

捕获算法对比研究

罗瑞丹^{1,2}, 徐颖¹

(1. 中国科学院光电研究院, 北京 100094;
2. 中国科学院大学, 北京 100190)

摘要:弱信号捕获是信号同步的关键技术,随着卫星导航应用范围越来越广,低信噪比下的信号捕获算法已经逐渐成为了捕获技术研究的热点。文中对低信噪比下的弱信号捕获算法进行了模型描述和性能定量分析,主要对相干积分算法、非相干积分算法和差分相干积分算法的处理增益及其对应的检测性能进行了理论分析和仿真比对。仿真结果表明,差分相干积分算法具有良好的处理增益性能,且对数据位跳变不敏感,适用于低信噪比下的信号捕获。

关键词:全球导航卫星系统;捕获;非相干积分;差分相干积分;信噪比;检测性能

中图分类号:TN914.4

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2014)02-0010-05

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2014.02.003

Comparison Study on Acquisition Algorithm

LUO Rui-dan^{1,2}, XU Ying¹

(1. Academy of Opto-electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Weak signal acquisition is the key technology of signal synchronization. With the increasingly wide application range of satellite navigation, acquisition under the low SNR environment becomes the research focus. It specifies the models of weak signal acquisition algorithms, and analyzes the performance of algorithms quantitatively. The main GNSS weak signal acquisition algorithms: coherent integration (COH), non-coherent integration (NCOH), differential coherent integration (DFC) are presented in detail. The comparison analysis on processing gain and detection performance of the three algorithms is conducted. Numerical simulations demonstrate that DFC obtains good processing gain and detection performance, and is insensitive to data transition, which can apply to weak signal acquisition.

Key words: GNSS; acquisition; non-coherent integration; differential coherent integration; SNR; detection performance

0 引言

全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)作为信息时代国家的重要基础设施之一^[1],能够为用户提供精确的位置、速度、时间等信息。而导航接收机作为地面接收解算设备,能在一定程度上反映出GNSS所能达到的精度及性能。因此GNSS接收机的设计对GNSS而言意义重大。GNSS接收机结构简图如图1所示。

从图1可以看出,在GNSS接收机基带信号处理阶段,捕获作为首个环节,在接收机设计中具有至关重要的地位,是接收机性能指标的关键因素。随着GNSS的广泛应用,在复杂环境下如城市峡谷、高架

路、室内等,由于GNSS信号被障碍物遮挡造成一定程度的衰减^[2](可达20~30 dB)而变得非常微弱,这就需要延长积分时长来提高处理增益以完成弱信号捕获,即:高灵敏度捕获技术^[3],该技术也是接收机设计的热点和难点。

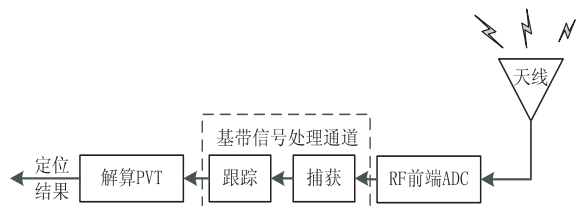


图1 接收机结构简图

针对高灵敏度捕获技术,G. Feng等在文献[4]中

收稿日期:2013-04-27

修回日期:2013-07-30

网络出版时间:2013-11-29

基金项目:国家自然科学基金资助项目(NSFC Y11002A01N)

作者简介:罗瑞丹(1987-),女,河南许昌人,硕士,研究方向为信号与信息处理、导航信号体制;徐颖,副研究员,研究方向为导航信号与导航增强、导航信号体制。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20131129.0911.026.html>

提出了分块处理方法;Mark L. Psiaki 在文献[5]中提出了全比特/半比特积累方法;此外还出现了一些 FFT 并行捕获技术^[6]等;以上都是相干积分与非相干积分结合的捕获方法。2004年,Harald Elder-Boll 等^[7]将差分相干积分算法由 CDMA 系统引入 GPS 信号捕获中,文献[8-9]分析了差分相干积分算法的统计特性及相应捕获性能。

文中分析了三种高灵敏度捕获算法:相干积分、非相干积分和差分相干积分算法,量化分析并对比了以上算法所分别带来的处理增益和检测性能,评估了三种算法的优劣以及资源占用情况。最后仿真验证了三种算法的处理增益和检测性能。

1 GNSS 接收机信号模型

GNSS 接收机经射频前端下变频及采样后,待捕获信号的中频信号数学模型为^[10]:

$$S(nT_s) = AC(nT_s - \tau)D(nT_s - \tau_D) \cdot \cos(2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s + \varphi) + \eta(nT_s) \quad (1)$$

式中, A 为信号幅度; C 为载波上所调制的伪随机码 C/A , 码长 1 023 chip, 码速率 1.023 MHz; D 为导航电文, 速率为 50 bps; n 为采样点序列; T_s 为采样周期; τ 为伪随机码延迟; τ_D 为导航电文延迟; f_{IF} 为中频频率; f_d 为多普勒频移; φ 为载波初始相位; η 为加性高斯白噪声, 方差为 σ_η^2 。

中频信号 $S(nT_s)$ 经去伪码去中频处理后, 同相支路和正交支路的相关器归一化运算结果为:

$$I(\Delta\tau, \Delta f) = \frac{A}{2} R(\Delta\tau) \frac{\text{sinc}(\pi \cdot \Delta f \cdot N \cdot T_c)}{\text{sinc}(\pi \cdot \Delta f \cdot T_c)} \cos(\theta_c) + \eta'_I \quad (2)$$

$$Q(\Delta\tau, \Delta f) = \frac{A}{2} R(\Delta\tau) \frac{\text{sinc}(\pi \cdot \Delta f \cdot N \cdot T_c)}{\text{sinc}(\pi \cdot \Delta f \cdot T_c)} \sin(\theta_c) + \eta'_Q \quad (3)$$

式中, $\Delta\tau$ 为伪随机码相位与本地载波相位之间的相位偏差; Δf 为接收机信号载波频率与本地载波频率之间的频率偏移; R 为伪随机码相关函数; N 为采样点个数; T_c 为伪随机码码片宽度; θ_c 为载波相位差; η'_I 、 η'_Q 分别为同相支路和正交支路的支路噪声。

2 弱信号典型捕获算法

GNSS 信号捕获是一个在码相位-多普勒频移二维平面进行的搜索过程, 其作用是粗略估算伪随机码相位延迟和载波多普勒频移, 其目的是为后续跟踪环路提供码相位和载波多普勒频率初始值。对信号强度处于 -188 ~ -174 dBW 之间的弱信号而言, 单伪码周期的相关积分结果并不能产生足够大的信噪比增益以进行可靠检测判决。通常情况下, 都需要对相关器多

次相关结果进行不同方式的累加, 以获取高增益信噪比检测判决量。

2.1 相干积分和非相干积分

典型的高灵敏度弱信号捕获方法包括: 相干积分和非相干积分。相干积分是对不同周期内相关器的积分结果进行直接叠加, 保留了所有相位信息, 即: 接收信号与本地信号间的相位关系。因此, 该方法在本质上来讲是一种线性运算, 也是提高检测判决量信噪比最简单有效的方法。而非相干积分是对不同周期内相关器的积分结果先进行取模再叠加, 其中取模运算去除了所有相位信息。因此, 该方法是一种平方操作, 运算结果不受相位信息的影响。在实际中, 一般是结合相干积分和非相干积分, 以获得最优检测信噪比。具体见图 2。

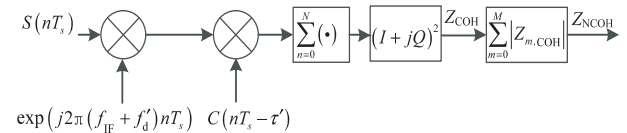


图2 典型弱信号捕获方法原理图

由图 2 可知, 相干积分方法对相关器输出结果直接累加, 其对应的数学表达式为:

$$Z_{\text{COH}}(\Delta\tau, \Delta f) = |I(\Delta\tau, \Delta f) + jQ(\Delta\tau, \Delta f)|^2 \quad (4)$$

非相干积分方法对相关器输出结果取模值之后再累加, 其对应的数学表达式为:

$$Z_{\text{NCOH}}(\Delta\tau, \Delta f) = \sum_{m=1}^M |I_m(\Delta\tau, \Delta f) + jQ_m(\Delta\tau, \Delta f)|^2 \quad (5)$$

式中, M 为非相干累加次数; I_m 和 Q_m 分别对应第 m 积分周期内同相支路和正交支路的积分结果。

2.2 概率统计模型

在 H_0 情况下, 即: 当前搜索方格不存在信号, 则相干积分的检测判决量 $Z_{\text{COH}}(\Delta\tau, \Delta f)$ 满足自由度为 2 的中心 χ^2 分布, 而非相干积分的检测判决量 $Z_{\text{NCOH}}(\Delta\tau, \Delta f)$ 满足自由度为 $2M$ 的中心 χ^2 分布, 模值 $z_{\text{coh}} = \sqrt{Z_{\text{COH}}(\Delta\tau, \Delta f)}$ 、 $z_{\text{ncoh}} = \sqrt{Z_{\text{NCOH}}(\Delta\tau, \Delta f)}$ 对应的虚警概率表达式分别为:

$$P_{\text{fa, coh}} = \int_{V_{\text{coh}}}^{+\infty} p(z_{\text{coh}} | H_0) dz_{\text{coh}} = \exp\left(-\frac{V_{\text{coh}}^2}{2\sigma_{\text{coh}}^2}\right) \quad (6)$$

$$P_{\text{fa, ncoh}} = \int_{V_{\text{ncoh}}}^{+\infty} p(z_{\text{ncoh}} | H_0) dz_{\text{ncoh}} = e^{\left(-\frac{V_{\text{ncoh}}^2}{2\sigma_{\text{ncoh}}^2}\right)} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{V_{\text{ncoh}}^2}{2\sigma_{\text{ncoh}}^2}\right)^m \quad (7)$$

式中, V_{coh} 、 V_{ncoh} 分别为相干积分判决门限和非相干积分判决门限值; σ_{coh}^2 、 σ_{ncoh}^2 分别为输入信号经相干积分和非相干积分积累后的累积噪声功率: $\sigma_{\text{coh}}^2 = N$

$$\frac{\sigma_{\eta}^2}{2}, \sigma_{\text{ncoh}}^2 = MN \frac{\sigma_{\eta}^2}{2}.$$

在 H_1 情况下,即:当前搜索方格存在信号,对应相干积分的检测判决量 $Z_{\text{COH}}(\Delta\tau, \Delta f)$ 满足自由度为2的非中心 χ^2 分布,而非相干积分的检测判决量 $Z_{\text{NCOH}}(\Delta\tau, \Delta f)$ 满足自由度为 $2M$ 的非中心 χ^2 分布,其开方值对应的检测概率表达式分别为:

$$P_{\text{d,coh}} = \int_{V_{\text{coh}}} p(z_{\text{coh}} | H_1) dz_{\text{coh}} = Q_1 \left(\sqrt{\frac{A^2}{4\sigma_{\text{coh}}^2}}, \sqrt{\frac{V_{\text{coh}}}{\sigma_{\text{coh}}^2}} \right) \quad (8)$$

$$P_{\text{d,ncoh}} = \int_{V_{\text{ncoh}}} p(z_{\text{ncoh}} | H_1) dz_{\text{ncoh}} = Q_M \left(\sqrt{\frac{A^2}{4\sigma_{\text{ncoh}}^2}}, \sqrt{\frac{V_{\text{ncoh}}}{\sigma_{\text{ncoh}}^2}} \right) \quad (9)$$

式中, $Q_R(\cdot)$ 为第 R 阶的 Marcum Q 函数。

2.3 信噪比增益

由式(4)知,相干积分运算作为一种线性运算,其处理增益与相干累加样点的数目 N 有关,具体函数关系为:

$$G_{\text{COH}}(N) = 10 \lg(N) \quad (10)$$

而非相干积分作为一种平方运算操作,会给处理增益带来了所谓的“平方损耗”^[11-12]。具体表达式为:

$$G_{\text{NCOH}} = G_{\text{COH}}(M \cdot N) - L_{(M)} \quad (11)$$

关于平方损耗 $L_{(M)}$,对应的数学表达式为:

$$L_{(M)} = 10 \cdot \lg \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 9 \cdot 2M/D_c(1)}}{1 + \sqrt{1 + 9 \cdot 2/D_c(1)}} \right] \quad (12)$$

其中, $D_c(1)$ 为理想检测能力因子,是检测概率 P_{d} 和虚警概率 P_{fa} 的函数。具体为:

$$D_c(1) = [\text{erfc}^{-1}(2P_{\text{fa}}) - \text{erfc}^{-1}(2P_{\text{d}})]^2 \quad (13)$$

式中, $\text{erfc}^{-1}(\cdot)$ 为互补误差函数的反函数。

相干积分能够获得最大的处理增益,但积分时长受导航数据位跳变和频率误差影响严重,因此无法长时积分。非相干积分由于在运算过程中丢掉了相位信息,使得它既对导航电文数据位跳变不敏感,又不受频率误差影响,故而在理论上讲可以进行无限时长积分。然而,由于非相干积分存在“平方损耗”抑制了信噪比增益,可能造成延长非相干积分时间所带来的信噪比增益的优点抵不过由此所带来的超长捕获时间的缺点。在实际接收机应用中,一般是将信噪比通过相干积分抬升到一定程度后再利用非相干积分做进一步增强^[13]。

3 差分相干积分

相干积分的积分时长选择性问题和非相干积分的

“平方损耗”问题,使得两种方法在弱信号捕获方面均存在局限性。而差分相干积分方法利用前后积分周期内噪声的随机特性和信号的强相关性,有效解决了以上两种方法所带来的问题。具体原理如图3所示。

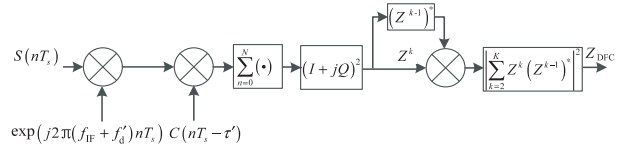


图3 差分相干积分原理图

由图3知,差分相干积分是将基带信号经过相同积分周期时长的延迟,取其共轭后与下一段相干积分周期结果相乘,进行分段累加再取包络能量值作为最后的输出结果。为便于分析,将(2)、(3)式合并:

$$Z(\Delta\tau, \Delta f) = I(\Delta\tau, \Delta f) + j \cdot Q(\Delta\tau, \Delta f) = \frac{A}{2} R(\Delta\tau) \frac{\sin c(\pi \cdot \Delta f \cdot N \cdot T_c)}{\sin c(\pi \cdot \Delta f \cdot T_c)} \exp(\theta_c) + (\eta'_i + j \cdot \eta'_q) = Y(\Delta\tau, \Delta f) + \eta' \quad (14)$$

而差分相干积分运算操作为:

$$Z_{\text{DFC}}(\Delta\tau, \Delta f) = \left| \sum_{k=2}^K Z^k(\Delta\tau, \Delta f) (Z^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f))^* \right|^2 \quad (15)$$

式中, Z^k 为第 k 段相干积分周期的输出值, Z^{k-1} 为 Z^k 上一个相干积分周期的输出值, $(Z^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f))^*$ 为 $Z^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f)$ 的复共轭。

由(15)式可知, $Z^k(\Delta\tau, \Delta f) (Z^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f))^*$ 为差分相干积分的分段累加项,分析累加项的成分:

$$\begin{aligned} Z^k(\Delta\tau, \Delta f) (Z^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f))^* &= \\ &= [Y^k(\Delta\tau, \Delta f) + \eta'^k] [Y^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f) + \eta'^{(k-1)}]^* = \\ &= Y^k(\Delta\tau, \Delta f) (Y^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f))^* + \\ &= Y^k(\Delta\tau, \Delta f) (\eta'^{(k-1)})^* + (Y^{k-1}(\Delta\tau, \Delta f))^* \eta'^k + \\ &= \eta'^k (\eta'^{(k-1)})^* \end{aligned} \quad (16)$$

式中,等式右边第一项为纯信号项,第二、三项为交叉项,第四项为纯噪声项。由于前后不同时段信号的强相关性和噪声的独立性,与相干积分相比,差分相干积分的结果显然多出两个交叉项,势必会抬高基底噪声导致信噪比增益降低;与非相干积分相比,差分相干积分的纯噪声项远低于非相干积分噪声项(非相干积分对噪声和信号均做平方操作),有效抑制了“平方损耗”。因此,理论上讲差分相干积分的信噪比增益低于相干积分而高于非相干积分。

概率统计模型如下。

在 H_0 :当前搜索方格不存在信号时,对应检测判决量 $Z_{\text{DFC}}(\Delta\tau, \Delta f)$ 满足自由度为2的中心 χ^2 分布, $z_{\text{dfc}} = \sqrt{Z_{\text{DFC}}(\Delta\tau, \Delta f)}$ 对应的虚警概率表达式为:

$$P_{fa,dfc} = \int_{V_{dfc}}^{+\infty} p(z_{dfc} | H_0) dz_{dfc} = \exp\left(-\frac{V_{dfc}^2}{2\sigma_{0,dfc}^2}\right) \quad (17)$$

式中, V_{dfc} 为差分相干积分检测判决门限值; $\sigma_{0,dfc}^2$ 为输入信号经差分相干积分积累后的累积噪声; $\sigma_{0,dfc}^2 = K(N\frac{\sigma_{\eta}^2}{2})$ 。

在 H_1 : 当前搜索方格存在信号, 对应检测判决量 $Z_{DFC}(\Delta\tau, \Delta f)$ 满足自由度为 2 的非中心 χ^2 分布, 其开方值对应的检测概率表达式为^[8]:

$$P_{d,dfc} = \int_{V_{dfc}}^{+\infty} p(z_{dfc} | H_1) dz_{dfc} = Q_1\left(\sqrt{\frac{A_{dfc}^2}{\sigma_{1,dfc}^2}}, \sqrt{\frac{V_{dfc}}{\sigma_{1,dfc}^2}}\right) \quad (18)$$

式中, $\sigma_{1,dfc}^2$ 为输入信号经差分相干积分积累后的累积噪声, 其中, 包含了纯噪声项和两个交叉项: $\sigma_{1,dfc}^2 = K(N\frac{\sigma_{\eta}^2}{2})^2 + 2KN\frac{\sigma_{\eta}^2}{2} \cdot \frac{A^2}{4}$; A_{dfc}^2 为输入信号经差分相干积分积累后的积累信号功率: $A_{dfc}^2 = (K\frac{A^2}{2})^2$ 。

目前差分相干积分统计模型还没有得出关于检测概率的精确公式, 对于差分相干积分的处理增益, 文中将在第 4 小节中通过蒙特卡洛实验进行分析。

4 仿真结果分析

根据第 2、3 小节的理论分析, 对比相干积分、非相干积分和差分相干积分三种方法的信噪比增益和检测性能。仿真中的基本参数设置如下: 未考虑载波多普勒频移的中频信号频率 $f_{IF} = 3$ MHz, 采样频率 $f_s = 7$ MHz。

4.1 处理增益分析对比

在不同输入信噪比下, 对比相干积分、非相干积分和差分相干积分三种弱信号捕获算法的信噪比增益。总积分时间为 30 ms 且不考虑导航数据位跳变, 其中, 预相干积分时间为 5 ms, 非相干积分次数 $M = 6$, 差分相干积分次数为 $K = 5$, 具体统计次数为 100 次。

由图 4 可知, 三种弱信号捕获算法中, 不考虑导航数据位跳变, 相干积分的处理增益最大, 差分相干积分次之, 非相干积分最差。其中, 相干积分处理增益曲线近似为一条直线, 与输入信噪比相比大致增加 $10\lg(f_s T_{COH}) = 10\lg(7\ 000 \cdot 30) = 53$ dB, 与理论分析相符。此外, 由于存在检测损耗, 且叠加次数越大检测损耗越严重, 造成差分相干积分和非相干积分的处理增益随输入信噪比的增长缓慢提高。差分相干积分由于累加项存在高次项, 对应处理增益上下浮动较大。

若保持以上仿真条件不变, 仅在总积分时长内加入导航数据位跳变。由于预相干积分时间为 5 ms, 最多叠加 4 次, 导航数据位开始翻转跳变。那么假设导

航数据位跳变的位置为第 20 ms 处, 则剩下 10 ms 数据中导航位发生翻转。

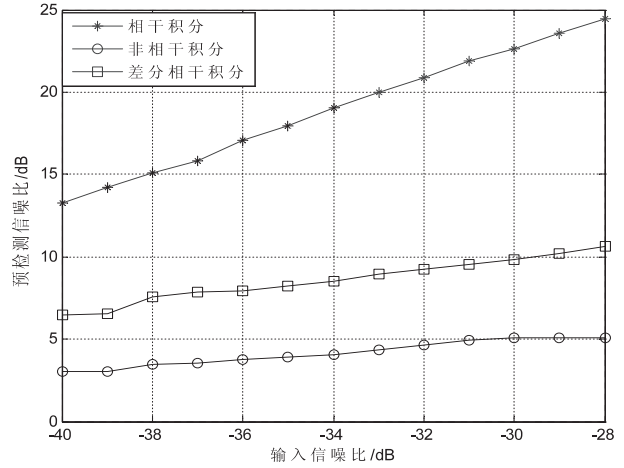


图 4 无导航数据位跳变时, 三种弱信号捕获算法处理增益对比图

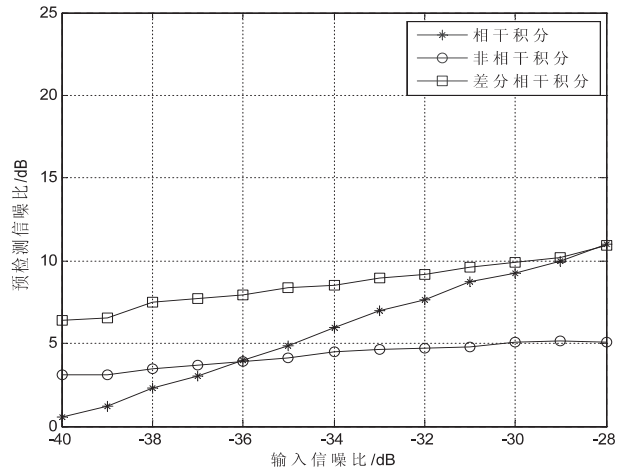


图 5 加入导航数据位跳变时, 三种弱信号捕获算法处理增益对比图

由图 5 可知, 考虑导航数据位跳变后, 相干积分的处理增益明显下降; 而差分相干积分与图 4 相比也有略微的下降, 这是由于差分相干积分使用的是单次差分相干积分, 只有在数据位跳变前后积分段有影响, 但是总体影响不大; 相干积分的处理增益几乎没有变化。

4.2 检测性能对比

不同载噪比情况下, 恒虚警概率 $P_{fa} = 1 \times 10^{-3}$, 对比三种弱信号捕获算法的检测性能。不考虑码相位偏移、载波多普勒频移和导航数据位翻转跳变, 总积分时长为 30 ms, 预相干积分时间为 5 ms, 相干叠加次数 $M = 6$, 差分相干叠加次数为 $K = 5$, 蒙特卡洛实验次数为 10 000 次。

由图 6 可知, 三种弱信号捕获算法理论曲线和仿真曲线基本吻合, 验证了模型分析的正确性。在检测概率 $P_d = 0.9$ 处, 相干积分比非相干积分改善约 1.76 dB, 和理论分析 ($10\lg(L_{(6)}) = 1.762\ 9$ dB) 相吻合; 而差分相干积分比非相干积分优越 1 dB 左右。故相干

积分的检测性能最好,差分相干积分次之,非相干积分最差。

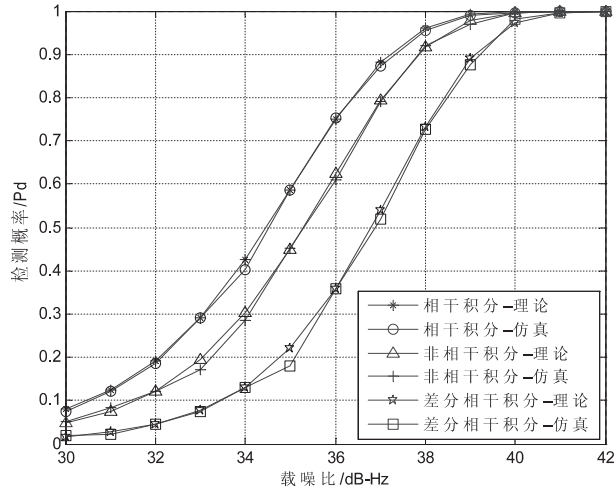


图 6 三种弱信号捕获算法检测性能对比图

综上,差分相干积分既能克服数据位跳变的影响,又能有效抑制“平方损耗”,在弱信号捕获有着独特的优势。

5 结束语

文中对三种高灵敏度弱信号捕获算法:相干积分、非相干积分和差分相干积分进行了统计模型描述和性能分析,并仿真对比了三种算法的信噪比性能和检测性能。仿真结果表明:在提高处理增益和检测性能方面,相干积分最好,差分相干积分次之,非相干积分最差。在规避数据位跳变方面,非相干积分最好,差分相干积分次之,相干积分最差。差分相干积分算法有效克服了相干积分和非相干积分算法的不足,在保证具有良好捕获性能的前提下,还可以简化相关器结构设计,降低硬件资源占用率,符合高灵敏度接收机设计需求,为 GNSS 接收机设计提供理论部分支持。

参考文献:

- [1] 胡修林,唐祖平,周鸿伟,等. GPS 和 Galileo 信号体制设计思想综述[J]. 系统工程与电子技术,2009,31(10):2285-2293.
- [2] MacGougan G D. High sensitivity GPS performance analysis in degraded signal environments[D]. Canada:University of Calgary,2003.
- [3] Schon S,Bielenberg O. On the capability of high sensitivity GPS for precise indoor positioning[C]//Proceedings of the 5th WPNC. [s.l.]:[s.n.],2008:121-127.
- [4] Feng G,van Graas F. GPS receiver block processing[C]//Proceedings of the 12th international technical meeting of the satellite division of the institute of navigation. [s.l.]:[s.n.],1999:307-316.
- [5] Psiaki M L. Block acquisition of weak GPS signals in a software receiver[C]//Proceeding of the ION GPS. [s.l.]:[s.n.],2001:2838-2850.
- [6] Tsui J B. Fundamentals of global system:A software approach[M]. [s.l.]:John Wiley & Sons,Inc.,2000.
- [7] Elders-Boll H,Dettmar U. Efficient differentially coherent code/Doppler acquisition of weak GPS signals[C]//Proc of ISSSTA2004. Sydney,Australia:[s.n.],2004.
- [8] 王展,刘海涛. 高灵敏度卫星导航接收机的差分相干积分算法[J]. 信号处理,2009,25(7):1131-1134.
- [9] 刘文祥,彭竞,王飞雪. 基于差分相干后积累的伪码信号检测方法优化与分析[J]. 宇航学报,2011,32(7):1576-1582.
- [10] 宋新刚,雷珺琳,路卫军. 一种 C/A 码互相关干扰消除算法[J]. 计算机技术与发展,2011,21(1):1-4.
- [11] GPS 软件接收机基础[M]. 第 2 版. 陈军,译. 北京:电子工业出版社,2008.
- [12] Barton D K. Modern radar system analysis[M]. Norwood,MA:Artech House,1988.
- [13] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社,2009.

(上接第 9 页)

- [4] 胡明华,钱爱东,苏兰根. 多机场地面等待问题模型研究[J]. 南京航空航天大学学报,2000,32(5):586-590.
- [5] 关钰. 空中交通流量管理中地面等待策略问题的研究[D]. 成都:四川大学,2006.
- [6] 宋万忠. 一种改进的多机场地面等待启发式算法[J]. 计算机应用,2007,27:395-396.
- [7] 王飞,徐肖豪,张静. 基于人工鱼群算法的单机机场地面等待优化策略[J]. 南京航空航天大学学报,2009,41(1):116-120.
- [8] 余汇,王仲生. 多机场网络效应在地面等待策略中的应用[J]. 科学技术与工程,2010,10(14):3398-3402.
- [9] 余静,傅强,吴鹏. 多机场地面等待问题中的损失系数研究[J]. 电子科技大学学报,2007,36(3):598-601.
- [10] 姜秀山,李习风. 单机机场地面等待策略模型及应用[J]. 物流技术,2011(19):95-97.
- [11] 李习风. 机场地面等待策略及优化研究[D]. 北京:北京交通大学,2007.
- [12] 张玉州,陈文莉,金晓晔. 单机机场地面等待问题的几种模型[J]. 安庆师范学院:自然科学版,2010,16(2):46-48.
- [13] 杨赛,胡明华,叶博嘉. 地面等待模型中的旅客延误时间成本分析与仿真[J]. 航空计算技术,2010,40(3):34-37.

捕获算法对比研究

作者: 罗瑞丹, 徐颖, LUO Rui-dan, XU Ying

作者单位: 罗瑞丹, LUO Rui-dan(中国科学院 光电研究院, 北京 100094; 中国科学院大学, 北京 100190), 徐颖, XU Ying(中国科学院 光电研究院, 北京, 100094)

刊名: 计算机技术与发展

ISTIC

英文刊名: Computer Technology and Development

年, 卷(期): 2014(2)

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical_wjz201402004.aspx