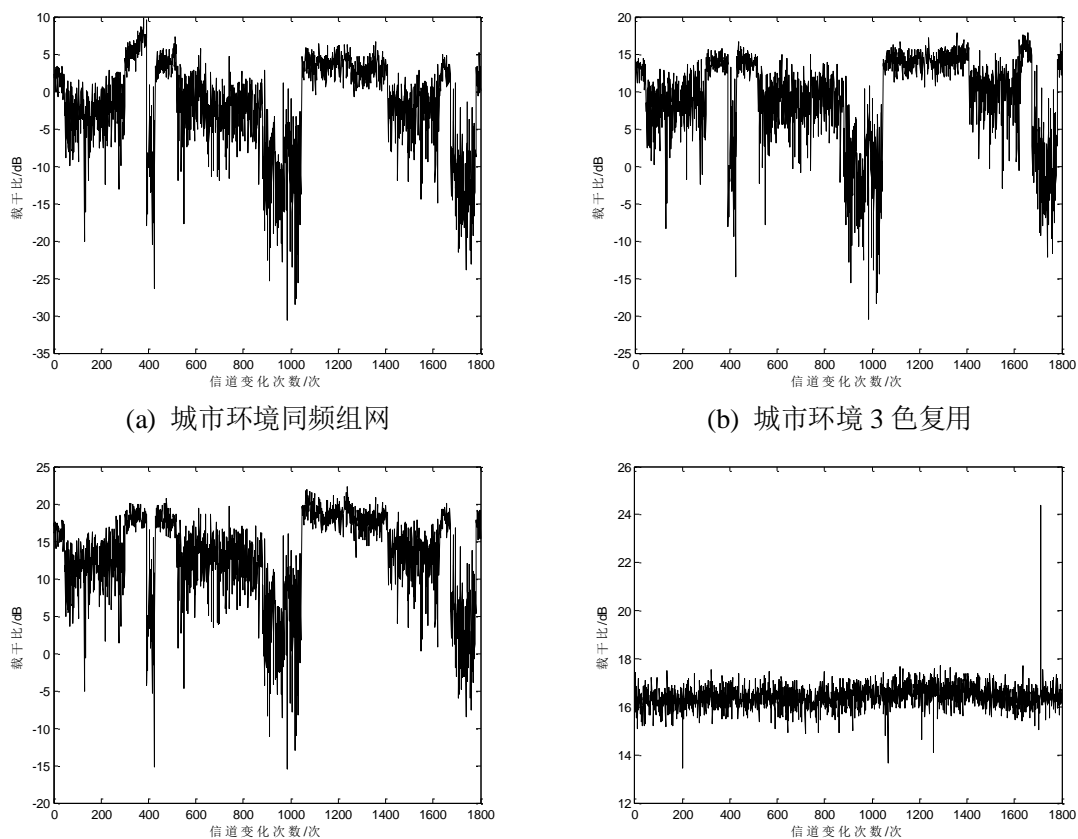


(a) 城市环境

(b) 开阔环境

图 4.17 不同环境下 83 号用户的信道随机数

图 4.17 的(a)图(b)图分别为城市环境和开阔环境下 83 号用户的信道随机数。由图可知在同样的卫星仰角下，城市环境的信道状态变化较大，开阔环境的信道随机数在 1 附近波动，且始终处在视线传播状态，因此其信道条件比城市环境更好。



(a) 城市环境同频组网

(b) 城市环境 3 色复用

(c) 城市环境 7 色复用

(d) 开阔环境 7 色复用

图 4.18 不同情况下卫星接收 83 号用户信号的载干比

图 4.18 为不同环境和不同组网方式下，卫星接收 83 号用户信号的载干比大小随时间和信道变化的曲线。由(a)、(b)和(c)图可知，3 色复用接收信号载干比相对于同频组网有一个较大的提高，7 色复用接收信号载干比相对于 3 色复用有一个较小的提高；由(c)(d)图可知，采用相同的频率复用方式时，由于开阔环境比城市环境的信道条件更好，因此开阔环境接收信号的载干比相对于城市环境更稳定、也更好。

通过数据统计可知，城市环境下，同频组网时卫星接收 83 号用户信号的载干比平均值约为-1.91dB，3 色复用时载干比平均值约为 9.05dB，大约比同频组网的载干比高 10.96dB，7 色复用时载干比平均值约为 12.90dB，大约比 3 色复用的载干比高 3.85dB；开阔环境下，同频组网时卫星接收 83 号用户信号的载干比平均值约为 1.79dB，3 色复用时载干比平均值约为 13.16dB，大约比同频组网的载干比高 11.37dB，7 色复用时载干比平均值约为 16.41dB，大约比 3 色复用的载干比高 3.25dB。表明频率复用因子越高，载干比越大，但载干比的增加越来越缓慢。而在不同的频率复用方式下，开阔环境的载干比比城市环境高、信道条件更好。

表 4.2 不同频率复用方式不同环境的载干比

组网方式	环境	时刻(s)	仿真值(dB)	计算值(dB)	均方误差
同频组网	城市环境	4102	-8.254 062 121 658	-8.248 072 689 466	3.58733×10^{-5}
		5247	3.102 612 774 067	3.093 020 427 437	9.20131×10^{-5}
		7327	-0.112 845 002 108	-0.142 147 009 991	8.58608×10^{-4}
	开阔环境	4102	1.569 952 074 147	1.528 163 565 265	1.74628×10^{-3}
		5247	1.604 937 411 671	1.564 581 687 326	1.62858×10^{-3}
		7327	1.643 897 101 541	1.605 080 143 858	1.50676×10^{-3}
3 色复用	城市环境	4102	3.034 483 717 705	3.054 301 164 791	3.92731×10^{-4}
		467	5.272 029 701 863	5.253 584 133 117	3.40239×10^{-4}
		8572	-4.834 219 941 753	-4.825 351 368 398	7.86516×10^{-5}
	开阔环境	4102	13.067 859 604 433	13.043 808 269 065	5.78467×10^{-4}
		467	12.661 727 739 626	12.642 517 553 978	3.69031×10^{-4}
		8572	12.954 859 205 537	12.940 685 382 158	2.00897×10^{-4}
7 色复用	城市环境	4102	6.168 558 521 265	6.204 560 450 219	1.29614×10^{-3}
		7357	8.935 549 572 830	9.013 073 223 245	6.00992×10^{-3}
		8357	17.110 578 153 951	17.155 086 774 286	1.98102×10^{-3}
	开阔环境	4102	16.314 200 443 833	16.343 232 448 220	8.42857×10^{-4}
		7357	15.892 397 903 261	15.914 492 010 084	4.88150×10^{-4}
		8357	16.475 014 948 056	16.504 340 737 604	8.60002×10^{-4}

不同频率复用方式和环境下, 根据公式(2.2)、(3.19)~(3.21)和(3.22)~(3.24)分别计算任意 3 个时刻接收信号的载干比, 同时获取对应的仿真结果如表 4.2 所列, 并计算仿真值与理论值的均方误差。由表可知在误差允许的范围内仿真结果与理论计算值基本吻合。

②丢包率分析

信号在无线信道传播过程中, 因环境的作用会产生随机衰落, 因此, 当接收的载干比小于接收门限时, 会产生数据包的丢失。当丢包率小于 5%时, 信道条件的随机变化下有 95% 以上的时间可以无差错接收数据包, 认为当前载干比接收门限对应码率的调制方式为当前用户所用的调制编码方式。

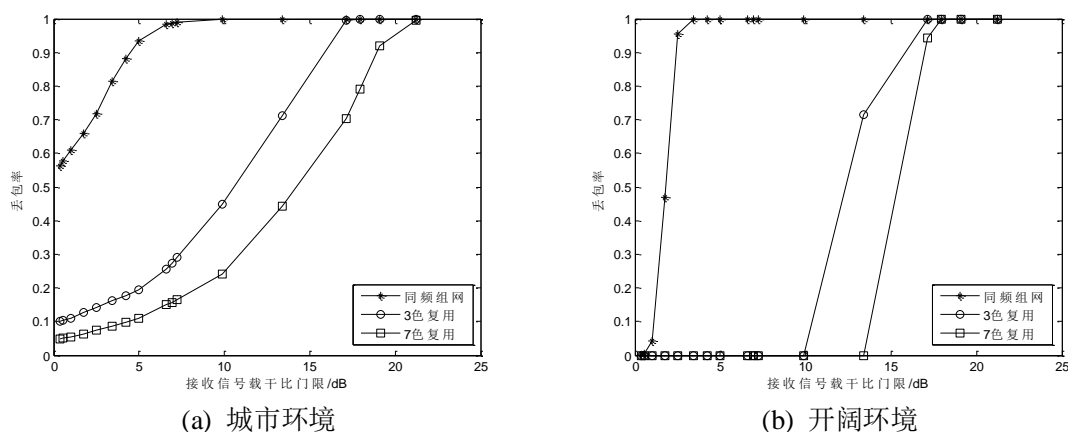


图 4.19 不同环境下丢包率随接收载干比门限变化的曲线图

图 4.19 为不同环境下采用不同频率复用方式时, 接收信号受信道随机衰落的丢包率随接收载干比门限变化的曲线图。城市环境中, 同频组网时采用 1/4 码率的 QPSK 调制丢包率达 56.39%; 3 色复用时, 采用 1/4 码率的 QPSK 调制丢包率为 9.94%; 7 色复用时, 采用 1/3 码率的 QPSK 调制丢包率为 4.89%, 认为此时用户信号在整个通信时间内均能被正确接收。开阔环境中, 同频组网时采用 1/2 码率的 QPSK 调制丢包率为 4.22%; 3 色复用时采用 3/4 码率的 8PSK 调制丢包率为 0; 7 色复用时, 采用 5/6 码率的 8PSK 调制丢包率为 0。

根据城市环境和开阔环境的对比分析, 城市环境在同频组网时丢包率高达 56.39%, 因此城市环境不能采用同频组网的方式; 开阔环境在 3 色复用时丢包率小于 5%, 因此可以用作一个合适的组网方案; 7 色复用在城市环境和开阔环境均能满足通信需求, 可作为合适的组网方案。

根据本文 4.4.2 节中波束间下行干扰的仿真与分析, 3 色复用是一个兼顾多波束天线旁瓣干扰和系统频带容量的较合适的组网方案; 本节基于多波束天线旁瓣的干扰对不同信道条件影响下的丢包率进行分析, 得出在城市环境下为保证通信质量的需求, 应选用 7 色复用的组网方案, 在信道条件较好的环境下 3 种组网方案均能满足丢包率小于 5% 的要求。综合考虑旁瓣带来的波束间干扰和信道条件对通信的影响, 在城市环境下宜选用 7 色复用的组网方案; 而开阔环境时在保证系统 QoS 和频带容量的情况下宜选用 3 色复用的组网方案。

4.5 本章小结

仿真建模技术是提高系统设计合理性的有效手段。本章首先介绍仿真软件 OPNET 的仿真机制; 其次根据多状态 Markov 模型在实际仿真应用中的局限性, 设计了不同环境和卫星仰角下三状态 Markov 信道模型的仿真软件, 并给出产生服从相应概率密度函数随机数的方法; 然后基于 OPNET 分别对开阔环境和城市环境下不同卫星仰角的三状态 Markov 信道模型进行仿真, 并结合仿真结果分析了不同情况下卫星信道的特性; 接下来通过设置 OPNET 仿真场景得到 110 个 3dB 波束宽度为 0.44° 的卫星多波束天线辐射特性; 最后仿真不同频率复用方式下, 多波束卫星通信系统的波束间干扰, 并以丢包率为性能指标仿真分析不同环境和组网方式信道对系统性能的影响。仿真分析结果表明, 城市环境下为保证通信的 QoS 宜选用 7 色复用的组网方式, 而开阔环境中 3 色复用时保证 QoS 和频带容量较合适的组网方案。

第5章 总结与展望

5.1 总结

卫星通信是弥补地面通信网络不足的有效手段，是未来通信系统发展的趋势。卫星多波束天线旁瓣引入的波束间同频干扰是卫星波束管理和频率规划的重要依据，而信道的随机变化对接收信号的幅度和功率产生影响，进而影响波束间干扰。因此本文围绕卫星信道和波束间同频干扰的建模仿真主要完成以下几个方面的研究工作：

(1) 研究 C. Loo 模型、Suzuki 模型和 Corazza 模型三种典型的单状态卫星信道模型，在分析模型的适用场景基础上研究更适合于卫星移动通信的三状态 Markov 卫星信道模型，基于该模型在实际仿真应用中的局限性，设计了动态适用于不同环境和不同卫星仰角的三状态 Markov 模型的仿真软件。并且设计了产生服从特定概率密度函数随机数的算法。

(2) 根据卫星点波束天线的辐射特性，设计更适合的卫星多波束天线的对地覆盖模型。并且对多波束卫星通信系统的波束间上行同频干扰和下行同频干扰进行建模。

(3) 为更好地为实际应用设计提供参考，本文从实际应用出发，基于网络仿真软件 OPNET 对卫星信道和干扰做仿真研究。首先根据设计的三状态 Markov 信道模型仿真软件，仿真得到不同环境和不同卫星仰角下表征不信道特性的信道随机数。基于信道随机数，分别对同频组网、3 色复用和 7 色复用方式的多波束卫星通信系统同频波束间由天线旁瓣带来的下行干扰及天线与信道共同影响下的上行干扰做仿真研究，并根据下行同频干扰的仿真结果分析不同频率复用方式下系统的频带容量，根据上行同频干扰的仿真结果分析不同接收载干比门限的丢包率。仿真结果表明，在信道条件较差的城市环境下为满足丢包率要求宜选用 7 色复用的组网方案，而开阔环境中 3 色复用是满足丢包率要求和频带容量较合适的组网方案。

5.2 展望

本文主要研究了卫星信道特性和多波束卫星通信系统天线旁瓣引入的同频波束间的干扰特性,并基于 OPNET 仿真了三状态 Markov 信道模型和同频波束间的干扰,根据仿真结果分析不同频率复用方式下的系统频带容量和丢包率,为多波束卫星通信系统的频谱规划和波束管理提供一定的参考依据。但还有需要不断完善的地方,未来还要从以下几个方面进一步展开研究工作:

(1) 卫星信道模型大多是通过实际测量数据拟合而得来的,由于国内科学技术水平还有所欠缺,不能得到一个更加符合中国卫星通信环境的信道模型。因此,以后可利用国内的卫星通信设备测量实际数据,得到我国自己的信道模型。

(2) 除系统内波束间的同频干扰外,多波束卫星通信系统存在的其他类型的内部干扰(如邻频干扰、多址干扰和符号间干扰)和系统外部干扰都是影响系统干扰水平的重要因素,因此,需要对干扰作进一步的研究。

(3) 接入成功率、切换成功率、中断概率等多种系统性能指标均受无线信道和干扰的影响,因此,需要进一步仿真信道和干扰对系统各项指标的影响,从而为卫星通信系统的设计提供更合理的参考依据。

参考文献

- [1] 陈锐, 邵珍珍, 陈侃, 等. 第五代海事卫星通信系统全球网络架构与技术特性研究[J]. 信息通信, 2015(08): 8-10.
- [2] 谢智东, 边东明, 孙谦. 卫星通信系列讲座之三 Thuraya 和 ACeS 系统(上)[J]. 数字通信世界, 2007(05): 86-88.
- [3] 倪娟, 佟阳, 黄国策, 等. 美军 MUOS 系统及关键技术分析[J]. 电讯技术, 2012, 52(11): 1850-1856.
- [4] 高菲, 南勇. 天通一号 01 星开启中国移动卫星终端手机化时代[J]. 卫星应用, 2016(08): 73.
- [5] 赵卫娟. 卫星通信信道 Markov 模型研究及其 SIMULINK 实现[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2016.
- [6] Suzuki H. A statistical model for urban radio propagation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1977, 25(07): 673-680.
- [7] Patzold M, Killat U, Laue F. An extended Suzuki model for land mobile satellite channels and its statistical properties[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1998, 47(02): 617-630.
- [8] Loo C. A statistical model for a land mobile satellite link[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1985, 34(03): 122-127.
- [9] Loo C, Butterworth J S. Land mobile satellite channel measurements and modeling[J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(07): 1442-1463.
- [10] Corazza G E, Vatalaro F. A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1994, 43(03): 738-742.
- [11] Lutz E, Cygan D, Dippold M, et al. The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1991, 40(02): 375-386.
- [12] ITU-R P.681-9. Propagation data required for the design of earth-space land mobile telecommunication systems[S]. Geneva: International Telecommunication Union, 2016.

- [13] Fontan F P, Vazquez-Castro M, Cabado C E, et al. Statistical modeling of the LMS channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001, 50(06): 1549-1567.
- [14] 耿淑敏. 低轨卫星移动通信信道模型研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2003.
- [15] 张秀再. 不同天气条件下气象卫星信道的建模与仿真研究[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2014.
- [16] 郭业才, 蔡力坚, 赵卫娟, 等. 雾霾天气下卫星信道三状态 Markov 模型研究[J]. 系统仿真学报, 2017, 29(05): 941-949.
- [17] 贾景惠. 卫星移动通信信道模型研究与实现验证[D]. 北京: 北京理工大学, 2016.
- [18] 傅梅杰. 基于射频 GNSS 信号模拟器和接收机的二态陆地移动卫星信道模型实现与分析[D]. 武汉: 武汉大学, 2018.
- [19] Zhou Yiqing, Liu Ling, Du Hongyan, et al. An overview on intercell interference management in mobile cellular networks from 2G to 5G[C]//2014 IEEE International Conference on Communication Systems. Macau: IEEE Press, 2014: 217-221.
- [20] Ali M S, Mehta N B. Modeling time-varying aggregate interference in cognitive radio systems, and application to primary exclusive zone design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(01): 429-439.
- [21] Liu Ling, Zhou Yiqing, Tian Lin, et al. Interference aware CoMP for macrocell-based heterogeneous ultra dense cellular networks[C]//2018 IEEE International Conference on Communications (ICC). Kansas City, MO: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [22] Chen Zengmao, Tang Yunmin, Sun Zhiguo, et al. An interference model for heterogeneous cognitive radio networks[C]//2017 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Qingdao: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [23] Duangsri W, Somrobru M, Sutthisangiam N. Performance enhancement for co-channel interference cancellation with antenna and power adaptive in cooperative communication[C]//2018 20th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). Korea (South): IEEE Press, 2018: 426-431.
- [24] Ng U Y, Kyrgiazos A, Evans B. Interference coordination for the return link of a multibeam satellite system[C]//2014 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC). Livorno: IEEE Press, 2014: 366-373.

-
- [25] Cocco G, Angelone M, Pérez-Neira A I. Co-channel interference cancellation at the user terminal in multi-beam satellite systems[C]//2014 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC). Italy: IEEE Press, 2014: 43-50.
- [26] Lutz E. Co-channel interference in high-throughput multi-beam satellite systems[C]//2015 IEEE International Conference on Communications (ICC). London: IEEE Press, 2015: 885-891.
- [27] Kan Xi, Xu Xiaodong. Energy- and spectral-efficient power allocation in multi-beam satellites system with co-channel interference[C]//2015 International Conference on WCSP. Nanjing, China: IEEE Press, 2015: 1-6.
- [28] Couble Y, Rosenberg C, Chaput E, et al. Two-color scheme for a multi-beam Satellite return link impact of interference coordination[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(05): 993-1003.
- [29] 张晓东, 马东堂, 李树峰, 等. 基于 OPNET 的卫星多波束天线仿真建模研究[J]. 现代电子技术, 2009, 32(3): 46-49+53.
- [30] 成克伟, 王五兔. 星地一体化通信系统同频干扰统计分析[J]. 现代电子技术, 2015, 38(23): 13-15+19.
- [31] 李博. 星地一体化网络干扰分析[D]. 北京: 北京邮电大学, 2018.
- [32] An Kang, Lin Min, Zhu Weiping, et al. Outage performance of cognitive hybrid satellite-terrestrial networks with interference constraint[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(11): 9397-9404.
- [33] Yang Liang, Hasna M O. Performance analysis of amplify-and-forward hybrid satellite-terrestrial networks with cochannel interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(12): 5052-5061.
- [34] 张敏. OPNET 网络仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 10-11, 180.
- [35] Chen Jiajia, Qian Zhaojun, Wang Tan, et al. Modeling and simulation of IMT-2020(5G) systems and satellite communication systems based on OPNET network simulation technology[C]//2017 3rd IEEE International Conference on Computer and Communications. Chengdu: IEEE Press, 2017: 920-924.
- [36] Hasan M S, Yu H, Carrington A, et al. Co-simulation of wireless networked control systems over mobile ad hoc network using SIMULINK and OPNET[J]. IET Communications, 2009, 3(08): 1297-1310.

- [37] Yang Dongkai, Liu Wenli. The wireless channel modeling for RFID system with OPNET[C]//2009 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Beijing, China: IEEE Press, 2009: 1-3.
- [38] Wang Chen, Fang Yanjun. Channel model simulation for underwater acoustic sensor networks using OPNET[C]//2010 IEEE 12th International Conference on Communication Technology. Nanjing: IEEE Press, 2010: 141-144.
- [39] 李卓. 基于 OPNET 的卫星通信系统仿真设计及性能分析[D]. 北京: 北京邮电大学, 2018.
- [40] 汪春霆, 张俊祥, 潘申富, 等. 卫星通信系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012: 6, 22-23, 161.
- [41] 闵士权. 卫星通信系统工程设计与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015: 133, 134, 323-330, 352-366.
- [42] ITU-R S.672-4. Satellite antenna radiation pattern for use as a design objective in the fixed-satellite service employing geostationary satellites[S]. Geneva: International Telecommunication Union, 1997.
- [43] 张晓东. 基于 OPNET 的低轨星座卫星通信系统仿真建模研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2008.
- [44] ETSI EN 302 307. Digital video broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications; part 1: DVB-S[S]. France: European Telecommunications Standards Institute, 2014.

致谢

从2016年9月到重庆邮电大学开始研究生生活至今，三年的研究生生活即将结束。研一主要在重邮学习相关课程、完成相关学术活动，研二到北京中国科学院计算技术研究所参加为期两年的实习，并完成相关的成果研究和论文撰写。在此期间，不少老师、学长和同学都对我的学习生活给予帮助，在即将毕业之际，向他们表示我衷心的感谢。

首先，向我的导师苏泳涛老师表示深深的敬意和真诚的感谢。苏老师渊博的学识、缜密的思维、逻辑清晰以及严谨的科学研究态度对促进我养成良好的研究性思维和谦虚的求学态度有良好的指导作用。从本论文的选题立意到本研究工作的完成，苏老师在我遇到问题和困难时都给与我耐心、详细的指导，使我在研究生研究学习期间不断提高、不断成长。在以后的学习生活及工作中，我将以苏老师为榜样，继续潜心踏实地做好以后的科研工作。

另外，感谢曹欢师兄在我初涉科研工作中的指导和帮助，让我能在研究道路上顺利前行，也感谢吉凯同学在我学习过程中，主动帮助我解决问题。同时，感谢穆锡金博士一直以来对我的帮助和照顾。在学习生活中，曾有幸为他写过一点材料，在给我犯错误的同时，帮我纠正写作中的逻辑思维的错误，也因此见识到他不一样的思考问题的方式，使我获益匪浅。一个如此优秀的人却依然保持谦虚向上、从不怕承认自己的不足、善于听取别人意见的品质，是我学习的榜样。

最后，向在百忙之中抽出时间参加论文评审和答辩的专家、学者表示衷心的感谢。

攻读硕士学位期间从事的科研工作及取得的成果

从事的科研工作：

- [1] 天地异构网络地面互联融合系统研究(Z17110000527001)，北京市科技计划项目，2017.8-2019.1.
- [2] 面向 4G 与卫星通信融合的终端综合测试系统开发及应用推广，中国科学院科技促进经济社会发展 STS 区域重点项目，2018.4-2019.3.

取得的科研成果：

- [1] 熊菊. 基于 OPNET 的卫星信道建模与仿真研究[J]. 通信技术, 2019, 52:(02), 384-390.
- [2] 熊菊, 苏泳涛, 吉凯. 基于 OPNET 的卫星通信系统下行干扰建模与仿真[J]. 微电子学与计算机 (已录用)
- [3] 熊菊, 苏泳涛, 胡金龙, 等. 一种多波束卫星通信中载干比的确定方法和装置[P]. (NO: 201910230697.4)