

文章编号:1671-8860(2009)11-1377-04

文献标志码:A

# 利用数字中频信号模拟器和软件接收机对 MBOC 信号进行精度测试评估

寇艳红<sup>1</sup> 周兴云<sup>1</sup>

(1 北京航空航天大学电子信息工程学院,北京市海淀区学院路 37 号,100191)

**摘要:**在对 MBOC 信号的码跟踪噪声和多径误差进行理论分析的基础上,借助于所开发的数字中频信号模拟器和软件接收机进行了闭环测试评估。通过将数字中频闭环测试结果与理论预期值和模拟器仿真值进行对比分析,从多个层次有效验证了 MBOC(6,1,1/11)相对于 BOC(1,1)和 BPSK-R(1)的测距精度改善。

**关键词:**MBOC;信号模拟器;软件接收机;码跟踪;多径误差

**中图法分类号:**P228

近年来,随着已建成系统的现代化、升级和新系统的建设,在频率资源受限的情况下,一些较之传统信号有所改进的调制方式能够提供额外的可用设计参数,预期可带来性能的增强和使用的灵活性。综合信号的测距精度、抗多径性能、兼容性和互操作性等多方面的考虑, GPS-Galileo STF(信号任务小组)达成一致,促成美国和欧盟于 2007 年 7 月 26 日发表联合声明,将 MBOC(6,1,1/11)确定为 Galileo E1 OS 和 GPS III L1C 信号所采用的调制方式<sup>[1,2]</sup>。目前,关于 MBOC 信号潜在性能的理论分析已有不少文献论及,本文通过北京航空航天大学卫星导航与通信系统实验室开发的数字中频信号模拟器和软件接收机,模拟产生各种实际条件下混有噪声和多径的 CBOC 和 TMBOC 数字中频信号,并进行捕获、跟踪、解调以至定位解算处理,从而对 MBOC 信号的码跟踪噪声和抗多径能力进行实验验证和测试评估。

## 1 功率谱密度、自相关函数与信号的捕获

MBOC(6,1,1/11) 定义了 GPS L1C 和 Galileo E1 OS 信号通用的归一化 PSD 框架,是 10/11 的窄带 BOC(1,1) PSD 和 1/11 的宽带 BOC(6,1) PSD 的组合。而在时域实现上可以有多种方

式, Galileo E1 OS 采用 CBOC(6,1,1/11, '+/-') 调制方式直接将 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 波形进行线性组合,从而产生四电平的复合信号,在数据通道上的 E1B 信号为相加,在导频通道上的 E1C 为相减,数据通道和导频通道功率均分<sup>[3]</sup> (GIOVE-A+B Navigation Signal-in-Space Interface Control Document, 2008);而 GPS L1C 在导频通道上则采用 TMBOC(6,1,4/33) 调制方式,将 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 时分复用在不同的扩频码片位置上,每 33 个码片中有 29 个码片采用 BOC(1,1) 副载波,4 个码片采用 BOC(6,1) 副载波。在数据通道上,则只采用 BOC(1,1) 作为副载波,数据通道和导频通道的功率比为 1 : 3<sup>[3]</sup>。这样,对于合成了数据通道和导频通道的 GPS L1C 和 Galileo E1 OS 信号而言,其 PSD 均能满足:

$$G_{\text{MBOC}(6,1,1/11)}(f) = \frac{10}{11}G_{\text{BOC}(1,1)}(f) + \frac{1}{11}G_{\text{BOC}(6,1)}(f) \quad (1)$$

而 CBOC(6,1, $\alpha/\beta$ , '+/-')、CBOC(6,1, $\alpha/\beta$ , '-+')、TMBOC(6,1, $\alpha/\beta$ ) 的 PSD 表达式会有所不同<sup>[4]</sup>。信号的自相关函数(ACF)和功率谱密度构成一对傅立叶变换。MBOC(6,1, $\alpha/\beta$ ) 的 ACF 可表示为:

$$R_{\text{MBOC}(6,1,\alpha/\beta)}(\tau) = \frac{\beta - \alpha}{\beta} R_{\text{BOC}(1,1)}(\tau) +$$

$$\frac{\alpha}{\beta} R_{\text{BOC}(6,1)}(\tau) + \{s\} \cdot 2 \sqrt{\frac{\beta-\alpha}{\beta}} \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\beta}} \cdot R_{\text{BOC}(1,1)-\text{BOC}(6,1)}(\tau) \quad (2)$$

式中,  $R_{\text{BOC}(m,n)}(\tau)$  是  $\text{BOC}(m, n)$  的 ACF;  $R_{\text{BOC}(1,1)-\text{BOC}(6,1)}(\tau)$  是  $\text{BOC}(1,1)$  和  $\text{BOC}(6,1)$  的互相关函数。

封二彩图 1 分别仿真了  $\text{BOC}_s(1,1)$ 、 $\text{CBOC}(6,1,1/11, '+')$ 、 $\text{CBOC}(6,1,1/11, '-')$  和  $\text{TMBOC}(6,1,4/33)$  基带信号的归一化 PSD 及 ACF。可见, BOC 调制通过设定副载波与码速率参数,可以使信号功率集中在频段中的特定部分,以期充分利用现有的频谱资源减小信号间的干扰;相对于  $\text{BOC}(1,1)$  而言, MBOC 信号中高频分量的增加使信号 ACF 的主峰更加尖锐,预期将带来码跟踪精度和抑制多径能力的改善。图 1 给出了数字中频信号模拟器根据 IS-GPS-800 所模拟产生的 GPS PRN1 号星  $\text{TMBOC}(6,1,4/33)$  数字中频信号的功率谱,其中频频率为 8 MHz,采样频率为 32 MSPS,前端带宽为 16 MHz,量化比特数为 3。

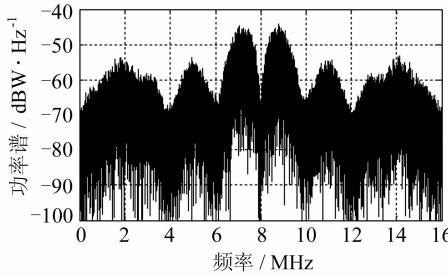


图 1 所模拟 TMBOC 数字中频信号的功率谱

Fig. 1 PSD of the Simulated TMBOC Digital IF Signals

在软件接收机中,采用传统的 FFT 循环相关算法分别对所模拟产生的未加噪声的  $\text{BOC}_s(1,1)$ 、 $\text{CBOC}(6,1,1/11, '+')$ 、 $\text{TMBOC}(6,1,4/33)$  数字中频信号进行捕获,可以得到时间分辨率为数字中频信号采样间隔的相关峰(平方律检测结果),如图 2 所示。可见,副载波的引入在使得主相关峰更趋尖锐的同时也带来了边峰,使得接收机在捕获时存在错捕的风险。

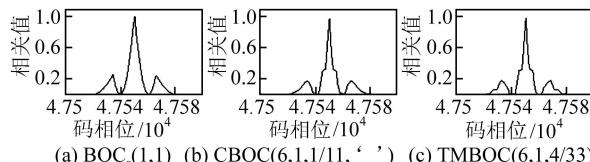


图 2 采用 FFT 循环相关算法的捕获结果

Fig. 2 Acquisition Results Using FFT Circular Correlation

本文尝试将文献[5]中提出的消除  $\text{BOC}(n,$

$n)$  自相关边峰的 ASPeCT 捕获方法进一步推广应用于 MBOC 信号中,利用 MBOC 和 PRN 之间的互相关特性进行捕获:

$$R_{\text{out}} = R_{\text{MBOC-BOC}}^2 - R_{\text{MBOC-PRN}}^2 \quad (3)$$

由封二彩图 2 可见, CBOC 自相关函数的平方与 CBOC-PRN 互相关函数的平方之差只存在一个最大值,通过这个最大值即可判断出正确的相关峰峰值。图 3 给出了在软件接收机中利用这种方法捕获  $\text{CBOC}(6,1,1/11, '-')$  信号的结果,可见, MBOC 信号 ACF 的多峰值性得以消除,同时其尖锐的主峰得以保留。

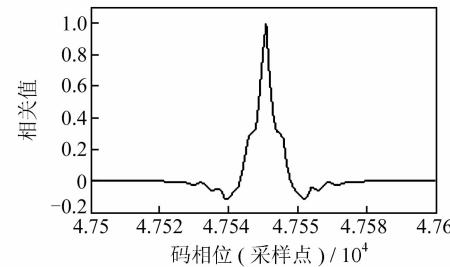


图 3 ASPeCT 法捕获  $\text{CBOC}(6,1,1/11, '-')$  信号的结果

Fig. 3 Acquisition Results of  $\text{CBOC}(6,1,1/11, '-')$  Using ASPeCT

## 2 RMS 带宽与码跟踪误差

热噪声环境下,接收机 DLL 的 RMS 码跟踪误差的下限与接收机码环鉴相的相关器间距无关。Cramer-Rao 界由文献[6]给出。可见,在相同的码环带宽和接收载噪比条件下,信号的 RMS 码跟踪误差下限取决于其 RMS 带宽。封二彩图 3 仿真了不同信号的 RMS 带宽随前端带宽的变化,可见,在前端带宽高于 12 MHz 时, MBOC 比  $\text{BOC}(1,1)$  信号的 RMS 带宽更大,预期的码跟踪精度更高。当然,要利用 MBOC 信号的这样一个优点,必须采用相应的高接收带宽、高采样率和窄相关间距,对接收机处理资源的要求更高。同时, MBOC 信号设计是向前兼容的,也可以使用低成本的窄带接收机只接收处理占 10/11 功率份额的  $\text{BOC}(1,1)$  信号。由封二彩图 3 可知,  $\text{CBOC}(6,1,1/11, '-')$  的跟踪精度优于  $\text{CBOC}(6,1,1/11, '+')$ , 因此, Galileo E1 OS 导频通道采用  $\text{CBOC}(6,1,1/11, '-')$ , 以实现较好的跟踪精度,而数据通道采用  $\text{CBOC}(6,1,1/11, '+')$ , 从而能满足规定的 PSD。

对于 MBOC 信号的跟踪,载波跟踪环的设计同 GPS BPSK-R(1)载波环无甚区别,而在传统的码跟踪环算法中,需要生成本地的 MBOC 信号,

MBOC 自相关的多峰值性使得码环存在错锁的可能,对于 CBOC 信号,其四电平特性将增加接收机的复杂度。为了简化接收机设计,文献[6,7]提出采用 TM61 方法来跟踪 CBOC 信号,其最大的优点是可以接收处理 1 bit 量化的 CBOC 信号,接收机本地也只需产生 1 bit 的 TM61( $\alpha$ )码, $\alpha$  代表本地码中 BOC(6,1) 调制的时间比例。这种方法虽然会造成一定的相关损耗,但是可通过选取合适的参数在一定程度上补偿其跟踪精度,是一种简单易行的方法。无论是采用 TM61 跟踪,还是最佳跟踪,为了防止接收机错锁,在码环设计中,可采用多个支路的信号进行辅助鉴相<sup>[8]</sup>。

为了评估不同信号体制对码跟踪精度的影响,本文基于数字中频信号模拟器和软件接收机对 GPS L1 C/A BPSK-R(1)、Galileo GIOVE-A BOC\_S(1,1)、Galileo GIOVE-B CBOC(6,1,1/11,‘-’ )三种信号进行了码跟踪精度的测试。配置参数如下:中频频率为 8 MHz、采样频率为 36 MHz、量化比特为 3 bit、前端带宽为 16 MHz、载噪比为 45 dBHz、仿真的卫星号为 1、2、3、6、14。按照配置产生数字中频信号文件,关闭电离层误差、对流层误差、星钟和星历误差等,只加入高斯

白噪声,并采用同一 RINEX 星历源文件以产生同样分布的 5 颗卫星。在三种软件接收机中,采用的跟踪环路带宽完全一致,而超前-滞后相关器间距为  $d=1/6$  chip。三种信号的 RMS 码跟踪误差如表 1 所示,其中对于 CBOC(6,1,1/11,‘-’),在接收机中采用最佳跟踪算法。表 2 则在  $d=1/16$  chip 的相关间距下比较了 TM61 跟踪与最佳跟踪得到的 CBOC(6,1,1/11,‘-’ )信号的 RMS 码跟踪误差,其中对于 TM61 跟踪超前、滞后支路取  $\alpha=1$ ,以改善跟踪精度,而即时支路取  $\alpha=0$ ,以减少相关损耗。

表 1 三种信号的 RMS 码跟踪误差比较/m

Tab. 1 Comparison of RMS Code Tracking Error of Three Signals/m

信号	GPS L1 C/A BPSK-R(1)	Galileo GIOVE-A BOC(1,1)	Galileo GIOVE-B CBOC(6, 1,1/11,‘-’)
1 号星	0.402 4	0.221 7	0.163
2 号星	0.659 2	0.379 7	0.191 8
3 号星	0.508 6	0.353 9	0.197 2
13 号星	0.498 2	0.323 2	0.179 6
14 号星	0.472 4	0.290 6	0.138 8
平均	0.515 075	0.318 583	0.175 366

表 2 TM61 与最佳跟踪下 CBOC(6,1,1/11,‘-’ )的码跟踪误差

Tab. 2 CBOC Code Tracking Error Using TM61 & Optimal Tracking

卫星号	1	2	3	6	14	平均
传统最佳跟踪	0.085 991	0.148 38	0.103 53	0.105 36	0.095 875	0.109 929
TM61 跟踪	0.102	0.180 3	0.134 1	0.139 5	0.126 6	0.125 22

由上述结果可以算出,在相同的测试条件下,CBOC(6,1,1/11,‘-’ )信号的 RMS 码跟踪误差约为 BPSK-R(1)信号的 34%、BOC(1,1)信号的 55%,显著提高了系统的码跟踪性能。而对于 CBOC 信号,在合适的参数配置下,TM61 的跟踪精度相对于最佳跟踪损失很小。

### 3 多径误差

实际的多径环境复杂多变,接收机的处理方法也各不相同,这里采用最常用的单反射路径模型和非相干超前减滞后包络型码跟踪环进行分析。归一化的码环鉴相器输出  $D(\epsilon)$  的表达式见文献[9]。封二彩图 4 仿真了相关器间距为 1/8 码片、多径-直达信号幅度比  $MDR=-6$  dB、滤波器前端带宽为无限大条件下的不同信号的多径误差包络曲线。由于扩频码能抑制大延迟的反射信号,故只需考虑近距多径效应。另一个衡量多径误差性能的参数是平均多径误差。封二彩图 5 仿

真了不同信号的平均多径误差曲线。

由封二彩图 4、彩图 5 可见,与 BPSK-R(1) 和 BOC(1,1) 信号相比,MBOC 信号的多径延迟误差有明显的衰减,其中,CBOC(6,1,1/11,‘-’ )与 TMBOC(6,1,4/33) 性能大体相当,优于 CBOC(6,1,1/11,‘+’ )。但需注意的是,当前端带宽小于 10 MHz 时,BOC(6,1) 的大部分能量被滤除,多径误差包络曲线将表现出近似于 BOC(1,1) 的特性;当前端带宽大于 14 MHz 时,MBOC 的优势才真正得以体现<sup>[10]</sup>。同时,达到 MBOC 信号的这种优势还需要窄的相关间距。

本文基于数字中频信号模拟器和软件接收机对 GPS L1 C/A BPSK-R(1)、Galileo GIOVE-A BOC\_S(1,1)、Galileo GIOVE-B CBOC(6,1,1/11,‘-’ )三种信号的多径误差包络进行了测试,其目的是测试在不同调制信号下普通接收机中由多径引起的伪距偏差最大值,分析影响多径误差的各种因素,并和理论分析进行对比验证。首先在模拟器中模拟产生不少于 4 颗星的数字中频信

号,在仿真时长足以使接收机定位时(主要取决于导航电文的帧结构)加入第2颗星的多径信号,此多径信号的载波相位与直达信号同相,衰减系数为-6 dB,而多径时延以一定的步进和时间间隔从0扫描到1.8 chip,产生一组数字中频信号文件,同时记录对应的第2颗星的仿真伪距值。设置不同的软件接收机的相关间距,接收机处理以上数字中频信号,产生第2颗星的伪距测量值文件。根据模拟器仿真伪距和接收机测得伪距的差值随多径时延的变化,可以得到一条同相多径误差包络。改变多径信号的载波相位,使其相对于直达信号为反相,再次进行测试,可得到反相多径误差包络。测试配置如下:信号模拟器的中频频率为8 MHz,采样率为32 MHz,量化为3 bit,衰减MDR为-6 dB,仿真卫星号为2、3、6、14;软件接收机:用户状态为静止,前端带宽为16 MHz,DLL鉴相器类型为非相干归一化包络,DLL码环带宽为0.5 Hz,PLL载波环带宽为15 Hz。理论结果和测试结果分别见封三彩图6、彩图7、彩图8。

由以上实测结果可见,窄相关对多径效应的抑制作用明显;在足够窄的相关间距下,BOC(1,1)抑制多径的能力明显优于BPSK-R(1),而CB(6,1,1/11,'-')明显优于BOC(1,1),当相关间距增大时,这种优势被淡化。

## 4 结语

本文对MBOC信号的码跟踪噪声和多径误差进行了仿真分析和测试评估。在数字中频信号模拟器中模拟产生了BPSK-R(1)、BOC(1,1)和MBOC(6,1,1/11)数字中频信号,在信号中加入了设定参数的噪声和多径;在软件接收机中进行了捕获、跟踪、解调、定位解算等处理。对以上信号在不同处理方式下的闭环测试结果与理论预期值进行了对照分析,从而验证了MBOC(6,1,1/11)信号的测距精度的改善。下一步将通过谱分离系数和码跟踪谱灵敏度系数的仿真计算,以及接收机载噪比估计值和RMS测距误差的实测结

果,来对信号的抗干扰能力及信号间的兼容性进行分析和评估。

## 参 考 文 献

- [1] United States and the European Union. Announce Final Design for GPS-Galileo Common Civil Signal [OL]. <http://europa.eu/rapid/pressReleasesAction.do?reference=IP/07/1180&format=HTML&aged=0&language=EN&guiLanguage=fr>, 2007
- [2] Avila-Rodriguez J A, Hein G W. The MBOC Modulation—A Final Touch for the Galileo Frequency and Signal Plan[J]. Inside GNSS, 2007(9): 43-58
- [3] GPS Joint Program Office. Draft IS-GPS-800: Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces[OL]. <http://bbs.81tech.com/read.php?tid=98388-uid-86951.html>, 2006
- [4] Fantino M, Mulassano P, Dovis F, et al. Performance of the Proposed Galileo CBOC Modulation in Heavy Multipath Environment[J]. Wireless Pers Commun, 2008, 44: 323-339
- [5] Julien O, Macabiau C, Cannon M, 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
- [6] Avila-Rodriguez J A, Hein G W. CBOC—An Implementation of MBOC [OL]. <http://bbs.cntr.com/thread-191186-1-3.html>, 2006
- [7] Julien O, Rodriguez J A A, Wallner S, et al. Macabiau: On Potential CBOC/TMBOC Common Receiver Architectures[C]. The ION-GNSS 2007, Fort Worth, Texas, USA, 2007
- [8] 张惊. 多GNSS兼容软件接收机设计及MBOC信号接收算法研究[D]. 北京:北京航空航天大学, 2008
- [9] 唐祖平. GNSS信号设计与评估若干理论研究[D]. 武汉:华中科技大学, 2009

**第一作者简介:**寇艳红,博士,副教授,主要研究方向是GNSS信号模拟器与软件接收机、数字信号处理、无线通信。

E-mail:buaakyh@126.com

## Test and Evaluation of Accuracies of MBOC Signals Using a Digital IF Signal Simulator and a Software Receiver

KOU Yanhong<sup>1</sup> ZHOU Xingyun<sup>1</sup>

(1) School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, 37 Xueyuan Road, Haidian District, Beijing 100191, China

**Abstract:** This paper focuses on close-loop test of code tracking noise and multipath error en-

(下转第1385页)