

一种抑制 BOC 调制信号副峰的移动相关函数捕获算法

刘芳¹ 冯永新² 张欣欣³ 黄硕辉⁴

(沈阳理工大学通信与网络工程中心, 沈阳, 110159)

摘要: 随着扩频技术的发展, 为提高应用系统的信号质量、减小同频信号的互扰、增加保密性及抗干扰性, 出现了二进制偏移载波(Binary offset carrier, BOC)调制技术。针对 BOC 调制技术而引发的信号相关多峰、判别模糊等现象, 进行副峰抑制关键技术研究, 并考虑现有捕获方法存在的局限和不足, 提出了一种移动相关函数捕获算法。通过相关函数的有机移动来构造具有单峰特性的相关函数, 从而达到抑制副峰的目的。理论与仿真结果表明, 新算法能够有效地抑制副峰, 而且能够适应更低的信噪比条件, 在捕获性能及副峰抑制能力方面, 新算法优于现有的算法。本文方法可以为扩频信号的高效同步及系统应用提供理论基础和技术借鉴。

关键词: 卫星导航; 同步; 二进制偏移载波; 捕获

中图分类号: TN927.2 **文献标志码:** A

Moving Correlation Function Acquisition Algorithm with Inhibition Side Peak for BOC Signals

Liu Fang¹, Feng Yongxin², Zhang Xinxin³, Huang Shuohui⁴

(Communication and Network Institution, Shenyang Ligong University, Shenyang, 110159, China)

Abstract: With the development of spread spectrum technology, the binary offset carrier (BOC) modulation technology is utilized to improve the signal quality of the application system, reduce the signal mutual interference of the same frequency, and improve the security and anti-jamming. The key technology of side peak inhibition is studied, as the special and unique signal characteristics of correlation multi-peak and ambiguity discrimination caused by the new applied BOC modulation technology. Thus a moving correlation function acquisition algorithm is proposed, considering the limitation and deficiency of the existing acquisition methods. In the algorithm, the single peak correlation function is structured by moving correlation results to inhibit side peaks. Theoretical and simulation results demonstrate that the new algorithm can inhibit side peaks in the acquisition process, and it can adapt to lower SNR. In addition, this algorithm is better than the traditional algorithms in acquisition performance and inhibition side peak ability. The research provides the technical foundation to the efficient spread spectrum signal synchronization and system application.

Key words: satellite navigation; synchronization; binary offset carrier (BOC); acquisition

引言

扩频通信凭借其在保密、抗噪、隐蔽和抗干扰等方面具有的不可比拟的优势,已广泛应用于军民各领域,尤其是全球导航卫星系统(Global navigation satellite system, GNSS)^[1]。扩频通信系统利用扩频函数将待发送信息进行频谱扩展,在接收端通过解扩还原信息,大大提高了抗干扰容限。对于 GNSS 接收端而言,为了实现数据信息的正确及高效接收,其同步捕获^[2-3]成为了研究的关键。然而,为更好地提高 GNSS 的通信质量,减小同频信号互扰、增加信号保密性以及提高抗干扰能力,GNSS 信号的调制方式在常规基础上,新增了二进制偏移载波(Binary offset carrier, BOC)^[4-5]调制技术。BOC 调制技术凭借其独有的频谱分裂特性,使其既能充分利用频段资源,又能提高信号的保密性,而且由于主峰斜率较大,可得到比 PSK 信号更好的定位精度,因此在 GNSS 中得到了广泛的应用。然而在 GNSS 中,同步精度与信号自相关函数存在密切关系,只有中心最大主峰才与相关函数对应,由于 BOC 调制信号的自相关函数由一个主峰和多个副峰组成,而且具有主副峰间距小、主副峰值比小等特性,因此,捕获过程中极易发生粗捕副峰的问题,而且一旦发生错捕,对于高精度的 GNSS 而言将出现严重的定位误差,这对于实时性、精度性等要求很高的 GNSS 来说无法接受。

针对此问题,高效捕获技术的研究引起了国内外相关领域的重视,并出现了大量的 BOC 信号捕获方法^[6-10],大多是从提高相关度、去除副载波影响和频谱处理等角度出发来达到提取主峰、抑制副峰的目的。目前,较为有效地抑制副峰影响的方法主要可以归纳为:BPSK-like 类主峰恢复算法^[11-12]、ASPECT 算法^[13-15]和分形重构算法^[16]等。BPSK-like 类主峰恢复算法主要通过滤波或频谱处理等手段恢复类似 BPSK 信号的一个主瓣,也即去除副载波引发的频谱分裂特性。此类方法可以较好地去除副载波的影响,但该类算法对滤波器的依赖较高,滤波过程也使得数据信息可能有所丢失,从而使得捕获效率有待提高。自相关函数副峰消除法,即 ASPECT 算法,其基本思想是在保持主峰宽度不变的情况下尽可能地减小副峰幅度。其过程为:本地产生 PN 码及加载了副载波的 PN 伪码,两支路分别与混频后的接收信号进行相关运算,并利用两支路相关结果进行算术平方相减运算,进而通过恰当的系数调整得到一个最小副峰幅度的自相关函数。此类方法不需要滤波,然而该方法适应性和灵活度较低,其较适合于 BOC(n, n)类信号的捕获。分形重构算法则充分利用 BOC 调制信号的相关特性,通过建立本地序列并配置辅助信号,并利用三角形的相似特点,对其自相关函数及互相关函数进行重构,进一步对重构函数进行算术运算来达到改善主峰与副峰值相对比的目的。虽然此类方法可以较好地抑制副峰,但是该算法比较繁琐,实施较困难,且适应性也有待提高。

正是针对 BOC 调制信号捕获中亟待解决的主峰估计误差大、副峰抑制度低等问题,以及考虑目前的捕获方法存在的局限和不足,本文提出了一种移动相关函数捕获(Moving correlation function acquisition, MCFA)算法。

1 BOC 信号相关原理

BOC 基带信号可表示为 $x(t) = m(t)s_c(t)$,其中 $m(t)$ 为扩频伪码序列, $s_c(t)$ 为副载波,则 BOC 基带信号的频域可表示为

$$X(f) = M(f) \times [\delta(f - f_s) + \delta(f + f_s)] \quad (1)$$

式中: $X(f)$ 为 BOC 基带信号的傅里叶变换, $M(f)$ 为扩频伪码序列的傅里叶变换, $S(f) = [\delta(f - f_s) + \delta(f + f_s)]$ 为副载波的傅里叶变换,如图 1 所示,可见副载波的频域特性决定了 BOC 信号的频谱分裂。

BOC调制信号通常可表示为 $BOC(\alpha, \beta)$, $f_s = \alpha \times 1.023 \text{ MHz}$, $f_c = \beta \times 1.023 \text{ MHz}$, 其中 f_s 表示副载波频率, f_c 为扩频伪码速率, 调制阶数为 $2\alpha/\beta = n$. BOC调制信号的自相关函数具有很多正、负峰, 且正、负峰个数之和为 $2n-1$, 相邻两峰之间的距离为 T_s , 即副载波周期的一半; 各峰峰值所对应的高度分别为 $(-1)^l(n-|l|)/n$, l 为峰的编号, 0号为主峰, 其余峰都为副峰. 部分调制阶数的BOC信号的自相关函数如图2所示.

2 MCFA 算法

BOC调制信号自相关函数具有多相关峰值的特性, 而且调制系数 n 越大, 其自相关峰值数量也越多, 且各峰值间的相对距离越小, 为此也越容易导致同步的错估计问题, 为克服此问题, 提出一种MCFA算法. MCFA算法的本质思想是利用BOC信号相关函数的几何特性, 从而建立三角形函数, 并通过相关函数的有机移动来构造具有明显单峰特性的相关函数, 从而达到抑制副峰的目的.

以 $BOC(2n, n)$ 信号为例, 阐述MCFA算法的理论推导过程. 设高斯信道中的接收信号为 $S(n)$, 为构造辅助相关函数产生本地PN码序列 $L_c(n)$, 同时对 $L_c(n)$ 序列进行副载波调制结果为 $L_A(n)$. 为更直观地表示相关函数的几何特点, 用一种“三角相似”的方法来表示相关函数, 对接收信号 $S(n)$ 与本地序列 $L_c(n)$ 的互相关函数进行三角形表示, 则其可表示为式(2), 其中 α 为高斯噪声对互相关函数 $R_C(x)$ 的影响系数, 则

$$R_C(x) = \frac{\alpha}{4} \left[\Lambda_{-\frac{x}{l_1}} + \Lambda_{-\frac{x}{l_1}} - \Lambda_{\frac{x}{l_1}} - \Lambda_{\frac{x}{l_1}} \right] \quad (2)$$

接收信号 $S(n)$ 与本地序列 $L_A(n)$ 的互相关函数的三角形表示为

$$R_A(x) = -\frac{\beta}{4} \Lambda_{-\frac{x}{l_2}} + \frac{\beta}{2} \Lambda_{-\frac{x}{l_2}} - \frac{3\beta}{4} \Lambda_{-\frac{x}{l_2}} + \beta \Lambda_0 \left(\frac{x}{l_2} \right) - \frac{3\beta}{4} \Lambda_{\frac{x}{l_2}} + \frac{\beta}{2} \Lambda_{\frac{x}{l_2}} - \frac{\beta}{4} \Lambda_{\frac{x}{l_2}} \quad (3)$$

式中: $\Lambda_i(\frac{x}{l})$ 为中心在 i 处, 底边宽度为 l 的三角形, $l_1 : l_2 = 7 : 4$. β 为高斯噪声对互相关函数 $R_A(x)$ 的影响系数. 由式(2,3)可见, 互相关函数为奇函数, 且具有独特的对称性. 进一步, 为构造出单“三角形”的相关函数, 利用互相关函数的奇对称特性, 将互相关函数右移 $3l_1$ 得到

$$R_{C-M}(x) = \frac{\alpha}{4} \left[\Lambda_{\frac{x}{l_1}} + \Lambda_{\frac{x}{l_1}} - \Lambda_{\frac{x}{l_1}} - \Lambda_{\frac{x}{l_1}} \right] \quad (4)$$

由式(2,4)可以看出, $R_C(x)$ 与 $R_{C-M}(x)$ 函数是处于不同位置, 但峰形一致的相关函数. 因此将式(2,4)相乘, 从而得到具有一个“三角形”的相关函数为

$$R'_{MCF}(x) = |R_C(x)R_{C-M}(x)| = \frac{\alpha}{4} \left| \Lambda_{-\frac{x}{l_1}} + \Lambda_{-\frac{x}{l_1}} - \Lambda_{\frac{x}{l_1}} - \Lambda_{\frac{x}{l_1}} \right|.$$

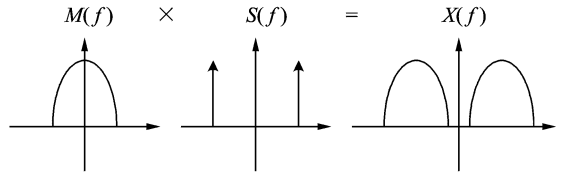


图1 BOC信号频谱分裂图

Fig. 1 Frequency spectrum result of BOC signal

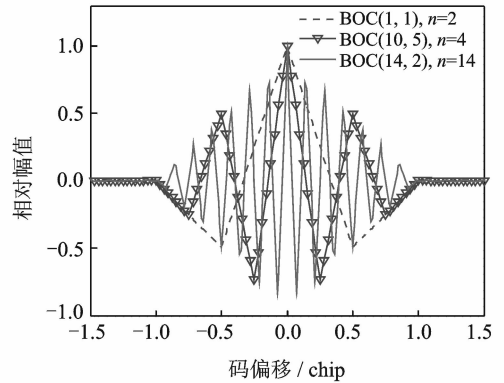


图2 BOC信号自相关函数

Fig. 2 Autocorrelation function of BOC signal

$$\frac{\alpha}{4} \left| \left[\Lambda_{\frac{\beta}{l_1}}\left(\frac{x}{l_1}\right) + \Lambda_{\frac{\beta}{l_1}}\left(\frac{x}{l_1}\right) - \Lambda_{\frac{\beta}{l_1}}\left(\frac{x}{l_1}\right) - \Lambda_{\frac{\beta}{l_1}}\left(\frac{x}{l_1}\right) \right] \right| = \frac{\alpha^2}{16} \left| -\Lambda_{\frac{\beta}{l_1}}\left(\frac{x}{l_1}\right) \cdot \Lambda_{\frac{\beta}{l_1}}\left(\frac{x}{l_1}\right) \right| = \frac{\alpha^2}{16} \Lambda_{\frac{\beta}{l_1}}^2\left(\frac{x}{l_1}\right) \quad (5)$$

进一步将式(5)左平移 $\frac{3}{2}l_1$, 即可得到一个位置与自相关函数一致且只有一个“三角形”的辅助相关函数

$$R_{MCF}(x) = \frac{\alpha^2}{16} \Lambda_0^2\left(\frac{x}{l_1}\right) \quad (6)$$

将式(3,6)进行相乘运算并整理后可以得到最终的等效辅助相关函数如式(7), 其能有效地抑制互相关函数副峰的幅值并增大主峰幅度, 则

$$R(x) = R_A(x) R_{MCF}(x) = \frac{\alpha^2}{16} \Lambda_0^2\left(\frac{x}{l_1}\right) \left[-\frac{3\beta}{4} \Lambda_{-\frac{\beta}{l_2}}^2\left(\frac{x}{l_2}\right) + \beta \Lambda_0^2\left(\frac{x}{l_2}\right) - \frac{3\beta}{4} \Lambda_{\frac{\beta}{l_2}}^2\left(\frac{x}{l_2}\right) \right] \quad (7)$$

3 MCFA 算法实现及性能分析

3.1 算法实现

根据推导原理, 推广至任意调制阶数的 BOC 调制信号, MCFA 算法的具体实现如图 3 所示。

步骤 1 将混频滤波后的 BOC 接收序列 $x(n)$ 进行 FFT 运算及共轭运算, 得到 $X^*(f)$ 。

步骤 2 产生本地扩频伪码序列, 并分为两支路, 一支路进行 FFT 运算得到 $P(f)$; 另一支路进行本地副载波调制, 再进行 FFT 运算得到 $B(f)$ 。

步骤 3 利用两序列的时域卷积等价于其两序列频域乘积的原理, 将 $P(f)$ 与 $X^*(f)$ 进行复数乘积运算, 然后进行 IFFT 及取模处理, 从而得到 $P(f)$ 与 $X^*(f)$ 的互相关函数 $R_C(x)$; 同理, $B(f)$ 与 $X^*(f)$ 进行上述运算, 即可得两者的互相关函数 $R_A(x)$ 。

步骤 4 为构造“三角形”互相关函数, 将 $R_C(x)$ 向右平移 $\frac{n-1}{n}2T_C$, 得到函数 $R_{C-M}(x)$, 并将 $R_C(x)$ 与 $R_{C-M}(x)$ 相乘即得到函数 $R'_{MCF}(x)$ 。

步骤 5 进一步将 $R'_{MCF}(x)$ 向左平移 $\frac{2n-3}{2n} \times 2T_C$, 从而得到辅助相关函数 $R_{MCF}(x)$; 将 $R_{MCF}(x)$ 与 $R_A(x)$ 相乘, 并进行数据整理, 从而得到最终相关结果 $R(x)$ 。

步骤 6 根据数据位长度来选择最佳判决门限 P_x , 考虑噪声对绝对峰值的影响较大, 为此设置判决门限为比例峰值门限, 即相关结果的最大相关峰值与平均峰值的比值。

步骤 7 选取相关结果 $R(x)$ 的最大比例峰值为 P_M , 并进行判决。如果 $P_M > P_x$, 则捕获成功; 如果 $P_M < P_x$, 则返回步骤 2 重新产生本地扩频伪码。

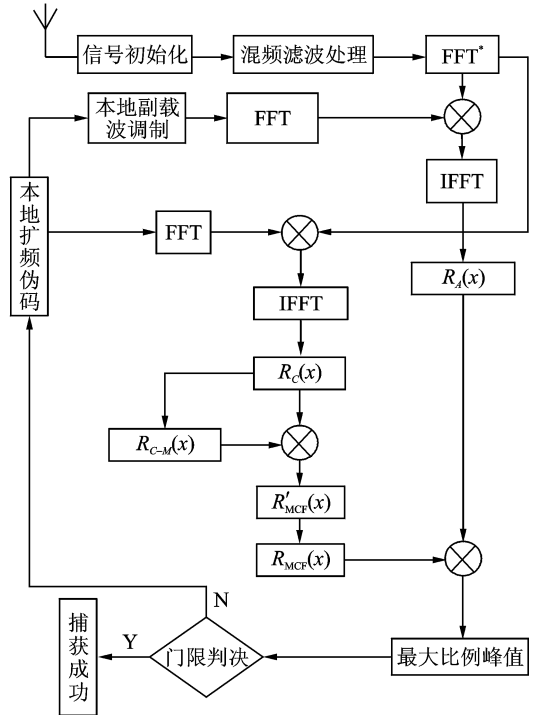


图 3 MCFA 算法原理流程

Fig. 3 Process of MCFA algorithm

3.2 性能分析

为验证算法的性能,基于高斯信道模型,进行捕获概率分析。考虑含有高斯白噪声的目标信号服从莱斯分布,因此接收机的捕获门限判决量服从自由度为2的非中心卡方分布,该中心卡方分布的概率密度为

$$f_d(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x+\lambda}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{x\lambda}}{\sigma}\right) \quad x \geq 0 \tag{8}$$

得出虚警概率为

$$P_{fa} = \int_{TH}^{+\infty} f_{fa}(x) dx = e^{-\frac{TH}{2\sigma^2}} \tag{9}$$

式中: σ^2 为噪声方差, TH 为判决门限, $f_{fa}(x)$ 为虚警条件下的概率密度。

进一步得出检测概率为

$$P_d = \int_{TH}^{+\infty} f_d(x) dx = \int_{\frac{TH}{\lambda}}^{+\infty} z e^{-\frac{z^2+\lambda}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{z \times \sqrt{\lambda}}{\sigma}\right) dz = Q_0\left(\sqrt{\frac{\lambda}{\sigma^2}}, \sqrt{\frac{TH}{\sigma^2}}\right) \tag{10}$$

式中: $I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp[x \cos\varphi] d\varphi$ 为零阶贝塞尔函数, $Q_m(a,b) = \frac{1}{a^{m-1}} \int_b^{\infty} x^m \exp(-\frac{x^2+a^2}{2}) I_{m-1}(ax) dx$ 为 k 阶 Marcun Q 函数, $I_{m-1}(ax)$ 为 $m-1$ 阶贝塞尔函数。

4 算法仿真

4.1 相关结果

由于BOC调制信号的相关函数存在多峰现象,且主副峰间距小、主副峰值比小,为此捕获过程中极易出现错捕副峰的问题,因而能否呈现良好的相关结果成为了捕获成败的重要依据。基于此,以典型的BOC调制信号为例,进行MCFA算法的相关结果分析,其中,低阶信号选取GPS-III的BOC(10,5)信号参数, $n=4$;高阶信号选取北斗二代的BOC(14,2)信号参数, $n=14$ 。BOC(10,5)信号的捕获结果如图4所示,BOC(14,2)信号的捕获结果如图5所示。仿真结果表明,MCFA算法能够保持主峰的宽度,而且能够有效地抑制BOC信号的相关函数副峰,极大地提高了主副峰的相对比值。

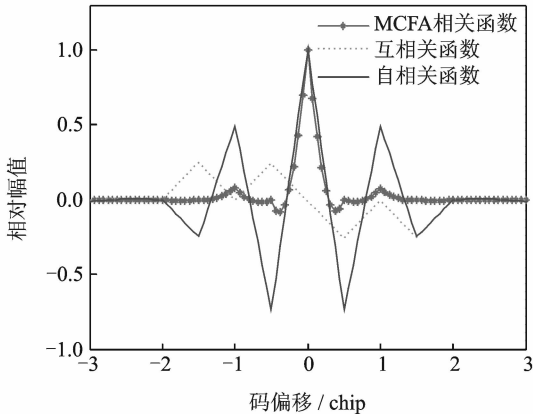


图4 对BOC(10,5)的MCFA算法结果

Fig. 4 Result of MCFA algorithm for BOC(10,5)

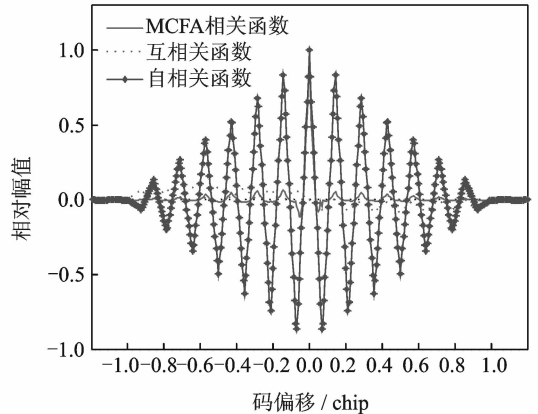


图5 对BOC(14,2)的MCFA算法结果

Fig. 5 Result of MCFA algorithm for BOC(14,2)

4.2 捕获性能分析

由于捕获过程中错捕极易发生在主峰两侧的第一副峰位置,即左右第 1 副峰对主峰影响最大,因此,捕获性能的优劣主要取决于对第 1 副峰的抑制程度,从而主峰/第 1 副峰的峰值比($P_M/F-P_S$)可以作为副峰抑制能力的重要指标, $P_M/F-P_S$ 越大则表明副峰抑制能力越强。同样,以低阶 $n=4$ 的 BOC(10,5),高阶 $n=14$ 的 BOC(14,2)信号为例,基于不同信噪比条件下,从 MCFA 算法、分形重构法和主峰恢复算法的对比情况出发,进行 $P_M/F-P_S$ 的分析。

BOC(10,5)信号的 $P_M/F-P_S$ 比较结果如图 6 所示,BOC(14,2)信号的 $P_M/F-P_S$ 比较结果如图 7 所示。仿真结果表明,随着 SNR 的逐渐增大,3 种算法的 $P_M/F-P_S$ 也逐渐增大,然而相对而言,主峰恢复算法的 $P_M/F-P_S$ 最小,而 MCFA 算法的 $P_M/F-P_S$ 最大,也即 MCFA 算法对副峰的抑制能力最强。

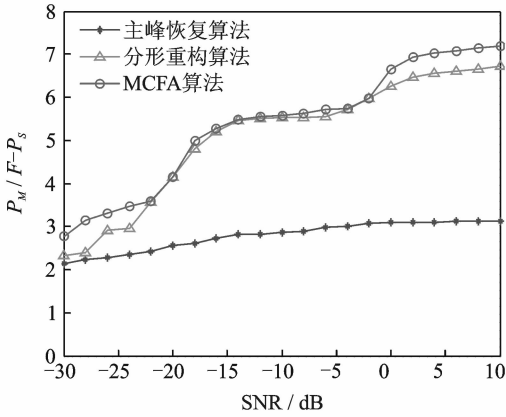


图 6 BOC(10,5)的 $P_M/F-P_S$ 比较结果

Fig. 6 Comparison result of $P_M/F-P_S$ for BOC(10,5)

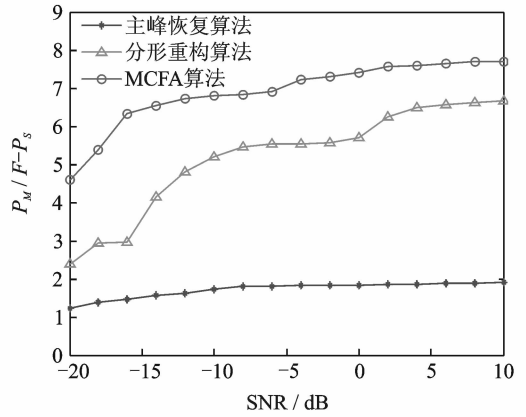


图 7 BOC(14,2)的 $P_M/F-P_S$ 比较结果

Fig. 7 Comparison result of $P_M/F-P_S$ for BOC(14,2)

进一步,为评判复杂环境下信号的捕获效率,尤其是适应极低 SNR 条件下的正确捕获,进行了主峰与其他峰值的相对比值(P_M/P_A)分析。基于不同 SNR 条件,从 MCFA 算法、分形重构法和主峰恢复算法的对比情况出发,进行 P_M/P_A 的分析。

BOC(10,5)信号的 P_M/P_A 比较结果如图 8 所示,BOC(14,2)信号的 P_M/P_A 比较结果如图 9 所示。

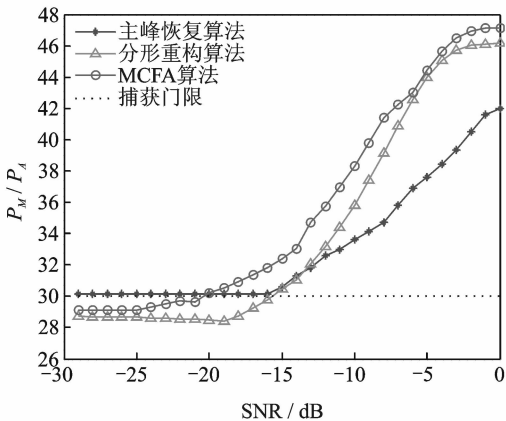


图 8 对 BOC(10,5)的 P_M/P_A 比较结果

Fig. 8 Comparison result of P_M/P_A for BOC(10,5)

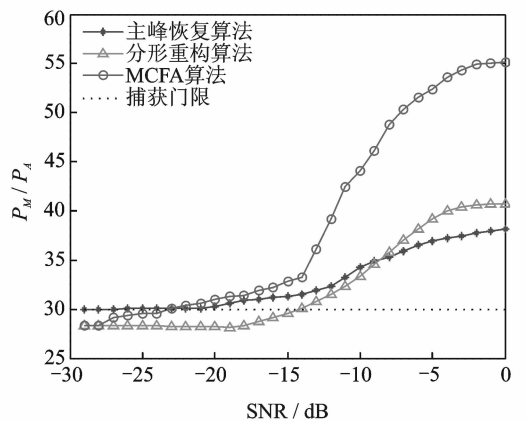


图 9 对 BOC(14,2)的 P_M/P_A 比较结果

Fig. 9 Comparison result of P_M/P_A for BOC(14,2)

仿真结果表明,随着 SNR 的逐渐增大,3 种算法的 P_M/P_A 也逐渐增大,相对而言,主峰恢复算法与分形重构法的 P_M/P_A 相差并不明显,而 MCFA 算法的 P_M/P_A 最大,也即 MCFA 算法对环境的适应能力最强,其更能适应低 SNR 环境。

除相关峰对信号捕获影响外,信号捕获概率也是衡量接收机捕获目标信号能力大小的重要依据。为了进一步验证 MCFA 算法捕获性能,设定恒定虚警概率为 0.01 条件下,进行不同算法的主峰检测概率对比分析。BOC(10,5)信号的主峰检测概率比较结果如图 10 所示,BOC(14,2)信号的主峰检测概率比较结果如图 11 所示。仿真结果表明,MCFA 算法的主峰检测概率明显优于主峰恢复算法和分形重构算法,从而验证了 MCFA 算法具有较优越的捕获性能。

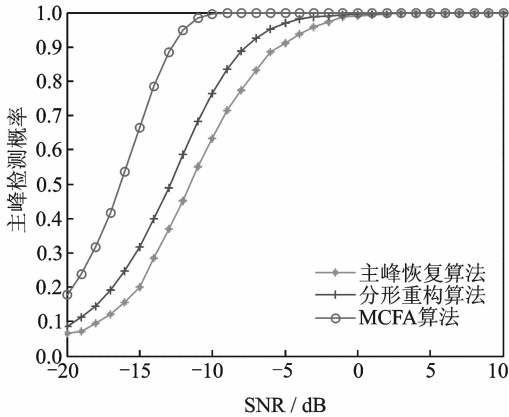


图 10 BOC(10,5)的主峰检测概率比较结果

Fig. 10 Comparison result of main peak detection for BOC(10,5)

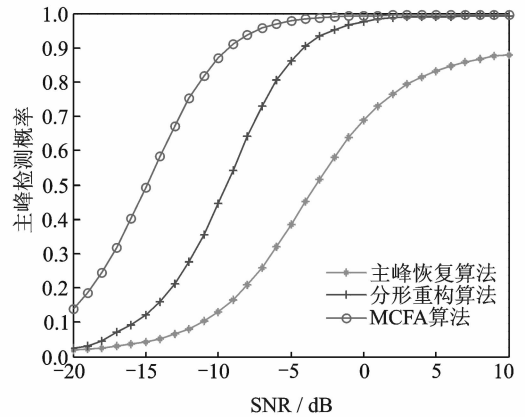


图 11 BOC(14,2)的主峰检测概率比较结果

Fig. 11 Comparison result of main peak detection for BOC(14,2)

5 结束语

在分析 BOC 调制信号的自/互相关函数特性的基础上,提出了 MCFA 算法,通过建立两支路的本地信号来构造相应的相关函数,并利用相关函数的有机移动,重新构造了具有明显单峰特性的相关函数。通过仿真分析表明,无论针对低阶还是高阶 BOC 信号,MCFA 算法都能够得到具有单个主峰的相关函数,而且与分形重构法、主峰恢复算法比较而言,MCFA 算法的主副峰值比更大,即对副峰的抑制能力更强;而且其主峰检测能力、适应低 SNR 环境的能力更强。

参考文献:

- [1] Subburaj K, Bhatara S, Tangudu J, et al. Spur mitigation in high-sensitivity GNSS receivers[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2014,61(2):100-104.
- [2] Martin N, Leblond V, Guillotel G, et al. BOC (x,y) signal acquisition techniques and performances[J]. U S Institute of Navigation GPS/GNSS,2003,1:188-198.
- [3] Tung H T, Pini M, Presti L. Combined GPS L1C/A and L2C signal acquisition architectures leveraging differential combination[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014,50(4):3212-3229.
- [4] Binhee K, SeungHyun K. Two-dimensional compressed correlator for fast acquisition of BOC(m,n) signals[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014,63(6):2662-2672.
- [5] Liu Zhe, Pang Jing, Liu Yingxiang, et al. Double strobe technique for unambiguous tracking of TMBOC modulated signal in GPS[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015,22(12):2204-2208.
- [6] Shen Feng, Xu Guanghui, Li Qiao. Non-coherent unambiguous tracking method for cosine-BOC signals based on an S-curve

shaping technique[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(6):752-756.

- [7] Jerome L N, Cyril B, Pierre-A F. Acquisition of modern GNSS signals using a modified parallel code-phase search architecture[J]. *Signal Processing*, 2014, 95:177-191.
- [8] Shen Feng, Xu Guanghui, Xu Dingjie. Unambiguous acquisition technique for cosine-phased binary offset carrier signal[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(10):1751-1754.
- [9] Zeng Qingxi, Tang Linlin, Wang Qing, et al. Weak GPS L1 signal acquisition based on BPDC[J]. *Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2014, 31(3):331-337.
- [10] Feng S, Xu G H, Li Q. Non-coherent unambiguous tracking method for cosine-BOC signals based on an S-Curve shaping technique[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22: 752-756.
- [11] Zhou Yanling, Pan Yongcai. Unambiguous tracking method for alternative binary offset carrier modulated signals based on pseudo correlation function technique[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(3):371-374.
- [12] Betz J W. Binary offset carrier modulations for radio navigation[J]. *Journal of the Institute of Navigation*, 2001, 48(4):227-246.
- [13] Julien O, Macabiau C, Cannon E, et al. ASPeCT: Unambiguous sine-BOC(n, n) acquisition/tracking technique for navigation application[J]. *IEEE Transactions Aerospace and Electronic*, 2007, 43(1):150-162.
- [14] Li P, Gao F, Li Q. An improved unambiguous acquisition scheme for BOC(n, n) signals[C]// 2015 International Conference on Wireless Communication & Signal Processing(WCSP). Nanjing: IEEE Communications Society, 2015: 1-6.
- [15] 贺成艳, 卢晓春. 基于 ASPeCT 的 TMBOC 信号码跟踪环路[J]. *数据采集与处理*, 2016, 31(3):548-554.
He Chengyan, Lu Xiaochun. Code-tracking loop design for TMBOC signal based on ASPeCT[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2016, 31(3):548-554.
- [16] 张媛, 吴华兵, 胡永辉, 等. 基于分形重构算法的 TDDM-BOC 信号捕获[J]. *时间频率学报*, 2014, 2:89-97.
Zhang Yuan, Wu Huabing, Hu Yonghui, et al. An acquisition method based on fractal reconstitution algorithm for TDDM-BOC signal[J]. *Journal of Time and Frequency*, 2014, 2:89-97.

作者简介:



刘芳(1979-),女,博士,副教授,研究方向:扩频通信、卫星导航, E-mail: zhqing1019@163.com。



冯永新(1974-),女,博士,教授,研究方向:扩频通信、电子对抗。



张欣欣(1991-),女,硕士生,研究方向:扩频通信、卫星导航。



黄硕辉(1989-),男,硕士研究生,研究方向:扩频通信、卫星导航。

