

密级 _____



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

博士学位论文

基于GPS/BDS低轨卫星准同步CDMA上行接入关键技术研究

作者姓名: 陈毅君

指导教师: 梁旭文 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别: 工学博士

学科专业: 通信与信息系统

培养单位: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

二零一五年十二月

Research on a Quasi-Synchronous CDMA
Communication System: An LEO Satellite
Uplink Access Technique Based on
GPS/BDS

By

Yijun Chen

A Dissertation Submitted to
Graduate University of Chinese Academy of Sciences
In partial fulfillment of the requirement
For the degree of
Doctor of Communications and Information Systems

Shanghai Institute of Microsystems and Information Technology
Chinese Academy of Sciences

December, 2015

致 谢

在论文即将完成之际，向所有关心、支持和帮助过我的师长、同学和亲友致以衷心的感谢。

衷心感谢我的导师梁旭文研究员。感谢梁老师对我多年来的培养和关怀。12年，梁老师安排了准同步的相关研究工作，虽然时间紧迫，压力不小，但是在梁老师的精心指导和不时的督促下，为我指明了前进的道路，同时也为我们参与理论研究和工程实现提供了强大动力。

由衷感谢国防科技大学张传胜老师，张老师扎实的理论基础和丰富的工程实践经验，是我等学习的楷模。这些年，张老师对于我的各种问题，都会悉心解答，让我学习了许多理论知识，积累了很多工程经验。

诚挚感谢刘会杰研究员，刘老师严谨的工作作风令我印象深刻，那句“只要有问题，肯定是有原因的”，使我在科研研究中遇到问题，不轻易放过，深究原因。

非常感谢龚文斌研究员，龚老师在学生管理、学习研究和生活上为我们付出了大量的时间和心血。

尤其感谢丁晟师兄，这5, 6年里，丁晟师兄亦师亦友，自从陈晓挺师兄把我交给了丁晟师兄，丁晟师兄在上至理论分析，下至代码编写和仪器使用都给予了相当多的指导和帮助。对于我论文的撰写，丁晟师兄也给出了诸多建议，令我受益匪浅。

感谢吴康师弟，吴康师弟一来到小卫星便和我一起开始了准同步的研究工作，一起参与验证工作的日日夜夜，让人难以忘怀，有喜悦有悲伤。还记得有一天为了测试参数，我们两个从下午一直测到了凌晨两点。没有相互的帮助和鼓励，便不能高效地完成准同步验证工作。

感谢漆庄平副研究员，漆博在学习和生活上都为我们提供不少的帮助，同时指导我们的工作，解决工程实践中疑难。13年时，寻找EVM测试指标不达标的问题，漆博指点迷津，最后我们发现了问题的根源。

感谢易争荣副研究员、黄康、赵笙罡和胡伟圣，感谢易老师这些年在学习和工作给予的帮助，常常为我们提供硬件平台和测试仪器，并给出相应的指导。感谢黄老师扎实的射频理论基础，教会了我时钟相噪对ADC采样有效位的影响。感谢赵老

师精湛的硬件电路设计，常常帮助我解决紧缺的硬件模块。感谢胡老师熟练的软件编程功底，胡老师编写的软件界面简洁实用，大幅简化了我们测试工作的复杂度。

感谢马陆师兄，每当我研究遇到问题，和马老师讨论时，马老师总能从不同的角度，令我豁然开朗，跳出思维定式。

感谢谢卓辰师兄，谢师兄在我论文撰写、投稿和修改过程中，提供了不可或缺的帮助，修改润色我那可怜的英文。

感谢庞岩师兄，庞师兄给予我学习和生活方面的帮助，从不厌烦被我打扰，帮忙解决各类问题。

感谢陈文豪师弟，师弟几乎帮我修改过每篇论文，认真仔细的态度，不放过一个问题。

感谢南京邮电大学陈杨同学在Visio制图上给予我的帮助，挽救了直线强迫症。

感谢宋海伟师兄和肖洋师弟，是他们让我懂得一根射频电缆的重要性。实践中反复测试，不符合理论结果，可能线缆反复使用，已经损坏。

感谢所研究生部的余翔波老师、罗琦老师、邵天浩老师和解佳老师、小卫星人事部贾冰清老师，在我们学生的学习、工作和生活中提供了无微不至的关心和帮助，关注我们的学业，督促我们早日完成毕业指标。

再次感谢曾经帮助过我的老师和同学们，虽未能一一致谢，但铭记于心。

最后感谢我的家人和亲友，这么多年对于我的支持和鼓励，为我分担烦恼，与我分享生活经验。

基于GPS/BDS低轨卫星准同步CDMA上行接入关键技术研究

陈毅君(通信与信息系统)

指导教师: 梁旭文 研究员

摘要

随着低轨卫星通信技术的发展,人们对低轨(Low-Earth Orbit, LEO)卫星实现高可靠的无线通信和传感器数据采集等方面有了进一步的需求,特别是在紧急环境中使用,比如地震、海啸、洪水等灾难发生时,提供应急通信;在海洋研究中,提供数据采集;在偏远地区,提供火灾警告和环境监测。码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)作为移动通信主要技术之一,在卫星通信系统中也广泛使用,但用户数目的大幅增加对系统容量提出了更高的要求,系统的多址干扰(Multiple Access Interference, MAI)直接限制了系统容量。为了降低多址干扰,向大量用户提供稳定可靠的服务,应用于低轨卫星的准同步CDMA(Quasi-Synchronous CDMA, QS-CDMA)上行接入技术在上世纪90年代已经开始发展,但是系统复杂,成本高昂,长久以来没有商用。因此,低复杂度和高适应性准同步CDMA上行接入技术的研究和应用具有重要的理论意义和工程价值。

本文针对低轨卫星通信系统准同步CDMA上行接入问题,进行系统设计分析研究,对系统的实现及性能评估具有理论指导作用,主要研究内容如下:

1. 提出基于GPS/BDS以及基于单星双向测距的低轨卫星上行准同步CDMA系统结构,与之相应的准同步接入实现流程、上下行帧结构设计、扩频码研究分析选择、以及基于下行导频的多普勒补偿及传输距离延迟补偿结构研究,并给出主要衡量指标。
2. 从GPS/BDS时间同步误差、卫星和终端硬件传输延迟、电离层和对流层传输误差、多普勒补偿和传输距离延迟补偿误差、时钟稳定性对时间同步精度影响等多个方面,研究分析准同步系统时间同步精度,同时对系统接入用户数及误码率性能进行理论推导,仿真分析。
3. 提出一种适用于准同步CDMA上行接入的时域多用户并行捕获策略,基于移

摘要

位m序列自相关及互相关特性，研究分析信号模型、搜索流程和门限判决方法，理论推导多用户检测概率，进行捕获性能仿真分析。

关键词：准同步CDMA，1PPS，时间同步误差，多普勒补偿，时域多用户并行捕获

Research on a Quasi-Synchronous CDMA Communication System: An LEO Satellite Uplink Access Technique Based on GPS/BDS

Yijun Chen

Directed by: Prof. Xuwen Liang

Abstract

With the development of LEO satellite communication technology, highly-dependable wireless communication and sensor data collection using LEO satellites have been getting much attention for emergency, marine research, and forest fire disaster in the remote region. CDMA is one of the main technologies of mobile communication, also widely used in satellite communication systems. However, with the significant increase in the number of users, MAI directly limits the capacity of the system. In order to reduce MAI and provide the stable and reliable service for the large number of users, quasi-synchronous CDMA uplink access technology applied to LEO satellite started to develop in the early 1990s, but the system is complex and costly. Therefore, researching on QS-CDMA uplink access technology and application, which is low complexity and high adaptability, has significant theoretical importance and value.

To reduce MAI of the CDMA system and increase system capacity, this thesis focuses on the relevant technologies of QS-CDMA uplink access. The main contents in this thesis are as follows:

1. Two QS-CDMA uplink access technique in the LEO satellite are presented and discussed, which are focused on the local clocks using GPS 1PPS timing signals and single satellite two-way ranging. This article describes the overall system architecture and requirements, the downlink pilot and uplink preamble frame structure, and the Doppler compensation for terminal uplink.
2. A novel analysis method for accuracy of the clock synchronization technique is pre-

ABSTRACT

sented. The number of users and the performance of BER based on the accuracy of the clock are derived and simulated.

3. Differing from the general acquisitions, which search only one user at an acquisition process, a multiuser acquisition strategy based on the shift-m-sequence for QS-CDMA communication system was proposed in this paper. The strategy can search multiuser at an acquisition process.

Keywords: Quasi-Synchronous CDMA(QS-CDMA), one-pulse-per-second(1PPS), Clock Synchronization Time Error(CSE), Doppler Compensations, Multiuser Acquisition

目 录

致谢	i
摘要	iii
Abstract	v
目录	vii
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 准同步CDMA接入技术	1
1.2.1 卫星宽带码分/时分混合多址方式(SW-CTDMA)	1
1.2.2 带限准同步CDMA(BLQS-CDMA)	2
1.2.3 时隙准同步CDMA(Slotted QS-CDMA)	3
1.2.4 小结	3
1.3 GPS/BDS时间同步精度	4
1.3.1 全球定位系统(Global Positioning System,GPS)	4
1.3.2 北斗卫星导航系统(BeiDou Navigation Satellite System,BDS)	5
1.4 扩频接收机捕获技术及检测判决策略	5
1.4.1 匹配滤波器并行捕获	7
1.4.2 FFT时域并行捕获	8
1.4.3 PMF-FFT二维并行捕获	9
1.4.4 检测判决策略	10
1.4.5 小结	11
1.5 扩频接收机现有同步及多用户检测技术	11
1.5.1 主要同步算法	12
1.5.2 多用户检测技术	13
1.5.3 小结	13

1.6 论文主要研究内容和创新点	13
第二章 准同步CDMA系统设计	17
2.1 引言	17
2.2 系统设计约束	17
2.3 系统结构	19
2.3.1 ESQS-CDMA系统结构	20
2.3.2 SSQS-CDMA系统结构	21
2.3.3 QS-CDMA系统上下行帧结构设计	23
2.4 准同步实现流程	24
2.4.1 ESQS-CDMA接入实现流程	24
2.4.2 SSQS-CDMA接入实现流程	27
2.5 扩频码	30
2.6 主要性能指标	31
第三章 多普勒及传输距离延迟补偿方法与扩频码研究	33
3.1 引言	33
3.2 基于导频的多普勒补偿及传输距离延迟补偿方法(PDCs)	34
3.2.1 LEO卫星多普勒频移概述	34
3.2.2 PDCs评价指标	38
3.2.3 基于导频的多普勒补偿及传输距离延迟补偿(PDCs)的实现结构 ..	38
3.2.4 跟踪环路测量误差分析	42
3.2.5 晶振稳定度对补偿精度的影响仿真分析	47
3.2.6 小结	50
3.3 QS-CDMA扩频码分析	51
3.3.1 m序列和移位m序列	51
3.3.2 Gold序列	51
3.3.3 LAS码	52
3.3.4 各码序列性能比较仿真分析	56
3.3.5 小结	59

第四章 系统时间同步精度及误码率性能分析	61
4.1 引言	61
4.2 时间同步精度(CSE)分析	61
4.2.1 ESQS-CDMA系统时间同步精度分析	61
4.2.2 SSQS-CDMA系统时间同步精度分析	67
4.2.3 小结	68
4.3 基于CSE的同时接入用户数分析	69
4.4 QS-CDMA系统误码率性能分析	70
4.4.1 SSQS-CDMA接入短帧误码率性能分析	71
4.4.2 QS-CDMA数据帧误码率性能分析	74
4.4.3 小结	76
4.5 总结	76
第五章 时域多用户并行捕获策略	79
5.1 引言	79
5.2 信号模型	79
5.3 搜索过程	81
5.4 时域多用户并行捕获判决策略(MAS)	83
5.5 MAS检测概率	85
5.5.1 单元检测概率	86
5.5.2 区域检测概率	87
5.5.3 MAS检测概率	89
5.5.4 性能仿真结果	93
5.6 增强型时域多用户并行捕获判决策略(EMAS)	95
5.6.1 第二门限计算方法	95
5.6.2 性能仿真结果	97
5.7 平均捕获时间和捕获效率	99
5.8 总结	101
第六章 工程实现和系统验证	103
6.1 引言	103
6.2 验证系统组成和功能	103

6.2.1 GPS/BDS授时信号模拟源	104
6.2.2 卫星模拟器	104
6.2.3 地面多用户终端模拟器	104
6.2.4 信道噪声源	105
6.2.5 PC端参数控制和显示	106
6.3 系统时间同步精度测试	111
6.4 系统误码率性能测试	121
第七章 总结和展望	125
7.1 论文总结	125
7.2 论文创新点	125
7.3 今后工作的展望	126
参考文献	127
发表文章目录	139
简历	141

表 格

2.1 准同步主要系统参数.	18
2.2 最大可容忍时间同步误差.	19
2.3 各系统主要区别比较.	19
2.4 ESQS-CDMA接入过程主要参数.	24
2.5 SSQS-CDMA接入过程主要参数.	28
3.1 码序列参数.	56
4.1 ESQS-CDMA时间同步精度分析主要参数.	62
4.2 TCXO和OCXO晶振模型参数.	64
4.3 ESQS-CDMA主要参数误差值.	67
4.4 SSQS-CDMA主要参数误差值.	69
5.1 MAS实现算法.	84
5.2 EMAS实现算法.	96
6.1 PC端发送控制指令格式(16进制).	107
6.2 PC端接收控制反馈格式(16进制).	108
6.3 PC端部分指令意义(16进制).	108
6.4 系统时间同步精度测试验证指标.	113
6.5 卫星模拟器发射机延迟测量结果.	114
6.6 卫星模拟器及终端模拟器DAC和ADC延迟测量结果.	114
6.7 终端模拟器接收测距中的处理延迟.	114
6.8 理想条件下ESQS-CDMA系统时间同步误差测试结果.	118
6.9 噪声条件下ESQS-CDMA系统时间同步误差测试结果.	119
6.10 不同时间测试点SSQS-CDMA系统时间同步误差测试结果.	120
6.11 测试场景.	121
6.12 系统误码率性能测试验证指标.	122
6.13 测试结果.	123

表 格

- 6.14 理论单用户误码率性能. 123

插 图

1.1	BLQS-CDMA网络时间同步系统框图.....	2
1.2	Slotted QS-CDMA时间同步系统框图.....	3
1.3	扩频数字通信系统框图.....	6
1.4	扩频发射机QPSK调制结构框图.....	6
1.5	扩频接收机QPSK调制结构框图.....	6
1.6	匹配滤波器并行捕获框图.....	7
1.7	FFT时域并行捕获框图.....	8
1.8	PMF-FFT二维并行捕获框图.....	9
1.9	数字接收机反馈型跟踪环路结构图.....	12
1.10	论文结构框图.....	16
2.1	能量衰减和载波频偏关系图.....	18
2.2	ESQS-CDMA系统结构图.....	20
2.3	ESQS-CDMA传感器数据采集结构图.....	21
2.4	SSQS-CDMA系统结构图.....	22
2.5	SSQS-CDMA传感器数据采集结构图.....	22
2.6	准同步CDMA上下行帧结构图.....	23
2.7	ESQS-CDMA接入流程图.....	25
2.8	ESQS-CDMA接入传输距离补偿时序图.....	26
2.9	本地时钟同步模块框图.....	27
2.10	SSQS-CDMA接入流程图.....	28
2.11	SSQS-CDMA接入传输距离补偿时序图.....	30
3.1	LEO卫星与终端空间几何关系图.....	34
3.2	低轨卫星与低速终端之间参数关系图.....	36
3.3	低轨卫星与高速终端之间参数关系图.....	37
3.4	终端接收机实现结构框图.....	39
3.5	终端接收机处理数据流图.....	39

3.6	终端发射机实现结构框图.....	41
3.7	跟踪环路测量误差图.	47
3.8	$R_k(\Delta t)$ 估计误差($t = -450 \sim -449s$).	48
3.9	$R_k(\Delta t)$ 估计误差($t = -1 \sim 0s$).	49
3.10	$R_k(\Delta t)$ 估计误差($t = -450 \sim 450s$).	50
3.11	LS码(码长24)周期自相关特性.	53
3.12	LS码(码长24)周期互相关特性.	54
3.13	LA码(码长863)周期自相关特性.	55
3.14	LA码(码863)周期互相关特性.	56
3.15	(a)m序列和移位m序列归一化自相关函数(b)Gold序列归一化自相关函 数(c)LAS序列归一化自相关函数.	57
3.16	(a)移位m序列平均归一化互相关函数(b)m序列平均归一化互相关函 数(c)Gold序列平均归一化互相关函数(d)LAS码平均归一化互相关函数..	58
4.1	误差参数分布图.....	62
4.2	相位抖动与 B_L 关系图.....	65
4.3	同时接入用户数与CSE关系图.....	70
4.4	接收信号数据流框图.	70
4.5	P_e 与 E_b/N_0 关系图.	73
4.6	P_e 与 M 关系图.	73
4.7	各类码序列 P_e 与 E_b/N_0 关系图.	75
4.8	移位m序列 P_e 与 E_b/N_0 关系图.	76
5.1	非相干捕获结构图.	80
5.2	扩频码自相关运算图.	81
5.3	二维捕获搜索过程图.	81
5.4	MAS一维搜索过程图.	82
5.5	MAS流程图.	83
5.6	检测概率对应的检测范围图.	85
5.7	SNR_d 与非相干累加次数关系图.....	91
5.8	P_D/P_{MD} 与 SNR 关系图.	92
5.9	P_D/P_{MD} 与接入用户数关系图.....	92

5.10 MAS单用户能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 高低信噪比对比图.	93
5.11 MAS不同用户数能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 对比图.	94
5.12 MAS检测概率与接入用户数关系图.	95
5.13 自适应比例因子计算框图.	96
5.14 EMAS单用户能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 高低信噪比对比图.	97
5.15 EMAS不同用户数能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 对比图.	98
5.16 EMAS检测概率与接入用户数关系图.	99
 6.1 验证系统结构框图.	103
6.2 授时信号模拟源实现框图.	104
6.3 卫星模拟器硬件结构框图.	105
6.4 E_b/N_0 的标定测试示意图.	106
6.5 卫星模拟器PC端控制界面.	107
6.6 终端多用户模拟器PC端二用户控制界面	109
6.7 终端多用户模拟器PC端八用户控制界面	110
6.8 发射机延迟示意图.	111
6.9 终端接收机处理延迟示意图.	112
6.10 理想条件下ESQS-CDMA系统时间同步误差测试结果图.	116
6.11 噪声条件下ESQS-CDMA系统平均时间同步误差测试结果图.	117
6.12 不同时间测试点SSQS-CDMA系统平均时间同步误差测试结果图.	117

第一章 绪论

1.1 引言

自1957年前苏联发射成功第一颗人造卫星以来，航天技术已经取得了举世瞩目的成就，卫星在通信、定位、遥感和空间探测等方面发挥着越来越重要的作用，推动人类社会的进步^[1]。随着现代通信技术、计算机技术、航天技术和半导体集成电路技术的不断发展，卫星通信也得到了飞速的发展，它也是当前通信领域发展最为迅速的领域之一。卫星通信具有其他通信方式无法比拟的优点，尤其是在人口稀少地区以及边远地区的通信、抗震救灾^[2]和海洋科研数据收集^[3]等方面具有不可替代的作用^[4]。

但是，卫星通信在系统容量(同时服务更多用户)和卫星载荷低复杂度等方面仍面临着新的挑战。卫星准同步CDMA上行接入技术是一种很好的解决方案。该技术可以在不提高卫星载荷复杂度的前提下大幅提升系统容量。

1.2 准同步CDMA接入技术

传统的异步CDMA(Asynchronous CDMA, A-CDMA)属于自干扰系统，其用户容量受限。为提高系统容量，可以利用扩频码的正交性，上行链路采用与下行链路相同的同步CDMA方式(Synchronous CDMA, S-CDMA)，但对于低轨卫星通信系统而言，存在多普勒频偏和传输延迟等影响，很难保证各用户信号到达星载接收机的时间精确一致，因此，可采用QS-CDMA方式，使到达卫星的多路信号码相位和载波频率偏差在一定范围内，同时选择合适的扩频码字，达到与S-CDMA 系统相当的性能，从而提升上行用户容量。低轨卫星通信系统上行链路采用准同步技术，主要意义在于：提升用户数量、提高上行捕获速度以及抗截获能力。

1.2.1 卫星宽带码分/时分混合多址方式(SW-CTDMA)

欧空局(ESA)早在1998年提出适用于UMTS/IMT-2000的卫星宽带码分/时分混合多址方式(satellite wide-band CTDMA, SW-CTDMA)无线电传输技术(radio transmission technology, RTT)^[5]，此技术下行采用同步CDMA，上行采用准同步CDMA。但作为卫星RTT候选技术的SW-CTDMA在现有商用系统并未实际运行。

1.2.2 带限准同步CDMA(BLQS-CDMA)

欧空局在1992年提出了一种适用于个人卫星移动通信的接入技术：带限准同步CDMA(band-limited Quasi-Synchronous CDMA,BLQS-CDMA)^[6]。这项技术主要有以下几个优点：

1. 可以高效利用星上收发信机单个或者多个波束的功率以及带宽；
2. 能够抗恶劣的传输环境(多径衰弱，阴影效应)；
3. 适应于语音，数据以及混合传输等多种应用；
4. 可以有效降低用户之间的干扰。

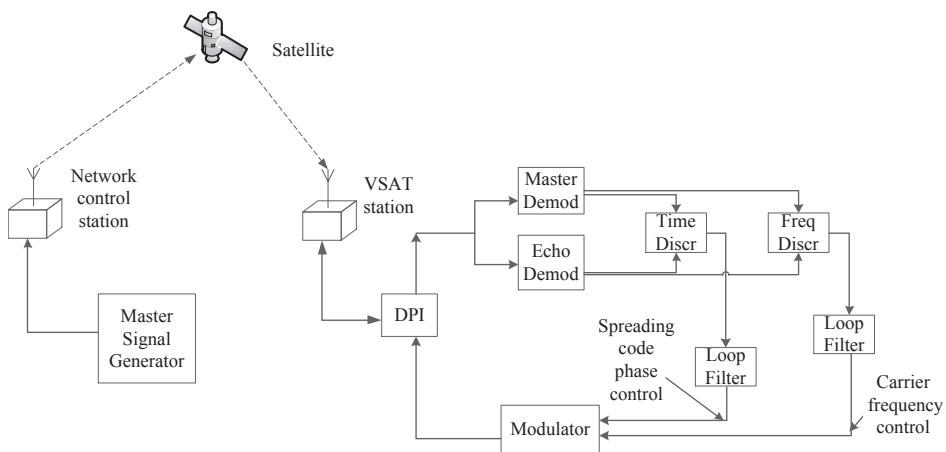


图 1.1: BLQS-CDMA网络时间同步系统框图.

系统网络同步框图如图1.1所示。

图1.1中采用了主从同步技术^[7]，网络控制站产生的主信号用于全网时间同步，所有用户接收解调网络控制站发射的主信号，调整发射信号的码相位以及载波频率，达到卫星覆盖范围内的网络时间同步。

该系统采用直接序列扩频QPSK调制方式，扩频码采用Gold序列。优选的扩频码Gold序列在最大时间同步误差小于 $\pm 0.5T_c$ 时，性能最优， T_c 是扩频码周期。当扩频码速率为 $1Mchip/s$ 时，对于最差的动态情况，时间同步误差可以保持在0.3个码片之内。但是随着用户对数据速率要求的提高，对于时间同步误差的要求更为严格，Gold序列将难以满足要求。

1.2.3 时隙准同步CDMA(Slotted QS-CDMA)

2003年文献[8]提出一种时隙准同步(Slotted Quasi-Synchronous CDMA Access)。同样通过地球控制站广播同步信号，从而实现卫星覆盖范围内时间同步。系统同步框图如图1.2所示。

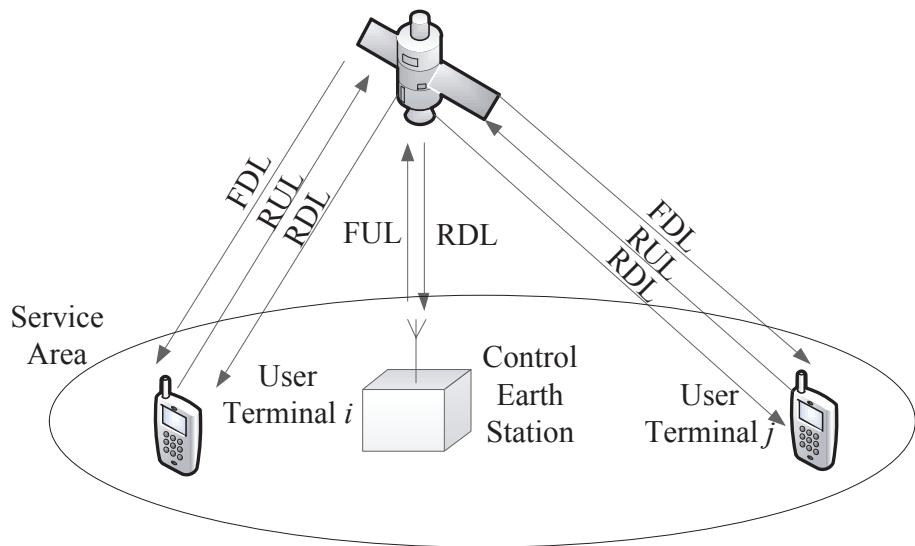


图 1.2: Slotted QS-CDMA时间同步系统框图.

图1.2中FUL为前向上行链路，FDL为前向下行链路，主要用于地面站广播时隙同步基准。RUL为反向上行链路，RDL为反向下行链路，主要用于用户数据传输。

该系统也使用Gold序列作为扩频码序列，最大码速率为 $1Mchip/s$ ，同样存在随着数据速率提升，导致系统性能明显下降的问题。

1.2.4 小结

上述系统中，皆使用Gold序列作为扩频码序列。随着用户对于数据速率需求的提升，将难以满足Gold序列最大时间同步误差小于 $\pm 0.5T_c$ 的要求，所以需要设计一种新的准同步结构保证时间同步误差，同时寻找合适的扩频码序列，降低对于时间同步误差严格的要求。

本文第二章将提出基于GPS/BDS和单星双向测距的两种准同步结构。并在第三章中详细给出多普勒补偿以及传输距离延迟补偿方法，并对补偿误差进行研究，尤其是传输距离延迟补偿误差，这是保证准同步时间同步精度的关键。同时选择适用于上述两种准同步结构的扩频码序列——移位m序列。

1.3 GPS/BDS时间同步精度

当今在通信系统中，将本地时间全网同步是一个发展趋势，但系统中的各种不确定性因素仍导致了时间同步误差。

1.3.1 全球定位系统(Global Positioning System,GPS)

GPS系统向具有适当接收设备的全球范围内的用户提供精确、连续的三维位置和速度信息。GPS还广播一种形式的协调世界时(UTC)。标称的GPS卫星星座由安排在六个轨道面上的24颗卫星组成，每个平面上4颗。一个分布在全世界的地面对控制/监视网络监视着卫星的健康与状态。由于用户接收机无源工作(只接收信号不发射)，GPS可以向无限数目的用户提供服务。系统利用单向到达时间(TOA)测距概念。卫星以高精度的星载原子频率标准做基准进行发射，而星载原子频标是与GPS时间基准同步的。卫星采用码分多址(CDMA)技术在两个频率上广播测距码和导航数据。每颗卫星使用不同的测距码。导航数据为接收机提供了确定卫星在信号发射时刻的位置的手段，而测距码使用户接收机能够确定信号的传输时延，从而确定用户到卫星的距离，这种技术要求用户的接收机也包含有一个时钟。利用这种技术测量接收机的三维位置时，要求测量到4颗卫星的TOA距离，如果接收机时钟已经与卫星时钟同步，则只需要3个距离观测量^[9]。

2002年，文献[10]中提出GPS接收机通过时钟锁相环路产生的1PPS(one-pulse-per-second)信号平均的误差范围在150ns之内。文献[11]介绍了Motorola UT Oncore GPS接收机，其产生的1PPS信号保证误差在40到45ns量级。最近的产品展现了时间同步误差达到10ns精度的优越性能^[12]。文献[13]中介绍了一种使用于低轨卫星的板载GPS接收机，从实验结果中可见时钟同步误差可以小于10ns量级。同时关于GPS接收机时钟同步精度提升的方法不断涌现，文献[14]提出使用预估计FIR滤波器，通过GPS信号对本地时钟进行同步优化，因此可以减小1PPS信号测量误差。文献[15]应用Kalman滤波器对时钟进行同步优化。文献[16]给出了一种1PPS信号本地同步结构，并对时间同步精度进行了分析。

GPS信号作为时间同步基准在金融业，银行业，电力网络等有大量的应用，文献[17]给出一种利用单颗GPS卫星以及多个地面站进行时钟同步的方法。文献[18]中使用FPGA(Field Programmable Gate Array)平台，利用GPS信号进行时间同步，达到了1ms的精度水平。文献[19]利用GPS的1PPS信号对本地晶振频率进行估计，从而实现一个高精度的时间传输系统。文献[20]中利用GPS信号，开发设计了一种对低轨

卫星进行3D定位的系统。

1.3.2 北斗卫星导航系统(BeiDou Navigation Satellite System,BDS)

中国北斗卫星导航系统是中国自行研制的全球卫星导航系统，是继美国全球定位系统(GPS)、俄罗斯格洛纳斯卫星导航系统(GLONASS)之后第三个成熟的卫星导航系统。北斗卫星导航系统(BDS)和美国GPS、俄罗斯GLONASS、欧盟GALILEO，是联合国卫星导航委员会已认定的供应商^[9]。

北斗卫星导航系统由空间段、地面段和用户段三部分组成，可在全球范围内全天候、全天时为各类用户提供高精度、高可靠定位、导航、授时服务，并具短报文通信能力，已经初步具备区域导航、定位和授时能力，民用开放服务的定位精度 $10m$ ，测速精度 $0.2m/s$ ，授时精度 $50ns$ ^[21]。

文献[22]中将BDS应用于电力系统的时间同步，时间同步误差达到 $50ns$ 以内。文献[23]介绍了一种基于BDS中GEO卫星，时间信息服务以及数据处理的方法，得到平均时间同步误差小于 $25ns$ 的结论。文献[24]给出了一个BDS的1PPS信号精度测试平台，测量结果：时间同步误差小于 $100ns$ 。

本文第四章将结合GPS/BDS时间同步精度和多普勒补偿精度等因素，进一步研究分析QS-CDMA系统时间同步精度。

1.4 扩频接收机捕获技术及检测判决策略

与地面通信系统相比，低轨卫星信道最显著的特点之一就是卫星和地面终端之间存在较大的视距速度和加速度^[25]。这个相对运动不但引起较大的载波多普勒频移和多普勒频移变化，而且在直接序列扩频(Direct Sequence CDMA, DS-CDMA)系统中还引起明显的码多普勒和码多普勒变化。

信号的接收可以归结为两个检测过程：检测信号是否存在；检测信号携带的信息。捕获是确定信号是否存在过程；而判决信号传输信息的关键是对载波频率、相位和PN码时间参数进行估计，即同步(反馈方式时也叫跟踪)。假设检验是信号捕获的理论基础，而参数估计则是信号同步的理论基础^[26]。

扩频数字通信系统模型如图1.3所示^[27]。其发送端的输入和接收端的输出均为二进制信息序列。信道编码器和译码器、调制器和解调器是系统的基本组成部分，以及两个完全相同的伪随机图样发生器。

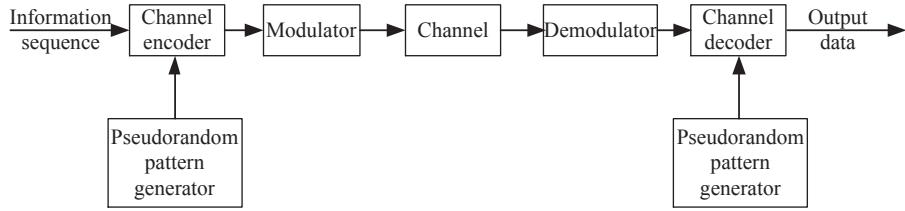


图 1.3: 扩频数字通信系统框图.

通常扩频发射机QPSK调制结构框图如图1.4所示。CDMA通信利用码发生器产生的不同的扩频码区分不同的用户，实现多用户同时在同一频率互不干扰进行通信。主要优点在于：抗干扰、抗噪声、抗多径衰落、低功率谱密度下工作、保密、可多址复用、任意选址和可高精度测量等^[28]。

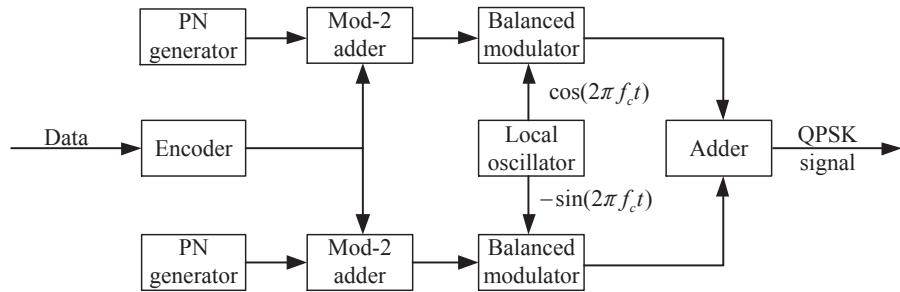


图 1.4: 扩频发射机QPSK调制结构框图.

常见的扩频接收机基带处理结构框图如图1.5所示。扩频接收机基带处理结构主要包括下变频、捕获、信号检测判决和跟踪等模块。捕获模块将判决量送入信号检测判决模块，通过判决则进入跟踪模块，判决失败重新捕获，跟踪成功则输出解调数据，跟踪失锁则重新进入捕获模块。

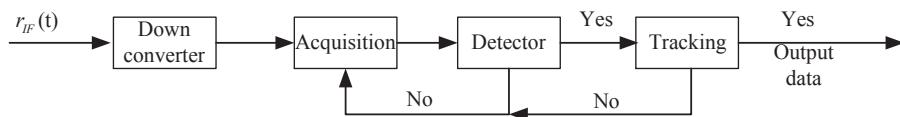


图 1.5: 扩频接收机QPSK调制结构框图.

常用的捕获方式主要包括串行捕获，一维并行捕获和二维并行捕获等。匹配滤波器并行捕获和FFT时域并行捕获都属于一维时域(码序列)并行捕获，PMF-FFT属于二维并行捕获。

本文提出的准同步CDMA系统中，用户终端进行多普勒补偿以及传输距离延迟

补偿，使得卫星接收机频域仅需搜索中心频点，二维搜索范围降为一维搜索范围，大幅减少平均捕获时间，并且降低卫星接收机实现复杂度。串行捕获方式最节省资源，但是对于大量用户同时上行接入的准同步CDMA系统而言，捕获时间过长。二维并行捕获方式对于准同步CDMA而言，产生了不必要的硬件消耗。因此，一维时域并行捕获方式最适用于准同步CDMA系统。

1.4.1 匹配滤波器并行捕获

匹配滤波器^[29-37]是这样一种器件，当它的输入信号是一个冲击量时，它实际上会产生一个输出信号，该信号是滤波器所期望检测的输入信号在时间上的反转。也就是说匹配滤波器的传递函数是所要匹配信号的复共轭。当信号埋于高斯噪声时，匹配滤波器使其输出信噪比最大。即^[28]：

$$h(t) = S(T - t), 0 \leq t \leq T \quad (1.1)$$

$$H(\omega) = S^*(\omega)e^{-j\omega T}S(\omega) = FT \{S(t)\} \quad (1.2)$$

其中 $S(t)$ 为接收信号。当输入信号与本地PN码相位完全匹配时，将会产生最大的相干累加值，所以被称为匹配滤波器法。

匹配滤波器并行捕获框图如图1.6所示^[38]：

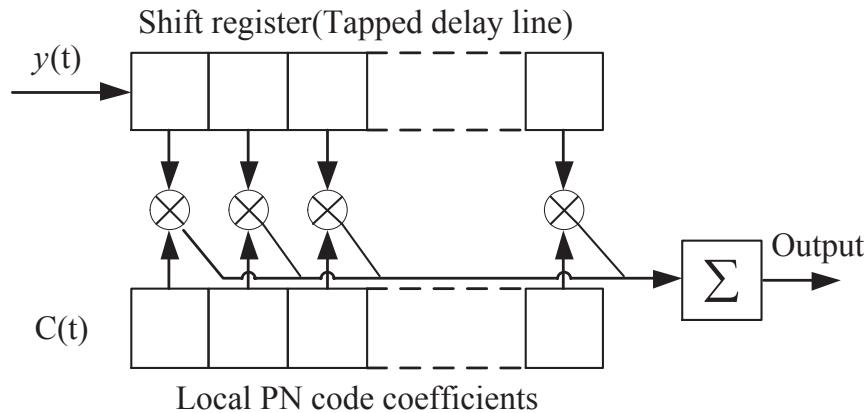


图 1.6: 匹配滤波器并行捕获框图.

图1.6中 $y(t)$ 为已从中频下变频的基带信号， $C(t)$ 为接收机本地扩频码序列。选择一个频率搜索单元，将已从中频下变频的基带信号 $y(t)$ 依次送入移位寄存器；本地PN码序列作为滤波器的系数保持不变，滤波器的输出即为相干累加值；根据不同的门限判决算法处理相干累加值；当完成全部码相位的搜索后，调整本地载波频率，

继续下一个频率单元的搜索。由于采用了并行流水处理结构，每个码片采样一个点，匹配滤波器并行捕获每个采样时钟均可计算一个相位的相关累加值，故其检测速率为 $1/T_c$ ， T_c 为PN码周期。

匹配滤波器的工作原理是被动式相关，这是相对于积分清零器^[39, 40]的主动式相关而言的。匹配滤波器捕获，其获得一个判决变量样本的时间大大缩短。匹配滤波器相比于积分清零检测器，其捕获速度快得多。但是积分清零器在实际实现中更节省硬件资源。匹配滤波器是以硬件资源换取捕获速度。

1.4.2 FFT时域并行捕获

FFT伪码捕获算法^[41-49]是基于离散傅里叶变换的相关定理：时域卷积等价于频域的乘积。采用时域相关的捕获方法，接收到的信号 $x(n)$ 和本地PN码 $c(n)$ 的相关函数在时域的计算表达式如式1.3。

$$R(m) = \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) \cdot c(n - m)] \quad m = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (1.3)$$

相关函数在频域可由式1.4计算：

$$R(m) = \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) \cdot c(n - m)] = c(-n) \otimes x(n) = F^{-1}[C^*(k) \cdot X(k)] \quad (1.4)$$

式中， N 为伪码长度， m 对应伪码相位， F^{-1} 为傅立叶逆变换， $C^*(k)$ 用以表示 $c(n - m)$ 的复共轭。

由以上公式，FFT时域并行捕获结构^[42]如图所示1.7。

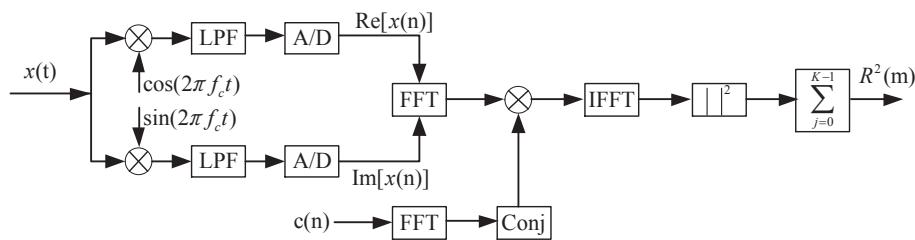


图 1.7: FFT时域并行捕获框图.

采用滑动相关法进行相关运算，若每次滑行半步，则最长需 $2N$ 次相关计算才能完成捕获，需要时间为 $2N \cdot T_c$ ，其中， N 为PN码长度， T_c 为PN码周期。若采用匹配滤波的方式，则每进入一点都需进行 N 次乘法，最长需要一个周期 N 点，共

需 N^2 次乘法运算，耗时1个PN码周期，所需计算量较大。FFT的快速算法，可以将一次相关运算的运算量降低到 $N\log_2 N$ ，进行三次FFT/IFFT共需 $3N\log_2 N$ ，如果预先存储 $c(n)$ 的变换系数，节省一个FFT运算，可以将运算量进一步降至 $2N\log_2 N$ 。PN码长度越长，运算量的优势越明显。

1.4.3 PMF-FFT二维并行捕获

采用传统的频域分析时，由于FFT运算存在扇贝损失，即只有当真实的载波多普勒频偏值为频率分辨率的整数倍时，捕获才准确，否则会明显增大估计误差，捕获精度不够高。为了兼顾扩频伪码的快速捕获和捕获精度，需要对传统的FFT进行优化，可以通过补零法增加FFT的计算点数来提高捕获精度，但是捕获时间和运算量都会相应提高。针对补零带来的捕获时间长、运算量提高的问题，提出了部分匹配滤波(PMF)和FFT相结合的优化捕获方法^[50, 51]。PMF-FFT二维捕获结构如图1.8所示。

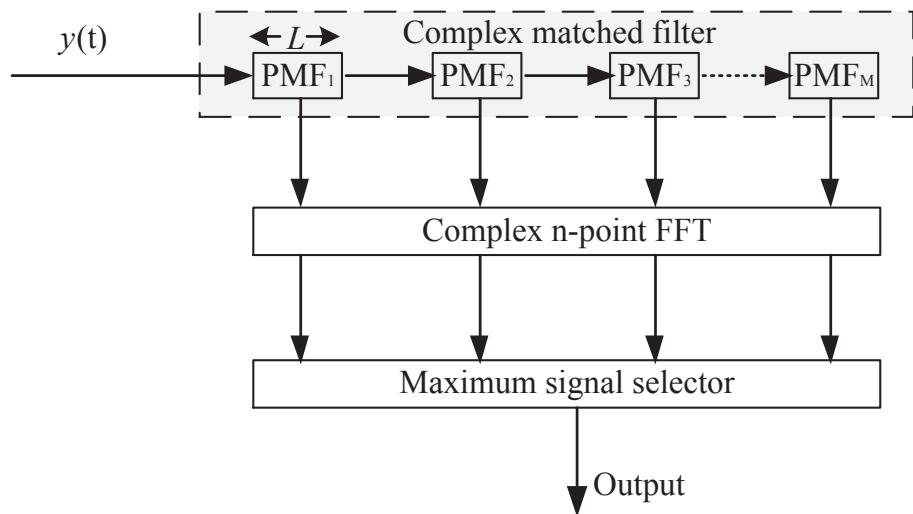


图 1.8: PMF-FFT二维并行捕获框图.

由图1.8可见，部分匹配滤波实现了 L 个码片信号的解扩与累加过程，总计 M 个匹配滤波器，扩频码长 $N = L \times M$ ，部分匹配滤波器累加值送入 n 点FFT进行频域运算，此处 $n \geq M$ ，由于该过程在多普勒频偏存在下进行存在能量衰减问题，其能量衰减符合式1.5^[52] 规律。

$$D(\Delta f) = \left| \frac{\sin(\pi \Delta f N T_c)}{N \sin(\pi \Delta f T_c)} \right|^2 \approx \left| \frac{\sin(\pi \Delta f N T_c)}{\pi \Delta f N T_c} \right|^2 \quad (1.5)$$

式1.5中, N 为PN码长度, T_c 为PN码周期, Δf 为载波多普勒频偏。

FFT过程本质上等效为以 $\frac{1}{NT_c}$ 为步进对 $-\frac{1}{2LT_c}$ 至 $\frac{1}{2LT_c}$ 范围的各频率点做变频处理和相干累加, 其每个频率点累加也符合式1.5。将FFT频点从0至 $n - 1$ 映射至 $(-\frac{n}{2}, \frac{n}{2}]$, 频点以 k 为序号, 当 $n = M$ 时, 图1.8中FFT运算后每个bin的能量包络衰减服从式1.6关系。

$$D(\Delta f) = \left| \frac{\sin(\pi\Delta f LT_c)}{\pi\Delta f LT_c} \right|^2 \times \left| \frac{\sin(\pi(\Delta f NT_c - k))}{\pi(\Delta f NT_c - k)} \right|^2 \quad (1.6)$$

当 $n > M$ 时, FFT进行补零操作, 图1.8中FFT运算后每个bin的能量包络衰减服从式1.7关系。

$$D(\Delta f) = \left| \frac{\sin(\pi\Delta f LT_c)}{\pi\Delta f LT_c} \right|^2 \times \left| \frac{\sin(\pi M(\Delta f LT_c - k/n))}{\pi M(\Delta f LT_c - k/n)} \right|^2 \quad (1.7)$$

基于PMF-FFT的伪码捕获算法由于PMF时对数据进行了低通滤波和降速处理, 尤其减少了FFT运算点数, 大幅降低了运算量, 从而在伪码捕获中广泛使用。实际FPGA实现中, 由于1024点以下FFT使用乘法器硬件资源相同, 可以通过补零法增加FFT点数以提升载波多普勒频偏捕获精度。

1.4.4 检测判决策略

以上三小节中提及的捕获结构, 最后输出的待判决值, 都需通过检测判决模块。检测判决策略对于捕获概率和捕获时间有重要的作用。

文献[53]以串行捕获为例, 详细分析顺序检测, 最大值检测和混合检测的检测判决概率, 并给出了一个考虑次峰值的增强信号模型。本文第五章将以此为基础详细推导分析时域多用户并行捕获策略的MAS检测概率、虚警概率和漏检概率。

文献[54]和文献[55]中, Geiger提出一种新颖的比值判决策略, 利用最大峰值与次峰值比较, 超过一定比例判决为检测到信号, 此策略使虚警概率与噪声功率谱无关。实际使用中可以运用在某些数模转换器(Analog-to-Digital Converter, ADC)由于工作时钟相位噪声过高, 导致采样底噪过高、ADC采样有效位损失的情况。

恒虚警(Constant False Alarm Detector, CFAR)^[56, 57]是常用的一种确定判决门限的方法, 判决门限可以随噪声功率自适应变化。文献[58]中基于恒虚警提出了直接序列扩频码序列捕获的门限设置原则, 利用了二次判决进行检测。文献[59]也提供了一种基于恒虚警的并行捕获门限设置方法。

多普勒频偏对捕获结果影响显著，文献[60]中分析多普勒扫频频点宽度对捕获概率的影响，给出理论表达式。文献[61]分析了晶振频率偏差对于接收机捕获载波频点以及码相位的影响，晶振频率偏差可以视作多普勒频偏的一部分。文献[62]详细介绍了晶振时钟误差的修正算法。

1.4.5 小结

串行信号搜索方式优点为结构简单、硬件消耗小；然而该方式需要串行搜索信号二维不确定单元，从而导致捕获时间很长，不适合突发信号接收。PN码并行捕获方式是常用的一种快速捕获方案，实现方式包括基于匹配滤波和FFT等效卷积两种方式。

对于准同步系统，经过多普勒补偿后，二维捕获搜索空间降为一维。针对准同步系统拥有时间信息的系统优势，本文第五章将基于匹配滤波器捕获结构，提出一种适用于准同步CDMA的时域多用户并行捕获判决策略。

1.5 扩频接收机现有同步及多用户检测技术

当接收机捕获到信号，接收通道将从捕获阶段转换到同步阶段。捕获阶段主要获得信号载波频率和扩频码相位的粗略估计，通过粗略估计值，同步阶段逐步精细对着两个信号参量的估计。由于卫星与接收机之间的相对运动以及卫星时钟与接收机晶体振荡器的频率偏移等原因，接收机接收到的信号，其载波频率和码相位随时间的推移而变化，并且这些变化有时是不可预测的，所以信号同步跟踪环路一般需要采用闭环反馈的形式周期性连续进行，以达到对信号的持续锁定^[63]。

信号跟踪环路一般有载波跟踪环路和码跟踪环路组成。载波跟踪环路又常分为锁频环和锁相环，锁频环适合用于较大初始频偏，快速锁定频率，锁相环适用于较小初始频偏，稳定锁定频率。由于环路带宽很窄，锁相环具有良好的抗噪声性能。在高动态条件下，载波频率的多普勒频移动态范围很大，如果使用锁相环锁定载波频率，必然需要增加环路滤波器的带宽，但这又会引入宽带噪声，当噪声电平增大到超过环路门限时就会导致锁相环失锁。若不增加锁相环的环路带宽，则多普勒频移会超出锁相环的捕获带宽和同步带宽，锁相环很难在高动态条件下满足跟踪精度和动态性能的要求。实际使用中，在终端多普勒频偏没有估计补偿时，卫星接收机可以采用先进行锁频环快速锁定，然后切换锁相环稳定跟踪的形式，加快跟踪稳定锁定的速度。

扩频数字接收机通道跟踪环路一般结构如图1.9^[9]所示。

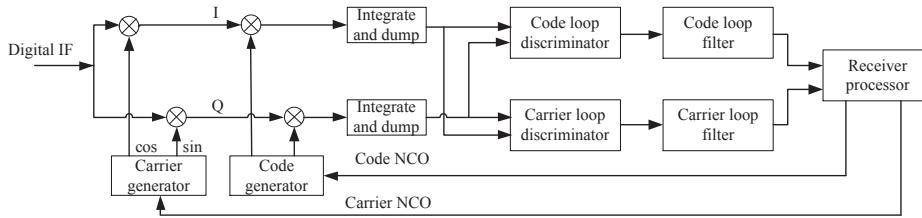


图 1.9: 数字接收机反馈型跟踪环路结构图.

由图1.9可见，载波跟踪环和码跟踪环主要由积分清零器，环路鉴别器和环路滤波器组成。对码环路滤波器以及载波环路滤波器输出进行转换处理得到码频率控制字(NCO)以及频率控制字，从而实现反馈跟踪环路。

1.5.1 主要同步算法

从估计器与参数调整模块的关系的角度，同步跟踪处理算法可以分为前馈处理算法与反馈处理算法。前馈系统中，估计器从接收信号中得到估计参数并将该参数送入参数调整模块；反馈系统中，估计器根据参数调整模块的输出计算得出一个误差信号并将其反饔回参数调整模块。反馈同步是一种普遍采用的传统同步方式，也被称为跟踪，它具有结构简单、技术成熟、适用性强等特点；而前馈算法具有同步时间短、工作效率高等优点^[64]。

高动态是低轨卫星的特性之一，为了解决这个问题。文献[65]提出适用于高动态环境的载波恢复环路设计，使用模糊带宽控制器，改变环路滤波器环路带宽，以此适应高动态。文献[66]分析了跟踪环路的各类参数设计方法。

由于卡尔曼滤波算法(Kalman Filter, KF)^[67-74]对高动态非线性系统具有良好的状态估计能力，可以同时将载波跟踪环和码跟踪环融合在一个卡尔曼滤波器中，可以同时估计载波频偏和码相位。使用KF替代环路滤波器，可以有效避免环路滤波器带宽的限制。文献[67]使用卡尔曼滤波器替代环路滤波器，将自动化控制理论运用于跟踪环路，提出一种移动定点的线性二次型高斯跟踪系统，在多普勒频偏较小情况下体现出优越的性能。为了使卡尔曼滤波器使用范围更广泛，当可观测量是未知变量的非线性方程时，则采用扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter, EKF)^[75-78]，文献[75]对使用EKF的矢量跟踪进行了定量分析。文献[79]讲述了扩展卡尔曼滤波器在非线性系统中使用局限性，提出无迹变换，在非线性系统中更为精确，更易实

现。无迹卡尔曼(Unscented Kalman Filter)^[80-86]利用UKF独特的非线性处理能力，直接将I、Q两路信号作为UKF的观测变量，对低信噪比条件下的信号进行跟踪，有效改善跟踪精度。

1.5.2 多用户检测技术

多用户检测技术^[87]是CDMA系统中抵消多址干扰、提高系统容量的关键技术之一。

多用户检测技术即将多址用户的信息共同用来更好的检测单个用户的信号。传统检测器将多址干扰与信道白噪声都视为白噪声来处理；而多用户检测则认为多址干扰与白噪声具有互不相同的统计特性，多址干扰是可以估计并通过信号设计和相关技术措施降低的。

多用户检测技术有诸如，基于同态滤波^[88, 89]，基于Turbo编码^[90, 91]，基于卡尔曼滤波^[92, 93]，盲多用户检测^[94]等等方法。文献[95]中提出适用于准同步CDMA的多用户检测技术。上述方法主要目的依然是利用多址用户信息检测单个用户的信号。

1.5.3 小结

多用户检测技术利用多址用户信息增强单用户的检测，本文第五章将提出一种适用于准同步CDMA的时域多用户并行捕获技术，不同于多用户检测技术，可以仅使用一个接收通道，在一个PN周期内同时捕获多个接入用户。

1.6 论文主要研究内容和创新点

本文以低轨卫星通信系统为应用背景，以准同步CDMA系统设计为出发点，围绕基于准同步CDMA上行接入相关的关键技术进行研究。

本论文研究内容以及文章结构如下：

第一章：绪论

介绍论文的研究背景、意义，以及本论文的主要研究工作和创新点。

第二章：准同步CDMA系统设计

介绍系统参数，系统结构，关键扩频码，以及主要性能指标。提出基于GPS/BDS和基于单星双向测距的两种低轨卫星准同步系统实现结构。两种准同步CDMA 系统结构按时间基准来源方式不同加以区分，基于GPS/BDS方式称为外同步(External-Synchronization, ES)，基于单星双向测距方式可称为自同步(Self-Synchronization, SS)。

相应的准同步CDMA系统分别称为ESQS-CDMA和SSQS-CDMA。同时介绍系统上下行帧结构设计，以及准同步接入实现流程。

第三章：多普勒及传输距离延迟补偿方法与扩频码研究

基于两种准同步实现流程和上下行帧结构，研究基于导频的多普勒补偿(Pilot-based Doppler Compensation, PDC)及传输距离延迟补偿(Propagation Delay Compensation, PDC)结构(统称PDCs)，进行补偿误差分析，重点研究晶振稳定度对传输距离延迟补偿精度的影响。对准同步CDMA扩频码进行分析，从自相关，互相关以及理论用户数着手对比分析。

第四章：系统时间同步精度及误码率性能分析

对于准同步CDMA系统时间同步精度进行详细分析，重点分析多普勒频偏补偿、传输距离延迟补偿以及时钟稳定度对时间同步精度的影响。同时推导仿真分析，准同步CDMA系统的接入用户数量以及误码率性能。

第五章：时域多用户并行捕获策略

提出一种适用于准同步CDMA上行接入的时域多用户并行捕获策略，基于移位m序列自相关及互相关特性，重点研究分析信号模型、搜索流程和门限判决方法，理论推导时域多用户并行捕获的检测概率、漏检概率以及虚警概率，进行捕获性能仿真分析。

第六章：工程实现和系统验证

基于前文的理论研究，进行低轨卫星准同步CDMA上行接入的工程实现和系统验证。通过大量工作，完成ESQS-CDMA和SSQS-CDMA系统的时间同步精度测量，基于移位m序列的多用户接入误码率测试。

第七章：总结和展望

对论文研究成果进行了回顾总结；并对下一步要开展的工作进行了规划和展望。

论文第一章是全文的基础，给出了本文的研究背景、意义及相关技术基础，第二章给出了准同步CDMA系统的关键概述，第三、四、五分别针对系统关键技术进行深入研究分析。第三章针对低轨卫星高动态和大传输延迟的特征，致力于进行准同步实现的系统级设计，以及终端多普勒频偏以及传输距离延迟补偿研究。第四章针对准同步CDMA所能达到时间同步精度进行理论仿真分析，详述各类影响。第五章针对卫星接收机如何利用准同步CDMA上行接入，进行多个用户的并行捕获，提升同时接入用户数进行研究。第六章主要介绍了工程实现和系统验证。第七章对全文

进行总结并进行展望。论文各章结构关系见图1.10。

本文的主要创新点包括：

1. 针对传统的异步CDMA属于自干扰系统、其用户容量受限问题，提出基于GPS/BDS和基于单星双向测距的两种低轨卫星准同步系统实现结构。有效降低多用户干扰，提升系统容量。
2. 对上行多普勒补偿及传输距离延迟补偿进行了详细分析，重点分析晶振稳定性对补偿精度的影响，尤其是对传输距离延迟补偿的影响，定义PDCs性能评价指标加以衡量。
3. 研究准同步CDMA系统时间同步精度，分析比较两种准同步实现方法的理论时间同步精度。理论推导和仿真分析了同时接入用户数及误码率性能，各项性能远优于异步CDMA系统。
4. 结合准同步CDMA系统优势，提出一种时域多用户并行捕获策略，不同于常规的捕获策略，也不同于多用户检测技术，基于移位m序列自相关和互相关特性，运用单门限和双门限判决，对时域多用户并行捕获策略进行理论推导仿真分析。此项技术可以大幅降低卫星接收机捕获模块复杂度，并且使用一个捕获通道同时捕获多个用户。

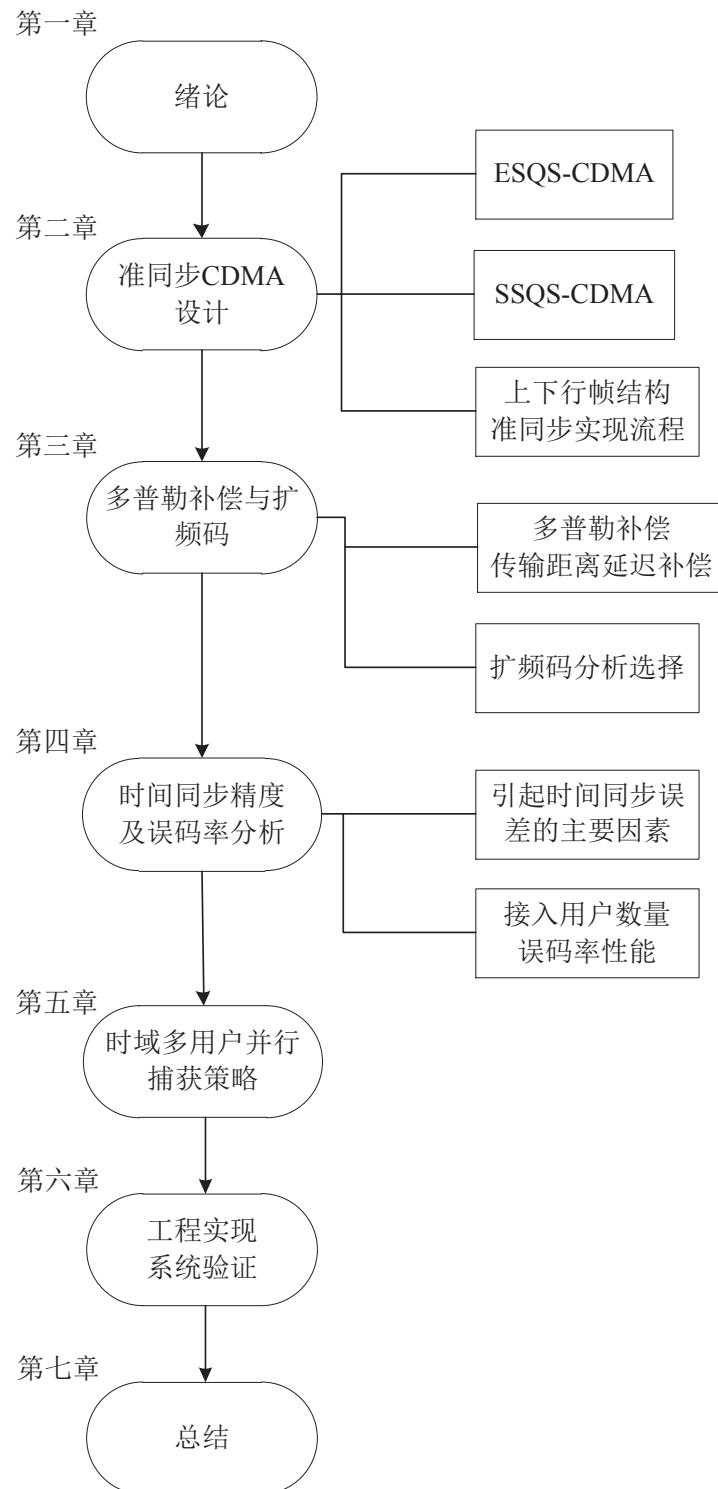


图 1.10: 论文结构框图.

第二章 准同步CDMA系统设计

2.1 引言

CDMA系统可以分为同步-CDMA(S-CDMA), 异步-CDMA(A-CDMA), 准同步-CDMA(QS-CDMA)。

S-CDMA系统中要求所有用户信号同时到达接收机。由于来自不同用户的发射信号经过不同的传输路径到达卫星接收机时具有高动态特性, 为了保持同步, 需采用复杂的闭环控制策略, 造成设备复杂度很高。

A-CDMA系统中所有用户随机接入, 各个用户之间无需时间同步, 系统设计简化, 设备实现简单。但是各个用户之间的多址干扰(Multiple Access Interference, MAI)严重, 导致误码率性能下降, 系统中的干扰同时限制了系统容量, 相比S-CDMA系统, 系统容量大幅下降。

QS-CDMA系统中, 到达接收机的所有用户信号之间存在一定的相对时延, 但相对时延被控制在一定范围之内。相对于S-CDMA, QS-CDMA不需要精确的时间同步, 可以降低设备实现复杂度, 性能与S-CDMA相当或接近; 相对于A-CDMA, QS-CDMA可以获得更好的接入性能, 及更大的系统容量。

本章主要介绍准同步CDMA系统的系统参数、系统要求、系统结构、准同步实现流程、扩频码、以及主要性能指标。

2.2 系统设计约束

低轨卫星准同步CDMA系统的主要设计约束如表2.1所示。

为了降低低轨卫星接收机的复杂度和多址干扰(MAI), 准同步CDMA系统要求限制多普勒频偏和时间同步误差在一定范围之内。一般要求终端进行多普勒频偏补偿之后, 到达卫星的信号多普勒频偏在 $\pm 0.5R_b$ 范围之内, R_b 为符号速率(数据速率)。当扩频码选用1023码长, 码速率为 $5.115MHz$, 符号速率为 $5kHz$, 捕获模块输出的能量衰减和载波频偏关系, 由式1.5计算可得图2.1。

图2.1(a)为能量衰减和载波频偏归一化关系图, 图2.1(b)为能量衰减(dB)和载波频偏归一化关系图。当载波频偏为 $\pm 0.5R_b$ 范围内时, 能量最大损失 $3.922dB$ 。当载波频偏靠近 $\pm R_b$ 时, 能量急剧衰减。超过 $\pm R_b$ 范围, 第一旁瓣能量衰减 $13dB$ 。载波

表 2.1: 准同步主要系统参数.

参数	范围
卫星轨道高度	1000km
载波中心频率	1.5GHz
扩频码长度(前导)	1023
符号速率	5kHz
扩频码速率	5.115MHz
载波多普勒范围	$\pm 31.68\text{kHz}$
最大载波多普勒变化率	233Hz/s

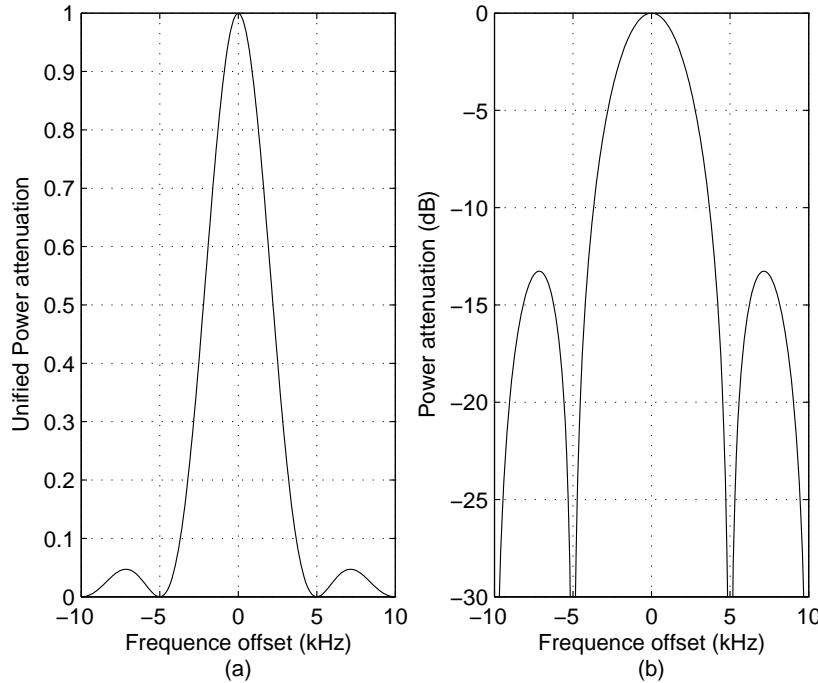


图 2.1: 能量衰减和载波频偏关系图.

频偏为 $\pm 0.5R_b$ 范围内，属于主瓣能量范围，对于捕获模块而言，可以不进行扫频处理。

当扩频码选用1023码长，码速率为 5.115MHz 时，要求码片偏差在 ± 1 个码片之内。如果终端多普勒补偿达到以上系统要求，卫星接收机的捕获模块可以从复杂的二维时频捕获降阶到简单的一维时域捕获方式，大幅降低硬件实现复杂度，缩短捕获时间。本文第三章将详细研究终端多普勒及传输距离延迟补偿结构，和扩频码选

择。

扩频码选用固定码长1023，对于不同的符号速率和码速率，为了保证码片偏差在±1个码片之内，最大可容忍时间同步误差如表2.2所示。

表 2.2: 最大可容忍时间同步误差.

符号速率(R_b)	码速率(R_c)	最大可容忍时间同步误差
20kHz	20.46MHz	48.88ns
10kHz	10.23MHz	97.75ns
5kHz	5.115MHz	195.50ns
4.8kHz	4.9104MHz	203.65ns
2.4kHz	2.4552MHz	407.30ns

由表2.2可知，符号速率越高，对于相同码长的扩频码，相应的码速率则越高，对于时间同步误差的要求越严格。本文第四章将深入研究准同步时间精度及对系统性能的影响。

本文提出的准同步CDMA系统与BLQS-CDMA^[6]、Soltted QS-CDMA^[8]系统主要区别如表2.3所列。

表 2.3: 各系统主要区别比较.

区别	系统		
	ESQS-CDMA, SSQS-CDMA	BLQS-CDMA ^[6]	Slotted QS-CDMA ^[8]
1.时间同步基准	由GPS/BDS接收机提供1PPS时间基准	国家控制中心通过卫星广播主码，或基于单星双向测距测量时间基准差	国家控制中心通过卫星覆盖范围内卫星广播时间基准差
2.扩频码	移位m序列	Gold序列	Gold序列

2.3 系统结构

本节主要介绍ESQS-CDMA和SSQS-CDMA系统结构，分别基于GPS/BDS和基于单星双向测距的准同步实现，以及系统上下行帧结构设计。

2.3.1 ESQS-CDMA系统结构

ESQS-CDMA系统中低轨卫星和地面终端的时间基准均基于GPS/BDS卫星导航授时模块，从而将低轨卫星和地面终端的本地时钟均同步于一个共同的时间基准。时间基准完成同步之后，地面终端并不知道与低轨卫星的视距距离，从而无法直接进行反向传输距离补偿。因此，地面终端仍然需要跟踪下行导频信号，以获得与低轨卫星视距距离的准确估计。

ESQS-CDMA系统结构如图2.2所示。

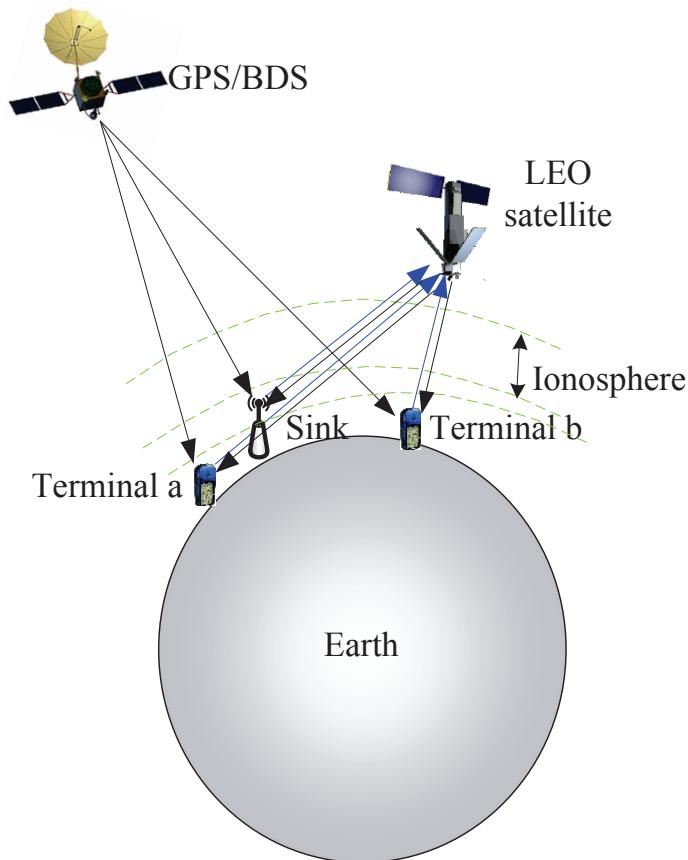


图 2.2: ESQS-CDMA系统结构图.

由图2.2可见，ESQS-CDMA系统主要由GPS/BDS导航卫星系统、低轨卫星和覆盖范围内的大量用户组成。用户包括移动终端、地面站、传感器数据接收器^[96]等等。

图2.3为传感器数据采集结构图，传感器数据接收器采集附近的传感器数据，等待卫星过境上传，传感器数据接收器与低轨卫星实现上行准同步CDMA接入。传感器数据接收器与传感器之间的通信近年来有大量的论文研究，文献[97]提出了一种

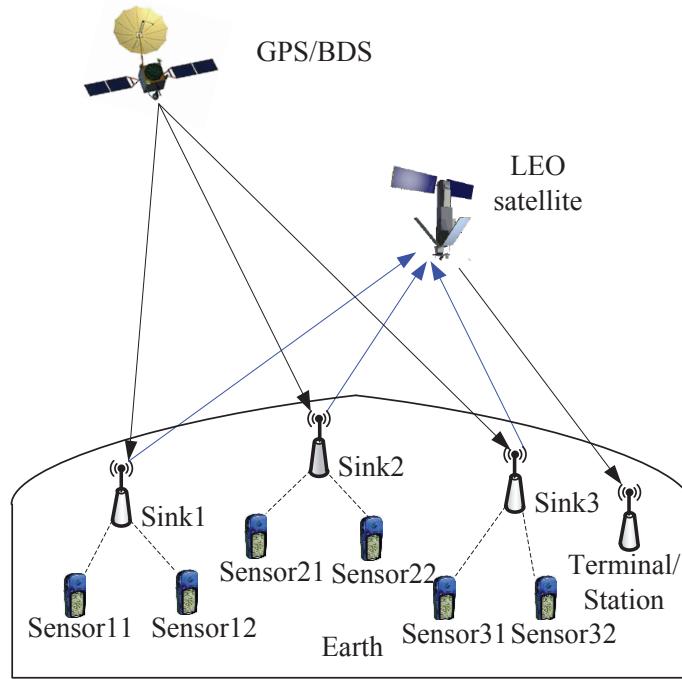


图 2.3: ESQS-CDMA传感器数据采集结构图.

基于卫星的传感器数据有效收集系统，主要通过将需要发送数据的数据接收器进行判决分组，以此减少突发冲突导致的带宽损失。文献[98]提出一种传感器数据接收器与传感器之间简易的通信管理协议。本文对此不做讨论研究，主要关注卫星与传感器数据接收器，以及移动终端之间的准同步接入。

2.3.2 SSQS-CDMA系统结构

为了实现短时间内的星地时间同步，在没有其它第三方提供时间基准(如GPS/BDS)的情况下，需要双向链路交换低轨卫星和地面终端的本地时间基准信息和星地传输距离信息，进行上行传输距离补偿，从而实现双向时间同步。

SSQS-CDMA系统结构如图2.4所示。

图2.5为传感器数据采集结构图。传感器数据接收器收集大量信息上传给卫星，通过卫星转发给附近的接收终端、车载终端或者地面站等等，还可以通过低轨卫星对传感器数据接收器进行远程控制。

单星双向测距原理与扩频测控的非相干模式^[99]相似，扩频测控的非相干模式中遥测、遥控采用伪码扩频调制，测距采用扩频伪码双向测伪距方式，测速通过上行和下行两个单向载波伪多普勒测量实现，星地时差通过单向时标传递，测量距离

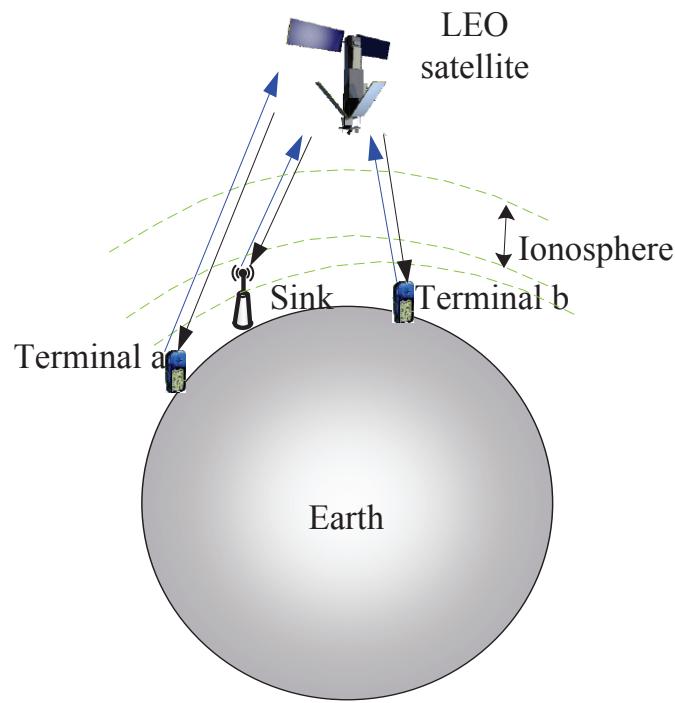


图 2.4: SSQS-CDMA 系统结构图.

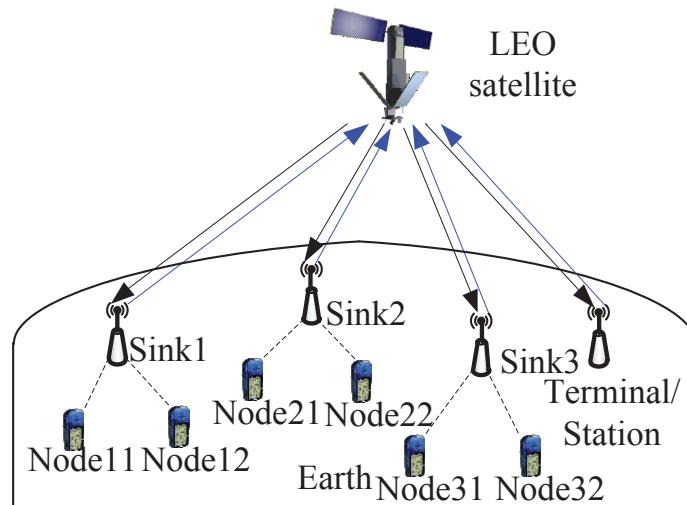


图 2.5: SSQS-CDMA 传感器数据采集结构图.

传输时延实现。上行信号和下行信号设计如下：上行遥控采用PCM-CDMA-BPSK，上行测距也采用PCM-CDMA-BPSK，上行遥控与上行测距信号相互独立，使用码分多址，共用同一载波频点；下行遥测采用PCM-CDMA-BPSK，下行测距也采用PCM-CDMA-BPSK，下行遥测与下行测距信号相互独立，使用码分多址，共用同一载波频点。测距精度取决于测距支路伪码码元宽度和信号能量，无模糊距离取决于

于上行帧周期, 数据采样率取决于下行测量帧频^[100]。

两种实现方式中, 低轨卫星都广播连续的导频信号, 用以用户终端和传感器数据接收器进行下行捕获跟踪, 以及上行的多普勒频偏估计和补偿。ESQS-CDMA 系统, 低轨卫星需要高精度的GPS/BDS接收机, 用户终端需要GPS/BDS接收芯片。同时用户终端还需要恒温晶振(Oven Controlled X'tal(crystal) Oscillator, OCXO)或者温补晶振(Temperature Compensated X'tal(crystal), Oscillator TCXO)用以生成本地时间基准(1PPS), 为基带处理模块提供时间基准等功能。

2.3.3 QS-CDMA系统上下行帧结构设计

为了辅助传输距离延迟测量和估计, 准同步CDMA系统中上行帧结构也需进行相应的设计。主要帧结构内容如图2.6所示。

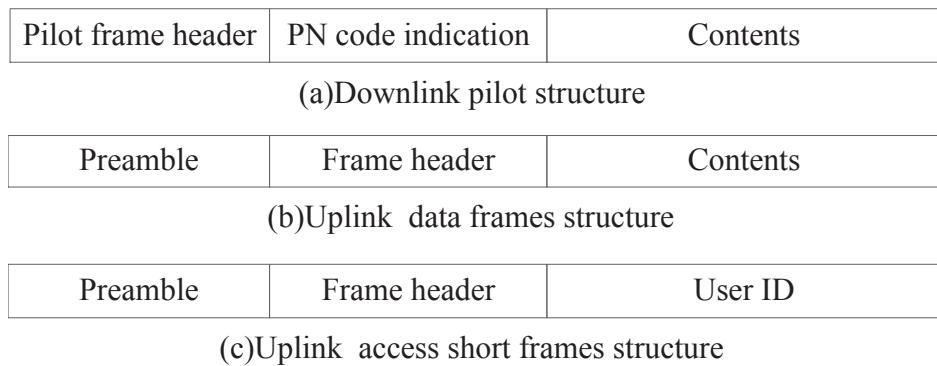


图 2.6: 准同步CDMA上下行帧结构图.

图2.6(a)中, 为下行帧导频结构, 主要包括导频帧头、PN码指示和导频内容, 导频帧头与低轨卫星本地1PPS信号对齐, PN码指示可以使用的PN 码, 导频内容主要包括用户ID, 卫星轨道, 帧计数等等, 对于SSQS-CDMA系统, 导频内容还包括与用户ID对应的星地时间差。图2.6(b)为上行数据帧结构, 主要包括全零前导、帧头和数据帧内容, 全零前导主要用以辅助卫星接收机进行捕获, 帧头用以指示有效数据起始位, 帧头与终端的本地1PPS信号对齐, 数据帧内容为用户上发数据或者传感器采集数据等内容。图2.6(c)是SSQS-CDMA系统专用的上行接入短帧结构, 主要用于低轨卫星和终端之间的时间差测量, 接入短帧主要包括全零前导、帧头和用户ID, 帧头与终端本地1PPS信号对齐, 当低轨卫星将时间差测量计算完成, 将在下行帧内容中下发用户ID和时差测量值。

由于低轨卫星高动态特征, 除了载波多普勒效应外, 也引起码多普勒频偏,

在时域体现为码片长度按一定比例拉长或缩短，以及码速率按一定比例降低或升高^[52]。码片长度的变化，将对终端解调导频帧头存在影响，导频帧头的宽度将相应拉长或者缩短，同时对卫星接收机解调上行接入短帧也存在同样的帧头拉长或者缩短的问题，需要通过多普勒频偏估计，进行校正，本文第三章将深入研究校正方法。

2.4 准同步实现流程

在ESQS-CDMA系统中，为了达到上行准同步接入，用户终端需要进行上行多普勒频偏估计与补偿，以及传输距离延迟测量与补偿，系统实现复杂度主要集中在用户终端。而在SSQS-CDMA系统中，低轨卫星进行测量卫星与用户终端本地基准时间之间的时间差，并将测量数据下发，用户无需测量只需进行时间差补偿，系统实现复杂度主要集中在低轨卫星。本节将详述两种准同步实现流程。

2.4.1 ESQS-CDMA接入实现流程

为了描述准同步接入过程，首先定义接入过程中的主要参数如表2.4所示。

表 2.4: ESQS-CDMA接入过程主要参数.

参数	定义
Δt_k	低轨卫星和用户终端 k 的GPS/BDS接收机产生1PPS信号的时间误差总和
R_k^{down}	低轨卫星和用户终端 k 之间的下行传输距离
R_k^{up}	用户终端 k 和低轨卫星之间的上行传输距离
t_k^{down}	用户终端 k 接收解调下行导频帧头的时间点
t_k^{up}	用户终端 k 发射上行信号的时间点
f_c^{down}	下行载波频率
f_c^{up}	上行载波频率
c	电磁波在真空中的传播速度

准同步接入流程图如图2.7所示。

如图2.7，ESQS-CDMA接入流程可以划分为如下几个过程：

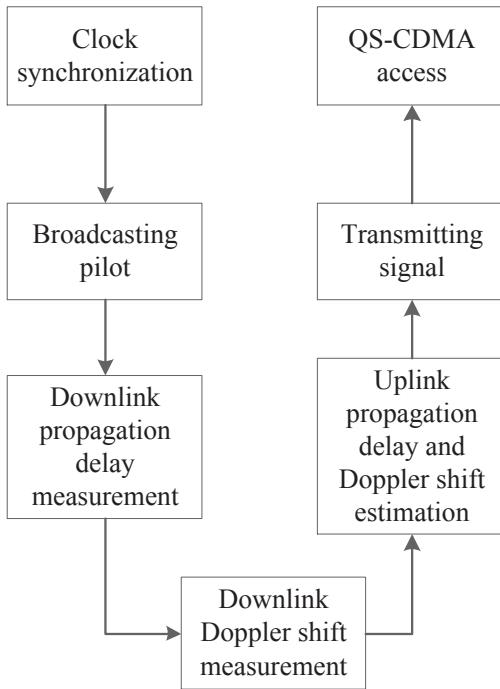


图 2.7: ESQS-CDMA 接入流程图.

1. 时钟同步:

低轨卫星和所有终端的本地时钟基准与GPS/BDS接收机提供的1PPS信号对齐，通过高稳定度的晶振为本地时钟同步模块提供工作时钟，产生本地1PPS信号，本地时钟同步模块如图2.9所示。

2. 广播导频:

当低轨卫星本地时钟与GPS/BDS时间基准同步之后，开始广播下行连续导频。值得注意的是，下行导频帧头与低轨卫星本地1PPS信号对齐下发，作为距离测量的标志，用来辅助地面终端测量下行传输距离延迟 R_k^{down} 。

3. 下行传输距离延迟测量:

通过终端本地1PPS信号与接收到下行导频帧头时间 t_k^{down} 之间的时间差，终端测量计算 R_k^{down} 。此处值得注意的是，由于低轨卫星高动态特征，多普勒频移对终端解调导频帧头存在影响，导频帧头的宽度展宽或者缩短，导致 R_k^{down} 计算误差，对于码速率5.115MHz，误差可以达到上百个码片，为了达到准同步接入，必须进行修正。

4. 下行多普勒测量:

终端通过下行接收机的捕获和跟踪模块, 测量下行载波多普勒和码多普勒。捕获模块提供多普勒的初始粗略估计, 跟踪模块则实时更新多普勒频偏估计。

5. 上行传输距离延迟和上行多普勒频偏估计:

通过下行载波多普勒频偏(由接收机跟踪环路实时提供), 和下行传输距离延迟 R_k^{down} 估计上行载波多普勒、码多普勒以及上行传输距离延迟 R_k^{up} 。

6. 发送上传信号:

终端在下一个本地1PPS之前 R_k^{up}/c 的时间(即 t_k^{up})提前发射上行信号, 保证在低轨卫星的下一个本地1PPS 起始时间点, 上行数据帧的帧头信息解调。

7. 准同步接入:

在低轨卫星下一个本地1PPS起始点, 卫星将同时收到所有终端的上行信号, 从而系统实现准同步上行接入。

ESQS-CDMA的传输距离延迟补偿时序如图2.8所示。

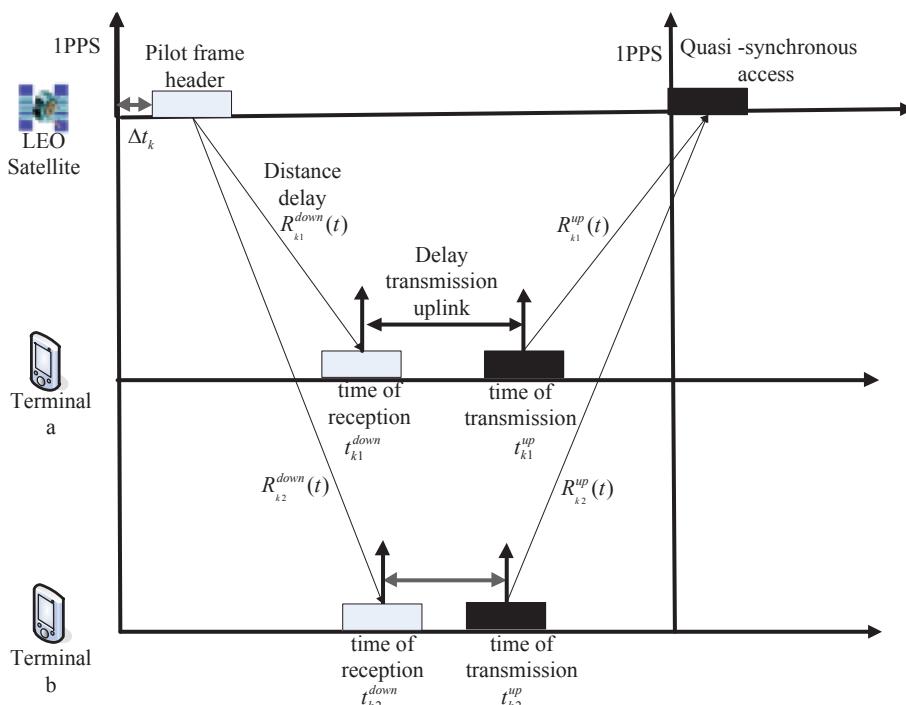


图 2.8: ESQS-CDMA接入传输距离补偿时序图.

在图2.8中， Δt_k 为低轨卫星和用户终端 k 的GPS/BDS接收机产生1PPS信号的时间误差以及本地时钟同步模块同步误差的总和。传输距离补偿时序主要分为如下几个过程：首先通过下行连续导频、终端本地1PPS信号和终端接收到下行导频帧头时间 t_k^{down} ，终端可以很容易地计算出下行传输距离延迟 R_k^{down} 。其次终端利用下行导频测量此时的下行多普勒频偏和码偏。接着通过上下行载波中心频点的比值，估计上行多普勒频偏。然后利用估计的 R_k^{up} 和上行多普勒频偏进行上行补偿。最后在 t_k^{up} 上发数据，使得低轨卫星可以在本地1PPS起始点上接收到所有用户的信号，完成上行传输距离延迟补偿，实现准同步CDMA接入。传感器数据接收器与低轨卫星之间的通信模块和用户终端类似，实现相同的功能。

本地时钟同步模块实现框图如图2.9所示。

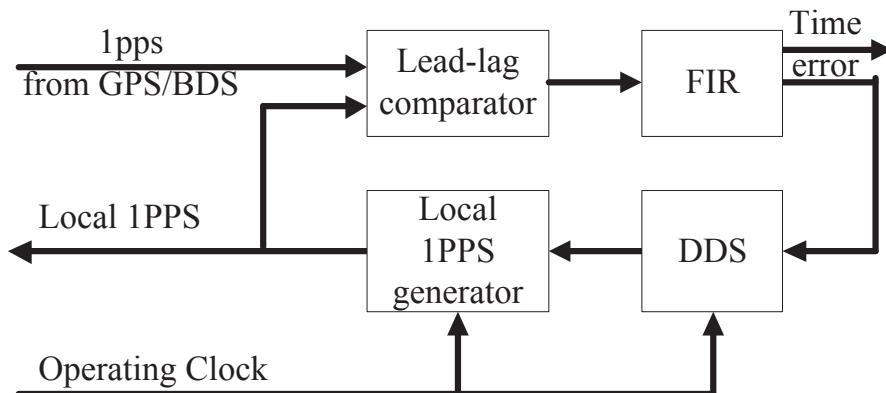


图 2.9: 本地时钟同步模块框图.

图2.9中，通过超前滞后比较器比较来自GPS/BDS接收机的1PPS信号和来自本地1PPS发生器的1PPS信号，然后使用有限脉冲响应(FIR)滤波器，产生时间误差值驱动直接数字频率合成器(DDS)，DDS产生频率控制字(NCO)，最后生成本地1PPS信号。本地1PPS信号发生器的分辨率取决于工作时钟，对于40MHz工作时钟，分辨率为25ns。

2.4.2 SSQS-CDMA接入实现流程

为了描述准同步接入过程，首先定义接入过程中的主要参数如表2.5所示。

准同步接入流程图如图2.10所示。

如图2.10，SSQS-CDMA接入流程可以划分为如下几个过程：

表 2.5: SSQS-CDMA接入过程主要参数.

参数	定义
$T_{sat}(t)$	低轨卫星的本地时间基准
$T_k(t)$	用户终端 k 的本地时间基准
$t_k(t)$	用用户终端 k 发射上行接入短帧的时间点, 短帧帧头与 $T_k(t)$ 对齐
$T_k^s(t)$	低轨卫星接收机已经解调上行短帧帧头的时间点
$\delta_k(t)$	低轨卫星与终端的时间基准时间差
$\Delta_k(t)$	上行距离延迟补偿值

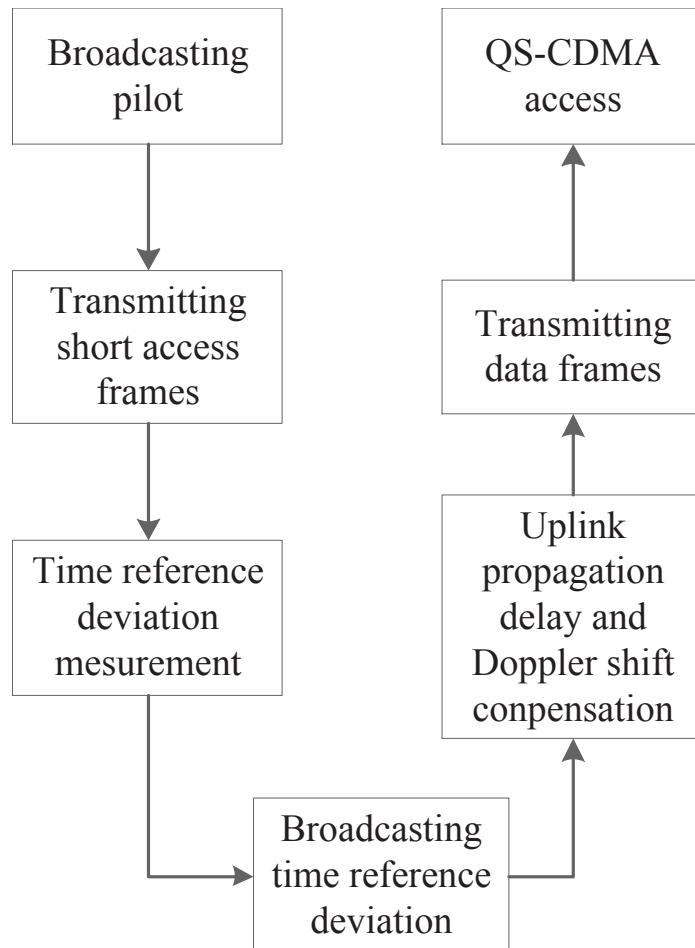


图 2.10: SSQS-CDMA接入流程图.

1. 广播导频:

卫星广播下行连续导频，下行导频帧头与低轨卫星本地时间基准对齐下发。

2. 发送 上行接入短帧:

当低轨卫星过境，用户终端接收到卫星发射的导频，根据连续导频进行多普勒补偿，然后启动发射上行接入短帧，上行短帧帧头与终端本地时间基准对齐，用以辅助低轨卫星测量两者的时间基准偏差。值得注意的是，此时各个用户上行发射接入短帧属于异步接入。

3. 时间基准偏差测量:

低轨卫星接收机接收到各个用户的上行接入短帧，分别解调其帧头和用户ID，与卫星本地时间基准比较，计算时间基准偏差。值得注意的是，由于上行信号经过多普勒补偿，所以上行短帧帧头的时间宽度由于多普勒频偏导致的误差较小。假设中频 $10MHz$ ，符号速率 $5kHz$ ，多普勒补偿后最大多普勒频偏 $1kHz$ ，导频帧头 $32bit$ ，那么没有多普勒频偏情况下，导频帧头宽度为 $6.4ms$ ，在最大多普勒频偏影响下，导频帧头的宽度缩短为 $6.3994ms$ ，偏差达到 $640ns$ ，对于码速率 $5.115MHz$ ，将导致码片偏差4个码片以内，所以时间基准偏差测量也需要将这个误差考虑在内。

4. 下行广播时间基准偏差:

低轨卫星将终端用户ID和时间基准偏差成对广播下发。

5. 上行传输距离延迟和上行多普勒频偏补偿:

通过下行载波多普勒频偏(由接收机跟踪环路实时提供)，和下行接收到时间基准偏差估计上行载波多普勒、码多普勒以及上行传输距离延迟，进行补偿。

6. 发送 上行信号:

终端在下一个本地时间基准之前的时间提前发射上行信号。

7. 准同步接入:

在低轨卫星下一个本地时间基准起始点，卫星将同时收到所有终端的上行信号，从而系统实现准同步上行接入。

对于单星双向测距同步接入，上行接入短帧的接入过程为一个异步过程，将会直接限制用户接入数量。如果采用接入短帧和数据帧传输使用不同信道，进行频分，将导致频谱利用率低下的问题。如果接入短帧和数据帧使用相同频带，采用不同码长的扩频序列，不可避免地将引入多址干扰，导致误码率性能损失。

SSQS-CDMA的传输距离延迟补偿时序如图2.11所示。

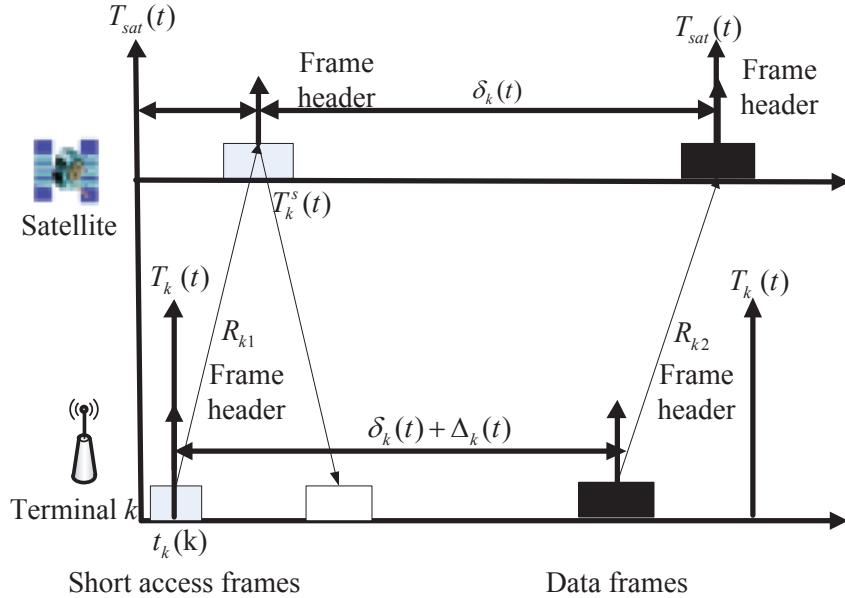


图 2.11: SSQS-CDMA 接入传输距离补偿时序图.

在图2.11中,首先终端通过下行连续导频进行多普勒频偏估计补偿，在 $t_k(t)$ 时间点上发上行接入短帧，短帧帧头与用户终端时间基准 $T_k(t)$ 对齐。接着低轨卫星在 $T_k^s(t)$ 解调出用户终端 k 的上行短帧帧头，进行时间基准偏差测量， $\delta_k(t) = T_{sat}(t) - T_k^s(t)$ ，时间基准偏差值包含了上行传输距离延迟等传输误差，同时卫星也可测量此时用户终端 k 的功率值，可以用以进行闭环功率控制。然后用户终端接收到下行广播的时间基准偏差值，进行传输距离延迟补偿，在用户终端时间基准 $T_k(t)$ 之后延迟时间 $\delta_k(t) + \Delta_k(t)$ ，然后发射上行数据帧信号。最后各个用户实现准同步接入。

2.5 扩频码

通过准同步CDMA接入，可以显著降低多用户干扰，选择合适的扩频码十分的重要。本文中上行扩频码采用1023码长的移位m序列。

m序列主要有三种特性^[101]:

1. 均衡特性(平衡性)

m序列每一周期中1的个数比0的个数多1个。

2. 游程特性(游程分布的随机性)

m序列中，状态“0”或“1”连续出现的段称为游程。游程中“0”或“1”的个数称为游程长度。m序列的一个周期($p = 2^{n-1}$)中，游程总数为 2^{n-1} ，“0”、“1”各占一半。

3. 相关特性

如果将一个完整序列和这个序列的任何移位进行逐位比较，则对应比特相同的数目总比不同的数据少1个，既相同位置的比特不同的数目比相同的数目多1个。

利用第三条特性，我们将一个完整的m序列和它的任何一个移位序列相比，相同的数目减去不相同的数目始终为-1，使得CDMA系统中使用m序列成为可能。

移位m序列正是利用了m序列的第三条特性，准同步CDMA中使用移位m序列具体优势将在本文第三章中深入研究。

2.6 主要性能指标

主要性能指标包括系统时间同步精度，同时接入用户数，多用户接入捕获时间和捕获概率，以及多用户接入误码率性能。

1. 系统时间同步精度:

受到GPS/BDS时间同步误差，卫星和终端硬件传输延迟，电离层和对流层传输误差，多普勒补偿和传输距离延迟补偿误差，时钟稳定度多个方面影响。为了详细评价PDCs 对系统时间同步精度的影响，第三章中定义一个参数评价指标： $R_k(\Delta t)/c$ ，用以体现多普勒补偿和传输距离补偿导致的码片误差。

2. 同时接入用户数:

主要受系统时间同步精度和扩频码影响，对于1023码长的移位m序列而言，系统时间同步精度在±1 码片范围内，同时接入用户数最大为341，随着系统时间

同步精度的恶化，同时接入用户数逐渐减少。同时接入用户数也受到码速率的约束。

3. 多用户接入捕获时间和捕获概率：

主要受捕获结构和捕获策略影响。第五章中定义捕获效率 η ，用来评价平均捕获时间中，同时捕获的用户数量，用以和传统单用户捕获方式进行比较区分。

4. 多用户接入误码率性能：

CDMA系统中主要与MAI以及信噪比有关。本文针对ES-CDMA系统中的数据帧准同步接入过程，以及SS-CDMA系统中的上行接入短帧异步接入过程进行误码率性能分析。

第三章 多普勒及传输距离延迟补偿方法与扩频码研究

3.1 引言

与地面通信系统相比，低轨卫星信道最显著的特点之一就是卫星和地面终端之间存在较大的视距速度和加速度。这个相对运动不但引起较大的载波多普勒频移和载波多普勒频移变化，在DS-CDMA系统中还引起明显的码多普勒和码多普勒变化。卫星通信系统中的一个关键电路是载波和扩频码的捕获与跟踪数字电路。卫星与用户终端之间由于相对运动引起的大多普勒频移会对载波和扩频码的捕获与跟踪性能造成很大的影响，导致扩频增益衰减，造成捕获接收性能下降，甚至导致接收机解扩、解调无法完成。因此，对卫星通信系统而言，在不使硬件复杂化的前提下，研究和实现上行多普勒频移补偿方法具有十分重要的理论和实用价值，可大幅降低卫星接收机的实现复杂度。

准同步CDMA系统对于用户终端上行信号到达卫星接收机的时间点、载波频偏都有一定范围要求，所以传输距离延迟补偿和多普勒补偿是准同步CDMA系统能否达到系统时间同步精度的关键。CDMA系统中，多普勒补偿不仅仅是修正载波多普勒频偏，码多普勒也必须修正。

文献[102]给出了终端接收机下行多普勒测量和补偿的理论推导，主要用于降低多普勒频偏对于终端接收机的影响。文献[103]给出了一种二次中频下变频的接收机结构，通过第一次中频下变频进行多普勒补偿。

上述方式必然导致接收机实现复杂度提升，本文主要侧重于终端发射机进行多普勒频偏补偿，以此降低卫星接收机的实现复杂度，有利于缩短上行捕获时间，并给出相应的实现结构及补偿误差分析。对于准同步CDMA系统，传输距离延迟补偿是保证系统时间同步精度的关键，其中晶振稳定度导致的频率偏差对多普勒补偿和距离延迟补偿的影响在现有文献中鲜有提及，未有详细的研究，因此本章将重点研究。

选择适合准同步CDMA系统使用的扩频码也是准同步CDMA系统实现的关键，准同步CDMA系统性能很大程度上取决于所采用的扩频码，符号间干扰和多址干扰都与扩频码有关。上述内容将直接影响系统性能的优劣和系统容量的大小。本章主要对m序列、移位m序列、Gold序列和LAS码进行研究分析。

3.2 基于导频的多普勒补偿及传输距离延迟补偿方法(PDCs)

卫星通信信道是一种特殊的无线通信信道，由于传输路径上各种因素的影响，呈现出一定的时变性和随机性，其中有些因素与卫星轨道直接相关。轨道对LEO卫星系统的影响更为明显。轨道确定了卫星之间的方位角、仰角和距离的变化率，不同轨道的多普勒频移也不同。

本节将从LEO卫星多普勒频移概念、补偿方法和实现结构、跟踪环测量误差和晶振稳定度导致的距离估计误差等方面进行分析。

3.2.1 LEO卫星多普勒频移概述

LEO卫星与终端的空间几何关系如图3.1所示。

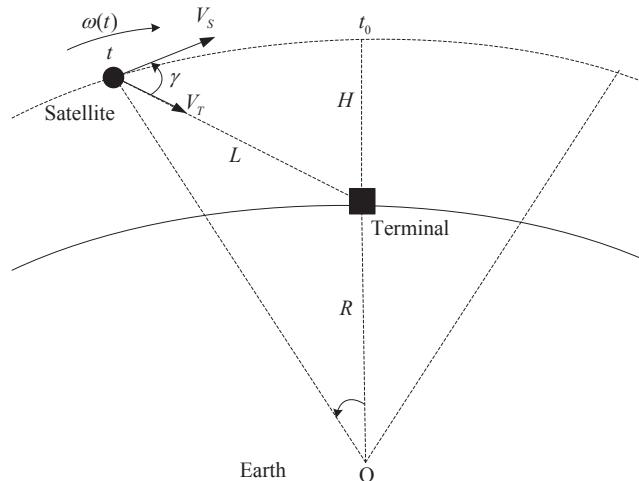


图 3.1: LEO卫星与终端空间几何关系图.

图3.1中， V_S 为LEO卫星的瞬时速度， V_T 为发射机与接收机之间的径向速度， γ 为入射信号与卫星运动方向的夹角， R 为地球半径， H 为轨道高度(卫星距离地面的高度)， L 为卫星与终端之间的视线传输距离。

根据多普勒频移的基本原理^[104]，一对发射机和接收机相对速度 V_S 运动，到达的入射信号与运动方向夹角为 γ ，则入射信号的频率偏移量如式3.1。

$$\Delta f_D = \frac{V_S f_c \cos \gamma}{c} = \frac{V_S \cos \gamma}{\lambda} \quad (3.1)$$

$$V_T = V_S \cos \gamma \quad (3.2)$$

式3.1中, f_c 为发射信号载波频率, λ 为发射信号的波长, c 为真空中电磁波传播速度。

多普勒频移是一个随时间变化的随机变量, 多普勒频移会导致载波同步的失败、解调性能的严重下降和无线链路的经常性断开。对于频分多址(Frequency Division Multiple Access, FDMA)和时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)系统, 传统的方法使用保护带抗多普勒频移, 导致系统带宽极大的浪费。对于CDMA系统, 多普勒频移增加了系统和硬件的复杂度, 延长了捕获过程。存在多普勒频移情况下, CDMA系统的码跟踪性能也会下降。

对于LEO卫星, 卫星和地球相对运动速度较高, 因此系统受多普勒频移影响明显, LEO卫星的多普勒频移定义如式3.6^[25]。

$$\Delta\varphi = \varphi(t) - \varphi(t_0) \quad (3.3)$$

$$\Delta\varepsilon = \arccos\left(\frac{R}{r}\cos\varepsilon_{\max}\right) - \varepsilon_{\max} \quad (3.4)$$

$$r = R + H \quad (3.5)$$

$$f_d = -\frac{f_c}{c} \frac{Rr \sin(\Delta\varphi)\cos(\Delta\varepsilon) \cdot \omega(t)}{\sqrt{R^2 + r^2 - 2Rr \cos(\Delta\varphi)\cos(\Delta\varepsilon)}} \quad (3.6)$$

式3.3, 3.4, 3.5和3.6中, R 为地球半径, H 为轨道高度, r 为卫星与地心的距离, $\varphi(t) - \varphi(t_0)$ 为 t 时刻和 t_0 时刻卫星对应的星下点沿着星下点轨迹的角距离, ε_{\max} 为终端观察卫星的最大仰角, t_0 为仰角最大时刻, $\omega(t)$ 为地心坐标系中卫星的角速度。

在本文中, 假设轨道高度为1000km, 卫星轨道为一个圆轨道, 最大仰角 ε_{\max} 为90°, t_0 时刻 $t = 0$, 可以得到一个多普勒频移的简化表达式如式3.10。

$$V_S = \sqrt{\frac{R^2}{r} \cdot g} \quad (3.7)$$

$$\gamma = \frac{V_S \cdot t}{r} \quad (3.8)$$

$$L = \sqrt{R^2 + r^2 - 2Rr \cos(\gamma)} \quad (3.9)$$

$$f_d = \frac{V_S \cdot f_c \cos(\gamma)}{c} \quad (3.10)$$

式3.7中 g 为重力加速度, 那么卫星相对终端径向速度为 $V_S \cos(\gamma)$, L 为卫星与终端之间的视线传输距离。

其中视线传输距离的变化，将会导致信号强度发生变化，也会对卫星和用户之间的定时同步产生影响，对于TDMA系统尤为明显，减小定时误差需要增加保护间隔，导致系统容量下降。对于S-CDMA，QS-CDMA系统也存在时间同步问题，所以传输距离延迟补偿也同样重要。

对于本文关注的使用场景，终端和传感器数据接收器一般静止或者低速运动，由表2.1中的系统参数，载波中心频点 $1.5GHz$ ，轨道高度 $1000km$ ，由式3.7，3.8，3.9和3.10，低轨卫星与低速终端之间的传输距离、传输时延、载波多普勒频移和载波多普勒变化率可以计算如图3.2所示。

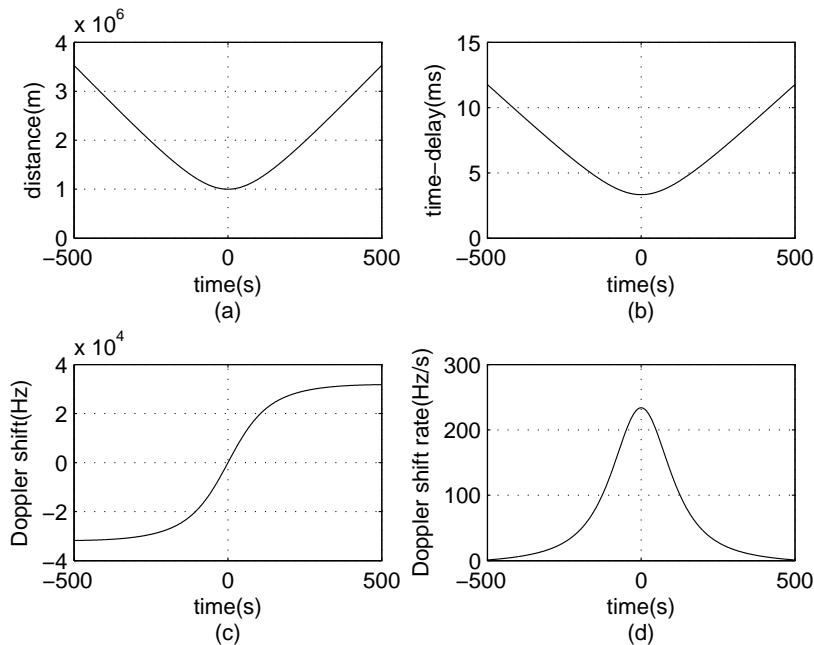


图 3.2: 低轨卫星与低速终端之间参数关系图.

图3.2(a)展现了传输距离 L 与时间 t 的关系， $t = t_0 = 0$ 时，卫星过顶，传输距离最短。图3.2(b)展现了传输时延与时间 t 的关系， $t = t_0 = 0$ 时，卫星过顶，传输时延最短。图3.2(c)展现了载波多普勒频移与时间 t 的关系， $t = t_0 = 0$ 时，卫星过顶，多普勒频移最小。图3.2(d)展现了载波多普勒变化率与时间 t 的关系， $t = t_0 = 0$ 时，卫星过顶，多普勒变化率最大。

如图3.2，假设低轨卫星可见时间 $9min$ ，那么 $t = \pm 450s$ 时，传输时延最大，达到 $10.7ms$ ，多普勒频偏达到 $\pm 31.68kHz$ ，对于 $5kHz$ 的符号速率，卫星接收机捕获模块需要扫描多个频点，才能确定多普勒频偏大致范围。当 $t = t_0 = 0$ 时，传输时延最

小，仍有 $3.333ms$ ，多普勒频偏最小，为 $0Hz$ ，多普勒变化率最大，为 $233Hz/s$ 。传输时延对准同步的实现有着直接的影响，必需进行补偿。

当终端高速运动，为简化场景，假设在卫星可见时间内，高速终端始终沿卫星运动径向方向，以 $1000m/s$ 速度远离卫星运动，相当于近3马赫。马赫代表的速度相当于 $340.3m/s$ ，约等于 $1224km/h$ 。 $F-22$ (猛禽)的最高速度是 $2570km/h$ 。

低轨卫星与高速终端之间的传输距离、传输时延、载波多普勒频移和载波多普勒变化率可以计算如图3.3所示。

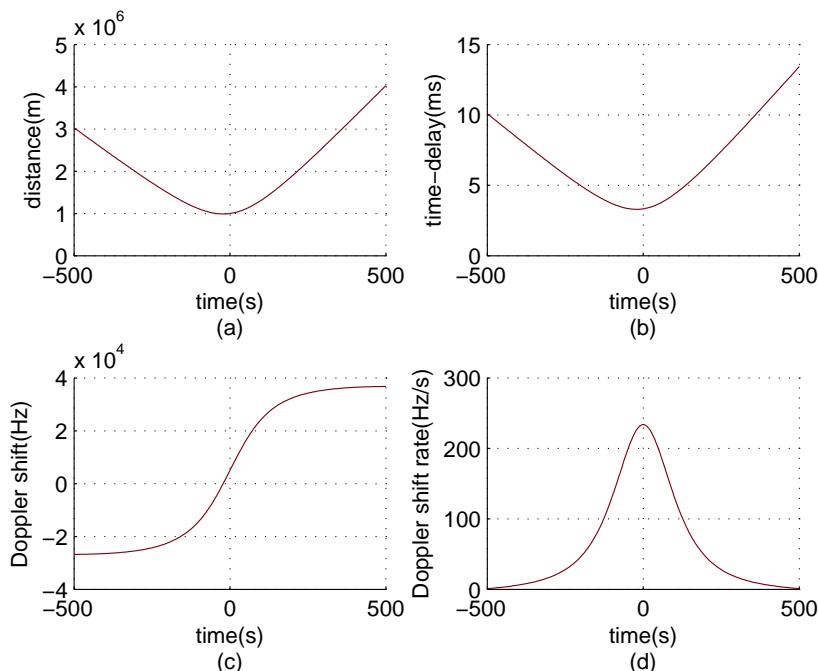


图 3.3: 低轨卫星与高速终端之间参数关系图.

由图3.3可见，随着终端高速运动，传输距离、传输时延及载波多普勒频移都发生了相应的变化，传输时延最大达到 $12.2ms$ ，多普勒频移变化范围在 $-26.68kHz \sim 31.68kHz$ 。

3.2.2 PDCs评价指标

为了详细评价多普勒补偿以及传输距离延迟补偿对系统时间同步精度的影响，本文定义一个参数评价指标： $R_k(\Delta t)/c$ ，即在第 k 个终端估计上行传输时延等待发射上行信号期间(一般时间在 $1s$ 之内)，卫星与终端之间的距离发生变化，导致电磁波传播时间的变化量。 $R_k(\Delta t)/c$ 的补偿误差是距离估计误差的主要组成，决定了PDCs对

系统时间同步精度影响程度的大小。 $R_k(\Delta t)/c$ 定义如式3.11。

$$R_k(\Delta t)/c = [R_k(t_2) - R_k(t_1)]/c \quad (3.11)$$

$$\Delta t = t_2 - t_1 \quad (3.12)$$

将式3.8和式3.9代入式3.11，可得式3.13。

$$R_k(\Delta t)/c = \left[\sqrt{R^2 + r^2 - 2Rr \cos\left(\frac{V_S \cdot t_2}{r}\right)} - \sqrt{R^2 + r^2 - 2Rr \cos\left(\frac{V_S \cdot t_1}{r}\right)} \right] / c \quad (3.13)$$

假设低轨卫星在 $t_1 = -450s$ 时对终端可见， Δt 为1s，此时传输距离 L 和载波多普勒频移最大，载波多普勒变化率最小， $R_k(\Delta t)/c$ 将达到 $10\mu s$ 量级，码片误差将超过50个码片。在 $t_1 = 0s$ 时， Δt 为1s，此时传输距离 L 和载波多普勒频移最小，载波多普勒变化率最大， $R_k(\Delta t)/c$ 将达到 $100ns$ 量级，此时码片误差将小于1个码片。因此 $R_k(\Delta t)/c$ 的估计精度对传输距离延迟补偿精度有重要影响，也是影响系统时间同步精度的主要因素之一。

3.2.3 基于导频的多普勒补偿及传输距离延迟补偿(PDCs)的实现结构

基于导频的多普勒补偿和传输距离延迟补偿主要依靠终端接收机和发射机完成，由现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)和数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)实现，FPGA负责高速信号处理，DSP负责复杂运算及判决等处理。终端接收机结构如图3.4所示。

由图3.4，在多普勒补偿和传输距离延迟补偿过程中，终端接收机主要完成上下行多普勒估计和下行传输距离延迟测量功能。整个数据流如图3.5所示。

如图3.5，主要过程如下：

1. 中频(IF)信号通过数模转换器(Analog to Digital Converter, ADC)采样输入。
2. IF信号通过混频下变频到基带信号，中频载波由载波发生器提供，捕获模块中频载波使用固定的标准中频频点，跟踪模块中频载波频点由跟踪反馈环进行实时控制。与图3.4中略有差异，实现中捕获模块和跟踪模块并不共用同一个混频模块，跟踪使用的混频模块中频载波频点随信号变化。
3. 将基带信号进行下采样至2倍码速率，通过FPGA和DSP之间高速的主机接口(Host Port Interface, HPI)将下采样数据(Digital Down Converter data, DDC data)送入DSP捕获模块。

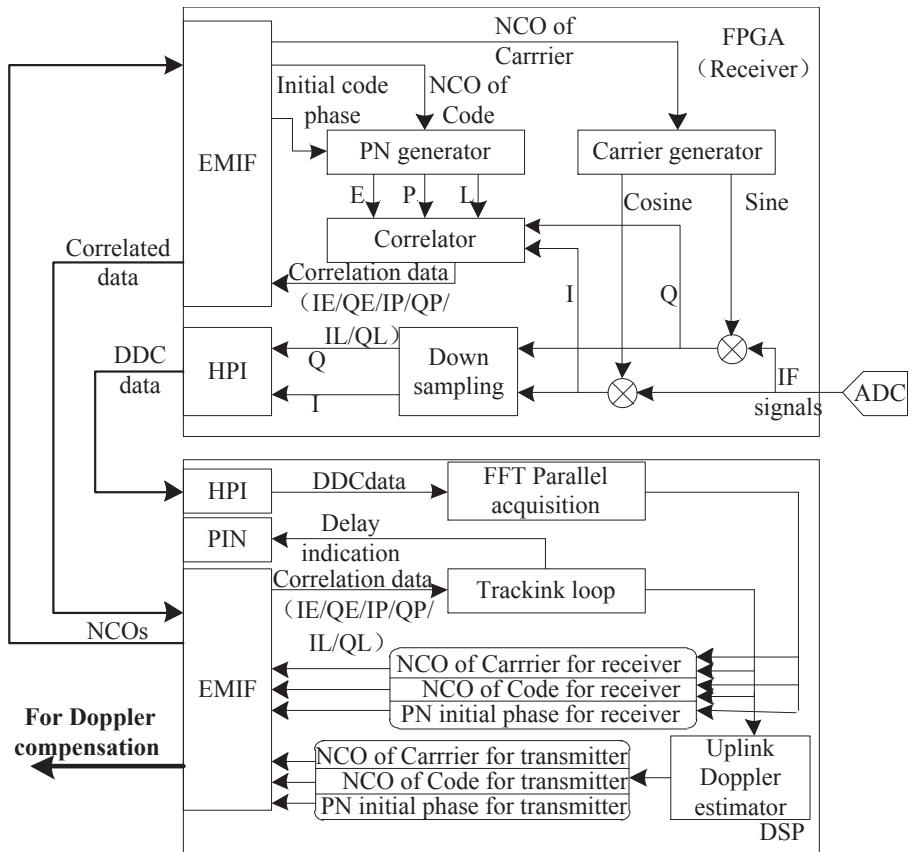


图 3.4: 终端接收机实现结构框图.

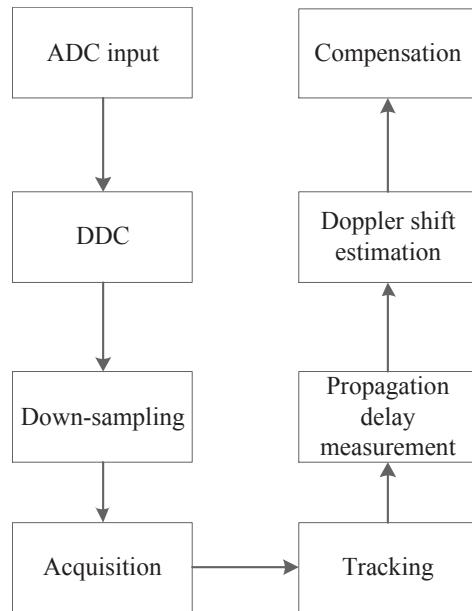


图 3.5: 终端接收机处理数据流图.

4. 捕获模块提供下行信号初始多普勒频偏，初始码多普勒，以及初始码相位，这些参数都转换为频率控制字(numerically controlled oscillator, NCO)值反馈给DSP中的跟踪模块和FPGA 中的码发生器。
5. 通过PN码发生器和相关器，对基带信号进行相关运算，产生相关积分数据(Correlated data)通过外部存储器接口(External Memory Interface, EMIF)送入DSP，用于跟踪。
6. 跟踪环路处理相关积分数据，计算载波以及码NCO值，并将NCO值反馈给FPGA中的码发生器，同时将各参数送入上行多普勒估计器，通过多普勒估计和解调帧头得到的帧指示信号，测量估计下行传输距离延迟，并产生距离延迟指示信号。
7. 接收机将上行多普勒估计器输出送到发射机多普勒补偿模块。
8. 完成多普勒补偿和传输距离延迟补偿，发射机启动发射信号。

通过接收机提供的下行载波频率和码速率估计，上行载波频率和码速率可以相对容易的计算得到。通过公式3.10， $V_s \cdot \cos(\gamma)$ 可以通过上行载波频率和上行多普勒频率估计进行计算，并且按照符号速率 $5kHz$ 进行更新，用于传输距离延迟补偿。值得注意的是：多普勒频移对终端解调导频帧头存在影响，导频帧头的宽度将会展宽或者缩短。假设中频 $10MHz$ ，符号速率 $5kHz$ ，最大多普勒频偏 $32kHz$ ，导频帧头 $32bit$ ，那么没有多普勒频偏情况下，导频帧头宽度为 $6.4ms$ ，在最大多普勒频偏影响下，导频帧头的宽度缩短为 $6.3796ms$ ，偏差达到 $20.41\mu s$ ，对于码速率 $5.115MHz$ ，将导致整整104个码片的偏差。因此在执行第六步过程中，需要使用多普勒频偏估计校正下行距离延迟测量值。

终端发射机结构如图3.6所示。

由图3.6，在多普勒补偿和传输距离延迟补偿过程中，发射机主要完成上行多普勒补偿和传输距离延迟补偿功能。本地1PPS信号同步模块工作时钟由高稳定度的TCXO或者OCXO提供。

1. 传输距离延迟补偿模块接收到延迟指示后，根据下行传输距离延迟以及上行多普勒估计计算 $R_k(\Delta t)/c$ ，控制发射机PN码和载波发生器启动，进而控制上行信号发射时间，完成距离延迟补偿，在本地时间基准1PPS之前发射信号，最终各个终端上行信号到达低轨卫星，实现准同步接入。

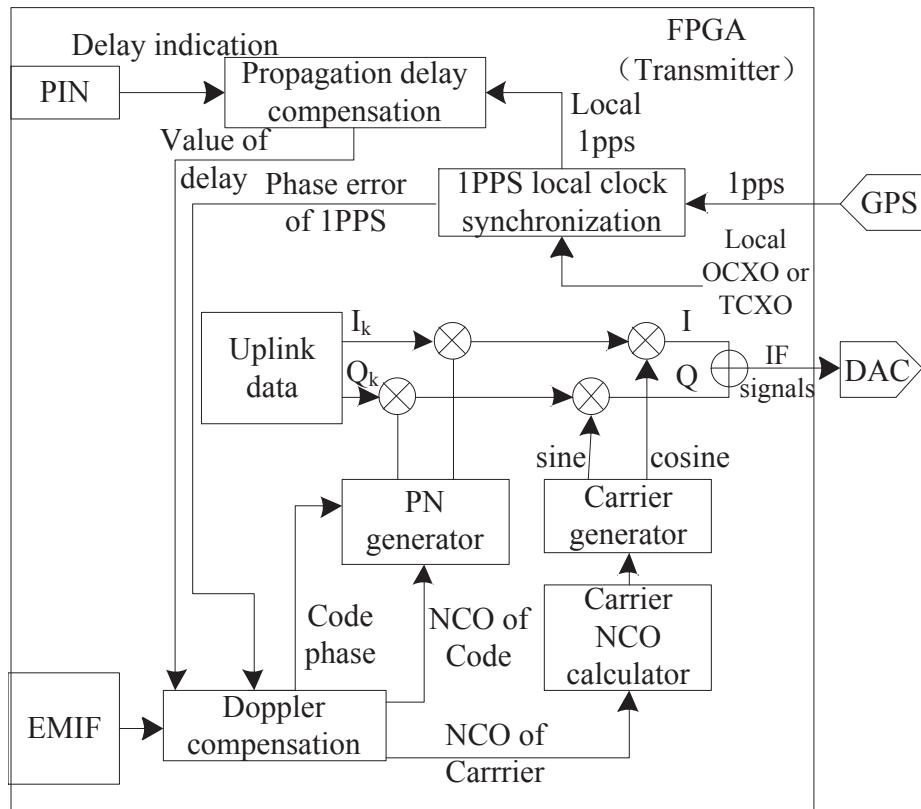


图 3.6: 终端发射机实现结构框图.

2. 根据多普勒估计器提供的估计参数，多普勒补偿模块实时更新补偿使用的上行码NCO值和载波NCO值，以及初始码相位，用以抵消上行传输路径中的多普勒变化。

以上结构主要在中频对载波和码进行多普勒补偿，可以有效提升补偿精度，射频模块采用固定频点对数据模拟转换器(Digital to Analog Converter, DAC)输出的中频信号进行二次正交上变频。

3.2.4 跟踪环路测量误差分析

关于多普勒补偿和传输距离延迟补偿的精度分析，首先关注接收机跟踪环路中锁频环(FLL)、锁相环(PLL)和延迟锁定环(DLL)的测量误差，这些误差直接影响多普勒补偿精度。

对于PLL，常使用对数据调制不敏感的载波环，被称为科斯塔斯(Costas)环，Costas PLL对动态应力敏感，可以产生最精确的速度测量值。不过由于Costas PLL 存在180°相位模糊度，所以有时将会使解调数据符号相反，需要通过同步头匹配比对，

进行符号校正。

PLL复现输入信号的准确相位和频率，用以完成载波剥离功能。而FLL通过复现近似的频率以完成载波剥离过程。

对于DLL，采用归一化的超前滞后包络鉴别器，超前与滞后相关器间隔一个码片的间距。

3.2.4.1 FLL测量误差

FLL测量误差主要来源于热噪声和动态应力误差引起的频率颤动^[9]。经验方法的跟踪门限是 3σ ，FLL鉴别器的频率牵引范围是 $1/T\text{Hz}$ ，其中 σ 为标准差， T 为预检测积分时间，颤动不允许超过FLL 鉴别器频率牵引范围的 $1/4$ ，由此，FLL跟踪门限如式3.14。

$$3\sigma_{FLL} = 3\sigma_{tFLL} + f_e \leq 1/4T(\text{Hz}) \quad (3.14)$$

式3.14中， $3\sigma_{tFLL}$ 表示 3σ 热噪声频率颤动， f_e 表示在FLL跟踪环中动态应力误差。式3.14说明动态应力频率误差具有 3σ 效应，是叠加在热噪声频率颤动上的。基准振荡器振动和阿伦偏差引起的频率颤动对FLL 的影响是小数量级的，认为可以忽略不计。由热噪声引起的FLL跟踪环颤动如式3.15。

$$\sigma_{tFLL} = \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\frac{4FB_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{TC/N_0}\right)} (\text{Hz}) \quad (3.15)$$

式3.15中， B_n 表示载波环噪声带宽， C/N_0 为载噪比。当高载噪比时， $F = 1$ 。当载噪比接近接收门限时， $F = 2$ 。

FLL跟踪环动态应力误差如式3.16。

$$f_e = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{360\omega_0^n} \frac{d^n L}{dt^n} \right) = \frac{1}{360\omega_0^n} \frac{d^{n+1}L}{dt^{n+1}} (\text{Hz}) \quad (3.16)$$

式3.16中，当FLL环路为2阶环时， $\omega_0 = \frac{B_n}{0.53}$ ， L 为最大视线方向距离， n 为FLL跟踪环阶数。

3.2.4.2 PLL测量误差

PLL主要相位误差源是相位颤动和动态应力误差^[9]。PLL跟踪经验门限如式3.17。

$$\begin{aligned} 3\sigma_{PLL} &= 3\sigma_j + \theta_e \leq 90^\circ (\text{dataless}) \\ 3\sigma_{PLL} &= 3\sigma_j + \theta_e \leq 45^\circ (\text{datapresent}) \end{aligned} \quad (3.17)$$

式3.17中, σ_j 为除动态应力误差之外的所有其它源造成1 σ 相位颤动, σ 为标准差, θ_e 为PLL跟踪环的动态应力误差。

相位颤动是每个不相关的相位误差源平方和的平方根, 误差源包括热噪声和振荡器噪声等, 振荡器噪声主要由振动引起的颤动和阿伦偏差引起的颤动。由式3.17可知, 动态应力误差是一种3 σ 效应, 是叠加在相位颤动上的。因此对于二象限反正切鉴相器, 可以将式3.17展开为式3.18。

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{tPLL}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \theta_e/3 \leq 15^\circ (\text{datapresent}) \quad (3.18)$$

式3.18中, σ_{tPLL} 为1 σ 热噪声, σ_v 是由振动引起的振动器1 σ 颤动, 是由阿伦偏差引起的振荡器1 σ 颤动。以上参数单位为度(°)。

PLL热噪声是载波跟踪环主要的误差源, 使用反正切鉴相器的PLL热噪声颤动公式如式3.19。

$$\sigma_{tPLL} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} [1 + \frac{1}{2TC/N_0}]} (\text{°}) \quad (3.19)$$

式3.19中, B_n 表示载波环噪声带宽, C/N_0 为载噪比, T 为预检测积分时间。

由式3.19可见, C/N_0 增加, 热噪声下降; B_n 减小, 热噪声下降; T 增加, 同样可以降低热噪声。 B_n 过小, 则会导致环路锁定时间过长。

由振动引起的振荡器相位噪声可以用式3.20表达。

$$\sigma_v = \frac{360f_c}{2\pi} \sqrt{\int_{f_{\min}}^{f_{\max}} S_v^2(f_m) \frac{P(f_m)}{f_m^2} df_m (\text{°})} \quad (3.20)$$

式3.20中, f_c 表示载波频率, f_m 表示随机振动的调制频率, $S_v(f_m)$ 是振荡器振动灵敏度函数, $P(f_m)$ 是随机振动的功率曲率。

阿伦偏差相位噪声可由式3.21和3.22表示, 阿伦偏差主要用于测量确定基准振荡器的短期稳定度。

$$\sigma_A(\tau) = 2.5 \frac{\Delta\theta}{2\pi f_c \tau} \quad (3.21)$$

式3.21用于表示2阶PLL短期阿伦偏差， $\Delta\theta$ 为由振荡器造成的鉴别器中的均方根颤动(rad)， f_c 表示载波频率， τ 表示阿伦偏差测量值的短期稳定度闸门时间(s)。

$$\sigma_A(\tau) = 2.25 \frac{\Delta\theta}{2\pi f_c \tau} \quad (3.22)$$

式3.22用于表示3阶PLL短期阿伦偏差。

如果对于振荡器短期闸门时间 τ ，阿伦偏差已经确定，那么阿伦偏差引起的颤动以(°)为单位时， $\theta_A = \frac{360}{2\pi} \Delta\theta$ 可由式3.21和式3.22计算，同时短期稳定度闸门时间 $\tau = \frac{1}{B_n}$ ，因此式3.21和式3.22可以变换为式3.23和式3.24。

$$\theta_{A2} = 144 \frac{\sigma_A(\tau) f_c}{B_n} (\text{°}) \quad (3.23)$$

$$\theta_{A3} = 160 \frac{\sigma_A(\tau) f_c}{B_n} (\text{°}) \quad (3.24)$$

式3.23中， θ_{A2} 表示2阶PLL环路中由阿伦偏差引起的振荡器 1σ 颤动。式3.24中， θ_{A3} 表示3阶PLL环路中由阿伦偏差引起的振荡器 1σ 颤动。

PLL环路动态应力误差取决于环路带宽和阶数，对于一个有最小均方误差的2阶环，其动态应力误差如式3.25所示。

$$\theta_{e2} = \frac{d^2 L / dt^2}{\omega_0^2} (\text{°}) \quad (3.25)$$

式3.25中 $d^2 L / dt^2$ 为最大视线方向加速度动态， $\omega_0 = \frac{B_n}{0.53}$ 。

对于一个有最小均方误差的3阶环，其动态应力误差如式3.26所示。

$$\theta_{e3} = \frac{d^3 L / dt^3}{\omega_0^3} (\text{°}) \quad (3.26)$$

式3.26中 $d^3 L / dt^3$ 为最大视线方向加加速度动态， $\omega_0 = \frac{B_n}{0.7845}$ 。

式3.25和式3.26皆为 3σ 误差。

基准振荡器的加速度应力误差，产生的原因是：PLL不能分辨由实际动态引起的动态应力和因为振荡器对加速的敏感性导致的基准振荡器频率改变和引起的动态应力。由动态应力引起的振荡器频率变化如式3.27。

$$\Delta f_g = 360 S_g f_c G(t) (\text{°}/s) \quad (3.27)$$

式3.27中, S_g 表示振荡器的 g 敏感度, g 为重力加速度, f_c 为载波频率, $G(t)$ 表示作为时间函数的加速度应力。

对于未经辅助的载波跟踪环, 由加速度引起的振荡器误差可以忽略不计。例如, 3阶跟踪环对加速度动态是敏感的, 而在振荡器冲击应力在跟踪环上产生一个以 $^\circ/s^2$ 为单位的应力误差。3阶跟踪环对加速度应力不敏感。对于阶数较低的环路, 实际的加速度动态应力将占主导地位。

本文未使用外界辅助的跟踪环路, 式3.27的误差可以忽略, 但是对于不同的跟踪环路, 这项误差需要考虑。

3.2.4.3 DLL测量误差

DLL码跟踪环主要测量误差源是热噪声距离误差颤动和动态应力误差^[9]。经验方法的跟踪门限如式3.28。

$$3\sigma_{DLL} = 3\sigma_{tDLL} + R_e \leq D/2(\text{chips}) \quad (3.28)$$

式3.28中, σ_{tDLL} 表示 1σ 热噪声码跟踪颤动, R_e 表示DLL跟踪环的动态应力误差, D 表示超前滞后相关器的间距。

BPSK调制中, 对于非相干DLL鉴别器, 热噪声码跟踪颤动如式3.29所示。

$$\sigma_{tDLL} = \begin{cases} \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} D \left(1 + \frac{2}{TC/N_0(2-D)}\right)} D \geq \frac{\pi R_c}{B_{fe}} \\ \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} \left(\frac{1}{B_{fe}T_c} + \frac{B_{fe}T_c}{\pi-1} \left(D - \frac{1}{B_{fe}T_c}\right)^2 \right)} \frac{R_c}{B_{fe}} < D < \frac{\pi R_c}{B_{fe}} (\text{chips}) \\ \sqrt{\left(1 + \frac{2}{TC/N_0(2-D)}\right)} \\ \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} \frac{1}{B_{fe}T_c} \left(1 + \frac{1}{TC/N_0}\right)} D \leq \frac{R_c}{B_{fe}} \end{cases} \quad (3.29)$$

式3.29中, B_n 表示码环噪声带宽, C/N_0 为载噪比, T_c 为码周期, R_c 为码片速率, D 表示超前滞后相关器的间距, B_{fe} 为双边前端带宽, T 为预检测积分时间。

式3.29中括号内包含预检测积分时间 T 的部分称为平方损耗, 可见随着 T 增大, 可减小平方损耗, 如果使用相干DLL鉴别器, 将无平方损耗。 σ_{tDLL} 与 B_n 的平方根成正比, 对DLL颤动影响明显。

DLL跟踪环的动态应力误差如式3.30所示。

$$R_e = \frac{d^n L / dt^n}{\omega_0^n} (\text{chips}) \quad (3.30)$$

式3.30中, n 为DLL跟踪环阶数, ω_0 取决于阶数 n 和码环噪声带宽 B_n , L 为最大视线方向距离。

3.2.4.4 跟踪环路测量误差仿真分析

按照表2.1中的系统参数, 轨道高度1000km, 码速率5.115MHz, 扩频码长1023, 载波中心频点1.5GHz, 假设接收信号功率−120dBmW, 噪声功率谱密度(AWGN PSD) N_0 为−175dBmW, FLL使用2阶环, 环路带宽1kHz, PLL使用3阶环, 环路带宽200Hz, DLL使用3阶环, 环路带宽100Hz。将参数代入式3.14—式3.30, 跟踪环路测量误差如图3.7所示。

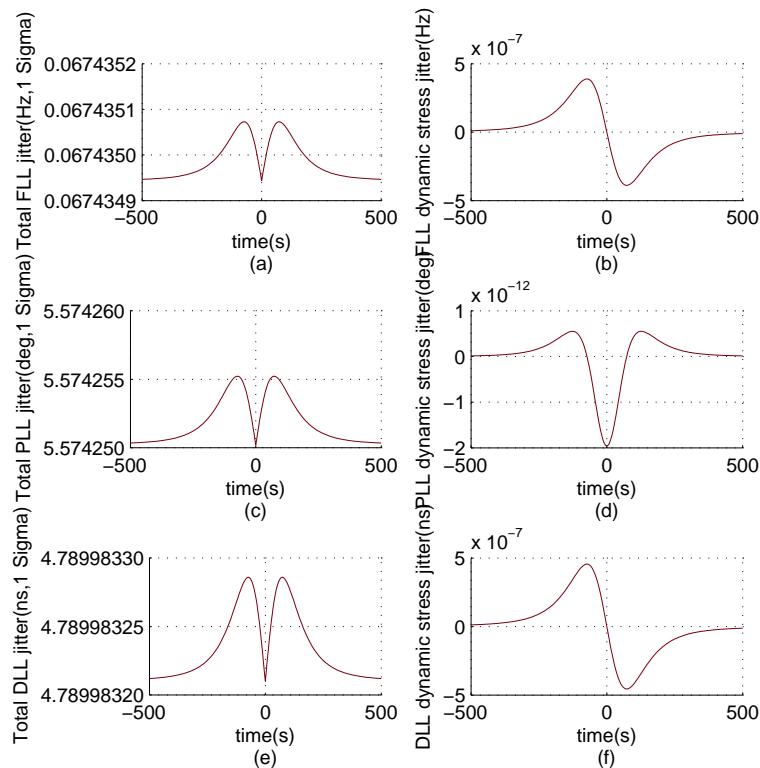


图 3.7: 跟踪环路测量误差图.

图3.7中, 图3.7(a)为总的FLL测量误差与卫星可见时间关系图, 3.7(b)为FLL动态应力误差与卫星可见时间关系图, 3.7(c)为总的PLL测量误差与卫星可见时间关系图, 3.7(d)为PLL动态应力误差与卫星可见时间关系图, 3.7(e)为总的DLL 测量误差与卫

星可见时间关系图, 3.7(f)为DLL动态应力误差与卫星可见时间关系图。由图3.7可见, 在高载噪比条件下, 终端接收机的FLL, PLL和DLL环路测量误差对多普勒补偿影响较小。只要跟踪环路保持稳定, 动态应力误差几乎可以忽略。

3.2.5 晶振稳定度对补偿精度的影响仿真分析

当射频(Radio Frequency, RF)信号通过混频器下变频到中频(IF)信号, 本地基准晶振提供下变频中心频率, 所以晶振的偏差将直接影响IF信号的频率偏差。本节将主要比较频率稳定度为 $\pm 0.5 ppm$ 的TCXO和稳定度为 $\pm 0.05 ppm$ 的OCXO作为本地基准晶振对补偿精度的影响。

当下行载波中心频点为 $1.5 GHz$ 时, TCXO稳定度导致最大频率偏移为 $\pm 750 Hz$, 而OCXO稳定度导致的最大频率偏移为 $\pm 75 Hz$ 。RF信号通过混频器后, 晶振稳定度导致的频率偏差, 在IF上是一个固定的频率偏差, 可以视为一个附加的载波多普勒频移。

由图3.2(d)可知, 当信号从卫星发射机传播到终端接收机过程中, 最大载波多普勒变化率远小于 $1/2R_b$, 从图3.7可见跟踪环路的测量误差将小于 $1 Hz$ 。假设卫星和终端同时使用相同稳定度的TCXO或者OCXO, 上行载波多普勒估计误差如式3.31和式3.32所示。

$$TCXO : \sqrt{750^2 + 750^2 + 1^2} = 1061 Hz \quad (3.31)$$

$$OCXO : \sqrt{75^2 + 75^2 + 1^2} = 106 Hz \quad (3.32)$$

由3.31和式3.32可见, 多普勒估计误差小于 $1/2R_b$, 卫星接收机将轻易捕获信号。因此对于卫星接收机复杂度而言, 并没有明显的影响。

对于传输距离延迟补偿而言, 首先 $V_s \cos(\gamma)$ 通过式3.10, 利用终端接收机跟踪环路提供的载波多普勒估计和码多普勒估计, 进行计算, 然后使用 $V_s \cos(\gamma)$ 估计 $R_k(\Delta t)/c$, $R_k(\Delta t)/c$ 的估计误差直接影响传输距离延迟补偿精度。晶振频率偏差影响载波多普勒估计和码多普勒估计, 从而影响 $R_k(\Delta t)/c$ 的估计误差。 $R_k(\Delta t)/c$ 估计值按符号速率 R_b 进行更新。

对于本文关注的使用场景, 终端和传感器数据接收器一般静止或者低速运动, 低轨卫星与终端之间的传输距离等参数变化如图3.2, 由于终端运动导致的多普勒频移远小于晶振导致的频率偏移, 将主要分析 $R_k(\Delta t)$ 的估计误差, 仿真曲线如图3.8和图3.9。

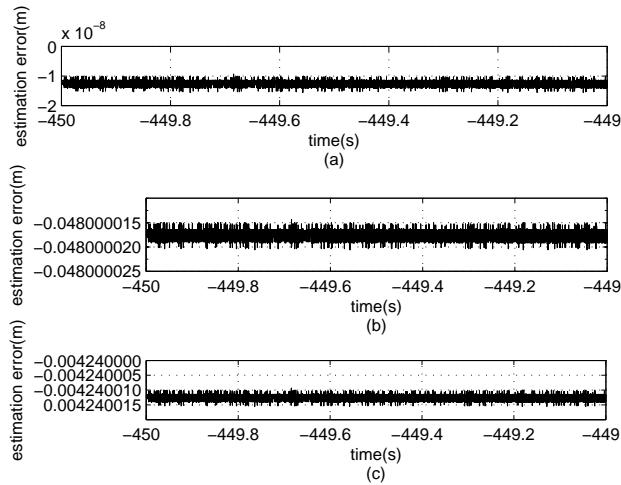
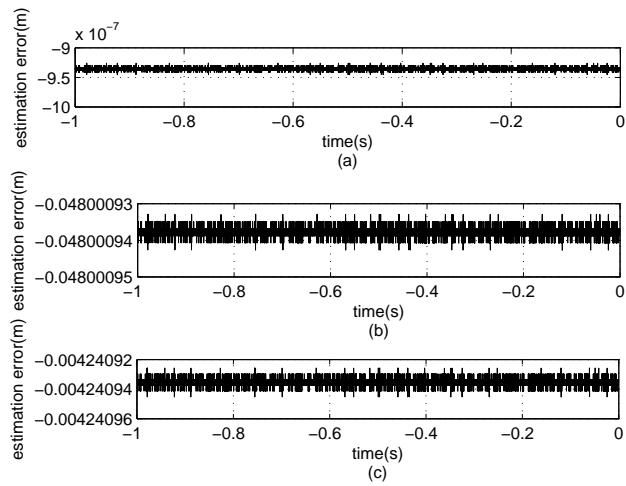
图 3.8: $R_k(\Delta t)$ 估计误差($t = -450 \sim -449s$).图 3.9: $R_k(\Delta t)$ 估计误差($t = -1 \sim 0s$).

图3.8(a)和图3.9(a)是理论估计误差，理论估计误差指晶振导致的频率偏差为0Hz， $R_k(\Delta t)$ 估计值按符号速率 R_b 进行更新，估计误差由于量化误差导致曲线上下抖动，而非光滑平整曲线。图3.8(b)和图3.9(b)是使用TCXO作为基准晶振，估计误差和卫星可见时间关系图。图3.8(c)和图3.9(c)是使用OCXO作为基准晶振，估计误差和卫星可见时间关系图。图3.8仿真时间为 $t = -450 \sim -449s$ ，此时低轨卫星对终端可见，由图3.2可知此刻多普勒频移最大，多普勒变化率最小。图3.9仿真时间为 $t = -1 \sim 0s$ ，此时低轨卫星对终端可见，由图3.2可知此刻多普勒频移最小，多普勒变化率最大。

从图3.8(a)可见, $t = -450 \sim -449s$ 期间, 可以得到一秒之内的 $R_k(\Delta t)$ 估计误差总和, 所以此时 $R_k(\Delta t)/c$ 理论估计精度可以达到 $1fs$ 量级。从图3.9(a)可见, $t = -1 \sim 0s$ 期间, 可以得到一秒之内的 $R_k(\Delta t)$ 估计误差总和, 所以此时 $R_k(\Delta t)/c$ 理论估计精度可以达到 $10fs$ 量级。从图3.8(b)和图3.9(b)可以得到一秒之内的 $R_k(\Delta t)$ 估计误差总和为 $240m$, 所以 $R_k(\Delta t)/c$ 估计误差将达到 $800ns$ 。从图3.8(c)和图3.9(c)可以得到一秒之内的 $R_k(\Delta t)$ 估计误差总和为 $22m$, 所以 $R_k(\Delta t)/c$ 估计误差将达到 $74ns$ 。由此可见晶振稳定度导致的频率偏差对多普勒补偿以及传输距离延迟补偿有显著的影响, 与GPS/BDS接收机时间同步误差可比拟。

在低轨卫星可视时间, 大约九分钟的时间内, $R_k(\Delta t)$ 估计误差仿真曲线如图3.10所示。

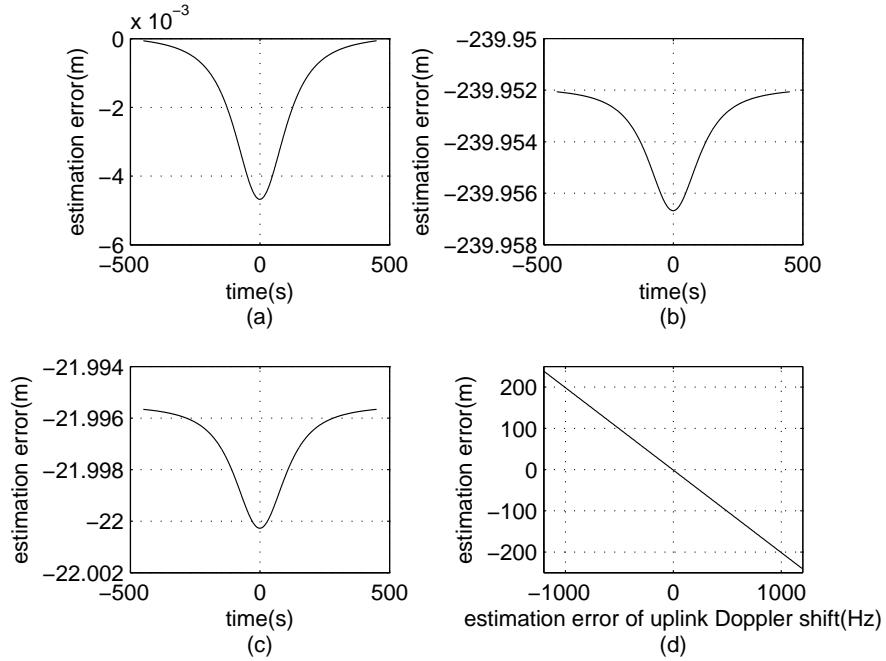


图 3.10: $R_k(\Delta t)$ 估计误差($t = -450 \sim 450s$).

在图3.10(a)中可以看到一秒之内的 $R_k(\Delta t)$ 理论累积估计误差和卫星可视时间关系, 图3.10(b)中, 基准晶振使用TCXO, 上行多普勒残余频偏为 $1200Hz$, 可以看到一秒之内的 $R_k(\Delta t)$ 累积估计误差和卫星可视时间关系, 图3.10(c), 基准晶振使用OCXO, 上行多普勒残余频偏为 $110Hz$, 可以看到一秒之内的 $R_k(\Delta t)$ 累积估计误差和卫星可视时间关系, 图3.10(d)中, 可以看到 $R_k(\Delta t)$ 累积估计误差与上行多普勒残余频偏关系图。结合图3.10(b)和图3.10(c), 可见上行多普勒残余频偏对 $R_k(\Delta t)$ 累

积估计误差影响显著，两图的 $R_k(\Delta t)$ 累积估计误差相差700ns以上，近4个码片。

结合图3.2(d)和图3.10(a), (b), (c)可见，多普勒变化率对 $R_k(\Delta t)$ 累积估计误差存在影响，但是 $t = t_0 = 0s$ 时，低轨卫星过顶，多普勒变化率最大，导致 $R_k(\Delta t)$ 累积估计误差变化仅4.7mm， $R_k(\Delta t)/c$ 的补偿误差变化为16fs。

由图3.10(d)可知，上行多普勒频偏估计误差越大， $R_k(\Delta t)$ 累积估计误差也越大。所以晶振稳定度导致的频率偏差对 $R_k(\Delta t)$ 估计误差有显著的影响。

对于图3.3终端高速运动的场景，在终端接收机稳定跟踪条件下，依然可以进行多普勒补偿和传输距离延迟补偿，但图3.3是一种理想化的场景，高速运动的终端一旦进行高速机动，终端接收机将难以保证继续稳定跟踪卫星广播的导频信号。对于高动态(高速机动)终端，本文提出的PDCs方法无法进行有效补偿，这是上行准同步接入技术的一个局限性。

3.2.6 小结

通过上述分析，本文使用的基于导频的多普勒补偿及传输距离延迟补偿方法(PDCs)，在低轨卫星和终端使用频率稳定度为 $\pm 0.05 ppm$ OCXO作为本地基准晶振的条件下， $R_k(\Delta t)/c$ 的估计误差小于100ns。此项误差与GPS/BDS接收机导致的时间基准1PPS信号误差相近，是QS-CDMA系统中影响系统时间同步精度的主要误差因素之一。本文将在第四章进一步分析， $R_k(\Delta t)/c$ 的估计误差对于系统时间同步精度的影响。

3.3 QS-CDMA扩频码分析

经过研究[105, 106]发现，存在理想的准同步CDMA系统的扩频序列集，引出了对适用于准同步CDMA系统的零相关区序列(Zero Correlation Zone, ZCZ)的一系列研究。在所有ZCZ序列中，专利[107]中提出的LAS(Large Area Synchronized)序列格外引人注目，LAS码由LS(Loosely Synchronized) 码与LA(Large Area)码组成。文献[108]给出了LA码的精确的数学定义和完整的数学描述，并给出几种最优的结果，同时也给出了LS码的数学定义和完整的数学描述。

本节将对m序列^{[109][110]}、移位m序列^[2]、Gold^[111]序列和LAS码进行介绍及性能分析比较，选择适用于本文提出的QS-CDMA系统的扩频码。

3.3.1 m序列和移位m序列

二元m序列是一种伪随机序列，有优良的自相关函数，是狭义的伪噪声序列，易于产生和复制，在扩频技术中得到了广泛应用。

m序列主要有三种特性^[101]：均衡特性(平衡性)，游程特性(游程分布的随机性)和相关特性。

利用第三条相关特性，将一个完整的m序列和它的任何一个移位序列相比，相同的数目减去不相同的数目始终为-1，移位m序列正是利用了m序列的第三条特性。由于移位m序列适用同一个m序列进行移位获得，所以不适合在A-CDMA系统中使用，将会导致捕获判决出现误判。然而在QS-CDMA系统中，卫星接收机预知用户到达相位范围，终端上行使用移位m序列可以有效降低MAI。

3.3.2 Gold序列

m序列虽然性能优良，但同样长度的m序列个数不多，比如1023码长m序列仅60组序列。Gold提出了一种基于m序列的码序列，称为Gold码序列。这种序列有较优良的自相关和互相关特性，构造简单，产生的序列数多，因而获得了广泛的应用。

m序列优选对的两个n阶本原多项式乘积构成的新序列为Gold序列，或m序列优选对的两个本原多项式所产生序列的移位模2和构成的新序列也叫做Gold序列。所以Gold码序列的生成结构形式有两种，一种是串联成级数为2n级的线性移位寄存器，另一种是两个n级并联而成。

Gold序列同样有三种特性：

1. 平衡性：

Gold码序列分为平衡码和非平衡码。当阶数n为奇数时，平衡码数量占50%，非平衡码数量占50%。当阶数n为偶数，但不能被4整除时，平衡码占75%，非平衡码占25%。

2. 自相关特性：

Gold证明了Gold码序列自相关函数的所有非最高峰的取值是三值。当阶数n为奇数时，约有50%码序列有很低的互相关函数值-1，而阶数n为偶数时($n \neq 0$, n不是4的整倍数)，有75%的码序列有很低的互相关函数值-1。阶数n = 4和4倍数时m序列没有优选对，因此不存在对应的Gold序列。

3. 互相关特性：

Gold码序列具有较好的互相关特性，Gold码序列互相关函数值的最大值不超过其m序列优选对的互相关值。Gold码也具有三值互相关函数值，同样，当阶数n为奇数时，序列族中约有50%的码序列的互相关函数值为-1；而n为偶数时，有75%的码序列的互相关函数值为-1。值得注意的是，这里互相关函数值并没有对码长进行归一化。

3.3.3 LAS码

LAS(Large Area Synchronized)序列即大区域同步序列，具有理想的自相关特性和互相关无干扰窗口，很好地解决了传统CDMA系统容量和最高传输速率问题。LAS序列由LS(Loosely Synchronized)码与LA(Large Area)码构成，LS码为基本多用户接入序列族，LA族起扩展接入序列族数量的作用。

3.3.3.1 LS码

LS码是一种具有(非周期)互不相关性质的码。LS码是双极性码，取值范围 $\{+1, -1\}$ ，用作多址码，主要用来减小符号间干扰(Inter-symbol interference, ISI)和MAI。每个码字都包含两部分，分别叫做C段和S段，LS码的自相关函数在原点之外一段区域的任意位置都为零，互相关函数在原点附近一段区域内也都为零，这段区域被称作零相关区或干扰自由窗(Interference-free Window, IFW)。C段和S段具有相同自相关峰和峰外互补的特性。

LS码可以通过由一对种子码进行组合迭代得到，种子码如式3.33所示。

$$\begin{aligned} code1 : (C1, S1) &= (+1, +1, +1, -1) \\ code2 : (C2, S2) &= (-1, +1, -1, -1) \end{aligned} \quad (3.33)$$

按[112]中提供的迭代规则可以生成两倍长度的新码，为避免C段和S段之间相互重叠，还需加入零间隔，最后迭代生成一组长度为24的LS码。LS码周期自相关特性如图3.11，互相关特性如图3.12。其中主用户使用LS码如式3.34，次用户使用的LS码如式3.35。

$$\text{Primary} : (0, 0, 0, 0, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1) \quad (3.34)$$

$$\text{Secondary} : (0, 0, 0, 0, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 0, 0, 0, 0, 1, -1, 1, 1, 1, 1, -1) \quad (3.35)$$

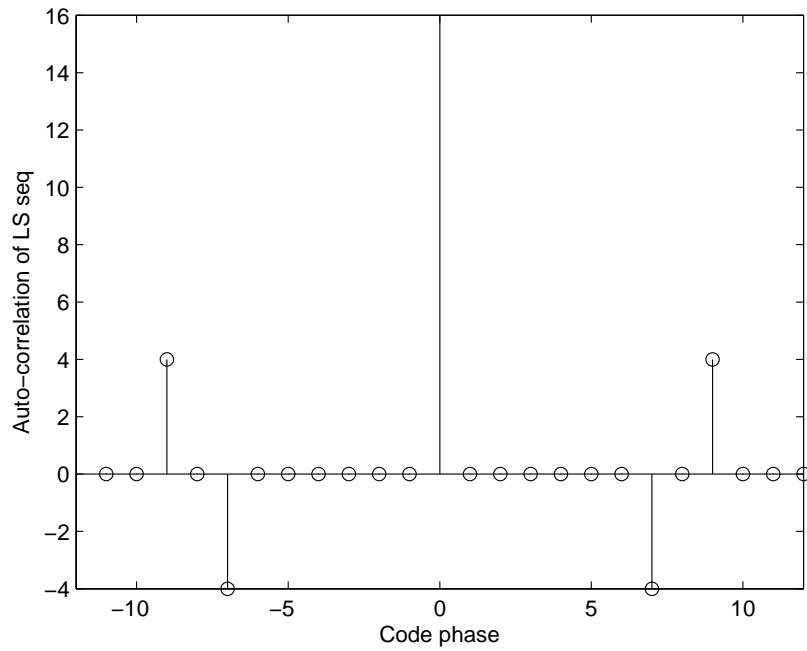


图 3.11: LS 码(码长24)周期自相关特性.

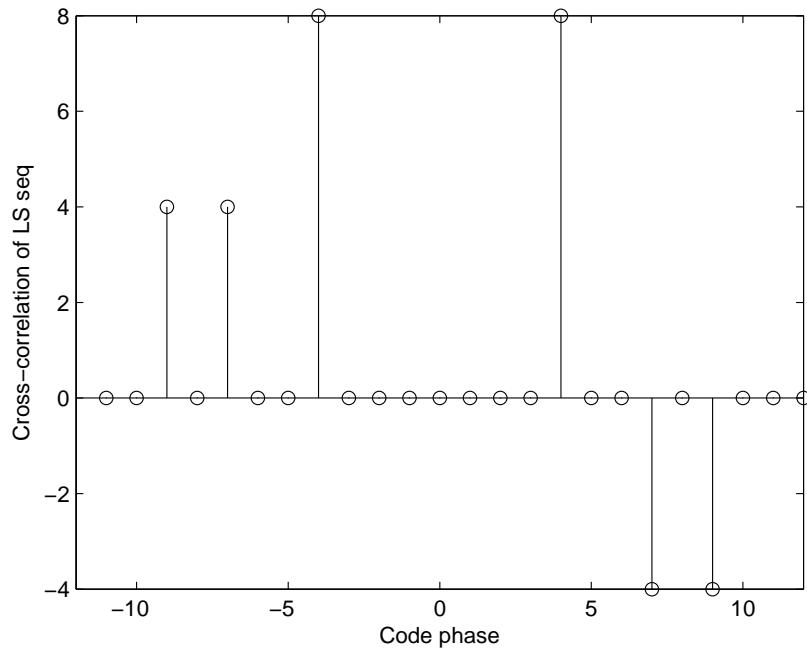


图 3.12: LS 码(码长24)周期互相关特性.

由图3.11所示，码长为24的LS码自相关峰值等于码序列中非零数值个数，自相关中非峰值数值，除零之外的数值较大，为码序列中非零数值个数的四分之一。

由图3.12所示，码长为24的LS码最大互相峰值等于码序列中非零数值个数的二分之一，在0相位附近有宽度为±3的零相关区。

3.3.3.2 LA码

LA码，即大区域码，它具有良好的自相关和互相关特性，是一种三电平的具有无干扰窗口的码，也就是说LA码的元素来自于 $\{-1, 0, 1\}$ ，充分利用了三进制中乘法 $0 * 1 = 0 * (-1) = 0$ 的特点。由一系列±1脉冲和不等长的0值脉冲间隔组成，可以表示为 (N, K, L) 。其中 N 表示±1脉冲个数， K 表示脉冲之间的最短间隔长度， L 表示码长。每个LA码组中的码字个数等于脉冲个数 N ，定义零相关区长度为 Δ ，其中 $\Delta = K$ 。

LA码不仅是周期相关意义下的零相关区序列，而且是非周期相关意义下的零相关区序列。LA码具有以下三点特性：

1. 对于自相关函数，除了零相位的自相关峰值，在 $(-\Delta, +\Delta)$ 区域内，相关值为零，只要保证信号时延在 Δ 范围内，可以保证其他路径延迟信号对于当前信号没有干扰，形成一个无干扰零相关区。同时互相关函数存在同样长度的零相关区。
2. LA码非周期自相关和互相关函数，与周期自相关和互相关函数存在相同的零相关区。
3. LA码自相关和互相关，零相关区外，相关值没有剧烈起伏，所有非零相关值大部分为±1。

选用参数 $(N, K, L) = (16, 38, 847)$ ，所以LA码总长为863，LA码周期自相关特性如图3.13，互相关特性如图3.14。

由图3.13所示，码长为863的LA码自相关峰值等于 N ，零相关区外的非零相关值为±1。

由图3.14所示，码长为863的LA码自相关峰值最大互相峰值等于 N 的八分之一，其余非零互相关值为±1。

由图3.13和图3.14可知，虽然LA码有良好的相关特性，但是缺点也明显，占空比低，导致频谱效率低下，因此结合LS码组成LAS码。

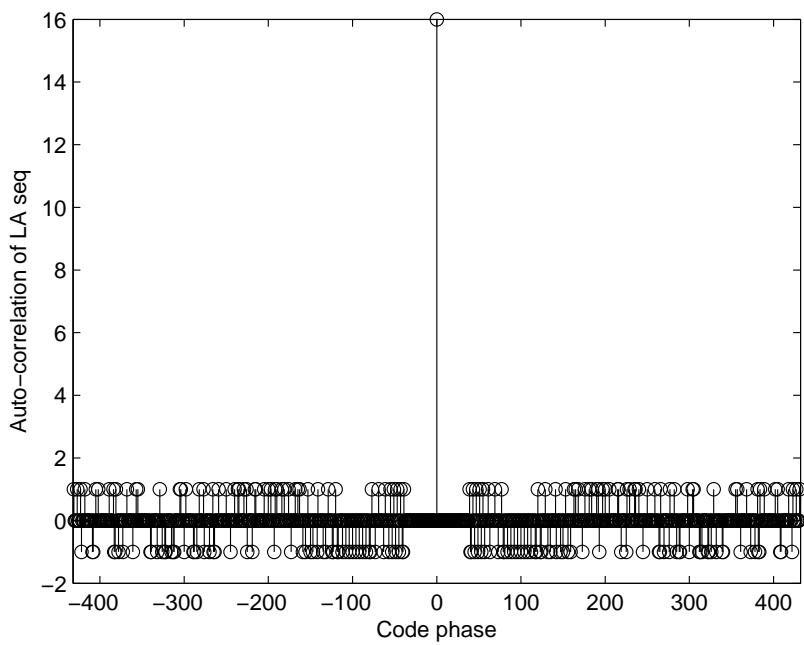


图 3.13: LA码(码长863)周期自相关特性.

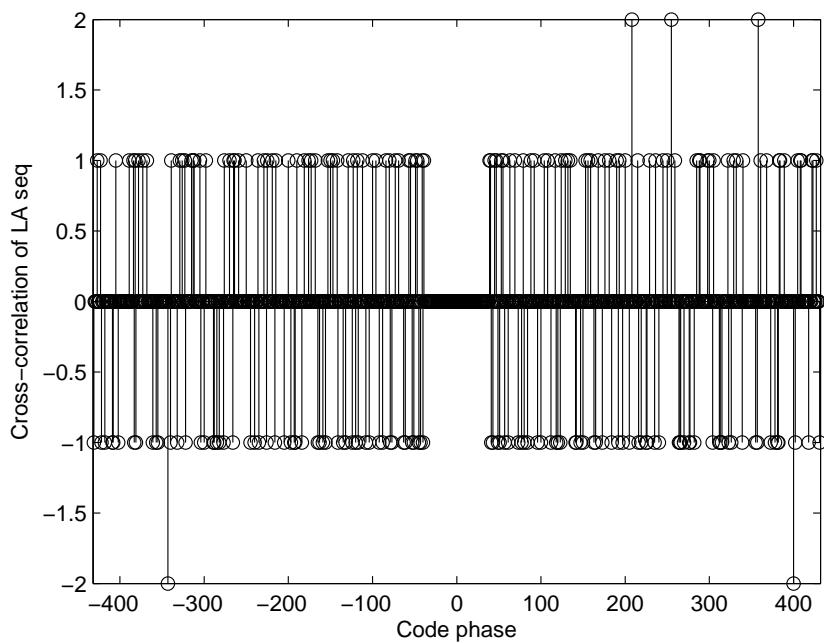


图 3.14: LA码(码863)周期互相关特性.

3.3.3.3 LAS码

LAS码由LA码和LS码组合而成，是一种利用正交互补码设计构成具有无干扰窗口的编码技术。将LA码中±1脉冲使用LS码替代，以此提高LA码占空比性能。使用前节列举的码长24的LS码和码长863的LA码，可以组成码长1231的LAS序列，生成LAS序列的数量为16。

3.3.4 各码序列性能比较仿真分析

首先为了比较性能，假设在QS-CDMA系统时间同步误差保证±1个码片之内的条件下，各码序列参数如表3.1所示。

表 3.1: 码序列参数.

码序列	码长(N_c)	最大用户数
m序列	1023	60
Gold序列	1023	1025
移位m序列	1023	341
LAS码	1231	16

从表3.1中可知当码长相近条件下，Gold序列可提供的最大用户数最多为1025。对于码长为1023的m序列，只有60个本原多项式可供选择，所以最大用户数为60。然而码长为1023的移位m序列，理论上可以提供1023个用户使用，考虑到±1个码片误差，所以用户数降低为341。对于码长为1231的LAS序列， $(N, K, L) = (16, 38, 847)$ 中N决定了序列个数仅为16。

进一步比较各码序列自相关和互相关性能，仿真条件：

1. 各序列参数参照表3.1。
2. 互相关性能比较时，各码序列选取一个主用户及九个干扰用户，进行平均互相关性能仿真。
3. 不考虑高斯白噪声。

自相关性能仿真曲线如图3.15所示，平均互相关性能如图3.16所示。

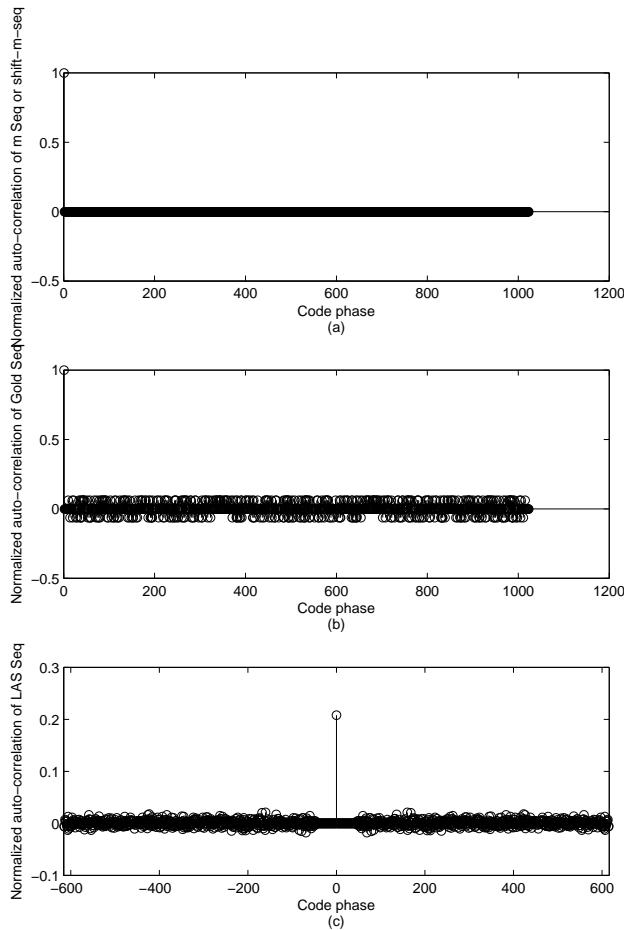


图 3.15: (a)m序列和移位m序列归一化自相关函数(b)Gold序列归一化自相关函数(c)LAS序列归一化自相关函数.

由图3.15(a)可知, m序列和移位m序列拥有相同的自相关性能, 零相位归一化自相关峰值为1, 其余归一化互相关值为 $1/1023 = 9.8 \times 10^{-4}$ 。由图3.15(b)可知Gold序列零相位归一化自相关峰值为1, 其余归一化互相关值在±0.05范围内。由图3.15(c)可知LAS序列零相位归一化自相关峰值仅为 $16 \times 16/1231 = 0.208$, 零相关区外归一化互相关值在±0.02范围内。由图3.15可知在相近码长的条件下, m序列和移位m序列拥有最优的自相关性能。

由图3.16(a)可知, 移位m序列由于自身的相关特性, 平均归一化互相关值仍为 $1/1023 = 9.8 \times 10^{-4}$ 。由图3.16(b) 和(c)可知m序列和Gold序列平均归一化互相关值在±0.05范围内。由图3.16(d)可知零相关区外归一化互相关值在±0.02范围内。由图3.16可知在相近码长的条件下, 相比m序列和Gold序列, 移位m序列拥有最优的互

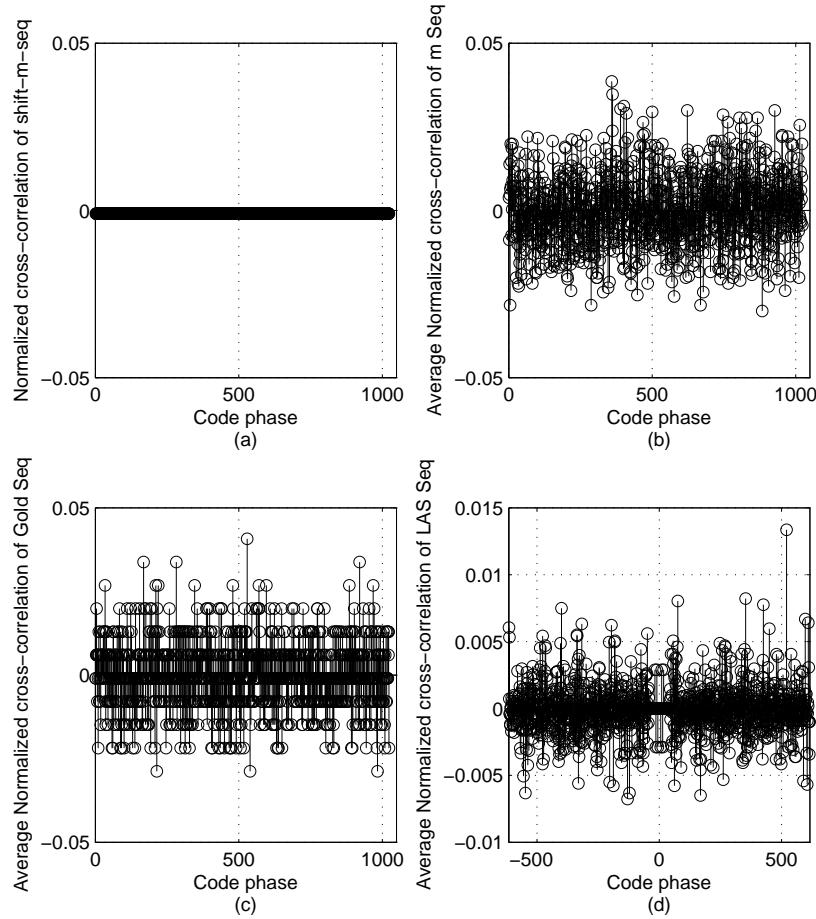


图 3.16: (a) 移位m序列平均归一化互相关函数(b)m序列平均归一化互相关函数(c)Gold序列平均归一化互相关函数(d)LAS码平均归一化互相关函数.

相关性能。然而LAS 码拥有零相关区，可以大幅降低零相关区中的MAI。

综合以上分析比较，从三个方面可知：

1. 从互相关性能角度考虑，LAS码拥有零相关区，有其独特的优势，可以有效降低MAI。移位m序列的平均互相关性能优于m序列，Gold序列和LAS码，但是没有零相关区。
2. 从自相关性能角度考虑，LAS码虽然拥有零相关区，但是自相关归一化峰值远小于m序列，移位m序列和Gold序列，当较低信噪比条件下，将直接降低接收机的捕获跟踪性能。

3. 从可以提供的用户数出发，相近码长的条件下，Gold序列可以提供最多的用户数1025，移位m序列为Gold序列的1/3，m序列为60，LAS码仅为16。

3.3.5 小结

从3.3.4中结论可见，Gold序列和移位m序列三项性能综合比较优于m序列和LAS码，关于误码率性能将在第四章进行详细仿真比较，移位m序列在大量用户(几十甚至上百个)同时接入条件下误码率性能优于Gold序列，因此在本文提出的QS-CDMA系统中，综合考虑，平衡各项性能，使用移位m序列更为合适。

第四章 系统时间同步精度及误码率性能分析

4.1 引言

QS-CDMA系统时间同步精度和选用的扩频码直接决定了系统容量，并且时间同步精度影响使用不同扩频码时的误码率性能。

文献[5]、文献[6]和文献[8]中对于时间同步误差范围都提出了相应的要求，需要保证小于 $\pm 0.5T_c$ 或者小于 $\pm 0.3T_c$ 的误差范围，但是对于多普勒补偿和传输距离延迟补偿导致的误差是否满足要求，并未进行详细的研究分析。

本章基于第二章提出的准同步CDMA实现结构，对QS-CDMA系统时间同步精度(Clock Synchronization Error, CSE)进行公式推导和详细研究分析，重点分析多普勒频偏补偿、传输距离延迟补偿以及时钟稳定度对时间同步精度的影响。通过上述分析方式，可以理论计算不同准同步系统的时间同步精度，用于指导工程实现。结合系统时间同步精度，推导SSQS-CDMA和ESQS-CDMA系统的同时接入用户数以及系统误码率，并进行性能仿真分析。

4.2 时间同步精度(CSE)分析

从GPS/BDS时间同步误差，卫星和终端硬件传输延迟，电离层和对流层传输误差，多普勒补偿和传输距离延迟补偿误差，时钟稳定度对时间同步精度影响等多个方面，进行详细的公式推导以及分析，首先分析ESQS-CDMA系统的时间同步精度。

4.2.1 ESQS-CDMA系统时间同步精度分析

为了完成系统的时间同步，其中重要的是完成传输距离延迟补偿，为了分析传输延迟补偿精度，参见表2.4中ESQS-CDMA接入过程主要参数以及图2.8中ESQS-CDMA接入传输距离补偿时序，定义一些用于分析的主要参数如表4.1所示。

主要误差参数分布如图4.1。

图4.1中，发射机传输延迟主要包括基带处理、DAC和通道等延迟，接收机传输延迟包括基带处理、ADC和通道等延迟。 R_k^{down} 和 R_k^{up} 分别为上下行传输距离延迟。 Δt_k 为低轨卫星和用户终端 k 的GPS/BDS接收机产生1PPS信号的时间误差总和。

表 4.1: ESQS-CDMA时间同步精度分析主要参数.

参数	定义
τ_{tx}^s	卫星发射机传输延迟
τ_{rx}^s	卫星接收机传输延迟
τ_{tx}^k	用户终端 k 发射机传输延迟
τ_{rx}^k	用户终端 k 接收机传输延迟
τ_{down}^{ion}	电离层下行时间延迟
τ_{up}^{ion}	电离层上行时间延迟
c	真空中电磁波传播速度
$R_k(\Delta t)/c$	第 k 个终端估计传输时延等待发射上行信号期间(一般时间在1s之内), 卫星与终端之间的距离发生变化, 导致电磁波传播时间的变化量。(3.2.1中定义)

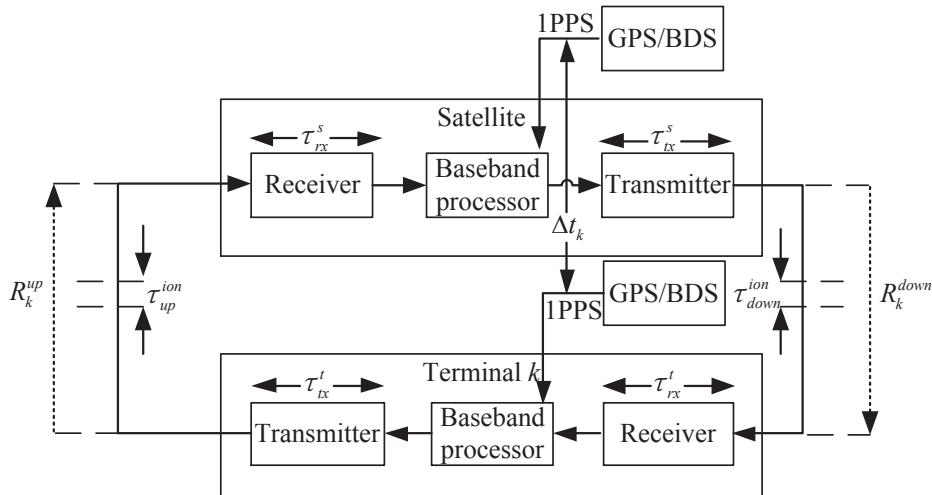


图 4.1: 误差参数分布图.

表2.4中的延迟 t_k^{down} 可以用式4.1表示。

$$t_k^{down}(t) = \Delta t_k + \tau_{tx}^s + \frac{R_k^{down}(t)}{c} + \tau_{down}^{ion} + \tau_{rx}^k \quad (4.1)$$

式4.1中, Δt_k 包含卫星和终端的GPS/BDS接收机产生的1PPS信号时间误差, 同时也包含本地1PPS生成模块产生的同步误差。

电磁波在穿过对流层时，其速度随温度、压力和相对湿度而变化，所以将导致对流层传输时延，或者称为对流层误差。对流层误差如式4.2所示。

$$\varepsilon_u^{Tropo} = \csc \phi \cdot (1.4588 + 0.0029611 \cdot N_s) - 0.3048 \cdot [0.00586 \cdot (N_s - 360)^2 + 294] \cdot \phi^{-2.3} \quad (4.2)$$

式4.2中， ε_u^{Tropo} 为用户终端经受的对流层传输时延， ϕ 为用户终端到卫星的仰角， N_s 表示地球表面折射率。

由4.2式可见对流层延迟仅与 ϕ ， N_s 有关，与载波频率 f_c 无关，所以上下行对流层误差可以相互抵消，从而式4.1中只考虑电离层误差 τ_{down}^{ion} ，不考虑对流层误差。

为了达到准同步接入，用户终端 k 通过多普勒频偏估计和估计上行传输延迟，可以由式4.3计算。

$$t_k^{up}(t) = \tau_{tx}^m + \frac{R_k^{up}(t)}{c} + \tau_{up}^{ion} + \tau_{rx}^s \quad (4.3)$$

式4.3中：

$$\frac{R_k^{up}(t)}{c} = \frac{R_k^{down}(t)}{c} + \frac{R_k(\Delta t)}{c} \quad (4.4)$$

式4.4是传输距离延迟补偿中起主要影响的一部分。

将式4.1和式4.4代入式4.3，上行传输距离延迟 t_k^{up} 可以表达为式4.5。

$$t_k^{up}(t) = t_k^{down}(t) - \Delta t_k + \frac{R_k(\Delta t)}{c} + \tau_{tx}^k - \tau_{rx}^k + \tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s + \tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion} \quad (4.5)$$

式4.5中， $\tau_{tx}^k - \tau_{rx}^k$ 是用户终端 k 发射机和接收机之间的延迟时间差， $\tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s$ 是卫星发射机和接收机之间的延迟时间差，这两者可以事先测量，比较容易地补偿抵消。 $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 是上下行电离层时延差。 $t_k^{up}(t)$ 、 $t_k^{down}(t)$ 和 $R_k(\Delta t)$ 随时间变化而相应变化，既随卫星运动而相应变化。 $\tau_{tx}^k - \tau_{rx}^k$ 、 $\tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s$ 和 $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 随时间变化，但几乎无变化，主要与器件和载波频点等有关。

4.2.1.1 各项误差分析

由式4.5可见，各个参数决定了 t_k^{up} 的估计精度，因此，将详细分析各个参数的精度。

(1) t_k^{down} 测量误差

t_k^{down} 的测量误差主要由PLL的跟踪环路带宽 B_n ，载噪比 C/N_0 ，扩频码周期 T_c 决定， t_k^{down} 的测量误差的标准差(1σ)可由式4.6计算^[9]。

$$\sigma(t_k^{down}) \approx T_c \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0}}(s) \quad (4.6)$$

表 4.2: TCXO和OCXO晶振模型参数.

模型参数	TCXO	OCXO
h_{-2}	9.6×10^{-4}	6.5×10^{-4}
h_{-3}	6×10^{-3}	9×10^{-7}
h_{-4}	6×10^{-4}	1×10^{-7}

一般而言，文献[9]中证明 $\sigma(t_k^{down})/T_c < 0.05$ ，所以当码速率为 $5.115MHz$ 时， t_k^{down} 的测量误差将小于 $10ns$ ，所有终端的测量误差相近，在同一水平。

(2) Δt_k 精度

Δt_k 主要由卫星和终端的GPS/BDS接收机产生的1PPS信号时间误差和本地1PPS生成模块产生的同步误差组成。

本地时钟同步模块结构框图如图2.9，与PLL结构类似。PLL中主要用来评价环路是否失锁的指标是总的相位误差，参见式3.18。由于本地时钟同步模块都是FPGA芯片内部处理，PLL中动态应力误差 θ_e 、 1σ 热噪声 σ_{tPLL} 和由阿伦偏差引起的振荡器 1σ 颤动 θ_A ，影响很小，可以忽略不计。对于本地时钟同步模块而言，主要的误差来源于提供工作时钟的晶振，晶振的颤动 σ_v 。由接收机晶振引起的相位误差 σ_v 由晶振质量决定。

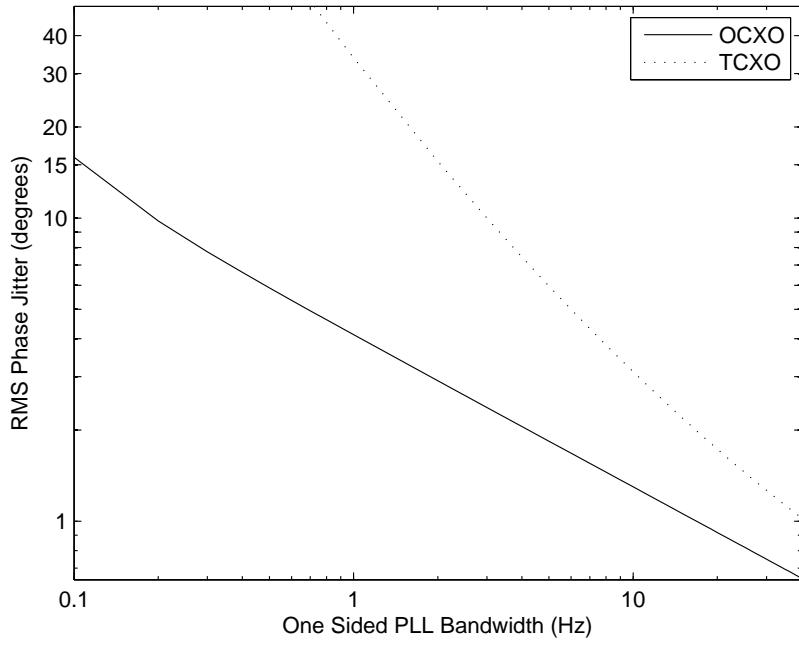
不同阶数的环路对相同阶数的动态是敏感的，1阶环对速度应力敏感，2阶环对加速度应力敏感，3阶环对加加速度应力敏感，环路带宽必须足够宽以适应这些高阶动态。3阶PLL环路中由晶振导致的相位抖动的闭环表达式如式4.7所示^[113]。

$$\sigma_v^2 = \frac{0.9048(2\pi)^3 h_{-4}}{B_L^3} + \frac{0.8706(2\pi)^2 h_{-3}}{B_L^2} + \frac{1.2566(2\pi)h_{-2}}{B_L} \quad (4.7)$$

式4.7中， B_L 是单边环路滤波器带宽， h_{-2} ， h_{-3} 和 h_{-4} 是晶振模型参数，由文献[113]实验中获得。 h_{-0} 和 h_{-1} 对相位误差影响很小，所以式4.7中将其忽略。其余参数如表4.2所示。

将表4.2中参数代入式4.7可得相位抖动与 B_L 关系，如图4.2所示。

由图4.2可见，随着环路带宽增加，相位抖动减小。当环路带宽大于 $10Hz$ ，相位抖动几乎可以忽略，一般PLL环路带宽大于 $10Hz$ ，所以环路带宽足够宽时， Δt_k 的精度主要由卫星和终端的GPS/BDS接收机产生的1PPS信号时间误差决定。 Δt_k 可以

图 4.2: 相位抖动与 B_L 关系图.

按式4.8计算。

$$\Delta t_k \approx \sqrt{100^2 + 10^2} \approx 100.5 \text{ ns} \quad (4.8)$$

式4.8中, 100为用户终端GPS/BDS接收机产生的1PPS信号时间误差, 10为卫星GPS/BDS接收机产生的1PPS信号时间误差, 参见文献[10–24], 可知现有技术水平这两个参数指标并不难实现, 甚至时间误差可以更小。

(3) $R_k(\Delta t)/c$ 精度

本文3.2.4中对 $R_k(\Delta t)/c$ 精度进行了详细分析, 本文使用的基于导频的多普勒补偿及传输距离延迟补偿方法(PDCs), 在低轨卫星和终端使用频率稳定度为 $\pm 0.05 \text{ ppm}$ OCXO作为本地基准晶振的条件下, 通过仿真分析 $R_k(\Delta t)/c$ 的估计误差小于100ns。

由式3.10可知 $\frac{f_d}{f_c} = \frac{V_S \cos(\gamma)}{c}$ 。在 $[0, t]$ 时间内估计的时延变化为 $\frac{f_d}{f_c}t$, 如果不存在多普勒频率变化, 即存在一个固定的频偏, 则时延变化率是一常数, 终端完全可以根据该时延变化率进行时延补偿。由于存在频率变化, 同样可以通过式4.9进行理论计算。

$$\frac{R_k(\Delta t)}{c} = \frac{f_d}{f_c}t + \int_0^t \frac{\Delta f_d t}{f_c} dt = \frac{f_d}{f_c}t + \frac{\Delta f_d t^2}{2f_c} \quad (4.9)$$

式4.9中, f_d 为载波多普勒频偏, 主要由晶振稳定性引起的频率偏差决定。 f_c 为

载波中心频率。 Δf_d 为多普勒变化率。 t 为用户终端估计传输时延等待发射上行信号的时间。

(4) $\tau_{tx}^k - \tau_{rx}^k$ 精度

该时间差为用户终端器件和工艺设计的参数，一般可以控制在50ns以下。

(5) $\tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s$ 精度

该时间差为低轨卫星器件和工艺设计的参数，一般可以控制在30ns以下。

(6) $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 精度

当下行载波中心频率采用1.5GHz时， τ_{down}^{ion} 近似为30ns，可由式4.10计算。

$$\tau_{down}^{ion} = \frac{1}{\sin(\phi')} \frac{40.3}{(f_c^{down})^2 \cdot c} \cdot TEC \quad (4.10)$$

式4.10中， ϕ' 为电离层穿越点仰角， f_c^{down} 为下行载波中心频率， TEC 沿信号路径的电子总数， TEC 表示卫星信号经过的路径上的单位面积总电子数。随一天的时间、终端的位置、卫星仰角、季节、电离通量、磁性活动、太阳活动变化而变化， TEC 在 10^{16} 到 10^{19} 之间。由于上下行信号采用载波的频率不同，因此会导致上下行信号的延迟不同。

同时 τ_{up}^{ion} 由上行载波中心频率决定，一般电离层中最大波段^[114]的电离层最大时延为150ns。 $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 可由式4.11近似计算最大时延差。

$$\begin{aligned} \tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion} &\approx \frac{40.3}{(f_c^{up})^2 \cdot c} \cdot TEC - \frac{40.3}{(f_c^{down})^2 \cdot c} \cdot TEC \\ &= \frac{(f_c^{down})^2 - (f_c^{up})^2}{(f_c^{up})^2 \cdot (f_c^{down})^2 \cdot c} \cdot 40.3 \cdot TEC \approx 0.1 \cdot \frac{40.3}{(f_c)^2 c} \cdot TEC \end{aligned} \quad (4.11)$$

由式4.11可见，电离层最大时延差约等于15ns，本系统中 $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 的估计误差小于15ns。

4.2.1.2 ESQS-CDMA同步精度

由上节分析，时间同步精度分析主要参数误差值总结如表4.3所示。

因此ESQS-CDMA系统的时间同步精度如式4.12所示。

$$CSE_{ES} = \sqrt{10^2 + 100^2 + 10^2 + 100^2 + 50^2 + 30^2 + 15^2} \approx 154\text{ns} \quad (4.12)$$

由式4.12可见ESQS-CDMA系统中时间同步误差主要来源于用户终端GPS/BDS接收机产生的1PPS信号时间误差和 $R_k(\Delta t)/c$ 估计误差。一般而言，用户终端GPS/BDS接

表 4.3: ESQS-CDMA主要参数误差值.

参数	误差值(ns)
t_k^{down}	$< 10 (R_c = 5.115 MHz)$
Δt_k	100.5
$R_k(\Delta t)/c$	< 100
$\tau_{tx}^k - \tau_{rx}^k$	< 50
$\tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s$	< 30
$\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$	< 15

收机产生的1PPS信号时间误差远小于100ns，对于 $R_k(\Delta t)/c$ 估计精度的要求可以降低，从而实际实现中可以使用稳定性稍差的晶振，比如 $\pm 0.1 ppm$ 的OCXO。考虑到不同的卫星和终端收发信机传输时延具有差异性，虽然可以事先测量，仍然会存在偏差，所以式4.12中依然需要考虑。

对于码速率 $5.115 MHz$ 而言， CSE_{ES} 导致的码片误差为0.788个码片，可以达到系统设计要求。

4.2.2 SSQS-CDMA系统时间同步精度分析

为了完成系统的时间同步，其中重要的是完成上行传输距离延迟补偿，为了分析传输延迟补偿精度，参见表2.5中SSQS-CDMA接入过程主要参数以及图2.11中SSQS-CDMA接入传输距离补偿时序。

对于SSQS-CDMA系统，低轨卫星不需要广播自身的轨道位置，只需由时钟源提供时间基准，即使卫星时钟稳定度不如原子钟，但由于时钟误差对于所有用户都是共同的，不影响用户到达时刻的一致性，因此卫星钟差导致的误差可以不用考虑。这部分误差属于空间段误差，空间段误差主要是卫星星历误差、卫星和卫星设备时延误差等。只需测量卫星与终端本地时间基准的差值，其中包含了传输距离延迟等信息，因此影响时间同步精度的因素相比ESQS-CDMA系统较少。

对于SSQS-CDMA系统，时间同步精度主要由时间基准时间差 $\delta_k(t)$ 的测量误差， $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 时间延迟差，和 $\Delta_k(t)$ 补偿精度决定。

4.2.2.1 各项误差分析

由图2.11可知，终端发射补偿延迟值为 $\delta_k(t) + \Delta_k(t)$ ，接着将详细分析各个参数

的精度。

(1) $\delta_k(t)$ 测量误差

$\delta_k(t)$ 可由式4.13表达。

$$\delta_k(t) = T_{sat}(t) - T_k^s(t) \quad (4.13)$$

式4.13, $T_{sat}(t)$ 为低轨卫星的本地时间基准。 $T_k^s(t)$ 为低轨卫星接收机已经解调上行短帧帧头的时间点。 $T_k^s(t)$ 中包含了传输时延、 τ_{tx}^k 和 τ_{rx}^s , 因为 τ_{tx}^k 和 τ_{rx}^s 直接被测量, 可以容易的补偿消除, 所以 $\tau_{tx}^k - \tau_{rx}^s$ 是用户终端发射机和接收机之间的延迟时间差, $\tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s$ 是卫星发射机和接收机之间的延迟时间差, 这两者在SSQS-CDMA 系统中对时间同步精度的影响不需要考虑。

$\delta_k(t)$ 测量误差如ESQS-CDMA 中 t_k^{down} 测量误差的分析方式, 当码速率为 $5.115MHz$ 时, $\delta_k(t)$ 的测量误差将小于 $10ns$ 。

(2) $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 时间延迟差

$\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 和ESQS-CDMA系统中分析方式相同, $\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$ 的估计误差小于 $15ns$ 。

(3) $\Delta_k(t)$ 补偿精度

$\Delta_k(t)$ 补偿精度与3.2.4提出的 $R_k(\Delta t)/c$ 精度概念相同, 所以与ESQS-CDMA系统中的分析结果相同, 在低轨卫星和终端使用频率稳定度为 $\pm 0.05ppm$ OCXO作为本地基准晶振的条件下, 通过仿真分析 $\Delta_k(t)$ 的估计误差小于 $100ns$ 。

4.2.2.2 SSQS-CDMA同步精度

由上节分析, 时间同步精度分析主要参数误差值总结如表4.4所示。

因此SSQS-CDMA系统的时间同步精度如式4.14所示。

$$CSE_{SS} = \sqrt{10^2 + 15^2 + 100^2} \approx 101.6ns \quad (4.14)$$

由式4.14可见SSQS-CDMA系统中时间同步误差主要来源于 $\Delta_k(t)$ 估计误差, 所以多普勒频偏估计及传输距离延迟补偿方法的估计精度至关重要。

对于码速率 $5.115MHz$ 而言, CSE_{SS} 导致的码片误差为 0.520 个码片, 可以达到系统设计要求。

4.2.3 小结

本节从GPS/BDS时间同步误差、传输距离延迟测量误差、卫星和终端硬件传输延迟、电离层和对流层传输误差、多普勒补偿和传输距离延迟补偿误差、和时

表 4.4: SSQS-CDMA主要参数误差值.

参数	误差值(ns)
$\delta_k(t)$	$< 10 (R_c = 5.115 MHz)$
$\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion}$	< 15
$\Delta_k(t)$	< 100

钟稳定度对时间同步精度影响等多个方面，进行详细的公式推导以及分析。可见在第二章提出的系统参数条件下，对于ESQS-CDMA系统理论时间同步精度可以达到154ns，而SSQS-CDMA系统理论时间同步精度可以达到101.6ns。

由于SSQS-CDMA系统中不需要考虑卫星和终端的GPS/BDS接收机产生的1PPS信号时间误差 Δt_k ，用户终端发射机和接收机之间的延迟时间差 $\tau_{tx}^k - \tau_{rx}^k$ 和卫星发射机和接收机之间的延迟时间差 $\tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s$ ，所以相比ESQS-CDMA系统理论时间同步精度更高。

4.3 基于CSE的同时接入用户数分析

本节主要分析扩频码选择移位m序列前提下，已实现准同步接入阶段，CSE对同时接入用户数的影响。

当CSE小于一个码片宽度时，对于移位m序列，为了避免自干扰，每个用户终端选择的移位m序列需要一定间隔。两个用户终端选择的码初始相位至少间隔3个相位及以上，这样可以避免卫星接收机捕获上行信号时，两个用户在同一个相位上发生碰撞。

当CSE在±1码片范围内，同时接入用户数最大为341。当CSE在±2码片范围内，同时接入用户数最大为204。基于CSE的同时接入用户数可用式4.15计算。

$$M = \frac{N_c}{\left\lceil \frac{CSE}{T_c} \right\rceil * 2 + 1} \quad (4.15)$$

式4.15中， M 为同时接入用户数量， N_c 为扩频码码长， T_c 为扩频码周期， $\lceil \cdot \rceil$ 代表向上取整。同时接入用户数与CSE关系如图4.3所示。

图4.3中，实线的码速率为10.23MHz，虚线的码速率为5.115MHz，可见码速率越高，为保证相同接入用户数，对于CSE的要求越严格。当码速率恒定，随着CSE的恶化，接入用户数急速下降。

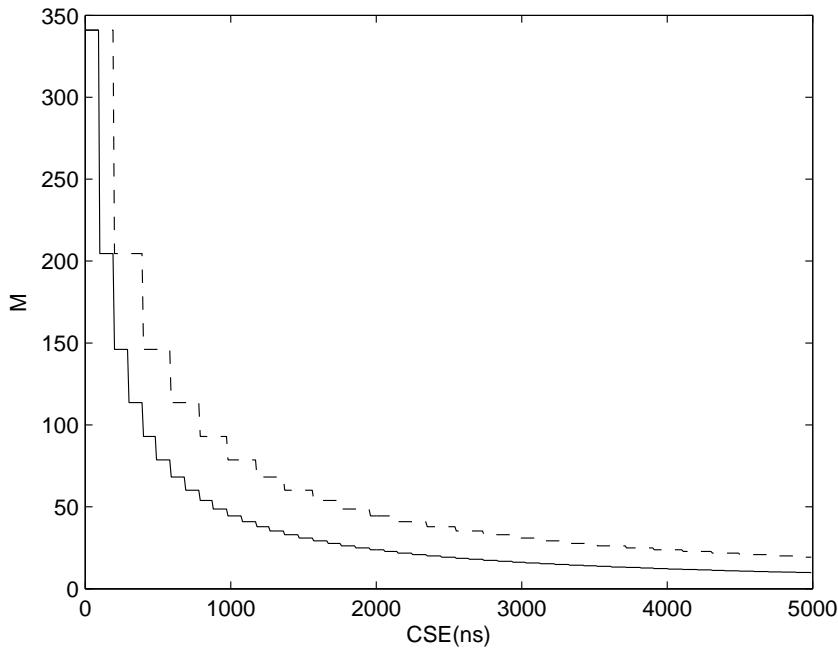


图 4.3: 同时接入用户数与CSE关系图。

不考虑时间同步精度、MAI等因素的影响，对于1023码长的m序列，理论可以提供的最大序列数量为60。然而码长1231的LAS序列，生成LAS序列的数量仅为16。1023码长的Gold序列可以提供1025个序列。

仅从可以提供的序列数量上而言，Gold序列最具优势，下节中考虑MAI的影响，从误码率性能方面进行分析。

4.4 QS-CDMA系统误码率性能分析

本文终端发射机采用BPSK调制方式，误码率性能分析时，接收机主要考虑几个模块，包括下变频、下采样、匹配滤波和解调等功能，接收信号数据流框图如图4.4所示。



图 4.4: 接收信号数据流框图。

第 k 个用户终端发射信号可以用式4.16表达。

$$s_T^k(t) = \sqrt{P_k} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} c_j^k \cdot d^k \cos(\omega_k t + \phi_k) \quad (4.16)$$

式4.16中， P_k 为第 k 个用户终端发射功率， c_j^k 为第 k 个用户终端使用的扩频码第 j 个码片， d^k 为第 k 个用户终端传送的数据符号， ω_k 为第 k 个用户终端的载波角频率， ϕ_k 为第 k 个用户终端的初始载波相位。

在卫星接收机解调器输入端，接收信号可以用式4.17表达。

$$s_R(t) = \sum_{k=1}^M s_T^k(t) + n(t) \quad (4.17)$$

式4.17中， M 为接收用户数， $n(t)$ 为加性高斯白噪声，双边带功率谱密度为 $N_0/2$ 。

当经过下变频的接收信号，进入码匹配滤波器之后，不考虑残余载波频偏的条件下，第 k 个用户终端的以码速率重采样信号可以描述为式4.18。

$$s_R^k(j) = \left(\sum_{k=1}^M s_T^k(j) \right) \cdot c_j^k + n'(j) \quad (4.18)$$

$$n'(j) = n(j) * c_j^k \quad (4.19)$$

式4.18中， $s_R^k(j)$ 为匹配滤波器输出的第 j 个采样点， $s_T^k(j)$ 为第 k 个用户终端发射信号的第 j 个采样点， c_j^k 为用于第 k 个用户终端解扩的扩频码第 j 个码片。

通过解调器，输出解调数据 d^k ，之后小节将对误码率性能进行详细分析。

4.4.1 SSQS-CDMA接入短帧误码率性能分析

正如2.4.2中阐述SSQS-CDMA系统接入过程时提到的，上行接入短帧的接入过程为一个异步过程，将会直接限制用户接入数量。假设接入短帧与准同步接入数据帧使用不同频点，相互之间不存在多址干扰，在此仅分析接入短帧异步接入过程的误码率性能。

对于一个信道中所有用户的接入短帧平均误码率性能，假设每个用户功率相同且随机分布，可用式4.20表示^[115]。

$$P_e = E \left[Q \left(\sqrt{\frac{P_0 T_b^2}{2 \left(\mu + \frac{N_0 T_b}{4} \right)}} \right) \right] \quad (4.20)$$

式4.20在理想功率控制及干扰用户数较少时是很精确的。但是往往各用户的功率并不相等，所以需要进一步近似。

假设每个用户功率恒定不相等且随机分布，平均误码率性能可用式4.21表示^[115]。

$$P_e \approx \frac{2}{3}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2(\mu + \frac{N_0T_b}{4})}}\right) + \frac{1}{6}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\mu + \sqrt{3}\sigma + \frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right) + \frac{1}{6}Q\left(\sqrt{\frac{P_0T_b^2}{2\left(\mu - \sqrt{3}\sigma + \frac{N_0T_b}{4}\right)}}\right) \quad (4.21)$$

$$T_b = N_c T_c \quad (4.22)$$

$$E_b = P_0 T_b \quad (4.23)$$

式4.21适用于噪声较大情况，并且可以描述非理想功率控制的情形，干扰用户的功率水平是不相等的常量，及干扰用户的功率水平是独立和非相同的分布。

式4.21，式4.22和式4.23中， T_b 为符号周期， T_c 为扩频码周期， N_c 为扩频码码长，由式4.22可见符号周期是扩频码周期的整数倍。 P_0 是期望主用户的功率， E_b 是符号比特能量， $N_0/2$ 是加性高斯白噪声双边带功率谱密度， μ 是多址干扰MAI的均值， σ^2 是MAI的方差。

假设所有用户发射信号都不采用成形滤波器，那么 μ 和 σ^2 可以式4.24和式4.25进行描述。

$$\mu = E_c N_c (M - 1) / 3 \quad (4.24)$$

$$\sigma^2 = E_c^2 N_c^2 (M - 1) \left(\frac{23}{360} + \frac{N_c - 1}{N_c^2} \left(\frac{1}{20} + \frac{1}{36}(M - 2) \right) \right) \quad (4.25)$$

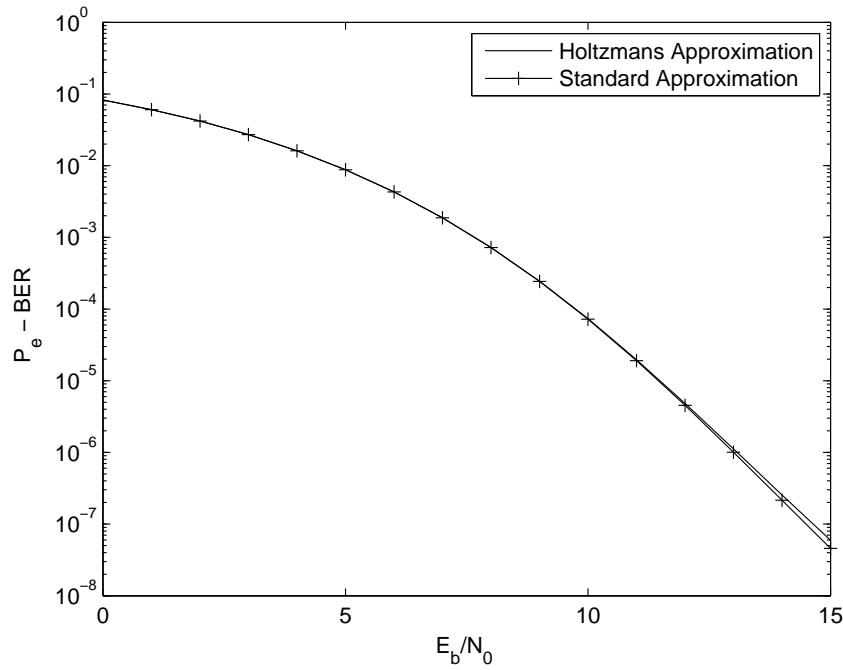
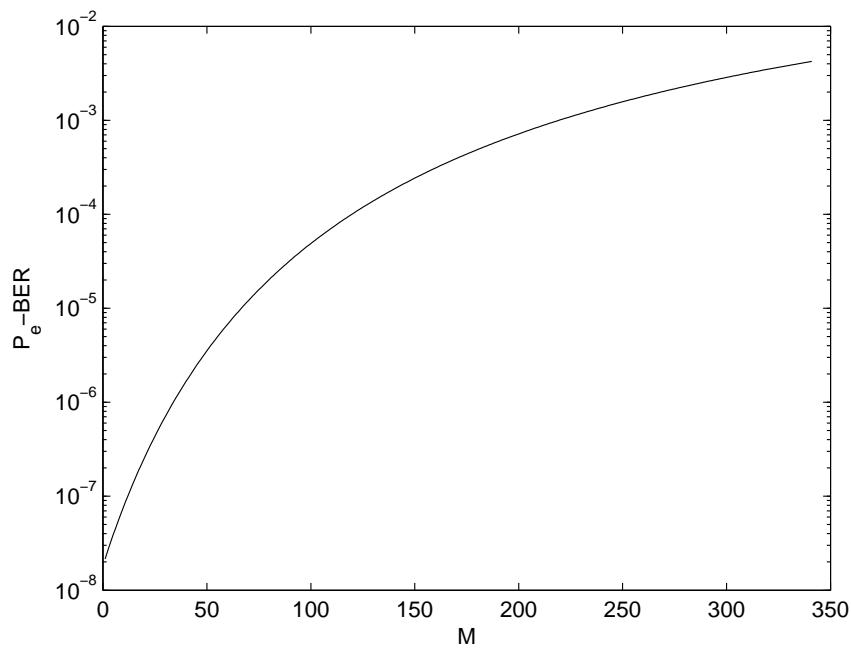
式4.24和式4.25中 M 为接入用户数。

将式4.24和式4.25代入式4.21，当接入用户数 $M = 60$ 时，通过式4.20和式4.21分别计算误码率 P_e 与 E_b/N_0 关系，如图4.5所示。

图4.5中，标准近似曲线由式4.20计算获得，Holtzman近似曲线由式4.21计算获得，当各个干扰用户功率不等且随机分布时，主用户的误码率性能也有相应损失。两种近似曲线都未考虑使用何种扩频码。

当 $E_b/N_0 = 15dB$ 时，误码率 P_e 与接入用户数 M 关系如图4.6所示。

由图4.6可见，SSQS-CDMA系统中，接入短帧解调的误码率随着用户数量的增加(MAI增加)，性能损失严重，大幅限制同时接入用户数量，是SSQS-CDMA系统的

图 4.5: P_e 与 E_b/N_0 关系图。图 4.6: P_e 与 M 关系图。

主要缺陷，相对于ESQS-CDMA系统属于一大劣势。

4.4.2 QS-CDMA数据帧误码率性能分析

完成准同步接入，数据帧解调阶段，SSQS-CDMA系统不考虑接入短帧的异步接入影响，则此阶段ESQS-CDMA系统和SSQS-CDMA系统误码率性能分析方法相同。

4.4.2.1 理论误码率性能

根据文献[6]中QPSK误码率性能推导方法，本文中使用相同方法推导BPSK误码率性能，假设拥有 M 个用户， 2^{M-1} 个干扰图样均匀分布，当 $2E_b/N_0 \leq N_c^2/[\rho_k^i \cdot (M-1)]$ 时，第 k 个用户终端误码率推导结果如式4.26所示。

$$P_e^k = Q\left(\sqrt{\frac{\frac{2E_b}{N_0}}{1 + \frac{M-1}{2N_c^2} \rho_k^i \frac{2E_b}{N_0}}}\right) \quad (4.26)$$

定义式4.26中部分参数如下所示：

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (4.27)$$

$$\rho_k^i = \frac{1}{M-1} \sum_{j=1, j \neq k}^M [\alpha_{l,k} C_{i,i}^{l,k}]^2 \quad (4.28)$$

$$\alpha_{l,k} = \sqrt{\frac{P_l}{P_k}} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} C_{i,i}^{l,k} &= C_{i,i}^{l,k}(2\pi\Delta f, \Delta\tau, \Delta\phi, 0, (N_c - 1)T_c) \\ &= \sum_{t=0}^{N_c-1} \sum_{j=0}^{N_c-1} \{c_j^l \cdot c_j^k(\Delta\tau)\} \cdot \cos(2\pi\Delta f \cdot t \cdot T_c + \Delta\phi) \end{aligned} \quad (4.30)$$

上式中， E_b/N_0 是单位比特能量与噪声功率谱密度比， M 是接入用户数量， N_c 是PN码长， ρ_k^i 是第 k 个用户同相(In-Phase, I)支路平均互相关因子， $\alpha_{l,k}$ 是第 l 个和第 k 个用户之间的功率比， $C_{i,i}^{l,k}$ 是第 l 个和第 k 个用户之间的I支路互相关因子， c_j^k 是第 k 个用户PN码的第 j 个码片， Δf 是残余多普勒频偏， $\Delta\tau$ 是PN码偏移， $\Delta\phi$ 是载波相位偏差， T_c 是PN码周期。

由之前章节分析，假设 Δf 变化范围为 $2kHz$ ， $\Delta\tau$ 变化范围为 ± 1 个码片，各用户功率相等，即对于任意两个用户，功率比 $\alpha_{l,k} = 1$ 。ACDMA系统中使用m序列扩频，QS-CDMA-I系统中使用Gold序列扩频，QS-CDMA-II使用移位m序列，每个用户终端

选择一个移位m序列，初始相位不同，两个用户之间的相位间隔至少3个码片，以此避免自干扰。不同扩频码按式4.26-4.30进行理论计算，可得图4.7。

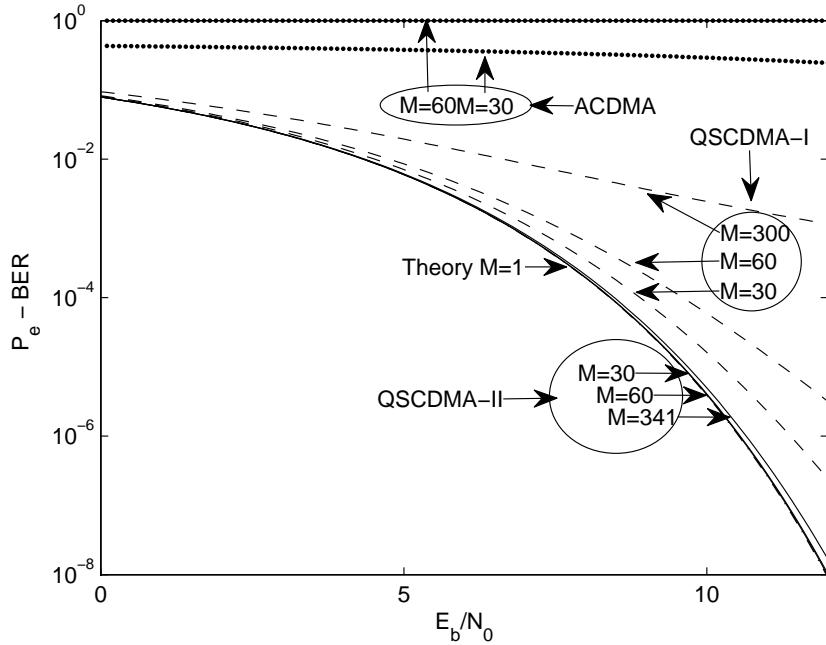


图 4.7: 各类码序列 P_e 与 E_b/N_0 关系图.

从图4.7可见三种系统的理论误码率曲线，其中点线是ACDMA系统误码率性能曲线。虚线是QS-CDMA-I系统误码率性能曲线，扩频码使用Gold序列。实线是QS-CDMA-II系统误码率性能曲线，扩频码使用移位m序列。

当用户数量较多时，ACDMA系统误码率性能过低，将导致第 k 个用户的调制数据无法解调。QS-CDMA-I系统中误码率性能远优于ACDMA系统，不幸的是，随着用户数量的增加，使用Gold序列的QS-CDMA-I系统，由于MAI的影响，平均互相关因子 ρ_k^i 随之增加，导致误码率性能大量损失。QS-CDMA-II系统使用移位m序列，拥有更优于QS-CDMA-I系统的误码率性能，随着用户数量的增加，平均互相关因子 ρ_k^i 增幅有限，误码率性能损失较小。因此可见QS-CDMA系统中使用移位m序列明显降低了MAI，保证了优良的误码率性能。

4.4.2.2 仿真误码率性能

进一步比较QS-CDMA系统使用移位m序列的优势，假设仿真条件 Δf 变化范围为 $2kHz$ ， $\Delta\tau$ 变化范围为 ± 1 个码片，移位m序列码长1023，两个用户之间的相位间隔至少3个，符号速率 $5kHz$ ，码速率 $5.115MHz$ ，各个用户发射功率相等，341个用

户同时发送数据，进行蒙特卡洛方法仿真，数据长度为1000bit，对每个信噪比进行1000次仿真，总计仿真11个信噪比点，误码率性能仿真结果如图4.8所示。

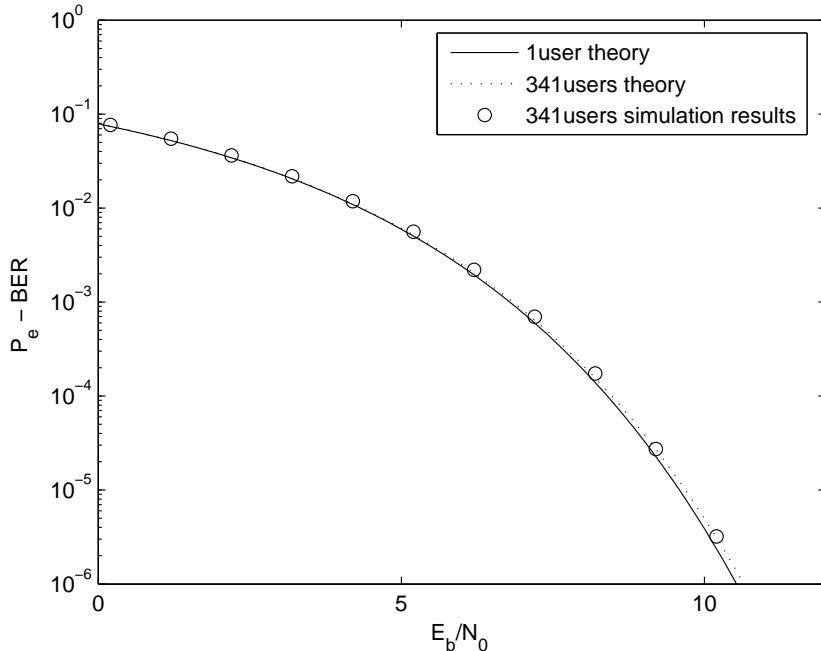


图 4.8: 移位m序列 P_e 与 E_b/N_0 关系图.

由图4.8可见仿真结果与理论曲线相吻合，因此上行信号采用移位m序列扩频可以获得优于m序列和Gold序列的误码率性能，同时还可以支持和服务更多用户。

4.4.3 小结

由4.2的CSE分析方法可见，SSQS-CDMA系统的CSE优于ESQS-CDMA系统，但是从误码率分析角度出发，通过理论误码率性能分析和仿真误码率性能分析，可见SSQS-CDMA系统接入时，上行接入短帧的接入过程为一个异步过程，误码率性能随接入用户数增加而急剧下降，将会直接限制用户接入数量。如果接入短帧与数据帧采用同一频段，将对数据帧产生MAI，如果接入短帧与数据帧采用不同频段，又将降低频谱利用率。

4.5 总结

本章从系统工程实现角度出发，结合从GPS/BDS时间同步误差、卫星和终端硬件传输延迟、电离层和对流层传输误差、多普勒频偏补偿、传输距离延迟补偿和时

钟稳定性，对时间同步精度进行理论研究分析。此分析方式同样适用于文献[5]、文献[6]和文献[8]中提出的准同步CDMA系统，为工程实现提供理论基础。

综合考虑时间同步精度，同时接入用户数和误码率性能三项系统指标，具有如下分析结论：

1. SSQS-CDMA系统拥有优于ESQS-CDMA系统的时间同步精度(CSE);
2. 在实现准同步接入阶段，由于高时间同步精度，理论上SSQS-CDMA系统同时接入用户数量更多，但是由于SSQS-CDMA系统的异步接入过程限制了用户数量，无法比拟ESQS-CDMA系统300多用户同时接入能力；
3. 完成准同步接入，数据帧解调阶段，SSQS-CDMA系统不考虑接入短帧的异步接入影响，则ESQS-CDMA系统和SSQS-CDMA系统误码率性能相同。

综上所述，基于GPS/BDS的准同步CDMA(ESQS-CDMA)低轨卫星通信系统在主要系统指标上优于基于单星双向测距的准同步CDMA(SSQS-CDMA)低轨卫星通信系统。同时ESQS-CDMA中卫星的实现复杂度也较低，卫星不需要测量每个用户的时间基准时间差，也不需要广播时间基准时间差，完成准同步接入的功能由用户终端实现。

第五章 时域多用户并行捕获策略

5.1 引言

QS-CDMA系统拥有时间准同步的优势，利用系统设计，可以将时间信息转换为捕获模块的先验信息，降低捕获复杂度，捕获模块作为接收机信号处理链的首要模块，提供粗略的载波频偏估计和码相位估计。常规的CDMA系统中，一般捕获模块为时频二维捕获，捕获载波频偏和码相位，一个接收通道在一个码周期中只能捕获一个用户。

本文提出一种基于移位m序列的QS-CDMA时域多用户并行捕获策略(Multi-User Acquisition Strategy, MAS)，一个接收通道可以在一个码周期中同时捕获大量用户，同时将二维捕获降为一维捕获，大幅降低硬件资源消耗，减小捕获时间。时域多用户并行捕获策略不同于多用户检测技术(Multi-User Detection Technology, MUD)，文献[116]和文献[117]中都提出了适用于QS-CDMA系统的多用户检测器，主要都是用来消除MAI，加强主要的单个用户的检测，而MAS利用准同步系统时间优势和移位m序列自相关及互相关特性，进行多个用户的并行捕获。从实践中发现MAS存在少量用户接入时，虚警概率过高问题，进一步提出双门限判决的增强型时域多用户并行捕获策略(Enhanced Multi-User Acquisition Strategy, EMAS)。

本章将从信号模型、搜索过程、判决策略、检测概率和平均捕获时间分析入手，对QS-CDMA时域多用户并行捕获策略进行深入研究。

5.2 信号模型

假设终端发射采用BPSK调制方式，接收信号通过前端滤波，下变频到IF信号，再通过下采样，进行相关累加，最后对能量求和，与门限进行判决。非相干^[118](接收机未知载波相位)的捕获结构如图5.1所示。

图5.1中，不考虑成形滤波器的影响^[27]。使用成形滤波器，如果采样点非理想，将大幅降低捕获性能^[118-120]。对于接收单用户的情况，理想采样信号可用式5.1表示。

$$r_{IF}[n] = \sqrt{2P}y[n]\cos[(\theta_{IF} + \theta_D)n - \theta] + \eta[n] \quad (5.1)$$

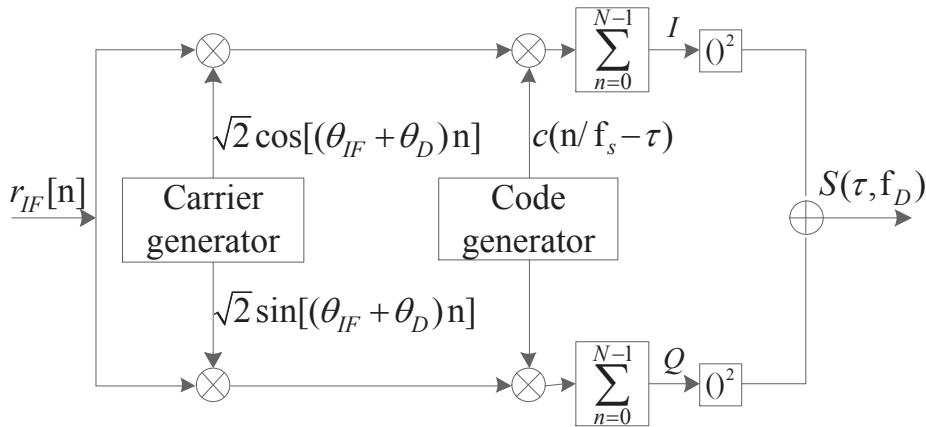


图 5.1: 非相干捕获结构图.

$$\theta_{IF} = 2\pi f_{IF}/f_s \quad (5.2)$$

$$\theta_D = 2\pi f_D/f_s \quad (5.3)$$

式5.1中, $r_{IF}[n]$ 是接收机接收到的中频信号, P 是接收信号功率, $y[n]$ 为基带信号, θ_{IF} 为IF信号载波频点经采样的等价相位, 如式5.3, θ_D 为载波多普勒经采样的等价相位, 如式5.1, θ 是通过传输以及下变频到IF信号之后产生的载波相位偏移, $\eta[n]$ 是加性高斯白噪声(AWGN), f_{IF} 是中频频点, f_D 是多普勒频偏, f_s 是采样频率。

基带信号 $y[n]$ 如式5.4所示。

$$y[n] = d[n - \tau] \cdot c[n - \tau] \quad (5.4)$$

式5.4中, $d[n]$ 是调制数据, $c[n]$ 是扩频码, τ 是通过传输以及下变频到IF信号之后产生的码相位偏移。

图5.1中, $\sqrt{2}\cos[(\theta_{IF} + \theta_D)n]$ 和 $\sqrt{2}\sin[(\theta_{IF} + \theta_D)n]$ 是本地载波, 其中包括了中频频点 f_{IF} , $c(n/f_s - \tau)$ 是本地扩频码, τ 是码相位偏移, 将相关积分累加值平方, 能量求和得到 $S(\tau, f_D)$, 用于估计载波多普勒频偏 f_D 和码相位偏移 τ 。

图5.1中, 相关积分运算主要是为了计算自相关函数, 获得自相关峰值, 如图5.2所示。

整个捕获基带处理流程: IF信号下变频, 基带信号下采样, 码相关累加, 能量判决。主要是在一个或者多个检测区间上检测输入信号是否和本地参考PN码同步, 如果判定同步, 则码相位即被捕获。对于二维捕获结构, 还需要对频域进行扫频。捕获为同步跟踪模块提供初始载波频偏和初始PN码相位。

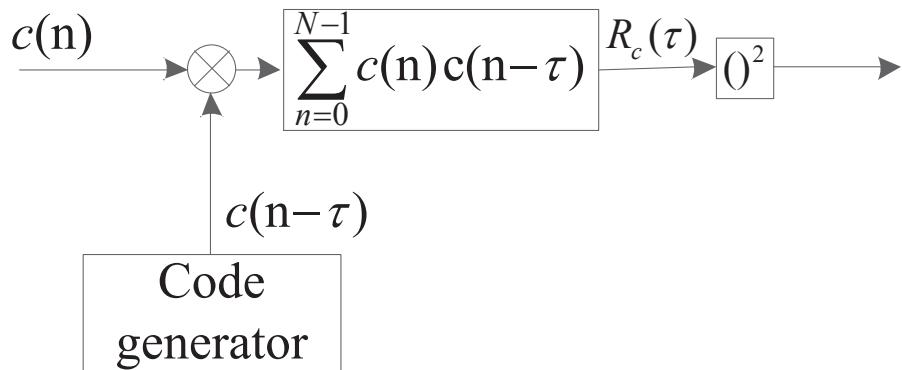


图 5.2: 扩频码自相关运算图.

5.3 搜索过程

通过QS-CDMA接入，通过前节分析，当码速率为 $5.115MHz$ ，符号速率为 $5kHz$ 时，传输距离延迟补偿可以将PN码偏移控制在一个码片之内，多普勒补偿可以将多普勒频偏控制在 $2kHz$ 范围之内。因此通过补偿，二维捕获搜索过程可以降为一维捕获搜索过程。常规的二维捕获搜索过程如图5.3所示。

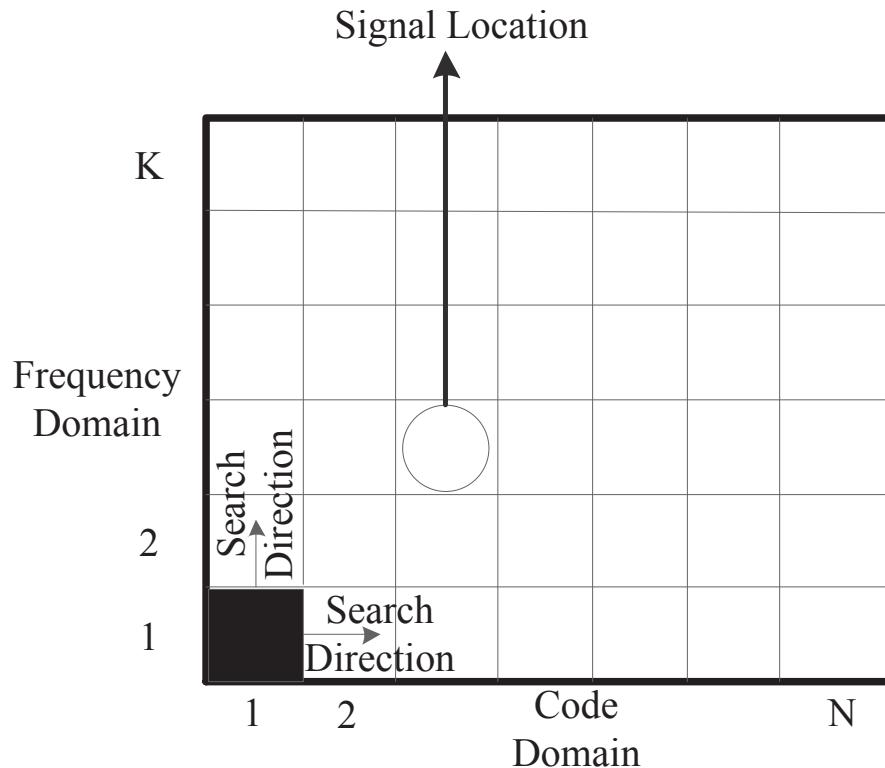


图 5.3: 二维捕获搜索过程图.

由图5.3可见，频域搜索 K 个频点，码域(时域)搜索 N 个码片。一个多普勒分格和一个码分格组成一个搜索方格，在每个方格的驻留时间内，对信号进行积分累加，与门限比较，判定信号是否存在，每个方格之中要么包含噪声和信号，要么只有噪声，信号检测是一个统计过程。频域搜索间隔由符号速率决定，一般小于 $1/2$ 符号速率。码域搜索间隔由下采样速率决定，一般考虑到跟踪环DLL中使用的超前滞后比较器，码域搜索间隔通常为 $1/2$ 个码片。

由图5.3可知，常规的二维捕获搜索过程中，一个通道遍历整个时频搜索范围只能搜索一个用户的信号，在一个码周期中只能检测出一个包含有用户信息的码相位。不同于常规的二维捕获搜索过程，本文提出的MAS利用QS-CDMA系统的时间信息，将时间信息转换为每个用户可以使用的码相位范围，以此先验信息进行搜索。如之前假设，PN码相位变化范围为 ± 1 个码片，移位m序列码长1023，两个用户之间的相位间隔至少3个，可知每个用户预期的使用的码相位范围。本文的时域多用户并行捕获策略搜索过程如图5.4所示。

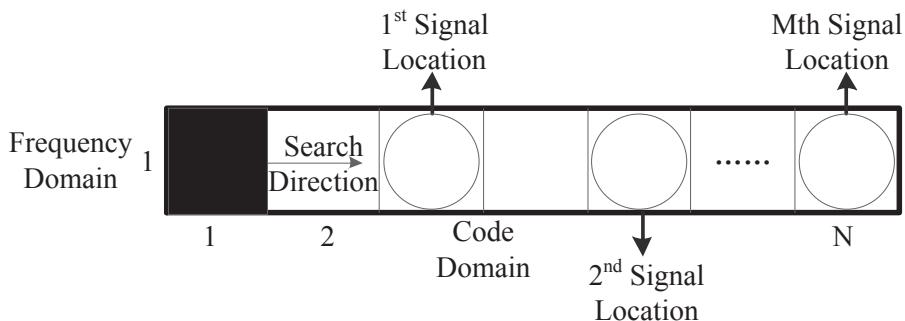


图 5.4: MAS一维搜索过程图.

由图5.4可见，仅搜索载波中心频点，在一个PN码周期搜索过程期间，利用先验信息可预知各接入用户使用的PN码相位范围，对特定相位范围逐一分别进行搜索判决，可以同时捕获多个用户。

对比图5.3和图5.4，直观地可知，利用QS-CDMA系统设计，二维搜索过程降阶为一维搜索过程，可以大幅简化捕获搜索过程，降低硬件实现复杂度，减小硬件资源消耗。同时MAS还可大幅提升捕获速度，一个码周期内捕获多个用户，相对于常规捕获结构是一个突出的优势。

5.4 时域多用户并行捕获判决策略(MAS)

在捕获过程中，判决策略主要用来更快地缩小搜索空间，确定更小的搜索范围，获得更高的判决精度。通过2.3.3小节，上行数据帧结构主要包括全零前导、帧头和数据帧内容，全零前导用于辅助捕获，可以不考虑比特符号翻转对捕获产生的影响^[121]。文献[122]中利用下行导频和数据分别进行相关累加，再进行非相干累加判决，增强捕获性能，本文的判决策略对不同用户前导不进行联合判决。文献[123]中对于驻留个数，驻留时间和判决门限进行联合优化，本文的判决策略使用单驻留。文献[124]提出一种多峰值捕获技术，对多个频点分别进行积分累加，获得时域(码相位)峰值，然后多个频点对应的峰值进行多峰值中的最大值检测。本文的MAS与上述的多峰值捕获技术不同，在同一个频点上，对不同码相位上的多个峰值进行检测判决。本文提出的QS-CDMA系统，PN码相位变化范围为±1个码片，移位m序列码长1023，两个用户之间的相位间隔至少3个，可知每个用户预期的使用的码相位范围，使得MAS拥有先验信息，不同于后验检测^[125]。MAS流程图如图5.5所示。

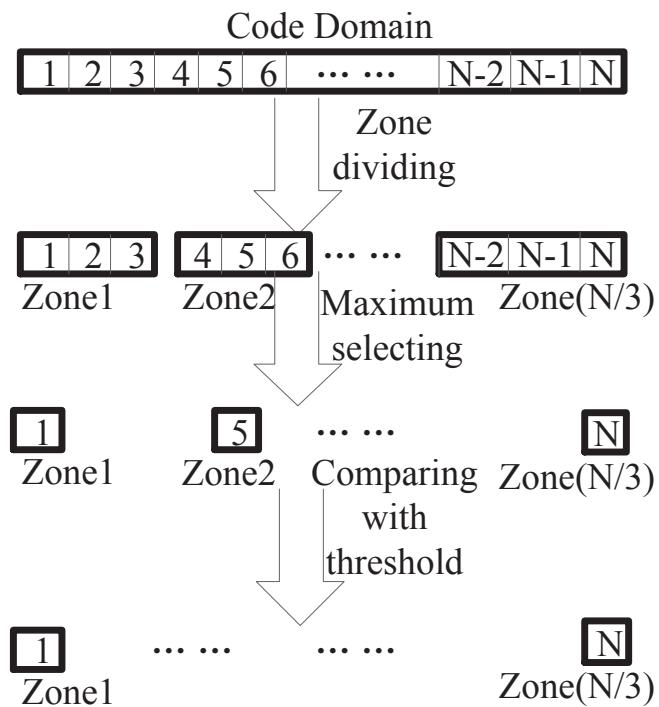


图 5.5: MAS流程图.

图5.5中， N 为移位m序列码长。从图5.5中可知MAS主要包含3个步骤：

1. PN码相位偏移范围为±1个码片的条件下，为避免用户使用移位m序列在同一

个相位范围内碰撞冲突，将每三个相位划分为一个区，1023码长的移位m序列，可以划分为341个区域。

2. 采用最大值判决方式，将每个区域的最大峰值选出。
3. 将每个区域的峰值和门限比较，高于门限，即判定此峰值对应的相位包含有用信号。

如果有用户在同一相位范围内发生碰撞，卫星需要在导频中下发碰撞相位，并下发剩余可以使用相位，供用户终端进行选择。

根据MAS流程，具体实现算法可以设计如表5.1。

表 5.1: MAS实现算法.

需要:

$S(i, f_D)$: 第*i*个码相位的匹配滤波器输出的能量求和值，总共*N*个相位，起始相位为1相位， f_D 设为0;

n: 区域数量;

k: 区域内第*k*个码相位;

K: PN码相位最大偏移值;

N: PN码长。

确保:

for *j* = 1 to *n* do

 for *k* = 1 to *2K+1* do

i = (*j*-1)*(2*K*+1) + *k*

 选取 $S(i, 0)$ 中的最大值，保存第*j*个区域中的最大值和对应的*k*值，

$Peak(max(S(i, 0)), k)$

 end for

 保存各区域最大值，和对应的*k*值及区域编号*j*， $Peak(max(S(i, 0)), k, j)$

end for

将 $Peak(max(S(i, 0)), k, j)$ 与判决门限比较，超过门限判定用户信号存在。

通过 $Peak(max(S(i, 0)), k, j)$ 保存的*k*与*j*，计算各用户信号对应的PN码相位*i*。

表5.1中的判决门限将在下节中采用CAFR准则确定，通过上述算法实现流程，基于QS-CDMA上行接入，有效利用系统准同步提供的时间信息，MAS可以高效地同时捕获多个用户信号。

5.5 MAS检测概率

为了评估MAS的性能，检测概率是关键的性能标准。为了分析时域多用户并行捕获，三种捕获概率需要考虑：单元检测概率，区域检测概率和MAS检测概率。各个检测概率对应的检测范围如图5.6所示。

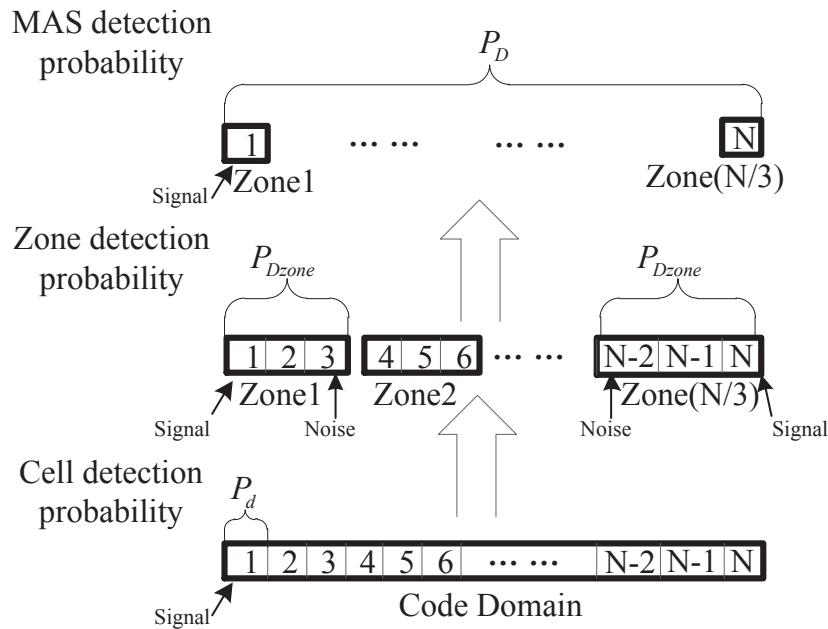


图 5.6: 检测概率对应的检测范围图.

如图5.6所示，各检测概率的物理含义如下：单元检测概率指的是某一个包含有信号的相位被正确检测的概率；区域检测概率指的是包含有几个相位的某个区域中，包含有信号的某个相位被正确判决检测的概率(Decision Detection Probability)；MAS检测概率是所有区域中，所有包含有信号的相位被正确判决检测的概率。

判决检测概率^[53]：判决检测概率与判决方式有关，以串行捕获为例，常用的三种判决方式为最大值判决，顺序判决，和混合判决方式。最大值判决是在时频二维所有搜索范围搜索完成后，选取最大值与判决门限比较，包含最大值的单元分别对应了一个多普勒频偏值和一个码相位值。顺序判决是在搜索过程中，一个接一个的单元进行搜索，一旦遇到超过判决门限的搜索单元，即停止搜索。混合判决方式将时频二维搜索范围，分为多个区域，一般按频点进行划分，每个区域依次选取最大值，对各个区域的最大值进行顺序判决，一旦某个区域的最大值超过判决门限，即

停止搜索判决。

串行捕获采用三种判决方式就平均捕获时间而言，最大值判决方式需要的平均捕获时间最长，如果混合判决方式对各区域进行并行最大值选取，需要的平均捕获时间最短，如果对各区域进行串行处理，则平均捕获时间与最大值判决方式相当。顺序判决的平均捕获时间小于最大值判决方式，大于各区域进行并行最大值选取的混合判决方式。

5.5.1 单元检测概率

理论上，每个搜索单元的码相位偏移和多普勒频偏已经被精确选择，接收信号已经按一个码周期完成连续相干累加，而且没有进行非相干平均。在同一相位上也没有用户冲突。在以上的假设条件下，由图5.1 捕获结构， $I \sim N(\mu_1, \sigma^2)$ ， $Q \sim N(\mu_2, \sigma^2)$ ， μ_1 和 μ_2 分别为两个独立同分布的高斯分布的均值， σ^2 为共同的方差，能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 服从卡方分布^[126]，具有两个自由度。因此单元检测概率如式5.7^[53]。

$$P_{fa}^a(V_{th}) = e^{-\frac{V_{th}}{2\sigma^2}} \quad (5.5)$$

$$f_A(\beta) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{\beta+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{A\sqrt{\beta}}{\sigma^2}\right) \quad (5.6)$$

$$P_d(V_{th}) = Q_1\left(\frac{A}{\sigma}, \frac{\sqrt{V_{th}}}{\sigma}\right) \quad (5.7)$$

$$A = \frac{\sqrt{2P}}{2} \quad (5.8)$$

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \quad (5.9)$$

式5.5中， P_{fa}^a 是检测单元不包含信号条件下的虚警概率， σ^2 是加性高斯白噪声的方差，使用恒虚警(CAFR)检测器，利用 P_{fa}^a 和 σ^2 可以推导出单次判决门限 V_{th} 。

式5.6中， f_A 是用户信号概率密度函数，为非中心卡方分布， I_0 是修正的第一类零阶贝塞尔函数， A 是输入信号的有效信号幅度。

式5.7中， P_d 是单元检测概率， $Q_1(,)$ 是马库姆Q 函数。

式5.8中， P 是信号功率。

式5.9中， N_0 是噪声功率谱密度。

当 $A = 0$ 时，式5.6变为式5.10，为中心卡方分布。

$$f(\beta) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{\beta}{2\sigma^2}} \quad (5.10)$$

对于式5.10，具有两个自由度的中心卡方分布，均值和方差如式5.11。

$$E[B] = 2\sigma^2, VAR[B] = 4\sigma^4 \quad (5.11)$$

对于式5.6，具有两个自由度的非中心卡方分布，均值和方差如式5.12。

$$E[B] = 2\sigma^2 + A^2, VAR[B] = 4\sigma^4 + 4\sigma^2 A^2 \quad (5.12)$$

对于卡方分布的噪声包络，其均值可用式5.13表示。

$$E(z) = \int_0^{+\infty} z \cdot f(z) dz = \int_0^{+\infty} \frac{z}{2\sigma^2} e^{-\frac{z}{2\sigma^2}} dz = 2\sigma^2 \quad (5.13)$$

由式5.5，可以推导单次判决门限与噪声包络关系，如式5.14。

$$V_{th} = -2\sigma^2 \cdot \ln P_{fa}^a = E(z) \cdot \ln P_{fa}^a \quad (5.14)$$

实现中，基于CAFR准则，选取用户未使用的扩频码与接收信号进行相关累加，通过图5.2结构可以获得噪声包络，利用式5.14可以计算随信噪比自适应变化的判决门限 V_{th} 。

5.5.2 区域检测概率

在一个区域内，对每个相位进行了相关函数的运算之后，只选取拥有最大值的相位。最大值检测不同于顺序检测，需要遍历所有相位，比较所有相关累加值，进行最大值选取，平均捕获时间高于顺序检测。

假设 X_A 代表超过门限 V_{th} ，并且为区域内最大值，此时的区域检测概率可以用式5.15表示。

$$P_{Dzone} = P \left(X_A = \max_k \{X_k\}, X_A > V_{th} \right) \quad (5.15)$$

定义 X_A 是唯一的最大值，大于等于其它所有的变量。等于的条件只有发生在 X_k 与 X_A 相符合的情况下，在这种情况下 X_k 是 X_A 的另外一种表述形式。相等概率如式5.16。

$$P(X_A = X_k) = \begin{cases} 1 & \text{when } X_A \equiv X_k \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.16)$$

将式5.6代入式5.15，区域检测概率可以改写为式5.17。

$$P_{Dzone}(V_{th}) = \int_{V_{th}}^{+\infty} P(X_A \geq X_1, X_A \geq X_2, \dots, X_A \geq X_{K-1}, X_A \geq X_K | X_A = \beta) f_A(\beta) d\beta \quad (5.17)$$

式5.17中， K 为区域中包含的单元数目。

对于只有一个情况 $X_A \equiv X_k$ ，其他的情况概率相等，所以式5.17可以推导为5.18。

$$\begin{aligned} P_{Dzone} &= \int_{V_{th}}^{+\infty} P(X_A \geq X_1 | X_A = \beta) \cdots \cdots P(X_A \geq X_K | X_A = \beta) f_A(\beta) d\beta \\ &= \int_{V_{th}}^{+\infty} \prod_{k=1}^K P(X_A \geq X_k | X_A = \beta) f_A(\beta) d\beta \end{aligned} \quad (5.18)$$

式5.18中， $K - 1$ 个单元，符合假设：只有一个单元有信号，其余 $K - 1$ 单元没有信号并且没有虚警。因此有式5.19。

$$P(X_A \geq X_k | X_A = \beta) = P(X_k < \beta | H_0) = 1 - P(X_k > \beta | H_0) = 1 - P_{fa}^a(\beta) \quad (5.19)$$

式5.19中 H_0 假设对应噪声出现，一般 H_1 假设对应信号出现。因此式5.19表示，一个区域中没有信号的单元，都没有发生虚警的概率。

对于只有一种情况， $X_A \equiv X_k$ 的单元，有式5.20。

$$P(X_A \geq X_k | X_A = \beta) = P(\beta \geq \beta | X_A = \beta) = 1 \quad (5.20)$$

将式5.19和式5.20代入式5.18，可得式5.21。可以理解为，有信号的一个单元超过门限，剩余 $K - 1$ 个单元没有虚警的概率。

$$P_{Dzone}(V_{th}) = \int_{V_{th}}^{+\infty} [1 - P_{fa}^a(\beta)]^{N-1} f_A(\beta) d\beta \quad (5.21)$$

将式5.5，单元不包含信号条件下的虚警概率 P_{fa}^a ，式5.6，非中心卡方分布概率密度函数 f_A 代入式5.21，利用式5.22进行二项展开^[127]。

$$(a + b)^n = \sum_{r=0}^n C_n^r a^{n-r} b^r \quad (5.22)$$

式5.22中， C_n^r 为二项式系数，即组合数。

$$C_n^r = \frac{n!}{r!(n-r)!} \quad (5.23)$$

经过推导，获得区域检测概率如式5.24所示。

$$P_{Dzone}(V_{th}) = \sum_{i=0}^{K-1} C_{k-1}^i \frac{(-1)^i}{i+1} e^{-\frac{i \cdot A^2}{2(i+1)\sigma^2}} \cdot Q_1\left(\frac{A}{\sigma\sqrt{i+1}}, \frac{\sqrt{(i+1)V_{th}}}{\sigma}\right) \quad (5.24)$$

依据前节假设条件码片偏差±1个码片，下采样频率为码速率时， K 的最小值为3，下采样频率为两倍码速率时， K 的最小值为6，并随CES的增大而增大。

对于区域虚警概率，可以理解为所有单元上都没有信号，但是被检测到有单元超过门限的概率。可用式5.25表示。

$$P_{FAzone}^a(V_{th}) = 1 - (1 - P_{fa}^a(V_{th}))^K \quad (5.25)$$

式5.25中 P_{FAzone}^a 表示没有信号条件下的区域虚警概率，上标 a 代表无信号的情况。

对于区域漏检概率，可以理解为有信号的一个单元没有被检测到超过门限，同时剩余 $K - 1$ 个单元没有虚警的概率。可用式5.26表示。

$$P_{MDzone}(V_{th}) = (1 - P_{fa}^a(V_{th}))^{K-1}(1 - P_d(V_{th})) \quad (5.26)$$

区域检测与单元检测有一个明显的区别，区域检测还有一个有信号条件下的虚警概率，可以理解为，有一个单元有信号但没有被检测到超过门限，而剩余 $K - 1$ 个单元中有单元虚警的概率。表示为 P_{FAzone}^p ，上标 p 代表有信号的情况。可以用式5.27表示。

$$P_{FAzone}^p(V_{th}) = 1 - P_{Dzone}(V_{th}) - P_{MDzone}(V_{th}) \quad (5.27)$$

式5.27的意义是，区域中有一个单元有信号条件下，没有被检测到，发生漏检，但是没有信号的单元又被检测到的概率。

5.5.3 MAS检测概率

基于图5.5中的MAS流程图，与判决门限比较，进行单次判决，根据式5.24和式5.25可以推导MAS检测概率如式5.28。

$$P_D(V_{th}) = (P_{Dzone}(V_{th}))^m(1 - P_{FAzone}^a(V_{th}))^{M-m} \quad (5.28)$$

式5.28中， m 为接入用户的数量， M 为总的区域数。式5.28的意义是， m 个区域有信号并且超过判决门限被检测到，剩下 $M - m$ 个区域没有信号并且没有虚警的概率。

在各个区域没有信号的条件下，MAS虚警概率如式5.29所示。

$$P_{FA}(V_{th}) = 1 - (1 - P_{FAzone}^a(V_{th}))^M \quad (5.29)$$

式5.29的意义是，所有区域上都没有信号，但是有区域被检测到超过门限的概率。

当有区域包含信号，但是没有被检测到超过门限的概率称之为MAS漏检概率。如式5.30所示。

$$P_{MD}(V_{th}) = \sum_{i=1}^m C_m^i [(1 - P_{Dzone}(V_{th}))^i (1 - P_{FAzone}^a(V_{th}))^{M-m} (P_{Dzone}(V_{th}))^{m-i}] \quad (5.30)$$

式5.30中，表示有*i*个有信号的区域漏检，剩余*m*-*i*个用户被正确检测，*M*-*m*个区域未发生虚警。MAS漏检概率比区域漏检概率复杂，是*m*种情况下各种组合的概率累加值。

MAS虚警概率形式与区域虚警概率类似，如式5.31所示。

$$P_{FA}^a(V_{th}) = 1 - (1 - P_{FAzone}^a(V_{th}))^M \quad (5.31)$$

与区域检测相同，时域多用户并行捕获中也包括，有信号条件下的MAS虚警概率，如式5.32所示。

$$P_{FA}^p(V_{th}) = 1 - P_D(V_{th}) - P_{MD}(V_{th}) \quad (5.32)$$

为了描述MAS的性能，我们定义检测信噪比 SNR_d 如式5.33。

$$SNR_d = 10 \lg \left(\frac{A^2}{2\sigma^2} \right) \quad (5.33)$$

如果图5.1中， $S(\tau, f_D)$ 不进行非相干累加，直接进行判决，那么 $SNR_d = SNR$ ， SNR 为信噪比。如果对图5.1中的幅度平方和 $S(\tau, f_D)$ 进行非相干累加，可以提升 SNR_d ，包含多个PN码周期。

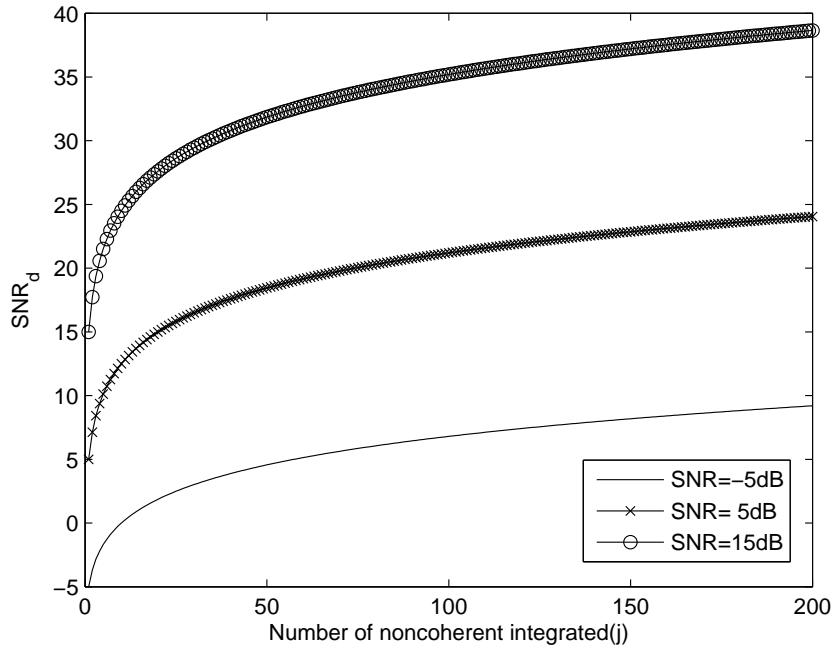
SNR_d 可使用文献[52]中的拟合公式计算，如式5.34所示。

$$SNR_d(j) = \begin{cases} SNR + (5.9 + 0.2 \times SNR + 0.6 \times \log(j)) \log(j); & (SNR \geq 0dB) \\ SNR + (5.6 + 0.3 \times SNR + 0.9 \times \log(j)) \log(j); & (SNR < 0dB) \end{cases} \quad (5.34)$$

式5.34中，*j*为非相干累加次数。 SNR_d 与非相干累加次数如图5.7所示。

由图5.7可见，不同 SNR 条件下，随着非相干累加次数逐渐增加，检测性噪比增加幅度明显减小，所以一般实现中非相干累加次数常用20次以下。

假设不对 $S(\tau, f_D)$ 进行非相干累加，那么 $SNR_d = SNR$ ，使用CAFR准则，定义 P_{fa}^a 恒定，并且 $P_{fa}^a = 0.000055$ ，那么通过式5.25可知 $P_{FAzone}^a = 0.00033$ ，通过

图 5.7: SNR_d 与非相干累加次数关系图.

式5.31可知 $P_{FA}^a = 0.106$ 。码片偏差 ± 1 个码片，下采样频率为两倍码速率时， K 取值为6，不同接入用户数量条件下，通过式5.28和式5.30， P_D 或 P_{MD} 与 SNR 关系如图5.8所示。

图5.8中，当用户数相同时，随着 SNR 上升，检测概率 P_D 随之增加，漏检概率 P_{MD} 随之减小。当 SNR 相同时，用户数越多，检测概率 P_D 越小，为了达到相同的 P_D ，用户数越多，需要的 SNR 越高。当 SNR 超过 $-15dB$ ，不同用户数对应的 P_D 将逐渐接近一个相近的数值。

码片偏差 ± 1 个码片，下采样频率为两倍码速率时， K 取值为6，不同 SNR 条件下，通过式5.28和式5.30， P_D 或 P_{MD} 与接入用户数关系如图5.9所示。

由图5.9可见，当 SNR 为 $-25dB$ 时，参见圆直线，检测概率 P_D 接近于0。低信噪比条件下，随着用户数的增加， P_D 急剧下降，当 SNR 为 $-19dB$ 时，参见点直线， P_D 急剧下降最为明显。在相同信噪比条件下，接入用户数越多， P_D 性能越差，当 SNR 大于 $-15dB$ 时，对于不同接入用户数， P_D 将接近于一个相近值。

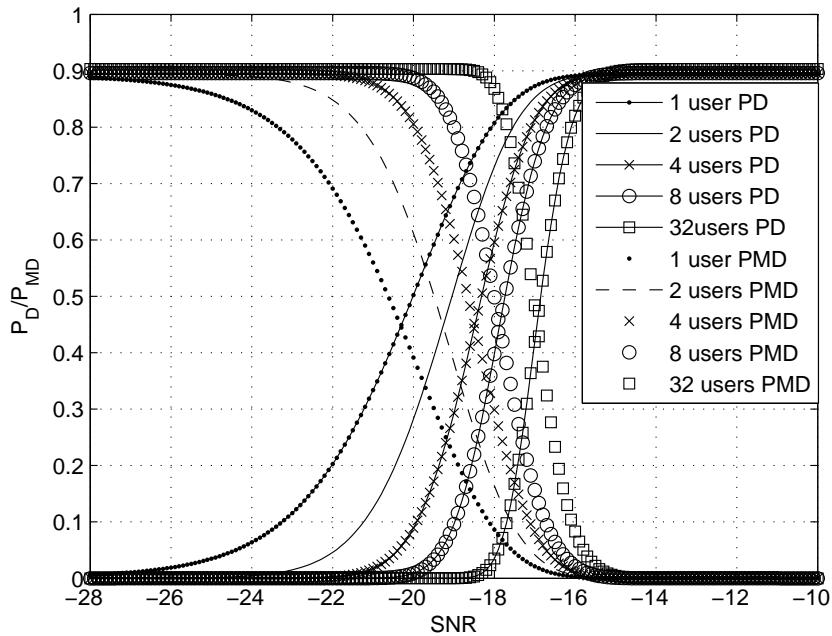


图 5.8: P_D/P_{MD} 与 SNR 关系图.

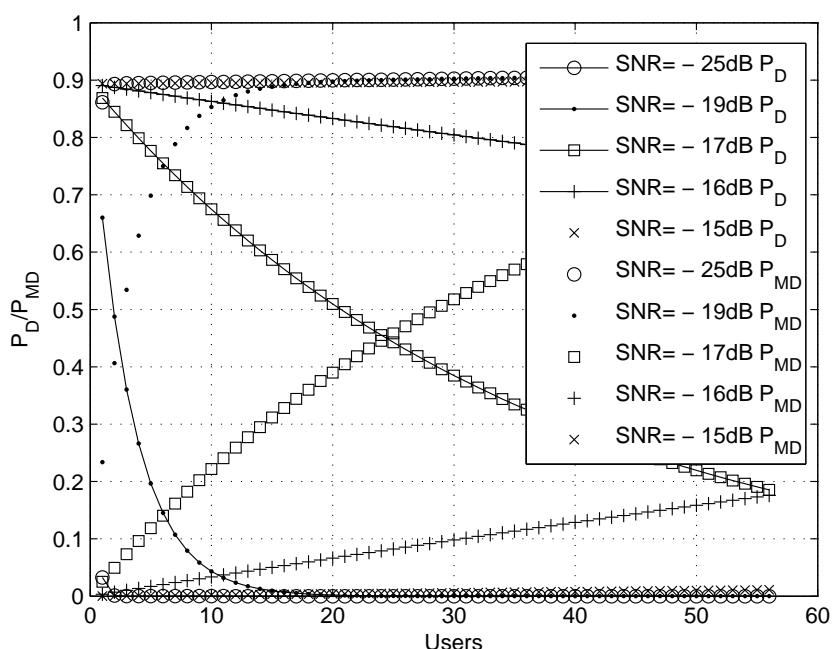


图 5.9: P_D/P_{MD} 与接入用户数关系图.

5.5.4 性能仿真结果

5.5节主要基于假设每个搜索单元的码相位偏移和多普勒频偏已经被精确选择，接收信号已经按一个码周期完成连续相干累加，而且没有进行非相干平均。在同一相位上也没有用户冲突。推导了MAS检测概率、MAS虚警概率和MAS漏检概率，评估MAS的性能。然而实践中发现，码相位偏移和多普勒频偏往往不能被精确选择，低信噪比条件下，噪声将导致某些区域超过判决门限导致虚警；在高信噪比条件下，在自相关峰值周围存在次高峰等，超过判决门限同样导致虚警。

仿真条件：所有用户功率相等，码片偏差 ± 1 个码片，下采样频率为两倍码速率时， K 取值为6。

进行高低信噪比条件下及不同用户数条件下比较，结果如图5.10和图5.11所示。

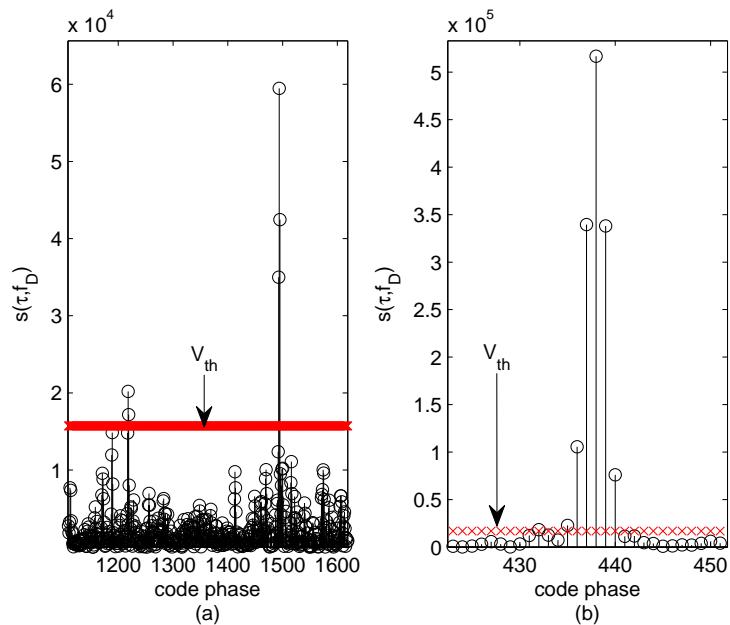
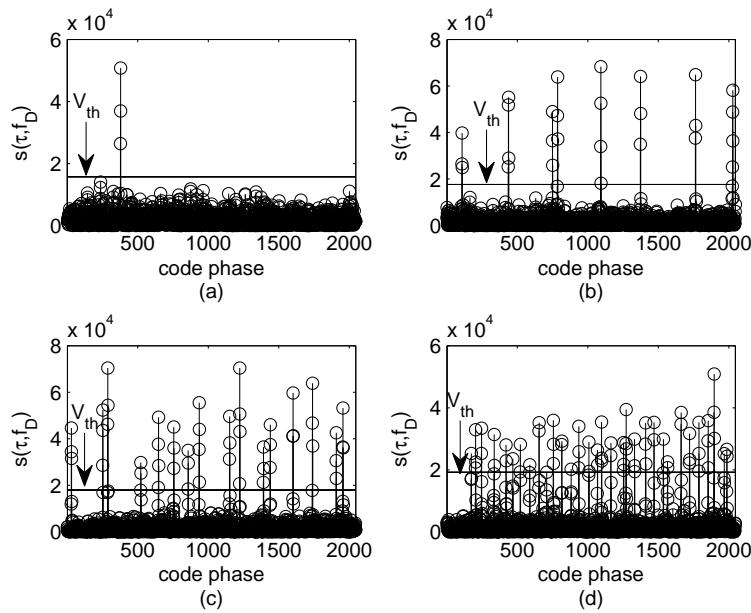


图 5.10: MAS单用户能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 高低信噪比对比图.

图5.10中，接入用户为单用户，相位分辨率为1/2个码片，图5.10(a)， $SNR = -15dB$ ，1500相位附近有信号峰值，在1200至1300相位之间，有区域峰值超过了判决门限，对于MAS将导致虚警。图5.10(b)， $SNR = -5dB$ ，在435至440相位之间，由于某些区域包含次峰值高于判决门限，也将会导致虚警。

图5.11中， $SNR = -15dB$ ，相位分辨率为1/2个码片，图5.11(a)中接入用户为1个，图5.11(b)中接入用户数为8个，图5.11(c)中接入用户数为16个，图5.11(d)中接

图 5.11: MAS 不同用户数能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 对比图.

入用户数为32个。可见低信噪比条件下，随着用户数增加，噪声导致虚警的影响，相应的减小。

仿真条件：码片偏差 ± 1 个码片，下采样频率为两倍码速率时， K 取值为6。对每个信噪比，进行蒙特卡洛方法仿真。对于不同用户数，每个信噪比进行1000次仿真。

在不同信噪比条件下，MAS检测概率与接入用户数的关系，如图5.12所示。

图5.12中，实线为检测概率 P_D ，虚线为漏检概率 P_{MD} ，点线为有信号条件下的虚警概率 P_{FA}^p 。图中三角标记代表 $SNR = -15dB$ ，正方形代表 $SNR = -11dB$ ，X标记代表 $SNR = -9dB$ ，菱形代表 $SNR = -7dB$ ，圆形代表 $SNR = -5dB$ 。

由图5.12，明显可见用户数小于10时，对于不同信噪比，虚警概率 P_{FA}^p 与图5.9中理论曲线不符。 $SNR = -15dB$ 时，当随着用户数增加至超过40个，检测概率 P_D 也随着用户数增加而下降。信噪比越高，检测概率 P_D 下降点对应的用户数相应增加， $SNR = -5dB$ 时，当用户数超过60，检测概率 P_D 开始缓慢下降，与图5.9中理论曲线也不相符。

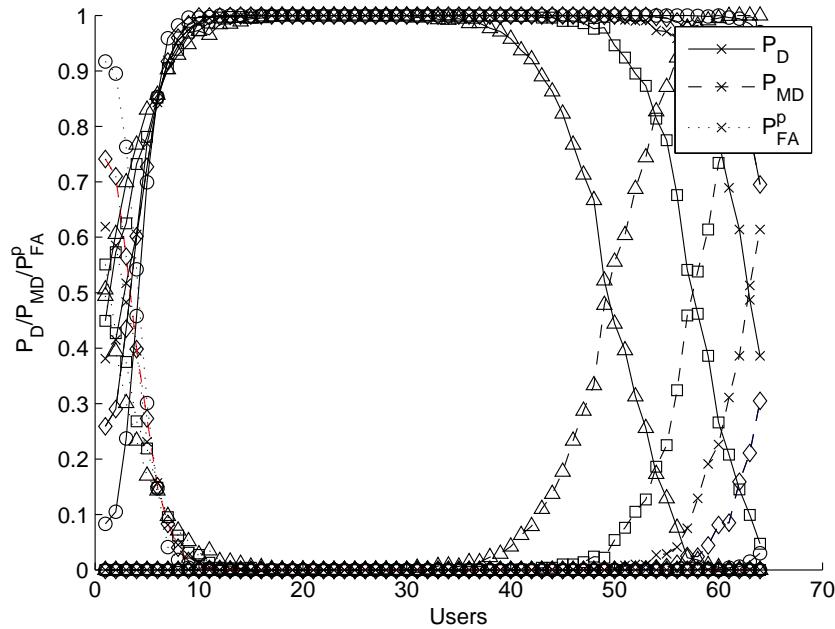


图 5.12: MAS检测概率与接入用户数关系图.

5.6 增强型时域多用户并行捕获判决策略(EMAS)

考虑到低信噪比条件下，噪声将导致某些区域超过判决门限导致虚警；在高信噪比条件下，码相位偏移和多普勒频偏往往不能被精确选择，在自相关峰值周围存在次高峰等，超过判决门限同样导致虚警。

导致上述现象的主要原因在于，使用恒虚警(CAFR)检测器，利用 P_{fa}^a 和 σ^2 可以推导出单次判决门限 V_{th} ， σ^2 是加性高斯白噪声的方差，在多用户接入的条件下， σ^2 还受到MAI的影响，随着用户数的增加，导致 V_{th} 计算存在的偏差越大。因此提出双门限判决的EMAS，以此降低 P_{FA}^p ，使得时域多用户并行捕获策略适应各种信噪比情况。

5.6.1 第二门限计算方法

第二门限与第一门限的自适应比例因子的计算框图如图5.13。

图5.13的本质在于，计算更为准确的信噪比，用以修正 V_{th} 的偏差。将超过第一门限的峰值进行求平均，与噪声估计进行运算，其中 $S(\tau, f_D)$ 为能量检测信号， $E(n)$ 为噪声包络。

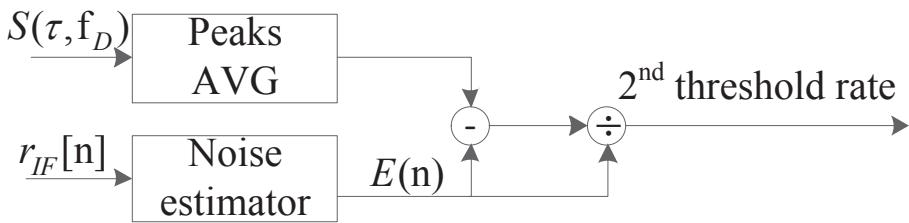


图 5.13: 自适应比例因子计算框图.

相比MAS实现方法，EMAS方法最后还需一步第二门限判决，具体实现算法可以设计如表5.2。

表 5.2: EMAS实现算法.

需要:

$S(i, f_D)$: 第*i*个码相位的匹配滤波器输出的能量求和值，总共*N*个相位，起始相位为1相位， f_D 设为0；
n: 区域数量；
k: 区域内第*k*个码相位；
K: PN码相位最大偏移值；
N: PN码长。

确保:

for $j = 1$ to n do

for $k = 1$ to $2K+1$ do

$i = (j-1)*(2K+1) + k$

选取 $S(i, 0)$ 中的最大值，保存第*j*个区域中的最大值和对应的*k*值，

$Peak(max(S(i, 0)), k)$

end for

保存各区域最大值，和对应的*k*值及区域编号*j*， $Peak(max(S(i, 0)), k, j)$

end for

将 $Peak(max(S(i, 0)), k, j)$ 与第一判决门限比较，超过门限则保存为

$Index(Peak(i), k, j)$ 。

使用 $Index(Peak(i), k, j)$ 计算第二判决门限自适应比例因子。

将 $Index(Peak(i), k, j)$ 与第二判决门限比较，超过门限则判定信号存在。

通过 $Index(Peak(i), k, j)$ 保存的*k*与*j*，计算各用户信号对应的PN码相位*i*。

通过表5.2中的EMAS实现方法，修正 V_{th} 的偏差，弥补MAS存在的缺陷，减小用户较少时的虚警概率 P_{FA}^p 。

5.6.2 性能仿真结果

仿真条件： Δf 变化范围为 $2kHz$ ， $\Delta\tau$ 变化范围为 ± 1 个码片，移位m序列码长1023，两个用户之间的相位间隔至少3个，码片符号速率 $5kHz$ ，码速率 $5.115MHz$ ，各个用户发射功率相等，相位分辨率为 $1/2$ 个码片。

首先对单用户情况，高低信噪比条件下，进行性能比较，如图5.14。

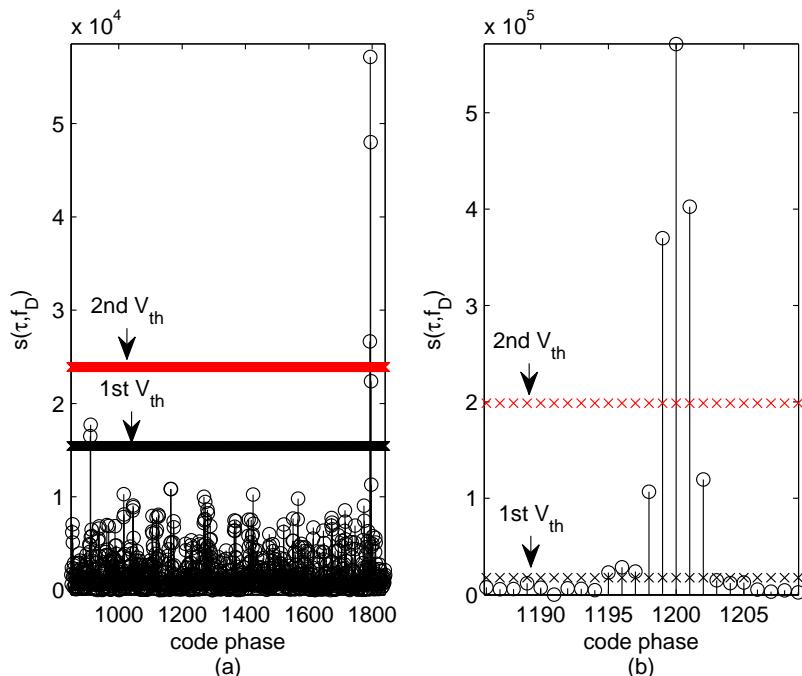
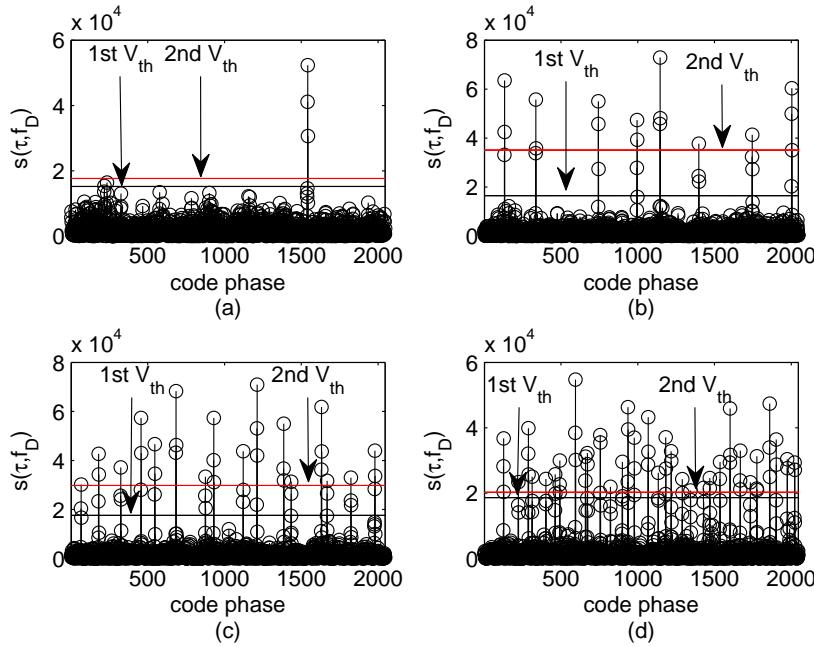


图 5.14: EMAS单用户能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 高低信噪比对比图.

由图5.14(a)可见，低信噪比 $SNR = -15dB$ 条件下，噪声导致某些区域超过第一判决门限导致虚警的情况，被第二门限消除。由图5.14(b)可见，低信噪比 $SNR = -5dB$ 条件下，在含有用户信号的 $K = 6$ 的区域之外的，其它区域峰值也被第二门限消除。因此对于单用户而言，虚警概率明显降低。

接着对不同用户数条件下，进行性能比较，如图5.15。

图5.15中， $SNR = -15dB$ ，相位分辨率为 $1/2$ 个码片，图5.15(a)中接入用户为1个，图5.15(b)中接入用户数为8个，图5.15(c)中接入用户数为16个，图5.15(d)中接入用户数为32个。通过双门限判决，虚警概率得以降低，但是随着用户数量的增加，

图 5.15: EMAS 不同用户数能量检测信号 $S(\tau, f_D)$ 对比图.

漏检概率也发生了相应增加。

仿真条件: 码片偏差±1个码片, 下采样频率为两倍码速率时, K 取值为6。对每个信噪比, 进行蒙特卡洛方法仿真。对于不同用户数, 每个信噪比进行1000次仿真。

对不同信噪比条件下, EMAS检测概率与接入用户数的关系进行比较, 如图5.16所示。

图5.16中, 实线为检测概率 P_D , 虚线为漏检概率 P_{MD} , 点线为有信号条件下的漏检概率 P_{FA}^p 。图中X标记代表 $SNR = -15dB$, 五角星标记代表 $SNR = -13dB$, 三角标记代表 $SNR = -11dB$, 正方形代表 $SNR = -9dB$, 菱形代表 $SNR = -7dB$, 圆形代表 $SNR = -5dB$ 。

由图5.16可见, 对于各个信噪比, 当用户数少于10个时, 虚警概率 P_{FA}^p 明显下降。但是当 $SNR < -11dB$ 时, 用户数10-50之间范围内的漏检概率 P_{MD} 明显提升。相比MAS而言, EMAS适用于各种情况, 高低信噪比条件下, 少量用户接入, 虚警概率 P_{FA}^p 明显下降。用户数大于50时, 相同信噪比和相同用户数的条件下, EMAS的检测概率 P_D 高于MAS, EMAS的漏检概率 P_{MD} 低于MAS。

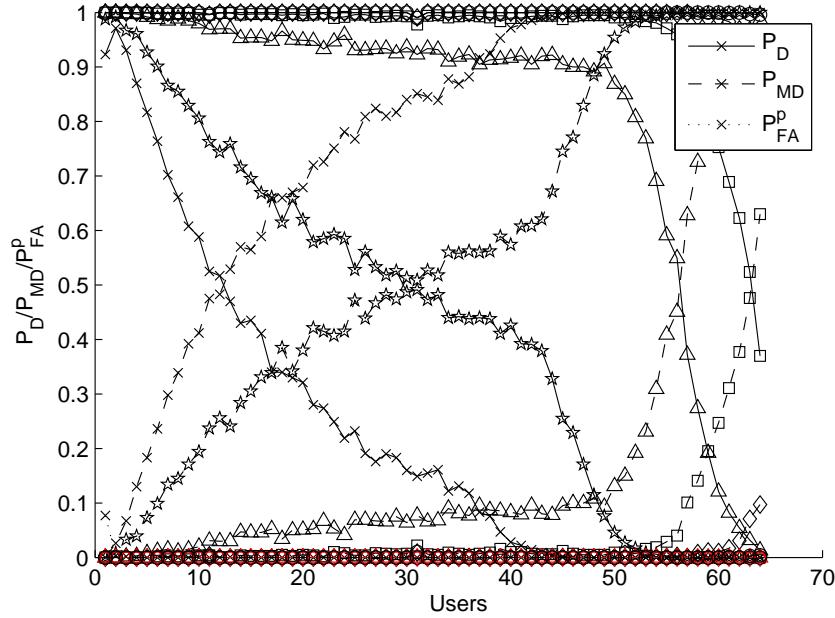


图 5.16: EMAS 检测概率与接入用户数关系图.

5.7 平均捕获时间和捕获效率

文献[128]中根据马尔可夫链的生成函数流图, 得到单次驻留的主动式相关串行捕获的平均捕获时间, 流图中每一个节点处所分散的概率之和为1。平均捕获时间如式5.35。

$$\bar{T}_{acq} = \frac{2 + (2 - P_D)(N - 1)(1 + KP_{FA})}{2P_D} T_d \quad (5.35)$$

式5.35中, P_D 为检测概率, P_{FA} 为虚警概率, N 为PN码长度, T_d 为积分时间, 一般 $T_d = NT_c$, T_c 为码片周期, K 为确定虚警还是正确检测需要的时间。假设 $P_D = 1$, $P_{FA} = 0$, 式5.35可以简化为式5.36。

$$\bar{T}_{acq} = \frac{1 + N}{2} T_d \quad (5.36)$$

对于搜索 K 个频点, N 个码相位, 码周期为 T_c 的FFT时域并行捕获, 不考虑IFFT运算时间的条件下, 平均捕获时间估算如式5.37。

$$\bar{T}_{acq} = (K/2) \cdot NT_c \quad (5.37)$$

对于搜索单频点, N 个码相位, 码周期为 T_c 的FFT时域并行捕获, 不考虑IFFT运算时间的条件下, 平均捕获时间估算如式5.38。

$$\bar{T}_{acq} = NT_c \quad (5.38)$$

对于匹配滤波器捕获方法，首先将接收的信号存储在一个 N 级的移位寄存器中， T_c 也为移动一个码片所需的时间， N 个码片依次进去匹配滤波器，平均捕获时间^[128]如式5.39。

$$\bar{T}_{acq} = \frac{T_d + \Delta T}{P_{acq}} - \frac{\Delta T}{2} \quad (5.39)$$

式5.39中， P_{acq} 是捕获概率，指至少有一个搜索单元中带噪声信号相关值超过判决门限的概率， P_{acq} 是综合考虑检测概率和虚警概率的参数。信号到达时间和本地PN码时间的不确定度定义为 $\pm \frac{\Delta T}{2}$ ，一般没有先验信息的条件下 $\Delta T = NT_c$ 。假设 P_{acq} 接近于1，式5.39可以简化为式5.40。

$$\bar{T}_{acq} \approx T_d + \frac{\Delta T}{2} \quad (5.40)$$

若积分时间 T_d 为一个码周期， $\Delta T = NT_c$ ，则式5.40可以进一步简化为式5.41。

$$\bar{T}_{acq} \approx \frac{3}{2}NT_c \quad (5.41)$$

对于搜索 K 个频点， N 个码相位，码周期为 T_c 的PMF-FFT二维并行捕获，不考虑FFT运算时间，平均捕获时间估算与匹配滤波器相似，如式5.42。

$$\bar{T}_{acq} = NT_c + \frac{1}{2}NT_c \quad (5.42)$$

使用PMF-FFT结构搜索单个频点， N 个码相位，所用的平均时间与搜索 K 个频点相同。

相比而言，搜索单一频点，各种捕获方法的平均捕获时间相近，但是MAS利用QS-CDMA系统的时间准同步优势，可以同时捕获多个用户。为了进行衡量比较，在此定义捕获效率 η 如式5.43。

$$\eta = \frac{M}{\bar{T}_{acq}} \quad (5.43)$$

式5.43中 M 为平均捕获时间 \bar{T}_{acq} 内捕获到的用户数。

从捕获效率考虑，MAS性能为单用户捕获方式接近 M 倍以上。

MAS或者EMAS捕获策略的本质，是将QS-CDMA系统的时间信息加以利用，是信息量的一种转换，其实也是一种能量守恒，通过外部信息量的注入，从而EMS和EMAS捕获策略获得了远优于常规捕获方法的性能。

5.8 总结

本章从信号模型、搜索过程、判决策略、检测概率和平均捕获时间性能分析入手，理论推导和仿真分析了时域多用户并行捕获判决策略，从实践出发提出双门限判决的增强型时域多用户并行捕获判决策略。EMAS可以解决MAS存在接入用户数量较少时，MAS虚警概率 P_{FA}^p 偏高的问题，比如 $SNR = -15dB$, $M = 1$ 时，虚警概率 P_{FA}^p 下降0.417。同样提升了用户数大于50时的检测概率 P_D ，比如 $SNR = -7dB$, $M = 60$ 时，EMAS相比MAS, P_D 提升0.071。但是10-50个用户接入时，低信噪比条件下，检测概率 P_D 相比MAS下降，比如 $SNR = -11dB$, $M = 50$ 时，EMAS相比MAS, P_D 损失0.077。

从适用于各种信噪比，各种用户数的角度出发，EMAS有更强的适应性，虽然在某些情况会有性能损失。MAS适用于用户数大于十个的情况，对于用户数较少时，虚警概率较高。

结果表明时域多用户并行捕获策略利用准同步CDMA系统的时间优势和移位m序列的相关特性，实现多个用户并行捕获，相比常规捕获方式，具有捕获时间短和硬件资源消耗少的优点。

第六章 工程实现和系统验证

6.1 引言

本章将介绍低轨卫星准同步CDMA上行接入的工程实现和系统验证，验证工作在已搭建的ESQS-CDMA和SSQS-CDMA系统原型样机上进行。

本文第二章和第三章，介绍了两种准同步CDMA系统实现结构，以及多普勒补偿和距离延迟补偿结构，第四章中介绍了准同步接入阶段的误码率性能分析，第五章中介绍了时域多用户并行捕获判决策略。本章重点对时间同步精度及误码率进行了工程验证。由于硬件资源的限制，大量用户的接入性能未能进行详尽的验证测试。

6.2 验证系统组成和功能

准同步验证系统由5个部分组成：GPS/BDS授时信号模拟源、卫星模拟器、地面多用户终端模拟器、信道噪声源和PC端参数控制和显示。验证系统结构如图6.1。

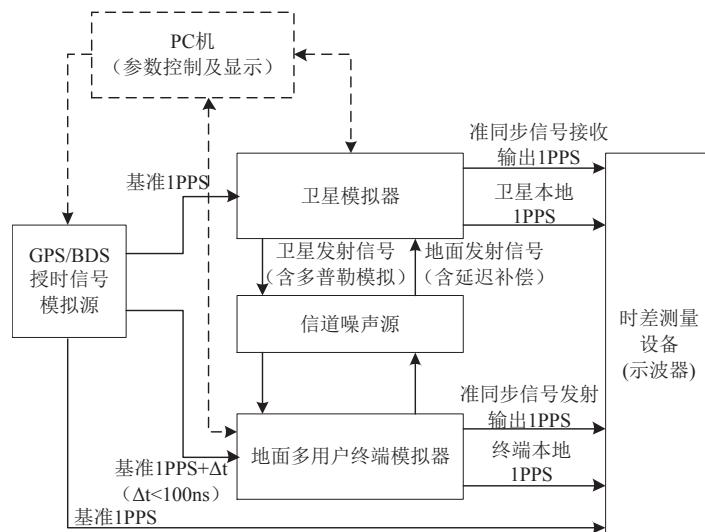


图 6.1: 验证系统结构框图.

验证系统主要验证准同步的可行性和时间同步精度，验证准同步接入使用移位m序列的优势。

6.2.1 GPS/BDS授时信号模拟源

对于ESQS-CDMA系统由于地面验证系统中卫星模拟器和终端多用户模拟器距离较近，分别使用同类型的GPS/BDS接收机，得到的1PPS误差较小，为真实模拟授时信号误差，所以使用授时信号模拟源，增大1PPS误差，贴近真实情况。

对于SSQS-CDMA系统无需使用授时信号模拟源，卫星模拟器和终端模拟器分别使用自身的时间基准。

GPS/BDS授时信号模拟源实现方案如图6.2所示。

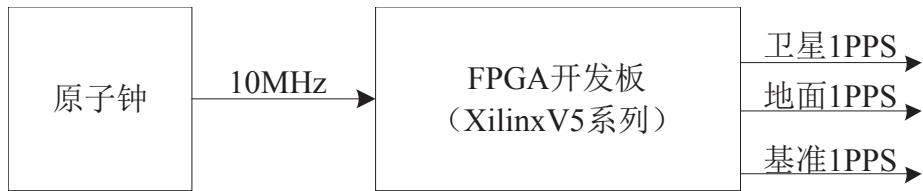


图 6.2: 授时信号模拟源实现框图.

为了真实模拟授时信号误差，提供给地面终端的1PPS信号与提供给卫星的1PPS信号存在固定偏差100ns，基准1PPS信号与提供给卫星的1PPS信号不存在偏差。

6.2.2 卫星模拟器

卫星模拟器采用FPGA+DSP的硬件架构实现卫星接收上行信号、发射下行信号、系统时钟同步、下行多普勒频偏模拟和传输距离延迟模拟等功能，模拟器的硬件结构如图6.3所示。

如图6.3，卫星模拟器主要包括数据采集、数据处理、通信接口以及中转功能。通信接口主要采用RS422接口，PC机通过两个RS422接口发送控制指令和接收发送数据。ADC采集中频输入信号，DAC输出中频模拟信号。FPGA处理高速数据流，将数据中转给各模块，负责解析指令、数据组帧和时间同步误差测量等功能。DSP负责数据处理，实现捕获、跟踪和编解码等功能，卫星模拟器的DSP还需要进行多普勒频偏模拟，传输距离延迟模拟等功能，提供NCO控制字，控制FPGA中的载波和码发生器，实现多普勒频偏和距离延迟模拟，模拟星地运动情况。

6.2.3 地面多用户终端模拟器

地面多用户终端模拟器与卫星模拟器选用相似的硬件平台，主要完成终端接收

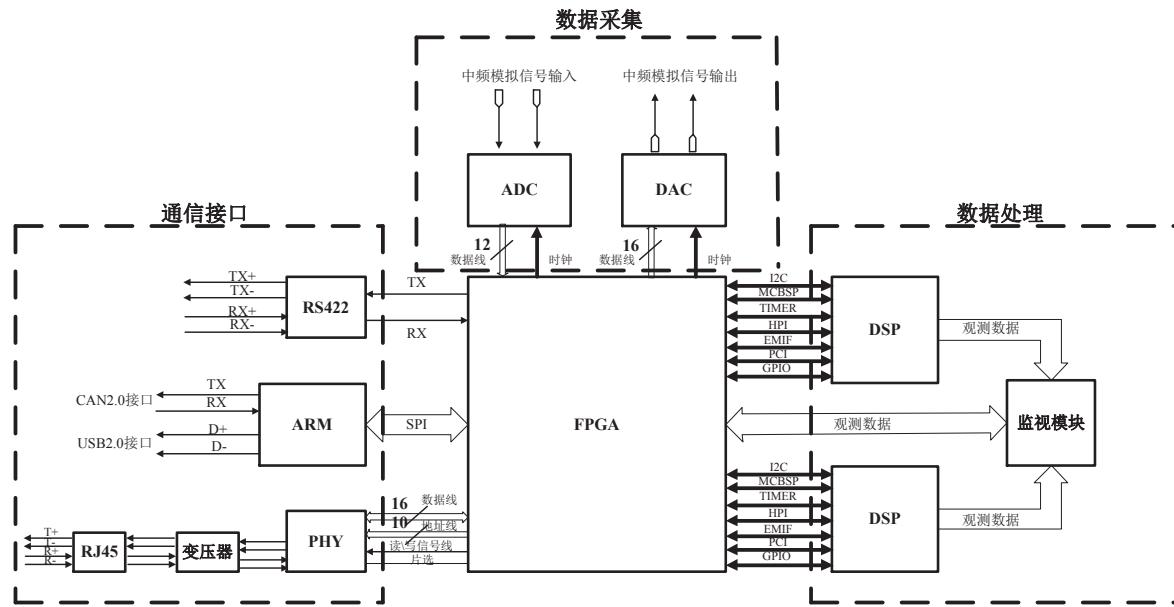


图 6.3: 卫星模拟器硬件结构框图.

下行信号、多用户上行发射、系统时钟同步、上行多普勒频偏补偿和传输距离延迟补偿等功能。多用户上行发射功能，主要用以模拟多用户异步接入和准同步接入的情况，PC机通过RS422接口可以分别控制各个用户上行的时间偏差值、发射功率和通道开启功能。值得注意的是，由于DAC输出饱和的问题，多用户模拟最多只能模拟16个用户，并且16个用户不能同时以最大输出功率输出，否则将导致DAC输出的模拟信号饱和失真。这个问题限制了对时域多用户并行捕获判决策略的验证。

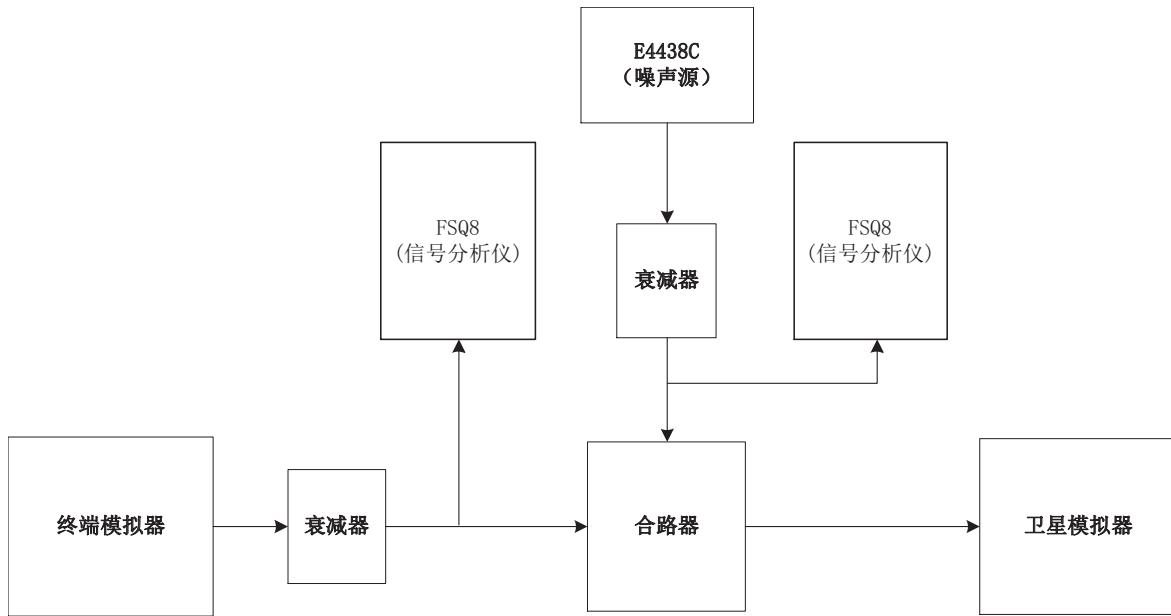
6.2.4 信道噪声源

信道噪声源为上下行信号进行测试时，添加噪声，主要由合路器、混频器和信号发生器组成，信号发生器选用Agilent的E4438C以及E8267D，信号发生器主要产生AWGN，提供上下变频功能。

E_b/N_0 的标定使用信号分析仪，选用ROHDE&SCHWARZ的FSQ8。

上行信号 E_b/N_0 的标定测试如图6.4所示。

如图6.4，终端模拟器发送上行扩频信号，通过DAC输出后再经过可调衰减器进行适当衰减后送入频谱仪进行测量，测得信号通道功率；AWGN噪声通过E4438C或者E8267D产生，也经过可调衰减器进行适当衰减后送入频谱仪进行测量，测得AWGN噪声功率谱密度；最后将信号与AWGN噪声合路输出至卫星模拟器。

图 6.4: E_b/N_0 的标定测试示意图.

E_b/N_0 计算如式6.1所示。

$$E_b/N_0(dB) = \text{Signalpower} - \text{AWGNPSD} - \text{Signalrate}(dB) \quad (6.1)$$

式6.1中，假设上行扩频信号主用户功率为 $-32dBm$ ，AWGN噪声功率谱密度为 $-72.5dBm/Hz$ ，符号速率为 $5kHz$ ，那么 $E_b/N_0 = -32 - (-72.5) - 10 \lg 5000 = 3.5dB$ 。

6.2.5 PC端参数控制和显示

卫星模拟器PC端参数控制和显示，主要界面如图6.5所示。

如图6.5，卫星模拟器可以完成正常模式的数据接收，以及依据比特对比文件进行误码率测试。

多用户终端模拟器分别使用两个RS422分别完成数据信号传输以及控制信号传输，COM1传输控制信号，COM2传输数据信号。

终端模拟器串口主要完成以下功能：

1. 00通道用于全局控制16通道全开全关，8通道全开全关，多普勒补偿开关(切换异步和准同步接入);
2. 16通道发射功率控制以及独立开启；



图 6.5: 卫星模拟器PC端控制界面.

3. 下行业务信道解调数据输出;
4. 上行业务信道数据输入, 暂时开启两通道, 其余十四通道为固定数据;
5. 需要较高的波特率: 115200Hz 。

串口传输控制指令格式定义如表6.1和表6.2。

表 6.1: PC端发送控制指令格式(16进制).

帧头(32bit)	通道号(8bit)	地址(8bit)	数据(8bit)	帧尾(32bit)
0xXXXXXXXXXX	0xXX	0xXX	0xXX	0xXXXXXXXXXX

部分PC端发送控制指令物理意义定义如表6.3。

终端多用户模拟器PC端二个用户控制的主要界面如图6.6所示。

如图6.6(a), 控制使用的通道的开启和关闭, 并设置功率, 此处干扰用户通道02比主用户通道01功率高 $12dB$ 。图6.6(b)右侧工作状态输出为指令发送和指令反馈状态显示。

八个用户控制的主要界面如图6.7所示。

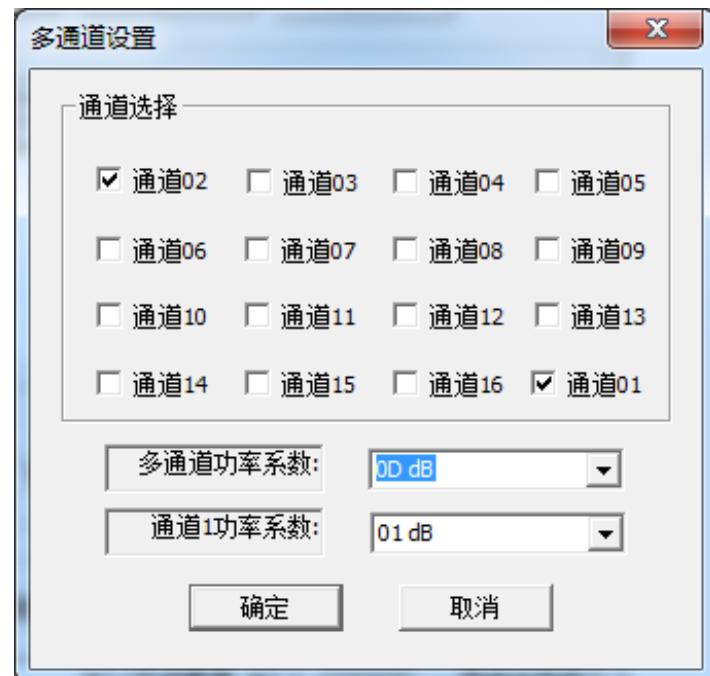
如图6.7(a), 控制使用的通道的开启和关闭, 并设置功率, 此处七个干扰用户比主用户通道01功率高 $5dB$ 。图6.7(b)右侧工作状态输出为指令发送状态显示, 通道00, 为全局控制通道, 可选择1~8通道开启, 9~16通道关闭等模式, 进行批命令处理。

表 6.2: PC端接收控制反馈格式(16进制).

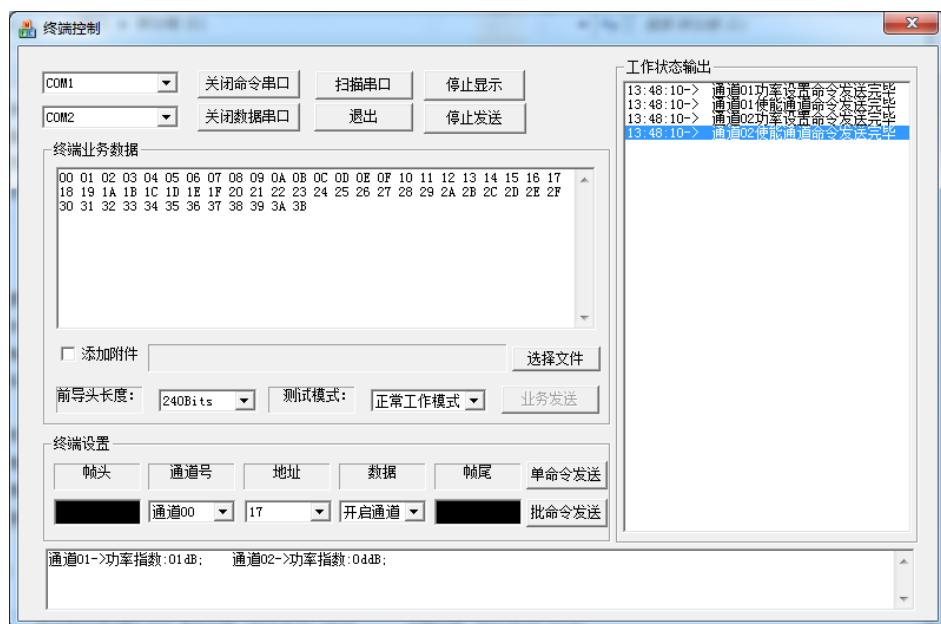
帧头(32bit)	数据有效指示(8bit)	Ram数据空指示 1~8通道(8bit)	Ram数据空指示 9~16通道(8bit)	帧尾(32bit)
0xFFFFFFFF	<p>7thbit: 控制信号 接收有效指示 (1代表无效)</p> <p>6thbit: 数据接收 有效指示 (1代表无效)</p> <p>5thbit: 数据发射 有效指示 (1代表无效)</p> <p>4th ~ 0bit: 全零</p>	每一个bit中1代表ram空, PC可送数据	每一个bit中1代表ram空, PC可送数据	0xFFFFFFFF

表 6.3: PC端部分指令意义(16进制).

通道 (8bit)	地址 (8bit)	数据(8 bit) 物理定义	说明
0	17	全局控制16通道开关	高4bit: 未定义 低4bit: 全1开启通道 有0则关闭通道
0	19	全局控制8通道开关	高4bit: 未定义 低4bit: 全1开启1~8通道关闭9~16通道 有0则关闭1~8通道开启9~16通道
0	21	全局控制16通道多普勒补偿	高4bit: 未定义 低4bit: 全1开启(准同步接入) 有0则关闭(异步接入)
1	0	1通道功率系数控制	高4bit: 未定义 低4bit: 功率控制系数
1	16	1通道使能控制	高4bit: 未定义 低4bit: 全1开启通道 有0则关闭通道

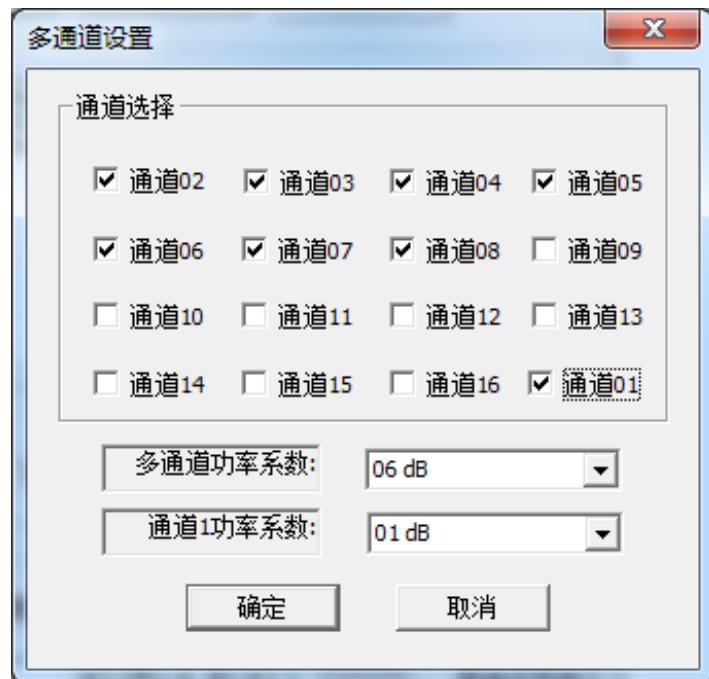


(a)

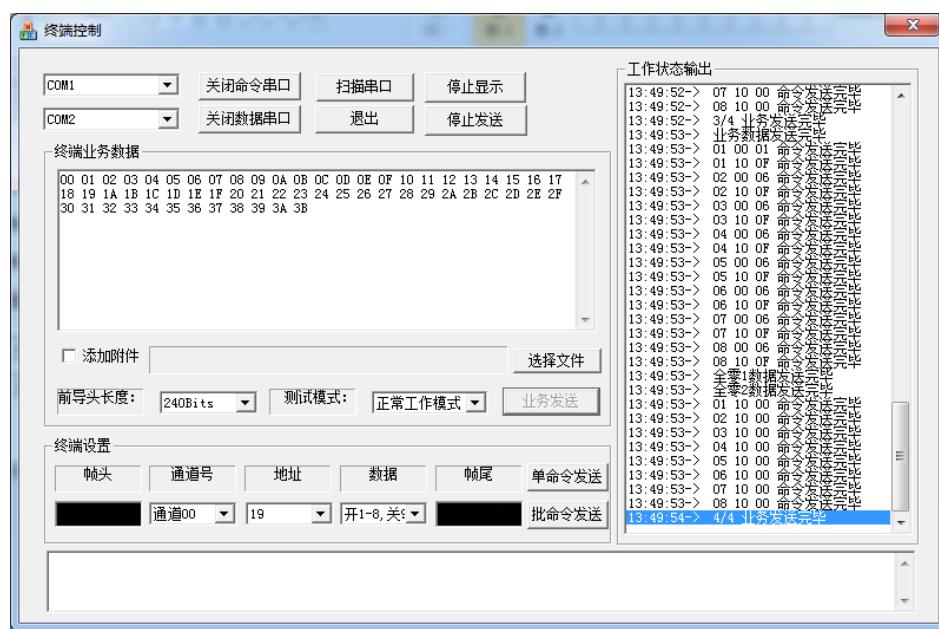


(b)

图 6.6: 终端多用户模拟器PC端二用户控制界面



(a)



(b)

图 6.7: 终端多用户模拟器PC端八用户控制界面

6.3 系统时间同步精度测试

(1) 测试设置目的

1. 验证下行多普勒频偏模拟和传输距离延迟模拟的正确性；
2. 验证上行多普勒频偏补偿和传输距离补偿的正确性；
3. 测试系统时间同步误差；
4. 验证第四章中分析的理论系统时间同步精度。

(2) 测试验证方案

由于本测试主要目的测试系统时间同步精度，因此考虑使用OCXO作为卫星模拟器和终端模拟器的工作时钟，下行信号无噪声干扰及不同噪声干扰的情况进行分析比较。通过下行模拟距离延迟数值与上行距离延迟补偿数值进行比较，确定系统时间同步误差，同时可以检验下行多普勒和传输距离延迟模拟的正确性，以及上行多普勒补偿和传输距离延迟补偿的正确性。

为了详细考虑实际实现中存在的各种固定处理延迟，这些固定处理延迟可以事前进行补偿。需要首先进行测量，主要为数字逻辑实现的时间延迟。

1) 卫星模拟器发射机模块带来的延迟

FPGA中发射机模块自接收到DSP下行传输距离延迟模拟数值，完成距离延迟，到启动发射机，其中处理距离延迟时间之外，还包括约 $303\mu s$ 发射机启动延迟。发射机延迟示意如图6.8所示。

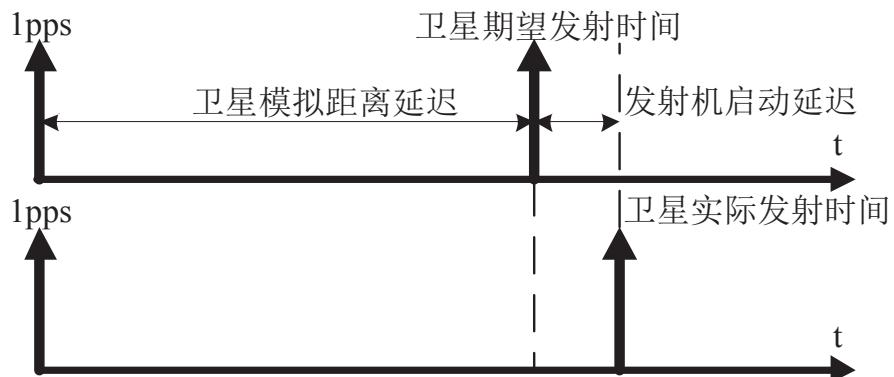


图 6.8: 发射机延迟示意图.

在图6.8中，发射机延迟导致实际发射时间延后，所以通过在距离延迟数值上减去发射机延迟数值，补偿发射机启动延迟，使得发射机信号实际发射延迟与星上本地1PPS延迟量与DSP提供的距离延迟数值相同。

2)卫星模拟器发射机模块带来的延迟

卫星发射机通过上变频，经DAC输出，到终端ADC采样输出，总共传输时延约为800ns。此项延迟也会导致实际到达时间测量的误差，需要实现补偿。产生的原因，主要与硬件有关，ADC包含采样延迟，DAC输出数据也有相应的处理延迟，对于不同的硬件，虽然延迟数值不同，但是此项误差是固定的。

3)终端多用户模拟器接收测距中的处理延迟

由于终端接收机进行相关积分清零以及DSP的处理延迟，数据解调输出比实际接收数据时间延迟约为 $225\mu s$ ，其中 $200\mu s$ 为一个符号周期，其余为DSP代码的处理时间。主要处理延迟示意如图6.9所示。

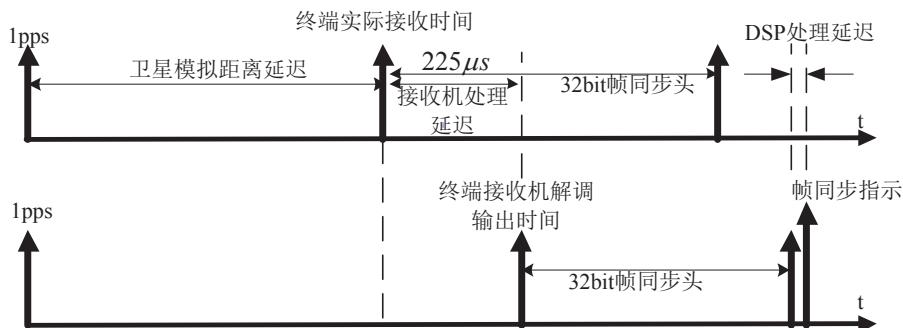


图 6.9: 终端接收机处理延迟示意图.

为排除DSP代码处理延迟在不同优化条件下不同，测距以FPGA相关积分清零时刻为准，每送一个符号的EPL(超前同相滞后三类积分累加)值，更新一次测距数值，待收到帧同步指示，测距值即帧同步指示前一个相关积分清零时刻更新的测距数值，从而避免DSP处理延迟的影响。

4)终端模拟器发射机带来的延迟

终端发射机模块自接收到接收机提供的测距值，到启动发射机完成提前下一个1PPS发射，与卫星发射机相同，其中依然包括约 $303\mu s$ 发射机启动延迟。通过距离提前数值加上启动延迟数值，补偿发射机启动延迟。

5)DSP中跟踪处理带来的延迟

DSP在捕获成功后进入跟踪状态机，在跟踪过程中，DSP通过EMIF接口从FPGA读取EPL值，然后利用I路的P值解调出数据符号，再进行码环鉴别器与码环滤波器后，最后将更新的载波NCO控制字、码NCO控制和解调出的符号一起通过EMIF接口送给FPGA。

当DSP从FPGA读取到当前时刻的EPL值后，进行功率估计、失锁控制、符号解调、码环鉴别器和码环滤波器等处理时延，最后才把解调出的符号同载波NCO和码NCO一起送给FPGA。所以在跟踪过程中对数据符号进行解调产生了处理时延，我们实测跟踪处理时延固定为 $25\mu s$ ，在FPGA中对其进行相应的补偿。

(3)测试验证指标

系统时间同步精度测试验证指标如表6.4。

表 6.4: 系统时间同步精度测试验证指标.

序号	测试项	指标要求	测试结果
1	系统时间同步误差	$< 195.50ns$	$< 150ns$

(4)测试验证步骤

1. 测试实现过程中存在的固定误差，并进行补偿；
2. 测试下行传输距离延迟数值；
3. 测试上行传输距离补偿数值；
4. 比较传输距离补偿偏差值，计算系统时间同步误差。

(5)测试验证结果

1)实现过程中存在的固定误差测量

以下固定误差皆通过逻辑分析仪进行测量，使用Agilent的1682AD，外部采样时钟 $40MHz$ ，分辨率 $25ns$ 。

1.卫星模拟器发射机模块带来的延迟

测试结果如表6.5。

表 6.5: 卫星模拟器发射机延迟测量结果.

测量序号	1	2	3	4	5
延迟时间(μs)	303.728	303.712	303.708	303.704	303.710

解决方法：通过在距离延迟数值上减去 $303.7\mu s$ ，补偿发射机启动延迟，使得发射机信号实际发射延迟，相对于卫星本地1PPS的延迟量与DSP提供的距离延迟数值相同。

终端模拟器发射机模块带来的延迟与卫星发射机的延迟相近。

2.卫星模拟器及终端模拟器DAC和ADC带来的延迟

测试结果如表6.6。

表 6.6: 卫星模拟器及终端模拟器DAC和ADC延迟测量结果.

测量序号	1	2	3	4	5
延迟时间(ns)	764	748	760	752	764

解决方法：在终端实际测距值中减去 $760ns$ (包含卫星发射机上变频等时延)，以此弥补处理延迟。

3.终端模拟器接收测距中的处理延迟

测试结果如表6.7。

表 6.7: 终端模拟器接收测距中的处理延迟.

测量序号	1	2	3	4	5
延迟时间(μs)	224.928	224.848	224.428	225.524	225.004

解决方法：此项延迟数值受DSP处理影响较大，难以直接补偿。为排除DSP处理时延在不同优化条件下的差异性，测距以FPGA相关积分清零时刻为准，每送一个符号的EPL值，更新一次测距数值，待收到帧同步指示，测距值即帧同步指示前一个相关积分清零时刻的测距数值，从而避免FPGA和DSP处理时延的影响。

2)ESQS-CDMA理想情况下系统同步误差(晶振OCXO)

理想条件下(下行信号未添加噪声),通过比较终端发射机提前1PPS发射的提前时间计数值,和星上模拟延迟于此1PPS时刻的发射信号延迟时间计数值做比较。

所有数据均比较终端发射机回发第一个数据的提前时间计数值及相对应的星上发射机延迟时间计数值,这两个数值应该相近,才可抵消传输距离延迟。

卫星可见条件下的测试时间点选取 $t = -450s$ 时刻,测试距离延迟值为最大,测试数据通过FPGA获取,采样时钟 $40MHz$,分辨率 $25ns$,计数值为16进制数据,误差时间为10进制数据,测试结果如表6.8所示。实际误差时间分布图如图6.10所示。

由表6.8和图6.10可见,下行信号无噪声条件下,30次测量的平均时间同步误差为 $130ns$,系统时间同步误差可以达到测试指标要求。

3)ESQS-CDMA噪声条件下系统同步误差(晶振OCXO)

测试时间点选取 $t = -450s$ 时刻,测试距离延迟值为最大,测试数据通过FPGA获取,为16进制数据,误差时间为10进制数据,对下行信号不同信噪比条件下进行了大量测试,选取部分测试结果如表6.9所示,平均误差时间分布如图6.11所示。

由表6.9和图6.11可见,下行信号不同信噪比条件下,时间同步误差依然小于一个码片宽度,系统时间同步误差同样可以达到测试指标要求。

4)SSQS-CDMA不同时间测试点的系统同步误差(晶振OCXO)

SSQS-CDMA系统中,上下行信号无噪声条件下进行测试,测试时间点选取不同时间点,测量比较准同步接入上行信号的解调帧头与卫星1PPS时间基准之间的时间误差值,测试数据通过FPGA获取,采样时钟 $40MHz$,分辨率 $25ns$,对不同时间点即不同多普勒频偏进行了大量测试,选取部分测试结果如表6.10所示。平均误差时间分布如图6.12所示。

由表6.10和图6.12可见,对于不同的卫星可见时间点,时间同步误差在 $\pm 150ns$ 范围之内,系统时间同步误差同样可以达到测试指标要求。

(6)测试验证小结

系统时间同步精度测试验证在理想条件、不同信噪比、不同多普勒频偏等条件下进行展开,对于ESQS-CDMA和SSQS-CDMA系统,用户准同步接入阶段的系统时

间同步误差均达到了测试验证指标要求，对于 $5.115MHz$ 码速率，偏差小于一个码片宽度。

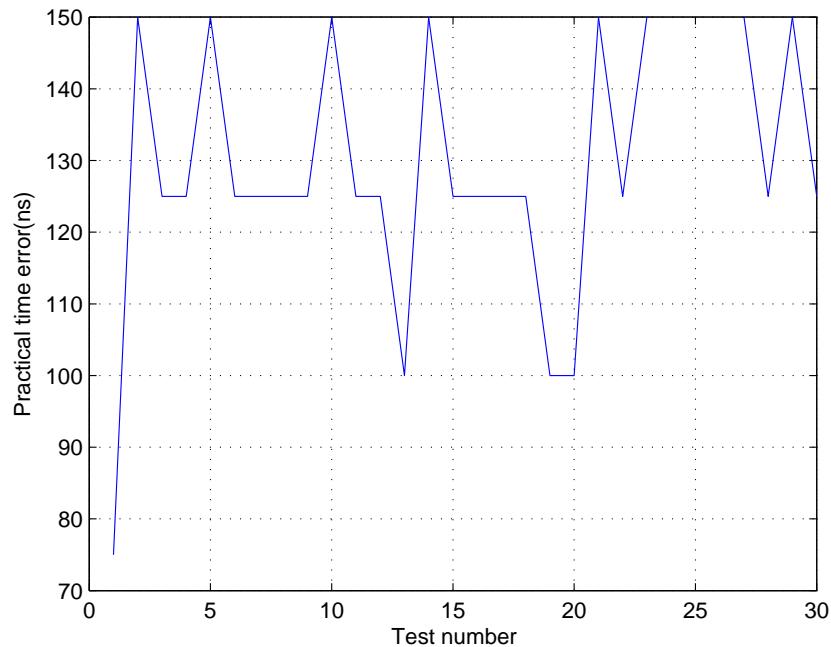


图 6.10: 理想条件下ESQS-CDMA系统时间同步误差测试结果图.

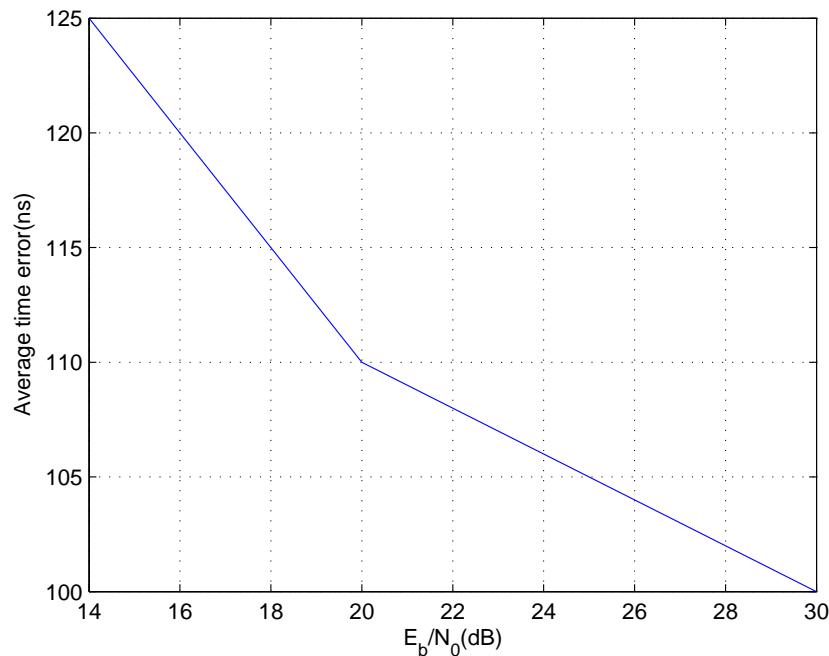


图 6.11: 噪声条件下ESQS-CDMA系统平均时间同步误差测试结果图.

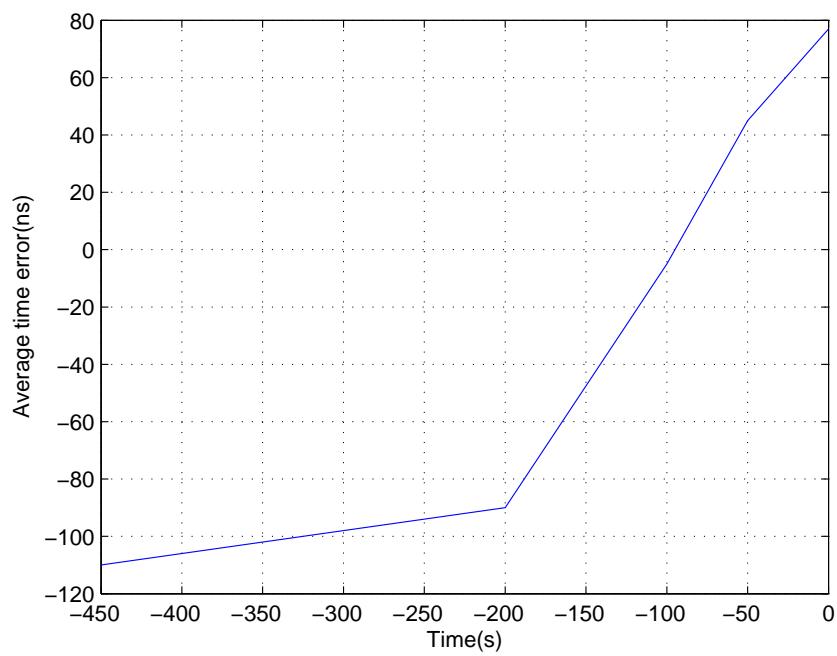


图 6.12: 不同时间测试点SSQS-CDMA系统平均时间同步误差测试结果图.

表 6.8: 理想条件下ESQS-CDMA系统时间同步误差测试结果.

序号	星上发射 延迟时间计数值	终端 实际测距值	终端发射 提前时间计数值	实际误差时间 (ns)
1	0x686B8	0xA9175	0x686B5	75
2	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
3	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
4	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
5	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
6	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
7	0x686B8	0xA9173	0x686B3	125
8	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
9	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
10	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
11	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
12	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
13	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
14	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
15	0x686B8	0xA9173	0x686B3	125
16	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
17	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
18	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
19	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
20	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
21	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
22	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
23	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
24	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
25	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
26	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
27	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
28	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
29	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150
30	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125

表 6.9: 噪声条件下ESQS-CDMA系统时间同步误差测试结果.

序号	E_b/N_0 (dB)	星上发射 延迟时间计数值	终端 实际测距值	终端发射 提前时间计数值	实际误差时间 (ns)
1	30	0x686B8	0xA9176	0x686B5	75
2	30	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
3	30	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
4	30	0x686B8	0xA9175	0x686B5	75
5	30	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
6	20	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
7	20	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
8	20	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
9	20	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
10	20	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
11	16	0x686B8	0xA9175	0x686B4	100
12	16	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
13	16	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
14	16	0x686B8	0xA9173	0x686B3	125
15	16	0x686B8	0xA9173	0x686B3	125
16	14	0x686B8	0xA9173	0x686B3	125
17	14	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
18	14	0x686B8	0xA9174	0x686B3	125
19	14	0x686B8	0xA9174	0x686B4	100
20	14	0x686B8	0xA9173	0x686B2	150

表 6.10: 不同时间测试点SSQS-CDMA系统时间同步误差测试结果.

序号	时间点 (s)	多普勒频偏 (kHz)	多普勒变化率 (Hz/s)	星上1pps 到帧头的计数值	同步精度 (ns)
1	-450	-31.68	3.116	-4	-100
2	-450	-31.68	3.116	-3	-75
3	-450	-31.68	3.116	-6	-150
4	-450	-31.68	3.116	-5	-125
5	-450	-31.68	3.116	-4	-100
6	-200	-27.47	46.36	-4	-100
7	-200	-27.47	46.36	-4	-100
8	-200	-27.47	46.36	-3	-75
9	-200	-27.47	46.36	-4	-100
10	-200	-27.47	46.36	-3	-75
11	-100	-19.34	130.8	-1	-25
12	-100	-19.34	130.8	0	0
13	-100	-19.34	130.8	0	0
14	-100	-19.34	130.8	0	0
15	-100	-19.34	130.8	0	0
16	-50	-11.16	197.8	2	50
17	-50	-11.16	197.8	2	50
18	-50	-11.16	197.8	3	75
19	-50	-11.16	197.8	0	0
20	-50	-11.16	197.8	2	50
21	0	0	233.8	1	25
22	0	0	233.8	2	50
23	0	0	233.8	4	100
24	0	0	233.8	3	75
25	0	0	233.8	5	125

6.4 系统误码率性能测试

(1) 测试设置目的

1. 验证终端多用户模拟器实现异步接入和准同步接入的正确性；
2. 验证终端多用户模拟器发射功率控制的正确性；
3. 测试各用户功率不等条件下的误码率性能。

(2) 测试验证方案

在4.4.2小节的仿真条件中，假设所有用户功率相等，得到QS-CDMA系统使用移位m序列，获得与单用户理论误码率曲线相近的误码率性能。

本测试主要目的测试各个用户功率不相等情况下的误码率性能。选择一个用户作为主用户，其它用户作为干扰用户，由于硬件平台实现的限制，本测试中干扰用户的最大数量为15个。

测试条件： Δf 变化范围为 $2kHz$ ， $\Delta\tau$ 变化范围为 ± 1 个码片，移位m序列码长1023，两个用户之间的相位间隔至少3个，码片符号速率 $5kHz$ ，码速率 $5.115MHz$ ，用户功率分布参考测试场景如表6.11。

测试环境：主要包括噪声源、若干个用户终端模拟器和一个卫星模拟器，并通过线缆有线连接。卫星模拟器主要完成多普勒频偏模拟、多普勒变化率模拟以及传输距离延迟模拟。终端模拟器主要完成多普勒频偏补偿、传输距离延迟补偿和发射功率控制等功能。主要的测试场景参见表6.11。

表 6.11: 测试场景.

编号	场景
A	1个干扰用户功率高于主用户 $12dB$
B	1个干扰用户功率高于主用户 $14dB$
C	2个干扰用户功率高于主用户 $12dB$
D	2个干扰用户功率高于主用户 $14dB$
E	7个干扰用户功率高于主用户 $5dB$
F	7个干扰用户功率高于主用户 $6dB$
G	15个干扰用户功率高于主用户 $5dB$
H	15个干扰用户功率高于主用户 $6dB$

(3) 测试验证指标

系统误码率性能测试验证指标如表6.12。

表 6.12: 系统误码率性能测试验证指标.

序号	测试项	指标要求	测试结果
1	强干扰条件下误码率性能	优于ACDMA系统 并接近理论单用户性能	符合指标

(4) 测试验证步骤

1. 按表6.11中测试场景，对上行用户接入方式、数量及发射功率进行控制；
2. 以主用户功率为基准，信道噪声源计算设定相应的噪声功率；
3. 测试主用户误码率性能。

(5) 测试验证结果

A-CDMA系统扩频码序列采用Gold序列，QS-CDMA系统扩频码采用移位m序列，测试结果如表6.13所示。理论单用户误码率性能如表6.14所示。

从表6.13测试结果可见，比较编号1, 2和3与编号7, 8和9仿真结果，可见在强干扰及 E_b/N_0 为4dB条件下，QS-CDMA系统误码率性能优于A-CDMA系统。比较编号4, 5和6与编号11, 12和13仿真结果，可见在强干扰及 E_b/N_0 为4.5dB下，QS-CDMA系统误码率性能依然优于A-CDMA系统。比较编号1, 2和编号7, 8, E_b/N_0 为4dB条件下，随着强干扰用户从一个增到两个，误码率性能下降，QS-CDMA系统误码率性能损失仅为A-CDMA系统误码率损失的近1/3。比较编号4, 5和编号11, 12, E_b/N_0 为4.5dB条件下，随着强干扰用户从一个增到两个，A-CDMA系统中干扰用户功率高于主用户12dB，QS-CDMA系统中干扰用户功率高于主用户14dB，误码率性能下降，QS-CDMA系统误码率性能损失仅为A-CDMA系统误码率损失的近1/6。

QS-CDMA系统在各种场景下的测试结果，在强干扰和低信噪比条件下，依然接近表6.14中单用户的理论误码率性能。

表 6.13: 测试结果.

编号	E_b/N_0	系统	情景编号	$BER(P_e)$
1	4dB	A-CDMA	A	0.018249
2	4dB	A-CDMA	C	0.019617
3	4dB	A-CDMA	F	0.019955
4	4.5dB	A-CDMA	A	0.012103
5	4.5dB	A-CDMA	C	0.013560
6	4.5dB	A-CDMA	E	0.014162
7	4dB	QS-CDMA	A	0.016380
8	4dB	QS-CDMA	C	0.016860
9	4dB	QS-CDMA	F	0.019129
10	4dB	QS-CDMA	H	0.023877
11	4.5dB	QS-CDMA	B	0.010924
12	4.5dB	QS-CDMA	D	0.011111
13	4.5dB	QS-CDMA	E	0.013143
14	4.5dB	QS-CDMA	F	0.013247
15	4.5dB	QS-CDMA	G	0.016321
16	4.5dB	QS-CDMA	H	0.016555

表 6.14: 理论单用户误码率性能.

编号	E_b/N_0	$BER(P_e)$
1	4dB	0.0125
2	4.5dB	0.008794

(6) 测试验证小结

在4.4.2小节，假设所有用户功率相等，得到QS-CDMA系统使用移位m序列，获得与单用户理论误码率曲线相近的误码率性能仿真结果。测试验证主要关注干扰用户功率高于主用户条件下，A-CDMA和QS-CDMA系统误码率性能、QS-CDMA系统和单用户理论误码率性能的比较。经测试验证系统误码率性能达到测试验证指标要求。

第七章 总结和展望

7.1 论文总结

本文以某重点预研项目为依托，对低轨卫星移动通信系统建设中的“低轨卫星准同步CDMA上行接入技术”进行深入研究。对该课题所涉及的主要技术问题进行了分析设计和实验验证。

本文主要完成以下几方面的研究内容：准同步CDMA系统设计、上行多普勒补偿和传输距离延迟补偿、系统时间同步精度分析和准同步CDMA时域多用户并行捕获策略。结果表明基于GPS/BDS的低轨卫星准同步CDMA(ESQS-CDMA)系统从系统容量、卫星实现复杂度和误码率性能方面都拥有优于异步CDMA系统的优点，相对于其它准同步CDMA系统，系统实现复杂度更低。由于基于单星双向测距的低轨卫星准同步(SSQS-CDMA)系统，接入短帧处理和时间基准测量过程属于异步接入，限制了同时上行接入的用户数量，从误码率性能和系统容量考虑，ESQS-CDMA系统同样优于SSQS-CDMA系统。

7.2 论文创新点

本论文的主要创新点有：

1. 针对传统的异步CDMA用户容量受限问题，提出基于GPS/BDS和基于单星双向测距的两种低轨卫星准同步系统实现结构，有效降低多用户干扰，提升系统容量。从系统结构设计、上下行帧结构设计、准同步实现流程等多个方面进行了系统方案设计。
2. 对上行多普勒补偿及传输距离延迟补偿方法进行了详细分析，研究了晶振稳定性对传输距离延迟补偿精度的影响，并定义了PDCs评价指标。

以上两点中部分内容经整理发表SCI期刊论文一篇。

3. 针对ES-CDMA系统和SS-CDMA系统，研究了系统的时间同步精度，提出一种时间同步误差分析方法，该方法可扩展使用到其它系统的时间同步精度分析中。并且理论推导和仿真分析了同时接入用户数及误码率性能，各项性能远优于异步CDMA系统。

其中部分内容经整理申请发明专利一篇，SCI期刊论文一篇在审。

4. 提出一种准同步CDMA系统时域多用户并行捕获策略，并采用单门限和双门限判决，对捕获策略进行了理论推导和仿真分析，结果表明该技术可以大幅降低卫星接收机捕获模块复杂度。并定义了评价指标：捕获效率。

其中部分内容经整理发表EI期刊论文一篇。

7.3 今后工作的展望

1. 在目前已有工作的基础上，进一步研究高速运动终端或者高速机动终端实现上行准同步接入时，系统容量和各项性能指标；
2. 本文主要针对单颗卫星覆盖范围内的所有用户实现准同步CDMA上行接入，未分析多颗卫星有重叠覆盖区时，用户选择某颗卫星进行准同步接入的策略。这是星座系统设计必须解决的问题；
3. 本文主要针对短消息业务和数据采集业务，随着速率提升，系统对时间同步精度有着更高的要求，同时也将影响系统容量、误码率性能等指标。信息速率提高时，如何改进算法将是以后的研究重点。

参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文. 现代小卫星技术与应用. 上海: 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] Taira, Y. Miyake, S. Kameda, N. Suematsu, T. Takagi, and K. Tsubouchi, System Stability of SS-CDMA Location and Short Message Communication Using QZSS. [2014 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2014), TH3G-24,(2014)]A.
- [3] B M Howe, Y Chao, P Arabshahiet al., A smart sensor web for ocean observation: Fixed and mobile platforms, integrated acoustics, satellites and predictive modeling. Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, IEEE Journal of, 2010, 3(4): 507-521.
- [4] 陈豪, 胡光锐, 邱乐德, 单红梅. 卫星通信与数字信号处理. 上海: 上海交通大学出版社, 2011.
- [5] R. De Gaudenzi, G. Gallinaro, G. Caire, R. Lyons, M. Luglio, M. Ruggieri, A. Vernucci and H. Widmer, ESA satellite wideband CDMA radio transmission technology for the IMT-2000/UMTS satellite component: features and performance, in Global Telecommunications Conference, 1999. GLOBECOM '99, pp.2699-2703, 1999.
- [6] R. De Gaudenzi, C. Elia and R. Viola, Bandlimited quasi-synchronous CDMA: a novel satellite access technique for mobile and personal communication systems, Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol.10, no.2, pp.328-343, 1992-01-011992.
- [7] Lindsey, W.C., et al., Network synchronization. Proceedings of the IEEE, 1985. 73(10): p. 1445-1467.
- [8] Z. Zhang and L. Lai, A practical slotted quasi-synchronous CDMA access system for LEO micro-satellite short message transmission, in Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on, pp.2114-2118, 2003.

- [9] Elliott D. Kaplan and Hegarty, Understanding GPS: principles and applications, Artech House, pp185-186, pp387-389, 2006.
 - [10] R. M. Hambly and T. A. Clark, Critical evaluation of the Motorola M12+ GPS timing receiver vs. the master clock at the United States Naval Observatory, Washington, DC. in Proc. 34th Annu. PTTI Meeting, 2002, pp. 109 – 115.
 - [11] J B Bullock,T M King,H L Kennedy et al., Test results and analysis of a low cost core GPS receiver for time transfer applications. Orlando, FL: IEEE. 1997. 314-322.
 - [12] T. A. Clark and R. M. Hambly, Low cost GPS-based time and frequency products, an update. in Proc. 44th Annual PTTI Meeting on November 26 - 29, 2012 in Reston, Virginia, USA.
 - [13] G Nie,F Wu,K Zhanget al., Research on LEO satellites time synchronization with GPS receivers onboard. Geneva: IEEE. 2007. 896-900.
 - [14] L. Arceo-Miquel, Y. S. Shmaliy and O. Ibarra-Manzano, Optimal Synchronization of Local Clocks by GPS 1PPS Signals Using Predictive FIR Filters, Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, vol.58, no.6, pp.1833-1840, 2009-01-012009.
 - [15] Y. S. Shmaliy, A. V. Marienko, and A. V. Savchuk, GPS-based optimal Kalman estimation of time error, frequency offset, and aging. in Proc. 31st Annu. PTTI Meeting, 1999, pp. 431 – 440.
 - [16] Z Li,T Braun,D C Dimitrova, Methodology for GPS synchronization evaluation with high accuracy. Glasgow: IEEE. 2015. 1-6.
 - [17] Z Deng,G Zheng,J Ni, Time synchronization using single GPS-Satellite and multiple measurement stations. Henan: IEEE. 2012. 227-234.
 - [18] Q Li,L Wang,C Zhai et al., Time synchronization design based on FPGA in integrated GPS/INS system. Changchun: IEEE. 2009. 3769-3774.
 - [19] Y Zhang,W xia,C Liet al., Research and realization of high-precision GPS time transfer system. Jiuzhai: IEEE. 2013. 334-337.
-

- [20] P Vyskocil,J Sebesta, Relative timing characteristics of GPS timing modules for time synchronization application. Tuscany: IEEE. 2009. 230-234.
- [21] C Han, The BeiDou navigation satellite system. Beijing: IEEE. 2014. 1-3.
- [22] C Jiong-Cong,Z Dao-Jie,G xin-Hua, Research of beidou system in electric power system time service. Guangzhou: IEEE. 2008. 1-5.
- [23] Y Haibo,G Wei,Y Fan, Time service through BD GEO satellites. Prague: IEEE. 2013. 496-500.
- [24] J Tong,Z Zhifu,H Yunfeng, Application of compass synchronizing clock in mobile phase-comparison. Jilin: IEEE. 2011. 2010-2013.
- [25] I. Ali, N. Al-Dahir and J. E. Hershey, Doppler characterization for LEO satellites, Communications, IEEE Transactions on, vol.46, no.3, pp.309-313, 1998-01-011998.
- [26] Schonhoff,Thomas,A.et al., Detection and estimation theory. Prentice Hall. 2006. 653.
- [27] John,G.,Proakis et al., Digital communications. McGraw Hill Higher Education. 2008. 1024.
- [28] 朱近康, CDMA通信技术. 人民邮电出版社. 2001. 257.
- [29] Polydoros, A. Weber, C. A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition—Part II: A Matched-Filter Receiver. IEEE Transactions on Communications, 1984, 32: 550- 560.
- [30] C Chiou,C Huang,K Wen et al., A programmable pipelined digital differential matched filter for DSSS receiver. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2001, 19(11): 2142-2150.
- [31] J Adeane,Z Zang,S Nordholm, Design of digital waveform set for multiuser CDMA communications with matched filter receivers. IEEE. 2003. 844-848.
- [32] D Akopian,S Agaian, Fast-matched filters in time domain for global positioning system receivers. Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -, 2006, 153(6): 525-531.

- [33] P G Turner,S S H Wijayasuriya,J P Mcgeehan, Implementation of a conjugate matched filter adaptive receiver for DS-CDMA. IEEE. 1994. 369-373.
- [34] Performance Bounds on Chip-Matched-Filter Receivers for Bandlimited DS/SSMA Communications. Communications, IEEE Transactions on, 2004, 52(11): 2028.
- [35] J H Cho,J S Lehnert, Performance of a spatio-temporal matched filter receiver for D-S/SSMA communications. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2000, 18(8): 1505-1515.
- [36] F Tufvesson,S Gezici,A F Molisch, Ultra-Wideband Communications using Hybrid Matched Filter Correlation Receivers. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2006, 5(11): 3119-3129.
- [37] S Ulukus,R D Yates, User capacity of asynchronous CDMA systems with matched filter receivers and optimum signature sequences. Information Theory, IEEE Transactions on, 2004, 50(5): 903-909.
- [38] G J R Povey,P M Grant, Simplified matched filter receiver designs for spread spectrum communications applications. Electronics and Communication Engineering Journal, 1993, 5(2): 59-64.
- [39] C M Chie, Performance analysis of digital Integrate-and-Dump filters. Communications, IEEE Transactions on, 1982, 30(8): 1979-1983.
- [40] 刘瀛翔, 唐小妹, 王飞雪, 卫星导航接收机中积分清零器的性能分析. 国防科技大学学报, 2013 (02) .
- [41] D J R van Nee,A J R M Coenen, New Fast GPS code-acquisition technique using FFT. Electronics Letters, 1991, 27(2): 158-160.
- [42] D Akopian, Fast FFT based GPS satellite acquisition methods. Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings -, 2005, 152(4): 277-286.
- [43] 张一, 张中兆, 沙学军, 高动态单频干扰环境下的FFT直扩捕获方案. 哈尔滨工业大学学报, 2007 (09) .

- [44] 李菊, 陈禾, 金俊坤等, 基于FFT的两种伪码快速捕获方案的研究与实现. 电子与信息学报, 2006 (10) .
- [45] 贺中琴, 孙武, 基于FFT的弱信号快速捕获算法. 现代电子技术, 2009 (11) .
- [46] 董志, 左震, 黄芝平等, 基于IPCore的FFT仿真与硬件实现. 通信技术, 2010 (07) .
- [47] 秦率刚, 王星, 程嗣怡等, 扩频系统中一种FFT算法的快速捕获方法. 现代防御技术, 2012 (02) .
- [48] 谢景林, 王雪豹, 一种GPS信号的快速捕获算法研究. 科技信息, 2010 (20) .
- [49] 郭肃丽, 刘云飞, 一种基于FFT的伪码快捕方法. 无线电通信技术, 2003 (01) .
- [50] R A Stirling-Gallacher,A P Hulbert,G J R Povey, A fast acquisition technique for a direct sequence spread spectrum signal in the presence of a large Doppler shift. Mainz: IEEE. 1996. 156-160.
- [51] A P Almeida,R Dinis,F B Cercas, An FFT-based acquisition scheme for DS-CDMA systems. Sydney,. NSW: IEEE. 2007. 905-910.
- [52] 帅涛, 低轨卫星DS-CDMA信号快速同步技术研究. 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2008.
- [53] D Borio,L Camoriano,L Lo Presti, Impact of GPS acquisition strategy on decision probabilities. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2008, 44(3): 996-1011.
- [54] B C Geiger,M Soudan,C Vogel, On the detection probability of parallel code phase search algorithms in GPS receivers. Instanbul: IEEE. 2010. 865-870.
- [55] B C Geiger,C Vogel,M Soudan, Comparison between ratio detection and threshold comparison for GNSS acquisition. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2012, 48(2): 1772-1779.

- [56] K Choi,K Cheun,T Jung, Adaptive PN code acquisition using instantaneous power-scaled detection threshold under Rayleigh fading and pulsed Gaussian noise jamming. Communications, IEEE Transactions on, 2002, 50(8): 1232-1235.
- [57] J Smidt,P A Roncagliolo,C H Muravchik, Statistical characterization of a constant false alarm detector for GNSS signals. Tampere: IEEE. 2011. 98-103.
- [58] J H J Iinatti, On the threshold setting principles in code acquisition of DS-SS signals. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, 2000, 18(1): 62-72.
- [59] B C Geiger,C Vogel, Influence of Doppler Bin Width on GPS Acquisition Probabilities. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2013, 49(4): 2570-2584.
- [60] M U de Haag,J M Kelly, Influence of oscillator variations on the observed frequency behavior in software-based navigation receivers. Signal Processing Letters, IEEE, 2004, 11(3): 390-392.
- [61] Y Kou,Y Morton, Oscillator frequency offset impact on software GPS receivers and correction algorithms. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2013, 49(4): 2158-2178.
- [62] 杨颖, 陈培, 王云等, 基于恒虚警准则的伪码并行捕获门限设置. 数据采集与处理, 2010 (02) .
- [63] 谢钢. GPS 原理与接收机设计. 电子工业出版社, 2009.
- [64] 丁晟, 基于SRAM型FPGA的星载鲁棒接收处理技术研究.. 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2013.
- [65] W Mao,H Tsao,F Chang, A new fuzzy bandwidth carrier recovery system in GPS for robust phase tracking. Signal Processing Letters, IEEE, 2004, 11(4): 431-434.
- [66] P Lian,Improving tracking performance of PLL in high dynamic applications. M.Sc.,University of Calgary (Canada). 2005.
- [67] S Jeon,C Kim,G Kim et al., Optimal signal tracking algorithm for GNSS signal using moving set-point LQG system. International Journal of Control, Automation and Systems, 2013, 11(6): 1214-1222.

- [68] F D Nunes,J M N Leitao,F M G Sousa, Nonlinear filtering in GNSS pseudorange dynamics estimation combining code delay and carrier phase. Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of, 2009, 3(4): 639-650.
- [69] 陶松波, 徐向东, 孟藏珍等, 一种基于卡尔曼滤波的多普勒滤波器. 空军雷达学院学报, 2008 (01) .
- [70] 赵文骏, 高动态及微弱GPS信号的跟踪算法研究. 上海交通大学硕士论文. 2013.
- [71] 沈锋, 贺瑞, 吕东泽等, 基于卡尔曼滤波器的高动态GPS载波跟踪环. 宇航学报, 2012 (08) .
- [72] 周广宇, 茅旭初, 基于平方根卡尔曼滤波的微弱GPS信号跟踪方法. 上海交通大学学报, 2009 (07) .
- [73] T Lin, T C James, O' Driscoll C, et al. Implementation of a navigation domain GNSS signal tracking loop. ION GNSS, Portland, USA, September 19 –23, 2011. - ION 2011
- [74] 沈锋, 贺瑞, 吕东泽等, 基于卡尔曼滤波器的高动态GPS载波跟踪环. 宇航学报, 2012 (08) .
- [75] 朱珍珍, 卫星导航矢量跟踪关键技术研究. 国防科技大学博士论文. 2011.
- [76] M. L. Psiaki and H. Jung. Extended Kalman filter methods for tracking weak GPS signals, Proceedings of ION GPS 2002, pp.2539 -2553 2002
- [77] 孙峰, 金炜东, 王博, 基于扩展卡尔曼滤波的高动态多普勒频移估计. 现代电子技术, 2009 (08) .
- [78] 陈培, 杨颖, 王云等, 扩展卡尔曼滤波估计载波参数的算法研究. 电子科技大学学报, 2009 (04) .
- [79] S J Julier,J K Uhlmann, Unscented filtering and nonlinear estimation. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(3): 401-422.
- [80] 陈出新, 周德云, 汪凌霄, 含有多普勒频率的无迹卡尔曼滤波. 计算机应用研究, 2011 (04) .

- [81] Unscented extended Kalman filter for target tracking. 系统工程与电子技术（英文版）, 2011, 22 (2) .
- [82] F Gustafsson,G Hendeby, Some relations between extended and unscented kalman filters. Signal Processing, IEEE Transactions on, 2011, 60(2): 545-555.
- [83] M Lei,C Han, Sequential nonlinear tracking using UKF and raw range-rate measurements. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2007, 43(1): 239-250.
- [84] S A Pasha,H D Tuan,B Vo, Nonlinear bayesian filtering using the unscented linear fractional transformation model. Signal Processing, IEEE Transactions on, 2009, 58(2): 477-489.
- [85] S S Bisht,M P Singh, An adaptive unscented Kalman filter for tracking sudden stiffness changes . Mechanical Systems and Signal Processing, 2014, 49(1 – 2): 181-195.
- [86] 张婧, 茅旭初, 基于平淡卡尔曼滤波的微弱GPS信号跟踪算法. 上海交通大学学报, 2007 (11) .
- [87] M Honig, Overview of multiuser detection. Wiley-IEEE Press. 2009. 1-45.
- [88] 吴仁彪, 徐如兰, 卢丹, 基于同态滤波的GPS空时自适应处理补偿技术. 中国科学:物理学力学天文学, 2010 (05) .
- [89] 胡立波, 吴月萍, 孙光中, 基于同态滤波的基音检测算法. 微电子学与计算机, 2009 (04) .
- [90] 王益平, 基于Turbo编码的迭代多用户检测技术研究. 南京理工大学硕士论文. 2006.
- [91] 王忠勇, 任晓敏, 段琳琳等, 一种改进的基于FG-Turbo多用户检测的软干扰消除算法. 电信科学, 2012 (02) .
- [92] 高维廷, 李辉, 翟海天, 基于自适应卡尔曼滤波的盲多用户检测算法. 计算机工程, 2011 (12) .

- [93] 张传胜, 王跃科, 杨俊等, 低轨移动卫星异步多用户检测算法. 国防科技大学学报, 2006 (02) .
- [94] 付裕盛, CDMA系统中的盲多用户检测技术的研究. 哈尔滨工程大学. 2007
- [95] R A Iltis, Performance of constrained and unconstrained adaptive multiuser detectors for quasi-synchronous CDMA. Communications, IEEE Transactions on, 1998, 46(1): 135-143.
- [96] I Bisio,M Marchese, Efficient Satellite-Based sensor networks for information retrieval. Systems Journal, IEEE, 2008, 2(4): 464-475.
- [97] Y Kawamoto,H Nishiyama,Z M Fadlullahet al., Effective data collection via Satellite-Routed sensor system (SRSS) to realize Global-Scaled internet of things. Sensors Journal, IEEE, 2013, 13(10): 3645-3654.
- [98] 高德云, 朱婉婷, 方然, 无线传感网中轻型简单网络管理协议(英文). 中国通信, 2011 (08) .
- [99] 扩频测控非相干模式测量误差分析报告中国航天时代电子公司第704研究所2006.4
- [100] 吴有杏, 房新兵, 丛波等, 航天扩频测控系统中非相干伪码测距跳值问题分析及对策. 电讯技术, 2008 (11) .
- [101] Jhong S. Lee and Miller, CDMA systems engineering handbook, Artech House, pp.545-546, 1998.
- [102] Q Liu, Doppler measurement and compensation in mobile satellite communications systems. Atlantic City, NJ: IEEE. 1999. 316-320.
- [103] U Naeem,Z Jawaid,S Sadruddin, Doppler shift compensation techniques for LEO satellite on-board receivers. Islamabad: IEEE. 2012. 391-393.
- [104] 吴诗其. 卫星通信导论. 电子工业出版社, 2002.
- [105] P Z Fan,N Suehiro,N Kuroyanagiet al., Class of binary sequences with zero correlation zone. Electronics Letters, 1999, 35(10): 777-779.

- [106] B Long,P Zhang,J Hu, A generalized QS-CDMA system and the design of new spreading codes. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 1998, 47(4): 1268-1275.
- [107] 李道本, 一种具有零相关窗的扩频多址编码方法, 国际专利, 专利号00801970.3, 2000年2月17日.
- [108] 唐小虎, 低零相关区理论与扩频通信系统序列设计. 西南交通大学博士学位论文.2001: 35 47.
- [109] S.W. Golomb, Theory of Transformation Groups of Polynomials over GF(2) with Applications to Linear Shift Register Sequences, Information Science, 1(1): 87-109, 1968.
- [110] A Canteaut,P Charpin,H Dobbertin, Binary m-sequences with three-valued crosscorrelation: A proof of Welch's conjecture. Information Theory, IEEE Transactions on, 2000, 46(1): 4-8.
- [111] R Gold, Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (Corresp.). Information Theory, IEEE Transactions on, 1967, 13(4): 619-621.
- [112] 郑超, 基于LAS序列的准同步CDMA系统性能的研究. 哈尔滨工业大学硕士学位论文.2009:25 26.
- [113] A Razavi,D Gebre-Egziabher,D M Akos, Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2008, 44(2): 697-710.
- [114] David, Cheng K., 电磁场与电磁波. 清华大学. 2007. 702.
- [115] Rappaport/Theodore,S., Wireless communications principles and practice. USA: Prentice Hall. 2002. 656.
- [116] R A Iltis, Demodulation and code acquisition using decorrelator detectors for QS-CDMA. Communications, IEEE Transactions on, 1996, 44(11): 1553-1560.

- [117] R A Iltis,L Mailaender, Multiuser detection of quasiynchronous CDMA signals using linear decorrelators. Communications, IEEE Transactions on, 1996, 44(11): 1561-1571.
- [118] Viterbi A J. CDMA : principles of spread spectrum communication[M]// Addison-Wesley Pub. Co., 1995:155-213.
- [119] F Benedetto,G Giunta, A self-synchronizing method for asynchronous code acquisition in band-limited spread spectrum communications. Communications, IEEE Transactions on, 2009, 57(8): 2410-2419.
- [120] S Ding,Z Yi,H Liuet al., An improved code acquisition scheme for band-limited DSSS systems with sampling offset. Communications Letters, IEEE, 2012, 16(8): 1169-1172.
- [121] K Sun, A differential strategy for GNSS weak signals acquisition in presence of bit sign transitions. Chengdu: IEEE. 2010. 1-5.
- [122] D Borio,C O'Driscoll,G Lachapelle, Coherent, noncoherent, and differentially coherent combining techniques for acquisition of new composite GNSS signals. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2009, 45(3): 1227-1240.
- [123] N O'Mahony,C C Murphy, Constrained optimization of coincidence detector parameters for GPS acquisition. Communications, IEEE Transactions on, 2011, 60(1): 176-188.
- [124] 袁建国, 欧松林, 刘飞龙等, 一种新颖的GPS多峰值捕获策略. 中国惯性技术学报, 2014 (02) .
- [125] K Sun,L L Presti, A differential post detection technique for two steps GNSS signal acquisition algorithm. Indian Wells, CA, USA: IEEE. 2010. 752-764.
- [126] J Proakis, Probability, random variables and stochastic processes. Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on, 1985, 33(6): 1637.
- [127] 上海交通大学, 微积分. 上海交通大学出版社, 2002.

- [128] 霍姆斯, GNSS与无线通信中的扩频系统. 电子工业出版社, 2013.

发表文章目录

- [1] **Y Chen, S Ding, Z Xie, Z Qi, X Liang**, Design Study for a Quasisynchronous CDMA Sensor Data Collection System: An LEO Satellite Uplink Access Technique Based on GPS. International Journal of Distributed Sensor Networks, vol. 2015, Article ID 421745, 15 pages, 2015. doi:10.1155/2015/421745.(SCI Journal.WOS:000362001800001)
- [2] **Y Chen, S Ding, K Wu, Z Qi, X Liang**, Study of Multiuser Acquisition Strategy for LEO Satellite Quasi-Synchronous CDMA Uplink Access. Journal of Computational Information Systems. To be published.(EI Journal)
- [3] 陈毅君, 梁旭文等, 一种低轨卫星通信的上行链路准同步时间精确测量方法(发明专利). 专利申请号: 201410497365x.
- [4] **Y Chen, K Wu, S Ding, Z Qi, X Liang**, Quasi-Synchronous CDMA Uplink Access Technique in LEO Satellite-based Sensor Network. China Communication. Awaiting Reviewer Assignment for six months.(SCI Journal)
- [5] **Y Chen, K Wu, Q Jiang, et al.** Interplex for Constant Envelope in LEO Satellite Communication System. Advanced Materials Research, 2013, 791-793:2081-2087.(EI conference: 20134516955677)
- [6] 陈毅君, 漆庄平, 姜泉江, 梁旭文. 基于互复用技术的低轨通信卫星恒包络调制. 电子技术应用, 2013, 39:87-90.(核心期刊)
- [7] H Hou, **Y Chen, S Ding, X Liang**, Estimation and Compensation Method for the Doppler Frequency Shift of High Dynamic Terminal in LEO Satellite Communication System. Journal of Computational Information Systems. 2015Vol. 11 (15) : 5717-5728.(EI Journal)

- [8] K Wu, **Y Chen**, S Ding, X Liang, A Fully Parallel Acquisition Scheme Based on FFT in the Presence of Doppler Shift and Data Modulation. Journal of Computational Information Systems. 2015Vol. 11 (7) : 2475- 2485.(EI Journal: 20152400928179)
- [9] K Wu, **Y Chen**, Z Qi, et al. Hardware Implementation of Doppler Shift Estimation and Compensation in LEO Satellite Communication. Advanced Materials Research, 2013, 791-793:2076-2080. (EI conference: 20134516955676)
- [10] 梁旭文,丁晟,张传胜,刘会杰,陈毅君,吴康,侯绩玲,马陆,一种低轨卫星通信的上行链路准同步接入方法及装置(发明专利). 专利申请号: 2014105450137.
- [11] 侯绩玲,梁旭文,丁晟,陈毅君,吴康,一种联合导频信息和卫星星历的多普勒频移估计与补偿方法(发明专利). 专利申请号: 2014106753743.
- [12] 吴康,梁旭文,丁晟,陈毅君,侯绩玲,一种用于低轨卫星准同步通信系统的新型卫星模拟器(发明专利). 专利申请号: 2014104973429.
- [13] 吴康,梁旭文,丁晟,陈毅君,侯绩玲,一种用于低轨卫星准同步通信系统的地面终端模拟器(发明专利). 专利申请号: 2014104977171.

简 历

基本情况

陈毅君，男，上海，1987年11月出生，未婚，中国科学院上海微系统与信息系统研究所在读博士研究生。

教育状况

2006年9月至2010年7月，上海交通大学，本科，专业：电子科学与技术(通信工程)。

2010年9月至2015年11月，中国科学院上海微系统与信息系统研究所，硕博连读研究生，专业：通信与信息系统。

工作经历

无

联系方式

通讯地址：上海市浦东新区海科路99号4号楼

邮编：201210

E-mail: potuscyj@gmail.com

附件一 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及使用授权声明文本

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: _____

密级: (涉密论文填写密级, 公开论文不填写)