

摘要

GPS 可以在全球范围内为数量无限的海陆空用户提供全天候的、连续精确的位置、速度和时间信息，其建成和成功应用是现代科学技术发展的结晶，是导航技术现代化的重要标志，为美国带来了巨大的军事和经济利益，也引起了世界各国的普遍关注。GPS 应用的关键在于其接收设备，而捕获与跟踪是接收机设计的关键部分，同时也是 GPS 接收机的技术难点。随着基于位置服务需求的日益增长，特别是城市、室内等微弱卫星信号环境中应用需求的扩展，一种更高性能的接收机——高灵敏度接收机成为导航领域研究的热点。

本论文主要讨论极低谱密度大频偏信号的捕获与跟踪，重点研究现有 GPS-C/A 码接收机的捕获算法。主要包括以下几个方面的内容：

首先，简要介绍了 GPS 信号接收机的工作原理和 GPS 信号结构，对 GPS 信号捕获的方法进行了研究。分析了单次捕获判决，引出多驻留检测器，分析了多普勒效应和采样频偏等对捕获的影响。讨论了几种经典的捕获算法，包括 Tong 搜索检测器，提出 Tong 改进算法，将原 Tong 搜索的单周期统计判决改进为连续两周期联合统计判决，提高了检测性能。

其次，研究了极低谱密度大频偏信号的捕获。对相干积分、非相干积分和差分相干积分进行了详细的数学分析，利用差分相干进行频偏的精确估计，讨论了载噪比的估计和部分相干积分，为极低谱密度大频偏信号的捕获提供了依据。

最后，简要介绍了 GPS 信号的跟踪方法。详细分析了伪码跟踪环和载波频率跟踪环的工作原理，基于实际采集的 GPS 数据进行捕获和跟踪算法的仿真，解调出数据比特。

关键字：极低谱密度，大频偏，GPS，捕获，跟踪，相干积分，非相干积分，差分相干积分

Abstract

GPS can provide 24 hours and accurate information of location, velocity and time for countless users on the sea, land and space all over the world. It not only brings huge benefit of military and economy for America, but also attracts the attention from the whole world. The sticking point of the application of GPS is its receiver, and the acquisition and tracking part is the key part of the receiver design. And it is also the difficulty of the GPS receiver technique. With the growing demand for location based servers, particularly the growing demand for application of urban and indoor positioning, the development of high performance receiver—high sensitivity receiver has become a hot in the navigation field.

This paper mainly focuses on acquisition and tracking for signals with low power spectral density and large frequency offset, especially researches the acquisition algorithms for GPS-C/A code receiver. It mainly contains the following contents:

Firstly, it introduces the principles of GPS receiver and signal structure for GPS. The basic method for signal acquisition and some factors that affect the acquisition are also introduced. Some classic acquisition algorithms are discussed, including Tong Search Detector. An improved Tong search algorithm is proposed, and it improves the detect performance.

Secondly, it researches the acquisition algorithm for signals with low power spectral density and large frequency offset. Coherent integration, noncoherent integration and differentially coherent integration are analyzed, and accurately estimates the frequency offset using differentially coherent. It also discusses the estimation for carrier to noise power and partial coherent integration.

Finally, it introduces the tracking method for GPS signals. The principles of C/A code tracking loop and carrier tracking loop are analyzed, and simulates the algorithms and demodulates the navigation data for actual collected data.

Keywords: Low Power Spectral Density, Large Frequency Offset, GPS, Acquisition, Tracking, Coherent Integration, Noncoherent Integration, Differentially Coherent Integration

东南大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得东南大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：徐运平 日期：2009.1.13

东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权东南大学研究生院办理。

研究生签名：徐运平 导师签名：徐运平 日期：2009.1.13

第1章 绪论

在人类历史中,似乎很早就发明了导航技术,根据我国的资料记载,在有历史记录以前,指南针就已用于浓雾天气条件下的战争中。有许多不同的导航技术用于海洋和空中运输。导航卫星产生于20世纪70年代早期。在GPS计划之前就开发了3个卫星系统:美国海军导航卫星系统(也叫做子午仪,即Transit)、美国海军的Timation和美国空军621B计划。子午仪采用连续波(cw)信号,通过测量最大的多普勒频移,能得到卫星的临近点。Timation使用原子钟改进卫星轨道的预测并减少地面控制更新率。空军621B计划采用伪噪声(PRN)信号调制载波频率。GPS计划在1973年12月才被认可。1978年发射了第一颗卫星。1993年8月,GPS有24颗在轨卫星,同年12月,具备了基本的工作性能。1994年2月,联邦航空局(FAA)宣布GPS准备投入航空使用。

本章简要介绍了本文选题依据及研究意义、国内外的发展现状和论文的章节安排。本文的工作对我国自主研制的“北斗导航系统”也有一定的参考价值。

1.1 选题依据及研究意义

全球定位系统(Global Positioning System-GPS)作为新一代的卫星导航定位系统,经过二十多年的发展,已发展成为一种被广泛采用的系统。目前,它在航空、航天、军事、交通、运输、资源勘探、通信、气象等几乎所有的领域中,都被作为一项非常重要的技术手段和方法,用来进行导航、定时、定位、地球物理参数测定和大气物理参数测定等。现在正在运行的卫星导航系统有美国的GPS和俄罗斯的GLONASS全球定位系统以及我国的北斗一代区域定位系统。而正在建设中的还有欧洲的伽利略系统和我国的北斗二代系统。因此,卫星导航定位的产业化和竞争都将进入新的发展阶段。随着技术的不断进步和发展,GPS将深入到每个人的日常生活中,成为人们生活的不可缺少的组成部分,并将从根本上改变人们的时空观和生活方式^{[1][4]}。

GPS应用的关键在于其接收设备——能够接收、跟踪、变换和测量GPS信号的接收机,它已成为一些电子仪器厂家竞相生产的高技术电子产品。而捕获、跟踪是接收机设计的关键部分,同时也是GPS接收机的技术难点,它包含伪码和载波捕获、伪码和载波跟踪环路两部分。GPS信号接收机搜索、捕获和跟踪伪随机码及对其所传送的导航电文的解调,这是GPS信号接收机测量GPS信号的工作基础。只有在捕获和跟踪到伪随机码的工作基础上,才有可能测量观测点与卫星之间带有偏差的距离。

系统分析及研究一般GPS接收机中的扩频码序列捕获算法和跟踪环路的结构及算法,有利于优化GPS接收机数字信号基带处理过程;进一步提高伪距测量精度,提高GPS定位精度;对于开发GPS接收机产品以及开展相关领域的研究工作都具有重要的意义。另外,

由于 GPS 卫星信号是直接序列扩频信号，它的接收技术和方法同样适合于其他的直接序列扩频体制的电子系统中。直接序列扩频技术作为扩频技术的一种特殊形式，正迅速应用于各个领域，例如测距、导航、军事通信、雷达等越来越多地采用此形式的信号。所以，本文研究的意义远远超出了 GPS 的应用，它将作为一个通用的数字同步环路理论模式应用于各种直接序列扩频技术的应用领域中。

1.2 国内外的发展现状

目前，全球有 70 余家接收机生产制造厂家，共有 500 多种型号的接收机进入商用市场。GPS 接收机技术有了长足的进步，尤其在高端的科学和工程应用中，其功能越来越强大，能同时接收所有可见卫星信号，实现低噪声测量及无码与半无码 L2 工作，实时动态求解整周多义性。在低端应用中，具备了大批量进入大众化应用的条件，手表型导航仪也已进入市场，与无线移动通信结合的定位手机也业已出笼，个人应用市场展现了势不可挡的发展前景。许许多多的应用拓广都归功于 GPS 接收机数字技术的进步^[5]。

我国电子集团 54 所、航天 704 所、北京航空航天大学、国防科技大学、中科院以及多家从事卫星导航设备开发的公司，都在 GPS 接收机的研制方面投入了较大的人力物力，并相继尝试开发 GPS 接收机，且编写了大量宝贵的资料，有的院所甚至研制了有自己独立产权的接收机芯片。但目前 GPS 在我国的科研应用主要有如下明显缺点：

- (1) 主要采用进口 OEM 板作为 GPS 接收机内核，并非自主研发；
- (2) 主要是进行产品的二次开发，如 GPS/GIS 地理信息系统；
- (3) 主要侧重民用领域产品的开发，产品精度低、抗干扰性能差；
- (4) 主要集中在中、低动态应用领域，航空航天等高动态领域的 GPS 接收机涉及不多。因此，高动态 GPS 接收机的研发在我国仍然处于起步阶段，诸如高动态引入的许多瓶颈问题并未得到彻底解决，突出表现在高动态 GPS 接收机的信号处理模块。

另外，目前市场上所使用的 GPS 接收机大多是采用全硬件实现，随着计算机处理能力的不断提高，软件接收机具有很多纯硬件实现的接收机所不具备的许多优势。而影响接收机很重要的一个方面就是信号处理的性能，接收机处理信号主要包括捕获和跟踪两个部分。

当前，GPS 接收机发展的主要趋势是：(1) 集成化和小型化。由于电子技术和微处理技术的发展，GPS 接收机的集成化程度越来越高，整机尺寸和重量大大减少，价格也在下降；(2) 高动态、多通道。研制、生产高动态、多通道的接收机，对我国的航空航天事业和国防建设具有很重要的现实意义；(3) 差分 GPS 接收机。这种接收机可进行实时差分导航定位，以消除定位误差，提高定位精度；(4) 以 GPS 为中心的组网导航系统；(5) 动态高精度载波相位测量 GPS 接收机；(6) GPS 与通信结合。目前很多国家在研究将移动通信结合到 GPS 中去，以实现双向报文通信和定位报道。

因此，系统分析研究一般 GPS 接收机中的信号处理算法有重要的意义。

1.3 本文的研究内容和结构

本文的研究重点是极低谱密度大频偏信号的捕获与跟踪,并对这一过程进行建模,针对现有 GPS-C/A 码接收机的工作原理进行仿真,实现对实际采集 GPS 信号的数据解调,同时结合产生的 GPS 仿真信号对捕获和跟踪算法进行分析和对比。本文采用全软件的方法来实现 GPS 接收机中频数字信号处理相应模块的功能,重点在于如何实现 GPS 信号的捕获与跟踪。论文从第二章开始,具体结构安排如下:

第 2 章, GPS 原理概述。本章首先介绍 GPS 接收机的结构及工作原理;然后简要介绍了 GPS 卫星发送给广大用户的导航信号的结构,包括 C/A 码、P 码和导航数据等;最后重点介绍了 C/A 码的一些特性。

第 3 章, GPS 信号捕获方法的研究。首先介绍一些因素对捕获的影响,如多普勒效应和采样频偏等。然后介绍了各种捕获方法:时域串行搜索、基于 FFT 的频域并行搜索和 Tong 搜索检测器及其改进算法。

第 4 章,极低谱密度大频偏信号的捕获。首先对相干积分、非相干积分和差分相干积分进行了详细的数学分析,然后比较了相干—非相干与差分相干两种算法的捕获性能,接着分析了利用差分相干进行频偏的精确估计,最后讨论了载噪比的估计和部分相干积分,为极低谱密度信号的捕获提供了依据。

第 5 章, GPS 信号跟踪方法的研究。首先介绍了锁相原理,分析了载波跟踪和伪码跟踪的实现原理,并给出了环路的具体实现。然后利用实际采集的 GPS 信号,对捕获和跟踪进行算法仿真和数据解调。

第 6 章,总结与展望。总结概括了本文设计的捕获和跟踪算法,提出有待解决的问题和下一步的研究方向。

第 2 章 GPS 原理概述

GPS 是美国从本世纪 70 年代开始研制, 历时 20 年, 耗资 200 亿美元, 于 1994 年全面建成, 具有在海、陆、空进行全方位实时三维导航与定位能力的新一代卫星导航定位系统。它包含三大部分: 空间部分—GPS 卫星星座; 地面控制部分—地面监控系统; 用户设备部分—GPS 信号接收机。

本章分为两大部分。第一部分简要介绍了 GPS 系统的组成, 以及 GPS 信号接收机的基本类型, 分析了硬件以及软件 GPS 信号接收机的特点和区别, 对 GPS 信号接收机的工作原理进行了详细介绍, 分析了信号捕获与跟踪实质都是一种对发送信号参数的估计; 第二部分首先介绍了 GPS 卫星发送给广大用户的导航信号的结构, 包括 C/A 码、P 码和导航数据等, 然后重点介绍了 C/A 码的产生方法和其自相关及互相关特性。

2.1 GPS 系统的组成

GPS 系统主要由三大部分组成: 空间星座部分、地面监控部分和用户设备部分^[6]。

GPS 的空间卫星星座有 21 颗工作卫星和 3 颗在轨备用卫星组成, 24 颗卫星分布在倾角为 55 度的 6 个轨道平面内, 轨道平均高度为 20200 km, 卫星运行周期为 11 小时 58 分, 每个轨道平面分布 4 颗卫星。GPS 星座的这一轨道布局可以保证在地球上任何时间、任何地点至少可以观测到 4 颗卫星 (最多可以达 11 颗卫星), 因此也就保证了连续、实时的全球导航能力。

GPS 的地面监控系统由一个主控站、三个注入站和五个检测站组成。检测站的主要任务是对每颗卫星进行观测, 并向主控站提供观测数据。主控站则是整个 GPS 系统的神经中枢。而注入站定时的将主控站传送的信息注入各个卫星。

用户设备的核心是 GPS 接收机。其功能是接收 GPS 卫星信号, 获取定位观测量, 提取导航电文信息, 经数据处理完成导航定位任务。

2.2 GPS 信号接收机

GPS 信号接收机, 是 GPS 导航卫星的用户设备, 是实现 GPS 卫星导航定位的终端仪器。它是一种能够接收、跟踪、变换和测量 GPS 卫星导航定位信号的无线电接收设备, 既具有常用无线电接收设备的共性, 又具有捕获、跟踪和处理极弱卫星信号的特性。

GPS 接收机可分为两种基本类型: 同时跟踪 P(Y) 码和 C/A 码的 PPS 接收机和只跟踪 C/A 码的 SPS 接收机。PPS 接收机同时在 L1 和 L2 波段上跟踪 P(Y) 码。PPS 接收机初始工作在

L1 上跟踪 C/A 码，然后转换到在 L1 和 L2 上跟踪 P(Y)码。P(Y)码跟踪只有在加密单元的辅助下才能产生。SPS 接收机只跟踪 L1 上的 C/A 码。在这两种基本接收机类型中，还有一些变形，比如无码 L2 跟踪接收机。大多数接收机有多个通道，每个通道跟踪来自一颗卫星的发射信号。本文仅对 C/A 码单频 GPS 导航接收机作研究。

2.2.1 硬件 GPS 信号接收机结构

传统的GPS接收机通常有图 2-1 所示的结构^[5]。基带数字处理ASIC部分完成基带信号处理（捕获和跟踪的相关运算），微处理器从ASIC输出的相关输出结果译出导航数据，从而可以得到卫星星历及伪距，星历可用来得到卫星位置，并最终可由卫星位置及伪距解算出用户位置等信息。传统硬件接收机底层的基带数字信号处理部分是采用专用GPS信号通道处理芯片（ASIC）来执行，这种ASIC芯片运行速度快，但难以修改算法及缺乏灵活性。



图 2-1 硬件 GPS 接收机结构框图

2.2.2 软件 GPS 信号接收机结构

限于目前的硬件技术水平，一种可实现的软件GPS接收机的结构如图 2-2 所示^[1]。

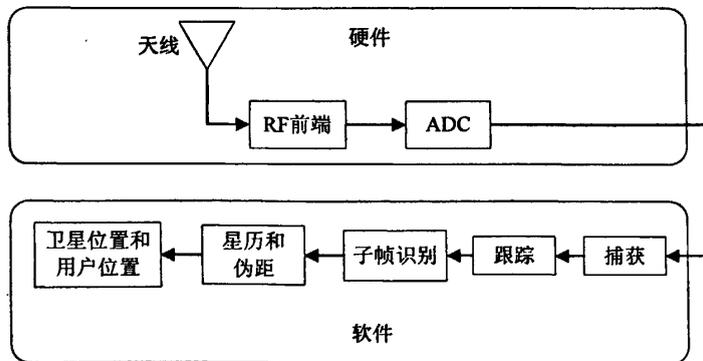


图 2-2 软件 GPS 接收机结构框图

天线接收 GPS 卫星信号，通过射频（RF）前端，输入信号放大到合适的幅度并将频率转换到需要的输出频率上，再通过模/数转换器（ADC）将输出信号变成数字信号。天线、RF 前端和 ADC 仍由硬件实现。

在信号数字化以后，就可以用软件进行信号处理了。捕获的目的是发现某一卫星的信号，

跟踪则是得到导航数据的相位变化。在传统接收机中,捕获和跟踪由硬件实现。根据导航数据的相位跳变,可以获取导航数据的子帧,进而得到星历数据和伪距,星历数据用来获取卫星的位置。最后,通过卫星的位置和伪距能计算出用户的位置。至于软件平台,它可以是数字信号处理 DSP (Digital Signal Processing) 芯片,也可以是通用 PC。目前,实现软件 GPS 接收机的主要难点是实时性问题。

在接收机中尽可能靠近天线的位置,使用 ADC 将输入信号转换为数字信号。一旦信号被数字化,由软件实现的数字信号处理将用于获取需要的信息。软件无线电的主要目的是在无线电设备中硬件的使用最少化。理论上,通过软件可以调整,甚至改变无线电的功能,从而可以实现极大的灵活性。

基带数字信号处理部分的不同是传统硬件接收机与软件接收机结构的根本区别。软件接收机整个数字部分均采用通用处理芯片,包含较少的硬件,可编程性及灵活性均强于硬件接收机,而且无需升级硬件仅加载不同的算法软件即可实现 GPS 接收机的升级。与传统 GPS 接收机相比,软件实现赋予接收机一些新的优越特性,如:数字处理模块更靠近天线,使得定位和测量精度的提高;软件实现带来的灵活性有力支持引入新的设计,并最小化实现代价;硬件组件得以简化及其通用性,使得设备成本降低及功耗降低等。

在不改变硬件设计的情况下,就很容易开发新的算法,这对研究一些新的问题尤其有用。例如,为了研究抗干扰问题,我们可以收集一组带有干扰信号的数字信号,然后采用不同的方法来分析它。

2.2.3 GPS 信号接收机的工作原理

GPS 信号接收机的工作原理是相当复杂的,这里只对其要点——GPS 信号接收机如何捕获 C/A 码,从而识别 GPS 信号作一定的论述。GPS 信号接收机均采用先捕获和跟踪 C/A 码,需要下述两步才能完成:

第一步,逐元搜索,迫使 C/A 码步入跟踪区间。在搜索状态下,存在下述两种 C/A 码:其一是,接收到的来自 GPS 卫星的 C/A 码——接收码;其二是,接收机本地发生器所产生的 C/A 码——本地码。与此相对应,还存在接收载波和本地载波。由于 GPS 卫星运行所导致的多普勒效应,接收载波的频率是随时间而不断变化的。因此,搜索 C/A 码的目的,既要使得本地码基本上对准接收码,又要使得本地载波频率锁定在接收载波频率上,亦即需要在一个二维区间内搜索 C/A 码。图 2-3 是 C/A 码的捕获和跟踪电路框图。

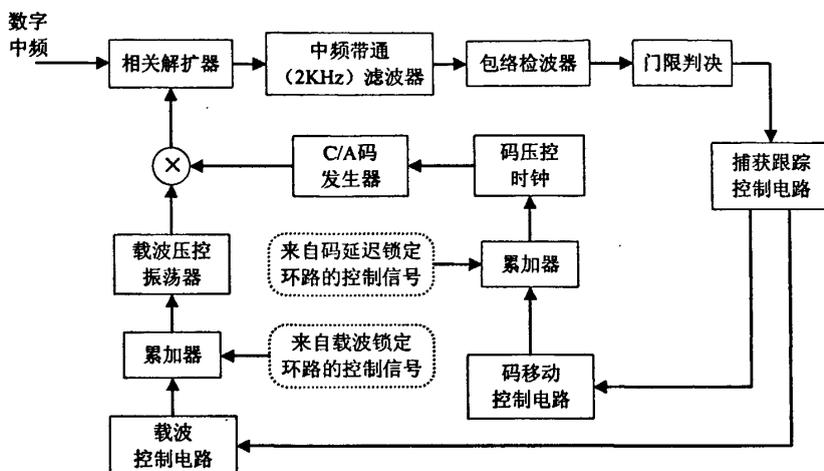


图 2-3 C/A 码的捕获和跟踪电路框图

第二步，精细调节，双跟踪环路解调出数据比特。C/A 码的上述搜索，只能解决本地码和本地载波基本上分别对准接收码和接收载波的问题。换言之，只能解决 GPS 信号接收机的“冷启动”。两者的一一精确对齐，还需依靠伪码跟踪环路和载波跟踪环路，这两者也是相关型波道的主要组成部分。

GPS 信号接收机工作原理的关键，在于如何识别和锁定来自不同 GPS 卫星的导航定位信号，并逐一测量它们到达接收天线的传播时间，由时间可以算出伪距。对于动态用户所用的接收机，是通过搜索、捕获和跟踪仅有 1023 个码元的 C/A 码，而识别来自不同卫星的 GPS 信号。每颗 GPS 卫星所提供的星历数据，可以显著地缩短，甚至越过搜索过程，而加速 C/A 码的捕获。因此，不少厂家的 GPS 信号接收机已存有 GPS 星历数据，开机即可做导航定位测量，称为“热启动”。反之，称为“冷启动”。实际上，只要 GPS 信号接收机做过一次导航定位测量，它就往往存储着星历数据。后续的开机作业，都是“热启动”，开机作业的间隔时间越短，启动（捕获 C/A 码）就越快。

2.2.4 信号捕获与跟踪的实质

信号捕获的目的是判断并且确定接收信号的粗略的载波频率和 C/A 码相位，用于产生本地载波和本地 C/A 码。信号捕获分为载波频率捕获和 C/A 码相位捕获。信号跟踪的目的是精确载波频率和码相位，并且当载波频率和码相位出现一定变化时，能够使本地载波频率和本地 C/A 码相位跟踪上这种变化。信号跟踪分为载波频率/相位跟踪和码相位跟踪。

捕获和跟踪的实质都是一种对发送信号参数的估计。捕获是在不具备接收信号参数准确值的信息情况下，对接收载波频率和发送码字及相位的粗略估计。跟踪是在具备对接收载波频率和发送码相位的粗略估计信息的前提下，使用更好的估计手段，对发送信号的载波频率/相位和发送码相位的更精确估计^[7]。

2.3 GPS C/A 码信号结构

GPS 卫星发送测距码信号有两种基本类型：精密码（P 码）和粗/捕获码（C/A 码），两种均为伪随机码。P 码由两个伪随机码乘积构成，码长很长，不易捕获，需要利用 C/A 码辅助捕获，不易破译，主要用于军事；另一种是 C/A 码，用于民用，是民用 GPS 技术研究的重点。

GPS 信号有两个载波频率：链路 1（L1）和链路 2（L2）。L1 的中心频率是 1575.42 MHz，L2 的中心频率是 1227.6 MHz。目前，L1 的频率上有 C/A 码和 P 码信号，而 L2 的频率上只有 P 码信号。L1 的频率上 C/A 码和 P 码信号的相位相互正交，可表示为^[1]：

$$S_{L1} = A_p P(t) D(t) \cos(2\pi f_1 t + \phi) + A_c C(t) D(t) \sin(2\pi f_1 t + \phi) \quad (2-1)$$

式中， S_{L1} 是 L1 的频率上的信号， A_p 是 P 码的振幅， $P(t) = \pm 1$ 表示 P 码， $D(t) = \pm 1$ 表示导航数据比特， f_1 是 L1 频率， ϕ 是初始相位， A_c 是 C/A 码的振幅， $C(t) = \pm 1$ 表示 C/A 码。

C/A 码的码速率为 1.023 MHz，因此，主瓣两个零值之间的频谱宽度是 2.046 MHz。一个码周期包括 1023 个码元，持续 1 ms，因此，C/A 码的时长为 1 ms，每毫秒重复一次。C/A 码是二相编码信号，以 1.023 MHz 的速率在 $0 \sim \pi$ 之间改变载波相位。导航数据位也是二相码，但是它的速率仅有 50 Hz，就是说每个导航数据位长 20 ms。因为 C/A 码周期是 1 ms，所以一个导航数据位中就有 20 个 C/A 码。这样，在一个数据位中，所有 20 个 C/A 码的相位相同。如果存在由于导航数据位引起的相位跳变，相邻的两个 C/A 码的相位就会相差 π ，这对信号捕获非常重要。用户可以在两组连续的 10 ms 数据上去完成信号捕获。因为在两组连续的 10 ms 数据中，最多只有一次导航数据位的相位变化。因此，其中一组数据中将不存在相位跳变，相关捕获应能得到理想的结果。

2.3.1 C/A 码的产生

GPS C/A 码信号属于称为 Gold 码的伪随机噪声（PRN）码系列，它由两个 1023 位的周期和速率相同而码元结构不同的 m 序列 G1 和 G2 组合而成，G1 和 G2 都是由 10 位最大长度线性移位寄存器产生的，由 1.023 MHz 的时钟来驱动。如图 2-4 为 C/A 码生成原理图。

G1 和 G2 的特征多项式分别为^[2]：

$$G_1(x) = 1 + x^3 + x^{10} \quad (2-2)$$

$$G_2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} \quad (2-3)$$

一般来讲，将移位寄存器最后一位的输出作为序列输出，我们把这个输出称为最大长度序列（Maximum Length Sequence-MLS）输出。然而，G2 产生器不采用 MLS 输出作为输出信号，它的输出是由称为码相位选择器选择的两个位的输出经另一个模 2 加法器而产生的，

如图 2-4 所示。G2 的这种输出是延迟后的 MLS 输出，延迟时间是由所选择的两个输出点的位置所决定的。

两个移位寄存器 G1 和 G2 于每周日子夜零时在置“1”脉冲的作用下全处于“1”状态，同时在码率 1.023 MHz 驱动下，两个移位寄存器分别产生码长为 $N = 2^{10} - 1 = 1023$ ，周期为 1 ms，码速率 $f_{C/A} = 1.023 \text{ MHz}$ 的两个 m 序列 $G_1(t)$ 和 $G_2(t)$ 。 $G_2(t)$ 序列经过相位选择器，输出一个与 $G_2(t)$ 延迟等价的 m 序列，然后与 $G_1(t)$ 模 2 加，得到 C/A 码。

卫星表示号 (ID) 是根据 G2 产生器的两个输出位置来决定的。有 37 个不同的输出序列，其中 32 个序列可为 32 颗卫星的 C/A 码所用，但目前仅有 24 颗卫星在轨。另外 5 个输出序列留作它用，如用作地面发射等。

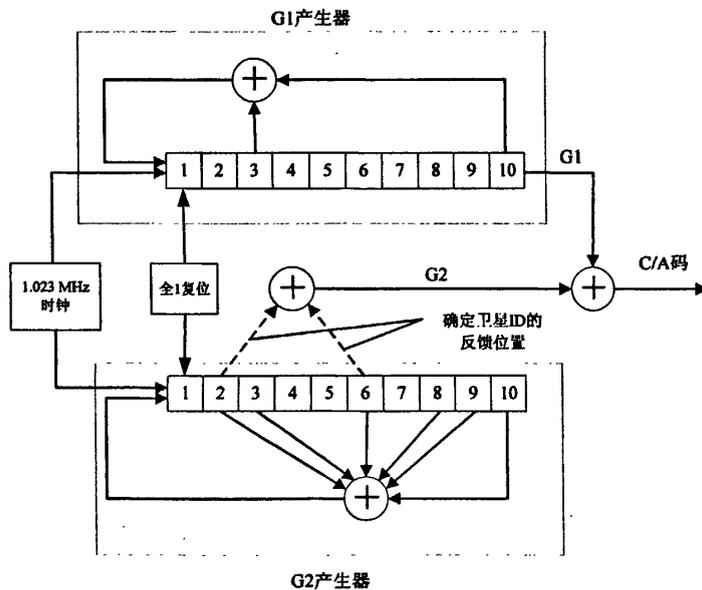


图 2-4 C/A 码生成原理图

2.3.2 C/A 码的相关性

C/A 码的重要特性之一是它们的相关特性。高自相关峰值和低互相关峰值能为信号捕获提供一个宽的动态范围。为了在有强信号存在的情况下能检测到弱信号，弱信号的自相关峰值必须比它与强信号的互相关峰值要强。如果这些码是正交的，互相关的值就是零。Gold 码虽然不是正交的，但是接近正交，这意味着其互相关值不为零，但是非常小。

Gold 码的互相关性能在表 2-1 中列出^[1]。

对于 $n=偶数=10$ 的 C/A 码， $P=1023$ 。利用表 2-1 中的关系，得到互相关值为： $-65/1023$ (12.5%)， $-1/1023$ (75%) 和 $63/1023$ (12.5%)。

表 2-1 Gold 码的互相关性能

码 周 期	移位寄存器级数	归一化的互相关值	值出现的概率
$P = 2^n - 1$	n 为奇数	$\frac{2^{(n+1)/2} + 1}{P}$	0.25
		$-\frac{1}{P}$	0.5
		$\frac{2^{(n+1)/2} - 1}{P}$	0.24
$P = 2^n - 1$	n 为偶数	$\frac{2^{(n+2)/2} + 1}{P}$	0.125
		$-\frac{1}{P}$	0.75
		$\frac{2^{(n+2)/2} - 1}{P}$	0.125

随机选取 19# 卫星 C/A 码的自相关及其与 31# 卫星的互相关分别如图 2-5 (a) 和图 2-5 (b) 所示。在图 2-5 (a) 中，自相关峰值最大值是 1023，等于 C/A 码的长度。为了便于观察，将最大峰值的位置特意转移到图的中心位置，其余的 3 个相关值为 63，-1 和 -65。图 2-5 (b) 中的互相关也有 3 个值，分别是：63，-1 和 -65。自相关和互相关的最大值之间的差异决定了信号的处理增益。

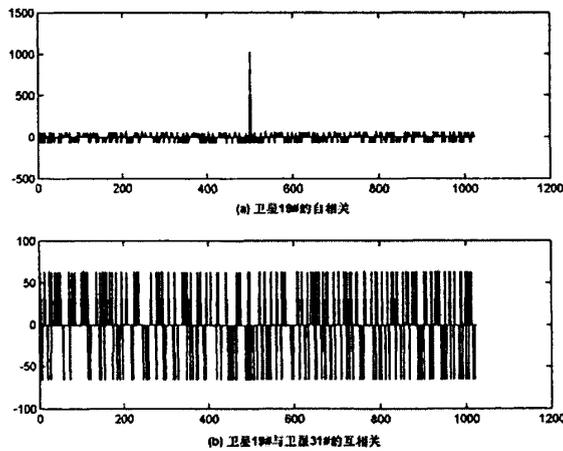


图 2-5 C/A 码的自相关和互相关

2.4 本章小结

本章分为两大部分。第一部分简要介绍了 GPS 系统的组成，以及 GPS 信号接收机的基本类型，分析了硬件以及软件 GPS 信号接收机的特点和区别。对 GPS 信号接收机的工作原

理进行了详细介绍，分析了信号捕获与跟踪实质上都是对发送信号参数的估计；第二部分首先介绍了 GPS 卫星发送给广大用户的导航信号的结构，包括 C/A 码、P 码和导航数据等，然后重点介绍了 C/A 码的产生方法和其自相关及互相关特性。

第3章 GPS 信号捕获方法的研究

为了跟踪和解调 GPS 信号,首先要捕获到 GPS 信号。将捕获到的 GPS 信号的必要参数立刻传递给跟踪过程,再通过跟踪过程便可得到卫星的导航电文。GPS 卫星处于高速运动中,因此,其频率会产生多普勒频移。为覆盖高速卫星预期中的所有多普勒频率范围,捕获方法搜索的频率必须在 ± 10 kHz 以内。一旦捕获到 GPS 信号,立刻去测量两个重要参数:C/A 码的起始点和载波频率(因为多普勒频移而变化)。接收机接收到的一系列数据往往包含多个卫星信号,每个信号具有不同的 C/A 码的不同起始点和不同的多普勒频率。针对某个特定的卫星信号,捕获过程就是要找到 C/A 码的起始点,并利用找到的起始点展开 C/A 码的频谱,一旦复现了 C/A 码的频谱,输出信号将变成连续波,于是便可以得到载波频率。也就是说,捕获过程就是要获得输入信号的 C/A 码的起始点和载波频率,然后传递给跟踪过程。

本章主要讨论了一些经典的捕获算法^{[8]-[13]}。首先分析了单次捕获判决,引出多驻留检测器;然后简要介绍了一些因素对捕获的影响,如多普勒效应和采样频偏等;最后讨论了几种经典的捕获算法,包括Tong搜索检测器,提出Tong改进算法。

3.1 C/A 码捕获分析

GPS卫星信号采用码分多址(CDMA)技术,采用不同的伪随机码对不同卫星的导航数据进行扩频调制^[14]。为了接收某一卫星的导航数据,就必须复现调制该导航数据的伪随机码,将复现的伪码同输入伪码在不同相位差上作相关运算,使二者同步,从而完成对导航数据的解扩,这称为伪码捕获。

由于 GPS 卫星在高速运动,其与接收机之间存在径向移动,会产生多普勒频移。因此为完成对某一卫星导航数据的解调,必须搜索到相应卫星所产生的多普勒频移的数值,这称为载波捕获。

因此,对 GPS 卫星信号的捕获是一个二维搜索过程。捕获结果是使本地参考码和接收码相位差值小于一个码元宽度,且收发码时钟频率基本一致,同时使载波相互对准,从而实现输入信号与本地信号的粗同步。

3.1.1 二维搜索过程

GPS 的信号捕获是一个二维搜索过程。为了捕获卫星信号,需要同时复现卫星的 C/A 码和载波(即成功的信号匹配是二维的)。其中距离维是与复现码相关联的,而多普勒维则与复现载波相关联。初始搜索过程对于 C/A 码接收机来说总是做 C/A 码搜索,而对于 P(Y)

码接收机来说一般开始时也是 C/A 码搜索。初始码搜索一般牵涉到在距离维上复现所有的 1023 个 C/A 码相位状态。如果距离和多普勒的不确定性是已知的，那么搜索范围应当包括整个不确定性的 3σ 值范围。如果有一维或同时两维的不确定性很大，那么搜索范围要相应变大，而且预期的搜索时间要加长，必须建立某种准则以确定对一颗给定的卫星何时终止搜索过程并选择另一颗候选卫星。

下面的例子正在进行 C/A 码搜索，并且正在检验所有 1023 个 C/A 码相位。典型情况下码相位以 $1/2$ 码片的增量被搜索，每个码相位搜索增量是一个码的分格。每个频率分格大概是 $2/(3T)$ Hz，其中 T 是搜索滞留时间（滞留时间越长频率分格越小）。一个码分格和一个多普勒分格合起来成为一个方格。图 3-1 表述了这种二维的搜索过程^[3]。如果多普勒不确定性是未知的，而且卫星的多普勒不能从对用户位置和对时间的知识以及卫星轨道数据而计算出来，那么必须在从零多普勒开始的两个方向上对用户的最大速度加上对于静止的用户来说最大的卫星多普勒——稍低于 800 m/s（最坏情况）进行搜索。

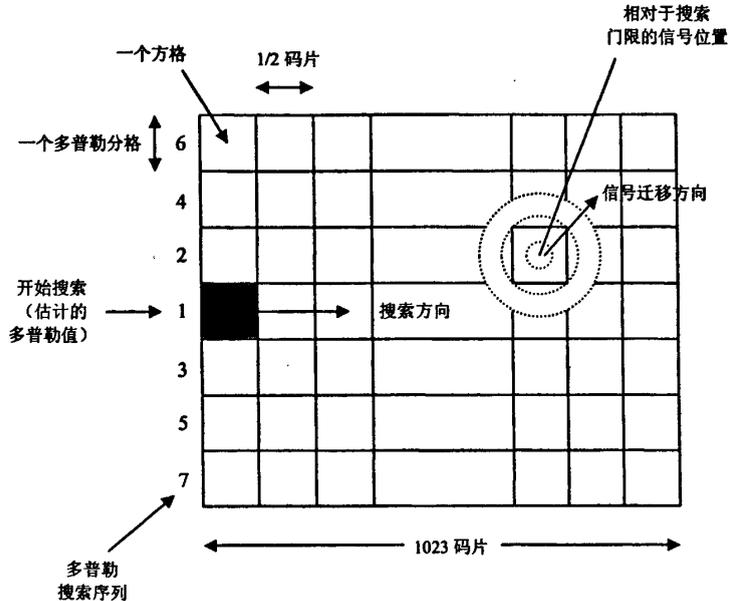


图 3-1 二维 C/A 码搜索方案

如前所述，一个多普勒分格规定近似为 $2/(3T)$ ，这里 T 表示每方格的积分时间或者每方格的滞留时间。滞留时间是可变的，对于强信号来说可小于 1 ms（667 Hz 的多普勒分格），对于弱信号可大到 20 ms（33 Hz 的多普勒分格）。预期的 C/N_0 越低，则要达到合理的信号捕获成功率所需的滞留时间（和总搜索时间）就越长。遗憾的是，在捕获到卫星信号之前，实际的 C/N_0 是未知的。如果接收机有装置去测量输入信号噪声和射频干扰，而且天线增益

方向图是存储在其记忆体中的,那么便可以准确地预测最小 C/N_0 ,除非遇到信号遮挡。信号遮挡(树木、建筑、天线上结的冰或雪等等)、射频干扰和天线增益的滚降会明显降低 C/N_0 。

搜索方案一般用恒定的多普勒分格,而在距离方向上是从超前到滞后以避免多径,直到对于每一个多普勒分格搜索完了所有的距离分格。遭受多径的直达信号在时间上总是比反射信号超前到达。在多普勒分格方向上,典型的搜索方案是从多普勒不确定性的均值开始(如果不知道实际视距速度的估计值,那么以零多普勒作均值),然后每次对称地向均值的一边移一个多普勒分格,直到搜索完 3σ 多普勒不确定性为止。然后,搜索方案重复进行,重复时典型情况下要降低搜索门限的比例因子。重要的是要认识到,如果 C/A 码自相关和互相关旁瓣足够大时,这些旁瓣有可能引起虚假的信号检测。随着搜索滞留时间的下降旁瓣趋于增大。为了对付这一问题,在初始一轮搜索时,综合采用增加滞留时间(以减小旁瓣)和设定高的检测门限(以拒绝旁瓣)。在后续的各轮搜索中,可降低滞留时间和门限。这种方案的代价是,当 C/N_0 低时,搜索时间会增加。

3.1.2 单次捕获判决

GPS 接收机的捕获模块将输入的数字中频采样信号与本地复现的载波和伪码相乘,之后送入相干累加器进行一个或多个伪码周期的相干累加,将输出的信号取能量或者包络作为检测统计量。该检测统计量是伪码相位偏差值和载波频率偏差值的函数。当这两个偏差值同时趋近于零时,检测统计量趋近最大值,而只要这 2 个偏差值之一稍微变大,检测统计量迅速减小,趋近于零。因此,可以采用门限判决法进行信号捕获。当统计量超过门限,则认为当前信号已经对准,否则认为当前信号没有对准,需要调整本地生成的载波频率与伪码相位,继续进行下一轮的检测。而这个调整过程可以看作一个在时间与频率二维平面上的搜索过程。一个码相位搜索增量与一个 Doppler 频移搜索增量合并起来成为一个搜索方格。

假设当前 GPS 接收机接收到的某路卫星信号为:

$$r(t) = AD(t)c(t)\cos(\omega_c t) + n(t) \quad (3-1)$$

其中 A 表示接收信号幅度, $D(t)$ 表示卫星导航数据, $c(t)$ 表示 C/A 码, ω_c 表示中频载波, $n(t)$ 为零均值高斯带通白噪声。

I、Q 支路分别乘以本地同相和正交载波,再与本地复现的 C/A 码进行相关,相关时间为一个 C/A 码周期。I 支路的相关结果为:

$$I = \sum_{i=0}^{N-1} AD(iT_s)c(iT_s)\cos(\omega_c iT_s) \cdot 2\cos(\omega_L iT_s) \cdot c_L(iT_s) + n_i \quad (3-2)$$

其中 $c_L(t)$ 表示本地 C/A 码, ω_L 表示本地载波频率,且

$$n_i = \sum_{i=0}^{N-1} n(iT_s) \cdot 2 \cos(\omega_c iT_s) \cdot c_L(iT_s) \quad (3-3)$$

假设码相关过程中卫星导航数据 $D(t)=1$ ，则 1ms 相关后的 I 支路的输出结果可简化为^[15]：

$$I = AR(\tau) \frac{\sin(\frac{\Delta\omega T_s N}{2})}{\sin(\frac{\Delta\omega T_s}{2})} \cos\varphi + n_i \quad (3-4)$$

其中， $R(\tau)$ 为发送 C/A 码和本地 C/A 码的相关函数， N 表示一个 C/A 码周期的采样点数， T_s 表示采样间隔， $\Delta\omega = \omega_c - \omega_L$ ， φ 为相位。同理 Q 支路累加结果为：

$$Q = AR(\tau) \frac{\sin(\frac{\Delta\omega T_s N}{2})}{\sin(\frac{\Delta\omega T_s}{2})} \sin\varphi + n_Q \quad (3-5)$$

检测统计量采用 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ ，采用 Neyman-Pearson 准则^[16]。

在每个方格的滞留时间 T 期间，对 I 和 Q 路信号进行积分和清零，并且计算或估计包络 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ 。将每个包络与门限相比较，以确定卫星信号存在或不存在。由于每个方格要么包含噪声与信号，要么只有噪声而没有信号，因此信号检测是一个统计过程。上述两种情况均有其概率密度函数 (PDF)。图 3-2 显示了单次判决 (二进制) 的例子，其中示出了两种 PDF。有噪声而无信号时的 PDF 为 $p_n(z)$ ，其均值为 0。有噪声又有信号时的 PDF 为 $p_s(z)$ ，其均值不为 0。单次判决的门限一般是根据可接受的单次判决虚警概率 P_{fa} 确定的。对于所选定的门限 V_d ，如果方格包络等于或高于这个门限，便判定为有信号；而当方格包络低于这个门限时，便判定为无信号。图 3-2 所描述的单次判决 (二进制) 过程有 4 种结果，两个错的，两个正确。根据对包络的 PDF 的知识，可以用适当的积分计算出单次判决的概率。这些积分在图 3-2 上如阴影区所示。对于信号检测过程来说，最感兴趣的两个统计量是单次判决的检测概率 P_d 和单次判决的虚警概率 P_{fa} 。它们由下式确定：

$$P_d = \int_{V_d}^{\infty} p_s(z) dz \quad (3-6)$$

$$P_{fa} = \int_{V_d}^{\infty} p_n(z) dz \quad (3-7)$$

式中， $p_s(z)$ 表示在有信号时包络的 PDF；

$p_n(z)$ 表示在无信号时包络的 PDF。

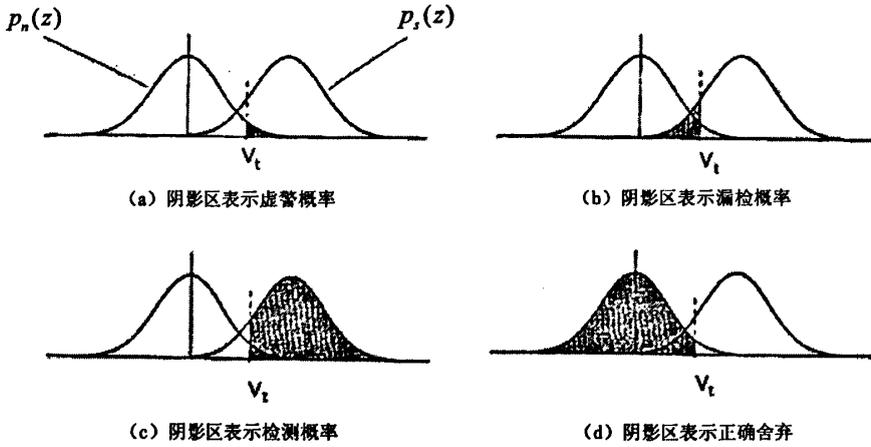


图 3-2 二进制判决的概率密度函数

为了确定这些PDF，假定I和Q为高斯分布。包络是由 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ 而形成的，那么 $p_s(z)$ 是由下式定义的莱斯（Rice）分布^[17]：

$$p_s(z) = \begin{cases} \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right)} I_0\left(\frac{zA}{\sigma_n^2}\right), & z \geq 0 \\ 0, & z < 0 \end{cases} \quad (3-8)$$

式中， z 表示随机变量；

σ_n^2 表示均方根（RMS）噪声功率；

A 表示信号幅度均方根值；

$I_0\left(\frac{zA}{\sigma_n^2}\right)$ 表示零阶修正的贝塞尔函数，且 $I_0(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$ ， $x \gg 1$ 。

式（3-8）（ $z \geq 0$ ）可以用送入包络检测器的预检测信噪比 C/N （无量纲）表示如下：

$$p_s(z) = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2}{2\sigma_n^2} + C/N\right)} I_0\left(\frac{z\sqrt{2C/N}}{\sigma_n}\right) \quad (3-9)$$

式中， C/N 表示预检测信噪比， $C/N = A^2/2\sigma_n^2 = (C/N_0)T$ ， C/N_0 为载波与噪声功率密度比。预检测信噪比和载噪比的关系用 dB 形式可以表示为：

$$C/N = C/N_0 + 10\log T \quad (3-10)$$

T 表示搜索滞留时间或预检测积分时间。

对于没有信号时的情况，则令式 (3-8) 中的 $A=0$ ，得到 $p_n(z)$ 的瑞利分布，其定义为：

$$p_n(z) = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2}{2\sigma_n^2}\right)} \quad (3-11)$$

利用式 (3-11) 的 PDF 进行式 (3-7) 的积分，结果为：

$$P_{fa} = e^{-\left(\frac{V_t^2}{2\sigma_n^2}\right)} \quad (3-12)$$

重新整理式 (3-12)，用所希望的单次判决虚警概率和测得的 1σ 噪声功率表示门限，得：

$$V_t = \sigma_n \sqrt{-2 \ln P_{fa}} \quad (3-13)$$

例如，如果希望 $P_{fa} = 16\%$ ，那么 $V_t = 1.914 4615 \sigma_n$ 。利用这个结果，令 $\sigma_n = 1$ （归一化），单次判决的检测概率 P_d 可用式 (3-6) 和式 (3-9) 表示成预期的 C/N_0 和滞留时间 T 的函数。

计算表明，在相干累加时间 $T = 1\text{ms}$ ，接收到信号的载噪比为 $39.54 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 的情况下，如果希望 $P_{fa} = 10^{-3}$ ，则单次检测的检测概率仅为 0.743 。在实际应用中这样低的检测性能是无法接受的，因此，在 GPS 接收机的设计中多采用多驻留搜索检测器以提高系统的捕获性能。

3.1.3 搜索检测器的结构分类

图 3-3 示出了用于信号捕获的搜索检测器的结构^[3]。在 GPS 接收机设计中使用两种类型的搜索检测器。一种为可变滞留时间检测器，如果出现“也许”状况时，它在可变的时间段内做出“是”或“否”判决；另一种为固定滞留时间检测器，它在固定的时间段内做出“是”或“否”判决。

对于 GPS 应用来说，由单滞留时间检测器（单次捕获判决）产生的检测概率尤其是差的虚警概率通常是不令人满意的。因此，单滞留时间搜索检测器的方案很少使用。在其他方面均相同的条件下，一个适当调谐的可变滞留时间（依序的）多次判决检测器比固定滞留时间多次频率检测器搜索更快。

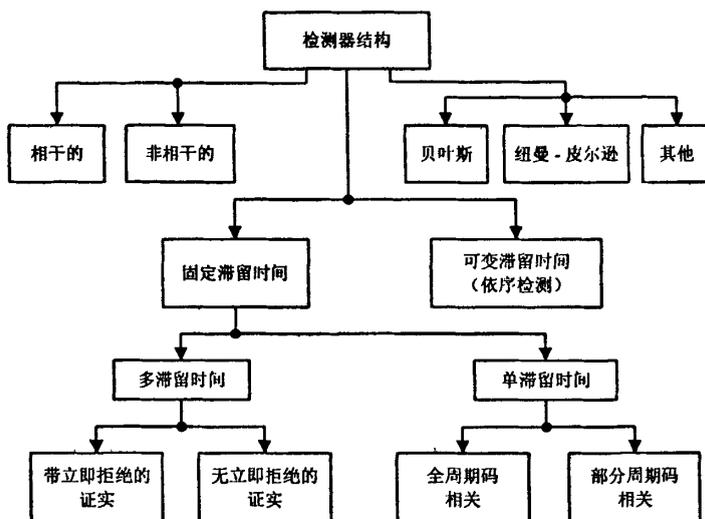


图 3-3 搜索检测器的结构

3.2 多普勒效应

卫星的运动引起了载波和 C/A 码的多普勒频移，这个多普勒信息对于 GPS 信号的捕获和跟踪来说是非常重要的。

3.2.1 载波和 C/A 码的多普勒频移

GPS 卫星绕地球旋转一周的时间为 11 时 58 分 2.05 秒，卫星轨道的近似半径为 26560km，可以得到卫星的角速度 $d\theta/dt$ 和运动速度 v_s [1]：

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{2\pi}{11 \times 3600 + 58 \times 60 + 2.05} \approx 1.458 \times 10^{-4} \text{ rad/s} \quad (3-14)$$

$$v_s = \frac{r_s d\theta}{dt} \approx 26560 \text{ km} \times 1.458 \times 10^{-4} \approx 3874 \text{ m/s} \quad (3-15)$$

式中， r_s 为卫星轨道的平均半径。

根据卫星轨道速度，取水平方向的最大值，得到最大多普勒速率为：

$$v_{dm} = \frac{v_s r_e}{r_s} = \frac{3874 \times 6368}{26560} \approx 929 \text{ m/s} \quad (3-16)$$

式中， r_e 为地球的平均半径。这个速度和高速军用飞机的速度相当。由地面上的交通工具所产生的多普勒频移通常都非常小，即使运动是直接朝向卫星引起最大多普勒效应的时候。对

于被 C/A 码调制的 L1 频率 ($f_r=1575.42$ MHz), 最大的多普勒频移为:

$$f_{dr} = \frac{f_r v_{dm}}{c} = \frac{1575.42 \times 10^6 \times 929}{3 \times 10^8} \approx 4.9 \text{ kHz} \quad (3-17)$$

式中, c 是光速。因此, 对于一个固定观测器来说, 最大的多普勒频移是 ± 5 kHz。

如果地面 GPS 接收设备高速运动, 就需要考虑多普勒效应了。要单独产生一个 ± 5 kHz 的频率范围, 接收设备需以 929m/s 的速度相对卫星运动。因此, 在设计 GPS 接收机时, 如果接收机用在低速设备, 则认为载波频率的多普勒频移范围在 ± 5 kHz; 如果用在高速设备, 则认为载波频率的多普勒频移范围在 ± 10 kHz, 这些数值决定了捕获过程中的频率搜索范围。所以, 为了覆盖高速卫星预期中的所有多普勒频率范围, 捕获方法覆盖的频率范围必须在 ± 10 kHz 以内。

由于 C/A 码的频率很低, 在 C/A 码上产生的多普勒频移相当小。C/A 码码率为 1.023MHz, 它比载频低 1540 ($1575.42/1.023$) 倍, 因此, C/A 码的多普勒频移为:

$$f_{dc} = \frac{f_c v_h}{c} = \frac{1.023 \times 10^6 \times 929}{3 \times 10^8} \approx 3.2 \text{ Hz} \quad (3-18)$$

可见, C/A 码上的多普勒频移是非常小的。如果接收机高速运动, 则多普勒频移值应为 6.4Hz。

3.2.2 多普勒频移的变化率

由于卫星速度基本上是恒定的, 所以由卫星移动而引起的多普勒频移的变化率是相当低的, 最大变化率约为 0.936 Hz/s。因此, 对于捕获来说, 根本不会产生影响。对于跟踪, 如果假定跟踪程序的频率测量精度在 1 Hz 量级, 那么即使在最大多普勒频移变化率时, 修正速率大约也只有 1 s。

现在我们来分析一下用户运动时的情况。如果用户相对卫星有 $1g$ (9.8 m/s^2) 的加速度, 得到相应的多普勒频移的变化率为^[1]:

$$\delta f_{dr} = \frac{dv_d}{dt} \frac{f_r}{c} = \frac{9.8 \times 1575.42 \times 10^6}{3 \times 10^8} \approx 51.5 \text{ Hz/s} \quad (3-19)$$

对于高性能的飞机, 可以获得几个 g 的加速度值, 如 $7g$, 相应的多普勒频移的变化率接近 360 Hz/s。与由卫星和接收机的相对运动而产生多普勒频移的变化率相比较, 接收机的加速度则是主要因素。

针对不同的捕获时间, 360 Hz/s 可以转换为 0.36 Hz/ms, 或者 7.2 Hz/20ms。因为捕获的精度为几百赫兹, 所以这个变化率对捕获来说影响很小。对于跟踪, 如果载波跟踪环的带宽在 1 Hz 量级, 接收机的加速度为 $7g$, 由于载频的变化, 跟踪环必须大约每 2.8 ms ($1/360$) 更新一次。接收机跟踪环的操作及性能取决于接收机的加速度。

3.2.3 采样频偏的影响

导航接收机的频率估计是捕获信号的关键步骤,根据前面分析可知,多普勒效应是导致接收信号载波频率与卫星发射信号载波频率不同的重要因素。对于高灵敏度接收机,由于长的积分时间,使得频率搜索步长比传统接收机小一个数量级以上,本地振荡器对频率估计的影响也是至关重要的^[18]。

假设理想采样的数字接收信号为:

$$x(t)\Big|_{t=nT_s} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - n \cdot T_s) \quad (3-20)$$

其中, T_s 为采样间隔, $x(t)$ 为接收信号。本地振荡器的频率偏移在每个采样周期导致的采样偏移为 T_Δ , 新的采样周期为 $T_s^* = T_s + T_\Delta$, 令 $\gamma = 1 + T_\Delta/T_s$, 有

$$\begin{aligned} x^*(t)\Big|_{t=nT_s^*} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - n \cdot (1 + \frac{T_\Delta}{T_s}) \cdot T_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(\frac{t}{\gamma}) \cdot \delta(\frac{t}{\gamma} - n \cdot T_s) \\ &= x(\frac{t}{\gamma})\Big|_{t=nT_s} \end{aligned} \quad (3-21)$$

可见,受频偏影响的采样信号将理想采样信号的时间轴伸缩了 $\frac{1}{\gamma}$ 倍,该信号变换到频域为:

$$X^*(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(\frac{t}{\gamma}) \cdot \delta(\frac{t}{\gamma} - n \cdot T_s) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (3-22)$$

根据傅立叶变换变量的尺度性质, T_Δ 的采样偏移将导致每个频率分量变成 $f_i^* = \gamma \cdot f_i$ 。因此,该效应与多普勒频率导致的效应是一致的,如果定义多普勒效应的尺度因子为 $\eta = (1 - v_{los}/c)$, v_{los} 与 c 分别表示接收机与卫星之间的相对径向速度及光速,则接收机零中频基带信号的频偏能够统一为:

$$f_{shift} = (1 - \eta) \times (\gamma - 1) \cdot f_{L1} \quad (3-23)$$

式中 $f_{L1} = 1575.42$ MHz,代表 GPS 的 L1 波段中心频率。该值的统一能为接收机利用好辅助多普勒信息打下基础。

3.3 影响捕获的几个主要因素

为了跟踪 GPS 信号并进行信息解调,就必须先用捕获程序来检测信号的存在。一旦检测到信号,就必须得到一些必要的参数,并传送给跟踪程序,然后由跟踪程序得到诸如导航数据这样的信息。捕获程序必须搜索 ± 10 kHz 的频率范围,以便覆盖高速飞行器产生的多普

勒频移。为了在短时间内就能完成搜索，搜索程序的带宽不能很窄。用窄带进行搜索，就意味着需要许多步才能覆盖全部的频率范围，这样就耗费时间。通过宽带滤波器进行搜索，灵敏度要相对差一点，但跟踪程序的带宽很窄，这样就可以得到较高的灵敏度。

完成信号捕获的常规方法是用硬件在时域进行的。捕获程序要求输入数据必须是连续的，发现信号以后，将信息立刻传送给跟踪硬件设备。当采用软件接收机时，捕获通常是对一个数据块进行的。一旦发现了所要的信号，就将信息传送给跟踪程序。如果接收机采取实时工作的方式，跟踪程序处理的是接收机当前采集的数据。因此，用于捕获的数据和用于跟踪的数据之间就有一个时差。如果捕获速度慢的话，时差就长，根据旧数据得到的信息传送到跟踪程序时已经不可用了，也就是说，接收机就无法跟踪到信号。如果软件接收机不实时工作，对捕获时间的要求就不是很苛刻，因为跟踪程序可以处理存储的数据。人们希望建立实时接收机，这样捕获的速度就显得很重要。

3.3.1 捕获所用的最大数据长度

在讨论实际的捕获方法之前，我们先讨论完成捕获所需数据的长度。所用数据长度越长，所得到的信噪比就越高，所需要的计算时间就越长。如果捕获用硬件来实现，硬件设计就很复杂。限制数据长度的因素有两个：一个是数据中的导航数据跳变；一个是 C/A 码的多普勒效应。

从理论上讲，如果导航数据有跳变的话，会使频谱扩展，输出的就不再是连续波，频谱扩展会使捕获结果变差。因为导航数据位长度是 20 ms 或者 20 个 C/A 码长度，所以，可用的最大数据长度是 10 ms。当然，大于 10 ms 的数据长度也被用于捕获，取 10 ms 的原因是在 20 ms 的数据内，最多只能有一个数据跳变，如果我们取的数据中，前 10 ms 的数据内有跳变，则后 10 ms 的数据内就不存在跳变。

由于 C/A 码码长是 1 ms，所以至少需要 1 ms 的数据才能完成捕获操作。即使只用 1 ms 的数据进行捕获，在数据中也存在发生导航数据相位跳变的可能性。当然如果在这 1 ms 数据中有数据跳变，那么，下一个 1 ms 数据中就不会有数据跳变。所以，为了保证数据中没有数据跳变，就必须用连续的两组数据完成捕获。这个数据的最大长度为 10 ms，如果用连续两组 10 ms 数据进行捕获的话，就能保证在一组数据中没有跳变。事实上，在长于 10 ms 的数据中没有数据跳变的概率也较高。

在实际的捕获过程中，即使输入数据中存在由导航数据引起的相位跳变的话，频谱扩展也不是很宽。比如，若用 10 ms 的数据进行捕获，在 5 ms 时有相位跳变，峰值频谱宽度大约是 400 Hz [$2/(5 \times 10^{-3})$]，这样的峰值通常能够被监测到，因此就可以找到 C/A 码的起始位置。但这种条件下载频是受到抑制的，因为 BPSK 信号中载波是受抑制的。为了方便起见，下面的讨论都是假设在输入数据中没有导航数据相位跳变的。

另一个限制数据长度的因素就是 C/A 码的多普勒效应。如果理想相关峰值是 1，当 C/A

码偏移半个码元时,相关峰值就减小到 0.5,这相当于幅度降低 6 dB。假设有效相关允许 C/A 码的最大偏移是半个码元,码速率是 1.023 MHz, C/A 码的最大多普勒频移是 6.4 Hz。相差 6.4 Hz 的两个频率变化半个码元需要 78 ms $[1/(2 \times 6.4)]$,这个数据长度的限制比 10 ms 长得多^[1]。

3.3.2 捕获中的频率步进

我们要考虑的另一个问题是捕获时所需的载波频率搜索间隔。如前所述,需要搜索的多普勒频率范围是 ± 10 kHz,确定覆盖这 20 kHz 范围的频率步进很重要。频率步进与捕获所用的数据长度紧密相关。当输入信号与本地产生的信号超出一个周期时,两个信号不相关;当两个信号偏差小于一个周期时,存在部分相关。我们选取两个信号之间的允许偏差 0.5 个周期时为最大频率间隔。如果数据长度是 1 ms,1 kHz 的信号在 1 ms 内将变化一个周期。为了保持 1 ms 内的最大频率偏差为 0.5 个周期,频率步进应该是 1 kHz,这样,输入信号与本地参考信号的最大频率间隔是 500 Hz 或者 0.5 Hz/ms,输入信号就在两个频率之间。如果数据记录是 10 ms,搜索频率步进为 100 Hz 才能满足要求。可以这么简单的理解,频率间隔为数据长度的倒数,这与常规 FFT 方法的结果相同^[1]。

3.4 几种经典的捕获算法

捕获的根本目的是快速搜索到可见卫星,估计 C/A 码的码相位,并且估计出载波的多普勒频率,为后续的码相位、载波跟踪提供参考。GPS 信号接收机的关键技术就是在捕获和跟踪算法的数学实现上。到目前为止,对实时处理的多通道 GPS 信号接收机,主要有下面几种捕获算法。

3.4.1 时域串行搜索捕获算法

时域串行搜索捕获算法的思想是:顺序搜索 1023 个码相位和载波的多普勒频率(在载体静止或低速情况下产生的多普勒效应小于 ± 5 kHz,高速情况下多普勒效应可取为 ± 10 kHz),利用伪随机码的相关性特征,采用相关算法达到捕获的目的。其原理如图 3-4 所示。

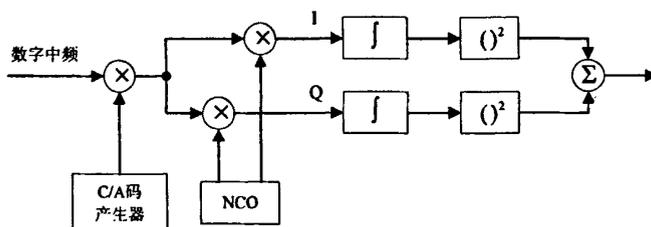


图 3-4 时域串行搜索捕获算法结构示意图

可以知道，顺序搜索 N 个码元和多普勒频率范围，根据最大的相关性，就可以得到码相位和载波的估计值，从而完成了信号的捕获。这种方法需要搜索的范围很大，最大需要搜索 $2(f_{d\max} \cdot N)/(\delta f \cdot \delta \tau)$ 次（ $f_{d\max}$ 为多普勒频偏的最大值， δf 和 $\delta \tau$ 分别为频率和码相位搜索步长），所以这种办法是费时的。在以前的硬件 GPS 接收机中，采用多通道的方法提高搜索效率。该方法硬件容易实现。

3.4.2 基于 FFT 的频域并行搜索捕获算法

该算法的思想是：把时域信号转化为频域信号，再做相关运算，这种算法跟时域串行算法相比，对信号直接利用离散傅立叶变换（DFT）或者是快速傅立叶变换（FFT），提高了信号捕获的运算速度，节约了捕获时间^{[8][19]}。

该方法原理：先用本地两路载波信号（需要不断调整多普勒频率）与输入信号相乘，得到信号的基带信号，同时把 I 路和 Q 路输出分别看成是傅立叶变换的实部和虚部的输入。本地 C/A 码经离散傅立叶变换后，取变换后的复数共轭，与前者傅立叶变换结果相乘（实际上该过程完成了两个序列的循环卷积），经过数学运算转化为序列的相关运算，从原理上讲得到的结果是解扩后相关系数在频域中的值，把该值经傅立叶反变换转化到时域，并做相关门限的阈值检验，如果通过阈值检验就完成了信号的捕获。原理如图 3-5 所示。

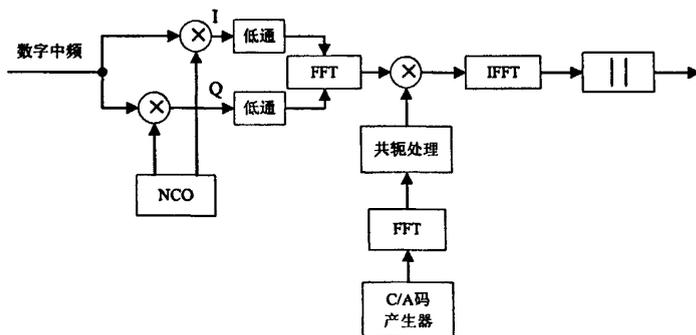


图 3-5 频域并行搜索捕获算法结构示意图

其数学推导如下：

两个长为 N 的序列 $x(n)$ 与 $y(n)$ 的互相关函数定义为：

$$r_{xy}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n-m)y(n) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n+m) \quad (3-24)$$

$r_{xy}(m)$ 反映了两个序列 $x(n)$ 与 $y(n)$ 的相似程度，将式 (3-24) 和有限长序列 $x(n)$ 与 $y(n)$ 的卷积公式：

$$f(m) = x(m) * y(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(m-n)y(n) \quad (3-25)$$

相比较，可以得到相关和卷积的时域关系：

$$\begin{aligned}
 r_{xy}(m) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n-m)y(n) = \sum_{n=0}^{N-1} x[-(m-n)]y(n) \\
 &= x(-m) * y(m)
 \end{aligned}
 \tag{3-26}$$

由于 C/A 码是周期性的，所以上式当中的线性卷积可以看成是循环卷积，由循环卷积的性质可以得到：

$$r_{xy}(m) = IDFT[X^*(k)Y(k)] \tag{3-27}$$

式中， $X^*(k)$ 为 $x(n)$ 的 DFT 的复共轭， $Y(k)$ 为 $y(n)$ 的 DFT。

这个关系式可用于得到输入信号和本地产生信号的相关值，提供了循环相关的方法。

3.4.3 Tong 搜索检测器

Tong 搜索检测器如图 3-6 所示，它是一种依序可变滞留时间的搜索检测器，其计算量适中，结构简单，因此在 GPS 接收机设计中被广泛使用。下面对 Tong 搜索检测器的性能进行理论分析，通过数学推导，给出总虚警概率、总检测概率、平均滞留时间的计算公式^[20]。

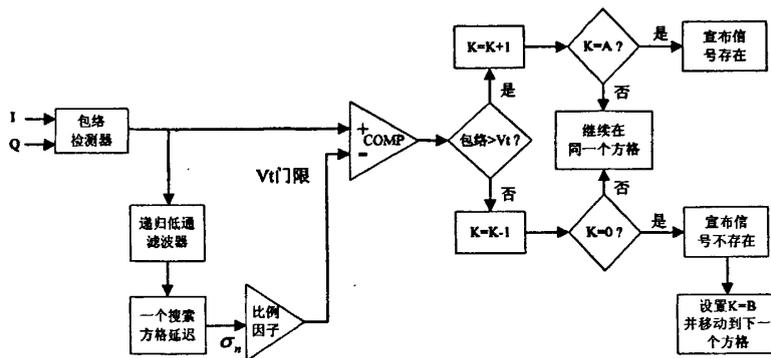


图 3-6 Tong 依序可变滞留码搜索算法

由于单次判决的检测概率与虚警概率均不能达到实际应用要求，因此，Tong 搜索检测器使用了一种多次驻留的方法以提高检测性能。其用一个上行/下行计数器 K 来判断信号是否存在。该计数器有 2 个关键的初始化参数：最大值 A 和初始值 B 。对每一个搜索方格，计数器都被初始化为 $K=B$ 。对于每一次判决，如果检测统计量超过门限，那么上行/下行计数器增加 1，反之，如果检测统计量没有超过门限，则上行/下行计数器减少 1。如果计数器的值达到了最大值 A ，便判定信号存在，并且搜索过程结束，接收机进入信号牵引及跟踪环节。如果计数器的值达到了 0，则判定信号不在当前方格，搜索过程继续处理下一个方格。

对于实际存在信号的搜索方格，上行/下行计数器增加 1 的概率 p 为单次检测概率 P_d ，

计数器减少 1 的概率是 $1-P_d$ ；而对于实际只含有噪声的搜索方格，上行/下行计数器增加 1 的概率 p 为单次虚警概率 P_{fa} ，计数器减少 1 的概率是 $1-P_{fa}$ 。

3.4.3.1 总虚警概率

对于只含有噪声的搜索方格，假设计数器从某一值 i 计数最终到达 0 的概率为 u_i 。若当前计数器值为 i ，在下次判决来到之后，计数器的值以概率 P_{fa} 转移到 $i+1$ ，以概率 $1-P_{fa}$ 转移到 $i-1$ 。根据全概率公式，可以得到如下的差分方程：

$$u_i = u_{i+1}P_{fa} + u_{i-1}(1-P_{fa}) \quad (3-28)$$

其边界条件为：

$$\begin{cases} u_0 = 1 \\ u_A = 0 \end{cases} \quad (3-29)$$

在实际应用中，显然有 $P_{fa} \ll 1-P_{fa}$ ，因此，这里可以只讨论 $P_{fa} \neq 1-P_{fa}$ 的特殊情形。在这种情况下，很容易得到差分方程 (3-28) 的解：

$$u_i = \frac{\left[\frac{(1-P_{fa})}{P_{fa}}\right]^i - \left[\frac{(1-P_{fa})}{P_{fa}}\right]^A}{1 - \left[\frac{(1-P_{fa})}{P_{fa}}\right]^A} \quad (3-30)$$

将 Tong 搜索检测器的总虚警概率表示为 P_{FA} ，即在噪声方格中计数器从初始值 B 开始计数最终到达 A 的概率。很显然，有 $P_{FA} = 1-u_B$ ，即：

$$P_{FA} = 1-u_B = \frac{\left[\frac{(1-P_{fa})}{P_{fa}}\right]^B - 1}{\left[\frac{(1-P_{fa})}{P_{fa}}\right]^A - 1} \quad (3-31)$$

3.4.3.2 总检测概率

总检测概率 P_D 为在信号存在的搜索方格中计数器从 B 开始计数最终到达 A 的概率。其显示表达式的推导与以上类似，仅需将推导过程中的 P_{fa} 替换成单次检测概率 P_d ，就可以得到总检测概率的表达式：

$$P_D = \frac{\left[\frac{(1-P_d)}{P_d}\right]^B - 1}{\left[\frac{(1-P_d)}{P_d}\right]^A - 1} \quad (3-32)$$

3.4.3.3 平均滞留次数

因为 Tong 搜索检测器工作的大部分时间都消耗在搜索只包含噪声的方格中，因此，在信号存在的方格的滞留时间对总花费时间的影响是很小的。下面仅考虑放弃只包含噪声的搜索方格所需的平均滞留次数。

令 N_i 表示计数器从某一值 i 开始计数最终计到 0 所用计数次数的期望值。若当前计数器的值为 i ，在下次判决来到之后，计数器的值以概率 P_{fa} 转移到 $i+1$ ，以概率 $1-P_{fa}$ 转移到 $i-1$ 。在计数器加 1 的条件下， N_i 的条件期望变为 $N_i^+ = N_{i+1} + 1$ ，在计数器减 1 的条件下， N_i 的条件期望变为 $N_i^- = N_{i-1} + 1$ 。根据全概率公式，滞留次数的期望值 N_i 满足如下差分方程：

$$\begin{aligned} N_i &= P_{fa} N_i^+ + (1-P_{fa}) N_i^- \\ &= P_{fa} N_{i+1} + (1-P_{fa}) N_{i-1} + 1 \end{aligned} \quad (3-33)$$

其边界条件为：

$$\begin{cases} N_0 = 0 \\ N_A = 0 \end{cases} \quad (3-34)$$

出于实用，仍旧只讨论 $P_{fa} \neq 1-P_{fa}$ 的特殊情形。此时，该差分方程的一个通解为：

$$N_i = \frac{1}{1-2P_{fa}} \left\{ i - A \frac{\left[\frac{(1-P_{fa})}{P_{fa}} \right]^i - 1}{\left[\frac{(1-P_{fa})}{P_{fa}} \right]^A - 1} \right\} \quad (3-35)$$

令上式中 $i=B$ ，并将式 (3-31) 代入式 (3-35)，可以得到 Tong 搜索检测器对于放弃只包含噪声方格所需的平均滞留次数的表达式为：

$$N_B = \frac{1}{1-2P_{fa}} (B - AP_{FA}) \quad (3-36)$$

3.4.4 Tong 改进算法

在室内较低的信噪比情况下，Tong 搜索的检测性能并不能达到系统的要求。为了满足室内低信噪比的条件，提出 Tong 改进算法。

在每个方格的搜索过程中，第一个相干累加时间内得到的检测统计量 $X = \sqrt{I_1^2 + Q_1^2}$ ，并不立即与门限进行比较判决，而是接着在第二个相干累加时间内计算第二个检测统计量 $Y = \sqrt{I_2^2 + Q_2^2}$ ，然后将这 2 个量合并作为所需要的统计判决量，来提高判决量的信噪比。其中合并方式有： $X+Y$ （幅度合并）和 X^2+Y^2 （平方合并）。

3.4.4.1 幅度合并

首先分析一下 $X+Y$ 的概率分布特性。

若当前搜索方格中不存在信号，则 X 、 Y 为独立同分布的随机变量，且服从瑞利分布，概率密度函数为：

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad (r \geq 0) \quad (3-37)$$

X 、 Y 的联合概率密度函数为^[16]：

$$f_{xy} = f_x \cdot f_y = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \cdot \frac{y}{\sigma^2} e^{-\frac{y^2}{2\sigma^2}} \quad (x, y \geq 0) \quad (3-38)$$

则 $Z = X+Y$ 的概率分布函数 $F_z(z)$ 为：

$$\begin{aligned} F_z(z) &= \iint_{X+Y \leq z} f_{xy} \, dx dy \\ &= \int_0^z \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx \cdot \int_0^{z-x} \frac{y}{\sigma^2} e^{-\frac{y^2}{2\sigma^2}} dy \\ &= 1 - e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} - \frac{\sqrt{\pi} \cdot z}{2\sigma} \cdot e^{-\frac{z^2}{4\sigma^2}} \cdot \operatorname{erf}\left(\frac{z}{2\sigma}\right), \quad z \geq 0 \end{aligned} \quad (3-39)$$

其中， $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ ，为误差函数。

Neyman-Pearson 准则要求在无信号的时候有恒定的虚警概率，此时的判决门限可以根据 Z 的概率分布函数这样获得：首先由系统要求的总虚警概率 P_{fa} 根据式 (3-31) 计算出每次判决时的虚警概率 P_{fa} ，再由式 (3-39) 可以得到下面的关系：

$$F_z(V_t) = 1 - P_{fa} \quad (3-40)$$

从而可以计算出所需要的判决门限 V_t 。

3.4.4.2 平方合并

若当前搜索方格中不存在信号， $X^2 + Y^2$ 的概率分布为 4 个自由度的中心 χ^2 分布。

自由度为 n 的中心 χ^2 分布的概率分布函数为：

$$F_z(z) = \int_0^z \frac{1}{\sigma^n 2^{n/2} \Gamma(\frac{1}{2}n)} u^{n/2-1} e^{-u/2\sigma^2} du, \quad z \geq 0 \quad (3-41)$$

式中， $\Gamma(p)$ 是 γ (gamma) 函数，定义为：

$$\begin{aligned} \Gamma(p) &= \int_0^{\infty} t^{p-1} e^{-t} dt \quad (p > 0) \\ \Gamma(p) &= (p-1)! \quad (p \text{ 为整数且 } p > 0) \\ \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) &= \sqrt{\pi}, \quad \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) = \frac{1}{2}\sqrt{\pi} \end{aligned} \quad (3-42)$$

当 n 是偶数时, 式 (3-41) 的积分可以表示成封闭形式。具体地说, 令 $m = n/2$, m 是整数, 那么通过反复进行分部积分, 可得:

$$F_z(z) = 1 - e^{-z/2\sigma^2} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{z}{2\sigma^2}\right)^k, \quad z \geq 0 \quad (3-43)$$

通过上述分析, 4 个统计独立且同分布, 具有零均值和方差 σ^2 的高斯随机变量, 平方之和为自由度为 4 的中心 χ^2 分布, 即 $Z = X^2 + Y^2$ 的概率分布函数可以表示为:

$$F_z(z) = 1 - e^{-\frac{z}{2\sigma^2}} \left(1 + \frac{z}{2\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (3-44)$$

判决门限 V_t 的计算与幅度合并类似, 不再赘述。需要注意的是, V_t 是与噪声有关的, 所以在计算 V_t 之前, 两种合并方法及 Tong 搜索检测器均需要估计噪声方差或载噪比。

3.4.4.3 仿真结果与分析

使用 Matlab6.5 对 Tong 经典算法和改进算法进行了算法仿真和比较。仿真用输入信号的中频载波频率为 4.13MHz, 频偏为 1kHz, 采样频率为 5.714MHz, C/A 码初始相位点为第 1000 个采样点。总虚警概率 P_{FA} 均设定为 1×10^{-6} , Tong 搜索的参数 $B=1$ 和 2, A 分别取 12, 10 和 8。

图 3-7 给出了 $A=12, B=1$; $A=8, B=1$ 以及 $A=8, B=2$ 这三种情况在不同信噪比下的检测性能曲线。从图 3-7 可以看出, 增加 A 值, Tong 搜索检测器的灵敏度随之提高, 且由式 (3-36) 可以看到, 噪声方格中的平均滞留时间也会相应增加。而增加 B 值, 检测器在信噪比较高的情况下捕获性能提高要比增加 A 值更为明显。仿真时还发现, 当总虚警概率 P_{FA} 均设为 1×10^{-3} 时, 搜索检测器取 $A=8, B=2$ 和 $A=12, B=1$ 这两组参数, 平均滞留时间很接近, 但信噪比较高时, 前者的检测性能要高于后者。此时可以通过降低 A 值增加 B 值来提高检测性能。

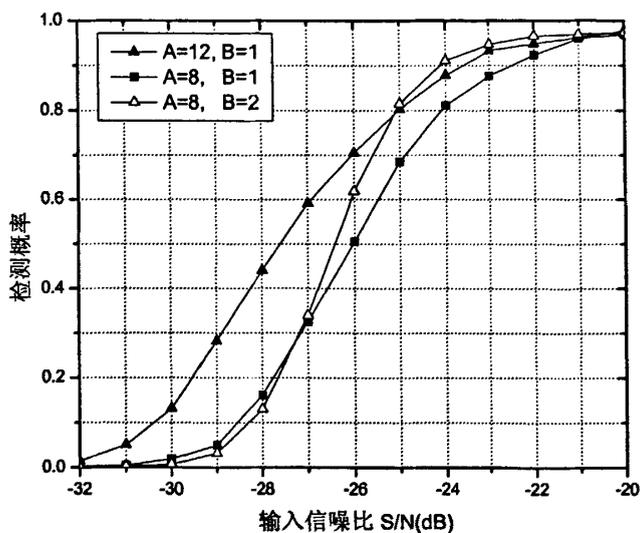


图 3-7 Tong 搜索检测器的检测概率

图 3-8 (a) 和图 3-8 (b) 则给出了 Tong 改进算法与 Tong 搜索检测器之间的性能比较。从仿真结果可以看出，性能可以提高大于 1.5 dB，而幅度合并和平方合并的性能几乎一样。由于改进算法是两个相邻相干积分合并之后再 Tong 搜索判决，所以噪声方格的平均滞留时间约为原来的 2 倍。

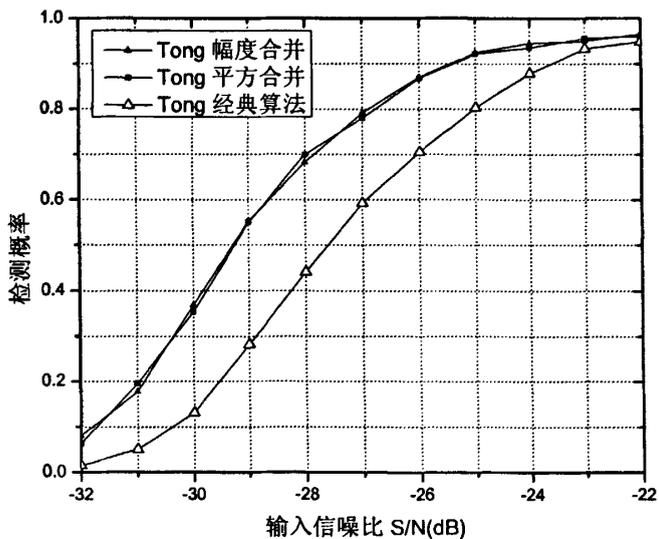
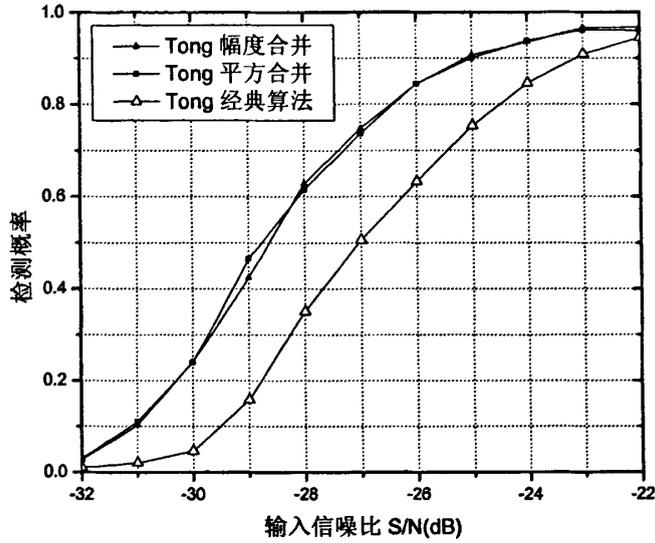


图 3-8 (a) A=12, B=1

图 3-8 (b) $A=10, B=1$

3.5 本章小结

关于 C/A 码的捕获, 根据捕获电路的不同可有多种方法, 如根据未知相位区间搜索策略有串行、并行、混合搜索方法; 根据检测后验证处理方案有单滞留和多滞留搜索方法; 根据相关积分时间有序贯检测法以及自适应门限法。本章重点介绍了一些传统经典的捕获算法和 Tong 搜索检测器。

本章首先分析了单次捕获判决, 引出多滞留检测器; 然后简要介绍了一些因素对捕获的影响, 如多普勒效应和采样频偏等; 最后讨论了几种经典的捕获算法, 包括 Tong 搜索检测器, 提出 Tong 改进算法, 将原 Tong 搜索的单周期统计判决改进为连续两周期联合统计判决。

第4章 极低谱密度大频偏信号的捕获

极低谱密度大频偏信号的捕获,意味着必须实现高灵敏度的GPS信号接收机。常用的提高灵敏度的方法就是增加积分时间来提高接收信噪比。相干—非相干算法用于高灵敏度接收机存在严重的平方衰减^{[1][18]},差分相干积分在CDMA通信中也是一种新的相干检测方法^{[21][23]},但是讨论的比较多的是单次的差分积分,由于高灵敏度接收机需要长时间的累加,这种基于累加算法的差分相干积分方法能否适用于长时间的累加情况,都是本章讨论的重点。

本章首先对相干积分、非相干积分和差分相干积分进行了详细的数学分析,然后比较了相干—非相干与差分相干两种算法的捕获性能,接着分析了利用差分相干进行频偏的精确估计,最后讨论了载噪比的估计和部分相干积分。

4.1 相干积分与非相干积分

加长积分时间是实现高灵敏度接收机的唯一途径。高灵敏度实现的许多积分方法均可统一为相干积分与非相干积分两种方法的结合,如许多分块处理的算法^{[10][24][25]}。

相干积分,从雷达信号处理来理解,是在包络检测之前的累加,而非相干积分则代表累加是在包络的基础上进行的,这个理论和GPS扩频信号的接收是相同的。

由于卫星导航信号存在导航电文的翻转,以及相干积分时间严重影响接收机动态范围和频率搜索数目,一般都采用相干积分与非相干积分相结合的检测方式。

4.1.1 相干积分理论分析

GPS中频带通接收信号为: $r_{IF}(t) = R\{r(t)e^{j\omega_{IF}t}\}$, 可以表示为等效基带形式^[18]:

$$r(t) = \sqrt{2C} \cdot d(t-\tau)c(t-\tau)\exp(j \cdot (\omega_d(t-\tau) + \varphi_0)) + n(t) \quad (4-1)$$

其中, C 为信号功率, $d(t)$ 为导航电文, $c(t)$ 为 C/A 码, ω_{IF} 为中频频率, ω_d 为 Doppler 频率, τ 为时延, φ_0 为初相, $n(t)$ 为零均值复高斯带通白噪声, 功率谱密度为 $2N_0$ 。接收信号在第 n 时刻采样, $n \in Z$ (采样间隔 T_s), 防混叠滤波器带宽 $B = 1/T_s$, 所以噪声方差为:

$$\sigma_n^2 = E\{|n|^2\} = 2E\{R\{n\}^2\} = 2E\{I\{n\}^2\} = 2N_0B = \frac{2N_0}{T_s} \quad (4-2)$$

本地 C/A 码序列 $c_{k,n}$, 设本地载频工作在频率 ω_k , 且不考虑数据极性翻转(调制电文的平均翻转时间约为 40ms, 采用一些 Bit 检测技术, 可以补偿极性翻转的影响)。定义相干

积分时间 $T_{coh} = L \cdot T_s$ ，则第 k 次相干积分值为：

$$\begin{aligned} rc_k &= \sum_{n=1}^L r_n \cdot e^{-j\omega_k n T_s} \cdot c_{k,n} \\ &= \sqrt{2C} \cdot d_k \cdot \sum_{n=1}^L c_n \cdot c_{k,n} \cdot \exp(j \cdot (\Delta\omega_k \cdot n \cdot T_s + \varphi_0)) + \sum_{n=1}^L n_n \cdot c_{k,n} \end{aligned} \quad (4-3)$$

其中， $\Delta\omega_k = \omega_d - \omega_k$ ，且在 $\Delta\omega_k \cdot T_s \ll 1$ 的情况下，信号的相位可以近似为在相干积分时间内的平均值，即：

$$\begin{aligned} \exp(j \cdot (\Delta\omega_k \cdot n \cdot T_s + \varphi_0)) &\approx \frac{1}{L} \cdot \sum_{n=1}^L \exp(j \cdot (\Delta\omega_k \cdot n \cdot T_s + \varphi_0)) \\ &\approx \frac{1}{T_{coh}} \cdot \int_0^{T_{coh}} \exp(j \cdot (\Delta\omega_k \cdot t + \varphi_0)) dt \\ &= \frac{1}{T_{coh}} \cdot \frac{1}{j \cdot \Delta\omega_k} \cdot \exp(j \cdot \varphi_0) \cdot \exp(j \cdot \Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}) \cdot \\ &\quad \left[\exp(j \cdot \Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}) - \exp(-j \cdot \Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}) \right] \\ &= \exp(j \cdot (\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2} + \varphi_0)) \cdot \frac{\sin(\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2})}{\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}} \\ &= \exp(j \cdot (\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2} + \varphi_0)) \cdot Sa(\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}) \end{aligned} \quad (4-4)$$

所以可得：

$$\begin{aligned} rc_k &= \sqrt{2C} \cdot d_k \cdot R_k(\tau) \cdot Sa(\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}) \cdot \exp(j \cdot (\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2} + \varphi_0)) + w_k \\ &= \sqrt{2C} \cdot d_k \cdot R_k(\tau) \cdot Sa(\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}) \cdot \exp(j \cdot \Delta\varphi_k) + w_k \end{aligned} \quad (4-5)$$

噪声项为：

$$w_k = \sum_{n=1}^L n_n \cdot c_{k,n} = w_{I,k} + j \cdot w_{Q,k} \quad (4-6)$$

仍然为零均值，其方差为（注意其复信号功率谱密度为 $2N_0$ ）：

$$\sigma_{w_{I/Q}}^2 = \frac{\sigma_w^2}{2} = E\{w_I^2\} = E\{w_Q^2\} = E\left\{\left(\sum_{n=1}^L n_n \cdot c_{k,n}\right)^2\right\} = \frac{LN_0}{T_s} \quad (4-7)$$

由以上分析可以看出，相关器输出的信号功率随着相干积分时间的增长呈 L^2 增加，但噪声方差仅为 L 倍增长，其本质为相干积分可以等效为一个低通滤波器，在固定采样间隔时， L 越大，滤波器带宽越小，滤波器输出的噪声功率也就越小。基于这样的物理意义，相干积分在捕获时具备最佳的增益优势。

但相干积分时间 T_{coh} 受到很多因素的限制, 不能过长, 原因有二: 第一, 由于导航电文每 20ms 可能发生比特翻转, 在尚未确定比特起始位置时, 相干积分时间不能超过 20ms; 第二, 相干积分的结果乘有系数因子为: $Sa(\Delta\omega \cdot T_{coh}/2)$, 所以频偏对其有衰减影响。在 $\Delta\omega$ 一定的情况下, 增大 T_{coh} 会导致函数值变小, 相关值衰减会更严重。为了能检测到相关峰, 必须将相关峰的衰减限制在可容忍的范围内, 在满足这个前提下增大相干积分时间 T_{coh} , 就意味着要将实际频差 $\Delta\omega$ 控制在更小的范围内, 这样就必须缩小频域搜索的步长, 在频域搜索范围不变的情况下, 就必须增加频域搜索次数, 最终会大大延长整个搜索时间。一般地, 相干积分时间取 1ms 甚至更少。

虽然相干积分有增益上的优势, 但非相干积分由于是对信号能量的累积, 也有许多优势, 如不受相位的影响、不受数据调制的影响。但非相干积分对信号和噪声同时进行了平方, 因此存在严重的平方衰减 (Square Loss)。

根据以上分析, 在高灵敏度算法实现中, 如何有效结合相干积分与非相干积分成为研究的重点。

4.1.2 非相干积分及其损耗

设非相干积分时间为 T_{ncoh} , 非相干积分的次数 $K = T_{ncoh}/T_{coh}$, 可以得到信号检测的假设检验^[18]。

对噪声归一化之后, 采用平方律检波, 没有信号情况下的概率密度函数为自由度为 $2K$ 的中心 χ^2 分布:

$$p(y/H0) = \frac{1}{2^K (K-1)!} y^{K-1} e^{-y/2}, \quad y \geq 0 \quad (4-8)$$

有信号存在的情况下, 概率密度函数为自由度为 $2K$ 的非中心 χ^2 分布:

$$p(y/H1) = \frac{1}{2} \left(\frac{y}{\gamma^2}\right)^{\frac{K-1}{2}} e^{-\frac{y+\gamma^2}{2}} I_{K-1}(\sqrt{y \cdot \gamma^2}), \quad y \geq 0 \quad (4-9)$$

式中, $I_{K-1}(\cdot)$ 为第一类 $K-1$ 阶修正贝塞尔函数。

由式 (4-3), $H1$ 分布的非中心参数为:

$$\begin{aligned} \gamma^2 &= \sum_{k=1}^K \frac{1}{\sigma_{w,I/Q}^2} \left[E\{\Re(rc_k)\}^2 + E\{\Im(rc_k)\}^2 \right] \\ &= \frac{C}{N_0} \cdot 2T_{ncoh} \cdot \frac{R(\tau)^2}{L^2} Sa^2(\Delta\omega_k \cdot \frac{T_{coh}}{2}) \end{aligned} \quad (4-10)$$

式中， $\Re(\cdot)$ 、 $\Im(\cdot)$ 分别代表实部与虚部。可以看出， $p(y/H1)$ 受码偏与频偏的影响十分严重。

根据非中心 χ^2 分布的特性，H1 条件下分布的均值与方差分别为：

$$E(y) = 2K + \gamma^2 \quad (4-11)$$

$$D(y) = 4K + 4\gamma^2 \quad (4-12)$$

下面讨论基于包络非相干检测的衰减因子。根据文献[1]的分析，在包络检测条件下， n 次非相干积分的衰减因子满足下面公式：

$$L(n) = 10 \cdot \lg \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 9.2n / D_c(1)}}{1 + \sqrt{1 + 9.2 / D_c(1)}} \right] \text{ dB} \quad (4-13)$$

其中， $D_c(1)$ 为理想检测能力因子，并有：

$$D_c(1) = [\text{erfc}^{-1}(2P_{fa}) - \text{erfc}^{-1}(2P_d)]^2 \quad (4-14)$$

误差函数定义为： $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$ 。

非相干积分增益等于相干积分增益减去非相干积分损耗。一般的，非相干积分增益 G_i 可写为：

$$G_i(n) = G_c(n) - L(n) = 10 \lg(n) - L(n) \quad (4-15)$$

其中， $G_c = 10 \lg(n)$ 为相干积分增益。

在检测概率 $P_d = 0.9$ ，虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$ 的情况下，由式 (4-14) 得到 $D_c(1) \approx 18.2$ 。不考虑任何的多普勒影响与数据调制影响，图 4-1 和图 4-2 分别给出了非相干积分损耗和非相干积分增益与非相干次数之间关系的理论值。

由图 4-1 可知，在同样的检测概率和虚警概率下，非相干积分次数越多，其相对于相干积分的损耗就越大，因此要尽量减小非相干的次数。由图 4-2 可知，当非相干积分次数 n 较小时，增益相对要大一些。例如，当非相干积分的次数为 10 时，非相干积分增益 $G_i(10) \approx 8.1 \text{ dB}$ ，与 10 dB 的相干积分增益仅差为 1.9 dB ；而当 $n = 100$ 时， $G_i(100) \approx 14.3 \text{ dB}$ ，它比 20 dB 的相干积分增益低了 5.7 dB 。非相干积分次数从 10 次增加到 100 次，对于相干积分的增益为 10 dB ，但是非相干增益约为 6.2 dB ，衰减了 3.8 dB 。

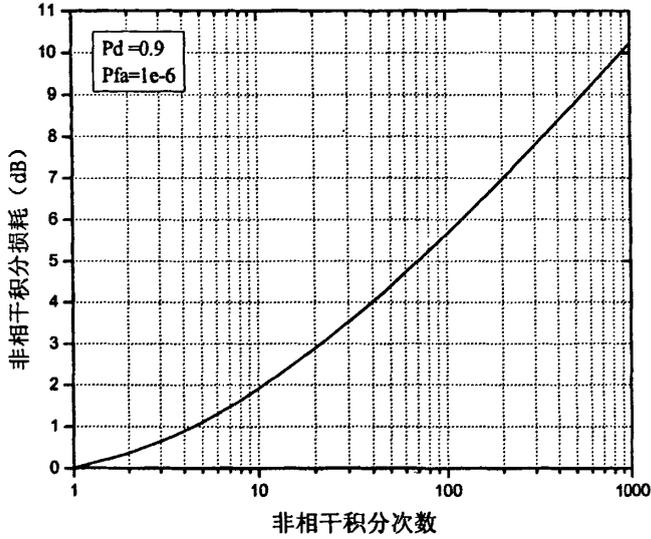


图 4-1 非相干积分损耗

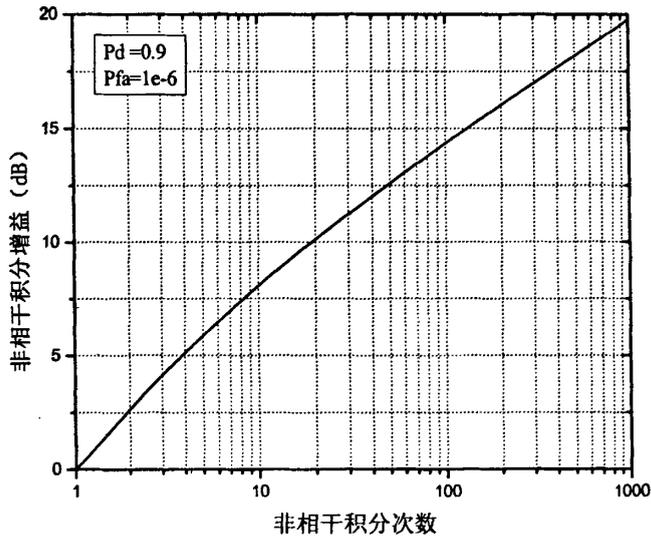


图 4-2 非相干积分增益

4.1.3 仿真结果

在以上讨论的基础上，仿真使用平方律检波的接收机在不同积分时间下的检测概率。在虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$ 的条件下，相干积分时间为 1ms，针对各种非相干积分时间，图 4-3 示出了 GPS 信号相应的检测概率 P_d 与输入信噪比 S/N 之间关系的曲线。

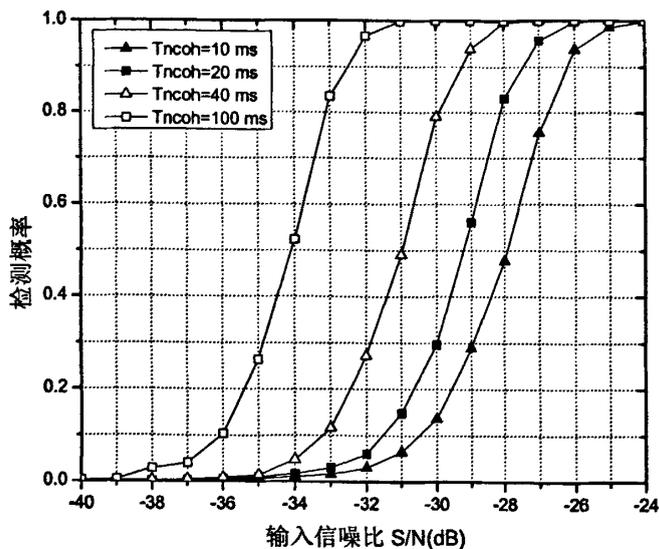


图 4-3 非相干积分检测概率

图 4-3 为理想情况下的检测概率，没有考虑频偏与码偏。在检测概率 $P_d = 0.9$ 时，4 条曲线的增益分别约为 1.5dB、2dB、3dB，与图 4-2 的结果基本相符。

图 4-4 显示了多普勒频偏与码偏对检测性能的影响。300Hz 的大频偏会导致性能损耗约 2dB，0.25chip 的码偏会进一步衰减约 0.5dB。

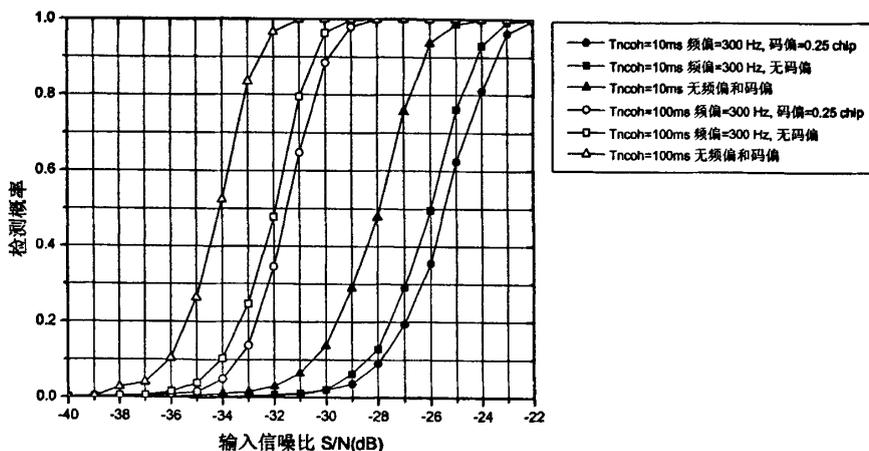


图 4-4 频偏与码偏对检测性能的影响

4.2 差分相干积分

相干—非相干积分的方法由于存在严重的平方衰减，处理极低谱密度实测数据的效果不理想，为了减小这种衰减的影响，讨论一种差分相干(Differentially Coherent)积分方法^{[26]-[30]}。

该方法在CDMA通信信号的捕获中进行了很多讨论,文献[21]验证了CDMA系统中双驻留捕获算法使用差分相干积分比非相干积分具有优势,分析指出即使在频偏与衰落的情况下也比非相干积分能够获得更大的增益。文献[31]分析了差分积分方法与传统非相干积分方法的差别,得出平均增益改善1.5dB。

4.2.1 差分相干积分理论分析

相干积分输出的复基带信号经过同一相干时间的延迟,取其共轭,与下一次相干积分输出相乘,然后通过长时间的累加,最后输出积分功率。该差分相干积分算法利用了前后不同时段采样数据的噪声独立性,及信号受差分相干积分的影响较小的特性,一定程度上抑制了传统非相干积分具有的平方衰减。

根据式(4-5),相干积分后的结果为^[18]:

$$U(k) = \sqrt{2C} \cdot d_k \cdot R_c(\tau) \cdot Sa\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) \cdot \exp(j(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2} + \varphi_k)) + w_k \quad (4-16)$$

根据式(4-7),噪声方差为: $\sigma_w^2 = \frac{2LN_0}{T_s}$, $R_c(\tau)$ 为自相关函数。

差分相干积分的输出为:

$$D_{diff} = \left| \sum_{k=1}^L U^*(k-1) \cdot U(k) \right|^2 \quad (4-17)$$

令式中:

$$\begin{aligned} z(k) &= U^*(k-1) \cdot U(k) \\ &= \underbrace{2C \cdot d_k \cdot d_{k-1} \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) \cdot Sa\left(\frac{\Delta\omega_{k-1} T_{coh}}{2}\right) \cdot \exp(j(\frac{\Delta\omega_k - \Delta\omega_{k-1}}{2} T_{coh} + \varphi_k - \varphi_{k-1}))}_A \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{2C} \cdot d_k \cdot R_c(\tau) \cdot Sa\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) \exp(j(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2} + \varphi_k)) \cdot w_{k-1}^*}_{B_k} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{2C} \cdot d_{k-1} \cdot R_c(\tau) \cdot Sa\left(\frac{\Delta\omega_{k-1} T_{coh}}{2}\right) \exp(-j(\frac{\Delta\omega_{k-1} T_{coh}}{2} + \varphi_{k-1})) \cdot w_k}_{C_k} + \underbrace{w_k \cdot w_{k-1}^*}_{D_k} \end{aligned} \quad (4-18)$$

先分析纯噪声项 D_k , 由于 w_k 服从独立的零均值复高斯分布, 方差为 σ_w^2 , 求其联合分布的概率密度函数。根据联合概率密度函数:

$$f_{x,y}(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right) \quad (4-19)$$

对于随机变量 $u = x \cdot y$, 有 $f_1(u) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|\omega|} f_{x,y}(\omega, \frac{u}{\omega}) d\omega$ 。因此对于 D_k , 有:

$$\begin{aligned}
 f_1(u) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|\omega|} \frac{1}{2\pi\sigma_w^2} \exp\left(-\frac{\omega^2 + \frac{u^2}{\sigma_w^2}}{2\sigma_w^2}\right) d\omega \\
 &= 2 \cdot \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} \frac{1}{2\pi\sigma_w^2} \exp\left(-\frac{\omega^2 + \frac{u^2}{\sigma_w^2}}{2\sigma_w^2}\right) d\omega \\
 &\stackrel{\xi = \omega^2}{=} \frac{1}{2\pi\sigma_w^2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\xi} \exp\left(-\frac{\xi + \frac{u^2}{\sigma_w^2}}{2\sigma_w^2}\right) d\xi = \frac{K_0\left(\frac{u}{\sigma_w}\right)}{\pi \cdot \sigma_w^2}
 \end{aligned} \tag{4-20}$$

式子右边的积分项 $K_0\left(\frac{u}{\sigma_w}\right)$ 为零阶的第二类修正Bessel函数^[17]。

交叉项 B_k 、 C_k 仍然为零均值复高斯分布，由于方差不受相位的影响，其方差为：

$$\sigma_{B_k}^2 = 2C \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) \cdot \sigma_w^2 \tag{4-21}$$

$$\sigma_{C_k}^2 = 2C \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega_{k-1} T_{coh}}{2}\right) \cdot \sigma_w^2 \tag{4-22}$$

为了提高接收灵敏度，对差分相干积分的结果进行累积。下面分析累积之后的各统计变量。

噪声项：

$$D = \sum_{k=1}^L D_k = \sum_{k=1}^L (w_{I,k} + jw_{Q,k})(w_{I,k-1} - jw_{Q,k-1}) \tag{4-23}$$

得到的每个乘积分量均为独立的高斯白噪声项相乘，根据前面讨论的 $u = x \cdot y$ 的概率分布，可以求得每个乘积项的方差为（实部与虚部分开，共有 $4L$ 项，各分量的方差为 $\sigma_w^2/2$ ）：

$$\begin{aligned}
 \sigma_u^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} u^2 \cdot f_1(u) du = 2 \int_0^{\infty} u^2 \frac{2K_0\left(\frac{2u}{\sigma_w}\right)}{\pi \cdot \sigma_w^2} du \\
 &\stackrel{g = 2u/\sigma_w}{=} \frac{2u/\sigma_w^2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sigma_w^4}{2\pi} \cdot g^2 \cdot K_0(g) dg = \frac{\sigma_w^4}{\pi} \cdot \Gamma^2\left(\frac{3}{2}\right) = \frac{\sigma_w^4}{4}
 \end{aligned} \tag{4-24}$$

其中 $\Gamma(x)$ 为伽马函数^[17]。

合并所以独立的噪声乘积项，可以得到累积后的噪声方差为：

$$\sigma_D^2 = L \cdot 4 \cdot \sigma_u^2 = L\sigma_w^4 \tag{4-25}$$

下面分析交叉累积项：

$$BC = \sum_{k=1}^L (B_k + C_k) \tag{4-26}$$

根据前面的分析，合并其共同项，其方差可以简单的表示为：

$$\begin{aligned}\sigma_{bc}^2 &= \sum_{k=1}^L (\sigma_{b_k}^2 + \sigma_{c_k}^2) \\ &= \sigma_w^2 \left\{ 2 \cdot \sum_{k=1}^{L-1} 2C \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) + 2C \cdot R_c^2(\tau) \cdot \left[Sa^2\left(\frac{\Delta\omega_0 T_{coh}}{2}\right) + Sa^2\left(\frac{\Delta\omega_L T_{coh}}{2}\right) \right] \right\}\end{aligned}\quad (4-27)$$

信号累积项为:

$$\begin{aligned}A &= \sum_{k=1}^L A_k \\ &= \sum_{k=1}^L 2C \cdot d_k \cdot d_{k-1} \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega_{k-1} T_{coh}}{2}\right) \cdot \exp\left(j\left(\frac{\Delta\omega_k - \Delta\omega_{k-1}}{2} T_{coh} + \varphi_k - \varphi_{k-1}\right)\right)\end{aligned}\quad (4-28)$$

为简化分析, 不考虑频率稳定度的变化, 即设 $\Delta\omega_k = \Delta\omega_{k-1} = \Delta\omega$, 由此得到相位的变化率为: $\varphi_k - \varphi_{k-1} = \Delta\omega \cdot T_{coh}$.

调制的数据 $d_k \cdot d_{k-1}$ 也会影响信号的累积, 这主要体现在导航数据的 20ms 边界上, 当 L 足够大时, 影响很小. 进而可得:

$$A = 2C \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega \cdot T_{coh}}{2}\right) \exp(j\Delta\omega \cdot T_{coh}) \cdot \sum_{k=1}^L (d_k \cdot d_{k-1}) \quad (4-29)$$

最后来讨论包络输出:

$$D_{diff} = \left| \sum_{k=1}^L (A_k + B_k + C_k + D_k) \right|^2 = |\Lambda|^2 \quad (4-30)$$

H0: 在没有信号的情况下, 当 L 足够大时, 根据中心极限定理, 各噪声项的和 Λ 服从于零均值的复高斯分布^[17]. 根据式 (4-25), 其方差为:

$$\sigma_D^2 = L\sigma_w^4 \quad (4-31)$$

设 D_{diff} 的变量为 v , 其为中心 χ^2 分布, 且此时自由度为 2, 为指数分布:

$$f_{D_{diff}}(v|H0) = \frac{1}{\sigma_D^2} \cdot \exp\left(-\frac{v}{\sigma_D^2}\right) \quad (4-32)$$

H1: 存在信号的情况下, 同样由中心极限定理, 各累积项的和 Λ 服从于非零均值的复高斯分布.

其均值为:

$$m_\Lambda = A = 2C \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega \cdot T_{coh}}{2}\right) \exp(j\Delta\omega \cdot T_{coh}) \cdot \sum_{k=1}^L (d_k \cdot d_{k-1}) \quad (4-33)$$

如果不考虑频率的变化, 方差为:

$$\sigma_\Lambda^2 = \sigma_D^2 + \sigma_{bc}^2 = L\sigma_w^4 + \sigma_w^2 \cdot 4C \cdot L \cdot R_c^2(\tau) \cdot Sa^2\left(\frac{\Delta\omega \cdot T_{coh}}{2}\right) \quad (4-34)$$

H1 服从于非中心的 χ^2 分布:

$$f_{D_{diff}}(v|H1) = \frac{1}{\sigma_\Lambda^2} \cdot \exp\left(-\frac{v + |m_\Lambda|^2}{\sigma_\Lambda^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot |m_\Lambda| \cdot \sqrt{v}}{\sigma_\Lambda^2}\right) \quad (4-35)$$

4.2.2 差分相干与非相干的比较

通过以上的分析,可以比较差分相干与非相干两种积分方法的检测性能,基于虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$ 。图 4-5 (a) 为 10ms 总积分时间, 1ms 的相干积分时间, 两种积分方式的性能比较。差分相干积分具有约 1dB 的检测性能优势, 在一定的频偏与码偏的影响下, 性能的优势仍然保持。

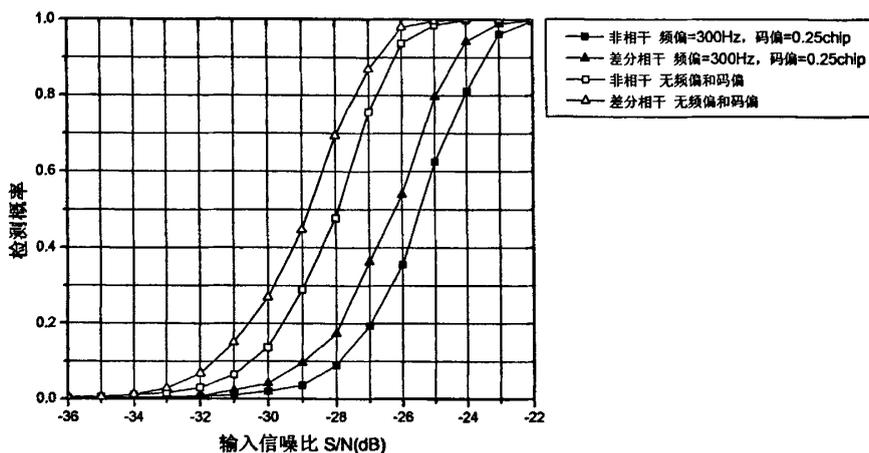


图 4-5 (a) 总积分时间=10ms

图 4-5 (b) 为 100ms 总积分时间, 1ms 的相干积分时间, 两种积分方式的性能比较。差分相干积分的优势提高到约 1.5dB。

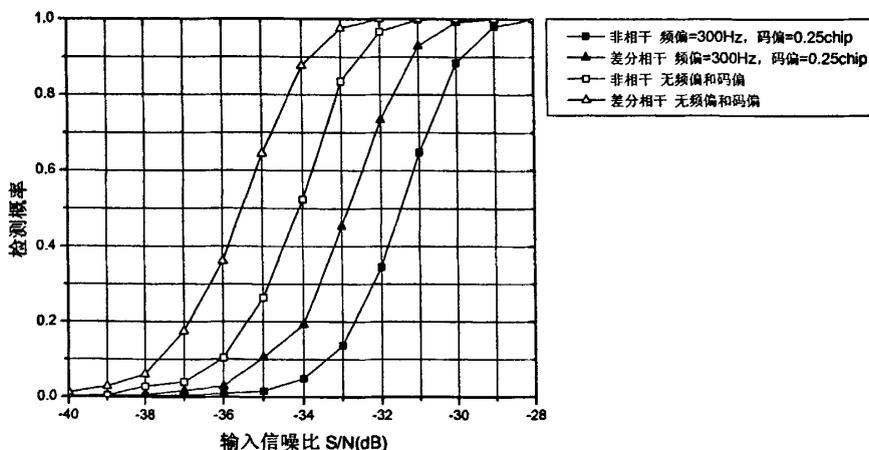


图 4-5 (b) 总积分时间=100ms

4.2.3 利用差分相干进行频偏的精确估计

捕获初始阶段只是得到一个频偏的粗估计, 为了达到跟踪所要求的频偏动态范围, 必须提高频偏的估计精度。

由式 (4-29), 在没有噪声的情况下, 差分相干累加的峰值点的复数值可以表示为:

$$d_m = 2C \cdot R_c^2(\tau) \cdot S\alpha^2\left(\frac{\Delta\omega \cdot T_{coh}}{2}\right) \exp(j\Delta\omega \cdot T_{coh}) \quad (4-36)$$

从而可以得到残余多普勒频偏的估计值^[26]:

$$\hat{f}_d = \frac{\angle\{d_m\}}{2\pi T_{coh}} \quad (4-37)$$

从差分方式上, 传统的方式为相邻相干积分值差分, 即:

$$D_{diff} = \sum_{k=1}^L U^*(k-1) \cdot U(k) \quad (4-38)$$

还可以隔一个相干积分值进行差分, 如:

$$D_{diff} = \sum_{k=2}^L U^*(k-2) \cdot U(k) \quad (4-39)$$

这两种方式的频偏估计精度是不一样的, 理论上隔的越长, 相位累积越多, 估计越准。但是由于有相位模糊度, 所以差分之间不能相隔的太远。实际操作时, 可以先由式 (4-38) 进行相邻相干积分值的差分估计频偏, 当频偏缩小到一定范围时, 再由式 (4-39) 估计频偏, 以此类推, 逐步增大频偏估计的精度。

图 4-6 比较了两种方式在虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$, 捕获概率 P_d 大于 0.9 时的频偏估计精度, 相干积分时间均为 1ms。从图中可以看出, 在信噪比较高的情况下, 20ms 隔一个差分比 40ms 相邻差分的频偏估计精度还要高。

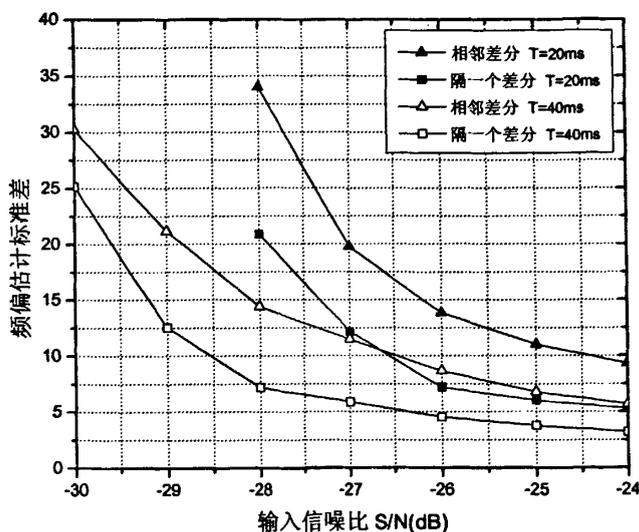


图 4-6 频偏估计标准差

4.3 载噪比估计

传统导航接收机对载噪比的估计可以通过跟踪环路来实现。例如，当正交解调接收机跟踪环相位误差为 0 时，I 路输出即为信号电平，Q 路输出为相关后的噪声功率，将此比值换算到 1 Hz 带宽即可求出载噪比，去除前端噪声系数之后，这个估计值是十分准确的。但是在微弱信号环境中，信号的跟踪已经难于实现，对于高灵敏度接收机，载噪比估计不仅在去除强互相关干扰信号中地位重要，而且还能够给接收机提供先验信息，便于检测器确定最优的检测门限，这对于 Neyman-Pearson 准则的接收机是十分重要的。

最经典的载噪比估计算法是由 Van.Dierendonck 提出来的基于码锁定检测器原理的估计算法^[13]，利用了码锁定检测器与信号功率检测之间的相似性。由于受到前端 AGC 电路的影响，噪声基底与干扰电平是相对值，该算法通过在不同的噪声带宽下比较输出信噪比来确定载噪比。

式 (4-5) 定义了相干积分输出。令 K 为非相干累加数目，为了估计的准确，一般需要长时间的平均，设共进行 M 次平均。I、Q 两路相干积分输出为：

$$I_k = \sqrt{2C} \cdot d_k \cdot R_c(\tau) \cdot Sa\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2} + \varphi_k\right) + w_k \quad (4-40)$$

$$Q_k = \sqrt{2C} \cdot d_k \cdot R_c(\tau) \cdot Sa\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega_k T_{coh}}{2} + \varphi_k\right) + w_k \quad (4-41)$$

定义宽带输出功率：

$$WBP_m = \left(\sum_{k=1}^K (I_k^2 + Q_k^2)\right)_m, \quad (m=1, \dots, M) \quad (4-42)$$

窄带输出功率：

$$NBP_m = \left(\sum_{k=1}^K I_k\right)_m^2 + \left(\sum_{k=1}^K Q_k\right)_m^2, \quad (m=1, \dots, M) \quad (4-43)$$

当接收机锁定信号时， $d_k = 1$ ， $R_c(\tau) = L$ ， $\Delta\omega_k = 0$ ， L 为相干积分时间 T_{coh} 内的采样点数，结合前面的推导可得：

$$E(WBP_m) = K \cdot 2C \cdot L^2 + K \cdot 2LN_0/T_s \quad (4-44)$$

$$E(NBP_m) = K^2 \cdot 2C \cdot L^2 + K \cdot 2LN_0/T_s \quad (4-45)$$

令 $\frac{E(NBP_m)}{E(WBP_m)} = \eta$ ，则可计算载噪比为：

$$C/N_0 = \frac{\eta - 1}{LT_s(K - \eta)} = \frac{1}{T_{coh}} \frac{\eta - 1}{K - \eta} \quad (4-46)$$

通过在一段时间上平均来求载噪比的估计值：

$$\hat{C}/N_0 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (C/N_0)_m \quad (4-47)$$

由于该方法是基于相干积分方法，受频偏与码偏影响较严重，比较适合于传统接收机的跟踪环路求载噪比^{[32][33]}。对于高灵敏度接收机来说，载噪比的估计需要在捕获阶段实施。捕获阶段，码偏的估计误差有时达到 1/2 chip，多普勒频偏也比较大，这导致了以上算法的估计误差不能满足要求。

以上算法的估计误差主要来自于窄带输出部分，在该算法上做一些改进，将窄带部分利用采集的原始输入信号来替换，可以设计更适合于高灵敏度接收机的载噪比估计方法^[18]。输入信号平均功率为：

$$E\{[r(n)]^2\} = 2C + 2N_0/T_s \quad (4-48)$$

利用 WBP，得到：

$$(C/N_0)_m = \frac{E(WBP_m) - KL \cdot E\{[r(n)]^2\}}{L^2 K \cdot E\{[r(n)]^2\} - E(WBP_m) T_s} \quad (4-49)$$

若设 B 为接收机带宽，且 $B=1/T_s$ ，上式也可以化为关于接收机带宽 B 的表达式。

由于高灵敏度接收机非相干次数较多，宽带输出功率的期望值可以利用单次来替代；由于受前端 AGC 控制，输入信号的平均功率，可以简化为在相干积分时间内的平均功率。

根据以上讨论，图 4-7 示出了该算法的估计精度。在载噪比较高的情况下，能够比较准确的估计出载噪比，但和实际的载噪比总有 0.5dB 的误差。

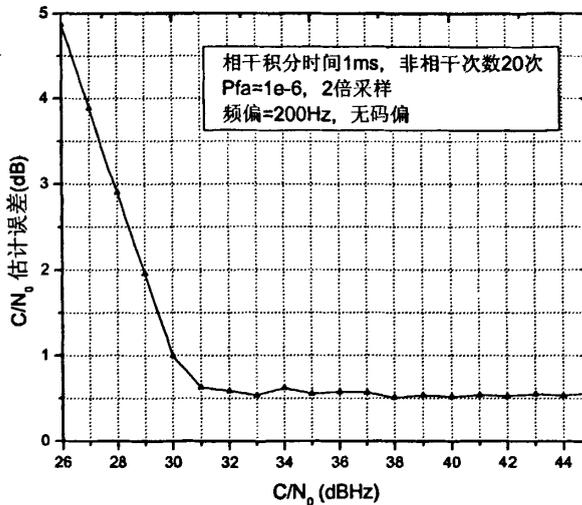


图 4-7 载噪比估计误差

4.4 部分相干积分

相干—非相干积分算法的计算量主要集中在相干积分上,出于这种考虑,可以通过减少相干积分长度、增加非相干积分长度来减少计算量。而且由 3.3 节的分析可知,多普勒频率搜索的步进量是相干积分时间的倒数,所以减少相干积分时间,频率搜索步进就可以取大,在频率搜索范围一定的情况下,搜索次数减少一半,进一步减少计算量。仿真结果表明,这种方法是行之有效的。

以 0.5ms 和 1ms 的相干积分时间为例,进行比较,如图 4-8 (a) 和 (b) 所示。

从仿真结果可以看出,0.5ms 相干积分和 1ms 相干积分的性能约差 1dB。图 4-8 中,还示出了对 0.5ms 相干积分采用增加非相干次数的性能。由 4.1 节的讨论可知,由于存在平方损耗,非相干积分长度增加一倍,性能提高约为 2dB。为了弥补 0.5ms 相干积分 1dB 的增益损失,需要增加非相干长度,且只需要增加一半的非相干长度即可。

从复杂度方面来看,总积分长度约增加为原来的 3/2,但是多普勒搜索量减少为原来的 1/2,所以总的计算量约为原来的 3/4。

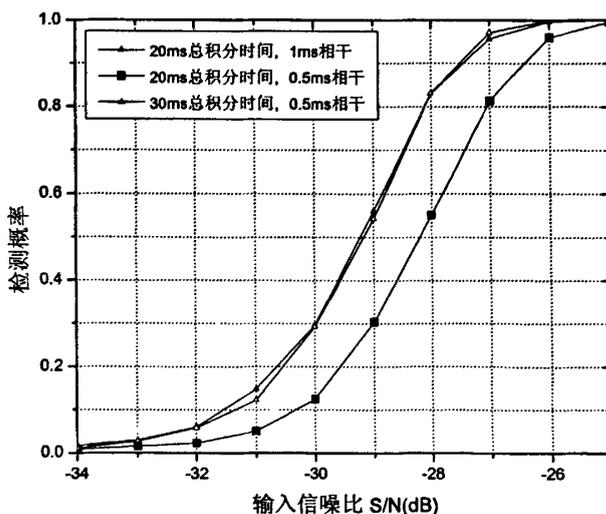
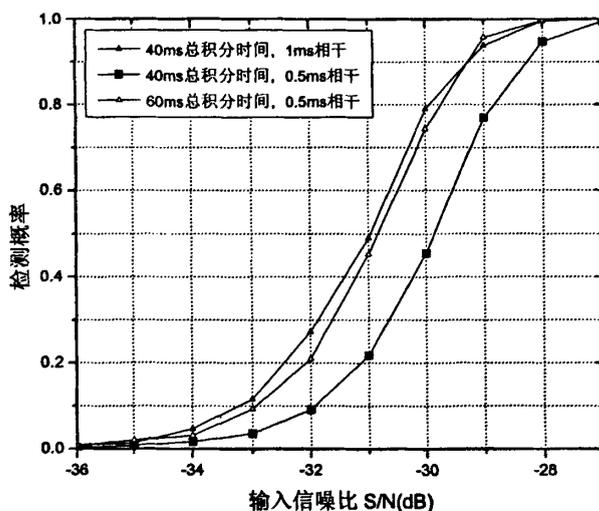


图 4-8 (a) $T=20\text{ms}$

图 4-8 (b) $T=40\text{ms}$

4.5 本章小结

本章工作的核心是研究在极低谱密度大频偏下 GPS 信号的捕获算法。本章首先对相干积分、非相干积分和差分相干积分进行了详细的数学分析，然后比较了相干—非相干与差分相干两种算法的捕获性能，接着分析了利用差分相干进行频偏的精确估计，最后讨论了载噪比的估计和部分相干积分，为极低谱密度信号的捕获提供了依据。

相干—非相干算法用于极低谱密度 GPS 信号接收机存在严重的平方衰减，但是其多普勒搜索范围较大，适合接收机的初始捕获。差分相干积分一定程度上抑制了噪声的放大，比较适合于极低谱密度 GPS 信号接收机的捕获。

第5章 GPS 信号跟踪方法的研究

一旦卫星信号被捕获,就可以利用载波和伪码跟踪环路进行跟踪,实现本地参考信号对输入信号的准确同步,使相关输出始终处于最大状态,解调出卫星导航数据。

跟踪信号的基本方法就是根据输入信号构造一个窄带滤波器,当输入信号的频率随时间而变化时,滤波器的中心频率必须跟随信号而变化。在实际的跟踪过程中,窄带滤波器的中心频率是固定的,但是本振信号要随着输入信号频率的变化而变化。通过鉴别器对输入信号和本振信号的相位进行比较,鉴别器的输出连接到一个窄带滤波器。由于跟踪电路的带宽很窄,与捕获方法相比,灵敏度相对要高。

在 GPS 这样的信号中,存在由 C/A 码引起的载波相位跳变,此时必须首先将码剥离。为了剥离 C/A 码,需要另外一个环路。这样,跟踪一个 GPS 信号就需要两个跟踪环,一个环是用来跟踪载波频率的,称为载波环;另一个是用来跟踪 C/A 码,称为码环。载波和伪码环路采用不同形式的锁相环,实质上两者具有相似的数学模型,共同遵循锁相环的基本原理。

本章首先介绍了锁相环的基本原理^{[34][35]},然后分别详细分析了伪码跟踪环和载波频率跟踪环。码跟踪环本文采用延迟锁定环(DLL),载波跟踪环则是采用锁频环(FLL)和Costas锁相环的组合,先用FLL将载波频率跟踪到一定范围之内,再利用Costas环进行精细跟踪。最后基于实际采集的GPS数据进行捕获和跟踪算法的仿真,解调出数据比特。

5.1 锁相环的基本原理

锁相环的主要目的是调整本地振荡器的频率,使之与输入信号的频率匹配。它是一个相位误差控制系统。一个基本的锁相环包括三个基本部件:鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)和压控振荡器(VCO)。它比较输入信号和压控振荡器输出信号之间的相位差,从而产生误差控制电压来调整压控振荡器的频率,以达到与输入信号同频。在环路开始工作时,通常输入信号的频率与压控振荡器未加控制电压时的振荡频率是不同的。由于两信号之间存在固有的频率差,它们之间的相位差就不断地变化,结果鉴相器输出的误差电压就在某一范围内摆动。在这种误差电压的控制下,压控振荡器的频率就能够变化至跟输入信号的频率相等,才有可能在这个频率上稳定下来。达到稳定之后,输入信号和压控振荡器输出信号之间的频差为0,相位差不再随时间变化,误差控制电压为一固定值,这时环路就进入所谓的锁定状态。

锁相环的最基本框图如图 5-1 所示^[1]。图 5-1 (a) 是锁相环的时域结构,图 5-1 (b) 是锁相环的s域结构。输入信号是 $\theta_i(t)$, VCO 的输出是 $\theta_o(t)$, 鉴相器 Σ 测量两个信号的相位差,鉴相器的增益用放大器 k_0 表示,低通滤波器限制了环路噪声。

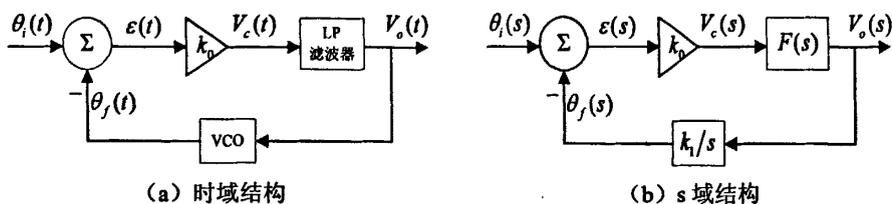


图 5-1 基本锁相环

VCO 的输入电压 V_o 控制它的输出频率，关系式为：

$$\omega_2(t) = \omega_0 + k_1 u(t) v_0 \quad (5-1)$$

式中， ω_0 是 VCO 的中心角频率， k_1 是 VCO 的增益， $u(t)$ 是单位阶跃函数。VCO 的相位角可以对上式求积分得到：

$$\int_0^t \omega_2(t) dt = \omega_0 t + \int_0^t k_1 u(t) v_0 dt = \omega_0 t + \theta_f(t) \quad (5-2)$$

式中，

$$\theta_f(t) = \int_0^t k_1 u(t) v_0 dt \quad (5-3)$$

$\theta_f(t)$ 的拉普拉斯变换为：

$$\theta_f(s) = V_o(s) \frac{k_1}{s} \quad (5-4)$$

根据环路三个基本部件的特性可以得到以下各式：

- (1) 鉴相器特性： $\varepsilon(t) = \theta_i(t) - \theta_f(t)$ 或 $\varepsilon(s) = \theta_i(s) - \theta_f(s)$ ；
- (2) 环路滤波器特性： $V_o(s) = V_c(s) F(s)$ ；
- (3) 压控振荡器特性： $\theta_f(t) = \int_0^t k_1 u(t) v_0 dt$ 或 $\theta_f(s) = V_o(s) \frac{k_1}{s}$ ；
- (4) 环路的传递函数： $H(s) = \frac{\theta_f(s)}{\theta_i(s)} = \frac{k_0 k_1 F(s)}{s + k_0 k_1 F(s)}$ ；
- (5) 误差传递函数： $H_e(s) = \frac{\varepsilon(s)}{\theta_i(s)} = \frac{\theta_i(s) - \theta_f(s)}{\theta_i(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + k_0 k_1 F(s)}$ ；
- (6) 噪声带宽： $B_n = \int_0^{\infty} |H(j\omega)|^2 df$

从以上的分析可以看出，环路滤波器 $F(s)$ 是锁相环的核心，它决定了锁相环的阶数、自然振荡频率、衰减因子等。锁相环的阶数取决于转移函数 $H(s)$ 的分母阶数。锁相环的环路滤波器有一阶、二阶、理想二阶、三阶环之分。由于滤波器阶数的不同，使环路承受信号变化时有着不同的稳态响应。二阶环跟踪频率斜升信号将会有稳态相差，而三阶环路对加速度产生的频率变化存在跟踪误差。虽然三阶环可以很好的实现跟踪，但它的稳定性确实是个问题。理论证明一阶、二阶、理想二阶是无条件稳定的。GPS 信号跟踪中，采用二阶跟踪环。

二阶锁相环中环路滤波器的传递函数如下：

$$F(s) = \frac{sT_2 + 1}{sT_1} \quad (5-5)$$

锁相环环路的传递函数转化为：

$$H(s) = \frac{\frac{k_0 k_1 T_2 s}{T_1} + \frac{k_0 k_1}{T_1}}{s^2 + \frac{k_0 k_1 T_2 s}{T_1} + \frac{k_0 k_1}{T_1}} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5-6)$$

$H(s)$ 的分母是 s 的二阶函数。式中， ω_n 是自然振荡角频率，可表示为：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_0 k_1}{T_1}} \quad (5-7)$$

ξ 是衰减因子，可表示为：

$$\xi = \frac{\omega_n T_2}{2} \quad (5-8)$$

可求出噪声带宽为：

$$B_n = \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 df = \frac{\omega_n}{2} \left(\xi + \frac{1}{4\xi} \right) \quad (5-9)$$

衰减因子 ξ 和自然振荡频率 ω_n 对系统响应影响很大，在 GPS 接收机中，通常衰减因子 $\xi = 0.707$ ，而自然振荡频率 ω_n 主要由噪声带宽 B_n 决定：

$$\omega_n = \frac{8\xi B_n}{4\xi^2 + 1} \quad (5-10)$$

为便于计算机处理，将环路滤波器、数控振荡器、锁相环的传递函数离散化。

$$F(z) = \frac{(C_1 + C_2) - C_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5-11)$$

$$N(z) = \frac{k_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (5-12)$$

$$H(z) = \frac{k_0 k_1 (C_1 + C_2) z^{-1} - k_0 k_1 C_1 z^{-2}}{1 + [k_0 k_1 (C_1 + C_2) - 2] z^{-1} + (1 - k_0 k_1 C_1) z^{-2}} \quad (5-13)$$

其中：

$$C_1 = \frac{1}{k_0 k_1} \frac{8\xi\omega_n t_s}{4 + 4\xi\omega_n t_s + (\omega_n t_s)^2} \quad (5-14)$$

$$C_2 = \frac{1}{k_0 k_1} \frac{4(\omega_n t_s)^2}{4 + 4\xi\omega_n t_s + (\omega_n t_s)^2} \quad (5-15)$$

t_s 为采样间隔。图 5-2 为该环路滤波器的示意图。

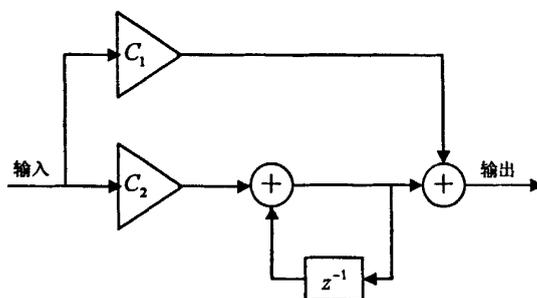


图 5-2 环路滤波器

5.2 伪码跟踪环

当捕获电路完成 C/A 码的粗同步后，接收 C/A 码和本地 C/A 码并未完全对齐，而且由于两者频率差的存在，很快就会失去同步，为了保持同步，就必须采用锁相跟踪。

跟踪 C/A 码相位采用延迟锁定环 (DLL)，在跟踪两个相关波形的时延差时，它是一种最佳电路^[36]。DLL 是一个非线性反馈系统，其反馈环内采用了互相关的方式。它跟踪宽带信号时延的方式与锁相环跟踪正弦信号相位的方式非常相似。DLL 跟普通的锁相环之间的主要差别在于：①相位锁定技术是使本地正弦波振荡信号跟踪于外部输入的正弦信号，而延迟锁定技术却是使本地 m 序列发生器跟踪锁定于外来的 m 序列；②相位锁定技术的两个正弦波的相位差别可以通过鉴相器的输出来指示，而两个 m 序列在时延上的差别则需要通过相关运算才能鉴别出来，即如果两个 m 序列的相位相同，则有最大输出的相关值，反之，它们的相位不同，则输出很小。实际上，不仅 m 序列，其他具有双值特性（即这种码的自相关函数当完全同步时，相关系数等于 1，非同步时，相关系数小于 1）的伪噪声序列信号都可以采用延迟锁定技术来进行信号的跟踪锁定。

和普通的锁相环一样，DLL 也由数控 C/A 码生成器，C/A 码相位鉴别器，环路滤波器组成。这里采用超前-滞后 0.5 码片法鉴别 C/A 码相位，下面介绍它的原理。

接收到的信号和与捕获的频率相近的本地同相和正交载波相乘，即可除去载波信号，将 C/A 码调制到基带。然后分别与超前 (E) 0.5 码片，即时 (P)，滞后 (L) 0.5 码片的本地 C/A 码相乘，再经过求和滤波 (滤掉高频分量，大部分输入噪声与 C/A 码相乘而产生的随机干扰)，即得到接收 C/A 码分别与本地超前，即时，滞后 C/A 码的相关性 I_E, I_P, I_L 和 Q_E, Q_P, Q_L 。理想情况下，如果即时码是对准的，则超前和滞后包络幅度相等，鉴别器不产生误差信号。如果即时码没有对准，超前和滞后包络便不相等，在相关时间段的限制范围内不相等的大小与时延差的大小成正比。码鉴别器由超前和滞后包络之间的幅度差敏感出即时码的偏差的量和方向 (超前或滞后)。这个偏差经过滤波后，反馈到码生成器调整码相位，以根据输入的卫星信号码的相位纠正码发生器的相位。图 5-3 描述了当即时码信号相对于输入卫星信号超前、对准、滞后时各包络值的变化^[3]。为了图示方便，连续的 m 序列只示出了一个码片，而且图示的输入卫星信号是无噪声的。

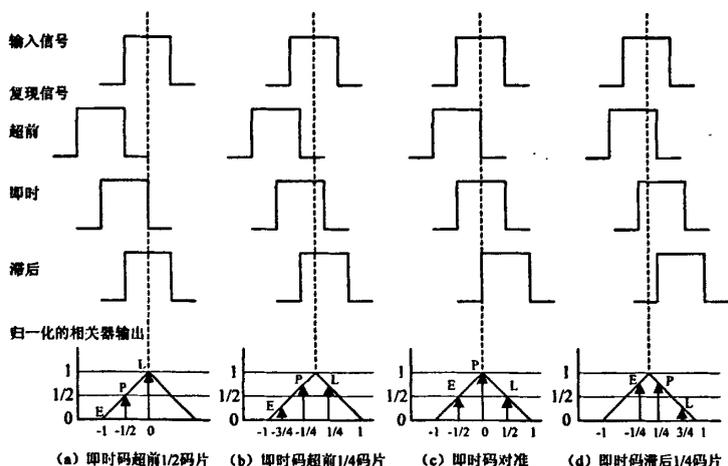


图 5-3 码相关相位

当码相位需要调整时，码相位鉴别器利用 I_E, I_L, Q_E, Q_L 计算出码相位误差，码相位误差经滤波后，反馈到码生成器调整码相位。归一化的超前减滞后包络鉴别器因其输出误差在 1 个码片的范围内呈线性而得到了广泛采用。表达式如下：

$$D = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{I_E^2 + Q_E^2} - \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}}{\sqrt{I_E^2 + Q_E^2} + \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}} \quad (5-16)$$

图 5-4 描绘了相应于图 5-3 的 4 个即时码偏移量而言，归一化超前减滞后包络鉴别器的误差输出信号。

码相位误差主要包括初始捕获时的相位误差，电离层变化，载波多路效应引起的相位误

差，相位误差通常很小且变化非常慢，所以延迟锁定环的带宽可以很小，GPS 接收机中 DLL 带宽通常为 1 Hz，又因为衰减因子 $\xi = 0.707$ ，得到 DLL 环的自然振荡角频率 ω_n 约为 2 Hz。

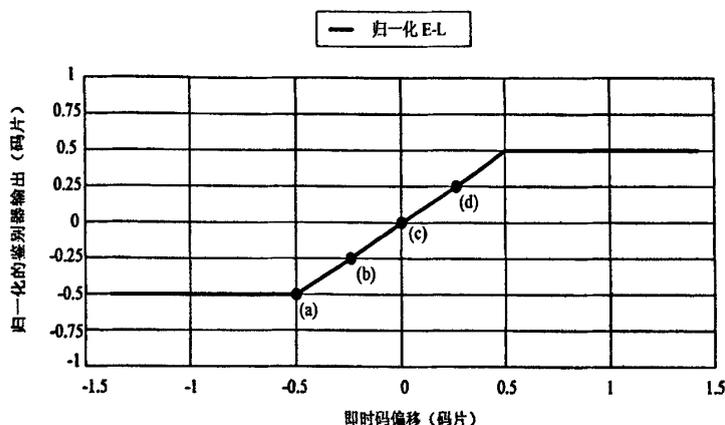


图 5-4 即时码移位时码鉴别器的输出

5.3 载波跟踪环

经过 C/A 码相位跟踪后，接收信号被解扩。即当 C/A 码相位跟踪上后，码的自相关函数达到最大值，而其他 C/A 码与本地码的互相关函数都很小，根据相关函数和功率谱密度的关系，可知输出信噪比大大改善（但白噪声通过解扩后，在工作频带的功率谱密度基本不变，解扩对白噪声没有抑制能力）。扩频处理增益为：

$$PG = \frac{T_b}{T_c} = \frac{R_c}{R_b} = \frac{1.023M}{50Hz} \approx 2 \times 10^4 \quad (5-17)$$

现在未知参数只剩下载波频率和载波相位了。GPS 接收机中使用锁相环来跟踪载波频率和相位。相位跟踪环 PLL 是通过测量输入信号与本地信号载波相位差，调整本地信号的频率，同时实现频率和相位的跟踪。初始频率捕获的性能，频差要保证能进入环路滤波器的通带范围之内。

载波环鉴别器确定了跟踪环的类型，亦即是一个锁相环 (PLL)、一个科斯塔斯锁相环 (Costas PLL) (这是一个 PLL 型的鉴别器，容许基带信号中存在有数据调制)，或是一个锁频环 (FLL)。PLL 和 Costas 环是最精确的，但对动态应力比 FLL 更敏感。PLL 和 Costas 环鉴别器在其输出端产生相位误差估计，而 FLL 鉴别器产生频率误差估计。因此，环路滤波器的结构也有所不同^{[37][38]}。

GPS 接收机的设计者在设计载波环的积分时间、鉴别器和环路滤波器功能时要解决一个矛盾。为了容忍动态应力，积分时间应当短，鉴别器应为一个 FLL，载波环滤波器的带宽应该宽。然而，为了使载波测量精确（具有低的噪声），积分时间应该长，鉴别器应为 PLL，且载波环滤波器噪声带宽应该窄。实际上，为了解决这个矛盾，必须做出某种折中。一个良

好设计的 GPS 接收机刚开始应采用短的积分时间, 用 FLL 和宽带的载波环滤波器把它的载波跟踪环闭合起来。如果载波上调制有数据, 然后它应从 FLL 有规则地过渡为 Costas PLL, 逐渐调整其积分时间长度至与数据比特跳变周期相等, 同时也要在预计的动态允许的条件下逐渐调整其载波跟踪环带宽为尽量窄。

由于 GPS 信号中导航数据相位翻转, 选择对相位翻转不敏感的 Costas 锁相环进行载波跟踪, 但 Costas 环的跟踪范围有限, 所以本文采用跟踪范围大的锁频环 (FLL) 先把环路闭合起来, 将载波偏差牵引到锁相环能够跟踪的范围, 再从 FLL 过渡为 Costas 环。

下面简单分析一下 Costas 环的工作原理。信号从输入端输入后与本地 C/A 码相乘, 解调出载波和数据码 $D(n)\cos(\omega_c n)$, 然后进入两个通道 I、Q。I 通道中, 信号与本地载波信号 $\cos(\omega_L n + \phi)$ 相乘, Q 通道中与本地载波 90° 相移信号 $\sin(\omega_L n + \phi)$ 相乘。

在 I 通道中:

$$\begin{aligned} & D(n)\cos(\omega_c n) \cdot \cos(\omega_L n + \phi) \\ &= \frac{1}{2}D(n)\cos[(\omega_L - \omega_c)n + \phi] + \frac{1}{2}D(n)\cos[(\omega_c + \omega_L)n + \phi] \end{aligned} \quad (5-18)$$

在 Q 通道中:

$$\begin{aligned} & D(n)\cos(\omega_c n) \cdot \sin(\omega_L n + \phi) \\ &= \frac{1}{2}D(n)\sin[(\omega_L - \omega_c)n + \phi] + \frac{1}{2}D(n)\sin[(\omega_c + \omega_L)n + \phi] \end{aligned} \quad (5-19)$$

其中, ω_c 与 ω_L 分别为输入信号载波与本地载波的角频率, ϕ 为初始相位差。

I、Q 通道中的信号经过低通滤波后得到:

$$I_p = \frac{1}{2}D(n)\cos[(\omega_L - \omega_c)n + \phi] = \frac{1}{2}D(n)\cos(\omega_e n + \phi) \quad (5-20)$$

$$Q_p = \frac{1}{2}D(n)\sin[(\omega_L - \omega_c)n + \phi] = \frac{1}{2}D(n)\sin(\omega_e n + \phi) \quad (5-21)$$

其中, $\omega_e = \omega_L - \omega_c$, 表示本地载波与信号载波的频率差。

相位鉴别器选择反正切鉴别器, 公式如下:

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{Q_p}{I_p}\right) = \arctan\left[\frac{\sin(\omega_e n + \phi)}{\cos(\omega_e n + \phi)}\right] \quad (5-22)$$

载波鉴相器鉴别出相位差后, 经过载波环滤波器反馈到本地载波生成器, 调整本地载波的频率, 最终使本地载波跟踪上信号载波。此时 ω_e , ϕ 很小, 最终从 I 通道解调出数据比特。

I、Q 通道的最终输出分别为:

$$I \approx \frac{1}{2}D(n) + \text{noise} \quad (5-23)$$

$$Q = \text{noise} \quad (5-24)$$

5.4 完整的跟踪环

在 GPS 接收机中，载波频率跟踪环和 C/A 码相位跟踪环是一个密不可分的整体。码相位跟踪环产生的本地 C/A 码用于解扩载波频率跟踪环中输入信号的 C/A 码，载波频率跟踪环产生的本地载波用于去除码相位跟踪环中输入信号的载波。将两个跟踪环组合到一起，得到完整的信号跟踪环。包括码环和载波环的跟踪环路结构如图 5-5 所示。

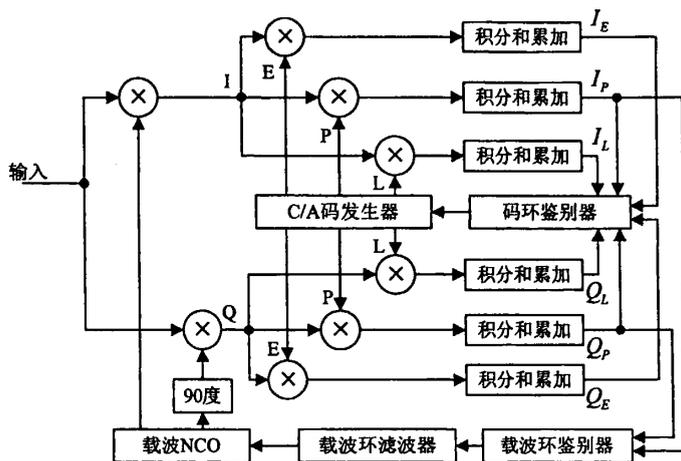


图 5-5 码与载波跟踪环

5.5 基于实际采集数据的算法验证

基于 MATLAB 编程^{[39][40][41]}，对实际采集的 GPS 数据进行算法验证。采样频率为 16367700 Hz，中频约为 4129945 Hz，2 bit 量化，以 2 号卫星为例。采样量化后的时域信号如图 5-6 所示，这里只显示前 300 个点。

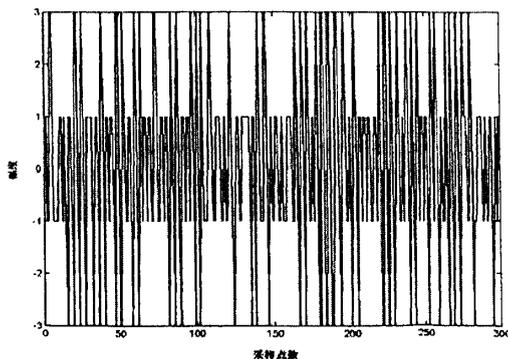


图 5-6 采样量化后的 GPS 信号

图 5-7 为相关函数三维显示, 图 5-8 以峰值所在行和列分别画出二维图形。可以看出, 2 号卫星的 C/A 码起始位置在第 1798 点, 频率分量最大值出现在 $k=8$ 时, 相应的频率为 4126945 Hz。

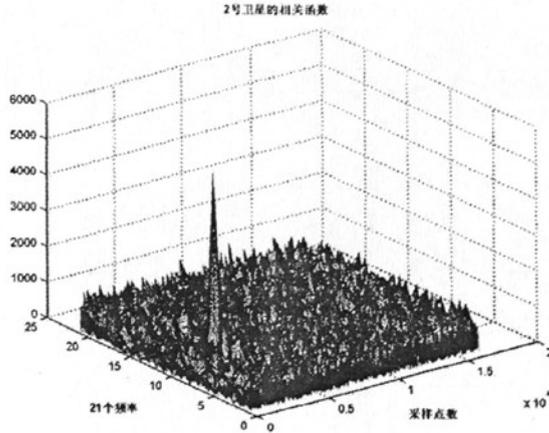


图 5-7 2 号卫星的相关函数

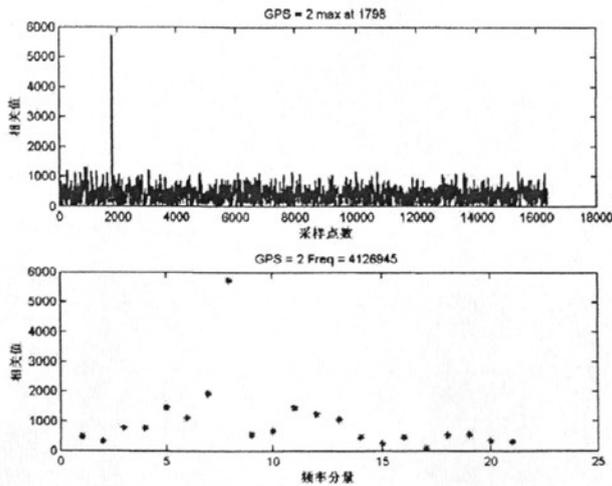


图 5-8 2 号卫星的捕获结果

图 5-9 (a) 为 FLL 跟踪结果, 1 ms 为一帧, 可以看出, 30 ms 之后基本稳定在一定的范围内。图 5-9 (b) 为 30 ms 之后 Costas 的跟踪结果。

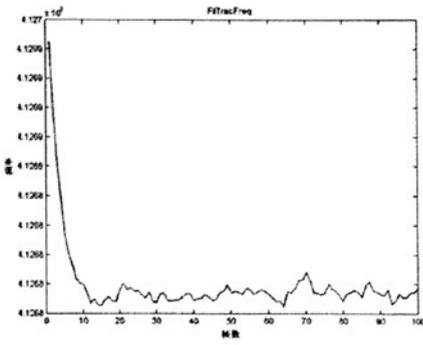


图 5-9 (a) FLL 跟踪结果

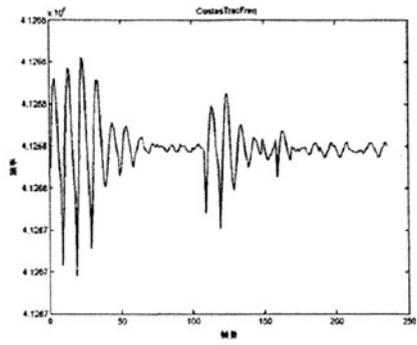


图 5-9 (b) Costas 跟踪结果

图 5-10 为码环输出的本地码相位的偏移量 (用采样间隔归一化)。

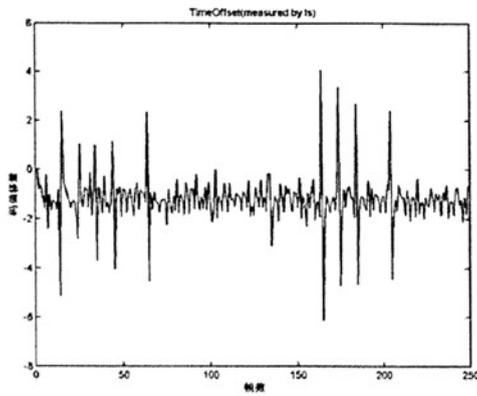


图 5-10 码环输出

最后得到解调数据, 如图 5-11 所示。

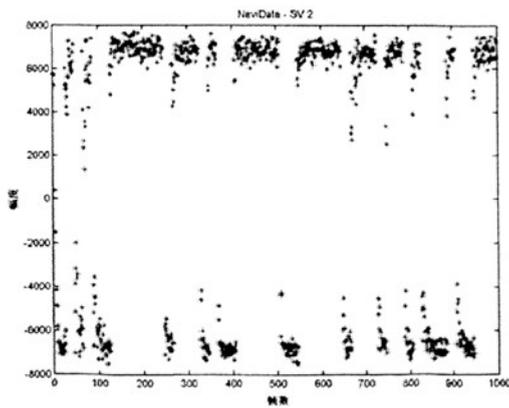


图 5-11 导航数据

5.6 本章小结

本章主要论述了 GPS 信号的跟踪。首先介绍了锁相环的基本原理，然后分别详细分析了伪码跟踪环和载波频率跟踪环。码跟踪环本文采用延迟锁定环 (DLL)，载波跟踪环则是采用锁频环 (FLL) 和 Costas 锁相环的组合，先用 FLL 将载波频率跟踪到一定范围之内，再利用 Costas 环进行精细跟踪。最后基于实际采集的 GPS 数据进行捕获和跟踪算法的仿真，解调出数据比特。

第6章 全文总结

6.1 本论文的研究成果

本论文主要研究了极低谱密度大频偏信号的捕获与跟踪，重点讨论了现有 GPS-C/A 码接收机的捕获算法。主要工作可以概括如下：

第2章简要介绍了 GPS 原理。首先简要介绍了 GPS 系统的组成，以及 GPS 信号接收机的基本类型，分析了硬件以及软件 GPS 信号接收机的特点和区别。对 GPS 信号接收机的工作原理进行了详细介绍，分析了信号捕获与跟踪实质都是对发送信号参数的估计；然后介绍了 GPS 卫星发送给广大用户的导航信号的结构，包括 C/A 码、P 码和导航数据等，重点介绍了 C/A 码的产生方法和其自相关及互相关特性。

第3章对 GPS 信号捕获的方法进行了研究。首先分析了单次捕获判决，引出多驻留检测器；然后简要介绍了一些因素对捕获的影响，如多普勒效应和采样频偏等；最后讨论了几种经典的捕获算法，包括 Tong 搜索检测器，提出 Tong 改进算法，将原 Tong 搜索的单周期统计判决改进为连续两周期联合统计判决，提高了检测性能。

第4章研究了极低谱密度大频偏信号的捕获。首先对相干积分、非相干积分和差分相干积分进行了详细的数学分析，然后比较了相干—非相干与差分相干两种算法的捕获性能，接着分析了利用差分相干进行频偏的精确估计，最后讨论了载噪比的估计和部分相干积分，为极低谱密度大频偏信号的捕获提供了依据。

第5章简要介绍了 GPS 信号的跟踪方法。首先介绍了锁相环的基本原理，然后分别详细分析了伪码跟踪环和载波频率跟踪环的工作原理。最后基于实际采集的 GPS 数据进行捕获和跟踪算法的仿真，解调出数据比特。

6.2 进一步的研究方向

由于时间的限制，与本课题相关的许多内容有待于进一步的分析与研究，作者认为主要有以下几点：

- 室内卫星信号的衰落导致了实测数据分布的不可控，直接关系到接收机门限的设置，下一步需要通过室内信号的建模，详细讨论衰落的影响。
- 本文研究的是在高斯信道下的捕获性能，但是室内定位必然要受到多径效应的影响，下一步需要研究在多径信道下的捕获性能。
- 本文没有考虑其他卫星信号对目标信号的干扰，下一步需要研究有干扰信号条件下的捕获（包括其他卫星信号和任何不希望的射频信号）。
- 计算复杂度和存储容量是高灵敏度接收机实现的瓶颈，下一步需要研究的是在保证

捕获性能的条件下进一步降低计算复杂度（如减少 FFT 的点数），以及如何减少搜索方格的备选集。

本论文重点研究了极低谱密度大频偏信号的捕获，残余频偏和残余码相位的校正等跟踪算法亦影响系统的性能。因此，信号的跟踪算法是后续进一步研究的问题。

致 谢

在论文即将完成之际，谨向给予我培养、教育、支持和帮助的老师、同学、朋友和亲人致以最诚挚的谢意。

首先，我要衷心地感谢我的导师蒋良成教授。研究生阶段的学习，我一直得益于蒋老师的悉心指导和热情帮助。他渊博的学识、严谨的治学态度，敏锐的洞察力，充满激情的工作作风和一丝不苟的工作态度深深影响了我，使我受益终生。我还要感谢赵春明教授和王捷教授，在他们三位老师的指导下，我不仅在理论知识和实践经验方面得到提高，开拓了眼界与思路，而且培养起了独立进行科研的能力。

感谢实验室的师兄黄勤、许恩杨、郭亮、林华乐、游月意、许峰、方星、郑康、王大勇、张涛，师姐周朝霞、曹艳艳，他们的热心助人和勤奋好学给我留下深刻的印象。

感谢曾经帮助过我的实验室同学钱达钧、高圣、李国峰、姬鹏、邱东、张胜、刘宇飞、张欣欣、沈珂、邱峻、周明月、杨逾山、白雪、张平异等，与他们一起度过的愉快时光让我终生难忘。

感谢室友杨小云、徐昊、吴天银，一起生活的2年半的时间里，与他们在一起研究学术、探讨人生的经历将使我毕生难忘。

感谢篮球队友燕斌、曹晶、解文明、黄锦川、钟维志、张斌、江金华、王皓、王欢等，足球队友谢谦、向星宇、褚鹏鸿、潘葆梁、高振中等，和他们一起打球踢球的美好时光将使我终生难忘。

最后，我要感谢我的父亲、母亲和姐姐，这么多年以来，他们给予了我无私的爱，支持我人生当中每个重要的决定，没有他们也就没有今天的我。

还有许多关心和支持我的人，不能一一列举，在这里一并向你们表示感谢！

2008年12月

参考文献

- [1] Tsui. J.B.Y.著. 陈军, 潘高峰等译. GPS 软件接收机基础[M] (第 2 版). 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [2] Tsui. J.B.Y., Fundamentals of Global Positioning System Receivers, A Software Approach[M], J.Wiley & Sons, New York, 2000.
- [3] Elliott D. Kaplan 著. 寇艳红译. GPS 原理与应用[M] (第二版). 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [4] D. Kaplan. Understanding GPS: Principles and Applications[M]. Artech House Boston London, 1996.
- [5] 薛雅娟. GPS 接收机数字基带信号处理算法研究[D]:硕士学位论文. 成都: 成都理工大学通信与信息系统, 2007.
- [6] 王峰. 基于 C/A 码的 GPS 接收机捕获与跟踪方法的设计与仿真[D]:硕士学位论文. 沈阳: 东北大学通信与信息系统, 2005.
- [7] 唐峻. GPS 卫星数字中频信号的捕获、跟踪研究与仿真[D]:硕士学位论文. 北京: 北京交通大学交通信息工程及控制, 2006.
- [8] Vannee D J R, Coenen A J R M, New fast GPS code-acquisition technique using FFT[J], Electronics Letters, 1991, 27: 158-161.
- [9] Phillip W. Ward, GPS Receiver Search Techniques[C]. // IEEE Position Location and Navigation Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996: 604-611.
- [10] Mark L. Psiaki. Block Acquisition of Weak GPS Signals in a Software Receiver[C]. 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2001). 2001, 2838-2850.
- [11] Krasner, Norman F. GPS Receiver and Method for Processing GPS Signals[P]. United States Patent 6,725,159, April 20, 2004.
- [12] Alaqeli A, Starzyk J, Van Grass F. Real-time acquisition and tracking for GPS receiver[A]. Proc IEEE Int Symposium on Circuits and Systems[C]. Bangkok, Thailand, 2003. 500-503.
- [13] M. Braasch, A. J. Van Dierendonck. GPS Receiver Architectures and Measurements[C]. Proc. of The IEEE, 1999, 87(1):48-64.
- [14] A.J.Viterbi. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication[M]. Addison-Wesley publishing company, 1995.
- [15] 巴晓辉, 李金海, 陈杰. 一种 GPS 软件接收机自适应门限快速捕获算法[J]. 信息与控制, 2007, 36(1): 97- 101.
- [16] 陈明. 信息与通信过程中的随机过程[M] (第二版).北京: 科学出版社, 2005.

- [17] J G Proakis. Digital Communication, 4th[M]. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [18] 刘海涛. 高灵敏度 GPS/Galileo 双模导航接收机的研究与开发[D]:博士学位论文. 长沙: 国防科学技术大学信息与通信工程, 2006.
- [19] 龚国辉, 李思昆. FFT 与循环卷积相结合的 GPS 信号 C/A 码相位测量算法[J]. 通信学报, 2005, 26(7):76-81.
- [20] 姚铮, 崔晓伟, 陆明泉, 冯振明. 应用于 GPS 接收机的序贯检测器性能分析[J]. 清华大学学报 (自然科学版), 2007, 47(7): 1166- 1169.
- [21] O.Shin and K.Lee. Differentially coherent combining for double-dwell code acquisition in DS/CDMA systems[J]. IEEE Trans. Communication, 2003,51(7):1046-1050.
- [22] Jia-Chin Lin, Differentially coherent PN code Acquisition with full-period correlation in chip-synchronous DS/SS Receivers[J]. IEEE Trans. Communications, 2002, 50(5):698-702.
- [23] Mohammad H.Zarrabizadeh, Elvino S.Sousa. A differentially coherent PN code acquisition receiver for CDMA systems[J]. IEEE Trans. Communications, 1997, 45(11):1456-1465.
- [24] Lin D M, Tsui J B Y. A software GPS receiver for weak signals[A]. IEEE MIT-S International Microwave Symposium Digest[C]. Piscataway, NJ, USA, 2001:2139-2142.
- [25] Ming-Yu Chuang, Kai-Ten Feng. Adaptive GPS Acquisition Technique in Weak Signal Environment[C]. Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd, 2006(6):2612-2616.
- [26] Harald Elders-Boll. Uwe Dettmar. Efficient Differentially Coherent Code/Doppler Acquisition of Weak GPS Signals[C]. Spread Spectrum Techniques and Applications, 2004 IEEE Eighth International Symposium. 2004, 731-735.
- [27] J. Iinatti, A. Pouttu. Differentially Coherent Code Acquisition in Doppler[C]. In proceedings of the IEEE VTC'99 fall, Amsterdam, The Netherlands, 1999:19-22.
- [28] J. Iinatti, A. Pouttu. Differentially Coherent Code Acquisition in Jamming and Data Modulation[C]. In proceedings of the MILCOM'99, Atlantic City, New Jersey, USA, 1999.
- [29] 皮亦鸣, 张婧, 蔡昌听. GPS 信号的差分相关捕获算法研究[J]. 全球定位系统, 2006, 4:1-4.
- [30] 巴晓辉, 李金海, 陈杰. 不需辅助信息的室内 GPS 信号捕获算法[J]. 电子技术应用, 2006, 9:130-132.
- [31] Jari Iinatti, Ari Pouttu. Probability of Acquisition with Noncoherent and Differentially Coherent Code Acquisition in Doppler[C]. IEEE 6th Int. Symp. On Spread Spectrum Tech.&Appli., NJIT, New Jersey, USA, 2000:254-258.
- [32] Schmid A, Neubauer A. Carrier to Noise Power Estimation for Enhanced Sensitivity Galileo/GPS Receivers[C]. Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st. 2005(4):2629-2633.

- [33] Mohammad S. Sharawi, Dennis M. Akos, Daniel N. Aloii. GPS C/N0 Estimation in the Presence of Interference and Limited Quantization Levels[J]. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(1):227-238.
- [34] Roland E.Best 著. 李永明等译. 锁相环—设计、仿真与应用[M] (第 5 版). 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [35] Floyd M.Gardner 著. 姚剑清译. 锁相环技术[M] (第 3 版). 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [36] 蔡凡, 尹燕, 张秀忠. 卫星导航接收机中码跟踪实现方式的研究[J]. 中国科学院上海天文台年刊, 2006, 27:69-82.
- [37] 蔡凡, 杜燕, 黄佩诚. 卫星导航接收机中锁频环的两种实现方式[J]. 中国科学院上海天文台年刊, 2007, 28: 89-95.
- [38] 程乃平, 任宇飞, 吕金飞. 高动态扩频信号的载波跟踪技术研究[J]. 电子学报, 2003, 31(12A):2147-2150.
- [39] 邹鲲, 袁俊泉, 龚享钰. MATLAB6.x 信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [40] Pratap Misra, Per Enge 著. 罗鸣, 曹冲, 肖雄兵等译. 全球定位系统—信号、测量与性能[M] (第二版). 北京: 电子工业出版社, 2008.
- [41] Timothy Pratt, Charles Bostian, Jeremy Allnutt 著. 甘良才等译. 卫星通信[M] (第二版). 北京: 电子工业出版社, 2005.