

高抗噪性的 SFFT-DT 快速捕获算法

张浩冉^{1,2} 徐 颖¹ 罗瑞丹¹ 毛 亿³

(1. 中国科学院空天信息创新研究院, 北京 100094; 2. 中国科学院大学光电学院, 北京 100049;
3. 空中交通管理系统与技术国家重点实验室, 江苏南京 210007)

摘 要: 针对稀疏快速傅里叶变换(Sparse Fast Fourier Transform, SFFT)并行码相位捕获算法抗噪性能较差的问题, 提出了一种新的高抗噪性快速捕获算法。该算法依据伪码相关函数峰值唯一的特点, 利用降采样快速傅里叶变换(Downsampling Fast Fourier Transform, DFFT)取代了 SFFT 并行码相位捕获算法中对噪声容忍能力较差的定位循环与估值循环过程来对伪码相位进行捕获, 同时对算法参数进行了优化设计。理论分析及仿真结果表明, 与已有的 SFFT 快速捕获算法相比, SFFT-DT(Combination of SFFT and DFFT)捕获算法的计算速度提升了约 19%, 抗噪性能提升了约 5 dB。与经典的 FFT 捕获算法相比, 当两者抗噪性能近似相同(捕获概率大于 95% 的前提下)时, 本文算法计算量比其减少了约 43%。

关键词: 快速捕获; 稀疏快速傅里叶变换; 降采样; 哈希映射

中图分类号: TN927 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.02.014

引用格式: 张浩冉, 徐颖, 罗瑞丹, 等. 高抗噪性的 SFFT-DT 快速捕获算法[J]. 信号处理, 2022, 38(2): 347-354. DOI:10.16798/j.issn.1003-0530.2022.02.014.

Reference format: ZHANG Haoran, XU Ying, LUO Ruidan, et al. Fast acquisition algorithm with high anti-noise performance based on SFFT-DT[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(2): 347-354. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2022.02.014.

Fast Acquisition Algorithm with High Anti-Noise Performance Based on SFFT-DT

ZHANG Haoran^{1,2} XU Ying¹ LUO Ruidan¹ MAO Yi³

(1. Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;

2. School of Optoelectronics, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. State Key Laboratory of Air Traffic Management, System and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

Abstract: Aiming at the problem of poor anti-noise performance of Sparse Fast Fourier Transform parallel code phase capture algorithm, a new fast capture algorithm with high noise immunity is proposed. Based on the feature that the pseudo-code correlation function has only one large value point, the algorithm uses Downsampling Fast Fourier Transform (DFFT) to replace the positioning loop and the estimation loop process in the SFFT parallel code phase capture algorithm, which are less tolerant to noise. The algorithm parameters are optimized. Theoretical analysis and simulation results show that, compared with the existing SFFT capture algorithm, the calculation speed of the SFFT-DT capture algorithm is increased by about 19%, the anti-noise performance is improved by about 5 dB. Compared with the classic FFT capture algorithm, when the two anti-noise performances are approximately the same (under the premise that the capture probability is greater than 95%), the calculation amount of the algorithm in this paper is reduced by about 43%.

Key words: fast capture; sparse fast Fourier transform; downsampling; HashMap

收稿日期: 2021-05-17; 修回日期: 2021-07-01

基金项目: 中国科学院青促会优秀会员(E03314020D); 中国科学院科研仪器设备研制项目(YJkyyq20200069)

1 引言

全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)可向全球用户提供高质量的定位、导航和授时服务,目前已在各个领域得到了广泛应用^[1-3]。导航接收机在实现导航定位功能之前,必须先对导航信号进行捕获、跟踪与解调,其中,信号捕获过程消耗着接收机的大量资源,据统计在整个导航定位过程中大约有30%至75%的资源消耗来自于信号捕获过程。随着GPS定位芯片在各种便携式设备中的普及,功耗逐渐成为评价其适用性的关键指标之一^[4-5]。为此本文设计了一种针对GNSS直接序列扩频信号的快速捕获算法,在降低捕获过程资源消耗的同时具有良好的信号检测性能。

目前常见的捕获算法有时域线性捕获、基于FFT的并行频率捕获和并行码相位捕获^[6]算法等。其中,基于FFT的并行码相位捕获(FFT-Capture)算法由于可以通过一次变换实现伪码相位的全搜索,目前最为常用。但当数据长度较长时,其计算量仍过于庞大,有学者提出将计算效率更高的SFFT引入到并行码相位捕获算法中。SFFT算法最早由文献[7-8]提出,该算法主要通过对时域信号进行频谱重排、加窗、混叠降采样以及FFT以较小的计算量将原始信号的傅里叶系数投影到低维空间中。对于稀疏信号(频域仅有少数大值点),每个投影点中很大概率只包含一个大值点,通过对投影结果进行定位(找到它在原始频谱中的位置)和估值,可以以较小的计算量得到大值点在原始频谱中的位置及幅值。目前该算法已在频谱分析^[9]、图像处理^[10-11]、5G^[12]通信和雷达探测^[13]等领域得到了广泛应用。

文献[14]首次将稀疏快速傅里叶变换的混叠降采样过程应用于信号捕获中,提出了一种快速同

步算法(QuickSync),但当卫星信号较弱时,需要进行长时间相干积分来提升算法的信号检测能力^[15]。文献[16]用逆快速傅里叶变换(Inverse Sparse Fast Fourier Transform, ISFFT)替换了并行码相位捕获中的IFFT过程,从而提升了算法的捕获效率。但由于SFFT中的定位与估值过程对噪声容忍能力均比较差,导致算法的总体抗噪性能仍然较弱。文献[17]提出一种用相关计算代替SFFT估值过程的捕获算法(SFFT-Correlate),使得其抗噪性能较文献[16]有所提升,但并没有对噪声容忍能力较差的定位过程进行优化,改善此过程可进一步提升算法的抗噪性能。

本文提出了一种新的SFFT-DT并行码相位捕获算法,该算法利用DFFT^[18]及SFFT进行联合大值点定位,去除了SFFT中对噪声容忍能力较差的定位循环与估值循环过程,在降低捕获过程计算量的同时保证了算法具有较好的信号检测能力。本文首先对SFFT捕获算法的不足进行了详细分析,然后对SFFT-DT算法进行了论述,最后结合理论分析及实验仿真对设计算法进行了验证。

2 SFFT捕获算法性能分析

2.1 基于SFFT的快速捕获算法

如图1所示,SFFT一般被用于并行码相位捕获算法的逆变换过程。记 $R(k)$ 为混频信号(由输入数字中频信号与本地复制载波信号相乘得到的信号)与本地复制的伪码信号分别进行FFT变换后共轭相乘得到的结果,此时SFFT并行码相位捕获算法的逆变换过程主要分为以下几步:

i:首先利用哈希映射以少量运算将输入信号的傅里叶系数投影到低维空间中,其主要过程为:

(1)对 $R(k)$ 进行频谱重排及窗函数滤波,即

$$P_{\sigma, \tau} R_k = x_{\sigma k + \tau} \quad (1)$$

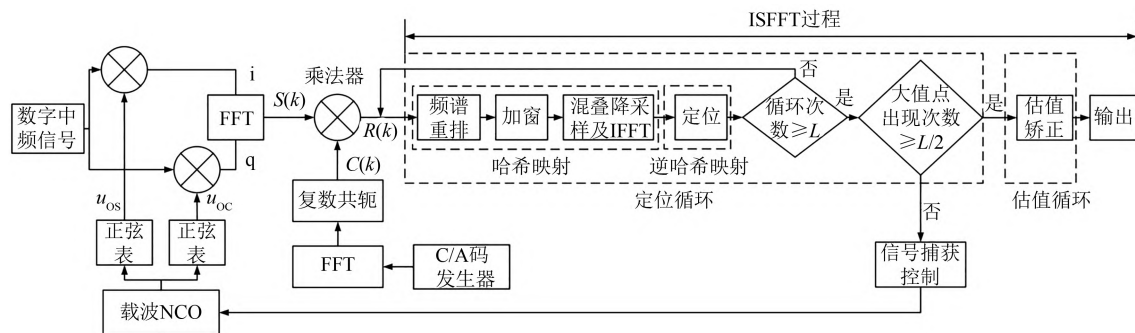


图1 SFFT捕获算法流程图

Fig. 1 Flow chart of SFFT capture algorithm

$$y_k = F_k \cdot (P_{\sigma, \tau} x_k) \quad (2)$$

其中 $x \in R^N$ 表示输入信号, σ^{-1} 表示关于模 N 的数论倒数^[7], $\tau \in [0, N-1]$ 为一随机数。 F_k 表示平坦窗函数, 可以有效减弱频谱泄露对 IFFT 变换结果的影响。

(2) 对 y_k 进行频域混叠及 IFFT 变换, 即

$$z_i = \sum_{j=0}^{N/B-1} y_{i+Bj}, i = 1, 2, \dots, B \quad (3)$$

$$\tilde{z}_i = \text{IFFT}(z_i) \quad (4)$$

其中 B 为频域混叠因子, 由式(2)至(4)可知, 利用哈希映射可将参与 IFFT 变换的数据长度由原来的 N 维降低到 B 维, 从而大大降低逆变换过程的计算复杂度。

ii: 利用逆哈希映射找出 \tilde{z} 中幅值较大的前 $d \cdot K$ (K 表示信号的稀疏度) 个点在原始 IFFT 结果中所对应的位置。记 \tilde{z} 中前 $d \cdot K$ 个大值点的下标集合为 J , 则其在原始 IFFT 结果中的位置及幅值分别为

$$I = \{i \in [0, N-1] | h_{\sigma}(i) \in J\} \quad (5)$$

$$X(i) = \tilde{z}_{h_{\sigma}(i)} e^{j \frac{2\pi \tau}{N} i} / \tilde{F}_{o_{\sigma}(i)}, i \in I \quad (6)$$

其中 $h_{\sigma}(i)$ 和 $o_{\sigma}(i)$ 分别表示哈希函数及偏移函数^[7], 即

$$h_{\sigma}(i) = \text{round}(\sigma i B / N) \quad (7)$$

$$o_{\sigma}(i) = \sigma i - h_{\sigma}(i) \cdot N / B \quad (8)$$

由于 IFFT 结果仅有一个峰值, 投影结果 \tilde{z}_i 最多只有一个大值点。此时逆哈希映射结果 I 中很大概率包含了原始 IFFT 变换结果中峰值的真实位置。

iii: 对 i 和 ii 步骤进行 $L = \log_2 N$ 次循环, 得到大值点可能的位置集合 $I_r = \{I_1, I_2, \dots, I_L\}$ 。统计 I_r 中各个下标出现的次数, 记为 $T_i = \{i | \text{count}(i = k), k \in I_r\}$, 找出其中出现次数大于 $L/2$ 的下标, 记为最终定位结果 $I_s = \{i | T_i \geq L/2\}$ 。利用估值循环对 I_s 中的点进行估值, 即

$$x_{\text{final}}(i) = \text{median}(X_{r,i} | r \in [1, L]) \quad (9)$$

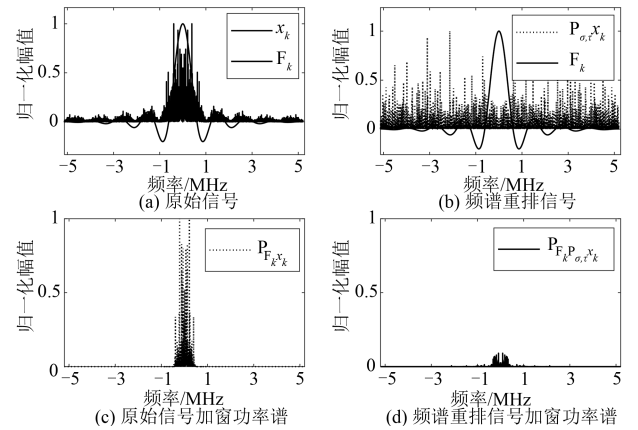
找出其中幅值最大的点, 其下标值即为大值点在原始 IFFT 结果中的位置。

通过 ISFFT 变换, 可将逆变换过程的计算复杂度由原来的 $O(N \log_2 N)$ 降为 $O(\log_2 N \sqrt{NK \log_2 N})$ ^[14], 计算复杂度仅为 IFFT 算法的 $1/\sqrt{N/(K \log_2 N)}$, 且数据长度越长, ISFFT 捕获算法的计算优势越明显, 进而实现导航信号的快速捕获。

2.2 SFFT 并行码相位捕获算法不足

虽然利用 ISFFT 替代并行码相位捕获的 IFFT 过程后, 算法的计算效率得到了有效提升, 但基于 SFFT 的并行码相位捕获算法还存以下两个问题:

(1) 算法的抗噪性能较差: 如式(1)和(2)所示, 在已有的 SFFT 捕获算法中, 为保证各次哈希逆映射结果间除大值点外其余位置不会重合, 在每次哈希映射前需对输入信号进行频谱重排。对于宽带信号, 该过程不会对哈希映射结果产生较大影响。但由于伪码相关信号属于窄带信号, 如图2所示其能量主要分布在频宽为 2.046 MHz 的主峰中, 频谱重排会使得信号能量近似均匀的分布在整个频域上, 导致信号加窗后会产生较大信噪比损失, 从而造成算法的抗噪性能变差。



(x_k 表示原始信号频谱; $p_{\sigma, \tau} x_k$ 表示频谱重排后信号频谱; F_k 表示平坦窗函数; $P_{F_k x_k}$ 和 $P_{F_k p_{\sigma, \tau} x_k}$ 分别表示原始信号及频谱重排后信号功率谱)

(x_k represents the original signal spectrum; $p_{\sigma, \tau} x_k$ represents the signal spectrum after spectrum rearrangement; F_k represents the window function; $P_{F_k x_k}$ and $P_{F_k p_{\sigma, \tau} x_k}$ represent the original signal and the signal power spectrum after spectrum rearrangement)

图2 频谱重排对加窗信号影响

Fig. 2 The impact of spectrum rearrangement on windowed signals

(2) 算法流程比较繁琐: 现有的 SFFT 算法是针对所有信号的一个通用设计, 对于伪码相关信号这种超稀疏信号(时域相关结果仅有一个峰值), 定位循环和估值循环过程显得有些繁琐和不合时宜, 此时可通过其他的方法对此过程进行进一步优化, 以提升算法的抗噪性能同时降低其实现的复杂度。

上述两个问题限制了 SFFT 算法在并行码相位捕获算法中的应用, 需根据导航信号的特点对其加以改进。

3 高抗噪性的 SFFT-DT 快速捕获算法

为解决 SFFT 捕获算法中定位循环信噪比损失

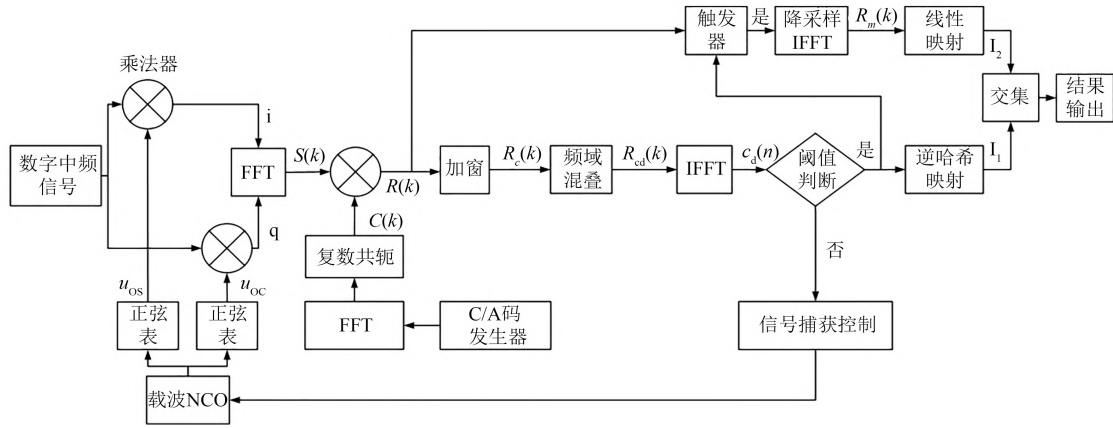


图3 基于SFFT-DT的并行码相位快速捕获方法

Fig. 3 Parallel code phase fast acquisition method based on SFFT-DT

较大、算法流程繁琐的问题,提出了一种新的基于SFFT-DT的快速捕获算法。该算法去除了SFFT捕获算法中对算法抗噪性能影响较大的定位循环与估值循环过程,转而通过DFFT的变换结果与SFFT的哈希映射结果的交集来确定大值点位置,在提升捕获算法抗噪性能的同时简化了其实现流程。

3.1 本文算法介绍

本文算法的主要流程如下:

步骤1: 首先将本地伪码与混频信号的FFT变换结果共轭相乘,得到 $R(k)$,即

$$R(k) = S(k) \cdot \bar{C}(k) \quad (10)$$

步骤2: 将 $R(k)$ 与窗函数 $F(k)$ 相乘,得到加窗后信号。对 $R_c(k)$ 进行频域混叠后得到 $R_{cd}(k)$,对 $R_{cd}(k)$ 进行IFFT变换后得到时域降采样结果 $c_d(n)$,即 $R_c(k)$

$$c_d(n) = \text{IFFT}\left(\sum_{j=0}^{N/B-1} (R \cdot F)_{k+Bj}\right), n = 1, 2, \dots, B \quad (11)$$

为避免时域变换结果发生频谱泄露,本文仍采用平坦窗函数对信号进行加窗。

步骤3: 当 $c_d(n)$ 大于阈值时,记其下标为 k_1 ,利用式(8)进行哈希逆映射,得到大值点在原始IFFT变换中可能的位置集合 I_1 ,即

$$I_1 = \{k \in \mathbb{Z}^+ | (k_1 - 1)N/B \leq k < k_1 N/B\} \quad (12)$$

步骤4: 对 $R(k)$ 直接进行降采样,即 $R_m(k) = R(mk)$,对 $R_m(k)$ 进行IFFT变换后得到其时域变换结果 $c_{d1}(n)$,记其大值点下标为 k_2 ,则其在原始IFFT变换中大值点的可能位置为

$$I_2 = \{k | k = k_2 + jN/m, j \in [0, m-1]\} \quad (13)$$

步骤5: 计算大值点的位置: $k_m = I_1 \cap I_2$ 。当两

者下采样因子选取适当时, I_1, I_2 存在唯一交点,即为大值点所在位置。

如图4所示,去除定位循环过程后,步骤3得到的结果存在一个连续的模糊度 $p=N/B$ 。步骤4得到的结果模糊度为 m ,这 m 个位置点以 N/m 为步长等间隔分布在整个变换域上,通过对两者做交集可以快速得到大值点的真实位置。

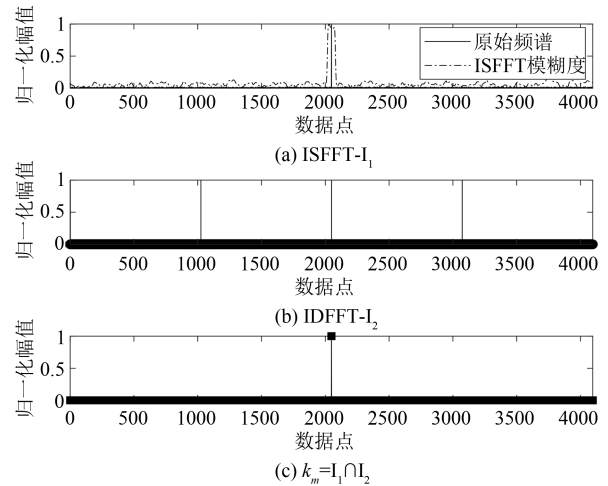


图4 SFFT与DFFT联合定位结果

Fig. 4 Joint positioning results of SFFT and DFFT

3.2 算法参数设计

3.2.1 混叠因子 B 及降采样因子 m 设计

在步骤2中,为保证频域混叠结果 $R_{cd}(k)$ 中各点叠加的数据长度一致,最好满足 B 可以整除 N ,即

$$B = \{k | N/k \in \mathbb{Z}^+\} \quad (14)$$

如当 $N=10404$ 时, B 合适的取值有 $B=\{153, 289, 306, 578, 612, 867, 1734, \dots\}$ 等。 B 越小,算法的计算量

越小,但算法抗噪性能也会随之下降,因此 B 的选择应综合考虑算法的计算量和抗噪性能要求。

为保证步骤4的定位结果 I_2 与步骤3的定位结果 I_1 仅有一个交点,需满足 $m \leq B$,则 m 的最终取值范围可表示为 $m \in [1, B]$ 。同时由于参与IFFT变换的信号长度由原来的 N 降到了 N/m ,因此会使得算法产生约 $10 \log_{10}(m)$ dB的信噪比损失,在实际应用中需根据算法的信噪比要求对参数 m 加以选择。

3.2.2 窗函数参数设计

为保证步骤2的频域混叠不会导致时域降采样结果产生信息损失,取平坦窗函数的时域主瓣宽等于时域降采样间隔 N/B 。同时由于去除了定位过程的 $\log_2 N$ 次循环,本文算法的计算复杂度与窗函数长度 $w(w = \text{supp}(F), \text{supp}(x)$ 表示信号 x 的支撑集)的关系由原来的 $O(w \log_2 N)$ 降为了 $O(w)$,我们可以选择更长的窗函数来对输入信号进行滤波,在此我们取 $w=N$ 。此时平坦窗 $F(k)$ 可由高斯窗 $g(k)$ 和标准窗 $h(k)$ 相乘得到^[7],即

$$g(k) = \exp\left(\frac{-k^2}{2B^2 \log_2(1/\delta)}\right) \quad (15)$$

$$h(k) = \frac{\sin(\pi k/B)}{\pi k} \quad (16)$$

$$F(k) = g(k)h(k), k \in [-N/2, N/2 - 1] \quad (17)$$

其中 δ 表示平坦窗函在其通带内的波动幅度,一般取 $\delta = 1/N$ 。

3.3 算法性能分析

3.3.1 信噪比性能分析

本节主要对去除定位循环的频谱重排过程所带来的信噪比增益进行分析,加窗后信号 $R_c(k)$ 在整个频域上的信噪比可近似表示为

$$\text{SNR}(f) \approx \frac{A_f^2}{\sigma_f^2} \text{sinc}^2\left(\frac{f - f_c}{1.023 \times 10^6}\right) \quad (18)$$

其中 $f = 2\pi/w$ 表示信号频率, A_f 表示频域信号幅值, f_c 表示本地信号与输入信号的频差, σ_f^2 表示频域信号噪声功率。假设窗函数在频域的截止频率为 f_c ,且频谱重排后信号能量近似均匀分布在整个变换域上,那么在窗函数的主瓣内,由去除定位循环的频谱重排过程所带来的信噪比增益可近似表示为

$$\text{SNR}_{\text{gain, avg}}(f_c) \approx 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{f_s}{2f_c} \int_{f_c/2}^{f_c} \text{SNR}(f) df}{\int_{-f_s/2}^{f_s/2} \text{SNR}(f) df} \right) \quad (19)$$

公式(19)的信噪比增益随采样率 f_s 及窗函数截

止频率 f_c 的变换关系如图5所示。

结合式(18)、(19)和图5可知,当窗函数截止频率 f_c 一定时, $\text{SNR}_{\text{gain, avg}}$ (去频谱重排所带来的信噪比增益)与采样率 f_s 成正相关,这是因为信号的采样率越高,频谱重排会造成频域信号 $R(k)$ 的能量越分散,进而导致加窗信号的能量损失越大,本文去除频谱重排的信噪比性能优势就更加明显。当采样频率 f_s 一定时, $\text{SNR}_{\text{gain, avg}}$ 与窗函数截止频率 f_c 呈负相关,这是因为窗函数的主瓣范围越宽,频谱重排对加窗信号能量损失的影响越弱。当窗函数截止频率 $f_c = f_s$ 时, $\text{SNR}_{\text{gain, avg}}$ 近似为0,这是因为此时整个频域都被窗函数的通带所包含,频谱重排对加窗信号能量损失的影响不大。

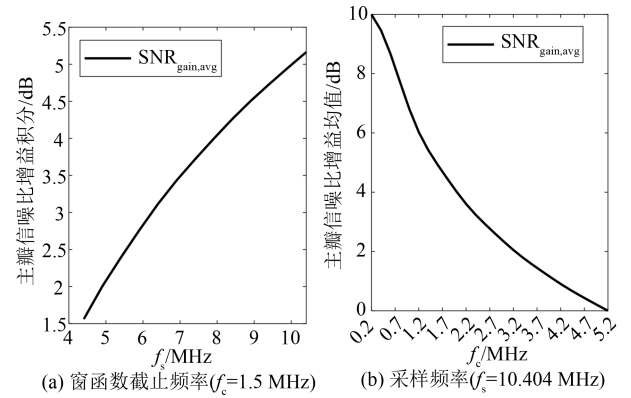


图5 算法信噪比增益

Fig. 5 SNR gain of algorithm

结合式(15)至(17)可知,平坦窗函数在频域上的截止频率可近似表示为 $f_c = 3Bf_s/N$ (窗函数90%以上能量集中在此范围内)。为保证算法的低运算量,要求 B 远小于 N ,即 f_c 取值较小,则由图5可知此时本文算法与SFFT-Correlate算法的频谱重排变换相比,会有较大的信噪比性能提升。

由图3与步骤5可知,为最终确定大值点位置,算法需同时得到正确的定位集合 I_1 和 I_2 。则算法的最终捕获概率 $P_{\text{SFFT-DT}}$ 与步骤3定位成功的概率 P_{SFFT} 和步骤4定位成功的概率 P_{DFFT} 成正比,即

$$P_{\text{SFFT-DT}} = P_{\text{DFFT}} \cdot P_{\text{SFFT}} \quad (20)$$

因此当步骤3的信噪比增益为 $\text{SNR}_{\text{gain, avg}}$ 时,本文算法最终的抗噪性能也会得到相同分贝的提升。

3.3.2 计算复杂度分析

若混频信号可以表示为 $x \in \mathbb{C}^N$,则步骤1需要 $2N + N \log_2 N$ 次复数乘法和 $2N \log_2 N$ 次复数加法,步骤2需要 $\left(\frac{B}{2} \log_2 B + N\right)$ 次复数乘法和 $(B \log_2(B) +$

$N - B$ 次复数加法,步骤3线性映射的计算量为2(逆映射区间是连续的,不需一一映射)。步骤4需要 $B_1 \log_2 B_1$ 次复数加法和 $B_1/2 \log_2 B_1$ 次复数乘法,其中 $B_1 = N/m$,步骤5的计算量为 m , m 表示降采样因子。假设整个搜索过程的非相干累加次数为 S ,伪码FFT结果预先存储在接收机中,由于步骤4和步骤5在整个捕获过程中参与运算的次数很少,因此本文算法的计算复杂度可为 $O(SN \log_2 N + B \log_2 B + 2N - B)$,FFT-Capture算法的计算复杂度为 $O(SM \log_2 N + N \log_2 N)$,SFFT-Correlate捕获算法的计算复杂度为 $O(SN \log_2 N + \left(B \log_2 BN + \frac{dKN}{B}\right) \log_2 N + aN)$, a 为一常数。

4 仿真实验

为验证本文算法的抗噪性能和捕获速度,本节利用仿真数据对设计算法的性能进行验证分析,具体仿真参数如表1所示。

表1 实验仿真参数

Tab. 1 Experimental simulation parameters

仿真变量	参数值
数字中频频率 f_{IF}	4.026 MHz
采样频率 f_s	10.404 MHz
多普勒频偏 f_d	5 kHz
C/A 码相位 τ	600 chip
相干积分时间 T_{coh}	1 ms

首先根据3.2.1节对频域混叠因子 B 进行取值,然后对不同 B 下步骤3定位成功的概率 P_{SFFT} 进行统计,若哈希逆映射结果 I_1 包含大值点位置,则认为步骤3变换成功。在不同信噪比下各进行1000次仿真,仿真结果及不同 B 下算法的计算复杂度分别如图6、图7所示。

从图6可以看出,随着 B 的增大,在相同信噪比下步骤3得到正确结果的概率 P_{SFFT} 也随之增加。但由于 B 的大小与算法的计算复杂度成正相关,如图7所示,综合考虑算法计算复杂度及 P_{SFFT} ,取 $B=612$ 。则结合式(19)、(20)及图5可知,本文算法去除频谱重排所获得的信噪比增益大约为4.5 dB。

在不同的降采样因子 m 下,对步骤4定位成功的概率 P_{DFFT} 进行仿真,在不同信噪比下各进行1000次独立实验,统计结果如图8所示。

从图8可以看出,步骤4的定位成功概率 P_{DFFT}

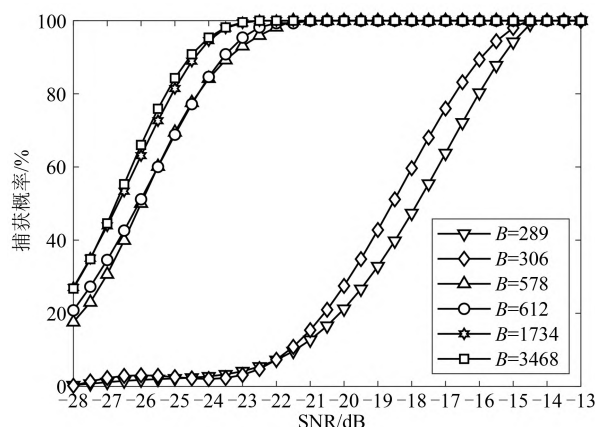


图6 混叠因子 B 与捕获概率 P_{SFFT} 的关系

Fig. 6 Relationship between aliasing factor B and capture probability P_{SFFT}

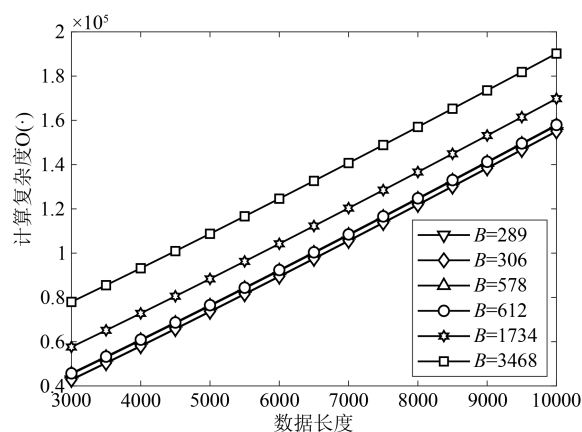


图7 算法计算复杂度与 B 的关系

Fig. 7 The relationship between the computational complexity of the algorithm and B

与 m 的取值成反比。如当 $m=2$ 时, P_{DFFT} 在输入信号信噪比大于 -19.5 dB 时达到了 95% 以上。而当 $m=3$ 时, P_{DFFT} 在输入信号信噪比大于 -18 dB 时才达到了 95% 以上。在实际捕获中,应根据实际需要选择 m 的取值。

现在我们对算法的总体抗噪性能 $P_{SFFT-DT}$ 进行仿真验证,在不同信噪比下对上述三种算法分别进行1000次独立仿真,并对其捕获概率进行统计,结果如图9所示。

从图9可知,当 $m=1$ 时,本文算法与 FFT-Capture 算法的捕获概率均在输入信号信噪比大于 -22 dB 时达到了 95% 以上。当 $m=2$ 时,本文算法的捕获概率在输入信号信噪比大于 -19 dB 时达到了 95% 以上。当 $m=4$ 时,本文算法与 SFFT-Correlate

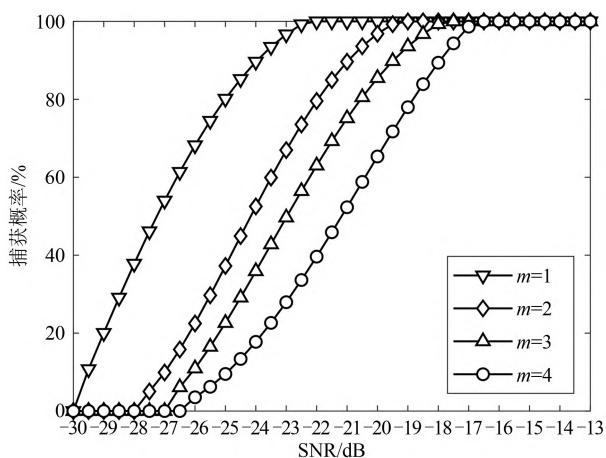
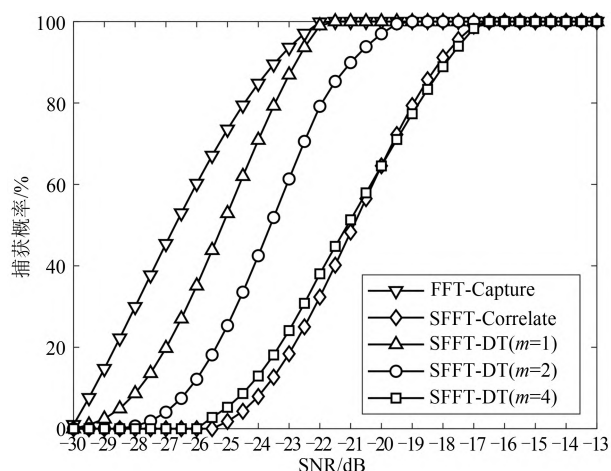
图8 采样因子 m 与捕获概率 P_{DFFT} 关系Fig. 8 The relationship between sampling factor m and capture probability P_{DFFT} 

图9 不同算法捕获概率对比图

Fig. 9 Comparison of capture probabilities of different algorithms

算法的捕获概率均在输入信号信噪比大于-17 dB时达到了95%以上。通过上述对比可知,在捕获概率高于95%的前提下,本文算法的抗噪性能最大可比SFFT-Correlate算法高5 dB左右。这是因为本算法去除了SFFT-Correlate算法中对噪声容忍能力较差的定位循环过程,使得加窗后信号的能量得到了更好的保留。此时三种算法的计算量对比如表2所示。

由表2可以看出,本文算法的计算量较文献[6]的FFT捕获算法减少了约43%,较文献[17]的SFFT-Correlate算法减少了约19%。同时由于本文算法在IFFT过程中没有复杂的定位循环和估值循环,因此硬件实现的复杂度更低,更利于工程实现。

结合3.3节分析、表2、图6至图9的仿真结果

可知,本文算法的抗噪性能与文献[17]的SFFT捕获算法相比有较大提高。与经典的FFT捕获算法相比,当两者抗噪性能近似相同(捕获概率大于95%的前提下)时,本文算法计算量更小。

表2 运算量对比

Tab. 2 Comparison of calculation amount

捕获算法	计算量
FFT-Capture	437327
SFFT-Correlate	303533
本文	247358

5 结论

本文针对SFFT捕获算法中频谱重排过程对捕获算法抗噪性能的影响进行了分析,并利用伪码相关信号大值点唯一的特征,提出了一种抗噪性能更好的高抗噪性快速捕获算法。该算法用DFFT替代了SFFT捕获算法中原有的对噪声容忍能力较弱的定位循环过程,使得加窗后频域信号的能量得到了最大程度的保留。理论分析及仿真结果均表明,本文算法不仅进一步降低了捕获算法的计算量,而且与已有的SFFT捕获算法相比本文算法的抗噪性能也得到了较大提升,适用于导航信号的快速捕获。

参考文献

- [1] ZHU Ni, MARAIS J, BÉTAILLE D, et al. GNSS position integrity in urban environments: A review of literature[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2018, 19(9): 2762-2778.
- [2] LU Kewen, WANG Xinlong, SHEN Liangliang, et al. A GPS signal acquisition algorithm for the high orbit space[J]. GPS Solutions, 2021, 25(3): 1-18.
- [3] 沈笑云, 保宁鑫, 焦卫东. BDS RTK定位性能分析[J]. 信号处理, 2019, 35(8): 1392-1401.
SHEN Xiaoyun, BAO Ningxin, JIAO Weidong. Performance analysis of BDS RTK[J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35(8): 1392-1401. (in Chinese)
- [4] ZHANG Jiawen, FU Xiao, YANG Fuxing, et al. Research on indoor/outdoor state switching based on smart phone and GNSS satellite status information [C]//2019 IEEE 2nd International Conference on Automation, Electronics and Electrical Engineering (AUTEEE). Shenyang, China. IEEE, 2019: 524-529.
- [5] HUSSEIN Z E. Accuracy Evaluation of Digital Elevation Model Created Using Handheld Global Positioning Sys-

- tem Receivers [J]. University of Baghdad Engineering Journal, 2016, 22(6): 137-148.
- [6] SPANGENBERG S M, SCOTT I, MCLAUGHLIN S, et al. An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems [J]. Wireless Personal Communications, 2000, 13(1/2): 27-55.
- [7] HASSANIEH H, INDYK P, KATABI D, et al. Simple and practical algorithm for sparse Fourier transform [C]//Proceedings of the Twenty-Third Annual ACM-SIAM Symposium on Discrete Algorithms. Philadelphia, PA: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2012: 1183-1194.
- [8] HASSANIEH H, INDYK P, KATABI D, et al. Nearly optimal sparse Fourier transform [C]//Proceedings of the 44th symposium on Theory of Computing - STOC '12. New York, New York, USA. New York: ACM Press, 2012: 563-578.
- [9] 张煜培, 赵知劲, 郑仕链. 基于稀疏傅里叶变换的哈希映射宽带频谱感知算法 [J]. 信号处理, 2017, 33(8): 1058-1064.
ZHANG Yupei, ZHAO Zhijin, ZHENG Shilian. A wide-band spectrum sensing method based on hash mapping of sparse Fourier transform [J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(8): 1058-1064. (in Chinese)
- [10] GHANI H A, ABDUL MALEK M R, KAMARUL AZMI M F, et al. A review on sparse fast Fourier transform applications in image processing [J]. International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), 2020, 10(2): 1346.
- [11] CHEN Xiaolong, GUAN Jian, CHEN Weishi, et al. Sparse long-time coherent integration-based detection method for radar low-observable manoeuvring target [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2020, 14(4): 538-546.
- [12] PARK B, KWON H M, RYU H G. SFFT-based OTFS communication system robust to high Doppler and long delay channel [C]//2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). Jeju, Korea (South). IEEE, 2020: 850-853.
- [13] YU Xiaohan, CHEN Xiaolong, HUANG Yong, et al. Radar moving target detection in clutter background via adaptive dual-threshold sparse Fourier transform [C]//IEEE Access. IEEE, 2019, 7: 58200-58211.
- [14] HASSANIEH H, ADIB F, KATABI D, et al. Faster GPS via the sparse Fourier transform [C]//Proceedings of the 18th annual international conference on Mobile computing and networking-Mobicom '12. Istanbul, Turkey. New York: ACM Press, 2012.
- [15] 张春熹, 李先慕, 高爽. 基于稀疏傅里叶变换的快速捕获方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(4): 670-676.
ZHANG Chunxi, LI Xianmu, GAO Shuang. Fast acquisition methods based on sparse Fourier transform [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(4): 670-676. (in Chinese)
- [16] XU Dingjie, CHEN Sida, SHEN Feng, et al. A fast acquisition algorithm of GNSS receiver based on SFFT [C]//2017 Forum on Cooperative Positioning and Service (CPGPS). Harbin, China. IEEE, 2017: 106-110.
- [17] 卢丹, 李雅丽. 基于相关的 SFFT 的卫星信号捕获算法 [J]. 信号处理, 2020, 36(8): 1227-1233.
LU Dan, LI Yali. Satellite signal acquisition algorithm based on correlated SFFT [J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(8): 1227-1233. (in Chinese)
- [18] HSIEH S H, LU C S, PEI S C. Sparse fast Fourier transform for exactly and generally K-sparse signals by downsampling and sparse recovery [EB/OL]. <https://arxiv.org/abs/1407.8315>. 2014.

作者简介



张浩冉 男, 1995年生, 河南洛阳人。中国科学院大学硕士, 主要研究方向为信号与信息处理、低轨卫星导航增强信号捕获等。

E-mail: zhr18801286587@163.com



徐 颖 女, 1983年生, 四川眉山人。中国科学院空天信息创新研究院研究员, 博士生导师, 主要研究方向为导航信号与导航增强、导航信号体制等。

E-mail: nadinexy@aoe.ac.cn



罗瑞丹 女, 1987年生, 河南许昌人。中国科学院空天信息创新研究院副研究员, 主要从事信号体制及同步算法研究等。

E-mail: luoruidan@aoe.ac.cn



毛 亿 男, 1985年生, 江苏南京人。空中交通管理系统与技术国家重点实验室高级工程师, 主要研究方向为数据融合处理等。

E-mail: mao_y@nuaa.edu.cn