

# 基于 MBOC 调制的北斗导航信号的多径误差分析

徐定杰, 刘明凯, 沈 锋, 祝丽业

(哈尔滨工程大学 自动化学院, 150001 哈尔滨)

**摘 要:** 为了定量地分析 MBOC (Multiplexed binary offset carrier) 调制的北斗导航信号的多径误差, 在分析 MBOC 调制信号原理的基础上, 建立了相应的多径信号模型, 利用超前减滞后功率鉴相器和反正切函数鉴相器, 推导了多径效应导致码相位跟踪误差和载波相位误差的表达式. 对不同的多径直达幅度比 (Multipath to direct ratio, MDR)、相关器间隔、前端带宽时 MBOC 调制信号的多径性能进行了仿真, 并针对存在噪声干扰时的码跟踪误差进行了仿真分析. 仿真结果表明, 多径直达幅度比由  $-3$  dB 减小到  $-6$  dB 时, 所产生的多径误差包络也相应地减小. 在多径直达信号幅度比 (MDR) 一定时, 采用窄相关技术和较宽的接收机前端带宽均能很好地抑制多径误差. 存在噪声干扰时, 码跟踪误差随着载噪比 (Carrier to Noise Ratio, CNR) 的增加逐渐减小为 0.

**关键词:** MBOC 调制; 北斗; 超前减滞后功率; 多径误差包络; 载噪比

中图分类号: P228.4

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2013)08-0122-07

## Multipath error analysis of the COMPASS navigation signal with MBOC modulation

XU Dingjie, LIU Mingkai, SHEN Feng, ZHU Liye

(College of Automation, Harbin Engineering University, 150001 Harbin, China)

**Abstract:** In order to quantitatively analyze the multipath error COMPASS navigation signal with MBOC modulation, this paper introduces the principle of the multiplexed binary offset carrier (MBOC), establishes the corresponding multipath signal model, and achieves the formulas of the code tracking error and carrier phase error due to multipath signals using early minus late power (EMLP) discriminator and arctangent discriminator. The multipath performance of MBOC modulated signal is simulated under different multipath-to-direct ratio, correlator spacing, front-end bandwidth, and code tracking error is analyzed in the presence of noise interference. The simulation results demonstrate the corresponding multipath error envelope decreases with multipath to direct ratio decreasing from  $-3$  dB to  $-6$  dB. When MDR is a constant, the multipath error can be well suppressed by applying narrow correlator technology and wider receiver front-end bandwidth. Code tracking error decreases to 0 as the carrier to noise ratio increasing in the presence of noise interference.

**Key words:** MBOC (multiplexed binary offset carrier) modulation; COMPASS; early minus late power; multipath error envelope; carrier to noise ratio (CNR)

在利用全球导航卫星系统 (Global navigation satellite system) 进行高精度定位时, 多径效应是主要误差源之一<sup>[1-2]</sup>. 多径效应导致的误差, 包括码跟踪误差和载波相位跟踪误差, 由于多径误差

较大且不易消除, 因此对于传统的 GPS 系统已提出了较多的多径抑制方法, 如窄相关技术<sup>[3]</sup>、Strobe 技术<sup>[4]</sup>、自适应滤波方法<sup>[5]</sup>、多径估计延迟锁定环 (MEDLL) 技术<sup>[6]</sup>等, 这些技术方法并已被广泛应用到传统的 GPS 接收机中.

随着卫星导航系统的不断发展, 为了使军用信号和民用信号在频谱上实现分离以减小相互干扰, 二进制偏移副载波 (Binary offset carrier, BOC)

收稿日期: 2012-11-22.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61102107).

作者简介: 徐定杰 (1966—), 男, 教授, 博士生导师.

通信作者: 刘明凯, lmk881111@yeah.net.

调制方式开始在卫星导航系统中得到应用<sup>[7-9]</sup>. 我国的北斗 (COMPASS) 卫星导航系统的现代化信号设计也将 BOC 信号作为重要的备选信号,其中 B1 频段上的 MBOC(6,1,1/11) 属于公开服务 (Open service, OS) 数据<sup>[10-12]</sup>,其多径误差研究对于民用导航设备的研究具有重要意义. 由于 MBOC 调制信号不仅提供了有效的频率复用特性,可以满足导航的需求,并且比 BPSK 信号具有更尖锐的自相关函数形式,抗干扰能力、码跟踪精度都比 BPSK 调制信号要好<sup>[13-14]</sup>,但是 MBOC 调制信号的自相关函数具有多峰模糊性的特点,传统的多径误差抑制技术直接应用于 MBOC 信号中时会产生较大的多径误差<sup>[15-16]</sup>. 目前国内外鲜有文章对 MBOC 调制的 COMPASS 导航信号多径误差进行全面分析和定量比较.

本文首先分析了 BOC 调制方式的原理,进而对 COMPASS 导航卫星系统中的 MBOC(6,1,1/11) 信号调制方式进行了研究,建立了多径效应引起的伪码跟踪误差及载波相位跟踪误差表达式,最后通过仿真结果分析了多径延时对鉴相器输出的影响,多径效应对载波环路输出的影响,以及多径误差包络特性.

## 1 MBOC 调制的 COMPASS 导航信号

### 1.1 BOC 调制原理

BOC 信号调制原理如图 1 所示,其中  $f_s$  为副载波频率,  $f_c$  为扩频码速率. BOC 信号调制就是在原有的 BPSK 调制的基础上,再调制一矩形副载波对信号进行二次扩频,从而生成 BOC 信号,最后调制到导航信号频段的主载波上发射出去. 显然,BOC 调制信号与 BPSK 调制信号的最大区别就是 BOC 调制信号在载波调制之前进行了一次副载波调制. 一般 BOC 信号的表示形式为  $\text{BOC}(f_s, f_c)$ , 其中  $f_s = m \times 1.023 \text{ MHz}$ ,  $f_c = n \times 1.023 \text{ MHz}$ , 因为  $m, n$  都是基准频率  $1.023 \text{ MHz}$  的整数倍,所以 BOC 信号也可以表示为  $\text{BOC}(m, n)$ .  $N = 2m/n$  为 BOC 调制阶数,当  $N$  的取值分别为奇数或偶数时,其对应的功率谱密度和自相关函数表达式也会有所不同<sup>[10,12]</sup>.

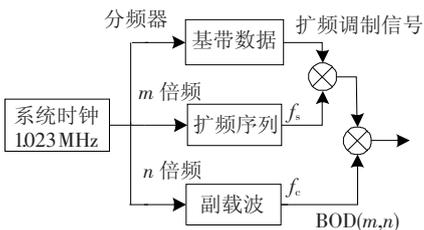


图 1 BOC 信号调制原理

BOC 基带信号的复数形式为

$$S(t) = e^{-j\theta} \sum_K x_k \mu_{NT_s}(t - K \cdot NT_s - t_0) C_{T_s}(t - t_0). \quad (1)$$

其中:  $\theta$  和  $t_0$  分别为信号的初始相位和初始时延;  $x_k$  为经调制后的扩频码;  $\mu_{NT_s}(t)$  为扩频符号,是持续时间为  $NT_s$  的矩形脉冲;  $n$  为一个扩频符号持续时间与半个周期副载波的比值,即 BOC 调制阶数;  $C_{T_s}(t)$  为副载波,是周期为  $2T_s$  的周期函数.

### 1.2 MBOC(6,1,1/11) 调制的 COMPASS 导航信号

在我国的 COMPASS 卫星导航系统中, B1 频段将采用 MBOC(6,1,1/11) 调制信号,其中心频率为  $1575.42 \text{ MHz}$ ,属于公开服务数据<sup>[10]</sup>. MBOC(6,1,1/11) 调制信号是由标准的 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 复合而成, MBOC(6,1,1/11) 的功率谱密度是指整个信号 (包括导频信道和数据信道) 的功率谱密度,并由复合信号 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 的功率谱密度组合而成,其功率谱密度表达式为<sup>[13-14]</sup>

$$G_{\text{MBOC}}(f) = \frac{10}{11} G_{\text{BOC}(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{\text{BOC}(6,1)}(f). \quad (2)$$

式中:  $G_{\text{BOC}(1,1)}(f)$  为 BOC(1,1) 调制信号的归一化功率谱密度,占 MBOC(6,1,1/11) 总功率的  $10/11$ ;  $G_{\text{BOC}(6,1)}(f)$  为 BOC(6,1) 调制信号的归一化功率谱密度,占 MBOC(6,1,1/11) 总功率的  $1/11$ .  $G_{\text{BOC}(1,1)}(f)$  和  $G_{\text{BOC}(6,1)}(f)$  的归一化功率谱密度可分别由下式求得.

$$G_{\text{BOC}(m,n)}(f) = f_c \left( \frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_s}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f} \right)^2. \quad (3)$$

MBOC 调制的定义是由功率谱复合而成的,因此不同的复合方式可组成不同的 MBOC 信号. 目前 MBOC(6,1,1/11) 调制主要有两种实现方式: TMBOC (Time multiplexed BOC) 和 CBOC (Composite BOC). 在 COMPASS 卫星导航系统中利用 TMBOC(6,1,4/33) 信号生成 COMPASS 导航 B1 频段的 MBOC(6,1,1/11) 调制信号<sup>[12]</sup>.

TMBOC(6,1,4/33) 主要是通过时分方法实现 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 的复合,导频通道功率占总功率的 75%,由 BOC(1,1) 与 BOC(6,1) 复合而成,其中 BOC(1,1) 占总时间长度的  $29/33$ , BOC(6,1) 占总时间长度的  $4/33$ ; 数据通道功率占总功率的 25%,由 BOC(1,1) 信号调制生成<sup>[13-14]</sup>. TMBOC(6,1,4/33) 的实现方式如图 2 所示,满足功率谱密度表达式,即

$$\begin{cases} G_{\text{pilot}}(f) = \frac{29}{33}G_{\text{BOC}(1,1)}(f) + \frac{4}{33}G_{\text{BOC}(6,1)}(f), \\ G_{\text{data}}(f) = G_{\text{BOC}(1,1)}(f), \\ G_{\text{MBOC}(6,1,1/11)}(f) = \frac{3}{4}G_{\text{pilot}}(f) + \frac{1}{4}G_{\text{data}}(f) = \\ \frac{10}{11}G_{\text{BOC}(1,1)}(f) + \frac{1}{11}G_{\text{BOC}(6,1)}(f). \end{cases} \quad (4)$$

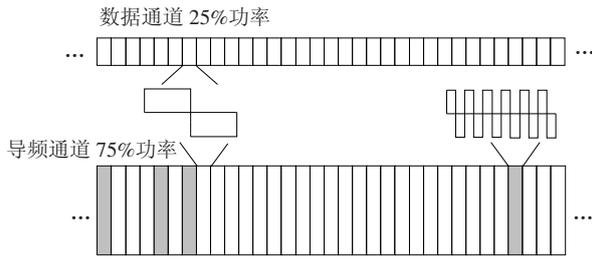


图2 TMBOC(6,1,4/33)的实现方式

## 2 COMPASS 多径信号模型及多径效应对跟踪环路的影响

### 2.1 COMPASS 多径信号数学模型

COMPASS 接收机接收到的是卫星直达信号和接收机周围物体反射后的多径信号的合成信号,因此接收机同时接收到  $M$  条多径信号时,经由下式变频后的中频信号可以表示为<sup>[12]</sup>

$$S_r(t) = \sum_{i=0}^M \alpha_i(t)AS(t - \tau_i)\cos(\omega t + \varphi_i) + n(t). \quad (5)$$

式中: $i = 0$  为卫星直达信号,其他为  $M$  条多径信号; $\alpha_0(t) = 1$ ; $\alpha_i(i \neq 0)$  为第  $i$  条多径信号的幅度衰减系数; $A$  为载波幅度; $S(t)$  为调制有伪随机码、副载波、导航电文的复合信号; $\tau_i(i \neq 0)$  为码片延迟; $\omega$  为卫星信号的中频角频率; $\varphi_i(i \neq 0)$  为多径信号相对直达信号的相位延迟; $n(t)$  为噪声信号。

### 2.2 多径效应对码跟踪环的影响

在 COMPASS 接收机跟踪环路中,本地产生的即时相关同相、正交信号可分别表示为

$$S_{IP}(t) = S(t - \hat{\tau}_0)\cos(\hat{\omega}t + \hat{\varphi}_0), \quad (6)$$

$$S_{QP}(t) = S(t - \hat{\tau}_0)\sin(\hat{\omega}t + \hat{\varphi}_0). \quad (7)$$

式中, $\hat{\tau}_0$ 、 $\hat{\omega}$ 、 $\hat{\varphi}_0$  分别为 COMPASS 接收信号的时延估计、频率估计以及相位估计。

假设本地接收机载波环路能正确跟踪接收信号的频率,多径幅度的衰减系数在 1 个码片间隔内  $\alpha_i$  保持不变, $\alpha_0 = 1$ ,忽略噪声信号,那么接收到的信号与本地产生的同相即时信号  $S_{IP}(t)$ 、正交即时信号  $S_{QP}(t)$  进行相关累积运算,再进行高频滤波,可得

$$IP(t) = \sum_{i=0}^M \frac{A}{2}\alpha_i R(\hat{\tau}_0 - \tau_i)\cos(\hat{\varphi}_0 - \varphi_i), \quad (8)$$

$$QP(t) = \sum_{i=0}^M \frac{A}{2}\alpha_i R(\hat{\tau}_0 - \tau_i)\sin(\hat{\varphi}_0 - \varphi_i). \quad (9)$$

式中: $R(\tau)$  为 MBOC(6,1,1/11) 信号的自相关函数,表达式为<sup>[17]</sup>

$$R(\tau) = \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} G_{\text{MBOC}(6,1,1/11)}(f) e^{i2\pi f\tau} df = \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} \left[ \frac{10}{11}G_{\text{BOC}(1,1)}(f) + \frac{1}{11}G_{\text{BOC}(6,1)}(f) \right] e^{i2\pi f\tau} df. \quad (10)$$

其中: $\beta_r$  为接收机前端带宽.图3为接收机带宽对 MBOC(6,1,1/11) 自相关函数的影响,由于 MBOC(6,1,1/11) 是由 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 两个分量复合而成,接收机前端带宽对自相关函数的影响较大,当带宽小于 14 MHz 时,BOC(6,1) 大部分能量被滤除,只有当带宽大于 14 MHz 时,MBOC(6,1,1/11) 的自相关函数显得更加尖锐。

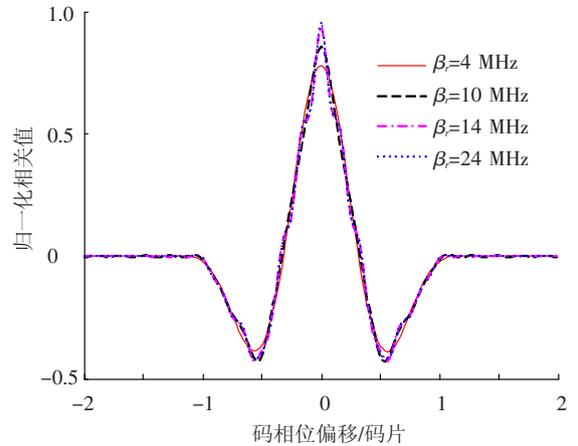


图3 前端带宽对自相关函数的影响

假设接收机的超前滞后相关器之间的间隔为  $d$ ,同理将接收信号分别与同相通道中的超前信号  $S_{IE}(t)$ 、滞后信号  $S_{IL}(t)$  以及正交通道中的超前信号  $S_{QE}(t)$ 、 $S_{QL}(t)$  分别进行相关累积运算后可得

$$IE(t) = \sum_{i=0}^M \frac{A}{2}\alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i + \frac{d}{2}\right)\cos(\varphi_i - \hat{\varphi}_0), \quad (11)$$

$$IL(t) = \sum_{i=0}^M \frac{A}{2}\alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i - \frac{d}{2}\right)\cos(\hat{\varphi}_0 - \varphi_i), \quad (12)$$

$$QE(t) = \sum_{i=0}^M \frac{A}{2}\alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i + \frac{d}{2}\right)\sin(\hat{\varphi}_0 - \varphi_i), \quad (13)$$

$$QL(t) = \sum_{i=0}^M \frac{A}{2} \alpha_i R\left(\hat{\tau}_0 - \tau_i - \frac{d}{2}\right) \sin(\hat{\varphi}_0 - \varphi_i). \quad (14)$$

码鉴相器根据这些相关值进行码的连续跟踪, 本文选用超前减滞后功率 (Early minus late power, EMLP) 鉴相器来分析多径信号对鉴相函数的影响, EMLP 鉴相器属于非相干 DLL 鉴相器, 其鉴相函数为

$$D_{\text{EMLP}} = (IE^2 + QE^2) - (IL^2 + QL^2). \quad (15)$$

当接收到的信号只有直达信号时, 将式(11)~(14)代入式(15)中可得鉴相公式为

$$D_{\text{EMLP}} = \frac{A^2}{4} \left[ R^2\left(\hat{\tau}_0 - \tau_0 + \frac{d}{2}\right) - R^2\left(\hat{\tau}_0 - \tau_0 - \frac{d}{2}\right) \right]. \quad (16)$$

令  $\tau_e = \hat{\tau}_0 - \tau_0$  为码片延迟跟踪误差, 那么上式可变为

$$D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = \frac{A^2}{4} \left[ R^2\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) - R^2\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) \right]. \quad (17)$$

为了简化分析, 本文只考虑一条多径信号的情况进行分析. 同理, 只含有一条直达信号和一条多径信号时的鉴相函数表达式为

$$D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = \frac{A^2}{4} \left[ R^2\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) - R^2\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) \right] + \frac{A^2}{2} \alpha_1 \cos(\Delta\varphi) \left[ R\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) R\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) R\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right] + \frac{A^2}{4} \alpha_1^2 \left[ R^2\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) - R^2\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right]. \quad (18)$$

式中:  $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_0$ , 为多径信号相对直达信号的码相对延迟;  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_0$ , 为多径信号相对直达信号的载波相位差.

多径效应对码跟踪环产生的误差是由于鉴别曲线的过零点偏移造成的, 即  $D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = 0$ . 对比式(17)、(18)可知, 由于多径信号的存在, 对鉴相函数产生了较大的影响, 当  $D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = 0$  时, 码跟踪误差也会相应发生较大地变化. 为了更好地得到多径误差包络, 当  $\Delta\varphi = 0$  和  $\Delta\varphi = 180^\circ$  时,  $D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = 0$  出现极值. 那么 EMLP 鉴别器在满足极值情况下的鉴别输出为

$$D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = \frac{A^2}{4} \left\{ \left[ R\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) + R\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) \right] \pm \alpha_1 \left[ R\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) + R\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right] \right\} \times \left\{ \left[ R\left(\tau_e + \frac{d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \frac{d}{2}\right) \right] \pm \right.$$

$$\left. \alpha_1 \left[ R\left(\tau_e - \Delta\tau + \frac{d}{2}\right) - R\left(\tau_e - \Delta\tau - \frac{d}{2}\right) \right] \right\}. \quad (19)$$

由式(19)可知, 非相干 EMLP 鉴相器的码跟踪多径误差与载波相位的误差无关. 对于带限信号而言, 非相干 EMLP 鉴相器的输出为非线性的, 考虑误差较小的情况, 对  $D_{\text{EMLP}}(\tau_e)$  在零点附近根据泰勒一阶公式近似展开可得

$$D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = D_{\text{EMLP}}(0) + D'_{\text{EMLP}}(0) \cdot \tau_e. \quad (20)$$

令上式  $D_{\text{EMLP}}(\tau_e) = 0$ , 可以解算出多径误差的近似表达式为

$$\tau_e = -\frac{D_{\text{EMLP}}(0)}{D'_{\text{EMLP}}(0)}. \quad (21)$$

结合式(10)可知式(21)中  $D_{\text{EMLP}}(0)$  和  $D'_{\text{EMLP}}(0)$  分别为

$$D_{\text{EMLP}}(0) = \frac{A^2}{4} \text{Re} \left\{ \left[ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} 2G(f) \cos(\pi f d) (1 \pm \alpha_1 e^{-j2\pi f(\Delta\tau)}) df \right] \times \left[ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} j2G(f) \sin(\pi f d) (1 \pm \alpha_1 e^{-j2\pi f(\Delta\tau)}) df \right] \right\}, \quad (22)$$

$$D'_{\text{EMLP}}(0) = \frac{A^2}{4} \text{Re} \left\{ \left[ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} 2G(f) e^{j\pi f d} (1 \pm \alpha_1 e^{-j2\pi f(\Delta\tau)}) df \right] \times \left[ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} j2\pi f G(f) e^{j\pi f d} (1 \pm \alpha_1 e^{-j2\pi f(\Delta\tau)}) df \right] - \left[ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} 2G(f) e^{-j\pi f d} (1 \pm \alpha_1 e^{-j2\pi f(\Delta\tau)}) df \right] \times \left[ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} j2\pi f G(f) e^{-j\pi f d} (1 \pm \alpha_1 e^{-j2\pi f(\Delta\tau)}) df \right] \right\}. \quad (23)$$

式中:  $\text{Re}\{\cdot\}$  为所求式的实部值;  $G(f)$  为功率谱密度; 当  $\Delta\varphi = 0$  时, 式中的符号“ $\pm$ ”取为+, 当  $\Delta\varphi = 180^\circ$  时, 式中的符号“ $\pm$ ”取为-.

### 2.3 多径效应对载波跟踪环的影响

多径效应不仅会影响伪码跟踪误差, 而且也会影响载波跟踪环的跟踪精度, 造成载波相位跟踪误差. 在载波环路中, 若载波鉴相器的鉴相函数为反正切函数, 即

$$D_C = \arctan\left(\frac{QP}{IP}\right). \quad (24)$$

将式(8)、(9)代入上式可得  $D_C(\varphi_0 - \hat{\varphi}_0) =$

$$\arctan \left[ \frac{\sum_{i=0}^M \frac{A}{2} \alpha_i R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \sin(\varphi_i - \hat{\varphi}_0)}{\sum_{i=0}^M \frac{A}{2} \alpha_i R(\hat{\tau}_0 - \tau_i) \cos(\varphi_i - \hat{\varphi}_0)} \right]. \quad (25)$$

为了对比分析且不失一般性, 本文考虑只有一条多径信号的情况, 因此式(25)可变为

$$D_C(\varphi_0 - \hat{\varphi}_0) =$$

$$\arctan \left[ \frac{\frac{A}{2}R(\hat{\tau}_0 - \tau_0)\sin(\varphi_0 - \hat{\varphi}_0) + \frac{A}{2}\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1)\sin(\varphi_1 - \hat{\varphi}_0)}{\frac{A}{2}R(\hat{\tau}_0 - \tau_0)\cos(\varphi_0 - \hat{\varphi}_0) + \frac{A}{2}\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1)\cos(\varphi_1 - \hat{\varphi}_0)} \right] \quad (26)$$

在载波环路里,通过不断的调整使得载波鉴相器的输出为零,即  $D_c(\varphi_0 - \hat{\varphi}_0) = 0$ ,因此有

$$\frac{A}{2}R(\hat{\tau}_0 - \tau_0)\sin(\varphi_0 - \hat{\varphi}_0) + \frac{A}{2}\alpha_1 R(\hat{\tau}_0 - \tau_1)\sin(\varphi_1 - \hat{\varphi}_0) = 0. \quad (27)$$

式(27)经过计算可得复合信号与直达信号的相位差为

$$\varphi_0 - \hat{\varphi}_0 = \arctan \left[ \frac{\alpha_1 R(\tau_e - \Delta\tau)\sin(\Delta\varphi)}{R(\tau_e) + \alpha_1 R(\tau_e - \Delta\tau)\cos(\Delta\varphi)} \right]. \quad (28)$$

由于  $R(\tau_e) \neq 0$ ,可令

$$\delta = \frac{\alpha_1 R(\tau_e - \Delta\tau)}{R(\tau_e)}. \quad (29)$$

那么式(28)可变为

$$\varphi_0 - \hat{\varphi}_0 = \arctan \left[ \frac{\delta \sin(\Delta\varphi)}{1 + \delta \cos(\Delta\varphi)} \right]. \quad (30)$$

其中: $\delta$ 为多径信号引入的幅度衰减因子.

### 3 仿真结果与分析

为了更好地分析验证2.2节与2.3节所提出的多径误差表达式,下面将分4个方面对MBOC(6,1,1/11)调制的COMPASS导航信号多径误差进行逐步分析.

#### 3.1 多径效应对码环鉴相器输出的影响

将仿真条件设为多径信号与直达信号的幅度比(Multipath to direct ratio,MDR)为-3 dB,接收机前端带宽为24 MHz,多径与直达信号的相位差 $\Delta\varphi$ 设为0,相关器间隔为0.6和0.4个码片,可得到如图4、5所示的仿真结果.通过对图4、5的分析比较可知,在相同相关器间隔条件下,多径延时越大,多径效应产生的码相位偏移就越大;相关器的间隔越小,相同的多径时延所产生的码相位偏移就越小.另外从两图中还可以看出,在鉴相器输出时,存在多个过零点,即模糊度跟踪点,因此在COMPASS接收机捕获跟踪的过程中应该尽可能地消除模糊度跟踪点对鉴相器输出的影响.

#### 3.2 噪声干扰下的性能

图6给出了存在噪声干扰时,码跟踪精度与载噪比之间的关系.此时所对应的仿真条件为相干积分时间为5 ms,前端带宽为24 MHz,码环带宽为1 Hz.从图中可知,码跟踪误差都是随着载噪比的增加而减小,载噪比逐渐趋近于

60 dB·Hz时,码跟踪误差逐渐趋于0;相关器之间的间隔越小,在相同载噪比情况下所对应的码跟踪误差也越小.

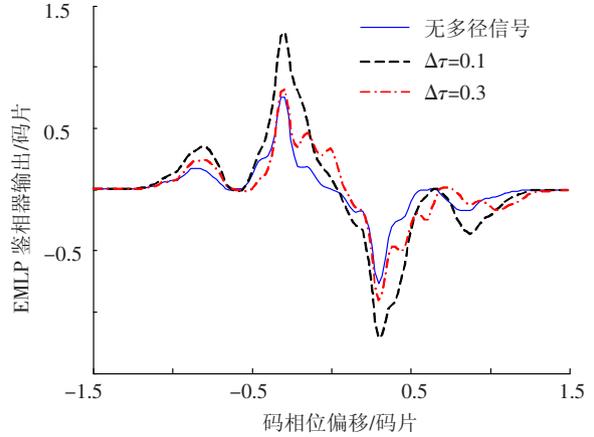


图4  $d=0.6$ 条件下的鉴相器输出

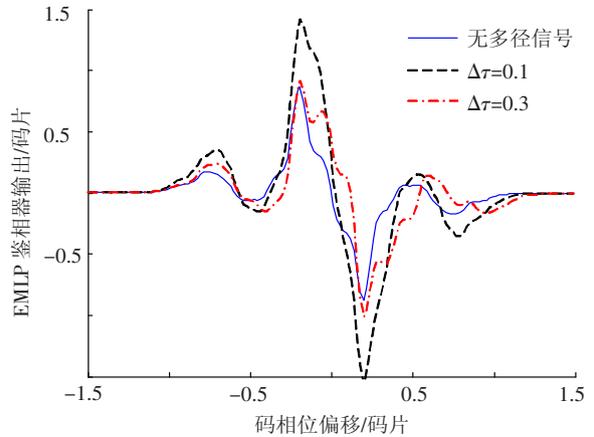


图5  $d=0.4$ 条件下的鉴相器输出

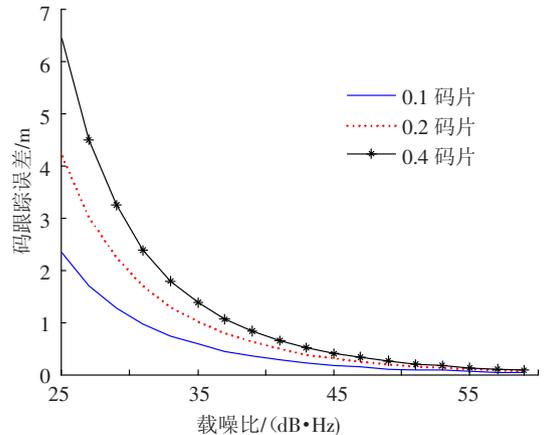


图6 码跟踪精度与载噪比的关系

#### 3.3 多径效应对载波环路的影响

根据式(30)可知,载波跟踪的误差与幅度衰减因子、多径信号与直达信号的相位差有关.基于式(30),可分别得到载波相位跟踪误差与幅度衰减因子、载波相位跟踪误差与载波相位差的关系变化曲线,如图7、8所示.通过比较图7、8可知,载波相位跟踪误差随着载波相位相对差作周期性变化(周期为 $2\pi$ ),载波相位跟踪误差随着多径

幅度衰减因子的不断增加而增加。

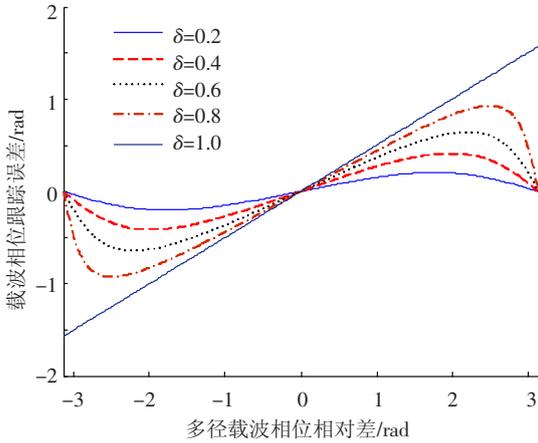


图 7 载波相位相对差对载波跟踪误差的影响

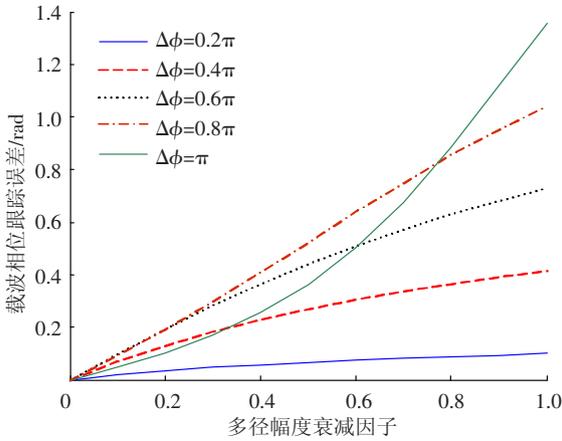


图 8 多径幅度衰减因子对载波跟踪误差的影响

### 3.4 多径包络误差特性分析

#### 3.4.1 多径误差包络与衰减系数的关系

由于在实际多径环境中 MDR 通常要小于 -3 dB(衰减系数为 1/2), 因此本文选择 -3、-6 dB 进行仿真分析. 图 9 为接收机带宽为 24 MHz, 相关器间隔为 0.1 个码片, MDR 分别为 -3、-6 dB 时的多径误差包络曲线. 比较图 9 中的两条曲线可知, MDR 较小时, 多径延时所造成的多径误差包络更小; 另外, 随着多径延时的不断增加, 两条曲线的多径误差包络也逐渐减小, 直至当多径延时大于 293 m(1 个码片) 时, 多径误差包络趋于 0.

#### 3.4.2 多径误差包络与相关器间隔的关系

将仿真条件设置为接收机前端带宽为 24 MHz, MDR 为 -3 dB. 图 10 为不同相关器间隔条件下所得到的多径误差包络曲线. 通过对图 10 的比较分析可知, 当相关器从 1/10 个码片减小到 1/20 个码片时, 多径误差包络值有明显的减小, 但是当相关器间隔再减小至 1/40 个码片时, 多径

误差包络值也相应减小, 但是减小的幅度不是很明显, 这说明在前端带宽一定的情况下, 此时的多径误差包络已不能很明显地减小, 提升抗多径性能受到带宽的影响. 因此在 MBOC 调制的 COMPASS 接收机中, 窄相关间隔甚至是必须的, 这也能大大提升系统抗多径干扰能力.

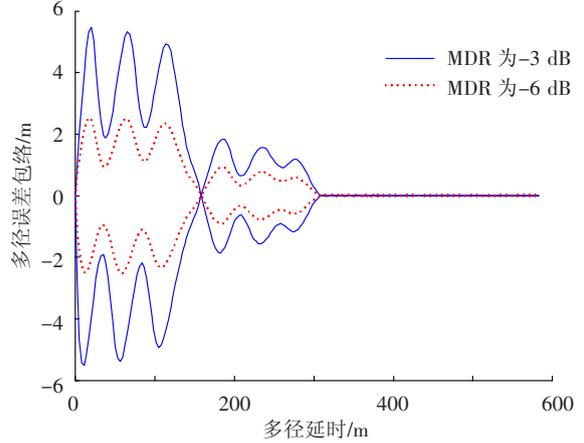


图 9 衰减系数对多径误差包络的影响

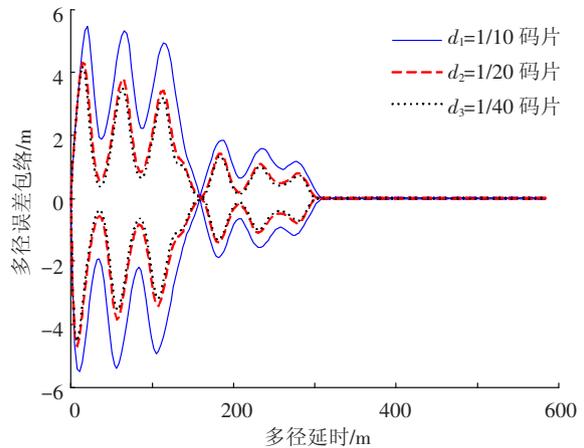


图 10 相关器间隔对多径误差包络的影响

#### 3.4.3 多径误差包络与前端带宽的关系

将仿真条件设置为 MDR 为 -3 dB, 相关器间隔为 0.1 个码片. 图 11 为不同前端带宽条件下所得到的多径误差包络曲线. 从图 11 中可以看出, 前端带宽越大, 多径误差越小, 当前端带宽为 4、10 MHz 时, 多径误差包络能最大能达到 35、12 m, 当前端带宽为 14 MHz 时, 多径误差包络值最大只为 6 m, 当前端带宽为 24 MHz 时, 多径误差包络最大值为 5 m. 这是由于 MBOC(6, 1, 1/11) 是由 BOC(1, 1) 与 BOC(6, 1) 复合而成, 结合图 3 可知, 当带宽为 4、10 MHz 时, BOC(6, 1) 大部分都被滤除掉, 严重影响了 MBOC 信号的自相关函数, 因此当带宽  $\geq 14$  MHz 时, MBOC(6, 1, 1/11) 的优势才显示出来, 抗多径性能也更好.

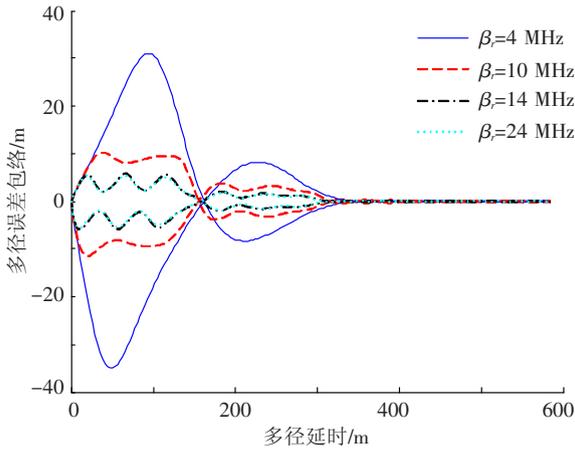


图 11 前端带宽对多径误差包络的影响

### 4 结 论

1) 对 MBOC(6,1,1/11) 调制的北斗导航信号传播过程中单反射路径造成的多径误差进行了定量的分析和比较. 通过建立多径信号模型, 采用超前减滞后功率鉴相器和反正切函数分别作为码跟踪环和载波跟踪环的鉴相器, 推导了相应的多径误差与多径延时、衰减系数、载波相位相对差、多径衰减因子的关系.

2) 通过仿真分析和比较, 验证了所推导的误差公式的可用性, 并定量分析了多径延时和相位差对多径误差的影响. 基于该公式分析了多径误差包络与衰减系数、鉴相器相关间隔、前端带宽之间的关系, 这些都能够为更好地分析并解决北斗导航信号中的多径问题提供更好的理论保障.

### 参 考 文 献

[1] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.

[2] 张孟阳, 吕保维, 宋文森. GPS 系统中的多径效应分析[J]. 电子学报, 1998, 26(3): 10-14.

[3] VAN DIERENDONCK A J, FENTON P, FORD T. Theory and performance of narrow correlator technology in GPS receiver [J]. Navigation: Journal of The Institute of Navigation, 1993, 19 (3): 265-283.

[4] GARIN L, DIGGELEN F V, ROUSSEAU J. Strobe & edge correlator multipath mitigation for code [C]// Proceedings of 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Kansas City, CA: ION GPS, 1996: 657-664.

[5] 姚彦鑫, 杨东凯, 张其善. GPS 多径信号的自适应滤波估计方法[J]. 航空学报, 2010, 31(10): 2004-2009.

[6] VAN NEE R D J, SIEREVELD J, FENTON P C, et al. The multipath estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits [C]// Proceedings of the IEEE Position Location and Navigation Symposium. Las Vegas, CA: IEEE/ION, 1994: 246-251.

[7] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation [J]. Navigation, 2001, 48(4): 227-246.

[8] BARKER C B C, BETZ J W, CLARK J E, et al. Overview of the GPS M code signal [C]// Proceedings of The Institute of Navigation's National Technical Meeting. Monterey, CA: IEEE/ION, 2006: 1-9.

[9] LOLAN 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: 767-779.

[10] 王先发, 禹化龙, 张碧雄. 我国未来卫星导航信号的优先选择: BOC 调制信号[J]. 中国电子科学研究院学报, 2009, 6(3): 307-312.

[11] 唐金元, 于潞, 王思臣. 北斗卫星导航定位系统应用现状分析[J]. 全球定位系统, 2008, 33(2): 26-30.

[12] 祖乘法. “北斗二号”民用软件接收机关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2010.

[13] HEIN G W, BETZ J W, AVILA-RODRIGUEZ J A, et al. MBOC: the new optimized spreading modulation recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C [C]// 2006 IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium. Coronado (San Diego), CA: IEEE/ION, 2006: 883-892.

[14] AVILA-RODRIGUEZ J A, HEIN G W, WALLNER S, et al. The MBOC modulation: the final touch to the Galileo frequency and signal plan [C]// Proceedings ION GNSS 2007. Fort Worth: ION GNSS, 2007: 1515-1529.

[15] FANTINO M, MARUCCO G, MULASSANO P, et al. Performance analysis of MBOC, AltBOC and BOC modulation in terms of multipath effects on the carrier tracking loop within GNSS receivers [C]// IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium. Monterey, CA: IEEE/ION, 2008: 369-376.

[16] JULIEN O. Design of Galileo L1F receiver tracking loops [D]. Calgary: University of Calgary, 2005.

[17] HARRIS R B, LIGHTSEY E G. A general model of multipath error for coherently tracked BOC modulated signals [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(4): 682-694.

(编辑 魏希柱)