



文章编号:1001-9081(2020)01-0207-05

DOI:10.11772/j.issn.1001-9081.2019060993

基于组合相关函数的 CosBOC(10,5)信号无模糊跟踪方法

袁志鑫, 周艳玲*

(湖北大学 计算机与信息工程学院, 武汉 430062)

(* 通信作者电子邮箱 sunnyzhou@hubu.edu.cn)

摘要:二进制偏移载波(BOC)调制信号是一种设计精妙的新型卫星导航信号,充分挖掘其性能的前提是解决好其跟踪模糊问题。余弦相位二进制偏移载波(CosBOC)信号的自相关函数相对更复杂且难以简洁统一地表示,其跟踪模糊问题的研究也相对薄弱,为此,以应用于伽利略系统的E6频段上的CosBOC(10,5)信号为研究对象,提出了一种基于组合相关函数的无模糊跟踪方法。该方法首先设计了由数目尽量少的本地复现信号及其移位加权来线性组合构成的本地参考信号;然后通过码跟踪环路该参考信号与接收信号相关后得到无副峰的相关函数,从而消除码鉴别器的跟踪模糊;最后分析了该方法的码跟踪误差。实验结果表明,该方法与类二进制相移键控法(BPSK Like)、峰跳法(Bump Jump)和伪相关函数法(PCF)相比,跟踪环路结构简单,完全抑制了跟踪模糊且整体上具有较好的码跟踪性能。

关键词:余弦相位二进制偏移载波;伽利略系统;无模糊跟踪;组合相关函数;卫星导航

中图分类号: TN967.1 **文献标志码:**A

Unambiguous tracking method based on combined correlation function for CosBOC (10, 5) signal

YUAN Zhixin, ZHOU Yanling*

(College of Computer Science and Information Engineering, Hubei University, Wuhan Hubei 430062, China)

Abstract: Binary Offset Carrier (BOC) modulation signal is a new type of satellite navigation signal with ingenious design. Eliminating the tracking ambiguity of signal is the premise of exploring its potentiality. Concerning the problem that the autocorrelation function of Cosine-phased BOC (CosBOC) signal is relatively more complex and difficult to express concisely and uniformly, as well as the lack of research on its tracking ambiguity, an unambiguous tracking method based on combined correlation function was proposed for CosBOC(10,5) signal in the E6 band of Galileo system. Firstly, a local reference signal of linear combination of as few local duplicated signals as possible and their shift weighted variants was designed, then through the code tracking loop, the reference signal was correlated with the received signal to obtain a correlation function without sub-peaks, eliminating the tracking ambiguity of code discriminator. Finally the code tracking error of the method was analyzed. The experimental results show that, compared with Binary Phase Shift Keying Like (BPSK Like) method, Bump Jump method and Pseudo Correlation Function (PCF) method, the proposed method has simple tracking loop structure, and it can suppress the tracking ambiguity completely and has better code tracking performance on the whole.

Key words: Cosine-phased Binary Offset Carrier (CosBOC); Galileo system; unambiguous tracking; combined correlation function; satellite navigation

0 引言

卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)发展至今已被广泛地应用于军事和民用的诸多领域。随着越来越多导航信号的投入使用,卫星导航波段的频率资源竞争越来越激烈。二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)^[1]信号使用正弦或余弦相位方波副载波来调制伪随机噪声码,能够实现频段共用和频谱分离。由于BOC信号自相关函数主峰较窄,因此它比相同码率的二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)信号具有更好的码跟踪性能和抗多径性能;而BOC信号并非十全十美,它的自相关函数除了主峰之外还存在多个副峰,这使得鉴别器曲线存在多个错误的锁定点,容易使接收机处于模糊捕获和跟踪的状态^[2]。为了更好地利用BOC信号,必须采取措施抑制或消除跟踪模糊。

目前针对BOC信号跟踪模糊有一些经典解决方案。
1)类二进制相移键控法(Binary Phase Shift Keying Like, BPSK Like)^[3-4]。将本地参考信号设置为BPSK调制信号,并将其调制到BOC信号频谱的主瓣中心频率上,再与接收到的BOC信号相关,得到的互相关函数与BPSK调制信号的自相关函数相似,是单峰无模糊的,只是此互相关函数相对BOC信号的自相关函数主峰变宽了,且由于接收信号和本地信号不匹配,造成了信噪比损耗和跟踪精度的下降。2)峰跳法(Bump Jump)^[5]。相对常规接收机而言增加了远超前和远滞后本地复现信号,通过将远超前和远滞后相关器的输出幅度与即时相关器的输出幅度进行比较,峰跳法可以确定所跟踪的峰是否为主峰。当信噪比较大时该方法效果较好;当信噪比较小时该方法相对逊色。3)伪相关函数(Pseudo Correlation Function, PCF)方法^[6]。在本地采用两路经过特殊设计的信

收稿日期:2019-06-12;修回日期:2019-07-30;录用日期:2019-09-10。 基金项目:国家自然科学基金青年项目(61301144)。

作者简介:袁志鑫(1996—),男,湖北阳新人,硕士研究生,主要研究方向:卫星导航、信号处理;周艳玲(1981—),女,湖北广水人,副教授,博士,主要研究方向:卫星导航定位、信号处理、机器学习。



号分别与接收信号相关,将得到互相关函数再经过非线性组合获得无副峰相关函数以消除模糊性的问题。4) 子载波相位消除法 (Sub Carrier Phase Cancellation technique, SCPC)。在本地环路上增加了 4 个子载波, 将本地各个子载波与接收信号进行相关求和以得到无模糊的相关函数。该方法需要额外估计子载波的相位以及额外的相关器, 增加了跟踪环路的复杂度。4) 组合相关函数法^[7-8]。将本地参考信号经过一系列采样, 获得不同时延的辅助信号加权组合再与接收的 BOC 信号进行相关运算。以无模糊单峰相关函数作为目标函数来求得加权系数, 从而实现无模糊跟踪。该方法采样点较多, 代价是计算量相对比较大。

文中将正弦相位和余弦相位方波副载波的 BOC 调制分别表示为 SinBOC(m, n) 或 CosBOC(m, n)^[9], 其中 n 表示伪码码率与 1.023 MHz 的比值, m 表示方波副载波频率与 1.023 MHz 的比值。文献[10-11] 中提出的基于副峰消除技术的无模糊跟踪方法, 都只仅适用于 SinBOC(m, n) 信号而不适用于 CosBOC(m, n) 信号。文献[7, 12-13] 中提出的基于组合相关方法的方案仅针对 SinBOC(m, n) 信号, 不适用 CosBOC(m, n) 信号。文献[14] 根据 SinBOC(m, n) 信号的相关函数数学表达式设计了由不同加权系数和延迟组成的本地信号, 运算量较小, 性能较好。可见 CosBOC(m, n) 信号跟踪模糊减轻技术研究相对较薄弱, 这主要是因为 CosBOC(m, n) 信号相关函数相对 SinBOC(m, n) 信号更复杂, 难以统一简洁地表达, 减轻或消除 CosBOC(m, n) 信号的跟踪模糊相对更困难。

因 CosBOC(m, n) 信号实际应用信号仅 2 个: 伽利略系统^[15-16] E6 频段上的 CosBOC(10,5) 信号和 E1 频段上的 CosBOC(15,2.5)。本文仅针对应用于伽利略系统 E6 频段上的 CosBOC(10,5) 信号, 提出了基于组合相关函数的无模糊跟踪算法。该方法增加一路本地参考波形, 由尽可能少的 CosBOC(10,5) 信号移位加权线性组合而成。加权系数的个数由其自相关函数的转折点个数决定, 从而大幅度减小了运算量, 并分析了跟踪阶段的码跟踪精度。该方法也适用于其他 CosBOC(m, n) 信号, 但是由于不同的 CosBOC(m, n) 信号的相关函数难以统一表达, 加上 m 与 n 的比值较大时对应相关函数的转折点也比较多, 因此本文仅讨论了 CosBOC(10,5) 信号, 对其他 CosBOC(m, n) 信号也具有参考意义。

1 无模糊组合相关函数方法

仅仅考虑热噪声的影响时, 从导航卫星中接收到的 CosBOC 中频信号可表示为:

$$r(t) = \sqrt{2}CS_{\text{CosBOC}}(t - \tau)\cos(2\pi f_{\text{IF}}t + \theta_0 - \tau) + n_r(t) \quad (1)$$

其中: C 为接收信号的功率; τ 是传播过程中的码延迟; f_{IF} 是中频载波频率; θ_0 是载波初相位; $n_r(t)$ 为带限白噪声。此白噪声过程可以表示为:

$$n_r(t) = n_e(t) \cos(2\pi f_{\text{IF}}t) - n_s(t) \sin(2\pi f_{\text{IF}}t) \quad (2)$$

其中: $n_e(t)$ 和 $n_s(t)$ 是独立分布的零均值高斯白噪声过程, 具有相同的双边功率谱密度 N_0 ; $S_{\text{CosBOC}}(t)$ 是 CosBOC 信号的基本表达式, 可以表示为:

$$S_{\text{CosBOC}}(t) = D(t - \tau)c(t - \tau)p_{\text{CosBOC}}(t - \tau) \quad (3)$$

其中: $D(t - \tau)$ 表示为导航电文; $c(t - \tau)$ 是伪码; $p_{\text{CosBOC}}(t - \tau)$ 是余弦相位方波副载波, 可表示为:

$$p_{\text{CosBOC}}(t) = \text{sign}(\cos(2\pi f_s t)); \quad 0 \leq t \leq 1/f_s \quad (4)$$

其中 f_s 是方波副载波频率。根据伪码的相关性质, 接收的 CosBOC(m, n) 信号和本地信号的自相关函数 $R(\tau)$ 最终等效于方波副载波的自相关函数 (AutoCorrelation Function, ACF), 可表示为:

$$R(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} p_{\text{CosBOC}}(t)p_{\text{CosBOC}}(t - \tau) dt \quad (5)$$

其中 T_c 表示一个伪码码片的持续时间。

定义 $k = 2m/n$, 表示为 BOC 信号的调制阶数。CosBOC(m, n) 信号的自相关函数在正负一个码片周期 $[-T_c, T_c]$ 内的自相关函数有 $4k+1$ 个转折点。相邻转折点之间的宽度为 $T_s/2$, 其中 $T_s = T_c/k$ 表示为副载波的半周期。文中将这些 $4k+1$ 个转折点的位置分别标记为 $[-2k, -2k+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, 2k-1, 2k]$ 。由于 CosBOC 信号的自相关函数是分段线性的, 相邻转折点之间的部分是线性的, 因此取转折点值进行线性组合的结果也是线性的, 这意味着通过控制转折点的值可以控制目标相关函数的形状。

定义 $R_\beta(\tau)$ 为目标相关函数, 目标相关函数可以由其 ACF 移位加权获得, 可表示为:

$$R_\beta(\tau) = \sum_{i=-2k}^{2k} W_i R(\tau - iT_s/2) \quad (6)$$

其中: W_i 表示转折点 i 处的加权系数; $R(\tau - iT_s/2)$ 是不同延迟的 CosBOC(m, n) 信号的自相关函数。

为了消除跟踪模糊, 目标相关函数的形状应为单峰三角形。为了获得更好的跟踪精度, 相关函数最好与原自相关函数主峰相当; 同时为了简化设计和计算, 目标互相关函数的过零点取 CosBOC 信号自相关函数的第一个转折点是最理想的选择。根据以上分析, 可将目标相关函数在零延迟时的组合相关结果设置为 1, 而目标相关函数在其他转折点位置对应的组合相关结果设置为 0。于是可以把目标相关函数转折点处的值表示成以下向量的形式:

$$\mathbf{R}_{\text{tag}} = [R_{\text{tag}, -2k}, \dots, R_{\text{tag}, -1}, R_{\text{tag}, 0}, R_{\text{tag}, 1}, \dots, R_{\text{tag}, 2k}]^T \quad (7)$$

其中 $R_{\text{tag}, j}$ 表示位于 j ($j = -2k, -2k+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, 2k-1, 2k$) 处的目标相关值, 根据以上分析可知:

$$R_{\text{tag}, j} = \begin{cases} 1, & j = 0 \\ 0, & j \neq 0 \end{cases} \quad (8)$$

如针对 CosBOC(10,5) 信号的 ACF, 共有 17 个转折点, 则可以定义目标相关函数表示为 $\mathbf{R}_{\text{tag}} = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$, 是一个 17×1 的向量, 如图 1 所示。

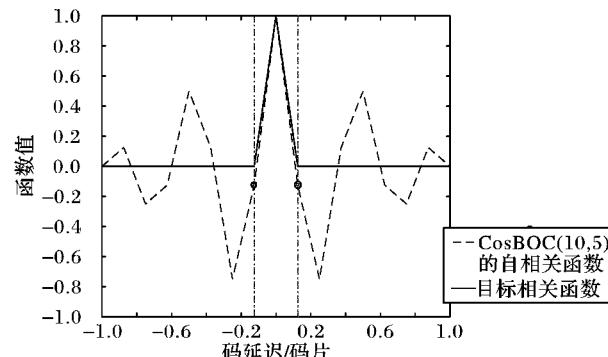


图 1 CosBOC(10,5) 的自相关函数和目标相关函数波形

Fig. 1 Autocorrelation function and target correlation function waveforms of CosBOC(10,5)



由以上分析和式(6),可将位于转折点*j*处的目标相关值表示为:

$$R_{tag,j} = \sum_{i=-2k}^{2k} W_i R_{i-j} \quad (9)$$

其中*R_{i-j}*表示位于转折点*i-j*处的CosBOC(*m,n*)信号的自相关函数值,当|*i-j*|>2*k*时,*R_{i-j}*=0。

由式(7)和式(9)可知,针对4*k*+1个目标相关值可建立4*k*+1个方程来求解目标相关值。把4*k*+1个目标相关值方程用以下矩阵的形式表示,每一行表示为一个转折点对应的目标相关值方程:

$$\mathbf{R}_{tag} = \mathbf{R}_{acf} \times \mathbf{W} \quad (10)$$

其中:

$$\mathbf{R}_{acf} = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_{2k-1} & R_{2k} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ R_{-1} & R_0 & \cdots & R_{2k-2} & R_{2k-1} & R_{2k} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{-2k+1} & R_{-2k+2} & \cdots & R_0 & R_1 & R_2 & \cdots & R_{2k} & 0 \\ R_{-2k} & R_{-2k+1} & \cdots & R_{-1} & R_0 & R_1 & \cdots & R_{2k-1} & R_{2k} \\ 0 & R_{-2k} & \cdots & R_{-2} & R_{-1} & R_0 & \cdots & R_{2k-2} & R_{2k-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & R_{-2k} & R_{-2k+1} & R_{-2k+2} & \cdots & R_0 & R_1 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & R_{-2k} & R_{-2k+1} & \cdots & R_{-1} & R_0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W} = (W_{-2k} \ W_{-2k+1} \ \cdots \ W_{-1} \ W_0 \ W_1 \ \cdots \ W_{2k-1} \ W_{2k})^T \quad (11)$$

矩阵*R_{acf}*中参数已知,可根据此式和矩阵相关性质来求解加权系数矩阵*W*,得到加权系数矩阵如式(12)所示:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{acf}^{-1} \times \mathbf{R}_{tag} \quad (12)$$

其中,*R_{acf}⁻¹*是*R_{acf}*的逆矩阵。通过式(12)就可求得不同调制系数的CosBOC(*m,n*)信号的加权系数矩阵*W*。

选择应用于伽利略系统E6频段上的CosBOC(10,5)信号作为研究分析对象。根据式(12)求得CosBOC(10,5)对应的加权系数矩阵*W*如式(13)所示:

$$\mathbf{W} = \left(\frac{4k+1}{3} \frac{6k}{3} \frac{12k}{3} \frac{16k}{3} \frac{20k}{3} \frac{24k}{3} \frac{28k}{3} \frac{28k}{3} \frac{32k+1}{3} \right. \\ \left. \frac{28k}{3} \frac{28k}{3} \frac{24k}{3} \frac{20k}{3} \frac{16k}{3} \frac{12k}{3} \frac{6k}{3} \frac{4k+1}{3} \right) \quad (13)$$

根据相关运算过程的线性性质,相关函数的线性组合可以表示为先将参考信号线性组合,再与接收信号进行相关运算。这样只需将本地原参考信号按照求得的加权系数组合即可得到目标本地参考信号。如式(14)所示:

$$S_{local}(t) = \sum_{i=-2k}^{2k} W_i S_{CosBOC}\left(t - i \frac{T_s}{2}\right) \quad (14)$$

将该本地参考信号与接收信号相关,就可以得到目标相关函数。

为了统一评价该方法的性能,有必要对本地信号进行功率归一化处理。本地参考信号功率如式(15)所示:

$$P_{local} = \frac{1}{T_{coh}} \int_0^{T_{coh}} \left[\sum_{i=-2k}^{2k} W_i S_{CosBOC}\left(t - i \frac{T_s}{2}\right) \right]^2 \cdot \\ \left[\sum_{h=-2k}^{2k} W_h S_{CosBOC}\left(t - h \frac{T_s}{2}\right) \right] dt = \\ \frac{1}{T_{coh}} \sum_{i=-2k}^{2k} \sum_{h=-2k}^{2k} \int_0^T \left[W_i S_{CosBOC}\left(t - i \frac{T_s}{2}\right) \right] \cdot$$

$$W_h S_{CosBOC}\left(t - h \frac{T_s}{2}\right) dt = \\ \sum_{i=-2k}^{2k} \sum_{h=-2k}^{2k} W_i W_h R\left((i-h) \frac{T_s}{2}\right) = \\ (32k+1)/3 \quad (15)$$

则本地参考信号可用式(15)的功率来进行归一化处理,如下所示:

$$S_{local}(t) = \sqrt{\frac{3}{32k+1}} \sum_{i=-2k}^{2k} W_i S_{CosBOC}\left(t - i \frac{T_s}{2}\right) \quad (16)$$

本地信号功率归一化的波形如图2所示。

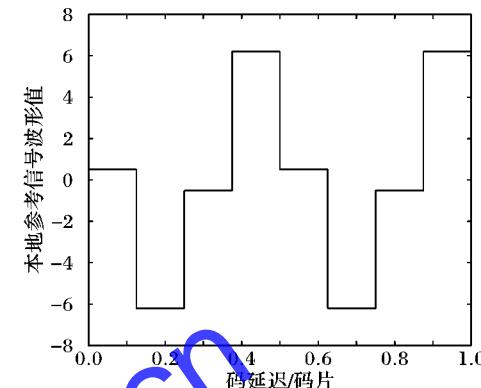


图2 CosBOC(10,5)的本地参考信号波形
Fig. 2 Local reference signal waveform of CosBOC(10,5)

归一化的目标相关函数可以表示为:

$$R_{n_tag}(\tau) = \begin{cases} \sqrt{\frac{3}{32k+1}} \left(1 - \frac{2k}{T_c} |\tau| \right), & 0 \leq |\tau| < \frac{T_s}{2} \\ 0, & \frac{T_s}{2} \leq |\tau| \leq T_c \end{cases} \quad (17)$$

针对CosBOC(10,5)信号求得的归一化组合目标相关函数如图3中所示。从图3中可以看出,获得的相关函数仅有一个副峰,消除了跟踪模糊;同时由于接收信号与本地信号的不匹配,造成了相关运算信噪比损失。由于需要消除载波残差,获得的相关函数需要进行平方运算。为了避免进一步减少相关损失,采用自相关函数与目标相关函数相乘*R(τ)R_{n_tag}(τ)*替代*R_{n_tag}(τ)R_{n_tag}(τ)*。由于*R_{n_tag}(τ)*仅在0≤|τ|<*T_s/2*范围内的为非零值,则只需考虑*R(τ)*在0≤|τ|<*T_s/2*范围的表达式,如式(18)所示:

$$R(\tau) = 1 - \frac{2k+1}{T_c} |\tau|; \quad 0 \leq |\tau| < T_s/2 \quad (18)$$

假设伪码序列是理想的,信号载波被完全剥离,把CosBOC(10,5)信号的归一化自相关函数和目标相关函数相乘可得到以下最终进入鉴别器的归一化无模糊相关函数表达式:

$$R_{un}(\tau) = R(\tau) R_{n_tag}(\tau) = \\ \begin{cases} \sqrt{\frac{3}{32k+1}} \left(1 - \frac{2k}{T_c} |\tau| \right) \left(1 - \frac{2k+1}{T_c} |\tau| \right), & 0 \leq |\tau| < T_s/2 \\ 0, & T_s/2 \leq |\tau| \end{cases} \quad (19)$$

针对CosBOC(10,5)信号的进入鉴别器的归一化无模糊相关函数如图3所示。

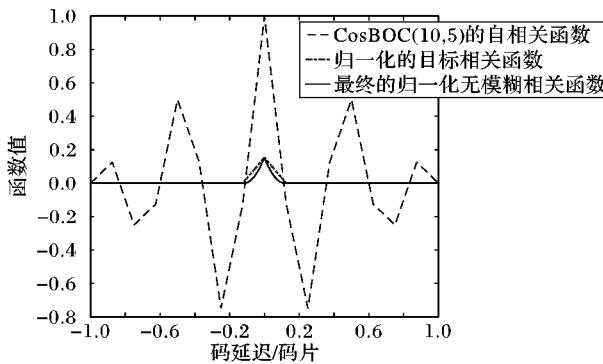


图 3 CosBOC(10,5)的归一化组合相关函数

Fig. 3 Normalized combination correlation function of CosBOC(10,5)

2 跟踪环路模型及跟踪性能分析

基于组合相关函数方法的码跟踪环路的结构如图 4 所示。接收机生成本地 BOC 信号以及本地参考波形的超前 (E) 和滞后 (L) 版本。接收到的 BOC 信号先分别与复现的同相和正交载波相乘, 剥离载波, 然后与两个本地波形的超前 (E) 和滞后 (L) 版本进行相关, 经积分清零后得到相关器的输出, 再通过鉴别器。每个周期鉴别器都会输出码延迟的估计误差, 而后通过码 NCO 输出新的超前和滞后码。从图 4 中可以看出, 该跟踪环路相对于 Bump Jump、BPSK Like、PCF 方法来说, 减少了参考信号支路和滤波电路等, 结构更为简单, 降低了硬件复杂度。

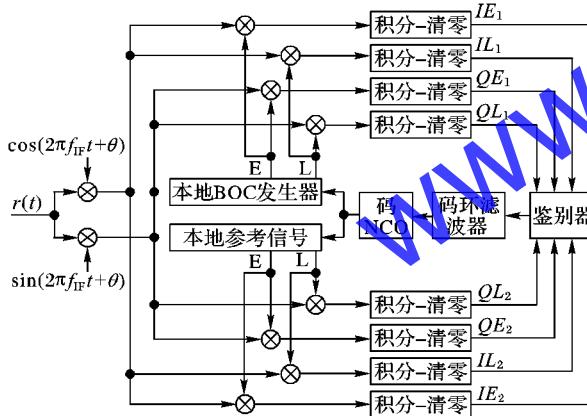


图 4 码跟踪环路模型

Fig. 4 Code tracking loop model

图 4 中, IE_1 和 IL_1 分别是接收信号与本地 BOC 信号在 E 和 L 支路上的同相相位相关器输出, IE_2 和 IL_2 分别是接收信号与本地参考信号在 E 和 L 支路上的同相相位相关器输出; QE_1 和 QL_1 分别是接收信号与本地 BOC 信号在 E 和 L 支路上的正交相位相关器输出, QE_2 和 QL_2 分别是接收信号与本地参考信号在 E 和 L 支路上的正交相位相关器输出。为了便于分析, 令:

$$\begin{cases} X_{IE} = IE_1IE_2 + |IE_1IE_2| \\ X_{IL} = IL_1IL_2 + |IL_1IL_2| \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} Y_{QE} = QE_1QE_2 + |QE_1QE_2| \\ Y_{QL} = QL_1QL_2 + |QL_1QL_2| \end{cases}$$

$$V(\Delta\tau) = (X_{IE} - X_{IL}) + (Y_{QE} - Y_{QL}) = 2C[(R_{un}(\Delta\tau - d/2) + |R_{un}(\Delta\tau - d/2)|) - (R_{un}(\Delta\tau + d/2) + |R_{un}(\Delta\tau + d/2)|)] \quad (21)$$

式(21)中, $\Delta\tau$ 表示码延迟的估计误差, d 是超前相关器和滞后相关器的间隔。相关器的间隔取 $0.01T_c$ 时 CosBOC(10,5) 信号的鉴别器输出曲线如图 5 所示, 可以看到鉴别输出曲线是无模糊的。

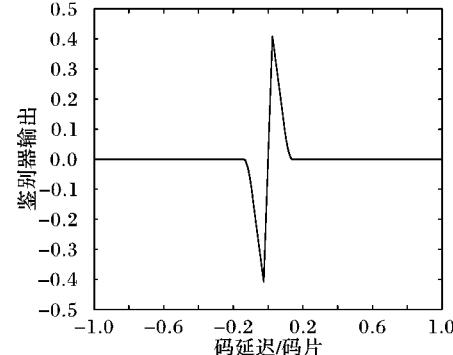


图 5 CosBOC(10,5)信号的鉴别器输出曲线

Fig. 5 Discriminator output curve of CosBOC(10,5) signal

假设 $\Delta\tau = 0$, IE_1 、 IL_1 、 IE_2 和 IL_2 以及 QE_1 、 QL_1 、 QE_2 和 QL_2 的联合分布分别是:

$$\begin{cases} (IE_1, IL_1, IE_2, IL_2)^T \sim N(\mu_0 \sin(\Delta\theta), \sigma_0) \\ (QE_1, QL_1, QE_2, QL_2)^T \sim N(\mu_0 \cos(\Delta\theta), \sigma_0) \end{cases} \quad (22)$$

其中, 均值 μ_0 和方差 σ_0 分别是:

$$\mu_0 = \sqrt{2C} \cdot \left[R\left(\frac{d}{2}\right) \quad R\left(-\frac{d}{2}\right) \quad R_{n_tag}\left(-\frac{d}{2}\right) \quad R_{n_tag}\left(\frac{d}{2}\right) \right]^T \quad (23)$$

$$\sigma_0 = \frac{N_0}{T_{coh}} \cdot \begin{bmatrix} R(0) & R(d) & R_{n_tag}(0) & R_{n_tag}(d) \\ R(d) & R(0) & R_{n_tag}(-d) & R_{n_tag}(0) \\ R_{n_tag}(0) & R_{n_tag}(-d) & R_{local}(0) & R_{local}(d) \\ R_{n_tag}(d) & R_{n_tag}(0) & R_{local}(d) & R_{local}(0) \end{bmatrix} \quad (24)$$

式(24)中, R_{local} 表示为本地参考信号的自相关函数。

闭环码跟踪误差标准差^[17]可以通过式(25)获得:

$$\sigma = \sqrt{\frac{2B_L(1 - 0.5B_LT_{coh})T_{coh}\sigma_\mu^2}{K_\mu^2}} \quad (25)$$

其中: B_L 是单边带环路噪声带宽, 带宽的单位是 Hz; σ_μ 为鉴别器的输出标准差; T_{coh} 为相干积分时间; K_μ 为鉴别器增益。鉴别器增益可以通过对获得的鉴别曲线求导计算出来。在 $\Delta\tau = 0$ 时, 鉴别器增益可以表示为式(26):

$$K_\mu = \frac{dV}{d\Delta\tau} \Big|_{\Delta\tau=0} \quad (26)$$

当接收机处于稳定跟踪状态时, 假设 $\Delta\tau = 0$ 。通过蒙特卡洛仿真可以得到同相和正交共 4 条支路上的信号及噪声样本, 再统计求得鉴别器的输出方差 σ_μ^2 。最后将鉴别器输出方差和鉴别器增益的结果代入到式(25)中, 即可得到该方法的码跟踪误差方差。

为了分析评价本文方法的跟踪性能, 文中也分析了 Bump Jump、BPSK Like、PCF 方法的跟踪性能作为对比。码环单边带噪声带宽 $B_L = 1$ Hz, 相干积分时间 $T_{coh} = 1$ ms, 相关器间隔为 0.05 码片。跟踪性能结果如图 6 所示。在假设不发生假锁或能快速跳回到主峰的前提下 Bump Jump 方法获得跟踪精度是同条件下该信号的最理想跟踪情况, 实际情况下 Bump



Jump 方法存在一定概率的误锁,尤其是信噪比较低时。本文方法中本地信号与输入信号不完全匹配,性能有所损失,正如图 6 所示,其跟踪性能比假设完全无跟踪模糊的 Bump Jump 方法差一些,但是消除了跟踪模糊。虽说本文方法也存在信噪比损失,但是其码跟踪性能比 BPSK Like 好很多,这主要是由于其获得的无模糊相关函数主峰相对较窄,保留了相对较高的鉴别器增益。与 PCF 方法相比,当载噪比 $C/N_0 \leq 25 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 时,本文方法的码跟踪性能比 PCF 方法稍好;当载噪比 $C/N_0 > 25 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 时,本文方法只比 PCF 方法稍差。由于信噪比较高时各种方法性能都不错,某种程度上信噪比较低时方法的改进更有实际意义。另外从码跟踪环路的结构上来看,相对于 PCF 方法,本方法同相和正交支路各减少了一路参考信号,降低了跟踪环路的复杂性。可见本文方法总体上性能较好。

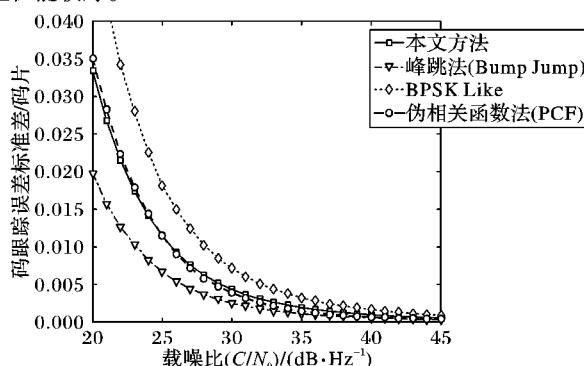


图 6 CosBOC(10,5)信号的码跟踪误差

Fig. 6 Code tracking error of CosBOC (10,5) signal

3 结语

本文针对 CosBOC(10,5)信号提出了一种基于组合相关函数的无模糊跟踪方法,并具体分析了码跟踪性能的情况。该方法由一系列具有不同延迟的 CosBOC(10,5)信号的线性组合构造本地参考信号从而获得单峰无模糊的相关函数。该方法与 Bump Jump、BPSK Like 和 PCF 算法进行比较,实验结果表明该方法跟踪环路结构简单,且整体上具有较好的跟踪性能。原理上该方法可以适用于其他 BOC 调制信号,但针对不同调制信号,本地参考信号的设计难度有所不同。未来可以深化和扩展该方法来解决其他更复杂的卫星导航信号的跟踪模糊性问题。

参考文献 (References)

- [1] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation[J]. NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 2001, 48 (4): 227–246.
- [2] 欧正宝, 郭承军. 基于相关函数的二进制偏移载波调制信号无模糊捕获模型[J]. 计算机应用, 2016, 36(6): 1496–1501. (OU Z B, GUO C J. Unambiguous capture model for binary offset carrier modulated signals based on correlation function[J]. Journal of Computer Applications, 2016, 36(6): 1496–1501.)
- [3] BETZ J W, FITE J D, CAPOZZA P T. Predicting performance of direct acquisition for the M-code signal[C]// ION GNSS 2004: Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Long Beach, CA: [s. n.], 2004: 447–456.
- [4] 张岩, 唐小妹, 苏映雪, 等. 带宽对 BOC 信号边带跟踪算法性能的影响分析[J]. 信号处理, 2015, 31(10): 1330–1335. (ZHANG Y, TANG X M, SU Y X, et al. Analysis of the bandwidth impact on the performance of BPSK-like tracking method[J]. Journal of Signal Processing, 2015, 31 (10): 1330–1335.)
- [5] SCHUBERT F M, WENDEL J, SOLLNER M, et al. The astrium correlator: unambiguous tracking of high-rate BOC signals[C]// Proceedings of the 2014 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium. Piscataway: IEEE, 2014: 589–601.
- [6] YAO Z, CUI X, LU M, et al. Pseudo-correlation-function-based unambiguous tracking technique for sine-BOC signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(4): 1782–1796.
- [7] YIN B, WANG G, QI Y J. Unambiguous sine-phased binary offset carrier modulated signal tracking technique[J]. Optik, 2017, 132: 284–290.
- [8] SUN X, ZHOU Q, JI Y, et al. An unambiguous acquisition algorithm for BOC (n, n) signal based on sub-correlation combination [J]. Wireless Personal Communications, 2019, 106(3): 1609–1628.
- [9] LOHAN E S, LAKHZOURI A, RENFORS M. Binary-offset-carrier modulation techniques with applications in satellite navigation systems[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2007, 7 (6): 767–779.
- [10] QU B, WEI J, TANG Z, et al. Correlation side-peaks cancellation technique for sine-BOC Signal Tracking[C]// Proceedings of the 2014 China Satellite Navigation Conference, LNEE 303. Berlin: Springer, 2014: 629–637.
- [11] YAO Z, LU M, FENG Z. Unambiguous sine-phased binary offset carrier modulated signal acquisition technique[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2): 577–580.
- [12] 陈辉华, 任嘉伟, 贾维敏, 等. BOC 信号解模糊通用模型的构建与应用[J]. 电子学报, 2013, 41(1): 1–7. (CHEN H H, REN J W, JIA W M, et al. Unambiguous general framework design and applications for BOC signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(1): 1–7.)
- [13] YAN T, WEI J, TANG Z, et al. Unambiguous combined correlation functions for sine-BOC signal tracking[J]. GPS Solutions, 2015, 19(4): 623–638.
- [14] LI T, TANG Z, WEI J, et al. Unambiguous tracking technique based on combined correlation functions for sine BOC signals[J]. Journal of Navigation, 2019, 72(1): 140–154.
- [15] SHIM D S, JEON J S, KIM K T. New unambiguous delay-and-multiply acquisition schemes for Galileo E1 OS signals and its performance analysis[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2017, 15(6): 2848–2858.
- [16] LECLÈRE J, LANDRY R. Galileo E5 signal acquisition using intermediate coherent integration time[J]. The Journal of Navigation, 2019, 72(3): 555–574.
- [17] KAO T L, JUANG J C. Weighted discriminators for GNSS BOC signal tracking[J]. GPS Solutions, 2012, 16(3): 339–351.

This work is partially supported by the Youth Project of National Natural Science Foundation of China (61301144).

YUAN Zhixin, born in 1996, M. S. candidate. His research interests include satellite navigation, signal processing.

ZHOU Yanling, born in 1981, Ph. D., associate professor. Her research interests include satellite navigation and positioning, signal processing, machine learning.