

用于 GNSS 信号的可变相干积累时长的 时频域结合捕获算法

田野, 湛剑佳

(湖南广播电视大学, 湖南 长沙 410004)

摘 要: 对于全球导航卫星信号的捕获问题, 设计了一种可变相干积累时长的时频域结合捕获算法, 在延长相干积累时间的同时, 等效提高了 FFT 运算的点数, 从而保证了算法不会增加额外的 FFT 损耗, 提升信号的检测性能。蒙特卡洛仿真验证了可变相干积累时长捕获算法的正确性和有效性, 得出了文中所提出的算法可以通过延长信号的相干积累时长, 提升导航信号捕获性能, 但带来的代价是增加了算法的计算负荷。

关键词: 变长相干积分; 时频域结合; 信号捕获; FFT

中图分类号: P228.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1008-9268(2018)04-0008-07

0 引 言

随着全球卫星导航系统(GNSS)的发展, 导航接收机的应用越来越广泛, 由于导航信号到达地面时的信号功率较小, 通常低于 -160 dBW^[1], 因此对导航信号的捕获和接收处理需要采用较高性能的捕获算法。为了提高对导航信号的捕获概率, 导航接收机通常会采用相干积累和非相干积累相结合的方法。

由于存在多普勒频移, 卫星信号的检测本质上是一个时间-频率的二维搜索问题。传统的接收机往往采用并行搜索结构, 以加快搜索速度。文献[2-7]对时域并行、频域并行、时频域结合的算法进行广泛的研究。其中时频域结合的搜索算法采用分段相关和 FFT 频域并行搜索相结合的方法, 可以将时间-频率的二维搜索近似为一维时间搜索, 易于硬件采用流水结构实现^[8-11]。但该方法存在设计参数给定后, 信号的相干积累时长不易调节的缺点。当接收机需要捕获的信号较强时, 可以采用较短的相干积累时长, 快速完成信号的捕获; 当接收机需要捕获的信号较弱时, 需要采用较长的相干积累时长, 以便捕获到更弱的导航信号。采用时频域结合的捕获算法, 存在信号相干积累时长不能灵活调整的不足, 为此, 本文设计了一种可变相干积

累时长的捕获算法, 在捕获电路结构基本不变的基础上, 可以延长信号的相干积累时长, 同时不引入额外的多普勒损耗, 以获得更好的捕获性能。

本文第一部分从信号的捕获模型入手, 描述了传统时频域捕获算法, 并设计了一种可变相干积累时长的捕获算法, 该方法在延长相干积累时间的同时, 也等效提高了 FFT 运算的点数, 第二部分对比分析了可变相干积累时长的 FFT 损耗和检波损耗, 指出了延长相干积分时间不会增加额外的 FFT 损耗, 但可以减小检波损耗, 最后通过蒙特卡洛仿真验证了可变相干积累时长捕获算法的正确性和有效性。

1 信号捕获模型

待捕获的 GNSS 导航信号可表示为

$$s(t) = \sqrt{C} \cdot d(t) \cdot c(t) \cos[2\pi(f_{IF} + f_d)t] + n(t), \quad (1)$$

式中: C 为信号的功率; $d(t)$ 为导航电文; $c(t)$ 为伪随机码; $n(t)$ 为高斯白噪声, 双边带谱密度 N_0 。 C/N_0 为信号的载噪比, 单位 dBHz。接收信号经正交下变频和低通滤波器处理后, 得到信号捕获处理的基带复信号, 其表达式为

$$s_b(t) = \sqrt{C} \cdot d(t) \cdot c(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi f_d t} + n(t), \quad (2)$$

收稿日期: 2018-04-02

通信作者: 田野 E-mail: wangyaodingsdu@126.com

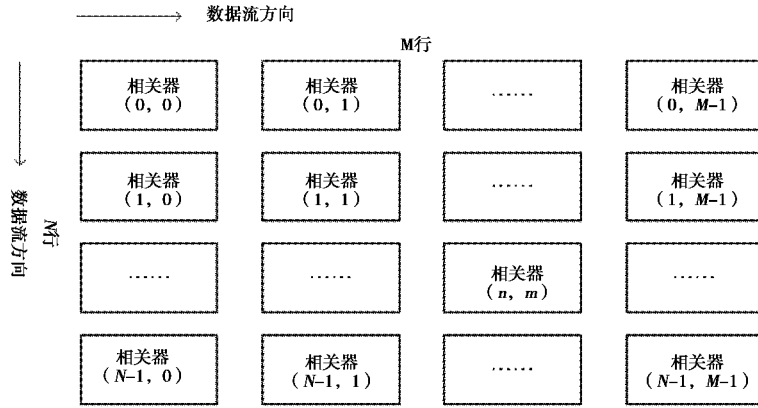


图 1 信号捕获过程相关器编号示意图

由于信号的捕获是通过大量相关器实现的,为了行文方便,将信号捕获过程中所用的相关器如图 1 所示的方式进行编号,共有 $M \times N$ 个相关器。每个相关器实现对 IQ 两个支路的信号进行相关,如图 1 所示,第 n 行 m 列相关器输出的相关结果可表示为

$$x_{n,m} = I_{n,m} + jQ_{n,m} = C/N_0 \cdot T_c \cdot \text{sinc}(\pi f_d T_c) \cdot R(\Delta\tau) \cdot e^{j \cdot (2\pi f_d T_c + \Delta\theta)} + n_w, \quad (3)$$

式中: T_c 为相干积分时间; $\text{sinc}(\pi f_d T_c)$ 为信号多普勒的大小对短时的相关积累结果的影响; $R(\cdot)$ 为伪码自相关函数,忽略码相位损耗有 $R(\Delta\tau) = R(0) = 1$; $i = nM + m$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, $m = 0, 1, \dots, M-1$; $\Delta\theta$ 为残余相位; n_w 为复噪声信号。

1.1 传统时频域结合捕获算法

传统时频域结合方法的结构如图 2 所示。

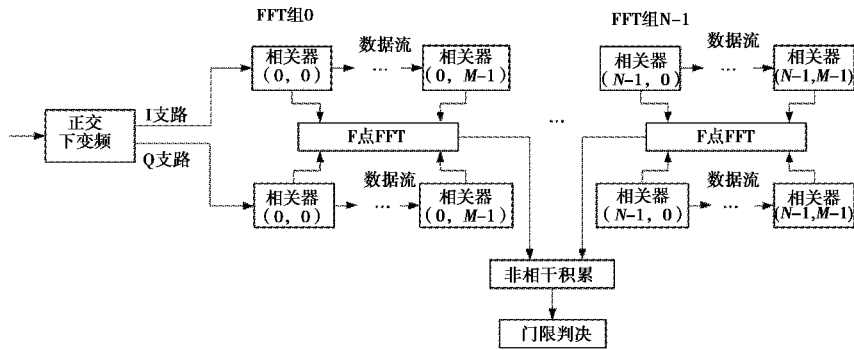


图 2 传统时频域结合的捕获算法

根据上述结构,每个 FFT 组的结果为

$$X_{n,k} = \sum_{m=0}^{M-1} x_{n,m} \omega_F^{m \cdot k}, \quad (4)$$

式中, $\omega_F^{m \cdot k}$ 为第 $m \cdot k$ 个 FFT 的相位旋转因子,具体有

$$\omega_F = e^{-\frac{j2\pi}{F}}, \quad \omega_F^{m \cdot k} = e^{-\frac{j2\pi \cdot m \cdot k}{F}}, \quad (5)$$

式中, F 表示 FFT 的点数。通过 FFT 运算,实现了对信号的频域搜索,频率分辨率大小为 $1/(F \cdot T_c)$ 。经过 FFT 运算后,信号的相干积分时间变为了 $m \cdot$

T_c 。

当信号的多普勒频率变化在信号捕获的过程中可以忽略的条件下,不同 FFT 组相同序数的结果存在如下关系

$$X_{n_1,k} = X_{n_2,k} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_d \cdot (n_1 - n_2) \cdot T_c}. \quad (6)$$

为了消除不同组 FFT 结果间的相位差异,需要对不同组 FFT 的结果进行非相干累加处理,一种常用的非相干累加方式为包络累加,具体有

$$v_k = \sum_{n=0}^{N-1} |X_{n,k}|, \quad (7)$$

式中,下标 k 为多普勒的搜索格子。上述过程仅仅完成了一个时延处的搜索,如果用下标 τ 表示时延的搜索格子,则最终的捕获判决量可设计为取所有时间—频率搜索格子内的最大值即

$$V = \max_{\tau, k} v_{\tau, k}. \quad (8)$$

当 V 大于门限时,则认为捕获到信号,否则认为捕获失败。

在时频域结合的捕获算法中,当相关器的积分时间 T_c 和输入 FFT 的相关结果个数 M 确定后,整个算法的相干积分时间也就固定了。为了能够延长信号的相干积分时间,进一步提升接收机对弱信号的捕获性能,本文设计了一种可变相干积累时长的捕获算法。

1.2 可变相干积累时长的捕获算法

在时频结合的捕获算法中,信号的相干积累时长为由相关器的积分时间 T_c 和输入 FFT 的相关值点数 M 决定,如果要延长相干积累时长,可以增加输入 FFT 的点数 M 。在保证捕获结构基本不变的基础上,可以对 M 进行成倍的增加,即将 M 变为 $L \cdot M$ 。当输入 FFT 的点数增加后,如果不增加 FFT 的点数,将会导致 FFT 损耗的增大,为了不引入额外的损耗,需要同时增加 FFT 的点数,考虑到 FFT 的运算特点,一种简单的实现方式是将 L 设计为 2 的整数次幂,这样可以利用原有的 F 点 FFT,实现 $L \cdot F$ 点的 FFT。当 $L=2$ 时,可变相干积累时长的捕获算法可以设计为图 3 所示的结构。

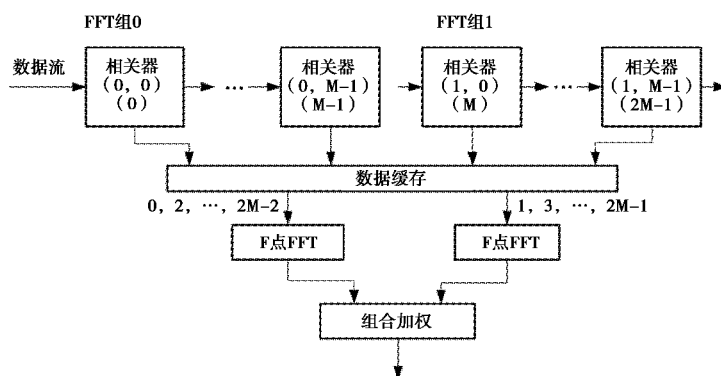


图 3 $L=2$ 时的可变相干积累时间的捕获算法

如图 3 所示,可以将相邻两组相关器按图中所示编号重新排列,分别记为 0 到 $2M-1$,相关值为 $x_m, m=0,1,\dots,M-1$ 。信号的相干积累时间的延长方式是通过等效实现对 $2M$ 点相关结果的 $2F$ 点

的 FFT 实现的,这样信号的相干积累时间就从 $M \cdot T_c$ 增加到了 $2M \cdot T_c$ 。为了等效实现 $2M$ 点相关结果的 $2F$ 点 FFT 运算,需要对两个 F 点的 FFT 的运算结果进行组合加权,具体算法如表 1 所示。

表 1 $L=2$ 时可变相干积累时长的捕获算法描述

步骤	描述	计算方法
步骤 1	取偶数编号的相关值($m=0,2,\dots,2M-2$), 送入第一个 FFT 模块,得到结果 $X_{0,k}$	$X_{0,k} = \sum_{m=0}^{M-1} x_{2m} \cdot \omega_F^{m \cdot k}$
步骤 2	取奇数编号的相关值($m=1,3,\dots,2M-1$) 送入第二个 FFT 模块,得到结果 $X_{1,k}$	$X_{1,k} = \sum_{m=0}^{M-1} x_{2m+1} \cdot \omega_F^{m \cdot k}$
步骤 3	计算 $2F$ 点 FFT 的前 F 个结果	$Y_{0,k} = X_{0,k} + X_{1,k} \cdot \omega_F^k$
步骤 4	计算 $2F$ 点 FFT 的后 F 个结果	$Y_{0,F+k} = X_{0,k} - X_{1,k} \cdot \omega_F^k$

上述过程借助于 FFT 运算的特点,利用 2 个 FFT 运算单元,等效地实现了 $2F$ 点的 FFT 运算,这样,在延长信号相干积累时长的同时,也提高了

FFT 的点数。依次类推,也可以将信号的相干积累时长延长至原来的 4 倍甚至更高,但带来的代价是增加了组合加权过程。本文主要以 $L=2$ 为例,

对算法的性能进行分析。

对图3中的组合加权结果 $Y_{k,l}$ 进行包络检波,并进行 $N/2$ 次后积累,可得到一个时延-多普勒格子处的检测量,即

$$v_{\tau,k} = \sum_{l=0}^{N/2-1} |Y_{l,k}|. \quad (9)$$

算法后续的处理过程和传统的时频域结合捕获算法保持一致。在可变相干积累时长的算法中,相干积累时长的改变通过调整参数 L 实现,即当 $L=1$ 时,该算法等价于传统的时频结合捕获算法,当 $L>1$ 时,该算法的相干积分时间增加到了 $L \cdot M \cdot T_c$ 。

2 性能分析

2.1 FFT 损耗分析

在进行 FFT 运算的过程中,相当于对信号的频域进行搜索,经过 FFT 处理后,信号的相干积分时间等价于 $M \cdot T_c$,由于 FFT 运算过程中不可避免地会产生栅瓣效应,因此,会引入损耗,经过 FFT 处理后,获得的增益大小为^[3-4]

$$G_{\text{FFT}} = \max_k \left| \frac{\sin(\pi f_d M \cdot T_c - k\pi M/F)}{\sin(\pi f_d \cdot T_c - k\pi/F)} \right|, \quad (10)$$

式中, k 为 FFT 最大值对应的谱线序列,定义 FFT 损耗 L_s 为

$$L_s = 20 \cdot \lg \left(\frac{G_0}{G_{\text{FFT}}} \right), \quad (11)$$

式中: G_0 为 FFT 运算中不考虑栅瓣效应的理想增益,即为输入 FFT 的数据段数 M 。在可变相干积累时长的捕获算法中,FFT 的点数由 F 点变为了 $L \cdot F$ 点,输入 FFT 的数据段数由 M 段变为了 $L \cdot M$ 段,因此,FFT 带来的增益和 FFT 损耗分别为

$$G_{\text{FFT}} = \max_k \left| \frac{\sin(\pi f_d L \cdot M \cdot T_c - k\pi M/F)}{\sin(\pi f_d \cdot T_c - k\pi/L/F)} \right|, \quad (12)$$

$$L_s = 20 \cdot \lg \left(\frac{L \cdot M}{G_{\text{FFT}}} \right), \quad (13)$$

当 $L=1$ 时,可变相干积累时长的捕获算法退化为传统的时频域结合的捕获算法。图4示出了两种算法下的 FFT 损耗结果,其中 $L=1$ 对应传统捕获算法, $L=2$ 对应延长一倍相干积累时长的算法。仿真中所用参数为 $T_c = 0.05 \text{ ms}$, $M = 20$, FFT 点数为 32 点。遍历了多普勒从 0 到 5 000 Hz

下的 FFT 损耗,可以看出,延长相干积分时间后,基本上不影响 FFT 损耗。

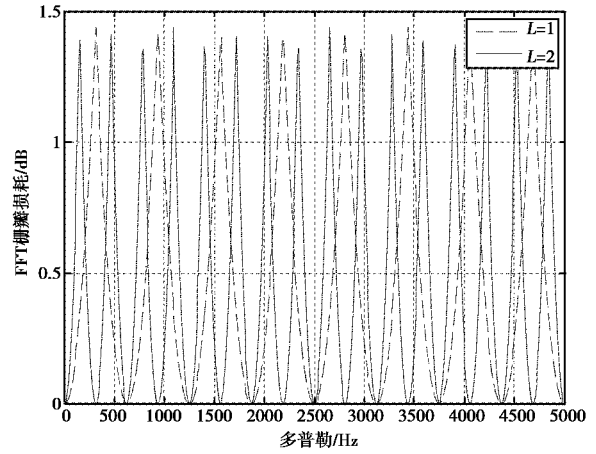


图4 两种算法下的栅瓣损耗结果

2.2 检波损耗

为了实现对 FFT 结果的非相干积累,通常采用包络检波的方式对 FFT 的运算结果进行检波处理,然后再进行非相干积累。包络检波过程会引入额外的检波损耗 C_s ,具体大小为^[12-13]

$$C_s = \frac{\text{SNR}_B + 2.3}{\text{SNR}_B}, \quad (14)$$

其中, SNR_B 为送入包络检波器的信号信噪比。

从损耗公式可以看出,检波前信噪比 SNR_B 越大,包络检波损耗越小。显然对于可变相干积累时长的捕获算法,当相干积分时间增加为原来的 L 倍后,检波前的信噪比也会增加至原来的 L 倍,因此其检波损耗为

$$C_s = \frac{L \cdot \text{SNR}_B + 2.3}{L \cdot \text{SNR}_B}. \quad (15)$$

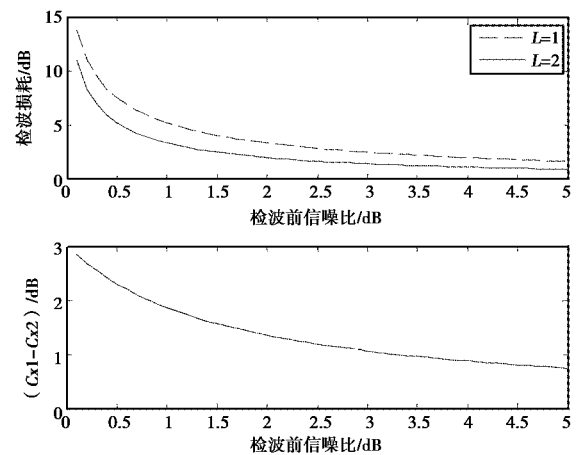


图5 两种算法下的检波损耗结果

显然 $L=2$ 时的检波损耗比 $L=1$ 时的检波损耗小,图 5 示出了两种参数下检波损耗随 SNR_b 的变化关系,上图显示了 $L=2$ 和 $L=1$ 时的具体检波损耗,下图给出了 $L=1$ 和 $L=2$ 时检波损耗的差值。可以看出,延长一倍相干积分时间,检波损耗可以减小 $0.8\sim 3$ dB,检波前信噪比越小,检波损耗的减小量越大。

通过 2.1 节和 2.2 节的分析,可以看出,采用可变长相干积累时长的捕获算法,虽然不会降低 FFT 损耗,但通过延长相干积分时间,能够提升检波前的信噪比,降低检波损耗,提升检测性能。

2.3 算法计算负荷分析

对比图 2 和图 3,以 $L=2$ 时的可变相干积分时长的算法为例,相比传统的时频域结合捕获算法,对于可变相干积分时长的算法,根据表 1 中步骤 3 和步骤 4 可以看出,该算法需要额外增加 $N \cdot F$ 个乘法器和 $N \cdot F$ 个加法器,以实现延长一倍相干积分时长的效果。除此之外,为了实现将两个 F 点 FFT 的结果拼接成一个 $2F$ 点 FFT 的结果,还需要增加表 1 中步骤 1 和步骤 2 所需要的逻辑控制部分,以实现缓存数据的奇偶序号提取,这在传统时频域结合的捕获算法中是不需要的。综合上面两个方面的因素,可变相干积分时长的捕获算法是以增加计算的负荷和实现复杂度为代价实现捕获性能的提升。

3 性能仿真验证

采用 GPS-L1C/A 信号进行仿真,仿真信号条件设置如表 2 所示,总的信号积累时长为 4 ms,信号的时延搜索范围为一个伪码周期,即 1 ms,分别仿真 $L=1$ 和 $L=2$ 两种情况下捕获算法的性能。

表 2 仿真条件下信号的捕获参数设置

R_c/MHz	T_c/ms	M	F	N
1.023	1/20	20	32	4

仿真实验采用蒙特卡洛的仿真方法,主要通过对比不同捕获算法在不同条件下的捕获概率和虚警概率指标^[1]。捕获判决方式采用取大判决和过门限判决相结合的方式^[6],即取一次时频域结合算法中得到所有的捕获分格下的最大值作为判决量,并将该最大值和门限进行比较,如果比门限高,则认为捕获成功,否则捕获失败。下面对比了两种算法在不同信号强度和不同多普勒条件下的性能。

3.1 不同信号强度下的捕获性能

为了对比两组参数在不同信号强度下的捕获性能,设置信号多普勒参数固定为 500 Hz,此时仿真载噪比从 $30 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 到 $45 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 下的捕获性能。图 6 示出了虚警概率为 1×10^{-3} 条件下,两种算法的捕获概率随信号载噪比的变化关系,可以看出,将采用可变相干积分时间的捕获算法,将相干积分时间延长一倍,可以提升约 1 dB 左右的捕获性能。图 7 示出了当信号强度为 $37 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 时,两种捕获算法在不同虚警概率下的捕获性能,可以看出当虚警概率为 0.1 时,延长一倍的积分时间,可以提升约 10% 左右的捕获概率。

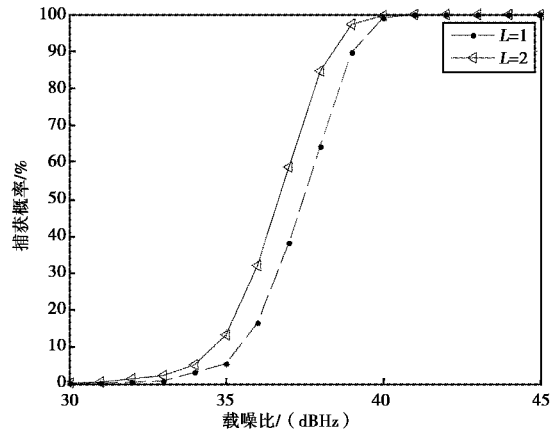


图 6 虚警概率 1×10^{-3} 时算法的捕获概率

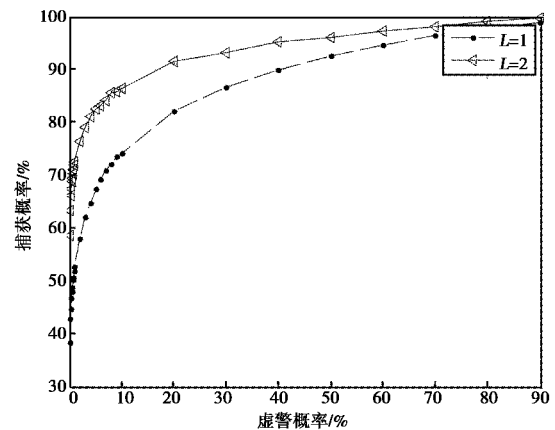


图 7 $C/N_0=37 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 时的算法捕获性能曲线

3.2 不同多普勒条件下的捕获性能

对比信号多普勒对可变相干积累时长的影响,分别仿真不同多普勒初值下 $L=1$ 和 $L=2$ 两组参数的算法性能,多普勒初值从 $0\sim 5\,000 \text{ Hz}$,以 500 Hz 为步进量进行遍历,信号强度设置为 $37 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 。

Hz,两种算法的结果如图8所示。

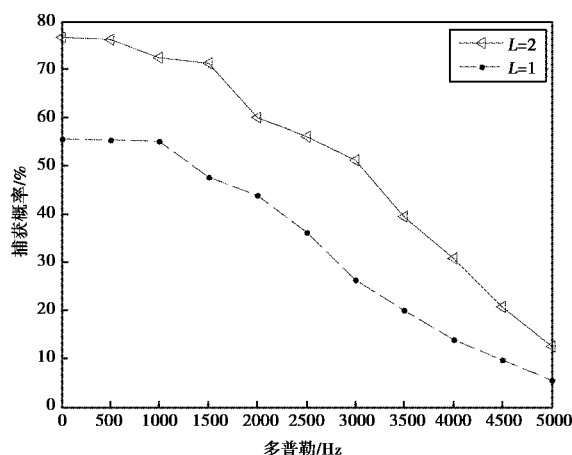


图8 $P_{fa}=1\times 10^{-3}$ 下捕获概率随信号多普勒的变化

从上面的仿真结果可以看出,延长相干积分时长后,信号多普勒从0变化到5 000 Hz时,其捕获概率均大于传统时频域结合的捕获算法,这也说明了本文所提出的方法并不会引入额外的多普勒损耗。另外,两种方法下,其捕获性能均随着信号多普勒的增大而下降,这主要是由于信号多普勒越大,如式(3)所示,在短时相关长度 T_c 固定的条件下,相关器输出结果中的多普勒损耗越大,从而导致算法性能的下降。

3.3 算法计算负荷仿真

为了验证可变相干积分时长算法的计算负荷,采用 Matlab 软件,分别统计该算法和传统时频域相结合算法的计算耗时,用来等效地对比两种算法的计算负荷。如果 matlab 计算的耗时越小,则说明算法的计算负荷越小。由于实际的捕获算法可能由不同的器件或平台实现,因此本节的计算负荷仿真只能定性地对两种方法的计算负荷进行验证。表3示出了两种算法在不同次数下的仿真耗时。

表3 Matlab 下算法运行耗时结果 s

L	100 次	1000 次
$L=1$	60.10	593.69
$L=2$	71.15	673.28

根据上面的结果可以看出, $L=2$ 时的可变相干积分时长的捕获算法运行耗时明显比传统时频域相结合的算法计算耗时长,这就表明该算法的计算负荷较大,从而验证了2.3节的分析结论,这也说明了可变相干积分时长的捕获算法是以增加算

法的计算负荷为代价提升捕获性能的。

4 结束语

本文提出了一种可变相干积累时长的时频域结合捕获算法,在延长信号相干积累时间的同时,可以等效提高算法中 FFT 的运算点数,保证在减小算法检波损耗的同时,不增加额外的 FFT 损耗。分析和仿真表明,采用可变相干积累时长的算法,通过延长信号的相干积累时间,可以提升信号的捕获性能,但带来的代价是增加了算法的计算负荷。

参考文献

- [1] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社,2009.
- [2] SAGRUIA P, RAJU V. Fast acquisition implementation for high sensitivity global positioning systems receivers based on joint and reduced space search[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2008, 2(5): 376-387.
- [3] 陈培,王云,陈杰. 短时相关和 FFT 相结合的伪码快速捕获算法[J]. 电子科技大学学报,2009,38(1): 59-62.
- [4] 王云,陈培,杨颖,等. GNSS 接收机最优中频积累时间研究[J]. 电子科技大学学报,2010,39(1):21-24.
- [5] HE L, LU Z, LI J. et al. Design and implement of acquisition based on partial matched filters and FFT [J]. Science Technology and Engineering, 2012, 12(9):2048-2052.
- [6] 沈业兵,王爱华,安建平. 多码元累加择大判决法快速捕获 PN 码[J]. 北京理工大学学报,2005,25(8): 730-738.
- [7] 郭肃丽,刘云飞. 一种基于 FFT 的伪码快捕方法[J]. 无线电通信技术,2003,29(1): 10-13.
- [8] 王飞雪,郭桂蓉. 二相编码信号分段相关-视频积累检的最优中频积累时间[J]. 国防科技大学学报,1999,21(1): 71-75.
- [9] 朱祥维,王飞雪. 基于平方律检波的二相编码信号分段相关-视频积累方法研究[J]. 电子学报,2005, 33(3):545-548.
- [10] 黄新明,龚航,朱祥维,等. GNSS 信号捕获中的为嘛多普勒补偿技术 [J]. 中南大学学报(自然科学版),2015(6):2134-2141.
- [11] 吴镇,周蓓蓓. GNSS 信号捕获精化算法研究 [J]. 航天控制,2017(2):15-19.

(下转第18页)

杨国林 (1978—),男,副教授,主要从事大地测量理论及数据处理研究。

系理论及 GIS 与遥感一体化研究。

刘涛 (1981—),男,副教授,主要从事空间关

邵明 (1995—),男,硕士研究生,主要从事大地测量理论及数据处理研究。

Analysis of Vertical Crustal Displacements Due to Atmospheric Loading Effects at GNSS Stations in China

ZHANG Jianhui^{1,3}, YANG Guolin^{1,2}, LIU Tao^{1,2}, SHAO Ming^{1,2}

(1. Faculty of Geomatics, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. Gansu Province Engineering Laboratory for National Geographic State Monitoring, Lanzhou 730070, China)

Abstract: In order to study the vertical deformation detailing characteristics of the crustal atmospheric loading of GNSS station in China, the 36-month atmospheric loading effect of six reference stations in the crustal movement observation network of China have been calculated and analyzed based on the Green function integral and simplification method. The results show that atmospheric loading is the important factor to cause the vertical deformation of the crust. The regional variation and vertical deformation in the earth's crust caused by atmospheric loading effect are the largest in northeastern China and western Xinjiang area. The correction of atmospheric loading effect can further improve the vertical accuracy of GPS.

Keywords: CORS; non-tectonic load; GNSS; deformation atmospheric loading effects

(上接第 13 页)

[12] GNSS 信号捕获的包络损耗及其补偿方法[J] 哈尔滨工程大学学报, 2014(12):1564-1569.

[13] BARTON D. Modern radar system analysis[M]. Norwood: Artech House, 1988.

作者简介

田野 (1985—),男,讲师,主要从事嵌入式系统研究。

湛剑佳 (1978—),男,工程师,主要从事物联网应用技术和网络安全研究。

A Changed Coherent Integraltime of the Delay-frequency Combined Acquisition Algorithm for GNSS Signal

TIAN Ye, ZHAN Jianjia

(Hunan Radio and TV University, Changsha 410004, China)

Abstract: To acquire the Global Navigation Satellite System signal, we design a changed coherent integraltime of the delay-frequency combined acquisition algorithm. While prolonging the coherent time, the FFT points also can be added for equivalence, so the acquisition performance can be improved. The Monte Carlo simulations check the validity of this changed coherent integrationtime acquisition algorithm, and we get the conclusion that the improved performance of this algorithm can be achieved.

Keywords: Changed coherent integral time; delay-frequency combined; signal acquisition; FFT