

密级:



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

硕士学位论文

低轨卫星准同步通信系统终端上行链路多普勒补偿技术研究

作者姓名: 侯绩玲

指导教师: 梁旭文 研究员

学位类别: 工程硕士

学科专业: 电子与通信工程

培养单位: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

二零一五年五月

**Research on Doppler Frequency Shift Compensation
Technology Based on LEO Satellite Quasi-synchronous
Communication System**

**By
Hou Huiling**

**A Dissertation Submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
In partial fulfillment of the requirement
For the degree of
Master of Electronics and Communication Engineering**

**Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology
May, 2015**

致谢

怀着一颗感恩的心，我要向所有在学习、科研和生活中给予我帮助和关心的老师与同学表示衷心的感谢。

由衷地感谢我的导师梁旭文研究员。梁老师在通信领域和材料领域的学术造诣、广博的理论知识、在微小卫星领域丰富的工程经验、精益求精的科研精神以及一心为民的宽阔胸怀，深深影响着我。本文的完成离不开梁老师的热心关怀和悉心指导。有幸得到梁老师的指导，是我一生中最难得的机遇。在此谨向梁老师致以最诚挚的感谢！

感谢丁晟师兄。自从来到小卫星，丁晟师兄对我的工作及学习一直悉心指导。无论在论文选题、做课题研究以及做工程项目的过程中，丁晟师兄都耐心、细致地为我讲解，在小论文和大论文的撰写过程中，丁晟师兄更是一直给予指导与帮助，并且提出了很多宝贵意见。在毕业之际，向丁晟师兄表示我最诚挚的谢意。

感谢漆庄平、胡伟圣、马陆、陈毅君、吴康等老师和同学，在工程项目和学习过程中共同创造了和谐、轻松的工作氛围，感谢他们这两年对我学习和生活上的帮助。

感谢姜兴龙、庞岩、肖寅、谢卓辰、赵璐璐、王勇勇、庞博、章仁婷、张景楠、刘洁、王龙、冯磊、戴永珊、刘蕾、朱淑珍、肖洋、常家超、刘沛龙、夏运兵等同学，感谢他们在学习、科研及工程工作中给予的帮助，在这样一个轻松活跃的学术氛围中，我受益匪浅。

感谢所研究生部余翔波老师、罗琦老师、邵天浩老师和上海微小卫星工程中心人事部的贾冰清、尤伟老师在工作和生活上的关心和帮助，让我们这些身在外地的学子时时刻刻都感受到大家庭的温暖。

感谢我的家人，感谢他们对我的养育之恩，感谢他们对我无限的疼爱、包容及无条件的支持，正是他们长期以来默默的关心和爱护才使我的求学之路能够走得顺利、踏实。

最后，再次向所有给过我关心和帮助的师长、同学和朋友致以最真诚的谢意。

低轨卫星准同步通信系统终端上行链路多普勒补偿技术研究

侯绩玲（电子与通信工程）

指导老师：梁旭文 研究员

摘 要

LEO 卫星和终端之间的相对运动,使得通信链路上信号多普勒频移大、变化快。在 LEO 卫星和终端实现基准时间同步的前提下,实现上行准同步的两个基本条件为:(1)终端必须能够准确得到和卫星之间的实时距离变化和多普勒动态;(2) 根据实时距离和多普勒动态,终端必须连续进行上行信号的多普勒补偿和延迟控制。若距离延迟补偿后上行信号到达卫星时刻与理论到达时刻误差限制在 ± 1 个 PN 码码片宽度、频率补偿精度限制在 $0.5R_s$ (R_s 为符号速率)范围内,则认为终端达到上行准同步接入。

终端采用合理的方法对终端与卫星之间的实时径向距离、多普勒动态进行估计,并连续进行上行信号的多普勒补偿和延迟控制,对实现终端准同步接入、提高系统容量有重要作用。本文工作总结如下:

1、首先阐述了课题研究的背景和意义,总结分析了国内外的研究现状,明确了研究内容的基础和关键。

2、介绍了 LEO 卫星通信准同步系统的基本原理与设计方案,提出了对终端进行多普勒补偿的精度具体要求。对高动态终端和低动态终端与低轨卫星之间的多普勒效应及主要特征、载波和伪码多普勒对星载接收机同步性能的影响、距离多普勒对准同步系统同步精度的影响进行了分析。

3、基于低轨卫星准同步通信系统,结合不同动态特性的终端,介绍了导频法和轨道星历法两种方法进行多普勒频移的估计,尤其针对高动态终端,提出一种利用卫星的少数轨道参数和终端的运动轨迹分别表示其经纬度信息,准确估计多普勒实时变化规律的方法。结合频率预校正技术给出了补偿方法,仿真验证了方法的有效性。

4、基于 LEO 卫星通信准同步系统,终端利用导频法实现对多普勒频移的实时测量与上行信号频率的实时预校正,验证了导频法实现多普勒补偿的有效性,对多普勒补偿精度进行测试,并分析了多普勒补偿精度的影响因素。

关键词: 准同步, LEO 卫星, 低动态终端, 高动态终端, 多普勒动态估计与补偿

Research on Doppler Frequency Shift Compensation Technology Based on LEO Satellite Quasi-synchronous Communication System

Hou Huiling (Electronics and Communication Engineering)

Directed by: Liang Xuwen

Abstract

In LEO satellite communication systems, as the rapid relative movement between the satellite and terminal, the signal present severe and fast time-varying Doppler frequency shift. On the basis of time synchronization, in order to realize quasi-synchronous, terminal must estimate the real-time radial distance and Doppler characteristics in time and compensate the Doppler. If the difference between the time uplink signal reach the satellite and the exact time is limited in one PN width, and the Doppler compensation accuracy is limited in half symbol rate, then we can assume that quasi-synchronous is realized.

If reasonable estimation and compensation methods for Doppler shift are adopted in terminal, the capacity and efficiency of quasi-synchronous system will be promoted. The main high-lights of this dissertation are presented as follows:

(1) The background and significance of the dissertation as well as the research status is described and analyzed; the foundation and key of the research is explicitly given.

(2) The principle and designing scheme of quasi-synchronous system is given; The characteristics of Doppler shift between high or low dynamic terminal and LEO satellite, as well as the influences of Doppler effect are analyzed.

(3) Based on LEO satellite quasi-synchronous system, two methods for estimating the Doppler are analyzed, and for high dynamic terminal, an estimation method using simple satellite parameters and location information of terminal, and corresponding compensation principle are proposed. The effectiveness of the methods is simulated.

(4) Based on LEO satellite quasi-synchronous system, the terminal realized the measurement and compensation for the Doppler shift, verifying the effectiveness of the method using pilot signal. The compensation accuracy is tested, and factors affecting compensation accuracy are analyzed.

Keywords: Quasi-synchronous, LEO Satellite, Low dynamic terminal, High dynamic terminal, Doppler estimation and compensation.

目录

致谢	I
摘 要	II
Abstract	III
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 课题研究的背景和意义	3
1.3 国内外研究现状	5
1.4 论文内容及章节安排	8
第二章 低轨卫星准同步通信系统中的多普勒效应	9
2.1 低轨卫星准同步通信系统	9
2.1.1 异步多用户干扰	9
2.1.2 准同步系统的基本原理	10
2.1.3 低轨卫星准同步通信系统架构	12
2.1.3.1 星地时间同步方式	13
2.1.3.2 终端估计相对卫星的距离变化和多普勒动态	14
2.1.3.3 终端进行多普勒补偿和延迟控制	14
2.2 低轨卫星通信系统中多普勒效应的特征	15
2.2.1 卫星轨道参数	15
2.2.2 多普勒频移的计算模型	16
2.2.3 计算结果与分析	19
2.2.3.1 低动态终端的多普勒频移特征	19
2.2.3.2 高动态终端的多普勒频移特征	20
2.3 载波和伪码多普勒对星载接收机的影响	24
2.3.1 对星载接收机粗同步的影响	24
2.3.1.1 载波频偏的影响	24
2.3.1.2 扩频码速率偏移的影响	27
2.3.2 对星载接收机精同步的影响	29
2.4 距离多普勒对准同步系统同步精度的影响	30
2.5 本章小结	31
第三章 准同步通信系统中多普勒频移估计与补偿方法	33
3.1 引言	33
3.2 多普勒频移估计方法和补偿	34
3.2.1 导频法	34
3.2.1.1 工作原理	34

3.2.1.2 误差分析	36
3.2.2 轨道星历法	42
3.2.2.1 低动态终端中的多普勒频移估计与补偿方法	43
3.2.2.2 高动态终端中的多普勒频移估计与补偿方法	49
3.3 本章小结	53
第四章 准同步通信系统基于导频法的多普勒补偿的硬件实现	54
4.1 系统模型建立	54
4.2 硬件实现总体方案	55
4.2.1 系统硬件平台	55
4.2.2 系统软件方案	56
4.2.2.1 卫星模拟器	56
4.2.2.2 终端模拟器	59
4.2.3 测试结果	61
4.2.3.1 测试环境	61
4.2.3.2 测试条件	62
4.2.3.3 测试结果	62
4.2.3.4 测试性能分析	64
4.3 本章小结	66
第五章 总结与展望	67
5.1 本文总结	67
5.2 展望	67
参考文献	68
攻读硕士学位期间发表的论文目录	71
作者简介	72

第一章 绪论

1.1 引言

随着全球信息化进程的不断推进,人们对现代移动通信的技术发展要求越来越高,依赖程度也越来越深。地面蜂窝移动通信系统发展迅速,其 3G 系统已经能够为绝大多数普通用户提供优质并且廉价的个人移动通信服务,4G 时代也已经到来,并且已经开始了对 5G 系统的相关理论研究。然而由于地理条件和经济方面的制约,蜂窝移动通信系统不可能实现全球覆盖。在科学考察、资源运输、重大自然灾害地区(汶川、舟曲等地)的紧急救援等诸多方面,都需要一种不受地理条件、特殊气候条件等制约的通信手段,卫星通信可能是唯一能够满足这些需求的通信手段^[1-7]。

卫星通信的最大特点是利用多址传输技术,为全球用户提供大跨度、大范围、远距离的漫游和机动、灵活的移动通信服务,是陆地蜂窝移动通信系统的扩展和延伸,在偏远的山区、海岛、灾区、远洋船只、远航飞机通信方面具有独特的优越性。卫星通信系统中的卫星按运行轨道高度可分为大椭圆轨道(HEO, Highly Elliptical Orbit)、地球静止轨道卫星(GEO, Geostationary Earth Orbit)、中轨道卫星(MEO, Medium Earth Orbit)和低轨道卫星(LEO, Low Earth Orbit)等。

以 Iridium 系统、Globalstar 系统和 Orbcomm 系统为代表的 LEO 卫星通信系统,由于其轨道高度低、星地距离短、传输时延短、路径损耗小、避开了静止轨道的拥挤等特性更有利于实时性业务的应用,能够进行高质量的通信。由于低轨卫星绕地球高速运动,因此单颗 LEO 卫星可实现全球范围内的存储转发式数据通信,解决通信手段的有无问题;多颗 LEO 卫星组成的卫星星座可以实现对全球的无缝覆盖,进行远距离的实时通信,实现个人移动通信,同时也可以避免 GEO 卫星通信系统中的“南山效应”。LEO 卫星通信系统的发展对一个国家的经济、政治、军事等方面有着至关重要的作用,为了在国际竞争中占得一席之地,世界各国都相继研发了一系列低轨卫星通信系统,并已经推出了下一代卫星星座计划,如 Iridium Next、Globalstar Next 计划。

我国现在的主要通信形式仍然是以 GEO 卫星通信系统为主,自“十五”以来,我国就开始了对 LEO 卫星星座的接入处理技术、星间链路技术、频谱感知和频率捷变等关键技术进行了研究,并在“十一五”期间提出了我国自主研发的低轨卫星 CDMA 星座通信系统方案,如图 1.1 所示,主要包括空间系统、应用系统和运控系统。空间系统主要由多个卫星构成的星座组成,其参数如表 1.1 所示,可实现对全球的连续覆盖;应用系统主要由手持终端(如手机)、移动终端(如机动车辆、船舶、高动态接收平台、航天载体终端等)、固定终端(如地面站)组成;运控系统主要负责对空间系统

测遥控站、信关站以及运行支持网络等组成；其它通信系统主要有电话网、移动网、IP 网等。

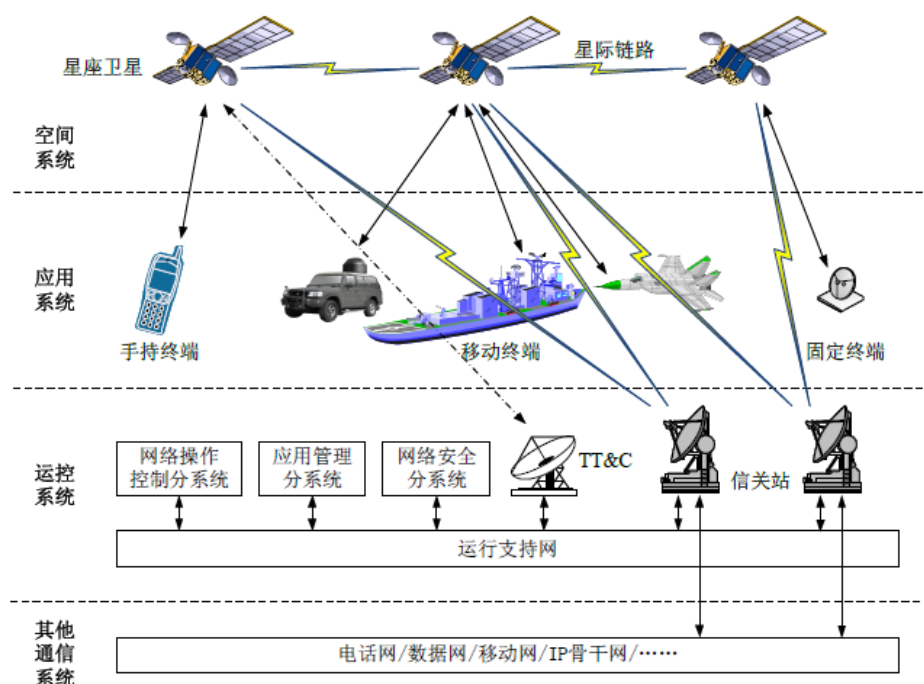


图 1.1 我国自主研发的低轨卫星 CDMA 星座通信系统方案

表 1.1 空间系统卫星星座参数

卫星颗数	48
轨道方案	Walker轨道方案
轨道面个数	6个，48颗卫星平均分布
轨道高度	1500Km

虽然我国自主研发了低轨卫星 CDMA 星座通信系统方案，但是我国还没有建立起能够实现全球实时覆盖的 LEO 卫星星座通信系统，不断跟踪国内外相关技术的发展动态，同时开展关键技术研究，是我国建立能够实现全球实时覆盖的 LEO 卫星星座通信系统、跻身世界先进技术行列、位居世界经济与政治关键地位的必经之路。

中国科学院上海微小卫星工程中心的“创新”系列低轨通信小卫星开启了国内低轨通信卫星的新纪元。自 2003 起，上海微小卫星工程中心先后在 2003 年、2008 年、2011 年、2014 年完成了创新一号 01 星、创新一号 02 星、创新一号 03 星、创新一号 04 星的成功发射，并且创新一号 02 星、创新一号 03 星、创新一号 04 星至今运行状态良好，依然能完成相应的通信任务。

“创新”系列低轨通信小卫星，星上配置具有存储、处理和转发功能的小型化星载再生处理转发器，系统采用 CDMA 方式的通信技术体制，支持全球范围内的存储转发数据通信和同一星下点的准实时通信业务。上海微小卫星工程中心以此为基础，

已开展了多项新的关键技术研究,提出将 CDMA 技术、星间链路技术、频谱感知和频率捷变等技术运用于小卫星平台,以构建新一代的“创新”系列通信卫星。

1.2 课题研究的背景和意义

本文研究主要以“创新”系列 LEO 通信小卫星为研究背景,系统采用 CDMA 方式的通信技术体制。扩频通信 CDMA 系统是一个自干扰系统,在同步前提下 CDMA 系统中可以利用相互正交的伪随机码(PN code)序列来消除这种多址干扰。但对于低轨卫星和终端之间的通信链路,上下行信号存在较大的多普勒频移、多普勒频移变化以及传输时延,因此要在低轨卫星通信系统中应用同步 CDMA 技术来提高系统容量非常困难。如果采用一些技术能够消除低轨卫星和终端之间传输信号的多普勒动态和传输时延带来的影响,使得存在补偿误差的情况下达到星地间同步,这样就可以在低轨卫星通信系统中应用同步 CDMA 技术,各终端的上行信号到达低轨卫星接收机的时刻、载波频率与相位等参数保持一致,并随着卫星的运动保持不变。由于这种方式不是严格的同步方式,所以称之为准同步技术。

对于低轨卫星通信系统,卫星和终端之间存在高速的相对运动,表 1.2 和表 1.3 分别给出了不同高度圆轨道卫星、不同动态特性的终端接收平台的典型速度特性。

由表 1.2 和表 1.3 可以看出,对于普通动态终端接收机如船舶、车辆等,其速度相对低轨卫星可以忽略不计,此时终端相对卫星静止不动,可以将这类终端统称为低动态终端^[8]。高动态终端可以分为两类,一类是以巡航导弹为代表的终端,巡航导弹飞行高度在 10~100m 范围内,速度大约 300m/s,在大气层内飞行,其运动轨迹是一个低弧线,分为爬升段、巡航(水平飞行)段和俯冲段,这类终端具有战略和战术双重功能,机动性能好,会有突然的转向运动。虽然速度低,但是其突然转向运动特性使得其加速度特性相对低轨卫星来说不能忽略。另一类高动态终端接收机如洲际导弹及高超音速飞行器等,因其速度比较高、加速度和加加速度很大,相对卫星不能忽略。

低轨卫星和低动态之间的高速相对运动使得星地通信系统中的上行和下行信号多普勒频移大、多普勒频移变化快,其载波多普勒频移变化范围可达到几十 KHz,多普勒频移的一阶变化率可达到数百 Hz/s,但多普勒频移的二阶变化率几乎为 0。而对于高动态终端,卫星和终端间的高速相对运动不但导致信号多普勒频移大,且多普勒频移的一阶和二阶变化率都很大,其载波多普勒频移变化范围可达到几十 KHz,多普勒频移一阶变化率可达到几 KHz/s,多普勒频移的二阶变化率可达到数百 Hz/s²。多普勒效应不但使通信链路上的信号载波频率发生偏移,同时使扩频伪码的码片速率按一定比例升高或降低。

表 1.2 不同高度圆轨道卫星速度

圆轨道高度 (Km)	500	900	1200	1500
速度 (Km/s)	7.61	7.40	7.25	7.11

表1.3 不同接收平台的典型速度

终端类型	船舶	机动车辆	高铁	磁悬浮	民航飞机
典型速度 (Km/s)	0.02	0.03	0.083	0.12	0.14-0.28
终端类型	伊尔-76运输机	RC-135U侦察机	巡航导弹	洲际导弹	高超音速飞行器
典型速度 (Km/s)	0.22	0.239	0.3	3-6.8	1.7-6.8

对低轨卫星准同步通信系统，实现终端上行准同步接入有三个基本条件：(1)必须实现卫星和终端的基准时间同步；(2)终端必须能够准确得到和卫星之间的实时距离变化和多普勒动态；(3) 根据实时距离和多普勒动态，终端必须连续进行上行信号的多普勒补偿和延迟控制。

在低轨卫星通信系统中采用准同步技术后，带来的技术优势主要体现在同时上行用户终端数量的提升、星载接收机对上行信号的捕获速度的提升以及抗截获能力的提升等。

1、用户终端数量的提升

首先，同步系统的容量大于非同步系统的容量。如果各个终端到达星载接收机的信号能够实现准同步，则星载接收机可以同时采用多用户检测技术、具有正交特性的扩频码序列区分各终端，有效地降低多用户干扰，扩大了接收机的同时接收用户数量。其次，终端上行信号可以采用 TDMA 方式扩大同时上行的终端数量。在卫星和终端基准时间同步前提下，终端上行信号在时间上错开，则可以自动消除多用户干扰，扩大用户数量，但这种方式以降低终端上行信号速度为代价。

2、上行信号捕获速度的提升

采用准同步技术后，星载接收机已知上行信号延迟 τ_k 的范围、载波频率以及伪码相位，因此卫星接收机不需要对频率进行扫描式搜索，对码相位的搜索范围可以降到 ± 1 。卫星接收机的捕获算法可以不必采用基于 FFT 的循环卷积算法，可以提高捕获速度，减小捕获时间，同时减少基于 FFT 的循环相关捕获灵敏度损失。

3、抗截获能力的提升

在异步情况下，为了降低对上行信号的捕获难度，终端需要发射持续一定时间的具有周期性特征的扩频码，由于有一定的持续时间，地面侦查接收机可以方便的统计出其二阶矩等周期特征进而破获该引导序列。地面侦查接收机之所以能够截获上行引导序列，其根本原因是由于该引导序列是周期码，比较容易计算出其二阶矩特征。在准同步系统中，引导码可以考虑使用长码，由于长码不具有周期性，地面侦查接收机很难获取该引导序列的特征，因此可以大幅度降低上行信号被截获的概率，如图 1.2 所示。

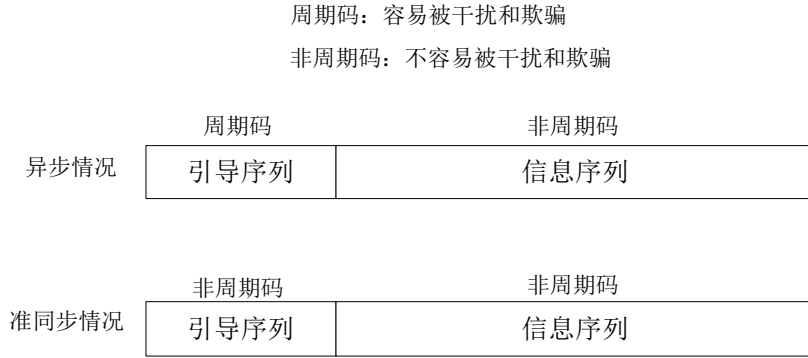


图 1.2 异步和准同步情况下的引导码序列

综上所述，终端中进行实时距离变化和多普勒动态的估计并连续进行多普勒补偿、上行信号延迟控制，是实现准同步的关键，只有进行多普勒补偿才能体现准同步系统的优势。另外，无论对于准同步通信系统还是异步通信系统，在终端中进行多普勒的估计与补偿都能大大提升星载接收机的捕获速度，减小捕获时间，同时简化星载接收机的跟踪环路的设计复杂度。

本文基于低轨卫星准同步通信系统，给出在不同动态特性终端中进行实时距离和多普勒动态的估计和补偿方法。若经过距离补偿后上行信号到达卫星时刻与理论到达时刻误差限制在 ± 1 个 PN 码码片宽度、频率补偿精度限制在 $0.5R_s$ (R_s 为符号速率)范围内，则认为终端达到上行准同步接入。

1.3 国内外研究现状

由于 LEO 卫星通信系统中关键技术受到专利保护，因此在多普勒频移的估计和补偿方面只能通过相关研究人员发表的学术文章等来了解国内外的研究现状。现将与多普勒频移的估计和补偿相关的国内外研究现状列举如下：

文献[9]提出了利用最大似然估计准则(MLE)来进行多普勒频移的估计，这种方法估计精度很高，能够在很宽的多普勒频移搜索范围内进行频率的搜索，适用于多普勒频移变化范围大的情况下，即适用于具有高动态接收机的终端内。

文献[10]提出了利用自适应最小均方误差准则(ALS)来进行多普勒频移的估计，这种方法利用了最小二乘法的思想，估计精度高，并且能够准确适应频率变化的情况。

文献[11]提出了利用扩展卡尔曼滤波算法(EKF)来进行多普勒频移的估计，这种方法由于是实时计算进行多普勒频移的估计，并且利用了最小均方误差的准则，因此估计精度比较高。

在一定理论基础及前人的贡献基础上，文献[12-20]提出了自相关法、电平交叉率法、分集交换率法、电平通过法(LCR)、对数包络法(LE)、互协方差函数法(ACF)、信道功率谱法(CPS)等方法来进行多普勒频移的估计。

由以上研究成果可以总结出,最早进行多普勒频移估计的方法主要着重于对存在的多普勒频偏的实时处理,属于前向估计方法。由于接收机需要对接收到的信号进行实时处理,因此估计精度会受到信号的信噪比的影响。同时这种进行多普勒频移的估计策略对实时性要求比较高,而这类算法通常会引入一定的处理延迟。另外,这类算法往往比较复杂,在一定程度上会增加系统的复杂度,导致系统开销过大。这类算法在实时估计出多普勒频移的大小后,进行实时补偿。这类算法效率比较高,适用于接收机处理信号的情况,但是不能很好地适应多普勒频移实时变化的情况,对多普勒频偏不具备跟踪能力。

文献[21]分析了低轨卫星通信系统中多普勒频移的特征,提出在接收机中采用锁相环(PLL)技术,利用该技术来实现对接收信号的跟踪,并分析了 PLL 中参数的选择准则,以及实现跟踪的性能。

PLL 采用较窄的噪声带宽,能比较紧密地跟踪信号,输出的载波相位测量值相当精确,并且解调出的数据比特错误率较低,然而它对动态应力的容忍性较差。

而锁频环(FLL)技术采用较宽的噪声带宽,动态性能较好,能更鲁棒地容忍用户的高动态应力以及射频、多路径和电离层风暴等干扰,能跟踪信噪比更低的信号,并且对数据比特跳变也较不敏感;然而它对信号的跟踪略欠紧密,环路噪声较高,输出的载波相位测量值欠精确,并且数据解调过程中所发生的比特错误率也较高^[22]。

考虑到环路的噪声性能和接收机的动态性能,因此可以将精确测量的 PLL 和能承受高动态应力的 FLL 配合使用^[23-26]。当动态性较低时,采用 PLL 进行跟踪和测量;动态性较高的情况下利用 FLL 牢固地锁定信号或者能快速地重捕信号等。但是这种将 PLL 和 FLL 联合使用的方法也有不足之处,即:切换门限不易确定;环路滤波器带宽不可调;若动态较大,则基本在 FLL 模式下工作,无法保证跟踪精度,跟踪误差较大^[27]。

LEO 卫星通信系统,特别是微小卫星通信系统,由于卫星和终端之间存在严重的多普勒效应,多普勒效应会严重影响星载接收机捕获算法的性能。当高动态终端例如洲际导弹、侦察机等需要穿越高空动态危险环境完成特殊侦查任务时,由于高动态终端载体与卫星之间具有较大的径向加速度及加加速度,载波多普勒频移的一阶和二阶变化率都很大^[28],较大及变化剧烈的多普勒频偏将导致载波跟踪环路失锁,无法保证跟踪精度。因此在不使得硬件复杂化的前提下,改进捕获算法与跟踪环路、缩短捕获时间、提高捕获速度、保证跟踪精度具有重要的意义。

文献[27]提出了一种基于部分匹配滤波器和两级 FFT 的快速同步捕获算法,同时提出了一种基于经验值查表的载波跟踪算法,使得 FLL 和 PLL 可同时独立工作,锁频环路滤波器带宽可以自适应调整,使得接收机可在任意时刻保证高精度载波跟踪的同时进行稳定的信息解扩。

文献[29]提出了一种新的扩频码捕获判决的方法。这种方法在发送导频信号期间,利用自适应谱线增强器对部分匹配滤波输出结果进行处理来估计 Doppler 频移值,经过频偏校正后采用传统匹配捕获算法进行判决。仿真结果表明,这种方法可以有效地消除大 Doppler 频移的影响,迅速完成扩频码的捕获。

文献[30]采用频域补偿算法替代时域串行搜索算法改进捕获算法;文献[31]针对直扩信号,从多普勒补偿精度方面出发,提出了一种频域多普勒补偿的改进方法,进而提高直扩信号的接收处理效率。

文献[32-34]着重讲述信号捕获过程中码的搜索策略等。

文献[35-37]着重自动频率控制环路(AFC)及相关算法的捕获策略、补偿方案,能够缩短捕获时间,但是当信号为突发情况时,AFC 失去效果。并且当多普勒频移大至 $\pm 100\text{KHz}$ 左右时,一般 AFC 环路难以有效地工作。

文献[38]提出一种无需星上处理的多普勒频移补偿及预校正方法,文献[39-40]同文献[38],都是首先根据低轨卫星轨道参数来预先估计出卫星和终端之间的多普勒频移大小及其变化规律,然后利用频率补偿技术与频率预校正技术进行多普勒补偿,保证了通信质量。这种对多普勒频移的估计与补偿技术对本文的研究内容有直接的指导作用。

文献[41]利用卫星轨道参数推导出了多普勒频移、可视时间段的表达式,给出了多普勒频移的特征曲线,并与真实值进行对比,验证了其公式推导的正确性。

文献[42]利用终端的位置信息,并用卫星简单的轨道参数来表示卫星的位置信息,即能利用卫星和终端的位置信息来表示多普勒频移及其变化规律,并进行相应的补偿。

文献[43-51]也相应的针对不同通信环境,利用卫星不同轨道参数给出相应环境下的多普勒频移估计方法。

文献[52]利用卫星和移动接收平台的位置和速度矢量信息计算出相对位置和速度矢量,给出一种快速估计和实时补偿的算法可视时间段的分析,利于高动态终端对大多普勒频偏的卫星信号进行快速跟踪和解调。

文献[53]基于 DDS+PLL 技术实现对多普勒频移的补偿,这种方法结合了 DDS 的频率分辨率高和频率捷变速率快等特点,以及 PLL 具有的窄带滤波跟踪特性。这种技术在工程应用中比较广泛。

综合以上相关文献的研究现状可以看出:在低轨卫星通信系统中,LEO 绕地球做高速运动,LEO 和终端之间存在高速的相对径向速度、径向加速度以及加加速度,导致低轨卫星和终端之间的多普勒频移大,变化快。当多普勒频偏变化范围超过接收机的捕获跟踪能力范围时,便会使得接收机无法正常进行载波同步,严重影响通信质量。这就需要对这种高动态的多普勒进行处理。处理方式主要有两种,一种是继续研究新的捕获算法和跟踪环路,使得载波同步模块能够快速捕获大范围的多普勒频偏变化,并能进行高精度的跟踪。但是捕获算法和跟踪环路的相关技术研究已经相对成熟,

单纯的改进跟踪环路会相应的增加系统的开销,增加复杂度。相对简单可行的是另一种方式,即:利用低轨卫星和终端之间的相对运动规律,并利用卫星的一些简单的轨道参数,采用一定的多普勒频移估计算法,估计出卫星和终端之间在可视时间段内的多普勒频移及其变化规律,可以将其作为先验信息,对于终端向卫星上发的上行信号采用频率预校正技术,首先将估计到的多普勒频偏及其变化规律反向附加到上行信号中频率上,发射信号的反向多普勒频偏及变化规律与实际上行链路的多普勒效应抵消,因此星载接收机接收到的信号是一个不含多普勒或多普勒频偏很小的信号。这样,星载接收机无需对卫星和终端之间的高动态多普勒进行任何处理,可以有效简化星载接收机的设计复杂度,星载接收机能够快速精确的对接收信号进行捕获、跟踪及解扩解调。

对于低轨卫星准同步通信系统,终端可以借鉴异步系统中多普勒频移的估计方法,同时进行实时星地距离的估计,继而利用频率预校正技术原理进行多普勒补偿和上行信号延迟控制,实现准同步接入。

1.4 论文内容及章节安排

第一章为绪论,首先阐述了低轨卫星通信系统的发展现状,鉴于低轨小卫星通信准同步系统中卫星与终端之间存在的多普勒动态特性,总结分析了国内外关于多普勒频移的估计及补偿方法的研究现状,明确了研究的目标需求与意义。

第二章介绍了 LEO 卫星通信准同步系统的基本原理与设计方案,基于准同步通信系统,提出了对终端进行多普勒补偿精度的具体要求。针对不同动态特性的终端,分析了 LEO 卫星通信准同步系统中上下行链路上信号多普勒效应的特征,说明了进行多普勒补偿的必要性。通过仿真结果分析了载波和伪码多普勒对星载接收机同步性能的影响、距离多普勒对准同步系统同步精度的影响。

第三章研究了低轨卫星通信系统中常用的补偿方法。基于低轨卫星准同步通信系统,结合不同动态特性的终端,介绍了导频法和轨道星历法两种方法来估计卫星和终端之间的多普勒变化特性,尤其对于高动态终端,提出利用卫星的少数参数来表示卫星经度、纬度等位置信息,利用终端的运动轨迹来表示其经度、纬度等位置信息,然后联合卫星和终端的经纬度信息即能准确估计出多普勒实时变化规律。结合频率预校正技术给出了相应的多普勒补偿方法,并仿真验证了算法的有效性。

第四章首先介绍了低轨卫星准同步通信系统硬件及软件实现方案,基于该通信系统平台,在终端模拟器中利用导频法对多普勒频移进行实时测量与实时预校正,对其功能进行测试,对多普勒补偿精度进行测试,并分析了多普勒补偿精度的影响因素。

第五章是总结和展望,对论文进行了总结分析,指出了下一步的研究重点。

第二章 低轨卫星准同步通信系统中的多普勒效应

2.1 低轨卫星准同步通信系统

2.1.1 异步多用户干扰

考虑图 2.1 所示的低轨卫星通信系统。假设存在 M 个终端，终端 k 的上行信号到达卫星接收机的时刻为 $\tau_k = t_k + \frac{R_k(t)}{c} + \tau_{ion}$ ，其中 t_k 为终端 k 上行信号发射时刻， $R_k(t)$ 为终端 k 和低轨卫星之间的实时径向距离， c 为光速， τ_{ion} 为终端上发信号经过电离层的附加延迟。

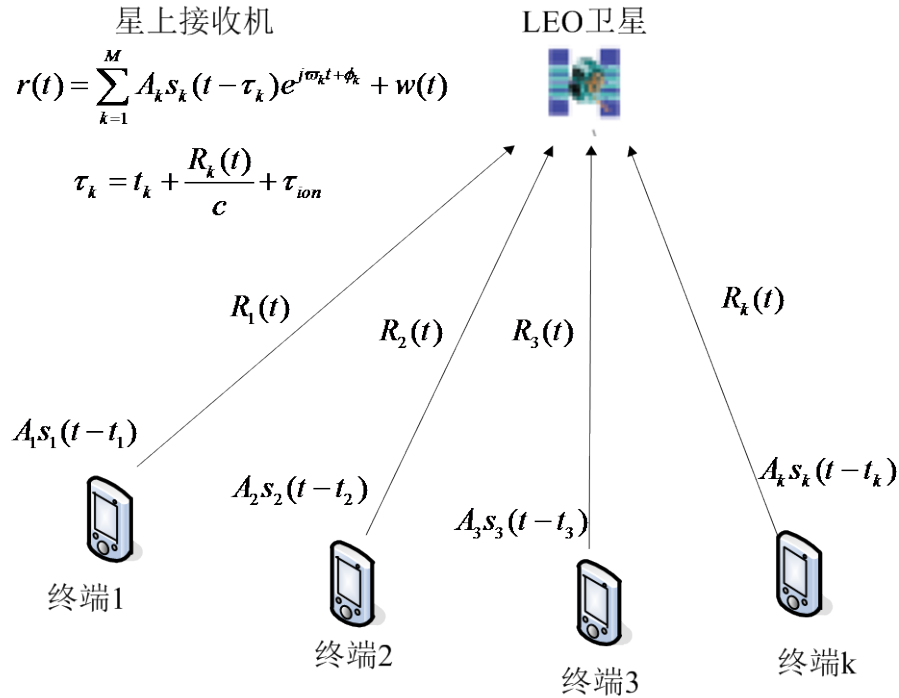


图 2.1 低轨卫星通信系统示意图

不同的终端上发信号的发射时刻 t_k 在地面没有同步的情况下是完全随机的，终端和低轨卫星之间的径向距离 $R_k(t)$ 是实时变化的，不同终端上发的信号经过电离层的附加延迟 τ_{ion} 也是不同的，因此不同终端的上行信号到达卫星接收机的时刻 τ_k 不同，即： $\tau_1 \neq \tau_2 \neq \dots \neq \tau_k$ 。

卫星接收机在同一时刻可能会收到最多 M 个终端的上行信号，如图 2.1，每个终端上行信号的幅度为 A_k ，频率为 ω_k ，相位为 ϕ_k 。卫星接收机接收到的信号可表示为式(2.1.1)。

$$r(t) = \sum_{k=1}^M A_k s_k(t - \tau_k) e^{j\varpi_k t + \phi_k} + w(t) \quad (2.1.1)$$

如果卫星接收机没有采用多用户检测(MUD)算法,则对于正在接收的第 k 个终端的上行信号,其它终端上发的信号将会像热噪声一样产生多用户干扰。

对于星载接收机来说,一般的解调流程是本地产生的接收信号的估计副本 $\bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) e^{-j\hat{\varpi}_k t - \hat{\phi}_k}$ 与接收到的上行信号进行匹配滤波,得到的输出信号 $y_k(t)$ 可表示为式(2.1.2)所示。

$$\begin{aligned} y_k(t) &= \int_0^{T_b} r(t) \bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) e^{-j\hat{\varpi}_k t - \hat{\phi}_k} dt \\ &= \int_0^{T_b} w(t) \bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) e^{-j\hat{\varpi}_k t - \hat{\phi}_k} dt + A_k \int_0^{T_b} s_k(t - \tau_k) \bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) e^{-j(\hat{\varpi}_k - \varpi_k)t - (\hat{\phi}_k - \phi_k)} dt \\ &\quad + \sum_{j=1, j \neq k}^M A_j \int_0^{T_b} s_j(t - \tau_j) \bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) e^{-j(\hat{\varpi}_k - \varpi_j)t - (\hat{\phi}_k - \phi_j)} dt \end{aligned} \quad (2.1.2)$$

$$\text{从相关器输出信号 } y_k(t) \text{ 中可以看出, } \sum_{j=1, j \neq k}^M A_j \int_0^{T_b} s_j(t - \tau_j) \bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) e^{-j(\hat{\varpi}_k - \varpi_j)t - (\hat{\phi}_k - \phi_j)} dt$$

就是多用户干扰。低轨卫星接收信号有着和地面移动通信接收机完全不同的多用户干扰,其主要特征表现为:(1)各个终端上行信号多普勒频率 $(\varpi_k - \varpi_j)$ 在不断变化;(2)各个终端上行信号的相位差 $(\phi_k - \phi_j)$ 在不断变化;(3)延迟差 $(\tau_k - \tau_j)$ 在不断变化。这三大特征使得多用户干扰的互相关统计特性是一个时间快速变化量,在存在较大的多普勒频移时,会改变扩频码的正交特性,导致大多数依靠选择合适的正交扩频码的方法完全失效。如果要消除这种多用户干扰,可以采用的方法是实现每个终端上发的信号到达星载接收机的延迟一致 $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_k$, 频率一致 $\varpi_1 = \varpi_2 = \dots = \varpi_k$, 同时相位一致 $\phi_1 = \phi_2 = \dots = \phi_k$, 即实现准同步。这样多用户干扰项便是一个确定性统计量,由于已知各个终端上行信号的扩频码波形 $s_j(t - \tau_j)$, 因此,可以事先计算出互相关函数

$\int_0^{T_b} s_j(t - \tau_j) \bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) dt$ 。可以采用一种称为解相关的多用户检测算法,估计出

$$\sum_{j=1, j \neq k}^M A_j \int_0^{T_b} s_j(t - \tau_j) \bar{s}_k(t - \hat{\tau}_k) e^{-j(\hat{\varpi}_k - \varpi_j)t - (\hat{\phi}_k - \phi_j)} dt, \text{ 然后从接收信号 } y_k(t) \text{ 中减除,消除多用$$

户干扰,在准同步情况下的多用户检测算法相对比较成熟,可以使用一些实用的多用户检测算法。

2.1.2 准同步系统的基本原理

准同步系统主要实现多个终端的上行信号到达 LEO 卫星接收机的时刻、载波频率和相位都是一致的,并随着卫星的运动保持不变。图 2.2 所示通信系统实现了准同步,为同步正交码的使用创造了条件,有效消除了多用户干扰,提高了同时上行用户终端的数量。

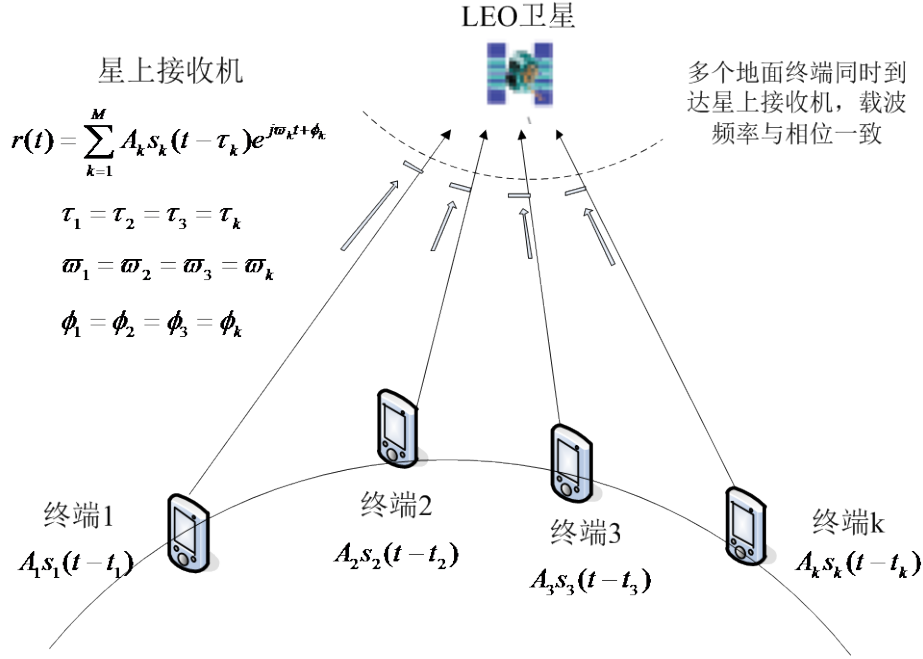


图 2.2 LEO 卫星实现星地准同步示意图

对于不同终端，发射时刻 t_k 、距离延迟 $\frac{R_k(t)}{c}$ 、电离层延迟 τ_{ion} 都不同，因此要实现准同步，必须能够准确测量以上各值，然后根据测量结果，以 δt_k 来调整发射时刻 t_k ，形成新的信号延迟 τ_k' ，使得上行信号的延迟尽可能一样，即式(2.1.3)所示。

$$\tau_k' = t_k + \delta t_k + \frac{R_k(t)}{c} + \tau_{ion} = \text{const}, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (2.1.3)$$

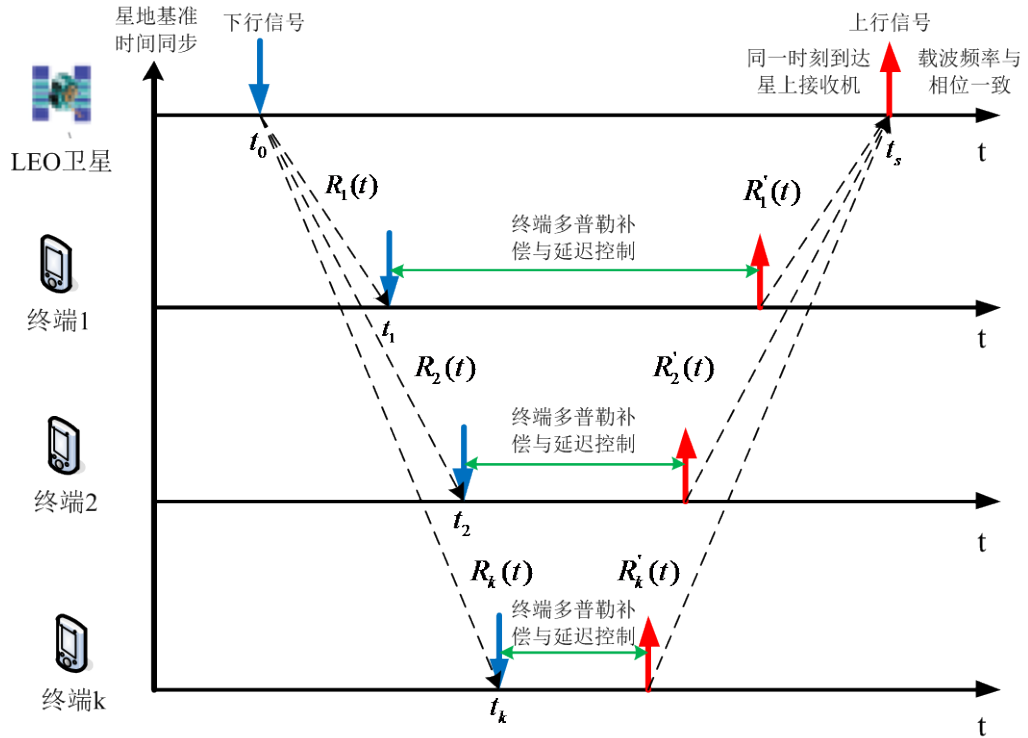


图 2.3 在时间同步的情况下通过多普勒补偿和延迟控制实现上行准同步

要实现以上同步方式,首先星上设备与终端必须保证基准时间同步,可以通过外部方式如 GPS/BD2/GLONASS 导航卫星授时实现时间基准同步,然后终端可以通过跟踪 LEO 卫星发射的带有时标信息的下行导航信号,连续、准确地测量卫星和终端的实时距离和多普勒动态,从而可以连续的进行多普勒补偿和上行信号延迟控制,使得各个终端发射的上行信号到达星载接收机的时刻、载波频率、相位都是一致的,从而实现准同步。其原理图如图 2.3 所示。

由图 2.3 可知,实现上行准同步的三个基本条件为:(1)必须实现卫星和终端的基准时间同步;(2)终端必须能够准确得到和卫星之间的实时距离变化和多普勒动态;(3)根据实时距离和多普勒动态,终端必须连续进行上行信号的多普勒补偿和延迟控制。

2.1.3 低轨卫星准同步通信系统架构

基于准同步通信系统的原理,准同步的设计方案如图 2.4 所示。整个准同步系统包括卫星模拟器、终端模拟器、PC 模拟场景控制和数据分析模块。卫星模拟器主要包括多模式导航授时型接收机、高性能中频信号处理板和星上 OCXO;终端模拟器主要包括多模式导航授时型接收机、高性能中频信号处理板和终端 TCXO;PC 模拟场景控制和数据分析模块能够控制星上模拟器和终端模拟器的的工作方式,包括星地延迟大小、多普勒频移动态、伪码码型等,同时能够分析星地时差测量误差。

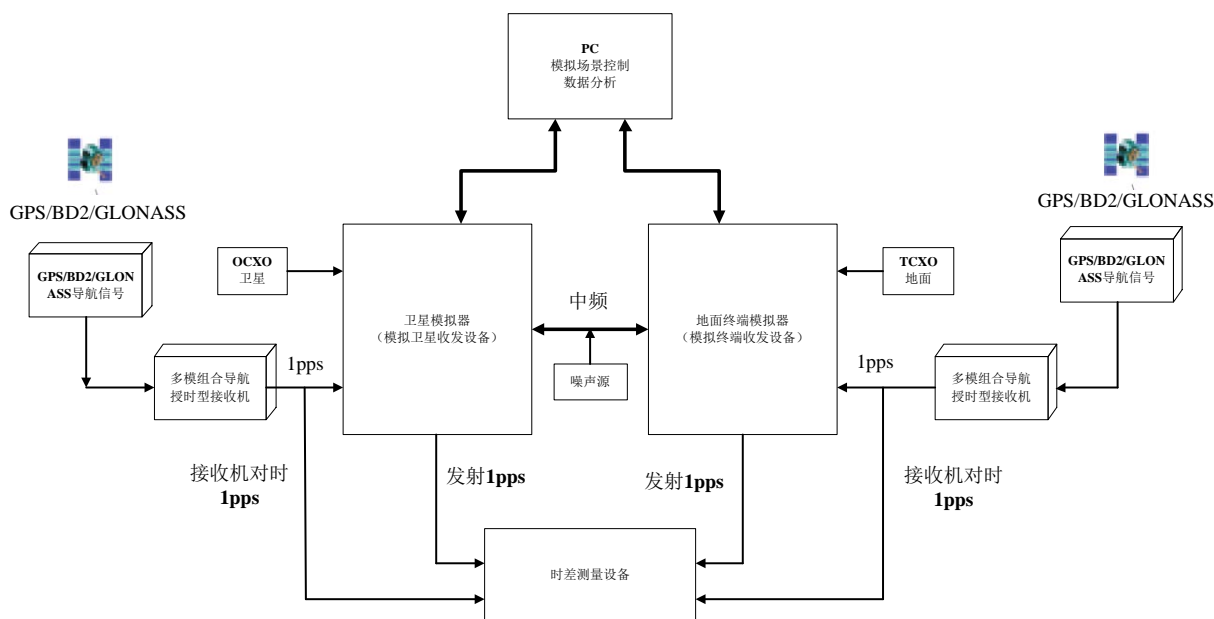


图 2.4 准同步系统设计方案

准同步系统验证流程如下。首先必须实现卫星和终端之间的基准时间同步;在此基础上,卫星模拟器根据卫星轨道模拟距离变化和多普勒动态,在约定好的 UTC 时间发射下行信号;终端模拟器进行实时距离和多普勒动态的测量或估计,并根据估计值将上行信号的频率进行补偿和延迟控制处理;卫星接收机接收经过多普勒补偿和延迟控制的信号,将伪码相位的测量结果和理论上应该到达时刻进行比较,从而判决终

端的上行信号是否已经准同步，验证终端对实时距离和多普勒动态的估计算法、频率补偿、距离补偿算法的有效性。

2.1.3.1 星地时间同步方式

准同步系统可以通过第三方导航授时模块将卫星接收机和地面终端本地时钟同步于共同的 UTC 时间基准。

卫星模拟器需装备双模式导航授时模块，用于接收解调 GPS/BD2 导航卫星信号，并解析出秒脉冲 1pps 时标信号。本地 1pps 同步模块将本地产生的秒脉冲 1pps 信号通过锁相环跟踪双模式导航卫星授时模块产生的秒脉冲 1pps 信号，可以测量出本地时钟产生的 1pps 相对导航卫星 1pps 信号的偏差，利用该偏差，可以测量出本地时钟在 UTC 时间上的投影，从而在数学上和 UTC 时间同步起来，实现卫星模拟器与世界统一时间 UTC 的同步，同步过程如图 2.5 所示。

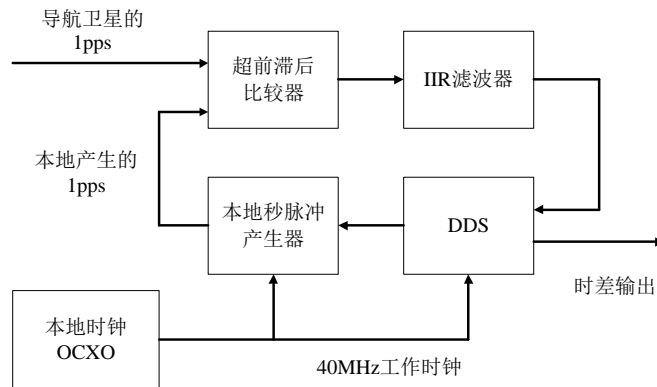


图 2.5 卫星接收机 1pps 时间同步过程

终端模拟器需装备双模式导航授时模块，用于接收解调 GPS/BD2 导航卫星信号，并解析出秒脉冲 1pps 时标信号。本地 1pps 同步模块将本地产生的秒脉冲 1pps 信号通过锁相环跟踪双模式导航卫星授时模块产生的秒脉冲 1pps 信号，可以测量出本地时钟产生的 1pps 相对导航卫星 1pps 信号的偏差，利用该偏差，可以测量出本地时钟在 UTC 时间上的投影，从而在数学上和 UTC 时间同步起来，实现终端模拟器与世界统一时间 UTC 的同步，同步过程如图 2.6 所示。

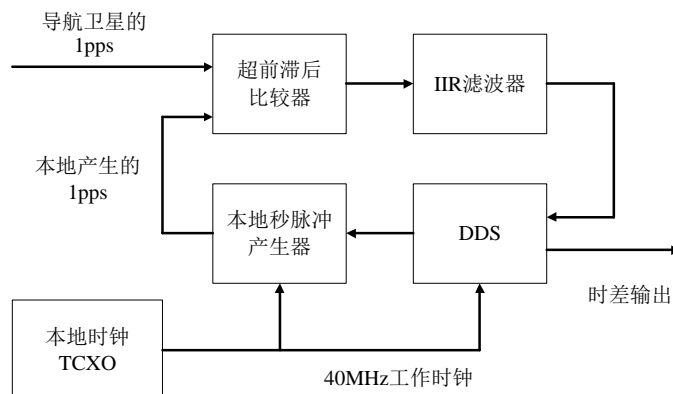


图 2.6 终端 1pps 时间同步过程

至此便实现了将卫星接收机和地面终端本地时钟均同步于一个共同的 UTC 时间基准。卫星和地面终端均以 GPS 和 BD2 接收机作为系统的同步时钟，在目前的技术水平下，对地面终端，民用授时型接收机可以方便的实现 $100ns$ 的定时精度，即：星地时差 Δt_k 可以控制在 $100ns$ 以内，对于卫星接收机，没有电离层的问题，精度可以进一步提高到 $10ns$ 以内。因此， Δt_k 完全取决于卫星上导航接收机的授时精度和地面导航接收机的授时精度， Δt_k 的精度将优于 $\sqrt{100^2 + 10^2} \approx 100.5ns$ 。

2.1.3.2 终端估计相对卫星的距离变化和多普勒动态

终端接收机可以通过跟踪下行导频信号获得终端和卫星间距离、多普勒频移的准确测量值。终端接收机采用快速捕获算法及合适带宽的锁相环路，能够快速捕获到卫星下发的导频信号，并准确测量载波和伪码频率、下行伪码相位，得到星地相对距离和多普勒动态。假设导频信号在已知的 UTC 时刻发出，终端在 UTC 的 $t_k(t)$ 时刻收到该导频信号，如果卫星发射机延迟 τ_{tx}^s ，地面终端接收机延迟 τ_{rx}^m ，下行信号的电离层延迟为 τ_{down}^{ion} ，在星地时差 Δt_k 已知的情况下， $t_k(t)$ 可表示为式(2.1.4)。

$$t_k(t) = \Delta t_k + \tau_{tx}^s + \frac{R_k(t)}{c} + \tau_{down}^{ion} + \tau_{rx}^m \quad (2.1.4)$$

对于速率为 $5.115Mcps$ 的伪码， $t_k(t)$ 的估计精度要优于 $10ns$ 。在导航卫星的导航电文中，包括了 τ_{down}^{ion} 的信息，可以利用 GPS 下发的数据，得到 τ_{down}^{ion} 的估计值，从而更加准确的得到 $\frac{R_k(t)}{c}$ 信息。

终端也可以通过卫星星历估算得到和卫星之间的距离变化及多普勒动态。

2.1.3.3 终端进行多普勒补偿和延迟控制

为了保证各个终端上行信号到达卫星接收机的时刻、载波频率和相位一致，终端需要补偿载波多普勒和伪码多普勒。

假设终端根据导频信号测量得到和卫星之间的距离多普勒变化。为了实现准同步，终端需要控制终端上行信号的发射时刻，将终端上行信号的发射时刻延迟或提前适当的时间 β_k 。

$$\beta_k = \tau_{tx}^m + \frac{R_k(t + \Delta R/c)}{c} + \tau_{up}^{ion} + \tau_{rx}^s \quad (2.1.5)$$

将式(2.1.4)代入式(2.1.5)，则 β_k 可以表示为式(2.1.6)。

$$\beta_k = t_k(t) - \Delta t_k + \tau_{tx}^m - \tau_{rx}^m + \frac{R_k(t + \Delta R/c)}{c} - \frac{R_k(t)}{c} + \tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion} + \tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s \quad (2.1.6)$$

其中, $(\tau_{tx}^m - \tau_{rx}^m)$ 为终端发射机和接收机的电路延迟时间差, $(\tau_{rx}^s - \tau_{tx}^s)$ 为卫星接收机和发射机的电路延迟时间差, $(\tau_{up}^{ion} - \tau_{down}^{ion})$ 为上行信号和下行信号的电离层延迟差, ΔR 为终端接收到下行信号时刻到发射上行信号时刻时间段内星地距离变化值, $\left\{ \frac{R_k(t + \Delta R/c)}{c} - \frac{R_k(t)}{c} \right\}$ 为卫星和终端之间的相对运动引起的延迟差。

若终端距离补偿后测量时差限制在 ± 1 个 PN 码码片宽度, 频率补偿精度限制在 $0.5R_s$ 范围内, 则认为终端达到上行准同步接入。

因此, 终端采用准确、快速的实时星地距离和多普勒动态估计方法, 并连续进行多普勒补偿和延迟控制, 对低轨卫星准同步通信系统的同步精度有至关重要的影响。在以下章节, 针对不同动态特性终端, 首先介绍 LEO 卫星通信准同步系统中的多普勒频移特征, 然后介绍终端中的实时星地距离和多普勒动态估计与补偿方法。

2.2 低轨卫星通信系统中多普勒效应的特征

多普勒效应是低轨卫星和终端之间的相对高速运动引起, 低轨卫星的轨道不同, 终端的地理位置与速度不同, 都会使二者之间的多普勒呈现不同的变化特性。低轨卫星轨道主要呈现圆形、椭圆形, 卫星轨道和地球地心构成一个轨道面。由于地球的震憾、太阳和地球之间的牵引力等作用, 会使卫星轨道偏离正规的圆形或者椭圆形, 这里不做任何研究, 本文假设所涉及到的低轨卫星轨道均为圆轨道。因此, 可以认为低轨卫星在绕地球做匀速圆周运动, 其运动特性可用确定表达式表示。当终端的运动轨迹确定时, 卫星和终端之间的多普勒特性便可根据几何关系确定表示出来, 精确地表示其变化规律有助于简化接收机对接收信号的处理复杂度。

多普勒效应不但会引起通信链路上信号载波频率发生不同程度的偏移, 同时会引起扩频码速率发生偏移。无论是载波偏移还是码速率偏移, 都会对通信系统的性能产生影响。对于准同步系统, 多普勒效应还会严重影响系统的同步精度。

2.2.1 卫星轨道参数

任何轨道形状的卫星都可用开普勒轨道参数来表示, 图 2.7 勾划出了这些开普勒轨道参数的意义, 共 6 个轨道参数。

首先介绍一下图 2.7 中的坐标系。其中 (X', Y') 是一个以地心 O 为原点的轨道平面直角坐标系, 与 X' 和 Y' 构成右手系的 Z' 轴大致指向北极。 (X_T, Y_T, Z_T) 是当前时刻的地心地固坐标系, 而 X_I 是地心直角惯性坐标系中指向春分点的 X 轴。

6 个开普勒轨道参数的具体含义如表 2.1 所示。

对于一个卫星轨道, 升交点赤经 Ω 指定了卫星轨道升交点在地球赤道平面内的方位, 卫星轨道倾角 i 与升交点赤经 Ω 一起充分决定了卫星轨道平面相对于地心的方位,

近地点角距 ω 进一步确定了卫星椭圆轨道在轨道平面中的方位,即椭圆长轴和短轴的位置,半长轴 a 和偏心率 e 两个参数具体规定了卫星轨道的大小和形状。至此,五个开普勒轨道参数完全确定了卫星的运行轨道。第六个参数即真近点角 ν 连同前五个参数,最终完全指定了在某个固定时刻卫星 S 相对于地心 O 的空间位置关系。

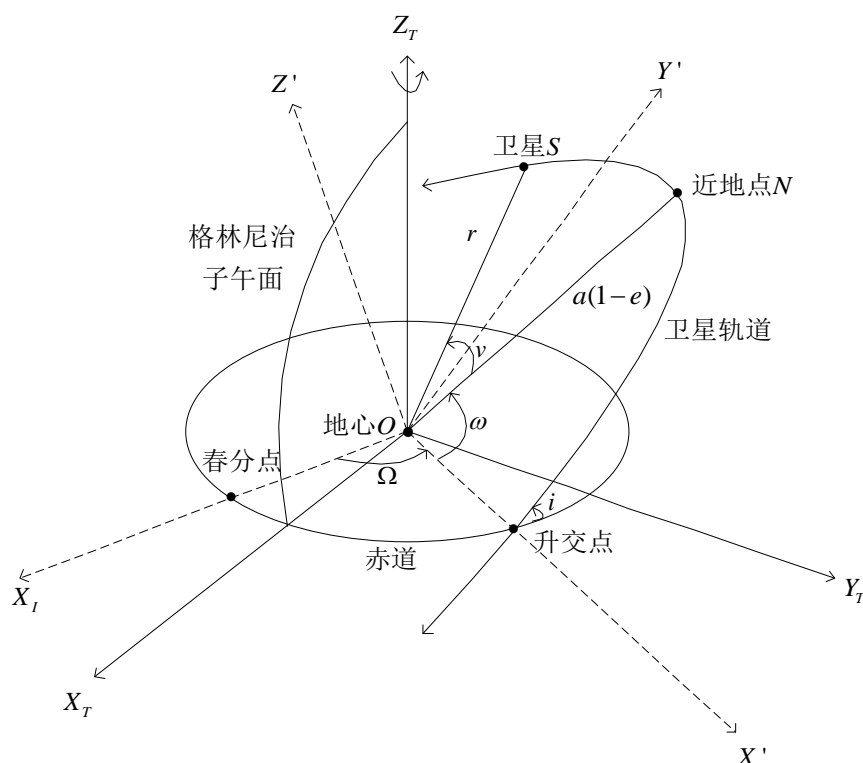


图 2.7 开普勒轨道参数

表 2.1 开普勒轨道参数及含义

开普勒轨道参数	含义
升交点赤经: Ω	地球赤道平面上的春分点和升交点对地心 O 的夹角
轨道倾角: i	卫星轨道平面与赤道平面的夹角
近地点角距: ω	卫星轨道平面上的升交点与近地点 N 之间的地心夹角
半长轴: a	椭圆的半长轴
轨道偏心率: e	对于椭圆轨道,它是两个焦点距离与长轴之比,数值上 $0 < e < 1$ 。 对于圆轨道,数值上有 $e = 0$
真近点角: ν	卫星在运行轨道上的当前位置 S 与近地点 N 之间的地心夹角

2.2.2 多普勒频移的计算模型

LEO 卫星通信系统中,卫星与终端之间在地心地固坐标系(ECEF)中的空间位置关系如图 2.8 所示。其中, S 代表低轨卫星位置, P 代表终端位置, $\gamma(t)$ 代表低轨卫星和终端之间实时变化的地心夹角。低轨卫星、终端、地心构成一个平面三角形即 SOP 。

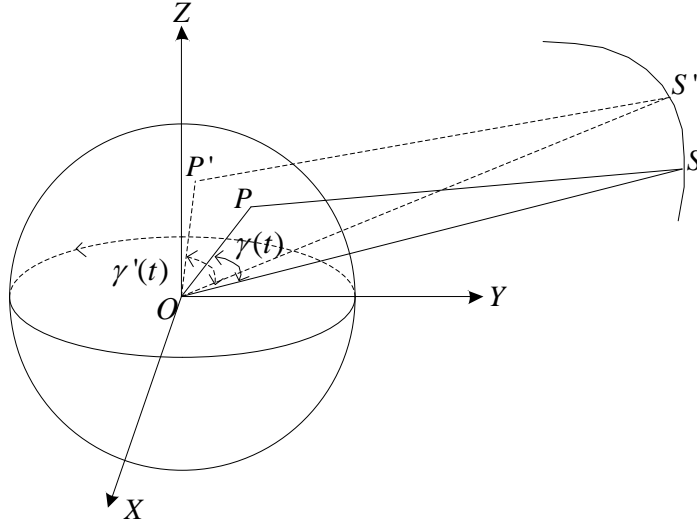


图 2.8 LEO 卫星和终端之间的空间位置关系

根据发射机和接收机之间多普勒频移的定义可知，多普勒频移正比于信号载波频率及发射机和接收机之间的相对径向速度。因此，在 LEO 卫星通信系统中，接收机接收信号的多普勒频移可表示为式(2.2.1)。

$$f_D(t) = \frac{f_c}{c} v_r(t) \quad (2.2.1)$$

其中， f_c 为载波频率， c 为光速， $v_r(t)$ 为发射机和接收机之间的相对径向速度，若 $v(t)$ 为相对速度矢量的大小，则该相对径向速度可表示为式(2.2.2)。

$$v_r(t) = v(t) \cos \gamma(t) \quad (2.2.2)$$

$\cos \gamma(t)$ 代表低轨卫星和终端之间实时变化的地心夹角的余弦值，可表示为式(2.2.3)。

$$\cos \gamma(t) = \frac{\vec{r}(t) \cdot \vec{v}(t)}{|\vec{r}(t)| \cdot |\vec{v}(t)|} \quad (2.2.3)$$

其中， $\vec{r}(t)$ 为卫星和终端之间的相对位置矢量， $\vec{v}(t)$ 为卫星和终端之间的相对速度矢量。

利用式(2.2.1)、(2.2.2)和式(2.2.3)便可求出低轨卫星和终端之间的多普勒频移、其一阶及二阶变化率的大小，如式(2.2.4)和(2.2.5)。

$$f_D(t) = \frac{f_c}{c} \cdot v_r(t) = \frac{f_c}{c} \cdot \frac{\vec{r}(t) \cdot \vec{v}(t)}{|\vec{r}(t)|} \quad (2.2.4)$$

$$\begin{aligned} \Delta f_D(t) &= \frac{d}{dt} f_D(t) = \frac{f_c}{c} \cdot \frac{d}{dt} v_r(t) \\ \Delta \Delta f_D(t) &= \frac{d^2}{dt^2} f_D(t) = \frac{f_c}{c} \cdot \frac{d^2}{dt^2} v_r(t) \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

由此可知,低轨卫星和终端之间的多普勒频移及变化特性主要取决于二者之间在地心地固坐标系中的相对位置矢量 $\vec{r}(t)$ 和相对速度矢量 $\vec{v}(t)$ 。为了求得相对位置矢量和速度矢量,需要分别求出在地心地固坐标系中低轨卫星的位置及速度矢量 $(\vec{r}_{fs}, \vec{v}_{fs})$ 和终端的位置及速度矢量 (\vec{r}_t, \vec{v}_t) 。

对低轨卫星,当其六大开普勒轨道参数已知时,其在地心惯性坐标系中的位置及速度矢量 (\vec{r}_s, \vec{v}_s) 可以表示为式(2.2.6)^[54]。

$$\begin{aligned}\vec{r}_s &= a(\cos E - e)\vec{P} + a\sqrt{1-e^2} \sin E \vec{Q} \\ \vec{v}_s &= k\sqrt{\mu} \left[\frac{-\sin E}{\sqrt{a}(1-e\cos E)} \vec{P} + \frac{\sqrt{1-e^2} \cos E}{\sqrt{a}(1-e\cos E)} \vec{Q} \right]\end{aligned}\quad (2.2.6)$$

其中, k 是地球重力常数, μ 是质量系数, E 是卫星的偏近点角, E 、 \vec{P} 、 \vec{Q} 可以表示为式(2.2.7)^[54] 和式(2.2.8)^[52]。

$$E - e \sin E = M \quad (2.2.7)$$

$$\vec{P} = \begin{bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega \cos \Omega - \sin \omega \sin \Omega \cos i \\ \cos \omega \sin \Omega + \sin \omega \cos \Omega \cos i \\ \sin \omega \sin i \end{bmatrix} \quad (2.2.8)$$

$$\vec{Q} = \begin{bmatrix} Q_x \\ Q_y \\ Q_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \omega \cos \Omega - \cos \omega \sin \Omega \cos i \\ -\sin \omega \sin \Omega + \cos \omega \cos \Omega \cos i \\ \cos \omega \sin i \end{bmatrix}$$

公式(2.2.6)、(2.2.7)和式(2.2.8)中, Ω 、 ω 、 i 、 a 和 e 为表 2.1 所示的卫星的开普勒轨道参数。 M 是卫星的平近点角。根据式(2.2.6)得到低轨卫星在地心惯性坐标系中的位置及速度矢量 (\vec{r}_s, \vec{v}_s) 后, 需要将其转换为地心地固坐标系中的位置及速度矢量 $(\vec{r}_{fs}, \vec{v}_{fs})$, 假设转换矩阵分别为 K_1 和 K_2 , 则 $(\vec{r}_{fs}, \vec{v}_{fs})$ 可表示为式(2.2.9)所示。

$$\begin{aligned}\vec{r}_{fs} &= K_1 \cdot \vec{r}_s \\ \vec{v}_{fs} &= K_2 \cdot \vec{v}_s\end{aligned}\quad (2.2.9)$$

其中, 位置及速度矢量由地心惯性坐标系向地心地固坐标系中转换时转换矩阵 K_1 和 K_2 非常复杂, 是由岁差矩阵 C_I^M 、章动矩阵 C_M^t 、瞬时天球坐标系与瞬时地球坐标系之间的坐标转换关系矩阵 $R_3(GAST)$ ($GAST$ 为该瞬时的格林威治恒星时)、极移矩阵 M_t^T 各个矩阵乘积得到, 计算量非常大, 这里不详细介绍, 只用 K_1 和 K_2 来表示。

对于终端, 其在地心地固坐标系中的位置及速度矢量 (\vec{r}_t, \vec{v}_t) 可以根据其预定运动轨迹确定, 表示为公式(2.2.10)^[55]。

$$\begin{aligned}\vec{r}_t &= (x_t, y_t, z_t) \\ \vec{v}_t &= (v_{tx}, v_{ty}, v_{tz})\end{aligned}\quad (2.2.10)$$

当得到低轨卫星的位置及速度矢量 $(\vec{r}_{fs}, \vec{v}_{fs})$ 和终端的位置及速度矢量 (\vec{r}_t, \vec{v}_t) 后,二者之间的相对位置及速度矢量便可表示为式(2.2.11)。将式(2.2.11)代入式(2.2.4)和(2.2.5)中,便可求得低轨卫星和终端之间的多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率及二阶变化率。

$$\begin{aligned}\vec{r} &= \vec{r}_{fs} - \vec{r}_t \\ \vec{v} &= \vec{v}_{fs} - \vec{v}_t\end{aligned}\quad (2.2.11)$$

综上所述可以看出,这种方法推导得到的多普勒频移及多普勒的变化率关系表达式既适用于低轨卫星与高动态终端的通信环境,也适用于低轨卫星与低动态终端的通信环境,适用性比较强,另外,由于这种方法是利用卫星和终端的实时的每个时刻的位置和速度信息,因此得出的多普勒频移及多普勒的变化率结果非常准确。

2.2.3 计算结果与分析

根据以上分析,分别针对低动态终端和高动态终端,对终端与低轨卫星通信链路中存在的多普勒频移特征进行分析。

2.2.3.1 低动态终端的多普勒频移特征

对于低动态终端,其速度相对于低轨卫星的高速运动可以忽略不计,即可以将终端看成相对低轨卫星静止不动。以“铱”星系统和全球星系统为例进行说明。选取“铱”星系统中的 IRIDIUM_66_25289 卫星,该卫星的一个星下点位置作为终端 1 的位置。选取全球星系统中的 GLOBALSTAR_M066_32265 卫星,该卫星的一个星下点位置作为终端 2 的位置。

图 2.9 是“铱”星系统和全球星系统中的卫星和相应的位于星下点的终端,在可见时间范围内的相对多普勒频移、相对多普勒频移的一阶和二阶变化率曲线。

当终端位置为低轨卫星的一个星下点时,终端对卫星的最大仰角可以达到 90° ,这种情况下卫星对于终端的可视时间最长。若对于“铱”星系统,下行链路信号载波频率取为 1.6GHz ,上行链路信号载波频率取为 1.6GHz ;对于全球星系统,其下行链路信号载波频率取为 2.49GHz ,上行链路信号载波频率取为 1.16GHz ,可以得到“铱”星系统和全球星系统中上下行通信链路上多普勒频移、多普勒频移的一阶和二阶变化率的最大值,如表 2.2、表 2.3 所示。

表 2.2 “铱”星系统中最大多普勒频移及其变化率大小

通信链路	载波频率	多普勒频移	多普勒频移一阶变化率	多普勒频移二阶变化率
下行链路	$1.6(\text{GHz})$	$35.248(\text{KHz})$	$-332.1(\text{Hz}/\text{s})$	$2.55(\text{Hz}/\text{s}^2)$
上行链路	$1.6(\text{GHz})$	$35.248(\text{KHz})$	$-332.1(\text{Hz}/\text{s})$	$2.55(\text{Hz}/\text{s}^2)$

表 2.3 全球星系统中最大多普勒频移及其变化率大小

通信链路	载波频率	多普勒频移	多普勒频移一阶变化率	多普勒频移二阶变化率
下行链路	2.49(GHz)	46.2(KHz)	-221.6(Hz / s)	0.84(Hz / s ²)
上行链路	1.16(GHz)	21.5(KHz)	-103.2(Hz / s)	0.39(Hz / s ²)

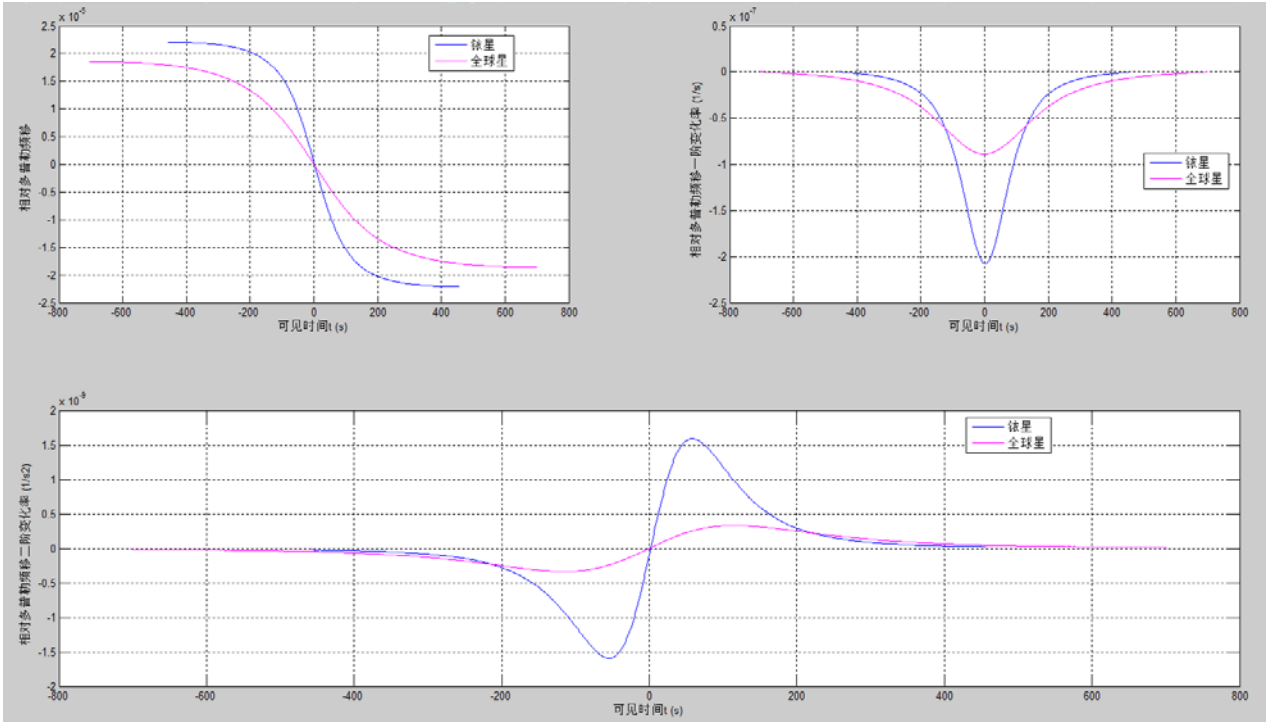


图 2.9 “铱”星系统和全球星系统相对多普勒频移及其一阶、二阶变化率随可见时间的变化曲线

由以上分析和仿真结果可知，实际的 LEO 卫星通信系统中，对于卫星和低动态终端的通信场景，上下行通信链路中的多普勒频移达到几十 KHz 量级，多普勒频移的一阶变化率在百 Hz/s 量级，而多普勒频移的二阶变化率很小，几乎为 0。因此，对于 LEO 卫星和低动态终端的通信环境，进行多普勒的估计和补偿时，需要充分考虑多普勒频移、多普勒频移一阶变化率的大小，忽略多普勒频移二阶变化率的大小，然后针对具体的通信系统采用相应的补偿方法。

2.2.3.2 高动态终端的多普勒频移特征

对于高动态终端如洲际导弹、高超音速飞行器等，不但速度很高，并且其加速度、加加速度都很大，相对于卫星不能忽略。在高动态通信环境下，对 BPSK 相位敏感的扩频信号，其载波多普勒频移变化范围可达到 $\pm 40(KHz)$ ，多普勒频移一阶变化率可达到 $4(KHz/s)$ ，多普勒频移二阶变化率可达到 $200(Hz/s^2)$ [56]。

洲际导弹主要用来攻击远程固定目标，在大气层外飞行后会再入大气层进行目标攻击，中途高度大约1200(Km)，其运动轨迹是个高弧线，类似卫星运动轨迹。若高动态终端为洲际导弹，将洲际弹道的一段运动轨迹近似为高度为1200(Km)的一卫星轨迹，如图 2.10 所示。

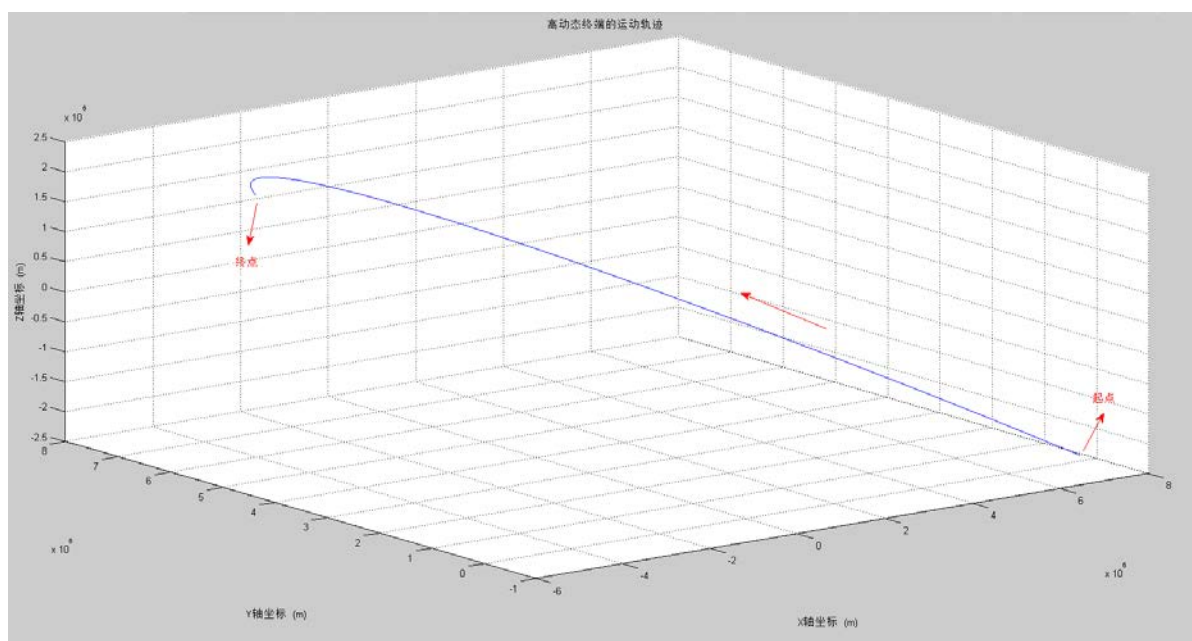


图 2.10 洲际导弹的一段运动轨迹

表 2.4 低轨卫星的轨道参数

	$h(Km)$	e	$i(deg)$	$\omega(deg)$	$\Omega(deg)$	$\nu(deg)$
卫星	1200	0	86	0	0	0

假设低轨卫星参数如表 2.4 所示。假设零时刻即 $t = 0$ 时，低轨卫星位于其升交点位置。卫星和终端在可视时间段内的相对距离、相对径向速度、相对径向加速度和相对径向加加速度变化曲线仿真结果如图 2.11 所示。取载波频率为1.5(GHz)，与之对应的多普勒频移、多普勒频移一阶变化率和多普勒频移二阶变化率随可视时间的变化曲线如图 2.12 所示。

根据图 2.11 和图 2.12 可以看出，当卫星刚进入终端视野时，二者之间的距离最远。随着卫星的逐渐靠近，这个距离值会逐渐变小，并且变化的幅度逐渐增大。当 $t = -13(s)$ 时，卫星和终端之间的距离最小。之后卫星逐渐远离终端，二者之间的距离逐渐增大，并且增大的幅度逐渐减小。当卫星即将离开终端视野时，二者之间的距离再次有最大值。

显然，不但卫星和终端之间的相对径向速度和加速度很大，分别达到 $8040(m/s)$ 和 $802.9(m/s^2)$ ，而且其相对径向加加速度也高达至 $67.3(m/s^3)$ 以至于不能忽略。相

应的，卫星和终端之间的多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率、多普勒频移的二阶变化率最大分别为 $40.2(KHz)$ ， $4030(Hz/s)$ ， $340(Hz/s^2)$ 。

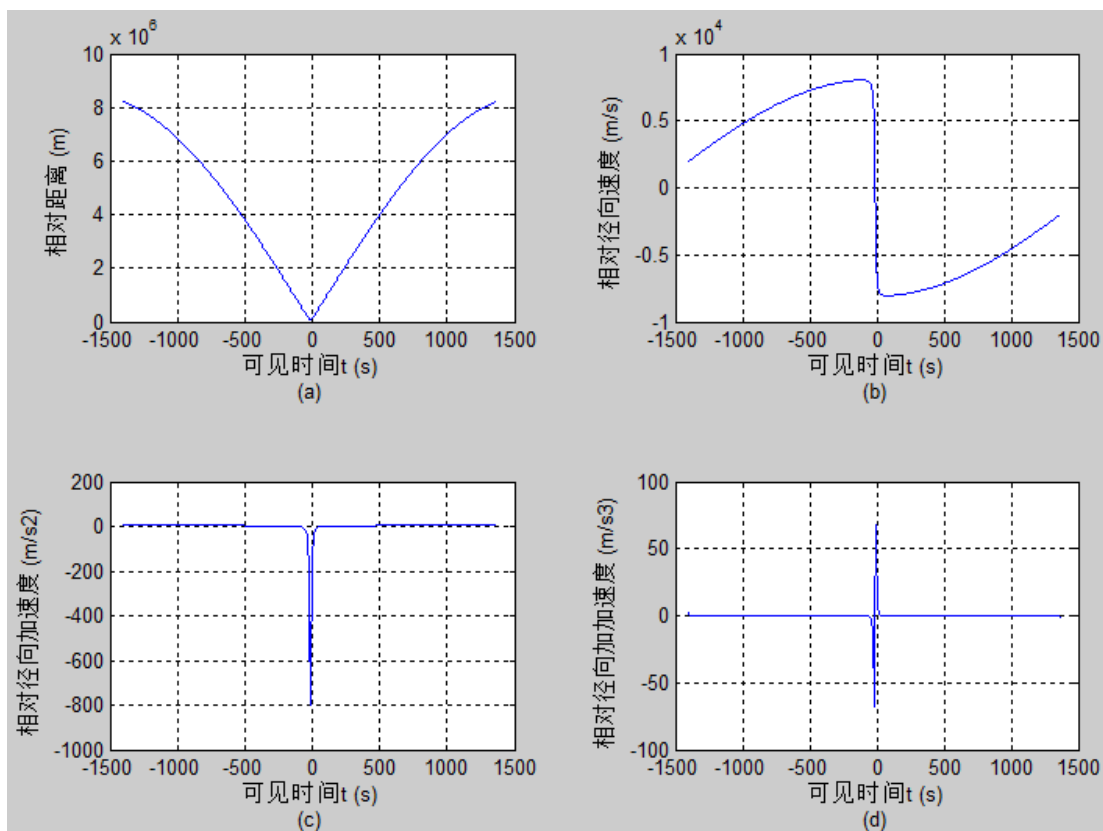


图 2.11 (a)相对距离 vs. 可见时间

(b)相对径向速度 vs. 可见时间

(c)相对径向加速度 vs. 可见时间

(d)相对径向加加速度 vs. 可见时间

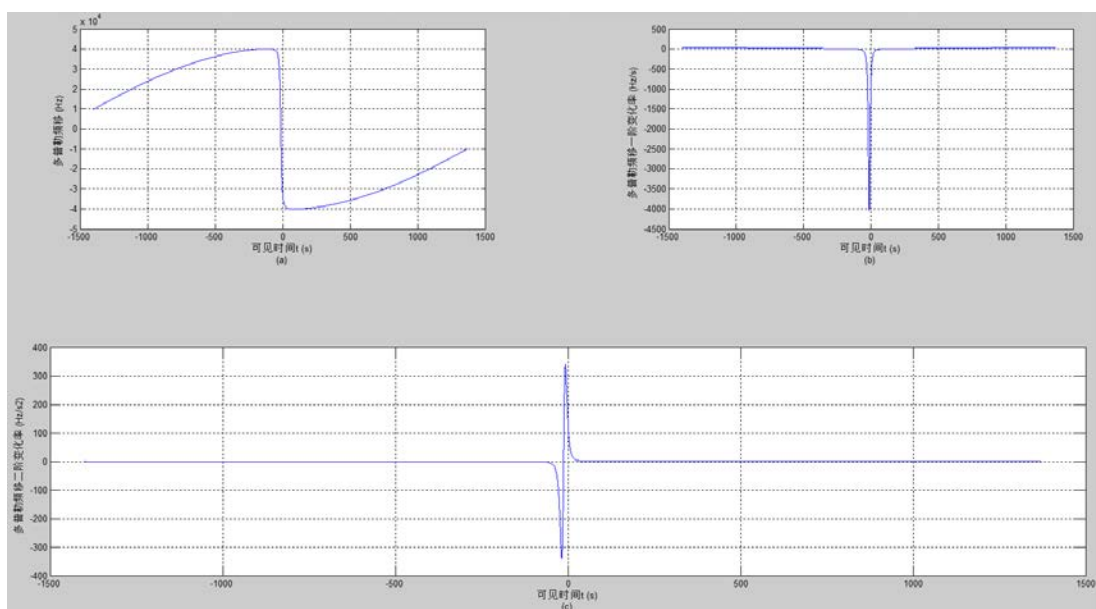


图 2.12 (a)多普勒频移 vs. 可见时间

(b)多普勒频移一阶变化率 vs. 可见时间

(c)多普勒频移二阶变化率 vs. 可见时间

对于巡航导弹这种机动性能很好的高动态终端，在巡航段其速度大小恒定，飞行高度近似恒定，但会有突然转向运动。假设一巡航导弹巡航高度为 $50(m)$ ，巡航速度为 $300(m/s)$ ，模拟其突然转向，运动轨迹如图 2.13 所示。低轨卫星选取表 2.4 所示的低轨卫星。取信号载波频率为 $1.5(GHz)$ ，仿真一段时间内终端和卫星之间的多普勒特性如图 2.14 所示。

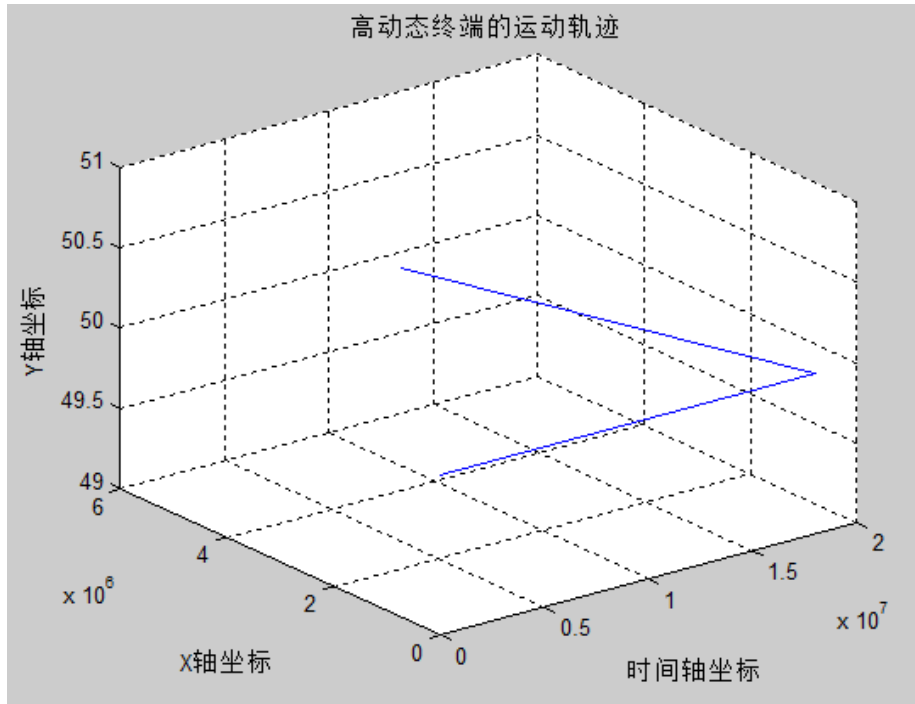


图 2.13 巡航导弹的一段运动轨迹

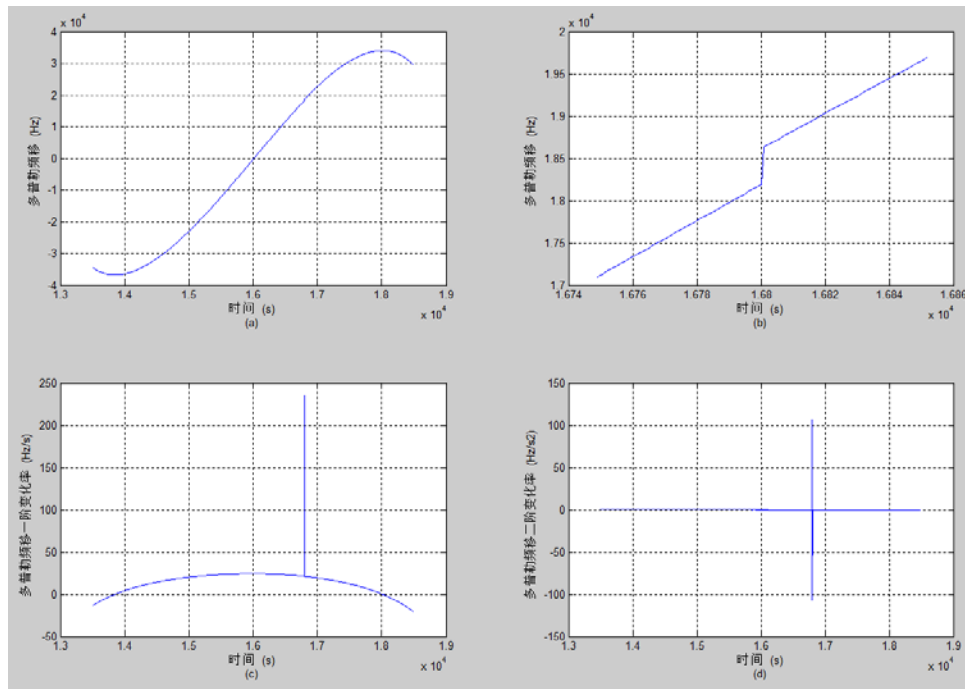


图 2.14 (a)多普勒频移 (b)终端拐点时和卫星的多普勒频移
(c)多普勒频移一阶变化率 (d)多普勒频移二阶变化率

由仿真结果可知,由于终端运动过程中有突然大角度的转向运动,终端和卫星之间的多普勒频移的一阶变化率最大只有 $235(\text{Hz}/\text{s})$,但多普勒频移的二阶变化率却高达 $107(\text{Hz}/\text{s}^2)$,这是终端的突然转向使得和低轨卫星之间的径向加速度突然变大造成的。如果这类机动性优异的终端速度很大,则和低轨卫星之间的多普勒频移的一阶、二阶甚至高阶变化率都会有很高的峰值。

综上所述,对于 LEO 卫星和高动态终端的通信环境,进行多普勒动态的估计时,需要充分考虑多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率、多普勒频移二阶变化率的大小。进行多普勒补偿时,不但要对多普勒频移进行补偿,还要采用一定的补偿方法将多普勒频移的一阶、二阶变化率也进行补偿。

2.3 载波和伪码多普勒对星载接收机的影响

2.3.1 对星载接收机粗同步的影响

星载接收机首先对接收信号进行捕获,完成对接收信号的载波频率和码相位的粗略估计。多普勒效应不仅会使信号载波频率发生偏移,还会使扩频码速率发生偏移。由多普勒效应引起的频率偏移和码速率偏移都会对星载接收机的相关性能造成影响,引起自相关峰的能量衰减,影响捕获判决。

2.3.1.1 载波频偏的影响

扩频通信系统中,对信号的捕获一般采用相关器实现,由于相关运算与匹配滤波器原理的同一性,故这里采用匹配滤波器得到相关峰的方式分析载波多普勒频移对相关性能的影响,分析模型如图 2.15 所示。

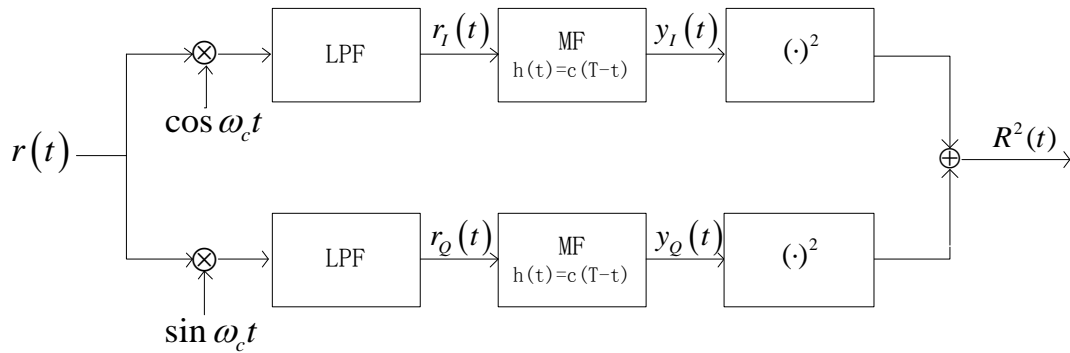


图 2.15 相关峰的产生过程

假设接收到的扩频信号码相位与本地产生的扩频信号码相位完全对齐,并且本地产生的载波不存在频率偏移和相位偏移。

假设进行信号捕获时扩频信号恒定并且都相同,由于卫星和终端之间的相对运动,终端接收到的信号载波会发生频率和相位偏移,则终端接收到的信号可表示为式 (2.3.1)。

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t-nT) \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\phi] \quad (2.3.1)$$

其中, $c(t)$ 为 PN 码序列, $T = NT_c$ 为 PN 码周期, N 为 PN 码元个数, T_c 为单个码元持续时间, $\Delta\omega$ 为载波多普勒频率偏移, $\Delta\phi$ 为载波相位偏移, 并且对于传输过程中信号幅度损失不予考虑。

I 路信号乘以本地载波后如式(2.3.2)所示。

$$\begin{aligned} r(t) \cdot \cos \omega_c t &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t-nT) \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\phi] \cdot \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t-nT) \cdot [\cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) + \cos((2\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\phi)] \end{aligned} \quad (2.3.2)$$

经过低通滤波器之后, 可得到 I 路匹配滤波器输入信号可表示如式(2.3.3)所示。

$$r_I(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t-nT) \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\phi) \quad (2.3.3)$$

同理, Q 路信号乘以本地载波后如式(2.3.4)所示。

$$\begin{aligned} r(t) \cdot \sin \omega_c t &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t-nT) \cdot \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\phi] \cdot \sin \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t-nT) \cdot [-\sin(\Delta\omega t + \Delta\phi) + \sin((2\omega_c + \Delta\omega)t + \Delta\phi)] \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

经过低通滤波器之后, 可得到 Q 路匹配滤波器输入信号可表示如式(2.3.5)所示。

$$r_Q(t) = -\frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t-nT) \cdot \sin(\Delta\omega t + \Delta\phi) \quad (2.3.5)$$

I 路信号通过匹配滤波器后的输出信号可表示为式(2.3.6)所示。

$$\begin{aligned} y_I(t) &= r_I(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} r_I(\tau) \cdot h(t-\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(\tau-nT) \cdot \cos(\Delta\omega \tau + \Delta\phi) \cdot c(T-t+\tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.3.6)$$

当 $\tau = nT$ 时, 匹配滤波器输出信号峰值达到最大。 I 路信号匹配滤波器输出信号峰值如式(2.3.7)所示。

同理可得, Q 路信号匹配滤波器输出信号峰值如式(2.3.8)所示。

$$\begin{aligned} y_I(nT) &= \frac{1}{2} \cdot \int_{(n-1)T}^{nT} c^2(\tau - (n-1)T) \cdot \cos(\Delta\omega \tau + \Delta\phi) d\tau \\ &= \frac{1}{2} \cdot \int_{(n-1)T}^{nT} \cos(\Delta\omega \tau + \Delta\phi) d\tau \\ &= \frac{1}{2\Delta\omega} \cdot \{\sin(\Delta\omega nT + \Delta\phi) - \sin[\Delta\omega(n-1)T + \Delta\phi]\} \end{aligned} \quad (2.3.7)$$

$$y_Q(nT) = \frac{1}{2\Delta\omega} \cdot \{\cos(\Delta\omega nT + \Delta\phi) - \cos[\Delta\omega(n-1)T + \Delta\phi]\} \quad (2.3.8)$$

因此，当 PN 码已经完全同步的情况下，匹配滤波器输出信号的能量可表示为式(2.3.9)所示。

$$R^2(nT) = y_I^2(nT) + y_Q^2(nT) = \frac{T^2}{4} Sa^2\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right) = \frac{T^2}{4} Sa^2(\pi\Delta f T) \quad (2.3.9)$$

当没有多普勒频移即 $\Delta f = 0$ 时，匹配滤波器输出信号的能量可表示为

$$R_0^2(nT) = R^2(nT) \Big|_{\Delta f=0} = \frac{T^2}{4}, \text{ 因此归一化的信号能量值可表示为式(2.3.10)所示。}$$

$$\frac{R^2(nT)}{R_0^2(nT)} = Sa^2(\pi\Delta f T) \quad (2.3.10)$$

当 PN 码周期分别为 $T = 0.5ms$ 、 $1ms$ 、 $2ms$ 时，由于多普勒频移引起的归一化的信号能量值变化趋势的仿真结果如图 2.16 所示。仿真结果表明：在扩频信号 PN 码相位与本地 PN 码完全对齐的情况下，当 PN 码周期一定时，捕获信号的相关峰值或能量会随着多普勒频移的增大迅速下降；另外，PN 码周期越大，由载波多普勒引起的自相关峰衰减或能量衰减越明显。

对于异步系统，为了能够检测到相关峰值，通常需将相关峰值的衰减或者能量的衰减限制在一定范围内，因此随着 PN 码周期的增大，为了减小多普勒效应的影响，须缩小对频域搜索的步长。当多普勒频移的搜索范围一定时，将导致信号捕获过程中搜索频率点数增加，从而会导致运算量和处理时间的增加。

对于准同步系统，要求终端能连续对上行信号进行多普勒补偿和延迟控制，星载接收机对接收信号在频率上不进行扫描搜索，因此若终端多普勒估计与补偿精度不高，残留的多普勒频偏便会导致星载接收机接收到的信号信噪比低，从而影响判决结果。

另外，由于载波多普勒频偏引起的相关峰的增益损失可表示为式(2.3.11)所示。相关峰增益损失随着多普勒频移的变化曲线如图 2.17 所示。

$$loss = 10\lg \frac{R^2(nT)}{R_0^2(nT)} = 10\lg[Sa^2(\pi\Delta f T)] \quad (dB) \quad (2.3.11)$$

根据式(2.3.11)及仿真结果可知：在主瓣内，频偏 $\Delta f = 1/2T$ 时，信号能量衰减为 4dB，第一旁瓣衰减为 13dB。

PN 码周期 T 一定时，若 $\Delta f = 0$ ，相关峰没有增益损失；若 $\Delta f = n/T$ (n 为整数, $n \neq 0$)，相关峰增益损失为无穷大，即不相关； $\Delta f > 1/T$ 时，相关峰增益迅速下降。当多普勒频移 Δf 为定值时，PN 码周期越大，由载波多普勒引起的自相关峰增益损耗越严重。以上这些相关峰增益损耗规律可作为异步系统进行扩频信号捕获时设计扫频间隔和频率分辨率的依据，也可作为准同步系统捕获过程中判决门限的参考。在捕获过程中，增大扩频码周期 T 是获得信噪比增益的最有效的方法，但是上述分析表明，如果存在

多普勒频移，其有效性将大打折扣，自相关峰增益损失相对多普勒频移的衰减变化特性，说明并不能依靠单纯的增大扩频码周期来提升信噪比。

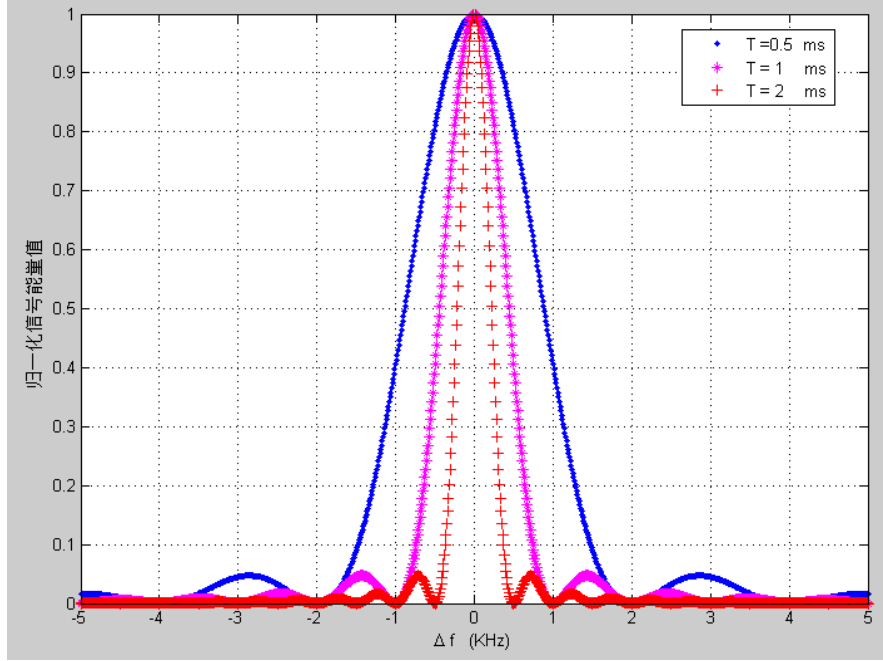


图 2.16 不同扩频码周期、多普勒频偏下的归一化信号能量值

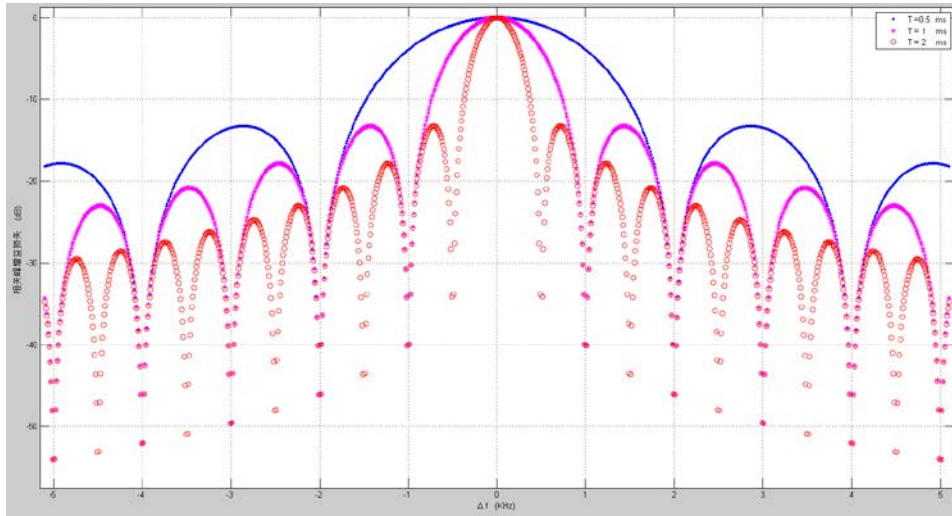


图 2.17 不同扩频码周期、多普勒频偏下的自相关峰增益损失

2.3.1.2 扩频码速率偏移的影响

码多普勒直接表现为在时域内码元宽度按一定比例缩短或扩展，或 PN 码速率按一定比例升高或降低。卫星和终端之间的相对运动导致载波多普勒和码多普勒的同时出现，因此码多普勒和载波多普勒是相干的，二者之间存在确定的比例关系。对接收信号存在的相干的码速率偏移，若 ΔR 为码速率偏移， R_c 为原本 PN 码速率， $T_c = 1/R_c$ 为原本 PN 码元宽度，则星载接收机接收到信号的码速率可表示为 $R = R_c + \Delta R$ ，接收信号码元宽度可表示为式(2.3.12)所示。

$$T = \frac{1}{R} = \frac{1}{R_c + \Delta R} = T_c / (1 + \frac{\Delta R}{R_c}) \quad (2.3.12)$$

准同步系统中，终端进行多普勒补偿后，星载接收机已知载波频率范围，根据已知比例关系改变本地码速率，便可抵消这种码多普勒的影响。

除了这种相干的伪码多普勒频移，发射机射频与基带时钟不一致或者信号经卫星透明转发等都可能引起相对于载波频率不相干的码速率偏移。对于这种不相干的码拉偏，信号捕获时间内，表现为接收信号与本地产生的 PN 码之间存在一定的相对滑动，这种滑动示意图如图 2.18 所示。图中， $r(t)$ 为接收信号， $c(t)$ 为本地产生的 PN 码序列，假设本地 PN 码和接收信号初始对齐。

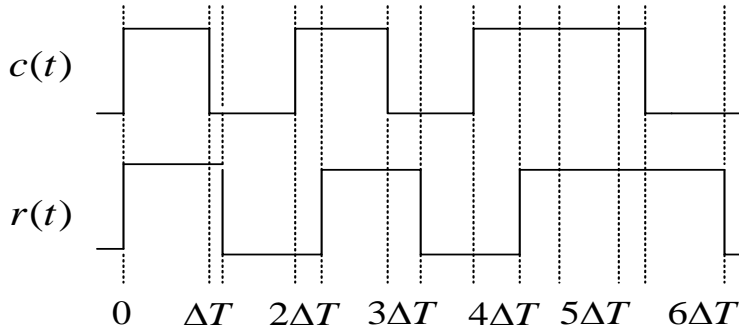


图 2.18 码片相对滑动示意图

由以上可知，本地 PN 码和接收码序列之间存在的速率差异直接表现为在时域上码元宽度不同，随着时间的累积，这种差异便会引起码片相对滑动。对相关器来说，码片相对滑动将会引起相关峰值滑动或按时间衰减；码片相对滑动还会导致平均捕获时间加长^[57]。

由于扩频系统中会对信号进行成形，假定成形函数为 $\alpha = 1$ 的余弦滚降函数，并且其表达式如式(2.3.13)。

$$h(t) = A \cdot Sa\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{1 - \frac{4t^2}{T_s^2}} \quad (2.3.13)$$

A 为信号幅度， T_s 为奈奎斯特采样间隔，将 $h(t)$ 进行归一化并将 t/T_s 做为自变量，则其归一化形式可表达为式(2.3.14)所示。

$$\hat{h}(t) = Sa(\pi t) \cdot \frac{\cos(\pi t)}{1 - 4t^2} \quad (2.3.14)$$

假设捕获初始驻留点为最佳采样时刻，则关于码速率偏移的归一化相关峰的能量变化关系可以表示为式(2.3.15)所示^[58]。其仿真结果如图 2.19 所示。

$$R^2(t) = \hat{h}^2(\Delta R t) \quad (2.3.15)$$

由图 2.19 可知，当时间 $t = 1/\Delta R$ 时，相关峰能量值迅速衰减为 0，并且随着 ΔR 的增大，相关峰能量值衰减的速率越大。可见，多普勒效应引起的扩频码速率的不同程

度的偏移会使得信号的归一化能量随时间迅速衰减,使信号信噪比降低,影响捕获判决准确度。

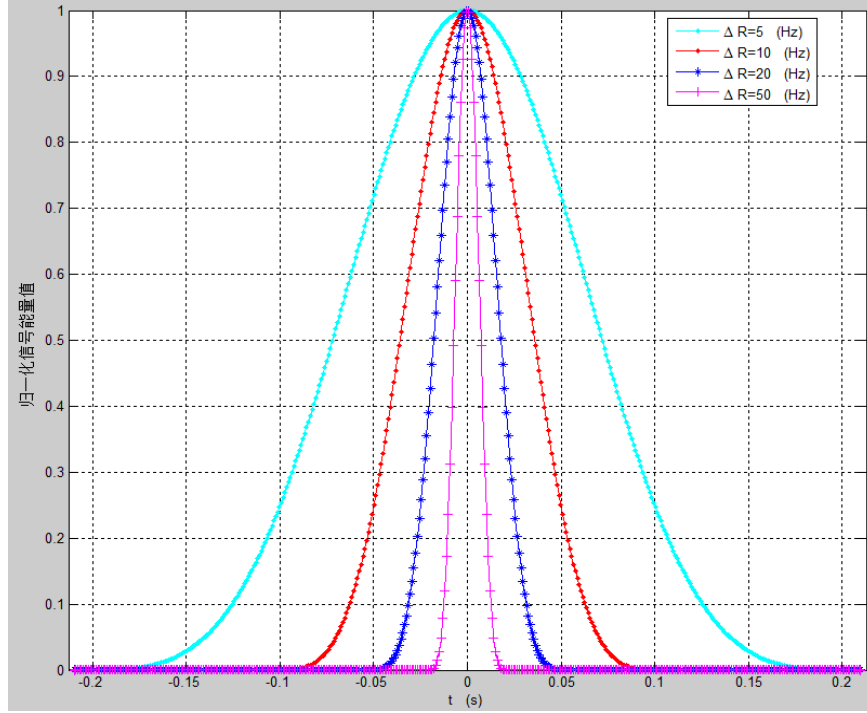


图 2.19 码速率偏移引起的信号归一化能量衰减

2.3.2 对星载接收机精同步的影响

星载接收机对接收信号进行跟踪,完成对接收信号的载波频率和码相位的精细估计。基于锁相环路的反馈同步是一种普遍采用的同步方式。其结构简单、技术成熟、且适用于高动态环境。基于反馈环路的接收机一般包括两个同步环路:载波同步环路和 PN 码同步环路。在捕获模块给出捕获指示信号后,这两个环路闭合,完成载波同步和 PN 码同步过程。基于反馈环路的扩频信号同步环路一般结构如图 2.20 所示^[59]。

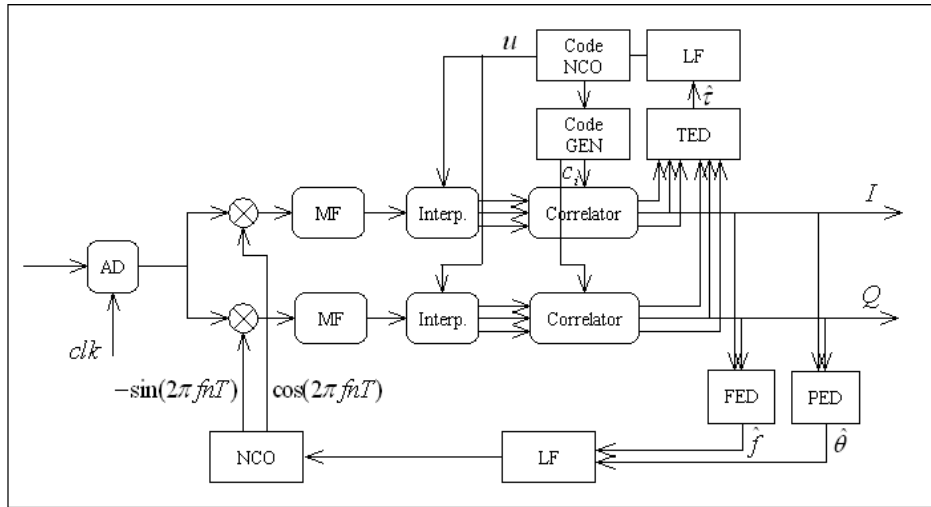


图 2.20 基于反馈环路的扩频信号同步

图中，上面部分为 PN 码同步环路，解扩后信号经 PN 码时钟误差鉴别器给出时钟误差估计量 $\hat{\tau}$ ，估计量经环路滤波后驱动码 NCO 分别产生采样误差估计量 u 和 PN 码时钟，采样误差估计量反馈至内插滤波器完成对信号的最佳采样，输出超前(Early)/及时(Prompt)/滞后(Late)三路信号至相关器与码产生器输出的 PN 码相关，完成信号解扩过程。

对于跟踪环，其环路阶数决定了对载波频率和伪码相位的跟踪能力。对于环路滤波器，一阶环没有能力跟踪频率阶跃激励和频率斜升激励，二阶环在接收机所经常遭受的频率斜升激励下会产生跟踪误差，三阶环不但具有零误差地跟踪频率斜升信号的优点，而且因为它的环路参数较多，所以它在噪声性能的优化上拥有更广的自由度。因此在存在跟踪误差的情况下，二阶锁相环能跟踪信号的速度动态，三阶锁相环能跟踪信号的加速度动态，四阶锁相环能准确地跟踪信号的加加速度动态。对于低轨卫星准同步通信系统，如果终端不对多普勒效应进行处理，多普勒效应会使准同步系统实际上变为异步系统，为了提高对信号的跟踪精度，星载接收机须采用复杂的同步环路。尤其对于高动态终端和低轨卫星之间大的多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率、多普勒频移的二阶变化率，单纯的采用锁相环技术时需要四阶锁相环才能完成对信号的精同步。

因此，终端通过补偿多普勒、多普勒的高阶变化，使终端实现上行准同步接入的同时，可以简化星载接收机跟踪环路的复杂度，简化锁相环设计。

2.4 距离多普勒对准同步系统同步精度的影响

式(2.1.6)中 $\left\{ \frac{R_k(t + \Delta R/c)}{c} - \frac{R_k(t)}{c} \right\}$ 为终端接收到下行信号时刻到发射上行信号时

刻时间段内卫星和终端之间相对运动引起的延迟差。对该项进行泰勒展开，如式(2.4.1)所示。

$$\begin{aligned} \frac{R_k(t + \Delta R/c)}{c} - \frac{R_k(t)}{c} &= \frac{\partial R_k(t)}{\partial t} \cdot \frac{1}{c} \cdot \frac{\Delta R}{c} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 R_k(t)}{\partial t^2} \cdot \frac{1}{c} \cdot \left(\frac{\Delta R}{c} \right)^2 + \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 R_k(t)}{\partial t^3} \cdot \frac{1}{c} \cdot \left(\frac{\Delta R}{c} \right)^3 + o^3\left(\frac{\Delta R}{c}\right) \\ &= \frac{f_d(t)}{f_c} \cdot \frac{\Delta R}{c} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta f_d(t)}{f_c} \cdot \left(\frac{\Delta R}{c} \right)^2 + \frac{1}{6} \cdot \frac{\Delta \Delta f_d(t)}{f_c} \cdot \left(\frac{\Delta R}{c} \right)^3 + o^3\left(\frac{\Delta R}{c}\right) \end{aligned} \quad (2.4.1)$$

其中， $f_d(t)$ 、 $\Delta f_d(t)$ 、 $\Delta \Delta f_d(t)$ 分别为载波多普勒频移、多普勒频移的一阶和二阶变化率， f_c 为载波频率， $o^3(\frac{\Delta R}{c})$ 为三阶以上的修正量。下面估计多普勒频移、多普勒频移的一阶和二阶变化率对低轨卫星准同步通信系统的同步精度的影响。由于已知星地实时距离、多普勒动态的时间只有 20ms 左右，因此 $\frac{\Delta R}{c}$ 最大为 20ms。针对图 2.11

所示的低轨卫星和高动态终端之间的多普勒动态,可求得其对准同步系统同步精度的影响如图 2.21 所示。

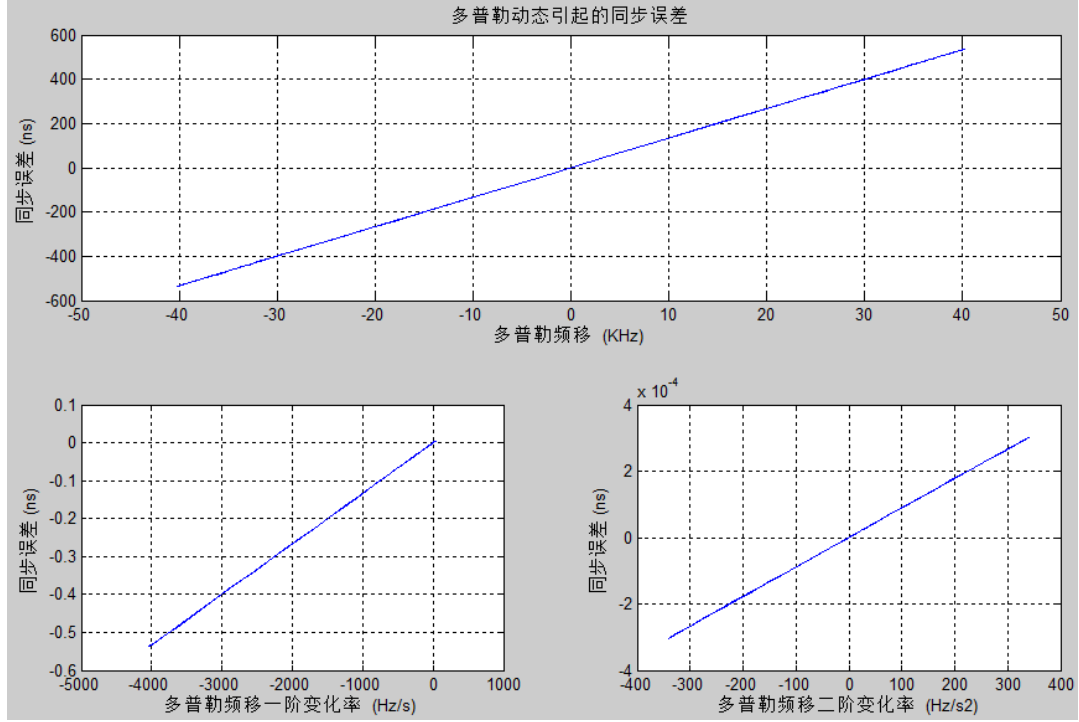


图 2.21 多普勒动态对准同步系统同步精度的影响

以上分析可知,载波多普勒、与之相干的码多普勒不但会影响星载接收机接收信号的信噪比,给捕获判决带来一定影响,对于低轨卫星准同步通信系统,还会影响同步精度, 40.2(KHz)的多普勒频率偏差将会引起 536(ns) 的同步误差。对于速率为 5.115(MHz) 的扩频码, 536(ns) 的同步误差相当于 2.7 个码片的宽度,如果不能及时进行多普勒频移的处理,终端上行信号到达星载接收机将无法满足准同步系统的要求。

由图 2.21 还可以看出,对于 $\left\{ \frac{R_k(t + \Delta R/c)}{c} - \frac{R_k(t)}{c} \right\}$, 如果预测误差为 ms 量级,多普勒频移的一阶和二阶变化率引起的同步误差很小,只需要进行一阶补偿就可以达到足够高的精度,不需要高阶补偿。因此,准同步系统中,终端进行延迟控制即距离多普勒补偿时的近似公式如式(2.4.2)所示。

$$\frac{R_k(t + \Delta R/c)}{c} - \frac{R_k(t)}{c} = \frac{f_d(t)}{f_c} \cdot \frac{\Delta R}{c} \quad (2.4.2)$$

2.5 本章小结

本章首先介绍了 LEO 卫星通信准同步系统的基本原理,给出了准同步系统的设计方案,基于准同步通信系统,提出了对终端进行多普勒补偿精度的具体要求。其次分析了 LEO 卫星通信准同步系统中上下行链路上信号的多普勒效应,建立了卫星和终端的几何空间模型,基于该模型给出了多普勒频移计算的通用方法;利用该方法针

对不同动态特性的终端分析了多普勒效应的特征，说明了进行多普勒补偿的必要性。最后通过仿真结果分析了载波和伪码多普勒对星载接收机同步性能的影响、距离多普勒对准同步系统同步精度的影响。

第三章 准同步通信系统中多普勒频移估计与补偿方法

3.1 引言

对于低轨卫星通信系统,卫星和终端之间信号呈现多普勒频移大、变化快等特性。当多普勒频移的变化范围超出星载接收机能够正常处理的范围时,会严重影响星载接收机捕获跟踪的性能,加上信号受到阻挡、终端接收机的高动态等原因,星载接收机的信号跟踪环路时常会对正处于跟踪阶段的上行信号失锁甚至丢失,无法正常的进行载波同步工作。

对于准同步系统,多普勒效应不但会影响星载接收机的同步性能,还会影响整个系统的同步精度。利用低轨卫星和终端之间的相对运动规律,在终端中进行实时星地距离、多普勒频移及其变化规律的估计,并结合频率预校正技术连续进行多普勒补偿和延迟控制,是实现终端准同步接入的关键。

通常在终端发射机发射的上行信号载波频率上附加一个估计出的多普勒频移量,用以抵消上行信号传输过程中由终端和卫星实际运动产生的多普勒频偏,这种通过对信道特性进行逆向多普勒模拟来补偿多普勒频移的方式常称为频率的预校正技术,频率的预校正原理图如图 3.1 所示。

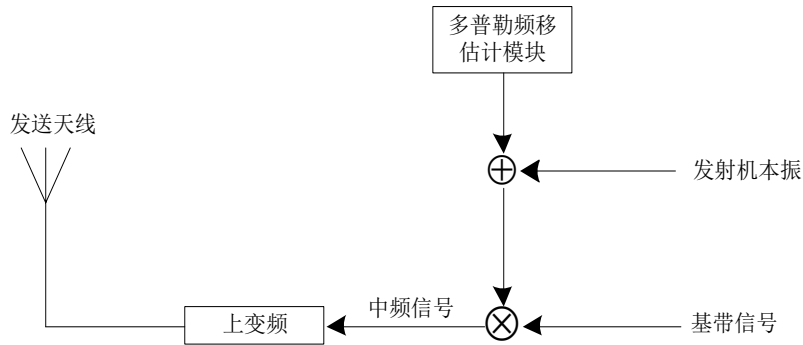


图 3.1 上行频率预校正原理图

当终端向卫星上注信号时,若实际上行信号传输过程中多普勒频移值为 Δf_2 ,多普勒频移估计模块能够估计或测量得到多普勒频移的近似值,即 $\Delta f_2' \approx \Delta f_2$ 。若使发射机本振输出的中频信号频率 f_i^m 按多普勒频移反向变化,即 $(f_i^m - \Delta f_2')$,中频信号经射频前端上变频为射频信号而后发射至上行链路。上行信号到达卫星接收机时,由于卫星和终端之间的相对运动,信号载波频率会按多普勒频移正向变化,会附加上实际的多普勒频移值 Δf_2 ,正反变化相互抵消,使得卫星接收机接收到信号的载波频率为 $(f_i^m - \Delta f_2' + \Delta f_2 \approx f_i^m)$,这样卫星接收机接收到信号的载波频率将不再含有多普勒特性,对实现多个终端准同步接入、提高系统的效率和容量有重要意义。

以上分析容易看出,若想得到高多普勒补偿精度,一个重要的前提条件是终端多

普勒频移估计模块要能得到高精度的多普勒频移估计结果,因此多普勒频移的估计方法对多普勒补偿精度的提高至关重要。以下针对不同动态特性的终端给出两种用以多普勒频移的估计方法及相应的补偿准则。

3.2 多普勒频移估计方法和补偿

3.2.1 导频法

3.2.1.1 工作原理

在低轨卫星通信中,终端不利用卫星的任何轨道参数,而仅仅利用卫星下发导频信号来进行多普勒频移的实际测量的方法即为导频法。终端首先捕获到导频信号,进行载波多普勒、码多普勒及码相位的粗略估计,进而持续跟踪导频信号,利用跟踪环路进行多普勒变化及码相位的精细估计。终端接收机经捕获、跟踪模块实际测量得到卫星和终端的实时距离变化和多普勒动态变化,得到的多普勒频偏就是实际通信过程中下行链路的多普勒频移,根据上下行链路信号的载波频率,可计算得到上行信号的实际多普勒。导频法只针对上行链路的多普勒进行预校正,不会对下行链路的多普勒频移进行任何处理。

针对不同多普勒变化的范围,终端接收机可采用不同的跟踪环路来改变其能承受的多普勒变化范围。PLL 采用较窄的噪声带宽,能比较紧密地跟踪信号,输出的载波相位测量值相当精确,并且解调出的数据比特错误率较低,然而它对动态应力的容忍性较差。而 FLL 技术采用较宽的噪声带宽,具有动态性能较好,能更鲁棒地容忍用户的高动态应力以及射频、多路径和电离层风暴等干扰,能跟踪信噪比更低的信号等优点。为了适应高动态终端的通信环境,可以考虑将精确测量的 PLL 和能承受高动态应力的 FLL 配合使用。当动态性较低时,仅采用 PLL 便可以进行高进度的跟踪和测量;动态性较高的情况下,首先利用 FLL 牢固地锁定信号,将多普勒变化范围缩小到一定范围内,然后利用 PLL 精确测量,当信号失锁时还能利用 FLL 快速地重捕信号等。

当终端捕获到卫星下行导频信号,并准确测量下行信号载波多普勒和下行伪码相位。若卫星下发导频信号的载波标称频率为 f_t^s , 终端测量得到的实际下行信号多普勒频移为 Δf_1 。假设终端静止不动,卫星轨道为圆轨道,若上行信号载波标称频率为 f_t^m ,

则可认为上行信号的实际多普勒频移的估计值 $\Delta f_2' \approx \Delta f_1 \frac{f_t^m}{f_t^s}$ 。这样便可利用频率预校

正技术,将估计得到的上行链路的多普勒频移 $\Delta f_2'$ 反向附加到终端发射机的中频信号标称频率 f_t^m 上,即 $(f_t^m - \Delta f_2')$, 中频信号经射频前端上变频为射频信号而后发射至上行链路。上行信号到达卫星接收机时,由于卫星和终端之间的相对运动,信号载波

频率会按多普勒频移正向变化，会附加上实际的多普勒频移值 Δf_2 ，正反变化相互抵消，使得卫星接收机接收到信号的载波频率为 $(f_t^m - \Delta f_2') + \Delta f_2 \approx f_t^m$ ，这样卫星接收机接收到信号的载波频率将不再含有多普勒特性。整个过程的示意图如图 3.2 所示。经过终端进行频率预校正后，卫星收到上行信号的载波频率约等于其标称频率。

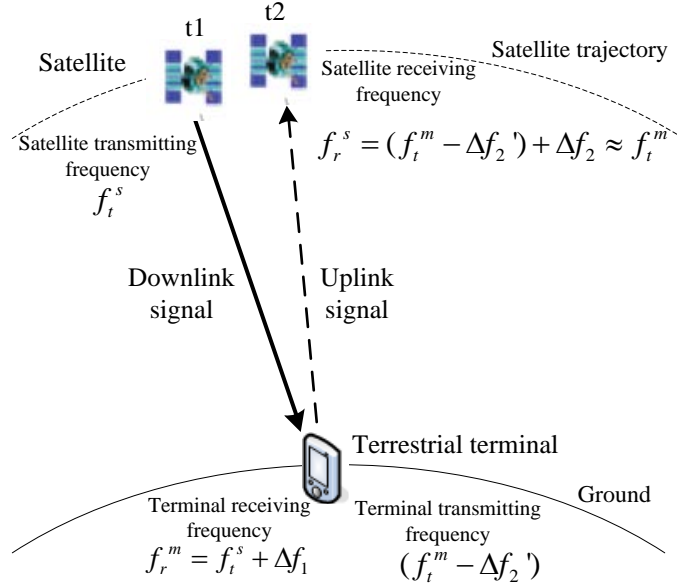


图 3.2 导频法进行多普勒频移预校正

导频法进行多普勒频偏的预校正通过 DDS 实现。根据实际测量得到的多普勒频移值计算得到上行信号的多普勒频移，然后实时进行频率的预校正。

DDS 的原理框图如图 3.3 所示。

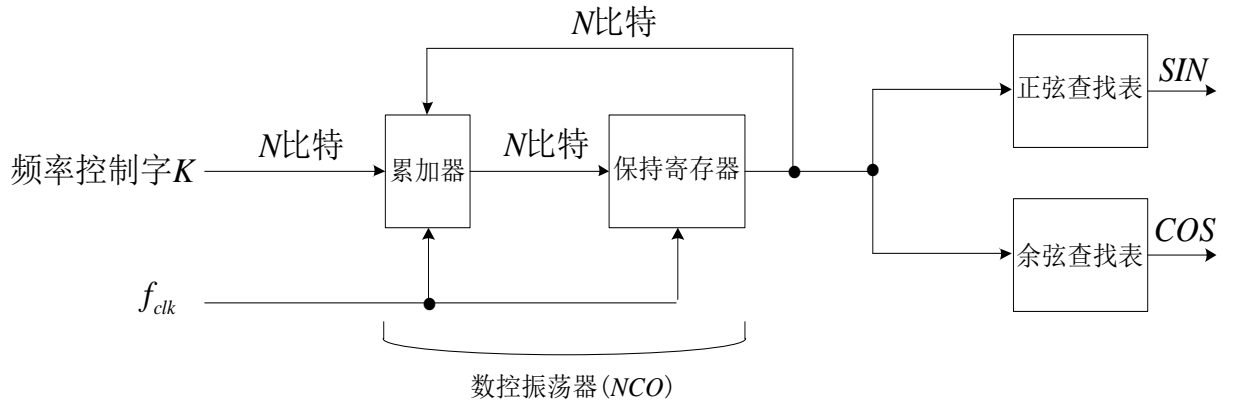


图 3.3 DDS 方框图

其中， f_{clk} 为系统时钟， N 为累加器的位数。DDS 由累加器、寄存器和 ROM 查找表构成，用来完成正弦载波和余弦载波的复制工作，首先由数控振荡器(NCO)输出一个阶梯形的周期信号，然后根据正弦和余弦查找表分别将阶梯形信号转换成数字式正弦和余弦载波复制信号。数控振荡器的频率分辨率为 $\Delta f = f_{clk} / 2^N$ ，则 DDS 输出信号频率为 $f_{out} = K \frac{f_{clk}}{2^N}$ 。

实际实现时接收机捕获得到多普勒频移的初始值，为 DDS 的控制字形式，记为 NCO_Ini ，跟踪环路进行多普勒变化和码相位的精细估计，实际实现时也为 DDS 的控制字形式，记为 $Delt_NCO$ 。一般选取接收机的跟踪环路更新周期等于符号速率，将实时更新的 $Delt_NCO$ 附加在捕获得到的初值 NCO_Ini 上，便是下行链路多普勒频移对应的频率控制字 K_{down} ，根据上文分析上下行链路上多普勒频移的关系式，可换算得到上行频率多普勒频移对应的 DDS 频率控制字 K ，即为实际需要补偿的多普勒频移对应的 DDS 频率控制字，如图 3.4 所示。得到 K 后，将其按多普勒变化规律反向附加在终端发射机本振对应的频率控制字上，即完成了多普勒补偿操作。由于跟踪环路输出的 $Delt_NCO$ 是实时更新的，因此 K 也是实时更新的，多普勒补偿操作也是实时进行的，只要环路更新周期足够精确，则测量出的多普勒频移越精确，多普勒补偿精度越高。

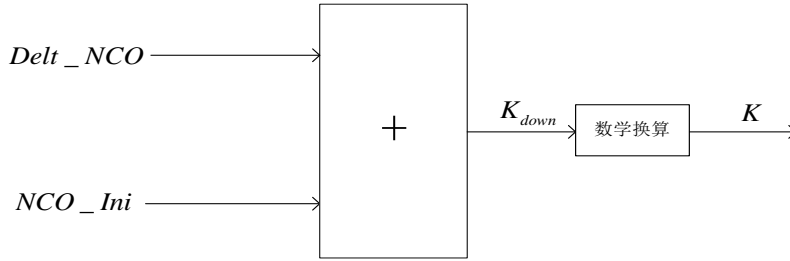


图 3.4 DDS 控制字实现图

3.2.1.2 误差分析

接收机跟踪环的测量误差与跟踪门限紧密关联，当测量误差超过一定界限时接收机便会失锁。现分别针对 PLL 跟踪环路、FLL 跟踪环路和 DLL 跟踪环路进行测量误差分析^[60]。

1、PLL 跟踪环测量误差

接收机的 PLL 环的主要相位误差源有相位颤动和动态应力误差。一个关于 PLL 的经验门限表述如式(3.2.1)所示。

$$\begin{aligned} 3\sigma_{PLL} &= 3\sigma_j + \theta_e \leq 90^\circ (\text{无数据调制}) \\ 3\sigma_{PLL} &= 3\sigma_j + \theta_e \leq 45^\circ (\text{有数据调制}) \end{aligned} \quad (3.2.1)$$

其中， σ_j 表示除动态应力误差之外的所有其它源造成的 1σ 相位颤动， θ_e 表示 PLL 跟踪环的动态应力误差。将式(3.2.1)展开，对于二象限反正切鉴别器，PLL 跟踪环的 1σ 经验门限可表示为式(3.2.2)。

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{PLLt}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{\theta_e}{3} \leq 15^\circ (\text{有数据调制}) \quad (3.2.2)$$

其中， σ_{PLLt} 表示 1σ 热噪声 ($^\circ$)， σ_v 表示 1σ 由振动引起的振荡器颤动 ($^\circ$)， θ_A 表示由阿仑偏差引起的振荡器颤动 ($^\circ$)。

(a) PLL 热噪声

由于其它的 PLL 颤动源或者可能是瞬时的，或者可以忽略，因此常常把热噪声作为唯一的载波跟踪误差源。反正切 PLL 的热噪声颤动计算公式如式(3.2.3)所示。

$$\sigma_{PLLt} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (^\circ) \quad (3.2.3)$$

其中, B_n 表示载波环噪声带宽(Hz), $C/N_0 = 10^{\frac{(C/N_0)_{dB}}{10}}$ 表示载噪比(Hz), $(C/N_0)_{dB}$ 用 dB-Hz 来表示, T 表示预检测积分时间(s)。当热噪声误差以度为单位来表示时, 式(3.2.3)与信号载波频率无关。

(b) 由振动引起的振荡器相位噪声

终端运动和接收装置的机械颤动会引起接收机基准振荡频率的抖动, 相应的相位抖动均方差 σ_v 大致在 2° 左右。

(c) 阿仑偏差振荡器相位噪声

用以确定阿仑偏差相位噪声的是一些经验公式。这些公式以对基准振荡器短期稳定度的要求是什么的方式给出, 短期稳定度则以测量稳定度的阿仑偏差来确定。对于二阶 PLL 来说短期阿仑偏差的公式可表示为式(3.2.4), 对于三阶 PLL 来说短期阿仑偏差的公式可表示为式(3.2.5)。

$$\theta_{A2} = 144 \frac{\sigma_A(\tau) f_L}{B_n} \quad (^\circ) \quad (3.2.4)$$

$$\theta_{A3} = 160 \frac{\sigma_A(\tau) f_L}{B_n} \quad (^\circ) \quad (3.2.5)$$

其中, $\sigma_A(\tau)$ 是衡量频率稳定度的阿仑均方差, f_L 是 L 波段的输入频率。

(d) 动态应力误差

这种误差取决于环路带宽和阶数。一个有最小均方误差的 2 阶环, 其动态应力误差可表示为式(3.2.6), 一个有最小均方误差的 3 阶环, 其动态应力误差可示为式(3.2.7)。

$$\theta_{e2} = \frac{d^2 R / dt^2}{\omega_0^2} = \frac{d^2 R / dt^2}{\left(\frac{B_n}{0.53}\right)^2} = 0.2809 \frac{d^2 R / dt^2}{B_n^2} \quad (^\circ) \quad (3.2.6)$$

$$\theta_{e3} = \frac{d^3 R / dt^3}{\omega_0^3} = \frac{d^3 R / dt^3}{\left(\frac{B_n}{0.7845}\right)^3} = 0.4828 \frac{d^3 R / dt^3}{B_n^3} \quad (^\circ) \quad (3.2.7)$$

其中, R 代表卫星与接收机之间的连线距离, $d^2 R / dt^2$ 表示最大视线方向加速度动态($^\circ / s^2$), $d^3 R / dt^3$ 表示最大视线方向加加速度动态($^\circ / s^3$)。

(e) 基准振荡器的加速度应力误差

PLL 不能分辨由实际动态引起的动态应力和因振荡器对加速度的敏感性导致的基准振荡器频率改变而引起的动态应力。动态应力引起的振荡器频率变化如式(3.2.8)。

$$\Delta f_g = 360 S_g f_L G(t) \quad (^\circ / s) \quad (3.2.8)$$

其中, S_g 表示振荡器的 g 敏感度(每 g 的 $\Delta f / f$); f_L 是 L 波段的输入频率; $G(t)$ 表示作为时间函数的加速度应力(以 g 为单位)。

2、FLL 跟踪环测量误差

FLL 频率误差的来源主要是热噪声和动态应力误差引起的频率颤动。一个关于 FLL 跟踪门限的经验公式为(3.2.9)。

$$3\sigma_{FLL} = 3\sigma_{iFLL} + f_e \leq \frac{1}{4T} \quad (Hz) \quad (3.2.9)$$

其中, $3\sigma_{iFLL}$ 表示 3σ 热噪声频率颤动, f_e 表示在 FLL 跟踪环中的动态应力误差。

由热噪声引起的 FLL 跟踪环颤动如(3.2.10)所示。

$$\sigma_{iFLL} = \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\frac{4FB_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{TC/N_0}\right)} \quad (Hz) \quad (3.2.10)$$

其中, $F=1$, 在高 C/N_0 时。 $F=2$, 接近接收门限时。

n 阶 FLL 跟踪环的动态应力误差可表示为 (3.2.11)。

$$f_e = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{360\omega_0^n} \frac{d^n R}{dt^n} \right) = \frac{1}{360\omega_0^n} \frac{d^{n+1} R}{dt^{n+1}} \quad (Hz) \quad (3.2.11)$$

3、码跟踪环测量误差

码跟踪环(DLL)中主要测距误差源是热噪声距离误差颤动和动态应力误差。由经验方法的码跟踪环跟踪门限可表示为式(3.2.12)。

$$3\sigma_{DLL} = 3\sigma_{iDLL} + R_e \leq \frac{D}{2} \quad (3.2.12)$$

其中, σ_{iDLL} 表示 1σ 的热噪声码跟踪颤动(码片数), R_e 表示 DLL 跟踪环的动态应力误差(码片数), D 表示超前减滞后相关器的间距(码片数)。

DLL 跟踪环的动态应力误差可表示为式(3.2.13)。

$$R_e = \frac{d^n R / dt^n}{\omega_0^n} \text{(码片数)} \quad (3.2.13)$$

对于非相干前减后功率法, 以伪码码片数为单位的 σ_{iDLL} 值可表示为式(3.2.14)。

$$\sigma_{iDLL} = \begin{cases} \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} D \left[1 + \frac{2}{T(2-D)C/N_0} \right]} & D \geq \frac{\pi R_c}{B_{fe}} \\ \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} \left[\frac{1}{B_{fe} T_c} + \frac{B_{fe} T_c}{\pi - 1} \left(D - \frac{1}{B_{fe} T_c} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{2}{T(2-D)C/N_0} \right]} & \frac{R_c}{B_{fe}} < D < \frac{\pi R_c}{B_{fe}} \\ \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} \cdot \frac{1}{B_{fe} T_c} \cdot \left[1 + \frac{1}{TC/N_0} \right]} & D \leq \frac{R_c}{B_{fe}} \end{cases} \quad (3.2.14)$$

其中, B_n 表示码环噪声带宽 (Hz), B_{fe} 表示双边前段带宽 (Hz), $T_c = 1/R_c$ 表示码片周期 (s), R_c 是码片速率。

4、仿真结果分析

假设低轨卫星的轨道高度为 1000Km , 轨道倾角为 90° , 轨道为圆轨道。假设终端相对卫星来说其速度可以忽略, 并假设终端对卫星的最大仰角为 90° , 终端对卫星的最小仰角为 0° , 即: 终端为低轨卫星的一个星下点。二者的几何模型如图 3.5 所示。

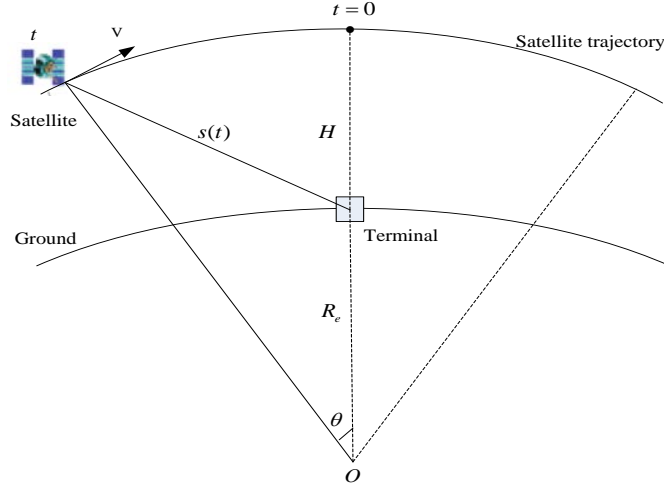


图 3.5 低轨卫星和终端的几何模型

假设 $t=0$ 时刻, 卫星过终端顶, 对于图 3.5 所示的平面图, 卫星在终端左侧时为负时刻, 在其右端时为正时刻。设地球半径为 R_e , 卫星轨道高度为 H , 卫星和终端之间的连线距离为 $s(t)$, 卫星和终端之间的地心夹角为 $\theta (0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ)$ 。则根据图 3.5 和万有引力定律可知低轨卫星做匀速圆周运动的速度可表示为式(3.2.15), 卫星和终端之间的地心夹角为 θ 可表示为式(3.2.16), 卫星和终端之间的连线距离为 $s(t)$ 可表示为式(3.2.17)。

$$v = \sqrt{\frac{gR_e^2}{R_e + H}} \quad (3.2.15)$$

$$\theta = \frac{vt}{\sqrt{R_e + H}} \quad (3.2.16)$$

$$R = s(t) = \sqrt{(R_e + H)^2 + R_e^2 - 2R_e(R_e + H)\cos\theta} \quad (3.2.17)$$

将式(3.2.17)分别代入式(3.2.6)、式(3.2.7)、式(3.2.11)、式(3.2.13)便可求出不同跟踪环路不同情况下的动态应力误差。

基于以上分析, 假设卫星和终端之间下行信号的载波频点为 1.5GHz , 扩频码速率为 5.115MHz , 假设下行信号功率为 -120dBmW 。下面给出不同跟踪环路对下行导频信号的测量误差。

(a) 下行导频载波频率测量误差

频率锁定环路实现对多普勒频率的锁定，FLL 的环路滤波器取一阶，则整个环为二阶。取环路带宽为 1000Hz ，噪声系数为 5.5dB 。将图 3.5 所示的 1000Km 的圆轨道代入环路跟踪系统后的仿真结果如图 3.6 所示。

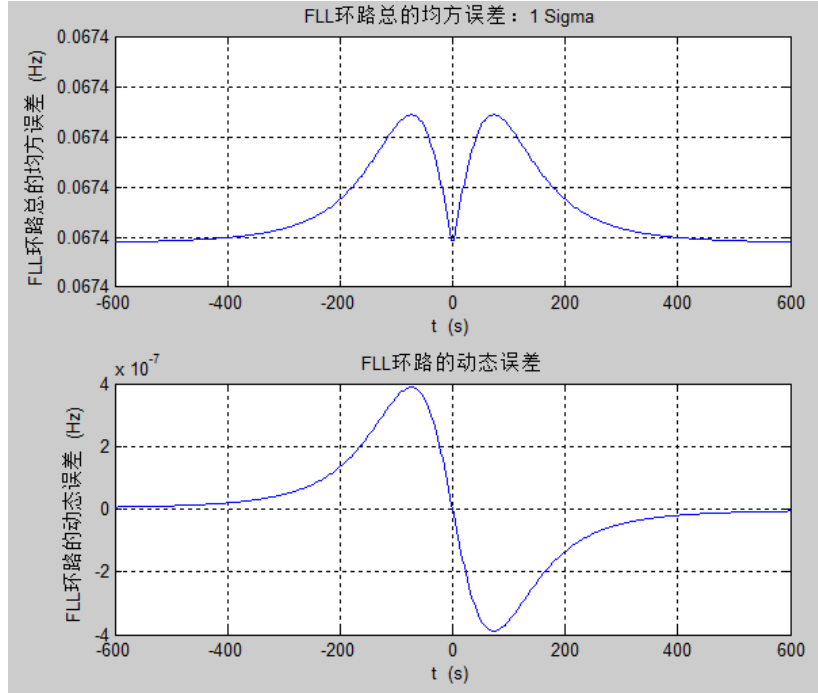


图 3.6 FLL 环路误差

(b) 下行导频载波相位测量误差

PLL 的环路滤波器取二阶，则整个环为三阶。取环路带宽为 100Hz ，噪声系数为 5.5dB 。将图 3.5 所示的 1000Km 的圆轨道代入环路跟踪系统后的仿真结果如图 3.7 示。

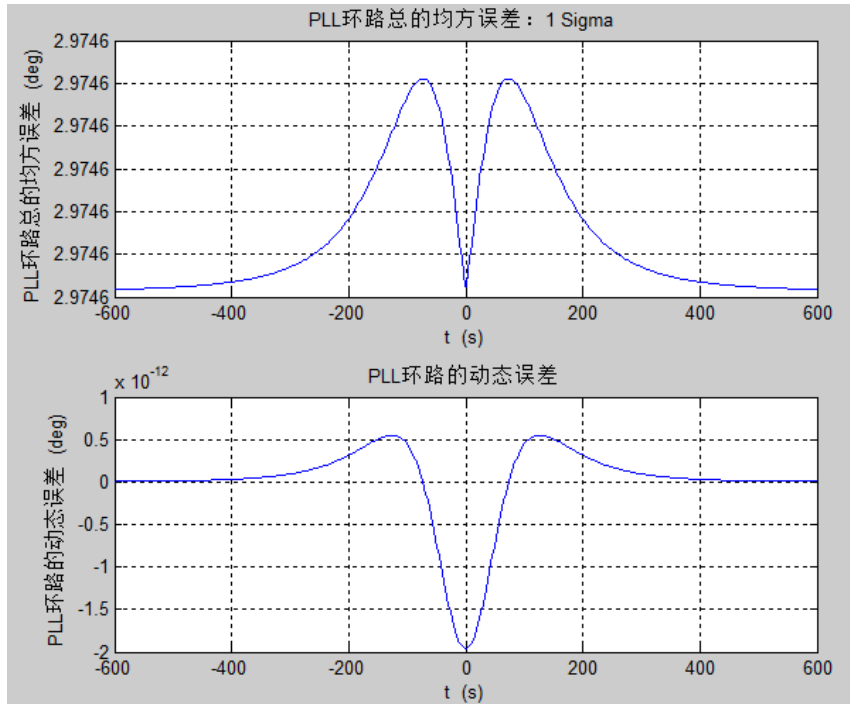


图 3.7 PLL 环路误差

(c) 下行伪码测量误差

DLL 环路锁定环路下行信号，DLL 的环路滤波器取二阶，则整个环为三阶。取环路带宽为 100Hz ，噪声系数为 5.5dB 。将图 3.5 所示的 1000Km 的圆轨道代入环路跟踪系统后的仿真结果如图 3.8 所示。

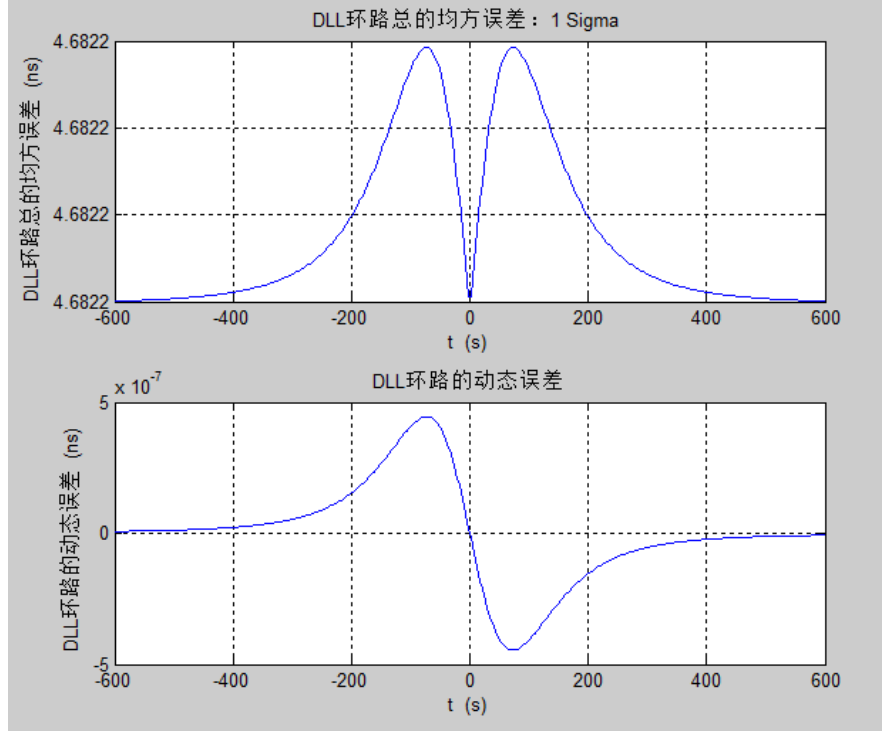


图 3.8 DLL 环路误差

由以上仿真结果可知，PLL、FLL、DLL 跟踪环路都有很强的信号跟踪能力，选择合适的环路参数，能够使跟踪环路的测量误差很小。因此终端接收机的跟踪环路得到的多普勒频偏和码相位精度比较高，基于此进行的多普勒补偿精度和延迟控制精度也必然很高。对上行导频的载波频率测量误差、上行导频的载波相位测量误差、上行伪码测量误差的仿真过程同上。

综上所述，导频信号法直接测量信号的多普勒频移并进行多普勒频移的实时预校正，计算量比较小，精度高，而且实时性好。终端接收机不需要多普勒频移估计模块，因此可以简化终端的接收模块设计复杂度。这种方法既简单，又准确，但是进行多普勒频移的预校正时，无法对多普勒频移的变化率进行校正，需要依靠缩短跟踪环的更新周期来提高精度。这种方法依赖于导频信号，导频信号一般为了辅助接收机捕获，当通信系统中没有导频信号时，这种方法不再适用。当多普勒变化很剧烈时，对终端接收机同步环路的要求很高，常常适合于多普勒频偏变化不是很大的系统。对于实时变化的大频差条件下的系统，终端接收机很可能捕获不到导频信号或者跟踪失锁，此时该方法将不再适用，需要采用其它多普勒频移估计及补偿方法。另外，对低轨卫星来说，导频信号的发射会增大其发射功率，提高成本。

3.2.2 轨道星历法

章节 2.2.2 中介绍的通用的多普勒频移及其变化率的计算方法，能准确的估计出任何动态特性终端处于任何运动状态时和卫星之间的多普勒频移及其变化率的大小，因为这种方法是利用低轨卫星和终端的实时位置和速度信息，比较精确。但这种方法计算量大，在计算卫星在地心地固坐标系中的位置和速度矢量时，所用参数比较多，坐标系之间的变换比较麻烦。因此有必要用既简单又少的轨道参数来表示卫星的实时位置信息和速度信息。终端的多普勒频移估计模块准确估计出多普勒频移及其变化规律后，利用上行频率预校正技术对多普勒频移进行处理。

式(2.2.1)中低轨卫星和终端之间的相对径向速度 $v_r(t)$ 可以不用低轨卫星和终端之间的相对位置矢量和速度矢量来求，可以根据二者之间的实时距离 $s(t)$ 来求取， $v_r(t)$ 和 $s(t)$ 之间的关系可表示为式(3.2.18)所示。

$$v_r(t) = -\frac{ds(t)}{dt} \quad (3.2.18)$$

图 2.8 中低轨卫星、终端、地心构成一个平面三角形即 SOP ，如图 3.9 所示。

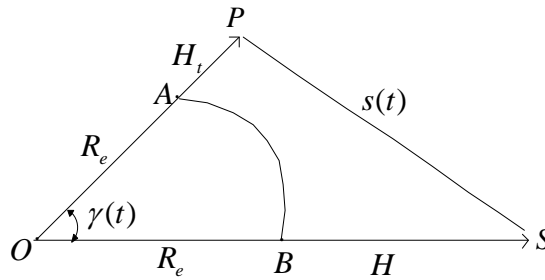


图 3.9 平面三角形 SOP

图中， R_e 为地球半径， H 为低轨卫星轨道高度， $r_s = H + R_e$ 为低轨卫星轨道半径， $r_t = H_t + R_e$ 为终端和地心之间的实时距离。

由图 3.9 可知，终端和低轨卫星之间的实时距离 $s(t)$ 可表示为式(3.2.19)所示。

$$s(t) = \sqrt{r_s^2 + r_t^2 - 2r_s r_t \cos \gamma(t)} \quad (3.2.19)$$

将式(3.2.19)代入式(3.2.18)，终端和低轨卫星之间的实时径向速度如式(3.2.20)。

$$v_r(t) = -\frac{ds(t)}{dt} = \frac{r_s r_t \cdot \frac{d}{dt} \cos \gamma(t)}{\sqrt{r_s^2 + r_t^2 - 2r_s r_t \cos \gamma(t)}} \quad (3.2.20)$$

将式(3.2.20)代入式(2.2.1)、式(2.2.4)和式(2.2.5)中，可得终端和低轨卫星之间的多普勒频移、一阶变化率和二阶变化率的表达式如式(3.2.21)、式(3.2.22)、式(3.2.23)。

$$f_D(t) = \frac{f_c}{c} \frac{r_s r_t}{s(t)} \frac{d}{dt} \cos \gamma(t) = \frac{f_c \cdot r_s r_t}{c} \cdot \frac{\frac{d}{dt} \cos \gamma(t)}{\sqrt{r_s^2 + r_t^2 - 2r_s r_t \cos \gamma(t)}} \quad (3.2.21)$$

$$\Delta f_D(t) = \frac{d}{dt} f_D(t) \quad (3.2.22)$$

$$\Delta \Delta f_D(t) = \frac{d^2}{dt^2} f_D(t) \quad (3.2.23)$$

由以上分析可知,终端和低轨卫星之间的多普勒频移及其变化规律主要取决于终端和卫星之间地心夹角的余弦值即 $\cos \gamma(t)$ 。只要能准确的得到 $\cos \gamma(t)$ 的实时变化,便可以准确的估计出多普勒频移及其一阶、二阶变化率的大小。

3.2.2.1 低动态终端中的多普勒频移估计与补偿方法

1、多普勒频移及其一阶变化率的估计

假设终端相对于低轨卫星静止不动,参考文献[41]中的分析方法,以终端对低轨卫星的最大仰角作为参数。如图 3.10 所示。

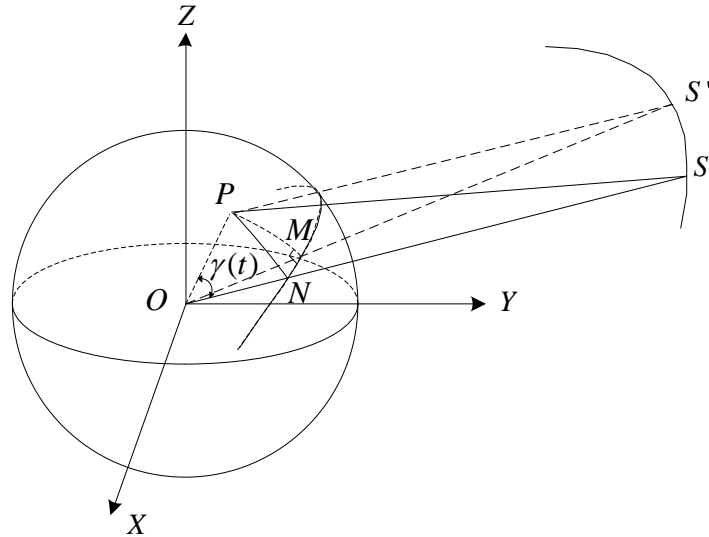


图 3.10 低动态终端和卫星的空间几何关系图

其中 N 是卫星的一个星下点, M 是卫星运行到终端对卫星有最大仰角处时卫星的星下点,即 N 、 M 都在卫星的星下点轨迹上。 S 、 P 、 $\gamma(t)$ 的定义同章节 2.2 所述。

设低轨卫星在 M 点头顶时为时刻 t_0 , 在 N 点头顶时为时刻 t , 则终端位置、 N 、 M 可构成球面三角形, 且 $\angle PMN = 90^\circ$ 。如图 3.11 所示。

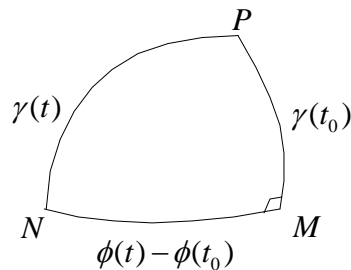


图 3.11 球面三角形 PMN

其中, $\gamma(t)$ 为 t 时刻终端和卫星之间的地心夹角, $\gamma(t_0)$ 为 t_0 时刻终端和卫星之间的地心夹角, $\phi(t) - \phi(t_0)$ 为 N 、 M 两点之间的地心角距。

对于圆轨道卫星, 根据万有引力公式得出其角速度为 $\omega = \sqrt{\frac{gR_e^2}{(R_e + H)^3}}$, 设卫星在地心地固坐标系中的角速度为 ω_s , 若卫星轨道倾角为 i , 地球自转角速度为 ω_e , 则 $\omega_s = \omega - \omega_e \cos i$ 。可以根据具体情况考虑要不要忽略地球自转情况。因为终端相对低轨卫星静止不动, 低轨卫星做匀速圆周运动, 所以 $\phi(t) - \phi(t_0)$ 可表示为式(3.2.24)所示。

$$\phi(t) - \phi(t_0) = \omega_s(t - t_0) = (\omega - \omega_e \cos i)(t - t_0) \quad (3.2.24)$$

根据图 3.9 以及球面三角形的原理可知:

$$\cos \gamma(t) = \cos \gamma(t_0) \cdot \cos [\phi(t) - \phi(t_0)] \quad (3.2.25)$$

将式(3.2.24)代入式(3.2.25)即得关系式(3.2.26)。

$$\cos \gamma(t) = \cos \gamma(t_0) \cdot \cos [(\omega - \omega_e \cos i)(t - t_0)] \quad (3.2.26)$$

将图 3.9 简化为图 3.12 所示。设终端对卫星的仰角为 $\theta(t)$ 。

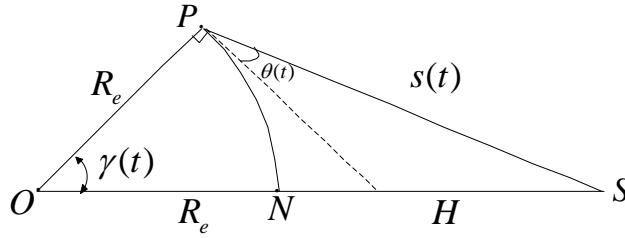


图 3.12 低动态终端时平面三角形 SOP

则根据平面几何关系可知:

$$\cos [\gamma(t) + \theta(t)] = \frac{R_e \cos \theta(t)}{R_e + H} = \frac{R_e \cos \theta(t)}{r_s} \quad (3.2.27)$$

当终端对卫星有最大仰角时, 可求得此时终端和卫星的地心夹角。

$$\gamma(t_0) = \arccos \left(\frac{R_e}{r_s} \cos \theta_{\max} \right) - \theta_{\max} \quad (3.2.28)$$

$$\cos \gamma(t_0) = \cos \left[\arccos \left(\frac{R_e}{r_s} \cos \theta_{\max} \right) - \theta_{\max} \right] \quad (3.2.29)$$

由式(3.2.28)、式(3.2.29)可知, 当卫星轨道高度 H 、终端对卫星的最大仰角 θ_{\max} 确定时, $\gamma(t_0)$ 为一个常数, $\cos \gamma(t_0)$ 为一个常数, 记为 $const$ 。

由章节 2.2 中分析可知, 对低动态终端, 可以忽略其多普勒频移的二阶变化率。将式(3.2.26)、式(3.2.29)代入式(3.2.21)、式(3.2.22)可得多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率的表达式如式(3.2.30)、式(3.2.31)所示。

$$f_D(t) = -\frac{f_c}{c} \cdot \frac{\text{const} \cdot r_s R_e \cdot (\omega - \omega_e \cos i) \sin[(\omega - \omega_e \cos i)(t - t_0)]}{mid} \quad (3.2.30)$$

$$\Delta f_D(t) = -\frac{f_c}{c} \cdot \frac{\text{const} \cdot r_s R_e \cdot (\omega - \omega_e \cos i)^2 \cos[(\omega - \omega_e \cos i)(t - t_0)] mid^2 - \{\text{const} \cdot r_s R_e \cdot (\omega - \omega_e \cos i) \sin[(\omega - \omega_e \cos i)(t - t_0)]\}^2}{mid^3} \quad (3.2.31)$$

其中, $mid = \sqrt{r_s^2 + R_e^2 - 2\text{const} \cdot r_s R_e \cos[(\omega - \omega_e \cos i)(t - t_0)]}$ 为中间变量。

2、可视时间段分析

终端对卫星的最小仰角为 θ_{\min} , 设终端对卫星的仰角有最小值时为时刻 t_{\min} , 则根据式(3.2.26)、式(3.2.29)求得卫星刚进入终端视野到卫星过顶的时间差, 如(3.2.32)、(3.2.33)所示。

$$\cos \gamma(t_{\min}) = \cos \gamma(t_0) \cdot \cos[(\omega - \omega_e \cos i)(t_{\min} - t_0)] \quad (3.2.32)$$

$$t_{\min} - t_0 = \frac{1}{\omega - \omega_e \cos i} \arccos\left(\frac{\cos \gamma(t_{\min})}{\cos \gamma(t_0)}\right) = \frac{1}{\omega - \omega_e \cos i} \arccos\left(\frac{\cos\left[\arccos\left(\frac{R_e}{r_s} \cos \theta_{\min}\right) - \theta_{\min}\right]}{\cos\left[\arccos\left(\frac{R_e}{r_s} \cos \theta_{\max}\right) - \theta_{\max}\right]}\right) \quad (3.2.33)$$

因此, 终端和低轨卫星的可见时间 T 可表示为式(3.2.34)。

$$T = \left| \frac{2}{\omega - \omega_e \cos i} \arccos\left(\frac{\cos\left[\arccos\left(\frac{R_e}{r_s} \cos \theta_{\min}\right) - \theta_{\min}\right]}{\cos\left[\arccos\left(\frac{R_e}{r_s} \cos \theta_{\max}\right) - \theta_{\max}\right]}\right) \right| \quad (3.2.34)$$

当卫星轨道参数、终端对卫星的最大仰角 θ_{\max} 和最小仰角 θ_{\min} 确定时, 终端和卫星之间的可见时间 T 就是一个常数。

3、仿真结果分析

卫星轨道高度 $H = 1000\text{Km}$, 轨道倾角为 $i = 51.9974^\circ$, 终端对卫星最小仰角 $\theta_{\min} = 5^\circ$, 根据式(3.2.34)可计算出终端和卫星之间的可视时长 T 的值, 再根据式(3.2.30)和式(3.2.31)可得到终端和卫星之间的相对多普勒频移 $\frac{f_D(t)}{f_c}$ 、相对多普勒频移的一阶

变化率 $\frac{\Delta f_D(t)}{f_c}$ 关于可视时间 T 分别如图 3.13、图 3.14 所示。根据式(3.2.34)可得出不同高度的低轨卫星、终端对卫星最小仰角 θ_{\min} 不同时, 终端与卫星之间的可见时长随最大仰角 θ_{\max} 的变化曲线如图 3.15 所示。

由图 3.13、图 3.14 可知, 当终端对卫星的最大仰角 $\theta_{\max} = 90^\circ$ 时, 即终端在卫星星下点轨迹上时, 二者之间的可视时间最长。在卫星对终端可见时间内, 当卫星开始

进入或离开终端视野时,卫星和终端之间的多普勒频移达到最大值而此时多普勒频移变化最小;在终端对卫星的仰角有最大值时,卫星距离终端最近,多普勒频移达到 0 值但其变化最大,即多普勒频移的一阶变化率达到绝对值最大值。相对多普勒频移、相对多普勒频移的一阶变化率都是关于可见时间的对称函数。图 3.13、图 3.14 所示的多普勒频移及其变化率的变化规律与章节 2.2 中介绍的多普勒频移的特征相同。

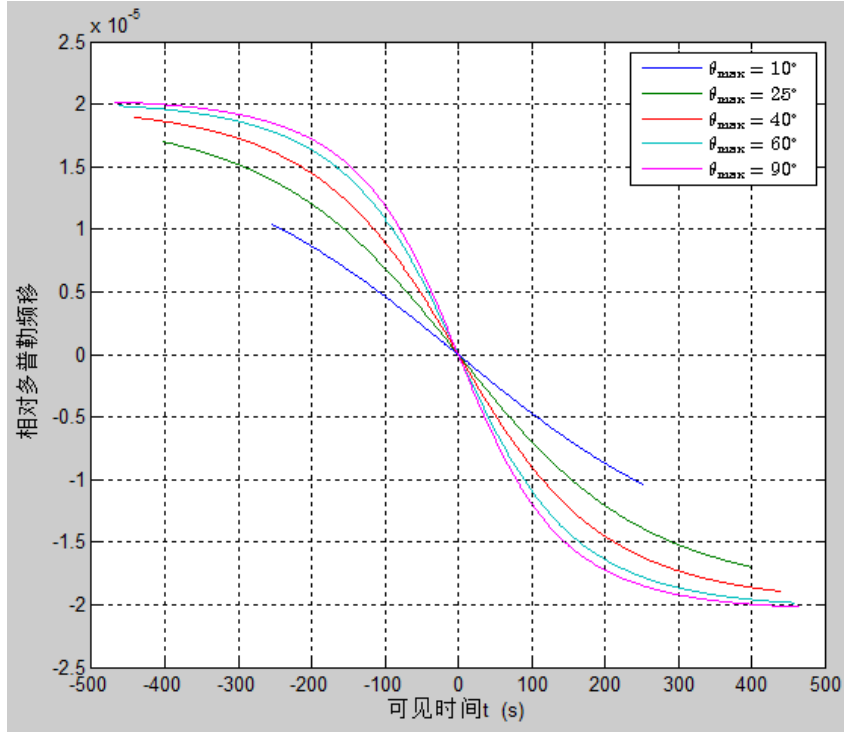


图 3.13 不同最大仰角 θ_{\max} 情况下相对多普勒频移随可见时间的变化曲线

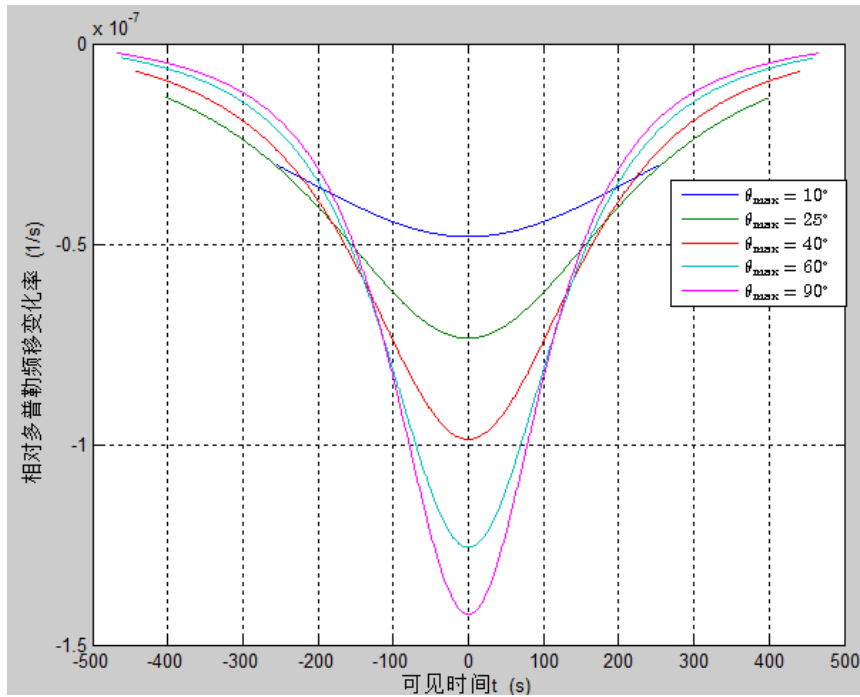
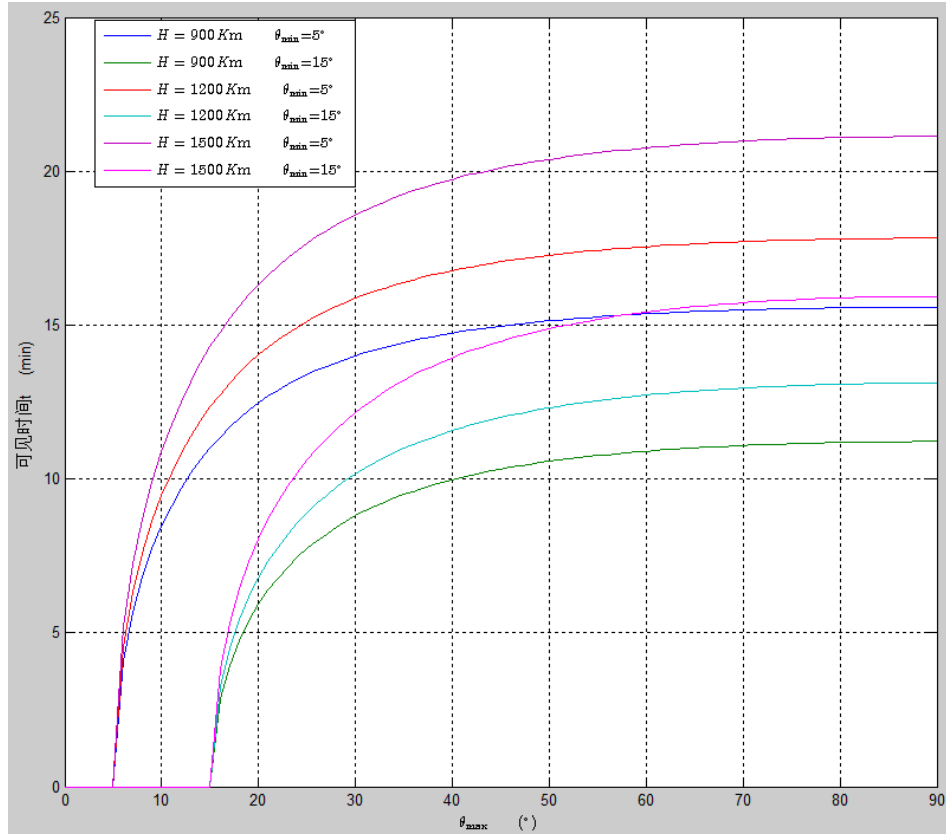


图 3.14 不同最大仰角 θ_{\max} 情况下相对多普勒频移一阶变化率随可见时间的变化曲线

图 3.15 可见时间与 H 、 θ_{\min} 、 θ_{\max} 的关系曲线

由图 3.15 可知，可以发现终端与卫星之间的可见时间遵循以下规律：假设卫星轨道倾角 i 为一确定值，当终端与卫星之间的最小仰角 θ_{\min} 、低轨卫星轨道高度 H 一定时，随着 θ_{\max} 的不断增大，终端和卫星之间的可见时间不断增大，并在 $\theta_{\max} = 90^\circ$ 时，可见时间达到最大值，即终端在卫星星下点轨迹上时对卫星的可见时间最长；当终端与卫星之间的最小仰角 θ_{\min} 、最大仰角 θ_{\max} 一定时，随着卫星轨道高度 H 的增大，可见时长不断增大；当卫星轨道高度 H 、终端和卫星之间的最大仰角 θ_{\max} 一定时，当终端与卫星之间的最小仰角 θ_{\min} 越小，可见时长越大；当终端和卫星之间的最大仰角和最小仰角满足关系式 $\theta_{\max} \leq \theta_{\min}$ 时，终端和卫星之间始终不可见，即可见时间为 0。

4、多普勒补偿准则

通过 DDS 方式进行多普勒补偿。利用轨道星历法进行多普勒补偿时，不但要对多普勒频移补偿，还要对多普勒频移的一阶变化率进行补偿。终端多普勒频移估计模块估计出多普勒频移及其一阶变化率后，设具体实现时多普勒频移 $f_d(n)$ 、多普勒频移的一阶变化率 $\Delta f_d(n)$ 每 T_f 秒更新一次，通过式(3.2.35)将多普勒频移及其一阶变化率都补偿， $f_{out}(n)$ 即为估计出的需要补偿的多普勒偏移量，实现结构如图 3.16 所示。这种结构使得估计出的每个时刻的 $f_{out}(n)$ 量化误差很小。

$$f_{out}(n) = f_D(n-1) + \Delta f_D(n-1)T_f \quad (3.2.35)$$

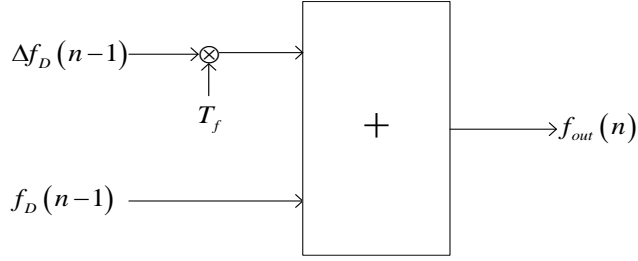


图 3.16 需补偿的多普勒频移实现图

利用式(3.2.36)即可得到每个时刻需补偿的多普勒频移对应的 DDS 控制字 $K(n)$ 。

$$K(n) = \frac{2^N}{f_{clk}} f_{out}(n) \quad (3.2.36)$$

得到 $K(n)$ 后, 便可利用章节 3.2 中讲述的上行频率预校正技术进行多普勒频移的消除。

假设卫星轨道高度 $H = 1000\text{Km}$, 轨道倾角为 $i = 51.9974^\circ$, 终端对卫星最小仰角 $\theta_{\min} = 0^\circ$, 最大仰角 $\theta_{\max} = 90^\circ$, 设具体实现时多普勒频移 $f_D(n)$ 、多普勒频移的一阶变化率 $\Delta f_D(n)$ 的更新周期 $T_f = 0.01(\text{s})$, 图 3.17 给出可视时间内估计出的相对多普勒频移 $\frac{f_{out}(n)}{f_c}$ 与标准的相对多普勒频移曲线的比较图。图 3.18 给出了二者之间的误差曲线。

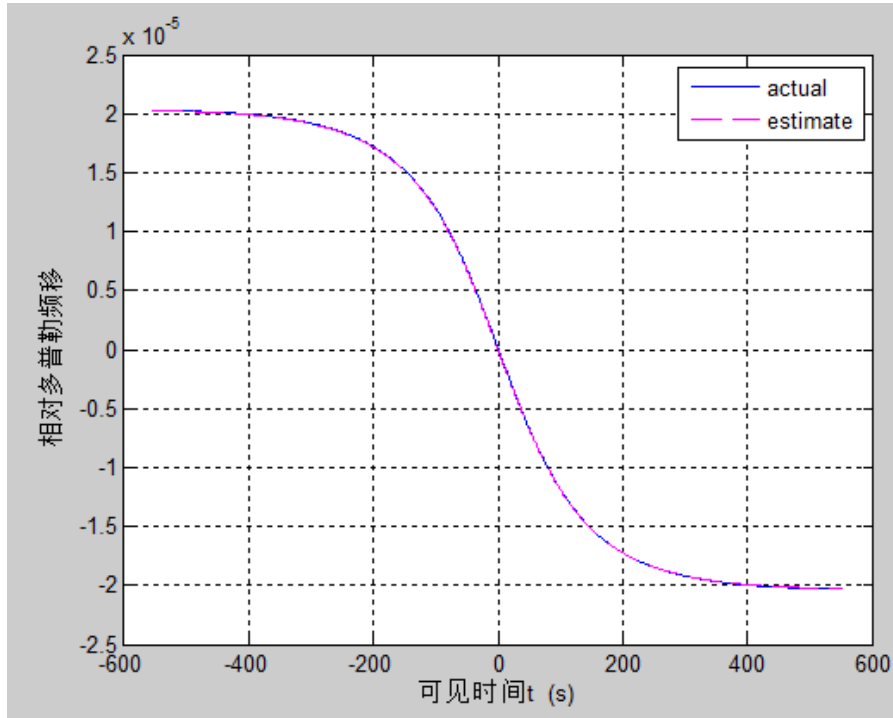


图 3.17 可视时间段内相对多普勒频移

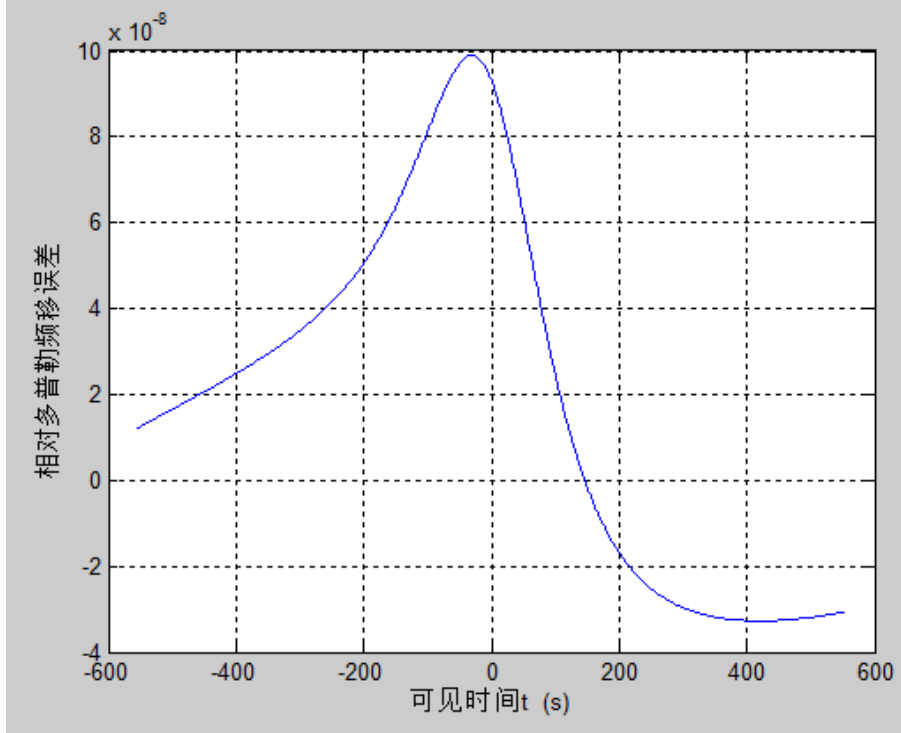


图 3.18 可视时间段内估计相对多普勒频移误差

由图 3.17 和图 3.18 可知，估计的需要补偿的多普勒频移值和实际值偏差很小，两曲线拟合很好，相对多普勒频移的估计误差最大不超过 1×10^{-7} ，当载波频率为 $f_c = 1.5(\text{GHz})$ 时，多普勒估计误差范围为 $-150(\text{Hz}) \sim +150(\text{Hz})$ 。可以认为，经过终端的处理，将卫星和终端之间的多普勒频移的变化范围缩小在了 $\pm 150(\text{Hz})$ 内。

3.2.2.2 高动态终端中的多普勒频移估计与补偿方法

1、多普勒频移及变化率的估计

经度、纬度信息是比较常用的地理坐标参数，可以用来表示卫星或者终端的位置信息。文献[42]中也利用卫星和终端的位置信息来求取二者之间的多普勒频移，但是这篇文献中同样假设终端相对于卫星静止不动。这里考虑高动态终端和低轨卫星之间的情况。利用经纬度信息，则高动态终端和低轨卫星之间的地心夹角的余弦值 $\cos \gamma(t)$ 可表示为式(3.2.37)。

$$\cos \gamma(t) = \cos T_s(t) \cos T_t(t) \cos[G_s(t) - G_t(t)] + \sin T_s(t) \sin T_t(t) \quad (3.2.37)$$

其中， $G_s(t)$ 表示卫星的经度， $T_s(t)$ 表示卫星的纬度， $G_t(t)$ 表示终端的经度， $T_t(t)$ 表示终端的纬度。

对于低轨卫星，其经纬度信息可用简单的轨道参数来表示。假设卫星的轨道倾角为 i ，角速度为 ω ，升交点赤经为 λ_0 ，并假设 $t=0$ 时刻卫星处于其升交点位置，则卫星的纬度和经度可表示为式(3.2.38)^[6]。

$$T_s(t) = \arcsin(\sin i \cdot \sin \theta_s(t))$$

$$G_s(t) = \lambda_0 + \arctan(\cos i \cdot \tan \theta_s(t)) - \omega_e t \pm \begin{cases} -180^\circ, & -180^\circ \leq \theta_s(t) < -90^\circ \\ 0^\circ, & -90^\circ \leq \theta_s(t) \leq 90^\circ \\ 180^\circ, & 90^\circ < \theta_s(t) \leq 180^\circ \end{cases} \quad (3.2.38)$$

其中, ω_e 是地球自转角速度, $\theta_s(t) = \omega t$ 为 t 时刻卫星在其轨道平面内相对于 $t = 0$ 时刻的角距。

由式(3.2.38)可知卫星的经纬度时变信息可表示为式(3.2.39)。

$$\frac{d}{dt} T_s(t) = \frac{\omega \cdot \sin i}{\cos T_s(t)} \cos \theta_s(t)$$

$$\frac{d}{dt} G_s(t) = \frac{\omega \cdot \cos i}{\cos^2 T_s(t)} - \omega_e \quad (3.2.39)$$

对于高动态终端, 通过其运动轨迹可获得其实时位置坐标信息, 通过式(3.2.40)^[22], 便可得到其实时经纬度信息。

$$G_t(t) = \arctan\left(\frac{y_t}{x_t}\right)$$

$$h = \frac{P}{\cos(T_t(t))} - N \quad (3.2.40)$$

$$T_t(t) = \arctan\left(\frac{z_t}{p(1 - e^2 \frac{N}{N+h})}\right)$$

其中, $\vec{r}_t = (x_t, y_t, z_t)$ 为高动态终端在地心地固坐标系中的实时坐标信息, $N = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 T_t(t)}}$ 是基准椭球体的卯酉圆曲率半径, e 为基准椭球偏心率, $p = \sqrt{x_t^2 + y_t^2}$ 是一个中间变量。式(3.2.40)是一个迭代公式, 一般需要 3~4 次迭代就可以结束运算。

将式(3.2.38)、(3.2.39)、(3.2.40)代入式(3.2.37), 可以得到关于 $\cos \gamma(t)$ 的时变公式, 如式(3.2.41)所示。

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \cos \gamma(t) = & \left(\frac{\omega \cdot \sin i}{\cos T_s(t)} \cos \theta_s(t) \right) \left(\cos T_s(t) \sin T_t(t) - \sin T_s(t) \cos T_t(t) \cos(G_s(t) - G_t(t)) \right) \\ & + \frac{dT_t(t)}{dt} \left[\sin T_s(t) \cos T_t(t) - \cos T_s(t) \sin T_t(t) \cos(G_s(t) - G_t(t)) \right] \\ & + \left(\frac{dG_t(t)}{dt} - \left(\frac{\omega \cdot \cos i}{\cos^2 T_s(t)} - \omega_e \right) \right) \cos T_s(t) \cos T_t(t) \sin(G_s(t) - G_t(t)) \end{aligned} \quad (3.2.41)$$

由式(3.2.41)可知, 该式中仅和低轨卫星的几个简单的轨道参数有关, 无需复杂的矩阵变换。终端能够准确知道自己的运动轨迹, 只要终端能够获得卫星的星历, 将卫星星历运用到式(3.2.41)中, 然后代入到式(3.2.21)、式(3.2.22)、式(3.2.23)中, 便可

准确估计出终端和卫星之间的多普勒频移、多普勒频移的一变化率和多普勒频移的二阶变化率。

这种方法也适用于低动态终端的情况，将终端经纬度信息改为恒定值即可。

2、多普勒补偿准则

通过 DDS 方式进行多普勒补偿。高动态终端利用轨道星历法进行多普勒补偿时，不但要对多普勒频移补偿，还要对多普勒频移的一阶和二阶变化率进行补偿。终端多普勒频移估计模块估计出多普勒频移、一阶及二阶变化率后，设具体实现时多普勒频移 $f_D(n)$ 、多普勒频移的一阶变化率 $\Delta f_D(n)$ 、多普勒频移的二阶变化率 $\Delta\Delta f_D(n)$ 每 T_f 秒更新一次，通过式(3.2.42)将多普勒频移、多普勒频移的一阶和二阶变化率都补偿， $f_{out}(n)$ 即为估计出的需要补偿的多普勒偏移量，实现结构如图 3.19 所示。这种结构使得估计出的每个时刻的 $f_{out}(n)$ 量化误差很小。

$$\begin{aligned}\Delta f_D(n-1) &= \Delta f_D(n-2) + \Delta\Delta f_D(n-2)T_f \\ f_{out}(n) &= f_D(n-1) + \Delta f_D(n-1)T_f\end{aligned}\quad (3.2.42)$$

利用式(3.2.43)即可得到每个时刻需补偿的多普勒频移对应的 DDS 控制字 $K(n)$ 。得到 $K(n)$ 后，便可利用章节 3.2 中讲述的上行频率预校正技术进行多普勒频移的消除。

$$K(n) = \frac{2^N}{f_{clk}} f_{out}(n) \quad (3.2.43)$$

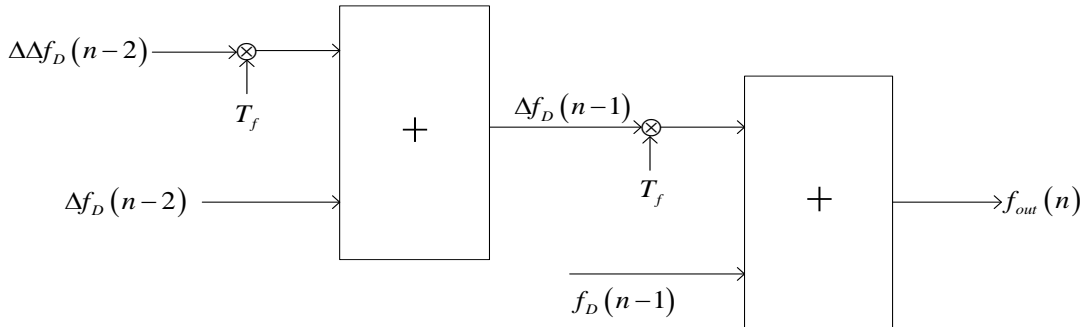


图 3.19 需补偿的多普勒频移实现图

考虑图 2.10 所示的洲际导弹为高动态终端，低轨卫星的轨道参数如表 2.4 所示，以此通信场景来验证算法的有效性。设具体实现时多普勒频移 $f_D(n)$ 、多普勒频移的一阶变化率 $\Delta f_D(n)$ 、多普勒频移的二阶变化率 $\Delta\Delta f_D(n)$ 的更新周期 $T_f = 0.01(s)$ ，图 3.20 给出可视时间内估计出的相对多普勒频移、相对多普勒频移的一阶变化率与标准值之间的比较及误差曲线。图 3.21 给出了当载波频率 $f_c = 1.5(GHz)$ 时，该方法估计出的需要补偿的多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率与实际值的误差曲线。

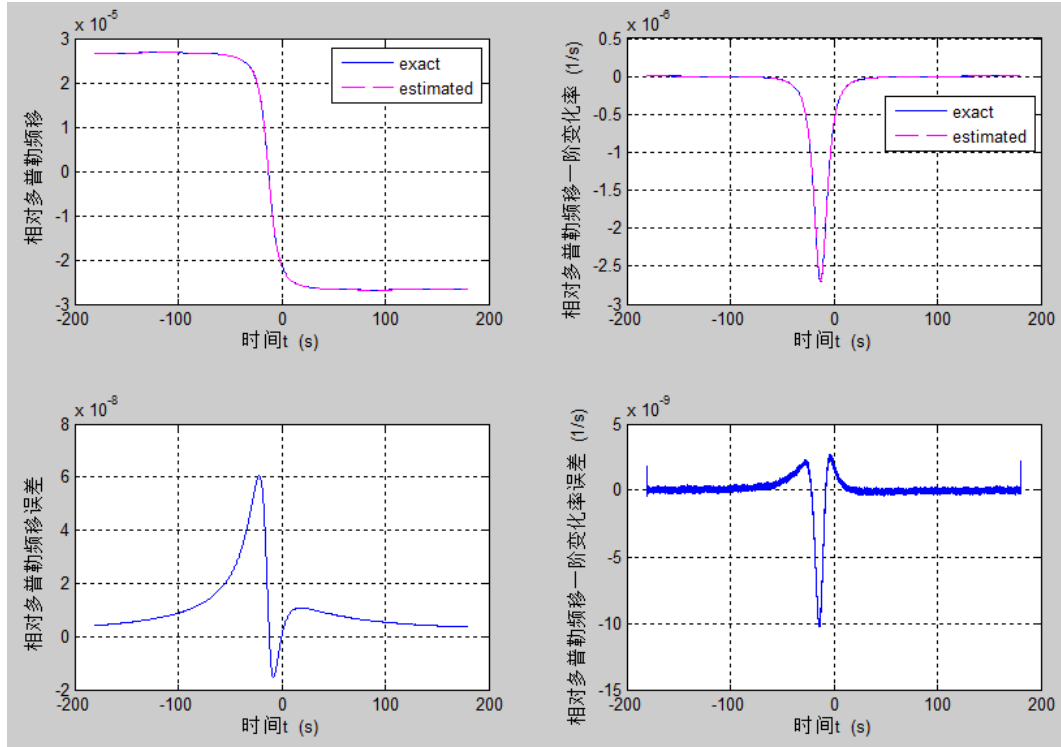


图 3.20 相对多普勒频移及一阶变化率和标准值的比较及误差曲线

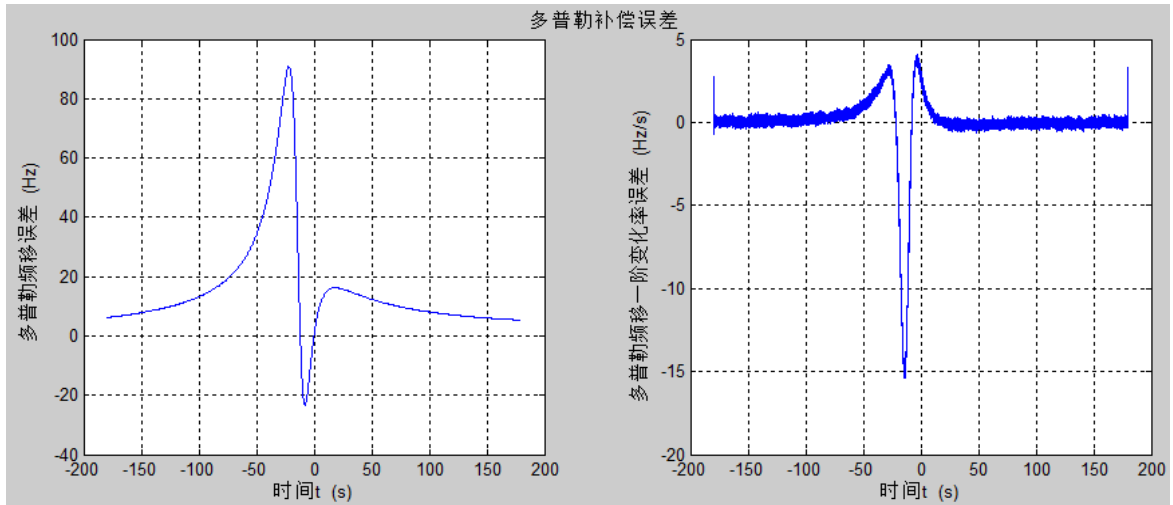


图 3.21 多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率补偿误差

由图 3.20、图 3.21 可知，估计的需要补偿的多普勒频移值和实际值偏差很小，两曲线拟合很好，相对多普勒频移的估计误差最大不超过 7×10^{-8} 。当载波频率为 $f_c = 1.5(\text{GHz})$ 时，多普勒估计误差范围在 $100(\text{Hz})$ 以内。

综上所述，低动态终端中的多普勒频移估计模块能够利用卫星的星历信息，并结合自身相对卫星的方位准确估计出每一时刻的多普勒频移及其变化特性，高动态终端中的多普勒频移估计模块能够根据星历信息准确估计出每一时刻卫星的经纬度等位置信息，同时利用自身的地理位置信息，能够估计出高精度的多普勒频移、多普勒频移的一阶变化率和二阶变化率。当终端利用卫星轨道星历估计出和卫星之间的上下行

链路上每时刻的多普勒频移，便可利用频率预校正技术，使得卫星接收机接收到信号的载波频率含有很小的多普勒变化特性，对实现终端准同步接入、提高系统的效率和容量起重要作用。这种方法比较精确，且实时性好，但是相比导频法计算量大很多。

3.3 本章小结

本章首先介绍了上行频率预校正这种常用的补偿方法；其次基于低轨卫星准同步通信系统，结合不同动态特性的终端，介绍了导频法和轨道星历法两种方法来估计卫星和终端之间的多普勒动态特性，尤其对于高动态终端，提出利用卫星的少数参数来表示卫星经度、纬度等位置信息，利用终端的运动轨迹来表示其经度、纬度等位置信息，然后联合卫星和终端的经纬度信息即能准确估计出多普勒实时变化规律。结合频率预校正技术给出了相应的多普勒补偿方法，并仿真验证了算法的有效性。

第四章 准同步通信系统基于导频法的多普勒补偿的硬件实现

终端能够针对导频信号进行捕获并持续跟踪,实时测量出低轨卫星和终端之间的实时距离变化、多普勒频移及变化规律,然后进行实时多普勒补偿和延迟控制,既简单、准确,实时性好,同时可以简化终端的接收模块设计复杂度,适当选择终端接收机中跟踪环的更新周期可提高测量精度,同时可以弥补将多普勒频移的一阶变化率带来的影响。

终端利用卫星轨道星历估计和卫星之间的上下行链路上每时刻的径向距离、多普勒频移并实时补偿的方法比较精确,且实时性好,但是相比导频法计算量大很多。

低轨卫星准同步系统中存在专门的导频信道,从而能够准确测量出卫星和终端之间的实时距离变化及多普勒动态,因此准同步系统中采用导频法实现对多普勒频移的实时测量与上行信号频率实时预校正比较方便,同时能够保证补偿精度。第三章中分别针对低动态和高动态终端,将终端和低轨卫星之间的多普勒频移特性做了仿真验证,本章将基于准同步系统,给出低动态终端利用导频法实现的多普勒实时测量和补偿的物理实现,并对多普勒补偿精度进行测试,对其性能进行简要分析。

4.1 系统模型建立

假设低轨卫星的轨道高度为 900Km ,轨道倾角为 90° ,轨道为圆轨道。假设低动态终端为低轨卫星的一个星下点,对卫星的最小仰角为 0° 。二者的几何模型如图4.1。假设 $t=0$ 时刻,卫星过终端顶,设卫星在终端左侧时为负时刻,在其右端时为正时刻。

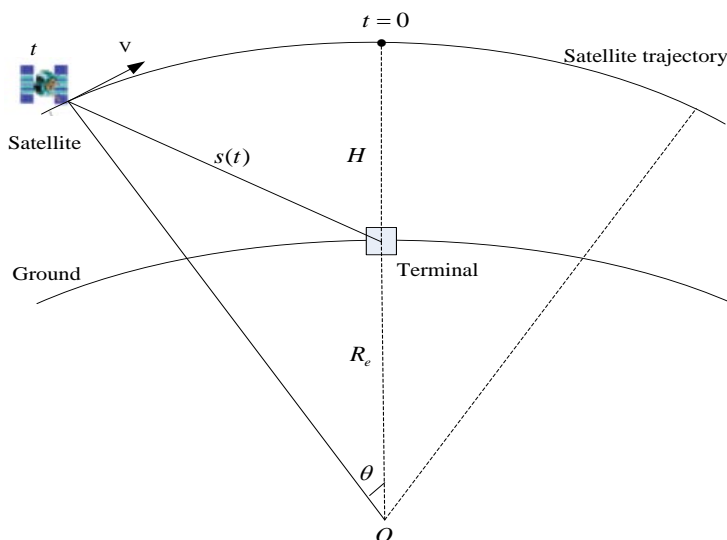


图 4.1 低轨卫星和终端的几何示意图

假设信号载波频率为 $1.5(\text{GHz})$,利用式(3.2.19)、式(3.2.30)、式(3.2.31)可仿真得到卫星和终端之间的实时径向距离、速度、加速度及加加速度特性如图4.2所示,多普勒频移及变化率随过境时间的变化曲线如图4.3所示。

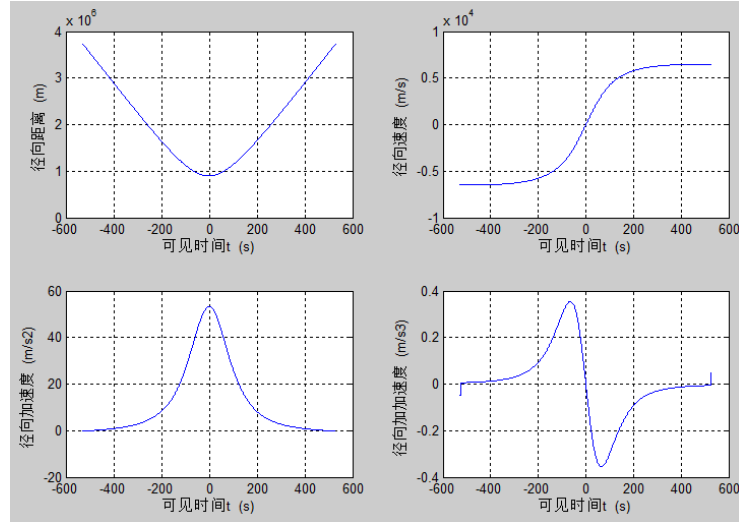


图 4.2 径向距离、速度、加速度、加加速度随可见时间的变化曲线

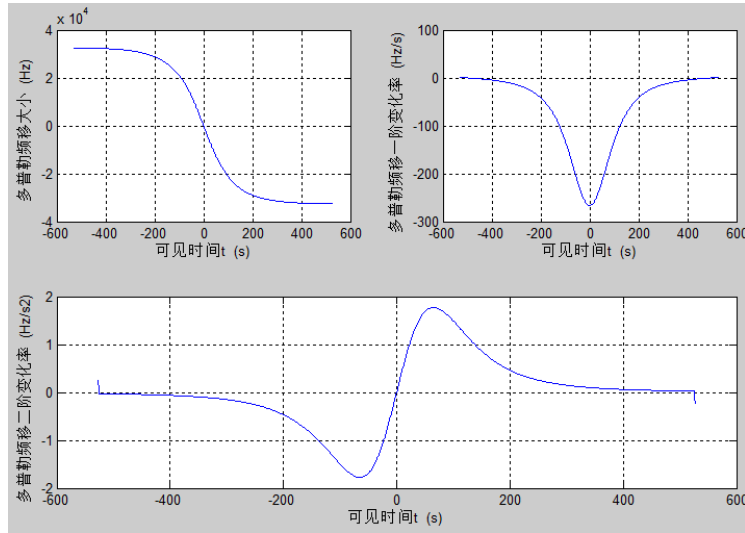


图 4.3 多普勒频移及变化率随可见时间的变化曲线

4.2 硬件实现总体方案

4.2.1 系统硬件平台

整个准同步系统包括卫星模拟器、终端模拟器、PC 模拟场景控制和数据分析模块。卫星模拟器主要包括多模式导航授时型接收机、高性能中频信号处理板和星上 OCXO；终端模拟器主要包括多模式导航授时型接收机、高性能中频信号处理板和终端 TCXO；PC 模拟场景控制和数据分析模块能够控制星上模拟器和终端模拟器的工作方式，包括星地延迟大小、多普勒频移动态、伪码码型等，同时能够分析星地时差测量误差。

考虑到实现上述方案中星上收发设备和终端收发设备的复杂性，要准确模拟其功能和性能，需要采用具有灵活编程能力的 SDR 硬件平台来模拟。

方案中的高性能中频信号处理板采用基于功能强大的 FPGA+DSP 的 SDR 硬件平台，该 SDR 平台采用 Xilinx 公司高性能的 Virtex5 系列 FPGA，以及 TI 公司的高性能定点处理器 TMS320C6455，充分发挥 FPGA 和 DSP 的高速运算、灵活编程的优点，具有强大的中频信号处理能力、数据管理能力和通信能力。其原理框图如图 4.4 所示。

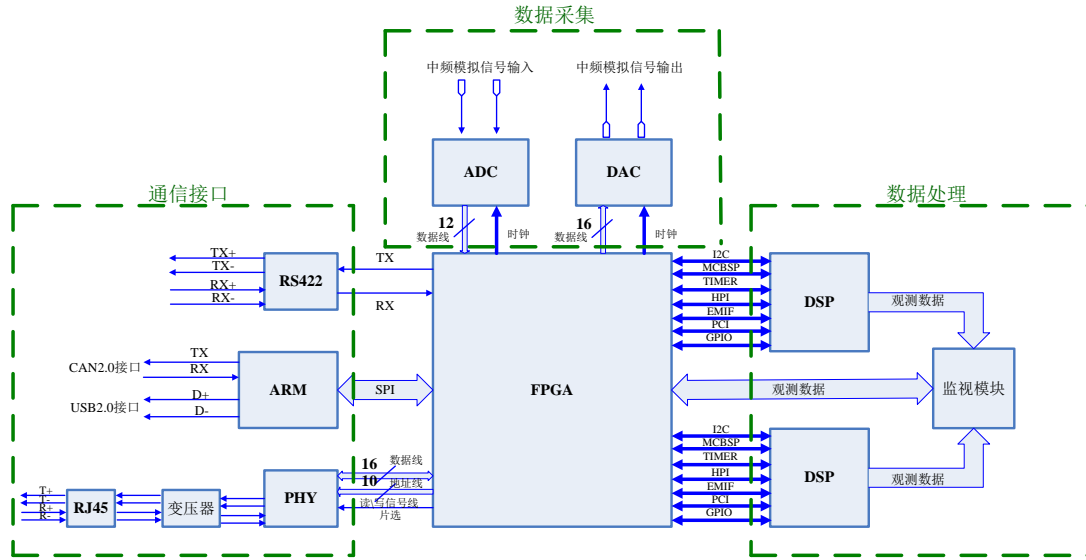


图 4.4 SDR 硬件平台原理框图

4.2.2 系统软件方案

4.2.2.1 卫星模拟器

卫星模拟器主要包括双模式导航卫星授时模块、本地 1pps 同步模块、扩频发射机模块以及扩频接收机模块。扩频发射机模块产生带有卫星多普勒动态并模拟星地距离延迟的下行链路信号；扩频接收机模块接收来自终端上行信号并检测上行信号是否达到准同步接入。总的来说，卫星模拟器的功能主要包括：上行信号的捕获、跟踪、解扩解调及 LDPC 译码；产生下行导频信号和业务数据的 LDPC 编码、扩频调制信号(含多普勒模拟)。卫星模拟器的功能结构框图如图 4.5 所示。

卫星模拟器的发射和接收功能均由 DSP 和 FPGA 软件共同完成。对于卫星模拟器的发射机模块，FPGA 完成的功能主要有：

- (1)伪码产生：产生 PN 码；
- (2)载波 DDS、伪码 DDS 控制：根据输入的控制字产生所需的载波频率、码频率和码相位；
- (3)扩频与 BPSK 调制；
- (4)发射机控制：设置伪码本原多项式、初始相位、符号速率、发射信号功率等；
- (5)多普勒模拟和距离模拟：根据 DSP 计算出的模拟实时距离变化、多普勒及变化规律，产生 DDS 控制字。

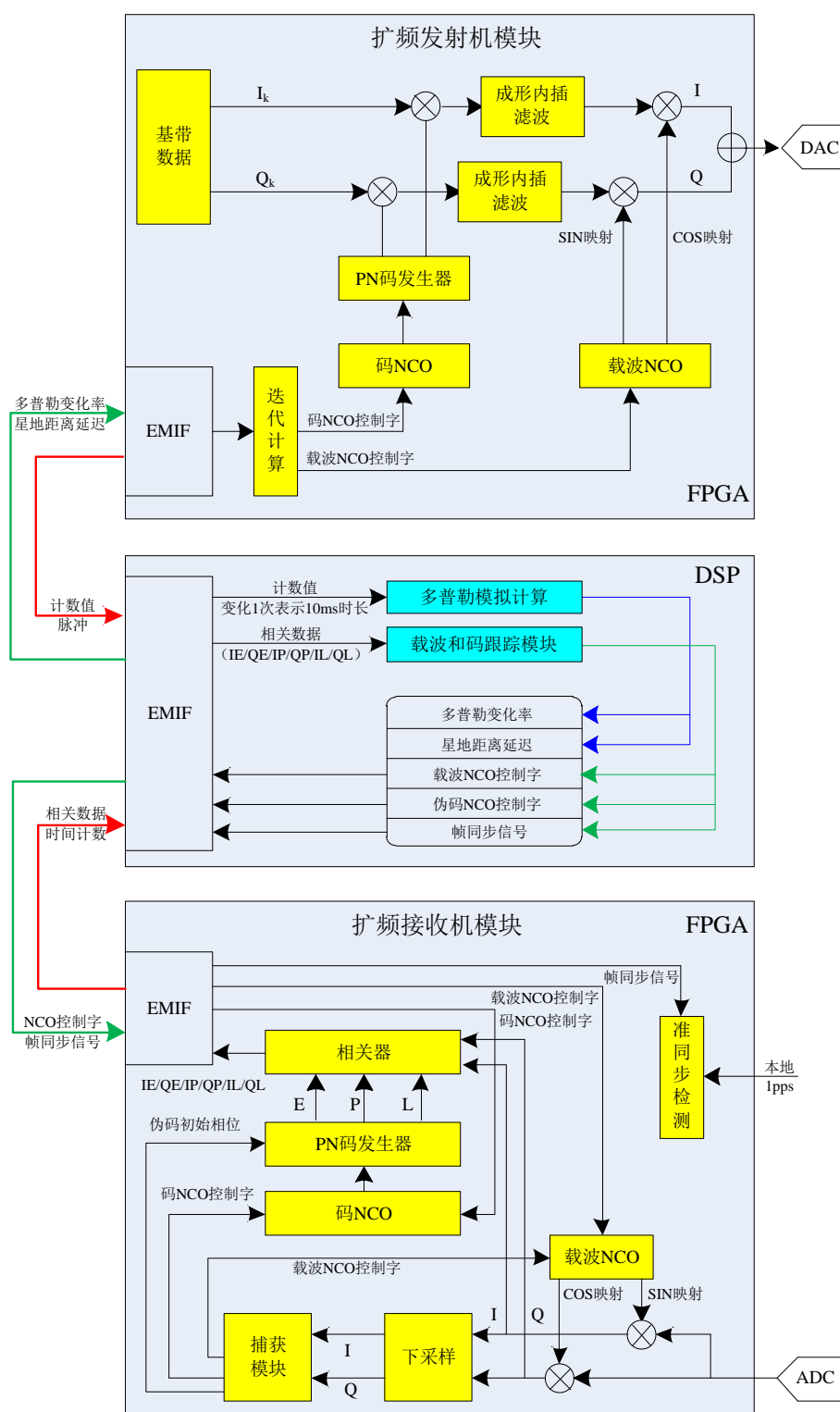


图 4.5 卫星模拟器的功能结构框图

对于卫星模拟器的发射机模块，DSP 完成的功能主要有：

- (1)低轨卫星运动的模拟：根据实际的轨道运行，计算模拟的实时距离变化、多普勒及变化率，传给 FPGA 控制发射信号完成卫星动态的模拟；
- (2)LDPC 编码：将调制数据进行 LDPC 信道编码，提高信号传输的可靠性。

对于卫星模拟器的接收机模块，FPGA 完成的功能主要有：

- (1)伪码产生：产生 PN 码；
- (2)载波 DDS、伪码 DDS 控制：根据输入的控制字产生所需的载波频率、码频率和码相位；
- (3)信号下变频、下采样；
- (4)码相关和载波相关。

对于卫星模拟器的接收机模块，DSP 完成的功能主要有：

- (1)捕获：读取下变频数据，进行 FFT 运算，输出捕获得到的载波多普勒和码相位初始值；
- (2)环路跟踪：进行载波跟踪和码跟踪计算，输出载波和伪码控制字；
- (3)LDPC 译码：将跟踪过程中解调出的数据进行译码，将译码后的数据通过 EMIF 接口送给 FPGA。

由于实验环境并不是真实的卫星通信环境，因此要对卫星下发的信号进行信道模拟，即模拟不同场景下的卫星的动态变化情况。关于多普勒模拟源的设计与实现如下。

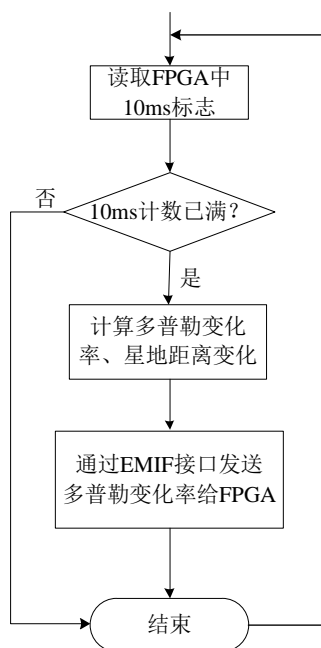


图 4.6 DSP 的软件流程图

如图 4.2、图 4.3 所示的卫星和终端之间的距离变化、载波多普勒变化规律，关于伪码多普勒同理可以得到。当计算得到卫星和终端之间的多普勒及变化特性后，便考虑具体实现问题。由于真实的卫星运动是实时的，且短时间内卫星多普勒变化不明显，而具体实现时，DSP 实时计算多普勒并通过 EMIF 接口送给 FPGA 所需运算量大，会影响到 DSP 程序其它状态机的正常运行，所以我们选择每 10(ms) 计算并更新一次多普勒值来代替真实卫星的实时运动，以达到卫星运动的近似多普勒模拟与 DSP 运算量的折中。10(ms) 的精确计数由 FPGA 完成，FPGA 每完成 10(ms) 计数后会送给

DSP 计数满标志, 在 DSP 程序中通过 EMIF 接口不断从 FPGA 中读取 $10(ms)$ 计数满标志, 一旦读到 $10(ms)$ 计数满标志, DSP 就开始计算此时多普勒变化率, 并通过 EMIF 接口送给 FPGA。DSP 关于多普勒模拟的软件流程图如图 4.6 所示。FPGA 中模拟信号延迟发射和多普勒变化的设计, 主要是通过改变伪码和载波 DDS 的 NCO 控制字实现来实现, NCO 控制字的产生框图如图 4.7 所示。

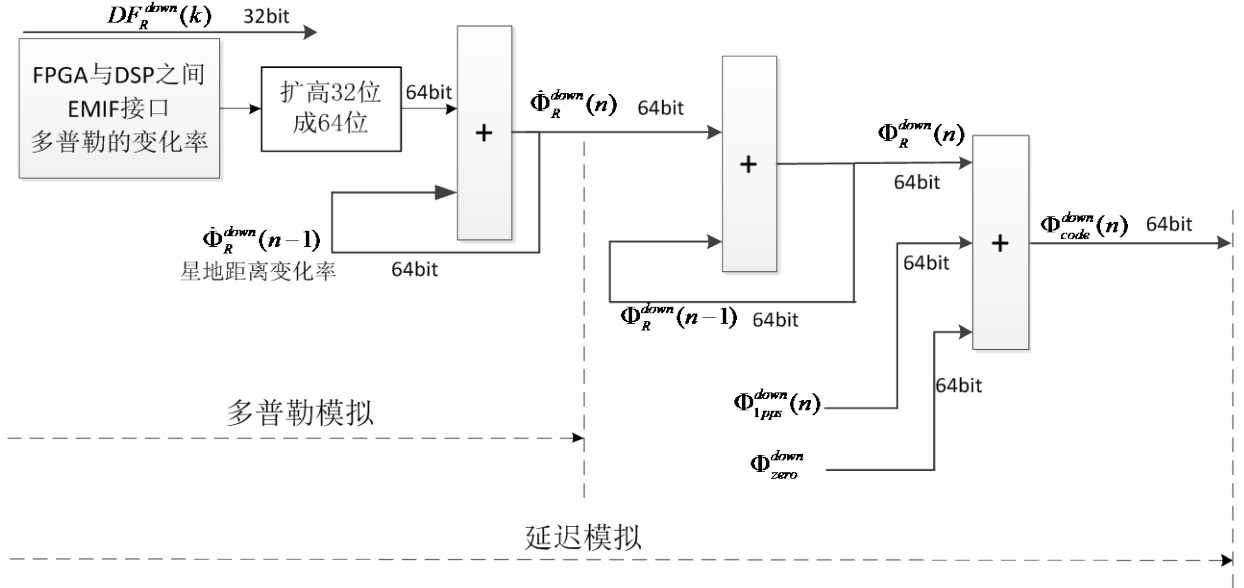


图 4.7 星上模拟多普勒变化和延迟发射

4.2.2.2 终端模拟器

终端模拟器主要包括双模式导航卫星授时模块、本地 1pps 同步模块、扩频发射机模块、扩频接收机模块、多普勒补偿模块以及星地距离补偿模块。完成的主要功能包括：下行导频信号和业务信号的捕获、跟踪、解扩解调及 LDPC 译码；对上行信号进行频率预校正和星地距离补偿；产生上行业务数据的 LDPC 编码、扩频调制信号。终端模拟器的功能结构框图如图 4.8 所示。

终端模拟器的发射和接收功能均由 DSP 和 FPGA 软件共同完成。对于终端模拟器的发射机模块, FPGA 完成的功能主要有：

- (1)伪码产生：产生 PN 码；
 - (2)载波 DDS、伪码 DDS 控制：根据输入的控制字进行多普勒补偿、距离延迟补偿, 产生所需的载波频率、码频率和码相位；
 - (3)扩频与 BPSK 调制；
 - (4)发射机控制：设置伪码本原多项式、初始相位、符号速率、发射信号功率等；
- 对于终端模拟器的发射机模块, DSP 主要完成 LDPC 编码功能。

对于终端模拟器的接收机模块, FPGA 完成的功能主要有：

- (1)伪码产生：产生 PN 码；

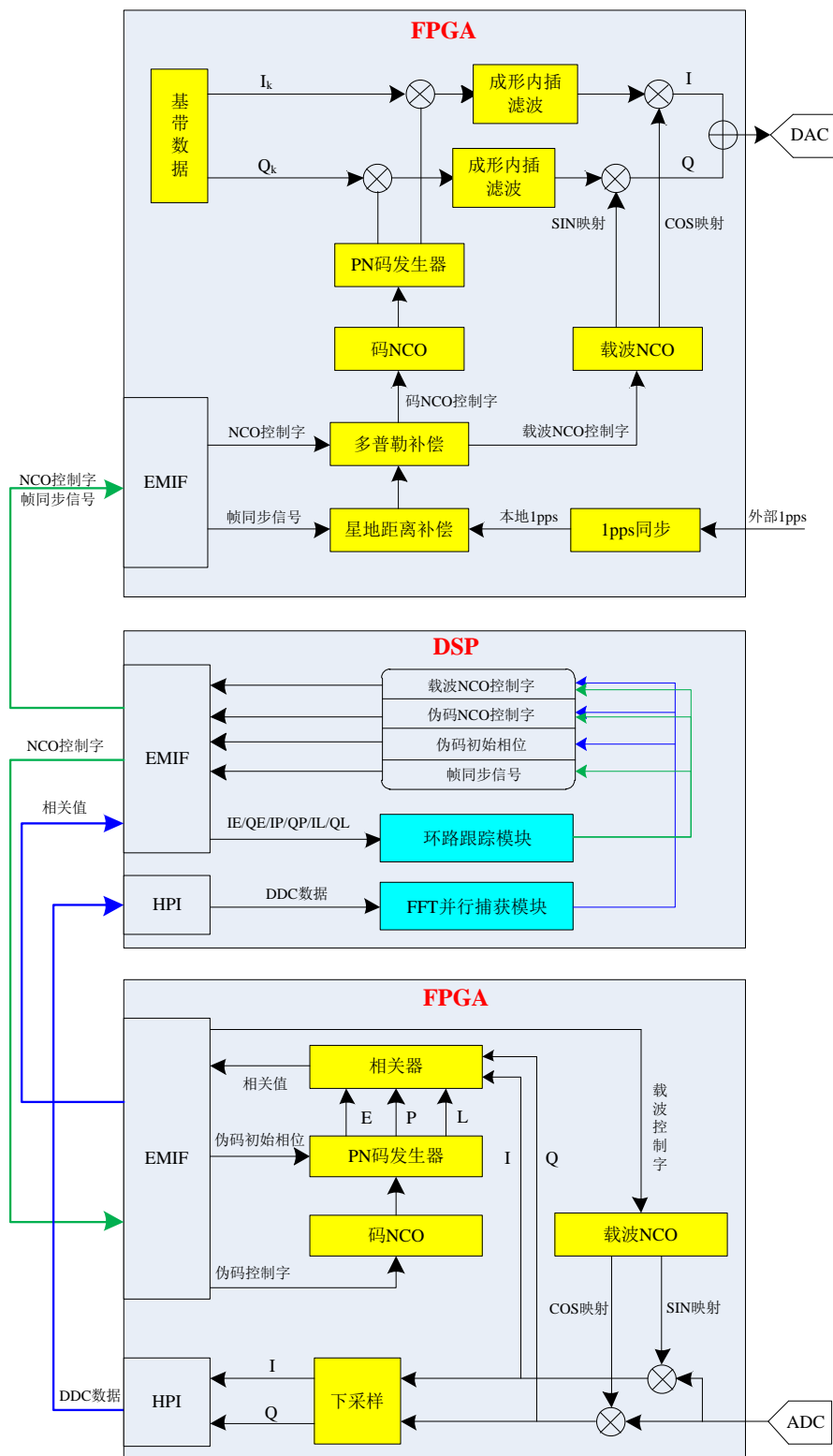


图 4.8 终端模拟器的功能结构框图

- (2)载波 DDS、伪码 DDS 控制：根据输入的控制字产生所需的载波频率、码频率和码相位；
- (3)信号下变频、下采样；
- (4)码相关和载波相关。

对于终端模拟器的接收机模块，DSP 完成的功能主要有：

- (1)捕获：读取下变频数据，进行 FFT 运算，输出捕获得到的载波多普勒和码相位初始值；
- (2)环路跟踪：进行载波跟踪和码跟踪计算，输出载波和伪码控制字；
- (3)LDPC 译码：将跟踪过程中解调出的数据进行译码，将译码后的数据通过 EMIF 接口送给 FPGA。

实际实现时接收机捕获得到多普勒频移的初始值，为 DDS 的控制字形式，记为 NCO_Ini ，跟踪环路进行多普勒变化和码相位的精细估计，实际实现时也为 DDS 的控制字形式，记为 $Delt_NCO$ 。则根据导频法及上行频率预校正原理可知，假设上行信号载波频率和下行信号载波频率相等，则对上行信号的多普勒预校正模块结构如图 4.9 所示，图中得到的载波 NCO 控制字便是需要提前校正的多普勒频移量。关于星地距离延迟补偿，将其转化为码相位后，也是通过改变伪码 DDS 的控制字实现，原理同载波多普勒补偿，这里不详细介绍。

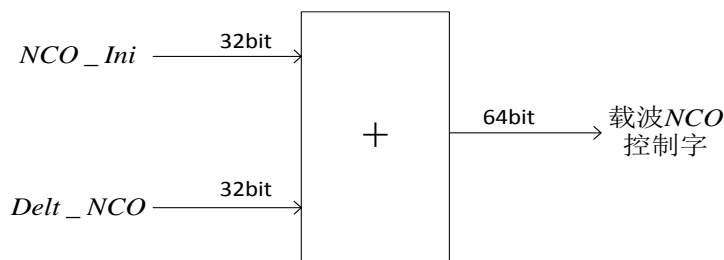


图 4.9 终端上行频率预校正

4.2.3 测试结果

4.2.3.1 测试环境

图 4.10、图 4.11 分别为实验测试中需要用的卫星模拟器和终端模拟器。

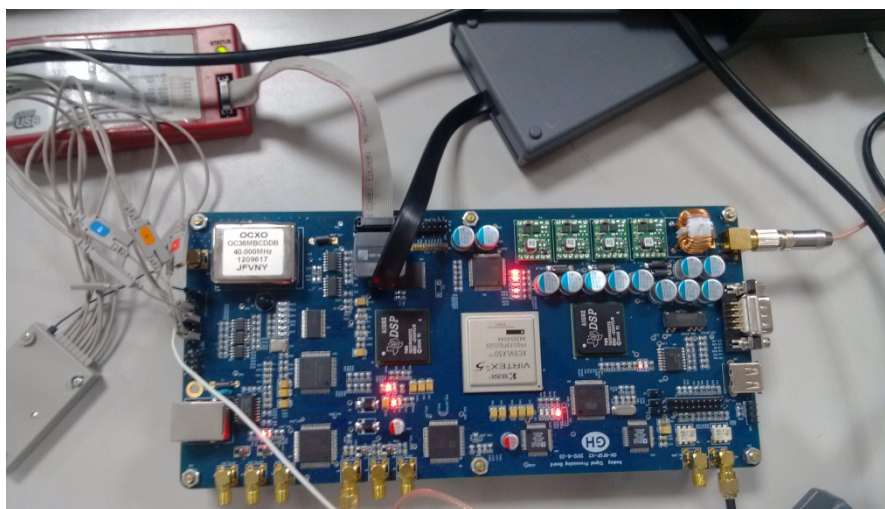


图 4.10 卫星模拟器—高性能中频信号处理板

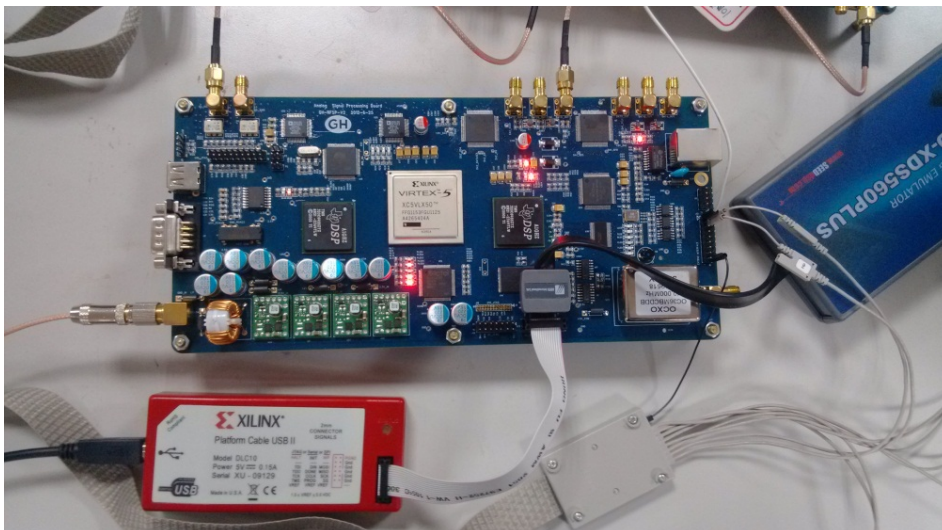


图 4.11 终端模拟器—高性能中频信号处理板

4.2.3.2 测试条件

在低动态终端环境下，在章节 4.2.2.1 中卫星多普勒模拟源设计方法的基础上，用导频法和上行频率预校正相结合的方法进行测试。由于卫星模拟器和终端模拟器只针对中频信号进行处理，不包含射频信号部分，因此这里只针对中频信号进行测试，假设上下行信号中频频率为 $10(\text{MHz})$ 。

卫星模拟器发射带有多普勒动态的下行导频信号，伪码速率 $5.115(\text{MHz})$ ，符号速率 $5(\text{KHz})$ ，载波频率为 $10(\text{MHz})$ 。对下行信号进行扩频、 $10(\text{MHz})$ 上变频、BPSK 调制后通过 DAC 进行 $70(\text{MHz})$ 中频输出。

终端模拟器通过 ADC 进行 $40(\text{MHz})$ 带通采样、 $10(\text{MHz})$ 下变频、解扩、解调，并进行多普勒补偿与延迟控制，回发上行信号，对上行信号进行扩频、 $10(\text{MHz})$ 上变频、BPSK 调制后通过 DAC 进行 $70(\text{MHz})$ 中频输出。

关于晶振，卫星模拟器采用 0.01ppm 的 OCXO，终端模拟器采用 0.1ppm TCXO。先测试晶振 OCXO 和 晶振 TCXO 的输出基准频率，实际测试结果为：OCXO 晶振 $10(\text{MHz})$ 输出为 $9.999988(\text{MHz})$ ，TCXO 晶振 $10(\text{MHz})$ 输出为 $9.999989(\text{MHz})$ 。

4.2.3.3 测试结果

卫星模拟器实现对多普勒的实时模拟，终端模拟器通过对下行导频信号载波频率实时测量，然后采用图 4.9 所示的对上行信号频率的预校正结构对上行多普勒预先补偿，实际测得在终端与卫星可见时间段内，终端对上行信号的多普勒实时补偿精度如表 4.1 所示。根据表 4.1 可以将多普勒补偿精度表示为随终端与卫星的可见时间的变化曲线，如图 4.12 所示。

表 4.1 多普勒补偿精度测量结果

卫星过境时间(s)	星上 NCO (64bit 量化)	星上发射频率(MHz)	星上与 10M 标称频率差 值(MHz)	终端跟踪 NCO(40bit 量化)	终端发射 频率(MHz)	终端与 10M 标称频率差 值(MHz)	多普勒补 偿精度(Hz)
-450	0x201A8DC3 00001360	10.032414	0.032414	0x3FCAE57B2B	9.967588	0.032412	2
-400	0x201A6F2C 0000313B	10.032268	0.032268	0x3FCB234A3A	9.967735	0.032265	3
-350	0x201A2F7F 00005D3F	10.031964	0.031964	0x3FCBA27779	9.968038	0.031962	2
-300	0x2019BDC8 0000A11F	10.031422	0.031422	0x3FCC85E21F	9.968580	0.031420	2
-250	0x2018FB73 00011283	10.030495	0.030495	0x3FCE0AF30F	9.969508	0.030492	3
-200	0x2017AE9A 0001DAF3	10.028908	0.028908	0x3FD0A5364A	9.971097	0.028903	5
-150	0x2015661E 0003472B	10.026121	0.026121	0x3FD536B771	9.973885	0.026115	6
-100	0x20114CE0 0005D959	10.021118	0.021118	0x3FDD6BC580	9.978894	0.021106	12
-50	0x200A336E 00099B76	10.012452	0.012452	0x3FEBA1F15E	9.987568	0.012432	20
0	0x20000000 000BBCBE	10.000000	0	0x40000C268E	10.000028	0.000028	28
50	0x1FF5CC92 00097C7A	9.987547	0.012453	0x40146FC8D5	10.012473	0.012427	25
100	0x1FEEB320 0005B053	9.978881	0.021119	0x4022A0A6BA	10.021134	0.021134	15
150	0x1FEA99E2 00033564	9.973878	0.026122	0x402ACFD39C	10.026130	0.026130	8
200	0x1FE85166 0001C83E	9.971091	0.028909	0x402F5F6E59	10.028914	0.028914	5
250	0x1FE7048D 00010970	9.969504	0.030496	0x4031F97142	10.030501	0.030501	5
300	0x1FE64238 00009CFF	9.968577	0.031423	0x40337CE97D	10.031425	0.031425	2
350	0x1FE5D081 00005A9A	9.968035	0.031965	0x4034604B2A	10.031967	0.031967	2
400	0x1FE590D4 00002FF1	9.967731	0.032269	0x4034DDEA09	10.032267	0.032267	2
450	0x1FE5723D 000012BC	9.967585	0.032415	0x40351D537C	10.032418	0.032418	3

由表 4.1 和图 4.12 可知,当卫星刚进入终端视野时,由于此时终端和卫星之间的多普勒频移达到最大值,但是多普勒的变化几乎为 0,相应的此时多普勒补偿误差很小,只有 $2(Hz)$;随后,多普勒频移的变化率逐渐增大,相应的多普勒补偿误差逐渐增大;当卫星过终端顶时,由于此时终端和卫星之间的多普勒频移的变化率达到最大,相应的此时的多普勒补偿误差最大,达 $28(Hz)$;之后,多普勒多普勒频移的变化率

逐渐减小，相应的多普勒补偿误差逐渐减小。但整体来看，利用导频法实现的多普勒补偿误差在整个可见时间段内都很小。再次验证了利用导频进行多普勒频移的实际测量并实时补偿的方法精度高，实时性好，同时又很简单。

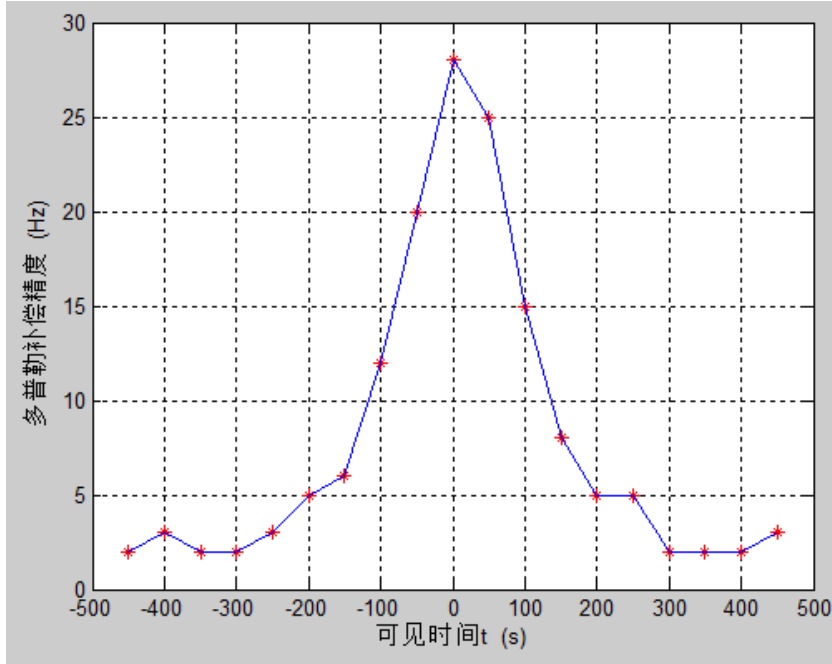


图 4.12 多普勒补偿精度随终端与卫星可见时间的变化曲线

4.2.3.4 测试性能分析

多普勒补偿存在一定误差，这些误差主要由以下几个因素引起：卫星轨道参数的获取、一些参数的假设等存在一定误差；对低速运动接收平台速度的忽略、信号的传输时延、时间系统的选择等都会存在误差；采用不同的多普勒估计和补偿算法时，对计算量和估计与补偿精度间的取舍导致误差；晶振频率源的不稳定性，会存在钟差；根据终端接收机所处的不同地理位置求解出的可视时间段有一定的合理取舍等。章节3.2.1中给出了导频法中不同的跟踪环路对实时测量的载波频率等参数的测量误差分析，分析表明跟踪环路引起的测量误差很小，可以忽略。这里给出晶振引起的钟差对多普勒补偿精度的影响。

晶振的频率准确度可用频率偏差率 F 来衡量，即式(4.2.1)所示。

$$F = \frac{f - f_0}{f_0} \quad (4.2.1)$$

其中 f_0 是标准频率， f 是振荡器的实际工作频率测量值。因为频率偏差率 F 不用表明标准频率 f_0 的大小，所以用它来衡量频率准确度比较方便。 F 的值经常很小，经常表达成的 ppm 形式， $1\text{ppm}=10^{-6}$ 。对于频率稳定度为 1ppm 的晶振来说，标准频率

为 f_0 ，那么晶振钟差为 $f_0 \cdot 10^{-6} (Hz)$ 。对于 $1.5 (GHz)$ 频率的振荡器而言， $0.5 ppm$ 相当于 $0.5 \times 10^{-6} \times 1.5 \times 10^9 = 750 (Hz)$ 的频率偏差。

OCXO 振荡器和 TCXO 振荡器是比较常用的晶体振荡器。OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator) 是恒温晶体振荡器，它由高精密的石英谐振器、稳定的振荡电路和恒温槽控制电路构成。它利用将晶体振荡器放在恒温箱中工作的方式以降低环境影响来稳定晶体振荡器的谐振频率，使得这种振荡器频率稳定度至少保持在 $1 \times 10^{-9} (0.001 ppm)$ 。

TCXO (Temperature-Compensated crystal Oscillator) 是通过附加的温度补偿电路使由周围温度变化产生的振荡频率变化量削减的一种石英晶体振荡器。TCXO 的频率稳定度一般能达到 $0.1 \sim 1 ppm$ 。

虽然 OCXO 晶振与 TCXO 晶振的频率稳定度差 2~3 个量级，但是在短时间内，基准频率相同的两种晶体振荡器的频率输出是一致的，经过长时间后不同晶振输出的频率才有误差，所以在测试不同晶振对于多普勒补偿精度的影响时需要经过长时间测量。

终端多普勒补偿精度与卫星模拟器中晶振、终端模拟器中晶振频率稳定度有关。晶振频率稳定度越高，卫星和终端发射信号频率越精确，多普勒补偿精度也就越高。当晶振钟差一定时，本振输出的信号频率将会在信号上附加一个额外的多普勒频移量。可以针对不同的时钟源，测试其对多普勒补偿的影响。测试结构图 4.13 所示。

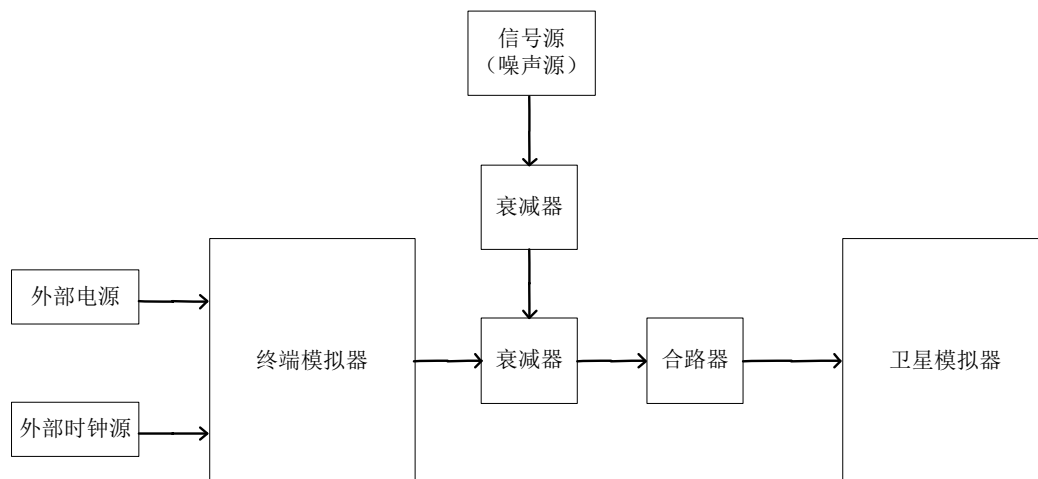


图 4.13 测试晶振对多普勒补偿精度的影响的结构图

通过外部时钟源设置不同的频率偏差，认为模拟终端与卫星的钟差。卫星模拟器捕获模块和跟踪模块可以验证多普勒补偿的精度。测试表明，跟多普勒补偿误差相比，晶振的钟差不能忽略。前面提到，在测试之前实际测得基准频率为 $10 (MHz)$ 的 OCXO 晶振输出频率为 $9.999988 (MHz)$ ，基准频率为 $10 (MHz)$ 的 TCXO 晶振输出频率 $9.999989 (MHz)$ ，分别与标准频率分别相差 $12 (Hz)$ 和 $11 (Hz)$ ，相对于表 4.1 和图 4.12 中多普勒补偿精度相比，不能忽略不计。

4.3 本章小结

本章主要基于低轨卫星准同步通信系统,终端利用导频法实现对多普勒频移的实时测量与上行信号频率的实时预校正,完成了多普勒补偿功能,验证了导频法进行多普勒补偿的有效性,测试了多普勒补偿精度,并分析了晶振的频率稳定度对多普勒补偿精度的影响。

第五章 总结与展望

5.1 本文总结

本文研究了 LEO 卫星通信准同步系统中卫星和与终端之间的多普勒频移特性，通过仿真得到了其动态范围大、变化快、但变化很规律的特点，分析了载波和伪码多普勒对星载接收机同步性能的影响、距离延迟对准同步系统同步精度的影响。

终端采用合理的方法对终端与卫星之间的实时径向距离、多普勒动态进行估计，并连续进行上行信号的多普勒补偿和延迟控制，是实现终端准同步接入、提高系统容量的必要条件。

本文着重于在终端中进行多普勒频移的估计与补偿方法，提出的导频法直接测量信号的多普勒频移并进行多普勒频移的实时预校正，方法简单，计算量比较小，精度高，而且实时性好，但是要依赖于导频信号。针对高动态终端提出的利用卫星的少数轨道参数表示其经纬度信息，结合终端的位置信息准确估计多普勒实时变化规律的方法，结合上行频率预校正技术能有效消除多普勒频移，精度高，但计算量比导频法大。

低轨卫星准同步通信系统存在专门的导频信道，通过跟踪带有时标信息的下行导频信号，连续、准确地测量卫星和终端的实时距离和多普勒动态，从而可以连续的进行多普勒补偿和上行信号延迟控制，比较简单，同时能保证多普勒补偿精度。

本文给出了导频法的物理实现，验证了导频法进行多普勒补偿的有效性，测试了多普勒补偿精度，并分析了晶振的频率稳定度对多普勒补偿精度的影响。

5.2 展望

在后续的研究中，终端利用轨道星历法进行多普勒及变化规律的预测和上行频率预校正技术在工程上实现、高动态终端例如导弹的运动轨迹方程、晶振对多普勒补偿精度的影响分析等方面加强研究。

参考文献

- [1] 朱立东, 吴廷勇, 卓永宁. 卫星通信导论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [2] 夏克文. 卫星通信[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2008.
- [3] 甘仲民, 张更新. 卫星通信技术的新发展[J]. 通信学报, No.8, Vol.27, 2006, pp:2-9.
- [4] 张更新, 张杭. 卫星移动通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [5] 张更新. 现代小卫星及其应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2009.
- [6] 朱立东, 吴廷勇, 卓永宁. 卫星通信导论[M]. 北京: 电子工业出版社.
- [7] 余金培, 李国通, 梁旭文, 杨根庆. 现代通信小卫星技术的发展与对策[J]. 电子学报, No.3, Vol.29, 2001, pp:100-105.
- [8] S. Hindedi, J. I. Statman. High-Dynamic GPS tracking [M]. NASA Publication N89-20113.
- [9] W. Hurd, J. Statman, V. Vilnrotter. High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems, July 1987.
- [10] V. A. Vilnritter, R. Kumar, S. Hindedi. Frequency Estimation Techniques for High Dynamic Trajectories. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic systems, Vol.25, No.4, July 1989.
- [11] R. Kumar. Fast frequency acquisition via adaptive Least-squares algorithm. IEEE Proceedings, Vol.136, No.4, August 1989, pp:155-160.
- [12] A. Sampath, J. M. Holtzman. Estimation of maximum Doppler frequency for handoff decisions[A]. Proc IEEE Vehicular Technology Conf[C]. 1993, pp:859-862.
- [13] W. C. Y. Lee. Mobile Communications Engineering[M]. McGraw-Hill, 1982.
- [14] M. D. Austin. Eigen-based Doppler estimation for differentially coherent CPM[J]. IEEE Trans Veh Technol, 1994, 43(3), pp:781-785.
- [15] K. Kawabata, T. Nakamura, E. Fukuda. Estimation velocity using diversity reception[A]. Proc IEEE Vehicular Technology Conf[C]. 1994, pp:371-374.
- [16] G. L. Stuber. Principles of Mobile Communications[M]. Norwell, MA, Kluwer, 2001.
- [17] D. Sui, X. J. Xu, H. Y. Hu. A novel Doppler shift estimator based on LE algorithm in mobile communication systems[C]. ITS Telecommunications Proceedings, 2006, pp: 553-556.
- [18] G. Park, D. Hong, C. Kang. Level crossing rate estimation with Doppler adaptive noise suppression technique in frequency domain[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando, Florida, USA, Oct. 2003, pp:1192-1195.
- [19] H. Yu, G. Park, H. Cho. SNR-Independent Methods for Estimation Maximum Doppler Frequency[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, Vol.12, No.5, pp: 384-386.
- [20] A. Abdi, H. Zhang, C. Tepedelenlioglu. A unified approach to performance analysis of speed estimation techniques in mobile communication[J]. IEEE Trans. On Commun. Vol.56, Jan. 2008, pp:126-135.
- [21] M. Katayama, A. Ogawa, N. Morinaga. Carrier synchronization under Doppler shift of the nongeostationary satellite communication systems[C]. Singapore ICCS/ISITA 92.Communications on the Move, Vol.2, pp: 466-470.
- [22] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社. 2012.
- [23] K. Whight, "Electronic Navigation Apparatus", US Patent 6353408, March 5, 2002.
- [24] C. Kelley, J. Cheng, J. Barnes, OpenSourceGPS: Open Source Software for Learning about GPS, ION GPS, Portland, OR, September 2002.
- [25] A. Jovancevic, A. Brown, S. Ganguly, Real-time Dual Frequency Software Receiver, ION GPS/GNSS, Portland, OR, 2003.

- [26] E. Kaplan, Understanding GPS: Principles and Applications, Second Edition, Artech House, Inc., 2006.
- [27] 熊海良, 肖竹, 杨宏, 田红心, 易克初. 无人机载软件接收机同步方案研究[J]. 电子与信息学报, Vol.31, No.11, 2009, pp: 2671-2676.
- [28] W. L. Mao, H. W. Tsao, F. R. Chang. A new fuzzy bandwidth carrier recovery system in GPS for robust phase tracking[J]. IEEE Signal Processing Letters, 11(4), 2004, pp: 431-434.
- [29] 吴团锋, 朱爱民. 大 Doppler 频移条件下基于导频信号的扩频码捕获[J]. 电子与信息学报, Vol.27, No.6, 2005, pp: 861-864.
- [30] 刘志俭, 刘毅, 王跃科. 基于频域的软件接收机多普勒补偿算法[J]. 航天控制, Vol.25, No.2, 2007, pp: 29-31.
- [31] 田明浩, 刘芳, 冯永新. 改进的直扩信号频域多普勒补偿方法的研究与仿真[J]. 沈阳理工大学学报, Vol.27, No.5, 2008, pp: 33-36.
- [32] 曾庆喜, 王庆, 朱国良, 陈小惠. 一种 GPS 信号多普勒频移的精确捕获算法[J]. 数据采集与处理, Vol.24, No.2, 2009, pp: 223-226.
- [33] 国世超. 低轨道卫星扩频通信中快速码捕获技术研究[D]. 国防科技大, 2009.
- [34] 李荔. 低轨小卫星移动通信系统的载波同步设计[D]. 中国科学院上海冶金研究所, 2001, pp: 48-50
- [35] 黄振, 陆建华, 杨士中. 卫星通信中多普勒频移的快速捕获[J]. 电子学报, Vol.31, No.7, 2003, pp: 1052-1056.
- [36] 张小恒. 具有多普勒频移的载波捕获研究[D]. 重庆大学, 2007.
- [37] 王国平. 通信系统中多普勒频移估计的研究[D]. 电子科技大学, 2008.
- [38] 牛鑫, 张更新, 余坚. 卫星移动通信系统多普勒频移及补偿[J]. 军事通信技术, Vol.23, No.3, 2002, pp: 46-50.
- [39] 孙川, 梅顺良. 卫星通信中多普勒频偏的预校正[J]. 电波科学学报, Vol.21, No.2, 2006, pp: 224-228.
- [40] 王涵. LEO 卫星移动通信系统馈电链路载波跟踪中的频率补偿方法[D]. 哈尔滨工业大学, 2011.
- [41] I. Ali, N. Al-Dhahir, J. Hershey. Doppler Characterization for LEO Satellites[J]. Communications, IEEE Transactions on, Vol.46, No.3, 1998, pp:309-313.
- [42] M. H. You, S. P. Lee, Y. Han. Adaptive Compensation Method Using the Prediction Algorithm for the Doppler Frequency Shift in the LEO Mobile Satellite Communication System[J]. ETRI Journal, Vol.22, No.4, 2000, pp:32-39.
- [43] 童卓, 王东进, 刘发林. 低轨卫星的多普勒频移实时估计[J]. 中国科学技术大学学报, Vol.34, No.2, 2004, pp: 190-195.
- [44] 韩力, 吴向春, 罗伟雄. 非静止轨道卫星信道多普勒频移特性[J]. 北京理工大学学报, Vol.25, No.2, 2005, pp: 143-146.
- [45] 刘高, 黄国策, 袁小刚. 移动卫星通信信道多普勒频移特性研究[J]. 信息技术, No.9, 2006, pp: 19-21.
- [46] 王克锋, 何宇, 赵东杰. 卫星通信多普勒频移计算方法研究[J]. 全球定位系统, 2006, pp: 38-41.
- [47] 张骞丹, 田红心. GPS 系统多普勒频移估算的研究[J]. 无线电工程, Vol.37, No.4, 2007, pp: 21-23.
- [48] 袁德宝, 崔希民, 郎博, 薛玮. GPS 卫星信号 Doppler 频移的计算与分析[J]. 测绘工程, Vol.18, No.3, 2009, pp: 6-12.

- [49] 阎啸天, 武穆清. 辅助定位卫星多普勒频移特性[J]. 北京邮电大学学报, Vol.32, No.2, 2009, pp: 66-70.
- [50] 赵秉吉, 齐向阳, 宋红军, 韩晓磊. 基于椭圆轨道的 Geo_SAR 精确多普勒参数解析计算方法[J]. 电子与信息学报, Vol.34, No.11, 2012, pp: 2642-2647.
- [51] 谢延华. 基于卫星移动通信系统的多普勒频移估算与补偿研究[D]. 大连大学, 2013.
- [52] 彭耿, 王丰华, 黄知涛, 姜文利. 中低轨卫星的多普勒频移实时估计与补偿[J]. 信号处理, Vol.23, No.4A, 2007, pp: 328-334.
- [53] 钟军涛, 陈建民. 用 DDS+PLL 实现多普勒频移补偿[J]. 综合电子技术, Vol.33, No.2, 2007, pp: 46-48.
- [54] 陈豪, 胡光锐, 邱乐德, 单红梅. 卫星通信与数字信号处理[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2011.
- [55] H. H. Ma, Y. B. Li, Research on the production of the carrier moving trajectory of high dynamic GPS signal simulator, in Engineering and Technology(S-CET), 2012 Spring Congress on, 2012, pp: 1-4.
- [56] 任俊涛, 邵定蓉, 李署坚. 基于软技术的高动态扩频信号载波跟踪技术[J]. 北京航空航天大学学报, No.6, 2002, pp: 64-67.
- [57] J. K. HOLMES. Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems[J]. IEEE Transactions on Communications. Vol.COM-25, Aug. 1977, pp:778-784.
- [58] 帅涛. 低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 2008.
- [59] 丁晟. 基于 SRAM 型 FPGA 的星载鲁棒接收处理技术研究[D]. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 2013.
- [60] 寇艳红. GPS 原理与应用(第二版)[M]. 北京: 电子工业出版社. 2014, pp:134-145.

攻读硕士学位期间发表的论文目录

- [1] 侯绩玲 丁晟 漆庄平 梁旭文,《基于 AD9777 的卫星扩频发信机的设计与实现》, 信息技术, (核心: 已发表)
- [2] 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》, (专利申请号: 201410675374.3)
- [3] 侯绩玲 陈毅君 丁晟 梁旭文,《Estimation and Compensation Method for the Doppler Frequency Shift of High Dynamic Terminal in LEO Satellite Communication System》, Journal of Computational Information Systems(EI: 已录用)

作者简历

姓名： 侯绩玲

性别： 女

籍贯： 河南

出生年月： 1989 年 12 月

学习经历：

2012 年 9 月-2015 年 6 月 中国科学院 上海微系统与信息技术研究所

电子与通信工程 工程硕士

2008 年 9 月-2012 年 6 月 武汉大学 物理科学与技术学院

电子科学与技术 工学学士

参加研究课题情况

项目名称：xx 卫星半物理仿真项目

项目负责：参加 xx 卫星半物理仿真预研项目，负责频谱感知和频率捷变流程中载荷控制台 S2 的软件编写及项目联调工作。同时，项目进展中，为了调试方便，完成该预研项目中显控台、地面站等模块的测试软件编写。

项目名称：xx 卫星终端项目

项目负责：参加 xx 卫星终端项目，负责 PC 上位机的软件编写及调试工作。

项目名称：xx 卫星数传项目

项目负责：参加 xx 卫星数传项目，负责 DSP 芯片外围驱动程序编写及调试工作。

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：_____