

高动态 BOC 信号捕获算法

潘毅, 张天骐, 张刚, 马宝泽

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 针对传统的捕获算法无法实现高动态环境下二进制偏移载波 (BOC) 信号同步问题, 设计了一种分数阶傅里叶变换 (FRFT) 与离散多项式相位变换 (DPT) 相结合的捕获算法。该算法首先根据定阶运算得到接收信号的动态阶数来判定是否需要降阶处理, 然后通过对 FRFT 捕获算法输出的谱峰值搜索得到动态参数和码相位的估计值来完成捕获。理论分析和仿真结果表明, 所提算法在原有 FRFT 捕获算法的基础上消除了二阶多普勒变化率的影响, 能够成功捕获到高动态 BOC 信号。与其他算法相比, 所提算法进一步增强了整个捕获结构的动态适应能力和抗噪性能, 并且在检测概率和捕获时间方面具有优越的性能。

关键词: 高动态; 捕获; 分数阶傅里叶变换; 离散多项式相位变换; 二进制偏移载波信号

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019145

Acquisition algorithm for BOC signals in high dynamic environment

PAN Yi, ZHANG Tianqi, ZHANG Gang, MA Baoze

College of Telecommunication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: As the synchronization of binary offset carrier (BOC) signals couldn't be realized in high dynamic environment by traditional acquisition algorithms, an acquisition algorithm based on fractional Fourier transform (FRFT) and discrete polynomial-phase transform (DPT) was proposed. Firstly, the algorithm determined how to process the received signal according to the dynamic order obtained by the order operation. And then the acquisition was achieved by searching the spectral peak of the FRFT algorithm to obtain the estimation of dynamic parameters and code phase. Theoretical analysis and simulations show that the proposed algorithm eliminates the influence of second-order doppler shift rate based on original FRFT acquisition algorithm, which can successfully capture high dynamic BOC signals. The proposed algorithm further enhances the dynamic adaptability and anti-noise performance and has superior performance in detection probability and acquisition time in comparison with other algorithms.

Key words: high dynamic, acquisition, fractional Fourier transform, discrete polynomial-phase transform, binary offset carrier signal

收稿日期: 2018-12-21; 修回日期: 2019-05-24

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61671095, No.61702065, No.61701067, No.61771085); 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设基金资助项目 (No.CSTC2009CA2003); 重庆市研究生科研创新基金资助项目 (No.CYS17219); 重庆市教育委员会科研基金资助项目 (No.KJ1600427, No.KJ1600429)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61671095, No.61702065, No.61701067, No.61771085), The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (No.CSTC2009CA2003), Chongqing Graduate Research and Innovation Project (No.CYS17219), The Research Project of Chongqing Educational Commission (No.KJ1600427, No.KJ1600429)

1 引言

全球导航卫星系统 (GNSS, global navigation satellite system) 能够提供全天候、连续且实时的高精度地理位置信息及导航、授时信息、短分组通信等服务, 其中北斗导航定位系统 (BDS, Beidou system) 是我国独立自主研发建设的^[1-2]。目前, 北斗导航定位系统除了采用传统的二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying) 信号外, 提供的 L1 导航信号等还采用了能够实现频谱共享及跟踪性能更优越的新信号制式二进制偏移载波 (BOC, binary offset carrier) 信号^[3-4]。

实际的通信环境日益复杂, 飞行器速度快、加速度大, 甚至加加速度大, 接收机往往是在高动态环境下工作, 使接收到的信号具有大多普勒频偏和一阶、二阶多普勒变化率。这对 BOC 信号的捕获提出了较大的挑战, 而大部分已经提出的捕获算法^[5-7]只能在载波频率完全消除的前提下使用, 不能对加速度和加加速度分别引起的一阶、二阶多普勒变化率分量进行有效的补偿。为了解决高动态下的捕获问题, 文献[8]采用部分匹配滤波器 (PMF, partial matched filter) 和快速傅里叶变换 (FFT, fast Fourier transform) 相结合的算法, 提高了多普勒频偏估计的范围和分辨率, 但是无法对多普勒变化率进行补偿。文献[9]通过离散 chirp 傅里叶变换对多普勒频偏和一阶多普勒变化率进行估计, 但在高速径向运动中效果不尽如人意。文献[10]采用最大似然算法来估计码相位、多普勒频偏和载波相位误差, 但同时也引入了巨大的计算量, 难以在要求实时性、结构简易的接收机中使用。当伪码对齐时, 扩频信号的相关结果可以看作线性调频 (LFM, linear frequency modulation) 信号, 文献[11-12]引入了分数阶傅里叶变换 (FRFT, fractional Fourier transform) 算法来解决高动态 GNSS 信号的捕获问题。

目前, 几乎所有的高动态捕获算法都是针对大多普勒频偏或存在一阶多普勒变化率的情况, 因此本文采用离散多项式相位变换 (DPT, discrete polynomial-phase transform) 算法来处理存在二阶多普勒变化率的 BOC 信号, 并通过先对 BOC 信号定阶再根据信号动态阶数分别进行处理, 最后通过 FRFT 算法进行捕获, 最终形成了一套完整的高动态 BOC 信号捕获结构。

2 高动态 BOC 信号模型

接收到的高动态 BOC 信号可以表示为

$$r(t) = Ad(t)s(t)\exp[j2\pi\varphi(t) + \varphi_0] + n(t) \quad (1)$$

其中, A 是信号幅度; $d(t)$ 是导航电文; $s(t)=c(t)sc(t)$ 是基带信号, $c(t)$ 是伪码 (PN, pseudo-noise) 信号, $sc(t)=\text{sgn}[\sin(2\pi f_{sc}t)]$ 或 $sc(t)=\text{sgn}[\cos(2\pi f_{sc}t)]$ 是副载波信号, f_{sc} 是副载波频率, φ_0 是初始相位, $n(t)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。载波信号 $\varphi(t)$ 可以表示为

$$\varphi(t) = 2\pi[(f_i + f_d)t + k_d t^2] \quad (2)$$

其中, f_i 是中频频率, f_d 是由接收机和卫星之间做径向运动产生的多普勒频偏, k_d 是由加速度引起的一阶多普勒变化率。

经过相关和积分处理后, 载波信号 $\varphi(t)$ 的输出可以表示为

$$S(n) = \frac{A}{4T} R(\Delta\tau) \cdot \int_{(n-1)T}^{nT} \exp[j2\pi(f_d t + k_d t^2) + \Delta\varphi_0] dt + N(n) \quad (3)$$

其中, T 表示相干积分时间, $\Delta\varphi_0$ 表示载波相位误差, $R(\cdot)$ 表示 BOC 信号的自相关函数, $\Delta\tau$ 表示码相位时延误差。假设多普勒变化率在估计过程中不变, 则可以得到一个平均角速度为

$$\bar{w}(n) = 2\pi f_d + \int_0^{nT} \frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} dt = 2\pi(f_d + k_d Tn) \quad (4)$$

那么, 式(3)可以改写为^[13]

$$S(n) = \frac{A}{4T} R(\Delta\tau) \int_{(n-1)T}^{nT} \exp[j\bar{w}(n)t + \Delta\varphi_0] dt + N(n) = \frac{A}{4} R(\Delta\tau) \text{sinc}[f_d T + k_d T^2] \cdot \exp[j2\pi(f_d Tn + k_d T^2 n^2) + \Delta\varphi_0'] + N(n) \quad (5)$$

其中, $\Delta\tau$ 可以表示为

$$\Delta\tau(n) = \frac{\bar{w}(n)}{2\pi f_r} Tn = \frac{1}{f_r} (f_d Tn + k_d T^2 n^2) \quad (6)$$

其中, f_r 表示 L1 导航信号的射频频率。

3 捕获算法原理

3.1 FRFT 算法

时频域 (t, f) 经过旋转角 α 转换到了变换域 (u, v) ,

信号在这个域的表示则由 FRFT 给出, 则信号 $x(t)$ 的 FRFT 定义为

$$K_p(t, u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} \exp\left[\frac{j(t^2 + u^2) \cot \alpha}{2} - tu \csc \alpha\right], & \alpha \neq k\pi \\ \delta(t - u) & , \alpha = 2k\pi \\ \delta(t + u) & , \alpha = 2(k \pm 1)\pi \end{cases}$$

$$X_p(u) = F^p[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) K_p(t, u) dt \quad (7)$$

其中, k 为整数, $\alpha = \frac{p\pi}{2}$ 为旋转角度, p 为 FRFT 的阶数, $F^p[\cdot]$ 为 FRFT 的算子符号。最初的时频域 (t, f) 经过旋转角 α 转换到了变换域 (u, v) , 能够使原本在 (t, f) 平面发散的频谱在 (u, v) 平面得到聚集, 如图 1 所示, 从而能够估计出多普勒频偏 f_d 和多普勒一阶变化率 k_d 。

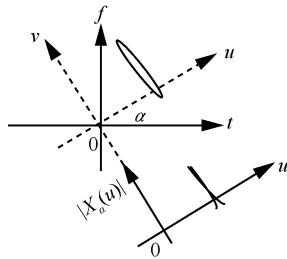


图 1 FRFT: (t, f) 平面变换到 (u, v) 平面

那么 $S(n)$ 在 p 阶分数阶傅里叶域上的输出为

$$F^p[S(\omega)] = \frac{1}{2\sqrt{|\sin(\alpha)|}} \exp\left[\frac{j\omega^2 \cot \alpha}{2(\Delta t)^2}\right] \sum_{n=-N}^N \exp[-j\omega n \csc \alpha] \exp\left[\frac{j}{2} n^2 \Delta t^2 \cot \alpha\right] S(n) \quad (8)$$

其中, $S(n)$ 是一个带噪的线性调频信号, $\omega = U\Delta t$, Δt 是变换域的采样间隔。离散信号 $S(n)$ 关于 α 的 N 点离散 FRFT 可以表示为

$$X(\alpha, U) = \frac{1}{\sqrt{N|\sin(\alpha)|}} \sum_{n=-N}^N \exp\left[\frac{j\pi}{N}(U^2 \cot \alpha - 2Un \csc \alpha + n^2 \cot \alpha)\right] S(n) \quad (9)$$

分数阶傅里叶域的能量峰值所在位置可以表示为

$$\{\hat{\alpha}, \hat{U}\} = \arg \max_{\alpha \in (0, \pi)} |X(\alpha, U)| \quad (10)$$

其中, $\hat{\alpha}$ 是关于加速度的 FRFT 旋转角度的估计值, \hat{U} 是关于频率误差的 FRFT 输出阶数估计。多普勒频偏估计值 \hat{f}_d 、多普勒一阶变化率估计值 \hat{k}_d 和归一化 FRFT 输出分别为^[11]

$$\hat{k}_d = -\frac{\cot \hat{\alpha}}{NT^2}, \quad \hat{f}_d = \frac{\hat{U} \csc \hat{\alpha}}{NT}$$

$$\Delta\phi'_0 = \arg \left[\frac{N\sqrt{|\sin \hat{\alpha}|} X(\hat{\alpha}, \hat{U})}{\exp(j\pi \hat{U}^2 \cot \hat{\alpha})} \right],$$

$$|X(\hat{\alpha}, \hat{U})| = \frac{1 - 0.37R + 0.04R^2}{\sqrt{|\sin \hat{\alpha}|}} \quad (11)$$

其中, $\hat{\alpha}$ 是旋转角度估计值, $R = \frac{\pi}{2} NT \sqrt{\hat{k}_d - k_d}$ 。

那么, 关于多普勒频偏误差的 FRFT 搜索范围可以表示为

$$f_d \in \left[-\frac{1}{2T \sin \alpha}, \frac{1}{2T \sin \alpha} \right] \quad (12)$$

同时其频率分辨率为 $\frac{1}{NT \sin \alpha}$ 。假设 FRFT 阶数搜索步长为 Δp , 则多普勒变化率的估计范围表示为

$$k_d \in \left[-\frac{\cot(\alpha_-)}{NT^2}, -\frac{\cot(\alpha_+)}{NT^2} \right] \quad (13)$$

其中, $\alpha_- = \frac{(p_0 - 0.5\Delta p)\pi}{2}$, $\alpha_+ = \frac{(p_0 + 0.5\Delta p)\pi}{2}$,

p_0 是检测信号的真实 FRFT 阶数。另外, 当搜索步长 $\Delta p = 0.001$ 时, 估计误差几乎不会再减小, 估计的方差逼近克拉美罗下界。

3.2 二阶多普勒变化率

$r(n)$ 的 M 阶瞬态矩定义为

$$P_M[r(n), \tau] = \prod_{m=0}^{M-1} [r^{*m}(n - m\tau)] \binom{M-1}{m} \quad (14)$$

其中,

$$r^{*m}(n) = \begin{cases} r(n), & m \text{ 为偶数} \\ r^*(n), & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (15)$$

$$\binom{M-1}{m} = C_{M-1}^m = \frac{(M-1)!}{(M-m-1)!m!} \quad (16)$$

其中, τ 是时延长度。那么, $r(n)$ 的 M 阶 DPT 可以表示为^[14]

$$\begin{aligned} \text{DPT}_M[r(n), \omega, \tau] &= \text{DFT}\{P_M[r(n), \tau]\} \\ &= \sum_{n=(M-1)\tau}^{N_1-1} P_M[p(n), \tau] \exp(-j\omega n T_s) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, N_1 为采样长度, T_s 为采样间隔, ω 为角频率。 M 阶多项式相位信号可以表示为

$$p(n) = \exp\left[j \sum_{k=0}^M a_k (nT_s)^k\right], 0 \leq n \leq N_1 - 1 \quad (18)$$

其中, a_k 为实相位系数。

将式(18)代入式(17), 可以得到

$$\begin{aligned} \text{DPT}_M[p(n), \omega, \tau] &= \text{DFT}\{P_M[p(n), \tau]\} = \\ &= \exp[j(\omega n T_s + \varphi)], M-1 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (19)$$

$$\omega = M!(\tau T_s)^{M-1} a_M \quad (20)$$

$$\varphi = (M-1)!(\tau T_s)^{M-1} a_{M-1} - 0.5(M-1)M!(\tau T_s)^M a_M \quad (21)$$

当载波存在二阶多普勒变化率时, 采样后的 BOC 信号 $r(n)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} r(n) &= s(n) \cdot \\ &= \exp\left[j2\pi(f_d n T_s + k_d n^2 T_s^2 + k_f n^3 T_s^3) + \varphi\right] + n(t) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, k_f 表示加加速度引起的二阶多普勒变化率。通常情况下, 接收机和卫星径向加速度为 $-100\text{g} \sim 100\text{g}$, 所引起的最大一阶多普勒变化率为 $\pm 5.15 \text{ kHz/s}$, 而加加速度的范围是 $-40\text{g/s} \sim 40\text{g/s}$, 其中, g 为重力加速度。即最大二阶多普勒变化率大约为 $\pm 2.06 \text{ kHz/s}^2$ 。当 $k_f \neq 0$ 时, FRFT 算法不适用于具有加加速度的信号, 所以本文采用瞬时互相关的方法进行降阶。由瞬态矩性质可得, $P_2[s(n), \tau]$ 可认为是原 BOC 基带信号 $s(n)$ 经过瞬时互相关运算变成新 BOC 基带信号 $s'(n)$, 因此可以得到

$$\begin{aligned} P_2[r(n), \tau] &= P_2[s(n), \tau] \prod_{m=0}^{M-1} [\varphi^{*m}(n-m\tau)]^{\binom{M-1}{m}} = \\ &= s'(n) \exp\left[j\pi(a_2 n^2 T_s^2 + a_1 n T_s + \phi)\right] \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $a_2 = 3k_f \tau$, $a_1 = 2k_d \tau + 3k_f \tau^2$, $\phi = \tau^3 - k_d \tau^2 + k_f \tau$ 。

将接收到的信号首先经过一个平方环处理, 消除数据位和伪码调制的影响, 只剩下含有高动态项的载波信号, 再对其进行 DPT 处理。通过式(19)估计其阶

数, 得到的二阶 DPT 幅值谱波形具有如下特征^[15]。

1) 如果二阶 DPT 幅值谱是具有有一定带宽的凌乱谱线, 如图 2(a)所示, 说明载波信号是三阶多项式相位信号并含有二阶多普勒变化率, 则需要对信号先进行降阶处理再采用 FRFT 估计其动态参数。

2) 如果二阶 DPT 幅值谱是非 0 频的单线谱或者只有 0 频的谱线, 如图 2(b)或图 2(c)所示, 说明载波信号分别是二阶或一阶多项式相位信号, 并不含有二阶多普勒变化率, 可以直接采用 FRFT 算法对接收到的信号参数进行估计(如果信号只含有多普勒频偏时, 则 FRFT 算法的阶数为 1, 变为传统的傅里叶变换)。

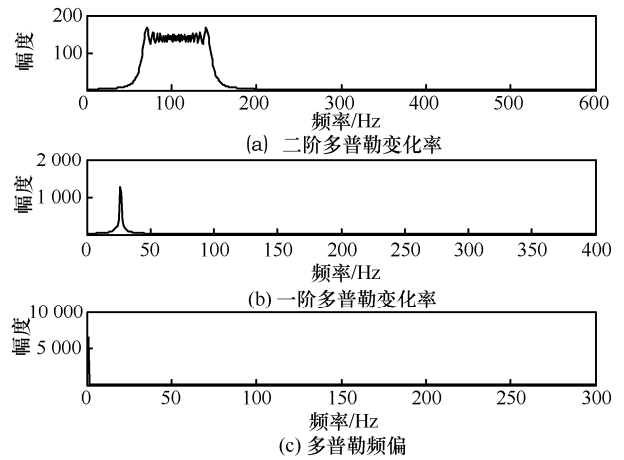


图2 二阶 DPT 幅值谱波形

4 算法性能和算法流程

4.1 降阶处理和 FRFT 的信噪比

通过瞬时互相关的方法对含有高动态项的信号进行降阶处理, 根据式(1)和式(14)进行一次瞬时互相关后, 信号和噪声的输出功率可以分别表示为

$$P_{\text{signal}} = A^4 (L - \tau)^2 \quad (24)$$

$$P_{\text{noise}} = \sum_{n=1}^{N-\tau} |A^2 \sigma^2 + A^2 \sigma^2 + \sigma^4| = (L - \tau)(2A^2 \sigma^2 + \sigma^4) \quad (25)$$

其中, L 为采样后信号的长度。结合式(24)和式(25)可得输出信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise}}} = \frac{(L - \tau)A^4}{2A^2 \sigma^2 + \sigma^4} \quad (26)$$

当时延长度 $\tau = \frac{L}{2}$ 时, DPT 算法估计精度最高;

当 $\tau = 1$ 时, DPT 算法估计精度最低^[16]。但从式(26)

可以看出, 当 $\tau=1$ 时, 输出信噪比最小, 随着 τ 增大, 输出信噪比降低。采用 DPT 算法降低了信号动态阶数, 解决了二阶多普勒变化率无法处理的问题。但是为了保证降阶处理后的信号的估计精度, 需要采用较大的时延长度, 这样往往会引入较大的噪声, 造成输出信噪比较低。

根据 FRFT 的 Parseval 关系, 其 FRFT 域的检测信噪比可以表示为

$$\text{SNR} = \frac{\text{var}[S(\alpha, U)]}{\text{var}[W(\alpha, U)]} \quad (27)$$

其中, var 表示方差, $S(\alpha, U)$ 表示信号在 FRFT 域的幅值, $W(\alpha, U)$ 表示噪声在 FRFT 的幅值。FRFT 算法能够使降阶处理后的信号在最佳旋转角度的变换域中能量得到聚集, 即 $\text{var}[S(\alpha, U)]$ 取得最大值。但对于高斯白噪声在任意阶次的分数阶傅里叶域内能量分布是均匀的, 即 $\text{var}[W(\alpha, U)]$ 是不变的, 所以在估计动态参数的同时抑制了噪声并提高了信号的检测信噪比, 增强了系统的抗噪性能, 更易于实现高动态信号的快速捕获。另一方面, 对于存在二阶多普勒变化率的 BOC 信号, 所提算法只需要进行一次瞬时互相关就可以达到降阶的目的, 而传统的采用 DPT 和 PMF-FFT 相结合的捕获算法 (以下简称为 DPF 算法)^[17] 需要进行 2 次瞬时互相关才可以进行捕获。可见, 在采用相同的延时长度的情况下, 所提算法的输出信噪比损失更小, 降阶计算量更小。

4.2 检测概率

由于载波信号中的多普勒变化率和多普勒频偏能通过 FRFT 精确地被估计, 信号的高动态项不会影响 FRFT 输出峰值的检测, 因此基于 FRFT 捕获算法的检测概率和基于 FFT 捕获算法的检测概率是相同的。接收信号和本地信号相关后的输出服从 Rice 分布, 其虚警概率 P_{fa} 和检测概率 P_{d} 分别表示为

$$P_{\text{fa}} = \int_V^\infty P_n(x) dx = \int_V^\infty \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{t}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{t}\lambda}{\sigma^2}\right) dt \quad (28)$$

$$P_{\text{d}} = \int_V^\infty P_s(x) dx = \int_V^\infty \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{t+\lambda^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{t}\lambda}{\sigma^2}\right) dt \quad (29)$$

其中, $P_n(x)$ 是只含有噪声时的概率密度函数, $P_s(x)$ 是含有有用信号和噪声时的概率密度函数, I_0 是 0 阶修正贝塞尔函数, V 是门限值, 可以表示为

$$V = -2\sigma^2 \ln P_{\text{fa}} \quad (30)$$

非中心参数 λ 可以写成

$$\lambda = \frac{A^2 T_{\text{coh}}}{4\sigma^2} R^2 (\Delta\tau) \sin c(\pi f_d T_{\text{coh}}) \quad (31)$$

其中, T_{coh} 是积分间隔。对于一个给定的系统虚警概率 P_{fa} , 检测概率为

$$P_{\text{d}} = \int_V^\infty P_s(x) dx = Q\left(\frac{\lambda}{\sigma}, \frac{\sqrt{V}}{\sigma}\right) \quad (32)$$

其中, $Q(x, y)$ 是 Marcum Q 函数。平均捕获时间也是捕获算法一个重要的指标, 可以表示为^[18]

$$\bar{T}_{\text{acq}} = \frac{(2 - P_{\text{d}})(1 + KP_{\text{fa}})}{2P_{\text{d}}}(q\tau_{\text{d}}) \quad (33)$$

其中, K 是惩罚因子, q 是搜索单元数, τ_{d} 是整个相关所需的积分时间。

4.3 所提算法流程

所提算法步骤如下。

步骤 1 接收端将接收到的高动态 BOC 信号下变频, 经过模数转换器 (ADC, analog-to-digital converter), 以伪码速率进行采样, 得到离散信号 r 。

步骤 2 采样后的信号通过本地载波数字控制振荡器 (NCO, numerically controlled oscillator) 进行载波剥离。

步骤 3 对仍存在残余频偏的信号进行定阶运算, 根据阶数确定是否进行降阶处理, 得到的信号为 s 。

步骤 4 对本地产生的 PN 序列进行副载波调制, 并根据阶数确定是否对本地 BOC 序列进行降阶处理, 然后与 s 进行相关处理。

步骤 5 对相关结果进行 FRFT, 根据式(10)进行峰值二维搜索。

步骤 6 将相关结果的最大值与门限 V 进行比较 (V 值由式(30)得到)。如果最大值超过预设门限值 V , 则说明本地 PN 序列与接收 BOC 信号的伪码相位对齐, 进入跟踪阶段 (本文主要解决捕获问题, 跟踪过程不予以讨论); 如果没有超过预设门限值 V , 则通过逻辑控制本地载波 NCO, 根据式(11)得到的动态参数对多普勒频偏进行补偿, 同时滑动本地 PN 相位。

步骤 7 重复步骤 3~步骤 6, 直到伪码相位对齐。如此就形成了一整套捕获方案, 如图 3 所示。

5 仿真实验

为了检测所提捕获算法的性能, 本文采用 Matlab 对 sinBOC(1,1) 信号进行仿真实验, 其中信号的采样频率为 16.368 MHz, 码速率为 1.023 MHz,

码片长度为 1 024。FRFT 运算时间为 51.2 ms。仿真参数设置为多普勒频率 $f_d=50$ kHz，一阶多普勒变化率为 5 kHz/s，二阶多普勒变化率为 2 kHz/s²，SNR=-5 dB。实验中采用 DPF 算法进行对比仿真，其中 PMF 时间为 16 ms，码片长度取 3 069，分为 3 段，每段长度为 1 023。图 4 为 Matlab 实验操作界面。

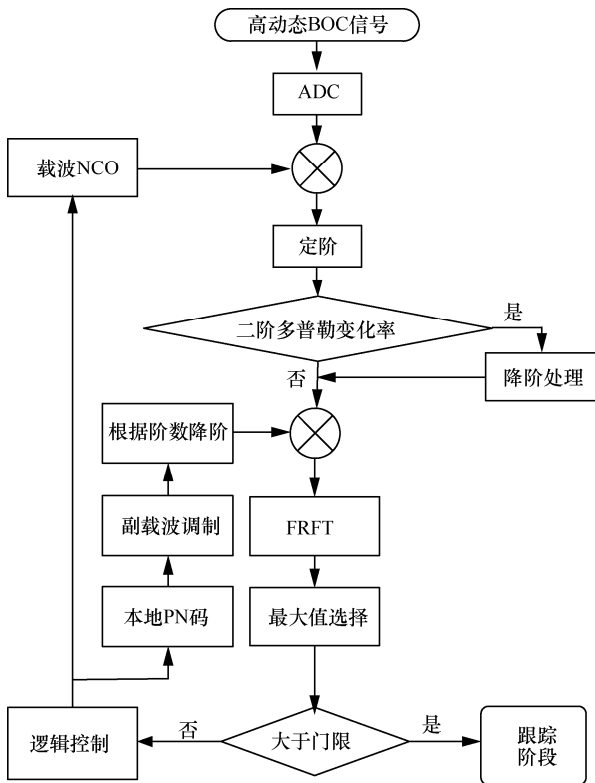


图 3 本文所提算法捕获流程



图 4 Matlab 操作界面

5.1 FRFT 输出峰值谱

由于高斯函数的 Wigner-Ville 分布仍然是高斯函数，高斯白噪声在任何阶数 FRFT 下仍然是高斯形状。而载波信号能够在相应阶数的 FRFT 下实现能量聚集，比较易于信号的检测与参数估计。FRFT 输出峰值谱如图 5 所示。由图 5 可以明显看出，输出谱在 $p=1.051$ 和 $u=444$ 处出现了一个峰值。根据式(11)

和式(23)可以计算出，多普勒频偏 $f_d=51.32$ kHz，多普勒一阶变化率 $k_d=4 930.00$ Hz/s，多普勒二阶变化率 $k_f=2 008.98$ Hz/s²，这与之前的设定值误差保持在 2% 左右，因此所提算法能够准确估计高动态 BOC 信号的动态参数。

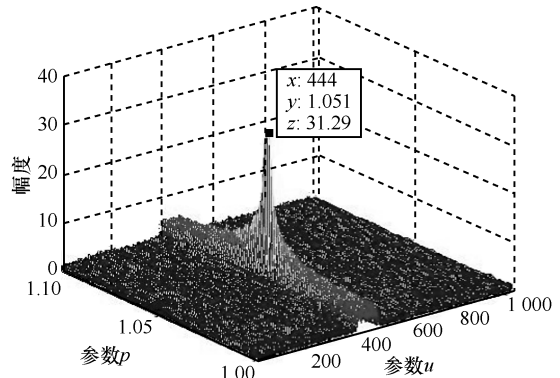
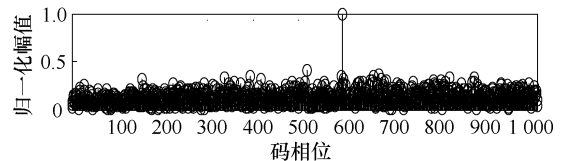


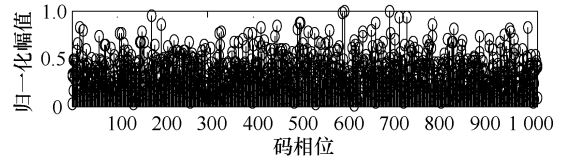
图 5 FRFT 输出峰值谱

5.2 相关函数振幅谱

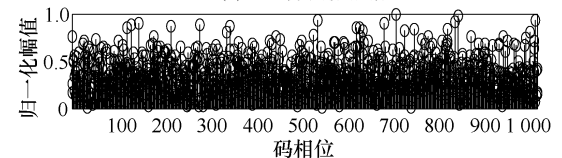
图 6 是对存在二阶多普勒变化率的 BOC 信号分别采用本文所提算法、DPF 算法和 PMF-FFT 算法进行捕获得到的相关函数归一化振幅值。图 6(a)中，所提算法在码相位为 596 位置的主峰幅值明显高于其他位置；图 6(b)中，DPF 算法的振幅谱能够在相同的码相位处得到一个最大幅值，但有多多个位置的幅值与最大幅值非常接近，这就造成接收机无法正确锁定主峰位置；图 6(c)中，PMF-FFT 算法输出最大幅值所对应的码相位位置错误。通过图 6 对比分析，可以证明本文所提算法的有效性，也使判决器更容易检测到主峰位置，且检测概率更高。



(a) 所提算法振幅谱



(b) DPF算法振幅谱



(c) PMF-FFT算法振幅谱

图 6 相关函数归一化振幅谱

5.3 检测概率

对不同动态参数下的 BOC 信号采用本文所提算法、DPF 算法和 PMF-FFT 算法得到的检测概率如图 7 所示。从图 7 可以看到，对于存在二阶多普勒变化率的信号，所提算法比 DPF 算法提高了 3.5 dB；对于只有一阶多普勒变化率的信号，所提算法比 DPF 算法提高了 4.5 dB。而传统 PMF-FFT 算法在大动态参数条件下已经无法实现信号的捕获。

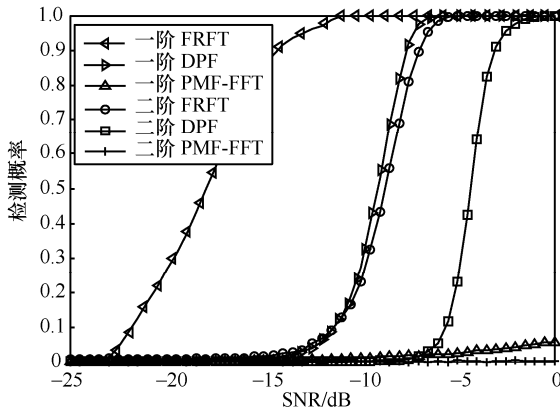


图 7 本文所提算法、DPF 算法和 PMF-FFT 算法的检测概率

5.4 平均捕获时间

捕获时间的参数设置为搜索单元数 $q=2048$ ，虚警概率 $P_{fa}=0.01$ ，积分时间 $\tau_d=1$ ms，惩罚因子 $K=1$ 。从图 8 可以看出，对于存在二阶多普勒变化率的信号，当 $SNR=-5.5$ dB 时，本文所提算法的平均捕获时间降到最低，大约是 DPF 算法平均捕获时间的 $\frac{1}{23}$ ；对于只有一阶多普勒变化率的信号，当 $SNR=-13$ dB 时，所提算法的平均捕获时间降到最低，大约是 DPF 算法平均捕获时间的 $\frac{1}{60}$ 。在低信噪比下，所提算法对多普勒频偏、多普勒变化率等高动态参数的估计更加准确，残余频偏较小甚至为 0。这使捕获检测函数引入的误差较小，更有利于码相位的搜索。但是随着信噪比的升高，DPF 算法的平均捕获时间要低于所提算法，这是由于此时多普勒频偏估计更准确，平均捕获时间主要取决于算法的计算时间，DPF 算法估计时间为 16 ms，FRFT 估计时间为 51.2 ms^[12]，即 DPF 算法的计算复杂度要低于 FRFT 算法。而接收到的 BOC 信号的信噪比往往都是较低的，所以对于算法来说在低信噪比条件下的性能表现更加重要。

5.5 计算复杂度

FRFT 算法和 PMF-FFT 算法的计算量可以表示为^[13]

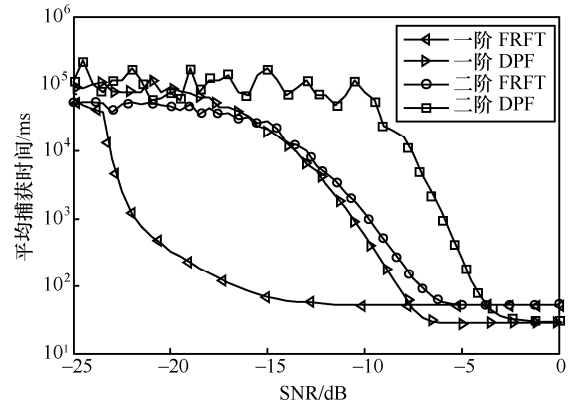


图 8 本文所提算法和 DPF 算法的平均捕获时间

$$C_1 = \frac{|p_u - p_l|}{2\Delta p} N(181bN + 34) \quad (34)$$

$$C_2 = \frac{1}{K_1} N(1bN - 1bK_1) \quad (35)$$

其中， p_u 是 FRFT 阶数搜索的上限值， p_l 是 FRFT 阶数搜索的下限值； $N = \frac{\tau_1}{T_1}$ ， $N_1 = \frac{\tau_2}{T_2}$ ； τ_1 和 τ_2 分别是 FRFT 和 PMF-FFT 算法全部估计所需要的时间； T_1 和 T_2 分别是 FRFT 和 PMF-FFT 算法单个输出的时间； $K_1 = \frac{N}{N_1}$ 是 FRFT 和 FFT 算法输出的比值。而进行一次瞬时互相关运算需要的计算量为

$$C_{DPT} = \frac{(L - \tau)}{2} 1b(L - \tau) \quad (36)$$

对于存在二阶多普勒变化率的 BOC 信号，所提算法需要进行一次瞬时互相关运算，DPF 算法需要进行 2 次瞬时互相关运算。在实际应用中，当时延长度为 $\frac{L}{3}$ ，长度为 L 的 BOC 序列经过一次瞬时互相关后，其序列长度变为 $\frac{2L}{3}$ ，再进行 FRFT，此时 $N = \frac{2}{3L}$ ；第二次时延长度变为 $\frac{2L}{9}$ ，进行第二次瞬时互相关，最后进行 PMF-FFT，此时 $N_1 = \frac{4}{9L}$ 。则所提算法和 DPF 算法的总计算量为

$$C_{FRFT} = \frac{|p_u - p_l|}{2\Delta p} N(181bN + 34) + \frac{1}{2} N 1bN \quad (37)$$

$$C_{\text{DPF}} = \frac{1}{K_1} \left[N(1bN - 1bK_{12}) + \frac{1}{2} N 1bN \right] = \frac{1}{K_1} N \left(\frac{9}{4} 1bN + \frac{3}{4} 1b \frac{3}{2} - 1bK_1 \right) \quad (38)$$

可见, 当 $K_{12}=1$ 时, 即 2 种算法输出信号长度相同时, 所提算法的计算量比 DPF 算法要高, 这是由于 DPF 算法的硬件需求更高, 在增加匹配滤波器个数的情况下使计算量降低。

6 结束语

对存在二阶多普勒变化率的高动态 BOC 信号, 本文引入 DPT 算法进行先定阶后降阶的处理, 然后基于 FRFT 算法估计其多普勒频偏和码相位。所提算法的检测概率、平均捕获时间和计算复杂度都进行了分析, 并在仿真中与 DPF、PMF-FFT 算法进行了性能对比。对于存在二阶多普勒变化率的高动态 BOC 信号, 所提捕获算法的检测概率比 DPF 算法提高了 3.5 dB, 并在低信噪比情况平均捕获时间较少。本文提出的一整套捕获方案不但解决了传统捕获算法无法估算二阶多普勒变化率的问题, 而且提高了系统的抗噪性能, 非常适用于高动态 BOC 信号。

参考文献:

- [1] ZUO W W, GUO C, LIU J N, et al. A police and insurance joint management system based on high precision BDS/GPS positioning[J]. *Sensor*, 2018, 18(1): 169-188.
- [2] YAO Y, LIU L, KONG J, et al. Global ionospheric modeling based on multi-GNSS, satellite altimetry, and Formosat -3/COSMIC data[J]. *GPS Solutions*, 2018, 22(4): 104-120.
- [3] MARTIN N, LEBLOND V, GUILLOTTEL G, et al. BOC (x, y) signal acquisition techniques and performances[C]//The 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation. 2003: 2001.
- [4] XIONG H, WANG S, GONG S, et al. Improved synchronization algorithm based on reconstructed correlation function for BOC modulation in satellite navigation and positioning system[J]. *IET Communications*, 2018, 12(6): 743-750.
- [5] JULIEN O, MACABIAU C, CANNON E, et al. ASPeCT: unambiguous sine-BOC(n, n) acquisition/tracking technique for navigation applications[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(1): 150-162.
- [6] LOHAN E S. Statistical analysis of BPSK-like techniques for the acquisition of Galileo signals[J]. *Journal of Aerospace Computing, Information, and Communication*, 2006, 3(5): 234-243.
- [7] YAO Z, CUI X W, LU M Q, et al. Pseudo-correlation- function-based unambiguous tracking technique for sine-BOC signals[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(4): 1782-1796.
- [8] 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.
- [9] FAN B, ZHANG K, QIN Y, et al. Discrete chirp-Fourier transform-based acquisition algorithm for weak global positioning system L5 signals in high dynamic environments[J]. *Iet Radar, Sonar & Navigation*, 2013, 7(7): 736-746.
- [10] WON J H, PANY T, EISSFELLER B. Iterative maximum likelihood estimators for high-dynamic GNSS signal tracking[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(4): 2875-2893.
- [11] XIA X, ZHAO J, LONG H, et al. Fractional Fourier transform-based unassisted tracking method for Global Navigation Satellite System signal carrier with high dynamics[J]. *Iet Radar Sonar & Navigation*, 2016, 10(3): 506-515.
- [12] LUO Y, ZHANG L, EL-SHEIMY N. An improved DE-KFL for BOC signal tracking assisted by FRFT in a highly dynamic environment[C]//IEEE Position, Location and Navigation Symposium. IEEE, 2018: 1525-1534.
- [13] LUO Y, ZHANG L, RUAN H. An acquisition algorithm based on FRFT for weak GNSS signals in a dynamic environment[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(6): 1212-1215.
- [14] TAO S, RAN T, RONG S R. A fast method for time delay, doppler shift and doppler rate estimation[C]//IEEE International Conference on Radar. IEEE, 2006: 1-4.
- [15] 吕远, 祝俊, 唐斌, 等. 基于 DPT 的非线性调频信号参数估计[J]. *电子测量与仪器学报*, 2009, 23(6): 63-67.
- LYU Y, ZHU J, TANG B, et al. Estimation of nonlinear FM signal parameter based on DPT[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2009, 23(6): 63-67.
- [16] PELEG S, FRIEDLANDER B. The discrete polynomial-phase transforms[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(8): 1901-1914.
- [17] PAN Y, ZHANG T, ZHANG G, et al. Analysis of an improved acquisition method for high-dynamic BOC signal[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2016, 27(6): 1158-1167.
- [18] STIRLING-GALLACHER R A, HULBERT A P, POVEY G J R. A fast acquisition technique for a direct sequence spread spectrum signal in the presence of a large doppler shift[C]//IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings. IEEE, 1996: 156-160.

[作者简介]



潘毅 (1988-), 男, 浙江温州人, 重庆邮电大学博士生, 主要研究方向为 BOC 信号捕获和跟踪技术等。

张天骐 (1971-), 男, 四川眉山人, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号的调制解调、盲处理、语音信号处理、神经网络实现及 FPGA、VLSI 实现。

张刚 (1976-), 男, 四川巴中人, 博士, 重庆邮电大学副教授, 主要研究方向为微弱信号检测和混沌保密通信。

马宝泽 (1990-), 男, 河北廊坊人, 重庆邮电大学博士生, 主要研究方向为盲信号分离和特征提取等。