

分类号 TN967.1

密级

U D C

编号 10486

武汉大学

硕士学位论文

面向复杂信号环境 GNSS 载波相位质量 的深组合技术研究

研究生姓名：李卓

学号：2016206180001

指导教师姓名、职称：刘经南 教授

牛小骥 教授

张提升 副教授

专业名称：电路与系统

研究方向：GNSS/INS 深组合

二〇一九年五月

**Research on Deep Integration Technology for
GNSS Carrier Phase Quality in Complex
Signal Environment**

**By
Zhuo Li**

**Supervised by
Prof. Jingnan Liu
Prof. Xiaoji Niu
Associate Prof. Tisheng Zhang**

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

论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文，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

自动驾驶、无人机等技术领域的兴起，标志着高精度定位需求从专业领域进入大众市场。全球卫星导航系统（GNSS）是室外定位的重要手段之一，利用 GNSS 载波相位差分定位技术能实现厘米级的定位精度。由于载波相位跟踪的脆弱性，目前连续可靠的厘米级定位精度只有在观测条件良好的开阔场景才能保证。因此，研究复杂信号环境下载波相位跟踪与观测值质量具有重要意义。

传统 GNSS 接收机在复杂信号场景面临动态、弱信号等诸多挑战与参数设计的局限性，而 GNSS/INS 深组合接收机具有优良的动态性能，能有效提高载波环的跟踪性能。本文基于对传统标量深组合与矢量深组合结构的分析，实现一种基于标量深组合结构，借鉴矢量接收机通道间信息共享思想的深组合软件接收机。基于深组合软件接收机平台，针对复杂信号环境下载波基带跟踪层面和观测值提取层面面临的各种挑战，提出相应的优化方法，进而改善载波相位质量与接收机定位精度。

在载波相位基带跟踪层面，首先，针对信号衰弱导致载波相位跟踪不连续问题，提出一种深组合辅助下的 COOP 跟踪环结构。利用强信号通道估计出接收机钟漂对各跟踪环路的影响，从而使载波环克服动态应力与跟踪灵敏度之间的矛盾，提高跟踪灵敏度。其次，针对信号频繁断续环境下载波相位跟踪不连续问题，提出一种载波相位预测方法。通过相位预测方法维持被遮挡卫星在短暂遮挡时间内的载波相位连续与信号恢复后的快速锁定，主要优化了对被遮挡卫星通道的接收机钟漂影响的多普勒估计。

在载波相位观测值层面，针对载波环鉴相器对 180° 翻转不敏感导致载波相位测量值存在半周模糊度的问题，提出比特预测方法快速确定半周模糊度值。然后，提出基于惯导和里程计辅助的载波相位观测值周跳检测和修复方法，基于惯导短期精度高的特点，利用 RTK/INS/里程计的高精度定位结果对载波相位周跳进行检测。经过与真值文件的检测结果对比，该方法能一定程度上改善载波相位观测值连续性。

最后，设计实验对本文的深组合软件接收机进行了测试与评估。首先，基于仿真测试场景对载波相位跟踪性能进行定量测试。结果表明：在部分信号较弱的动态仿真测试中，本文的载波环跟踪灵敏度较传统锁相环提高了 12 dB，较经典深组合锁相环提高了 4~7 dB。在信号断续测试中，在静态和动态场景下，模拟部分卫星遮挡时，90%以上的测试结果都能在 15 s 的预测时间内维持载波相位发散不超过 1/4 周；在动态场景下测试了相位预测方法对 RTK 定位的影响，结果表明，使用相位预测方法能有效提高部分卫星信号断续条件下的 RTK 固定率和定位精度。然后，在实测车载环境下对深组合软件接收机的载波相位观测值质量和 RTK

定位精度进行了测试与评估。测试结果表明，深组合软件接收机的载波相位观测值连续性和 RTK 固定情况，以及整体定位效果均优于 ublox 接收机，证明了本文提出的载波相位优化方法的有效性。

关键词：GNSS/INS 深组合；载波相位；相位预测；跟踪灵敏度；周跳

ABSTRACT

With the rise of technical fields such as autonomous driving and unmanned aerial Vehicle (UAV), the demand for high-precision positioning has entered the mass market from the professional field. Global Satellite Navigation System (GNSS) is one of the important means of outdoor positioning. The centimeter-level positioning accuracy can be achieved by using GNSS carrier phase differential positioning technology. Due to the fragility of carrier phase tracking, the continuous and reliable centimeter-level positioning accuracy can only be guaranteed in open-sky scenes with good observation conditions. Therefore, it is important to study carrier phase tracking and observation quality in complex signal environment.

Traditional GNSS receiver faces many challenges and parameter design limitations of dynamic and weak signals in complex signal scenarios, while the GNSS/INS deep integration receiver has excellent dynamic performance and can effectively improve the tracking performance of the carrier loop. Based on the analysis of traditional scalar deep integration and vector deep integration structure, this paper implements a deep integrated software receiver based on scalar deep integration structure and the idea of information sharing between vector receiver channels. Based on the deep integration software receiver platform, aiming at the challenges faced by carrier baseband tracking level and observation extraction level under complex signal conditions, corresponding optimization methods are proposed to improve carrier phase quality and receiver positioning accuracy.

At the carrier phase baseband tracking level, firstly, for the problem of carrier phase tracking discontinuity caused by signal weakening, a COOP tracking loop structure with deep integration assistance is proposed. The strong signal channels are used to estimate the influence of the receiver clock drift on each tracking loop, so that the carrier loop overcomes the contradiction between dynamic stress and tracking sensitivity, and improves tracking sensitivity. Secondly, aiming at the discontinuity of carrier phase tracking under the condition of frequent discontinuity of signals, a carrier phase prediction method is proposed. The phase prediction method is used to maintain the carrier phase continuity of the occluded satellite during the short occlusion time and the fast lock after the signal recovery, and the Doppler estimation of the receiver clock drift of the occluded satellite channel is optimized.

At the carrier phase observation level, for the problem of half-cycle ambiguity of

carrier phase measurement due to the insensitivity of carrier loop phase detector to 180 degree flip, a bit prediction method is proposed to determine half-cycle ambiguity quickly. Then, a cycle slip detection and repair method of carrier phase observation based on INS and odometer is proposed. Based on the short-term high accuracy of INS, carrier phase cycle slip is detected by using the high precision positioning results of RTK/INS/odometer. Compared with the result of the true value file, this method can improve the continuity of carrier phase observation to a certain extent.

Finally, the deep integration software receiver is tested and evaluated by design experiment. Firstly, the carrier phase tracking performance is quantitatively tested based on simulation test scenarios. The results show that the tracking sensitivity of the carrier loop in this paper is 12 dB higher than that of the traditional PLL and 4 ~ 7 dB higher than that of the classical deep combination PLL in the dynamic weak signal test. In signal intermittent test, more than 90% of the test results can maintain carrier phase divergence for less than 1/4 cycles in 15 s prediction time when simulating partial satellite occlusion in static and dynamic scenarios. The effect of phase prediction method on RTK positioning in dynamic scenes is tested. The results show that the phase prediction method can effectively improve the fixed rate and positioning accuracy of RTK under intermittent satellite signals. Then, the carrier phase observation quality and RTK positioning accuracy of the deep integrated software receiver are tested and evaluated in the real vehicle environment. The test results show that the carrier phase observation continuity, RTK fixing and overall positioning effect of the deep integration software receiver are better than those of ublox receiver, which shows the effectiveness of the carrier phase optimization method proposed in this paper.

Key words: GNSS/INS deep integration; carrier phase; phase prediction; tracking sensitivity; cycle slip

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	III
目 录	V
1 绪论	1
1.1 选题背景与意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 载波相位跟踪灵敏度	2
1.2.2 断续条件下载波相位的连续跟踪	3
1.2.3 载波相位观测量粗差探测	4
1.3 章节安排	5
2 GNSS 接收机原理与组合导航	6
2.1 接收机工作原理	6
2.1.1 卫星信号结构	6
2.1.2 接收机载波跟踪	7
2.1.3 载波相位观测量	9
2.2 惯性导航技术	11
2.2.1 惯性导航系统	11
2.2.2 捷联惯性导航原理	11
2.2.3 惯性导航误差方程	13
2.3 组合导航技术	14
2.3.1 GNSS/INS 组合导航分类	14
2.3.2 GNSS/INS 松组合	15
2.3.3 车辆辅助	16
2.4 本章小结	18
3 复杂信号环境下提高载波相位跟踪的关键技术研究	19
3.1 传统深组合结构与特点	19
3.2 惯性辅助跟踪环算法	21
3.3 弱信号载波相位跟踪方法	22

3.3.1	影响弱信号载波相位跟踪的因素分析	22
3.3.2	深组合辅助下的 COOP 环路工作原理	24
3.4	信号断续条件下载波相位预测方法.....	27
3.4.1	载波相位预测原理	27
3.4.2	载波相位预测误差分析	31
3.5	本章小结.....	33
4	软件接收机设计与优化	34
4.1	软件接收机系统设计.....	34
4.1.1	系统架构	34
4.1.2	工作流程	35
4.2	载波相位观测量优化.....	37
4.2.1	实测环境下评估载波相位观测量的方法	37
4.2.2	基于惯导/里程计辅助的载波相位观测量质量控制方法	39
4.2.3	比特预测快速确定载波相位半周模糊度	42
4.3	本章小结.....	45
5	系统性能测试与分析	46
5.1	弱信号载波相位跟踪性能测试.....	46
5.1.1	测试方法与实验设置	46
5.1.2	不同跟踪环的载波相位灵敏度结果分析	48
5.2	信号断续条件下载波相位预测性能测试.....	50
5.2.1	载波相位预测时间测试	51
5.2.2	载波相位预测方法在定位层面的效果测试	54
5.3	实测场景载波相位定位性能测试.....	59
5.3.1	车载实测数据采集与处理	59
5.3.2	真实车载场景测试	61
5.4	本章小结.....	65
6	总结与展望	66
6.1	论文工作总结.....	66
6.2	展望.....	67
	参考文献	68

硕士期间的科研成果	72
致谢	73

1 绪论

1.1 选题背景与意义

随着近年来北斗系统在亚太地区的全面服务开启，北斗系统在民用领域发展越来越快。目前，卫星导航系统已经在航天、测绘、授时、车辆监控管理和汽车导航、消费娱乐与信息等服务等方面广泛使用，而且总的发展趋势是为实时应用提供高精度服务（刘斌，2018；韩新宇，2018）。随着可穿戴设备、物联网和无人驾驶的普及，高精度的定位服务正在由专业领域转向大众市场。例如在汽车导航领域，传统车载导航系统只需要 GNSS 接收机提供米级定位精度来帮助驾驶员实现定位和导航，但随着自动驾驶系统的发展，车道偏离预警、自适应巡航控制、自动泊车、自动驾驶等功能实现的安全性和可靠性均需要更高的定位精度。

载波相位是 GNSS 接收机从卫星信号中获得的观测量之一。由于载波信号波长短，相位测量精度高，理论上基于载波相位的 RTK、PPP 技术可以获得厘米级定位精度（许春明，2002；Geng et al., 2010）。目前，基于载波相位的 RTK、PPP 技术只能在开阔天空或静态环境实现稳定可靠的厘米级高精度定位（金猛等，2016）。为了满足自动驾驶、无人机、精准农业等应用对复杂信号环境下连续、可靠的高精度定位需求，目前工业界正积极研发高精度低成本定位芯片或终端产品，其中，GNSS 导航领域领军者 ublox 公司相继推出了 F9 等多款面向大众消费市场的厘米级高精度定位芯片（严昆仑，2018）。

虽然载波相位测量精度高，但相比伪距、多普勒频率等其他观测量更加脆弱（Braasch et al. 1999；Curran et al. 2015），尤其在有遮挡以及信号衰减和断续的城市复杂环境中，在信号跟踪层面上，载波相位频繁遭遇失锁和重捕，导致 GNSS 接收机难以连续输出高质量的载波相位观测量（James et al. 1999）。载波相位不连续需要 RTK、PPP 重新固定模糊度，严重影响高精度定位的连续性和可用性（Geng et al. 2011；Paziewski et al. 2018）。因此，在复杂信号环境，传统的 GNSS 接收机很难实现载波相位的稳定跟踪和连续的高精度定位，常常需要借助于其他的传感器的辅助，利用多源信息融合技术解决复杂场景中定位难和精度低等问题是定位导航领域的发展趋势（王激扬等，2019）。惯性导航系统具有动态响应特性好，短时精度高，全自主工作能力，运行频率高等特点而被广泛应用于导航领域，但其误差会随时间发散（高钟毓，2012）。而 GNSS 接收机具有绝对定位能力，误差不会发散，但其环路设计上存在动态响应能力与跟踪灵敏度的折中，将 GNSS 接收机与惯性导航结合，能发挥各信息源的优势，提高定位导航服务的质量与连续性。另外在车载导航场景下，利用车载里程计提供连续稳定的载体运动信息也能辅助

GNSS 接收机在城市复杂环境下更好的提供定位导航服务 (Kubo 等, 2016; 姚卓等, 2018)。

在复杂信号环境下, 单系统的接收机常常由于卫星被遮挡导致卫星几何分布恶化甚至可参与定位卫星数目不足的情况, 极大的降低了定位的精度和连续性 (张智金, 2018)。随着各卫星系统的快速发展, 多系统接收机在复杂信号场景下能发挥更大的作用, 即使在恶劣的城市峡谷环境也能保证有足量的卫星数目参与定位。本文的研究工作也是基于 GPS/北斗双系统接收机展开。

1.2 国内外研究现状

复杂信号环境下影响载波相位跟踪精度和连续性的因素主要包括: (1) 茂密的林荫道环境造成卫星信号的衰弱; (2) 高楼、桥梁、隧道等建筑物对信号造成一定时间的遮挡。其中第一点涉及载波相位在弱信号环境下的跟踪灵敏度问题; 第二点则涉及载波相位在信号断续条件下如何保持连续跟踪以及在长时间中断后如何快速恢复的问题。因此下面主要介绍基带层面上载波相位跟踪灵敏度和断续环境中连续跟踪的相关研究现状, 以及载波相位观测量层面上粗差探测的相关研究现状。

1.2.1 载波相位跟踪灵敏度

不论是标量跟踪环还是矢量跟踪环, 不论是码相位、载波频率还是载波相位跟踪, 提高跟踪灵敏度的方法究其原理包括加长积分时间和压缩带宽两种方式 (莫建文, 2011)。对于传统的跟踪环设计, 弱信号跟踪和动态应力跟踪能力之间存在矛盾, 这也对应着积分时间和带宽这两个环路参数的设置存在相互约束 (Razavi et al. 2008; 谢刚, 2009)。为了能跟踪由接收机和卫星间的相对运动以及接收机钟差形成的动态应力, 跟踪环的带宽不能无限变窄, 积分时间也不可能无限加长。因此提高跟踪灵敏度的相关技术主要是从克服相对运动的动态和接收机的钟差对环路影响的角度出发的。

传统的标量锁相环只能纯粹的通过独立的信号通道跟踪所有的动态应力, 因此一般带宽设置在 10 Hz 以上, 积分时间在 20 ms 以内, 理论上的载波相位跟踪灵敏度在 26~28 dB Hz。标量深组合接收机通过使用惯导对基带环路提供相对运动的动态信息辅助, 减小了环路的动态跟踪压力, 因此环路能压缩带宽, 加长积分时间, 能实现 20 dB Hz 左右的跟踪灵敏度。

矢量跟踪环结构最早由 Copps et al.(1980)提出, 在这种结构的接收机中, 将所有通道的环路信息送入到一个卡尔曼滤波器, 估计出导航解算需要的观测量信息, 然后利用导航结果计算出各个通道的跟踪控制信息, 实现各个通道的闭环控制。

由于有通道间信息共享的特征，能利用强信号通道为弱信号通道提供动态信息和接收机钟差方面的信息辅助，进而弱信号通道能采用更长的积分时间和更窄的带宽。因而在部分卫星信号较强的情况下，矢量跟踪环的跟踪灵敏度高于传统的标量跟踪环。但是由于导航结果无法满足载波相位跟踪的精度需求，所以传统的矢量跟踪环无法实现载波相位跟踪。为了实现载波相位跟踪，也有各种不同的跟踪环路结构相继被提出。Zhodzishsky et al.(1998)提出了 COOP 跟踪环路，即除了上述的所有通道共有的大闭环跟踪外，在每个通道内增设了独立的锁相环来跟踪大闭环的残余跟踪误差项，这样小闭环只需要承载较小的残余动态应力，因此能使用更长的积分时间和更窄的带宽来实现载波相位的弱信号跟踪，该环路结构能实现 17~19 dB Hz 的跟踪灵敏度。Henkel et al.(2009)提出多频矢量跟踪环，利用多频信号在导航滤波器中估计电离层延迟和对流层延迟，进而保证矢量锁相环的跟踪，不过这种结构还是需要从标量锁相环开始工作，得到初始的相位误差和整周模糊度，然后切换到矢量跟踪状态。Brewer et.al(2016)提出了差分矢量锁相环 (DVPLL) 以及 Shafaati et al.(2018)提出基于 RTK 的双差矢量锁相环 (DD-VPLL) 结构，都是通过引入基站观测的方式通过消除相关误差项提高对流动站卫星信号的载波相位估计精度，进而实现弱信号通道的高灵敏度跟踪。

1.2.2 断续条件下载波相位的连续跟踪

在实际城市复杂环境下，除了隧道和建筑物等对卫星信号造成较长时间的遮挡外 (60 s 以上)，各种路牌、广告牌和红绿灯等物体会造成卫星信号短暂的中断。针对这些情况下的信号遮挡，如果接收机不采取任何措施，环路往往会经历失锁、重捕到重新进入跟踪状态。对于载波相位而言，从失锁到重新输出观测量，中间往往发生了很大的周跳值。在复杂环境下，频繁的信号中断将导致精密定位算法可固定卫星数目降低，严重时只能输出浮点解，大大的降低了定位精度(Krasovski et al., 2014)。断续条件下的载波相位连续跟踪是指在信号被遮挡时尽量维持载波相位的连续性以及信号恢复可见之后的快速稳定跟踪，最理想的情况是在信号中断时间内载波相位误差发散不超过四分之一周期，这样精密定位算法不需要重新进行整周模糊度的固定(Peng et al. 2012)。

目前一般使用开环跟踪的方法来解决短暂遮挡情况下的载波相位不连续的问题。锁相环的开环跟踪即信号被遮挡时，不使用环路滤波器的结果来更新本地载波 NCO，而是利用其它信息得到被遮挡卫星的多普勒信息来更新载波 NCO(张提升, 2013)。因此开环跟踪的关键在于被遮挡卫星的多普勒信息的组装，并且载波相位的开环跟踪精度取决于开环多普勒的精度。

程政(2016)年实现了基于标量深组合结构的开环跟踪结构，即利用 GNSS/INS 松组合模块提供的辅助多普勒来实现被遮挡卫星的开环跟踪，其中包括了相对运

动产生的运动多普勒部分和本地定位模块得到的钟差导致的多普勒部分。实验测试表明,在接收机能定位的情况下,利用 MEMS 惯导推算的多普勒辅助信息能保证被遮挡卫星能进行码相位和载波频率的开环跟踪,但是不能用来开环跟踪载波相位。Xie et al. (2010) 提出基于矢量深组合接收机结构的载波相位预测方法,即使用导航滤波器的位置和速度信息预测被遮挡卫星的运动多普勒,实验测试表明,在信号失锁时间小于 3s 时该方法能获得连续的载波相位观测值。Wang (2015) 在 Xie 的基础上进一步对载波相位预测方法在信号部分被遮挡或者完全遮挡等不同情况下进行了测试,并且给出了 RTK 定位方面的测试结果,测试表明在动态环境下深组合矢量接收机比矢量接收机具有更高的预测精度,且遮挡情况发生时的可见卫星数会影响预测的精度。

目前的载波相位开环跟踪技术基本上都是通过估计被遮挡卫星的运动多普勒频率来实现的,而忽略了接收机晶振钟漂引起的多普勒频移对被遮挡卫星载波相位预测的影响,实际上,由于载波相位精度高,晶振钟漂引起的多普勒频移随开环时间积累快速发散使载波相位失去连续性,在载波相位开环预测中,若要提高预测精度和开环时间,晶振钟漂的影响是不容忽视的 (Shafaati et al. 2015)。

1.2.3 载波相位观测量粗差探测

尽管跟踪层面上有各种技术手段维持载波相位的连续跟踪,在复杂信号环境,载波相位观测值仍难免发生周跳或者半周跳,若不加以检测和修复,则可能导致 RTK、PPP 无法固定模糊度,损害定位精度和定位的连续性(Zangeneh-Nejad et al.,2017)。

目前,精密定位算法领域的学者们已经提出了不同的方法应对载波相位周跳的影响。常见的方法有多项式拟合法、电离层残差法、伪距/载波相位组合法等。其中多项式拟合法在载体动态较稳定时,能将周跳修复到 2 周的水平,对于 GPS 静态数据,可实现周跳的完全修复(裴晶等,2017);电离层残差法能有效探测双频数据中的周跳,但存在一些周跳组合不敏感的问题,且不适用于单频数据(蔡成林等,2016);伪距/载波相位组合法可适用于单频数据的周跳检测,但受限于伪距的测量精度,检测精度较低(陈品馨等,2010;甄龙等,2017)。这些方法均可用于单站非差观测值数据的探测,对于双频数据能修复绝大部分的周跳,但对于单频动态数据,仅利用站星观测值很难完全探测一些小周跳,更不可能完全修复,因此需要利用其它辅助信息进行探测和修复周跳(刘基余等,2018)。

在 GNSS/INS 组合系统中,惯性信息可用于辅助 GNSS 周跳探测。韩厚增等人(2015)提出基于 GPS/INS 紧组合的 INS 辅助周跳探测和修复方法,利用高精度 INS 的预测双差卫地距与流动站和参考站之间的载波相位双差进行对比实现周跳的探测,结果表明,在 GPS 信号完全失锁 20 s 内,能准确探测和修复所有周跳,

周跳修复的成功率受 GPS 中断时间延长的影响而降低。该方法依赖于惯导的定位精度，并且需要用到基站观测数据。刘帅等人（2015）提出 INS 辅助周跳修复方法以实现精密单点定位瞬时重新收敛，该方法以单差 PPP/INS 紧组合为研究基础，使用星间单差相位新息与星间单差电离层残差作为周跳修复量，实验表明，使用该方法修复周跳后可实现 PPP 瞬时重新收敛，定位精度提升至 20 cm 以内，但该方法的周跳修复成功率也会随 GNSS 信号中断时间延长而降低。

1.3 章节安排

本文各章节内容安排如下

第 1 章介绍了本文选题背景与意义，其次对复杂环境下载波相位跟踪主要面临的弱信号跟踪以及信号断续情况下的连续跟踪问题的研究现状进行了介绍。

第 2 章首先介绍了卫星信号结构与接收机模型，在此基础上重点阐述接收机中载波跟踪环的结构以及载波相位观测量提取的相关内容；然后介绍惯导机械编排算法和 GNSS/INS 组合导航算法，其中也包括车辆里程计数据的融合算法。

第 3 章主要阐述了本文针对复杂环境下载波相位跟踪提出的两个关键技术。首先介绍了深组合的结构和特点，然后介绍了基于深组合结构的分别适用动态强信号、动态弱信号、和信号断续环境的方法。针对弱信号载波相位跟踪，首先分析了影响弱信号载波相位跟踪的因素，然后阐述了深组合辅助 COOP 跟踪环的设计原理；针对信号断续环境下的载波相位跟踪问题，提出了深组合辅助的载波相位预测方法并对载波相位预测误差进行了分析。

第 4 章首先介绍软件接收机的结构和工作流程，重点阐述了载波相位开环预测和闭环恢复的相关策略；其次介绍了软件接收机中针对载波相位观测值提取的优化方法，包括根据比特预测进行载波相位观测值的快速初始化和使用惯导辅助对载波相位观测值进行周跳探测和修复的方法。

第 5 章首先利用仿真数据分别对软件接收机在动态强信号条件、动态弱信号条件以及信号断续条件下的载波相位跟踪性能进行定量测试与评估，然后利用车载实测数据对软件接收机的载波相位跟踪和载波相位观测值质量以及定位效果进行综合测试和评估。

第 6 章总结了本文的工作，并在此基础上对下一步的工作进行了规划和展望。

2 GNSS 接收机原理与组合导航

深组合技术涉及到 GNSS 接收机和惯性导航两个技术领域，因此接收机基本原理和惯性导航原理是开展后续工作的基础。本章将分别介绍接收机工作原理和惯性导航的基本原理，然后在此基础上介绍 GNSS/INS 组合导航的相关理论基础。虽然本文使用的接收机是基于 GPS 和北斗双系统工作的，但是两种卫星系统的接收机在原理上基本相同，因此只在卫星信号结构部分介绍使用的 GPS L1 和 BDS B1 的信号组成情况，接收机部分则以 GPS L1 载波为例介绍接收机的组成情况和载波跟踪环的结构以及观测量的提取。在组合导航部分，由于本文面向的主要是车载导航场景，因此也介绍了车载里程计与惯性传感器的组合导航原理。

2.1 接收机工作原理

2.1.1 卫星信号结构

GPS 和北斗的信号结构组成基本相似，因此先以 GPS 为例介绍卫星信号的组成情况，然后主要介绍北斗信号与 GPS 信号的不同之处。

GPS 信号从组成上可以分成三个层次：载波、伪码和数据码。载波位于 GPS 信号中的最底层，由卫星上的频率综合器利用原子钟提供的 10.23 MHz 的基准频率生成。每颗卫星上能发射不同载波频率的信号，如 GPS L1、L2 和 L5 载波。载波频率一般高达几千 MHz，使得卫星信号能以直射波形式传播，能穿透电离层和建筑物，且受噪声干扰小。伪码是一种能确定产生的周期性二进制序列，卫星系统采用伪码作为数据码的扩频码和接收机系统的测距码的原因是伪码具有非常好的自相关性质和不同伪码之间具有很好的互相关性质。GPS 系统通过不同的伪码来区分卫星，并且不同的载波上使用的伪码类型也不一样，这样为 GPS 系统在多领域的应用提供了条件。其中 GPS 载波 L1 上使用的伪码即为 C/A 码。C/A 码是金码的一种，周期为 1023 个码片，时长为 1ms，即码率为 1.023 Mcps。数据码是含有卫星导航电文的序列，码率为 50 bps。图 2.1 表示的是 GPS 信号中三种信号层次之间的调制关系。首先，数据码与 C/A 码通过异或运算实现数据码的扩频，然后扩频后的组合码采用 BPSK 的方式调制到对应载波信号上得到最终卫星发射的信号（鲁郁，2016）。

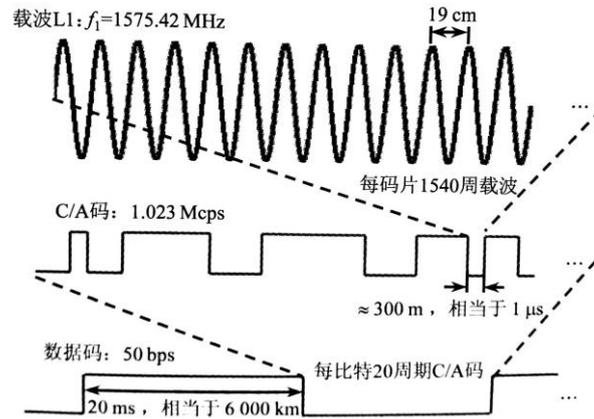


图 2.1 载波 L1、C/A 码与数据码三者之间的调制关系

卫星信号系统按照一定的规律将数据码编排成包含卫星定位信息的导航电文，其中每个数据比特长 20 ms，其中调制有 20 个周期的 C/A 码。导航电文以帧形式的数据流向外发射，一帧数据为有 1500 个数据比特，即 30 s。而每帧数据又由 5 个子帧组成，每个子帧有 300 数据比特，长 6 s。值得注意的是，每个子帧总是从整秒处开始发射。这样，GPS L1 卫星最终发射的信号可表示为

$$S_{L1}^i(t) = \sqrt{2P^i} d^i(t) c^i(t) \cos(2\pi f_{L1}t + \phi^i) \quad (2.1)$$

其中 i 表示卫星编号， P^i 表示发射信号的功率， $d^i(t)$ 为导航电文的数据比特值（-1 或 1）， $c^i(t)$ 为伪码相位值， f_{L1} 为 GPS L1 载波频率值，即 1575.42 MHz， ϕ^i 为载波初始相位。

北斗二代信号包括 B1、B2、B3 三种载波频率，其中 B1 载波频率为 1561.098 MHz。与 GPS 的 C/A 码信号不同的是，B1 信号的 C/A 的码率为 2.046 Mcps，周期长度为 1 ms，共 2046 个码片。BDS 信号播发的导航电文有 D1、D2 两种类型。其中 D1 的码率为 50 bps，与 GPS 的数据码率相同，但是差别是 D1 导航电文在经过 C/A 码扩频之前先进行了 NH 码调制；D2 的码率为 500 bps（鲁郁，2016）。

2.1.2 接收机载波跟踪

从卫星信号的结构组成可知，用于接收机定位解算的卫星导航电文被 C/A 码扩频后调制到载波上，并且卫星的发射出的信号经过复杂的大气环境和远距离的传输到达地面接收机时，卫星信号变得非常微弱。因此，接收机的作用就是接收卫星信号，并通过一系列信号处理，得到卫星导航电文，再通过定位解算得到用户的时间、速度和位置等信息。图 2.2 给出了一种典型 GPS 接收机的信号处理结构图（谢刚，2009）。

射频前端处理模块包括对天线接收到的卫星信号进行一系列的放大滤波处理后，用本地产生的射频信号与接收信号进行混频，混频结果经过高频噪声的滤除后得到的是近似零中频信号，经过 A/D 转换后送入到基带数字信号处理模块中进

行下一步的处理。该模块的作用是将微弱并且频率很高的卫星信号转化为载噪比较高的数字中频信号，有利于后续捕获跟踪算法的实现。

基带信号处理模块对射频前端处理模块输出的数字中频信号依次进行捕获与跟踪算法的处理，逐步剥除数据码上调制的载波信号和 C/A 码信号，从而得到解调后的数据码，同时获得多普勒频率、载波相位、伪距等观测量信息。解调后的数据码还要经过进一步的同步处理才能得到卫星发送的原始导航电文。

定位导航运算模块利用特定的定位解算算法对所得到的导航电文和观测量进行处理，进而得到接收机的定位结果，并给出其他导航信息。

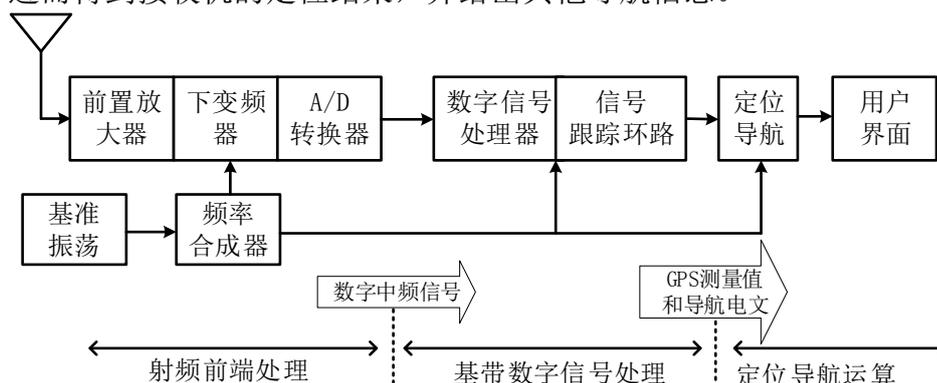


图 2.2 接收机信号处理结构图

从接收机的结构可知，信号跟踪环路是基带数字信号处理的核心模块，它的工作情况将直接影响最终的定位导航效果。信号跟踪环即根据捕获阶段得到的较为粗略的信号码相位和多普勒频率进行更为紧密的闭环跟踪，按照跟踪目标的不同可分为码环、锁频环和锁相环，各种跟踪环路的不同主要体现在鉴别器和本地 NCO 类型的不同。鉴于本文主要研究载波相位的跟踪，下面将重点介绍载波相位跟踪环的工作原理。

锁相环工作的原理可以阐述为通过不断比较本地载波发生器生成的载波信号与输入信号之间的载波相位差异，利用该相位差异来反馈调节本地载波信号发生器的载波相位值，实现对输入信号载波相位的动态同步，这样本地的载波信号发生器就能感知输入信号上承载的动态信息，通过转化就能得到最终的载波相位观测值。该设计原理在接收机中的实现框图如图 2.3 所示，首先输入信号与本地载波发生器的 IQ 两路信号做相乘运算剥离载波频率，接着与本地码发生器产生的伪码信号做相关运算剥离输入信号中的伪码，此时 IQ 两路信号中只剩下输入信号和本地信号之间的载波相位差异，经过相干积分运算使信号能量进一步得到累积，然后通过鉴别器得到相位误差，常用的如二象限反正切函数鉴相器。最后相位误差经过环路滤波器滤波后用来调整本地载波 NCO 的输出相位。载波 NCO 的控制量是载波频率，通过一个载波积分器就能得到载波相位在一定周期内的变化量，通过进一步组装就能得到载波相位观测值。此外，由于载波环的跟踪精度比码环的

精度高，所以可以使用载波环辅助码环的方式来降低码环的动态跟踪压力，即将载波频率的控制量乘以一个比例因子后与码环滤波器的输出相加作为码 NCO 的控制量。

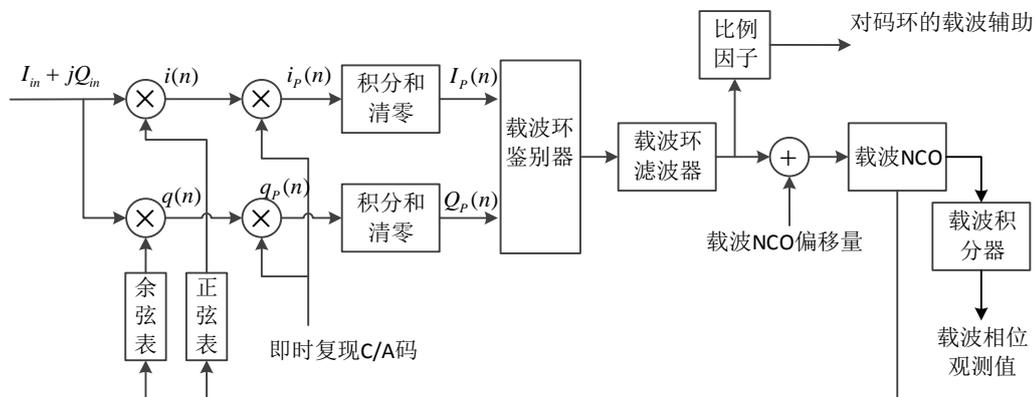


图 2.3 锁相环结构框图

当卫星信号观测条件好且载体动态较小时，普通的环路参数（如 10 ms 的相干积分时间，8 Hz 的环路滤波器带宽）能使上述锁相环能稳定工作在精确跟踪状态。但当信号观测条件差且载体处于较大加速度运动状态时，如复杂城市环境下的车载接收机，为了兼顾噪声抑制和动态响应能力，普通载波环无法在积分时间和环路带宽设置上找到合适的平衡点，常常由于噪声或动态等因素影响使载波相位误差超出鉴别器的牵引范围（如 $[-\pi/2, \pi/2]$ ），最终环路进入失锁状态，导致观测值误差增大或完全无法使用(Chen et al., 2019)。

2.1.3 载波相位观测量

载波相位观测量并不是 GNSS 接收机工作必须的基本观测量，依赖于伪距和多普勒信息接收机就可以实现一定精度范围内的定位和定速功能。但是载波相位精度相比伪距更高，例如对 GPS L1 信号而言，一个码片长约 300 m，若码相位的跟踪精度在 0.1 个码片以内，则伪距的精度在 30 m 左右；而一个载波相位周期约为 19 cm，载波相位跟踪精度一般在 1/4 周期内，则载波相位精度在 5 cm 以内。因此载波相位观测量在分米级和厘米级的精密定位中起着关键作用。

载波相位测距原理可以用式 (2.2) 表示，其中 r 表示卫星与接收机之间的几何距离， λ 为载波波长， ϕ 为卫星载波信号从卫星端到接收机端的相位变化量，其范围通常在一个周期内，而 N 是个未知数，通常称为整周模糊度（谢刚，2009）。

$$\phi = \lambda^{-1}r + N \quad (2.2)$$

值得注意的是，载波相位观测量 ϕ 实际上指的是载波相位的变化量，而不是某一时刻具体的载波相位值，因为只有载波相位变化量才包含了距离信息。

由于接收机钟差、卫星钟差以及大气延时等误差因素的影响，由载波相位观测量确定的卫星与接收机之间的距离除了真实几何距离外，还包含了上述误差项，

将各误差项考虑进式 (2.2) 中就得到了如下的载波相位观测方程式

$$\phi = \lambda^{-1} \left(r + c(\delta t_u - \delta t^{(s)}) - I + T \right) + N + \varepsilon_\phi \quad (2.3)$$

其中 δt_u 和 $\delta t^{(s)}$ 分别是接收机钟差和卫星钟差, I 和 T 分别是电离层延时和对流层延时, 这里表示的延时导致的距离量, ε_ϕ 是载波相位测量噪声。

由于接收机无法同时测得信号在卫星端和接收端的相位值得到载波相位观测量 ϕ , 实际的载波相位提取过程是在载波相位的初始值基础上加上在每个观测历元间由载波环测量的载波相位变化量。当锁相环能连续精确的跟踪某颗卫星信号时, 其内部的载波积分器会连续记录本地复制载波信号在每个观测间隔内变化的载波相位值, 也等价于记录了实际的卫星信号在观测间隔时间内由距离变化产生的载波相位变化值。在每个观测时刻 i 得到的载波相位观测量可表示为:

$$\tilde{\phi}_i = N_0 + \text{Int}(\phi)_i + \text{Fr}(\phi)_i \quad (2.4)$$

其中 N_0 表示初始的整周模糊度, $\text{Int}(\phi)_i$ 表示在观测间隔时间内载波相位变化量的整周部分, 而 $\text{Fr}(\phi)_i$ 则表示载波相位变化量的小数部分。接收机首次进行载波相位观测时, 只能观测到小数部分, 即不足一周的相位观测值, 而整数部分一般通过伪距除以载波波长并取整得到; 在随后的观测时刻则能根据载波积分器得到载波相位变化量的整周计数值和小数部分计数值, 而初始整周模糊度 N_0 只能在精密定位算法中利用算法进行估计, 即整周模糊度固定过程。

另外, 在载波相位初始化过程中还存在 0.5 周的模糊度问题, 这是由于接收信号的载波初相位未知, 由 IQ 解调出的比特值可能全部反相, 若不在初始值中加上 0.5 周的补偿, 则会导致载波相位不具有整周特性, 影响 RTK 或 PPP 定位的整周模糊度的固定。因此一般需要根据帧同步信息判断比特是否反相来确定 0.5 周的模糊度。

根据上述分析可以得到载波相位观测量具有下列几个特点: ①接收机只能测量载波相位在一段时间内变化的整周数以及不足整周部分, 因此在每一个相位观测值中, 存在整周模糊度。②若载波环能保持载波相位跟踪不失锁, 则载波相位观测值是连续的, 均包含同一个整周模糊度。③若卫星失锁或其他原因造成载波积分器中止正常的累积, 则整周计数值发生跳变, 需进行周跳修复, 若无法修复, 则需要重新固定整周模糊度。④只有整周模糊度正确固定后, 载波相位测量值才能转换成卫星和接收机之间精密的几何距离, 获得高精度定位结果。

综合上述载波锁相环的跟踪特性和载波相位观测值的特点, 可以得出载波相位具有精度高但又脆弱的特性, 在复杂信号场景, 若接收机对卫星信号频繁的失锁和重新锁定, 则会导致整周模糊度频繁的变化, 而精密定位也要频繁的重新估计整周模糊度。因此保持载波相位观测值的连续性显得至关重要。

2.2 惯性导航技术

从载波跟踪环的介绍可看出传统 GNSS 接收机由于受到动态的影响，不仅很容易使相位误差超出鉴相牵引范围，而且影响对弱信号的跟踪灵敏度。而惯性导航不仅能为接收机基带环路提供动态辅助信息，缓解环路的动态跟踪压力，另外惯导短期精度高，能对接收机的观测量或定位结果进行平滑。本文针对复杂场景的载波相位跟踪优化正是基于惯导辅助的结构，因此下面将介绍惯性导航的原理以及组合导航的相关算法。

2.2.1 惯性导航系统

惯性导航系统的测量单元（IMU）通常由三轴加速度计和三轴陀螺仪组成，分别用来感知三个轴向的直线的加速度和旋转加速度。最直观的惯性导航原理就是由陀螺仪的测量值得到姿态信息，然后利用姿态将载体的运动投影到导航坐标系，最后由加速度计的测量值积分得到载体的速度和位移。正是由于积分运算原理，各种传感器误差会随着时间的积累破坏导航精度。其测量误差主要包括：零偏误差、比例因子误差、随机噪声误差。因此，IMU 的测量模型可描述为(Shin, 2005):

$$I_f = f + b_a + S_a \cdot f + \varepsilon_f \quad (2.5)$$

$$I_\omega = \omega + b_g + S_g \cdot \omega + \varepsilon_\omega \quad (2.6)$$

式中 I_f 、 I_ω 分别为加速度计和陀螺仪的测量值， f 、 ω 为比力真值和角速度真值， b_a 、 b_g 为传感器零偏类误差， S_a 、 S_g 代表比例因子误差， ε_f 、 ε_ω 则为随机噪声。根据 IMU 的零偏误差等级可以将惯导系统分为战略级、导航级、战术级和微机械级（MEMS）四个不同精度等级。

根据系统内部结构可以将惯导系统分成平台式和捷联式两种。平台式系统内部模拟了导航坐标系，导航算法简单，精度高，但是系统体积大，抗冲击能力弱。捷联式系统则需要在导航解算时通过观测值建立数学平台坐标系，算法相对较为复杂，计算量较大，不同器件精度差异较大；但捷联式系统体积较小，器件的抗振动能力也更强（刘蘅嵘，2018）。

2.2.2 捷联惯性导航原理

本节将介绍捷联惯导系统的导航算法，也称为机械编排算法，可以阐述为在初始位置、速度、姿态的基础上，根据 IMU 的测量值逐步推算每个时刻的导航状态。因此惯性导航算法一般分成两个步骤，即导航状态初始化和导航状态更新。这里的导航状态包括载体的位置（纬度 φ 、经度 λ 和高程 h ）、速度（北向速度 v_N 、东向速度 v_E 和垂向速度 v_D ）和姿态（航向角 ψ ，横滚角 ϕ 和俯仰角 θ ）。

导航状态初始化根据不同的导航场景和 IMU 的精度等级有不同的处理方式，

此处仅介绍车载 GNSS/INS 系统中常用的初始化方式。其中位置和速度一般是直接根据 GNSS 的定位结果直接给定的。姿态的初始化又称为对准，根据载体的状态可分为静对准和动对准。静对准对 IMU 的精度要求较高，因此对于车载导航一般使用动态对准方式，即在初始对准阶段，让载体尽量处于水平运动状态，则横滚角和俯仰角初始为零。然后 GNSS 系统的北向速度和东向速度可以得到载体的初始航向角。

导航状态更新过程具体可分为误差补偿、速度更新、位置更新、姿态更新四大步骤。具体的解算过程如图 2.4 所示：首先在陀螺仪和加速度计的测量值中扣除系统性偏差，由于陀螺仪测量的是 b 系相对于 i 系的角速度，因此要在其基础上先扣除 n 系相对于 i 系的角速度，得到 b 系相对于 n 的角速度，然后利用该角速度得到历元间的姿态增量，在初始姿态的基础上完成姿态的更新；同时利用得到的姿态信息将加速度计的 b 系的比力测量值转到 n 系，通过积分运算完成速度更新和位置更新(Shin, 2005)。

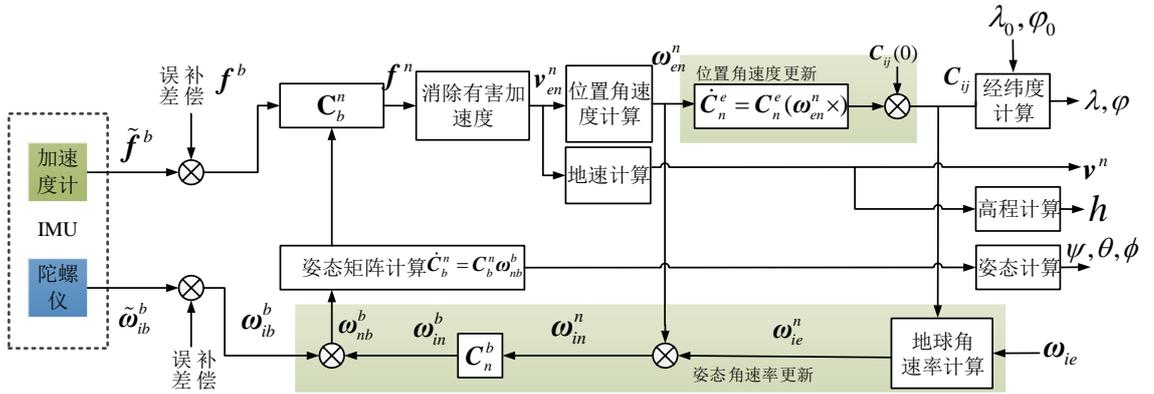


图 2.4 机械编排流程图

下面先列出连续时间域下速度、位置、姿态的微分方程。

利用哥氏定理能推出速度微分方程(Savage,1998):

$$\dot{v}^n = C_b^n f^b - (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times v^n + g^n \quad (2.7)$$

式中， v^n 为载体速度向量，包括北向速度 v_N ，东向速度 v_E 和垂向速度 v_D ， f^b 为误差补偿后加速计观测的比力向量， g^n 为当地的重力加速度， $2\omega_{ie}^n \times v^n$ 为哥氏加速度， $\omega_{en}^n \times v^n$ 为载体对地向心加速度。其中 n 系下地球自转角速度 ω_{ie}^n 和 n 系相对于 e 系的转动角速度变换到 n 系的值 ω_{en}^n 由下式得到

$$\omega_{ie}^n = [\omega_e \cdot \cos \varphi \quad 0 \quad -\omega_e \cdot \sin \varphi]^T \quad (2.8)$$

$$\omega_{en}^n = \begin{bmatrix} \frac{v_E}{R_N + h} & -\frac{v_N}{R_M + h} & \frac{v_E \cdot \tan \varphi}{R_N + h} \end{bmatrix}^T \quad (2.9)$$

其中， ω_e 为地球角速度， φ 为纬度， h 为高程， v_N 和 v_E 分别是载体的北向速度和东向速度， R_N 、 R_M 分别为地球卯西圈半径及午圈曲率半径。

位置微分方程中使用了更新后的速度信息，表达式如下

$$\dot{r}^n = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_M + h} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_N + h)\cos\varphi} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_N \\ v_E \\ v_D \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

其中 r^n 表示载体的位置矢量，包括纬度 φ 、经度 λ 和高度 h 。

姿态微分方程为：

$$\dot{C}_b^n = C_b^n(\omega_{ib}^b \times) - (\omega_{in}^n \times)C_b^n \quad (2.11)$$

其中 C_b^n 为 b 系相对于 n 系的姿态矩阵，与三个欧拉角（航向角 ψ ，横滚角 ϕ 和俯仰角 θ ）之间存在相互转化关系。 ω_{ib}^b 为误差补偿后陀螺仪观测的角速度， ω_{in}^n 为 n 系相对于 i 系的转动角速度变换到 n 系的值。

2.2.3 惯性导航误差方程

在进行机械编排时，会通过误差补偿的方式扣除 IMU 原始观测量中的系统性偏差，如通过对 IMU 提前标定得到的常值零偏，但是仍有部分误差无法通过标定进行补偿，如零偏不稳定性等随机误差。了解惯导系统中的误差传递过程，不仅是惯导与其他系统进行数据融合的前提，对于 GNSS/INS 深组合接收机而言，这也有利用分析惯导对基带辅助信息的精度。惯导误差分析一般采用在导航微分方程的基础上进行相关的误差扰动的方式进行。首先对导航微分方程中的各个测量值进行误差扰动：

$$\text{传感器输出: } \hat{f}^b = f^b + \delta f^b, \quad \hat{\omega}_{ib}^b = \omega_{ib}^b + \delta \omega_{ib}^b$$

$$\text{地球自转投影: } \hat{\omega}_{ie}^n = \omega_{ie}^n + \delta \omega_{ie}^n, \quad \hat{\omega}_{en}^n = \omega_{en}^n + \delta \omega_{en}^n$$

$$\text{重力向量: } \hat{g}^n = g^n + \delta g^n$$

$$\text{位置: } \hat{r}^n = r^n + \delta r^n, \quad \delta r^n = [\delta r_N \quad \delta r_E \quad \delta r_D]^T$$

$$\text{速度: } \hat{v}^n = v^n + \delta v^n, \quad \delta v^n = [\delta v_N \quad \delta v_E \quad \delta v_D]^T$$

$$\text{姿态: } \hat{C}_b^n = [I - (\phi \times)]C_b^n$$

将上述带有误差扰动的值分别带入式 (2.7)、式 (2.10) 和式 (2.11) 即可推算得到位置、速度和姿态的误差微分方程表达式。

位置误差微分方程：

$$\delta \dot{r}_N = -\frac{v_D}{R_M + h} \delta r_N + \frac{v_N}{R_M + h} \delta r_D + \delta v_N \quad (2.12)$$

$$\delta \dot{r}_E = \frac{v_E \tan \varphi}{R_M + h} \delta r_N - \frac{v_D}{R_N + h} \delta r_E - \frac{v_N \tan \varphi}{R_M + h} \delta r_E + \frac{v_E}{R_N + h} \delta r_D + \delta v_E \quad (2.13)$$

$$\delta \dot{r}_D = \delta v_D \quad (2.14)$$

速度误差微分方程:

$$\begin{aligned} \delta \dot{v}_N = & -\left(\frac{2v_E \omega_e \cos \varphi}{R_M + h} + \frac{v_E^2}{(R_M + h)(R_N + h) \cos^2 \varphi} \right) \delta r_N \\ & + \left(\frac{v_N v_D}{(R_M + h)^2} - \frac{v_E^2 \tan \varphi}{(R_N + h)^2} \right) \delta r_D + \frac{v_D}{R_M + h} \delta v_N \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} & - \left(2\omega_e \sin \varphi + \frac{2v_E \tan \varphi}{R_N + h} \right) \delta v_E + \frac{v_N}{R_M + h} \delta v_D - f_D^n \phi_E + f_E^n \phi_D + \delta f_x^n \\ \delta \dot{v}_E = & -\left(\frac{2\omega_e (v_N \cos \varphi - v_D \sin \varphi)}{R_M + h} + \frac{v_N v_E}{(R_M + h)(R_N + h) \cos^2 \varphi} \right) \delta r_N \\ & + \left(\frac{v_E v_D}{(R_M + h)^2} - \frac{v_E v_D \tan \varphi}{(R_N + h)^2} \right) \delta r_D + \left(2\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h} \right) \delta v_N \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} & + \frac{v_D + v_E \tan \varphi}{R_N + h} \delta v_E + \left(2\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h} \right) \delta v_D + f_D^n \phi_N - f_N^n \phi_D + \delta f_y^n \\ \delta \dot{v}_D = & \frac{2v_E \omega_e \sin \varphi}{R_M + h} \delta r_N - \left(\frac{v_E^2}{(R_N + h)^2} - \frac{v_N^2}{(R_M + h)^2} - \frac{2g}{\sqrt{R_M R_N + h}} \right) \delta r_D \\ & - \left(\frac{2v_N}{R_M + h} \right) \delta v_N - \left(2\omega_e \cos \varphi + \frac{2v_E}{R_N + h} \right) \delta v_E - f_E^n \phi_N + f_N^n \phi_E + \delta f_z^n \end{aligned} \quad (2.17)$$

姿态误差微分方程:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_N = & -\left(\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h} \right) \phi_E + \frac{v_N}{R_M + h} \phi_D + \frac{\delta v_E}{R_N + h} - \frac{\omega_e \sin \varphi}{R_M + h} \delta r_N \\ & + \frac{v_E}{(R_N + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{ibx}^n \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_E = & \left(\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h} \right) \phi_N + \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h} \right) \phi_D - \frac{1}{R_M + h} \delta v_N \\ & - \frac{v_N}{(R_M + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{iby}^n \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_D = & -\frac{v_N}{R_M + h} \phi_N - \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h} \right) \phi_E - \frac{\tan \varphi}{R_N + h} \delta v_E \\ & - \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{(R_N + h) \cos^2 \varphi} \right) \delta \phi - \frac{v_E \tan \varphi}{(R_N + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{ibz}^n \end{aligned} \quad (2.20)$$

2.3 组合导航技术

2.3.1 GNSS/INS 组合导航分类

根据结合层面的不同可以分成松组合、紧组合和深组合。其中松组合是定位层面的组合，主要是通过 GNSS 定位结果约束 INS 的误差发散，同时使导航系统的定位结果更为平滑，松组合算法较为简单，但是在 GNSS 可定位卫星数目小于 4

颗时不能使用；紧组合是观测值层面的组合，即利用伪距、多普勒或载波相位观测值对 INS 误差进行约束，同时 INS 也能利用其短期精度高的优势探测 GNSS 观测值中的粗差值，提高组合导航系统的定位性能，紧组合算法较为复杂，但性能较好，且当 GNSS 系统不足 4 颗卫星定位时也能使用；深组合是基带信号处理层面的组合，通常在松组合或紧组合系统的基础上实现，将惯导系统频率较高的位置信息转换到每个卫星通道上对基带环路提供多普勒辅助信息，进而提高 GNSS 系统的基带信号跟踪能力。深组合算法简单，使 GNSS 基带信号处理有了更多的可能性，有助于提高 GNSS 接收机在高动态、高灵敏度领域的表现性能。

本文的研究内容是在 GNSS/INS 深组合结构上展开的，因此将首先介绍松组合算法原理，另外在此基础上还介绍了车载里程计与惯导的组合方法。

2.3.2 GNSS/INS 松组合

GNSS/INS 松组合导航算法利用卡尔曼滤波器进行数据融合，原理是利用 GNSS 系统的位置或速度信息作为新息对 INS 系统的误差进行观测，然后将卡尔曼滤波器估计的各项误差反馈到对应的状态量，从而有效抑制 INS 的误差发散。算法的关键是建立状态方程和观测方程。

状态量的设置通常包括三维的位置误差 (δr_N 、 δr_E 、 δr_D)，三维的速度误差 (δv_N 、 δv_E 、 δv_D)，三维的姿态误差 ($\delta \phi_N$ 、 $\delta \phi_E$ 、 $\delta \phi_D$)，三个轴向的陀螺仪零偏误差 (b_{gx} 、 b_{gy} 、 b_{gz}) 和三轴的加速度计零偏误差 (b_{ax} 、 b_{ay} 、 b_{az})。鉴于 IMU 的比例因子误差通常在动态较大的条件下才能观测到，在车载导航场景中比例因子误差的影响较小，为了减小计算量，因此状态量中没有包含陀螺仪和加速度计的比例因子误差。所以，15 维的状态量可表示如下：

$$\mathbf{x} = [\delta r_N \ \delta r_E \ \delta r_D \ \delta v_N \ \delta v_E \ \delta v_D \ \delta \phi_N \ \delta \phi_E \ \delta \phi_D \ b_{gx} \ b_{gy} \ b_{gz} \ b_{ax} \ b_{ay} \ b_{az}] \quad (2.21)$$

则离散形式的状态方程可表示为 (秦永元, 2000)：

$$\mathbf{x}_k = \Phi_{k,k-1} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{w}_{k-1} \quad (2.22)$$

上式中， $\Phi_{k,k-1}$ 为 $k-1$ 时刻到 k 时刻的状态转移矩阵，可根据各状态量的误差微分方程计算得到， \mathbf{G}_{k-1} 和 \mathbf{w}_{k-1} 分别是误差系数矩阵和系统噪声。离散形式观测方程可表示为：

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \delta n_k \quad (2.23)$$

其中， \mathbf{z}_k 为观测量，可根据新息的类型进行创建，如 GNSS 系统输出位置和速度，则观测量可选择为 INS 系统和 GNSS 系统之间的位置误差和速度误差，值得注意的是，在得到上述观测量时，要通过 IMU 与 GNSS 天线中心的杆臂值将两者转换到同一点，一般将 GNSS 的位置和速度换算到 IMU 的中心。 \mathbf{H}_k 为观测矩阵，描述的是观测量与状态量之间的关系， δn_k 为观测噪声，通常由 GNSS 系统的定位精度决定。

根据状态量和观测量的系统特性可以计算得到系统噪声的协方差矩阵 \mathbf{Q}_k ，观测噪声的协方差矩阵 \mathbf{R}_k ：

$$\mathbf{Q}_k = E[w_k w_k^T] \quad (2.24)$$

$$\mathbf{R}_k = E[\delta n_k \delta n_k^T] \quad (2.25)$$

其中卡尔曼滤波器基于系统噪声和观测噪声互不相关的假设条件，即满足条件：

$$E[w_k \delta n_k^T] = \mathbf{0} \quad (2.26)$$

另外状态量估计值的误差协方差矩阵定义为：

$$\mathbf{P}_k = E[(\hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{x}_k)(\hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{x}_k)^T] \quad (2.27)$$

则卡尔曼滤波器依次按照下列五个步骤进行状态量 \mathbf{x}_k 和状态量误差协方差阵 \mathbf{P}_k 的更新。首先是根据先验信息对 \mathbf{x}_k 和 \mathbf{P}_k 进行预测，预测值分别用 $\hat{\mathbf{x}}_k(-)$ 和 $\mathbf{P}_k(-)$ 表示：

$$\hat{\mathbf{x}}_k(-) = \Phi_{k,k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1}(+) \quad (2.28)$$

$$\mathbf{P}_k(-) = \Phi_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1}(+) \Phi_{k,k-1}^T + \mathbf{G}_{k-1} \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{G}_{k-1}^T \quad (2.29)$$

其中 $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}(+)$ 和 $\mathbf{P}_{k-1}(+)$ 分别表示上一历元的更新值，然后根据下式计算增益值：

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k(-) \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k(-) \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (2.30)$$

根据增益值对 \mathbf{x}_k 和 \mathbf{P}_k 进行更新，用 $\hat{\mathbf{x}}_k(+)$ 和 $\mathbf{P}_k(+)$ 表示：

$$\hat{\mathbf{x}}_k(+) = \hat{\mathbf{x}}_k(-) + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{x}}_k(-)) \quad (2.31)$$

$$\mathbf{P}_k(+) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k(-) \quad (2.32)$$

在松组合算法中，由于 GNSS 提供的新息频率较低，一般为 1Hz，而 IMU 数据频率较高，所以在每个 IMU 数据更新时刻，只进行 \mathbf{x}_k 和 \mathbf{P}_k 的预测，当 GNSS 新息可用时，才进行 \mathbf{x}_k 和 \mathbf{P}_k 的更新。通过状态量对实际导航状态和传感器误差的反馈就能实现组合导航算法对 INS 误差的抑制。

2.3.3 车辆辅助

在车载导航场景下，利用车载里程计和非完整性约束 (Non-Holonomic, NHC) 可以增加对状态量的观测，提高导航性能。尤其是在复杂信号环境下，GNSS 系统可能无法定位或定位质量差，不能及时修正惯导误差。而车载里程计安装在载体的车轮上，不受外部信号的干扰能实时提供连续的载体速度信息，通过建立类似于 GNSS/INS 的组合导航算法，能有效抑制 INS 误差，保障系统的导航精度。

2.3.3.1 里程计辅助

里程计通常安装在车辆的非动力轮的轮轴上，通过测量转速的方式来获得车辆在前进方向上的速率值。要建立里程计的速度测量值与 IMU 的速度之间的关系，必须要考虑 IMU 的安装角和里程计相对于 IMU 的杆臂值。为了方便表示，这里要单独引入里程计所在的坐标系，即 v 系。 v 系的以车辆的重心作为原点，X 轴沿车体纵轴指向前，Y 轴沿车体横轴指向右，Z 轴与 X 轴和 Y 轴构成右手坐标系。安

则装角指的是 v 系到 b 系的姿态角。安装角通常可通过测量或者计算估计的方式进行标定。下式表示的是车轮处的速度与 IMU 的速度之间的关系（常乐，2017）：

$$\mathbf{v}_{wheel}^v = \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b \mathbf{v}_{IMU}^n + \mathbf{C}_b^v (\boldsymbol{\omega}_{nb}^b \times) \mathbf{I}_{wheel}^b \quad (2.33)$$

其中， \mathbf{v}_{wheel}^v 表示车轮处的速度， \mathbf{v}_{IMU}^n 为 IMU 在 n 系下的速度， \mathbf{C}_b^v 是由安装角确定的姿态矩阵， \mathbf{C}_n^b 为由 IMU 姿态角确定的姿态矩阵， $(\boldsymbol{\omega}_{nb}^b \times)$ 为 b 系相对 n 系的角速度在 b 系的投影向量的反对称， \mathbf{I}_{wheel}^b 为里程计相对于 IMU 的杆臂，即 b 系中 IMU 中心到车轮与地面切点的矢量。根据上式可以由 IMU 推算的速度 $\hat{\mathbf{v}}_{IMU}^n$ 在车轮处的估计速度 $\hat{\mathbf{v}}_{wheel,INS}^v$ ：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{v}}_{wheel,INS}^v &= \mathbf{C}_b^v \hat{\mathbf{C}}_n^b \hat{\mathbf{v}}_{IMU}^n + \mathbf{C}_b^v (\hat{\boldsymbol{\omega}}_{nb}^b \times) \mathbf{I}_{wheel}^b \\ &\approx \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b [\mathbf{I} + (\boldsymbol{\phi} \times)] (\mathbf{v}_{IMU}^n + \delta \mathbf{v}^n) + \mathbf{C}_b^v (\boldsymbol{\omega}_{nb}^b \times) \mathbf{I}_{wheel}^b + \\ &\quad \mathbf{C}_b^v (\delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^b \times) \mathbf{I}_{wheel}^b \\ &\approx \mathbf{v}_{wheel}^v + \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b \delta \mathbf{v}^n - \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b (\mathbf{v}_{IMU}^n \times) \boldsymbol{\phi} - \mathbf{C}_b^v (\mathbf{I}_{wheel}^b \times) \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^b \end{aligned} \quad (2.34)$$

另外由里程计测量值可以得到车轮处的速度 $\hat{\mathbf{v}}_{wheel,odom}^v$ 还可以表示为：

$$\hat{\mathbf{v}}_{wheel,odom}^v = \mathbf{v}_{wheel,odom}^v + \mathbf{e}_v \quad (2.35)$$

这样，通过 $\hat{\mathbf{v}}_{wheel,INS}^v$ 与 $\hat{\mathbf{v}}_{wheel,odom}^v$ 之间的误差建立观测方程：

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \hat{\mathbf{v}}_{wheel,INS}^v - \hat{\mathbf{v}}_{wheel,odom}^v \\ &= \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b \delta \mathbf{v}^n - \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b (\mathbf{v}_{IMU}^n \times) \boldsymbol{\phi} - \mathbf{C}_b^v (\mathbf{I}_{wheel}^b \times) \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^b - \mathbf{e}_v \end{aligned} \quad (2.36)$$

由于里程计只能测量车辆的前向速度，因此里程计测量的速率值只包括 $\hat{\mathbf{v}}_{wheel,odom}^v$ 的 x 轴分量，另外里程计的速率测量值中通常包括了比例因子误差，则式 (2.37) 的 x 分量部分可以改写为：

$$\hat{v}_{odom}^v = (1 + \delta s_{odom}) v_{odom}^v + e_v \quad (2.37)$$

式中， v_{odom}^v 为车轮速度的 x 分量， δs_{odom} 为里程计比例因子误差， e_v 为里程计速度测量噪声。对式 (2.38) 中的观测方程取 x 方向的分量就得到了里程计速度的观测方程

$$\begin{aligned} z &= \mathbf{A} \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b \delta \mathbf{v}^n - \mathbf{A} \mathbf{C}_b^v \mathbf{C}_n^b (\mathbf{v}_{IMU}^n \times) \boldsymbol{\phi} - \mathbf{A} \mathbf{C}_b^v (\mathbf{I}_{wheel}^b \times) \delta \boldsymbol{\omega}_{ib}^b \\ &\quad - v_{odom}^v \delta s_{odom} - e_v \end{aligned} \quad (2.38)$$

其中 $\mathbf{A} = [1 \ 0 \ 0]$ 。观测噪声阵的设置需要考虑里程计分辨率和车轮周长，本文中使用的 0.1 m/s （常乐，2017）。

在 GNSS/INS 松组合算法中加上里程计速度辅助后，在 15 维的状态量基础上加上对里程计速度 x 分量上的比例因子误差的观测，即状态量的维度变成了 16 维。而观测向量 \mathbf{z} 根据实际辅助信息的类型而定。正常情况下，松组合是 GNSS 速度+GNSS 位置+里程计速度的观测模式；而当 GNSS 位速结果不可用或可靠性降低时，则只使用里程计速度的观测模式。

2.3.3.2 NHC 辅助

上一小节介绍了利用里程计测量的前向速度这一信息对惯导状态进行观测，而基于非转向非动力轮不会发生侧向移动和垂直运动的事实也能对惯导状态进行约束（方靖等，2008），即认为 $\hat{\mathbf{v}}_{wheel}^v$ 的 y 、 z 轴分量总是为零。NHC 辅助就是使用这 2 个条件形成的观测方程，根据公式（2.36）可得到对应的观测方程。

2.4 本章小结

本章简要介绍了 GNSS 深组合接收机研究中涉及的理论基础，包括了接收机和惯性导航两大模块。首先介绍了 GPS 和 BDS 信号的基本结构，然后在此基础上介绍了传统接收机的结构，其中重点介绍了载波跟踪环的结构和工作原理。另外还阐述了载波相位的概念和观测方程，并介绍了载波相位观测量的提取方法。在惯性导航模块主要介绍了惯导机械编排算法和松组合算法原理，最后介绍了车载里程计与惯导的组合导航算法。

3 复杂信号环境下提高载波相位跟踪的关键技术研究

本章主要针对复杂信号环境下载波相位在基带跟踪层面面临的各种挑战，基于深组合接收机结构提出相应的载波相位跟踪方法，以提高载波相位在弱信号条件和信号断续条件下的跟踪性能。

第一节介绍了传统标量深组合和矢量深组合接收机的结构原理，对比分析两种深组合结构的优缺点，然后阐述了本文所使用深组合结构的设计思路，即基于标量深组合设计结构，借助矢量深组合通道间信息辅助的设计思想，以实现提高复杂信号环境下载波相位跟踪性能的目标。第二节介绍了经典的标量深组合结构中惯性辅助跟踪环的设计与实现。第三节和第四节分别详细介绍了本文提出的信号断续条件和弱信号条件下的载波相位跟踪方法，并分别分析了相应方法的性能影响因素和误差情况。

3.1 传统深组合结构与特点

在上一章介绍组合导航分类时提到了深组合接收机的核心是利用惯导对接收机基带环路提供动态信息辅助，从而缓解跟踪环路动态跟踪压力，使环路参数具有更大的调节范围。具体实现上可以分成标量深组合和矢量深组合。下面主要以 GNSS/INS 深组合为例对比介绍标量和矢量深组合结构。

图 3.1 是传统标量深组合结构框图(Zhang et al.,2015)。根据图中不同颜色方框可将整体结构分成 GNSS 处理模块（蓝色）、惯导处理模块（绿色）、组合导航模块（紫色）和辅助信息解算模块（黄色）。图中蓝色虚线方框内表示某一个跟踪通道的载波环结构。标量深组合结构中每个卫星通道都有独立的闭环进行载波频率、载波相位和码相位的跟踪，各个通道经过信号跟踪得到各观测量信息和导航电文后送入 GNSS 定位解算模块后得到 GNSS 的定位结果；同时，惯导系统在初始化后通过处理原始惯导数据进行机械编排得到惯导系统的导航状态；两种系统的导航状态信息送入松组合卡尔曼滤波器中进行数据融合处理，实现对惯导系统的误差修正。多普勒信息解算模块利用惯导系统提供的载体位置和速度、接收机系统提供的卫星位置和速度信息就能计算某颗卫星的多普勒信息，将该多普勒信息辅助到相应的卫星通道的载波 NCO 后，各个载波环就只需要跟踪接收机钟漂引起的多普勒、由惯导辅助误差导致的残余多普勒。

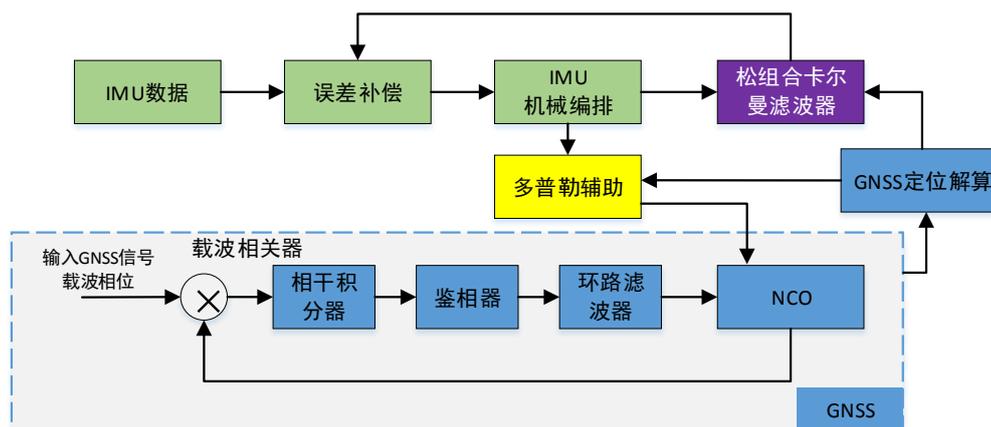


图 3.1 传统标量 GNSS/INS 深组合结构

图 3.2 是传统的矢量深组合结构框图 (Lashley et al., 2009; Marçal et al., 2016; Niu et al., 2016)。矢量结构中的深组合卡尔曼滤波器综合处理来自各个通道的相干积分值信息、惯导状态信息，最后估计得到接收机导航状态信息、惯导误差修正信息和各个通道的多普勒信息。其中各通道的多普勒信息不仅包括了由相对运动形成的多普勒，还包括由导航滤波器估计得到的接收机钟漂导致的多普勒。此时，各通道使用深组合卡尔曼滤波器估计的多普勒信息直接更新本地载波 NCO，而不再拥有独立的跟踪闭环。由于载波相位精度高，而卡尔曼滤波器的多普勒估计精度不足以实现载波相位的锁定跟踪，所以传统的矢量跟踪环不能实现载波相位的测量。

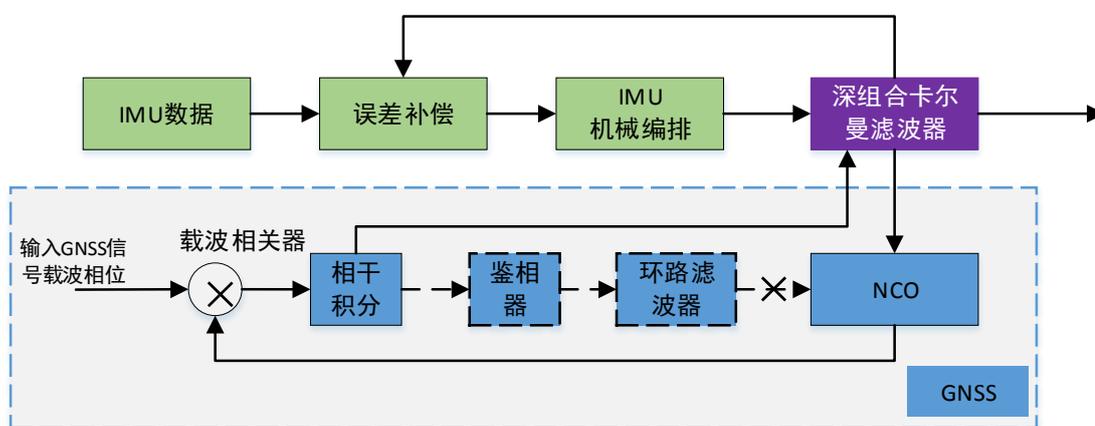


图 3.2 传统矢量 GNSS/INS 深组合结构

通过比较上述两种深组合结构，可以得出下列结论：（1）标量深组合结构的优点是设计简单，系统稳定性高，计算量小，能实现载波相位跟踪；缺点是各通道独立跟踪，通道间没有信息交流与共享，多普勒辅助信息中仅包括相对运动导致的多普勒，环路仍需跟踪由残余动态和本地晶振钟漂造成的多普勒。（2）矢量深组合的优点是结构简单，通道间信息共享，利用强信号通道信息能实现对较弱信号通道的辅助跟踪，多普勒辅助信息中不仅有相对运动多普勒信息，还有对本地图接收机钟漂多普勒的估计；缺点是卡尔曼滤波器设计复杂，系统稳定性较差，

计算量大, 无法实现载波相位跟踪, 且矢量结构无法实现信号捕获, 需要从标量结构出发进入跟踪状态后切换到矢量结构。将图 3.2 中的环路滤波器输出作用到 NCO 的输入, 则能实现矢量结构的载波相位跟踪, 也称为级联矢量深组合结构。

综上, 两种结构的深组合环路设计各有所长, 从系统稳定性和实现方便的角度出发, 本文基于标量深组合结构进行载波相位相关跟踪技术的研究。如上所述, 传统的标量深组合的多普勒辅助信息中只包括相对运动部分, 而环路仍需要跟踪接收机晶振钟漂和残余动态部分, 且通道间相互独立, 没有通道间信息共享机制, 无法实现强信号通道对弱信号通道的辅助。而对于载波相位跟踪而言, 某颗卫星信号受到短暂遮挡或衰弱而导致失锁和重捕不仅意味着一段时间的载波相位观测量误差增大, 往往还伴随着整周计数中断和载波相位不连续的发生, 严重时影响模糊度固定和定位精度。若此时利用其它通道对其进行信息的共享辅助维持该卫星在短暂时间内载波相位连续, 则能有效避免载波相位失锁造成的不良后果。若在标量深组合环路设计中借助矢量接收机设计思想中的融合各通道信息实现通道间的相互辅助, 将有助于提高标量深组合接收机的载波相位跟踪性能。

3.2 惯性辅助跟踪环算法

在深组合结构中, 由于惯导数据的更新速率快, 能快速感应载体动态的变化, 经过转化成多普勒辅助信息后实现对跟踪环的动态辅助。此外, 接收机根据星历信息能得到卫星的动态信息, 这样, 利用惯导和接收机两者能估计出跟踪环所承受的卫星与接收机的相对运动导致的多普勒, 记为 f_{move} , 可表示为:

$$\begin{aligned} f_{move} &= f_{sat_move} + f_{user_move} \\ &= e_i^T \cdot \frac{v^i - v}{\lambda} \\ &= \frac{(v^i - v)(p^i - p)}{\lambda \|p^i - p\|} \end{aligned} \quad (3.1)$$

其中, f_{sat_move} 表示由卫星运动导致的多普勒, f_{user_move} 表示由载体运动导致的多普勒, e_i^T 表示接收机与编号为 i 的卫星间的单位方向矢量, 由卫星位置和接收机位置计算得到, 用于将接收机运动和卫星运动投影到两者视线方向上。 p , v 分别表示接收机的位置和速度, 由惯导的运动状态映射到天线相位中心得到, p^i , v^i 分别表示第 i 颗卫星的位置和速度。 λ 表示卫星信号载波的波长。

由于跟踪环更新率较快, 一般为 50 Hz 以上, 而接收机计算卫星的位置和速度的更新率通常为 1 Hz, f_{user_move} 取决于惯导数据的更新率, 因此将 f_{move} 辅助到载波环时需要考虑更新速率匹配的问题。由于卫星与用户的距离非常远, 则 1 s 内卫星与接收机的视线角度变化可以忽略不计, 因此主要是要得到高速率的卫星和接收机

的速度。这一般通过等加速度外推的方式实现（班亚龙，2016）。

假设 R_{INS} 是惯导更新率， R_{LOOP} 是载波环的更新率，则在每次环路更新时刻由组合导航模块计算得到的接收机运动多普勒可表示为：

$$f_{user_move,INS,n} = f_{user_move,INS,0} - e_i^T \cdot \frac{a_{INS,0}}{\lambda} \cdot \frac{R_{INS}}{R_{LOOP}} \quad (3.2)$$

其中， $f_{user_move,INS,0}$ 表示在惯导更新历元由组合导航模块计算的接收机运动多普勒； $f_{user_move,INS,n}$ 表示由 $f_{user_move,INS,0}$ 外推得到的第 n 个接收机运动多普勒； $a_{INS,0}$ 表示在惯导更新历元得到的接收机运动加速度。

类似的，由于卫星运动的加速度较小，可以使用等加速度外推得到在每个环路更新时刻的卫星运动多普勒：

$$\begin{aligned} f_{sat_move,k,n} &= f_{sat_move,k,n-1} + \dot{f}_{sat_move,k} \cdot \Delta t \\ &= f_{sat_move,k,n-1} + \frac{f_{sat_move,k} - f_{sat_move,k-1}}{1} \cdot \frac{1}{R_{LOOP}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

其中， $f_{sat_move,k,n-1}$ 和 $f_{sat_move,k,n}$ 是由上一个整秒时刻 k 计算得到的卫星运动多普勒外推的第 $n-1$ 个值和第 n 个值； $\dot{f}_{sat_move,k}$ 表示在上一个整秒时刻 k 的卫星运动多普勒的变化率； $f_{sat_move,k}$ 和 $f_{sat_move,k-1}$ 分别表示在相邻整秒时刻 k 和 $k-1$ 的卫星运动多普勒。

3.3 弱信号载波相位跟踪方法

在复杂信号环境中，浓密的树荫环境和隔音棚等建筑材料都对 GNSS 信号造成很大程度的强度衰减，使信号载噪比降至 20 dB Hz 以下，载波环受噪声影响容易发生跳周的情况，严重影响载波相位观测值连续性。为了改善这一情况，提出一种基于深组合结构的载波相位弱信号跟踪方法。下面首先介绍影响弱信号载波相位跟踪的影响因素。

3.3.1 影响弱信号载波相位跟踪的因素分析

在绪论中介绍过提高弱信号跟踪灵敏度的方式是加长积分时间和减小带宽。这一点从锁相环测量误差中的热噪声均方差的估计公式也能体现：

$$\sigma_t = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{B_L}{CN_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh} \cdot CN_0} \right)} \quad (3.4)$$

其中， B_L 是锁相环带宽， T_{coh} 是相干积分时间， CN_0 是信号载噪比。图 3.3 描绘了不同带宽与积分时间参数下信号载噪比与热噪声相位抖动均方差的关系曲线，从图中可以看出，加长积分时间和减小带宽都能有效减小热噪声引起的相位抖动。但是锁相环的相位测量误差除了热噪声外，还包括载体运动和晶振频率漂移等影响。

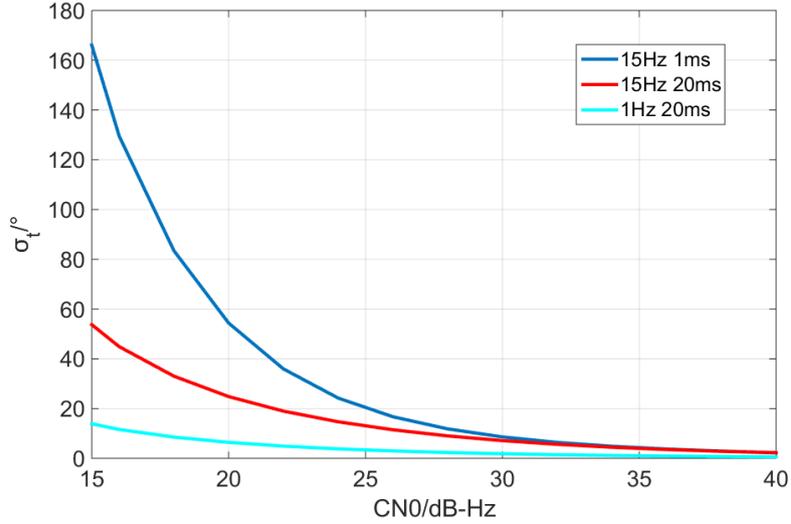


图 3.3 不同环路参数下载噪比与热噪声相位抖动均方差的关系曲线

接收机晶振频率漂移随时间积累会引入相位抖动噪声，其均方差 σ_A 与衡量频率稳定度的艾兰型均方差 $\sigma_A(\tau)$ 和积分时间 T_{coh} 的乘积成正比，即

$$\sigma_A = 360 \frac{c}{\lambda} T_{coh} \sigma_A(\tau) \quad (3.5)$$

图 3.4 描绘的是某一艾兰型均方差为 2.57×10^{-10} 的 OCXO 晶振频率漂移引起的相位抖动均方差 σ_A 与积分时间的关系曲线。从图中可以看出，随着积分时间的增加，相位抖动随时间快速增大。因此，晶振钟漂的影响限制了锁相环利用加长积分时间来提高弱信号跟踪能力。

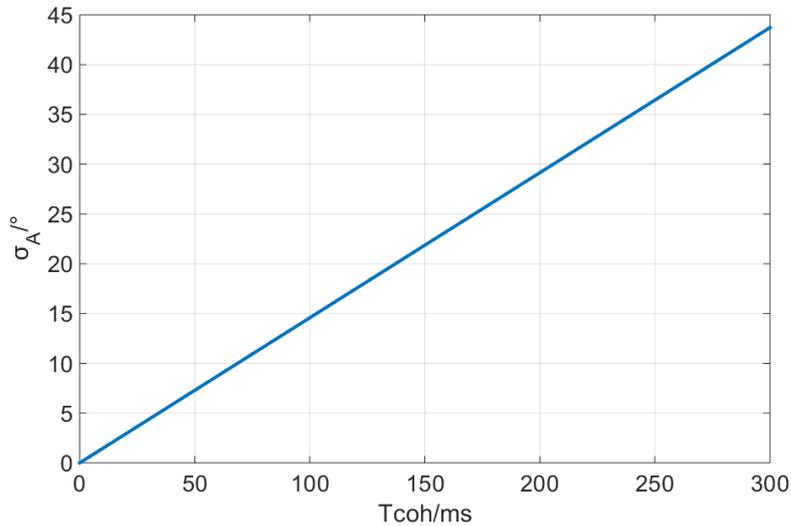


图 3.4 晶振频率漂移引起的相位抖动均方差与积分时间的关系曲线

另一方面，载体的动态应力也会引起相位测量误差，N 阶锁相环的稳态跟踪误差可表示为：

$$\theta_e = \frac{1}{\omega_n^N} \frac{d^N R}{dt^N} \quad (3.6)$$

其中 θ_e 表示动态应力引起的相位误差， ω_n 为环路滤波器系统的时间常数，与带宽

成正比， R 表示卫星与载体之间的连线距离， $\frac{d^N R}{dt^N}$ 表示距离对时间的 N 次导数。从表达式可知，当载体承受高阶动态变化时，带宽越小，稳态跟踪误差越大。且带宽太小会导致高动态应力所致的载波频率和相位变化有可能被环路滤波器滤掉，损失了信号的真实性和完整性，使锁相环失锁。例如，若载体在卫星视线方向上承受 $1g$ 的加速度动态，则多普勒变化率约为 51.5 Hz/s ，则对于 20 ms 积分时间的环路而言，理论上，带宽必须要大于 2 Hz 才能保证环路对动态应力的感知和跟踪。因此载体动态应力的存在也限制了环路利用减小带宽来提高对弱信号的跟踪能力。

通过上述分析，影响载波相位弱信号跟踪的主要因素正是接收机环路承受的来自动态应力和晶振钟漂的影响。在传统载波环中，所有的多普勒变化都需要环路及时感知，因此影响弱信号载波相位跟踪的因素包括接收机承载的所有运动和接收机钟漂；在深组合载波环中，由于惯性辅助环节的引入，帮助载波环消除了大部分的由运动导致的多普勒，此时环路弱信号跟踪能力有所提升，影响弱信号载波相位跟踪的因素是残余动态的大小和接收机钟漂引起的多普勒。

3.3.2 深组合辅助下的 COOP 环路工作原理

为了进一步提高深组合环路下载波相位的跟踪灵敏度，需要从接收机钟漂入手。如果跟踪环能克服晶振钟漂的影响，则能进一步加大积分时间，减小带宽，实现更低载噪比信号的载波相位跟踪。

COOP 跟踪环路最早由 Zhodzishsky 提出，是一种双带宽环路的矢量跟踪环结构，除了传统矢量环拥有的所有通道共有的大闭环外，每个通道还有一个小闭环用于跟踪残余的多普勒部分，最后两个环路的滤波器输出共同控制载波 NCO。其中大闭环中有四个宽带滤波器分别处理三个运动方向和接收机钟漂的多普勒信息。当接收机处于运动状态时，这种结构需要利用导航状态矩阵将所有通道的鉴别器输出投影到三个运动维度和一个接收机钟漂维度，得到相应的滤波结果后再利用导航状态矩阵将其反投影到对应的通道，联合各通道的窄带环跟踪结果共同控制本地载波 NCO。当接收机处于相对静止状态时，则大闭环只需要处理接收机钟漂这一个维度的多普勒，此时利用各通道的 IQ 信息便能估计出接收机钟漂的误差，滤波后直接反馈到各个通道辅助相应的窄带环实现跟踪。其中，利用各通道 IQ 信息共同估计钟漂引起的相位误差公式为(Zhodzishsky et al., 1998):

$$\varepsilon_q = \arctg \frac{I_1 Q_1 + \dots + I_N Q_N}{I_1^2 + \dots + I_N^2} \quad (3.7)$$

由于深组合跟踪环能为基带环路提供动态信息辅助，若不考虑残余动态的影响，接收机环路则工作于准静态环境，当环路压缩带宽时，相位测量误差则主要体现为接收机钟漂的影响，利用式 (3.7) 估计出接收机钟漂的相位误差，经宽带

滤波后辅助到窄带环路，这样，在一定程度上消除了接收机钟漂对环路跟踪的影响。这种基于深组合结构的 COOP 跟踪环简化了矢量环结构，计算量小，结构灵活且便于实现。具体的实现框图如图 3.5 所示，其中 f_{INS} 表示由惯导辅助得到的运动多普勒， f_q 表示由宽带滤波器得到的晶振钟漂引起的多普勒， $f_{pll,N}$ 表示由窄带滤波器得到的残余多普勒。

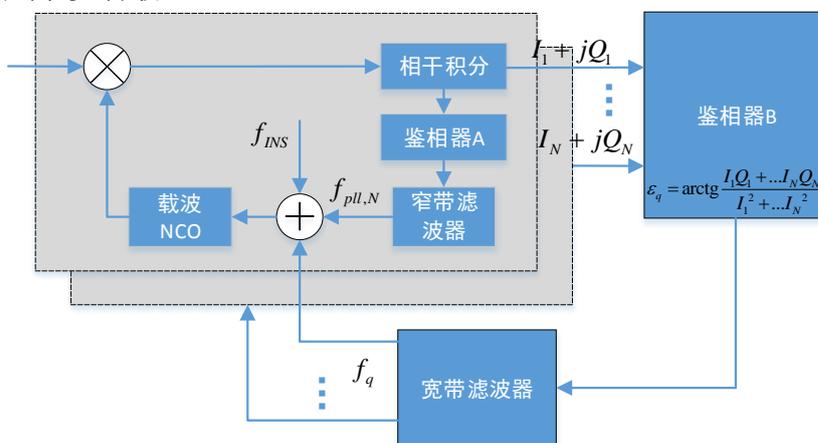


图 3.5 基于深组合辅助的 COOP 环路工作原理框图

图 3.6 中是动态场景测试中某卫星的鉴相器输出结果，在该测试中，图 3.5 中的宽带环和窄带环鉴相器分别估计各自的相位误差，且不将 f_q 反馈到本地 NCO。图 3.6 中虚线左侧表示窄带环路采用 15 Hz 带宽，20 ms 积分时间，虚线右侧表示窄带环路带宽变为 0.5 Hz，此时开始使用宽带环的鉴相器估计钟漂误差，宽带环使用 10 ms 积分时间的 IQ 值。其中蓝色曲线是窄带环路的鉴相器输出，红色曲线是宽带环路的鉴相器输出。从图中可以看出，当窄带跟踪环的带宽由 15 Hz 变为 0.5 Hz 后，由于环路无法跟踪晶振钟漂引起的相位变化，窄带鉴相器误差开始增大，而宽带鉴相器输出与窄带鉴相器输出吻合度非常高说明此时的相位误差基本上都是由于晶振钟漂引起的相位抖动，由宽带鉴相器能很好的估计出晶振钟漂误差值。

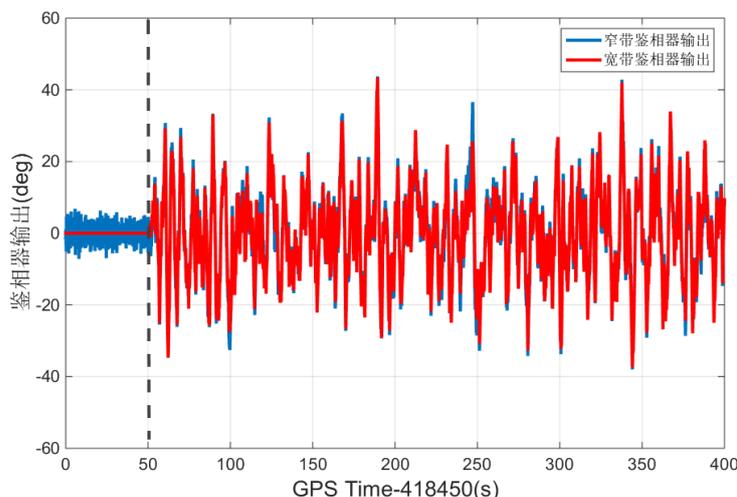


图 3.6 宽带鉴相器和窄带鉴相器输出

图 3.7 描绘了将 f_q 反馈到本地 NCO 进行窄带环路辅助前后的窄带鉴相器输出结果，从图中可得，在使用了宽带的钟漂误差辅助后，窄带环路鉴相器输出的相位误差大大减小，说明此时环路能采用更长积分时间而不用担心接收机钟漂误差随积分时间快速积累。

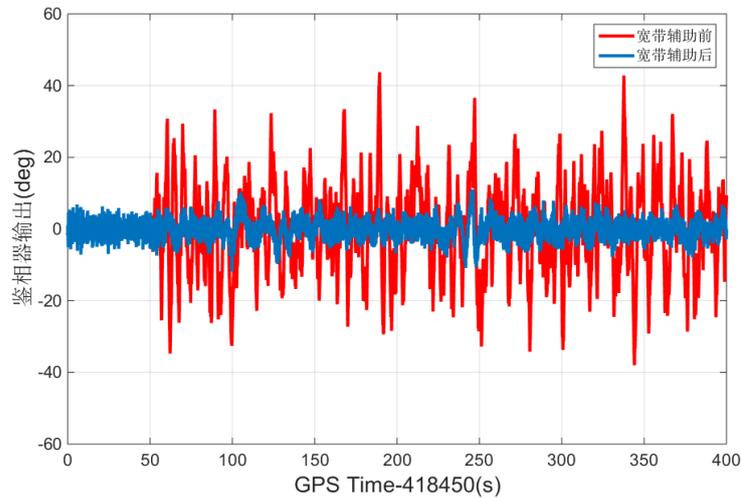


图 3.7 宽带辅助前后窄带鉴相器输出

经过上述分析可得，在深组合动态信息辅助的基础上能利用 COOP 环路原理利用各通道 IQ 积分值估计得到接收机钟漂误差，利用动态信息辅助、宽带钟漂辅助和窄带跟踪能实现动态场景下更窄带宽、更长积分时间的信号跟踪，从理论上能有效提高载波相位弱信号跟踪能力。但使用该方法时有几点需要注意，首先是利用公式 (3.7) 估计接收机钟漂的前提是接收机工作于静态跟踪模式，即 IQ 信息中只包括接收机钟漂的影响，但是深组合辅助中，由于速度误差的影响，导致环路仍需要跟踪惯性辅助之外的残余动态部分，如果残余动态较大，将直接导致宽带估计的钟漂多普勒误差增大，严重时导致跟踪环失锁，因此对辅助信息精度，也就是对惯导等级有一定的要求。在有里程计辅助的情况下，对速度的约束能力增强，能提高该方法的性能。另一方面，组合导航模块计算的速度误差需要经过在 LOS 方向上投影得到各个卫星的辅助多普勒，当速度误差一定时，分布在载体运动方向上的卫星通道的残余动态误差较大，而分布在非载体运动方向上的卫星通道的残余动态误差则较小。因此在使用公式 (3.7) 进行接收机钟漂估计时，应尽量选择分布在垂直于载体运动方向上的卫星的 IQ 信息进行估计。

另一个影响该方法性能的因素是参与公式 (3.7) 计算的卫星信号的载噪比。该方法提高弱信号载波相位跟踪能力的本质是强信号通道辅助弱信号通道，弱信号通道中噪声大，若参与钟漂的估计，会损害钟漂的估计精度和对窄带的辅助效果。因此应尽量选择载噪比较高，观测情况良好的卫星进行钟漂的估计，以提高钟漂的估计精度。

综合上述分析，在该方法的实际实现中，应严格挑选参与钟漂估计的卫星，

从载噪比，相位跟踪误差和单位方向矢量与载体运动方向的夹角等多方面进行控制。并且要设计好环路切换策略，当宽带辅助信息不可用时，应及时修改环路的带宽和积分时间，以免造成环路失锁。

3.4 信号断续条件下载波相位预测方法

在复杂信号环境下 GNSS 信号常由高楼、桥梁甚至路牌和红路灯等物体的遮挡导致信号时而中断、时而恢复。由于载波波长很短，只有 19 cm 左右，短暂的信号中断也可能造成巨大的载波相位整周的丢失，极大影响载波相位连续性，当多颗观测卫星处于忽闪的状态时，将影响精密定位的精度。基于这种现状，提出一种载波相位预测的方法，在信号短暂遮挡期间，尽量减小载波相位误差的发散，同时在信号恢复时，锁相环能瞬时恢复稳定跟踪，从而提高载波相位连续性。

3.4.1 载波相位预测原理

在 2.2.1 节中曾介绍过载波相位跟踪环通过对本地载波 NCO 的复制载波频率积分，再从中扣除由中频积分造成的载波相位后得到实际的载波相位观测值，因此在信号遮挡时对卫星的多普勒进行估计，并由下式对多普勒积分可得到载波相位预测值：

$$\varphi_{k+1} = \varphi_k + \int_{t_k}^{t_{k+1}} f_{\text{predict}} dt + \Delta\varphi \quad (3.8)$$

其中， φ_{k+1} ， φ_k 分别是历元 k 和 $k+1$ 对应的载波相位， f_{predict} 是预测多普勒频率， $\Delta\varphi$ 是载波相位的估计误差。

多普勒测量值主要由四部分组成：①卫星与接收机之间的相对运动；②卫星和接收机的晶振钟漂；③传播路径延迟变化率(Solheim et al. 1999)；④噪声。传播路径延迟变化率和噪声引起的多普勒误差在载波相位预测时引起的误差较小且很难预测，可以忽略。因此，预测多普勒的表达式为

$$f_{\text{predict}} \approx f_{\text{move}} + f_{\text{clk_drift}} \quad (3.9)$$

其中， f_{move} 为 3.2 节中由惯性辅助得到的相对运动产生的多普勒； $f_{\text{clk_drift}}$ 表示由接收机钟漂产生的多普勒。

图 3.8 是载波相位预测原理的框图。定位导航模块接收各通道的观测值信息，结合卫星星历信息能计算接收机的位置和速度信息，再利用惯导和里程计等其他传感器得到更新率更高、噪声更小的接收机位速信息，利用公式 (3.1) 可计算得到卫星通道 i 的运动多普勒 $f_{\text{move},i}$ 。晶振钟漂引起的多普勒由卫星和接收机的晶振钟漂两部分组成。卫星晶振钟漂很小，短时间内可以忽略。由于接收机的晶振钟漂对每个卫星信号通道的多普勒影响理论上是一致的，可以从正常跟踪的信号通道中分离出晶振钟漂引起的多普勒，进而辅助到需要进行相位预测的信号通道。

图中带上标“ p ”表示进行该通道进行相位预测。图中左侧描绘的正常跟踪通道的工作情况，即锁相环连续跟踪输入信号得到准确的跟踪多普勒值 $f_{pll,i}$ ，对于正常跟踪通道而言， $f_{pll,i}$ 减去 $f_{move,i}$ 之后剩下的部分主要包含接收机晶振钟漂的多普勒 $f_{clock_drift,i}$ ，利用接收机晶振钟漂对所有卫星通道的影响具有共模性质，通过所有正常跟踪通道的 $f_{clock_drift,i}$ 可得到相位预测通道的晶振钟漂多普勒的估计值 $f_{clock_drift,j}^p$ ，最后结合相位预测通道的运动多普勒的估计值 $f_{move,j}^p$ 就组装得到了相位预测通道的预测多普勒值。当某颗卫星进入相位预测模式时，将直接使用预测多普勒更新载波 NCO，而不使用环路滤波器的结果，相当于开环跟踪的效果。

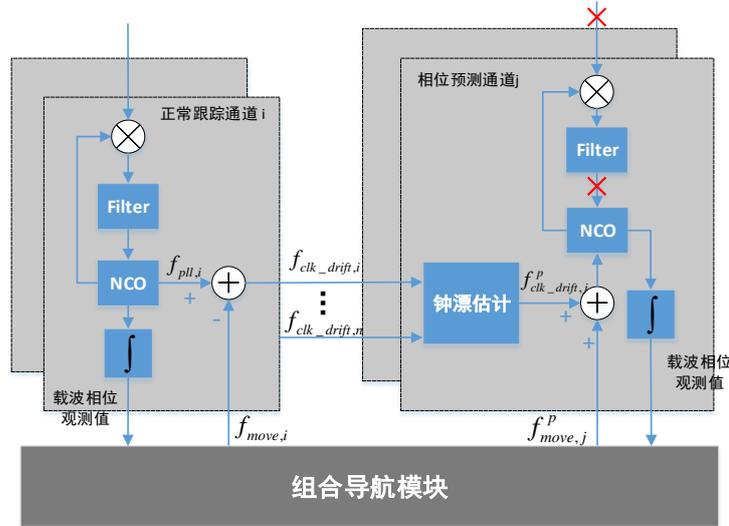


图 3.8 相位预测原理示意图

为了得到相位预测通道的多普勒预测值，需要精确求解 f_{move} 和 f_{clk_drift} 。其中 f_{move} 由 3.2 节中介绍的计算方法获得。而跟踪环多普勒测量值 f_{pll} 减去 f_{move} 可以得到各可见卫星通道估计的晶振钟漂引起的多普勒 f_{clk_drift} ，如图 3.9 所示。一个通道 f_{clk_drift} 与其他通道做差可以得到通道间晶振钟漂估计的差异，如图 3.10 所示。各通道的 f_{clk_drift} 估计差异在 ± 0.1 Hz 左右，这种差异性一方面是由各卫星的运动速度计算误差引起，另一方面是各卫星信号在不同的传播路径上受到的电离层和对流层的影响导致的。如果将这种存在通道间差异性的 f_{clk_drift} 直接辅助到开环跟踪通道，将导致载波相位误差在短时间内快速发散，因此需要对各通道的 f_{clk_drift} 做进一步分析和处理。

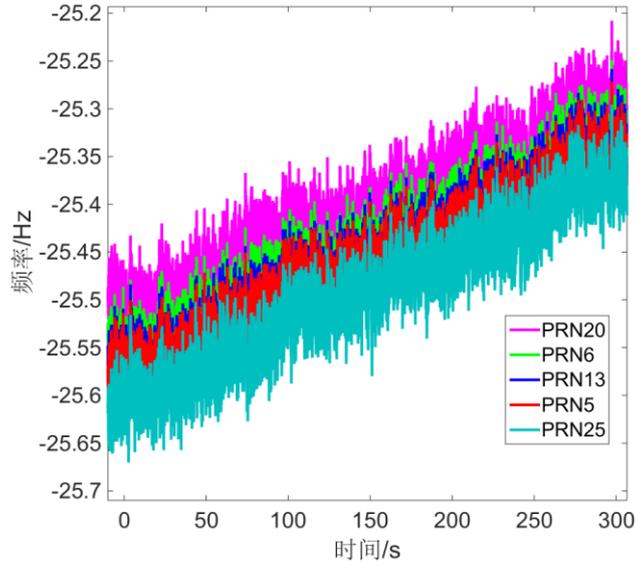
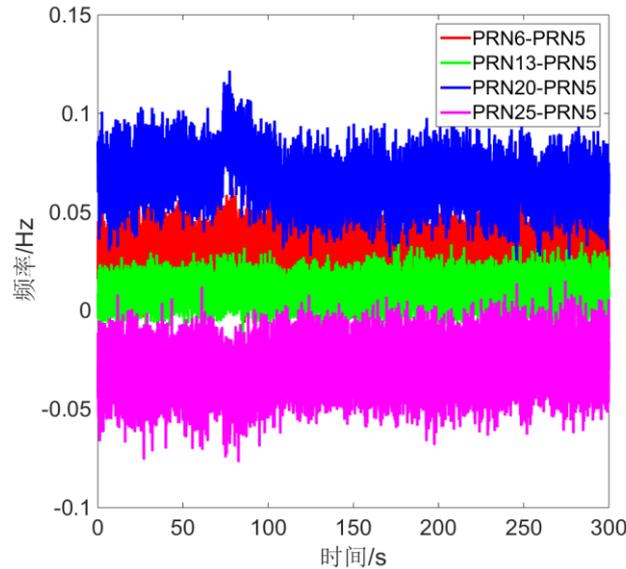
图 3.9 各通道 $f_{\text{clk_drift}}$ 随时间变化

图 3.10 各通道间晶振引起的多普勒的差异

从图 3.9 可以观察到，虽然各通道的 $f_{\text{clk_drift}}$ 在直流偏置上具有一定差异，但是在随时间变化的波动趋势上具有很强的 consistency。因此，可以从各通道的原始 $f_{\text{clk_drift}}$ 中分离出的变化较为缓慢的偏置项和快速变化的抖动项，分别记为 $f_{\text{clk_bias}}$ 和 $f_{\text{clk_jitter}}$ 。其中 $f_{\text{clk_bias}}$ 是对原始的 $f_{\text{clk_drift}}$ 进行 200 个历元（历元间隔为 10 ms）滑动平均得到， $f_{\text{clk_jitter}}$ 则为：

$$f_{\text{clk_jitter}} = f_{\text{clk_drift}} - f_{\text{clk_bias}} \quad (3.10)$$

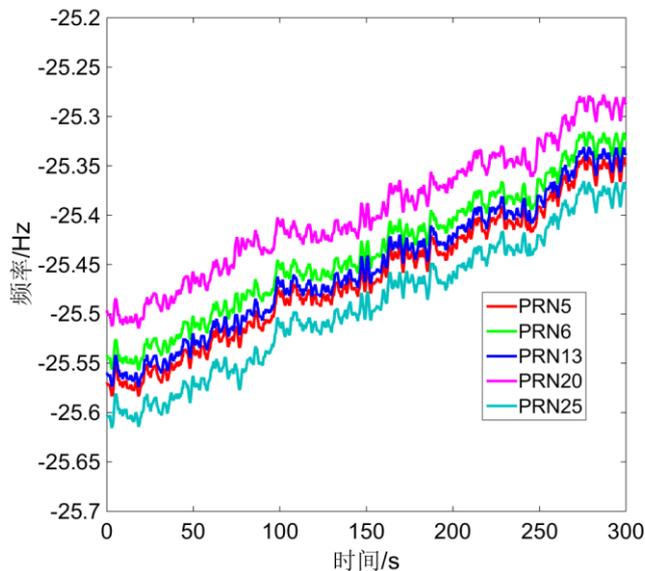


图 3.11 各通道钟漂估计多普勒的偏置项

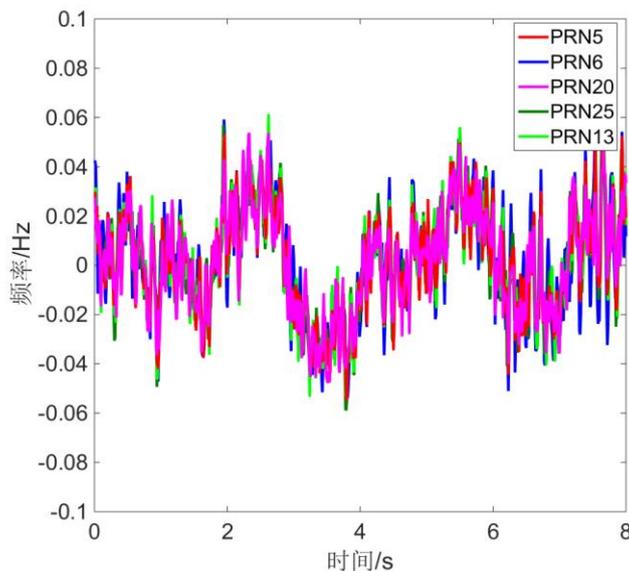


图 3.12 各通道钟漂估计多普勒的抖动项

如图 3.11 和 3.12 所示，各通道 $f_{\text{clk_bias}}$ 具有较大差异性，但变化较为平缓；而各通道 $f_{\text{clk_jitter}}$ 具有极好的变化一致性，但变化快速且无规律。基于两者的这些特性，相位预测通道在对 $f_{\text{clk_drift}}$ 进行估计时， $f_{\text{clk_bias}}$ 部分可以使用通道开环之前保存的结果，记为 $f_{\text{clk_bias_init}}$ ，而 $f_{\text{clk_jitter}}$ 部分由其余正常跟踪通道取平均值进行实时辅助，记为 $\bar{f}_{\text{clk_jitter}}$ 。虽然图 3.11 中 $f_{\text{clk_bias}}$ 变化较为平缓，但如果开环跟踪一直保持失锁前的值不变，也会引入相位预测误差，制约相位预测的时间长度。由于图 3.11 中各通道的 $f_{\text{clk_bias}}$ 变化趋势非常相似，因此在开环过程中，将正常跟踪通道的 $f_{\text{clk_bias}}$ 在相邻历元间变化量的均值 $\Delta \bar{f}_{\text{clk_bias}}$ 辅助到开环通道的 $f_{\text{clk_bias}}$ 中，从而确保开环跟踪通道的 $f_{\text{clk_drift}}$ 估计精度，其表达式如下：

$$f_{\text{clk_drift}} = f_{\text{clk_bias_init}} + \Delta \bar{f}_{\text{clk_bias}} + \bar{f}_{\text{clk_jitter}} \quad (3.11)$$

3.4.2 载波相位预测误差分析

由公式 (3.8) 可得, 载波相位预测误差由两部分决定, 初始相位误差和预测多普勒的精度。其中初始相位误差是确定的, 不随预测时间长短累积, 预测多普勒误差与载波相位误差是积分关系, 若预测多普勒有常值偏差, 将随时间快速积累。下面将从这两部分进行预测载波相位的误差分析。

初始相位误差由进入相位预测模式时刻的相位误差决定, 即锁相环鉴相器输出的相位误差值, 为了降低初始相位误差, 相位预测的起点应该选择在环路稳定跟踪的时刻, 而不是信号开始中断的时刻, 因为接收机通过计算卫星信号载噪比检测到信号被遮挡时, 此时环路误差可能接近或超过四分之一载波周期, 也就是锁相环的相位牵引范围。这就要求在每个信号通道在进行跟踪时将一定时间内的环路跟踪误差、跟踪多普勒信息以及运动多普勒信息进行缓存, 当达到进入相位预测的条件时, 在缓存中寻找相位误差小于设定阈值的时刻, 然后以该时刻为起点, 利用跟踪多普勒和运动多普勒信息按上一节介绍的方法进行载波相位预测。只要设定的阈值合适, 初始相位误差就不会成为影响相位预测精度的主要因素。图 3.13 是上述过程的简单示意图。

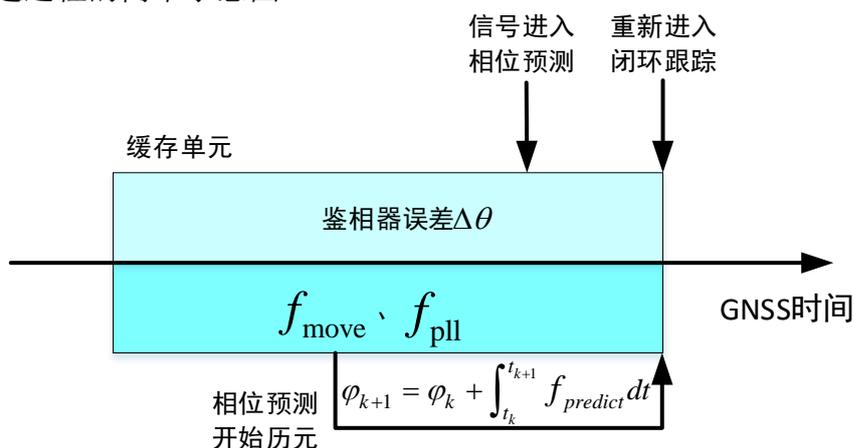


图 3.13 相位预测时序

由公式 (3.9) 可知, 预测多普勒由运动多普勒 f_{move} 和接收机钟漂多普勒 f_{clk_drift} 两部分组成, 其中接收机钟漂多普勒又是通过其他通道的环路跟踪多普勒 f_{pll} 和运动多普勒 f_{move} 获得, 所以对于预测通道而言, 影响预测多普勒精度的因素不仅包括本通道的运动多普勒, 还包括了其他通道的运动多普勒。而运动多普勒由接收机位置和速度以及卫星的位置和速度计算得到。其中位置是用来计算两者连线的单位方向向量, 由式 (3.1) 中的单位方向向量的计算公式可得知, 由于卫星和接收机之间的距离长达 20000 km, 而接收机和卫星位置计算的米级误差对单位方向向量的影响可忽略不计。则影响运动多普勒精度的主要因素是接收机和卫星的速度误差。卫星的运动速度一般通过广播星历计算得到, 计算精度在三个轴向上在 ± 0.001 m/s 左右 (Zhang et al. 2006), 接收机的运动速度由组合导航模块计算得

到，其误差一般在 ± 0.1 m/s 以内，因此在下面讨论中，将以载体速度误差为主要分析对象，忽略卫星速度计算误差的影响。为了讨论载体速度误差对相位预测的影响，先假设没有载体速度误差的情况。

若载体速度误差为零，则按照公式 (3.9) 获得的 f_{predict} 中运动多普勒误差足够小，由其余通道锁相环跟踪多普勒减去运动多普勒得到的钟漂多普勒中主要包含锁相环跟踪多普勒的误差，当锁相环正常工作时，该误差项主要体现为白噪声，经过积分后对相位误差的影响很小。此时各通道的钟漂多普勒一致性很高，根据上一小节中介绍的方法重构得到预测通道的钟漂多普勒的精度较高。此时利用该预测多普勒更新本地 NCO 能较好的进行载波相位预测，即相位误差发散速度较慢。

当考虑载体速度计算误差时，载体速度误差将从两个方面影响相位预测精度。首先是预测通道的运动多普勒部分，载体速度误差经过在预测卫星视线方面投影后得到该通道的运动多普勒误差，该误差随时间积分导致预测相位误差快速发散。在组合导航系统中，一般仅在整秒时刻对惯导系统的导航状态和传感器误差进行修正，在惯导机械编排期间，由于惯导系统的积分特性，导航状态误差将随时间发散。这意味着由惯导系统提供的速度误差在惯导递推阶段呈发散状态，然后在组合更新时刻得到修正，然后在修正值上由新的初始速度误差进行发散。根据对中等精度惯导辅助的深组合载波相位跟踪误差建模分析可知，在引起相位误差的各项影响因素中（包括速度误差、姿态角误差、传感器零偏误差、传感器噪声误差等），速度误差起主导作用，1 s 内由速度误差发散导致的相位误差达到 15° 左右，各项误差因素对相位误差的总体影响在 22° 左右（严昆仑，2018）。为了抑制 1 s 内由于惯导系统速度误差发散导致相位误差快速增大，可通过采取提高组合导航的速率的方式，例如将组合更新速率提高至 50 Hz，能使速度误差在更短时间进行修正，避免在 1 s 内速度误差朝着某个特定的方向发散，而是增加速度误差极性和误差大小的随机性，这样通过积分后将有效抑制相位误差的快速发散。

另一方面，由于速度误差经过卫星视线方向投影后得到各个通道上的运动多普勒误差，因此载体速度误差对不同通道的影响是不一样的，这样间接影响了各通道晶振钟漂多普勒的精度，主要是影响了不同通道间晶振钟漂多普勒的一致性。这样，估计相位预测通道的钟漂多普勒时将不可避免引入误差，限制相位预测的有效时间。

同时，由于相位预测是通过其他正常跟踪通道获取钟漂多普勒信息，因此正常跟踪通道的个数和跟踪精度也会影响相位预测的效果。在有较多正常跟踪通道可进行辅助时，应尽量挑选载噪比高、仰角高的卫星进行辅助；当没有正常跟踪通道的辅助时，预测通道的钟漂多普勒利用失锁前的初始值进行线性拟合递推，预测精度无法保障。

3.5 本章小结

本章主要介绍了复杂信号场景下改善载波相位跟踪性能的两个关键技术。在此之前，首先介绍了传统标量深组合接收机的结构，从结构原理的角度分析了深组合环路对基带跟踪环的辅助作用，但是这种传统的深组合环路在复杂信号载波相位跟踪上仍然存在不足，具体体现在无法解决接收机钟漂对环路的影响。结合深组合环路的优势与不足，先后提出了基于深组合环路的载波相位预测方法和基于深组合的 COOP 跟踪环路的设计思路。两种方法都是从解决接收机钟漂的角度出发，帮助环路在卫星信号受到短暂遮挡或者信号衰弱的情况下实现载波相位的连续跟踪。最后在阐述了两种技术原理的基础上，分别进行了对应方法的误差分析。

4 深组合软件接收机设计与优化

软件接收机具有扩展性强、设计灵活、结构多变、开发方便等优势，但是实时性差，运算速度慢导致开发周期长；随着硬件设计水平的迅速发展，微处理器的运算能力不断提高，软件接收机的运算速度也得到了有效的提升。因此本文采用基于 PC 机的软件接收机结构进行相关算法的实现和调试。

本章首先阐述软件接收机设计的整体架构和算法的运算流程，其次描述了在观测值层面上对载波相位进行优化的两种优化方法。

4.1 深组合软件接收机系统设计

4.1.1 系统架构

图 4.1 描绘了软件接收机的总体架构框图。主要包括 GNSS 基带处理模块、GNSS 定位解算模块、传感器数据处理和组合导航模块，其次还有包括系统时序控制、参数初始化、时间坐标系统转换和调试信息输出等功能模块。下面将结合系统框图对接收机的组成和信号处理过程进行阐述。

GNSS 基带处理模块主要负责处理 GNSS 中频数据，通过捕获算法找到输入信号中所包含的可见卫星，然后利用跟踪算法实现对卫星的稳定跟踪，并实现位同步和帧同步。

GNSS 定位解算模块主要负责从基带处理模块中获得卫星导航电文和卫星的观测值信息，结合两者实现 GNSS 的定位和定速，同时求解得到接收机钟差和钟漂信息，利用钟差信息实时调整本地时钟信号。

组合导航模块负责处理惯导和里程计的数据，并实现惯性导航信息与里程计速度信号和 GNSS 位速信息的融合，从而抑制惯导误差发散，优化接收机导航性能。

框图中心的辅助信息生成模块是深组合接收机的核心，它主要负责根据组合导航模块得到的导航信息产生对各卫星通道的基带处理以及观测量提取层面的辅助信息，以优化基带跟踪性能和观测量质量控制，其中对基带跟踪的辅助在载波相位预测方法中已经涉及，即利用组合导航状态计算卫星的运动多普勒信息，而惯导对观测值提取方面的辅助将在 4.2 节中进行详细阐述。

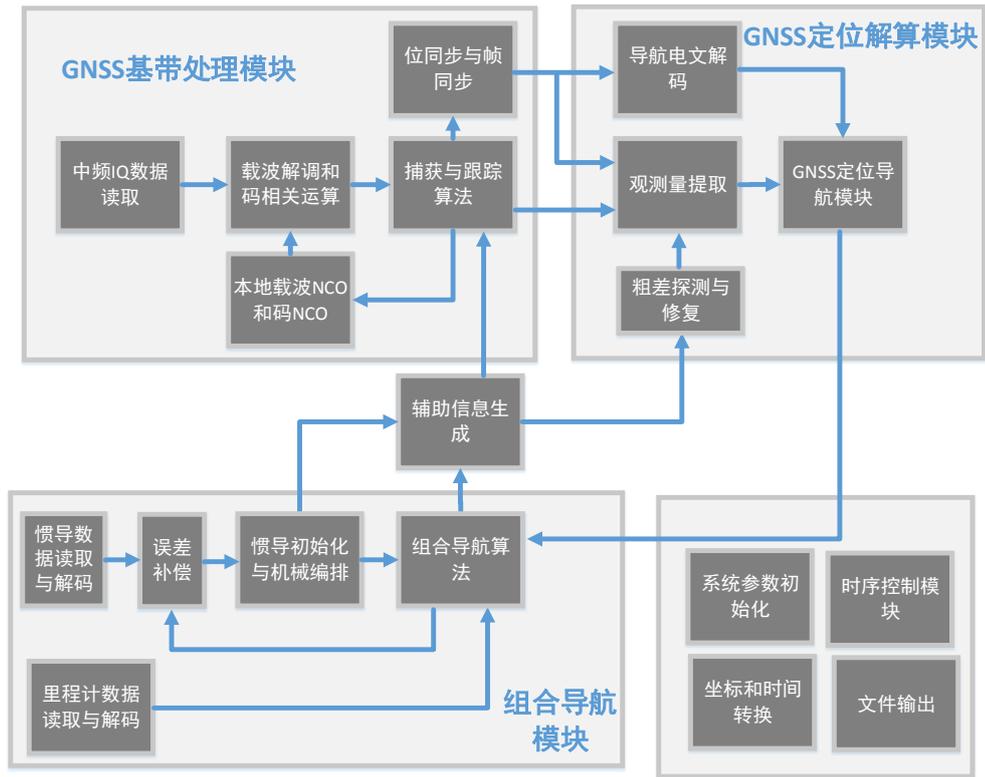


图 4.1 深组合软件接收机系统总体架构

4.1.2 工作流程

软件接收机的整体工作流程图如图 4.2 所示，可以按数据处理类型划分成 GNSS 数据处理、惯导数据处理和里程计数据处理三个部分。软件接收机以中频数据的采样率为系统运行时钟频率，每次读取一个中频数据进行 GNSS 信号处理，依次是基带处理、观测提取和定位解算；同时在每个系统时钟历元判断是否惯导数据和里程计数据是否更新，若惯导数据更新，则惯导进行初始化和机械编排得到 IMU 导航状态更新并计算基带的辅助信息；若里程计数据更新，则对里程计数据解码得到速度信息。同时在 GNSS 接收机或里程计导航信息更新时，应对惯导进行组合更新以修正惯导误差。一般情况下，GNSS 导航状态和里程计速率的更新速率均为 1Hz，当两者均有效时，使用 GNSS/INS/里程计的组合更新模式，当接收机在复杂信号环境下不能定位时 INS/里程计的组合更新模式。下面将重点就接收机某个通道的基带处理工作流程进行介绍，如图 4.3 所示。

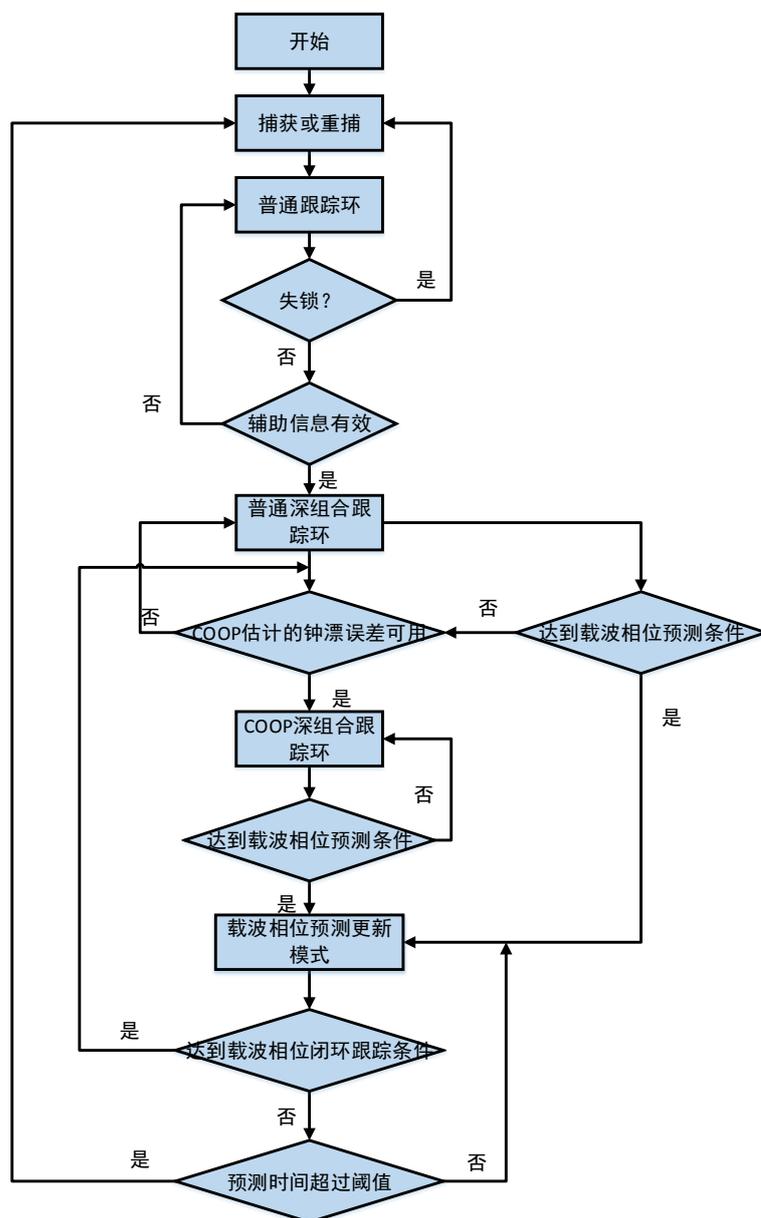


图 4.3 接收机单通道基带处理流程图

4.2 载波相位观测量优化

4.2.1 实测环境下评估载波相位观测量的方法

在仿真测试场景通常直接使用仿真器提供的载波相位真值通过载波相位双差评估接收机的载波相位观测量质量，但在实测动态车载场景下，无法获得载波相位真值，且参考接收机也受到信号影响可能发生周跳等误差，因此难以评估被测接收机载波相位观测量层面的提取质量。

为了评估车载实测环境下软件接收机的载波相位观测量质量，本文利用立得高精度组合导航系统提供的厘米级定位结果来检测被测接收机的载波相位观测量质量，具体实现流程如图 4.4 所示。

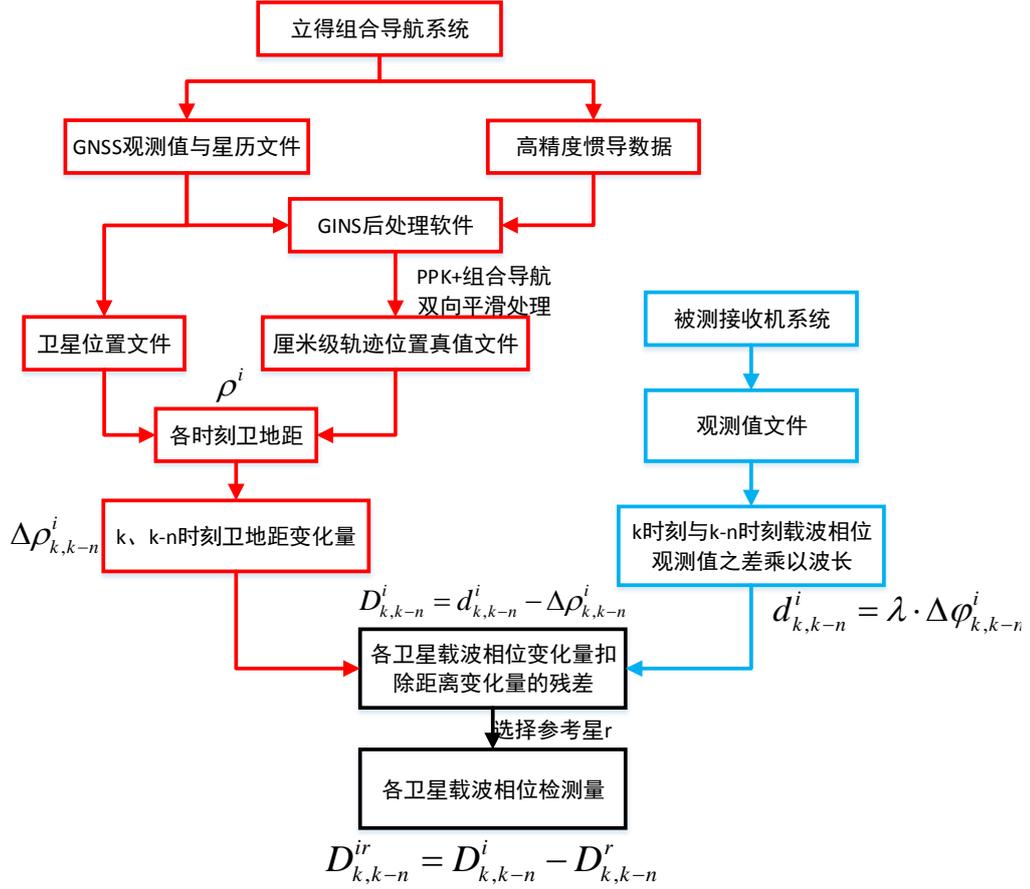


图 4.4 利用真值文件评估载波相位质量流程图

从公式 (2.3) 中载波相位观测方程可以推导出图中的 $d_{k,k-n}^i$ 具体表达式为:

$$\begin{aligned}
 d_{k,k-n}^i &= \lambda \cdot \Delta\phi_{k,k-n}^i \\
 &= \Delta r_{k,k-n}^i + c \cdot \Delta\delta t_{u,k,k-n} - c \cdot \Delta\delta t_{k,k-n}^{(i)} - \Delta I_{k,k-n} + \Delta T_{k,k-n} + \Delta N_{k,k-n} + \Delta\varepsilon
 \end{aligned} \quad (4.1)$$

由于短时间的卫星钟漂变化、电离层延时变化、对流层延时变化很小，可忽略不计，则上式简化为:

$$\begin{aligned}
 d_{k,k-n}^i &= \lambda \cdot \Delta\phi_{k,k-n}^i \\
 &\approx \Delta r_{k,k-n}^i + c \cdot \Delta\delta t_{u,k,k-n} + \Delta N_{k,k-n} + \Delta\varepsilon
 \end{aligned} \quad (4.2)$$

其中， $\Delta\delta t_{u,k,k-n}$ 表示 k、k-n 时间间隔内的接收机钟差变化量， $\Delta N_{k,k-n}$ 表示 k、k-n 时间间隔内的载波相位周跳值。如上图所示，利用高精度组合导航参考系统得到的载体位置真值和卫星的位置能获得 k、k-n 时刻的卫地距变化量 $\Delta\rho_{k,k-n}^i$ ，与 $d_{k,k-n}^i$ 做差可扣除卫地距变化的影响，则

$$\begin{aligned}
 D_{k,k-n}^i &= d_{k,k-n}^i - \Delta\rho_{k,k-n}^i \\
 &\approx (\Delta r_{k,k-n}^i - \Delta\rho_{k,k-n}^i) + c \cdot \Delta\delta t_{u,k,k-n} + \Delta N_{k,k-n} + \Delta\varepsilon \\
 &\approx c \cdot \Delta\delta t_{u,k,k-n} + \Delta N_{k,k-n} + \Delta\varepsilon
 \end{aligned} \quad (4.3)$$

此时 $D_{k,k-n}^i$ 中除了包含周跳外，还有本地钟差的影响，为了得到某卫星载波相位观测的周跳信息，选择参考星进行星间做差则能抵消接收机钟差的影响，即最终的检测量为:

$$D_{k,k-n}^{ir} = D_{k,k-n}^i - D_{k,k-n}^r \quad (4.4)$$

$$\approx \Delta N_{k,k-n}^{ir} + \Delta \varepsilon^{ir}$$

其中检测量 $D_{k,k-n}^{ir}$ 中包含了被测卫星和参考卫星的周跳值和相位误差值。因此一般需要选择观测条件较好、高仰角卫星作为参考星。下图是使用上述方法得到的某颗卫星的载波相位检测结果，其中纵轴即检测量 $D_{k,k-n}^{ir}$ ，图中蓝色曲线表示不同时刻对应的检测量，红色点表示对应的时刻被测卫星的载波相位观测量缺失，绿色点表示对应的时刻参考卫星的载波相位观测量缺失。从图中可以看出，检测量的噪声在 0.2 周以内，能正确检测出载波相位中的周跳值大小，也包括 0.5 周的半周跳。在下文的实测场景中均使用该方法对不同接收机的载波相位观测量值进行周跳的评估。

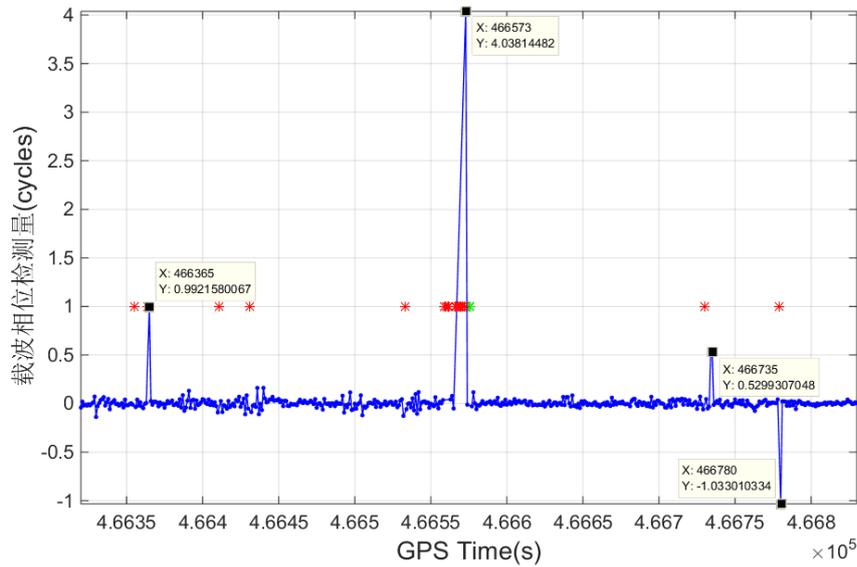


图 4.5 利用位置真值检测载波相位质量

4.2.2 基于惯导/里程计辅助的载波相位观测量质量控制方法

类似于上一小节介绍的利用真值位置检测载波相位周跳的方法，在 GNSS 深组合接收机中，利用 RTK/INS/里程计组合导航提供的载体位置也能用于接收机载波相位观测量值的粗差检测，进一步实现周跳修复，改善深组合接收机的载波相位观测量质量。

由于最终的检测量中使用的是卫地距在历元间的变化量，若载体位置误差在历元间隔内的变化较平滑，则载体位置的绝对误差量对卫地距变化量的影响不显著。具体分析如图 4.6 所示，其中 r_k 、 s_k 分别表示 k 时刻的真实卫星位置和真实载体位置， \tilde{r}_k 表示 k 时刻的测量载体位置，此处不考虑卫星的位置误差，则图中蓝色直线 $r_k \tilde{r}_k$ 表示载体的位置误差矢量，由于实际卫地距很大，因此 $r_k \tilde{r}_k$ 在直线 $s_k \tilde{r}_k$ 方向上的投影，即红色直线表示载体位置误差导致的卫地距误差。则利用组合导航的载体位置和卫星位置计算得到 $k-n$ 和 k 时刻的卫地距变化量的估计值 $\Delta \tilde{\rho}_{k,k-n}^i$ 为：

$$\begin{aligned}
 \Delta\tilde{\rho}_{k,k-n}^i &= \tilde{\rho}_k^i - \tilde{\rho}_{k-n}^i \\
 &= (\rho_k^i + \Delta\rho_k^i) - (\rho_{k-n}^i + \Delta\rho_{k-n}^i) \\
 &= \Delta\rho_{k,k-n}^i + (\Delta\rho_k^i - \Delta\rho_{k-n}^i)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

由上式可知， $\Delta\tilde{\rho}_{k,k-n}^i$ 除了卫地距变化量真值 $\Delta\rho_{k,k-n}^i$ 外，还包括k-n和k时刻的卫地距误差的差值，下面将继续结合图4.6说明当载体位置误差矢量变化较平滑时，历元间的卫地距误差能很大程度得以抵消。

若假设k-n和k时刻的位置误差矢量相同，则卫星位置变化带来的投影方向的变化是引起图中红色线条大小的主要因素，由于短时间内卫星位置变化量 $s_{k-n}s_k$ （一般为几千米）相对于卫地距大小（一般为20000千米），因此历元间的投影方向，即下图中的直线 $s_k\tilde{r}_k$ 与 $s_{k-n}\tilde{r}_{k-n}$ 可认为近似平行，则k-n和k时刻载体位置误差的大小引起的卫地距误差基本相同，利用历元间卫地距差值进行载波相位检测时能很大程度上抵消载体绝对误差的影响。

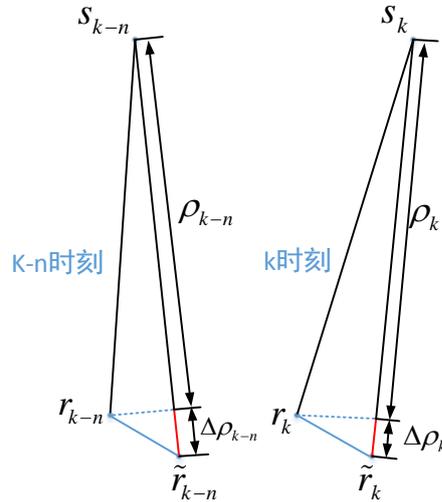


图4.6 载体位置误差对卫地距变化量的影响

由于惯导系统短期精度高，在每次组合更新后，惯导位置在初始位置误差基础上发散，短期内发散量小，满足上述分析的位置误差矢量变化平滑的条件，使用组合导航系统提供的载体位置替换上一小节中的载体位置真值能实现深组合接收机的载波相位检测。具体获得各历元的载体位置方法如图4.7所示：

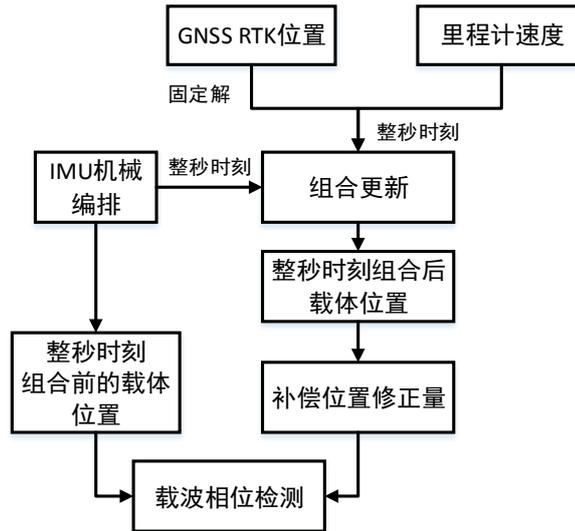


图 4.7 使用 RTK/INS/里程计系统提供载体位置

惯导在历元间的位置发散除了与惯导系统误差有关外，初始速度误差积分也直接造成位置误差的增大，且在复杂环境下，GNSS 接收机的定位结果中可能包含粗差，与惯导进行组合后有时会造成惯导导航状态误差增大，因此本文使用 RTK 固定后的高精度位置和连续的里程计速度与惯导进行组合。另外，由于每次组合更新的位置修正量可能造成位置误差较大的阶跃，因此在前一历元的载体位置使用组合后的位置，当前历元的载体位置使用组合后的载体位置，如图 4.8 所示。

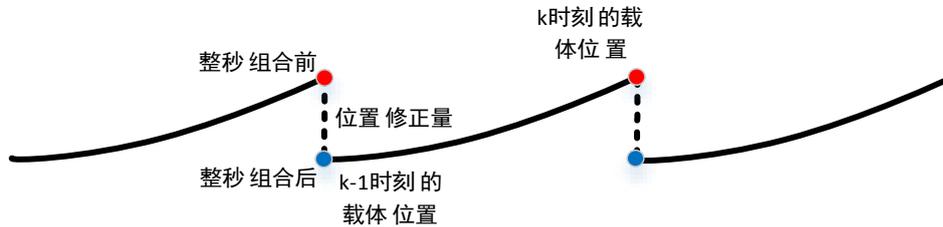


图 4.8 不同历元载体位置示意图

图 4.9 是真实车载实验中某颗卫星的载波相位相位值分别使用上一小节中的位置真值和本节的深组合接收机组合导航位置进行检测的结果，可以看出两者探测结果基本吻合，因此该方法可以用于深组合接收机的载波相位观测量质量控制。

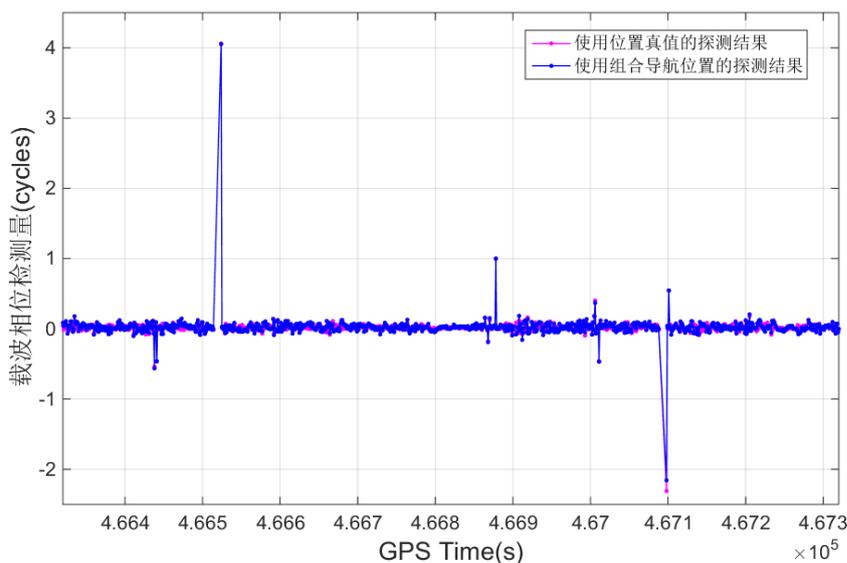


图 4.9 组合导航位置探测结果与真值位置探测结果对比

本文采用上述检测结果对载波相位观测量进行质量控制。实现过程中有几点需要注意：（1）为了避免参考卫星频繁周跳干扰其他卫星的检测，一般选择仰角较高，载噪比较高且观测环境良好的卫星作为参考卫星。另外要设置条件判断探测到的周跳是来自参考卫星还是被检测卫星，若参考卫星在某个检测历元发生了周跳，则在其他卫星的检测量中都会检测到周跳，通过所有检测量综合分析可以判断出发生周跳的卫星。若信号条件复杂，难以分析周跳发生的卫星，应放弃该周跳值得修复，避免修复错误。（2）由于检测量中存在载波相位测量误差的影响，这可能导致修复错误的发生，这也是信号检测领域中难以避免的虚警和漏报问题。一般通过估计载波相位测量误差的标准差来确定周跳判断的阈值。若检测的周跳值为 m ，则检测量（单位为周）所处范围为以 m 为中心，宽度为 $2T$ 的区间：

$$D_m = [m - T, m + T] \quad (4.6)$$

其中， $m \in \{\dots, -2, -1, 1, 2, \dots\}$ ， T 是根据载波相位测量噪声标准差 σ 设置的，考虑到检测量使用了星间作差的方式，本文将 T 设置为 2σ 。

4.2.3 比特预测快速确定载波相位半周模糊度

在 2.1.3 节介绍载波相位提取时提到过载波相位除了小数部分和整周部分的确定外，由于锁相环跟踪相位存在 180° 模糊度可能导致载波相位不具备整周特性或者发生跳半周的情况，影响精密定位算法整周模糊度的固定。

图 4.10 示意了载波跟踪环发生载波半周跳的原因，其中黑色正弦曲线代表输入载波信号，红色正弦曲线代表接收机内部的复制载波信号。为了避免比特跳变对鉴相器的影响，一般采用二象限反正切函数鉴相器，该鉴相器的鉴相范围 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 。正常情况下，鉴相器得到的相位误差满足 $|\theta| < 90^\circ$ ，如左图所示，在锁相环的调节下，相位误差逐渐稳定在 0° 附近；而当信号条件较差时，鉴相器结果可能

大于 90° ，如右图所示，此时超出了鉴相范围，在锁相环的作用下，可能导致本地复制载波相位朝着反方向调节，使相位误差最终稳定在 $\pm 180^\circ$ ，最终导致载波相位观测量发生了半周跳。

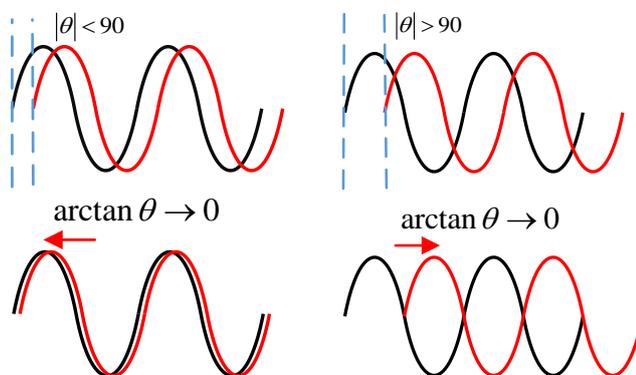


图 4.10 半周跳产生原因示意图

一般，载波相位初始化时，需要通过比特信息来判断半周模糊度。即 IQ 解调得到导航电文比特信号后与已知的比特值对比，若比特值相同，表示相位误差稳定在 0 附近；若比特值相反，则相位误差稳定在 $\pm 180^\circ$ 附近，需要在载波相位上补偿半个载波波长值。在复杂信号环境，载波相位跟踪不稳定，导致载波相位可能频繁的出现半周跳，若不及时补偿，则可能导致载波相位出现不连续，影响固定率。

常规地，一般接收机通过帧同步后遥测字的 8 比特同步码来判断比特极性从而确定载波相位半周模糊度，而对于 GPS 和北斗 MEO 信号而言，遥测字每 6s 出现一次，且当信号载噪比降低或跟踪不稳定时，比特错误率增加，帧同步无法保证，有时需要 12s 甚至更长时间才能完成半周补偿。

为了快速确定 0.5 周模糊度，不能仅依靠每 6 s 才出现一次的帧头信息。考虑到卫星导航电文的特点，以 GPS 的导航电文为例，每一帧数据分为五个子帧，其中前三个子帧的数据除了 GPS 周秒信息和奇偶校验信息会发生变化外，其他比特信息在一段时间内重复播发，每两小时更新一次，而第四帧和第五帧数据除了前两个字在短时间内重复度较高外，其他字的内容分成了 25 页播发，需要 750 s 重复一次。根据这一特点在每次帧同步完成后将比特数据按照不同子帧缓存起来，根据每个时刻输入的 I 路比特信息在帧数据中的位置找到缓存中对应的比特值与之进行对比，由于不同帧的数据存在个别比特值得差异，因此当对比结果连续 15 次错误时，才判断比特极性发生了翻转，因此使用这种比特预测方法能在比特值正确的前提下在 300 ms (15×20 ms) 左右确定 0.5 周模糊度，相比利用子帧同步码确定的方法，时间得到了大幅缩短。具体实现流程如图 4.11 所示，其中 A、B、C 取值为 {0,1}，其中比特极性 C 等于 0 表示本地比特值与导航电文同相，C 等于 1 表示本地比特值与导航电文反相。下图菱形框中的判断条件表示比特值 A 与比特

极性 C 的异或结果是否等于比特预测值 B 。按照下图的判断流程，即使由于信号条件差导致比特值 A 解析错误，最终错误地触发了比特极性取反的条件，当信号恢复正常后，也能及时得到比特极性的纠正。

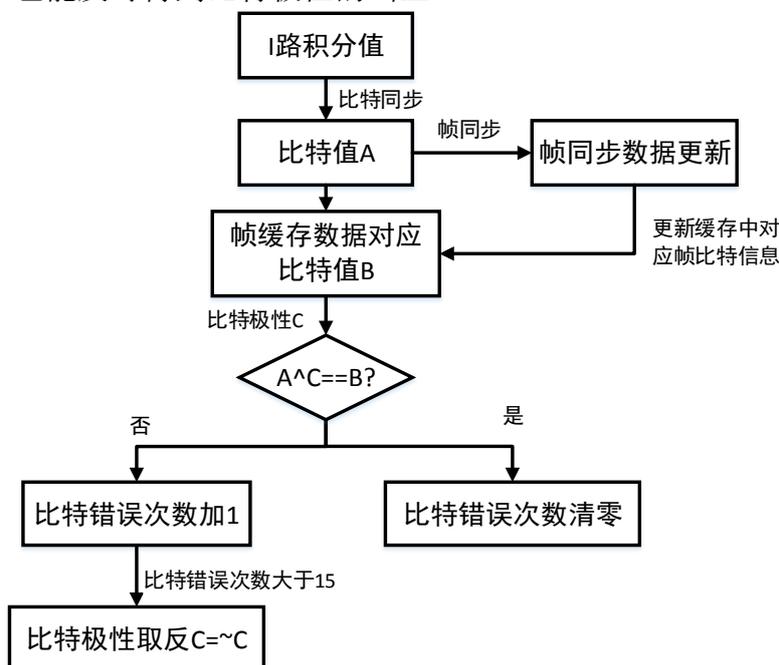


图 4.11 比特预测判断载波半周模糊度

在这种比特预测方法下，本文采用的载波相位提取方式如下式所示：

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \varphi_1 + \Delta\varphi \\ \varphi_2 &= \varphi_1 + 0.5 \cdot C, C \in \{0,1\} \end{aligned} \quad (4.7)$$

其中 $\Delta\varphi$ 表示由载波环测量的在观测量更新历元时间间隔内的载波相位变化量，包括整周计数值和小数部分， φ_1 表示由环路测量载波相位的累计值， φ_2 表示该历元最终的载波相位观测值，由环路测量部分和 0.5 周部分组成，当比特极性 C 为 1 时，则在 φ_1 的基础上加上 0.5 周。

图 4.12 分别描绘了对某颗卫星通道使用比特预测方法前后的比特极性值与载波相位观测量检测值。分析可得，由于载波环跟踪问题导致载波相位在 466365 历元内发生了 0.5 周跳变，使比特极性从原来的 0 变成了 1，左图中，使用比特预测方法（蓝色曲线）在 466365 时刻快速检测到比特极性的变化，而使用帧头信息判断的方法（红色曲线）在 466381 时刻才检测到比特极性变化。因此，在右图中，未使用比特预测方法的载波相位观测量在 466365 时刻出现 0.5 周周跳，在 466381 时刻半周跳才得到修正，这意味着 466365 至 466380 的 16 个历元的载波相位观测值都存在半周模糊度，不具备整周特性；而使用了比特预测方法的载波相位观测值由于实时补偿 0.5 周，则仅在 466365 时刻出现 1 周的周跳，不存在半周模糊度问题。此处的 1 周周跳产生的原因是，由于比特极性由 0 变为 1，公式 (4.7) 中的 $\Delta\varphi$ 可能比实际值多 0.5 周，而 φ_2 在此基础上加上由比特极性为 1 确定的 0.5 周，

导致该时刻的载波相位变化量比实际值多 1 周。根据图 4.10 中的分析，载波环鉴相器的调整可能使相位误差最终稳定在 $\pm 180^\circ$ ，则 $\Delta\phi$ 由比特极性翻转导致 0.5 周问题的结果可能是多 0.5 周，也可能是少 0.5 周，具有随机性且无法确定，但最终只会导致整周问题，避免多个历元观测值存在半周模糊度。

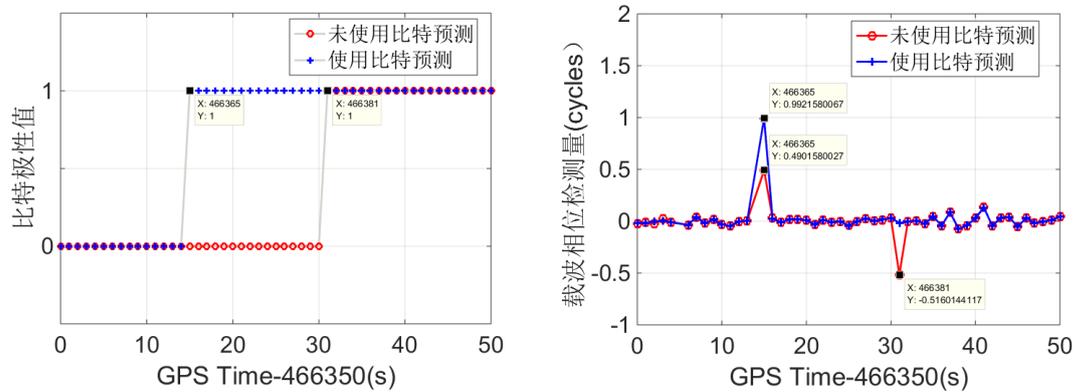


图 4.12 对某卫星通道使用比特预测方法前后的比特极性值（左）与载波相位检测量（右）

4.3 本章小结

本章首先介绍了软件接收机的系统架构，然后分别介绍了接收机的整体工作流程和基带载波跟踪环的工作流程，其中主要包括了深组合环路跟踪模式的判断和切换策略。第二小节主要介绍了载波相位观测值层面上提高载波相位质量的优化方法。首先针对实测环境下难以评估接收机的载波相位质量的问题，提出了利用高精度组合导航参考系统提供的位置真值文件来检测和评估载波相位周跳误差的方法；然后提出了在深组合接收机中利用 RTK/INS/里程计组合导航结果对载波相位观测值进行粗差探测和修复的方法，并将该检测与结果与位置真值的检测结果进行对比验证了该方法的有效性；最后提出比特信息预测的方法快速判断载波相位提取中的半周模糊度问题。

5 系统性能测试与分析

本章将对深组合软件接收机系统进行相应的实验测试和实验结果分析。其中 5.1 节和 5.2 节分别是对本文提出的载波相位弱信号跟踪方法和载波相位预测方法性能的定量测试和分析，为了方便得到定量测试结果，使用了仿真数据进行相应的实验测试；在 5.3 节利用真实车载场景数据对系统进行整体定位性能的相关测试分析和结果分析。

5.1 弱信号载波相位跟踪性能测试

5.1.1 测试方法与实验设置

在进行载波相位弱信号性能测试时，本文在软件接收机中分别实现了三种不同结构的载波环，分别为传统标量锁相环、深组合锁相环和本文提出的基于深组合结构的 COOP 跟踪环（下面皆写作为 INS_Aid_COOP 跟踪环）。图 5.1 简单描述了三种跟踪环结构之间的关系：

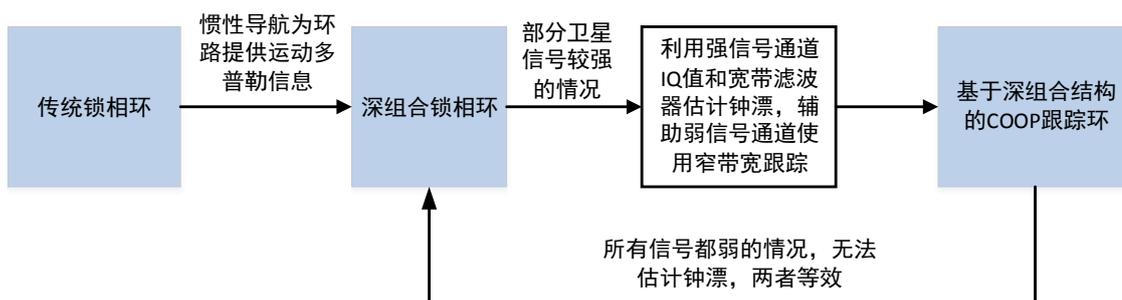


图 5.1 三种跟踪环结构的关系

为了定量分析不同结构跟踪环的载波相位跟踪灵敏度，本文将基于信号模拟器生成普通车载动态场景数据对三种结构跟踪环测试。具体数据采集与处理流程如图 5.2 所示，其中信号模拟器采用的是由湖南矩阵电子公司开发的 GNS-8332 硬件导航信号模拟器，可以方便的设置仿真场景的运动轨迹和动态变化，然后输出对应仿真时间的 GPS 射频信号以及惯导数据，通过记录回放仪采集成中频数据文件和惯导数据文件后在软件接收机中处理。信号模拟器与记录回放仪的晶振均为恒温晶体振荡器(Oven Controlled Crystal Oscillator,OCXO)，其中信号模拟器的 1 s 频率稳定度为 8.83×10^{-12} ，记录回放仪的 1 s 频率稳定度为 2.57×10^{-10} 。

图 5.3 是设置场景的运动轨迹的速度-时间曲线。从下图中可以看出运动轨迹中包括了丰富的加减速运动和转弯，其中加速度大小约为 2 m/s^2 ，角速度大小约为 10 deg/s 。在动态场景测试中，惯导数据用来提供运动多普勒信息辅助，其中使用了一款中等精度惯导 SPAN-FSAS 的仿真数据，表 5.1 中是该惯导的典型误差参

数。

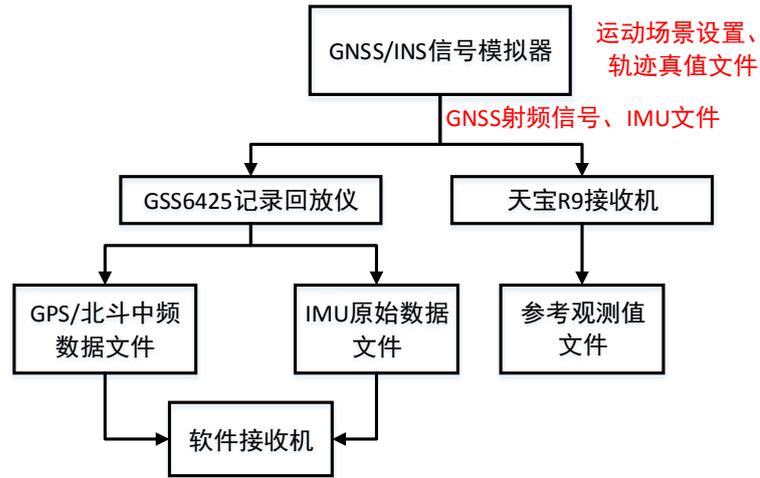


图 5.2 数据采集与处理流程

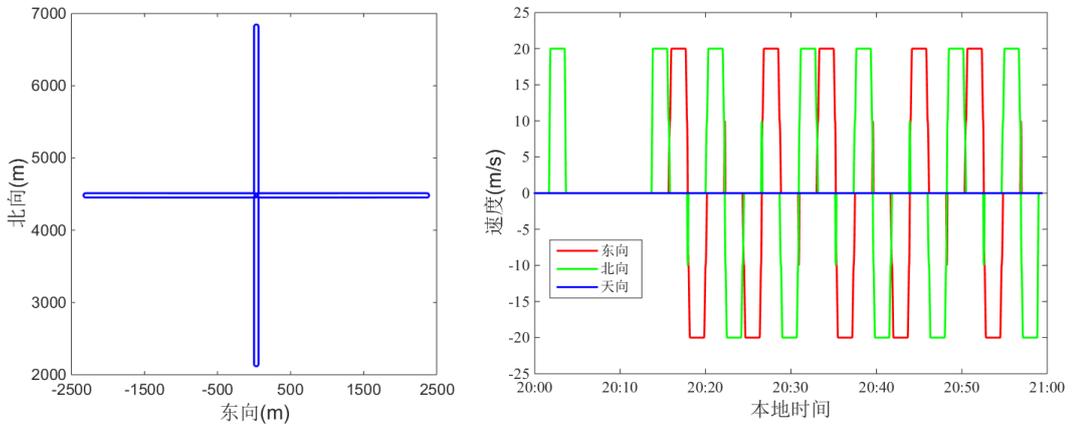


图 5.3 仿真场景运动轨迹（左图）和速度-时间曲线（右图）

表 5.1 SPAN-FSAS 的典型误差参数

陀螺仪	常值零偏(deg./h)	0.1
	零偏不稳定性(deg./h)	0.1
	相关时间(s)	10800
	比例因子(ppm)	300
	角度随机游走($\text{deg}/\sqrt{\text{h}}$)	0.1
加速度计	常值零偏(mGal.)	50
	零偏不稳定性(mGal.)	1000
	相关时间(s)	10800
	比例因子(ppm)	300
	速度随机游走($\text{m}/\text{s}/\sqrt{\text{h}}$)	0.03

在设置的仿真场景中，各卫星的信号强度均设置为正常的 45° 左右，这样能

正常跟踪处理各颗卫星信号以得到载波相位真值作为参考。而弱信号的设置是通过在 GNSS 中频数据文件中对原始 IQ 值进行叠加白噪声序列实现的，这样能方便在任意时间段给任意的卫星通道叠加任意强度的噪声。使用载波相位双差的方式进行载波相位灵敏度的判断，当双差结果出现周跳或者半周跳时，则认为锁相环开始跟踪不稳定，此时的信号载噪比为载波相位跟踪灵敏度。

为了测量各种跟踪环载波相位跟踪灵敏度，因此在设置环路参数时根据各环路的特点将积分时间和带宽设置到接近极限值。一般情况下，积分时间 T_{coh} 与带宽 B_L 的乘积满足下面的关系式：

$$B_L \cdot T_{coh} < 0.3 \quad (5.1)$$

由于比特极性的翻转限制了载波环的相干积分时间最长为 20 ms，为了测试到各种跟踪环的灵敏度跟踪极限，本文采用了比特信息辅助的方式实现长相干积分时间的设置。具体的，三种跟踪环的环路参数设置如下：

表 5.2 不同结构跟踪环的跟踪参数

载波环结构	传统锁相环	深组合锁相环	INS_Aid_COOP 锁相环
B_L/Hz	7	1	0.5
T_{coh}/ms	40	200	300

其中码环带宽均设置为 0.05 Hz，码环受载波环辅助。考虑到 INS_Aid_COOP 锁相环需要有部分强信号通道为弱信号通道提供钟漂误差的辅助，因此对三种结构的载波环均选择同样的三颗不同高度角的卫星进行弱信号跟踪的测试，其余卫星通道载噪比则设置为 50 dB Hz。下面是三颗被测卫星的卫星号和高度角信息：

表 5.3 被测卫星的卫星号和高度角

卫星号	4	11	15
高度角/ $^\circ$	15	32	57

5.1.2 不同跟踪环的载波相位灵敏度结果分析

图 5.4 是三种跟踪环对 11 号卫星的跟踪多普勒和鉴相器输出值，噪声强度随时间增大，载噪比从 50 dB Hz 逐渐降到 10 dB Hz，比较分析可得，传统跟踪环由于没有惯导提供动态信息辅助，在测试时间 600 s 左右，随着多普勒频率失锁，锁相环也无法正常工作；而深组合锁相环和 INS_Aid_COOP 锁相环有惯导辅助，所以全程多普勒频率都能正常跟踪，且 INS_Aid_COOP 锁相环的鉴相器误差比深组合锁相环更小。

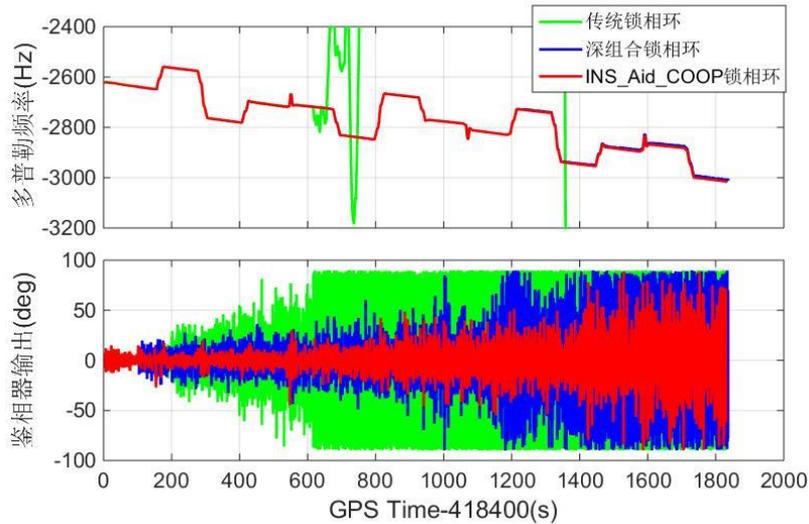


图 5.4 三种锁相环对 GPS SV11 的跟踪多普勒和鉴相器输出

图 5.5~5.7 依次是三种跟踪环对三颗被测卫星在不同载噪比下的载波相位双差结果。在每幅图中，上子图是信号载噪比随时间变化曲线，每种环路结构和每颗测试卫星的载噪比变化一致。为了使环路在每种载噪比设置下能经历足够丰富的载体动态变化，每种载噪比设置的时间为 100 s，为了细化比较在较低载噪比时的载噪比变化，在低于 36 dB Hz 和高于 20 dB Hz 的部分，载噪比变化步进为 2 dB Hz，在低于 20 dB Hz 的部分，步进为 1 dB Hz。每幅图的下子图描绘的是三颗卫星的载波相位观测值的双差结果，用距离值 (cm) 表示。在每幅图中，在载噪比曲线上用了对应的数据标志点来对应卫星发生周跳的 GPS 时间和对应的载噪比。

直观比较下面三幅图，容易得出，三种环路结构的跟踪灵敏度能力关系为：INS_Aid_COOP 锁相环 > 深组合锁相环 > 传统锁相环。这是由于不同的跟踪环由于设计结构上的差异，使得各自的环路跟踪参数设置的自由度不同，因此跟踪灵敏度不同。表 5.7 汇总了三种环路结构不同卫星的载波相位跟踪灵敏度。综合分析可得，本文提出的基于深组合结构的 COOP 锁相环由于降低了动态和接收机钟漂对跟踪的影响，在部分信号较弱的仿真测试中，跟踪灵敏度较传统锁相环提高了 12 dB 左右，较深组合锁相环提高了 4~7 dB 左右。

表 5.4 三种环路结构不同卫星的载波相位跟踪灵敏度(dB Hz)

	传统锁相环	深组合锁相环	INS_Aid_COOP 锁相环
PRN 4	22	17	10
PRN 11	24	16	12
PRN 15	24	16	12

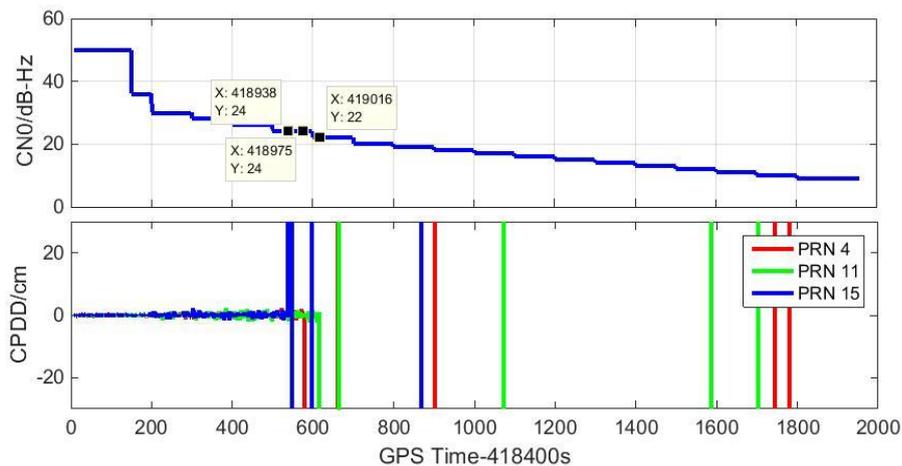


图 5.5 传统锁相环载波相位弱信号跟踪情况

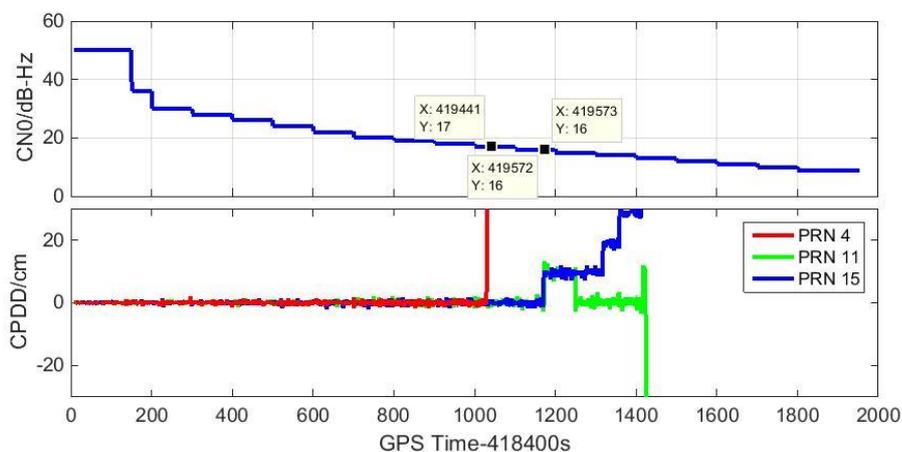


图 5.6 深组合锁相环载波相位弱信号跟踪情况

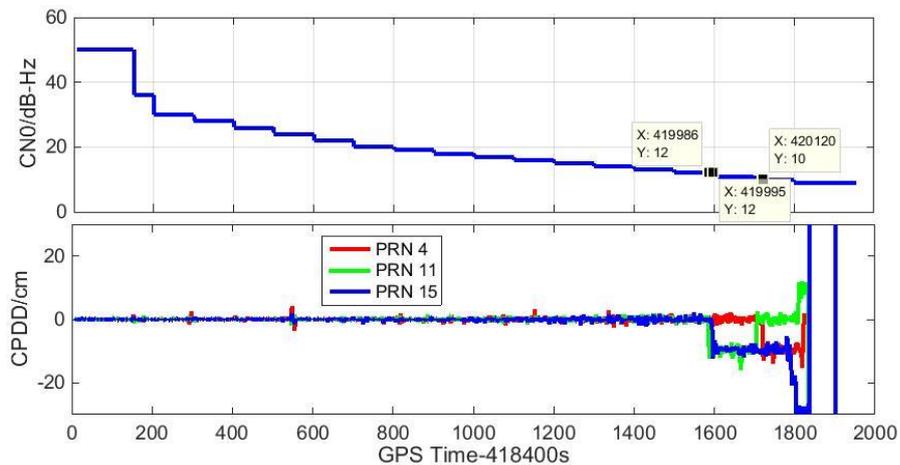


图 5.7 INS_Aid_COOP 锁相环载波相位弱信号跟踪情况

5.2 信号断续条件下载波相位预测性能测试

为了方便验证 GNSS 信号失锁时相位预测效果，可以通过模拟卫星信号中断来进行卫星通道的相位预测效果测试。模拟卫星信号中断是指断开跟踪环的滤波器对 NCO 的控制，但真实卫星信号仍然可以进入鉴相器，用于检测 NCO 输出信

号的相位误差，也作为判断相位预测误差的标准之一。模拟卫星信号中断的测试方案可以以真实信号闭环跟踪得到的载波相位为参考真值，评估信号遮挡后相位预测载波相位误差。另外，模拟卫星中断可以方便灵活地设定中断的卫星通道、中断时长、中断次数等，为定量验证相位预测误差随时间发散程度创造了条件，也便于增加样本数量减小实验结果的随机影响。载波相位误差不超过 $1/4$ 周时，不需要对周整模糊度进行重新固定，因此， $1/4$ 周误差被作为评估预测载波相位误差的重要指标。本文将从相位预测时间和相位预测方法在定位层面的效果两个方面进行该方法进行定量的分析。

5.2.1 载波相位预测时间测试

相位预测时间指的是某通道卫星从信号模拟中断到载波相位误差发散超过 $1/4$ 周的时间。针对相位预测时间的测试，分别采集了静态场景和动态场景数据以对比不同场景下该方法的预测性能。

(1) 静态测试

采用思博伦记录回放仪 GSS6425 采集开阔天空静态天线的 GPS L1 频点数据，然后在软件接收机平台测试本文提出的方法预测载波相位的有效时间。在测试实验中，对全程能正常跟踪的 6 颗卫星中的其中一颗卫星进行开环测试，其余 5 颗卫星用于被测通道的相位预测，被测通道在正常跟踪模式与相位预测模式之间切换，共设置了 100 次相位预测过程。

图 5.8 给出了被测通道在每次相位预测过程中鉴相器输出的相位误差随时间变化情况。从图中可以看出，在相位预测过程中，相位误差随时间发散，发散的速度取决于相位预测的精度。大部分相位预测过程都能在 15 s 内保证相位误差不超过 $1/4$ 周，对于部分卫星遮挡时保持载波相位连续具有重要意义。

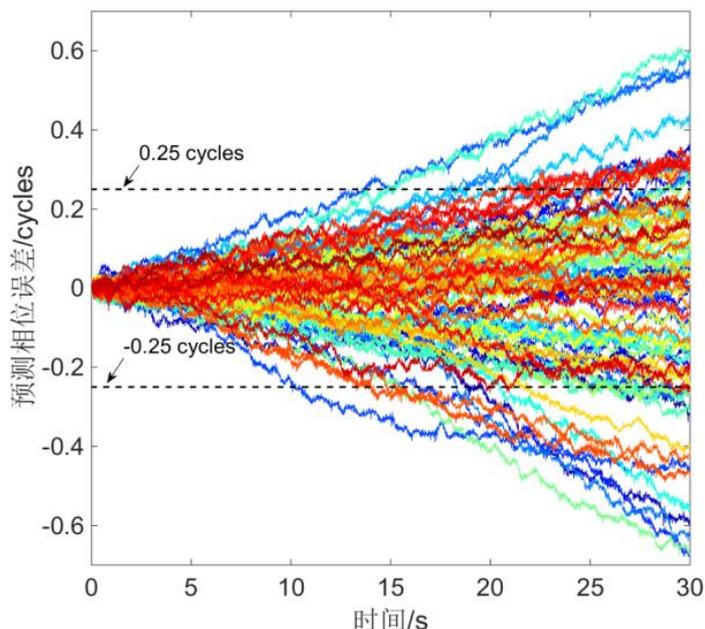


图 5.8 载波相位误差随时间发散

为了进一步评估相位预测有效时间，下面给出了不同相位预测时间的相位误差累积密度函数（CDFs）。其中图 5.9 是没有惯性辅助信息情况下的测试结果；图 5.10 是在惯性辅助信息条件下的测试结果。两者的差别在于是否在相位预测方法中引入本地测速误差，在静态测试条件下，若利用惯导等辅助方式能检测到载体处于静态，则可以在相位预测过程中直接将本地接收机的速度设置为零，而不使用接收机的定速结果；当接收机没有惯性辅助信息，无法确定载体处于静止状态时，需要使用接收机的速度进行相位预测，则速度估计误差会影响相位预测精度。通过两种测试情况的对比可以定量分析速度估计误差对相位预测方法的影响。

图中横轴表示在相位预测时间内的最大相位误差，纵轴表示 100 次相位预测过程中相位误差不超过横轴对应刻度的比例，每条曲线表示不同的开环时间。从图中可知，当有测速误差影响时，94% 以上的测试结果在 15 s 内能保证相位误差不超过 1/4 周；当无测速误差辅助时，95% 以上的测试结果在 30 s 内能保证相位误差不超过 1/4 周。这表明，在静态测试环境中，消除本地测速误差影响后相位预测有效时间提升了近 1 倍。文献[12]中不考虑接收机钟漂影响的相位预测方法，同样在静态测试条件下，只能保证 40% 的测试结果在 8 s 的预测时间内相位误差不大于 1/4 周。相比之下，本文提出的载波相位预测方法将相位预测的有效时间提升 1 倍以上。

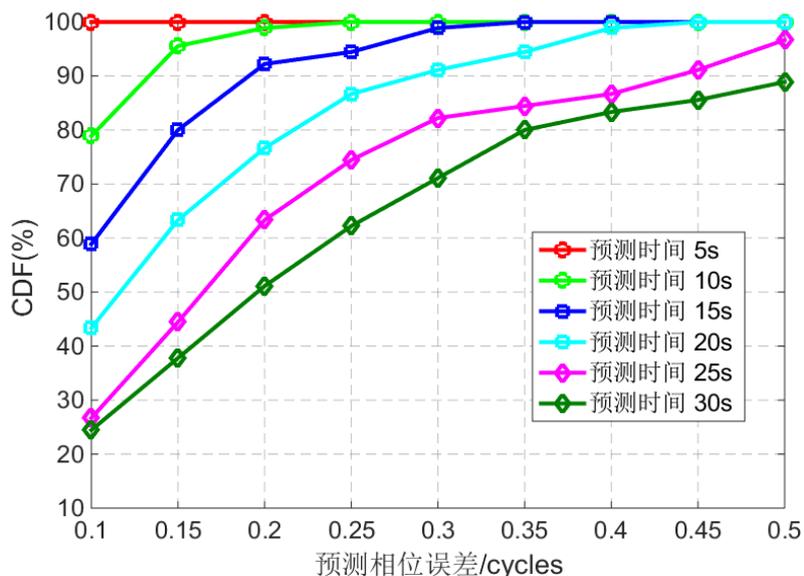


图 5.9 相位误差的累积密度函数（无惯导辅助）

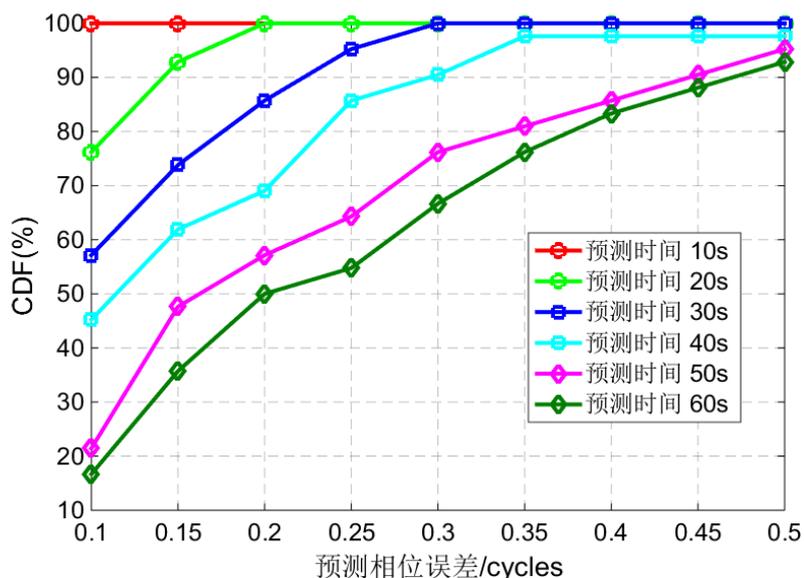


图 5.10 相位误差的累积密度函数（有惯导辅助）

(2) 动态测试

由于载波相位的不连续通常发生在动态环境，因此相位预测方法在动态场景下的预测性能结果更具有说明力。但在真实的车载场景，载波相位提取影响因素较多，相位真值难以获得，而且信号的中断也很难定量控制，因此动态测试场景采用信号模拟器进行场景仿真得到，具体的场景设置和 IMU 数据与 5.1.1 节中的场景一致。

与静态测试类似，对被测通道进行了 80 个信号中断过程，然后统计了不同相位预测时间的相位误差累积密度函数 (CDFs)，如图 5.11 所示。从图中可得，以相位预测时间为 15 s 时相位误差不超过 1/4 周为标准，动态测试的误差累积密度数值与静态测试图 5.9 中结果非常相近，均在 94% 左右。这体现了在动态场景下，

在有惯导提供速度辅助的相位预测效果与静态测试中的效果相当。

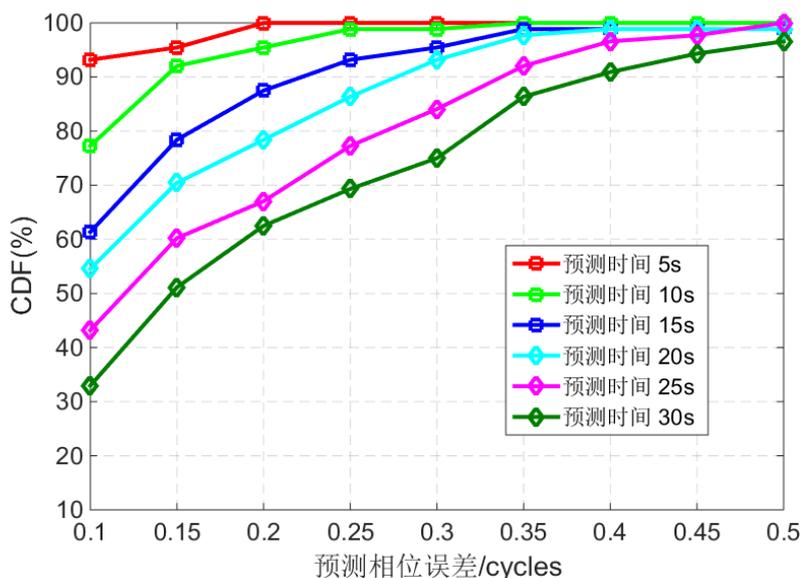


图 5.11 动态测试中的相位误差的累积密度函数

5.2.2 载波相位预测方法在定位层面的效果测试

载波相位观测值的连续性对 RTK 的定位精度有重要意义。相位预测方法可以通过改善载波相位连续性而提高在卫星信号受到频繁短暂遮挡、干扰环境下的 RTK 定位可用性。为了评估载波相位预测方法对 RTK 精度的影响，使用上述动态测试中的仿真动态场景数据在软件接收机中进行部分卫星的中断测试。图 5.12 是该场景中的卫星分布情况，选择其中不同仰角的 5 颗卫星进行信号中断的模拟，卫星号和对应的高度角如表 5.5 所示。在软件接收机中对上述五个卫星通道进行模拟中断测试，中断时间设置在 10 s~15 s 之间，两次中断过程之间的正常信号时间设置在 60 s~120 s 之间，并且每个通道的中断模拟过程是彼此独立的。在整段数据测试中，分别对每颗卫星设置了 30 组信号中断过程。

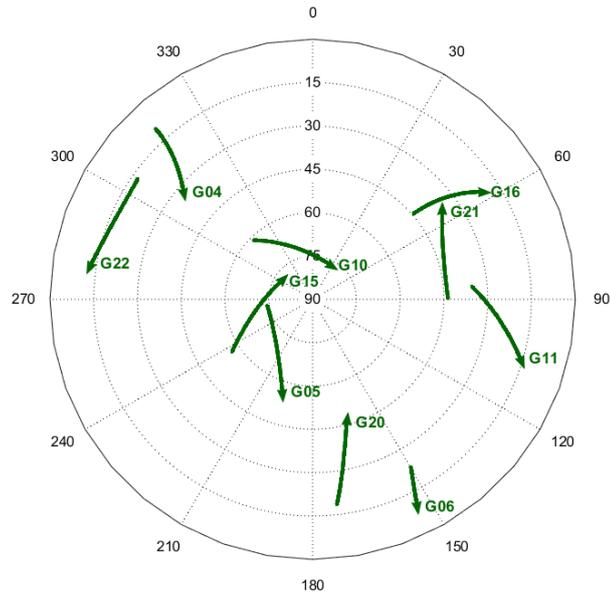


图 5.12 卫星分布情况

表 5.5 被测卫星的卫星号和高度角

卫星号	15	16	20	21	22
高度角/ $^{\circ}$	57	44	18	43	16

5.2.3.1 处理软件与相关设置

在进行实验测试时，使用信号模拟器和记录回放仪分别采集了流动站和基准站的卫星数据，平均基线长度约为 5 km，值得说明的是在进行信号场景模拟时没有加入空间传播路径效应的仿真。使用软件接收机处理后得到的观测值文件将送入开源软件 RTKLIB (Takasu et al. 2009) 中进行 PPK (post processed kinematic) 处理，在给出处理结果之前，下面将对 RTKLIB 中进行 PPK 处理的函数模型、随机模型和误差建模进行简单介绍。

在使用基站 b 对流动站 r 进行相对定位时，载波相位 Φ 和伪距 P 的观测方程可表示为：

$$\begin{aligned}\Phi_{rb}^{ij} &= \rho_{rb}^{ij} - I_{rb}^{ij} + T_{rb}^{ij} + \lambda N_{rb}^{ij} + \varepsilon_{\Phi} \\ P_{rb}^{ij} &= \rho_{rb}^{ij} + I_{rb}^{ij} + T_{rb}^{ij} + \varepsilon_P\end{aligned}\quad (5.2)$$

其中 ρ^{ij} 和 ρ_{rb} 分别表示卫星间和接收机间的单差， ρ 表示空间几何距离， I 和 T 分别表示电离层和对流层延时误差， λ 是载波波长， ε 是观测值噪声， N_{rb}^{ij} 是载波相位的双差模糊度。其中在短基线载波相位差分处理中，使用双差处理技术能消除电离层和对流层延时误差的影响。

在 RTKLIB 中，使用一种基于高度角的随机模型来对载波相位和伪距噪声进行建模，具体表示为：

$$\begin{aligned}\sigma_{\Phi}^2 &= a^2 + b^2 / \sin^2 e \\ \sigma_P^2 &= R^2 * \sigma_{\Phi}^2\end{aligned}\quad (5.3)$$

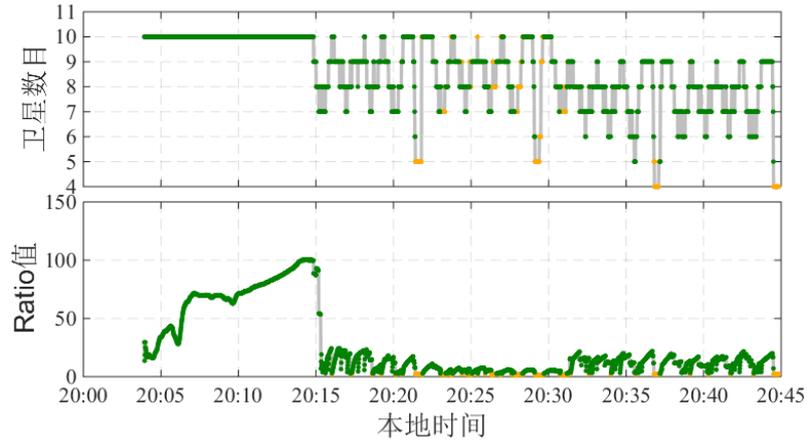
其中 σ_ϕ^2 和 σ_p^2 分别表示非差载波相位和伪距的方差, e 表示卫星的高度角, a 、 b 和 R 是可以用户自定义的参数, 在本文的设置中, a 和 b 设置为 3 mm, R 设置为 100。

在 RTKLIB 中使用 MLAMBDA 算法进行载波相位整周模糊度的解算(Chang et al., 2005), 并对求解的整周模糊度进行 ratio 值检验。在 ratio 值检验中, 将 ratio 值定义为整数解中次最小单位权中方差与最小单位权总方差的比值。该值在一定程度上能反映整周模糊度解算的可靠性。一般情况下, ratio 值越大, 整周解算的可靠性越高, 不过与参与整周固定解算的卫星数等因素也存在一定关系。在本文的设置中, 根据经验将 ratio 值得检验阈值设置为 2.5, 即在 RTKLIB 中, 若 ratio 值大于 2.5, 则认为该解算结果是固定解, 否则是浮点解。

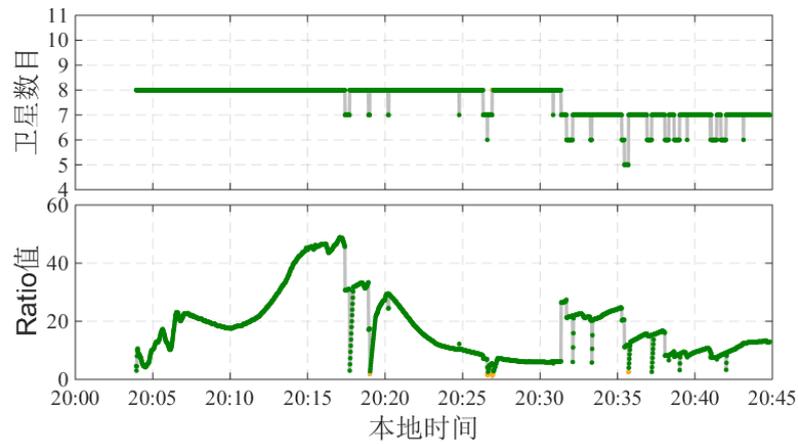
此外, PPK 的观测值数据处理时间间隔为 1 s, 由于使用单频 PPK 更难实现固定(Takasu et al., 2006), 因此在 RTKLIB 中使用了“continuous”解算模式, 这表示使用了多个历元的观测信息进行定位解算。

5.2.3.2 测试结果与分析

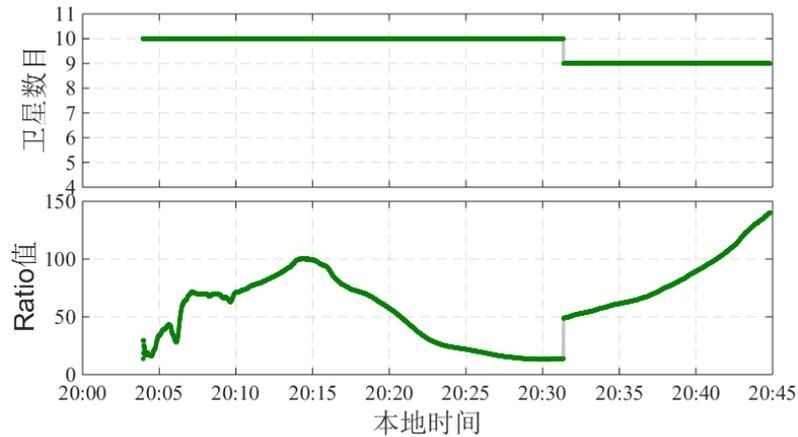
图 5.13 是由 RTKLIB 软件处理的 PPK 结果, 测试结果分成了三组, 其中将对信号中断卫星不使用本文的相位预测方法的结果记为 A 组; 将使用了相位预测方法的测试结果记为 B 组; 作为 A、B 的参考, 将不进行信号中断模拟测试的解算结果记为 C 组。在每组结果图中, 上子图描述了参与定位卫星数目随时间变化情况, 下子图描述了每个解算时刻的 ratio 值的大小。为了表达更为清晰, 用绿色线条表示固定解, 黄色线条表示浮点解。从图 5.13 (A) 中可以得知, 当部分卫星开始经历信号中断模拟后, 参与 PPK 解算的卫星数目发生频繁变化, 且 ratio 值维持在相对较低的水平, 甚至在一些历元出现了不能固定的情况, 这是由于载波相位的不连续影响了 PPK 解算的可用性; 从图 5.13 (B) 中可以看出, 与 A 组结果对比, 使用了相位预测方法后, 卫星数目变化的频率得到了降低, 同时 ratio 值维持在相对较高的水平, 固定历元数与 C 组结果相比仅有略微减少。不过值得说明的是, 由于测试中使用的是信号模拟器数据, 没有电离层和对流层延时等误差因素的干扰, 所以较为理想的测试条件有利于 PPK 算法进行固定和解算, 在真实动态测试环境中, 频繁的信号中断将对 PPK 解算的连续性和精度产生更为显著的影响。



(A)



(B)



(C)

图 5.13 RTKLIB 结果中卫星数目和 ratio 值随时间变化情况 (A) 在信号中断测试中不使用相位预测方法；(B) 在信号中断测试中使用相位预测方法；(C) 不进行信号中断模拟

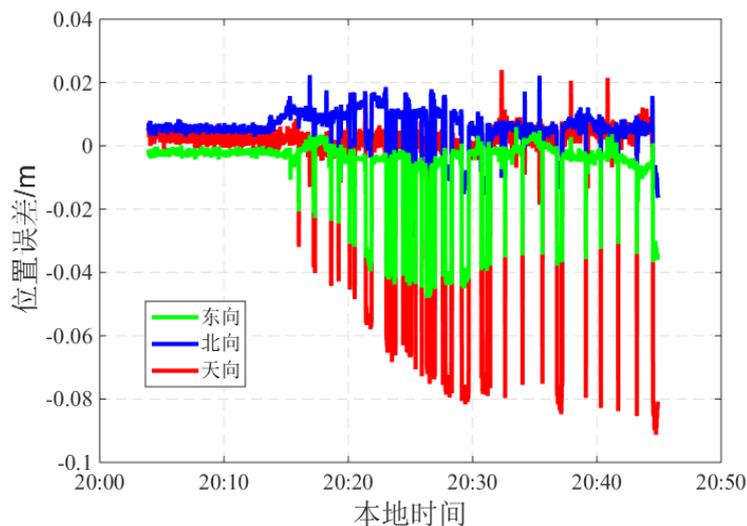
为了更清晰体现相位预测方法在 PPK 定位层面的性能，将对三组结果的固定率和定位误差进行统计分析。为了突出相位预测方法在信号中断阶段的表现，统计过程将从开始模拟信号中断开始，而不包括前面的初始化阶段。由于上文提到

的 RTKLIB 中的 ratio 检验是个统计检验的结果，因此存在检验错误的可能性。为了结果的严谨，下面将使用两种方式给出固定率的统计结果。第一种是由 RTKLIB 软件根据 ratio 检验计算的固定率，即 ratio 值大于 2.5 时，认为固定，否则为不固定，统计固定的解算历元数占总历元数的比率，称为“固定率”；第二种是在位置域进行统计，如果测试结果中在东、北、天三个方向位置误差的均方根值不超过 0.02m，则认为固定，否则为不固定，相应的比率值称为“成功固定率”。表 5.3 是对 A、B、C 三组测试结果统计得到的固定率和成功固定率。从表中数据可得，两种统计方式的数值相对接近，固定率相对于成功固定率略有降低。就成功固定率而言，在信号受到中断时，不使用相位预测方法的固定率为 86.00%；而使用了相位预测方法的固定率为 97.17%，与参考组中不进行信号中断的测试结果相比，固定率仅略有降低。

表 5.6 三组测试结果的固定率

测试组别	A	B	C
固定率/%	86.22	99.38	100.00
成功固定率/%	86.00	97.17	100.00

图 5.14 依次描绘了三组结果进行 PPK 解算的位置误差，表 5.7 列出了对应的三个方向上位置误差的均方根值，由于 A 组结果（不使用相位预测方法）固定率相对较低，所以在浮点解历元的位置误差增大到接近 1 分米，在 B 组结果（使用相位预测方法）中，由于浮点解出现的频率相对较低，所以定位误差相对维持在较小的范围，但是与参考结果 C 组相比，可以看出 B 组的位置误差上会出现一些小的毛刺，这是由相位预测过程中的相位误差导致的，当预测相位误差超过了 1/4 周时很有可能导致载波相位发生周跳，但只有预测相位误差维持在 1/4 周内，B 组的位置误差基本上与 C 组定位误差相差不大，所以上述测试结果说明相位预测方法的使用能有效提高载波相位差分定位的可用性和精度。



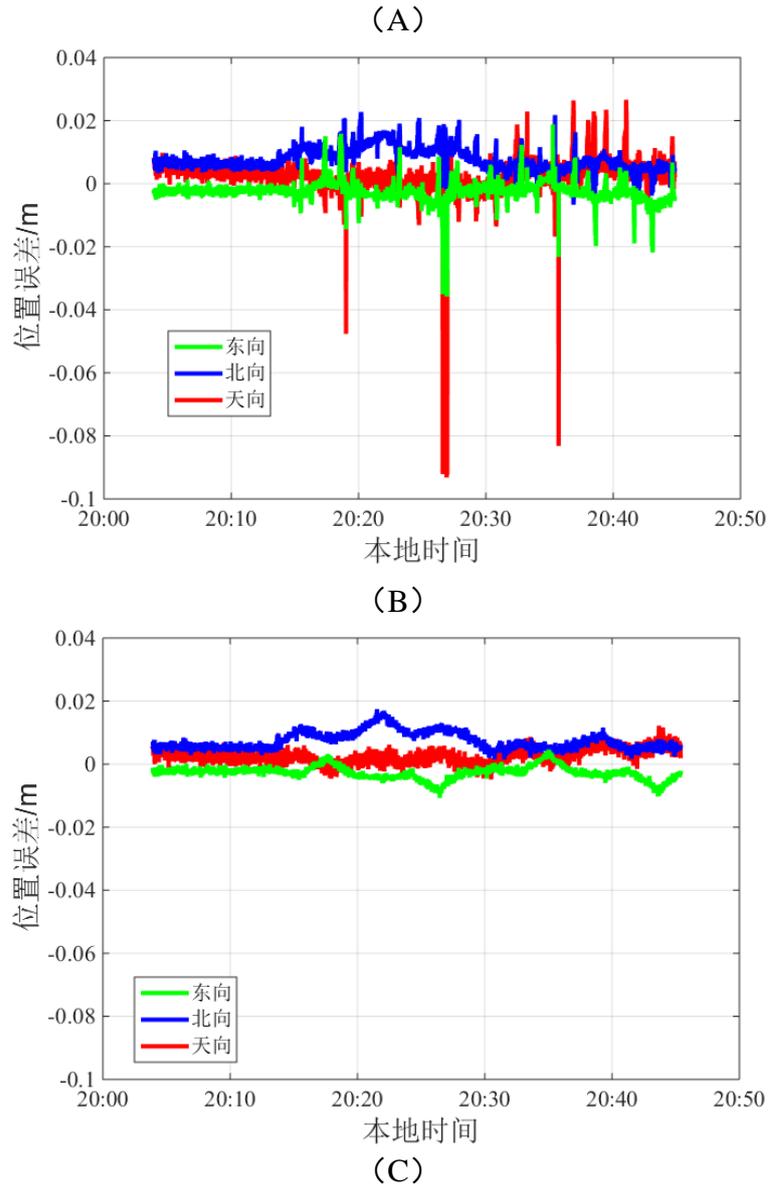


图 5.14 三组结果在东、北、天方向的位置误差 (A) 在信号中断测试中不使用相位预测方法; (B) 在信号中断测试中使用相位预测方法; (C) 不进行信号中断模拟

表 5.7 三组测试结果位置误差的均方根值

组别	东向/m	北向/m	天向/m
A	0.012	0.008	0.023
B	0.005	0.008	0.006
C	0.003	0.008	0.003

5.3 实测场景载波相位定位性能测试

5.3.1 车载实测数据采集与处理

图 5.15 是实测车载场景下的数据采集与处理流程图, 如图所示, 立得组合导

航系统主要用于获得位置真值文件作为参考；Ublox M8U 接收机模块主要作为本文接收机的对比接收机；深组合软件接收机处理来自记录回放仪采集的 GPS L1 与北斗 B1 中频数据、MEMS 等级惯导 STIM300 数据以及里程计数据；最后采用 RTKLIB 软件分别处理 ublox 与软件接收机的观测值文件，基于位置真值文件对软件接收机和 ublox 的载波相位和载波相位定位结果进行对比评估。此处将采用 4.2.1 节中介绍的方法来评估载波相位观测值。表 5.8 列出了 STIM300 的典型误差参数。

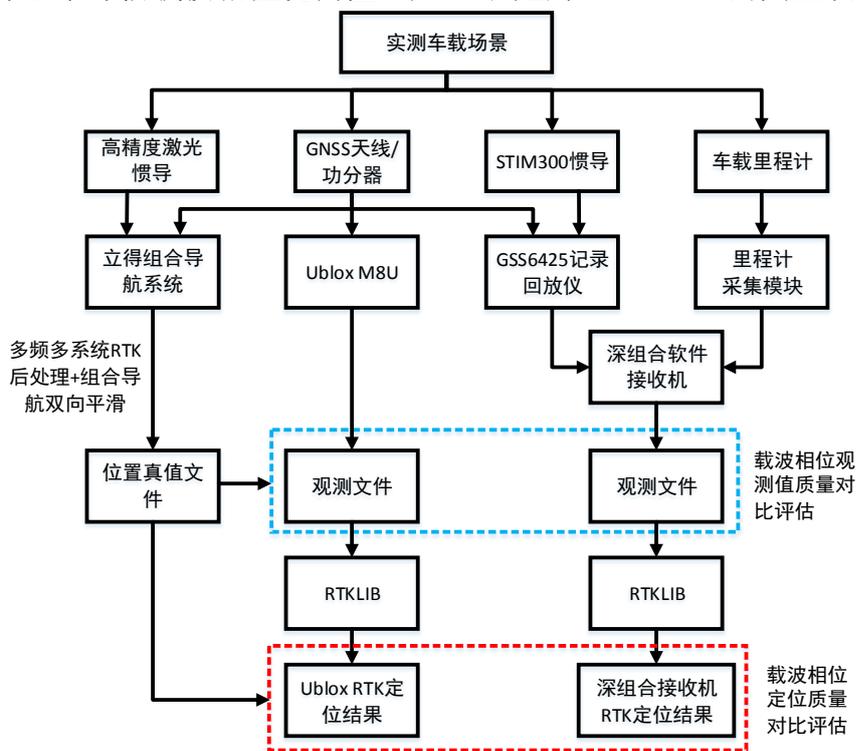


图 5.15 实测场景数据采集与处理流程图

表 5.8 STIM300 的典型误差参数

陀螺仪	常值零偏(deg./h)	50
	零偏不稳定性(deg./h)	10
	相关时间(s)	3600
	比例因子(ppm)	1000
	角度随机游走($\text{deg}/\sqrt{\text{h}}$)	0.2
加速度计	常值零偏(mGal.)	1000
	零偏不稳定性(mGal.)	1000
	相关时间(s)	3600
	比例因子(ppm)	1000
	速度随机游走($\text{m}/\text{s}/\sqrt{\text{h}}$)	0.18

5.3.2 真实车载场景测试

实测场景数据采集于武汉二环线某路段，包含开阔天空、树下、隧道、高架桥、城市峡谷等多种场景，图 5.16 是车载实验中由行车记录仪获得的实测场景图。下面将按照图 5.15 中的数据处理流程分别在载波相位观测值和载波相位定位层面比较 ublox M8U 接收机与深组合软件接收机的性能。



图 5.16 实测车载场景图

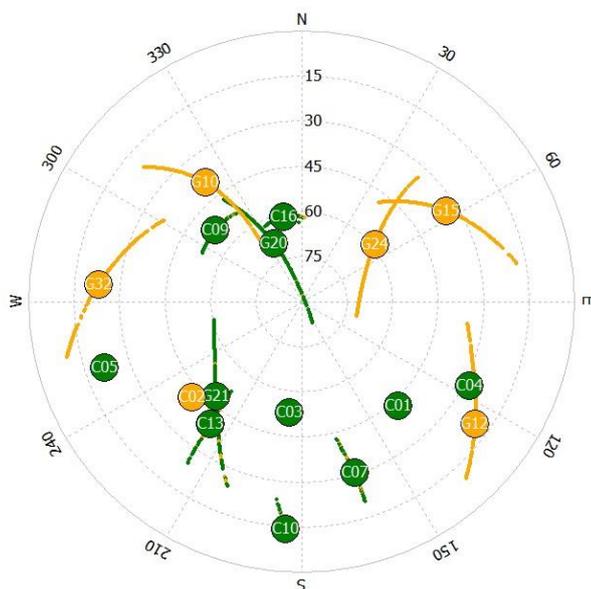


图 5.17 实测车载场景卫星分布图

图 5.17 是该实测场景的卫星分布图，包括 GPS（图中用“G”表示）和北斗卫星（图中用“C”表示），下面分别选择 G10 和 C9 两颗卫星对比软件接收机和 ublox 接收机的载波相位观测值质量。具体方式是采用 4.2.1 节中介绍的载波相位检测方法评估载波相位周跳的发生频率和周跳大小，检测结果如图 5.18 所示。可以看出，深组合软件接收机周跳频率整体水平低于 ublox 接收机，且周跳数值相对较小。这

说明深组合接收机载波相位的连续性高于 ublox 接收机。

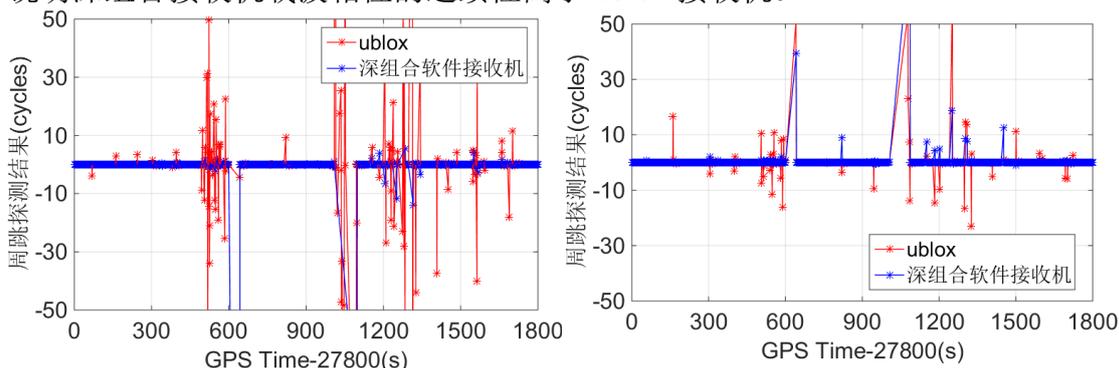


图 5.18 ublox 与深组合接收机载波相位探测结果对比：G10（左）与 B9（右）

为了进一步提高载波相位观测值连续性，使用 4.2.2 节中提出的载波相位检测和修复方法进行载波相位质量控制，图 5.19 描绘了深组合接收机 G10 和 C9 载波相位修复前后的检测结果，可以看出，修复后的载波相位周跳得到了有效抑制，有助于提高观测值连续性，但仍有少量周跳无法成功修复。

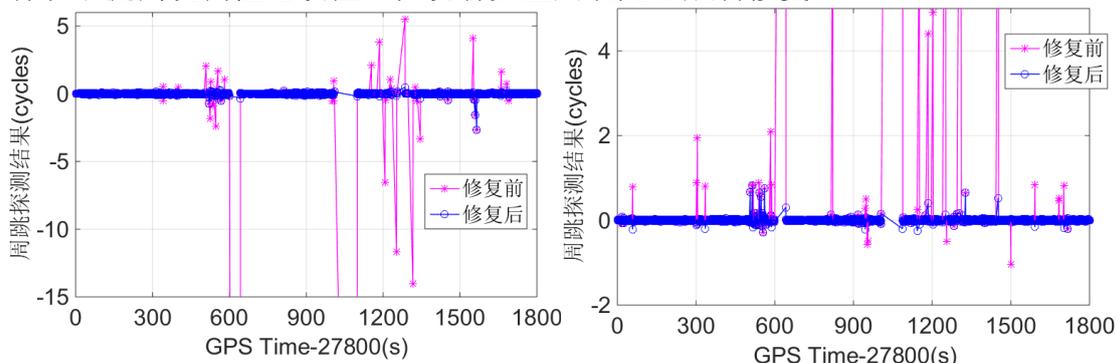


图 5.19 深组合接收机周跳修复前后的载波相位探测结果对比：GPS10（左）与 BD9（右）

使用 RTKLIB 软件分别处理深组合软件接收机和 ublox 的观测文件，两者选择相同基站信息，基线长度在 1~5km 范围内，卫星截止高度角设置为 10° ，滤波器类型选择前向滤波，模糊度固定模式选择“Instantaneous”，即单历元固定，固定解最小 Ratio 值设置为 2.5。

图 5.20 和图 5.21 分别是 ublox 接收机和深组合软件接收机在 RTKLIB 中的处理结果，主要描绘了参与定位卫星数目和对应的 Ratio 值的变化情况。图 5.22 是两种接收机的定位结果与真值做差得到的北、东、天方向的定位误差，其中每幅子图的左下角方框内是定位误差在 $\pm 5\text{cm}$ 尺度上的结果。表 5.9 是两者定位结果的相关数据统计表，其中“固定解”是指 RTKLIB 的解算 ratio 值大于 2.5，而“成功固定解”是指水平定位误差小于 5 cm，对应的固定率和成功固定率分别是固定解历元数和成功固定解历元数相对于总历元数的比例。

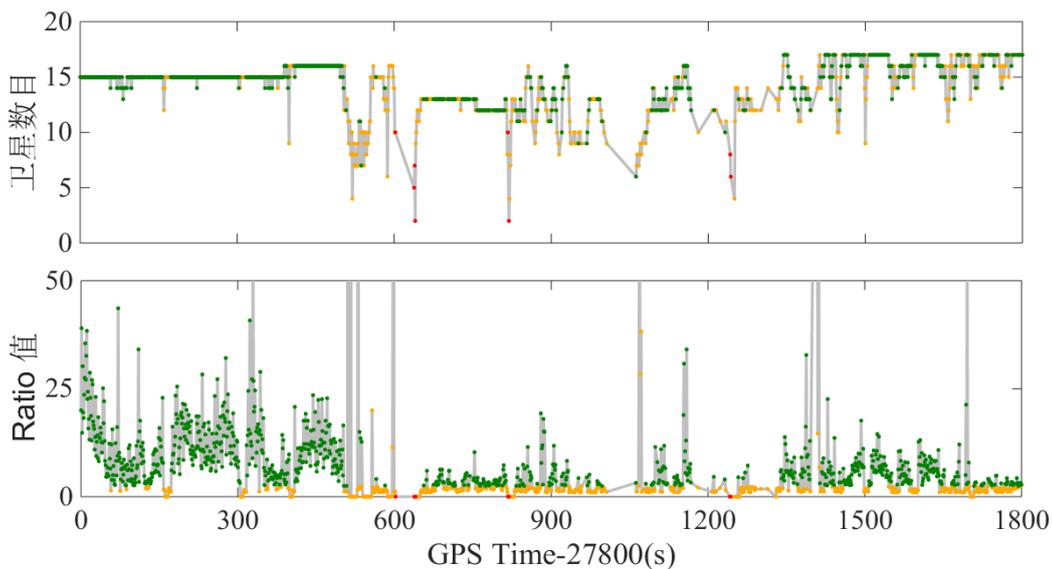


图 5.20 ublox 观测值在 RTKLIB 定位结果中卫星数目和 ratio 值

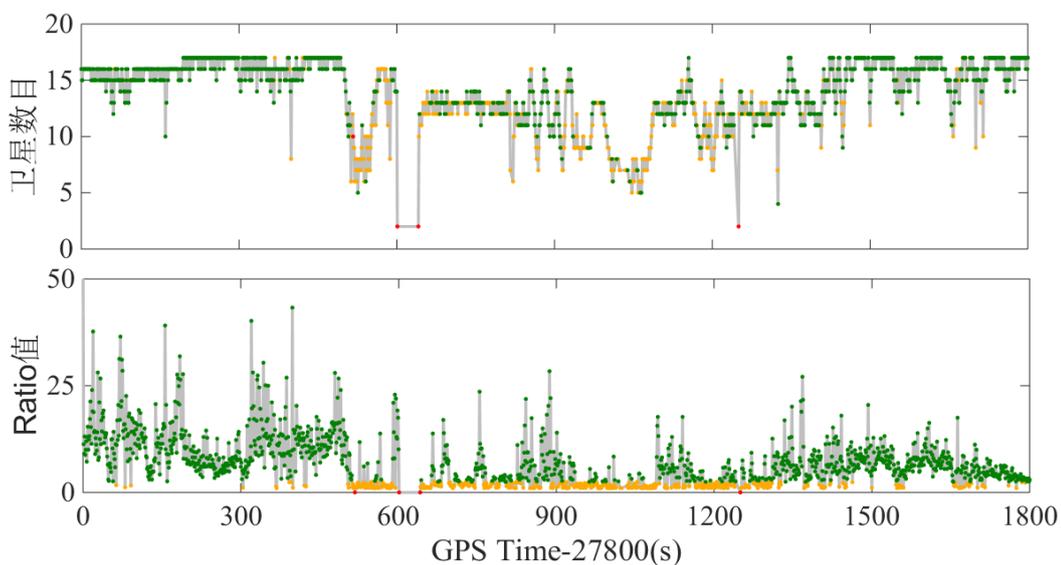


图 5.21 深组合接收机观测值在 RTKLIB 定位结果中卫星数目和 ratio 值

表 5.9 深组合软件接收机与 ublox 的 PPK 结果统计

	深组合软件接收机	ublox
总历元数	1800	1800
固定解历元数 (ratio > 2.5)	1248	941
浮点解历元数 (ratio ≤ 2.5)	495	575
单点定位解历元数	4	8
不定位历元数	53	276
成功固定解历元数	1222	909
固定率/%	68.3	52.3
成功固定率/%	67.9	50.5

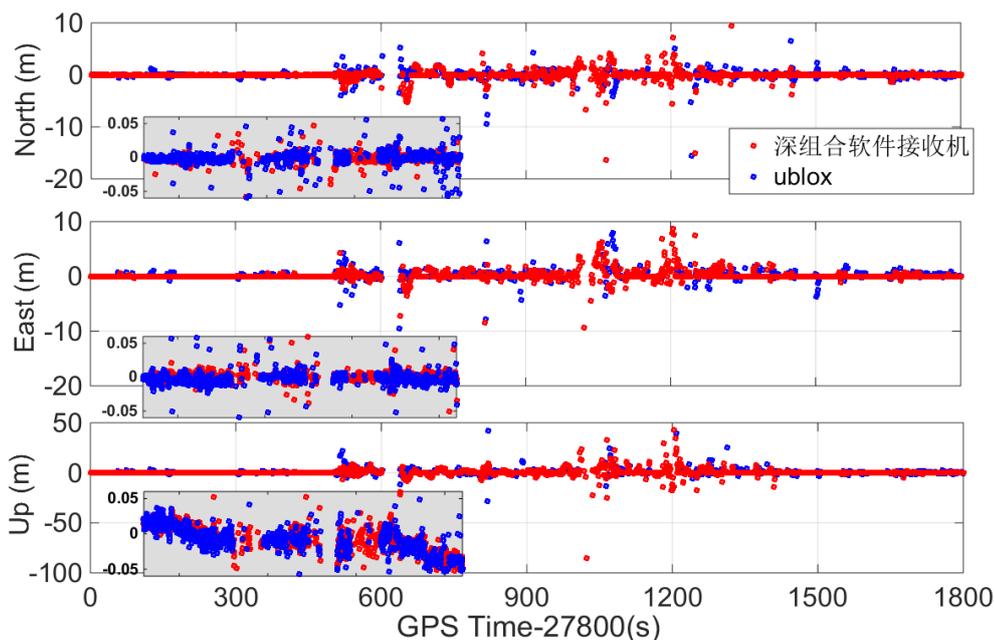


图 5.22 深组合接收机与 ublox 接收机的定位误差

综合上述图表信息可得：深组合软件接收机的可定位历元数、固定解历元数与成功固定解历元数均高于 ublox 接收机，固定率较 ublox 提高了约 17%。两种接收机在大部分固定历元都能获得厘米级的定位精度，在部分未固定历元，两种接收机定位误差增大到米级，甚至几十米的量级。

为了提高高精度定位结果的可用性，避免图 5.22 中的定位粗差影响导航效果，在本文的深组合软件接收机中，使用 GNSS/INS/里程计的松组合定位结果作为最后的导航结果。由于在 RTK 定位中，固定解能提供厘米级的定位精度，而浮点解的定位精度大幅降低，而接收机估计的浮点解的位置标准差有时不能真实反映其可靠程度，导致惯导结果受 GNSS 定位粗差影响变差，因此当接收机的定位结果为浮点解时，仅使用里程计速度进行组合更新。

图 5.23 分别描绘了深组合接收机和 ublox 接收机 RTK 定位结果与惯导和里程计数据进行松组合之后的定位误差曲线。与图 5.22 对比可知，松组合算法能有效约束定位误差，提供更连续的高精度定位结果。其中黑色虚线框内表示一段时长为 45 s 的隧道场景，在惯导和里程计的约束作用下，深组合软件接收机的定位误差发散量为 1 m 左右。由于 RTK 固定解存在固定错误的可能，错误固定历元的结果虽然接收机估计的位置标准差很小，但实际的位置误差可能很大，这样的 RTK 结果进入组合导航会导致松组合结果误差增大，出现图中绿色虚线方框中定位误差较大阶跃变化的情况。

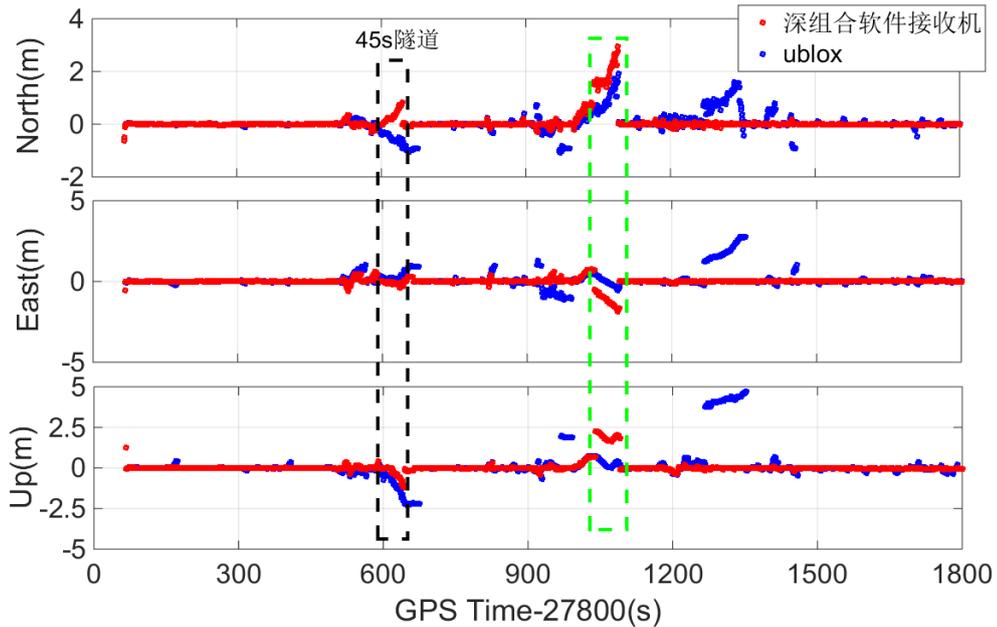


图 5.23 深组合接收机与 ublox 接收机的 RTK/惯导/里程计松组合定位误差

5.4 本章小结

本章首先利用仿真数据对本文提出改善载波相位跟踪的技术方法进行定量测试。针对载波相位的弱信号跟踪，对比测试了传统锁相环、深组合锁相环和本文提出的深组合辅助的 COOP 锁相环的载波相位跟踪灵敏度，在部分信号较弱的仿真测试中，深组合辅助的 COOP 锁相环可跟踪 10~12 dB Hz 的弱信号载波相位，较传统锁相环提高了 12 dB 左右，较深组合锁相环提高了 4~7 dB 左右。然后利用仿真数据测试了载波相位预测方法，就相位预测时间和该方法对 RTK 定位性能的影响两个方面分别设计实验进行测试，测试结果表明，在部分卫星遮挡的测试条件下，该方法在静态和动态测试条件下都能保证 90% 以上的测试结果在预测时间为 15s 内载波相位预测误差不超过 1/4 周；在模拟部分卫星断续的动态测试中，有相位预测的测试结果相比于不使用相位预测的测试结果能有效改善载波相位观测值的连续性与 RTK 的固定率，提高定位精度。最后，使用实测车载场景对比测试了本文的深组合软件接收机与 ublox M8U 的载波相位质量和定位性能，结果表明，深组合接收机的载波相位周跳发生频率和周跳值低于 ublox，固定率比 ublox 高 17% 左右，整体定位效果优于 ublox。此外，使用 RTK/惯导/里程计松组合能约束 GNSS 信号较差或中断情况时的定位误差，与单纯 RTK 解算结果相比，有效提高了高精度定位的可用性和精度。

6 总结与展望

6.1 论文工作总结

复杂信号环境下，GNSS 接收机载波跟踪环受到信号遮挡和衰弱等影响导致载波相位失锁和观测值不连续等问题，影响载波相位定位算法的可用性、连续性和定位精度。因此对复杂信号环境下的载波相位跟踪与观测值质量提高的研究具有重要意义。本文工作总结如下：

1) 介绍了标量深组合与矢量深组合的结构，辩证分析了两者在实现与载波相位跟踪方面的优缺点，最后实现一种基于标量深组合结构，借鉴矢量接收机通道间信息共享思想的深组合软件接收机。这种结构有助于在传统标量深组合接收机的基础上进一步提高载波相位在复杂信号环境下的跟踪性能。

2) 基于深组合接收机结构，提出了一种深组合辅助下的 COOP 跟踪环结构，有效提高载波相位的弱信号跟踪灵敏度。利用强信号通道估计出接收机钟漂对各跟踪环路的影响，从而使载波环克服动态应力与跟踪灵敏度之间的矛盾，以更低的带宽和更长的积分时间实现弱信号条件下的载波相位连续跟踪。

3) 针对部分信号频繁断续条件下载波相位跟踪不连续的问题，提出了一种载波相位预测方法，该方法利用正常跟踪通道为相位预测通道提供辅助信息，以准确重构被遮挡卫星通道的接收机晶振钟漂引起的多普勒变化，同时在深组合的动态信息辅助下，被遮挡通道能在一段时间内保持载波相位误差维持下较小的水平，有效避免了载波相位的频繁失锁和跳周。

4) 提出基于惯导和里程计辅助的载波相位观测值周跳检测和修复方法，基于惯导短期精度高的特点，利用 RTK/INS/里程计的高精度定位结果得到卫地距在相邻历元的距离变化量对载波相位测量的距离变化量进行检测，经过与真值文件的检测结果对比，该方法能有效检测出载波相位观测值中的周跳值，一定程度上能改善载波相位观测值连续性。

5) 针对复杂信号条件中，载波环鉴相器对 180° 翻转不敏感导致载波相位测量值存在半周模糊度的问题，提出比特信息辅助的方法快速确定半周模糊度值，相比传统的利用帧同步信息判断的方法，能有效缩短判断的时间，一定程度上提高观测值连续性。

6) 设计仿真实验场景测试深组合软件接收机的弱信号跟踪性能，并与传统锁相环和传统深组合锁相环进行对比，在部分卫星信号较弱的测试条件下，结果表明本文提出的基于深组合结构的 COOP 锁相环由于降低了动态和接收机钟漂对跟踪的影响，弱信号跟踪灵敏度较传统锁相环提高了 12 dB 左右，较深组合锁相环提高

了 4 ~7 dB 左右。

7) 设计仿真实验场景测试提出的相位预测方法在部分卫星信号断续条件下的跟踪性能, 在静态和动态场景下依次测试了被遮挡卫星的相位预测时间, 结果表明, 在两种场景下, 90% 以上的测试结果都能在 15s 的预测时间内维持载波相位发散不超过 1/4 周; 在动态场景下测试了相位预测方法对 RTK 定位的影响, 结果表明, 使用相位预测方法能有效提高部分卫星信号断续条件下的 RTK 固定率和定位精度。

8) 在实测车载环境下对深组合软件接收机的载波相位观测值质量和 RTK 定位精度进行了测试与评估。测试结果表明, 深组合软件接收机的载波相位观测值连续性和 RTK 固定情况, 以及整体定位效果优于 ublox 接收机, 证明了本文提出的载波相位优化方法的有效性。

6.2 展望

本文工作仍需进一步研究与改善的方面有:

1) 在实测复杂场景中, 由于码环收敛速度等影响导致伪距残差较大, 影响载波相位模糊度的固定, 下一步需要优化码环参数设计, 提高伪距观测量质量, 从而抑制伪距残差对载波相位定位的影响。

2) 在实测场景中, 使用长相干积分时间实现载波相位弱信号跟踪时需要克服比特值跳变的影响, 下一步需要利用比特辅助等方式实现实测情况下的长相干积分。

3) 对本文提出的载波相位周跳检测和修复方法进一步优化实时修复策略, 避免修复错误造成的不良后果。

4) 更深入的研究 RTK 定位算法, 将更多基带信息辅助到定位层面, 帮助定位算法更好的固定模糊度, 减小粗差。

5) 目前仅对常规车载场景进行了少量样本的测试评估, 下一步要增加测试样本, 针对不同真实车载场景对深组合软件接收机进行测试与优化。

参考文献

- 班亚龙. 2016. 高动态 GNSS/INS 标量深组合跟踪技术研究[D]:[博士]. 武汉: 武汉大学, 56-58.
- 蔡成林, 王亮亮, 王金辉, 等. 2016. 电离层残差法对载波相位周跳探测的改进 [J]. 电讯技术, 56(5): 551-556.
- 程政. 2016. 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]:[硕士]. 武汉: 武汉大学, 44-47.
- 常乐. 2017. 基于 DSP 的 GNSS/INS 实时组合导航系统的研究 [D]:[硕士]. 武汉: 武汉大学, 20-28.
- 陈品馨, 章传银, 黄昆学. 2010. 用相位减伪距法和电离层残差法探测和修复周跳 [J]. 大地测量与地球动力学, 30(2): 120-124.
- 方靖, 顾启泰, 丁天怀. 2008. 车载惯性导航的动态零速修正技术[J]. 中国惯性技术学报:16(03): 265-268.
- 高钟毓. 2012. 惯性导航系统技术[M]. 北京: 清华大学出版社.
- 韩厚增, 王坚, 李增科. 2015. GPS/INS 紧组合的 INS 辅助周跳探测与修复 [J]. 测绘学报, 44(8): 858-857.
- 韩新宇. 2018. 全球卫星导航系统在林业生产管理中的应用实践 [J]. 吉林农业, (12): 92-92.
- 金猛, 贺筱晶. 2016. 影响 RTK 精度的因素分析和研究 [J]. 科技创新导报, (9): 41-41.
- 刘帅, 孙付平, 张伦东, 等. 2015. INS 辅助周跳修复以实现精密单点定位瞬时重新收敛 [J]. 中国惯性技术学报, 23(05): 607-614.
- 刘蘅嵘. 2018. GNSS/INS 深组合强震仪关键技术研究及验证[D]:[硕士]. 武汉: 武汉大学, 13-19.
- 刘斌. 2018. RTK 技术在道路工程测量中的应用 [J]. 工程技术研究, (11): 206-207.
- 刘基余, 陈小明. 2018. 整周跳变的探测与修复 ——GNSS 动态载波相位测量的数据处理方法之四 [J]. 数字通信世界, (6).
- 鲁郁. 2016. 北斗/GPS 双模软件接收机原理与实现技术[M]. 北京: 电子工业出版社.
- 莫建文. 2011. 弱信号环境下高性能 GPS 接收机关键技术研究 [D]:[博士]. 西安: 西安电子科技大学, 23-29.
- 裴晶, 马颖, 刘春. 2017. 多项式拟合法在周跳探测中的研究与改进 [J]. 电子测量与仪器学报, 31(11): 1828-1834.
- 秦永元. 2000. 卡尔曼滤波与组合导航原理[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 33-56.
- 王激扬, 张航, 宋闯, 易华. 2019. 无人飞行器的多源信息融合技术发展综述 [J/OL]. 战术导弹技术, [2019-04-13]. <https://doi.org/10.16358/j.issn.1009-1300.2019.8.148>.
- 许春明. 2002. GPS 动态载波相位测量定位技术研究[D]:[硕士]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 3-6.
- 谢刚. 2009. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社.

- 严昆仑. 2018. 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] :[博士]. 武汉: 武汉大学, 42-46.
- 姚卓, 章红平. 2018. 里程计辅助车载 GNSS/INS 组合导航性能分析 [J]. 大地测量与地球动力, 38(02): 206-210.
- 甄龙, 刘源, 林飞, 刘军. 2017.多频伪距/载波相位组合周跳探测研究 [J]. 地理空间信息, 15(03): 84-86.
- 张智金. 2018. 城市峡谷中的卫星定位技术研究 [D] :[硕士]. 广州: 广东工业大学, 34-38.
- 张提升. 2013. GNSS/INS 标量深组合跟踪技术研究 with 原型系统验证 [D] :[博士]. 武汉: 武汉大学, 67-69.
- Braasch, M.S., van Dierendonck, A.J. 1999. GPS receiver architectures and measurements [J]. Proc. IEEE,87: 48–64.
- Brewer, J.; Raquet, J. 2016. Differential Vector Phase Locked Loop [J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.,52: 1046–1055
- Copps E, Geier G, Fidler W, Grundy P. 1980. Optimal processing of GPS signals [J]. Navigation, 27(3): 171-182.
- Chang, X.W., Yang, X., Zhou, T., 2005. MLAMBDA: a modified LAMBDA method for integer least-squares estimation [J]. J. Geod, 79: 552–565.
- Curran, J. T., 2015. Enhancing Weak-Signal Carrier Phase Tracking in GNSS Receivers [J]. International Journal of Navigation and Observation, 2015: 1-15
- Chen, S., Gao, Y.. 2019.Improvement of carrier phase tracking in high dynamics conditions using an adaptive joint vector tracking architecture [J]. GPS Solutions, 2019, 23(1).
- Geng, J., Meng, X., Dodson, A.H., Ge, M., Teferle, F.N., 2010. Rapid Re-convergences to ambiguity-fixed solutions in precise point positioning [J]. J Geod. 84,705-714.
- Geng, J., Teferle, F.N., Meng, X., Dodson, A.H., 2011. Towards PPP-RTK: Ambiguity resolution in real-time precise point positioning[J]. Adv. Space Res. 47, 1664–1673.
- Henkel, P.; Giger, K.; Gunther, C.2009. Multi-Frequency, Multi-Satellite Vector Phase-Locked Loop for Robust Carrier Tracking[J]. IEEE J. Sel. Top. Signal Process, 3, 674–681.
- James, W. S., 1999. Receiver Architectures for Improved Carrier Phase Tracking in Attenuation, Blockage, and Interference[J]. GPS Solut., 3, 40-47.
- Krasovski, S.; Petovello, M.G.; Lachapelle, G. 2014.Ultra-tight GPS/INS Receiver Performance in the Presence of Jamming Signals[C]//In Proceedings of the ION GNSS, Tampa, FL, USA, 8–12 September 2014.

- Kubo, N., Suzuki, T., 2016. Performance Improvement of RTK-GNSS with IMU and Vehicle Speed Sensors in an Urban Environment[J]. *IEICE Trans. Fundam. Electron. Commun. Comput. Sci.*, 99, 217–224.
- Lashley, M.; Bevly, D. 2009. What are Vector Tracking Loops, and what are their benefits and drawbacks[J]. *Inside GNSS*, 4, 16–21.
- Marçal, J., Nunes, F., 2016. Robust vector tracking for GNSS carrier phase signals[C]//In Proceedings of the 2016 International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS), Barcelona, Spain, 28–30 June: 1–6.
- Niu X, Li B, Ziedan N I, et al. 2016. Analytical and simulation-based comparison between traditional and Kalman filter-based phase-locked loops[J]. *Gps Solutions*, 21(1):1-13.
- Peng, X., Mark, G., 2012. Phase Prediction Method in GNSS Receivers with Application to Phase Reacquisition[J]. *Navigation*, 59, 107-118.
- Paziewski, J., Sieradzki, R., Baryla, R., 2018. Multi-GNSS high-rate RTK, PPP and novel direct phase observation processing method: application to precise dynamic displacement detection[J]. *Measurement Science and Technology*, 29.
- Razavi, A., Gebre-Egziabher, D., Akos, D.M., 2008. Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals[J]. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 44, 697–710.
- Savage P G. 1998. Strapdown inertial navigation integration algorithm design part 2: Velocity and position algorithms[J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 21(2): 208-221.
- Solheim, F.S., Vivekan, J., Ware, R.H., Rocken, C., 1999. Propagation delays induced in GPS signals by dry air, water vapor, hydrometeors and other atmospheric particulates[J]. *J. Geophys. Res.* 104, 9663–9670.
- Shin E. 2005. Estimation techniques for low-cost inertial navigation[D]: [Ph.D.]. Canada: University of Calgary.
- Shafaati A, Lin T, Lachapelle G. 2015. Performance comparison of difference correlator and co-op tracking architectures under receiver clock instability[C]//Proceedings of the 28th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation. 2015: 2887-2904.
- Shafaati A, Lin T, Broumandan A, et al. 2018. Design and Implementation of an RTK-Based Vector Phase Locked Loop[J]. *Sensors*, 18(3):845.
- Takasu, T., Yasuda, A., 2006. Evaluation of RTK-GPS Performance with Low-cost Single-Frequency GPS Receivers[C]// Proceedings of International Symposium on GPS/GNSS, Tokyo, Japan, 11–14 November: 852–861.

- Takasu, T.; Yasuda, A. 2009. Development of the low-cost RTK-GPS receiver with an open source program package RTKLIB[C]// In Proceedings of the International Symposium on GPS/GNSS, Jeju, Korea, 4–6 November 2009.
- Wang, B., 2015. Carrier Phase Prediction of Weak Signal for High-Accuracy Navigation[D]: [Ph.D.]. Canada:University of Calgary.
- Xie, P., Petovello, M., 2010. Improving carrier phase re-acquisition using advanced receiver architectures[C]//Proceedings of IEEE/ION PLANS. Indian Wells, CA, 4-6 May, 728-736.
- Zhodzishsky, M.; Yudanov, S.; Veitsel, V.; Ashjaee, J. 1998. Co-Op Tracking for Carrier Phase[C]// In Proceedings of the ION GPS, Nashville, TN, USA, 15–18 September 1998, 653–664.
- Zhang T, Niu X, Ban Y, et al. 2015. Modeling and development of INS-aided PLLs in a GNSS/INS deeply-coupled hardware prototype for dynamic applications[J]. Sensors, 15(1): 733-759.
- Zangeneh-Nejad, F., Amiri-Simkoei, A.R., Sharifi, M.A., Asgari, J., 2017. Cycle slip detection and repair of undifferenced single-frequency GPS carrier phase observations[J]. GPS Solut., 21, 1593-1603.

硕士期间的科研成果

1. 发表的论文

- [1] **Zhuo Li**, Tisheng Zhang, Farui Qi, Hailiang Tang, Xiaoji Niu (2019) Carrier phase prediction method for GNSS precise positioning in challenging environment. *Advances in Space Research*, 63(7), pp.2164-2174. (SCI)
- [2] **李卓**, 张提升, 严昆仑, 祁发瑞 (2018). 一种改善 GPS 接收机载波相位连续性的相位预测方法. *大地测量与地球动力学*, 38(12):1280-1284. (中文核心)

2. 申请的发明专利

- [1] 张提升, **李卓**, 祁发瑞, 张全, 唐海亮. 改善 GNSS 接收机载波相位连续性的相位预测方法及系统. 申请号: 201810055577.0. 申请日: 2018 年 01 月 19 日.

3. 参与的主要科研项目

- [1] 国家自然科学基金青年基金, GNSS/INS 深组合跟踪环建模及其在 GNSS 地震仪中的应用研究 (编号: 41404029), 2015.01~2017.12, 参与
- [2] 国家 863 计划, 低成本 GNSS/INS 深耦合大众车载导航终端与应用示范 (编号: 2015AA124002), 2015.01~2017.12, 参与
- [3] 国家重点研发计划, 基于松紧耦合相融合的多体制自适应智能导航基础理论与关键技术 (编号: 2018YFB0505203), 2018.05~2022.04, 参与
- [4] 国家重点研发计划, 室内外大众用户精密多源协同定位技术 (编号: 2016YFB0501803), 2016.09~2020.12, 参与

致谢

时间过得真快，三年研究生生活随着毕业设计工作进入尾声也即将落下帷幕，经过这三年在导航组的学习、研究以及毕设这段时间的工作总结，让我在接收机领域从陌生到熟悉，再到最后的有所领悟和心得，在这个过程中，我不仅学习了接收机这一领域的相关专业知识，也懂得了如何将研究生阶段的学习能力应用到以后工作生活的其他领域，这将对我以后的人生受益匪浅。一路走来，感受到身边老师、同学、朋友、亲人的热心帮助，内心充满感激，借此机会向他们表达最真挚的感谢。

首先感谢我的导师刘经南院士。刘院士知识渊博、治学严谨，科研思路与时俱进，且富有远见卓识。研究生入学时，他给我们上了第一节导论课，带领我们进入导航世界。即使他工作繁忙，但也经常关心学生的科研工作和生活，通过学术报告的方式对我们的研究工作提出建设性的意见和指导，督促我们不断进步。

然后感谢牛小骥教授，他为我们研究生培养提供了优越的环境和优质的研究平台。牛老师性格和蔼可亲，对待科研工作精益求精，为我们营造了自由活跃的科研氛围，在每周组会中，他总是启发大家积极讨论，让大家从讨论中更深入的思考和领悟。他在工作中勤劳刻苦，孜孜不倦的精神将一直影响我以后的工作和学习。在研究生阶段能遇到牛老师这样的良师让我感到莫大的幸运，希望他在潜心学术研究的同时，也能注意休息，保持好的身体状态，带领我们导航组蒸蒸日上。

特别感谢张提升老师在研究生阶段对我提供的帮助，张老师在 GNSS 深组合接收机领域造诣颇深，对深组合接收机设计有丰富的经验和独特的见解，他具有强大的分析问题和解决问题的能力，总是在我科研道路遇到困惑的时候指点迷津，在我科研工作和论文写作等方面都提供了极大的帮助。

感谢祁发瑞同学在科研工作中提供的帮助，同作为接收机领域的学生，他思维敏捷，见解独特，每次我遇到问题，他都帮助我仔细分析，他耐心细致的技术问题讲解让我受益匪浅。在毕设工作中的实验数据采集与处理方面他都提供了非常大的帮助，特此感谢！

感谢组内的师兄、师姐、师弟、师妹以及总管黄凤寒，他们共同营造了导航组这个和谐的大家庭，非常珍惜在这里度过的每一天，不论是讨论学术的热烈、闲谈的欢乐、春夏秋冬游的放松，此刻都分外怀念和感动，感谢你们曾经为我提供的帮助，祝愿你们科研工作顺心，科研成果满满，顺利毕业，生活幸福，早日走上人生巅峰！

此外，我还要感谢我的室友，安丽君女士、赵欣女士和陈映秋女士，感谢你

们对我生活上的照顾，在我烦恼时的开导，愿我们友谊长长久久。

感谢我的父母和家人，感谢你们无私的付出与包容，感谢你们一如既往的理解与支持，为我提供了安心的学习环境，希望你们身体健康，有朝一日让我有机会好好报答你们的爱。

最后还要感谢参加论文评审和评议的老师，希望您工作愉快，身体健康，谢谢！