

基于局部相关函数插值的二进制偏移载波调制信号码相位估计与鉴相方法

李文刚* 王屹伟

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室 西安 710071)

摘 要: 为了进一步提高卫星导航接收机对 BOC(1,1)及其衍生类型调制信号的码鉴相的质量和跟踪能力,尤其是在高动态下的跟踪性能。该文提出一种基于局部相关函数插值的方法确定 BOC(1,1)调制信号的码相位。该方法基于相关器阵列的结构,根据相关器阵列的输出值判断相关峰值的大致范围。利用广义延拓逼近的方法估计码相位的位置,同时在缺少延拓空间的情况下构造一个虚拟的相关器以完成对码相位的估计。该文具体分析了单侧相关器个数对牵入范围的影响,在此基础上对所提方法进行了计算机仿真实验。理论和仿真证明:所提方法能够在不增加过多硬件资源的条件下扩大码鉴相函数的线性牵入范围,进而能够提高接收机对于 BOC 调制信号的跟踪精度。

关键词: 卫星导航; 扩频码鉴相; 跟踪; BOC 调制信号; 广义延拓逼近

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)03-0557-08

DOI: 10.11999/JEIT170506

Code Phase Estimate and Discrimination Method for BOC Modulated Signal Based on Partial Correlation Function Interpolation

LI Wengang WANG Yiwei

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: In order to further improve the BOC (1,1) and its derived types modulated signal's code discrimination quality and tracking ability of the satellite navigation receiver, especially in high dynamic. This paper proposes a method to determine the BOC (1,1) modulated signal code phase by partial correlation function interpolation. This method is based on the structure of correlators array, the approximate range of the correlation peak is determined by the correlators' output. The generalized extended approximation method is used to estimate the code phase, and a virtual correlator is created in order to process the generalized extended approximation when the extended range does not exist. In this paper, the influence of the one side correlators' number N on the linear pull-in region is analyzed in detail. On this basis, the computer simulation experiment for the proposed method is given. Theoretical and simulation results show: the proposed method can be used to enlarge the linear pull-in region of phase discrimination function without adding too much hardware resources, furthermore, it can improve the BOC modulated signals' tracking accuracy for the receiver.

Key words: Satellite navigation; Code phase discrimination; Tracking; Binary Offset Carrier (BOC) modulated signal; Generalized extended approximation

1 引言

二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)调制信号是新一代卫星导航系统中常采用的一种调制方式,由于 BOC 信号在频域上分裂为两个边带和 BOC 信号具有更为狭窄的相关峰值的特性^[1],使得其在新一代卫星导航系统中得到了广泛的应用^[2]。其形式一般可以写作 BOC(m,n),其中 m 表示副载

波速率为 $f_{sc} = m \times 1.023$ MHz, n 表示扩频码速率 $f_c = n \times 1.023$ MHz。相较于 BPSK 类型的传统卫星导航信号,BOC 调制信号在正负一个扩频码偏移范围内具有多个相关峰值,因而任何 BOC 调制信号的鉴相方法必须首先是无模糊的,即能够避免锁定在副峰造成跟踪的误锁^[3],这决定了 BOC 调制信号的鉴相方式不宜通过类似 BPSK 型卫星导航采用早迟鉴相的方式进行。文献[4]中提出的自相关副峰消除法在本地产生副载波和扩频码后分别与接收信号进行相关并进行副峰的消除的方法(分形重构),然而这种方法不能够彻底消除副峰,文献[5]提出了利用均匀分布的 5 个相关器对主峰和副峰进行检测,并以此判断是否误锁到副峰的方法。这种方法的本

收稿日期: 2017-05-26; 改回日期: 2017-10-05; 网络出版: 2017-11-08

*通信作者: 李文刚 wgli@xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61201136), 高等学校学科创新引智计划(B08038)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61201136), The Plan of Introducing Talents for Discipline Innovation in Universities (B08038)

质是一种属于基于统计的偏执检测原理。文献[6,7]中提出对副载波和扩频码进行独立跟踪并根据2维相关函数判断实际的扩频码相位,这种方法具有较强的鲁棒性,但运算量非常大,耗费的硬件资源过多。文献[8-10]则提出了利用闸波或双闸波对BOC(1,1)调制信号进行鉴相,这种方法牺牲了鉴相的抗噪声能力,换取了较强的抗多径能力,且获得的鉴相函数的有效牵入范围在 ± 0.25 个码片以内。

在高动态条件下对GNSS信号进行鉴相和跟踪,必须有较大的牵入范围。文献[11,12]提出了利用多相关器组成阵列,并根据各个相关器的相关结果进行线性化组合以消除模糊跟踪并获得对BOC(1,1)信号较大的牵入范围,然而该方法能够近似得到线性的鉴相函数,然而得到的鉴相函数不对称,且质量不理想,耗费的硬件成本过大(一般单侧相关其数目 $N > 5$)。针对该问题,本文以BOC(1,1)信号及其衍生信号类型为研究对象,提出一种基于 $2N + 1$ 个相关器的码相位估计方法,并利用插值^[13,14]的方法估计相关峰值的具体位置。本文首先阐述了所提方法的相关器阵列的部署结构,然后论证了根据相关器输出判断相关峰值位置的准则。针对当相关峰值处于边缘的两个相关器之间而造成无法对码相位进行插值估计的情况,本文提出了构建一个虚拟相关器的解决方法。理论和仿真均证明,本文所提方法当采用5个相关器(单侧相关器数目 $N = 2$)时,即可以实现 ± 0.5 个码片范围的线性牵入范围,如果在此基础上增加单侧相关器数目,便能够成比例地增加线性牵入范围。

2 BOC(1,1)相关函数与曲线插值估计模型

2.1 BOC(1,1)及其衍生信号类型的相关函数

BOC(m, n)调制信号的码序列一般可写为

$$C(t) = \sum_k c_k w(t - kT_c) \quad (1)$$

其中, $w(t), 0 \leq t \leq T_c$ 表示方波, $c_k = \pm 1$ 为在 k 个时隙的扩频码序列。BOC(m, n)调制信号一般是在式(1)的码序列表达式的基础上乘以正弦式的副载波 $B(t) = \text{sign}(\sin(2\pi f_{sc} t))$ 或余弦式的副载波 $B(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_{sc} t))$, 从而得到 BOC(m, n)信号的表达式 $X(t) = B(t)C(t)$ 。BOC(m, n)信号的自相关函数一般可以表示为^[15]

$$R_X(\Delta\tau) = \begin{cases} (-1)^{k+1} \left[\frac{1}{p} (-k^2 + 2kp + k - p) - (4p - 2k + 1) \frac{|\Delta\tau|}{T_c} \right], & |\Delta\tau| < T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $k = \lceil 2p|\Delta\tau|/T_c \rceil$, $\lceil \cdot \rceil$ 表示对输入的实数向上取整。 $p = m/n$ 称为阶数。令 $m = n = 1$, 根据式(2)可以得到 BOC(1,1)的自相关函数。

实际中 BOC(1,1)调制信号的衍生类型,多元二进制偏置载波信号调制信号也得到了更加广泛的应用。欧洲 Galileo 的 E1 频点率先采用了 CBOC(6,1,1/11)(Composite Binary Offset Carrier, CBOC)调制信号;美国的 GPS(Global Positioning System, GPS)在 L1C 频点的导频通道使用了 TMBOC(6,1,4/33)(Time Multiplexed Binary Offset Carrier, TMBOC)调制信号^[15];而我国的北斗导航系统也将类似的调制方式应用到未来的 B1C 频点。CBOC(6,1,1/11)的自相关函数为

$$R_{\text{CBOC}}(\Delta\tau) = \frac{10}{11} R_{\text{BOC}(1,1)}(\Delta\tau) + \frac{1}{11} R_{\text{BOC}(6,1)}(\Delta\tau) \pm 2 \frac{\sqrt{10}}{11} R_{1,2}(\Delta\tau) \quad (3)$$

其中,前两项为 BOC(1,1)和 BOC(6,1)的自相关函数,最后一项为二者的互相关函数,最后一项取正为 CBOC⁺(6,1,1/11),反之为 CBOC⁻(6,1,1/11),本文主要考虑最后一项取正为 CBOC⁺(6,1,1/11)的情况。TMBOC(6,1,4/33)的自相关函数为

$$R_{\text{TMBOC}}(\Delta\tau) = \frac{29}{33} R_{\text{BOC}(1,1)}(\Delta\tau) + \frac{4}{33} R_{\text{BOC}(6,1)}(\Delta\tau) \quad (4)$$

如图1所示,是 BOC(1,1), CBOC⁺(6,1,1/11)和 TMBOC(6,1,4/33)调制信号的自相关函数。

如图1所示,3种信号的自相关函数的相关函数主峰的范围从 $-1/3 \sim 1/3$ 个码片偏移。在 $-1 \sim -1/3$ 以及 $1/3 \sim 1$ 码片偏移范围内各含有一个峰值大小为主峰一半且为负值的副峰。如果采用传统的早迟鉴相,无论是采用自相关函数还是其绝对值,均有可能因为副峰的存在产生误锁的现象。

2.2 码相位插值估计模型

如图1所示,BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11)和 TMBOC(6,1,4/33)调制信号的自相关函数具有相似性。因而下文以 BOC(1,1)信号为例,介绍码相位插值估计模型。

如图2所示,在 BOC(1,1)相关函数上截取4个节点 $(x_i^e, U_i^e), i = 0, 1, 2, 3$ 。其中相关函数的峰值处于 $[x_1^e, x_2^e]$ 之间。处于 $[x_0^e, x_3^e]$ 区间的三角形 BOC(1,1)相关函数可以大致视为开口向下的一条一元二次函数曲线,因而通过一元二次多项式插值,并求得该多项式的极值位置可以视为对码相位的估计值。

为了更为准确地利用一元二次函数近似 $[x_0^e, x_3^e]$ 之间的相关函数。本文采用广义延拓逼近的方法,即以插值为主要原理同时兼顾曲线拟合的近似方法,对处于 $[x_1^e, x_2^e]$ 区间的相关函数进行近似。选定

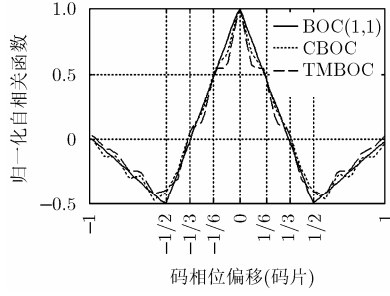


图 1 BOC(1,1)自相关函数

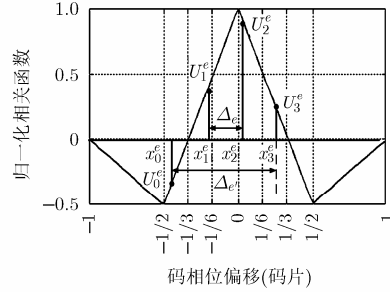


图 2 BOC(1,1)相关函数的延拓逼近拟合

最为接近相关函数主峰的两点 $(x_1^e, U_1^e), (x_2^e, U_2^e)$ 为插值节点，两点之间的区域 $\Delta_e = \{x | x \in [x_1, x_2]\}$ 为插值区域，插值函数为

$$U(x) = a_1 + a_2x + a_3x^2, \quad x \in [x_1^e, x_2^e] \quad (5)$$

以 $(x_1^e, U_1^e), (x_2^e, U_2^e)$ 为插值的约束节点，可以得到插值条件：

$$\left. \begin{aligned} U_1^e &= a_1 + a_2x_1^e + a_3(x_1^e)^2 \\ U_2^e &= a_1 + a_2x_2^e + a_3(x_2^e)^2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

选定 $(x_0^e, U_0^e), (x_3^e, U_3^e)$ 为延拓节点，两点之间的区域 $\Delta_e = \{x | x \in [x_0, x_3]\}$ 为延拓区域。结合 4 个点的取值，根据最小均方准则，可以得到拟合条件：

$$\min I(a_1, a_2, a_3) = \sum_{i=0}^3 [a_1 + a_2x_i^e + a_3(x_i^e)^2 - U_i^e]^2 \quad (7)$$

构造拉格朗日函数对式(6)和式(7)进行综合，并进行求解，即

$$L(a_1, a_2, a_3, \lambda_1, \lambda_2) = I(a_1, a_2, a_3) + \sum_{i=1}^2 2\lambda_i (U(x_i^e) - U_i^e) \quad (8)$$

该式的极值可以由式(9)条件确定：

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial a_l} &= \frac{\partial I}{\partial a_l} + \sum_{i=1}^2 2\lambda_i \frac{\partial U(x_i^e)}{\partial a_l}, \quad l = 1, 2, 3 \\ \frac{\partial L}{\partial \lambda_i} &= 2(U(x_i^e) - U_i^e), \quad i = 1, 2 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

令式(9)中的 5 个条件表达式均等于 0，可以获得法方程：

$$CY = F \quad (10)$$

其中，

$$C = \begin{bmatrix} 2 & 2\sum_{i=0}^3 x_i^e & 2\sum_{i=0}^3 (x_i^e)^2 & 2 & 2 \\ 2\sum_{i=0}^3 x_i^e & 2\sum_{i=0}^3 (x_i^e)^2 & 2\sum_{i=0}^3 (x_i^e)^3 & 2x_1^e & 2x_2^e \\ 2\sum_{i=0}^3 (x_i^e)^2 & 2\sum_{i=0}^3 (x_i^e)^3 & 2\sum_{i=0}^3 (x_i^e)^4 & 2(x_1^e)^2 & 2(x_2^e)^2 \\ 2 & 2x_1^e & 2(x_1^e)^2 & 0 & 0 \\ 2 & 2x_2^e & 2(x_2^e)^2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Y = [a_1 \quad a_2 \quad a_3 \quad \lambda_1 \quad \lambda_2]^T$$

$$F =$$

$$\left[2\sum_{i=0}^3 U_i^e \quad 2\sum_{i=0}^3 (U_i^e x_i^e) \quad 2\sum_{i=0}^3 (U_i^e \cdot (x_i^e)^2) \quad 2U_1^e \quad 2U_2^e \right]^T$$

可以通过矩阵运算直接获得向量 Y ，从而获得待定系数 a_1, a_2, a_3 ：

$$Y = C^{-1}F \quad (11)$$

从而根据确定的系数，求出一元二次函数的极值点，该极值点的位置即为 $[x_1^e, x_2^e]$ 区间范围内相关函数峰值的估计位置。为了提高应用范围，本文将针对 BOC(1,1)信号及其衍生信号的相关函数部署相关器阵列，并在此基础上实现对码相位的估计。

3 多相关器下的估计方法

3.1 相关器阵列的部署

为了在鉴相过程中能够克服副峰对鉴相的影响，并增加有效牵入范围。本文提出利用 $2N + 1$ 相关器组成的相关器阵列对扩频码相位进行估计，并根据相关器阵列的输出扩频码鉴相的方法。以 $1/4$ 个码片间隔部署 N 个相关器，相关器的位置可以表示为

$$x_i = \frac{(-N + (i - 1))}{4}, \quad i = 1, 2, \dots, 2N + 1 \quad (12)$$

其中，每一个相关器对应的相关值输出表示为 $U(x_i), i = 1, 2, \dots, 2N + 1$ 。由于捕获到的扩频码相位在 ± 0.5 个码片范围内^[16,17]，因而相关器阵列初始情况下具有一定的偏差。根据相关器阵列的实际输出，可以判断出此时相关函数主峰的大致位置。

本文以 $N = 2$ 为例进行分析。如图 3 所示，在码相位偏移为 ± 0.5 个码片范围内部署 5 个相关器对 BOC(1,1)的相关函数进行检测。

3.2 估计方法

根据多相关器阵列的部署，对码相位的准确估计前，首先必须对插值区域的范围进行估计。插值区域必须包含相关函数峰值，进而才能够在插值区域附近进行延拓。为了相关函数峰值所处的范围，

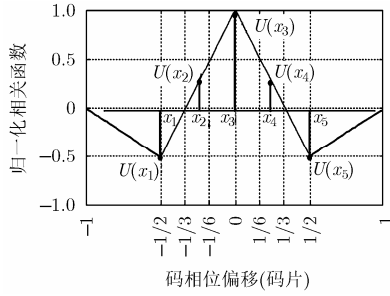


图 3 相关器部署示意图

必须比较相关器当前时刻的输出值。

如表 1 所示，在条件 1 中， ε 为给定的足够小的正整数，将处在边缘相关器的输出 $U(x_1)$ 或 $U(x_5)$ 与 ε 进行比较，进而可以判断当前多相关器的是否位于相关器阵列的其线性牵入范围之内。条件 2 是判断当前相关器阵列的最大输出值和相关器序号，即

$$(x_{\max}, U(x_{\max})) = \arg \max_{x_i, U(x_i)} (U(x_i)), \quad i = 1, 2, \dots, 5 \quad (13)$$

根据最大输出值的相关器序号，可以进一步判断相关函数峰值的所处区间。条件 3 是在条件 2 的基础上进一步通过比较相关器输出的最大值与相邻相关器输出的差值，即对 $U(x_{\max}) - U(x_{\max+1})$ 和 $U(x_{\max}) - U(x_{\max-1})$ 的大小进一步确定当前相关函数峰值的位置，从而确定插值区域和延拓区域，如图 4 所示。其中情形 4 至情形 7 属于相关函数的峰值处于 $[x_l, x_{l+1}]$, $l = 2, 3$ 之间，此时令 $[x_l, x_{l+1}]$, $l = 2, 3$ 作为插值区域 Δ_e ，以插值区域 Δ_e 相邻的相关器之间的区域 $[x_{l-1}, x_{l+2}]$, $l = 2, 3$ 作为延拓区域 Δ_e' ，即

$$(x_i^e, U_i^e) = (x_{l-1+i}, U(x_{l-1+i})), \quad i = 0, 1, 2, 3, l = 2, 3 \quad (14)$$

然后按照式(6)-式(11)即可完成对插值区域内的插值，如图 4(c)为情形 5 的示意图。

情形 2、情形 3、情形 8、情形 9 属于相关函数的峰值处于 $[x_l, x_{l+1}]$, $l = 1, 4$ 的情形，此时若令 $[x_l, x_{l+1}]$, $l = 1, 4$ 为插值区域 Δ_e ，插值区域只能向右侧或左侧进行延拓。若将插值区域仅仅向一侧进行延拓，当相关峰值向边缘相关器靠近的过程中，对码相位的估计结果将严重偏离实际值。因而提出根据临近相关器输出值在插值区域一侧构造一个虚拟相关器的方法对这种情形实现插值区域的延拓。

如图 4(b)所示是情形 3 示意图，以情形 3 为例，此时插值区域为 $[x_4, x_5]$ ，在插值区域左侧可以进行延拓，然而在右侧没有可供进行延拓的区域。根据多个相关其输出的相关值进行组合，在 $(x_5, U(x_5))$ 构造虚拟相关器 $(x_v, U(x_v))$ ，其中，

$$\left. \begin{aligned} x_v &= x_5 + 1/4 \\ U(x_v) &= U(x_3) + U(x_5) - U(x_4) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

如式(15)所示，虚拟相关器的位置位于 $(x_5, U(x_5))$ 右侧 1/4 个码片处，相关值的大小由 $U(x_i)$, $i = 3, 4, 5$ 共同决定，容易证明，如式(15)所示的虚拟相关器 $(x_v, U(x_v))$ 恰好与 $(x_5, U(x_5))$ 共线。选用一个相关器的输出值即可以确定虚拟相关器的输出 $U(x_v)$ ，此处选择 3 个相关器的输出值来组合估计 $U(x_v)$ 是为了避免单个相关器的误差对 $U(x_v)$ 造成的影响。此时，

$$\left. \begin{aligned} (x_i^e, U_i^e) &= (x_{3+i}, U(x_{3+i})), \quad i = 0, 1, 2 \\ (x_3^e, U_3^e) &= (x_v, U(x_v)) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

然后按照式(6)-式(11)式即可完成插值。情形 2、情形 8、情形 9 的处理方式与情形 3 的处理方式类似，不再赘述。情形 2-情形 9 根据式(6)-式(11)完成一元二次函数的插值后，设此时的插值区域为 $[x_k, x_{k+1}]$, $k = 1, 2, 3, 4$ ，码相位估计可写为

$$\tau' = \frac{1}{4}(k - 3) - \frac{Y(2)}{2Y(3)} \quad (17)$$

表 1 估计方法

情形	条件1	条件2	条件3	估计方法	节点
1	$U(x_1) < \varepsilon$	$x_{\max} = x_4$ 或 x_5	-	$N \times (U(x_1) - U(x_2))$	-
2	$U(x_1) \geq \varepsilon$	$x_{\max} = x_5$	-	构造虚拟节点，插值	x_3, x_4, x_5, x_v
3	$U(x_1) \geq \varepsilon$	$x_{\max} = x_4$	$U(x_4) - U(x_5) < U(x_4) - U(x_3)$	构造虚拟节点，插值	x_3, x_4, x_5, x_v
4	$U(x_1) \geq \varepsilon$	$x_{\max} = x_4$	$U(x_4) - U(x_5) \geq U(x_4) - U(x_3)$	插值	x_2, x_3, x_4, x_5
5	-	$x_{\max} = x_3$	$U(x_3) - U(x_4) < U(x_3) - U(x_2)$	插值	x_2, x_3, x_4, x_5
6	-	$x_{\max} = x_3$	$U(x_3) - U(x_4) \geq U(x_3) - U(x_2)$	插值	x_1, x_2, x_3, x_4
7	$U(x_5) \geq \varepsilon$	$x_{\max} = x_2$	$U(x_2) - U(x_1) < U(x_2) - U(x_3)$	插值	x_1, x_2, x_3, x_4
8	$U(x_5) \geq \varepsilon$	$x_{\max} = x_2$	$U(x_2) - U(x_1) \geq U(x_2) - U(x_3)$	构造虚拟节点，插值	x_v, x_1, x_2, x_3
9	$U(x_5) \geq \varepsilon$	$x_{\max} = x_1$	-	构造虚拟节点，插值	x_v, x_1, x_2, x_3
10	$U(x_5) < \varepsilon$	$x_{\max} = x_1$ 或 x_2	-	$N \times (U(x_5) - U(x_4))$	-

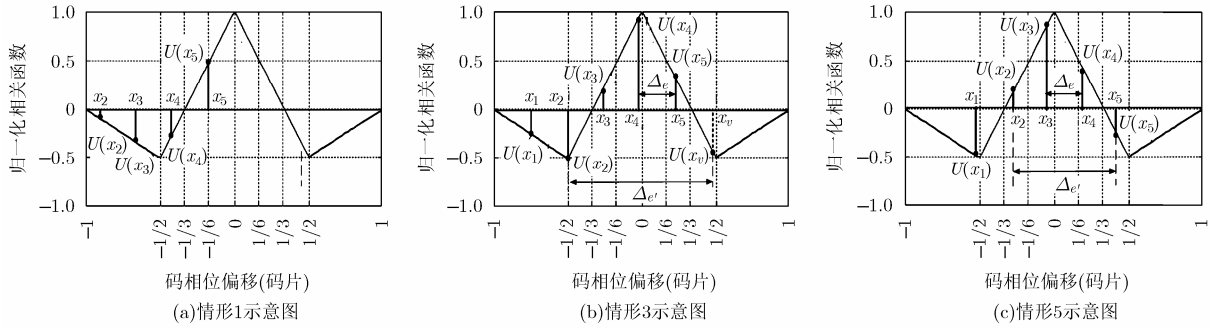


图4 插值区域与延拓区域示意图

情形 2-情形 9 属于相关器阵列的线性牵入范围，因而所提方法的线性牵入范围可写为

$$\left\{ x_{\text{linear}} \mid x_{\text{linear}} \in \left[-\frac{N}{4}, \frac{N}{4} \right] \right\}, N \in \mathbf{Z}^n \quad (18)$$

情形 1 和情形 10 属于相关峰值处于多相关器之外的情形。以情形 1 为例，如图 4(a)所示，此时对码相位的估计即为两个相关器之间的差值 $N \times (U(x_1) - U(x_3))$ ，情形 10 的处理方法类似。所提方法的有效牵入范围可以表示为

$$\left\{ x_{\text{pull-in}} \mid x_{\text{pull-in}} \in \left[-\frac{N+1}{4}, \frac{N+1}{4} \right] \right\}, N \in \mathbf{Z}^n \quad (19)$$

由式(18)，式(19)可见，所提方法的线性牵入范围和牵入范围与组成相关器阵列的单侧相关器个数 N 成正比，实际中可以按照需要设置 N 的大小。

以上以 BOC(1,1)调制信号为例介绍了基于多相关器的码相位估计方法，该方法可以运用到 BOC(1,1)调制信号的衍生类型中。以下将针对 BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11)和 TMBOC(6,1,4/33)利用计算机仿真实验，从而验证本文所提方法的有效性。

4 计算机仿真实验

4.1 鉴相特征曲线实验

设置单侧相关器个数 $N = 2, 3, 4$ ，令码相位偏差由 -1.5 步进至 1.5 ，对所提码相位估计方法进行仿

真。可以得到如图 5 所示的码鉴相曲线。由图 5 可以看出：当相关器个数增加时，所提方法的线性牵入范围以及有效牵入范围如式(18)，式(19)所示成比例扩大。在有效牵引范围外，鉴相特征曲线能够收敛为 0，因而能够防止多径信号引起的误差的无限增大。而在线性牵入范围内，所提方法的鉴相曲线与理想鉴相曲线存在一定的偏差，但基本重合。如图 6 所示，在所提方法的线性牵入范围内，码相位估计偏差以 $1/4$ 个码片为周期重复，大小因信号的类型而不同，且在每一个周期边界处取极值 $\pm 0.023 \sim 0.033$ 个码片。这是因为所提方法对码相位的估计为分段式的插值估计，对码相位的估计的精度决定于插值区域两侧相关器距离相关函数主峰的相对位置，因而所提方法在线性牵入范围内的估计误差呈现周期性。

对 3 种信号分别利用传统的超前减滞后鉴相方法(本文中相关函数取平方后早迟相关器相减，早迟相关器间隔设置为 0.2 个码片)，文献[12]中的相关器阵列鉴相方法(单侧 3 个，双侧 6 个相关器组成阵列)以及本文所提方法(单侧 2 个，总共 5 个相关器组成阵列)进行鉴相，可以得到如图 7 所示的结果：传统的超前减滞后鉴相方法鉴相曲线在码相位偏移大约 ± 0.2 个码片范围内呈现线性，且具有斜率较大，因而该范围内具有较好的动态牵引力。然而随着扩频码相位偏移的增大，其码鉴相误差输出首先减小，

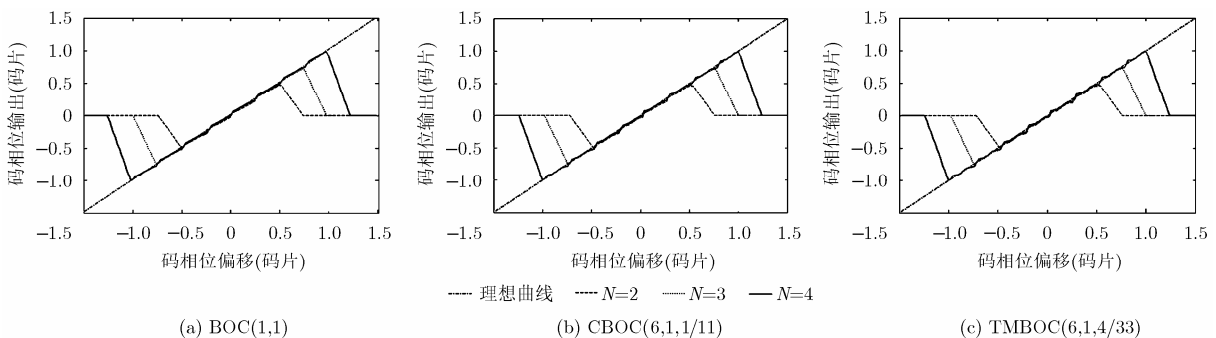


图5 相关器数目与鉴相特征曲线的关系

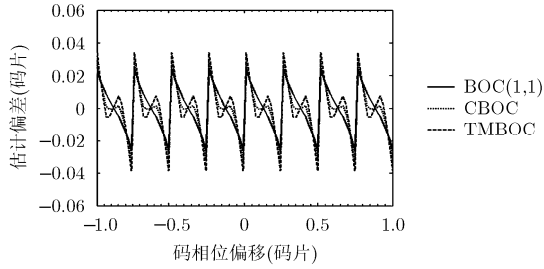


图6 估计偏差

然后会出现两次变号^[18], 可见其鉴相特征曲线具有被模糊跟踪的可能。文献[12]中的 $2N$ 相关器阵列方法在单侧相关器数目 $N = 3$ 的情况下, 其有效牵入范围在 ± 0.35 个码片范围内, 然而其鉴相特征曲线基本不具有线性特性, 与理想鉴相曲线相差较大。而本文所提方法在单侧相关器数目 $N = 2$ 的条件下, 鉴相特征曲线在 ± 0.75 个码片范围内基本属于有效牵入范围, 且在 ± 0.5 个码片范围内鉴相曲线基本呈现线性。由于在实际中接收机对信号码相位的捕获的精度一般在 ± 0.5 码片范围内, 因而本文所提方法在单侧部署 $N = 2$ 的相关器就可以满足实际需要。如图 7 所示, 为了提高所提方法在有效牵入范围内对信号的牵引力, 可以利用对码相位估计结果的倍数作为实际的鉴相曲线。

4.2 载噪比变化下的性能实验

实际信号对中频信号进行捕获后, 对载波进行剥离后, 用于码相位跟踪的输入序列可以表示为

$$D(t) = d_n B(t - \tau) C(t - \tau) \frac{A_n}{2} \cdot \exp\{j(2\pi\Delta f_n + \varphi_n)\} + n(t) \quad (20)$$

其中, $d_n = \pm 1$ 为当前时刻的导航数据比特, τ 为接收信号码相位, A_n 为当前信号的幅度, Δf_n 为接收信号与复现信号的中频载波偏差, φ_n 为载波相位, $n(t)$ 为均值为 0, 功率谱密度为 N_0 的复高斯白噪声。不考虑载波偏差对于相干积分的影响, 式(20)与本地复现信号的相干积分可以得到式(21)的结果:

$$D'(t) = d_n R_X(\Delta\tau) \frac{A_n}{2} \exp\{j(2\pi\Delta f_n + \varphi_n)\} + N(t) \quad (21)$$

其中, $R_X(\Delta\tau)$ 为 BOC 调制信号的自相关函数, $N(t)$ 为经过相干积分后的高斯白噪声。考虑 GNSS 卫星的高速运动以及接收机的运动情况, 中频载波偏差 Δf_n 可写为

$$\Delta f_n = f_0 T_c t + \alpha T_h^2 t^2 \quad (22)$$

其中, f_0 为初始多普勒频偏, 由接收机载体相对于卫星的速度引起, α 为多普勒频偏速率, 由接收机载体与卫星的加速度引起, T_h 为相干积分时长。

如表 2 所示, 本文在静态和两种动态条件下, 仿真并统计在不同载噪比下所提方法 ($N = 2$)、参考文献[4]的分形重构方法、参考文献[11]的 $2N$ 相关器方法 ($N = 3$) 用于 BOC(1,1), CBOC(6,1,1/11) 和 TMBOC(6,1,4/33) 3 种信号跟踪所产生的跟踪误差, 其中环路带宽设置为 2 Hz, 射频前端带宽为 15 MHz。

表2 动态参数设置

实验组	初始多普勒频偏(Hz)	多普勒频偏速率(Hz/s)
1	0	0
2	200	0

经过 1000 次实验并统计误差均值, 可以得到如图 8 所示的跟踪误差曲线。其中实验组 1 的静态条件下的跟踪误差随载噪比变化曲线如图 8(a)所示, 3 种方法在静态条件下的跟踪精度相当, 分形重构方法的误差相对最小。当载噪比降低时, 所提方法的跟踪误差略大于 $2N$ 相关器方法, 这是因为文献[11]中的 $2N$ 相关器方法在进行码相位估计时利用了所有的相关器输出值, 因而其抗低载噪比性能略好。而当接收机相对卫星具有速度时, 即当初始多普勒频偏为 200 Hz 时, 此时如图 8(b)所示, 分形重构法和 $2N$ 相关器方法的跟踪误差显著上升, 而所提方法的码跟踪误差变化不大。当仿真中同时出现初始

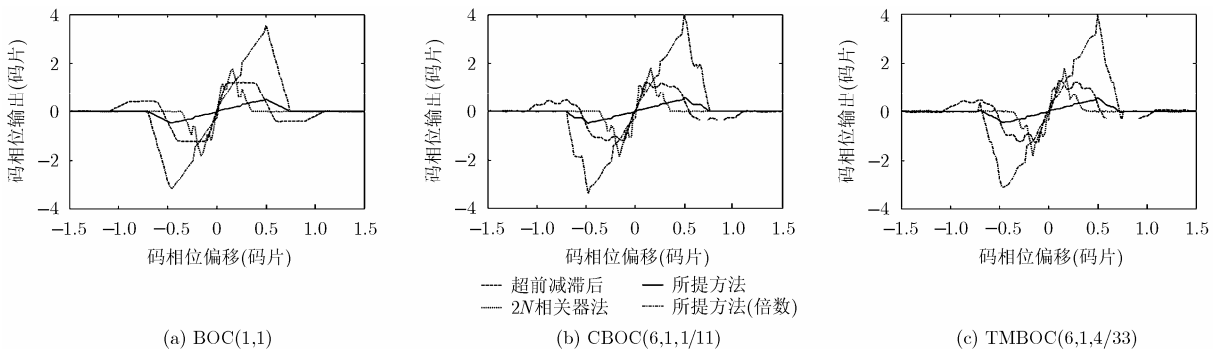


图7 鉴相方法比较

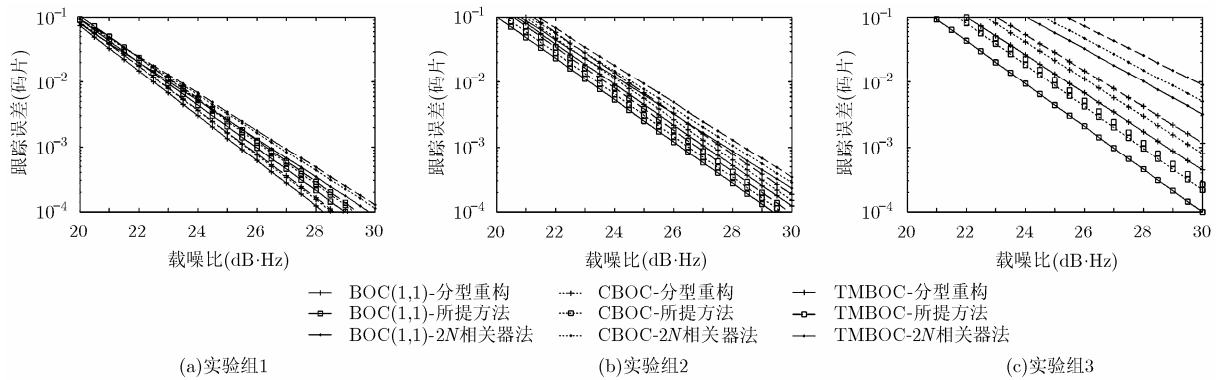


图8 跟踪误差曲线

多普勒频移和多普勒频偏速率，即接收机相对于卫星具有速度和加速度时，如图8(c)所示，相对于静态条件下，分形重构方法和 $2N$ 相关器方法的跟踪误差上升将近一个数量级，所提方法的跟踪误差明显小于其他两种方法。由上述实验可知，所提鉴相方法用于跟踪中在动态条件下具有较好的性能。在实际中，接收机与卫星必然时刻处于相对的运动之中，因而所提方法在实际中具有一定的应用价值。

对比图8中BOC(1,1)，CBOC(6,1,1/11)和TmBOC(6,1,4/33)3种信号在不同的运动状态下所产生的跟踪误差可知，所提方法应用到BOC(1,1)调制信号中的性能总是好于应用到CBOC(6,1,1/11)和TmBOC(6,1,4/33)两种信号中的性能。可见CBOC(6,1,1/11)和TmBOC(6,1,4/33)中掺杂的高频分量反而会导致本文所提方法性能略微下降。因而，在实际应用中，可以利用接收机前端环路滤波器将CBOC(6,1,1/11)和TmBOC(6,1,4/33)中的高频分量滤除，其经过滤波后的自相关函数接近BOC(1,1)调制信号的自相关函数，进而利用本文方法处理能够获得更好的鉴相和跟踪精度。

5 结束语

本文将奇数个相关器均匀部署在BOC(1,1)或其衍生类型的调制信号CBOC(6,1,1/11)信号和TmBOC(6,1,4/33)相关函数两侧，以进行对接收信号码相位进行估计，从而完成对信号的码鉴相过程。所提方法能够利用较少的相关器得到无模糊且线性牵入范围较大的鉴相曲线，单侧相关器个数 $N=2$ 时即可满足实际接收机的需求，且在实际中可以通过增加单侧相关器个数扩大线性牵入范围，因而所提方法的实现的方式和成本具有灵活性。仿真实验证明，所提方法相对于分形重构的鉴相方法和其他采用相关器阵列鉴相的方法，其鉴相函数的性质更趋近于理想鉴相函数曲线，在动态条件下具有

更好的跟踪性能和稳定性。BOC调制信号的相关函数取决于副载波速率与码速率之比，对于更为高阶的BOC调制信号亦可以参考本文所提方法的思路，结合自相关函数的具体形式，通过相关器阵列的均匀部署对码相位进行估计。

参考文献

- [1] 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.
- [2] ZITOUNI S, ROUABAH K, CHIKOUCHE D, et al. General analytical models characterizing MBOC modulated signal[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2016, 50: 112-126. doi: 10.1016/j.ast.2015.12.027.
- [3] BETZ J W. Engineering Satellite-Based Navigation and Timing: Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers[M]. New Jersey USA: John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2015: 405-427.
- [4] 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.
- [5] NUNES F D, SOUSA F M G, and LEITAO J M N. Gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(3): 951-964. doi: 10.1109/TAES.2007.4383585.
- [6] HODGART M S and BLUNT P D. Dual estimate receiver of binary offset carrier modulated signals for global navigation satellite systems[J]. *Electronics Letters*, 2007, 43(16): 877-878. doi: 10.1049/el:20071101.

- [7] 曲博, 魏蛟龙, 严涛, 等. 基于双环估计的 CBOC 调制信号无模糊跟踪方法[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2014, 42(8): 58-62. doi: 10.13245/j.hust.140812.
- QU Bo, WEI Jiaolong, YAN Tao, *et al.* Unambiguous tracking method for CBOC modulated signal based on dual loop estimate[J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology(Natural Science Edition)*, 2014, 42(8): 58-62. doi: 10.13245/j.hust.140812.
- [8] LIU Zhe, HUANG Yangbo, TANG Xiaomei, *et al.* Unambiguous S-curve shaping for multipath mitigation for BOC(1,1) modulated signals in GNSS[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2015, E98-B(9): 1924-1930. doi: 10.1109/WCSP.2015.7341163.
- [9] 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. doi: 10.1109/LSP.2015.2470240.
- [10] XU Chengbo, LIU Zhe, TANG Xiaomei, *et al.* A design method of code correlation reference waveform in GNSS based on least-Squares fitting[J]. *Sensors*, 2016, 16(8): 1194. doi: 10.3390/s16081194.
- [11] RONALD L F. Unambiguous tracker for GPS binary offset carrier signals[C]. Proceedings of the Institute of Navigation National Technical Meeting: California USA, 2003: 1-5.
- [12] 任嘉伟, 陈辉华, 贾维敏, 等. 多相关器结构 GNSS 码鉴相器最优化设计[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(6): 1297-1302. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2013.06.28.
- REN Jiawei, CHEN Huihua, JIA Weimin, *et al.* Optimum design of code discriminator for GNSS based on multi-correlator structure[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, 35(6): 1297-1302. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2013.06.28.
- [13] 施浒立 颜毅华 徐国华. 工程科学中的广义延拓逼近法[M]. 北京: 科学出版社, 2005: 1-35.
- SHI Huli, YAN Yihua, and XU Guohua. Generalized Extended Approximation Method in Engineering Science[M]. Beijing: Science Press, 2005: 1-35.
- [14] 张杰, 马冠一, 李婧华, 等. 最大值约束的广义延拓逼近 GNSS 码鉴相算法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(4): 714-720. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2017.04.04.
- ZHANG Jie, MA Guanyi, LI Jinghua, *et al.* Generalized extended approximation GNSS code discriminator algorithm with maximum constraint[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2017, 39(4): 714-720. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2017.04.04.
- [15] SOUSA F M G and NUNES F D. New expressions for the autocorrelation function of BOC GNSS signals[J]. *Navigation*, 2013, 60(1): 1-9. doi: 10.1002/navi.30.
- [16] GOMEZ-CASCO D, GARCIA-MOLINA J A, GUSI-AMIGO A, *et al.* Mitigation of false locks in the acquisition of high-order BOC signals in HS-GNSS receivers[C]. International Conference on Localization and GNSS: Gothenburg, Sweden, 2016: 1-6. doi: 10.1109/ICL-GNSS.2016.7533691.
- [17] 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. doi: 10.11999/JEIT160351.
- ZHANG Tianqi, JIANG Xiaolei, ZHAO Juntao, *et al.* Unambiguous general acquisition for binary offset carrier and its derivative signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(2): 451-458. doi: 10.11999/JEIT160351.
- [18] 陈昌川, 周杨, 张天骐. TDDM-BOC 信号组合码序列及信息序列盲估计[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(11): 2760-2766. doi: 10.11999/JEIT160042.
- CHEN Changchuan, ZHOU Yang, and ZHANG Tianqi. Blind estimation of the combination code sequence and information sequence for TDDM-BOC signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(11): 2760-2766. doi: 10.11999/JEIT160042.
- 李文刚: 男, 1980 年生, 副教授, 研究方向为 MIMO 技术、卫星导航.
- 王屹伟: 男, 1993 年生, 硕士生, 研究方向为卫星导航、信号与信息处理.