

GPS 信号并行捕获中互相关干扰的消除

曾丹丹¹, 何文涛¹, 徐建华²

(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: 提出了一种新的算法—峰值相减法, 用于在并行捕获中消除互相关干扰。仿真表明, 该算法可以至少消除 95% 的互相关干扰, 在整个定位算法的第一步消除互相关干扰, 减轻了后面算法消除互相关干扰的负担, 具有一定的实用性。

关键词: GPS 接收机; 高灵敏度; 互相关; 并行捕获

中图分类号: TN47

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)11-0113-04

Mitigation of GPS Cross Correlation in Parallel Acquisition Phase

ZENG Dan-dan¹, HE Wen-tao¹, XU Jian-hua²

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

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

Abstract: This paper represent a new algorithm called Peak Difference, which is employed in the parallel acquisition station to mitigation the cross correlation signals. The simulation tells us that the more than 95 percent cross correlated signal can be better excluded with no complexity. This method is used in the first step of mitigation of cross correlated signal, which alleviate the burden of the successive steps in position process.

Key words: GPS receiver; high sensitivity; cross correlation; parallel acquisition

1 引言

全球定位系统(Global Position System)信号 CA 码的广泛应用, 主要在于 CA 码有良好的相关特性, 也就是 CA 码自身的高的自相关峰值与低的互相关峰值能为信号捕获提供一个宽的动态范围。当 GPS 信号接收机的灵敏度提高到一定程度时, 出现非常弱的信号的同步问题, 为了能在强信号存在时捕获到弱信号, 就要求弱信号的自相关峰值比它与强信号的互相关峰值要大。

互相关干扰消除算法已有多种^[1-3], 但这些方法都是在后续处理中不同程度来消除互相关信号的干扰, 文中提出一种算法—峰值相减法, 在 GPS 信号并行捕获过程中(捕获检测之前)就对互相关信号

进行剔除, 经过仿真分析, 该算法可以在宽的动态范围(CNO 范围由 50dBHz~14dBHz)下准确消除互相关信号, 同时能达到 90% 以上的检测概率, 为后面的检测、跟踪和定位解算剔除至少 99% 的互相关干扰信号, 即虚警概率达到仅 1%。

2 算法原理

2.1 并行捕获中的互相关干扰特性

对于 GPS 信号的同步主要分为捕获和跟踪, 捕获用于粗同步, 主要是在二维搜索空间(码相位、多普勒频率)中捕获到卫星信号。该卫星信号进入跟踪, 也就是精同步, 实时跟踪卫星信号, 为后面卫星信号用于定位解算提供稳定的测距信号。

接收机天线接收到的卫星信号经过相关器解

收稿日期: 2009-09-30; 修回日期: 2009-12-09

基金项目: 国家“八六三”计划项目(2007AA12Z344)

调、解扩和积分清零之后的 1ms 累积信号 $I(i)$ 、 $Q(i)$ 如下^[4]

$$I + jQ = A * \text{sinc}(\Delta f_m * T) R(\tau) D \exp(\Delta \Phi) + \int_0^T A_k C_k(t) C(t - \tau) D_k D \exp(2\pi f_k t + \Delta \Phi) dt + n_i + jn_q \tag{1}$$

其中,第一项为自相关结果,第二项为互相关结果,第三项为噪声; I 与 Q 的 n_i, n_q 为互不相关的零均值高斯白噪声,方差为 σ_n^2 , T 为积分周期, Δf_m 为本地载波和输入信号的载波的频差, $\Delta \Phi_i$ 为本地载波和输入信号载波的相位差, D_i 为调制的导航电文。

式中,CA 码的自相关函数 $R(\tau)$ 的值如下

$$R(\tau) = \begin{cases} 1023; & \tau = 0 \\ 63, -1, -65; & 0 < \tau < 1023 \end{cases} \tag{2}$$

$R_k(\tau)$ 为相应的互相关函数,取值与互相关的两个信号的码相位延迟相关。

与频率相关的 CA 码互相关特性,当采用 1 次相干积分时,其互相关的损耗如表 1 所示。

对互相关特性进行图示描述,如图 1 所示。图 1 左上图和右上图分别是在零多普勒时的码相位特性,左图是 1 号卫星的自相关特性,右图是 1 号卫星

与 2 号卫星信号的互相关,自相关峰值对应的码相位正确位在 511chip 时,图中采用的是 16.368MHz 采样率。

表 1 CA 码最大互相关的功率相对与自相关功率的损耗(零多普勒频差)

发生的累积概率	任何两种码之间的互相关(dB)
0.23	-23.9
0.50	-24.2
1.00	-60.2

仿真积分时间采用 1ms 的相干积分与 1 次非相干积分,图 1 左中图是自相关时零码相位差的多普勒效应,右中图是互相关时的多普勒频率分布。可以看出互相关值在多普勒值为 0kHz 时互相关损耗最大,在其他频率上的损耗与码相位时延和多普勒频率差值相关^[5]。

图 1 左下图是在整个码相位空间和多普勒频率空间中的自相关时的信号幅度图示,右下图是 1 号卫星与 2 号卫星的互相关在整个码相位和多普勒频率空间的信号幅度图示。可以看出,自相关时有很明显的峰值,且峰值与一个码片之外的峰值有很明显

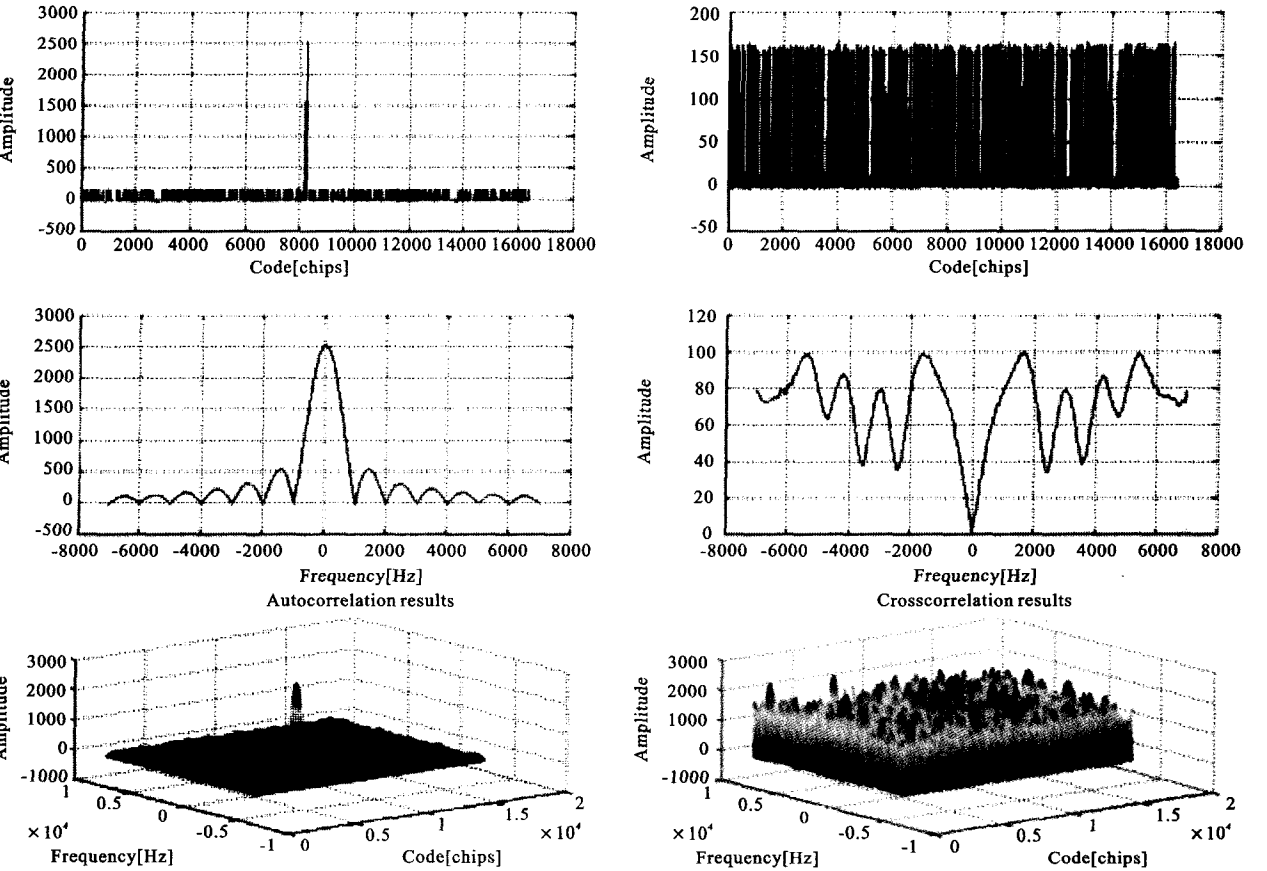


图 1 GPS 信号 CA 码的自相关和互相关特性

的差别,而互相关时峰值不明显,峰值与峰值之间的差别不大.利用这一特点就可以消除互相关.

当采用多次相干积分时,在不同的频率间隔内会出现表 2 的积分损耗^[5].

表 2 CA 码最大互相关的功率相对与自相关功率的损耗(多普勒频差增量为 1kHz)

发生累 积概率	互相关 $\Delta f=1\text{kHz}$ (dB)	互相关 $\Delta f=2\text{kHz}$ (dB)	互相关 $\Delta f=3\text{kHz}$ (dB)	互相关 $\Delta f=4\text{kHz}$ (dB)	互相关 $\Delta f=5\text{kHz}$ (dB)
0.001	-21.1	-21.1	-21.6	-21.1	-21.9
0.02	-24.2	-24.2	-24.2	-24.2	-24.2
0.1	-26.4	-26.4	-26.4	-26.4	-26.4
0.4	-30.4	-30.4	-30.4	-30.4	-30.4

2.2 并行捕获中的互相关信号消除

一般的硬件并行捕获算法可以结合 FFT 算法进行实现^[6],为了集中分析互相关特性,这里仅描述在码相位域的并行分析,对码相位域的并行捕获实现一般采用匹配滤波算法,其原理图如图 2 所示.

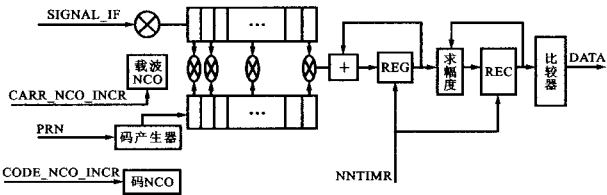


图 2 并行捕获原理示意图

CA 码的码载波频率 1.023MHz,1ms 的 CA 码有 1023 个码片,一般搜索取半码片的步进,因此 1ms 数据中有 2046 个半码片.

输入的中频信号进行去载波得到零中频信号之后,在 1ms 数据中进行全匹配滤波算法解扩得到输出的 2046 个半码片对应的该码片上的 1ms 积分值,然后将该 1ms 累加值进行相干积分和非相干积分(用来捕获弱信号时需要适当的增加相干积分和非相干积分时间),最后得到 2046 个半码片对应的值,经过比较器得到这些值中的若干个最大值,例如 8 个最大值.这些峰值分别对应的是 1ms 数据中 8 个码相位中最有可能的信号存在的码相位值.

3 并行捕获中消除互相关算法建模与门限计算

基于上面的码相位级进行全并行捕获方案,每次积分之后的 2046 个值取出最大的若干个值进行后面的算法分析.

经过匹配滤波器之后得到的 2046 个码相位对

应的值,进行相干积分和非相干积分算法,这里只分析零多普勒时的互相关现象,其数学模型如下

经过 N 次相干积分时候可以得到:

$$x = \sqrt{(\sum_{i=1}^N I(i))^2 + (\sum_{i=1}^N Q(i))^2} \tag{3}$$

当信号存在, x 符合 rice 分布;其非中心参量 s_1 满足

$$s_1^2 = \left(A \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} R(\tau) \right)^2 + \left(A_k \frac{\sin(\pi f T)}{\sin(\pi f T_s)} \cdot \int_0^{T_s} C_k(t) C(t - \tau) \exp(j2\pi f t) dt \right)^2 \tag{4}$$

当信号不存在,仅为互相关信号时, x 符合 rice 分布,其非中心参量 s_0 满足

$$s_0^2 = \left(A_k \frac{\sin(\pi f T)}{\sin(\pi f T_s)} \cdot \int_0^{T_s} C_k(t) C(t - \tau) \exp(j2\pi f t) dt \right)^2 \tag{5}$$

当信号不存在时,此时为噪声的积分, x 符合 rayleigh 分布. x 的均值与方差如下式:

$$E(x/H_0) = (\sqrt{N} * \sigma_0 \sqrt{\pi/2} e^{-\gamma_0/2} [(1 + \gamma_0) I_0(\gamma_0/2) + \gamma_0 I_1(\gamma_0/2)]) \tag{6}$$

$$D(x/H_0) = N(2\sigma_0^2 + s_0^2) - [E(x/H_0)]^2 \tag{7}$$

当信号存在,互相关信号也存在时:

$$E(x/H_1) = (\sqrt{N} * \sigma_0 \sqrt{\pi/2} e^{-\gamma_1/2} [(1 + \gamma_1) I_0(\gamma_1/2) + \gamma_1 I_1(\gamma_1/2)]) \tag{8}$$

$$D(x/H_1) = N(2\sigma_0^2 + s_1^2) - [E(x/H_1)]^2 \tag{9}$$

其中 σ 为积分之后的噪声方差.由式(4)与(5)可以计算 $\gamma_1 = s_1^2/2\sigma^2$; $\gamma_0 = s_0^2/2\sigma^2$; I_0 、 I_1 分别为贝塞尔 0 阶和 1 阶函数.

经过 M 次非相干积分之后可以得到:

$$y = \sum_{i=1}^M \sqrt{[(\sum_{i=1}^N I(i))^2 + (\sum_{i=1}^N Q(i))^2]} \tag{10}$$

由中心极限定理,可以知道当非相干积分时间很大(至少大于 3)时,rice 分布累加后的积分符合高斯分布,可以用高斯分布进行近似求解^[7].因此这里可以由高斯分布进行门限的近似求解.

因此由式(6) ~ (9) 可以得到 y 的均值与方差 $E(y) = M * E(x)$ (11)

$D(y) = M * D(x)$ (12)

对最大值和 1 个码片之外的次大值进行相减,可以知道其差值(max1 - max2) 仍然满足高斯分

布,

令 $r = \max 1 - \max 2$; 由式(6) ~ (12) 可以得到 r 的均值与方差

当仅有互相关信号存在时

$$E(r/H_0) = 0 \quad (13)$$

$$D(r/H_0) = 2 * D(y/H_0) \quad (14)$$

根据高斯分布积分函数可以求出虚警概率

$$P_{fa}(r/H_0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x - E(r/H_0)}{\sqrt{2D(r/H_0)}}\right) \quad (15)$$

根据已知的虚警概率, 就可以求得相应的门限值.

$$r = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2P_{fa}) \times \sqrt{D(r/H_0)} + E(r/H_0) \quad (16)$$

将式(6) ~ (9) 带入(16) 就可以得到 r 对应的门限值.

当信号存在时:

$$E(r/H_1) = M(E(x/H_1) - E(x/H_0)) \quad (17)$$

$$D(r/H_1) = M(D(x/H_1) + D(x/H_0)) \quad (18)$$

根据高斯分布积分函数可以求出检测概率:

$$P_d(r/H_1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{x - E(r/H_1)}{\sqrt{2D(r/H_1)}}\right] \quad (19)$$

将式(6)~(9)带入(19)即可以求出检测概率.

4 结束语

文中描述了一种在并行捕获中消除互相关干扰的算法, 经过算法分析和仿真结果可以看出, 该算法能够在强信号互相关干扰存在时实现至少 22 dBHz 载噪比的灵敏度, 达到 90% 的检测概率的同时, 剔

除大部分的互相关信号, 保证虚警概率仅 1%, 为后面的跟踪和定位解算算法提供更加准确的信号输入.

参考文献:

- [1] Glennon E P, Dempster A G. A review of GPS cross correlation mitigation techniques[C]// The 2004 International Symposium on GNSS/GPS. Sydney, Australia, 2004.
- [2] Zhike Jia, Shridhara A Kudrethaya, Wang Chishin. False reacquisition mitigation in high sensitivity navigation satellite signal receivers[P]. US patent 7,479,924, 2009-01-20.
- [3] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 385-386.
- [4] 罗赫 M C. 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.
- [5] Kaplan E D, Hegarty C J, 寇艳红. GPS 原理与应用[M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2007: 102-103.
- [6] 许诺, 陈培, 王云, 等. 匹配滤波器与 FFT 结合的伪码快速捕获方案研究[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26(2): 84-88.
- [7] Frank van Diggelen. A - GPS: assisted GPS, GNSS, SBAS[M]. Boston/London: Artech House, 2009: 195-196.

作者简介:

曾丹丹 女, 硕士研究生. 研究方向为卫星导航接收机信号处理算法.

何文涛 男. 研究方向为卫星导航接收机信号处理算法、超大规模集成电路设计.

徐建华 男. 研究方向为嵌入式软件、无线通讯系统、定位系统及算法.