

分类号 TN967.1

密级

U D C

编号 10486

武汉大学

硕士学位论文

面向弱信号的 GPS 软件

接收机技术研究

研究生姓名：蔡磊

学号：2014206180002

指导教师姓名、职称：刘经南/牛小骥教授、张提升讲师

专业名称：电路与系统

研究方向：GNSS 软件接收机技术

二〇一七年五月

Research on GPS Software Receiver Technology for Weak Signal

By
Cai Lei

Supervised by

Prof. Liu, Jingnan

Prof. Niu, Xiaoji

Doc.zhang, Tisheng

Wuhan University

May, 2017

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

随着智能设备的普及，导航应用的需求逐渐被挖掘，基于用户位置的服务也慢慢地成为了人们的生活的一部分。同时，应用场景多变、复杂的特性也对导航设备的性能提出了挑战，GNSS 作为最重要的室外导航方式，其性能的提升对导航的发展起着至关重要的作用。城市楼群、峡谷、森林等环境下，信号的透射、折射、反射等都会导致能量衰减，严重影响着 GNSS 接收机的捕获、跟踪性能，导致接收机定位精度、连续性严重恶化，因此高灵敏度接收机应运而生。

捕获作为信号同步的第一步，直接影响着接收机的性能。针对捕获参数配置与优化问题，在分析各因素对弱捕获性能影响后，设计了一种基于蒙特卡洛仿真的捕获性能评估方法；针对弱信号环境下互相关干扰严重的问题，基于理论分析和测试验证对其特性进行了定量分析，为互相关干扰的抑制提供了依据；针对信号能量衰减导致常规比特同步方法不适用的问题，通过仿真对比分析了直方图法和比特能量法的性能，同时分析了不同比特跳变概率下比特能量法的同步效果。

跟踪是对信号参数进行精细估计的过程，对弱信号的跟踪水平很大程度上决定了接收机对复杂环境的适应能力。针对常规鉴频器积分时长受比特跳变限制问题，设计了一种适用于弱信号的 FFT 鉴频器；针对动态与灵敏度互相矛盾的问题，在环路中引入了惯性辅助，提高了动态环境下的跟踪灵敏度；晶振误差是影响跟踪灵敏度的重要因素，为此提出了一种基于锁相环分析晶振误差的方法，并阐明了晶振误差反馈至 NCO 的必要条件；针对弱信号环境下子帧无法同步、伪距（发射时间）无法提取的问题，本文提出了辅助信息下基于信号匹配的伪距提取的方法。

最后，设计实现了一套完整的软件接收机系统。仿真器定量测试表明：在多普勒和码相位的辅助条件下，750ms 积分对 22dB-Hz 信号具有 90% 的检测率；当定位误差达到 100m（或 60m）时，静态的跟踪灵敏度为 11dB-Hz（或 14dB-Hz），低于 0.75g 的动态跟踪灵敏度为 15dB-Hz（或 16dB-Hz），惯性辅助的跟踪灵敏度为 12dB-Hz（或 14dB-Hz）。车载实测表明：在开阔环境、复杂环境下，本文研制的软件接收机均展现了鲁棒性强的捕获、跟踪能力，接收机的整体定位效果与 Ublox LEA-6T 的接近。

关键词： 高灵敏度、FFT 鉴频、互相关干扰、比特同步、惯性辅助环路

ABSTRACT

With the popularity of smart devices, the need of navigation applications has been digged, and the services based on user's location have slowly become a part of people's lives. Meanwhile, the varieties and complexities brings a challenge for the performance of the navigation equipment. As the most important method of outdoor navigation, the performance of GNSS is significant to the development of navigation. In the complex environment, such as tall buildings, canyons , forest and so on, the transmission, refraction and reflection of signal or other factors will lead to the energy attenuation, which badly impacts the performance of signal's acquisition and tracking. Finally the accuracy and consecutiveness of position becomes very worsen. So the high sensitivity GPS receiver is urgently required.

The acquisition is the first step of signal synchronization which directly influences the performance of the receiver. For the problem of parameter's configuration and optimization, an evaluation method based on Monte-Carlo simulation is designed after the analyzing the factors that influence weak signal's acquisition. For the problem of cross-correlation interfere in the weak signal environment, the characteristics of interfere is analyzed quantitatively based on the theory and experiment, which provides the basis for the inhibition of the interference. When the signal energy is attenuated, the conventional bit synchronization method is not applicable any more. For this problem, the histogram method and bit energy method is analyzed and compared based on simulation. And the performance of bit energy method is analyzed under the different bit inverse probability.

The signal's tracking is the process of estimating the signal's parameter finely and the receiver's ability to adapt to the complex environment is mostly determined by the level of weak signal's tracking. The conventional discriminator integral time is restricted by bit inverse. For this problem, a FFT discriminator is designed which is more applicable to weak signal. Generally, there is contradictory between dynamic and sensitivity in the tracking loop. In order to improve the sensitivity, the INS is integrated in the software receiver. Considering that oscillator error is an important

factor affects tracking sensitivity, a method is proposed based on the PLL to analyze the error. Meanwhile the necessary condition is illuminated on which the error should be feedback to the NCO. In the weak signal environment, it is hard to realize frame's synchronization, obtain the signal's transmission time and assemble the pseudorange. To overcome this drawback, a new method of frame's synchronization is proposed based on the signal's matching.

Finally, a complete set of software receiver system is implemented. The quantitative test of the simulator indicates that, with the auxiliary of doppler and code phase, the detect probability of 750ms integral time is 90% when the C/N0 is 22dB-Hz. When the positioning error is 100 m (or 60 m), the tracking sensitivity is as low as 11 dB-Hz (or 14 dB-Hz) in the static environment and 15 dB-Hz (or 16dB-Hz) in the dynamic environment bellow 0.75g. And the sensitivity is 12 dB-Hz(or 14 dB-Hz) if the tracking loop is aided by INS. The vehicle's test indicates that software receiver developed by this thesis has strong robustness on the signal's acquisition and tracking and is close to U-Blox LEA-6T in terms of overall effect of position.

Keywords: high sensitivity, FFT discriminator, cross-correlation interfere, bit synchronization, INS- aided tracking loop

目录

摘 要	I
ABSTRACT	II
目 录	IV
1 绪论	1
1.1 选题背景及意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.3 章节安排	4
2 GNSS 接收机原理与惯性导航	5
2.1 接收机工作原理	5
2.1.1 GPS 卫星信号的结构	5
2.1.2 典型 GPS 接收机结构	6
2.2.3 GPS 接收机伪距定位原理	6
2.2 惯性导航原理	8
2.2.1 惯性传感器	8
2.2.2 捷联惯导系统	8
2.2.3 惯导算法	9
2.2.4 惯性导航的误差方程	10
2.3 GNSS/INS 松组合导航	12
2.4 本章小结	14
3 弱信号捕获技术	15
3.1 捕获基本原理	15
3.1.1 捕获原理	15
3.1.2 影响捕获性能的因素	16
3.2 捕获性能评估方法	18
3.2.1 单搜索单元性能评估	19
3.2.2 多搜索单元性能评估	21

3.2.3 信息辅助对捕获性能的意义.....	22
3.2 互相关干扰及其抑制	22
3.2.1 互相关干扰的原理.....	22
3.2.2 互相关干扰分析.....	24
3.2.3 互相关干扰抑制.....	26
3.4 比特同步技术	27
3.4.1 比特同步方法	27
3.4.2 比特同步性能分析.....	29
3.5 本章小结.....	31
4 高灵敏度跟踪技术.....	32
4.1 伪码跟踪环	32
4.1.1 码环工作原理	32
4.1.2 码相位鉴别器	33
4.2 载波跟踪环.....	33
4.2.1 锁相环	34
4.2.2 锁频环	35
4.2.3 锁相环与锁频环的组合.....	38
4.3 动态高灵敏度跟踪.....	39
4.3.1 惯性辅助跟踪环结构.....	40
4.3.2 环路的误差分析.....	40
4.3.3 载波环性能评估方法.....	42
4.4 基于锁相环的晶振误差分析	43
4.4.1 分析方法	43
4.4.2 思博伦 GSS6425 晶振测试分析.....	44
4.4.3 关于反馈晶振误差的分析.....	45
4.5 信息辅助下的伪距提取技术	46
4.4.1 常规伪距提取方式.....	46
4.4.2 信息辅助下的伪距提取方式.....	47
4.6 本章小结.....	50

5 软件接收机实现与测试分析	51
5.1 软件接收机系统设计	51
5.1.1 软件接收机架构.....	51
5.1.2 INS 辅助信息算法.....	54
5.2 捕获性能测试	55
5.1.1 测试场景与测试方法.....	55
5.1.2 冷启动条件下的捕获.....	57
5.1.3 温、热条件下的捕获.....	58
5.3 跟踪环性能测试	61
5.3.1 锁频环测试	61
5.3.2 锁相位环测试	65
5.3.3 惯性辅助锁相环测试.....	68
5.4 定位测试	70
5.4.1 静态定位测试	70
5.4.2 无惯性辅助动态定位测试.....	71
5.4.3 惯性辅助动态定位测试.....	72
5.5 车载实测.....	74
5.6 本章小结.....	78
6 总结与展望.....	79
6.1 总结.....	79
6.2 展望.....	80
参考文献.....	81
致谢.....	84

1 绪论

1.1 选题背景及意义

导航是使载体或人员从一个地方到另一个地方的科学。生活中，导航的应用无处不在，比如用户在未知区域，利用高德地图、百度地图等进行路径规划和导航指引。而随着智能手机等移动终端的普及，GNSS (Global Navigation Satellite System) 定位功能成了必备功能之一，导航的使用成本也逐渐趋近于免费，导航应用的需求也得到了蓬勃的发展。因此，GNSS 导航定位在为人们生活提供便利方面功不可没。

GNSS 能够为用户提供全天候、连续的位置、速度、时间信息。自问世以来，GNSS 已经在导航和定位领域发挥了巨大的作用。特别随着移动互联网的兴起，基于用户位置的服务 (LBS) 在人们的日常生活中占据了越来越大的分量 (周傲英等, 2011)。而 GNSS 能够持续、便捷的获取用户位置，让它在 LBS 应用中发挥了不可替代的巨大作用。但是随着 GNSS 应用范围逐渐扩展，人们对于 GNSS 的导航定位性能要求日渐苛刻，适用于视野开阔信号强度较高的普通接收机已经不能很好的满足这些需求，特别是在城市楼群、峡谷、森林等微弱环境中，由于阻挡、折射、衍射、反射等因素，卫星信号功率比正常强度低很多，为信号的捕获与跟踪带来很大的挑战，导致可见卫星数过少或 GDOP 值过大，最终导致定位精度的严重下降，甚至无法实现有效的定位。因此，对功率衰减严重、易受障碍物遮挡等影响的 GPS 信号接收处理技术进行研究，使接收机在微弱信号条件下仍然能够实现可靠的导航定位，具有十分重要的现实意义和应用前景。

由于动态与灵敏度相互矛盾，因此运动模式下，动态是限制灵敏度的主要因素。惯性导航系统 (Inertial Navigation System, INS) 运行频率高，因而对载体动态高度敏感，短时可提供高精度导航信息 (Britting, 2010)。受惯导辅助后，跟踪环路所需承受的动态大大降低，为带宽提供了压缩空间，间接地提升了灵敏度。但积分运算使惯导误差随时间快速发散，而 GNSS 导航误差不会积累，因此将 GNSS 与 INS 进行组合，不仅可以抑制 INS 误差的发散，还可以提升 GNSS 动态响应能力及跟踪灵敏度。

1.2 国内外研究现状

到目前为止，辅助 GPS (Assisted GPS, AGPS) 接收机技术和高灵敏度 GPS (High Sensitivity GPS, HSGPS) 接收机技术是解决微弱信号环境下接收机难以有效定位的两种主要手段 (李新山, 2013)。

随着移动通信的发展，通信基站的大面积覆盖，数据传输速率的大幅提升，具有网络通信功能的接收机可以很容易地从网络服务器中获取导航电文信息，并同时获取粗略的时间、位置等辅助信息。AGPS 则是利用辅助信息推算出卫星的可见性，并且估算出粗略的多普勒频偏，显著地减少卫星维度和多普勒维度的搜索范围，因而在每个搜索单元的捕获时间可大幅提升，从而提高捕获灵敏和定位速度。HSGPS 则是在无辅助信息的条件下通过改进算法实现导航定位，比如改进捕获、跟踪、定位算法。由于 HSGPS 相比普通接收机具有更优越的性能，因而也成为了当前研究热点之一。下面分捕获技术和跟踪技术对微弱 GNSS 接收技术的现状进行展开讨论。

I. 微弱 GNSS 信号捕获技术现状

GNSS 信号从卫星传播至地面，已经完全淹没在噪声之中，由于信号历元间具有相关性，而噪声历元间是独立的，因而信号的捕获就是利用积分运算使信号能量以二次方增加，噪声能量仅以一次方增长，从而信号能量超过噪声能量，实现捕获。因此，高灵敏度接收机实现对弱信号的捕获，最根本的手段也是加长积分时间，获取足够的信噪比。

相干积分是提高信噪比最有效的方式，但相干积分时间受比特翻转、多普勒频偏、动态、晶振等因素的限制，另一方面相干积分时间的加长增加了多普勒仓数，导致捕获时间的增加。但在有位置、时间、星历等辅助信息的条件下，相干时间的延长也不会导致捕获时间的急剧增加，另外，随着相干积分时间的延长，信噪比的提高，其他积分方式的信噪比损失会减少，因此相干积分是弱信号捕获中必不可少的环节，也是最重要的积分方式之一。

非相干积分的平方运算消除了相位影响，从而降低了比特翻转带来的能量损失，而且非相干积分对晶振和多普勒频偏的敏感程度弱于相干积分。虽然对能信噪比的提升弱于相干积分，存在一定的非相干损失，但在一定载噪比范围内，非相干积分也是高灵敏信号捕获的主要方式之一。

差分相干积分则是利用历元间信号的相关性进行共轭相乘以达到消除相位影响。相比非相干积分，差分相干积分没有使噪声出现明显的非零均值，但出现了信号与噪声相乘，积分能量仍然被削弱。总体上，差分相干积分在性能上略优于非相干积分。

莫建文等提出了一种利用随机共振检测微弱信号的方法（莫建文，2011）。Tamazin M 等提出了一种利用匹配滤波器消除了比特翻转导致的能量削弱（Tamazin M, 2012）。吴超等提出了一种基于联合均值函数和自相关函数的弱信号捕获算法（吴超，2016）。然而这些捕获方法并未在工程应用中得到充分的验证。

当弱信号的自相关峰弱于强信号的互相关峰时，捕获就会受互相关干扰的影响而出现误捕。目前，解决互相关干扰的主要分为两类：一是根据互相关干扰的特征放弃可能存在互相关干扰的捕获峰值，典型的有多门限检测法和多峰检测法；二是消除互相关干扰的峰值，典型的有扣除法和子空间投影法，扣除法是扣除弱信号捕获通道中的强信号进而避免互相关出现，子空间投影法则是构造出与弱信号强相关、与强信号正交的信号实现对弱信号的检测。

II. 微弱 GNSS 信号跟踪技术现状

捕获完成了对卫星信号的粗同步，但本地复制信号与接收信号之间的频偏仍然较大，而且载体运动、晶振等因素导致频偏不断变化，由此导致积分能量的损失，因而需要载波环路动态调整本地信号频率使其与接收信号频率保持一致；另外，捕获的码相位误差也较大，因此需要伪码环路对本地码相位进行跟踪。

根据鉴别器的不同，载波环可以分为锁频环和锁相环，延长积分时间、缩减带宽是提高二者跟踪灵敏度的有效方式。然而，传统锁频环积分时间受比特跳变限制，导致灵敏度受限。但锁频环对动态的跟踪能力较强，较小带宽就可以实现对较大动态的调节，因而带宽对积分时间的限制较小。而 FFT 鉴频法可突破这种比特翻转的限制，实现长时间的积分，因此在高灵敏度接收机中备受青睐，Yan K 等阐述了几种常用 FFT 鉴频方法，并分析和对比了其性能，在静态条件下，320ms 积分时间最低可跟踪 15dB-Hz 信号（Yan K, 2016）。

在无辅助情形下，通过动态优化、调整带宽在一定程度上也可以提高灵敏度，比如基于最优估计的通道卡尔曼滤波器，相比传统环路在最优带宽决策上更具有

优势, Niu X, Li B 等分析对比了两者之间的性能差异 (Niu X, Li B, et al, 2016)。

锁相环对动态的敏感程度高于锁频环, 鲁棒性差, 因此通过延长积分时间、压缩带宽为跟踪灵敏度的提升较小。而惯导能快速、准确响应运动变化, 直接降低环路承受的动态, 使其需求带宽降低, 间接地提升跟踪灵敏度, 因而惯性辅助跟踪环成为提升锁相环灵敏的最重要的方式之一。针对标量接收机, ~Alban S19 等阐述了几种常见惯导辅助跟踪环结构 (~Alban S, 1998); Tsujii T 等通过实测表明多普勒辅助环路的方式在性能上略优于增量多普勒辅助方式 (Tsujii T, 2011)。由于惯性辅助为多普勒相关参量, 因而这种方式同样适用于锁频环。

由于伪码环路所承受的动态较小, 再加上来自载波环的辅助, 码环仅需要较小的带宽就可以跟踪较大的动态, 因而码环对高灵敏度跟踪的限制较小。

1.3 章节安排

本文第一章首先介绍了选题背景及意义, 其次对高灵敏度捕获、跟踪的研究现状进行了介绍, 最后阐述了本文的研究内容;

第二章将对软件接收机的接收机部分和惯导部分的基本原理进行了阐述。

第三章首先将分析影响弱信号捕获性能的各个因素, 并提出一种捕获性能评估的方法, 其次, 将对互相关干扰特性进行分析, 并提出抑制干扰的方法; 最后将通过分析对比两种比特同步的性能得到适用于弱信号环境的比特同步方法。

第四章首先将介绍跟踪环基本原理, 再通过对比提出了一种适应于弱信号的 FFT 鉴频方法, 其次将分析影响跟踪灵敏度的因素, 设计出一种惯性辅助跟踪环的结构, 再次, 将基于锁相环对晶振误差进行分析, 最后, 将阐述辅助信息下伪距提取的方法, 并提出一种适用于弱信号的伪距提取方法;

第五章, 首先将介绍本文软件接收机系统设计, 其次, 在冷、温、热启动条件下, 测试不同参数的捕获性能, 再次, 在静态和动态条件下, 对锁频环、锁相环、惯性辅助锁相环的跟踪灵敏度进行测试, 最后, 在开阔天空和复杂环境进行车载测试与分析。

2 GNSS 接收机原理与惯性导航

高灵敏度接收机与普通接收机都是通过复制载波和 C/A 码获取信号的发射时间进而获取传播距离实现定位的,因此,两者基本原理、结构、功能是相同的。本章第一小节将以 GPS L1 载波为例,通过介绍卫星信号的结构、GPS 接收机的结构、伪距定位来说明 GNSS 接收机的基本工作原理。

在静态条件下,载波频率变化较慢,接收机较容易复制载波实现定位;在动态条件下,接收机则需要额外跟踪由载体运动带来的多普勒,因此接收机环路本质上就是跟踪由相对运动、晶振不稳定、振动、热噪声等因素带来的多普勒的变化。而惯性导航系统能快速地响应动态信息,且短期精度很高,能够为接收机环路提供绝大部分由运动带来的多普勒变化信息。因此,本章第二小节将介绍惯性传感器的基本知识,然后通过对捷联惯性导航系统和惯性导航算法的介绍来说明惯性导航系统的工作原理。

惯性导航的误差随时间快速发散,而 GPS 定位误差却不随时间积累,两者具有强烈的互补性。因此本章第三小节将对惯导算法中的速度、位置、姿态微分方程进行误差扰动分析,推导惯导误差微分方程和组合导航算法。

2.1 接收机工作原理

GPS 系统包含空间星座部分、地面监控部分和用户接收设备三部分组成,其中用户接收设备称为“GPS 接收机”(Kaplan et al., 2006)。GPS 接收机是通过接收卫星信号,再经过一系列功能模块的处理获取足够信号增益而实现导航定位。

2.1.1 GPS 卫星信号的结构

GPS 卫星信号的结构可以分为三个层次:载波、伪码、数据码(Rinde, 2004)。三者的乘性叠加组成了 GPS 信号。载波为 GPS 信号的第一层,由于其频率高波长短,在空间中以直线的方式进行传播,可以穿透电离层和建筑物,且受干扰;伪码属于 GPS 信号的第二层,其良好的相关特性是实现伪距测量的根本,C/A 码一个周期为 1ms,包含 1023 个码片;数据码是 GPS 信号的第三层,周期为 20ms,包含接收机实现定位的必要导航电文。卫星 i 的 L1 载波上调制的信号 $s^{(i)}(t)$ 可以表示为:

$$s^{(i)}(t) = \sqrt{2P_c} x^{(i)}(t) D^{(i)}(t) \sin(2\pi f_1 + \theta_1) + \sqrt{2P_y} y^{(i)}(t) D^{(i)}(t) \sin(2\pi f_1 + \theta_1) \quad (2.1)$$

其中，第一项为载波 L1 上的 C/A 码信号，第二项为 P(Y)码信号。 P_c 、 P_y 分别为这 2 个信号的功率， $x^{(i)}(t)$ 为卫星 i 产生的 C/A 码的电平值， $y^{(i)}(t)$ 为 P(Y)码的电平值， $D^{(i)}(t)$ 为调制的数据比特，而 θ_1 为 L1 载波的初始相位。

2.1.2 典型 GPS 接收机结构

一种典型的 GPS 单频接收机的基本结构如图 2.1 所示。接收机的内部结构按照工作流程的先后顺序，通常分为天线和射频前端处理模块、基带数字信号处理模块以及导航解算模块。

首先天线接收空间中的 GPS 卫星信号并将其转化为以导体为介质的电磁信号；

其次，射频前端对导体中的 GPS 信号进行带通滤波和低噪声放大，再通过混频将信号中心频率搬移至中频，模数转化后则得到了基带可处理的数字中频信号；

再次，基带模块通过捕获、跟踪对中频信号进行载波和伪码的剥离并将获得的卫星信号参数组装成观测量。

最后，当跟踪环进入稳态后，导航模块便可以根据导航电文数据比特解析卫星星历，估计电离层、对流层等的影响，进而进行位置、速度和时间解算。

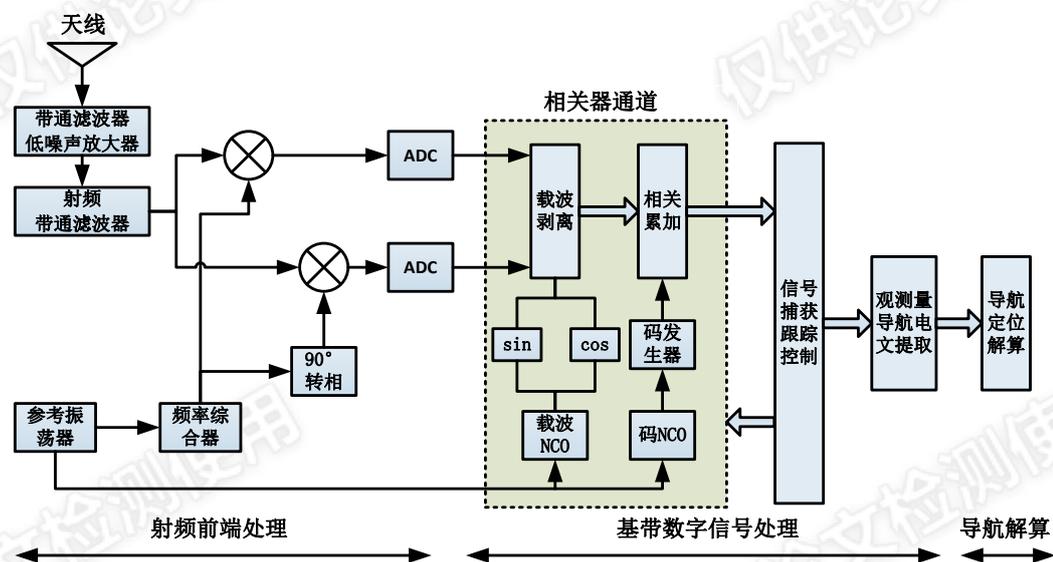


图 2.1 GPS 单频接收机的基本结构

2.2.3 GPS 接收机伪距定位原理

根据几何原理，如果某一点到空间其他三个点的距离已知，则可以反算出该点的空间坐标，这也是 GPS 接收机实现定位的基本原理。由于钟差的存在，接收

机在所有卫星距离的测量上有一个未知的常值偏差，因此接收机必须同时获取 4 颗以上卫星的距离信息才能实现定位。空间电磁波的传播速度可看作是恒定的，因而获取到信号的发射时间和接收时间，求取时间差再乘以光速则可以得到伪距测量值。如图 2.2 所示，某颗卫星的一段信号在 $t^{(i)}$ 时刻（GPS 时间参考）被发射，在 t_u 时刻（本地时间参考）被 GPS 接收机接收。接收机本地时间与 GPS 时间的差异被称为接收机钟差，记为 $\delta t_u(t)$ 。由于晶振频率的漂移，钟差是变化的，因此在观测方程中被当成一个未知数，与位置一同被解算。假设 GPS 卫星信号实际的发射与接收时间差为 τ ，则伪距 $\rho(t)$ 可表达为：

$$\rho(t) = c\tau + c(\delta t_u(t) - \delta t^{(i)}(t - \tau)) \quad (2.2)$$

考虑电离层延时 I 和对流层延时 T 后，伪距的修正表达为：

$$\rho = r + c(\delta t_u - \delta t^{(i)}) + cI + cT + \varepsilon_\rho \quad (2.3)$$

其中， r 表示卫星与接收机之间的真实距离， ε_ρ 为伪距测量误差，用于代表其余的各种误差的总和。式 (2.3) 被称为伪距观测方程式。

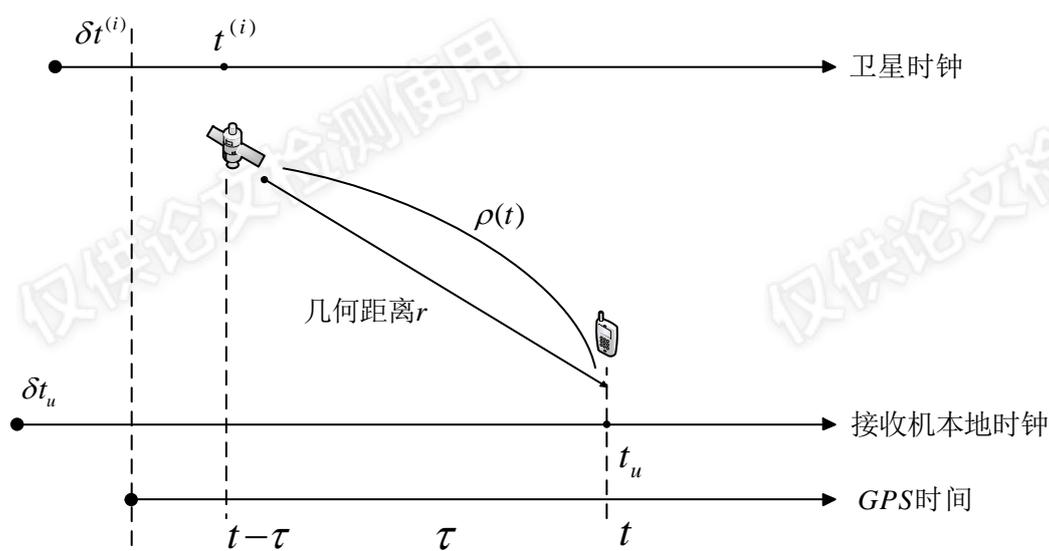


图 2.2 伪距测量

接收机在稳定跟踪 4 颗以上卫星后，可形成如下观测方程组：

$$\begin{cases} \sqrt{(x^{(1)} - x)^2 + (y^{(1)} - y)^2 + (z^{(1)} - z)^2} + \delta t_u = \rho_c^{(1)} \\ \sqrt{(x^{(2)} - x)^2 + (y^{(2)} - y)^2 + (z^{(2)} - z)^2} + \delta t_u = \rho_c^{(2)} \\ \dots \\ \sqrt{(x^{(n)} - x)^2 + (y^{(n)} - y)^2 + (z^{(n)} - z)^2} + \delta t_u = \rho_c^{(n)} \end{cases} \quad (2.4)$$

式中， (x, y, z) 为待求解的接收机坐标； $(x^{(n)}, y^{(n)}, z^{(n)})$ 为卫星 n 的位置坐标，由星历算出，可视为已知。通过求解式 (2.4) 的四元非线性方程组，接收机就可实现定位和授时。

2.2 惯性导航原理

2.2.1 惯性传感器

惯性传感器包括陀螺仪和加速度计，陀螺仪可以测得角速度信息，加速度计可以测得比力信息，两者的测量均是基于惯性坐标系。其测量误差主要包括：零偏误差(Bias)、比例因子误差(Scale-factor)、测量白噪声(ARW、VRW)(Groves, 2013)。因此，传感器的测量模型可以描述为(Skog et al., 2006)：

$$I_{\omega} = \omega + b_g + s_g \cdot \omega + \varepsilon_{\omega} \quad (2.5)$$

$$I_f = f + b_a + s_a \cdot f + \varepsilon_f \quad (2.6)$$

其中：(2.5) 式为陀螺仪的测量模型， I_{ω} 为陀螺仪的测量值， ω 为真实的角速度， b_g 为陀螺仪的零偏， s_g 为陀螺仪的比力因子误差， ε_{ω} 为陀螺仪的随机噪声。(2.6) 式为加表的测量模型， I_f 为加表的比力测量值， f 为真实的比力， b_a 为加表的零偏， s_a 为加表的比力因子误差， ε_f 为加表的随机噪声。

2.2.2 捷联惯导系统

图 2.3 所示为捷联惯导系统的解算过程：首先，对加速度和陀螺仪的测量值 \tilde{f}^b 、 $\tilde{\omega}^b$ 进行误差补偿，得到 f^b 、 ω^b 作为导航计算机的输入；然后，导航计算机利用 ω^b 解算载体的姿态矩阵 C_b^n ，并提取出载体相对于 n 系的航向、横滚和俯仰角；最后，利用姿态矩阵 C_b^n 将 b 系下测得的比力 f^b 变换成 n 系下的 f^n ，进行导航处理得到载体的速度 V^n 和位置 r^n ，同时将 n 系相对于 i 系的旋转 ω_{in}^b 反馈到姿态矩阵的计算。

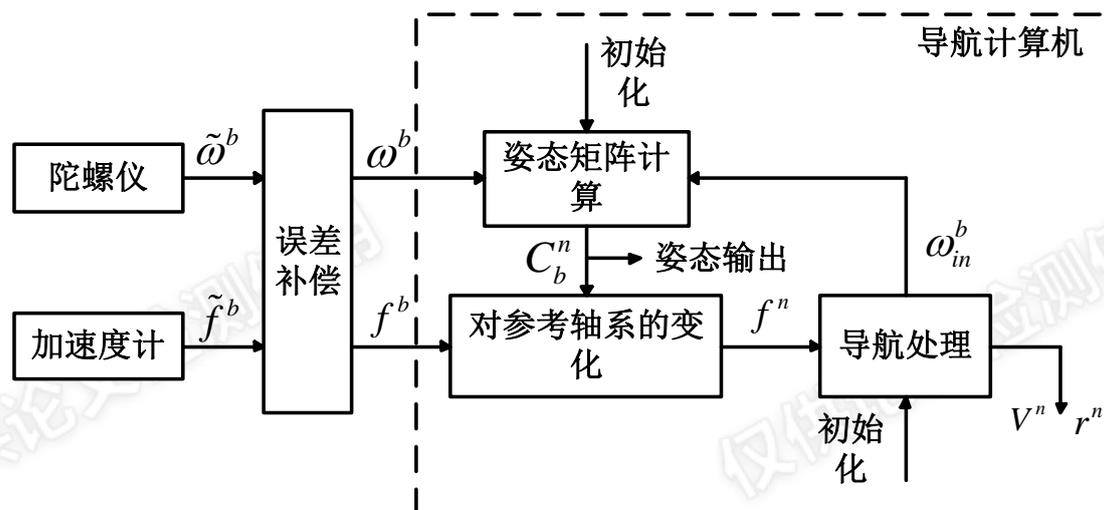


图 2.3 捷联惯导计算过程

2.2.3 惯导算法

本节将通过连续时间系统下的微分方程来阐述惯导算法(机械编排)的原理。机械编排中涉及到速度(v_N 、 v_E 、 v_D)更新、位置(纬度 φ 、经度 λ 、高程 h)更新和姿态(航向 ψ 、横滚 ϕ 、俯仰 θ)更新。那么下面分别给出速度、位置和姿态微分方程。

速度微分方程:

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

其中,

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

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

式(2.9)中 R_N 为卯酉圈曲率半径, R_M 为子午圈曲率半径。

位置微分方程:

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

姿态微分方程:

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

其中, C_b^n 表示**b**系相对于**n**系的姿态矩阵, f^b 为加速度计测量值经过误差补偿后的比力, ω_e 为地球自转的角速度, R_N 为地球卯酉圈半径, R_M 为地球子午圈半径, ω_{ie}^n 为将*i*系中地球自转角速度投影到**n**系的值, ω_{en}^n 表示**n**系相对于**e**系的转动角速度变换到**n**系的值, g^n 为**n**系中的重力加速度, ω_{ib}^b 表示陀螺仪测量值经过误差补偿后的角速度, ω_{in}^n 表示**n**系相对于*i*系的转动角速度在**n**系的投影。

图 2.4 具体描述了捷联惯导算法的原理(Shin et al., 2003)。旋转矩阵 C_b^n 将 f^b 由**b**系转换至**n**系下,然后扣除 f^n 中的重力及有害加速度,积分后得到**n**系下的速度 v^n ,再次积分则可得到位置 r^n 。速度和位置更新后,可以计算得到 ω_{en}^n 、 C_e^n , C_n^e 表示**n**系相对于**e**系的旋转矩阵。最后和 ω_{ib}^b 一起组装得到 ω_{nb}^b ,由 ω_{nb}^b 积分得到姿态矩阵 C_b^n 。

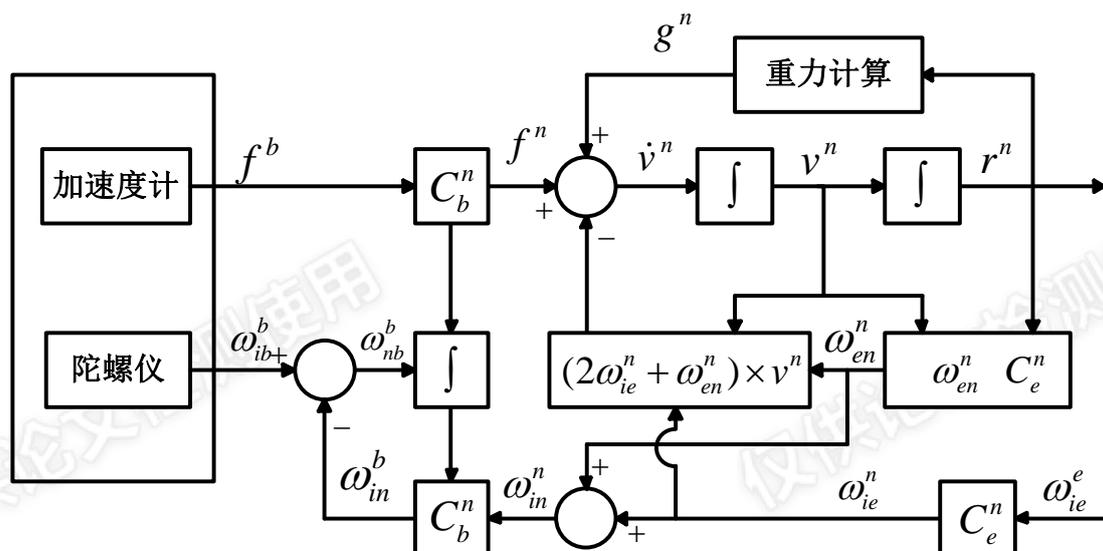


图 2.4 惯导算法原理

2.2.4 惯性导航的误差方程

在上一节中介绍的惯导算法，将惯导看成一个理想的系统。事实上，惯性器件测量误差、地球参数相关误差等会导致导航结果（速度、姿态、位置）的偏差。这一小节将根据前一节的惯性导航微分方程来对惯导系统进行误差扰动分析，来研究 INS 中不同误差源所带来的导航误差，建立惯导误差模型。

下面首先列出一些常用变量扰动项：

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

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

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

重力计算： $\hat{g}^n = g^n + \delta g^n$

对 ω_{ie}^n 、 ω_{en}^n 、 g^n 进行扰动分析可得：

$$\delta \omega_{ie}^n = \begin{bmatrix} \frac{-\omega_e \sin \varphi}{R_M + h} \delta r_N & 0 & \frac{-\omega_e \cos \varphi}{R_M + h} \delta r_N \end{bmatrix}^T \quad (2.12)$$

$$\delta\omega_{en}^n = \begin{bmatrix} \frac{v_E}{(R_N+h)^2} \delta r_D + \frac{1}{R_N+h} \delta v_E \\ \frac{-v_N}{(R_M+h)^2} \delta r_D - \frac{1}{R_M+h} \delta v_N \\ \frac{-v_E}{(R_N+h)(R_M+h) \cos^2 \varphi} \delta r_N - \frac{v_E \cdot \tan \varphi}{(R_N+h)^2} \delta r_D - \frac{\tan \varphi}{R_N+h} \delta v_E \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\delta g^n = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-2g_n}{R+h} \delta r_D \end{bmatrix}^T, \quad R = \sqrt{R_M \cdot R_N} \quad (2.14)$$

1) 速度误差微分方程

对式 (2.8) 速度微分方程进行误差扰动分析, 可以得到:

$$\delta \dot{v}^n = C_b^n \delta f^b + (C_b^n f^b) \times \phi - (2\omega_{ie}^n + \omega_{en}^n) \times \delta v^n + v^n \times (2\delta\omega_{ie}^n + \delta\omega_{en}^n) + \delta g^n \quad (2.15)$$

2) 位置误差微分方程

对式 (2.11) 位置微分方程进行误差扰动分析, 可以得到:

$$\delta \dot{r}^n = \begin{bmatrix} \delta \dot{r}_N \\ \delta \dot{r}_E \\ \delta \dot{r}_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{v_D}{R_M+h} \delta r_N + \frac{v_N}{R_M+h} \delta r_D + \delta v_N \\ \frac{v_E \cdot \tan \varphi}{R_M+h} \delta r_N - \frac{v_D}{R_N+h} \delta r_E - \frac{v_N \cdot \tan \varphi}{R_M+h} \delta r_E + \frac{v_E}{R_N+h} \delta r_D + \delta v_E \\ \delta v_D \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

3) 姿态误差微分方程

对式 (2.11) 姿态微分方程进行误差扰动分析, 可以得到:

$$\dot{\phi} = \phi \times \omega_{in}^n - C_b^n \delta \omega_{ib}^b + (\delta \omega_{ie}^n + \delta \omega_{en}^n) \quad (2.17)$$

通过上述的扰动分析, 我们可以得到速度、位置、姿态误差方程的具体表达式。

速度误差方程如下:

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

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

$$\begin{aligned} \delta \dot{v}_D = & \frac{2v_E \omega_e \sin \varphi}{R_M + h} \delta r_N - \left(\frac{v_E^2}{(R_N + h)^2} - \frac{v_N^2}{(R_M + h)^2} - \frac{2g}{\sqrt{R_M R_N + h}} \right) \delta r_D \\ & - \left(\frac{2v_N}{R_M + h} \right) \delta v_N - \left(2\omega_e \cos \varphi + \frac{2v_E}{R_N + h} \right) \delta v_E - f_E^n \phi_N + f_N^n \phi_E + \delta f_z^n \end{aligned} \quad (2.20)$$

位置误差方程:

$$\delta \dot{r}_N = -\frac{v_D}{R_M + h} \delta r_N + \frac{v_N}{R_M + h} \delta r_D + \delta v_N \quad (2.21)$$

$$\delta \dot{r}_E = \frac{v_E \tan \varphi}{R_M + h} \delta r_N - \frac{v_D}{R_N + h} \delta r_E - \frac{v_N \tan \varphi}{R_M + h} \delta r_E + \frac{v_E}{R_N + h} \delta r_D + \delta v_E \quad (2.22)$$

$$\delta \dot{r}_D = \delta v_D \quad (2.23)$$

姿态误差方程:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_N = & - \left(\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h} \right) \phi_E + \frac{v_N}{R_M + h} \phi_D + \frac{\delta v_E}{R_N + h} - \frac{\omega_e \sin \varphi}{R_M + h} \delta r_N \\ & + \frac{v_E}{(R_N + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{ibx}^n \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_E = & \left(\omega_e \sin \varphi + \frac{v_E \tan \varphi}{R_N + h} \right) \phi_N + \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h} \right) \phi_D - \frac{1}{R_M + h} \delta v_N \\ & - \frac{v_N}{(R_M + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{iby}^n \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_D = & -\frac{v_N}{R_M + h} \phi_N - \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{R_N + h} \right) \phi_E - \frac{\tan \varphi}{R_N + h} \delta v_E \\ & - \left(\omega_e \cos \varphi + \frac{v_E}{(R_N + h) \cos^2 \varphi} \right) \delta \phi - \frac{v_E \tan \varphi}{(R_N + h)^2} \delta r_D - \delta \omega_{ibz}^n \end{aligned} \quad (2.26)$$

2.3 GNSS/INS 松组合导航

捷联式 INS 机械编排算法本质上就是一个积分的过程，角速度积分获取姿态，加速度积分获取速度，再次积分获取位置。虽然惯导的相对测量能力强，短时间内能提供较高的解算精度，但误差也会随时间的快速累积。而卫星导航不同历元之间的计算相互独立，能够长时间稳定的提供定位、定速结果，因此，利用 GNSS 定位、定速对 INS 进行周期性地辅助，不仅能有效地抑制 INS 的误差发散，还能将在线估计传感器误差反馈到 INS 中，使其始终工作在较为理想的状态。

本文使用的组合导航滤波器在连续时域的系统误差方程可以表示为:

$$\delta\dot{x}(t) = F(t)\delta x(t) + G(t)w(t) \quad (2.27)$$

其中： $\delta x(t)$ 为状态参数矩阵，使用了 15 维的状态估计矩阵，包括 3 维的位置误差、3 维的速度误差、3 维的姿态误差、3 轴的陀螺仪零偏误差和 3 轴的加速度计零偏误差。 $F(t)$ 为状态转移矩阵； $G(t)$ 为系统状态噪声的驱动矩阵； $w(t)$ 为状态噪声矩阵。 $\delta x(t)$ 可以表示为：

$$\delta x(t) = [\delta r_N \ \delta r_E \ \delta r_D \ \delta v_N \ \delta v_E \ \delta v_D \ \delta\phi_N \ \delta\phi_E \ \delta\phi_D \ b_{gx} \ b_{gy} \ b_{gz} \ b_{ax} \ b_{ay} \ b_{az}]^T \quad (2.28)$$

为了构建一个离散卡尔曼滤波器，将系统误差方程（2.27）离散化表示为：

$$\delta x_{k+1} = \Phi_k \delta x_k + w_k \quad (2.29)$$

其中， δx_k 为系统在 t_k 时刻的导航系统的误差状态； Φ_k 为 t_k 时刻的系统状态转移矩阵； w_k 为 t_k 时刻的状态噪声向量。

在构造系统量测方程时，可以使用位置或者位置+速度的方式。本文量测方程的构造使用了位置+速度的形式。INS 在进行机械编排时能够实时的更新载体的位置和速度；GNSS 接收机可以利用伪距测量值来计算载体位置，利用多普勒测量值来计算载体的速度。所以组合导航系统能很方便的利用位置+速度信息来构建量测方程，而且加入了速度测量值能够增加组合导航系统的冗余度。

本文使用的量测方程构造如下：

$$Z_k = H_k \delta x_k + V_k = \begin{bmatrix} r_{INS} \\ v_{INS} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{GPS} \\ v_{GPS} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

其中， r_{INS} 是 INS 真实位置和位置误差之和； v_{INS} 是 INS 真实速度和速度误差之和； r_{GPS} 是接收机真实位置和位置测量噪声之和； v_{GPS} 是接收机真实速度和速度测量噪声之和， V_k 为测量噪声向量。 H_k 为构造的矩阵，可以表示为：

$$H_k = [I_6 \ 0_{6 \times 9}] \quad (2.31)$$

2.4 本章小结

本章简要介绍了软件接收机中的两个子系统：接收机部分和惯导部分。接收机部分，首先介绍了卫星信号结构，是信号捕获和跟踪的输入，其次阐述了典型接收机结构，再次，简要分析了伪距的基本原理；惯导部分，首先给出了惯性传感器的测量模型，是惯性导航的输入，其次介绍了捷联惯性导航系统的结构，再次，推导了惯导算法和误差微分方程，最后，阐述了 GNSS/INS 松组合导航的基本原理，为下文介绍惯性辅助环路提供了基础。

3 弱信号捕获技术

接收机需要通过环路稳定地跟踪 GPS 信号频率的变化，实现对载波和 C/A 的精确复制，才能获取伪距和载波相位观测量，实现定位解算。跟踪环很精密但也很脆弱，当本地信号与接收信号之间的差异超过了其牵引范围，就无法锁定信号，因此初始的复制载波与接收信号必须吻合到一定程度。因此需要在一定频率和码相位范围内对信号进行搜索实现粗同步，即信号的捕获。

不论强信号还是弱信号的捕获，都是对接收信号进行积分，将信噪比提高到足以将信号从噪声中识别出来，然后完成比特同步和帧同步以实现观测值的提取。但当信号很弱时，一方面，信号积分的能量不仅要高于环境噪声的能量，还要高于来自其他强信号的互相关干扰的能量，才能实现捕获，因此需要对互相关干扰的特性进行分析；另一方面，一个 C/A 码周期的时长难以积分出足够能量，普通接收机中的方法难以实现比特同步，因此需要在进入稳定跟踪前实现比特同步。

本章第一节将介绍捕获的基本原理及影响捕获性能的因素，第二节将阐述捕获性能的评估方法，第三节将分析互相关干扰特性及其抑制方法，第四节将分析和对比不同比特同步方法的性能。

3.1 捕获基本原理

3.1.1 捕获原理

捕获的本质是通过积分使信号能量高于噪声能量，而本地载波和码相位偏离接收信号的程度是决定积分能量大小的最主要的因素，因此捕获就是对载波频率和码相位进行二维搜索的过程。

图 3.1 为典型串行捕获示意图，当搜索进行至信号位置时，其能量明显高于其他搜索单元，被识别为信号，即完成了对频率和码相位的捕获。

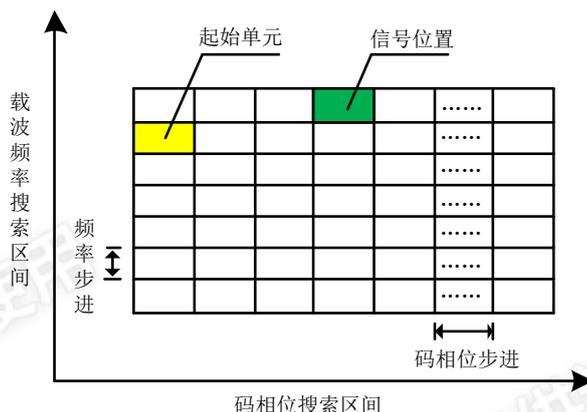


图 3.1 串行捕获示意

相比串行捕获，并行码相位或并行频率的捕获方式，都要对可能存在信号的搜索单元进行搜索，并无本质差别，只是相关运算的方式不同，其优点是减少了运算量，缩减了捕获时间。

具体捕获电路如图 3.2 所示。若当前积分值超过阈值，则捕获成功，否则，调整载波频率和码相位进行下一次积分，直至捕获成功或搜索完所有单元判定捕获失败。其中，积分值 I 和 Q 可分别表达成：

$$\begin{aligned} I(n) &= aD(n)R(\tau)\text{sinc}(f_e T_{coh}) \cos \phi_e + n_i \\ Q(n) &= aD(n)R(\tau)\text{sinc}(f_e T_{coh}) \sin \phi_e + n_q \end{aligned} \quad (3.1)$$

式中， a 为信号幅度， τ 为接收 C/A 码相位与本地码相位之间的差异， f_e 为接收载波频率与搜索频率之间的差异， ϕ_e 为两载波之间的相位差异， n_i 与 n_q 分别为 I、Q 支路上均值为零但不具有相关性的白噪声。

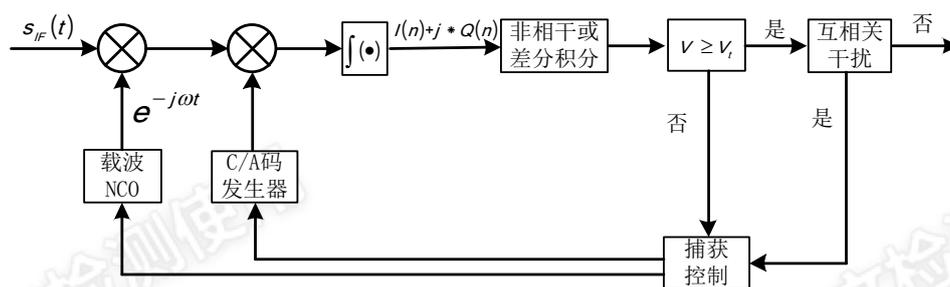


图 3.2 捕获电路图

3.1.2 影响捕获性能的因素

由于非相干积分和差分积分消除了相位差异 ϕ_e 对积分能量 V 影响，因此频率误差 f_e 和相位差异 τ 是决定 V 大小的主要因素。

(1) 载波多普勒误差

多普勒误差对积分值的衰减为 sinc 函数, 图 3.3 给出了相干积分时间为 1ms、2ms、5ms 时, 频率误差对相干积分幅值的影响, 由此可见, 积分时间越长, 频率误差对幅度衰减越大。

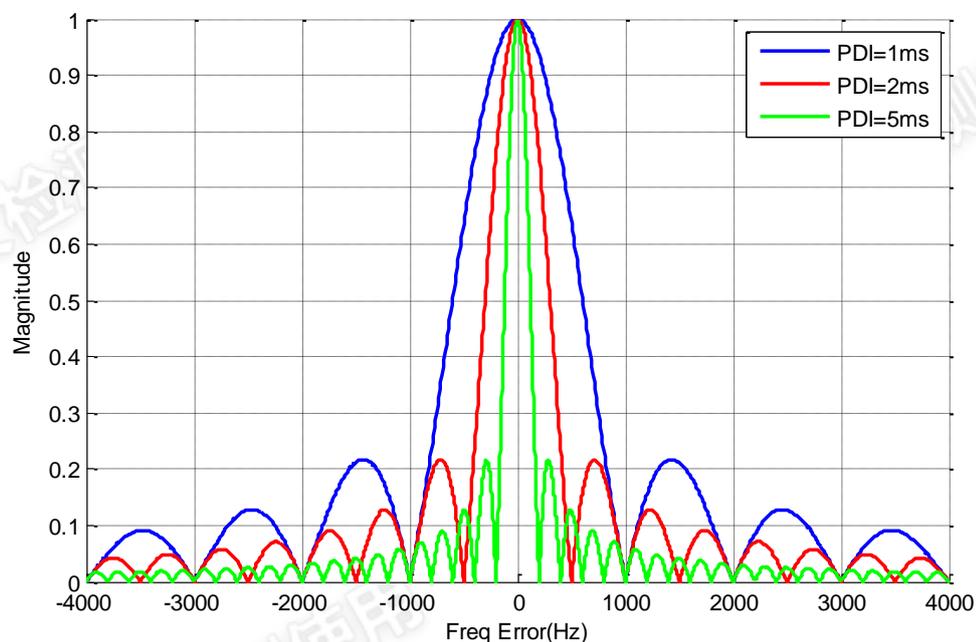


图 3.3 频率偏差引起的相干积分值衰减

(2) 码相位误差

相位差异对幅值的衰减特性由 C/A 码的自相关特性决定, 如图 3.4 所示。当码相位完全对齐时, $R(\tau)$ 的相对值为 1023; 当码相位误差在 1 个码片时, $R(\tau)$ 呈线性衰减; 当在码相位偏离超过一个码片时, 其值等于或接近于 0。

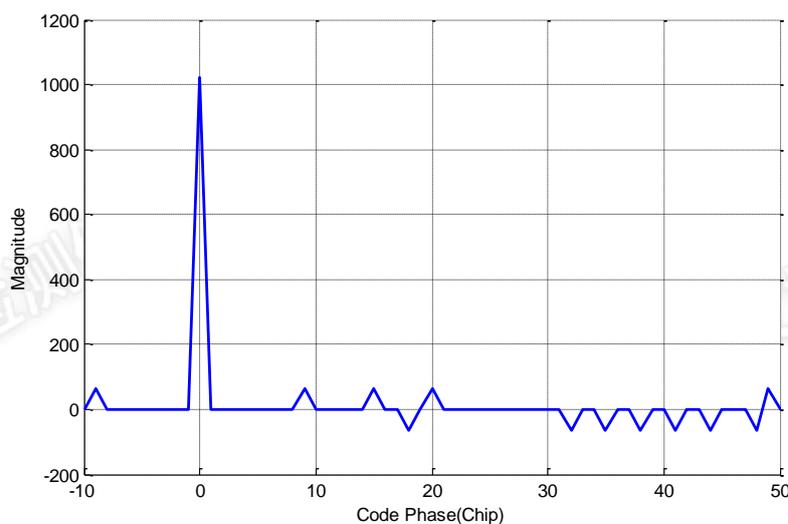


图 3.4 C/A 码 (PRN1) 的自相关函数

(3) 码多普勒误差

对正常信号进行捕获，需要的积分时间较短，即使将 C/A 码频率设置为常值 1.023MHz，积分的起始时刻码相位与结束时刻码相位变化很小，基本不影响自相关峰。比如，载波多普勒为 6000Hz 时，对应码多普勒约为 4Hz。当积分时间为 10ms 时，积分前后码相位变化约为 0.04 个码片，导致积分幅值减少约 2% (0.04 除以 2)；当积分时间为 200ms 时，幅值减少约 40% (-4.44dB)。因此，对码多普勒进行补偿对高灵敏度接收机是必要的。

由于 C/A 码是调制在载波上的，因此码多普勒与载波多普勒存在固定比例，为 1/1540，捕获阶段通过该比例对码多普勒进行补偿。在弱信号捕获阶段，频率步进一般在十、百赫兹级别，补偿后的码多普勒误差 0.01~0.1Hz 级别，当进行积分时间长达 1s 时，导致的能量损失约 0.043~0.44dB。

图 3.5 给出了 27 号卫星码多普勒补偿前后的积分值情况，其载波多普勒约为 2218Hz (包括由晶振导致的多普勒)，积分时间为 1.6s。码多普勒补偿前后积分峰值比值为 0.463 (约 6.7dB)，中心码相位相差约 1.15 码片，而且补偿前相关峰不够“尖锐”，若不进行码多普勒补偿，对跟踪也会产生一定影响。

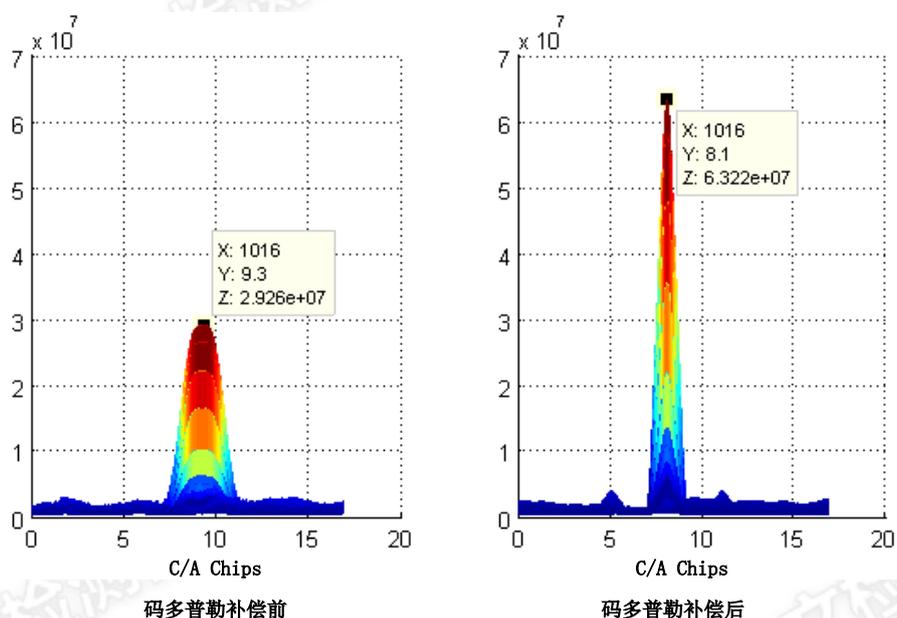


图 3.5 码多普勒补偿前后积分对比

3.2 捕获性能评估方法

捕获过程中判断信号存在与否的标准是积分能量是否超过了设定阈值。信号

不存在时，积分值仅包含噪声的能量，服从瑞利分布；信号存在时，积分值包括信号和噪声的能量，服从莱斯分布，信号很强时，其莱斯分布与噪声的瑞利分布“离”的很远，即很容易将信号从噪声中分辨出来，而信号较弱时，其莱斯分布与噪声的瑞利分布“离”的很近，信号和噪声被“混淆”在一起。

捕获性能包含两个层次：一是单个搜索单元的性能，主要用于衡量捕获算法；二是多个搜索单元的性能，主要用于衡量二维搜索范围对总体捕获性能的影响。

3.2.1 单搜索单元性能评估

捕获有两种判决结果：

H_0 ：信号不存在，或者，载波频率或码相位没有对齐；

H_1 ：信号存在，载波频率和码相位都对齐

在这两种情形下，虚警率被定义为： $P_{fa}(\beta) = P(X > \beta | H_0)$ ，即信号不存在时，积分能量 X 却超过阈值 β ；检测率被定义为： $P_d(\beta) = P(X > \beta | H_1)$ ，即信号存在，且积分能量 X 超过了阈值 β 。

针对某种既定的捕获方式，降低虚警率和提高检测率存在矛盾：若要降低虚警率 P_{fa} ，需要提高阈值 β ，那么部分相对弱的信号因没超过阈值而未被检测出来，即检测率 P_d 会减小；反之，降低阈值， P_d 会增大，但同时虚警的概率 P_{fa} 也会增大。因此，不论哪种积分方式，选取合理的阈值，将虚警率控制在一定范围内，保证较高的检测率，对接收机很重要。

由于虚警率主要取决于噪声和阈值，因此，在某一种积分方式和时长下，选取某一个虚警率，可以推算出的对应阈值，同时也可以得到相应的检测率。

(1) 非相干积分

图 3.6 给出了理论公式计算的相干积分捕获性能，横轴为虚警率 P_{fa} ，纵轴为检测率 P_d ，参量“ T ”为相干积分毫秒数。频率的偏差、码相位的不对齐、比特跳变、射频前端、量化位数等因素导致的能量损失，可以等效为载噪比的损失。事实上，非相干、差分相干等处理增益弱于相干积分的积分方式，在扣除其信噪比损失后，可根据相干积分的性能推算出其性能。

图 3.7 给出了不同载噪比下 100ms（相干积分 10ms、非相干积累 10 次）非相干积分的捕获性能，其中，标记为“o”的是理论公式计算的捕获性能，标记为“.”的是基于蒙特卡罗仿真的捕获性能，二者曲线基本重合表明通过蒙特卡罗仿真也可以完整的表示捕获性能。

蒙特卡罗仿真具体方法如下：①设置一系列阈值，积分能量超过该值则认为 H_1 成立，否则认为 H_0 成立；②假定信号不在，生成白噪声，然后进行非相干积分，获取各个阈值下的虚警率；③假定信号存在，根据式 (3.1) 生成大量的相干积分值，再加上白噪声得到仿真信号，然后进行非相干积分，获取各个阈值下的检测率；④更改载噪比，重复①~③则可以得到不同载噪比下的捕获性能。

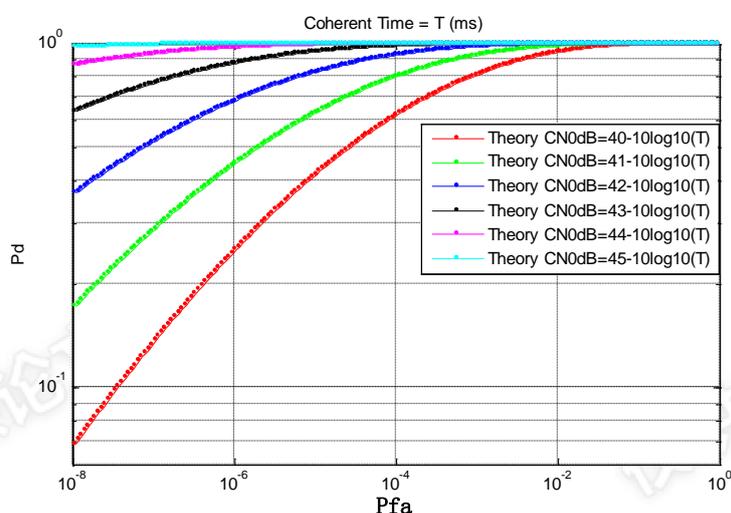


图 3.6 不同载噪比下 T(ms)相干积分的捕获性能

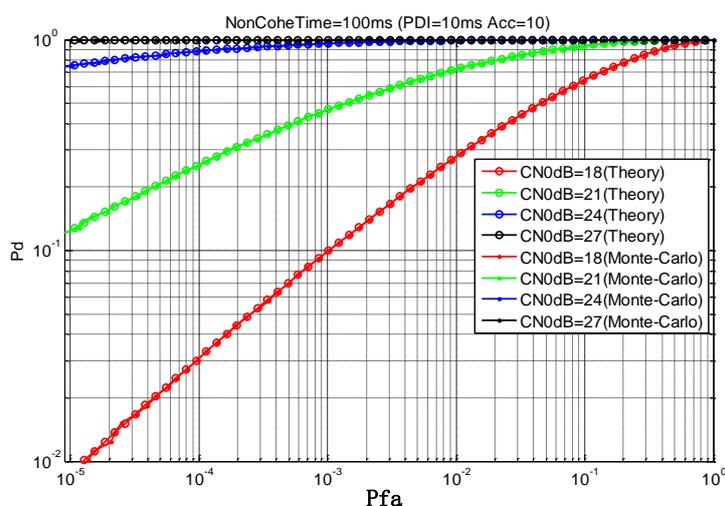


图 3.7 不同载噪比下 100ms 非相干积分捕获性能

(2) 差分相干积分

由于差分积分的捕获性能难以直接用数学公式表示,因此仅蒙特卡洛仿真的方式得到其捕获性能。图 3.8 给出了 100ms (相干积分 10ms、5 次差分累加) 差分相干积分的捕获性能。

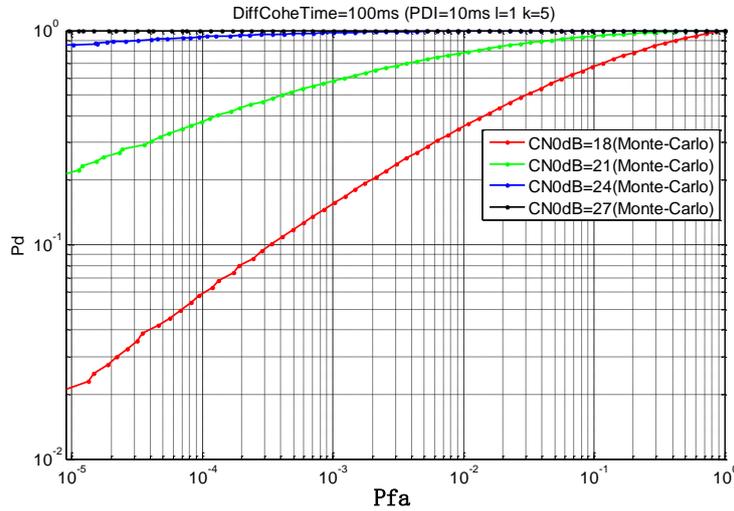


图 3.8 不同载噪比下 100ms 差分相干积分捕获性能

相干积分是提高信噪比的最佳方式,但积分时长受比特跳变影响。非相干积分使噪声不再为零均值,会导致一定的信噪比损失。差分相干积分出现信号与噪声相乘的情形,因而也有信噪比损失,整体性能上略优于非相干积分,但影响其性能的因素增多了,鲁棒性弱于非相干积分。因此本文采用非相干积分的方式进行捕获。

3.2.2 多搜索单元性能评估

多搜索单元的捕获是单搜索单元的重复。假定真实信号仅存在一个格点,也就是码相位和多普勒完全对齐的格点,其余格点均为噪声,则 M 个搜索单元的总虚警率和检测率可由以下式子表示:

$$\begin{aligned} P_{FA}(\beta) &= 1 - (1 - P_{fa}(\beta))^M \\ P_D(\beta) &= \int_{\beta}^{+\infty} [1 - P_{fa}(x)]^{M-1} f_A(x) dx \end{aligned} \quad (3.2)$$

虚警率 $P_{fa}(\beta)$ 一般被设置为一个很小的值,此时,上式可近似表达为:

$$\begin{aligned} P_{FA}(\beta) &= 1 - (1 - P_{fa}(\beta))^M \approx MP_{fa}(\beta) \\ P_D(\beta) &= \int_{\beta}^{+\infty} [1 - P_{fa}(x)]^{M-1} f_A(x) dx \approx \int_{\beta}^{+\infty} f_A(x) dx = P_d(\beta) \end{aligned} \quad (3.3)$$

式中, β 为阈值, $P_a(\beta)$ 为单个搜索单元的虚警率, $P_d(\beta)$ 为单个搜索单元的检测率, $f_A(x)$ 为信号存在时的概率密度函数。由此可见, 多搜索单元性能由单搜索单元和搜索单元数共同决定。

3.2.3 信息辅助对捕获性能的意义

捕获是对多个单元的搜索, 正确的捕获不仅要在信号存在的搜索单元判断为真, 还要在信号不存在的单元判断为假。如果接收机在捕获阶段能获取时间、位置、星历、历书等信息, 就能缩小搜索范围, 若还能获取运动状态信息, 还能进一步缩小, 由此为捕获可带来三个明显的益处:

(1) 减少捕获时间

为了进一步提高在楼群、峡谷、森林等微弱环境中对信号的检测能力, 需要进一步加长积分时间以获取足够的信噪比, 由图 3.3 可知, 当需要搜索的频率范围一定时, 为保证信噪比损失不增加, 频率步进需要减小, 搜索单元的增多和积分时间的加长最终导致总的捕获时间以平方倍数增长。因此, 辅助信息的利用是降低总体捕获时间的最直接的手段。

(2) 有效降低虚警率

由式 (3.3) 可知, 积分不变的情形下, 搜索单元越多, 总体的捕获性能越差。如果接收机在捕获阶段能获取时间、位置、星历、历书等信息, 就能缩减频偏和码相位搜索范围, 进而有效地降低虚警率。

(3) 降低频偏导致的能量损耗

弱信号环境下, 捕获和比特同步中积分时间较长, 频偏变化带来的能量损耗被加大。如果系统中包含惯性导航系统, 短时间内能快速且准确地响应动态变化, 则频偏可以被当做已知信息反馈到载波 NCO, 频偏的减小将导致能量损耗的减小。

3.2 互相关干扰及其抑制

3.2.1 互相关干扰的原理

接收机能够处理的信号越微弱, 其需要的灵敏度也就越高, 干扰的影响也因此被放大, 甚至严重影响正常信号的捕获。由于各 C/A 码之间并非严格意义上的正交, 相关峰比值 (自相关值/互相关值) 约为 24dB, 这也意味着, 强弱信号都存在的情形下, 若载噪比相差超过这个值, 弱信号的自相关峰将被强信号的互

相关峰值淹没，错误捕获和跟踪的概率被大大提高，直接导致信号发射时间提取出现异常，进而导致导航定位的严重错误。

以 GPS L1 频段作为研究对象，下面将从数学上来分析互相关干扰。式(3.1)中给出了本地信号与一颗卫星信号的互相关情形，由于互相关干扰涉及到多颗卫星的信号，我们需要考虑所有可见卫星号，则同相支路上的总的相干积分值可表达成：

$$\begin{aligned}
 I(n) &= I^{(i)}(n) + \sum_{j=1, j \neq i}^N I^{(j)}(n) \\
 &\approx a^{(i)} D^{(i)}(n) R_{\tau}(\tau^{(i)}) \text{sinc}(f_e^{(i)} T_{coh}) \cos \phi_e^{(i)} + \\
 &\quad \sum_{j=1, j \neq i}^N a^{(j)} D^{(j)}(n + \tau^{(j)}) R_{\tau}(\tau_e^{(i)} + \tau^{(j)}) \text{sinc}((f_e^{(i)} + f_d^{(j)}) T_{coh}) \cos \phi_e^{(j)}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

其中，第一项代表接收机所希望检测到的弱信号成分，后一项代表接收机内部卫星 i 的复制信号和接收信号中其他卫星信号成分的互相关的总和。

上式表明，相干积分值 $I^{(i)}(n)$ 与卫星 i 的信号幅度 $a^{(i)}$ 和自相关 R_{τ} 的乘积成正比，而由卫星 j 引起的互相关干扰 $I^{(j)}(n)$ 与卫星 j 的信号幅度 $a^{(j)}$ 和互相关 R_{τ} 的乘积成正比。同时在引起互相关干扰的频率损耗中，频率误差值包含着两个卫星号之间的多普勒频移差异 $f_d^{(j)}$ ，即

$$f_d^{(j)} = f_d^{(j)} - f_d^{(i)} \tag{3.5}$$

考虑晶振、相对运动等因素，载波多普勒频移量为 -6~6kHz，于是两个不同卫星信号之间的多普勒频移差异 $f_d^{(j)}$ 最大可达到 $\pm 12\text{kHz}$ 。由于 C/A 码周期为 1ms，经 C/A 码扩频后信号的频谱每相隔 1kHz 会出现一个较大的峰值，如图所示，当载波频率离检测频率的距离为 0 或者 1kHz 的整数倍时，强信号所引起的互相关峰值较强而且稳定，很有可能被接收机误认为是自相关峰而遭捕获和跟踪。

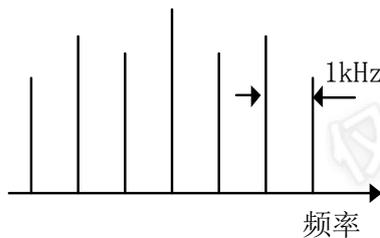


图 3.9 C/A 码扩频信号频谱

3.2.2 互相关干扰分析

(1) 频率维度

为直观观察互相关干扰，通过卫星信号模拟器设置如下场景：一颗强信号卫星（SV24），其余为弱信号卫星。对其中一颗弱信号卫星（SV4）进行捕获（相干积分 10ms，非相干积累 10 次），如图 3.10 所示，最大峰为弱信号自相关峰，略低于最大峰但明显高于噪声的为强信号的互相关干扰峰。将捕获投影到多普勒维度，如图 3.11 所示，三个互相关峰频率分别为 136.7Hz、1133Hz、2129Hz，间距约为 1000Hz，与图 3.9 所示的理论值基本一致。互相关峰主峰宽度与自相关峰宽度基本相同，这表明互相关能量也因频偏而削弱。事实上，自相关或互相关频偏的衰减是由于对数据的直接截取是在时域上对其加了矩形窗，对应到频域就是 sinc 函数。

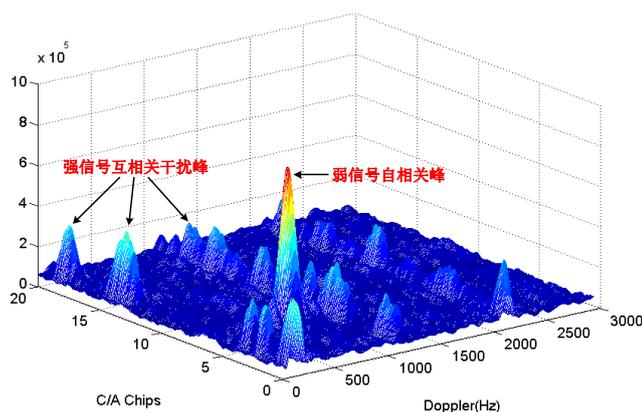


图 3.10 互相关干扰示意

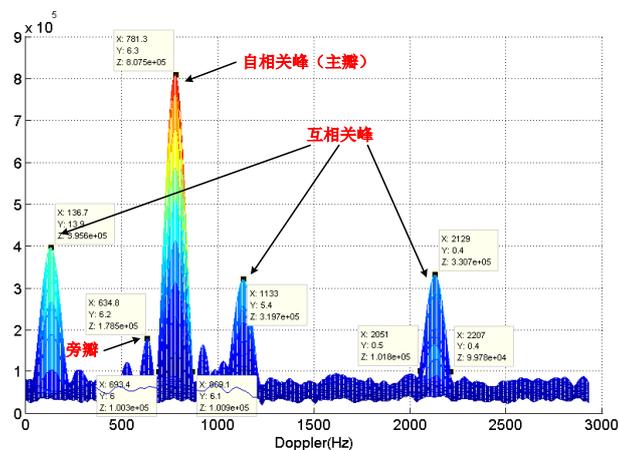


图 3.11 互相关干扰多普勒维度投影

(2) 码相位维度

将图 3.10 投影至码相位维度,得到频点在 1133Hz 附近的互相关峰,如图 3.12 所示。由此可见,在相同频点上,互相关干扰有多个峰。

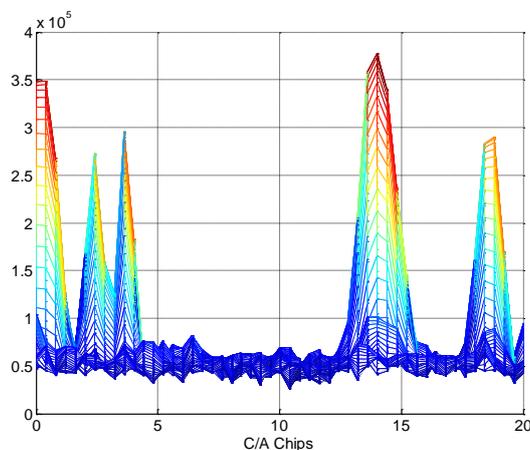


图 3.12 互相关干扰码相位维度投影

为获取互相关峰的码间距信息,对 10 个干扰频点进行统计,如图 3.13 所示,横轴为相邻互相关峰(间隔为 0)的码间距,纵轴为出现次数,其分布函数如图 3.14 所示,该图表明在连续 13.6 个码片上至少出现一次互相关峰的概率 99.88%。

间隔 1~4 个互相关峰的码间距情形如图 3.15 所示,“k=2”表示间隔为 1,“k=3”表示间隔为 2。该图表明,当连续码片的长度分别为 23.27、29.1、33.93、41.67 时,分别至少会有 2、3、4、5 个互相关峰。

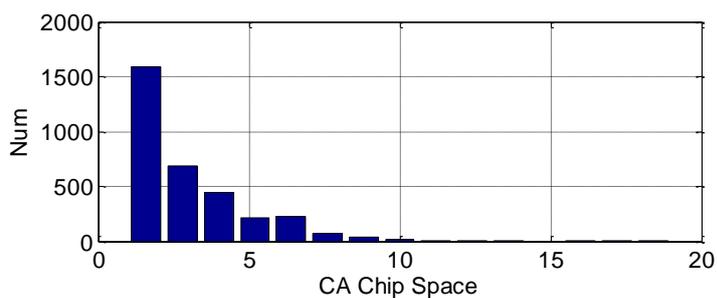


图 3.13 相邻互相关峰间隔统计

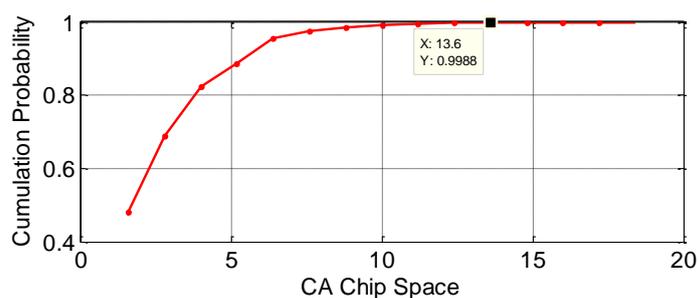


图 3.14 相邻 (K=1) 互相关峰间隔的分布函数

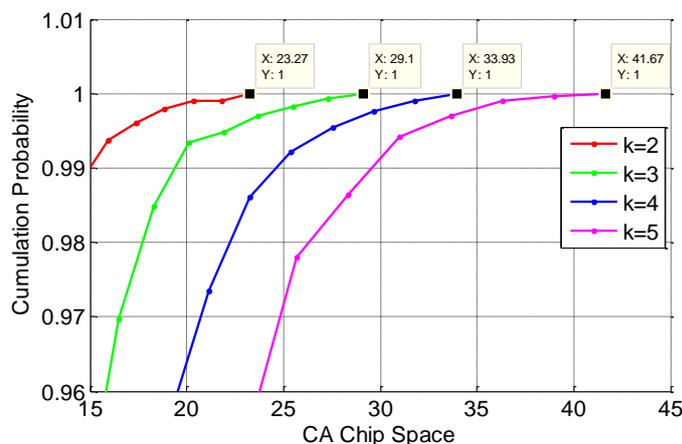


图 3.15 非相邻 (K=2,3,4,5) 互相关峰间隔的分布函数

3.2.3 互相关干扰抑制

对于普通码分多址 (CDMA) 通信系统而言, 可以通过控制发射功率或设计结构和长度更合理的伪码等方式来抑制、改善互相关干扰。但对已投入运行的 CDMA 的 GNSS 系统, 接收机可采用一些方法、技术来抑制互相关干扰。

当弱信号存在且被强信号 (强弱信号载噪比差异大于 24dB) 干扰时, 必须消除掉互相关的影响才能正常捕获弱信号。针对这种情形, 常用的有两种方法:

①**扣除法**: 在对弱信号进行捕获之前, 首先剥离强信号的载波和伪码, 再对其进行扣除, 彻底消除弱信号通道的强信号, 互相关干扰也就不存在了;

②**子空间投影法**: 子空间投影法的基本做法是构造出一种新的码, 是其与强信号的 C/A 码完全正交, 但却与弱信号的有较高的相关性, 通过复制这种新的码与接收信号进行相关运算, 用以检测互相关干扰下的弱信号。

当弱信号存在但不受强信号干扰时, 只需要判断出自相关峰和互相关峰就可以实现正确的捕获。常用的有两种方法: ①**多门限检测法**: 接收机首先搜索载噪比较强的信号, 再降低门限搜索载噪比较低的信号, 若检测到弱信号多普勒频移与已经捕获或跟踪强信号的相差 1kHz 的整数倍, 则可能是互相关干扰, 放弃对该信号的捕获。②**多峰检测法**: 自相关主峰在一个 C/A 码周期内只有一个主峰, 但互相关峰却有多峰, 利用这种差异实现对互相关干扰的抑制, 比如在连续的 23.27 码片上出现的峰值超过两个, 则认为是互相关干扰。

一方面,接收机对强信号的参数的估计不可能非常准确,多径、延时、导航比特的错误解调也会导致扣除效果减弱、失效、甚至起相反作用,而实时构建信号难度大,因此扣除法和子空间投影法并不实用;另一方面,在捕获弱信号过程中,弱信号存在且被强信号干扰的属于小概率时间,因此本文采用多门限检测法和多峰检测法实现对互相关干扰的抑制。

3.4 比特同步技术

比特同步是接收机实现导航定位必要的一个环节。一方面,为更准确地解调出导航比特、获取星历等导航信息,接收机首先要进入比特同步状态,其后是帧同步。只有知道比特跳变的准确位置,才能保证 20ms 相干积分内不会因跳变而引起信噪比的损失,导航比特解析的正确性才得以保证;另一方面,伪距的提取是通过本地时间减信号发射时间获取的,而发射时间的是通过帧、比特、码相位信息拼接出来的,若比特同步出现 1ms 偏差,相应伪距偏差约 300km。

实现比特同步的思路都是基于以下三个事实:(1)在锁相环解调零误码率的前提下,导航比特边沿是 1ms 的相干积分值的正负号发生跳变的唯一位置;(2)长时间尺度上,比特发生跳变属于必然事件,否则无法传递信息;(3)比特边沿与某个 C/A 码周期首个码片边沿严格重合。

3.4.1 比特同步方法

(1) 直方图法

在相干积分时间为 1ms 的情形下,载波环每 1ms 就可以判定当前数据的比特估值,在接收机无错误工作的条件下,比特边沿的确定是一个很简单的任务:凡是相邻 1ms 宽的数据比特之间发生了跳变,就可以确定该跳变处就是比特边沿。在实际中,由于噪声等因素,1ms 积分可能会导致符号的错误,因此,单凭 1ms 宽数据流中的单次跳变来确定比特沿,出现错误的概率会很大。如图所示,为提高比特同步的正确率,直方图法首先对可能存在跳变的位置进行 1~20 的循环编号,若 i 个数据到 $i+1$ 个数据发生了跳变,则对应于第 $i+1$ 的直方的计数器加一,否则不变。每处理完 20ms 的数据之后,检测统计结果是否符合以下两种情形之一。

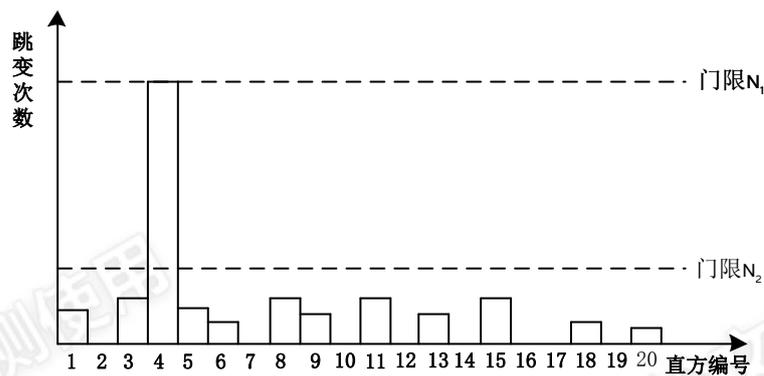


图 3.16 直方图法原理

①有一个直方的计数器值到了门限 N_1 ：如图 3.16 所示例子一样，因为第 4 个的值最大，且达到了 N_1 次，所以可以判定比特同步成功完成。

②至少有两个直方的计数器超过了门限值 N_2 ：这表明信号太弱或比特跳变次数太少，则比特同步失败，个计数器清除进行下一次统计。

如果以上两种都没有发生，则统计继续。若尚未完成比特同步之前出现失锁，则所有计数清零，重新开始。

(2) 比特能量法

比特能量法也需要先假定导航数据比特的起始位置，然后再计算出 20 个假定位置的导航数据比特能量，比特能量最大的位置就被判定为比特的边沿。

比特能量法既可以工作在相位锁定的模式下也可以工作在频率锁定的模式下。一般情况下，锁相环可以获取更准确的频率和相位的信息，但锁频环可以承受更大动态和频率误差。弱信号环境下，锁相环难以正常的工作，因此本文仅讨论频率锁定下的情形。

比特能量法的具体实施过程如图 3.17 所示。

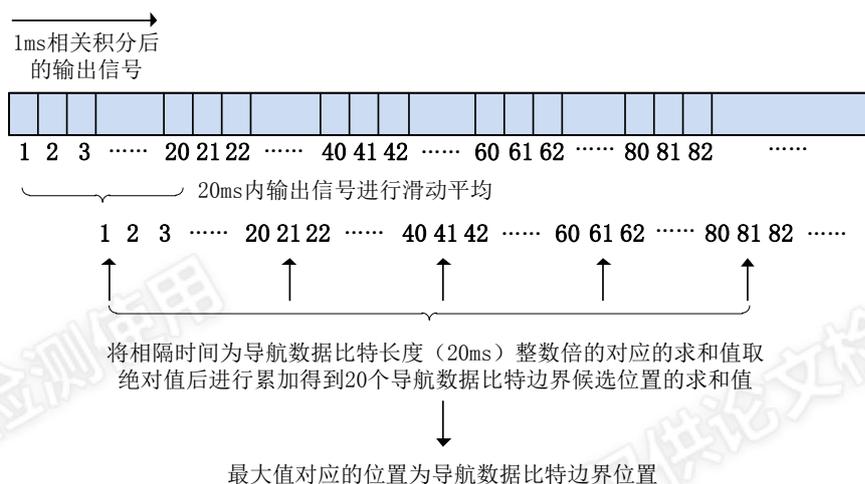


图 3.17 比特能量法原理

3.4.2 比特同步性能分析

影响比特同步性能的主要有三个因素：一是载噪比，在直方图法中，载噪比直接影响着比特解析的正确率，比特能量法中则是导致非比特沿处成为最大峰值，都会使比特同步正确率降低；二是载波频偏，包括由运动变化、晶振等因素造成的频偏，会导致相关峰能量减弱，等效于载噪比的损失；三是比特跳变概率，比特跳变次数越少，比特沿与非比特沿的统计或积分值的差异越小，越不利于比特沿的判定。

下面将以载噪比和比特跳变概率为变量，通过蒙特卡洛仿真的方式对比和分析无频偏条件下直方图法和比特能量法的性能。

1) 直方图法与比特能量法对比。比特同步时间 1s，跳变概率为 25%、50%、75%，如图 3.18 所示。其中，“Hist Method”表示直方图法，“ML Method”为比特能量法，“P”为比特跳变概率。该图表明，①在载噪比较强时，直方图法和比特能量法的错误率都很低，但比特能量法的灵敏度高于直方图法，以 10% 错误率为参考，大约高 8dB，因此比特能量法更适应弱信号环境；②比特跳变概率越大，错误率越低，以 10% 错误率为参考，比特能量法，50% 比特跳变对应灵敏度比 25% 的高约 3dB，这是由于比特能量法本质上就是积分提升信噪比，所以与延长积分提升信噪比表现出类似的规律。

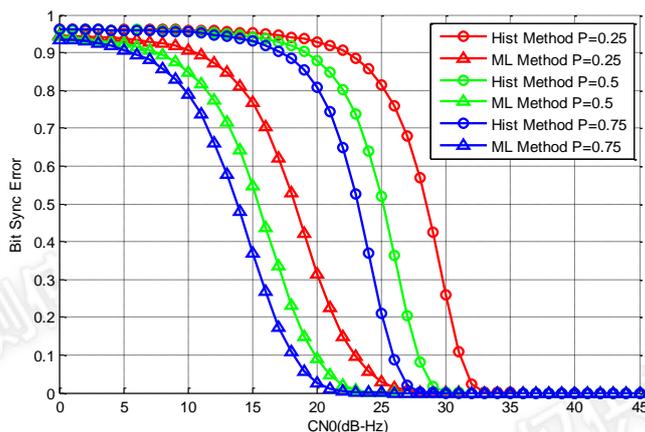


图 3.18 不同跳变概率下直方图法与比特能量法的性能对比

2) 同步时长对比特能量法的影响。比特同步时间为 0.5s、1s、2s，跳变概率为 50%，如图 3.19 所示。以 10% 错误率为参考，0.5s 可达到的灵敏度为 22.6dB-Hz，1s 可达 19.8 dB-Hz，2s 可达 17.7dB-Hz，由此表明，加长时间可提高比特同步灵敏度，但由于非相干积分存在平方损耗，延长一倍积分，并不能提高 3dB 的性能，且信号越弱，效果越不明显。

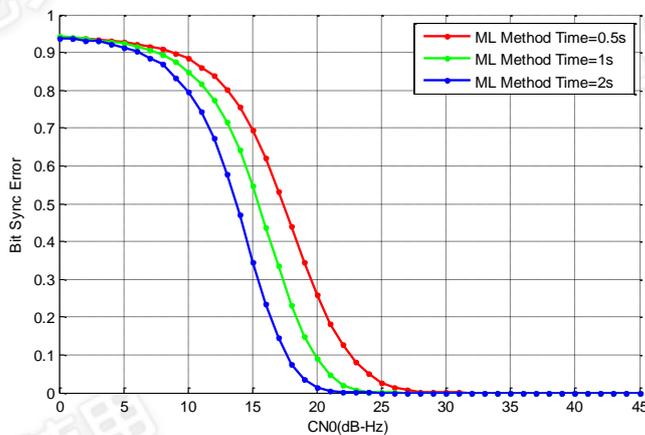


图 3.19 比特跳变概率为 50% 时积分时间对同步性能的影响

3.5 本章小结

本文首先介绍了捕获的基本原理；其次，分析影响了捕获性能的主要因素，并阐明了码多普勒的补偿对弱信号捕获的重要性；再次，介绍了捕获性能的仿真与评估方法，并分析了相干积分、非相干积分、差分相干积分的性能；然后，分析了互相关干扰的基本原理，并结合仿真信号对其特性和抑制方法进行分析；最后，简要介绍了常规比特同步方法和弱信号下的比特同步方法，并对其性能进行了对比和分析。

4 高灵敏度跟踪技术

跟踪阶段,通道以捕获阶段对当前卫星信号载波频率和码相位的估计值为起点,通过环路滤波机制动态地对这两个参数进行精细估计,同时解调出数据比特并解析出星历等接收机需求的导航信息。所以从本质上讲,对信号的跟踪就是环路不断调整本地载波频率和码相位,使其与接收信号的频率和码相位保持一致。

由于卫星与接收机之间的相对运动状态不断发生改变,卫星端时钟与本地晶振漂移的特性也不一致,导致接收信号的频率和码相位也发生变化,而这种变化往往具有随机性,若在保证不失去对卫星信号的锁定,需要环路以闭环反馈的方式不间断地周期运行。信号跟踪环路通常由载波跟踪环和码跟踪环构成,分别用来跟踪频率和伪码的变化,本章第一、二节将阐述跟踪原理;运动条件下,动态是影响接收机灵敏度的主要因素,第三节将分析惯性辅助环路的结构和误差;在惯导为环路屏蔽掉大部分动态后,晶振误差就成了影响跟踪环的主要因素,第四节将基于锁相环对晶振误差进行实测分析;弱信号环境,难以进行帧同步,常规的伪距提取方法变得不适用,第五节将分析辅助信息下的伪距提取方式。

4.1 伪码跟踪环

码环通过本地码发生器复制一个与接收信号 C/A 码频率和相位相同的 C/A 码,然后让两者做相关运算,以剥离接收信号中的 C/A 码,同时积分运算使信号能量高于噪声。基于 C/A 码的良好自相关性,码环能检测出两者间相位差,再通过调整本地码相位,使它在下一时刻仍与接收 C/A 码相位保持一致。

4.1.1 码环工作原理

码环通常以延迟锁定环路(DLL)的形式表现,如图 4.1 所示。中频信号 $s_{IF}(t)$ 首先与复信号载波 $e^{-j\omega t}$ 相乘,使得输出信号中包含多普勒频移在内的载波被彻底剥离,即 $i(t) + j * q(t)$ 的中心频率被搬移到零,但他们仍淹没在噪声中;其后, $i(t) + j * q(t)$ 再分别与本地早码 E 和晚码 L 相乘,剥离 C/A 码,解扩后的信号仅

包含数据比特的真正的基带信号，并且它们的强度与噪声的差异缩小，甚至强于噪声；为进一步增强信号强度，分别对 E 和 L 的 $i(t) + j * q(t)$ 进行相干积分得到 $I + j * Q$ ，然后根据 E、L 积分值或再进行非相干后的积分值鉴别出当前码相位差异 δ_{cp} ，并经过环路滤波后，被反馈至 C/A 码数控振荡器 (NCO)；最后，C/A 码 NCO 相应地调整驱动频率 f_{∞} ，在时钟 f_{∞} 的节拍下，码发生器输出调整后的本地 C/A 码。

4.1.2 码相位鉴别器

非相干超前减滞后幅值法是一种最流行的码相位鉴别方法，计算公式为：

$$\delta_{cp} = (1-d) \frac{E-L}{E+L} \quad (4.1)$$

式中， d 为超前码、及时码、滞后码之间的间距。

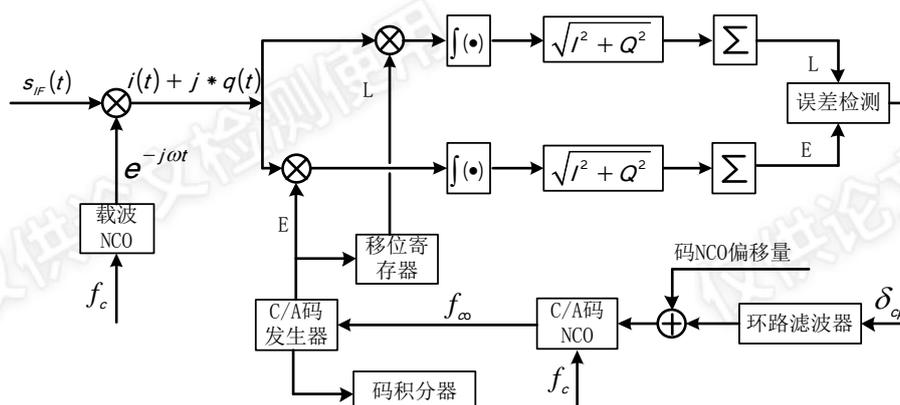


图 4.1 一种典型码环结构

4.2 载波跟踪环

载波环的任务是不间断、周期性地调整本地载波信号使其与接收信号的载波信号达到动态一致的状态，以实现正弦载波的剥离。否则，载波不能变频到真正的基带，不仅难以提取导航电文，而且自相关峰也会被削弱。图 4.2 所示的是一种典型的载波环，若鉴别器用于相位的检测，则是锁相环；若是用于频率差异的检测，则是锁频环。

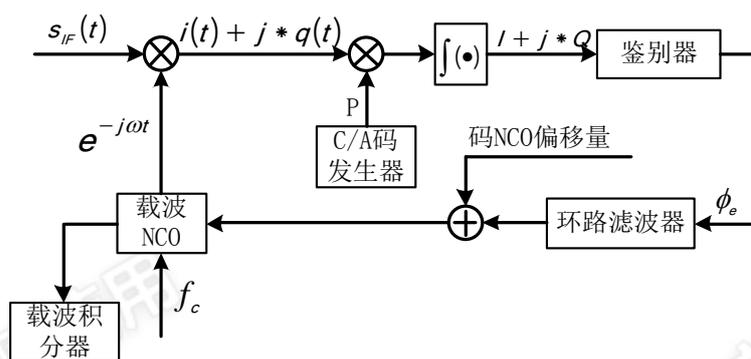


图 4.2 一种典型载波环

4.2.1 锁相环

(1) 锁相环基本原理

锁相环是以反馈调节方式，通过调整本地信号使得输出与输入信号相位差异保持不变的信号处理技术。图 4.3 所示为一种典型的锁相环结构，由鉴相器、环路滤波器和压控振荡器构成 (Hsieh et al., 1996)。其中输入 $u_i(t)$ 和输出可由下式表示：

$$u_i(t) = U_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (4.2)$$

$$u_o(t) = U_o \sin(\omega_o t + \theta_o) \quad (4.3)$$

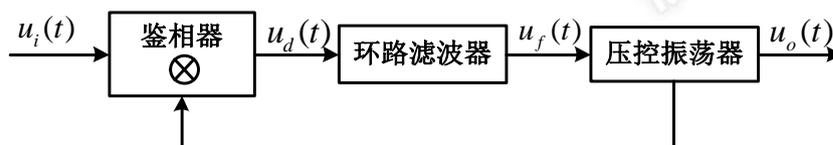


图 4.3 锁相环的基本构成

鉴相器是一个乘法器，用来鉴别输入与输出的相位差值 $u_d(t)$ ：

$$u_d(t) = u_i(t)u_o(t) = K_d \{ \sin[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \theta_o] + \sin[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \theta_o] \} \quad (4.4)$$

其中， K_d 为鉴相器的增益。环路滤波器一般为低通滤波器，高频成分 $\sin[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \theta_o]$ 和部分噪声将被滤除掉，滤波增益记为 K_f 。当锁相环进入锁定状态时，输入与输出角频率相等，即 $\omega_i - \omega_o$ 等于零，输入与输出初相位也很接近，此时滤波输出信号 $u_f(t)$ 可近似表达为：

$$u_f(t) = K_d K_f \sin(\theta_i - \theta_o) = K_d K_f \sin \theta_e(t) \approx K_d K_f \theta_e(t) \quad (4.5)$$

压控振荡器以滤波输出信号 $u_f(t)$ 作为控制信号，产生周期振荡信号 $u_o(t)$ ，其频率变化率与 $u_f(t)$ 的大小成正比，可表达成：

$$\frac{d\omega_0(t)}{dt} = K_0 u_f(t) \quad (4.6)$$

其中 K_0 为压控振荡器的增益。对频率进行积分可得相位，假定零时刻的初相位为零，则压控振荡器输出信号的初相位 $\theta_0(t)$ 可表达成：

$$\theta_0(t) = \int_0^t \frac{d\omega_0(t)}{dt} dt = K_0 \int_0^t u_f(t) dt \quad (4.7)$$

可见，只要锁相环输入与输出信号之间存在不等于零的相位差异 $\theta_e(t)$ ，那么非零的 $u_f(t)$ 就会相应的调整压控振荡器输出信号的频率，最终使输入与输出相位保持一致。

由于比特跳变会导致相位发生 180° 的相变，而科斯塔锁相环对该变化不敏感的特性使其成为一种相当普遍的载波环。谢刚描述了科斯塔锁相环中相位鉴别的几种主要方法（谢刚，2009），本文不再赘述。

4.2.2 锁频环

当图 4.2 中的鉴别器为频率鉴别器时，载波环就变成了频率锁定环路，工作原理与锁相环类似，不再赘述，下文主要介绍几种鉴频器：

(1) 普通鉴频器

相比于鉴相器利用单个历元的 I、Q 路积分值计算出当前时刻相位差 $\phi_e(t)$ ，频率鉴别器则是利用前后历元的相位差的变化率估算出角频率 $\omega_e(t)$ ：

$$\omega_e(t_2) = \frac{\phi_e(t_2) - \phi_e(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (4.8)$$

上式隐含着两个重要的假设，一是，角频率 $\omega_e(t)$ 的绝对值小于 $0.5 / T_{\text{coh}}$ ，因为 $\phi_e(t_2) - \phi_e(t_1)$ 的理论值存在一个 360° 的模糊度；二是，两次鉴相周期内不存在比特跳变，否则鉴频会出现由 180° 跳变导致的误差，如图 4.4 所示；

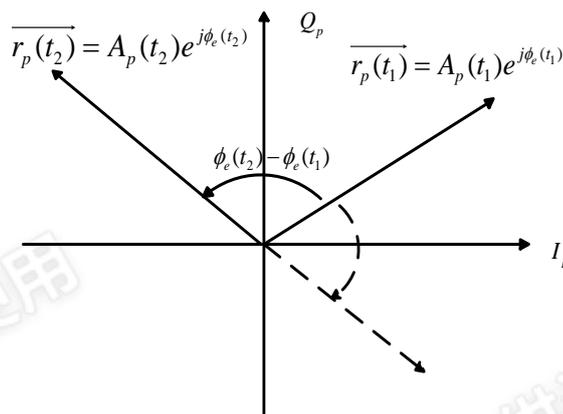


图 4.4 鉴频器基本原理

(2) 能量鉴频器

基于能量鉴频的结构如图 4.5 所示，其中 $s_{IF}(t)$ 为剥离了 C/A 的中频信号，中心频率为 f_0 ，“NCO1”、“NCO2”、“NCO3”对应的载波频率分别为 $f_0 + f_e - \Delta f$ 、 $f_0 + f_e$ 、 $f_0 + f_e + \Delta f$ ， f_e 为 NCO2 的频偏误差， Δf 为“NCO1”、“NCO2”、“NCO3”之间的频率间隔。能量鉴频原理如图 4.6 所示，“E1”、“E2”、“E3”分别 3 个 NCO 对应的积分能量，分布在 sinc 主瓣上，该方法就是利用 Δf 和 E1、E2、E3 反算出频差 f_e 。sinc 主瓣包含无穷的高阶项，以一阶函数拟合为例，频差可表达为：

$$f_e = \frac{(E1-E3)*\Delta f}{2*(E1+E3-2*E2)} \quad (4.9)$$

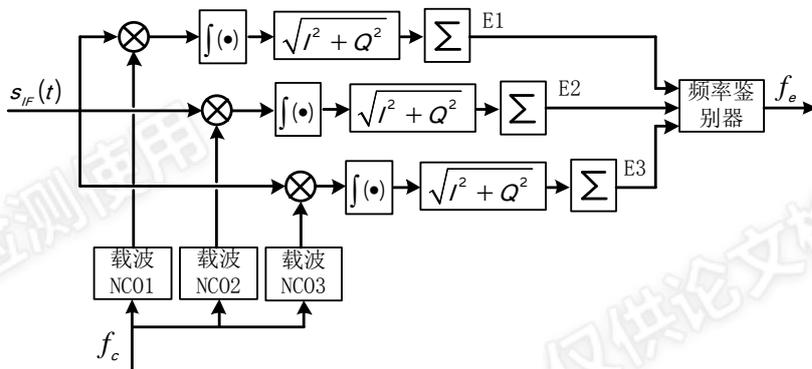


图 4.5 能量鉴频示意图

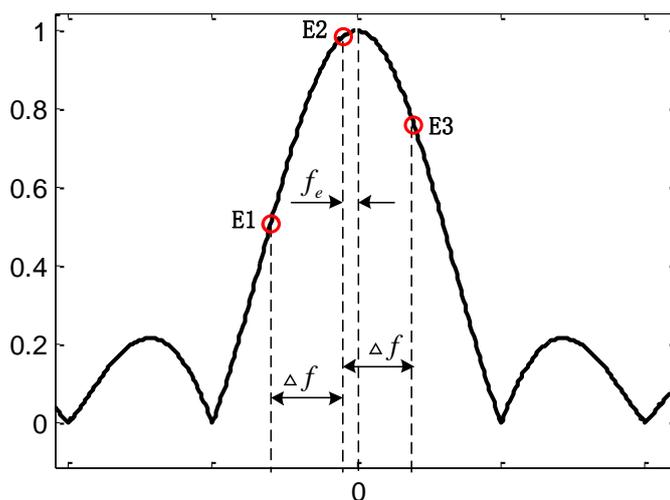


图 4.6 能量鉴原理

(3) FFT 鉴频器

FFT 鉴频器的具体结构有多种, Yan K 等分析了几种常用 FFT 的表现性能(Yan K, 2016)。由于 FFT 就是实现相关运算的一种快速算法, 因此 FFT 鉴频与能量鉴别器并无本质上的差异, 能量鉴频可以看做是局部范围 FFT 鉴频。图 4.7 所示为一种与相比能量鉴频相似的 FFT 鉴频, 但由于其 FFT 运算是在相干积分后进行的, 因此在积分能量上要多一次由频偏导致的削弱。

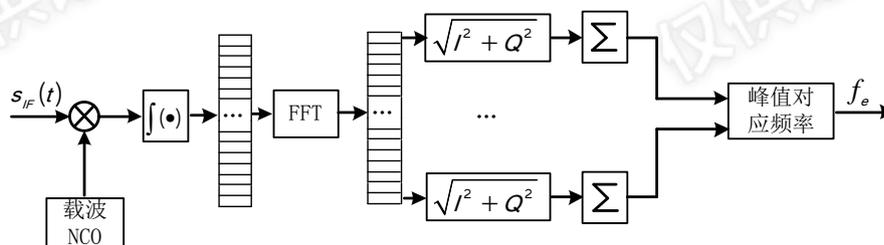


图 4.7 一种 FFT 鉴频示意图

FFT 鉴频原理如图 4.8 所示, 最大谱线对应对频率即为鉴频器输出。当信号较强时, 其谱线的峰值明显高于噪声, 即使搜索 FFT 最大鉴频范围, 也能正确地找出信号; 然而当信号较弱时, 噪声峰值超过信号的概率增加, FFT 鉴频错误的次数增多, 进而影响跟踪环性能。通常情形下, FFT 最大鉴频范围足够动态的需求, 因此可根据动态估计出需求的鉴频范围, 再进行鉴频, 可有效降低鉴频出错的概率。这种限制鉴频范围的方法在一定程度上等效于对信号进行低通滤波, 降低噪声带宽, 提高了信噪比。

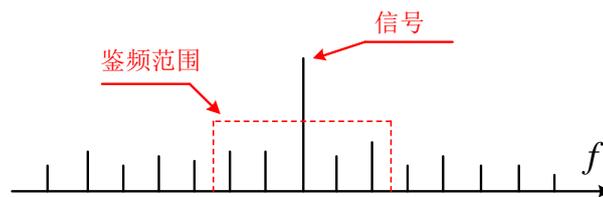


图 4.8 FFT 鉴频原理

由于比特跳变的影响，普通鉴频器积分时长受限，在弱信号下性能较差，而能量鉴频器和 FFT 鉴频器可以进行非相干积分，因而可以达到更好灵敏度；能量鉴频器可以看做是 FFT 鉴频的一个子集，但 FFT 鉴频运算量更少，且能灵活设置鉴频范围，因而被更广泛的采用。因此，本文锁频环采用 FFT 鉴频方式。

4.2.3 锁相环与锁频环的组合

通常情形下，锁频环的噪声带宽较窄，载波相位的测量值较精确，然而对动态应力的容忍性较差，当噪声较强时或所需环路带宽较宽时，锁相环难以锁定信号；而锁频环的噪声带宽较宽，具有更好的鲁棒性，能更好地响应接收机的高动态应力和容忍射频、多路径和电离层风暴等干扰，也能跟踪到更弱的信号，但载波相位测量值精度较差，并且数据解调的错误率更高。

为充分发挥锁相环和锁频环优势，通常将两者结合起来去跟踪、测量接收到的载波信号，使接收机在动态性低的时能像锁相环那样精确地跟踪和测量载波信号，在动态性较高时能像锁频环那样稳定的锁定信号或能快速进入重捕和牵引信号。由于环路滤波阶数相同时，锁频环比锁相环能跟踪更高一阶的动态，因此，一阶锁频环通常用来辅助二阶锁相环，而二阶锁频环常用来辅助三阶锁相环。图 4.9 所示为二阶锁频环辅助三阶锁相环的滤波部分，其中锁频环带宽由其特征频率 ω_{nf} 决定，锁相环带宽由其特征频率 ω_{np} 决定， ω_{nf} 和 ω_{np} 通常是不同的。

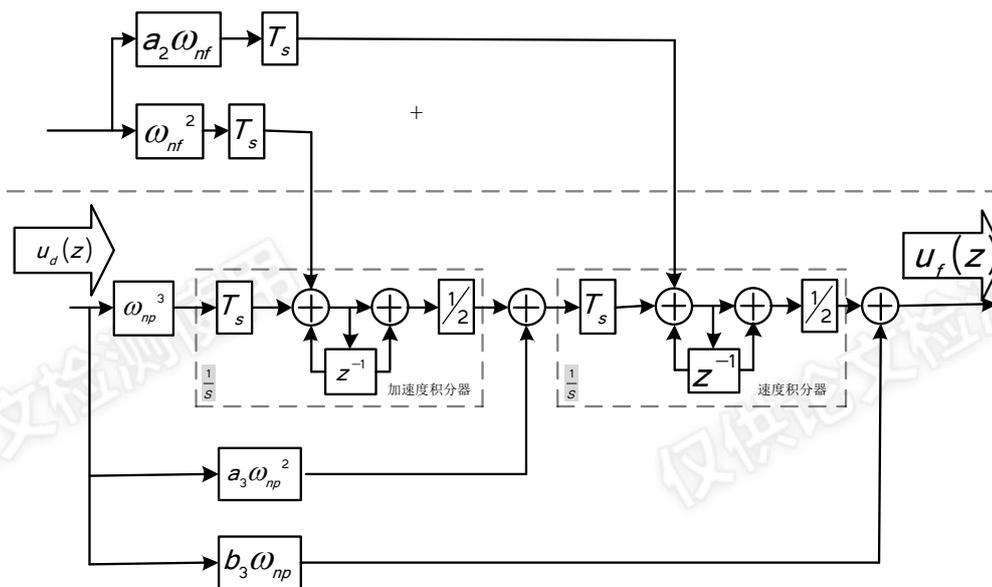


图 4.9 二阶锁频辅助三阶锁相

4.3 动态高灵敏度跟踪

当接收机工作在静止模式下时，载体和卫星之间的相对运动的变化较慢，较小的环路带宽即可跟踪上该变化，因此压缩带宽是提高跟踪灵敏度的最直接的手段之一；另外，输入信号的信噪比对跟踪环的稳定工作也至关重要，而积分时间的加长是提高信噪比的有效方式，因此，延长积分时间对提高跟踪灵敏度也具有重要的意义。

然而，当接收机工作在运动模式下，载体和卫星之间的相对运动的变化较快，为了能跟踪上这种快变，就必须加大环路带宽，另外，由于带宽与积分时间乘积必须小于 0.5，带宽的加大意味着积分时间的上限减小。因此，提升动态跟踪能力和提高灵敏度是矛盾的。由此可见，若要在动态条件下获取更高的跟踪灵敏度，最有效的手段之一就是降低环路承受的动态，延长积分时间、压缩带宽。

综上所述，环路的带宽是为了满足频偏变化的部分。运动模式下，导致频偏变化的主要因素就是载体运动状态的变化，而惯性器件能快速响应运动状态的变化，且短期精度高，可为环路屏蔽掉大部分运动导致的动态，使其工作在准静态的模式下，进而提高跟踪灵敏度。

4.3.1 惯性辅助跟踪环结构

第 2.3 节介绍的 GNSS/INS 松组合导航为定位层面（算法层面）的数据融合，主要是 GNSS 对 INS 的约束和修正，反之，INS 也可以为环路提供运动信息（信号层面），使其承受更小的动态，达到更高的灵敏度。

图 4.10 所示为一种 GNSS/INS 标量深组合系统的结构框图（张提升，2013），系统包含 GNSS 接收机和 INS 两个子系统：GNSS 接收机子系统中，红色箭头为 INS 在信号层面对 GNSS 跟踪环路的辅助；INS 子系统中，“组合导航滤波器”为算法层面的数据融合，主要修正惯性导航误差，估计并反馈传感器误差。

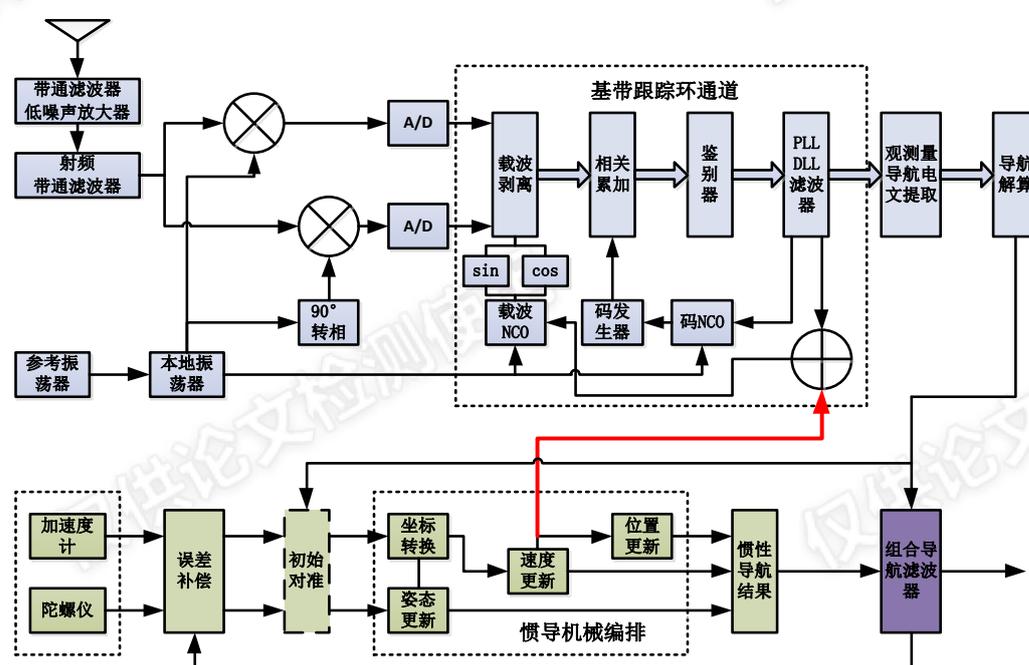


图 4.10 一种标量深组合系统的结构框图

4.3.2 环路的误差分析

对 INS 辅助载波跟踪环进行合理的简化，得到图 4.11 所示的 INS 辅助载环路的模型（Zhang T, Niu X, 2015）。其中， $\theta_i(s)$ 和 $\theta_o(s)$ 分别表示锁相环的输入和输出，晶振引入的误差 $\theta_{clk_error}(s)$ 和热噪声引入的误差 $\omega_\varphi(s)$ 对 INS 辅助跟踪环的影响与传统环路一致， $\Delta f_{IMU}(s)$ 为 INS 姿态、速度、位置等误差导致的多普勒辅助信息误差， $e^{-s t_0}$ 为 INS 辅助信息滞后于环路更新的时长 t_0 。由于 IMU 采样率一般为几百赫兹，其响应动态的带宽远大于环路带宽，因此 IMU 低通滤波器模型被简

化为 1。

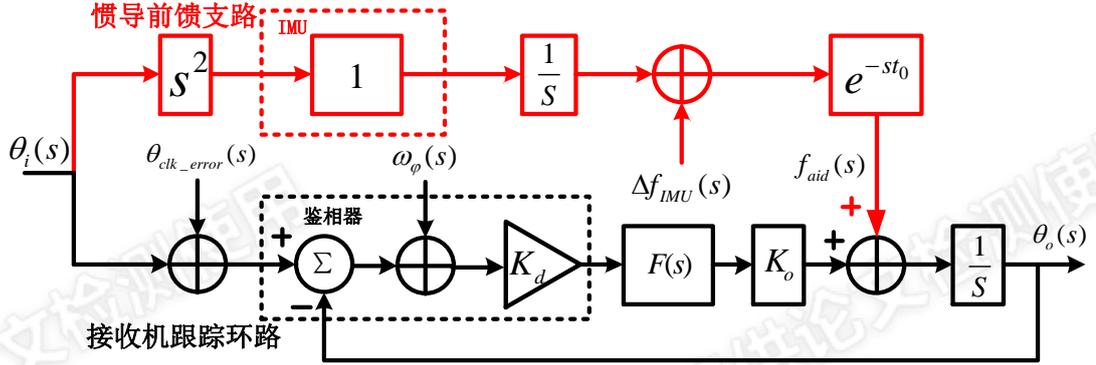


图 4.11 惯导辅助环路模型

热噪声 $\omega_\varphi(s)$ 引起的环路相位跟踪误差 $\delta\theta(s)$ 与传统锁相环一致：

$$\delta\theta(s) = -H(s)\omega_\varphi(s) = -\frac{K_d K_o F(s)}{1 + K_d K_o F(s)} \omega_\varphi(s) \quad (4.10)$$

同理，晶振颤动 $\theta_{clk_error}(s)$ 引起的环路相位跟踪误差 $\delta\theta(s)$ ：

$$\delta\theta(s) = (1 - H(s))\theta_{clk_error}(s) = \left(1 - \frac{K_d K_o F(s)}{1 + K_d K_o F(s)}\right) \theta_{clk_error}(s) \quad (4.11)$$

INS 前馈支路提供的多普勒辅助信息的水平直接影响着深组合环路的辅助性能。 $\Delta f_{IMU}(s)$ 引起的环路相位跟踪误差 $\delta\theta(s)$ 表示为：

$$\delta\theta(s) = -\frac{1}{s} \Delta f_{IMU}(s)(1 - H(s)) = -\frac{1}{s + K_d K_o F(s)} \Delta f_{IMU}(s) \quad (4.12)$$

当 INS 辅助信息滞后环路更新时，环路跟踪误差 $\delta\theta(s)$ 修正为：

$$\delta\theta(s) = (1 - e^{-st_0})\theta_i(s)(1 - H(s)) = (1 - e^{-st_0}) \frac{s}{s + K_d K_o F(s)} \theta_i(s) \quad (4.13)$$

综上可得 INS 辅助跟踪环的环路总误差为：

$$\delta\theta(s) = (1 - H(s)) \left(\theta_{clk_error}(s) - \frac{1}{s} \Delta f_{IMU}(s) + (1 - e^{-st_0}) \theta_i(s) \right) - H(s)\omega_\varphi(s) \quad (4.14)$$

传统跟踪环路的误差为：

$$\delta\theta(s) = (1 - H(s)) (\theta_{clk_error}(s) + \Delta\theta_i(s)) - H(s)\omega_\varphi(s) \quad (4.15)$$

对比 (4.14) 和 (4.15) 可知，由热噪声和晶振引入的跟踪误差在惯性辅助前后保持不变。传统跟踪环由动态应力导致的误差为 $(1 - H(s))\Delta\theta_i(s)$ ，辅助后该

误差被替换为多普勒辅助信息估计的误差 $(1-H(s))\left(\frac{1}{s}\Delta f_{IMU}(s) + (1-e^{-st_0})\theta_i(s)\right)$, 这部分动态残余误差一般较小, 对其进行跟踪仅需较窄的带宽。

4.3.3 载波环性能评估方法

由于载波环是一个非线性系统, 而且滤波器参数、动态、噪声、晶振等因素都会影响环路性能, 导致理论建模和分析较复杂。然而, 选取足够多的样本对环路进行激励, 也可以统计出环路的各项特征, 即蒙特卡洛仿真。

由于中频数据采样率高, 计算量大, 因此仿真的起点为相干积分后的信号。具体仿真流程如图 4.12 所示, 与真实环路不同的是, “真值”由仿真程序设定, “信号”由“估计误差”根据相关积分表示式生成。以二阶锁相环评估为例, 设计参数如下: 环路相干积分时间为 10ms, 阻尼系数为 0.7071, 带宽为 10Hz。在假定信号频差为常值且误差仅为白噪声的情形下, 仿真结果如图 4.13 所示, 横轴为载噪比, 纵轴为稳态跟踪时相位抖动的标准差, 其中“**Theoretical**”、“**Estimated from the actual error**”和“**Estimated from the loop filter output**”分别对应理论值、与真值对比的估计值(外符合)和与环路滤波器的估计值(内符合)。

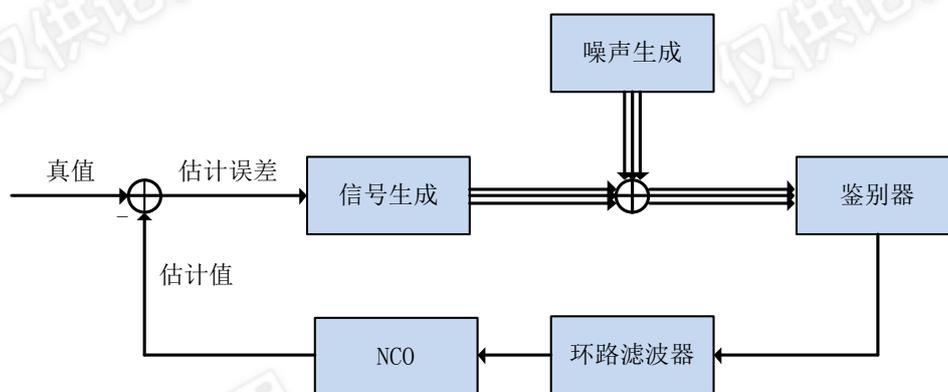


图 4.12 载波环性能评估流程

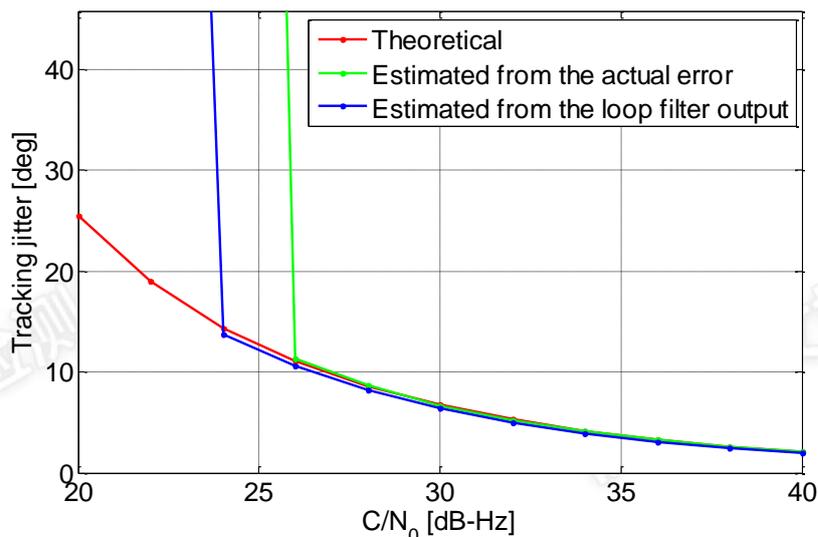


图 4.13 不同载噪比下二阶锁相环相位抖动

4.4 基于锁相环的晶振误差分析

跟踪环 NCO 的多普勒包含三个分量：接收机与卫星的相对运动导致的多普勒、接收机钟漂产生的等效多普勒。其中接收机钟漂一般从定速解算中获取，如果钟漂的估计值或预测值的辅助有利于减小环路的负担，则进行反馈，否则不反馈。值得注意的是，NCO 的多普勒为环路带宽可跟踪上的部分，而跟踪不上的部分在 NCO 上则无法呈现，为本文分析的重点。

4.4.1 分析方法

相比锁频环和码环，锁相环对晶振的误差更敏感，因此，本文通过锁相环来分析晶振。为说明测试分析方法，我们假定一种理想情形：锁相环不受相对运动和白噪声的影响，只需要跟踪钟漂，已经处于稳状态且本地信号与接收信号频偏和相位差均为零，然后断开环路对 NCO 的反馈（即环路带宽为零），也就是本地信号频率保持不变。如果相位差（鉴相器输出）保持为零，则认为本地晶振与该卫星时钟严格同步，具有很高的稳定度；否则，认为是由接收机晶振频率的变化导致了相位差的漂移，这是因为 GPS 卫星端原子钟稳定度远高于接收机晶振。这种测试方法不仅可以获取到晶振误差水平，还可以通过统计相位误差得到实用的带宽参数。

为尽量接近上述理想情形，测试应该满足如下条件：在强信号环境下，保持接收机为静止状态，再将卫星运动导致的多普勒不断地反馈至本地 NCO，加长环路的积分时间以获取足够的信噪比，则可认为环路不受相对运动和白噪声的影

响。由于跟踪环难以达到频差严格为零的状态，且无法判定，需要一定的带宽使环路保持稳定的状态，因此，晶振的低阶分量会被环路稳定地跟踪和反馈，鉴相器输出反映的则是环路跟踪不上的晶振误差和较小的噪声误差。下面将对思博伦 GSS6425 晶振进行测试和分析。

4.4.2 思博伦 GSS6425 晶振测试分析

静态开阔天空条件下，通过思博伦 GSS6425 记录仪采集一组数字中频信号，利用本文软件接收机进行处理，锁相环设置为 3 阶，带宽为 1Hz，积分时间为 100ms，根据奈奎斯特采样定律，鉴相器输出信号的带宽为 5Hz。不失一般性，选取 3 颗卫星（SV 13、SV15 和 SV20）进行跟踪，如图 4.14 所示，稳态跟踪后 3 颗卫星对应的鉴相器输出具有高度的相似性，这也表明鉴相器输出的主要成分来源于晶振。

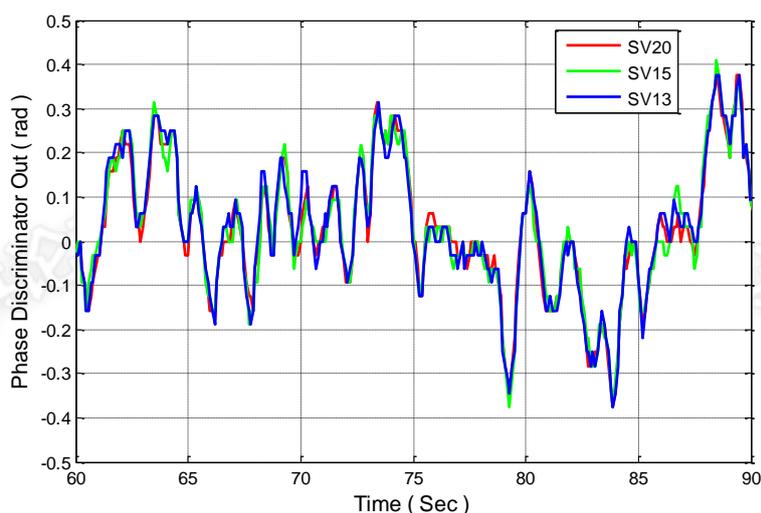


图 4.14 不同卫星的鉴相器输出

对相位进行微分可得到频率，但同时噪声的影响被放大了，因此先对鉴相器输出做 5 点滑动平均滤波（相当于带宽为 1Hz 的低通滤波器）以提高信噪比，再进行微分，如图 4.15 所示，频率在零附近表明钟漂的低阶分量（1Hz 带宽的锁相环可跟踪上的分量）已经被环路跟踪和反馈；变化大于 1Hz 高阶分量被滑动平均滤波器滤除了，因而没有呈现出来；呈现出来的主要是变化小于 1Hz 但锁相环跟踪不上的高阶分量。

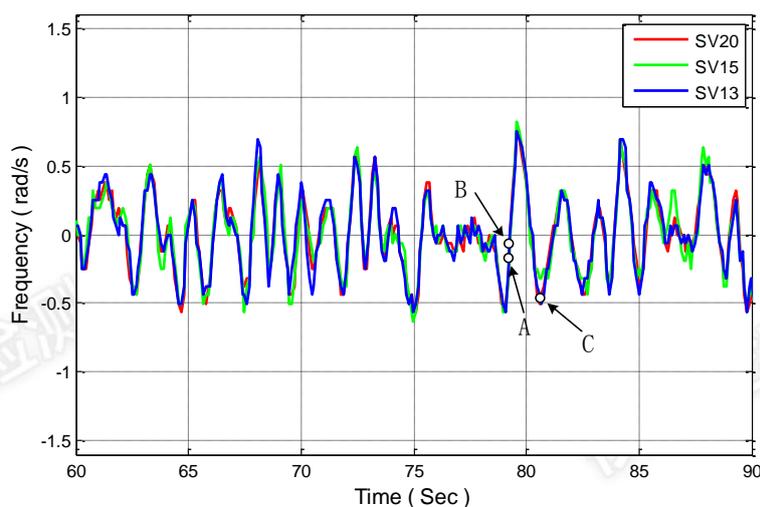


图 4.15 鉴相器输出的微分

4.4.3 关于反馈晶振误差的分析

a. 晶振频率斜升不明显

假设晶振频率变化如图 4.15 所示，在某个常值附近波动，且相比波动频率斜升不明显。①反馈周期远大于波动周期：比如接收机在 A 时刻准确的估计出了晶振误差，通过外推等手段可预测出 B 时刻的误差，则晶振误差的反馈有利于减少环路的负担；②反馈周期没有足够大于波动周期：即在信号层面上出现了欠采样，采样不足以描述波动信息，由此会导致通过 A 时刻及以前的误差信息，难以预测出 C 时刻的误差，反馈反而会加大环路的负担。

因此，在晶振频率斜升不明显的情形下，反馈晶振误差的必要条件为：首先接收机能准确估计晶振误差，其次反馈周期必须足够小（足以描述晶振的波动信息）。

b. 晶振频率斜升明显

假设晶振频率变化如图 4.16 所示，短时间尺度上晶振频率步进波动明显，长时间尺度上频率斜升明显。①反馈周期远大于波动周期：在反馈周期时间尺度上，频率斜升不明显，反馈的必要条件与 a 情形相同；②反馈周期小于波动周期：比如通过 B 时刻、A 时刻频率线性外推出 B~C 时间段的频率，由于预测值很大程度上能表示频率斜升，因而反馈有利用降低环路承受的动态。因此，在晶振频率斜升明显的情形下，反馈晶振误差的必要条件为：反馈周期尺度上，频率斜

升明显（相比波动），且预测值能有效地表示真实值。

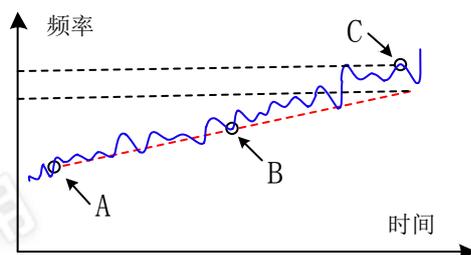


图 4.16 频率斜升明显的晶振

4.5 信息辅助下的伪距提取技术

4.4.1 常规伪距提取方式

第 2.2.3 节指出，伪距是信号的接收时间 t_u 减去发射时间 $t^{(s)}$ 再乘以光速，其中信号接收时间是从本地时钟读出的，而发射时间则是通过测量 C/A 码相位获取的。如图 4.17 所示，接收机通过相关器并利用 C/A 良好的自相关性，从而测得在接收时刻 t_u 时所接收到卫星信号中的 C/A 码相位值 CP。当接收机对接收信号已经进入子帧同步状态，信号发射时间 $t^{(s)}$ 相应的构筑公式为：

$$t^{(s)} = TOW + (30w + b) \times 0.02 + (c + \frac{CP}{1023}) \times 0.001 \quad (s) \quad (4.16)$$

其中，每一子帧中的 TOW 对应着下一子帧起始沿的 GPS 时间，因而当前的 TOW 等于上一子帧交接字中的截短的周内时计数再乘以 6。除了当前子帧对应的 TOW 外，信号发射时间 $t^{(s)}$ 还应加上该子帧沿至接收信号片刻之间的时间：首先，当前子帧中，接收机已经接收 w 个数据码的字，一个字包含 30 个比特；然后，在当前字中，接收机已收到 b 个比特，一个比特长 20ms；接着，在当前字中，接收机已收到 c 整周的 C/A 码，CA 码的周期长为 1ms；最后，信号发射时间还要加上当前这一周 C/A 码中的码相位测量值 CP。

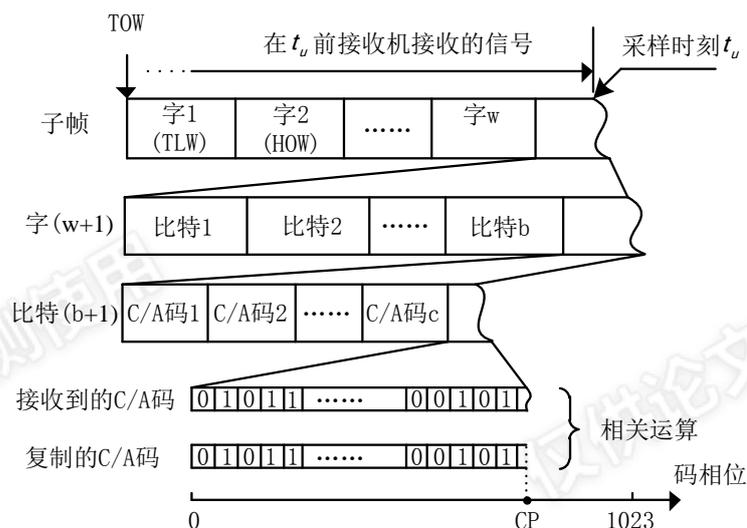


图 4.17 常规信号发射时间提取原理

4.4.2 信息辅助下的伪距提取方式

(1) 强信号环境

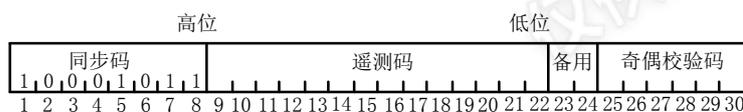
随着 GNSS 被广泛的应用到手机、口袋型电子娱乐导航仪等消费电子中，接收机很容易获取到参考时间、终端参考位置和卫星星历等外部辅助信息，即获得温启动甚至热启动的条件。不同误差条件下，接收机获取 TOW、子帧 w 、字 b 、C/A 码周 c 的完整度不同，具体提取信号发射时间 $t^{(s)}$ 也略有差异。比如当辅助的时间误差加上位置误差（除以光速换算成时间）小于 0.5ms 时，接收机则可以计算出当前时刻 TOW、子帧 w 、字 b 、C/A 码周 c ，因而无需达到比特同步和帧同步的状态，仅需测量当前码相位 CP 即可获取信号发射时间 $t^{(s)}$ 。同理，当时间误差加上位置误差小于 10ms 时，接收机达到比特同步即可提取信号发射时间。

(2) 弱信号环境

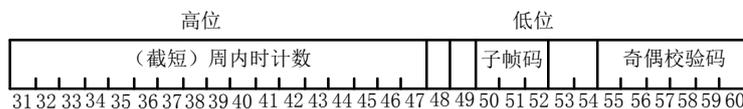
当时间误差加上位置误差大于 10ms 时，接收机必要达到比特同步和子帧同步才能提取信号发射时间。常规的子帧同步首先要正确地解调出导航比特，再判断其是否为帧头（遥测字和交接字），然而弱信号环境下，导航比特的解调误码率变高，导致接收机难以准确识别出帧头，因此常规的子帧同步方法不再适用。

但是每一子帧的前两个字均为遥测字和交接字，因而它们在导航电文中每 6s 出现一次。图 4.18(a)显示了遥测字内部码位的分布情况，其中，第 1~8 比特是二进制同步码，固定为 10001011 ，第 9~22 比特提供特许用户需要的信息，第

23~24 比特保留，而最后 6 比特为奇偶校验码，因此遥测字的 30 个比特可当做已知信息。图 4.18(b)为交接字码位分布情况，它的第 1~17 比特是从 Z 计数器上得到的截短的周内时计数值，该值乘以 6 可得当前子帧结束、下一子帧开始时所对应的 GPS 时间，根据当前时间信息的准确程度，交接字部分比特信息也可当做是已知信息。比如当时间准确确定小于 3s（子帧周期的一半），“(截短)周内时计数”、“子帧码”、“奇偶校验码”可直接估计出来，即遥测字和交接字 60 个比特信息皆为已知。



(a) 遥测字



(b) 交接字

图 4.18 遥测字和交接字码位分布

弱信号环境下，子帧同步过程如图 4.19 所示：假定当前时刻导航比特缓存与帧头（遥测字和交接字）对齐，将缓存的一系列 20ms 相干积分值与帧头相乘，然后进行相干积分和非相干积分，并计算载噪比。如果缓存与帧头已经对齐，积分能则不会因比特翻转而损失，即载噪比不会衰减，由此可判定子帧同步成功，否则，在下一个 20ms 继续进行检测。

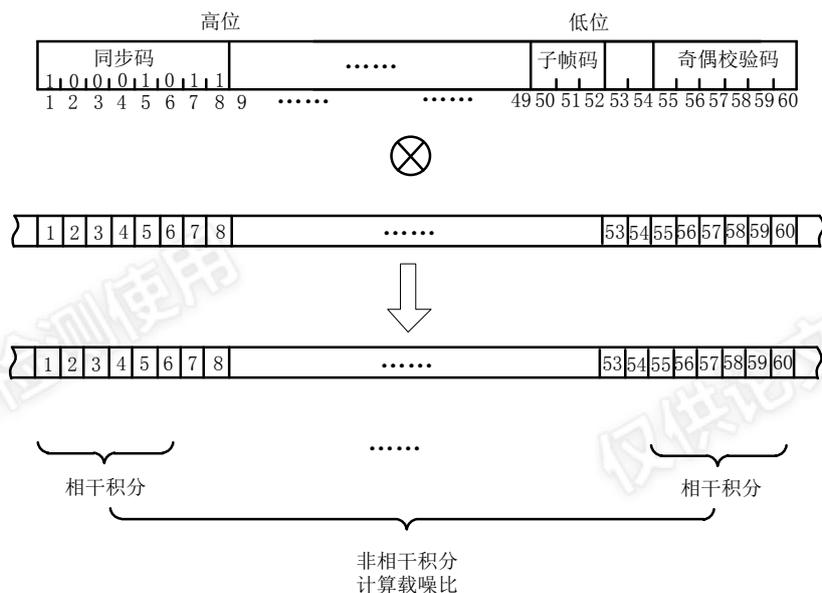


图 4.19 弱信号环境下子帧同步原理

图 4.20 给出了载噪比分别为 23dB-Hz 和 19dBHz 时，每 20ms 进行一次子帧同步检测的情形，其中相干积分时间为 100ms，非相干积累 12 次，锁频环带宽 0.2Hz。当载噪比为 23dB-Hz 时，子帧同步特征（两个峰值的间隔为 6s）表现比较明显；当载噪比为 19dB，噪声影响变大，特征被弱化。与 Tong 搜索检测法类似，可通过多次检测，统计峰值间隔，以提高正确率。

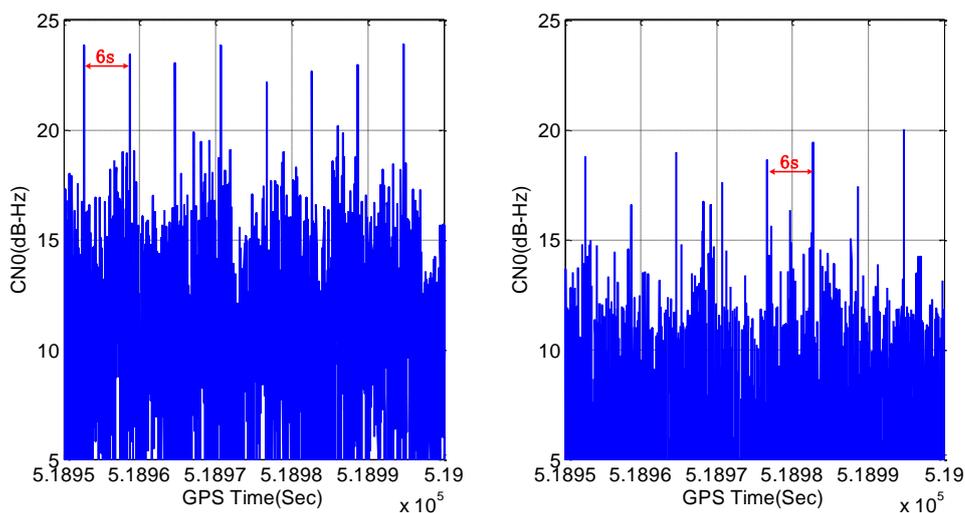


图 4.20 弱信号子帧同步示例

4.6 本章小结

本章第一部分首先介绍了伪码跟踪环的基本结构和运行机制，其次，对锁相环的工作原理简要的分析，然后对比了三种鉴频器的鉴别原理，表明 FFT 鉴频是弱信号环境下最适合锁频环的鉴频方式。本章第二部分首先分析了静态和动态环境下影响跟踪灵敏度的主要因素，针对动态环境，设计了基于惯性辅助的跟踪环结构，其次，在理论上对环路误差进行分析，并提出了一种基于蒙特卡洛仿真的环路误差分析方法。本章第三部分提出了一种基于锁相环的晶振误差分析方法，并结合实测数据阐明了晶振误差估计与补偿的必要条件。本章第四部分介绍了信息辅助下伪距提取的方法，并针对弱信号环境，提出了一种基于信号匹配的子帧同步方法，进而实现秒级时间误差下的伪距提取。

5 软件接收机实现与测试分析

随着集成电路的快速发展，微处理器的运算能力不断增强，以软件化的形式处理 GNSS 信号越来越受欢迎。软件接收机具有扩展性强、结构可变、设计灵活、开发方便、升级容易等优点，已被广泛应用于 GNSS 接收机的设计（Tsui, 2005; 鲁郁, 2009）。软件接收机包括两种：一是嵌入式软件接收机，比如基于 DSP+FPGA 架构的平台，FPGA 实现多通道的相关运算和少量控制，DSP 则负责跟踪环和导航解算；二是基于通用 PC 机的软件接收机，它具有开发周期短、调试方便等优点，常用于算法研究和设计验证工作，本文软件接收机则是这种形式。

本章首先介绍本文软件接收机的主体，其次在对捕获性能进行测试分析，再次，分别在静态和动态环境下对跟踪环灵敏度进行测试分析，然后对定位进行测试，最后进行车载测试。

5.1 软件接收机系统设计

5.1.1 软件接收机架构

(1) 功能结构

软件接收机主体由三个功能模块组成：GPS 基带信号处理、GPS 导航解算和组合导航解算。系统总体架构如图 5.1 所示，各部分功能说明如下：

1. GPS 基带信号处理：中频数据的解码与缓存，实现对卫星信号的捕获、跟踪、比特同步、导航比特解调、帧同步；
2. GPS 导航解算：在提取导航电文和观测量后，进行 PVT 解算并输出导航信息；
3. 组合导航解算：实现机械编排和 GPS/INS 组合，并生成多普勒辅助信息。

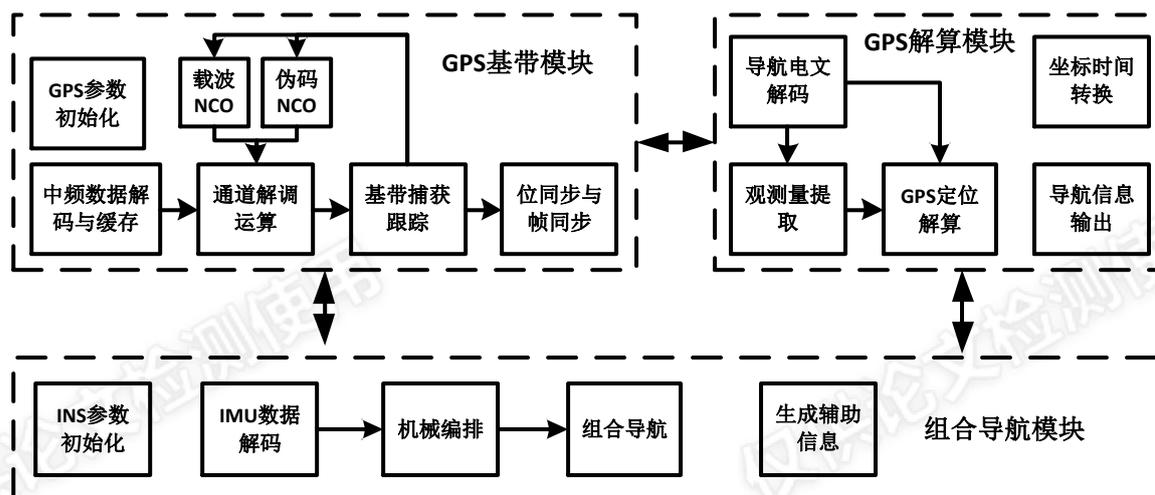


图 5.1 系统总体架构

(2) 顶层流程

软件接收机顶层工作流程如图 5.2 所示，主要包括“GPS 部分”和“INS 部分”，接收机可以工作在独立 GPS 模式下，也可以工作 GPS/INS 组合导航模式下。

“GPS 部分”主要包括：中频数据接口、通道数据处理、观测值提取及定位，其中，通道数据处理包括噪声通道、背景通道、常规通道，噪声通道用于估计环境噪声，背景通道主要用于捕获遗漏的强信号，“INS 部分”主要包括：IMU 数据接口、机械编排及多普勒辅助信息计算、组合更新。下面将重点阐述常规通道工作流程。

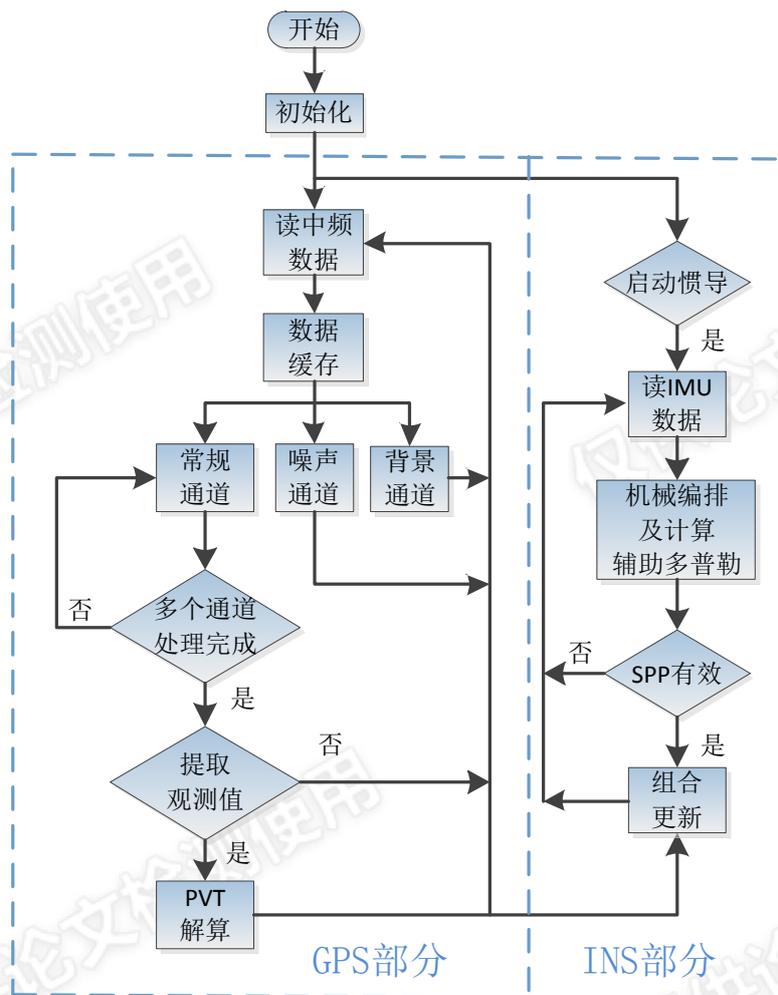


图 5.2 软件接收机顶层工作流程

(3) 常规通道

常规通道流程如图 5.3 所示，主要有三个工作状态：①捕获状态：首先设置卫星号和搜索范围，根据目标载噪比设置积分参数；其后进行非相干积分操作并对峰值值进行排序；最后，在频点和码相位都搜索完成后，如果积分能量超过门限，则进入验证状态，否则进入下次捕获。②验证状态：根据捕获阶段的峰值信号，首先调整本地码相位使其与接收信号码相位对齐；然后，设置多普勒和码相位范围，待码相位为零开始进行积分，若能量超过门限且比特同步成功，则进入跟踪状态，否则进入捕获状态。③跟踪状态：环路首先进行频率锁定检测、码相位锁定检测、互相关干扰检测，若检测不通过则认为信号不正常，进入捕获状态；然后，在检测通过后，环路将不断估计出载噪比，以此判断锁定状态，若当前环路失锁但载噪比高于门限，则重新配置环路参数进行跟踪，否则进入捕获状态。

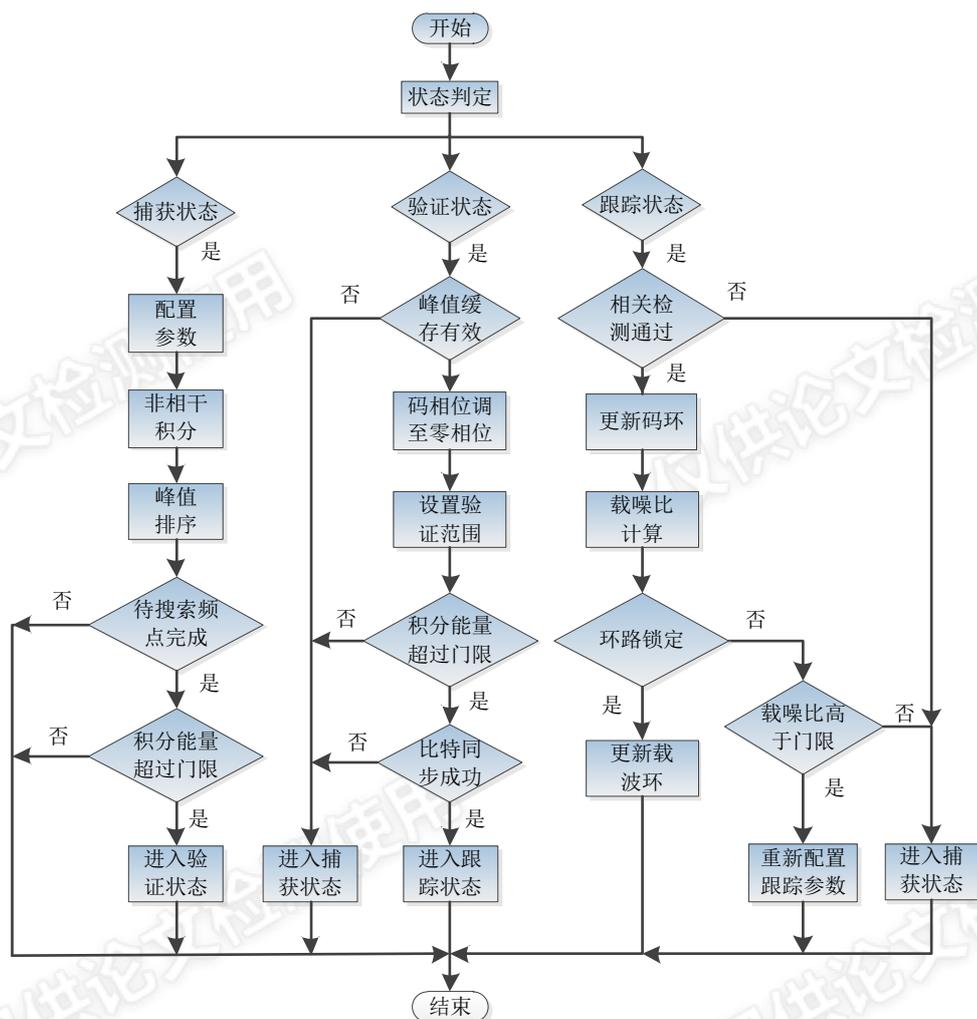


图 5.3 常规通道流程

5.1.2 INS 辅助信息算法

接收机和卫星之间的相对运动和晶振频率的不稳定等因素导致本地复制信号与接收信号之间的频差不断变化，有限次数的调整并不能使二者频率保持一致，因此需要跟踪环动态的调整以跟踪这种变化。由于卫星的最大的相对加速度引起的频率变化仅 0.93Hz/s ，而一倍于 g （即 9.8 m/s^2 ）的载体加速度最大可引起 51.5Hz/s 的频率变化，可见，载体的运动是决定频偏变化快慢的主导因素。由于 INS 能快速、准确地响应载体运动状态的变化，提供速度和加速度信息，使环路需要的跟踪的频偏变化大幅度减少，因而 INS 辅助跟踪环的形式备受青睐。

INS 辅助的信号包括多普勒频率和多普勒变化率两种，这里仅讨论多普勒频率辅助模式。首先，将载体运动信息（位置、速度和姿态）从 INS 中心映射到天线相位中心；然后，计算出每颗卫星的位置、速度，以及 LOS（卫星与天线相位

中心视线) 单位向量; 最后, 结合载体运动、卫星运动、LOS 单位向量计算出辅助多普勒, 可表达为:

$$f_{\text{INSAidedDoppler},k} = \frac{\mathbf{V}_{\text{GPS}} - \mathbf{V}_{\text{SV},k}}{\lambda_{L1}} \bullet \mathbf{e}_k^T \quad (5.1)$$

式中, \mathbf{V}_{GPS} 和 $\mathbf{V}_{\text{SV},k}$ 分别是天线相位中心和卫星 k 在 ECEF 坐标下的速度向量, λ_{L1} 是载波 L1 的波长, \mathbf{e}_k^T 为卫星与天线相位中心视线的单位向量, 可表达为:

$$\mathbf{e}_k = \begin{bmatrix} e_{kx} \\ e_{ky} \\ e_{kz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_{\text{GPS}} - x_{\text{SV},k}}{r_k} \\ \frac{y_{\text{GPS}} - y_{\text{SV},k}}{r_k} \\ \frac{z_{\text{GPS}} - z_{\text{SV},k}}{r_k} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

其中, $(x_{\text{GPS}}, y_{\text{GPS}}, z_{\text{GPS}})$ 和 $(x_{\text{SV},k}, y_{\text{SV},k}, z_{\text{SV},k})$ 分别为天线相位中心和卫星 k 在 ECEF 坐标下的位置。

5.2 捕获性能测试

5.1.1 测试场景与测试方法

(1) 测试场景

捕获性能在卫星信号模拟源的静态场景下测试, 星座分布如图 5.4 所示, 其中“黄色圆圈”中的卫星为待测试的卫星, “红色圆圈”为正常参与跟踪、定位的卫星。数字中频由思博伦 GSS6425 采集, AD 量化为 2 个比特, 采样率为 30.69MHz, 中心频率为 0, 其后下抽样至 2.79MHz 供软件接收使用。

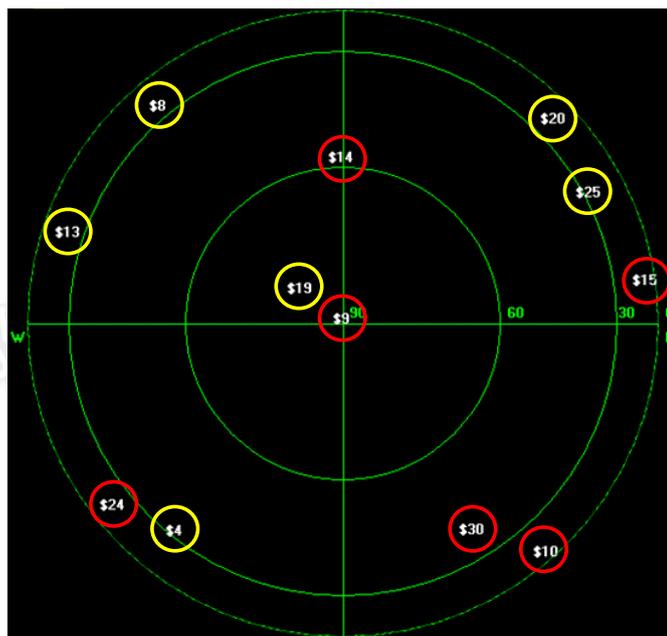


图 5.4 静态场景星座分布

在测试时段内，每隔 1 分钟，设置所有通道功率都同时递减，各个时段载噪比如表 5.1 所示。

表 5.1 各时段载噪比

GPS 时间 (Sec)	518470	518530	518590	518650	518710	518770	518830
载噪比 (dB-Hz)	42	40	38	36	34	32	30
GPS 时间 (Sec)	518890	518950	519010	519070	519130	519190	——
载噪比 (dB-Hz)	28	26	24	22	20	18	——

(2) 测试方法

捕获测试流程如图 5.5 所示，首先根据启动条件设置待测卫星多普勒和码相位范围；然后进行捕获运算，获取最大峰值对应的多普勒和码相位；再根据时间、位置、星历、钟漂信息反推出被测卫星的多普勒和码相位，与参考多普勒和码相位做差并输出，如果多普勒和码相位差值都在合理范围内，即多普勒和码相位都小于其容许范围，则判定捕获正确；重复多次，统计出各载噪比下的总的捕获次数和正确的次数，最后计算出检测率。其中，星历由外部辅助，时间、位置、钟漂由其他卫星定位解算获取，由于是静止状态，推算的多普勒误差在赫兹量级，远小于频率步进，码相位误差也远小于捕获的码相位步进，因此可以作为参考。

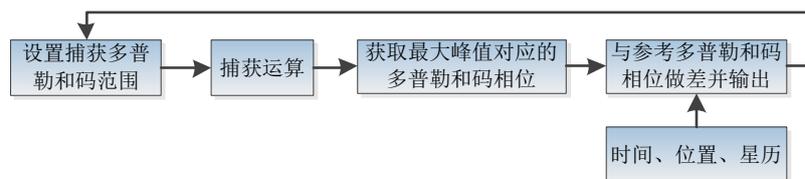


图 5.5 捕获测试流程

测试的捕获参数有三个：一是强信号捕获参数，相干积分时间为 1ms，非相干积累 40 次；二是弱信号捕获参数 I，相干积分 5ms，非相干积累 24 次；三是弱信号捕获参数 II，相干积分 5ms，非相干积累 150 次。

下面分冷启动条件和温、热启动条件对捕获进行测试，其中冷启动和温启动条件下仅测试前面两个参数，热启动条件下测试三个参数。

5.1.2 冷启动条件下的捕获

冷启动条件设置如表 5.2 所示。捕获概率统计结果如图 5.6 所示，分别以 90%、70%、50% 检测率为门限，对应的捕获灵敏度如表 5.3 所示。

表 5.2 冷启动条件下捕获参数

相干积分时间 (ms)	1	5
非相干积累次数	40	24
多普勒范围 (Hz)	-8000~8000	-8000~8000
多普勒步进 (Hz)	500	100
多普勒容许误差 (Hz)	250	50
码相位范围 (码片)	0~1023	0~1023
码相位步进 (码片)	0.5	0.5
码相位容许误差 (码片)	0.5	0.5
搜索单元数	32*2046	160*2046

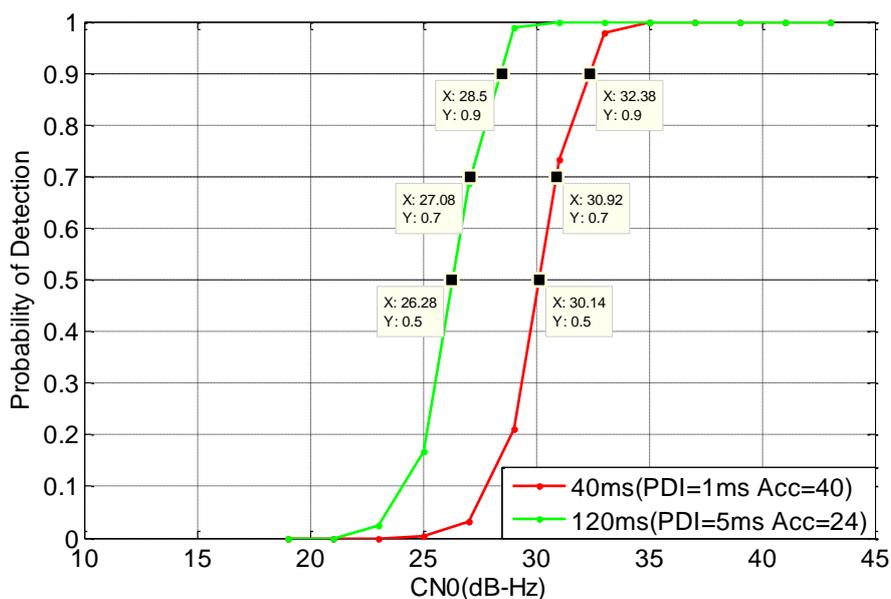


图 5.6 冷启动条件下捕获概率统计

表 5.3 冷启动条件下灵敏度统计

检测门限值	40ms 捕获灵敏度 (dB-Hz)	120ms 捕获灵敏度 (dB-Hz)
90%	32.4	28.5
70%	30.9	27.1
50%	30.1	26.3

5.1.3 温、热条件下的捕获

温、热启动条件设置如表 5.4 和 5.6 所示，其中多普勒范围是以辅助多普勒为中心值，热启动条件下码相位范围也是以辅助后码相位为中心值，温启动不辅助码相位。捕获概率统计结果如图 5.7 和 5.8 所示，对应的捕获灵敏度如表 5.5 和 5.7 所示。

表 5.4 温启动条件下捕获参数

相干积分时间 (ms)	1	5
非相干积累次数	40	24
多普勒范围 (Hz)	-250~250	-250~250
多普勒步进 (Hz)	500	100
多普勒容许误差 (Hz)	250	50
码相位范围 (码片)	0~1023	0~1023
码相位步进 (码片)	0.5	0.5
码相位容许误差 (码片)	0.5	0.5
搜索单元数	1*2046	5*2046

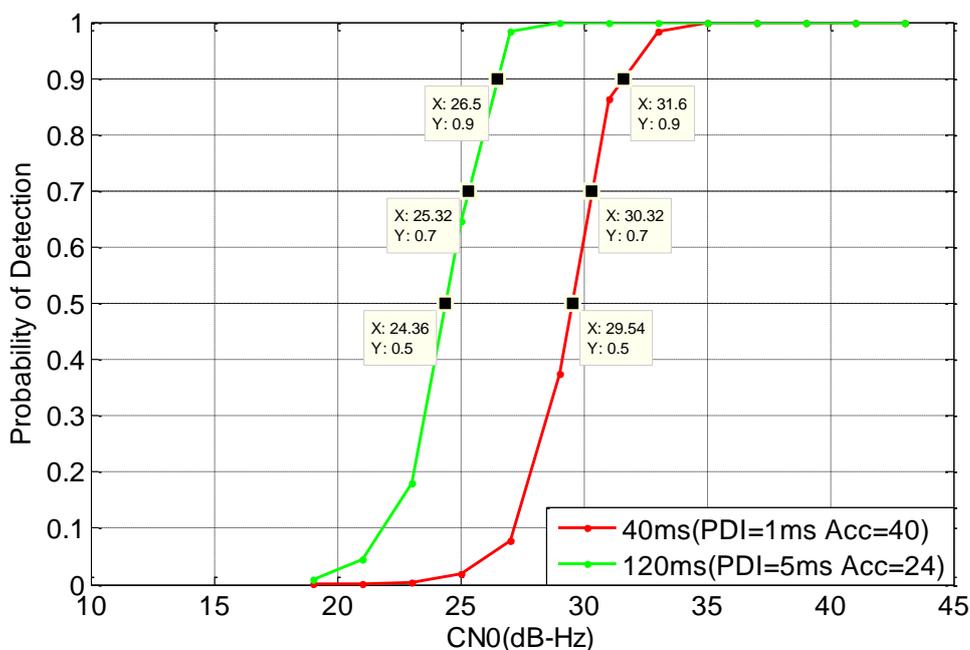


图 5.7 温启动条件下捕获概率统计

表 5.5 温启动条件下灵敏度统计

检测门限值	40ms 捕获灵敏度 (dB-Hz)	120ms 捕获灵敏度 (dB-Hz)
90%	31.6	26.5
70%	30.3	25.3
50%	29.5	24.4

表 5.6 热启动条件下捕获参数

相干积分时间 (ms)	1	5
非相干积累次数	40	24
多普勒范围 (Hz)	-250~250	-250~250
多普勒步进 (Hz)	500	100
多普勒容许误差 (Hz)	250	50
码相位范围 (码片)	-6~6	-6~6
码相位步进 (码片)	0.5	0.5
码相位容许误差 (码片)	0.5	0.5
搜索单元数	1*24	5*24

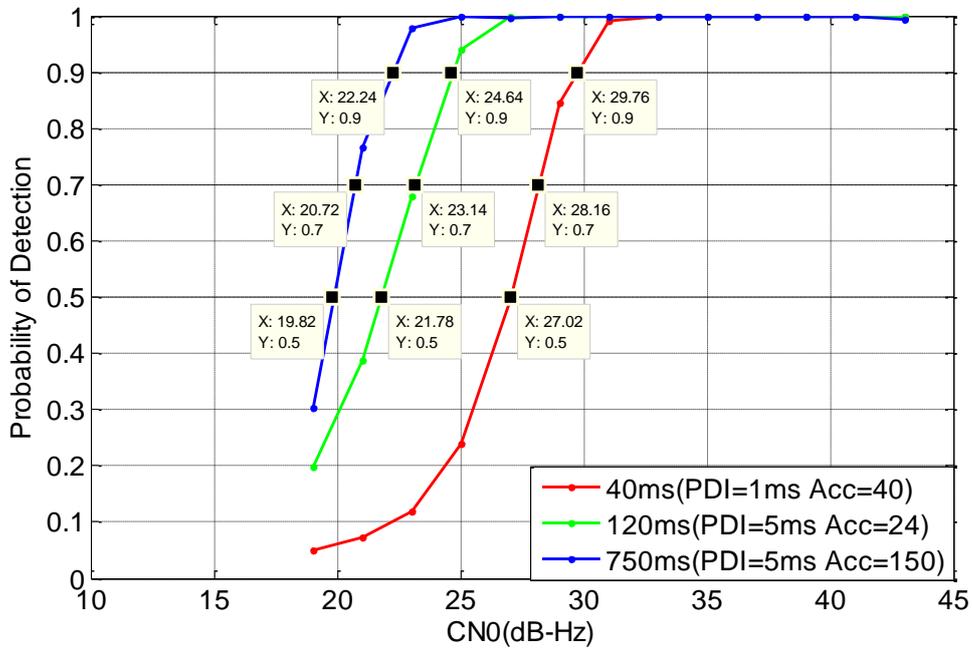


图 5.8 温启动条件下捕获概率统计

表 5.7 热启动条件下灵敏度统计

检测门限值	40ms 捕获灵敏度 (dB-Hz)	120ms 捕获灵敏度 (dB-Hz)	750ms 捕获灵敏度 (dB-Hz)
90%	29.8	24.6	22.2
70%	28.2	23.1	20.7
50%	27.0	21.8	19.8

冷启动、温启动、热启动相应搜索单元数逐渐减少，相同积分下，相同检测门限值对应的捕获灵敏度逐渐提升；检测门限为 90% 时，热启动相比冷启动，40ms

积分下提升 2.6dB，而 120ms 积分下提升 3.9dB，这表明搜索单元减少越多，灵敏度提升越明显，弱信号环境下相干积分时间导致频率步进增多，因此辅助信息的对弱信号的捕获尤为重要；检测门限为 90%时，热启动条件下 750ms 积分的捕获灵敏度可达到 22dB-Hz。

5.3 跟踪环性能测试

跟踪环（锁频环和锁相环）的性能测试分静态和动态两种场景。动态场景中载体最大加速度约 1g，动态场景和静态场景的仿真时段和载噪比变化规律相同，如图 5.9 所示。

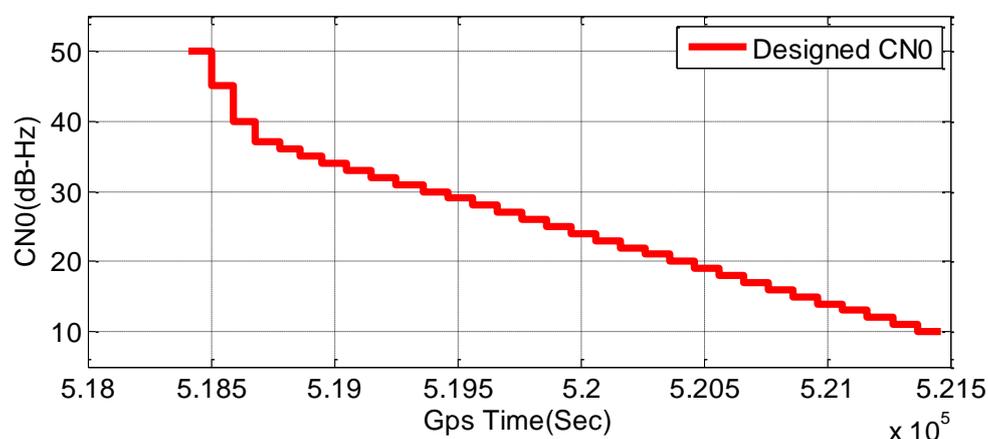


图 5.9 载噪比随时间变化

5.3.1 锁频环测试

静态场景和动态场景下，锁频环进行两组环路参数的测试，环路失锁指标为多普勒出现不合理的偏离和早码、晚码、及时码的相对能量。由于软件接收载噪比估计没有针对弱信号进行优化，因此载噪比以设计的载噪比为参考，该值比中频数据的真实载噪比略低。

两组环路参数设置如表 5.8 所示，其中环路更新周期等于积分时间，码环受载波环的辅助。

表 5.8 两组环路参数

	积分时间 (ms)	锁频环带宽 (Hz)	码环带宽 (Hz)
参数 I	120	1	0.1
参数 II	640	0.2	0.1

(1) 静态测试

静态条件下，设置环路参数为“参数 I”，对 SV20 进行跟踪，520100~521000 秒的情形如图 5.10 所示，其中“上图”为载噪比，“Eval CNO”为接收机估计载噪比，“Designed CNO”为信号模拟源设计载噪比；“中图”为多普勒输出，随着载噪比的降低，载波多普勒噪声逐渐变大，在 520800 秒时多普勒明显偏离，可判定为失锁，跟踪灵敏度为 16dB-Hz；“下图”为码环跟踪情形，“E”、“P”、“L”分别为早码、及时码、晚码非相干积分幅值，在 520800 秒前“P”的幅值高于“E”和“L”，之后则基本相同，则认为跟踪环在 520800 秒时失锁，与多普勒判决一致。其他卫星跟踪灵敏度如表 5.9 所示。

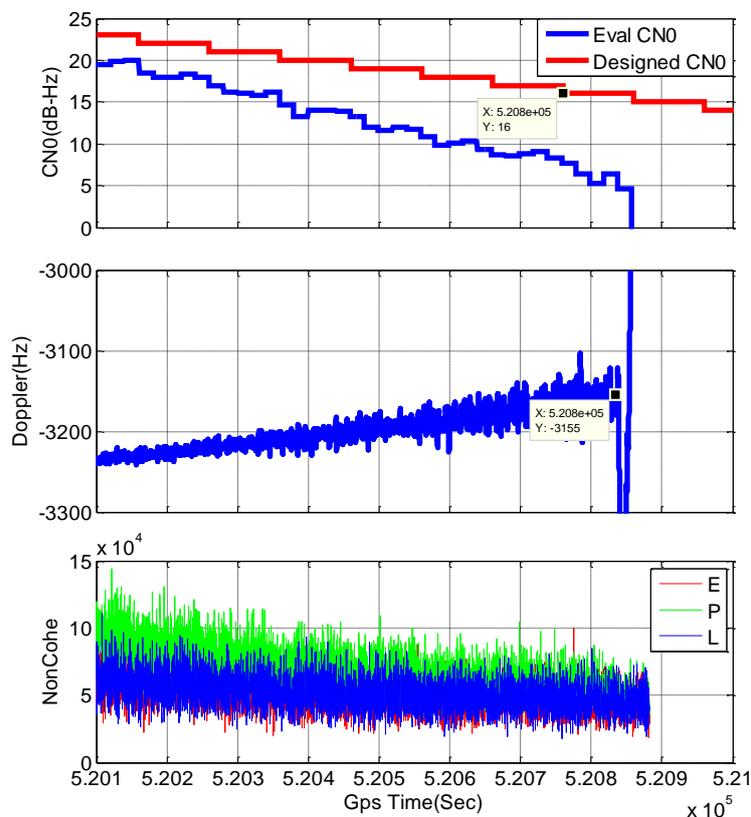


图 5.10 静态条件下“参数 I”对 SV20 跟踪情形

表 5.9 静态条件下“参数 I”对各卫星的跟踪灵敏度

SV	4	20	13	19	25	15	10	30	24	8
跟踪灵敏度(dB-Hz)	15	16	18	18	18	18	17	17	16	18

静态条件下，设置环路参数为“参数 II”，对 SV20 进行跟踪，520100~521200 秒的情形如图 5.11 所示，在 521200 秒后多普勒明显偏离，“P”与“E”“L”幅值基本相同，可判定为失锁，跟踪灵敏度为 13dB-Hz。其他卫星跟踪灵敏度如表 5.10 所示。

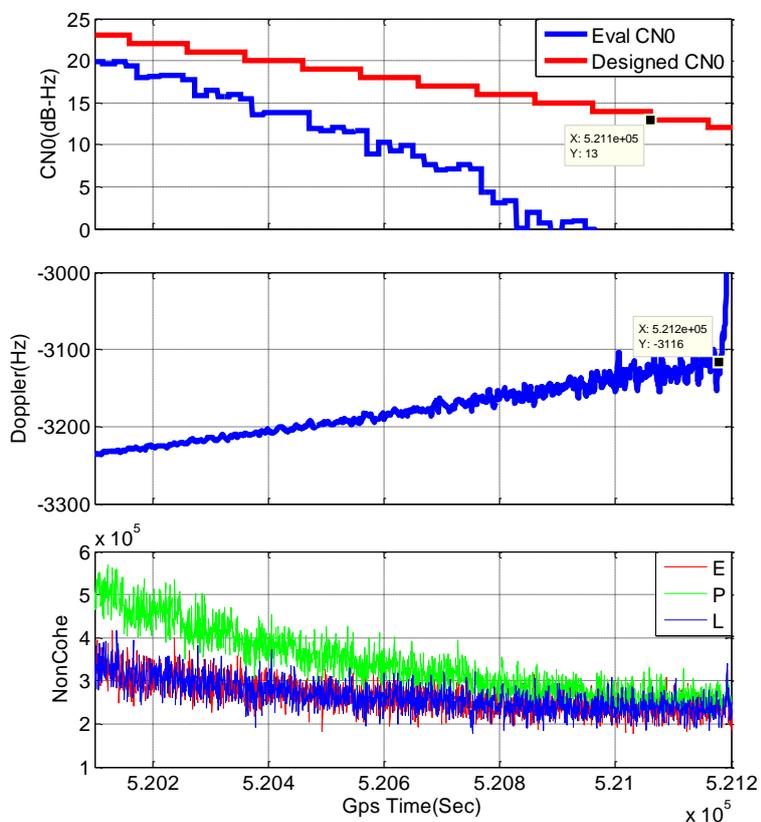


图 5.11 静态条件下“参数 II”对 SV20 跟踪情形

表 5.10 静态条件下“参数 II”对各卫星的跟踪灵敏度

SV	4	20	13	19	25	15	10	30	24	8
跟踪灵敏度(dB-Hz)	11	13	12	12	14	11	12	13	12	12

(2) 动态测试

动态条件下，设置环路参数为“参数 I”，对 SV13 进行跟踪，520100~520800 秒的情形如图 5.12 所示，在 520700 秒后多普勒明显偏离，“P”与“E”“L”幅值基本相同，可判定为失锁，跟踪灵敏度为 17dB-Hz。其他卫星跟踪灵敏度如表 5.11 所示。

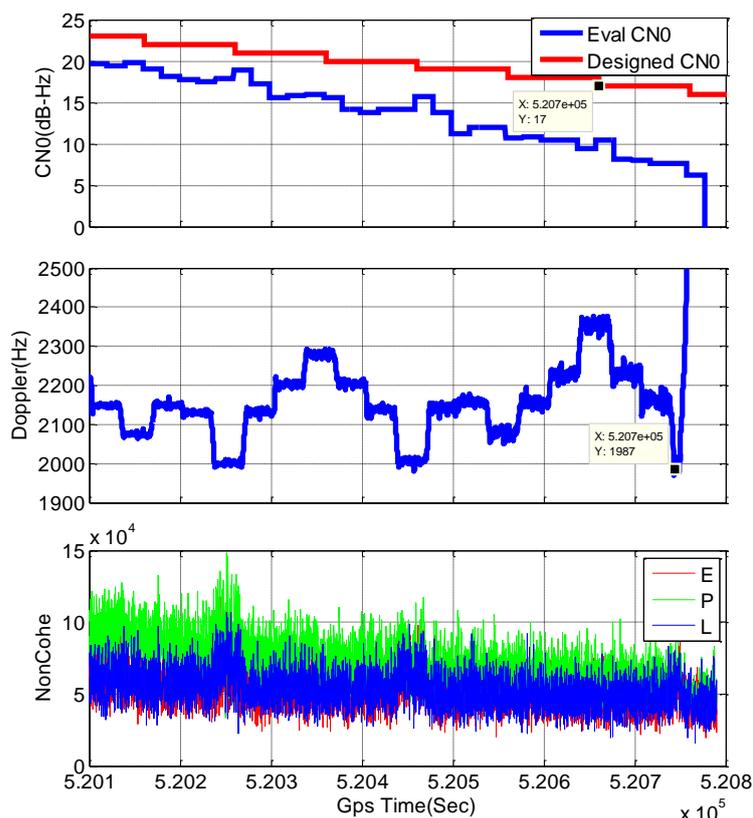


图 5.12 动态条件下“参数 I”对 SV13 跟踪情形

表 5.11 动态条件下“参数 I”对各卫星的跟踪灵敏度

SV	4	20	13	19	25	15	10	30	24	8
跟踪灵敏度(dB-Hz)	18	17	18	17	17	17	16	16	18	18

动态条件下，设置环路参数为“参数 II”，对 SV13 进行跟踪，520000~520800 秒的情形如图 5.13 所示，在 520400 秒后多普勒明显偏离，“P”与“E”“L”幅值基本相同，可判定为失锁，跟踪灵敏度为 21dB-Hz，明显弱于比静态条件下的灵敏度。图 5.13 中“红色圈”处为载体运动状态发生变化的时刻，存在明显的“突起”，这表明，由于带宽较小，不能很好的跟踪上载波频率的变化。随

着噪声的增大，环路对动态的跟踪能力进一步弱化，最终导致失锁。

其他卫星跟踪灵敏度如表 5.12 所示，由于各个卫星的方位和高度角不同，速度在视线上投影存在差异，环路承受的动态各异，因而跟踪灵敏度也各异。这表明动态是决定灵敏度的一个重要因素。

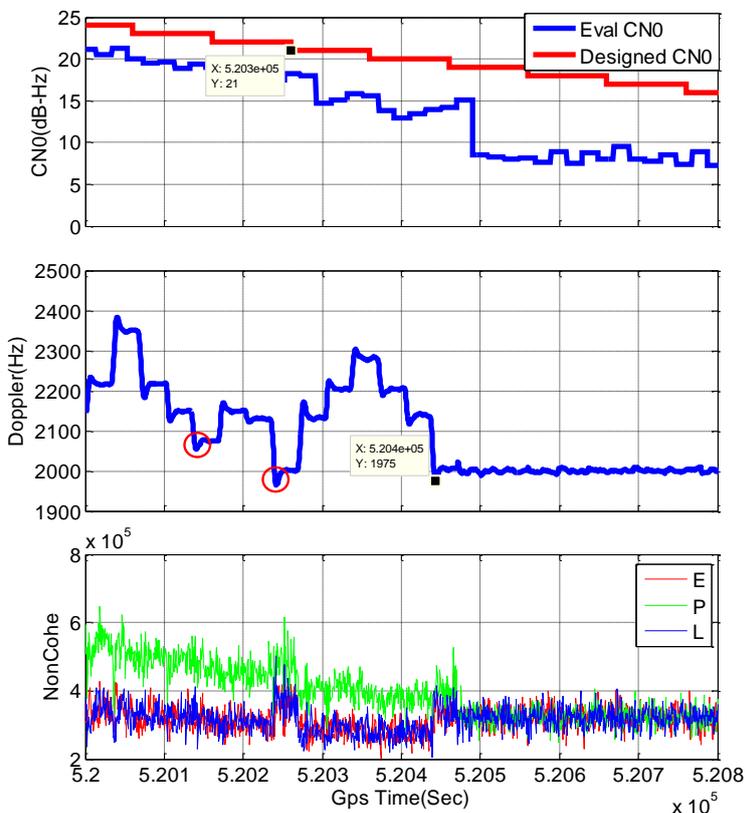


图 5.13 动态条件下“参数 II”对 SV13 跟踪情形

表 5.12 动态条件下“参数 II”对各卫星的跟踪灵敏度

SV	4	20	13	19	25	15	10	30	24	8
跟踪灵敏度(dB-Hz)	18	17	21	13	14	19	17	13	17	22

5.3.2 锁相位环测试

锁相环测试与锁频环测试相同，分动静态和动态，且采用相同的测试数据。环路参数设置如表 5.13 所示，其中码环受载波环的辅助。

表 5.13 两组锁相环参数

	积分时间 (ms)	锁相环带宽 (Hz)	码环带宽 (Hz)
参数 III	10	15	0.1
参数 IV	20	8	0.1

(1) 静态条件下测试

静态条件下，设置环路参数为“参数 IV”，对 SV13 进行跟踪，519500~520000 秒的情形如图 5.14 所示，其中“上图”为载噪比，“Eval CNO”为接收机估计载噪比，“Designed CNO”为信号模拟源设计载噪比；“中图”为多普勒输出；“下图”是鉴相器输出的均方根值，t 时刻均方根值由 t-10~t 时间段统计得到，519600 秒后，统计值达到 15°（跟踪门限），锁相环难以连续地、稳定地锁定相位，对应的载噪比 29dB-Hz 则认为是锁相环的跟踪灵敏度。其他卫星跟踪灵敏度如表 5.14 所示。

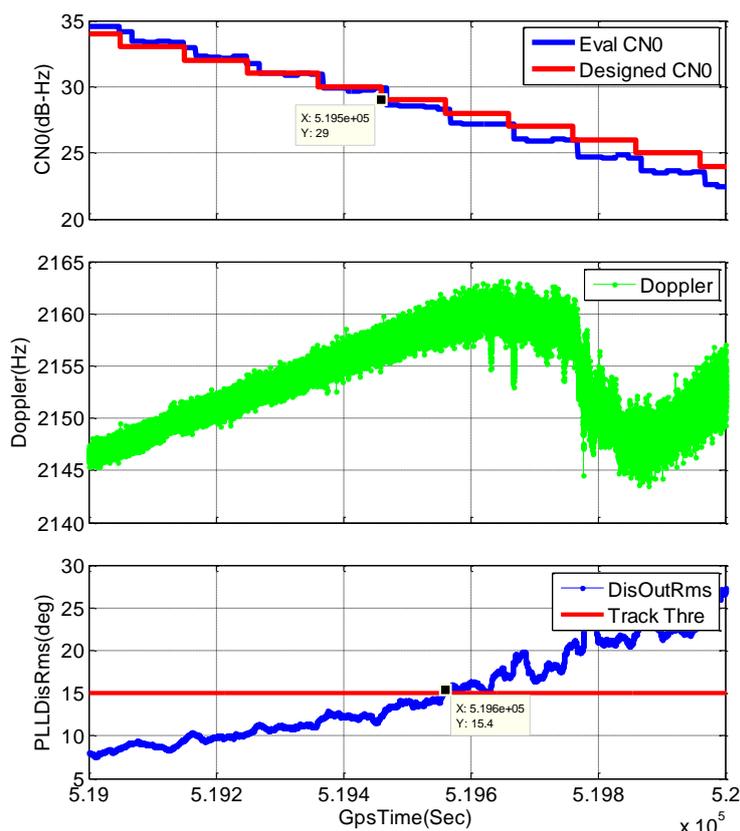


图 5.14 静态条件下“参数 IV”对 SV13 跟踪情形

表 5.14 静态条件下“参数 IV”对各卫星的跟踪灵敏度

SV	4	20	13	19	25	15	10	30	24	8
跟踪灵敏度(dB-Hz)	29	29	29	29	29	29	29	30	29	29

(2) 一定动态下测试

动态条件下，设置环路参数为“参数 III”，对 SV13 进行跟踪，519000~519400 秒的情形如图 5.15 所示，在 519200 秒后，可判定锁相环不能持续的锁定相位，对应跟踪灵敏度为 33dB-Hz，其他卫星跟踪灵敏度如表 5.15 所示。

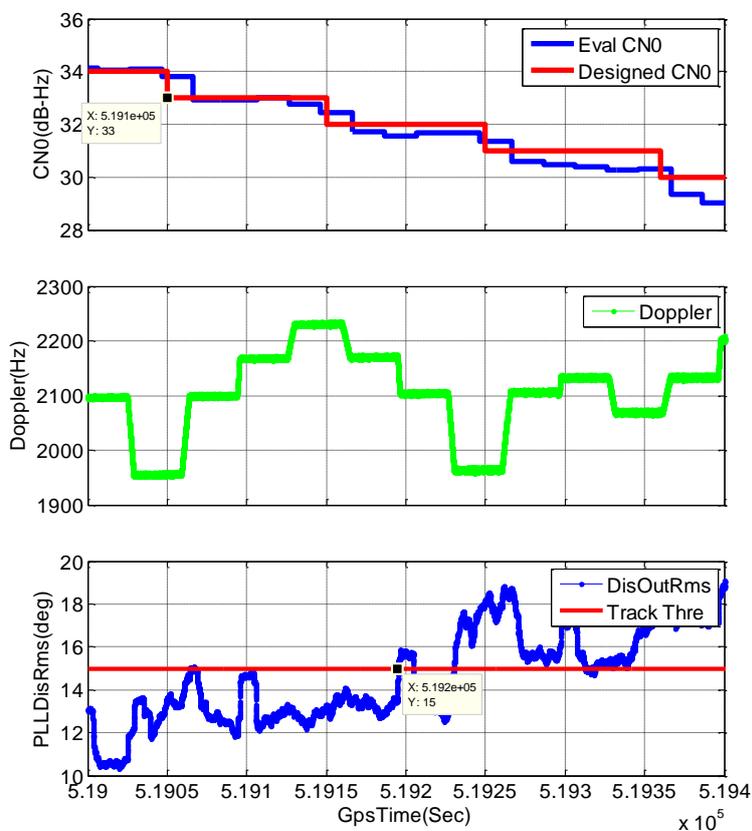


图 5.15 动态条件下“参数 III”对 SV13 跟踪情形

表 5.15 动态条件下“参数 III”对各卫星的跟踪灵敏度

SV	4	20	13	19	25	15	10	30	24	8
跟踪灵敏度(dB-Hz)	32	33	33	32	33	33	33	32	33	34

动态条件下，设置环路参数为“参数 IV”，对 SV13 进行跟踪，518400~518800 秒的情形如图 5.16 所示，可到灵敏仅为 45dBHz。这表明带宽较小时，环路跟踪不上动态，通过压缩带宽反而会导致灵敏度的降低，这也表明动态是影响灵敏度的重要因素。

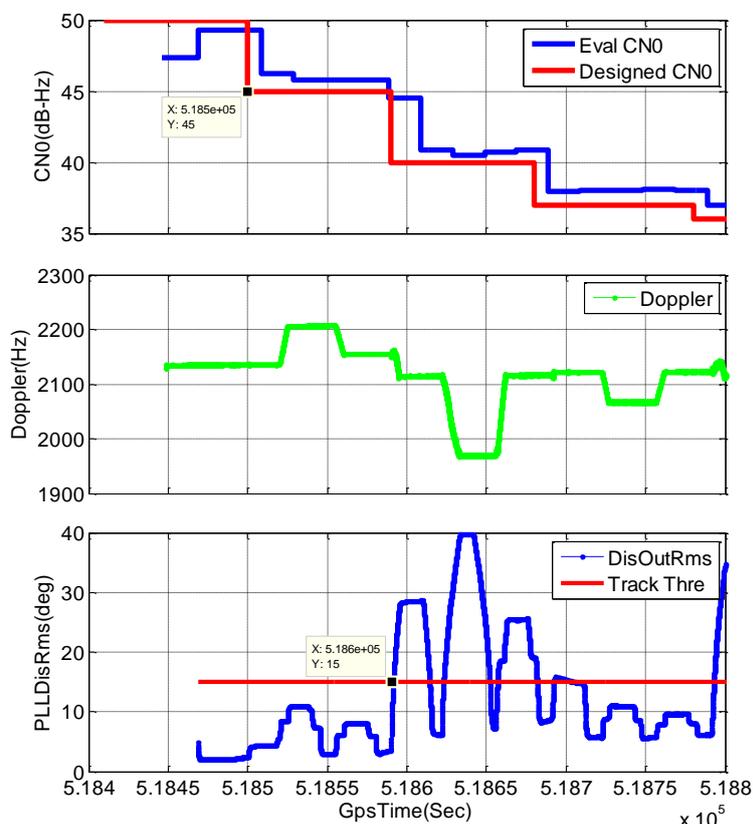


图 5.16 动态条件下“参数 IV”对 SV13 跟踪情形

5.3.3 惯性辅助锁相环测试

上一小节表明动态通过影响带宽而间接地限制了锁相环灵敏度，因此这一小节将惯性辅助引入环路，由于大部分动态被屏蔽，环路处于准静态条件，因此，跟踪灵敏度应与静态的灵敏度相当。

本节测试的动态场景与上一小节相同，为抑制惯导误差的发散，保持惯性辅助的有效性，GPS/INS 松组合被采用。设置的 IMU 器件误差如表 5.16 所示，锁相环参数为“参数 IV”，积分时间为 20ms，带宽为 8Hz，码环为 0.1Hz。

表 5.16 IMU 器件误差设置

	陀螺	加速度计
零偏稳定性	100 deg/h	2000 mGal
随机游走	3 deg/ \sqrt{h}	0.12 m/s/ \sqrt{h}
比例因子	1000 ppm	1000ppm

519000~520000 秒内，惯性辅助锁相环对 SV13 跟踪情形如图 5.17 所示，519600 秒后，鉴相器输出的统计值达到 15° （跟踪门限），对灵敏度为 29dB-Hz，与静态的灵敏度基本一致，而相比辅助之前灵敏度提高约 4dB。

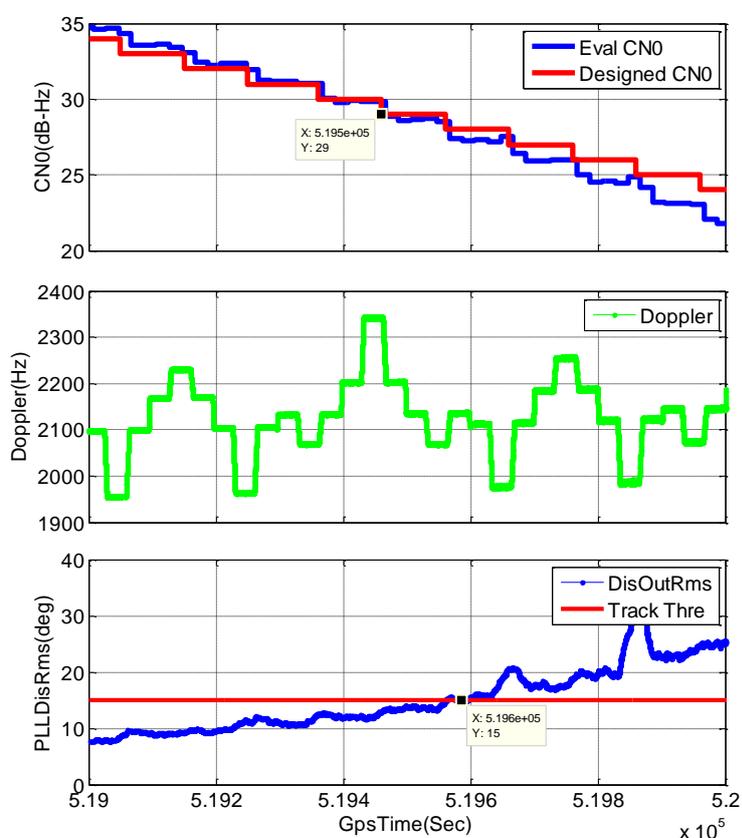


图 5.17 动态条件下“参数 IV”在惯性辅助下对 SV13 跟踪情形

5.4 定位测试

5.4.1 静态定位测试

对静态场景进行定位测，520000~521500 秒时间段如图 5.18 所示，“North”、“East”、“Up” 分别为北向、东向、垂向定位误差、“SatNum” 为参与定位的卫星数目。由此可见，随着载噪比的降低，定位误差逐渐变大。当载噪比大于 19dBHz 时，定位误差在 10m 量级，并且开始快速发散，当载噪比达到 14dBHz 时，定位误差发散到 100m，部分卫星开始失锁，参与定位数目减少；当载噪比为 11dB-Hz 时，定位误差达到 120m，大部分卫星失锁，定位完全失效。

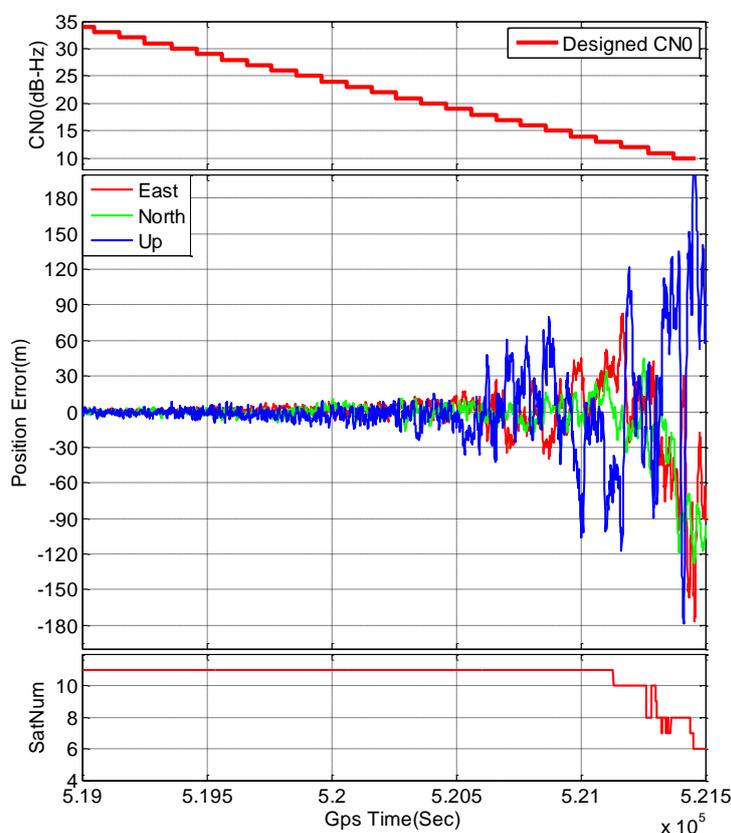


图 5.18 静态条件下定位误差

5.4.2 无惯性辅助动态定位测试

设置动态场景如图 5.19 中“Designed Trajectory”所示，平面轨迹为正北和正东方向上的矩形，“Start”为轨迹起点。转弯半径为 10，速度为 10 m/s ，向心加速度为 10 m/s^2 ，直线段包含匀速运动、匀加速运动、匀减速运动以、短时间的加加速度运动（加速度变化阶段），最大加速度为 7.5 m/s^2 ，运动过程中载噪比逐渐降低。

上述场景下，无惯导辅助定位如图 5.19 中“Receiver Trajectory”所示。519000~521000 秒时间段定位误差如图 5.20 所示，“North”、“East”、“Up”分别为北向、东向、垂向定位误差、“SatNum”为参与定位的卫星数目。由此可见，随着载噪比的降低，定位误差逐渐变大。当载噪达到 18 dBHz 时，定位误差在 30 m 量级，部分卫星开始失锁，参与定位数目减少，误差开始快速发散，当载噪比为 16 dBHz 时，定位误差发散至 $30\sim 60\text{ m}$ ，当载噪比为 15 dBHz 时，定位误差发散到 $60\sim 200\text{ m}$ ，大部分卫星失锁，定位完全失效。

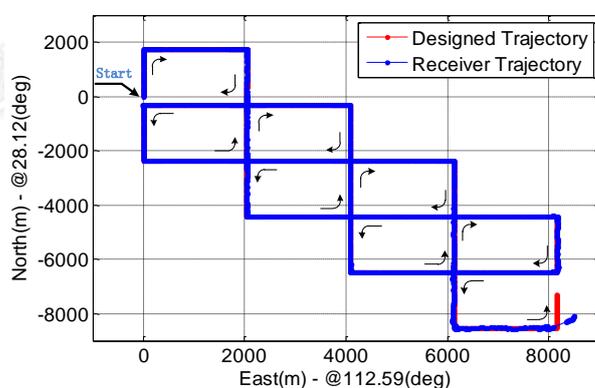


图 5.19 无惯导辅助定位

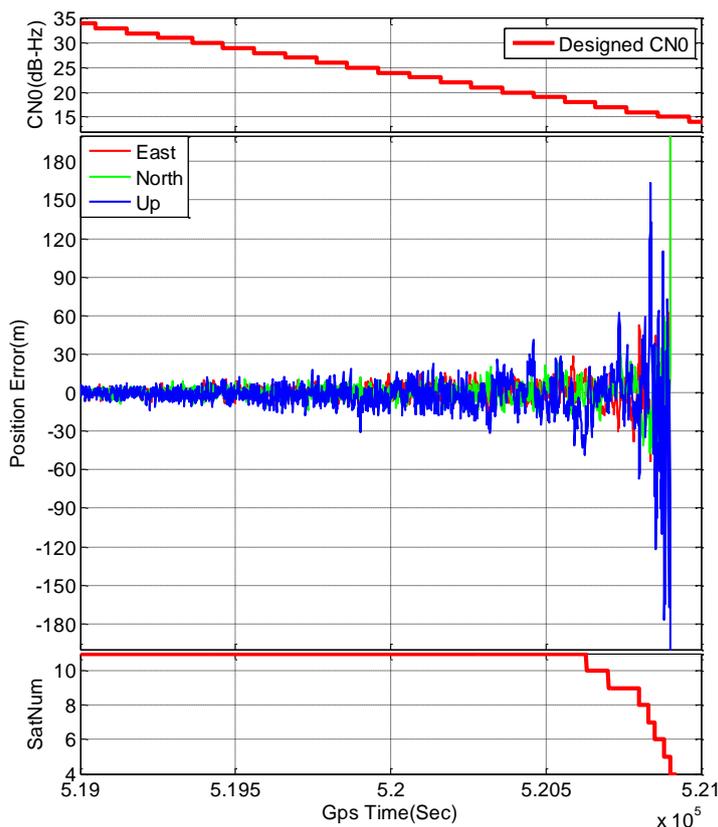


图 5.20 无惯导辅助定位误差

5.4.3 惯性辅助动态定位测试

相同场景下，惯导辅助定位如图 5.21 所示，“Receiver Trajectory”为 GPS 接收机定位，“GPS/INS Trajectory”为 GPS/INS 组合定位。519000~521200 秒时间段定位误差如图 5.22 所示。当载噪比达到 15dBHz 时，定位误差为 30m 量级，部分卫星开始失锁，参与定位数目减少，当载噪比为 13dBHz 时，定位误差发散到 30~90m，大部分卫星失锁，定位逐渐失效。

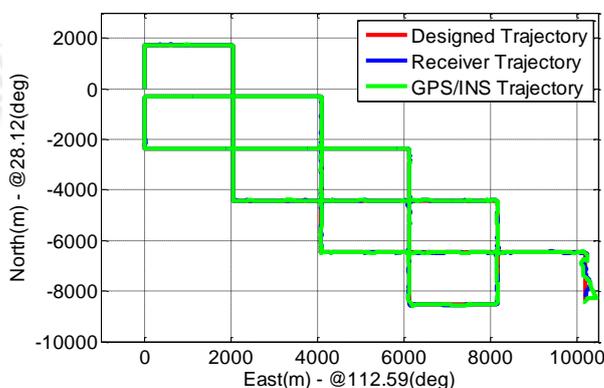


图 5.21 惯导辅助定位

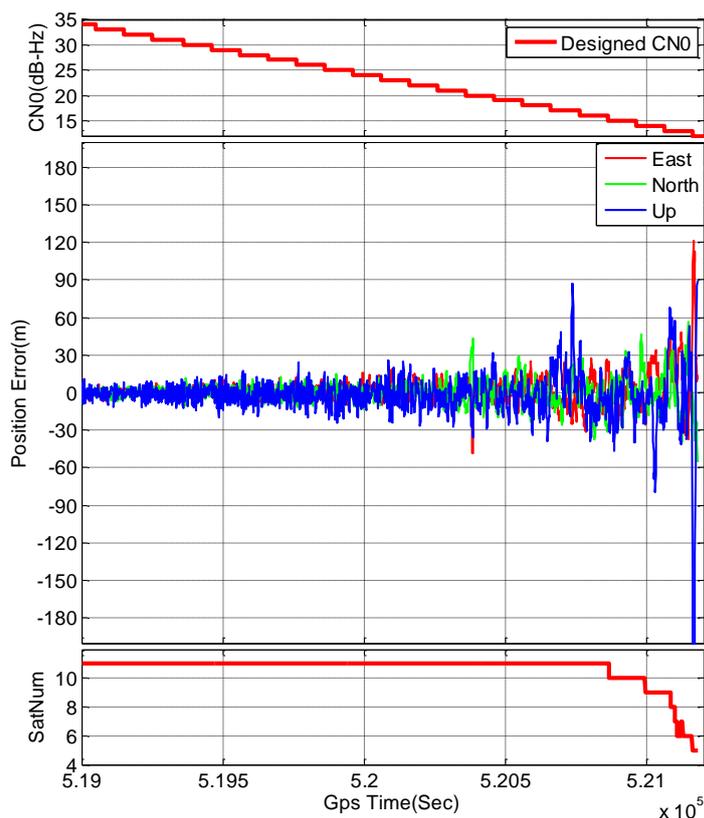


图 5.22 惯导辅助定位误差

当定位误差门限分别为 60m、120m 时，静态、无惯导辅助动态、惯导辅助动态的灵敏度如表 5.17 所示。当定位误差门限为 60m 时，静态和辅助动态的灵敏都为 14dB-Hz，无辅助动态灵敏度为 16dB-Hz，因此，由惯导辅助导致的灵敏度增益约 2dB。当定位误差门限为 120m 时，增益约 3dB。

值得注意的是，灵敏度测试是在所有卫星都同时衰减的情形下进行的。当载噪比较低时，定位误差较大，GPS/INS 组合导航性能变差，导致惯导辅助环路的质量降低，进而削弱了辅助带来的灵敏度增益，因此，在强弱信号都存在的条件下，惯性辅助会带来更好的效果。

表 5.17 不同条件下定位灵敏度

定位误差门限 (m)	60	120
静态灵敏度(dB-Hz)	14	11
无惯导辅助动态灵敏度 (dB-Hz)	16	15
惯导辅助动态灵敏度 (dB-Hz)	14	12

5.5 车载实测

(1) 开阔天空测试

测试设备包括思博伦 GSS6425 中频采集器、Trimble NetR9 测量型接收机、天线、有源功分器、Ublox LEA-6T 接收机等。有源功分器将天线信号分为三路，一路提供给中频采集器，其采样率为 30.69MHz，中心频率为 0，被降频为 2.79MHz 供本文接收机使用；一路提供给 Ublox，作为本文接收机的对比接收机；一路提供给 Trimble NetR9 接收机，结合基站信息，NetR9 可提供厘米级的载波相位差分定位，作为本测试的参考，用以衡量本文软件接收机和 Ublox 的单点定位误差。

a. 惯性辅助锁相环测试

辅助前后锁相环参数相同，积分时间为 20ms，带宽为 5Hz。普通车载动态环境下，本文接收机先后运行在惯导辅助和无辅助模式下，鉴相器输出和多普勒差异如图 5.23 所示。其中，“上图”为载噪比，“中图”为鉴相器输出，“下图”为载波多普勒，“INS Aided”、“No INS Aided”分别表示有惯导辅助和无辅助。

整体而言，惯导辅助下的鉴相误差明显小于无辅助的误差，且在 443570 秒多普勒发生变化时，无辅助锁相环误差急剧地变大，出现明显跳周，而辅助锁相环基本不受影响。这表明，带宽较小时，锁相环难以承受普通车载动态，跟踪误差较大；惯导辅助后，环路承受动态大幅减小，跟踪误差也减小。

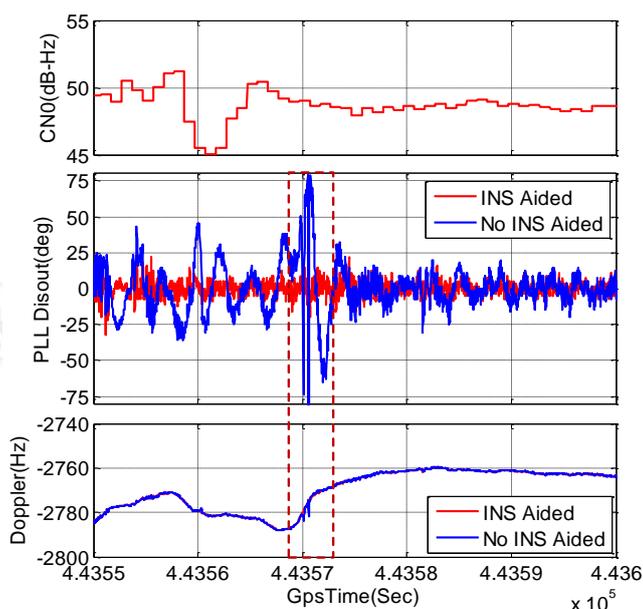


图 5.23 惯导辅助前后鉴相器输出

b. 定位测试与对比

本文接收机惯导辅助前后的定位、Ublox LEA-6T 定位(提取观测值后利用 GINS 软件定位)与 NetR9 提供的 PPK (Post Processed Kinematic) 做差得到相应的误差,如图 5.24 所示。其中,“No INS Aided”、“INS Aided”分别表示本文接收机辅助前和辅助后的定位误差,“Ublox”为 Ublox LEA-6T 定位误差。“East Error”、“North Error”、“Up Error”分别为东向、北向、垂向误差。

整体而言,辅助定位各个方向的误差(内符合)小于无辅助定位,这与惯导辅助下环路带宽更低的事实相符合;无辅助定位整体误差水平(内符合)略弱于 Ublox,这表明由于积分时间更长或(和)带宽更窄导致 Ublox 观测值的精度更高;“No INS Aided”误差稳定性与“Ublox”相当,这表明在开阔天空条件下本文软件接收机鲁棒性与 Ublox 相当。

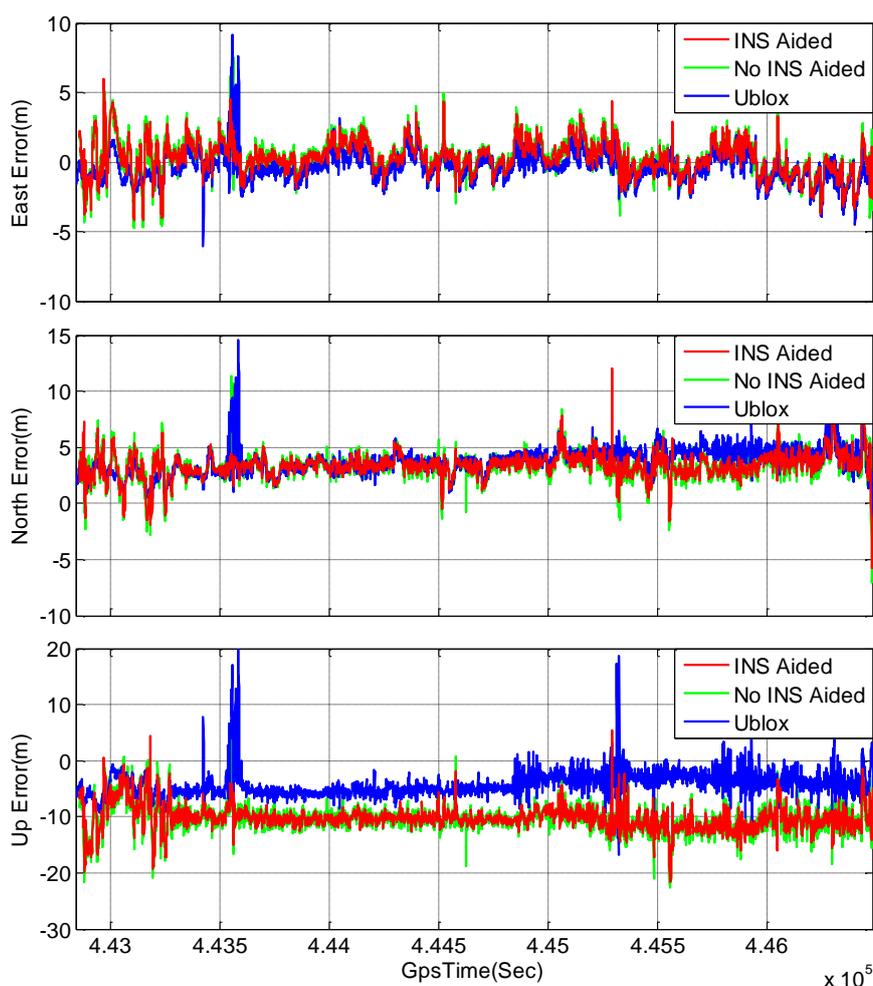


图 5.24 惯导辅助前后定位误差

(2) 复杂环境测试

测试方法与过程基本与开阔天空相同，但环境中出现了明显的建筑物、树林等遮挡物，导致信号衰落。图 5.25 给出了 20 号卫星 350470~350900 秒的相关峰值和载噪比情形，其中“E”、“P”、“L”分别为码环中早码、及时码、晚码的幅值。相关峰值（E、P、L）和载噪比的大幅度的变化表明了信号会出现大幅衰落甚至中断的情形，而 P 幅值明显高于 E 和 L 的幅值表明码环仍在正常的工作，可以提取伪距观测值实现定位。

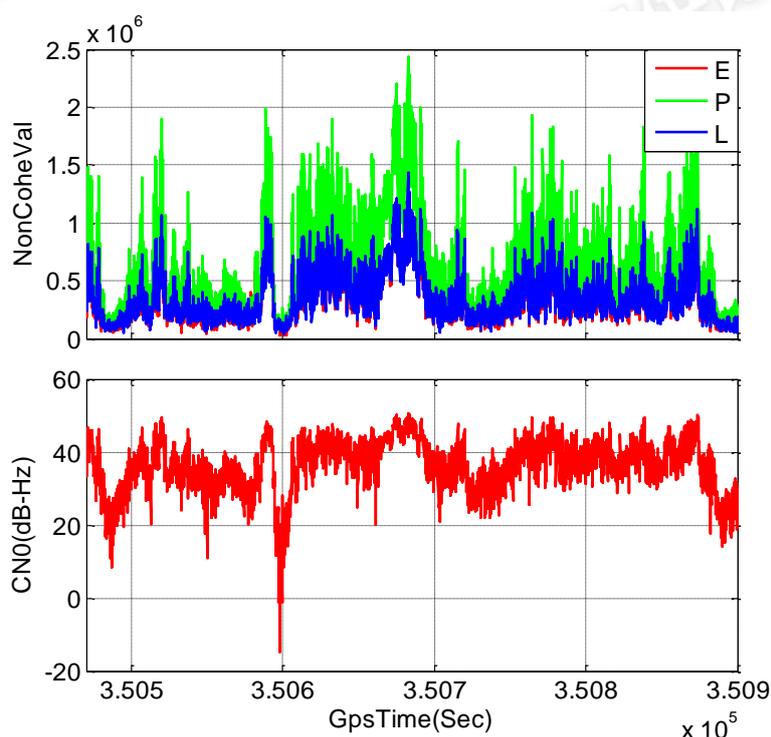


图 5.25 复杂环境跟踪情形

环境的复杂性导致 NetR9 难以提取载波相位，不能提供参考真值，因此仅定性比较本文接收机无辅助定位与 Ublox 接收机的差异，如图 5.26 所示，黄色点表示本文接收机定位，绿色点表示 Ublox 定位，两者轨迹基本一致。

选取其中三个典型位置进行局部放大，如图 5.27 所示。“楼群、树林等遮挡环境”和“密集楼群环境”中，本文接收机与 Ublox 定位水平无明显差异；“类涵洞环境”中，信号由有到无的过程中，有效定位两者基本相同；信号由无到有的过程中，本文接收机有效定位弱于 Ublox。这主要是由于重捕机制弱于 Ublox 或（和）伪距质量控制严于 Ublox，如果适当降低伪距控制标准，有效定位将增多，但同时出现无效定位的概率也将增大。

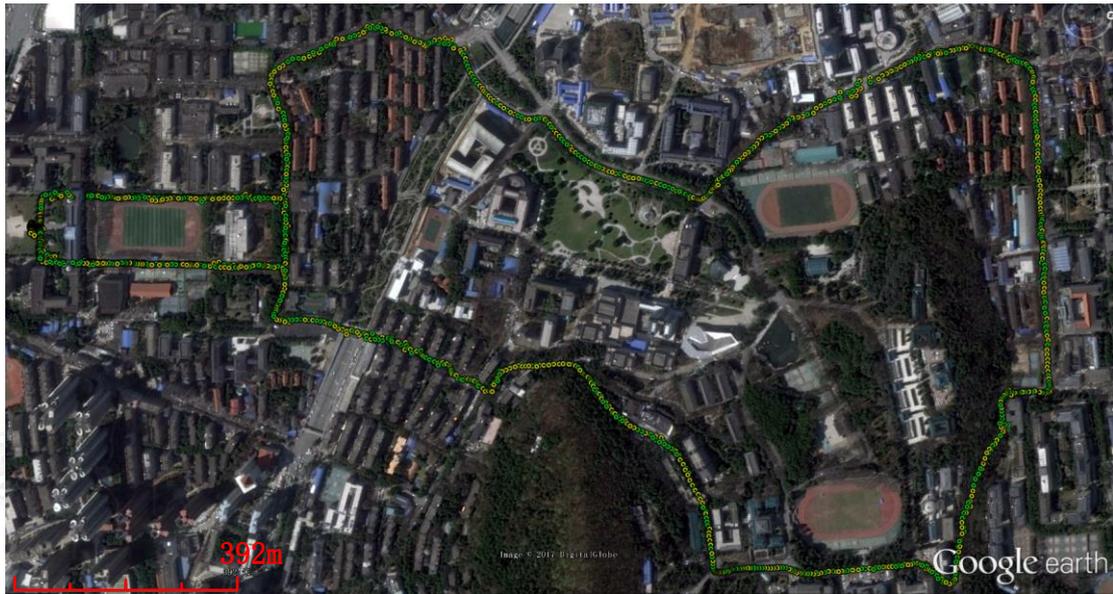


图 5.26 无惯导辅助定位与 UBlox 定位整体对比

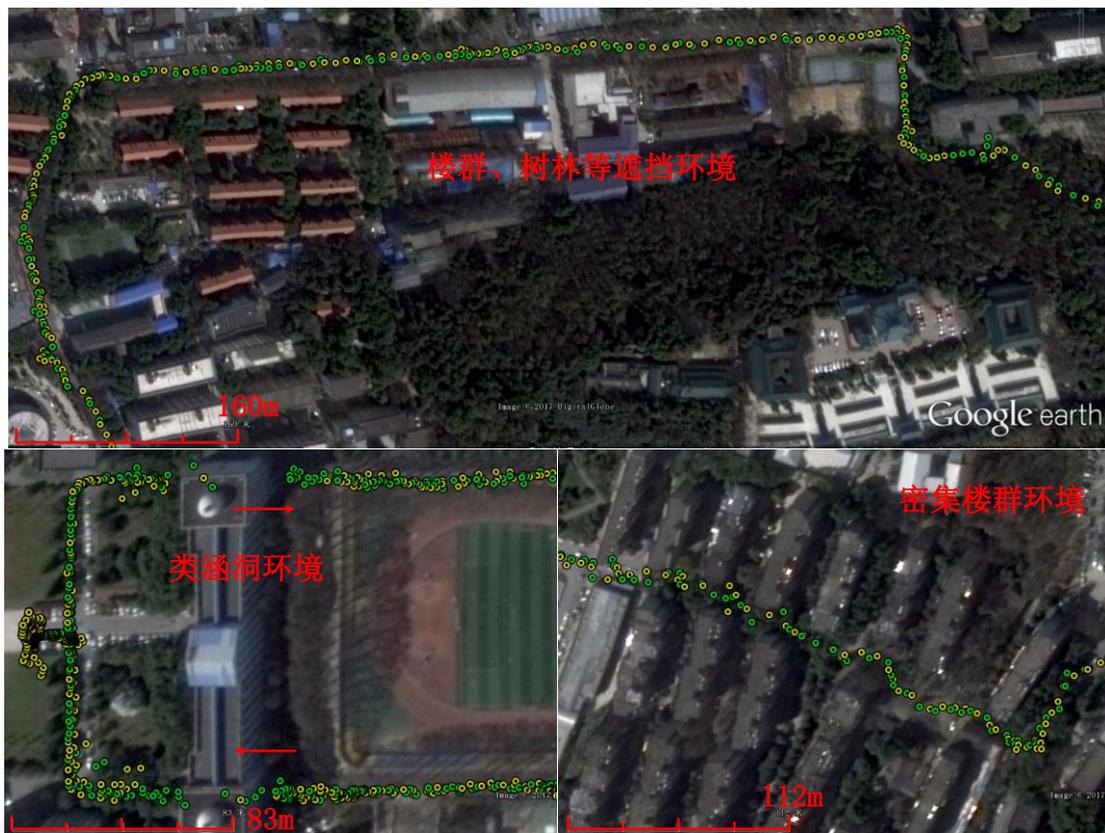


图 5.27 无惯导辅助定位与 UBlox 定位局部对比

5.6 本章小结

本章首先介绍了本文接收机的功能结构和顶层流程，简要阐述了 INS 辅助环路算法；其次对冷、温、热启动条件下的捕获性能进行了测试，结果表明在多普勒和码相位辅助条件下，750ms 积分对 22dB-Hz 信号具有 90% 的检测率；再次，对跟踪灵敏度进行测试，结果表明，静态条件下锁频环和锁相环灵敏度分别为 11dB-Hz 和 29dB-Hz，低于 0.75g 的动态条件下则分别为 15dB-Hz 和 33dB-Hz，惯性辅助后灵敏度提升为 12dB-Hz 和 29dB-Hz；其后，对定位进行了测试，结果表明，当定位误差到达 120m 时，静态、无惯导辅助动态、惯导辅助动态的灵敏度分别为 11dB-Hz、15dB-Hz、12dB-Hz，与跟踪测试表现基本一致；最后，车载实测表明，在开阔环境、复杂环境下，本文研制的软件接收机均展现了鲁棒性强的捕获、跟踪能力，接收机的整体定位效果与 Ublox LEA-6T 的接近。

6 总结与展望

6.1 总结

城市楼群、峡谷、森林等环境下，信号的透射、折射、反射等都会导致能量衰减，严重影响着 GNSS 接收机的定位性能，甚至无法定位，因此对高灵敏度接收机的研究具有重要的意义。本文工作总结如下：

1) 分析了影响弱信号捕获性能的各个因素，介绍了单搜索单元和多搜索单元捕获性能的评估方法，针对难以用数学模型表示的捕获方法，提出了基于蒙特卡洛仿真的捕获性能评估方法，并对相干、非相干、差分相干积分方式捕获性能进行了仿真分析；

2) 针对弱信号环境下，强信号对弱信号互相关干扰的问题，本文结合理论与实测对其特性进行了分析，并从统计角度分析了不同搜索范围内干扰出现的概率，为互相关干扰的抑制提供了依据；

3) 对两种比特同步方法进行了阐述，并通过仿真对比分析了不同载噪比下两者性能的差异，结果表明比特能量法比直方图法在弱信号下具有更好的性能。

4) 对影响跟踪环灵敏度的因素进行分析，针对传统环路积分时间受比特跳变限制的缺点，设计了一种更适用于弱信号的 FFT 鉴频器。通过分析阐明了运动环境下动态的大小是影响跟踪灵敏度的主要因素，为此设计了一种惯性辅助下的跟踪环路结构，并对环路误差进行了理论推导和分析；

5) 静态环境或惯导辅助后的动态环境下，晶振误差成了提升跟踪灵敏度的主要障碍，为此本文提出了一种基于锁相环分析晶振误差的方法，阐明了晶振误差对环路带宽的限制及其反馈至 NCO 的必要条件；

6) 分析了辅助信息下伪距提取的方式，并针对弱信号环境下子帧无法同步、伪距（发射时间）无法提取的问题，提出了基于信号匹配的子帧同步方法，从而实现发射时间和伪距的提取；

7) 经仿真器测试表明：在多普勒和码相位的辅助条件下，750ms 积分对 20dB-Hz 信号具有 90% 的检测率；以 100m（或 60m）定位误差为门限，静态的跟踪灵敏度为 11dB-Hz（或 14dB-Hz），低于 0.75g 的动态跟踪灵敏度为 15dB-Hz

(或 16dB-Hz)，惯性辅助的跟踪灵敏度为 12dB-Hz (或 14dB-Hz)。经实测表明：开阔环境和复杂复杂下，本文接收机都有不明显弱于 Ublox LEA-6T 的良好表现。

本文特色和创新点可以凝练成以下三点：

1) 从统计角度分析了不同码相位范围内互相关峰出现的概率，在有外部信息辅助的捕获条件下，搜索部分码相位即可实现对互相关干扰的检测，同时缩减捕获时间；

2) 提出了一种基于锁相环的晶振误差分析方法。由于三阶锁相环可稳定跟踪频率斜升信号，该方法则是在环路吸收了斜升等低阶分量的基础上，通过压缩带宽得到晶振误差的高阶分量，一方面可用于评估晶振的短期稳定性，另一方面可用于获取实用的带宽参数；

3) 提出了辅助信息下伪距提取的方法。在精细时间、位置、星历辅助信息下，在不进入子帧同步甚至比特同步的条件下，依然可实现伪距的提取，对复杂环境下的接收机具有较大的意义；另外在秒级时间信息辅助信息下，基于信号匹配可实现子帧同步，有助于弱信号的伪距提取。

6.2 展望

本文软件接收机需要进一步研究和完善的工作有：

1) 弱信号捕获需要较长的积分时间，积分期间载体运动变化会带来频偏的变化，导致积分能量的削减，下一步将惯性辅助引入捕获，降低频偏变化影响；

2) 多普勒噪声一般比较大，导致钟漂估计也较差，下一步将改进改进钟漂估计算法，使其达到反馈至 NCO 的标准，从而进一步降低环路带宽，提高跟踪环的灵敏度；

3) 优化重捕机制、环路控制策略，改善观测值的质量控制，进而提升接收机的稳定性。

参考文献

Tamazin M, Noureldin A, Korenberg M. Acquisition of weak GNSS signals using fast orthogonal search[J]. 2012.

吴超. 无辅助 GNSS 信号捕获技术研究[D]. 西安电子科技大学, 2016.

莫建文. 弱信号环境下高性能 GPS 接收机关键技术研究[D]. 西安电子科技大学, 2011.

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

Britting K R. Inertial navigation systems analysis[M]. 2010.

李新山. 基于差分相干的微弱 GPS 信号捕获与比特同步研究[D]. 电子科技大学, 2014.

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.

Zhang T, Niu X, Ban Y, et al. Modeling and development of INS-aided PLLs in a GNSS/INS deeply-coupled hardware prototype for dynamic applications[J]. Sensors, 2015, 15(1): 733-759.

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

~Alban S, Akos D M, Rock S M, et al. Performance Analysis and Architectures for INS-Aided GPS Tracking Loops[C]// Proc. of the Institute of Navigation National Technical Meeting, Ntm. 1998:611-622.

Tsujii T, Fujiwara T, Suganuma Y, et al. Development of INS-Aided GPS Tracking Loop and Flight Test Evaluation[J]. Sice Jcmsi, 2011, 4(1):15-21.

Niu X, Li B, Ziedan N I, et al. Analytical and simulation-based comparison between traditional and Kalman filter-based phase-locked loops[J]. Gps Solutions, 2016, 21(1):1-13.

谢刚. GPS 原理与接收机设计[M]. 电子工业出版社, 北京, 2009.

Razavi A, Gebre-Egziabher D, Akos D M. Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals[J]. IEEE transactions on aerospace and electronic systems, 2008, 44(2).

Liu G, Guo M, Zhang R, et al. FFT tracking based high dynamic GPS/INS scalar deeply integrated navigation algorithm[C]//Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC), Proceedings 2013 International Conference on. IEEE, 2013: 2927-2930.

- Borio D, Lachapelle G. A non-coherent architecture for GNSS digital tracking loops[J]. *annals of telecommunications-Annales des Télécommunications*, 2009, 64(9-10): 601.
- Kokkonen M, Pietila S. A new bit synchronization method for a GPS receiver[C]//Position Location and Navigation Symposium, 2002 IEEE. IEEE, 2002: 85-90.
- Ma L H, Huang S H, Xu M, et al. Tracking loops design and bandwidth optimization for SINS-aided GPS receiver[C]//Information and Automation (ICIA), 2016 IEEE International Conference on. IEEE, 2016: 343-349.
- Wang X, Ji X, Feng S, et al. A high-sensitivity GPS receiver carrier-tracking loop design for high-dynamic applications[J]. *GPS Solutions*, 2015, 19(2): 225-236.
- Li X, Guo W. Efficient differential coherent accumulation algorithm for weak GPS signal bit synchronization[J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17(5): 936-939.
- Bellad V, Petovello M G, Lachapelle G. Intermittent tracking in weak signal environments[C]//Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2015 International Conference on. IEEE, 2015: 1-10.
- Li S, Yi Q, Shi M, et al. Highly sensitive weak signal acquisition method for GPS/compass[C]//Neural Networks (IJCNN), 2014 International Joint Conference on. IEEE, 2014: 1245-1249.
- Guo W, Yan K, Zhang H, et al. Double stage NCO-based carrier tracking loop in GNSS receivers for city environmental applications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(10): 1747-1750.
- Ma S S, Lu M, Ding J F, et al. Weak signal detection method based on Duffing oscillator with adjustable frequency[J]. *Science China Information Sciences*, 2015, 58(10): 1-9.
- Ren T, Petovello M. Collective bit synchronization for weak GNSS signals using multiple satellites[C]//Position, Location and Navigation Symposium-PLANS 2014, 2014 IEEE/ION. IEEE, 2014: 547-555.
- Zhu C, Fan X. GNSS signal acquisition in weak signal condition[C]//Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), 2014 9th International Symposium on. IEEE, 2014: 1128-1132.
- He Z, Petovello M. Performance comparison of Kalman filter and maximum likelihood carrier phase tracking for weak GNSS signals[C]//Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2015 International Conference on. IEEE, 2015: 1-8.

Mahmud M S, Qaisar S U, Benson C. Weak GPS signal detection in the presence of strong signals with varying relative Doppler and long integration gain[C]//Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), 2016 IEEE/ION. IEEE, 2016: 1015-1020.

Braasch M S, Van Dierendonck A J. GPS receiver architectures and measurements[J]. Proceedings of the IEEE, 1999, 87(1): 48-64.

Britting K R. Inertial navigation systems analysis[M]. 2010.

Ban Y, Niu X, Zhang T, et al. Low-end MEMS IMU can contribute in GPS/INS deep integration[C]//Position, Location and Navigation Symposium-PLANS 2014, 2014 IEEE/ION. IEEE, 2014: 746-752.

Chiou T Y, Alban S, Atwater S, et al. Performance analysis and experimental validation of a Doppler-aided GPS/INS receiver for JPALS applications[C]//Proceedings of the ION GNSS 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Long Beach, CA, USA. 2004, 2124: 16091614.

Grewal M S, Weill L R, Andrews A P. Global positioning systems, inertial navigation, and integration[M]. John Wiley & Sons, 2007.

Gautier J D. GPS/INS generalized evaluation tool (GIGET) for the design and testing of integrated navigation systems[D]. Stanford university, 2003.

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

Kaplan E, and Christopher H. Understanding GPS: principles and applications[M]. Artech house, 2005.

Shin E H, El-Sheimy N. Accuracy improvement of low cost INS/GPS for land applications[M]. National Library of Canada= Bibliothèque nationale du Canada, 2003.

Ziedan N I. GNSS receivers for weak signals[J]. Energy, 2006, 1992: 12-01.

Groves P D. Principles of GNSS, inertial, and multisensor integrated navigation systems[M]. Artech house, 2013.

Skog I, H ndel P. Calibration of a MEMS inertial measurement unit[C]//XVII IMEKO World Congress. 2006: 1-6.

致谢

随着论文进入尾声，在武大的七年学习生涯也即将步入终点。导航组的三年，让我在学习和生活上受益匪浅。回顾以往，感激之情，寥寥的数字难以言尽。

首先，衷心感谢我的导师刘经南院士。刘院士渊博的学识、严谨的治学态度和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。

牛小骥教授和章老师作为我的第二导师，为我的研究生培养提供了最优质的平台。牛老师是一位和蔼可亲、学识渊博、精益求精的好导师，给我树立了积极向上的人生态度。章老师开朗的性格、平易近人的态度为组里营造了轻松融洽的学习氛围，同时为我科研的入门提供了很大帮助。三年硕士学习离不开两位导师的关心和指导，恩师之情，无以言谢，我谨向两位恩师表示最崇高的敬意和感激。

特别感谢师兄张提升博士，是张博让我十分荣幸的成为导航组这个大家庭的一员。在艰难接收机入门学习中，感谢张博的悉心指导；在论文的实验和写作上，感谢张博的耐心点拨；在日常生活中，感谢张博的关心和鼓励。

感谢林涛博士的指点与引导。林博士对接收机有着独特的认识与见解，理论基础扎实，工程经验丰富。每次遇到瓶颈，林博士都会提供启发性的建议。

感谢郭文飞博士在接收机理论方面的帮助；感谢班亚龙博士在实验设备和算法上给我的指导和解答，班师兄认真的科研态度和积极向上的作风是我学习的楷模；感谢陈起金博士、张全博士在组合导航算法上的解惑；感谢严昆仑博士、李冰博士、徐良春博士在科研生活中提供的建议和帮助。

感谢在导航组一起学习和生活的师兄弟：杨鑫师兄、王青江师兄、旷俭师兄、程政师兄、张鹏辉师兄、常乐、余彤、刘衢嵘师妹、祁发瑞师弟、李卓师妹、谭俊雄师弟和黄夙寒等。在充满活力的氛围中度过的时光让我终身难忘。

感谢 8 栋 708 的室友：胡达天、陈志国，三年的美好时光留下了太多的欢声笑语，愿我们的友情天长地久。

感谢我的父母及家人，不论遇到什么困难与挫折，我知道你们就在我身后，谢谢你们默默的关心和支持，你们永远是我的骄傲，希望有一天我也能成为你们

的骄傲。

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。

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