

7-2-2020

## Evaluation of Anti-multipath Performance to Satellite Navigation Signal Tracking on L1/E1/B1 Frequency Band

Mao Hu

*School of Information and Navigation, Air Force engineering University, Xi'an 710077, China;*

Dewei Wu

*School of Information and Navigation, Air Force engineering University, Xi'an 710077, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## Evaluation of Anti-multipath Performance to Satellite Navigation Signal Tracking on L1/E1/B1 Frequency Band

### Abstract

**Abstract:** Aiming at analysis requirement to anti-multipath performance of satellite navigation signal system, on the basis of expounding modulation types of latest navigation signal system on L1/E1/B1(1575.42MHz) frequency band, *the analytical expressions of code tracking multipath error envelope and carrier phase multipath error based non-coherent early minus late process discriminator and arctangent discriminator was deduced respectively, the effect of receiver correlation distance, receiver front-end bandwidth and navigation signal modulation types to multipath error were analyzed through simulation.* The results show that B1-C open service signal of BDS should adopt MBOC(6,1,1/11) modulation of similarly Galileo E1OS combination mode, and B1 authorized signal of BDS recommend to optimize for BOC<sub>cos</sub> (15,2.5) modulation in order to improve anti-multipath performance.

### Keywords

navigation signal system, code tracking, carrier phase tracking, multipath error analysis

### Recommended Citation

Mao Hu, Wu Dewei. Evaluation of Anti-multipath Performance to Satellite Navigation Signal Tracking on L1/E1/B1 Frequency Band[J]. Journal of System Simulation, 2016, 28(1): 106-113.

## L1/E1/B1 频段卫星导航信号跟踪抗多径性能仿真评估

毛虎, 吴德伟

(空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077)

**摘要:** 针对卫星导航信号体制抗多径性能的分析需求, 在论述 L1/E1/B1 频段(1575.42MHz)最新卫星导航信号体制的基础上, 分别推导得到基于非相干超前减滞后处理和反正切鉴别器下的码跟踪多径误差包络和载波相位跟踪多径误差的解析表达式, 仿真分析了接收机早迟码间距、前端预相关带宽和导航信号调制方式等设计因素对多径误差产生的影响。分析结果表明: 为了提高抗多径性能, BDS 的 B1-C 公开服务信号可采用类似 Galileo E1OS 组合方式的 MBOC(6,1,1/11)调制; BDS 的 B1 授权信号可建议优化为  $\text{BOC}_{\cos}(15,2.5)$  调制。

**关键词:** 导航信号体制; 码跟踪; 载波相位跟踪; 多径误差分析

中图分类号: TN967.1 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2016) 01-0106-08

## Evaluation of Anti-multipath Performance to Satellite Navigation Signal Tracking on L1/E1/B1 Frequency Band

Mao Hu, Wu Dewei

(School of Information and Navigation, Air Force engineering University, Xi'an 710077, China)

**Abstract:** Aiming at analysis requirement to anti-multipath performance of satellite navigation signal system, on the basis of expounding modulation types of latest navigation signal system on L1/E1/B1(1575.42MHz) frequency band, the analytical expressions of code tracking multipath error envelope and carrier phase multipath error based non-coherent early minus late process discriminator and arctangent discriminator was deduced respectively, the effect of receiver correlation distance, receiver front-end bandwidth and navigation signal modulation types to multipath error were analyzed through simulation. The results show that B1-C open service signal of BDS should adopt MBOC(6,1,1/11) modulation of similarly Galileo E1OS combination mode, and B1 authorized signal of BDS recommend to optimize for  $\text{BOC}_{\cos}(15,2.5)$  modulation in order to improve anti-multipath performance.

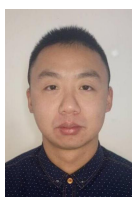
**Keywords:** navigation signal system; code tracking; carrier phase tracking; multipath error analysis

## 引言

随着全球卫星导航系统的增强和现代化程度的提高, 多径已成为重要的误差来源, 减轻多径影

响的技术受到广泛关注<sup>[1-2]</sup>。

卫星导航信号的体制决定了其先天性能, 其中抗多径性能已成为评估信号设计优劣的重要指标<sup>[3]</sup>。文献[4-6]对卫星导航信号的抗多径性能进行了研究, 主要分析了相干超前减滞后处理下的码跟踪多径误差, 但缺少多径对载波相位跟踪影响的探讨, 也未能揭示出多径信号特征、接收机参数设置以及导航信号调制方式等多径误差影响因素之间的内



收稿日期: 2014-08-29 修回日期: 2014-11-25;  
基金项目: 国家自然科学基金(61174194);  
作者简介: 毛虎(1987-), 男, 陕西咸阳, 博士生, 研究方向为卫星导航、导航对抗; 吴德伟(1963-), 男, 吉林吉林, 博士, 教授, 博导, 研究方向为军事导航定位理论、技术与应用。

<http://www.china-simulation.com>

在联系。文献[7-8]分别考虑了多径对码跟踪和载波相位跟踪的影响,但文献[7]是假设在接收带宽无限大的情况下,通过采用计算接收信号叠加多径之后的鉴别曲线过零点偏移的传统方法得到多径误差,而文献[8]虽然借鉴了文献[4]的带限信号跟踪多径误差处理方法,但只局限于对 BDS(BeiDou Navigation Satellite System)的 MBOC(Multiplexed Binary Offset Carrier)调制信号的研究,缺乏定量比较和全面分析,因此,文献[7-8]都无法对导航信号的抗多径体制设计提供直接的理论指导。

本文通过分别建立非相干超前减滞后处理和反正切鉴别器下的码跟踪多径误差包络和载波相位跟踪多径误差的解析表达式,进而定量地仿真评估多径对 L1/E1/B1 频段各卫星导航信号的码跟踪和载波相位跟踪的影响差异,比较误差曲线的变化分析各影响因素与抗多径性能之间的内在联系规律,进而给出提升 BDS B1 导航信号抗多径性能的信号体制优化建议。

## 1 L1/E1/B1 频段卫星导航信号概述

卫星导航业务在 L1/E1/B1 频段占据优先地位<sup>[3]</sup>。GPS 导航信号经历了从原始 GPS 信号到 Block IIR-M, Block IIF, Block III 的现代化演进后<sup>[9]</sup>,在 L1 频段上增加了新的军用信号 L1M 和现代化的民用信号 L1C。Galileo 与 BDS 的信号体制设计在考虑到频段重合对兼容性要求的基础上,与 GPS 加以相互借鉴,目前, L1/E1/B1 频段的卫星导航信号体制见表 1<sup>[3]</sup>。

需要注意的是,满足 MBOC(6,1,1/11)调制的组合方式有多种,具体见表 2<sup>[10]</sup>。

GPS L1C 和 BDS B1-C 采用第二种组合方式来实现 MBOC(6,1,1/11),而 Galileo E1OS 则采用第七种组合方式来实现 MBOC(6,1,1/11)。

表 1 L1/E1/B1 频段卫星导航信号体制参数

导航信号	调制方式	接收机前端带宽/ MHz
L1C/A	BPSK(1)	20
L1P(Y)	BPSK(10)	20
L1M	BOC <sub>sin</sub> (10,5)	30
L1C <sub>D</sub>	MBOC(6,1,1/11)	24
E1OS <sub>D</sub>	MBOC(6,1,1/11)	24
E1OS <sub>P</sub>	MBOC(6,1,1/11)	24
E1PRS	BOC <sub>cos</sub> (15,2.5)	36
B1-C <sub>D</sub>	MBOC(6,1,1/11)	24
B1-C <sub>P</sub>	MBOC(6,1,1/11)	24
B1 <sub>D</sub>	BOC <sub>sin</sub> (14,2)	32
B1 <sub>P</sub>	BOC <sub>sin</sub> (14,2)	32

表 2 MBOC(6,1,1/11)调制可能的实现方式

数据通道(Data)	导频通道(Pilot)	导频通道 占功率百分比/ %
BOC <sub>sin</sub> (1,1)	TMBOC(6,1,2/11)	50
BOC <sub>sin</sub> (1,1)	TMBOC(6,1,4/33)	75
TMBOC(6,1,1/11)	TMBOC(6,1,1/11)	50
TMBOC(6,1,1/11)	TMBOC(6,1,1/11)	75
BOC <sub>sin</sub> (1,1)	CBOC(6,1,2/11)	50
BOC <sub>sin</sub> (1,1)	CBOC(6,1,4/33)	75
CBOC(6,1,1/11)	CBOC(6,1,1/11)	50
CBOC(6,1,1/11)	CBOC(6,1,1/11)	75

## 2 多径信号建模

对信号影响较大的是多径反射波,进入接收机的卫星导航信号在经过下变频处理后可表示为

$$s_r(t) = \sum_{i=0}^M \alpha_i(t) \sqrt{2P_s} C(t - \tau_i) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_i) \quad (1)$$

式(1)中  $i=0$  代表直达信号;  $M$  为多径数目;  $\alpha_i(t)$  ( $i \neq 0$ ,  $\alpha_0(t)=1$ ) 为多径信号相对直达信号的幅度衰减;  $P_s$  为直达信号功率;  $C(t)$  为数据码在经过伪码以及副载波调制后的复合信号;  $\tau_i$  和  $\varphi_i$  分别为码片延迟和相位延迟;  $f_0$  为中频频率。

假设在与惯导的超紧致耦合辅助下,接收机载波环路能正确跟踪上接收信号频率,且  $\alpha_i(t)$  在一个码片间隔时间内保持不变,则码跟踪环路的超前、即时和滞后支路对应的同相和正交分量可分别表示为

$$\left\{ \begin{aligned} \text{IE} &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{i=0}^M \alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i + \frac{d}{2}\right) \cos(\hat{\phi}_0 - \varphi_i) \\ \text{QE} &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{i=0}^M \alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i + \frac{d}{2}\right) \sin(\hat{\phi}_0 - \varphi_i) \\ \text{IP} &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{i=0}^M \alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i\right) \cos(\hat{\phi}_0 - \varphi_i) \\ \text{QP} &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{i=0}^M \alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i\right) \sin(\hat{\phi}_0 - \varphi_i) \\ \text{IL} &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{i=0}^M \alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i - \frac{d}{2}\right) \cos(\hat{\phi}_0 - \varphi_i) \\ \text{QL} &= \frac{\sqrt{2P_s}}{2} \sum_{i=0}^M \alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i - \frac{d}{2}\right) \sin(\hat{\phi}_0 - \varphi_i) \end{aligned} \right. \quad (2)$$

其中： $\hat{\tau}_0$  和  $\hat{\phi}_0$  分别为直达信号的时延和相位估计； $d$  为早迟码间距； $R(\bullet)$  为导航信号的带限自相关函数，其可表示为

$$R(\tau) = \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} G(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad (3)$$

其中： $\beta_r$  为接收机前端等效预相关带宽； $G(f)$  为归一化的导航信号功率谱密度。

目前，码跟踪环和载波跟踪环一般多采用非相干超前减滞后处理和反正切鉴别器<sup>[8]</sup>，即

$$\left\{ \begin{aligned} D_{\text{NELP}} &= (\text{IE}^2 + \text{QE}^2) - (\text{IL}^2 + \text{QL}^2) \\ D_c &= \arctan(\text{QP}/\text{IP}) \end{aligned} \right. \quad (4)$$

为了简化理论推导又不失一般性，选择单反射路径进行定量的多径误差分析。

### 3 导航信号抗多径性能评估

导航信号的抗多径性能可通过多径信号对接收机跟踪环路的影响程度来度量。

#### 3.1 多径对码跟踪环的影响

由式(4)可得

$$\begin{aligned} D_{\text{NELP}}(\tau_e) &= \frac{P_s}{2} \left[ R^2\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) - R^2\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) \right] + \\ &\frac{P_s}{2} \alpha_1^2 \left[ R^2\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) - R^2\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right] + \\ &P_s \alpha_1 \cos(\Delta\varphi) \left[ R\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) R\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) - \right. \\ &\left. R\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) R\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (5)$$

其中： $\tau_e = \hat{\tau}_0 - \tau_0$ ； $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_0$ ； $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_0$ 。

由式(5)可以看出，求多径引起的码跟踪误差就是解  $D_{\text{NELP}}(\tau_e) = 0$  时的  $\tau_e$  值，特定多径时延下的  $\tau_e$  值大小与  $R(\bullet)$  紧密相关，可用其极值包络来表征多径对不同导航信号跟踪的影响，易得  $\Delta\varphi$  在等于 0 或  $\pm\pi$  时， $D_{\text{NELP}}(\tau_e) = 0$  出现极值，此时式(5)可重写为

$$\begin{aligned} D_{\text{NELP}}(\tau_e) &= \frac{P_s}{2} \left\{ \left[ R\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) + R\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) \right] \pm \right. \\ &\alpha_1 \left[ R\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) + R\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right] \left. \right\} \cdot \\ &\left\{ \left[ R\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) \right] \pm \right. \\ &\alpha_1 \left[ R\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right] \left. \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

在误差很小的情况下，可将  $D_{\text{NELP}}(\tau_e)$  在  $\tau = 0$  附近作线性近似，即

$$D_{\text{NELP}}(\tau_e) = D_{\text{NELP}}(0) + D'_{\text{NELP}}(0) \cdot \tau_e \quad (7)$$

结合式(3)，(6)，可分别得到  $D_{\text{NELP}}(0)$  和  $D'_{\text{NELP}}(0)$  的表达式为

$$\begin{aligned} D_{\text{NELP}}(0) &= \frac{P_s}{2} \left\{ \left[ \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} 2G(f) \cos(\pi f d) \cdot \right. \right. \\ &\left. \left. (1 \pm \alpha_1 \cos(2\pi f \Delta\tau)) df \right] \cdot \right. \\ &\left. \left[ \pm \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} 2G(f) \sin(\pi f d) \cdot \right. \right. \\ &\left. \left. (\alpha_1 \sin(2\pi f \Delta\tau)) df \right] \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} D'_{\text{NELP}}(0) &= \frac{P_s}{2} \left\{ \left[ \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} (2G(f) \cos(\pi f d) \pm \right. \right. \\ &\alpha_1 2G(f) \cos(\pi f d - 2\pi f \Delta\tau)) df \right] \cdot \\ &\left[ \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} (-2\pi f G(f) \sin(\pi f d) \mp \right. \\ &\alpha_1 2\pi f G(f) \sin(\pi f d - 2\pi f \Delta\tau)) df \right] - \\ &\left[ \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} (2G(f) \cos(\pi f d) \pm \right. \\ &\alpha_1 2G(f) \cos(\pi f d + 2\pi f \Delta\tau)) df \right] \cdot \\ &\left[ \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} (2\pi f G(f) \sin(\pi f d) \pm \right. \\ &\alpha_1 2\pi f G(f) \sin(\pi f d + 2\pi f \Delta\tau)) df \right] \left. \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

其中：“±”取“+”，代表  $\Delta\varphi=0$  的情况；“±”取“-”，代表  $\Delta\varphi=\pm\pi$  的情况。由式(8)，(9)可以看出，特定多径时延下的码跟踪多径误差包络除了与参数  $\alpha_1$ ， $d$  和  $\beta_r$  的取值有关外，还与导航信号的调制方式有关。

为了更加直观地反映多径对导航信号码跟踪的影响，可定义码跟踪平均多径误差如下

$$\tau_a(\Delta\tau) = \frac{1}{\Delta\tau} \int_0^{\Delta\tau} \left[ \frac{\text{abs}(\tau_e(\Delta\tau)|_{\Delta\varphi=0}) + \text{abs}(\tau_e(\Delta\tau)|_{\Delta\varphi=\pi})}{2} \right] d\Delta\tau \quad (10)$$

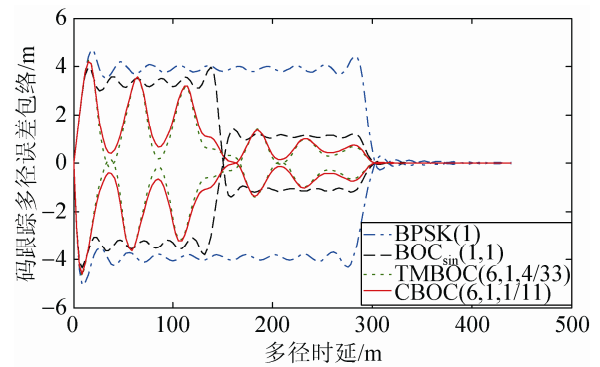
利用式(7)~(9)可以反映出在特定多径时延下码跟踪多径误差的瞬时包络情况，在此基础上，利用式(10)则可以反映出在某一多径时延范围内码跟踪多径误差的整体包络情况。

### 3.2 码跟踪多径误差的包络特征分析

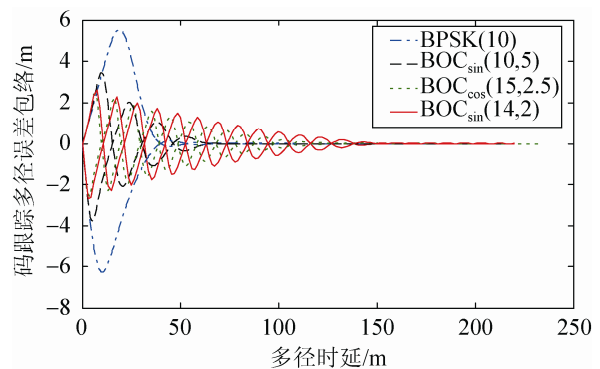
由表 1, 2 可以看出, L1/E1/B1 频段上 L1C/A, L1C, E1OS 和 B1-C 等公开服务导航信号涵盖了 BPSK、BOC 及其衍生的多种调制类型, 以其为代表对特定时延下式(6)的输出进行理论计算, 进而得到使式(7)成立时的参数  $\alpha_1$  和  $d$  取值。令  $\Delta\varphi=0$ ,  $\beta_r$  采用表 1 的参数设置, 通过仿真计算比较后发现: 当  $\alpha_1 \leq -6$  dB 时, 过零点附近的鉴别曲线几乎呈线性; 与 BPSK 相比, BOC 及其衍生调制正常工作时所要求的相关器早迟码间距更窄, 当  $d \geq 0.6$  个码片时, BOC 及其衍生调制的码鉴别器已无法正常工作。设  $\alpha_1 = -6$  dB,  $d$  为 30 ns,  $\beta_r$  取值见表 1, L1/E1/B1 频段上卫星导航信号的码跟踪多径误差极值包络和平均多径误差如图 1, 2 所示。

由图 1, 2 可以看出, 当多径时延大于 1.5 个码片时(对于 BOC 及其衍生调制甚至只需大于 1 个码片), 导航信号的码跟踪多径误差近乎为 0, 即码速率越大, 受多径影响的时延范围越小, 这与伪码时延若大于 1.5 个码片可能造成接收机失锁的道理是相一致的。在窄的早迟码间距下, 对于 L1/E1/B1 频段的公开服务信号, GPS L1C/A 码跟踪抗多径性能最差, GPS L1C 和 BDS B1-C 的

MBOC(6,1,1/11)调制组合方式的数据通道采用  $\text{BOC}_{\sin}(1,1)$ 调制, 因此, 其整体上的码跟踪抗多径性能要次于采用双通道  $\text{CBOC}(6,1,1/11)$ 组合实现  $\text{MBOC}(6,1,1/11)$ 调制的 Galileo E1OS; 对于 L1/E1/B1 频段的授权信号, BDS B1 的码跟踪抗多径性能略差于 Galileo E1PRS, 但要优于 GPS L1M 和 GPS L1P(Y), 在多径时延较小的情况下, GPS L1P(Y)的码跟踪抗多径性能甚至要差于 Galileo E1OS。



(a) 公开服务信号



(b) 授权信号

图 1 L1/E1/B1 频段导航信号码跟踪多径误差包络

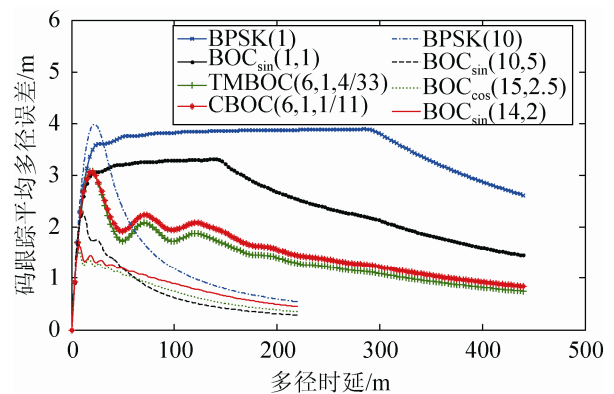


图 2 L1/E1/B1 频段导航信号码跟踪平均多径误差

对上述仿真结果的产生原因作更进一步的分析, 并考虑  $\beta_r$  的取值限制所带来的影响。由于对

$$\lim_{d \rightarrow 0} \tau_{e, \text{NELP}} \approx \frac{\pm a_1 \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} fG(f) \sin(2\pi f \Delta \tau) df}{2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G(f) [1 \pm a_1 \cos(2\pi f \Delta \tau)] df - \frac{4\pi \left( a_1 \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} fG(f) \sin(2\pi f \Delta \tau) df \right)^2}{\int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} 2G(f) (1 \pm a_1 \cos(2\pi f \Delta \tau)) df}} \quad (11)$$

容易证明

$$\begin{cases} 2\pi \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} fG(f) \sin(2\pi f \Delta \tau) df = -R'(\Delta \tau) \\ (2\pi)^2 \int_{-\beta_r/2}^{\beta_r/2} f^2 G(f) df = R''(0) \end{cases} \quad (12)$$

其中:  $R'(\bullet)$  和  $R''(\bullet)$  分别为导航信号带限自相关函数的一阶和二阶导数。 $R''(0)$  即是信号 Gabor 带宽  $\Delta\omega_{\text{Gabor}}$  (rad/s) 的平方。

式(11)与文献[4]得到的在假设载波相位跟踪误差  $\varphi_e = 0$ , 早迟码间距  $d$  趋近于 0 时, 相干超前减滞后码鉴别器下的码跟踪多径误差包络表达式相比, 分母中多了后一项, 因此, 其值比相干时的情况要偏大。 $\alpha_1$  取 -6 dB,  $\beta_r$  采用表 1 的参数设置, 当  $d$  趋近于 0 时, 对非相干和相干超前减滞后码鉴别器的多径误差包络进行仿真比较, 如图 3 所示。

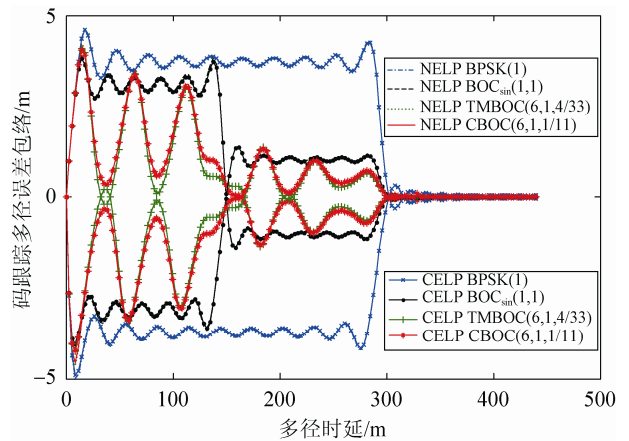
通过图 3 可以看出, 在窄的早迟码间距下(趋近于 0), 非相干与相干(载波相位跟踪误差设为 0)码鉴别器下的公开服务导航信号码跟踪多径误差极值包络曲线近乎重合, 而授权信号的码跟踪多径误差极值包络曲线仅在小多径时延下的峰值点上存有最大不超过 1m 的差异, 这是因为授权信号的带限自相关函数主峰相比公开服务信号要窄, 致使  $\max(|R'(\bullet)|)$  相对较大的缘故。通过图 3 的直观反映并结合式(11), 在早迟码间距趋近于 0 时, 分析在载波相位跟踪误差为 0 时相干码鉴别器的码跟踪多径误差极值包络特征得到的相关结论同样适用于非相干码鉴别器。

由于  $\alpha_1$  一般较小, 因此, 码跟踪多径误差包络形状特征主要取决于式(12)的导航信号带限自相关函数的一阶导数和 Gabor 带宽。不同  $\beta_r$  下的 L1/E1/B1 频段导航信号带限自相关函数一阶导数

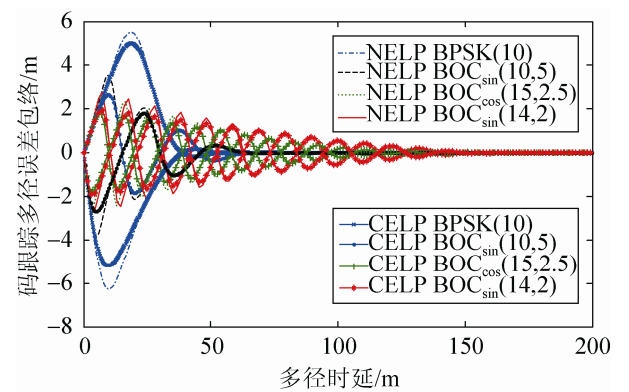
于 BOC 及其衍生调制, 必须设置窄的早迟码间距, 因此, 不妨令  $d$  趋近于 0, 则利用式(8)、(9)可得

和 Gabor 带宽如图 4, 5 所示。

由图 4 可以看出, 导航信号的高频分量越多, 其带限自相关函数的一阶导数值越大。随着预相关带宽的增加, 一阶导数曲线形状越来越接近于理想的阶梯状, 当预相关带宽包含有导航信号的主瓣分量时, 高频分量多的导航信号其一阶导数的曲线变化要明显小于高频分量少的导航信号, 但所有导航信号一阶导数最大值都几乎保持不变。



(a)  $d$  趋近于 0, 公开服务信号



(b)  $d$  趋近于 0, 授权信号

图 3 窄早迟码间距下非相干与相干码鉴别器导航信号码跟踪多径误差极值包络比较

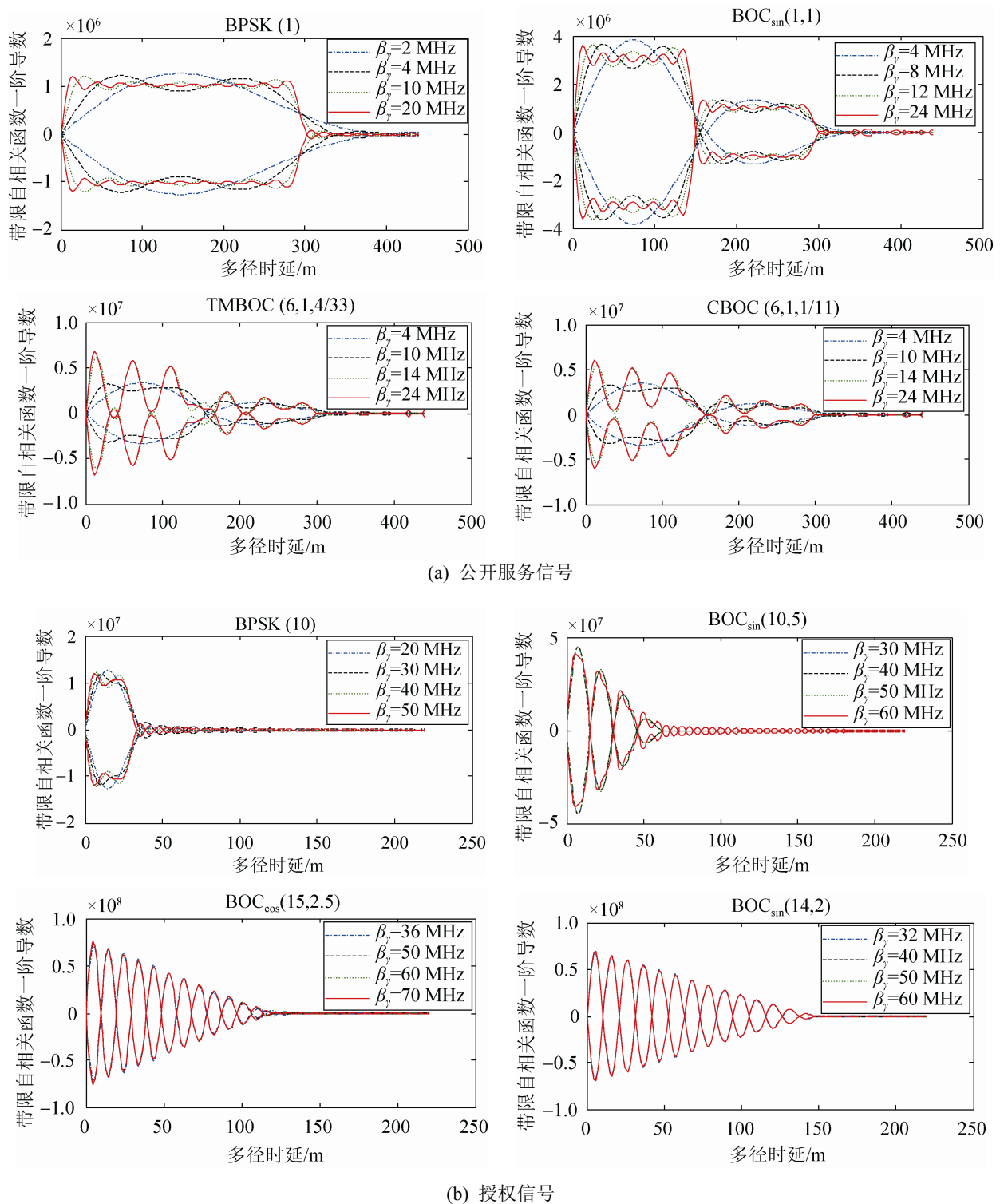


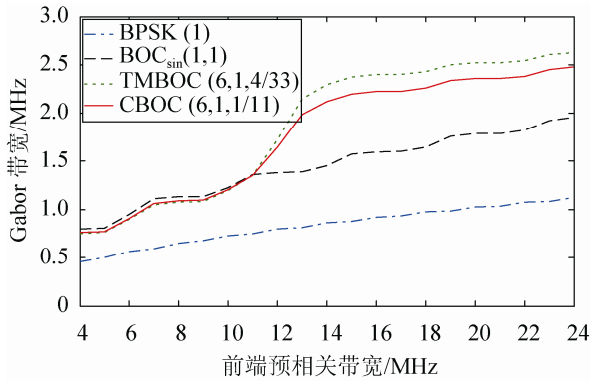
图 4 不同接收机预相关带宽下的导航信号带限自相关函数的一阶导数

由图 5 可以看出, 导航信号 Gabor 带宽会随着预相关带宽的增加而迅速增大, 即就总体趋势而言, 预相关带宽越大, 码跟踪多径误差越小。公开服务信号的预相关带宽小于 11 MHz 时, TmBOC

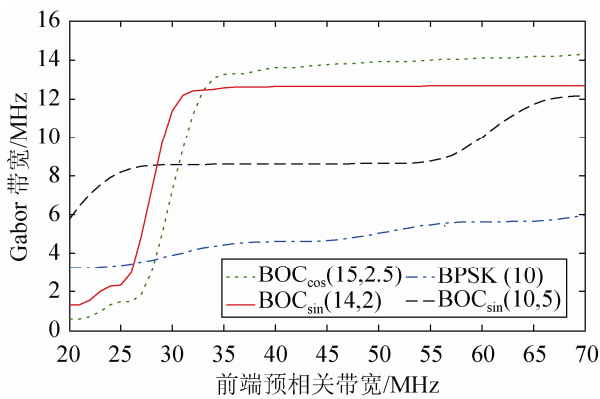
(6,1,4/33)和 CBOC(6,1,1/11)表现出类似 BOC<sub>sin</sub>(1,1) 的抗多径性能, 这是因为其包含的高频分量 BOC<sub>sin</sub>(6,1)大部分都被滤除掉, 削弱了自相关函数主峰的尖锐程度; 授权信号的预相关带宽小于



25MHz 时,未包含有  $\text{BOC}_{\cos}(15,2.5)$ 和  $\text{BOC}_{\sin}(14,2)$  的高频主瓣分量,  $f^2$  的权值作用受限,  $\text{BOC}_{\cos}(15,2.5)$  的抗多径性能反而最差。当预相关带宽包含进导航信号的主瓣分量后,功率谱中高频分量比重大的导航信号的 Gabor 带宽优势明显。



(a) 公开服务信号



(b) 授权信号

图 5 Gabor 带宽与接收机预相关带宽的关系

导航信号功率谱的高频分量越多,其带限自相关函数一阶导数绝对值  $|R'(\bullet)|$  和 Gabor 带宽的平方  $\Delta\omega_{\text{Gabor}}^2$  会同时增加,但由于  $\Delta\omega_{\text{Gabor}}^2$  的加权因子为  $f^2$ ,而  $|R'(\bullet)|$  的加权因子仅为  $f$ ,即在窄的早迟码间距下,当设置的预相关带宽能够包含进接收信号的主瓣分量时(预相关带宽也不可设置过大,这一方面是由于 Gabor 带宽的增速受限,另一方面会使得接收机更容易遭受有意或无意干扰的影响,对于公开服务信号可设置为 24 MHz,而对于授权信号可设置为 45 MHz),采用高频分量多的导航信号对减小码跟踪多径误差仍然是有利的。

### 3.3 多径对载波跟踪环的影响

由式(4)可得

$$D_c(\varphi_e) = \arctan$$

$$\left[ \frac{R(\tau_e)\sin(\varphi_e) + a_1R(\tau_e - \Delta\tau)\sin(\varphi_e - \Delta\varphi)}{R(\tau_e)\cos(\varphi_e) + a_1R(\tau_e - \Delta\tau)\cos(\varphi_e - \Delta\varphi)} \right] \quad (12)$$

其中:  $\varphi_e = \hat{\varphi}_0 - \varphi_0$ 。载波环同样是通过不断进行调整,达到  $D_c(\varphi_e) = 0$ ,即式(12)中反正切函数的分子为 0。

码跟踪误差绝对值小于一个码片时,  $R(\tau_e) \neq 0$ ,

$\varphi_e$  可进一步表示为

$$\varphi_e = \arctan$$

$$\left[ \frac{a_1R(\tau_e - \Delta\tau)\sin(\Delta\varphi)}{R(\tau_e) + a_1R(\tau_e - \Delta\tau)\cos(\Delta\varphi)} \right] \quad (13)$$

由式(13)可以看出,载波相位跟踪误差除了与多径载波相位差  $\Delta\varphi$  有关外,还依赖于导航信号的调制方式以及码跟踪误差的大小,令

$$\beta = \frac{a_1R(\tau_e - \Delta\tau)}{R(\tau_e)} \quad (14)$$

则  $\varphi_e$  为  $\Delta\varphi$  和  $\beta$  的函数,容易证明当  $\Delta\varphi = \pm \arccos(-\beta)$  时,  $\varphi_e$  取得极值  $\pm \arcsin(\beta)$ 。当  $\beta = 1$  时,  $\varphi_e = \Delta\varphi/2$ ,即  $\varphi_e$  的绝对值最大不超过  $\pi/2$ 。

### 3.4 载波相位跟踪多径误差特征分析

根据 3.3 节的理论推导,可分别得到载波相位跟踪多径误差  $\varphi_e$  与  $\Delta\varphi$  和  $\beta$  的关系变化曲线,如图 6,7 所示。

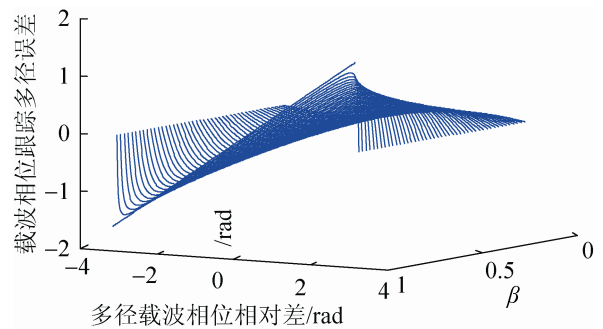


图 6  $\beta$  取不同定值时  $\Delta\varphi$  对载波相位跟踪多径误差的影响

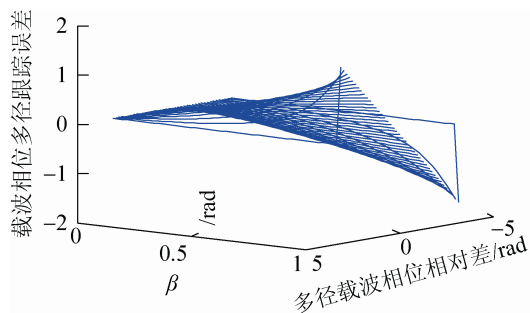


图 7  $\Delta\varphi$  取不同定值时  $\beta$  对载波相位跟踪多径误差的影响

由图 6 可以看出, 随着  $\beta$  从 0 到 1 不断增大, 载波相位跟踪多径误差  $\varphi_e$  与  $\Delta\varphi$  的变化曲线在零点附近的斜率提升,  $\varphi_e$  取得极值时对应的  $|\Delta\varphi|$  增加。当  $\beta \neq 1$ ,  $\Delta\varphi=0$  或  $\pm\pi$  时,  $\varphi_e$  为 0 (即若多径反射信号与直达信号同相或反相时, 两者矢量叠加的结果只会使接收信号的功率增强或减弱, 并不会造成载波相位跟踪多径误差); 当  $\beta=1$  时,  $\varphi_e = \Delta\varphi/2$  (此时的关系曲线斜率最大)。

由图 7 可以看出, 在  $\Delta\varphi \neq 0$  时, 载波相位跟踪多径误差  $\varphi_e$  都是随着  $\beta$  的增加而增加的, 当  $|\Delta\varphi| < 0.7\pi$  时, 这种增加的速率是“先快后慢”; 而当  $|\Delta\varphi| \geq 0.7\pi$  时, 这种增加的速率是“先慢后快”。

图 1 的仿真参数设置具有代表性, 即由多径引起的导航信号伪距误差一般为  $1\sim 5 \text{ m}^{[11]}$  (近似对应  $3\sim 15 \text{ ns}$ ), 另外, 载波相位多径跟踪误差发生在  $\Delta\varphi$  不等于 0 或  $\pm\pi$  的情况下, 因此, 在分析载波相位跟踪误差时, 可近似认为  $\tau_e \approx 0$ , 根据图 6, 7 得出的结论, 导航信号的带限自相关函数主峰越尖锐, 即高频分量越多, 则相同多径时延下的  $\beta$  值越小, 载波相位跟踪抗多径性能越强, 尤其是在近距多径时延下, 载波相位跟踪多径误差的极值包络差异明显, 这与多径对导航信号跟踪的影响是类似的。

## 4 结论

以多径对接收机码跟踪和载波跟踪的影响程度来对不同导航信号体制的抗多径性能进行评估。当早迟码间距减小到一定程度后, 其对码跟踪抗多径性能的提升效果受限, 当接收机前端预相关带宽包含期望信号的主瓣分量时, 在窄的早迟码间距

下(早迟码间距可取为前端预相关带宽的倒数), 通过增大 BOC 及其衍生调制的副载波频率、相位(可从 0 增至  $90^\circ$ )和码速率, 能够显著提高导航信号功率谱中高频分量的比重, 更有利于改善多径造成的跟踪误差, 因此, 建议 BDS 的 B1-C 公开服务信号可优化为类似 Galileo E1OS 组合方式的 MBOC(6,1,1/11)调制, BDS 的 B1 授权信号可采用  $\text{BOC}_{\cos}(15,2.5)$  调制, 从而减小多径跟踪误差。

## 参考文献:

- [1] Benachenhou K, Sari E, Hammadouche M. Multipath mitigation in GPS/Galileo receivers with different signal processing techniques [C]// IEEE: 5th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications. USA: IEEE, 2009: 1-8.
- [2] Aleksandar J, Youssef T, Cyril B, et al. Multipath mitigation techniques for CBOC, TMBOC and AltBOC signals using advanced correlators architectures [C]// IEEE: Position Locations and Navigation Symposium, Indian Wells, CA, USA. USA: IEEE, 2010: 1127-1136.
- [3] 唐祖平, 周鸿伟, 胡修林, 等. Compass 导航信号性能评估研究 [J]. 中国科学: 物理学力学天文学, 2010, 40(5): 592-602.
- [4] 唐祖平, 胡修林, 黄旭方. 卫星导航信号设计中的抗多径性能分析 [J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2009, 37(5): 1-4.
- [5] Zaimin He, Yonghui Hu, Jianfeng Wu, et al. A comprehensive method for multipath performance analysis of GNSS navigation signals [C]// IEEE: International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, Shenzhen, China, 2011. USA: IEEE, 2011.
- [6] 李豹, 许江宁, 曹可劲, 等. 北斗二代导航信号抗多径性能分析与仿真[J]. 中国惯性技术学报, 2012, 20(3): 339-342.
- [7] 沈锋, 赵丕杰, 徐定杰. 多径干扰下扩频导航信号伪码跟踪性能仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2008, 20(20): 5630-5634.
- [8] 徐定杰, 刘明凯, 沈锋, 等. 基于 MBOC 调制的北斗导航信号的多径误差分析 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2013, 45(8): 122-127.
- [9] 胡修林, 唐祖平, 周鸿伟, 等. GPS和Galileo信号体制设计思想综述 [J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(10): 2285-2293.
- [10] 何为民. 卫星导航信号跟踪精度研究 [D]. 西安: 中国科学院研究生院, 2012: 19-20.
- [11] 谢钢. GPS 原理与接收机设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 87-89.