

BOC 信号解模糊通用模型的构建与应用

陈辉华,任嘉伟,贾维敏,姚敏立

(第二炮兵工程大学 403 教研室,陕西西安 710025)

摘要: 针对现有边峰消除方法缺乏理论分析模型的问题,提出了一种新的边峰消除理论分析通用模型,将现有的各种基于相关函数组合的二进制偏移载波(BOC)信号无模糊处理方法统一起来,同时为算法的设计提供了有力的数学工具.该模型通过建立泛化的扩频符号波形,构建接收 BOC 信号与本地辅助信号的互相关函数.基于现有方法对该模型进行了数学证明.并在此模型的基础上提出了一种新的基于合成相关函数的 BOC 信号无模糊跟踪方法.理论分析与仿真结果表明,新的无模糊跟踪方法能够在保持 BOC 自相关函数主峰宽度的前提下,完全消除其边峰,实现无模糊跟踪,同时该方法具有较好的多径抑制能力.

关键词: 二进制偏移载波(BOC);边峰消除法(SC);无模糊跟踪;多径

中图分类号: TP391.9 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2013)01-0001-07

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.01.001

Unambiguous General Framework Design and Applications for BOC Signals

CHEN Hui-hua, REN Jia-wei, JIA Wei-min, YAO Min-li

(Staff Room 403, The Second Artillery Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710025, China)

Abstract: Since the existing side-peaks cancellation (SC) techniques is still scarce of uniform theoretical frame and analytical method, a new SC analytic design general framework is proposed in this paper. In this framework, the existing techniques based on the combination of correlation functions for Binary Offset Carrier (BOC) signals can be unified, and more importantly, it can provide an analytical tool for SC. This framework is implemented to present a generalized spreading symbol waveform, and create the combinations of cross-correlation function between the BOC signal and the local signal in receiver. And it is confirmed with the mathematical theory based on practical methods. Finally, an unambiguous tracking method based on a combined correlation function for BOC signals is also proposed. Theoretical analysis and simulation results indicate that the proposed method can remove the side-peaks of BOC autocorrelation function completely while maintaining the shape of main peak, and it exhibits an average multipath performance.

Key words: Binary Offset Carrier (BOC); side-peaks cancellation techniques (SC); unambiguous tracking; multipath

1 引言

为了实现有限资源的频段共享和频谱分离,以及达到更高的精度和性能要求,新一代全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite Systems, GNSS),如美国的现代GPS、俄罗斯的GLONASS、欧盟的Galileo和中国的北斗普遍采用了二进制偏移载波(BOC)调制方式^[1],它在性能上与相同扩频码速率的BPSK调制相比有许多优点:可通过调整参数实现信号间的频谱分离,使得能量集中在频带边缘;在跟踪中具有更强的抗热噪声、抗窄带干扰及抗多径能力^[2].然而,BOC信号的自相关函数(ACF)具有多峰性,GNSS接收机在同步过程中很容易

误锁到其相关函数的边峰上(称为模糊性),增加了捕获跟踪的难度.因此,消除BOC调制信号自相关函数的模糊性成为国内外研究的热点.

边峰消除方法是一类消除BOC信号模糊度的新颖方法,实现简单灵活.该方法的基本思想是:在接收机内部引入与输入信号使用不同码片波形的辅助信号,让这些信号与输入的BOC信号进行互相关运算,再通过互相关函数的线性或非线形组合得到没有边峰的合成函数,用于BOC信号无模糊捕获跟踪^[3].P Ward于2003年首次基于此思想解决BOC信号模糊度至今,各种用于捕获和跟踪的边峰消除方法多种多样^[3~10].但这些方法缺少统一的理论框架与解析方法,而且提出的方法

的通用性不强. 这些方法大致可划分为三类: 副载波相位消除法 (Sub Carrier Phase Cancellation, SCPC)^[4,5]、自相关边峰消除技术 (Autocorrelation Side-Peak Cancellation Technique, ASPeCT)^[8] 和伪相关函数法 (Pseudo-Correlation Function, PCF)^[3,10]. SCPC 方法通过在接收机使用相互正交的两路本地辅助信号, 然后进行平方相加, 得到类似于 BPSK 信号曲线的无模糊相关函数; ASPeCT 则是在接收机使用了一组为输入 BOC 信号的复现信号, 另一组是与输入信号具有相同扩频序列的 BPSK 信号, 然后进行平方相减, 实现无模糊跟踪; PCF 方法则构造两组互为镜像的本地扩频码片波形, 通过互相关函数的非线性组合得到无边峰的伪相关函数. 尽管文献[3]首次提出了一种泛化的扩频码片波形, 并在此基础上建立了边峰消除理论分析模型, 适用于 ASPeCT 和 PCF 方法, 但是其理论框架与解析方法有限, 仅限于解决偶数阶正弦 BOC 调制信号, 不适用于任意调制阶数的正余弦 BOC 信号, 也就是说文献[3]提出的方法并不适用于 SCPC 方法. 因此, 该分析模型的通用性也同样不强.

针对现有方法存在的问题, 基于边峰消除方法和文献[3]的基本思想, 本文提出了一种更为通用的边峰消除理论分析模型, 将现有的各种基于相关函数组合的边峰消除方法统一起来, 同时为算法开发提供了理论工具. 最后, 在此模型的基础上提出一种新的 BOC 信号无模糊跟踪方法, 仿真结果表明新方法在消除边峰的同时保持了主峰的宽度, 具有较好的抗多径性能.

2 BOC 调制信号

2.1 BOC 信号模型

BOC 调制信号是 BPSK 信号与一个方波副载波的乘积, 基带 BOC 信号可以表示为^[2,11]:

$$s(t) = Pc(t)\text{sign}[\sin(2\pi f_s t + \varphi)] \quad (1)$$

式中, P 为信号的幅度, $c(t)$ 为伪随机码片 (PRN) 扩频码序列, f_s 为副载波频率, $\text{sign}[\cdot]$ 为符号函数. φ 为所选的相角, 当 φ 分别为 0° 和 90° 时, BOC 信号分别称为正弦 BOC (Sine-BOC) 信号和余弦 BOC (Cosine-BOC) 信号.

在导航领域, BOC 调制信号通常表示为 $\text{BOC}(m, n)$, 其中 m 表示以 1.023MHz 为基数归一化后的副载波频率, n 表示以 1.023MHz 为基数归一化后的码速率, 且 $m \geq n$, 调制阶数 $M = 2m/n$, 限制为整数.

2.2 BOC 信号模糊问题的描述

由于 BOC 信号的自相关函数具有多个峰值 (如图 1 所示), 当沿用针对 BPSK 信号的传统跟踪方法 (如非相干超前减滞后功率鉴相器) 处理 BOC 信号时会产生模糊度, 即捕获跟踪时不能很好地区分自相关函数的主峰和边峰. 对于 $\text{BOC}(m, n)$ 信号而言, 鉴相曲线会产生

$4m/n - 2$ 个误锁点. 因此, 必须采取有效措施消除 BOC 调制信号的模糊性. 边峰消除方法是一类基于相关函数组合消除 BOC 信号模糊度的新颖方法, 实现简单灵活. 然而, 现有的边峰消除方法缺少统一的理论分析模型并且通用性差. 针对此问题, 下节提出了一种更为通用的边峰消除理论分析模型, 该模型能很好地将现有的各种边峰消除方法统一起来.

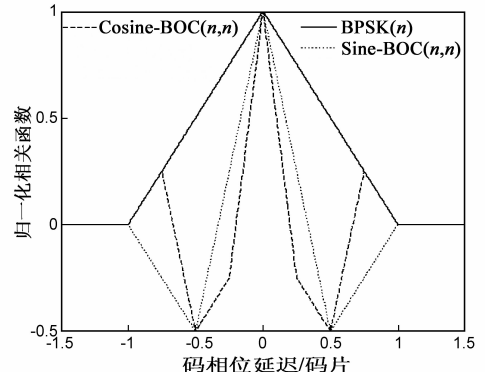


图1 BPSK(n)、Sine-BOC(n,n)和Cosine-BOC(n,n)的ACF

3 新的边峰消除法理论分析模型

基于相关函数组合的边峰消除方法设计的难点在于接收机本地辅助信号波形的选取, 因此需要建立统一的接收 BOC 信号与本地信号的相关函数. 首先, 在 3.1 节提出一种适合接收机产生的泛化扩频符号波形模型. 然后基于此模型, 建立了边峰消除法理论分析通用模型.

3.1 泛化扩频符号波形定义

GNSS 信号采用了直接序列扩频 (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) 技术, 基带 DSSS 信号 $s(t)$ 表示为^[1,11-13]:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i p_{T_c}(t - iT_c) \quad (2)$$

其中 $\{c_i\}$ 为伪随机码符号, 可以是周期的; $p_{T_c}(t)$ 是扩频符号波形, 它只在 $[0, T_c]$ 区间内非零, T_c 为扩频符号周期. 将扩频符号波形等分为 $2M$ 份, 每一份长度为 $T_s = T_c/2M$, M 定义为调制阶数. 因此扩频符号波形可以重新定义为式(3)所示, 并将扩频符号波形经调制后的信号称为扩频符号调制信号.

$$p(t) = \sum_{k=0}^{2M-1} s_k \varphi_k(t) \quad (3)$$

式中

$$\varphi_k(t) = \begin{cases} 1, & t \in [kT_s, (k+1)T_s] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $k = 0, 1, \dots, 2M-1$; $\mathbf{S} = [s_1 s_2 \dots s_{2M-1}]^T$ 为 $p(t)$ 在 $\varphi_k(t)$ 上的投影, 定义为码符号序列,

$$s_k = 2M \int_0^{T_c} p(t) \varphi_k(t) dt \quad (5)$$

同时限制 $\{s_k\}$ 具有单位能量, 即 $\frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{2M-1} s_k^2 = 1$. 因此, 给定扩频码速率 $f_c (f_c = 1/T_c)$ 和 \mathbf{S} , 就可确定扩频符号波形.

BOC 调制信号可以看作是扩频符号调制信号的特例, 即有

$$\begin{cases} P_{\text{Sine-BOC}}(t) = \sum_{k=0}^{2M-1} (-1)^{\lfloor \frac{k}{2} \rfloor} \varphi_k(t) \\ P_{\text{Cosine-BOC}}(t) = \sum_{k=0}^{2M-1} (-1)^{\lceil \frac{k}{2} \rceil} \varphi_k(t) \end{cases} \quad (6)$$

其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 、 $\lceil \cdot \rceil$ 分别表示向下和向上取整. 需要说明的是, 对于偶数阶 (即 M 为偶数) 的 Sine-BOC 和 Cosine-BOC 信号, 其表达式如式 (2) 所示, 而对于奇数阶的 Sine-BOC 和 Cosine-BOC 信号, 其表达式变为^[1, 11-13]

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} (-1)^i c_i p_{T_c}(t - iT_c) \quad (7)$$

3.2 边峰消除法理论分析通用模型

对于理想的扩频码符号具有 $E[c_i c_j] = \delta_{ij}$ (或 $E[(-1)^i c_i (-1)^j c_j] = (-1)^{i+j} \delta_{ij}$) 的特性^[1, 12, 13], 因此, 利用具有理想相关特性的 PRN 序列和扩频符号波形的 DSSS 信号, 则有

$$\begin{aligned} R_s(\tau) &= E[s(t)s(t+\tau)] \\ &= \frac{1}{T_c} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} E[c_i c_j] \int_0^{T_c} p(t - iT_c) p(t + \tau - jT_c) dt \\ &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} p(t) p(t + \tau) dt = E[p(t)p(t + \tau)] \end{aligned} \quad (8)$$

也就是说对于使用了理想的 PRN 序列的 DSSS 信号的 ACF 等价于非周期的扩频符号波形的 ACF^[12].

假设两路扩频符号调制信号的波形分别为: $p(t) = \sum_{k=0}^{2M-1} s_k \varphi_k(t)$ 和 $p'(t) = \sum_{k=0}^{2M-1} s'_k \varphi_k(t)$, 具有相同的 f_c 和 M , 但 $\{s_k\}$ 和 $\{s'_k\}$ 可以有所不同. 因此这两路扩频符号调制信号的互相关函数 (CCF) 为

$$\begin{aligned} R_{\text{CCF}}(\tau) &= E[p(t)p'(t + \tau)] \\ &= \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{2M-1} s_k s'_l \text{Tri}[2Mf_c(t - (k-l)T_s)] \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$\text{Tri}(x) = \begin{cases} 0, & |x| > 1 \\ 1 - |x|, & |x| \leq 1 \end{cases} \quad (10)$$

经带限滤波后的两路扩频调制信号互相关函数为

$$\begin{aligned} R_{\text{CCF}}^{\text{filter}}(\tau) &= E[p(t)p'(t + \tau)] \\ &= \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{2M-1} s_k s'_l R_{\text{BL}}[2Mf_c(t - (k-l)T_s)] \end{aligned} \quad (11)$$

式中

$$\begin{aligned} R_{\text{BL}}(\tau) &= \frac{1}{\pi} (\tau + 1) \text{Si}[2\pi b(\tau + 1)] + \frac{1}{2\pi^2 b} \cos[2\pi b(\tau + 1)] \\ &+ \frac{1}{\pi} (\tau - 1) \text{Si}[2\pi b(\tau - 1)] + \frac{1}{2\pi^2 b} \cos[2\pi b(\tau - 1)] \\ &- \frac{2\tau}{\pi} \text{Si}[2\pi b\tau] - \frac{1}{\pi^2 b} \cos[2\pi b\tau] \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 带限参数 b 定义为 $b = B \frac{T_c}{4m}$, B 为滤波器双边带宽, $\text{Si}(t) = \int_0^t \frac{\sin x}{x} dx$. 当 $\{s_k\}$ 和 $\{s'_k\}$ 相同时, 两路信号的互相关函数就等于自相关函数.

所有边峰消除方法都是在接收机内部引入与输入信号不同码片波形的辅助信号, 让这些信号与输入的 BOC 信号进行互相关运算, 再通过互相关函数的线性或非线性组合得到没有边峰的合成相关函数. 不同的合成相关函数对应着不同的边峰消除方法和不同的本地信号波形, 从实现复杂角度出发, 参与合成的本地辅助信号通常限制为 2 个, 但是不管合成相关函数如何变化, BOC 信号与本地信号的互相关函数的通用模型是确定的, 即基于相关函数的边峰消除方法理论分析通用模型是确定的, 如式 (13) 所示.

$$\begin{cases} R_{\text{CCF}}^{(1)}(\tau) = E[p_{\text{BOC}}(t)p_1(t + \tau)] \\ \quad = \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{2M-1} s_k^{\text{BOC}} s'_l^{(1)} R_{\text{BL}}[2Mf_c(t - (k-l)T_s)] \\ R_{\text{CCF}}^{(2)}(\tau) = E[p_{\text{BOC}}(t)p_2(t + \tau)] \\ \quad = \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{2M-1} \sum_{l=0}^{2M-1} s_k^{\text{BOC}} s'_l^{(2)} R_{\text{BL}}[2Mf_c(t - (k-l)T_s)] \end{cases} \quad (13)$$

式中, $R_{\text{CCF}}^{(1)}(\tau)$ 和 $R_{\text{CCF}}^{(2)}(\tau)$ 分别为接收 BOC 信号和两路本地扩频符号调制信号的互相关函数.

在解决 BOC 信号跟踪模糊度时, 由于接收到的 BOC 信号波形的式样是确定的, 由此 BOC 信号与本地信号的互相关函数 (BOC 信号与本地辅助信号的互相关函数具体形式如式 (14) 所示) 就完全由本地扩频符号调制信号决定. 而每个扩频符号调制信号波形又由唯一的 $\{s_k\}$ 决定, 因此, 解决 BOC 信号模糊度问题就转化为如何设计本地辅助信号的 $\{s_k\}$. 边峰消除方法通用分析模型下各种方法的设计分为三个步骤: (1) 设计无模糊的合成相关函数; (2) 根据合成相关函数设计输入信号与本地辅助信号的互相关函数的形状; (3) 由互相关函数的形状, 通过式 (14) 解出本地辅助信号的码符号序列 $\{s_k\}$, 生成本地辅助信号的最优波形.

$$R_{CCF}(\tau) = \begin{cases} ((k+1)r_k^+ - kr_{k+1}^+) - (r_k^+ - r_{k+1}^+) \frac{\tau}{T_s}, & kT_s \leq \tau < (k+1)T_s \\ ((1-k)r_k^- + kr_{k-1}^-) + (r_k^- - r_{k-1}^-) \frac{\tau}{T_s}, & (k-M)T_s \leq \tau < (k-M+1)T_s \\ 0, & |\tau| > T_c \end{cases} \quad (14)$$

其中 $r_k^+ = \sum_{i=0}^{2M-1-k} s_i^{\text{BOC}'} s_{i+k}^{\text{BOC}'}$, $0 \leq k \leq 2M-1$, 以及 $r_k^- = \sum_{i=0}^{2M-1+k} s_i^{\text{BOC}'} s_{i-k}^{\text{BOC}'}$, $-(2M-1) \leq k \leq 0$, BOC 信号的码符号序列 $\{s_i^{\text{BOC}'}\}$ 如式(6)所示。

若将各种边峰消除方法下的合成相关函数应用到码跟踪延迟锁定环(DLL)上,可以给出其通用的环路结构图,如图2所示。导航接收机接收到的信号与本地复现的载波相乘,成为同相(I)与正交(Q)支路的基带信号。本地扩频序列产生器在码NCO驱动下产生扩频序列,并被两组不同的扩频符号波形 $p_1(t)$ 和 $p_2(t)$ 调制成为本地信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$,然后与接收到的基带信号相乘,并在 I&D 滤波器中进行长度为 T_{coh} 的相干积分。相干积分的结果送入合成相关函数生成器进行非相干组合。

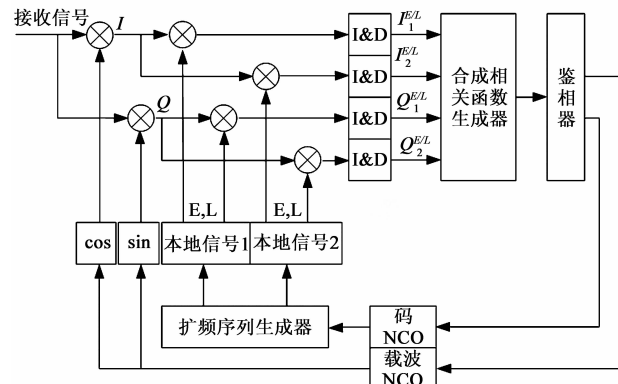


图2 基于合成相关函数的通用DLL结构图

4 边峰消除方法举例

上节给出了边峰消除方法通用分析模型,在这节中将通过三个例子证明上述模型的通用性。

4.1 副载波相位消除方法(SCPC)

SCPC方法的基本思想在接收机产生两路相互正交的本地信号,一些文献把这两路信号分别记作为复现BOC信号和QBOC信号^[4]。将这两组信号分别与输入BOC信号进行相关运算,由于BOC信号与QBOC信号的互相关函数的峰值正好对应于BOC信号自相关函数的零点,同时BOC信号自相关函数的峰值正好对应于BOC信号与QBOC信号的互相关函数的零点。因此,将

这两路合成信号进行平方相加,可以得到和BPSK信号自相关函数类似的合成相关函数(如式(15)所示),实现无模糊跟踪,如图3、4所示,滤波器前置带宽为8MHz。

$$R_{SCPC}(\tau) = (R_{CCF}^{(1)}(\tau))^2 + (R_{CCF}^{(2)}(\tau))^2 \quad (15)$$

式中, $R_{CCF}^{(1)}(\tau)$ 为接收BOC信号和同相本地扩频符号调制信号的互相关函数, $R_{CCF}^{(2)}(\tau)$ 为接收BOC信号和正交本地扩频符号调制信号的互相关函数,其表达式如式(13)所示。

在SCPC方法中,接收机产生的两路相互正交信号实际上分别为Sine-BOC信号和Cosine-BOC信号,则各自的码符号序列分别为 $s_k^{(1)} = (-1)^{\lfloor k/2 \rfloor}$ 和 $s_k^{(2)} = (-1)^{\lceil k/2 \rceil}$ 。

4.2 自相关函数边峰消除技术(ASPeCT)

ASPeCT是近年来最为广泛引用的方法。ASPeCT使用了两组本地信号,其中一组是输入BOC信号的复现信号,另一组则是与输入信号具有相同扩频序列的BPSK信号。将这两组本地信号分别与输入信号进行相关运算,之后进行平方相减。BOC信号与BPSK信号的互相关函数的两个边峰恰好将BOC信号自相关函数的两个边峰值相消去,并通过合适的加权系数 β 实现无模糊的合成相关函数,如式(16)所示。图5、6分别给出在ASPeCT作用下的相关函数和鉴相器输出曲线,滤波器前置带宽为8MHz,加权系数 $\beta = 1.4$ 。然而该方法仅适用于Sine-BOC(n, n)^[7~10]。

$$R_{ASPeCT}(\tau) = (R_{CCF}^{(1)}(\tau))^2 - \beta (R_{CCF}^{(2)}(\tau))^2 \quad (16)$$

式中, $R_{CCF}^{(1)}(\tau)$ 和 $R_{CCF}^{(2)}(\tau)$ 的表达式如式(13)所示。其中本地辅助信号波形1为复现BOC信号,本地辅助信号波形2为BPSK信号波形,即 $s_k^{(1)} = (-1)^{\lfloor k/2 \rfloor}$ 和 $s_k^{(2)} = (-1)^{\lfloor k/2M \rfloor}$,其中 $M=2$ 。

4.3 伪相关函数方法(PCF)

PCF方法同样通过设计接收机本地辅助波形构造出没有边峰的合成相关函数。文献[3]首先提出了一种泛化的扩频码片波形,并且给出了偶数阶Sine-BOC信号与一般扩频码片调制信号的互相关函数波形,在此基础上设计两组互为镜像的本地扩频码片波形,通过互相关函数的非线性组合得到无边峰的伪相关函数(如式(17)所示),用于码鉴相器的生成,实现无模糊跟踪。如图7、8所示,滤波器前置带宽为8MHz,加权系数 $x=0$ 。

$$R_{PCF}(\tau) = |R_{CCF}^{(1)}(\tau)| + |R_{CCF}^{(2)}(\tau)| - |R_{CCF}^{(1)}(\tau) + R_{CCF}^{(2)}(\tau)| \quad (17)$$

式中, $R_{CCF}^{(1)}(\tau)$ 和 $R_{CCF}^{(2)}(\tau)$ 分别为接收BOC信号和两组互为镜像的本地扩频码片波形调制信号的互相关函数,其表达式同样可用式(13)表示。其中码符号序列 $\mathbf{S}^{(1,2)} = [s_1^{(1,2)} s_2^{(1,2)} \dots s_{2M-1}^{(1,2)}]^T$ 分别为

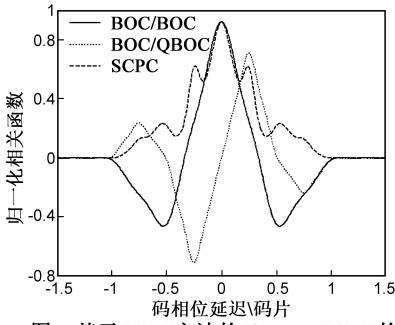


图3 基于SCPC方法的Sine-BOC(1,1)的相关函数,前置滤波带宽为8MHz

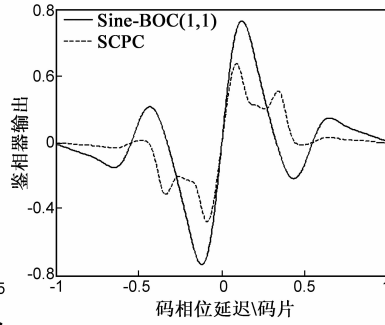


图4 SCPC方法与传统方法处理Sine-BOC(1,1)信号时鉴相特性曲线,前置滤波带宽为8MHz

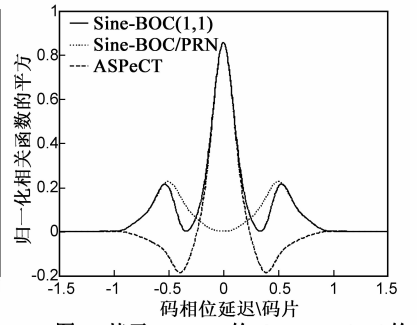


图5 基于ASPeCT的Sine-BOC(1,1)的相关函数,前置滤波带宽为8MHz

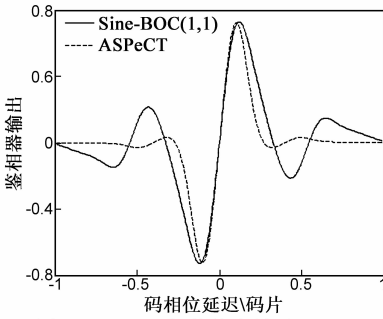


图6 ASPeCT与传统方法处理Sine-BOC(1,1)信号时鉴相特性曲线,前置滤波带宽为8MHz

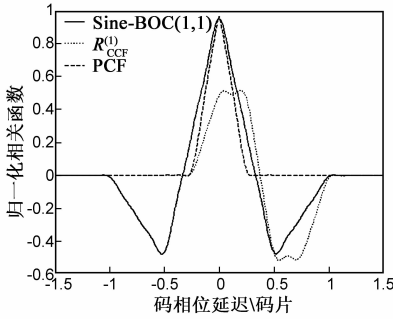


图7 基于PCF方法的Sine-BOC(1,1)的相关函数,前置滤波带宽为8MHz

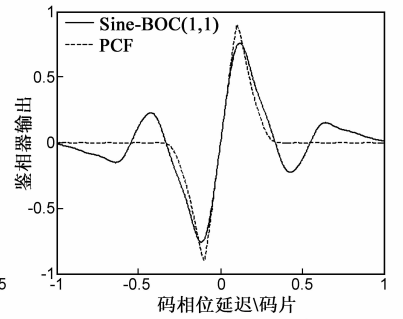


图8 PCF方法与传统方法处理Sine-BOC(1,1)信号时鉴相特性曲线,前置滤波带宽为8MHz

$$\begin{cases} \mathbf{S}^{(1)} = \left[\sqrt{\frac{2M}{1+x^2}}, 0, \dots, 0, x\sqrt{\frac{2M}{1+x^2}} \right]^T \in \mathbf{R}^{1 \times 2M} \\ \mathbf{S}^{(2)} = \left[x\sqrt{\frac{2M}{1+x^2}}, 0, \dots, 0, \sqrt{\frac{2M}{1+x^2}} \right]^T \in \mathbf{R}^{1 \times 2M} \end{cases} \quad (18)$$

式中,参数 $x = s_{2M-1}^{(1)}/s_0^{(1)}$, $x \in [0, 1)$ 唯一确定。

综上所述可知,以上三个例子均可用新的边峰消除法通用模型表示,表明该模型的正确性。

5 基于合成相关函数的无模糊跟踪方法

5.1 新的无模糊跟踪方法

基于新的边峰消除方法分析模型和 PCF 方法的分析思路,本文提出了一种新的基于合成相关函数的 BOC 无模糊跟踪方法。将参与合成的本地辅助信号限制为 2 个,通过合理设计本地辅助波形,无边峰的合成相关函数可以使用两个包络对称的相关函数通过如下组合得到

$$R_{\text{unamb}}^{\text{Proposed}}(\tau) = |R_{\text{CCF}}^{(1)}(\tau)| \times |R_{\text{CCF}}^{(2)}(\tau)| \quad (19)$$

式中, $R_{\text{CCF}}^{(1)}(\tau)$ 和 $R_{\text{CCF}}^{(2)}(\tau)$ 分别为如式(13)所示。其中,码符号序列 $\{s_k\}$ 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{S}^{(1)} = [\sqrt{2M}, 0, \dots, 0, 0]^T \in \mathbf{R}^{1 \times 2M} \\ \mathbf{S}^{(2)} = [0, 0, \dots, 0, \sqrt{2M}]^T \in \mathbf{R}^{1 \times 2M} \end{cases} \quad (20)$$

图 9 分别给出了 Sine-BOC(1,1) 信号和 Cosine-BOC(1,1) 信号合成相关函数结果,图 10 分别给出传统方法和无模糊方法处理 Sine-BOC(1,1) 信号和 Cosine-BOC(1,1) 信号时的鉴相器输出性能曲线,滤波器前置带宽为 8MHz,其中超前滞后间距 $d = 0.2$ 码片。对比可见,通过合理设计本地辅助信号波形可以得到无边峰的合成相关函数,而且合成相关函数的形状呈理想的三角形。基于合成相关函数的 DLL 也完全消除了鉴相特性曲线的误锁点。

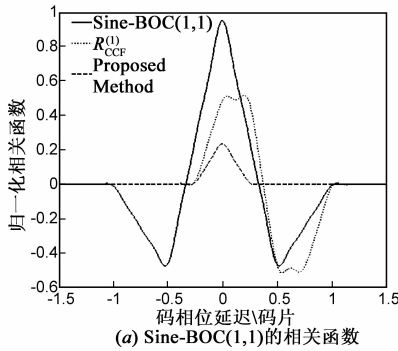
5.2 抗多径性能分析

多径是指对所期望信号经反射或散射后的复制品的接收,多径信号对直视信号是一种干扰,导致码相位的误差,而码相位误差最终会导致伪距误差^[12,14]。为了研究多径对环路带来的影响,考虑在只有一个多路径进入静止的导航接收机情况下造成的码相位误差。采用与导航界相同的评估方法,假设一个单路镜面反射多径的影响,其中多径-直视信号幅度比为 -3dB 。图 11 分别给出了处理 Sine-BOC(1,1) 信号和 Cosine-BOC(1,1) 信号时,各种方法下的多径距离误差包络。其中超前滞后间距 $d = 0.2$ 码片,滤波器前置带宽分别为 8MHz。

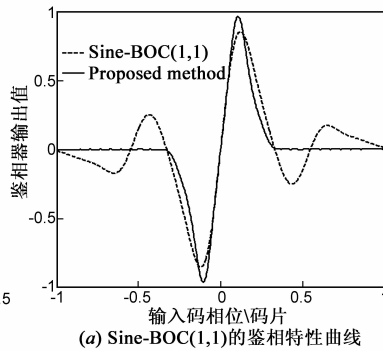
由图 11 表明,对于 Sine-BOC(1,1) 信号,采用无模糊跟踪方法的 DLL 对码片区间的多径的敏感程度要略高于传统的 DLL、ASPeCT 和 SCPC 方法,但要优于 PCF

方法,即有较好地多径抑制能力.处理 Cosine-BOC(1,1)信号时,采用无模糊跟踪方法的 DLL 对码片区间的多径的敏感程度要略高于传统的 DLL 和 SCPC 方法,但要优于 BPSK-like 信号.这是由于新的无模糊跟踪方法在本地使用与输入信号不同扩频符号波形的本地信号,

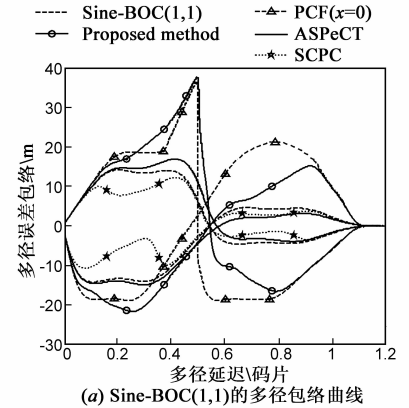
使得环路不再满足最佳接收准则,与其它无模糊跟踪方法一样,在获得跟踪可靠性的同时,作为代价,新的无模糊跟踪方法的跟踪精度也会有所下降.为了衡量多径误差的大小,可以采用多径误差包络面积进行评价.表 1 给出了各种方法下的多径误差包络面积.



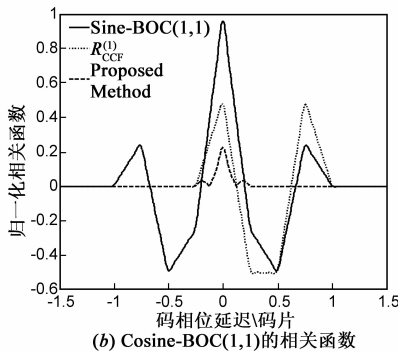
(a) Sine-BOC(1,1)的相关函数



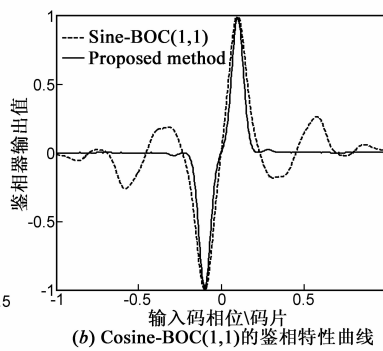
(a) Sine-BOC(1,1)的鉴相特性曲线



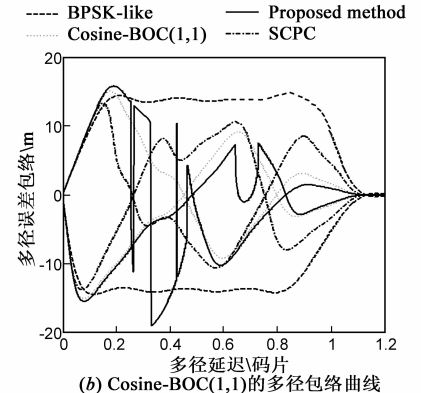
(a) Sine-BOC(1,1)的多径包络曲线



(b) Cosine-BOC(1,1)的相关函数



(b) Cosine-BOC(1,1)的鉴相特性曲线



(b) Cosine-BOC(1,1)的多径包络曲线

图9 基于合成相关函数的BOC的相关函数,前置滤波带宽分别为8MHz

图10 无模糊跟踪方法与传统方法处理BOC信号时鉴相特性曲线,前置滤波带宽分别为8MHz

图11 BOC信号的码跟踪多径误差,前置滤波带宽分别为8MHz

表 1 多径误差包络面积比较

BOC信号	Sine-BOC(1,1)	Cosine-BOC(1,1)
无模糊方法		
传统 DLL	18.3184	17.6661
SCPC	15.2698	18.2054
ASPeCT	17.2605	
PCF(x=0)	25.7629	
BPSK-like	30.3275	29.8738
Proposed DLL	22.480	18.9263

6 结论

针对现有边峰消除方法通用性差的问题,本文首先提出一种新的泛化扩频符号波形,并在此基础上建立了更为通用的边峰消除方法理论分析模型.该模型能很好地将现有的各种基于相关函数组合的边峰消除方法统一起来,并使 BOC 信号无模糊捕获跟踪方法的

设计可以在该模型所提供的框架内利用解析的方法完成,为算法的设计提供了有力的数学工具,而且基于 HRC 的多径消除方法,该模型还可以通过设计本地最优波形抑制多径干扰.同时本文还提出了一种新的基于合成相关函数的 BOC 信号无模糊跟踪方法,该方法能够在保持 BOC 信号自相关函数主峰的宽度下,完全消除其边峰,同时该方法具有较好的多径抑制能力,并且适用于任意阶数的正余弦 BOC 调制信号.

参考文献

- [1] United Nations. Current and planned global and regional navigation satellite systems and satellite-based augmentations systems[A]. International Committee on Global Navigation Satellite Systems Provider's Forum [C]. New York, USA, June 2010.
- [2] J W Betz. Binary offset carrier modulations for radionavigation [J]. Journal of the Institute of Navigation, 2001, 48(4): 227 -

- 246.
- [3] Z Yao, M Q Lu. Side-peaks cancellation analytic design framework with applications in BOC signals unambiguous processing [A]. Proceedings of the 2011 International Technical Meeting of the Institute of Navigation [C]. San Diego, CA: ION Press, 2011. 775 – 785.
- [4] P Ward. A design technique to remove the correlation ambiguity in Binary Offset Carrier (BOC) spread spectrum signals [A]. Proceedings of the 59th Annual Meeting of the Institute of Navigation and CIGTF 22nd Guidance Test Symposium [C]. Albuquerque, NM: ION Press, 2003. 146 – 155.
- [5] V Heiries, D Roviras, L Ries, et al. Analysis of non ambiguous BOC signal acquisition performance [A]. Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Long Beach, CA: ION Press, 2004. 2611 – 2622.
- [6] V Heiries, C Rendon, V Calmettes. Solving the correlation ambiguity issue of BOC modulated signal by a nonLinear quadratic operator [A]. Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Fort Worth, TX: ION Press, 2006. 1001 – 1010.
- [7] A Burian, E S Lohan, M Renfors. Sidelobes cancellation method for unambiguous tracking of Binary-Offset-Carrier modulated signals [A]. Proceedings of 3rd European Space Agency (ESA) Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies (ESA NAVITEC 2006) [C]. Netherlands: Konferensijulkaisu-Conference paper, 2006. 1 – 8.
- [8] O Julien, C Macabiau, M Cannon, et al. ASPeCT: unambiguous sine-BOC(n, n) acquisition/tracking technique for navigation applications [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2007, 43(1): 150 – 162.
- [9] S Kim, D Chong, T Yoon, et al. An improved timing synchronization scheme for BOC Signals [A]. IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology [C]. USA: IEEE Press, 2007. 710 – 714.
- [10] Z Yao, X W Cui, M Q Lu, et al. Pseudo-Correlation-Function-Based unambiguous tracking technique for sine-BOC signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2010, 46(4): 1782 – 1796.
- [11] J W Betz. On the power spectral density of GNSS signals, with applications [A]. Proceedings of the 2010 International Technical Meeting of the Institute of Navigation [C]. San Diego, CA: ION Press, 2010. 859 – 871.
- [12] C Hegarty, M Tran, J W Betz. Multipath performance of the new GNSS signals [A]. Proceedings of the 2004 National Technical Meeting of the Institute of Navigation [C]. San Diego, CA: ION Press, 2004. 333 – 342.
- [13] J Avila-Rodriguez. On Generalized Signal Waveforms for Satellite Navigation [D]. German: University FAF Munich, 2008.
- [14] 孙晓文, 张淑芳, 胡青, 等. 一种基于改进的 Rake 模型的 GNSS 接收机抗多径新技术 [J]. 电子学报, 2011, 39(10): 2422 – 2426.
Sun Xiao-wen, Zhang Shu-fang, Hu Qing, et al. A new anti-multipath technique based on modified Rake model for GNSS receiver [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(10): 2422 – 2426. (in Chinese)

作者简介



陈辉华 男. 1983 年 7 月出生, 福建上杭人. 2006 年和 2009 年分别在西安市第二炮兵工程大学获理学学士和工学硕士学位. 现为在读博士生, 从事新一代 GNSS 导航信号处理方面的有关研究.

E-mail: chenhuichina@hotmail.com



任嘉伟 男. 1985 年 6 月出生, 河南洛阳人. 2007 年和 2010 年分别在西安市第二炮兵工程大学获理学学士和工学硕士学位. 现为在读博士生, 从事新一代 GNSS 导航信号处理方面的有关研究.

E-mail: wdrjw@yahoo.com.cn