分	类	号	TN967.1	密	级	
U	D	С		编	뮹	10486

或漢大学

硕士学位论文

面向城市车道级导航的 GNSS 标量深组合基带技术研究

研究生姓名:祁发瑞
学 号:2016206180002
指导教师姓名、职称:刘经南教授张提升副教授
专业名称:电路与系统
研究方向:GNSS 深组合接收机

二〇一九年五月

Research on GNSS Baseband Technology of Scalar Deep Integration for Lane-Level Positioning in the Urban Environment

By Farui Qi

Supervised By Prof. Jingnan Liu Porf. Tisheng Zhang

Wuhan University Wuhan, 430079 P.R.China May 2019

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经发表或撰写过的研究成果。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):

年 月 日

摘要

导航与位置服务(LBS)已成为继互联网之后发展最快的新兴产业,车载导航 作为LBS的主要应用领域,近年来也持续高速增长,无人驾驶更是作为未来汽车 的研究方向,是当前科技前沿研究的热点,这些都迫切需要 GNSS 接收机在城市 环境下能提供稳定可靠的定位结果。然而由于楼群、高架、树荫等的遮挡,导致 传统 GNSS 接收机跟踪性能下降,多径干扰等造成定位精度差,无法提供稳定的 车道级定位结果,因此,本文利用 GNSS 深组合技术,从基带信号处理和定位技 术两方面出发,提升接收机性能。

基带信号处理层面,首先利用并行码相位捕获算法,减少捕获时间,结合 INS 先验信息,提升捕获性能。其次提出无辅助跟踪环路中的弱信号跟踪技术 —NonCoh-FFT,可实现在弱信号动态场景下正常跟踪多普勒频率变化。接下来研 究了城市环境下的标量深组合跟踪技术,对开环跟踪技术进行理论分析,并以 STIM300 为例进行了仿真,并提出了新的深组合跟踪环路信号强度检测方法 —SNR-FFT,验证了在实测环境下可有效检测信号能量的变化并相应调整环路策 略;针对实测环境中存在码环收敛速度慢、锁相环错误锁定的情况,通过自适应 带宽调整和 SNR-FFT 输出频率误差补偿的方法进行优化;研究了城市环境下多源 融合辅助深组合技术,通过里程计信息限制 INS 基带辅助多普勒误差发散,并通 过测试表明该方法切实可行。最后,给出了城市环境下矢量深组合实现,并对环 路跟踪性能和影响因素进行了分析。

定位解算层面,首先从观测量提取方面进行改善,给出了弱信号下的位同步和 帧同步技术确保能准确的给出发射时间,对于 INS 深组合接收机,当有 INS 辅助 信息时,可以利用 INS 短期精度来改善观测量粗差。其次,利用伪距差分技术提 升定位精度,并通过深组合接收机中的 INS 信息来设置观测量权重,测试结果显 示加权伪距差分定位技术进一步提升伪距差分定位技术在复杂城市环境下的导航 定位精度。最后,针对城市车载导航,利用车辆约束来限制 INS 在无 GNSS 观测 量时的误差发散。

最后,设计实现了一套 GNSS 深组合软件接收机,从基带和定位结果两方面对 软件接收机性能进行测试。基带性能测试首先给出了无辅助信息环路性能测试, 对比测试了 NonCoh-FFT 和 SFFT 跟踪环的灵敏度性能和动态性能,在一般车载动

I.

态下其灵敏度性能小于 20 dB-Hz;其次给出了深组合跟踪环路性能测试,通过仿 真测试,部分卫星遮挡时,深组合环路开环跟踪多普勒误差不会发散,伪距误差 在 10 min 达到 80 m;全部卫星遮挡时开环跟踪误差受 INS 误差和钟漂共同影响, 发散更快;而全部卫星遮挡时多源辅助深组合环路开环误差主要受钟漂的影响, INS 误差发散影响基本可以忽略。定位性能测试从观测量、定位结果、多传感器融 合结果三个方面和 EVK-M8U 进行对比,整体性能和典型场景对比结果表明,GNSS 深组合软件接收机性能均优于 EVK-M8U,并且深组合接收机多源融合结果定位误 差的 RMS 达到 1.099 m,实现了车道级精度。

关键词: GNSS 深组合,车载导航,开环跟踪,动态弱信号跟踪,车辆约束

ABSTRACT

Navigation and location services have become the fastest growing emerging industries after the Internet. As the main application field of LBS, car navigation has continued to grow rapidly in recent years. Unmanned driving is the research direction of the future car. It is the current research frontier of science and technology. Hotspots, these are urgently needed to provide stable and reliable positioning results for GNSS receivers in urban environments. However, due to the occlusion of the building group, the elevated frame, the shade, etc., the tracking performance of the traditional GNSS receiver is degraded, and the multipath interference causes poor positioning accuracy, which cannot provide stable lane-level positioning results. Therefore, this paper uses GNSS deep integration technology to improve receiver performance from the two aspects of baseband signal processing and positioning.

At the baseband signal processing level, the parallel code phase acquisition algorithm is first used to reduce the capture time and combine the INS prior information to improve the capture performance. Secondly, the weak signal tracking technology-NonCoh-FFT in the unassisted tracking loop is proposed, which can track the Doppler frequency variation normally in the weak signal dynamic scene. Next, the scalar deep integration technology in urban environment is studied, and the open loop tracking technology is theoretically analyzed. The STIM300 is taken as an example for simulation. A new signal strength detection method, SNR-FFT, is proposed to verify the change of signal energy and adjust the loop strategy accordingly. Research on multi-source fusion assisted deep integration technology in urban environment, the INS baseband assisted Doppler error divergence is limited by the odometer information, and the test shows that the method is feasible. Finally, the implementation of vector deep integration in urban environment is given, and the loop tracking performance and influencing factors are analyzed.

Firstly, the improvement from the observation and measurement is improved. The bit synchronization and frame synchronization techniques under weak signals are given to ensure accurate transmission time. For INS deep integration receivers, when there is INS auxiliary information, INS short-term accuracy can be used to improve the observation gross error. Secondly, the pseudorange difference technique is used to improve the positioning accuracy, and the observation weight is set by the INS information in the deep integration receiver. Finally, for urban in-vehicle navigation, vehicle constraints are used to limit the error divergence of the INS in the absence of GNSS observations.

Finally, GNSS deep integration software receivers is designed and implemented. receiver performance testing from both baseband and positioning results. The baseband performance test first gives the unassisted information loop performance test, and compares the sensitivity performance and dynamic performance of the NonCoh-FFT and SFFT. Secondly, the performance test of deep integration tracking loop is given. Through simulation test, when some satellites are occluded, the open loop tracking Doppler error of deep integration loop will not diverge, the pseudorange error will reach 80 m in 10 min; all satellites are occluded, the tracking error is affected by the INS error and the clock drift, and the divergence is faster. When all satellites are occluded, the open-loop error of the multi-source-assisted deep integration loop is mainly affected by the clock drift, and the influence of the INS error divergence is basically negligible. The positioning performance test is compared with the EVK-M8U from three aspects: observation measurement, positioning result and multi-sensor fusion result. The overall performance and typical scene comparison results show that the GNSS deep integration software receiver performance is better than EVK-M8U. Moreover, the positioning error of the multi-source fusion result of the deep integration receiver reaches 1.099 m, which achieves the lane-level accuracy.

Keyword: GNSS Deep Integration, Land Vehicle Navigation, Open Loop Tracking, Dynamic Weaking Signal Tracking, Vehicle Constraints

IV

摘	要				I		
AB	STRA	АСТ			III		
目之	录				V		
1	绪论				1		
	1.1	选题	题背景》	及意义	1		
1.2 研究现			充现状.		3		
		1.2.1	城市玎	不境下接收机基带技术研究现状	3		
		1.	.2.1.1	GNSS 信号捕获技术现状	3		
		1.	.2.1.2	GNSS 信号跟踪技术现状	4		
		1.2.2	城市玎	不境下定位算法相关技术研究现状	5		
	1.3	研究	充内容和	和章节安排	6		
2	GNS	SS接收	5 接收机与 GNSS/INS 组合导航系统原理7				
	2.1	引言	È ∃		7		
	2.2	GN	SS 接收	女机原理	7		
		2.2.1	GNSS	卫星信号特性	7		
		2.2.2	GNSS	接收机结构	8		
		2.2.3	GNSS	接收机定位原理	9		
	2.3	惯性	生导航法	及 GNSS/INS 组合导航	10		
		2.3.1	惯性导	异航算法	10		
		2.	.3.1.1	姿态更新算法	10		
		2.	.3.1.2	速度更新算法	11		
		2.	.3.1.3	位置更新算法	12		
		2.3.2	惯性导	异航误差方程	12		
		2.3.3	GNSS	/INS 组合导航算法	13		
		2.	.3.3.1	卡尔曼滤波算法	14		
		2.	.3.3.2	组合导航算法观测方程	15		
2.4 本章小结							
3 城市环境下基带信号处理技术				17			

	3.1	引	引言		
	3.2	城	城市环境下信号捕获技术		
	3.3	城	城市环境下无辅助的信号跟踪技术		
		3.3.1	城市环境下伪码跟踪环实现		
		3.3.2	2 城市环境下锁相环性能分析		
		3.3.3	城市环境下锁频环实现		
	3.4	城	市环境下标量深组合跟踪技术		
		3.4.1	标量深组合系统实现		
	3.4.2 城市环境下标量深组合开环跟踪及理论分析			折28	
		3.4.3	深组合跟踪环路信号强度检测		
		3.4.4	城市环境下深组合跟踪环路优化		
		3	.4.4.1 深组合环路闭环恢复码环误差收敛		
		3	.4.4.2 深组合环路闭环恢复锁相环错误锁	〔定检测39	
		3.4.5	城市环境下多源融合辅助深组合跟踪技术.		
	3.5	城	市环境下矢量深组合环路实现	41	
	3.6	本:	章小结		
4	城市	「环境下	深组合接收机定位技术		
	4.1	引	言		
	4.2	深	组合接收机观测量提取		
		4.2.1	伪距提取方式		
		4.2.2	弱信号下的位同步和帧同步技术		
		4.2.3	INS 辅助观测量的提取	47	
	4.3	深	组合接收机伪距差分定位技术		
		4.3.1	伪距双差		
		4.3.2	INS 辅助权重控制		
	4.4	城	市车载导航的车辆约束		
	4.5	本:	章小结		
5	GNS	SS 深组	合软件接收机实现与性能测试		
	5.1	引	言 		
	5.2	GN	ISS 深组合软件接收机系统设计		

	5.3	GN	ISS 深组	l合软件接收机性能测试说明	60	
	5.4	GN	GNSS 深组合软件接收机基带性能测试			
		5.4.1	无辅助	」信息环路性能测试	61	
		5	.4.1.1	无辅助信息环路弱信号跟踪灵敏度性能		
		5	.4.1.2	无辅助信息环路弱信号动态性能	63	
		5.4.2	深组合	跟踪环路性能测试	64	
		5	.4.2.1	部分卫星遮挡时环路的性能测试	65	
		5	.4.2.2	全部卫星遮挡时环路的性能测试	66	
		5	.4.2.3	全部卫星遮挡时多源辅助深组合环路性能测试	68	
		5	.4.2.4	深组合跟踪环路性能测试分析	70	
	5.5	GN	ISS 深组	l合软件接收机定位性能测试	70	
		5.5.1	城市环	5境下整体性能测试	71	
		5	.5.1.1	输出观测量性能测试	72	
		5	.5.1.2	深组合接收机定位性能测试	73	
		5.5.1.3		深组合接收机多源融合性能测试	73	
		5.5.2	典型场	景下的性能测试	74	
		5	.5.2.1	典型城市车载场景分析-高架	74	
		5	.5.2.2	典型城市车载场景分析-树荫	75	
		5	.5.2.3	典型城市车载场景分析-隧道	76	
		5	.5.2.4	典型城市车载场景分析-楼群	77	
	5.6	本	章小结		78	
6	总结	与展望			79	
	6.1	总统	结 :		79	
	6.2	展	望		80	
参	考文南	犬				
致	谢				85	

1 绪论

1.1 选题背景及意义

GNSS 全称是全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System)(Misra et al., 2006),它泛指所有建设和运行的卫星导航系统,涵盖了全球性的、区域性的和增强性的卫星导航系统(Parkinson et al., 1996)。GNSS 不仅能提供三维的位置和速度信息,而且可以在导航和通信领域提供精确的时间信息。其中,由美国研发的全球定位系统(Global Positioning System,GPS)是第一个提供全球导航和授时服务的定位系统,在军用和民用两方面带来了巨大的经济效益。进入二十一世纪以来,为了增强在导航领域的竞争力及自主性,各个国家开始建立自己的卫星系统,包括俄罗斯的格洛纳斯(GLONASS),欧盟的伽利略系统(Galileo)和中国的北斗系统(BDS)(杨元喜等,2011; 王熙赢,2016),尤为注意的是,北斗三号基本系统正式向"一带一路"及全球提供基本的导航服务(杨元喜,2016)。等到四大系统建成后,星空中将存在多达120颗导航卫星,同时发射300多个卫星信号(Gao,2008)。在导航领域,GNSS 是一个必不可少的选择,并会越来越重要。

GNSS系统以其自主定位技术,为各种设备提供了高可靠性和准确性的定位导 航服务,应用范围从高精度测量到个人导航,从高动态的航天器姿态确定到电离 层闪烁检测等(周傲英等,2011;李耐和等,2015)。随着导航与位置服务(Location Based Service, LBS)的兴起,对城市环境下高精度可靠定位导航服务的需求也是 愈发迫切(刘经南等,2017)。LBS已成为继互联网之后发展最快的新兴产业,车 载导航作为LBS的主要应用领域,近年来也持续高速增长(程亚伟等,2018)。无 人驾驶作为未来汽车的研究方向,是当前科技前沿研究的热点(冯学强等,2015), 除了国外互联网公司谷歌等已经开始无人驾驶汽车的研发并且已经取得了相当好 的成果之外,百度智能车在2015年可以实现城市道路复杂交通场景的自动驾驶, 最高时速达到100 km/h(何佳等,2017)。随着汽车人工智能技术的不断发展,国 内许多城市也开始出台自动驾驶路测牌照。上述应用都迫切需要在城市复杂环境 下得到车道级稳定的导航位置结果,而GNSS作为导航领域中必不可少的选择, 其性能和可靠性将决定整个系统能否稳定有效的运行。

由于空间中的 GNSS 信号非常弱(例如, GPS L1 C/A 信号强度为-160 dBw),

接收机的性能很容易受到周围环境的干扰(戴卫恒等,2009)。在城市环境下,如 图 1.1 所示,楼群、隧道、高架以及隧道等场景将造成信号的严重衰减,而且建筑 物反射等会造成严重的多径干扰,对于 GNSS 接收机而言,不同的用途和应用场 景应在其内部选择切实有效的处理策略。在城市开阔路段下,信号能量比较强, 因此接收机只需选择普通的跟踪环路就可实现卫星信号的跟踪,并无灵敏度方面 的要求,但是在树荫以及楼群等场景下,信号严重衰减,此时环路需要很高的灵 敏度才能实现信号的捕获和跟踪,高灵敏度的实现依赖于长积分时间和低环路带 宽(Lin,2013),然而车载场景下的动态因素限制了长积分时间和低带宽的实现, 因此,惯性导航系统(Inertial Navigation System, INS)作为车载导航系统中重要 组成部分,如果将 INS 信息辅助到基带信号处理中,其自主工作、对载体动态敏 感的优点使得接收机可以工作在准静态场景下,可完全消除动态因素对基带信号 处理的限制(张提升,2013; 王文静,2013);且 INS 短时精度高的优点使得接收 机在定位解算时可以拿 INS 的导航结果作为观测量误差检测的依据。



图 1.1 城市复杂信号环境和应用场景

GNSS 在城市环境下的极端应用就是在隧道场景下,此时 GNSS 无法提供导航 位置结果,因此对于车载系统,只能依赖于 INS 的导航结果,而 INS 由于无法得 到 GNSS 修正误差会逐渐发散(张全,2015),且低精度的 IMU 如 MEMS 等误差 发散更快,位置误差1分钟内甚至可达到 50米,为了提高定位导航的性能且尽可 能的降低成本,车载系统一般会选择里程计等信息对 INS 误差发散进行限制(常 乐,2017)。当然,这种多传感器融合后更高精度的导航信息对于 GNSS 信号的捕 获将提供更准确的先验信息,可减少捕获的时间,提高卫星信号的检测率(武萌 等,2017)。

鉴于无人驾驶的快速发展以及对 GNSS 接收机稳定可靠高精度定位的强烈依赖,本文充分利用车载系统的惯性传感器和里程计(Odometer,odo)信息,针对城市复杂场景,研究有效的 GNSS 接收机基带信号处理策略和后处理定位解算策略,确保 GNSS 接收机在卫星信号严重衰减和多径的城市环境也能提供连续可靠的定位结果。

1.2 研究现状

城市车道级导航面临的主要问题有动态场景下城市绿荫道路等对信号严重衰 减导致卫星信号失锁,高架桥以及楼群等造成的卫星信号的频繁遮挡,以及建筑 物等产生的多径影响,对于上述问题,首先从基带信号处理层面考虑,主要是解 决信号的快速重捕技术和改善弱信号灵敏度;其次是从后处理定位计算出发,提 取高质量的观测量,并进行有效的粗差探测,然后选择合理的定位解算方案。下 面将从上述两个方面给出研究现状。

1.2.1 城市环境下接收机基带技术研究现状

1.2.1.1 GNSS 信号捕获技术现状

GNSS 信号捕获技术主要考虑灵敏度和捕获时间,捕获灵敏度决定了接收机能 否在弱信号环境下检测到微弱的卫星信号,而捕获的时间则决定了接收机启动后 首次定位的时间,还有就是在复杂环境下卫星能否及时恢复参与定位,并且上述 两种性能相互制约。

提升捕获灵敏度的方法是通过加长积分时间来提高信号的检测率。开阔场景下 捕获信号只需要1ms的积分时间,然而复杂环境下可能要通过将积分时间加长几 百倍甚至更多以实现灵敏度20dB的提高(Tsui,2005)。积分的主要方式有相干积 分,非相干积分和差分相干积分(Chansarkar et al.,2000;罗奎等,2010)。相干 积分由于受限于导航比特电文而无法进行长时间的积分(Akos,2000),实际情况 中没有任何导航数据先验信息的情况下,对于GPS系统,相干积分时间不能超过 半个比特,即10ms;而对于BD系统,由于NH码的存在,只能为1ms。Ziedan et al.(2004)给出一种基于导航数据预测的弱信号捕获算法,但是数据预测的准 确性和算法的复杂度仍然无法有效地解决。非相干积分则通过平方操作对信号的

能量进行累加,因而可进行长时间的积分,但是会引进额外的平方损耗。差分相 干积分通过前后历元共轭相乘避免非相干积分中噪声的影响,因而在性能上要优 于非相干积分,但是其性能会随着多普勒频漂的出现而迅速降低(Schmid,2005)。 除此之外,还有基于联合均值函数和自相关函数的弱信号捕获算法(吴超,2016), 但并未在工程应用中得到充分的验证。

信号的捕获时间和捕获搜索单元密切相关,按不同的策略有串行捕获,并行捕获。串行捕获在载波一维和码相位一维分别采用串行搜索的方式,因此耗时严重。并行捕获在码相位或者载波一维进行一次 FFT 算法即可得到捕获结果,相应的计算量会大大增加。Van et al. (1991)提出的利用 FFT 循环相关的捕获方法可进一步提升捕获的时间; Burgi (2006)采用超大量的并行相关器也使得接收机在冷启动状态下快速实现首次定位。

除此之外,在接收机热启动或者在复杂环境下信号失锁重捕的时候,先验信息 或者外部传感器信息辅助可以有效的减少捕获的时间,降低虚警概率;武萌等 (2017)通过仿真实验验证了 INS 辅助能够有效提高信号捕获的检测概率和弱信 号的捕获能力,并大幅度减少平均捕获时间;在高动态场景下 INS 辅助对于捕获 性能的改善更加明显(汤霞清等,2018)。因此,在车载动态场景下,合理利用 INS 信息可提升信号初次捕获和复杂环境下失锁重捕的性能。

1.2.1.2 GNSS 信号跟踪技术现状

信号跟踪环路是在捕获获得初步的多普勒和码相位估计值后,对卫星信号参数 进行精确的估计,码跟踪环一般接收载波环的辅助,因此跟踪的性能主要取决于 载波跟踪环。载波跟踪环根据鉴别器的不同分为锁相环和锁频环,锁相环由于跟 踪信号的相位,所以跟踪性能相比锁频环要弱。加长相干积分时间是提升跟踪灵 敏度的主要方式,Waston (2006)将积分时间延长到 10 s,实现了低至 5 dB-Hz 的 信号的检测。然而在实际车载环境下,受制于载体动态、本地钟的稳定性以及导 航电文的影响,无法进行长时间的相干积分。Yang (2003)提出的利用 FFT 跟踪 码相位和载波频率的方法避免了积分时间的限制,通过复数平方和非相干积分的 方法加长积分时间,可以实现弱信号下载波频率的精确跟踪。Yan K (2016)在静 态条件下,利用 320 ms 的积分时间实现 15 dB-Hz 信号的跟踪。

跟踪环路除了用传统的锁相环之外,Petovello(2006)实现了基于鉴别器的卡

尔曼跟踪环路和基于相关器的卡尔曼跟踪环路,并比较了两者的性能; Patapoutian (1999) 和 O'Driscoll (2009)证明了传统的锁相环和基于鉴相器的卡尔曼跟踪 环路理论上是等效的,同时 Niu (2016)等也针对不同的信号场景对两者的性能进 行了比较。矢量跟踪算法是一种更先进的卫星信号处理方法(吴谋炎,2016),尤 其在城市环境中存在部分卫星遮挡的情况,相比于标量跟踪环路,可以跟踪的灵 敏度更高(Bhattacharyya & Gebre-Egziabher 2009),但是矢量接收机的结构要更加 复杂,稳定性比较差。

GNSS/INS 深组合技术通过将 INS 动态信息辅助到基带环路中,使得环路不用 承受载体的动态信息,这对于环路压缩带宽和加长积分时间有很重要的意义,在 一定程度上可以提升环路的跟踪灵敏度。Gebre-Egziabher(2001)将 INS 的动态 信息转化成多普勒频率辅助到载波跟踪环中,通过将带宽从 10 Hz 减小至 1 Hz, 实现灵敏度 5 dB 的提升; Petovello(2007)使用战术级惯导辅助基带环路,测试 表明,深组合环路可提升 7 dB 左右的灵敏度。张提升(2013)将惯导算法模型与 传统跟踪环路模型结合,给出了完整的 INS 辅助锁相环路拉氏域模型,并将惯性 辅助信息误差细化建模为零偏与比例因子,并定量分析了静态或普通动态下的零 偏误差对环路性能的影响;班亚龙(2016)完善了高动态下深组合环路跟踪误差 的传递模型,测试了深组合接收机在高动态下的载波相位跟踪性能;严昆仑(2018) 研究了面向城市复杂环境 GNSS 高精度定位的标量深组合基带技术,并将深组合 接收机提取的观测质量与商用接收机进行了对比;综上,在城市复杂环境下,合 理利用车载传感器信息辅助到基带信号处理的深组合技术将比普通跟踪环路更具 有优势。

1.2.2 城市环境下定位算法相关技术研究现状

GNSS 接收机基带部分生成伪距和载波相位的观测量,然后由后处理定位结算 部分进行处理。利用伪距进行的单点定位技术(Single Point Positioning, SPP)是最 早应用到接收机中的定位方法,但是其精度一般在 5~10 m 左右,为了改善 SPP 精 度,且伴随着 GPS 测量误差模型和伪距差分定位数学模型的提出,伪距差分技术 (Real Time Differential, RTD)以其工程实现容易广泛应用于接收机中,其精度一般 在 3m 以下,环境较好时可达到 1 m。同时,为了进一步提升定位的精度,加权最 小二乘算法也被广泛应用于接收机中(Yong, 2004),观测量权重的分配依据不同

的策略,如卫星的高度角、卫星信号的载噪比等。当外部有其余的传感器信息时, 也可用来参与控制观测量的权重,如车载系统中的惯性传感器,里程计等

(Kuusniemi, 2005)。20世纪 90年代,实时动态定位技术(Real-Time Kinematic, RTK)出现使得接收机可以实现厘米级定位精度,RTK 实现一般比较复杂,且定位精度很大程度上取决于参考站的距离。在城市复杂环境下,相位跟踪环路比较脆弱,因而无法提供有效的载波相位观测值以供RTK 处理,因此,在复杂场景下,RTD 技术是性价比更高的一种选择。

1.3 研究内容和章节安排

为实现城市环境车道级的导航定位,设计并实现一套 GNSS/INS 深组合软件接 收机,从基带信号处理层面和后处理定位解算层面出发,进行理论研究和接收机 性能的改善,同时融合惯性导航设备的信息和里程计信息,对基带性能和导航结 果的精度做进一步的提升,以下是具体的章节安排。

第1章介绍了论文的选题背景及意义,给出了城市环境下接收机基带技术和定 位部分的研究现状。

第2章一方面介绍了 GNSS 接收机原理,其中给出了卫星信号特性,接收机结构以及接收机定位原理;另一方面讲述了惯性导航和 GNSS/INS 组合导航原理, 其中包括惯性导航算法、惯导误差方程以及组合导航算法。

第3章研究了城市环境下 GNSS 基带信号处理技术,包括复杂环境下信号的捕获技术,弱信号下无辅助信息的信号跟踪技术,详细介绍了标量深组合跟踪技术, 其中有开环跟踪及理论分析以及多源融合辅助的深组合跟踪技术,最后给出了城 市环境下矢量深组合的实现方案。

第4章研究了城市环境下的深组合定位技术,包括深组合接收机观测量的提取,确保有 INS 辅助时输出高精度的伪距观测量,还详细介绍了深组合接收机伪距差分定位技术以及车载导航下车辆约束的实现,进一步提升了系统的定位导航性能。

第5章阐述了GNSS深组合软件接收机的实现,对软件接收机的性能进行测试, 包括基带性能测试和定位导航结果测试,并对测试结果进行分析说明。

第6章对论文整体的工作进行总结,在目前工作的基础上进行展望。

2 GNSS 接收机与 GNSS/INS 组合导航系统原理

2.1 引言

GNSS 标量深组合接收机组成部分包括接收机和 INS 两部分,GNSS 接收机根 据接收空间中来自不同卫星发射的信号,估计信号的参数,提取观测量并输出定 位结果;而 INS 则根据 GNSS 结果进行 INS 初始化,利用原始的惯性传感器数据 进行导航状态递推,并和接收机给出的结果进行组合,避免 INS 结果的发散。下 面将给出详细的介绍。

2.2 GNSS 接收机原理

2.2.1 GNSS 卫星信号特性

GPS 系统的导航信号采用码分多址的方式,BDII 系统和 GPS 类似,空间中不同系统的各颗卫星共享相同的载波频率,GPS 信号的频点有 L1、L2 和 L5,BD 信号的频点有 B1 和 B2;伪随机码是共享相同载频的多颗卫星信号能够区分开彼此的标识,同时也对初始的信号带宽进行了展宽,这也是远离卫星的地球表面的用户能够检测并处理微弱信号的关键所在;GPS 信号中伪随机码包括 C/A 码和 P(Y)码,BD 信号的伪随机码为 C/A 码,通过对卫星发射的伪随机码序列进行有效的跟踪,得到精确的信号传播时间,即伪距信息,由此接收机的定位算法可进行计算得到导航位置信息和时间信息;同时为了辅助定位解算,还会在伪随机码序列上调制导航电文信息,包括卫星的轨道参数,钟差等参数,上述调制过程如图 2.1 所示。



图 2.1 卫星信号调制示意图

文中主要处理的 GPS 系统中调制有 C/A 码的 L1 信号,频率为 1575.42 MHz, 以及 BDII 系统中的调制有 C/A 码的 B1 信号,频率为 1561.098 MHz,两种信号的 具体形式如下:

$$S_{L1}^{(i)}(t) = \sqrt{2P^{(i)}(c^{(i)}(t)D^{(i)}(t))}\sin(2\pi f_{L1}t + \theta_{L1})$$
(2.1a)

$$S_{B1}^{(i)}(t) = \sqrt{2P^{(i)}} \left(c^{(i)}(t) D^{(i)}(t) \right) \sin(2\pi f_{B1} t + \theta_{B1})$$
(2.1b)

其中,C、D分别表示伪码和导航电文比特,P表示信号的功率,f为载波频率; GPS和BD信号的差别为C/A码在相同周期内的码片数为1023和2046,同时BDII 的GEO卫星上导航电文的码率为500bps,其余MEO/IGSO卫星的码率和GPS一 样,为50bps,但这些卫星上还调制了NH码,码率为1kbps。

2.2.2 GNSS 接收机结构

目前 GNSS 接收机应用于各种场景中,接收机的形态有各种形式,有芯片级的, 板卡等,针对不同的应用场景,其内部信号处理的策略会略有差别,但其最本质 的结构还是一样的,下图给出的是典型的 GNSS 接收机结构框图。



图 2.2 典型 GNSS 接收机结构

如图 2.2 所示, GNSS 接收机接收到卫星信号以后,首先在射频前端进行处理, 其目的在于对射频卫星信号进行下变频,得到中频信号,便于后续的离散采样和 处理;当接收机需要采集处理多频点的信号时,射频处理部分需要考虑带宽的影 响,如论文中所用的卫星中频信号记录仪需要同时采集 L1 和 B1 两个频点的信号, 其射频部分采用 1.023 MHz 的基准频率,合成信号的频率为 1567.236 MHz,下变 频以后 L1 和 B1 的中心频率分别为 8.184 MHz 和-6.138 MHz,记录仪的带宽为 30 MHz,属于比较宽的射频带宽,因此对后续窄相关技术的应用没有限制。

离散化的卫星信号再由基带进行进一步的处理,进行电文解调和观测量生成, 并送往定位导航部分进行解算,定位导航部分涉及到的定位原理在下一小节中进 行介绍。基带主要包括信号的捕获和跟踪处理,,目的在于估计信号的多普勒频率 和伪码相位等参数,详细内容将会在第三章中介绍。

2.2.3 GNSS 接收机定位原理

GNSS 接收机定位部分利用基带生成的观测量和已经解调的星历,进行定位解算,观测量包括伪距观测量和载波相位观测量,文中主要讨论利用伪距进行定位解算。伪距测量值的观测方程如下(谢钢,2009):

$$\rho = r + c \left(\delta t_u - \delta t^{(s)} \right) + cI + cT + \varepsilon_{\rho}$$
(2.2)

其中, ρ 表示伪距测量值,r为几何距离,c为光速, δt_u 和 $\delta t^{(s)}$ 分别表示接收机本 地钟差和卫星钟差,I和T分别表示电离层延时和对流层延时, ε_ρ 为观测噪声。

GNSS 接收机在得到上述观测量以后,首先利用星历计算卫星的位置,利用已知的卫星位置可建立如下方程(谢钢,2009):

$$\begin{cases} \sqrt{(x^{(1)} - x) + (y^{(1)} - y) + (z^{(1)} - z)} + \delta t_u = \rho_c^{(1)} \\ \sqrt{(x^{(2)} - x) + (y^{(2)} - y) + (z^{(2)} - z)} + \delta t_u = \rho_c^{(2)} \\ \dots \\ \sqrt{(x^{(n)} - x) + (y^{(n)} - y) + (z^{(n)} - z)} + \delta t_u = \rho_c^{(n)} \end{cases}$$
(2.3)

其中, (x⁽ⁿ⁾ y⁽ⁿ⁾ z⁽ⁿ⁾)和 (x y z)分别表示第 n 颗卫星的位置和需要估计的本地位置, $\rho_c^{(n)}$ 表示已做误差校正以后的观测量, 剔除了原始观测量中的卫星钟差、电离层和对流层延时影响。由公式**可知, 当有足够数量的观测值就可估计出本地位置和接收机钟差, 如单 GPS 系统至少需要 4 颗卫星, 如果是 GPS+BD 系统,还需要额外估计系统之间的钟差,因此至少要 5 颗卫星。将上述公式利用牛顿迭代线性化以后,利用最小二乘或卡尔曼滤波等最优估计方法就可得到所需的结果,当然,最后还需要给出一系列的定位精度因子,包括空间位置精度因子(PDOP)、钟差精度因子(TDOP)以及几何精度因子(GDOP)等。

上述过程在实际应用中,电离层、对流层模型估计的结果不足以完全将其剔除,因此伪距差分技术将很好的解决这一问题,同时为进一步提升精度,会给观测量

设置不同的权重,文中第四章将会给出详细介绍。

2.3 惯性导航及 GNSS/INS 组合导航

惯性导航是指利用惯性测量单元(Inertial Measurement Unit)去感知载体的动态 变化,动态变化以 IMU 中加速度计和陀螺仪的数据作为呈现,利用这些数据来进 行导航状态的递推,其中涉及导航状态更新算法及其误差方程等。

2.3.1 惯性导航算法

惯性导航算法又名机械编排(INS Mechanization),其整体框图如图 2.3 所示。 图中内容主要可分为两部分,第一部分是根据陀螺的输出 ω_{ib}^{b} 去计算载体坐标系(b 系)和导航坐标系(n 系)之间的姿态角 C_{b}^{n} ,即图中的下半部分,因为陀螺输出中还 包含有地球自转的影响,即 n 系相对于惯性坐标系(i 系)的变化 ω_{in}^{n} ,所以需要将这 部分的影响扣除,即图中的绿色部分。对于捷联惯导系统而言,利用陀螺输出去 计算载体在导航坐标系中的姿态变化是其关键所在。第二部分是将加速度的输出 f^{b} 根据姿态转化到 n 系,然后进行位置和速度的更新,即图中的上半部分,因为 加速度输出中包含有地球重力 g_{l}^{n} 和自转($2\omega_{ie}^{n} + \omega_{en}^{n}$)造成的比例项,也需要将其扣 除。下面将给出具体的更新方程。



图 2.3 惯性导航算法框图

2.3.1.1 姿态更新算法

姿态更新算法用四元数进行描述,方程如下(常乐,2017):

$$\mathbf{q}_{b(k)}^{n(k)} = \mathbf{q}_{n(k-1)}^{n(k)} \otimes \mathbf{q}_{b(k-1)}^{n(k-1)} \otimes \mathbf{q}_{b(k)}^{b(k-1)}$$
(2.4)

其中, $\mathbf{q}_{b(k)}^{n(k)}$ 和 $\mathbf{q}_{b(k-1)}^{n(k-1)}$ 表示前后历元的姿态结果, $\mathbf{q}_{b(k)}^{b(k-1)}$ 表示 b 系前后历元的姿态变

化, **q**^{*n*(*k*)}_{*n*(*k*-1)}表示 n 系前后历元的姿态变化, **q**^{*b*(*k*-1)}^{*b*(*k*-1)}计算一般用等效旋转矢量进行计算,等效旋转矢量微分方程如下(常乐, 2017):

$$\dot{\phi}^{b}_{\rm Rb} = \boldsymbol{\omega}^{b}_{Rb} + \frac{1}{2}\phi^{b}_{\rm Rb} \times \boldsymbol{\omega}^{b}_{Rb}$$
(2.5)

对上述方式进行离散化,采用双子样假设,得到如下形式:

$$\phi_{\rm Rb}^b(\mathbf{t}_k) = \Delta \mathbf{\theta}_k + \frac{1}{12} \Delta \mathbf{\theta}_{k-1} \times \Delta \mathbf{\theta}_k , \quad \Delta \mathbf{\theta}_k = \int_{t_{k-1}}^{t_k} \mathbf{\omega}_{Rb}^b d\tau \qquad (2.6)$$

姿态四元数和等效旋转矢量有如下转换关系(常乐,2017):

$$\mathbf{q}_{b(k)}^{b(k-1)} = \begin{bmatrix} \cos \| 0.5 \phi_k \| \\ \frac{\sin \| 0.5 \phi_k \|}{\| 0.5 \phi_k \|} & 0.5 \phi_k \end{bmatrix}$$
(2.7)

2.3.1.2 速度更新算法

速度更新方程如下(常乐, 2017):

$$\left. \frac{d\mathbf{v}_e}{dt} \right|_n^n = \mathbf{C}_b^n \mathbf{f}^b - (2\boldsymbol{\omega}_{_{ie}}^n + \boldsymbol{\omega}_{_{en}}^n) \times \mathbf{v}_e^n + \mathbf{g}_i^n$$
(2.8)

对上式进行积分,得到:

$$\mathbf{v}_{k}^{n} = \mathbf{v}_{k-1}^{n} + \Delta \mathbf{v}_{f,k}^{n} + \Delta \mathbf{v}_{g/cor,k}^{n}$$
(2.9)

其中, \mathbf{v}_{k}^{n} 和 \mathbf{v}_{k-1}^{n} 表示前后历元速度结果, $\Delta \mathbf{v}_{g/cor,k}^{n}$ 表示重力/哥式积分项, 计算如下: $\Delta \mathbf{v}_{g/cor,k}^{n} = \left\{ \left[\mathbf{g}_{l}^{n} - (2\boldsymbol{\omega}_{le}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n}) \times \mathbf{v}_{e}^{n} \right]_{t_{k-1/2}} \right\} \cdot (\mathbf{t}_{k} - \mathbf{t}_{k-1})$ (2.10)

 \mathbf{g}_{i}^{n} 表示 n 系下的重力加速度, $\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n}$ 和 $\boldsymbol{\omega}_{en}^{n}$ 表示坐标系之间旋转角速度在 n 系下的表示。

 $\Delta \mathbf{v}_{fk}^{"}$ 表示比例积分项,其表示如下:

$$\Delta \mathbf{v}_{f,k}^{n} = \int_{t_{k-1}}^{t_{k}} \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{f}^{b} dt \qquad (2.11)$$

积分展开以后,如下:

$$\Delta \mathbf{v}_{f,k}^{n} = \left[\mathbf{I} - \left(0.5 \boldsymbol{\zeta}_{k-1,k} \times \right) \right] \mathbf{C}_{b(k-1)}^{n(k-1)} \Delta \mathbf{v}_{f,k}^{b(k-1)}$$
(2.12)

 $\zeta_{k-1,k}$ 表示相邻历元见 n 系转动的等效旋转矢量, $\Delta \mathbf{v}_{f,k}^{b(k-1)}$ 的最终表示如下:

$$\Delta \mathbf{v}_{f,k}^{b(k-1)} = \Delta \mathbf{v}_{k} + \frac{1}{2} \Delta \boldsymbol{\theta}_{k} \times \Delta \mathbf{v}_{k} + \frac{1}{12} (\Delta \boldsymbol{\theta}_{k-1} \times \Delta \mathbf{v}_{k} + \Delta \mathbf{v}_{k-1} \times \Delta \boldsymbol{\theta}_{k}) \qquad (2.13)$$

 $\Delta \theta_k$ 和 Δv_k 分别表示第 k个历元的角速度增量和速度增量。

2.3.1.3 位置更新算法

以地心大地坐标系表示位置更新算法如下(常乐, 2017):

$$\dot{\mathbf{r}}^{n} = \begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\lambda} \\ \dot{h} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_{M} + h} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_{N} + h)\cos\varphi} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{N} \\ v_{E} \\ v_{D} \end{pmatrix} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}^{n}$$
(2.14)

其中, $\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \varphi \ \lambda \ h \end{bmatrix}^{T}$ 表示位置,包括纬度,经度和高程, R_{M} 和 R_{N} 表示基准椭球体的子午圈曲率半径和卯酉圈曲率半径。上述公式离散形式如下:

$$h(t_{k}) = h(t_{k-1}) - \frac{1}{2} (v_{D}(t_{k}) + v_{D}(t_{k-1})) (t_{k} - t_{k-1})$$

$$\varphi(t_{k}) = \varphi(t_{k-1}) + \frac{1}{2} \frac{v_{N}(t_{k}) + v_{N}(t_{k-1})}{R_{M} (\varphi(t_{k-1})) + \overline{h}} (t_{k} - t_{k-1})$$

$$\lambda(t_{k}) = \lambda(t_{k-1}) + \frac{1}{2} \frac{v_{E}(t_{k}) + v_{E}(t_{k-1})}{(R_{N} (\overline{\varphi}) + \overline{h}) \cos(\overline{\varphi})} (t_{k} - t_{k-1})$$
(2.15)

其中, *h*和*φ*表示这一历元平均的高程和纬度。

2.3.2 惯性导航误差方程

惯性导航误差方程用来描述惯导误差的发散规律,首先,IMU 输出的原始数据一般含有零偏误差和比例因子误差,表示如下:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{\omega}}_{ib}^{b} = \left(\mathbf{I} + \mathbf{s}_{g}\right) \boldsymbol{\omega}_{ib}^{b} + \mathbf{b}_{g} + \mathbf{w}_{g} \\ \hat{\mathbf{f}}^{b} = \left(\mathbf{I} + \mathbf{s}_{a}\right) \mathbf{f}^{b} + \mathbf{b}_{a} + \mathbf{w}_{a} \end{cases}$$
(2.16)

 $\hat{\mathbf{\omega}}_{ib}^{b}$ 和 $\hat{\mathbf{f}}^{b}$ 表示原始输出, $\mathbf{\omega}_{ib}^{b}$ 和 \mathbf{f}^{b} 为真值输出, \mathbf{b}_{g} 和 \mathbf{b}_{a} 分别为陀螺和加表的零偏误差, \mathbf{s}_{g} 和 \mathbf{s}_{a} 为比例因子误差,W表示噪声。因此,IMU输出误差可以表示为:

$$\begin{cases} \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^{b} = \mathbf{s}_{g} \cdot \boldsymbol{\omega}_{ib}^{b} + \mathbf{b}_{g} + \mathbf{w}_{g} \\ \delta \mathbf{f}^{b} = \mathbf{s}_{a} \cdot \mathbf{f}^{b} + \mathbf{b}_{a} + \mathbf{w}_{a} \end{cases}$$
(2.17)

其次,为便于推导,通过扰动分析将给出常用变量的误差方程。

$$\delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} = \left[\frac{-\omega_{e} \sin \varphi}{R_{M} + h} \delta r_{N} \quad 0 \quad \frac{-\omega_{e} \cos \varphi}{R_{M} + h} \delta r_{N} \right]^{T}$$
(2.18)

$$\delta \boldsymbol{\omega}_{en}^{n} = \begin{bmatrix} \frac{v_{E}}{\left(R_{N}+h\right)^{2}} \delta r_{D} + \frac{1}{R_{N}+h} \delta v_{E} \\ \frac{-v_{N}}{\left(R_{M}+h\right)^{2}} \delta r_{D} - \frac{1}{R_{M}+h} \delta v_{N} \\ \frac{-v_{E}}{\left(R_{N}+h\right)\left(R_{M}+h\right)\cos^{2}\varphi} \delta r_{N} - \frac{v_{E} \cdot \tan\varphi}{\left(R_{N}+h\right)^{2}} \delta r_{D} - \frac{\tan\varphi}{R_{N}+h} \delta v_{E} \end{bmatrix}$$
(2.19a)

$$\delta \mathbf{\omega}_{in}^{n} = \delta \mathbf{\omega}_{ie}^{n} + \delta \mathbf{\omega}_{en}^{n}$$
(2.19b)

$$\delta \mathbf{g}_{l}^{n} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{2g_{l}}{\sqrt{R_{M}R_{N}} + h} \,\delta r_{D} \end{bmatrix}^{T}$$
(2.19c)

最后,将分别给出位置、速度和姿态的误差方程如下:

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{r}}^{n} = -\boldsymbol{\omega}_{en}^{n} \times \delta \mathbf{r}^{n} + \delta \boldsymbol{\theta} \times \mathbf{v}^{n} + \delta \mathbf{v}^{n} \\ \delta \dot{\mathbf{v}}^{n} = \mathbf{C}_{b}^{n} \delta \mathbf{f}^{b} + \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{f}^{b} \times \phi - (2 \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \boldsymbol{\omega}_{en}^{n}) \times \delta \mathbf{v}^{n} + \mathbf{v}^{n} \times (2\delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} + \delta \boldsymbol{\omega}_{en}^{n}) + \delta \mathbf{g}^{n} \\ \dot{\phi} = -\boldsymbol{\omega}_{in}^{n} \times \phi + \delta \boldsymbol{\omega}_{in}^{n} - \mathbf{C}_{b}^{n} \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^{b} \end{cases}$$
(2.20)

其中, δ 表示为误差量, $\delta \mathbf{r}^n$ 、 $\delta \mathbf{v}^n$ 和 ϕ 分别表示 n 系下的位置误差和速度误差, 以及姿态误差, $\delta \mathbf{\theta}$ 表示如下:

$$\delta \boldsymbol{\theta} = \left[\frac{\delta r_E}{R_N + h} - \frac{\delta r_N}{R_M + h} - \frac{\delta r_E \tan \varphi}{R_N + h} \right]^T$$
(2.21)

2.3.3 GNSS/INS 组合导航算法



图 2.4 GNSS/INS 组合导航框图

GNSS 和 INS 的组合方式分为松组合、紧组合和深组合三种,如图 2.4 所示,

松组合算法利用接收机定位解算输出的位置速度信息形成观测量和 INS 进行组合; 紧组合利用 GNSS 接收机基带提取的观测量形成观测方程,和 INS 进行组合;深 组合则将 INS 解算的位置速度信息转化成多普勒频率等辅助到基带中,辅助 GNSS 接收机基带信号处理,其中深组合中为了限制 INS 误差的发散,需要利用接收机 输出的定位结果进行松组合。本节将介绍 GNSS/INS 松组合算法,深组合算法实 现细节将在第三章进行介绍。GNSS/INS 松组合算法包括两部分,首先利用惯导误 差方程建立卡尔曼滤波算法的状态模型及更新方程,然后利用 GNSS 结果构建卡 尔曼滤波的观测方程。

2.3.3.1 卡尔曼滤波算法

卡尔曼滤波算法(KF)的连续时间模型如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{w} \\ \mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \delta\mathbf{n} \end{cases}$$
(2.22)

其中, x 表示状态向量, F 为状态转移矩阵, H 和 G 为观测矩阵和驱动噪声阵, w 和 n 分别为驱动噪声和观测噪声, 其协方差如下:

$$E\left[\mathbf{w}_{k}\mathbf{w}_{k}^{T}\right] = \mathbf{Q}_{k}, \quad E\left[\delta\mathbf{n}_{k}\delta\mathbf{n}_{k}^{T}\right] = \mathbf{R}_{k}$$
(2.23)

并且假设系统噪声和量测噪声之间互不相关,即:

$$E\left[\mathbf{w}_{k}\delta\mathbf{n}_{k}^{T}\right] = 0 \tag{2.24}$$

在组合导航算法中,状态向量包含位置、速度和姿态误差,陀螺和加表的零偏 误差和比力因子误差,总共 21 维,如下:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \left(\delta \mathbf{r}_{INS}^{n}\right)^{T} & \left(\delta \mathbf{v}_{INS}^{n}\right)^{T} & \boldsymbol{\phi}^{T} & \mathbf{b}_{g}^{T} & \mathbf{b}_{a}^{T} & \mathbf{s}_{g}^{T} & \mathbf{s}_{a}^{T} \end{bmatrix}^{T}$$
(2.25)

其中, \mathbf{b}_{g} , \mathbf{b}_{a} , \mathbf{s}_{g} , \mathbf{s}_{a} 四项建模为一阶高斯马尔科夫, 其状态方程如下:

$$\dot{x} = -\frac{1}{T}x + w \tag{2.26}$$

T表示相关时间。上述模型及INS误差方差共同构成KF状态方程中的F阵和G阵。 KF状态方程的离散形式如下:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{\Phi}_{k+1/k} \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \tag{2.27}$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{\Phi}_{k+1/k} = \exp\left(\int_{t_k}^{t_{k+1}} \mathbf{F}(t) \, \mathrm{d}t\right) \\ \mathbf{w}_k = \int_{t_k}^{t_{k+1}} \mathbf{\Phi}(t_{k+1}, t) \mathbf{G}(t) \, \mathbf{w}(t) \, \mathrm{d}t \end{cases}$$
(2.28)

当**F**在 Δt 时间内变化不太剧烈, 且**F**(t_k) $\Delta t \ll I$ 时有:

$$\mathbf{\Phi}_{k+1/k} = \exp\left\{\mathbf{F}(\mathbf{t}_k) \Delta \mathbf{t}\right\} \approx \mathbf{I} + \mathbf{F}(\mathbf{t}_k) \Delta \mathbf{t}$$
(2.29)

噪声 \mathbf{w}_k 的方差可近似表示为:

$$\mathbf{Q}_{k} \approx \frac{1}{2} \Big[\mathbf{\Phi}_{k+1/k} \mathbf{G}(t_{k}) \mathbf{Q}(t_{k}) \mathbf{G}^{T}(t_{k}) \mathbf{\Phi}_{k+1/k}^{T} + \mathbf{G}(t_{k+1}) \mathbf{Q}(t_{k+1}) \mathbf{G}^{T}(t_{k+1}) \Big] \Delta t \quad (2.30)$$

其中, Q 为连续时间模型下的噪声强度。

2.3.3.2 组合导航算法观测方程

在组合导航算法中,利用 GNSS 提供的位置和速度结果构建 KF 中的观测方程, 首先给出有 INS 位置推算 GNSS 天线位置的理论公式,如下:

$$\mathbf{r}_{GNSS}^{n} = \mathbf{r}_{IMU}^{n} + \mathbf{D}_{R}^{-1} \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{I}_{GNSS}^{b}$$
(2.31)

其中, \mathbf{l}_{GNSS}^{b} 表示 GNSS 天线相位中心杆臂, \mathbf{D}_{R}^{-1} 形式如下:

$$\mathbf{D}_{R}^{-1} = \begin{bmatrix} 1/(R_{M} + h) & 0 & 0\\ 0 & 1/(R_{M} + h)\cos\varphi & 0\\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$
(2.32)

由上述公式可推算 GNSS 位置的观测方程如下:

$$\mathbf{z}_{rGNSS} \approx \delta \mathbf{r}_{IMU}^{n} + \left(\hat{\mathbf{C}}_{b}^{n} \mathbf{l}_{GNSS}^{b} \times\right) \phi + \mathbf{n}_{rG}$$
(2.33)

 \mathbf{z}_{rGNSS} 为GNSS位置观测的新息, \mathbf{n}_{rG} 为GNSS位置观测噪声。

利用 IMU 速度推算 GNSS 天线相位中心速度的理论模型为:

$$\mathbf{v}_{GNSS}^{n} = \mathbf{v}_{IMU}^{n} - \left[\left(\boldsymbol{\omega}_{ie}^{n} \times \right) + \left(\boldsymbol{\omega}_{en}^{n} \times \right) \right] \mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{l}_{GNSS}^{b} - \mathbf{C}_{b}^{n} \left(\mathbf{l}_{GNSS}^{b} \times \right) \boldsymbol{\omega}_{ib}^{b}$$
(2.34)

因此可得到 GNSS 速度的观测方程为:

$$\mathbf{z}_{vGNSS} \approx \delta \mathbf{v}_{IMU}^{n} - (\boldsymbol{\omega}_{in}^{n} \times) (\mathbf{C}_{b}^{n} \mathbf{l}_{GNSS}^{b} \times) \phi - \mathbf{C}_{b}^{n} (\mathbf{l}_{GNSS}^{b} \times \boldsymbol{\omega}_{ib}^{b}) \times \phi - \mathbf{C}_{b}^{n} (\mathbf{l}_{GNSS}^{b} \times) \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^{b} + \mathbf{n}_{vG}$$

$$(2.35)$$

 \mathbf{z}_{vGNSS} 为 GNSS 速度观测的新息, \mathbf{n}_{vG} 为速度观测噪声。

2.4 本章小结

本章首先介绍了 GNSS 基本原理,对文中处理的 GPS 信号和 BD 信号的特性 进行了介绍,阐述了 GNSS 接收机的基本结构以及接收机中的定位结算原理。其 次介绍了惯性导航算法,详细推导了 INS 姿态更新算法,速度和位置更新算法, 并给出 INS 算法的误差方程;最后给出 GNSS/INS 组合导航算法,介绍了 KF 建模 的详细过程,并给出了 GNSS 位置和速度的观测方程。

3 城市环境下基带信号处理技术

3.1 引言

本章主要讲述城市环境下的基带信号处理技术,针对城市环境下信号衰减严 重、频繁遮挡以及多径等现象,将依次从信号捕获,无辅助信息跟踪环路以及有 辅助信息时候的深组合跟踪环路三个方面给出有效的处理策略,同时由于 BDII 系 统在信号体制方面的差异,在处理策略上稍有调整。除此之外,实现了城市环境 下矢量深组合跟踪环路,并对环路的性能进行了分析。

3.2 城市环境下信号捕获技术

在城市环境下由于楼群、高架等原因,信号会出现频繁失锁,对于接收机来说, 一旦信号恢复,就应该立即参与定位,因此信号的快速重捕技术将非常重要。卫 星信号经过射频处理、离散化以后形式如下:

$$S_{IF,I}(t) = ad(t)c(t)\sin(2\pi(f_{IF} + f_d)t + \varphi_0) + n_{IF,i}(t)$$
(3.1a)

$$S_{IF,Q}(t) = ad(t)c(t)\sin\left(2\pi(f_{IF} + f_d)t + \varphi_0\right) + n_{IF,q}(t)$$
(3.1b)

其中, a 表示信号的幅值, c(t) 表示伪码, d(t)表示导航数据比特, f_{IF} 和 f_d 分别 表示下变频以后的中频和多普勒频率, φ_0 为初始的相位, $n_{IF,i}(t)$ 和 $n_{IF,q}(t)$ 为零 均值的高斯白噪声。上述信号进行载波相关以后,如下:

$$i_{Dop_{i}}(t) = ad(t)c(t) \cdot \cos(2\pi\delta f t + \delta\varphi_{0}) + n_{Dop_{i}}(t)$$
(3.2a)

$$q_{Dop_q}(t) = ad(t)c(t) \cdot \sin(2\pi\delta f t + \delta\varphi_0) + n_{Dop_q}(t)$$
(3.2b)

其中, δf 表示多普勒频率估计误差, δφ₀表示初始相位估计误差。继续进行码剥离 得到结果如下:

$$i(t) = ad(t)R(\delta\tau) \cdot \cos(2\pi\delta f t + \delta\varphi_0) + n_i(t)$$
(3.3a)

$$q(t) = ad(t)R(\delta\tau) \cdot \sin(2\pi\delta f t + \delta\varphi_0) + n_q(t)$$
(3.3b)

其中, $\delta\tau$ 表示码相位估计误差, $R(\cdot)$ 为码自相关函数。捕获过程就是对多普勒频率和码相位的初始估计,使得 $\delta\tau$ 和 δf 小于一定的值,确保后续跟踪环路正常工作。

对卫星信号进行码相位搜索,一般搜索间隔为半个码片,则整个搜索空间的长度为 2046,BDII 信号为 4092。因此,为减少捕获搜索的时间,文中采用并行码相位捕获,结构如图 3.1。图中输入信号 **r**_{Dop}(*n*)的数据的采样率为 4.096 MHz,表示如下:

$$\mathbf{r}_{Dop}(n) = i_{Dop-i}(n) + j \times q_{Dop-q}(n)$$
(3.4)

FFT 的点数为 4096,因此 GPS 信号捕获时的码片分辨率约为 1/4 码片,BD 信号 约为 1/2 码片。信号检测部分根据码自相关函数曲线的特征,根据相关峰和噪声的 幅度比值来确定信号是否存在。同时,为了提高信号的捕获的灵敏度,通过非相 干积分的方式来提升信号检测率,非相干积分的次数可根据不同的场景和需要捕 获弱信号的灵敏度进行设置。



图 3.1 码相位并行捕获框图

由于 GPS 信号的比特周期为 20 ms,因此在进行非相干积分之前,可选择用半 比特交替的方法(Akos, 2000),将 20 ms 的数据分成两段 10ms 的相干积分结果, 选取其中比特符号相同的积分结果再进行非相干积分,可进一步提升灵敏度。BDII 信号 GEO 卫星的比特周期为 2 ms,非 GEO 卫星调制了 NH 码(周期为 1 ms), 因此只能进行非相干积分。

在深组合接收机中,当 INS 系统工作正常,基带辅助信息有效时,对 GNSS 信号的捕获可以起到辅助作用。在弱信号场景下,要提高灵敏度需要增加积分时 间,相应的频率的搜索步进也要减小,这将导致捕获算法遍历搜索空间需要很长 的时间,当有 INS 信息辅助时,可以根据 INS 的位置和速度信息减小码相位和载 波频率的搜索空间,可大大降低信号捕获的时间(蔡磊,2017)。尤其在信号短时 间失锁重捕的时候,只需要附近很小的范围内搜索即可捕获信号,这使得接收机 在信号遮挡频发的环境下可快速恢复定位。搜索范围主要取决于辅助信息的误差, 接收机钟的性能以及环路失锁之前的先验信息等,例如当 GNSS 接收机有段时间 不能定位时,INS 提供的辅助信息会随着惯导误差的积累而发散,因此在处理的时 候按照不同的 IMU 精度等级和不同时间长短合理设置搜索范围。

3.3 城市环境下无辅助的信号跟踪技术

如图 3.2 所示,信号跟踪环路分为载波跟踪环和码环,分别估计多普勒频率和码相位,相比于捕获阶段粗略的估计值,跟踪环则需要精确的估计结果,而且伴随着动态变化等因素造成的多普勒频率和码相位的变化,跟踪环需要不断的去估计这个变化量,以得到不断变化的观测量的精确估计;载波环又根据估计相位和频率的不同分为锁相环和锁频环。下面将对不同跟踪环路的误差和性能进行详细的分析,给出影响性能的主要因素,针对城市复杂环境的应用,做一些优化以提升环路性能,尤其是在弱信号跟踪环路,提出了一种新的FFT跟踪环路结构,以确保在车载动态下也能实现弱信号的跟踪;对于 BDII 信号,也需要进行一些特殊的处理。





3.3.1 城市环境下伪码跟踪环实现

伪码跟踪环的实现一般用延迟锁定环路(DLL),如图 3.2 所示,主要包含鉴别

器和滤波器两部分(图中黄色显示),二者的实现形式和参数设置直接决定了在不同信号强度下伪码相位的跟踪精度,进而决定了伪距观测量的精度。文中所用的码鉴别器为非相干超前减滞后法,具体形式如下(程政,2016):

$$\delta \tau = \frac{1}{2} \frac{E - L}{E + L} \tag{3.5}$$

在忽略多路径和其他干扰的情况下,码环的跟踪误差主要由热噪声所致的码相 位抖动和动态引起的误差。由于在接收机中一般会用多普勒频率乘以一定的系数 对码环进行辅助(图 3.2 中蓝色部分),码环所承受的动态几乎为零,因此只考虑 热噪声引起的码相位测量误差,其误差均方差计算公式如下(张提升,2013):

$$\sigma_{tDLL} = \begin{cases} \sqrt{\frac{B_L}{2 \cdot C/N_0} D \left(1 + \frac{2}{(2 - D)T_{coh} \cdot C/N_0} \right)}, & D \ge \frac{\pi}{B_{fe}T_C} \\ \sqrt{\frac{B_L}{2 \cdot C/N_0} \left(\frac{1}{B_{fe}T_C} + \frac{B_{fe}T_C}{\pi - 1} \left(D - \frac{1}{B_{fe}T_C} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{2}{(2 - D)T_{coh} \cdot C/N_0} \right)}, & \frac{1}{B_{fe}T} < D < \frac{\pi}{B_{fe}T_C} \\ \sqrt{\frac{B_L}{2 \cdot C/N_0} \frac{1}{B_{fe}T_C} \left(1 + \frac{1}{T_{coh} \cdot C/N_0} \right)}, & D \le \frac{1}{B_{fe}T_C} \end{cases}$$

(3.6)

其中, D表示超前与滞后这两个相关器之间的间距,与相邻两个相关器之间的间距 d 满足关系式: D = 2d; T_{coh} 表示相干积分的时间, $B_L 和 B_{fe}$ 分别为环路带宽和射频带宽, T_c 为伪码码宽 (GPS 的 C/A 码的码宽为1/1023 ms, BDII 的 C/A 码的码宽为1/2046 ms)。取 T_{coh} 为 20 ms,用上述理论关系可以得到在不同的环路带宽和不同的相关器间距下载噪比和码环热噪声之间的对应关系,结果如图**所示。



图 3.3 码环热噪声随载噪比变化结果 图 3.4 多路径延迟和码环误差的关系 如图 3.3 所示,环路的热噪声随着信号的载噪比衰减而逐渐增大;相同相关器

间距下,信号强于 40 dB-Hz 时,带宽的影响并不明显,但是当信号小于 35 dB-Hz,即在弱信号条件下,热噪声误差随着环路带宽的减小而显著减小;同时在相同的带宽下,相关器间距的减小也能显著降低环路噪声误差,尤其在弱信号场景下性能提升更加明显。窄相关技术在抑制一定的多路径延时造成的误差方面同样有效,如图 3.4 所示,在一定的多路径延时误差产生的时候,相关器间距越窄的码环最终呈现的码相位误差越小。综上所述,在城市环境下,适当降低带宽和应用窄相关技术是降低码相位噪声,提高伪距观测量精度的有效途径。

3.3.2 城市环境下锁相环性能分析

当图 3.2 中的载波环鉴别器为鉴相器时,环路就可以对 GNSS 信号的相位进行 有效的跟踪,即为锁相环,一般由鉴相器、环路滤波器和压控振荡器三部分组成。 由于卫星信号中调制有数据比特,因此要求鉴相器对由于数据比特跳变引起的 180 度相位跳变不敏感,此种鉴相器又名科思塔(Costas)锁相环,文中选用的鉴相器形 式如下(谢钢, 2009):

$$\phi_e = \arctan\left(\frac{Q_P}{I_P}\right) \tag{3.7}$$

 $Q_p 和 I_p 分别为即时路同相和正交的积分结果。$

锁相环的相位测量误差(均方差 σ_{PLL})包括相位抖动误差(均方差 σ_i)和动态 应力误差(均方差 θ_e),其中相位抖动误差又可分为热噪声(均方差 σ_{PLL})、机械 颤动引起的接收机晶振频率抖动噪声(均方差 σ_v)以及晶振频率漂移积分引入的 相位噪声(均方差为 σ_A)三种,上述噪声的理论计算公式和组成关系如下:(谢钢, 2009)

$$\sigma_{tPLL} = \frac{180^{\circ}}{\pi} \sqrt{\frac{B_L}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh} \cdot C/N_0}\right)}$$
(3.8a)

$$\sigma_i = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_v^2 + \sigma_A^2}$$
(3.8b)

$$\theta_e = \frac{1}{\omega_n^N} \frac{\mathrm{d}^N R}{\mathrm{d}t^N} \tag{3.8c}$$

其中, ω_n表示特征频率, N表示环路的阶数, d^NR/dt^N表示卫星与接收机之间距 离(相位值)对时间的N次导数。锁相环正常工作的条件是相位测量误差均方差 σ_{PLL}满足以下关系(谢钢, 2009):

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_i + \theta_e \le 45^\circ \tag{3.9}$$

因此,为了确保环路对相位的有效跟踪,应尽可能的降低环路的噪声。环路热噪 声在不同带宽和积分时间下随载噪比变化曲线如图 3.5 所示,当信号强度低于 35 dB-Hz 时,环路热噪声会快速的增大,此时增加相干积分时间*T_{coh}* 可显著改善环路 性能,同时降低带宽*B_L*也可以降低热噪声,两者必须满足关系式: *B_L*×*T_{coh}* < 0.5, 因此,在一定积分时间下,环路带宽不能太窄,除了考虑上述关系,主要的限制 因素有接收机晶振和动态。



图 3.5 不同参数下锁相环热噪声变化曲线

接收机动态造成的动态应力误差如公式(3.8c)所示,公式表明接收机动态性能的提升要求锁相环的阶数要能确保环路能准确无误的跟踪信号的相位,同时环路的带宽也要尽可能的高,当然阶数越高,环路越不稳定,且也无法保证环路的弱信号跟踪的性能。对于上述情况,将动态信息辅助到基带处理的深组合技术将有效的缓解动态和灵敏度之间的矛盾。

3.3.3 城市环境下锁频环实现

锁相环由于晶振噪声及载体动态等因素,在复杂环境下很难通过相位估计去持续跟踪载波信号(Irsigler and Eissfeller 2002),相比之下,锁频环(Frequency Lock Loop, FLL)可以通过相位的相对变化量去跟踪动态引起的载波频率的快速变化,结构上将图 3.2 中的载波环鉴别器改为鉴频器,为了避免比特跳变的影响,一般采用的鉴频器结构如下(谢钢,2009):

$$\Delta f = \frac{\arctan\left(P_{cross}/P_{dot}\right)}{2\pi T_{coh}} \tag{3.10}$$

其中,

$$P_{cross} = I_{P}(n-1)Q_{P}(n) - I_{P}(n)Q_{P}(n-1)$$
(3.11a)

$$P_{dot} = I_{P}(n-1)I_{P}(n) + Q_{P}(n-1)Q_{P}(n)$$
(3.11b)

该鉴频器的鉴频范围为±1/4T_{coh};上述鉴频器在弱信号的时候输出误差比较大,并 且鉴频范围也比较窄,因此通过检测不同频点能量实现鉴频的能量鉴频器在信号 微弱的场景性能更优(Tang et al. 2013),再到后来通过 FFT 的方法来检测不同频 点信号的能量,即 FFT 鉴频器(Yang 2001),可以避免能量鉴频器所带来的额外 的硬件模块。

在城市复杂环境下,微弱的 GNSS 信号导致接收机无法获得导航电文比特信息。因此,FFT 鉴频器必须能够在导航电文比特信息未知的情况下,实现卫星信号的有效跟踪。针对不同的卫星信号特征,选取不同的 FFT 鉴频器结构去避免比特跳变的影响,GPS 的调制了 C/A 码的 L1 信号,其导航电文数据比特的周期为 20 ms,因此,可选取非相干 FFT (Non-Coherent FFT, NonCoh-FFT) 鉴频器,结构如图 3.6 所示,其结构中的非相干积分既消除了比特跳变的影响,同时还保证了 环路的弱信号跟踪灵敏度;BDII 中的 MEO/IGSO 卫星虽然调制有 1ms 周期的 NH 码,但在实际处理的时候 NH 码可以剥离,剩余有影响的还是 20 ms 的导航电文比特,所以也可用 NonCoh-FFT 鉴频器;而 GEO 卫星中的导航电文比特周期为 2 ms,因此要选用 SFFT(Complex squared FFT)鉴频器,结构如图 3.7 所示,其结构中通过复数平方运算消除比特跳变的影响。



图 3.6 NonCoh-FFT 鉴频器结构



图 3.7 SFFT 鉴频器结构

图 3.7 中信号 $\mathbf{S}_p(t)$ 如下:

$$\mathbf{S}_{p}(t) = a^{2} \exp\left(j2\left(2\pi\delta f\left(t+\frac{\pi}{2}\right)+\delta\varphi_{0}\right)\right)$$
(3.12)

其中,忽略了码相位的影响,SFFT 鉴频器输出的鉴频结果为 FFT 频谱对应的峰值频率的一半,输出一次鉴频结果所需的时间 *T_{FP}*为:

$$T_{FD} = NT_s \tag{3.13}$$

其中, N为 FFT 的点数, T_s 为 FFT 的采样率。NonCoh-FFT 鉴频器输出的鉴频结果为非相干积分结果V[k]对应的峰值频率,输出一次鉴频结果所需的时间为:

$$T_{FD} = N_{nc} \times N \times T_s \tag{3.14}$$

N_{nc}为非相干积分的次数,下面将对两种鉴频器的性能进行分析。

FFT 鉴频器弱信号跟踪灵敏度分析采用蒙特卡洛(MC)进行统计分析不同信号 强度下鉴频器输出鉴频结果正确与否的概率,用*P_F*表示正确的概率,为了保证分 析结果的准确性,MC 仿真次数设置为 100,000。以*T_{FD}*取 320ms 为例,对 SFFT 和 NonCoh-FFT 的性能进行分析,其中包含不同采样周期*T_s*和 FFT 点数 N 的情况, 具体参数设置如表 3.1 所示,其中 NonCoh-FFT3 在 FFT 之前对数据进行补零。*T_{FD}* 取其他值时也可进行同样地分析。

极5.1 灭极反	IT HE VI WI	五火田	P X K
Discriminator	T_s / ms	Ν	N_{nc}
SFFT	20	16	1
NonCoh-FFT1	1	20	16
NonCoh-FFT2	0.5	40	16
NonCoh-FFT3	1	32	16

表3.1 灵敏度性能分析—鉴频器参数设置

如图 3.8 所示,在T_{FD}相等的条件下,当鉴频器得到一次正确的鉴频结果的概率为 0.995 时,SFFT 鉴频器可以跟踪到 22 dB-Hz 的信号,NonCoh-FFT 鉴频器在上述 3 种不同参数下分别可以跟踪到 19.56,19.82,19.92 dB-Hz 的信号。因此,采用上述鉴频器,在城市环境下,GEO 卫星可以跟踪到 22 dB-Hz 的信号,而采用NonCoh-FFT 鉴频器的 GPS 卫星和 MEO/IGSO 卫星可以跟踪 20 dB-Hz 的信号。



图 3.9 FFT 鉴频器动态性能分析

FFT 鉴频器动态性能分析时设定多普勒频率是线性变化的(恒加速),记为 f_a ,得到加动态以后的相干积分结果的表达式:

$$\mathbf{r}_{p,Dyn}(t) = ad(t)\exp\left(j2\pi(f_0 + f_at/2)t\right)$$
(3.15)

其中, f_0 为每次环路更新以后的频率残余误差,对该信号进行 FFT 变换,频谱如 图 3.9 所示。动态信号 $\mathbf{r}_{p,Dyn}(t)$ 的频谱分布呈矩形,矩形在频谱中的位置由 f_0 决定,矩形的宽度为 $f_a \times T_{FD}$ 。当 T_{FD} 一定时,反映动态大小的 f_a 越大,相应的矩形宽度 也会越宽。对于 FFT 鉴频器而言,频谱的范围由 FFT 采样率 f_s 决定,如图,为± $f_s/2$ 。因此,为保证鉴频器正常工作,频谱中矩形宽度应满足:

$$f_{rec} = f_a \times T_{FD} < \frac{f_s}{4}$$
(3.16)

即:

$$f_a < \frac{f_s}{4T_{FD}} \tag{3.17}$$

*T_{FD}*一定时,FFT 数据采样率 *f*。越高,鉴频器能承受的动态越高。因此,在城市车车载环境下,利用长时间积分保持 FFT 锁频环保持高灵敏度跟踪的同时,要尽可能的提高 FFT 数据采样率来提高环路的动态性能,但是 FFT 采样率过高也会导致计算量增大和鉴频精度损失,所以在实际应用的时候要做一定的权衡。

3.4 城市环境下标量深组合跟踪技术

无辅助的传统基带信号跟踪技术无法兼顾动态性能和跟踪灵敏度,尤其是在城市车载场景下,接收机动态的影响导致接收机无法进行长时间的积分和带宽压缩

以实现在弱信号下环路的正常工作。标量深组合跟踪技术通过动态辅助信息使接 收机工作在准静态环境下,接收机跟踪环路跟踪残余动态误差导致的频率变化和 接收机晶振的频率变化,因此,跟踪环路可以在一定程度上加长积分时间和降低 环路动态,这样可以同时保证动态性能和跟踪灵敏度。下面将分小节介绍标量深 组合系统的结构、开环跟踪策略、针对城市环境所做的系统优化策略以及多源辅 助的跟踪技术。

3.4.1 标量深组合系统实现

标量深组合系统主要有接收机部分、INS 部分以及 GNSS/INS 组合三部分组成, 结构如图 3.10 所示,分别用蓝、绿、红三种颜色表示,关于这三部分的理论知识 已经在之前的内容中进行了阐述,对于标量深组合系统而言,最重要的部分就是 将 INS 的动态信息转化成基带辅助信息辅助到环路中,即图中黄色部分,由于接 收机中一般采用载波环辅助码环,载波环主要承受动态信息,因此接收辅助的环 路为载波环。



图 3.10 标量深组合系统框图

基带辅助信息部分首先利用 INS 中机械编排计算的 n 系下的 IMU 位置 \mathbf{r}_{IMU}^{n} 计算天线的位置 \mathbf{r}_{GNSS}^{n} ,补偿天线杆臂的影响,具体计算如公式***所示。将推算的天线位置 \mathbf{r}_{GNSS}^{n} 通过坐标系转化得到 e 系下的位置 \mathbf{r}_{GNSS}^{e} ,结合接收机中导航滤波器提
供卫星k的位置 $\mathbf{r}_{sat,k}^{e}$ 计算本地位置和卫星位置连线方向(Line of Sight, LOS)的单位 矢量 $\mathbf{l}_{rec-sat,k}^{e}$,如下(张提升, 2013):

$$\mathbf{l}_{rec-sat,k}^{e} = \frac{\mathbf{r}_{sat,k}^{e} - \mathbf{r}_{GNSS}^{e}}{\left\| \mathbf{r}_{sat,k}^{e} - \mathbf{r}_{GNSS}^{e} \right\|}$$
(3.18)

然后利用 INS 中机械编排计算的 n 系下的 IMU 速度 $\mathbf{v}_{IMU}^{"}$,通过公式***将其投影 到接收机天线相位中心,补偿杆臂效应,得到速度 $\mathbf{v}_{GNSS}^{"}$,投影到 e 系,得到 \mathbf{v}_{GNSS}^{e} ,投影到 LOS 得到接收机运动引起的多普勒 f_{d}^{Rec} 为:

$$f_d^{\text{Rec}} = \frac{1}{\lambda} \mathbf{v}_{GNSS}^e \cdot \mathbf{I}_{rec-sat\,k}^e$$
(3.19)

相应地,卫星运动引起的多普勒 $f_d^{Sat,k}$ 为:

$$f_d^{Sat,k} = \frac{1}{\lambda} \mathbf{v}_{sat,k}^e \cdot \mathbf{I}_{rec-sat,k}^e$$
(3.20)

其中, $\mathbf{v}_{sat,k}^{e}$ 为卫星运动的速度。环路中的载波频率 f_{Carr} 除了包含上述两项运动引起的多普勒之外,还有接收机本地钟漂 $f_{ClockDrift}^{Rec}$ 和卫星钟漂 $f_{ClockDrift}^{Sat,k}$,以及噪声 ε_{f}^{k} ,表示如下:

$$f_{Carr} = f_d^{\text{Re}c} + f_d^{\text{Sat,k}} + f_{ClockDrift}^{\text{Re}c} - f_{ClockDrift}^{\text{Sat,k}} + \varepsilon_f^k$$
(3.21)

卫星钟漂可以根据星历在计算卫星速度的时候得到;在标量深组合接收机中,本 地钟漂可以用接收机 PVT 计算的钟漂值,而 PVT 解算的钟漂只能反映频率的漂移, 短期频率的抖动还需要环路跟踪;除此之外,当深组合环路正常工作以后,可以 不用 PVT 解算的钟漂,接收机本地钟漂的变化完全由环路跟踪。

环路进入深组合的条件是判断基带辅助信息是否有效,判断的条件是当 INS 工作正常以后,按公式(3.21)组装成载波频率,将组装的结果和环路自己跟踪的结 果进行做差,如果该差值连续小于设定门限值一定的次数,说明基带辅助信息有 效,可以进入深组合辅助模式。

深组合跟踪环路正常跟踪时的环路模型如图 3.11 所示,其中黑色部分表示环路闭环跟踪的传递模型,与传统环类似,而红色部分表示 INS 辅助信息传递模型, INS 辅助信息直接作用于 NCO。图中 $\theta_{i(s)}$ 和 $\theta_{o(s)}$ 分别为输入、输出信号相位, $\theta_{e(s)}$ 为鉴别器输出相位误差, K_a 和 K_o 分别为鉴别器增益和 NCO 增益,F(s)为环路滤波器。基带辅助信息中考虑 INS 辅助信息的误差为 $\Delta f_{INS}(s)$,其导致的环路鉴相器噪声为:

$$\theta_{e}\left(s\right) = -\frac{\Delta f_{INS}\left(s\right)}{s + K_{d}K_{o}F\left(s\right)} = -\frac{1}{s}\Delta f_{INS}\left(s\right)H_{e}\left(s\right)$$
(3.22)

其中, $H_e(s)$ 为环路滤波器 PLL 的传递函数,形式如下:

$$H_{e}(s) = \frac{s}{s + K_{d}K_{o}F(s)}$$
(3.23)

公式***中 $\Delta f_{INS}(s)$ 的大小取决于 INS 中速度误差的大小,关系如下:

$$\Delta f_{INS}(s) = \frac{1}{\lambda} \delta \mathbf{v} \cdot \mathbf{l}_{rec-sat,k}^{e}$$
(3.24)

将上述公式带入公式***可得 INS 辅助误差导致的环路鉴相器噪声为:

$$\theta_{e}(s) = -\frac{1}{s\lambda} \delta \mathbf{v} \cdot \mathbf{I}_{rec-sat\,k}^{e} H_{e}(s)$$
(3.25)

有 2.3.2 节中公式(2.20)可得,影响 INS 速度误差的因素有初始速度误差(初始的 速度误差和姿态误差)和 IMU 的精度等级,不同精度等级的 IMU,其陀螺和加速 度计原始数据中的误差大小相差明显。因此, INS 初始误差越小, IMU 的精度等 级越高,其辅助信息误差对跟踪环路的冲击越小,环路鉴相器输出噪声越小;若 不考虑本地晶振的影响,高精度的基带辅助信息有利于接收机提升灵敏度和提高 载波相位观测值的精度。



图 3.11 INS 辅助载波跟踪环闭环模型

3.4.2 城市环境下标量深组合开环跟踪及理论分析

如前一节所述,当深组合环路正常工作时,本地环只跟踪残余的动态信息和本 地接收机晶振的频率变化。但是在城市环境下,由于楼群、天桥以及隧道等的遮 挡,有时候 GNSS 信号会很微弱,载噪比很低,甚至于 10 dB-Hz 以下,深组合环 路中的载波环鉴别器输出噪声很大,其中无任何有用的信息,在这种情况下,如 果还利用鉴相器的输出去更新 NCO,将导致载波频率完全发散,当信号正常时无法及时恢复。因此,在标量深组合系统中,当信号载噪比很低导致鉴相器输出误差很大时,可进行开环跟踪,即断开本地反馈环路,图 3.10 中红色箭头。

环路处于开环跟踪状态时,其跟踪误差主要取决于基带辅助信息的误差和接收 机钟漂误差;当天空中的卫星部分遮挡,即GNSS 接收机可以进行正常的PVT解 算时,此时GNSS/INS 组合导航算法可以正常执行,INS 的速度误差不会随着时间 发散,因此,当卫星信号出现部分遮挡时,基带辅助信息不会随着时间发散,而 且PVT 解算的钟漂信息也有效,环路只用跟踪残余的动态信息和钟漂信息,因此 开环通道的多普勒信息还可以保持持续跟踪;当天空中卫星全部遮挡时,即GNSS 接收机无法进行 PVT 解算,此时GNSS/INS 组合导航算法无法正常执行,INS 的 速度误差会随着时间发散,因此,当卫星信号出现全部遮挡时,基带辅助信息会 随着时间发散,且此时 PVT 计算的钟漂辅助信息也无效,但是由于接收机晶振频 率在短期内不会变化太大,因此主要的影响因素还是利用 INS 速度推算的基带辅 助信息,后续将主要分析当 GNSS 定位无效时 INS 速度推算的基带辅助信息的影

类似于上一小节中的 INS 辅助载波环闭环跟踪模型, INS 辅助的开环跟踪模型 如图 3.12 所示, 主要区别在于将本地载波跟踪环中的鉴相器反馈支路断开, 则 INS 辅助开环跟踪下环路的相位误差为 (严昆仑, 2018):

$$\theta_{e}\left(s\right) = -\frac{1}{s}\Delta f_{INS}\left(s\right) \tag{3.26}$$

INS 辅助开环跟踪环路载波频率误差为:

$$\delta f(s) = -\Delta f_{INS}(s) \tag{3.27}$$



图 3.12 INS 辅助载波跟踪环开环模型

为了方便定量的分析,对 IMU 的零偏类误差建模为一阶高斯马尔科夫,则根据 2.3.2 节中公式(2.20)中的速度误差微分方程可得到如下的 s 域误差模型:(严昆 仑,2018)

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

$$(3.28a)$$

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

(3.28b)

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

(3.28c)

其中,在IMU参数中的N、E、D分别为IMU 三个轴系, b_{a_c} 和 b_{g_c} 为组合导航修正后残余的常值零偏, s_a 为加速度比例因子误差,w为输出高斯白噪声, $w_{a,dD}$ 为一阶高斯马尔科夫的驱动白噪声, $T_{a,dD}^{-1}$ 为相关时间。后续的误差推导都是基于公式(3.28)的速度误差方程,由于 N、E、D 三个方向分析方法一致,为简化分析,只考虑 E 向的误差,同时假设速度误差方向和 LOS 方向一致,则 $\Delta f_{INS}(s)$ 为:

$$\Delta f_{INS}(s) = \frac{1}{\lambda} \left(\frac{\delta v_E(0)}{s} + \frac{f_D \phi_{roll}(0)}{s^2} - \frac{f_N \phi_{yaw}(0)}{s^2} + \frac{1}{s} \left(\frac{b_{a,cE}}{s} + \frac{w_{a,dE}}{s + T_{a,dE}^{-1}} + \frac{f_E s_{aE}}{s} + w_{aE}(s) \right) - \frac{f_D}{s^2} \left(\frac{b_{g,cN}}{s} + \frac{w_{g,dN}(s)}{s + T_{g,dN}^{-1}} + w_{gN}(s) \right) + \frac{f_N}{s^2} \left(\frac{b_{g,cD}}{s} + \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}} + w_{gD}(s) \right) \right)$$

$$(3.29)$$

进而可得到 $\theta_e(s)$ 如下:

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

$$(3.30)$$

由上式可知, $\theta_e(s)$ 的误差主要包含两大类,包括随机常数类误差和噪声类误差,因此后续的分析将按照这两类分别进行分析。首先, $\theta_e(s)$ 中随机常数类误差的模型如下:

$$\theta_{e_{-Con}}(s) = -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\delta v_{E}(0)}{s^{2}} + \frac{f_{D}\phi_{roll}(0)}{s^{3}} - \frac{f_{N}\phi_{yaw}(0)}{s^{3}} + \frac{b_{a,cE}}{s^{3}} + \frac{f_{E}s_{aE}}{s^{3}} - \frac{f_{D}b_{g,cN}}{s^{4}} + \frac{f_{N}b_{g,cD}}{s^{4}} \right)$$
(3.31)

转化为时域模型,如下:

$$\theta_{e_{-}Con}(t) = -\frac{1}{\lambda} \left(\delta v_{E}(0)t + \frac{1}{2}f_{D}\phi_{roll}(0)t^{2} - \frac{1}{2}f_{N}\phi_{yaw}(0)t^{2} + \frac{1}{2}b_{a,cE}t^{2} + \frac{1}{2}f_{E}s_{aE}t^{2} - \frac{1}{6}f_{D}b_{g,cN}t^{3} + \frac{1}{6}f_{N}b_{g,cD}t^{3} \right)$$
(3.32)

其次, $\theta_e(s)$ 中噪声类误差的模型如下:

$$\theta_{e_{Noise}}(s) = -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^{2}} w_{aE}(s) + \frac{1}{\lambda} \frac{f_{D}}{s^{3}} w_{gN}(s) - \frac{1}{\lambda} \frac{f_{N}}{s^{3}} w_{gD}(s) - \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s^{2}} \frac{w_{a,dE}}{s + T_{a,dE}^{-1}} + \frac{1}{\lambda} \frac{f_{D}}{s^{3}} \frac{w_{g,dN}(s)}{s + T_{g,dN}^{-1}} - \frac{1}{\lambda} \frac{f_{N}}{s^{3}} \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}}$$
(3.33)

转化为时域模型,得到噪声类误差导致的相位误差的方差为:

$$\sigma_{e}^{2} \approx \frac{1}{\lambda^{2}} \frac{t^{3}}{3} P_{w_{aE}} + \frac{f_{D}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{5}}{20} P_{w_{gN}} + \frac{f_{N}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{5}}{20} P_{w_{gD}} + \frac{1}{\lambda^{2}} \frac{t^{5}}{20} P_{w_{a,dE}} + \frac{f_{D}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{7}}{252} P_{w_{g,dN}} + \frac{f_{N}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{7}}{252} P_{w_{g,dD}}$$
(3.34)

其中*P*为噪声的功率谱密度。类似于开环跟踪载波相位误差分析,载波频率误差 由公式(3.27)可得:

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

$$(3.35)$$

 $\delta f(s)$ 中随机常数类误差的模型如下:

$$\delta f_{Con}(s) = -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\delta v_E(0)}{s} + \frac{f_D \phi_{roll}(0)}{s^2} - \frac{f_N \phi_{yaw}(0)}{s^2} + \frac{b_{a,cE}}{s^2} + \frac{f_E s_{aE}}{s^2} - \frac{f_D b_{g,eN}}{s^3} + \frac{f_N b_{g,eD}}{s^3} \right)$$
(3.36)

时域模型如下:

$$\delta f_{Con}(t) = -\frac{1}{\lambda} \bigg(\delta v_E(0) + f_D \phi_{roll}(0) t - f_N \phi_{yaw}(0) t + b_{a\,cE} t + f_E s_{aE} t - \frac{1}{2} f_D b_{g\,,cN} t^2 + \frac{1}{2} f_N b_{g,cD} t^2 \bigg)$$
(3.37)

 $\delta f(s)$ 中噪声类误差的模型如下:

$$\delta f_{Noise}(s) = -\frac{1}{\lambda} \frac{1}{s} w_{aE}(s) + \frac{1}{\lambda} \frac{f_D}{s^2} w_{gN}(s) - \frac{1}{\lambda} \frac{f_N}{s^2} w_{gD}(s) - \frac{1}{\lambda} \frac{1}{s} \frac{w_{a,dE}}{s + T_{a,dE}^{-1}} + \frac{1}{\lambda} \frac{f_D}{s^2} \frac{w_{g,dN}(s)}{s + T_{g,dN}^{-1}} - \frac{1}{\lambda} \frac{f_N}{s^2} \frac{w_{g,dD}(s)}{s + T_{g,dD}^{-1}}$$
(3.38)

转化为时域模型,得到噪声类误差导致的多普勒频率误差的方差为:

$$\sigma_{Fre}^{2} \approx \frac{1}{\lambda^{2}} t P_{w_{aE}} + \frac{f_{D}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{3}}{3} P_{w_{gN}} + \frac{f_{N}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{3}}{3} P_{w_{gD}} + \frac{1}{\lambda^{2}} \frac{t^{3}}{3} P_{w_{a,dE}} + \frac{f_{D}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{5}}{20} P_{w_{g,dN}} + \frac{f_{N}^{2}}{\lambda^{2}} \frac{t^{5}}{20} P_{w_{g,dD}}$$

$$(3.39)$$

参数类型		符号	STIM300
	常值零偏	$b_{g,c}$	10 deg/h
	一阶高斯马尔科夫	$P_{w_{g,d}}$	$\left(10\sqrt{2}\mathrm{deg}/h^{3/2}\right)^2$
陀螺	驱动噪声功率谱密		
	度		
	相关时间	$T_{g,d}$	1h
	白噪声功率谱密度	P_{w_g}	$\left(0.2\mathrm{deg}/\sqrt{h}\right)^2$
	常值零偏	$b_{a,c}$	1000 mGal
	一阶高斯马尔科夫	$P_{a_{g,d}}$	$(1000\sqrt{2} \mathrm{mGal}/\sqrt{h})^2$
	驱动噪声功率谱密		
加速度计	度		
	相关时间	$T_{a,d}$	1
	白噪声功率谱密度	P_{a_g}	$\left(0.18 \ m/s/\sqrt{h}\right)^2$
	比例因子误差	S _a	1000 PPM
初始误差	初始E向速度误差	$\delta v_{_E}(0)$	0.05 m/s
	初始横滚角误差	$\phi_{roll}\left(0 ight)$	0.1 deg
	初始航向角误差	$\phi_{_{yaw}}(0)$	0.15 deg
	前向输出	f_N	$2 m/s^2$
加速度计输出	七向姉龄山	f_	$2 m/s^2$
	口凹抽删山	JE	2 111/5

表3.2 IMU参数列表

表 3.2 给出的是 STIM300 的参数, 普通车载场景测试下的初始速度误差、姿态 误差以及加速度计比力输出。将表中的参数带入到上述公式中,得到开环跟踪下 载波相位误差如图 3.13 所示,图中分别用红、绿线条表示随机常数类误差和噪声 类误差导致的载波相位误差,其中噪声类误差的大小用 3σ_e来衡量。从图中可以看 出,随着开环时间的增大,载波相位误差逐渐增大,在1秒的时间内,INS 误差导 致的载波相位误差超过了 90 度,其中 INS 参数中的动态类误差是导致相位误差增 大的主要因素,尤其是在这种短期开环时间内,初始的速度误差和姿态误差是导 致相位误差增大的最重要因素,因此,对于相位的开环跟踪,需要高精度的 GNSS 定位测速结果取修正惯导误差以确保短期内发散速度不会很快,而要进行长时间 的开环跟踪则需要更高精度等级的 IMU 来确保相位发散误差不会超过半周。



图 3.15 INS 辅助开环跟踪多普勒误差

图 3.14 所示为 INS 辅助下开环跟踪码相位误差曲线,类似于载波相位误差,码相位误差也分为随机常数类误差和噪声类误差两部分。码环开环的仿真时间为 180 s (3 min),从图中可以看出,开环时间为 180 s 时,随机常数类误差导致的码相位误差接近 400 m,噪声类误差导致的码相位误差达到 250 m;同时可以看出,在开环时间达到 180 s 左右时,和 IMU 精度等级相关的参数是导致误差发散很快的主要原因。图 3.15 给出了在 180 s 内多普勒频率的发散曲线,随机常数类误差导致的多普勒误差接近 40 Hz,噪声类误差导致的开环跟踪环路多普勒误差达到 20 Hz。

在城市环境下, GNSS 接收机会由于高架、楼群和隧道等因素出现长时间无法

定位的情况,对此,根据理论分析的结果,在长时间开环的时候载波相位预测对 于低精度的惯导是无法实现的,而对于码相位误差和多普勒频率误差,首先,在 检测卫星信号是否恢复的时候,应根据误差发散的规律,在一定的码相位误差范 围内进行检测,同时还要选择合适的信号强度检测方法,以确保能快速有效的检 测到信号;对于长期未检测到信号恢复的情况,在一定时间内码相位误差或多普 勒误差超过设定的最大门限值,应进入重捕模式;如果卫星仰角过低导致卫星不 可见,则需要更换通道卫星。其次,由于 INS 发散导致的环路跟踪误差快速增大, 一方面选用高精度等级的 IMU 避免误差的快速发散,更重要的是应考虑采用除 GNSS 以外的其它传感器,如里程计等去约束 INS 误差发散,即多源融合辅助深组 合环路。需要注意的是,当 INS 误差发散控制在一定程度以后,接收机晶振的影 响也是需要考虑的。

3.4.3 深组合跟踪环路信号强度检测

在城市环境下,当车载接收机通过隧道或者高架桥时,接收机通道由于信号遮 挡而处于开环跟踪状态,且 GNSS 接收机无法提供定位导航结果,因此开环跟踪 的多普勒频率误差会随着 INS 误差发散而逐渐增大,此时若信号恢复,在存在一 定多普勒频率误差的时候,如何快速的检测到信号能量的恢复是本小节将解决的 问题。



检测信号的能量一般用传统的窄带宽带功率比方法(the Narrowband-Wideband Power Ratio, NWPR),为了保证估计的精度,宽带功率一般采用 1ms,窄带功率

一般采用 20ms 相关积分,在 1s内估计 50 次得到载噪比结果 CNO。由于在计算 CNO 的过程中运用了 20ms 的相关积分,因此 NWPR 方法对于多普勒频率误差比 较敏感,如图 3.16 所示,20 ms 相干积分时间下,当多普勒频率误差为 50 Hz 时,相干积分以后信号幅度为 0,对应的 CNO 估计结果为图 3.17 中红色曲线。

对于 NWPR 方法估计 CN0 需要的时间长,且对多普勒频率误差敏感的特点, 本文提出一种利用 FFT 频谱能量估计信号信噪比的方法(SNR-FFT),该方法可以在 保证估计精度的情况下尽可能提高估计的速率,且存在多普勒频率误差时也可以 有效的估计出信号的强度(只要多普勒频率误差在频谱范围以内),图 3.17 中蓝色 曲线为该方法估计的结果,和 NWPR 方法估计的结果作为对比。

SNR-FFT 方法所用的 FFT 结构和 3.3.3 节中的完全一样,如图 3.18 所示,在 得到 FFT 变换以后的结果V[k],对于卫星信号,假设除了主瓣的能量之外,其余 频点的能量为噪声,在其中找出峰值最大的能量记为 V_1 ,最大值相邻的能量分别 记为 V_2 , V_3 ,计算频谱中所有频点的能量为 V_s ,则N点 FFT 频谱中信噪比为:



图 3.18 利用 FFT 频谱估计信号强度示意

为了进一步验证 SNR-FFT 估计值和 CN0 估计结果的对应关系,采用 NonCoh-FFT 结构,同时设置其中 FFT 采用率为1 kHz,FFT 点数为 64 点,频谱 分辨率为 15 Hz,非相干积分次数为 16 次,则利用频谱估计信号强度所需时间为 320ms;同时设置载噪比随时间不断衰减的信号,信号的频谱如图 3.19 所示,可以 看出信号主峰的能量在逐渐减小,当载噪比足够低的时候,主峰已经淹没在噪声中;采用 SNR-FFT 方法估计的结果和 CN0 的对应关系如图 3.20 所示,可以看出

当信号强度高于 15 dB-Hz 时, SNR-FFT 方法都可以进行有效的估计,且只要多普 勒误差在±500 Hz 以内, SNR-FFT 方法通过频谱就可以得到信号强度的估计值, 同时还可通过频谱给出多普勒误差,因此在有 INS 辅助的深组合环路中,利用 SNR-FFT 方法可有效的检测信号的强度,进而决定环路是否进入开环跟踪模式, 以及当信号恢复以后可立即进入闭环跟踪。



图 3.21 英國國家中國 9 强反相任 对比 图 3.22 英國國家中國國家 4 公司 4 公司 4 公司 3 2 所示为实际城市车载测试场景下,GNSS 接收机经过隧道时 的信号强度检测情况和深组合环路的工作情况,图中所示的是GPS 卫星 PRN10,通过该隧道时长为 1 分半钟,由图 3.21 可以看出,SNR-FFT 方法所呈现的估计结 果在进隧道和出隧道时变化更灵敏,同时在隧道内估计结果噪声更小;图 3.22 表明在隧道等卫星信号被遮挡时,利用 SNR-FFT 方法估计的结果可让深组合环路在 闭环和开环之间进行有效的切换。

3.4.4 城市环境下深组合跟踪环路优化

在城市环境下,由于楼群等遮挡会造成接收机基带环路频繁的失锁,每次失锁 都会造成码相位、多普勒频率以及载波相位的偏差,因此当信号恢复,且存在上 述误差的情况下,如何使码相位误差快速收敛实现接收机定位误差快速减小,如 何使接收机能准确快速的恢复到锁相跟踪以实现载波相位的输出,面对上述问题, 为确保环路在城市环境卫星信号频繁遮挡的情况下能稳定的工作,本小节将会对 深组合接收机中的基带跟踪环路进行优化。

3.4.4.1 深组合环路闭环恢复码环误差收敛

当环路有开环跟踪模式恢复闭环跟踪时,如 2.4.2 节中所述,由于 INS 误差发 散以及钟漂等因素影响,会导致码相位误差随着时间快速增大。若误差发散超过 半个码片时,需要在检测信号的时候,在相邻码片内进行搜索;一旦检测到信号 恢复,则要进行码环的闭环跟踪,而初始恢复时的码相位误差将会随着码环闭环 反馈调节逐渐减小,码环收敛过程所需的时间除了和初始码相位误差有关系之外, 还和码环环路参数有关系。





图 3.23 所示为码环收敛时间的仿真结果,从图中可以看出,初始码相位误差 越大,则环路误差收敛时间越久;而当误差一定的情况下,适当放宽带宽,可有 效减少环路的收敛时间。因此,在闭环恢复的时候,码环应根据初始相位误差的 大小,选取合适的相关器间距,同时适当放宽带宽,使环路误差快速收敛,当环 路稳定以后,可进行自适应带宽调整,确保伪距观测量的精度,使接收机在城市 复杂环境下出现信号遮挡等情况时可快速恢复定位,且定位精度有所保证。

3.4.4.2 深组合环路闭环恢复锁相环错误锁定检测

类似于上一小节中码环闭环恢复时收敛时间的问题,载波环在闭环恢复时也会 因为载波相位误差和多普勒频率误差不能稳定工作,尤其对于锁相环。在城市环 境下,深组合环路中一般采用 20 ms 的锁相环,鉴相器为二象限反正切鉴相器,上 述因素限制了锁相环在多普勒频率误差必须小于一定值时才能稳定动作。如果环 路在进入锁相环时多普勒误差大于一定门限,则环路可能会出现错误锁定的情况, 如图 3.24 所示,此时环路估计的载波频率和正常跟踪时的载波频率相差 ±1/(4*T_{coh}*)=12.5 Hz,且鉴相器的输出噪声比较大,估计的载噪比会因为多普勒 频率偏差比正常时候小 15 dB 左右,此时环路无法提供准确的伪距观测信息和载波 相位观测信息,因此在程序中需要避免这种情况的发生。图 3.25 所示为当锁相环 出现错误锁定的情况时,利用 SNR-FFT 方法检测到的信号强度和频率偏差的情况, 从图中可以看出, SNR-FFT 方法估计结果只是有轻微的下降,同时频谱中可以明 显检测到多普勒频率的偏差,因此,在锁相环中可以 SNR-FFT 的信息去辅助环路 正常工作,以确保提取有效的伪距和载波观测量。



3.4.5 城市环境下多源融合辅助深组合跟踪技术

在 3.4.3 节中提到由于 INS 误差发散导致基带辅助信息(载波相位、码相位、 多普勒频率)也随之发散,在 GNSS 无法提供定位的时候,为限制 INS 误差快速 发散,采用多源融合的方法将多传感器的信息和 INS 信息进行融合,以实现 GNSS 基带辅助信息在 GNSS 无法定位的时候也能保持较高的精度。由于之前分析中提 到基带辅助信息发散主要和 INS 初始的速度误差、姿态误差以及 IMU 参数等因素 造成的,因此本文选取适用于车载导航的里程计传感器,如图 3.26 所示,利用里 程计输出的速度信息去修正 INS 速度误差、姿态误差以及 IMU 误差参数,确保辅 助到基带的信息在一定的精度范围内,这样可以减少开环跟踪时检测信号的搜索 范围,一旦信号恢复可快速切换到闭环,且更高精度的辅助信息可以确保环路在 闭环时快速收敛,最后呈现在接收机 PVT 定位测速结果上,误差更小,收敛速度 更快。





城市实测信号仿真 GNSS 信号中断导致接收机无法输出定位结果,此时 INS 基带辅助信息和多源融合基带辅助信息误差曲线如图 3.27 所示,图中选取了 GPS 8 和 BD 10 两颗卫星,每一幅图中仿真了 4 段中断,时间分别设置为 30 s, 1 min, 4 min, 8 min。图中显示,当中断时间超过 1 min 时,可明显看到 INS 辅助基带信

息的多普勒误差在逐渐变大,且仿真时间达到 8 min 时,两颗卫星误差均达到 8Hz; 多源融合基带辅助信息误差在信号中断的时候和正常的时候没有发生变化,基本 上都保持在±0.5Hz 以内,因此多源融合辅助深组合接收机在城市复杂环境下性能 更优。



3.5 城市环境下矢量深组合环路实现

图 3.28 矢量深组合环路框图

图 3.28 所示为城市环境下矢量深组合环路框图,相比于标量深组合,矢量深 组合接收机中最明显的区别在于基带本地环路未进行闭环反馈,本地信号发生器 的更新信息来自于导航滤波器和 INS 产生的基带辅助信息两部分(对应图中红色 和绿色箭头),其中,INS 通过感知载体的动态信息,以前馈支路的形式将动态信 息转化成相应的多普勒信息辅助更新本地 NCO,而导航滤波器则根据鉴别器输出 以及之前 NCO 更新的信息进行位置、速度以及钟差、钟漂的解算,并根据解算的 结果将残余的动态信息以及钟信息反馈到 NCO 中。鉴于此,矢量深组合接收机不 仅通过 INS 辅助实现动态性能的提升,而且通过导航滤波器反馈实现多通道联合 估计,提升了环路的灵敏度性能。

矢量深组合接收机的性能取决于鉴别器输出信息是否有效。鉴别器的性能取决 于信号强度和鉴别器的牵入范围,在弱信号场景下,鉴别器的输出噪声也会逐渐 增大,因此需要采取相干积分和非相干积分来提升鉴别器的弱信号跟踪灵敏度。 鉴别器的牵入范围决定了当信号遮挡恢复以后鉴别器能不能正常工作,对于矢量 深组合接收机,部分卫星遮挡,而接收机能正常进行定位解算,此时通过导航滤 波器的反馈信息还能进行有效的跟踪,因此鉴别器的牵入范围并不需要很宽;全部卫星遮挡导致接收机无法给出定位结果,此时载波频率误差和码相位误差会随着 INS 误差以及接收机钟的影响而发散,因此鉴别器的牵入范围则要保证大于实际的信号跟踪误差才能正常工作。全部卫星遮挡时环路的载波频率误差和码相位误差发散的分析过程和标量深组合类似,因此下面将对部分卫星遮挡时矢量深组合接收机的性能进行仿真分析。









图 3.29 和图 3.30 所示分别为矢量深组合接收机部分卫星遮挡仿真测试 G8 和 C10 卫星的鉴别器输出结果和载噪比估计结果,如图中所示,仿真信号中断的时间 为 10 min,可以看出载噪比估计结果在 10dB-Hz 左右,此时矢量接收机中的鉴频器 (采用公式(3.10), 20ms 积分时间)和码鉴别器 (采用公式(3.5), 20ms 积分时

间)输出为噪声,无任何有用信息,对于标量深组合系统,则需要根据检测的信 号强度进入开环跟踪模式,而矢量深组合接收机由于无本地闭环反馈,因此不需 要根据信号强度对环路状态进行改变,且由于矢量接收机的 NCO 更新依赖于导航 滤波器输出结果,因此在信号中断时还可维持载波多普勒和伪码相位的跟踪,图 3.31 所示为信号中断时的多普勒误差和伪距误差,因而在信号中断恢复的时候, 不需要进行额外的处理步骤,标量深组合接收机在信号中断恢复的时候需要检测 信号强度并进行环路的闭环操作,因此,从处理策略上来讲,矢量深组合接收机 是一种更优的结构。

3.6 本章小结

本章首先给出了城市环境下的信号捕获技术,利用码相位并行捕获减少了捕获 的时间,通过非相干积分提升捕获灵敏度,并利用深组合接收机中的 INS 先验信 息减小搜索范围,进一步提升捕获性能。

其次,研究了城市环境下无辅助的信号跟踪技术,详细分析了码环和载波环跟 踪性能的影响因素,仿真结果表明窄相关技术可明显减小环路的噪声,提升伪距 观测量的精度;给出了针对弱信号动态场景下应用的 FFT 跟踪环路- NonCoh-FFT, 并对其性能进行了理论分析。

接下来,研究了城市环境下深组合跟踪技术,介绍了标量深组合系统实现,对 深组合开环跟踪进行了详细的理论分析,对开环跟踪载波相位误差、码相位误差 和多普勒频率误差进行仿真测试;提出了一种新的深组合环路信号强度检测方法 —SNR-FFT,实测环境下可有效检测到信号强度的变化;针对城市环境下深组合 环路出现的码环收敛速度慢以及锁相环错误锁定的情况,进行了优化;最后,对 多源融合辅助深组合环路性能进行测试分析,结果表明,增加里程计约束信息避 免了 INS 辅助基带多普勒误差的发散。

最后,给出了城市环境下矢量深组合环路实现,并对矢量深组合环路环性能进 行了分析,给出了部分卫星遮挡仿真测试结果,对结果进行了分析说明。

4 城市环境下深组合接收机定位技术

4.1 引言

当 GNSS 接收机通道信号处理部分进行正常的信号跟踪以后,接收机的后处理 定位解算部分需要根据信号跟踪的结果进行观测量组装提取、获取时间信息和导 航电文信息解帧,然后利用这些信息进行后处理定位解算,输出定位测速结果以 及时间信息。因此,本章首先阐述了观测量的提取方式,以及有 INS 信息以后对 观测量精度的改善,其次研究了当有 INS 信息辅助时伪距差分定位技术,最后针 对城市车载导航,使用非完整性约束(Non-Holonomic,NHC)以及里程计观测信息 增加量测观测,实现车辆约束,进一步提升导航定位的精度。

4.2 深组合接收机观测量提取

接收机中的观测量包括伪距、多普勒频率和载波相位,由于在城市环境下,频 繁的遮挡和信号的衰减,锁相环无法长时间连续的工作,因此也无法保证输出的 载波相位的连续性,观测量会经常丢失整周,因此在城市复杂环境下,精密定位 无法给出连续的固定解。相比于锁相环,在复杂环境下,码环的跟踪灵敏度和动 态性能更好,因此提取的伪距观测值的连续性和精度更容易得到保证,虽然伪距 的精度不足以和载波相位相比,但是在复杂环境下定位的连续性和稳定性更好, 且使用伪距差分技术,其精度也可以达到车道级,因此本文中主要讨论伪距观测 量的提取,下面将给出伪距提取方式,以及和提取伪距观测量紧密相关的位同步 技术和帧同步技术,最后深入分析了深组合接收机中 INS 辅助信息对观测量提取 和观测量精度的影响。

4.2.1 伪距提取方式

GNSS 接收机通道处于正常跟踪时,码跟踪环可以实现对卫星信号码相位的连续跟踪,当本地整秒时刻到来时,由此可以得到整秒时刻码相位观测值,根据该码相位值就可组装成卫星信号的发射时间*t*^{*},如下:(蔡磊,2017)

$$t^{s} = \text{TOW} + (30w + b) \times T_{bit} + \left(c_{a} + \frac{\text{CP}}{N_{CA}}\right) \times T_{CA}$$
(4.1)

其中,TOW表示下一子帧起始沿的时间,不同的系统其提取方式略有不同。GPS 系统中导航电文交接字中截断的周内时计数乘以6即可得到下一子帧起始沿的时 间TOW,而 BDII 系统导航电文的每一帧的前两个字中包含有周内秒计数,但该 时间表示的是本子帧的起始时间,因此需要对应的加上帧数据的时间,D1导航电 文一帧数据时间为6s,D2导航电文的时间为0.6s。*T_{bu}*为比特周期,GPS和BDII D1导航电文为0.02ms,BDII D2导航电文为0.002ms,w和b分别为整秒时刻导 航电文一子帧内的字数和比特数;*c_a*为整秒时刻CA码的整周数,CP为一个码片 周期内的码片个数,代表更高精度的码相位测量值,*N_{CA}*为CA码周期内的码片个 数,GPS为1023,而BDII的CA码周期内码片数为2046,*T_{CA}*为CA码的周期, GPS和BDII 中都为1ms。得到发射时间以后,根据本地时间就可得到信号的传 播时间,乘以光速即可得到伪距观测值。由上述发射时间的计算过程可以得到, 为了最终得到伪距观测值,必须要准确找到卫星信号子帧的起始沿和起始时间, 初始的位同步和帧同步将必不可少。

4.2.2 弱信号下的位同步和帧同步技术

位同步操作是找到 GNSS 信号电文中每个比特电平的起始沿,其目的是为了后续的帧同步实现和导航电文比特的提取。直方图法(Histogram)是一种最常见的位同步的方法,但是这种方法在信号衰减严重的城市环境下并不适用。比特能量法是一种适用于弱信号场景的位同步实现方法,其实现思路是将各种可能的对齐方式进行测试,具体实现如图 4.1 所示。图中将载波剥离和码剥离以后的积分结果作为输入,积分周期为 1 ms,即一个 CA 码周期,对其进行相干积分,积分次数为 N_{coh}, N_{coh}大小和导航电文的比特周期有关,GPS 信号和 BDII 中的 MEO/IGSO 卫星信号中的导航电文比特周期为 20 ms,所以 N_{coh} = 20,而 BDII 中的 GEO 卫星由于其导航电文比特周期为 2 ms,所以 N_{coh} = 20,而 BDII 中的 GEO 卫星由于其导航电文比特周期为 2 ms,所以 N_{coh} = 2,红色框中所示为延迟单元,通过不同的延时单元遍历比特同步的各种可能性,然后在所有的结果中找峰值最大的即为检测到正确的比特洞,实现位同步。同时为了保证在弱信号场景下也能正确实现位同步,在相干积分之后继续进行非相干积分,通过设置非相干积分次数 N_{nc},可实现不同灵敏度的比特同步方法。需要注意的一点是,BDII 中的 MEO/IGSO 卫星调制了数据率为 1 kbps 的 NH 码,因此在相干积分之前需要剥离 NH 码,避免对位同步产生干扰。



图 4.1 位同步框图

在实现位同步之后,为了后续观测量的提取以及导航电文的解帧,还需要根据 得到的比特信息进行帧同步,帧同步第一步首先缓存连续一帧的导航电文数据比 特值,即 300 bit,然后在接收机中对缓存的比特流进行不断的检测,为完成同步 操作, GPS 和 BDII 在其卫星导航电文中设置了同步字, GPS 的同步字符为遥测码 的前 8 bit, 也即帧头的前 8bit, BDII 的同步字符为每一帧第一个字的前 11bit。在 检测同步字符的时候,需要注意180°相位模糊度的问题,对所有比特电平出现翻转 的情况也需要检测。在初始同步完成以后,为避免错误帧同步发生,还需要利用 后续的信息进行检测,比如 GPS 中可以利用交接字中的时间信息和前一子帧中的 时间信息做差来检测帧同步的正确性,以及利用奇偶校验码信息可以检测帧同步 是否有效: BDII 中除了同步字符以外, 也可以利用每一子帧前两个字中的时间信 息检测帧同步的正确性。在弱信号场景下,得到的导航电文比特值误码率高,因 此无法解出完整的导航电文,也无法用上述传统的方法进行帧同步。在这种情况 下,可以借鉴位同步方法,将已知的导航电文比特信息剥离以后进行相干积分, 然后用积分以后的能量大小去判断子帧起始沿的位置,但区别是该方法中进行相 干积分的历元数取决于导航电文每一子帧数据中的已知电平比特数,而位同步中 相干积分可遍历所有的比特沿存在的情况。利用相干积分的方法进行帧同步时, 帧数据中已知的导航电文比特数越多,则帧同步检测正确的概率越高。GPS 导航 电文的每一帧数据中,交接字中除了同步码之外,遥测码和奇偶校验码都是已知 的,除此之外,交接字中的时间信息有时候也可以确定。BDII 导航电文的每一子 帧的前两个字中同步码、时间信息和校验码信息也是已知的。具体的实现如图 4.2

所示,图中本地比特值红色表示已知的比特电平值,蓝色表示未知比特。由于长时间的相干积分结果会对跟踪环路多普勒频率误差比较敏感,因此对相关结果分段进行相干积分,然后进行非相干积分,最后通过一系列非相干积分的幅值得到帧同步检测的结果。



图 4.2 弱信号帧同步框图

当有外界辅助信息时,位同步和帧同步可以利用这些先验信息减小搜索的范围,也可以利用这些信息去检查同步的结果是否正确。对于 GNSS 深组合接收机,由于 INS 辅助信息在短期内误差发散不会很大,因此在初次完成位同步和帧同步后,后续环路因为信号衰减而出现短时间的开环,位同步和帧同步信息完全可以利用 INS 辅助信息进行递推,而当环路出现长时间开环甚至环路失锁,此时当环路重新进入跟踪状态以后,则需要重新进行位同步和帧同步,以确保提取的观测量不会出现很大的误差。

4.2.3 INS 辅助观测量的提取

当接收机正常进行位同步和帧同步之后,可根据公式(4.1)组装发射时间,并最 终得到伪距观测值。在 2.2.3 小节中给出了伪距测量值的观测方程,其组成部分包 括接收机天线相位中心和卫星之间的几何距离、接收机本地钟差、卫星钟差、电 离层延时、对流层延时以及观测噪声,其中电离层延时和对流层延时在短时间内 变化很小,因此对伪距观测量的影响很小;卫星钟差由于卫星端采用高精度的原 子钟变化也很小,因此也可忽略其影响;因此影响伪距观测量的主要因素是几何 距离和本地钟差。伪距观测量中的几何距离有卫星位置和接收机本地位置,而卫 星位置可以根据星历中的轨道参数进行计算得到,综上,影响伪距观测量的因素 有本地接收机的位置和接收机钟差。

在 GNSS 深组合接收机中,由 INS 位置结果补偿杆臂效应以后的本地接收机位 置可以作为先验信息去检测伪距观测量中的粗差,根据 3.4.2 节中惯导误差发散结 果,在短时间内 INS 位置误差发散很小,尤其是 GNSS 接收机正常进行定位,此 时 INS 误差在 1s 内的误差发散小于 0.1m 以下 (本文中所用的 IMU 为 STIM300), INS 短期精度高的特点可以充分用来检测伪距观测量中的粗差值,同时在输出观测 量的时候对粗差结果进行补偿,使得接收机可以输出高精度的观测量,这对后处 理精密定位技术如 RTK、PPP 具有很好的辅助作用。影响伪距观测量的因素除了 接收机位置之外还有接收机本地钟差,为了有效的利用 INS 信息去提升伪距观测 量的精度,必须将接收机本地钟差的影响剔除,剔除本地接收机钟差的方法为选 参考卫星,然后进行星间做差。上述方法的具体实现步骤如下:

a.将 INS 的位置结果补偿杆臂影响,并转化到 e 系为 $(x_{INS} \ y_{INS} \ z_{INS})$,再结 合卫星位置 $(x^{(i)} \ y^{(i)} \ z^{(i)})$ 计算几何距离 $r_{INS}^{(i)}$,如下:

$$r_{INS}^{(i)} = \sqrt{\left(x^{(i)} - x_{INS}\right)^2 + \left(y^{(i)} - y_{INS}\right)^2 + \left(z^{(i)} - z_{INS}\right)^2}$$
(4.2)

b.从得到的伪距观测量 $\rho^{(i)}$ 中扣除几何距离,剩余本地钟差和电离层、对流层等缓变项 $\rho_{ss}^{(i)}$,如下:

$$\rho_{sc}^{(i)} = \rho^{(i)} - r_{INS}^{(i)} \tag{4.3}$$

c.根据载噪比的大小选取合适的参考卫星 k,和其余卫星做差,消除本地钟差,得到单差结果 $\rho_{\text{Dec}}^{(i)}$ 如下:

$$\rho_{Dsc}^{(i)} = \rho_{sc}^{(i)} - \rho_{sc}^{(k)} \tag{4.4}$$

d.对前一步得到的缓变项结果进行平滑滤波,得到平滑结果 $\rho_{SDsc}^{(i)}$,两者做差得 $\rho_{DDsc}^{(i)}$,观测量正常时 $\rho_{DDsc}^{(i)}$ 为零附近的噪声,当有粗差时 $\rho_{DDsc}^{(i)}$ 的值不在零附近,因 此可设定合理的门限值对原始结果进行补偿。

$$\rho_{SDsc}^{(i)}(n) = \alpha \cdot \rho_{Dsc}^{(i)}(n) + (1 - \alpha) \rho_{Dsc}^{(i)}(n - 1)$$
(4.5a)



 $\rho_{DDsc}^{(i)} = \rho_{Dsc}^{(i)} - \rho_{SDsc}^{(i)}$ (4.5b)

图 4.3 利用 INS 信息补偿伪距误差示意图(G1, α=0.95)

图 4.3 所示城市复杂环境下利用 INS 信息补偿伪距观测量误差,数据结果对应 的卫星为 GPS PRN 1,左图所示为伪距单差结果 $\rho_{Dsc}^{(i)}$ 以及平滑后的结果 $\rho_{SDsc}^{(i)}$,其 中 $\alpha = 0.95$,可以看出当信号质量变差时,观测量中存在误差比较大的点;右图所 示为做差的结果 $\rho_{DDsc}^{(i)}$,根据图中的误差大小可以对原始观测量进行补偿。

4.3 深组合接收机伪距差分定位技术

前一节中详细描述了深组合接收机中观测量的提取,重点提到了当有 INS 信息 时对观测量提取的帮助和改善,因此本节将给出深组合接收机中伪距差分定位技 术的实现,其中包括伪距双差, INS 辅助权重控制。

4.3.1 伪距双差

在 2.2.3 节介绍 GNSS 接收机定位原理的时候提到了单点定位技术(SPP), SPP 无法完全消除电离层延时和对流层延时的影响。电离层延时一般可以达到十几米 至几十米,由于受到太阳活动周期、季节变化、地磁纬度和时间的影响,因此很 难用模型去准确的估计和分析,且电离层活动频繁时,电离层延时的误差会完全 体现在最后的定位结果上;对流层延时估计由于导航电文中没有对对流层延时模 型的相关修正参数,因此用一般的模型实现准确估计对流层延时无法实现。鉴于 上述原因,在城市车载场景中,为避免电离层、对流层延时的影响,实现车道级 定位的精度,一般会在测试场景 10 km 范围以内选一个已知坐标的固定点作为参 考基站,然后将流动站数据和基站数据做双差。



图 4.4 伪距双差示意图

如图4.4所示为伪距双差示意图,其中用u和r分别表示用户流动站和基站, $\rho^{(i)}$ 和 $\rho^{(j)}$ 分别表示流动站和基站的伪距观测量。基站位置为 $(x_r \ y_r \ z_r)$,通过星历解算卫星位置为 $(x^{(i)} \ y^{(i)} \ z^{(i)})$,则可以得到从基站r到卫星i的几何距离 $r_r^{(i)}$ 为

$$r_r^{(i)} = \sqrt{\left(x^{(i)} - x_r\right)^2 + \left(y^{(i)} - y_r\right)^2 + \left(z^{(i)} - z_r\right)^2}$$
(4.6)

参照伪距观测方程式(2.2), $\rho_r^{(i)}$ 可表达成

$$\rho_r^{(i)} = r_r^{(i)} + c \left(\delta t_r - \delta t^{(i)}\right) + c I_r^{(i)} + c T_r^{(i)} + \varepsilon_{\rho r}^{(i)}$$
(4.7)

差分的主要目的是消除电离层和对流层延时,因此在基站观测量中扣除已知的卫星和基站之间几何距离,得到卫星i的伪距差分校正量 $\rho_{corr}^{(i)}$,即:

$$\rho_{corr}^{(i)} = r_r^{(i)} - \rho_r^{(i)} \tag{4.8}$$

因此,差分校正量 $\rho_{corr}^{(i)}$ 是由以下多个偏差量组成,如下:

$$\rho_{corr}^{(i)} = -c \left(\delta t_r - \delta t^{(i)} \right) - c I_r^{(i)} - c T_r^{(i)} - \varepsilon_{\rho r}^{(i)}$$
(4.9)

此时,流动站接收机也得到卫星*i*的观测量 $\rho_{\mu}^{(i)}$ 如下:

$$\rho_{u}^{(i)} = r_{u}^{(i)} + c \left(\delta t_{u} - \delta t^{(i)}\right) + c I_{u}^{(i)} + c T_{u}^{(i)} + \varepsilon_{\rho u}^{(i)}$$
(4.10)

为了减小流动站接收机中的误差影响,将通过基站得到的差分校正量 $ho_{corr}^{(i)}$ 补加到

流动站观测量中,得到差分校正后的伪距观测量 $ho_{uc}^{(i)}$,即:

$$\rho_{u,c}^{(i)} = \rho_u^{(i)} + \rho_{corr}^{(i)} \tag{4.11}$$

则 $\rho_{u,c}^{(i)}$ 中包含的各误差部分如下:

$$\rho_{u,c}^{(i)} = r_u^{(i)} + c\delta t_{ur} + cI_{ur}^{(i)} + cT_{ur}^{(i)} + \varepsilon_{\rho,ur}^{(i)}$$
(4.12)

其中, δt_{ur} 、 $I_{ur}^{(i)}$ 、 $T_{ur}^{(i)}$ 、 $\varepsilon_{\rho,ur}^{(i)}$ 四项的表示如下:

$$\delta t_{ur} = \delta t_u - \delta t_r \tag{4.13a}$$

$$I_{ur}^{(i)} = I_u^{(i)} - I_r^{(i)}$$
(4.13b)

$$T_{ur}^{(i)} = T_u^{(i)} - T_r^{(i)}$$
(4.13c)

$$\varepsilon_{\rho,ur}^{(i)} = \varepsilon_{\rho,u}^{(i)} - \varepsilon_{\rho,r}^{(i)}$$
(4.13d)

由于流动站和基站之间的基线距离较短(10 Km 以下),因此相同卫星此时在流动站和基站上的电离层和对流层延时近似相等,即*T*⁽ⁱ⁾_w和*I*⁽ⁱ⁾均为零,则差分校正以后的卫星*i*的伪距观测量可简写为:

$$\rho_{u,c}^{(i)} = r_u^{(i)} + c\delta t_{ur} + \varepsilon_{\rho,ur}^{(i)}$$
(4.14)

对于 GNSS 接收机来说,不管是流动站还是基站,接收机钟差的影响对于所有通 道的卫星都是一样的,因此为消除差分校正以后观测量中钟差的影响,选取参考 卫星 *j* 进行星间做差。通过类似计算得到参考卫星 *j* 差分校正以后的伪距观测量 为:

$$\rho_{u,c}^{(j)} = r_u^{(j)} + c\delta t_{ur} + \varepsilon_{\rho,ur}^{(j)}$$
(4.15)

然后进行星间做差得到 $\rho_{u,c}^{(ij)}$:

$$\rho_{u,c}^{(ij)} = \rho_{u,c}^{(i)} - \rho_{u,c}^{(j)} = r_u^{(i)} - r_u^{(j)} + \varepsilon_{\rho,ur}^{(i)} - \varepsilon_{\rho,ur}^{(j)}$$
(4.16)

从上式可以看出,双差以后的观测量中只包含卫星和接收机之间的距离信息和噪声,消除了电离层延时和对流层延时,同时钟差的影响也被消除,因此可以确保 最后的定位精度达到车道级的精度。需要注意的是,参考卫星*j*一般选取载噪比最 大的卫星,避免引入额外误差。

图 4.5 所示为城市环境下 SPP 和 RTD 定位结果误差对比,其中左图为开阔场 景下的定位误差,RTD 误差在±1 m 以内, SPP 误差存在 3 m 的常值偏差;右图所 示为复杂场景下的定位误差,此时 RTD 和 SPP 误差都比较大,达到 80 m,因此在 复杂环境下,由于部分观测量误差大导致 RTD 定位精度下降,所以在进行定位解 算时,应根据载噪比以及其他传感器信息对观测量进行加权以提升定位精度。



4.3.2 INS 辅助权重控制

为了进一步提高 GNSS 接收机的定位精度,通过引入权系数矩阵,改变不同卫 星之间的权重,可以更合理地的估计最优的定位结果。在普通的 GNSS 接收机中 由于无法获得额外的辅助信息,一般会采用卫星高度角信号和信号载噪比作为权 重设置的参考,在实际使用的时候,高度角越高、卫星信号载噪比越大的卫星, 其在定位解算中所占的权重更大,对定位解算的结果影响也更大,但是在城市复 杂环境中使用的时候,这种权重控制策略并不能真实有效的反映各个卫星观测量 的误差大小,比如某颗高度角比较高的卫星,由于遮挡造成环路失锁,环路恢复 跟踪以后载噪比估计正常,但是伪距观测量由于码环并未完全收敛而误差比较大, 这种情况在城市复杂环境下会经常发生,所以需要考虑选取更加合理的权重设置 策略。

GNSS 深组合接收机中包含的 IMU 传感器可以提供额外的信息作为观测量权 重设置的参考。由于 INS 在短期内具有很高的精度,因此其导航结果可以用来检 测伪距观测量中的误差情况,并根据该误差进行权重的设置,首先将 INS 得到的 位置投影到 GNSS 接收机的天线相位中心,并转到 e 系为(*x_{ins} y_{ins} z_{ins}*),由此可 以计算出卫星*i*和参考卫星*j*到接收机天线的距离*r_{ins}⁽ⁱ⁾、r^(j)*如下:

$$r_{ins}^{(i)} = \sqrt{\left(x^{(i)} - x_{ins}\right)^2 + \left(y^{(i)} - y_{ins}\right)^2 + \left(z^{(i)} - z_{ins}\right)^2}$$
(4.17a)

$$r_{ins}^{(j)} = \sqrt{\left(x^{(j)} - x_{ins}\right)^2 + \left(y^{(j)} - y_{ins}\right)^2 + \left(z^{(j)} - z_{ins}\right)^2}$$
(4.17b)

将伪距双差结果 $\rho_{u,c}^{(ij)}$ 和 $r_{ins}^{(i)}$ 、 $r_{ins}^{(j)}$ 做差,得到扣除几何距离以后的观测结果 $\rho_{u,c,ins}^{(ij)}$ 如下:

$$\rho_{u,c,ins}^{(ij)} = \rho_{u,c}^{(ij)} - \left(r_{ins}^{(i)} - r_{ins}^{(j)}\right) = \left(r_u^{(i)} - r_{ins}^{(i)}\right) - \left(r_u^{(j)} - r_{ins}^{(j)}\right) + \varepsilon_{\beta ur}^{(i)} - \varepsilon_{\beta ur}^{(j)}$$
(4.18)

考虑到 INS 在短期内的精度比较高,其误差小于观测量的噪声,因此可认为公式 (4.18)中 $\left(r_{u}^{(i)} - r_{ins}^{(i)}\right)$ 和 $\left(r_{u}^{(j)} - r_{ins}^{(j)}\right)$ 两项近似等于零,则 $\rho_{u,c,ins}^{(i)}$ 简化为:

$$\rho_{u,c,ins}^{(ij)} = \varepsilon_{\rho,ur}^{(i)} - \varepsilon_{\rho,ur}^{(j)}$$

$$(4.19)$$

由此可得, $\rho_{u,c,ins}^{(ij)}$ 包含观测量噪声,如果某颗卫星信号变弱导致的伪距观测量粗差 也会在 $\rho_{u,c,ins}^{(ij)}$ 中反映出来,因此,根据 $\rho_{u,c,ins}^{(ij)}$ 可进行观测量权重的设置。在实际应 用的时候,采用三段降权因子进行权重设置,具体如下:

$$\mathbf{w}_{i} = \begin{cases} 1 & \left| \rho_{u,c,ins}^{(ij)} \right| \leq k_{0} \\ \frac{k_{1} - \left| \rho_{u,c,ins}^{(ij)} \right|}{k_{1} - k_{0}} & k_{0} < \left| \rho_{u,c,ins}^{(ij)} \right| \leq k_{1} \\ 0 & \left| \rho_{u,c,ins}^{(ij)} \right| \geq k_{1} \end{cases}$$
(4.20)

其中w_i为卫星i的权重因子, k_0 和 k_1 为 $\rho_{u,c,ins}^{(ij)}$ 中设定其权重的门限值,当噪声小于 k_0 时,设定该卫星对应的观测量权重因子为1,而当噪声大于 k_1 时,设定卫星对应的观测量权重因子为0,即在进行定位解算时剔除该卫星。参考卫星j的权重因子设为1,即整个过程认为参考卫星观测量精度较高。得到上述的权重因子之后,可以将其组成权重矩阵,利用加权最小二乘估计得到更优的估计结果,也可以用权重因子组成卡尔曼滤波器中的观测噪声阵,用卡尔曼滤波算法得到更优的高精度伪距差分定位结果,以满足城市环境下车道级定位精度的需求。



图 4.6 中左图所示为城市环境下 INS 检测的伪距观测量粗差, 图中给出的卫星

为 G17 和 C10,可以看出在信号质量差的时候观测量中误差比较大,C10 卫星仰角比 G17 卫星高,因此整体误差更小一点。右图所示为城市环境下未加权 RTD 和 INS 辅助权重控制 RTD 的结果,可以看出当有 INS 辅助加权控制以后,定位结果误差更小,整体性能更优。

4.4 城市车载导航的车辆约束

城市环境下由于高架、隧道、楼群等的原因,GNSS 接收机定位解算的结果误 差会很大,甚至会出现长时间不能定位的情况,INS 的误差也会因为没用有效的 GNSS 观测量的修正而逐渐发散,从而导致深组合接收机中基带环路的辅助信息误 差也会迅速增大,因此,为了限制 INS 误差发散,提升整个系统的性能,在车载 场景下,采用非完整性约束(Non-Holonomic,NHC)和里程计辅助来增加系统的量 测观测。由于 NHC 和里程计输出不会像 GNSS 接收机定位结果的精度随着应用环 境的复杂而变差,因此可以确保在任何场景下有效提升系统的性能。

由于 NHC 和里程计输出都是对车体的速度信息进行观测,与 b 系和 n 系不同, 定义为 v 系,表示以车体中心为原点,车体纵轴向前、垂直于车轴向右构成坐标 系 x 和 y 轴,则垂直于车体向下为 z 轴。同时为了将 NHC 和里程计信息转换到 IMU 所在的 b 系,引入 IMU 安转角的概念,表示 v 系到 b 系的旋转姿态角,其值和每 次车载测试前 IMU 相对于车体的安装姿态有关。为了使 IMU 安装角估计误差较小, 一般会选取观测质量比较好的时段,这样可以确保 IMU 的误差参数估计值比较精 确,航向角误差较小,通过选取一定长度的轨迹数据实现 IMU 安装角的估计。

里程计输出的信息为车轮前向的运动信息,一般转化为v系下x轴分量的速度, 然后和 INS 误差方程建立联系,NHC 则假设车体非转向非动力轮不会发生侧向移 动和垂直移动,即v系下y轴分量和z轴分量为零,因此二者共同构成了车体v 系下的速度观测信息 v_{wheel}^{v} ,和 INS 输出的n系下的速度 v_{IMU}^{n} 有如下的理论关系(常 乐,2017):

$$\mathbf{v}_{wheel}^{v} = \mathbf{c}_{b}^{v} \mathbf{c}_{n}^{b} \mathbf{v}_{IMU}^{n} + \mathbf{c}_{b}^{v} \left(\mathbf{\omega}_{nb}^{b} \times \right) \mathbf{I}_{wheel}^{b}$$
(4.21)

 \mathbf{I}_{wheel}^{b} 为里程计杆臂,即b系中IMU中心到车轮与地面切点的矢量, $\boldsymbol{\omega}_{nb}^{b}$ 为n系到 b系的旋转速度在b系下的投影。类似于 2.3.3 节中给出的 GNSS 位置和速度的观 测方程,下面将给出 v系下的速度观测方程(常乐,2017):

$$\mathbf{Z}_{\nu L} = \mathbf{c}_{b}^{\nu} \mathbf{c}_{n}^{b} \delta \mathbf{v}^{n} - \mathbf{c}_{b}^{\nu} \mathbf{c}_{n}^{b} \left(\mathbf{v}_{IMU}^{n} \times \right) \boldsymbol{\phi} - \mathbf{c}_{b}^{\nu} \left(\mathbf{I}_{wheel}^{b} \times \right) \delta \mathbf{\omega}_{ib}^{b} + \mathbf{n}_{\nu L}$$
(4.22)

其中, **n**_{vt}表示里程计的速度误差噪声。从观测方程中可以看出, v 系下的速度观 测将对 INS 的速度误差、姿态误差以及 IMU 的参数误差进行有效的约束, 但是对 INS 的位置发散并未形成直接的约束, 因此 INS 位置在没有 GNSS 观测值进行约 束的场景下还是会出现漂移, 然而由于速度误差被约束, 因此位置误差发散也不 会很快。

考虑到里程计测量的比例因子误差 s_L ,因此 v 系下得到的速度观测 \tilde{v}_{wheel}^v 和 v 系下真值速度 v_{wheel}^v 存在如下关系:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{wheel}^{v} = \mathbf{v}_{wheel}^{v} + \mathbf{A} \cdot \mathbf{v}_{wheel}^{v} - \mathbf{n}_{vL}$$
(4.23)

其中, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} s_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, 此时 v 系下的速度观测方程如下:

$$\mathbf{Z}_{vL} = \mathbf{c}_{b}^{v} \mathbf{c}_{n}^{b} \delta \mathbf{v}^{n} - \mathbf{c}_{b}^{v} \mathbf{c}_{n}^{b} \left(\mathbf{v}_{IMU}^{n} \times \right) \phi - \mathbf{c}_{b}^{v} \left(\mathbf{I}_{wheel}^{b} \times \right) \delta \mathbf{\omega}_{ib}^{b} - \mathbf{A} \mathbf{v}_{wheel}^{v} + \mathbf{n}_{vL}$$
(4.24)



图 4.7 开阔环境下车载导航车辆约束仿真测试

图 4.7 所示为开阔环境下车载导航车辆约束仿真测试,在实测车载数据中分别 设置 30s, 1min, 4min 以及 8min 的 GNSS 信号中断的场景,给出无 GNSS 结果观 测的 INS 结果(左图)以及加了车辆约束的 INS 结果(右图),从图中可以看出, 无车辆约束 INS 结果在 GNSS 信号中断的时候快速发散,而车辆约束以后的 INS 结果基本维持在±1 m,且 GNSS 信号中断长达 8min 时,误差发散仅为 6 m,因此, 在城市环境下,车辆约束可极大的提升系统的性能。

4.5 本章小结

本章深入研究了城市环境下深组合接收机定位技术,首先给出了深组合接收机 观测量的提取,其中包括传统的伪距提取方式,弱信号环境下的位同步和帧同步 技术,以确保弱信号环境下能提取有效的伪距观测量,同时由于深组合接收机有 INS 辅助信息,因此可对输出观测量的误差进行修正,使得深组合接收机可以输出 高精度的观测量;其次给出了深组合接收机中的伪距差分定位技术,详细推导了 伪距双差技术,消除了电离层和对流层延时的影响,在此基础上,利用 INS 短时 精度高的特点,可进行 INS 辅助定位解算中各卫星观测量的权重控制,以实现在 城市复杂环境下输出高精度连续的定位结果;最后,考虑到城市极复杂环境下如 隧道等 GNSS 接收机无法提供定位导航结果时,可利用车载导航车辆约束来确保 在极复杂场景下也能输出较好的定位导航性能,减小了 INS 辅助基带信息的误差, 进一步提升 GNSS 深组合接收机的性能。

5 GNSS 深组合软件接收机实现与性能测试

5.1 引言

随着 GNSS 接收机应用场景越来越多样化,接收机的实现平台也呈现不同的形 式,主要包括基于 PC 端的软件接收机、基于 DSP+FPGA 硬件板卡的嵌入式形式 以及以芯片的形式嵌入到手机等系统中,各种形式都有其优点和缺点,嵌入式接 收机可实际应用于特定的场景中,具有很强的实时性,软件接收机的优点是没有 硬件资源等的限制,程序设计灵活,方便进行算法的的验证和分析,由于本文的 主要目的是进行接收机相关算法的验证分析,根据城市环境下的实际车载测试数 据,完善和提升 GNSS 深组合接收机的性能,因此在 PC 上实现了一套 GNSS 深组 合软件接收机,本章将会对软件接收机进行详细的介绍,包括整体框架和软件流 程的描述,同时从基带和定位结果层面出发,给出详细的测试结果,并对测试结 果进行分析说明。



5.2 GNSS 深组合软件接收机系统设计

图 5.1 GNSS 深组合软件接收机框图

GNSS 深组合软件接收机整体框图如图 5.1 所示,其原始的输入数据包括 GNSS 卫星信号中频数据, IMU 原始输出数据和里程计原始数据,根据输入数据的类别 以及数据之间的融合,GNSS 深组合软件接收机主要分为四部分,第一部分中 GPS

基带信号处理部分和 BD 基带信号处理部分负责处理中频数据,并根据处理的结果 提取观测量和导航电文,而 PVT 解算部分根据基带提供的观测量和导航电文进行 定位测速解算,并根据解算的钟差结果进行接收机本地接收机时间校正,将钟漂 估计信息反馈到基带提供辅助;第二部分中不断读取 IMU 原始数据实现 INS 算法, 其中包括 IMU 原始数据误差修正、机械编排算法和 INS 误差更新,而该部分中通 过将 INS 速度结果转化成多普勒信息辅助到基带环路以实现深组合跟踪;第三部 分则是读取里程计原始原始数据,转化成相应的速度信息并进行误差修正;第四 部分通过融合滤波算法将 PVT 解算的位置速度信息、里程计输出的观测信息以及 INS 输出的导航结果信息进行融合,并根据融合以后的结果对各个部分的误差进行 反馈,各部分的执行时序和系统整体的流程如图 5.2 所示。



图 5.2 GNSS 深组合软件接收机流程图

如图 5.2 所示,程序执行之后,首先进行系统初始化,读取需要处理的数据, 根据数据的类型分别进行相应的处理。中频数据经基带处理以后,需要检测系统 是否到整秒,如果没到整秒,则继续读数据进行处理,否则,接收机从基带进行 观测量提取和导航电文解帧,然后进行 PVT 解算,根据结果进行钟差调整。在处 理 IMU 数据时,首先需要检测 INS 初始对准,如果没有,则需要根据 GNSS 的结 果给 INS 赋初始位置速度,并根据 GNSS 速度结果求解 INS 的初始姿态,如果初始对准完成,则进行后续的机械编排计算,如果检测到 GNSS 结果有效,则结合 里程计数据预处理结果,进行融合滤波处理,根据滤波处理以后的结果进行误差 反馈,后续将会详细给出 GNSS 深组合软件接收机基带内部各通道的处理策略。



图 5.3 接收机基带处理流程图

图 5.3 所示为接收机基带内部通道处理策略,当数据送入基带各个通道进行处 理时,首先会检测当前环路所处的状态,如果环路处于捕获状态,则根据需要捕 获信号的灵敏度进行参数配置,然后进行并行码相位捕获,如果并行码相位搜索 成功,则继续进行频率精确捕获和位同步操作,完成之后进入跟踪阶段。进入跟 踪阶段以后,根据 INS 辅助信息是否有效,分为传统跟踪环路和深组合跟踪环路。 传统跟踪环路中,载波环一般工作在锁相环,如果卫星信号变弱,则通过失锁检 测将环路切换到 FFT 跟踪环路,如果信号持续变弱导致 FFT 跟踪环路也无法正常 工作,则环路进入重捕模式;在深组合跟踪环路中,环路跟踪策略和传统跟踪环 路类似,不同的是在深组合环路中,锁相环和 FFT 跟踪环路都有 INS 信息进行辅助,另外,区别于传统跟踪环路在信号失锁后进入重捕模式,深组合跟踪环路由于 INS 辅助信息进入开环跟踪模式,通过开环检测部分判定卫星信号是否恢复,如果信号恢复,环路进入闭环跟踪模式,如果卫星信号长时间没有恢复,则环路切换到重捕模式,重新搜索该卫星信号参数,或者更换另一颗卫星初始化之后重新进入捕获状态。



5.3 GNSS 深组合软件接收机性能测试说明

图 5.4 GNSS 深组合软件接收机测试框图

GNSS 深组合软件接收机测试整体框图如图 5.4 所示,包括 GNS8332 多星座导 航信号模拟器,城市环境车载实测部分,Spirent GSS6425 记录回放仪,高精度组 合导航系统,GNSS 深组合软件接收机以及 Ublox 接收机 EVK-M8U。GNS8332 多星座导航信号模拟器通过仿真轨迹产生对应的卫星信号和 IMU 传感器数据,可 用来定量的测试分析 GNSS 深组合软件接收机中环路的灵敏度性能和动态性能。 城市环境下车载实测场景如图 5.5 所示,包括高精度的组合导航系统作为参考真 值,数据记录回放仪同步采集卫星信号和 STIM300 的数据,里程计数据采集模块 可存储带有时标信息的车轮里程信息,同时作为对比,还搭载了 Ublox 接收机产 品 EVK-M8U,可以输出观测测量和导航定位结果。由于软件接收机无法直接处理 射频卫星信号,因此采用数据记录回放仪对射频信号进行下变频,将下变频以后 的中频数据进行离散化后存储在硬盘中以供软件接收机处理,Spirent GSS6425 记 录回放仪可同时采集 GPS L1 信号和 BDII B1 信号,采样带宽可达到 30 M,中频 数据分同相和正交两路,每一路量化比特为 2 比特,除此之外,GSS6425 记录回 放仪还可同步采集其他传感器的信号,按一定的格式和中频数据存放在同一文件

中。因此, GNSS 深组合软件接收机的工作为处理记录回放仪采集的 GPS L1 信号 和 BDII B1 信号,同步处理采集的 STIM300 数据和里程计数据以实现多传感器融 合和深组合跟踪,性能分析将从基带层面和定位结果层面两方面展开。



图 5.5 城市环境车载实测场景

5.4 GNSS 深组合软件接收机基带性能测试

本文主要目标是在城市复杂环境下 GNSS 深组合接收机能提供稳定连续的车 道级精度的导航定位结果,由于锁相环在复杂环境下无法提供连续有效的载波相 位观测值,无法提供连续的定位导航结果,因此本文主要关注环路能否提供有效 的伪距观测值以实现 RTD。基于上述目标,本文的基带性能测试分为无辅助信息 时环路性能测试和有辅助信息的深组合跟踪环路性能测试。

5.4.1 无辅助信息环路性能测试

无辅助信息环路性能测试是指环路在没有辅助信息的情况下能否正常提供伪距和多普勒观测量,尤其在弱信号场景下,当接收机具有一定的动态时,由于码环受载波环辅助,因此在分析弱信号跟踪灵敏度和动态性能的时候,只用分析载波环的性能,码环一般不会考虑。在 3.3.3 节中提到在弱信号场景下一般会使用 FFT 锁频环进行跟踪,且文中选择用 NonCoh-FFT 环路和 SFFT 环路对 GPS 卫星信号和 BDII 中的 GEO 卫星信号进行跟踪,因此无辅助信息环路性能测试将对上述两种环路的性能进行对比分析,两种环路的参数设置如下:取 *T*_{FD} 为 320 ms,

NonCoh-FFT: $T_s = 1 \text{ ms}$, N=20, $N_{nc} = 16$; SFFT: $T_s = 20 \text{ ms}$, N = 16, $N_{nc} = 1$, 测试信号均为卫星信号模拟器输出的仿真信号,测试分为弱信号跟踪灵敏度性能分析和动态性能分析。

5.4.1.1 无辅助信息环路弱信号跟踪灵敏度性能

在信号模拟器中设定静态场景下的信号能量逐渐衰减:信号载噪比(CN0)初始设定 46 dB-Hz,前半段快速降到 30 dB-Hz 左右,后半段逐步衰减至信号完全被噪声淹没。在接收机中对 GNSS 信号进行处理时,当环路跟踪至信号失锁时,此时的信号载噪比即为鉴频器的弱信号跟踪灵敏度。其中两种跟踪环路的阶数均为二阶,带宽设置为 0.1 Hz,码环阶数设置为二阶,带宽设置为 0.1 Hz。



图 5.6 无辅助信息环路静态场景测试一PRN 8 多普勒和载噪比估计结果 图 5.6 给出了静态场景测试下,分别用 NonCoh-FFT 和 SFFT 环路跟踪卫星 PRN 8 的结果。对于 SFFT 环路而言,当时间为 41964.22 时,多普勒频率开始发散,环 路失锁,对应的载噪比为 19.089 dB-Hz,即 SFFT 环路的跟踪灵敏度可达到 19.089 dB-Hz; 而 NonCoh-FFT 环路跟踪的灵敏度可达到 18.174 dB-Hz,略优于 SFFT 鉴 频器。所有可见卫星的灵敏度测试结果统计如表 5.1 所示,可以看出两种环路的弱 信号跟踪灵敏度在一定参数配置下均可达到 20 dB-Hz,甚至达到 16 dB-Hz,且表 中反映 NonCoh-FFT 环路的性能更好,因此可用于城市复杂环境下弱信号的跟踪。

、 1 7 福助自心引 山 所心, 所成 「月工生的战场人致反 [db 112]								
PRN	1	2	3	8	26	27	31	
CN0 [NonCoh-FFT]	16.83	18.13	18.05	18.17	16.22	17.38	20.46	
CN0 [SFFT]	18.83	19.32	20.68	19.09	17.57	18.14	20.87	

表5.1 无辅助信息环路静态测试-不同卫星的跟踪灵敏度 [dB-Hz]
5.4.1.2 无辅助信息环路弱信号动态性能

为了测试弱信号情况下两种跟踪环路的动态性能,使用信号模拟器设定了图 5.7 所示弱信号下的动态场景,图中给出了动态场景的速度、加速度和加加速度信 息: 该场景的前 300 s 接收机处于静止状态,期间信号载噪比由 48 dB-Hz 逐渐降 低到 25 dB-Hz 左右;随后保持信号载噪比不变,接收机的加速度逐渐增大,最大 设定到 50 g 左右。由于环路更新时间长达 320 ms,同时还要承受很大的加速度动 态信息,为了保证环路的稳定性,两种跟踪环路阶数均为二阶,滤波器的阻尼系 数为 2.0,带宽选取 1.0 Hz,码环采用二阶,带宽设定为 0.1 Hz。



图 5.7 无辅助信息环路动态场景测试——接收机动态信息

图 5.8 给出了动态场景测试下,分别用 NonCoh-FFT 和 SFFT 环路跟踪 PRN 4 的结果。图中信号的载噪比由刚开始的 48 dB Hz 逐渐较小到 25 dB-Hz 左右,由于 二阶锁频环跟踪加加速度变化会出现常值偏差,所以图中估计的载噪比出现抖动 属于正常情况。当载噪比估计出现明显偏差时认为环路失锁。SFFT 环路对应失锁 的时间为 299170.2 s,此时接收机的加速度为 -5 m/s2; NonCoh-FFT 环路失锁的时间为 299846.6 s,此时接收机的加速度为 347.57 m/s2。因此,在弱信号场景下,与 SFFT 鉴频器相比,NonCoh-FFT 鉴频器的动态承受能力大幅度提升。对所有可见

卫星失锁时间和失锁时加速度信息进行了统计,结果如表 5.2 所示。表中带"*"的数据表示 PRN10 和 PRN17 在当前的动态场景下,由于仰角高,在接收机和卫星视线方向上的动态很小,环路未失锁。统计结果表明,NonCoh-FFT 环路明显改善了弱信号条件下的动态跟踪性能,相比之下,SFFT 环路的动态性能会差一点。综上,对于城市环境下车载场景的应用,优先选用 NonCoh-FFT 环路,可以同时兼顾灵敏度性能和动态性能,而 GEO 卫星由于导航电文比特周期为 2 ms,考虑到计算量的大小一般选用 SFFT 环路,通过改变参数配置也足以承受车载场景下的动态大小。



图 5.8 无辅助信息环路动态场景测试—PRN 4 多普勒和载噪比估计结果

PRN	2	4	10	17	23
NonCoh-FFT Time (s)	299830.9	299846.6	299980.6*	299980.6*	299832.3
NonCoh-FFT Acce [m/s2]	347.81	347.57	0*	0*	347.8
SFFT Time (s)	299165.3	299209.2	299230.9	299196.9	299149.5
SFFT Acce [m/s2]	4	-5	5	-3.8	-2

表5.2 无辅助信息环路动态测试-不同卫星动态性能

5.4.2 深组合跟踪环路性能测试

深组合跟踪环路性能测试是指有基带辅助信息时环路的性能测试,其中包括当 环路开环跟踪后环路的载波频率误差和伪距观测量误差,以及开环跟踪后环路能 否有效检测到信号的恢复并切入闭环跟踪模式。软件接收机的处理数据采用车载 实测场景下的数据,包括卫星信号中频数据,IMU数据和里程计数据,通过中频 数据加噪声的形式来模拟信号中断,具体测试分部分卫星遮挡和全部卫星遮挡的 情况,在不同的情况下给出多普勒误差变化和伪距观测量的变化,以及信号强度 变化的检测情况,在全部卫星遮挡导致 GNSS 无法提供定位结果对 INS 进行修正时,增加里程计信息对多源融合辅助深组合环路的性能进行测试。

5.4.2.1 部分卫星遮挡时环路的性能测试



图 5.9 基带性能测试数据卫星星空图

图 5.9 所示为车载实测场景下的卫星星空图,对其中的卫星 G8 和 C10 进行中断仿真,在整段数据中间断设置不同的中断时间,分别为 60 s, 180 s 和 600 s, 图 5.10 中左图为 G8 卫星 SNR-FFT 估计的信号强度以及多普勒跟踪跟踪结果,且给出真值多普勒结果作为参考,可以看出环路在信号失锁的时候进行开环跟踪,信号一旦回复就进入闭环跟踪,开环跟踪的多普勒频率基本和真值吻合,右图给出了 CN0 估计的信号强度变化,和 SNR-FFT 的结果可互相对比。图 5.11 给出了 C10 卫星中断仿真的结果,整体的结果和 G8 类似。





图 5.10 部分卫星遮挡仿真-G8 多普勒跟踪结果和信号能量变化

图 5.12 部分卫星遮挡仿真-多普勒误差曲线和伪距误差曲线

图 5.12 所示为部分卫星遮挡仿真场景下的多普勒误差曲线和伪距误差曲线, 从图中可以看出,当卫星信号中断的时候,多普勒频率误差基本上在零值上下抖动,并未出现发散,而伪距误差随着时间线性发散,因此,当部分卫星遮挡时, 由于 INS 提供接收机动态导致的多普勒信息和 PVT 解算部分提供接收机钟漂信 息,环路开环跟踪的多普勒频率误差基本上在±2.5 Hz 以内,且不会发散,伪距 误差由于存在残余的多普勒误差而线性发散。

5.4.2.2 全部卫星遮挡时环路的性能测试

全部卫星遮挡仿真测试通过在实测车载数据中仿真信号中断来实现,将图 5.9 中所有卫星的信号间断的设置中断,时间分别为 30 s,60 s,240 s 和 480 s,图 5.13 中左图显示了 G8 卫星在全部卫星遮挡仿真场景下的多普勒跟踪结果和 SNR-FFT 信号强度估计结果,可以看出环路在不同的中断时间可有效的检测信号强度的变化并实现开环与闭环跟踪切换,从图中还可以看出在长时间开环的时候,环路开环跟踪的多普勒频率和真值多普勒频率之间出现偏差,右图所示为 CN0 估计的信号强度。图 5.14 所示的 C10 结果和 G8 的结果类似。

66



面向城市车道级导航的 GNSS 标量深组合基带技术研究

图 5.15 给出了 G8 和 C10 在全部卫星遮挡仿真场景下的多普勒误差结果,分别 给出了钟漂引起的误差、基带辅助多普勒误差和总的多普勒频率误差。当环路开 环的时候,钟漂引起的多普勒误差逐渐增大,且对两颗卫星的影响一样,INS 提供 的基带辅助多普勒误差随着时间也逐渐发散,且由于不同卫星 LOS 方向不同导致 对基带的影响也不一致。



图 5.15 全部卫星遮挡仿真-多普勒误差曲线[左:G8 右:C10] 图 5.16 所示为全部卫星遮挡仿真场景下多普勒误差曲线和伪距误差曲线,由

图 5.14 全部卫星遮挡仿真-C10 多普勒跟踪结果和信号能量变化

于 INS 基带辅助信息误差和钟漂引起的误差共同作用导致多普勒误差在开环的时候随着时间逐渐增大,而伪距误差表现为多普勒误差的积分,因此以更快的速度发散,在 480 s 的中断仿真下误差达到了 350 m,此时环路进行信号检测的时候需要在相邻的码片进行检测。



图 5.16 全部卫星遮挡仿真-多普勒误差曲线和伪距误差曲线

5.4.2.3 全部卫星遮挡时多源辅助深组合环路性能测试

全部卫星遮挡时多源辅助深组合环路性能测试场景设置和前一节中的全部卫星遮挡仿真场景一致,只是增加了里程计数据对 INS 误差发散进行约束。图 5.17 中左图所示为该仿真场景下 G8 卫星的多普勒频率跟踪情况和 SNR-FFT 估计的信号强度变化,从图中可以看出当信号中断时环路可以自行监测信号强度的变化实现环路状态的正常切换,开环跟踪时多普勒频率和真值基本吻合,随着开环时间加长会出现偏差。右图所示为对应的 CN0 估计结果,和 SNR-FFT 估计结果吻合。图 5.18 所示为 C10 卫星在仿真场景下的多普勒跟踪结果及信号强度估计结果,可以看出环路在不同的中断时间下可正常工作,整体结果和 G8 类似。



图 5.17 全部卫星遮挡-多源辅助仿真-G8 多普勒跟踪结果和信号能量变化



图 5.18 全部卫星遮挡-多源辅助仿真-C10 多普勒跟踪结果和信号能量变化

图 5.19 所示为全部卫星遮挡时多源辅助仿真测试下多普勒频率的变化情况, 可以看出由于里程计观测量对 INS 误差发散进行了约束,因此 G8 和 C10 中基带 辅助多普勒误差一直在零附近,并未发散,而钟漂引起的多普勒误差逐渐增大, 因此该场景下开环跟踪时的多普勒误差主要由钟漂导致,INS 辅助基带多普勒误差 可以忽略。



图 5.20 全部卫星遮挡-多源辅助仿真-多普勒误差曲线和伪距误差曲线 图 5.20 所示为全部卫星遮挡下多源辅助仿真测试场景下多普勒误差曲线和伪

距误差曲线,从图中可以看出,在信号中断的时候,由于多普勒误差主要由钟漂导致,因此对 G8 和 C10 的开环跟踪多普勒影响是一致的,因此误差曲线重合,由于开环跟踪时码环受载波环辅助,因此伪距误差也快速发散,信号中断 8 min 时误差最大达到 400 m,因此在全部卫星遮挡时多源辅助深组合环路中,钟漂的影响将成为主要矛盾,不可忽视。

5.4.2.4 深组合跟踪环路性能测试分析

本节将对深组合跟踪环路测试结果进行统计分析,表 5.3 所示为深组合跟踪环 路性能测试不同场景下的误差发散情况。从表中可以看出,当部分卫星遮挡时, GNSS 定位结果有效使得 INS 辅助多普勒误差和钟漂结果并未发散,因此环开环跟 踪的多普勒误差并未发散,然而并未将 INS 位置信息推算到码相位信息进行反馈, 因此码相位还是会出现缓慢的发散,此时可采用 3.5 小节中的矢量深组合环路,可 避免码相位的发散;全部卫星遮挡时,GNSS 定位结果无效导致 INS 误差发散,因 此 INS 辅助多普勒误差和钟漂结果会逐渐发散,因此环路跟踪的多普勒误差和环 路跟踪码相位误差会快速发散,其中此时环路跟踪误差包含 INS 辅助信息和钟漂 两部分;全部卫星遮挡多源辅助环路性能测试中,为避免 INS 辅助信息导致的跟 踪误差,增加里程计约束来消除 INS 基带辅助信息的发散,此时由于钟漂无法进 行有效估计,因此开环跟踪多普勒误差在钟漂的影响下逐渐发散,码相位误差也 会增大,此时钟漂成为影响环路跟踪性能的主要因素。

场景	GNSS	INS 辅助	钟漂	环路跟踪	环路跟踪
	定位结果	多普勒误差	信息	多普勒误差	码相位误差
部分	有效	未发散	未发散	未发散	发散
卫星遮挡					
全部	无效	发散	发散	发散	发散
卫星遮挡					
全部卫星遮	无效	未发散	发散	发散	发散
挡多源辅助					

表5.3 深组合跟踪环路性能测试结果

5.5 GNSS 深组合软件接收机定位性能测试

GNSS 深组合软件接收机定位性能测试将分别从观测量、接收机定位结果以及

多源融合以后的结果三个层面呈现结果并进行分析,数据为城市环境下的车载实 测数据,数据采集于 2019 年 3 月 3 日在武汉大学学校及周边场景,时长约为 50 min, 参考真值来自于高精度的组合导航系统,真值所示的轨迹如图 5.21 所示,软件接 收机测试结果和 Ublox 接收机 EVK-M8U 结果对比呈现。首先会给出整体测试结 果,并进行适当的分析和讨论;由于不同场景下接收机所表现出来的性能优势并 不完全相同,因此除了整体的性能测试之外,会按照图 5.21 中标注的高架、楼群、 树荫以及隧道四种场景进行仔细的分析和说明。除此之外,为了进一步对比 GNSS+INS 深组合接收机和 GNSS+INS+里程计多源融合辅助深组合接收机性能差 异,在呈现测试结果的时候,GNSS 深组合软件接收机会分 "GNSS/INS 深组合" 和"GNSS/INS/odo 深组合"两种分别给出。



图 5.21 车载实测场景测试轨迹

5.5.1 城市环境下整体性能测试

城市环境下整体性能测试部分包括观测量性能测试、接收机输出定位结果的性能和多传感器融合结果的性能,其中观测量性能测试分为观测量噪声大小对比和观测量后处理定位结果对比,观测量噪声大小对比通过参考真值扣除几何距离,再通过星间做差消除接收机本地钟差影响,剩余电离层、对流层延时等缓变项,通过该结果可明显看出观测量的噪声大小。在进行多传感器融合结果对比的时候,Ublox 接收机会利用其本身输出的定位结果和 INS 以及里程计做组合,组合输出结

果对应的和 GNSS/INS 深组合接收机以及 GNSS/INS/odo 深组合接收机多源融合输出结果进行对比。

5.5.1.1 输出观测量性能测试

图 5.22 所示为接收机输出观测量噪声,图 a 给出的是 GPS 卫星 PRN8 和 PRN17 星间做差的结果,可以看出大多数情况下 Ublox 观测量(红色曲线)噪声明显大于 GNSS/INS 深组合接收机和 GNSS/INS/odo 深组合接收机观测量噪声,而当 GNSS 定位质量很差的时候,GNSS/INS/odo 深组合接收机输出观测量噪声更小。图 b 所 示为 BD 卫星 PRN10 和 PRN11 星间做差的结果,整体结果和 GPS 类似。



图 5.22 伪距观测量噪声对比结果



图 5.23 观测量后处理定位结果误差

图 5.23 所示为观测量后处理定位结果显示,由于 Ublox 接收机提供的观测量 噪声更大,反映在后处理定位结果上,其误差更大,最大的地方甚至达到 100 m,

而 GNSS/INS 深组合接收机和 GNSS/INS/odo 深组合接收机误差整体都比 Ublox 误差要小,最大不超过 20 m,因此性能更优。

5.5.1.2 深组合接收机定位性能测试

图 5.24 所示为接收机输出的定位结果,从整体的对比结果来看,Ublox 接收机 定位误差在信号质量好的场景比较小,而信号差的时候会出现明显的偏差,相比 之下,GNSS/INS 深组合接收机和 GNSS/INS/odo 深组合接收机定位误差在信号质 量差的地方有少数点误差比较大,整体定位误差都在±5 m 以内,因此整体性能上 要比 Ublox 要好。



图 5.24 接收机输出定位结果误差

5.5.1.3 深组合接收机多源融合性能测试



图 5.25 接收机多源融合输出结果误差

图 5.25 所示为多源融合输出的结果, Ublox/INS 组合的结果由于 Ublox 接收机

输出的定位结果误差大而导致组合结果误差偏大,相比之下,GNSS/INS 深组合结果比 Ublox/INS 组合结果误差更小。当 GNSS 接收机无法给出有效的定位结果时, 里程计速度约束作用就显得尤为重要,图中 Ublox/INS/odo 和 GNSS/INS/odo 输出 结果相对于未加里程计约束的结果,误差明显更小。

表 5.3 所示为城市环境下整体定位性能测试统计结果,统计的内容为误差的 RMS 值和最大值。表中所示观测量后处理定位结果,深组合接收机 RMS 为 3 m 以内,而 Ublox 的 RMS 达到 11 m;深组合接收机定位输出结果 RMS 值在 4 m 以内,而 Ublox 的 RMS 达到 7;多源融合结果,深组合接收机的 RMS 可达到 1.099 m,而 Ublox 的为 2.003,因此,深组合接收机的定位结果误差更小。除此之外,误差最大值统计结果显示深组合接收机的性能更好。

误差统计		RMS /m	Max /m				
观测量 后处理定位结果	GNSS/INS 深组合	2.271	23.1				
	GNSS/INS/odo 深组合	1.545	11.94				
	Ublox	11.498	155				
接收机 定位结果	GNSS/INS 深组合	3.329	35.85				
	GNSS/INS/odo 深组合	3.911	31.95				
	Ublox	7.126	45.27				
多源融合结果	GNSS/INS 深组合	2.158	12.83				
	Ublox/INS	3.831	16.52				
	GNSS/INS/odo 深组合	1.099	5.03				
	Ublox/INS/odo	2.003	6.66				

表5.4 城市环境下整体定位性能测试—误差统计结果

5.5.2 典型场景下的性能测试

典型场景下的性能测试将根据图 5.21 中给出的高架,楼群,树荫以及隧道四 种场景分别进行测试结果的分析,此处只对定位结果进行分析,不再对观测量性 能进行分析。

5.5.2.1 典型城市车载场景分析-高架

图 5.26 中左图所示为城市环境下的高架遮挡的场景,在这种场景下可见的卫星数目少且可见星仰角比较低,GNSS 接收机的观测量少且观测量中粗差比较大, 无法提供精度比较高的定位结果,图 5.27 所示为该场景下的接收机定位结果和多 传感器组合后的结果,左图中深组合接收机的定位误差在零上下抖动,整体上比Ublox 接收机误差小,Ublox 接收机存在明显的偏差。右图中多传感器组合的结果,Ublox/INS 和 Ublox/INS/odo 结果误差也要比深组合接收机误差大。同时图 5.26 中 右图所示为深组合接收机和 Ublox 接收机定位结果在地图中的显示,其中红色为 参考系统输出,蓝色为深组合接收机输出,绿色为 Ublox 接收机输出。



图 5.26 城市车载典型场景—高架场景显示及接收机定位结果



图 5.27 城市车载典型场景—高架场景接收机定位结果及多传感器融合结果

5.5.2.2 典型城市车载场景分析-树荫

图 5.28 中左图所示为绿荫场景图,这种场景下卫星信号比较弱,图 5.29 所示 为该场景下的定位导航结果,深组合接收机误差基本上在±2.5 m以内,而Ublox 接收机误差达到 10 m;深组合接收机组合以后误差在±1.5 m以内,Ublox 接收机 组合以后的误差大于 5 m,图 5.28 中右图显示为接收机定位结果在地图中的显示, 可明显看出深组合接收机定位结果更加接近参考真值。





5.5.2.3 典型城市车载场景分析-隧道



图 5.30 城市车载典型场景—隧道场景显示及接收机定位结果 图 5.30 中左图所示为隧道场景对应的图片,在这种场景下,卫星信号完全遮 挡,因此GNSS接收机无法准确得到定位结果,图 5.31 所示为该场景下的导航定 位结果误差曲线,因为有组合导航系统,深组合接收机在在信号完全遮挡的情况

图 5.29 城市车载典型场景—树荫场景接收机定位结果及多传感器融合结果

下没有输出定位结果,Ublox 接收机给出了利用之前信息递推的位置结果,因此误差比较大,而当测试载体通过隧道以后,深组合接收机快速给出了定位结果,Ublox 误差逐渐收敛。右图中,GNSS/INS 深组合接收机由于无有用 GNSS 信息,其组合结果误差逐渐发散,而 Ublox/INS 则由于 Ublox 输出的定位结果误差大,其组合结果误差也比较大;在里程计信息的辅助下,GNSS/INS/odo 深组合接收机和 Ublox/INS/odo 组合结果误差在隧道场景下误差都比较小。图 5.30 中右图所示在定位结果在地图中的显示,深组合接收机定位结果更接近与参考真值。



图 5.31 城市车载典型场景—隧道场景接收机定位结果及多传感器融合结果

5.5.2.4 典型城市车载场景分析-楼群



图 5.32 城市车载典型场景—楼群场景显示及接收机定位结果

图 5.32 中左图所示为城市楼群场景下的图片,在该场景下,由于楼群遮挡卫 星数目会明显减少,且观测量会由于多径等的影响误差会比较大,因此无法输出 高精度的定位结果。图 5.33 所示为楼群场景下的定位导航结果,深组合接收机的 误差点比较离散,分布在±20 m内,Ublox 接收机定位误差最大达到 40 m,组合 结果中深组合接收机性能更优,误差基本在±5 m以内,而Ublox 接收机组合以后



的结果误差超过10m。类似于前一节,接收处输出的定位结果在地图中进行显示。

图 5.33 城市车载典型场景—楼群场景接收机定位结果及多传感器融合结果

5.6 本章小结

本章主要内容为 GNSS 深组合软件接收机实现与性能测试,首先给出了 GNSS 深组合软件接收机的系统设计,包括整体的设计框架以及程序执行的流程图,在 此基础上重点提到了深组合接收机内部基带信号处理的流程图,根据卫星信号能 量的检测结果实现通道内部环路之间的状态切换,确保了深组合接收机在城市环 境下能稳定输出车道级精度的导航结果;其次给出了深组合软件接收机的整体测 试框图,其中包括测试数据来源以及用到的所有设备,还给出后续实验测试的内 容;接下来给出深组合软件接收机基带性能测试的结果,其中无辅助信息环路性 能测试结果表明跟踪环路具有很高的灵敏度和动态性能,在城市弱信号动态场景 下可正常工作,深组合跟踪环路性能测试结果表明在各种信号中断场景下深组合 环路均可正常工作。最后给出了定位性能测试,和 Ublox 接收机进行对比,整体 定位结果和不同场景下的定位结果表明,GNSS 深组合软件接收机定位误差更小, 精度更高,并且深组合接收机多源融合结果定位误差的 RMS 达到 1.099 m,实现 了车道级精度。

6 总结与展望

6.1 总结

针对城市复杂环境下由于楼群,树荫等遮挡造成 GNSS 接收机无法提供连续稳定的导航定位结果,本文设计实现了一套 GNSS 深组合软件接收机,从基带信号处理层面和后处理定位层面对接收机性能进行改善,并利用车载导航的里程计信息进一步提升系统的性能,实现在城市环境下能稳定提供车道级精度的导航定位结果,具体工作如下:

1) 在无辅助信息的情况下,提出了一种新的 FFT 跟踪环路—NonCoh-FFT,对 其灵敏度和动态性能进行了测试分析,在静态场景下当积分时间达到 320 ms 时, 弱信号跟踪灵敏度可达到 18 dB-Hz; 动态场景测试表明在弱信号普通车载动态下 可稳定工作。

2) 对城市环境下标量深组合开环跟踪技术进行了理论分析,利用实际车载测 试的 STIM300 参数进行仿真,仿真结果表明,开环跟踪载波相位误差短期内主要 受初始速度误差的影响,1s内误差发散达到80°;当仿真时间达到180s时,随机 常数类误差导致的码相位误差达到400m,多普勒频率误差达到40Hz,而噪声类 误差导致的码相位误差达到250m,多普勒频率误差达到20Hz。

3)当存在一定的多普勒误差时,针对传统 NWPR 估计的 CN0 不准确,提出 一种通过频谱估计信号强度的方法—SNR-FFT,给出了 SNR-FFT 估计结果和 CN0 的对应关系,并通过实际车载测试验证该方法可有效监测信号强度的变化。

4) 对深组合跟踪环路进行优化,首先使用窄相关技术提升伪距观测量的精度; 其次通过自适应带宽调整实现码跟踪环路快速收敛,进一步提升复杂场景下伪距 观测量的精度;最后针对锁相环错误锁定的情况,通过 SNR-FFT 输出的频率误差 可进行有效的判定并进行反馈;

5)分析了城市环境下多源融合辅助深组合跟踪环路的性能,测试结果表明, 当 GNSS 无法提供有效的观测信息对 INS 进行修正时, INS 辅助基带多普勒误差 会逐渐增大,此时融合里程计信息以后, INS 辅助基带多普勒误差在零附近,不会 逐渐发散。

6) 在定位结算层面,首先给出了深组合接收机中 INS 信息可辅助观测量的提

79

取,补偿观测量中的粗差;其次,实现了通过 INS 信息辅助伪距差分定位中观测量权重的设置,测试结果表明该方法在复杂环境下可明显提升伪距差分定位的精度。

7)进行了城市环境下的车载测试,从输出观测量结果、定位结果、多传感器融合结果三个层面和 Ublox 接收机 EVK-M8U 进行对比,结果表明 GNSS 深组合软件接收机定位精度更高,并且深组合接收机多源融合结果定位误差的 RMS 达到 1.099 m,实现了车道级精度。

6.2 展望

需要进一步研究和完善的工作有:

 1)在城市车载场景下,增加了车辆约束以后,接收机钟漂成为影响深组合开 环跟踪误差的主要因素,因此需要对钟漂进行建模,消除钟漂的影响。

2) 在软件接收机中增加高精度定位程序,在城市开阔场景下提供更高精度的 导航定位结果。

3)进行大量的车载测试,完善环路策略,确保 GNSS 深组合接收机在各种复杂场景下可提供高精度的定位结果

参考文献

班亚龙. 高动态 GNSS/INS 标量深组合跟踪技术研究[D]. 2016

常乐. 基于 DSP 的 GNSS/INS 实时组合导航系统的研究[D]. 2017

程政. 面向城市车道级导航的 GNSS/INS 深组合接收机开环跟踪技术研究[D]. 2016 杨元喜,李金龙,徐君毅,等. 中国北斗卫星导航系统对全球 PNT 用户的贡献 [D].,2011.

杨元喜. 综合 PNT 体系及其关键技术[J]. 2016.

周傲英,杨彬,金澈清,等.基于位置的服务:架构与进展[J].计算机学报,2011, 34(7):1155-1171.

李耐和, 张永红, 席欢. 美正在开发的 PNT 新技术及几点认识[J]. 卫星应用, 2015, 12: 34-37.

刘经南,高柯夫.智能时代测绘与位置服务领域的挑战与机遇[J].武汉大学学报·信息科学版,2017,42(11):1506-1517.

陈亚伟,程前,邵毅明,等. 自动驾驶汽车的发展综述[J]. 汽车工业研究, 2018(4):57-59.

冯学强, 张良旭, 刘志宗. 无人驾驶汽车的发展综述[J]. 山东工业技术, 2015, 5: 51-51.

何佳, 戎辉, 王文扬, 等. 百度谷歌无人驾驶汽车发展综述[J]. 汽车电器, 2017 (12): 19-21.

戴卫恒,朱文明,常江,等.弱信号条件下的卫星导航技术进展[D].,2009.

王熙赢. 惯性辅助的高性能导航软件接收机技术研究[D]. 2016.

王文静. 高动态环境下卫星导航信号跟踪技术研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.

蔡磊. 面向弱信号的 GPS 软件接收机技术研究[D]. 2017.

张提升. GNSS/INS 标量深组合跟踪技术研究与原型系统验证[D]. 2013.

严昆仑. 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[D]. 2018

牛小骥, 班亚龙, 张提升,等. GNSS/INS 深组合技术研究进展与展望[J]. 航空学报, 2016, 37(10):2895-2908.

张全. GNSS/INS 组合导航短期精度的分析方法及应用研究[D]. 2015

81

吴谋炎. 北斗信号矢量跟踪算法研究[D]. 2016.

武萌,程旭维,汤霞清, et al. INS 辅助的 GNSS 接收机信号捕获性能分析[J]. 火力 与指挥控制, 2017(2).

汤霞清, 陈书磊, 武萌, et al. INS 辅助的卫星接收机高动态信号捕获仿真研究[J]. 现代电子技术, 2018(17):62-66.

罗奎, 李仰志, 赖广峰, et al. 微弱 GNSS 信号捕获中的能量累加方法[J]. 数字通信 世界, 2010(5):28-31.

吴超. 无辅助 GNSS 信号捕获技术研究[D]. 2016.

谢钢.GPS 原理与接收机设计[M]. 电子工业出版社, 2009.

Misra P, Enge P. Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance Second Edition[M]. Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press, 2006.

Parkinson B W. Progress in Astronautics and Aeronautics: Global Positioning System: Theory and Applications[M]. Aiaa, 1996.

Parkinson B W, Spilker J J. Global Position System: Theory and Applications, vol. I[J]. New York: AIAA, 1996.

Gao G (2008) Towards navigation based on 120 satellites: analyzing the new signals. Doctor. USA: Department of Electrical Engineering, Stanford University.

Kuusniemi H. User-level reliability and quality monitoring in satellite-based personal navigation[M]. Tampere University of Technology, 2005.

Lin T. Contributions to a context-aware high sensitivity GNSS software receiver[D]. University of Calgary, 2013.

Petovello M G, Lachapelle G. Comparison of vector-based software receiver implementations with application to ultra-tight GPS/INS integration[C]//Proceedings of ION GNSS. 2006, 6.

Petovello M G, O'Driscoll C, Lachapelle G. Carrier phase tracking of weak signals using different receiver architectures[C]//Proceedings of the ION NTM Conference, San Diego, CA, USA. 2008, 2830: 781791.

Falletti E , Pini M , Presti L L . Low Complexity Carrier-to-Noise Ratio Estimators for GNSS Digital Receivers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1):420-437.

Tsui J B Y. Fundamentals of global positioning system receivers: a software approach[M]. John Wiley & Sons, 2005.

Chansarkar M M, Garin L. Acquisition of GPS signals at very low signal to noise ratio[J]. 2000: Navigating into the New Millennium, 2000: 731-737.

Akos D M, Normark P L, Lee J T, et al. Low power global navigation satellite system (GNSS) signal detection and processing[C]//Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2000). 2000: 784-791.

Ziedan N I, Garrison J L. Unaided acquisition of weak GPS signals using circular correlation or double-block zero padding[C]//PLANS 2004. Position Location and Navigation Symposium (IEEE Cat. No. 04CH37556). IEEE, 2004: 461-470.

Schmid A, Neubauer A. Adaptive phase correction loop for enhanced acquisition sensitivity[C]//Proceedings of GNSS. 2005: 168-177.

Van Nee D J R, Coenen A. New fast GPS code-acquisition technique using FFT[J]. Electronics Letters, 1991, 27(2): 158-160.

Burgi C, Mey E, Orzati A, et al. Higly integrated solution for ultra-fast acquisition and precise tracking of weak GPS and Galileo L1 signals[C]//GNSS 19th International Technical Meeting of the Satellite Division,(Session C1, Fort Worth, TX, 26–29 September), The Institute of Navigation, Fairfax, VA. 2006: 226-235.

Yang C. Tracking of GPS code phase and carrier frequency in the frequency domain[C]//Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003). 2001: 628-637.

Yan K, Ziedan N I, Zhang H, et al. Weak GPS signal tracking using FFT discriminator in open loop receiver[J]. GPS solutions, 2016, 20(2): 225-237.

Patapoutian A. On phase-locked loops and Kalman filters[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(5): 670-672.

O'Driscoll C, Lachapelle G. Comparison of traditional and Kalman filter based tracking architectures[C]//Proceedings of European navigation conference. 2009: 3-6.

Niu X , Li B , Ziedan N I , et al. Analytical and simulation-based comparison between traditional and Kalman filter-based phase-locked loops[J]. GPS Solutions, 2016,

21(1):1-13.

Bhattacharyya S, GEBRE - EGZIABHER D. Development and validation of parametric models for vector tracking loops[J]. Navigation, 2010, 57(4): 275-295.

Gebre-Egziabher D, Razavi A, Enge P, et al. Doppler aided tracking loops for SRGPS integrity monitoring[C]//Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003). 2001: 2562-2571.

Petovello M G, O'driscoll C, Lachapelle G. Ultra-tight GPS/INS for carrier phase positioning in weak-signal environments[C]//Proceedings of NATO RTO SET-104 Symposium on Military Capabilities Enabled by Advances in Navigation Sensors. 2007.

Yong Y, Lingjuan M. GDOP results in all-in-view positioning and in four optimum satellites positioning with GPS PRN codes ranging[C]//PLANS 2004. Position Location and Navigation Symposium (IEEE Cat. No. 04CH37556). IEEE, 2004: 723-727.

Tang X, Falletti E, Lo Presti L. Fast nearly ML estimation of Doppler frequency in GNSS signal acquisition process[J]. Sensors, 2013, 13(5): 5649-5670.

致谢

随着论文进入尾声,在武大的七年学习生涯也即将步入终点。导航组的三年学 习时光让我受益匪浅。回顾以往,感激之情,寥寥数字难以言尽。

首先, 衷心感谢我的导师刘经南院士。刘院士渊博的学识、严谨的治学态度和 和高瞻远瞩的眼光在学习和科研方向上指引着我。刘院士虽然工作十分繁忙, 仍 然不忘对学生的关心和教导, 并在百忙之中参加学术讲座, 提出关键性的指导和 建设性的意见, 为大家拓宽视野, 提高科学认识。

其次,要感谢牛小骥老师和章红平老师,牛老师是一位和蔼可亲、学识渊博、 精益求精的好导师,给我树立了积极向上的人生态度。章老师开朗的性格、平易 近人的态度为组里营造了轻松融洽的学习氛围。三年的硕士学习离不开两位导师 的关心和指导,在此向两位老师表示真挚的敬意。

特别感谢二导张提升老师,张老师在 GNSS/INS 深组合方面造诣颇深,对 GNSS 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的见解。不管是刚开始的接收机入门学习, 还是后来的科研和论文,张老师都提供了极大的帮助。

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。

感谢班亚龙师兄、严昆仑师兄、李冰师兄、张鹏辉师兄、程政师兄、蔡磊师兄、 刘蘅荣师姐在接收机方面的指导和帮助,感谢陈起金师兄、常乐师兄在组合导航 方面的指导,感谢束远明师兄、李团师兄、胡楠楠师兄在 GNSS 定位方面提供的 帮助。感谢组内的各位师兄和师弟对我的帮助,在此非常感谢。

感谢 16 级硕士班的同学,感谢 8 栋 409 的室友,三年的时光留下了太多的欢声笑语,愿我们的友情天长地久。

感谢我的父母及家人,有你们我无所畏惧。感谢我的女朋友李卓,三年的硕士 生活,我们一起成长与进步,愿未来与子偕老。

最后,谨以此文感谢关心和帮助我的人,愿你们工作顺利,幸福美满。

85