分类号	TN967.1
UDC	

密级_____ 编号___<u>10486</u>___

武漢 * 学

博士学位论文

面向城市复杂环境 GNSS 高精度定位的标量深组合基带技术研究

研	究	生	姓	名	:	严昆仑	
指导	异教师	 	、耶	积称	:	刘经南	教授
						牛小骥	教授
专	业	1	名	称	:	通信与信息	息系统
研	究	-	方	向	:	GNSS/INS	深组合

二〇一八 年 五 月

Research on GNSS Baseband Technology of Scalar Deep Integration for High Accuracy Positioning in Urban Harsh Environment

By

Kunlun Yan

Supervised By

Prof. Jingnan Liu

Prof. Xiaoji Niu

Wuhan University

May 2018

论文原创性声明

本人郑重声明:所呈交的学位论文,是本人在导师指导下,独立进行 研究工作所取得的研究成果。除文中已经标明引用的内容外,本论文不包 含任何其他个人或集体已发表或撰写的研究成果。对本文的研究做出贡献 的个人和集体,均已在文中以明确方式标明。本声明的法律结果由本人承 担。

学位论文作者(签名):

月日 年 8724

武汉大学学位论文使用授权协议书

(一式两份,一份论文作者保存,一份留学校存档)

本学位论文作者愿意遵守武汉大学关于保存、使用学位论文的管理办法及规定, 即:学校有权保存学位论文的印刷本和电子版,并提供文献检索与阅览服务;学校可 以采用影印、缩印、数字化或其它复制手段保存论文;在以教学与科研服务为目的前 提下,学校可以在校园网内公布部分或全部内容。

一、在本论文提交当年,同意在校园网内以及中国高等教育文献保障系统 (CALIS)、高校学位论文系统提供查询及前十六页浏览服务。

二、在本论文提交□当年/□一年/□两年/□三年以后,同意在校园网内允许读者 在线浏览并下载全文,学校可以为存在馆际合作关系的兄弟高校用户提供文献传递服 务和交换服务。(保密论文解密后遵守此规定)

	金名):	(FE)		
	日期:	年 月	E CLEAR	

博士生自认为的论文创新点

本文针对城市复杂 GNSS 信号环境和自动驾驶对导航定位精度和连续性的苛刻需 求,提出并验证了以下几项关键技术和创新点:

1. 建立了一套统一的深组合跟踪误差模型,为深组合跟踪环误差分析与方法研究 提供了理论工具。将深组合跟踪误差建模成惯导估计误差导入跟踪环路之后产生的误 差响应,从而统一了开环和闭环跟踪误差分析,并统一了不同环路滤波器参数和不同 等级惯性器件的深组合跟踪环路跟踪误差分析。建立了惯导模型中由白噪声激励的随 机噪声项的误差响应统计特性表达式,为闭环跟踪误差以及开环跟踪时间的定量分析 提供了理论工具。

2. 提出了一种基于 FFT 鉴频的深组合跟踪方法,提高了动态弱信号条件下 GNSS 的观测能力。分析了 FFT 鉴频器的弱信号跟踪灵敏度以及动态跟踪性能,通过使用部 分频点 FFT 变换改善了 FFT 鉴频器的弱信号处理能力,并给出了更适合于硬件实现的 部分频点 FFT 鉴频器的低复杂度实现方法。通过使用复数平方消除了导航电文跳变对 FFT 鉴频器的影响,并由此推导了广义的非相干锁相环鉴相器,证明了现有非相干锁 相环鉴相器仅是广义的非相干锁相环鉴相器在静态时的特例。通过惯导加速度估计误 差和 FFT 鉴频器动态鉴频性能分析了深组合中使用 FFT 鉴频器时的动态灵敏度性能, 实现了仿真场景 100g 加减速动态下 20dB-Hz 弱信号的连续稳定跟踪。

3. 提出了一套完整实用的惯导控制开环跟踪方法,有效提高了卫星信号断续时 GNSS 观测的连续性。在惯导辅助开环误差理论分析的基础上,通过仿真器信号测试 了载波相位开环跟踪,验证了短时间(5s)载波相位开环跟踪的可行性,可进一步用 于短暂遮挡时载波相位观测值的可靠(无周跳)提取;通过仿真器信号和车载复杂环 境真实信号测试了载波频率和伪码相位开环跟踪,验证了遮挡情况下的开环载波频率 跟踪和伪码相位跟踪可加快 GNSS 信号恢复后的信号锁定,增强了观测值的可用性进 而提高了导航结果的可用性,并节省了进行信号失锁重捕的计算资源和时间消耗。

4. 在上述关键技术的基础上,研制了支持有惯导辅助模式和无惯导辅助模式的动 态高灵敏度标量深组合接收机,实现了城市复杂环境下 GNSS 信号的连续高精度观测 值获取,为城市道路 GNSS 高精度定位提供了高质量的原始观测量。利用 FFT 鉴频器 实现弱信号处理,对信号锁定检测、比特同步和帧同步均进行了优化;惯导辅助时使 用窄相关器实现高精度码相位跟踪并具备伪距多径抑制能力;使用开环跟踪提高信号 跟踪连续性;使用惯导辅助实现低复杂度的伪距粗差检测。通过仿真器信号和真实城 市复杂环境车载信号测试了标量深组合接收机性能,并与典型商用接收机做了对比。

- 1) 实现了车载动态条件下 26dB-Hz 信号的载波相位跟踪, 20dB-Hz 信号的载波频 率跟踪(伪距误差标准差约为 2.2m)以及可靠的比特同步和帧同步;
- 2) 载波相位观测值噪声低于天宝 R9 接收机且灵敏度优于 R9 接收机,遮挡后载波

相位恢复速度快于 R9 接收机;

- 3) 弱信号时伪距观测值与 ublox M8N 接收机相当,遮挡后伪码相位恢复速度与 ublox 相同(均在1秒以内),收敛过程中码相位误差小于 ublox 接收机;
- 4) 在真实城市复杂环境测试中,深组合接收机伪距双差水平定位误差标准差约为
 1m 且在水平定位误差标准差、可定位历元比例和粗差历元比例方面均优于 R9
 和 ublox 接收机或与其相当;
- 5) 在出隧道、城市峡谷、双层高架桥、树木遮挡和隔音棚遮挡等典型复杂场景中, 深组合接收机在可定位历元比例和水平定位误差方面均优于 R9 和 ublox 接收机 或与其相当;
- 6) 较为复杂路段的测试中,深组合接收机载波相位双差水平定位误差标准差小于 1cm 且在水平定位误差标准差和固定解次数方面均优于 R9 和 ublox 接收机。

本文研究的深组合接收机技术显著提升了载体运动条件下 GNSS 接收机在恶劣环境中的信号跟踪精度和可用性,为城市复杂环境下运动载体连续高精度定位提供了 GNSS 观测量层面的保障。

目录	
摘 要	I
Abstract	IV
缩略语	VIII
1 绪论	1
1.1 研究的背景与意义	1
1.2 相关技术研究现状	5
1.2.1 复杂环境接收机相关技术研究现状	5
1.2.2 复杂环境深组合相关技术研究现状	8
1.3 研究目标	10
1.4 论文的章节安排	11
2 GNSS 接收机与惯性导航原理	
2.1 引言	12
2.2 接收机基本原理	12
2.2.1 GNSS 信号结构	12
2.2.2 GNSS 接收机结构	14
2.2.3 GNSS 接收机信号模型	16
2.2.4 信号捕获与跟踪	
2.2.5 环路测量误差	25
2.2.6 观测量提取	28
2.3 接收机导航解算与差分定位	28
2.3.1 单点定位	29
2.3.2 伪距双差	29
2.3.3 载波相位双差	31
2.4 惯性导航和组合导航原理	32
2.4.1 参考坐标系	32
2.4.2 惯性导航方程	
2.4.3 惯导误差微分方程	
2.4.4 卡尔曼滤波	
2.5 本章小结	
3 复杂环境下 GNSS 信号跟踪理论与方法	
3.1 引言	

	3.2 基于 FFT 鉴频器的跟踪模型	
	3.2.1 FFT 鉴频器跟踪模型	
	3. 2. 2 FFT 鉴频器工作原理	41
	3.2.3 频率跟踪误差	43
	3.3 FFT 鉴频器弱信号处理能力分析	45
	3.3.1 低动态时 FFT 鉴频器灵敏度分析	45
	3.3.2 恒加速动态时 FFT 鉴频器灵敏度分析	47
	3.3.3 FFT 鉴频器鉴频误差	49
	3.4 能量鉴频器	50
	3.4.1 超前减滞后鉴频器	50
	3.4.2 频率精化法鉴频器	51
	3.4.3 双级载波 NCO 鉴频器	51
	3.4.4 能量鉴频器性能分析	53
	3.5 载波相位开环跟踪	54
	3.5.1 载波相位开环跟踪原理	54
	3.5.2 载波相位开环跟踪误差分析	57
	3.6 本章小结	61
4 ;	复杂环境下深组合跟踪理论与方法	62
	4.1 引言	62
	4.2 标量深组合系统	62
	4.2.1 标量深组合系统结构	62
	4.2.2 载波频率辅助信息计算	64
	4.3 惯导误差传递模型	65
	4.3.1 惯导速度误差模型	65
	4.3.2 惯性传感器误差模型	67
	4.4 深组合闭环误差建模及分析	69
	4.4.1 深组合闭环传递函数	70
	4.4.2 PLL 环路跟踪误差	70
	4.4.3 深组合跟踪环误差模型	73
	4.4.4 深组合跟踪环误差分析	76
	4.5 深组合开环误差建模及分析	78
	4.5.1 深组合开环跟踪模型	78

4.5.2 开环载波相位跟踪误差	
4.5.3 开环载波相位跟踪误差分析	82
4.5.4 开环载波频率跟踪误差	
4.5.5 开环载波频率跟踪误差分析	
4.6 惯导辅助 FFT 鉴频器	
4. 6. 1 惯导辅助 FFT 鉴频器结构	
4. 6. 2 惯导辅助 FFT 鉴频器动态跟踪能力分析	
4.7 本章小结	
5 深组合接收机设计与优化	
5.1 引言	
5.2 深组合接收机系统设计	
5. 2. 1 软件深组合接收机系统结构	
5. 2. 2 软件深组合接收机工作流程	
5.3 北斗基带信号处理	
5.3.1 添加 NH 码的信号捕获	
5.3.2 添加 NH 码的信号跟踪	
5.4 弱信号处理算法优化	
5. 4. 1 部分频点 FFT 和 SFFT 鉴频器优化	
5.4.2 信号锁定检测器	
5.4.3 位同步	
5.4.4 帧同步	
5.5 深组合优化	
5.5.1 开环跟踪	
5.5.2 闭环收敛	
5.5.3 惯导辅助窄相关	
5.5.4 惯导辅助观测值粗差检测	
5.6 本章小结	
6 系统性能测试与分析验证	118
6.1 引言	
6.2 基带跟踪环路测试	
6.2.1 强信号伪码测试	
6.2.2 强信号载波相位测试	

6.2.3 弱信号伪码测试	
6.2.4 弱信号载波相位测试	
6.2.5 静态信号开环载波相位测试	
6.2.6 动态信号开环载波相位测试	
6.3 载波相位观测值对比测试	
6.3.1 静态强信号对比测试	
6.3.2 动态强信号对比测试	
6.3.3 静态弱信号对比测试	
6.3.4 动态弱信号对比测试	
6.3.5 遮挡后载波相位恢复	
6.4 伪距观测值对比测试	
6.4.1 动态弱信号伪距	
6.4.2 遮挡后伪距恢复	
6.5 车载测试分析	
6.5.1 伪距定位测试	
6.5.2 典型场景伪距定位对比	
6.5.3 精密定位对比测试	
6.6 本章小结	
7 总结与展望	
7.1 工作总结与创新点	
7.2 工作展望	
参考文献	151
攻博期间的科研成果	157
致谢	159

摘要

随着导航与位置服务产业的兴起以及国内汽车市场的发展,城市复杂环境车载导 航需求持续增长,目前炙手可热的自动驾驶和无人机同样对连续、可靠的分米级甚至 厘米级定位导航需求旺盛,而全球卫星导航系统(GNSS)是其支柱手段之一。工业界 正积极研发高精度、低成本的 GNSS 定位导航授时终端产品。传统导航型 GNSS 接收 机注重解决城市复杂环境下接收机灵敏度而忽视了 GNSS 观测精度问题;而测量型接 收机只能用于开阔环境下的高精度观测和定位。基于惯性导航系统(INS)与卫星导航 系统的组合导航被广泛应用于车载导航,但传统的组合方法为松组合和紧组合,均是 GNSS 和 INS 在数据处理层面的信息融合,且主要是 GNSS 接收机对惯导系统的辅助, 而对接收机系统底层的信号处理性能没有作用。为了以低成本实现城市复杂环境下高 精度导航定位,需要提高 GNSS 接收机的原始观测值质量,而深组合由于利用惯导动 态信息辅助接收机的基带信号处理,可有效改善接收机基带的动态特性和跟踪精度, 提高输出观测值的品质。

GNSS/INS 深组合系统由于具有优良的动态性能,其研究和应用主要是高动态和 强干扰环境,国外已将其应用于灵巧弹药制导。而随着深组合技术向民用领域的延伸 以及车载导航的发展,国外部分厂商已经推出了带有部分深组合功能的车载导航产品。

本文针对高精度、低成本的城市环境车载导航需求,以国家"863 计划"课题 "低成本 GNSS/INS 深耦合大众车载导航终端与应用示范"为依托,针对城市复杂环 境中 GNSS 信号断续、衰落等问题,研究惯导辅助 GPS+北斗的 GNSS/INS 深组合接收 机理论与方法,实现城市复杂环境车载导航中连续高精度 GNSS 观测值提取,并通过 硬件仿真器信号与真实车载信号对该 GNSS/INS 深组合接收机观测值质量进行测试验 证。本文研究工作包括以下几个方面:

建立了深组合跟踪误差模型。将惯导误差微分方程和惯性传感器误差模型相结合,得到惯导辅助多普勒误差模型,在此基础上结合接收机跟踪环闭环和开环模型,给出了深组合跟踪通道的误差响应模型。推导了惯性传感器误差模型中建模为随机噪声项的误差响应的统计特性表达式。为闭环跟踪误差分析以及开环跟踪时间上限的定量分析提供了理论工具。

2. 研究了 FFT 鉴频器在有/无惯导辅助时弱信号跟踪和动态跟踪性能。有导航电文 辅助时对剥离导航电文的 IQ 积分序列做 FFT 变换进行鉴频;在无导航电文辅助时, 通过对 IQ 积分序列进行复数平方去除导航电文影响,然后做 FFT 变换进行鉴频,并 由此推导了广义的非相干锁相环鉴相器。通过使用 FFT 变换后部分频点鉴频来提高灵 敏度,并给出适合硬件实现的部分频点 FFT 鉴频器的低复杂度实现方法。利用 IQ 积

I

分值在有信号和无信号时的概率密度函数计算 FFT 鉴频器灵敏度,通过蒙特卡洛仿真 复数平方后 FFT 鉴频器灵敏度。通过惯导加速度估计误差和 FFT 鉴频器动态鉴频性能 分析了深组合中 FFT 鉴频器动态灵敏度性能,实现了仿真场景 100g 加减速动态下 20dB-Hz 的弱信号跟踪。

3. 通过惯导控制的开环跟踪方法有效提高了卫星信号断续时 GNSS 观测的连续性。 通过仿真器信号验证了短时间(5s)载波相位开环跟踪的可行性,并通过通道间辅助 提高了载波相位开环跟踪精度;通过仿真器信号和城市复杂环境真实信号验证了较长 时间(20s)载波频率和码相位开环跟踪,加快了信号重捕速度,提高了信号的累积锁 定时间,并降低了收敛过程中码相位跟踪误差,从而提高了导航定位的可用性和精度。

4. 面向城市复杂环境 GNSS 连续高精度观测的需求,开发了 GNSS/INS 深组合软件接收机系统,并对系统进行了优化。在集成了前述几项关键技术之外,还包含以下措施和改进:

- 1) 在实现北斗信号处理时,使用补零的 FFT 快捕避免北斗信号中 NH 码对捕获 的影响;
- 利用码环和载波环跟踪频率之比进行载波频率锁定检测,并结合码环锁定指 示器和惯导辅助频率进行稳健的信号锁定检测;
- 利用不同比特相位的相干非相干积分能量进行位同步,利用扩展的帧同步头通过 FFT 变换进行相干积分实现弱信号条件下可靠的帧同步;
- 利用可变环路带宽的码跟踪环加快了伪码相位跟踪误差收敛,并通过码环阶 跃响应给出了环路带宽切换时间;
- 5) 利用惯导辅助窄相关器进行伪距多径误差的抑制;
- 6) 通过惯导外推伪距与通道提取伪距的差值进行低复杂度的伪距粗差检测,并 利用低通滤波器提取以上伪距差中包含的卫星位置计算误差以及未校正的电 离层误差、对流层误差、接收机钟差和卫星钟差等缓变误差。

5. 开展了 GNSS/INS 深组合软件接收机测试,包括仿真器测试和城市环境实测。 通过仿真器信号对比了基带环路在不同参数设置时伪码和载波相位跟踪性能,与典型 商用接收机(天宝 R9 测量型接收机和 ublox M8N 导航型接收机)对比了伪距观测值 和载波相位观测值。仿真测试表明,载波相位跟踪灵敏度高于 R9 接收机,载波相位 跟踪误差小于 R9 接收机且 GNSS 信号恢复后重捕速度快于 R9 接收机;伪距跟踪误差 与 ublox 相当,GNSS 信号恢复后重捕速度与 ublox 相同,收敛过程中伪码误差小于 ublox。在真实的城市复杂环境信号测试中,首先对比了 GNSS/INS 深组合软件接收机 工作在无惯导辅助模式和有惯导辅助模式时的定位效果,结果表明在有惯导辅助时其 水平定位误差、可定位历元比例和粗差历元比例均优于无惯导辅助模式;其次对比了 有惯导辅助模式和商用接收机伪距定位效果,结果表明本文设计的深组合接收机在水

П

平定位误差、可定位历元比例和粗差历元比例方面均优于 R9 和 ublox 或与其相当;并 针对特定复杂场景进行专项对比,结果表明本文设计的深组合接收机同样在重捕时间、 可定位历元比例和水平定位误差方面均优于 R9 和 ublox 或与其相当;在较为复杂的路 段测试中进行载波相位定位对比时,水平定位误差和固定解次数均优于 R9 接收机和 ublox 接收机。

综上所述,本文对标量深组合接收机应用于城市复杂环境车载导航开展了深入研 究,完善了深组合基带模型,并分析了 FFT 鉴频器动态弱信号跟踪能力,针对城市环 境中恶劣的 GNSS 信号条件优化了深组合接收机,并开展了充分的仿真与城市复杂环 境车载实测验证。本文深组合软件接收机运算复杂度低,适于移植到嵌入式平台中, 并可作为实时硬件接收机产品开发的验证手段和测试平台。本文研究工作显著提升了 地面载体运动条件下 GNSS 接收机在恶劣环境下的信号处理能力,为目前快速发展的 自动驾驶所要求的城市复杂环境下连续高精度定位提供了 GNSS 观测量层面的保障。

关键词: GNSS/INS 深组合,车载导航,GNSS 高质量观测值,动态弱信号跟踪, 开环跟踪

Abstract

With the blooming of navigation and location based service (LBS) industry and the fast growing automobile market in China, the requirement of vehicle navigation in urban harsh environment keeps increasing. Currently, automatic driving and unmanned aerial vehicle (UAV) also have urgent demand on continuous, reliable decimeter even centimeter level navigation. Global Navigation Satellite System (GNSS) is one of the crucial methods. The industry is actively developing high precision, low cost GNSS positioning, navigation and timing terminal products. Traditional GNSS navigation receivers focus on high sensitivity in urban harsh environment and ignore the precision of GNSS observations; while surveying receivers can only be used in high precision positioning in open-sky environment. Based on inertial navigation system (INS) and GNSS, integrated navigation is widely used in land vehicle navigation. However, traditional integration methods are loose integration and tight integration, which are both integration methods on the level of data processing and mainly use GNSS to aid INS. They have no improvement to GNSS receiver baseband signal processing. In order to achieve high precision navigation in urban harsh environment through a low cost method, the quality of GNSS raw measurements should be increased. Deep integration uses INS information to aid receiver baseband signal processing. Therefore it can effectively improve the dynamic response and the tracking precision of receiver baseband signal processing at the same time.

Because of its inherent superior dynamic performance, the previous research and application on GNSS/INS deep integration system focuses on high dynamic scenarios and strong jamming environment, and it has been applied to smart weapon guidance by US and NATO. With the extension of the deep integration technology to civilian applications and the development of land vehicle navigation, some foreign manufacturers have developed high precision navigation systems with quasi deep integration technology.

Towards the high precision and low cost land vehicle navigation in urban environment, the thesis is supported by the National High-tech R&D Program (863 Program) project "Development and applications of land vehicle navigation terminals based on GNSS/INS deep integration". Aiming at intermittent and attenuated GNSS signals in urban harsh environment, this thesis studies the theory and methodology of inertial aided GPS and Beidou receiver using GNSS/INS deep integration; extracts continuous high precision GNSS measurements in urban vehicle navigation; and evaluates the measurements quality of the

IV

GNSS/INS deep integration receiver through both hardware simulator and field tests. The research includes the following aspects:

1. A unified and comprehensive baseband tracking error model for GNSS/INS deep integration is proposed. The inertial Doppler frequency aiding error model is derived by substituting the inertial sensor error model into the differential equation of INS error. Then the overall error response of the deep integration tracking channel is derived by substituting this inertial Doppler frequency aiding error model into the receiver tracking error model of close-loop and open-loop. A statistical characteristic expression of the error response of the items modeled as stochastic processes in inertial sensor error model is presented. By doing the above, a theoretical tool for the quantitative analysis of close-loop tracking error and open loop tracking time limit is provided.

2. The weak signal tracking and dynamic tracking performance of the FFT discriminator is studied. The IQ integration sequence without navigation data bits is used to perform the FFT transformation for the case of having navigation data bits aiding information. In the absence of navigation data bits aiding information, navigation data bits of the IQ integration sequence are removed by complex squaring. The FFT transformation is then performed and the generalized non-coherent PLL carrier phase discriminator is derived. The weak signal sensitivity is improved by using partial frequency spectrum points FFT, and a low complexity implementation of the partial FFT discriminator which is suitable for hardware is proposed. By using the probability density function of the IQ integration with and without GNSS signal, the sensitivity of the FFT discriminator is estimated. By using Monte-Carlo simulation, the sensitivity of the squared FFT discriminator is simulated. By combining the acceleration estimation error of inertial sensor with the FFT discriminator dynamic performance, the dynamic sensitivity performance of the FFT frequency discriminator in deep integration is analyzed. Hardware simulation results have shown that reliable GNSS signal tracking at 20dB-Hz weak signal tracking in 100g acceleration/deceleration scenario is achieved.

3. The GNSS observation continuity in satellite signal discontinuous environment is improved effectively by using inertial aided open loop tracking algorithm. Hardware simulator tests verified the possibility of short-term (5s) carrier phase open loop tracking. Inter-channel aiding increased the carrier phase open loop tracking accuracy. Hardware simulator tests and urban harsh environment field tests verified the possibility of relatively long-term (20s) carrier frequency and code phase open loop tracking. Reacquisition is accelerated significantly. The total tracking percentage of GNSS signal locking time increased. Code phase tracking error during convergence decreased and the navigation positioning availability and precision is improved.

4. Towards the continuous high precision observation requirement in urban harsh environment, a GNSS/INS deep integration software defined receiver is developed and the system is optimized. In addition to the above key techniques, the following designs and improvements are included:

- 1) Zero padding FFT is used as the fast acquisition algorithm to avoid being affected by the NH code in Beidou signal when implementing Beidou signal processing.
- 2) The ratio of code frequency and carrier frequency is used as the frequency lock detector. By combining the code lock detector and inertial aiding information with this ratio, a robust signal tracking lock detector is implemented.
- 3) The coherent and non-coherent integration energy of different bit phases is used to synchronize the navigation data bit phase. Further coherent integration is performed by performing FFT transformation on the expanded frame synchronization head to realize reliable frame synchronization in weak signal.
- 4) The code tracking loop with adjustable loop bandwidth is used to accelerate the code phase tracking error convergence. By using code phase step response error, the bandwidth changing time is calculated.
- 5) Pseudorange multipath error is suppressed by using inertial aided narrow correlator.
- 6) By differencing the inertial derived pseudorange and channel extracted pseudorange, a low complexity pseudorange fault detection algorithm is implemented. A low pass filter is used to obtain the slowly varying component of satellite position calculation error, and the residual ionosphere, troposphere delay, receiver and satellite clock bias error.

5. The developed GNSS/INS deep integration software defined receiver is tested and evaluated, including simulator signal tests and urban environment field tests. The baseband code and carrier phase tracking performance under different loop settings is compared by hardware simulator signal. The pseudorange and carrier phase measurements are compared with typical commercial receivers (Trimble R9 surveying receiver and ublox M8N navigation receiver). The simulation tests show that the deep integration receiver has higher carrier phase tracking sensitivity, smaller carrier phase tracking error, and shorter reacquisition time after the GNSS signal recovery, compared to R9 receiver. The deep integration receiver also has similar pseudorange error, similar reacquisition time, and smaller code error during convergence, compared to ublox receiver. Real urban harsh environment signal test is also

performed. Firstly, positioning results of the GNSS/INS deep integration receiver working in inertial aided mode and unaided mode are compared. With the aiding, the deep integration receiver developed in this thesis has a better performance in horizontal positioning error, fix epoch percentage and coarse error epoch percentage. Secondly, pseudorange positioning results of the inertial aided deep integration receiver developed in this thesis are compared with typical commercial receivers. Deep integration receiver has a better performance than Trimble R9 and ublox receiver or is similar to them in terms of horizontal positioning error, fix epoch percentage and coarse error epoch percentage. Then, pseudorange positioning results in some typical cases are compared, and the inertial aided deep integration receivers or is similar to them in terms of convergence time, fix epoch number and horizontal positioning error. Lastly, carrier phase positioning results in a relative harsh environment are compared, and the deep integration receiver in terms of horizontal positioning results in a relative harsh environment are compared, and the deep integration receiver in terms of horizontal positioning results in a relative harsh environment are compared, and the deep integration receiver in terms of horizontal positioning results in a metative harsh environment are compared.

In summary, the scalar GNSS/INS deep integration techniques dedicated for urban harsh environment is developed and studied thoroughly in this thesis. The deep integration receiver baseband error model is improved and become more comprehensive and feasible. The dynamic weak signal tracking performance of the FFT frequency discriminator is analyzed. The open loop tracking based on inertial aiding is implemented to improve the continuity of the GNSS signal tracking. The deep integration receiver is optimized for harsh environment and complete hardware simulation and urban harsh environment land vehicle tests are performed. The deep integration receiver developed in this thesis has low computational complexity, which can be ported easily to embedded system, and can work as the validation tool and test platform for the development of real-time hardware receiver products. The research works done in this thesis has improved the GNSS receiver signal processing capability in harsh environment of land vehicle dynamic scenario significantly. They have provided a high quality GNSS observation level that can guarantee the continuous high precision positioning in urban environment, demanded by the fast growing driverless car and UAV industry.

Key Words: GNSS/INS Deep Integration, Land Vehicle Navigation, GNSS High Quality Measurements, Dynamic Weak Signal Tracking, Open Loop Tracking

缩略语

GPS	Global Positioning System, 全球定位系统
GLONASS	Global Navigation Satellite System, 格洛纳斯全球导航卫星系统
BDS	Beidou Navigation Satellite System, 北斗卫星导航系统
GNSS	Global Navigation Satellite, 全球导航卫星系统
LBS	Location Based Service, 位置服务
RTK	Real Time Kinematic, 实时动态
PNT	Positioning Navigation and Timing, 定位导航授时
PTA	Protect Toughen and Augment, 保护强化增强
BOC	Binary Offset Carrier, 二进制偏移载波
PLL	Phase Locked Loop, 相位锁定环路
FLL	Frequency Locked Loop, 频率锁定环路
TMBOC	Time Multiplex Binary Offset Carrier, 时分复用二进制偏移载波
NH	Neumann-Hoffman, 诺依曼-霍夫曼
INS	Inertial Navigation System, 惯性导航系统
FFT	Fast Fourier Transform, 快速傅里叶变换
IQ	In-Phase and Quadrature, 同相与正交
AFC	Automatic Frequency Control, 自动频率控制
CN0	Carrier to Noise Ratio, 载噪比
RAIM	Receiver Autonomous Integrity Monitoring, 接收机自主完好性监测
MEMS	Micro-Electro-Mechanical System, 微机电系统
CEP	Circular Error Probable, 圆概率误差
NRZ	Non-Return to Zero, 非归零
PRN	Pseudo Range Noise, 伪随机噪声
C/A	Coarse Acquisition, 粗捕获
ADC	Analog to Digital Converter, 模数转换器
NCO	Numerical Controlled Oscillator, 数控振荡器
CD	Code Discriminator, 码鉴别器

PVT	Position Velocity and Time, 位置速度和时间
DLL	Delay Lock Loop, 延迟锁定环
PRDD	Pseudorange Double Difference, 伪距双差
CPDD	Carrier Phase Double Difference, 载波相位双差
IMU	Inertial Measurement Unit, 惯性测量单元
AGNSS	Assisted GNSS, 辅助式 GNSS
GEO	Geostationary Earth Orbit, 地球静止轨道
PDF	Probability Density Function, 概率密度函数
SNR	Signal to Noise Ratio, 信噪比
SFFT	Squared FFT, 复数平方 FFT
PFFT	Partial FFT, 部分频点 FFT
PSFFT	Partial Squared FFT, 部分频点复数平方 FFT
LFM	Linear Frequency Modulation, 线性调频
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator, 温补晶振
OCXO	Oven Controlled Crystal Oscillator, 恒温晶振
ECEF	Earth Centered Earth Fixed, 地心地固
LOS	Line Of Sight, 视线方向
PPS	Pulse Per Second, 秒脉冲
RINEX	Receiver Independent Exchange Format, 与接收机无关的交换格式
CDF	Cumulative Distribution Function, 累积分布函数



IX

1 绪论

1.1 研究的背景与意义

由美国研发的全球定位系统(Global Positioning System, GPS)可在全球范围内提 供全天候连续实时的三维定位、测速以及授时服务,且具有长期精度高,误差稳定的 特点,在军用和民用两方面取得了巨大成效,其应用领域包括但不限于国防、精细农 业、户外运动、智能交通、通信与电力系统、采矿以及城市规划与建设(刘美生, 2007)。由于 GPS 系统分为军用信号和民用信号,军用信号为加密信号且其定位精度 高于民用信号,导航系统的建设关系到一个国家的国防安全,且可在军用和民用两方 面带来巨大的经济效益。苏联建立了自己的全球卫星导航系统格洛纳斯系统(Global Navigation Satellite System, GLONASS)(Ivanov and Salischev, 1992; 闻新,刘宝忠, 2004)。为了增强在导航领域的竞争力以及自主性,进入二十一世纪后,中国和欧盟分 别开始建设各自的全球卫星导航系统,北斗卫星导航系统(Beidou Navigation Satellite System, BDS)(谭述森,2008;杨元喜,2010)和伽利略系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)建成后,空间将总共分布 120 颗导航卫星,同时发射多达 300 个卫星 导航信号(Gao, 2008)。

全球导航卫星系统均基于接收无线信号原理,均易受遮挡、干扰等影响(戴卫恒 等,2009),所以即使天空布满 GNSS 卫星,也无法保证其服务的连续性、稳定性、可 用性和完好性。随着导航与位置服务(Location Based Service, LBS)的兴起,越来越 多的导航定位需求发生在有遮挡以及信号衰减和断续的城市复杂环境中。LBS 产业在 国际上已成为继互联网、移动通信之后发展最快的新兴产业之一。2016 年我国卫星导 航 LBS 产业总体产值已突破 2000 亿元大关,相比于 2015 年增长超过 22%(中国卫星 导航定位协会,2017),且北斗系统的应用对整个产业的贡献比例越来越高。作为导航 与位置服务的主要应用领域,车载导航市场近年来也持续高速增长。随着我国北斗系 统的产业化推广和汽车工业的迅速发展以及车辆的普及,车载导航将继续引领导航与 位置服务产业的市场需求,2016 年我国汽车导航市场终端销量达 1350 万台。

炙手可热的自动驾驶和无人机应用均对连续、可靠的分米级甚至厘米级定位导航 需求迫切,然而通过实时动态(Real Time Kinematic, RTK)载波相位差分技术实现稳 定可靠的厘米级 GNSS 高精度定位只有在开阔天空环境才能得到保证。工业界正在积 极研发高精度、低成本的定位导航授时(Positioning Navigation and Timing, PNT)终端 产品。2018 年初,车载导航芯片领导者 ublox 公司推出了首款融合了惯性传感器的 GNSS 多频多系统高精度定位芯片 ublox F9 (ublox, 2018)。该产品实现了 GNSS 的低 成本、高精度,其市场定位是车道级定位、自动驾驶等大众高精度应用市场,标志着

GNSS 高精度应用开始走向大众消费市场。

城市环境中存在城市峡谷导致的可见卫星数目下降以及卫星几何分布恶化的问题, 高架桥以及隧道遮挡导致信号短时间中断问题,建筑物和树木遮挡导致弱信号问题。 GNSS 信号在城市环境中存在断续、衰落、反射等现象,造成接收机观测值频繁中断 以及精度严重下降等问题。上述问题在本文中被统称为"城市复杂环境"。这些问题日 益明显,并逐步成为制约城市环境下导航发展的技术瓶颈。随着车载导航应用对高精 度需求的增加,连续高精度、低成本的车载导航终端正成为车载导航市场发展的瓶颈, 但其却是市场发展趋势。虽然未来车载导航可以利用多种信息源,且目前全源导航成 为导航发展领域研究热点(Chiu et al., 2014;王慧哲,2017)。但是 GNSS 具有全天候、 高精度的绝对定位和授时的独特优势,其作用不可替代,且提高 GNSS 定位精度和可 用性可大大降低对其他导航定位传感器的精度要求从而降低系统成本以及信息融合复 杂度。杨元喜院士强调中国的综合 PNT 应尽可能以 BDS 信息为核心,以 BDS 对应的 坐标基准和时间基准为基础(杨元喜,2016)。GPS 之父 Parkinson 教授提出保护、强 化以及增强(Protect Toughen Augment, PTA) PNT 的概念,其核心是保护 GPS 的 PNT 信号不受攻击,且具有坚韧性(Parkinson, 2014)。

影响 GNSS 定位精度的主要因素(Misra et al., 1999)及其常用解决方法如图 1.1 所示。卫星的空间分布以及开阔环境下可见卫星数量仅与卫星导航系统空间段星座设 计相关。而城市复杂环境下卫星信号存在遮挡和衰减,可见卫星数量的变化较大。为 了增加观测值数量,一方面可利用多系统接收机同时处理更多卫星的信号;另一方面 增强接收机对弱信号的处理能力以及失锁后快速重捕获能力,从而提高接收机对信号 的总锁定时间。观测值误差包括热噪声、动态误差、多路径误差以及传播路径误差。 传播路径误差主要包括电离层误差和对流层误差,可通过模型进行校正(Klobuchar, 1987; Hopfield, 1969; Saastamoinen, 1973; Black, 1978) 或者利用空间相关性通过差分进 行消除(李征航,黄劲松,2005),其中电离层误差还可通过多频观测值进行组合消除 (王梦丽,王飞雪,2008)。接收机设计中主要处理的是观测值热噪声误差、动态误差, 并降低多路径误差。常用的降低伪距热噪声的方法包括:1)载波相位平滑伪距 (Hatch, 1983),该方法一方面需要提高载波相位和伪距观测值本身质量,另一方面城 市复杂环境中难以获取连续的载波相位观测值,会限制该方法的使用;2)更改信号体 制,如使用包含更多高频成分,伪码相关峰更尖锐,伪距测距精度更高的二进制偏移 载波(Binary Offset Carrier, BOC)调制信号(Betz, 1999; Betz, 2001); 3) 更改环路参 数,如降低环路带宽,加长积分时间和缩小相关器间距(van Dierendonck et al., 1992)。 降低码环动态跟踪误差的方法包括: 1)利用载波环辅助码环 (Jovancevic et al., 2003), 载波环实现对动态的跟踪并对码环进行辅助, 使得码环工作在准静态环境; 2) 更改环 路参数,如通过加大环路带宽,降低积分时间和加大相关器间距来增加码环本身对动

态的跟踪能力。载波相位热噪声的降低方法包括:1)新体制信号的使用,如越来越多 信号包含无数据调制的导频信号,可使用纯锁相环(Phase Lock Loop, PLL)进行载波 跟踪,且加长积分时间时不受导航电文限制(Mongredien et al., 2006);2)更改环路参 数,如降低环路带宽和加长积分时间。载波相位动态跟踪误差的降低方法包括:1)锁 频环(Frequency Lock Loop, FLL)辅助锁相环(Kelley et al., 2002);2)加大环路带宽, 降低积分时间。伪码多径抑制方面,一方面同样可利用新的BOC信号或时分复用二进 制偏移载波(Time Multiplex Binary Offset Carrier, TMBOC)信号得到更好的多径抑制 性能(刘志俭等,2009; Jovanovic et al., 2010; Betz, 2015),另一方面可在信号接收和 处理方面进行多径抑制甚至消除,其中使用窄相关器进行码跟踪是一种简单有效的多 径抑制方法。



目前的技术手段尚不能解决复杂信号环境下 GNSS 连续高精度定位问题。为了提 供更好的导航定位服务,卫星导航系统也在经历现代化升级,各种新体制信号的加入 一方面可降低接收机对复杂环境信号的处理难度。如现代化的 GPS 卫星在两个频点新 增 L2C 和 L5 两个民用信号(魏二虎 等,2005),其中 L2C 信号包含的长码 L2CL 和 L5 信号包含的导频信号 L5Q 均不包含导航电文,无电文的导航信号使得弱信号捕获、 跟踪处理难度大大降低;二次编码诺依曼-霍夫曼(Neumann-Hoffman, NH)码调制可 降低弱信号环境下导航电文同步难度;对导航电文进行交织可降低突发导航电文错误 对解码的影响;卷积编码可降低解码时误码率。另一方面可提高接收机测距精度,正 在建设的 Galileo 和 BDS 系统发射码跟踪精度更高的 BOC 调制信号,且 BOC 信号具 有更好的多径抑制能力。然而,提高定位精度最根本的方法是在现有的卫星系统以及 导航信号的基础上通过改进接收机信号处理方法提高观测值数量以及观测值质量。城 市环境中信号断续,普通 GNSS 接收机需要进行频繁的失锁重捕。观测值误差中热噪 声和动态误差的解决方法存在矛盾,当动态应力变化、GNSS 信号衰落同时出现时, 普通 GNSS 接收机只能在动态应力以及热噪声之间进行折中。在弱信号环境下,普通 车载动态对于接收机环路来说也变成高动态,独立工作接收机无法有效处理弱信号环 境下的动态场景。此外,复杂环境下观测值粗差难以避免,而普通接收机对观测值粗 差的检测能力有限。

惯性导航系统(Inertial Navigation System, INS)由于具有动态响应特性好、短时 精度高、全自主工作能力、隐蔽性好不对外辐射电磁信号等特点而被广泛应用于导航 领域(韩海军等,2002)。但 INS 利用积分实现航位推算,误差会随时间累积,其特 点与 GNSS 导航系统形成互补。为了克服各自系统的缺点,采用惯导信息与 GNSS 进 行融合定位实现组合导航,可以发挥各信息源的优势,提高 PNT 服务的连续可用性。 根据组合导航的信息融合方式的不同,组合导航可分为利用 GNSS 位置和速度与 INS 进行组合的松组合导航系统,利用伪距和伪距率与 INS 进行组合的紧组合导航系统, 以及利用 INS 对接收机动态估计值辅助接收机跟踪环路的深组合导航系统。松组合与 紧组合利用接收机对 INS 进行辅助,使惯导误差得到校正,避免传感器误差随时间累 积,但对 GNSS 信号处理没有帮助,因此无法提高观测值质量,也无法提高接收机定 位测速精度。深组合系统中,一方面接收机对 INS 的辅助可实现惯导误差校正;另一 方面 INS 估计的载体动态也会被用于辅助跟踪环路,从而改善接收机信号处理能力 (Chiou, 2005)。

根据接收机结构的不同,深组合接收机可分为矢量深组合和标量深组合。矢量深 组合中接收机通道没有独立闭环,而标量深组合则利用惯导信息辅助接收机中独立运 行的各个通道。Draper 实验室采用集中式矢量深组合,其实现方式是将各个卫星信号 通道利用导航滤波器进行统一处理控制(Schmidt and Phillips, 2010)。Calgary 大学则 采用级联型矢量深组合,该结构中通道信号在进入组合导航滤波器之前经过滤波器进 行预处理(Petovello et al., 2008)。Stanford 大学认为只要惯导对接收机跟踪环路进行 辅助即可称为深组合,因此在标量接收机中实现惯导对跟踪环路的辅助也可称为深组 合接收机(Alban et al., 2003)。虽然各种结构在实现方式上有所不同,但最终都利用 接收机信息对 INS 进行了误差校正,并将 INS 对接收机平台动态的估计值用于接收机 通道控制。深组合 GNSS 系统中惯导对 GNSS 信号处理的改进包括:1)降低跟踪环路 需要处理的动态,缓解动态和弱信号之间的矛盾;2)由于城市环境中存在遮挡,信号 时隐时现,快速重捕对城市环境车载导航尤其重要(Braasch and van Dierendonck, 1999),而利用惯导辅助进行信号重捕可大大降低捕获运算量;3)短时间信号遮挡时 实现载波相位开环跟踪,从而得到连续的载波相位观测值;4)在完成 GNSS 观测值提 取之后,还可利用惯导对伪距观测值进行粗差检测。

综上所述, GNSS/INS 深组合可解决城市环境中利用接收机进行导航与位置服务时的动态与弱信号处理矛盾,增加接收机在复杂环境下的可用性及定位精度。在高精度定位需求中,可提高载波相位观测值质量,为高精度的、连续的载波相位差分定位提供保障。

此外,由于城市环境中遮挡的存在,可见卫星数量将大大下降,且卫星几何分布 也会恶化,当使用单一卫星导航系统进行导航定位时可能出现可见星不足的问题。随 着中国北斗系统的快速发展,空间可见卫星数量将越来越多,即便是在城市峡谷等恶 劣环境下依然可能跟踪足够数量的卫星进行导航定位解算。双系统或者多系统在城市 环境下可提供更好的导航可用性,因此本文工作将基于 GPS 与北斗双系统展开。

1.2 相关技术研究现状

由于城市环境车载导航将会涉及到动态环境下弱信号处理,频繁断续条件下信号 连续跟踪以及观测值质量控制。下面首先介绍接收机在高灵敏度、高动态以及质量控 制方面的研究现状。由于惯导良好的动态响应能力,其通常被用于高动态环境武器精 确制导,而动态和灵敏度之间存在矛盾,基于深组合的研究较多集中在动态和灵敏度 上,因此在介绍独立接收机相关研究现状之后给出深组合在高动态、弱信号以及车载 导航方面的研究现状。

1.2.1 复杂环境接收机相关技术研究现状

1) 高灵敏度技术

常用的高灵敏度技术主要包括加长积分时间、使用基于能量的鉴频器、矢量跟踪、 使用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)鉴频器。

加长积分时间可提高接收机灵敏度,实现弱信号捕获跟踪,加长积分时间的方法 包括相干积分、非相干积分以及差分相干积分(Choi et al., 2002; Shanmugam et al., 2005)。相干积分和非相干积分的概念源于雷达信号处理,其中相干积分保留同相与正 交(In-Phase and Quadrature, IQ)信号的相位信息;而非相干积分将 IQ 路信号进行平 方不保留相位信息;差分相干积分使用 IQ 信号与其自身延时的共轭信号进行乘累加 (Yang et al., 2001b; Elders-Ball and Dettmar, 2004)。Akos等人(2000)在无辅助信息 时使用 8ms 相干积分实现-142dBm 信号的捕获,在有辅助信息时使用 800ms 相干积分 实现-162dBm 信号的捕获。Waston 等人(2006)将积分时间延长到 10s,实现了低至 5dB-Hz 信号的检测。Gowdayyanadoddi 等人(2014)利用超过 200s 的相干积分实现了 混凝土建筑物地下室内的信号捕获。由于相干积分受导航电文比特跳变(上文长相干 积分需要电文辅助)、捕获时间、接收机动态以及晶振相位噪声影响(Waston 等人和 Gowdayyanadoddi 等人的实验均为静止条件下使用高稳定度晶振)的限制,一般在相 干积分之后会进行非相干积分。由于相干积分受导航电文等因素影响,非相干积分被 提出,Psiaki (2001)利用相干非相干积分实现了无辅助信息时 21dB-Hz 信号的捕获。 但非相干积分将噪声也一起平方,存在平方损耗,且在信噪比越低的情况下损耗越大, 因此在进行非相干积分之前一般需要进行相干积分提高信号的信噪比。为了降低非相 干积分的平方损耗,差分相干积分被提出并被用于扩频通信系统 (Zarrabizadeh and Sousa, 1997),该方法中噪声信号依然被平方,但损耗低于非相干积分。

相干积分时间越长,捕获过程中频率维搜索次数越多,搜索时间越长,且长相干积分时间需要高稳定度晶振才可实现。跟踪过程中长积分时间导致环路更新率下降, 且环路滤波器带宽与积分时间之间的乘积需要远小于 0.5 (Progri et al., 2007; Kazemi, 2008),因此环路滤波器带宽需缩小,从而降低接收机动态处理能力。此外,较小的滤 波器带宽也会加大滤波器设计难度,由于滤波器通常根据模拟滤波器原理进行设计, 然后再经过变换得到数字滤波器,在滤波器带宽很小的情况下,数字滤波器性能相比 于模拟滤波器将会出现较大的下降 (Stephens and Thomas, 1995)。最后,在使用窄带 宽滤波器的环路中跟踪误差会随着晶振相位噪声的增加而急剧增加 (Irsigler and Eissfeller, 2002)。

FLL 相比于 PLL 更加稳定且能承受更大动态,因此基于频率跟踪的高灵敏度方法 被越来越多的采用。利用时间上相邻的 IQ 积分相位差进行鉴频的鉴频器(Natali, 1984) 是目前接收机中使用最广泛的一类鉴频器,然而当信号受到严重衰减或畸变时该鉴频 器性能不理想(Curran et al., 2012)。Juang 和 Chen(2009)、Tang 等人(2013)和 Guo 等人(2014)分别提出利用不同频率点的积分能量进行鉴频的方法。基于能量的 鉴频器在长积分时间下性能较相位差鉴频器好,能够弥补相位差鉴频器在弱信号或者 幅度波动较大情况下增益不足和线性范围受限的缺陷。但该方法同样面临在长积分时 间时动态跟踪能力不足的问题。

矢量跟踪方法最早可追溯到 Copps 等人(1980)提出的概念。与矢量跟踪相对应 的是传统的标量跟踪方法,标量接收机中各个通道独立跟踪卫星信号,而矢量接收机 对不同卫星进行联合跟踪,利用卡尔曼滤波器将信号处理与导航解算融入到一个算法 中,实现各个通道之间信息辅助。Pany 等人(2005)给出了矢量跟踪的实现细节, Lashley 等人(2009)利用矢量跟踪实现了载噪比为 16dB-Hz 信号的跟踪。矢量跟踪利 用扩展卡尔曼滤波器对所有的通道进行估计,实现接收机通道之间的辅助,利用强信 号对弱信号辅助从而实现高灵敏度跟踪,且动态跟踪能力比标量接收机好。但接收机 各个通道不再独立,某一个通道出现问题可能导致整个接收机无法正常工作。其次, 由于导航结果无法满足控制载波相位跟踪的精度需求,锁相环仍然采用标量方式。另 外,该结构下接收机运算量大,不易实时实现。最后,矢量跟踪需要利用标量跟踪得 到的结果进行初始化,因此不能独立工作。

FFT 被广泛的应用于并行码相位(van Nee and Coenen, 1991)以及频率(Akopian,

2005) 搜索的快速算法中。Yang (2003) 提出了一种利用 FFT 进行码相位以及载波频 率跟踪方法。van Graas 等人 (2005) 也将 FFT 方法用于批处理接收机中进行码和载波 跟踪。然而这些方法使用中频信号进行 FFT 变换,而中频信号采样率高,在弱信号环 境下需要长积分时间,最终 FFT 变换点数庞大导致此方法难以实时实现。另一种使用 FFT 进行频率估计的方法是利用最大似然估计方法对高动态环境下的多普勒频率残余 进行估计 (Bryant, 2002; 巴晓辉 等, 2009; Yan et al., 2016),最大似然估计的实现方 法为 FFT 变换 (Hurd et al., 1987)。该方法针对高动态应用提出,同时也具有较好的弱 信号跟踪能力,但需要在动态与高灵敏度之间进行折中。

2) 高动态技术

在独立运行的接收机中,为了跟踪动态信号,使用叉积鉴频器的自动频率控制 (Automatic Frequency Control, AFC)环被用于频率跟踪或者辅助锁相环,该方法在强 信号时对动态有很好的跟踪能力,但在低信噪比时性能不佳。Hurd 等人(1987)提出 基于最大似然估计的高动态信号跟踪方法,该方法可跟踪 150g 加速度,在加速度为 50g,加加速度为 40g/s 的圆周运动轨迹下,伪距跟踪误差均方根值小于 1m,且能够 跟踪载噪比(Carrier to Noise Ratio, CN0)为 28dB-Hz 的信号。Hinedi(1988)将扩展 卡尔曼滤波器方法用于 AFC 环中进行高动态 GPS 信号跟踪,可将其看成使用叉积的 AFC 环的一种改进形式,但其在弱信号环境下表现比普通 AFC 环好。在持续 0.5s 的 100g/s 加加速度动态下,该方法跟踪灵敏度可达 22.5dB-Hz,均方根频率跟踪误差为 41.2Hz。Vilnrotter 等人(1989)对比了最大似然估计方法、扩展卡尔曼滤波方法、叉 积 AFC 法和锁相环等四个频率跟踪方法。

为了实现弱信号处理,需要进行长时间积分,降低环路带宽,此时动态信号处理 能力较弱,滤波器稳定性较差。基于能量的鉴频器和 FFT 鉴频器同样利用长时间积分 结果进行鉴频,需要在灵敏度和动态之间折中。而矢量跟踪存在结构不稳定,运算量 大不易实时实现等问题,且锁相环仍然采用标量方法。高动态技术需要短积分时间, 增加环路带宽,目前的高动态处理算法可处理较高动态,但动态性能和弱信号灵敏度 性能始终是一对矛盾,需要进行折中,且通常仅能跟踪载波频率而无法跟踪载波相位。

3) 粗差检测

在城市环境中导航时,由于遮挡、衰减等原因,接收机得到的伪距观测值难免存 在粗差,若将含有粗差的观测值用于定位解算则会造成较大的定位误差,因此需要接 收机具备一定的伪距观测值质量控制机制。观测值粗差检测方法来源于接收机自主完 好性监控(Receiver Autonomous Integrity Monitoring, RAIM),用于检测由于卫星的某 些错误引起的观测值错误。常用的 RAIM 算法包括:定位解最大距离法(Brown and McBurney, 1988),该方法通过比较可见卫星全集和子集得到的位置来实现,该方法原 理简单,但当卫星数较多时由于子集的组合较多实现复杂;伪距比较法(Lee, 1986),

该方法使用观测值中的四个进行接收机位置解算,然后用解算得到的位置计算其余可 见卫星的伪距估计值,将伪距观测值与伪距估计值进行对比判断是否存在粗差;最小 二乘残差法(Parkinson and Axelrad, 1988),该方法利用伪距观测值的最小二乘残差平 方和的统计特性作为观测量中是否存在故障的依据;奇偶矢量法(Sturza, 1988),该方 法将最小二乘残差矢量从伪距空间正交变换到奇偶空间进行 RAIM 判断,该方法被美 国航空无线电技术委员会 RTCASC-159 作为推荐的自主完好性监测算法。伪距比较法、 最小二乘残差法和奇偶矢量法在算法上具有等效性,但计算的复杂程度不同,且仅适 用于单个观测值粗差检测。

以上粗差检测方法存在运算量大,且仅可进行单个观测值粗差检测的问题。对于 多观测值粗差的检测研究成果较少,都是在现有的单粗差检测算法基础上的改进,检 测能力有限(周飞,2017)。

1.2.2 复杂环境深组合相关技术研究现状

1) 深组合高动态技术

深组合系统最直接的应用场景就是军用高动态场景,Honeywell、Allied Signal 和 Trimble 基于导航级光纤陀螺开发了 12 通道的小型深组合接收机,该深组合接收机可 实现 44g 加速度、15g/s 加加速度以及 12km/s 速度的高动态条件下信号跟踪,且具备 一定的抗干扰能力。此外,在无干扰情况下,信号失锁后 3s 内可实现重捕(Bye et al., 1998)。美国 Sandia 国家实验室在 Rockwell Collins 公司的 NavStrike 接收机的基础上通 过添加惯导辅助接收机跟踪环,实现了高动态环境下 24 通道的双频载波相位跟踪,该 接收机可在 40g 加速度、10km/s 速度的高动态条件下实现稳定的载波相位跟踪并利用 载波相位观测值定位,最大可工作高程为 40000km,可实现弹道导弹远距离、高精度 投放(Pownell et al., 2005)。美国遥感中心基于仿真的圆周运动场景对 6 通道实时软件 深组合接收机进行了动态性能测试,测试表明使用 1kHz 的组合导航滤波器更新率时 环路在 120g 动态时失锁,当使用 10kHz 组合导航滤波器更新率时环路可跟踪 160g 动 态(Jovancevic and Ganguly, 2005)。Honeywell 和 Rockwell Collins 基于微机电系统 (Micro-Electro-Mechanical System, MEMS)传感器开发了小型低功耗的深组合系统, 该系统可抗 20000g 火炮发射冲击,并达到圆概率误差(Circular Error Probable, CEP) 5m 导航精度(Buck et al., 2006)。

近年国内相关研究逐渐增多,于海亮(2007)采用仿真数据,利用惯导辅助三阶载波环路实现了高动态信号跟踪(100g加速度、100g/s加加速度),然而测试中仿真数据为软件生成中频数据,且惯导辅助信息是直接通过仿真轨迹动态计算得到的多普勒频率估计值,并不是惯导原始数据。王朋辉(2010)采用仿真数据,通过 INS 估计的多普勒频率辅助载波跟踪环,分别实现了 50g 线加速度和径向加速度的高动态场景下信号跟踪。杨洋(2013)利用深组合接收机成功跟踪了仿真场景下 30g 的恒加速度动

态,此时环路使用惯导辅助的二阶锁频环辅助三阶锁相环。班亚龙(2016)利用标量 深组合系统,在仿真高动态场景下实现了稳定的载波相位跟踪(最大线加速度 100g, 向心加速度 50g,加加速度 100g/s),并通过高速旋转平台实现了 5g 加速度和 30g/s 加加速度环境下载波相位稳定跟踪。

目前国外对高动态深组合接收机研究较为成熟,已经有实用的相关产品,在动态 跟踪性能、跟踪精度以及抗干扰能力方面均有突破。国内相关研究起步较晚,最近十 年相关研究逐渐增多,但大部分基于仿真验证,实测仍然较少。

2) 深组合高灵敏度技术

灵敏度指标同样也源于军用需求,由于卫星导航信号容易受干扰影响,因此接收 机抗干扰能力逐渐受到重视,而灵敏度的提升和抗宽带干扰的方法相似,均可通过加 长积分时间、缩小环路带宽实现。美国遥感中心研发的深组合接收机的跟踪灵敏度比 独立工作的接收机有 20dB 的提高(Jovancevic and Ganguly, 2005)。Gustafson 等人 (2000)利用仿真的 GPS 射频信号和惯导数据,基于深组合系统实现了动态条件下弱 信号跟踪,相比于传统接收机,该深组合接收机具有 15dB 的灵敏度提高。Gebre-Egziabher 等人(2001)利用多普勒频率对接收机载波跟踪环路进行辅助,将接收机跟 踪环路带宽从 10Hz 缩小到 1Hz, 灵敏度得到约 5dB 的提高, 实现了 21dB-Hz 的弱信 号跟踪。Soloviev 等人(2001)通过深组合实现了 15dB-Hz 的 GPS 弱信号的捕获与跟 踪,且可实现毫米级载波相位跟踪。Gao 和 Lachapelle(2006)利用仿真的 GPS 信号 和惯导数据测试了深组合接收机弱信号处理能力,有惯导辅助时可实现 25dB-Hz 弱信 号的载波相位跟踪,15dB-Hz 弱信号的载波频率跟踪,当有多个强卫星信号时可实现 15dB-Hz 弱信号的载波相位跟踪。Petovello 等人(2007)对比了传统标量接收机和软 件深组合接收机,测试表明在达到厘米级定位精度的前提下,深组合接收机在灵敏度 方面有 7dB 提高,测试中使用的是高精度时钟和战术级惯导。叶萍(2011)通过惯导 辅助三阶 PLL,将环路带宽从 18Hz 降低到 1Hz,实现了 10g/s 加加速度的动态环境中 21dB-Hz 弱信号的跟踪,相比于无惯导辅助接收机,灵敏度具有 7.4dB 的提高。

3) 车载深组合

在车载导航领域,Alban (2004)通过惯导辅助多天线接收机载波跟踪环路,提高 了载波相位噪声性能和可靠性,改善了城市环境中车辆定姿效果,说明了惯导辅助对 接收机基带信号处理性能的提升。Li等人(2009)利用简化的 MEMS 惯导搭建了深组 合系统,车载测试表明,相比于无惯导辅助的普通接收机,该深组合接收机在开阔和 遮挡环境下对高低仰角的卫星载波相位跟踪性能均更高。Sun 等人(2013)基于矢量 跟踪环加级联锁相环结构,将简化的惯导系统与 GPS 接收机系统组成深组合系统,并 在此基础上添加鉴频器用于车载导航,测试表明通过添加鉴频器可提高多普勒频率观 测值可靠性,且可将导航性能提高 20%。Tawk 等人(2014)利用 MEMS 惯导辅助接

收机跟踪环路,在信号断续情况下进行开环跟踪,实现了接收机在短时间信号遮挡后 不需要进行重捕即可实现信号的连续跟踪,但并没有给出对接收机观测量的改善,仅 给出了惯导与 GPS 组合后的定位结果。Xie(2010)在矢量深组合软件接收机中利用 载波相位预测实现了信号恢复后载波相位的快速重跟踪,实验测试表明,弱信号环境 下当信号失锁时间小于 3 秒时该方法可获得连续高精度的载波相位观测值。Wang (2015)在 Xie 的基础上进一步对矢量接收机以及深组合接收机在弱信号下对载波相 位的预测精度利用 RTK 在定位结果方面进行了测试,测试表明在动态环境下深组合接 收机比矢量接收机具有更高的载波预测精度,且可见星数目会影响载波预测精度。 KVH 和 NovAtel 公司合作开发了一款商用车载导航系统 SPAN (Kennedy and Rossi, 2008),由于使用了深组合结构,该产品具备快速重捕能力,提高了接收机对信号的总 锁定时间。德国 iMAR 公司研制的深组合车载导航系统 iTraceRT-F402 同样由于使用深 组合技术而具有快速重捕能力 (iMAR, 2017)。

综上可知,在无外界辅助时,独立接收机中动态和弱信号这两者之间的矛盾难以 调和,且独立接收机中粗差检测算法运算量大,多粗差检测能力有限。惯导辅助跟踪 环技术的引入打破了动态和灵敏度之间的矛盾,使得跟踪环路仅需跟踪惯导辅助残余 动态,因而接收机可通过压缩环路带宽提高灵敏度和抗干扰能力。因此早期深组合主 要应用于高动态和干扰环境的武器制导。但深组合接收机在信号衰减、断续的复杂情 况下的相关研究较少。目前部分厂商已经推出基于高精度惯性传感器的具有部分深组 合功能的商用车载深组合导航产品。现有的军用和商用深组合系统均使用高精度惯性 传感器,不适合低成本的车载导航市场,且相关技术细节不对外公开,不利于深组合 技术在复杂环境车载导航应用中的普及。为了填补深组合接收机在城市复杂环境中应 用的研究空缺,本文开展标量深组合基带技术研究,提高 GNSS 接收机在城市复杂环

1.3 研究目标

针对城市复杂环境车载导航应用,本文研究目标是:基于标量深组合结构,完善团队已有的环路误差模型,设计一套 GNSS/INS 深组合软件接收机,实现高质量观测值提取,并通过仿真和城市环境实测对该接收机进行性能测试与评估。具体研究内容包括:

- 团队已有的标量深组合误差模型相对完善,但模型不够统一和通用,本文利用 惯导误差微分方程结合惯性传感器误差模型得到惯导速度误差模型,然后将惯 导速度误差模型和跟踪环结合得到闭环和开环状态下跟踪误差;
- 3) 弱信号环境下动态跟踪精度无法保障,本文使用锁相环对较弱信号(约 26dB-Hz)实现载波相位跟踪,使用 FFT 鉴频器对弱信号(约 20dB-Hz)实现载波频率跟踪,两者均使用惯导辅助环路消除载体动态影响;

- 3) 遮挡条件下利用开环跟踪方法实现观测值的连续提取,首先分析通道跟踪频率的误差组成,然后在静态条件下实现较长时间(20s)高精度的载波相位开环跟踪,动态条件下利用惯导对接收机速度的估计辅助通道进行开环信号跟踪,实现较短时间(5s以内)载波相位开环跟踪,以及较长时间(5s以上)载波频率和码相位的开环跟踪,加快信号恢复后的锁定时间;
- 通过仿真和城市环境实测对深组合软件接收机提取的观测值质量进行测试与评估,并与商用接收机 ublox M8N 和天宝 R9 进行性能对比。

1.4 论文的章节安排

本文各章节内容安排如下:

第 1 章介绍了本文的研究背景及研究意义,简述了 GNSS 观测值精度的影响因素, 在此基础上给出了独立接收机在弱信号、动态和观测值检测方面的研究现状,以及深 组合在动态、弱信号和车载导航方面的研究现状。

第 2 章首先介绍卫星发射的导航信号以及接收机模型,在此基础上阐述接收机中 射频信号、基带信号处理、观测值测量误差以及导航解算,最后介绍惯导机械编排算 法和 GNSS 惯导数据融合算法。

第3章首先阐述利用 FFT 以及复数平方 FFT 鉴频器实现弱信号跟踪的方法,并分 析两者在弱信号和动态条件下的跟踪能力;其次介绍三种用于弱信号跟踪的基于能量 的鉴频器;最后探讨静态遮挡条件下接收机对载波信号进行开环跟踪实现载波相位连 续跟踪的方法。

第 4 章首先给出深组合系统中辅助频率计算方法;然后结合惯导误差微分方程和 惯性传感器误差模型得到辅助频率误差模型;在此基础上结合接收机跟踪环闭环和开 环模型给出误差响应;最后利用惯导辅助 FFT 鉴频器进行弱信号动态跟踪。

第 5 章首先介绍深组合软件接收机系统结构及其工作流程; 然后给出北斗接收机 基带信号处理方法; 其次针对弱信号处理中部分频点 FFT 鉴频运算量、信号锁定检测、 位同步和帧同步进行优化; 最后介绍引入惯导辅助后深组合接收机的优化方法, 包括 利用开环实现信号的连续跟踪, 加快伪码跟踪收敛, 利用惯导辅助窄相关器抑制伪距 多径误差并提高伪码跟踪精度, 以及利用惯导辅助进行伪距观测值粗差检测。

第 6 章利用仿真信号和城市环境车载真实信号对深组合软件接收机进行测试,并 与典型商用接收机进行对比。

第 7 章总结了本文工作,概括了本工作的贡献以及不足,并规划了进一步研究的 方向。

2 GNSS 接收机与惯性导航原理

2.1 引言

深组合导航系统涉及到 GNSS 接收机与惯性导航两方面,因此接收机基本原理和 惯性导航以及组合导航原理是后续工作的基础,本章将介绍接收机系统以及组合导航 系统设计的原理以及方法。本文目的是实现城市复杂环境下的高质量观测值获取,进 而实现高精度导航定位,涉及到载波相位和伪距定位。因此在介绍完 GNSS 基本原理 之后会详细介绍载波相位和伪码误差,并阐述利用伪码和载波相位进行差分定位的原 理,以及通过双差说明伪距和载波相位观测值质量的评估方法。由于惯导辅助可在动 态和弱信号下改善接收机信号处理能力、提高接收机观测值质量,简单介绍了惯性导 航相关基础知识以及组合导航原理,为后续的接收机和惯导系统进行深组合打下基础。

2.2 节通过 GPS L1 和北斗 B1I 民用信号为例介绍卫星导航系统的信号结构、接收 机结构; 然后介绍接收机信号模型,一方面为后续 FFT 鉴频器做铺垫,另一方面作为 基带信号捕获与跟踪处理以及观测量提取的基础;其次介绍环路测量误差,环路误差 决定了观测值误差以及定位误差。2.3 节介绍导航解算以及差分定位的基本知识,为高 精度定位打下基础并说明用双差评估观测量质量的原理。2.4 节首先介绍惯性导航机械 编排算法; 之后简要介绍接收机与惯性导航系统数据融合算法作为深组合的基础知识。

2.2 接收机基本原理

2.2.1 GNSS 信号结构

本文工作基于 GPS L1 和北斗 B1I 民用信号开展,因此后续介绍基于以上两个信号, 而两系统存在较大的相似性,为了简化描述,仅在两者有差异的地方进行区别介绍。 编号为*i*的 GPS 卫星和编号为*j*的北斗卫星播发的 L1、B1 信号可表示为(Borre et al., 2007;中国卫星导航系统管理办公室,2016):

$$S_{L1}^{(i)}(t) = \sqrt{2P^{(i)}} d^{(i)}(t) c^{(i)}(t) \cos\left(2\pi f_{L1}t + \phi^{(i)}\right)$$

$$S_{B1}^{(j)}(t) = \sqrt{2P^{(j)}} d^{(j)}(t) c^{(j)}(t) \cos\left(2\pi f_{B1}t + \phi^{(j)}\right)$$
(2.1)

其中 $P^{(i)}$ 和 $P^{(j)}$ 表示发射信号的功率, $d^{(i)}(t)$ 和 $d^{(j)}(t)$ 为导航电文数据比特, 取值为 {1,-1}, 其中北斗信号导航电文分为 D1 导航电文和 D2 导航电文, D1 导航电文调制有 NH 码, $c^{(i)}(t)$ 和 $c^{(j)}(t)$ 为非归零 (Non-Return to Zero, NRZ) 的伪随机噪声 (Pseudo Range Noise, PRN) 码, GPS L1 民用 PRN 码又称粗捕获 (Coarse Acquisition, C/A) 码, f_{L1} 为 GPS L1 载波频率, f_{B1} 为北斗 B1 载波频率, $\phi^{(i)} \Rightarrow \phi^{(j)}$ 为载波初相位。从式 (2.1) 可以看出, GNSS 卫星所播发的信号包括三个层次:导航电文、伪随机码、载 波。

GPS 导航电文一比特时长 20ms, 比特率为 50bps。每 30 比特被编码成一个字,

10 个字组成一个子帧, GPS 卫星每 6s 广播一子帧数据。北斗 D1 导航电文一比特时长 20ms, 比特率为 50bps, 由于调制有 NH 码, 符号率为 1000sps, 与 GPS 信号相同, 每 子帧长 6s。北斗 D2 导航电文一比特时长 2ms, 比特率为 500bps, 每子帧长 600ms。 接收机端解码导航电文数据后可得到当前 GNSS 系统时间、卫星钟差、卫星轨道参数 以及电离层延时等信息。

GNSS 信号采用直接序列扩频的方式对发送的导航电文进行扩频调制。扩频通信 在 GNSS 系统中的作用主要体现在两点: 1) 扩频通信使用伪随机码,而伪随机码具有 良好的相关特性,可用于时间测量,进而转换为距离测量,这一特性为伪距测量的基 础 (Curran, 2010); 2) GNSS 导航电文数据率为 50Hz (D2 电文为 500Hz),占用带宽 为 100Hz (D2 电文为 1000Hz),GNSS 卫星信号的空间传播路径长,能量损耗大,且 卫星上电能有限,因此到达地面卫星信号极弱,而根据香农公式,采用扩频通信可利 用带宽换信噪比,从而实现弱卫星信号的检测,也即是保证了卫星端与地面端通信的 可能性。每颗卫星拥有自己的伪随机码,GPS 伪随机码是周期为 1023 个码片的金码, 码率为 1.023Mcps,主瓣带宽为 2.046MHz,码片宽度约为 293m。北斗伪随机码是周 期为 2046 个码片的截短金码,码率为 2.046Mcps,主瓣带宽为 4.092MHz,码片宽度 约为 147m。金码为组合码的一种,GPS 系统中使用两个优选的 10 级 m序列线性组合 而成 (ICD GPS, 2013),北斗使用两个 11 级 m序列线性组合而成 (中国卫星导航系统 管理办公室,2016)。GPS 和北斗的 m 序列特征多项式如式 (2.2),实际中可通过两 个线性移位寄存器实现,通过改变寄存器初始值、改变*G*2 寄存器的相位或者利用不同 的抽头生成输出信号的方式可生成不同的伪随机码 (鲁郁,2016)。

 $G1_{GPS}(x) = 1 + x^{3} + x^{10}$ $G2_{GPS}(x) = 1 + x^{2} + x^{3} + x^{6} + x^{8} + x^{9} + x^{10}$ $G1_{BDS}(x) = 1 + x + x^{7} + x^{8} + x^{9} + x^{10} + x^{11}$ $G2_{BDS}(x) = 1 + x + x^{2} + x^{3} + x^{4} + x^{5} + x^{8} + x^{9} + x^{11}$ (2.2)

导航电文被伪随机码扩频后生成的二进制 NRZ 信号再对载波信号进行二进制相移 键控调制到载波上, GPS L1 载波频率 f_{L1} 为 1575.42MHz, 北斗 B1 载波频率 f_{B1} 为 1561.098MHz。

载波频点的选择是基于多方面的因素,主要包括(谢钢,2009):1) L1、B1 频率 为特高频信号,该频率信号以直射波形式传播,便于进行距离测量;2) 特高频信号可 穿透电离层,而频率较低的如高频波不能穿透电离层,无法用于卫星与地面之间通信; 3) 自由空间电磁波损耗与频率有关,频率越高损耗越大。因此频率过高或者过低不适 合用于卫星与地面之间的通信或者距离测量。

图 2.1 显示了 GPS L1 信号的组成结构,包含了导航电文数据码、伪随机码、被数据码调制的伪随机码、载波、以及最终播发的信号。北斗信号与其相同,仅符号不同。

图 2.2 为 GPS L1 信号的生成原理图,图 2.3 为北斗信号 D1 和 D2 信号生成原理图。 GPS 信号中数据码 *d*(*t*)与伪随机码 *c*(*t*)进行相乘(电路中为模二相加或者异或)得到 *d*(*t*)*c*(*t*),该信号再与 L1 载波相乘实现对载波信号的调制,最终得到 *S*_{L1}(*t*)信号经由卫 星天线指向地球进行辐射。北斗 D1 信号的生成过程中数据码 D1 与 NH 码相乘生成 *d*(*t*),其余与 GPS 信号以及 D2 信号相同。



2.2.2 GNSS 接收机结构

GNSS 接收机主要包含三个部分:射频前端,基带信号处理和导航解算(Braasch and van Dierendonck, 1999),图 2.4 为接收机系统结构框图。

卫星播发的信号 S_{L1}(t)和 S_{B1}(t)被接收机天线接收,并以模拟信号的形式进入射频前端进行处理。射频前端的功能是将特高频波段的 L1 和 B1 信号转换成包含 GPS 和北 斗信号,且频率低的基带数字信号以便接收机基带进行信号处理。图 2.4 中射频方案 为超外差接收机技术,超外差射频前端首先通过天线接收射频信号,天线之后的第一 个器件的噪声系数将决定整个系统的噪声水平(Parkinson et al., 1996),因此信号首先 需要通过低噪声放大器进行放大。放大后的信号通过一个射频带通滤波器进行带外噪 声滤除,根据伪码信号主瓣带宽,GPS系统中该滤波器带宽最低可设置为2MHz,北 斗系统中可设置为4MHz。滤波后的信号与本地振荡器产生的射频本振信号相乘实现 下变频得到模拟中频信号。模拟中频信号通过滤波和放大之后利用模数转换器 (Analog to Digital Converter, ADC)转换成数字中频信号,该数字中频信号通过基带 进行信号处理。由于输入射频信号强度不是固定值,为了充分利用 ADC 的转换位数, 通常使用自动增益控制对 ADC 前级放大器放大倍数进行控制。

ADC 输出中频数字信号 *S*_{IF} 之后,接收机基带负责进行信号处理。接收机基带包含多个信号处理通道,每个通道处理一颗卫星播发的信号。图 2.4 中基带环路利用载 波和码数控振荡器(Numerical Controlled Oscillator, NCO)分别生成本地载波和伪码对 *S*_{IF} 进行载波和伪码剥离。随后对剥离载波和伪码之后的信号进行积分清零,并将积分 值用于载波和伪码鉴别。最后滤波的鉴别结果用于控制载波和伪码生成。通道实现对 信号的捕获、跟踪、比特同步、帧同步以及观测量提取。

通过接收机通道得到卫星导航电文以及观测量之后即可计算卫星位置和速度,并利用定位定速算法实现接收机的位置速度和时间(Position Velocity and Time, PVT)解算。



图 2.4 GNSS 接收机系统结构框图

接收机通道的详细结构如图 2.5 所示,其中载波 NCO 输出载波相位值,并利用该相位值作为索引进行正弦表和余弦表的查找从而生成相位差为 90 度的本地中频载波信号。本地中频载波信号与输入的 GNSS 中频信号 *S*_{IF} 进行相乘从而剥离 *S*_{IF} 中的载波信号,并得到 IQ 两路信号*i*和*q*。通道中码发生器生成超前、即时以及滞后三个相位的 PRN 码,并分别与*i*和*q*信号进行相关从而剥离 PRN 码。剥离载波和 PRN 码后的六路 信号通过积分清零模块进行积分得到 IQ 积分值。在串行信号捕获阶段,捕获控制逻辑 可利用该积分值进行载波频率和码相位搜索。在跟踪阶段,该积分值交由码鉴别器

(Code Discriminator, CD)以及载波鉴别器进行处理实现码相位误差、载波频率误差 以及载波相位误差估计。码相位误差输出值经过码环滤波器滤波之后用于控制码发生 器。载波频率以及相位误差输出值经过载波环滤波器滤波之后用于控制载波 NCO。由 于载波环跟踪精度比码环跟踪精度高 2~3 个数量级,通常使用载波环辅助码环降低动 态对码环的影响。将载波控制频率乘以系数 k 后与码环滤波器输出相加用于控制码 NCO 即可实现载波环辅助码环。在实现稳定的载波相位跟踪之后,即时码 I 路输出积 分值即为导航电文 (有可能反相),通过对 *I_p*的进一步处理可实现导航电文的比特同 步以及帧同步。而载波 NCO 以及码 NCO 可用于载波相位以及伪距观测值提取。



图 2.5 接收机通道结构

2.2.3 GNSS 接收机信号模型

在介绍了射频前端以及接收机通道结构后,为了对接收机信号处理有更深的理解 且便于后续进一步的信号处理,有必要介绍在每一个信号处理阶段的信号模型。GPS 信号和北斗信号处理相同,为了便于描述,下面以 GPS 信号为例进行说明,描述中仅 需将 L1 载波替换成 B1 载波即为北斗信号模型。经历传播损耗和噪声污染后,GPS 信 号从卫星传播到地面接收机,且卫星和接收机的相对运动会产生多普勒效应,因此接 收机天线接收到的第 i 颗卫星的信号可表达为:

$$S^{(i)}(t) = \sqrt{2P_R^{(i)}} d^{(i)}(t-\tau) c^{(i)}(t-\tau) \cos\left(2\pi \left(f_{L1} + f_d^{(i)}\right)(t-\tau) + \phi^{(i)}\right) + n^{(i)}(t)$$
(2.3)

其中, $P_R^{(i)}$ 为天线接收到的该卫星的平均功率, 与式 (2.1) 对应, $d^{(i)}(t-\tau)$ 和 $c^{(i)}(t-\tau)$ 分别是延时为 τ 的导航电文数据码和 PRN 码, $f_a^{(i)}$ 为接收机与该卫星之间由于相对运动而产生的多普勒频率, $\phi^{(i)}$ 为接收信号载波相位, $n^{(i)}(t)$ 为噪声项。

如上文介绍,接收机内部利用不同的通道进行信号处理,后续讨论针对某一个通

道进行,且载波延时等效于初相位的改变,因此式(2.3)可简化为:

$$S(t) = \sqrt{2P_R} d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi(f_{L1}+f_d)t+\phi) + n(t)$$
(2.4)

本地振荡器产生的射频本振信号可表示为:

$$S_{LO}(t) = \sqrt{2} \cos(2\pi (f_{L1} - f_{IF})t + \phi_{LO})$$
(2.5)

由于低噪放改变信号幅度,而滤波器滤除带外噪声,对信号波形可认为不产生影响,因此在推导中不考虑二者对式(2.4)的影响,且忽略噪声项。则式(2.4)与式(2.5)经过混频后可得信号:

$$S_{mix}(t) = S(t)S_{LO}(t) = \sqrt{2P_R}d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi(f_{L1}+f_d)t+\phi)\sqrt{2}\cos(2\pi(f_{L1}-f_{IF})t+\phi_{LO}) = \sqrt{P_R}d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi(2f_{L1}+f_d-f_{IF})t+\phi+\phi_{LO}) + \sqrt{P_R}d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi(f_{IF}+f_d)t+\phi-\phi_{LO})$$
(2.6)

式 (2.6) 中包含两个信号成分, $\cos(2\pi(2f_{L1}+f_d-f_{IF})t+\phi+\phi_{LO})$ 项的频率约为 $2f_{L1}$, 为高频项, 经过带通滤波器之后该信号被滤除。 $\cos(2\pi(f_{IF}+f_d)t+\phi-\phi_{LO})$ 项的 频率为 $f_{IF} + f_d$, 也即是下变频后得到的中频信号。因此中频信号为:

$$S_{IF}(t) = \sqrt{P_R d(t - \tau)c(t - \tau)cos(2\pi(f_{IF} + f_d)t + \phi_{IF})}$$
(2.7)

其中 ϕ_{IF} 为中频信号相位,其值为 $\phi - \phi_{LO}$ 。在忽略 ADC 采样量化影响后,射频端输出的中频数字信号同样可用 $S_{IF}(t)$ 表示。

以上即为射频端信号模型,在得到中频信号后,利用基带对 $S_{IF}(t)$ 进行处理。从图 2.5 可以看到,对中频信号的处理首先是下混频剥离频率为 $f_{IF} + f_d$ 的中频载波。此时 正弦表和余弦表生成的本地中频载波可表示为:

$$S_{LO,i}(t) = 2\cos\left(-2\pi\left(f_{IF} + \hat{f}_{d}\right)t - \hat{\phi}\right)$$

$$S_{LO,q}(t) = 2\sin\left(-2\pi\left(f_{IF} + \hat{f}_{d}\right)t - \hat{\phi}\right)$$
(2.8)

其中 \hat{f}_d 为多普勒频率估计值, $\hat{\phi}$ 为载波相位估计值。式(2.7)和式(2.8)相乘后可得:

$$i(t) = S_{IF}(t)S_{LO,i}(t) = \sqrt{P_R}d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi(2f_{IF} + f_d + \hat{f}_d)t + \phi_{IF} + \hat{\phi}) + \sqrt{P_R}d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi(f_d - \hat{f}_d)t + \phi_{IF} - \hat{\phi}) q(t) = S_{IF}(t)S_{LO,q}(t) = -\sqrt{P_R}d(t-\tau)c(t-\tau)\sin(2\pi(2f_{IF} + f_d + \hat{f}_d)t + \phi_{IF} + \hat{\phi}) + \sqrt{P_R}d(t-\tau)c(t-\tau)\sin(2\pi(f_d - \hat{f}_d)t + \phi_{IF} - \hat{\phi})$$
(2.9)

式(2.9)中i(t)和q(t)同样分别包含两个信号成分,频率为2 f_{IF} + f_d + \hat{f}_d 的高频成分和频率为 f_d - \hat{f}_d 的低频成分。由于后续信号处理中需要用到积分,对于非零中频信号(射频端下混频时得到的中频 f_{IF} 不为 0Hz)而言,积分操作等效的滤波器将滤除高
频成分。因此式(2.9)可简化为:

$$i(t) = \sqrt{P_R} d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi\delta f_d t + \delta\phi)$$

$$q(t) = \sqrt{P_R} d(t-\tau)c(t-\tau)\sin(2\pi\delta f_d t + \delta\phi)$$
(2.10)

其中 $\delta f_d = f_d - \hat{f}_d$ 和 $\delta \phi = \phi_{IF} - \hat{\phi}$ 分别为多普勒频率和载波相位估计误差。

剥离载波之后通过与 PRN 码相关从而剥离 PRN 码。PRN 码发生器生成的即时码 与中频输入信号中的 PRN 码相位精确对准时可得剥离 PRN 码后的即时码信号为:

$$i_{P}(t) = i(t)P(t)$$

$$= \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi\delta f_{d}t + \delta\phi)c(t-\tau)$$

$$= \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)\cos(2\pi\delta f_{d}t + \delta\phi)$$

$$q_{P}(t) = q(t)P(t)$$

$$= \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)c(t-\tau)\sin(2\pi\delta f_{d}t + \delta\phi)c(t-\tau)$$

$$= \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)\sin(2\pi\delta f_{d}t + \delta\phi)$$
(2.11)

其中 P(t)为即时码,由于 $c(t-\tau)$ 取值为随机的 ± 1,因此在平方之后 PRN 码不再存在。 最终对式 (2.11)从时间 t_1 开始进行总时长为 T 的相干积分得到即时码的 IQ 支路的积 分值:

$$I_{P}(t) = \frac{1}{T} \int_{t_{1}}^{t_{1}+T} \dot{i}_{P}(t) dt$$

$$= \frac{1}{T} \int_{t_{1}}^{t_{1}+T} \sqrt{P_{R}} d(t-\tau) \cos(2\pi \delta f_{d}t + \delta \phi) dt$$

$$= \sqrt{P_{R}} d(t-\tau) \frac{\sin(\pi \delta f_{d}T)}{\pi \delta f_{d}T} \cos\left(2\pi \delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right) + \delta \phi\right)$$

$$Q_{P}(t) = \frac{1}{T} \int_{t_{1}}^{t_{1}+T} q_{P}(t) dt$$

$$= \frac{1}{T} \int_{t_{1}}^{t_{1}+T} \sqrt{P_{R}} d(t-\tau) \sin(2\pi \delta f_{d}t + \delta \phi) dt$$

$$= \sqrt{P_{R}} d(t-\tau) \frac{\sin(\pi \delta f_{d}T)}{\pi \delta f_{d}T} \sin\left(2\pi \delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right) + \delta \phi\right)$$
(2.12)

其中假设导航电文 $d(t-\tau)$ 在积分时间段T内保持不变。通常 IQ 积分值可写成如下复数形式:

$$r_{P} = I_{P}(t) + jQ_{P}(t)$$

$$= \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)\frac{\sin(\pi\delta f_{d}T)}{\pi\delta f_{d}T}\left(\cos\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right)+\delta\phi\right)+j\sin\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right)+\delta\phi\right)\right) (2.13)$$

$$= \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)\frac{\sin(\pi\delta f_{d}T)}{\pi\delta f_{d}T}\exp\left(j\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right)+\delta\phi\right)\right)$$

式(2.12)和(2.13)同时适用于 GPS 和北斗信号,这两个公式是第三章导出

FFT 鉴频器的基础。

2.2.4 信号捕获与跟踪

接收机的基带信号处理可以看成一个信号参数估计问题,冷启动模式下在天线接收到射频信号时接收机并不知道接收到的信号的参数。从中频信号公式(2.7)中可以看到,接收信号功率 P_R 、信号传输时延 τ 、多普勒频率 f_d 以及中频信号相位 ϕ_{IF} 为未知的信号参数。推导中噪声项被忽略, P_R 的估计对应于接收机的 CN0 估计;传输时延对应于伪码相位估计; f_d 对应于载波频率估计; ϕ_{IF} 对应于载波相位估计。这四个参数估计通过接收机信号捕获与跟踪来实现。

由于 GNSS 信号采用伪随机码进行扩频,在基带信号处理中需要接收机本地生成 扩频伪随机码进行解扩。归一化的伪随机码自相关函数为:

$$R(\tau) \approx \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c} & |\tau| \le T_c \\ 0 & elsewhere \end{cases}$$
(2.14)

其中 T_c 为伪随机码码片宽度,由式(2.14)可知伪码自相关函数在 τ 为0时取得最大值 1,在 $-T_c$ 到 T_c 之间为三角形,其余位置取值近似为 0。自相关函数近似波形如图 2.6 所示。



图 2.6 伪码自相关函数波形

实际的伪码自相关函数并不为理想的三角形,如 GPS 伪码自相关和互相关函数在时延 τ 为整数码片时取值为(Misra and Enge, 2006):

$$R(\tau = kT_c) \in \left\{1, \quad \frac{\beta(n) - 2}{N}, \quad \frac{-1}{N}, \quad \frac{-\beta(n)}{N}\right\}$$

$$R_x(\tau = kT_c) \in \left\{\frac{\beta(n) - 2}{N}, \quad \frac{-1}{N}, \quad \frac{-\beta(n)}{N}\right\}$$
(2.15)

其中 k 为整数, n 为伪码多项式的最高幂次数 10, β(n)的值为 65, N 为伪码周期 1023。因此自相关函数取值为 {1, 63/1023, -1/1023, -65/1023}, 互相关函数取值为 {63/1023, -1/1023, -65/1023}。图 2.7 左边为伪码自相关函数局部图, 右边为互相关 函数局部图。



为了实现对 GNSS 信号的捕获,根据图 2.6 中自相关函数波形可知,需要本地生成的伪码相位与接收到的 GNSS 信号中的伪码相位时延在正负一个码片之间,否则相关值约为 0。而在捕获阶段接收到的 GNSS 信号的伪码相位未知,因此需要调整本地生成的伪码相位以实现和接收信号中伪码相位的同步,实现码相位搜索。

式(2.13)为码相位精确对齐时的相关值,其幅度为 $\left|\sqrt{P_{R}}d(t-\tau)\frac{\sin(\pi\delta f_{d}T)}{\pi\delta f_{d}T}\right|$,幅度随频率误差 δf_{d} 的变化而变化且与积分时间T有关,归一化幅度在不同积分时间下随 δf_{d} 的变化曲线如图 2.8 所示。



为了得到较大的积分幅值,需要频率误差*分_d处*于曲线的主瓣之内,也即是需要本地生成的载波频率和接收信号的载波频率误差处于主瓣之内,且误差越小积分值越大,因此多普勒频率也需要搜索。串行捕获中搜索步长通常设置为2/3*T*,对于1ms积分,搜索步长为667Hz。

对于某颗卫星的搜索通常是码相位与载波频率的二维搜索。图 2.9 为搜索示意图, 横轴为码相位搜索维,只显示了 11 个码相位,实际中 GPS 信号需要搜索 1023 个码片 而北斗信号需要搜索 2046 个码片;纵轴为多普勒频率搜索维,搜索范围根据接收机动 态而定,低动态条件下通常设置为-5kHz~5kHz 范围(Tsui, 2005)。串行搜索时将本地 信号的频率和码相位设置为图中小方格对应的值,当将参数设置为灰色方格值时,由 于码相位或者载波频率和接收信号中参数未对齐,因此无相关峰。当将参数设置为红 色方格值时,由于码相位和载波频率和接收信号中参数对齐,出现相关峰,此时搜索 到卫星信号。



图 2.9 码相位和载波二维搜索示意图

搜索卫星信号成功后仅可得到某颗卫星码相位和多普勒频率的粗略估计值,且卫 星和接收机之间存在相对运动,码相位以及多普勒频率时刻在变化,因此在成功搜索 到信号后,需要进行信号跟踪处理。跟踪环路可得到码相位以及多普勒频率更精确的 估计值,载波相位跟踪环路还可得到载波相位估计值。且环路可通过 IQ 积分值对载波 NCO 和码 NCO 进行更新调整,从而保证本地载波频率、载波相位以及码相位保持和 输入信号的动态同步。

当成功捕获到卫星信号后,通道转入跟踪模式,此时载波频率、载波相位和码相位的跟踪可通过 FLL、PLL 和码延迟锁定环(Delay Lock Loop, DLL)来实现。通过 IQ 积分值可计算 CN0,也可解调出信号中的导航电文比特。图 2.10为跟踪环结构,其中鉴别器对 FLL、PLL 和 DLL 分别为载波环鉴频器、载波环鉴相器和码环鉴相器。在 FLL 和 PLL 中,NCO 为载波 NCO;在 DLL 中,NCO 为码 NCO。



图 2.10 跟踪环结构

为了实现载波相位鉴别,假设载波频率已经实现跟踪,也即是在式(2.12)中 δf_d 为零。此时即时码的 IQ 积分值可表示为:

$$I_{P}(t) = \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)\cos(\delta\phi)$$

$$Q_{P}(t) = \sqrt{P_{R}}d(t-\tau)\sin(\delta\phi)$$
(2.16)

由于 GPS L1 和北斗 B1 信号的 IQ 积分中包含导航电文 *d*(*t*),通常使用对符号不敏 感的科斯塔斯环进行相位跟踪,载波环鉴相器的作用是计算式(2.16)中的载波相位 估计误差 *&* 。常用的鉴相器及其特性如表 2.1 所示,其中 *Sign*()为符号函数。图 2.11 为相应的鉴别器的输入相位误差与鉴相输出曲线图。

鉴别器算法	鉴相值	特性	
$Q_P imes I_P$	$\sin(2\delta\phi)$	低信噪比时接近最佳,运算量适中	
$Q_P imes Sign(I_P)$	$\sin(\delta\phi)$	高信噪比时接近最佳,运算量最低	
$Q_{_P}/I_{_P}$	$tan(\delta\phi)$	次最佳,高低信噪比时良好,在±90 除数为零	
$a \tan(Q_P/I_P)$	δφ	在高低信噪比时最佳,运算量高	

表 2.1 科斯塔斯环鉴别器



当鉴别器使用载波频率鉴别器时,跟踪环路为 FLL。在式(2.12)中由于 \mathcal{F}_d 的存在, IQ 积分值的相位会随时间的变化而变化,常用的自动增益控制环中相位差鉴频器的工作原理是通过对 IQ 相位的变化来计算 \mathcal{F}_d 。当存在载波频率跟踪误差 \mathcal{F}_d 时 IQ 相位随时间的关系为:

$$\phi_{IQ}(t) = 2\pi \delta f_d \left(t + \frac{T}{2} \right) + \delta \phi$$
(2.17)

鉴频器利用不同时刻相位变化速率计算频率 δ_d ,常用的鉴频器及其特性如表 2.2 所示,其中 cross 和 dot 分别代表叉积和点积,且定义为:

$$cross = I_{P}(t_{1})Q_{P}(t_{2}) - Q_{P}(t_{1})I_{P}(t_{2})$$

$$dot = I_{P}(t_{1})I_{P}(t_{2}) + Q_{P}(t_{1})Q_{P}(t_{2})$$

(2.18)

其中t₁和t₂为相邻的 IQ 积分起始时间,时间差为积分总时长T。图 2.12 为相应的鉴别 器输入频率误差与鉴频输出曲线图,其中 IQ 积分时间为 1ms。

衣 Z. Z 轼 成 频 十 金 개 辞				
频率鉴别器算法 鉴频值		特性		
$\frac{cross}{2\pi T}$	$\frac{\sin(\phi_{IQ}(t_2) - \phi_{IQ}(t_1))}{2\pi T}$	在低信噪比时接近最佳,运算量最低		
$\frac{cross \times Sign(dot)}{2\pi T}$	$\frac{\sin(2(\phi_{IQ}(t_2) - \phi_{IQ}(t_1)))}{2\pi T}$	在高信噪比时接近最佳,运算量适中		
$\frac{a \tan 2(cross, dot)}{2\pi T} \qquad \frac{\phi_{IQ}(t_2) - \phi_{IQ}(t_1)}{2\pi T}$		在高低信噪比时最佳,运算量高		

表 2.2 载波频率鉴别器



当鉴别器使用码相位鉴别器,NCO 为码 NCO 时,跟踪环路为 DLL。根据图 2.6 的自相关波形,当码相位误差在正负一个码片之内时,不同码相位处相关值不同,因此在码相位鉴别器中使用不同码相位处积分值可计算码相位误差,而这也是接收机设计中会引入超前和滞后相关器的一个原因。常用的码鉴别器及其特性如表 2.3 所示,其中 E 和 L 分别为超前和滞后相关器 IQ 积分幅值,且定义为式(2.19)。图 2.13 为各个鉴相器码相位误差与鉴相结果曲线。

$$E = \sqrt{I_E^2 + Q_E^2}$$

$$L = \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}$$
(2.19)

其中 I_E 和 Q_E 为超前码 IQ 积分幅值, I_L 和 Q_L 为滞后码 IQ 积分值。



以上各鉴别器均是在无噪声时给出的理想鉴别结果,实际中由于噪声的存在,鉴 别器输出会包含不同程度的噪声,因此鉴别器输出需要经过滤波器滤波之后才能用于 控制 NCO。接收机中使用的数字滤波器的设计方法来源于模拟滤波器,根据环路动态 以及噪声带宽选择滤波器的阶数和环路参数。图 2.14 为不同阶数的滤波器框图,图中 1/S 为积分器,最后一级积分器对应环路中的 NCO,其余为不同阶数滤波器的参数 (Kaplan and Hegarty, 2006)。



表 2.3 码相位鉴别器

2.2.5 环路测量误差

由于噪声、接收机运动以及晶振的不理想,跟踪环对载波相位和码相位的跟踪必 然存在噪声,而环路跟踪误差最终决定了观测量的噪声水平。为了提高接收机观测值 精度,有必要介绍环路跟踪噪声,从而针对跟踪噪声的影响因素提高环路跟踪精度。 锁相环相位测量误差中的相位抖动主要包括热噪声、载体振动导致晶振频率抖动噪声 以及晶振频率漂移引入的阿兰均方差噪声。热噪声均方差的估算公式为(Ward, 1998):

$$\sigma_t = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{B_L}{CN0} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh} \cdot CN0}\right)}$$
(2.20)

其中 B_L为锁相环带宽, CN0 为信号载噪比, T_{coh}为相干积分时间, 因此热噪声不受环路阶数影响, 在确定跟踪环带宽以及相干积分时间之后可得到不同 CN0 情况下的锁相环跟踪热噪声。图 2.15 为不同环路带宽及相干积分时间下锁相环热噪声均方差随 CN0 变化曲线。



由载体振动导致的相位噪声均方差在二阶和三阶锁相环中可分别表示为(Irsigler and Eissfeller, 2002):

$$\sigma_{v,2nd} = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{\pi^2 f_0^2 k_g^2 G_g}{\sqrt{2\omega_L}}}$$
(2.21)
$$\sigma_{v,3rd} = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_0^2 k_g^2 G_g}{3\omega_L}}$$
(2.22)

其中 f_0 为卫星信号载波频率, k_g 是晶振的g灵敏度,此处假设振动产生的功率谱密度 在整个频带上相同,则 G_g 为振动的单边噪声谱密度, ω_L 为环路特征频率,当使用标 准阻尼系数 $\sqrt{2}/2$ 时,二阶环中 $B_L = 0.53\omega_L$,三阶环中 $B_L = 0.7845\omega_L$ 。图 2.16 为二阶 环和三阶环中 σ_v 随环路带宽的变化曲线,其中 $k_g = 1e-9$, $G_g = 0.05$ 。



图 2.16 晶振振动引起的锁相环相位噪声随带宽变化

由晶振频率漂移随时间的累积引起的相位抖动噪声均方差的估算公式为(谢钢, 2009):

$$\sigma_A = 360 \frac{c}{\lambda} T_{coh} \sigma_A(\tau)$$
(2.23)

其中c为光速, λ 为载波波长, $\sigma_A(\tau)$ 为晶振频率稳定度的阿兰均方差。 σ_A 与相干积 分时间 T_{coh} 为线性关系,因此加长相干积分时间虽然能够降低热噪声,但晶振引起的 相位误差却会线性增加,这也是弱信号下难以实现相位跟踪的一个原因,此时时钟误 差可能上升为主要误差源因此不能通过单纯的加长积分时间实现载波相位的稳定跟踪。

综合以上误差,锁相环总的相位跟踪误差为:

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_t^2 + \sigma_v^2 + \sigma_A^2} \tag{2.24}$$

码环测量误差源主要包括热噪声误差以及动态应力误差两部分。在使用载波辅助 时可仅考虑热噪声影响。当使用归一化超前减滞后功率码鉴别器时,以伪码码片为单 位的测量均方差为(Betz and Kolodziejski, 2000):

$$\sigma_{DLL} = \begin{cases} \sqrt{\frac{B_L}{2CN0}} D \left(1 + \frac{2}{(2-D)T_{coh}CN0} \right) & D \ge \frac{\pi}{B_{fe}T_c} \\ \sqrt{\frac{B_L}{2CN0}} \left(\frac{1}{B_{fe}T_c} + \frac{B_{fe}T_c}{\pi - 1} \left(D - \frac{1}{B_{fe}T_c} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{2}{(2-D)T_{coh}CN0} \right) & \frac{1}{B_{fe}T_c} < D < \frac{\pi}{B_{fe}T_c} \\ \sqrt{\frac{B_L}{2CN0}} \frac{1}{B_{fe}T_c} \left(1 + \frac{2}{(2-D)T_{coh}CN0} \right) & D \le \frac{1}{B_{fe}T_c} \end{cases}$$

$$(2.25)$$

其中, *B_L*为码环带宽, CN0 为信号载噪比, D 为超前码和滞后码之间的码片间距,标准相关器中 D 为 1, *T_{coh}*为相干积分时间, *B_{fe}*为射频前端带宽, *T_c*为伪码码片宽度。通过公式可知,降低环路带宽 *B_L、*缩小相关器间距 D、加长相干积分时间*T_{coh}*可提高

码相位跟踪精度。其中 D 的选取还取决于射频前端带宽 B_{fe} ,图 2.6 所示的自相关函数 为理想自相关函数,当射频前端带宽有限时,自相关函数会被平滑,带宽越窄,则相 关峰越平滑。而窄相关器间距使得相关结果靠近平滑的相关峰顶部,导致鉴相误差增 大,因此使用窄相关时需要 B_{fe} 较大。此外,由于北斗信号的 T_c 为 GPS 信号的一半, 因此理论上北斗信号基带信号带宽更宽,相关峰更尖锐从而在使用窄相关器时伪码噪 声更低。图 2.17为 GPS 和北斗信号在高低载噪比时,不同码间距和环路带宽时的码环 热噪声标准差。由于使用了窄相关器,射频前端带宽 B_{fe} 较高,此处设置为 30MHz。 在高信噪比时, T_{coh} 为 1ms,低信噪比时 T_{coh} 为 20ms。



通过锁相环和码环跟踪噪声公式可知,对环路参数以及射频硬件和时钟参数的设置可提高接收机对载波相位和伪码跟踪精度,而这两者的精度决定了载波相位和伪距 观测量的精度,进一步决定了利用载波相位和伪距定位的定位精度。

2.2.6 观测量提取

跟踪环实现载波相位和码相位跟踪之后,式(2.13)的即时码 I 支路积分中的多普 勒频率误差 δ_{I} 和载波相位误差 δ_{I} 约为0。此时I支路积分可提取导航电文数据比特并 用于比特同步和帧同步,在帧同步之后可解码导航电文。在进行定位解算时,需要知 道卫星位置以及卫星到接收机距离。在得到导航电文之后,可解码出 GNSS 系统时间 和卫星星历,从而计算出卫星位置,而距离测量值可通过载波环和码环得到。实现码 跟踪以及帧同步之后, GPS 信号和北斗 D1 码信号可根据当前接收的子帧、字以及电 文比特得到分辨率为 20ms 的时间测量值,北斗 D2 码信号可得到分辨率为 2ms 的时间 测量值,然后根据在当前电文比特内生成的伪码周期数得到分辨率为 1ms 的时间测量 值,最后根据当前生成的伪码相位以及码 NCO 相位, GPS 信号可得到分辨率为1/1023 ms 以及更高的时间测量值(受码 NCO 位数影响),北斗信号可得到分辨率为1/2046 ms 以及更高的时间测量值。由于接收机时钟和卫星时钟存在钟差,上述方式得到的信 号传播时间存在钟差,导致距离测量值存在一个偏差,因此该距离测量值被称为伪距 测量值(Milliken and Zoller, 1978)。不同系统之间也存在钟差,本地时间和 GPS 系统 之间的钟差通常与本地时间和北斗系统之间的钟差不同。在进行定位解算时需要同时 求解钟差估计值,因此单系统解算时三个位置未知量和一个钟差未知量需要至少四个 观测量构成方程组进行解算。而每增加一个系统就需要增加一个钟差估计值,因此需 要增加一个未知数和一个观测方程。

接收机和卫星之间多普勒频率的积分值为该积分时间段内的接收机和卫星相对运动距离。根据多普勒频率和载波相位之间的关系可知,多普勒频率积分值也即是载波相位变化量,因此载波相位观测值通过对多普勒频率进行计数得到。假设接收机一秒产生一次观测值,则进行载波相位提取时需要对这一秒内载波 NCO 溢出进行计数得到载波的整周数。其次需要得到载波 NCO 当前的相位值,并减去上一观测时刻的 NCO 相位值从而得到载波的小数部分。最后这两者相加并去除中频频率的影响可得这一秒内积分多普勒,积分多普勒的累加即为载波相位测量值。由于进行载波相位测量时得到的是观测时段内的距离变化量,并不知道起始时刻卫星与接收机的距离,因此载波相位测量值存在模糊度。

载波相位测量值精度为厘米级甚至毫米级,而伪距测量值精度为米级或亚米级, 实际应用中通常利用载波相位测量值对伪距测量值进行平滑(Hatch, 1983)。

2.3 接收机导航解算与差分定位

在得到伪距观测值并通过星历计算出卫星位置之后可进行接收机位置解算。根据 使用的解算方法可分为单接收机的单点定位和使用参考接收机的差分定位,差分定位 根据使用观测值的不同又分为伪距差分和载波相位差分。下面分别对三种定位方法进 行介绍。

28

2.3.1 单点定位

单点定位主要依靠伪距进行定位,编号为*i*的卫星的伪距观测方程为:

$$\rho^{(i)} = r^{(i)} + \delta_{t_u} - \delta^{(i)} + I^{(i)} + r^{(i)} + \varepsilon^{(i)}$$
 (2.26)

其中r为接收机到卫星的实际距离, δ_u 为接收机时钟与 GNSS 系统的钟差, δ 为卫星时钟与 GNSS 系统的钟差, I为电离层误差, T为对流层误差, ε 为其余噪声量。r可表示为:

$$r^{(i)} = \sqrt{\left(x^{(i)} - x\right)^2 + \left(y^{(i)} - y\right)^2 + \left(z^{(i)} - z\right)^2}$$
(2.27)

其中 $(x^{(i)}, y^{(i)}, z^{(i)})$ 为卫星三维坐标向量,(x, y, z)为待求解的接收机三维坐标向量。

卫星钟差可通过星历中时钟参数进行校正,而电离层和对流层误差可通过相应的 模型进行校正,校正后的伪距方程为:

$$\mathbf{r}^{(i)} + \delta t_u = \rho_c^{(i)} - \varepsilon^{(i)} \tag{2.28}$$

其中 ρ_c 为校正后的伪距观测值,且为: $\rho_c^{(i)} = \rho^{(i)} + \delta t^{(i)} - I^{(i)} - T^{(i)}$

将式(2.27)代入式(2.28)并忽略噪声项可得N颗可见卫星构成的伪距方程组:

$$\begin{cases} \sqrt{(x^{(1)} - x)^{2} + (y^{(1)} - y)^{2} + (z^{(1)} - z)^{2}} + \delta t_{u} = \rho_{c}^{(1)} \\ \sqrt{(x^{(2)} - x)^{2} + (y^{(2)} - y)^{2} + (z^{(2)} - z)^{2}} + \delta t_{u} = \rho_{c}^{(2)} \\ \vdots \\ \sqrt{(x^{(N)} - x)^{2} + (y^{(N)} - y)^{2} + (z^{(N)} - z)^{2}} + \delta t_{u} = \rho_{c}^{(N)} \end{cases}$$
(2.30)

式 (2.30) 中卫星坐标可通过星历求解, 伪距观测值可通过码跟踪环路得到, 因此解式中的未知数 (x, y, z) 和 δ_u 即可实现定位与授时。当使用 GPS 和北斗双系统定位时, δ_u 需要区分为 GPS 系统的钟差 $\delta_{u,GPS}$ 和北斗系统的钟差 $\delta_{u,BDS}$, 此时式 (2.30) 中需要求解五个未知量。

2.3.2 伪距双差

虽然卫星钟差、电离层和对流层误差可通过模型进行校正,但由于模型只是对误差的近似建模且误差具有一定的随机性,校正后的伪距仍然包含较大的误差。从图 2.17 中可知在高载噪比信号下,码环跟踪热噪声标准差小于 1m,但实际中独立接收机 的水平定位精度约为 10m,高程方向精度约为 15m,主要由未校正的误差造成。虽然 该精度可满足大部分导航需求,然而城市环境中车道级导航通常需要定位精度水平方 向达到米级,因而需要其他方法进一步提高定位精度。电离层和对流层等误差具有空 间相关性,距离上相近的信号传播路径误差相似,因而可用差分的方法消去公共误差, 提高定位精度(周忠谟等,1997)。伪距差分和载波相位差分就是通过对空间距离上 相近的两台接收机的伪距观测量和载波相位观测量做差以降低观测量误差的定位方法。 图 2.18 为双差示意图。



其中用户接收机 u 和基准站参考接收机 r 到卫星 i 和 j 的伪距测量值分别为 $\rho_{u}^{(i)}$ 、 $\rho_{r}^{(i)}$ 、 $\rho_{u}^{(j)}$ 和 $\rho_{r}^{(j)}$, 载波相位观测值分别为 $\phi_{u}^{(i)}$ 、 $\phi_{r}^{(i)}$ 、 $\phi_{u}^{(j)}$ 和 $\phi_{r}^{(j)}$ 。 u 和 r 到卫星 i 的伪距单差为 (Xu, 2007):

$$\rho_{ur}^{(i)} = \rho_{u}^{(i)} - \rho_{r}^{(i)}
= r_{u}^{(i)} + \delta t_{u} - \delta t^{(i)} + I_{u}^{(i)} + T_{u}^{(i)} + \varepsilon_{u}^{(i)} - r_{r}^{(i)} - \delta t_{r} + \delta t^{(i)} - I_{r}^{(i)} - T_{r}^{(i)} - \varepsilon_{r}^{(i)}
= r_{ur}^{(i)} + \delta t_{ur} + I_{ur}^{(i)} + T_{ur}^{(i)} + \varepsilon_{ur}^{(i)}$$
(2.31)

其中 $r_{ur}^{(i)}$ 、 δ_{ur} 、 $I_{ur}^{(i)}$ 、 $T_{ur}^{(i)}$ 和 $\varepsilon_{ur}^{(i)}$ 分别为接收机到卫星实际距离、接收机钟差、电离层延时误差、对流层延时误差和噪声的单差,且定义如下:

$$\begin{aligned}
 r_{ur}^{(i)} &= r_{u}^{(i)} - r_{r}^{(i)} \\
 \deltat_{ur} &= \delta t_{u} - \delta t_{r} \\
 I_{ur}^{(i)} &= I_{u}^{(i)} - I_{r}^{(i)} \\
 T_{ur}^{(i)} &= T_{u}^{(i)} - T_{r}^{(i)} \\
 \varepsilon_{ur}^{(i)} &= \varepsilon_{u}^{(i)} - \varepsilon_{r}^{(i)}
 \end{aligned}$$
(2.32)

由于电离层和对流层的空间相关性,当用户接收机和参考接收机距离为数十公里 以内时, $I_{ur}^{(i)}$ 和 $T_{ur}^{(i)}$ 近似为 0,在不考虑多路径误差时,伪距观测噪声 $\varepsilon_{u}^{(i)}$ 和 $\varepsilon_{r}^{(i)}$ 主要为 热噪声,若 $\varepsilon_{u}^{(i)}$ 和 $\varepsilon_{r}^{(i)}$ 为相互独立的高斯分布,则 $\varepsilon_{ur}^{(i)}$ 同样服从高斯分布。伪距单差式 (2.31)可简化为:

$$\rho_{ur}^{(i)} = r_{ur}^{(i)} + \delta t_{ur} + \varepsilon_{ur}^{(i)}$$
(2.33)

在伪距单差的基础上引入卫星 j 可进一步做双差,接收机u和r到卫星i和 j的伪距双差(Pseudorange Double Difference, PRDD)为:

$$\rho_{ur}^{(ij)} = \rho_{ur}^{(i)} - \rho_{ur}^{(j)} = \left(\rho_{u}^{(i)} - \rho_{r}^{(i)}\right) - \left(\rho_{u}^{(j)} - \rho_{r}^{(j)}\right) \\
= r_{ur}^{(i)} + \delta t_{ur} + \varepsilon_{ur}^{(i)} - r_{ur}^{(j)} - \delta t_{ur} - \varepsilon_{ur}^{(j)} \\
= r_{ur}^{(ij)} + \varepsilon_{ur}^{(ij)}$$
(2.34)

其中 $r_{w}^{(ij)}$ 和 $\varepsilon_{w}^{(ij)}$ 分别为接收机到卫星实际距离、噪声的双差,且定义如下:

$$r_{ur}^{(ij)} = r_{ur}^{(i)} - r_{ur}^{(j)}$$

$$\varepsilon_{ur}^{(ij)} = \varepsilon_{ur}^{(i)} - \varepsilon_{ur}^{(j)}$$
(2.35)

在差分定位中,基准站接收机位置向量已知,因此求解用户接收机位置也即是求 解两接收机之间基线向量。基线向量长度远小于接收机到卫星距离,因此基线向量和 实际距离的单差的关系为:

$$r_{ur}^{(i)} = -\mathbf{b}_{ur} \cdot \mathbf{1}_r^{(i)} \tag{2.36}$$

其中**1**⁽ⁱ⁾为卫星与接收机方向的单位向量,由式(2.36)可得基线向量和实际距离的双 差的关系为:

$$r_{ur}^{(ij)} = -\mathbf{b}_{ur} \cdot \mathbf{1}_{r}^{(i)} + \mathbf{b}_{ur} \cdot \mathbf{1}_{r}^{(j)} = -(\mathbf{1}_{r}^{(i)} - \mathbf{1}_{r}^{(j)}) \cdot \mathbf{b}_{ur}$$
(2.37)

将式 (2.34) 代入式 (2.37) 可得

$$\rho_{ur}^{(ij)} = -\left(\mathbf{1}_r^{(i)} - \mathbf{1}_r^{(j)}\right) \cdot \mathbf{b}_{ur} + \varepsilon_{ur}^{(ij)}$$
(2.38)

式(2.38)中未知数为接收机坐标,当获得足够数量的观测值时,可求解式(2.38) 构成的方程组获得伪距差分定位结果。需要说明的是,做双差时通常选取一颗卫星作 为参考卫星,其余卫星与该卫星做双差。由于参考卫星的观测量噪声会被引入所有的 双差观测量中,一般选取载噪比最高的卫星作为参考卫星。

2.3.3 载波相位双差

虽然伪距双差可消除卫星钟差、电离层、对流层误差,但伪码相位跟踪噪声远大 于载波相位跟踪噪声,因此高精度定位中使用载波相位观测值进行差分定位。

编号为i的卫星的载波相位观测方程为:

$$\phi^{(i)} = \lambda^{-1} \left(r^{(i)} + \delta t_u - \delta t^{(i)} - I^{(i)} + T^{(i)} \right) + N^{(i)} + \varepsilon_{\phi}^{(i)}$$
(2.39)

其中 λ 为载波波长, N 为载波相位观测值整周模糊度, ε_{ϕ} 为载波相位观测噪声。与式 (2.31)类似,接收机u和r到卫星i的载波相位单差为:

$$\begin{aligned}
\phi_{ur}^{(i)} &= \phi_{u}^{(i)} - \phi_{r}^{(i)} \\
&= \lambda^{-1} \Big(r_{u}^{(i)} + \delta t_{u} - \delta t^{(i)} - I_{u}^{(i)} + T_{u}^{(i)} \Big) + N_{u}^{(i)} + \varepsilon_{\phi,u}^{(i)} \\
&- \lambda^{-1} \Big(r_{r}^{(i)} + \delta t_{r} - \delta t^{(i)} - I_{r}^{(i)} + T_{r}^{(i)} \Big) - N_{r}^{(i)} - \varepsilon_{\phi,r}^{(i)} \\
&= \lambda^{-1} \Big(r_{ur}^{(i)} + \delta t_{ur} - I_{ur}^{(i)} + T_{ur}^{(i)} \Big) + N_{ur}^{(i)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(i)}
\end{aligned}$$
(2.40)

其中 N⁽ⁱ⁾_w 和 *ε*⁽ⁱ⁾_{dw} 分别为整周模糊度和载波相位误差的单差,且定义如下:

$$N_{ur}^{(i)} = N_{u}^{(i)} - N_{r}^{(i)}$$

$$\varepsilon_{\phi,ur}^{(i)} = \varepsilon_{\phi,u}^{(i)} - \varepsilon_{\phi,r}^{(i)}$$
(2.41)

同样,接收机
$$u$$
和 r 间电离层和对流层单差近似为0,因此式(2.40)可简化为:
 $\phi_{ur}^{(i)} = \lambda^{-1} (r_{ur}^{(i)} + \delta_{ur}) + N_{ur}^{(i)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(i)}$
(2.42)

接收机u和r到卫星i和j的载波相位双差(Carrier Phase Double Difference, CPDD)

为:

$$\phi_{ur}^{(ij)} = \phi_{ur}^{(i)} - \phi_{ur}^{(j)}
= \lambda^{-1} (r_{ur}^{(i)} + \delta t_{ur}) + N_{ur}^{(i)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(i)} - \lambda^{-1} (r_{ur}^{(j)} + \delta t_{ur}) - N_{ur}^{(j)} - \varepsilon_{\phi,ur}^{(j)}
= \lambda^{-1} r_{ur}^{(ij)} + N_{ur}^{(ij)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(ij)}$$
(2.43)

(2.44)

其中
$$N_{ur}^{(ij)}$$
和 $\varepsilon_{\phi,ur}^{(ij)}$ 分别为整周模糊度和载波相位误差的双差,且定义如下:
 $N_{ur}^{(ij)} = N_{ur}^{(i)} - N_{ur}^{(j)}$
 $\varepsilon_{\phi,ur}^{(ij)} = \varepsilon_{\phi,ur}^{(i)} - \varepsilon_{\phi,ur}^{(j)}$

式(2.43)相比于(2.34)还包含载波相位双差整周模糊度,在解出模糊度之后 (Teunissen, 1995; De Jonge and Tiberius, 1996),即可计算基线向量进而得到用户接收 机的位置。由于载波相位观测值精度远高于伪距观测值精度,故利用载波相位差分定 位结果精度远高于伪距差分定位结果。

当基线向量**b**_{ur}为**0**时, $r_{ur}^{(ij)}$ 为**0**, PRDD为 $\varepsilon_{ur}^{(ij)}$, 该项主要由伪距测量噪声构成, 来源于码环热噪声; CPDD 为 $N_{ur}^{(ij)} + \varepsilon_{\phi,ur}^{(ij)}$, 其中 $N_{ur}^{(ij)}$ 为整数,在去除整数后为 $\varepsilon_{\phi,ur}^{(ij)}$, 该 项主要由载波相位测量噪声构成,因此零基线双差可用于评估伪距和载波相位观测值 的噪声水平。由于不同接收机使用的硬件和环路参数不完全相同,因此环路噪声不完 全相同。若使用相同接收机,则零基线 PRDD 噪声 $\varepsilon_{ur}^{(ij)}$ 和 CPDD 噪声 $\varepsilon_{\phi,ur}^{(ij)}$ 的标准差为 单个接收机的观测值噪声标准差的 2 倍(假设做双差的两个卫星信号 CN0 相同),通 过零基线双差可直接获得接收机观测值噪声水平。

2.4 惯性导航和组合导航原理

惯性导航系统简称惯导,基本原理是根据牛顿运动定律,利用加速度计和陀螺仪 等惯性器件测量载体的加速度和角速度,并进行积分计算载体的位置、速度与姿态等 导航参数(Savage, 1998)。惯导系统无需与外界进行信号的接收与发射,具有自主性、 强抗干扰能力、隐蔽性好、适应各种环境和全天候工作能力等特点。惯性导航系统有 平台式惯导系统和捷联式惯导系统,相比于平台式惯导系统,捷联式惯导系统由于体 积小、成本低、可靠性高和易维护的特点而得到越来越多的应用(王巍, 2013)。但惯 导系统也有其不足之处,由于惯性导航算法使用积分运算,误差随时间累积导致惯导 长期精度不足。

2.4.1 参考坐标系

图 2.19 给出了与惯性导航相关的常用坐标系,包括惯性坐标系、地球坐标系以及导航坐标系(Titterton and Weston, 2004)。



惯性坐标系(i系)

惯性坐标系为一个理想坐标系,实际中难以构造严格的惯性坐标系,而使用近似 坐标系代替。原点O定义在地球中心,坐标系相对于背景星空静止,z轴Z_i与地球极 轴一致,x、y轴X_i和Y_i位于赤道平面且X_i指向春分点,X_i、Y_i和Z_i轴构成右手坐 标系。

地球坐标系(e系)

原点位于地球中心,坐标轴与地球固连。z轴 Z_e 与极轴一致, x 、 y轴 X_e 和 Y_e 位 于赤道平面内,且 X_e 指向本初子午线与赤道的交点, $X_e 、 Y_e$ 和 Z_e 构成右手坐标系。 e系相对于i系饶 Z_i 轴以角速率 ω_{ie} 旋转,其中 ω_{ie} 为地球自转角速率。

导航坐标系(n系)

是一种当地地理坐标系,原点位于导航系统所处的位置,x、y轴N和E位于当地水平面内且N轴指向北方E轴指向正东方,z轴与x轴和y轴构成右手坐标系。

载体坐标系(b系)

该坐标系与导航系统的传感器载体相固连,通常轴向与惯性测量单元(Inertial Measurement Unit, IMU)的轴向一致。

2.4.2 惯性导航方程

在导航坐标系中用于惯导机械编排的位置、速度和姿态微分方程为:

$$\dot{\mathbf{r}}^{n} = \begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\lambda} \\ \dot{h} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{Rm+h} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(Rn+h)\cos\varphi} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{N} \\ v_{E} \\ v_{D} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{v_{N}}{Rm+h} \\ \frac{v_{E}}{(Rn+h)\cos\varphi} \\ -v_{D} \end{pmatrix}$$
(2.45)

$$^{n} = \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{f}^{b} - \left(2\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n} \right) \times \mathbf{v}^{n} + \mathbf{g}_{l}^{n}$$
(2.46)

$$\mathbf{\hat{C}}_{b}^{n} = \mathbf{C}_{b}^{n} \left(\mathbf{\omega}_{ib}^{b} \times \right) - \left(\mathbf{\omega}_{in}^{n} \times \right) \mathbf{C}_{b}^{n}$$
(2.47)

其中位置矢量为纬度 φ 、经度 λ 和高程h, Rm和 Rn分别为子午圈和卯酉圈曲率半径, 速度向量为北、东和地方向速度。 C_b^n 为b系到n系的旋转矩阵, f^b 和 ω_{ib}^b 分别为比力 和角速度矢量, ω_{ie}^n 为地球自转角速度矢量在n系中的投影(高钟毓, 2012),其表达 式为式(2.48),计算方法如图 2.20 所示, ω_{en}^n 的计算方法如图 2.21 所示, \mathbf{g}_l^n 为当地 重力矢量。(·×)表示矢量的反对称矩阵, ω_{in}^n 为 ω_{ie}^n 与 ω_{en}^n 之和。

(2.48)



图 2.21 中在计算角速度时只需确定线速度相对于旋转轴的旋转半径即可。 v_N 的旋转半径为Rm+h,产生的角速度与E轴方向相反,其中h为导航载体高程; v_E 旋转半径为(Rn+h)·cos φ ,产生的角速度沿地球自转轴方向; v_D 不产生旋转。最后将产生的角速度投影到n系的三个轴向可得:



图 2.21 **(**)ⁿ 示意图

在得到 $\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n}$ 和 $\boldsymbol{\omega}_{en}^{n}$ 之后,可通过下式计算 $\boldsymbol{\omega}_{in}^{n}$: $\boldsymbol{\omega}_{in}^{n} = \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n}$

2.4.3 惯导误差微分方程

惯导系统由于利用积分进行导航推算,因此独立工作的惯导系统存在噪声累积问题,长时间工作后利用上述位置、速度和姿态更新得到的导航结果存在误差漂移,误差漂移速度取决于惯导精度等级。GNSS 系统得到的位置和速度估算结果具有长期稳定性,因此很适合与惯导进行组合并对惯导进行误差校正。惯导与 GNSS 系统的组合根据使用的 GNSS 观测量的不同可分为松组合、紧组合,两者通常都使用卡尔曼滤波器进行不同系统的数据融合和滤波(周徐昌,沈建森,2006)。松组合使用 GNSS 的定位与定速结果作为观测量,而紧组合使用 GNSS 的伪距与伪距率作为观测量进行组合导航滤波。

为了使用卡尔曼滤波器,首先需要构建惯导系统误差传递模型,因此在惯导微分 方程的基础上做扰动分析将非线性差分方程线性化。位置、速度、姿态和重力项的扰 动方程为:

$$\hat{\mathbf{r}}^{n} = \mathbf{r}^{n} + \delta \mathbf{r}^{n}$$

$$\hat{\mathbf{v}}^{n} = \mathbf{v}^{n} + \delta \mathbf{v}^{n}$$

$$\hat{\mathbf{C}}^{n}_{b} = (\mathbf{I} - (\mathbf{\phi} \times))\mathbf{C}^{n}_{b}$$

$$\hat{\mathbf{g}}^{n}_{l} = \mathbf{g}^{n}_{l} + \delta \mathbf{g}^{n}_{l}$$

$$(2.51)$$

$$(2.52)$$

$$(2.53)$$

$$(2.54)$$

(2.50)

其中φ为姿态角误差向量。

由于位置的微分是关于位置与速度的函数,因此位置误差的微分方程为:

$$\delta \mathbf{\ddot{r}}^{n} = \mathbf{F}_{rr} \delta \mathbf{r}^{n} + \mathbf{F}_{rv} \delta \mathbf{v}^{n}$$
(2.55)

其中 \mathbf{F}_{rr} 和 \mathbf{F}_{rv} 分别为位置的微分对位置和速度的偏导矩阵,后续速度和姿态误差微分 方程中偏导矩阵与之类似。 \mathbf{F}_{rr} 和 \mathbf{F}_{rv} 为:

$$\mathbf{F}_{rr} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial \varphi} & \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial \lambda} & \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial h} \\ \frac{\partial \dot{\lambda}}{\partial \varphi} & \frac{\partial \dot{\lambda}}{\partial \lambda} & \frac{\partial \dot{\lambda}}{\partial h} \\ \frac{\partial \dot{h}}{\partial \varphi} & \frac{\partial \dot{h}}{\partial \lambda} & \frac{\partial \dot{h}}{\partial h} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{F}_{rv} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial v_{N}} & \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial v_{E}} & \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial v_{D}} \\ \frac{\partial \dot{\lambda}}{\partial v_{N}} & \frac{\partial \dot{\lambda}}{\partial v_{E}} & \frac{\partial \dot{\lambda}}{\partial v_{D}} \\ \frac{\partial \dot{h}}{\partial v_{N}} & \frac{\partial \dot{h}}{\partial v_{E}} & \frac{\partial \dot{h}}{\partial v_{D}} \end{pmatrix}$$

$$(2.56)$$

将式(2.45)中的 ϕ 、 λ 和h分别求偏导可得**F**_{rr}和**F**_{rv}的具体表达式为:

$$\mathbf{F}_{rr} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-v_N}{(R_M + h)^2} \\ \frac{v_E \sin \varphi}{(R_N + h) \cos^2 \varphi} & 0 & \frac{-v_E}{(R_N + h)^2 \cos \varphi} \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$
(2.58)
$$\mathbf{F}_{rv} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_M + h} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_N + h) \cos \varphi} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}$$
(2.59)

速度误差的微分方程为:

$$\delta \mathbf{v}^{n} = \mathbf{C}_{b}^{n} \delta \mathbf{f}^{b} + \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{f}^{b} \times \boldsymbol{\varphi} - (2\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n}) \times \delta \mathbf{v}^{n} - (2\delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \delta \boldsymbol{\omega}_{en}^{n}) \times \mathbf{v}^{n} + \delta \mathbf{g}_{l}^{n}$$
 (2.60)

由式 (2.48) 可知 $\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n}$ 仅是位置的函数,因此对位置求偏导可得: $\delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} = (-\omega_{ie} \sin \varphi \delta \varphi \quad 0 \quad -\omega_{ie} \cos \varphi \delta \varphi)^{T}$ (2.61)

由式(2.49)可知 ω_{en}^{n} 是位置和速度的函数,因此对位置和速度分别求偏导可得:

$$\delta \boldsymbol{\omega}_{en}^{n} = \begin{pmatrix} \frac{-v_{E}}{(Rn+h)^{2}} \delta h + \frac{1}{Rn+h} \delta v_{E} \\ \frac{v_{N}}{(Rm+h)^{2}} \delta h - \frac{1}{Rm+h} \delta v_{N} \\ \frac{-v_{E} \sec^{2} \varphi}{Rn+h} \delta \varphi + \frac{v_{E} \tan \varphi}{(Rn+h)^{2}} \delta h + \frac{-\tan \varphi}{Rn+h} \delta v_{E} \end{pmatrix}$$
(2.62)

通过式 (2.48) 和式 (2.49) 可得 $2\omega_{ie}^{n} + \omega_{en}^{n}$ 为:

$$2\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n} = \begin{pmatrix} 2\omega_{ie}\cos\varphi + \frac{v_{E}}{Rn+h} \\ \frac{-v_{N}}{Rm+h} \\ -2\omega_{ie}\sin\varphi - \frac{v_{E}\tan\varphi}{Rn+h} \end{pmatrix}$$
(2.63)

由于 \mathbf{g}_l^n 近似为正常重力矢量 $\begin{pmatrix} 0 & g \end{pmatrix}^r$,而g是高程的函数,且可表示为

$$g = g_0 \left(\frac{R}{R+h}\right)^2 \tag{2.64}$$

其中 g_0 是当h=0时的正常重力, $R=\sqrt{RmRn}$, 对上式进行扰动可得:

$$\delta \mathbf{g}_{l}^{n} = \left(0 \quad 0 \quad -2 \left(\frac{g}{R+h} \right) \delta h \right)^{T}$$
(2.65)

将以上各式代入式(2.60)可得:

$$\delta \mathbf{\tilde{v}}^{n} = \mathbf{v}^{n} \times \left(2\delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \delta \boldsymbol{\omega}_{en}^{n} \right) - \left(2\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n} \right) \times \delta \mathbf{v}^{n} + \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{f}^{b} \times \mathbf{\phi} + \mathbf{C}_{b}^{n} \delta \mathbf{f}^{b} + \delta \mathbf{g}_{l}^{n} = \left(\mathbf{v}^{n} \times \right) \mathbf{F}_{r} \delta \mathbf{\tilde{r}}^{n} + \delta \mathbf{g}_{l}^{n} + \left(\mathbf{v}^{n} \times \right) \mathbf{F}_{v} \delta \mathbf{v}^{n} - \left(2\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n} \right) \times \delta \mathbf{v}^{n} + \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{f}^{b} \times \mathbf{\phi} + \mathbf{C}_{b}^{n} \delta \mathbf{f}^{b}$$
(2.66)
$$= \mathbf{F}_{vr} \delta \mathbf{r}^{n} + \mathbf{F}_{vv} \delta \mathbf{v}^{n} + \left(\mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{f}^{b} \times \right) \mathbf{\phi} + \mathbf{C}_{b}^{n} \delta \mathbf{f}^{b}$$

其中**F**_{*r*} 为($2\delta\omega_{ie}^{n} + \delta\omega_{en}^{n}$)中关于位置的偏导项, **F**_{*v*} 为($2\delta\omega_{ie}^{n} + \delta\omega_{en}^{n}$)中关于速度的偏导项, **F**_{*vr*} 由(**v**^{*n*} ×)**F**_{*r*} 和 $\delta\mathbf{g}_{l}^{n}$ 构成, **F**_{*vv*} 由(**v**^{*n*} ×)**F**_{*v*} 和 - (($2\omega_{ie}^{n} + \omega_{en}^{n}$)×)构成, 此处仅给出推导原理, 最终整理得到的具体表达式可参考张提升(2013)和 Shin(2001)。

对姿态微分方程进行扰动可得:

$$\dot{\boldsymbol{\varphi}} = \delta \boldsymbol{\omega}_{in}^n - \left(\boldsymbol{\omega}_{in}^n \times \right) \boldsymbol{\varphi} - \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^n \tag{2.67}$$

其中
$$\boldsymbol{\omega}_{in}^{n} = \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n}$$
,因此 $\delta\boldsymbol{\omega}_{in}^{n}$ 是位置和速度的函数, $\dot{\boldsymbol{\varphi}}$ 可表示为:
 $\dot{\boldsymbol{\varphi}} = \mathbf{F}_{\boldsymbol{\varphi}}\delta\mathbf{r}^{n} + \mathbf{F}_{\boldsymbol{\varphi}}\delta\mathbf{v}^{n} - (\boldsymbol{\omega}_{in}^{n} \times)\boldsymbol{\varphi} - \delta\boldsymbol{\omega}_{ib}^{n}$ (2.68)

其中 \mathbf{F}_{ϕ} 由 $\delta \omega_{ie}^{n}$ 和 $\delta \omega_{en}^{n}$ 中位置的偏导项构成,可通过式(2.61)和(2.62)得到, \mathbf{F}_{ϕ} 为 $\delta \omega_{en}^{n}$ 中速度的偏导项构成,可通过式(2.62)得到,具体形式同样可参考张提升(2013)和Shin(2001)。

2.4.4 卡尔曼滤波

得到误差微分方程之后,系统的误差方程可表示为:
$$\delta \ddot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}(t) \delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{G}(t) \mathbf{w}(t)$$
 (2.69)

其中 $\delta \mathbf{x}(t)$ 为状态向量, $\mathbf{F}(t)$ 为状态转移矩阵, $\mathbf{w}(t)$ 为系统过程噪声向量, $\mathbf{G}(t)$ 为噪声驱动矩阵。 $\delta \mathbf{x}(t)$ 为:

$$\partial \mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} \partial \mathbf{r}^n & \partial \mathbf{v}^n & \mathbf{\phi} \end{pmatrix}^T$$
(2.70)

将系统方程离散化可得:

$$\mathbf{x}_{k} = \mathbf{\Phi}_{k,k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{w}_{k-1}$$
(2.71)

其中 \mathbf{x}_k 和 \mathbf{x}_{k-1} 分别为k和k-1时刻的状态向量, $\mathbf{\Phi}_{k,k-1}$ 为离散形式的状态转移矩阵, \mathbf{G}_{k-1} 和 \mathbf{w}_{k-1} 分别为离散形式的噪声驱动矩阵和噪声向量。 $\mathbf{\Phi}_{k,k-1}$ 可表示为:

$$\mathbf{\Phi}_{k,k-1} = \exp\left(\mathbf{F}_{k,k-1}\Delta t\right) \approx \mathbf{I} + \mathbf{F}_{k,k-1}\Delta t \tag{2.72}$$

上式使用泰勒级数对指数函数进行展开并取一阶近似,其中 $\mathbf{F}_{k,k-1}$ 为 $\mathbf{F}(t)$ 的离散形式。

离散形式的量测方程可表示为:

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{e}_k \tag{2.73}$$

其中 \mathbf{z}_k 为量测向量, \mathbf{H}_k 为量测矩阵, \mathbf{e}_k 为量测噪声向量。当使用位置和速度作为测量值时, \mathbf{z}_k 和 \mathbf{H}_k 可分别表示为:

$$\mathbf{z}_{k} = \begin{pmatrix} \mathbf{r}_{INS} \\ \mathbf{v}_{INS} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \mathbf{r}_{GPS} \\ \mathbf{v}_{GPS} \end{pmatrix}$$
(2.74)

$$\mathbf{H}_{k} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{6} & \mathbf{0}_{6\times3} \end{pmatrix}$$
(2.75)

其中 \mathbf{r}_{INS} 和 \mathbf{v}_{INS} 是补偿杆臂效应之后惯导系统估算得到的位置和速度向量, \mathbf{r}_{GPS} 和 \mathbf{v}_{GPS} 是 GPS 系统解算的位置和速度向量。

2.5 本章小结

本章分别介绍了接收机和惯导两个系统的工作原理以及组合导航原理。接收机方 面首先介绍了 GNSS 信号结构以及生成方式;其次介绍了接收机结构并在此基础上推 导了信号处理各个流程中的信号模型;然后阐述了码相位捕获以及载波频率捕获的原 理,并介绍了跟踪过程中用到的鉴别器以及滤波器,在此基础上引出了观测量提取方 法;最后给出了独立接收机定位原理以及使用参考接收机时差分定位原理。惯性导航 方面首先介绍了常用坐标系的定义;其次详细描述了机械编排中的位置、速度以及姿 态更新算法;之后通过误差微分方程引出 GNSS 接收机与惯导系统的数据融合算法。

3 复杂环境下 GNSS 信号跟踪理论与方法

3.1 引言

为了实现城市复杂环境下的连续定位导航,接收机跟踪环路需要具备动态环境下 弱信号处理以及短时遮挡情况下接收机对载波频率或者相位的跟踪保持能力。在实现 弱信号跟踪的前提下,本文通过提高码环跟踪精度实现较高精度的伪距定位,并使用 开环跟踪保证观测值的连续性并降低信号重捕获及牵引时间。

本章研究了信号衰落及遮挡环境下无外部辅助模式下接收机的基带信号处理理论 与方法, 3.2 节研究基于 FFT 鉴频器的跟踪模型, 阐述 FFT 鉴频器工作原理以及动态 条件下的跟踪误差; 3.3 节采用概率密度函数分析 FFT 鉴频器的弱信号处理性能,并 分析在低动态条件下 FFT 鉴频器对动态弱信号的处理能力,最后介绍 FFT 鉴频器鉴频 误差; 3.4 节阐述与 FFT 鉴频器具有一定相似性的基于能量的鉴频器, 该类鉴频器在 低动态环境下有较好跟踪性能; 3.5 节探讨在信号遮挡时的跟踪保持技术, 首先说明遮 挡时开环跟踪原理, 其次在分析开环跟踪误差的基础上提出改善开环跟踪质量的方法。

3.2 基于 FFT 鉴频器的跟踪模型

锁频环由于对频率进行跟踪,相比于锁相环更加稳健(Kaplan and Hegarty, 2005) 且拥有更大的动态跟踪能力,因此弱信号环境下主要进行频率跟踪(Lin, 2013)。最常 用的鉴频器为相位差鉴频器(Natali, 1984),但当信号受到严重衰减或畸变时该鉴频器 性能不理想。本文使用 FFT 鉴频器,该方法针对高动态应用提出,但同时具有较好的 弱信号跟踪能力。下面根据基带信号处理模型给出使用 FFT 鉴频器的接收机跟踪模型, 以及 FFT 鉴频器的工作原理。

3.2.1 FFT 鉴频器跟踪模型

天线接收到的射频信号在经过射频前端下变频,采样以及量化之后可得到中频信号,GNSS 接收机基带信号处理模块对中频信号进行基带处理。中频信号首先与本地生成的载波相乘剥离载波,然后和本地生成的伪码相关剥离伪码。对剥离载波和伪码的信号进行积分即可得到式(2.13)所示的同相与正交支路的即时码 IQ 积分值,将IQ 积分值简写为:

$$I_{P}(t_{1}) = ad(t_{1})\sin c(\pi\delta f_{d}T)\cos\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right)+\delta\varphi\right)$$

$$Q_{P}(t_{1}) = ad(t_{1})\sin c(\pi\delta f_{d}T)\sin\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right)+\delta\varphi\right)$$
(3.1)

其中*a*为接收信号强度, $d(t_1)$ 为导航电文比特, $\sin c(x) = \frac{\sin(x)}{x}$ 。

将式(3.1)的 IQ 支路积分值改写成复数形式为:

$$r_{P}(t) = I_{P}(t) + jQ_{P}(t)$$

= $ad(t) \cdot \sin c(\pi \delta f_{d}T) \cdot \exp\left(j2\pi \delta f_{d}\left(t + \frac{T}{2}\right) + \delta \varphi\right)$ (3.2)

其中 $ad(t) \cdot \sin c(\pi \delta f_d T)$ 为 $r_P(t)$ 的幅度,该幅度值会随着 $\delta f_d T$ 的增大而衰减,其波形如 图 2.8 所示。在稳定跟踪条件下, $\delta f_d T$ 为一较小值,而 $\sin c($)函数在零附近取值约为 1,因此可将幅度值近似为ad(t)。因此公式(3.2)可简化为:

$$r_{p}(t) = I_{p}(t) + jQ_{p}(t)$$

= $ad(t) \cdot \exp\left(j2\pi\delta f_{d}\left(t + \frac{T}{2}\right) + \delta\varphi\right)$ (3.3)

式 (3.3) 中的 $j2\pi\delta f_d\left(t+\frac{T}{2}\right)+\delta \varphi$ 为 $r_p(t)$ 的相位,该相位会随着时间 t 旋转,而其

旋转速率取决于 \mathcal{F}_d 。导航电文比特 d(t)的取值为±1 且随机,因此当电文比特翻转的 时候会有 180 度的相位变化。在辅助式 GNSS(Assisted GNSS, AGNSS)接收机中, 当辅助信息的时间精度达到 0.5ms 时,可利用导航电文辅助来预测电文比特的翻转从 而克服 180 度相位变化的问题,且可克服导航电文对积分的限制(Djuknic and Richton, 2001),如 GPS L1 C/A 码中 20ms 的积分限制,北斗 D1 信号中 20ms、D2 信号中 2ms 的积分限制。但在没有辅助信息的独立 GNSS 接收机中由于没有电文辅助因而难以检 查到电文跳变,因此可利用复数平方来消除导航电文跳变的影响。但这种方法中噪声 也被平方,因此会产生平方损耗(van Diggelen, 2009)。 $r_p(t)$ 进行复数平方之后的结果 为:

$$S_{P}(t) = (I_{P}(t) + jQ_{P}(t))^{2}$$

= $I_{P}^{2}(t) - Q_{P}^{2}(t) + j2I_{P}(t)Q_{P}(t)$
= $a^{2} \cdot \exp\left(j2\left(2\pi\delta f_{d}\left(t + \frac{T}{2}\right) + \delta\varphi\right)\right)$ (3.4)

在 $S_p(t)$ 中,导航电文d(t)的影响不再存在,但频率和相位变为原来的二倍。在有 电文辅助情况下, $r_p(t)$ 表达式中的导航电文项d(t)由于辅助信息的存在而变为已知量; 在没有导航电文辅助情况下,进行复数平方之后的 $S_p(t)$ 中不存在导航电文的影响,因 此电文辅助后的 $r_p(t)$ 和复数平方之后的 $S_p(t)$ 可看做单音频率信号。为了实现多普勒频 率的跟踪,鉴频器需要利用 $r_p(t)$ 或者 $S_p(t)$ 对频率残余 δ_d 进行估计。此处使用 FFT 变 换对单音频率信号 $r_p(t)$ 或者 $S_p(t)$ 的时间序列进行频率估计,使用 FFT 鉴频器的接收机 结构如图 3.1 所示。图 3.1 为图 2.5 的简化图,由于此处关心的是载波跟踪环路,因此 图中忽略了码跟踪环路。



3.2.2 FFT 鉴频器工作原理

由于式(3.1)同时适用于 GPS 和北斗信号,GPS 信号和北斗信号跟踪时 FFT 鉴频器原理相同。在得到 IQ 积分值 $I_p(t)$ 和 $Q_p(t)$ 之后可利用复数平方或者导航电文辅助 去掉 GPS 信号和北斗 D1 信号中导航电文的影响。北斗 D2 信号中导航电文比特时长 为 2ms,因此在没有电文辅助只能使用复数平方时,相干积分时间最长为 2ms。相比 于 D1 信号的 20ms 相干积分,使用 D2 信号的相干积分增益较小,不适合做弱信号处 理,因此接收机设计中在处理弱信号时仅使用非地球静止轨道(Geostationary Earth Orbit, GEO)卫星的 D1 信号。GPS 信号与北斗 D1 信号唯一的不同在于,GPS 信号不 包含 NH 码,北斗 D1 信号包含 NH 码,因此在对 D1 信号进行 20ms 相干积分时需要 考虑 NH 码造成的符号变化而不能直接对其相加。对时间序列 $r_p(t)$ 或者 $S_p(t)$ 进行 FFT 变换之后可得频域变换结果 X(k),其定义为式(3.5),最后利用鉴频器鉴频得到多普 勒频率误差估计值。由于在对长 $r_p(t)$ 或者 $S_p(t)$ 序列进行 FFT 变换时,载波 NCO 更新 速率较低,此时环路滤波器性能下降,因此该估计值直接用于载波 NCO 的控制而不使 用环路滤波器。

$$X(k) = \sum_{i=1}^{N} x(i) \exp \frac{-2\pi j(i-1)(k-1)}{N}$$
(3.5)

式(3.5)中x(i)为时间序列,对应于此处的 $r_p(t)$ 或者 $S_p(t)$,总共进行N点的 FFT 变换。FFT 变换过程中时间序列信号与 $\exp \frac{-2\pi j(i-1)(k-1)}{N}$ 相乘并累加,其中 $\exp \frac{-2\pi j(i-1)(k-1)}{N}$ 为载波项,因此 FFT 变换可看成再次剥离载波(此时待剥离的载 波频率为多普勒频率误差 δ_d)并积分的过程,因此使用 FFT 鉴频器时总的等效积分 时间为 FFT 变换的总时长 NT。当使用电文辅助时,NT 为总的相干积分时间;当使 用复数平方时,T 为相干积分时间,N 为非相干累加次数。因为 FFT 变换等效于对 IQ 积分值序列的进一步积分,因此 FFT 鉴频器可用于弱信号的跟踪。

在弱信号环境中,时域信号 $r_p(t)$ 和 $S_p(t)$ 可能被噪声淹没,但频域中,噪声分布在整个频谱内,而信号则集中在一个频率点,因此频域中信号谱线能量可能超过噪声谱线能量。FFT 鉴频器寻找X(k)的幅度最大值,该值即为信号的频率谱线,而其对应的频率即为 \mathcal{F}_d 的估计值,其余频率谱线为噪声。

FFT 变换得到的频率分辨率取决于积分总时间 NT,且可表示为:

$$f_r = 1/NT \tag{3.6}$$

利用S_p(t)计算得到的多普勒频率误差估计值,也即是频率鉴别结果可表示为:

$$\hat{\mathcal{F}}_{d} = \frac{1}{2} \left(k_{\max} - 1 - \frac{N}{2} \right) f_{r}$$
(3.7)

其中, *k*_{max} 为*X*(*k*)进行 FFT 频移之后的最大值的索引, FFT 频移将零频率的直流分量 移到频率谱线的中间。

载波相位估计值也可通过 $S_{p}(t)$ 的 FFT 变换得到,且可表示为:

$$\delta \hat{\varphi} = \frac{1}{2} angle(X(k_{\max}))$$
(3.8)

其中 angle()函数计算复数的相位角,由于 $S_{p}(t)$ 为 $r_{p}(t)$ 的复数平方, $S_{p}(t)$ 的频率和相位为 $r_{p}(t)$ 的二倍,因此利用 $r_{p}(t)$ 的 FFT 进行频率和相位鉴别时鉴别结果分别为:

$$\hat{\delta f}_{d} = \left(k_{\max} - 1 - \frac{N}{2}\right) f_{r}$$

$$\delta \hat{\phi} = angle(X(k_{\max}))$$
(3.9)

当 \mathcal{F}_d 较小时, $S_P(t)$ 为近似直流信号,由式(3.5)可知其频率谱线能量最大值为X(1),且可表示为:

$$X(1) = \sum_{i=1}^{N} S_{p}(t_{i})$$
(3.10)

将式 (3.4) 代入式 (3.10) 可得:

$$X(1) = \sum_{i=1}^{N} \left(I_{p}^{2}(t_{i}) - Q_{p}^{2}(t_{i}) + j2I_{p}(t_{i})Q_{p}(t_{i}) \right)$$

=
$$\sum_{i=1}^{N} \left(I_{p}^{2}(t_{i}) - Q_{p}^{2}(t_{i}) \right) + j2\sum_{i=1}^{N} \left(I_{p}(t_{i})Q_{p}(t_{i}) \right)$$
(3.11)

将式 (3.11) 代入式 (3.8) 可得鉴相值:

$$\delta\hat{\varphi} = \frac{1}{2} \operatorname{atan} 2 \left(2 \sum_{i=1}^{N} \left(I_{p}(t_{i}) Q_{p}(t_{i}) \right), \sum_{i=1}^{N} \left(I_{p}^{2}(t_{i}) - Q_{p}^{2}(t_{i}) \right) \right)$$
(3.12)

该鉴相值与 Borio 和 Lachapelle(2009)提出的非相干鉴相器等效,他们通过对非 相干接收机使用最大似然估计得到该鉴相值。但式(3.12)只是 FFT 鉴相器在低动态 时的鉴相特例,当动态较高时, ∂_d 不再为近似零频率因此频率谱线能量最大值不再是 X(1),则式(3.12)的非相干鉴相器不再成立,但此时依然可以使用式(3.8)进行载 波相位估计。

由于式(3.7)直接利用最大能量谱线的频率作为鉴频结果,而实际中由于 FFT 变换点数有限,由式(3.6)定义的频率分辨率受总积分时间 *NT* 的限制,因此频率估计精度有限。当 δf_d 不是 f_r 的整数倍的时候,由于 FFT 的"栅栏"效应引起频谱泄漏,导致信号能量分布在两个频率谱线上(齐国清,2006),而信号真实频率在两个能量最大谱线之间,最终导致鉴频结果最大误差可达 $f_r/2$ 。虽然增加总积分时间可提高频率

分辨率,改善频率估计精度,但会降低 FFT 鉴频器的更新率从而降低接收机对动态的 跟踪能力。因此实际中利用对 FFT 鉴频结果进一步使用插值法提高鉴频精度(Rife and Vincent, 1970; Quinn, 1994; 谢明,丁康, 1994)。插值法利用能量次大谱线与能量最大 谱线的幅度估算实际频率在两条频率谱线之间的位置从而得到一个频率校正量,对复 数平方的 FFT 得到的频率校正量可表示为:

$$\delta = \frac{1}{2} (I_2 - I_1) \frac{A_2}{A_1 + A_2} f_r$$
(3.13)

其中, $A_1 和 A_2 分别为$ FFT 变换后能量最大谱线和能量次大谱线的幅度, $I_1 和 I_2 分别 为 A_1 和 A_2$ 谱线的索引值,由于信号能量分布在相邻的两个频率谱线上,因此 $I_2 = I_1 \pm 1$,其中正负号的选择取决于 A_2 谱线相对于 A_1 谱线的位置,因此 $I_2 - I_1$ 用于计算校正量的符号, δ 为插值法得到的频率偏差校正值,对式(3.7)进行校正后的频率估计值为:

$$\hat{\mathcal{F}}_{d} = \frac{1}{2} \left(k_{\max} - 1 - \frac{N}{2} \right) f_r + \delta$$
(3.14)

3.2.3 频率跟踪误差

由图 3.1 可知,鉴频结果 $\hat{\delta}_d$ 直接用于对载波 NCO 的控制,因此可视为一阶 FLL。此时环路结构如图 3.2 所示:



图 3.2 锁频环 s 域框图

图 3.2 中输入信号 $f_i(s)$ 可视为多普勒频率 f_d , 而输出信号 $f_o(s)$ 为载波 NCO 生成的载波频率, 鉴别器利用 $f_i(s) = f_o(s)$ 生成频率误差 $f_e(s)$, 系数 K 为环路的增益。由于噪声的存在,误差信号 $f_e(s)$ 通常需要经过滤波器进行滤波。锁频环的功能是利用频率误差 $f_e(s)$ 控制 NCO 生成的频率,当 $f_e(s)$ 为零时,说明 NCO 生成的频率 $f_o(s)$ 与输入信号频率 $f_i(s)$ 实现同步;当 $f_e(s)$ 不为零时,NCO 需要调整输出频率 $f_o(s)$,通过误差信号 $f_e(s)$ 控制生成频率的变化率,从而实现 NCO 频率的动态调整进而实现与输入信号频率的同步。根据拉普拉斯变换性质可知,时域中信号微分等效于 s 域中信号乘以 s,而这也是该框图中1/s 模块的功能。锁频环传递函数可写为:

$$(f_i(s) - f_o(s))KF(s) = sf_o(s)$$
(3.15)

式 (3.15) 经整理可得锁频环系统函数H(s)为:

$$H(s) = \frac{f_o(s)}{f_i(s)} = \frac{KF(s)}{s + KF(s)}$$
(3.16)

锁频环与锁相环具有相同的传递函数,直观的理解是,锁相环利用相位差异对

NCO 的频率进行控制并最终实现相位锁定,而锁频环利用频率差异对 NCO 的频率进行控制并最终实现频率锁定,两者的差别仅仅是误差控制信号的产生方法不同,但利用误差信号进行后续控制原理一致。因此结构上,锁频环框图与锁相环框图都是由增益模块,滤波模块以及积分模块构成。

锁频环频率误差信号 $f_{e}(s)$ 与输入信号 $f_{i}(s)$ 之间的误差传递函数 $H_{e}(s)$ 为:

$$H_{e}(s) = \frac{f_{e}(s)}{f_{i}(s)} = \frac{f_{i}(s) - f_{0}(s)}{f_{i}(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + KF(s)}$$
(3.17)

图 3.1 中, 鉴频值直接用于对 NCO 的控制, 此时环路可看作一阶锁频环, 环路滤 波器的传递函数 *F*(*s*)为常数且可表示为:

$$F(s) = \frac{1}{K}\omega_n \tag{3.18}$$

其中*o*_n为特征频率。将式(3.18)代入式 3.17 可得此时的误差传递函数:

$$H_e(s) = \frac{s}{s + KF(s)} = \frac{s}{s + \omega_n}$$
(3.19)

由于接收机内信号处理为离散的数字信号处理,因此利用双线性变换将式(3.19) 变换到 z 域内,可得:

$$H_{e}(z) = \frac{\frac{2}{T_{s}} \frac{z-1}{z+1}}{\frac{2}{T_{s}} \frac{z-1}{z+1} + \omega_{n}} = \frac{z-1}{z-1 + \frac{T_{s}\omega_{n}}{2}(z+1)}$$
(3.20)

其中 T_s 为离散化时采样周期,也即是鉴频周期,此处为NT。在恒加速度情况下,输入信号 $f_i(s)$ 为频率斜升信号,此时信号在时域中可表示为:

$$f_i(n) = gnu(n) \tag{3.21}$$

式中g用于表示接收机与卫星相对运动的动态,动态越大,频率斜升信号的斜率 越大, u(n)为阶跃函数。式(3.21)在z域可表示为:

$$f_i(z) = \frac{gz}{(z-1)^2}$$
(3.22)

利用终值定理可得误差信号 $f_e(n)$ 的稳态终值为: $\lim_{n \to \infty} f_e(n) = \lim_{z \to 1} ((z-1)H_e(z)f_i(z))$

$$= \lim_{z \to 1} \left((z-1) \frac{z-1}{z-1 + \frac{T_s \omega_n}{2} (z+1)} \frac{gz}{(z-1)^2} \right) = \frac{g}{T_s \omega_n}$$
(3.23)

稳态时频率跟踪误差为 g/T_sω_n,因此在利用鉴频值直接对载波 NCO 进行控制时 不能无偏的估计斜升多普勒频率。在滤波器设计中需要考虑等效带宽的限制,即环路 带宽 B_L 与环路更新周期 T_s 的乘积需小于 0.5。在处理弱信号时,总的积分时间可达数 百毫秒,要求带宽不能较大,而为了能够跟踪动态,需要滤波器带宽较大,带宽设计上出现矛盾。此外,当*B_LT_s*较大时,滤波器性能会下降。因此,虽然恒加速度动态下接收机无法实现多普勒频率的无偏跟踪,但本文仍然只使用一阶滤波器而没有选择无偏跟踪恒加速度的二阶滤波器。

3.3 FFT 鉴频器弱信号处理能力分析

3.3.1 低动态时 FFT 鉴频器灵敏度分析

式(3.1)表示的 IQ 积分值幅度服从莱斯分布(Ward, 1996)。由于 FFT 变换等效 于对 IQ 积分值进一步载波剥离和积分,因此对于包含单音频信号的 $r_p(t)$ 序列,在有电 文辅助时进行 FFT 变换处理之后,频域中信号谱线的能量也服从莱斯分布,且其概率 密度函数(Probability Density Function, PDF)为:

$$p_1(t) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{xA}{\sigma_n^2}\right)$$
(3.24)

其中 σ_n^2 为单边带噪声功率, *A*为信号幅度,此处为频域信号幅度,因此 $\frac{A^2}{2\sigma_n^2}$ 为信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR), *I*₀为修正的零阶贝塞尔函数。频域中噪声谱线不包含信号,则*A*为0,此时噪声谱线能量服从瑞利分布且 PDF 为:

$$p_2(t) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right)$$
(3.25)

由于 FFT 的处理增益,在频域中信噪比相比于时域中信噪比增加10lg(N)dB。在 强信号处理中,由于 FFT 变换后频域中能量最强的谱线为信号的频率谱线,此时鉴频 结果为该频率谱线对应的频率,频率估计值不存在大的误差,误差受限于 FFT 频率分 辨率和插值精度,小于 $f_r/2$ 。在弱信号处理中,FFT 变换后代表信号的谱线在频域中 虽然能量期望值大于噪声谱线的能量期望值,但由于噪声的随机性,此时信号谱线有 可能被噪声淹没,且随着时域中信号强度的减弱,信号谱线被噪声淹没的概率会增加。 当频域中噪声谱线能量超过信号谱线能量时,频域中能量最强的谱线为噪声谱线而不 是信号谱线,此时将噪声谱线作为信号谱线,导致鉴频结果为噪声频率谱线对应的频 率,频率估计值存在大的误差,误差大于 $f_r/2$ 。当噪声谱线能量强于信号谱线能量时, 服从莱斯分布的随机变量幅度至少小于一个服从瑞利分布的随机变量(瑞利分布的随 机变量个数为N-1)的幅度,因此弱信号时 FFT 鉴频有可能峰值不是信号,从而导致 频率估计错误。检测到正确的峰值即是频域中信号强度大于所有其余噪声强度,而该 概率可表示为如下 (Hurd et al., 1987):

$$p = \int_0^\infty p_1(x) \left(\int_0^x p_2(y) dy \right)^{N-1} dx$$

= $\int_0^\infty \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{xA}{\sigma_n^2}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right)\right)^{N-1} dx$

(3.26)

通过式(3.26)可知,使用 FFT 鉴频器的正确鉴频概率不仅与信噪比相关,还与 FFT 变换后噪声谱线个数*N*-1有关。当信号载噪比一定时,可通过减小噪声谱线数量 来提高鉴频正确概率。在准静态环境中,IQ 积分序列中的单频信号频率在零频率附近, 因此在频域寻找峰值的时候只需要在零频率点附近寻找,而不用整个频域寻找。因为 其余频率点为噪声,噪声谱线能量有可能大于信号谱线能量,当使用全部*N*个频点进 行鉴频时可能将噪声谱线频率作为鉴频结果;而当仅使用零频率点附近*M*个频点进行 鉴频时,若超过信号谱线能量的噪声谱线不在*M* 点内时,可抛弃能量较大的噪声谱线 从而避免鉴频错误。由于只利用 FFT 变换结果中的部分频点*M* (*M* 小于 FFT 变换总 点数*N*)进行多普勒频率估计,此时动态处理能力下降,但是正确检测到 FFT 变换峰 值的概率会提高,此时正确鉴频概率为:

$$p = \int_0^\infty \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{xA}{\sigma_n^2}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right)\right)^{M-1} dx$$
(3.27)

图 3.3 为使用部分频点鉴频示意图,横轴为频率,纵轴为 FFT 频域幅度。图中红 色圆圈代表信号谱线,灰色圆圈代表噪声谱线。图 3.3 中上半部分 IQ 积分序列中单频 信号强度较强,因此 FFT 变换之后信号谱线在频域中能量比其余噪声谱线能量都大, 此时使用 N 频点 FFT 变换结果进行鉴频也可得到正确的鉴频结果。图 3.3 中下半部分 IQ 积分序列中单频信号强度较弱,且噪声具有随机性,导致在频域中出现噪声频谱能 量超过信号频谱能量。此时若用 N 频点 FFT 变换结果进行鉴频则会将能量最大的噪声 谱线频率作为鉴频结果从而出现鉴频错误;若使用虚线框中的 M 频点 FFT 变换结果 进行鉴频则信号谱线能量在这 M 频点中依然是最大值,则可得到正确的鉴频结果。



式(3.26)和(3.27)分别给出了在有电文辅助时使用 N 频点和 M 频点 FFT 变换 结果进行鉴频时正确鉴频的概率,此外也可用蒙特卡洛仿真来得到以上 PDF 曲线。仿 真中生成了一个包含高斯白噪声的单频复信号,该信号的频率通过 FFT 鉴频器计算得 到,然后鉴频结果和仿真设置的频率进行对比从而判断 FFT 鉴频器鉴频结果正确与否。 仿真中可控制复信号的 SNR,因此该仿真可以得到正确的峰值检测概率和信号 SNR 之 间的关系。由于复数平方之后进行 FFT 的检测概率解析解难以得到,此处只给出蒙特 卡洛仿真结果。

FFT 点数 N 为 16,在准静态环境下只使用 M 个频点进行鉴频,其中 M 为 3。图 3.4 为正确检测峰值的概率的理论曲线和蒙特卡洛仿真结果。结果包括 FFT、复数平方 FFT (Squared FFT, SFFT)、部分频点 FFT (Partial FFT, PFFT)以及部分频点 SFFT (Partial Squared FFT, PSFFT)。图中后缀 T 表示理论值,后缀 MC 表示蒙特卡洛仿真 结果,横坐标为 20msIQ 积分的信噪比,纵坐标为正确检测峰值的概率。

图 3.4 中可以看出,当 SNR 足够大时,检测概率趋近于 1。当 SNR 很弱,比如 A 趋近于 0 的时候,从式 (3.24)和式 (3.25)可看出莱斯分布退化为瑞利分布,此时频域中所有频点的幅度服从相同的分布,因此每一个频率点都有相同的概率成为峰值,也即是正确的峰值检测概率为1/N 或者1/M。当 SNR 低于 5dB 时,SFFT 的检测概率 开始快速下降,而 FFT 的检测概率在 SNR 低于 0dB 时才开始快速下降。对于准静态环境,当峰值检测概率在 0.9,使用部分点进行 FFT 鉴频时,先验动态信息可将灵敏度提高约 2dB。

SNR 和 CN0 的关系为:

$CN0 = SNR - 10 \lg(T)$

(3.28)

(3.29)

其中T为进行 FFT 变换之前总的相干积分时间,此处为 0.02 秒。通过公式可得,当 CN0 小于 22dB-Hz 时,16 点 SFFT 方法得到错误的频率估计的概率开始快速增大。对 于未使用复数平方的 FFT 方法(使用导航电文辅助),16 点 FFT 鉴频器可处理载噪比 17dB-Hz 的信号。

3.3.2 恒加速动态时 FFT 鉴频器灵敏度分析

在考虑恒加速度动态条件下,式(3.3)中忽略相位项可改写为: $r_{p}(t) = ad(t) \cdot \exp(j2\pi(f_{0} + gt/2)t)$

其中 f_0 为每次进行 FFT 处理的时间段内的多普勒频率误差初始值, g 代表恒加速度运动时频率斜升的斜率。当接收机恒加速度运动时,该频率初始误差为接收机锁频环稳态跟踪误差。恒加速运动时多普勒频率误差随时间一次方增长,此时 $r_p(t)$ 为线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 信号,在有导航电文辅助时去掉式 (3.29)中的 d(t)进行 FFT 变换可得:

$$F(f) = \int_{0}^{NT} a \cdot \exp(j2\pi(f_{0} + gt/2)t) \cdot \exp(-j2\pi ft) dt$$

= $a \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{g}} \left(-\frac{1+j}{4}\right) \cdot \exp\left(-\frac{j\pi(f_{0}^{2} - 2f_{0}f + f^{2})}{g}\right)$ (3.30)
 $\cdot \left(erf\left(\frac{(1-j)\sqrt{\pi}(f_{0} - f)}{\sqrt{2g}}\right) - erf\left(\frac{(1-j)\sqrt{\pi}(NTg + f_{0} - f)}{\sqrt{2g}}\right)\right)$

其中erf()函数为高斯误差函数, $r_p(t)$ 的频谱F(f)的形状由式中的两个误差函数决定, 且频谱近似为一个矩形(Levanon and Getz, 1994)。图 3.5 为不同动态下 LFM 信号的频 谱。其中 f_0 为-250Hz,采样率为 1000Hz, FFT 变换总时间为 512ms。从图中可看出 LFM 信号频谱近似为矩形,矩形的起始频率为 f_0 ,宽为NTg。



因此可近似认为频域中信号均等的分布在多个频率谱线上,且包含信号的谱线个数取决于接收机动态g。当接收机动态增加时,信号能量会分布在更多的频率谱线上,当动态下降时,谱线数量减少。时域中信号为exp()形式,功率恒定。因此对于不同的动态g,时域信号能量相同。根据帕塞瓦尔定理可知不同动态时频域信号能量也相同,而信号近似分布在NTg+1个谱线上,因而每个谱线的能量相应的降低为 $A^2/(NTg+1)$,此时正确鉴频概率为:

$$p = \int_0^\infty {\binom{1}{NTg+1}} p_1(x) \left(\int_0^x p_1(y) dy \right)^{NTg+1} \left(\int_0^x p_2(y) dy \right)^{N-NTg-1} dx$$
(3.31)

其中 $\begin{pmatrix} 1 \\ NT_g + 1 \end{pmatrix}$ 为组合数计算。此时由于信号在频域中均匀的分布在数个频率点,利用 FFT 计算 LFM 信号的频率存在误差,FFT 鉴频器将包含信号的频率点都作为正确的鉴 频结果,所以式 (3.31)的含义为在 $NT_g + 1$ 个包含信号能量的谱线中包含着 FFT 变换 的幅度最大值的概率。由于谱线能量降低,因此根据式 (3.24)可得 $p_1(x)$ 为:

$$p_{1}(t) = \frac{x}{\sigma_{n}^{2}} \exp\left(-\frac{\frac{x^{2} + A^{2}}{(NTg+1)}}{2\sigma_{n}^{2}}\right) \cdot I_{0}\left(\frac{xA}{\sqrt{NTg+1}\sigma_{n}^{2}}\right)$$
(3.32)

LFM 信号可通过 Wigner-Hough 变换、Radon-Ambiguity 变换以及分数阶 FFT 变换 等算法进行特征提取从而得到 f₀和g的估计值(朱文涛等,2014),利用 FFT 计算 LFM 信号的频率并不是最合适的 LFM 信号参数估计算法,但上述方法计算复杂,且 实际中接收机并不是一直都在做恒加速运动,因此虽然恒加速运动时 FFT 得到的频率 估计值存在误差,此处仍然使用运算量小且适用范围广的 FFT 算法进行频率估计。

在不同动态下的正确鉴频概率曲线如图 3.6 所示,图中显示了信号由于动态而分 布在 1 到 6 个频率谱线上时鉴频正确的概率随 SNR 的变化曲线。由于此时 *NTg*+1个 包含信号的谱线都作为正确鉴频结果,因此在信噪比极低时鉴频概率趋近于 *NTg*+1/*N*。 在 SNR 大于-5dB 时,由于低动态时信号能量集中在较少的谱线上,此时动态越低,正 确鉴频概率越大。在 SNR 低于-10dB 时,由于信号强度太弱,此时鉴频正确概率较低, 无法进行正确的鉴频。



图 3.6 不同动态时 FFT 正确鉴频概率

3.3.3 FFT 鉴频器鉴频误差

FFT 鉴别器频率鉴别误差由两部分构成,第一部分为由于检测到了错误的频率点 而造成的鉴频错误。由于噪声频点具有相同的概率密度,因此任意一个频率谱线的噪 声都有相同的概率被作为信号,从而此时频率误差均匀分布在 FFT 鉴别器频率鉴别范 围之内,则根据均匀分布的随机变量方差可将鉴频误差方差表示为:

$$\sigma_{f|wrong}^{2} = \frac{1}{f_{s}} \int_{-f_{s}/2}^{f_{s}/2} x^{2} dx = \frac{f_{s}^{2}}{12}$$
(3.33)

鉴频误差的第二部分由于 FFT 频率估计误差造成,也即是由于 IQ 积分中存在噪声,当信号所对应的频点在频域中为能量最大谱线时 FFT 本身所存在的计算误差,可表示为 (Rife and Vincent, 1970):

$$\sigma_{f|correct}^{2} = \frac{f_{s}^{2}}{\pi^{2}T^{2}N(N^{2}-1)SNR}$$
(3.34)

正确鉴频的概率为式(3.26)所表示的概率 *p*,将以上两部分结合起来可得总的鉴频误差方差为:

$$\sigma_f^2 = p\sigma_{f|correct}^2 + (1-p)\sigma_{f|wrong}^2$$
(3.35)

3.4 能量鉴频器

FFT 鉴频器中式(3.13)使用两个频率点的频谱幅度进行更精细的频率鉴别,码 相位鉴别器基于超前码和滞后码进行鉴相,根据这种思想,基于能量的鉴别器被提出 来(Juang and Chen, 2009; Tang et al., 2013; Guo et al., 2014)。该方法包括超前减滞后法、 频率精化法和双级 NCO 法。这三种方法通过频率维积分的 sin c()波形进行频率误差 估计,使用 sin c()函数主波瓣内三个不同频率点的积分值进行鉴频。由于这三种基于 能量的鉴频器计算的频率点个数不如 FFT 鉴频器多,因此动态性能较差。此外,三个 频率点的频率间隔也比 FFT 频域中频率间隔小,进一步降低它们的动态处理能力。但 频率间隔的降低使得三个频点更加集中在 sin c()波形的顶部,可获得更好的信号质量, 类似于码环窄相关器可提高码相位跟踪精度,以上三种方法在静态条件下有着比 FFT 鉴频器更高的频率跟踪精度,因此作为静态信号处理的一种备选方案。

3.4.1 超前减滞后鉴频器

类似于伪码跟踪过程中本地生成超前伪码与滞后伪码,超前减滞后法在实际多普勒频率上下间隔一定频率处产生一个超前频率和一个滞后频率的本地载波信号,然后 与中频信号进行载波剥离,再利用即时码进行伪码剥离之后进行积分。该鉴频器可表 示为:

$$\hat{f} = \frac{\left(I_f^2 + Q_f^2 - I_s^2 - Q_s^2\right)\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right)^3}{2\pi T \cdot \hat{P} \cdot \left(1 - \cos(\Delta\omega T) - \frac{\Delta\omega T}{2}\sin(\Delta\omega T)\right)}$$
(3.36)

其中, $I_f 和 Q_f$ 分别为利用超前频率生成的 IQ 积分值, $I_s 和 Q_s$ 分别为利用滞后频率生成的 IQ 积分值, $\Delta \omega$ 为超前频率和滞后频率的频率间隔,T为 IQ 积分时间, \hat{P} 为接收信号的强度估计值,可用即时频率产生的 IQ 积分值幅度进行近似。该鉴频器的工作原理类似于码环的超前减滞后码鉴相器,但由于伪随机码自相关峰理想情况下为三角形,故码鉴相器可得到无误差的鉴相结果。该鉴频器利用图 2.8 中主波峰的形状进行鉴频,选取的超前频率和滞后频率需在主波峰内,该鉴频器利用 sinc()函数的形状进行频率近似估计,因此得到的鉴频值存在误差。

3.4.2 频率精化法鉴频器

频率精化法最初用于信号捕获过程中对频率进行精化估计,但也可用作信号跟踪 过程中的鉴频器,当用作鉴频器时,该方法和超前减滞后法一样,也需要生成三个不 同频率的本地载波信号,该鉴频器可表示为:

$$\hat{f} = \frac{\bar{f}_A S_A + \bar{f}_B S_B + \bar{f}_C S_C}{S_A + S_B + S_C}$$
(3.37)

其中 f_A 为中间频率 NCO 的频率, f_B 和 f_c 分别为超前频率和滞后频率, S_A 、 S_B 、 S_c 分别为以上三个频率对应的 IQ 积分值的幅度。该方法形式上是利用三个频率对应的积 分幅值进行频率加权平均, 但在理想的无噪声条件下为多普勒频率的理论估计值, 式 (3.37)是通过三角恒等式推导的无偏差的频率估计值。但该方法的频率选择受限, 三个频率之间的步进量为:

$$f_{step} = \frac{2}{3T} \tag{3.38}$$

其中T 为积分时间。

3.4.3 双级载波 NCO 鉴频器

虽然频率精化法根据数学公式得到了频率的解析表达式,但频率步长固定,为了 克服频率步长的限制,两级载波 NCO 的鉴频方法被提出,该鉴频器可表示为 (Guo et al., 2014):

$$\hat{f} = \Delta f \frac{A_s - A_f}{2 \cdot (A_s - 2\cos(\pi \Delta f T)A_p + A_f)}$$
(3.39)

其中A_s、A_f和A_p分别为滞后、超前和即时频率对应的 IQ 积分的幅度, Δf 为三个频 率之间的频率步进, T 同样为积分时间。在理想的无噪声环境下, Δf 的选择只需使得 三个频率点在图 2.8 的主波峰内,而不受其他约束,因此相比于频率精化法更加通用。

FFT 鉴频通过在整个频域范围内搜索能量最大谱线得到 IQ 积分中的残余多普勒频率估计值,而以上三个基于能量的鉴频器由于只生成三个频率点的积分,等效于计算了三个离散点的傅里叶变换,因此频率鉴别范围较小,动态跟踪能力较弱。其优点与部分频点 FFT 相同,对噪声的抑制能力更强。FFT 鉴频中插值方法根据 sin c()函数波形进行近似插值,因此即使使用插值法,FFT 得到的频率估计值依然存在误差,而频率精化法和双级载波 NCO 的鉴频方法在无噪声情况下理论上都可得到无误差的频率估计值。

图 3.7 为使用超前减滞后鉴频器和频率精化法鉴频器的接收机载波跟踪结构。此时正弦表和余弦表需要生成三个不同频率的本地载波(普通接收机只需要生成图中的 *P* 路载波),中频信号利用即时码剥离伪码之后分别与三路载波进行混频并积分得到三 对 IQ 积分值, 然后利用这三对 IQ 积分值进行鉴频。



图 3.7 使用超前减滞后和频率精化法鉴频器的载波环路结构

图 3.8 为使用两级 NCO 鉴频器的接收机载波跟踪结构。其中第一级载波 NCO 用于和中频信号进行混频,与普通接收机中 NCO 相同,运行频率较高,可得到第一次积分结果 *I*_{P1} 和*Q*_{P1},此时 IQ 积分结果中包含多普勒频率残余。该积分值与第二级载波 NCO 生成的三路载波进行混频并积分得到最终的三对 IQ 积分结果,鉴频器利用三对 IQ 积分结果得到鉴频值之后用于控制第一级载波 NCO,第二级载波 NCO 运行频率较低。超前减滞后鉴频器和频率精化法鉴频器结构中载波 NCO 生成三个频率,六个混频器与六个积分器的运行频率均较高,而两级 NCO 鉴频器中仅第一级中两个混频器和两个积分器工作在较高频率,第二级中混频器与积分器运行频率低,因此可节约运算量。但只要超前频率和滞后频率之间的频率间隔相同,使用一级 NCO 和使用两级 NCO 最终得到的积分结果相同。



图 3.8 使用两级 NCO 鉴频器的载波环路结构

通过对 FFT 鉴频原理和基于能量鉴频器原理的分析可知,此类鉴频器均是通过同时与多个载波频率进行混频然后积分,可等效为计算不同频率点的频域能量。不同的

是 FFT 通过快速算法一次获得了多个频率点的频域能量,而基于能量的鉴频器通过三 个相关器一次只能得到三个频率点的频率能量。普通接收机中一次只有一个相关器获 得一个频率点的频率能量,因此通过时间维度上相邻的 IQ 积分进行鉴频,也即是 FLL 中常用的相位差鉴频器。而 FFT 或者基于能量的鉴频器可通过在频率维度上相邻 的 IQ 积分进行鉴频。弱信号环境下,IQ 积分时间通常较长,在时间维度上进行鉴频 涉及的时间跨度是频率维度上鉴频的 2 倍,因此更容易受动态和晶振噪声的影响。在 动态环境下,频域能量可能泄露到几个频率点上,或者集中在远离 0 频率点的频率谱 线上,此时频域积分值越多动态处理能力越强,因此计算 N 对 IQ 积分值的 FFT 鉴频 器动态性能优于计算 3 对 IQ 积分值的基于能量的鉴频器,基于能量的鉴频器优于计算 1 对 IQ 积分值的相位差鉴频器。

3.4.4 能量鉴频器性能分析

式(3.36)的超前减滞后鉴频器利用 sin c()函数进行频率近似估计,而两级载波 NCO 鉴频器通过三角函数恒等式,可得到多普勒频率偏差的理论估计值。图 3.9 为两 鉴频器在不同频率误差输入时鉴频器鉴别结果。由于两级 NCO 鉴频器可得多普勒频率 偏差的理论值,其鉴频曲线为理想的直线。超前减滞后鉴别器在频率误差为零附近与 理想鉴频曲线重合,但在频率误差较大时鉴频误差增大。

图 3.10 为不同频率间隔时超前减滞后鉴频器和两级载波 NCO 鉴频器的弱信号跟踪门限,此时相干积分时间 20ms,非相干累加次数为 5。能量鉴频器中非相干操作与FFT 鉴频器中复数平方相同,用于去除导航电文跳变影响。随着频率间隔的增加,超前减滞后鉴频器的跟踪门限增加,跟踪灵敏度下降。但频率间隔的增加将加大动态鉴频范围。而随着频率间隔的增加,两级载波 NCO 鉴频器的跟踪门限下降,跟踪灵敏度上升。




3.5 载波相位开环跟踪

第二章中将跟踪环跟踪频率统一用多普勒频率表示,但实际中通道跟踪的频率除 了由卫星和接收机之间相对运动产生的多普勒频率之外,还包括由于接收机和卫星时 钟钟偏和钟漂产生的频率偏差,以及各通道的噪声。卫星使用的时钟为原子钟,其钟 偏和钟漂较小,且有地面站对卫星连续跟踪进行时钟误差估计与校准。接收机通常使 用的时钟为温补晶振(Temperature Compensated Crystal Oscillator, TCXO)和恒温晶振 (Oven Controlled Crystal Oscillator, OCXO),相比于卫星的原子钟其钟偏变化较大, 转换到通道跟踪频率可达数百赫兹,但钟漂通常也较小,钟偏在捕获阶段已经得到了 处理,因此跟踪环路在稳定跟踪阶段主要跟踪接收机钟漂以及多普勒频率变化量。此 外,接收机通道在对信号进行跟踪时不对多普勒频率、钟偏和钟漂以及噪声进行区分, 而是利用跟踪环一起进行跟踪处理,因此通常将通道跟踪频率笼统称为多普勒频率。

3.5.1 载波相位开环跟踪原理

城市环境中卫星信号可能被树干、高楼、高架桥以及人行天桥短时间内完全遮挡, 此时接收机无法实现对信号的连续跟踪,而使用载波相位观测值进行定位的接收机需 要尽可能的获得连续的载波相位观测值(区别于弱信号环境,此时假设大部分时间信 号强度较高可得到载波相位观测值,仅少数时候存在遮挡)。当卫星信号短时间内被完 全遮挡时,接收机跟踪环路无法实现对信号参数的估计和跟踪。由于 GPS 信号一个伪 码码片长约 300米,北斗信号一个伪码码片长约 150米,短时间内因为码 NCO 未更新 而产生的码相位误差小于码环牵引范围,因此对码环跟踪影响较小。而 GPS 信号和北 斗信号的一个载波周期都约为 19cm, 信号被遮挡时锁相环很容易失去对载波相位的锁 定,进而产生载波相位周跳等问题导致无法获得连续的载波相位观测值。此外,在卫 星信号恢复可见之后,接收机通常需要对信号进行重新牵引跟踪,若此时环路跟踪误 差较大也会加大牵引跟踪需要的收敛时间。为了实现对信号的连续跟踪,当存在信号 遮挡时,希望环路能够实现较小误差的载波频率和载波相位跟踪。为了维持载波频率 和载波相位的跟踪,需要对载波进行跟踪保持,也称开环跟踪,此时不利用跟踪环 (信号被遮挡,无法得到正确的 IQ 积分值以及载波鉴频和鉴相值)而是通过载波频率 重构的方法实现频率和相位的虚拟跟踪保持(Alban et al., 2003)。由于载波相位是载 波频率的积分,为了实现载波相位的保持,需要重构高精度的载波频率,从而减小积 分过程中相位误差累积,因此需要对载波频率中各个成分进行高精度重构。载波相位 可表示为:

$$\phi_{t2} = \phi_{t1} + \int_{t1}^{t2} f_{track} dt$$
(3.40)

其中 ϕ_{t2} 和 ϕ_{t1} 分别是t2和t1时刻的载波相位值, f_{track} 为载波跟踪环路得到的跟踪频率, 在t2和t1时间段内载波相位的变化量即为 f_{track} 在这段时间内的积分。在进行开环跟踪

时 f_{track} 不再是通道跟踪环路得到的跟踪频率,而是利用现有信息(开环通道在开环之前正常跟踪结果以及未开环通道当前跟踪结果)得到的某一个通道的频率估计值(将 其标记为 \hat{f}_{track}),此时 ϕ_{t2} 则是根据开环前的载波相位 ϕ_{t1} 以及估计频率 \hat{f}_{track} 的积分得到 的开环载波相位估计值,由估计频率 \hat{f}_{track} 控制载波 NCO 生成本地载波相位,因此载 波相位 ϕ_{t2} 的开环跟踪误差由相位初始值 ϕ_{t1} 的误差和 \hat{f}_{track} 的估计误差的积分两部分组 成。为了提高开环跟踪时载波相位虚拟跟踪精度,需要得到高精度的 f_{track} 估计值,因 此需要对 f_{track} 的组成以及误差进行分析。其中环路跟踪频率 f_{track} 可进一步细化为:

$$f_{track} = f_d + f_{clock} + f_{noise} \tag{3.41}$$

其中, f_d 为卫星与接收机相对运动产生的多普勒频率,又可表示为卫星相对于某一参考系运动产生的多普勒频率 f_d^{sat} 和接收机相对于同一参考系运动产生的多普勒频率 f_d^{rec} 之差,由于卫星位置和速度计算中通常使用地心地固(Earth Centered Earth Fixed, ECEF)坐标系,此处位置和速度的计算都使用 ECEF 坐标系, f_{clock} 为本地时钟的实际输出频率与标称频率之差对通道产生的频率误差, f_{noise} 为其余各项噪声之和。 f_d 可表示为:

$$f_{d} = \frac{1}{\lambda} \frac{\left(\mathbf{v}^{sat} - \mathbf{v}^{rec}\right) \cdot \left(\mathbf{p}^{sat} - \mathbf{p}^{rec}\right)}{\left\|\mathbf{p}^{sat} - \mathbf{p}^{rec}\right\|} = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{v}^{sat} - \mathbf{v}^{rec}\right) \cdot \mathbf{1}^{sr} = f_{d}^{sat} - f_{d}^{rec}$$
(3.42)

其中λ为载波波长,由于 GPS L1 信号和北斗 B1 信号载波频率不同,此处需要分别计算, **v**^{sat}和**v**^{rec}分别为卫星和接收机的速度矢量,**p**^{sat}和**p**^{rec}分别为卫星和接收机的位置 矢量,1^{sr}为卫星与接收机视线方向(Line Of Sight, LOS)单位矢量,且表示为:

$$\mathbf{1}^{sr} = \frac{\mathbf{p}^{sat} - \mathbf{p}^{rec}}{\left\|\mathbf{p}^{sat} - \mathbf{p}^{rec}\right\|}$$
(3.43)

在重构 f_d^{sat}项时,需要知道卫星位置与接收机位置以及卫星速度。卫星位置**p**^{sat}可 通过卫星广播星历计算,接收机位置**p**^{rec}即为接收机定位结果,卫星速度同样可通过 广播星历计算得到(Remondi, 2004)。

跟踪环路更新周期通常为 1ms,也即是对频率进行时间间隔为 1ms 的矩形积分得 到载波相位。而卫星位置和速度计算频率则通常为 1Hz 到 10Hz,为了降低频率积分中 的误差,可提高 f_a^{sat} 的估算频率到 1kHz 使得用于积分的离散 f_a^{sat} 值更加接近真实的 f_a^{sat} ,一种方法是利用星历在每一毫秒进行一次卫星速度计算,该方法计算量大;另 一种方法是计算卫星加速度然后进行速度外推,外推公式为:

$$\mathbf{v}^{sat}(T_1 + \Delta t) = \mathbf{v}^{sat}(T_1) + \mathbf{a}^{sat}(T_1) \cdot \Delta t$$
(3.44)

其中 $\mathbf{a}^{sat}(T_1)$ 为 T_1 时刻卫星加速度, Δt 为外推时间间隔。卫星加速度可通过星历计算得 到(Zhang et al., 2006),但由于卫星加速度较小,最大绝对值约为 0.177 m/s^2 (谢钢, 2009),且卫星速度计算精度较高,因此可简单地利用卫星速度计算加速度:

$$\mathbf{a}^{sat}(T_1) = \frac{\mathbf{v}^{sat}(T_1) - \mathbf{v}^{sat}(T_0)}{T_1 - T_0}$$
(3.45)

其中 $\mathbf{v}^{sat}(T_0)$ 和 $\mathbf{v}^{sat}(T_1)$ 为相邻的卫星速度计算时刻 T_0 和 T_1 时刻的卫星速度。式(3.44) 对卫星速度做等加速度外推,假设 T_0 到 T_1 时刻内的加速度与 T_1 到 T_1 + Δt 时刻内加速度 相同,从而利用 T_0 和 T_1 时刻算得的卫星速度计算 T_1 + Δt 时刻卫星速度。

当某颗卫星信号受到遮挡,而其他卫星可正常跟踪时,接收机可利用通道跟踪频率计算接收机速度。在获得接收机速度之后即可将其投影到遮挡卫星 LOS 方向上,从而得到被遮挡卫星的 *f*^{rec}。式(3.42)表示某一个通道的多普勒频率,将其代入式(3.41)可得:

$$f_{track} = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{v}^{sat} - \mathbf{v}^{rec} \right) \cdot \mathbf{1}^{sr} + f_{clock} + f_{noise}$$
(3.46)

式(3.46)中未知量为**v**^{rec}在三个方向上的分量以及钟偏产生的频率误差 f_{clock} 共四 个未知量, f_{track}为通道多普勒频率观测值, **v**^{sat}和**1**^{sr}可通过卫星星历以及接收机位置 解算结果获得。与位置解算相同,只要获得至少四个观测方程即可利用最小二乘法求 解以上四个未知量。当接收机无法获得足够观测量时接收机速度无法通过接收机自身 解算得到,此时可利用惯导系统短时间内获得速度测量值。f_{track}观测量数目为N时待 求解方程组为:

$$\begin{bmatrix} \lambda f_{track,1} - v^{sat,1} \cdot 1^{sr,1} \\ \lambda f_{track,2} - v^{sat,2} \cdot 1^{sr,2} \\ \vdots \\ \lambda f_{track,N} - v^{sat,N} \cdot 1^{sr,N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1^{sr,1} & 1 \\ -1^{sr,2} & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -1^{sr,N} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x^{rec} \\ v_y^{rec} \\ v_z^{rec} \\ V_{clk} \end{bmatrix}$$
(3.47)

其中 v_x^{rec} 、 v_y^{rec} 、 v_z^{rec} 分别为接收机在 ECEF 坐标系下三个轴向上的速度, V_{clk} 可表示为: $V_{clk} = \lambda f_{clock}$ (3.48)

由于在射频前端进行下变频时使用本地时钟的倍频信号与接收到的卫星信号进行 混频,因此时钟频率误差会被引入到中频信号中进而产生式(3.41)中的 f_{clock} 项。若 时钟标称频率为 f_{clk0} ,真实频率与标称频率之间的误差为 δ_{clk0} ,则时钟的频率偏差率 为:

$$f_{err} = \frac{\delta f_{clk0}}{f_{clk0}} \tag{3.49}$$

(3.50)

在进行射频混频时引入的频率误差 f_{clock} 为: $f_{clock} = f_{err} \cdot f_{carrier}$

其中 $f_{carrier}$ 为卫星信号载波频率,因此在卫星信号载波频率不同时利用同一时钟得到的 f_{clock} 不同。通过速度解算也可发现解算出来的 V_{clk} 可用于计算 f_{clock} ,但计算中需要利 用载波波长作为系数转换。GPS L1 信号与北斗 B1 信号载波频率不同,因此同一个本 地时钟对两个系统的信号产生的 f_{clock} 不同。

3.5.2 载波相位开环跟踪误差分析

开环相位跟踪结果 ϕ_{l2} 的误差由 ϕ_{l1} 的初始相位误差和 f_{track} 估计误差的积分组成。 ϕ_{l1} 的误差即为式(2.24)表示的 σ_{PLL} ,开环过程中 σ_{PLL} 造成的误差为初始误差,在整 个开环跟踪过程中不累积,在仅考虑静态场景时忽略 σ_v 。图 2.14 为不同锁相环带宽和 积分时间时,锁相环热噪声误差 σ_t 随信号 CN0 的变化曲线。从图中可知,当使用 7Hz 环路带宽且 CN0 高于 30dB-Hz 时,锁相环热噪声标准差小于 6 度。由于 σ_t 受信号 CN0 影响较大,为了降低初始相位误差,在环路带宽和积分时间确定时,需要选择合 适的 CN0 进行开环跟踪。 σ_A 的影响将在分析 \hat{f}_{track} 估计值误差时给出。

通过重构的方法得到通道跟踪频率 \hat{f}_{track} 估计值不可避免的存在估计误差,频率估计误差直接影响载波频率和载波相位开环跟踪精度。根据 f_{track} 的表达式(3.41)可知,评估 \hat{f}_{track} 估计误差需要分析多普勒频率误差、时钟频率误差以及环路跟踪误差。

 f_d^{sat} 的计算涉及到利用卫星位置 \mathbf{p}^{sat} 和接收机位置 \mathbf{p}^{rec} 计算 LOS 方向单位向量 $\mathbf{1}^{sr}$ 。 由于广播星历计算得到的卫星位置 \mathbf{p}^{sat} 精度可达到米量级(Warren and Raquet, 2003), 接收机定位结果 \mathbf{p}^{rec} 的误差也是数十米量级,位置误差相比于 GNSS 卫星到地面接收 机之间约为 20000km 的距离可忽略不计(北斗倾斜轨道卫星轨道高度更高),因此位 置误差对 $\mathbf{1}^{sr}$ 的影响可忽略,因此计算速度在 LOS 方向投影时仅需考虑速度误差。 f_d^{sat} 的计算中另一个需要考察的量为卫星速度 \mathbf{v}^{sat} ,通过广播星历得到的卫星速度精度在 各个轴向上可达±1*mm*/s (Zhang et al., 2006),因此 f_d^{sat} 精度可达±0.0087Hz,数十秒 的短时间内该误差对载波相位的影响也可忽略不计。因此可认为 f_d^{sat} 的估计精度足够 高。

利用式 (3.46) 可得到 *f_{clock}* 的估计值, 然而时钟频率 *f_{clock}* 难以通过模型得到精确的估计值, 且每次工作过程中频率变化存在差异。从以年为单位的时间尺度来看, TCXO 和 OCXO 的长期频率老化值通常随时间呈对数变化趋势 (Vig and Meeker, 1991), 该趋势为时钟输出频率的系统性误差。时钟的初始老化率较高, 而在长时间使用之后老化率趋于稳定, 输出频率随时间近似成线性关系。在以秒为单位的短时间内频率噪声通常表现为随机游走噪声、白噪声以及线性漂移, 可利用阿兰方差对时钟噪声成分进行评估。

图 3.11 为在接收机中利用式(3.46)进行多普勒测速计算得到的某一低精度 OCXO 一次工作中的钟偏曲线及其阿兰方差曲线。从阿兰方差结果可看出,时间从 1 到 4 秒内阿兰方差曲线斜率为-0.5,根据阿兰方差曲线特性可知此时时钟的频率误差在 短时间内主要包括白噪声。随着时间的加长,在 10 秒附近阿兰方差曲线斜率为 0.5, 表现出一定的随机游走特性。而在之后的时间内阿兰方差曲线斜率为 1,此时表现为 斜升的频率漂移。

57



图 3.12 为某一较高精度 OCXO 一次工作中的钟偏曲线及其阿兰方差曲线,由于该时钟短期稳定性较好,此次工作过程中频率偏差比较稳定,没有出现斜升,阿兰方差曲线斜率主要为-0.5,也即是频率误差以白噪声为主。



从以上两个时钟频率误差可看出,短时间内高精度时钟误差主要以白噪声为主, 较低精度时钟在去除频率漂移趋势之后也以白噪声为主。两者在短时间内(1s)阿兰 均方差相近,但低等级晶振长时间内存在频率漂移。此外,对常用的三款商用接收机 在 GNSS 信号完全断开时的测试也表明,短时间内接收机中时钟频率稳定度较高(Niu et al., 2015b)。该测试利用高频率稳定度的芯片级原子钟作为时钟参考对接收机秒脉冲 (Pulse Per Second, PPS)信号进行测量,在 600s 无卫星信号情况下,接收机输出的 PPS 信号与 GPS 时间整秒之间的误差呈线性增加,表明此三款接收机频率误差 f_{clock} 为 固定值,也即是短期内频率误差主要为白噪声,或者可通过时钟控制技术得到频率斜升的变化率对频率斜升进行简单有效的补偿,若是存在更复杂的时钟误差,则难以在 600s 内实现 PPS 信号误差的线性增加。

由于载波开环跟踪仅适用于数十秒之内的短期频率和相位维持,因此在对 f_{clock} 项 进行重构时,仅考虑白噪声项以及线性漂移项。在所有卫星都被遮挡情况下, f_{clock} 需 要利用遮挡前的信息进行估计。对于白噪声起主导的时钟,可利用开环前正常跟踪得 到的 f_{clock} 均值或者零阶线性拟合作为开环后的 f_{clock} 估计值;对于频率线性漂移起主导 的时钟,可利用开环前正常跟踪得到的 f_{clock} 的一阶线性拟合作为 f_{clock} 估计值。这两种 方法都需要对接收机估计的钟偏进行缓存以便在开环时用于计算均值和拟合。当所有 卫星信号都被遮挡之后,没有正常跟踪的信号通道,此时利用均值或拟合得到的 f_{clock} 与 f_{d} 进行开环跟踪。

在部分卫星可见情况下,当重构 f_d 之后,通过式(3.41)可得每个正常跟踪通道 独立跟踪获得的 f_{clock} ,且表示为:

$$f_{clock} = f_{track} - f_d + f_{noise} \tag{3.51}$$

由于通过不断更新跟踪环得到的 f_{clock} 更能反映时钟频率的瞬时变化,而同一载波 频率时各个通道的 f_{clock} 相同,不同载波频率的不同系统之间也只需通过载波波长进行 转换,因此通道间进行辅助可得到更高精度的时钟频率估计值。由于正常跟踪通道可 以稳定跟踪载波相位观测值,时钟频率的任何波动对载波相位跟踪结果不会产生累积 误差,只会引入初始相位误差。静止情况下忽略由载体运动引起的晶振相位抖动误差。 由晶振频率漂移随时间的累积引起的相位抖动噪声均方差的估算公式为(2.23),利用 该式可计算 σ_A 。图 3.12 中下半部分为某高精度 OCXO 的阿兰均方差曲线图,图中使 用的是 f_{clock} 得到的阿兰均方差,而在衡量频率稳定度时使用归一化的 f_{err} 的值计算阿 兰均方差。因此将图 3.12 中的阿兰均方差值根据式(3.46)除以 L1 载波频率转换为此 处需要的 $\sigma_{a}(\tau)$,可得 τ 为 1s 时该 OCXO 的阿兰均方差约为6.8×10⁻¹¹。利用该阿兰方 差结果可得相干时间为 1ms 时的晶振相位抖动噪声均方差为 0.039°, 该相位误差远 小于锁相环热噪声引起的相位抖动。通过速度解算得到的 fclock 噪声水平与环路跟踪频 率 f_{track} 噪声水平相关,而 f_{track} 噪声与环路带宽、积分时间等参数相关。为了得到较可 靠的晶振参数,利用氢原子钟作为频率源,通过专业的频率对比仪器分析了较低精度 的 OCXO 参数。通过连续 20 个小时的测试,得到该 OCXO 的 1s 阿兰均方差为 2.57×10⁻¹⁰, 与图 3.10 和图 3.11 中得到的阿兰均方差数量级一致。

本使用通道间频率辅助时,单个正常跟踪通道即可提供 *f*_{clock} 估计值。但式(3.49) 表示的时钟频率估计值包含噪声,为了降低噪声可使用多个正常跟踪通道得到的 *f*_{clock} 估计值求平均作为最终的 *f*_{clock} 辅助信号遮挡通道的开环跟踪。假设 *f*_{clock} 中包含白噪声 成分,且各个通道的白噪声相互独立,根据高斯白噪声特性,对多个通道白噪声进行

59

求均值后的白噪声均方差与求均值前各个白噪声的均方差的关系为:

$$\sigma_{sum} = \frac{\sqrt{\sum_{i}^{N} \sigma_{i}^{2}}}{N}$$
(3.52)

其中*σ_i*为第*i*个跟踪通道的白噪声均方差, *N*为正常跟踪通道个数,因此利用正常跟踪通道的 *f_{clock}* 估计值均值可降低热噪声。特别的,当各个通道的*σ_i* 相同时,此时式(3.52)可改写为:

$$\sigma_{sum} = \frac{\sigma_i}{\sqrt{N}} \tag{3.53}$$

该部分白噪声积分产生随机游走的开环相位误差,随机游走的标准差 σ_r 与其驱动 白噪声的标准差 σ_n 的关系为:

$$\sigma_r = \sqrt{t\sigma_n} \tag{3.54}$$

其中t为白噪声序列长度,取决于 IQ 积分时间和总开环时间。

综上可知,为了降低载波相位开环跟踪误差,一种方法是缩短白噪声序列长度, 也即是使用短时间开环,此方法受限于实际中信号遮挡时间而不具备可行性;另一种 方法是降低通道相位跟踪初始值 ϕ_{t1} 的误差和 f_{track} 的估计误差。降低 ϕ_{t1} 的误差一方面是 提高晶振的稳定性,当晶振为高精度晶振时此项起次要作用,对开环相位误差改善有 限;另一方面是降低环路热噪声均方差 σ_t ,可通过降低环路带宽,增加相干积分时间 以及在信号强度较好时开始开环跟踪实现。在静态时降低 f_{track} 的估计误差主要是降低 f_{clock} 的估计误差,所有卫星均被遮挡时需要利用拟合得到开环时 f_{clock} 估计值,部分卫 星遮挡由于时钟误差在各通道之间具有相关性,利用正常跟踪通道的 f_{clock} 估计值可较 好的辅助被遮挡动态进行开环跟踪。

在得到 f_d 和 f_{clock} 的估计值之后,用这两者直接控制 NCO 频率,开环时间段内这 两者对时间的积分即为相位变化量。开环控制结构如图 3.13 所示,此时由于信号被遮 挡,鉴相器输出为噪声,用于更新 NCO 的频率控制字不再由环路生成,而是直接利用 计算得到的 f_d 和 f_{clock} 对 NCO 进行控制。



图 3.14 为静止场景下所有卫星信号均被遮挡 20s 时进行开环跟踪得到的开环相位 跟踪误差随时间的发散曲线,此时 *f_{clock}* 通过开环前缓存的 *f_{clock}* 值进行拟合得到。图 3.15 为静止场景下单个卫星信号被遮挡 20s 时得到的开环相位跟踪误差随时间的发散 曲线,此时信号被遮挡通道的 f_{clock} 通过其他正常跟踪通道获取。虽然使用的时钟频率稳定度较高,拟合得到的 f_{clock} 误差相比于通道辅助得到的 f_{clock} 误差仍然较大,因此所有卫星均被遮挡时开环相位误差大于单个卫星遮挡时开环相位跟踪误差。



3.6 本章小结

本章首先阐述了弱信号环境下使用 FFT 鉴频器进行载波跟踪的原理,通过 FFT 变换后频域中信号的概率密度函数推导了 FFT 鉴频器的弱信号处理能力。低动态条件下,由于 FFT 变换后信号谱线在零附近,可使用部分频点鉴频从而提高灵敏度。通过理论 公式和蒙特卡洛仿真给出了有导航电文辅助时 FFT 和部分频点 FFT,以及无导航电文 辅助时 SFFT 和部分频点 SFFT 鉴频器正确鉴频概率随信噪比的关系曲线。理论分析和 仿真表明,当 IQ 积分时间为 20ms 时,使用 SFFT 鉴频器时,当 CN0 低于 22dB-Hz 时 鉴频错误概率开始快速增加;使用 FFT 鉴频器时,当 CN0 低于 17dB-Hz 时鉴频错误 概率开始快速增加。动态环境下,分析了恒加速度时正确鉴频概率随载噪比以及动态 的关系。

其次介绍了三种同样具有较好弱信号处理能力的基于能量的鉴频器,分析了各个 方法的优劣并给出了相应的接收机载波跟踪结构,并对比分析了不同鉴频器的性能。

最后在分析了载波环跟踪频率的成分后给出了信号遮挡情况下的载波频率和相位 开环跟踪方法,简要介绍了接收机和卫星相对运动产生的多普勒频率的计算方法;随 后分析了本地时钟造成的频率误差,并从卫星全部遮挡和部分遮挡两方面说明了开环 时本地时钟误差的估计方法,通过通道间辅助进行钟差估计提高了部分卫星遮挡时开 环载波相位跟踪精度。

4 复杂环境下深组合跟踪理论与方法

4.1 引言

信号质量好的强信号环境下,静态时可通过降低锁相环带宽实现高精度载波相位 提取进而获得高精度的载波相位差分定位结果,动态条件下独立接收机环路带宽需要 在热噪声和动态之间进行折中选择。信号质量差的弱信号环境下,静态时可通过 FFT 鉴频器实现弱信号跟踪,但积分时间越长,载波 NCO 的更新速率越低导致动态处理能 力越低,因此也存在动态与灵敏度之间的折中。在信号被完全遮挡情况下,接收机无 法实现对卫星信号的跟踪,静态时由于不用估计接收机速度从而可实现短时间的开环 载波相位或频率的跟踪;而在动态条件下,若可见卫星数量无法实现正常的位置速度 解算,则无法进行开环跟踪。独立接收机难以解决以上三种动态场景问题,阻碍了高 质量观测值的提取,而深组合接收机系统可通过惯导系统获得接收机载体运动动态信 息,并利用该动态信息对接收机跟踪环路辅助从而降低环路跟踪动态应力。深组合模 式下,动态强信号条件下可使用更窄的环路带宽实现载波相位跟踪;动态弱信号条件 下可使用更长的积分时间,更慢的载波 NCO 更新率实现载波频率跟踪;遮挡条件下实 现接收机动态估计从而重构各个卫星跟踪通道载波频率或相位,实现短时间遮挡时的 开环跟踪。

本章围绕利用标量深组合接收机解决以上问题展开,4.2 节介绍标量深组合系统结构以及辅助频率计算方法。由于惯导误差模型是深组合跟踪环误差建模与分析的基础, 4.3 节将惯性传感器误差模型代入惯导误差微分方程推导了惯导速度误差模型。4.4 节 为了分析深组合中闭环误差模型,首先给出深组合闭环传递函数模型;其次分析不同 动态下传统 PLL 环路误差响应;最后结合惯导速度误差模型和传统 PLL 环路误差响应 导出深组合中误差响应并对其特性进行分析。4.5 节分析深组合中开环误差模型,首先 通过开环跟踪结构给出载波相位和载波频率开环跟踪传递函数模型;其次结合惯导速 度误差模型得到时域中载波相位和载波频率跟踪误差并对其特性进行分析。4.6 节首先 给出使用惯导辅助的 FFT 跟踪结构;其次分析 FFT 鉴频器动态跟踪能力,并结合开环频率跟踪误差给出惯导辅助下 FFT 鉴频器动态跟踪能力。

4.2 标量深组合系统

4.2.1 标量深组合系统结构

从辅助对象角度来看,只要惯导对接收机基带信号处理进行了辅助即可称为深组 合系统,因此深组合系统可分为采用矢量跟踪环的矢量深组合结构和采用标量跟踪环 的标量深组合结构。本文涉及的深组合结构为标量深组合结构,也即是接收机跟踪环 路使用传统标量跟踪环,而使用惯导信息对环路进行辅助。图 4.1 为使用标量深组合 的组合导航接收机系统框图。深组合系统由接收机、惯导系统以及组合导航滤波器构 成。接收机部分完成射频信号下变频、量化以及基带信号处理之后提取观测量并解码 导航电文进行 PVT 解算;惯导系统部分首先利用加速度计和陀螺仪获取并输出加速度 和角速度原始测量数据,原始数据经过误差补偿之后用于惯导初始对准,完成初始对 准之后机械编排算法利用惯导数据估计接收机位置、速度、加速度和姿态等惯性导航 结果。在惯导系统和接收机系统完成初始化之后,组合导航卡尔曼滤波器将接收机的 位置和速度解算结果和 INS 推算结果进行数据融合得到更加平滑的位置、速度、姿态 结果以及惯性传感器误差估计值。惯性传感器误差估计值进一步反馈回惯导系统进行 传感器误差补偿,用于弥补惯导系统独立运行时误差随时间发散的问题。

与松组合或者紧组合不同的是,深组合系统中惯导系统在得到载体运动速度之后 转换成载体与卫星之间的多普勒频率并以前馈的形式对接收机跟踪环路进行辅助。接 收机接收到的卫星信号中的多普勒频率由接收机与卫星的相对运动产生,而卫星运动 速度可通过卫星星历计算得到,在惯导辅助下,接收机运动速度可通过惯导机械编排 算法计算得到。在提取足够的观测量之后可计算出卫星与接收机的位置,从而将卫星 与接收机相对运动投影到 LOS 方向获得多普勒频率估计值。动态环境下,该多普勒频 率变化快,接收机跟踪通道无法正常跟踪或者需要增加环路带宽从而引入更多噪声。 而在惯导辅助下,接收机不需要通过载波跟踪环即可得到多普勒频率的估计值。此时 接收机只需要跟踪惯导对多普勒频率估计的误差,而该估计误差远小于多普勒频率本 身,接收机工作在准静态环境,因此深组合接收机中这种前馈辅助形式可削弱动态对 接收机跟踪环的影响,从而改善接收机动态跟踪性能。



图 4.1 深组合导航接收机系统结构

4.2.2 载波频率辅助信息计算

图 4.1 中频率辅助模块进行辅助频率计算,并用于对接收机跟踪环路的辅助。式 (3.41)给出了通道跟踪频率,由于频率辅助的原理是不直接通过环路而是利用其它 信息得到环路跟踪频率的估计值,因此辅助频率的计算也依据该式得到。计算辅助频 率需要计算由卫星与接收机相对运动产生的多普勒频率 f_d和由时钟频偏差产生的 f_{clock} 的估计值。f_d中由卫星运动产生的f_d^{set}利用卫星速度在卫星与接收机 LOS 方向进行投 影,由接收机运动产生的f_d^{set}利用卫星速度在卫星与接收机 LOS 方向进行投 影,由接收机运动产生的f_d^{ret}在惯导辅助下可通过惯导系统得到高速率的速度估计值 之后在卫星与接收机 LOS 方向进行投影。与独立接收机中不同的是,深组合接收机中 接收机定位结果通过组合导航卡尔曼滤波器平滑,此时计算 LOS 时接收机位置不再使 用 PVT 解算得到的位置,而是使用惯导机械编排得到的接收机位置(去除杆臂效应)。 *d*_c 依然通过接收机中 PVT 解算模块的多普勒测速得到。由于f_{clock}随时间变化速率取 决于所使用的本地时钟性能,但通常使用 TCXO或者 OCXO 时f_{clock}变化缓慢。而另一 方面由于 PVT 解算得到的f_{clock}存在较大噪声,因此实际深组合接收机实现过程中 f_{clock} 的辅助信息仅在初始化频率辅助时给出,后续 f_{clock}的变化量依靠跟踪环进行跟踪而不 再使用测速计算值进行更新。图 4.1 中频率辅助模块利用 PVT 解算模块得到的卫星位 置以及惯导机械编排得到的接收机位置计算 LOS 方向单位向量,该单位向量可表示为:

$$\mathbf{I}_{INS}^{sr} = \frac{\mathbf{p}^{sat} - \mathbf{p}_{INS}^{rec}}{\left\| \mathbf{p}^{sat} - \mathbf{p}_{INS}^{rec} \right\|}$$
(4.1)

其中**p**^{rec}_{INS}为接收机位置,该位置通过惯导解算得到的位置利用杆臂投影到接收机天线相位中心并转换到 ECEF 坐标系下。频率辅助模块将 PVT 解算得到的卫星速度投影到 该 LOS 方向 得到 *f*^{sat}_d:

$$f_d^{sat} = \frac{1}{\lambda} \mathbf{v}^{sat} \cdot \mathbf{1}_{INS}^{sr}$$
(4.2)

 f_d 中接收机运动造成的多普勒频率 f_d^{rec} 通过惯导估计的接收机运动速度和 LOS 方向单位向量 $\mathbf{1}_{NS}^{sr}$ 进行计算,且表示为:

$$f_d^{rec} = \frac{1}{\lambda} \mathbf{v}_{INS}^{rec} \cdot \mathbf{1}_{INS}^{sr}$$
(4.3)

其中 \mathbf{v}_{INS}^{rec} 为接收机速度,该速度通过惯导解算得到的速度利用杆臂投影到接收机天线 相位中心。当处理动态信号时,接收机的载波 NCO 需要以高速率更新,比如 1 kHz, 为了提高 f_d 的估计速率,卫星速度可通过式(3.44)的外推方法计算每一毫秒的 \mathbf{v}^{sat} 值。接收机速度 \mathbf{v}_{NS}^{rec} 更新速率和机械编排速率相同,若惯导机械编排速率低于 1kHz, 则利用接收机加速度进行外推为 1kHz。接收机加速度可通过惯导机械编排算法得到, 因此任意时刻接收机速度可表示为:

$$\mathbf{v}^{rec}(T_1 + \Delta t) = \mathbf{v}^{rec}(T_1) + \mathbf{a}^{rec}(T_1) \cdot \Delta t$$
(4.4)

其中 T_1 为惯导机械编排解算时间, Δt 为速度外推时间间隔, \mathbf{a}^{rec} 为通过惯导机械编排

得到的接收机加速度。

结合 f_d^{sat} 和 f_d^{rec} 可得到 f_d 为:

$$f_d = f_d^{sat} - f_d^{rec} = \frac{1}{\lambda} \left(\mathbf{v}^{sat} - \mathbf{v}_{INS}^{rec} \right) \cdot \mathbf{1}_{INS}^{sr}$$
(4.5)

在得到 f_d 和 f_{clock} 后将两者相加即可得到惯导辅助频率 f_{aid} :

$$f_{aid} = f_d + f_{clock} \tag{4.6}$$

该辅助频率与载波环滤波器输出值相加之后用于控制载波环 NCO,由于载波环得 到了接收机速度信息的辅助,接收机载体运动对环路的影响变小。由于使用了载波辅 助码环结构,码跟踪环路也得到了惯导的辅助,因此载波环和码环动态性能都可得到 提高。

4.3 惯导误差传递模型

4.2 节说明了深组合接收机中惯导辅助接收机跟踪环的原理以及深组合接收机系统 结构,并介绍了辅助信息的计算方法,而实际中由于误差的存在,辅助频率的计算必 然存在误差。辅助频率的误差将直接影响深组合闭环和开环跟踪性能,因此在分析闭 环载波相位跟踪误差、开环载波相位和频率跟踪误差以及惯导辅助 FFT 鉴频器跟踪能 力之前需要分析辅助信息误差。惯导辅助频率 f_{aid} 中 f_d^{sat} 误差忽略不计,而 f_{clock} 的变化 量通过环路跟踪,因此 f_{aid} 的误差分析重点是 f_d^{rec},也即是需要分析惯导对接收机载体 速度估计值的误差。

本节首先给出惯导误差微分方程中的速度和姿态误差微分方程,然后通过拉普拉 斯变换得到*s*域速度误差,最后对*s*域速度误差中包含的惯性传感器误差进行细化建 模推导了完整的惯导速度误差模型。

4.3.1 惯导速度误差模型

第二章中已经得到了速度误差和姿态误差的微分方程,利用误差微分方程即可分 析惯导误差传递。将第二章中惯导误差微分方程中的速度和姿态误差微分方程在*n*系 中三个轴向上展开可得(班亚龙,2016):

$$\delta \ddot{v}_{N} = -\left(2v_{E}\omega_{ie}\cos\varphi + \frac{v_{E}^{2}}{(Rn+h)\cos^{2}\varphi}\right)\delta\varphi - \left(\frac{v_{N}v_{D}}{(Rm+h)^{2}} - \frac{v_{E}^{2}\tan\varphi}{(Rn+h)^{2}}\right)\deltah + \frac{v_{D}}{Rm+h}\delta v_{N}$$

$$-\left(2\omega_{ie}\sin\varphi + \frac{2v_{E}\tan\varphi}{Rn+h}\right)\delta v_{E} + \frac{v_{N}}{Rm+h}\delta v_{D} - f_{D}\phi_{pitch} + f_{E}\phi_{yaw} + \delta f_{N}$$

$$\delta \ddot{v}_{E} = \left(2\omega_{ie}(v_{N}\cos\varphi - v_{D}\sin\varphi) + \frac{v_{N}v_{E}}{(Rn+h)\cos^{2}\varphi}\right)\delta\varphi - \left(\frac{v_{E}v_{D}}{(Rn+h)^{2}} + \frac{v_{N}v_{E}\tan\varphi}{(Rn+h)^{2}}\right)\deltah$$

$$+ \left(2\omega_{ie}\sin\varphi + \frac{v_{E}\tan\varphi}{Rn+h}\right)\delta v_{N} + \left(\frac{v_{D}+v_{N}\tan\varphi}{Rn+h}\right)\delta v_{E} + \left(2\omega_{ie}\cos\varphi + \frac{v_{E}}{Rn+h}\right)\delta v_{D} \quad (4.8)$$

$$+ f_{D}\phi_{roll} - f_{N}\phi_{yaw} + \delta f_{E}$$

$$\begin{split} \delta \ddot{v}_{D} &= 2v_{E}\omega_{ie}\sin\varphi\delta\varphi + \left(\frac{v_{E}^{2}}{(Rn+h)^{2}} + \frac{v_{N}^{2}}{(Rn+h)^{2}} - \frac{2g}{\sqrt{RmRn} + h}\right)\delta h - \frac{2v_{N}}{Rm + h}\delta v_{N} \\ &- \left(2\omega_{ie}\cos\varphi + \frac{2v_{E}}{Rn + h}\right)\delta v_{E} - f_{E}\phi_{roll} + f_{N}\phi_{pitch} + \delta f_{D} \\ \dot{\phi}_{roll} &= -\omega_{ie}\sin\varphi\delta\varphi - \frac{v_{E}}{(Rn+h)^{2}}\delta h + \frac{1}{Rn + h}\delta v_{E} + \frac{v_{N}}{Rm + h}\phi_{yaw} \\ &- \left(\omega_{ie}\sin\varphi + \frac{v_{E}\tan\varphi}{Rn + h}\right)\phi_{pitch} - \delta\omega_{N} \\ \dot{\phi}_{pitch} &= \frac{v_{N}}{(Rm + h)^{2}}\delta h - \frac{1}{Rm + h}\delta v_{N} + \left(\omega_{ie}\cos\varphi + \frac{v_{E}}{Rn + h}\right)\phi_{yaw} \\ &+ \left(\omega_{ie}\sin\varphi + \frac{v_{E}\tan\varphi}{Rn + h}\right)\phi_{roll} - \delta\omega_{E} \\ \dot{\phi}_{yaw} &= -\left(\omega_{ie}\cos\varphi + \frac{v_{E}}{(Rn + h)\cos^{2}\varphi}\right)\delta\varphi + \frac{v_{E}\tan\varphi}{(Rn + h)^{2}}\delta h - \frac{\tan\varphi}{Rn + h}\delta v_{E} \\ &- \left(\omega_{ie}\cos\varphi + \frac{v_{E}}{Rn + h}\right)\phi_{pitch} - \frac{v_{N}}{Rm + h}\phi_{roll} - \delta\omega_{D} \end{split}$$
(4.12)

其中 f_* 为加速度计测量比力, δ_* 为加速度计比力测量误差, δ_{0*} 为陀螺角速率测量误差。为了便于误差分析, 仅考虑速度误差和姿态误差的主要影响因素而忽略次要因素, 需要对式 (4.7) ~ (4.12)进行简化, 简化基于以下假设: 1)导航系统在地球表面附近做低动态匀加速运行; 2)惯性器件三个轴向一致。速度和姿态误差微分方程保留主要误差项之后可得(Niu et al., 2015a):

$$\begin{split} \delta \dot{v}_{N} &= -f_{D} \phi_{pitch} + f_{E} \phi_{yaw} + \delta f_{N} \\ \delta \dot{v}_{E} &= f_{D} \phi_{roll} - f_{N} \phi_{yaw} + \delta f_{E} \\ \delta \dot{v}_{D} &= -f_{E} \phi_{roll} + f_{N} \phi_{pitch} + \delta f_{D} \\ \dot{\phi}_{roll} &= -\delta \omega_{N} \\ \dot{\phi}_{pitch} &= -\delta \omega_{E} \\ \dot{\phi}_{yaw} &= -\delta \omega_{D} \end{split}$$

$$(4.13)$$

同第二章中相同,将简化后的速度和姿态误差微分方程写成系统状态方程,状态 方程可表示为:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) \tag{4.14}$$

其中 $\mathbf{x}(t)$ 为误差状态矢量,包括速度误差和姿态角误差,F为系统状态转移矩阵, $\mathbf{w}(t)$ 为系统驱动白噪声矢量。 $\mathbf{x}(t)$ 、F和 $\mathbf{w}(t)$ 可分别表示为:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} \delta v_N & \delta v_E & \delta v_D & \phi_{roll} & \phi_{pitch} & \phi_{yaw} \end{pmatrix}^T$$
(4.15)

$$\mathbf{w}(t) = \left(\delta f_N \quad \delta f_E \quad \delta f_D \quad -\delta \omega_N \quad -\delta \omega_E \quad -\delta \omega_D \right)^T \tag{4.17}$$

在低动态假设条件下短时间内**F**为常数矩阵,因此系统状态转移方程为常系数微分方程,将状态转移方程变换到*s*域可得:

$$\mathbf{s}\mathbf{x}(s) - \mathbf{x}(0) = \mathbf{F}\mathbf{x}(s) + \mathbf{w}(s)$$
(4.18)

其中**x**(0)为系统在时域内初始状态矢量,也即是初始速度误差以及初始姿态误差。将 其改写成**x**(*s*)的函数为:

$$\mathbf{x}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1}(\mathbf{x}(0) + \mathbf{w}(s))$$
(4.19)

其中(s**I**−**F**)⁻¹可表示为:

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{F})^{-1} = \begin{pmatrix} 1/s & 0 & 0 & 0 & -f_D/s^2 & f_E/s^2 \\ 0 & 1/s & 0 & f_D/s^2 & 0 & -f_N/s^2 \\ 0 & 0 & 1/s & -f_E/s^2 & f_N/s^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/s \end{pmatrix}$$
(4.20)

通过式 (4.15)、(4.17)、(4.19) 和 (4.20) 即可得到 *s* 域速度误差,将 *s* 域速度 误差展开可得:

$$\delta v_{N}(s) = \frac{\delta v_{N}(0)}{s} - \frac{f_{D}\phi_{pitch}(0)}{s^{2}} + \frac{f_{E}\phi_{yaw}(0)}{s^{2}} + \frac{\delta f_{N}(s)}{s} + \frac{f_{D}\delta \omega_{E}(s)}{s^{2}} - \frac{f_{E}\delta \omega_{D}(s)}{s^{2}}$$

$$\delta v_{E}(s) = \frac{\delta v_{E}(0)}{s} + \frac{f_{D}\phi_{roll}(0)}{s^{2}} - \frac{f_{N}\phi_{yaw}(0)}{s^{2}} + \frac{\delta f_{E}(s)}{s} - \frac{f_{D}\delta \omega_{N}(s)}{s^{2}} + \frac{f_{N}\delta \omega_{D}(s)}{s^{2}}$$

$$\delta v_{D}(s) = \frac{\delta v_{D}(0)}{s} - \frac{f_{E}\phi_{roll}(0)}{s^{2}} + \frac{f_{N}\phi_{pitch}(0)}{s^{2}} + \frac{\delta f_{D}(s)}{s} + \frac{\delta f_{D}(s)}{s^{2}} - \frac{f_{N}\delta \omega_{E}(s)}{s^{2}} - \frac{f_{N}\delta \omega_{E}(s)}{s^{2}}$$
(4.21)

4.3.2 惯性传感器误差模型

由于此时并未对传感器误差进行建模,因此式(4.21)中仅使用 **df**(s)和 **dw**(s)指代 加速度计和陀螺仪误差的 s 域模型。为了进一步分析速度误差与传感器误差之间的关 系,需要对传感器误差进行具体化。根据惯性器件特性,此处将加速度计和陀螺仪误 差分别建模为零偏和白噪声,仅考虑加速度计的比例因子误差而忽略陀螺仪的比例因 子误差可得传感器误差模型为:

$$\partial \mathbf{f}(t) = \mathbf{b}_{a,c} + \mathbf{b}_{a,d}(t) + diag(\mathbf{f}(t))\mathbf{s}_a + \mathbf{w}_a(t)$$
(4.22)

$$\delta \omega(t) = \mathbf{b}_{g,c} + \mathbf{b}_{g,d}(t) + \mathbf{w}_{g}(t)$$
(4.23)

其中 $\mathbf{b}_{a,c}$ 和 $\mathbf{b}_{g,c}$ 分别是建模为随机常数的加速度计和陀螺仪常值零偏矢量,每次惯性器件上电工作时为随机值,而在一次工作过程中保持恒定, $\mathbf{b}_{a,d}(t)$ 和 $\mathbf{b}_{g,d}(t)$ 为惯性器件零偏漂移矢量,可建模为一阶高斯-马尔科夫过程,diag()函数用于将矢量转换成对角矩阵, \mathbf{s}_a 为加速度计比例因子误差矢量,建模为随机常数, $\mathbf{w}_a(t)$ 和 $\mathbf{w}_g(t)$ 分别是建模为高斯白噪声的加速度计和陀螺仪零偏白噪声矢量。其中建模为一阶高斯-马尔科夫过程的零偏漂移可进一步表示为:

$$\dot{\mathbf{b}}_{a,d}(t) = -diag\left(\frac{1}{\mathbf{T}_{a,d}}\right) \mathbf{b}_{a,d}(t) + \mathbf{w}_{a,d}(t)$$
(4.24)

$$\dot{\mathbf{b}}_{g,d}(t) = -diag\left(\frac{1}{\mathbf{T}_{g,d}}\right) \mathbf{b}_{g,d}(t) + \mathbf{w}_{g,d}(t)$$
(4.25)

其中 $\mathbf{T}_{a,d}$ 和 $\mathbf{T}_{g,d}$ 为一阶高斯-马尔科夫过程的相关时间矢量, $\mathbf{w}_{a,d}(t)$ 和 $\mathbf{w}_{g,d}(t)$ 为相应的驱动白噪声矢量。对式(4.24)和(4.25)进行拉普拉斯变换可得s域中零偏漂移的一阶高斯-马尔科夫模型为:

$$\mathbf{b}_{a,d}(s) = \frac{\mathbf{b}_{a,d}(0) + \mathbf{w}_{a,d}(s)}{s + \mathbf{T}_{a,d}^{-1}}$$
(4.26)
$$\mathbf{b}_{g,d}(s) = \frac{\mathbf{b}_{g,d}(0) + \mathbf{w}_{g,d}(s)}{s + \mathbf{T}_{g,d}^{-1}}$$
(4.27)

一阶高斯-马尔科夫过程的初值 $\frac{\mathbf{b}_{a,d}(0)}{s+\mathbf{T}_{a,d}^{-1}}$ 、 $\frac{\mathbf{b}_{a,d}(0)}{s+\mathbf{T}_{a,d}^{-1}}$ 在时域内为按照指数衰减的量 $\mathbf{b}_{a,d}(0)\exp(-\mathbf{T}_{a,d}^{-1}t)$ 和 $\mathbf{b}_{a,d}(0)\exp(-\mathbf{T}_{a,d}^{-1}t)$,由于相关时间 $\mathbf{T}_{a,d}$ 和 $\mathbf{T}_{g,d}$ 通常较大,而此处仅 考虑短时间内的惯导误差发散,因此初值随时间的衰减较小可将该项归入到 $\mathbf{b}_{a,c}$ 和 $\mathbf{b}_{g,c}$ 之内。在恒加速运动时,综合以上各项传感器误差可得*s*域内传感器误差模型为:

$$\delta \mathbf{f}(s) = \frac{\mathbf{b}_{a,c}}{s} + \frac{\mathbf{w}_{a,d}(s)}{s + \mathbf{T}_{a,d}^{-1}} + \frac{diag(\mathbf{f})\mathbf{s}_a}{s} + \mathbf{w}_a(s)$$
(4.28)
$$\delta \mathbf{\omega}(s) = \frac{\mathbf{b}_{g,c}}{s} + \frac{\mathbf{w}_{g,d}(s)}{s + \mathbf{T}_{g,d}^{-1}} + \mathbf{w}_g(s)$$
(4.29)

将传感器误差代入速度误差函数 (4.21) 中可得:

$$\delta v_N(s) = \frac{\delta v_N(0)}{s} - \frac{f_D \phi_{pitch}(0)}{s^2} + \frac{f_E \phi_{yaw}(0)}{s^2} + \frac{1}{s} \left(\frac{b_{a,cN}}{s} + \frac{w_{a,dN}(s)}{s + T_{a,dN}^{-1}} + \frac{f_N s_{aN}}{s} + w_{aN}(s) \right) + \frac{f_D}{s^2} \left(\frac{b_{g,cE}}{s} + \frac{w_{g,dE}(s)}{s + T_{g,dE}^{-1}} + w_{gE}(s) \right) - \frac{f_E}{s^2} \left(\frac{b_{g,cD}}{s} + \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}} + w_{gD}(s) \right)$$
(4.30)

$$\delta v_{E}(s) = \frac{\delta v_{E}(0)}{s} + \frac{f_{D}\phi_{roll}(0)}{s^{2}} - \frac{f_{N}\phi_{yaw}(0)}{s^{2}} + \frac{1}{s} \left(\frac{b_{a,cE}}{s} + \frac{w_{a,dE}(s)}{s + T_{a,dE}^{-1}} + \frac{f_{E}s_{aE}}{s} + w_{aE}(s) \right) - \frac{f_{D}}{s^{2}} \left(\frac{b_{g,cN}}{s} + \frac{w_{g,dN}(s)}{s + T_{g,dN}^{-1}} + w_{gN}(s) \right) + \frac{f_{N}}{s^{2}} \left(\frac{b_{g,cD}}{s} + \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}} + w_{gD}(s) \right)$$
(4.31)
$$\delta v_{D}(s) = \frac{\delta v_{D}(0)}{s} - \frac{f_{E}\phi_{roll}(0)}{s^{2}} + \frac{f_{N}\phi_{pitch}(0)}{s^{2}} + \frac{1}{s} \left(\frac{b_{a,cD}}{s} + \frac{w_{a,dD}(s)}{s + T_{a,dD}^{-1}} + \frac{f_{D}s_{aD}}{s} + w_{aD}(s) \right) + \frac{f_{E}}{s^{2}} \left(\frac{b_{g,cN}}{s} + \frac{w_{g,dN}(s)}{s + T_{g,dN}^{-1}} + w_{gN}(s) \right) - \frac{f_{N}}{s^{2}} \left(\frac{b_{g,cE}}{s} + \frac{w_{g,dE}(s)}{s + T_{g,dE}^{-1}} + w_{gE}(s) \right)$$
(4.32)

其中白噪声由于表达式不确定而依然使用符号代替,后续分析中将分析其统计特性。 表 4.1 为两个不同精度等级惯导的参数列表,表中参数用于式(4.30)~(4.32) 中进行速度误差计算,将用于后续误差分析。

参数类型		符号	FSAS	MTi-G
陀螺	常值零偏	$b_{g,c}$	0.1 deg/ h	15 deg/ h
	高斯-马尔科夫驱动白 噪声功率谱密度	$P_{w_{g,d}}$	$(0.1 \deg/h/s)^2/Hz$	$(100 \deg/h/s)^2/Hz$
	相关时间	$T_{g,d}$	10800 <i>S</i>	600 <i>S</i>
	白噪声功率谱密度	P_{w_g}	$\left(0.15 \text{deg} / \sqrt{h}\right)^2$	$\left(3 \operatorname{deg}/\sqrt{h}\right)^2$
加速度计	常值零偏	$b_{a,c}$	50 mGal	800 mGal
	高斯-马尔科夫驱动白 噪声功率谱密度	$P_{_{W_{a,d}}}$	$(100mGal/s)^2/Hz$	$\left(2000mGal/s\right)^2/Hz$
	相关时间	$T_{a,d}$	10800 <i>S</i>	600 <i>S</i>
	白噪声功率谱密度	P_{w_a}	$\left(0.03m/s/\sqrt{h}\right)^2$	$\left(0.12m/s/\sqrt{h}\right)^2$
	比例因子	s _a	300 <i>ppm</i>	1000 <i>ppm</i>
初始误差	水平速度	$\delta v_N(0) / \delta v_E(0)$	0.008 m/s	0.05 m/s
	横滚/俯仰角	$\phi_{roll}(0)/\phi_{pitch}(0)$	0.01 deg	0.10 deg
	航向角	$\phi_{yaw}(0)$	0.05 deg	0.15 deg

表 4.1 惯导参数列表

得到惯导辅助速度误差之后,将速度误差在 LOS 方向投影并通过载波波长进行转换即可得到针对某一颗卫星的惯导辅助频率误差:

$$\Delta f_{IMU}(s) = \frac{1}{\lambda} \, \delta \mathbf{v}(s) \cdot \mathbf{1}_{IN}^{sr}$$

(4.33)

4.4 深组合闭环误差建模及分析

为了分析惯导辅助下接收机通道跟踪性能,需要建立标量深组合跟踪环路数学模型以及惯导误差模型。4.3 节已经分析了惯导误差模型,本节将首先给出深组合跟踪环传递函数模型,在此基础上将惯导误差模型代入深组合跟踪环传递函数可得惯导辅助下的深组合环路跟踪误差。

4.4.1 深组合闭环传递函数

根据图 4.1 所示的深组合接收机结构,可得如图 4.2 所示的跟踪环模型。图中下半部分的接收机跟踪环支路与普通 PLL 环路相同,上半部分用于辅助信息生成,并以前馈的形式用于载波 NCO 控制。



图 4.2 深组合跟踪环路模型

图中 $\theta_i(s)$ 和 $\theta_o(s)$ 为 PLL 的输入与输出相位, $\theta_e(s)$ 为鉴相误差, K_d 和 K_o 分别为 鉴相器和 NCO 增益, F(s)为环路滤波器。辅助信息包括利用惯导估计的载体动态 $f_d^{rec}(s)$,利用星历以及接收机位置估计的卫星动态 $f_d^{sat}(s)$ 以及多普勒测速得到的时钟 漂移频率 $f_{clock}(s)$,由于惯导估计误差的存在, $f_d^{rec}(s)$ 存在频率误差 $\Delta f_{MU}(s)$ 。

辅助信息误差仅考虑惯导辅助误差 Δ*f*_{IMU}(*s*),此时根据环路模型结合图 4.2 中上下 两个支路中的信号可得深组合跟踪环数学模型为:

$$\left(\theta_{i}(s)s + \Delta f_{IMU}(s) + \left(\theta_{i}(s) - \theta_{o}(s)\right)K_{d}F(s)K_{o}\right)\frac{1}{s} = \theta_{o}(s)$$

$$(4.34)$$

因此有惯导辅助的深组合接收机中环路跟踪误差为:

$$\theta_e(s) = -\frac{\Delta f_{IMU}(s)}{s + K_d K_o F(s)} = -\frac{1}{s} \Delta f_{IMU}(s) H_e(s)$$
(4.35)

其中H_e(s)为PLL环路的误差传递函数且可表示为:

$$H_e(s) = \frac{s}{s + K_d K_o F(s)}$$
(4.36)

对于二阶环路, $H_e(s)$ 可表示为:

$$H_{e}(s) = \frac{s^{2}}{s^{2} + 2\xi\omega_{n}s + \omega_{n}^{2}}$$
(4.37)

其中 ξ 为 $H_e(s)$ 对应的系统传递函数的阻尼系数, ω_n 为特征频率。

4.4.2 PLL 环路跟踪误差

通过式(4.35)可知,深组合闭环相位跟踪误差 $\theta_e(s)$ 与 $\Delta f_{MU}(s)$ 和 PLL 环路误差 传递函数 $H_e(s)$ 相关,因此下面首先分析在不同输入误差下 PLL 的误差响应,在此基 础上结合深组合环路中输入误差 $-\frac{1}{s}\Delta f_{MU}(s)$ 即可得到深组合环路中总的相位误差响应。 此外,在无惯导辅助的独立接收机中,需要计算动态条件下相位跟踪误差,因此在分 析相位误差响应时将给出在不同输入误差下最大相位跟踪误差。

1) 速度阶跃相位误差响应

当存在速度阶跃时,跟踪环输入频率产生阶跃,相位随时间线性斜升,此时输入相位可表示为 $\theta_i(t) = \Delta f \cdot t \cdot u(t)$,其中 Δf 为频率阶跃值,*s*域中输入信号为 $\theta_i(s) = \Delta f \cdot \frac{1}{s^2}$,则根据式(4.37)给出的接收机环路中误差传递函数可得相位误差响应为:

$$\theta_{2e}(s) = He(s)\theta_i(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \Delta f \cdot \frac{1}{s^2} = \frac{\Delta f}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$
(4.38)

为了得到相位误差随时间的变化关系,将 $\theta_{2e}(s)$ 变换到时域可得:

$$\theta_{2e}(t) = \frac{\exp(-\xi\omega_n t)\sin(\omega_n\sqrt{1-\xi^2}t)}{\omega_n\sqrt{1-\xi^2}}\Delta f$$
(4.39)

为了评估频率阶跃输入时环路最大相位跟踪误差,需要计算 $\theta_{2e}(t)$ 的最大值点。频率阶跃响应为按照指数衰减的振荡函数,而最大相位跟踪误差为第一个极大值点。第 一个极大值点时 t 为:

$$t = \frac{a \tan(\sqrt{(1-\xi^2)/\xi^2})}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}$$
(4.40)

此时相位跟踪误差为:

$$\theta_{2e}(t) = \frac{\exp\left(-\sqrt{\xi^2/(1-\xi^2)}a \tan\left(\sqrt{(1-\xi^2)/\xi^2}\right)\right)\sin\left(a \tan\left(\sqrt{(1-\xi^2)/\xi^2}\right)\right)}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \Delta f \qquad (4.41)$$

当 ξ 取标准阻尼 $\sqrt{2}/2$ 时可得:

$$\theta_{2e}(t) = \frac{0.4559}{\omega_n} \Delta f = \frac{0.2418}{B_L} \Delta f$$
(4.42)

2) 恒加速度相位误差响应

当载体做恒加速运动时,多普勒频率随时间呈线性斜升,而相位则为二次函数, 此时输入相位可表示为 $\theta_i(t) = \frac{1}{2}\Delta \dot{f} \cdot t^2 \cdot u(t)$,其中 $\Delta \dot{f}$ 为频率变化率,此时s域中输入信 号为 $\theta_i(s) = \Delta \dot{f} \cdot \frac{1}{s^3}$,对应的相位误差响应为:

$$\theta_{3e}(s) = He(s)\theta_i(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \Delta \dot{f} \cdot \frac{1}{s^3} = \frac{\Delta \dot{f}}{s^3 + 2\xi\omega_n s^2 + \omega_n^2 s}$$
(4.43)

同样,将 θ₃(s)利用拉普拉斯逆变换变换到时域可得:

$$\theta_{3e}(t) = \frac{\Delta \dot{f}}{\omega_n^2} - \frac{\exp\left(-\xi\omega_n t\right) \left(\cosh\left(\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}t\right) + \frac{\xi \sinh\left(\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}t\right)}{\sqrt{\xi^2 - 1}}\right)}{\omega_n^2} \Delta \dot{f}$$
(4.44)

二阶锁相环不能无偏的跟踪恒加速度动态,跟踪误差中包含值为常数的稳态相位 跟踪误差 $\frac{\Delta \dot{f}}{\omega_{*}^{2}}$ 。 $\theta_{3e}(t)$ 取第一个极大值点时t为:

$$t = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \tag{4.45}$$

此时相位跟踪误差为:

$$\theta_{3e}(t) = \frac{\Delta \dot{f}}{\omega_n^2} - \frac{\exp\left(-\pi\sqrt{\xi^2/(1-\xi^2)}\right)\left(\cosh(\pi i) + \sqrt{\xi^2/(\xi^2-1)}\sinh(\pi i)\right)}{\omega_n^2}\Delta \dot{f}$$
(4.46)

当 ξ 取标准阻尼 $\sqrt{2}/2$ 时可得:

$$\theta_{3e}(t) = \frac{1.0432}{\omega_n^2} \Delta \dot{f} = \frac{0.2934}{B_L^2} \Delta \dot{f}$$
(4.47)

3) 加加速度相位误差响应

当载体运动存在加加速度时,多普勒频率为二次函数,输入相位为三次函数,此时输入相位可表示为 $\theta_i(t) = \frac{1}{6} \stackrel{\bullet}{\Delta f} \cdot t^3 \cdot u(t)$,其中 $\stackrel{\bullet}{\Delta f}$ 对应加加速度的强度,此时s域中输入信号为 $\theta_i(s) = \stackrel{\bullet}{\Delta f} \cdot \frac{1}{s^4}$,对应的相位误差响应为:

$$\theta_{4e}(s) = He(s)\theta_i(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \Delta f \cdot \frac{1}{s^4} = \frac{\Delta f}{s^4 + 2\xi\omega_n s^3 + \omega_n^2 s^2}$$
(4.48)

将 $\theta_{4e}(s)$ 变换到时域可得:

$$2\xi \exp\left(-\xi \omega_n t\right) \left(\cosh\left(\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}t\right) - \frac{\sinh\left(\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}t\right) \left(\xi \omega_n + \frac{-4\xi^2 \omega_n + \omega_n}{2\xi}\right)}{\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}}\right) \\ \theta_{4e}(t) = \frac{2\xi}{\omega_n^3} - \frac{t}{\omega_n^2} - \frac{\omega_n^3}{\omega_n^3}$$

$$(4.49)$$

由于二阶环在处理加加速度时相位响应中包含 $\frac{t}{\omega_n^2}$ 项,该项使得相位误差随时间发散,因此在接收机设计中如果需要处理加加速度则不能使用二阶环,且 $\theta_{4e}(t)$ 也不存在最大值。但式(4.30)~(4.32)所示的惯导辅助信息误差中有等效为加加速度的误差项,因此此处给出二阶环的加加速度相位误差响应,便于后续分析惯导误差对环路的影响。

4.4.3 深组合跟踪环误差模型

4.4.2 节中分析可知,锁相环瞬态响应与阻尼系数以及环路特征频率有关,锁相环 中阻尼系数决定了环路对激励响应的灵活度,阻尼系数越大,环路瞬态响应中振荡越 轻微,环路稳定性越高,但表现为对激励反应迟缓。在二阶环中当环路特征频率 ω_n 确 定时,阻尼系数为 0.5 时环路具有最好的噪声性能(董喜艳,2012),但为了平衡噪声 性能与环路稳定性,环路滤波器阻尼系数通常设置为标准阻尼 $\sqrt{2}/2$ 。然而从 4.4.2 节 的分析可知,使用标准阻尼时误差响应公式较为复杂,为了简化分析,班亚龙 (2016) 使用临界阻尼系数 1。临界阻尼为过阻尼和欠阻尼分界点,以式 (4.39)为例,使用临 界阻尼系数时,由于 $\lim_{\xi \to 1} \frac{\sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2}t)}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} = t$,可极大简化 $\theta_e(t)$ 的表达式,方便后续分析, 此时误差响应函数不再振荡。此处同样为了简化分析使用针对阻尼系数为 1 时的环路 进行分析。当 ξ 为1时,令式 (4.39)、(4.44)和 (4.49)中 Δf 、 Δf 和 Δf 为1可得: $\theta_{2e}(t) = texp(-\omega,t)$ (4.50)

$$\theta_{3e}(t) = \frac{1}{\omega_n^2} - \frac{\exp(-\omega_n t)}{\omega_n^2} (1 + \omega_n t)$$
(4.51)

$$\theta_{4e}(t) = \frac{\exp(-\omega_n t)}{\omega_n^3} (2 + \omega_n t) - \frac{1}{\omega_n^3} (2 - \omega_n t)$$
(4.52)

结合深组合跟踪环路误差公式(4.35)以及惯导速度误差模型可得深组合环路跟踪误差。为了简化分析,此处仅考虑单个方向速度误差,其余方向速度误差分析方法与此相同。并假设速度误差与 LOS 方向一致,则可不考虑向 LOS 单位向量1^{sr}_{NS} 的投影问题。考虑北向速度误差时的环路跟踪误差为:

$$\theta_{e}(s) = -\frac{1}{s} \Delta f_{IMU}(s) H_{e}(s)$$

$$= -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{s} H_{e}(s) \delta v_{N}(s)$$
(4.53)

将
$$H_e(s)$$
 和 $\delta v_N(s)$ 的具体形式代入式 (4.53) 中可得:
 $\theta_e(s) = -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\delta v_N(0)}{s} - \frac{f_D \phi_{pitch}(0)}{s^2} + \frac{f_E \phi_{yaw}(0)}{s^2} + \frac{1}{s} \left(\frac{b_{a,cN}}{s} + \frac{w_{a,dN}(s)}{s + T_{a,dN}^{-1}} + \frac{f_N s_{aN}}{s} + w_{aN}(s) \right) + \frac{f_D}{s^2} \left(\frac{b_{g,cE}}{s} + \frac{w_{g,dE}(s)}{s + T_{g,dE}^{-1}} + w_{gE}(s) \right) - \frac{f_E}{s^2} \left(\frac{b_{g,cD}}{s} + \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}} + w_{gD}(s) \right) \right) \frac{s}{(s + \omega_n)^2}$
(4.54)

其中 $\delta v_N(0)$ 、 $f_D \phi_{pitch}(0)$ 、 $f_E \phi_{yaw}(0)$ 对应项为初始误差造成的相位输入误差,分别为频率阶跃、频率斜升和频率斜升激励响应,其时域响应可通过拉普拉斯逆变换求得。 $b_{a,cN}$ 、 $f_N s_{aN}$ 、 $f_D b_{g,cE}$ 、 $f_E b_{g,cD}$ 对应项为传感器常值零偏和比例因子误差造成的相位输入误差,分别为频率斜升、频率斜升、加加速度和加加速度激励响应。以上七项表 达式确定,可得到时域中相位误差响应表达式,其余项为白噪声相关项,后文将分析 其统计特性。表达式确定项对应三种不同的误差激励,将其与式(4.50)~(4.52)中 的单位激励相结合可得各项在环路中造成的相位误差为:

$$\theta_{e,\delta v_N}(t) = -\frac{\delta v_N(0)}{\lambda} \theta_{2e}(t)$$
(4.55)

$$\theta_{e,\phi_{pitch}}(t) = \frac{f_D \phi_{pitch}(0)}{\lambda} \theta_{3e}(t)$$
(4.56)

$$\theta_{e,\phi_{yaw}}(t) = -\frac{f_E \phi_{yaw}(0)}{\lambda} \theta_{3e}(t)$$
(4.57)

$$\theta_{e,b_{a,cN}}(t) = -\frac{b_{a,cN}}{\lambda} \theta_{3e}(t)$$
(4.58)

$$\theta_{e,s_{aN}}(t) = -\frac{f_N s_{aN}}{\lambda} \theta_{3e}(t)$$
(4.59)

$$\theta_{e,b_{g,cE}}(t) = -\frac{f_D b_{g,cE}}{\lambda} \theta_{4e}(t)$$
(4.60)

$$\theta_{e,b_{g,cD}}(t) = \frac{f_E b_{g,cD}}{\lambda} \theta_{4e}(t)$$
(4.61)

其中 $\theta_{2e}(t)$ 、 $\theta_{3e}(t)$ 和 $\theta_{4e}(t)$ 为接收机锁相环对不同阶数的单位相位误差输入的响应,也 即是式 (4.50)、(4.51)和 (4.52), $\theta_{e,\delta_{N}}(t)$ 为速度初始误差 $\delta_{N}(0)$ 造成的环路相位跟 踪误差, $\theta_{e,\phi_{pitch}}(t)$ 为姿态初始误差 $\phi_{pitch}(0)$ 造成的环路相位跟踪误差, $\theta_{e,\phi_{yaw}}(t)$ 为姿态初 始误差 $\phi_{yaw}(0)$ 造成的环路相位跟踪误差, $\theta_{e,b_{a,eN}}(t)$ 为加速度计常值零偏 $b_{a,eN}$ 造成的环路 相位跟踪误差, $\theta_{e,s_{aN}}(t)$ 为加速度计随机常数的比例因子误差 s_{aN} 造成的环路相位跟踪 误差, $\theta_{e,b_{g,eE}}(t)$ 为陀螺常值零偏 $b_{g,eE}$ 造成的环路相位跟踪误差, $\theta_{e,b_{g,eD}}(t)$ 为陀螺常值零 偏 $b_{g,eD}$ 造成的环路相位跟踪误差。

速度误差 *w_N*(*s*)中白噪声项和白噪声驱动项由于噪声的表达形式不确定,无法给出其系统响应,但可分析噪声经过系统后系统响应的统计特性。班亚龙(2016)利用 卷积积分分析速度误差中白噪声输入产生的系统响应输出的平均功率。利用卷积积分 可得单位功率输入白噪声的输出信号平均功率为(朱华,1990):

$$E(\theta_i^2(t)) = \int_a^t \theta_e^2(v) dv \tag{4.62}$$

其中 θ_e 为误差响应的时域形式。通过式(4.54)可知,北向速度误差中加速度零偏白噪声 $w_{aN}(s)$ 对应二阶相位误差 θ_{2e} ,陀螺零偏白噪声 $w_{gE}(s)$ 和 $w_{gD}(s)$ 对应三阶相位误差 θ_{3e} 。一阶高斯-马尔科夫过程中存在相关时间 $\mathbf{T}_{a,d}$ 和 $\mathbf{T}_{g,d}$,由于相关时间较长,为了简 化分析将其导数 $\mathbf{T}_{a,d}^{-1}$ 和 $\mathbf{T}_{g,d}^{-1}$ 近似为 $\mathbf{0}$,则加速度零偏漂移对应的一阶高斯-马尔科夫过 程驱动白噪声 $w_{a,dN}(s)$ 等效为三阶相位误差 θ_{3e} ,而陀螺零偏漂移对应的一阶高斯-马尔 科夫过程驱动白噪声 $w_{g,dE}(s)$ 和 $w_{g,dD}(s)$ 等效为四阶相位误差 θ_{4e} 。将 $\theta_{2e}(t)$ 、 $\theta_{3e}(t)$ 和 $\theta_{4e}(t)$ 代入式(4.62)中可得表达式不确定的白噪声相关项的输出响应平均功率。

二阶项噪声响应平均功率为:

$$E(\theta_{2i}^{2}(t)) = \int_{0}^{t} \theta_{2e}^{2}(v) dv$$

= $\frac{1}{4\omega_{n}^{3}} - \frac{\exp(-2\omega_{n}t)}{4\omega_{n}^{3}} (2\omega_{n}^{2}t^{2} + 2\omega_{n}t + 1)$

三阶项噪声响应平均功率为:

$$E(\theta_{3i}^{2}(t)) = \int_{0}^{t} \theta_{3e}^{2}(v) dv$$

= $\frac{\exp(-2\omega_{n}t)(16\exp(\omega_{n}t) - 2\omega_{n}^{2}t^{2} - 6\omega_{n}t + 8\exp(\omega_{n}t)\omega_{n}t + 4\exp(2\omega_{n}t)\omega_{n}t - 5)}{4\omega_{n}^{5}} - \frac{11}{4\omega_{n}^{5}}$
(4.64)

四阶项噪声响应平均功率为:

$$E(\theta_{4i}^{2}(t)) = \int_{0}^{t} \theta_{4e}^{2}(v) dv$$

= $\frac{t^{3}}{3\omega_{n}^{4}} - \frac{3}{4\omega_{n}^{7}} + \frac{\exp(-2\omega_{n}t)(16\exp(\omega_{n}t) - 13)}{4\omega_{n}^{7}} - \frac{t^{2}\exp(-2\omega_{n}t)(2\exp(\omega_{n}t) + 1)^{2}}{2\omega_{n}^{5}}$ (4.65)
 $-\frac{t\exp(-2\omega_{n}t)(8\exp(\omega_{n}t) - 8\exp(2\omega_{n}t) + 5)}{2\omega_{n}^{6}}$

通过 $E(\theta_{2i}^{2}(t))$ 、 $E(\theta_{3i}^{2}(t))$ 和 $E(\theta_{4i}^{2}(t))$ 可得 $\delta v_{N}(s)$ 中白噪声相关项产生的误差响应平均 功率为:

$$\sigma_{w_{a,dN}}^2 \approx \frac{1}{\lambda^2} P_{w_{a,dN}} E\left(\theta_{3i}^2(t)\right)$$
(4.66)

(4.63)

$$\sigma_{w_{aN}}^{2} = \frac{1}{\lambda^{2}} P_{w_{aN}} E(\theta_{2i}^{2}(t))$$
(4.67)

$$\sigma_{w_{g,dE}}^2 \approx \frac{f_D^2}{\lambda^2} P_{w_{g,dE}} E(\theta_{4i}^2(t))$$
(4.68)

$$\sigma_{w_{gE}}^{2} = \frac{f_{D}^{2}}{\lambda^{2}} P_{w_{gE}} E(\theta_{3i}^{2}(t))$$
(4.69)

$$\sigma_{w_{g,dD}}^2 \approx \frac{f_E^2}{\lambda^2} P_{w_{g,dD}} E\left(\theta_{4i}^2(t)\right)$$
(4.70)

$$\sigma_{w_{gD}}^{2} = \frac{f_{E}^{2}}{\lambda^{2}} P_{w_{gD}} E(\theta_{3i}^{2}(t))$$
(4.71)

其中 $\sigma_{w_{a,dN}}^2$ 为加速度计零偏漂移驱动白噪声 $w_{a,dN}(s)$ 产生的环路相位跟踪误差平均功率, $P_{w_{a,dN}}$ 为白噪声 $w_{a,dN}(s)$ 的功率谱密度, $\sigma_{w_{aN}}^2$ 为加速度计零偏白噪声 $w_{aN}(s)$ 产生的环路 相位跟踪误差平均功率, $P_{w_{aN}}$ 为白噪声 $w_{aN}(s)$ 的功率谱密度, $\sigma_{w_{a,dE}}^2$ 为陀螺东向零偏漂 移驱动白噪声 $w_{g,dE}(s)$ 产生的环路相位跟踪误差平均功率, $P_{w_{g,dE}}$ 为白噪声 $w_{g,dE}(s)$ 的功 率谱密度, $\sigma^2_{w_{gE}}$ 为陀螺东向零偏白噪声 $w_{gE}(s)$ 产生的环路相位跟踪误差平均功率, $P_{w_{gE}}$ 为白噪声 $w_{gE}(s)$ 的功率谱密度, $\sigma^2_{w_{g,dD}}$ 为陀螺地向零偏漂移驱动白噪声 $w_{g,dD}(s)$ 产生的环 路相位跟踪误差平均功率, $P_{w_{g,dD}}$ 为白噪声 $w_{g,dD}(s)$ 的功率谱密度, $\sigma^2_{w_{gD}}$ 为陀螺地向零 偏白噪声 $w_{gD}(s)$ 产生的环路相位跟踪误差平均功率, $P_{w_{gD}}$ 为白噪声 $w_{gD}(s)$ 的功率谱密度。

4.4.4 深组合跟踪环误差分析

式(4.55)~(4.61)和(4.66)~(4.71)分别给出了利用随机常数建模的确定项 和白噪声相关项造成的闭环载波相位跟踪误差,将表 4.1 中相应的参数以及载体运动 加速度代入其中可得 FSAS 和 MTi-G 辅助时环路跟踪误差。此时假设载体在水平方向 运动,东向和北向加速度分别为 $20m/s^2$ 和 $12m/s^2$ 。图 4.3 为 FSAS 对应的闭环载波 相位跟踪误差,其中 a)和 b)分别是环路带宽为 15Hz 时得到的各个确定项和白噪声 相关项造成的跟踪误差及其总误差,c)和d)分别是环路带宽为3Hz时得到的确定项 和白噪声相关项造成的跟踪误差及其总误差。确定项总误差通过各项误差求和得到, 白噪声相关项计算的是噪声标准差,因此总误差的标准差通过白噪声之和的标准差计 算方法得到。通过 a)、b) 或者 c)、d) 可知, 在使用 FSAS 时确定项造成的相位跟踪 误差远大于白噪声相关项造成的相位跟踪误差。通过 a)和 c)可知确定项中初始速度 误差 $\delta v_N(0)$ 和初始姿态角误差 $\phi_{vav}(0)$ 产生的相位误差起主导作用。 $\delta v_N(0)$ 和 $\phi_{vav}(0)$ 分 别对应频率阶跃和频率斜升激励,而频率阶跃产生的环路瞬态响应最大值与环路带宽 成反比(式(4.39)),频率斜升激励的稳态响应或瞬态响应最大值与环路带宽的二次 方成反比(式(4.44)),因此环路带宽从15Hz降低到3Hz时环路误差增加,且3Hz时 $\phi_{yaw}(0)$ 产生的相位误差快速增加。此外通过式(4.40)和式(4.45)可知,误差达到最 大值的时间与环路带宽成反比,带宽越大,误差收敛越快,系统对动态的响应越快。 噪声项中仅有加速度零偏白噪声 wan(s) 对应二阶相位,通过二阶项噪声响应平均公式

(4.63)可知,随着时间的增加, $E(\theta_{2i}^{2}(t))$ 将稳定于 $\frac{1}{4\omega_{n}^{3}}$,式(4.63)中指数相关部分 将衰减为 0,因此 $w_{aN}(s)$ 产生的噪声平均功率将随时间趋于稳定。其余噪声对应三阶 相位和四阶相位, $E(\theta_{3i}^{2}(t))$ 和 $E(\theta_{4i}^{2}(t))$ 都将随时间的增加而增加,对应的噪声平均功率 都将发散。b)和 d)中 $w_{aN}(s)$ 产生的相位噪声功率随时间趋于稳定,其余项产生的相 位噪声功率随时间增加,总的噪声功率随时间增加。b)中 1 秒内 $w_{aN}(s)$ 产生的噪声功 率最大,在降低环路带宽时,由于高阶项增加更快,因此 d)中 $w_{a,dN}(s)$ 产生的噪声功 率增长为最大值。此外,需要说明的是,当组合导航滤波器收敛之后,可获得加速度 计和陀螺仪常值零偏 $\mathbf{b}_{a,c}$ 和 $\mathbf{b}_{s,c}$ 的估计值,可降低传感器常值零偏的影响。当环路滤波

76



器收敛之后,速度初始误差 $\delta v_N(0)$ 的影响也可被去除(Zhang et al., 2017)。

图 4.4 为 MTi-G 对应的闭环载波相位跟踪误差,其中 a)和 b)分别是环路带宽为 15Hz 时得到的确定项和白噪声相关项造成的跟踪误差,c)和 d)分别是环路带宽为 3Hz 时得到的确定项和白噪声相关项造成的跟踪误差。使用 MTi-G 时确定项造成的相 位跟踪误差依然是误差的主要成分。通过 a)和 c)可知确定项中初始速度误差 $\delta v_N(0)$ 和初始姿态角误差 $\phi_{yaw}(0)$ 产生的相位误差起主导作用,开始阶段 $\delta v_N(0)$ 造成的相位误 差较大,稳态中 $\phi_{yaw}(0)$ 起主导作用。白噪声相关项中 $w_{a,dN}(s)$ 和 $w_{gD}(s)$ 起主导作用。



由于确定项造成的总误差主要取决于 $\delta v_N(0) \pi \phi_{yaw}(0)$, 而使用 FSAS 时, $\delta v_N(0) \pi \phi_{yaw}(0)$, 可使用 MTi-G, 因此载体做机动时使用 FSAS 进行环路辅助得到的相位跟踪误差小于使用 MTi-G 进行辅助得到的相位跟踪误差。此外, $\phi_{yaw}(0)$ 相关项误差与载体东向加速度 f_E 成正比,载体运动加速度越大, $\theta_{e,\phi_{ww}}(t)$ 越大,总的相位误差越大。

4.5 深组合开环误差建模及分析

4.5.1 深组合开环跟踪模型

当某个通道的卫星信号被完全遮挡,接收机通道鉴别器无法通过有效的 IQ 积分值 对环路 NCO 进行控制时,可以采用第三章介绍的载波相位跟踪保持实现短时间内载波 相位的开环虚拟跟踪或者较长时间的载波频率开环虚拟跟踪。深组合导航系统中接收 机速度可通过惯导机械编排得到并用于开环时通道跟踪频率的重构。在接收机仍然可 获得足够卫星进行定位时,接收机观测值可用于惯导误差校正,惯导速度估计值不会 发散。当接收机多个通道被完全遮挡导致接收机无法实现位置速度解算时,独立接收 机无法获得接收机速度估计值从而无法实现开环跟踪。深组合接收机依然可通过惯导 系统估算接收机速度,然而此时组合导航卡尔曼滤波器由于无法得到有效的接收机位 置速度估计,惯导误差累积导致速度误差发散。惯导系统有着短时精度高的特点,因 此在短时间内接收机无法定位时深组合接收机依然可能实现开环跟踪。

当接收机环路无法更新时,将图 4.2 中的深组合跟踪环模型中接收机支路断开即 可得图 4.5 所示载波开环跟踪模型。



图 4.5 深组合开环跟踪模型

图 4.5 中载波 NCO 仅利用惯导支路进行控制,接收机支路中无法得到有效的鉴相 值 $\theta_e(s)$,因此不用于控制 NCO。此时输入和输出相位之间的关系为:

$$\theta_o(s) = (\theta_i(s)s + \Delta f_{IMU}(s))\frac{1}{s}$$
(4.72)

开环载波相位跟踪误差 δθ(s)可表示为:

$$\delta \Theta(s) = \Theta_i(s) - \Theta_o(s) = -\frac{1}{s} \Delta f_{IMU}(s)$$
(4.73)

开环载波频率跟踪误差 $\partial_{open}(s)$ 可表示为:

$$\mathscr{F}_{open}(s) = -\Delta f_{IMU}(s) \tag{4.74}$$

当组合导航滤波器不工作时,惯导得到的接收机位置和速度估计值都发散,短时间内忽略由于接收机位置估计误差造成的 LOS 方向单位向量误差(位置发散误差远小于卫星与接收机之间距离),辅助频率误差Δf_{MU}(s)依然通过式(4.33)计算。

4.5.2 开环载波相位跟踪误差

以北向为例分析开环载波相位跟踪误差,东向和地向速度误差造成的开环跟踪误差分析方法与北向相同。在不考虑 LOS 方向单位向量1^{sr}_{NS}的投影影响时,根据式(4.73)和式(4.33)可得开环相位跟踪误差*8*(*s*)为:

$$\mathscr{H}(s) = -\frac{1}{s} \frac{1}{\lambda} \mathscr{I}_{N}(s) \tag{4.75}$$

将惯导速度估计误差式(4.30)代入式(4.75)中可得开环相位跟踪误差具体形式:

$$\begin{split} \delta\theta(s) &= -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{s} \delta v_N(s) \\ &= -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{s} \left(\frac{\delta v_N(0)}{s} - \frac{f_D \phi_{pitch}(0)}{s^2} + \frac{f_E \phi_{yaw}(0)}{s^2} + \frac{1}{s} \left(\frac{b_{a,cN}}{s} + \frac{w_{a,dN}(s)}{s + T_{a,dN}^{-1}} + \frac{f_N s_{aN}}{s} + w_{aN}(s) \right) (4.76) \\ &+ \frac{f_D}{s^2} \left(\frac{b_{g,cE}}{s} + \frac{w_{g,dE}(s)}{s + T_{g,dE}^{-1}} + w_{gE}(s) \right) - \frac{f_E}{s^2} \left(\frac{b_{g,cD}}{s} + \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}} + w_{gD}(s) \right) \right) \end{split}$$

δθ(*s*)中非白噪声相关项由于表达式确定可直接通过拉普拉斯逆变换得到时域中开 环相位跟踪误差表达式。*δθ*(*s*)中白噪声相关项由于表达式无法确定,同样利用卷积积 分分析白噪声相关项造成的开环相位跟踪误差的平均功率。对式(4.76)中确定项进 行拉普拉斯逆变换可得开环相位跟踪误差为:

$$\delta \Theta_{\delta v_N}(t) = -\frac{1}{\lambda} \delta v_N(0) t \tag{4.77}$$

$$\delta \theta_{\phi_{pitch}}(t) = \frac{1}{\lambda} f_D \phi_{pitch}(0) \frac{t^2}{2}$$
(4.78)

$$\delta \Theta_{\phi_{yaw}}(t) = -\frac{1}{\lambda} f_E \phi_{yaw}(0) \frac{t^2}{2}$$
(4.79)

$$\delta \theta_{b_{a,cN}}(t) = -\frac{1}{\lambda} b_{a,cN} \frac{t^2}{2}$$
(4.80)

$$\delta\theta_{s_{aN}}(t) = -\frac{1}{\lambda} f_N s_{aN} \frac{t^2}{2}$$

$$(4.81)$$

$$\mathcal{H}_{b_{g,cE}}(t) = -\frac{1}{\lambda} f_D b_{g,cE} \frac{t}{6}$$

$$(4.82)$$

$$\delta \Theta_{b_{g,cD}}(t) = \frac{1}{\lambda} f_E b_{g,cD} \frac{t^3}{6}$$
(4.83)

其中 $\partial_{\delta_{N_N}}(t)$ 为速度初始误差 $\delta_{N_N}(0)$ 造成的开环相位跟踪误差, $\partial_{\theta_{pitch}}(t)$ 为姿态初始误 差 $\phi_{pitch}(0)$ 造成的开环相位跟踪误差, $\partial_{\theta_{pare}}(t)$ 为姿态初始误差 $\phi_{yaw}(0)$ 造成的开环相位 跟踪误差, $\partial_{\theta_{a,cN}}(t)$ 为加速度计常值零偏 $b_{a,cN}$ 造成的开环相位跟踪误差, $\partial_{\theta_{s,aN}}(t)$ 为加 速度计随机常数的比例因子误差 s_{aN} 造成的开环相位跟踪误差, $\partial_{\theta_{s,cP}}(t)$ 为陀螺常值零 偏 $b_{g,cE}$ 造成的开环相位跟踪误差, $\partial_{\theta_{g,cD}}(t)$ 为陀螺常值零偏 $b_{g,cD}$ 造成的开环相位跟踪 误差。由于没有环路滤波器,此时相位误差直接为频率误差 $\Delta f_{IMU}(s)$ 的积分,而 $\Delta f_{IMU}(s)$ 中包含不同阶数的频率误差,因此式 (4.77)~(4.83)所示的开环相位误差 随时间按照不同阶数增长。

对于白噪声相关项产生的开环相位误差,首先以加速度计零偏白噪声为例进行分析。根据式(4.76)可知, *w_{av}*在*s*域中产生的响应为:

$$\partial \Theta_{w_{aN}}(s) = -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^2} w_{aN}(s)$$
(4.84)

因此对于加速度计零偏白噪声 $w_{aN}(s)$,在进行开环相位跟踪时其s域系统传递函数为:

$$H_{w2}(s) = -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^2}$$
(4.85)

对系统函数 H_{w2}(s)进行拉普拉斯逆变换可得系统函数时域表达式为:

$$\delta \Theta_{e,w2}(t) = -\frac{1}{\lambda}t \tag{4.86}$$

在得到传递函数 H_{w2}(s)的时域形式之后,可通过式(4.62)计算单位功率白噪声 产生的响应的平均功率:

$$E\left(\partial \theta_{e,w^2}^2(t)\right) = \int_0^t \partial \theta_{e,w^2}^2(v) dv = \frac{1}{\lambda^2} \frac{t^3}{3}$$
(4.87)

与 $w_{aN}(s)$ 分析方法相同,可得 $w_{a,dN}(s)$ 、 $w_{gE}(s)$ 和 $w_{gD}(s)$ 的传递函数及其拉普拉斯 逆变换为:

$$H_{w3}(s) = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^{3}}$$
(4.88)
$$\delta \theta_{e,w3}(t) = \frac{1}{\lambda} \frac{t^{2}}{2}$$
(4.89)

由于计算白噪声响应的平均功率需要对时域系统函数取平方,所以式(4.88)和式(4.89)中忽略了符号项。利用式(4.62)可得相应的单位功率白噪声产生的响应的 平均功率:

$$E\left(\partial \theta_{e,w3}^{2}(t)\right) = \int_{0}^{t} \partial \theta_{e,w3}^{2}(v) dv = \frac{1}{\lambda^{2}} \frac{t^{5}}{20}$$

$$(4.90)$$

同样w_{g,dE}(s)和w_{g,dD}(s)的传递函数及其拉普拉斯逆变换为:

$$H_{w4}(s) = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^4}$$
(4.91)

$$\delta \theta_{e,w4}(t) = \frac{1}{\lambda} \frac{t^3}{6} \tag{4.92}$$

利用式(4.62)可得相应的单位功率白噪声产生的响应的平均功率为:

$$E\left(\delta\theta_{e,w4}^{2}(t)\right) = \int_{0}^{t} \delta\theta_{e,w4}^{2}(v) dv = \frac{1}{\lambda^{2}} \frac{t^{7}}{252}$$

$$(4.93)$$

通过 $E(\partial_{e,w^2}^2(t))$ 、 $E(\partial_{e,w^3}^2(t))$ 和 $E(\partial_{e,w^4}^2(t))$ 可得 $\partial_{v_N}(s)$ 中白噪声相关项产生的开环 相位跟踪误差的平均功率为:

$$\delta \sigma_{w_{a,dN}}^2 \approx P_{w_{a,dN}} E\left(\delta \theta_{e,w3}^2(t)\right) \tag{4.94}$$

$$\delta \sigma_{w_{aN}}^2 = P_{w_{aN}} E \left(\delta \theta_{e,w2}^2(t) \right) \tag{4.95}$$

$$\delta \sigma_{w_{e,dE}}^2 \approx f_D^2 P_{w_{e,dE}} E \left(\delta \theta_{e,w4}^2(t) \right) \tag{4.96}$$

$$\delta \sigma_{w_{eE}}^2 = f_D^2 P_{w_{eE}} E \left(\delta \theta_{e,w3}^2(t) \right) \tag{4.97}$$

$$\delta \sigma_{w_{g,dD}}^2 \approx f_E^2 P_{w_{g,dD}} E \left(\delta \theta_{e,w4}^2(t) \right)$$
(4.98)

$$\delta \sigma_{w_{eD}}^2 = f_E^2 P_{w_{eD}} E \left(\delta \theta_{e,w3}^2(t) \right) \tag{4.99}$$

其中 $\delta \sigma^2_{w_{a,dN}}$ 为加速度计零偏漂移驱动白噪声 $w_{a,dN}(s)$ 产生的开环相位跟踪误差平均功率, $\sigma^2_{w_{a,N}}$ 为加速度计零偏白噪声 $w_{aN}(s)$ 产生的开环相位跟踪误差平均功率, $\sigma^2_{w_{g,dE}}$ 为陀螺东 向零偏漂移驱动白噪声 $w_{g,dE}(s)$ 产生的开环相位跟踪误差平均功率, $\sigma^2_{w_{g,dE}}$ 为陀螺东向零 偏白噪声 $w_{gE}(s)$ 产生的开环相位跟踪误差平均功率, $\sigma^2_{w_{g,dD}}$ 为陀螺地向零偏漂移驱动白 噪声 $w_{g,dD}(s)$ 产生的开环相位跟踪误差平均功率, $\sigma^2_{w_{g,D}}$ 为陀螺地向零偏白噪声 $w_{gD}(s)$ 产 生的开环相位跟踪误差平均功率。

4.5.3 开环载波相位跟踪误差分析

式(4.77)~(4.83)给出了确定项中各个误差成分产生的开环载波相位跟踪误差, 式(4.94)~(4.99)给出了白噪声相关项造成的开环载波相位跟踪误差平均功率,将 表 4.1 中相应的参数以及载体运动加速度代入其中可得 FSAS 和 MTi-G 辅助时开环相 位跟踪误差。由于下面将对比分析 5 秒内的开环相位误差,因此假设此时东向和北向 加速度分别为 $4m/s^2$ 和 $3m/s^2$ (保证速度在普通车载场景速度范围内)。图 4.6 为 FSAS 对应的开环载波相位跟踪误差,其中 a)和 b)分别是 1 秒开环时间内各个确定 项和白噪声相关项造成的开环相位跟踪误差及其总误差, c)和 d)分别是 5 秒开环时 间内各个确定项和白噪声相关项造成的开环相位跟踪误差及其总误差。由于开环时没 有环路滤波器且惯导误差发散,开环相位误差随时间一直增加。开环跟踪过程中同样 是确定项造成的相位误差远大于白噪声相关项造成的相位误差,但由于白噪声相关项 造成的误差随时间增加得更快,随着开环时间的增加白噪声相关项造成的相位误差在 总误差中所占比例将增加。a)中1秒内, $\delta v_N(0)$ 产生的相位误差占主导,但 c)中5 秒内,姿态误差 $\phi_{vav}(0)$ 产生的误差成为最大误差项,且 $\phi_{nich}(0)$ 产生的相位误差也较大。 在上述载体加速度假设下,5秒内开环相位误差超过180度,因此FSAS不适合用于5 秒及以上时间的开环相位跟踪。但若仅考虑载体做匀速运动,也即是东向和北向加速 度都为 $0m/s^2$,则确定项中仅有 $\delta v_N(0)$ 、 $\phi_{pitch}(0)$ 、 $b_{a,cN}$ 和 $b_{g,cE}$ 产生相位误差,且总相 位误差小于 130 度, 白噪声相关项中 wadw、 waw、 wade 和 wae 产生相位误差, 且相位 误差标准差为 27 度,则总的相位误差(1σ值)小于 180 度可用于开环相位跟踪。白 噪声相关项中,1秒开环时各误差项中wav产生的误差标准差最大,但其随时间的增长 最慢,在5秒开环时wadw产生的误差标准差最大,起主导作用。



图 4.7 为 MTi-G 对应的开环载波相位跟踪误差,其中 a)和 b)分别是 1 秒开环时 间内各个确定项和白噪声相关项造成的开环相位跟踪误差及其总误差。由于使用 MTi-G 时初始速度误差较大,开环跟踪时由 $\delta v_N(0)$ 造成的相位误差快速增加,1 秒内为 94 度,则 2 秒内为 188 度,因此不能用于 2 秒及以上时间的开环跟踪,仅能用于 1 秒的 开环跟踪,此时主要误差由初始速度 $\delta v_N(0)$ 产生。c)和 d)分别是 20 秒开环相位跟踪 误差,由于载波相位和码相位都对应距离测量值,因此载波相位和码相位开环误差计 算方法完全相同,则 20 秒内确定项造成的开环码相位跟踪误差为 7.5m,白噪声相关 项造成的码相位误差标准差为 14.7m,总的码相位误差(1 σ 值)小于 GPS L1 信号的 0.1 个伪码码片,小于北斗 B1 信号的 0.2 个伪码码片,都在标准码环牵引跟踪误差范 围内。因此 MTi-G 不能用于长时间的开环载波相位跟踪,但是可用于开环码相位跟踪。



4.5.4 开环载波频率跟踪误差

当需要较长时间开环跟踪,或惯导精度等级较低时,载波相位开环跟踪误差较大,此时可进行载波频率开环跟踪。以北向为例分析开环载波频率跟踪误差,根据式(4.74)和式(4.33)可得开环载波频率误差*资_{onen}(s*)为:

$$\delta f_{open}(s) = -\frac{1}{\lambda} \, \delta v_N(s) \tag{4.100}$$

将惯导速度估计误差式(4.30)代入式(4.100)中可得开环频率跟踪误差具体形式:

$$\delta f_{open}(s) = -\frac{1}{\lambda} \delta v_N(s)$$

$$= -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\delta v_N(0)}{s} - \frac{f_D \phi_{pitch}(0)}{s^2} + \frac{f_E \phi_{yaw}(0)}{s^2} + \frac{1}{s} \left(\frac{b_{a,cN}}{s} + \frac{w_{a,dN}(s)}{s + T_{a,dN}^{-1}} + \frac{f_N s_{aN}}{s} + w_{aN}(s) \right) (4.101)$$

$$+ \frac{f_D}{s^2} \left(\frac{b_{g,cE}}{s} + \frac{w_{g,dE}(s)}{s + T_{g,dE}^{-1}} + w_{gE}(s) \right) - \frac{f_E}{s^2} \left(\frac{b_{g,cD}}{s} + \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}} + w_{gD}(s) \right) \right)$$

同样将 *ð*_{open}(s) 中误差项分为表达式确定的非白噪声相关项和表达式不确定的白噪 声相关项。对确定项进行拉普拉斯逆变换可得时域中开环频率跟踪误差为:

$$\mathscr{F}_{open,\delta v_N}(t) = -\frac{1}{\lambda} \delta v_N(0) \tag{4.102}$$

$$\delta f_{open,\phi_{pitch}}(t) = \frac{1}{\lambda} f_D \phi_{pitch}(0) t \tag{4.103}$$

$$\delta f_{open,\phi_{yaw}}(t) = -\frac{1}{\lambda} f_E \phi_{yaw}(0) t$$
(4.104)

$$\delta f_{open,b_{a,cN}}(t) = -\frac{1}{\lambda} b_{a,cN} t \tag{4.105}$$

$$\mathscr{F}_{open,s_{aN}}(t) = -\frac{1}{\lambda} f_N s_{aN} t \tag{4.106}$$

$$\partial f_{open,b_{g,cE}}(t) = -\frac{1}{\lambda} f_D b_{g,cE} \frac{t^2}{2}$$
(4.107)

$$\delta f_{open,b_{g,cD}}(t) = \frac{1}{\lambda} f_E b_{g,cD} \frac{t^2}{2}$$

$$(4.108)$$

其中 $\vartheta_{open\delta_{N}}(t)$ 为速度初始误差 $\delta_{N}(0)$ 造成的开环频率跟踪误差, $\vartheta_{open\phi_{pich}}(t)$ 为姿态初 始误差 $\phi_{pitch}(0)$ 造成的开环频率跟踪误差, $\vartheta_{open\phi_{yaw}}(t)$ 为姿态初始误差 $\phi_{yaw}(0)$ 造成的开 环频率跟踪误差, $\vartheta_{openb_{a,ev}}(t)$ 为加速度计常值零偏 $b_{a,cN}$ 造成的开环频率跟踪误差, $\vartheta_{opens_{aN}}(t)$ 为加速度计随机常数的比例因子误差 s_{aN} 造成的开环频率跟踪误差, $\vartheta_{openb_{g,eE}}(t)$ 为陀螺常值零偏 $b_{g,cE}$ 造成的开环频率跟踪误差, $\vartheta_{openb_{g,eD}}(t)$ 为陀螺常值零偏 $b_{g,cD}$ 造成的开环频率跟踪误差。

白噪声相关项产生的开环频率跟踪误差的平均功率计算方法与开环相位跟踪误差的平均功率计算方法相同。加速度计零偏白噪声 $w_{aN}(s)$ 在进行开环频率跟踪时 s 域和时域系统传递函数分别为:

$$H_{fw1}(s) = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s}$$

$$\delta f_{open,w1}(t) = \frac{1}{\lambda}$$
(4.109)
(4.110)

在得到时域传递函数之后,通过式(4.62)计算单位功率白噪声产生的响应的平 均功率:

$$E(\mathcal{F}_{open,w1}^{2}(t)) = \int_{0}^{t} \mathcal{F}_{open,w1}^{2}(v) dv = \frac{1}{\lambda^{2}}t$$
(4.111)

由于加速度计零偏白噪声 w_{aN} 的积分即是其产生的速度误差,也即是 w_{aN} 产生的速度误差为随机游走,而随机游走的平均功率随时间线性增加也从另一方面验证了

 $E(\mathscr{F}_{open,w1}^{2}(t))$ 为一次线性函数。 与 $w_{aN}(s)$ 分析方法相同,可得 $w_{a,dN}(s)$ 、 $w_{gE}(s)$ 和 $w_{gD}(s)$ 的传递函数及其拉普拉斯 逆变换为:

$$H_{fw2}(s) = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^2}$$
(4.112)

$$\mathcal{F}_{open,w2}(t) = \frac{1}{\lambda}t \tag{4.113}$$

利用式(4.113)可得相应的单位功率白噪声产生的响应的平均功率:

$$E(\mathcal{F}_{open,w2}^{2}(t)) = \int_{0}^{t} \mathcal{F}_{open,w2}^{2}(v) dv = \frac{1}{\lambda^{2}} \frac{t^{3}}{3}$$
(4.114)

同样 $w_{g,dE}(s)$ 和 $w_{g,dD}(s)$ 的传递函数及其拉普拉斯逆变换为:

$$H_{fw3}(s) = \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^3}$$
(4.115)

$$\mathcal{F}_{open,w3}(t) = \frac{1}{\lambda} \frac{t^2}{2} \tag{4.116}$$

利用式(4.116)可得相应的单位功率白噪声产生的响应的平均功率为:

$$E(\delta f_{open,w3}^{2}(t)) = \int_{0}^{t} \delta f_{open,w3}^{2}(v) dv = \frac{1}{\lambda^{2}} \frac{t^{5}}{20}$$
(4.117)

通过 $E(\mathscr{J}_{openw1}^{2}(t))$ 、 $E(\mathscr{J}_{openw2}^{2}(t))$ 和 $E(\mathscr{J}_{openw3}^{2}(t))$ 可得 $\delta v_{N}(s)$ 中白噪声相关项产生的 开环频率跟踪误差的平均功率为:

$$\mathscr{F}_{open,w_{a,dN}}^{2} \approx P_{w_{a,dN}} E\left(\mathscr{F}_{open,w2}^{2}(t)\right) \tag{4.118}$$

$$\mathscr{F}_{open,w_{aN}}^2 = P_{w_{aN}} E\left(\mathscr{F}_{open,w_1}^2(t)\right) \tag{4.119}$$

$$\delta f_{open,w_{g,dE}}^2 \approx f_D^2 P_{w_{g,dE}} E(\delta f_{open,w3}^2(t))$$
(4.120)

$$\delta f_{open,w_{gE}}^2 = f_D^2 P_{w_{gE}} E(\delta f_{open,w2}^2(t))$$
(4.121)

$$\partial f_{open,w_{g,dD}}^2 \approx f_E^2 P_{w_{g,dD}} E(\partial f_{open,w3}^2(t))$$
(4.122)

$$\delta f_{open,w_{gD}}^2 = f_E^2 P_{w_{gD}} E\left(\delta f_{open,w2}^2(t)\right)$$
(4.123)

其中 $\delta_{open,w_{adv}}^{2}$ 为加速度计零偏漂移驱动白噪声 $w_{a,dN}(s)$ 产生的开环频率跟踪误差平均功 率, $\delta_{open,w_{aN}}^{2}$ 为加速度计零偏白噪声 $w_{aN}(s)$ 产生的开环频率跟踪误差平均功率, $\delta^2_{open,w_{e,dE}}$ 为陀螺东向零偏漂移驱动白噪声 $w_{g,dE}(s)$ 产生的开环频率跟踪误差平均功率, $\sigma_{w_{ee}}^2$ 为陀螺东向零偏白噪声 $\delta_{open,w_{ee}}^2$ 产生的开环频率跟踪误差平均功率, $\delta_{open,w_{e,dD}}^2$ 为陀 螺地向零偏漂移驱动白噪声 $w_{g,dD}(s)$ 产生的开环频率跟踪误差平均功率, $\partial_{open,w_{eD}}^2$ 为陀 螺地向零偏白噪声wgD(s)产生的开环频率跟踪误差平均功率。

4.5.5 开环载波频率跟踪误差分析

式(4.102)~(4.108)给出了确定项中各个误差成分产生的开环载波频率跟踪误 差,式(4.118)~ (4.123)给出了白噪声相关项造成的开环载波频率跟踪误差平均功 率,将表 4.1 中相应的参数以及载体运动加速度代入其中可得 FSAS 和 MTi-G 辅助时 开环频率跟踪误差,假设东向和北向加速度分别为 $4m/s^2$ 和 $3m/s^2$ 。图 4.8a 和 4.8b 分 别为 FSAS 辅助时 20 秒内确定项和白噪声相关项造成的开环频率跟踪误差,此时初始 速度误差 $\delta_{N_N}(0)$ 造成的频率误差不随时间变化, $\phi_{pitch}(0)$ 和 $\phi_{yaw}(0)$ 产生的误差随时间线 性增加且为主要误差项, $\phi_{vav}(0)$ 产生的误差同时取决于载体东向加速度 f_E 。噪声相关 项中wadw和weE产生的误差占主导作用, weD产生的误差也较大, 此三项功率随时间 的三次方增加,而waN的功率仅随时间的一次方增加,在总误差中影响可忽略。waaF 和weddp产生的误差随时间增加最快,但这两项驱动白噪声功率较小,因此在 20 秒内 产生的频率误差功率较小。确定项和白噪声项产生的误差水平相当,20秒内总频率误 差(1 σ 值)小于 1.1Hz。使用 20msIQ 积分的 FFT 鉴频器鉴频范围为±25Hz,远大于 该频率误差。320ms 时长的 FFT 鉴频器鉴频分辨率为 3.125Hz, 使用三频点 FFT 鉴频 器也可正确鉴别该开环频率误差,因此在卫星信号被遮挡无法实现接收机定位时,20 秒内可通过惯导实现接收机通道频率跟踪,在卫星信号恢复之后接收机通道即可转入 频率跟踪。



图 4.9a 和 4.9b 分别为 MTi-G 辅助时 20 秒内确定项和白噪声相关项造成的开环频 率跟踪误差。确定项中 $\phi_{pitch}(0)$ 和 $\phi_{yaw}(0)$ 为主要误差项, $\delta v_N(0)$ 产生的频率误差不随时 间变化,在总误差中影响同样较小。由于 MTi-G 比例因子误差较大, $b_{a,cN}$ 产生的误差 也较大,而 $b_{g,cE}$ 产生的误差由于随时间的二次方增加,在第 20 秒时也较大。白噪声相 关项中 $w_{e,dE}$ 和 $w_{e,dD}$ 产生的误差功率随时间增长最快, $w_{a,dN}$ 产生的误差功率随时间增

长速度次之,以上三项误差为主要误差项。由于白噪声误差功率随时间增长较快,且 驱动白噪声功率较大,在使用 MTi-G 时,白噪声项产生的误差超过确定项产生的误差 成为主要误差项。使用 MTi-G 进行开环频率辅助时 20 秒内总频率误差(1 σ 值)小于 16Hz,该频率误差在使用 20msIQ 积分的 FFT 鉴频器鉴频范围内。



4.6 惯导辅助 FFT 鉴频器

4.6.1 惯导辅助 FFT 鉴频器结构

弱信号环境下,接收机跟踪环路需要加长积分时间,降低环路的更新率,动态处 理能力下降,相同条件下等效为动态的增加。普通动态的城市车载环境,当接收机加 长积分时间,降低环路带宽时也可能因动态影响而无法实现稳定的信号跟踪。由于惯 导系统实现了载体动态的估计并用于生成多普勒频率辅助跟踪环,跟踪环需要跟踪的 动态大大降低。

图 3.1 给出了利用 FFT 作为鉴频器的载波频率跟踪方法,该方法具有良好的弱信 号处理能力且具有一定的动态处理能力,但弱信号处理能力同样需要与动态处理能力 进行折中选择。恒加速动态环境下,由于 IQ 积分值不再是单频信号而是 LFM 信号, 因此鉴频误差会增加,此外弱信号环境下独立接收机难以处理车载动态信号。由于 FFT 鉴频器兼具弱信号与低动态处理能力,因此在处理车载弱信号时此处选用 FFT 鉴 频器。在使用深组合接收机结构对频率跟踪环路进行辅助之后,动态条件下 FFT 鉴频 器可工作在准静态条件下,此时利用 FFT 鉴频器良好的弱信号处理能力即可实现动态 环境下的弱信号跟踪。

在图 4.1 所示的普通标量深组合接收机系统中使用 FFT 鉴频器替代普通深组合接 收机中载波鉴别器可得到使用 FFT 鉴别器的标量深组合接收机。图 4.10 给出了利用 FFT 鉴别器的惯导辅助 GNSS 接收机深组合模型。图 4.10 中上半部分为利用 FFT 鉴频 器的载波跟踪环路,其结构与图 3.1 相同。与图 3.1 不同的是惯导机械编排得到的速度

与加速度估计值会被投影到卫星与接收机 LOS 方向进而转换为接收机的多普勒频率估计值,并与 FFT 鉴频器鉴频结果一起用于控制载波 NCO。



4.6.2 惯导辅助 FFT 鉴频器动态跟踪能力分析

由于惯导对载体动态估计误差的存在,动态环境得到的辅助频率 f_{aid} 存在误差, 接收机通道为了实现正常的信号跟踪,需要跟踪环承受 f_{aid} 的估计误差。当使用 f_{aid} 辅 助 FFT 鉴频器时,需要 FFT 鉴频器能够处理惯导辅助信息的加速度误差。假设载体进 行恒加速度运动,则 IQ 积分可表示为式 (3.29)。式 (3.29)中多普勒频率和多普勒频 率变化率由卫星与接收机相对运动速度和加速度产生,由于卫星速度和加速度估计精 度较高,为了方便描述此处不再考虑卫星运动的影响。由接收机运动产生的多普勒频 率呈线性增加,且表示为:

$$f_d^{rec} = \frac{v_{LOS,0}}{\lambda} + \frac{a \cdot t}{\lambda}$$
(4.124)

其中 $v_{LOS,0}$ 为接收机进行恒加速运动之前的初始速度在 LOS 方向的投影, a为接收机 加速度在 LOS 方向的投影。 $v_{LOS,0}$ 和a分别对应于式(3.29)中的初始多普勒频率 f_0 和 多普勒频率变化率g。由于 $v_{LOS,0}$ 产生的初始多普勒频率在恒加速运动前已经被跟踪环 跟踪,只有多普勒频率的变化部分 $a \cdot t/\lambda$ 需要被处理。FFT 鉴频器的鉴频范围为:

$$f_{range} = \frac{1}{T} \tag{4.125}$$

其中T为进行 FFT 变换的 IQ 积分时间,频率鉴别范围为[-1/2T~1/2T],由于使用 N 对 IQ 积分进行 FFT 变换, NT 为 FFT 变换时间,记为 T_{FFT} 。在一次 FFT 变换中由接 收机加速度变化带来的多普勒频率变化为 $a \cdot T_{FFT}/\lambda$ 。由于 LFM 信号频谱近似为矩形, 且 FFT 鉴频器的分辨率为式 (3.6),因此矩形多普勒频谱分布在 $a \cdot T_{FFT}^2/\lambda$ 个频点上。 由于 $a \cdot T_{FFT}^2/\lambda$ 频点具有近似相同的频谱能量,FFT 鉴频器会在 $a \cdot T_{FFT}^2/\lambda$ 频点中以相等 的概率选择一个频点作为频率鉴别结果,因此最大的频率鉴别误差为 $a \cdot T_{FFT}/\lambda$ 。在下
一次进行 FFT 变换时,初始频率误差为上一次 FFT 频率鉴别误差,同样在这次 FFT 变换过程中多普勒频率变化量为 $a \cdot T_{FFT}/\lambda$ 。则此次 FFT 变换后频谱分布在 $a \cdot T_{FFT}/\lambda$ 和 $2a \cdot T_{FFT}/\lambda$ 之间,若 $2a \cdot T_{FFT}/\lambda$ 不超过单边频率鉴别范围1/2T,则 FFT 鉴频器依然可正 常工作,此时鉴频结果最大误差仍然为 $a \cdot T_{FFT}/\lambda$ 。因此为了使 FFT 鉴频器能正常工作, 需要加速度a满足以下条件 (Yan et al., 2017):

$$\left. \frac{a}{\lambda} \right| \le \frac{1}{4T_{FFT}T} \tag{4.126}$$

由于*T_{FFT}* 决定了频域内信号的 SNR,因此 FFT 在弱信号下灵敏度取决于*T_{FFT}* 和*N*, 当*T_{FFT}* 越大*N* 越小时,FFT 鉴频器灵敏度越高,但动态处理能力越小。当*T_{FFT}* 固定时, 可降低*T* 来增加鉴频器对动态*a* 的容忍范围,但*N* 的增加会一定程度上降低灵敏度。 若使用部分频点 FFT 作为鉴频器,则由于鉴频范围变窄,对动态的处理能力会进一步 下降。在有惯导辅助时,环路动态*a* 为惯导对接收机加速度的估计误差在 LOS 方向的 投影,因此评估惯导辅助时的动态跟踪能力也即是计算惯导系统的加速度估计误差。

在恒加速运动时,通过惯导速度误差微分方程(4.13)即可得到载体的加速度估 计误差 δ ν。对于一个给定的 IMU, δ 为已知量且姿态角误差 φ 的数量级可通过估算得 到。因此,当得到加速度估计值之后,也即是得到 f_{*}的值之后,可通过式(4.13)计算 惯导对加速度的估计值误差 δ ν,然后对比 FFT 鉴频器的动态跟踪范围即可判断接收机 能否跟踪当前动态。因此通过式(4.13)和式(4.126)可粗略计算不同的*T_{FFT}*和*T*时 惯导辅助的 FFT 鉴频器可跟踪动态范围。

与式(4.126)的导出方法相同,可知为了使 FFT 鉴频器能正常工作,需要在*T_{FFT}*时间内多普勒频率误差和速度误差满足以下条件:

$$f_{error} = \left| \frac{v_{error}}{\lambda} \right| \le \frac{1}{4T} \tag{4.127}$$

4.5 小节得到了开环频率跟踪误差式(4.102)~(4.108)以及白噪声造成的频率 跟踪误差平均功率(4.118)~(4.123),在使用 FFT 鉴频器时,FFT 变换时间 T_{FFT} 内 惯导辅助频率误差与开环频率跟踪误差相同,因此 f_{error} 即是 T_{FFT} 时间内开环频率总误 差,而开环总频率误差需要小于1/4T。

式(4.102)~(4.108)给出了确定项中各个误差成分产生的开环载波频率跟踪误差,式(4.118)~(4.123)给出了白噪声相关项产生开环载波频率跟踪误差平均功率,将表 4.1 中相应的参数代入其中可得 FSAS 和 MTi-G 辅助时不同 FFT 变换时间 T_{FFT} 内频率误差变化。图 4.11 为不同东向加速度以及 T_{FFT} 时确定项和白噪声相关项产生的频率误差(1 σ 值),其中 a)为使用 FSAS 时频率误差,b)为使用 MTi-G 时频率误差。从图 4.11 中可知,随着时间 T_{FFT} 以及载体加速度 f_E 的增加,惯导辅助频率误差增加,使用两种等级惯导都是确定项产生的频率误差起主导作用。



图 4.11 惯导辅助时 $T_{\scriptscriptstyle FET}$ 时间内辅助频率误差

通过式 (4.127) 可得惯导辅助频率误差的最大允许值,图 4.12 为不同 FFT 采样 时间*T*时 FFT 鉴频器可跟踪的动态范围,其中 a)使用 FSAS,b)使用 MTi-G。*T*越 大,FFT 鉴频范围越小,动态处理能力越低,但在 T_{FFT} 一定的情况下灵敏度越高。使 用 FSAS 时:当*T*为 40ms 时,FFT 鉴频器在使用 1 秒的总处理时间 T_{FFT} 时可跟踪东向 加速度为 1000*m*/*s*²的动态;当*T*为 80ms 时,a)中右上角标注 80ms 的区域对应的 T_{FFT} 和 f_E 超出 FFT 鉴频器跟踪范围;当*T*为 160ms 时,a)中右上角标注 160ms 及 80ms 的区域对应的 T_{FFT} 和 f_E 超出 FFT 鉴频器跟踪范围。使用 MTi-G 时:当*T*为 20ms 时,b)中右上角标注 20ms 的区域对应的 T_{FFT} 和 f_E 超出 FFT 鉴频器跟踪范围;当*T*为 40ms 时,b)中右上角标注 40ms及 20ms 的区域对应的 T_{FFT} 和 f_E 超出 FFT 鉴频器跟踪范围;



4.7 本章小结

本章利用惯导辅助的深组合导航系统进行动态以及遮挡环境下信号处理,首先给

出了深组合接收机系统结构以及载波频率辅助信息计算方法,说明了频率辅助误差主要源于惯导估计的载体速度误差;其次基于惯导误差微分方程,通过拉普拉斯变换得到了*s*域速度误差模型,并对速度误差模型中的惯性传感器误差进行建模得到了惯导速度误差模型。

在深组合闭环跟踪模型和惯导速度误差模型的基础上分析了闭环载波相位跟踪误差。由于闭环跟踪误差为惯导速度误差经过跟踪环路的误差响应,因此深组合载波相 位跟踪误差与惯导精度等级和跟踪环参数相关,惯导精度越高得到的惯导速度误差越 小,载波相位跟踪误差越小。深组合载波相位跟踪误差与环路带宽成反相关,且响应 特性与环路滤波器阶数等参数相关。二阶环闭环跟踪分析结果表明,在车载动态条件 下(最大水平加速度约为 2g),高精度和低精度惯导引入的载波相位跟踪误差主要由 随机常数性质误差产生,惯性传感器模型中噪声性质误差产生的载波相位误差可忽略。 15Hz 和 3Hz 环路带宽时,高精度惯导引入的载波相位跟踪误差分别约为 0.25 度和 2 度;低精度惯导引入的载波相位跟踪误差分别约为 1.5 度和 10 度。

通过接收机开环跟踪结构和惯导速度误差模型分析了开环跟踪误差。载波相位开 环跟踪误差仅能维持较短时间(5s以内),而伪码可进行较长时间(20s以上)开环跟 踪。载波频率同样可进行较长时间(20s)开环跟踪。惯性传感器模型中噪声性质误差 产生的开环跟踪误差随时间增长更快,长时间开环跟踪时噪声性质误差不可忽略。

在 FFT 鉴频器动态跟踪能力以及惯导误差模型基础上分析了惯导辅助 FFT 进行频率跟踪时动态跟踪能力。分析表明利用惯导辅助 FFT 鉴频器可实现约 20dB-Hz 弱信号、100g 动态的信号,且可调整 FFT 鉴频器相干积分时间和 FFT 处理总时间实现动态和弱信号跟踪性能的折中调整。

5 深组合接收机设计与优化

5.1 引言

第 3 章分析了无外部辅助时接收机弱信号处理能力以及开环跟踪误差,第 4 章完善了深组合误差模型。本章将搭建深组合 GNSS 软件接收机,并基于第 3 章和第 4 章理论和方法对深组合软件接收机进行优化设计。

5.2 节给出深组合 GNSS 软件接收机系统结构及其工作流程; 5.3 节介绍 GNSS 接 收机实现过程中北斗系统和 GPS 系统在信号捕获与跟踪上的不同点以及处理方法; 5.4 节针对 GNSS 接收机弱信号处理算法进行优化; 5.5 节介绍引入惯导辅助后的深组 合接收机系统的优化方法; 5.6 节为本章内容小结。

5.2 深组合接收机系统设计

5.2.1 软件深组合接收机系统结构

软件深组合接收机利用惯导估计卫星信号中多普勒频率用于卫星信号处理通道辅助,因此该软件接收机包含 GNSS 接收机部分、惯导部分以及多普勒频率预测部分, 其结构如图 5.1 所示。GNSS 接收机部分由基带信号处理和 PVT 解算组成,其处理卫 星信号中频数据。基带信号处理部分主要由 FFT 并行捕获引擎(Psiaki, 2001; O'Driscoll et al., 2008)和多个基带信号处理通道组成。通道主要由伪码发生器、载 波发生器、相关器、导航电文解码模块和观测值提取模块构成,并包含对信号的串行 捕获与跟踪的控制逻辑。PVT 解算部分主要由星历解析、卫星位置计算以及利用最小 二乘实现的接收机 PVT 解算模块构成。通道输出导航电文解码模块解调出的星历数据 以及观测值提取模块提取的观测值,这两者可分别输出到接收机无关的交换格式 (Receiver Independent Exchange Format, RINEX)的星历文件和观测值文件中进行后 处理,或者交给 PVT 模块进行 PVT 解算。

对于 GPS 信号,进行 FFT 捕获时使用传统的并行码相位搜索;对于北斗信号,使 用补零 FFT 进行并行码相位搜索 (Yang et al., 2001a)。若使用串行捕获,则两信号捕 获方法相同。一个基带通道处理一颗卫星播发的一个信号,如一颗 GPS 卫星播发的 L1 C/A 码信号或者一颗北斗卫星播发的 B1 信号。码发生器用于生成 GPS L1 C/A 码和 北斗 B1 信号伪码,通过伪码 NCO 控制伪码生成频率。导航电文解码模块利用 IQ 积 分值进行比特同步和帧同步。强信号时,在帧同步之后进行导航电文解码,对 GPS 信 号导航电文进行汉明校验,对北斗信号导航电文进行去交织和 BCH 校验;弱信号时, 误码率较高不提取导航电文。观测值提取模块通过码发生器和载波发生器提取伪距和 载波相位观测值,强信号跟踪时使用锁相环对载波进行跟踪从而提取载波相位观测值, 弱信号跟踪时使用锁频环对载波进行跟踪,此时无法获取有效的载波相位观测值。跟 踪控制逻辑还对通道跟踪状态进行判断,当检测到跟踪锁定错误时对信号进行重捕获。

93

惯导部分通过中频/惯导数据解码出惯导原始观测值,并利用接收机 PVT 解算得 到的位置和速度进行初始化。完成惯导初始化之后数据解码模块得到的惯导原始观测 值即用于机械编排算法。组合导航滤波器进行 GNSS 和惯导数据融合并用于惯导误差 校正。

在惯导系统初始化之后可通过惯导系统得到高输出率的接收机位置速度估计值, 多普勒预测模块通过接收机位置和速度、卫星位置和速度以及钟漂进行各个卫星通道 多普勒频率预测并用于通道辅助。



图 5.1 软件深组合接收机框图

为了实现不同卫星系统、同一颗卫星发射的不同频率的信号以及同一系统同一频 率点处不同调制方式信号的统一操作,软件深组合接收机使用面向对象的继承机制在 基类通道中实现统一接口,在每个子类通道中实现相应的算法。同样,码发生器以及 电文解码模块也是用相同的实现机制,因此接收机部分可利用统一的操作处理不同的 卫星信号。

5.2.2 软件深组合接收机工作流程

深组合接收机可工作在两种模式下,即无惯导辅助时的独立 GNSS 接收机模式和 有惯导辅助时的深组合 GNSS 接收机模式。两种工作模式下接收机工作流程控制存在 不同,图 5.2 为独立 GNSS 接收机模式时通道工作流程。软件接收机首先读取文件中 中频数据,若无中频数据则退出,有数据时若通道已经初始化则进行跟踪,否则通过 FFT 并行捕获模块进行信号捕获并初始化通道。跟踪过程中进行锁定检测,当检测到 失锁时失锁计数 Cnt1 加 1,并在 Cnt1 超过门限 T2 时将通道复位。当未检测到失锁时 清零 Cnt1,并判断载噪比 CN0 是否超过门限 T1 (CN0 作为码相位锁定指示器用来判 断伪码跟踪是否正常),超过门限则在整秒提取观测值进行定位解算,否则继续读取数 据进行信号跟踪。



图 5.2 独立 GNSS 接收机模式下通道工作流程

图 5.3 为深组合 GNSS 接收机模式时通道工作流程,左半部分为接收机通道工作 流程(部分细节被省略,可参考图 5.2),右半部分为惯导工作流程。接收机通道得到 足够的观测值之后进行 PVT 解算用于惯导初始化,惯导完成初始化之后进行机械编排 并计算辅助信息用于通道辅助。通道根据信号强度工作在不同的状态,当载噪比大于 T3 时为强信号可直接利用锁相环跟踪;否则,当载噪比大于 T4 时为弱信号可利用 FFT 鉴频器进行频率跟踪;当载噪比小于 T4 时若有辅助信息则进行开环跟踪,否则工 作在无惯导辅助模式(图 5.2 所示的独立 GNSS 接收机模式时即为无惯导辅助,与此 处惯导未初始化时工作方式相同),各种跟踪模式中均进行失锁检测。



图 5.3 深组合 GNSS 接收机模式下通道工作流程

5.3 北斗基带信号处理

5.2.1 中介绍了 GNSS 软件接收机系统结构,GPS 信号处理部分作为接收机设计的 基础不再进行介绍,由于 GPS L1 信号和北斗 B1 信号比较相似,北斗接收机设计也可 借鉴 GPS 接收机设计方法,因此下面仅介绍北斗接收机设计中与 GPS 的不同点。由于 NH 码的加入,北斗信号在捕获跟踪方面和 GPS 信号处理存在不同。具体来说,GPS 导航电文 1 比特时长为 20ms,在 20ms 内电文比特保持不变;而北斗 D1 导航电文信 号中 1 比特导航电文虽然时长为 20ms,但被 NH 码调制,20ms 内部存在电平变化, 北斗 D2 导航电文信号中 1 比特时长为 2ms,比特跳变可能频繁发生。北斗信号在进行 捕获时无法确定比特边沿,因此适用于 GPS 信号的 FFT 捕获方法不适用于北斗信号。 同样由于 NH 码的存在,四象限鉴频器也无法正常工作。

5.3.1 添加 NH 码的信号捕获

在利用 FFT 进行快速码相位捕获时,使用剥离载波后的中频信号序列与本地生成的伪码序列利用 FFT 实现快速相关运算。由于导航电文的存在,中频信号序列中有可能发生比特跳变,导致无法得到相关峰而捕获失败。对于导航电文长为 20ms 的 GPS 信号,若进行 1ms 捕获,则导航电文跳变概率相对较低可直接利用 1ms 中频数据进行捕获。另一种做法是取相邻的两组中频数据,强信号时使用两组相邻的 1ms 中频数据,弱信号时使用两组相邻的 10ms 中频数据同时做 FFT 并行捕获 (Psiaki, 2001),由于两组相邻中频数据中必然至少有一组数据不存在比特跳变,因此任何一组中可实现信号捕获即可。对于北斗 D2 导航电文,其电文长度为 2ms,因此 1ms 积分的 FFT 捕获过程可参照上述 GPS 信号捕获方法,捕获时取相邻的两组 1ms 中频数据同时进行 FFT 并行捕获。然而,对于加入了 NH 码调制的北斗 D1 导航电文,一个 NH 码比特长为 1ms,

96

一个伪码周期也长为 1ms,此时相邻的两组 1ms 中频数据可能同时存在比特跳变,因此上述用于 GPS 信号的处理方法无法用于调制有 NH 码的北斗信号。

对于 1ms 的电文比特,如果一次取 2ms 中频数据,则这 2ms 中频数据中必然有一 个完整的 1ms 伪码序列,因此可采用补零后进行 FFT 的方法捕获,其原理如图 5.4 所 示。在截取的 2ms 中频数据中存在一个完整的 1ms 伪码序列,前后两个比特均发生比 特跳变,中频数据起始码相位未知,如图中红色三角形所示。本地生成的 1ms 伪码经 过补零长为 2ms,初始相位为零,如左半部分黄色实线三角形所示。在循环移位相关 过程中,当伪码相位如黄色虚线三角形时,本地伪码相位和中频数据码相位正好对齐, 此时由于本地伪码长为 1ms,其余部分为 0,因此相关过程中只有图 5.4 中相关区域代 表的 1ms 区间进行相关,因此可得到 1ms 的相关结果。而在普通的 FFT 方法中,如果 不采用补零而直接使用 2ms 数据进行相关,则本地生成的伪码相位与中频数据对齐时 如图 5.4 中右半部分所示,此时中间部分进行相关得到正的相关值,而两边部分由于 比特跳变产生负的相关值,因此相互抵消而无法得到相关峰。



补零 FFT 方法的流程如图 5.5 所示。其具体实现步骤为:

1. 读入 2ms 的中频数据 S_{IF} ,将本地生成的载波与中频数据相乘实现载波剥离得 到i和q信号,然后将i和q构成的复数信号进行 FFT 变换。

2. 在本地生成的 1ms 伪随机码尾部补充 1ms 的 0 将其扩展为 2ms 数据,将扩展的 伪码序列用中频采样率进行上采样,上采样数据进行 FFT 变换并取共轭。

3.1 和 2 中得到的信号进行相乘并做逆 FFT 变换即可得到 2ms 中频数据和 2ms 扩 展伪码序列的相关值。然后在前 1ms 数据中寻找相关峰,若出现相关峰,则捕获成功, 此时相关峰在时间轴上的位置即为码相位搜索值。若无相关峰,则在载波多普勒频率 维度继续生成本地载波进行载波剥离,重复步骤1和3直到将所有频率点都搜索。

97



在进行弱信号处理时,1ms 相干积分无法捕获到信号,此时可将包含 NH 码的信号作为 20ms 的长伪随机码进行处理,则北斗 D1 信号的伪码长 20ms,每 20ms 可能存在导航电文比特跳变,因此将上述 1ms 相干积分补零 FFT 处理中 2ms 中频数据替换成 40ms 中频数据,将本地伪码长度从 1ms 变成包含 NH 码的 20ms 进行捕获即可实现 20ms 相干积分。若对北斗 D2 信号进行 2ms 相干积分,则可用 4ms 中频数据进行补零 FFT 捕获。

5.3.2 添加 NH 码的信号跟踪

第二章中在介绍利用相位差鉴频的四象限鉴频器时忽略了导航电文跳变的影响, 对于 GPS L1 C/A 信号,电文长度为 20 ms,而常用的积分时间为 1 ms,因此在 20 ms 中最多发生一次电文跳变对鉴频器影响不大。但对于加入了 NH 码的北斗 B1 信号来说, 比特跳变则可能在连续的毫秒之间发生,导致四象限鉴频器可能无法正常工作(严昆 仑等,2015)。加入 NH 码之后的 IQ 积分可通过式(2.12) 写为:

$$I_{P}(t_{1}) = \sqrt{P_{R}} d(t_{1}) N(t_{1}) \frac{\sin(\pi \delta f_{d}T)}{\pi \delta f_{d}T} \cos\left(2\pi \delta f_{d}\left(t_{1} + \frac{T}{2}\right) + \delta\phi\right)$$

$$Q_{P}(t_{1}) = \sqrt{P_{R}} d(t_{1}) N(t_{1}) \frac{\sin(\pi \delta f_{d}T)}{\pi \delta f_{d}T} \sin\left(2\pi \delta f_{d}\left(t_{1} + \frac{T}{2}\right) + \delta\phi\right)$$
(5.1)

其中, $N(t_1)$ 为积分起始时刻 t_1 的 NH 码,将幅度项 $\sqrt{P_R}$ 和 $\frac{\sin(\pi \delta f_d T)}{\pi \delta f_d T}$ 合并简写为a,与式 (2.13)相似,将式 (5.1)改写成复数形式可得:

$$r_{P}(t_{1}) = I_{P}(t_{1}) + jQ_{P}(t_{1}) = ad(t_{1})N(t_{1})\exp\left(j\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{1} + \frac{T}{2}\right) + \delta\phi\right)\right)$$
(5.2)

由于频率误差 \mathcal{S}_d 的存在, r_p 表示的复数会在复平面中旋转,旋转速度与 \mathcal{S}_d 成正比。 相位差鉴频器就是通过该复数的相位旋转速度计算 \mathcal{S}_d ,而相位旋转速度可通过 r_p 的 相邻两历元的相位差以及时间间隔计算得到。为了计算 r_p 向量相邻历元的相位差,将 $r_p(t_1) = r_p(t_0)$ 的共轭相乘可得:

$$r_{P}(t_{1})r_{P}^{*}(t_{0}) = ad(t_{1})N(t_{1})\exp\left(j\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{1}+\frac{T}{2}\right)+\delta\phi\right)\right)$$

$$ad(t_{0})N(t_{0})\exp\left(-j\left(2\pi\delta f_{d}\left(t_{0}+\frac{T}{2}\right)+\delta\phi\right)\right)$$

$$= a^{2}d(t_{0})d(t_{1})N(t_{0})N(t_{1})\exp\left(j2\pi\delta f_{d}(t_{1}-t_{0})\right)$$

$$= a^{2}d(t_{0})d(t_{1})N(t_{0})N(t_{1})(\cos(2\pi\delta f_{d}T)+j\sin(2\pi\delta f_{d}T))$$
(5.3)

其中相邻时刻差 $t_1 - t_0$ 即为积分时间T。另一方面, $r_P(t_1)$ 和 $r_P(t_0)$ 的共轭相乘也可写成 关于 I_P 和 Q_P 的形式:

$$r_{P}(t_{1})r_{P}^{*}(t_{0}) = (I_{P}(t_{1}) + jQ_{P}(t_{1}))(I_{P}(t_{0}) - jQ_{P}(t_{0}))$$

= $I_{P}(t_{0})I_{P}(t_{1}) + Q_{P}(t_{0})Q_{P}(t_{1}) + j(I_{P}(t_{0})Q_{P}(t_{1}) - Q_{P}(t_{0})I_{P}(t_{1}))$ (5.4)

与式(2.18)相同的方式定义叉积 cross 和点积 dot,对比上面两式可知 dot 为 $r_p(t_1)r_p^*(t_0)$ 的实部、cross 为 $r_p(t_1)r_p^*(t_0)$ 的虚部,因此可分别表示为:

$$dot = I_{P}(t_{0})I_{P}(t_{1}) + Q_{P}(t_{0})Q_{P}(t_{1})$$

$$= a^{2}d(t_{0})d(t_{1})N(t_{0})N(t_{1})\cos(2\pi\delta f_{d}T)$$

$$cross = I_{P}(t_{0})Q_{P}(t_{1}) - Q_{P}(t_{0})I_{P}(t_{1})$$

$$= a^{2}d(t_{0})d(t_{1})N(t_{0})N(t_{1})\sin(2\pi\delta f_{d}T)$$
(5.6)

参考表 2.2 可知,通过 cross 和 dot 可进行频率误差鉴别。四象限反正切鉴频器可 表示为 $2\pi\delta f_d T = a \tan 2(cross, dot)$,其返回的角度值在 $-\pi \sim \pi$ 之间。当 dot 和 cross 的 符号因为电文比特跳变而变化时,鉴频器得到的角度值会有 180 度的变化,从而导致 计算出来的 δf_d 会存在 1/2T Hz 的误差。在 GPS 信号中,由于 20ms 导航电文中不包含 比特跳变,鉴频错误的概率最高为 1/20,而在添加 NH 码的北斗 D1 码中比特跳变可 能连续发生,因此北斗信号处理中无法使用四象限鉴频器。

二象限反正切鉴频器 $2\pi \delta f_d T = a \tan(cross/dot)$ 使用 dot 和 cross 的比值进行鉴频,因此当 $d(t_0)d(t_1)N(t_0)N(t_1)$ 发生跳变导致 dot 和 cross 的符号改变时鉴频结果不会发生改变,因此二象限鉴频器不受 IQ 积分中的比特跳变的影响。但其返回的角度值在 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 之间,鉴频范围较小。

通过向量 r_p 在复平面中的向量旋转示意图 5.6 可以更清楚地说明比特跳变对四象 限鉴频器带来的影响。由于频率误差 δf_d 的存在,在时间 T 内向量 $r_p(t_0)$ 旋转到 $r_p(t_1)$ 处,相位角旋转为 $2\pi\delta f_d T$,其中 $r_p(t_0)$ 的符号为 $d(t_0)N(t_0)$, $r_p(t_1)$ 的符号为 $d(t_1)N(t_1)$ 。当 $d(t_0)N(t_0)$ 和 $d(t_1)N(t_1)$ 的符号相同时,向量 $r_p(t_1)$ 为图中实线向量。当 $d(t_0)N(t_0)$ 和 $d(t_1)N(t_1)$ 的符号不同时,向量 $r_p(t_1)$ 为图中虚线向量,该结果由角度为 $2\pi\delta f_d T$ 的旋转和相位 180 度翻转复合而成,此时逆时针旋转的向量被四象限鉴频器鉴别成顺时针旋转,且旋转角大小为 $\pi - 2\pi\delta f_d T$ 。



图 5.6 相位差鉴频器原理图

鉴频器鉴频结果通过滤波器滤波之后用于反馈控制载波 NCO 从而最终实现频率的 锁定,也即是跟踪过程中 δ_d 为 0,此时在向量图中 r_p 停止旋转。当信号中调制 NH 码 时,由于连续的毫秒之间有可能发生比特跳变,因此 r_p 会有 180 度的角度变化。若此 时 δ_d 为1/2T Hz,则 r_p 又会由 δ_d 产生 180 度的角度变化。因此比特跳变和频率1/2T 的误差叠加在一起导致在向量图中 r_p 的角度变化为零,因此鉴频器输出为零,环路表 现为频率实现了稳定跟踪,然而频率锁定在了错误的频率上,且无法实现载波相位的 正确锁定。由于锁定频率错误,此时从 I 路解调出来的导航比特 $\hat{d}(t)\hat{N}(t)$ 也会发生错误。 若令真实的比特为d(t)N(t),则满足:

$$(\hat{d}(t_1)\hat{N}(t_1))(\hat{d}(t_0)\hat{N}(t_0)) = -(d(t_0)N(t_0))(d(t_1)N(t_1))$$
(5.7)

也即是当相邻的真实比特之间没有符号变化时,解调出来的比特存在符号变化; 当相邻比特之间有符号变化时,解调出来的比特不存在符号变化。因此在跟踪调制有 NH 码的信号时需要使用二象限鉴频器,且需要更高的频率搜索精度防止出现1/2T 的 频率跟踪误差。图 5.7 为无频率偏差时正确的跟踪结果,此时 I 路积分值可提取出 NH 码,Q 路积分值为噪声。图 5.8 为存在 500Hz 载波频率跟踪误差时的错误跟踪结果, 此时 I 路积分值无法得到正确的 NH 码,其解调出来的 1ms 比特满足式 (5.7)。此外, 由于存在频率偏差, IQ 积分幅值存在衰减 (如图 2.7 所示随频率误差衰减),正确跟踪 的 I 路积分值大于错误跟踪的 I 路积分值。



5.4 弱信号处理算法优化

5.4.1 部分频点 FFT 和 SFFT 鉴频器优化

低动态环境下利用 FFT 鉴频器时可采用部分频点进行鉴频从而提高跟踪灵敏度, 在接收机设计中,若只需要计算少数几个频点的频谱可利用 FFT 变换公式(3.5)直接 进行计算而不必使用 FFT 算法将所有的*N* 个频点的频谱全都计算出来。在准静态环境 下,部分点数*M* 取 3,此时根据式(3.5)可得零频率点附近的 FFT 变换为:

$$X(1) = \sum_{i=1}^{N} x(i)$$

$$X(2) = \sum_{i=1}^{N} x(i) \exp \frac{-2\pi j(i-1)}{N}$$

$$X(N) = \sum_{i=1}^{N} x(i) \exp \frac{2\pi j(i-1)}{N}$$
(5.8)

其中 X(1) 为零频率点的 FFT 变换, X(2) 和 X(N) 分别为与零频率点相邻的正负频率点 的 FFT 变换。由于 X(2) 和 X(N) 的计算过程是对 x(i) (也即是 IQ 积分值)的再一次剥 离载波, 且 X(2) 和 X(N) 对应的载波共轭,因此计算中可使用类似于中频信号的载波 剥离的方法,利用正弦余弦查找表生成载波信号与 x(i) 进行混频然后积分得到 FFT 变 换值。在得到 X(1)、 X(2) 和 X(N) 之后 X(1) 的幅度在三者中最大为 A_1 , 然后从 X(2)和 X(N) 中找出较大的幅度为 A_2 。若 x(i) 为 IQ 的复数平方,则可利用式 (3.13)进行 鉴频; 若 x(i) 为 IQ,则鉴频结果为式 (3.13)的二倍。

部分点 FFT 计算过程如图 5.9 所示(严昆仑 等,2013)。IQ 积分值可利用复数平 方消除导航电文影响或者使用导航电文辅助进行电文剥离。正弦表和余弦表用于生成 载波 $\exp \frac{-2\pi j(i-1)}{N}$ 和 $\exp \frac{2\pi j(i-1)}{N}$,利用复数乘法进行载波剥离之后积分,即可得到 X(1)、X(2)和X(N)。其中用于生成X(N)的正弦表输出需要乘以-1进行共轭操作。



在进行部分频点 FFT 鉴频时,生成的上下频率本地载波的频率间隔由 FFT 变换的 频率分辨率决定。双级载波 NCO 的鉴频方法与该结构类似,但由于双级载波 NCO 的 鉴频方法中频率间隔可为任意值,因此正弦余弦表生成的本地载波信号频率可调。由 于中频信号剥离载波时使用了载波 NCO 和正弦余弦查找表生成本地中频载波信号,而 此处再一次利用载波 NCO 和正弦余弦查找表复制 IQ 信号的载波,因此使用了两次载 波 NCO 生成载波信号,故称双级载波 NCO 鉴频。超前减滞后的鉴频方法和频率精化 法中超前频率积分值和滞后频率积分值通过在第一级 NCO 中生成三个载波频率与中频 信号进行混频积分得到,而第一级 NCO 运行频率与中频采样频率相同,频率较高,运 算量大;第二级 NCO 对中频信号积分值进行处理,因而运行频率低,运算量小,因此 实现中同样可通过双载波 NCO 的方法实现。

5.4.2 信号锁定检测器

由于噪声、时钟频率不稳定和动态的存在,环路可能出现对信号的失锁。此外, 由于卫星的自然升降,原本可见的卫星随着卫星的运动会变得不可见。在弱信号条件 下失锁发生得更加频繁,树木和建筑物等的遮挡对信号产生衰减可能导致信号太弱而 超出环路跟踪范围,最终导致环路无法正常跟踪信号,而环路通过锁定检测器检测到 环路失锁后可进行失锁重捕获。在进行开环跟踪时需要通过载噪比判断开环时间,也 即是当载噪比低于某一阈值时判断为卫星信号被遮挡,此时进入开环跟踪模式。因此 信号锁定检测器是接收机的一个必要功能模块,锁定检测器通常根据环路跟踪状态判 断环路跟踪是否正常,如可通过超前码、即时码和滞后码的相关值与伪码自相关曲线 是否匹配进行判断。实际中由于接收机需要实时给出跟踪信号的载噪比估计值,因此 载噪比估计是一种常用的码环锁定检测器。当码环正常跟踪时,可根据码环跟踪频率 和载波环跟踪频率是否一致进行载波环频率锁定检测。

下面介绍常用的窄带宽带功率比载噪比估计方法,该方法通过计算不同带宽上的

功率进行载噪比估计(Parkinson et al., 1996),积分时间为T可得到相干积分值 $I_P(n)$ 和 $Q_P(n)$,则带宽为1/T的宽带功率WBP(k)为:

$$WBP(k) = \sum_{n=kM+1}^{kM+M} (I_P^2(n) + Q_P^2(n))$$
(5.9)

将 $M \land I_P(n)$ 和 $Q_P(n)$ 继续进行积分,可得相干积分时间为MT的相干积分 IQ 值:

$$I_{PM}(k) = \sum_{n=kM+1}^{kM+M} I_{P}(n)$$
(5.10)
$$Q_{PM}(k) = \sum_{n=kM+1}^{kM+M} Q_{P}(n)$$
(5.11)

则带宽为1/MT的窄带功率 NBP(k)为:

$$NBP(k) = I_{PM}^{2}(k) + Q_{PM}^{2}(k)$$
(5.12)

由于窄带功率计算需要进行时间为*MT*的相干积分,因此使用该方法时需要实现 位同步。虽然通过*WBP(k)*和*NBP(k)*无法计算信号加噪声功率,但利用宽带功率归一 化窄带功率得到的归一化功率与载噪比呈单调变化,因此可用于计算载噪比。归一化 功率可表示为:

$$NP(k) = \frac{NBP(k)}{WBP(k)}$$
(5.13)

在进行弱信号处理时, NP(k)包含较大噪声,为了进一步降低 NP(k)的噪声,对 K 个 NP(k)取平均可得码环锁定检测器为:

$$\mu NP = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} NP(k)$$
(5.14)

通过该锁定检测器可得到载噪比估计值为:

$$CN0 = 10 \lg \left(\frac{1}{T} \frac{\mu NP - 1}{M - \mu NP}\right)$$
(5.15)

当无法获得导航电文辅助信息时,锁频环使用 SFFT 鉴频器。通过式(3.4)可知, SFFT 鉴频器在进行复数平方时,多普勒频率残余会变为原来的两倍。在使用 20ms 相 干积分时,FFT 和 SFFT 鉴频器频率鉴别范围为[-25*Hz*~25*Hz*]。若 IQ 积分中包含± 25Hz 的多普勒频率残余(其余 25Hz 的非零整数倍多普勒频率残余使得 IQ 积分为噪 声),利用 FFT 鉴频器可正确鉴频,而利用 SFFT 鉴频器时,多普勒频率残余为 50Hz, 此时鉴频结果为 0,因此载波 NCO 频率不进行调整,锁频环锁定在错误频率。使用锁 相环时同样存在频率误锁定的情况。

由于±25Hz 多普勒频率残余的存在, IQ 积分值幅度存在衰减,导致信号能量下降,载噪比估计值下降,图 5.10 为实测信号处理中的码环锁定检测器输出,图中前半部分时间内 *μNP*约为 1,表示码环锁定正常,后半部分时间内 *μNP*约为 0.4,此时码环锁定检测器输出值仍然较大,无法区分弱信号和频率锁定错误,需要使用其他方法进

行频率锁定检测。

码环多普勒频率和载波环多普勒频率的比值 k 固定(载波环辅助码环的依据),对 于 GPS L1 信号 k 值为 1/1540,对于北斗 B1 信号 k 值为 1/763,利用该比值可通过载波 频率计算码频率,计算得到的码频率与码环跟踪码频率比值 Ratio 为 1。利用上文介绍 的码环锁定检测器可检测码环锁定状态,在码环锁定正确而载波环频率锁定错误时, 码环频率和载波环频率不再一致,此时 Ratio 值不再为 1。图 5.11 为图 5.10 相对应的 Ratio 值,当μNP约为 1 时,Ratio 的均值为 1,此时码环和载波环均跟踪正常;而当 μNP约为 0.4 时,Ratio 的均值不再为 1,其值取决于信号多普勒频率,此时码环可继 续跟踪而载波环频率跟踪错误。因此通过μNP和 Ratio 两个指标可判断码环和载波环 跟踪状态。在码环锁定正常,而载波环锁定错误时,可将载波 NCO 频率调整 25Hz 实 现载波环的正确跟踪。



在惯导辅助的深组合接收机中,可通过惯导辅助频率与载波环控制频率进行比较, 用于判断是否存在频率误锁定。当接收机载波跟踪环路锁定正常时,环路控制频率和 惯导辅助频率一致,当载波环锁定错误时,环路控制频率和惯导辅助频率存在偏差。 此外,在信号强度较高足以解调导航电文时,若载波环存在频率偏差,I路积分无法解 调出正确的导航电文。

通过式(2.25)可知,伪码跟踪噪声与信号载噪比相关,因此为了保障定位精度, 定位时仅使用较高跟踪精度的伪距观测值,因此可将载噪比低于某一门限 CN0₁的通道 的伪距观测值不用于定位计算,而将载噪比低于另一门限 CN0₂的通道判断为信号失锁。 其中 CN0₂小于 CN0₁,两个门限值的选取根据环路弱信号跟踪范围、伪距观测值噪声 要求以及可用观测值数量进行设定。

5.4.3 位同步

为了实现伪距测量值的提取,需要实现位同步和帧同步。当载波跟踪环相干积分时间为 1ms 时,强信号处理过程中实现稳定的载波相位跟踪之后 I 支路的输出即为导

航电文比特。对于 GPS 信号,电文比特时长为 20ms,在这 20ms 时间内电文比特符号 不变; 对于北斗 B1 信号的 D1 码, 电文比特时长为 20ms, 调制有 NH 码。GPS 信号 进行位同步也即是找到导航电文符号跳变的位置,然而由于噪声的存在,20ms 数据内 部可能也存在电文符号的跳变,因此不能简单的通过一次电文符号跳变就判定其为位 同步。直方图法为常用的位同步算法(Parkinson et al., 1996),该方法通过对符号跳变 的位置进行统计从而判断位同步点。但在弱信号处理中 1ms 的 IQ 积分包含较大噪声, 导致符号跳变频繁,即使进行长时间直方图统计也无法实现可靠的位同步。且弱信号 条件下进行频率跟踪时信号能量分布在 IQ 两支路上, IQ 的符号还会因为相位的旋转 而发生变化。而计算 IQ 路的比特能量则可应用于锁频环路,该方法与通过不同比特相 位的载噪比进行位同步类似(Dafesh, 2006),比特能量法进行比特同步的原理为:将 连续 20ms 的 20 个不同比特相位作为位同步点分别进行相干积分和非相干累加,可得 到 20 个相干非相干积分值。由于 20 个比特相位中仅有一个是正确的位同步点,而实 现位同步之后的相干积分值最大,否则会因为比特跳变而损失能量。因此相干非相干 能量最大的积分值对应正确的位同步点,其余 19 个相干非相干积分对应错误的位同步 点,其中非相干累加是对相干积分能量进一步的滤波。GPS 信号和北斗信号 D1 码相 干积分能量可分别表示为:

$$P_{coh}(k,p) = \left(\sum_{n=kM+1+p}^{kM+M+p} I_{p}(n)\right)^{2} + \left(\sum_{n=kM+1+p}^{kM+M+p} Q_{p}(n)\right)^{2}$$

$$P_{coh}(k,p) = \left(\sum_{n=kM+1+p}^{kM+M+p} (n)NH((n-p-1)\%20)\right)^{2} + \left(\sum_{n=kM+1+p}^{kM+M+p} Q_{p}(n)NH((n-p-1)\%20)\right)^{2}$$
(5.16)

其中*M*为相干积分时间,对于 20ms 导航电文,*M*可设置为 20,*p*代表 20个不同的 位同步点相位,取值范围为 0~19。对于包含 NH 码的北斗 D1 码,进行相干积分时需 要剥离 NH 码,其中%表示进行模除取余。进行*K*个非相干积分可得:

$$P_{non}(p) = \sum_{k=1}^{K} P_{coh}(k, p)$$
(5.17)

 P_{non} 最大值对应的 p 即为位同步点。图 5.12 为 GPS 信号不同比特相位的非相干积 分值,也即是不同的 p 对应的 P_{non} 。该信号载噪比约为 20dB-Hz,相干积分时间 20ms,使用 300 次非相干累加,其中比特相位为 17 时非相干能量最大,比特相位为 7 时非相干能量最小。图 5.13 为相应的 GPS 信号不同比特相位的直方图,也即是对不同的 $P_{non}(p)$ 最大值对应的 p 进行直方图统计。统计次数总共 127 次,其中 p 为 17 的次数 为 126, p 为 16 的次数为 1,其真实比特同步点 p 为 17,因此此次测试中正确的位同步概率为 99.21%。



图 5.14 为北斗信号不同比特相位的非相干积分值,该信号载噪比约为 20dB-Hz, 相干积分时间为 20ms,非相干累加次数为 300,其中比特相位为 19 时非相干能量最 大。NH 码的自相关最大值和次大值分别为 20(相位为 0)和 4(相位为 6、8、10、 12、14),比特同步和不同步时 20ms 积分增益为 6.99dB;GPS 信号 20ms 电文内符号 相同,自相关最大值为 20,次大值可分别为 20(无 20ms 电文跳变)和 18(有 20ms 电文跳变),比特同步和不同步时 20ms 积分增益为 0dB 或 0.46dB,因此添加 NH 码有 利于比特同步的实现。图 5.15 为相应的北斗信号不同比特相位的直方图,统计次数为 127次,真实比特同步点 *p* 为 19,此次测试中位同步正确概率为 100%。



5.4.4 帧同步

在实现位同步之后可进行 20ms 相干积分得到 50bps 的导航电文数据比特,强信号 处理时可通过匹配帧同步头进行帧同步。GPS L1 信号和北斗 B1 信号 D1 电文的子帧 长度均为 6s,GPS 信号的帧同步头长度为 8 比特,北斗信号的帧同步头长度为 11 比特。 在假设导航电文为随机二进制数据时,导航电文中随机的 8 个或者 11 个连续比特恰好 为帧同步头的概率分别为 0.5⁸ 和 0.5¹¹,该概率值较大。因此帧同步时通常需要利用其

它信息进行帧同步的进一步确定,提高帧同步的可靠性。如连续两个帧同步头相隔 6s, 对一个完整的子帧进行校验检查,连续两个子帧中解得的周内秒在时间上具有相关性 等。弱信号处理时,由于比特误码率较高,50bps的 IQ 相干积分值中可能无法得到正 确的帧同步头。且同样因为使用锁频环时, IQ 积分能量分布在 IQ 两个支路上, 直接 匹配帧同步头容易出错,因此本文对 IQ 积分进一步进行相干积分实现帧同步。该方法 与伪码相位搜索原理相同,在 50bps 的 IQ 积分值序列中搜索帧同步头,对 IQ 积分值 进行载波剥离和伪码剥离并进行相干积分寻找相关峰值,而伪码长度越长则信噪比提 高越大,因此在进行帧同步时希望利用较长的帧同步头进行帧同步。GPS 信号的子帧 第一个字为遥测字, 包含 8 比特的帧同步头、14 比特的遥测字信息、1 比特的完好性 状态标识、1 比特保留值和 6 比特奇偶校验码,以上 30 比特可认为已知,因此 GPS 信 号可进行 30 比特的相干积分。若已知当前 GPS 时间周内秒,则第二个字交接字中 17 比特截断的周内时计数也已知,3比特的子帧码也可通过周内秒推算得到,此时可进 行 50 比特的相干积分。北斗 D1 信号的子帧第一个字包含 11 比特帧同步头、4 比特保 留值、3 比特子帧编号、8 比特周内秒计数(周内秒计数的高 8 位)和 4 比特 BCH 校 验码,因此在没有时间信息的情况下仅有帧同步头和保留值可认为已知,此时可进行 15 比特的相干积分,在获得秒级精度时间信息时,可得到子帧编号和周内秒计数值, 进而计算得到 BCH 校验码,则可进行 30 比特的相干积分。需要说明的是,即使子帧 第一个字或者第二个字部分信息已知,从而可将积分时间延长到 50 比特或者 30 比特, 由于子帧的字并不是伪随机码,所以在信噪比增益上无法与伪随机码相比,但实现原 理相同。

令式(5.10)和(5.11)中相干积分时间为20ms,则IQ积分值为:

$$I_{P20}(k) = \sum_{n=20k+1}^{20k+20} I_P(n)$$
(5.18)

$$Q_{P20}(k) = \sum_{n=20k+1}^{20k+20} Q_P(n)$$
(5.19)

将利用已知信息延长的帧同步头表示为F(k), F(k)长度为K, 可将不同比特相位的 $I_{P20}(k)$ 和 $Q_{P20}(k)$ 与F(k)进行相关从而剥离帧同步头并改写成复数形式为: $IQF_{P20}(k,p) = (I_{P20}(k+p) + jQ_{P20}(k+p))F(k)$ (5.20)

其中 p 表示帧同步头的相位,取值范围为 0~299。由于 $I_{P20}(k)$ 和 $Q_{P20}(k)$ 中包含残余多 普勒频率,直接对 $IQF_{P20}(k)$ 进行长度为 K 的相干积分可能导致信号能量衰减,因此利用 FFT 变换求相关积分值 (FFT 变换等效于对 $IQF_{P20}(k)$ 进行不同残余多普勒频率的载 波剥离并积分):

$$IQFFFT_{P20}(k, p) = FFT(IQF_{P20}(k, p))$$
 (5.21)

对于不同的帧同步头相位 p, 取 $IQFFFT_{P20}(k,p)$ 的最大幅值作为帧头相干积分幅

值 $IQFFFT_{P20}(p)$,则使得 $IQFFFT_{P20}(p)$ 最大的 p 即为帧同步头相位。

图 5.16 为 GPS 信号 300 个相位的 *IQFFFT*_{*p*20}(*p*)值,使用图 5.12 和 5.13 相同数据,使用 30 比特遥测字作为延长了的帧同步头 *F*(*k*)。该信号实际帧同步头相位为 186,图 5.16 中相位 *p* 为 186 时 *IQFFFT*_{*p*20}(*p*)为最大值。图 5.17 为对应的帧同步头的直方图,统计了 128 个子帧数据,其中正确识别帧同步头次数为 125,此次测试中帧同步正确 概率为 97.66%。



为了进一步确保帧同步头的正确性,可使用两帧数据寻找帧同步头,若两个连续帧头相位差为 300 则确认其为帧同步头。图 5.18 为 600 个相位的 *IQFFFT*_{P20}(*p*)值,相位为 486 处为最大值,相位为 186 处为次大值,相位差为 300,可进一步确认其为帧同步头。图 5.19 为利用连续两帧得到的帧同步头直方图,此时检测到 119 个帧同步头且帧同步头位置均正确,但漏检 8 个帧头,由于每 6s 进行两帧数据的处理,因此某一帧的帧同步头相关值过低会产生两次漏检帧头。



图 5.20 为北斗信号 300 个相位的 *IQFFFT*_{P20}(*p*)值,使用图 5.14 和 5.15 相同数据,使用子帧第一个字中 11 比特帧同步头、4 比特保留值、通过粗略时间得到的周内秒计

数高 8 比特作为延长了的帧同步头 *F*(*k*)。该信号实际帧同步头相位为 286,图 5.20 中相位 *p* 为 286 时 *IQFFFT*_{P20}(*p*)为最大值。图 5.21 为对应的帧同步头的直方图,统计了 128 个子帧数据,其中正确识别帧同步头次数为 97,此次测试中帧同步正确概率为 75.78%。



同样通过判断两个连续帧头相位差是否为 300 进行帧同步验证,图 5.22 为 600 个 相位的 *IQFFFT*_{P20}(*p*)值,相位为 286 处为最大值,相位为 309 处为次大值,而相位为 586 处为第三大值,因此此次帧同步头将被漏检。图 5.23 为对应的帧同步头的直方图,此时检测到 55 个帧同步头且帧同步头位置均正确,但漏检 72 个帧同步头。



由于 NH 码的存在,此数据处理中北斗信号的比特同步性能优于 GPS 信号,而由 于北斗信号延长的帧同步头 F(k)长度为 23, GPS 信号延长的帧同步头 F(k)长度为 30, 因此北斗信号的帧同步性能弱于 GPS 信号。此外,由于 F(k)并非伪随机码,因此帧同 步头相干积分增益还取决于 F(k)本身。

若在深组合接收机中进行重捕获后的比特同步和帧同步,则可利用惯导估计的接 收机位置和星历计算的卫星位置计算接收机到各个卫星之间的距离,进而计算各个卫

109

星信号到达接收机的传播时间,当估算的信号传播时间误差小于 0.5ms 时可利用估算的信号传播时间直接进行比特同步和帧同步。0.5ms 的信号传播时间误差对应接收机位置误差在 LOS 方向投影为 150km,商用接收机在无卫星信号时十分钟内钟差累积量为微秒量级 (Niu et al., 2015b)。因此在惯导估计的位置误差小于 150km 且所有卫星均失锁数十分钟以内仍然可利用估算的传播时间进行比特同步和帧同步。

5.5 深组合优化

5.5.1 开环跟踪

当信号被遮挡时,码相位和载波相位鉴别器无法利用 IQ 积分值进行码相位误差和 载波相位误差估计,从而无法有效的更新码 NCO 和载波 NCO。普通接收机跟踪环路 此时可能失锁从而需要对信号进行重新捕获,而深组合接收机可通过开环跟踪进行载 波频率和码相位的虚拟跟踪,在信号恢复之后不需要重新捕获信号即可进行闭环跟踪。 一方面信号重捕获之后首先需要经过牵引和跟踪实现对信号的稳定跟踪,然后才进行 观测值提取并用于定位解算,重捕获到定位需要一定时间;另一方面信号重捕获需要 的计算资源大于跟踪,因此使用开环跟踪可增加信号锁定比例并降低计算量。当信号 被遮挡时信号载噪比下降,因此图 5.24 中开环判断模块利用 IQ 积分值计算信号载噪 比进行开环判断。如图 5.3 深组合接收机模式下工作流程中所示,当载噪比低于门限 T4 时进行开环跟踪。开环跟踪时载波环滤波器和码环滤波器输出不再用于控制载波 NCO 和码 NCO,此时载波 NCO 完全由辅助频率进行控制,辅助频率通过系数 k 转换 之后用于控制码 NCO,载波环和码环均通过惯导辅助进行开环跟踪。



图 5.24 开环跟踪结构框图

图 5.25 为实际车载测试中得到的开环跟踪结果,其中绿色曲线为利用 20msIQ 积 分结果通过窄带宽带功率比计算得到的码环锁定指示器结果 *µNP*,由于积分时间较短, *µNP*噪声较大,若直接使用该值进行开环判断则过于灵敏。黑色曲线为 *µNP* 滤波后结 果,作为开环闭环判读标准。红色曲线为用于控制载波 NCO 的多普勒频率,蓝色曲线 为惯导辅助频率。在 110s 到 137s 之间信号强度较高,此时进行闭环跟踪,频率辅助 值用于环路闭环跟踪辅助,由于钟漂的存在,环路控制频率和惯导辅助频率之间差异 逐渐增加。在 150 秒附近,信号被遮挡,信号强度下降,滤波后码环锁定指示器值较 小,环路进入开环跟踪模式,此时惯导辅助频率重新初始化(加入闭环跟踪过程中未 被估计的钟漂变化值)用于直接控制载波 NCO,此时红色曲线和蓝色曲线重合。在 175s之后信号恢复,环路转入闭环跟踪状态。在 100s 的跟踪过程中卫星信号被遮挡数 次,由于使用了开环跟踪策略无需进行失锁重捕即可实现信号的连续跟踪。开环模式 切换到闭环模式时,由于惯导估计频率误差较小(图 5.25 所示结果只是部分卫星被遮 挡,此时 GNSS 接收机仍然可获取足够的观测量实现位置、速度解算),进行闭环跟踪 时初始载波频率误差较小,不需要进行牵引即可直接转入跟踪状态。



5.5.2 闭环收敛

为了实现信号连续跟踪从而实现连续定位,5.5.1 节介绍了开环跟踪方法,当信号 被遮挡时深组合系统可进行开环跟踪,在信号恢复之后环路重新闭合实现闭环跟踪。 为了降低码环跟踪噪声,稳定跟踪时码环带宽可设置较窄,而环路收敛时间与环路带 宽成反比。当所有卫星均被遮挡导致 GNSS 接收机无法进行位置、速度解算时,惯导 误差无法通过 GNSS 接收机进行校正,其外推得到的位置误差发散,此时进行开环跟 踪得到的伪码跟踪误差也发散,因此从开环跟踪模式切换到闭环跟踪模式时码相位初 始误差可能较大(取决于惯导位置发散误差)。开环到闭环的切换过程中较窄的码环带 宽将导致较长的收敛时间,收敛过程中码相位跟踪误差较大导致定位精度下降,若不 进行优化,则此时定位误差较大。

为了实现码相位的快速收敛,本文使用较大的滤波器带宽进行牵引,使用较窄的 滤波器带宽进行跟踪实现瞬态的较快收敛,稳态的较小码相位噪声的跟踪,此处重点 说明环路滤波器带宽的切换时间的选择。式(4.37)为相位阶跃响应,通过该式可知 在相位阶跃输入时相位跟踪误差随时间的变化关系。开环跟踪过程中由于惯导辅助误 差的存在,码环会累积相位跟踪误差,当信号恢复后进行闭环跟踪时等效于环路输入 为相位阶跃激励,因此码相位跟踪误差可通过式(4.37)表示。为了降低带宽切换过 程中造成的相位跟踪误差,切换时间选为相位跟踪误差为0时,因此计算式(4.37) 中 $\theta_{2e}(t)$ 为0时t为:

$$t = \frac{\ln(1/(\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})) + 2jk\pi}{\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}}$$
(5.22)

其中 ξ 不为 1, k取整数,表示不同的过零点。为了加快收敛可在k为 0 时进行环路切换。在给定 ξ 时,相位响应的第一零点时间与环路特征频率 ω_n 成反比,因此 ξ 相同时,环路带宽越大相位响应越快。图 5.26 为使用单一固定环路带宽(0.1Hz)和变环路带宽时得到的码相位跟踪误差结果,两者均使用标准阻尼系数 0.707。图中约 40 秒前环路断开一段时间码相位误差开始累积,从 40 秒附近开始进行闭环跟踪,其中可变环路带宽方法首先使用 3Hz 码环滤波器,然后切换到 1Hz 码环滤波器,最后切换到 0.1Hz 码环滤波器。通过式(5.22)可得 3Hz 环路带宽相位阶跃响应第一个过零点时间为 196ms,1Hz 环路第一个过零点时间为 589ms,因此使用可变环路带宽的方法可以在 1 秒内将码相位牵引到 0 附近,并切换到 0.1Hz 的窄带宽环路进行跟踪,图中可变带宽收敛速度明显快于固定带宽时的收敛速度。



5.5.3 惯导辅助窄相关

通过伪距差分可消除大部分电离层和对流层误差,此时接收机定位误差主要来源

于多路径误差(宋茂忠,2001),而城市环境中建筑物的反射不可避免的会产生多路径 信号。在伪码跟踪方面,多径信号会使相关峰产生畸变,从而影响码相位跟踪进而导 致伪码测距出现偏差,而该误差属于偶然误差不具备空间相关性,无法通过差分消除, 因此为了保障接收机定位精度需要接收机具备一定的多径抑制或检测能力。

接收机多径抑制技术主要包含空域处理、时域处理和空时联合处理(王尔申 等, 2011) 三种。其中空域处理通常使用天线技术进行多径信号扼制,如使用具备多径抑 制能力的扼流圈天线或使用天线阵列;时域处理通过改善环路跟踪性能,如窄相关技 术在基带信号处理层面抑制多径误差。时域处理通过改进信号处理实现,因此适用性 更广,其中窄相关技术实现简单,且通过码环测量热噪声公式(2.25)可知,使用窄 相关器可提高码环测距精度,因此本文深组合软件接收机码跟踪环使用窄相关器。

图 5.27 为不同相关器间距 D 时码相位估计误差随多径延时的变化曲线,此时多径 信号产生的相关值幅度为直射信号的 0.5 倍。图中上半部分为同相多径信号产生的多 径误差,下半部分为反相多径信号产生的多径误差。当 D 为 1 时即为标准相关器间距, 此时最大码相位估计误差为 0.25 码片,而使用 D 为 0.1 的窄相关器时最大码相位估计 误差为 0.025 码片,可有效降低多径误差。图 5.28 为相关器间距 D 为 0.1 码片时,多 径信号相对于直射信号幅度 A 为 0.5、0.3 和 0.1 时的码相位估计误差随多径延时的变 化曲线。当多径信号强度为 0.1 时,最大码相位估计误差为 0.005 码片。



在使用窄相关器时,由于超前滞后相关器间距缩小,码鉴相范围降低,因此鉴别 器对动态的处理能力下降。在使用惯导辅助的深组合技术时,码跟踪环路间接受惯导 辅助从而工作在准静态环境,因此深组合可弥补窄相关器动态处理能力不足的缺陷, 最终实现多径抑制,低热噪声的伪距观测值提取。

5.5.4 惯导辅助观测值粗差检测

城市环境复杂多变,通过码跟踪环路得到的伪距观测值可能存在粗差,若含有粗差的伪距观测值被用于定位则会造成较大定位误差,因此需要进行观测值粗差检测。

113

独立 GNSS 接收机对粗差的检测能力有限,而惯导辅助可提高观测值粗差检测能力 (Chiang et al., 2013; 吴有龙 等, 2014)。深组合接收机中可通过惯导外推得到接收机 当前时刻位置,通过卫星星历即可算出当前时刻各个可见卫星的坐标。已知接收机位 置和卫星位置之后即可得到接收机到各个卫星的距离,该距离为惯导外推伪距,记为 ho_{MU} 。 ho_{MU} 与当前时刻通过码环提取的伪距观测值 ho 进行比较可用于判断码环提取的 伪距 ρ 是否包含粗差。实际中 ρ 如式(2.26)所示,其包含电离层、对流层误差,接 收机钟差和卫星钟差以及相对论效应误差和多径误差。卫星位置的计算值同样存在星 历误差,因此 p 和 pmu 之间存在较大差异,若不加以考虑则会影响粗差检测。为了降 低 ρ 和 ρ_{MU} 包含的误差对粗差检测的影响,一种方法是使用 ρ 和 ρ_{MU} 的变化量 $\Delta \rho$ 和 $\Delta
ho_{IMU}$ 。由于相邻时刻前后历元做差可消除大部分误差,因此 $\Delta
ho$ 和 $\Delta
ho_{IMU}$ 受系统误差 影响较小。但城市环境中由于遮挡的原因,卫星信号时隐时现,环路得到的伪距ho在 时间轴上不连续,而粗差通常发生在信号遮挡的不连续处,因此通过差分比较伪距变 化量的方法误差较大。另一种方法是直接对 ρ 和 ρ_{MU} 进行误差校正。电离层和对流层 误差可通过模型进行一定程度的校正,接收机钟差可通过接收机位置解算得到,卫星 钟差可通过星历中卫星钟误差参数进行改正,相对论效应同样可通过模型进行改正, 因此进行粗差检测时使用校正后的伪距观测值 ρ_c 与 ρ_{MU} 做差进行粗差检测。将 ρ_c 和 ρ_{MU} 之差记为 ρ_{D} 则有:

$$\rho_D = \rho_c - \rho_{IMU}$$

(5.23)

虽然误差模型可校正大部分误差,但无法校正所有误差, ρ_c 仍然存在未被校正的 误差,因此 ρ_p 包含 ρ_c 和 ρ_{IMU} 的误差。 ρ_c 中电离层、对流层误差随空间和时间变化较 慢(不考虑电离层闪烁), ρ_c 中接收机钟差和 ρ_{IMU} 中卫星位置误差随时间变化较慢, 因此可对 ρ_p 进行滤波得到 ρ_p 中未被校正的缓变误差 ρ_{DS} ,则 ρ_p 和 ρ_{DS} 存在较大差异 时表明 ρ_p 中存在较大误差,该误差即为伪距粗差。对 ρ_p 进行平滑滤波时 ρ_{DS} 可表示 为:

$$\rho_{DS}(n) = \alpha \cdot \rho_D(n) + (1 - \alpha)\rho_{DS}(n - 1) \tag{5.24}$$

将 ρ_D 和 ρ_{DS} 之差记为 ρ_{DDS} 则有:

$$\rho_{DDS} = \rho_D - \rho_{DS} \tag{5.25}$$

此时 ρ_D 中缓变的未被矫正的误差 ρ_{DS} 被剔除,因此 ρ_{DDS} 中主要包含伪距热噪声以及伪距粗差。图 5.29 为城市环境车载测试中得到的一颗 GPS 卫星的 ρ_D 和 ρ_{DS} ,由于伪距粗差的存在,红色曲线表示的 ρ_D 中存在部分误差值较大点,对应粗差时刻。取滤波参数 α 为 0.05 时得到的 ρ_{DS} 为图中蓝色曲线,从图中可看出蓝色曲线较好的匹配了红色曲线中的系统性缓变偏差。图 5.30 为图 5.29 所对应的 ρ_{DDS} 结果,当不存在伪距粗差时 ρ_{DDS} 在零附近波动,通过设置一定的阈值门限即可检测出伪距粗差,图中蓝色点代表的是伪距粗差超过 6m 时的检测结果。

114



图 5.31 为同一次测试中得到的一颗北斗卫星的 ρ_D 和 ρ_{DS} ,由于伪距校正过程中使用的接收机钟差是接收机本地时钟与 GPS 系统时间之差,而 GPS 系统时间的整秒时刻与北斗系统时间的整秒时刻存在微小差别,因此 ρ_D 包含 100m 左右的均值(可直接使用接收机本地时钟与北斗系统时间之差对北斗信号进行伪距校正),但该均值不影响粗差检测。图 5.32 为图 5.31 所对应的 ρ_{DDS} 结果,利用 ρ_{DDS} 同样可以较好检测出伪距中粗差。



此外,多径延时误差同样可能导致伪距观测值粗差,该方法进行伪距观测值粗差 检测时同样具有一定的多径误差检测能力。使用窄相关器可较好抑制长多径信号,但 通过图 5.27 可知,在 D 为 0.1 码片且存在 0.5 码片延时的多径信号时,只能对多径信 号误差进行削弱,理论上并不能完全消除多径影响。多径的存在会使得 ρ_p 中存在误差, 假设存在图 5.27 中的多径信号时,使用 D 为 0.1 的窄相关器,当多径延时为 0.5 码片 左右时会在 ρ_p 中产生一个 0.025 码片的阶跃(GPS 信号约为 7.5m,北斗信号约为 3.75m),同样可通过该方法进行检测。由于伪距观测值中噪声的存在,该方法对短延 时多径的检测能力有限。

以上介绍了北斗系统实现过程中在捕获和跟踪上与 GPS 系统的不同处理方法; GNSS 接收机在弱信号时的优化方法,包括使用算法复杂度低的部分频点 FFT 和 SFFT 鉴频、更可靠的信号锁定检测方法以及可靠的位同步和帧同步;深组合中优化方 法,包括使用开环跟踪断续、遮挡信号,利用不同环路带宽降低闭环收敛过程中伪码 误差,使用惯导辅助窄相关器进行多径误差抑制和通过惯导辅助进行伪距观测值粗差 检测。将以上方法总结于表 5.1 中。

优化措施	描述	功能
补零 FFT 捕获	避免北斗信号中 NH 码产生的频繁 1ms 比	北斗信号正常捕获
9	特跳受对信亏捕获的影响	
二象限鉴频器	避免北斗信号中 NH 码产生的频繁 1ms 比	北斗信号正常跟踪
	特跳变对信号跟踪的影响、频率误锁	
部分频点 FFT 和 SFFT 鉴频	直接通过相关器计算部分频点的 FFT 变	低复杂度鉴频实现方法
	换,降低运算量	
信号锁定检测	码环锁定检测结合伪码频率和载波频率比	可靠的锁定检测
	值以及惯导辅助频率进行锁定检测	
位同步	比较不同比特相位的相干非相干积分能量	可靠的位同步
	进行位同步	llo-
帧同步	利用 FFT 变换计算扩展帧同步头的相干积	可靠的帧同步
	分能量进行帧同步	all Blue
开环跟踪	通过惯导辅助实现载波频率和伪码相位的	断续、遮挡信号的连续跟踪,降
	开环跟踪	低重捕, 增加信号总锁定时间
闭环收敛	通过不同环路带宽实现码相位快速收敛,	降低收敛过程中瞬态码相位误差
	通过相位阶跃响应计算带宽切换时间	
惯导辅助窄相关	通过惯导辅助使用窄相关器的码环, 惯导	简单地抑制多径误差并提高伪码
	辅助降低码环跟踪动态	跟踪精度
惯导辅助观测值粗差检测	通过惯导外推伪距与通道提取伪距做差进	低复杂度的伪距观测值质量控制
	行伪距观测值粗差检测	

表 5.1 深组合接收机优化措施

5.6 本章小结

本章首先介绍了深组合 GNSS 软件接收机系统架构和工作流程;其次给出了由于 NH 码的加入,北斗系统实现过程中与 GPS 系统的两个不同点,并介绍了相应的处理 方法;之后针对弱信号环境下对接收机进行了优化:1)使用部分频点 FFT 和 SFFT 鉴 频器时不需要进行 FFT 运算,可通过对部分点进行相关的方法降低了运算量;2)针 对弱信号下信号锁定指示器进行改善,实现了更可靠的锁定判断;3)实现了弱信号下 比特同步和帧同步;最后针对有惯导辅助的深组合接收机系统进行了优化:1)信号断 续情况下进行开环跟踪从而避免城市环境下频繁的失锁重捕并增加了信号的锁定时间; 2)对闭环时环路收敛进行了优化,加快了环路跟踪误差的收敛,降低了开环转闭环时 环路瞬态跟踪误差; 3)码环使用惯导辅助的窄相关器,一方面进行多径误差抑制,另一方面提高码环跟踪精度; 4)利用惯导辅助进行粗差检测,可检测码环跟踪过程中产生的伪距粗差以及由于多径而产生的伪距偏差。

本章结合第 3 章和第 4 章的理论分析阐述了深组合接收机系统的实现以及优化方法,最终实现了完整的深组合 GNSS 软件接收机用于城市复杂环境下车载导航时高质量观测值提取。除弱信号下冷启动时利用 FFT 并行搜索需要大量等效相关器不利于硬件实现之外(商用导航接收机具有大规模的等效相关器),该深组合 GNSS 软件接收机 其他功能均能实时运行在嵌入式平台,可作为硬件接收机产品开发的验证手段。

6 系统性能测试与分析验证

6.1 引言

本文研究目标是在城市复杂环境下利用深组合接收机实现高质量观测值提取,涉 及到的技术挑战如下:

1) 强信号时伪距和载波相位观测值提取以及利用伪距和载波相位实现定位;

- 2) 较弱信号环境下载波相位观测值提取并利用载波相位实现定位,弱信号环境下 伪距提取并利用伪距进行定位解算;
- 3) 信号遮挡环境下通过惯导辅助接收机开环跟踪提高观测量连续性及恢复速度。

针对以上三种信号情况,分别使用仿真器信号和城市复杂环境真实车载信号进行 测试验证。如第一章所介绍,本文研究目标是采用 GNSS/INS 深组合技术,实现城市 复杂环境下高质量观测值提取,强调的是复杂环境下惯导辅助接收机基带技术对接收 机基带信号处理的改善。因此进行测试验证过程中将对比深组合接收机在有惯导辅助 和无惯导辅助时基带信号处理性能和观测值质量,以及对比有惯导辅助的深组合接收 机和无惯导辅助的传统典型商用接收机的观测值质量。

图 6.1 列出了测试内容及相互关系,仿真器信号测试首先对比不同环路策略的基带伪码和载波相位跟踪性能;其次分别与商用测量型和导航型接收机对比载波相位观测值和伪距观测值的观测质量。城市环境车载测试时,首先使用无惯导辅助和有惯导辅助的接收机进行定位对比;其次和商用接收机对比总体统计结果和典型场景下的定位性能。差分定位均使用 RTKLIB (Takasu, 2011; Takasu, 2013)软件进行后处理解算以保证对各接收机原始观测量评估的公平性,然后与参考真值求差得到定位误差。

车道级导航





测试中通过中频数据记录仪记录中频数据后利用深组合接收机处理中频数据。由于仿真器生成的惯导数据接口与思博伦 GSS6425(Spirent, 2016)记录回放仪不兼容,

采用 GSS6425 记录基于仿真器的静态场景信号以及车载真实信号,并自制 GPS 中频和 惯导数据联合记录仪记录仿真器生成的动态信号(张提升 等,2014)。动态仿真信号 设置为车载动态,载体在水平方向运动,最大水平加速度为 2g,最大水平速度为 40m/s。GSS6425 射频前端带宽 *B_{fe}*为 30.69MHz,自制 GPS 中频和惯导数据记录仪射 频前端带宽 *B_{fe}*为 9MHz。图 6.2 为实验测试平台及方法,其中仿真器可仿真 GPS 信号 和惯导信号,仿真器子图中的蓝色虚线内为嵌入式深组合接收机,其具有 GPS 中频和 惯导数据记录功能;记录回放仪子图为 GSS6425;车载测试子图中绿色实线内为车载 测试使用的 STIM300 (Sensonor, 2017) 惯导,红色实线内为记录卫星信号和惯导信号 的 GSS6425 记录回放仪 (与 STIM300 接口兼容,可同时记录)。仿真器信号和真实信 号均使用 ublox 的 EVK-M8N (ublox, 2016) 接收机、天宝 R9 (Trimble, 2017) 接收机 以及本文介绍的深组合接收机进行处理,然后进行伪距观测值和载波相位观测值对比。 真实信号测试中接收机共用天线,参考站接收机为架设在武汉大学卫星导航定位技术 研究中心大楼楼顶的 R9 接收机。参考跑车轨迹由一套基于导航级激光惯导的定位定 姿系统 PPOI-A15 生成 (立得空间, 2017)。



6.2 基带跟踪环路测试

6.2.1 强信号伪码测试

码环热噪声标准差可通过式(2.25)计算得到,因此在处理静态信号时可通过增

加相干积分时间、缩小相关器间距和降低环路带宽来降低热噪声引起的伪码相位误差。 表 6.1 为 5 组二阶环路参数,其中 Loop 1、Loop 2 和 Loop 3 用于静态场景对比,Loop 1、Loop 4 和 Loop 5 用于动态场景对比。Loop 1 使用标准相关器,超前码和滞后码间 距 D 为 1 码片。由于静态信号采集时 *B_{fe}*为 30.69MHz,所以 Loop 2 和 Loop 3 在使用 窄相关器时 D 最小可设置为 0.125 码片。动态信号采集时 *B_{fe}*为 9MHz,因此 Loop 4 和 Loop 5 中窄相关器间距 D 最小设置为 0.25 码片。测试静态场景中所有卫星的信号强度 均约为 48.5dB-Hz,动态场景中所有卫星信号强度均约为 47.0dB-Hz。

环路参数	相干积分时间(ms)	相关器间距 D (码片)	环路带宽(Hz)
Loop 1	1	1 50	1
Loop 2	1	0.125	0.1
Loop 3	20	0.125	0.1
Loop 4	1	0.25	0.1
Loop 5	20	0.25	0.1

表 6.1 三种码跟踪环参数

1) 静态场景

通过调整相干积分时间和相关器间距可改变码相位鉴别器的噪声水平,图 6.3 为 使用不同环路参数进行静态场景信号处理时码鉴别器输出,图 6.3 中上部分为使用 Loop 1 的参数,中间部分为使用 Loop 2 的参数,下部分使用 Loop 3 的参数。通过三 个子图可看出降低相关器间距和增加相干积分时间均可降低码鉴别器噪声。增加相干 积分时间可提高超前滞后支路信号的信噪比从而降低噪声。在使用窄相关器时,一方 面超前码和滞后码更靠近伪随机码自相关峰,因此积分幅值更大信噪比更高;另一方 面此时超前支路和滞后支路积分值相关性更强,在进行码鉴相时能够消除更多的共模 噪声从而得到更好的鉴相值。

码鉴别器输出经过码环滤波器之后用于控制码 NCO,而环路滤波器可进一步滤除 码鉴别器输出噪声,图 6.4 为 Loop 1 和 Loop 3 参数下码环多普勒频率跟踪结果,由于 使用 Loop 3 参数得到的码鉴相器噪声更小,且环路带宽更小,因此其控制频率噪声远 小于使用 Loop 1 参数。



120

图 6.5 为使用 Loop 1 参数和 Loop 3 参数时得到的 PRDD,其中做双差时参考接收 机伪距使用仿真器参考真值,使用 Loop 3 参数时码环 NCO 控制值噪声远小于使用 Loop 1 参数,因此其 PRDD 噪声更小。



通过以上测试可知加长相干积分时间,缩小相关器间距以及适当降低环路带宽可 有效降低码环噪声提高码相位跟踪精度,并最终降低伪距观测值热噪声。

2) 动态场景

由于码环受到载波环辅助,载体和卫星之间的动态由载波环跟踪,因此当载波环可正常跟踪信号动态时,码环性能受动态影响较小。图 6.6 为动态场景时不同参数下码鉴别器输出,与静态场景相同,在减小相关器间距和增加相干积分时间时码鉴别器输出噪声均减小。由于此时窄相关器间距 D 为 0.25 码片,因此图 6.6 的中间部分和下部分子图中码鉴别器噪声大于图 6.3 中。图 6.6 中码鉴相值经过不同带宽滤波器之后用于控制码 NCO,图 6.7 为两组环路参数时得到的码多普勒控制频率,使用 Loop 5 时码多普勒频率噪声远小于使用 Loop 1 时。





PRDD噪声远小于使用 Loop 1 参数时。此外,由于 Loop 5 参数中 D 为 0.25,而 Loop 3 参数中 D 为 0.125,因此 Loop 3 得到的 PRDD噪声小于 Loop 5 的,但动态场景下得 到的伪距观测值没有因为载体运动而产生明显的伪距跟踪误差。



通过以上测试可知,强信号车载动态时,由于载波环可跟踪载体动态,利用载波 环辅助码环结构时码环可工作在准静态环境,因此动态对码环跟踪精度影响较小。

6.2.2 强信号载波相位测试

载波环跟踪误差中热噪声均方差可根据式(2.20)计算得到,因此通过缩小环路 带宽和增加相干积分时间可降低热噪声引起的载波相位跟踪误差。静态场景下仅有卫 星运动,由于卫星运动存在加速度,因此通常使用三阶环可实现无偏差的载波相位跟 踪,使用二阶环可实现固定相位误差的跟踪(短时间内卫星恒加速运动,多普勒频率 斜升),跟踪过程中不存在大的相位跟踪误差,因此下面针对车载动态场景进行载波相 位跟踪测试。表 6.2 为三组环路参数,下面分别将该参数用于二阶环和三阶环进行测 试,测试中对比不同参数下无惯导辅助模式和有惯导辅助模式下相位跟踪误差。

环路参数	相干积分时间(ms)	环路带宽(Hz)		
Loop 1	1	5		
Loop 2	1	10		
Loop 3	20	10		
A 1 1 1				

表 6.2 三种载波环跟踪参数

1) 无惯导辅助

图 6.9 为不同参数时二阶环相位跟踪误差,该值通过对载波鉴相器输出取平均得 到。由式(4.45)知,当载体进行恒加速运动时二阶环存在稳态相位跟踪误差,且与 环路带宽的平方成反比,因此使用 Loop 1 参数时 5Hz 带宽得到的相位误差为使用 Loop 2 参数时 10Hz 带宽得到的相位误差的 4 倍。稳态相位跟踪误差与相干积分时间 无关,因此使用 Loop 2 和 Loop 3 参数得到的稳态相位跟踪误差相同。加长相干积分 时间可增加 IQ 积分的信噪比从而降低载波鉴相器输出噪声,因此 Loop 3 参数得到的 载波跟踪噪声低于 Loop 2 参数,但由于图 6.9 对鉴相器进行平均处理,因此图中无法 看出不同参数时鉴相器噪声水平。

图 6.10 为不同参数时三阶环相位跟踪误差,三阶环对恒加速度稳态跟踪误差为 0,但存在瞬态相位跟踪误差。从图 6.10 中可看到载体在进行机动时(一次加速和减速)会产生相位的两次不同方向的振荡。三阶环最大瞬态相位误差与环路带宽的三次方成反比,因此 5Hz 带宽得到的最大相位误差为 10Hz 带宽的最大相位误差的 8 倍。



2) FSAS 惯导辅助

通过深组合惯导辅助误差模型可知,动态条件下有惯导辅助时载波相位跟踪误差 会大大降低。图 6.11 和图 6.12 为利用 FSAS 惯导辅助后的载波相位鉴别器输出。由于 积分时间不同时载波相位瞬态响应相同,因此此时仅针对 Loop 1 参数和 Loop 2 参数 进行测试。通过第四章的分析可知,惯导辅助时闭环载波相位响应为惯导辅助误差通 过滤波器之后的响应,因此在惯导辅助误差相同时,同样满足环路带宽越大,动态响 应误差越小的规律。惯导辅助时,在二阶环路和三阶环路中,带宽越大动态相位跟踪 误差均越小。但另一方面由于不同环路参数时载波频率跟踪误差不同,导致接收机测 速误差不同并影响接收机和惯导组合后速度估计精度,从而最终影响辅助信息精度, 因此在使用不同环路参数时得到的相位跟踪误差并不能简单的通过环路滤波器带宽进 行比例换算,因此图 6.11 和图 6.12 中不同带宽时得到的载波相位误差不是严格成比例。



3) MTi-G 惯导辅助

图 6.13 和图 6.14 分别为 MTi-G 辅助时二阶环和三阶环的载波相位鉴别器输出。 MTi-G 辅助时,由于辅助信息残余动态以及噪声较大,载波相位噪声较大。



通过以上测试可知,惯导辅助可去除大部分载体动态,在动态场景下可实现高精 度载波相位跟踪。由于深组合闭环载波相位跟踪误差为惯导辅助误差通过环路产生的 响应,深组合中载波相位误差同样与环路带宽和环路阶数等环路参数相关。

6.2.3 弱信号伪码测试

1) 无惯导辅助

由于降低 FFT 总积分时间可增加 FFT 鉴频范围、增大 NCO 更新速率可提高动态 跟踪能力,此测试中为了能够不失锁的跟踪载波频率,环路设置如下:1)FFT 总积分 时间为 256ms;2) 二阶码环带宽为 0.05Hz;3)相关器间距 D 设置为 0.25 码片。FFT 总积分时间决定信号跟踪灵敏度,此时信号强度为 20.5dB-Hz,当信号强度进一步下 降时环路开始失锁。图 6.15 为部分通道的码环鉴别器输出,由于动态的存在,在环路 更新周期 256ms 内,载波频率和码相位变化较大,动态时码鉴别器输出存在"毛刺"。



图 6.15 动态弱信号码鉴相器输出

2) FSAS 惯导辅助

惯导辅助下接收机需要跟踪的动态大大降低,此处将 FFT 总积分时间设置为 512ms,其余参数与 1)中相同。较长的积分时间可获得更高的跟踪灵敏度,此时信号 强度为 20dB-Hz。图 6.16 为 FSAS 辅助时码环鉴别器输出,一方面由于惯导的辅助, 码环和载波环需要跟踪的动态更小;另一方面由于积分时间增加导致码环热噪声降低, 两者共同作用使得惯导辅助时码鉴别器输出噪声更小,码跟踪精度更高。

3) MTi-G 惯导辅助

图 6.17 为 MTi-G 辅助时码环鉴别器输出,同样由于惯导的辅助,码鉴别器不存在 较大 "毛刺",且积分时间较长因此码鉴别器输出噪声较小。



表 6.3 为无惯导辅助、FSAS 辅助和 MTi-G 辅助时码鉴别器输出值的标准差和最大值。由于 MTi-G 惯导精度比 FSAS 低,辅助信息误差较大,因此相比于 FSAS 惯导辅助,使用 MTi-G 辅助时得到的码鉴别器输出标准差和最大值整体上均较大。有惯导辅助时码鉴别器输出值标准差和最大值均小于无惯导辅助。
卫星编号	G09	G14	G18	G19	G22	G24	G29
无惯导 CD 标准差(c)	0.0738	0.0645	0.0689	0.0771	0.0809	0.0716	0.0758
FSAS 辅助 CD 标准差(c)	0.0349	0.0347	0.0342	0.0346	0.0350	0.0322	0.0344
MTi-G 辅助 CD 标准差(c)	0.0346	0.0393	0.0361	0.0391	0.0413	0.0356	0.0386
无惯导 CD 最大值(c)	0.454	0.383	0.399	0.609	0.632	0.631	0.507
FSAS 辅助 CD 最大值(c)	0.195	0.140	0.135	0.161	0.147	0.125	0.130
MTi-G 辅助 CD 最大值(c)	0.113	0.173	0.149	0.244	0.220	0.319	0.200

表 6.3 动态弱信号有/无惯导辅助时码鉴别器输出标准差和最大值

通过以上测试可知,惯导辅助为接收机提供了准静态工作环境,有助于加长积分时间。长积分时间一方面可得到更高的灵敏度;另一方面可得到更高的码相位跟踪精度。同时,准静态环境也可降低动态对码相位跟踪的影响,因此惯导辅助后码相位鉴别器最大误差明显减小。

6.2.4 弱信号载波相位测试

为了实现弱信号载波相位跟踪,下面对比了相干积分时间为 20ms,环路带宽为 5Hz、7Hz 和 10Hz 时对载噪比为 26dB-Hz 的卫星信号载波相位跟踪性能。图 6.18 为使 用 FSAS 辅助三个不同带宽环路时的 CPDD,三个不同带宽下载波相位均没有发生周 跳和半周跳,载波相位跟踪正常。图 6.19 为使用 MTi-G 惯导辅助三个不同带宽环路时 的 CPDD,其中带宽为 5Hz 时发生周跳,7Hz 带宽能够正常跟踪载波,10Hz 带宽时发 生一次周跳,后续相位失锁。5Hz 带宽时由于鉴相器输出波动导致载波相位发生半周 跳,但后续依然可以跟踪载波相位,而 10Hz 带宽则无法有效滤除噪声导致弱信号时 失锁,两者失锁均由于 MTi-G 辅助信息误差比 FSAS 更大。



图 6.18 FSAS 惯导辅助时不同带宽下载波相位双差

图 6.19 MTi-G 惯导辅助时不同带宽下载波相位双差

6.2.5 静态信号开环载波相位测试

当全部卫星信号都被遮挡时,接收机各个通道需要独立估计多普勒频率,需要利 用遮挡前时钟频率漂移估算信号被遮挡时的时钟频率漂移。此次开环载波相位测试中 处理了7个卫星的信号,测试中7个卫星跟踪通道在不同的时间段内同时各开环20次, 总共获取140个开环载波相位跟踪结果,每次开环持续时间为20秒。图6.20为140次 开环测试中,不同卫星通道、不同时间段内载波相位误差随时间发散情况。由于接收 机晶振稳定性较差,测试中时钟频率漂移较大,各个通道得到的开环相位误差随时间 发散较大。但由于时钟频率漂移对每个通道产生的频率误差都相同,因此每一次开环 过程中 7 个通道得到的开环相位误差几乎相同,图中每次开环得到的 7 个通道的相位 误差曲线几乎重合(图中曲线为 7 个曲线的重合)。

当仅有部分卫星被遮挡时,正常跟踪通道可得到钟漂估计值用于遮挡通道钟漂的 估算。图 6.20 中全部卫星遮挡时开环相位误差高度一致,也说明了通道间辅助的可能 性。此次开环测试中同样处理了 7 个卫星的信号,每次仅有一个通道进行开环跟踪, 分别对 7 个卫星跟踪通道在不同的时间段内开环 20 次,同样获取了 140 个开环载波相 位跟踪结果。图 6.21 为某一个卫星信号被遮挡时利用其余 6 个通道得到的时钟频率偏 差估计被遮挡通道时钟频率偏差得到的开环相位跟踪误差随时间发散情况,由于得到 了其余通道的时钟频率偏差信息辅助,而各个通道的时钟频率偏差相同,因此开环相 位误差远小于全部卫星遮挡时开环相位误差。



图 6.22 为对图 6.20 和 6.21 中的开环相位误差进行统计得到的开环 20 秒内总相位 误差的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF),用于描述开环跟踪相位 误差小于某一相位误差值的概率。在所有卫星都被遮挡情况下,由于仿真器和接收机 时钟频率误差之和较大,导致开环相位跟踪误差较大,140 次开环中仅有 50%的开环 相位误差小于 0.5 周,部分时候开环相位误差超过 1.5 周;在单个卫星被遮挡情况下, 利用正常通道得到的时钟频率漂移估计被遮挡通道的时钟频率漂移可实现较好的开环 相位跟踪,此时 140 次测试中所有的开环相位误差均小于 0.05 周。



6.2.6 动态信号开环载波相位测试

1) FSAS 惯导辅助

当全部卫星信号都被遮挡时,GNSS 接收机无法获得位置和速度解算值用于组合导航卡尔曼滤波器更新,此时惯导独立工作,速度误差发散,导致多普勒频率估计值随时间发散,相比于静止条件下,此时接收机速度误差的存在使得开环相位误差增大。图 6.23 为 5 秒内开环相位总误差,测试中 7 个卫星跟踪通道在相同的时间段内各开环 13 次,每次开环时间间隔为 50 秒。当部分卫星被遮挡,一方面可见卫星观测值可实现 GNSS 接收机位置速度解算时,惯导误差可得到校正,此时速度误差为组合导航速度误差;另一方面时钟频率漂移可通过其余闭环通道进行估计,因此开环相位误差较小。图 6.24 为单个通道开环时相位误差,每次对一个通道进行 5 秒开环,每次开环时间间隔为 5 秒。图 6.23 和 6.24 中开环速度误差较大时对应的开环相位误差较大,由于载体速度误差需要向 LOS 方向投影,而各个卫星 LOS 方向向量不同,因此在速度误差较大时,各个卫星开环相位误差大小及符号不同。



2) MTi-G 惯导辅助

图 6.25 为全部卫星遮挡时 MTi-G 惯导辅助开环相位误差,由于 MTi-G 惯导精度 差,无 GNSS 接收机位置和速度进行信息融合时速度发散比 FSAS 快,图 6.23 中 FSAS 辅助时开环相位误差最大约为 0.6 周,而图 6.25 中 MTi-G 辅助时最大开环相位 误差约为 5 周。图 6.26 为单个通道开环时相位误差,虽然惯导误差不随时间发散,但 使用 MTi-G 惯导时载体速度估计误差大于使用 FSAS 惯导,图 6.24 中 FSAS 辅助时开 环相位误差最大约为 0.8 周,而图 6.26 中 MTi-G 辅助时最大开环相位误差约为 1.8 周。



图 6.27 为使用 FSAS 和 MTi-G 惯导辅助时全部卫星遮挡和部分卫星遮挡时相位误差 CDF。从图中可知单个卫星遮挡时开环相位误差小于全部卫星遮挡时, MTi-G 惯导 辅助时开环相位误差大于 FSAS 惯导辅助时。FSAS 辅助时,单个卫星遮挡 5 秒内 99% 的开环相位误差小于 0.5 周,全部卫星遮挡 5 秒内 93%的开环相位误差小于 0.5 周,可 用于开环载波相位跟踪。MTi-G 辅助时,单个卫星遮挡 5 秒内 83%的开环相位误差小 于 0.5 周,而全部卫星遮挡 5 秒内不足 50%的开环相位误差小于 0.5 周,进行开环相位 跟踪效果较差,可考虑 1~3 秒的短时间开环载波相位跟踪,用于车辆经过人行天桥或 者广告牌时的短时间遮挡环境。



6.3 载波相位观测值对比测试

测试中本文深组合接收机载波环参数统一设置为三阶锁相环,相干积分时间为 20ms,环路带宽为 7Hz,静态时接收机工作在独立模式,动态时工作在环路辅助模式。

6.3.1 静态强信号对比测试

图 6.28 为深组合接收机和 R9 接收机在信号强度约为 48.5dB-Hz 时得到的 CPDD, 表 6.4 为 CPDD 标准差。可能由于 R9 接收机相干积分时间短于 20ms,环路带宽大于 深组合接收机环路带宽, R9 接收机 CPDD 标准差大于深组合接收机。48.5dB-Hz 时深 组合接收机得到的 CPDD 标准差约为 0.05cm,而 R9 接收机 CPDD 标准差约为 0.17cm。 图 6.29 为利用载波相位进行差分定位得到的 RTK 定位误差,由于本文接收机获取的观 测值噪声较小,因此定位噪声也较小。



表	6	4	静态引	吊信号	计场	墨时	载波	相位	双差	标准	έź
v.	υ.	-	11 12 1	エ 10 、	1 - 21	VI 11	私瓜	1412	小厅	11110	上工

卫星编号	G14	G18	G21	G22	G24	G29
本文 CPDD 标准差(cm)	0.0511	0.0474	0.0506	0.0556	0.0525	0.0549
R9 CPDD 标准差(cm)	0.176	0.160	0.171	0.175	0.186	0.170

6.3.2 动态强信号对比测试

动态测试中载噪比约为 47dB-Hz,图 6.30 为 FSAS 和 MTi-G 辅助时以及 R9 接收 机得到的 CPDD。由于使用惯导辅助,深组合接收机工作在准静态环境,因此载波相 位观测值受载体动态影响较小,惯导辅助得到的载波相位观测值噪声和最大误差均小 于 R9 接收机。当载体做机动时,R9 接收机观测值中存在较明显的"毛刺"。表 6.5 为 CPDD 标准差和最大值,FSAS 和 MTi-G 辅助时 CPDD 标准差相当,均约为 0.075cm, MTi-G 辅助时略大,而 R9 接收机 CPDD 标准差约为 0.19cm。FSAS 和 MTi-G 辅助时 CPDD 最大误差相当,均约为 0.3cm,而 R9 接收机 CPDD 最大误差约为 0.9cm。图 6.31 为以上三组载波相位观测值的 RTK 定位误差,由于仿真时载体运动在水平方向, 因此 R9 在水平方向定位误差受动态影响较明显,载体机动时存在水平定位"毛刺"。



表 6.5 动	力态强信号载波;	相位双差	标准差和最大值
---------	----------	------	---------

卫星编号	G14	G18	G19	G22	G24	G29
FSAS 辅助 CPDD 标准差(cm)	0.0796	0.0678	0.0690	0.0796	0.0726	0.0651
MTi-G辅助 CPDD 标准差(cm)	0.0847	0.0696	0.0815	0.0896	0.0740	0.0738
R9 CPDD 标准差(cm)	0.190	0.197	0.203	0.208	0.197	0.180
FSAS 辅助 CPDD 最大值(cm)	0.293	0.279	0.263	0.363	0.247	0.320
MTi-G 辅助 CPDD 最大值(cm)	0.262	0.279	0.344	0.398	0.264	0.397
R9 CPDD 最大值(cm)	0.647	1.02	1.04	1.37	0.815	0.636

6.3.3 静态弱信号对比测试

图 6.32 为深组合接收机和 R9 接收机在信号强度约为 33dB-Hz 时 CPDD,此时 R9 接收机跟踪的 PRN22 卫星开始失锁,而深组合接收机可跟踪所有卫星信号,表 6.6 为 测试得到的深组合接收机和 R9 接收机 CPDD 标准差。可能由于 R9 接收机相干积分时 间短于 20ms,环路带宽大于深组合接收机环路带宽,R9 接收机的静态弱信号跟踪能 力弱于深组合接收机,且观测值噪声大于深组合接收机。深组合接收机 CPDD 标准差 约为 0.3cm 而 R9 接收机 CPDD 标准差约为 0.6cm。图 6.33 为 RTK 定位误差,由于 R9 接收机有卫星信号失锁,因此仅给出了正常跟踪时段的定位误差对比。由于深组合接 收机载波相位观测值噪声比 R9 接收机小,深组合接收机 RTK 定位误差更小。



表 6.6 静态弱信号载波相位双差标准差

卫星编号	G14	G18	G21	G22	G24	G29
本文 CPDD 标准差(cm)	0.304	0.297	0.293	0.348	0.320	0.232
R9 CPDD 标准差(cm)	0.588	0.602	0.602	-	0.629	0.589

6.3.4 动态弱信号对比测试

图 6.34 为深组合接收机和 R9 接收机在动态场景信号强度约为 35dB-Hz 时 CPDD, 此时深组合接收机分别受 FSAS 和 MTi-G 辅助。当进一步降低载噪比时 R9 接收机部 分通道开始失锁。表 6.7 为相应的 CPDD 标准差以及最大值,FSAS 和 MTi-G 辅助时 CPDD 标准差分别约为 0.25cm 和 0.26cm,而 R9 接收机 CPDD 标准差约为 0.54cm; FSAS 和 MTi-G 辅助时 CPDD 最大值分别约为 0.78cm 和 0.86cm,而 R9 接收机 CPDD 最大值约为 1.64cm。图 6.35 为 RTK 定位误差,由于深组合接收机观测值噪声小于 R9 接收机观测值噪声,深组合接收机定位误差小于 R9 接收机。



表 6.7 动态弱信号载波相位双差标准差和最大值

卫星编号	G14	G18	G19	G22	G24	G29
FSAS 辅助 CPDD 标准差(cm)	0.259	0.224	0.254	0.259	0.251	0.265
MTi-G辅助 CPDD 标准差(cm)	0.268	0.224	0.263	0.271	0.251	0.273
R9 CPDD 标准差(cm)	0.543	0.570	0.524	0.549	0.540	0.524
FSAS 辅助 CPDD 最大值(cm)	0.802	0.769	0.758	0.765	0.785	0.829
MTi-G辅助 CPDD 最大值(cm)	0.952	0.768	0.784	0.961	0.839	0.870
R9 CPDD 最大值(cm)	1.51	1.72	1.73	1.53	1.74	1.62

此外,动态条件下本文使用的深组合接收机可跟踪载噪比为 26dB-Hz 的弱信号, 比普通接收机载波相位灵敏度提高 9dB。图 6.36 为 FSAS 和 MTi-G 辅助时得到的 CPDD,两者仅惯导精度等级不同,其余算法以及 GPS 中频数据相同,因此 CPDD 相 关性较高,进一步说明动态条件下低精度惯导可辅助载波跟踪环并用于高精度载波相 位观测值提取。表 6.10 为相应的 CPDD 标准差和最大值,FSAS 和 MTi-G 辅助时 CPDD 标准差分别约为 0.70cm;FSAS 和 MTi-G 辅助时 CPDD 最大值分别约为 2.2cm 和 2.3cm。图 6.37 为 RTK 定位误差,由于 FSAS 和 MTi-G 辅助时 CPDD 相关性较高, 图中 RTK 定位误差同样相关性较高。



表	6.8	3 5	力态	弱	信·	号	载波	相位	双	差	标准	差	和	最	大	值
---	-----	-----	----	---	----	---	----	----	---	---	----	---	---	---	---	---

卫星编号	G14	G18	G19	G22	G24	G29
FSAF 辅助 CPDD 标准差(cm)	0.715	0.627	0.705	0.717	0.688	0.734
MTi-G辅助 CPDD 标准差(cm)	0.729	0.628	0.718	0.742	0.692	0.747
FSAS 辅助 CPDD 最大值(cm)	2.07	2.23	2.15	2.17	2.20	2.38
MTi-G辅助 CPDD 最大值(cm)	2.43	2.21	2.03	2.36	2.34	2.36

6.3.5 遮挡后载波相位恢复

由于载波相位观测值的提取需要从导航电文中提取电文极性,否则可能存在半周的模糊度。R9 接收机在失锁重捕 GPS L1 信号后载波相位观测值输出时间为子帧帧头时间,因此推测 R9 接收机在恢复载波相位跟踪之后需要进行帧同步得到电文极性才输出载波相位观测值。基于以上原因,此处给出深组合接收机遮挡恢复后 CPDD 收敛情况(不考虑半周模糊度)和 R9 接收机伪距恢复时间(假设载波相位恢复不早于伪距恢复,用伪距恢复时间作为载波相位恢复时间)。图 6.38 为使用 FSAS 辅助和 MTi-G 辅助时 20 秒遮挡开环跟踪之后进行闭环跟踪得到的六个通道 CPDD 误差绝对值均值。由于具有惯导辅助,开环过程中载波频率发散较小,载波相位在 3~4 秒之后即可收敛到稳定值,且收敛之前误差也较小。MTi-G 频率发散比 FSAS 快,因此初始相位误差比 FSAS 大。图 6.39 为 R9 接收机伪距观测值恢复所需时间的百分比,从图中可知大部分情况下 R9 接收机需要 3~6 秒才会得到观测值,部分情况下最大需要 18 秒恢复观测值。



从以上与 R9 接收机对比可知,本文接收机在静态、动态和强信号、弱信号时载 波相位噪声均小于 R9 接收机,动态时载波相位最大误差也小于 R9 接收机,且信号跟 踪灵敏度强于 R9 接收机。使用高精度和低精度惯导得到的载波相位观测值噪声和最 大误差相当,低精度惯导同样可用于高精度载波相位观测值提取。由于载波相位观测 值提取需要导航电文极性,因此此处仅给出了忽略半周模糊度时载波相位恢复情况。 惯导辅助下观测值恢复更快,但在无导航电文辅助时恢复的载波相位观测值可能包含 半周模糊度。

6.4 伪距观测值对比测试

6.4.1 动态弱信号伪距

本文深组合接收机利用 FFT 鉴频器进行载波频率跟踪,并加长积分时间进行码相 位鉴别实现弱信号跟踪,其中积分时间为 512ms,环路带宽为 0.05Hz,相关器间距 D 为 0.25 码片。图 6.40 为 FSAS 和 MTi-G 惯导辅助以及 ublox 接收机在弱信号下得到的 PRDD,此测试中信号强度为 21.5dB-Hz。表 6.9 给出了 PRDD 标准差统计值,FSAS 和 MTi-G 辅助时 PRDD 标准差分别约为 3.0m 和 3.4m, ublox 接收机 PRDD 标准差约 为 3.7m。FSAS 辅助时的 PRDD 噪声略小于 ublox 接收机的噪声,而 MTi-G 辅助时 PRDD 噪声与 ublox 接收机基本相当。需要强调的是,使用窄相关器可降低码相位跟踪 热噪声,而本测试中动态数据的射频前端带宽和中频信号采样率较低限制了相关器间 距的进一步降低。

弱信号时虽然无法得到连续的载波相位观测值,但在惯导辅助下,载波频率可无 偏的跟踪,理想情况下载波相位误差由白噪声载波频率误差积分得到,此时载波相位 虽然存在周跳但噪声依然小于码相位噪声,因此可使用载波相位平滑伪距观测值(为 了防止载波相位误差累积,需要定期重置)。图 6.41 分别为 FSAS 和 MTi-G 辅助时经 过载波相位平滑后的 PRDD,表 6.9 给出了平滑后的 PRDD 标准差统计值。相比于未 经平滑的伪距, FSAS 和 MTi-G 辅助时平滑后的 PRDD 标准差分别由约 3.0m 和 3.4m 降低到约 1.3m 和 1.5m。



图 6.40 动态弱信号伪距双差



卫星编号	G14	G18	G19	G22	G24	G29
FSAS 辅助 PRDD 标准差(m)	3.18	3.51	2.80	2.73	2.23	3.38
MTi-G 辅助 PRDD 标准差(m)	3.91	3.73	3.39	3.36	2.49	3.76
ublox PRDD 标准差(m)	3.84	3.57	3.68	3.90	3.74	3.73
FSAS 辅助 PRDD(平滑)标准差(m)	1.09	1.40	1.74	1.01	1.22	1.35
MTi-G辅助 PRDD(平滑)标准差(m)	1.53	1.55	1.70	1.22	1.34	1.48
						1

6.4.2 遮挡后伪距恢复

该测试中本文深组合接收机在 FSAS 和 MTi-G 辅助时分别使用固定带宽和可变带 宽进行闭环收敛,并与 ublox 接收机闭环收敛进行对比。图 6.42 分别为 5 组测试中 20 秒开环之后进行闭环跟踪得到的 6 个 PRDD 误差绝对值的均值。由于滤波器的原因, 深组合接收机使用固定滤波器时伪距观测值在环路闭合后需要约 7~8 秒的收敛时间。 使用 FSAS 惯导辅助时由于惯导精度高,位置发散小,所以开环过程中伪码相位误差 较小,在闭环后伪距双差从 0.65m 开始收敛;而 MTi-G 惯导误差较大导致开环过程中 伪码相位误差较大,在闭环后伪距双差从3.5m开始收敛,但两者使用的环路参数相同, 因此收敛时间相同。得益于 ublox 接收机的快速捕获能力,在信号恢复后第一个整秒 时刻 ublox 接收机即输出伪距观测值,且闭环后第一个伪距观测值误差小于使用 MTi-G 惯导辅助。当使用可变环路带宽进行跟踪时可加快较大相位误差的收敛速度, 图中 FSAS 和 MTi-G 辅助时使用可变环路带宽得到的闭环后伪距误差均小于使用固定环路 带宽得到的伪距误差,且小于 ublox 接收机。在信号恢复后第一个整秒可变环路带宽 得到的 PRDD 即收敛到 0.5m。



从以上与 ublox 接收机的对比可知,在相同载噪比的弱信号条件下,使用 MTi-G 惯导辅助得到的伪距观测值噪声水平与 ublox 接收机相当,使用 FSAS 惯导辅助时得到的伪距观测值噪声略小于 ublox 接收机,而使用载波相位平滑伪距后的伪距观测值噪声可明显下降。当卫星信号被完全遮挡后不同精度惯导误差发散速度不同,因此在信号恢复之后进行闭环跟踪时初始码相位误差不同。固定带宽的伪码跟踪环路为了实现稳态跟踪时较小的码相位跟踪噪声,需要牺牲瞬态时码相位收敛速度,此时 FSAS 惯导辅助的跟踪环路由于初始码相位误差较大,收敛过程中码相位误差较大。可变带宽的伪码跟踪环路由于初始码相位误差较大,收敛过程中码相位误差较大。可变带宽的伪码跟踪环路在闭环后 1 秒内码相位即收敛到较小值。此外需要说明的是,城市复杂环境下多路径误差对伪距的影响不容忽视,而此处仅对比了动态场景和信号遮挡时伪距观测值质量。本文深组合接收机使用窄相关器进行多径误差抑制,而商用接收机可能采用了功能更加强大的多径误差抑制甚至消除算法,因此测试可能忽略了ublox 接收机在多径影响下的性能优势。

6.5 车载测试分析

为了测试深组合接收机在复杂城市环境中的性能,选择道路情况较为复杂的武汉 市二环线作为车载测试路线。图 6.43 是车载测试中行车记录仪记录的二环线上存在的 一些典型复杂场景及二环线跑车定位轨迹,包括高楼建筑、隧道、隔音棚和立交桥等 场景。由于本文接收机仅处理 GPS L1 信号和北斗 B1 信号,且由于 GEO 卫星信号不 适合做弱信号时载波相位跟踪,为了降低处理时间,城市环境测试中关闭了 GEO 卫星 信号处理通道。R9 接收机可处理多频多系统信号,ublox 接收机可配置处理 GPS L1 信 号、北斗 B1 信号、Galileo E1 信号和 GLONASS L1 信号中的任意两个频点的信号,在 进行定位对比时也仅使用 R9 和 ublox 接收机的 GPS L1 信号和北斗 B1 信号的观测值。 深组合接收机处理固定编号的卫星,运行过程中不进行新卫星信号捕获,因此利用 R9 和 ublox 观测值时使用和深组合接收机相同的卫星列表。



图 6.43 车载测试场景

6.5.1 伪距定位测试

伪距定位测试首先对比深组合接收机工作在无惯导辅助的独立模式和有惯导辅助的深组合模式时定位性能;其次对比有惯导辅助的深组合模式和 R9 以及 ubox 接收机 定位性能。测试中使用两组中频数据,处理时长分别约为 2200 秒和 2500 秒,由于数 据记录起始位置、车速和处理时长不完全相同,两组数据得到的车辆运行路段不完全 相同。

1) 惯导辅助前后伪距定位对比

本文深组合接收机可工作在无惯导辅助的独立接收机模式和有惯导辅助的深组合 模式。为了说明深组合对接收机跟踪性能的改善,图 6.44 通过伪距差分定位对比了独 立模式和深组合模式下定位误差,图中给出的是两种模式均可定位时的定位误差,处 理的是车载测试 1 的数据。表 6.10 为两种模式下接收机定位误差统计结果,包含水平 方向的定位误差标准差和 CEP 以及可定位比例和粗差比例。其中标准差、CEP 和粗差 比例使用两种模式均可定位的结果进行统计,粗差比例统计的是定位水平误差超过一 定门限(表中设置为 3m)的比例,可定位比例统计的是这一段时间内能够给出定位结 果的比例。从图中可看出,在信号好时两种模式下定位误差相当,部分时候独立模式 存在粗差。在信号条件复杂时深组合接收机性能更加稳定。深组合模式下可定位比例 为 99%,而独立模式下由于信号存在频繁失锁且信号恢复之后观测值恢复较慢,因此 可定位比例为 93%。其中第 600 个历元附近独立模式时观测值较少,解算结果大部分为 单点定位结果而不是伪距差分结果,而此时深组合模式依然可得到伪距差分结果。此 外,独立工作模式下,接收机在提取观测值时没有粗差剔除能力且 RTKLIB 的设置中 没有使能"RAIM FDE"功能,因此整个路段测试中相比于独立模式,深组合模式下 定位误差更小、可定位比例更高、粗差比例更低。



接收机	北向误差 std	东向误差 std	CEP	可定位比例	粗差比例
GNSS	3.61m	1.50m	0.89m	93%	9.25%
GNSS/INS	0.80m	0.93m	0.69m	99%	2.90%

2) 商用接收机伪距定位对比1

图 6.45 为本文深组合接收机与 R9 和 ublox 接收机在车载测试 1 中得到的伪距差分 定位误差,表 6.11 为各接收机定位误差统计结果。其中深组合接收机利用标准差统计 时水平误差最小,用 CEP 进行统计时三者误差水平相当,深组合接收机和 R9 可定位 比例相当且高于 ublox 接收机,深组合接收机粗差比例小于 R9 和 ublox。此测试中所 用数据与 1)中所用数据相同,图 6.44 中在第 600 个历元附近独立模式接收机无法定 位,而图 6.45 中工作在深组合模式下时在第 600 个历元附近可得到定位结果。由于定 位误差和粗差比例统计的是测试中对比接收机均可定位时结果,表 6.11 和表 6.10 中深 组合接收机误差统计结果不完全相同。



图 6.45 伪距差分水平方向定位误差

圭	4	11	它仁什里休计
x	Ο.		火业给木坑月

接收机	北向误差 std	东向误差 std	CEP	可定位比例	粗差比例
R9	0.86m	1.50m	0.70m	99%	4.46%
ublox	0.87m	1.85m	0.70m	95%	3.92%
GNSS/INS	0.79m	1.05m	0.70m	99%	3.52%

3) 商用接收机伪距定位对比 2

图 6.46 为本文深组合接收机与 R9 和 ublox 接收机在车载测试 2 中得到的伪距差分 定位误差,表 6.12 为各接收机定位误差统计结果。从表中可看出,深组合接收机在标 准差和 CEP 两种统计方法时定位误差均最好,且可定位比例最高、粗差比例最小。



表 6.12 定位结果统计

接收机	北向误差 std	东向误差 std	CEP	可定位比例	粗差比例
R9	1.19m	0.88m	0.84m	93%	3.77%
ublox	1.32m	0.90m	0.77m	85%	3.14%
GNSS/INS	0.77m	0.70m	0.77m	94%	1.26%

6.5.2 典型场景伪距定位对比

1) 出隧道

隧道内卫星信号全部被遮挡,出隧道之后普通接收机需要进行失锁重捕,需要一 定的时间才能恢复定位,而深组合接收机利用惯导辅助进行开环跟踪,可在信号恢复 之后直接转入闭环跟踪从而实现快速的定位恢复。图 6.47 为三款接收机出汉口火车站 隧道之后的水平定位误差,图 6.48 为三款接收机和参考接收机在地图中定位轨迹,测 试中载体从地图中左下角向右上角运动,其中红色轨迹代表 R9 接收机,蓝色轨迹代 表 ublox 接收机,绿色轨迹代表深组合接收机,黄色轨迹代表参考接收机(后续地图 中轨迹颜色与此处相同),表 6.13 为定位结果统计值。从图 6.47 和 6.48 可知, ublox 和 深组合接收机在出隧道后第 1 秒即可实现定位,此处 ublox 接收机具备导航型接收机 快速捕获能力(仿真器开环测试中伪距快速恢复)可实现信号的快速重捕,而深组合 接收机利用开环跟踪,在出隧道之后将开环跟踪切换到闭环跟踪实现信号的连续跟踪。 由于 R9 接收机信号重捕速度较慢,在出隧道之后第 4 秒才实现定位(仿真器开环测试 中, 伪距恢复时间集中在 3~6 秒, 部分时候某些通道甚至需要 18 秒才输出伪距观测 值),且初始定位误差比深组合接收机和 ublox 接收机大。由于出隧道之后道路两边为 高楼林立的城市峡谷环境,因此 R9 和 ublox 接收机可定位总数较少。在第 45 秒附近 经过人行天桥, R9 和 ublox 不可定位时间较长, 且 R9 存在一个误差较大的定位结果。 总的水平定位误差方面,深组合接收机比 R9 和 ublox 接收机均小。





图 6.48 出隧道后定位结果

表 6.13 出隧道后定位结果线	统计
------------------	----

接收机	恢复定位时间	定位次数	水平误差 std
R9	4s	40	2.81m
ublox	1s	40	1.12m
GNSS/INS	1s	51	0.93m

2) 立交桥

双层立交桥环境中,上层立交桥将头顶上方卫星遮挡,此时仅立交桥两侧低仰角 卫星可见,可见卫星几何分布较差、数量少且卫星信号质量差。图 6.49 为三款接收机 经过双层立交桥时水平定位误差,其中前 10 秒和后 5 秒为开阔环境,中间部分为双层 立交桥。图 6.50 为三款接收机和参考接收机在地图中定位轨迹,测试中载体从地图中 左下角向右上角运动,表 6.14 为定位结果统计。在定位次数方面,R9 仅在进高架桥之 前和出高架桥之后给出定位结果,而 ublox 和深组合接收机在整个过程中总定位次数 相同。深组合接收机在约第 10 秒到 20 秒之间刚进入高架桥时,由于伪距观测值误差 较大被剔除导致不能定位,而 ublox 接收机此时定位误差较大。在约第 20 秒到 45 秒 之间载体运行于高架桥之下,此时深组合接收机定位次数略多余 ublox 接收机,且定 位误差优于 ublox 接收机。定位误差方面,由于 R9 接收机仅有开阔环境下定位结果, 因此该段线路水平定位误差较小,但无对比意义。而深组合接收机由于观测值质量控 制的原因,水平定位误差标准差小于 ublox 接收机。此外,在约第 45 秒出高架桥之后





图 6.50 立交桥处定位结果

表 6.14 立交桥处定位结果统计

接收机	定位次数	水平误差 std
R9	17	1.73m
ublox	37	9.47m
GNSS/INS	37	4.02m

3) 树木遮挡

当存在树木遮挡时,信号强度下降,导致观测值噪声增加。图 6.51 为三款接收机 经过树木较多路段时水平定位误差,图 6.52 为三款接收机和参考接收机在地图中定位 轨迹,测试中载体从地图中右上角向左下角运动,表 6.15 为相应定位结果统计。R9 接 收机弱信号处理能力较弱,观测值噪声较大,因此在前 20 秒内定位误差较大,而 ublox 接收机弱信号时伪距观测值热噪声较小(仿真器测试中弱信号时零基线伪距双差 较小),因此在可定位时定位误差较小,但伪距存在粗差导致使用 RTKLIB 解算时无法 得到有效定位解(RTKLIB 使用最小二乘残差平方和进行定位有效性验证)。深组合接 收机由于弱信号跟踪能力优于 R9 接收机,因此弱信号时定位误差优于 R9 接收机;相 比于 ublox 接收机,深组合接收机弱信号能力较差,但跟踪低于 20dB-Hz 的信号时热 噪声较大,且可能此时跟踪的是反射的多径信号导致观测值质量无法保证。总的来说, 整个时段内深组合接收机可定位次数与 R9 相同,但水平定位误差小于 R9 接收机(由 于弱信号处理能力);深组合接收机可定位次数优于 ublox 接收机(ublox 虽然弱信号 处理能力强,但粗差较多,定位结果被 RTKLIB 剔除),水平定位误差略优于 ublox 接 收机。此外,在约第 55 秒时经过一个道路指示牌,此时 R9 接收机定位误差较大。



接收机	定位次数	水平误差 std
R9	66	2.05m
ublox	53	0.69m
GNSS/INS	66	0.62m

4) 隔音棚

从图 6.43 中可知,隔音棚中左右两壁材质较厚,通常对信号衰减较大,仅顶部卫 星可见性较好,但同样存在衰减。图 6.53 为三款接收机经过隔音棚时水平定位误差, 图 6.54 为三款接收机和参考接收机定位轨迹,测试中载体从地图中右下角向左上角运 动,表 6.16 为定位误差统计结果。此路段中可见卫星数较少,且存在衰减,虽然 ublox 接收机观测值较多,但部分时候观测值粗差较大,导致 RTKLIB 无法给出有效定 位结果; R9 接收机弱信号处理能力较差,但定位次数多于 ublox 接收机;深组合接收 机在整个路段均可定位,且由于具备粗差检测能力,定位结果中不存在较大误差。





图 6.54 隔音棚内定位结果

表 6.16 隔音棚内定位结果统计					
接收机	定位次数	水平误差 std			
R9	73	16.28m			
ublox	69	6.23m			
GNSS/INS	76	4.41m			

6.5.3 精密定位对比测试

图 6.55 为深组合接收机与 R9 和 ublox 接收机车载测试中得到的 RTK 定位误差, 表 6.17 为各接收机定位误差统计结果,包含水平方向定位误差标准差、固定解次数和 有效固定次数。其中固定次数统计的是 RTKLIB 解算结果 "Ratio"值大于 2 的次数, 由于获取的载波相位观测值不连续,RTKLIB 的模糊度解算模式设置为 "Instantaneous"。在 "Ratio"值大于 2 时同样存在模糊度固定错误的解,此时定位误 差较大,统计中将水平定位误差小于 5 cm 的解作为有效的固定解。深组合接收机通过 惯导估计载体动态,可缩小锁相环带宽提高载波相位在弱信号和动态两方面的跟踪性 能。更窄的带宽可实现弱信号时载波相位跟踪,且开环跟踪可实现更连续的信号跟踪, 因此深组合接收机可提供更多载波相位观测值,此测试中深组合接收机在模糊度固定 次数和有效固定次数方面均优于 R9 接收机和 ublox 接收机。在去除载体动态之后,更 窄的环路带宽可实现更高精度的载波相位跟踪,因此深组合接收机水平定位误差小于 R9和 ublox 接收机。



表 6.17 RTK 定位性能统计

接收机	北向误差 std	东向误差 std	固定次数	有效固定次数
R9	0.76cm	0.69cm	228	194
ublox	0.69cm	1.00cm	194	168
GNSS/INS	0.68cm	0.64cm	297	257

6.6 本章小结

本章首先列出了对所研制的深组合接收机在典型城市复杂环境下的性能评估的测 试内容以及测试平台和方法,其次利用仿真器信号测试了码环和载波环跟踪性能,静 态场景通过加长积分时间、降低码环带宽和缩小码间距可有效提高伪码测距精度,通 过加长积分时间、适当降低载波环带宽可提高载波相位测距精度并提高跟踪灵敏度; 动态场景通过载波环辅助码环可大大降低动态对码环的影响,通过惯导辅助可大大降 低动态对载波环的影响。静态开环跟踪时载波相位跟踪误差主要来源于时钟误差,开 环跟踪时间取决于时钟稳定性,由于通道间共用时钟,当仅有部分卫星信号受遮挡而 开环跟踪时可通过通道辅助降低开环相位跟踪误差;动态开环跟踪时载波相位跟踪误 差主要来源于时钟误差和惯导对载体速度估计的残差。

采用仿真器信号对比测试所研制的深组合接收机与商用测量型接收机天宝 R9 载 波相位观测值,对比表明:静态时由于积分时间和环路带宽参数的设置,深组合接收 机可得到精度更高的载波相位观测值;动态时由于惯导辅助可使接收机工作在准静态 环境,深组合接收机同样可得到精度更高的载波相位观测值,且观测值中不存在由动 态影响产生的"毛刺",且不同等级惯导得到的载波相位观测值精度接近。由于深组合 接收机使用更窄的环路滤波器,跟踪灵敏度也比 R9 高 9dB。在 20 秒信号遮挡恢复后, 深组合接收机可在 1 秒内恢复对载波相位的跟踪,在 3~4 秒达到稳定跟踪,而 R9 接收 机恢复较慢,通常需要 3~6 秒才可输出观测值。

采用仿真器信号对比测试所研制的深组合接收机与商用导航型接收机 ublox M8N 伪距观测值,对比表明: 弱信号动态环境下使用高精度惯导时伪码精度略高于 ublox 接收机,而使用低精度惯导时伪码精度与 ublox 相当(此次测试中本文接收机码间距 受射频前端带宽限制)。在 20 秒信号遮挡恢复后,深组合接收机第一秒内伪距误差可 收敛到1米内,收敛过程中伪距误差小于 ublox 接收机。

通过典型城市道路上的车载实测表明:本文所研制接收机工作在深组合模式下相 比于工作在独立 GNSS 模式下可得到更高的定位精度,北向误差标准差由 3.61m 下降 到 0.80m,东向误差标准差由 1.50m 下降到 0.93m,水平 CEP 由 0.89m 下降到 0.69m; 定位历元比例由 93%提高到 99%;定位粗差比例由 9.25%下降到 2.90%。与商用接收 机的对比可知,研制的深组合接收机利用伪距和载波相位观测值得到的定位精度、连 续性更有优势。深组合接收机水平定位误差标准差和 CEP 均小于或约为 1m;两次伪 距定位测试中相比于 R9 和 ublox 接收机,深组合接收机可定位比例分别提高 0%、4% 和 2%、9%,粗差比例分别下降 0.94%、0.40%和 2.37%、1.87%;利用载波相位观测 值的高精度定位测试中,深组合接收机北向和东向误差标准差均小于 1cm 且小于 R9 和 ublox 接收机;深组合接收机的模糊度固定次数和有效固定次数均高于 R9 和 ublox 接收机。

7 总结与展望

7.1 工作总结与创新点

针对城市复杂环境高精度定位导航应用需求,本文研究了 GNSS/INS 深组合接收 机理论与方法,提高了 GNSS 观测量精度与连续性。首先,建立了深组合基带环路跟 踪模型并开展了误差分析;其次,提出了惯导辅助 FFT 鉴频器技术,实现了动态环境 下的弱信号跟踪,并对接收机内部弱信号处理细节进行了优化;然后,利用惯导辅助 开环跟踪技术显著缩短了信号遮挡后的恢复时间,并通过惯导辅助实现了低复杂度的 观测值粗差检测;最后,分别采用仿真器信号和城市环境真实信号对本文研制的深组 合软件接收机进行了测试验证。本文的研究成果归纳如下:

1. 建立了深组合跟踪误差模型。将惯导误差微分方程和惯性传感器误差模型结合 得到惯导辅助多普勒频率误差模型,在此基础上结合接收机跟踪环闭环和开环模型给 出了深组合跟踪通道的误差响应。将深组合跟踪误差建模成惯导辅助多普勒误差导入 接收机跟踪环所产生的误差响应,用于不同环路滤波器参数和不同惯性传感器误差模 型情况下深组合跟踪环路跟踪误差的定量分析。另外,推导了惯性传感器误差模型中 由白噪声激励的随机噪声项的误差响应的统计特性表达式。所建立的误差模型为闭环 跟踪误差分析以及开环跟踪时间上限的定量分析提供了理论工具。

2. 提出并分析了惯导辅助前后 FFT 鉴频器动态弱信号跟踪性能。在有/无导航电文 辅助时分别使用 FFT 和 SFFT 进行鉴频,并通过 SFFT 推导了广义的非相干锁相环鉴 相器。通过使用 FFT 变换后部分频点鉴频提高了灵敏度,并给出了适合硬件实现的部 分频点 FFT 鉴频器的低复杂度实现方法。利用 IQ 积分值在有信号和无信号时的概率 密度函数计算了 FFT 鉴频器灵敏度,通过蒙特卡洛方法仿真了 SFFT 鉴频器灵敏度。 通过惯导加速度估计误差和 FFT 鉴频器动态鉴频性能分析了深组合中 FFT 鉴频器动态 灵敏度性能,实现了仿真场景 100g 加减速动态下 20dB-Hz 弱信号的频率稳定跟踪。

3. 通过惯导辅助的开环跟踪实现了城市环境中 GNSS 断续信号的连续跟踪,提高 了观测值的连续可用性。当载噪比低于一定阈值时判断为信号被遮挡进入开环跟踪状态,载波环和码环跟踪频率直接通过惯导辅助频率进行控制。相比于传统导航型接收 机,使用开环跟踪可避免计算复杂度较高的信号失锁重捕运算的使用,从而降低处理 器运算负担,减小系统功耗,且可加快跟踪过程中的误差收敛。通过仿真信号测试了 短时间内载波相位开环跟踪的可能,为复杂环境下提取无周跳载波相位观测值打下了 基础。

4. 针对城市复杂环境下的高精度导航应用,搭建了一套完整的 GNSS/INS 深组合 软件接收机平台用于高质量观测值提取,并做了全面优化。对弱信号处理进行优化, 在信号锁定检测方面利用码环和载波环跟踪频率之比进行载波频率锁定检测,并结合 码环锁定指示器和惯导辅助频率进行稳健的信号锁定检测;使用不同比特相位的相干

非相干积分能量实现了 20dB-Hz 信号的可靠位同步;使用扩展的帧同步头通过 FFT 变换进行相干积分实现了 20dB-Hz 信号的可靠帧同步;通过惯导外推伪距与通道提取伪距做差实现了低复杂度的伪距观测值粗差检测,且不受观测值数量及其中包含的粗差观测值数量限制,可简单有效地实现伪距粗差检测。

5. 针对城市复杂环境车载高精度应用需求,分别通过硬件仿真器和车载实验对研制的深组合接收机性能进行了定量测试,并与典型商用接收机进行了对比测试。首先利用仿真器信号对比了不同环路设置时基带伪码和载波相位跟踪性能,实现了车载动态条件下 26dB-Hz 信号的载波相位跟踪, 20dB-Hz 信号的载波频率跟踪(伪距误差标准差约为 2.2m)以及可靠的比特同步和帧同步;其次分别和商用测量型(天宝 R9)和导航型接收机(ublox M8N)对比了载波相位观测值和伪距观测值,载波相位观测值噪声、跟踪灵敏度和信号遮挡恢复速度均优于 R9 接收机,弱信号伪距噪声和伪码恢复速度与 ublox 接收机相当,收敛过程中码相位误差小于 ublox 接收机;最后在真实的城市复杂环境下进行了车载测试,实测结果表明,深组合接收机工作在惯导辅助模式下比无辅助模式下性能更优(定位误差更小、可定位历元比例更高、粗差历元比例更低),与商用接收机对比了伪距和载波相位定位结果,测试中深组合接收机伪距双差水平定位误差标准差约为 1m,且在定位标准差、可定位历元比例和粗差历元比例以及典型复杂场景的表现方面均优于 R9 和 ublox 接收机或与其相当,载波相位双差水平定位误差标准差小于 1cm,且在水平误差和固定解次数方面均优于 R9 和 ublox 接收机或与其相当,载波相位双差水平定

本文特色和创新点可归纳为:

 建立了深组合跟踪误差模型。将深组合跟踪误差建模成惯导估计多普勒误差导 入跟踪环路之后产生的误差响应,从而统一了开环和闭环跟踪误差分析,并统一了不 同环路滤波器参数和不同惯导误差模型情况下深组合跟踪环路跟踪误差的分析。给出 了惯导模型中建模为随机噪声项的误差响应统计特性表达式,为闭环跟踪误差以及开 环跟踪时间的定量分析提供了理论工具。

2. 提出了惯导辅助 FFT 跟踪技术,有效解决了车载弱信号跟踪问题。分析了 FFT 鉴频器的弱信号跟踪灵敏度以及动态跟踪性能,通过使用部分频点 FFT 变换改善了 FFT 鉴频器的弱信号处理能力,并给出了更适合于硬件实现的部分频点 FFT 鉴频器的 低复杂度实现方法。通过使用复数平方消除了导航电文跳变对 FFT 鉴频器的影响,并 由此推导了广义的非相干锁相环鉴相器,说明了现有非相干锁相环鉴相器仅是广义的 非相干锁相环鉴相器在静态时的特例。最后通过惯导加速度估计误差和 FFT 鉴频器动态鉴频性能分析了深组合中使用 FFT 鉴频器时动态灵敏度性能,成功实现了 100g 加 减速动态下 20dB-Hz 弱信号的跟踪。

3. 提出了惯导辅助 GNSS 开环跟踪技术,实现了信号短时间遮挡的连续观测及快速恢复。在惯导辅助开环误差理论分析的基础上,通过仿真器信号测试了载波相位开

环跟踪,验证了短时间(5s)开环相位跟踪的可行性,可进一步用于短时间遮挡时无 周跳的载波相位观测值提取,可用于改进基于载波相位观测值的高精度定位性能;通 过仿真器信号和城市复杂环境真实车载信号测试了载波频率和伪码相位开环跟踪,验 证了遮挡情况下开环载波频率和码相位跟踪可用于加快信号恢复后的信号锁定,增强 了观测值的可用性进而提高了导航的可用性,并节省了进行信号失锁重捕的计算资源 和时间消耗。

4. 在上述关键技术的基础上,研制了支持有惯导辅助模式和无惯导辅助模式的动态高灵敏度标量深组合接收机,实现了城市复杂环境下 GNSS 信号的连续高精度观测 值获取,为城市道路 GNSS 高精度定位提供了高质量的原始观测量。利用 FFT 鉴频器 实现弱信号处理,对信号锁定检测、比特同步和帧同步均进行了优化;惯导辅助时使 用窄相关器实现高精度码相位跟踪并具备伪距多径抑制能力;使用开环跟踪提高信号 跟踪连续性;使用惯导辅助实现低复杂度的伪距粗差检测。通过仿真器信号和真实城 市复杂环境车载信号测试了标量深组合接收机性能,并与典型商用接收机做了对比。

- 1) 实现了车载动态条件下 26dB-Hz 信号的载波相位跟踪, 20dB-Hz 信号的载波频 率跟踪(伪距误差标准差约为 2.2m)以及可靠的比特同步和帧同步;
- 2) 载波相位观测值噪声低于天宝 R9 接收机且灵敏度优于 R9 接收机,遮挡后载波相位恢复速度快于 R9 接收机;
- 3) 弱信号时伪距观测值与 ublox M8N 接收机相当,遮挡后伪码相位恢复速度与 ublox 相同(均在1秒以内),收敛过程中码相位误差小于 ublox 接收机;
- 4) 在真实城市复杂环境测试中,深组合接收机伪距双差水平定位误差标准差约为
 1m 且在水平定位误差标准差、可定位历元比例和粗差历元比例方面均优于 R9
 和 ublox 接收机或与其相当;
- 5) 在出隧道、城市峡谷、双层高架桥、树木遮挡和隔音棚遮挡等典型复杂场景中, 深组合接收机在可定位历元比例和水平定位误差方面均优于 R9 和 ublox 接收机 或与其相当;
- 6) 较为复杂路段的测试中,深组合接收机载波相位双差水平定位误差标准差小于 1cm 且在水平定位误差标准差和固定解次数方面均优于 R9 和 ublox 接收机。

7.2 工作展望

本文工作基于 GPS L1 和北斗 B1 信号与惯性传感器进行深组合技术研究,设计了应用于城市复杂环境的深组合软件接收机。在接收机信号处理和系统设计方面还可考虑做以下改进,主要包括:

完善载波相位开环跟踪技术。通过仿真信号验证了开环载波相位跟踪在短时间内的可用性,但在实际车载中并没有有效利用,仅使用了开环载波频率和码相位跟踪。
 为了实现载波相位在短暂时间遮挡时的无周跳跟踪,从而提高载波相位观测值质量,

需要有效降低惯导自主推算的误差发散速度(例如引入车辆运动约束和里程计等辅助 信息),进一步提高载波相位开环跟踪性能。

2. 将深组合接收机平台向多频多系统扩展,并进行工程化。目前受中频信号采集器的限制,仅能够采集 L1 和 B1 频点信号,而 Galileo 可用卫星逐渐增多,北斗三代卫星已经开始部署,因此后续工作首先需要加入 Galileo E1 信号和北斗 B1C 信号,其次扩展射频频点引入 GLONASS 信号并开展多频多系统接收机研制。同时,加强与接收机厂商在深组合技术上的合作,开展工程化、产品化工作。

3. 开展多源智能深组合研究。多源融合或多传感器融合已成为导航发展趋势,目前本文仅使用了 GNSS 接收机与惯性传感器进行信息融合,随着无人驾驶的发展,车载传感器将会越来越多,如里程计、摄像头和激光扫描雷达(LiDAR)等。不同传感器可获取不同种类的导航信息,多传感器融合可提高导航定位的完好性、可靠性、可用性和精度,后续工作将研究如何最优的进行信息融合,深入到信号底层,校正传感器误差。

参考文献

巴晓辉, 刘海洋, 陈培, 陈杰(2009) 一种超高灵敏度 GPS 信号的跟踪方法. 武汉大学学报: 信息 科学版, 34(11), pp.1368-1371. 班亚龙(2016)高动态 GNSS/INS 标量深组合跟踪技术研究. 博士. 武汉: 武汉大学. 戴卫恒,朱文明,常江,吕晶(2009)弱信号条件下的卫星导航技术进展.全球定位系统,34 (1), pp.29-32. 董喜艳(2012)导航系统中相位噪声模型建立与分析.硕士.成都:电子科技大学. 高钟毓(2012)惯性导航系统技术.清华大学出版社. 韩海军,谢玲,陈家斌(2002)INS/GPS 组合导航方式及应用前景. 火力与指挥控制,27(4), pp.66-68. 立得空间(2017)高精度定位定姿系统使用说明书. 李征航,黄劲松(2005)GPS测量与数据处理.武汉大学出版社. 刘美生(2007)全球定位系统及其应用综述(三)-GPS的应用.中国测试技术,33(1),pp.5-11. 刘志俭,周薨,楚恒林(2009) GPS L1C 信号多径抑制性能分析.全球定位系统,34(6), pp.9-12. 鲁郁(2016)北斗/GPS 双模软件接收机原理与实现技术. 电子工业出版社. 齐国清(2006)几种基于 FFT 的频率估计方法精度分析. 振动工程学报, 19(1), pp.86-92. 宋茂忠(2001)提高 GPS 定位精度的数据处理技术.数据采集与处理,16(2), pp.220-226. 谭述森(2008)北斗卫星导航系统的发展与思考.宇航学报,29(2), pp.391-396. 王尔申,张淑芳,张芝贤(2011) GPS 接收机抗多径技术研究现状与趋势.电讯技术,51(01), pp.114-119. 王慧哲(2017)基于多信息融合的无人机全源导航关键技术研究.硕士.南京:南京航空航天大学. 王梦丽,王飞雪(2008)三种电离层延迟多频修正算法的比较.测绘科学,33(4), pp.58-60. 王朋辉(2010) 高动态 GPS/INS 组合导航系统研究. 硕士. 南京: 南京航空航天大学. 王巍(2013)惯性技术研究现状及发展趋势.自动化学报,39(6),pp.723-729. 魏二虎,柴华,刘经南(2005)关于 GPS 现代化进展及关键技术探讨. 测绘通报,(12),pp.5-7. 闻新,刘宝忠(2004)GLONASS卫星导航系统的现状与未来.中国航天, (9), pp.19-23. 吴有龙, 王晓鸣, 杨玲, 曹鹏(2014) GNSS/INS 紧组合导航系统自主完好性监测分析. 测绘学报, 43 (8), pp.786-795 谢钢(2009) GPS 原理与接收机设计. 北京: 电子工业出版社. 谢明,丁康(1994)频谱分析的校正方法.振动工程学报,7(2), pp.172-179 严昆仑,郭文飞,章红平,牛小骥(2013)开环 GNSS 信号载波跟踪方法和系统.中国专利: ZL201310498374.6. 严昆仑,章红平,张提升,牛小骥(2015) NH 码对新一代 GNSS 信号捕获跟踪的影响.武汉大学 学报:信息科学版,40(5),pp.682-687. 杨洋(2013) GPS/SINS 深组合导航中的关键技术研究. 博士. 南京: 南京理工大学. 杨元喜(2010)北斗卫星导航系统的进展、贡献与挑战,测绘学报, 39(1), pp.1-6. 杨元喜(2016)综合 PNT 体系及其关键技术. 测绘学报, 45(5), pp.505-510. 叶萍(2011) MEMS IMU/GNSS 超紧组合导航技术研究. 博士. 上海: 上海交通大学. 于海亮(2007)基于 INS 辅助的 GPS 接收机捕获和跟踪技术研究. 硕士. 长沙: 国防科学技术大学. 张提升(2013) GNSS/INS 标量深组合跟踪技术研究与原型系统验证. 博士. 武汉: 武汉大学. 张提升,章红平,严昆仑,牛小骥,刘经南(2014)一种 GNSS 中频数据与惯性测量数据联合采 集器.中国专利: ZL201210117657.7. 赵大海, 宗刚(2011)"伽利略"卫星导航系统概述. 全球定位系统. 36(1), pp.62-66. 中国卫星导航系统管理办公室(2016)北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 (2.1版).http://www.beidou.gov.cn/xt/gfxz/201710/P020171202693088949056.pdf. 中国卫星导航定位协会(2017)中国卫星导航与位置服务产业发展白皮书. 周飞(2017)带有用户端自主完好性监测的多模 GNSS 接收机研究.硕士.成都:电子科技大学. 周徐昌, 沈建森(2006)惯性导航技术的发展及其应用. 兵工自动化, 25(9), pp.55-56.

周忠谟, 易杰军, 周琪(1997) GPS 卫星测量原理与应用. 北京: 测绘出版社.

朱华(1990)随机信号分析.北京:北京理工大学出版社.

- 朱文涛,苏涛,杨涛,郑纪彬,张龙(2014)线性调频连续波信号检测与参数估计算法.电子与信息学报,36(3),pp.552-558.
- Akopian D (2005) Fast FFT based GPS satellite acquisition methods. IEE Proceedings-Radar, Sonar Navigation, 152(4), pp.277-286.
- Akos D, Normark P, Lee J, Gromov K, Tsui J, Schamus J (2000) Low power global navigation satellite system (GNSS) signal detection and processing. In Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, pp.784-791.
- Alban S (2004) Design and Performance of a Robust GPS/INS Attitude System for Automobile Applications. Doctor. USA: Stanford University.
- Alban S, Akos D, Rock S, Gebre-Egziabher D (2003) Performance Analysis and Architectures for INS-Aided GPS Tracking Loops. Proceedings of the Institute of Navigation National Technical Meeting, pp. 611-622.
- Benedicto J, Dinwiddy S, Gatti G, Lucas R, Lugert M (2000) GALILEO: Satellite System Design and Technology Developments. European Space Agency.
- Betz J (1999) The Offset Carrier Modulation for GPS Modernization. Proceeding of the Navigation Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION NTM).
- Betz J (2001) Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation. Navigation, 48(4), pp.227-246.
- Betz J (2015) Engineering Satellite-Based Navigation and Timing: Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers. John Wiley & Sons.
- Betz J, Kolodziejski K (2000) Extended Theory of Early-Late Code Tracking for a Bandlimited GPS Receiver. Navigation, 47(3), pp.211-226.
- Black H (1978) An Easily Implemented Algorithm for the Tropospheric Range Correction. Journal of Geophysical Research: Solid Earth, 83(B4), pp.1825-1828.
- Borio D, Lachapelle G (2009) A non-coherent architecture for GNSS digital tracking loops. Ann Telecommun 64(9-10), pp.601-614.
- Borre K, Akos D, Bertelsen N, Rinder P, Jensen S (2007) A software-defined GPS and Galileo receiver: a single-frequency approach. Springer Science & Business Media.
- Braasch M, van Dierendonck (1999) GPS Receiver Architectures and Measurements. Proceedings of the IEEE, 87(1), pp.48-64.
- Brown R, McBurney P (1988) Self-Contained GPS Integrity Check Using Maximum Solution Separation. Navigation, 35(1), pp.41-53.
- Bryant R (2002) subATTO indoor GPS-pitfalls, solutions and performance using a conventional correlator. GPS Solutions, 6(3), pp.138-148.
- Buck T, Wilmot J, Cook M (2006) A High G, MEMS Based, Deeply Integrated, INS/GPS, Guidance, Navigation and Control Flight Management Unit. Position, Location, And Navigation Symposium, 2006 IEEE/ION, pp.772-794.
- Bye C, Gary L, Albert K (1998) Development of a FOG-based GPS/INS. In Position Location and Navigation Symposium, IEEE, pp.264-271.
- Chiang K, Duong T, Liao J (2013) The Performance Analysis of a Real-Time Integrated INS/GPS Vehicle Navigation System with Abnormal GPS Measurement Elimination. Sensors 13(8), pp.10599-10622.
- Chiou T (2005) GPS Receiver Performance Using Inertial-Aided Carrier Tracking Loop. In Proceedings of ION GNSS, pp.13-16.
- Chiu H, Zhou X, Carlone L, Dellaert F, Samarasekera S, Kumar R (2014) Constrained optimal selection for multi-sensor robot navigation using plug-and-play factor graphs. Robotics and Automation (ICRA), 2014 IEEE International Conference on. IEEE, pp.663-670.
- Choi I, Park S, Cho D, Yun S, Kim Y, Lee S (2002) A novel weak signal acquisition scheme for assisted GPS. ION GPS 2002: 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation.
- Copps E, Geier G, Fidler W, Grundy P (1980) Optimal processing of GPS signals. Navigation, 27(3), pp.171-182.
- Curran J (2010) Weak Signal Digital GNSS Tracking Algorithms. Doctor. Ireland, National University of Ireland.
- Curran J, Lachapelle G, Murphy C (2012) Improving the design of frequency lock loops for GNSS receivers. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 48(1), pp.850-868.
- Dafesh P (2006) Spread Spectrum Bit Boundary Correlation Search Acquisition System. US Patent 7042930.

De Jonge P, Tiberius C (1996) The LAMBDA method for integer ambiguity estimation: implementation aspects. Publications of the Delft Computing Centre, LGR-Series, 12(12), pp.1-47.

Djuknic G, Richton R (2001) Geolocation and assisted GPS. Computer, 34(2), pp.123-125.

- Elders-Boll H, Dettmar U () Efficient differentially coherent code/Doppler acquisition of weak GPS signals. Spread Spectrum Techniques and Applications, 2004 IEEE Eighth International Symposium on, pp.731-735.
- Gao G (2008) Towards navigation based on 120 satellites: analyzing the new signals. Doctor. USA: Department of Electrical Engineering, Stanford University.
- Gao G, Lachapelle G (2006) INS-Assisted High Sensitivity GPS Receivers for Degraded Signal Navigation. Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Fort Worth, TX, pp.26-29.
- Gebre-Egziabher D, Razavi A, Enge P, Gautier J, Akos D, Pullen S, Pervan B (2001) Doppler Aided Tracking Loops for SRGPS Integrity Monitoring. Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003), pp.2562-2571.
- Gowdayyanadoddi N, Broumandan A, Curran J, Lachapelle G (2014) Benefits of an Ultra Stable Oscillator for Long Coherent Integration. In Proc. ION GNSS, pp.1578-1594.
- Guo W, Yan K, Zhang H, Niu X, Shi C (2014) Double Stage NCO-Based Carrier Tracking Loop in GNSS Receivers for City Environmental Applications. IEEE Communications Letters, 18(10), pp.1747-1750.

Gustafson D, Dowdle J, Flueckiger K (2000) A deeply integrated adaptive GPS-based navigator with extended range code tracking. In Position Location and Navigation Symposium, IEEE, pp.118-124.

Hatch R (1983) The synergism of GPS code and carrier measurements. In International geodetic symposium on satellite Doppler positioning, pp.1213-1231.

- Hinedi S (1988) An extended Kalman filter based automatic frequency control loop. TDA Progress Report, 42(95), pp.219-228.
- Hopfield H (1969) Two-quartic tropospheric refractivity profile for correcting satellite data. Journal of Geophysical research, 74(18), pp.4487-4499.
- Hurd W, Statman J, Vilnrotter V (1987) High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, (4), pp.425-437.
- ICD GPS (2013) Global Positioning Systems Directorate System Engineering & Integration Interface Specification IS-GPS-200H.Navstar GPS Space Segment / Navigation User Interfaces. https://www.gps.gov/technical/icwg/IS-GPS-200H.pdf.
- iMAR (2017) iTraceRT-F402-E: Accurate Real-Time Surveying, Vehicle Trajectory and Dynamics Estimation with Deeply Coupled INS/GNSS Data Fusion.
- Irsigler M, Eissfeller B (2002) PLL tracking performance in the presence of oscillator phase noise. GPS Solutions, 5(4), pp.45-57.

Ivanov N, Salischev V (1992) The GLONASS System-An Overview. The Journal of Navigation, 45(2), pp.175-182.

Jovancevic A, Brown A, Ganguly S, Goda J, Kirchner M, Zigic S (2003) Real-Time Dual Frequency Software Receiver. Position Location and Navigation Symposium, pp.366-374.

- Jovancevic A, Ganguly S (2005) Real-time Implementation of a Deeply Integrated GNSS-INS Architecture. In Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the ION, Long Beach, CA.
- Jovancevic A, Tawk Y, Botteron C, Farine P (2010) Multipath Mitigation Techniques for CBOC, TMBOC and AltBOC Signals using Advanced Correlators Architectures. Position Location and Navigation Symposium (PLANS), IEEE/ION, pp.1127-1136.
- Juang J, Chen Y (2009) Phase/frequency tracking in a GNSS software receiver. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 3(4), pp.651-660.
- Kaplan E, Hegarty C (2005) Understanding GPS: Principles and Applications, Second Edition. Artech House.
- Kazemi P (2008) Optimum digital filter for GNSS tracking loops. Proc. of ION GNSS 2008, pp.2304-2313.
- Kelley C, Barnes J, Cheng J (2002) OpenSource GPS Open Source Software for Learning about GPS. ION GPS, pp.2524-2533.
- Kennedy S, Rossi J (2008) Performance of a Deeply Coupled Commercial Grade GPS/INS System from KVH and NovAtel Inc. Position, Location and Navigation Symposium, 2008 IEEE/ION, pp.17-24.
- Klobuchar J (1987) Ionospheric Time-Delay Algorithm for Single-Frequency GPS Users. IEEE

Transactions on aerospace and electronic Systems, (3), pp.325-331.

- Lashley M, Bevly D, Hung J (2009) Performance analysis of vector tracking algorithms for weak GPS signals in high dynamics. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 3(4), pp.661-673.
- Lee Y (1986) Analysis of range and position comparison methods as a means to provide GPS integrity in the user receiver. Proceedings of the 42nd Annual Meeting, pp.1-4.
- Levanon N, Getz B (1994) Comparison between linear FM and phase-coded CW radars. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 141(4), pp.230-240.
- Li T, Petovello M, Lachapelle G, Basnayake C (2009) Performance Evaluation of Ultra-tight Integration of GPS/Vehicle Sensors for Land Vehicle Navigation. Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2009), Savannah, GA, USA, pp.22-25.
- Lin T (2013) Contributions to a Context-aware High Sensitivity GNSS Software Receiver. Doctor. Canada: University of Calgary.
- Milliken R, Zoller C (1978) Principle of Operation of NAVSTAR and System Characteristics. Navigation, 25(2), pp.95-106.
- Misra P, Burke B, Pratt M (1999) GPS Performance in Navigation. Proceedings of the IEEE, 87(1), pp.65-85.
- Misra P, Enge P (2006) Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance Second Edition. Ganga-Jamuna Press.
- Mongredien C, Lachapelle G, Cannon M (2006) Testing GPS L5 Acquisition and Tracking Algorithms Using a Hardware Simulator. Proceedings of ION GNSS, pp.2901-2913.
- Natali F (1984) AFC tracking algorithms. IEEE Transactions on Communications, 32(8), pp.935-947.
- Niu X, Ban Y, Zhang Q, Zhang T, Zhang H, Liu J (2015a) Quantitative analysis to the impacts of IMU quality in GPS/INS deep integration. Micromachines 6(8), pp.1082-1099.
- Niu X, Yan K, Zhang T, Zhang Q, Zhang H, Liu J (2015b) Quality evaluation of the pulse per second (PPS) signals from commercial GNSS receivers. GPS Solutions, 19(1), pp.141-150.
- O'Driscoll C, Petovello M, Lachapelle G (2008) Software Receiver Strategies for the Acquisition and Re-Acquisition of Weak GPS Signals. ION National Tech. Meeting.
- Pany T, Kaniuth R, Eissfeller B (2005) Deep integration of navigation solution and signal processing. Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, pp.1095-1102.
- Parkinson B (2014) Assured PNT for our future: PTA. GPS world, 9, pp.24-31.
- Parkinson B, Axelrad P (1988) Autonomous GPS integrity monitoring using the pseudorange residual. Navigation, 35(2), pp.255-274.
- Parkinson B, Spilker J, Axelrad P, Enge P (1996) Global Positioning System: Theory and Applications. AIAA Washhington DC.
- Petovello M, O'driscoll C, Lachapelle G (2007) Ultra-Tight GPS/INS for Carrier Phase Positioning in Weak-Signal Environments. Proceedings of NATO RTO SET-104 Symposium on Military Capabilities Enabled by Advances in Navigation Sensors.
- Petovello M, O'driscoll C, Lachapelle G (2008) Carrier Phase Tracking of Weak Signals Using Different Receiver Architectures. Proceedings of the ION NTM Conference, San Diego, CA, USA, pp.781-791.
- Pownell M, Nielson J, Madsen J (2005) Use of GPS for Long Range Precision Navigation for Weapon Delivery. Proceedings of the ION GNSS, Long Beach, CA, pp.13-16.
- Progri I, Kelly C, Gao G, Michalson W, Wang J, Lavrakas J (2007) Discrete vs. continuous carrier tracking loop theory, implementation, and testing with large BT. Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007), pp.2584-2610.
- Psiaki M (2001) Block Acquisition of Weak GPS Signals in a Software Receiver. ION GPS, Salt Lake City, pp.1-13.
- Quinn B (1994) Estimating Frequency by Interpolation Using Fourier Coefficients. IEEE transactions on Signal Processing, 42(5), pp.1264-1268.
- Rife D, Vincent G (1970) Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones. Bell Labs Technical Journal, 49(2), pp.197-228.
- Remondi B (2004) Computing satellite velocity using the broadcast ephemeris. GPS Solutions, 8(3), pp181-183.
- Saastamoinen J (1973) Contribution to the theory of atmospheric refraction. Bulletin Geodesique (1946-

1975), 107(1), pp.13-34.

Savage P (1998) Strapdown inertial navigation integration algorithm design part 1: Attitude algorithms. Journal of guidance, control, and dynamics, 21(1), pp.19-28.

Schmidt G, Phillips R (2010) INS/GPS integration architectures. Massachusetts Inst of Tech Lexington.

Sensonor (2017) STIM300 Datasheet. https://www.sensonor.com/media/1141/ts1524r21-datasheetstim300.pdf.

Shanmugam S, Watson R, Nielsen J, Lachapelle G (2005) Differential signal processing schemes for enhanced GPS acquisition. Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005), pp.212-222.

Shin E (2001) Accuracy Improvement of Low Cost INS/GPS for Land Applications. Master. Canada: The University of Calgary.

Soloviev A, van Graas F, Gunawardena S (2001) Implementation of Deeply Integrated GPS/Low-Cost IMU for Reacquisition and Tracking of Low CNR GPS Signals. Proceedings of the 2004 National Technical Meeting of the Institute of Navigation, pp.923-935.

Spirent (2016) Spirent GSS6425: Multiple Constellation Record & Playback System. https://www.spirent.com/-/media/Datasheets/Positioning/GSS6425.pdf.

Stephens S, Thomas J (1995) Controlled-root formulation for digital phase-locked loops. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 31(1), pp.78-95.

- Sturza M (1988) Navigation system integrity monitoring using redundant measurement. Navigation, 35(4), pp.483-502.
- Sun D, Petovello M, Cannon M (2013) Ultratight GPS/Reduced-IMU Integration for Land Vehicle Navigation. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 49(3), pp.1781-1791.
- Tang X, Falletti E, Presti L (2013) Fast nearly ML estimation of Doppler frequency in GNSS signal acquisition process. Sensors 13(5), pp.5649-5670.

Takasu T (2011) RTKLIB: An open source program package for GNSS positioning. http://www.rtklib.com.

Takasu T (2013) RTKLIB ver.2.4.2 Manual. http://www.rtklib.com/prog/manual_2.4.2.pdf.

Tawk Y, Tome P, Botteron C, Stebler Y, Farine P (2014) Implementation and Performance of a GPS/INS Tightly Coupled Assisted PLL Architecture Using MEMS Inertial Sensors. Sensors, 14(2), pp.3768-3796.

Teunissen P (1995) The least-squares ambiguity decorrelation adjustment: a method for fast GPS integer ambiguity estimation. Journal of geodesy, 70(1-2), pp.65-82.

Titterton D, Weston J (2004) Strapdown inertial navigation technology. IEE.

Trimble(2017)NetR9:GNSSReferenceReceiverSeries.http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-689228/022506-Series.Series.Series.

128J_NetR9_DS_USL_0517_LR.pdf.

Tsui J (2005) Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach. John Wiley & Sons.

ublox (2016) NEO-M8: u-blox M8 concurrent GNSS modules Data Sheet. https://www.u-blox.com/sites/default/files/NEO-M8-FW3_DataSheet_%28UBX-15031086%29.pdf.

ublox (2018) https://www.u-blox.com/zh/high-precision-positioning-old

van Dierendonck A, Fenton P, Ford T (1992) Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver. Navigation, 39(2), pp.265-283.

van Diggelen F (2009) A-GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS. Artech House.

- van Graas F, Soloviev A, de Haag M, Gunawardena S, Braasch M (2005) Comparison of two approaches for GNSS receiver algorithms: batch processing and sequential processing considerations. Proceedings of the ION GNSS 18th International Technical Meetings of the Satellite Division, Long Beach, CA, pp.200-211.
- van Nee D, Coenen A (1991) New fast GPS code-acquisition technique using FFT. Electronics Letters, 27(2), pp.158-160.
- Vig J, Meeker T (1991) The aging of bulk acoustic wave resonators, filters and oscillators. Frequency Control Proceedings of the 45th Annual Symposium on, pp.77-101.
- Vilnrotter, V, Hinedi S, Kumar R (1989) Frequency estimation techniques for high dynamic trajectories. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 25(4), pp.559-577.
- Wang B (2015) Carrier phase prediction of weak signals for high-accuracy navigation. Master, Canada: University of Calgary.
- Ward P (1996) GPS Receiver Search Techniques. Position Location and Navigation Symposium, IEEE, pp.604-611.

- Ward P (1998) Performance Comparisons Between FLL, PLL and a Novel FLL-Assisted-PLL Carrier Tracking Loop Under RF Interference Conditions. ION GPS-98, pp.783-795.
- Warren D, Raquet J (2003) Broadcast vs. precise GPS ephemerides: a historical perspective. GPS Solutions 7(3), pp.151-156.
- Watson R, Lachapelle G, Klukas R, Turunen S, Pietila S, Halivaara I (2006) Investigating GPS Signals Indoors with Extreme High-Sensitivity Detection Techniques. Navigation, 52(4), pp.199-213.
- Xie P (2010) Improving carrier phase reacquisition time using advanced receiver architectures. Master, Canada: University of Calgary.
- Xu G (2007) GPS: Theory, Algorithms and Applications, 2nd Edition. Springer.
- Yan K, Zhang T, Niu X, Zhang H, Zhang P, Liu J (2017) INS-aided tracking with FFT frequency discriminator for weak GPS signal under dynamic environments. GPS Solutions, 21(3), pp.917-926.
- Yan K, Ziedan N, Zhang H, Guo W, Niu X, Liu J (2016) Weak GPS signal tracking using FFT discriminator in open loop receiver. GPS Solutions 20(2), pp.225-237.
- Yang C (2003) Tracking of GPS code phase and carrier frequency in the frequency domain. Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003), pp. 628-637.
- Yang C, Hegarty C, Tran M (2001a) Acquisition of the GPS L5 signal using coherent combining of I5 and Q5. Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2004), pp.2184-2195.
- Yang C, Miller M, Blasch E, Nguyen T (2001b) Comparative study of coherent, non-coherent, and semicoherent integration schemes for GNSS receivers. Proceedings of the 63rd Annual Meeting of the Institute of Navigation, pp.572-588.
- Zarrabizadeh M, Sousa E (1997) A differentially coherent PN code acquisition receiver for CDMA systems. IEEE Transactions on Communications, 45(11), pp.1456-1465.
- Zhang J, Zhang K, Grenfell R, Deakin R (2006) GPS Satellite Velocity and Acceleration Determination using the Broadcast Ephemeris. The Journal of Navigation, 59(2), pp.293-305.
- Zhang T, Ban Y, Niu X, Guo W, Liu J (2017) Improving the Design of MEMS INS-Aided PLLs for GNSS Carrier Phase Measurement under High Dynamics. Micromachines, 8(5), pp.135.

攻博期间的科研成果

1. 发表的论文

- [1] Kunlun Yan, Tisheng Zhang, Xiaoji Niu, Hongping Zhang, Penghui Zhang, Jingnan Liu (2017) INSaided tracking with FFT frequency discriminator for weak GPS signal under dynamic environments. GPS Solutions, 21(3), pp.917-926. (第一作者,二区 SCI)
- [2] Kunlun Yan, Nesreen I. Ziedan, Hongping Zhang, Wenfei Guo, Xiaoji Niu, Jingnan Liu (2016) Weak GPS signal tracking using FFT discriminator in open loop receiver. GPS Solutions, 20(2), pp.225-237. (第一作者,二区 SCI)
- [3] Xiaoji Niu, Kunlun Yan, Tisheng Zhang, Quan Zhang, Hongping Zhang, Jingnan Liu (2015) Quality evaluation of the pulse per second (PPS) signals from commercial GNSS receivers. GPS Solutions, 19(1), pp.141-150. (导师第一作者,本人第二作者,二区 SCI)
- [4] Wenfei Guo, Kunlun Yan, Hongping Zhang, Xiaoji Niu, Chuang Shi (2014) Double Stage NCO-Based Carrier Tracking Loop in GNSS Receivers for City Environmental Applications. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, 18(10), pp.1747-1750. (老师第一作者,本人第二作者,三区 SCI)
- [5] **严昆仑**,章红平,张提升,牛小骥 (2015) NH 码对新一代 GNSS 信号捕获跟踪的影响. 武汉大学 学报:信息科学版,40 (5), pp.682-687. (EI)
- [6] Kunlun Yan, Hongping Zhang, Tisheng Zhang, Liangchun Xu, Xiaoji Niu (2013) Analysis and verification to the effects of NH code for beidou signal acquisition and tracking. Proceedings of the 26th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Nashville, TN, USA, pp.107-113. (EI 会议)
- [7] Tisheng Zhang, Hongping Zhang, Tao Lin, **Kunlun Yan**, Xiaoji Niu (2016) Modeling and verifying the impact of time delay on INS-aided GNSS PLLs. GPS Solution, 20(4), pp.725-736. (二区 SCI)
- [8] Tisheng Zhang, Hongping Zhang, Yalong Ban, Kunlun Yan, Xiaoji Niu, Jingnan Liu (2013) Hardware Implementation of a Real-Time MEMS IMU/GNSS Deeply-Coupled System. IEICE Transactions on Communications, 96(11), pp.2933-2942. (四区 SCI)
- [9] Nagaraj Shivaramaiah, Dennis Akos, **Kunlun Yan** (2016) A Multi-band GNSS Signal Sampler Module with Open-Source Software Receiver. In Proc. ION GNSS, pp.343-352. (EI 会议)

2. 申请的发明专利

- [1] 严昆仑, 郭文飞, 章红平, 牛小骥. 开环 GNSS 信号载波跟踪方法和系统. 中国: ZL201310498374.6. 授权日: 2014年06月18日. (第一发明人)
- [2] 章红平, 严昆仑, 张提升, 徐良春, 班亚龙. 一种因特网与电台协同信息传输的增强定位系统.
 中国: ZL201310144725.3. 授权日: 2014 年 06 月 04 日. (老师第一发明人,本人第二发明人)
 [3] 郭文飞, 施闯, 严昆仑, 牛小骥, 章红平. 适用于 GNSS 接收机的载波频率和相位估计方法及系统.
 ኅ国: ZL201310666879.9. 授权日: 2014 年 12 月 17 日.
 - 157

- [4] 张提升,章红平,严昆仑,牛小骥,刘经南.一种 GNSS 中频数据与惯性测量数据联合采集器. 中国: ZL 201210117657.7. 授权日: 2014 年 09 月 17 日.
- [5] 张提升,章红平,严昆仑,牛小骥.自带中频记录回放功能的 GNSS 接收机系统.中国: ZL201210034124.2. 授权日: 2013 年 12 月 18 日.
- [6] 张提升, 牛小骥, 张鹏辉, 蔡磊, **严昆仑**. INS 控制 GNSS 基带的开环跟踪误差分析及控制方法. 中国: ZL201510621827.9.授权日: 2017年 06月 09日.

3. 主持及参与的主要科研项目

- [1] 2015-2017年,国家留学基金委(CSC):国家建设高水平大学公派研究生项目,主持
- [2] 2015-2017 年,863 项目:低成本高精度 GNSS/INS 深耦合系统与应用示范(课题 2:低成本 GNSS/INS 深耦合大众车载导航终端与应用示范),主要参与
- [3] 2016-2020年,国家重点研发计划:协同精密定位技术,主要参与
- [4] 2015-2017 年,国家自然科学基金:GNSS/INS 深组合跟踪环建模及其在 GNSS 地震仪中的应用 研究,主要参与
- [5] 2012-2015 年,国家自然科学基金: GNSS/INS 深组合系统中载波跟踪性能与 IMU 误差之间映射关系的理论与方法研究,主要参与
- [6] 2014-2016年,武汉大学博士研究生自主科研项目:动态高灵敏度 GNSS/INS 深组合导航系统, 主持

4. 主要获奖情况

- [1] 2012年,第八届中国研究生电子设计大赛全国竞赛,全国一等奖
- [2] 2014年,博士研究生国家奖学金
- [3] 2012年,硕士研究生国家奖学金
- [4] 2012年,光华奖学金

致谢

首先, 衷心感谢我的导师刘经南院士。刘老师的大师风范、渊博的学识、敏锐的 洞察力、缜密的逻辑思维和和蔼可亲的态度深深地影响着我。刘老师心系科学和教育, 关心学生发展, 为人、行事、治学无不处处彰显大家风范, 作为测绘导航领域的名师 大家, 刘老师不仅指导我们导航专业知识, 提供富有建设性的意见, 更是在人生方向 上对我们进行导航。

由衷感谢我的副导师牛小骥教授,牛老师治学严谨,学术功底深厚,科研工作兢兢业业、孜孜以求,指导学生言传身教、循循善诱,让我领会到了科学研究的思考方式和研究方法。研究学习中,牛老师在科研方法、学术论文撰写、研究课题选择、学位论文架构方面提供了无微不至的帮助,我的科研工作和成果中饱含牛老师辛勤的汗水;生活中,牛老师在方方面面都对学生关爱有加,亦师亦友,让我深深感动。

感谢张提升老师在深组合方面对我的极大帮助,张老师在惯导 GNSS 深组合方面 造诣颇深,对接收机和深组合系统均有着独到的见解。张老师有着充沛的精力和惊人 的毅力,科研严谨细致,对行业发展有着深刻见解,在我科研工作和论文写作方面提 供了巨大的帮助。

感谢章红平教授,章老师思维活跃,牢牢把握行业动态,在学业上给予我指导, 生活中给我提供帮助。

感谢郭文飞老师,郭老师精通接收机信号处理以及软件接收机设计,其深厚的理 论功底让我受益匪浅。

感谢郑建生教授,郑老师的指引让我接触 GNSS 接收机相关研究工作,对我的人 生发展意义重大。

感谢 Nesreen I. Ziedan 教授, Ziedan 教授治学严谨,理论扎实,她的指导让我对接 收机信号处理有了更深的理解,对严谨的科技论文写作有了更深的认识。

感谢 Dennis Akos 教授, Dennis 教授严谨务实, 理论功底强, 在软件接收机开发 方面经验丰富。Boulder 的两年学习中, 他在科研和生活上都对我提供了极大的帮助。

感谢 Nagaraj Shivaramaiah 博士, Nagaraj 博士在 GNSS 专业领域给予我极大的帮助,他耐心细致的技术问题讲解让我受益匪浅,生活和学习中也给我提供了很多资讯和信息。

感谢班亚龙博士,班博士科研认真,工作严谨,富有创造力,感谢其在深组合建模方面所作出的宝贵工作。

感谢胡楠楠在软件接收机导航解算方面提供的大力支持。感谢李卓在数据采集和 论文校对中提供的帮助,感谢祁发瑞在数据处理方面提供的帮助。 感谢林涛博士和鲁郁博士在百忙之中对我学位论文写作提供的宝贵意见。

感谢祝雪芬教授、陈强博士、李亚峰博士、柳剑飞博士对我的帮助。

感谢组内师兄弟姐妹张全、李由、陈起金、黄玲、高周正、刘进锋、张娣、许婧、 程亚豪、李冰、刘蘅嵘、谭俊雄、胡楠楠、金荣河、旷俭、束远明、李团、常乐、吴 佳豪、蔡磊、徐良春、唐海亮、吴宜斌、蒋郡祥、杨鑫、程政、张鹏辉、余彤、龚琳 琳,相信在牛老师的带领下,团队建设、科研发展将会越来越好。此外感谢易凯、黄 夙寒、曾令侃等工作人员。

感谢陈诚、陈伟、李孟、刘雄、彭通、王思乐、王腾飞、向萌萌、熊亮、张凯、 张坤、赵冠等好友对我的支持。

感谢父母对我无私的爱,姐姐和妹妹对我的支持,正是你们在背后的默默奉献才 让我完成学业;感谢表哥张帅对我的支持以及生活中的引导。