

# 互相关干扰下的 GNSS 弱信号检测算法

何文涛<sup>1</sup>,徐建华<sup>1,2</sup>,叶甜春<sup>1</sup>

(1.中国科学院微电子研究所,北京 100029;2.杭州中科微电子有限公司,浙江杭州 310053)

**摘要:** GNSS 接收机在室内等环境中的应用要求接收机具有接收弱信号的能力.在检测弱信号时,接收机可能由于受到强信号的互相关干扰而错误的捕获或跟踪到强信号的互相关峰.本文采用相干和非相干积分组合的方法来提高灵敏度.同时,通过估计强信号的互相关干扰功率,自动调整检测门限来抑制互相关干扰.仿真结果说明,采用 20ms 的相干积分和 1s 的非相干积分,在没有互相关干扰的情况下,可以接收 -160dBm 的弱信号;在互相关干扰增强的情况下,检测门限自动提高,使得虚警概率保持在预设值以下.

**关键词:** GNSS 接收机; 弱信号; 高灵敏度; 互相关干扰

**中图分类号:** TN96 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 02-0471-05

## Detection of GNSS Weak Signal in Cross Correlation Interference

HE Wen-tao<sup>1</sup>, XU Jian-hua<sup>1,2</sup>, YE Tian-chun<sup>1</sup>

(1. Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China;

2. Hangzhou Zhongke Microelectronics Co., Ltd, Hangzhou, Zhejiang 310053, China)

**Abstract:** GNSS receivers are required to be capable of receiving weak signals to satisfy indoor Applications. When detecting weak signals, the receiver may falsely acquire or track the cross correlation peaks of strong signals due to the cross correlation interference. Coherent and non-coherent integration are combined to improve the reception sensitivity. Meanwhile, the detection threshold is adjusted automatically by estimating the cross correlation interference power from strong signals to mitigating cross correlation interference. Simulation results show that the receiver can detect weak signal of -160dBm for 20ms coherent and 1s non-coherent integration without the interference of cross correlation. As the power of cross correlation interference increases, the resultant false alarm probability is maintained below the present value by automatically increasing the detection threshold.

**Key words:** GNSS receiver; weak signal; high sensitivity; cross correlation interference

## 1 引言

卫星导航已经广泛应用于军事领域和民用市场.传统的 GNSS 接收机主要工作在视野开阔的环境中,接收到卫星信号的功率在 -130dBm 左右.随着个人导航应用的兴起,卫星导航广泛应用在车载和手持设备中,接收机需要在室内,高架,都市峡谷,车内等各种信号条件恶劣的环境中正常工作,此时卫星信号有多达 30dB 的衰减,这要求接收机具有接收低至 -160dBm 的微弱信号的能力.传统的接收机中,通过对信号进行相干积分,并将其功率或者幅度与设定的检测门限比较来检测信号<sup>[1]</sup>.加长相干积分和非相干积分时间可以提高信噪比,从而提高信号检测的灵敏度,这是高灵敏度接收机的基本工作原理<sup>[2]</sup>.

高灵敏度接收机中,卫星信号之间存在着严重的互相关干扰.在强信号存在的条件下,由于高灵敏度接收

机具有检测弱信号的能力,所以在检测弱信号时,有可能把强弱信号之间的互相关峰误认为是弱信号的自相关峰,引起错误的捕获或者跟踪.互相关干扰是由于扩频码的互相关动态范围和接收信号的动态范围之间的矛盾引起的.以 GPS 的 L1 C/A 码信号为例,互相关动态范围是 24dB<sup>[3]</sup>.目前,接收机接收到的强信号功率可以达到 -124dBm,在检测功率低于 -148dBm 的弱信号时,强信号的互相关干扰功率会超过弱信号的功率,这样就会错误的捕获和跟踪强信号的互相关峰,并可能解调出强信号的卫星数据,如果该互相关信号用于接收机的导航处理,就可能出现严重的定位错误.

互相关干扰是高灵敏度 GNSS 接收机能够稳定工作的重要瓶颈.GNSS 接收机中,出现了多种抑制互相关干扰的算法,这些算法可以分为两大类.第一类抑制互相关干扰的算法从 CDMA 无线通信系统算法中借鉴而来的,如连续干扰抵消法<sup>[4]</sup>,并行干扰抵消法<sup>[5,6]</sup>,子空

间投影法<sup>[7]</sup>. 干扰抵消法的特点是, 先接收强信号, 并精确估计其载波频率、载波相位和码相位等特征信息, 重建该强信号, 从相关前的中频输入数据中减去重建的强信号, 以消除强信号的干扰. 然而, 多种因素会使干扰消除法的实现变得复杂, 比如接收机对强信号参数估计很难准确, 重建的强信号与实际的强信号之间存在延迟等. 子空间投影法的特点是构建出一种新码, 使其与强信号的扩频码正交, 却与弱信号的扩频码相关, 接收机利用构建的码来检测弱信号. 子空间投影法具有无需估计强信号参数的优点, 但是实时的构建新码比较困难, 需要大量的矩阵和向量运算. 另外, 这些算法需要各种特殊的相关器结构, 难以在目前主流的 GNSS 接收机中实用<sup>[8]</sup>.

在 GNSS 接收机中, 如果不能接收弱信号, 接收机只要接收到 4 个以上卫星信号仍然可以定位. 与强信号相比, 弱信号的测量误差大, 对导航解算的贡献也小. 因此, 这样复杂的实现在仅需要定位的应用中不必要. 第二类抑制互相关干扰的算法就是利用了 GNSS 接收机的这个特点, 接收强卫星信号, 抛弃受互相关干扰的弱信号<sup>[9]</sup>. 这种抛弃受互相关干扰的弱信号的算法简单且实用, 关键是如何识别期望接收的弱信号是否受到了强信号的互相关干扰, 干扰程度有多大, 以及如何正确的抛弃受干扰的弱信号. 文献[10]中采用了固定功率 27dB-Hz 的强信号互相关干扰, 并以此来设计检测门限. 这种方法很好的抑制了互相关干扰, 但是很难检测到低于 27dB-Hz 的弱信号. 本文通过估计强信号的互相关干扰, 并自动调整检测门限, 解决高灵敏度和互相关干扰之间的矛盾.

## 2 信号积分

### 2.1 相干积分

接收到卫星信号经过去载波, 并与本地码进行相关解护后, 得到的正交信号为

$$I + jQ = A \cdot D \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} R(\tau) \exp(j\varphi) + \sum_{k=1}^N \int_0^T A_k D_k c_k(t - \tau_k) c(t) \exp(j2\pi f_k t) dt + (n_I + jn_Q) \quad (1)$$

式中, 第一项是期望接收信号的自相关; 第二项是与其它  $N$  颗卫星信号的互相关; 第三项是噪声项.  $T$  是相干积分时间,  $A$  是信号的幅度,  $D$  是调制数据位,  $f$  和  $\varphi$  是残留的载波频率偏差和相位偏差,  $\tau$  是输入信号和本地信号的码相位偏差,  $R(\tau)$  是扩频码的自相关函数,  $c(t)$  表示扩频码, 下标  $k$  表示干扰信号;  $n_I$  和  $n_Q$  是独立同分布的窄带高斯白噪声, 其功率为  $\sigma^2$ .

忽略互相关影响, 并忽略载波频率误差和码相位

误差, 信号相干积分后的信噪比为

$$\frac{A^2}{2\sigma^2} = C/N_0 \times T \quad (2)$$

式中,  $C/N_0$  是信号的载噪比, 是信号功率与噪声功率密度的比值, 与相干积分时间和信号带宽无关. 相干积分后的信噪比与相干积分时间  $T$  成正比, 提高相干积分时间, 可以有效的提高灵敏度.

### 2.2 非相干积分

相干积分时间受限于导航数据位翻转和多普勒频偏的影响, 通常采用非相干积分进一步提高灵敏度. 正交信号的包络为

$$R = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (3)$$

信号包络服从赖斯分布, 非中心参量为  $s_2$ .

当信号存在时,  $s_2$  表示信号的功率, 等于式(1)第一项的平方, 为

$$s^2 = \left( A \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} R(\tau) \right)^2 \quad (4)$$

当信号不存在时,  $s^2$  表示其它卫星信号对期望接收信号的互相关干扰的功率之和, 等于式(1)第二项的平方, 为

$$s^2 = \left( A_k \frac{\sin(\pi f_k T)}{\sin(\pi f_k T_0)} R_k(\tau_k) \right)^2 \quad (5)$$

式中,  $T_0$  是扩频码的周期;  $R_k(\tau_k)$  是期望信号扩频码与干扰信号扩频码的互相关函数, 是一个扩频码的互相关特性函数, 受载波频率偏差的影响很小, 通常认为是 -24dB. 第一项说明, 干扰信号的功率越大, 对期望接收信号的互相关干扰越大; 第二项说明, 当载波频率误差  $f_k$  的取值在  $1/T_0$  附近时, 互相关干扰功率最大, 而当  $f_k$  的取值远离在  $1/T_0$  时, 互相关干扰明显减弱. 因此, 互相关干扰的程度可以用干扰信号的功率和载波频率偏差两个参数来量化.

为了表示方便, 令  $\gamma = s^2/2\sigma^2$ . 信号包络  $R$  的一阶矩和二阶矩分别为<sup>[11]</sup>

$$E(R) = (\sigma \sqrt{\pi/2}) e^{-\gamma/2} [(1 + \gamma) I_0(\gamma/2) + \gamma I_1(\gamma/2)] \quad (6)$$

$$E(R^2) = 2\sigma^2 + s^2 \quad (7)$$

式中,  $I_n(\cdot)$  表示  $n$  阶修正贝塞尔函数.

对信号包络  $R$  进行  $M$  次累加, 得到的非相干积分结果为

$$y = \sum_{i=1}^M R_i \quad (8)$$

根据中心极限定理,  $y$  近似服从高斯分布. 均值和方差分别为

$$E(y) = M \cdot E(R) \quad (9)$$

$$D(y) = M \cdot D(R) = M \cdot (E(R^2) - E^2(R)) \quad (10)$$

### 3 检测门限

根据上面推导出的相干和非相干积分后的信号模型,可以确定信号检测的三个关键参数:检测门限,虚警概率和检测概率.对非相干积分结果  $y$  进行归一化,得到标准正态分布量,

$$y_0 = \frac{y - E(y)}{\sqrt{D(y)}} \quad (11)$$

虚警概率和检测概率分别为

$$P_{fa} = Prob(y_0 > \lambda | H_0) \quad (12)$$

$$P_d = Prob(y_0 > \lambda | H_1) \quad (13)$$

式中,假设  $H_0$ :信号不存在,假设  $H_1$ :信号存在. $\lambda$  为归一化的检测门限.

检测门限密切影响了检测概率和虚警概率.提高检测门限,可以降低虚警概率,但是也降低了检测概率;降低检测门限,提高了检测概率,但是也提高了虚警概率.通常,先定义需要的虚警概率,计算出  $\lambda$ ,再根据互相关干扰信号的均值和方差计算检测门限.确定了检测门限,就可以计算出信号存在情况下对应信噪比下的检测概率.假设信号不存在,只有互相关干扰,检测门限为

$$TH = \lambda \times \sqrt{D(y)} + E(y) = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{fa}) \times \sqrt{M \cdot D(R)} + M \cdot E(R) \quad (14)$$

可看出, $\lambda$  是反映虚警概率的一个量,只与虚警概率有关.信号不存在时, $R$  是互相关干扰和噪声的函数,衡量强信号对期望接收的弱信号的互相关干扰.因此,检测门限可以根据互相关干扰和噪声的功率自适应调整.互相关干扰功率增大时,门限也随之提高,互相关干扰功率减小时,门限也随之降低.考虑两个极限情况:(1)无互相关干扰;(2)最大互相关干扰.图 1 比较了两个极限情况下检测门限与非相干积分次数的关系.

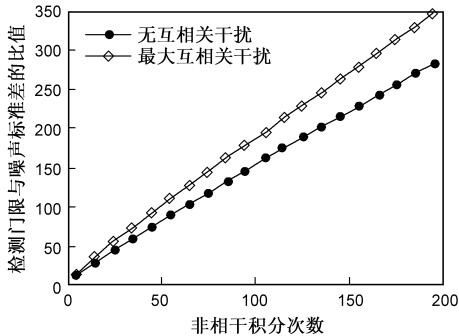


图1 检测门限与非相干积分次数的关系(虚警概率为 $10^{-5}$ )

可以看出,当非相干积分次数较小时,两种极限情况下的检测门限非常接近,说明强信号对强信号的干扰很小,可以忽略.随着非相干积分次数的增加,两个

检测门限的差值也逐渐增加,说明期望接收信号的功率越小,受互相关干扰就越明显.因此,对于传统的GNSS接收机,接收到的信号功率在 $-144\text{dBm}$ 以上,所以采用最大互相关干扰情况下的检测门限,就可以满足要求.但是,对于高灵敏度GNSS接收机,接收到的信号功率达到 $-160\text{dBm}$ ,如果采用最大互相关干扰情况下的检测门限,就不可能检测到弱信号,如果采用无互相关干扰情况下的检测门限,就会错误的捕获或者跟踪到强信号的旁瓣,对定位结果产生严重影响.式(5)说明,决定互相关干扰程度的两个参数是强信号的功率及其与期望接收信号之间的载波频率偏差.如果所有信号都不强(比如车载内),或者强信号与期望接收信号之间的载波频率偏差不是在 $1/T_0$ 的整数倍数附近,互相关干扰就不明显,这些情况下,就可以降低门限,提高对弱信号的接收能力;如果在视野开阔的地方,存在多个强信号,互相关干扰会频繁出现,这时就需要提高门限,抛弃被干扰的弱信号,提高接收机的鲁棒性.因此,最佳的检测门限是在图1中的两条直线之间自动调整,如式(14)表示.

### 4 仿真结果

GNSS接收机的灵敏度和互相关干扰抑制能力之间的矛盾体现在检测概率和虚警概率上面.通过自动调整检测门限的方法实现解决该矛盾,在具有强信号干扰的情况下,自动提高检测门限,减小虚假概率;在强信号干扰较小的情况下,自动降低检测门限,提高检测概率.从而提高灵敏度.下面通过对GPS L1 C/A码信号的仿真来分析自动调整的检测门限在解决上述问题的性能.仿真模型如图2所示,其中,中频信号模拟了多个包含了载波和扩频码的卫星信号,分别设置两个信号源:(1)干扰信号+噪声;(2)期望信号+干扰信号+噪声,分别仿真虚警概率和检测概率.

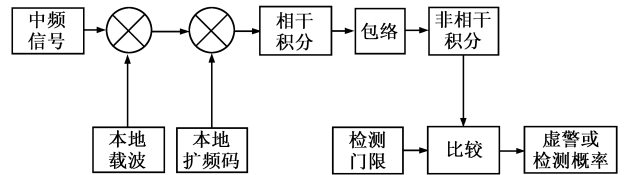


图2 GNSS信号检测模型

假设只有一个干扰信号,其信号载噪比 $50\text{dB-Hz}$ .虚警概率恒定为 $10^{-2}$ .采用 $20\text{ms}$ 相干积分和 $1\text{s}$ 的非相干积分,这是独立式高灵敏度GPS接收机中比较常用的积分策略.干扰信号和期望接收信号之间多普勒频差决定了强信号对弱信号的干扰程度.图3-5比较了三个不同的多普勒频差下,弱信号的检测概率与信号载噪比的关系.每个图中分别比较了仿真结果和三种门限下的检测概率(无互相关干扰、最大互相关干扰以

及自动调整的检测门限).

图3是强弱信号的多普勒频差为1400Hz的情况,此时强信号对弱信号的干扰极小.自动调整检测门限与无互相关干扰下检测门限对应的理论检测概率相同,并且与实际仿真结果吻合,80%概率可以检测到14dB-Hz的弱信号(对应的信号功率是-160dBm),如果悲观的采用最大互相关干扰下的检测门限,只能检测到27dB-Hz的信号.

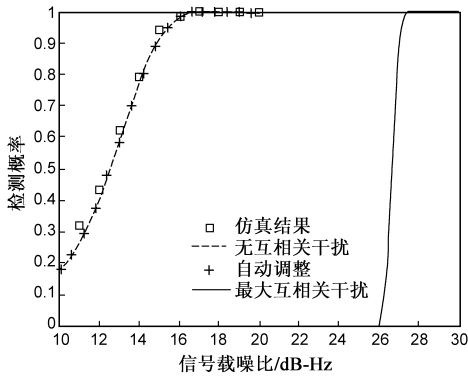


图3 强弱信号多普勒频差1400Hz,弱信号的检测概率

图4是强弱信号的多普勒频差为1073Hz的情况,此时强信号对弱信号具有中等的互相关干扰.自动调整的检测门限对应的检测概率曲线在其它两者之间.

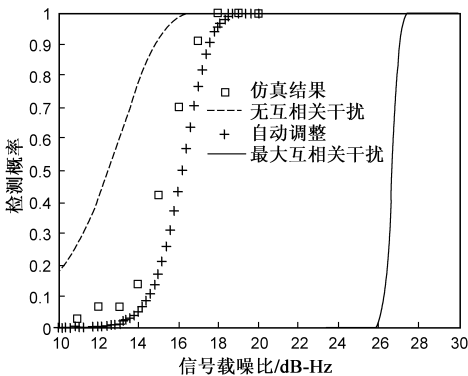


图4 强弱信号多普勒频差1073Hz,弱信号的检测概率

图5是强弱信号的多普勒频差为1000Hz的情况,此时强信号对弱信号具有最大的互相关干扰.自动调整的检测门限与最大互相关干扰下的检测门限对应的检测概率曲线重合.图4和图5中,在相同的信号功率下,仿真结果的检测概率比理论偏大,这是因为在计算理论检测门限时,认为互相关功率比自相关功率低24dB,实际上,互相关功率与码相位偏差有关,多数情况下的互相关功率更小,因此实际的互相关干扰偏小,检测概率偏高.

表1总结了三种检测门限下的虚警概率和灵敏度(80%检测概率对应的信号载噪比).虽然无相关干扰下的检测门限具有最好的弱信号检测能力,1s的积分可以检测到14dB-Hz的弱信号(对应-160dBm的灵敏

度),但是随着互相关干扰的增强,虚警概率明显增大,通常情况下的虚警概率为11.2%,最坏情况下为77.5%,远大于期望的虚警概率(1%).最大互相关干扰下的检测门限具有极好的互相关干扰抑制能力,虚警概率都接近0,由于检测门限设置得过高,灵敏度受限,只能达到27dB-Hz,不符合高灵敏度接收机的要求.采用自动调整的检测门限,在互相关干扰小时,灵敏度可以达到14dB-Hz,在互相关干扰增大时,自动增大检测门限,降低虚警概率.正如前面的分析,由于考虑了扩频码的互相关功率的最大值来设置门限,检测门限偏大,所以虚警概率比期望的要小,检测概率比期望的偏大.

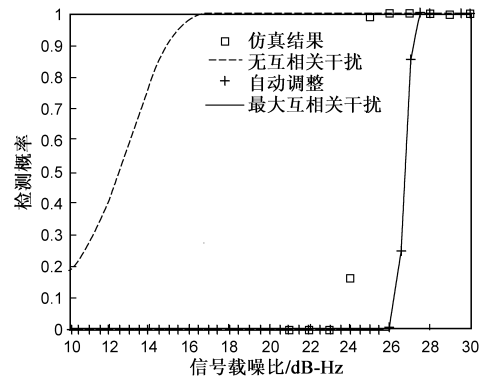


图5 强弱信号多普勒频差1000Hz,弱信号的检测概率

表1 不同检测门限下的虚警概率和灵敏度比较

检测门限	多普勒频差 1000Hz		多普勒频差 1073Hz		多普勒频差 1400Hz	
	虚警 概率	灵敏度	虚警 概率	灵敏度	虚警 概率	灵敏度
无互相关干扰	77.5%	14dB-Hz	11.2%	14dB-Hz	1.1%	14dB-Hz
最大互相关干扰	0	27dB-Hz	0	27dB-Hz	0	27dB-Hz
自动调整	0	25dB-Hz	0	17dB-Hz	1.1%	14dB-Hz

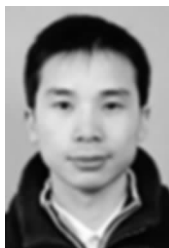
## 5 结论

强信号对弱信号的互相关干扰与强信号的功率以及强弱信号之间的多普勒频差有关,强信号功率越强,多普勒频差越接近扩频码周期的倒数的整倍数,互相关干扰越强.采用固定检测门限的算法,难以同时满足高灵敏度和互相关干扰抑制两个性能要求.采用自动调整的检测门限设置方法,利用强信号的功率以及强弱信号之间的多普勒频差信息,估计互相关干扰程度,来设置检测门限.在互相关干扰小的情况下,降低门限,可以提高接收灵敏度;在互相关干扰大的情况下,提高门限,可以提高互相关干扰抑制能力.因此,该检测算法可以在互相关干扰下,具有检测微弱GNSS信号的能力.

## 参考文献:

- [1] P W Ward. GPS receivers search techniques [A]. Proc IEEE 1996 Position Location and Navigation Symposium [C]. Atlanta, GA: IEEE, 1996. 604 – 611.
- [2] 谢钢. GPS 原理与接收机设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2009. 376 – 380.
- [3] E D Kaplan, C J Hegarty, 寇艳红. GPS 原理与应用. 第二版 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2007. 102 – 103.
- [4] P Madhani, P Axelrad, et al. Application of interference cancellation to the GPS near-far problem [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(2): 481 – 488.
- [5] P Patel, J Holtzman. Performance comparison of DS/CDMA system using a successive interference cancellation (IC) scheme and parallel IC scheme under fading [A]. Proc IEEE 1994 International Conference on Communications [C]. New Orleans, LA, USA: IEEE, 1994. 510 – 514.
- [6] 梁坤, 王剑等. 高灵敏度 GPS 接收机中的互相关减轻算法研究 [J]. 电子学报, 2008, 36(6): 1098 – 1102.  
Liang Kun, Wang Jian, Shi Hu-li. Study on GPS cross correlation mitigation techniques in high sensitivity GPS receivers [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6): 1098 – 1102. (in Chinese)
- [7] E P Glennon, A G Dempster. A review of GPS cross correlation mitigation techniques [A]. Proc the 2004 International Symposium on GNSS/GPS [C]. Sydney Australia: The Institute of Navigation, 2004. 125 – 137.
- [8] L Scharf, B Friedlander. Matched subspace detectors [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(8): 2146 – 2157.
- [9] M C 罗赫. 用在全球定位系统接收机中的互相关减轻方法和装置 [P]. 中国: 03820125. 9, 2005.
- [10] B W Parkinson, J J Spilker. Global Positioning System: Theory and Applications [M]. Washington DC: American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc, 1996. 402 – 405.
- [11] Frank van Diggelen. A-GPS: Assited GPS, GNSS and SBAS [M]. USA: Artech House, 2009. 339 – 340.

## 作者简介:



**何文涛** 男, 1982 年 9 月出生于湖北黄冈. 2005 年在华中科技大学获学士学位, 2010 年在中国科学院研究生院获博士学位. 现为中国科学院微电子研究所助理研究员, 主要从事于卫星导航接收机信号处理算法及超大规模集成电路设计的研究工作.

E-mail: wentaoh@163.com



**徐建华** 男, 1963 年出生于浙江金华, 研究员、博士生导师. 目前主要从事于 GPS 基带定位算法, ZigBee 算法, FPGA 验证平台开发、芯片测试系统设计等方面的研究.

E-mail: xujianhua@casic.ac.cn

**叶甜春** 男, 1965 年出生于四川, 研究员、博士生导师. 现为中国科学院微电子研究所所长, 中国科学院 EDA 中心常务副理事长. 主要从事于集成电路设计与应用、纳米加工与制造技术、新型器件等方面的研究.