

DOI: 10.7652/xjtuxb201304021

二进制偏移载波最小均方误差预滤波无模糊跟踪方法

任嘉伟¹, 贾维敏², 陈辉华¹, 姚敏立¹

(1. 第二炮兵工程大学 403 教研室, 710025, 西安; 2. 第二炮兵工程大学 907 教研室, 710025, 西安)

摘要: 针对全球导航卫星系统所使用的二进制偏移载波(BOC)调制信号存在跟踪模糊的问题,提出了一种最小均方误差预滤波(MMSES)无模糊跟踪方法。在分析预滤波代价函数的基础上,首先推导经过相关后的噪声功率项表达式,然后根据最小均方误差准则,以宽度较窄的三角形单峰无模糊相关函数为赋形目标,给出包含噪声项的滤波函数最优解,最后采用预滤波器结构设计出赋形相关器。仿真结果表明,MMSES 无模糊跟踪方法能够适用于各种相位和阶数的 BOC 信号,得到主峰宽度为 0.2×10^{-6} s 的单峰相关函数,且在处理高阶调制信号时的跟踪误差在载噪比为 25~45 dB·Hz 范围内,比 BPSK-Like 方法减少了 50% 以上,多径误差在延时为 0~ 1.5×10^{-6} s 范围内比 BPSK-Like 方法减少 0.8 m。

关键词: 全球导航卫星系统;二进制偏移载波;无模糊跟踪;预滤波;最小均方误差

中图分类号: TP391.9 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)04-0125-06

A Pre-Filtering Method with Minimizing Mean Square Error Criterion for Unambiguous Tracking of Binary Offset Carrier Signals

REN Jiawei¹, JIA Weimin², CHEN Huihua¹, YAO Minli¹

(1. Staff Room 403, The Second Artillery Engineering University, Xi'an 710025, China; 2. Staff Room 907, The Second Artillery Engineering University, Xi'an 710025, China)

Abstract: A minimum mean square error criterion shaping (MMSES) method is proposed to solve the ambiguous tracking problem of binary offset carrier (BOC) modulated signals used in global navigation satellite systems. An expression of the noise-term after correlation is derived through the analysis of the pre-filtering cost function. Then, the minimum mean square error criterion is used to get the optimal solution of the filter function with noise-term by optimizing the objective curve that is an unambiguous correlation function with narrow triangular shape. Finally, the shaping correlator is designed by using the pre-filtering structure. Simulation results show that the MMSES unambiguous tracking method gets a correlated function with single peak and 0.2×10^{-6} s in width for BOC modulated signals of all kinds of phases and orders. When it is used to track high order BOC signal, the tracking error of the MMSES method is less over 50% than that of the BPSK-Like method in the carrier to noise ratio of 25-45 dB·Hz, and the multipath error of the MMSES method is 0.8 m smaller than that of the BPSK-Like method in the delay of 0- 1.5×10^{-6} s.

Keywords: global navigation satellite system; binary offset carrier; unambiguous tracking; pre-filtering; minimum mean square error

收稿日期: 2012-07-19。 作者简介: 任嘉伟(1985—),男,博士生;姚敏立(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61179004,61179005)。

网络出版时间: 2013-01-10

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130110.1159.006.html>

在新型 GPS、Galileo、北斗等新一代全球导航卫星系统(global navigation satellite systems, GNSS)中引进了一种新的调制方式——二进制偏移载波(binary offset carrier, BOC)调制^[1]。这种调制方式使用一个频率较快的二进制副载波来调制扩频导航信号,可以实现频谱分离,具有更高的跟踪精度^[2]以及抗多径和抗热噪声的潜能^[3]。然而,BOC 调制信号存在跟踪模糊问题^[4],可能导致几十米甚至上百米的跟踪误差,这对于追求高精度的现代 GNSS 系统是不可接受的。

针对此问题,近年来提出了很多无模糊跟踪方法。其中比较有代表性的包括 Bump-Jump 方法^[4]、BPSK-Like 方法^[5]、自相关边峰消除算法(ASPeCT)^[6]以及其衍生出的伪相关函数(pseudo-correlation function, PCF)法^[7]等。这些方法存在的主要问题有: Bump-Jump 方法恢复锁定时间较长,且不能适用于高阶 BOC 调制信号; BPSK-Like 方法跟踪性能较差; ASPeCT 和 PCF 方法只能适用于特定调制类型的 BOC 信号,且抗多径效果较差。

文献[8-9]提出了一种称为迫零赋形(zero-forcing shaping, ZFS)的预滤波赋形方法。这种方法实现简单,解模糊效果好,但是文献[8-9]在设计滤波器时,存在以下 2 个主要问题:一是使用了忽略噪声项的迫零准则,丧失了对动态噪声的抑制能力;二是赋形后的相关函数主峰宽度仅达到 BPSK-Like 方法的水平,没有充分发挥赋形方法的优势。

针对现有无模糊跟踪方法中存在的问题,本文在 ZFS 方法的基础上,根据最小均方误差准则提出了一种预滤波相关赋形跟踪方法,称为最小均方误差预滤波赋形(minimum mean square error shaping, MMSES)方法,该方法在推导过程中考虑了动态噪声项的影响,能够得到较窄的无模糊相关峰值并具有良好的抗噪声和抗多径性能,可以适用于各种相位和阶数的 BOC 信号。

1 信号表示

在导航领域,BOC 信号可以表示为 $s_{(m,n)}$, 其中 m 、 n 分别表示副载波频率和扩频码速率以 1.023 MHz 为基数的归一化值,且 $m \geq n$, 调制阶数 $M = 2m/n$ 。GNSS 接收机码跟踪环输入的 BOC 信号表达式为

$$s_{(m,n)}(t) = Ad(t-\tau)c(t-\tau)\exp(j\varphi(t)) + \eta(t) \quad (1)$$

式中: A 为信号幅度; $d(t)$ 为导航数据码; τ 为接收信号的时间延迟; $\varphi(t)$ 为接收信号的相位; $\eta(t)$ 为噪

声项; $c(t)$ 为经过副载波调制的扩频码,可以表示为

$$c(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} p(iT_c)s_b(t-iT_c) \quad (2)$$

式中: $p(t)$ 为码元宽度为 T_c 的扩频码; $s_b(t)$ 为一个扩频码元宽度 T_c 内的副载波波形,其表达式为

$$s_b(t) = \text{sign}[\sin(2\pi f_s t) + \phi], \quad t \in [0, T_c] \quad (3)$$

其中 $\text{sign}[\cdot]$ 为符号函数, $f_s = m \times 1.023 \text{ MHz}$, ϕ 为 BOC 调制相角,通常只取 0° 或 90° ,对应的 BOC 信号分别称为正弦 BOC 和余弦 BOC。

2 最小均方误差预滤波相关赋形方法

2.1 ZFS 预滤波器设计

GNSS 码跟踪环的主要任务是将输入信号与本地复现信号进行相关运算。首先,码生成器生成本地复现信号

$$l(t) = c(t-\tau_E)\exp(-j\varphi_E(t)) \quad (4)$$

式中: τ_E 和 $\varphi_E(t)$ 分别为跟踪环路对信号延时和相位的估计值。然后, $l(t)$ 和 $s_{(m,n)}(t)$ 在相关器中进行相乘和积分运算,其输出可以表示为

$$Q = \int_0^{T_i} s_{(m,n)}(t)l(t)dt = A \int_0^{T_i} d(t-\tau)c(t-\tau)c(t-\tau_E)\exp(j\Delta\varphi(t))dt + \eta(t) \quad (5)$$

式中: $\Delta\varphi(t) = \varphi_E(t) - \varphi(t)$; T_i 为相关器积分时间。本文假设接收机可以准确锁定信号相位,即 $\Delta\varphi(t) = 0$,并假设导航数据码在积分时间内保持不变。此时,式(5)可以简化为

$$Q = A \int_0^{T_i} c(t-\tau_E)c(t-\tau)dt + \eta(t) = AR(\tau_E - \tau) + \eta(t) = AR(\Delta\tau) + \eta(t) \quad (6)$$

式中: $R(\Delta\tau)$ 为 BOC 调制码的自相关函数。

BPSK-Like 和合成相关函数方法分别通过边带滤波合成和相关合成来改变 BOC 相关函数的形状,消除了其中的误锁点。不同于这些方法,预滤波相关赋形方法使用预滤波器来改变相关函数的形状。将接收信号 $s_{(m,n)}(t)$ 经过一个预滤波器 $H(f)$ 进行滤波后再与本地复现信号进行相关运算。根据相关器处理过程,其输出可以表示为

$$Q_H = AR(\Delta\tau) * h(t) + \eta(t) \quad (7)$$

式中: $*$ 为卷积符号; $h(t)$ 为 $H(f)$ 的时域形式。式(7)的频域形式为

$$G_{Q_H}(f) = AG_R(f)H(f) + G_\eta(f) \quad (8)$$

式中: $G_{Q_H}(f)$ 、 $G_R(f)$ 和 $G_\eta(f)$ 分别为 Q_H 、 $R(\Delta\tau)$ 和

$\eta(t)$ 的傅里叶变换。设噪声项 $\eta(t)$ 的功率谱为 $G_\eta(f)$, 则 $\eta(t)$ 的总平均功率为

$$P_\eta = \int_{-\infty}^{+\infty} G_\eta(f) df \quad (9)$$

令目标相关函数为 $R_D(\Delta\tau)$, 其傅里叶变换式为 $G_D(f)$ 。在本文中, 目标相关函数形状取单峰三角形函数。定义 d 为目标三角形相关函数 $R_D(\Delta\tau)$ 的底边宽度, 则相关峰的底边宽度时间延时范围为 $[-d/2, d/2]$ 。其频域表示为

$$G_D(f) = \frac{d}{2f_c} \left[\frac{\sin(\pi f d / 2f_c)}{(\pi f d / 2f_c)} \right]^2 \quad (10)$$

预滤波器 $H(f)$ 的设计目标是使 $G_{Q_H}(f)$ 经滤波后接近于 $G_D(f)$ 。根据式(8)和最小均方误差准则^[8], 此目标等价于使以下代价函数最小

$$\zeta_{\text{MMSE}} = \int_{-\infty}^{+\infty} [|G_D(f) - G_R(f)H(f)|^2] df + P_\eta \quad (11)$$

如果忽略噪声功率项 P_η , 则式(11)被称为迫零准则^[8], 其最优解为

$$H(f) = \frac{G_D(f)}{G_R(f)} \quad (12)$$

文献[8]基于最优解式(12)设计了 ZFS 预滤波赋形方法。由上面的分析可以看出, ZFS 方法是 MMSES 方法忽略噪声项后的近似。

2.2 MMSES 预滤波器设计

为了使用最小均方误差准则来设计滤波器函数, 需要得到噪声功率项的表示形式。下面推导噪声功率项 P_η 的表达式。将相关器内部的积分过程也看作是一个滤波过程, 则积分器的滤波函数为

$$H_{\text{ID}}(f) = \frac{\sin(\pi f T_1)}{\pi f T_1} \quad (13)$$

式中: T_1 为积分时间。 $H_{\text{ID}}(f)$ 对应的时域函数为 $h_{\text{ID}}(t)$, 下标 ID 代表积分器。令 $\gamma(t) = \eta(t) * h(t)$ 代表经前置滤波后的噪声项, 其功率谱为^[10]

$$G_\gamma(f) = \frac{N_0/C}{4} |H(f)|^2 \quad (14)$$

式中: N_0/C 为接收信号载噪比的倒数。令 $\mu(t) = \gamma(t)c(t)$, 则 $\mu(t)$ 的自相关函数表示为

$$R_\mu(\Delta\tau) = R_r(\Delta\tau)R(\Delta\tau) \quad (15)$$

式中: $R_\gamma(\Delta\tau)$ 为 $\gamma(t)$ 的自相关函数。 $\mu(t)$ 的功率谱表示为

$$G_\mu(f) = F\{R_\mu(\Delta\tau)\} = G_\gamma(f) * G_R(f) \quad (16)$$

式中: $F\{\cdot\}$ 为傅里叶变换算子。

由式(14), 可以得到

$$G_\eta(f) = |H_{\text{ID}}(f)|^2 G_\mu(f) \quad (17)$$

将式(14)、(16)代入式(17), 可得噪声项功率谱为

$$G_\eta(f) = |H_{\text{ID}}(f)|^2 \left[\frac{N_0/C}{4} |H(f)|^2 * G_R(f) \right] \quad (18)$$

将式(13)、式(18)代入式(9), 并注意到积分器的带宽一般远远小于噪声信号的带宽, 可得

$$P_\eta = \frac{N_0/C}{4} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 G_R(f) df \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{\sin(\pi f_1 T_1)}{\pi f_1 T_1} \right|^2 df_1 = \frac{N_0/C}{4T_1} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 G_R(f) df \quad (19)$$

将式(19)代入式(11)可得

$$\zeta_{\text{MMSE}} = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[|G_D(f) - G_R(f)H(f)|^2 + \frac{N_0/C}{4T_1} |H(f)|^2 G_R(f) \right] df \quad (20)$$

使式(20)达到最小的解为

$$H(f) = G_D(f) / \left[G_R(f) + \frac{N_0/C}{4T_1} \right] \quad (21)$$

根据式(7)和式(21), 可得到采用 MMSES 方法的相关器框图, 如图 1 所示。式(21)中的载噪比 C/N_0 来自图 1 中的 C/N_0 检测模块。 C/N_0 检测方法不是本文的讨论重点, 相关原理可参见文献[11]。

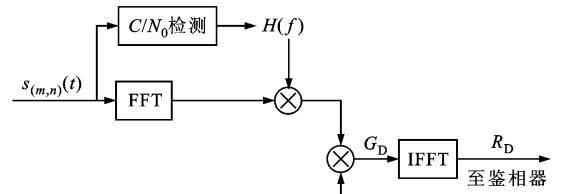


图1 MMSES 相关器框图

3 仿真与性能分析

3.1 解模糊有效性分析

MMSES 方法因其算法过程与调制相位和阶数无关, 因此可以适于各种正余弦相位和奇偶数阶的 BOC 调制信号解模糊。为了验证 MMSES 方法对各种类型 BOC 信号解模糊的有效性, 分别采用直接相关法、无误差的理想方法、ZFS 方法和本文 MMSES 方法对载噪比为 39 dB · Hz 的偶数阶 $s_{(1,1)}$ 和奇数阶 $s_{(15,10)}$ 以及高阶 $s_{(15,2.5)}$ 信号进行仿真分析, 结果如图 2~图 4 所示。综合考虑跟踪精度和跟踪环牵入范围, 在本文中, 目标相关函数

$R_D(\Delta\tau)$ 的三角峰底边宽度 d 取鉴相器超前减滞后间距的 2 倍, 即 0.2×10^{-6} s。 $s_{(1,1)}$ 、 $s_{(15,10)}$ 和 $s_{(15,2.5)}$ 信号的自相关函数分别记做 $R_{(1,1)}(\Delta\tau)$ 、 $R_{(15,10)}(\Delta\tau)$ 和 $R_{(15,2.5)}(\Delta\tau)$ 。

由图 2~图 4 可见, 当信号含有噪声时, ZFS 方法不能使相关函数赋形为较窄的三角形形状, 其所得的相关函数仍然存在多个峰值, 这些峰值是噪声通过滤波器后造成的, 而 MMSES 则可以克服噪声影响, 使相关函数非常接近于目标函数。

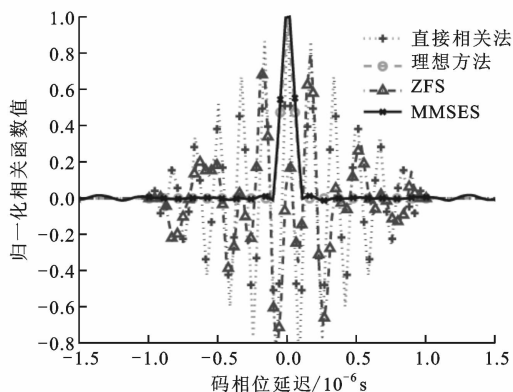


图 4 4 种方法处理 $s_{(15,2.5)}$ 信号的相关函数值比较

理 $s_{(1,1)}$ 信号时的均方误差 E 随 C/N_0 变化的情况如图 5 所示。

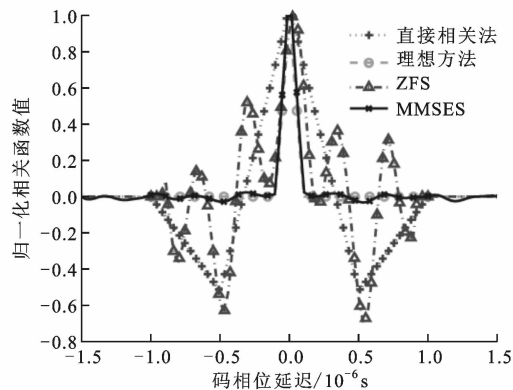


图 2 4 种方法处理 $s_{(1,1)}$ 信号的相关函数值比较

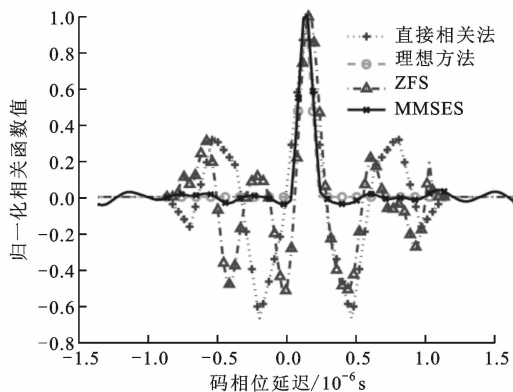


图 3 4 种方法处理 $s_{(15,10)}$ 信号的相关函数值比较

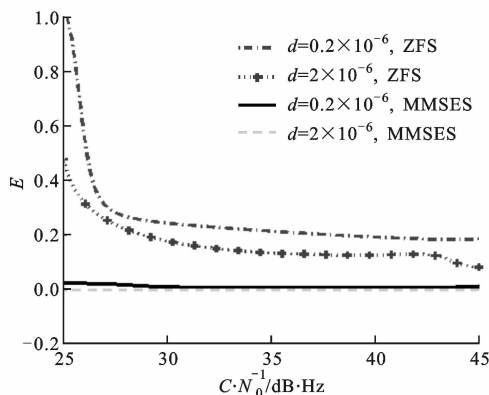


图 5 2 种方法的相关函数与目标相关函数的均方误差与载噪比的关系

由图 5 可以看出: $d=0.2 \times 10^{-6}$ s 时 2 种方法的赋形误差分别大于 $d=2 \times 10^{-6}$ s 时 2 种方法的赋形误差, 说明目标相关主峰越窄, 赋形实现越困难; 当 d 取值相同时, ZFS 方法所产生的赋形误差要大于 MMSES 方法, 且 ZFS 方法的赋形误差随着载噪比的减小明显增大; MMSES 方法的赋形误差则基本不随载噪比变化, 说明 MMSES 的赋形结果受噪声影响较小。

3.2 赋形精度分析

载噪比 C/N_0 反映了信号中含有噪声的强度。为了研究不同 C/N_0 情况下, 滤波后的相关函数曲线与目标曲线的接近程度, 定义相关曲线与目标曲线的均方误差 E 来反映噪声造成的相关函数畸变程度。 E 定义为

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |R_H(\Delta\tau) - R_D(\Delta\tau)|^2 d\Delta\tau \quad (22)$$

式中: $R_H(\Delta\tau)$ 为经过滤波后的相关函数。在 d 分别取 0.2×10^{-6} s 和 2×10^{-6} s 时, ZFS 和 MMSES 处

3.3 抗噪声性能分析

环路跟踪误差是衡量跟踪方法抗噪声性能的一个重要指标。图 6 给出了 BPSK-Like、Bump-Jump、ASPeCT、PCF 和 MMSES 方法处理 $s_{(1,1)}$ 信号时的跟踪误差曲线, 其中 $d=0.2 \times 10^{-6}$ s。跟踪环路均采用点积(Dot-Product, DP)鉴相器。

从图 6 中可见: BPSK-Like 方法因相关函数宽度较宽, 其码跟踪误差最大; ASPeCT 和 PCF 方法使用相关合成, 引入了噪声, 导致其码跟踪误差大于

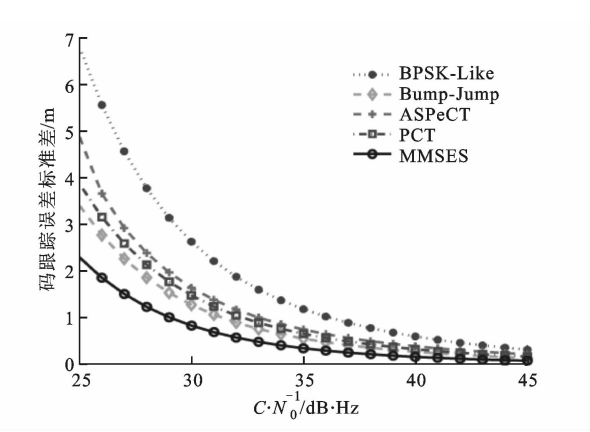


图 6 无模糊跟踪方法处理 $s_{(1,1)}$ 信号的码跟踪误差

Bump-Jump;MMSES 因其具有很窄的相关函数主峰和较强的噪声抑制能力,码跟踪误差在这几种无模糊跟踪方法中最小。

图 7 给出了 BPSK-Like、Bump-Jump 和 MMSES 方法处理 $s_{(15,10)}$ 的码跟踪误差。由图 7 可以看出:ASPeCT 和 PCF 方法不适于余弦相位 BOC^[6,8],因此,仅与 Bump-Jump 和 BPSK-Like 方法比较。由结果可知,在处理奇数阶 BOC 调制信号时,BPSK-Like 跟踪误差较大,而 MMSES 方法的跟踪误差在高载噪比环境下与 Bump-Jump 方法相近。在低载噪比环境下,MMSES 方法性能略好于 Bump-Jump 方法,说明 MMSES 方法处理奇数阶 BOC 调制信号时的抗噪声性能优于 Bump-Jump 方法。

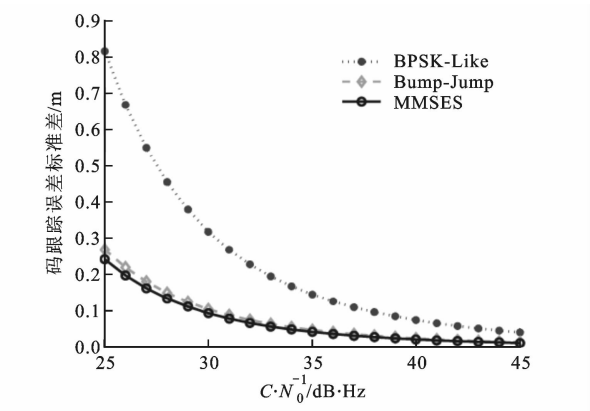


图 7 无模糊跟踪方法处理 $s_{(15,10)}$ 信号的码跟踪误差

图 8 给出了 BPSK-Like 和 MMSES 方法处理 $s_{(15,2.5)}$ 信号时的跟踪误差曲线。上述各种解模糊方法中,Bump-Jump、ASPeCT 和 PCF 方法都不适于高阶调制的 BOC 信号^[4,6,8],因此,这里仅与 BPSK-Like 方法进行比较。从图中可以看到,在处理高阶

BOC 调制信号时,MMSES 的抗噪声性能优于 BPSK-Like 方法。

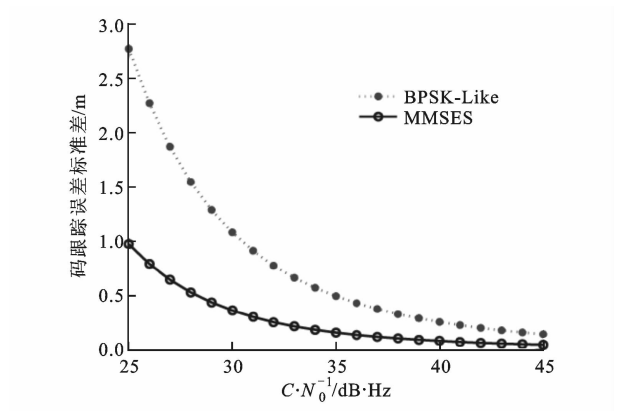


图 8 无模糊跟踪方法处理 $s_{(15,2.5)}$ 信号的码跟踪误差

3.4 抗多径性能分析

多径误差是 GNSS 系统的主要误差源。用来衡量抗多径性能的最常用标准是多径误差包络线 (multipath error envelope,MEE)^[12]。在计算 MEE 时,通常假定信号中存在直射支路和一条同相或反相多径支路。多径支路比直射支路的功率低 6 dB。图 9~图 11 分别给出了 BPSK-Like、Bump-Jump、ASPeCT、PCF 和 MMSES 方法处理 $s_{(1,1)}$,BPSK-Like、Bump-Jump 和 MMSES 方法处理 $s_{(15,10)}$ 以及 BPSK-Like 和 MMSES 方法处理 $s_{(15,2.5)}$ 时的 MEE 曲线,其中超前减滞后间距为 0.1×10^{-6} s,对于 $s_{(1,1)}$,前置带宽为 8 MHz,对于 $s_{(15,10)}$ 和 $s_{(15,2.5)}$,前置带宽为 90 MHz。

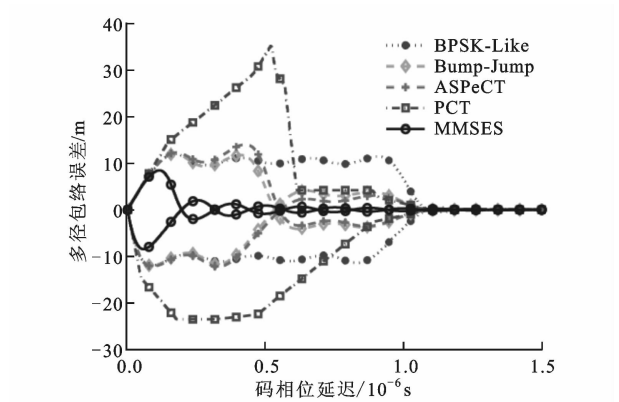


图 9 $s_{(1,1)}$ 的码跟踪多径误差包络

由图 9~图 11 可以看出,无论是低阶正弦 BOC 信号还是高阶余弦 BOC 信号,MMSES 方法在全部延时范围内都优于其他可用的解模糊方法,且基本能够完全去除长时多径,具有最好的抗多径性能。

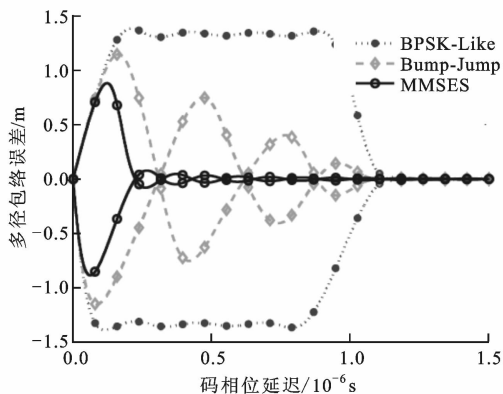


图10 $s_{(15,10)}$ 的码跟踪多径误差包络

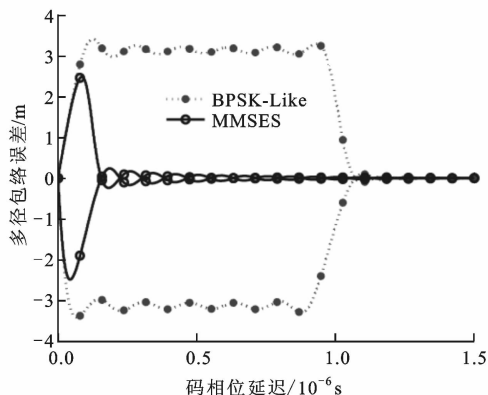


图11 $s_{(15,2.5)}$ 的码跟踪多径误差包络

4 结 论

针对 BOC 信号无模糊跟踪问题,本文提出了一种最小均方误差准则预滤波相关赋形方法。该方法能够应用于各种正余弦相位、奇偶数阶以及高阶的 BOC 调制信号,产生主峰较窄的无模糊相关函数。仿真结果表明,该方法相对于常用的 BOC 无模糊跟踪方法,具有更好的抗噪声和抗多径性能。

参考文献:

- [1] JULIEN O. Current and planned global and regional navigation satellite systems and satellite-based augmentations systems [C]//Proceedings of International Committee on Global Navigation Satellite Systems Provider Forum. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 35-40.
- [2] 冯焱, 周海东, 忤婷, 等. 多模式定位系统接收机中的分数频率综合器 [J]. 西安交通大学学报, 2011, 45(8): 85-91.

FENG Yan, ZHOU Haidong, WU Ting, et al. A fractional-n frequency synthesizer for multi-mode positioning system receivers [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2011, 45(8): 85-91.

- [3] COTE F D, PSAROMILIGKOS I N, GROSS W J. GNSS modulation: a unified statistical description [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(3): 1814-1836.
- [4] HEIRIES V, ROVIRAS D, RIES L, et al. Analysis of non ambiguous BOC signal acquisition performance [C]//Proceedings of ION-GNSS 2004. Long Beach, CA, USA: ION, 2004: 2611-2622.
- [5] BURIAN A, LOHAN E S, RENFORS M. BPSK-like methods for hybrid-search acquisition of Galileo signals [C]//Proceedings of IEEE ICC 2006. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 5211-5216.
- [6] 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.
- [7] YAO Zheng, CUI Xiaowei, LU Mingquan, 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.
- [8] ANANTHARAMU P B, BORIO D, LACHAPELLE G E. Sub-carrier shaping for BOC modulated GNSS signals [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2011, 23(2): 1-31.
- [9] ANANTHARAMU P B, BORIO D, LACHAPELLE G E. Pre-filtering, side-peak rejection and mapping: several solutions for unambiguous BOC tracking [C]//Proceedings of ION-GNSS 2009. Long Beach, CA, USA: ION, 2009: 3142-3155.
- [10] RABIDEAU D J. Code tracking variance analysis for GNSS receivers with "strobe correlators" [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(3): 2760-2782.
- [11] ISLAM A K M N. CNR estimation and indoor channel modeling of GPS signals [D]. Tampere, Korkeakoulunkatu, Finland: Tampere University of Technology, 2008.
- [12] IRSIGLER M, HEIN G W, EISSFELLER B. Multipath performance analysis for future GNSS signals [C]//Proceedings of ION-NTM 2004. Long Beach, CA, USA: ION, 2004: 225-230.

(编辑 刘杨)