

基于多相分解的BOC信号高效捕获算法

刘瀛翔, 谢郁辰, 唐小妹

(国防科技大学电子科学学院导航与时空技术工程研究中心, 湖南长沙 410073)

摘要: 为了更好地利用频率资源, 全球导航卫星系统的多种信号使用了二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)调制. 传统基于匹配滤波的BOC信号捕获算法为了防止相关峰中的零点降低检测概率, 需要采用较小的码相位搜索间隔, 这会大幅提升相关处理的计算复杂度. 针对该问题, 本文提出了基于多相分解的BOC信号高效捕获算法. 该算法对捕获中的相关累加进行多相分解, 通过基带数据重采样和选择特定码相位搜索间隔, 实现了不同搜索相位下相关值的高效复用. 对于北斗系统所采用的BOC(1,1)和BOC(14,2)调制, 为了达到相同的检测性能, 本文所提算法的计算复杂度仅约为传统算法的1/4和1/2, 这对卫星导航终端的小型化和低功耗设计具有重要意义.

关键词: 卫星导航; 二进制偏移载波信号; 信号捕获; 多相分解; 匹配滤波; 计算复杂度

基金项目: 国家自然科学基金(No.62003354); 区域创新发展联合基金(No.U20A0193)

中图分类号: TN967.1; TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2023)01-0001-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211625

An Efficient BOC Signal Acquisition Method Based on Polyphase Decomposition

LIU Ying-xiang, XIE Yu-chen, TANG Xiao-mei

(School of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: In order to make better use of frequency resources, binary offset carrier (BOC) modulation is used for various signals of the global navigation satellite system. Small code phase search interval is needed for traditional BOC signal acquisition algorithm based on matched filtering to avoid lower detection probability because of the zero points in the correlation peak, which will greatly increase the computational complexity of correlation processing. To solve this problem, an efficient BOC signal acquisition method based on polyphase decomposition is proposed in this paper. The correlation process is polyphase decomposed, and correlation value of different code phase could be reused by re-sampling the baseband data and selecting a specific search interval. For the BOC(1,1) and BOC(14,2) modulation used in BDS, the computational complexity of the proposed algorithm is only about 1/4 and 1/2 of that of the traditional algorithm to achieve the same detection performance, which is of great significance for the miniaturization and low-power design of satellite navigation terminals.

Key words: satellite navigation; BOC signal; signal acquisition; polyphase decomposition; matched filtering; computation complexity

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62003354); Regional Innovation and Development Joint Fund (No.U20A0193)

1 引言

为了更好地利用宝贵的频率资源, 全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)采用了多种参数的二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)调制技术. 相比传统导航信号所采用的二进制相

移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)调制技术, BOC调制技术在扩频码上增加了方波副载波调制, 将信号频谱搬移至中心频点的两侧, 实现了不同信号间的频谱分离^[1]. BOC调制在改善伪码跟踪精度、抗多径和抗干扰性能的同时, 也给信号的捕获和跟踪带来了诸多挑战.

信号捕获由相关、搜索、判决三个相互独立的环节所组成^[2]. 由于 BOC 信号具有比同码率 BPSK 信号更宽的频谱,且相关峰存在零点和旁瓣^[3],这导致 BOC 信号捕获算法在相关环节需要不同于 BPSK 信号的处理方法. 目前对 BOC 信号捕获算法的研究主要关注如何在相关环节降低计算复杂度和消除相关峰旁瓣.

从检测性能的角度,本地信号与接收信号一致的匹配滤波捕获算法无疑是最优的^[4]. 但 BOC 调制被展宽的信号频谱要求更高的基带数据速率,同时相关峰中的零点要求码相位搜索使用更小的码相位搜索间隔^[5],这两个因素导致 BOC 调制使用传统匹配滤波捕获算法时具有较高的计算复杂度. 为了降低 BOC 信号捕获的计算复杂度,文献[6,7]提出的 BPSK-like 算法将 BOC 信号的上下边带视作 BPSK 信号进行捕获,但由于仅使用了单个边带的信号能量,其检测性能存在较大的损失. 尤其是在弱信号条件下,需要大幅增加后积累次数才能实现与匹配滤波捕获相当的检测性能.

无模糊捕获算法是 BOC 信号捕获的另一研究热点,并且在这方面目前已取得了大量的研究成果^[8-21]. 这类算法均是通过提高码相位捕获结果的准确性来避免码跟踪环路出现错锁,但由于 BOC 信号无模糊捕获算法使用的本地信号与接收信号并不一致,这必然导致检测性能的下降. 更为严重的是,在抑制相关峰旁瓣之后,需要使用更小的码相位搜索间隔才能保证较高的检测性能. 因此为了防止 BOC 信号在跟踪阶段发生错锁,更优的策略是使用无模糊的跟踪算法,或者在捕获结束后的牵引阶段进行码相位的精细估计,而不是在捕获阶段以检测性能为代价来提高码相位的估计精度.

综上所述,目前 BOC 信号捕获需要解决的主要问题是,以较低的计算复杂度达到与传统匹配滤波捕获算法相当的检测性能. 为了解决该问题,本文提出了基于多相分解的 BOC 信号高效捕获算法. 该算法对捕获中的相关累加进行多相分解,通过基带数据重采样和选择特定码相位搜索间隔,实现不同搜索相位下多相分量相关值的高效复用. 相比传统匹配滤波捕获算法,本文所提算法能够在计算复杂度显著降低的情况下实现相当的检测性能,解决目前 BOC 信号捕获所面临的问题.

2 BOC 调制及其相关函数特性

BOC 调制是在扩频码 $c_n(t)$ 的基础上增加副载波 $c_s(t)$ 调制,其表达式为

$$c(t) = c_n(t) \operatorname{sgn}[\sin(2\pi f_{sc}t + \phi)] \triangleq c_n(t)c_s(t) \quad (1)$$

其中, $c_n(t)$ 和 $c_s(t)$ 的取值均为 $\{1, -1\}$, $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 表示取符号函数, f_{sc} 表示副载波速率, ϕ 表示副载波相位. 当 ϕ 等于 0° 和 90° 时,分别表示正弦和余弦相位的 BOC 调制. 如无特别说明,本文中的 BOC 均是指正弦相位的 BOC 调制.

BOC 调制副载波速率通常为扩频码速率的整数倍,将副载波速率 f_{sc} 为 $m \times 1.023$ Mcps,扩频码率 f_c 为 $n \times 1.023$ Mcps 的 BOC 调制简记为 BOC(m, n),并将 $q = m/n$ 的定义为 BOC 调制的阶数. 目前北斗系统使用的 BOC 调制包括 BOC(1,1) 和 BOC(14,2),这两种调制方式正好是典型的低阶和高阶 BOC 调制,因此本文将主要以这两种调制方式为例进行分析.

在有限带宽条件下,BOC 调制和 BPSK 调制的自相关函数的绝对值如图 1 所示.

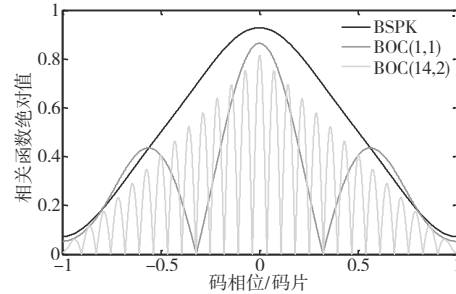


图1 BPSK, BOC(1,1)和 BOC(14,2)信号在主瓣带宽下自相关函数的绝对值

由图 1 可见,不同于 BPSK 信号三角形的相关函数,BOC 信号的自相关函数包含多个零点. 这使得 BOC 信号捕获时需要使用更小的码相位搜索间隔,以避免相关峰零点所导致的漏检.

3 BOC 信号的匹配滤波捕获算法

3.1 判决检测量

假设接收到的 BOC 信号 $s(t)$ 的表达式为

$$s(t) = \sqrt{2C} d(t - \tau_0) c(t - \tau_0) \times \cos[2\pi(f_0 + f_d)t + \theta_0] + n(t) \quad (2)$$

其中, C 表示信号功率, $d(t)$ 表示电文符号, $c(t)$ 表示测距码, τ_0 表示传输延迟, f_0 表示标称的射频频率, f_d 表示多普勒频率, θ_0 表示载波初相, $n(t)$ 表示噪声.

经过数字采样和正交下变频后的基带复信号 $s[k]$ 为

$$s[k] = \sqrt{2C} d(kT_s - \tau_0) c(kT_s - \tau_0) \times e^{j(2\pi f_s k T_s + \theta_0)} + n[k] \quad (3)$$

其中, $T_s = 1/f_s$ 表示基带数据的采样周期, $n[k]$ 表示基带复信号中的噪声分量.

信号捕获是典型的二元假设检验问题,其最大似然比检验准则下的最优检测量为

$$T_G(s) = \max_{d(t), \tau_0, f_d} \left| \sum_{k=0}^{TT_s-1} \left\{ s[k] d(kT_s - \tau_0) \times \right. \right. \\ \left. \left. c(kT_s - \tau_0) e^{-j2\pi f_d k T_s} \right\} \right|^2 \quad (4)$$

其中, T 表示总的积分时间.

很显然,由于需要遍历所有可能的码相位延迟、多普勒频率和电文符号,最优检测量是无法实现的.在实际接收机中,通常是将整个时频不确定范围按一定的间隔分为若干搜索方格,并采用分段相干和包络累加来代替长时间的相干积累,检测量的具体表达式如式(5)所示

$$T_M(s) = \max_{u,v} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \sum_{k=lT_s/T_s}^{(l+1)T_s/T_s-1} \left\{ s[k+u\tau_\Delta] \times \right. \right. \\ \left. \left. c(kT_s) e^{-j2\pi v f_\Delta k T_s} \right\} \right|^2 \quad (5)$$

其中, T_i 表示相干积分时间, L 表示后积累次数, τ_Δ 是以采样周期 T_s 为单位的码相位搜索间隔, f_Δ 为多普勒频率搜索间隔.

为了保证符号周期内不存在符号翻转,上述检测量采用移动基带数据 $s[k]$ 的方式实现码相位的搜索.由于使用的本地信号与接收信号一致,因此将其称为匹配滤波捕获算法.为了表述简洁,下文将其称为匹配滤波捕获(Matched Filtering Acquisition, MFA)算法.

3.2 码相位搜索间隔

BOC 信号相关峰中包含多个零点,为了避免相关峰零点导致的漏检,需要更小的码相位搜索间隔.下面分析码相位搜索间隔对 BOC 信号 MFA 算法性能的影响.

易知, MFA 算法单次后积累相关值的信噪比 R_{SN} 为

$$R_{SN} = \eta_{rt} C/N_0 T_i R^2(\tau_e) \text{sinc}^2(\pi f_e T_i) \\ \triangleq \eta_b \eta_c \eta_f R_{SN}^0 \quad (6)$$

其中, C/N_0 表示输入信号的载噪比, $R(\cdot)$ 表示 BOC 信号的自相关函数, τ_e 和 f_e 分别表示码相位和多普勒频率偏差, $R_{SN}^0 = C/N_0 T_i$ 表示相干积分时间为 T_i 时无损耗情况下的信噪比, η_c 表示码相位偏差损耗, η_f 表示多普勒偏差损耗, η_b 表示带限滤波损耗,其与 BOC 信号功率谱 $G(f)$ 及滤波器带宽 β 之间的关系为

$$\eta_b = \int_{-\beta/2}^{+\beta/2} G(f) df \quad (7)$$

由上式可知,当码相位偏差 τ_e 接近相关函数中的零点时,相关值信噪比会急剧恶化.为了衡量码相位搜索间隔对 BOC 信号 MFA 算法的影响,定义最大码相位偏差损耗 L ,其表达式为

$$L = \max_{-\tau_\Delta/2 \leq \tau_e \leq \tau_\Delta/2} \left\{ \min_{k \in N} \frac{1}{R^2(\tau_e + k\tau_\Delta T_s)} \right\} \quad (8)$$

根据上述定义,可以得到 MFA 算法使用不同码相位搜索间隔所对应的最大码相位偏差损耗,具体如图 2 所示.

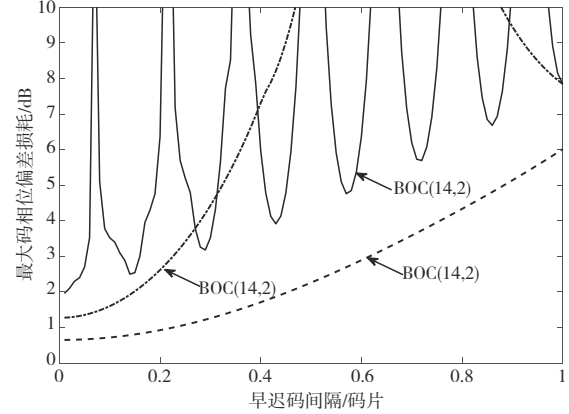


图 2 BPSK, BOC(1,1)和 BOC(14,2)信号使用 MFA 算法不同码相位搜索间隔所对应的最大码相位偏差损耗

由图 2 可知,如果要求码相位偏差最大损耗不超过 2 dB, BPSK 信号的码相位搜索间隔不得小于约 0.45 个码片,而 BOC(1,1)和 BOC(14,2)信号的码相位搜索间隔则必须不小于 0.15 和 0.02 个码片.根据上述分析,为了减小码相位偏差损耗,BOC 信号 MFA 算法需要使用较小的码相位搜索间隔,但这必然会导致相关处理的计算复杂度成比例地提高.这也是 BOC 信号 MFA 算法所面临的主要问题.

4 基于多相分解的高效捕获算法

为了解决 BOC 信号 MFA 算法检测性能与计算复杂度难以兼顾的问题,论文提出了基于多相分解的高效捕获算法,简称为多相分解捕获(Polyphase Decomposition Acquisition, PDA)算法.下面首先介绍 PDA 算法的原理,然后以 BOC(1,1)为例给出其实现方法,最后分析比较 PDA 算法的性能.

4.1 算法原理

为了便于相关处理的多相分解, PDA 算法首先通过重采样改变 BOC(m, n)基带复信号的采样率,且采样后基带数据 $s[k]$ 的采样率 $f'_s = 1/T'_s = 4m \times 1.023$ MHz,此时每个扩频码片内包含固定的 $P = 4m/n = 4q$ 个采样点.

假设码相位搜索间隔为 $\tau_\Delta T'_s$, 定义搜索方格 (u, v, i) (其中 $0 \leq i\tau_\Delta < P$) 对应的基带数据偏移点数为 $uP + i\tau_\Delta$, 多普勒频率为 $v f'_\Delta$, 则该搜索方格单次后积累的相关值 $z_{u,v}[i]$ 的表达式为

$$z_{u,v}[i] = \sum_{k=0}^{PK-1} s[k+uP+i\tau_\Delta] c(kT'_s) e^{-j2\pi v f'_\Delta k T'_s} \\ \triangleq \sum_{k=0}^{PK-1} s'_v[k+uP+i\tau_\Delta] c(kT'_s) \quad (9)$$

其中, PK 表示相干积分的数据点数, $s'_v[k]$ 表示相位旋转后的基带数据.

很显然, 当 $0 \leq p < P$ 时, 本地码可表示为

$$c(kPT'_s + pT'_s) = g[p]c_n[k] \quad (10)$$

其中, $c_n[k]$ 表示扩频码 c_n 的第 k 个码片, $g[p]$ 表示符号位, 具体取值如下

$$g[p] = \begin{cases} 1, & \text{mod}(p, 4) = 0, 1 \\ -1, & \text{mod}(p, 4) = 2, 3 \end{cases} \quad (11)$$

利用上述关系, 通过对数据 $s'_v[k]$ 进行 P 倍抽取的多相分解, 可以将相关值 $z_{u,v}[0]$ 表示为多相分量之和, 具体为

$$\begin{aligned} z_{u,v}[0] &= \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{k=0}^{K-1} s'_v[kP + uP + p] c(kPT'_s + pT'_s) \\ &= \sum_{p=0}^{P-1} g[p] \sum_{k=0}^{K-1} s'_v[kP + uP + p] c_n[k] \\ &\triangleq \sum_{p=0}^{P-1} g[p] w_{u,v}[p] \end{aligned} \quad (12)$$

上式中的 $w_{u,v}[p]$ 定义为搜索方格 $(u, v, 0)$ 相位为 p 的多相分量相关值.

当 $0 \leq i\tau_\Delta < P$ 时, 搜索方格 (u, v, i) 的相关值 $z_{u,v}[i]$ 可表示为

$$\begin{aligned} z_{u,v}[i] &= \sum_{p=0}^{P-1} g[p] \sum_{k=0}^{K-1} s'_v[kP + uP + p + i\tau_\Delta] c_n[k] \\ &= \sum_{p=i\tau_\Delta}^{P-1} \left\{ g[p - i\tau_\Delta] \times \sum_{k=0}^{K-1} s'_v[kP + uP + p] c_n[k] \right\} \\ &\quad + \sum_{p=0}^{i\tau_\Delta-1} \left\{ g[p - i\tau_\Delta] \times \sum_{k=0}^{K-1} s'_v[kP + (u+1)P + p] c_n[k] \right\} \\ &= \sum_{p=i\tau_\Delta}^{P-1} g[p - i\tau_\Delta] w_{u,v}[p] \\ &\quad + \sum_{p=0}^{i\tau_\Delta-1} g[p - i\tau_\Delta] w_{u+1,v}[p] \end{aligned} \quad (13)$$

由上式可知, 搜索方格 (u, v, i) 的相关值 $z_{u,v}[i]$ 由搜索方格 $(u, v, 0)$ 相位为 $i\tau_\Delta \leq p < P$ 的多相分量相关值 $w_{u,v}[p]$ 和搜索方格 $(u+1, v, 0)$ 相位为 $0 \leq p < i\tau_\Delta$ 的多相分量相关值 $w_{u+1,v}[p]$ 所组成. 因此在计算得到搜索方格 $(u, v, 0)$ 和 $(u+1, v, 0)$ 所有多相分量相关值的情况下, 就可以直接得到搜索方格 $(u, v, 0) \sim (u, v, P-1)$ 的相关值. 这就意味着只要码相位搜索间隔为 T'_s 的整数倍, PDA 算法不会因码相位搜索间隔的减小而导致计算复杂度的提升, 因此从减小码相位偏差损耗的角度出发, PDA 算法的码相位搜索间隔应选为 T'_s , 即 $\tau_\Delta = 1$.

4.2 实现方法

下面以 BOC(1,1) 信号的捕获为例, 介绍多相分量相关值以及基于多相分量相关值计算搜索方格相关值的实现方法.

对于 BOC(1,1) 信号, PDA 算法首先通过重采样将基带数据速率转换成 4×1.023 MHz, 然后根据多普勒频率搜索方格进行相位旋转, 对相位旋转后的数据按照 4 倍抽取的方式进行多项分解, 最后将每路数据直接与扩频码进行相关累加, 得到不同搜索码相位的 4 路多相分量相关值, 具体实现如图 3 所示.

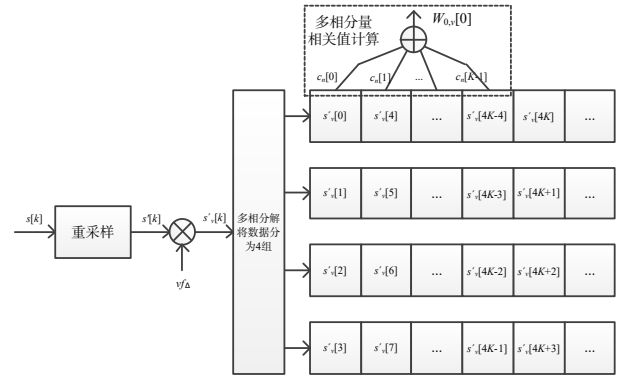


图3 BOC(1,1)信号计算不同搜索码相位多相分量相关值的实现框图

为了简洁, 图 3 省略了其他多相分量相关值的计算模块. 在得到多相分量相关值 $w_{u,v}[p]$ 的基础上, 通过简单的求和即可得到每个搜索方格的相关值 $z_{u,v}[p]$, 具体如图 4 所示.

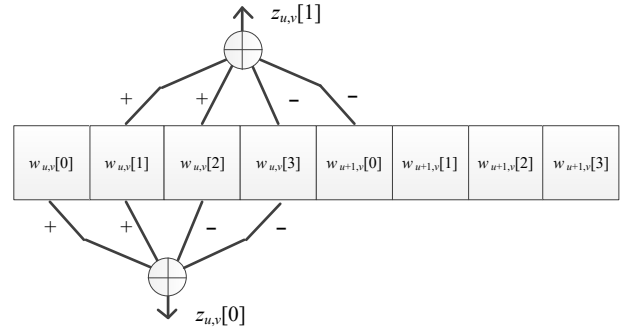


图4 BOC(1,1)信号根据多相分量相关值计算搜索方格相关值的实现框图

以上对 PDA 算法实现过程的描述是以时频串行搜索为例, 但 PDA 算法很显然可应用在时域或频域并行搜索算法中, 以提高信号捕获搜索环节的计算效率.

5 性能分析

捕获算法的性能通常从检测性能和计算复杂度这两方面进行评估. 根据第 4 节的介绍可知, PDA 算法的相关处理部分与 MFA 算法是完全等价的, 主要差异在

于前者在相关处理前需要对基带数据进行重采样. 因此通过单独分析重采样引入的信噪比损耗, 即可根据相同捕获参数的 MFA 算法估计出 PDA 算法的检测性能. 由于 PDA 算法和 MFA 算法在计算复杂度方面存在较大差异, 仅仅分析捕获算法的检测性能而不考虑其计算复杂度, 无法真实反映算法的捕获性能. 为此, 本节将首先分析 PDA 算法中重采样所引入的信噪比损耗, 然后通过引入单位计算复杂度下的检测性能, 证明 PDA 算法相比 MFA 算法在计算复杂度方面的优势.

5.1 非理想重采样引入的信噪比损耗

对于 $BOC(m, n)$ 信号, PDA 算法要求相关累加计算时的基带数据速率 f_s' 为 $4m \times 1.023$ MHz, 但实际接收机的采样率 f_s 无法满足这一要求, 因此必须对输入数据进行重采样. 当 $f_s > f_s'$ 时, 在对基带数据进行低通滤波后即可进行抽取; 而当 $f_s < f_s'$ 时, 需要首先对基带数据作 2 倍补零插值, 然后再进行低通滤波和抽取. 由于 f_s 和 f_s' 之间并非简单的整数倍关系, 因此重采样使用基于 NCO (Numerically Controlled Oscillator) 的方式来实现. 重采样的具体实现如图 5 所示.

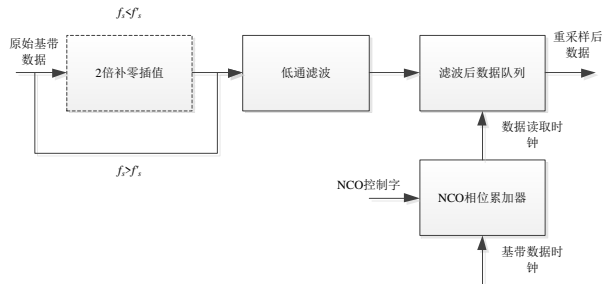


图5 基于 NCO 的重采样实现框图

理想重采样过程只存在低通滤波导致的能量损耗, 但是基于 NCO 的重采样过程除了该部分损耗以外, 还包括非理想重采样引入的信噪比损耗. 参考式 (6) 给出的 MFA 算法检波输入信噪比 R_{SN}^M 与无损耗情况下信噪比 R_{SN}^0 之间的关系:

$$R_{SN}^M = \eta_b \eta_c \eta_f R_{SN}^0 \quad (14)$$

可以将 PDA 算法检波输入信噪比 R_{SN}^M 表示为

$$R_{SN}^P = \eta_r \eta_b^0 \eta_c^0 \eta_f R_{SN}^0 \quad (15)$$

其中, η_r 表示非理想重采样引入的信噪比损耗, η_b^0 和 η_c^0 均为重采样后的信噪比损耗系数, 可根据式 (6) 和 (7) 计算得到. 由于 PDA 算法非理想重采样引入的信噪比损耗 η_r 难以通过理论分析得到, 下面通过数值仿真的方式给出具体的结果.

在进行数值仿真时, 首先按照表 1 所示的信号参数生成特定采样率 f_s 下的基带复信号, 然后按照 $\pm(f_{sc} +$

$f_c)$ 的通带范围对生成信号进行频域低通滤波. 对低通滤波后的基带复信号采用直接相关和重采样后相关两种方法进行 1 ms 的相关累加, 并使用 100 次仿真得到的相关值估计信噪比, 最后根据信噪比差异得到不同 f_s 下非理想重采样的信噪比损耗.

表 1 非理想重采样信噪比损耗数值仿真的具体参数

仿真条件	仿真参数
基带信号采样率	BOC(1,1): 4~10 MHz
	BOC(14,2): 32~64 MHz
	BOC(10,5): 30~60 MHz
	BOC(15,2.5): 35~70 MHz
信号载噪比	40 dBHz
载波残留频率	100 KHz
多普勒频率	0 Hz
扩频码序列	随机生成序列

数值仿真的具体流程如图 6 所示.

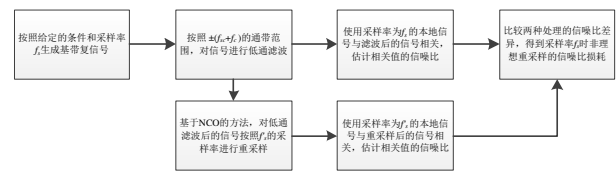


图6 非理想重采样信噪比损耗数值仿真流程图

除了北斗系统所使用的 BOC(1, 1) 和 BOC(14, 2) 以外, 目前卫星导航系统使用的 BOC 调制技术还包括 BOC(10, 5) 和 BOC(15, 2.5). 这四种 BOC 调制非理想重采样引入的信噪比损耗仿真结果如图 7 和图 8 所示.

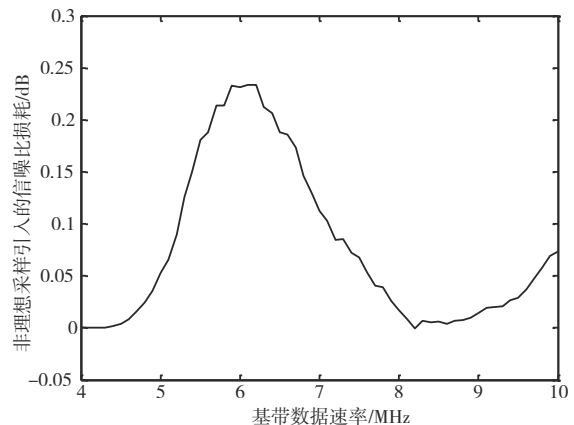


图7 BOC(1,1)非理想重采样引入的信噪比损耗

根据上述仿真结果可知, 基于 NCO 的非理想重采样引入的最大信噪比损耗在 0.3 dB 左右, 几乎可以忽略. 这就意味着在码相位搜索间隔相同的情况下, PDA 算法的检测性能与 MFA 算法几乎一致.

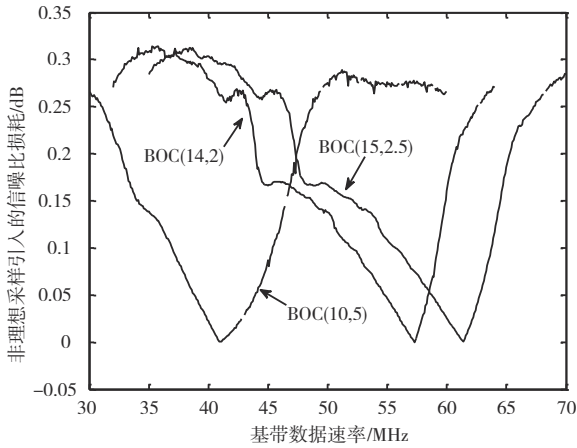


图8 BOC(14,2)/BOC(10,5)/BOC(15,2.5)非理想重采样引入的信噪比损耗

5.2 单位计算复杂度下的检测性能

捕获算法的检测性能与计算复杂度密切相关. 易知, 计算复杂度与基带数据速率成正比, 与码相位搜索间隔成反比. 但由于基带数据速率和码相位搜索间隔对各种捕获算法的影响是不同的, 为了能够比较相同计算复杂度下不同捕获算法的检测性能, 下面引入单位计算复杂度下的检测性能^[2].

对于码率为 $n \times 1.023$ Mcps 的信号, 定义基带数据速率为 1.023 MHz、码相位搜索间隔为 1 个码片以及后积累次数均为 1 时, 计算所有码相位搜索方格所对应的计算复杂度为单位计算复杂度 O_u . 由于本文在分析基带数据速率和码相位搜索间隔的影响时, 是以相同的相干积分时间和多普勒频率偏差为前提, 因此在定义单位计算复杂度时, 并未将这两个参数作为变量.

假设不同基带数据速率和码相位搜索间隔的两种捕获算法, 进行单次后积累所对应的计算复杂度分别为 $K_1 O_u$ 和 $K_2 O_u$. 那么当这两种算法分别进行 K_2 和 K_1 次后积累时, 其计算复杂度均为 $K_1 K_2 O_u$, 此时即可在相同计算复杂度下比较两者的检测性能. 基于上述事实, 考虑到等效理想检测能力因子与后积累次数之间存在简单的线性关系^[22], 可以引入单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子来比较不同捕获算法的检测性能: 假设某捕获算法进行单次后积累的计算复杂度为 $K O_u$, 对应的等效理想检测能力因子为 D , 那么该算法在单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子为 D/K . 很显然, 在相同计算复杂度的约束下, 具有更大 D/K 值的捕获算法具有更优的检测性能.

以包络检波为例, 等效理想检测能力因子与检波输入信噪比 R_{SN} 之间的关系为^[22]

$$D = \frac{R_{SN}}{1 + 2.3/R_{SN}} \quad (16)$$

基于上述定义, 下面比较不同基带数据速率和码相位搜索间隔取值时 PDA 算法和 MFA 算法的捕获性能. 对于 BOC(m, n) 信号, PDA 算法参数相对固定, 重采样后的基带数据速率为 $4m \times 1.023$ MHz, 码相位搜索间隔为 $n/(4m)$ 码片; 而 MFA 算法参数可选范围较大, 其基带数据速率只需满足 Nyquist 采样定理, 码相位搜索间隔则可选为整数采样点. 表 2 是两种算法单次后积累的计算复杂度与基带数据速率以及码相位搜索间隔之间的关系:

表2 PDA 算法和 MFA 算法单次后积累的计算复杂度

	PDA 算法	MFA 算法
基带数据速率/1.023 MHz	$4m$	$2\alpha(m+n)$
码相位搜索间隔/码片	$\frac{n}{4m}$	$\frac{n\beta}{2\alpha(m+n)}$
单次后积累计算复杂度/ O_u	$4m$	$\frac{[2\alpha(m+n)]^2}{n\beta}$

表 2 中, α 表示基带数据速率的比例系数, β 表示码相位搜索间隔对应的采样点个数.

根据上表中给出的计算复杂度, 可以得到 PDA 算法和 MFA 算法在单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子 D_u^P 和 D_u^M , 具体如下

$$D_u^P = \frac{1}{4m} \times \frac{\eta_r \eta_b \eta_c \eta_f R_{SN}^0}{1 + \frac{2.3}{\eta_r \eta_b \eta_c \eta_f R_{SN}^0}} \quad (17)$$

$$D_u^M = \frac{n\beta}{[2\alpha(m+n)]^2} \times \frac{\eta_b \eta_c \eta_f R_{SN}^0}{1 + \frac{2.3}{\eta_b \eta_c \eta_f R_{SN}^0}} \quad (18)$$

假设不考虑多普勒频率偏差损耗 ($\eta_f = 1$), 根据前面给出的非理想重采样损耗 η_r 、带限滤波损耗 η_b 和码相位偏差损耗 η_c , 可以得到典型条件下 ($R_{SN}^0 = 10$, 载噪比 40 dBHz, 相干积分时间 1 ms) 两种捕获算法单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子, 具体如图 9~图 12 所示.

由于 BOC(14, 2) 相关峰中零点较多, 码相位搜索间隔选择的采样点数对 MFA 算法影响较大, 因此图 12 中仅给不同基带数据速率下选择最优搜索间隔所对应的等效理想检测能力因子. 从图 9~图 12 看出, 由于不同基带数据速率的非理想重采样损耗差别较小, 因此 PDA 算法单位计算复杂度的等效理想检测能力因子基本不变; 而随着基带数据速率的增加, MFA 算法单位计算复杂度的等效理想检测能力因子逐渐减小. 对于 BOC(14, 2) 调制, PDA 算法单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子约为 MFA 算法的 2 倍以上, 而对于调制 BOC(1, 1) 则可达 4 倍以上. 这意味着为了达到相同的检测能力, PDA 算法捕获 BOC(14, 2) 和 BOC(1, 1) 信号所需的计算复杂度约为 MFA 算法的 1/2 和 1/4.

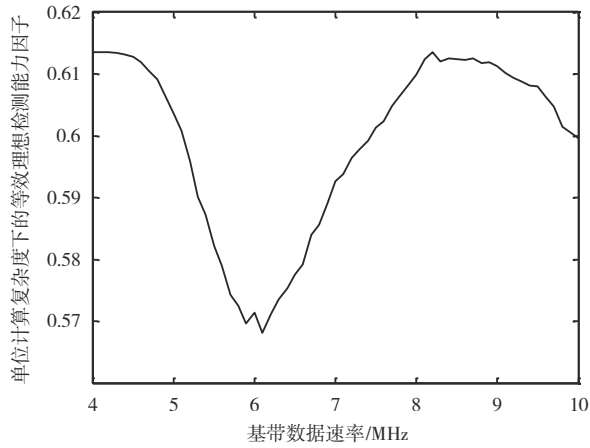


图9 BOC(1,1) PDA算法单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子

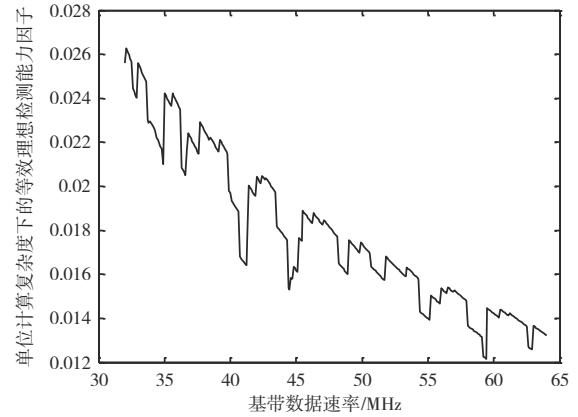


图12 BOC(14,2) MFA算法单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子

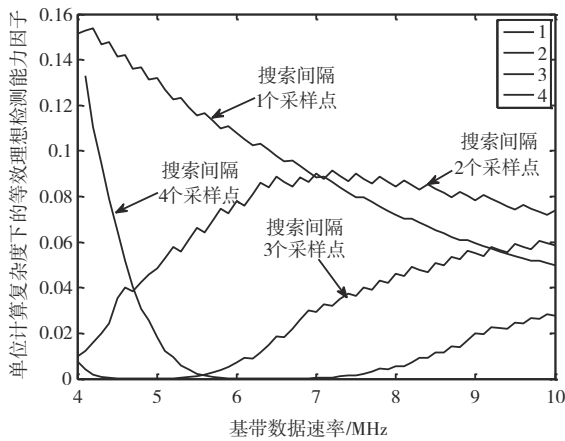


图10 BOC(1,1) MFA算法单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子

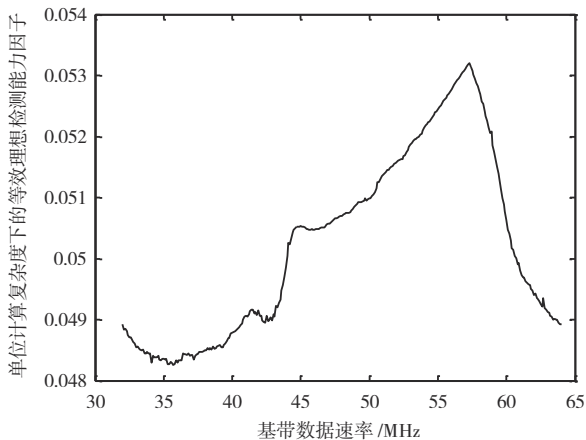


图11 BOC(14,2) PDA算法单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子

6 算法验证

下面使用模拟器信号对算法的正确性以及计算复杂度方面的优势进行验证. 在验证实验中, 首先使用本单位自研导航模拟器播发北斗系统的B1C和B1A信号, 然后使用聚星仪器公司基于NI PXI平台研制的VISN-7677信号采集仪对导航信号进行采集(验证实验的信号采集环境如图13所示), 最后编写PDA和MFA算法的matlab代码对采集的中频数据进行离线分析, 统计这两种算法的检测概率和运行时间.



图13 验证实验的信号采集环境

验证实验的具体参数如表3所示.

使用matlab程序统计两种算法检测概率和运行时间的处理过程如图14所示.

上图中信号参数正确指本地信号与接收信号间不存在多普勒频率, 且码相位偏差不大于码相位搜索间隔设定值所对应的最大码相位偏差. 为了准确比较PDA算法和MFA算法的性能, 使用不同数据段进行1000次独立处理, 且仅统计虚线框部分处理的运行时间. 由于原始采样率的限制, 仅对特定的基带数据速率进行验证, 具体的实测结果如表4所示.

表3 验证实验的具体参数

实验条件	实验参数
导航信号	B1C 数据分量 BOC(1,1)调制
	B1A 数据分量 BOC(14,2)调制
原始数据采样率	125 MSps
Matlab 程序运行环境	Intel(R) Xeon(R) Gold 5218 CPU@2.3 GHz (双核),64 GB 内存
输入信号载噪比	40 dBH
相干积分时间	1 ms
后积累次数	4
码相位搜索范围	1 ms
多普勒搜索方格数	1

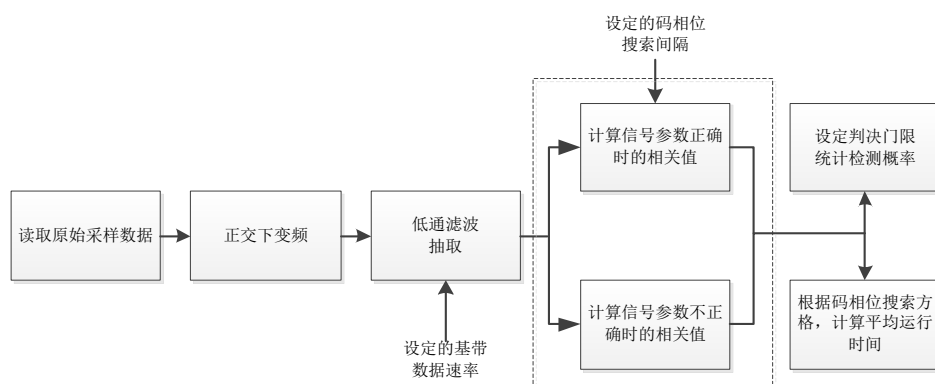


图14 使用matab程序统计两种算法检测概率和运行时间的处理过程框图

表4 PDA算法和MFA算法单次后积累的计算复杂度

	BOC(1,1)调制		BOC(14,2)调制	
	PDA算法	MFA算法	PDA算法	MFA算法
基带数据速率	5 Msps		31.25 Msps	
码相位搜索间隔	1/4 码片	1 个采样点	1/28 码片	9 个采样点
码相位搜索方格数	4 092	5 000	57 288	10 416
检测概率(虚警概率1%)	95.9%	98.1%	95.0%	63.7%
等效理想检测能力因子	11.2	14	10.8	5.2
所有搜索方格运行时间	1.16 s	7.02 s	32.48 s	30.08 s
单位计算复杂度下等效理想检测能力因子比值(PDA/MFA)	4.83		1.92	

由上表可见,对于BOC(1,1)调制,PDA算法的检测概率比MFA算法略低,但PDA算法的运行时间仅为后者的约16.6%,最终单位计算复杂度下的等效理想检测能力因子为后者的4.83倍;对于BOC(14,2)调制,当基带数据速率为31.25 Msps时,MFA算法的最优码相位搜索间隔为9个码片,虽然运行时间略低于PDA算法,但由于码相位偏差导致的损耗较大,因此PDA算法单位计算复杂度下等效理想检测能力因子仍明显优于MFA算法.两种BOC调制类型的试验结果与前面的分析结论是一致的,证明了PDA算法在计算复杂度方面相比MFA算法的明显优势.

7 结论

针对传统基于匹配滤波的BOC信号捕获算法为避免相关峰零点需采用较小码相位搜索间隔,从而导致相关处理计算复杂度大幅提升的问题,本文提出了基于多相分解的BOC信号高效捕获算法.该算法对相关累加处理进行多相分解,通过基带数据重采样和选择特定码相位搜索间隔,实现了不同搜索相位下多相分量相关值的高效复用.对于北斗系统所采用的BOC(1,1)和BOC(14,2)调制,为了达到相同的检测性能,本文所提算法的计算复杂度仅约为传统算法的1/4和1/2,这对卫星导航终端设计具有重要意义.

参考文献

- [1] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radio-navigation[J]. *Navigation*, 2001, 48(4): 227-246.
- [2] 刘瀛翔. 现代化导航信号高精度建模与接收技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2014.
- [3] SOUSA F M G, NUNES F D. New expressions for the autocorrelation function of BOC GNSS signals[J]. *Navigation*, 2013, 60(1): 1-9.
- [4] KAY STEVEN M. 统计信号处理基础: 估计与检测理论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.
- [5] WEILER R M, BLUNT P, HODGART S, et al. The effect of cosine phased BOC modulation on the GNSS receiver search process[J]. *Journal of Navigation*, 2008, 61(4): 591-611.
- [6] FISHMAN P M, BETZ J W. Predicting performance of direct acquisition for the M-code signal[C]//*Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation*. Anaheim: Institute of Navigation, 2000: 574-582.
- [7] BURIANA, LOHAN E S, RENFORS M. BPSK-like methods for hybrid-search acquisition of Galileo signals[C]//*IEEE International Conference on Communications*. Piscataway: IEEE, 2006: 5211-5216.
- [8] BENEDETTO F, GIUNTA G, LOHAN E S, et al. A fast unambiguous acquisition algorithm for BOC-modulated signals[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 62(3): 1350-1355.
- [9] 孙希延, 郝放, 纪元法, 等. 基于相关移位 BOC(n,n) 无模糊度捕获算法[J]. *北京理工大学学报*, 2020, 40(3): 298-304.
- SUN X Y, HAO F, JI Y F, et al. An unambiguous acquisition algorithm based on correlation shift for BsOC(n,n)[J]. *Transactions of Beijing institute of Technology*, 2020, 40(3): 298-304. (in Chinese)
- [10] JI Yuan-fa, CHEN Xiao-qian, FU Qiang, et al. Reconstruction of sub cross-correlation cancellation technique for unambiguous acquisition of BOC (kn, n) signals[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2019, 30(5): 852-860.
- [11] LIU Zhi-jun, LI Bai-yu, ZHU Xiang-wei, et al. Delayed sampling technique for high-order BOC signals acquisition[J]. *Electronics Letters*, 2019, 55(5): 280-281.
- [12] 王剑, 戚涵天, 刘瑞华. 一种适用于 BOC(m,n) 的无模糊捕获算法[J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(8): 1829-1837.
- WANG Jian, QI Hantian, LIU Ruihua. Unambiguous acquisition scheme for BOC(m, n) signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(8): 1829-1837. (in Chinese)
- [13] 李琳, 谭述森, 陈向东. 基于时延二维估计的 BOC 调制信号捕获方法[J]. *电子学报*, 2017, 45(7): 1792-1800.
- LI Lin, TAN Shu-sen, CHEN Xiang-dong. An acquisition methods based on two-dimensional time delay evaluation for binary offset carrier modulated signals[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(7): 1792-1800. (in Chinese)
- [14] 张天骐, 江晓磊, 赵军桃, 等. 二进制偏移载波及其衍生信号的通用无模糊捕获算法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(2): 451-458.
- ZHANG Tian-qi, JIANG Xiao-lei, ZHAO Jun-tao, et al. Unambiguous general acquisition for binary offset carrier and its derivative signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(2): 451-458. (in Chinese)
- [15] 沈峰, 徐广辉, 冯海玉, 等. 基于合成相关函数的 sin-BOC/MBOC 无模糊捕获方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2015, 39(9): 1980-1986.
- SHENG Feng, XU Guang-hui, FENG Hai-yu, et al. Synthesized correlation function based unambiguous acquisition technique for sin-BOC/MBOC modulated signals[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 39(9): 1980-1986. (in Chinese)
- [16] 张天骐, 张亚娟, 吴旺军, 等. 基于改进 Rake 模型的多径 BOC 信号精确捕获方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2015, 37(3): 492-497.
- ZHANG Tian-qi, ZHANG Ya-juan, WU Wang-jun, et al. Accurate acquisition method of multipath BOC signals based on improved Rake model[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2015, 37(3): 492-497. (in Chinese)
- [17] 朱银兵, 李豹, 刘睿. BOC 信号改进码相位捕获算法研究[J]. *武汉大学学报(信息科学版)*, 2015, 3: 406-411.
- ZHU Yinbing, LI Bao, LIU Rui. An improved code phase acquisition algorithm for BOC signal[J]. *Geomatics and Information Science of Wuhan University*, 2015, 3: 406-411. (in Chinese)
- [18] KIM B, KONG S H. Two-dimensional compressed correlator for fast acquisition of BOC(m, n) signals[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 63(6): 2662-2672.
- [19] BENEDETTO F, GIUNTA G, LOHAN E S, et al. A fast unambiguous acquisition algorithm for BOC-modulated signals[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 62(3): 1350-1355.
- [20] YAO Zheng, LU Ming-quan, FENG Zheng-ming, et al.

Unambiguous sine-phased binary offset carrier modulated signal acquisition technique[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2): 577-580.

- [21] JULIEN O, MACABIAU C, CANNON M E, et al. AS-PeCT: Unambiguous sine-BOC (n, n) acquisition/tracking technique for navigation applications[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(1): 150-162.

- [22] 王飞雪. 直接序列扩频信号的全数字式快速捕获[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 1998.

作者简介



刘瀛翔 男, 1986年9月出生于江苏省盐城市. 现为国防科技大学电子科学学院导航与时空技术工程研究中心讲师.
E-mail: inshine1986@126.com



谢郁辰 男, 1993年1月出生于福建省龙岩市, 现为国防科技大学电子科学学院讲师.
E-mail: oloen_x@163.com



唐小妹 女, 1982年11月出生于江苏省海安市. 现为国防科技大学电子科学学院导航与时空技术工程研究中心研究员.
E-mail: txm_nnc@126.com