

分类号 TN967.1

密级

U D C

编号 10486

武汉大学

硕士学位论文

GNSS/INS 深组合强震仪
关键技术与验证

研究生姓名：刘蘅嵘

学号：2015206180001

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

二〇一八年五月

**Research on Technology
and Validation of
GNSS/INS Deep Integration Seismograph**

**By
Hengrong Liu**

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

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

May, 2018

论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的研究成果。除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已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

强震预警的及时性和准确性决定了生命和财产损失程度，而强震位移和速度测量精度是强震准确预警的前提。目前，常用的强震测量手段有传统强震仪和全球导航卫星系统（GNSS）强震仪。传统强震仪利用加速度计来感知地表运动，其灵敏性好、采样率高，但噪声的存在和地震发生时导致的地面永久性倾斜，容易导致测量值基线产生漂移。GNSS 强震仪利用全球导航卫星系统实现位置测量，其可直接获取瞬时位移信息，不易失真，但受接收机跟踪环带宽的限制，测量精度随运动频率和动态的增大而下降。

本文借鉴导航领域的 GNSS 与惯性导航系统（INS）深组合概念，提出并研究了 GNSS/INS 深组合强震仪。深组合强震仪利用 INS 估计的实时动态信息辅助 GNSS 强震仪的基带信号处理，实现强震动态下 GNSS 信号的精确跟踪，从本质上解决了 GNSS 强震仪在强震动态下载波相位观测精度下降的问题，实现了 GNSS 实时高精度强震测量。论文具体研究内容如下：

第一，在分析强震运动特征的基础上，开展了 GNSS/INS 深组合强震仪的关键技术研究。一方面，通过对深组合跟踪环进行误差建模，明确了各误差源与环路跟踪误差的传递关系，定量分析了强震动态下深组合环路的跟踪误差，并采用分析结果指导了强震下深组合跟踪环的参数设计与优化。分析表明，INS 辅助下，环路不再承受强震动态应力的冲击，只需跟踪较小的辅助信息估计误差，可以通过压缩带宽加长积分时间提高载波相位跟踪精度。深组合跟踪环采用 8Hz 窄带宽和 20ms 长积分时间。另一方面，针对强震前的静止时段和强震时的高动态时段，研究了不同的 INS 约束技术。静止段内，采用零速和零角速约束方法对 INS 观测值进行约束，防止 INS 位置、速度、姿态测量值的发散；动态段内，则采用 GNSS 观测信息与 INS 结果进行组合，估计的误差信息反馈修正 INS 误差。另外，采用滑动窗口方差法对运动状态变化进行感知，灵活切换约束方法。

第二，自主搭建了 GNSS/INS 软件深组合强震仪平台，设计并验证了一套深组合系统的测试方案。在 PC 上基于 C# 搭建了一套 GNSS/INS 软件深组合强震仪，系统的环路参数、INS 参数等可以灵活设置，可随意输出各类信息，有利于同时开展信号层面、定位层面的测试分析。另外，设计了一套包含测试场景准备、信号模拟、信号采集、数据处理四大步骤的深组合系统测试流程，并充分验证了流程的可行性与正确性，为强震测试验证提供了保障。

第三，分别基于硬件模拟器和振动平台实验，对深组合强震仪的基带信号处理层面和定位层面性能进行了测试，并测试了深组合强震仪对惯性器件的精度要求。基于硬件模拟器，设计了单频正弦运动场景和真实地震运动场景，并基于振动台设计了单频正弦运动场景。软件深组合强震仪测试表明：1) 强震动态时，

深组合环路跟踪精度远优于普通接收机环路，带宽为 8Hz 时，模拟器场景下，深组合环路的鉴相误差 RMS 小于 2° ，最大值为 8° ；振动台场景下，鉴相误差 RMS 为 4.6° ，最大值为 14.5° 。2) Trimble 的测量误差会随运动频率和动态的增大而增大，本文研制的深组合强震仪则一直保持稳定高精度测量。模拟器场景下，深组合强震仪的测量误差 RMS 小于 0.2cm，最大值为 0.7cm；振动台场景下，测量误差 RMS 为 0.5cm，最大值为 1.7cm。3) 与战术级惯导相比，采用 MEMS 级惯导，深组合强震仪的环路跟踪精度差 1° ，水平位移精度差 0.1cm，表明 MEMS IMU 可以用于深组合强震仪。

综上所述，本文研究了 GNSS/INS 深组合强震仪的关键技术，研制了 GNSS/INS 软件深组合强震仪平台，全面的测试分析表明深组合强震仪可以明显提高 GNSS 在强震动态下的精度。本文的研究工作为强震仪提供了优化方案和技术方法。

关键词：GNSS/INS 深组合；GNSS 强震仪；惯性辅助跟踪环；强震测量；载波相位

ABSTRACT

The timeliness and accuracy of early warning of strong earthquakes determine the degree of loss of life and property, while accurate measurement of displacement and velocity of strong earthquakes is the precondition for accurate early warning of strong earthquakes. At present, the commonly used seismic measurement methods include traditional seismographs and Global Navigation Satellite System (GNSS) seismographs. The traditional seismometers use accelerometers to sense seismic motion, it has good sensitivity and a high sampling rate, but noise and permanent ground tilt will cause baseline drift in accelerometer measurements. And the GNSS seismograph uses the global navigation satellite system to measure the displacement, it can directly obtain the instantaneous displacement information, which is not easy to distort, however, due to the limitation of the receiver's tracking loop bandwidth, the measurement accuracy decreases with the increase of the movement frequency and dynamics.

In this paper, the deep integration of GNSS and inertial navigation system (INS) in the navigation field is used to study the GNSS/INS deep integration seismograph. The deep integration seismograph uses INS to estimate real-time dynamic information and uses this information to assist the baseband signal processing of GNSS seismographs. Therefore, the problem of the degradation of the carrier phase observation accuracy of the GNSS seismograph under the strong earthquake dynamics is essentially solved, and real-time high-precision strong earthquake measurement of GNSS seismograph is realized. The specific research content of this paper is as follows.

First, based on the characteristics of strong motion, the key technologies of GNSS/INS deep integration seismograph are studied. On the one hand, by modeling the error of the deep integration tracking loop, the transfer relationship between error sources and the loop tracking error is studied, and the tracking error of the deep integration PLL under strong earthquake dynamics is quantitatively analyzed, then the analysis results are used to guide the parameter design of the deep integration tracking PLL under the strong earthquakes. The analysis shows that, with the aid of INS, the loop is no longer subjected to the impact of strong dynamic stress, it only needs to track the minor error of the auxiliary estimation, so the carrier phase tracking accuracy can be improved by compressing the bandwidth and lengthening the integration time. Therefore, the deep integration tracking loop adopts 8Hz narrow

bandwidth and 20ms long integration time. On the other hand, different INS constraint techniques is studied for static periods before strong earthquakes and high dynamic periods during strong earthquakes. In the stationary section, the zero-velocity update and zero-angle update are used to prevent the drift of the INS position, velocity, and attitude measurement values. And in the dynamic segment, the INS measurements are corrected by GNSS/INS loose integration. Moreover, the sliding window variance method is used to judge the system motion state, and the constraint method is switched according to the judgment result.

Second, the GNSS/INS deep integration seismograph software is realized, and the test scheme for it is designed and verified. The software is built on PC based on C#, and the loop parameters, INS parameters, etc. can be set flexibly on it, also it can output all kinds of information at will, which is good for testing and analyzing the performance of the system at the signal level and the positioning level. In addition, a test process for the system is designed, which includes four steps: test scene preparation, signal simulation, signal acquisition and data processing, and fully verify the feasibility and correctness of the process.

Thirdly, based on the hardware simulator and the vibration platform experiment, the performance of the deep integration seismograph was tested at the baseband signal processing level and positioning level, and the accuracy requirements of the deep integration seismograph for inertial devices also are tested. Among them, Based on the hardware simulator, a single-frequency sinusoidal motion scene and a real seismic motion scene are designed, and based on the vibration table, a single-frequency sinusoidal motion scene is designed. The test results show that: the tracking precision of deep integration loop is much better than the traditional loop under the strong earthquake dynamics. When the bandwidth is 8Hz, in the simulator scene, the phase error RMS of the deep integration loop is less than 2° , the maximum is about 8° , and in the shaking table scene, the phase error RMS is 4.6° , the maximum is 14.5° . 2) the measurement error of Trimble will increase with the increase of motion frequency and dynamics, however, the deep integration seismograph has always maintained stable and high-precision measurements. In the simulator scene, the measurement error RMS of the deep combined seismograph is less than 0.2cm, the maximum value is about 0.7cm, and in the shaking table scene, the measurement error RMS is 0.5cm and the maximum value is 1.7cm. 3) The loop tracking accuracy of the deep integration seismograph using MEMS IMU is 1 degree worse than that using the tactical IMU,

and the difference of the horizontal displacement precision is 0.1cm, which indicates that the MEMS IMU can be used in deep integration seismographs.

In summary, in this paper, the key technologies of the GNSS/INS deep integration seismograph are studied, and the GNSS/INS deep integration seismograph software is developed. The test analysis shows that the GNSS/INS deep integration technology improves the measurement accuracy of GNSS seismograph under the strong earthquake. Therefore, the research work in this paper provides optimized solutions and techniques for seismographs.

Key words: GNSS/INS deep integration; GNSS seismograph; INS-aided PLL; strong earthquake measurement; carrier phase

目 录

| | |
|--------------------------------|-----|
| 摘 要 | I |
| ABSTRACT..... | III |
| 目 录..... | VI |
| 1 绪论..... | 1 |
| 1.1 研究背景与意义..... | 1 |
| 1.2 国内外研究现状..... | 2 |
| 1.2.1 GNSS 强震仪研究进展 | 2 |
| 1.2.2 GNSS/加速度计组合强震仪研究进展 | 4 |
| 1.3 论文研究内容与章节安排..... | 5 |
| 2 GNSS 接收机与惯性导航技术 | 7 |
| 2.1 GNSS 接收机原理 | 7 |
| 2.1.1 GNSS 接收机结构 | 7 |
| 2.1.2 GNSS 跟踪原理 | 8 |
| 2.2 捷联惯性导航技术..... | 11 |
| 2.2.1 惯性导航系统..... | 11 |
| 2.2.2 常用坐标系..... | 12 |
| 2.2.3 捷联惯性导航原理..... | 14 |
| 2.2.4 惯性导航误差方程..... | 16 |
| 2.3 GNSS/INS 组合导航..... | 17 |
| 2.4 本章小结..... | 19 |
| 3 GNSS/INS 深组合强震仪关键技术研究..... | 20 |
| 3.1 强震信号分析..... | 20 |
| 3.1.1 强震信号特征分析..... | 20 |
| 3.1.2 强震信号采样..... | 21 |
| 3.2 深组合强震仪系统结构..... | 22 |
| 3.3 深组合强震仪的跟踪环参数设计..... | 23 |
| 3.3.1 强震下传统跟踪环误差分析..... | 23 |
| 3.3.2 深组合跟踪环误差传递模型..... | 26 |
| 3.3.3 强震下深组合跟踪环误差分析..... | 29 |
| 3.4 强震场景下的 INS 约束方法 | 32 |
| 3.4.1 不同状态下的 INS 约束思路 | 32 |
| 3.4.2 静止状态 INS 约束方法 | 33 |
| 3.4.3 约束方案切换方法..... | 36 |

| | |
|-----------------------------------|----|
| 3.5 本章小结..... | 38 |
| 4 GNS/INS 深组合强震仪测试平台实现..... | 40 |
| 4.1 软件深组合强震仪平台设计..... | 40 |
| 4.1.1 系统总体架构..... | 40 |
| 4.1.2 系统工作流程..... | 41 |
| 4.1.3 INS 辅助跟踪算法..... | 42 |
| 4.2 深组合强震仪测试方法设计与验证..... | 44 |
| 4.2.1 测试方法设计..... | 44 |
| 4.2.2 测试方法验证..... | 47 |
| 4.3 本章小结..... | 49 |
| 5 GNS/INS 深组合强震仪测试与分析..... | 50 |
| 5.1 测试场景设计..... | 50 |
| 5.1.1 正弦运动轨迹仿真场景..... | 50 |
| 5.1.2 真实地震轨迹仿真场景..... | 52 |
| 5.1.3 振动台测试场景..... | 53 |
| 5.2 深组合强震仪跟踪环性能测试分析..... | 54 |
| 5.2.1 正弦运动跟踪性能测试分析..... | 54 |
| 5.2.2 地震轨迹跟踪性能测试分析..... | 57 |
| 5.2.3 振动台跟踪性能测试分析..... | 58 |
| 5.3 深组合强震仪定位性能测试分析..... | 59 |
| 5.3.1 正弦运动定位性能测试分析..... | 59 |
| 5.3.2 地震轨迹定位性能测试分析..... | 62 |
| 5.3.3 振动台定位性能测试分析..... | 64 |
| 5.4 不同精度 IMU 辅助的深组合强震仪性能测试分析..... | 65 |
| 5.4.1 正弦运动不同 IMU 辅助的性能测试分析..... | 66 |
| 5.4.2 地震轨迹不同 IMU 辅助的性能测试分析..... | 68 |
| 5.5 本章小结..... | 69 |
| 6 总结与展望..... | 71 |
| 6.1 论文工作总结..... | 71 |
| 6.2 工作展望..... | 72 |
| 参考文献..... | 73 |
| 硕士期间的科研成果..... | 76 |
| 致谢..... | 77 |

1 绪论

1.1 研究背景与意义

据统计，地球上每年约发生 500 多万次地震，即每天有上万次的地震发生，其中对人类造成严重危害的主要为震级大于 6 级的强震。强震发生时，实时可靠的地震监测十分重要，2011 年的日本 3.11 Mw9.0 级大地震发生时，日本气象厅的震级测定最初为 Mw7.9 级，后又反复修改，3 天后才最终定级为 Mw9.0 级，由于震级测定偏低，导致随即发布的海啸高度预估值偏低，使沿海区域准备工作不充分，造成上万人遇难（方荣新等，2013）。实时高精度的地震监测，可以帮助人们快速准确的应对地震，减小人员伤亡和财产损失（郭博峰，2015）。同时，监测过程中记录的地震信号，可用来研究地震波特性、地震波传播以及地震震中反演等地震学问题，具有重要的科研价值。

传统强震仪是利用惯性传感器来感应地表运动，它具有灵敏性好、采样率高等优点；但是强震动态容易导致其赋值饱和，并且由于噪声的存在和地震发生时导致的地面永久性倾斜，容易导致测量值基线产生漂移，造成积分结果扭曲（Diego et al., 2013）。尽管地震学研究人员已经开发了许多方法用于校正基线误差（Boore et al., 2001; Graizer et al., 2006 年; Tu et al., 2013），但是这些方法通常需要附加的外部信息作为参考，而且需要结合一段时间的观测值来估计基线误差，因此这些方法很难做到实时应用。

全球导航卫星系统（GNSS）强震仪则是基于全球导航卫星系统实现位置测量，它利用 GNSS 接收机获得的高频载波相位观测值，结合精密定位算法，得到地表的瞬时动态形变。它直接获得测量结果，不易失真，并且具有全球覆盖、成本低等优点；但其采样率不及传统强震仪，且对于 GNSS 接收机，采样率越高并不意味可测量的动态频率范围越宽，其动态特性还受内部跟踪环路的带宽限制，导致观测值精度随运动频率和动态的增大而降低（Moschas et al., 2015）。可见，尽管 GNSS 强震仪不会受传感器倾斜影响，不仅可以捕获震时地表瞬时形变，还可以探测地震长波，获取大地震的同震位移，在地震研究中具有重要应用价值（陈娜，2015），但是强震动态时，其测量精度下降的问题一直难以解决。

由于 GNSS 强震仪与传统强震仪具有优势互补的特征，近年来，两者的组合应用逐渐成为地震监测研究的热点之一。研究主要以 GNSS 数据与传统强震仪数据的松组合或紧组合为主，其中松组合是利用卡尔曼滤波器将两个系统的位置、速度测量值进行融合处理，以得到更高精度的测量值，紧组合则是基于伪距、伪

距率进行融合处理,解决了松组合要求 GNSS 强震仪必须输出有效定位结果的限制,在弱信号环境下,性能相对于松组合更优。尽管研究表明两种方式在一定程度上能提高强震测量精度,但是两种方式均是强震仪与 GNSS 在数据层面的组合,并没有从本质上解决强震下 GNSS 接收机的载波相位观测精度下降的难题,不能充分发挥组合的性能优势。

传统强震仪的核心传感器为加速度计,主要用于测量平动;另外,近些年用于测量转动的旋转地震仪的核心传感器为陀螺仪。因此,强震仪和 GNSS 的组合基本原理类似于导航领域 GNSS 和惯导 (INS, 包括陀螺仪和加速度计) 的组合导航。GNSS/INS 组合导航除了包括松组合、紧组合,还包括深组合。GNSS/INS 标量深组合是 GNSS 和 INS 两个系统在信号处理层面的深度融合,它利用松组合或紧组合对 INS 进行约束,然后利用 INS 为 GNSS 接收机提供实时载体动态信息,协助接收机对信号的精确跟踪,实现 GNSS 与 INS 的相互协作,相辅相成。由于 INS 可提供到绝大部分动态信息,GNSS 接收机环路只用跟踪小部分的残余误差,避免了高动态对环路的冲击,从而保证接收机稳定持续的输出高精度观测值 (张提升等, 2013)。

因此,本文借鉴导航领域 GNSS/INS 深组合思想,提出 GNSS/INS 深组合强震仪,拟从信号处理层面解决 GNSS 强震仪在强震动态下精度下降的问题,实现实时高精度的强震测量。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 GNSS 强震仪研究进展

全球卫星导航系统自问世以来,受益于其全天候、全球覆盖、布设方便、精度高等优点,一直被广泛使用。GNSS 使用范围也从最初的定位需求,扩散至大地测量、工程变形监测、工程测量等各种高精度测量任务 (Kaplan et al., 2006; 谢刚, 2009)。1994 年,日本 Kyoto 大学防灾研究所的 Hirahara et al. (1994) 利用振动平台模拟地震场景,采用观测率为 1Hz 的 GPS 接收机进行测量,通过事后双差定位解算方式,有效的还原了震动轨迹,证明了高频 GPS 接收机可以用于测量地震发生时的地表瞬时形变,因而 Hirahara 团队提出了“GPS 地震仪”的概念。

2002 年,美国的阿拉斯加的 Denali 7.9 级地震,使近场大部分地震仪出现了数据饱和失真现象,而该区域的 GPS 观测站持续稳定的记录下了 1Hz 的观测数据。次年,美国科罗拉多大学的 Larson et al. (2003) 采用记录的 1Hz GPS 观测数据成功恢复了 Denali 地震的地表瞬时形变位移,证明了 GPS 强震仪作为一

种新型地震测量手段的可行性。随后,国内外学者陆续利用高频 GPS 数据对包括 2003 年 Tokachi-Oki Mw 8.1 级地震 (Irwan et al., 2004)、2004 年 Sumatra-Andaman Mw 9.3 级地震 (Ohta et al., 2006)、2008 年汶川 Mw 8.0 级地震 (Shi et al., 2010; 殷海涛等, 2010)、2009 年 L'Aquila Mw 6.3 级地震 (Avalone et al., 2011)、2011 年 Tohoku-Oki Mw 9.0 级地震 (张小红等, 2012; Hung et al., 2013) 等大地震进行了研究,成功获取了近场和远场的地表瞬时位移序列,与地震仪测得的结果基本吻合,充分表明了高频 GPS 技术可以有效测量强震的地表瞬时形变。

除了利用高频 GNSS 技术研究震时地表瞬时位移的获取,2006 年, Blewitt G et al. (2006) 首次提出利用 GPS 数据快速确定矩震级,并表明 GPS 技术可以发展成为海啸预警的有效手段之一。随后, Simona Colombelli et al. (2013) 提出了一种利用 GPS 位移时间序列快速确定地震震级和破裂面积范围的方法,并利用 2011 年 Tohoku-Oki Mw 9.0 级地震、2003 年 Tokachi-Oki Mw 8.3 级地震、2010 年 El Mayor-Cucapah Mw 7.2 级地震数据进行了测试验证,结果表明基于 GPS 技术得到的地震震级估计对比于震时初期发布的震级估计更精准稳定。方荣新等人 (2014) 研究了利用 GNSS 技术实现强震震中定位和震级确定,研究采用 1Hz 高频 GPS 数据成功反演了汶川大地震的震中和面波震级信息,与中国地震局提供的参考数据相比,反演的震中定位精度为 12km,震级精度约为 0.1 个震级单位。此外,徐才军等人 (2009) 利用震时的 GPS 同震位移资料反演了汶川大地震的精细同震滑动分布;王振等人 (2013) 利用 1Hz GPS 观测波形资料,成功反演了 2011 年日本 3.11 大地震的震源破裂过程,进一步证明了高频 GNSS 技术应用于强震测量的潜力。

尽管 GNSS 技术在地震学研究领域的应用表现突出,但地震发生时,利用高频 GNSS 技术解决实时测量问题,比如实时的震级震源快速确定、地震及海啸快速预警等,现在仍面临着诸多难题。殷海涛等人 (2013) 分析了实时高频 GNSS 技术在地震学研究中的应用,总结了目前阶段存在的诸多难题,包括模糊度的快速解算、强震下 GNSS 接收机观测值的稳定输出、GNSS 观测值的噪声削弱、高频 GNSS 技术与传统加速计强震仪的有效结合等。此外,研究表明,GNSS 强震仪的测量精度会随动态增大而降低。美国孟菲斯大学的 Smalley et al. (2009) 分析了几场大地震里震中地区记录的 GPS 观测数据,研究发现对于震级大于 7.5 级的地震,在 1Hz,甚至 5Hz 的采样频率下,GNSS 观测数据仍会出现频率混叠现象,导致还原的地震波形产生较大偏移,并得出结论强震发生时,对于近场区的观测站点,需要以更高的观测频率 (至少 10Hz) 来记录地震运动的位移时间序列,才能有效的还原地震波形。然而, GPS 观测值数据率越高并不意味着观测

的运动频率范围越宽。美国德克萨斯大学的 Ebinuma et al. (2012) 针对强震测量研究了高频 GNSS 接收机的动态特性, 基于最大动态为 2G, 最大频率为 5Hz 的单一频率正弦运动仿真场景, 和 2011 年日本发生的 7.2 级岩手-宫城内陆地地震仿真场景, 采用常用 GNSS 接收机 Trimble Net-R8, NovAtel OEMV 和 TOPCON Net-G3A 记录 50Hz 的超高频观测值并进行载波相位双差定位解算, 结果表明, 当动态为 2G, 运动频率达到 5Hz 时, 所有测试接收机定位结果在幅度和相位上都产生了较大误差。

1.2.2 GNSS/加速度计组合强震仪研究进展

2007 年, Emore 团队初步探索了 GNSS 强震仪和传统强震仪的组合应用。其利用 2003 年 Tokachi-Oki Mw 8 级地震记录的 1 Hz GPS 数据和地震数据, 首先通过与 1Hz GPS 时间序列的比较来评估传统强震仪记录的地震位移长周期分量精度, 对比 117 组数据, 发现只有 5% 的地震数据算出来的静态漂移与 GPS 测得的绝对偏移一致性在允许误差范围内, 证明了传统强震仪记录中的基线漂移很难完全被修正; 然后探索了一种结合 GPS 数据来辅助加速度数据进行基线校正的方法, 证明 1Hz 甚至 30 秒间隔的 GPS 数据皆可以辅助修正加速度计的误差偏移, 并具有良好效果。尽管有了初步探索, 但由于 GNSS 地震学还处于探索发展阶段, 之后几年对两者的组合研究相对较少 (Emore et al., 2007)。

近几年, 随着 GNSS 地震学的研究逐渐成熟, GNSS 强震仪和传统强震仪的组合应用开始被广泛关注。2011 年, Bock 团队提出通过卡尔曼滤波器将 GPS 相对定位位移和原始加速度计记录进行融合处理, 以得到近似实时地最优估计位移 (Bock et al., 2011)。2013 年, Tu 等人提出了一种低成本组合方法, 通过使用单频 GPS 和 MEMS 加速计获取高精度宽带地面运动信息, 并通过实验结果表明组合系统的测量精度明显优于地震仪的单独测量精度 (Tu et al., 2013)。2013 年, 李等人使用基线偏移校正后的加速计数据来辅助 GNSS 强震仪的高精密定位解算过程, 使其更好的固定整周模糊度, 从而获得了更高精度的解算结果 (Li et al., 2013)。同年, 耿等人提出了一种利用卡尔曼滤波器对 GNSS 数据和加速计数据进行紧组合的新方法, 结果表明利用该方法, 不仅可以更准确的测量地震地表形变, 还可以探测 P 波的到达 (Geng et al., 2013)。2014 年, Tu 等人研究了基于 GPS, Glonass 和强震仪的组合系统, 研究表明 GPS 与强震仪组合优于 Glonass 组合, 而多 GNSS 系统的组合进一步提高了测量精度以及可靠性, 尤其是当观测条件较差时, 单一的 GNSS 强震仪和单一的传统强震仪皆不能提供有效的地震监测服务, 但组合系统仍能保持正常工作 (Tu R et al., 2014)。虽然以上研究表明, 传统强震仪和 GNSS 强震仪数据组合处理可以在一定程度上提升强震

测量精度，但研究均是在数据层面的融合处理，无法解决强震动态下 GNSS 强震仪性能降低的问题。

在导航领域，2004 年开始，深组合技术开始逐渐重新引起国内外科学家的重视，并在近几年进入高峰期（牛小骥等，2016）。虽然对深组合技术的研究越来越多，但是一方面研究主要以深组合系统的设计与仿真验证为主，另一方面研究主要面向高动态场景的军事导航应用，或者复杂城市环境中的车载导航应用等。由于地震学与 GNSS 接收机原理、组合导航学属于不同领域，再加上 GNSS 强震仪和传统强震仪的在数据层面的组合处理直至近几年才开始广泛研究，所以 GNSS/INS 深组合技术应用于强震测量方向的研究尚未见文献报道。

1.3 论文研究内容与章节安排

本文借鉴导航领域的 GNSS/INS 深组合思想，针对强震运动特征，研究了 GNSS/INS 深组合强震仪的关键技术，搭建了 GNSS/INS 软件深组合强震仪平台，最后通过全面的测试场景完成了对深组合强震仪从基带信号处理层面到定位层面的全面测试分析，并测试分析了深组合强震仪对 IMU 的精度需求。全文总共六个章节，具体安排如下：

第一章为绪论，阐述了实时高精度强震测量的意义，分析了常用强震仪的优缺点与研究现状，说明了 GNSS/INS 深组合强震仪的研究意义；最后，介绍了论文的研究内容与章节安排。

第二章为基本原理介绍，首先阐述了 GNSS/INS 深组合强震仪的基础技术原理：GNSS 接收机原理、捷联惯性导航技术原理；然后，讲解了 GNSS 与 INS 的组合导航技术。

第三章为关键技术研究，首先分析了强震信号的特征，充分掌握强震信号特征是深组合强震仪系统设计与测试分析的前提；其次，阐述了深组合强震仪的原理框架；最后，讲解了系统设计过程中的两个关键点：跟踪环参数设计和 INS 约束方案设计，一方面分析了强震下深组合跟踪环的测量误差，基于分析结果指导了深组合强震仪跟踪环的参数设计与优化，另一方面针对强震前的静止时段和强震时的高动态时段，研究了不同的 INS 约束技术。

第四章为深组合地震仪及测试平台的实现。首先介绍了系统的实现，阐述了软件深组合平台的搭建；然后，为了对系统进行全面有效的测试验证，详细阐述了测试方法的研究与设计，以及对设计的测试方法的验证。

第五章为测试与结果分析，采用硬件模拟器和震动平台对深组合强震仪性能进行充分的测试验证。首先介绍了测试场景与测试条件；然后展示并分析了系统

从信号处理层面到定位层面的测试结果；最后，针对不同精度 IMU 的辅助，对系统性能进行了测试与分析。

第六章为全文总结与展望，对文章研究内容与研究结果进行了总结，并对下一步开展的工作进行了展望。

仅供论文检测使用

仅供论文检测使用

仅供论文检测使用

仅供论文检测使用

仅供论文检测使用

仅供论文检测使用

2 GNSS 接收机与惯性导航技术

GNSS 接收机技术与惯性导航技术是 GNSS/INS 深组合强震仪实现的关键部分，本章节将主要介绍这两部分技术的基础原理，然后讲述 GNSS 与 INS 的组合导航技术，为 GNSS/INS 深组合强震仪的深入研究提供理论基础。

2.1 GNSS 接收机原理

2.1.1 GNSS 接收机结构

GNSS 接收机是 GNSS/INS 深组合强震仪的关键组成部分之一。如图 2.1 所示为一种典型 GPS L1 单频接收机的内部结构，根据其工作流程，可分为射频前端、基带数字信号处理、导航解算三大模块，接下来将以这三大模块展开详细讲述接收机工作原理。

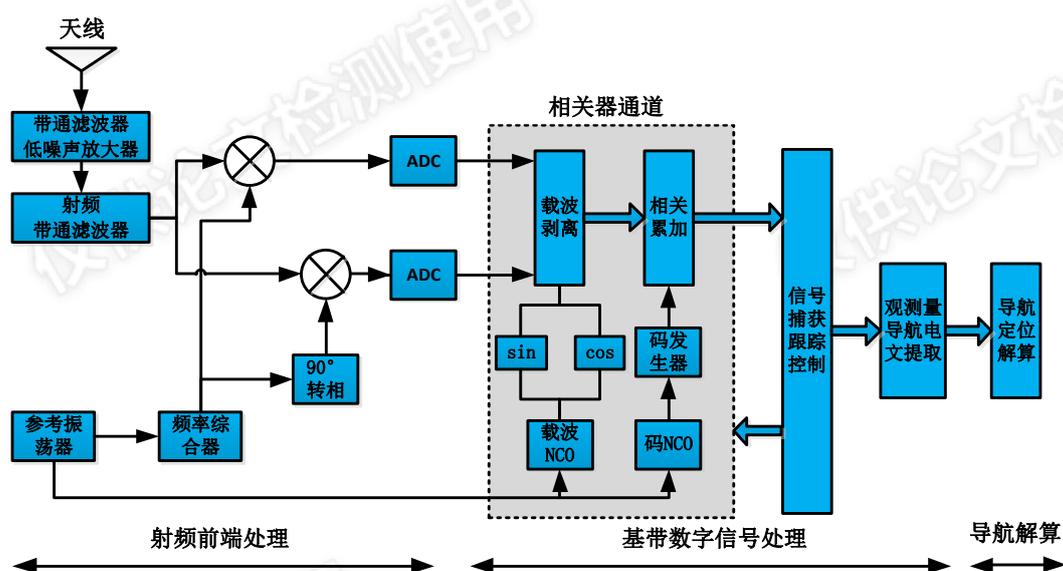


图 2.1 一种典型的 GPS L1 单频接收机内部结构

射频前端模块的主要作用是接收 GPS 信号以及对信号进行初步处理。首先，所有可见 GPS 卫星的信号由天线接收传输进接收机。然后，信号经过滤波放大后，与接收机产生的本振信号进行混频，下变频至中频，使在保证信号上调制的数据不变的情况下，更适合于后续的离散采样，中频的频率大小一般为几个兆赫和十几个兆赫。最后，混频后的中频信号经 A/D 转换器处理，得到离散时间的数字信号。

基带数字信号处理模块的主要作用是解调通过射频前端模块得到的中频信

号，得到后续定位解算所需的信息。处理过程可以大体分为捕获、跟踪、位同步与帧同步四个阶段。由于接收机的信号跟踪环路精密而又脆弱，为了能让接收机稳定的跟踪、锁定卫星信号，需要先通过捕获阶段来获取信号的载波频率和码相位的粗糙测量值，以帮助接收机初始化跟踪环路。而跟踪阶段则是对信号的精密解调与解扩，通过载波环和码环实现载波和伪码的完全剥离，剩下只包含数据码的信号。最后，通过比特同步和帧同步将一系列数据比特解析得到导航电文。

导航解算模块的主要作用是利用通过基带数字信号处理模块得到的卫星信息以及观测信息进行解算，得到用户的位置、速度等信息。首先，通过导航电文获得卫星实时的空间位置和运行速度。其次，接收机在信号处理过程还会获得每颗可见卫星的伪距和载波相位。接下来，接收机便可利用得到的接收机到多颗位置已知的卫星的距离，根据三角学定位原理来推算自身的位置。

2.1.2 GNSS 跟踪原理

接收机对可见卫星信号的跟踪实质是一个与输入信号同步的二维信号复制过程。接收机首先复制出与输入卫星信号中的载波和伪码一致的本地信号，然后将复制的载波与接收信号进行混频实现载波的剥离，将复制的伪码与接收信号相乘实现伪码剥离与信号解扩，从而使接收信号中只保留了数据码。由于卫星与接收机相对运动导致的多普勒效应以及接收机钟漂和卫星钟漂的存在，不同时刻输入信号的载波相位与码相位不同，为了保持本地信号与输入卫星信号的持续同步，接收机需要不断鉴别相位偏差来调节本地信号，这便是信号跟踪过程。跟踪过程中，接收机通过载波复制过程提取出对应卫星的载波相位和多普勒信息，通过伪码复制过程提取出对应卫星的码相位和伪距信息，所以，信号跟踪的精度将直接影响定位的结果，信号跟踪是基带信号处理乃至整个接收机的关键环节。

2.1.2.1 载波环

载波的复制、剥离过程由载波环来实现。载波环又分为锁相环和锁频环，以复制信号与输入信号的相位偏差为依据进行反馈调节的环路称为锁相环；以复制信号与输入信号的频率差异为依据进行反馈调节的环路称为锁频环。下面以锁相环为例对载波环原理进行阐述，其基本结构如图 2.2 所示，由鉴相器、环路滤波器与压控振荡器三部分组成（Kaplan E, 2006）。

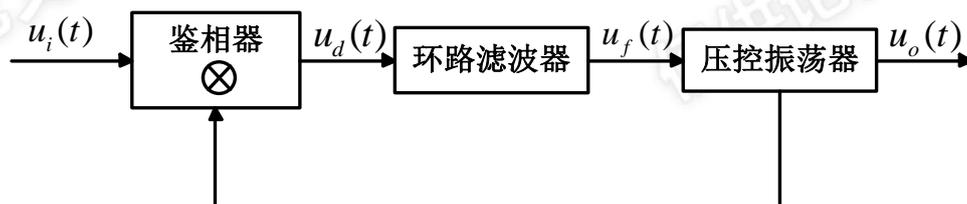


图 2.2 锁相环基本结构

图中 $u_i(t)$ 和 $u_o(t)$ 分别为锁相环的输入、输出信号，可表达成

$$u_i(t) = U_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.1)$$

$$u_o(t) = U_o \sin(\omega_o t + \theta_o) \quad (2.2)$$

式中 ω_i 、 ω_o 、 θ_i 、 θ_o 分别为输入、输出信号的角频率和初相位。鉴相器实为一个乘法器，因而可得到 $u_d(t)$ 为

$$\begin{aligned} u_d(t) &= u_i(t)u_o(t) \\ &= K_d \{ \sin[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \theta_o] + \sin[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \theta_o] \} \end{aligned} \quad (2.3)$$

式中 K_d 为鉴相器增益。当锁相环进入稳定状态后，输出信号与输入信号的角频率应十分接近，初相位差异也较小，此时通过环路滤波器滤除 $u_d(t)$ 中的高频部分，即式 (2.3) 中等号右边第一项，即可得到能直观反映锁相环输入输出信号相位偏差的滤波结果，表达式如下

$$u_f(t) = K_d K_f \sin(\theta_i - \theta_o) = K_d K_f \sin \theta_e(t) \approx K_d K_f \theta_e(t) \quad (2.4)$$

式中 K_f 为滤波器增益， $\theta_e(t)$ 为输入输出信号相位差。压控振荡器可以根据输入的电压（或者电流）输出相应频率的周期振荡信号，并且输出信号的频率变化值与输入信号的幅值大小成正比，所以当输入信号 $u_d(t)$ 时，表达式如下：

$$\frac{d\omega_0(t)}{dt} = K_0 u_f(t) \quad (2.5)$$

式中 K_0 为压控振荡器增益。由于角频率积分可得到相位，因此式 (2.5) 可写为

$$\theta_0(t) = \int_0^t \frac{d\omega_0(t)}{dt} dt = K_0 \int_0^t u_f(t) dt \quad (2.6)$$

可见，锁相环不断利用鉴相器和滤波器得到输出信号与输入信号的相位偏差，然后通过压控振荡器调整输出信号的频率，即可保持输入输出信号的相位同步。

通过对锁相环内部信号处理流程的分析，可以了解到环路滤波器的设计将直接影响锁相环的性能。表 2.1 给出了常见环路滤波器设计以及对应的锁相环数学模型 (Hsieh et al., 1996)。表中 B_L 是锁相环的噪声带宽，是环路设计的重要参数，它决定了环路的噪声水平，带宽越小，随信号进入环路的噪声越少。但是，带宽不能任意缩小，因为当接收机处于高动态场景时，接收信号中的载波频率和相位会出现大幅变动，产生有用的高频信号成分，而过小的带宽则会让这些高频成分被环路当作高频噪声一同滤掉，导致滤波结果大幅度失真，使环路失锁。可见，带宽越大，环路的动态性能越好，但噪声性能将降低。因此，在锁相环设计

时，需要在环路的低噪声和高动态性之间权衡，选择合适的带宽

表 2.1 锁相环特性参数

| 环路阶数 | 一阶 | 二阶 | 三阶 |
|---------|-----------------------------------|---|---|
| 滤波器传递函数 | $\frac{1}{K} \omega_n$ | $\frac{1}{K} \left(a_2 \omega_n + \frac{\omega_n^2}{s} \right)$ | $\frac{1}{K} \left(b_3 \omega_n + \frac{a_3 \omega_n^2}{s} + \frac{\omega_n^3}{s^2} \right)$ |
| 系统传递函数 | $\frac{\omega_n}{s + \omega_n}$ | $\frac{a_2 \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + a_2 \omega_n s + \omega_n^2}$ | $\frac{b_3 \omega_n s^2 + a_3 \omega_n^2 s + \omega_n^3}{s^3 + b_3 \omega_n s^2 + a_3 \omega_n^2 s + \omega_n^3}$ |
| 误差传递函数 | $\frac{s}{s + \omega_n}$ | $\frac{s^2}{s^2 + a_2 \omega_n s + \omega_n^2}$ | $\frac{s^3}{s^3 + b_3 \omega_n s^2 + a_3 \omega_n^2 s + \omega_n^3}$ |
| 滤波器典型参数 | $B_L = 0.25 \omega_n = 1.414 B_L$ | $B_L = 0.53 \omega_n$ | $a_3 = 1.1 \quad b_3 = 2.4 \quad B_L = 0.7845 \omega_n$ |

2.1.2.2 GNSS 跟踪环路

类似于载波环，码环通过将本地复制 C/A 码与输入信号进行相关运算，实现伪码的剥离。C/A 码自相关性很强，当本地 C/A 码与输入信号里的 C/A 码完全对齐时，相关运算结果达到最大值；反之，则两者相关性极低，相关运算结果接近于零。由于单独的相关结果缺乏可比性，为了判断相关值是否为最大，码环一般复制出三份不同相位的 C/A 码，分别为超前码（E）、即时码（P）和滞后码（L），然后将这三份 C/A 码同时与输入信号进行相关运算，通过比较相关结果与 C/A 码自相关函数主峰的差异，得到本地即时码与接收 C/A 码的相位偏差。

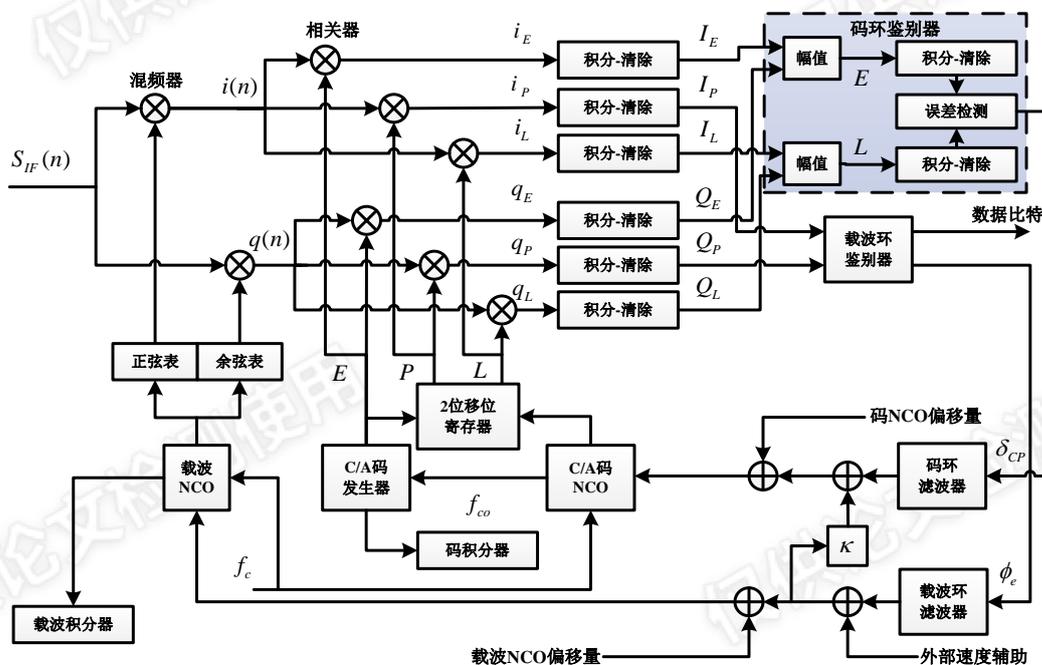


图 2.3 一种典型的跟踪环结构

实际上，接收机的载波环与码环不是独立分开的，它们相互交连，彼此依赖，共同组成了信号跟踪环路。图 2.3 所示为一种典型的跟踪环结构。如图所示，首

先, 经过射频前端处理得到的中频数字信号 $S_{IF}(n)$ 分别与接收机产生的相位相差 90° 的正弦和余弦载波进行混频, 得到 I、Q 两路混频结果, 实现载波剥离。然后, 将两路混频结果分别与 C/A 码发生器产生的 E、P、L 三路 C/A 码进行相关运算, 实现伪码剥离, 可见, 跟踪环至少需要 6 个相关器。接着, 利用积分-清除器对六路相关结果进行滤波处理, 得到相干积分值 I_E 、 I_p 、 I_L 、 Q_E 、 Q_p 、 Q_L , 其中, 即时支路上的 I、Q 两路相干积分值 I_p 、 Q_p 经过载波环鉴别器得到载波相位或频率误差, 然后经过滤波器, 将鉴别结果转化为载波数控振荡器 (NCO) 的控制量, 实现本地载波的调节, 使之与接收信号的载波保持同步与持续锁定。同理, 码环利用另外两路上的相干积分值进行码相位鉴别和滤波处理, 然后利用滤波结果控制码 NCO, 实现伪码跟踪。

L1 频段载波的波长为 19cm, 而一个 C/A 码码片的长度为 293m, 显然, 当跟踪误差同为 1% 时, 码环的测量误差值要明远大于载波环的测量误差值。因此, 如图 2.3 所示, 接收机常利用载波环的滤波结果来辅助码环调节码 NCO, 使载波环替码环消除大部分动态应力冲击, 主要包含接收机与卫星之间的相对运动、晶振频漂等, 进而码环可以采用更低的带宽来跟踪残余误差, 以提高码环的噪声性能和测量精度。借鉴载波环辅助码环的思想, 载波环也可以利用外来辅助来提高自身的鲁棒性和测量精度。根据外部传感器测量的接收机动态可以估计接收机与卫星视线方向的多普勒频移, 辅助载波环调节载波 NCO, 载波环自身则只需跟踪少量的残余动态误差, GNSS/INS 深组合技术便是采用这种思想。

2.2 捷联惯性导航技术

2.2.1 惯性导航系统

惯性导航系统是 GNSS/INS 深组合强震仪的另一关键组成部分。惯导系统的测量单元 (IMU) 通常由三轴加速度计和三轴陀螺仪组成, 其中加速度计通过测量物体的运动加速度, 感知物体的平动; 陀螺仪则通过测量物体的旋转角速度, 感知物体的转动。所以由陀螺仪的测量值可以将载体的运动投影到指定坐标系, 然后由加速度的测量值即可积分得到载体的运动速度及位移。

传感器输出的测量值中存在多种类型误差, 按误差来源可大致分为: 零偏类误差、比例因子误差、随机噪声误差 (Shin, 2005)。

零偏类误差又分为零偏常值部分和零偏不稳定性部分, 零偏常值属于静态误差, 可以通过初始标定获得; 而零偏不稳定性会随时间变化而随机变化, 对器件测量性能的影响更大, 是衡量惯导系统测量水平的重要指标。根据器件零偏不稳定性水平, 如表 2.2 所示, 可以将惯导系统分为战略级、导航级、战术级、

MEMS 级四个不同的精度等级。

表 2.2 INS 精度分类与应用

| 性能 | 战略级 Strategic-Grade | 导航级 Navigation-Grade | 战术级 Tactical.-Grade | 微机械级 MEMS |
|------------|------------------------|---------------------------------|-----------------------------|-----------------|
| 定位误差 | <30m/hr | 0.5-2nmi/hr (70-100K USD) | 10-20nmi/hr (10-20K USD) | 几十到几百 米/min |
| 陀螺零偏 | 0.0001deg/hr | 0.015deg/hr 约地球自转的 1/1000 | 1-10deg/hr | >10deg/hr |
| 加速度计 零偏 | 1ug | 50-100ug | 100-1000ug | >1000ug |
| 应用领域 | 潜艇导航， 洲际弹道导弹 | 通用导航， 高精度测绘 | 战术武器， 与 GPS 组合 | 车载组合导 航，运动感知 |

比例因子为系统实际输出值与所需物理量的比值，比例因子误差则是由于仪器测量过程中的比例因子与标称值不符产生的误差。

随机噪声误差为测量值中噪声性质的误差。传感器一般以增量形式输出，即输出加速度和角速度相对于采样间隔时间的积分值，因此通常用速度随机游走（VRW）表示加速度计测量值中的噪声误差描，用角度随机游走（ARW）表示陀螺仪测量值中的噪声误差。

综上所述，加速度计和陀螺仪的测量模型可大致表达成：

$$I_f = f + b_a + S_a \cdot f + \varepsilon_f \quad (2.7)$$

$$I_\omega = \omega + b_g + S_g \cdot \omega + \varepsilon_\omega \quad (2.8)$$

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。

根据内部结构不同，惯导系统可分为捷联式和平台式（Shin, 2001）。平台式系统内部存在物理平台，惯性传感器件固定在平台上，平台模拟了导航坐标系，只需通过少量的计算便可获得载体的导航状态，精度较高；但是，平台式系统一般体积较大，且抗冲击能力较弱。捷联式系统内部不存在真实物理平台，需要在导航解算时通过观测值建立数学平台坐标系，所以计算量较大，不同器件精度差异较大；但是，捷联式系统体积较小，器件的抗振动能力也更强。

2.2.2 常用坐标系

惯性导航中，对载体的运动状态和空间位置的描述都是相对的，因此，明确

参考坐标系是描述载体导航状态的基础。惯性导航解算中常用的坐标系统包含以下六种：

(1) 惯性坐标系 (i 系)

常用的惯性坐标系指地心惯性坐标系，坐标原点取为地球中心，Z 轴平行于地球极轴，以北极方向为正，X 轴指向春分点，Y 轴垂直于 XOZ 平面，与另外两轴构成右手坐标系。

(2) 地心地固坐标系 (e 系)

不同于 i 系的固定不动，地心地固坐标系 e 系随地球旋转，坐标原点仍取为地球中心，Z 轴平行于地球极轴，以北极方向为正，但 X 轴指向赤道与本初子午线的交点，Y 轴垂直与 X、Z 轴，并构成右手坐标系。

(3) 导航坐标系 (n 系)

惯性导航系统描述载体导航状态时常使用导航坐标系作为参考系。n 系是一种当地水平坐标系，坐标原点取为载体中心，XOY 平面为当地水平面，X、Y 轴分别沿经线切线方向指北，沿纬线切线方向指东，Z 轴垂直于 XOY 平面，与 X、Y 轴构成右手坐标系，根据 Z 轴正方向选取不同，n 系可分为“北东地 (NED)”和“东北天 (ENU)”两类坐标系，本文使用的 n 系默认为 NED 坐标系。为了方便对比理解，画出 i、e、n 系示意图如图 2.4 所示。

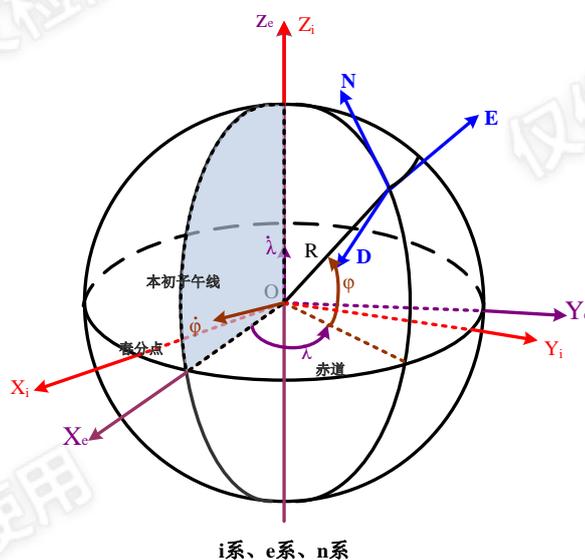


图 2.4 i 系、e 系和 n 系示意图

(4) 载体坐标系 (b 系)

载体坐标系坐标原点取为载体中心，因而坐标系随载体运动，X、Y 轴分别指向载体正前方和正右方，Z 轴垂直于 XOY 平面，与 X、Y 轴构成右手坐标系。同样，根据 Z 轴正方向选取不同，b 系可分为“前右下”和“右前上”两类坐标系，本文使用的 b 系默认为“前右下”坐标系。

(5) 计算坐标系 (c 系)

计算坐标系为捷联式惯导系统进行导航解算时使用的坐标系，并且解算过程中，c 系保持不变。c 系与 n 系存在由计算误差带来的一个旋转矢量的差异。

(6) 平台坐标系 (p 系)

平台坐标系是由惯性传感器观测值计算得到的数学平台坐标系，在捷联式惯导系统误差分析时所使用。p 系与 n 系存在由计算误差带来的一个旋转矢量的差异。

2.2.3 捷联惯性导航原理

由于惯导系统是航位推测型系统，当前时刻的导航状态是由这一时刻的观测量结合上一时刻的导航状态推算出来的，因此导航前需要确定系统的初始状态，包含初始位置、速度、姿态。位置和速度的初始化一般以给定的形式完成，对于 GNSS/INS 组合系统，可以使用 GNSS 接收机测量的位置、速度结果作为初始位置、速度。

相比于位置、速度，姿态的初始化则略显复杂。根据初始化精度，姿态初始化可分为静对准和粗对准，粗对准根据初始化过程载体的运动状态又可分为静态粗对准和动态粗对准 (Shin, 2001)。静态粗对准又称解析粗对准，是利用加速度计感知重力加速度得到初始水平状态，利用陀螺仪感知地球自转得到初始航向，由于是使用仪器自身测量值进行对准，对 IMU 精度有一定要求。动态粗对准则需要利用其它辅助系统的测量值，对于 GNSS/INS 组合系统，载体处于水平状态时，利用 GNSS 接收机的速度信息可以获得航向角，而俯仰角和横滚角则可以认为是零值。精对准利用卡尔曼滤波器以实现姿态的最优估计，对于要求较高的惯导系统，一般将静态粗对准与精对准两种方式结合使用。

2.2.1 小节分析过，IMU 测量值中存在多种类型误差，其中包含一些系统常值偏差，因此一般在导航前对 IMU 进行标定，测量出系统性偏差，然后在导航解算过程中进行误差补偿，将其从 IMU 原始测量值中去除，以提高导航精度。

初始化完毕，便可进行导航测量了，INS 每次的导航解算过程可分为误差补偿、速度更新、位置更新、姿态更新四大步骤。下面先列出连续时间域下，以 n 系为参考坐标系时速度、位置、姿态的微分方程。

速度微分方程：

$$\dot{v}^n = C_b^n f^b - (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times v^n + g^n \quad (2.9)$$

其中：

$$\omega_{ie}^n = [\omega_e \cdot \cos \varphi \quad 0 \quad -\omega_e \cdot \sin \varphi]^T \quad (2.10)$$

$$\omega_{en}^n = \begin{bmatrix} \frac{v_E}{R_N + h} & -\frac{v_N}{R_M + h} & \frac{v_E \cdot \tan \varphi}{R_N + h} \end{bmatrix}^T \quad (2.11)$$

位置微分方程:

$$\dot{r}^n = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_M + h} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_N + h) \cos \varphi} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_N \\ v_E \\ v_D \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

姿态微分方程:

$$\dot{C}_b^n = C_b^n (\omega_{ib}^b \times) - (\omega_{in}^n \times) C_b^n \quad (2.13)$$

式 (2.9) 至式 (2.13) 中, v^n 为载体速度向量, 包含 NED 三方向速度; r^n 为载体位置向量, 包含载体的纬度 φ 、经度 λ 、高程 h ; C_b^n 为由 b 系相对于 n 系的姿态矩阵, f^b 为误差补偿后加速计观测的比力向量, ω_{ie}^n 为 n 系下地球自转角速度, ω_{en}^n 为 n 系相对于 e 系的转动角速度变换到 n 系的值, $2\omega_{ie}^n \times v^n$ 为哥氏加速度, $\omega_{en}^n \times v^n$ 为载体对地向心加速度, g^n 为当地的重力加速度, R_N 、 R_M 分别为地球卯酉圈半径及午圈曲率半径, ω_{ib}^b 为误差补偿后陀螺仪观测的角速率, ω_{in}^n 为 n 系相对于 i 系的转动角速度变换到 n 系的值。

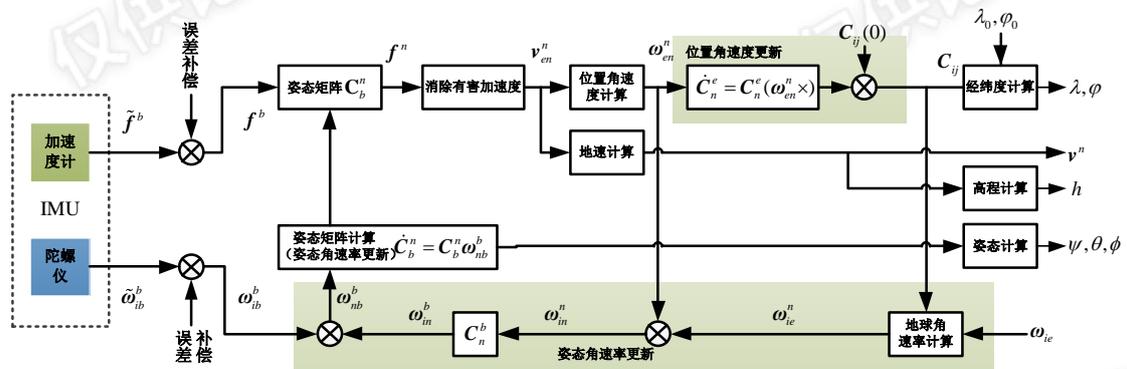


图 2.5 捷联惯导解算流程

图 2.5 展示了捷联惯导解算的具体流程, 首先, 加速度计与陀螺仪的测量值经误差补偿后得到比力向量 f^b 和角速度向量 ω_{ib}^b 。然后, 利用姿态矩阵 C_b^n 将 b 系下的比力投影到 n 系下得到 f^n , 去除 f^n 中的有害加速度成分, 即哥氏加速度、向心加速度以及重力加速度, 得到 n 系下载体加速度 \dot{v}_{en}^n 。接着, 一方面通过对 \dot{v}_{en}^n 积分可获得 n 系下载体的地速, 进一步积分即可获得载体的高程。另一方面通过 \dot{v}_{en}^n 除以地球曲率半径可算得 ω_{en}^n , 进而得到载体的经、纬度信息。最后, 利用位置、速度解算过程得到的 ω_{en}^n 与 ω_{ie}^n 相加可得到 ω_{in}^n , 投影到 b 系得到 ω_{ib}^b , 再用经

误差补偿后的角速度测量值 ω_{ib}^b 减去 ω_{in}^b ，然后积分，即可得到更新的姿态矩阵 C_b^n 。

2.2.4 惯性导航误差方程

尽管通过误差补偿可以去除大部分系统常值误差，但对于零偏不稳定性等随机误差以及重力等值的计算误差，仍会通过测量值进入系统，影响导航解算结果。了解惯导系统的误差传递过程，是 GNSS/INS 深组合强震仪误差理论分析的前提。因此下面将介绍惯导的误差传递方程。

首先列出各测量值的误差扰动形式：

IMU 原始输出： $\hat{f}^b = f^b + \delta f^b$ ， $\hat{\omega}_{ib}^b = \omega_{ib}^b + \delta \omega_{ib}^b$

重力向量： $\hat{g}^n = g^n + \delta g^n$

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

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

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

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

将上式代入式 (2.9) 至式 (2.13) 中，即可推算得到惯导误差方程的具体表达式。

位置误差：

$$\delta \dot{r}_N = -\frac{v_D}{R_M + h} \delta r_N + \frac{v_N}{R_M + h} \delta r_D + \delta v_N \quad (2.14)$$

$$\delta \dot{r}_E = \frac{v_E \tan \varphi}{R_M + h} \delta r_N - \frac{v_D}{R_N + h} \delta r_E - \frac{v_N \tan \varphi}{R_M + h} \delta r_E + \frac{v_E}{R_N + h} \delta r_D + \delta v_E \quad (2.15)$$

$$\delta \dot{r}_D = \delta v_D \quad (2.16)$$

速度误差：

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

$$\begin{aligned} \delta \dot{v}_E = & -\left(\frac{2\omega_e(v_N \cos \varphi - v_D \sin \varphi)}{R_M + h} + \frac{v_N v_E}{(R_M + h)(R_N + h) \cos^2 \varphi}\right) \delta r_N \\ & + \left(\frac{v_E v_D}{(R_M + h)^2} - \frac{v_E v_D \tan \varphi}{(R_N + h)^2}\right) \delta r_D + \left(2\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h}\right) \delta v_N \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} & + \frac{v_D + v_E \tan \varphi}{R_N + h} \delta v_E + \left(2\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h}\right) \delta v_D + f_D^n \phi_N - f_N^n \phi_D + \delta f_y^n \\ \delta \dot{v}_D = & \frac{2v_E \omega_e \sin \varphi}{R_M + h} \delta r_N - \left(\frac{v_E^2}{(R_N + h)^2} - \frac{v_N^2}{(R_M + h)^2} - \frac{2g}{\sqrt{R_M R_N + h}}\right) \delta r_D \\ & - \left(\frac{2v_N}{R_M + h}\right) \delta v_N - \left(2\omega_e \cos \varphi + \frac{2v_E}{R_N + h}\right) \delta v_E - f_E^n \phi_N + f_N^n \phi_E + \delta f_z^n \end{aligned} \quad (2.19)$$

姿态误差:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_N = & -\left(\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h}\right) \phi_E + \frac{v_N}{R_M + h} \phi_D + \frac{\delta v_E}{R_N + h} - \frac{\omega_e \sin \varphi}{R_M + h} \delta r_N \\ & + \frac{v_E}{(R_N + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{ibx}^n \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_E = & \left(\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h}\right) \phi_N + \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h}\right) \phi_D - \frac{1}{R_M + h} \delta v_N \\ & - \frac{v_N}{(R_M + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{iby}^n \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_D = & -\frac{v_N}{R_M + h} \phi_N - \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h}\right) \phi_E - \frac{\tan \varphi}{R_N + h} \delta v_E \\ & - \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{(R_N + h) \cos^2 \varphi}\right) \delta \phi - \frac{v_E \tan \varphi}{(R_N + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{ibz}^n \end{aligned} \quad (2.22)$$

2.3 GNSS/INS 组合导航

INS 作为航位推测型系统, 每次的测量结果都需基于上一时刻结果来推算, 因此测量过程中存在的误差会逐渐累积, 无法消除。尽管可以通过导航前的标定结果对系统进行误差补偿, 但只能消除部分常值偏差, 残留的随机误差仍会造成导航结果的偏差, 并且偏差会随时间累积增大。但是考虑到 INS 系统的短期导航精度高, 如果能定期估算出 INS 原始观测值中的随机误差, 并进行误差补偿, 则可以利用 INS 进行长期的高精度导航, GNSS 与 INS 的组合系统便是基于此思想。

GNSS/INS 松组合系统将 GNSS 接收机的测量结果与 INS 测量结果利用卡尔曼滤波器进行融合, 估算出 INS 的导航误差以及原始观测值误差, 并将这些偏

差反馈进 INS 的导航解算过程中，从而实现持续高精度定位。

GNSS/INS 松组合导航算法的关键是如何确立卡尔曼滤波的状态方程和量测方程。通常主要考虑的 IMU 误差为陀螺误差和比例因子误差，由于 IMU 包含三轴加速度计和三轴陀螺仪，所以每个误差项对应六个误差值。实际上，对于地震动态，IMU 测量时的主要误差源为零偏误差，比例因子误差影响较小，同时为了减少计算量，本文只考虑 IMU 零偏误差的估算，因此，三个方向位置、速度、姿态测量误差，加上 IMU 三个轴向的陀螺仪、加速度计零偏误差，可组成 15 维的状态向量如下：

$$\mathbf{X}(t) = \left[\delta r_N \ \delta r_E \ \delta r_D \ \delta v_N \ \delta v_E \ \delta v_D \ \delta \phi_N \ \delta \phi_E \ \delta \phi_D \ b_{gx} \ b_{gy} \ b_{gz} \ b_{ax} \ b_{ay} \ b_{az} \right] \quad (2.23)$$

从而连续时间下的状态方程为：

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{F}(t)\mathbf{X}(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{w}(t) \quad (2.24)$$

对上式进行离散化得：

$$\mathbf{X}_k = \Phi_{k,k-1}\mathbf{X}_{k-1} + \Gamma_{k-1}\mathbf{W}_{k-1} \quad (2.25)$$

式中， $\Phi_{k,k-1}$ 为 $k-1$ 时刻到 k 时刻的状态转移矩阵， Γ_{k-1} 和 \mathbf{W}_{k-1} 分别为 $k-1$ 时刻系统的噪声驱动矩阵和激励噪声过程。

接下来确立量测方程，GNSS 接收机和 INS 均可输出位置和速度测量值，并且测量值可认为是由真值叠加误差组成，因此选取两个系统的测量值之差作为滤波器的观测量。可选取位置作差，或者位置、速度作差，考虑到增加速度信息可以为滤波器提供更多观测信息，本文使用位置、速度作差，建立量测方程如下：

$$\mathbf{Z}_k = \begin{bmatrix} r_{INS} \\ v_{INS} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{GPS} \\ v_{GPS} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (2.26)$$

式中， r_{INS} 、 v_{INS} 为 INS 测量的位置和速度向量，由真值与误差值叠加组成； r_{GNSS} 、 v_{GNSS} 为 GNSS 测量的位置和速度向量，同样由真值与误差值叠加组成； \mathbf{V}_k 为测量噪声向量； \mathbf{H}_k 为量测矩阵，具体形式为：

$$\mathbf{H}_k = [\mathbf{I}_6 \ \mathbf{0}_{6 \times 9}] \quad (2.27)$$

可见，GNSS/INS 松组合系统利用卡尔曼滤波器将两个系统的观测值进行融合，一定程度上提高了组合系统的导航精度。与松组合类似，紧组合利用 GNSS 原始观测值，比如伪距和伪距率，来进行组合，适用于卫星数量较少的复杂观测环境。然而，松组合和紧组合都只针对 INS 存在的误差累积问题进行了改善，当载体动态较高时，载波环极易失锁，导致无法正常稳定输出原始观测量，此时松组合与紧组合都将失效。前文在分析接收机跟踪环路时，曾提到过可以利用外界信息辅助接收机，替载波环承受高动态应力的冲击，GNSS/INS 深组合强震仪

便是在上层松组合、或者紧组合基础上，采用惯导估计的动态信息辅助 GNSS 接收机跟踪。

2.4 本章小结

本章分三部分逐步深入的讲解了 GNSS/INS 深组合强震仪研究所需的基础理论。首先，讲解了 GNSS 接收机的基本结构，并阐述了接收机内部的信号跟踪原理。其次，讲解了捷联惯性导航技术原理，并分析了惯导误差方程的构建，为下一章节的深组合强震仪误差分析提供理论基础。最后，以 GNSS/INS 松组合为例，讲述了 GNSS 与 INS 的组合导航滤波算法。

3 GNSS/INS 深组合强震仪关键技术研究

本章将首先分析强震信号特征,充分了解强震信号是深组合强震仪系统设计与测试分析的关键前提。然后,介绍了深组合强震仪的原理框图,详细阐述了深组合系统的完整工作流程。最后,本章研究了深组合强震仪设计和实现中涉及的关键技术。深组合跟踪环的性能将直接影响整体的测量性能,因此,针对强震动态,合理设计跟踪环参数是深组合系统设计的关键。本章将从误差分析着手,研究不同参数下跟踪环对强震信号的跟踪性能,设计出一套合理的环路参数。另一方面,针对与导航运动特征相比,强震运动前期为长时间静止的特征,研究了强震场景下 INS 约束方案。针对强震前的静止时段和强震时的高动态时段设计了不同的 INS 约束方案,并讲述了灵敏感知状态变化和切换约束方案的方法。

3.1 强震信号分析

3.1.1 强震信号特征分析

对地震信号特征进行分析,是设计深组合强震仪、仿真地震信号的重要前提。分析主要包含地震信号波形变化、动态范围、频谱分布等研究。一方面,通过对地震数据进行直观分析,可以获得地震信号的波形、振幅等。另一方面,一个复杂的振动信号可以看成不同的简谐分量叠加而成,为了获得地震信号的幅频特征,可采用傅里叶变化分析方法对信号进行分解和研究,得到信号在各个频率成分上的能量大小,即频谱分布。

SeismoSignal 是一款常用的可视化地震信号处理软件,它主要具有以下功能:(1)对输入的地震数据进行积分得到速度、位移时间序列,处理过程可以根据用户设置的参数进行基线校正;(2)对给定信号进行滤波,包含高通,低通,带通和带阻滤波;(3)计算输入信号的功率谱密度;(4)按用户指定的阻尼比计算弹性反应谱,或等延性比非线性反应谱 (Antoniou et al., 2004)。本文将使用 SeismoSignal Version 5.1.0 对地震信号进行处理分析。

分布广泛的地震监测站为地震信号的分析提供了丰富可靠的数据源,以 2011 年 3 月 11 日发生在日本本州东海岸附近海域的 Mw9.0 级地震 (Tohoku-Okii Earthquake) 为例,选取近场 MYG004 站记录的地震数据进行分析。首先,从数据网上获得地震发生时 MYG004 站记录的三轴加速度序列,数据率为 100Hz,时长 300 余秒。图 3.1 展示了南北方向加速度数据,可以看出加速度最大值超过 2G。然后,通过 SeismoSignal Version 5.1.0 对加速度数据进行处理,得到频谱分

布图如图 3.2 所示，可以看出强震信号的频谱分布非常复杂，但主要能量分布在 1Hz~10Hz 内。综合上述分析，本文在接下来的分析中，将仿真场景设计为加速度为 2G 的单一频率正弦波运动场景，使在符合强震运动特征的情况下适当简化了场景。

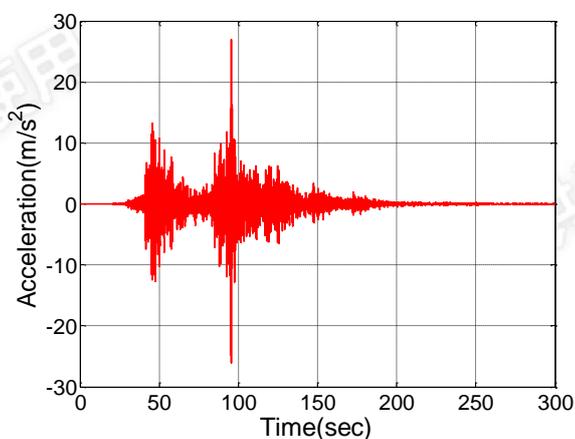


图 3.1 强震波加速度序列

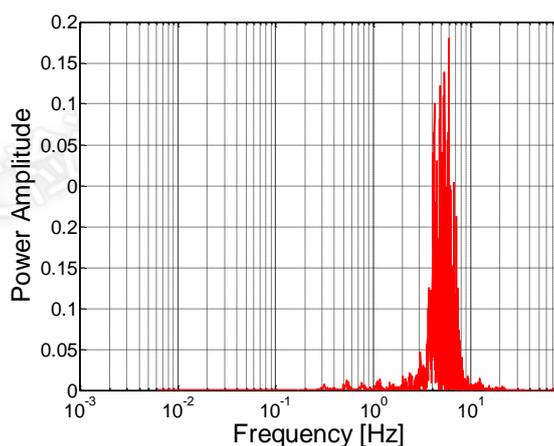


图 3.2 加速度序列的功率谱分布

3.1.2 强震信号采样

地震信号是时域连续信号，而我们通过测量得到的位移点可以理解为对地震信号的采样点，如需利用这些采样点重构地震波波形，采样过程必须遵循奈奎斯特采样定理（Landau et al., 1967）。

$$f_s > 2f_{\max} \quad (3.1)$$

式中 f_s 代表采样频率， f_{\max} 代表信号的最高频率，定理要求必须以不低于最高频率两倍的采样速率对带限信号进行采样，所得到的离散值才能还原信号，否则，将导致采样数据的频谱产生混叠，而使信号出现虚假的频率成分，无法正确还原波形。

通过上一小节分析可知，地震信号频率成分十分复杂，涵盖频率范围较广。受硬件等因素限制，GNSS 强震仪的观测更新率还无法比及传统强震仪，几款商用接收机观测文件的数据率最高为 100Hz，但常用高频为 50Hz。考虑到地震信号的主要频率成分集中在 1Hz~10Hz，本文也采用 50Hz 观测更新率，可以还原 25Hz 以内的频率成分，基本满足还原地震波形的需求。

3.2 深组合强震仪系统结构

GNSS/INS 深组合技术实现了 GNSS 与 INS 在信号处理层面的深度融合，是在松组合或紧组合的基础上，利用 INS 输出的测量值，构造辅助信息提供给接收机载波环，辅助环路调节载波 NCO。由于辅助信息实时可靠的反应了载体的运动状态，此时载波环只需跟踪残余误差，避免了高动态对环路的冲击，实现了 GNSS 与 INS 的相互辅助，使组合系统效果达到最优。

将 GNSS/INS 深组合技术应用于强震测量场景，可从本质上解决 GNSS 接收机在强震发生时载波相位测量精度下降的问题，使接收机保持持续稳定的高精度强震测量。考虑到地震观测站一般置于开阔环境，可观测卫星较多，且松组合的结构比紧组合简单，计算量相对较小，因此本文设计的深组合强震仪基于松组合构建。

GNSS 与 INS 的深组合又分为标量深组合和矢量深组合，标量深组合各通道独立工作，辅助信息单独反馈，每个通道拥有单独的闭环；矢量深组合是将接收机所有通道的信息整合滤波，统一进行反馈，形成一个大型闭环（班亚龙等，2015）。标量深组合结构相对简单，易于后续的硬件化，本文采用标量深组合结构，下文所指深组合均指标量结构。

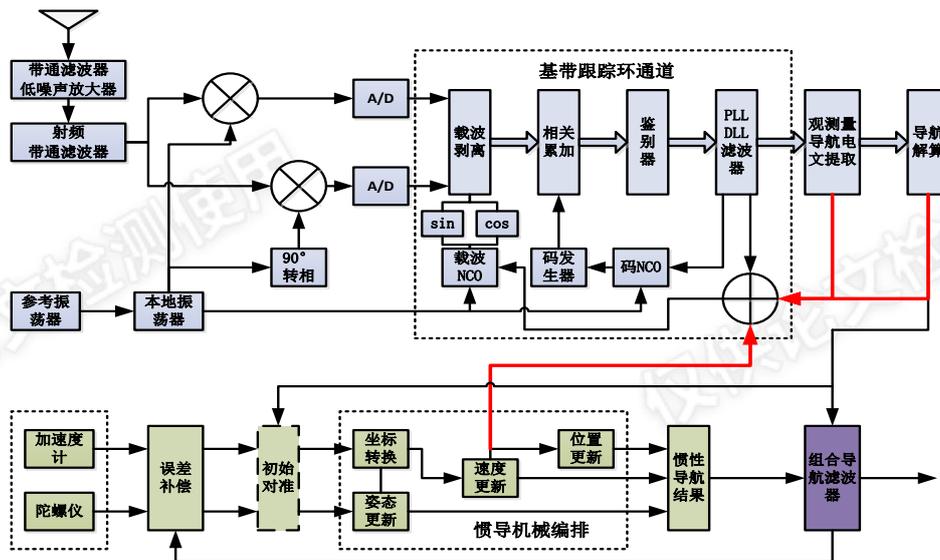


图 3.3 GNSS/INS 深组合强震仪的原理框图

图 3.3 为 GNSS/INS 深组合强震仪的原理框图，图中上半部分的 GNSS 接收机子系统和图中下半部分的 INS 子系统，可见深组合对各个子系统内部结构改动较小，只需通过个别信息传递支路的调整，即可实现两个子系统的深度融合、相辅相成。

一方面，INS 利用 GNSS 子系统的测量值进行松组合，获得自身误差的最优估计，并在导航解算时进行误差补偿，从而防止了 INS 测量的误差累积，保证了 INS 的持续高精度导航。

另一方面，INS 能长时间连续输出高精度测量结果后，GNSS 便可利用 INS 的测量结果来获得载体的实时动态，结合自身解析卫星星历获得的卫星运动信息，便可获得载体与卫星在 LOS 方向的相对运动，进而算得多普勒频移信息，辅助载波环调节载波 NCO。此时，载波环只需跟踪残余误差，包含 INS 测量误差带来的辅助信息估计误差和辅助信息传输延迟带来的误差等，接收机相当于工作在类似静止的环境中，从而可以持续稳定的输出原始观测值与导航解算结果。

3.3 深组合强震仪的跟踪环参数设计

接收机载波环的跟踪性能决定了载波相位的测量精度，设计载波环参数时，主要考虑环路带宽与积分时间的设置。通过分析环路的误差传递规律，可得到不同参数下环路的跟踪精度，为深组合强震仪的跟踪环设计作参考。

3.3.1 强震下传统跟踪环误差分析

根据载波环工作原理框图（图 2.2），可得到传统载波环在拉氏域误差传递模型如下图所示：

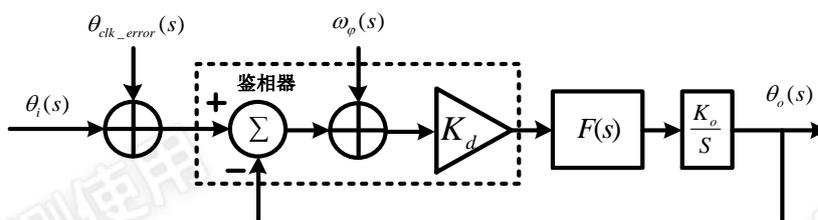


图 3.4 拉氏域下传统环路的误差传递模型

图中 $\theta_i(s)$ 和 $\theta_o(s)$ 分别表示锁相环输入和输出信号的相位。载波环跟踪误差主要包含环路热噪声导致的误差 $\omega_\phi(s)$ 、接收机晶振导致的误差 θ_{clk_error} （包含晶振颤动引入的误差和阿伦方差引入的误差）、载体动态变化导致的跟踪误差 $\Delta\theta_i(s)$ 。

（1）热噪声

热噪声对信号的污染是持续存在的，并随信号进入跟踪环路影响相位测量结

果。环路的热噪声均方差 σ_{iPLL} 可表达成：

$$\sigma_{iPLL} = \frac{180^\circ}{\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \cdot \left(1 + \frac{1}{2 \cdot (C/N_0) \cdot T_{coh}}\right)} \quad (3.2)$$

其中， B_n 为噪声带宽， C/N_0 为信号的载噪比， T_{coh} 为环路的相干积分时间。可见，环路带宽越大，引入的热噪声误差越大；而相干积分时间越长，引入的热噪声误差越小，因此缩小环路带宽或增加相干积分时间可以提升环路的噪声性能。此外，热噪声误差还受信号载噪比影响，信号越弱，热噪声误差越大。

(2) 晶振误差

晶振误差的来源包含载体运动导致的晶振机械颤动和晶振的阿伦偏差。强震动态下，载体的剧烈振动也会导致晶振的颤动及频率抖动，从而引入跟踪误差。对于常用的二阶锁相环，晶振颤动引起的晶振相位误差可表达成：

$$\sigma_{rv} = \frac{180^\circ}{\pi} \sqrt{\frac{\pi^2 f_0^2 K_g^2 G_g}{2.67 B_n}} \quad (3.3)$$

其中， f_0 为载波频率， K_g 为晶振的 g 灵敏度， G_g 为单边振动谱密度。定量分析时一般取经典值 $K_g = 1e^{-9}$ ， $G_g = 0.05$ 。

同样对于二阶锁相环，晶振阿伦偏差引起的晶振相位误差可表达成：

$$\sigma_{ia} = \frac{180^\circ}{\pi} \sqrt{2\pi^2 f_0^2 \cdot \left(\frac{\pi^2 h_2}{\sqrt{2}(1.89B_n)} + \frac{\pi h_1}{4(1.89B_n)^2} + \frac{h_0}{4\sqrt{2}(1.89B_n)} \right)} \quad (3.4)$$

式中， h_i 为与晶振稳定性相关的常数，本文采用 OCXO，对应 $h_2 = 2.51 \times 10^{-22}$ ， $h_1 = 2.51 \times 10^{-23}$ ， $h_0 = 2.51 \times 10^{-26}$ 。

(3) 动态应力误差

接收机与卫星之间的相对运动会产生多普勒效应，载波频率因此随之变化，当动态较大时，载波环会产生相应的跟踪误差。由动态导致的载波环跟踪误差可以表示为：

$$\theta_e = \frac{1}{\omega_n^N} \frac{d^N R}{dt^N} \quad (3.5)$$

式中， R 为接收机与卫星 LOS 方向的距离， ω_n 为环路滤波器的特征频率，与环路带宽为成正比关系，具体可参考表 2.1。可见，载波环对动态的响应能力与环路带宽紧密相关，带宽越大，环路的动态性能越好。

由于接收信号上调制有数据码，接收机通常选取对 180° 相位翻转不敏感的 Costas-PLL。保守起见，一般要求环路跟踪误差均方差 σ_{PLL} 的三倍不可超过环路鉴相牵引范围的四分之一，否则，将认为环路失去了对信号的锁定，即

$$3\sigma_{PLL} \leq 45^\circ \quad (3.6)$$

结合上述对各误差源的分析，式（3.6）可变为：

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{tPLL}^2 + \sigma_{rv}^2 + \sigma_{rA}^2} + \theta_e/3 \leq 15^\circ \quad (3.7)$$

利用式（3.2）到式（3.7），可以定量分析强震动态下传统跟踪环的测量误差。给定载体加速度为 2G，取环路滤波器阶数为二阶，相干积分时间为 20ms，可得到不同带宽和不同载噪比下的跟踪误差，画出误差变化规律图如图 3.5 和图 3.6 所示。

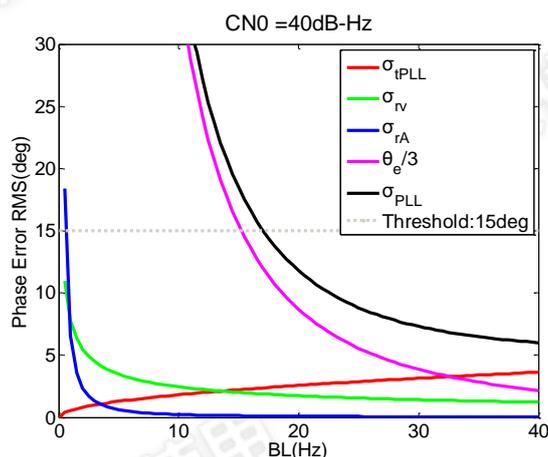


图 3.5 不同带宽下传统环路的相位跟踪误差

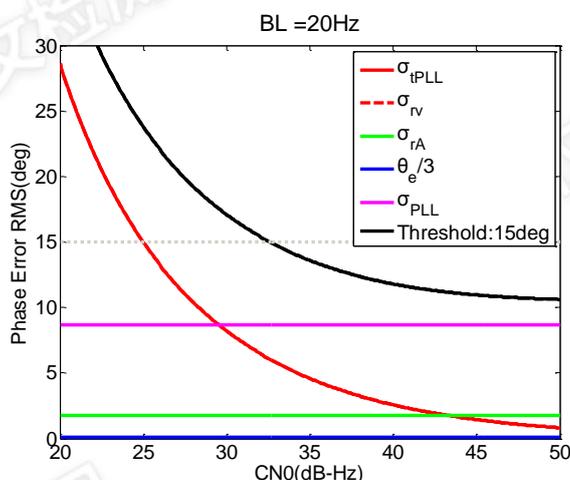


图 3.6 不同载噪比下传统环路的相位跟踪误差

图 3.5 为给定载噪比为 40dB-Hz 时，环路带宽对相位跟踪误差的影响规律，图中，动态应力引起的跟踪误差远大于其他误差项，接近于总误差。可见强震动态下，当信号强度处于正常范围时，动态应力为主要误差源，此时增大带宽可以减小误差，但也会导致热噪声引入的相位误差随之增大。且环路带宽大于 18Hz 时，才能保证跟踪误差小于门限值，避免环路失锁。

图 3.6 为给定环路带宽为 20Hz 时，信号强度对相位跟踪误差的影响规律。图中，动态应力、晶振引起的误差不随信号强度变化而变化，热噪声引入的跟踪误差为主要误差项，并与跟踪总误差一同随信号强度增强而减弱。且当信号载噪

比小于 30dB-Hz 时，相位误差将超过门限值，环路出现失锁。可见，传统载波环为了响应强震动态而使用较大带宽时，引入环路的热噪声将随之增加，此时环路的噪声性能将大幅减弱。

3.3.2 深组合跟踪环误差传递模型

根据深组合跟踪环工作原理框图（图 3.3），可得到深组合环路拉氏域下简化的误差传递模型如下图所示：

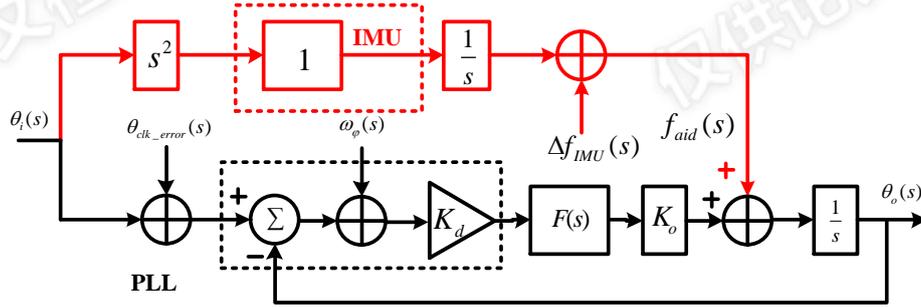


图 3.7 拉氏域下深组合环路的误差传递模型

相比传统跟踪环模型，深组合跟踪环多出一条 INS 辅助支路（图中红色支路），根据图 3.7 可写出环路跟踪总误差为：

$$\delta\theta(s) = (1-H(s)) \left(\theta_{clk_error}(s) - \frac{1}{s} \Delta f_{IMU}(s) + (1-e^{-st_0}) \theta_i(s) \right) - H(s) \omega_\phi(s) \quad (3.8)$$

其中， $H(s)$ 为理想情况下锁相环的传递函数，具体形式为：

$$H(s) = \frac{K_d K_o F(s)}{s + K_d K_o F(s)} \quad (3.9)$$

根据图 3.4 写出传统环路的误差传递函数：

$$\delta\theta(s) = (1-H(s)) (\theta_{clk_error}(s) + \Delta\theta_i(s)) - H(s) \omega_\phi(s) \quad (3.10)$$

对比式 (3.8) 和式 (3.10) 可以发现，引入 INS 辅助后，热噪声和晶振导致的相位跟踪误差不变，而动态应力导致的相位误差 $(1-H(s)) \Delta\theta_i(s)$ ，变为了辅助信息引入的误差 $(1-H(s)) (-\Delta f_{IMU}(s) \cdot 1/s + (1-e^{-st_0}) \theta_i(s))$ 。

辅助信息引入的误差又可分为两部分，一是 IMU 误差导致的辅助信息估计误差 $\Delta f_{IMU}(s)$ ，导致的跟踪误差为：

$$\delta\theta_{IMU}(s) = -\Delta f_{IMU}(s) (1-H(s)) \cdot \frac{1}{s} \quad (3.11)$$

二是由于环路更新率或传输延迟等导致的辅助信息延迟，对应的跟踪误差为：

$$\delta\theta_d = (1-H(s)) (1-e^{-st_0}) \theta_i(s) \quad (3.12)$$

其中，辅助信息延迟可以通过优化系统设计来减小，对跟踪精度影响较小，因此本文分析时主要考虑 $\delta\theta_{IMU}(s)$ 。

接下来，分析强震下辅助信息估计误差的传递，以用于深组合环路跟踪误差的定量分析。首先分析 IMU 误差引起的辅助信息估计误差 $\Delta f_{IMU}(s)$ ，可将 IMU 的测量误差进行数学建模，并根据惯导的误差方程，建立拉氏域下 IMU 误差与辅助信息估计误差的关系模型。然后根据式 (3.11) 即可获得 IMU 误差到环路相位跟踪误差的完整传递模型

(1) IMU 误差数学建模

IMU 测量值的主要误差项包含：零偏类误差、比例因子误差和随机噪声误差，而强震动态下，对于中低精度惯导，主要误差项为零偏类误差，因此本文进行误差分析时主要考虑零偏类误差，对于另外两类误差则进行简化建模。零偏类误差又分为常值部分和随机部分，对于常值部分，可模型化为随机常数；而对于随机部分，它属于随机过程，因而模型化成一阶高斯-马尔可夫过程更合适；同时将比例因子误差和随机噪声分别简单模型化为随机常数和高斯白噪声。写出建模后 IMU 测量值误差的时域表达式：

$$\begin{cases} \delta\omega(t) = b_{g-c} + GM_g(t) + w_g(t) + K_g\omega \\ \delta f(t) = b_{a-c} + GM_a(t) + w_a(t) + K_a f \end{cases} \quad (3.13)$$

式中 $\delta\omega(t)$ 为陀螺仪输出的角速度误差， $\delta f(t)$ 为加速度计输出的比力误差； b_{g-c} 和 b_{a-c} 为零偏常值， $GM_g(t)$ 和 $GM_a(t)$ 是一阶高斯-马尔可夫过程， $w_g(t)$ 和 $w_a(t)$ 为高斯白噪声， K_g 和 K_a 为比例因子常数， ω 和 f 分别为角速度和比力的真值。 $GM(t)$ 具体形式如下：

$$\dot{GM}(t) = -\frac{1}{T}GM(t) + w_{GM}(t) \quad (3.14)$$

式中 T 为高斯-马尔可夫过程的相关时间， $w_{GM}(t)$ 为驱动白噪声。将式 (3.14) 代入式 (3.13) 中，并变换到拉氏域下，可得到 IMU 测量值误差的拉氏域表达式：

$$\begin{cases} \delta\omega(s) = \frac{b_{g-c}}{s} + \frac{w_{GM_g}(s)}{s + \frac{1}{T}} + w_g(s) + \frac{K_g\omega}{s} \\ \delta f(s) = \frac{b_{a-c}}{s} + \frac{w_{GM_a}(s)}{s + \frac{1}{T}} + w_a(s) + \frac{K_a f}{s} \end{cases} \quad (3.15)$$

(2) 惯导误差方程简化

从 2.2.4 小节可得知，惯导误差方程较复杂，为了简化分析，本文针对强震场景，对式 (2.14) 至式 (2.22) 所示的惯导速度、姿态误差方程进行适当简化。

简化假设如下：

- i) 地震瞬时位移较小，可以忽略位置误差对速度、姿态的影响；
- ii) 忽略部分极小量。比如分母包含卯酉圈或子午圈半径的项、地球自转分量；
- iii) 假设仪器的 b 系与 n 系完全对齐，即 C_b^n 假设为单位阵；

得到简化后的速度、姿态误差微分方程如下：

$$\begin{cases} \delta \dot{v}_N = -f_D^n \phi_E + f_E^n \phi_D + \delta f_N^b \\ \delta \dot{v}_E = f_D^n \phi_N - f_N^n \phi_D + \delta f_E^b \\ \delta \dot{v}_D = -f_E^n \phi_N + f_N^n \phi_E + \delta f_D^b \\ \dot{\phi}_N = -\delta \omega_N \\ \dot{\phi}_E = -\delta \omega_E \\ \dot{\phi}_D = -\delta \omega_D \end{cases} \quad (3.16)$$

由于分析方法一样，针对每个方向的速度、姿态一一分析误差传递略显冗余，因此本文将以北向速度误差为例进行分析。将简化后的速度误差方程变换到拉氏域下，得到：

$$\delta v_N(s) = \frac{1}{s} \delta f_N^n(s) + \frac{f_D^n}{s^2} \delta \omega_E^n(s) - \frac{f_E^n}{s^2} \delta \omega_D^n(s) + \frac{1}{s} \delta v_N(0) + \frac{f_E^n}{s^2} \phi_D(0) - \frac{f_D^n}{s^2} \phi_E(0) \quad (3.17)$$

(3) IMU 误差与辅助信息误差传递关系

结合式 (3.15) 至 (3.17) 可得：

$$\begin{aligned} \delta v_N(s) = & \frac{1}{s} \left[\frac{b_{ax-c}^n}{s} + \frac{w_{GM_{ax}}(s)}{s + \frac{1}{T}} + w_{ax}^n(s) + \frac{K_a f_N^n}{s} \right] + \frac{f_D^n}{s^2} \left[\frac{b_{gy-c}^n}{s} + \frac{w_{GM_{gy}}(s)}{s + \frac{1}{T}} + w_{gy}^n(s) + \frac{K_g \omega_E^n}{s} \right] \\ & - \frac{f_E^n}{s^2} \left[\frac{b_{gz-c}^n}{s} + \frac{w_{GM_{gz}}(s)}{s + \frac{1}{T}} + w_{gz}^n(s) + \frac{K_g \omega_D^n}{s} \right] + \frac{1}{s} \delta v_N(0) - \frac{f_D^n}{s^2} \phi_E(0) + \frac{f_E^n}{s^2} \phi_D(0) \quad (3.18) \end{aligned}$$

将 INS 的速度误差投影到接收机与卫星的 LOS 方向，换算成角频率，即为辅助信息估计误差 $\Delta f_{IMU}(s)$ 。

载体在南北方向做正弦运动时，接收机与南北方向低仰角卫星的相对运动最大，对应通道北向速度误差引入的辅助信息估计误差也最大。因此针对正北方向的低仰角卫星进行分析，可得到：

$$\Delta f_{IMU}(s) = \frac{2\pi}{\lambda} \delta v_N(s) \quad (3.19)$$

(4) IMU 误差与环路跟踪误差传递关系

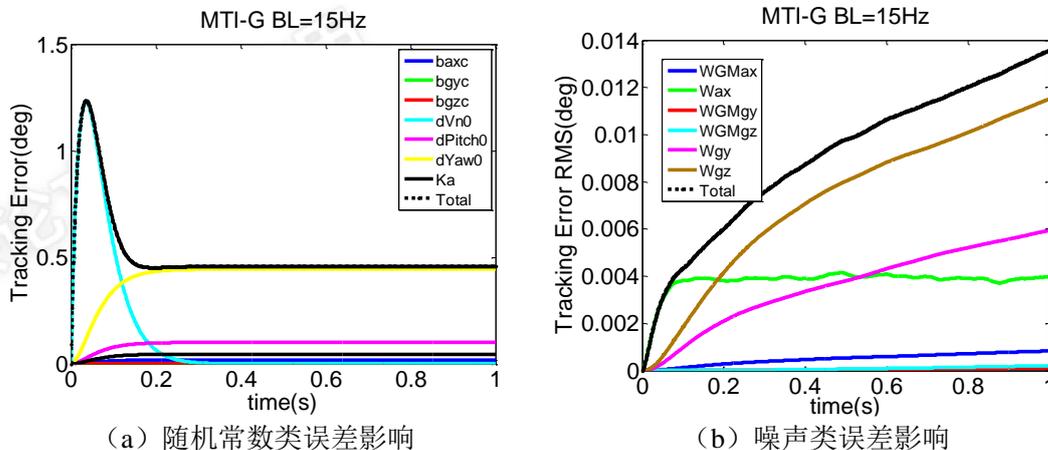
接着，将式 (3.18) 与式 (3.19) 代入到 (3.11) 中，假设环路为二阶环，可获得 IMU 误差与环路相位跟踪误差之间的传递模型：

$$\begin{aligned}
\delta\theta(s) = & -\frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{b_{ax-c}^n}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} + \frac{w_{GM_{ax}}(s)}{\left(s + \frac{1}{T}\right)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} + \frac{w_{ax}^n(s)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right. \\
& + \frac{K_a f_N^n}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} + \frac{f_D^n \cdot b_{gy-c}^n}{s^2(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} + \frac{f_D^n \cdot w_{GM_{gy}}(s)}{s\left(s + \frac{1}{T}\right)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \\
& + \frac{f_D^n \cdot w_{gy}^n(s)}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} + \frac{f_D^n \cdot K_g \omega_E^n}{s^2(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} - \frac{f_E^n \cdot b_{gz-c}^n}{s^2(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \\
& - \frac{f_E^n \cdot w_{GM_{gz}}(s)}{s\left(s + \frac{1}{T}\right)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} - \frac{f_E^n \cdot w_{gz}^n(s)}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} - \frac{f_E^n \cdot K_g \omega_D^n}{s^2(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \\
& \left. + \frac{\delta v_N(0)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} - \frac{f_D^n \cdot \phi_E(0)}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} + \frac{f_E^n \cdot \phi_D(0)}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \right] \quad (3.20)
\end{aligned}$$

上式等号右边各子项,可认为是相应误差源通过辅助信息引进环路的相位跟踪误差,其中零偏误差常值部分 b_{ax-c}^n 、 b_{gy-c}^n 和 b_{gz-c}^n ,比例因子误差 K_a 、 K_g ,和导航初始误差 $\delta v_N(0)$ 、 $\phi_E(0)$ 、 $\phi_D(0)$ 为随机常数,随每次组合导航更新而更新,在下次更新来临前保持不变;零偏误差随机部分 $w_{GM_{ax}}(s)$ 、 $w_{GM_{gy}}(s)$ 、 $w_{GM_{gz}}(s)$ 和随机噪声 $w_{ax}^n(s)$ 、 $w_{gy}^n(s)$ 、 $w_{gz}^n(s)$ 为随机过程,可认为是噪声类误差。

3.3.3 强震下深组合跟踪环误差分析

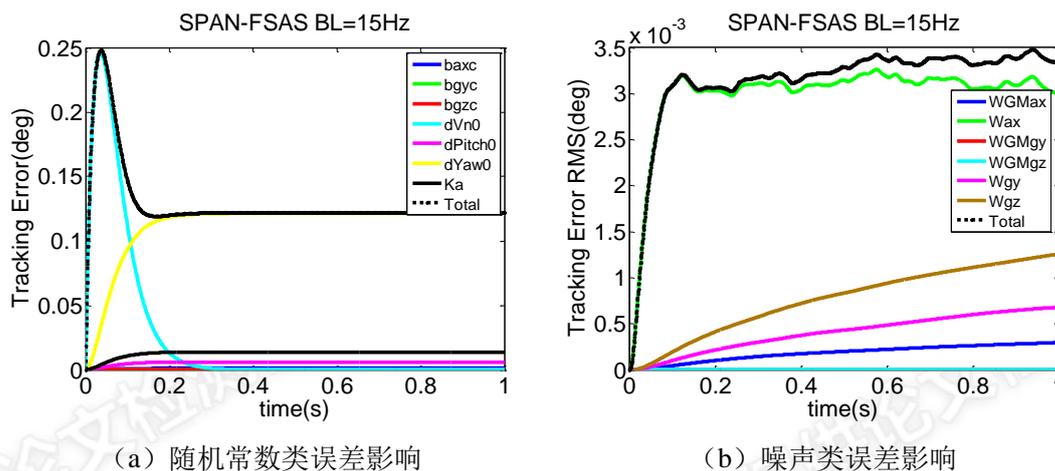
根据上一小节建立的误差传递模型,针对强震场景,给定载体北、东向加速度为 2G,选取两款常用不同精度级别的 IMU (IMU 参数如表 3.1 所示),可定量分析 IMU 误差导致的相位跟踪误差。由于本文组合导航更新间隔为 1s,因而只需关注 1s 内的相位跟踪误差变化规律,取环路滤波器阶数为二阶,阻尼系数为 1,带宽为 15Hz,可得到各类 IMU 误差的影响规律如图 3.8 和图 3.9 所示。



(a) 随机常数类误差影响

(b) 噪声类误差影响

图 3.8 MTI-G 辅助时 IMU 误差导致的相位跟踪误差



(a) 随机常数类误差影响

(b) 噪声类误差影响

图 3.9 SPAN-FSAS 辅助时 IMU 误差导致的相位跟踪误差

表 3.1 典型 IMU 器件参数表

| | MTI-G | SPAN-FSAS |
|------|-----------------------|-----------|
| 等级 | MEMS 级 | 战术级 |
| 陀螺仪 | 零偏常值 (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 |
| | ARW (deg/√h) | 0.1 |
| 加速度计 | 零偏常值 (mGal.) | 50 |
| | 零偏不稳定性 (mGal.) | 1000 |
| | 相关时间 (s) | 10800 |
| | 比例因子 (ppm) | 300 |
| | VRW (m/s/√h) | 0.03 |
| | $\delta v_N(0)$ (m/s) | 0.01 |
| | 俯仰角 $\phi_E(0)$ (deg) | 0.015 |
| | 航向角 $\phi_D(0)$ (deg) | 0.15 |

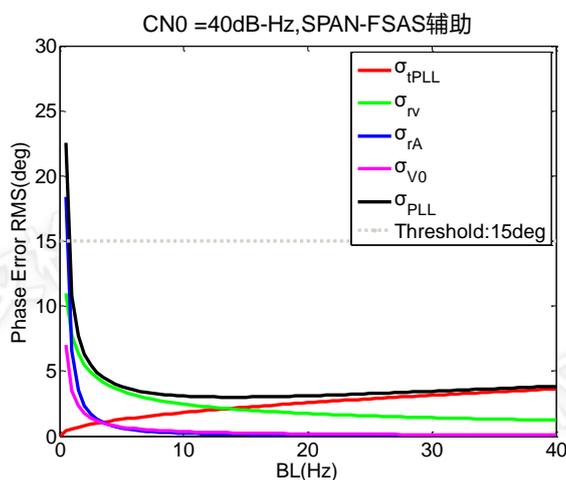
从图 3.8 和图 3.9 中可看出，随机常数误差的影响远大于噪声类误差的影响，而初始速度误差 $\delta v_N(0)$ 引入的相位跟踪误差为主要误差项，其最大值基本等于总误差最大值。因此为了简化分析，本文直接以初始速度误差引入的跟踪误差作为辅助信息引入的跟踪误差，分析强震下深组合环路的跟踪性能。值得注意的是，初始速度误差 $\delta v_N(0)$ 会以组合导航的更新周期（一般为 1 秒）反复出现，它的取值符合高斯分布，所以它与热噪声和晶振引入的相位误差应该是几何相加关系。因此深组合环路的跟踪总误差可表达为：

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_{rv}^2 + \sigma_{iA}^2 + \sigma_{v0}^2} \quad (3.21)$$

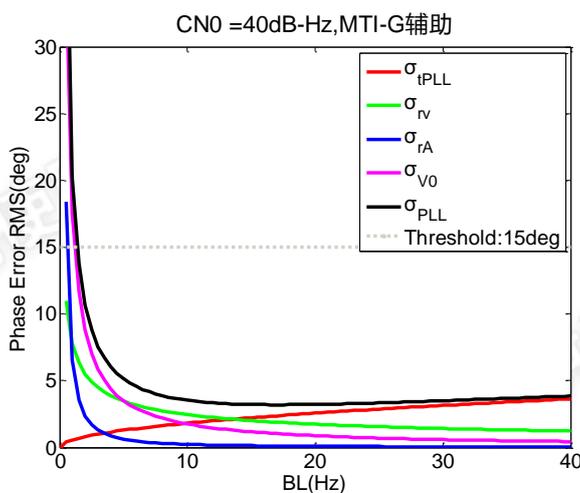
其中 σ_{V_0} 的表达式如下:

$$\sigma_{V_0} = \frac{180^\circ}{\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot \delta V_N(0)}{\lambda \cdot e \cdot \omega_n}} \quad (3.22)$$

利用上述公式,可以定量分析强震动态下深组合跟踪环的测量误差。给定载体加速度为 2G,取环路滤波器阶数为二阶,相干积分时间为 20ms,可得到不同带宽的相位跟踪误差,画出误差变化规律图如图 3.10 所示。对比图 3.10 和图 3.5 可发现,同等条件下,深组合环路跟踪误差远小于传统环路,且只要环路带宽大于 2Hz,即可避免环路失锁。并且当环路带宽大于 8Hz 时,带宽对环路性能的影响变得很小,此时主要考虑环路噪声影响,因而设计深组合环路时可以选用 8Hz 的窄带宽和 20ms 的长积分时间,使在尽可能保证环路动态性能的情况下兼顾环路的噪声性能。对比图 3.10-a 和图 3.10-b 可发现,IMU 精度对环路跟踪性能影响不大,证明采用 MEMS 级别 IMU 仍可以实现对跟踪环的有效辅助。



(a) SPAN-FSAS 辅助



(b) MTL-G 辅助

图 3.10 不同带宽下深组合环路的相位跟踪误差

3.4 强震场景下的 INS 约束方法

3.4.1 不同状态下的 INS 约束思路

地震场景按运动状态可以划分为两个阶段，地震发生前相当长的静止时间段和地震发生时的运动时间段。由于强震动态往往是剧烈且短暂的，所以静止时段，强震仪必须保持良好的性能，时刻准备迎接突发的地震；而动态时段，强震仪必须快速响应，实现实时高精度的位移测量。

由于接收机利用 INS 的测量结果构造辅助信息来调节内部载波 NCO，因而 INS 的测量精度将直接影响整个系统的测量精度。然而，当深组合强震仪处于长期的静止状态时，载体位置、速度保持不变，此时组合导航对 INS 的姿态测量约束效果将逐步减弱，尤其是航向会随时间快速漂移。INS 推算导航信息时，姿态信息十分重要，当姿态存在较大偏差时，解算得到的位置、速度信息会相应产生巨大偏移。因此若带着较大的初始导航偏差进入强震发生的动态时段，将导致深组合强震仪的测量精度大幅下降，无法实现瞬时地表形变的精确测量。

尽管 GNSS/INS 组合导航可以利用 GNSS 测量结果进行一定约束，但 GNSS 测量值本身存在误差，伪距单点定位方式尤其明显，直接选择 GPS 观测信息进行约束，约束效果不能达到最佳。

零速约束是针对静止场景常用的一种约束方法，是利用载体速度为零的已知信息，代替 GNSS 观测值来提供精度极高的观测信息，以提升静态时组合导航效果。然而，零速约束尽管对位置和速度的测量精度改善效果明显，对姿态却不够敏感，尤其是航向。这是由于静止时载体垂向加速度为重力测量值，而水平加速为零，结合式 (2.17) 至式 (2.19) 所示惯导速度误差微分方程可知，此时垂向的姿态缺乏可观性，因而航向仍会随时间漂移。

对于强震观测站，有充分条件精准获得仪器安装的初始俯仰、横滚和航向角，而静止状态下载体姿态相对于初始姿态保持不变，所以借鉴零速约束思想，可以利用已知的高精度初始测量姿态作为观测值，与 INS 进行组合，抑制姿态发散，提升姿态测量精度，这便是零角度约束。

所以，如图 3.11 所示，地震前的静止时段，本文采用零速约束，以修正 INS 的位置、速度的测量误差，同时采用三轴方向的零角度约束，进一步抑制 INS 的姿态的发散，保证深组合强震仪以良好的初始状态进入运动时间段。地震发生时的动态时段，深组合强震仪仍使用 GNSS/INS 上层组合算法对 INS 进行约束，进而为 GNSS 持续稳定输出高精度载波相位提供辅助，实现对地震的快速响应与精确测量。



图 3.11 不同状态下的 INS 约束方案

3.4.2 静止状态 INS 约束方法

3.4.2.1 零速约束

零速约束利用静止时载体速度的真值（零值）作为系统对速度的观测值，与系统估计的速度值进行卡尔曼滤波，有效限制静态时段系统测量误差的发散，提升系统的测量精度。因而静止状态时，本文利用零速度代替 GNSS 的速度观测值，此时卡尔曼滤波器的量测方程需要进行相应更改，状态方程无需改变，状态向量 \mathbf{X}_k 仍为：

$$\mathbf{X}_k = [\delta r_N \ \delta r_E \ \delta r_D \ \delta v_N \ \delta v_E \ \delta v_D \ \delta \phi_N \ \delta \phi_E \ \delta \phi_D \ b_{gx} \ b_{gy} \ b_{gz} \ b_{ax} \ b_{ay} \ b_{az}] \quad (3.23)$$

由于已经存在高精度速度观测值，使用精度较低的 GNSS 位置观测值参与组合反而会降低滤波效果，因此零速约束时只使用速度进行组合。此时观测向量 \mathbf{Z}_k 为：

$$\mathbf{Z}_k = [\hat{\mathbf{v}}_{INS} - \mathbf{0}] \quad (3.24)$$

量测方程为：

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (3.25)$$

其中 \mathbf{V}_k 为测量噪声，量测矩阵 \mathbf{H}_k 为：

$$\mathbf{H}_k = [\mathbf{0}_{3 \times 3} \ \mathbf{I}_{3 \times 3} \ \mathbf{0}_{3 \times 9}] \quad (3.26)$$

为了验证零速约束的有效性，采用 GNSS/INS 信号模拟器仿真了一段时间静止场景，时长为 900s，测试对比了有无零速约束的结果，其中无零速约束时，使用 GNSS/INS 松组合对 INS 进行约束。为了方便对比，INS 位置、速度初始化均使用 GNSS 测量值，姿态初始化则使用给定值。测试结果如图 3.12 和图 3.13 所示，对比可见，零速约束对速度和位置测量精度均有明显提高，对航向精度无改善作用。

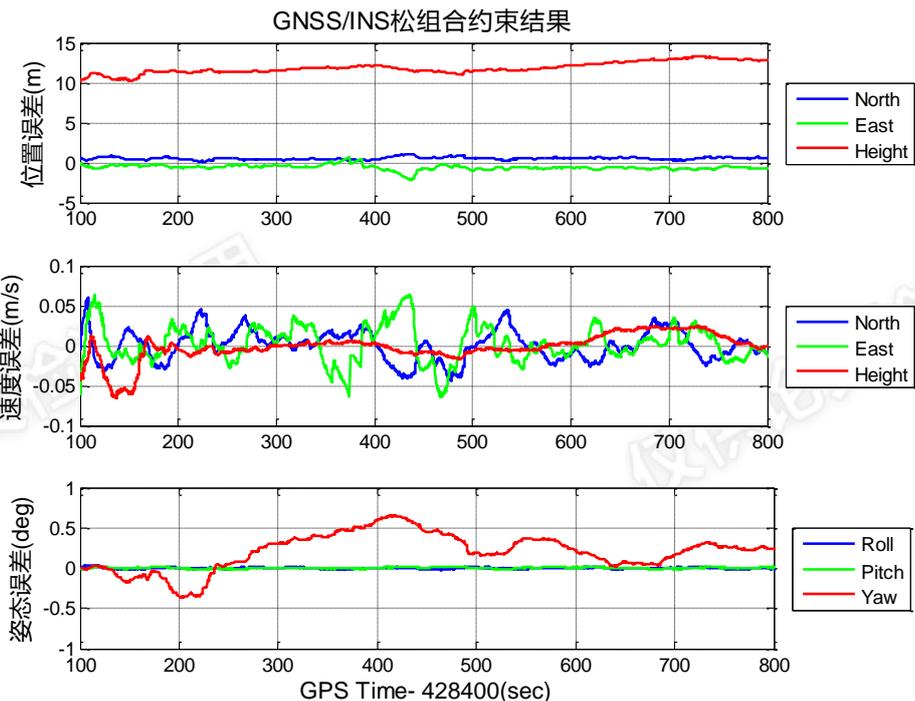


图 3.12 GNSS/INS 松组约束结果

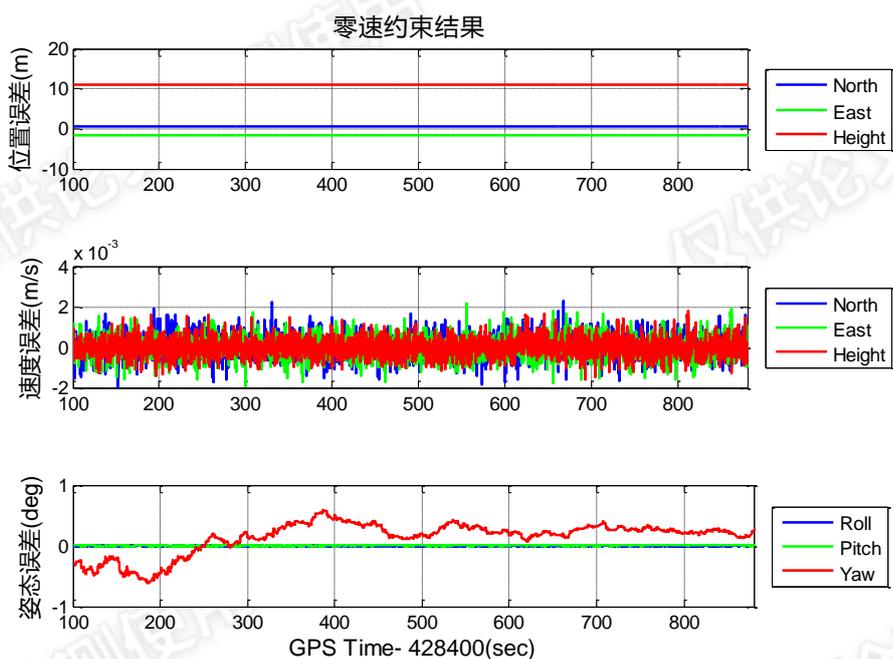


图 3.13 零速约束结果

3.4.2.2 零角度约束

与零速约束思想类似，零角度约束利用已知的高精度初始测量姿态作为观测值，与INS进行组合，有效抑制INS姿态发散，提升姿态测量精度。

下面具体阐述零角度约束方法的原理。滤波器状态向量与状态方程不变，只对观测向量和量测方程进行更改。静止状态下，忽略位置误差带来的影响，系统估计出的姿态矩阵可表达为：

$$\hat{\mathbf{C}}_b^n = [\mathbf{I} - (\boldsymbol{\psi} \times)] \mathbf{C}_b^n \quad (3.27)$$

式中， \mathbf{C}_b^n 为真实姿态矩阵， $\boldsymbol{\psi}$ 为估计的姿态误差向量，具体形式为：

$$\boldsymbol{\psi} = [\delta\phi_N \quad \delta\phi_E \quad \delta\phi_D]^T \quad (3.28)$$

初始测量得到的姿态矩阵可表达为：

$$\tilde{\mathbf{C}}_b^n = [\mathbf{I} - (\mathbf{w} \times)] \mathbf{C}_b^n \quad (3.29)$$

式中， \mathbf{w} 为测量噪声。因而，估计姿态与观测姿态的关系可表示为：

$$\hat{\mathbf{C}}_b^n = [\mathbf{I} - (\boldsymbol{\zeta} \times)] \tilde{\mathbf{C}}_b^n \quad (3.30)$$

$\boldsymbol{\zeta} = [\zeta_x \quad \zeta_y \quad \zeta_z]^T$ 为估计值与观测值之间存在的误差向量。将式 (3.29)、式 (3.30) 代入式 (3.27) 得：

$$\mathbf{I} - (\boldsymbol{\psi} \times) = [\mathbf{I} - (\boldsymbol{\zeta} \times)] [\mathbf{I} - (\mathbf{w} \times)] \quad (3.31)$$

忽略二次项，得到如下关系式：

$$\boldsymbol{\zeta} = \boldsymbol{\psi} + \mathbf{w} \quad (3.32)$$

由上式即可得到零角度约束方法的卡尔曼滤波量测方程为：

$$\mathbf{Z}_k = \boldsymbol{\zeta}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{w}_k \quad (3.33)$$

其中，量测矩阵 \mathbf{H} 表达式为：

$$\mathbf{H}_k = [\mathbf{0}_{3 \times 6} \quad \mathbf{I}_{3 \times 3} \quad \mathbf{0}_{3 \times 6}] \quad (3.34)$$

接下来研究 $\boldsymbol{\zeta}$ 的具体表达式。由式 (3.30) 可得

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{C}}_b^n \tilde{\mathbf{C}}_n^b &= \mathbf{I} - (\boldsymbol{\zeta} \times) \\ &= \begin{bmatrix} 1 & \zeta_z & -\zeta_y \\ -\zeta_z & 1 & \zeta_x \\ \zeta_y & -\zeta_x & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.35)$$

令：

$$\hat{\mathbf{C}}_b^n \tilde{\mathbf{C}}_n^b = \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

结合式 (3.35) 和式 (3.36) 可得量测方程的观测向量：

$$\boldsymbol{\zeta} = \begin{bmatrix} \zeta_x \\ \zeta_y \\ \zeta_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{23} \\ -b_{13} \\ b_{12} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

3.4.2.3 零速+零角度约束

为了保证系统在静止状态下的持续高精度测量, 本文将零速约束和零角度约束两种方法结合使用, 使在实现位置、速度约束的情况下, 保证姿态的持续收敛。因此, 静止状态下, 卡尔曼滤波的观测方程为:

$$\mathbf{Z}_k = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_{INS} - \mathbf{0} \\ \zeta \end{bmatrix} = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k \quad (3.38)$$

其中, ζ 的具体形式参见式 (3.37), \mathbf{W}_k 为速度、姿态测量噪声组成的噪声向量, 量测方程 \mathbf{H}_k 为:

$$\mathbf{H}_k = [\mathbf{0}_{3 \times 3} \quad \mathbf{I}_{3 \times 3} \quad \mathbf{I}_{3 \times 3} \quad \mathbf{0}_{3 \times 6}] \quad (3.39)$$

状态方程和状态向量仍保持不变。使用前面的静止仿真场景对零速+零角度约束方法进行测试, 测试结果如图 3.14 所示, 可见静止状态下, INS 的位置、速度、姿态均保持持续收敛状态, 测量精度有明显提升。

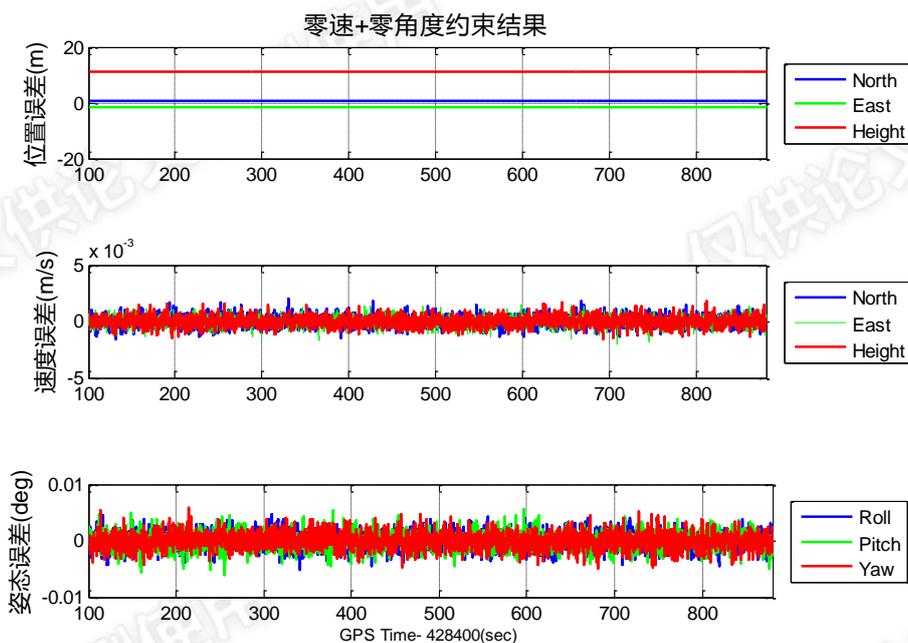


图 3.14 零速+零角度约束结果

3.4.3 约束方案切换方法

由于深组合强震仪在静止时间段和运动时间段采取的约束方案不同, 如何精准判断静动态状态进行策略切换, 则成为了系统设计至关重要的一部分。GNSS/INS 组合系统中 INS 部分对运动的敏感度更高, 因此常利用 IMU 的观测数据进行静动态状态判断。

仪器静止时,加速度计水平方向加速度测量值为零,垂直方向为重力测量值;而陀螺仪的测量值则由初始姿态和地球自转分量组成,由载体所处地理位置决定,综上所述 IMU 输出应该为常值。然而,由于误差的存在,IMU 实际观测值在真值附近的一定范围内波动。所以,对 IMU 测量值进行统计分析,设置合理的阈值,当统计结果小于阈值时,则认为系统为静止状态,否则为运动状态。分析时常用的统计量为方差,对一段时间内的测量数据计算方差可以衡量数据在这段时间内相对于均值的离散程度。噪声对测量值的影响是在一定范围内的,静止时 IMU 输出值的方差统计值也应该在一定范围内波动,设置相应的阈值便可实现静动态判断。

因此,本文采用滑动窗口方差检测法,实现载体运动状态的判断。本文 IMU 包含三轴加速度计、三轴陀螺仪共六个惯性传感器,需要综合每个传感器的判断结果来分析载体运动状态。对于单个传感器,判断方法可表示为:

$$\sigma_j^2(k) = \frac{1}{n-1} \sum_{k=i}^{i+n-1} (x_k - \bar{x}_n)^2 \quad (3.40)$$

$$y_j(k) = \begin{cases} 1 & \sigma_j^2(k) < T_j \\ 0 & \end{cases} \quad (3.41)$$

式(3.40)中 i 为起始时刻, k 为结束时刻, n 为样本个数即窗口宽度, $\sigma_j^2(k)$ 为窗口时间内传感器输出值的方差, x_k 为 k 时刻该传感器输出值, \bar{x}_n 为时间段内传感器观测值的均值。式(3.41)中 T_j 为给定的方差阈值,静止状态观测值的离散程度与仪器本身的噪声水平有关,因此,对应不同器件需给定不同阈值。当方差计算值小于阈值时,则判断传感器处于静止状态;否则,处于运动状态。只对单独传感器进行判断是不够的,需要保证所有传感器输出值的方差都小于阈值,才能认为载体处于静止状态,即:

$$z(k) = \sum_{j=1}^6 y_j(k) \quad (3.42)$$

只有当上式中各轴传感器状态统计值 $z(k)$ 为 6,即 $y_j(k)$ 均为 1 时,才判定 k 时刻载体是静止的。

由于地震场景要求系统尽可能的迅速响应所有动态,若系统处于动态时刻,而运动状态检测为静态,采用静态条件下的约束,将导致巨大测量偏差,应该以严苛的条件判断是否处于静止状态。因为错误判断系统处于静止状态是致命的,而错误判断系统处于运动状态在一定时间内是能接受的,所以如图 3.15 所示的检测流程图,系统在判据 $z(k)$ 小于 6 时,立即判断当前时刻自身处于运动状态,停止静态约束,切换测量方案;而判断为运动状态后,需要接下来连续三次判断

都为静态时，才判定系统处于静止状态。

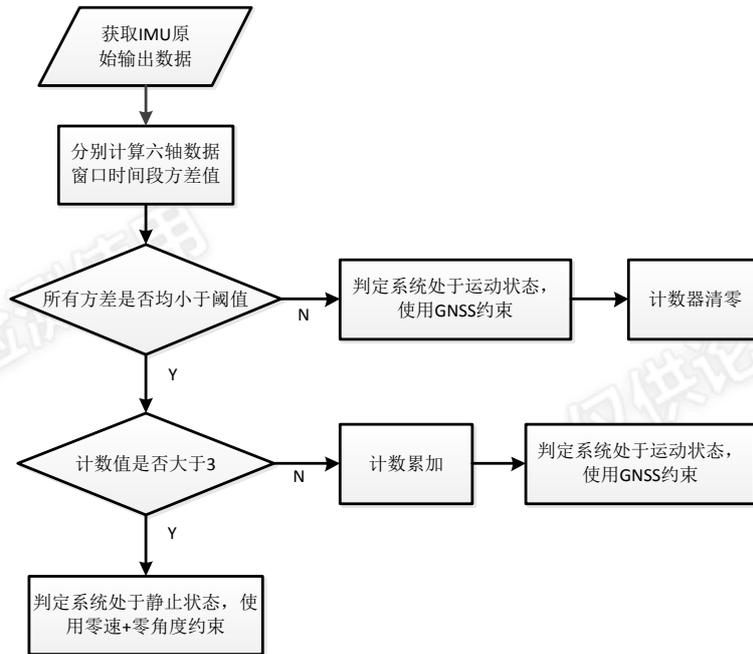


图 3.15 约束方案切换流程图

上述方法的实现过程中，还有两个关键问题需要考虑：阈值的设定和窗口宽度的设定。

(1) 阈值设定。不同仪器由于噪声水平不同，对应的阈值也不同。仪器安装好后，采集多段时间静止状态下的传感器输出值，得到每组数据的方差，并进一步进行统计分析得到所有方差的 RMS，根据 RMS 设定阈值，大小为 RMS 的两倍。

(2) 窗口宽度设定。采用滑动窗口来选取统计样本，可以在保证能遍历到所有的数据的前提下，更有效的控制计算量与节省存储空间。通过控制滑动窗口的宽度，可以控制仪器对于动态的响应时间，及时切换系统测量方案。由于本文的深组合强震仪只在整秒时做组合更新，因此为了避免系统在动态状态下错误使用静态约束，窗口不应包含整秒时间点。为了最大化利用观测数据，本文选取滑动窗口宽度为 1 秒，窗口的起始时间与终止时间均为整秒时刻，在整秒处，系统先进行运动状态判断，再进行组合更新。

3.5 本章小结

本章重点研究了深组合强震仪的关键技术。首先分析了强震信号特征，明确了强震信号的动态范围和频谱分布，为强震仿真场景的设计提供了参考依据。然后，介绍了深组合强震仪的系统原理框图，从 GNSS 与 INS 两方面详细阐述了系统的工作流程。最后，重点研究了深组合强震仪系统设计中的两个关键技术：

面向强震的深组合环路参数设计和 INS 约束方案设计。

深组合跟踪环的性能将直接影响整体的测量性能,合理设计跟踪环参数至关重要。通过分析环路的误差传递规律,可得到不同参数下环路的跟踪精度,为深组合强震仪的跟踪环设计作参考。本章首先分析了强震下传统环路的跟踪误差传递关系,然后根据其建立了 INS 辅助后的深组合跟踪环数学模型,对比分析了深组合环路的误差传递关系,分析表明 INS 辅助后环路的动态应力误差项转变为辅助信息估计误差项。随后着重分析了 IMU 误差引起的辅助信息估计误差与环路跟踪误差的传递关系,并针对强震场景,以战术级别惯导 SPAN-FSAS 和 MEMS 级别惯导 MTI-G 为例对深组合环路测量精度进行了定量分析。研究结果表明:1) 强震动态下,深组合环路跟踪精度远优于传统环路,强震测量时深组合环路可采用 8Hz 带宽和 20ms 积分时间;2) SPAN-FSAS 与 MTI-G 对深组合环路的辅助效果相差不大,因此基于 MEMS IMU 的深组合强震仪同样可以实现高精度强震测量。

强震发生前具有相当长静止时间段,为了使深组合强震仪在静止时间段内持续保持良好性能,强震发生时快速响应,实现实时高精度的位移测量,本章研究了强震场景下 INS 的约束方案,针对强震前的静止时段和强震时的高动态时段设计了不同的 INS 约束方案。静止段内,采用零速和零角度约束方法对 INS 观测值进行约束,防止 INS 位置、速度、姿态测量值的发散;动态段内,则采用 GNSS 观测值对 INS 进行约束,即 GNSS/INS 松组合方法。最后,研究了如何利用滑动窗口方差法对运动状态变化进行感知,针对不同状态灵活切换约束方法。

4 GNS/INS 深组合强震仪测试平台实现

上一章对深组合强震仪的关键技术进行了深入研究,并从理论层面分析了强震动态下深组合跟踪环的精度。这一章将阐述深组合强震仪系统的实现与测试平台的搭建。首先,将介绍软件深组合强震仪的设计与实现,讲述软件系统的总体框架和 workflow。然后,为了对软件强震仪进行全面深入的测试分析,将讲述测试方法的设计,并对测试方法的可靠性进行验证,完成测试平台的搭建。

4.1 软件深组合强震仪平台设计

4.1.1 系统总体架构

基于 PC 平台实现的软件系统,开发方便,可以输出各类中间测量结果,利于调试,可控性强。开发嵌入式强震仪设备之前,需要先实现软件平台作为参考原型,用于系统方案和关键算法的验证。本文实现的软件深组合强震仪,是在 PC 上基于 C# 搭建的软件系统,系统的环路参数、INS 参数等可以灵活设置,可随意输出各类信息,有利于同时开展信号层面、定位层面的测试验证。

考虑到计算机只能处理数字信号,且计算能力有限,软件深组合强震仪使用数字中频信号作为系统的输入。根据功能,软件平台可整体划分为五个模块:主控制模块、基础配置模块、基带信号处理模块、GNSS 导航解算模块、组合导航模块,总体架构框图如图 4.1 所示。

(1) 主控制模块,主要负责工作的调度以及各模块之间的通信,是确保软件平台正常工作的核心模块。

(2) 基础配置模块,主要负责系统基本参数的设置、公共变量及工具函数的定义以及系统基准时间的实现。

(3) 基带信号处理模块,主要负责对输入数字中频信号的解调,获得后续导航解算所需的基本信息。区别于普通 GNSS 强震仪,深组合强震仪的信号解调过程中,利用组合导航模块获得的 INS 估计信息辅助系统调节载波 NCO,实现强震动态下信号的精确跟踪。

(4) GNSS 导航解算模块,主要负责利用系统从输入信号中提取出的观测量进行解算,获得位置、速度、时间等导航信息。本文软件深组合系统使用简单的伪距单点定位算法进行导航解算,获得的 GNSS 测量结果用于 GNSS/INS 组合解算。基于载波相位的精密定位性能验证,则利用系统输出的高频观测文件,配合 RTKLIB 软件进行分析。

(5)组合导航模块,主要负责实现惯导解算、组合导航解算、以及辅助 GNSS 跟踪的 INS 估计信息计算,并根据 IMU 原始输出值实现仪器状态的判断,确定组合方案。

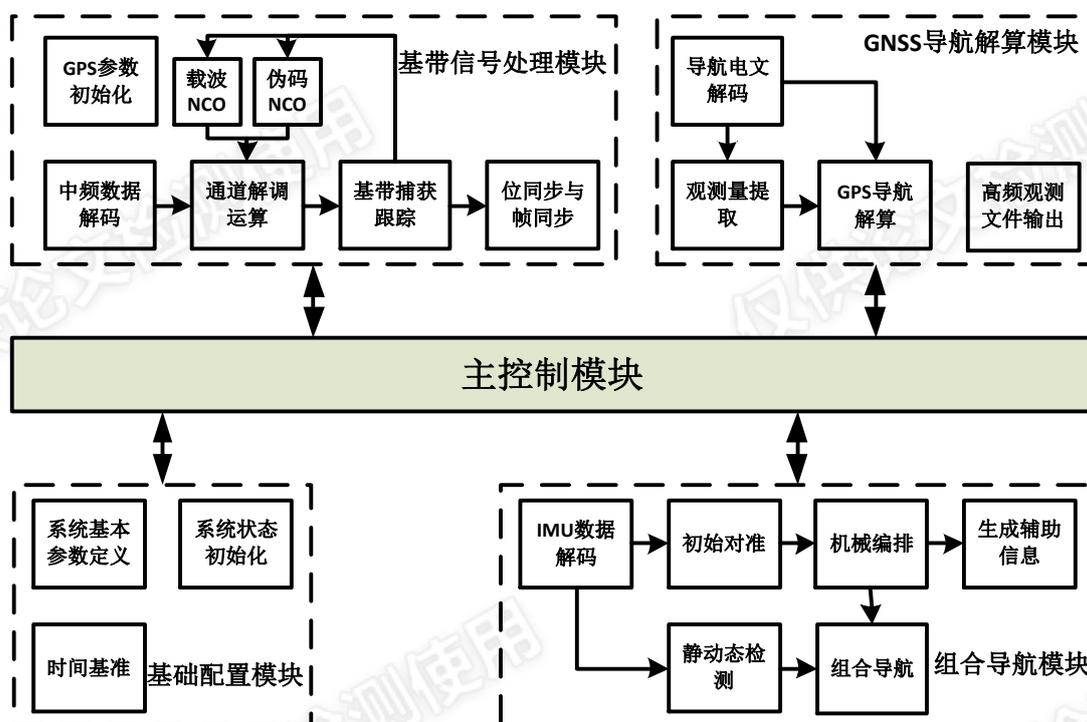


图 4.1 软件深组合强震仪的架构框图

4.1.2 系统工作流程

图 4.2 以 GNSS 和 INS 两个子系统为主展示了软件深组合的工作流程,尽管软件系统中,GNSS 与 INS 之间是串行工作的,但为了方便理解,将其作为两条工作支路进行描述。

GNSS 支路完成初始化后,便读入中频数据进行处理。系统通过与本地载波混频实现载波,与本地伪码相关实现伪码剥离,然后通过捕获、牵引和跟踪环节逐步获得精确的载波相位和码相位。值得注意的是,进入跟踪环节之前,系统会判断外部辅助信息是否有效,若有效,则使用深组合环路,若无效,则使用传统环路。信号成功锁定后,系统将根据设置的采样时间定时提取观测信息,同时利用位同步和帧同步从信号中解析出卫星信息,实现 PVT 解算。

INS 支路完成初始参数配置后,便读入 IMU 数据进行处理。首先,系统利用给定的方式完成姿态初始化,利用 GNSS 解算结果完成位置、速度初始化。随后,系统进入惯导解算阶段,得到的导航解算结果,一方面用于计算多普勒辅助信息,辅助 GNSS 环路工作;另一方面在整秒时刻,根据系统静态情况,用于与 GNSS 解算结果或者零速信息、姿态信息进行组合滤波,获得测量误差的最优估计,进行反馈补偿。

GNSS 支路与 INS 支路之间相互联系，彼此依赖，GNSS 支路利用 INS 测量结果辅助信号跟踪环路，INS 支路则利用 GNSS 测量结果对自身误差进行约束，避免误差累积，进一步提高测量精度。

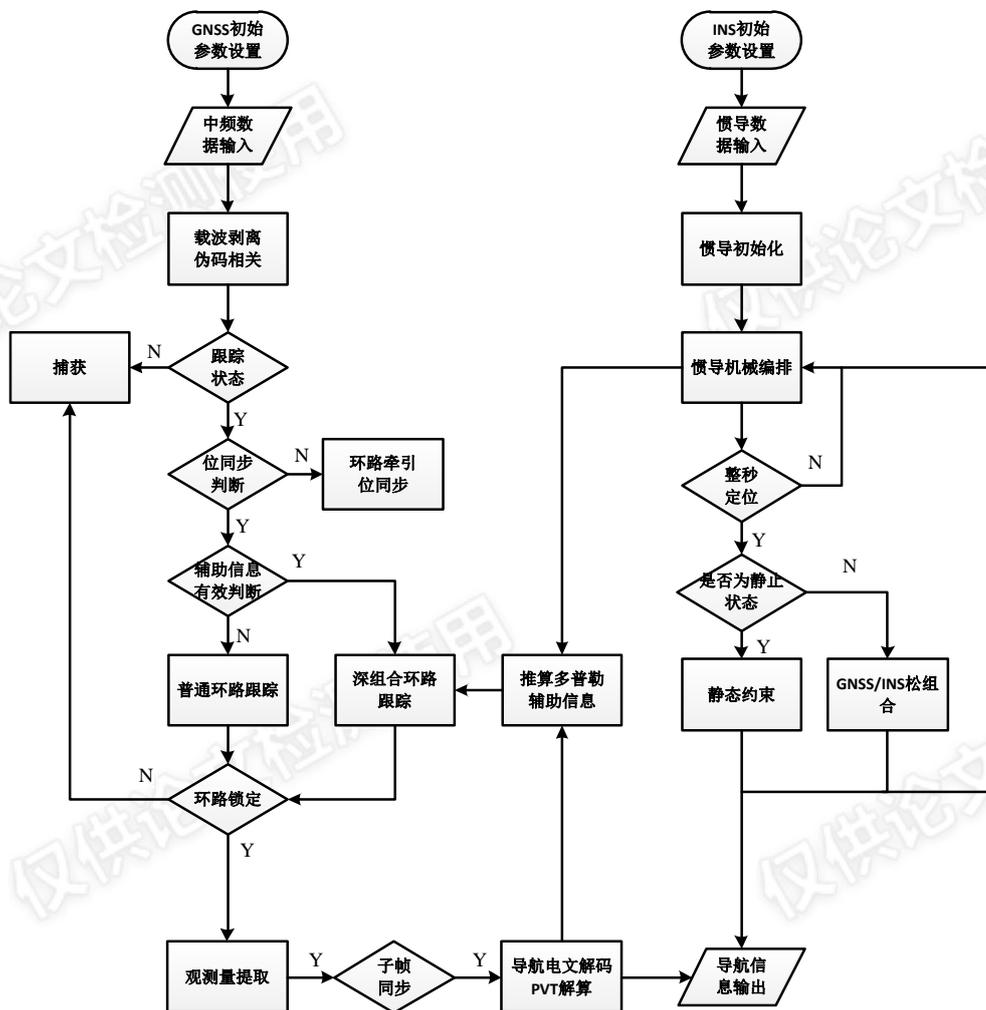


图 4.2 软件深组合强震仪的工作流程

4.1.3 INS 辅助跟踪算法

利用 INS 测量的动态信息辅助 GNSS 接收机跟踪环路是深组合强震仪的关键。实现 INS 的有效辅助，需主要解决两个问题：1) 将惯导机械编排结果转化为载波环所需的辅助信息；2) 保证辅助信息更新与载波环测量更新同步。

(1) 辅助信息计算

对于传统载波环，需要持续跟踪卫星与载体间的相对运动、接收机晶振频漂以及噪声等导致的载波相位变化。引入 INS 辅助后，可由辅助信息估计相对运动多普勒频移量与钟漂变化量，载波环则只需承受残余误差和噪声。以可见卫星 k 为例，辅助信息可表示为：

$$f_{AidDoppler,k} = f_{INS Doppler,k} + f_{clk} \quad (4.1)$$

式中, $f_{INS\text{Doppler},k}$ 为载体相对于可见卫星 k 的运动多普勒, f_{clk} 为接收机晶振频漂估计值。 $f_{INS\text{Doppler},k}$ 可通过 INS 测量结果获得的载体运动信息, 与从接收机解调出的卫星星历中获取的卫星运动信息联合求解。令可见卫星 k 在 e 系下的位置为 $\mathbf{r}_{sat,k} = [x_{sat,k} \ y_{sat,k} \ z_{sat,k}]$, 速度为 $\mathbf{v}_{sat,k}$, INS 测量得到的位置、速度投影到 e 系下分别为 $\mathbf{r}_{ins} = [x_{ins} \ y_{ins} \ z_{ins}]$ 和 \mathbf{v}_{ins} , 可得到 $f_{INS\text{Doppler},k}$ 表达式如下:

$$f_{INS\text{Doppler},k} = \mathbf{e}_k^T \cdot \frac{\mathbf{v}_{ins} - \mathbf{v}_{sat,k}}{\lambda_{L1}} \quad (4.2)$$

其中, \mathbf{e}_k^T 为 INS 与卫星的 LOS 方向的单位向量, 具体形式为:

$$\mathbf{e}_k^T = \begin{bmatrix} e_{kx} \\ e_{ky} \\ e_{kz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_{ins} - x_{sat,k}}{r_k} \\ \frac{y_{ins} - y_{sat,k}}{r_k} \\ \frac{z_{ins} - z_{sat,k}}{r_k} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

式中, r_k 为两者的连线距离。由于惯导解算的结果是以 n 系为参考坐标系, 可按式(4.4)转换到 e 系获得 \mathbf{v}_{ins} :

$$\mathbf{v}_{ins} = \begin{bmatrix} -\sin\lambda & -\sin\varphi\cos\lambda & \cos\varphi\cos\lambda \\ \cos\lambda & -\sin\varphi\sin\lambda & \cos\varphi\sin\lambda \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ v_e \\ v_d \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

尽管通过定位结果可以估计出接收机钟漂 f_{clk} , 但估计值常常偏大, 精度不够, 且由图 4.3 所示的接收机钟漂图可以看出, 钟漂整体变化缓慢, 但相邻历元变化较大, 抖动明显。因此系统在切换到深组合环路后, 使用切换时刻的 f_{clk} 完成辅助信息初始化, 而钟漂变化仍由环路精确跟踪。

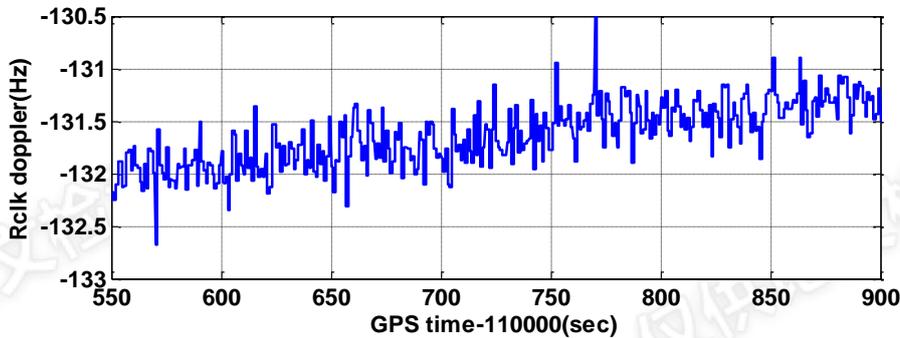


图 4.3 接收机测量的钟漂值

(2) 辅助信息同步

辅助信息应该准确反应载体的实时动态, 辅助信息与跟踪环信息不同步, 不仅会影响辅助效果, 在复杂动态下, 当偏差达到一定程度时, 更将导致环路的失

锁。不考虑传输延迟时，同步主要包含两个问题：1) GNSS 原始数据与 IMU 原始数据的同步。当采集数据时，如果无法实现利用同一设备对两个系统的数据进行同步采集存储，则可利用 GPS 的秒脉冲和时间信息，为 IMU 数据打上绝对时标，后期处理时即可通过时标实现数据同步读取。2) 辅助信息更新率与环路更新率的匹配。辅助信息的更新率由 INS 测量间隔决定，本文采用的 IMU 数据率包含 200Hz 和 125Hz 两种，机械编排更新率与 IMU 数据率一致；环路的更新率则由积分时间决定，一般为 50Hz~1kHz。显然，辅助信息更新率不能满足环路需求，因此可以通过对辅助信息外推来实现两者的同步更新。

常用的外推方法有两种，一是等值外推法，即假设采样间隔内，样本值保持不变；二是线性外推法，即假设采样间隔内，样本值是线性变化的。针对动态变化复杂的强震场景，若选用等值外推法，认为 INS 更新间隔内多普勒辅助信息不变，显然不合情理，会引入较大误差。因而本文选用线性外推法，认为多普勒辅助信息在更新间隔内是匀加速变化的，即两个历元间加速度信息保持不变。为了涵盖环路不同积分时间的需求，系统先一律将辅助信息外推至 1kHz，再根据环路实际更新率匹配外推结果。因而通过线性外推法得到第 n 个外推历元的 $f_{INS\text{Doppler},k,n}$ 可以表示如下：

$$f_{INS\text{Doppler},k,n} = f_{INS\text{Doppler},k,0} + \mathbf{e}_k^T \cdot \left(\frac{\mathbf{a}_{ins}}{\lambda_{L1}} + \frac{\mathbf{a}_{sat}}{\lambda_{L1}} \right) \cdot \frac{n}{1000} \quad (4.5)$$

式中，载体加速度 \mathbf{a}_{ins} 可由惯导测量得到的载体速度求得，卫星加速度 \mathbf{a}_{sat} 可通过 GNSS 解算得到的卫星速度求得。

4.2 深组合强震仪测试方法设计与验证

4.2.1 测试方法设计

由于强震发生的时间和地点都无法预测，强震研究主要采用模拟的方式进行。常用模拟手段有两种，一是基于 GNSS 信号模拟器的仿真测试，通过设置仿真轨迹、时间与地点等信息，仿真器可以模拟输出对应场景的卫星信号。该方法测试环境可控、可复现，设置灵活，利于测试与调试；同时，仿真器场景丰富，还可提供真值参考，便于对比验证。另一种常用手段是室外振动台，通过输入位移时间序列，振动台可实现精确的机械振动，通常为单轴平动。该方法采集的是真实 GNSS 信号和惯性设备，相比模拟器更真实，对于系统的性能评估更贴近真实地震场景。但一般的振动平台振幅和频率范围较小，动态难以还原真实强震运动。

为了进行全面的测试分析，本文针对模拟器的仿真场景与振动台的实测场景

均进行测试，完成对深组合强震仪从信号处理层面到定位层面深入的测试研究。

4.2.1.1 基于 GNSS/INS 模拟器的测试方法

基于模拟器的仿真测试流程如图 4.4 所示，测试流程按工作顺序可分为测试场景准备、信号模拟、信号采集、数据处理与分析四大步骤。

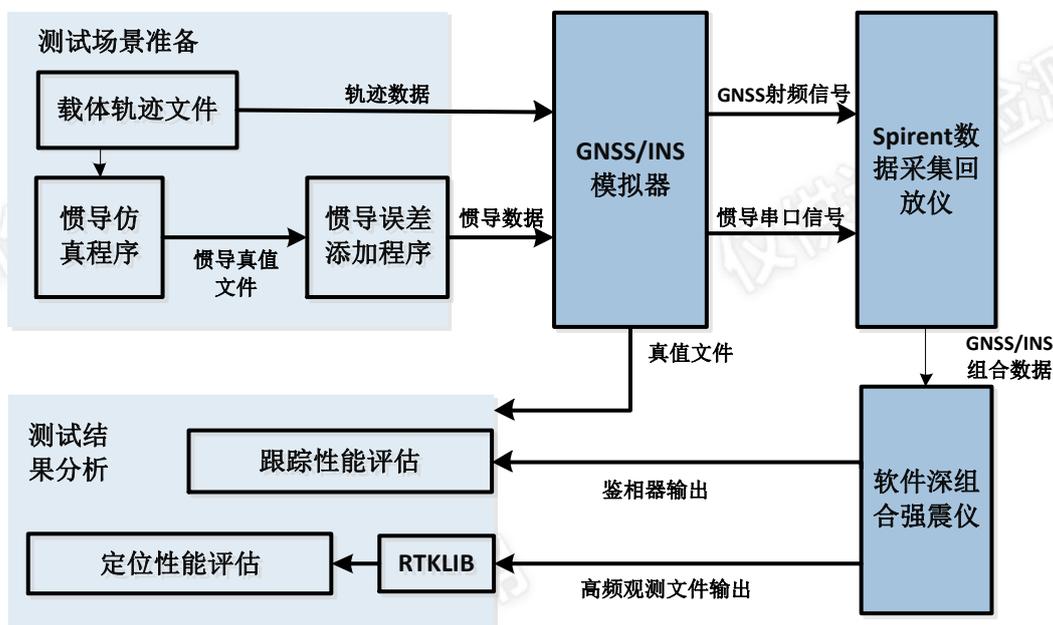


图 4.4 仿真测试流程

(1) 测试文件准备

由于强震运动比较特殊，GNSS/INS 信号模拟器内嵌轨迹生成软件无法满足需求，因而采用外部导入的方式将准备好的轨迹文件和惯导文件提供给 GNSS/INS 信号模拟器进行信号仿真。首先根据设计的仿真场景生成载体轨迹文件，生成的轨迹文件包含以 e 系为参考坐标系的位置、速度、加速度序列，数据率为 200Hz；然后利用惯导仿真程序，根据轨迹文件生成对应的惯导数据，惯导数据是以增量形式表示的六轴 IMU 原始输出量，数据率同为 200Hz。

仿真的惯导数据为无误差的真值数据，一方面便于进行数据分析与验证，另一方面，单独添加误差便于更改误差模型，使误差仿真模型与理论分析误差模型一致，将更利于系统的设计验证。因而根据理论模型对惯导真值数据进行误差添加，同样，添加的误差包含零偏、比例因子和随机噪声三类误差，将陀螺和加表的零偏不稳定性建模为一阶高斯-马尔可夫过程，比例因子误差建模为随机常数，随机游走建模为白噪声。

(2) 信号模拟

GNSS/INS 信号模拟器（GNS8332）可灵活设置载体运动轨迹、仿真时刻、信号强度等基本参数，还可设置对流层、电离层模型等环境参数。仿真测试时，一方面，模拟器根据提供的轨迹信息仿真相应时刻载体接收到的卫星信号，另一

方面，模拟器将提供的仿真惯导数据通过串口同步输出，保证了 GNSS 信号与 INS 信号的时间同步。同时模拟器提供了导航电文、观测数据等参考真值文件，用于对比研究。

(3) 信号采集

由于模拟器输出为射频模拟信号，软件深组合强震仪的输入为数字中频信号，因而采用 Spirent 公司的数据记录回放仪（GSS6425）进行信号的采集与存储。记录回放仪可以对模拟器输出的卫星信号和惯导信号进行同步采集，将卫星信号经过射频前端处理以及模数转换得到 I、Q 两路中频数字信号，与采样的惯导信号组成 GNSS/INS 组合数据进行存储，软件深组合强震仪只需对存储文件进行解析即可获得仿真数据。

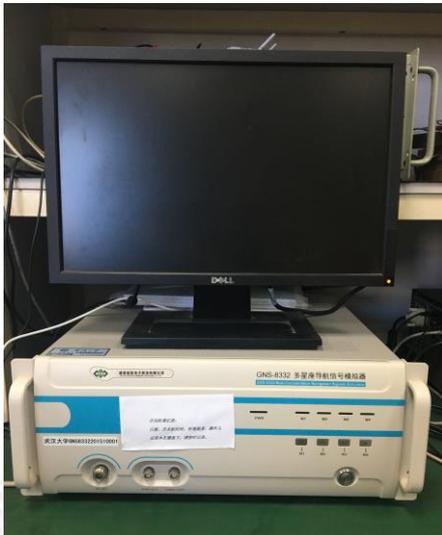


图 4.5 GNSS/INS 信号模拟器



图 4.6 数据记录回放仪

(4) 数据处理与分析

软件深组合强震仪调试方便，可输出任何中间变量。为了进行全面的性能分析，测试过程中，一方面将跟踪环鉴相器结果输出，用于评估强震下环路的跟踪性能；另一方面由于软件深组合目前没有集成精密定位算法，因而输出高频观测文件，利用 RTKLIB 软件实现载波相位差分定位解算，用于评估强震下系统的位移测量精度。

4.2.1.2 基于室外振动平台的测试方法

图 4.7 为室外振动平台，平台可根据设置的位移序列进行单轴平动，通过 Matlab 的可视化仿真工具 Simulink 进行运动参数配置。无负重时，平台的最大振幅为 7cm，随着负重和运动频率增大，最大振幅减小。

与基于模拟器的仿真测试相比，基于室外振动台的测试流程缺少测试文件准备与信号模拟两个环节。振动台根据设置进行机械振动，将天线和惯导直接置于振动平台上，卫星信号通过天线传输给记录回放仪，惯导信号则通过串口进行传

输。后续的流程则与仿真测试一致，记录回放仪对数据进行同步采集与存储，然后提供给软件深组合强震仪进行处理与分析。



图 4.7 室外振动平台

4.2.2 测试方法验证

可靠的数据源是测试分析的重要前提，上述测试流程中涉及多道数据的处理与转发过程，因而需要对输入软件深组合平台的数据源进行充分验证，防止引入未知误差。数据源的验证主要包含：数据的正确性验证和时间同步性验证。

(1) 数据正确性验证

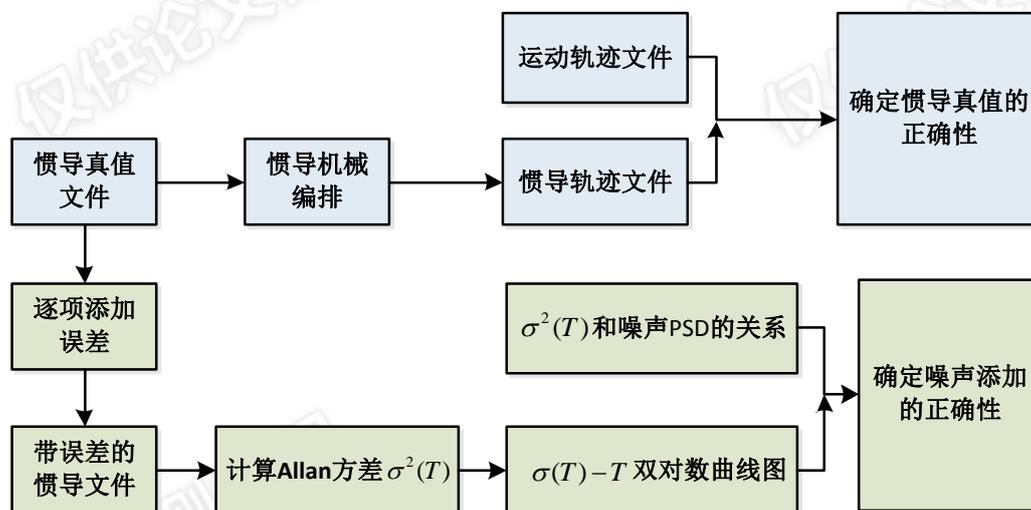


图 4.8 数据正确性验证流程

测试过程中输入软件深组合平台的 GNSS 数据与 INS 数据的正确性，受多个环节影响，在默认模拟器和记录回放仪能保持输入输出一致性的情况下，数据的正确性将完全由导入模拟器的轨迹数据和惯导数据决定。一方面，载体轨迹文件与仿真惯导文件应互相匹配，可对惯导真值数据进行机械编排，获得由惯导文件生成的轨迹文件，与原轨迹文件对比验证，判断是否匹配。另一方面，在保证惯导真值正确的情况下，需要进一步确保惯导误差添加的正确性。这方面验证

可独立添加每项误差，然后根据误差特征对数据进行分析。比例因子由于建模为随机常数，直接对比添加比例因子误差前后的数值即可判断误差的正确性。零偏不稳定性和随机游走无法直接判断，但可利用 Allan 方差分析法，通过分析 Allan 标准差与时间的对数曲线，辨识数据中的误差成分及其特征，从而判断添加误差项的正确性。

(2) 数据同步性验证

GNSS 数据与惯导数据的不同步将会引入额外的辅助信息误差，测试流程中可能导致数据不同步的过程主要包含：导入模拟器的原始数据不同步、模拟器信号输出时不同步、记录回放仪数据采集转存时不同步。

对于原始数据的不同步，通过检查数据正确性便可得到验证。对于模拟器导致的输出信号不同步，可利用示波器测量模拟器输出的 1PPS 秒脉冲(根据 GNSS 数据产生，表征 GNSS 数据整秒时刻)，与整秒时刻输出的惯导数据帧之间的时间差。测试结果如图 4.9 所示，黄色波形为惯导信号，蓝色波形为 1PPS 秒脉冲，可见，整秒时刻的惯导数据帧尾相比 1PPS 脉冲上升沿时刻延迟了约 3.6ms，帧头延迟了约 100us。因而，若软件深组合强震仪解码数据时，将惯导数据的帧头时刻作为惯导时间标，则可将模拟器导致的数据时间差控制在 1ms 以内，对测试结果的影响基本可忽略。

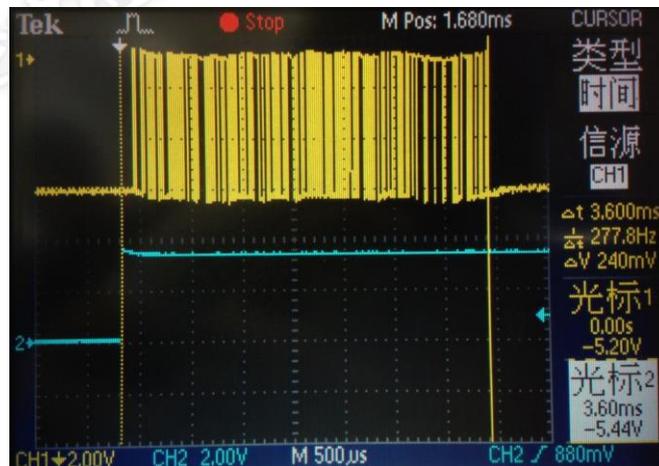


图 4.9 模拟器输出信号时间差测试结果

对于记录回放仪数据采集转存时的不同步，由于模拟器输出的惯导数据带有相对时标，软件深组合解码时可以从相对时标获取小数部分，从 GNSS 导航解算结果中获取整秒绝对时刻，组成 IMU 数据时标，通过检查时标的连续性，即可判断 GNSS 数据与 IMU 数据之间的时间差是否大于一个采样间隔时间，例如当 IMU 数据为 200Hz 时，若通过软件深组合添加的 IMU 时标是连续的，则证明经过记录回放仪采集转存后的 GNSS 数据与 IMU 数据时间差小于 5ms。

4.3 本章小结

本章介绍了深组合强震仪的实现与测试平台的搭建。首先，讲述了软件深组合强震仪平台的搭建，介绍了软件系统的总体结构和 workflows，并讲解了作为核心算法之一的 INS 辅助算法。然后，详细讲述了测试工具，与包含测试场景准备、信号模拟、信号采集、数据处理四大步骤的仿真测试流程，并对设计的测试流程进行了验证，验证主要以数据的正确性和数据的时间同步性验证为主，确保了测试方法的可行性和正确性。

5 GNS/INS 深组合强震仪测试与分析

上一章实现了深组合强震仪软件平台的搭建，设计并验证了一整套测试流程。这一章将利用搭建的测试平台对软件深组合强震仪进行全面的测试。一方面，从信号层面对比分析，强震下深组合环路与传统环路的跟踪性能；另一方面，从定位层面对比分析，强震下深组合强震仪与常用 GNSS 强震仪的 RTK 定位性能，以及基于传统环路与深组合环路的 GNSS/INS 松组合定位性能。最后，将测试不同级别 IMU 辅助下的深组合强震仪性能，分析深组合强震仪对 IMU 精度的要求。

5.1 测试场景设计

5.1.1 正弦运动轨迹仿真场景

正弦运动仿真场景，可以针对性测试运动频率和振幅的影响，是研究中常用的地震仿真测试场景。载体做正弦运动时，天线的位移 y 、速度 dy/dt 、加速度 d^2y/dt^2 、加加速度 d^3y/dt^3 随时间的变化关系可表示如下：

$$\begin{cases} y = h\sin(2\pi ft) \\ dy/dt = h \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi ft) \\ d^2y/dt^2 = -h \cdot (2\pi f)^2 \cdot \sin(2\pi ft) \\ d^3y/dt^3 = -h \cdot (2\pi f)^3 \cdot \cos(2\pi ft) \end{cases} \quad (5.1)$$

其中 h 是正弦运动的幅值， f 是正弦运动的频率。根据真实地震的运动特征，给定正弦运动最大加速度为 2G，由上式可算得，运动频率为 1Hz 和 2Hz 时，运动振幅分别为 50cm 和 12cm，而运动频率为 5Hz 时，运动振幅只有 2cm。考虑到 GNSS/INS 模拟器的仿真运动轨迹精度，本文只仿真了 1Hz 和 2Hz 正弦运动场景，最大加速度为 2G，不同频率仿真场景下的运动振幅和最大加加速度如表 5.1 所示。

表 5.1 正弦场景运动参数表

| 频率/Hz | 位移幅度/cm | 最大加加速度/G · s ⁻¹ |
|-------|---------|----------------------------|
| 1 | 50 | 13 |
| 2 | 12 | 25 |

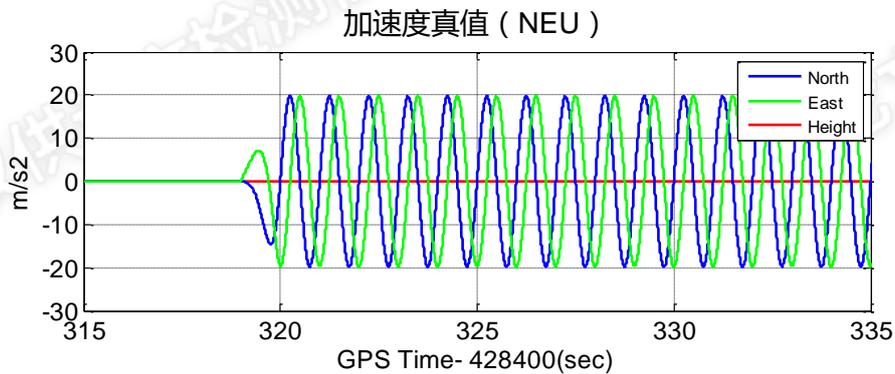
根据场景的运动参数按图 4.4 所示流程，生成模拟器所需的载体轨迹文件和惯导文件，即可实现正弦运动仿真场景下的测试研究。为了实现东西向和南北向均为正弦运动，本文将仿真场景设置为圆周运动，圆周半径即为表 5.1 中的位移幅度。正常情况下，载体做圆周运动时航向会随之发生变化，而地震是主要平动，

因此设定运动时载体航向不变，即在水平面做无自转的圆周运动。

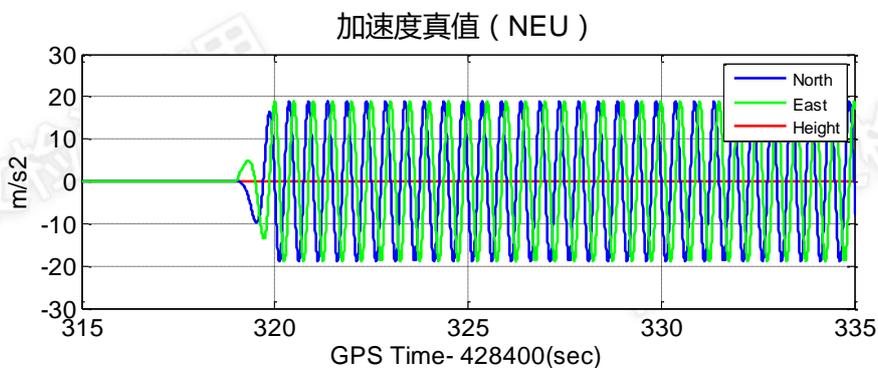
每个场景载体运动时长均为 100s，且运动前先仿真一段地震前的静止场景，以确保深组合强震仪初始化完成。测试时，卫星分布图如图 5.1 所示，不同频率仿真场景的加速度真值如图 5.2 所示。



图 5.1 正弦运动轨迹仿真场景的卫星分布图



(a) 1Hz 正弦运动



(b) 2Hz 正弦运动

图 5.2 正弦运动轨迹仿真场景的加速度真值

5.1.2 真实地震轨迹仿真场景

为了丰富测试场景，使测试更加完整，本文利用真实地震数据进行仿真，实现地震场景的复现。

以 2011 年的日本 Tohoku-Oki Mw9.0 级大地震数据进行仿真。首先，从 <http://www.kyoshin.bosai.go.jp/> 网站上下载了近场 MYG004 站记录的地震数据，为 100Hz 的三轴加速度序列，时长 300s。

然后，利用获得的地震数据拼凑模拟器所需的载体轨迹文件，由于模拟器支持轨迹文件数据率为 200Hz，使用线性内差的方式将 100Hz 加速度序列上变频至 200Hz。同时，为了得到轨迹文件所需的速度和位移序列，利用 3.1.1 小节介绍过的 SeismoSignal 软件对加速度序列进行积分处理。积分前对加速度序列进行适当滤波，以去除数据中低频长周期噪声和高频噪声，可根据加速度序列频谱分布，选择合适的滤波范围，本文选取的滤波通带范围为[0.01Hz,45Hz]。由于 SeismoSignal 软件每次只能处理 3 万个采样点，因而截取数据的主要部分进行处理、仿真，时长 150s。经过滤波、积分处理所得的 N-S 向加速度、速度、位移序列如图 5.3 所示。

同样，在运动场景前添加一段时间的静止场景。最后，利用拼装好的轨迹文件仿真对应的惯导数据并添加误差，即可导入模拟器进行信号仿真。测试时，卫星分布图与正弦运动场景一致，如图 5.1 所示。

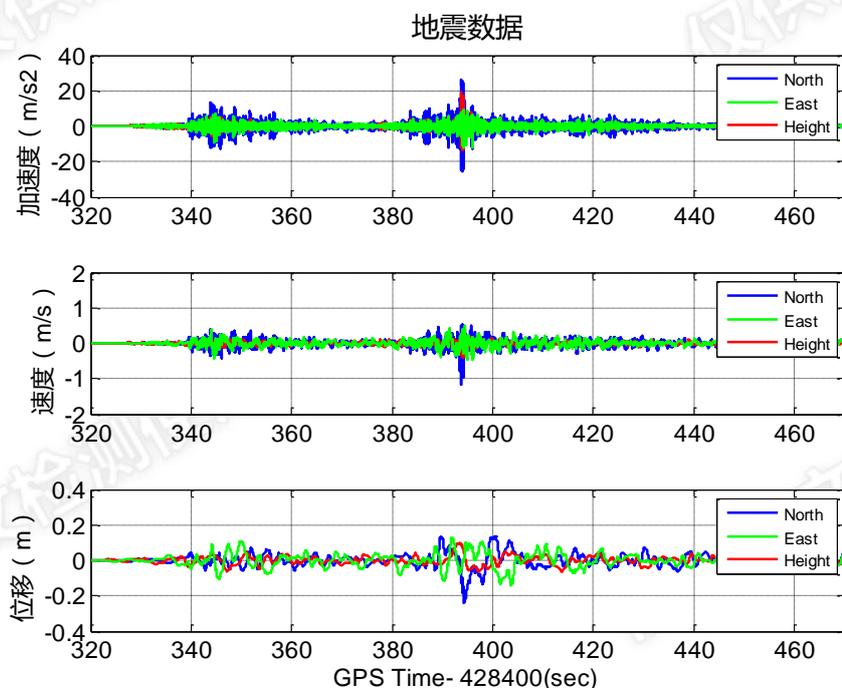


图 5.3 真实地震轨迹仿真场景的地震数据

5.1.3 振动台测试场景

利用机械振动平台在室外进行地震场景仿真,实现真实信号下深组合强震仪的性能测试。本文采用的振动台最大振幅为 7cm,且最大值随频率增大和载重增加而减小。由于最大振幅太小,对于正弦运动,相同频率下,振动台场景的最大加速度无法与仿真场景达到一致。对于 2Hz 正弦运动场景,振动台的最大振幅为 3cm,可算得最大加速度理论值约为 0.5G。若想获得加速度更大的场景,需要增加运动频率,此时会导致平台共振严重,影响实验结果。因而本文仍采用 2Hz 的正弦运动场景进行实测,测试时振动台提供的位移真值序列、由位移序列微分得到的速度序列和平台自带的 MEMS 级别加速度计测得的加速度序列如图 5.4 所示,由于加速度计噪声较大,测得的加速度值较理论值偏大。

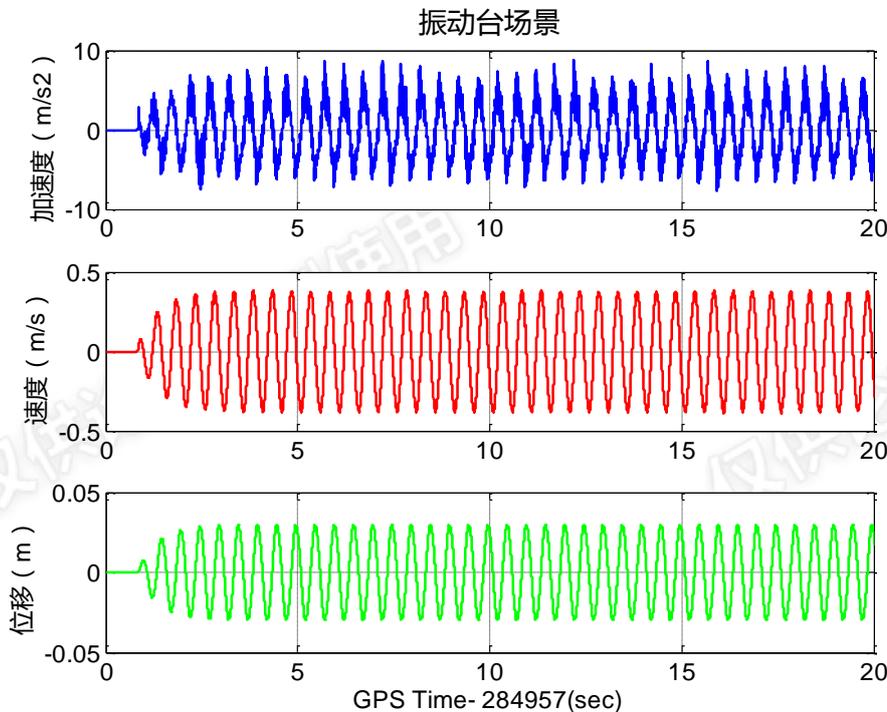


图 5.4 振动台测试场景运动数据

测试现场如图 5.5 所示,振动平台上放置了天线、惯导 STIM300 和强震仪,其中 STIM300 为 MEMS 级别惯导,参数如表 5.2 所示;强震仪的作用是为系统提供参考,用于检查采集的 STIM300 惯导数据是否正确。除此之外,测试过程中利用记录回放仪进行 GNSS 数据与惯导数据的采集与存储,利用 Trimble R9 同步进行测试,用于性能的对比分析。

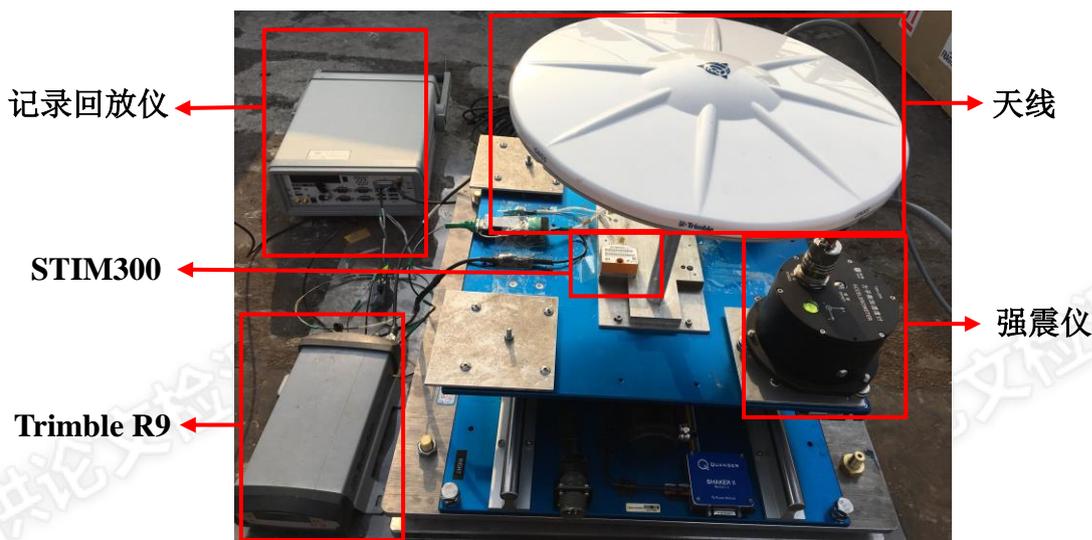


图 5.5 振动台测试现场

表 5.2 STIM300 参数表

| | | | | |
|----|------------------------|------|------------|------|
| 陀螺 | ARW (deg/ \sqrt{h}) | 0.2 | 比例因子 (ppm) | 1000 |
| 仪 | 零偏不稳定性 (deg/h) | 10 | 相关时间 (s) | 60 |
| 加速 | VRW ($m/s/\sqrt{h}$) | 0.18 | 比例因子 (ppm) | 1000 |
| 度计 | 零偏不稳定性 (mGal.) | 1000 | 相关时间 (s) | 30 |

5.2 深组合强震仪跟踪环性能测试分析

载波相位跟踪精度从本质上决定 GNSS 强震仪的测量精度,通过鉴相器输出结果,可对环路跟踪性能进行分析。接下来,针对不同场景,采用二阶环进行跟踪测试,对比分析了强震下深组合环路与传统环路的跟踪性能;同时通过设置不同环路参数,对深组合跟踪环的参数设计与误差分析进行了测试验证。

5.2.1 正弦运动跟踪性能测试分析

由图 5.2 所示的卫星分布图可知,载体运动时,与东西向的低仰角卫星 G4、南北向的低仰角卫星 G30 的相对运动最大,因此选取 G4 卫星对应的鉴相器输出进行分析。测试时环路滤波器阶数设置为二阶,积分时间为 20ms。

图 5.6、图 5.7 分别给出了 1Hz 正弦运动场景下,不同带宽时传统环路和 SPAN-FSAS 辅助的深组合环路的鉴相器输出。从图 5.6 可以看出,对于传统环路,动态发生时,带宽设置为 8Hz 不仅会导致环路失锁,鉴相误差甚至超过了鉴相器的鉴相范围 ($\pm 90^\circ$),导致鉴相结果发生畸变,不再为理论上的正弦波形。将带宽增大至 15Hz,动态时段误差减小了,但静态时段误差变大了,这是因为增大带宽引入了更多的热噪声。并且尽管增大带宽可以减小动态时段鉴相误差,

但最大误差仍达到 47.9° ，超过了跟踪门限值 (45°)，此时环路将无法稳定跟踪信号。从图 5.7 可以看出，设置带宽同为 8Hz 时，动态时段深组合环路的鉴相器输出远小于传统环路，最大值只有 8.25° ，鉴相误差的 RMS 只有 1.7° 。将环路带宽压缩至 5Hz ，可发现动态段误差小幅增大，但环路仍保持较高的跟踪精度。

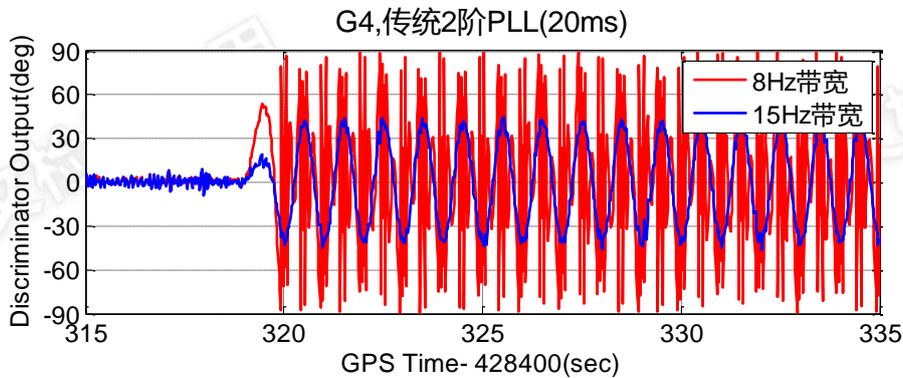


图 5.6 1Hz 正弦运动仿真场景，传统环路鉴相器输出

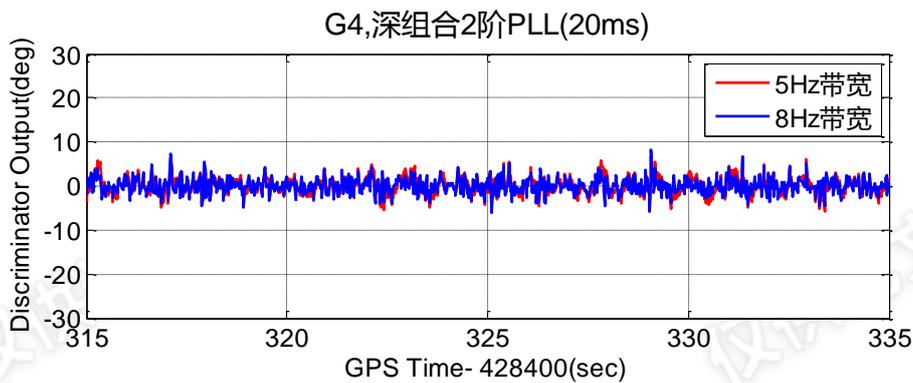


图 5.7 1Hz 正弦运动仿真场景，深组合环路鉴相器输出

图 5.8、图 5.9 分别给出了 2Hz 正弦运动场景下，不同带宽时传统环路和 SPAN-FSAS 辅助的深组合环路的鉴相器输出。从图 5.8 可以看出，与 1Hz 运动场景一样，设置带宽为 8Hz 时，动态时段传统环路的鉴相器输出由于超过 $\pm 90^\circ$ 发生了畸变；而增大带宽至 15Hz ，动态时段鉴相误差明显减小，但最大值仍达到 44.46° ，处于失锁临界状态，环路仍将无法稳定工作。从图 5.9 可以看出，设置带宽同为 8Hz 时，动态时段深组合环路的鉴相器输出最大值只有 7.59° ，鉴相误差的 RMS 只有 1.81° 。

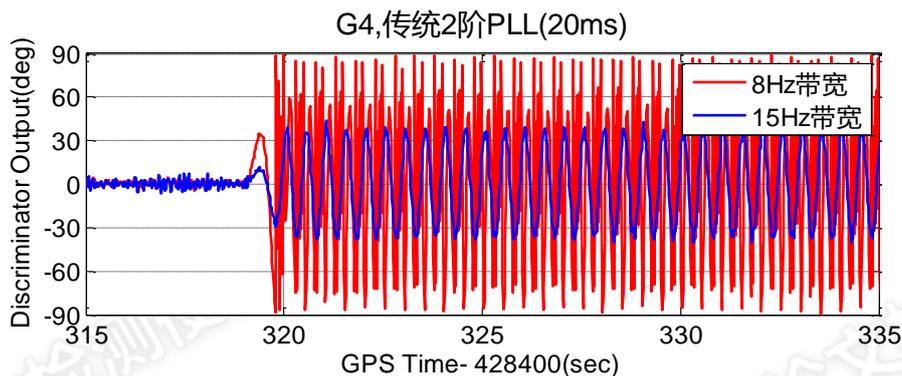


图 5.8 2Hz 正弦运动仿真场景，传统环路鉴相器输出

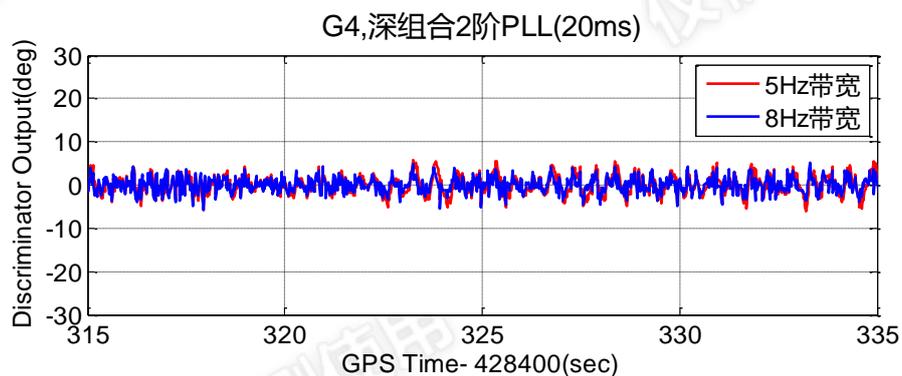


图 5.9 2Hz 正弦运动仿真场景，深组合环路鉴相器输出

表 5.3 和表 5.4 分别给出了 1Hz、2Hz 正弦场景动态时段的鉴相器输出统计结果。可见，强震发生时，深组合环路性能远优于传统环路，并且对于深组合环路，8Hz 带宽较 5Hz 带宽环路性能更优。对比 1Hz 与 2Hz 运动场景测试结果，深组合环路性能差异不大，均能保持稳定高精度工作。上述结果所示鉴相器输出以及误差随环路参数的变化规律与理论分析基本相符。

表 5.3 1Hz 正弦运动仿真场景，动态时段鉴相误差统计表

| | | RMS (deg) | 最大值 (deg) |
|-------------|------------|-----------|-----------|
| 传统 2 阶 PLL | 15Hz, 20ms | 28.96 | 47.90 |
| | 8Hz, 20ms | 46.31 | 89.96 |
| 深组合 2 阶 PLL | 8Hz, 20ms | 1.70 | 8.25 |
| | 5Hz, 20ms | 2.03 | 8.82 |

表 5.4 2Hz 正弦运动仿真场景，动态时段鉴相误差统计表

| | | RMS (deg) | 最大值 (deg) |
|-------------|------------|-----------|-----------|
| 传统 2 阶 PLL | 15Hz, 20ms | 26.39 | 44.46 |
| | 8Hz, 20ms | 51.73 | 89.90 |
| 深组合 2 阶 PLL | 8Hz, 20ms | 1.81 | 7.59 |
| | 5Hz, 20ms | 2.30 | 7.73 |

5.2.2 地震轨迹跟踪性能测试分析

对于真实地震轨迹仿真场景，同样选取相对运动最大的东西向低仰角卫星 G4 对应的鉴相器输出进行分析。测试时环路滤波器阶数设置为二阶，积分时间为 20ms。图 5.10、图 5.11 分别给出了不同带宽时传统环路和 SPAN-FSAS 辅助的深组合环路的鉴相器输出，表 5.5 给出了动态时段鉴相器输出的统计结果。

从图 5.10 与表 5.5 可知，设置带宽为 8Hz 时，动态时段传统环路的鉴相器输出虽然较大，但并不如正弦运动场景一样发生畸变，这是因为相比于正弦仿真运动的持续高动态，真实地震场景动态只在短暂时间内大于 2G，其余时刻均小于 2G。尽管如此，8Hz 带宽下鉴相器输出最大值仍达到 29.51° ，输出载波相位精度较差，将对后续的定位结果影响较大。增大带宽至 15Hz，改善效果并不明显，鉴相误差最大值仍超过 20° ，表明一味的增大带宽并不能提高环路在强震下的跟踪性能，这与图 3.5 所示的误差随带宽的变化规律一致。

从图 5.11 与表 5.5 可知，8Hz 带宽下深组合环路的鉴相器输出最大值为 7.1° ，RMS 为 1.69° ，进一步表明了强震下深组合环路性能远优于传统环路。对比正弦运动轨迹仿真场景，地震轨迹仿真场景深组合环路性能差异不大，表明了深组合环路在不同强震场景下均能稳定保持对信号的高精度跟踪。

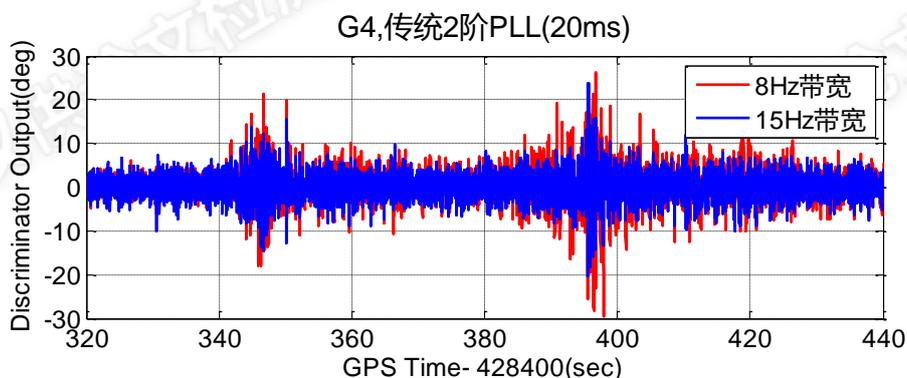


图 5.10 真实地震轨迹仿真场景，传统环路鉴相器输出

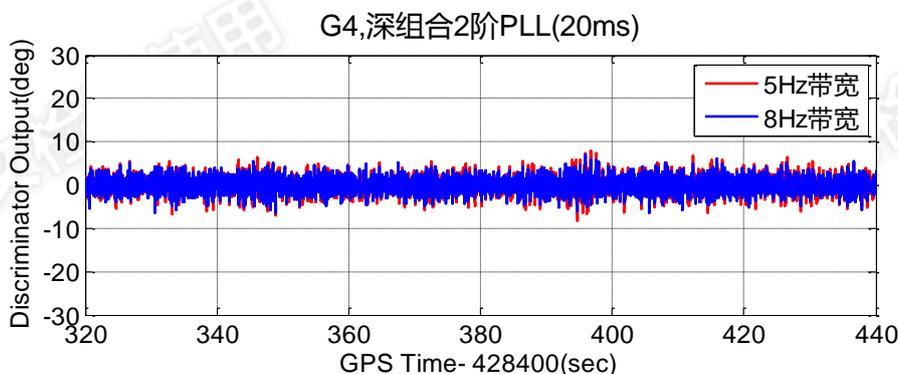


图 5.11 真实地震轨迹仿真场景，深组合环路鉴相器输出

表 5.5 真实地震轨迹仿真场景，动态时段鉴相误差统计表

| | | RMS (deg) | 最大值 (deg) |
|-------------|------------|-----------|-----------|
| 传统 2 阶 PLL | 15Hz, 20ms | 3.21 | 23.78 |
| | 8Hz, 20ms | 4.59 | 29.51 |
| 深组合 2 阶 PLL | 8Hz, 20ms | 1.69 | 7.10 |
| | 5Hz, 20ms | 1.94 | 8.14 |

5.2.3 振动台跟踪性能测试分析

对于振动台测试场景，选取西北方向低仰角卫星 G9 对应的鉴相器输出进行分析。测试时环路阶数设置为二阶，积分时间为 20ms。图 5.12、图 5.13 分别给出了不同带宽下传统环路和 STIM300 辅助的深组合环路的鉴相器输出，表 5.6 给出了动态时段鉴相器输出的统计结果。

从测试结果可以看出，设置带宽为 8Hz 时，传统环路的鉴相器输出最大值达到 37.3° ，RMS 达到 18.44° ，增大带宽测量精度改善不明显；深组合环路鉴相误差最大值为 14.43° ，RMS 为 4.59° ，小于传统环路测试结果。相比与正弦运动轨迹仿真场景与真实地震轨迹仿真场景，振动台测试场景深组合环路表现略差，一方面是由于测试环境存在一定遮挡，卫星观测条件不够好；另一方面是由于测试场景的振幅过小，对于最大振幅为 3cm 的 2Hz 运动场景，GNSS 伪距单点定位的精度无法很好抑制 INS 误差发散，因此获得的辅助信息误差较大，导致深组合环路测量精度下降。

综合上述测试结果表明，强震下传统环路跟踪性能大幅下降，而深组合环路仍可保持高精度测量。

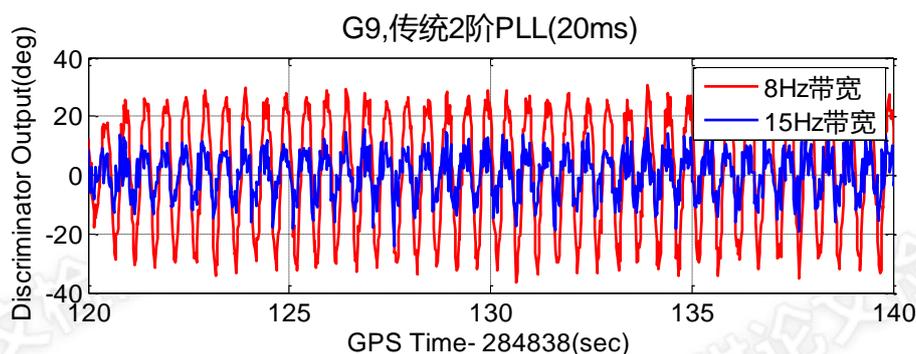


图 5.12 振动台测试场景，传统环路鉴相器输出

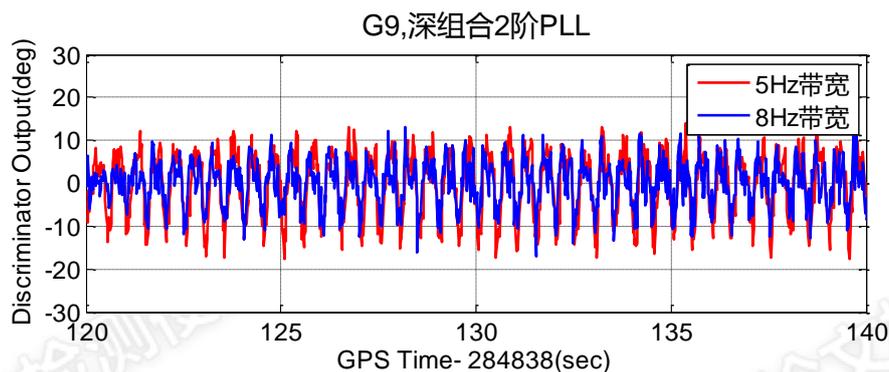


图 5.13 振动台测试场景，深组合环路鉴相器输出

表 5.6 振动台测试场景，动态时段鉴相误差统计表

| | | RMS (deg) | 最大值 (deg) |
|-------------|------------|-----------|-----------|
| 传统 2 阶 PLL | 15Hz, 20ms | 7.26 | 24.92 |
| | 8Hz, 20ms | 18.44 | 37.30 |
| 深组合 2 阶 PLL | 8Hz, 20ms | 4.59 | 14.43 |
| | 5Hz, 20ms | 5.90 | 18.22 |

5.3 深组合强震仪定位性能测试分析

测量定位性能时，为了实现深组合强震仪与常用 GNSS 强震仪 Trimble R9 的对比测试分析，测试时利用信号功分器实现 Trimble R9 和记录回放仪对信号的同时采集，然后利用 RTKLIB 软件对两个强震仪输出的观测文件进行载波相位差分解算，通过解算结果的精度对比评估两者的定位性能。为了避免基线长度的影响，不同场景的基线长度均小于 5 公里。

5.3.1 正弦运动定位性能测试分析

图 5.14、图 5.15 分别给出了 1Hz 正弦运动场景下，不同带宽下的深组合强震仪与 Trimble R9 的位置误差对比结果，其中深组合强震仪使用 SPAN-FSAS 辅助。从测试结果可知，强震发生时 Trimble R9 的测量性能下降，水平测量误差最大值达到 13.81mm，而深组合强震仪仍保持与静止段相当的测量性能，水平测量误差最大值为 6.36mm，比 Trimble R9 小一半。由于载体只在水平面运动，无垂直运动分量，因而深组合强震仪与 Trimble R9 的垂向测量精度相差不大。

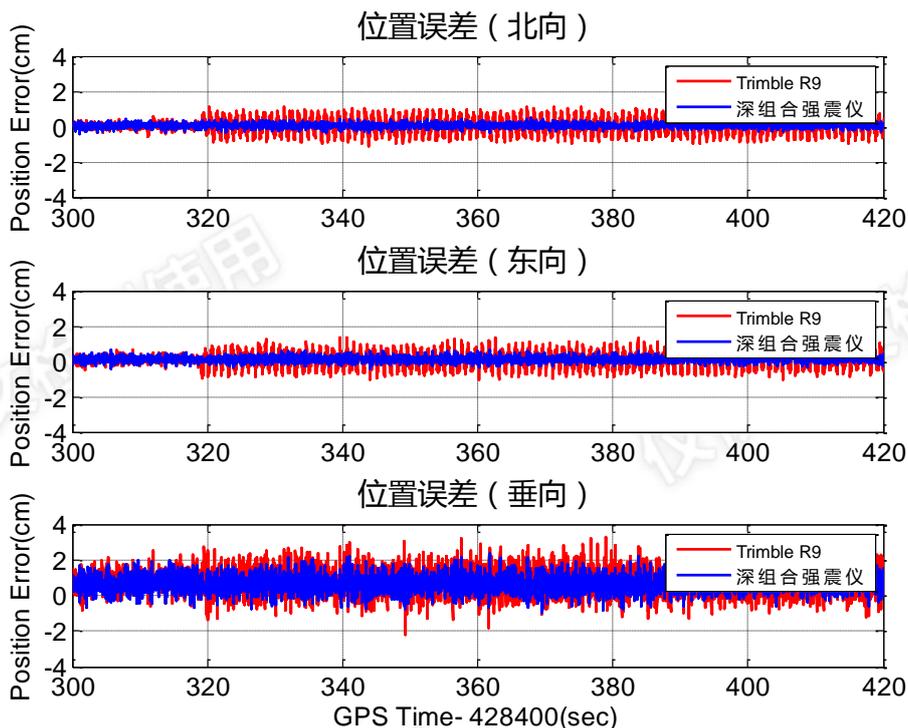


图 5.14 1Hz 正弦运动仿真场景，深组合强震仪（带宽 8Hz）与 Trimble R9 的位置测量误差

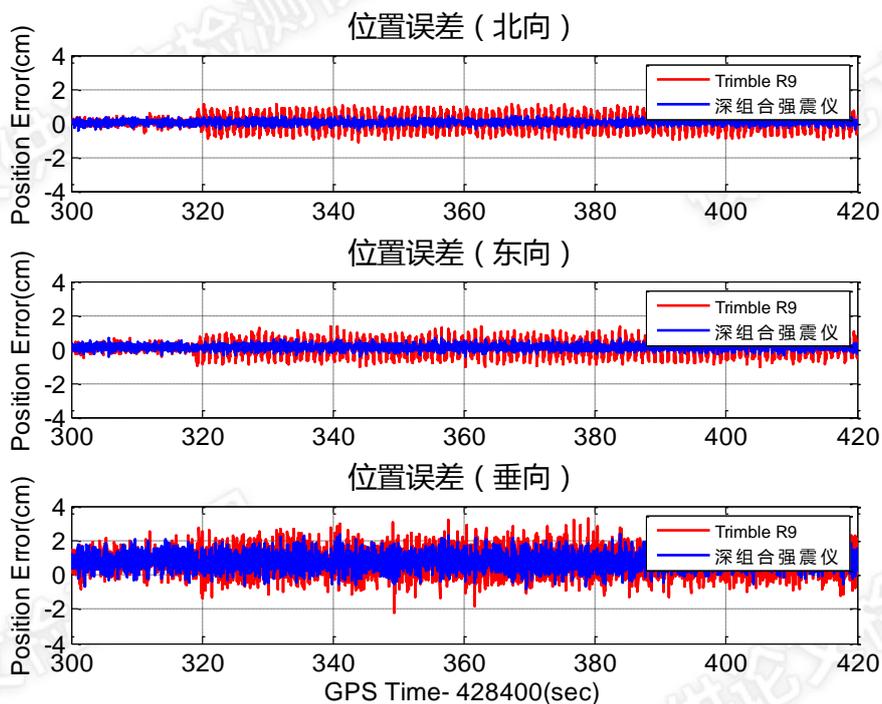


图 5.15 1Hz 正弦运动仿真场景，深组合强震仪（带宽 5Hz）与 Trimble R9 的位置测量误差

图 5.16、图 5.17 分别给出了 2Hz 正弦运动场景下，不同带宽下的深组合强震仪与 Trimble R9 的定位性能测试结果，其中深组合强震仪使用 SPAN-FSAS 辅助。相比 1Hz 运动场景，强震发生时 Trimble R9 的测量误差明显增大，水平测量误差最大值达到了 23.82mm，证明了 GNSS 强震仪的测量精度会随运动频率

的增大而降低；深组合强震仪测量性能变化不大，水平误差最大值为 7mm。

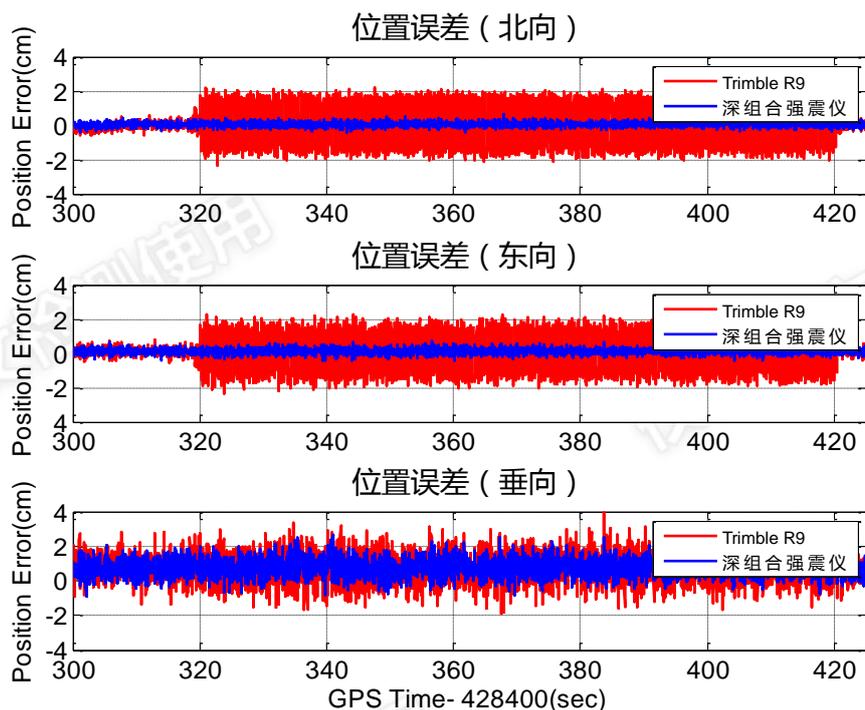


图 5.16 2Hz 正弦运动仿真场景，深组合强震仪（带宽 8Hz）与 Trimble R9 的位置测量误差

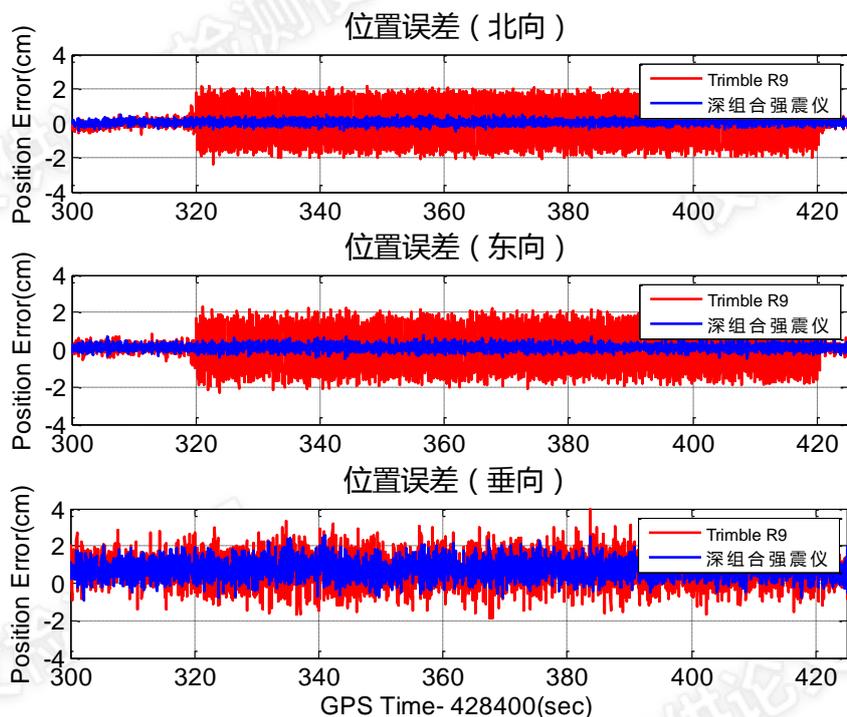


图 5.17 2Hz 正弦运动仿真场景，深组合强震仪（带宽 5Hz）与 Trimble R9 的位置测量误差

表 5.7 与表 5.8 分别给出了 1Hz、2Hz 运动场景动态时段各强震仪的位置误差统计结果。可见，不同频率下，取 8Hz 带宽的深组合强震仪的水平测量误差最大值不超过 7mm，RMS 不超过 2mm，远小于与 Trimble R9 的测量误差。对比深组合强震仪带宽取 8Hz 和 5Hz 的测试结果，可以发现 8Hz 带宽下位置测量精

度更高，与跟踪环性能测试结果相符，证明了定位精度取决于环路跟踪精度，且进一步从定位层面验证了 3.3 小节研究的深组合环路参数设计。

表 5.7 1Hz 正弦运动仿真场景，动态时段位置测量误差统计表

| | | RMS (mm) | | | 最大值 (mm) | | |
|------------|-----------|----------|------|-------|----------|-------|-------|
| | | 北向 | 东向 | 垂向 | 北向 | 东向 | 垂向 |
| 深组合强震仪 | 8Hz, 20ms | 1.37 | 1.90 | 8.29 | 5.05 | 6.36 | 23.62 |
| | 5Hz, 20ms | 1.37 | 1.95 | 9.31 | 5.55 | 6.49 | 23.87 |
| Trimble R9 | | 4.52 | 4.43 | 10.78 | 11.40 | 13.81 | 32.72 |

表 5.8 2Hz 正弦运动仿真场景，动态时段位置测量误差统计表

| | | RMS (mm) | | | 最大值 (mm) | | |
|------------|-----------|----------|-------|-------|----------|-------|-------|
| | | 北向 | 东向 | 垂向 | 北向 | 东向 | 垂向 |
| 深组合强震仪 | 8Hz, 20ms | 1.42 | 2.00 | 9.37 | 5.59 | 7.00 | 26.34 |
| | 5Hz, 20ms | 1.57 | 2.08 | 9.27 | 6.19 | 7.51 | 25.81 |
| Trimble R9 | | 11.85 | 11.20 | 11.08 | 23.58 | 23.82 | 41.74 |

利用软件深组合强震仪平台，分别测试使用深组合跟踪环和传统跟踪环时 GNSS/INS 松组合的效果，可进一步分析 INS 辅助对松组合精度的影响。图 5.18 给出了 1Hz 正弦运动场景下基于 SPAN-FSAS 的对比测试结果，可见使用深组合环路时，GNSS/INS 松组合定位精度明显优于基于传统环路的结果，表明了使用 INS 辅助，对 GNSS 定位结果和 GNSS/INS 松组合定位结果的精度提升均有显著效果。

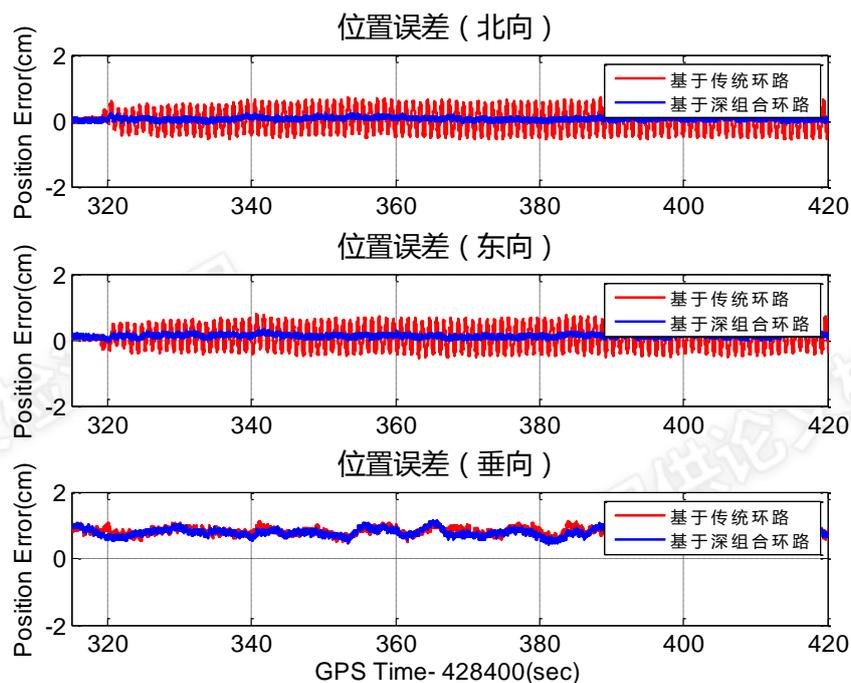


图 5.18 1Hz 正弦运动仿真场景，使用传统环路与深组合环路时，GNSS/INS 松组合位置误差

5.3.2 地震轨迹定位性能测试分析

图 5.19、图 5.20 分别给出了真实地震轨迹仿真场景下，不同带宽下的深组合强震仪与 Trimble R9 的定位性能测试结果，表 5.9 给出了动态时段误差统计结果，其中深组合强震仪使用 SPAN-FSAS 辅助。

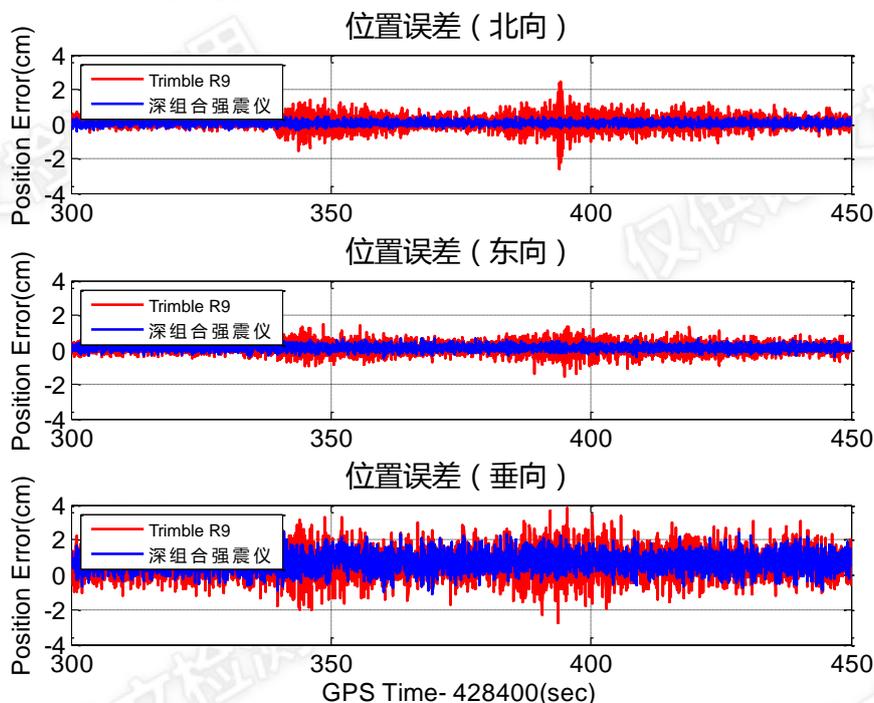


图 5.19 真实地震轨迹仿真场景，深组合强震仪（带宽 8Hz）与 Trimble R9 的位置测量误差

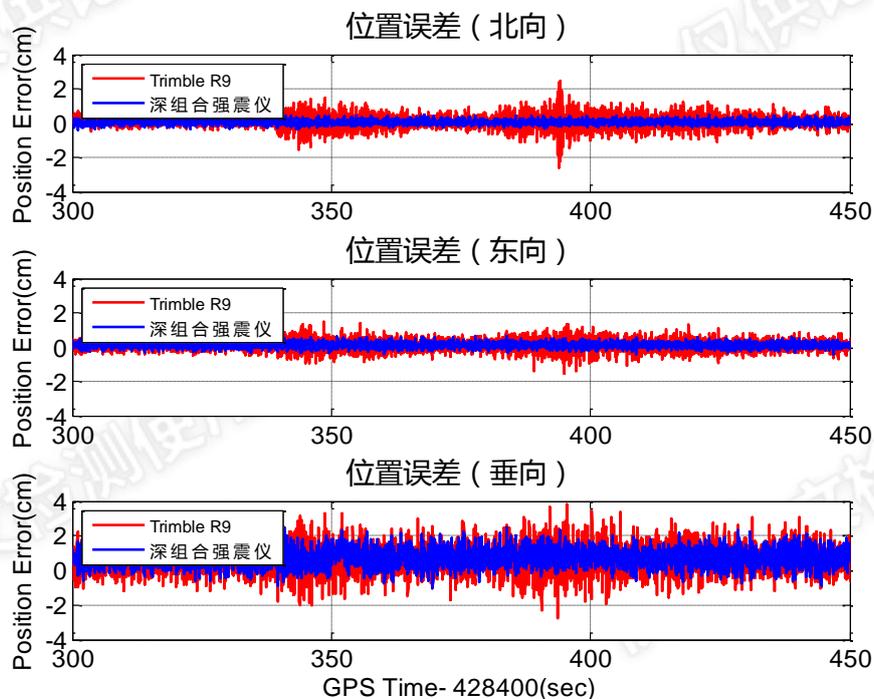


图 5.20 真实地震轨迹仿真场景，深组合强震仪（带宽 5Hz）与 Trimble R9 的位置测量误差

表 5.9 真实地震轨迹仿真场景，动态时段位置测量误差统计表

| | | RMS (mm) | | | 最大值 (mm) | | |
|------------|-----------|----------|------|------|----------|-------|-------|
| | | 北向 | 东向 | 垂向 | 北向 | 东向 | 垂向 |
| 深组合强震仪 | 8Hz, 20ms | 1.38 | 1.90 | 9.14 | 5.13 | 6.50 | 24.79 |
| | 5Hz, 20ms | 1.40 | 1.90 | 9.10 | 5.28 | 6.80 | 24.51 |
| Trimble R9 | | 3.70 | 3.25 | 9.97 | 25.95 | 15.56 | 38.40 |

从测试结果可以看出，地震发生时，Trimble R9 的定位性能明显恶化，水平测量误差最大值达到了 25.95mm，RMS 达到了 3.70mm；而深组合强震仪取最优带宽下的水平测量误差最大值为 6.5mm，RMS 为 1.9mm，与正弦运动场景测试结果相差不大，证明了深组合强震仪的稳定性与高精度。由于深组合强震仪用于约束 INS 误差发散的 GNSS 伪距单点定位结果在垂直方向误差较大，导致深组合强震仪的垂向测量精度不及水平方向，但仍优于 Trimble R9。测试结果进一步表明了强震动态下，深组合强震仪的定位性能远优于 Trimble R9。

图 5.21 给出了软件深组合强震仪平台使用深组合跟踪环和传统跟踪环时 GNSS/INS 松组合的效果。从图可知，与正弦运动仿真场景测试结果一致，INS 辅助后，GNSS/INS 松组合定位精度显著提升，进一步表明对于 GNSS 强震测量方式和 GNSS/INS 松组合强震测量方式，深组合技术均可有效提高其测量精度。

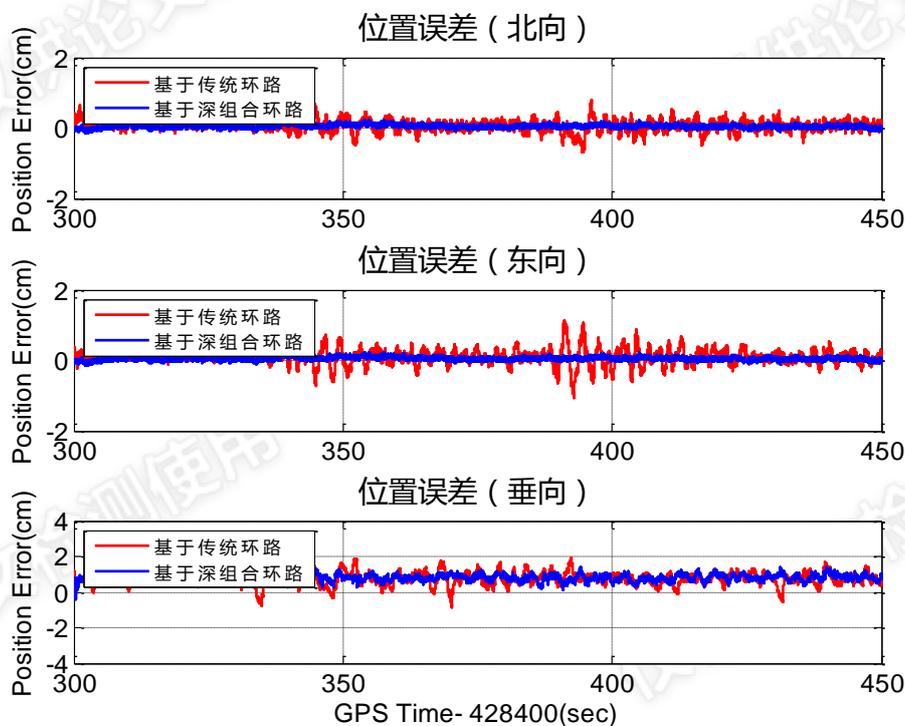


图 5.21 地震轨迹仿真场景，使用传统环路与深组合环路时，GNSS/INS 松组合位置误差

5.3.3 振动台定位性能测试分析

图 5.22 给出了振动台测试场景下，深组合强震仪与 Trimble R9 的定位性能测试结果，表 5.10 给出了动态时段误差统计结果，其中深组合强震仪使用 STIM300 辅助。由于振动台为单轴平动，这里只展示运动方向的位置测量误差。

分析测试结果可知，动态时段深组合强震仪的测量误差最大值为 17.36mm，RMS 为 5.57mm；Trimble R9 的测量误差最大值为 25.3mm，RMS 为 8.34mm。与跟踪环性能测试结果一致，振动台测试场景时，由于测试环境不佳和运动振幅过小，深组合强震仪的定位表现不及另外两个场景测试结果，但仍优于 Trimble R9。并且尽管由于硬件限制，测试时运动振幅和最大加速度未达到强震水平，但深组合强震仪的测量精度仍优于 Trimble R9，进一步表明了深组合强震仪的高精度定位性能。

综合上述测试结果表明，强震下 Trimble R9 定位性能大幅下降，而深组合强震仪仍可保持高精度测量。

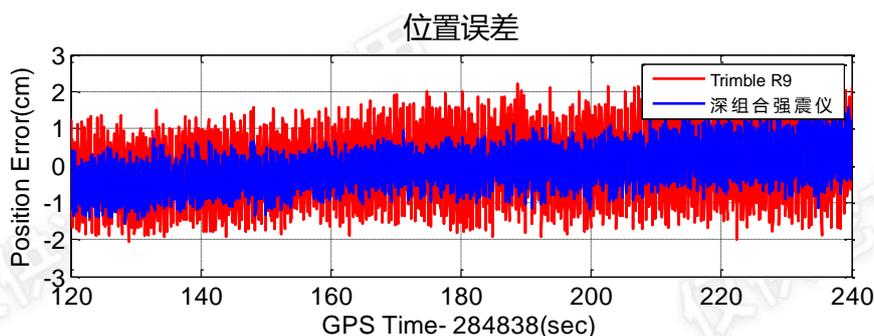


图 5.22 振动台测试场景，深组合强震仪（带宽 8Hz）与 Trimble R9 的位置测量误差

表 5.10 振动台测试场景，位置测量误差统计表（单位：mm）

| | RMS (mm) | 最大值 (mm) |
|--------------------|----------|----------|
| 深组合强震仪 (8Hz, 20ms) | 5.57 | 17.36 |
| Trimble R9 | 8.34 | 25.30 |

5.4 不同精度 IMU 辅助的深组合强震仪性能测试分析

通过信号处理层面到定位层面的充分测试，表明了深组合强震仪可应用于高精度强震测量。为了测试验证 IMU 精度对深组合强震仪性能的影响，接下来对比分析使用战术级惯导 SPAN-FSAS 和 MEMS 级惯导 MTI-G 辅助时，深组合强震仪的测量精度。

5.4.1 正弦运动不同 IMU 辅助的性能测试分析

5.4.1.1 环路跟踪性能对比测试

图 5.23 与图 5.24 分别给出了 1Hz、2Hz 正弦运动场景下，SPAN-FSAS 和 MTI-G 辅助时深组合环路的鉴相器输出，表 5.11 为动态时段鉴相误差统计结果。从测试结果可以看出，不同频率正弦运动时，MTI-G 辅助时深组合环路鉴相误差相比于 SPAN-FSAS 辅助时有小幅增大，但差值小于 1° ，环路仍保持较高的跟踪精度，与图 3.10 所示理论分析结果相符，表明强震动态下，MEMS 级别 IMU 可有效辅助深组合环路保持对信号的精确跟踪。

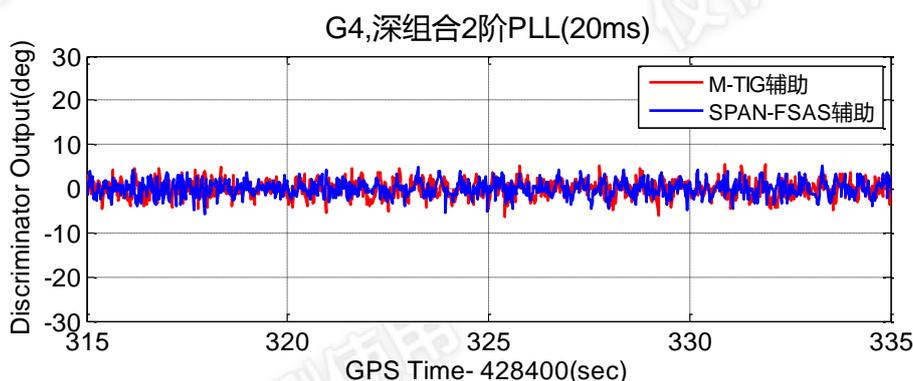


图 5.23 1Hz 正弦运动仿真场景，不同 IMU 辅助下深组合环路鉴相器输出

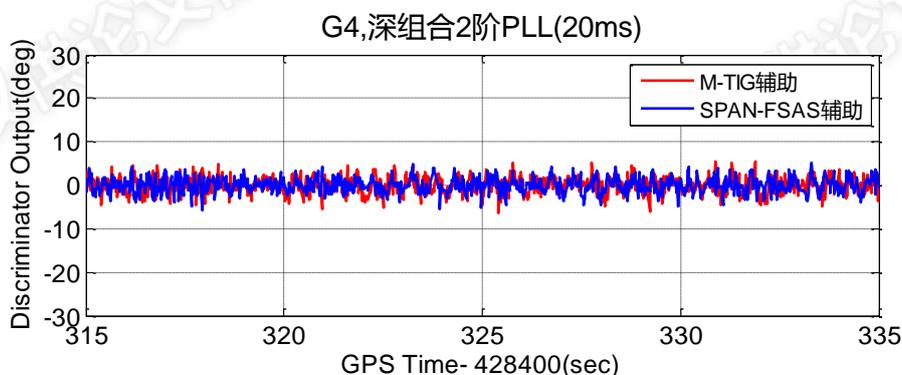


图 5.24 2Hz 正弦运动仿真场景，不同 IMU 辅助下深组合环路鉴相器输出

表 5.11 正弦运动仿真场景，动态时段不同 IMU 辅助下鉴相误差统计表

| | | RMS (deg) | 最大值 (deg) |
|----------|--------------|-----------|-----------|
| 1Hz 正弦运动 | SPAN-FSAS 辅助 | 1.70 | 8.25 |
| | MTI-G 辅助 | 1.89 | 8.88 |
| 2Hz 正弦运动 | SPAN-FSAS 辅助 | 1.81 | 7.59 |
| | MTI-G 辅助 | 2.00 | 7.96 |

5.4.1.2 定位性能对比测试

图 5.25 与图 5.26 给出了不同 IMU 辅助时的深组合强震仪的定位性能测试结果，表 5.12 为动态时段鉴相误差统计结果。可见，不同频率正弦运动时，MTI-G 辅助与 SPAN-FSAS 辅助的深组合强震仪位置测量结果相差较小，水平测量精度差值小于 1mm，垂向测量精度差值小于 2mm。信号处理层面与定位层面的测试结果均表明，MEMS IMU 可以用于深组合强震仪。

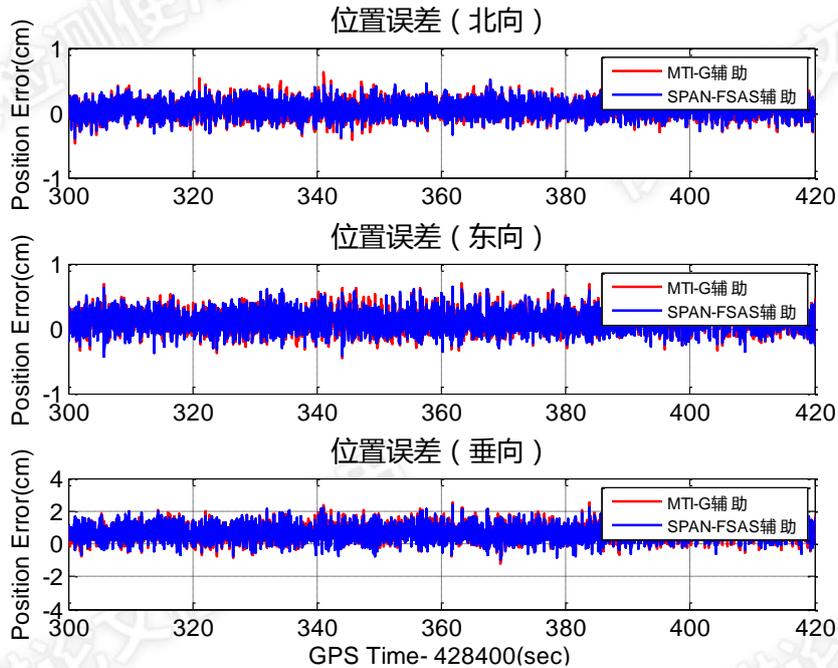


图 5.25 1Hz 正弦运动仿真场景，不同 IMU 辅助下深组合强震仪的位置测量误差

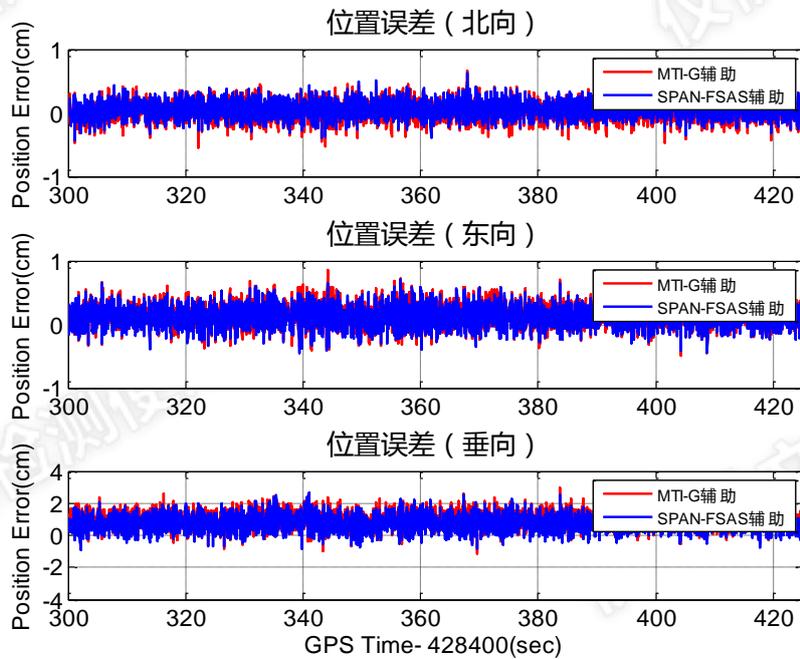


图 5.26 2Hz 正弦运动仿真场景，不同 IMU 辅助下深组合强震仪的位置测量误差

表 5.12 正弦运动仿真场景,动态时段不同 IMU 辅助下位置测量误差统计表

| | | RMS (mm) | | | 最大值 (mm) | | |
|----------|--------------|----------|------|-------|----------|------|-------|
| | | 北向 | 东向 | 垂向 | 北向 | 东向 | 垂向 |
| 1Hz 正弦运动 | SPAN-FSAS 辅助 | 1.37 | 1.90 | 8.29 | 5.05 | 6.36 | 23.62 |
| | MTI-G 辅助 | 1.43 | 1.95 | 8.40 | 6.42 | 6.95 | 25.22 |
| 2Hz 正弦运动 | SPAN-FSAS 辅助 | 1.42 | 2.00 | 9.37 | 5.59 | 7.00 | 26.34 |
| | MTI-G 辅助 | 1.53 | 2.20 | 10.77 | 6.59 | 8.58 | 29.37 |

5.4.2 地震轨迹不同 IMU 辅助的性能测试分析

5.4.2.1 环路跟踪性能对比测试

图 5.27 给出了真实地震轨迹仿真场景下, SPAN-FSAS 和 MTI-G 辅助时的深组合环路的鉴相器输出, 表 5.13 为动态时段鉴相误差统计结果。可见, 与正弦运动场景测试结果一致, 强震发生时, 不同级别 IMU 辅助下深组合环路的鉴相器输出差值小于 1° , MTI-G 辅助时环路仍保持稳定的高精度测量。

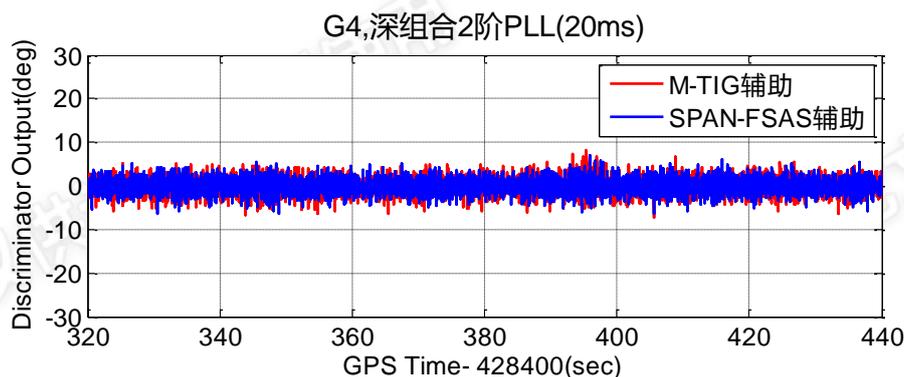


图 5.27 真实地震轨迹仿真场景, 不同 IMU 辅助下深组合环路鉴相器输出

表 5.13 真实地震轨迹仿真场景, 动态时段不同 IMU 辅助下鉴相误差统计表

| | RMS (deg) | 最大值 (deg) |
|--------------|-----------|-----------|
| SPAN-FSAS 辅助 | 1.69 | 7.10 |
| MTI-G 辅助 | 1.76 | 8.31 |

5.4.2.2 定位性能对比测试

图 5.28 为 SPAN-FSAS 和 MTI-G 辅助时的深组合强震仪的定位性能测试结果, 表 5.14 为动态时段鉴相误差统计结果。分析测试结果可知, MTI-G 辅助与 SPAN-FSAS 辅助的深组合强震仪水平方向测量精度差值小于 0.5mm, 垂直方向测量精度相差小于 3mm。综合上述测试结果, 充分表明用 MEMS 级别 IMU 辅助的深组合强震仪同样能满足高精度强震测量的要求。

表 5.14 真实地震轨迹仿真场景，动态时段不同 IMU 辅助下位置测量误差统计表

| | RMS (mm) | | | 最大值 (mm) | | |
|--------------|----------|------|-------|----------|------|-------|
| | 北向 | 东向 | 垂向 | 北向 | 东向 | 垂向 |
| SPAN-FSAS 辅助 | 1.38 | 1.90 | 9.14 | 5.13 | 6.50 | 24.79 |
| MTI-G 辅助 | 1.44 | 2.08 | 10.81 | 5.61 | 6.67 | 27.36 |

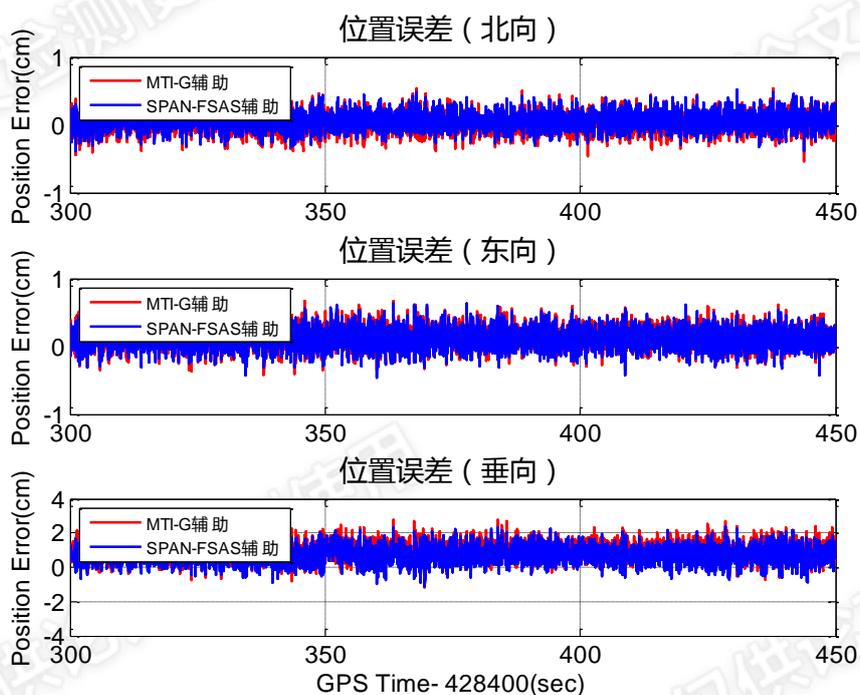


图 5.28 真实地震轨迹仿真场景，不同 IMU 辅助下深组合强震仪的位置测量误差

5.5 本章小结

本章对软件深组合强震仪进行了全面的测试分析。首先研究了测试场景的设计，测试按信号来源可分为模拟器测试与振动台测试。基于模拟器的测试，设计了正弦运动轨迹仿真场景和真实地震轨迹仿真场景，前者为研究地震学问题常用的仿真场景，后者为利用真实地震数据实现的仿真场景，具有真实地震动态，两种场景结合，使测试更全面，可靠性更高。基于振动台则开展了正弦运动测试。

利用设计的不同强震测试场景，通过分析跟踪环鉴相器输出，对比测试了强震下传统跟踪环与深组合跟踪环的性能。测试结果与第 3.3 节的误差理论分析基本相符，结果表明：1) 强震下传统环路的跟踪精度明显下降，带宽为 8Hz 时，正弦运动仿真场景鉴相误差最大值一度大于 90° ，RMS 达到 51.7° ，地震轨迹仿真场景和振动台低动态 2Hz 运动场景鉴相误差最大值达到 37° 左右，RMS 达到 14.5° 。增大带宽可以略微减小动态段跟踪误差，但误差值仍较大。2) 强震

下深组合环路仍能保持稳定的高精度测量，带宽为 8Hz 时，模拟器场景下深组合环路的鉴相误差最大值为 8° ，RMS 小于 2° ，振动台场景下，鉴相误差最大值为 14.5° ，RMS 为 4.6° 。可见面向强震测量时，深组合跟踪环的性能远优于传统环路。

利用设计的不同强震测试场景，通过分析位移测量结果，对比测试了深组合强震仪与 GNSS 强震仪 Trimble R9 的强震测量性能。测试结果表明：1) 强震下 Trimble 的性能明显下降，且测量误差会随运动频率和动态的增大而增大，1Hz 正弦运动场景的测量误差最大值为 1.4cm，其他场景的测量误差最大值达到 2.5cm，RMS 达到 1.2cm。2) 不同强震场景下，深组合强震仪均保持较高的测量精度。模拟器场景下，深组合强震仪的测量误差最大值为 0.7cm，RMS 小于 0.2cm；振动台场景下，测量误差最大值为 1.7cm，RMS 为 0.5cm。可见深组合强震仪的强震测量精度优于 GNSS 强震仪 Trimble R9。并且通过对比测试使用深组合跟踪环和传统跟踪环时 GNSS/INS 松组合的定位性能，进一步表明了对于 GNSS 强震测量方式和 GNSS/INS 松组合强震测量方式，深组合技术均可有效提高其测量精度。

最后，对比分析了使用战术级惯导 SPAN-FSAS 和 MEMS 级惯导 MTI-G 辅助时，深组合强震仪的测量精度。测试结果表明：1) 不同强震测试场景下，基于 SPAN-FSAS 和基于 MTI-G 的深组合环路鉴相器输出差值小于 1° ；2) 不同强震测试场景下，基于 SPAN-FSAS 和基于 MTI-G 的深组合强震仪水平测量精度差值小于 0.1cm。可见使用不同级别 IMU 辅助的深组合强震仪性能相差较小，基于 MEMS IMU 的深组合强震仪仍可实现高精度强震测量，有助于降低深组合地震仪的成本。

6 总结与展望

6.1 论文工作总结

为了解决强震测量精度问题，本文借鉴 GNSS/INS 深组合思想，基于强震运动特征，研究了 GNSS/INS 深组合强震仪的关键技术，实现了 GNSS/INS 深组合强震仪软件平台；并通过全面的测试场景完成了对深组合强震仪从基带信号处理层面到定位层面的全面测试分析，最后，测试分析了深组合强震仪对惯性传感器的精度需求。研究成果具体如下：

1) 通过对深组合跟踪环的误差分析，设计优化了强震下深组合跟踪环的参数。本文首先根据强震下传统环路的跟踪误差传递关系，建立了 INS 辅助后的深组合跟踪环数学模型，分析了深组合环路的误差传递关系，并着重分析了 IMU 误差引起的辅助信息估计误差与环路跟踪误差的传递关系。然后以战术级别惯导 SPAN-FSAS 和 MEMS 级别惯导 MTI-G 为例，对深组合环路在强震动态下的跟踪精度进行了定量分析。研究表明强震动态下，INS 辅助使深组环路工作在类静态环境下，环路不再承受动态应力的冲击，只需跟踪较小的辅助信息估计误差，因而跟踪精度明显优于传统环路；强震测量时深组合环路可采用 8Hz 窄带宽和 20ms 长积分时间，SPAN-FSAS 与 MTI-G 对深组合环路的辅助效果相差不大。

2) 针对强震前的静止时段和强震时的高动态时段，提出了不同的 INS 约束方案。静止段内，采用零速和零角速约束方法对 INS 观测值进行约束，防止 INS 位置、速度、姿态测量值的发散；动态段内，则采用 GNSS 观测值对 INS 进行约束，即 GNSS/INS 松组合方法。同时，研究了如何利用滑动窗口方差法对运动状态变化进行感知，并针对不同状态灵活切换约束方法。

3) 完成了软件深组合强震仪的搭建，设计并验证了一套软件深组合系统的测试方法。本文详细讲述了搭建的软件深组合强震仪的总体结构和 workflows，并讲解了核心算法之一的 INS 辅助算法。然后详细讲述了软件深组合系统的测试工具与方法，设计了一套包含测试场景准备、信号模拟、信号采集、数据处理四大步骤的测试方法，并通过对数据源正确性和时间同步性的检查，验证了测试流程的可行性与正确性。

4) 设计了不同强震测试场景，完成了对深组合强震仪从基带信号处理层面到定位层面的测试分析。一方面，通过测试跟踪环鉴相器输出，对比分析了强震下传统跟踪环与深组合跟踪环的性能，测试结果与误差理论分析相符。结果表明强震下传统环路的跟踪精度明显下降，带宽为 8Hz 时，正弦运动仿真场景鉴相

误差最大值一度大于 90° ，RMS 达到 51.7° ，地震轨迹仿真场景和振动台低动态 2Hz 运动场景鉴相误差最大值达到 37° 左右，RMS 达到 14.5° ；而深组合环路仍能保持稳定的高精度测量，带宽为 8Hz 时，模拟器场景下深组合环路的鉴相误差最大值为 8° ，RMS 小于 2° ，振动台场景下，鉴相误差最大值为 14.5° ，RMS 为 4.6° ，深组合跟踪环的性能远优于传统环路。另一方面，通过分析位移测量结果，对比测试了深组合强震仪与 GNSS 强震仪 Trimble R9 的强震测量性能。测试结果表明强震下 Trimble 的性能明显下降，且测量误差会随运动频率和动态的增大而增大，误差最大值达到 2.5cm，RMS 达到 1.2cm，而模拟器场景下，深组合强震仪的测量误差最大值为 0.7cm，RMS 小于 0.2cm；振动台场景下，测量误差最大值为 1.7cm，RMS 为 0.5cm，深组合强震仪的强震测量精度优于 GNSS 强震仪 Trimble。另外，对比测试了战术级惯导 SPAN-FSAS 和 MEMS 级惯导 MTI-G 辅助的深组合强震仪性能，两者环路跟踪精度相差 1° ，水平位移测量精度相差 0.1cm，表明 MEMS 惯导可以用于深组合强震仪。

6.2 工作展望

本文工作仍存在一些需要改进的地方，接下来的工作将围绕以下三个方面展开：

- 1) 由于伪距单点定位结果本身精度较差，当载体运动幅度较小时，约束效果大幅下降。接下来，将精密定位模块加入软件深组合平台，并用于 GNSS/INS 的组合对 INS 进行高精度约束。
- 2) 采用震动台开展更为丰富的测试，优化深组合强震仪跟踪算法。
- 3) 在软件深组合强震仪基础上，研制一体化的硬件深组合强震仪原型系统。

参考文献

- 班亚龙. 静态条件下的惯导误差传播[R]. 武汉大学 GNSS 研究中心, 2013.
- 陈娜. 高频 GPS 在强震面波震级反演中的应用研究[D]. 西南交通大学, 2015.
- 方荣新, 施闯, 王广兴, 等. 利用高频 GPS 确定大地震震中和震级研究: 2008 年汶川 8.0 级地震应用结果[J]. SCIENTIA SINICA Terrae, 2014, 44(1): 90-97.
- 方荣新, 施闯, 陈克杰, 徐培亮. GPS 地震仪:PANDA 软件测试结果与验证[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2011, 04: 453-456.
- 郭博峰. 单站高频 GNSS 求解同震位移的新方法及联合强震仪的地震预警应用研究[D]. 武汉大学, 2015.
- 牛小骥, 班亚龙, 张提升, 等. GNSS/INS 深组合技术研究进展与展望简[J]. 航空学报, 2016 (10): 2895-2908.
- 王振. 利用 1-Hz GPS 数据反演日本东北大地震和汶川地震的震源破裂过程[D]. 中国地震局地震预测研究所, 2013.
- 许才军, 刘洋, 温扬茂. 利用 GPS 资料反演汶川 Mw 7.9 级地震滑动分布[D]., 2009.
- 谢刚. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- 殷海涛, 张培震, 甘卫军, 等. 高频 GPS 测定的汶川 Ms8.0 级地震震时近场地表变形过程[J]. 科学通报, 2010, 55(23): 2529-2634.
- 殷海涛, 刘希强, 甘卫军. 实时高频 GPS 在震害学中的应用研究[J]. 地震研究, 2013, 36(3): 330-336.
- 张小红, 郭斐, 郭博峰, 等. 利用高频 GPS 进行地表同震位移监测及震相识别[J]. 地球物理学报, 2012, 55(6): 1912-1918.
- 张提升. GNSS/INS 标量深组合跟踪技术与原型系统验证[D]. 武汉大学, 2013.
- Avallone A, Marzario M, Cirella A, et al. Very high rate (10 Hz) GPS seismology for moderate - magnitude earthquakes: The case of the Mw 6.3 L'Aquila (central Italy) event[J]. Journal of Geophysical Research: Solid Earth, 2011, 116(B2).
- Antoniou S, Pinho R. SeismoSignal: a computer program for signal processing of strong-motion data[R]. Technical Report 4.0.0. Pavia, Italy: SeismoSoft, 2004.
- Boore D M. Effect of baseline corrections on displacements and response spectra for several recordings of the 1999 Chi-Chi, Taiwan, earthquake[J]. Bulletin of the Seismological Society of America, 2001, 91(5): 1199-1211.
- Blewitt G, Kreemer C, Hammond W C, et al. Rapid determination of earthquake magnitude using GPS for tsunami warning systems[J]. Geophysical Research Letters, 2006, 33(11).
- Bock Y, Melgar D, Crowell B W. Real-time strong-motion broadband displacements from collocated GPS and accelerometers[J]. Bulletin of the Seismological Society of America, 2011,

101(6): 2904-2925.

Colombelli S, Allen R M, Zollo A. Application of real - time GPS to earthquake early warning in subduction and strike - slip environments[J]. *Journal of Geophysical Research: Solid Earth*, 2013, 118(7): 3448-3461.

Diego Melgar, Brendan W. Crowell, Yehuda Bock, Jennifer S. Haase, Rapid modeling of the 2011 Mw 9.0 Tohoku-oki earthquake with seismogeodesy. *GEOPHYSICAL RESEARCH LETTERS*, VOL. 40, 2963–2968, doi:10.1002/grl.50590, 2013.

Ebinuma T, Kato T. Dynamic characteristics of very-high-rate GPS observations for seismology[J]. *Earth, planets and space*, 2012, 64(5): 369-377.

Emore G L, Haase J S, Choi K, et al. Recovering seismic displacements through combined use of 1-Hz GPS and strong-motion accelerometers[J]. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 2007, 97(2): 357-378.

Shin E H. Accuracy improvement of low cost INS/GPS for land applications [D]. Calgary: University of Calgary, 2001.

Graizer V. Tilts in strong ground motion[J]. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 2006, 96(6): 2090-2102.

Geng J, Bock Y, Melgar D, et al. A new seismogeodetic approach applied to GPS and accelerometer observations of the 2012 Brawley seismic swarm: Implications for earthquake early warning[J]. *Geochemistry, Geophysics, Geosystems*, 2013, 14(7): 2124-2142.

Hirahara K. An experiment for GPS strain seismometer[C]//*Japanese Symposium on GPS (1994)*. 1994: 67-75.

Hung H K, Rau R J. Surface waves of the 2011 Tohoku earthquake: Observations of Taiwan's dense high - rate GPS network[J]. *Journal of Geophysical Research: Solid Earth*, 2013, 118(1): 332-345.

Hsieh G C, Hung J C. Phase-locked loop techniques. A survey[J]. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 1996, 43(6): 609-615.

Irwan M, Kimata F, Hirahara K, et al. Measuring ground deformations with 1-Hz GPS data: the 2003 Tokachi-oki earthquake (preliminary report)[J]. *Earth, planets and space*, 2004, 56(3): 389-393.

Kaplan E., Hegarty C. *Understanding GPS: Principles and Applications*, 2nd Ed [M]. Norwood, MA:Artech House, 2006: 3-30.

Larson K M, Bodin P, Gomberg J. Using 1-Hz GPS data to measure deformations caused by the Denali fault earthquake[J]. *Science*, 2003, 300(5624): 1421-1424.

Li X, Ge M, Zhang Y, et al. Real-time coseismic displacements from tightly-integrated processing

of high-rate GNSS and strong motion data[C]//EGU General Assembly Conference Abstracts. 2013, 15.

Landau H J. Sampling, data transmission, and the Nyquist rate[J]. Proceedings of the IEEE, 1967, 55(10): 1701-1706.

Moschas F, Stiros S. PLL bandwidth and noise in 100 Hz GPS measurements[J]. GPS Solutions, 2015, 19(2): 173-185.

Ohta Y, Meilano I, Sagiya T, et al. Large surface wave of the 2004 Sumatra-Andaman earthquake captured by the very long baseline kinematic analysis of 1-Hz GPS data[J]. Earth, planets and space, 2006, 58(2): 153-157.

Shi C, Lou Y, Zhang H, et al. Seismic deformation of the Mw 8.0 Wenchuan earthquake from high-rate GPS observations[J]. Advances in Space Research, 2010, 46(2): 228-235.

Smalley Jr R. High-rate gps: How High do we need to go?[J]. Seismological Research Letters, 2009, 80(6): 1054-1061.

Shin E H. Estimation techniques for low-cost inertial navigation[J]. UCGE report, 2005, 20219.

Tu R, Ge M, Wang R, et al. A new algorithm for tight integration of real-time GPS and strong-motion records, demonstrated on simulated, experimental, and real seismic data[J]. Journal of seismology, 2014, 18(1): 151-161.

Tu R, Wang L. Real-time coseismic wave retrieving by integrated Kalman filter with observations of GPS, Glonass and strong-motion sensor[J]. Advances in Space Research, 2014, 53(1): 130-137.

Tu R, Wang R, Ge M, et al. Cost - effective monitoring of ground motion related to earthquakes, landslides, or volcanic activity by joint use of a single - frequency GPS and a MEMS accelerometer[J]. Geophysical Research Letters, 2013, 40(15): 3825-3829.

Tisheng Zhang, Xiaoji Niu, Hongping Zhang, Di Zhang, Yalong Ban. An Integrated Research Platform for Real-time Deeply Integration [A]. Proc. of ION GNSS. Nashville, TN. 2012.:1666-1673

硕士期间的科研成果

1. 发表的论文

- [1] Zhang T, Liu H, Chen Q, et al. Improvement of GNSS Carrier Phase Accuracy Using MEMS Accelerometer-Aided Phase-Locked Loops for Earthquake Monitoring[J]. Micromachines, 2017, 8(6): 191. (SCI)
- [2] Liu H, Zhang T, Zhang P, et al. Accuracy Analysis of GNSS/INS Deeply-Coupled Receiver for Strong Earthquake Motion[C]//China Satellite Navigation Conference. Springer, Singapore, 2017: 339-349. (会议 EI)
- [3] 刘衡嵘, 班亚龙, 张提升, 等. 旋转平台绝对运动信息测量系统[J]. 中国测试, 2017, 43(1): 64-68. (中文核心)

2. 主要获奖情况

- [1] 2016年8月, 荣获“第十一届中国研究生电子设计竞赛”全国一等奖。
- [2] 2016年12月, 荣获“硕士研究生国家奖学金”。
- [3] 2017年12月, 荣获“王之卓创新人才奖学金”。

3. 参与的科研项目

- [1] 2015年10月-2017年12月, 国家自然科学基金项目, “GNSS/INS 深组合跟踪环建模及其在 GNSS 地震仪中的应用研究”, 主要参与深组合技术面向强震测量的研究与测试分析。
- [2] 2015年10月-2017年12月, 863 项目, “低成本高精度 GNSS/INS 深耦合系统与应用示范 (课题 2: 低成本 GNSS/INS 深耦合大众车载导航终端与应用示范)”, 主要参与深组合平台的实现与测试分析。

4. 参加的会议

2017年5月, 赴上海参加第八届 CSNC 会议, 并在分会场进行了学术报告。

致谢

光阴荏苒，岁月如梭，转眼三年的研究生生涯就要结束了。在卫星导航定位中心导航组的三年经历，让我在学习和生活上受益匪浅。回顾以往，内心充满无限感激，短短的几行文字难以言尽。

首先，诚挚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系和教导，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。

由衷感谢我的恩师牛小骥教授和章红平教授，感谢他们对我的悉心指导。三年来，一直默默以牛老师为榜样，每每深夜回去看着还亮着灯的牛老师办公室，都让我深深自愧不如，牛老师渊博的学识和严谨的科研精神一直指引着我在科研道路上不断前行，和牛老师讨论问题，总能感觉醍醐灌顶。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，同时在我的研究生规划学习上提出正确的方向。十分荣幸能成为两位老师的学生，恩师之情，无以言谢，我谨向两位老师表示最崇高的敬意和感激。

特别感谢张提升博士对我的研究生期间的指导。张提升博士不仅像老师一样悉心指导我研究生期间工作的开展，更是像师兄一样，耐心教我解决问题的方法，在工作中和生活中都给予了我许多帮助。对于硕士论文的选题与规划、论文的撰写与修改，张博给予了充分的指导与莫大的帮助，在此表示最诚挚的感谢。

特别感谢耿江辉老师及其学生对论文实验提供的帮助；感谢郭文飞博士在接收机理论方面的帮助；感谢张全博士、陈起金博士在组合导航算法上的解惑；感谢矿俭博士在科研生活中提供的建议和帮助，矿师兄认真的科研态度和积极向上的作风是我学习的楷模。

感谢硬件实验室的各位兄弟姐妹，感谢张鹏辉师兄、程政师兄、蔡磊师兄、余彤师姐对我的帮助与支持，感谢严昆仑师兄和常乐师兄在我遇到问题时总是耐心给予解答，感谢李冰师兄总是无私地分享美味的零食，多年如一日的清理垃圾、换热水等等，感谢李卓师妹总是能让我笑的合不拢嘴，感谢祁发瑞师弟、谭俊雄师弟、吴宜宾师弟、唐海亮师弟，帅气又优秀的师弟们让硬件实验室充满了欢声笑语，感谢黄凤寒大总管为实验室的付出，让我们能有更多精力专心科研。感谢他们让我的研究生生涯充满了快乐的回忆。

感谢 644 的三位室友：李姗姗、黄瑾芳和左文炜，感谢可爱的小左带我们尝遍了那么多美食，感谢热心的小黄在我们伤心困惑的时候总能为我们排忧解难，感谢美丽的姗姗总能陪我谈天说地，陪我哈哈大笑，感谢她们的包容与陪伴，愿我们的友情天长地久。

感谢 1501 硕士班的诸位同学对我的帮助。

感谢卫星导航定位技术研究中心所有老师的关心和帮助。

感谢我的爸爸妈妈和哥哥嫂子，他们的支持与陪伴一直是我前进的动力，希望工作之后能努力提升自己能力，好好报答他们，让爸妈不用再这么辛苦为生计奔波。感谢我的男友王和平，感谢他的付出与包容，三年的异地之痒，尝遍悲欢离合，希望余生能以深情共白头。

感谢人生中遇到的一切，无论喜悲，皆为财富。

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。