

北斗三号 B1C 信号标称失真对测距性能的影响

王雪^{1,2,3}, 郭瑶^{1,2,3}, 饶永南^{1,2}, 卢晓春^{1,2,4}, 康立^{1,2,3}

(1. 中国科学院国家授时中心, 陕西 西安 710600; 2. 中国科学院精密导航定位与定时技术重点实验室, 陕西 西安 710600;
3. 中国科学院大学电子电气与通信工程学院, 北京 101408; 4. 中国科学院大学天文与空间学院, 北京 101408)

摘要: 北斗三号系统选择 B1C 信号作为民用导航信号, 并在 B1 频段采用复杂的恒包络调制, 因此, 在信号生成过程中极易产生标称失真现象, 各卫星标称失真产生的测距偏差不一致现象会直接影响系统定位性能。针对 B1C 信号提出完整的测距偏差估计方法, 首先, 以 S 曲线过零点偏差定量分析 B1C 信号测距偏差, 提出标准相关曲线估计法实现相关曲线尖峰处码相位偏差准确估计; 其次, 设计算法解决 QMBOC 信号在接收机跟踪过程中, 平台处误锁问题; 最后, 采用国家授时中心 40 m 高增益天线采集卫星下行信号, 分析北斗三号各在轨卫星实际测距偏差及系统星间自然测距偏差随用户接收机不同相关间隔和前端带宽的变化规律, 并给出了接收机的建议参数范围。所提策略可扩展到其他 MBOC 信号测距误差估计, 实验结果可为北斗三号接收机研制提供参考。

关键词: 北斗三号; 标称失真; QMBOC 调制; 测距偏差

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019032

Influence of nominal distortion of Beidou-3 B1C signal on ranging performance

WANG Xue^{1,2,3}, GUO Yao^{1,2,3}, RAO Yongnan^{1,2}, LU Xiaochun^{1,2,4}, KANG Li^{1,2,3}

1. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China

2. Key Laboratory of Precision Navigation, Positioning and Timing Technology, Chinese Academy of Sciences, Xi'an, 710600, China

3. School of Electronic and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing, 101408, China

4. School of Astronomy, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing, 101408, China

Abstract: The B1C signal is selected as a civil navigation signal for the BDS-3 system, which adopts a complex constant envelope modulation in the B1 frequency band. Therefore, it is easy to generate nominal distortion during signal generation. Such nominal distortion of each satellite produces inconsistent ranging deviation and directly degrades the system positioning performance. A complete ranging deviation estimation method was proposed for B1C signals in this paper. Firstly, the S-Curve Bias (SCB) was used to quantitatively analyze the B1C signal ranging deviation, and the standard correlation curve estimation method was proposed to realize the accurate estimation of the code phase deviation at the peak of the correlation curve. Secondly, an algorithm was designed to solve the problem of QMBOC signal mislocking at the platform during receiver tracking. Finally, the actual ranging bias and nature ranging bias of each satellite of Beidou-3 under different correlation intervals and front-end bandwidth of the user receiver were analyzed based on the satellite downlink signals collected from the 40-meter high-gain antenna at the National Time Service Center, and the recommended user receiver parameter range was given. The strategy proposed in this paper can be extended to other MBOC signal ranging error estimation, and the test results can be thought of as a reference to the development of BeiDou-3 receiver.

Key words: Beidou-3, nominal deformation, QMBOC modulation, ranging bias

收稿日期: 2018-10-09; 修回日期: 2019-01-08

通信作者: 郭瑶, guoyao_8@163.com

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (No.GFZF0306ZXWX004HT01)

Foundation Item: The National Science and Technology Major Project of China (No.GFZF0306ZXWX004HT01)

1 引言

GNSS (global navigation satellite system) 卫星信号以电磁波形式进行传播, 这种传播方式容易引入多种误差, 差分伪距测量技术可以消除一部分公共误差, 但卫星有效载荷信号和发射器件的细微失真产生的测距误差对不同接收机参数和不同卫星来说都不一样, 此部分误差很难消除, 称为卫星信号标称失真测距偏差^[1]。定量测量各卫星标称失真引起的测距偏差对提高卫星导航系统服务精度具有重要意义。关于测距偏差问题已经引起了 GNSS 系统建设者和接收机研制单位的重视, 文献[2-3]针对增强系统的差分用户接收机, 提出用相对测距偏差对差分接收机的测距性能进行评估, 但不是对卫星发播信号的直接评估。文献[4]利用实际卫星信号直接估计测距偏差, 以相关间距为 1 chip 时的测距为基准, 获取所有卫星不同相关间距的测距差异, 但忽略了不同卫星的初始测距差异。

传统文献测距偏差分析都基于 BPSK (binary phase shift keying) 信号, 北斗三号 B1C 信号采用 BOC (binary offset carrier) 调制和 QMBOC (quadrature multiplexed binary offset carrier) 调制。本文从 B1C 信号定位精度出发, 首先介绍测距偏差机理, 针对差分伪距测量技术无法消除的误差提出定量的估计方法。使用 40 m 大口径天线采集高信噪比信号, 在软件接收机获得准确的信号频率和相位的基础上, 剥离信号载波获取时域基带波形, 以 S 曲线过零点偏差定量分析 B1C 信号测距偏差, 采用标准参考相关曲线估计法校正接收信号相关曲线尖峰码相位偏差, 以提高估计精度。设计算法解决 QMBOC 信号第一平台处畸变造成的鉴相曲线误锁问题, 实测数据分析结果表明该方法有效可行。最后分析用户接收机不同相关间隔、不同前端带宽下北斗三号卫星各星实际测距偏差及系统星间自然测距偏差, 并给出建议的用户接收机参数。

2 B1C 数学模型

2.1 信号结构

B1C 信号由数据分量 S_{B1C_d} 和导频分量 S_{B1C_p} 组成, 两者的功率比为 1:3。信号结构如表 1 所示。

S_{B1C_d} 信号分量由导航数据流 D_{B1C_d} 和扩频码 C_{B1C_d} 经子载波 SC_{B1C_d} 调制获得; S_{B1C_p} 信号分量采

用 QMBOC(6,1,4/33)调制, 由窄带分量 $S_{B1C_{pa}}$ 和宽带分量 $S_{B1C_{pb}}$ 组成, 其中 $S_{B1C_{pa}}$ 分量由扩频码 C_{B1C_p} 经子载波 $SC_{B1C_{pa}}$ 调制获得。 $S_{B1C_{pb}}$ 分量由扩频码 C_{B1C_p} 经子载波 $SC_{B1C_{pb}}$ 调制获得。 B1C 信号基带如式(1)所示^[5]。

$$S_{B1C}(t) = \frac{1}{2} S_{B1C_d} + j \frac{\sqrt{3}}{2} S_{B1C_p} = \frac{1}{2} D_{B1C_d} C_{B1C_d} \text{sign}(\sin(2\pi f_{B1C_d} t)) + \sqrt{\frac{1}{11}} C_{B1C_p} \text{sign}(\sin(2\pi f_{SCB1C_{pb}} t)) + j \sqrt{\frac{29}{44}} C_{B1C_p} \text{sign}(\sin(2\pi f_{SCB1C_{pa}} t)) \quad (1)$$

其中, $f_{SCB1C_d} = 1.023 \text{ MHz}$, $f_{SCB1C_{pa}} = 1.023 \text{ MHz}$, $f_{SCB1C_{pb}} = 6.138 \text{ MHz}$ 。

表 1 B1C 信号的结构

信号	信号分量	调制方式	相位关系	功率比
B1C	S_{B1C_d}	BOC(1,1)	0°	$\frac{1}{4}$
	S_{B1C_p}	窄带分量 $S_{B1C_{pa}}$	90°	$\frac{29}{44}$
		宽带分量 $S_{B1C_{pb}}$	0°	$\frac{1}{11}$

2.2 信号特性

北斗三号 B1Cp 信号 QMBOC(6,1, 4/33)作为一种新的 MBOC 时域实现方式, 基带信号表达式如式(2)所示。

$$S_{QMBOC}(t) = \sqrt{\frac{29}{33}} S_{BOC(1,1)}(t) - j \sqrt{\frac{4}{33}} S_{BOC(6,1)}(t) \quad (2)$$

既不同于 TBOC 信号的时分复用, 也不同于 CBOC 信号的空域叠加, 而是将 BOC(1,1)和 BOC(6,1)分量分别调制在载波的 2 个正交相位上。 QMBOC(6,1,4/33)时域波形如图 1 所示。

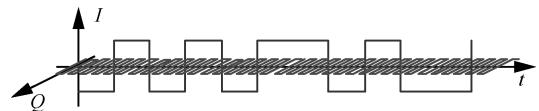


图 1 QMBOC(6,1, 4/33)的时域波形

对信号时域波形相关运算, 可以得到自相关函数为

$$R_{QMBOC}(\tau) = E \{ S_{QMBOC}(t) S_{QMBOC}^*(t) \} = \sqrt{\frac{29}{33}} R_{BOC(1,1)}(\tau) + \sqrt{\frac{4}{33}} R_{BOC(6,1)}(\tau) \quad (3)$$

因为 BOC(1,1)和 BOC(6,1)分量位于 2 个正交相位上,因此 QMBOC 信号的自相关函数并未出现互相关项,可以根据需要给数据和导频 2 个信道分配不同的功率,并且各信道 QMBOC 调制中 BOC(1,1)和 BOC(6,1)分量功率比也可不同,只要总功率满足 MBOC(6,1, $\frac{1}{11}$)的频域定义即可。可见 QMBOC 的实现更具灵活性^[6]。如图 2, QMBOC 信号自相关函数分段线性,其中 k_1 、 k_3 分别为 QMBOC 相关曲线第一线性区 ($0 \sim \frac{1}{12}$ chip) 和第二线性区 ($\frac{1}{6} \sim \frac{1}{4}$ chip) 斜率绝对值, k_2 、 k_4 分别为 QMBOC 相关曲线第一平台区 ($\frac{1}{12}$ chip $\sim \frac{1}{6}$ chip) 和第二平台区 ($\frac{1}{4} \sim \frac{1}{3}$ chip) 斜率的绝对值。 k_0 为 BOC(1,1)信号自相关函数主峰斜率绝对值。可以看出 k_1, k_3 均大于 k_0 , 决定了 QMBOC 信号拥有更高的跟踪精度和抗干扰性能。

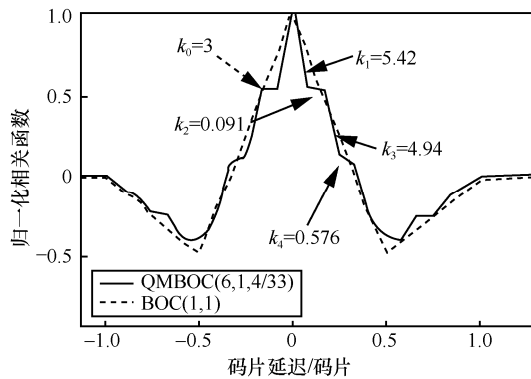


图 2 QMBOC 信号自相关函数

图 3 是在环路带宽为 2 Hz, 前端带宽为 20 MHz, 载噪比为 40 dB, 相干积分时间为 1 ms 下仿真的 BOC(1,1)和 QMBOC(6,1, $\frac{4}{33}$)信号相干鉴相器码跟踪精度。可以看出 QMBOC 信号在第一线性区及第二线性区相比于 BOC(1,1)信号具有更高的码跟踪精度。

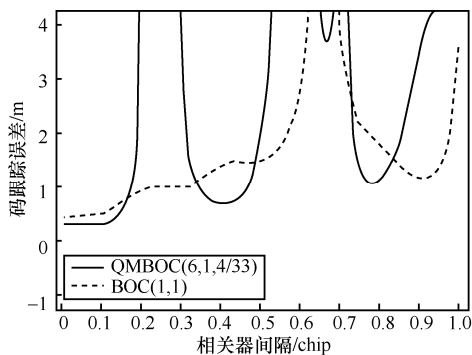


图 3 QMBOC 信号码跟踪精度

3 测距偏差机理及估计方法

3.1 测距偏差机理

导航信号在卫星和接收机及传播路径中引入多种误差的伪距观测方程如下。

$$\rho = r + c(\delta_u + \delta_s) + I_\rho + T_\rho + E_\rho + \varepsilon_\rho + MP_\rho + SDM_\rho \quad (4)$$

其中, ρ 是伪距, r 是卫星与接收机之间的真实几何距离, c 是光速, δ_u 、 δ_s 分别为接收机钟差和卫星钟差; I_ρ 、 T_ρ 、 E_ρ 分别为电离层误差、对流层误差及星历参数引起的卫星位置误差; ε_ρ 为接收机热噪声误差, MP_ρ 、 SDM_ρ 分别为多径误差、卫星标称失真引起的测距误差。

差分 GNSS 技术可以消除一部分公共误差,包括 δ_u 、 δ_s 、 I_ρ 、 T_ρ 、 E_ρ 。零基线伪距测量中,参考接收机可以根据自身位置计算得到公共误差项,通过通信链路以实时或非实时的方式播发给用户接收机,将公共误差消除,以提高其他接收机定位精度。式(5)及式(6)分别代表单差及双差矫正量。其中, m, n 表示不同的接收机, i, j 代表不同的卫星^[7]。

$$\Delta \rho_{m,n}^{i,j} = \rho_m^i - \rho_n^j \quad (5)$$

$$\Delta \rho_{m,n}^{i,j} = (\rho_m^i - \rho_n^i) - (\rho_m^j - \rho_n^j) \quad (6)$$

研究表明,即使高增益天线和高品质接收机可以大大地降低多径效应及接收机热噪声误差,参考接收机和用户接收机对同一卫星的伪距观测量仍存在偏差,并且这个偏差对不同卫星来说不完全相同,称为信号标称失真引起的测距误差。式(7)是不同卫星信号畸变产生的相对伪距偏差,这种偏差在差分伪距测量中非但难以消除,甚至可能被放大。如果不同卫星畸变产生的测距偏差是完全一致的,或者用户接收机参数与参考接收机参数完全一样,则此部分测距偏差在定位中可以被消除。实际上卫星及接收机达不到此种理想状态,因此,下文定量估计信号标称失真及接收机参数变化产生的相对测距偏差,以提高接收机定位精度^[8]。

$$\Delta SDM_{\rho,mn}^{i,j} = (SDM_{\rho,m}^i - SDM_{\rho,n}^i) - (SDM_{\rho,m}^j - SDM_{\rho,n}^j) \quad (7)$$

3.2 导航数据采集及处理方法

在轨道导航卫星发播的导航信号经空间传播后信号变弱,引入了噪声、干扰和多径的影响。使用

国家授时中心 40 m 高增益天线采集在轨卫星数据，最大程度地减小噪声及多径影响。为精确地获得接收信号与本地伪码的相关曲线，对采集数据处理如下。

1) 获取一个码周期内的基带信号。

为确定卫星运动使接收到的信号频率包含多普勒频率、码片宽度变化，以及确定采集时刻伪码相位。使用软件接收机闭环处理，以伪码长度为周期估计载波频率、载波相位、码速率和码相位。直到软件接收机跟踪稳定后，剥离采集数据的载波并丢弃非整数倍码周期部分数据得到整数倍码周期基带信号。

2) 多周期累加平均得到时域波形。

为进一步减小噪声及多路复用信号交调项影响，对采集数据进行多个伪码周期累加，累加部分信息码必须相同，否则取反。图 4 所示，实线是一个码周期的基带信号的波形图，虚线是按照电文符号进行 100 次累加平均曲线。可以看出，累加平均后的基带信号更加平滑。

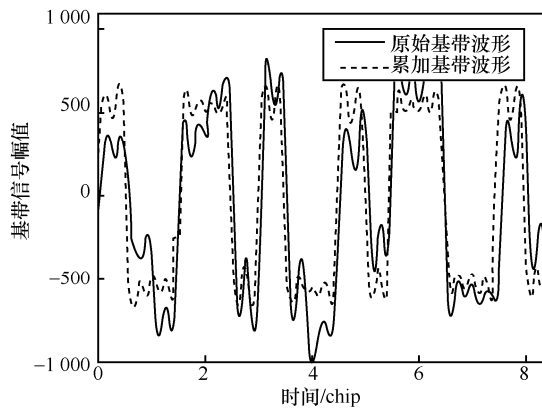


图 4 MEO1 卫星 B1C₄ 基带波形

3.3 标称失真测距偏差估计方法

典型的导航接收机测距是通过接收机延迟锁定环 (DLL, delay-locked loop) 对接收信号的伪码跟踪来实现的。延迟锁定环尽可能地跟踪鉴相器曲线的零交叉点，使输入的码跟踪误差最小。实际应用中，由于信道传输失真、多径等因素的影响使卫星导航信号到达用户接收机的波形发生混合畸变，从而引起本地伪码与接收信号的相关曲线左右不对称现象。相关曲线非线性失真导致 DLL 环路鉴相曲线锁定点偏离了码跟踪误差为零的位置，这个偏移量就是卫星信号标称失真引起的测距误差。

通过数据处理最终获得了一个伪码周期的清晰基带波形后，本地理想信号形成即时、超前和滞

后信号，分别与解调后获得的基带信号进行相关运算，得到用于计算测距偏差的互相关曲线。接收信号 $S_{re-BB}(t)$ 与本地码 $S_{local}(t)$ 归一化相关函数定义如式(8)所示。

$$R(\tau) = \frac{\int_0^{T_p} S_{re-BB}(t)S_{local}(t - \tau)dt}{\sqrt{(\int_0^{T_p} |S_{re-BB}(t)|^2 dt)(\int_0^{T_p} |S_{local}(t)|^2 dt)}} \quad (8)$$

图 5 为仿真 QMBOC 理想相关曲线及发生明显失真的相关曲线， P 为即时支路幅值， E_1 、 L_1 和 E_2 、 L_2 分别是相关间隔为 0.12 chip 和 0.2 chip 时超前、滞后支路幅值。可以看出，畸变信号超前、滞后支路幅值不同，并且不同相关间隔下相关曲线失真程度不同。图 6 为相关间隔为 0.12 chip 下的超前、滞后支路相关曲线。如果相关曲线左右对称，则其下降速度一致，超前、滞后支路二者相交处 (锁定点) 为 0 chip 处。图 6 中相关曲线右侧高于左侧，因此在 0 chip 偏差处二者未能相交，而在 0.03 码片处相交，锁定点大于 0。

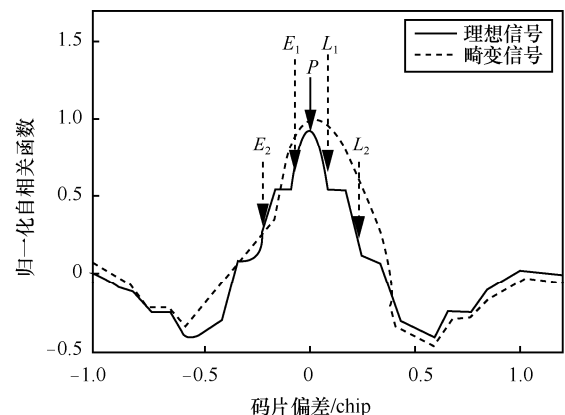


图 5 仿真畸变信号相关曲线

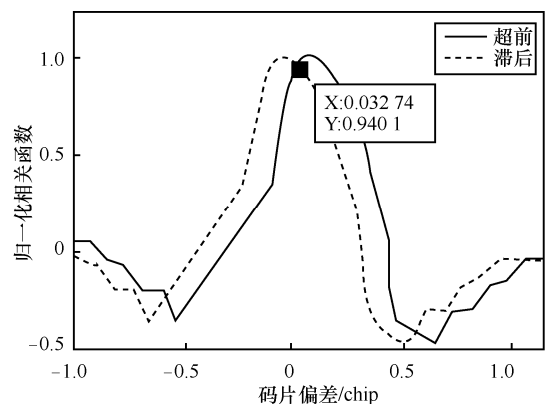


图 6 仿真畸变信号超前、滞后支路相关曲线

实际接收机伪码跟踪环中使用不依赖载波相

位误差的非相干鉴相算法，图 7 展示了 B1C_p 信号非相干超前减滞后幅值型、非相干超前减滞后功率型鉴相曲线 ($d=0.2$ chip)。由 2.2 节 QMBOC 相关曲线可知，除相关曲线主峰处，鉴相曲线有可能误锁在侧峰位置 (0.6 chip)，图 7 中反映了幅值型鉴相算法在侧峰附近出现一个过零点，而功率型鉴相算法在侧峰附近及 0.4 chip 附近 (QMBOC 相关曲线过零点处) 分别出现一个过零点，这是功率型鉴相器对相关函数平方运算导致的。功率型鉴相算法在侧峰附近出现 2 个过零点，增加了 BOC 族信号无模糊接收算法的复杂度，因此本文选择非相干超前减滞后幅值鉴相算法得到鉴相曲线。

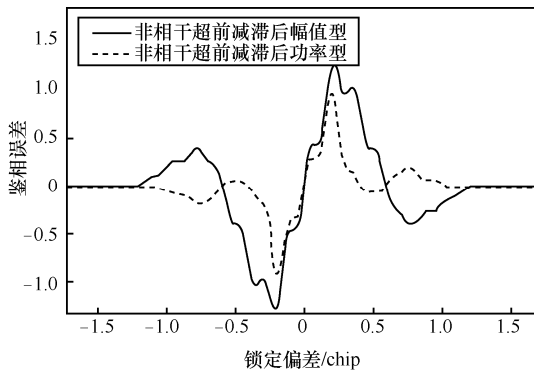


图 7 B1C_p 信号的非相干鉴相曲线

非相干超前减滞后幅值型鉴相曲线 (S 曲线) 的计算式如式(9)所示。

$$S\text{Curve}(\varepsilon, \delta) = \frac{E - L}{E + L} = \frac{|R(t - \tau)| - |R(t + \tau)|}{|R(t - \tau)| + |R(t + \tau)|} \quad (9)$$

则标称失真造成的卫星信号实际测距偏差 $\varepsilon_{\text{bias}}(\delta)$ 满足式(10)所示的条件。

$$\varepsilon_{\text{bias}}(\delta) = \arg\{S\text{Curve}(\varepsilon, \delta) = 0\} \quad (10)$$

由于实际情况中用户接收机前端带宽和相关器间隔与参考接收机不同，会造成严重的测距误差。因此，设置用户接收机带宽 B_f 和相关器间隔 δ ，假设 B_{f_0} 、 δ_0 为参考接收机前端带宽及相关间隔。则对第 i 颗卫星来说，在差分伪距观测中标称失真引入的测距偏差为

$$\Delta\varepsilon_{\text{bias}}^i = \varepsilon_{\text{bias}}(\delta, B_f) - \varepsilon_{\text{bias}}(\delta_0, B_{f_0}) \quad (11)$$

参与定位的所有卫星测距偏差均值为卫星导航系统的测距公共误差，公共测距误差在定位解算方程中被消除，不会造成用户定位产生偏差，只会影响用户授时精度。各卫星测距偏差减去公共偏

差后得到的偏差曲线定义为测距自然偏差，该偏差能够真实反应 B1C 信号之间的测距差异，是衡量测距性能的重要标准^[9]。

4 测距偏差估计精度研究

4.1 相关峰码相位偏差

经天线接收后采样、量化后的卫星信号不可能与接收机采样时钟完全同步，导致接收信号与本地参考信号第一个采样点在伪码周期的位置不一致，因此采集信号和本地伪码相关函数无法获得准确的相关峰，只能把实际相关曲线最大值当作理想相关峰值，认为其码相位偏差为 0。当实际值与理论值相差较大时，给测距带来偏差。偏差大小与采样率成反比，偏差范围为 $(-\frac{1}{2f_s}, \frac{1}{2f_s})$ ，即左右各偏差半个采样点。因此，需要精确估计实际信号起始相位。

采用标准相关函数估计实际信号相关峰码相位偏差。用理想相关函数与自身延迟 δ 码片进行互相关运算作为参考函数 $R_{\text{ideal}}(t - \delta)$ 。构建损失函数 $J(\delta)$ ，使得实际相关曲线 $R_{\text{real}}(t)$ 与参考曲线的距离最小。

$$J(\delta) = \sum_{k=1}^n (R_{\text{real}}(k) - R_{\text{ideal}}(k - \delta))^2 \quad (12)$$

找出损失函数最小时对应的 δ ，即实际信号的相关峰码相位偏差； n 为参与差值的数据采样点数； δ 取值范围为 $(-\frac{f_{\text{code}}}{2f_s^2}, \frac{f_{\text{code}}}{2f_s^2})$ ， f_s 为接收信号的采样频率， f_{code} 为码速率。如图 8 所示，计算出采集信号相关峰码片偏差为 0.001 chip。

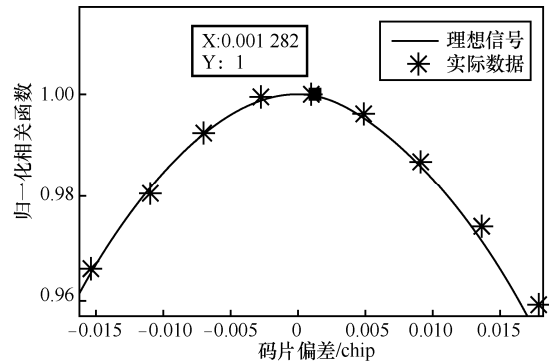


图 8 接收信号相关峰纠正后的码相位偏差

4.2 QMBOC 平台处误锁处理

QMBOC 相关曲线第一平台码片偏差范围为 $(\frac{1}{12}, \frac{1}{6})$ ，平台区斜率非常小，理论值为 0.091。导

致平台处鉴相增益很小，容易受到接收机前端滤波器及多路复用的影响发生非线性失真，从而造成 S 曲线多个过零点现象，使接收机进入“死锁”状态，产生恒定偏差。

图 9 是仿真的理想单路 QMBOC 信号在相关间隔为 0.25 码片时的超前-滞后相关曲线。图 9(a)没有经过滤波器。图 9(b)经过了主瓣带宽滤波器，导致相关曲线失真，鉴相曲线在主峰处产生 3 个过零点，造成接收机死锁。理论上中间点锁定偏差为 0，左右两侧点是由接收机前端滤波器造成的，关于 0 码片偏差处左右对称。

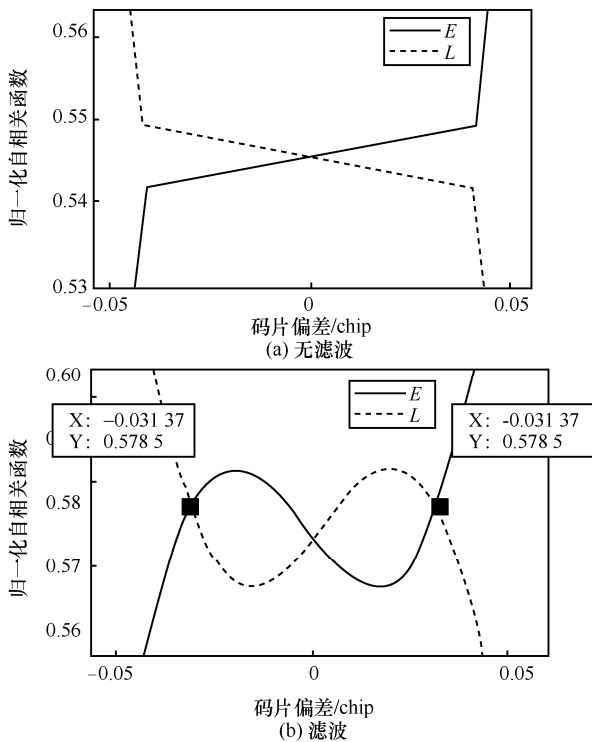


图 9 QMBOC 理想信号超前-滞后相关函数

理论上最大死锁范围应位于平台中心处，其相关间隔为 $(\frac{1}{12} + (\frac{1}{6} - \frac{1}{12})) \times 2 = 0.25$ 码片时，接收机误锁偏差最大。由图 9(b)可知，单路理想 QMBOC 信号在鉴相间隔 0.25 chip 下左右两侧锁定偏差为 0.03 chip，即 30 ns。

为了使接收机避免误锁，准确地评估平台处原始信号失真程度，需从 3 个锁定点中找出正确的点，即最中间的点，也是理论上锁定偏差较小的点。计算流程如图 10 所示。理论上最大的死锁范围为 -0.03~0.03 chip。考虑实际接收信号会有微小畸变，确定分析区间为 (-0.05, 0.05) chip。假设 c 有 3 个数值，此处拟合点数的选取不宜过多，避免跨过非线性区；同时也不宜多少，避免数据点异常造成的判断不准确。

图 11 是仿真单路 QMBOC 信号平台范围的 S 曲线。当鉴相间隔位于 0.22~0.29 chip 时，S 曲线均有 3 个过零点，中间点锁定偏差均为 0。相关间隔为 0.25 chip 和 0.26 chip 时接收机死锁范围最大，其左右两侧锁定点为 0.03 chip（即 30 ns）。相关间隔为 0.25 chip 和 0.26 chip 时接收机死锁范围最小。

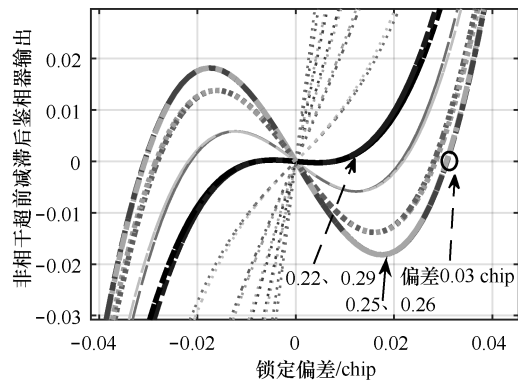


图 11 理想信号滤波后 S 曲线

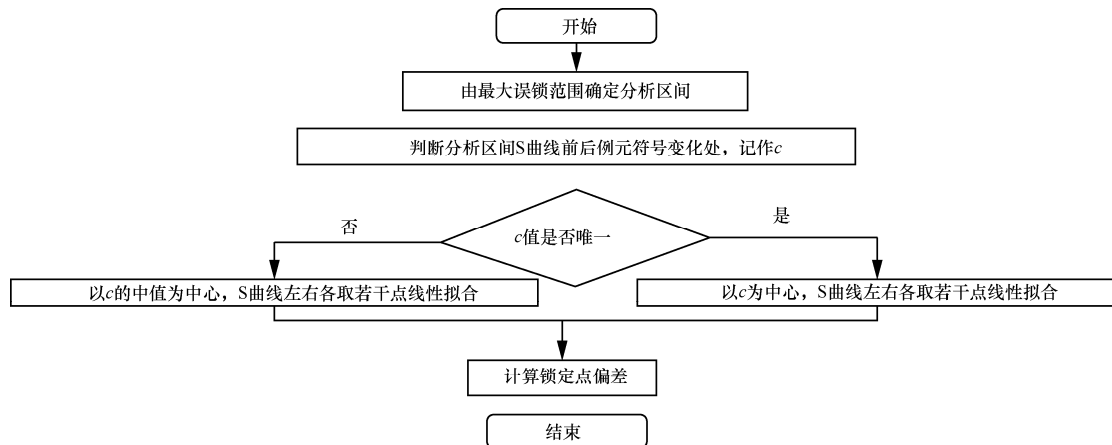


图 10 QMBOC 平台处 S 曲线偏差计算流程

图 12 是北斗全球系统 MEO1 卫星 B1C_p 信号实测数据分析结果，可以看出与理论分析结果一致，QMBOC 信号在相关间隔为 0.22~0.29 chip 下，鉴相曲线均有 3 个过零点，0.25 chip 鉴相间隔处接收机死锁范围最大，左右两侧锁定点偏差绝对值为 27.8 ns。正确锁定点（中间点）偏差最小，卫星信号平台范围内实际锁定偏差小于 3 ns。可见实际数据结果与理论分析有较好的符合效果。

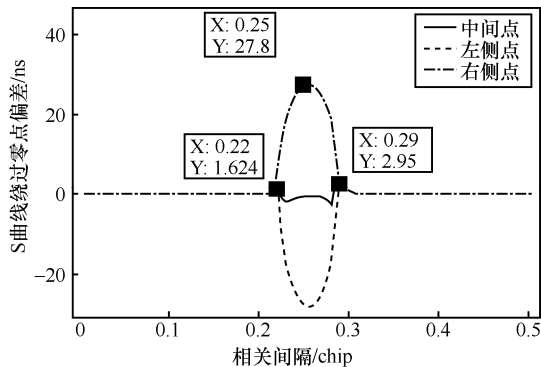


图 12 MEO1 B1C_p 滤波后 S 曲线锁定点偏差

5 实测数据结果分析

本文所有采集数据均来源于中国科学院国家授时中心吴平观测站 (HPO, hao-ping-observation), 40 m 大口径天线系统完成北斗全球系统 MEO1~MEO8 卫星信号接收和采集, 天线接收系统提供约 80 dB 的增益, 地面接收信号信噪比超过 30 dB,

数据采样率为 250 MHz, 采样位数为 14 bit。

5.1 测距偏差与相关器间隔

卫星信号标称失真产生测距偏差与相关器间隔有关, 如果用户接收机相关间隔与参考接收机有一定差别, 会带来较大的测距误差。图 13、图 14 是 MEO1~MEO8 卫星 B1C_d、B1C_{pa}、B1C_p 在固定前端带宽 (单边带宽 18 MHz) 下随相关间隔变化的实际测距偏差和相对参考接收机 (相关器间隔 0.1 chip) 变化的自然测距偏差。

由图 13 与图 14, 分析得出以下结论。

1) 实测数据显示 B1C_p 信号在相关间隔为 0.2~0.3 chip 处实际测距偏差变化较大 (最大偏差达到 2.5 m, 在指标要求 3 m 以内), 因此不建议用户接收机选择此范围。

2) MEO1~MEO8 B1C 各分量信号标称失真导致的实际测距偏差随相关间隔增加而变大。在鉴相间隔为 0.1~0.5 chip (除 B1C_p 信号第一平台外), 实际测距偏差均不超过 0.6 m, 相对参考接收机 (相关间隔 0.1 chip) 的自然测距偏差不超过 0.1 m。

3) 相同卫星、相同相关间隔条件下, B1C_d、B1C_{pa} 实际测距偏差相近, B1C_p 实际测距偏差最小, 表明接收机选用 B1C_p 信号测距时, 信号标称失真造成的测距偏差最小。

5.2 测距偏差与接收机前端带宽

卫星信号标称失真产生测距偏差与接收机前端

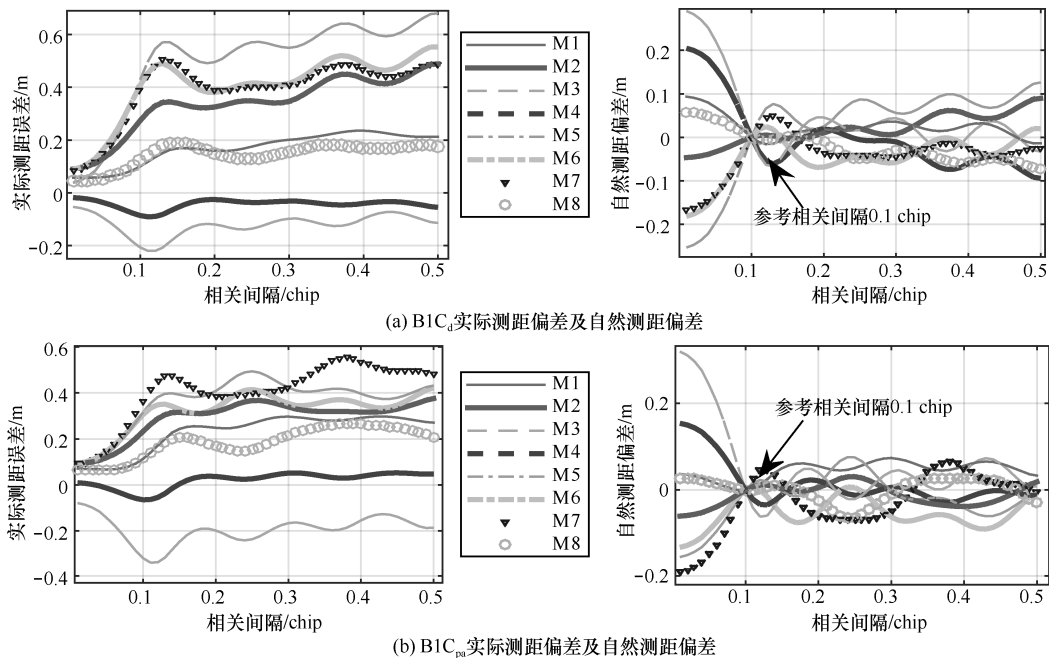


图 13 B1C_d、B1C_{pa} 测距偏差随相关间隔的变化 (单边带宽为 18 MHz 下测量)

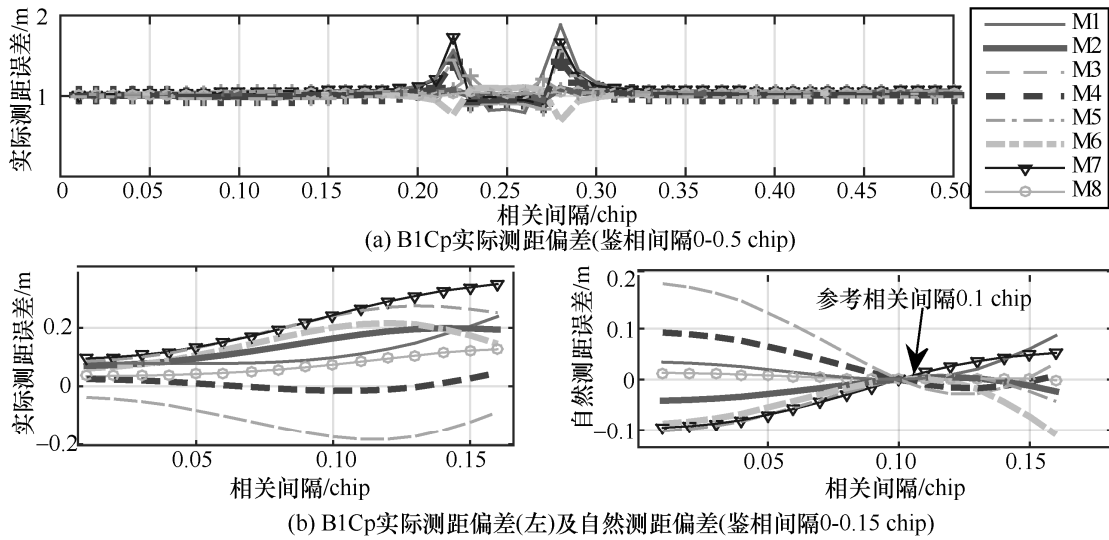


图 14 B1Cp 测距偏差随相关间隔的变化 (单边带宽为 18 MHz 下测量)

带宽有关, 如果用户接收机前端带宽与参考接收机有一定差别, 会带来较大的测距误差。图 15 是 MEO1~MEO8 卫星 B1Cd、B1Cpa、B1Cp 信号在固定相关间隔 (0.1 码片)、随接收机前端带宽变化的实际

测距误差及相对参考接收机 (前端带宽 12 MHz) 变化的自然测距偏差。

分析图 15 得出以下结论。

1) MEO1~MEO8 B1C 各分量信号标称失真导致

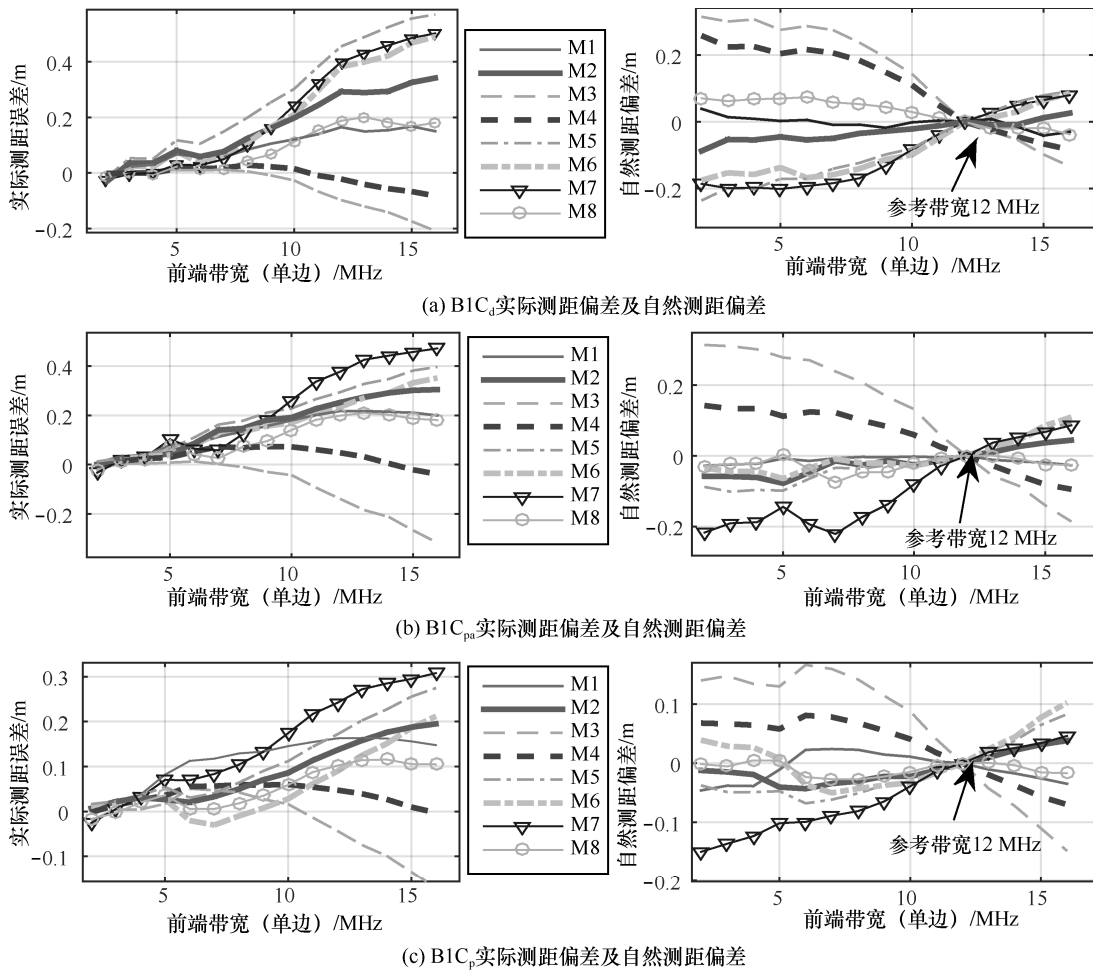


图 15 B1Cd、B1Cpa、B1Cp 测距偏差随前端带宽的变化 (鉴相关间隔为 0.1 码片下测量)

实际测距偏差随前端带宽增加而变大, 在单边带宽 2~16 MHz 实际测距偏差均不超过 0.5 m, 在 8~16 MHz 相对参考接收机(前端带宽 12 MHz)的自然测距偏差不超过 0.2 m。

2) 相同卫星、相同接收机前端带宽条件下, B1C_d、B1C_{pa} 实际测距偏差相近, B1C_p 实际测距偏差最小, 表明接收机选用 B1C_p 信号测距时, 信号标称失真造成的测距偏差最小。

6 结束语

本文从信号标称失真引起的测距偏差出发, 对卫星采集信号相关曲线尖峰处码相位信息进行准确估计, 针对北斗 B1C 信号标称失真产生的测距误差提出定量估计方法, 设计算法解决了 QMBOC 信号平台处鉴相曲线误锁问题。利用 40 m 大天线采集实测数据验证, 分析表明

1) 8 颗 MEO 卫星 B1C 各分量信号标称失真产生的实际测距偏差符合性良好, 并随相关器间隔及前端带宽的增大而变大。在信号发射带宽(18 MHz)以内、相关间隔 0.5 码片以内(除 B1C_p 平台外)实际测距偏差不超过 0.6 m。

2) B1C_p 信号在 0.2~0.3 chip 处实际测距偏差变化较大(最大偏差达到 2.5 m, 但在指标要求 3 m 以内), 为提高测距精度, 建议接收机避免选择此鉴相范围。

3) 用户接收机参数设置越靠近参考接收机, 差分测距误差越小。建议接收机相关间隔选择 0.1~0.5 chip(除 B1C_p 平台外), 前端带宽选择 12~18 MHz, 此范围内 B1C 信号各分量测距偏差变化相对平稳, 8 颗 MEO 卫星自然测距偏差不超过 0.2 m, 在很大程度上保证了用户定位精度。

4) 相同卫星、相同接收前端带宽条件下, B1C_d 和 B1C_{pa} 实际测距偏差相近, B1C_p 实际测距偏差最小, 建议高精度测距接收机采用 B1C_p 信号分量测距。

参考文献:

- [1] GUNAWARDENA S, GRAAS F V. High fidelity chip shape analysis of GNSS signals using a wideband software receiver[C]//Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. 2012: 874-883.
- [2] WONG G, PHELTS R E, WALTER T, et al. Alternative characterization of analog signal deformation for GNSS - GPS satellites[C]// Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation. 2011: 497-507.
- [3] WONG G, PHELTS R E, WALTER T, et al. Bounding errors caused by nominal GNSS signal deformations[C]//The 24th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation. 2011: 2657-2664.
- [4] HAUSCHILD A, MONTENBRUCK O. A study on the dependency of GNSS pseudo range biases on correlator spacing[J]. GPS Solutions, 2016, 20(2): 159-171.
- [5] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B1C、B2a(测试版)[S]. 北京: 中国卫星导航系统管理办公室, 2017.
CSNO. BeiDou navigation satellite system signal in space interface control document open service signals B1C and B2a (test version)[S]. Beijing: China Satellite Navigation Office, 2017.
- [6] 姚铮, 陆明泉, 冯振明. 正交复用 BOC 调制及多路复合技术[J]. 中国科学: 物理学, 力学, 天文学, 2010, 40(5): 575-580.
YAO Z, LU M, FENG Z. QMBOC modulation and its multiplexing techniques[J]. Scientia Sinica (Physica, Mechanica & Astronomica), 2010, 40(5): 575-580.
- [7] 鲁郁. 北斗/GPS 双模软件接收机原理与实现技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016: 252-253.
LU Y. Principle and Implementation Technology of Beidou/GPS Dual Mode Software Receiver[M]. Beijing: Publishing House of electronics Industry, 2016: 252-253.
- [8] HE C, GUO J, LU X, et al. Generation mechanisms and experimental verifications of pseudo-range biases for bds navigation signals[C]// China Satellite Navigation Conference (CSNC) 2018 Proceedings. 2018.
- [9] THOELER S, HAUSCHILD A, STEIGENBERGER P, et al. GPS IIR-M L1 transmit power redistribution: analysis of GNSS receiver and high-gain antenna data[C]// Institute of Navigation GNSS. 2017: 1589-1602.

[作者简介]



王雪(1979-), 男, 辽宁锦州人, 博士, 中国科学院国家授时中心研究员、硕士生导师, 主要研究方向为导航信号体制设计、信号产生与接收、信号质量评估、GNSS 互操作及信号性能验证等。

郭瑶(1992-), 女, 陕西咸阳人, 中国科学院国家授时中心硕士生, 主要研究方为导航信号基带算法及信号质量评估。

饶永南(1982-), 男, 福建龙岩人, 博士, 中国科学院国家授时中心副研究员, 主要研究方向为信号质量评估技术。

卢晓春(1970-), 女, 甘肃泾川人, 博士, 中国科学院国家授时中心研究员, 主要研究方向为时间同步、北斗信号设计、北斗互操作性和国际合作。

康立(1990-), 男, 湖南汨罗人, 中国科学院国家授时中心博士生, 主要研究方向为导航信号质量评估。