

分类号 _____

密级 _____

UDC _____

编号 _____

中国科学院研究生院 博士学位论文

低轨卫星 CDMA 通信系统中的切换技术研究

陈晓挺

指导老师 _____ 梁旭文 研究员 龚文斌 博士

_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

申请学位级别 _____ 博士 _____ 学科专业名称 _____ 通信与信息系统

论文提交日期 _____ 2009-5 _____ 论文答辩日期 _____ 2009-6

培养单位 _____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位 _____ 中国科学院研究生院

答辩委员会主席 _____ 甘仲民 教授

Handover Techniques for CDMA Communication System on LEO Satellites

DISSERTATION

Presented in Partial Fulfillment of Requirements for the Degree of

Doctor of Philosophy in the Graduate School of

Chinese Academy of Sciences

By

Chen Xiaoting

June 2009

低轨卫星 CDMA 通信系统中的切换技术研究

陈晓挺(通信与信息系统)

指导老师: 梁旭文 研究员 龚文斌 博士

摘 要

低轨卫星星座系统采用 CDMA 空中接口和星上处理与交换技术,并于国内首次配置了多波束天线,进一步增加了切换的难度:波束覆盖区变小,切换频度变高;补偿了倾斜效应,下行导频强度不包含最短距离信息;上下行链路波束赋形非对称,下行导频不能辅助上行链路切换等。

本文针对该系统研究了多星多波束切换技术,主要创新点有:

- ✓ 提出了基于低轨卫星多波束赋形天线的 CDMA 通信系统切换策略,下行链路采用基于导频测量的全信道软切换方案,上行链路采用基于 Doppler 测量的切换方案;
- ✓ 提出了基于上行信号 Doppler 频移的二维切换预测(2-D DUHP)算法,给出了低复杂度解法,与一维 DDBHP 预测算法相比具有稳定的可解性;建立了以最大仰角为自变量的不规则波束边界穿越时间模型;分析了估计精度及时间搜索步长、仰角搜索步长和测量时间间隔的参考取值;
- ✓ 提出了逆时间同步(TRS)算法,结合 PMF-FFT 捕获算法能减小上行链路 MAI 从而提高上行链路用户容量和软切换成功率,并能减少硬切换的丢帧数;分析了 M 支天线 MRC 分集时 Lognormal 信道的容量 CCDF 及二阶性能,通过多天线分集可减小下行发射功率的衰落余量从而提高下行链路用户容量和软切换成功率。

关键词 低轨卫星, CDMA, 多波束天线, 切换算法

Handover Techniques of CDMA Communication System on LEO Satellites

Chen Xiaoting (Communication and Information System)

Directed by: Prof. Liang Xuwen & Gong Wenbin

Abstract

LEO satellite constellation communication system applied CDMA air-interface, onboard-processing and digital beam-forming(DBF) antenna, which challenge handover (HO) techniques: high HO frequency due to more and smaller beams; downlink pilot can't indicate the distance between satellite and user terminal(UT) without near-far effect; pilot can't help uplink HO for uncorrelated beam shape of uplink and downlink.

In this dissertation, inter-satellite and inter-beam HO techniques for the LEO satellites CDMA communication system are researched, and the key contributes are:

- ✓ Soft-HO(SHO) scheme for the system with DBF was proposed as PAC-SH scheme for downlink inter-satellite/beam SHO and Doppler-based scheme for uplink inter-satellite/beam SHO;
- ✓ Two-dimension Doppler-based uplink handover prediction(2-D DUHP) algorithm and low-complexity solution was proposed, which offers more stable solvability than DDBHP; irregular beam cross time vs. maximum elevation was modeled; estimation precision vs. parameter value of 2-D DUHP was researched such as time/elevation search step-size and Doppler measured time interval;
- ✓ Time-Reverse Synchronize(TRS) algorithm was proposed, combined with PMF-FFT acquisition can reduce uplink MAI, enhance user capacity and SHO stability consequently; M-branch MRC Lognormal channel capacity CCDF and two-second statistics was analyzed, multi-antenna diversity on UT can reduce downlink transmitter power and enhance SHO stability consequently.

Keywords: LEO Satellite, DBF Antenna, CDMA, Handover Algorithm

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	II
目 录.....	III
缩 略 词.....	V
图 目 录.....	VII
表 目 录.....	IX
第一章 绪论.....	1
1.1 引言.....	1
1.2 低轨卫星CDMA通信系统.....	1
1.2.1 系统组成.....	2
1.2.2 用户链路空中接口.....	2
1.3 切换技术研究概述.....	5
1.3.1 切换技术分类.....	6
1.3.2 典型移动通信系统的切换方案.....	9
1.4 论文主要研究工作.....	12
1.4.1 星座系统多星多波束切换.....	12
1.4.2 全文结构安排.....	15
第二章 低轨卫星通信系统信号传播特性.....	17
2.1 引言.....	17
2.2 卫星运动的影响.....	17
2.2.1 覆盖区移动.....	17
2.2.2 自由空间传播损耗.....	18
2.2.3 两种不同的Doppler效应.....	19
2.2.4 多星可见率.....	24
2.3 星座系统切换频度分析.....	25
2.3.1 波束间切换.....	25
2.3.2 星间切换.....	26
2.4 用户终端移动的影响.....	27
2.4.1 色散效应.....	27
2.4.2 概率分布模型.....	30
2.4.3 基本分布函数的统计特性.....	31
2.5 本章小结.....	35
第三章 基于导频测量的下行链路切换.....	36
3.1 引言.....	36
3.2 星座系统导频信号建模.....	36
3.2.1 多波束天线的影响.....	36

3.2.2	多用户干扰的影响.....	39
3.3	基于导频的信道状态估计.....	43
3.3.1	导频功率估计.....	43
3.3.2	导频信噪比估计.....	47
3.4	基于导频测量的全信道软切换(PAC-SH)方案.....	54
3.4.1	方案描述.....	54
3.4.2	性能评估.....	56
3.5	本章小结.....	60
第四章	基于DOPPLER测量的上行链路切换.....	62
4.1	引言.....	62
4.2	上行链路切换发起方案.....	62
4.2.1	上行链路星间切换.....	62
4.2.2	切换准则.....	63
4.2.3	上行链路波束间切换.....	64
4.3	二维切换预测(2-D DUHP)算法.....	65
4.3.1	算法描述.....	65
4.3.2	低复杂度求解方法.....	70
4.4	上行链路软切换应用.....	72
4.4.1	需求分析.....	72
4.4.2	不规则波束边界.....	73
4.4.3	估计精度与参数选择.....	78
4.5	本章小结.....	81
第五章	系统容量与切换增强.....	83
5.1	引言.....	83
5.2	上行链路切换增强.....	83
5.2.1	多用户干扰与切换失败.....	83
5.2.2	DSSS信号的PMF-FFT捕获.....	87
5.2.3	逆时间同步(TRS)算法.....	97
5.2.4	增强性能.....	100
5.3	下行链路切换增强.....	102
5.3.1	衰落信道容量与误码率.....	103
5.3.2	多天线分集.....	105
5.4	多星宏分集.....	111
5.5	本章小结.....	113
第六章	总结与展望.....	115
参考文献	118
作者攻读博士学位期间发表的论文	130
致 谢	131
作者简介	132

缩 略 词

ADCA	Adaptive Dynamic Channel Allocation	自适应动态信道分配
AFC	Automatic Frequency Control	自动频率控制(锁频环)
AFD	Average Fade Duration	平均衰落持续时间
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
AMC	Adaptive Modulation and Coding	自适应编码调制
BER	Bit Error Rate	误码率
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function	互补累积分布函数
CDF	Cumulative Distribution Function	累积分布函数
CE	Channel Element	信道处理单元
CN	Core Network	核心网
DBF	Digital Beam-Forming	数字多波束成形
DCA	Dynamic Channel Allocation	动态信道分配
DLL	Delay Lock Loop	延时锁定环(码环)
DPLL	Digital Phase Lock Loop	数字锁相环
DSSS	Direct Sequence Spread System	直接序列扩频系统
EFCS	Earth-Fixed cellSystem	地球固定小区系统
EGC	Equal Gain Combining	等增益合并
FCA	Fixed Channel Allocation	固定信道分配
FEC	Forward Error Control	下行链路差错控制编码
FER	Frame Error Rate	误帧率
GEO	Geo-Synchronous Earth Orbit	静止轨道(卫星)
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request	混合自动请求重传
LCR	Lever Crossing Rate	电平穿越率
LEO	Low Earth Orbit	低轨道(卫星)
LMSS	Land Mobile Satellite System	地面移动卫星系统
LMTS	Land Mobile Terrestrial System	地面移动陆地系统
LOS	Line of sight	直视路径
MAI	Multi-User Access Interference	多址干扰
MEO	Medium Earth Orbit	中轨道(卫星)

MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出系统
MISO	Multiple Input Single Output	多输入单输出系统
MRC	Maximal Ratio Combining	最大比合并
NMSE	Normalized Minimum Standard Error	归一化均方误差
PCS	Personal Communication System	个人通信系统
PDF	Probability Distribution Function	概率分布函数
PMF	Partial Matched Filter	部分相关器
PSD	Power Spectral Density	功率谱密度
P_b	Call blocking probability	(新呼叫用户的)阻塞概率
P_f	Forced termination probability	(切换用户的)中断概率
QoS	Quality of Serves	服务质量
RAN	Radio Access Network	接入网
RRC	Radio Resource Control	无线资源管理
SC	Selection Combining	选择性合并
SFCS	Satellite-Fixed Cell System	卫星固定小区系统
SHO	Soft Handover	软切换
SIMO	Single Input Multiple Output	单输入多输出系统
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio	信号干扰噪声比
SNR	Signal to Noise Ratio	信号噪声功率比
SNV	Squared Signal-to-Noise Variance	平方信噪比方差
TLL	Time Lock Loop	时间锁定环(定时环)
TT&C	Telemetry, Tracking & Commanding	遥测遥控站
UT	User Terminal	用户终端

图 目 录

图 1.2-1	星座卫星通信系统的组成	2
图 1.2-2	上行链路接入信道的调制框图	3
图 1.2-3	下行链路业务信道的调制框图	4
图 1.2-4	卫星多波束接收天线赋形图(L频段)	5
图 1.2-5	卫星多波束发射天线赋形图(S频段)	5
图 1.3-1	无线接入网(RAN)构架	7
图 1.3-2	低轨卫星星座切换算法分类	8
图 1.3-3	Globalstar下行链路空间分集	11
图 2.2-1	同轨面相邻卫星与用户终端的几何关系	18
图 2.2-2	同轨面相邻卫星的自由空间传播损耗差异	19
图 2.2-3	载波Doppler频移的统计特性	20
图 2.2-4	星地通信链路的出射角与入射角	21
图 2.2-5	对称Doppler PSD示意图(仅UT移动)	21
图 2.2-6	非对称Doppler PSD示意图(卫星运动)	21
图 2.2-7	载波NCO实现结构	22
图 2.2-8	发信机信号频谱、单载波Doppler偏移(-10KHz)	23
图 2.2-9	卫星模拟器整机设备	23
图 2.2-10	48 星极地轨道星座的多星覆盖率	24
图 2.2-11	2 颗卫星LOS信号被阻挡的相关系数	24
图 2.3-1	相对运动速度VS切换频度	25
图 2.3-2	极地轨道星座同轨面相邻卫星重叠区	27
图 2.4-1	空间色散方位角度谱示意图	29
图 2.4-2	衰落信道二阶统计特性	33
图 2.4-3	Rayleigh、Rician、Nakagami信道的归一化LCR(N_r/f_d)、AFD($T_N * f_d$)	34
图 3.2-1	多波束接收天线增益剖面图	37
图 3.2-2	多波束发射天线增益剖面图	37
图 3.2-3	卫星上行链路覆盖区增益	37
图 3.2-4	卫星下行链路覆盖区增益	37
图 3.2-5	天线主瓣过渡带衰减速度	38
图 3.2-6	发射天线波束覆盖等高线图	38
图 3.2-7	接收天线波束覆盖等高线图	38
图 3.2-8	下行链路单个波束内的信道正交复用	39
图 3.2-9	Rician信道下行链路正交因子 ρ_{orth}	40
图 3.2-10	Rician信道导频功率误差	40
图 3.2-11	下行链路PN码相关值的PDF	41
图 3.2-12	下行链路PN码相关值的CDF	41
图 3.2-13	下行链路PN码相关值的PDF(业务信道干扰值未用信道数归一化)	41
图 3.3-1	Lognormal信道导频功率测量曲线	44
图 3.3-2	归一化的导频功率测量标准差(重阴影)	44
图 3.3-3	归一化的导频功率测量标准差(轻阴影)	44
图 3.3-4	Rician信道导频功率测量曲线	45
图 3.3-5	多星多用户干扰对导频功率测量的影响	46
图 3.3-6	收发信机整体框图	46
图 3.3-7	AGC对输入导频功率的影响	47
图 3.3-8	SNV估计时域图(SNR=5dB)	50
图 3.3-9	SNV估计的PDF(SNR=5dB)	50
图 3.3-10	SNV估计的NMSE VS. Nsym	52
图 3.3-11	多用户干扰下信噪比估计的NMSE	53
图 3.4-1	PAC-SH方案流程图	55
图 3.4-2	CDMA2000 软切换方案	57
图 3.4-3	Gaussian信道下的星间、波束间软切换过程	57
图 3.4-4	Rician信道下的软切换过程 (I)、(II)	58
图 3.4-5	Lognormal信道下的软切换过程	60
图 4.3-1	Doppler-Based切换预测框图	66
图 4.3-2	最大仰角与Doppler频移曲线	67

图 4.3-3	卫星与用户位置的几何关系.....	67	
图 4.3-4	两个测量点的误差曲面	图 4.3-5 两个测量点的误差曲等高线.....	71
图 4.4-1	同轨面卫星间上行链路切换.....	73	
图 4.4-2	卫星覆盖区等效运动模型.....	73	
图 4.4-3	上行链路多波束边界穿越时间.....	76	
图 4.4-4	不规则多波束边界条件下仰角误差VS时间误差.....	77	
图 4.4-5	倾斜的波束边界的影响.....	77	
图 4.4-6	测量时间搜索步长与估计误差.....	79	
图 4.4-7	最大仰角搜索步长与估计误差($t_A = -10s$).....	80	
图 4.4-8	最大仰角搜索步长与估计误差($t_A = -400s$).....	80	
图 4.4-9	测量间隔与估计误差.....	81	
图 5.2-1	上行链路业务信道互相关值.....	84	
图 5.2-2	上行链路软切换区域VS用户容量.....	85	
图 5.2-3	软切换时间VS软切换开销($T_m=3min$).....	86	
图 5.2-4	DSSS信号捕获的二维(频偏、码相位)搜索过程.....	87	
图 5.2-5	PMF-FFT捕获方案框图.....	88	
图 5.2-6	PMF-FFT输出包络的衰减.....	89	
图 5.2-7	PMF-FFT扇型效应.....	91	
图 5.2-8	PMF-FFT捕获的虚警概率、门限与DFT点数的关系.....	93	
图 5.2-9	PMF-FFT捕获的信噪比门限.....	94	
图 5.2-10	星座系统上行链路解扩解调框图.....	95	
图 5.2-11	OQPSK解扩框图.....	95	
图 5.2-12	星座系统上行链路捕获框图.....	96	
图 5.2-13	QPSK鉴相器输出图.....	98	
图 5.2-14	TRS算法数据合并的时间关系.....	100	
图 5.2-15	软切换时间因子VS软切换开销($T_m=3min$).....	101	
图 5.2-16	相对运动速度VS上行链路硬切换丢帧($T_m=3min$).....	102	
图 5.3-1	衰落信道平均信噪比VS平均信道容量.....	104	
图 5.3-2	BPSK平均信噪比和误码率关系.....	105	
图 5.3-3	信道容量的CCDF曲线, 平均SNR=15dB.....	105	
图 5.3-4	M分集时Rayleigh信道容量的CCDF曲线, 平均SNR=18dB.....	106	
图 5.3-5	M分集时Rician信道容量的CCDF曲线, K=15dB, 平均SNR=18dB.....	107	
图 5.3-6	M分集时Lognormal信道容量的CCDF曲线, 平均SNR=18dB.....	109	
图 5.4-1	菲涅尔区示意图.....	111	
图 5.4-2	障碍物与用户距离VS第一菲涅尔区半径.....	112	
图 5.5-1	星座系统星上处理设备互连关系.....	116	
图 5.5-2	星载接入控制和星载分组交换原理样机.....	116	

表 目 录

表 1.2-1	星座系统用户链路空中接口	3
表 1.3-1	Iridium和Globalstar服务质量对比	12
表 1.4-1	星座系统中的切换	13
表 1.4-2	星座系统中的空间分集	14
表 2.3-1	多波束天线各波束覆盖面积比例	26
表 2.4-1	卫星信道的单分布概率模型	30
表 2.4-2	Loo信道模型中的参数取值	31
表 2.4-3	地面移动卫星信道的二阶统计量(Surrey Univ.).....	34
表 3.2-1	城市环境“坏状态”片内多径时延参数.....	40
表 3.2-2	导频、业务信道功率分配	42
表 4.2-1	上行链路星间切换发起方案	63
表 4.2-2	上行链路波束间切换发起方案	64
表 4.3-1	2-D DUHP算法的估计性能	72
表 5.2-1	PMF-FFT检测概率VS信噪比	93
表 5.2-2	卫星模拟器捕获性能测试结果(2.4Kbps)	94
表 5.3-1	衰落余量VS下行链路发射功率(信道数 120).....	102

第一章 绪论

1.1 引言

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

LMSS 主要包含低轨道(LEO)卫星、中轨道(MEO)卫星、静止轨道(GEO)卫星通信系统三类,当前的研究热点包括点波束/频率复用、星间链路、星上处理、大于 ISDN 速率的宽带通信和毫米波技术。这些技术的应用带来了卫星通信的两个浪潮:一是面向移动电话服务为主的系统,如已经建成的 Iridium、Globalstar、Inmarsat、Thuruya 等;二是面向宽带数据服务为主的系统,亦即 Ka 和 Ku 频段的系统,如 Spaceway、SkyBridge、Teledesic、Cyberstar 等。在这些系统中 Iridium、Globalstar、SkyBridge、Teledesic 是 LEO 卫星系统。

LEO 卫星通信系统相对于 GEO 卫星通信系统有两个主要的优势:一是星地设备之间的通信时延减小几十倍低至 ms 量级;二是星地设备之间的几何位置不停变化可以避免长期不动的地面设备被长时间阻挡的困境。测试^[6]表明在日本的城市里,仰角小于 25° 时, GEO 卫星直视路径被阻挡的概率超过 50%。获得上述两个优势的同时,单颗 LEO 卫星也有两个缺点:一是覆盖区域小,二是可见时间短。这两个缺点意味着要维持连续的通信过程需要组建 LEO 卫星星座,而用户终端则要在卫星间频繁地切换,因此切换技术是 LEO 卫星通信系统的关键技术。

切换技术与通信系统的空中接口有直接关系,下文首先简单介绍了低轨卫星 CDMA 通信系统的组成和空中接口,随后从多个角度分类综述了现有的切换技术,并介绍了典型的蜂窝和低轨卫星移动通信系统中的切换方案,在此基础上针对低轨卫星 CDMA 通信系统分析了多星和多波束条件下的切换模式及技术难点,最后概括了论文主要工作和结构安排。

1.2 低轨卫星 CDMA 通信系统

本文的研究基于我国自主研发的某低轨卫星 CDMA 通信系统(以下简称为星座系统)总体方案,该系统能够为军用或民用移动终端提供双向实时的话音、数据和图像等通信业务,并具备位置报告及授时服务功能。系统用户链路采用了多波束天线、星

上处理与交换和 CDMA 空中接口, 融合了星上处理模式和透明转发模式: 在我国境内布置信关站并采用透明转发模式以增加系统容量, 在境外采用星上处理模式提供天基通信以增强系统的抗毁性和保密性。

1.2.1 系统组成

星座系统的基本组成如图 1.2-1 所示, 包括空间、运控和应用三个部分。空间段由 48 颗星座卫星组成, 采用极地轨道方案实现对全球的连续覆盖, 轨道高度为 1500Km, 48 颗卫星平均分布在 6 个轨道面内, 轨道周期约 110 分钟; 应用系统是指各类用户终端, 包括手持机、车(机、船)载站、武器平台终端、航天载体终端、便携站和固定站等; 运控系统负责对空间系统和应用系统的控制, 包括网络操作控制分系统、应用管理分系统、安全保密分系统、信关站、遥测遥控站(TT&C)以及连接它们的运行支持网络等。

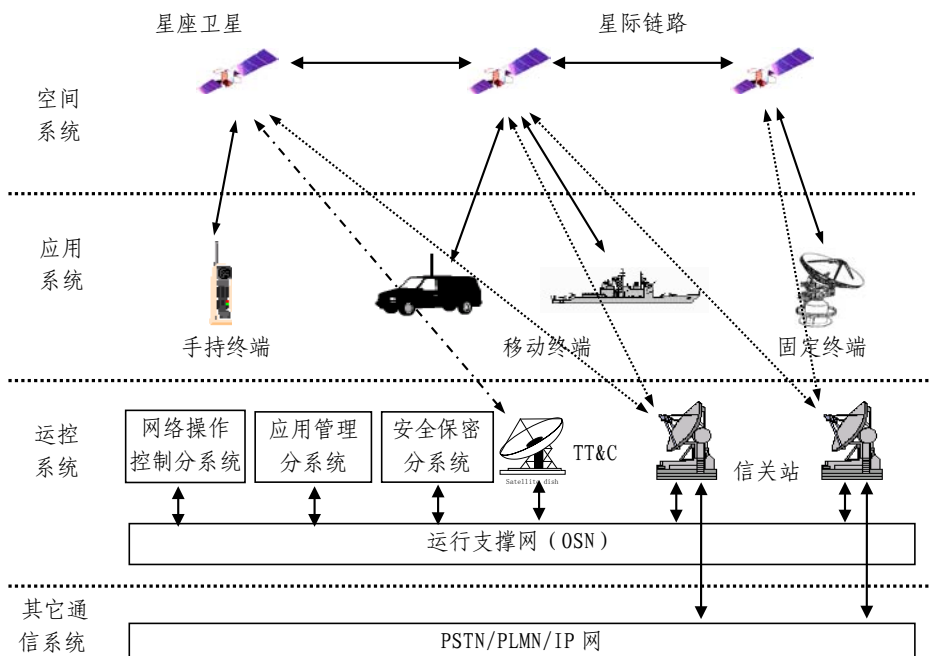


图 1.2-1 星座卫星通信系统的组成

卫星有效载荷是星座通信系统空间段的功能主体, 由天线分系统和转发器分系统两部分组成, 转发器分系统又由星上处理子系统、星间链路转发子系统、馈电链路转发子系统和用户链路转发子系统组成, 其中星上处理子系统包括用户链路、馈电链路和星间链路处理设备, 以及星载交换机、星载保密机、时间管理单元和接入控制设备。

1.2.2 用户链路空中接口

用户链路是指应用系统与卫星之间的通信链路, 星座系统用户链路采用 CDMA 接口, 和 IS95/Globalstar 空中接口比较相近^{[7][8]}, 见表 1.2-1。

采用 CDMA 体制主要有以下几个优点:

- 1、通过接收端解扩处理，增加抵抗有意或无意干扰的能力；
- 2、通过发射端扩频处理，降低了传送信号的功率谱密度，减少被发现的可能性；
- 3、提高多址通信能力，虽然由星地传播时延较大导致功率控制不理想，使得系统容量比 IS95 有所降低，但仍要高于 FDMA/TDMA 系统^{[9][10]}；
- 4、利用下行链路全网同步的连续的 DSSS 信号，可实现终端定位与授时。

表 1.2-1 星座系统用户链路空中接口

	下行链路	上行链路
信道	每个波束 8 个频分 CDMA 信道，每个频分 CDMA 信道包含 1 条导频信道、1 条同步信道、7 条寻呼信道和 119 条业务信道	每个波束 8 个频分 CDMA 信道，每个频分 CDMA 信道包含 1~32 条接入信道、127~96 条业务信道
区分卫星	相邻两颗卫星采用不同的短 PN 码码型，且导频信道调制信息不同	各 CDMA 信道采用不同相位偏置的长 PN 码进行信道化，该相位偏置由用户终端全网唯一的长码掩码决定，不需要区分波束和卫星
区分波束	不同波束的短 PN 码相位有偏置(256chip 整数倍的偏移)，且导频信道调制信息不同	
区分信道	各频分 CDMA 信道采用码长为 128 的正交 Walsh 码信道化	
调制方式 [8]	QPSK，采用不同的短 PN 码分别扩频同一信息，形成 I、Q 两路信号	OQPSK，Walsh 正交调制
频率	S 频段(2.5GHz)	L 频段(1.6GHz)
编码交织	导频信道不编码，其他信道采用(2,1,9)卷积编码，交织块 20ms	(2,1,9)卷积编码，交织块 20ms

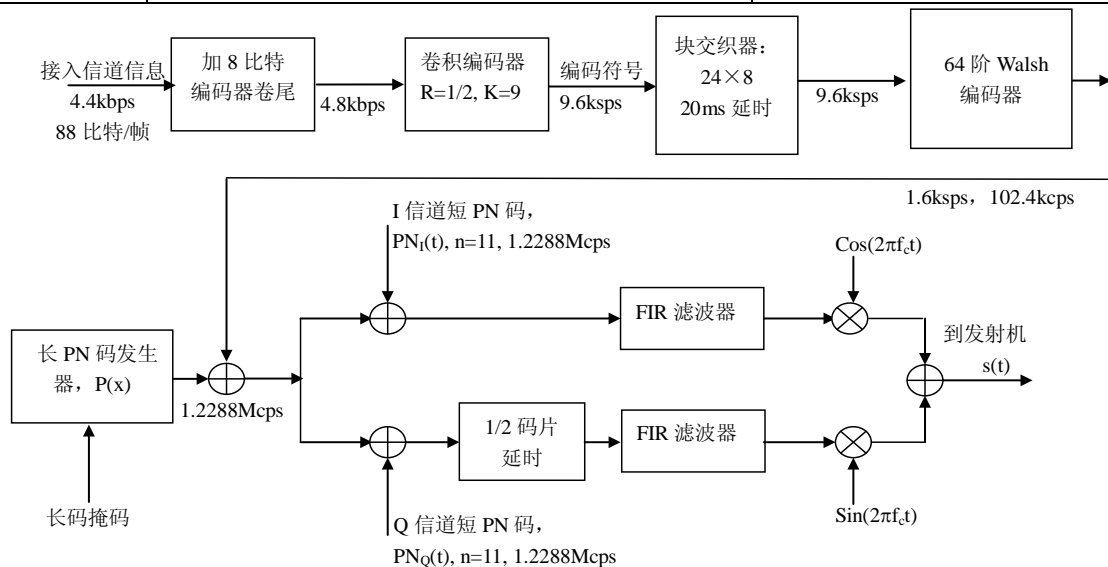


图 1.2-2 上行链路接入信道的调制框图

上行链路接入信道由公用的长码掩码划分，多个用户以时隙 ALOHA 方式竞争接入。业务信道则由用户专属的全网唯一的长码掩码划分，因此用户终端发送的上行信号是唯一的，仅由星座系统决定用哪个卫星的哪个波束接收，对用户终端透明。

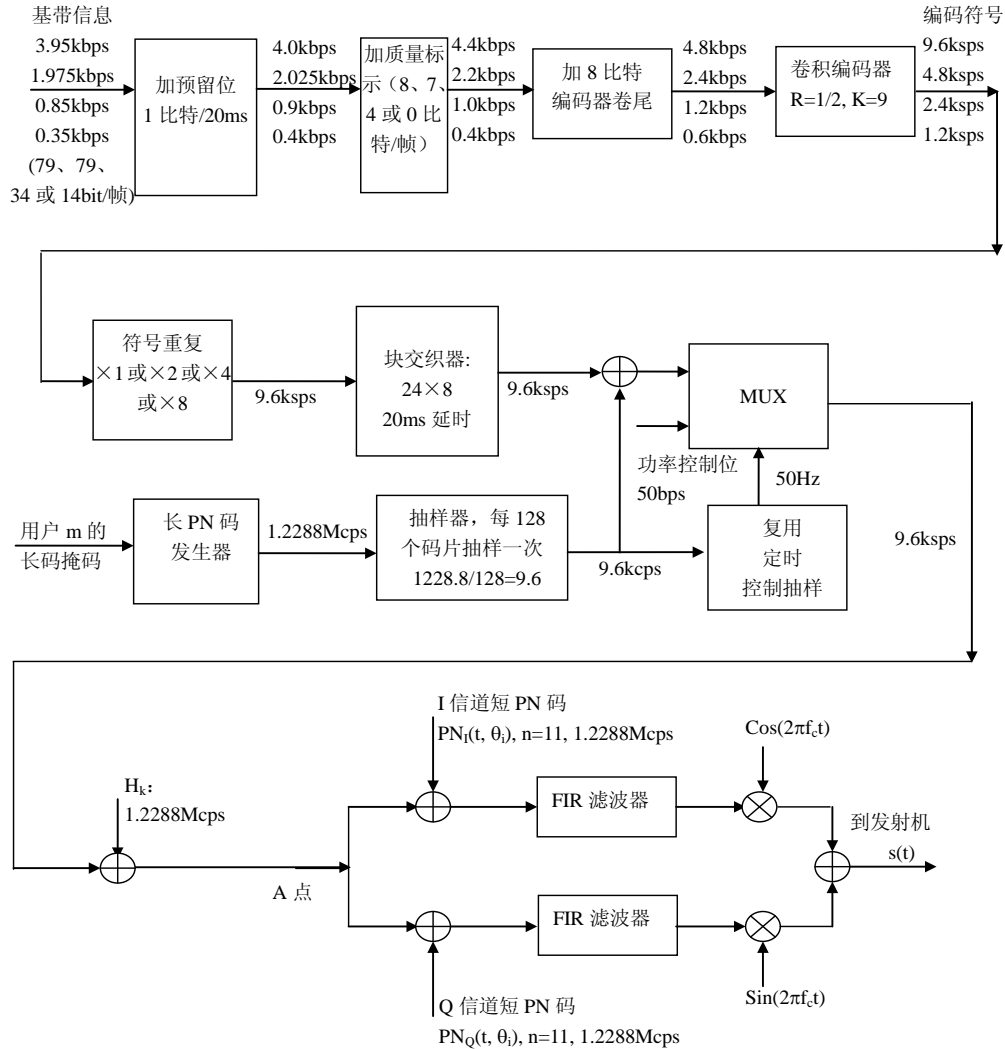


图 1.2-3 下行链路业务信道的调制框图

下行链路导频信道采用较高的发送功率连续发送，提供下行链路的定时和相干解调的相位参考等信息；同步信道反复广播同步信道信息，所有用户终端都解调该信道以获得初始定时同步；寻呼信道用来发送系统信息和用户终端寻呼消息，通知用户终端有呼入、传送信道分配和系统开销等消息；业务则承载着信息数据、功率控制因子及导频测量报告、切换请求等通信过程中产生的消息。

另外，星座系统用户链路在国内首次采用了相控阵多波束天线，进一步将卫星覆盖区划分为 16 个波束，从多个方面增强了系统性能：通过提高每个波束的辐射增益，减小了卫星和用户终端的发射功率要求；通过波束间频率复用，提高了频谱资源利用率^{[11][12]}，增大了单星容量；通过补偿卫星星下点和覆盖区边缘点的自由空间传播损耗差异实现了收发多波束天线的等通量覆盖，削弱了覆盖区内的倾斜效应和 CDMA

系统的远近效应、呼吸效应(小区覆盖半径随着多用户干扰增加而变小)^[8], 降低了功率控制的难度, 提高了初始呼叫接入和切换接入的稳定性。但是波束覆盖区变小, 使得切换更加频繁; 为更好的获得等通量覆盖接收多波束天线和发射多波束天线的波束赋形图不同, 使得上行链路波束间切换和下行链路波束间切换之间没有对应关系, 增加了上行链路波束间切换的难度, 具体分析见 1.4 节。

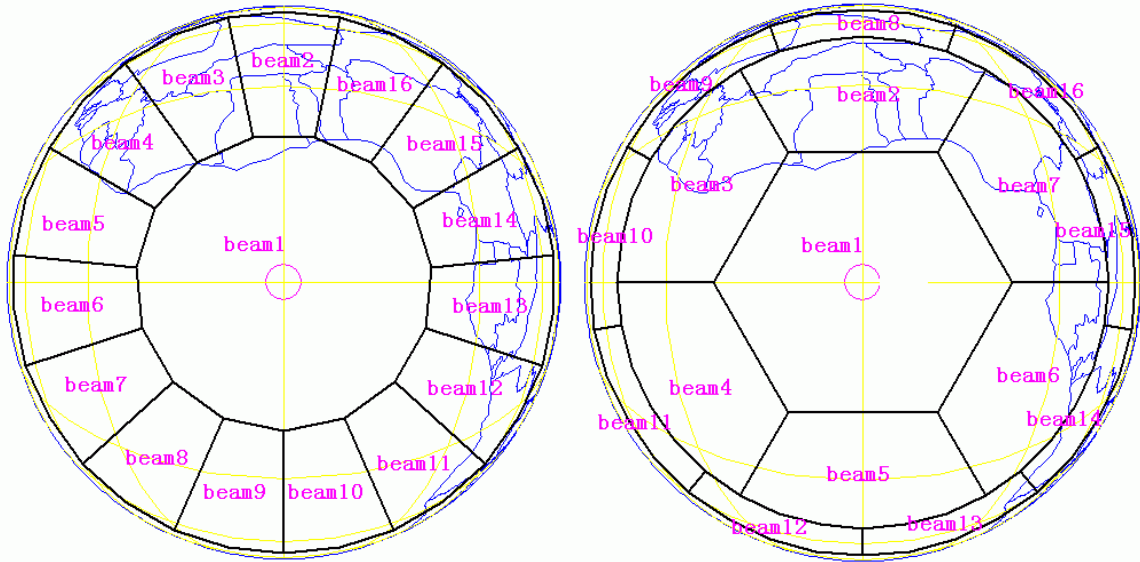


图 1.2-4 卫星多波束接收天线赋形图(L 频段) 图 1.2-5 卫星多波束发射天线赋形图(S 频段)

由于低轨卫星通信链路的特殊性, 星座系统和地面 IS95 系统仍有较大区别:

1、由于卫星高速绕地运动, 不论用户终端是否移动, 最多通信几分钟就需要发生一次切换, 十分频繁; 多波束天线进一步提高了切换频度, 如 Iridium 系统大约 50s 就要发生一次波束间切换;

2、由于卫星发射功率有限而空间传播损耗很大, 直视路径(LOS)被阻挡时仅利用多径分量难以解调信号; 另一方面, 能量较高的多径分量常常由用户终端附近的物体一次反射形成, 多径时延较小, 难以用传统 Rake 接收机接收^{[7][13]};

3、由于 Doppler 频移的范围和动态都较大, 又出于实现复杂度和信噪比的考虑, 一般采用反馈式同步方案相干解调连续语音, 这时不宜像 IS95 系统那样用占空比形式实现上行链路语音激活^[8], 一种替代方案是降低数据速率。

1.3 切换技术研究概述

无缝切换是无线移动通信系统(包括 LMTS 和 LMMS)的最大特点, 用户只需携带一个轻便的终端就可以在任何地方和别人通信。正是由于这个特点, 移动电话的用户数量在短短十年之间就超越了有着百年历史的固定电话的用户数量。本文的研究内容就是在星座系统中实现用户链路无缝切换, 下面先分类综述一下切换技术, 然后简要介绍一下典型的蜂窝和低轨卫星移动通信系统中的切换方案。

1.3.1 切换技术分类

1.3.1.1 按切换目的分类

切换可分为忙时切换和闲时切换,前者是指切换时用户终端正在进行通话等业务操作,切换目的是保持通信的连续;而后者是指切换时用户终端处于空闲模式,切换主要是为了更新终端的位置信息。忙时切换可进一步划分为以下几种^[14]。

最初切换的目的是当用户终端离开某个波束的无线覆盖范围时,避免丢失一个正在进行的呼叫,这种类型的切换称为援救切换(Rescue Handover)。援救切换的一个极端例子是呼叫重建,即在用户终端失去与服务波束的通信后试图抢救连接。

有时如果用户终端切换到另一个波束能极大地改善总的干扰电平时,也有可能要改变用户终端的服务波束,计算和模拟都证实从干扰的角度看确实存在一个“最佳波束”,为优化干扰电平而进行的切换称为边缘切换(Confinement Handover)。

还有一种切换发生于一个波束拥塞而邻近波束较空闲时,此类切换称为业务量切换(Traffic Handover)。这种切换一般发生在由于特殊事件导致某一局部地区出现业务量高峰的情况下。将一些呼叫从一个拥塞的波束间切换到较不拥挤的波束能暂时改善拥塞情况,但是它显然与边缘切换准则矛盾,对这种切换必须小心处理,以免扰乱波束规划,增加周围地区的干扰电平。

因为忙时切换的实现难度和对服务质量(QoS)的影响较大,大部分研究都针对忙时切换,也是本文的研究重点。

1.3.1.2 按拆建关系分类

按新旧链路的拆建时间关系分有软切换和硬切换,硬切换是先拆除当前通信链路再建立新的通信链路,而软切换则在一段时间内同时有多条通信链路。采用软切换还是硬切换在很大程度上是由系统用户链路空中接口决定的:TDMA/FDMA 系统采用硬切换,而 CDMA 系统可采用软切换。原因是 TDMA/FDMA 相邻小区之间采用不同的载波频率集来提高频率利用率,因此切换总是发生在不同频率的载波间;CDMA 的小区都采用相同的载波频率集,在很大概率上可实现同频切换;而用户终端一般只配置一套射频通道,不能同时收发两个异频的信道。

硬切换需要重新捕获信号,不可避免的会出现短暂的通信中断。在切换过程中如果系统响应时间太长容易引起掉话,增加切换中断概率(Pf);在切换前后波束的信号强度相近且波动剧烈时,常会出现“乒乓效应”,增加信令系统的负担,影响业务信道的传输。其优点是切换操作简单,不占用额外的业务信道资源。

软切换能实现无缝切换,通过参数调整抑制“乒乓效应”,并可利用宏分集提高系统容量。缺点是需要占用额外的业务信道资源,增加新呼叫的阻塞概率(Pb)。

本文主要研究 CDMA 系统中的软切换。

1.3.1.3 按网络层次分类

LMSS 的网络结构与 LMTS 类似：用户终端与卫星之间，和手机与基站之间一样是星型网络；卫星之间、卫星与信关站之间，则和基站之间一样构成骨干网络，不同的是星座卫星构成的网络拓扑是动态的。LMTS 可划分为接入网(RAN)、核心网(CN)和用户终端(UT)；在星座系统中，应用系统中各类设备是用户终端，星载多用户接入设备为接入网，星载交换机、星间链路和信关站构成核心网。基于这样的网络划分，将用户终端给卫星发送信号的链路称为上行链路，反之称为下行链路。

卫星有效载荷主要完成大部分接入网和核心网功能。接入网自下而上分为物理层(L1)、数据链路层(L2)和网络层(L3)^[15]。数据链路层又可分为媒体接入控制(MAC)子层、无线链路控制(RLC)子层、分组数据集中协议(PDCP)子层、广播/多点控制(BMC)子层等。另外接入网还有一个很重要的部分是无线资源管理(RRC)，RRC 通过控制 L1 和 L2 层各个模块管理无线资源。

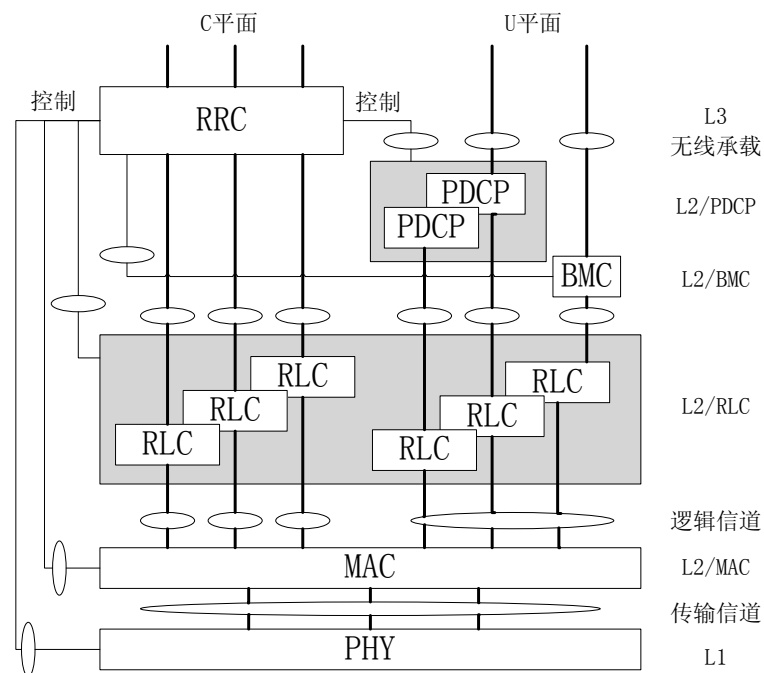


图 1.3-1 无线接入网(RAN)构架

切换算法的目的是根据链路质量状态或网络容量状态通过对无线资源的管理来满足用户的 QoS 需求，根据主要涉及的网络层次不同可将切换算法分为两类^[16]：链路层切换(Link Layer Handover, L2)和网络层切换(Network Layer Handover, L3)。

链路层切换包括用户链路波束间切换(RAN)、用户链路星间切换(RAN)和星间链路切换(CN)，其中用户链路波束间切换最频繁是研究的热点。现有波束间切换算法研究集中于无线资源管理层面，主要从信道分配策略和切换信道保护两个角度出发(见图 1.3-2)。在切换信道保护方面提出了大量切换优先和保证切换算法，前者主要是将

切换队列的优先级置于新呼叫之上,后者则是通过预测切换事件提前预留信道。基于时间的信道预留算法(Time-based Channel Reservation Algorithm, TCRA)^[17]只在用户占用当前波束信道和后继波束信道的时间段内预留信道,比切换保护(Guaranteed Handover)算法^[18]缩短了信道预留时间,从而在同样保证零切换失败概率的条件下降低了新呼叫阻塞概率。在新呼叫请求开始的同时,总是有旧呼叫结束,超量预留算法(TCRA with Overbooking, TCRA-O)^[19]考虑了该现象,允许信道预留后被分配的信道总数超过实际可用最大信道数。ATCR(Adaptive TCR)算法^[20]考虑了多业务模式,将业务分为切换保护和不保护两种 QoS 等级,首先满足事实流业务(语音、视频)的切换保护。基于时间的信道预留算法的共同前提是能够准确的预测用户在波束中的停留时间,因此需要已知用户精确位置及卫星星历。信道预留方面, Ki-Dong Lee 将到达业务量视为非平稳量,即 Poisson 过程的参数 $\lambda(t)$ 是随时间变化的,并给出了优化信道预留的方法,但该算法依赖于对将要到达的业务量参数 $\lambda(t)$ 的预测^[21],而目前为止没有很好的预测算法。

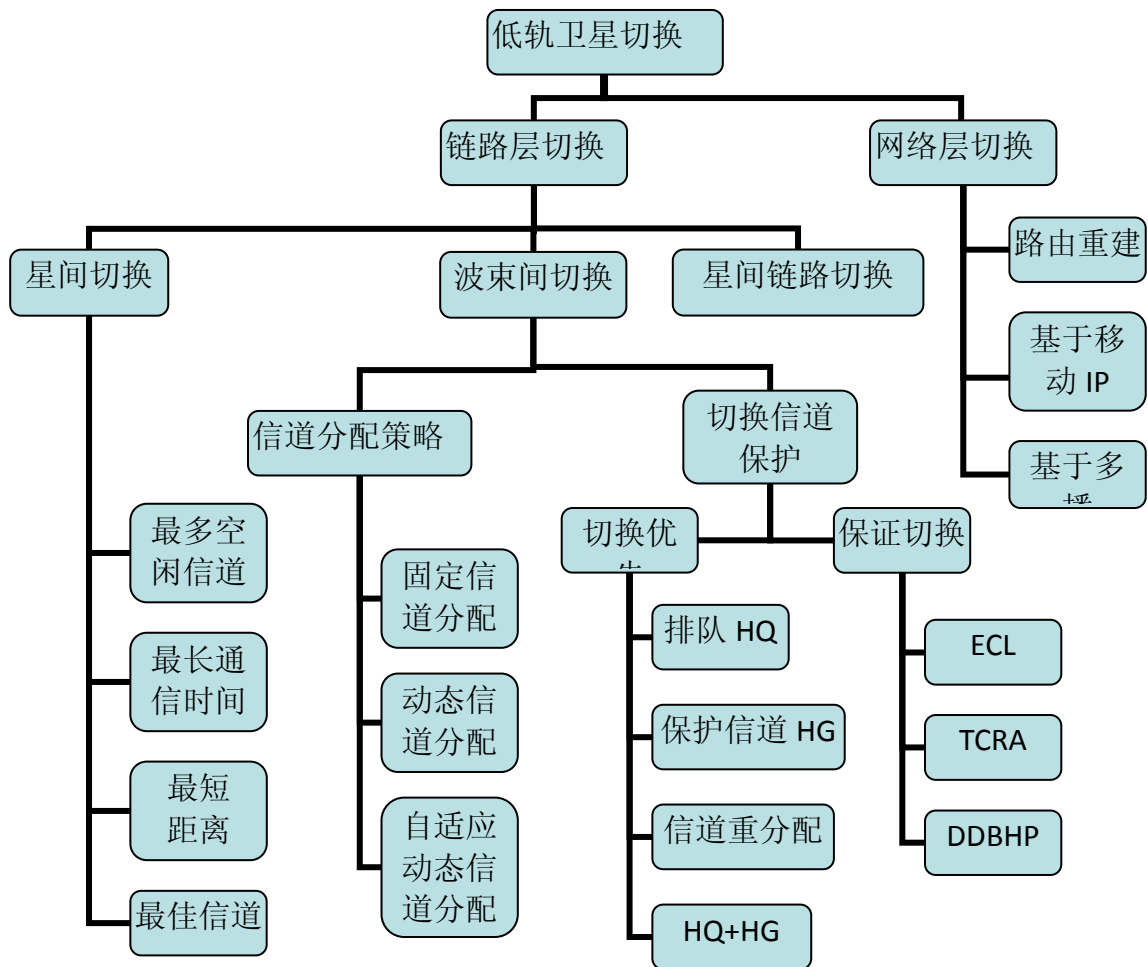


图 1.3-2 低轨卫星星座切换算法分类

这些算法大都是针对 FDMA/TDMA 系统提出的, 研究重点为信道资源分配和预留, 对于具有软容量、采用软切换的 CDMA 系统不完全适用。例如 CDMA 每个波束都复用所有频率, 不能通过动态频率复用方案调整波束容量; 上行链路由唯一的码字区分用户终端不需要信道分配, 而是当 MAI 过大时拒绝新用户接入以避免影响已有用户的 QoS。CDMA 系统软切换的研究重点大多在判断软切换的发起上, Jin Weon Chang 在 IS95A 导频测量辅助切换方案的基础上, 增加了一个功率强度门限 $Trsv$, 该门限值低于将新导频加入到激活集的功率强度门限值 $Tadd$, 从而起到预留信道的作用^[22], 可以将 $Trsv$ 设为与 $Tadd$ 的相对值, 而 $Tadd$ 为动态门限。

网络层切换主要完成移动用户在同种网络的不同卫星/波束或不同网络间切换时通信链路的建立和路由选择, 主要包括路由重建切换技术、基于多播的切换技术和基于移动 IP 的切换技术三种。基本上网络层切换的作用是配合切换顺利完成, 并不决定切换时间和切换去向, 但也有将其作为星际链路切换的判断准则, 如最小跳数切换策略算法^[23]。

本文重点讨论链路层切换。

1.3.1.4 按执行者分类

按切换的执行者分类有: 网络控制切换、用户终端控制切换、用户终端辅助的网络控制切换、网络辅助的用户终端控制切换。

常见的是用户终端测量导频功率辅助的网络控制切换。IS95/WCDMA/LTE^[24]都采用了导频测量辅助方案, 根据导频信号强度将相邻小区分成激活集、候选集、相邻集等。为了能在不同的频率、系统间切换, 导频测量还有压缩模式, 通过压缩原通信链路某段时隙内的信号, 如降低扩频因子、编码打孔等方法, 得到信号传输过程中短暂的时间空隙用来测量其他频率或系统。

另外有不少算法引入了新的信息量来辅助切换, 比如已持续通信时间、用户终端移动速度、Doppler 频移等, 这些辅助信息有些是由用户终端测量的, 有些则是由星载多用户接入设备测量的, 例如 DDBHP 算法是根据上行信号的 Doppler 频移值估计用户终端位置来辅助切换, 测量由星上处理器执行。

为了最大化利用导频信道功率, 本文主要讨论用户终端测量导频辅助切换的方案用于下行链路切换, 而在上行链路切换时则利用了 Doppler 频移信息。

1.3.2 典型移动通信系统的切换方案

1.3.2.1 蜂窝系统切换方案

虽然在地面蜂窝系统和低轨卫星移动通信系统中引起切换的原因不同, 但切换技术本身是可以相互借鉴的。

在第一代模拟蜂窝系统中, 由基站检测信号能量并由 MSC 管理切换。每个基站都有备用接收机, 在 MSC 控制下监视相邻基站中有切换可能的移动用户的信号能量, 并将信息传送给 MSC, 由 MSC 根据每个基站备用接收机收到的信号能量来决定该移动用户是否进行切换。

第二代数字移动通信系统与第一代模拟蜂窝系统不同, 越区切换是由移动台测量辅助基站完成的。移动台检测从周围基站收到的信号能量, 并将数据上报给当前服务基站, 基站根据这些测量数据按照一定的规则决定该移动台是否进行切换。这种切换算法使得基站间的切换呼叫比第一代模拟系统要快得多, 因为切换检测是由每个移动台来完成的, 不再需要由 MSC 连续不断的监视信号的能量。第二代数字蜂窝系统的典型代表是 GSM 和 IS95 系统: GSM 系统采用 TDMA/FDMA 接入方案, 因此只能硬切换^{[25][26]}; IS95 系统采用了 CDMA/FDMA 接入方案因而支持软切换^[27]。

第三代移动通信系统(3G)三大标准都是基于 CDMA 技术的, 分为 FDD-CDMA 和 TDD-CDMA 两个阵营, 采用的切换技术也有较大不同。FDD-CDMA 包含 WCDMA 和 CDMA2000 两个系统, 仍然沿用与 IS95 系统类似的导频强度测量辅助的软切换方案: 移动台将各基站导频分为激活集、候选集、邻近集、剩余集, 并且根据导频强度维护各个集。但是在切换策略上有所改进, 例如在加入和释放导频的判断条件上, WCDMA 增加了时间滞后门限^[28], 而 CDMA2000 采用了相对强度门限。TDD-CDMA 以 TD-SCDMA 系统为代表, 提出了一种新的越区切换技术: 接力切换。该技术基于智能天线和上行预同步技术, 在保持软切换不丢失信息、不中断通信等优点的基础上, 进一步减少了切换时信道资源的占用, 同时解决了 FDD-CDMA 系统中软切换技术只能用于同频小区间切换的问题^{[29][30]}。

为了进一步提高传输速率, 出现了 WCDMA-HSDPA/ HSUPA 和 CDMA 1x-EVDO 等 3.5G 技术。在小区间切换时, WCDMA 中的业务信道(DCH)采用软切换或更软切换, HSDPA 中的业务信道(HS-DSCH)用硬切换代替了软切换, 这是因为一方面硬切换容易实现; 另一方面 HS-DSCH 是共享信道, 从系统角度看采用软切换会浪费码道资源, 降低系统吞吐量^{[31][32]}。硬切换时 UTRAN 和 UE 间能够支持提供 HS-DSCH 服务小区的同步改变, 从而保证 UE 从一个小区移到另外一个小区时服务的连续性。

以上介绍的都是系统内的越区切换, 在 3G 系统建设过程中还要解决系统间切换即纵向切换的问题, 系统间测量常采用压缩模式。

1.3.2.2 低轨卫星移动通信系统切换方案

Iridium 和 Globalstar 是两个典型的覆盖全球的低轨卫星移动通信系统, 他们分别与 GSM 和 IS95 系统类似, 并且都以提供话音服务为主。Iridium 采用 TDMA/FDMA 体制, 并采用星上处理和交换技术, 只能硬切换。Globalstar 采用 CDMA/FDMA 体制, 采用透明转发, 可以软切换。

Iridium 系统配置了 48 个点波束(3 组 16 点波束)以提高频率复用率, 上下行链路点波束覆盖相同, 采用 GSM 类似的切换方案。有两种形式的切换: 1、当卫星波束飞越用户就切换到相邻波束, 大约 50s 发生一次, 这种情况属于正常切换; 2、当卫星信号突然消失, 用户被切换到相邻卫星, 如果切换成功大约有 0.25s 的通信中断, 如果没有其他可视卫星则发生掉话, 这种情况发生在卫星被阻挡时。

Globalstar 系统用多星/多波束空间分集(Spatial/Path Diversity)实现软切换^[11]。下行链路空间分集如图 1.3-3, 信关站生成下行链路信号 S1 和 S2, 并分别通过卫星 1 和卫星 2 发送给用户终端, 用户终端合并接收两路信号, 由于从两个副本并不完全相同(S1/S2)合并并在译码前执行, 用户终端最多能合并 3 路信号。上行链路同样采用空间分集, 合并由信关站完成。该系统通过大范围的软切换解决了上下行链路多波束覆盖区不对应的问题, 代价是处理资源的增加和系统容量的损失, 由于信号合并接收都在地面设备中执行处理资源不成问题。

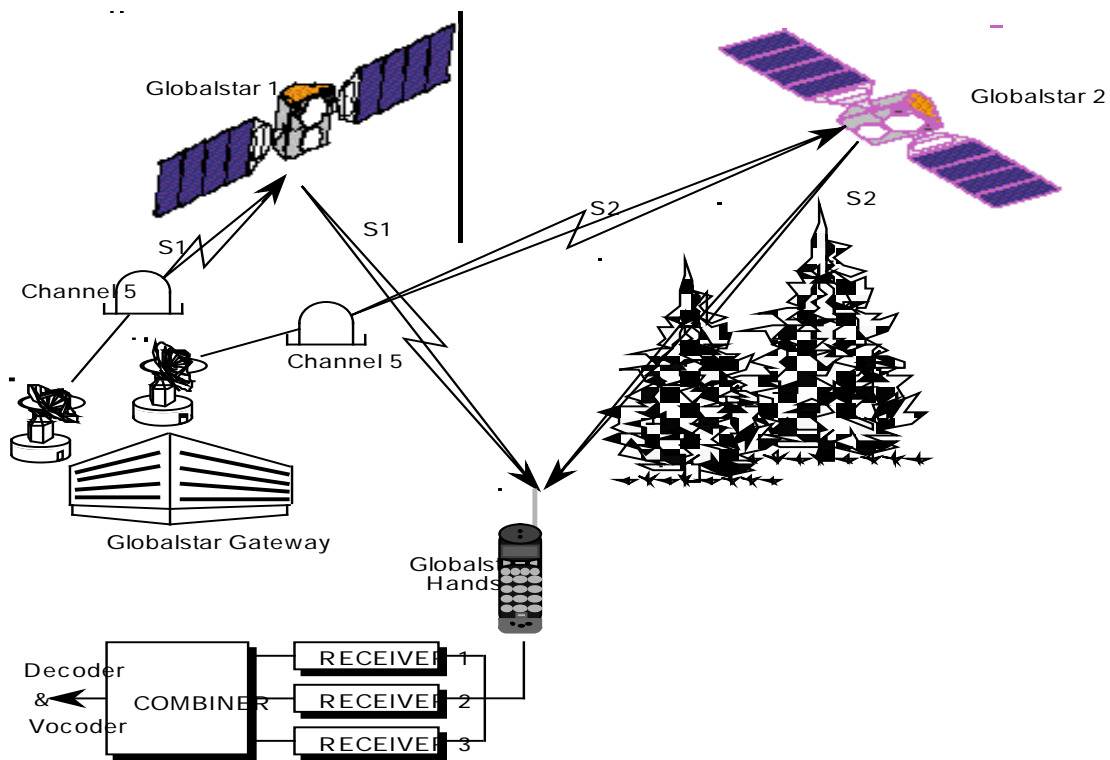


图 1.3-3 Globalstar 下行链路空间分集

Frost & Sullivan 公司与 2002 年在 Texas 和 California 两地测试并对比了两个系统的服务质量, 包括语音和数据业务, 测试结果表明 Globalstar 系统的性能更好些, 但都没有能力提供 Internet 服务^[33]。

表 1.3-1 中平均掉话率指标集中反映了两个系统切换方案的差异。理想信道下的 Iridium 和 Globalstar 系统的初始呼叫成功率基本相同, 说明系统容量并未饱和, 同样条件下 Globalstar 的掉话率明显低于 Iridium, 说明 Globalstar 采用的软切换的性能要

优于 Iridium 采用的硬切换。进入乡村和城市以后，阻挡造成的掉话率是切换算法无法克服的，因此两个系统的掉话率基本相近并且都高达 40%和 70%。另外，由于采用了多星/多波束空间分集等原因，平均通话 QoS 也是 Globalstar 系统较高。

表 1.3-1 Iridium 和 Globalstar 服务质量对比

使用环境		理想	乡村	城市
平均通话长度	Iridium	8min34sec	5min03sec	3min35sec
	Globalstar	8min50sec	5min51sec	4min14sec
初始呼叫成功率	Iridium	97%	71%	74%
	Globalstar	100%	84%	83%
平均通话 QoS	Iridium	3.1	2.9	2.5
	Globalstar	4.0	3.6	3.2
平均掉话率	Iridium	18.4%	40.7%	70.4%
	Globalstar	2.6%	37.0%	64.5%

1.4 论文主要研究工作

1.4.1 星座系统多星多波束切换

星座系统与 Globalstar 系统的重要不同点是采用了星上处理与交换技术，星上处理资源是影响切换方案的重要因素之一，本文针对星上处理模式下的星座系统讨论星间切换和波束间切换。

1.4.1.1 切换和分集模式

在星座系统中，由于上下行链路波束覆盖区非对称(见图 1.2-4、图 1.2-5)，同一卫星内上行链路波束间切换和下行链路波束间切换不同时发生；但整个卫星的上下行链路覆盖区相同，因此星间切换可同时进行上下行链路切换。

下行链路切换需要先捕获、同步新的导频信号，取得同步后可很容易地增加业务信道；上行链路切换则是直接捕获、同步新增的业务信道。

下行链路波束间软切换要求用户终端有同时跟踪 2 径以上导频信号的能力，这 2 径信号来自不同波束因而有 N 个 256chip 的偏移；上行链路波束间软切换需要占用卫星多用户接入设备的信道处理单元(CE)资源，由于被接收的上行信号的 Doppler 和时延相同，当前波束可以辅助后继波束同步上行信号。

下行链路星间软切换要求用户终端有独立跟踪 2 径以上信号的能力，这 2 径信号来自不同卫星因而短 PN 码不同，Doppler 变化也不同；上行链路星间软切换则需要占用卫星的 CE 资源，卫星间难以相互辅助同步而需要大范围搜索信号。

星座系统支持用户终端自主定位和授时,这时用户终端可以根据位置和时间信息针对某颗卫星补偿上行信号的 Doppler 频移和时延,大大减小该卫星捕获信号时搜索 PN 码相位和载波频率的范围。该方案有两个主要缺点:一是上行链路星间切换时只能硬切换,二是无法多星分集。因为软切换或星间切换时总是有一颗卫星接收的上行信号没有得到终端的正确补偿,这样对卫星接入设备就有两种不同的捕获能力指标,而其中较大的捕获能力指标反而会超过不补偿的情况,最终的结果是放弃多星分集;同时软切换过程中终端的补偿值会突变引起后继卫星已经建立的通信链路中断,实质上退化为硬切换。下行链路有导频辅助同步,仍可以软切换。

表 1.4-1 星座系统中的切换

	波束间切换	星间切换	星间切换(终端补偿)
下行链路	可软切换 能跟踪 N 倍 256chip 延迟的 PN 码 RAKE 接收机	可软切换 能独立跟踪不同 PN 码的 RAKE 接收机	可软切换 能独立跟踪不同 PN 码的 RAKE 接收机
上行链路	可软切换 占用星载多用户接入设备的 CE 资源,波束间可辅助同步	可软切换 占用星载多用户接入设备的 CE 资源,卫星间难以辅助同步	只能硬切换

对于有高可靠性需求的用户,可以通过分集技术提高其 QoS。通常所说的分集是指波形级分集合并,即直接合并多路解扩解调前的原始传输信号波形以对抗随机信道衰落,主要有频率分集、延时分集和空间分集三种,这里讨论空间分集。多波束星座通信系统中的空间分集可以分为多波束分集、多星分集、多天线分集三种。其中多波束分集、多星分集分别和波束间软切换、星间软切换类似;多天线分集则是指只有一条星地链路时,用户终端通过多根天线收发信号以取得分集增益的分集方式。

波束间软切换时同一卫星内的多个波束和用户终端之间建立多条链路,但由于在太空中相控阵多波束天线周围没有散射体,天线单元之间高度相关,没有不相关的随机乘性衰落因而无法获得波形级分集增益:信道衰落相同,波束增益固定,MAI 是加性的。另一方面,由于 CDMA 系统的自干扰性,同一用户终端在不同波束内受到的 MAI 不同从而 SINR 也不同,通信质量是有差别的,可以在解调以后选择质量好的数据帧,以下简称为数据级选择性分集。

星间软切换时,多颗卫星和用户终端之间的链路经历不完全相关的信道衰落,但是多颗卫星的下行信号用不同的短 PN 码扩频,无法进行波形级合并。上行链路相距几千公里的多颗卫星独自解调信号,多星分集合并需要星间链路传递数据,波形级分集需要传递的数据量太大难以实现,数据级选择性分集有一定可行性。

用户终端通过安装具有一定间隔的足以解相关的多幅天线，使下行链路构成 **SIMO** 系统，当下行信号经历信道衰落时可以通过波形级 **MRC** 分集获得分集增益；而上行链路构成 **MISO** 系统，通过基于空时编码的发射分集也可以获得一定的分集增益。由于卫星周围没有散射体，构建 **MIMO** 系统需采用极化分集^{[34][35][36]}。

表 1.4-2 星座系统中的空间分集

	多波束分集	多星分集	多天线分集
下行链路	数据级选择性分集	数据级选择性分集	波形级 MRC 分集
上行链路	数据级选择性分集	数据级选择性分集 星间链路传递数据包	发射分集 空时编码

在星座系统中，波形级多星分集是很难实现的，因为它所要求的条件和提高多用户条件下频谱利用率的措施是相互矛盾的。如果一定要实现波形级多星分集，需要为此改变空中接口，例如多颗卫星用同样的短 **PN** 码给同一用户发送下行信号。另外可以采用合并译码，即将解调后的软比特符号流合并后再译码，该方案的误码率性能优于数据级选择性分集，目前主要用于 **HARQ** 方案中^[24]。

1.4.1.2 技术难点

本文主要研究用户终端发射上行信号时不补偿 **Doppler** 频移和时延的情况，即星座系统所有切换都可以实现软切换。

软切换方案可分为 3 个步骤：

- 1、测量各种辅助信息，判断发起软切换；
- 2、软切换执行，同时和两颗卫星建立通信链路；
- 3、软切换结束，释放旧的星地链路。

星座系统实现多星多波束软切换的主要困难有：

1、多波束天线削弱了卫星覆盖区内的倾斜效应，导频功率门限切换方案还能否工作？多径效应会破坏下行信号的正交性，当用户数目较多时业务信道的发射总功率远大于导频信道功率，会对导频测量有多大影响？

2、软切换减少掉话概率的同时也消耗了信道资源，切换策略如何在保证软切换的同时尽量减少信道占用时间？

3、上下行链路的多波束覆盖区不一致，不能用下行链路导频测量辅助上行链路切换的判断，如何发起上行链路软切换？

4、上行链路可接入用户数目受限于 **MAI**，如何减小 **MAI** 以增加信道数从而提高软切换的成功率？下行链路可服务用户数目受限于发射功率，发射功率对衰落余量十分敏感，如何减小用户对衰落余量的要求从而提高软切换的成功率？

1.4.2 全文结构安排

本文工作起始于中国科学院特别支持的重大创新项目“创新一号”小卫星存储转发数据通信系统,随后又结合上海市重大预研项目“卫星数据通信星座关键技术”及国家十一五星座背景预言等后续课题开展了进一步工作。

本文立足 CDMA 星座系统,研究了多星多波束条件下的切换算法。论文共分六章,内容主要安排如下:

第一章 绪论

首先介绍了本文的研究背景:采用多波束天线的 LEO 星座卫星 CDMA 通信系统,重点讨论了用户链路空中接口,为下文研究提供明确的背景条件;然后综述了现有的切换技术分类及典型的地面蜂窝和卫星移动通信系统的切换方案;最后针对星座系统讨论了星间、波束间的上行链路、下行链路切换和分集场景,并指出了实现多星多波束切换的一些技术难点,即本文要解决的问题。

第二章 低轨卫星通信系统信号传播特性

本章从两个角度讨论了低轨卫星通信系统信号传播特性:卫星高速运动引起的传播特性和用户终端移动引起的传播特性。分析了卫星高速运动引起的覆盖区移动、自由空间传播损耗变化、载波 Doppler 频移等传播特性。卫星高速运动是引起切换的主要原因,针对星座系统多波束天线赋形分析了波束间/星间切换的频度。分析了用户终端移动引起的时间、频率和空间色散,讨论了概率分布模型及 Rayleigh、Rician、Lognormal 三种基本信道建模函数的一阶、二阶特性,为第三章最佳信道切换准则和第五章多天线分集建立基础。

第三章 基于导频测量的下行链路切换

本章主要研究结合星座系统导频特点的下行链路切换技术。首先针对星座系统的多波束天线和空中接口为下行链路导频信号建立了模型,然后分别讨论了信道衰落和多用户干扰条件下 CDMA 导频功率和信噪比测量技术。在此基础上提出了采用最佳信道准则的基于导频测量的全信道软切换(PAC-SH)方案,并比较评估了 Gaussian、Rician、Lognormal 信道下 PAC-SH 方案和 CDMA2000 软切换方案的性能。

第四章 基于 Doppler 测量的上行链路切换

本章主要针对下行链路导频测量无法预测上行链路切换的时间和去向的问题,提出了基于上行信号 Doppler 频移的二维切换预测(2-D DUHP)算法。该算法解决了一维 DDBHP 预测算法因为没有考虑最大仰角、用平面三角学近似球面三角学求解等问题而导致的预测误差大甚至求解失败的问题,并给出了低复杂度、高鲁棒性的自变量空间搜索解法。最后讨论了 2-D DUHP 算法在星座系统上行链路切换中的应用,建立了

以最大仰角为自变量的不规则波束边界穿越时间数学模型,并分别考察了时间搜索步长、仰角搜索步长及测量时间间隔对估计精度的影响。

第五章 系统容量与切换增强

本章主要讨论切换执行过程中的容量受限问题。针对上行链路信道总数受 MAI 限制的问题,提出通过快速同步降低软切换开销从而减少上行链路 MAI 的方案,分析了 PMF-FFT 捕获算法的性能及应用成果,提出了逆时间同步(TRS)算法,并分析了他们对软切换和硬切换的增强性能。针对下行链路信道总数受功率限制的问题,提出了减少衰落余量以降低每信道功率分配的方案,分析了 Lognormal 信道下 M 路天线 MRC 分集时的信道容量 CCDF、二阶性能及软切换增强性能。针对恶劣环境下软切换不能保证用户通信质量的问题,分析了多星宏分集的几个关键问题。

第六章 总结与展望

本章总结了全文的主要内容,并展望了有待进一步开展的工作内容。

第二章 低轨卫星通信系统信号传播特性

2.1 引言

对于设计无线通信系统而言,首要的是分析该系统要克服的信道特性。这些无法改变的信道特性制约着调制解调、多址接入、信道编码、功率控制、差错控制、切换等系统方案,也影响到捕获、同步、均衡、信道估计等具体设计。无线信道的分析和建模,是无线通信系统设计中的重要部分和基本前提^[37]。

本章首先讨论 LEO 卫星系统最大的特点——卫星高速绕地运动给信号传播带来的影响,同时卫星运动和多波束天线赋形决定了星座系统中的波束间和星间切换频率。已有的通信小卫星系统搭载试验都遇到了严重的上行信号干扰和多径效应的影响,本章最后讨论信道衰落,这些衰落主要由用户终端移动引起的。

2.2 卫星运动的影响

LEO 卫星的轨道高度低,自由空间传播损耗和时延比 GEO 卫星降低了很多,代价是卫星需要高速地绕地球运动才能对抗地球引力,这给 LEO 星座卫星通信系统的设计增加了不少难度。

2.2.1 覆盖区移动

根据 LEO 卫星系统中卫星波束覆盖与卫星运动之间的关系,可以将 LEO 卫星系统分为两类:卫星固定小区系统(SFCS)和地球固定小区系统(EFCS)^{[38][39]}。

在 EFCS 中,卫星在移动过程中通过位置计算,控制投向地面的波束覆盖方向,当卫星相对地面前移时波束相对卫星后移,从而使波束在地球表面的覆盖区域固定, Skybridge、Teledesic、Celestri 系统采用这种方式。另外一种简化的方案是把波束设计成窄长条形状,长条的方向和卫星的移动方向一致,除非卫星移出用户的视野,否则不会发生切换。该方式对波束指向的要求较高,并需要动态调整波束增益以补偿对地倾角引起的传播损耗的变化。

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

本文考虑的是 SFCS 情况,因此可忽略用户终端移动影响,仅由卫星高速运动引起切换,且切换较为频繁。

2.2.2 自由空间传播损耗

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

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{L_P} \quad (2.2.1)$$

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

$$L_P = \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \quad (2.2.2)$$

式中 d 为传播距离, f 为信号载波频率, c 为光速。

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

同时考虑覆盖区移动和自由空间传播损耗, 可以得到地面用户在卫星间切换的过程。根据图 2.2-1, 用户终端到同轨面相邻的两颗卫星之间的距离为

$$\begin{aligned} d_1 &= \sqrt{R_e^2 + R_o^2 - 2R_e R_o \cos(\omega t)} \\ d_2 &= \sqrt{R_e^2 + R_o^2 - 2R_e R_o \cos(\theta_n - \omega t)} \end{aligned} \quad (2.2.3)$$

式中 θ_n 为同轨面卫星间夹角, 星座系统中 $\theta_n = 45^\circ$, ω 为卫星绕地角速度, R_e 为地球半径, R_o 为卫星飞行半径。

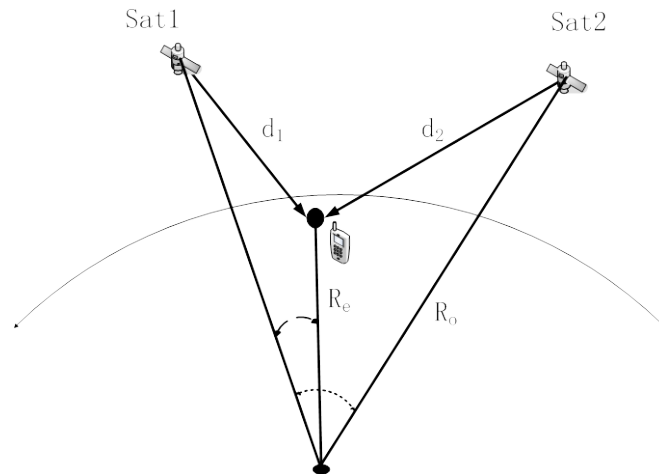


图 2.2-1 同轨面相邻卫星与用户终端的几何关系

图 2.2-2 给出了轨道高度为 1500Km 时归一化的传播损耗, 令用户终端位于卫星 Sat1 星下点时为 0 时刻。从 0 时刻开始, 随着卫星的运动, 用户终端接收到的当前服

务卫星 Sat1 的信号强度逐渐减小，而后继卫星 Sat2 的信号强度逐渐增大，若以最短距离准则选择卫星则过顶时间约 14 分钟。

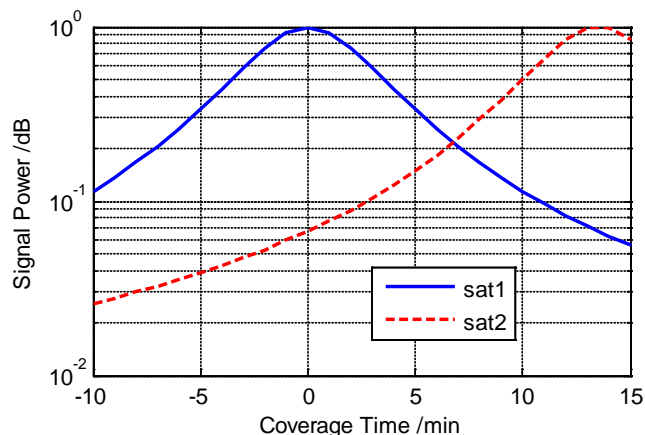


图 2.2-2 同轨面相邻卫星的自由空间传播损耗差异

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

提高频谱利用率的一种办法是用多波束天线将卫星覆盖区(Footprint)进一步细分为多个波束(Beam)并在波束间复用频率、扩频码等无线资源，如 Iridium 系统中每颗卫星有 48 个波束，GlobalStar 系统每颗卫星 16 个波束。在划分波束的基础上可以通过多波束赋形使卫星覆盖区边缘波束的辐射增益大于中心波束的辐射增益，以补偿自由空间传播损耗差异，每个波束内的传播损耗差异也随着波束面积减小而变小。因此优化设计的多波束天线可以在提高频谱利用率的同时补偿倾斜效应，具体见 3.2.1 节。传播时延则很难补偿，只能局限于点对点通信的情况，无法用于广播信道，如下行链路导频信道。

2.2.3 两种不同的 Doppler 效应

2.2.3.1 Doppler 频移和 Doppler 扩展

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

$$f_d = f_0 \frac{v_D}{c} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.2.4)$$

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

f_0 表示载波频率, c 为光速, $\lambda = c / f_0$ 。信号载波频率 f_0 越高, 径向运动速度 v_D 越大, Doppler 效应就越大。

LEO 卫星系统中的 Doppler 效应可以分为两部分^{[40][41][42]}:

1、由卫星高速移动引起的大范围的 Doppler 频移, 记作 f_{d_Sat} , 描述的主要是 LOS 信号分量的 Doppler 效应。 f_{d_Sat} 在整个过顶时间内近似为半周期的 SIN 函数^[43], 变化缓慢、连续且与载波频率成正比, 频偏分布的统计结果是一个碗状, 见图 2.2-3, 当卫星到达最低工作仰角时 f_{d_Sat} 取到最大值 $f_{d_Sat_Max}$ 。

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

$$\Delta f = \frac{f_c}{c} \left[\sqrt{\frac{\mu R_e^2}{(R_e + h)^3}} \cos \gamma \sin \varphi - \frac{2\pi}{86164} R_e \cos l_t \cos \gamma \cos \varphi \right] \quad (2.2.5)$$

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

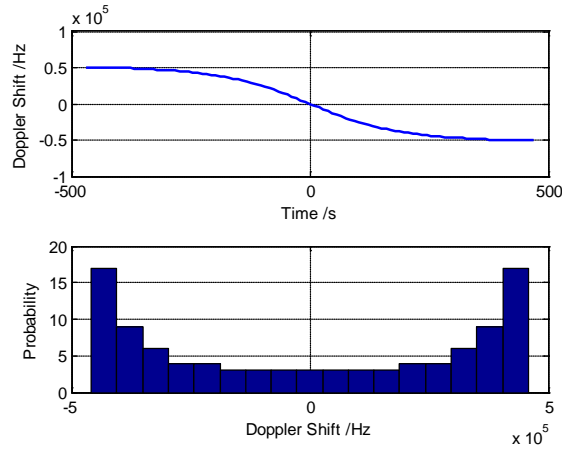


图 2.2-3 载波 Doppler 频移的统计特性

2、由收发信机附近散射体造成的小范围的 Doppler 展宽, 记作 f_{d_Speed} , 这部分描述的是多径信号叠加造成的 Doppler 效应。由于多径信号的出射角、入射角 θ 各不相同, 他们的 Doppler 频移也不同, 多种频偏的多径信号叠加起来就形成了 Doppler 扩展, 其变化很快且是随机的, 因此用 Doppler 功率谱密度(Doppler PSD)来描述, 最常用的是 Jakes 模型^[44], 该模型的参数最大 Doppler 频移 $f_{d_Speed_Max}$ 由用户终端及其周围散射体的运动速度决定。

修正的对称 Doppler PSD 为

$$S(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_0^2}{\pi f_{d_Speed_Max} \sqrt{1 - (f / f_{d_Speed_Max})^2}} & |f| < \kappa_0 f_{d_Speed_Max} \\ 0 & |f| > \kappa_0 f_{d_Speed_Max} \end{cases} \quad (2.2.6)$$

式中 σ_0^2 为平均功率, $\kappa_0 \in (0, 1]$, 当 $\kappa_0 = 1$ 时上式变为经典 Jakes Doppler PSD。

用户终端周围有丰富的散射体, 下行链路入射角和上行链路出射角扩展比较大; 但是卫星周围没有散射体, 下行链路出射角和上行链路入射角很小, 这会导致 Doppler PSD 的不对称。在图 2.2-4 中, 令 UT 向 Sat 运动时, 各径的 Doppler 频移有正有负, 如 R3 是正的, R5 是负的, Doppler PSD 是对称的; 而令 Sat 向 UT 运动, 各径的 Doppler 频移都是正的, Doppler PSD 是不对称的。由于 Sat 一直在运动 Doppler PSD 肯定是不对称的, 而 UT、R1~R5 也可能运动从而增加对称的 Doppler PSD。

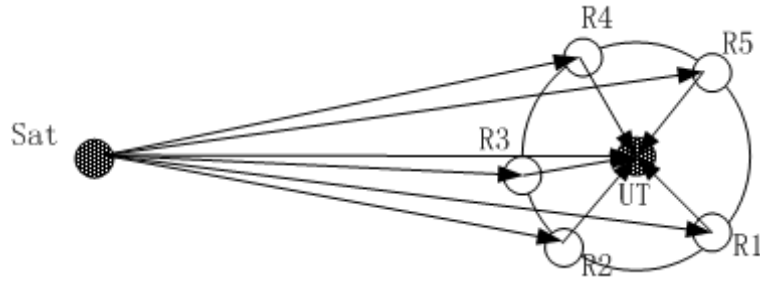


图 2.2-4 星地通信链路的出射角与入射角

Doppler 频移和 Doppler 扩展的示意图(用 $f_{d_Sat_Max}$ 归一化)见图 2.2-5 和图 2.2-6, Doppler 频移(Doppler Shift)以 0 为中心, 碗状分布在 $[-f_{d_Sat_Max}, f_{d_Sat_Max}]$ 范围内, Doppler 扩展(Doppler Spread)则以信号 signal 当前频率为中心, 碗状分布在 $[-f_{d_Speed_Max}, f_{d_Speed_Max}]$ 范围内。

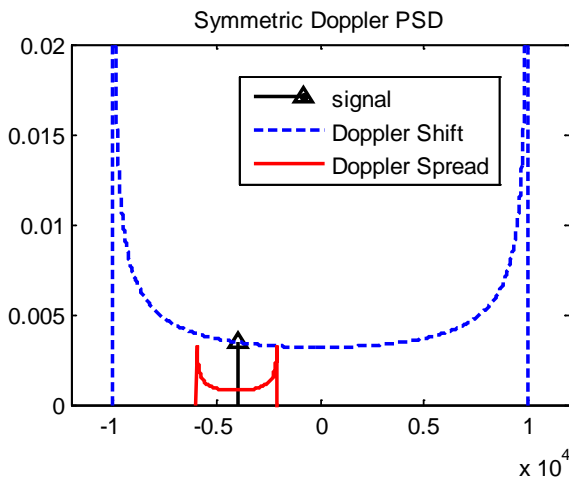


图 2.2-5 对称 Doppler PSD 示意图(仅 UT 移动)

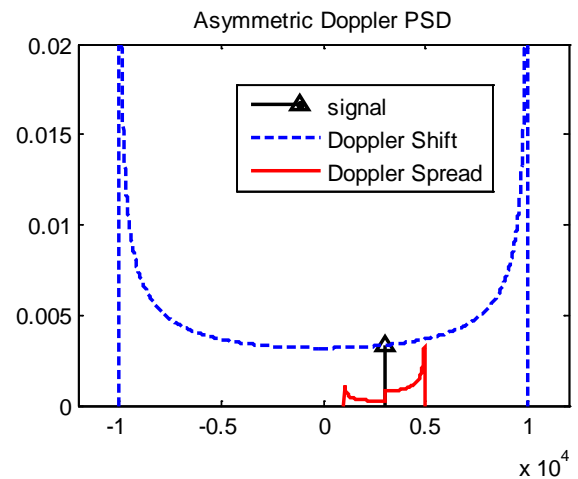


图 2.2-6 非对称 Doppler PSD 示意图(卫星运动)

区分这两种 Doppler 效应对 LEO 卫星系统设计是重要的, 涉及到不同的对抗策略, 如果把最大 Doppler 频移 $f_{d_Sat_Max}$ 误认为是最大 Doppler 展宽 $f_{d_Speed_Max}$, 将建立与实际信道很不一致的信道模型, 最终导致性能不佳的系统设计。

第一部分 Doppler 频移可以用 PLL 跟踪, 采用 UHF/L 频段的 LEO 卫星系统最大 Doppler 频偏达到 $10^2 \sim 10^3 \text{ KHz}$ 量级, 变化率也达 $10^2 \sim 10^3 \text{ Hz}$ 量级, 这对 DPLL 设计来说是相当大的挑战, 尤其是当信号电平经历巨大的自由空间传播损耗后变得很低, 为了得到足够信噪比需要很长的积分周期, 因此 DPLL 需要在低信噪比和低反馈速率下跟踪 Doppler 频移^{[45][46]}。另外, 大于数据速率的 Doppler 频移使得扩频信号的捕获需要二维搜索频域、码域, 大大增加了同步时间(见 5.2.2 节)。

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

2.2.3.2 Doppler 频移模拟

在中科院创新一号 02 星系统研制过程中, 本人为主的小组研制了卫星模拟器, 其研制目标是: 为星地通信系统的对接试验提供专用测试仪器和设备, 便于地面应用系统(地面站、终端)的研制、测试和对接试验; 在系统的运行阶段, 作为各种类型地面站的测试设备, 用于完成对地面站星地通信设备的例检和故障定位。为了测试地面站和终端在动态 Doppler 条件下的工作情况, 卫星模拟器发信机的调制性能和 Doppler 模拟是设计的关键技术之一。

为了提高设计精度, 卫星模拟器发信机的扩频、成形、正交调制、Doppler 模拟等都采用数字平台实现, 有效避免了模拟调制造成的幅相不平衡和温度漂移等缺点。在成形系数和载波查找表设计时将有限字长效应误差降低到最小程度, 实现了较小的 EVM(约 3%)和旁瓣抑制(大于 35dB)。

载波 NCO 的目标是产生频率为 $8 \times 1.2288 \text{ MHz}$ 且 Doppler 可控的正弦和余弦载波样本, 采用高速时钟进行相位累加查询 ROM 查找表的结构来实现, 如下图所示。

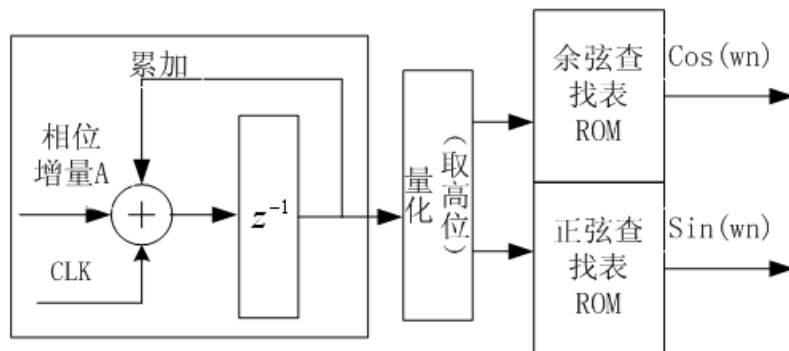


图 2.2-7 载波 NCO 实现结构

累加器的高位输出频率为 $f_{out} = Af_{clk}/2^B$, A 为相位累加增量, B 为累加器的位宽 (B=28), NCO 工作时钟 $f_{clk} = 32 * 1.2288 \text{ MHz}$, ROM 查找表中分别存放对应载波的余弦、正弦的离散值, 取累加器输出的高 7 位作为正弦、余弦 ROM 查找表的寻址地址。

Doppler 频移通过调整相位增量 A 实现, 设计采用了 10 条典型仰角 Doppler 特性曲线, 用于拟合卫星实际运行中不同的过境情况(见图 4.3-2)。在数字实现时通过对设计查找表的内插操作, 进一步平滑了 Doppler 变化曲线, 使卫星模拟器输出信号与实际卫星下行信号输出一致。

NCO 产生的余弦、正弦载波分别与 I、Q 两路成形后的数据相乘完成频谱的搬移, I、Q 合路后的信号经 DA 变换后输出, 再经射频上变频和放大, 即完成卫星模拟器发信机的功能。信号输出频谱以及单载波 Doppler 偏移(-10KHz)的测试图见图 2.2-8(其中 02 星系统的频率为 UHF(400MHz), 最大频偏为 $\pm 10 \text{ KHz}$)。

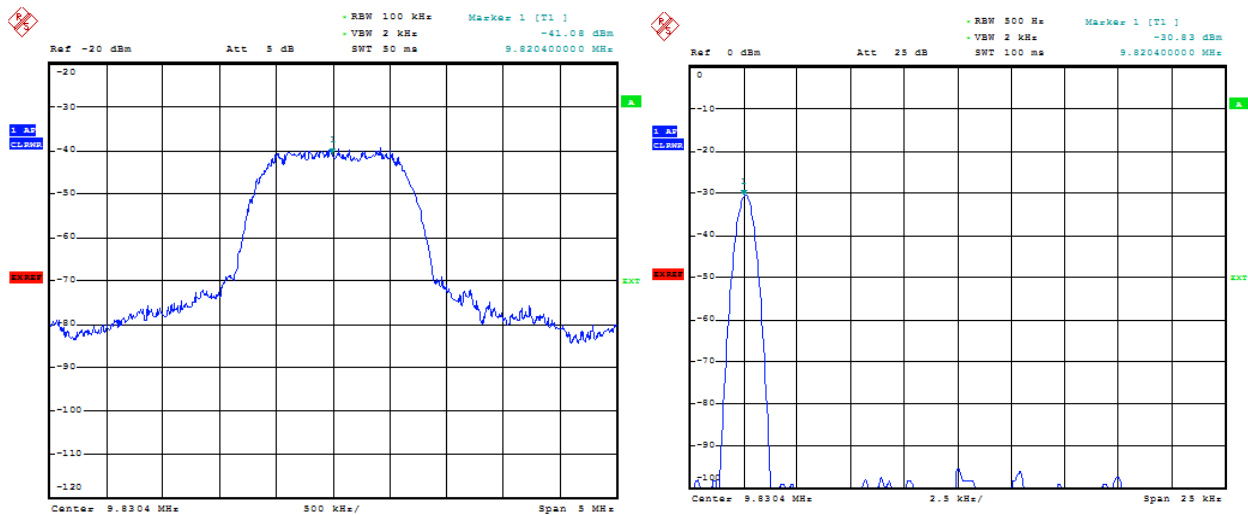


图 2.2-8 发信机信号频谱、单载波 Doppler 偏移(-10KHz)



图 2.2-9 卫星模拟器整机设备

2.2.4 多星可见率

由于 LEO 卫星高速绕地运动，需要多颗卫星构成星座才能提供不间断的服务，如 Iridium 系统由 66 颗卫星组成，Globalstar 系统由 48 颗卫星组成。图 2.2-10 给出了 48 星时多星覆盖率，可以看出所有纬度的双星覆盖率都保持在 60% 以上，这给系统设计软切换、多星分集提供了很好的条件。

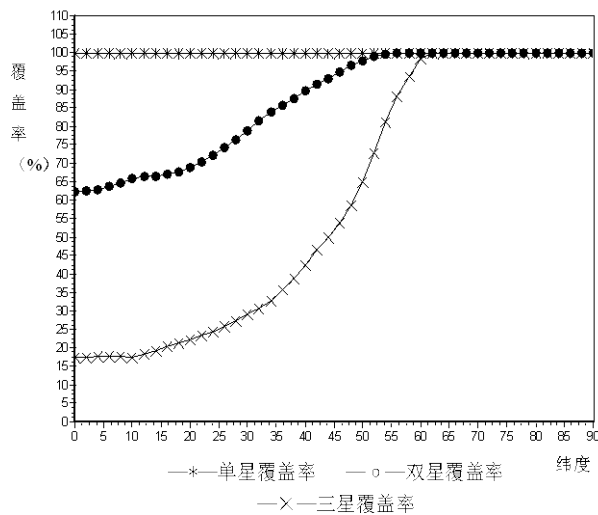


图 2.2-10 48 星极地轨道星座的多星覆盖率

由于用户终端会移动到各种未知环境中，LOS 信号经常会被阻挡，在多星覆盖率的基础上考虑阻挡可以得到多星可见率。Gkizeli^[47]用几何学方法分析了街道上用户终端的多星可见率。结果(见图 2.2-11)表明相隔 90 度的两颗卫星，当一颗卫星被阻挡时另一颗卫有很高的概率不被阻挡。其中 H_b 是建筑物的高度， W 为街道宽度， d 为用户终端到街边建筑物的距离，可以看到卫星仰角高时阻挡概率明显减小。

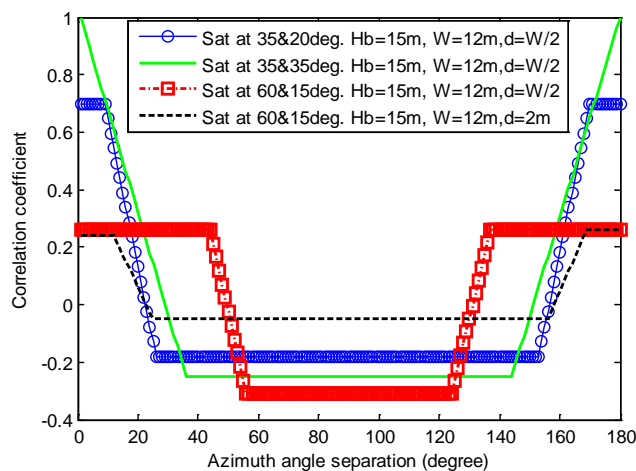


图 2.2-11 2 颗卫星 LOS 信号被阻挡的相关系数

2.3 星座系统切换频度分析

引起波束间、星间切换的主要原因是卫星的高速运动，切换频度由卫星轨道高度、波束赋形、通信时长、地面用户地理位置等共同决定。

2.3.1 波束间切换

可以用相对运动速度来描述卫星固定小区系统发生波束间切换的频度^[48]

$$\alpha = \frac{2R}{V_{trk} T_m} \quad (2.3.1)$$

式中 R 为圆形波束覆盖区半径， V_{trk} 是卫星星下点运动速度，这两个参数都与星座轨道高度有关， R 还和波束赋形有关， T_m 是平均通信持续时间。波束覆盖区直径越大，发生切换的概率越小；卫星运动速度越快，通信时间越长，一次通话过程中发生切换的概率越大；相对运动速度 α 越小切换频度越高。

一般将通信持续时间建模为指数分布，则新呼叫用户发生切换的概率为

$$P_{h1}(\alpha) = \frac{1 - e^{-\alpha}}{\alpha} \quad (2.3.2)$$

基于指数分布的无记忆性，切换用户再次发生切换的概率为

$$P_{h2}(\alpha) = e^{-\alpha} \quad (2.3.3)$$

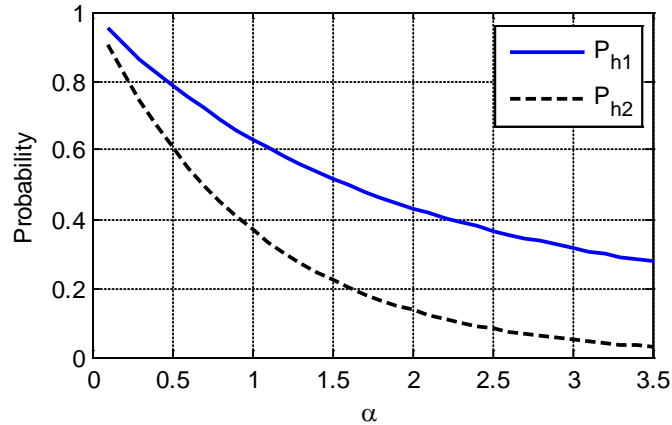


图 2.3-1 相对运动速度 VS 切换频度

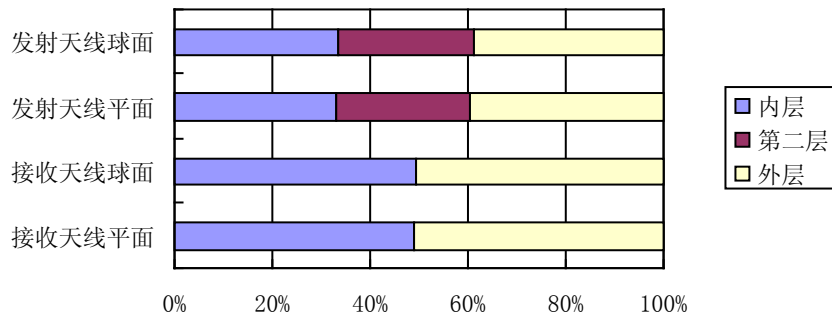
图 2.3-1 给出了相对运动速度和切换概率的关系。例如 Iridium 系统中相对运动速度 $\alpha = 0.3$ ，用户均匀分布条件下通话过程中发生一次切换的概率高达 89%，而再次发生切换的概率也有 81%，切换呼叫的到达率约为原始呼叫的 3~4 倍左右^[49]。相对运动速度的另一种应用是确定切换优先排队策略中最长排队时间 $T_w = \alpha T_m / 10$ ^[48]。

在星座系统中，接收天线和发射天线的波束分布图不同，因此需要分别计算表征上行链路切换频度的上行链路相对运动速度和表征下行链路切换的下行链路相对运

动速度，计算结果为 $\alpha_{Uplink} \in [1.1, 3.3]$ 、 $\alpha_{Downlink} \in [1.1, 1.8]$ 。如图 2.3-1 所示，上行链路发生一次切换的概率约 30%~60%，发生两次切换的概率约 5%~35%；下行链路波束间切换要更加频繁一些，发生一次切换的概率约 45%~60%，发生两次切换的概率约 15%~35%。和 Iridium 相比星座系统的切换负担要小一些，原因是星座系统有较少的波束和较高的轨道，但比起 IS95 系统切换负担明显要大很多。

上述求解星座系统相对运动速度需要的参数中 $V_{irk} = 23600 \text{ km/h}$ ， R 则由多波束天线赋形决定。接收天线波束覆盖范围 26° 、 53° ，发射天线波束覆盖范围 26° 、 46° 、 53° 。求得接收天线波束的地表覆盖跨度(从卫星星下点向外辐射方向)分别为 729Km、2256Km；发射天线波束的地表覆盖跨度分别为 729Km、1051Km、1205Km。同时可以求各波束覆盖区的面积，从下表可以看到不论是球面求解还是平面近似求解，各波束的覆盖面积都基本相等，因此假设用户在地面上均匀分布时各个波束内的初始呼叫数目将基本相同。

表 2.3-1 多波束天线各波束覆盖面积比例



2.3.2 星间切换

与上节类似，可得到星间切换的相对运动速度 $\alpha_{inter-sat} = 4.3$ ，发生一次切换的概率约 20%，发生两次切换的概率约 2%。发生星间切换的频率要比波束间切换的频率低一些，但 20% 发生一次切换的概率仍比 IS95 系统要高出很多。

假设卫星信号没有受到阻挡，用户终端不移动且位于卫星星下点轨迹上，可以估计完成整个同轨面星间切换过程的时间约束。

如图 2.3-2，星座采用的多波束天线张角 $\angle \alpha = 53^\circ$ 。两颗同轨面卫星之间的最大重叠区为 $\angle BOC$ ，其中 B 为卫星 Sat1 覆盖区的边缘点，C 为卫星 Sat2 覆盖区的边缘点。在 $\triangle ABO$ 中，运用正弦定理

$$\frac{R_e}{\sin \angle \alpha} = \frac{R_e + h}{\sin \angle OBA} \quad (2.3.4)$$

地球半径 $R_e = 6400 \text{ Km}$ ，轨道高度 $h = 1500 \text{ Km}$ ，求得 $\angle OBA = 100^\circ$ (已知 $\angle OBA$ 为钝角)，因此用户终端的最低通信仰角为 10° 。

$$\angle AOB = 180 - \alpha - \angle OBA = 27^\circ$$

$$\angle BOC = 2\angle AOB - \angle AOD = 9^\circ$$

(2.3.5)

同轨面两颗卫星在地表的重叠覆盖区域跨度为 $2\pi R_e \angle BOC / 360 = 1000\text{Km}$ ，占总覆盖区的 1/3，以 110min 绕地周期计算，重叠区覆盖时间为 2.75min，这是系统提供给星间切换算法从发起到顺利完成切换的最长时间。

位于 C 点的用户到 Sat1 和 Sat2 的距离分别为

$$AC = R_e^2 + (R_e + h)^2 - R_e(R_e + h)\cos \angle AOC = 2642\text{km}$$

$$CD = R_e^2 + (R_e + h)^2 - R_e(R_e + h)\cos \angle COD = 3600\text{km}$$

(2.3.6)

传播时延分别为 8.8ms 和 12ms，时延差 3.2ms。因此星间切换时多星信号到达用户终端有很大时延，即使信号内容完全相同(见 1.3.2 节)，要实现波形级分集合并也需要存储不少信号采样点。

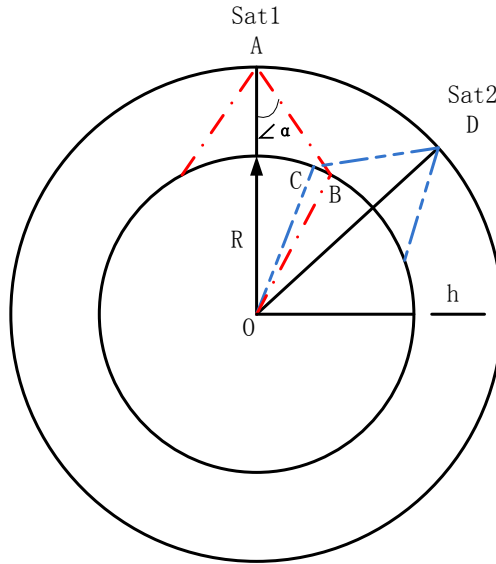


图 2.3-2 极地轨道星座同轨面相邻卫星重叠区

2.4 用户终端移动的影响

虽然卫星运动的线速度很快，但是角速度却很小，且卫星附近没有散射物体，所以用户终端移动引起的信道衰落要比卫星运动引起的衰落大的多^[7]。

2.4.1 色散效应

由于用户终端是移动的，其周围环境既不已知也不确定，只能用随机过程来描述。用户终端附近的环境会通过阻挡、绕射、反射等物理效应影响信号，最主要的效应有：多径信号叠加引起的时间色散(频率选择性衰落)、用户移动引起的频率色散(时间选择性衰落)、多径信号到达角不同引起的空间色散(空间选择性衰落)。

2.4.1.1 时间色散

多径信号是单径信号的加权组合，每径信号到达接收机的时延和增益互不相同

$$y(t) = h(t) * x(t) = x(t) * \sum \alpha_i \delta(t - \tau_i) \quad (2.4.1)$$

式中 α_i 是第 i 径的增益， τ_i 是第 i 径的时延。可以把发射信号 $x(t)$ 看做是由频率分布在信号带宽内的一组正弦波构成，不同频率的正弦波分量经过多径信道加权后有的增强、有的衰落，就表现为信号带宽内不同频点的幅频响应的波动，称为频率选择性衰落。为了进一步刻画频率选择性衰落对于特定系统的影响，研究人员定义了一些参数，包括：平均时延 $\bar{\tau}$ ，均方根时延扩展 σ_{τ} ，相干带宽 f_0 等。常用的是相干带宽可以由均方根时延扩展求出，将它与信号带宽 W 比较用来判断信道是平坦衰落 ($f_0 > W$) 还是频率选择性衰落 ($f_0 < W$)。

$$f_0 \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}} = \frac{1}{5\sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}} \quad (2.4.2)$$

多载波系统的基本思想就是将宽带的信号划分为多个子带，使得每个子带的带宽满足 $W < f_0$ ，从而可以通过在各个子带上采用简单的频域信道估计与补偿算法来克服整个宽带内的频率选择性衰落^[50]；单载波系统中可用时域均衡器来对抗频率选择性衰落；单载波 DS-CDMA 系统采用的 RAKE 接收机也可以看做是一种时域均衡器。

多数信道可用抽头间隔为符号速率的 FIR 滤波器建模，最大时延扩展可归一化为符号速率的整数倍，只有一些相当恶劣的衰落需要用过采样均衡器来抵抗^[51]。因此均衡器可以设计为与信道模型相同阶数的 IIR 滤波器，抽头数等于归一化的最大时延扩展，同理 CDMA 系统中的 RAKE 接收机也以码片周期采样信道。而功放的非线性效应是发射机内部产生的，一般在发射端采用更有针对性的非线性补偿模块来对抗，与均衡器分离以降低问题的复杂度^[52]。

但信道的时变性会引起零点变化，即使最大时延扩展能够保持在一定范围之内，这种直接将信道零点作为 IIR 滤波器极点的均衡器设计方法在很大程度上存在稳定性问题。解决办法是用较高阶数的 IIR 滤波器保证稳定或用更高阶数的 FIR 滤波器逼近，由于自适应 IIR 滤波器的稳定性较难控制^[53]，绝大多数均衡器采用较多抽头数的 FIR 滤波器。则问题归结为用多少阶的 FIR 滤波器才能逼近一个已知抽头数的全极点 IIR 滤波器？这个问题没有简单的答案，和极点的分布紧密相关，一般地 FIR 滤波器的阶数可能为 IIR 滤波器阶数的数十倍^[53]。

以上这种均衡器设计方法被称为逆滤波器误差算法^[54]，利用逆滤波器(在单用户无噪声情形下，它是使逆滤波器)输出的某种函数最小化，可能会收敛到局部、非期望的极值点，可采用可变阶数均衡器优化。另外还有两大类算法：拟合误差法和方程误差法。拟合误差法是在最小二乘准则下，将基于模型的统计量与估计出的统计量进

行匹配以估计信道的冲激响应，但需要良好的初始估计值。方程误差法是使“方程误差”最小化，需要已知信道阶数，否则估计会失败。

2.4.1.2 频率色散

发射机和接收机之间的相对移动或信道内散射物体的运动会造成两类失真：1) 上述频率选择性衰落信道在时间上的变化；2) 展宽信号频谱，即 Doppler 扩展(见 2.2.3 节)。和时间色散对偶，用相干时间 T_0 来描述频率色散信道

$$T_0 = \sqrt{\frac{9}{16\pi\Delta f_{\max}}} = \frac{0.423}{\Delta f_{\max}} \quad (2.4.3)$$

Δf_{\max} 对应最大 Doppler 展宽 $f_{d_Spread_Max}$ 。当相干时间 T_0 接近信号周期 T_s 时，称为时间选择性(或快衰落)信道；当相干时间 $T_0 \gg$ 符号周期 T_s 时，为非时间选择性(或慢衰落)信道。对抗快衰落要比对抗频率选择性衰落难得多，空频分组编码 OFDM(SF-OFDM)是新近提出的一种方案，它将在空间和频率域形成的 SFBC 应用于 OFDM^[55]。

2.4.1.3 空间色散

卫星在外层空间中，附近没有散射物，没有空间色散。但用户终端在地面，周围存在大量散射物体，多径信号的到达角在空间广泛分布，可以用角度谱来描述。

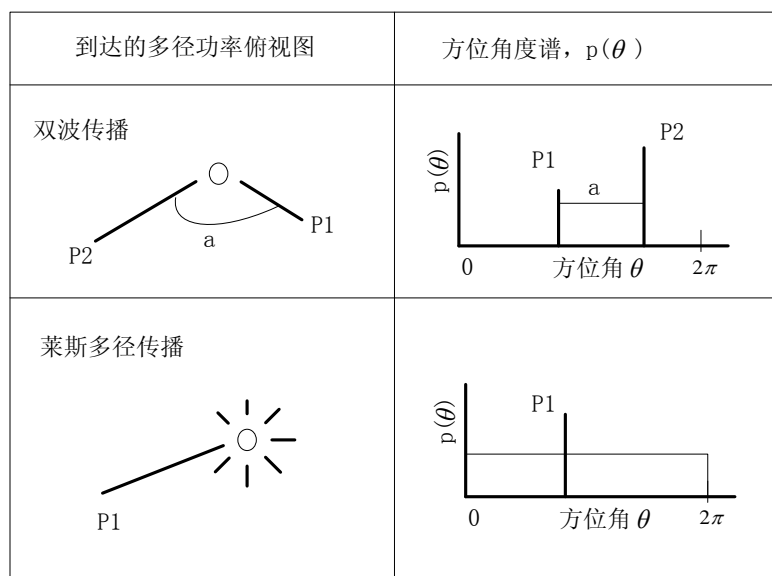


图 2.4-1 空间色散方位角度谱示意图

形状因子可以用来描述角度谱，定义为

$$F_n = \int_0^{2\pi} p(\theta) \exp(jn\theta) d\theta \quad (2.4.4)$$

式中 $p(\theta)$ 是开阔地区中沿水平传播的角度谱。

形状因子角度扩展 Λ 和形状因子角度压缩度 γ 分别定义为

$$\Lambda = \sqrt{1 - \frac{|F_1|^2}{F_0^2}} \quad (2.4.5)$$

$$\gamma = \frac{|F_0 F_2 - F_1^2|}{F_0^2 - |F_1|^2} \quad (2.4.6)$$

这两个参数可用于多径环境中的天线阵列设计,用来估计同时考虑了传播相关性和天线耦合性的天线解相关距离, Durgin 给出了较具体的设计例子^[56]。

2.4.2 概率分布模型

常用的信道模型建立方法有:经验模型,概率分布模型,几何学分析模型,NASA 和 JOHNS HOPKINS 大学有专著比较系统的论述了卫星信道^{[57][58][59]}。几何学分析模型主要用于散射物较少的特定信道,如阻挡分析。经验模型由大量实验数据得出,在特定地区有精度上的优势,由于用户终端周围环境是未知且丰富的,需要对各种环境统计后才能实际应用,NASA 利用飞行器 ATS-6 测试了 860MHz/1550MHz 地面移动通信系统的信道,并拟合出经验模型^[60]; Moraitis 总结比较了地面移动卫星信道的经验模型^[61]。更多的时候采用概率分布模型来表述信道,这有助于快速分析信道,例如得到发生某个深度衰落的概率;以及对该信道条件下的通信系统性能进行数学分析,例如误码率的界。

表 2.4-1 卫星信道的单分布概率模型

提出人	年份	多径衰落	主径阴影衰落	乘性阴影衰落
Loo	1985	Rayleigh	Log-normal	——
Corazza-Vatalaro	1994	Rayleigh	——	Log-normal
Tjhung-Chai	1999	Nakagami	——	Log-normal
Xie-Fang	2000	Beckmann	——	Log-normal

如表 2.4-1, 卫星信道概率分布模型可以分为单分布模型和混合分布模型两大类^[62], 前者由一种统计分布描写信道, 后者则由多种统计分布合成。这些模型大多成形于上世纪 90 年代, 建立在对实际测试数据的拟合与归纳之上。

最常用的信道模型是 Loo 模型^[63]和 Corazza 模型^[64], 主要针对 L、UHF 频段, Buonomo 专门研究了 S 频段信道^{[65][66]}。Loo 模型假设阴影只作用于 LOS 信号, 而 Corazza 模型认为阴影同时作用于 LOS 分量和多径反射分量。Loo 和 Corazza 模型要求多径分量的 I 路、Q 路信号互不相关, Doppler 功率谱对称; Patzold^[41]将一种扩展的 Suzuki 模型^[67]用于卫星移动通信信道, 该模型允许多径分量中的 I 路、Q 路信号互相关, Doppler 功率谱可以是不对称的, 但是它的概率分布函数跟 Loo 模型一致。

从概率密度分布函数出发,可以证明 Loo 模型和 Corazza 模型是等效的^[68],由于 Loo 模型的概率密度函数相对于 Corazza 模型有更简单的形式,人们常使用 Loo 模型。

Loo 模型在低仰角时能较好地建模信道,其概率分布函数为

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_b^2 \sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp \left[-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2\sigma^2} - \frac{(r^2 + z^2)}{2\sigma_b^2} \right] I_0 \left(\frac{rz}{\sigma_b^2} \right) dz \quad (2.4.7)$$

式中 μ , σ^2 是 Lognormal 分布主径分量的均值和方差, σ_b^2 是多径分量的功率。

表 2.4-2 Loo 信道模型中的参数取值

阴影类型	Rayleigh 散射	Lognormal 阴影	
	功率因子 σ_b (dB)	均值 μ (dB)	标准差 σ (dB)
少发生, 较轻	-8	0.5	0.5
常发生, 较重	-12	-17.0	3.5
总体	-6	-3.0	1.0

当阴影下的主径能量远大于多径时, Loo 模型就简化为 Lognormal 分布

$$p(r) = \frac{1}{r\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \left[-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] \quad r \gg \sigma_b \quad (2.4.8)$$

而当多径能量为主导时, Loo 模型可简化为 Rayleigh 分布

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_b^2} \exp \left[-\frac{r^2}{2\sigma_b^2} \right] \quad r \ll \sigma_b \quad (2.4.9)$$

当 LEO 卫星 CDMA 信号带宽小于信道相干带宽,多径分量无法用 RAKE 接收机分离,其信道仍为平坦衰落信道,在郊区、农村、边远地区等仍可应用 Loo 模型,但是由于扩频的作用,多径平均散射功率会减小^[69]。

2.4.3 基本分布函数的统计特性

由于几乎所有概率分布信道模型都是由 Rayleigh、Rician、Nakagami^[70]、Lognormal^[71]这几个基本分布函数组合而成的,弄清了这些基本分布的性质,就能深入地理解各种模型的性能。其中 Nakagami 函数可通过调整参数取值来逼近 Rayleigh/Rician/Suzuki 分布^[72],但只描述幅度,需要配合用 Weibull 函数描述相位^[73]。星座系统下行链路星间/波束间切换采用了最佳信道切换准则,并比较评估了切换算法在 Gaussian、Rician、Lognormal 信道下的性能(见 3.4 节)。

下面从一阶和二阶统计特性的角度来讨论 Rayleigh、Rician、Nakagami、Lognormal 这几种基本分布:一阶统计特性用概率密度函数(PDF)或累计分布函数(CDF)表征,主要用于估算衰落余量;二阶统计特性用电平穿越率(LCR)和平均衰落深度(AFD)描

述, 主要用于衰落信道 Markov 链建模^[74], 误帧率估计^[75], 切换算法分析^[76], 速度估计^[77], 自适应编码调制设计等。

2.4.3.1 一阶统计特性

卫星通信仰角较大时有 LOS 信号分量, 可用 Rician 函数描述信号包络的分布。若 LOS 信号被阻挡时只剩下多径信号, 可将信号包络建模为 Rayleigh 分布, 需要至少 6 径随机散射信号才能用 Rayleigh 函数比较好的逼近, 否则特定的几何学分析 (Deterministic) 将是更合适的建模方法。当 LOS 信号经历阴影效应时用 Lognormal 分布描述, 阴影效应综合了对 LOS 信号的吸收和散射效果, 典型的障碍是路边的树木。

记信号包络为 r , 几种基本分布的 PDF 为:

$$f_{\text{Rayleigh}}(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left(-\frac{r^2}{\Omega}\right) \quad (2.4.10)$$

$$f_{\text{Rice}}(r) = \frac{2(K+1)r}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(K+1)r^2}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}r\right) \quad (2.4.11)$$

$$f_{\text{Nakagami}}(r) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} r^{2m-1} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right) \quad (2.4.12)$$

$$f_{\text{Lognormal}}(r) = \frac{1}{r\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.4.13)$$

式中 Ω 是平均信号功率; K 是 Rician 因子, $I_0(x)$ 是 0 阶第一类修正贝塞尔(Bessel)函数; m 是 Nakagami 分布的参数, $m=1$ 时即为 Rayleigh 分布, $m=\infty$ 时为无衰落信道, $m=(K+1)^2/(2K+1)$ 可近似 Rician 分布, $\Gamma(a)$ 是伽玛(gamma)函数。

$$I_\nu(z) = \left(\frac{z}{2}\right)^\nu \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(z^2/4)^k}{k! \Gamma(\nu + k + 1)} \quad (2.4.14)$$

$$\Gamma(a) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{a-1} dt \quad (2.4.15)$$

2.4.3.2 二阶统计特性

对设计抗衰落手段来说一阶模型是不够的。由于有限的发射功率和巨大的自由空间传播损耗, 到达用户终端的卫星信号电平通常都很低, 超过接收机灵敏度的裕量很小, 当衰落深度太大时, 信号将淹没在噪声中难以检测。因此以特定参考电平为衡量标准的电平穿越率和衰落持续时间这两个二阶信道特性既直观又重要。而且从实验数据的拟合程度来看, 对 CDF 拟合的好不代表对 LCR 和 AFD 拟合的也好^[78], 需要对 LCR 和 AFD 进行额外的测量和建模。

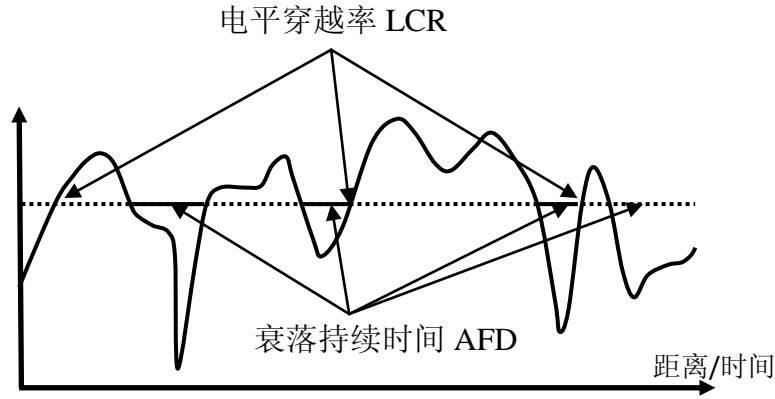


图 2.4-2 衰落信道二阶统计特性

电平穿越率(LCR)定义为单位时间内信号电平从低到高穿越参考电平 R 的次数, 表征了系统在某种环境下经历特定深度的衰落的频繁程度^[79]

$$N_R = \int_0^\infty \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (2.4.16)$$

式中 \dot{r} 为电平 r 变化率, $p(R, \dot{r})$ 为电平和电平变化率的联合分布概率。

而衰落持续时间(AFD)定义为信号电平连续低于参考电平的平均时间, LCR 和 AFD 都是与参考电平紧密相关的。

$$T_N = \frac{1}{N_R} \int_0^R p(r) dr \quad (2.4.17)$$

基本分布函数的 LCR 为^{[80] [71]}

$$N_{Rayleigh}(\rho) = \sqrt{2\pi} f_d \rho \exp(-\rho^2) \quad (2.4.18)$$

$$N_{Rice}(\rho) = \sqrt{2\pi(K+1)} f_d \rho \exp(-K - (K+1)\rho^2) I_0(2\sqrt{K(K+1)}\rho) \quad (2.4.19)$$

$$N_{Nakagami}(\rho) = \sqrt{2\pi} f_d \frac{m^{m-(1/2)}}{\Gamma(m)} \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2) \quad (2.4.20)$$

$$N_{Lognormal}(\rho) = f_d \exp\left(-\frac{\{20\log_{10}(\rho) - 20\log_{10}(\exp[\mu])\}^2}{2\{20\log_{10}(\exp[\sigma])\}^2}\right) \quad (2.4.21)$$

式中 $\rho = r/\sqrt{\Omega}$ 为归一化的信号电平, f_d 是用户终端运动产生的最大 Doppler 扩展 $f_{d_Speed_Max}$ (见 2.2.3 节)。

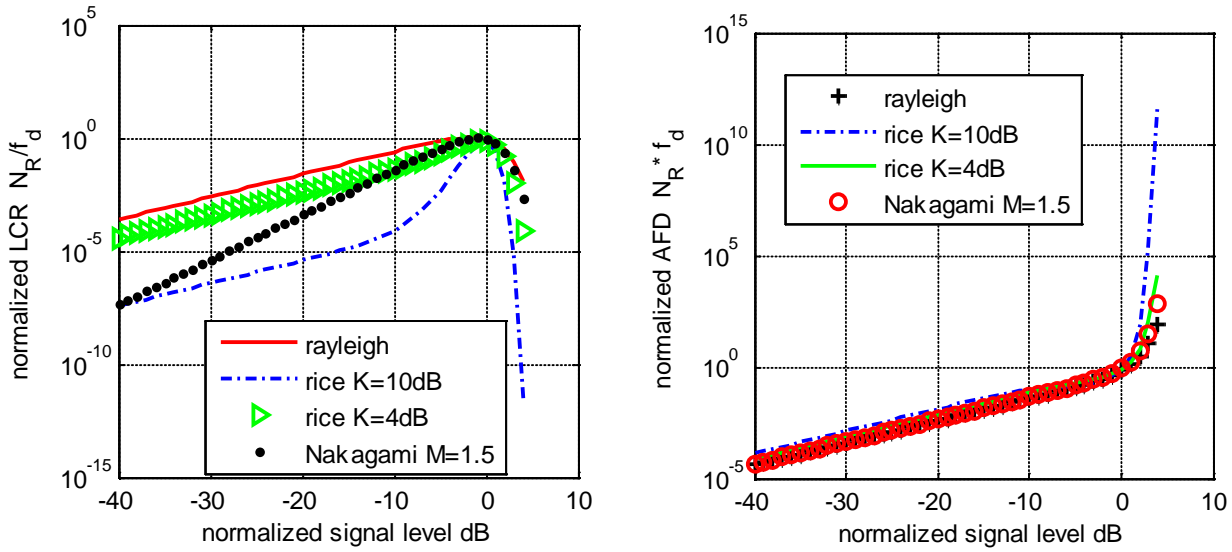


图 2.4-3 Rayleigh、Rician、Nakagami 信道的归一化 LCR(N_R/f_d)、AFD($T_N * f_d$)

Loo 分析了其模型的二阶统计特性, 将 Lognormal 分布和 Rayleigh 分布的包络变化率建模为相关的高斯分布, 当相关系数 $\rho = 0.8$ 时能同时较好的拟合包络、LCR 和 AFD 的测量结果^[63]。用 Nakagami 分布代替 Lognormal 分布描述主径阴影后, Loo 模型的二阶统计特性可以得到闭和解^[62]。

表 2.4-3 地面移动卫星信道的二阶统计量(Surrey Univ.)

	LCR, N/fm		LCR maximum		AFD(-20dB) $\tau \cdot f_d$		AFD, τ [ms]	
	co-polar	x-polar	co-polar	x-polar	co-polar	x-polar	co-polar	co-polar
road	0.22	0.23	-22dB	-24dB	2	2	27	27
suburb	0.22	0.30	-28dB	-26dB	5	4	109	109
urban	0.30	0.30	-21dB	-21dB	1.3	1.3	28	28

Surrey 大学用山顶的固定发射机模拟低仰角卫星对两旁有树的路、郊区、城市中的 L 频段(1.54GHz)地面移动信道作了测试^[36], 并采用了左旋和右旋极化分集构建 MIMO 系统。城市、郊区的主径阴影衰落都可建模为中值为-20dB 左右的 lognormal 分布, 两旁有树的路的主径阴影衰落建模为中值分别为-2 和-20dB 左右的双 lognormal 分布, 城市、郊区、两旁有树的路多径衰落可建模为 Rayleigh 分布。表 2.4-3 给出了 -20dB 衰落时的 AFD, 城市、郊区、道路环境下都在 27ms 以上, 超过了星座系统中交织的帧长, 这时交织已经难以帮助减少误帧率。而与 AFD 和 LCR 值相关的最大 Doppler 扩展 f_d 值在道路、郊区、城市环境中分别为 73Hz、46Hz、46Hz。Surrey 大

学的测量得到的衰落情况比 Loo 模型的重阴影更严重些, 原因是 Surrey 大学测量的仰角较低, 并且地面设备是车载移动的, Doppler 扩展较大。

分集(Diversity)和混合自动重传(HARQ)^[81]是目前常用的衰落对抗策略。交织属于时间分集, 常配合信道编码使用, 增加交织深度会增大通信时延降低 QoS。频率分集对功率有限的卫星来说实现代价较高, 并且会降低无线资源利用率。极化分集的分集增益主要受支路之间的相关性影响, 而传播环境和天线互耦都会导致分集支路的相关性增大^[82]。地面接收机空间(多天线)分集仅增加地面接收机复杂度, 可视信道衰落的恶劣程度随时启用分集, 多天线分集将在 5.3.2 节中讨论。

2.5 本章小结

本章主要从两个角度讨论了 LEO-LMSS 信道: 卫星高速运动引起频繁切换; 用户终端移动引起信道衰落。

讨论了卫星运动引起的覆盖区移动、自由空间传播损耗和时延变化、Doppler 频移和多星可见率等特征, 分析得到了星座系统多波束赋形条件下发生波束间、星间切换的频度: 上行链路波束间发生一次切换的概率约 30%~60%, 发生两次切换的概率约 5%~35%; 下行链路波束间发生一次切换的概率约 45%~60%, 发生两次切换的概率约 15%~35%; 上下行链路星间链路发生一次切换的概率约 20%, 发生两次切换的概率约 2%, 足见切换技术研究的重要性。

用户终端附近有丰富的散射物体, 因此用户移动会造成信道衰落, 从时间色散、频率色散、空间色散三个角度讨论了信道衰落的基本成因。很多学者用概率分布模型描述卫星衰落信道, 主要是对 Rayleigh、Rician、Nakagami、Lognormal 这几个基本的分布函数的不同组合, 因此文章重点讨论了这几个基本分布函数的一阶和二阶统计特性。衰落信道分析为第三章最佳信道切换准则和第五章多天线分集的研究建立了基础。

第三章 基于导频测量的下行链路切换

3.1 引言

下行链路有连续导频信号辅助用户终端同步,同时导频也可以用来辅助切换,采用 CDMA 体制的 LMTS(如 IS95, WCDMA, CDMA2000)中都采用了导频测量辅助的切换技术,这也是对导频功率的最大化利用。但星座系统中的导频传播情况和 LMTS 存在较大的差异,需进行有针对性的分析。

本章首先从多波束天线增益、多用户传播特性两方面讨论了导频信号传播模型;然后分析了该模型下的导频功率和信噪比估计算法;最后在上述工作基础上提出了基于导频的全信道软切换(PAC-SH)方案,相比基于导频功率门限的 CDMA2000 软切换方案能有效降低软切换开销,提高信道适应性。

3.2 星座系统导频信号建模

要采用下行链路导频测量辅助的软切换方案,首先是要对导频信号进行建模,LEO-LMSS 信道的共性已在第二章中讨论过,除此之外还有一些星座系统特有的问题需要分析,主要是多波束天线辐射增益和多用户条件下的导频信号传播特性。由于导频是广播信道没有功率控制,一定程度上简化了建模。

3.2.1 多波束天线的影响

在 LEO 卫星通信系统中,随着卫星运动地面用户会相对地从卫星星下点移向卫星覆盖区边缘,在此过程中用户看卫星的仰角持续变小,接收到的下行链路导频功率也持续减弱。导频功率减小的主要原因有:自由空间传播损耗的增加,天线方向图主瓣过渡带衰减,仰角变小使得阴影等信道衰落加重等。

为了降低卫星和用户终端的发射功率要求、提高低仰角时用户通信质量,星座系统采用相控阵多波束天线,由 61 个平面阵元合成 16 个波束,通过调整合成参数使得外围波束的增益高于中心波束能够补偿倾斜效应(即自由空间传播损耗差异引起的卫星覆盖区边缘点增益小于星下点增益的现象)^[83]。

图 3.2-1 和图 3.2-2 给出了多波束天线的设计增益,将多波束天线增益和自由空间传播损耗(见图 2.2-2)叠加起来就得到实际卫星的覆盖区增益图(见图 3.2-3、图 3.2-4,横轴为多波束天线增益的张角,纵轴为天线增益),补偿后的增益差异减小至 2dB 以内且变化缓慢,可以较容易地用功率控制补偿,因此下文将卫星覆盖区内的增益视为恒定值。因此多波束天线削弱了星座系统中的远近效应和呼吸效应,从而保证

了卫星/波束的上行/下行链路覆盖区的稳定性，也平衡了卫星上行链路和下行链路覆盖区的大小。

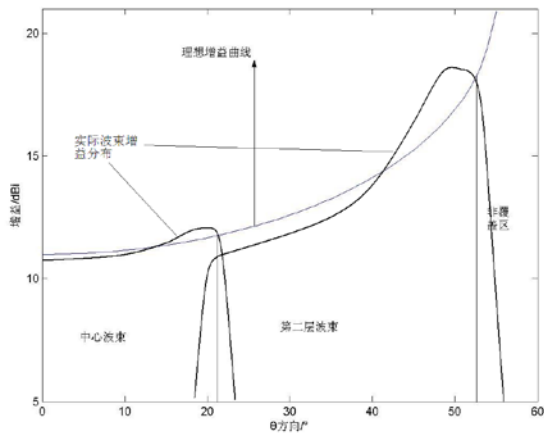


图 3.2-1 多波束接收天线增益剖面图

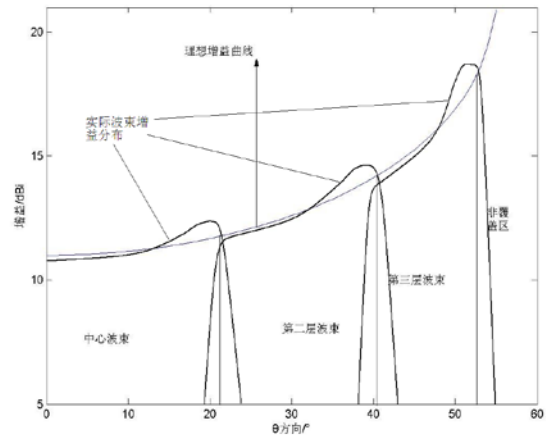


图 3.2-2 多波束发射天线增益剖面图

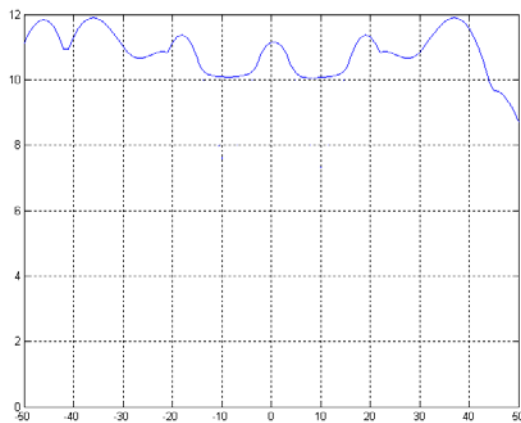


图 3.2-3 卫星上行链路覆盖区增益

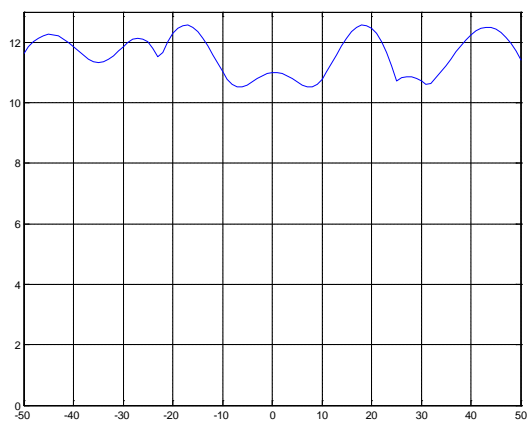


图 3.2-4 卫星下行链路覆盖区增益

在地面蜂窝 CDMA 系统中，用户终端和基站 A 的距离可能从几米逐渐增加到几百米，同时和基站 B 的距离从几百米逐渐缩短至几米，在这个过程中自由空间传播损耗导致用户终端接收到的基站 A、B 的导频功率中值有连续但高达几十 dB 的剧烈变化，因此导频功率中值能很好地反映用户终端到基站 A、B 的距离可作为切换判断的依据，如 IS95A 采用了利用静态导频功率门限发起切换的方案，IS95B 修改为动态门限，CDMA2000(IS2000)进一步修改为相对门限^[84]。

在星座系统中，多波束天线对传播损耗的补偿给实现导频测量辅助的切换方案增加了难度。由于所有卫星下行链路的导频都按相同功率发送，用户终端在重叠覆盖区内接收到的两颗卫星的导频功率几乎一样大，无法作为星地距离的判断依据；同一卫星内的每个波束可以看作蜂窝系统中的一个扇区，在波束重叠覆盖区内接收到的导频

功率也一样大,无法作为最强信号的判断依据。只有当用户终端即将离开覆盖区时,天线方向图主瓣 3dB 带宽到第一零点带宽的过渡带内的快速衰减才会使导频功率迅速下降。主瓣过渡带衰减可以建模为^[85]

$$G(\psi) = G_{\max} - 3(\psi / \psi_0)^S \quad (\text{dB}) \quad (3.2.1)$$

式中 G_{\max} 为波束中心最大辐射增益, ψ_0 是 3dB 带宽, 参数 S 表征了过渡带的陡峭程度, 由天线设计决定。图 3.2-5 给出了不同功率衰落门限(Gain Th)条件下, 参数 S 和归一化带宽之间的关系, 其中归一化带宽是功率衰落门限带宽与 3dB 带宽的比值。

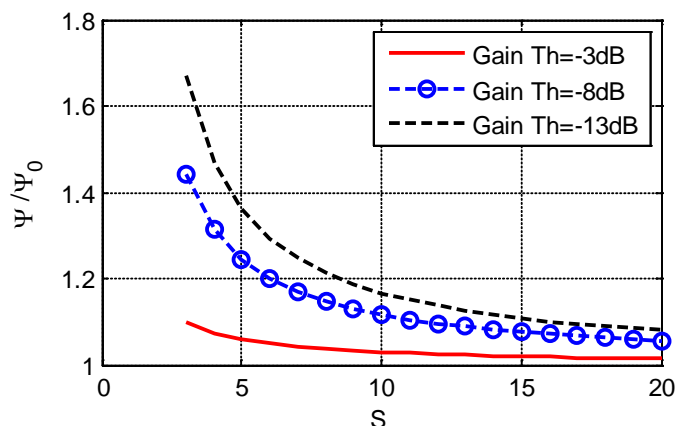


图 3.2-5 天线主瓣过渡带衰减速度

近似地将多波束天线各波束张角视作各层波束的 3dB 带宽(取星下点向外辐射方向的张角), 则接收天线从内向外两层波束 ψ_0 分别为 26° 、 28° , 发射天线从内向外三层波束 ψ_0 分别为 26° 、 20° 、 8° 。如图 3.2-6、图 3.2-7 所示, 由于发射天线最外层波束的 3dB 带宽较小其过渡带也较小, 因此在星间切换时下行链路将会先达到最低信号能量门限, 用下行链路导频测量辅助上行链路星间切换时间判断是可行的。

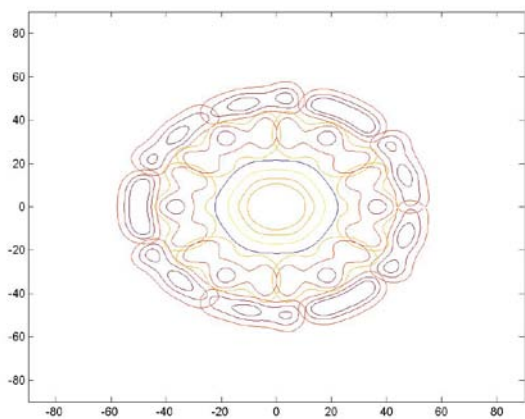


图 3.2-6 发射天线波束覆盖等高线图

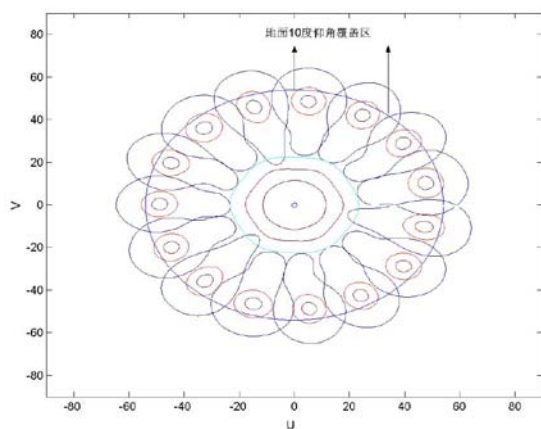


图 3.2-7 接收天线波束覆盖等高线图

另外，多波束天线的旁瓣抑制制度约为 10dB，通常在 TDMA/FDMA 系统中由于频率复用等原因波束隔离度通常要求在 14dB 以上，而在 CDMA 系统中波束隔离度可仅需 3dB^[86]，因此多波束天线的旁瓣抑制制度满足 CDMA 系统应用需求。

3.2.2 多用户干扰的影响

下行链路是 Walsh 码划分的同步 CDMA 系统，衰落信道下多径效应会破坏信道间的正交性，导频信道将受到业务信道的影响；在重叠覆盖区，非当前服务卫星/波束的下行链路信号也是干扰源；另外，多用户信号合成后会产生较大的峰均比，这时成形滤波器和非线性功放也会在各信道间引入相关性。

3.2.2.1 Rician 信道下的正交性

星座系统下行链路单个波束的信号最多由 128 条 Walsh 码分信道合成(图 3.2-8)，Gaussian 信道下各信道完全正交，多径信道下各信道部分正交，此时接收机输出端的导频信道干扰功率谱密度 I_0 用接收机输入端的干扰功率谱密度 I_1 的泄漏部分(ρ_{orth})来建模^[87]

$$I_0 = \rho_{orth} I_1 = \rho_{orth} \alpha \frac{P_{T,P}}{W} = \rho_{orth} \alpha \frac{\sum_{i=1}^M P_{Ti}}{W} \quad (3.2.2)$$

$P_{T,P}$ 是同一波束内 M 个业务信道在用户接收机输入端的总功率，每个用户输入功率 $P_{T,i}$ ， α 为话音激活因子， W 为信道带宽。分数 ρ_{orth} 被称为正交性因子，取值在 0 到 1 之间，其中 0 意味着完全正交(无泄漏)，1 意味着非正交信号。3GPP 对 LMTS 的测试值表明：宏小区内业务信道之间的正交性因子 ρ_{orth} 的典型值为 0.4~0.6，而对于微蜂窝通常在 0.06 左右^[88]。

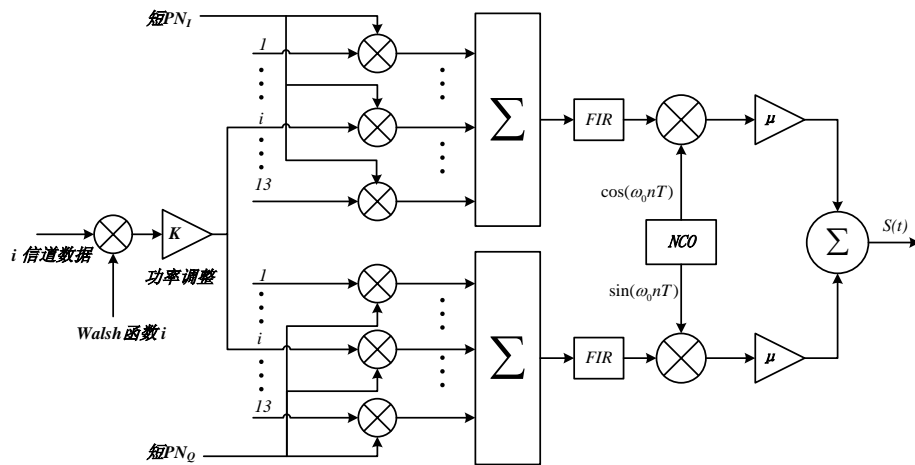


图 3.2-8 下行链路单个波束内的信道正交复用

图 3.2-9、图 3.2-10 给出了星座系统中不同 Rician 因子 K 条件下的正交性因子 ρ_{orth} 和导频功率误差(图 3.2-10 中参考值为相同信道下单导频功率值)。仿真条件为: 码速率 1.2288Mbps, 导频信道速率 600bps, 业务信道速率 9.6Kbps, 功率比为 1: 1, $\alpha=0.35$, Rician 信道参数见表 3.2-1^[13]。由于 CDMA 系统中导频也是占用一条 Walsh 码信道, 因此不能直接测量某个频带或时隙内的功率得到导频功率估计, 需要先解扩才能估计导频平均功率, 同时解扩解调也是为了得到卫星/波束信息。星座系统中采用周期 600bps 的 M 序列, 导频符号功率正好是一个完整的 PN 码周期, 仿真给出的即是解 Walsh 后的导频符号速率下的结果。可以看到 LEO 卫星信道条件下正交性因子 ρ_{orth} 基本上在 10^{-3} 以下, 主要原因是卫星通信以 LOS 信号分量为主片外多径较少: 能量较强的多径分量多为用户附近散射体单次反射或折射产生, 时延扩展值相对码片速率较低; 而多次反射或折射产生的多径分量时延较大, 但能量太低用户难以检测。

表 3.2-1 城市环境“坏状态”片内多径时延参数

路径	1	2	3	4
时延 T_c (个)	0	3/8	4/8	5/8
功率 (p_i)	1	0.732	0.774	0.568

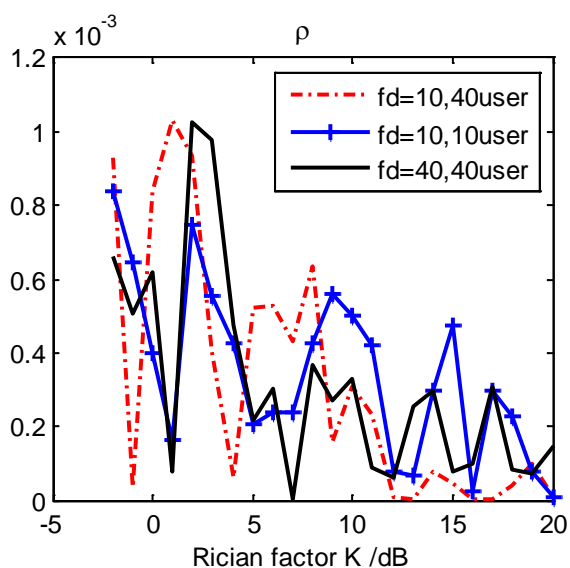
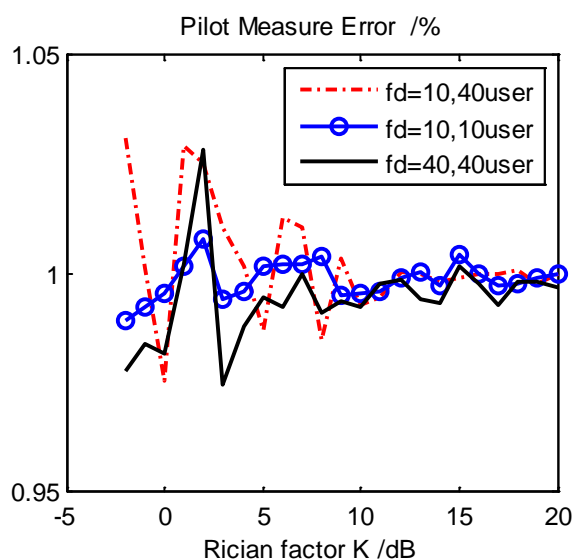
图 3.2-9 Rician 信道下行链路正交因子 ρ_{orth} 

图 3.2-10 Rician 信道导频功率误差

3.2.2.2 相邻卫星干扰

切换发生时用户终端位于重叠覆盖区, 这时下行导频信号还要受到来自相邻波束(同一卫星内)和相邻卫星的干扰。相邻波束的干扰值和多波束天线的旁瓣抑制制度、PN 码自相关性有关; 相邻卫星的干扰值和波束赋形、PN 码互相关性有关。由于多波束

天线有 10dB 的旁瓣抑制制度又补偿了倾斜效应, 相邻波束干扰要比相邻卫星干扰小 10 倍以上可忽略, 这里主要讨论相邻卫星产生的干扰。

相邻卫星干扰项为

$$I'_{Sat} = \rho'_{PN} \frac{P'_P}{W} + \rho''_{PN} \alpha \frac{P'_{T,P}}{W} \quad (3.2.3)$$

P'_P 、 $P'_{T,P}$ 是相邻卫星的导频、业务信道功率。由于 PN 码和传播时延不同, 两颗卫星的信号到达用户终端时会产生部分互相关值, 正交性因子记为 ρ'_{PN} 。业务信道速率高于 PN 码周期, 互相关值还受数据和 Walsh 码调制影响, 正交性因子记为 ρ''_{PN} 。

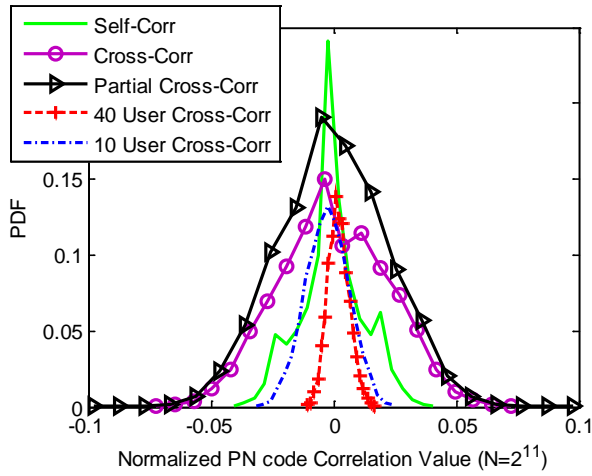


图 3.2-11 下行链路 PN 码相关值的 PDF

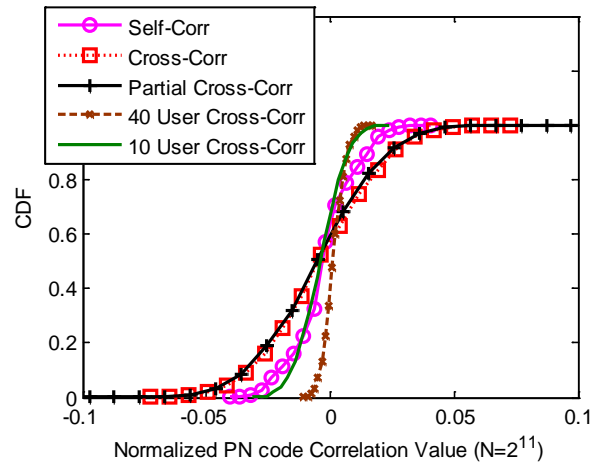


图 3.2-12 下行链路 PN 码相关值的 CDF

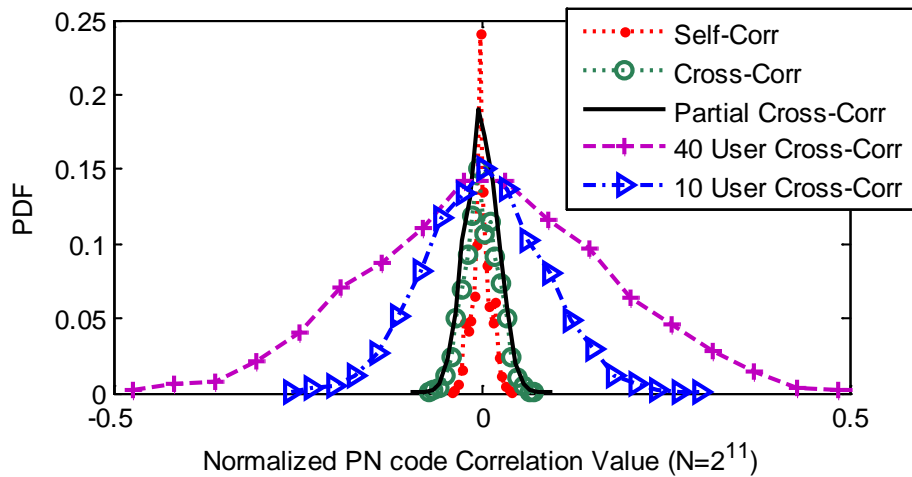


图 3.2-13 下行链路 PN 码相关值的 PDF (业务信道干扰值未用信道数归一化)

图 3.2-11、图 3.2-12 给出了用码长 $N=2^{11}$ 归一化的 M 序列相关值的 PDF、CDF。由于插零操作 M 序列的自相关性(Self-Corr)比 m 序列要差很多; 互相关(Cross-Corr)曲线描述了 I 路和 Q 路 PN 码 PN_I 、 PN_Q 之间的相关性; 部分相关(Partial Cross-Corr)曲线表示的是系数 ρ'_{PN} , 基本上在 0.05 以下; 图中还给出了等功率分配情况下的相关

系数 ρ_{PN}'' ，随着用户数目增加而变小，当用户数达到 40 时，基本上小于 0.01。这是因为每个用户随机的调制数据使得多用户合成后的信号更逼近白噪声，和导频 PN 码之间的相关性也变得更好，但由于业务信道用户数目多、总功率大，仍是最主要的干扰源(见图 3.2-13)。

3.2.2.3 下行链路功率分配

导频功率的受干扰程度主要和业务信道的总功率有关，而业务信道的总功率是由用户数量和功率分配决定的。用户随机接入因而其数量无法控制，而功率分配可以根据各信道的信噪比需求优化配置，从而在保证各信道正常工作的前提下尽量减少对导频功率的干扰。

在卫星重叠覆盖区，考虑相邻卫星干扰的影响但无信道衰落时，地面用户接收机解调得到的导频信道信噪比为

$$\begin{aligned} \frac{E_P}{N_0} &= \frac{P_P T_P}{N'_0 + I_0 + I'_{sat}} = \frac{W}{R_P} \frac{P_P}{P_N + \rho_{orth} \alpha P_{T,P} + \rho'_{PN} P'_P + \alpha \rho_{PN}'' P'_{T,P}} \\ &= \frac{W}{R_P} \frac{P_P}{P_N + \rho'_{PN} P_P + \alpha (\rho_{orth} + \rho_{PN}'') M P_T} \geq \left(\frac{E_P}{N_0} \right)_{\min} \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

式中 P_P 为导频功率， $R_P = 1/T_P$ 为导频数据速率， N'_0 、 I_0 、 I'_{sat} 分别为白噪声、本波束干扰和相邻波束干扰， P_N 为白噪声功率，业务信道总功率 $P_{T,P} = M P_T$ ，为分析方便假设每个波束有相同的用户数目。

同理可得地面用户接收机解调得到的业务信道信噪比为

$$\begin{aligned} \frac{E_{bi}}{N_0} &= \frac{W}{R_b} \frac{P_{Ti}}{P_N + P_P + \rho_{orth} \alpha \sum_{j=0, j \neq i}^M P_{Tj} + \rho'_{PN} P'_P + \alpha \rho_{PN}'' P'_{T,P}} \\ &= \frac{W}{R_b} \frac{P_T}{P_N + (1 + \rho'_{PN}) P_P + \alpha (\rho_{orth} (M-1) + \rho_{PN}'' M) P_T} \geq \left(\frac{E_{bi}}{N_0} \right)_{\min} \end{aligned} \quad (3.2.5)$$

$$P = \frac{P_P + M \alpha P_T}{L_p} \leq \frac{P_{\max}}{L_p} \quad (3.2.6)$$

由于多波束天线削弱了远近效应，可认为所有用户有相同的传播损耗 L_p ，卫星下行链路发射总功率上限为 P_{\max} 。联合以上三式，可求出功率分配解^[8]。

表 3.2-2 导频、业务信道功率分配

M	120	100	80	60	40	20	10	1
P_P/P_N	0.06	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
P_T/P_N	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05

与 IS95 采用全零导频不同, 星座系统的导频信道中调制了 600bps 数据信息且没有信道编码保护, 另外导频信道是用户终端能否同步的关键需要留有较大衰落余量, 取 $(E_p/N_0)_{\min} = 20dB$ 。业务信道基本速率 9.6Kbps, 信道编码提供一定的编码增益, 取 $(E_{bi}/N_0)_{\min} = 7dB$ 。变速率是不改变发射功率对抗信道衰落的手段, 不影响功率分配; 下行链路同步、寻呼信道可视为特殊的业务信道, 不再单独考虑。衰落容限主要影响各信道发射功率的绝对值, 对分配比例的影响较小。无衰落容量条件下, 不同用户数 M 与导频、业务信道功率分配的关系如表 3.2-2。

和 IS95 导频/业务功率分配比 0.8 相比^[8], 星座系统中的导频比例稍大(为 1: 1), 主要原因是信噪比门限不同: IS95 中导频门限设置为 $(E_{pc}/N_0)_{\min} = -15dB$, 转化为 600bps 时的 $(E_p/N_0)_{\min} = 18dB$ 。不同用户数 M 条件下功率分配方案很接近, 这主要是由于下行链路的正交性保持的较好, 多用户干扰较小。

3.3 基于导频的信道状态估计

测量导频功率或信噪比估计可以估计出信道质量状态, 但需要先解扩。

3.3.1 导频功率估计

3.3.1.1 衰落信道下功率估计

单用户情况下, 用户终端接收到的导频信号为

$$p(n) = \alpha(n)x_p(n) + N(n) \quad (3.3.1)$$

式中 $\alpha(n)$ 为信道衰落, 没有信道衰落时 $\alpha(n)=1$, $x_p(n)$ 和 $N(n)$ 分别为信号和噪声。虽然导频信道调制了数据, 但是信息数据是公共的、已知的、周期的, 导频功率测量时很容易剥离数据。剥离数据 $x_p(n)=\pm 1$ 后, 得到

$$p'(n) = \alpha(n) + N(n)x_p(n) \quad (3.3.2)$$

用低通滤波器能减小测量抖动, 常用的是一阶滤波器

$$y(n) = (1 - \rho)y(n-1) + \rho[P'(n)]^2 \quad (3.3.3)$$

参数 ρ 在测量精度和延时中取折中, 延时约为 $1/\rho$ 个 $p'(n)$ 采样点, 测量精度除了与 ρ 成反比外还与输入信号 $p'(n)$ 的方差有关。

对上式等号两边求期望

$$E\{y(n)\} = E\{(1 - \rho)y(n-1)\} + E\{\rho[\alpha(n) + N(n)x_p(n)]^2\} \quad (3.3.4)$$

当 $\alpha(n)$ 服从的随机分布及其参数不变时, $\alpha(n)$ 是平稳的, 则输出 $y(n)$ 也是平稳的, 即 $E\{y(n)\} = E\{y(n-1)\}$ 。由于 $N(n)$ 和 $x_p(n)$ 不相关, 且 $x_p(n)$ 为单位增益, 高斯噪声 $N(n)$ 均值为零, 方差为 σ_n^2 , ρ 是常数, 上式可简化为

$$\begin{aligned}
 E\{y\} &= (1-\rho)E\{y\} + \rho E\{\alpha^2\} + \rho\sigma_n^2 \\
 \Rightarrow E\{y\} &= E\{\alpha^2\} + \sigma_n^2
 \end{aligned}
 \tag{3.3.5}$$

因此对于平稳信道该滤波器输出的估计值 $y(n)$ 是对接收导频功率 $\alpha^2(n)$ 加上噪声能量 σ_n^2 的无偏估计, 当导频测量持续时间不太长时对信道稳定性的假设是合理的。可以将噪声能量 σ_n^2 视为常量, 因此测量结果反应了导频功率随信道衰落的变化, 一般的 LEO 卫星通信系统中导频信号包络(功率的平方根)服从 Lognormal 或 Rician 分布, 并常用导频包络测量代替功率测量。

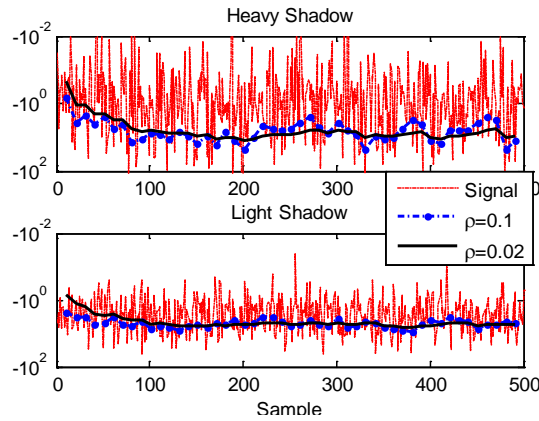


图 3.3-1 Lognormal 信道导频功率测量曲线

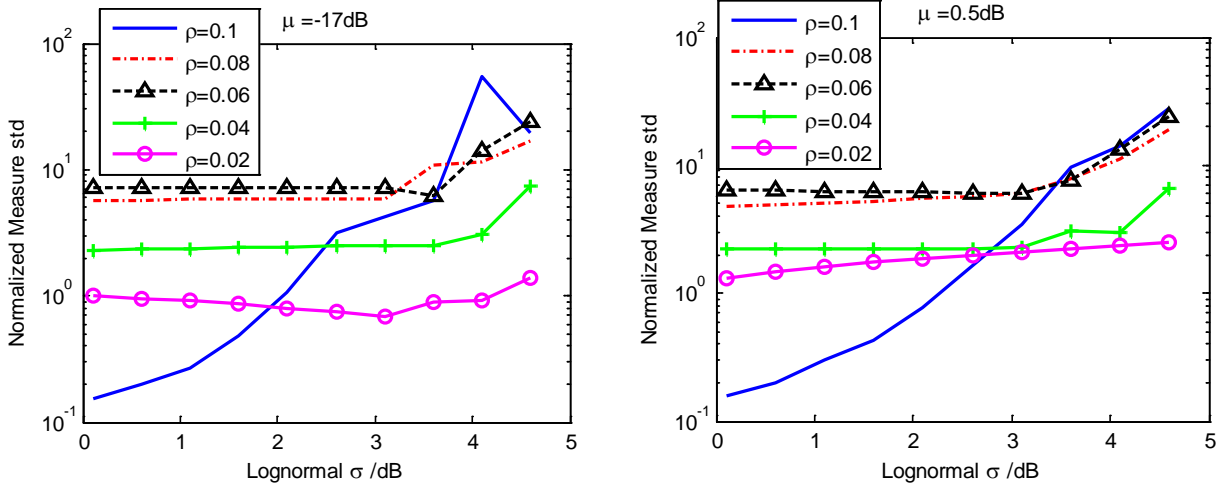


图 3.3-2 归一化的导频功率测量标准差(重阴影) 图 3.3-3 归一化的导频功率测量标准差(轻阴影)

图 3.3-1~图 3.3-3 描述了重阴影($\mu = -17\text{dB}$)和轻阴影($\mu = 0.5\text{dB}$)Lognormal 信道(见 2.4.2 节 Loo 模型)条件下测量精度和 ρ 的关系。导频功率测量结果仍是随机变量, 统计前 500 个测量点均值(如图 3.3-1), 重阴影条件下均值误差为 14%($\rho=0.1$)、22%($\rho=0.02$), 轻阴影条件下均值误差为 10%($\rho=0.1$)、15%($\rho=0.02$), 出现这样的结果是因为 ρ 越小收敛越慢, 初期误差就较大。而考查到导频功率测量的标准差

$$\text{std}\{\hat{y}\} = \left[\frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} (y_i - \bar{y})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.3.6)$$

N_t 为采样点数。从图 3.3-2、图 3.3-3 可看到减小参数 ρ 的取值能明显地减小功率测量的标准差。另外在 Lognormal 信道参数 $\sigma < 3$ 时，归一化的测量误差基本不受 $p'(n)$ 的标准差影响，测量精度则与 ρ 成反比；但 $\sigma > 3$ 时，测量误差明显上升， $p'(n)$ 的剧烈抖动超过了一阶滤波器的跟踪能力。

同样的测量方法应用于 Rician 信道，由于信道衰落比较平缓导频包络测量的波动就要小很多了，如图 3.3-4。

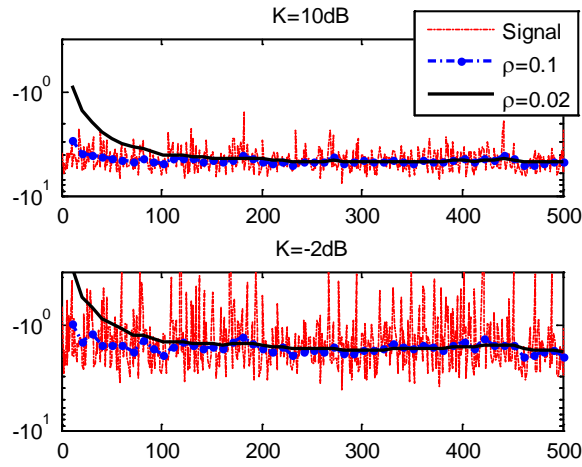


图 3.3-4 Rician 信道导频功率测量曲线

3.3.1.2 多用户干扰下功率估计

导频功率测量误差来源除了信道衰落与噪声之外，还包括本波束、相邻波束和相邻卫星内的多用户干扰。3.2.2 节已经分析过由于正交性破坏和相邻卫星重叠覆盖，多用户功率会泄漏到导频信道上，致使导频功率测量值偏大。

设用户终端在 A、B 卫星重叠区，接收机输出导频功率

$$P_{out} = \alpha_A^2 (P_P + \alpha \rho_{orth} P_{T,P}) + \alpha_B^2 (\rho'_{PN} P'_P + \alpha \rho''_{PN} P'_{T,P}) \quad (3.3.7)$$

式中 α_A 、 α_B 为 A、B 卫星经历的信道衰落。

设功率分配比 1: 1，导频测量准确且无时延，则归一化的导频测量结果

$$P_{Norm} = \frac{P_{out}}{P_P} = \alpha_A^2 (1 + \alpha \rho_{orth} M_A) + \alpha_B^2 (\rho'_{PN} + \alpha \rho''_{PN} M_B) \quad (3.3.8)$$

其中 M_A 、 M_B 是 A、B 卫星的用户数。

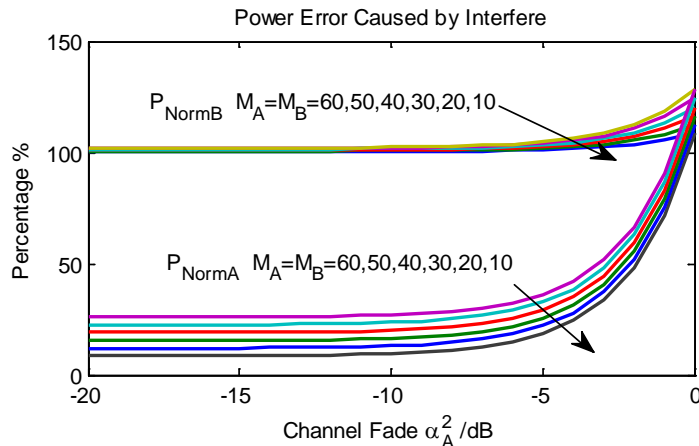


图 3.3-5 多星多用户干扰对导频功率测量的影响

图 3.3-5 给出了 $\alpha_A^2/\alpha_B^2 \in [-20, 0]dB$ 范围内多用户干扰引起的误差，公式中其他参数取值同 3.2.2 节。可以看到，当 A 卫星和 B 卫星信号到达接收机的功率相当时，MAI 会带来 20% 的估计偏差；而当 A 卫星衰落严重且 B 卫星衰落很轻，即 $\alpha_B^2 \gg \alpha_A^2$ 时，多星干扰会使接收机得到导频功率较强的假象。如 A 卫星的信道衰落在 5dB 以下时，测到的导频功率变化将很小，而事实上此时信道可能正在严重恶化。在非平衡功率控制情况下，用户终端和 B 卫星之间没有功率控制，这种假象可能会在用户终端由 A 卫星向 B 卫星切换时带来问题。设业务信道解调门限对应的导频功率为 P_{dB} ，功率控制幅度 10dB，当 B 卫星的导频功率测量值为 $P-5dB$ 时，用户终端可以由 A 卫星向 B 卫星发起切换，只要通过信令向 B 卫星传递功率控制因子，而事实上 B 卫星正经历 $P-15dB$ 深衰落，则这次切换将引起掉话。

可以预见当 A 卫星用户少于 B 卫星 ($M_A \ll M_B$) 时情况会更差。

3.3.1.3 AGC 的影响

自由传播损耗差异和信道衰落会引起接收机输入信号电平出现几十 dB 的巨大起伏，为了提高接收机工作的动态范围接收射频通道中必然需要 AGC。

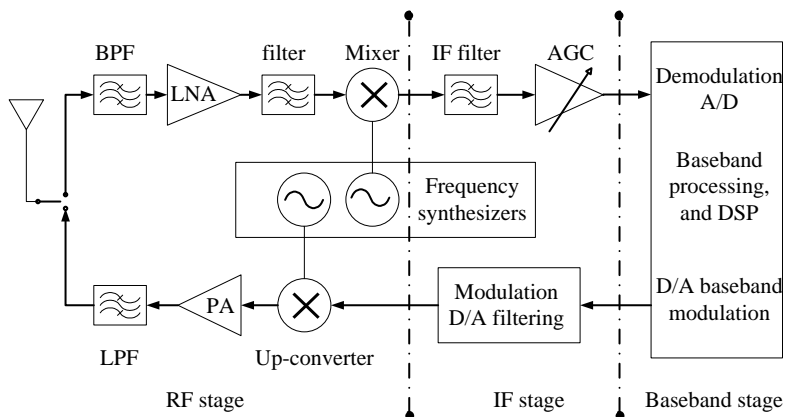


图 3.3-6 收发信机整体框图

以功率型 AGC 为例，它会保持基带接收机总输入功率 P_{in} 恒定，目标是在避免非恒包络信号失真的同时尽量补偿信道引入的信号幅度衰落，功率发生变化时 AGC 重新收敛，收敛周期由 AGC 设计参数及信号特征决定。

$$P_{in} = G_{AGC} (\alpha_A^2 P_A + \alpha_B^2 P_B + P_N) \equiv \text{Constant} \quad (3.3.9)$$

设 A、B 卫星平均功率 P_A 、 P_B 相同，则基带输入的 A 星导频功率为

$$P'_A = \frac{\alpha_A^2 P_{PA}}{\alpha_A^2 + \alpha_B^2 + \sigma} = \frac{\alpha_A^2 \xi P_A}{\alpha_A^2 + \alpha_B^2 + \sigma} \quad (3.3.10)$$

其中导频功率占总功率的比例($\xi = P_A/P_{PA}$)不影响曲线走势， σ 为噪声功率与单星总功率的比值 $\sigma = P_N/P_B$ (按 3.2.2 节功率分配解取值 $\sigma = 20/M$)。

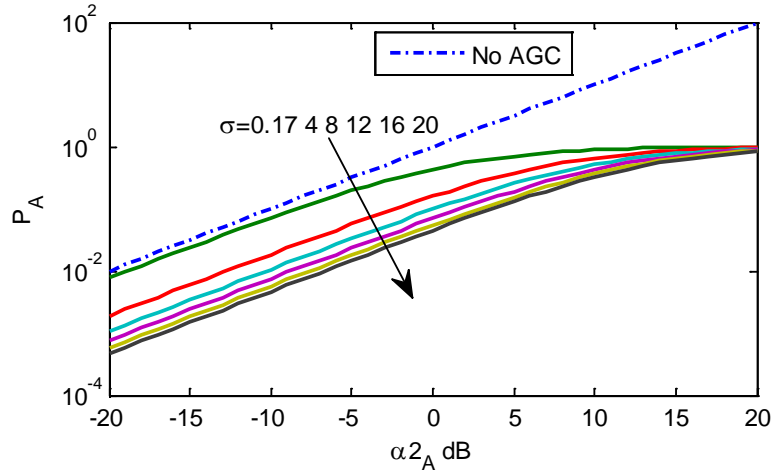


图 3.3-7 AGC 对输入导频功率的影响

图 3.3-7 给出了 A 卫星导频功率随信道衰落变化的情况，设 B 卫星信号未经历阴影衰落($\alpha_B^2 = 1$)。从图中可以看出 AGC 的主要作用是防止过大的信号输入导致数字基带处理的 ADC 溢出，由于多星 CDMA 信号波形合成在一起输入接收机，AGC 对经历深衰落的输入信号的放大作用不明显，因此以上导频功率测量的分析在 AGC 条件下也是合理的。

3.3.2 导频信噪比估计

如上节所述，信道衰落使得导频功率测量值变小，多用户干扰使得导频功率测量值偏大，而这两种情况下信道质量状态都在变差，因此导频功率不能很好地表征信道质量，需要进行信噪比估计。信噪比估计是现代自适应接收机的重要组成部分，用于优化功率控制^[90]、切换^[91]、分集合并、自适应编码调制(AMC)^[92]等算法。但由于功率分配和数据速率不同，当导频信道出现误码时业务信道已无法工作，因此需要寻找统计 FER/BER 以外的方法估计导频信噪比，有许多学者对此进行了研究。

符号分拆矩估计(split-symbol moments estimator, SSME)方法将一个符号内的采样点分拆为前后两半,并用这两部分的矩来估计信噪比,缺点是需要较高的过采样倍数, M. K. Simon 详细地讨论了该方案^[93]。最大似然估计法(Maximum-Likelihood, ML)利用训练序列(Transmitter Data-Aided, TxDA)或判决反馈序列(Receiver Data-Aided, RxDA)剥离符号后估计信噪比,可不中断当前通信过程(in-service)^[94],估计的偏差可通过修正因子减小^[95]。利用信号的二阶矩和四阶矩构造信噪比估计式的算法称为二阶和四阶矩(Second- and Fourth-Order Moment, M_2M_4)估计法,其优点是不用恢复载波相位(也不受载波相位误差影响)和数据判决^[96]。Brandao 等^[97]提出了信号方差比估计(Signal-to-Variation Ratio, SVR)算法同样基于多阶矩方法。Pauluzzi 和 Beaulieu 在 AWGN 信道中对上述几种信噪比估计算法作了详细比较^[96],还比较了 QPSK 调制信号的几种信噪比估计算子^[98]。Andersin 针对 TDMA^[99]、CDMA^[100]蜂窝通信系统设计了一种基于信号子空间(Subspace-Based, SB)的信干比估计算法,利用训练序列构造接收信号相关矩阵后由空间分解得到信号和噪声功率,比 IP(interference projection)算法^[94]干扰投影法有更好的性能表现。Turkboylari^[101]针对 TDMA 系统模型,通过信号投影(signal projection, sp)算法分别得出噪声干扰功率的投影表达式和信号功率的投影表达式来估计信干比,缺点是需要对多径数目有准确的估计。Milstein 等人研究了 EGC 分集情况下的 Nakagami-m 信道信噪比估计^[102]。

3.3.2.1 修正的 SNV TxDA 估计式

由于导频数据已知,导频信噪比估计可视为 TxDA 情况。AWGN 信道下最优估计方案为 ML TxDA 和 SNV TxDA^[96],QPSK 接收信号包含信号和噪声

$$y_n = (I_n + N_{I_n}) + j(Q_n + N_{Q_n}) \quad (3.3.11)$$

ML TxDA 和 SNV TxDA 的估计式分别为

$$\rho_{ML} = \frac{N_{SS}^2 \left[\frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \text{Re}\{y_n^* m_n^i\} \right]^2}{\frac{1}{K-3/2} \sum_{n=0}^{K-1} |y_n|^2 - \frac{N_{SS}}{K(K-3/2)} \left[\sum_{n=0}^{K-1} \text{Re}\{y_n^* m_n^i\} \right]^2} \quad (3.3.12)$$

$$\rho_{SNV} = \frac{\left[\frac{1}{N_{sym}} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} \text{Re}\{y_n^* a_n^i\} \right]^2}{\frac{1}{N_{sym}-3/2} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} |y_n|^2 - \frac{1}{N_{sym}(N_{sym}-3/2)} \left[\sum_{n=0}^{N_{sym}-1} \text{Re}\{y_n^* a_n^i\} \right]^2} \quad (3.3.13)$$

式中 m_n^i 是成形滤波后的样点, a_n^i 是复数导频符号, $a_n^i = a_{I_n}^i + ja_{Q_n}^i$, N_{sym} 为求平均的符号数, N_{SS} 是每个符号的采样点数, K 是求平均的样点总数, $K = N_{sym} N_{SS}$ 。

这两种估计式十分相近：ML TxDA 对每个采样点进行运算，SNV TxDA 则只按符号选择最佳采样点，他们都来自最直观的信噪比理解。

出于实现简单考虑，采用 SNV TxDA 估计算法。展开得到

$$\begin{aligned} \rho_{SNV} = & \left[\frac{1}{N_{sym}} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} (I_n + N_{In} + Q_n + N_{Qn}) \right]^2 \\ & \times \left\{ \frac{1}{N_{sym} - 3/2} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} (I_n^2 + 2I_n N_{In} + N_{In}^2 + Q_n^2 + 2Q_n N_{Qn} + N_{Qn}^2) \right. \\ & \left. - \frac{1}{N_{sym} (N_{sym} - 3/2)} \left[\sum_{n=0}^{N_{sym}-1} (I_n + N_{In} + Q_n + N_{Qn}) \right]^2 \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (3.3.14)$$

设接收信号中 I_n 、 Q_n 的幅度都为 A ，噪声方差 $E[N_{In}^2] = E[N_{Qn}^2] = \sigma'^2$ ，已知的信息数据 a_{In}^i 、 a_{Qn}^i 为 ± 1 ，噪声和接收信号、信道衰落不相关，即 $E[I_n N_{In}] = 0$ ， $E[Q_n N_{Qn}] = 0$ ， $E[h_{In} I_n N_{In}] = 0$ ， $E[h_{Qn} Q_n N_{Qn}] = 0$ ，则

$$\begin{aligned} \rho_{SNV} = & \frac{\left\{ \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} [2A + 2N(0, \sigma')] \right\}^2}{N_{sym}^2} \\ & \times \left\{ \frac{2A^2 N_{sym} + \sigma'^2 \chi_{2N_{sym}}^2 + \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} (4AN(0, \sigma'))}{N_{sym} - 3/2} \right. \\ & \left. - \frac{\left\{ \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} [2A + 2N(0, \sigma')] \right\}^2}{N_{sym} (N_{sym} - 3/2)} \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (3.3.15)$$

$$E[\rho_{SNV}] = \frac{4A^2 + \frac{4\sigma'^2}{N_{sym}}}{\frac{2A^2 + 2\sigma'^2}{1 - 3/(2N_{sym})} - \frac{4A^2 + 4\sigma'^2/N_{sym}}{1 - 3/(2N_{sym})}} \quad (3.3.16)$$

$$\lim_{1/N_{sym} \rightarrow 0} E[\rho_{SNV}] = \frac{4A^2}{2A^2 + 2\sigma'^2 - 4A^2} \quad (3.3.17)$$

因此当 I、Q 信号没有归一化($2A \neq 1$)时，需要修改上式构造无偏估计为

$$\rho'_{SNV} = \frac{\left[\frac{1}{N_{sym}} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} \text{Re}\{y_n^* a_n^i\} \right]^2}{\frac{2}{N_{sym}-3/2} \sum_{n=0}^{N_{sym}-1} |y_n|^2 - \frac{1}{N_{sym}(N_{sym}-3/2)} \left[\sum_{n=0}^{N_{sym}-1} \text{Re}\{y_n^* a_n^i\} \right]^2} \quad (3.3.18)$$

NMSE 值是衡量估计算子的常用指标

$$NMSE\{\hat{\rho}\} = \frac{\frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} (\hat{\rho}_i - \rho)^2}{\rho^2} \quad (3.3.19)$$

N_t 的选取依据：使得在各种情况下测量值以大于 95% 的置信度落在测量均值的 $\pm 20\%$ 范围内^[96]。修正的 SNV TxDA 算法的 NMSE 见图 3.3-10。

图 3.3-8、图 3.3-9 从 PDF 角度直观地反应了估计算子的性能，其中 $N_{sym}=64$ 。

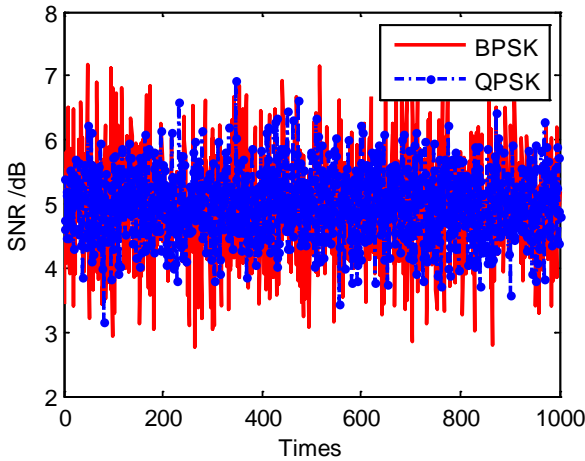


图 3.3-8 SNV 估计时域图(SNR=5dB)

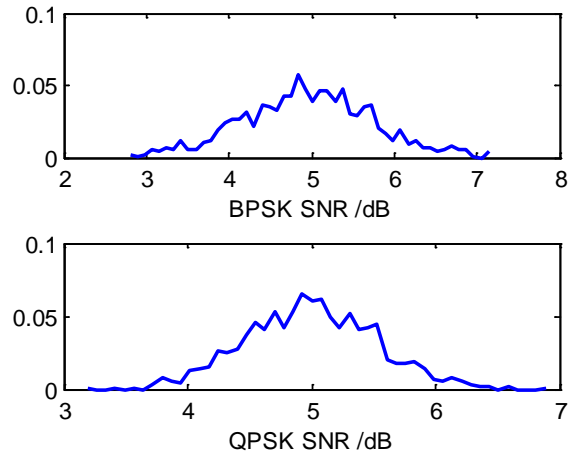


图 3.3-9 SNV 估计的 PDF(SNR=5dB)

3.3.2.2 衰落信道下信噪比估计

在衰落信道中接收信号表达式为

$$y_n = (h_{ln} I_n + N_{ln}) + j(h_{qn} Q_n + N_{qn}) = r_n^h e^{j\theta_n^h} a_n^i + N_n^i \quad (3.3.20)$$

式中 $r_n^h e^{j\theta_n^h}$ 为衰落信道的幅度和相位响应。考虑 Rician 信道，则包络 r_n^h 服从 Rician 分布，而 r_n^h 的实数部分 h_{ln} 和复数部分 h_{qn} 都服从均值为 m 、标准差为 σ 的 Gaussian 分布 $N(m, \sigma)$ ，且相互独立。

仍然用 SNV TxDA 修正估计式来估计信噪比

$$\lim_{1/N_{\text{sym}} \rightarrow 0} E[\rho_{\text{SNV}}] = \frac{4A^2 \frac{m^2}{\sigma^2}}{4A^2 \left(\frac{m^2}{\sigma^2} + 1 \right) + 4 \left(\frac{\sigma'}{\sigma} \right)^2 - 4A^2 \frac{m^2}{\sigma^2}} \quad (3.3.24)$$

$$= \frac{A^2 m^2}{A^2 \sigma^2 + \sigma'^2} = \begin{cases} K, & A \gg 1 \\ \frac{m^2}{\sigma^2 + \sigma'^2}, & A = 1 \end{cases}$$

理想情况下多径信号也被完全接收，信噪比为 $\rho = (m^2 + \sigma^2) / \sigma'^2$ 。但因 RAKE 接收机难以在星座系统中应用，多径分量常被视作噪声处理，此时信噪比为 $\rho = m^2 / \sigma'^2$ 。则 $A=1$ 时，上式可写为

$$\lim_{1/N_{\text{sym}} \rightarrow 0} E[\rho_{\text{SNV}}] \xrightarrow{A=1} \frac{K\rho}{K+\rho} = \begin{cases} K, & \sigma^2 \gg \sigma'^2 \\ \rho, & \sigma^2 \ll \sigma'^2 \end{cases} \quad (3.3.25)$$

从以上分析可以看出，SNV TxDA 可用来估计 Rician 因子，实际上其他信噪比估计式也一样适用于估计 Rician 因子^{[13][103]}。只有当 $A \approx 1$ 且 $\sigma^2 \ll \sigma'^2$ 时，估计值才是信噪比。Lognormal 信道下也有类似结论，即当信道衰落较快时，上述信噪比测试方法实际测量到的是输入信号的平均功率与方差比。因此衰落信道下信噪比估计性能依赖于估计长度和信道变化速率之间的关系。

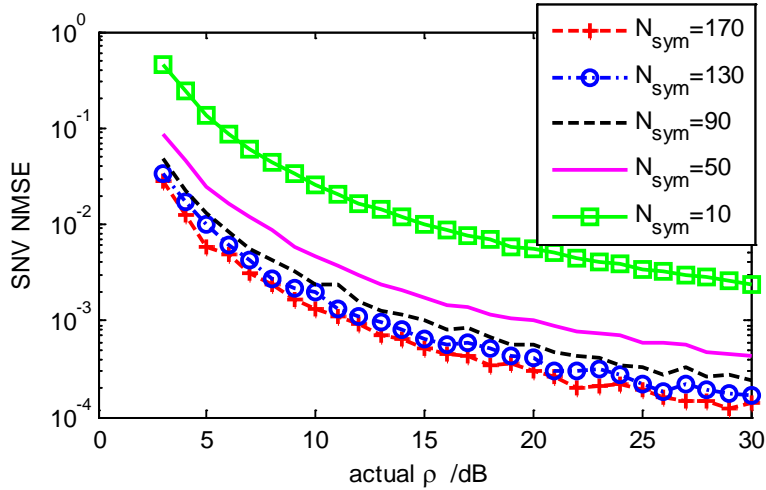


图 3.3-10 SNV 估计的 NMSE VS. Nsym

图 3.3-10 给出了 SNV 估计的 NMSE 和 Nsym、SNR 的关系，可以看到在 SNR=10dB 时 Nsym=10 的估计也有较高的精度(NMSE=0.03)，当然该值是统计的结果，但是至少揭示了可以在积分周期(SNR)、测量周期(Nsym)和信道变化率之间折中优选。例如取导频积分周期 600Hz 时符号 SNR=20dB，取平均符号数 Nsym=10(17ms) 得到 NMSE=0.007；若减少积分时间至 SNR=11dB，同样 17ms 内将有平均符号数 Nsym=80，NMSE=0.003。

3.3.2.3 多用户干扰下信噪比估计

考虑多星多用户干扰，解扩后导频信号为

$$P_{Total} = G_{AGC} (hP_P + N'_0 + hI_0 + I'_{sat}) \quad (3.3.26)$$

式中 G_{AGC} 为 AGC 增益， h 是当前卫星的信道，同时作用与导频和业务信道。当用户较多时可将多波束多星的多用户干扰视为高斯分布且与导频不相关，得到导频信噪比测量值

$$M_{SNR} \approx \frac{hP_P + (N'_0 + hI_0 + I'_{sat})/N_{sym}}{\frac{N_{sym}-1}{N_{sym}}(N'_0 + hI_0 + I'_{sat})} \quad (3.3.27)$$

归一化的均方测量误差为

$$\Delta M_{SNR} = \frac{hP_P + (N'_0 + hI_0 + I'_{sat})/N_{sym}}{\frac{N_{sym}-1}{N_{sym}}(N'_0 + hI_0 + I'_{sat})} - \frac{hP_P}{N'_0 + hI_0 + I'_{sat}} \quad (3.3.28)$$

$$= \frac{hP_P + N'_0 + hI_0 + I'_{sat}}{(N_{sym}-1)(N'_0 + hI_0 + I'_{sat})}$$

$$NMSE\{M_{SNR}\} = \left[\frac{\Delta M_{SNR}}{M_{SNR}} \right]^2 = \left[\frac{hP_P + hI_0 + N'_0 + I'_{sat}}{hP_P(N_{sym}-1)} \right]^2 \quad (3.3.29)$$

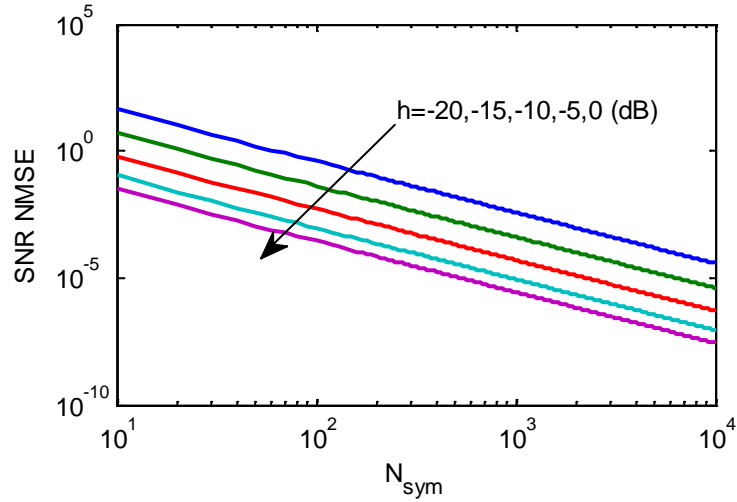


图 3.3-11 多用户干扰下信噪比估计的 NMSE

基带信噪比估计式和功率估计式的区别主要在于信噪比估计式剥离了导频数据并通过平均减小零均值噪声的影响，在多用户干扰条件下要得到比功率估计更好的结果需要较大的平均点数 N_{sym} 。如图 3.3-11 所示，当信道衰落 h 变深时，需要更多的

平均点数 N_{sym} 才能使信噪比估计取到较小的 NMSE, 这是由于 I'_{sat} 在估计输入中成为主要分量。

大部分时候卫星信道可建模为 Rician 信道, 信道增益 h 较大且变化很慢, 用很少的平均点数 N_{sym} 就可以使信噪比测量值较为准确。当 LOS 分量经历阴影效应时信道可建模为 Lognormal 分布, 这时 h 会出现深衰落, 而且衰落 h 变化速度较快, 这时导频功率或信噪比估计都难以得到正确的估值。

3.4 基于导频测量的全信道软切换 (PAC-SH) 方案

地面蜂窝网络通过基站选址和后期优化保证特定覆盖区内用户的服务质量; 低轨卫星高速绕地运动无法针对某特定地区优化配置, 因此星座系统接入网的算法包括切换方案需要有更强的信道环境适应性。另外, 卫星尤其是 LEO 小卫星的星上处理资源十分有限, 而恰恰 LEO 小卫星系统的切换频度又特别高, 降低软切换对系统资源的占用将十分有意义。

本文针对星座系统传播特点, 提出了基于导频测量的全信道软切换 (Pilot-Based All Channel Soft-Handover, PAC-SH) 方案, 在保证各种信道条件 (Gaussian、Rician、Lognormal) 下软切换成功率的同时尽量减少软切换对信道资源的消耗。

3.4.1 方案描述

下面从导频信道和业务信道两方面来说明 PAC 软切换方案, 先说明星间切换:

- (1) 记用户终端当前服务卫星 A, 通信过程中继续搜索相邻卫星导频, 当进入重叠覆盖区后会搜索到当前卫星以外的导频, 记为卫星 B, 并开始计时 t_1 ;
- (2) 采用滤波因子 ρ 较小的快速功率测量监控 A、B 卫星导频的状态, 当测量方差大于 VAR_{Th} 认为是 Lognormal 信道, 启动多星分集, 即同时和卫星 A、B 建立上下行链路业务信道, 并开始计时 t_2 ; 反之认为是 Rician 信道, 启动导频 SINR 测量;
- (3) 当 B 卫星的 SINR 测量值大于 A 卫星并超过 $SINR_{Th}$, 启动软切换, 即同时和卫星 A、B 建立上下行链路业务信道, 并开始计时 t_2 ;
- (4) 在上述测量过程中, 若计时 t_1 超过时间门限 t_{Th1} 而软切换还没启动, 则启动软切换, 并开始计时 t_2 ;
- (5) 软切换过程中功率控制权交给 B 卫星, 当计时 t_2 超过时间门限 t_{Th2} 或者 A 卫星业务信道误帧率 FER 超过 FER_{Th} , 删除 A 卫星的业务信道; A 卫星的导频则由接收机自然失锁;
- (6) 多星分集时功率控制权交给功率要求低的卫星, 其他和软切换类似。

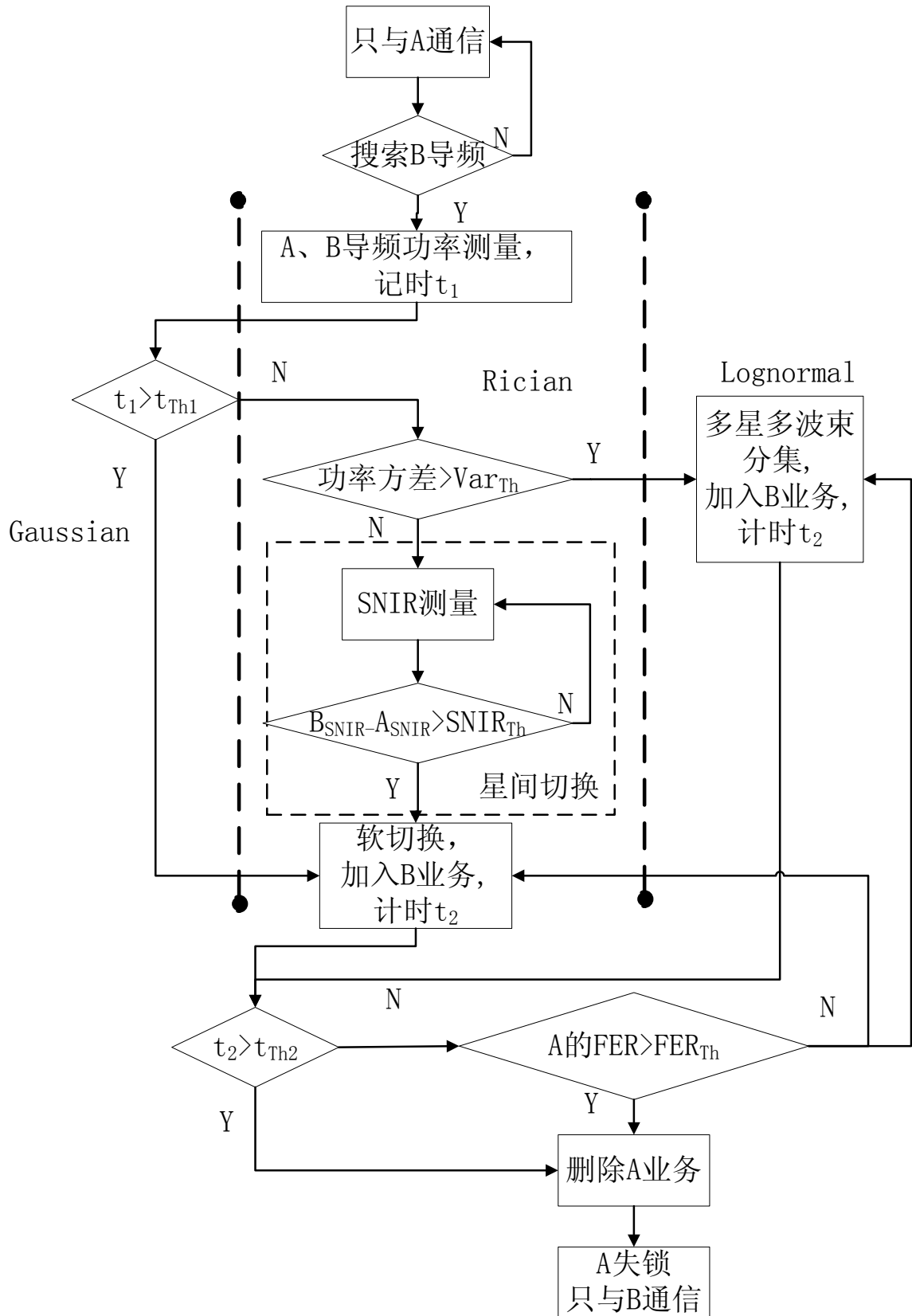


图 3.4-1 PAC-SH 方案流程图

波束间切换方案与上述星间切换相同，只是由于波束间的信道衰落相同，切换时遍历的流程状态只有 Gaussian 分支和 Lognormal 分支，因此可以省去信噪比测量减

少资源消耗；另外多波束分集时只建立下行链路分集。功率控制是决定 CDMA 系统性能的关键技术之一，在软切换期间如何进行功率控制是其中一个难点。3GPP 软切换期间的功率控制方法分为平衡功率控制和非平衡功率控制。平衡功率控制是指在移动台处于软切换时所有基站发射功率相同，以很好的保证宏分集(MRC)增益，但会引入很大的干扰，主要体现在以下三个方面。第一，软切换中多个基站同时发射，增大了对其它链路的干扰，限制了下行链路的容量。第二，降低了 RAKE 接收机性能，软切换增加了多径数目，而移动终端中 RAKE 接收机的叉指(finger)数有限，没有被捕获到的多径分量变成了干扰。第三，由于上行链路对多个基站都采用相同的 TPC 命令，可能会导致有效集(active set)中某些基站的发射功率过大，于是进一步增大了干扰。非平衡功率控制则是在软切换状态下，各基站分配给该移动台的功率比例不同，性能最好的基站分配较大的功率给软切换用户，其他基站分配相对较小的功率，很明显实现该方法比平衡功率控制要复杂些。极端的例子是选择分集发送(SSDT)的功率控制方法，软切换时只有最好的基站给终端发业务信息，其他基站仅发送控制信息，从而降低软切换过程中的下行链路干扰^[104]。

在星座系统中，下行链路干扰和多径 RAKE 接收对系统性能的影响都较小，又由于切换的去向是可预测的，因此软切换时由后继卫星/波束 B 和用户终端构成下行发射功率控制环路、同时卫星/波束 A 和 B 构成平衡功率控制是比较合适而简单的选择。而多星分集是针对非卫星运动引起的正常软切换情况，有不可预测性，多星选择分集发送(multiple-SSDT)方案更为合理^[105]。

3.4.2 性能评估

对于 CDMA 系统，已有文献中认为软切换能降低上行链路干扰、提高容量，主要是指依靠宏分集和快速功率控制提高 Rayleigh 信道下的系统性能^[89]。在星座系统中上下行链路都只能采取数据级选择性分集(见 1.3.2 节)，软切换对系统容量的提高作用十分有限；另一方面，软切换占用了信道资源，会增加新呼叫阻塞概率 Pb，因此星座系统中对软切换的优化目标应该是尽量减少软切换资源消耗。

如 1.3.2 所述，GlobalStar 系统采用透明转发和多星多波束空间分集实现切换，与本文系统有重大区别；相比之下，地面移动通信系统切换方案更适合应用于本系统，以其中算法较复杂、性能较好的 CDMA2000 软切换方案作为对比，评估 PAC-SH 切换方案的性能。

3.4.2.1 CDMA2000 软切换方案

CDMA2000 软切换方案采用相对导频功率门限。当前激活导频 P1。

(1)导频 P2 的强度超过 T_ADD，移动台将这个导频加入到候选集中。

(2)导频 P2 的强度超过 $[(\text{SOFT_SLOPE}/8) \cdot 10 \log_{10}(P1) + \text{ADD_INTERCEPT}/2]$ ，移

动台发送一个导频强度测量消息。

(3)移动台收到一个扩展切换指示消息，一般切换指示信息或全局切换指示信息，将导频 P2 移入活动集，并发送一个切换完成消息。

(4)导频 P1 的强度低于 $[(\text{SOFT_SLOPE}/8)*10\log_{10}(\text{PS}_2)+\text{DROP_INTERCEPT}/2]$ ，移动台启动切换删除定时器。

(5)切换删除定时器超时。移动台发送一个导频强度测量消息。

(6)移动台收到一个扩展切换指示消息，一般切换指示信息或全局切换指示信息，并将导频 P1 移到候选集中，并发送一个切换完成消息。

(7)导频 P1 的强度低于 T_DROP。移动台启动切换删除定时器。

(8)切换删除定时器超时。移动台将导频 P1 从候选集移到相邻集中。

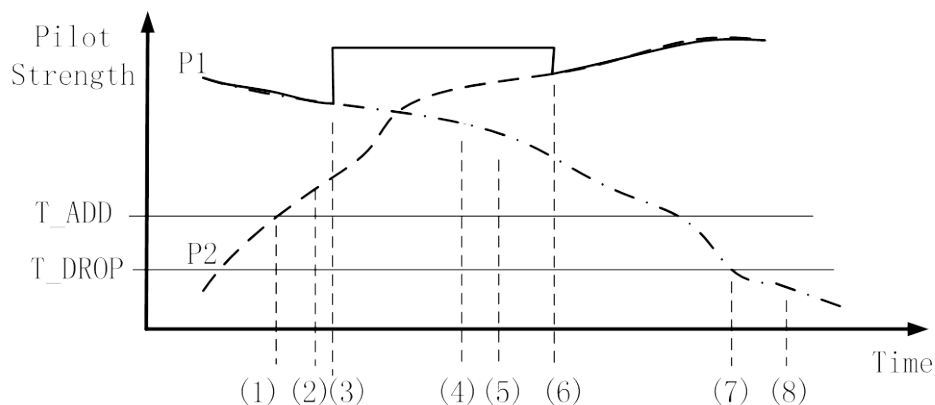


图 3.4-2 CDMA2000 软切换方案

3.4.2.2 Gaussian 信道

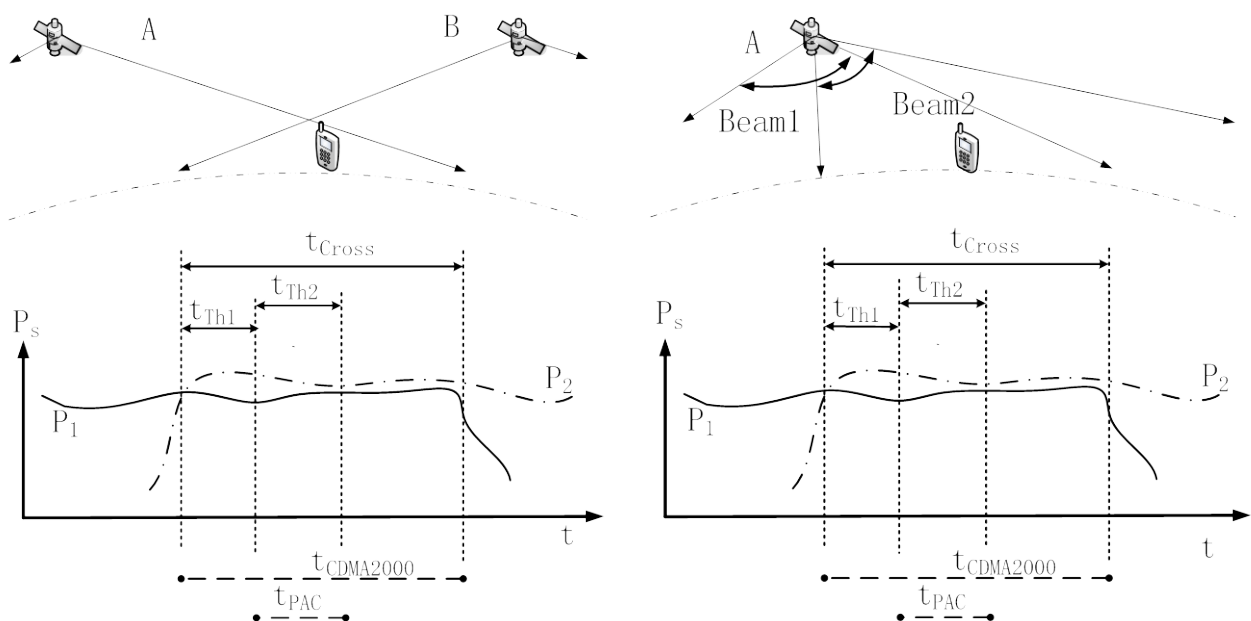


图 3.4-3 Gaussian 信道下的星间、波束间软切换过程

星座系统采用多波束天线后,使得多星多波束的导频功率都基本相同,若采用 CDMA2000 切换方案,在用户终端刚进入重叠覆盖区时新导频就被加入激活集,而只有当用户终端到达重叠覆盖区边缘时才会删除原导频,这会导致软切换过程持续整个重叠区,记为 t_{Cross} 。软切换开销为

$$C_{\text{CDMA2000}} = \frac{t_{\text{Cross}} + t_{\text{Cover}}}{t_{\text{Cover}}} - 1 = \frac{t_{\text{Cross}}}{t_{\text{Cover}}} \quad (3.4.1)$$

t_{Cover} 为终端穿越整个卫星覆盖区的时间。由于各纬度双星覆盖率都保持在 60% 以上(见 2.2.4 节),即使不计波束重叠区都有 $C_{\text{CDMA2000}} > 0.6$,对宝贵的星上处理资源是巨大的浪费。

PAC 软切换方案通过设置时间门限 t_{Th2} 减小了软切换开销

$$C_{\text{PAC}} = \frac{t_{\text{Th2}}}{t_{\text{Cover}}} \quad (3.4.2)$$

采取延时 t_{Th1} 启动软切换原因是,一开始导频测试结果都还不稳定,过早的加入 B 删除 A 很容易引起掉话,另一方面延时 t_{Th1} 启动软切换不仅给 Gaussian 信道也是给 Rician 信道情况提供了一个成功切换的保障(见下节)。时间门限 t_{Th1} 和 t_{Th2} 利用了低轨卫星运动轨迹已知,切换去向可预测的特点, t_{Th1} 和 t_{Th2} 的选择由多星多波束重叠覆盖区大小决定。

3.4.2.3 Rician 信道

Rician 信道下 LOS 分量相比于 Gaussian 信道经历了一定程度衰落,并增加了多径分量,根据切换前后两颗卫星的信道情况可以分为三种情况。

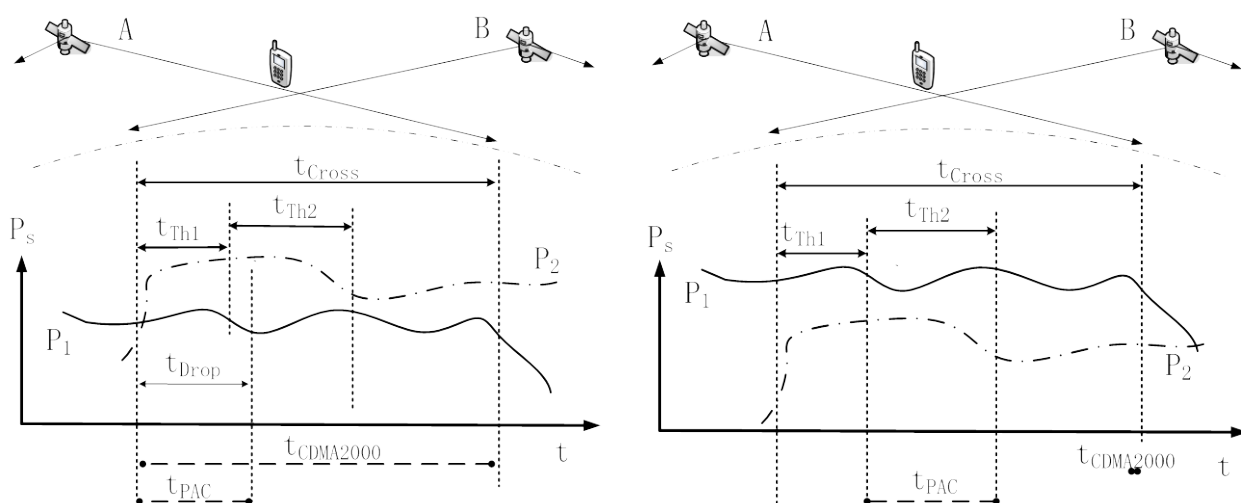


图 3.4-4 Rician 信道下的软切换过程 (I)、(II)

(I) 如图 3.4-4 左图, 后继 B 卫星的导频强度高于原卫星 A, 这时 CDMA2000 软切换方案会很快激活 B 卫星, 但是直到移出整个重叠覆盖区才能删除 A 卫星, 软切换会持续 t_{Cross} 。PAC 软切换方案测量信噪比后也很快加入卫星 B, 然后将功率控制权交给卫星 B, 由于 A 卫星信号较弱, 经过时间 t_{Drop} 后删除与 A 卫星的业务信道链路。实际上这里的关键在于功率控制方案, 若 CDMA2000 软切换方案也采用该功率控制方案, 则可以得到与 PAC 软切换方案一样的软切换开销。因此 PAC 方案的软切换开销小于等于 CDMA2000 软切换方案, t_{Drop} 由功率控制算法决定。

$$C_{\text{CDMA2000}} \in \left[\frac{t_{\text{Drop}}}{t_{\text{Cover}}}, \frac{t_{\text{Cross}}}{t_{\text{Cover}}} \right] \quad (3.4.3)$$

$$C_{\text{PAC}} = t_{\text{Drop}} / t_{\text{Cover}} \quad (3.4.4)$$

(II) 如图 3.4-4 右图, 后继 B 卫星的导频强度弱于原 A 卫星, 这时 CDMA2000 的软切换算法一直无法激活 B 卫星, 退化为硬切换, 很容易引起掉话。PAC 软切换方案则通过 t_{Th1} 启动软切换, 从而保护用户减少掉话。

$$C_{\text{CDMA2000}} = 0 \quad (3.4.5)$$

$$C_{\text{PAC}} = t_{\text{Th2}} / t_{\text{Cover}} \quad (3.4.6)$$

在 A 卫星信号还强于 B 卫星的时候还要切换到卫星 B, 这样做的原因是: (1) 卫星运行轨迹固定且已知, 卫星 B 终究会代替卫星 A; (2) 卫星 A 还能覆盖某个特定用户多久与卫星重叠区大小、用户位置有关, 很难准确预测, 为了保证成功率提前切换。

(III) 后继 B 卫星与原 A 卫星的导频强度相当, 结果同 Gaussian 信道。另外由于发生波束间切换时多波束下行链路经历的 Rician 信道衰落相同, 也属于情况(III)。

3.4.2.4 Lognormal 信道

两旁有树的路、郊区、城市中的地面移动信道可建模为 Lognormal 信道(见 2.4.3 节), 由于深衰落和较快速的衰落变化, CDMA2000 软切换方案容易产生“乒乓效应”, 当两个卫星都经历 Lognormal 信道衰落时, 会引起掉话。PAC 软切换方案采用多星分集, 希望更好的保证用户 QoS, 减少信令开销。

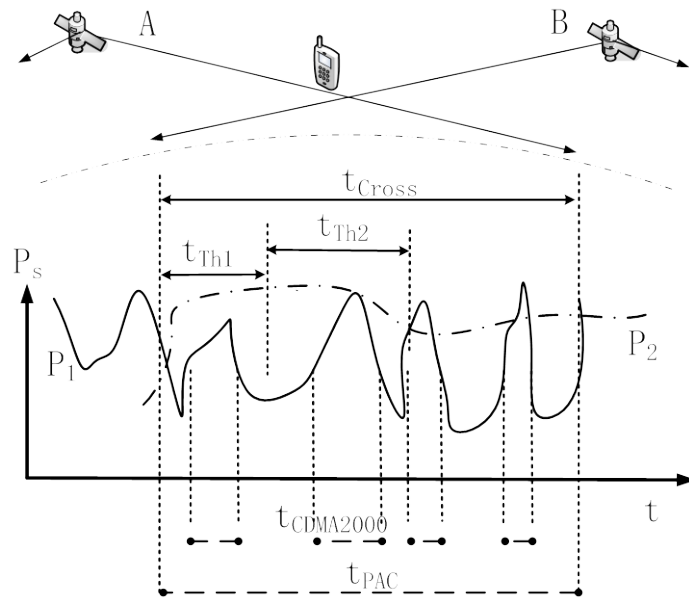


图 3.4-5 Lognormal 信道下的软切换过程

综上所述, PAC 软切换方案是针对星座系统设计, 满足全时全景应用需求的软切换方案, 与 CDMA2000 软切换方案相比, 减少了 Gaussian 和 Rician 信道下的软切换消耗, 同时提高了 Rician 和 Lognormal 信道下软切换的成功率。

3.5 本章小结

本章主要研究了多星多波束条件下导频测量辅助的下行链路切换技术。

研究导频测量辅助切换方案的基础是建立导频信号传播模型, 由于 CDMA 系统中导频也是占用一条 Walsh 码信道, 不能直接测量某个频带或时隙内的功率得到导频功率估计而需要先解扩和解正交, 同时解扩解调也是为了能够绑定测量结果与卫星/波束号, 因此本章在第二章 LEO-LMSS 信号传播特性分析的基础上, 进一步分析了多波束天线赋形增益和多用户干扰条件下的导频信号传播模型。研究发现多波束天线等通量赋形削弱了倾斜效应, 使得多星多波束到达地面用户的导频强度都基本相当, 无法从中解出用户终端到两颗卫星的距离信息, 不能采用最短距离准则切换卫星和波束。由于导频强度受信道衰落和多用户干扰的影响, 本文采用了最佳信道准则。

信道状态信息可以通过测量导频功率进行估计, 但在 CDMA 系统中多用户信号会干扰测量结果, 尤其是发生深衰落时估计误差较大, 还需引入导频信噪比估计。受多用户干扰和噪声影响导频信噪比估计精度与求平均符号数成正比, 但过长的平均长度会导致无法跟踪信道衰落的快速变化, 如 Lognormal 信道下就难以准确估计信噪比。

在充分讨论了导频传播特性和信道状态估计算法之后, 本文针对星座系统提出了以时间测量值、下行导频功率和信噪比测量值为辅助信息的基于导频测量的全信道软

切换(PAC-SH)方案,设计的出发点有两个:一是由于低轨卫星高速运动,星座系统无法像地面蜂窝系统那样通过基站选址和后期优化来保证特定覆盖区内用户服务质量,而应当设计鲁棒性强的切换方案使之适用于各种信道条件(Gaussian、Rician、Lognormal);二是星座系统中多星多波束的重叠覆盖区很大,而分集增益较低,应设计尽量减小软切换开销的切换方案。通过与 CDMA2000 软切换方案的对比,可以看到 PAC-SH 方案能够减少 Gaussian 和 Rician 信道下的软切换开销,同时保证 Rician 和 Lognormal 信道下软切换的成功率。

第四章 基于 Doppler 测量的上行链路切换

4.1 引言

星座系统上行链路切换也可分为星间切换和波束间切换两类：上下行链路整个卫星的覆盖区相同，可以在下行链路星间切换发生时同时启动上行链路星间切换，但是切换至哪个上行波束仍然是个问题；上下行链路的多波束赋形非对称，上行链路波束间切换不能像蜂窝系统那样借助下行导频而需独立发起。借助位置信息可以完成这两类上行链路切换，本章研究用 Doppler-Based 方案实现上行链路切换。

首先给出了利用上行信号 Doppler 频偏值预测切换的系统模型，在此基础上运用球面三角学知识导出了二维切换预测(2-D DUHP)算法。然后针对直接求解 2-D DUHP 算法复杂度高、自适应迭代求解不稳定的问题，提出了低复杂度求解方法，并分析了其性能。最后将 2-D DUHP 算法应用于星座系统上行链路软切换，解决了不规则多波束赋形条件下的切换时间和后继波束号的预测问题，讨论了估计精度与参数选择。

4.2 上行链路切换发起方案

4.2.1 上行链路星间切换

星座系统上行链路星间切换有以下几种发起方案。

全软切换(Absolute-Soft)方案^[11]：一直监控相邻卫星所有可能切换至本卫星的用户终端的上行信号。需要星间链路传递动态用户列表，并占用大量的上行链路 CE 资源，严重影响系统容量，通过轮询的监控各个用户可以减少 CE 资源占用。Globalstar 系统多星多波束分集实现软切换基本上采用的是该方案，但属于透明转发模式。

定位(Positioning-Aid)方案^{[106][107][108]}：用户定位辅助。利用星座系统内终端自主定位能力或 GPS 等定位系统，结合卫星星历计算出后继服务卫星波束及切换时间。

Doppler 辅助(Doppler-Based)方案^{[109][110]}：星上处理器利用多个时间点采样到的用户上行信号的 Doppler 频移，预测出用户移出当前覆盖区的时间。对星上处理器的运算能力要求较高。

下行链路指示(Downlink-trig)方案^[8]：由下行链路启动上行链路切换。根据下行链路导频测量结果，判断已到达卫星覆盖区边缘时，启动上行链路软切换。地面蜂窝系统多采用该方案。

Absolute-Soft 和 Doppler-Based 方案主要占用星上资源，而 Positioning-Aid 和 Downlink-trig 方案主要占用用户终端资源，当卫星作为切换执行者时后两种方案需要星地链路信令支持以传递测量信息。

表 4.2-1 上行链路星间切换发起方案

方案	占用上行链路 CE 资源(信道)	呼吸效应影响	阻挡引起的切换	切换准则
Absolute-Soft	多, 和用户数有关	小	快	最佳信道, 最多空闲信道
Positioning-Aid	少, 和软切换持续时间有关	大	慢	最长通信时间, 最短距离, 最多空闲信道
Doppler-Based	少, 和软切换持续时间有关	大	慢	最长通信时间, 最短距离, 最多空闲信道
Downlink-trig	少, 和软切换持续时间有关	小	快	最佳信道, 最多空闲信道

除了 Absolute-Soft 方案需要额外占用上行链路信道资源进行测量外, 其他 3 种方案仅在正常软切换过程中占用上行链路信道。由于 Positioning-Aid 和 Doppler-Based 方案都是基于先验的卫星覆盖区知识, 因此当由于呼吸效应使得上下行链路覆盖区大小变化时, 可能出现掉话; 而 Absolute-Soft 和 Downlink-trig 方案是根据实时测量结果的, 受呼吸效应的影响较小。当信号突然被阻挡需要发起星间切换来保持通话时, Absolute-Soft 和 Downlink-trig 方案能快速找到可以通信的新卫星, 而 Positioning-Aid 和 Doppler-Based 方案只能让相邻卫星搜索用户上行信号。

然而如 3.2 节分析, 由于星座系统采用多波束天线削弱了呼吸效应, 使得卫星上下行链路覆盖区很稳定, 可忽略“呼吸效应影响”项指标, 因此多波束天线提高了 Positioning-Aid、Doppler-Based 这两个方案应用的稳定性。另外出于功率控制、路由重定向、位置管理等考虑, 星间切换一般同时切换上下行链路, 实际上隐含地采用了 Downlink-trig 方案。

4.2.2 切换准则

如 1.3.1 节所述, 星间切换的准则主要有以下三种, 这些准则既可以用于切换时机的判断, 也可以用于有多颗后继卫星时切换去向的选择:

最长通信时间准则旨在减少软切换次数, 切换时在后继可用卫星中选择可持续通信时间最长的卫星, 可惜的是只有 Positioning-Aid 方案可以准确计算出最长通信时间卫星。退一步可以使当前卫星服务通信时间最长, 即在当前卫星处于最低仰角时才发生切换, 也能在一定程度上减少切换次数, Positioning-Aid 和 Doppler-Based 方案都能确定最低仰角。该方案的缺点是增加了对后继卫星的上行链路干扰。

最短距离准则的主要出发点是降低卫星/用户终端的功耗和上下行链路的 MAI, 上述 4 种方案都能确定距离最短的卫星: Absolute-Soft 和 Downlink-trig 方案以最强信

号判定最短距离；Positioning-Aid 方案直接解算距离；Doppler-Based 方案根据星历和 Doppler 值求解距离。但是星座系统采用多波束天线削弱了卫星覆盖区内的远近效应，最短距离准则也就失去了意义。衰落信道下将信噪比作为判断依据，该准则可演化为最佳信道准则，仍能在一定程度上提高系统性能，Absolute-Soft 方案能直接估计上行链路信道状态，而 Downlink-trig 方案可以下行链路信道状态估计间接得到结果，前提是所经历的信道衰落受上下行链路频率差异影响较小。

最多空闲信道准则是从无线资源管理的角度优化切换，希望降低 Pf 和 Pb。在地面蜂窝 CDMA 系统中，若小区 A 拥挤 B 空闲，MAI 会导致 A 的覆盖区变小，自然的将部分小区边缘用户划入到小区 B 中；当 A 和 B 都比较拥挤时，覆盖区不重叠会造成掉话，因此需要接入控制和拥塞控制使小区覆盖区在一定范围内重叠。前两个准则仅由星历和用户位置决定，对每个特定用户而言解是唯一固定的；而最多空闲信道准则与其他地面用户总数有关，解是随机变化的，因此可能因卫星资源占用情况的快速变化或因信道空闲信息的传输延时而产生“乒乓效应”、掉话。CDMA 系统是自干扰系统具有软容量，该准则可演化为最大 SINR 准则。

假设地面用户均匀分布时，系统采用最低仰角切换准则的性能要比采用最短距离切换准则的性能差。因为最低仰角准则情况下每颗卫星都有一部分用户工作在较低的仰角，较易经历信道衰落造成通信质量下降或者功率消耗增加；而采用最短距离准则时，那些工作在低仰角的用户将顺移至后继卫星，系统的用户容量并不因此减小，但是通信容量增加了(可利用自适应通信方案发掘增加的那部分容量)。而当切换不仅仅是由信号强度决定而是和系统无线资源分配相关时，卫星系统的最低可通信仰角是影响系统性能的重要指标，例如切换过程中遇到多用户排队，可通信最低仰角越小，留给系统的调节余地越大，Pf 也随之降低。

4.2.3 上行链路波束间切换

表 4.2-2 上行链路波束间切换发起方案

方案	可行性	切换准则
Absolute-Soft	占上行链路资源太多	最多空闲信道
Positioning-Aid	需要多星定位	最多空闲信道、最长通信时间
Doppler-Based	计算量大	最多空闲信道、最低通信仰角
Downlink-trig	不能	/

由于上下行链路的波束覆盖区赋形不一致，Downlink-trig 方案无法工作，而 Absolute-Soft、Positioning-Aid、Doppler-Based 方案都可以采用。当用户终端进入多波束重叠覆盖区，用户终端的上行信号可以同时被多个波束的接入设备接收从而实现软切换。但多波束和用户终端之间在空间上是点对点传输的，波束间没有不相关的随

机乘性衰落,无法获得通常所说的分集增益:波束增益是固定的,随机信道衰落是相同的,随机 MAI 是加性的。

本文研究用 Doppler-Based 方案实现上行链路星间切换和波束间切换。

4.3 二维切换预测(2-D DUHP)算法

Doppler 频移是由 LEO 卫星和地面用户相对运动决定的,由于卫星运动速度远大于地面用户,一般地可认为地面用户静止,则相对运动关系转化为相对位置关系。因此可以利用上行信号的 Doppler 频移解算地面用户与卫星的相对位置从而预测切换发生的时间,这就是 Doppler-Based 方案的基本原理。Doppler-Based 方案利用了 LEO 卫星系统固有的 Doppler 频移特性,没有对系统提出额外要求,且由于计算仅在卫星端,系统升级时只需上传配置文件给可重构卫星平台即可,无需告知大量散布在各地的正在使用的用户终端。

DDBHP(Dynamic Doppler-based Handover Prioritization)方案^[109]中采用单星测量上行信号的 Doppler 频移辅助切换,是典型的 Doppler-Based 方案。该方案利用 Doppler 频移预测由最低仰角决定的切换时间,从而通过提前预留信道折中 P_b 和 P_f ,因此性能介于保护信道(HG)和排队(HQ)策略之间。但即使不考虑用户海拔高度,地面用户和卫星的相对位置关系也是二维的,可以正交分解为星下点轨迹方向、与其垂直方向,更直观的可以分解为地面用户能看到卫星的最大仰角、当前过顶周期内的相对时间(记最大仰角时刻为 0 时刻,见图 4.3-2)。DDBHP 算法没有考虑最大仰角这个维度,导致预测误差较大甚至求解失败。

本文同时考虑了最大仰角和相对过顶时间这 2 个维度,提出了基于 Doppler 频移的二维上行链路切换预测(2-Dimension Doppler-based Uplink Handover Prediction, 2-D DUHP)算法,并给出了低复杂度解法使其更适合实时应用。

本文重点对比分析 DDBHP 方案中的切换预测算法,对于资源预留策略暂不做讨论,因为切换预测算法和资源预留算法之间是相对独立的,切换预测算法仅给资源预留算法提供何时开始预留信道的的时间参考信息。为了说明方便,下文将 DDBHP 方案中的切换预测算法简称为一维 DDBHP 预测算法。

4.3.1 算法描述

图 4.3-1 有两个以 O 为球心的同心球,内圈由点划线构成的球面是地球表面,记为 O_1 ;外圈由实线表示的球面是卫星轨道所在球面,记为 O_2 。

A、D、C 是卫星飞行时先后经过的 3 个位置,他们在球面 O_2 的一个大圆上,图中 C 点为卫星离去时的最低工作仰角,此时卫星必须完成切换否则通信将会中断;B' 是用户终端, B 是直线 OB' 与卫星轨道所在球面 O_2 的交点。

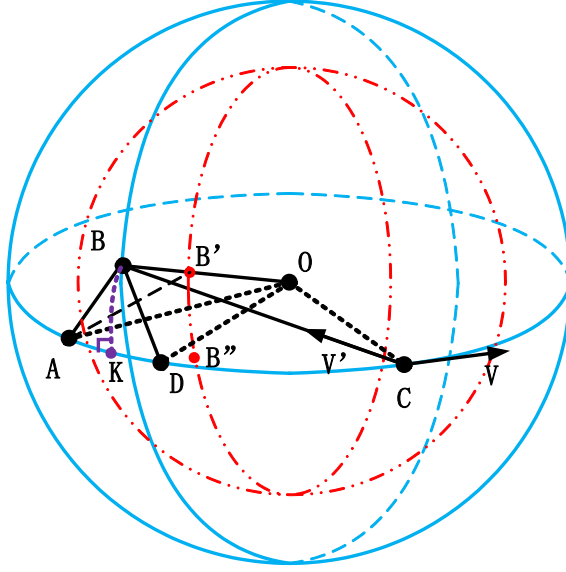


图 4.3-1 Doppler-Based 切换预测框图

目标是利用 A、D 两点测得的用户 B' 上行信号的 Doppler 频偏值，估计对用户 B' 而言卫星运行到最低仰角 C 点所需要的时间，即 \widehat{DC} 弧的长度，从而预测切换事件的发生，为上层切换算法提供辅助信息。对不同位置的用户会得到不同的预测值。

在平面三角形 $\triangle AB'O$ 中，可以求得^[109]

$$\angle AOB' = \arccos\left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_1\right) - E_1 \quad (4.3.1)$$

式中 E_1 是 B' 点在地球 O_1 表面看 A 的仰角， R_E 为地球半径， h 为卫星轨道高度。通常在单位球面中研究球面三角学问题，将球面 O_2 用半径归一化后即得到单位球面，此时

$$\widehat{AB} = \angle AOB' \quad (4.3.2)$$

同理，可以求得

$$\widehat{DB} = \angle DOB' = \arccos\left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_2\right) - E_2 \quad (4.3.3)$$

式中 E_2 是 B' 点在地球 O_1 表面看 D 的仰角。一维 DDBHP 预测算法中仰角 E_1 、 E_2 通过测到的上行链路 Doppler 频偏值计算得到^[110]

$$E_1 = \arccos\left(-\frac{f_{dA}\lambda}{2V}\right) \quad (4.3.4)$$

$$E_2 = \arccos\left(-\frac{f_{dD}\lambda}{2V}\right) \quad (4.3.5)$$

式中 V 为卫星移动速度， λ 是载波波长， f_{dA} 、 f_{dD} 是 A、D 两点的多普勒频偏。

然而 Doppler 曲线与用户终端所在位置能够看到卫星的最大仰角有很大关系^[43]。图 4.3-2 给出了星座系统中不同的最大仰角对应的 Doppler 曲线，记卫星过顶点时刻为时间轴零点。可以看到同样是对应最低仰角 10° 的 C 点(90° , 470s)和 C' 点(18.6° , 290s)，他们的时间相差很大，因此预测切换时间时不能忽略由最大仰角不同而引起时间差。更严重的问题是，由于不考虑最大仰角引入的误差会导致球面 $\triangle ABD$ 不能构成，令算法求解失败。

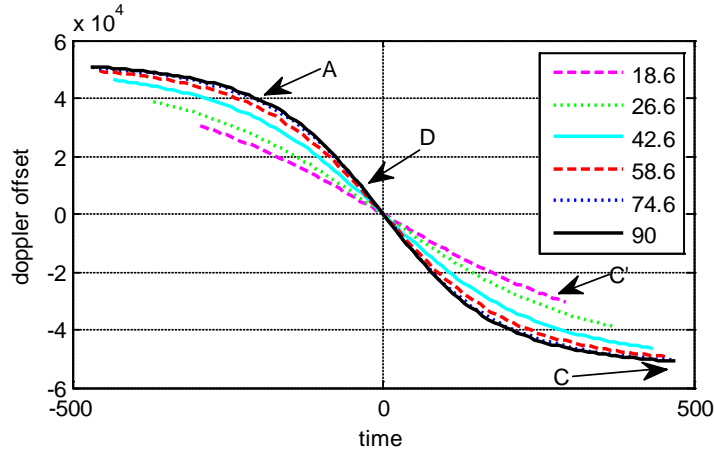


图 4.3-2 最大仰角与 Doppler 频移曲线

图 4.3-3 是图 4.3-1 中的 $\triangle ABO$ 所在平面，速度 V' 是卫星速度 V 在卫星与地面用户连线方向上的分量，即 $V' = V \cos(\alpha)$ ，其中 α 是地面用户与卫星飞行路线的夹角，如图 4.3-1 中的 $\angle BAC$ 、 $\angle BDC$ 。在图 4.3-3 中可以求得 Doppler 频偏值 f_d 与夹角 α 、瞬时仰角 E 的关系式

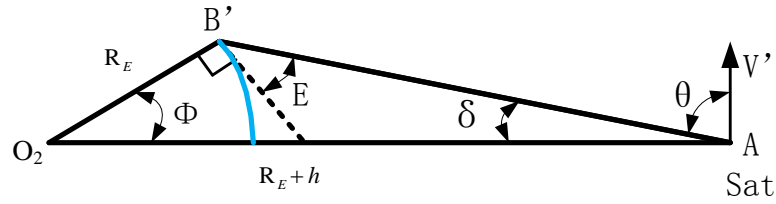


图 4.3-3 卫星与用户位置的几何关系

$$\begin{aligned}
 f_d &= V' \cos \theta f_c / C = V' \cos(90^\circ - \delta) f_c / C \\
 &= V \cos(\alpha) \cos(90^\circ - (90^\circ - E - \Phi)) f_c / C \\
 &= V \cos(\alpha) \cos(E + \Phi) f_c / C \\
 &= V \cos(\alpha) \cos(E) \frac{R_E f_c}{(R_E + h) C}
 \end{aligned} \tag{4.3.6}$$

f_c 为载波频率。因此，(4.3.4)、(4.3.5)式可修正为

$$f_{d1} = V \cos(\angle BAD) \cos(E_1) \frac{R_E f_c}{(R_E + h)C} \quad (4.3.7)$$

$$f_{d2} = V \cos(\angle BDC) \cos(E_2) \frac{R_E f_c}{(R_E + h)C} \quad (4.3.8)$$

通过记录卫星从 A 点运行到 D 点的时间 Δt ，即两次测量的时间间隔，可以得到

$$\widehat{AD} = \frac{2\pi}{T_s} \Delta t \quad (4.3.9)$$

式中 T_s 是卫星绕地运行一周的时间。

在球面 $\triangle ABD$ 中，应用球面三角余弦定理可以唯一得到

$$\angle BAD = \arccos \left(\frac{\cos \widehat{DB} - \cos \widehat{AD} \cos \widehat{AB}}{\sin \widehat{AD} \sin \widehat{AB}} \right) \quad (4.3.10)$$

$$\begin{aligned} \angle BDC &= \pi - \angle BDA \\ &= \pi - \arccos \left(\frac{\cos \widehat{AB} - \cos \widehat{AD} \cos \widehat{DB}}{\sin \widehat{AD} \sin \widehat{DB}} \right) \end{aligned} \quad (4.3.11)$$

由于 \cos 函数在 $(0 \sim \pi)$ 之间的单调性，得到的仰角是唯一的。

从(4.3.7)、(4.3.8)、(4.3.10)、(4.3.11)四个方程可以解出 E_1 、 E_2 、 $\angle BAD$ 、 $\angle BDC$ 。解的集合中存在 B 对称与 \widehat{AD} 的镜像点 B'' ，但是不影响切换时间的预测，且可以很容易用当前上行服务波束号剔除镜像点。

又已知最低工作仰角 E_0 ，则可以求得

$$\widehat{CB} = \arccos \left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_0 \right) - E_0 \quad (4.3.12)$$

在球面 $\triangle ABC$ 中应用球面三角正弦定理可得

$$\angle BCA = \arcsin \left(\frac{\sin \widehat{CB}}{\sin \angle BAD \sin \widehat{AB}} \right) \quad (4.3.13)$$

由于 C 为卫星飞离时最低仰角工作点， $\angle BCA$ 取锐角。

到此，在球面 $\triangle ABC$ 中已知两条边和他们对应的角，球面 $\triangle ABC$ 已经唯一确定，下面来求另一条边 \widehat{AC} 。

由于球面三角形的内角和大于 180 度且和球面三角形的面积有关，无法直接得到 $\angle ABC$ 。一维 DDBHP 算法将内角和近似为 180 度求解，则用户离星下点轨迹越远估计误差越大。

作辅助线 \widehat{BK} 垂直与 \widehat{AD} ，在球面直角 $\triangle BKC$ 中

$$\widehat{CK} = \arctan(\sin \angle BCK \tan \widehat{CB}) \quad (4.3.14)$$

在直角 $\triangle BKC$ 中 \widehat{CK} 对应的是锐角，只有唯一解。同理在球面直角 $\triangle ABK$ 中

$$\widehat{AK} = \arctan(\sin \angle BAK \tan \widehat{AB}) \quad (4.3.15)$$

根据 A 和 K 点之间的位置关系，得到

$$\widehat{AC} = \begin{cases} \widehat{CK} + \widehat{AC} & \angle BAC \leq \pi/2 \\ \widehat{CK} - \widehat{AK} & \angle BAC > \pi/2 \end{cases} \quad (4.3.16)$$

$$\widehat{DC} = \widehat{AC} - \widehat{AD} \quad (4.3.17)$$

$$t_H = \frac{\widehat{DC}}{\omega_F} = \frac{\widehat{DC}}{\omega_S - \omega_E \cos(i)} \quad (4.3.18)$$

式中 ω_S 、 ω_E 是卫星和地球自传的速度， i 是卫星轨道的倾角。

为简化起见，记 $\widehat{AB} = \Phi_1$ ， $\widehat{DB} = \Phi_2$ ， $\widehat{AD} = C$

$$\angle BAD = \arccos\left(\frac{\cos \Phi_2 - \cos C \cos \Phi_1}{\sin C \sin \Phi_1}\right) \quad (4.3.19)$$

$$\angle BDC = \pi - \arccos\left(\frac{\cos \Phi_1 - \cos C \cos \Phi_2}{\sin C \sin \Phi_2}\right) \quad (4.3.20)$$

将(4.3.19)、(4.3.20)式代入(4.3.7)、(4.3.8)式，得到

$$\begin{aligned} f_{d1} &= V \cos \angle BAD \frac{R_E \sin \Phi_1}{\sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos \Phi_1}} \frac{f_c}{C} \\ &= V \frac{\cos \Phi_2 - \cos C \cos \Phi_1}{\sin C} \frac{R_E}{\sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos \Phi_1}} \frac{f_c}{C} \end{aligned} \quad (4.3.21)$$

$$\begin{aligned} f_{d2} &= V \cos \angle BDC \frac{R_E \sin \Phi_2}{\sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos \Phi_2}} \frac{f_c}{C} \\ &= V \frac{\cos \Phi_1 - \cos C \cos \Phi_2}{\sin C} \frac{R_E}{\sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos \Phi_2}} \frac{f_c}{C} \end{aligned} \quad (4.3.22)$$

式中 $r = R_E + h$ 。

整理后可以得到一个 2 元 2 次方程组

$$\begin{cases} \left(\frac{VR_E}{\sin C} \frac{f_c}{f_{d1} C} \right)^2 [\cos \Phi_2 - \cos C \cos \Phi_1]^2 + 2R_E r \cos \Phi_1 - (R_E^2 + r^2) = 0 \\ \left(\frac{VR_E}{\sin C} \frac{f_c}{f_{d2} C} \right)^2 [\cos \Phi_1 - \cos C \cos \Phi_2]^2 + 2R_E r \cos \Phi_2 - (R_E^2 + r^2) = 0 \end{cases} \quad (4.3.23)$$

剩下的工作是求解(4.3.23)方程组, 只有 $\cos \Phi_1$ 和 $\cos \Phi_2$ 两个未知数, 可以将上式看作如下方程组

$$\begin{cases} E_1(x_2 - Ax_1)^2 + Bx_1 - C = 0 \\ E_2(x_1 - Ax_2)^2 + Bx_2 - C = 0 \end{cases} \quad (4.3.24)$$

很难直接求解该方程组, 可以用最陡下降法求解 $[x_1, x_2]$, 重点是构造误差信号

$$\left(E_1(x_2 - Ax_1)^2 + Bx_1 - C\right)^2 \left(E_2(x_1 - Ax_2)^2 + Bx_2 - C\right)^2 \quad (4.3.25)$$

将(4.3.25)分别对 x_1 、 x_2 求导, 得到梯度向量, 就能构造出最陡下降法。但是计算过程较复杂, 而且 $\cos \Phi_1$ 和 $\cos \Phi_2$ 两个未知数只有很小的取值范围, 在自适应迭代过程中需加以约束, 但约束很容易引起病态迭代, 因此仍然存在由自适应迭代过程或输入误差造成的无解的情况。

4.3.2 低复杂度求解方法

应用于实时通信过程的算法需要有低复杂度和高稳定性, 上述解法不能满足。

仔细观察后发现该问题可以在图 4.3-2 中直观的求解, 例如测得 A、D 两点的 Doppler 频偏值和时间间隔后, 就确定了曲线的最大仰角为 90° , 根据该条 Doppler 频偏曲线就能预测卫星到达该用户最低仰角对应的 C 点的时间。因此问题的自变量就是最大仰角 E_{\max} 和 A 点测量时间 t_A 两个, 它们的取值范围已知, 可以利用 Doppler 曲线计算公式构造出误差函数, 并通过搜索自变量取值空间使得误差最小来求解。

由最大仰角 E_{\max} 和相对过顶时间 t_A 决定的多普勒频偏计算公式为

$$\Delta f(E_{\max}, t) = -\frac{f}{c} \frac{R_E r \sin(\psi(t) - \psi(t_0)) \cos \Phi \omega_F(t)}{\sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos(\psi(t) - \psi(t_0)) \cos \Phi}} \quad (4.3.26)$$

式中 $\psi(t)$ 是卫星在 t 时刻走过的弧度; t_0 为过顶点时刻; Φ 是 E_{\max} 对应的地心角

$$\Phi = \arccos\left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_{\max}\right) - E_{\max} \quad (4.3.27)$$

利用 A、D 两点的测量值可以构造误差函数

$$\text{erro}(E_{\max}, t_A) = [f_{dA} - \Delta f(E_{\max}, t_A)]^2 + [f_{dD} - \Delta f(E_{\max}, t_A + \Delta t)]^2 \quad (4.3.28)$$

图 4.3-4、图 4.3-5 给出了当给定间隔 Δt 的 A、D 两点的 Doppler 频偏值 f_{d1} 、 f_{d2} 时估计误差的曲面和等高线图($\Delta t=50s$), 可以看出 $\text{error}(E_{\max}, t_A)$ 是仅有一个极小值的凹函数, 因此搜索算法可以很简单。估计出 E_{\max} 和 t_A 之后, 便可以求得卫星到达该用户看到的最低仰角的时间。

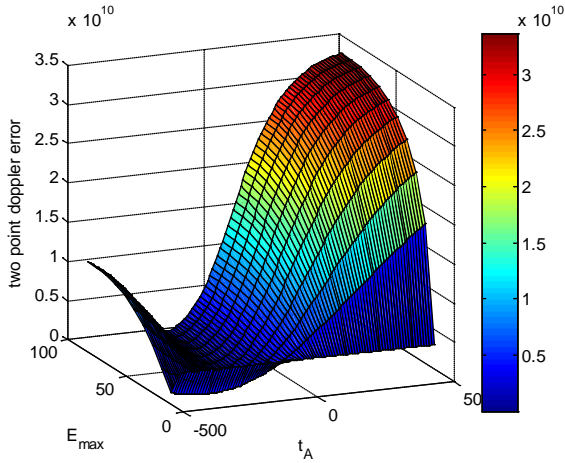


图 4.3-4 两个测量点的误差曲面

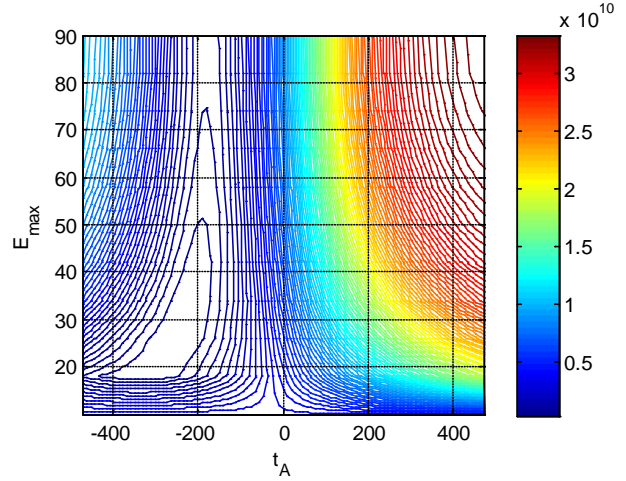


图 4.3-5 两个测量点的误差曲等高线

在球面 $\triangle BKC$ 中, 时间 t 以 K 为零点, 卫星运动方向为 t 正轴方向, 则图 4.3-1 中 t_A 点为负值, t_C 点为正值。 \widehat{BK} 由最大仰角决定

$$\widehat{BK} = \Phi \quad (4.3.29)$$

$$\widehat{CK} = \arccos\left(\frac{\cos \widehat{CB}}{\cos \widehat{BK}}\right) \quad (4.3.30)$$

利用 \widehat{CK} 和当前时刻, 就可以预测出切换时间

$$t = \frac{\widehat{CK}}{\omega_F} - (t_A + \Delta t) \quad (4.3.31)$$

预测算法的误差由两部分组成: 一是由输入信息引入的, 二是由求解过程引入的。由于该算法在卫星上执行, 时间 Δt 的测量精度很高, 误差主要来源于对 Doppler 频偏的测量。从表 4.3-1 可以看到存在 Doppler 测量误差时性能恶化是明显的, 但还是可以接受的(表中误差百分数和估计值/理论值之比的差异是由有效位数截断引起的)。求解的精度则取决于自变量的搜索步长, 由于 $error(E_{\max}, t_A)$ 是凹函数, 可以动态的调整搜索的步长和范围以减少计算量和提高精度。

当测量点数增加后, 可以通过平均多次求得的最大仰角 E_{\max} 和时间 t_A 增加精度, 也可以平均多次测量值估计

$$error(E_{\max}, t_A) = \sum_i \left[f_{di} - \Delta f(E_{\max}, t_A + \Delta t_i) \right]^2 \quad (4.3.32)$$

由于该算法直接搜索自变量空间, 对 Doppler 频偏测量值大小的依赖程度很低, 这就大大放松了对测量点的时间约束, 并提高了最大仰角较小时的求解精度, 表 4.3-1 的结果表明了算法的优越性能, 2-D DUHP 预测算法与一维 DDBHP 预测相比具有稳定的可解性, 并且对测量点的位置、时间间隔、用户位置(决定最大可视仰角)等可变的实际应用条件以及 Doppler 测量误差等都具有很强的鲁棒性。

表 4.3-1 2-D DUHP 算法的估计性能

最大仰角(度)	测量时间 $t_A / \Delta t$ (s)	Doppler 误差 (%)	理论值 (s)	估计值 (s)	误差 (%)	DDBHP 估 计值(s)	DDBHP 误差 (%)
40	-10/20	0	419	423	0.9	无解	∞
40	-10/20	10	419	435	3.8	无解	∞
40	-200/300	0	329	328	0.3	无解	∞
40	-200/300	10	329	355	7.8	无解	∞
80	-200/300	0	370	367	0.8	无解	∞
80	-200/300	10	370	359	3.0	无解	∞
80	50/200	0	220	224	1.8	无解	∞
80	50/200	10	220	214	2.6	无解	∞
20	-100/50	0	367	364	0.9	无解	∞
20	-100/50	10	367	401	9.0	无解	∞
90	-400/100	0	771	773	0.3	795	3.1
90	-400/100	10	771	813	5.5	866	12.3

4.4 上行链路软切换应用

4.4.1 需求分析

上行链路软切换预测的目标是给出两个量：切换时间和后继服务波束，该波束和当前服务波束可能属于同一卫星，也可能属于不同卫星。

1) 星间切换

虽然借助下行链路导频测量，可以判断出用户终端到达卫星覆盖区边缘的时间，但是并不能判断出该向哪个上行链路波束切换，需要 2-D DUHP 算法提供用户位置。利用卫星姿态固定和运动轨迹已知的特点能简化切换预测：同轨面卫星间切换时，后继卫星的上行链路服务波束和原卫星的服务波束在同一直线上，将当前服务波束和用户位置信息传给后继卫星，可以直接利用该信息找到后继波束(如图 4.4-1)；异轨面卫星切换时后继波束的准确预测还需要星历信息。

2) 波束间切换

对于发生第二次切换的用户，系统已经有其位置估计信息，直线穿越波束即可找到后继服务波束，而切换时间的预测则需要根据先验的波束赋形知识计算出每个波束对应的最低仰角并代入 2-D DUHP 算法求解。由于发生一次波束间切换的概率(约 30%~60%)大大高于发生两次切换的概率(约 5%~35%)，因此更多的情况是需要同时估计切换时间和后继服务波束，本节讨论这种情况。

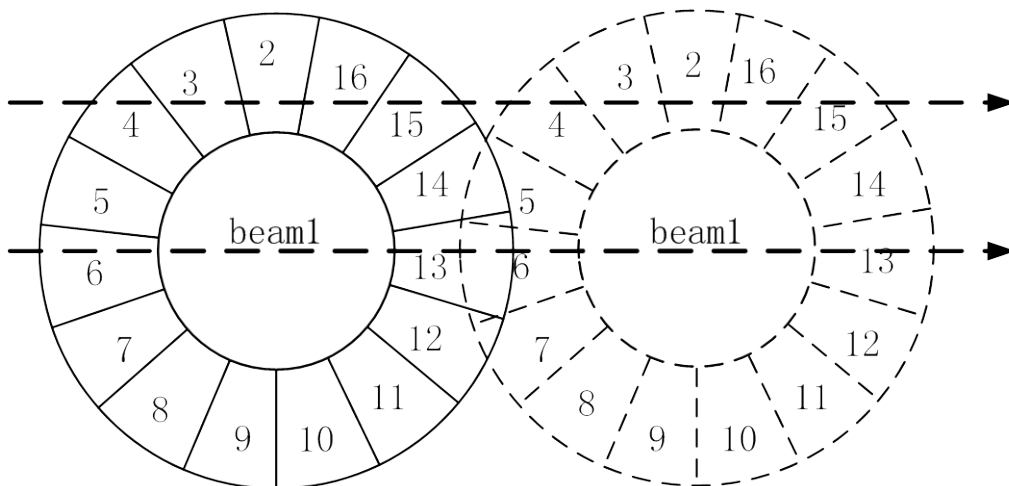


图 4.4-1 同轨面卫星间上行链路切换

星座系统上行链路波束覆盖由 15 个扇形区域和中心圆形区域构成，不能简化为蜂窝六边形或直线矩阵覆盖模型^[18]，无法简单地计算出波束边缘对应的最低仰角。中心波束是一个圆，其切换时间的预测比较简单，以 57° 为最低仰角计算移出覆盖区的时间(类似的，图 4.3-2 给出的是以 10° 为最低仰角的情况)。另外，由于上下行链路中心波束的张角相同，他们的覆盖区也基本相同，可以利用下行导频测量来判断上行链路切换时间。外圈波束的预测要复杂的多。

4.4.2 不规则波束边界

上行链路切换预测的难度主要来自不规则的波束赋形，如图 4.4-1 所示，用户穿越某波束边界的时间和位置与用户最大仰角 E_{\max} 和卫星波束赋形的张角 δ 有关。

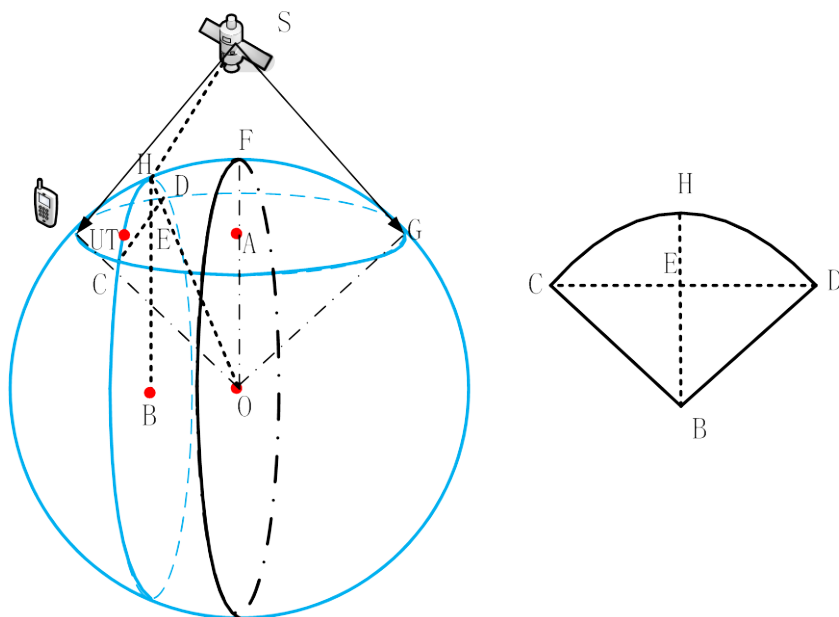


图 4.4-2 卫星覆盖区等效运动模型

图 4.4-2 画出了假设卫星不动、地球以等效速度转动来模拟 LEO 卫星和地面用户的相对运动的模型。此时星下点轨迹为穿过地心的大圆，即图中点划线表示的经过 F 的圆 O；用户 UT 的轨迹为地球表面的某个切面小圆，即图中经过 C、D、H 的圆 B，当用户 UT 转至 H 点时，取到最大仰角 E_{\max} ，因此圆 B 可以认为是由最大仰角 E_{\max} 决定的；另外，由卫星最大张角 δ_{\max} 决定的卫星覆盖区为经过 C、D、G 的切面小圆 A。

另外从图 4.3-3 可以得到以下关系式，将用在之后的推导中，其中 Φ_{\max} 为最大仰角 E_{\max} 对应的地心角。

$$\frac{\sin(\pi/2 + E_{\max})}{R_E + h} = \frac{\sin \delta}{R_E} \quad (4.4.1)$$

$$\delta = \arcsin\left(\frac{R_E}{R_E + h} \sin\left(E_{\max} + \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (4.4.2)$$

$$E_{\max} = \frac{\pi}{2} - \arcsin\left(\frac{R_E + h}{R_E} \sin \delta\right) \quad (4.4.3)$$

$$\Phi_{\max} = \frac{\pi}{2} - E_{\max} - \delta = \arcsin\left(\frac{R_E + h}{R_E} \sin \delta\right) - \delta \quad (4.4.4)$$

首先来求最大仰角为 E_{\max} 的用户穿越由最大张角 δ_{\max} 决定的圆形波束的时间，穿越轨迹为圆 B 上的弧线 \widehat{CD} ，C、D 为圆 A 与圆 B 的交点，穿越时间 t_C 为

$$\frac{2\pi R_S}{t_S} = \frac{A_C}{t_C} \Rightarrow t_C = \frac{A_C}{2\pi R_S} t_S \quad (4.4.5)$$

其中 R_S 为圆 B 的半径， t_S 为用户运动一周的时间，和星下点绕大圆运动一周的时间相同为 110 分钟， A_C 为弧线 \widehat{CD} 长度， R_S 、 A_C 都和用户最大仰角 E_{\max} 有关。

在图 4.4-2 中，可以很容易得到

$$R_S = BH = HO \cos \angle BHO = HO \cos \angle HOF = R_E \cos \Phi_{\max} \quad (4.4.6)$$

$$\begin{aligned} A_C &= 2\pi R_S \angle CBD = 2\pi R_S \arccos \frac{EB}{BD} \\ &= 2\pi R_S \arccos \frac{OA}{R_S} = 2\pi R_S \arccos \frac{R_E \cos \Phi_{\min}}{R_E \cos \Phi_{\max}} \end{aligned} \quad (4.4.7)$$

其中 Φ_{\min} 为最大张角 δ_{\max} 也即最小仰角 E_{\min} 对应的地心角。

将地球视为单位圆，即 $R_E = 1$ ，则

$$R_S = \cos \Phi_{\max} = \cos \left[\arccos \left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_{\max} \right) - E_{\max} \right] \quad (4.4.8)$$

$$A_C = 2\pi R_s 2\arccos \frac{\cos \left[\arccos \left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_{\min} \right) - E_{\min} \right]}{\cos \left[\arccos \left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_{\max} \right) - E_{\max} \right]} \quad (4.4.9)$$

$$t_C = 2\arccos \frac{\cos \left[\arccos \left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_{\min} \right) - E_{\min} \right]}{\cos \left[\arccos \left(\frac{R_E}{R_E + h} \cos E_{\max} \right) - E_{\max} \right]} t_s \quad (4.4.10)$$

令用户取得最大仰角的 H 点为时间 0 点，计算出穿越时间 t_C 就得到了任意最大仰角 E_{\max} 的用户穿越由任意最大张角 δ_{\max} 决定的波束边界的时间，进一步的可以计算出不规则波束的边界时间，只要将波束边界与圆 B(由最大仰角 E_{\max} 决定的)的交点所确定的卫星张角作为最大张角。

下面先来计算交点坐标。在经过星下点的切面上，以星下点为极坐标原点，用卫星张角表示距离，则中心波束覆盖区边缘是一个圆

$$\rho^2 = \delta_1^2 \quad (4.4.11)$$

同样的，卫星覆盖区边缘为

$$\rho^2 = \delta_2^2 \quad (4.4.12)$$

其中 δ_1 、 δ_2 分别为 26° 、 53° 。

第 n 个外圈波束的分隔线为

$$\theta_n = \frac{2\pi}{15}(n-1) + \theta_0, \quad \rho \in [\delta_1, \delta_2] \quad (4.4.13)$$

其中 θ_0 是初始相位，由卫星飞行姿态决定，图 4.4-1 中 $\theta_0 = 78^\circ$ 。

用户穿越卫星覆盖区的轨迹为直线，以最大仰角为自变量

$$\rho \sin \theta = \delta_{\max} = \arcsin \left(\frac{R_E}{R_E + h} \sin \left(E_{\max} + \frac{\pi}{2} \right) \right) \quad (4.4.14)$$

根据以上 4 个式子，可求出以最大仰角为自变量的穿越各波束边界的点。例如

$$\begin{aligned} beam(1): \quad (\rho, \theta) &= \left(\pm \delta_1, \arcsin \left[\pm \frac{\delta_{\max}}{\delta_1} \right] \right) \\ &= \left(\pm \delta_1, \arcsin \left[\pm \frac{\arcsin \left(\frac{R_E}{R_E + h} \sin \left(E_{\max} + \frac{\pi}{2} \right) \right)}{\delta_1} \right] \right) \end{aligned} \quad (4.4.15)$$

代入 $E_{\max} = \pi/2$ ，得 $(\rho, \theta) = \{(\delta_1, 0); (-\delta_1, \pi)\}$ ； $E_{\max} = \pi/4$ ，无解，因为 $E_{\max} < 57^\circ$ 时穿越的是外圈波束。

同样地，可以得到其他波束和整个卫星的边界穿越点

$$beam(n): (\rho, \theta) = \left(\pm \frac{\delta_{\max}}{\sin \theta_n}, \theta_n \right), \quad \frac{\delta_{\max}}{\sin \theta_n} \in [\delta_1, \delta_2] \quad (4.4.16)$$

$$sat: (\rho, \theta) = \left(\pm \delta_2, \arcsin \left[\pm \frac{\delta_{\max}}{\delta_2} \right] \right) \quad (4.4.17)$$

外圈波束的边界由 4 条曲线构成，如波束 2 的边界为 $beam(1)$ 、 $beam(2)$ 、 $beam(16)$ 、 sat 4 条曲线，用户穿越其中的 2 条产生 2 个穿越点，具体和 E_{\max} 有关。将求出的张角转换为时间形式后就可以得到该波束的切换时间。

综上所述，波束穿越时间的预测步骤为：

- 1、根据当前的上行链路当前服务波束号找出 4 条边界函数；
- 2、根据 Doppler 测量点用 2-D DUHP 算法求出 t_A 和 E_{\max} ；
- 3、根据 E_{\max} 确定与之相交的两条边界曲线及穿越点 Cr；
- 4、求出穿越点 Cr 和星下点之间的张角 δ_{\max} ，根据 δ_{\max} 求出穿越时间，减去 t_A 即为切换时间的预测值。

图 4.4-3 给出了由上述步骤计算得到的上行链路各波束边界的穿越时间，以用户最大仰角 E_{\max} 为纵轴，为了表述方便将仰角扩展为 $0 \sim 180$ 度。该图与图 4.4-1 是直观对应的，但受到地球表面曲度的影响多波束天线波束的分割直线在穿越时间图上变成了曲线。在上述第 3 个步骤确定相交边界曲线的同时，也就确定了后继服务波束号：如用户在 beam4 中，当与 beam3 边界相交，就是向 beam3 切换；与 beam1 边界相交，就是向 beam1 切换。

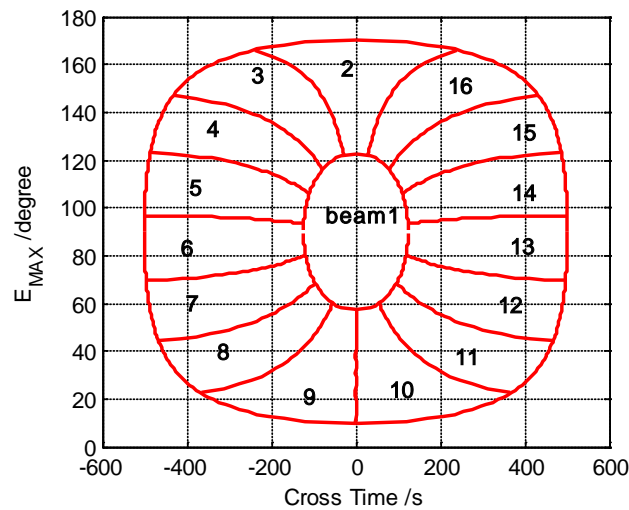


图 4.4-3 上行链路多波束边界穿越时间

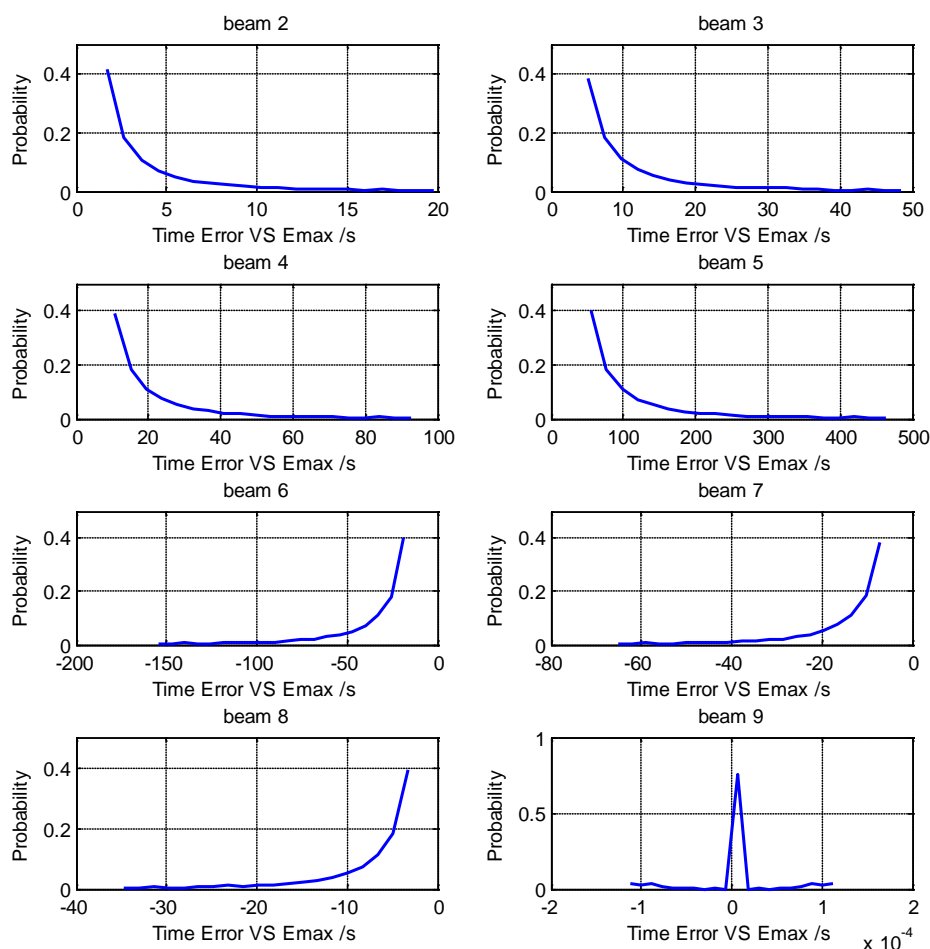


图 4.4-4 不规则多波束边界条件下仰角误差 VS 时间误差

如图 4.4-3 所示，由于波束形状不同，不同的波束边界对测量时间、仰角的估计精度的要求也将不同，图 4.4-4 给出了该结果。可以看到不同的波束内，最大仰角 E_{\max} 的每一度估计误差造成的初始测量时间 t_A 的估计误差的区别很大，例如 beam9 中仰角估计误差不会造成时间估计误差，因为波束分割线是垂直于卫星运动方向的；而 beam5 中最高会造成近 500s 的误差，但这时波束边界近似水平，即使仰角估计有误差也是落在波束重叠覆盖区内的。

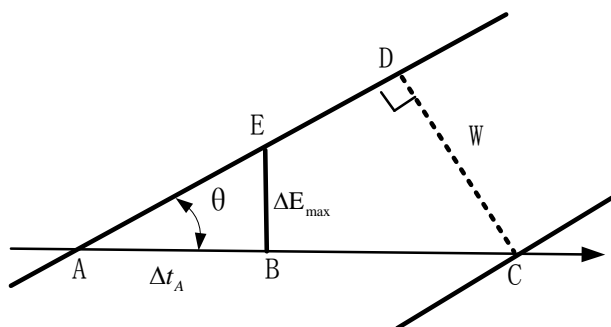


图 4.4-5 倾斜的波束边界的影响

如图 4.4-5 所示, 令 AC 为卫星运动方向, AD 为波束边界方向, CD 为波束覆盖重叠区宽度 W , 考虑波束边界倾斜后能够容忍的初始测量时间估计误差为

$$\Delta t_{A_Max} = \frac{W}{\sin \theta} \quad (4.4.18)$$

BE 为最大仰角估计误差 ΔE_{\max} , 引起的初始测量时间估计误差 Δt_A 为

$$\Delta t_{A_E_{\max}} = \frac{\Delta E_{\max}}{\tan \theta} \quad (4.4.19)$$

由于 $\tan \theta$ 总是大于 $\sin \theta$, 最大仰角估计误差引起的时间估计误差总是小于增加的对时间估计误差的容忍度, 因此不会出现估计失误。例如考虑估计时间延后的情况, 正确的估计点是 A, 由于 ΔE_{\max} 的影响现在的估计点为 E, E 点对应的点 B 仍落在重叠覆盖区内。极限情况在波束边界水平时 ($\theta = 0^\circ$) 取到, 这时必须有 $\Delta E_{\max} < W$ 。估计时间提前的情况同样不会导致切换失败。

而初始测量时间估计误差在波束边界垂直时 ($\theta = 90^\circ$) 取到极限, 必须有 $\Delta t_A < W$ 。因此最大仰角和测量时间的估计精度都受限于多波束天线的重叠覆盖区面积, 通过调整多波束天线的赋形参数或接收机的检测参数可以调整对估计精度的要求。

4.4.3 估计精度与参数选择

下面从较普遍意义上讨论 2-D DUHP 算法的估计精度, 为设计提供参考值。

切换预测的误差主要来自两方面: 一方面是由输入引起的, 例如地球自转引起覆盖区漂移、卫星轨道误差引起实际 Doppler 频偏的偏差等; 另一方面是由估计算法决定的, 例如求解步长、测量时间间隔等。

在地球自转的影响下, 星下点轨迹并不是固定的扫过同一地球表面, 即有轨道周期和回归周期的区别, 因此同轨面卫星间切换也可能更换服务波束。以 3 分钟计算, 地球自转导致用户移动约 $80\text{Km}(3/60/24 \times 2 \times \pi \times R_e)$, 由于自转速度很慢, 跟踪预测难度不大。自转引起的另一个问题是 Doppler 偏差, 地球自转速度为卫星运动速度的 $110/60/24=7.6\%$, 假设轨道倾角 30° , 卫星运动方向上的地球自转速度为卫星运动速度的 6.6% 。因此地球自转对 Doppler 值产生约 6.6% 的影响, 但该影响可以通过事先修正 Doppler 表补偿。另外, 计算简单的圆轨道 Doppler 值和实际倾斜轨道 Doppler 值之间也有误差, 当轨道较低时该误差小于 0.1% , 可忽略不计^[43]。因此误差主要还是来自估计算法, 包括 初始测量时间搜索步长、最大仰角搜索步长、测量时间间隔等。

图 4.4-6 给出了时间估计的 NMSE

$$NMSE\{\hat{t}\} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{t}_i - t)^2}{t^2} \quad (4.4.20)$$

其中 \hat{t}_i 来自多组测量时间间隔 Δt 的统计平均, 以 10s 为步长至 800s, 最大仰角

E_{\max} 搜索步长 10° 。左图的初始测量时间 $t_A = -400\text{s}$ ，右图 $t_A = -10\text{s}$ 。右图中的 NMSE 峰值是由于 20s 的初始测量时间搜索步进太大，甚至超过了分母，当估计有偏差时造成了较大的 MSE。左图中 45° 、 55° 两条曲线误差较大的原因是在 10° 的搜索步进下最大仰角 E_{\max} 的估计始终有 5° 的误差，如图 4.4-3 所示，由于在 45° 、 55° 低仰角时各边界的曲率较高， 5° 的误差造成了比较大的时间估计偏差，而在 75° 时误差就不明显了。从不同的最大仰角的曲线来看，时间搜索步长造成的误差和估计目标量的大小有关，但一般的可以设置在 5s 以下。以最坏的 NMSE=0.001， $t_A = -400\text{s}$ 计算，时间估计抖动约 12s，换算成距离偏差小于 80Km。

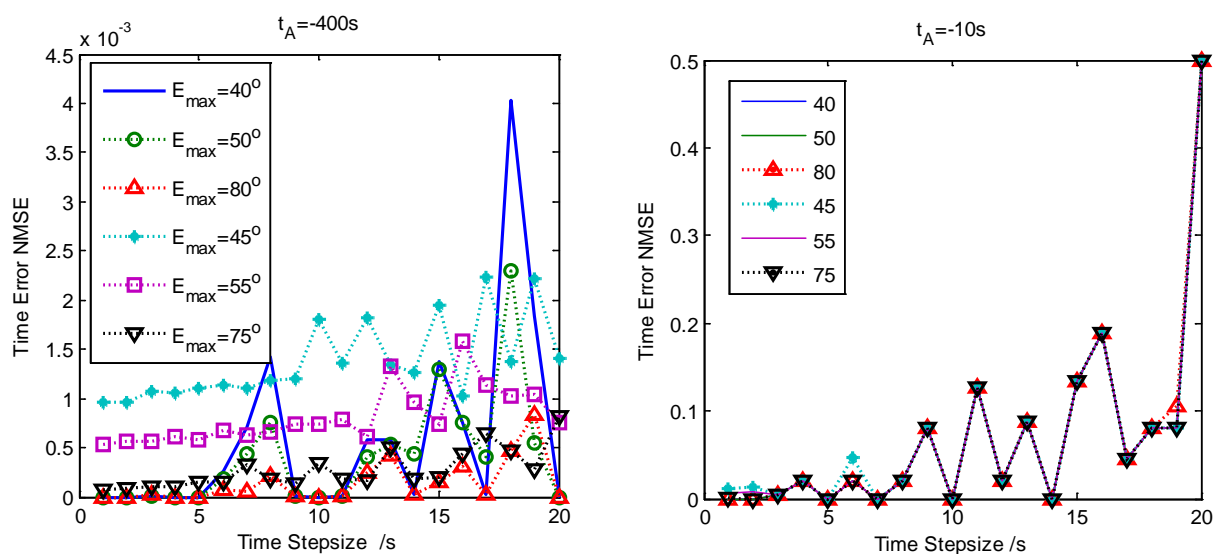


图 4.4-6 测量时间搜索步长与估计误差

图 4.4-7 和图 4.4-8 给出了最大仰角估计的 NMSE

$$NMSE\{\hat{E}\} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{E}_i - E)^2}{E^2} \quad (4.4.21)$$

其中 \hat{E}_i 来自多组测量时间间隔 Δt 的统计平均，以 10s 为步长至 400s，起始时间 $t_A = -10\text{s}/-400\text{s}$ ，每幅图给出了不同时间搜索步长下的结果。右边的图是最大仰角为 30° 时的结果，误差较左边的图大些，因此最大仰角低时的估计对时间搜索和最大仰角搜索的步长要求都稍高一些。仍以 NMSE=0.001， $t_A = -400\text{s}$ ， $E_{\max} = 30^\circ$ 计算，最大仰角估计抖动约 1° ，换算成距离偏差小于 65Km。以大于 1° 的步长搜索最大仰角还能得到这个结果是因为统计平均，为了得到可靠的估计可以取最大仰角搜索步长为小数。实际时间搜索步长为 1s 时将有 10^3 个搜索点，对等的取最大仰角搜索步长为 0.2° 时也约 10^3 个搜索点，则搜索一次将运算 10^6 次。

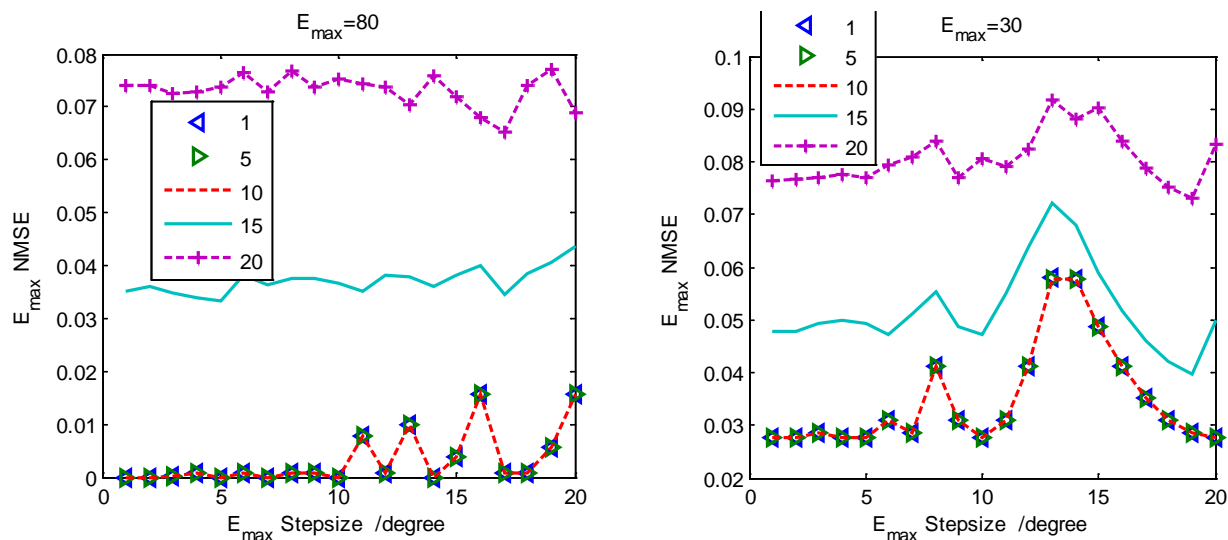
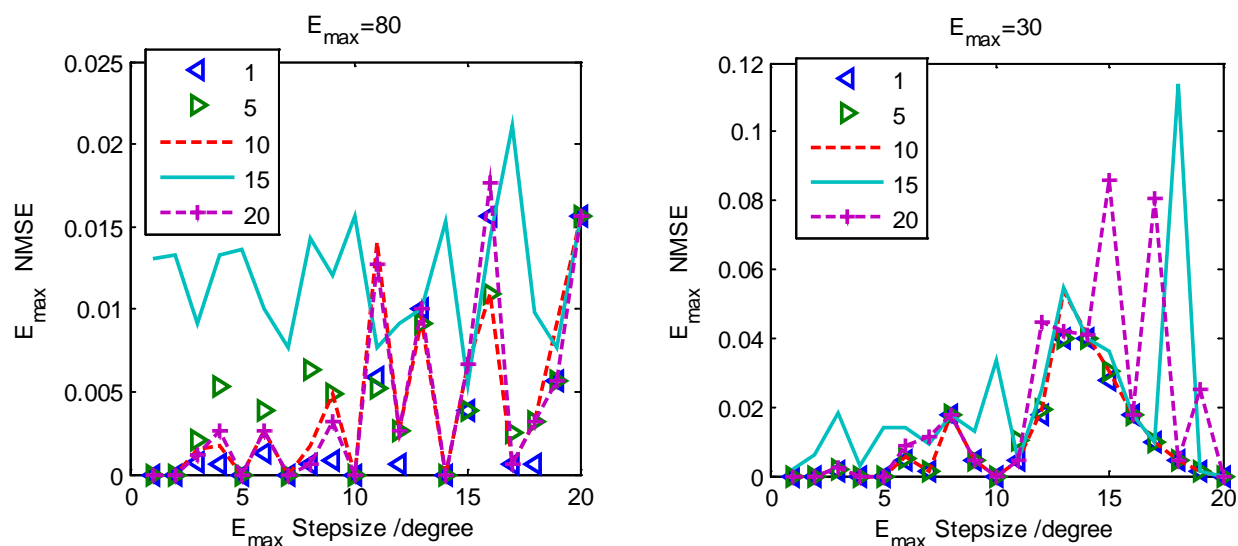
图 4.4-7 最大仰角搜索步长与估计误差($t_A = -10s$)图 4.4-8 最大仰角搜索步长与估计误差($t_A = -400s$)

图 4.4-9 给出了测量时间间隔与估计误差的关系。左图给出了不同的起始测量点情况下的测量时间间隔与时间估计误差的关系，统计平均了最大仰角从 30° 到 60° 变化范围内的结果，仰角搜索步长为 4° ，时间搜索步长为 $3s$ 。右图给出了不同的最大仰角情况下的测量时间间隔与仰角估计误差的关系，统计平均了初始测量时间从 $-400s$ 到 $100s$ 变化范围内的结果，时间搜索步长为 $4s$ ，仰角搜索步长为 3° 。从图中可以看出，要得到较小的估计误差，时间和仰角的搜索步长应当比测量间隔小一些，而测量间隔在 $15s$ 以上是比较好的选择。

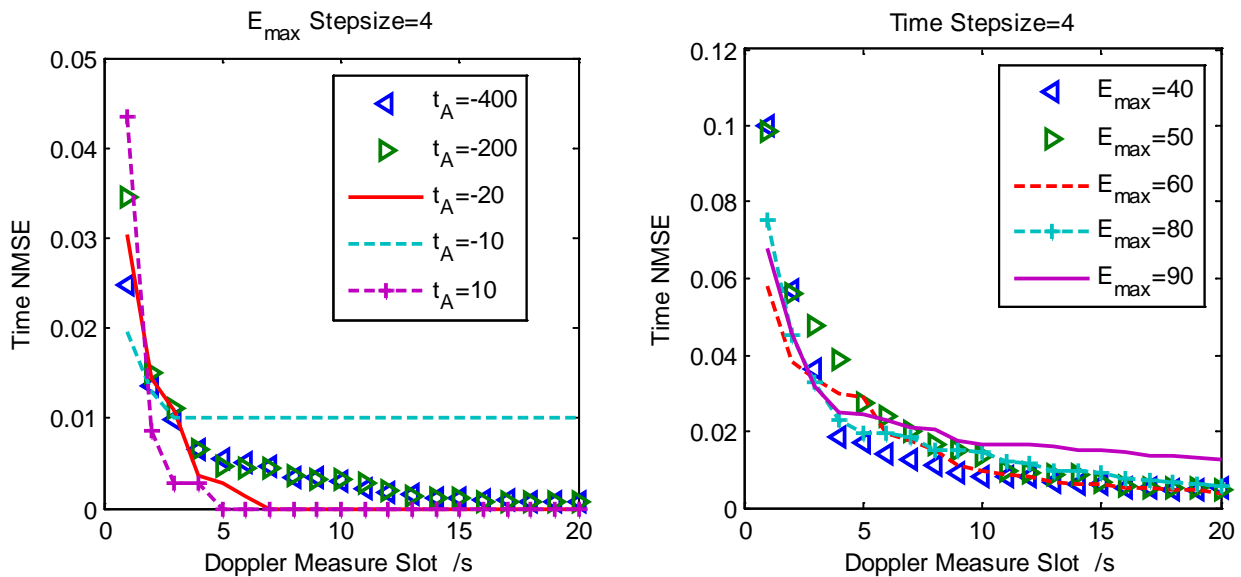


图 4.4-9 测量间隔与估计误差

4.5 本章小结

多波束天线采用了上下行链路非对称的波束赋形方案，割裂了上下行链路波束间切换，下行导频无法作为上行波束间切换的辅助，这时 Positioning-Aid 和 Doppler-Based 方案是较好的选择。本章研究了 Doppler-Based 方案，主要是基于上行信号 Doppler 频移值的切换预测算法，该算法没有额外的系统开销且对用户终端透明利于升级，由于只需要一颗卫星求解，该算法可用于多星覆盖率较低的地区。

上行信号的 Doppler 频移是关于地面用户能看到卫星的最大仰角、相对过顶时间 2 个自变量的函数，已有的一维 DDBHP 算法没有考虑最大仰角导致很大的预测误差甚至求解失败，本文提出的 2-D DUHP 算法同时考虑了这两个变量。由于增加了维度，2-D DUHP 算法的求解比起一维 DDBHP 算法复杂很多，可以构造最陡下降法代替方程组求解，但是在搜索过程中需要约束未知数在很小的取值范围内，仍然存在由自适应迭代过程造成的或误差导致的无解的情况。

仔细分析后发现，给定了两个点的 Doppler 频偏测量值和测量时间间隔 Δt 后，可以直接根据最大仰角与 Doppler 频偏曲线组构造最大仰角 E_{\max} 和初始测量时间 t_A 的误差函数 $error(E_{\max}, t_A)$ ，该函数为仅有一个极小值的凹函数，因此能构造简单的搜索解法直接得到 E_{\max} 和 t_A 。采用低复杂度求解的 2-D DUHP 算法与一维 DDBHP 算法相比具有稳定的可解性，并且对测量点的位置、时间间隔、用户位置等可变的实际应用条件以及 Doppler 测量误差都具有很强的鲁棒性。

星座系统上行链路多波束由 15 个扇形波束和一个中心圆形波束构成，由于采用了 CDMA 体制，每个波束的覆盖区面积较大，不能简化为蜂窝六边形或直线矩阵覆盖模型，无法简单地计算出用户穿越波束边界的时间。本文先求出了任意最大仰角

E_{\max} 的用户穿越由任意最大张角 δ_{\max} 决定的波束边界的时间, 然后建立了张角表示的不规则波束边界的极坐标方程, 最后给出了以最大仰角 E_{\max} 为自变量的上行链路波束边界穿越时间关系图, 从图中同时也能确定后继服务波束号。提出了完整的实现方案之后, 文章最后分析了 2-D DUHP 算法的估计精度, 分别考察了时间搜索步长、仰角搜索步长和测量时间间隔对估计精度的影响, 并给出了以上参数的参考取值。

第五章 系统容量与切换增强

5.1 引言

前两章主要研究的是多星多波束条件下如何发起上下行链路切换的技术,本章研究软切换执行的过程。在发起切换后系统给切换用户分配新的信道,但随机到达的业务常常会超出系统的设计通信容量,用户需要争抢无线信道资源。若从发起软切换到原波束信号丢失这段时间内,新波束没有可用信道分配给该用户,就会出现软切换失败。有许多学者提出了各种无线资源管理算法(见 1.3.1 节)在固定容量 C 条件下折中优化初始呼叫阻塞概率(P_b)和切换中断概率(P_f),本文则从容量 C 的角度出发,通过提高系统容量达到同时提高 P_b 和 P_f 的切换增强目的。

针对上行链路,本文选择从减小软切换开销的角度降低 MAI 从而增大系统容量和提高软切换成功率,并从缩短同步时间角度减少硬切换丢帧概率。首先分析了 PMF-FFT 快速捕获算法、性能及其项目应用成果,提出了逆时间同步(TRS)算法,然后分析了两者的结合应用于上行链路后对软切换和硬切换的性能增强。针对下行链路,本文选择从减小衰落余量的角度降低发射功率从而增加系统容量和提高软切换成功率,分析了 M 支 MRC 分集条件下 Lognormal 信道容量的 CCDF,以及多天线分集的增强性能。最后讨论了多星宏分集。

5.2 上行链路切换增强

5.2.1 多用户干扰与切换失败

话音等对称业务需要上下行链路分配同样多的信道,这时受 MAI 限制的上行链路容量通常是系统容量的瓶颈,导致切换失败。

1) 上行链路 MAI 与软切换开销

上行链路波束间软切换是由星载多波束接入设备指派多个波束的 CE 同时解调同一个用户终端的同一个上行信号,各波束收到的上行信号功率相同。上行链路的噪声是多波束射频通道白噪声的合成,每个波束对各通道信号的加权系数不同,所以每个射频通道对特定波束的底噪的贡献也不一样,但通常将各射频通道引入的噪声建模为互不相关的等功率高斯白噪声

$$N_0 = KTB F_N \quad (5.2.1)$$

式中接收机噪声系数 F_N , 波尔兹曼常数 $K = 1.38 \times 10^{-23}$, 温度 T 。取 $F_N = 3$, $T = 300 \text{ K}$ 时, 可得噪声功率谱密度 $N_0 = -171 \text{ dBm/Hz}$ 。各波束的底噪由加权系数决定。上行链路多波束分为内外两圈, 外圈 15 个波束及其加权系数具有旋转对称性,

最终获得的底噪功率相同。中心波束增益比外圈波束小，由于接收多波束天线可同时调整幅度和相位系数^[83]，幅度加权可能使得中心波束的底噪会比外圈波束小，若仅有相位加权则中心波束的底噪和外圈波束相同。

上行链路 MAI 则和该波束内的用户数有关，包括初始呼叫用户和软切换用户。决定上行链路 MAI 的主要因素是 PN 部分自相关系数 ρ_{PN} 、用户数 M_s 、功率控制因子 β_i 及邻波束干扰 χ 。

$$\begin{aligned} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_i &= \frac{W}{R_{b,i}} \frac{\alpha P_i}{P_N + \rho_{PN} \sum_{j=1, j \neq i}^{M_s} \alpha P_j + \chi} \\ &= \frac{W}{R_{b,i}} \frac{\alpha \beta_i P_T}{P_N + \rho_{PN} \sum_{j=1, j \neq i}^{M_C + M_H} \alpha \beta_j P_T + \rho_{PN} \sum_{k=1}^{M_Z} G_k \alpha \beta_k P_T} \end{aligned} \quad (5.2.2)$$

式中 M_C 和 M_H 分别为普通用户和软切换用户， G_k 为该用户所在位置的天线增益，其他变量同 3.2.2 节定义。当用户数较多时，可将 MAI 建模为高斯变量。

图 1.2-2 给出了上行链路接入信道的调制框图，是由用于区分用户的长 PN 码 ($n=41$) 和用于区分卫星的短 PN 码 ($n=11$ 的 M 序列) 二级扩频的，业务信道的扩频方式与接入信道相同。图 5.2-1 给出了业务信道速率 9.6Kbps 时的各种 PN 码相关值：M 序列和长 PN 码的自相关值 (Self-Corr, Short PN 曲线和 Partial Self-Corr, Long PN 曲线) 作为参考；同波束内多用户互相关值 (Cross-Corr, Short PN+Long PN) 小于 0.2，大部分在 0.1 以下；调制数据后的多用户互相关值 (Cross-Corr, Short PN+Long PN+Data) ρ_{PN} 也有相近的取值范围。

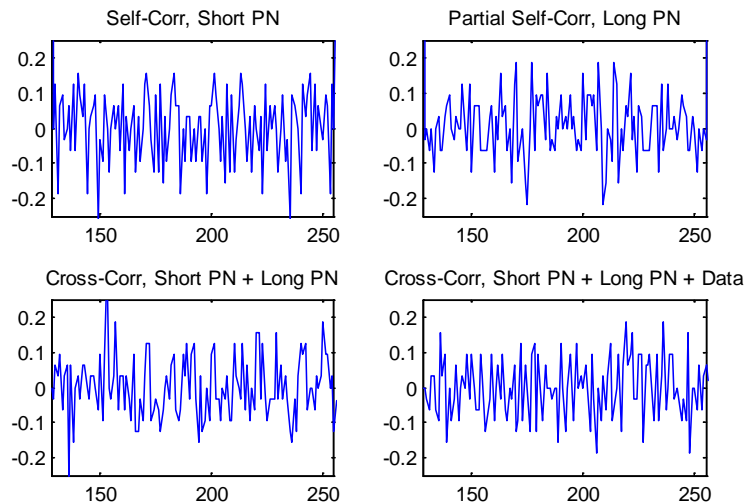


图 5.2-1 上行链路业务信道互相关值

设用户均匀分布，波束重叠区面积占波束面积的比例为 $\eta \in (0,1)$ ，重叠区内的用户都采用软切换则 $M_H = \eta M_C$ ，且重叠区内的用户 $G_k = 0\text{dB}$ ，相邻波束内但在重叠区外的用户 $G'_k = -10\text{dB}$ 。以最恶劣的中心波束为例，用户 i 的信噪比

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_i = \frac{W}{R_{b,i}} \frac{\beta_i \alpha P_T}{P_N + \rho_{PN} \alpha P_T \left(\sum_{j=1, j \neq i}^{M_C-1} \beta_j + \sum_{k=1}^{\eta M_C} \beta_k + \sum_{k=1}^{15M_C} G'_k \beta_k \right)} \quad (5.2.3)$$

由于远近效应可以忽略，覆盖区内多个用户的功率控制因子 β_i 服从相同的分布， $\ln \beta_i$ 可建模为高斯分布，则 β_i 服从 Lognormal 分布。假设功率控制理想，即每个用户信号到达卫星的强度刚好满足最低 SINR 要求

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\min} = \frac{W}{R_b} \frac{\hat{P}_T}{P_N + \rho_{PN} ((1+\eta)M_C - 1 + 15G'_k M_C) \hat{P}_T} \quad (5.2.4)$$

当用户数目较多时， P_N 可忽略

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\min} \approx \frac{W}{R_b} \frac{1}{\rho_{PN} (1+\eta+15G'_k) M_C} \quad (5.2.5)$$

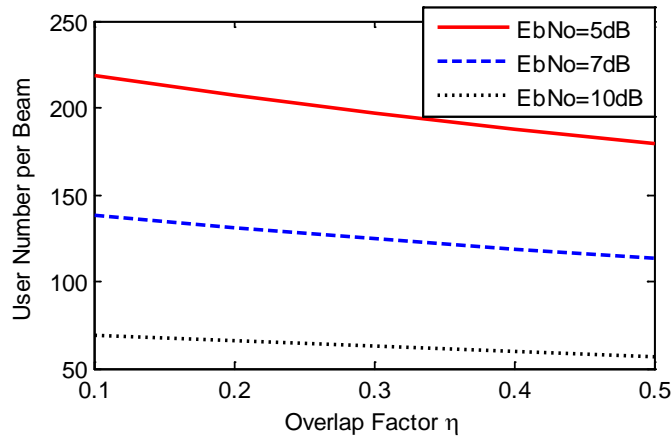


图 5.2-2 上行链路软切换区域 VS 用户容量

如图 5.2-2 所示，即使在假设功率控制和信道理想的情况下，系统用户容量也不大。接收机能够正常工作的 SINR 门限和系统容量之间的关系最为直接，因此采用多用户检测技术能显著的提高系统容量，但计算量较大^{[111][112]}，高效信道编码如 Turbo、LDPC 也能直接降低 SINR，但不适合应用于实时话音和短报文传输^[113]。其次是软切换区域的大小也影响系统容量，且随着 SINR 的降低影响变大，因此利用 Doppler-Based 方案精确地预测切换时间从而减小软切换区域也能提高容量，本章讨论另外两种技术：基于 PMF-FFT 的快速捕获技术和逆时间同步(TRS)技术。

上行链路软切换执行过程：系统启动软切换后，指定新卫星或波束的接入设备 B 接收用户终端的上行信号；接入设备 B 需要消耗时间 t_s 来捕获和同步上行链路用户信号，之后用户上行信号同时被 A、B 两个接入设备解调；经过软切换时间 t_H 后，系统

指示删除原通信链路，接入设备 A 不再解调该用户信号。软切换时间主要受同步时间制约，可用同步时间 t_s 归一化表示： $t_H = \rho t_s$ 。

从系统角度定义软切换开销：总连接数/总用户数-1。从某一个用户某一次通话的角度来定义软切换开销：软切换开销=软切换时间/通信时间。由于多个用户的呼叫过程是独立同分布的，单用户对时间进行统计得到的软切换开销和系统对多用户进行统计得到的软切换开销相同，表示为

$$C = \frac{P_{h1}t_H + P_{h1}P_{h2}t_H + P_{h1}P_{h2}t_H + \dots}{t_m} = \frac{\sum_{i=0}^n P_{h1}P_{h2}^i t_H}{t_m} \quad (5.2.6)$$

式中 P_i 是用户经历 i 次切换的概率， t_m 为通信时长。

图 5.2-3 给出了星座系统中的平均软切换开销， P_i 、 t_m 取值同 2.3.1 节，可以看出平均软切换开销和软切换时间是成正比例的，因此和同步时间也是成正比例的。若平均软切换时间 1 分钟，即 $t_H/t_m \approx 1/3$ ，则软切换开销约为 10%。由于星座系统重叠区大、切换频率高，软切换开销较大，缩短软切换时间对于减少上行 MAI 是有效的也是必要的。

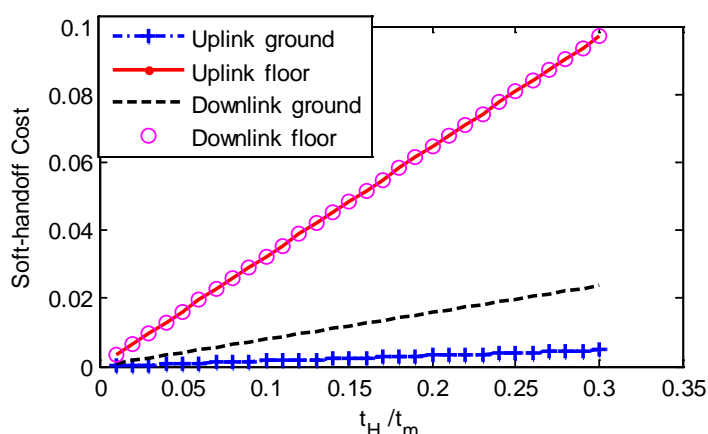


图 5.2-3 软切换时间 VS 软切换开销($T_m=3\text{min}$)

2) 上行链路硬切换丢帧

如表 1.2-1 所示，每个波束内有 8 个频分 CDMA 信道，当切换时相邻波束的同频 CDMA 信道满用户时，系统会分配该波束内不同频率的信道给切换用户，这时就发生了硬切换。硬切换执行过程为：系统通知用户、原波束接入设备和后继波束接入设备在某一时刻硬切换；切换时刻到来，用户改变上行信号的中心频率，原波束停止接收该用户信号，后继波束开始捕获和同步该用户上行信号；同步完成后，解调用户数据。捕获和载波同步收敛前，无法正确恢复用户数据会引起丢帧，快速捕获和逆时间同步(TRS)技术缩短了同步时间，可以减少硬切换引起的丢帧。

5.2.2 DSSS 信号的 PMF-FFT 捕获

5.2.2.1 DSSS 信号捕获

DSSS 信号捕获是利用 PN 码的相关特性搜索 PN 码相位的过程^[114]，单用户系统只考虑 PN 码的自相关性，多用户系统还需考虑 PN 码的互相关性。理想的 PN 码相关性是：PN 码同步时相关峰值为扩频增益，错开一个码片后相关峰值为 0；相同的 PN 码同步时自相关峰值为扩频增益，不同的 PN 码无论同步与否互相关峰值均为 0。

但即使 PN 码取得理想同步，载波频偏 Δf 也会造成信号功率损失^[115]

$$D(\Delta f) = \left[\frac{\sin(\pi N \Delta f T_C)}{\pi N \Delta f T_C} \right]^2 \quad (5.2.7)$$

式中 N 为扩频增益， T_C 为码片时间，则符号周期 $T = NT_C$ 。 $D(\Delta f)$ 零点出现在 $\Delta f = n/T$ 位置 (n 为整数)，而频偏 $\Delta f = 1/2T$ 时功率损失因子 $D(\Delta f) = 0.4 = -4\text{dB}$ 。星座系统上下行链路最大 Doppler 频偏分别达到 30KHz 和 60KHz，远大于通信符号速率 $R_b \approx 10^3 \text{bps}$ ，为了避免功率损失，捕获时需要二维搜索 PN 码相位和载波频偏。

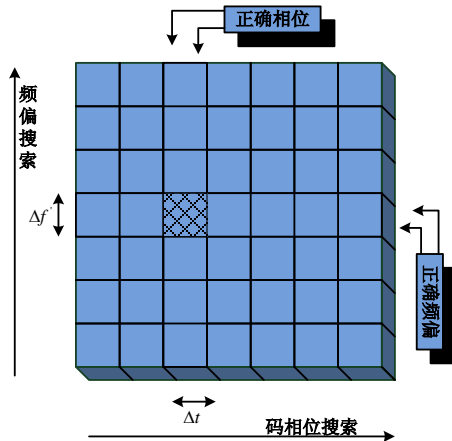


图 5.2-4 DSSS 信号捕获的二维(频偏、码相位)搜索过程

可采用扫频^[116]或频率估计的方法缩小频差，扫频方案搜索时间较长一般用于有导频辅助的下行链路，上行链路对同步时间比较敏感一般选用载波频率估计算法。频率估计算法主要有三大类^[117]：基于最大似然理论的算法；基于 DFT 频域分析的算法；基于输入信号自相关函数的算法。本文讨论基于 DFT 频域分析的算法，能比传统方法缩短约 10 倍的捕获时间^[118]。文献^[119]描述了这种算法，给出了部分仿真结果，本文则从理论上推导此算法的参数和性能，并抛弃了文献^[119]中关于噪声电平硬限幅器的限制条件。该算法可与各种串并行 PN 码捕获方法相结合应用，文献^[120]提出了用 DFT 方法同时捕获 PN 码相位和 Doppler 频偏。估计频偏后仍需采用 AFC、PLL 等载波同步^{[45][46]}技术进一步完成跟踪。

5.2.2.2 PMF-FFT 捕获方案

DFT 估计 Doppler 频偏和 PN 码搜索的关系有两种：一种是先估计频偏再搜索 PN 码相位，需用平方法剥离 PN 码，信噪比损失大；另一种是同时搜索频偏和 PN 码相位，搜索过程要复杂些。LEO 卫星通信系统中路径损耗使得接收信噪比很低，故选择同时搜索频偏和 PN 码相位。采用基于 DFT 的部分相关器是其中一种方案，DFT 用来并行搜索频域，部分相关器则串行搜索 PN 码相位域。

基于部分相关器的 DFT 估计频偏方法的结构框图如下

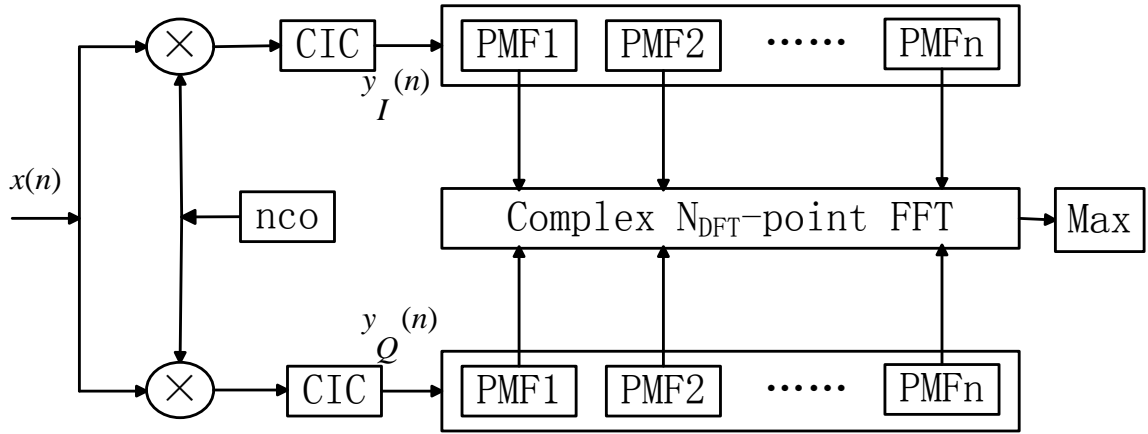


图 5.2-5 PMF-FFT 捕获方案框图

信号经正交下变频后进入部分相关器(Partial Matched Filter, PMF)，设总的扩频增益为 N 个 PN 码片，每个 PMF_i 为 M 个码片，则一共有 $N_{PMF} = N/M$ 个部分相关器，部分相关值送入 N_{DFT} 点复数 FFT 计算 DFT 值，在结果中找出幅值最大的点，并与检测门限比较。若最大幅值大于门限，则认为 PN 码相位恢复正确，且载波 Doppler 频偏就是最大幅值点对应频率，补偿 NCO 频偏后启动 PN 码和载波跟踪；否则继续搜索码相位。

1) 算法描述

设输入信号为

$$x(n) = A \times PN \cos(2\pi n f_i + \theta_i) \quad (5.2.8)$$

式中 PN 为扩频码， f_i 为输入信号频率， θ_i 为初始相位， n 为离散时间序列符号， A 为输入信号，为了表达简洁略去了 Gaussian 噪声项。

$x(n)$ 经正交下变频、低通滤波后得到 I 路信号

$$\begin{aligned} y_I(n) &= A \times PN \cos(2\pi n f_i + \theta_i) \times \cos(2\pi n f_{nco} + \theta_{nco}) \\ &= A \times PN \cos(2\pi n \Delta f + \Delta \theta) \end{aligned} \quad (5.2.9)$$

式中 f_{nco} 、 θ_{nco} 分别为本地 NCO 输出频率、相位， Δf 、 $\Delta \theta$ 分别为信号的剩余频偏和相位。

同样的，得到 Q 路信号

$$y_Q(n) = A \times PN \sin(2\pi n \Delta f + \Delta \theta) \quad (5.2.10)$$

$y(n) = \{y_I(n), y_Q(n)\}$ 经过部分相关器后剥离 PN 码，得到采样率为 f_{DFT} 的信号

$$y'(k) = A \cos(2\pi k \Delta f + \Delta \theta) + jA \sin(2\pi k \Delta f + \Delta \theta) \quad (5.2.11)$$

对 $y'(k)$ 做 N_{DFT} 点复数 FFT 运算，频偏估计范围 $f_{DFT}/2$ ，频率分辨率 $f_{bin} = f_{DFT}/k$ ，认为 $y'(n)$ 的频谱中幅值最大的点所对应的频率即为待估计频偏 Δf ，则最大估计偏差 $f_{bin}/2$ 。前提是需要 $y_I(n)$ 、 $y_Q(n)$ 在 DFT 计算周期内是没有数据调制的单载波信号，可以利用平方法^[121]剥离调制数据后估计频偏，但是会产生很大的直流分量影响小频偏时的估计，为此本文考虑构造无直流分量的估计量。

$$\begin{aligned} y'_I(k) \times y'_Q(k) &= A \cos(2\pi k \Delta f + \Delta \theta) \times A \sin(2\pi k \Delta f + \Delta \theta) \\ &= \frac{1}{2} \sin 2(2\pi k \Delta f + \Delta \theta) \end{aligned} \quad (5.2.12)$$

$$\begin{aligned} y'^2_I(k) - y'^2_Q(k) &= [A \cos(2\pi k \Delta f + \Delta \theta)]^2 - [A \sin(2\pi k \Delta f + \Delta \theta)]^2 \\ &= \cos 2(2\pi k \Delta f + \Delta \theta) \end{aligned} \quad (5.2.13)$$

$$y''(k) = [y'^2_I(k) - y'^2_Q(k)] + j2y'_I(k) \times y'_Q(k) = e^{j2(2\pi k \Delta f + \Delta \theta)} \quad (5.2.14)$$

由此问题转化为估计单频信号的频率^[122]。这种方法理解和实现简单，构造估计量的过程中平方效应导致信噪比损失^[117]

$$L_{SNR} = 1 + \frac{1}{2SNR_i} \quad (5.2.15)$$

式中 SNR_i 为 $y'_I(k)$ 、 $y'_Q(k)$ 的信噪比，由于 $y''(k)$ 构造的载波频偏估计量为 $y'(k)$ 的二倍频，因此 DFT 处理的采样率需加倍使扩频增益减半，信噪比降低约 3dB，平方损失会进一步增大。

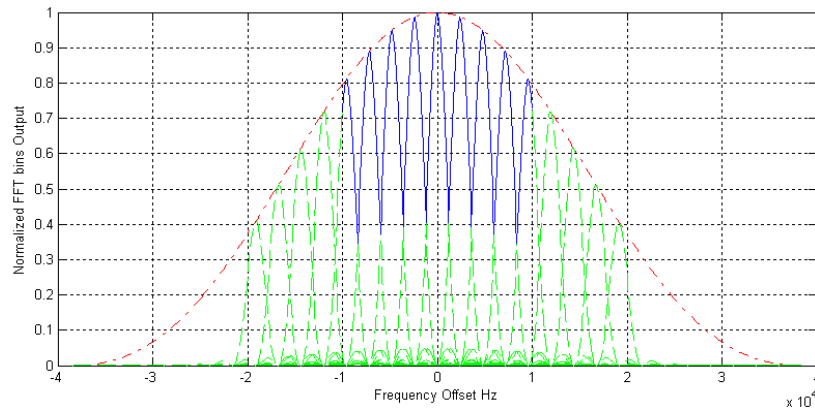


图 5.2-6 PMF-FFT 输出包络的衰减

如图 5.2-6, DFT 运算后每个 bin 的能量包络衰减服从

$$D(\Delta f) = \left| \frac{\sin(\pi \Delta f M T_c)}{\pi \Delta f M T_c} \right|^2 \times \left| \frac{\sin(\pi(\Delta f N M T_c - k))}{\pi(\Delta f N M T_c - k)} \right|^2 \quad (5.2.16)$$

式中 M 是部分相关器长度, k 是 DFT 的 bin 号, N 是所有部分相关器得到的总的扩频增益。右边乘式的第一项为部分相关器累加长度内 Doppler 频偏引起的衰减 (5.3.2 式); 第二项是 DFT 计算引起的衰减, 下面讨论该项衰减。

忽略相位 $\Delta\theta$, DFT 输入信号 $y''(k) = e^{j2(2\pi k \Delta f + \Delta\theta)}$ 可简化为

$$z(n) = e^{j2\pi k_0 \frac{n}{N_{DFT}}} \quad (5.2.17)$$

则 $k_0 f_{DFT} / N_{DFT}$ 为 $z(n)$ 的频率, k_0 不必是整数。

若实际频偏正好落在 DFT 的频点(bin)上, 即 k_0 为整数, 则 $Z(k)$ 的第 $k = k_0$ 点为

$$Z(k_0) = \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} \left[e^{j2\pi k_0 \frac{n}{N_{DFT}}} \right] e^{-j2\pi k_0 \frac{n}{N_{DFT}}} = N_{DFT} \quad (5.2.18)$$

该点的信噪比为

$$SNR_{DFT} = \frac{Z^2(k=k_0)}{2\sigma_f^2} = \frac{(N_{DFT})^2}{2N_{DFT}\sigma_n^2} = N_{DFT} SNR_{in} \quad (5.2.19)$$

式中 σ_n^2 为时域中加性 Gaussian 噪声的方差, σ_f^2 为 DFT 运算结果中的噪声方差, SNR_{in} 为 DFT 输入信号信噪比。下面推导上式中所用关系式 $\sigma_f^2 = N_{DFT} \sigma_n^2$, 令 N_{DFT} 个独立同分布复 Gaussian 噪声量做 DFT 运算, 由 DFT 公式可得频域的噪声方差为

$$\sigma_f^2 = \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} e^{-j4\pi k \frac{n}{N_{DFT}}} \sigma_n^2 \quad (5.2.20)$$

令 N_{DFT} 趋于无穷大, 对等式右边求极限

$$\sigma_f^2 = \lim_{N_{DFT} \rightarrow \infty} \frac{[1 - e^{4\pi k / N_{DFT}}] N_{DFT}}{1 - e^{4\pi k / N_{DFT}}} \sigma_n^2 = N_{DFT} \sigma_n^2 \quad (5.2.21)$$

而当实际频偏落在两个 DFT 频点之间, 即 k_0 为分数时, 扇形效应使幅值减小, 第 k 点的 DFT 值为

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} \left[e^{j2\pi k_0 \frac{n}{N_{DFT}}} \right] e^{-j2\pi k \frac{n}{N_{DFT}}} \\ &= \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} e^{j2\pi(k_0 - k) \frac{n}{N_{DFT}}} = \frac{(1 - e^{j2\pi(k_0 - k)})}{1 - e^{j2\pi(k_0 - k) / N_{DFT}}} \end{aligned} \quad (5.2.22)$$

图 5.2-7 中, 以 DFT 频率分辨率归一化的频偏为 0.5 时 $|Z(k)|=0.64$, 损失 1.94dB。补零可以减小扇型效应引起的幅度损失, 设采集数据 N_{DFT} 点, 在尾部补零 N_{DFT} 点, 进行 $2N_{DFT}$ 点 DFT 计算, 结果为

$$\begin{aligned} Z(k) &= \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} e^{j2\pi k_0 \frac{n}{N_{DFT}}} e^{-j2\pi k \frac{n}{2N_{DFT}}} = \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} e^{j2\pi \left(k_0 - \frac{k}{2}\right) \frac{n}{N_{DFT}}} \\ &= \left[1 - e^{j2\pi \left(k_0 - \frac{k}{2}\right)} \right] / \left[1 - e^{j2\pi \left(k_0 - \frac{k}{2}\right) \frac{1}{N_{DFT}}} \right] \end{aligned} \quad (5.2.23)$$

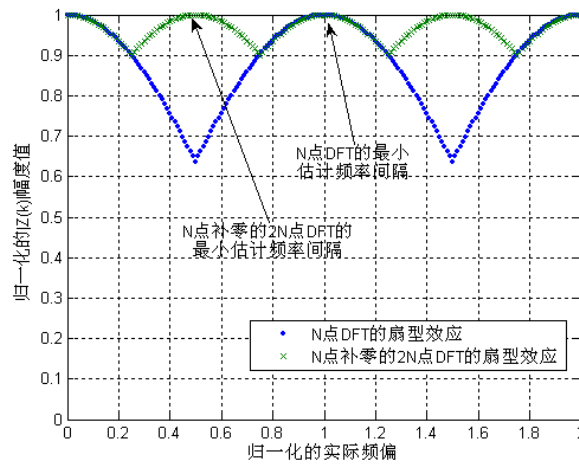


图 5.2-7 PMF-FFT 扇型效应

补零后在原来幅值最小的 0.5 位置出现了最大值点, 而新的最小值点出现在 0.25 位置, $|Z(k)|=0.9$, 损失减小为 0.46dB。

2) 性能分析

为进一步分析, 在表达式里加入噪声项, 部分相关器输出 I、Q 路信号加噪声为

$$z_I(n) = A_s \cos(\omega_s n + \theta_s) + n_I(n), n \in \{1, 2, \dots, N_{PMF}\} \quad (5.2.24)$$

$$z_Q(n) = A_s \sin(\omega_s n + \theta_s) + n_Q(n), n \in \{1, 2, \dots, N_{PMF}\} \quad (5.2.25)$$

式中 A_s 为信号幅度, ω_s 为剩余频偏, θ_s 为随机相位, $n_I(n)$ 、 $n_Q(n)$ 为窄带 Gaussian 噪声正交分量, 均值为零, 方差为 σ_n^2 。

通常捕获时间很短, 期间 Doppler 变化量很小, 可视频偏 ω_s 为未知的确定量。则对于任何给定的 θ_s , $z_I(n)$ 、 $z_Q(n)$ 也是 Gaussian 过程, 方差等于 Gaussian 噪声方差。对 $z(n) = z_I(n) + jz_Q(n)$ 做复数 DFT 运算得到 $Z(k)$ 。无信号时, $z_I(n)$ 均值为 0, $Z(k)$ 为窄带 Gaussian 噪声, 包络服从 Rayleigh 分布; 有信号时, $z_I(n)$ 均值不为 0, $Z(k)$ 为信号加窄带 Gaussian 噪声, 包络服从 Rician 分布^[123]。

无信号时，信号表达式、均值和方差分别为

$$z(n) = n_I(n) + jn_Q(n) \quad n = \{1, 2 \dots N_{DFT}\} \quad (5.2.26)$$

$$E[Z(k)] = \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} E[z(n)] e^{-j2\pi k \frac{n}{N_{DFT}}} = 0 \quad (5.2.27)$$

$$\sigma^2[Z(k)] = \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} \sigma^2[z(n)] e^{-j2\pi k \frac{n}{N_{DFT}} \times 2} = N_{DFT} \sigma_n^2 \quad (5.2.28)$$

有信号时，信号表达式、均值和方差分别为

$$\begin{aligned} z(n) &= A_s \cos(\omega_s n + \theta_s) + n_I(n) + j(A_s \sin(\omega_s n + \theta_s) + n_Q(n)) \\ &= A_s e^{-j(\omega_s n + \theta_s)} + n_I(n) + jn_Q(n), n = \{1, 2 \dots N_{DFT}\} \end{aligned} \quad (5.2.29)$$

$$\begin{aligned} E[Z(k)] &= \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} E[A_s e^{-j(\omega_s n + \theta_s)} + n_I(n) + jn_Q(n)] e^{-j2\pi k \frac{n}{N_{DFT}}} \\ &= \frac{(1 - e^{j2\pi\Delta\omega})}{1 - e^{j2\pi\Delta\omega/N_{DFT}}}, \Delta\omega = \omega_s - 2\pi k \frac{n}{N_{DFT}} \end{aligned} \quad (5.2.30)$$

因落在其他 bin 内的旁瓣衰减较大且判决时只用到最大值点，上式可简化为

$$E[Z(k)] = \begin{cases} \frac{(1 - e^{j2\pi\Delta\omega})}{1 - e^{j2\pi\Delta\omega/N_{DFT}}}, & |\Delta\omega| < \pi k \frac{n}{N_{DFT}} \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (5.2.31)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2[Z(k)] &= \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} \sigma^2[A_s e^{-j(\omega_s n + \theta_s)} + n_I(n) + jn_Q(n)] e^{-j2\pi k \frac{n}{N_{DFT}} \times 2} \\ &= N_{DFT} \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (5.2.32)$$

从以上分析可得，在有信号时 DFT 运算结果 $Z(k)$ 中，除了信号频率对应的点，其他点的值仍可近似认为只有噪声，包络服从 Rayleigh 分布。故可建立 DFT 输出信号 $Z(k)$ 的二元观测模型

$$\begin{cases} H_0: \text{无信号、有信号但频点不正确 (Rayleigh)} \\ H_1: \text{有信号且频点正确 (Ricean)} \end{cases}$$

其中 Rayleigh 分布和 Ricianan 分布的噪声方差相等。在该模型下可以分析检测的主要指标：虚警概率和检测概率。

当无信号时， $Z(k)$ 任一点包络超过门限，形成一次虚警，故虚警概率 P_{fa} 为

$$P_{fa} = 1 - (1 - P_{\text{Rayleigh} > A_{Th}})^{N_{DFT}} \quad (5.2.33)$$

$P_{Rayleigh>A_{Th}}$ 为 $Z(k)$ 单个频点包络大于门限 A_{Th} 的概率，式中门限 A_{Th} 由检测量的概率分布和预设的 P_{fa} 确定。

当有信号时，实际频点对应的 $Z(k)$ 包络最大且超过门限，就正确检测一次，检测概率 P_D 为

$$P_D = P_{Ricean>A_{Th}} \times P_{Ricean>Rayleigh}^{N_{DFT}-1} \quad (5.2.34)$$

$P_{Ricean>A_{Th}}$ 、 $P_{Ricean>Rayleigh}$ 分别为 $Z(k)$ 正确频点的包络大于门限和其它点的包络的概率。

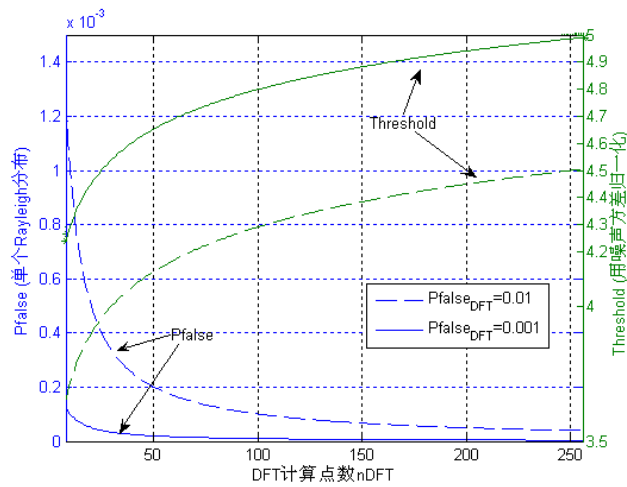


图 5.2-8 PMF-FFT 捕获的虚警概率、门限与 DFT 点数的关系

图 5.2-8 给出了 $Z(k)$ 单点虚警概率和一次 DFT 运算虚警概率的关系。设系统要求虚警概率范围 $P_{fa} \in (0.01 \sim 0.001)$ ，从图中可以看出单点 $P_{Rayleigh>A_{Th}}$ 需要小于 10^{-3} ；而有信号时，系统中 $P_{Ricean>A_{Th}}$ 应是个接近 1 的量检测门限 A_{Th} 才有意义；综合以上两点，可知 $P_{Ricean>Rayleigh}^{N_{DFT}}$ 很逼近 1，因此上式可近似为

$$P_D \approx P_{Ricean>A_{Th}} \quad (5.2.35)$$

采用 Neyman-Pearson 准则，给定虚警概率 P_{fa} ，可求得相应的门限值 A_{Th} ，然后确定出满足检测概率 P_D 的信噪比门限 SNR_T 。

表 5.2-1 PMF-FFT 检测概率 VS 信噪比

$N_{DFT}=256$	$SNR_{DFT}=8.2dB$	$SNR_{DFT}=10dB$
$P_{fa}=0.001 \Rightarrow T=4.5\sigma_n^2$	$P_D=0.96$	$P_D \approx 1$
$P_{fa}=0.01 \Rightarrow T=5.0\sigma_n^2$	$P_D=0.99$	$P_D \approx 1$

图 5.2-9 和表 5.2-1 给出了不同的虚警概率所要求的门限，以及不同信噪比下的检测概率。例如要求 $P_{fa}=0.001$ ， $P_D=0.95$ 时门限信噪比为 $SNR=8.2dB$ 。

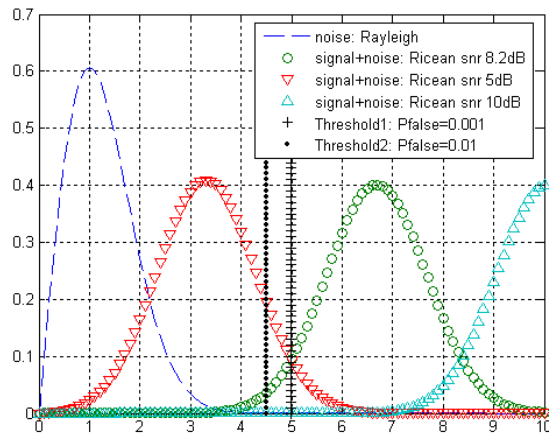


图 5.2-9 PMF-FFT 捕获的信噪比门限

通过累加 DFT 计算结果 N_{Fre_accum} 次，可以进一步提高 DFT 输出信噪比

$$\Delta SNR_{DFT} = 10 \log(N_{Fre_accum}) \quad \text{dB} \quad (5.2.36)$$

选出 DFT 频谱中幅值最大点，并判断超过门限，则用该点对应的频率作为 Doppler 频偏估计值 $\hat{\omega}_{DFT}$ ，即完成单次检测。

以上分析的是载波搜索，配合 PN 码搜索算法可设计出符合应用要求的捕获算法：

- 1、根据系统指标和检测的驻留策略计算出单次捕获的虚警概率、捕获概率、平均捕获时间等指标；
- 2、根据接收机工作曲线，确定单次捕获所需 E_b/N_0 和门限值；
- 3、在上一条基础上加上载波和码同步误差造成的 E_b/N_0 损失，确定解扩应达到的 E_b/N_0 值；
- 4、选择解扩、累加方案，验证平均捕获时间。

5.2.2.3 项目应用成果

1) 卫星模拟器上行链路应用

上述算法已部分应用于卫星模拟器(2.2.3 节)，下表给出了捕获性能测试结果。

表 5.2-2 卫星模拟器捕获性能测试结果(2.4Kbps)

信噪比	发送帧数	接收帧数	捕获概率	平均捕获时间(s)
7	100	90	90%	0.08
8	100	95	95%	0.08
9	100	99	99%	0.08
20	100	100	100%	0.08
30	100	100	100%	0.08

2) 星座系统上行链路应用

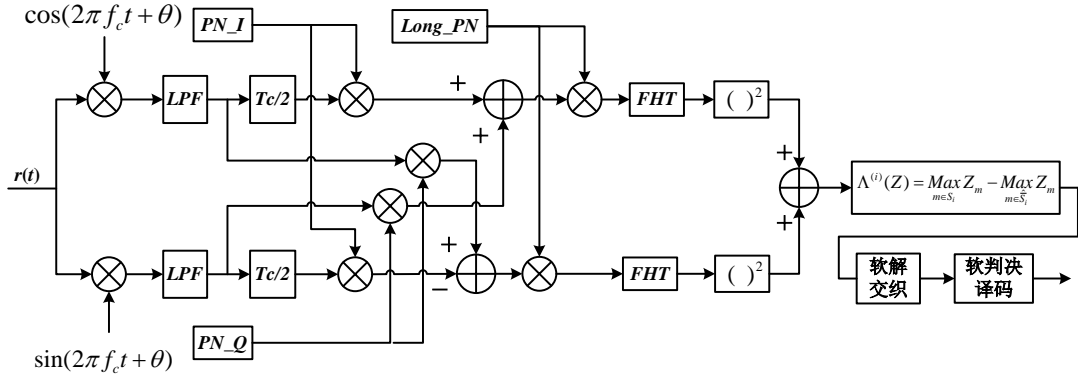


图 5.2-10 星座系统上行链路解扩解调框图

星座系统上行链路采用 OQPSK 调制(如图 1.2-2), 可表示为

$$r(t) = A\{P(t)W_n(t)S_i(t)\cos\omega_1 t - P(t - \frac{T_c}{2})W_n(t - \frac{T_c}{2})S_q(t - \frac{T_c}{2})\sin\omega_1 t\} + n(t) \quad (5.2.37)$$

式中 A 为接收信号幅度, $P(t)$ 为长 PN 码波形, $W_n(t)$ 为正交调制第 n 个 Walsh 符号波形, $S_i(t)$ 为 I 路短 PN 码波形, $S_q(t)$ 为 Q 路短 PN 码波形, $n(t)$ 为噪声项。

为方便起见, 略去噪声项, 将 $P(t)$ 、 $S_i(t)$ 、 $W_n(t)$ 分别用 P 、 S_i 、 W_n 表示, 而 OQPSK 中 Q 路分量码片的 $T_c/2$ 时延量 $P(t - T_c/2)$ 、 $W_n(t - T_c/2)$ 、 $S_q(t - T_c/2)$ 分别用 P_d 、 W_{nd} 、 S_{qd} 表示, 则 $r(t)$ 可简化为

$$r(t) = A\{PW_n S_i \cos\omega_1 t - P_d W_{nd} S_{qd} \sin\omega_1 t\} \quad (5.2.38)$$

令 $I_t = PW_n S_i$, $Q_{td} = P_d W_{nd} S_{qd}$, 则

$$r(t) = A\{I_t \cos\omega_1 t - Q_{td} \sin\omega_1 t\} \quad (5.2.39)$$

正交下变频后

$$\begin{cases} I = [r(t) \times \cos(\omega_1 t + \theta)]_{\text{Lowpass}} = \frac{1}{2} A[I_t \cos\theta + Q_{td} \sin\theta] \\ Q = [r(t) \times (-\sin(\omega_1 t + \theta))]_{\text{Lowpass}} = \frac{1}{2} A[Q_{td} \cos\theta - I_t \sin\theta] \end{cases} \quad (5.2.40)$$

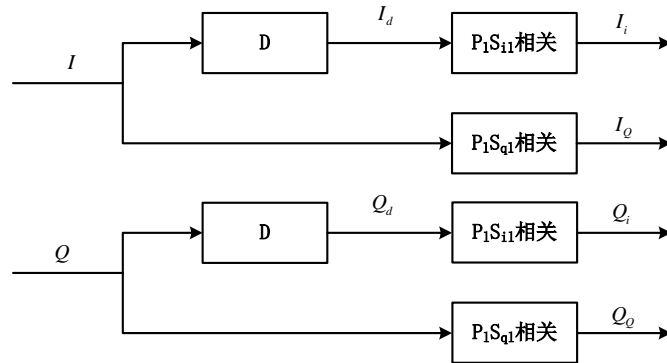


图 5.2-11 OQPSK 解扩框图

如图 5.2-11 所示, 对 I 、 Q 两路先延时 $T_c/2$ 得到 I_d 、 Q_d

$$\begin{cases} I_d = \frac{1}{2} A [I_{td} \cos \theta + Q_{td} \sin \theta] \\ Q_d = \frac{1}{2} A [Q_{td} \cos \theta - I_{td} \sin \theta] \end{cases} \quad (5.2.41)$$

再分别相关得到 I_i 、 I_q 、 Q_i 、 Q_q 四路信号

$$\begin{cases} I_i = \frac{1}{2} A [\text{corr}(P_d S_{id}, P_l S_{il}) W_{nd} \cos \theta + \text{corr}(P_{dd} S_{qdd}, P_l S_{il}) W_{nd} \sin \theta] \\ I_q = \frac{1}{2} A [\text{corr}(P S_i, P_l S_{ql}) W_n \cos \theta + \text{corr}(P_d S_{qd}, P_l S_{ql}) W_{nd} \sin \theta] \\ Q_i = \frac{1}{2} A [\text{corr}(P_{dd} S_{qdd}, P_l S_{il}) W_{nd} \cos \theta - \text{corr}(P_d S_{id}, P_l S_{il}) W_{nd} \sin \theta] \\ Q_q = \frac{1}{2} A [\text{corr}(P_d S_{qd}, P_l S_{ql}) W_{nd} \cos \theta - \text{corr}(P S_i, P_l S_{ql}) W_n \sin \theta] \end{cases} \quad (5.2.42)$$

当 $l = d$ 时, 即本地伪码 $P_l S_{il}$ 和 $P_d S_{id}$ 同步时

$$\begin{cases} I_i = \frac{1}{2} A W_{nd} \cos \theta \\ I_q = \frac{1}{2} A W_{nd} \sin \theta \\ Q_i = -\frac{1}{2} A W_{nd} \sin \theta \\ Q_q = \frac{1}{2} A W_{nd} \cos \theta \end{cases} \quad (5.2.43)$$

合并 I_i 、 Q_q 、 I_q 、 Q_i 两路, 得到

$$\begin{cases} I_{aa} = A W_{nd} \cos \theta \\ Q_{aa} = A W_{nd} \sin \theta \end{cases} \quad (5.2.44)$$

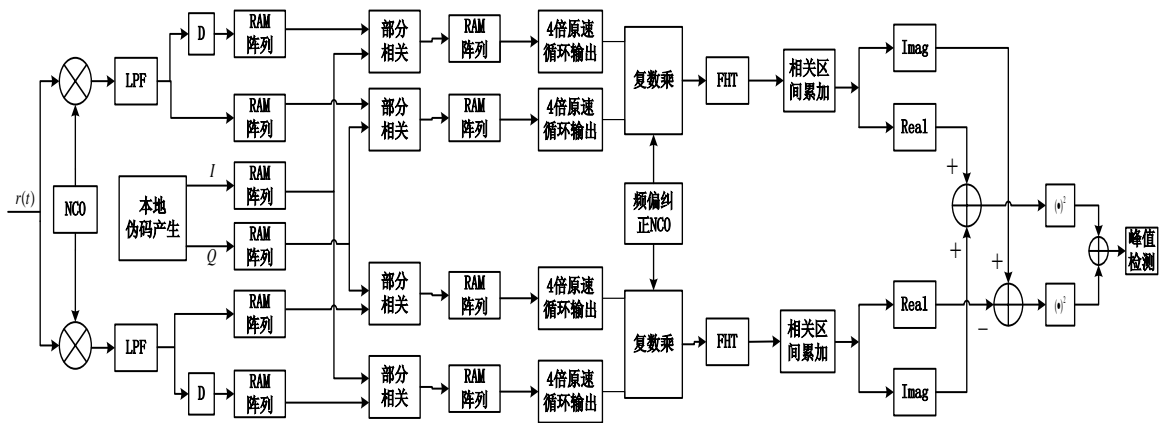


图 5.2-12 星座系统上行链路捕获框图

当软切换时业务信道像发起初始呼叫时提供全零前导头辅助同步, 则 $W_{nd} \equiv 1$, 可以直接用上一节描述的算法; 当不提供全零前导头, 若信噪比较高也可以直接采用上节算法; 若信噪比较低, 则需解 Walsh 正交调制, 这时就不能采用 FFT 直接求部分相关值的平方和, 而要将一组乘了不同频偏预纠序列的数据送入 FHT(Fast Hadamard Transform)以寻找正确的频偏和 Walsh 码, 如图 5.2-12。

5.2.3 逆时间同步 (TRS) 算法

相干解调有前馈和反馈两种方案^[45]: 前馈方案同步消耗少, 但计算复杂、动态跟踪能力差, 适用于突发数据解调; 反馈方案需要较长的同步收敛时间, 但计算简单、动态跟踪性能好, 适用于连续话音解调。LEO 卫星通信系统有大范围高动态的 Doppler 频移和有限的计算资源, 一般都采用反馈方案。

波束间切换时, 各接入设备都在同一颗卫星上, 可以在波束间传递同步参数以辅助同步以大大缩减捕获时间; 而反馈同步方案的稳定时间和误差大小关系不大, 即使有辅助同步仍需要较长的收敛时间。此时载波同步将比捕获消耗更多的时间, 如何缩短载波同步时间很有研究意义。

本文分析了逆时间同步 (TRS, Time-Reverse Synchronize) 算法, 将反馈式同步算法逆时间轴运算, 即将输入数据按时间反转后对其采用反馈同步跟踪, 称之为逆时间轴 AFC/PLL/TLL (TR-AFC/PLL/TLL)。

5.2.3.1 算法流程

捕获完成后启动 DLL、AFC 和/或 PLL, 同时存储样点; 待 PLL 收敛后, 解调数据, 继续存储 rev_sz 个样点; 停止存储, 启动逆时间轴同步算法; 最后将正时间轴和逆时间轴恢复的数据合并。 rev_sz 个样点用于逆时间轴同步收敛, 能恢复出正时间轴 AFC/PLL 收敛过程中丢失的数据。

对于扩频系统, 可以存储码片级样点或符号级样点, 两者的存储空间将相差 $n \times fs$ 倍, n 为扩频因子, fs 为采样倍数。存储码片级样点的优势在于可以采用 TR-DLL, 但考虑到正时间轴 DLL 收敛过程中数据符号是正确的, 仅损失部分信噪比, 为降低存储空间本文选择存储符号级样点。需要说明的是扩频系统的 TLL 由 DLL 一并完成, 因此扩频系统运行 TR-PLL 一个符号可以仅存储一个最佳采样点; 但是若要采用 TR-DLL 就需要一个码片存储多个样点, 如 $fs=2$ 。同样的, 出于 TLL 的需要, 非扩频系统也应存储过采样的符号级样点以支持 TR-TLL。

5.2.3.2 算法分析

DPLL 和 AFC 都由误差鉴别器、环路滤波器和 NCO 组成, 两者的主要区别在误差鉴别器。先回顾一下正时间轴 PLL/AFC 同步, 然后分析逆时间序列对他们的影响。

1) 正时间轴同步

低中频正时间轴 QPSK 输入序列为

$$A_n \cos((\omega + \Delta\omega)n + \theta) - B_n \sin((\omega + \Delta\omega)n + \theta), \quad n \in [0, \infty] \quad (5.2.45)$$

式中 ω 是接收机频率, $\Delta\omega$ 为接收到信号的频率差, θ 为初始相位, A_n 、 $B_n = \pm 1$ 为调制数据, 调制载波取 $\cos(\omega n)$ 、 $-\sin(\omega n)$ 。本地载波 NCO 产生 $\cos(\omega n)$ 、 $-\sin(\omega n)$ 对输入序列进行正交下变频, 低通滤去二倍频后, 忽略幅度因子, 得到

$$\begin{cases} I_n: & A_n \cos(\Delta\omega n + \theta) - B_n \sin(\Delta\omega n + \theta) \\ Q_n: & A_n \sin(\Delta\omega n + \theta) + B_n \cos(\Delta\omega n + \theta) \end{cases} \quad (5.2.46)$$

鉴相器输出

$$\begin{aligned} Pha_err(n) &= I_n \text{sign}\{Q_n\} - Q_n \text{sign}\{I_n\} \\ &= A_n B_n \cos(\Delta\omega n + \theta) - B_n B_n \sin(\Delta\omega n + \theta) \\ &\quad - (A_n A_n \sin(\Delta\omega n + \theta) + A_n B_n \cos(\Delta\omega n + \theta)) \\ &= -(A_n A_n + B_n B_n) \sin(\Delta\omega n + \theta) \approx -(\Delta\omega n + \theta) \end{aligned} \quad (5.2.47)$$

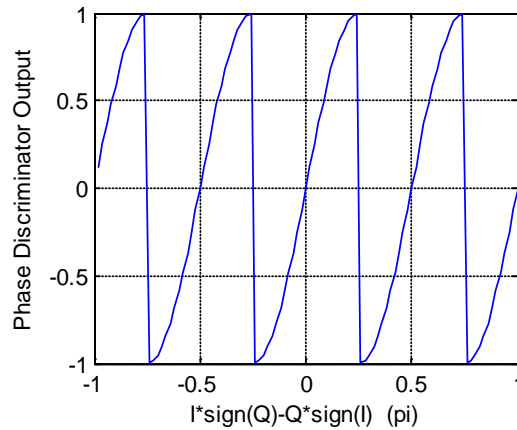


图 5.2-13 QPSK 鉴相器输出图

如图 5.2-13, 由于初始状态不确定, PLL 可能锁定在 0 , $\pm\pi/2$ 或者 π 。锁定在 0 点时, 正交下变频器 I 路对应 $\cos(\omega n)$, Q 路对应 $-\sin(\omega n)$, 基于正交性 I、Q 路将分别恢复出 (A_n, B_n) 。而锁定在 $\pi/2$ 点时, 正交下变频器 I 路对应 $\sin(\omega n)$, Q 路对应 $\cos(\omega n)$, I、Q 路将分别恢复出 $(-B_n, A_n)$ 。类似地, 相位模糊造成的另外两种可能性是 $(-A_n, -B_n)$, $(B_n, -A_n)$, 一般用独特字纠正相位模糊。

鉴频器采用叉积点积鉴频器(Cross-Dot Product Frequency Discriminator, CDPFD)^[124]。点积和叉积分别定义为

$$\begin{aligned} dot(n) &= I_n I_{n-k} + Q_n Q_{n-k} \\ &= (A_n A_{n-k} + B_n B_{n-k}) \cos(\Delta\omega k) + (A_n B_{n-k} - A_{n-k} B_n) \sin(\Delta\omega k) \end{aligned} \quad (5.2.48)$$

$$\begin{aligned} cross(n) &= I_{n-k}Q_n - I_nQ_{n-k} \\ &= (A_nA_{n-k} + B_nB_{n-k})\sin(\Delta\omega k) - (A_nB_{n-k} - A_{n-k}B_n)\cos(\Delta\omega k) \end{aligned} \quad (5.2.49)$$

鉴频器输出

$$\begin{aligned} Fre_err(n) &= sign(dot(n))cross(n) - sign(cross(n))dot(n) \\ &= [(A_nA_{n-k} + B_nB_{n-k})\sin(\Delta\omega k) - (A_nB_{n-k} - A_{n-k}B_n)\cos(\Delta\omega k)] \\ &\quad \times sign[(A_nA_{n-k} + B_nB_{n-k})\cos(\Delta\omega k) + (A_nB_{n-k} - A_{n-k}B_n)\sin(\Delta\omega k)] \\ &\quad - [(A_nA_{n-k} + B_nB_{n-k})\cos(\Delta\omega k) + (A_nB_{n-k} - A_{n-k}B_n)\sin(\Delta\omega k)] \\ &\quad \times sign[(A_nA_{n-k} + B_nB_{n-k})\sin(\Delta\omega k) - (A_nB_{n-k} - A_{n-k}B_n)\cos(\Delta\omega k)] \end{aligned} \quad (5.2.50)$$

若 A_nA_{n-k} 和 B_nB_{n-k} 同号, 即 $A_nA_{n-k}B_nB_{n-k} = 1$, 则 A_nB_{n-k} 和 $A_{n-k}B_n$ 也同号; 相反的结果也成立。因此不论 A_nA_{n-k} 和 B_nB_{n-k} 同号或异号, 都能得到

$$\begin{aligned} Fre_err(n) &= -\cos(\Delta\omega k) \times sign[\sin(\Delta\omega k)] + \sin(\Delta\omega k) \times sign[\cos(\Delta\omega k)] \end{aligned} \quad (5.2.51)$$

该算法存在一定抖动, 更优化的算法由^[125]提出。

2) 逆时间轴同步 (TRS)

低中频逆时间轴输入信号, 用 $-n$ 代替 n

$$\begin{aligned} &A_n \cos(-(\omega + \Delta\omega)n + \theta) - B_n \sin(-(\omega + \Delta\omega)n + \theta) \\ \Rightarrow &A_n \cos((\omega + \Delta\omega)n - \theta) + B_n \sin((\omega + \Delta\omega)n - \theta) \end{aligned} \quad (5.2.52)$$

仍然用 $\cos(\omega n)$ 、 $-\sin(\omega n)$ 正交下变频, 低通滤波后得到

$$\begin{cases} I_n: & A_n \cos(\Delta\omega n - \theta) + B_n \sin(\Delta\omega n - \theta) \\ Q_n: & A_n \sin(\Delta\omega n - \theta) - B_n \cos(\Delta\omega n - \theta) \end{cases} \quad (5.2.53)$$

鉴相器输出

$$\begin{aligned} Pha_err(n) &= I_n sign\{Q_n\} - Q_n sign\{I_n\} \\ &= -A_nB_n \cos(\Delta\omega n + \theta) - B_nB_n \sin(\Delta\omega n + \theta) \\ &\quad - (A_nA_n \sin(\Delta\omega n + \theta) - A_nB_n \cos(\Delta\omega n + \theta)) \\ &= -(A_nA_n + B_nB_n) \sin(\Delta\omega n + \theta) \approx -(\Delta\omega n + \theta) \end{aligned} \quad (5.2.54)$$

误差与正时间轴 PLL 相同, 但逆时间轴序列实际的调制载波是 $\cos(\omega n)$ 、 $\sin(\omega n)$, 当 PLL 锁定在 0 时, I、Q 路分别恢复出 $(A_n, -B_n)$, 其它可能情况分别为 $(-A_n, B_n)$, (B_n, A_n) , $(-B_n, -A_n)$, 四种情况和正时间轴时都不一样, 在用独特字纠正相位模糊的时候需要注意。

鉴频器输出和正时间轴相同

$$\begin{aligned} Fre_err(n) &= \sin(\Delta\omega k) \times sign[\cos(\Delta\omega k)] - \cos(\Delta\omega k) \times sign[\sin(\Delta\omega k)] \end{aligned} \quad (5.2.55)$$

3) 数据合并

纠正了相位模糊之后，还需要把正时间轴恢复序列和逆时间轴恢复序列合并起来。无先验知识的情况下合并是很有难度的，原因有两个：一是 PLL 收敛时间是随机的，因此正反序列的交叉段长度未知；二是序列本身是随机的，不具有像 Barker 码那样优选的自相关特性。幸运的是，有很多位置信息是已知的。

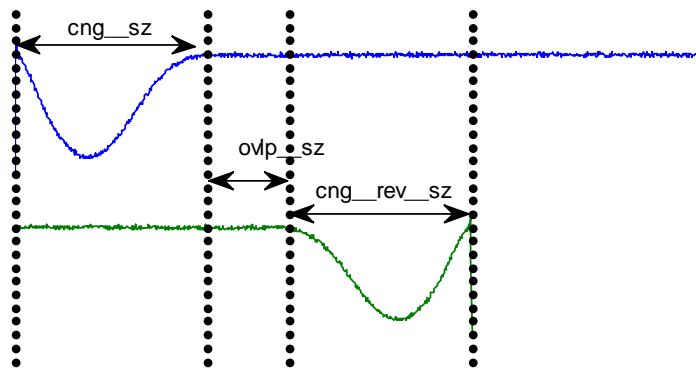


图 5.2-14 TRS 算法数据合并的时间关系

如图 5.2-14 所示，正时间轴收敛时间记作 cng_sz ，逆时间轴收敛时间为 cng_rev_sz ，恢复后数据的重叠区 $ovlp_sz$ ，上文提到的正时间轴收敛后继续存储长度 $rev_sz = ovlp_sz + cng_rev_sz$ ，取 rev_sz 稍大于 cng_sz 以确保逆时间轴收敛，一共需存储数据长度 $cng_sz + rev_sz$ 。借助以上信息，可以较准确的在两个序列中找到重叠区。

采用 TR-TLL 时可能出现采样偏差，需要左右搜索几个符号以取得匹配。

本文提出了一种合并正时间轴和逆时间轴同步的新的解调方法，并分析了 TR-PLL/AFC 算法。该方法能使前导头长度缩短到满足捕获时间即可，省去了较长的同步收敛时间，而代价只是少量的存储空间，大规模可重构卫星上存储系统可以支持该应用^[126]。

5.2.4 增强性能

结合使用上述 PMF-FFT 捕获和逆时间同步算法可以大大缩短切换时后继波束对上行链路信号的同步时间，从而能增强软切换和硬切换性能。

若上行链路采用串行搜索捕获，加上载波同步收敛时间则总的同步时间大约需要 $t_s = 1s$ ^[127]，条件为 $E_b/N_0 = 7dB$ 时捕获概率不小于 95%，OQPSK 调制，输入载波 Doppler 已补偿至 5KHz 以内。

采用 PMF-FFT 并行搜索捕获后，可捕获时间缩短至 1 帧(20ms)；PLL 带宽取 $BL = R_b/20$ ，稳定时间约 100bits，更一般地情况下需要 AFC 辅助 PLL，那么收敛时间

还会加倍。因此速率为 9.6Kbps 时，载波同步时间约 2 帧；2.4Kbps 时，载波同步时间约 4 帧。则捕获和同步一共需要消耗 3 帧~5 帧，取 $t_s=0.1s$ 。

若进一步采用 TRS 算法，PMF-FFT 捕获成功后的数据都可恢复，则一共需消耗 1 帧， $t_s=0.02s$ 。

1) 软切换增强

当用同步时间 t_s 表示软切换时间($t_H = \rho t_s$)时，平均软切换开销和同步时间是成正比例的，因此并行捕获可以降低 90% 的软切换开销，TRS 又可以在此基础上降低 80% 的软切换开销。如图 5.2-15 所示，当软切换时间因子 $\rho=20$ 时软切换开销从 4% 降到了可忽略的 4×10^{-3} ，即将上行链路 MAI 降低了约 4%。当设定软切换时间很短时，例如 $\rho=5$ ，性能提升 1%。

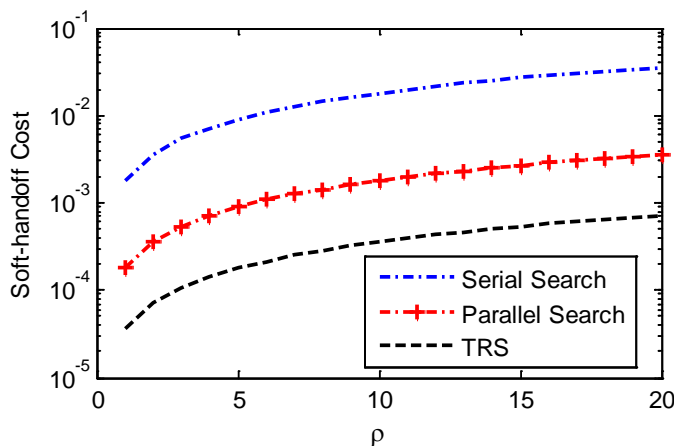
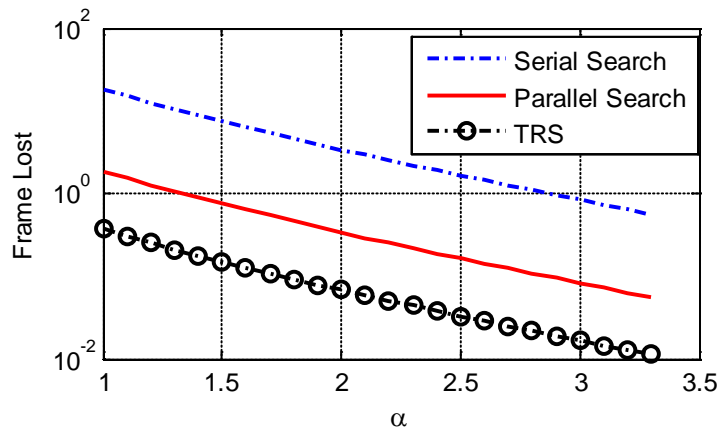


图 5.2-15 软切换时间因子 VS 软切换开销($T_m=3min$)

快速同步还能从其他方面帮助切换。例如当用户拥挤而采用排队策略时，排在最后的用户是在将要失去原波束的上行通信链路时才分配到信道，同步时间长或捕获概率低将导致用户掉话，快速同步能够挽救这些快要掉话的用户。再如除语音服务外系统还提供很多数据服务，这些数据服务中有很多是通过接入信道突发传输的，提供给同步用的前导头很可能比数据本身要长的多，快速同步能够大大缩短前导头长度，从而提高接入信道效率，这样系统可以配置更少的接入信道和更多的业务信道，同样可以提高切换成功率。

2) 硬切换增强

图 5.2-16 给出了上行链路硬切换的平均丢帧数，假设通话过程中切换都为硬切换，平均通话持续时间 3 分钟，上行链路相对运动速度 $\alpha_{Uplink} \in [1.1, 3.3]$ 。可以看到当采用并行捕获和 TRS 算法以后，各种相对运动速度条件下的平均丢帧数都降到了 0.5 以下，相比于平均丢十几帧的串行捕获更好地保障了服务质量。

图 5.2-16 相对运动速度 VS 上行链路硬切换丢帧($T_m=3\text{min}$)

5.3 下行链路切换增强

Internet、组播、FTP 等非对称业务对下行链路容量的需求远大于上行链路，这时下行链路容量很可能成为系统容量的瓶颈。下行链路是同步 CDMA 体制，用户终端通过导频信道而不是业务信道保持同步，当下行链路 Walsh 码不足时多用户可以采用 TDMA 方式复用码道来传输业务，代表 3.5G 的 WCDMA-HSDPA 就采用了该方案。因此下行链路软切换失败的原因主要是卫星发射功率限制而不是信道数目限制，已经有学者对其进行了研究，如 Lorenzo Mucchi 提出用 2 状态 BPSK+提高下行链路容量，在 BPSK 信号集上增加一个 0 状态给静默过程从而降低平均发射功率^[128]。

表 5.3-1 衰落余量 VS 下行链路发射功率(信道数 120)

衰落余量(dB)	0	1	2	3	4	5	6	7
P_P/P_N	0.06	0.07	0.09	0.11	0.14	0.17	0.22	0.28
P_T/P_N	0.05	0.06	0.07	0.10	0.12	0.16	0.21	0.28
P_{Total}/P_N	2.16	2.59	3.03	4.31	5.18	6.89	9.04	12.04
总功率增加%	0	19.9	40.3	99.5	139.8	219.0	318.5	457.4

随着新型不对称的高速率的业务需求不断扩大，要求卫星提供越来越大的发射功率，信息速率每提高 1 倍发射功率就要增加 1 倍；另一方面，衰落余量对下行链路发射功率影响也很大，表 5.3-1 给出了衰落余量对下行链路发射功率的影响(其他参数同 3.2.2 节)，3dB 的衰落余量就需要增加 1 倍多的发射功率，因此研究衰落对抗技术对提高下行链路容量有重大意义。

空间分集是对抗信道衰落的有效技术，用户终端多天线分集能采取波形级 MRC 分集增益最大(见表 1.4-2)，本节讨论用多天线分集技术降低衰落余量，从而有效降低卫星发射功率提高下行链路容量，增强下行链路软切换性能。

5.3.1 衰落信道容量与误码率

香农给出了 Gaussian 信道下的信道容量^[129]

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) = B \log_2 \left(1 + \frac{E_b R_b}{BN_0}\right) \quad (5.3.1)$$

式中信号带宽 B ，信号功率为 S ，Gaussian 噪声功率 N 。在无噪声 ($N_0 \rightarrow 0$) 时，信道容量将趋近于无穷大 ($S/N \rightarrow \infty$)；而当带宽取无穷大 ($B \rightarrow \infty$) 时，信道容量达不到无穷大。

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = (\log_e 2) \frac{S}{N_0} = 1.44 \frac{S}{N_0} \quad (5.3.2)$$

令比特速率等于信道容量 ($R_b = C$)，式(5.3.1)可以写作

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{C}{B}\right) \quad (5.3.3)$$

令上式中 $C/B \rightarrow 0$ 即可求得香农信道极限，其意义是不可能以低于该极限值的 E_b/N_0 进行无差错的传输^[130]

$$\lim_{C/B \rightarrow 0} \frac{E_b}{N_0} = \lim_{C/B \rightarrow 0} \frac{2^{C/B} - 1}{C/B} = \ln 2 = -1.6 \text{dB} \quad (5.3.4)$$

香农极限可以通过信道编码逼近，香农证明了当信道传输数据的速率接近于信道容量时，存在一种编码方法，当码长 n 充分长并用最大似然译码时，系统的误码概率可以达到任意小，从而数据可以可靠传输；而速率高于信道容量时，将不可能进行可靠传输。90 年代出现的 Turbo 码^[131]和 LDPC 码^[132]已经能渐进的逼近 Shannon 限，在 Gaussian 信道下分别达到距离香农极限仅 $0.7\text{dB} @ \text{Ber}=10^{-5}$ ， $0.0045\text{dB} @ \text{Ber}=10^{-6}$ ^[133]。

以上是 Gaussain 信道下的情况，而无线通信信道总是伴随着多径散射和 Doppler 扩展，由于信道衰落是随机的，只能统计其平均信道容量^{[134] [135]}

$$C = \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (5.3.5)$$

式中 $\gamma = S/N$ ， $p(\gamma)$ 为信噪比分布函数。Gaussian 噪声是接收机内部热噪声，不随输入信号的变化而变化，因此信噪比和输入信号功率服从相同的概率分布函数。

则 Rayleigh 信道下信噪比服从中心化 χ^2

$$p_{\chi^2}(v, \gamma) = \frac{1}{2^{v/2} \Gamma(v/2)} \gamma^{v/2-1} \exp(-\gamma/2) \quad \gamma > 0 \quad (5.3.6)$$

式中 v 是 χ^2 分布的自由度，则信噪比 γ 的均值为 v ， $\Gamma(x)$ 是伽马函数， n 为整数时 $\Gamma(n) = (n-1)!$ 。数值仿真时，对不同的平均信噪比 v 产生多组服从中心化 χ^2 分布的随机数 γ ，分别求 $\log_2(1+\gamma)$ 的均值，即平均信道容量。

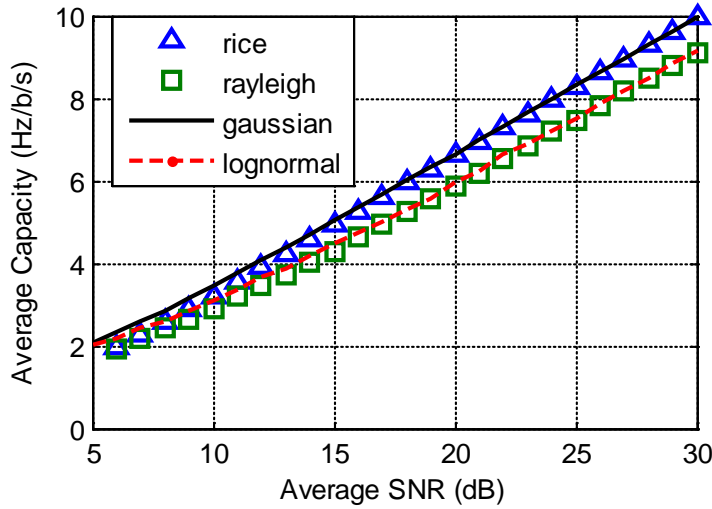


图 5.3-1 衰落信道平均信噪比 VS 平均信道容量

虽然从图 5.3-1 来看 Gaussian、Rayleigh、Rician、Lognormal 信道的平均信道容量基本相当，但为了达到该平均容量需要信道估计、AMC、混合自动重传(Hybrid ARQ)^[136]等自适应技术来充分利用变化的信噪比。目前的技术水平还不能很好的挖掘信道潜力，工程上采用 OFDM、分集、MIMO 等技术将衰落信道转化为 Gaussian 信道处理，而更常用的描述信道可用度的指标也是误码率信噪比曲线，与平均信道容量不同，平均误码率的计算前提是通信系统有固定的编码、调制等方案。

以无编码的 BPSK 调制为例，其误码率为

$$P_e = \text{erfc}\left(\sqrt{E_b/N_0}\right) \quad (5.3.7)$$

衰落条件下的平均误码率为

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc}\left(r\sqrt{E_b/N_0}\right) P_r(r) dr \quad (5.3.8)$$

图 5.3-2 给出了平均信噪比和误码率的关系，从图中可以看出两个问题：1、衰落信道和 Gaussian 信道的平均误码率性能差异很大；2、多天线分集可以有效改善衰落信道下的误码率性能。

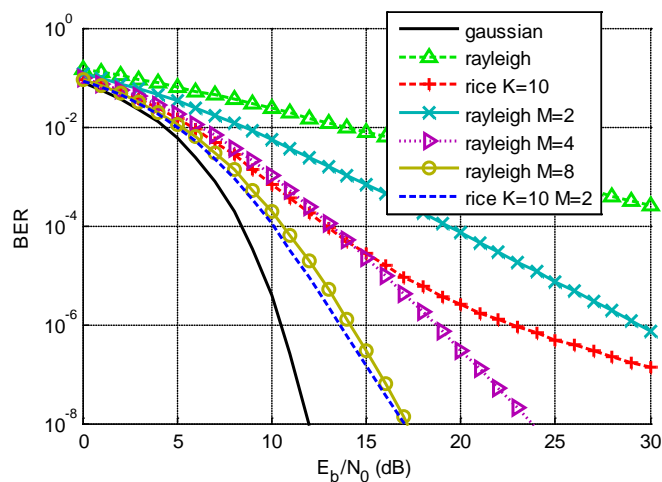


图 5.3-2 BPSK 平均信噪比和误码率关系

5.3.2 多天线分集

5.3.2.1 信道容量分布

平均信道容量说明了信道的容量极限, 信噪比误码率曲线则表征了特定系统在该信道下的性能, 还有一种折中的信道表征方法: 信道容量的互补累积分布函数 (CCDF), 该方法多用于 MIMO 系统的性能研究中^[137]。单天线收发时得到 SISO 信道容量, 多天线接收分集时得到 SIMO 信道容量, 多天线发射分集时为 MISO 信道容量, 多天线收发时为 MIMO 容量。

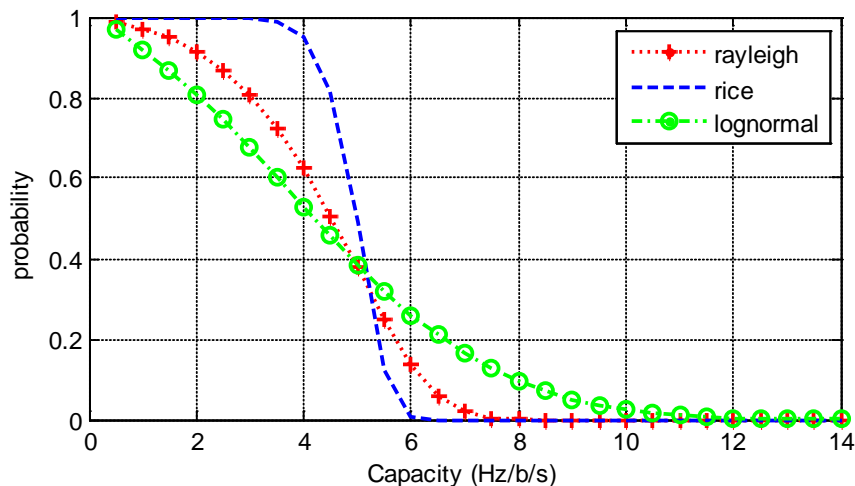


图 5.3-3 信道容量的 CCDF 曲线, 平均 SNR=15dB

如图 5.3-3, 信道容量的 CCDF 曲线给出了在特定信噪比下信道容量的分布概率, 可以很容易的确定以大于 P 的概率能达到的容量值, SNR 取 15dB 是考虑到 Lognormal 信道下误码率约在 10^{-2} 量级, 在卷积码纠错能力范围内。从图中也可以看出 Lognormal 信道和 Rayleigh 信道误码率性能较差的原因: 虽然在给定信噪比下他们的平均信道容量和 Rician 信道很接近, 但是高于特定容量门限的概率要明显低一些。

举例说明，某系统按照 Rician 信道的 CCDF 设计，使得当 SNR=15dB 时能正好达到 4Hz/b/s 的频谱效率，即不采用信道自适应技术情况下平均误码率能刚好达到要求。而该系统在 Lognormal 信道下只有 60% 的概率能达到该容量值，因为没有自适应技术，超过 4Hz/b/s 的时刻都只能按 4Hz/b/s 来利用，而低于 4Hz/b/s 的时刻就会造成系统性能的严重恶化。因此 Lognormal 信道下的性能要比 Rician 信道下差很多。

多天线分集可以降低衰落深度，提高信道容量置信度，和 2.4 节一样本节仍然以 Rayleigh、Rician、Lognormal 三种基本信道为研究对象。

1) Rayleigh 信道容量

Rayleigh 衰落信号经过 M 路分集，按 MRC 得到的平均信噪比的分布为

$$p_M(\gamma) = \frac{M}{\Gamma} \frac{1}{(M-1)!} \left(\frac{M\gamma}{\Gamma} \right)^{M-1} \exp\left(-\frac{M\gamma}{\Gamma}\right) \quad (5.3.9)$$

Γ 为平均信噪比。 $p_M(\gamma)$ 是多个独立同分布的 Rayleigh 随机变量叠加，满足 $2M$ 个自由度的中心化 χ^2 分布

$$p_M(\gamma) = 2 \frac{M}{\Gamma} p_{\chi^2} \left(2M, 2 \frac{M\gamma}{\Gamma} \right) \quad (5.3.10)$$

Perini^[138]推导了不同合并技术下分集增益的经验公式， M 路分集 EGC 的性能与 MRC 很接近，并且随着分集支数的增加，EGC 与 MRC 之间的差异不断减小^[139]。MRC 最适合在两路信号电平接近时工作，此时可以获得约 3dB 的增益，但是它不适合在两路信号相差悬殊时工作，因为此时信号弱的那一路也将被充分放大后参与合并，这将会对总输出结果造成信噪比的下降。

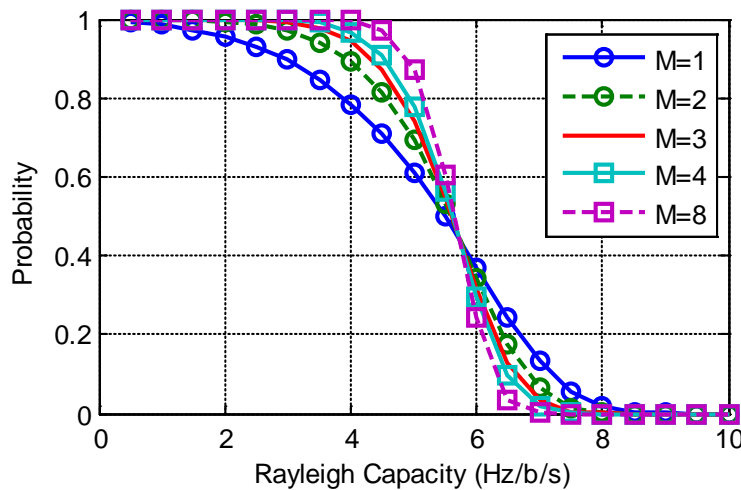


图 5.3-4 M 分集时 Rayleigh 信道容量的 CCDF 曲线，平均 SNR=18dB

2) Rician 信道容量

当接收信号中存在 LOS 分量时, 信号包络服从 Rician 分布, 信噪比 γ 服从非中心化 χ^2 分布

$$p(\gamma) = \frac{1}{2} \left(\frac{\gamma}{\lambda} \right)^{(v-2)/4} \exp\left(-\frac{\gamma+\lambda}{2}\right) I_{v/2-1}(\sqrt{\gamma\lambda}) \quad \gamma > 0 \quad (5.3.11)$$

式中 v 是自由度, λ 是非中心参量, 信噪比均值为 $v + \lambda$, Rician 因子也可由 χ^2 分布参数导出 $K = \lambda/v$, $I_r(x)$ 是 r 阶第一类修正贝塞尔(Bessel)函数。

M 路分集 MRC 后, 信噪比服从非中心化 χ^2 分布

$$p_K(\gamma) = \frac{1}{\Omega^2} e^{-K} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{M^n}{n!} p_{\chi^2} \left(2n + 2, 2\frac{\gamma}{\Omega^2} \right) \quad (5.3.12)$$

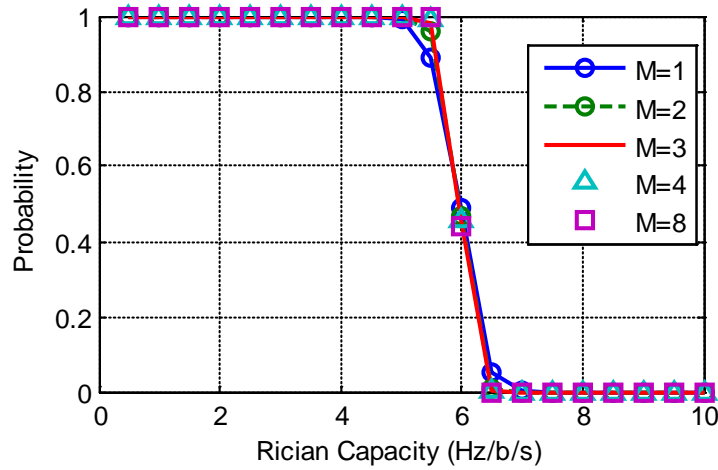


图 5.3-5 M 分集时 Rician 信道容量的 CCDF 曲线, $K=15\text{dB}$, 平均 $\text{SNR}=18\text{dB}$

3) Lognormal 信道容量

当 LOS 信号经历阴影阻挡时, 信号包络服从 Lognormal 分布, 主要出现在乡村、道路等地形处, 是卫星移动通信中十分常见的衰落信道。

首先求平均信道容量(如图 5.3-1): 可以先求信噪比 γ 的分布函数, 然后用式(5.3.5)计算; 也可以直接用包络 r 的分布函数求解。

方法一: 先求 CDF 函数 $F_H(\gamma)$

$$F_H(\gamma) = P(H \leq \gamma) = P(r^2 \leq \gamma) = P(0 \leq r \leq \sqrt{\gamma}) = F_R(\sqrt{\gamma}) \quad (5.3.13)$$

对 γ 的 CDF 函数微分得到 PDF 函数

$$P_H(\gamma) = P_R(\sqrt{\gamma})/(2\sqrt{\gamma}) = \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\ln\sqrt{\gamma}-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (5.3.14)$$

$$\begin{aligned} C &= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^\infty \log_2(1+\gamma) \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\ln\sqrt{\gamma}-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] d\gamma \end{aligned} \quad (5.3.15)$$

方法二：

$$\begin{aligned} C &= \int_0^\infty \log_2(1+r^2) p(r) dr \\ &= \int_0^\infty \log_2(1+r^2) \frac{1}{r\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] dr \end{aligned} \quad (5.3.16)$$

在上式中替换变量 $\gamma = r^2$ ，则 $r = \sqrt{\gamma}$ ，便得到式(5.3.15)，可见两种方法是等效的。当已知信号包络的分布函数时，采用方法二求平均信道容量较为方便。

再来求 M 路 Lognormal 信号 MRC 后的信道容量 CCDF，实际上只要求出 M 路信号 MRC 后的信噪比分布函数即可。

根据 MRC 的性质，合并后信噪比为

$$\gamma = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (5.3.17)$$

式中 γ_i 为每个支路的信噪比，服从式(5.3.14)分布。利用特征函数可以简化求解统计独立随机变量和的 PDF^[51]，Lognormal 分布的特征函数为

$$\begin{aligned} \psi_{\gamma_i}(jv_i) &= \int_{-\infty}^\infty \exp(jv_i\gamma_i) p(\gamma_i) d\gamma_i \\ &= \int_{-\infty}^\infty \exp(jv_i\gamma_i) \frac{1}{2\gamma_i\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\ln\sqrt{\gamma_i}-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] d\gamma_i \\ &= \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{\gamma_i} \exp\left[jv_i\gamma_i - \frac{(\ln\gamma_i - 2\mu)^2}{8\sigma^2}\right] d\gamma_i \end{aligned} \quad (5.3.18)$$

M 路 MRC 后信噪比的特征函数为

$$\psi_\gamma(jv) = [\psi_{\gamma_i}(jv_i)]^M \quad (5.3.19)$$

反变换 $\psi_\gamma(jv)$ 得到 γ 的分布函数

$$\begin{aligned} p(\gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^\infty \psi_\gamma(jv) \exp(-jv\gamma) dv \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^\infty [\psi_{\gamma_i}(jv_i)]^M \exp(-jv\gamma) dv \end{aligned} \quad (5.3.20)$$

可惜的是 Lognormal 函数没有简单的特征函数，但由 Fourier 变换的性质可知变换域相乘对应着时域卷积，因此 r 的 PDF 为卷积^[40]

$$p(\gamma) = p(\gamma_1) * p(\gamma_2) \cdots \cdots * p(\gamma_M) \quad (5.3.21)$$

$p(\gamma_i)$ 服从式(5.3.14)表示的分布。

要得到平均信道容量和平均信噪比的关系图，还需确定平均信噪比 $E(\gamma)$ ，由 Lognormal 分布函数的参数 μ 和 σ 共同决定

$$\begin{aligned} E(\gamma) &= \int_0^\infty \gamma P_H(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty \gamma \frac{1}{2\gamma\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{(\ln\sqrt{\gamma}-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] d\gamma \\ &= \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty \exp\left[-\frac{(\ln\sqrt{\gamma}-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] d\gamma \end{aligned} \quad (5.3.22)$$

变量替换 $x = \ln\sqrt{\gamma} - \mu$ ，则 $\gamma = \exp(2x + 2\mu)$ ，代入上式

$$\begin{aligned} E(\gamma) &= \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty \exp(-x^2/2\sigma^2) d\exp(2(x+\mu)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty \exp(-x^2/2\sigma^2 + 2x + 2\mu) dx \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty \exp(-(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma} - \sqrt{2}\sigma)^2 + 2\sigma^2 + 2\mu) dx \\ &= \frac{1}{2} \exp(2\mu + 2\sigma^2) \operatorname{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma} - \sqrt{2}\sigma\right) \Big|_0^\infty \\ &= \frac{1}{2} \exp(2\mu + 2\sigma^2) [1 - \operatorname{erf}(-\sqrt{2}\sigma)] \end{aligned} \quad (5.3.23)$$

式中误差函数定义为

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt \quad (5.3.24)$$

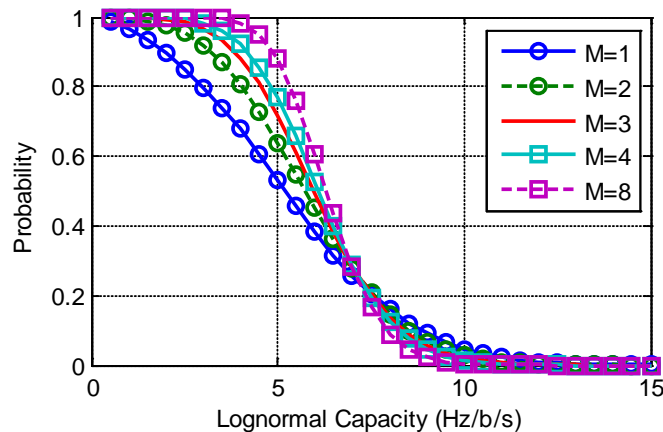


图 5.3-6 M 分集时 Lognormal 信道容量的 CCDF 曲线，平均 SNR=18dB

图 5.3-6 给出了 M 路 MRC 分集时的 Lognormal 信道容量 CCDF 曲线，其中取 $\sigma=0.6$ ，从表 2.4-2 可知基本属于轻阴影情况。

下面求 M 路 MRC 后信道的二阶性能。

求 LCR 需要先求信号包络 r 和包络变化率 \dot{r} 的联合分布概率函数 $p(R, \dot{r})$ 。单天线时，通过固定 Lognormal 中的阴影分量将 Lognormal 分布转化为 Rician 分布^[63]，而 Rician 信道的包络分布和包络变化分布是统计独立的，同时将包络变化率建模成由主径阴影、多径散射构成的相关二维 Gaussian 分布。而多天线信号分集合并后，包络变化率服从条件 Gaussian 分布^{[139][140]}，即

$$p(\dot{r} | r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\dot{\sigma}}} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\dot{\sigma}^2}\right) \quad (5.3.25)$$

式中 $\dot{\sigma}$ 为的包络变化率 \dot{r} 的方差^[44]

$$\dot{\sigma} = 2\pi^2 f_d \sigma^2 \quad (5.3.26)$$

又由于 r_i^2 是独立同分布的，因此 r 的 PDF 为 r_i^2 的卷积

$$p(r) = p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) \quad (5.3.27)$$

式中 $p(r_i^2)$ 的 PDF 见(5.3.14)。包络 r 和包络变化率 \dot{r} 的联合分布概率函数

$$\begin{aligned} p(r, \dot{r}) &= p(\dot{r} | r) p(r) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\dot{\sigma}}} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\dot{\sigma}^2}\right) \times p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) \end{aligned} \quad (5.3.28)$$

$$\begin{aligned} N_R &= \int_0^\infty \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \\ &= \int_0^\infty \dot{r} \frac{1}{\sqrt{2\pi\dot{\sigma}}} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\dot{\sigma}^2}\right) \cdot p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) d\dot{r} \\ &= p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) \cdot \int_0^\infty \dot{r} \frac{1}{\sqrt{2\pi\dot{\sigma}}} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\dot{\sigma}^2}\right) d\dot{r} \\ &= p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) \cdot \left(-\frac{\dot{\sigma}}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\dot{\sigma}^2}\right) \Big|_0^\infty\right) \\ &= \frac{\dot{\sigma}}{\sqrt{2\pi}} \cdot p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) \\ &= \sqrt{\pi} \sigma \cdot f_d p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) \end{aligned} \quad (5.3.29)$$

则归一化的 LCR 和 AFD 分别为

$$N'_R = \frac{N_R}{f_d} = \sqrt{\pi} \sigma \cdot p(r_1^2) * p(r_2^2) * \dots * p(r_M^2) \quad (5.3.30)$$

$$T_N \cdot f_d = \frac{1}{N'_R} \int_0^R p(r) dr = \frac{\int_0^R p(r_1^2) * p(r_2^2) \cdots * p(r_M^2) d r}{\sqrt{\pi \sigma} \cdot p(r_1^2) * p(r_2^2) \cdots * p(r_M^2)} \quad (5.3.31)$$

5.3.2.2 增强性能

如图 5.3-4 和图 5.3-6 所示, 由于衰落的随机性较大, Rayleigh 和 Lognormal 信道下多天线分集对性能的提升作用比较明显。以 5Hz/b/s 的容量值为例, 2 天线分集的增益分别达到了 $0.7/0.6=0.7\text{dB}$ 、 $0.62/0.52=0.76\text{dB}$, 从表 5.3-1 可知通过降低衰落容限大约能节约 10% 的发射功率; 分集的天线支数越多, 增益越大。而从图 5.3-5 来看多天线分集给 Rician 信道带来的增益不大, 这是由于 Rician 信道的衰落变化较平缓, 反过来可以说该信道本身就具有较稳定的容量, 不需要多天线分集。

5.4 多星宏分集

由于自由路径传播损耗很大, LMSS 中的主要问题还是 LOS 信号分量的衰落。当 LOS 分量经历阴影效应时, 信号平均功率或许还能够达到接收机的灵敏度; 而当 LOS 分量完全被阻挡时, 单单依靠多径分量要接收信号基本上是不可能的, 所以需要想办法对抗阻挡。

遮挡物一般离用户终端较近, 对天空的遮挡角大, 而卫星运动的角速度仅为 $60/110\text{min}=3.3\text{度/min}$, 阻挡可能持续较长时间。另一方面, 能看到卫星并不意味着能够建立优质无线链路, 卫星与用户终端之间是否有 LOS 传播路径可通过菲涅尔区判定, 一般地需要第一菲涅尔区保持无阻塞才能获得 LOS 路径。



图 5.4-1 菲涅尔区示意图

LOS 路径附近物体产生的绕射信号与 LOS 信号有相位差, 叠加起来会增强或减弱信号功率, 用造成 $\pi/2$ 相位差的绕射点位置集合将 LOS 路径附近空间划分为多个菲涅尔区^[141]。第一菲涅尔半径为

$$r_1 = \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (5.4.1)$$

式中 d_1 和 d_2 为坚硬物体到收发信机的距离, 频率越低菲涅尔区越大。

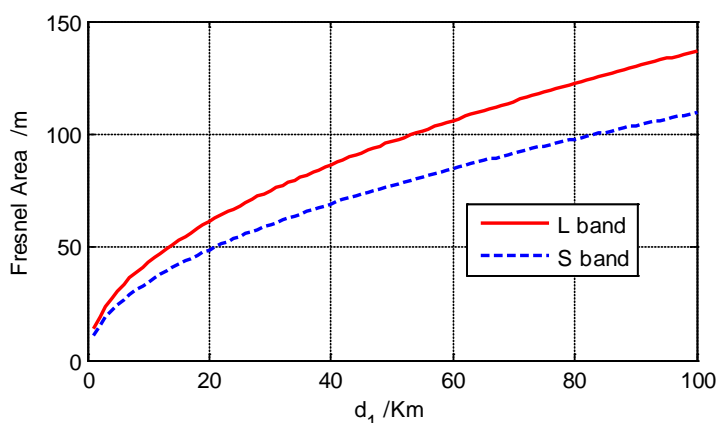


图 5.4-2 障碍物与用户距离 VS 第一菲涅尔区半径

低仰角时菲涅尔区效应较为明显，例如设障碍物在距离用户终端 20Km 处，第一菲涅尔区约为 50m(如图 5.4-2)，即使不考虑物体宽度，卫星穿越该障碍物也需要 5.2s ($2 \cdot \arctan(50/20000)/3.3 \cdot 60$)，足以造成通信用户掉话。因此除了卫星覆盖区移动引起切换外，LOS 路径被阻挡也会引起星间切换。

而当用户处于极端恶劣的环境多颗卫星的信号被随机阻挡时，切换已不能很好地降低掉话率，需要采用多星分集。

地面 CDMA 蜂窝系统中的基站分集和多星分集相似，研究成果较多，一般将基站分集划分为宏分集(macro-diversity)和微分集(micro-diversity)两种方式。宏分集是指用户终端同时与两个或两个以上的基站保持联系，从而增强接收信号质量。在地面 CDMA 蜂窝系统中，采用宏分集可大大改善上行链路信道质量，拓展小区覆盖范围并增加上行链路用户容量。很多文献从不同侧面研究了宏分集对上行链路信道带来的好处^{[89][142][143]}。对下行链路而言，采用宏分集虽然可以增强接收信号功率，但与此同时由于参与宏分集的各基站都必须与用户终端建立连接，因此系统内总干扰也增大了，未必会增加下行链路容量。Lee^[144]具体分析了软切换对于下行链路容量的影响，其结论表明，两基站宏分集软切换会引起容量损失，且当软切换区域增加时下行链路容量会进一步减小。与宏分集相对应，微分集则指各小区基站采用天线阵收发，由于移动台到各天线阵元的路径相同，因此其克服的是小尺度衰落。在地面 CDMA 蜂窝系统中，宏分集和微分集均可大大改善上行链路信道质量并增加上行链路容量，并可证明在一定条件下二者对应的上行链路容量上界是相同的^[143]。利用波束成形，微分集可以提高下行链路容量^[145]。

星座系统卫星受信道传播特性限制难以通过采用多天线获得波形级分集增益(见表 1.4-2)，采用的多星分集为宏分集方式。

Bischl 提出了信道自适应多星分集(Channel Adaptive Satellite Diversity, CASD)算法，将信号最好的几颗卫星的信号合并，加入(剔除)分集的标准是该卫星信号和当前

服务卫星信号的能量差在某一门限值 P_{margin} 之内(外), 在当前卫星信号降到接收门限以下之前, 若没有其他卫星信号超过 P_{margin} 就会掉话, 若有一颗以上卫星超过 P_{margin} 就为软切换^[146]。Gkizeli 改进了该算法(Hybrid CASD), 将门限值 P_{margin} 分为两档, 最强信号加入分集门限 $P_{margin1}$, 次强信号加入门限 $P_{margin2}$, $P_{margin1} > P_{margin2}$, 这样设计的原因是通常次强信号的卫星仰角较低, 受阴影衰落概率大, 门限应降低些^[147]。

多星分集的难点是如何恢复不连续的信号。上行链路捕获到用户终端的信号后, 便取得了时间戳, 由于多星分集接收到的是同一个信号, 这些解调后的软比特符号流可以很好的按时间合并起来后再译码, 代价是需要在卫星之间传递这些数据。下行信号合并处理可在用户终端完成, 但需要保证在采用星上路由与交换的情况下多颗卫星下行链路发送的业务帧序号相同, 或者保证地面用户终端能正确识别和处理多星发送的乱序的帧。同样的在物理层底层信号格式不同的情况下, 合并译码方案是不错的选择。

多星分集的另一个重要问题是何时发起分集。3.4.2 节中给出了一种启动多星分集的情况和判断方法, 另外当信号突然中断时也应启动多星分集。由于卫星运动方向固定, 一颗卫星内有一半波束中的用户会切换到本卫星内的后继波束中, 若这些波束内的用户突然丢失, 说明发生了阻挡, 需要启动多星分集。另一半波束内的用户丢失, 则可能是阻挡也可能是正常切换, 如果采用的切换方案比较可靠正常切换没有被监测到的概率较小, 也启动多星分集。由于阻挡是大面积物体引起的, L 和 S 频段都会受影响, 应同时对上下行链路采用多星分集。但信号中断后启动分集从发起到完成需要较长的时间, 在快速变化的 Lognormal 信道下很难正常工作, 识别周围环境的算法比仅仅依靠通信链路质量来判断的盲算法效果要好, 典型的有车载终端用鱼镜头感知周围环境^{[148][149]}, 或者用 GPS 等定位和地图系统。目前的系统使用的方法是让地面用户寻找较好的通信环境, 尽量避免高速移动引起的衰落衰落, 如 Inmarsat 舰载终端将天线安装在户外, 手持终端则要求用户到户外通话。

5.5 本章小结

切换发起后, 系统需要在后继波束/卫星中给用户分配信道。当同频的信道不足分配时, 放弃软切换; 若能分配异频信道, 转为硬切换; 当异频信道也不足时, 切换失败。上下行链路容量都有可能成为系统容量的瓶颈, 一般的以话音等对称业务为主时上行链路容量是瓶颈, 以 Internet 等非对称业务为主时下行链路容量是瓶颈, 因此本章对上下行链路都进行了讨论。

星座系统上行链路是异步 CDMA 体制, 降低软切换开销可以减小 MAI 同时不影响其他用户, 从而提高系统容量, 增加软切换的成功率。软切换开销主要受同步时间

制约，同步时间主要包括二维捕获和载波同步消耗。本章首先讨论了基于 PMF-FFT 的捕获技术，构造了无直流分量的估计量并分析了 Neyman-Pearson 准则下的检测性能，随后介绍了其在卫星模拟器项目和星座项目上行链路中的应用成果。针对反馈式载波同步比并行捕获花费更长时间的情况，提出了逆时间轴同步(TRS)算法，以少量存储空间为代价将消除了载波同步时间。最后分析了同时采用 PMF-FFT 快速捕获技术和 TRS 同步技术的软切换性能增强，通过研究发现：他们能降低上行链路 MAI，典型值为 4%；也能减少硬切换丢帧，使各种相对运动速度条件下的平均丢帧数降至 0.5 个以下，用户的服务质量得到了很好的保障。

下行链路是同步 CDMA 体制，为功率受限，功率分配主要对衰落余量比较敏感。本章首先讨论了衡量信道的两种指标：平均信道容量和误码率。虽然 Gaussian、Rician、Rayleigh、Lognormal 信道的平均信道容量很接近，但这些信道的平均误码率却有很大的差别，主要原因是平均信道容量隐含着自适应传输技术的应用，而目前技术尚达不到该水平。然后引入了另一种能更好地揭示信道特性的指标：信道容量 CCDF，分析了地面终端采用 M 元多天线 MRC 分集后的 Lognormal 信道容量 CCDF 及二阶性能 LCR 和 AFD。最后分析了多天线分集的增强性能，典型的 Rayleigh 和 Lognormal 信道 2 天线分集可以通过减小衰落余量节省约 10% 的下行链路发射功率。

当用户处于极端恶劣的环境下多颗卫星的信号被随机阻挡时，切换已不能很好地降低掉话率，需要采用多星分集。讨论了多星分集方式、非连续信号恢复、多星分集发起等问题。

第六章 总结与展望

本文针对低轨星座卫星通信系统开展研究工作,高速运动的卫星、复杂多变的地面环境、全新的多波束天线都使得星座系统切换技术面临严峻地挑战。

采用 CDMA 空中接口的星座系统可采用软切换,研究重点为:1、软切换的发起/结束;2、软切换成功率的提高。本文围绕此重点,主要研究了基于导频测量的下行链路切换技术、基于 Doppler 测量的上行链路切换技术、减小上行链路 MAI 和降低下行链路发射功率的切换增强技术。

下行链路导频不中断是同步 CDMA 系统的特点,它能用比较小的功率消耗给整个覆盖区内的用户提供同步信号,利用导频测量辅助的切换技术是对导频功率的最大化利用。但通过星座导频信号的分析发现等通量赋形的多波束天线削弱了倾斜效应,导频测量无法反映出用户终端和卫星之间的距离,导致最短距离切换准则无法采用。对此本文提出了采用最佳信道切换准则的基于导频测量的全信道软切换(PAC-SH)方案,而方案执行的基础是导频的功率和信噪比测量。通过与 CDMA2000 软切换方案的对比,可以看到 PAC-SH 方案能够减少 Gaussian 和 Rician 信道下的软切换消耗,同时保护 Rician 和 Lognormal 信道下软切换成功率。

由于上行链路和下行链路的波束覆盖区赋形不对应,导频辅助测量不能给上行链路切换指示切换时间和切换去向,本文提出了基于上行信号 Doppler 频移的二维切换预测(2-D DUHP)算法,并给出了低复杂度的解法。2-D DUHP 算法与一维 DDBHP 算法相比具有稳定的可解性,对测量点的位置、时间间隔、用户位置(决定最大可视仰角)等实际可变的应用条件以及 Doppler 测量误差等都具有很强的鲁棒性。针对星座系统上行链路建立了用户最大仰角和不规则多波束边界穿越时间的数学关系,形成了一套完整的实现方案,最后分析了时间搜索步长、仰角搜索步长和测量时间间隔对估计精度的影响,并给出了以上参数的参考取值。

针对上行链路 MAI 受限的特点,研究了上行链路的切换增强技术。从降低系统开销的角度出发,分析了基于部分相关器的 DFT(PMF-FFT)捕获技术,提出了逆时间同步(TRS)技术,典型的结合使用能降低软切换时 MAI 约 4%、减少硬切换时平均丢帧数至 0.5 帧以内。针对下行链路功率受限的特点,研究了下行链路切换增强技术。分析了地面终端采用 M 元多天线 MRC 分集后的 Lognormal 信道容量 CCDF 及二阶性能 LCR 和 AFD,典型的 Rayleigh 和 Lognormal 信道 2 天线分集可以节省约 10% 的下行链路发射功率。

除论文所述理论工作以外，还参与研制了星座系统星上处理设备，这些设备是下一步切换验证工作的基础。

1、用户段接入处理设备：完成无线链路的收发功能，包括：下行链路多波束导频、同步、寻呼、业务信道的编码、交织、扩频、成形滤波、上变频；上行链路多波束接入、业务信道的捕获、跟踪、解扩、解调、解交织、译码。

2、接入控制设备：完成星上控制功能，包括：业务和信令的分离、组帧、分帧；切换管理；功率控制；无线信道配置。

3、星载交换机：完成包交换功能，包括：测控信息打包与转发；路由表上载；交换包转发。

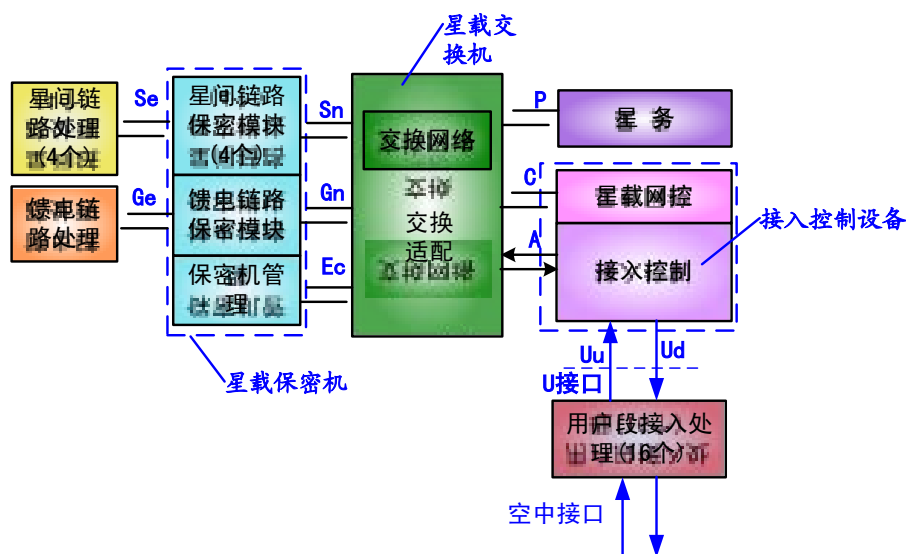


图 5.5-1 星座系统星上处理设备互连关系



图 5.5-2 星载接入控制和星载分组交换原理样机

下一步工作将进行地面集成演示验证，需要进一步开展的与切换相关的工作有：

✓ 导频信号模型的修正

由于射频通道非一致性^[150]、天线互耦^[151]等因素的影响，实际得到的多波束天线覆盖区赋形和增益都会与仿真结果有所差异，需针对实际情况修正导频信号模型。

✓ 多星宏分集方案

如何实现多星宏分集涉及到多个层面，要实现波形级分集合并则需要修改空中接口，要进行数据级分集合并则需解决包乱序问题。另外如何判别并发起多星宏分集也需要深入研究。

✓ 高效的功率控制算法

低轨卫星的传播时延虽然已经减小到几 ms 的量级，但仍然给功率控制带来了不小的难度，合理的功率控制方案对本文中的基于导频的信道状态估计、上行波束间切换等都至关重要。

参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文. 现代小卫星技术与应用[M]. 上海: 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] 张更新, 张杭等. 卫星移动通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [3] 余金培, 李国通, 梁旭文, 杨根庆. 现代通信小卫星技术的发展与对策[J]. 电子学报, 2001, No.3, Vol.29: 100~105.
- [4] 叶宜家. 卫星/地面移动综合通信系统及其双模手机的发展现状[J]. 电信快报, 1998 年第 7 期.
- [5] 华戌明. 基于卫星及 GSM 的双模短数据通信终端[J]. 电子技术, 2002 年第 12 期.
- [6] R Akturan and W J Vogel. Elevation angle dependence of fading for satellite PCS in urban areas[J]. Electronic Letters, Vol.31 No.25, p. 2156-2157 (1995).
- [7] Leonard Schiff. System Operation for IS-95 Terrestrial vs. GlobalstarTM-- Similarities and Differences[J]. Universal Personal Communications Record, 1997. Conference Record., 1997 IEEE 6th International Conference on, 12-16 Oct. 1997 Page(s):321 - 325 vol.1.
- [8] Jhong Sam Lee, Leonard E.Miller 著, 许希斌等译. CDMA 系统工程手册[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [9] P Monsen. Multiple-access capacity in mobile user satellite systems[J]. IEEE J. Select. Areas Comm., vol. 13, pp, 222-23 I, Feb. 1995.
- [10] Hongyi Fu, Guoan Bi and K Arichandran. Capacity Comparison of CDMA and FDMA/ TDMA for a LEO Satellite System[J]. 1999 IEEE International Conference on Comm., 1069-1073 vol.2.
- [11] QUALCOMM. Globalstar Gateway Operations & Maintenance Manual[M]. Volume 1: Overview. 80-98905-1 Rev. C.
- [12] P. L. Metzen. Globalstar Satellite Phased Array Antennas[J]. 1999 IEEE International Conference on Communications, Vol. 2 of 3: 1069~1073.
- [13] 赵国栋. 低轨道扩频通信卫星下行链路 Rake 接收及盲自适应多径抑制[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2008.
- [14] 阮国伟. UMTS 切换子系统的设计与研究[D]. 华中科技大学硕士学位论文, 2004.
- [15] 张克平. LTE-B3G/4G 移动通信系统无线技术[M]. 贝尔实验室, 德国, 电子工业出版社, 2008.

- [16] PULAK K. CHOWDHURY AND MOHAMMED ATIQUZZAMAN, HANDOVER SCHEMES IN SATELLITE NETWORKS: STATE-OF-THE-ART AND FUTURE RESEARCH DIRECTIONS[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 4th Quarter 2006, VOLUME 8, NO. 4.
- [17] Boukhatem, L., Beylot, A-L., Gaiti, D., Pujolle, G. TCRA: A Time-based Channel Reservation Scheme for Handover Requests in LEO Satellite Systems[C]. International Journal of Satellite Communications and Networking, Volume:21 Issue:3, 2003, Page(s) 227-240, Wiley.
- [18] Maral, G., Restrepo, J., del Re, E., Fantacci, R., Giambene, G. Performance analysis for a guaranteed handover service in an LEO constellation with a "satellite-fixed cell" system[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, Volume: 47 Issue: 4, Nov. 1998, Page(s): 1200 -1214.
- [19] Boukhatem, L, Gaiti, D, Pujolle, G. Resource Reservation Schemes for Handover Issue in LEO Satellite Systems[J]. Wireless Personal Multimedia Communications, 2002. The 5th International Symposium, 2002, Pages 1217-1221 on Volume 3.
- [20] Riadh Dhaou, André-Luc Beylot, Monique Becker. ATCR: An Adaptive Time-based Channel Reservation Mechanism for LEO Satellite Fixed Cell Systems[C]. VTC 2003 Fall, Orlando, USA, October 2003, IEEE.
- [21] Ki-Dong Lee. Variable-Target Admission Control for Nonstationary Handover Traffic in LEO Satellite Networks[J]. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 54, NO. 1, JANUARY 2005.
- [22] Jin Weon Chang, and Dan Keun Sung. Adaptive Channel Reservation Scheme for Soft Handoff in DS-CDMA Cellular Systems[J]. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 50, NO. 2, MARCH 2001 341.
- [23] 刘刚, 苟定勇, 吴诗其. 低轨卫星星座网的切换研究[J]. 通信学报, 第 25 卷 第 04 期, 2004 年.
- [24] 沈嘉等编著. 3GPP 长期演进(LTE)技术原理与系统设计[M].北京, 人民邮电出版社, 2008.
- [25] 戴美泰等编著. GSM 移动通信网络优化[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [26] 张威, 汤炳富编著. GSM 交换网络维护与优化——现代移动通信技术丛书[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [27] Kyoung Il Kim 编著, 刘晓宇, 杜志敏译. CDMA 系统设计与优化[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2000.

- [28] 张新程, 关向凯, 习兆坤编著. WCDMA 切换技术原理与优化[M].北京, 机械工业出版社, 2006.
- [29] 李世鹤编著. TD-SCDMA 第三代移动通信系统标准[M].北京, 机械工业出版社, 2003.
- [30] 谢显中著. TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现[M].北京, 水利电力出版社, 2004.
- [31] 徐志宇, 韩玮, 蒲迎春编著. HSDPA 技术原理与网络规划实践[M].北京, 人民邮电出版社, 2007.
- [32] 张长钢等编著. WCDMA/HSDPA 无线网络优化原理与实践[M].北京, 人民邮电出版社, 2004.
- [33] Frost & Sullivan. Satellite Telephone Quality of Service Comparison: Iridium vs. Globalstar [R]. July 25, 2002.
- [34] P.R. King and S. Stavrou. Land mobile-satellite MIMO capacity predictions[J]. ELECTRONICS LETTERS 23rd June 2005 Vol. 41 No. 13.
- [35] Peter Horvath, George K. Karagiannidis, Peter R. King, Stavros Stavrou, and Istvan Frigyes. Investigations in Satellite MIMO Channel Modeling: Accent on Polarization[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, vol. 2007.
- [36] P.R. King. Modelling and Measurement of the Land Mobile Satellite MIMO Radio Propagation Channel[D]. University of Surrey, Ph.D Thesis, April 2007.
- [37] 陈寅健. LEO 卫星 CDMA 短数据移动通信系统设计与分析[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2005.
- [38] L. Boukhatem, D. Gaiti, G. Pujolle. A channel reservation algorithm for handover issues in LEO satellite systems based on a satellite-fixed cell coverage[J]. IEEE Vehicular Technology Conference, 2001, Vol.4:2975-2979.
- [39] E. Del Re, R. Fantacci, G. Giambene. Characterization of user mobility in low Earth orbit mobile satellite systems[J]. Wireless Networks, vol. 6, no. 3, pp.165-179, 2000.
- [40] 何龙科. LEO 卫星星座 CDMA 移动通信信道衰落对抗技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2004.
- [41] M. Patzold, Y. Li, and F. Laue. A study of a land mobile satellite channel model with asymmetrical Doppler power spectrum and lognormally distributed line-of-sight component[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 47, no. 1, pp. 297-310, 1998.

- [42] M. Patzold, U. Killat, Y. Li, and F. Laue. modeling, analysis, and simulation of nonfrequency-selective mobile radio channels with asymmetrical Doppler power spectral density shapes[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, pp. 494-507, 1997.
- [43] Ali Irfan, et al. Doppler Characterization for LEO Satellites[J]. IEEE Trans. On Communications, Vol.46, NO.3, March 1998.
- [44] W. C. Jakes. Microwave mobile communications[M]. IEEE Press, New York, USA, 1994.
- [45] 帅涛.低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2008.
- [46] 帅涛, 刘会杰, 梁旭文等. 一种大频偏和低信噪比条件下的全数字锁相环设计[J]. 电子与信息学报, 2005 年第 27 卷第 8 期.
- [47] Gkizeli, M. Service Availability and QoS of Mobile Satellite Systems[D]. University of Surrey, Ph.D Thesis, July 2002.
- [48] E. Del Re, R. Fantacci, and G. Giambene. Efficient Dynamic Channel Allocation Techniques with Handover Queuing for Mobile Satellite Networks[J]. IEEE JSAC, vol. 13, no. 2, Feb. 1995, pp. 397-405.
- [49] 吴乐. 低轨卫星移动通信系统切换技术和空间通信协议研究[D]. 电子科技大学硕士学位论文, 2005, P18.
- [50] 王文博, 郑侃编. 宽带无线通信 OFDM 技术(第二版)[M]. 人民邮电出版社, 2007.
- [51] PROAKIS J. 数字通信(第四版)[M]. 电子工业出版社, 2001.
- [52] 胡泽鑫. 智能天线中数字基带预失真算法设计[C]. 2009 全国微波毫米波会议.
- [53] Bob Stewart. Adaptive IIR Filtering[M]. 5th IEE Adaptive Signal Processing Professional Development Course March 2006, Birmingham, UK.
- [54] Geogios B. Giannakis 等编, 刘郁林等译. 无线通信与移动通信中信号处理研究的新进展[M]. 电子工业出版社, 2004.
- [55] Lee K F, Williams D B. A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems[C]. Proc. IEEE Global Communications Conf., 2000, 3 (11): 1473 - 1477.
- [56] Gregory D. Durgin 著, 朱世华, 任品毅等译. 空时无线信道[M]. 西安交通大学出版社, 2004.
- [57] Louis J. Ippolito. Propagation Effects Handbook for Satellite Systems Design, A Summary of Propagation Impairments on 10 to 100 GHz Satellite Links With

- Techniques for System Design[M]. NASA Reference Publication, February 1989.
- [58] Robert M. Manning. Space Communication Link Propagation Data for Selected Cities Within the Multiple Beam and Steerable Antenna Coverage Areas of the Advanced Communicaitons Technology Satellite[M]. NASA Technical Memorandum, April 1988.
- [59] Julius Goldhirsh and Wolfhard J. Vogel. Handbook of Propagation Effects for Vehicular and Personal Mobile Satellite Systems, Overview of Experimental and Modeling Results[M]. The Johns Hopkins University and the University of Texas at Austin, December 1998.
- [60] Hess G C. Land-Mobile Satellite Excess Path Loss Measurements[J]. IEEE Trans. on Vehicular Tech, Vol. VT-29, No. 2, pp. 290-297, May.
- [61] N Moraitis, V Milas, and P Constantinou. On the Empirical Model Comparison for the Land Mobile Satellite Channel[C]. Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th, 22-25 April 2007 Page(s):1405 - 1409.
- [62] Ali Abdi, W. C. Lau, M. Alouini, M. Kaveh. A New Simple Model for Land Mobile Satellite Channels: First- and Second-Order Statistics[J]. IEEE Trans. Wireless Comm., Vol.2,No.3,May 2003.
- [63] Loo, C. A statistical model for a land mobile satellite link[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. vt-34, no.3, Aug.1985, pp.122-127.
- [64] Corazza, G E, and Vatalaro, F. A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit system[M]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.43, no.3, Aug. 1994, pp.738-742.
- [65] F. P. Fontan, M. A. V. Castro, S. Buonomo, J. P. P. Baptista, and B. A. Rastburg. S-band LMS propagation channel behavior for different environments, degrees of shadowing and elevation angles[J]. IEEE Trans. Broadcasting, vol. 44, pp. 40–76, Mar. 1998.
- [66] M Sforza and S Buonomo. Characterization of the LMS propagation channel at L- and S-bands: Narrowband experimental data and channel modeling[C]. in Proc. NASA Propagation Experiments(NAPEX) Meeting Advanced Communications Technology Satellite(ACTS) Propagation Studies Miniworkshop, Pasadena, CA, 1993, 183–192.
- [67] Suzuki H. A Statistical Model for Urban Radio Propagation[J]. IEEE Transactions on Communications, vol.25, no.7, Jul.1977, pp.673-680.
- [68] 殷贯西, 郭圆青, 王新梅. 非静止移动卫星通信中两种信道模型的等同性[J]. 西安电子科技大学学报, vol.24, no.4, Dec. 1997.

- [69] Richard D. J. van Nee, Howard S. Misser and Ramjee Prasad. Direct-sequence spread spectrum in a shadowed Rician fading land-mobile satellite channel[J]. IEEE J. Select. Areas Commun., vol.10, No.2, pp.350-357, Feb. 1992.
- [70] NAKAGAMI N. The M-distribution, a General Formula for Intensity Distribution of Rapid Fading[M]. Statistical Methods in Radio Propagation, N G Hoffman, Ed Oxford, UK: Pergamon, 1960.
- [71] Simon L Cotton, William G Scanlon. Higher Order Statistics for Lognormal Small-Scale Fading in Mobile Radio Channels[J]. IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 6, 2007.
- [72] M S Alouini and A J Goldsmith. A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels[J]. IEEE Trans. Commun., vol. 47, pp. 1324–1334, Sept. 1999.
- [73] J. H. Roberts. Joint phase and envelope densities of a higher order[J]. IEE Proc. Radar, Sonar, Navig., vol. 142, pp. 123-129, 1995.
- [74] H S Wang and N Moayeri. Finite-state Markov channel-a useful model for radio communication channels[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 44, pp. 163–171, Feb. 1995.
- [75] J Lai and N B Mandayam. Packet error rate for burst-error-correcting codes in Rayleigh fading channels[C]. Proc. IEEE VTC, pp. 1568–1572, 1998.
- [76] R Vijayan and J M Holtzman. Foundations for level crossing analysis of handoff algorithms[C]. in Proc. ICC, May 1993, pp. 935–939.
- [77] G. Azemi, B. Sendaji, B. Boashash. Mobile unit velocity estimation based on the instantaneous frequency of the received signal[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., Vol.53, No.3, PP.716-724, May. 2004.
- [78] Antonio M. O. Ribeiro, Evandro Conforti. Field Measurements of the Level Crossing Rate in the Nakagami Mobile Channel Environment[C]. Microwave and Optoelectronics, 2005 SBMO/IEEE MTT-S International Conference on, 25-28 July 2005 Page(s):517 - 520.
- [79] G. L. Stuber. Principles of Mobile Communications[M]. Boston, MA: Kluwer, 1996.
- [80] Ali Abdi, Kyle Wills, etc. comparison of the level crossing rate and average fade duration of Rayleigh, rician, and nakagami fading models with mobile channel data[J]. Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd, Volume 4, 24-28 Sept. 2000 Page(s):1850 - 1857 vol.4.

- [81] WILLIAM W WU. BLOCKAGE MITIGATION TECHNIQUES IN SATELLITE COMMUNICATIONS[J]. IEEE Wireless Communications, October 2005.
- [82] Mathini Sellathurai, Paul Guinand and John Lodge. Space-Time Coding in Mobile Satellite Communications Using Dual-Polarized Channels[J]. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 55, NO. 1, JANUARY 2006.
- [83] 贾铂奇. 星载平面阵天线赋形技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2007.
- [84] 彭木根. 3G 无线资源管理与网络规划优化[M]. 北京, 人民邮电出版社, 2005.
- [85] Jaeweon Cho, Daehyoung Hong. Traffic Performance Analysis of Handover in GMPCS Systems[M]. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 50, NO. 6, NOVEMBER 2001, P1518-1527.
- [86] M Mazzella, M Cohen, D Rouffet, M Louie, K S Gilhousen. Multiple access techniques and spectrum utilisation of the GLOBALSTAR mobile satellite system[C]. Telecommunications 1993, Fourth IEE Conference on, 18-21 Apr 1993 Page(s):306 – 311.
- [87] Jordi Perez-Romero 等著, 陆彦辉译. UMTS 中的无线资源管理策略[M]. 西安交通大学出版社, 2008.
- [88] Radio Frequency (RF) System Scenarios[R]. 3GPP TS 25.942.
- [89] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi, K. S. Gilhousen, and E. Zehavi. Soft handoff extends CDMA cell coverage and increases reverse link capacity[J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 12, no. 8, pp. 1281–1288, Oct. 1994.
- [90] S. Ariyavisitakul. SIR-based power control in a CDMA system[C]. in Proc. IEEE Global Telecommunications Conf., 1992, pp. 868–873.
- [91] R Beck and H Panzer. Strategies for handover and dynamic channel allocation in micro-cellular mobile radio cellular systems[C]. in Proc. IEEE 39th Vehicular Technology Conf., San Francisco, CA, May 1989, pp. 742–748.
- [92] K Higuchi, A Fujiwara, M Sawahashi. Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation and coding scheme in W-CDMA forward link[J]. IEEE Journal on Selected Area in Communications, 2002, 20(2):419-432.
- [93] J. Hamkins, M. K. Simon. Autonomous software-defined radio receivers for deep space applications[M]. John wiley & sons, 2006.
- [94] M. D. Austin, G. L. Stuber. In-service Signal Quality Estimation for TDMA Cellular

- Systems[C]. In Proc. PIMRC'95, Toronto, Canada, Sep. 1995:836-840.
- [95] C. M. Thomas. Maximum Likelihood estimation of Signal-to-Noise Ratio[J]. IEEE Trans. Commun., vol. COM-16, June 1968: 479-486.
- [96] Pauluzzi D R, Benalieu N C. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel[J]. IEEE Trans on Communications, 2000, 48(10):1681-1691.
- [97] A L Brandão, L B Lopes, and D C McLernon. In-service monitoring of multipath delay and cochannel interference for indoor mobile communication systems[C]. Proc. IEEE Int. Conf. Communications, vol. 3, pp. 1458-1462, May 1994.
- [98] Benalieu N C, Toms A S, Pauluzzi D R. Comparison of four SNR estimations for QPSK Modulations[J]. IEEE Commun Letters, 4(2), 2000:43-45.
- [99] Andersin M, Mandayam N B, Yates R D. Subspace based estimation of the signal to interference ratio for TDMA cellular systems[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Atlanta, GA:IEEE, 1996:1155-1159.
- [100] Andersin M, Mandayam N B, Yates R D. Subspace-Based SIR Estimation for CDMA Cellular Systems[C]. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 49, NO. 5, SEPTEMBER 2000.
- [101] Turkboylari M, Stuber G L. An Efficient Algorithm for Estimating the Signal-to-Interference Ratio in TDMA Cellular Systems[J]. IEEE Trans on Commun, 1998, 46(6):728-7310.
- [102] A. Ramesh, A. Chockalingam and L. B. Milstein. SNR Estimation in Nakagami-m Fading With Diversity Combining and Its Application to Turbo Decoding[J]. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 50, NO. 11, NOVEMBER 2002.
- [103] Mathias Patzold. On the Statistical Properties of Deterministic Simulation Models for Fading Channels[J]. IEEE Trans On Veh, 1998. Page(s):254-268.
- [104] Physical Layer Procedures (FDD)[R]. 3GPP TSG RAN 25.214 V.5.2.0, 2002.
- [105] Takano, N., Hamabe, K. Enhancement of site selection diversity transmit power control in CDMA cellular systems[C]. Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th Volume 2, Issue , 2001 Page(s):635 - 639 vol.2.
- [106] Masato Takahashi. Vehicle Satellite Interactivity Database by GPS Signal Reception Collected in the Civil Activities[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on, 11-14 Sept., Helsinki.
- [107] Masato Takahashi. An Effective Satellite Handover System in Future-Oriented Vehicular Communication Society on Collaborative GPS Archive with Distributed

- Sensors[C]. Communication systems, 2006. ICCS 2006. 10th IEEE Singapore International Conference on, Oct. 2006, page(s): 1-5.
- [108] Sungrae Cho, Ian F. Akyildiz, etc. A new connection admission control for spotbeam handover in LEO satellite networks[J]. Wireless Networks, Volume 8, Issue 4(July 2002), Pages: 403 – 415, Kluwer Academic Publishers Hingham, MA, USA.
- [109] Papapetrow E, Pavlidou F N. QoS Handover Management in LEO/MEO Satellite Systems[J]. Wireless Personal Communications, 24:189-204, 2003.
- [110] Papapetrow E, Pavlidou F N. Analytic Study of Doppler-Based Handover Management in LEO Satellite Systems[J]. IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol.41, NO.3, July 2005.
- [111] 金萍. 低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中多用户检测技术的研究[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, 2008.
- [112] 任前义. 低轨卫星扩频通信系统中的干扰消除技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2008.
- [113] 崔汉明. 低轨卫星通信系统中信道编码的研究[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, 2005.
- [114] 朱近康. CDMA 通信技术[M]. 人民邮电出版社, 2001.
- [115] A. J. Viterbi. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication[M]. Addison-Wesley Publishing, 1995.
- [116] Kaplan E D. Understanding GPS Principles and Applications[M]. U.S.A, Artech, 1996.
- [117] Nezami M K. Synchronization in Wireless Communication Systems[M]. Boston, Artech, 2003.
- [118] Stirling-Gallacher R A, Hulbert A P, Povey G J R. A Fast Acquisition Technique for a Direct Sequence Spread Spectrum Signal in the Presence of a Large Doppler Shift[C]. Prod. IEEE ISSSTA, 1996(1):22 – 25.
- [119] Grant P M, Spangerberg S M, Scott I, et al. Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication systems[C]. Proc. IEEE ISSSTA, 1998(1): 542 - 560.
- [120] Cheng U, Hurd W J, Statman J. Spread-spectrum code acquisition in the presence of doppler shift and data modulation[J]. IEEE Trans. Commun., vol.38, no.2, Feb,1990.
- [121] Xu Yang, XiaoWei Cui, MingQuan Lu, et al. Carrier recovery using FFT and Kalman filter[C]. Proc. IEEE ISPA, 2003(2): 18 - 20.

- [122] Rife D C, Boorstyn R R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observations[J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1974, 20(9):591~598.
- [123] 赵树杰, 赵建勋. 信号检测与估计理论[M]. 北京, 清华大学出版社, 2005.
- [124] Natali F D. AFC tracking algorithms[J]. IEEE Trans. Commun., 1984-08, 32: 935-947.
- [125] H Hwang and K B Park. NEW AFC TRACKING ALGORITHMS FOR DIGITAL DBS RECEIVER[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 42, No. 3, AUGUST 1996.
- [126] 张宇宁. 基于可重构技术的星载容错存储系统设计[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2009.
- [127] 用户链路多址接入设备及相关接口实施方案(内部)[M]. 上海小卫星工程中心, 2008.
- [128] Lorenzo Mucchi, Luca Shone Ronga, Enrico Del Re. Two-state CDMA Reception for Satellite UMTS[C]. Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE, Volume 3, 17-21 Nov. 2002 Page(s):2892 - 2896 vol.3.
- [129] C. E. Shannon and W. Weaver. The Mathematical Theory of Communication[M]. Urbana, IL: Univ. Illinois Press, 1949.
- [130] Bernard Sklar 著, 徐平平等译. 数字通信--基础与应用(第二版)[M]. 电子工业出版社, 2005.
- [131] C Berrou, A Glavieux, P Thitimajshima. Near Shannon Limit Error Correcting Coding: Turbo Codes[C]. Proc.1993 IEEE International Conference on Communications, 1064~1070.
- [132] R. G. Gallager. Low-Density Parity-Check Codes[D]. Cambridge, MA: M.I.T. Press, 1963.
- [133] S Y Chung, T J Richardson, R Urbanke. Analysis of sum-product decoding of low-density parity-check codes using a Gaussian approximation[J]. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, Feb.2001.
- [134] W C Y Lee. Estimate of Channel Capacity in Rayleigh Fading Environment[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 39, pp. 187-189, Aug. 1990.
- [135] Christoph G Giinther. Comment on "Estimate of Channel Capacity in Rayleigh Fading Environment"[J]. IEEE Trans. Veh. Technol., VOL. 45, NO. 2, MAY 1996.
- [136] P. S. Yu and S. Lin. An effieient selective-repeat ARQ seheme for satellite channels

- and its throughput analysis[J]. IEEE Trans. Commun., March 1981, COM-29, PP.353-363.
- [137] Branka Vucetic, Jinhong Yuan 著, 王晓海译. 空时编码技术[M]. 北京, 机械工业出版社, 2004.7.
- [138] Perini, P L, and C L Hollway. Angle and Space Diversity Comparisons in Different Mobile Radio Environments[J]. IEEE Trans.On Antennas and Propagation, Vol.46, No.6, June 1998, pp.764-775.
- [139] Norman C. Beaulieu, Xiaofei Dong. Level Crossing Rate and Average Fade Duration of MRC and EGC Diversity in Ricianan Fading[J]. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 51, NO. 5, MAY 2003.
- [140] Karl Yung-Ta Huang and Yawgeng A. Chau. On the Level Crossing Rates and the Channel Capacity of Spatial Diversity with Maximal Ratio Combining over Correlated Nakagami Fading Channels[C]. IEEE International Conference on Sensor Networks, Ubiquitous, and Trustworthy Computing (SUTC'06).
- [141] Simon Haykin, Michael Moher 著, 郑宝玉等译. 现代无线通信[M]. 电子工业出版社, 2006.
- [142] S V Hanly. Capacity and power control in spread spectrum macro diversity radio networks[J]. IEEE Trans. Commun., 1996, 44(2):247-256.
- [143] Hanly S V, D N C Tse. Resource pooling and effective bandwidths in CDMA networks with multiuser receivers and spatial diversity[J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 2001, 47(5):1328-1351.
- [144] C-C Lee, R Steele. Effect of soft and softer handoffs on CDMA system capacity[M]. IEEE Trans. Veh. Technol., 1998, 47(8):830-841
- [145] Naguib A F, Paulraj A. Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA[M]. IEEE Trans Veh Technol, 1994, 43(3): 691 698.
- [146] H. Bischl and M. Werner. Channel adaptive satellite diversity for nongeostationary mobile satellite systems[C]. in Proc. IMSC, 1997, pp. 25–31.
- [147] Maria Gkizeli, Rahim Tafazolli and Barry G Evans. Hybrid Channel Adaptive Handover Scheme for Non-GEO Satellite Diversity Based Systems[J]. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 5, NO. 7, JULY 2001.
- [148] R Akturan and W J Vogel. Optically derived elevation angle dependence of fading for satellite PCS[C]. in Proc. of the 19th NASA Propagation Experimenters Meeting (NAPEX XIX), pp. 127-132, 1995.

- [149] César Amaya and Tu Nguyen. Performance Evaluation of a LEO System in Urban/Suburban Environments in Ottawa, Canada[C]. Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th, Volume 6, 26-29 Sept. 2004 Page(s):4087 - 4091 Vol. 6.
- [150] 朱丽. 星载多波束天线校正技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2007.
- [151] 顾菁华. 低轨通信卫星数字多波束天线误差校正技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2009.

作者攻读博士学位期间发表的论文

- [1] 陈晓挺, 刘会杰, 梁旭文. 扩频系统中 Doppler 频偏快速估计算法的性能分析. 宇航学报, 2008 年 2 月第 29 卷第 2 期 648-652. (EI: 084911768263)
- [2] Chen Xiaoting, et al. QPSK/OQPSK Signal Detection with IF AGC on Micro-satellite. IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, August 14-16, 2007, Hangzhou, China. (EI: 083011402798)
- [3] Chen Xiaoting, et al. New Burst Modem For LEO Satellites. The 4th IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, October 12-14, 2008, Dalian, China. (EI: 090111833302)
- [4] 陈晓挺等. 一种变步长 NLMS 自适应判决反馈均衡器. 系统仿真学报, 2009 年 4 月第 9 期.
- [5] 陈晓挺等. 低轨卫星星座中基于多普勒的二维切换预测算法. 通信技术, 已录用.
- [6] 赵国栋, 陈晓挺等. 低轨道卫星 CDMA 系统发信机的 FPGA 实现. 电子与信息学报, 2008 年 4 月第 30 卷第 4 期 768-771. (EI: 082011256713)
- [7] Shuai Tao, Chen Xiaoting, et al. An improved frequency estimator for synchronization of PSK signals with large frequency offset. The 4th IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, October 12-14, 2008, Dalian, China. (EI: 090111833297)

致 谢

随着本文即将完成，五年的研究生学习生活也将落下帷幕，在此，衷心感谢所有关心和帮助我的人。

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

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

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

感谢梁继业、帅涛、任前义、沈雷、赵国栋、曾媛、朱丽、刘翔、贾铂奇、金萍、梁广、马陆、吕源、赵星惟、胡泽鑫、丁晟、刘俊、顾菁华、赵君伟、李理敏、杜志远、许培培、姜兴龙、那顺巴雅尔、姜泉江、江玉洁、吴杲、姚晔等实验室的兄弟姐妹，感谢姜建、张宇宁、张挺等同学，感谢他们在学习、工作和生活中给予的各种帮助。

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

最后，感谢我的父母、哥哥一家人，感谢他们这么多年来对我的照顾、支持和鼓励！

作者简历

姓 名 陈晓挺
性 别 男
籍 贯 浙江省
出生日期 1981 年 5 月

主要简历:

2004.09 – 2009.06 中国科学院上海微系统与信息技术研究所
通信与信息系统 工学博士

2000.09 – 2004.07 西安交通大学
信息工程 工学学士

1997.09 – 2000.07 浙江省慈溪中学

参加研究课题情况:

2005.07 – 2006.01 DSSS 存储转发型卫星星地演示系统
总参演示验证项目, 已验收。
主要研发人员; 参与 FPGA 和 DSP 实现。

2006.02 – 2008.04 CDMA 卫星通信有效载荷模拟器
国防型号项目, 中国科学院创新 1 号卫星模拟器, 已验收并产品化。
主要研发人员、项目组长; 参与 FPGA 和 DSP 实现; 系统内联合测试; 产品质量控制、文档管理。

2006.12 – 2007.04 对德合作抗辐射和可重构系统研究
上海市重大科教兴市项目, 已验收。
研究人员; 参与商用 FPGA 三模冗余(TMR)抗辐射方法研究。

2007.12 – 2009.04 星座系统星上处理设备
国防重大预研项目, 已验收。
主要研发人员、项目组长; 参与方案论证; Matlab/Simulink 链路级算法仿真; 任务划分; 问题排除。

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 _____