

二进制偏移载波及其衍生信号的通用无模糊捕获算法

张天骐 江晓磊* 赵军桃 王俊霞

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

摘要: 针对目前对二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)及其衍生信号的通用无模糊捕获分析匮乏的问题, 该文提出一种适用于所有BOC类型信号及所有调制阶数的无模糊捕获算法。该算法首先根据不同调制信号副载波形之间的联系构建出了通用副载波模型, 得到信号的通用表达式, 然后在此基础上将副载波形按半周期进行分解, 再根据相关函数的合成方法构建出通用的捕获方法。理论与仿真实验表明, 新提出的捕获方法适用于所有类型及所有调制阶数的BOC信号, 能够完全消除副峰, 实现无模糊捕获, 捕获精度以及抗多径性能相比其他算法都有很大提高。

关键词: 二进制偏移载波; 通用副载波模型; 无模糊捕获; 合成相关函数; 捕获精度

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)02-0451-08

DOI: 10.11999/JEIT160351

Unambiguous General Acquisition for Binary Offset Carrier and Its Derivative Signals

ZHANG Tianqi JIANG Xiaolei ZHAO Juntao WANG Junxia

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: For the unambiguous general acquisition for Binary Offset Carrier (BOC) and its derivative signals is still scarce of analysis, a new unambiguous algorithm is proposed for all types of BOC signals and all kinds of modulation order. Firstly, the common sub-carrier model is constructed according to the links of different sub-carrier modulation. Then according to the common sub-carrier model the general expression of the signals is got. On this base, the sub-carrier is broken down into many half periods. Last, a general capture method based on a combined correlation function is proposed. Simulation results indicate that the proposed method can deal with all kinds of BOC modulated signals including complex ones with different phases or orders. An unambiguous correlated function can be obtained by the proposed method. The main peak width of correlated function is narrowed and the accuracy of capture is improved.

Key words: Binary Offset Carrier (BOC); Common sub-carrier model; Unambiguous acquisition; Combined correlation function; Accuracy of capture

1 引言

全球导航卫星系统(GNSS)是多种导航卫星系

统的集合名称, 世界上的GNSS主要包括: 美国的全球定位系统(Global Position System, GPS)、中国的北斗导航系统、俄罗斯的格洛纳斯(GLObal Navigation Satellite System, GLONASS)、欧盟的伽利略卫星导航系统(Europe's global navigation satellite system)。一些其他系统如: 日本的准天顶卫星系统(Quasi-Zenith Satellite System, QZSS), 和印度的区域导航卫星系统(Indian Regional Navigation Satellite System, IRNSS)等^[1]。各卫星导航系统快速发展, 带来丰富导航信号源, 但也带来了一定的问题, 多种信号造成频带拥挤, 信号之间的干扰增加等不可避免的问题。为此, 2001年文献[2]提出一种新的调制方式—二进制偏移载波调制(Binary Offset Carrier, BOC), 文献[3]提出了一种

收稿日期: 2016-04-12; 改回日期: 2016-07-22; 网络出版: 2016-10-09

*通信作者: 江晓磊 173993170@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金项目(61371164), 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003), 重庆市杰出青年基金项目(CSTC2011jjq40002), 重庆市教育委员会科研项目(KJ130524), 重庆市研究生科研创新项目(CYS14140)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61371164), The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (CSTC2009CA2003), The Chongqing Distinguished Youth Foundation (CSTC2011jjq40002), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ130524), The Graduate Research and Innovation Projects of Chongqing (CYS14140)

基于扫频的 BOC 信号的伪码扩频调制。BOC 及其衍生调制信号如多元 BOC^[4] (Multiplexed Binary Offset Carrier, MBOC), 两路交替二进制偏移载波^[5](Alternate Binary Offset Carrier, AltBOC)等被广泛的应用在导航系统中。

作为 BOC 衍生出的调制方式, 和 BOC 调制信号一样它们同样存在自相关函数的多峰性和功率谱的裂谱特性。针对 BOC 调制信号的模糊捕获问题, 目前已存在较多的无模糊捕获方法。文献[6,7]提出的峰跳法是通过将本地码延时不同码片后与接收信号相关, 判断相邻输出峰值的大小然后决定是否锁定主峰, 这种方法在信噪比较低时性能直线下降, 容易引起错锁。BPSK-like(Binary Phase Shift Keying-like)算法^[8-10], 它是一种类似于 BPSK 的捕获处理, 这种方法的捕获精确度不高。文献[11]提出了自相关副峰消除技术(ASPeCT), 主要思想是将接收到的信号与本地的 BOC 信号和伪码序列分别做相关处理, 然后将得到的两个相关结果各自进行平方, 然后将两者相减。文献[12]还提出了一种伪相关函数法(PCF), 通过产生不同的本地信号与接收信号做互相关, 然后通过对这些互相关函数进行线性组合达到消除副峰的目的。文献[13]提出了一种对于所有的 \sin/\cos BOC(kn, n) 信号都适用的捕获方法, 基本思想是对相关函数的组合构成无模糊的相关函数, 但是此方法与 ASPeCT 和 PCF 方法一样都只适用于调制阶数为偶数的情况。对于通用模型问题目前研究的较少。文献[14]提出了调制形状码向量的概念, 在此基础上构建了 BOC 信号的通用模型, 但是该方法不够直观比较复杂, 传统的副载波相位消除算法(SCPC)^[15]能够适用于所有类型的 BOC 信号但是这种方法得到的相关函数的主峰宽度变的很宽, 捕获精度大大降低。

目前对 BOC 及其衍生调制信号通用无模糊捕获的研究基本没有, 针对这个突出问题, 本文首先根据各个调制信号的副载波形之间的联系构建出了一种通用的副载波模型, 然后在文献[13]的基础上利用合成相关函数的思想改进了一种适合所有调制类型的无模糊捕获方法, 仿真结果验证了新算法能够完全消除副峰, 并且主峰宽度变窄, 提高了捕获精度。此外抗多径性能也明显优于其他算法。

2 BOC 调制信号模型分析

2.1 BOC 信号的通用模型分析

为了不失一般性, 将 BOC, CBOC, AltBOC 信号利用通用形式表示为

$$s(t) = d(t)c(t)sc(t) \quad (1)$$

由图 1 可知, 通用副载波模型可以分成两部分表示, 上层的阴影部分和下层的非阴影部分, $S_{\text{ABOC}\sin}(t)$ 表示副载相位是正弦相位, $S_{\text{ABOC}\cos}(t)$ 表示副载相位是余弦相位。为了更好地表示模型, 提出了两个新的调制阶数 η' 和 η 。 η 表示将下层的前 $T_c/2N$ 长度的码片分成 η 段, η' 表示将对应的上层码片分成 η' 段, η'/η 表示上下层码片宽度的比值, N 表示接收信号的调制阶数, T_c 是伪码周期, 式(2)-式(5)是图 1 的表达式形式。

$$s_{\sin L} = a_1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta-1} (-1)^n \left[\delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{mT_c}{2\eta N} \right) + \delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{T_c}{2N} - \frac{mT_c}{2\eta N} \right) \right] \quad (2)$$

$$s_{\sin U} = a_2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta'-1} (-1)^n \left[\delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{mT_c}{2\eta N} - \frac{(\eta - \eta')T_c}{2\eta N} \right) + \delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{T_c}{2N} - \frac{mT_c}{2\eta N} \right) \right] \quad (3)$$

$$s_{\cos L} = a_1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta-1} (-1)^n \left[\delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{mT_c}{2\eta N} \right) - \delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{T_c}{2N} - \frac{mT_c}{2\eta N} \right) \right] \quad (4)$$

$$s_{\cos U} = a_2 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{\eta'-1} (-1)^n \left[\delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{mT_c}{2\eta N} \right) - \delta \left(t - \frac{nT_c}{N} - \frac{T_c}{2N} - \frac{mT_c}{2\eta N} - \frac{(\eta - \eta')T_c}{2\eta N} \right) \right] \quad (5)$$

$s_{\sin L}, s_{\cos L}$ 表示副载模型没有阴影的下部分, $s_{\sin U}, s_{\cos U}$ 表示的是上部的阴影部分。根据式(2)-式(5)可以得到副载波脉冲通用表达式为

$$W_{h,j}(t) = a_{h,j} \sum_{n=0}^{N_{h,j}-1} \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{MK\eta_{h,j}}{N_{h,j}\eta_{h,1}} \rfloor - 1} \sum_{m=0}^1 (-1)^{n+m(1+b)} \times \delta \left(t - \frac{nT_c}{N_{h,j}} - \frac{mT_c}{2N_{h,j}} - \frac{[m(1-2b)+b](\eta_{h,1} - \eta_{h,j})T_c}{2\eta_{h,1}N_{h,j}} - \frac{kT_c}{2MK} \right) \quad (6)$$

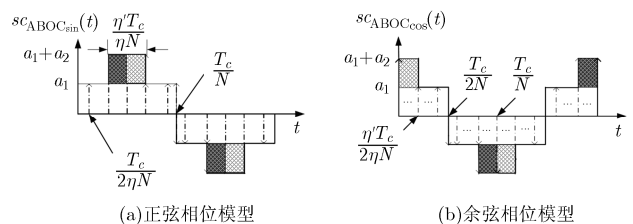


图 1 BOC 信号的副载波通用模型

式(6)中, $h = 1, 2, 3, 4$ 表示副载波种类数, CBOC有 2 路不同的副载波, AltBOC由 4 路组成。每种副载波有 $j = 1, 2$ 种副载波段组成。cosBOC的副载波是余弦方波副载波, CBOC的副载波是两个正弦方波副载波组成, 而AltBOC的副载波是由正弦和余弦方波副载波复合而成。 $N_{h,j}$ 是调制系数, K 是 $N_{h,j}$ 的公倍数, M 是 $\eta_{h,1}$ 的公倍数。式中 b 的取值依据为当副载波为正弦调制(h 为偶数)时 $b = 1$, 当为余弦调制(h 为奇数)时 $b = 0$ 。所有种类的BOC信号的副载波均可以用 $W_{h,j}$ 组合得到, 由于 $W_{h,1}$ 只能组成下层的副载, $W_{h,2}$ 组成上层或者下层副载, 所以用 $W_{h,1}$ 表示BOC信号副载波段, CBOC信号副载波段由 $W_{h,1}$ 和 $W_{h,2}$ 表示的下层副载相加得到, 而AltBOC的

副载可以由 $W_{h,1}$ 和 $W_{h,2}$ 表示的上层副载组合得到。

由此可以得到副载模型的通用表达形式。

$$s_{CBOC}(t) = P_{T_{sc}}(t) \otimes \sum_{j=1}^2 W_{h,j}(t) \quad (7)$$

其中, $P_{T_{sc}}$ 是幅度为 1 的方波, 其表达式为

$$P_{T_{sc}}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_{sc} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

则接收到的信号的通用表达式为

$$s_{BOC}(t) = d(t)c(t)s_{CBOC}(t) \quad (9)$$

由此可得 BOC 信号的通用自相关表达式可以表示为

$$R(\tau) = E(s_{BOC} \otimes s_{BOC})$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{h=1}^4 \sum_{j=1}^2 \sum_{j'=1}^2 a_{h,j} a_{h,j'} \sum_{n=0}^{N_{h,j}-1} \sum_{n'=0}^{N_{h,j'}-1} \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{KM\eta_{h,j}}{N_{h,j}\eta_{h,1}} \rfloor - 1} \sum_{k'=0}^{\lfloor \frac{KM\eta_{h,j'}}{N_{h,j'}\eta_{h,1}} \rfloor - 1} \sum_{m=0}^1 \sum_{m'=0}^1 (-1)^{(n+n')+(m+m')(1+b)} \\ &\quad \times \Lambda \left\{ \tau - \left(\frac{nT_c}{N_{h,j}} + \frac{mT_c}{2N_{h,j}} + \frac{[m(1-2b)+b](\eta_{h,1}-\eta_{h,j})T_c}{2\eta_{h,1}N_{h,j}} + \frac{kT_c}{2MK} \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{n'T_c}{N_{h,j'}} + \frac{m'T_c}{2N_{h,j'}} + \frac{[m'(1-2b)+b](\eta_{h,1}-\eta_{h,j'})T_c}{2\eta_{h,1}N_{h,j'}} + \frac{k'T_c}{2MK} \right) \right\} \quad (10) \end{aligned}$$

取数据码 $d(t) = 1$, 对于使用到的参数利用矩阵表示为 $\mathbf{v} = [M, K]$ 和 $\boldsymbol{\theta}_h = [N_{h,1}, N_{h,2}, \eta_{h,1}, \eta_{h,2}, a_{h,1}, a_{h,2}]$, 表 1 是各种类型 BOC 的调制参数。

2.2 BOC, MBOC, AltBOC 信号的模型分析

由以上分析可以得到 sinBOC, cosBOC, CBOC

以及 AltBOC 副载波的表达式如式(11)~式(14)所示。

$$\begin{aligned} SC_{\sin BOC}(t) &= \left[\delta(t) + \delta(t - T_c/4) - \delta(t - T_c/2) \right. \\ &\quad \left. - \delta(t - T_c/2 - T_c/4) \right] \otimes P_{T_{sc}}(t) \quad (11) \end{aligned}$$

表 1 各类型 BOC 调制信号的调制参数

调制类型	参数因子	
	$\mathbf{v} = [M, K]$	$\boldsymbol{\theta}_h = [N_{h,1}, N_{h,2}, \eta_{h,1}, \eta_{h,2}, a_{h,1}, a_{h,2}]$
cosBOC(m, n)	$\mathbf{v} = [1, 2m/n]$	$\boldsymbol{\theta}_1 = [2m/n, \sim, 1, \sim, 1, 0]$
sinBOC(m, n)	$\mathbf{v} = [1, 2m/n]$	$\boldsymbol{\theta}_2 = [2m/n, \sim, 1, \sim, 1, 0]$
CBOC($m, n, p, -$)	$\mathbf{v} = [1, 4m/n]$	$\boldsymbol{\theta}_2 = [2, 2m/n, 1, 1, \sqrt{1-p}, -\sqrt{p}]$
CBOC($m, n, p, +$)	$\mathbf{v} = [1, 4m/n]$	$\boldsymbol{\theta}_2 = [2, 2m/n, 1, 1, \sqrt{1-p}, \sqrt{p}]$
AltBOC(m, n)	$\mathbf{v} = [2, 2m/n]$	$\boldsymbol{\theta}_1 = [2m/n, 2m/n, 2, 1, \sqrt{2}/8, 1/4]$
		$\boldsymbol{\theta}_2 = [2m/n, 2m/n, 2, 1, \sqrt{2}/8, 1/4]$
		$\boldsymbol{\theta}_3 = [2m/n, 2m/n, 2, 1, \sqrt{2}/8, -1/4]$
		$\boldsymbol{\theta}_4 = [2m/n, 2m/n, 2, 1, \sqrt{2}/8, -1/4]$

$$SC_{\text{cosBOC}}(t) = \left[\delta(t) - \delta\left(t - T_c/4\right) - \delta\left(t - T_c/2\right) + \delta\left(t - T_c/2 - T_c/4\right) \right] \otimes P_{T_{sc}}(t) \quad (12)$$

$$SC_{\text{CBOC}}(t) = \left[\sqrt{\frac{10}{11}} \sum_{n=0}^1 \sum_{k=0}^{11} \sum_{m=0}^1 (-1)^{n+2m} \cdot \delta\left(t - \frac{nT_c}{2} - \frac{mT_c}{4} - \frac{kT_c}{48}\right) \otimes P_{T_{sc}}(t) + \left[\sqrt{\frac{1}{11}} \sum_{n=0}^{11} \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^1 (-1)^{n+2m} \cdot \delta\left(t - \frac{nT_c}{12} - \frac{mT_c}{24} - \frac{kT_c}{48}\right) \right] \otimes P_{T_{sc}}(t) \right] \quad (13)$$

$$SC_{h1} = \left[\frac{\sqrt{2}}{8} \sum_{n=0}^2 \sum_{k=0}^1 \sum_{m=0}^1 (-1)^{n+m} \cdot \delta\left(t - \frac{nT_c}{3} - \frac{mT_c}{6} - \frac{kT_c}{12}\right) \otimes P_{T_{sc}}(t) \right] \quad (14)$$

$$SC_{h2} = \left[\frac{1}{4} \sum_{n=0}^2 \sum_{m=0}^1 (-1)^{n+m} \cdot \delta\left(t - \frac{nT_c}{3} - \frac{mT_c}{6} - \frac{mT_c}{12}\right) \otimes P_{T_{sc}}(t) \right]$$

AltBOC 信号的副载波是由上下两部分波形组合而成，标准 AltBOC 信号是非恒定包络信号，在非恒定包络信号上加上功率平衡项将标准 AltBOC 信号变成恒定包络信号。 SC_{h1} 对应通用模型中的 $W_{h,1}$ ， SC_{h2} 对应通用模型中的 $W_{h,2}$ ，两者组合得到非恒定包络信号部分的副载波形，记为 sc_{as} 。功率平衡项部分的副载波形的表达式为 SC_{h1} 和 $-SC_{h2}$ 组合得到，记为 sc_{ap} 。

3 无模糊捕获算法分析

3.1 调制阶数为偶数的情形

当调制阶数为偶数时，将接收信号的整个副载波以每半副载周期进行分解，以 CBOC 信号为例，图 2、图 3 是 CBOC 信号副载波的分解图和相关函数的构造过程的示意图。

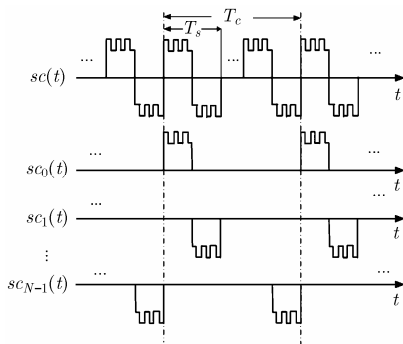


图 2 副载波分解图(偶数阶调制系数)

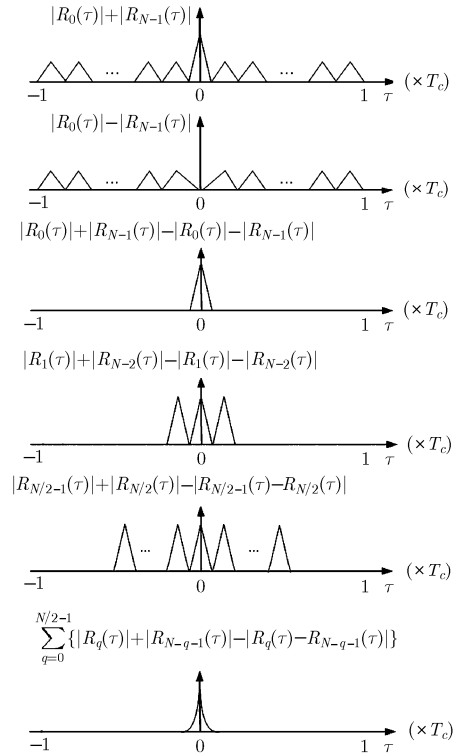


图 3 相关函数的构造过程

图 2 中 T_c 是伪码周期， T_s 是副载周期， $sc(t)$ 是 CBOC 的副载波，将 CBOC 的副载分解成由 $sc_0(t), sc_1(t), \dots, sc_{N-1}(t)$ 部分副载组成， $N = T_c/T_s$ 是接收信号的调制阶数。 $sc_0(t), sc_1(t), \dots, sc_{N-1}(t)$ 持续的总时间刚好等于伪码的周期。设 $R_0(\tau), R_1(\tau), \dots, R_{(N-1)/2}(\tau), \dots, R_{N-2}(\tau), R_{N-1}(\tau)$ 分别为 CBOC 信号副载波与部分副载 $sc_0(t), sc_1(t), \dots, sc_{N-1}(t)$ 的相关函数， $|R_{N-q-1}(\tau)| + |R_q(\tau)|$ 和 $|R_{N-q-1}(\tau) - R_q(\tau)|$ ， $q = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$ 的组合图形如图 3 所示。由图 3 可知，由于 $R_q(\tau)$ 和 $R_{N-q-1}(\tau)$ 是关于 $\tau=0$ 对称， $|R_{N-q-1}(\tau)| + |R_q(\tau)|$ 得到幅值相加后的主副峰，副峰仍然存在， $|R_{N-q-1}(\tau) - R_q(\tau)|$ 只得到副峰，主峰被消除，然后将两者相加得到只有 1 个主峰和 $2q$ 个与主峰波形相同的副峰，最后得到的新的没有副峰的自相关函数为

$$R_{\text{new}}(\tau) = \prod_{q=0}^{N/2-1} \left\{ |R_{N-q-1}(\tau)| + |R_q(\tau)| - |R_q(\tau) - R_{N-q-1}(\tau)| \right\} \quad (15)$$

3.2 调制阶数为奇数的情形

当调制阶数为奇数时，以 BOC 信号为例，副载波的分解图如图 4 所示。在一个伪码周期内，将经过伪码调制后的副载波信号分成 N 部分，分别为 $sc_0(t), sc_1(t), \dots, sc_{(N-1)/2}(t), \dots, sc_{N-2}(t), sc_{N-1}(t)$ ，其

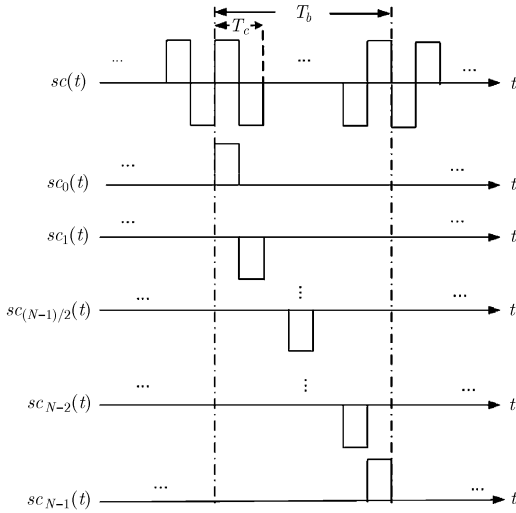


图 4 副载波分解图(奇数阶调制系数)

中 $sc_j(t)$, $sc_{N-j-1}(t)$, $j = 0, 1, \dots, (N-1)/2-1$ 关于 $sc_{(N-1)/2}(t)$ 对称, $sc_{(N-1)/2}(t)$ 是正中间的半周期副载波, 这里假设它的相位为负, $R_0(\tau), R_1(\tau), \dots, R_{(N-1)/2}(\tau), \dots, R_{N-2}(\tau), R_{N-1}(\tau)$ 分别为 $sc_0(t), sc_1(t), \dots, sc_{(N-1)/2}(t), \dots, sc_{N-2}(t), sc_{N-1}(t)$ 与 BOC 信号的相关函数, $R_j(\tau)$ 和 $R_{N-j-1}(\tau)$ 关于 $\tau = 0$ 对称, $R_{(N-1)/2}(\tau)$ 自身关于 $\tau = 0$ 对称, 则新的相关函数可以表示为

$$R'(\tau) = \sum_{j=0}^{(N-1)/2-1} |R_j(\tau)| + |R_{N-j-1}(\tau)| - |R_j(\tau) - R_{N-j-1}(\tau)| \quad (16)$$

$$R''(\tau) = |R'(\tau)| + |R_{(N-1)/2}(\tau)| - |R'(\tau) - R_{(N-1)/2}(\tau)| \quad (17)$$

$$R'_{\text{new}}(\tau) = R'(\tau)R''(\tau) \quad (18)$$

4 算法框图及算法实现流程

算法框图如图 5 所示, 其中 p 是观测到的伪码长度。

算法实现的具体步骤:

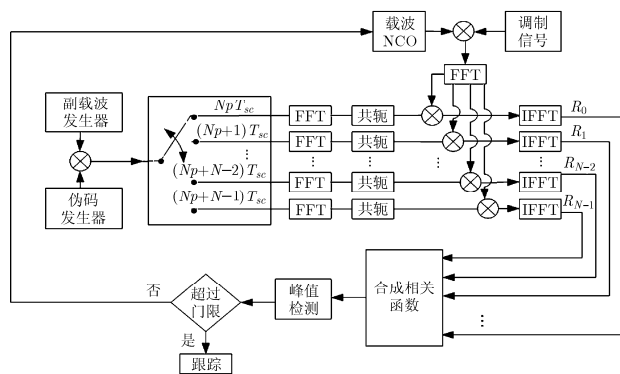


图 5 BOC 及其衍生信号的通用捕获方法框图

(1)首先通过本地载波振荡器振荡出载波信号, 然后对接收到的调制信号进行解调, 得到解调后的 BOC 信号, 并对 BOC 信号进行 FFT 变换。

(2)伪码发生器生成本地 PN 码, 经过副载波发生器生成的副载波进行调制, 生成本地 BOC。

(3)在步骤(2)得到的本地 BOC 信号的基础上通过码片选取, 截取所需的 N 个不同码片信号, 然后进行 FFT 变换同时取共轭。

(4)将步骤(3)中得到的 N 个进行 FFT 变换后的信号分别与步骤(1)中得到的进行 FFT 变换后的 BOC 信号进行相乘, 将相乘后的结果进行 IFFT 运算, 得到 R_0, R_1, \dots, R_{N-1} 。

(5)若调制阶数是偶数, 则将步骤(4)中得到的相关函数按照式(15)进行组合; 如为奇数则按照式(16)~式(18)进行组合, 最终得到新的相关函数。

(6)将步骤(5)中结果的最大值与预设门限进行比较, 如果超过门限则转向跟踪阶段; 否则载波振荡器重新振荡载波频率, 重复以上过程。

5 仿真实验

(1)调制信号的通用捕获: 实验中信号的数据码 $d(t) = 1$, 伪码长为 1023, sinBOC, cosBOC 及 CBOC 信号的采样频率为 163.68 MHz, AltBOC 调制信号的采样频率为 491.04 MHz。实验主要对 sinBOC, cosBOC, CBOC, AltBOC 调制信号进行了捕获实验, 仿真结果如图 6 所示。

由图 6 可知, 任何类型 BOC 信号的自相关函数都存在多峰现象, 在进行捕获时会出现误捕, 利用 SCPC 算法虽然可以消除副峰, 但是得到的相关函数的主峰宽度相比于各种类型 BOC 信号的自相关函数都变宽, 并且主峰不够平滑, 没有继承 BOC 信号自相关函数主峰宽度窄的优点, 这使得捕获精度降低, 利用本文的捕获方法可以消除副峰避免误捕现象, 并且处理后的相关函数的的主峰宽度变窄, 极大的提高了捕获精度。

(2)主峰比例均值: 由图 7 可以看出, 在同一信噪比下本文算法得到的比例均值要远远高于 SCPC 算法, 捕获性能优于 SCPC 算法, 而 SCPC 算法得到的相关函数与原自相关函数相比主峰比例均值并没有明显的提高, 甚至有略微的下降, 这是由于 SCPC 算法虽然消除了副峰, 但是由此方法得到的相关函数违背了 BOC 信号相关函数窄的优点, 捕获精度变差。此外, 图 7 (e) 是采用本文算法对不同调制阶数的 BOC 信号进行仿真比较, 由图 7 (e) 可知本文算法的主峰比例均值随着调制阶数的增加而提高, 捕获性能也随之提高。

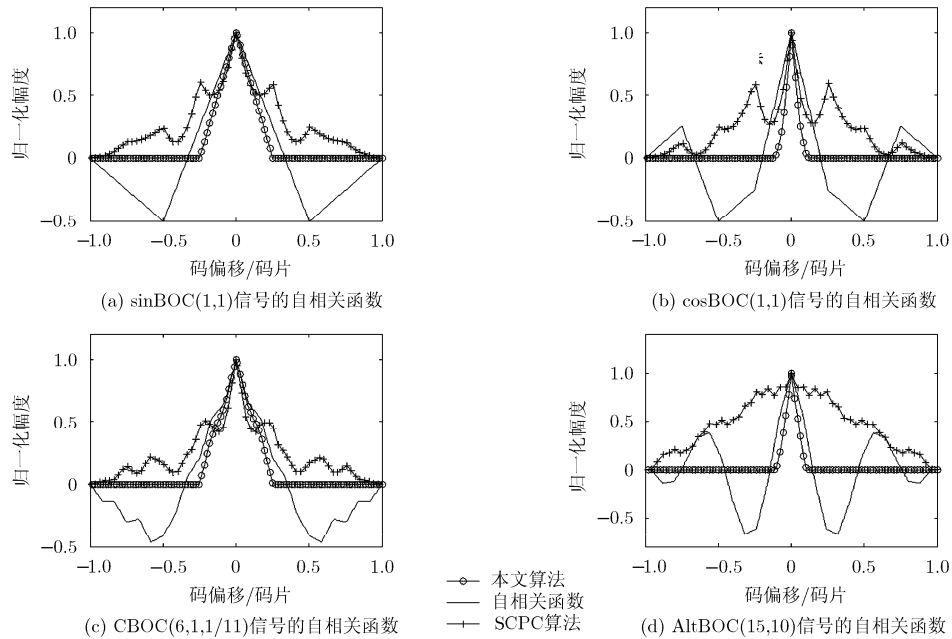


图 6 自相关函数的对比图

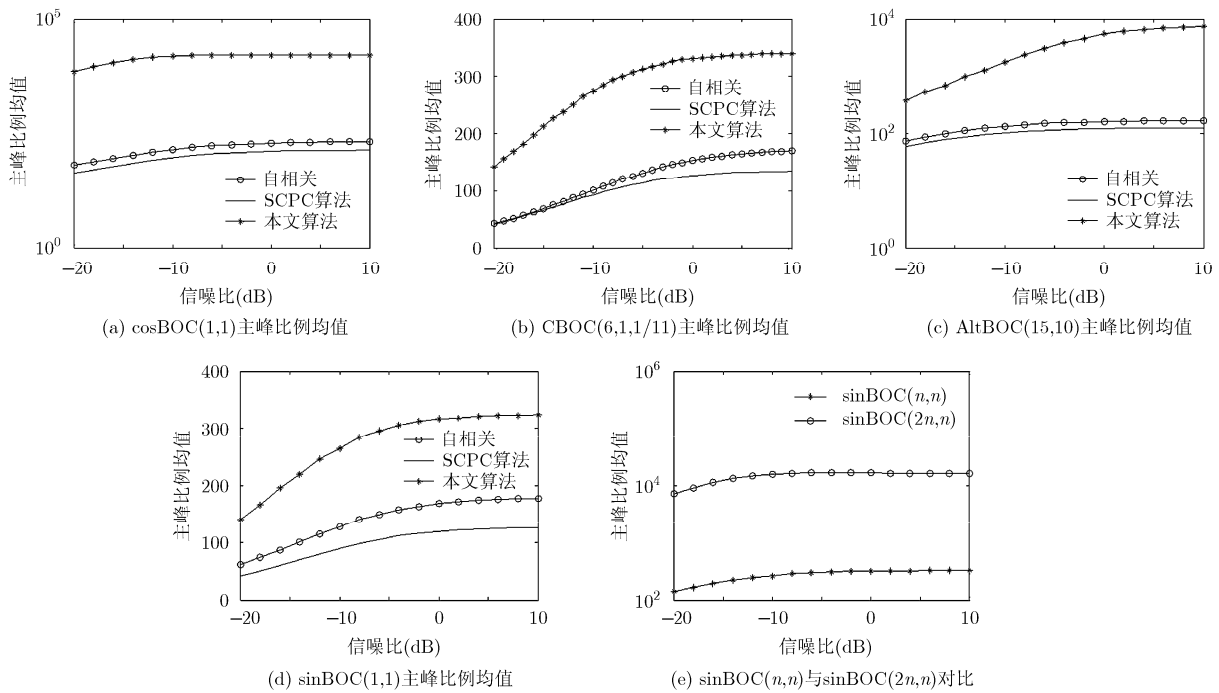


图 7 主峰比例均值比较

(3)抗多径干扰性能分析：本实验利用功率比反映信号的抗多径干扰能力，取两径信道观察实验。由图 8 可以看出在多径环境下，本文算法得到的相关函数相比于原自相关函数和 SCPC 算法得到的相关函数有更大的功率比，这说明本文算法的抗多径干扰性能要优于原自相关函数和 SCPC 算法。由于 SCPC 算法可以消除副峰，所以其抗多径性能要比原自相关函数抗多径性能好，但仍差于本文算法。

图中本文算法的功率比有小段的下降，这是由于当多径时延 β 是副载波周期的整数倍时，本文算法会出现副峰，但是总体上功率比仍高于其他两个算法。仿真实验说明本文算法具有良好的抗干扰性能。

6 结论

针对BOC及其衍信号的模糊捕获问题，本文首先根据各BOC调制信号的副载波模型之间的关系

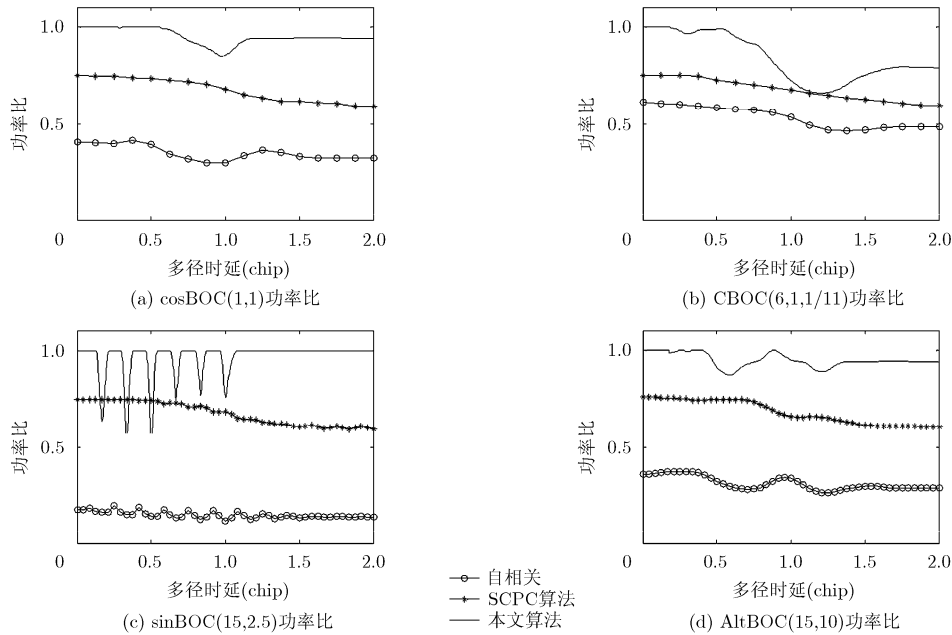


图8 功率比比较

构建出了一种通用的副载波模型，然后根据合成相关函数的方法提出了一种适用于所有调制类型的捕获方法，并且对于任意调制阶数的BOC信号都适用，本文算法得到的相关函数的主峰宽度变窄，很大程度的提高了捕获精度，并且对于同种类型的BOC信号，随着调制阶数的增大，算法的捕获性能提高。此外本文算法具有良好的抗干扰能力。仿真结果验证了算法的正确性与可行性，具有很好的通用性。

参考文献

- [1] 宁津生, 姚宜斌, 张小红. 全球导航卫星系统发展综述[J]. 导航定位学报, 2013, 1(1): 3-8. doi: 10.3969/j.issn.2095-4999.2013.01.002.
NING Jinsheng, YAO Yibin, and ZHANG Xiaohong. Review of the development of global satellite navigation system[J]. *Journal of Navigation and Positioning*, 2013, 1(1): 3-8. doi: 10.3969/j.issn.2095-4999.2013.01.002
- [2] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radio navigation[J]. *Navigation*, 2001, 48(4): 227-246. doi: 10.1002/j.2161-4296.
- [3] 杨宜康, 彭澎, 易国锴, 等. 基于扫频二进制偏移副载波的伪码扩频调制体制及其特性的研究[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(3): 637-642. doi: 10.11999/JEIT140824.
YANG Yikang, PENG Peng, YI Guokai, *et al.* A novel pseudo-code spread spectrum modulation scheme of frequency chirp binary offset carrier and its characteristics[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(3): 637-642. doi: 10.11999/JEIT140824.
- [4] ZITOUNI S, ROUABAH K, CHIKOUCHE D, *et al.* General analytical models characterizing MBOC modulated signal[J]. *Aerospace Science & Technology*, 2016, 50(46): 112-126. doi: 10.1016/j.ast.2015.12.027.
- [5] 周艳玲, 罗雪姣, 温小清, 等. 卫星导航信号 AltBOC 调制方式分析[J]. 湖北大学学报:自然科学版, 2015, 37(4): 334-339. doi: 10.3969/j.issn.1000-2375.2015.04.007.
ZHOU Yanling, LUO Xuejiao, WEN Xiaoqing, *et al.* Analysis of satellite navigation signal alternate binary offset carrier modulation[J]. *Journal of Hubei University (Natural Science)*, 2015, 37(4): 334-339. doi: 10.3969/j.issn.1000-2375.2015.04.007.
- [6] FUNE P and WILSON W. Tracking algorithm for GPS offset carrier signals[C]. National Technical Meeting of the Institute of Navigation. San Diego, CA, USA, 1999: 671-676.
- [7] 符强, 王华俊, 纪元法, 等. BOC 信号无模糊捕获方法研究进展[J]. 现代防御技术, 2013, 41(2): 91-96. doi: 10.3969/j.issn.1009-086x.2013.02.016.
FU Qiang, WANG Huajun, JI Yuanfa, *et al.* Research development of unambiguous acquisition method of BOC signal[J]. *Modern Defence Technology*, 2013, 41(2): 91-96. doi: 10.3969/j.issn.1009-086x.2013.02.016.
- [8] BURIAN A, LOHAN E S, and RENFORS M. BPSK-like methods for hybrid-search acquisition of galileo signals[C]. IEEE International Conference on Communications, ICC'06, Istanbul, Turkey, 2006: 5211-5216.
- [9] FISHMAN P M and BETZ J W. Predicting performance of

- direct acquisition for the M-code signal[C]. 2000 National Technical Meeting of the Institute of Navigation. Anaheim, CA, USA, 2000: 574-582.
- [10] MARTIN N, LEBLOND V, GUILLOTELL G, *et al.* BOC (x, y) signal acquisition techniques and performances[C]. Institute of Navigation GPS/GNSS 2003, Portland, OR, USA, 2003: 188-198.
- [11] JULIEN O, MACABIAU C, CANNON M 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. doi: 10.1109/TAES.2007.357123.
- [12] 阮航, 刘峰, 郑舟, 等. 一种基于伪相关函数的 CBOC 信号跟踪方法[J]. 北京理工大学学报, 2014, 34(3): 316-321. doi: 10.15918/j.tbit 1001-0645.2014.03.019.
- RUAN Hang, LIU Feng, ZHENG Zhou, *et al.* An approach of CBOC signal tracking based on pseudo correlation function[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2014, 34(3): 316-321. doi: 10.15918/j.tbit 1001-0645.2014.03.019.
- [13] KIM S, CHONG D, SUN Y K, *et al.* An improved timing synchronization scheme for BOC signals[C]. Signal Processing and Information Technology, Giza, Egypt, 2007: 710-714.
- [14] 任嘉伟, 杨贵同, 贾维敏, 等. BOC 信号合成相关函数通用无模糊跟踪方法[J]. 航空学报, 2014, 35(7): 2031-2040. doi: 10.7527/S1000-6893.2014.0012.
- REN Jiawei, YANG Guitong, JIA Weimin, *et al.* Unitary unambiguous tracking method based on combined correlation functions for BOC modulated signals[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2014, 35(7): 2031-2040. doi: 10.7527/S1000-6893.2014.0012.
- [15] 周骥, 郭承军, 曹建蜀, 等. GNSS CBOC 信号快速无模糊度捕获算法研究[J]. 信号处理, 2015, 31(7): 876-882.
- ZHOU Ji, GUO Chengjun, CAO Jianshu, *et al.* Fast unambiguous acquisition method for GNSS CBOC signal[J]. *Journal of Signal Processing*, 2015, 31(7): 876-882.
- 张天骐: 男, 1971 年生, 教授, 主要研究方向为语音信号处理、通信信号的调制解调、盲处理、神经网络实现.
- 江晓磊: 女, 1992 年生, 硕士生, 研究方向为导航信号的捕获与跟踪.
- 赵军桃: 男, 1991 年生, 硕士生, 研究方向为直扩信号的盲处理.
- 王俊霞: 女, 1992 年生, 硕士生, 研究方向为信道编码参数盲识别.