

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1904875

采样噪声对北斗全球信号测距误差的影响分析*

胡梅, 李晓宇, 陈建云

(国防科技大学智能科学学院 长沙 410073)

摘要:随着北斗卫星导航系统的全球化,基于软件定义无线电的北斗接收机在北斗导航定位中的应用越来越广泛。但是北斗接收机在实时动态差分高精度测量应用场景下,其基带采样ADC受到采样时钟抖动影响,再叠加固有的量化噪声和热噪声,对北斗信号的扩频测距精度产生不可忽略的影响。本文首先针对北斗公开的B1I、B1C、B2I、B2a和B3I 5种全球信号,描述了ADC采样中时钟抖动、量化噪声和热噪声等采样噪声的数学模型,提出了影响测距的信噪比综合公式,再通过载噪比进而得出测距误差的一般表达式,并给出了高精度测量要求下不同参数选择的工程化定量分析方法,然后针对不同参数对北斗信号测距误差的影响进行了仿真分析,仿真结果表明,在0.6 cm的测距误差目标下,要求时钟抖动不大于45 ps,接收机中心频率不大于80 MHz,带宽不小于25 MHz,量化位数不少于7位,载噪比不小于30 dB。最后,针对北斗B2I信号进行了实测实验,在时钟抖动为35 ps,接收机中心频率61.38 MHz,带宽32 MHz,量化位数12位,载噪比67 dB时,解算的测距误差为0.41 cm,验证了本文方法的有效性。

关键词: 北斗全球信号; 采样噪声; 测距误差; 量化噪声; 热噪声

中图分类号: TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510

Ranging error analysis of sampling noise performance based on BeiDou global signals

Hu Mei, Li Xiaoyu, Chen Jianyun

(College of Intelligence Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: With the globalization of BeiDou satellite navigation system, BeiDou receivers based on software defined radio (SDR) are used more and more popular in BeiDou navigation and positioning. However, in the high precision measurement applications, such as real time kinematic (RTK) application, the baseband sampling ADC in BeiDou receivers suffers the influence of sampling clock jitter, which is added with the inherent quantization noise and thermal noise, and generates neglectable influence on the ranging error. In this paper, the BeiDou published global signals B1I, B1C, B2I, B2a and B3I are analyzed firstly. Secondly, the math models of the sampling noises including the clock jitter, quantization noise and thermal noise in ADC sampling are described in detail. Thirdly, the synthesized SNR formula is proposed, and the general expression of the ranging error is derived from the carrier-to-noise ratio (C/N0). An engineering quantitative analysis method for selecting different parameters under high accuracy requirement is given. Furthermore, aiming at the influence of different parameters on the BeiDou signal ranging error, simulation analysis was performed. Simulation results show that under the goal of ranging error of 0.6cm, it is required that the sampling clock jitter should not exceed 45 ps, the central frequency of the receiver should not be larger than 80 MHz, the bandwidth should not be less than 25 MHz, the quantization bit length should not be less than 7 bits, and the C/N0 should not be less than 30 dB. Finally, the test experiment on the BeiDou signal B2I was conducted. Under the conditions of the sampling clock jitter of 35 ps, the receiver central frequency of 61.38 MHz, the bandwidth of 32 MHz, the quantization bit length of 12 bits, and the C/N0 of 67 dB, the solved ranging error is 0.41 cm, which verifies the effectiveness of the proposed method.

Keywords: BeiDou global signals; sampling noise; ranging error; quantization noise; thermal noise

0 引言

随着中国北斗卫星导航系统的全球化,北斗接收机在北斗导航定位中的应用越来越广泛。为了能够同时接收处理多颗北斗卫星发出的不同频段信号以获得更好的定位结果,基于软件定义无线电 (software defined radio, SDR) 成为北斗接收机的发展方向之一。SDR 使得北斗接收机可以更灵活地改变参数以适应不同的应用场景,而 SDR 可以由可编程硬件实现,如使用 FPGA 驱动 ADC (analogue-to-digital converter) 的采样时钟。图 1 所示为一种典型的基于 SDR 的北斗接收机结构。根据 SDR 的概念,将数字化过程移到越靠近天线的位置效果越好。然而北斗信号载波频率的量级为 GHz,处理起来既昂贵又耗费大量能量,因此基带采样方法应运而生,该方法使得以两倍信号带宽的频率进行采样成为可能^[1]。

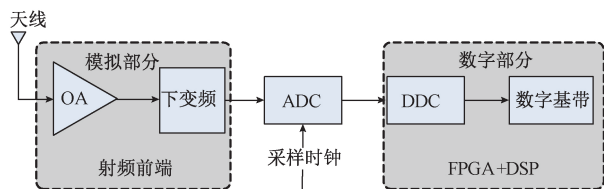


图1 典型的软件定义无线电北斗接收机结构

Fig.1 The architecture of typical Beidou receiver based on software defined radio

但是北斗接收机在实时动态差分 (real time kinematic, RTK) 等高精度测距应用场景下,其基带采样ADC受到FPGA驱动的采样时钟抖动影响,在低采样率下,再叠加固有的量化噪声和热噪声^[2],对北斗信号的扩频测距精度产生不可忽略的影响^[3-9]。RTK技术是实现卫星导航设备快速定位测量的关键技术,它是以载波相位测量为依据的实时差分测量技术,其基本原理是利用两台以上接收机同时接收卫星导航信号,并根据多重测量数据来动态修正测量结果,从而大大提高定位精度。基于RTK技术的快速定位测试对北斗信号测距精度提出了更高的要求,某北斗导航设备的测距精度需求达到了0.2 cm量级。

论文针对北斗公开的B1I、B1C、B2I、B2a和B3I 5种全球信号,通过分析ADC采样中时钟抖动、量化噪声和热噪声各自构成的信噪比的数学模型,提出影响测距的信噪比综合公式,再通过载噪比分析测距误差的一般表达式,针对时钟抖动、接收机中心频率、接收机带宽、采样频率、量化位数、载噪比以及信号码速率各参数对不同北斗信号测距误差的影响进行详细的仿真

分析,以确定采样噪声对北斗全球信号测距误差影响的定量结论。

1 北斗全球信号分析

根据“北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号”^[10-13],对北斗首次公开的B1I、B1C、B2I、B2a和B3I 5种全球信号,进行详细的对比分析,归纳如下:

B1、B2信号由I、Q两个支路的“测距码+导航电文”正交调制在载波上构成。B1I、B2I信号的标称载波频率分别为1 561.098 MHz、1 207.140 MHz,均采用正交相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK) 调制。工作带宽 (1 dB): 4.092 MHz (以B1I信号载波频率为中心); 20.46 MHz (以B2I信号载波频率为中心)。工作带宽 (3 dB): 16 MHz (以B1I信号载波频率为中心); 36 MHz (以B2I信号载波频率为中心)。B1I和B2I信号测距码的码速率为2.046 Mcps,码长为2 046。

B3I信号由“测距码+导航电文”调制在载波上构成,标称载波频率为1 268.520 MHz。B3I信号采用二进制相移键控 (binary phase shift keying, BPSK) 调制,信号带宽为20.46 MHz (以B3I信号载波频率为中心)。B3I信号测距码 (以下简称CB3I码) 的码速率为10.23 Mcps,码长为10 230。

B2a是针对以载波频率1 176.45 MHz为中心的20.46 MHz带宽信号。B2a信号由相互正交的数据分量和导频分量组成,两分量调制方式均为BPSK (10)。数据分量由导航电文数据和测距码调制产生;导频分量仅包括测距码;数据分量与导频分量的功率比为1:1。测距码码长为10 230;测距码码片宽度,测距码速率为10.23 Mcps。

B1C是以载波频率1 575.42 MHz为中心的32.736 MHz带宽内的信号。B2a信号由相互正交的数据分量和导频分量组成,其中数据分量导航电文数据和测距码经子载波调制产生,采用正弦BOC (1,1)调制方式;导频分量由测距码经子载波调制产生,采用QPSK (6,1,4/33)调制方式,由相互正交的BOC (1,1)子载波和BOC (6,1)子载波组合构成,二者功率比为29:4;数据分量与导频分量的功率比为1:3。测距码码长为10 230;测距码码片宽度,1.023 Mbps为测距码速率。

综上所述,北斗各公开信号的参数如表1所示。BPSK调制的B2a和B3I信号码速率最高,为10.23 Mcps;QPSK调制的B1I和B2I信号码速率次之,为2.046 Mcps;BOC调制的B1C信号码速率最低,为1.023 Mcps。其次,B1C信号的标称载波频率和工作带宽相对较高。

表 1 北斗公开信号参数统计表
Table 1 BeiDou published signal parameters

信号	调制方式	标称载波频率/MHz	工作带宽/MHz	码速率/Mcps	功率比
B1I	QPSK	1 561. 098	4. 092(1 dB), 16(3 dB)	2. 046	无
B1C	数据分量 BOC(1,1);导频分量 QMBOC(6,1,4/33)	1 575. 42	32. 736	1. 023	1:3
B2I	QPSK	1 207. 14	20. 46(1 dB), 36(3 dB)	2. 046	无
B2a	数据分量 BPSK(10);导频分量 BPSK(10)	1 176. 45	20. 46	10. 23	1:1
B3I	BPSK	1 268. 52	20. 46	10. 23	无

2 采样噪声模型

2.1 时钟抖动

在 ADC 采样过程中时钟的稳定性十分重要,从数据转换的层面来说该指标可称作时钟抖动,具体指 ADC 采样时钟的各个采样脉冲边沿出现时刻的微小波动。ADC 的采样间隔是设定的,但是时钟抖动会引起采样间隔的偏差,当仍以标称的时间间隔对采样信号进行重构时,其中必然包含时钟抖动误差所导致的噪声。在高精度测量场景下,时钟抖动对 ADC 来说不可忽略。

时钟抖动对北斗信号测距误差的影响体现在信噪比的变化上。假设由于时钟抖动产生 Δt 的噪声,对于采样数据 $v_{out}(t)$,由时钟抖动误差构成的信噪比公式为^[14-16]:

$$SNR_{jitter} = \frac{\sigma_{out}^2}{\sigma_{error}^2} = \frac{1}{\sigma_t^2} \frac{E\{v_{out}^2(t)\}}{E\{v_{out}^2(t)\}} \quad (1)$$

式中: σ_t 和 σ_{error} 分别为时钟抖动及引起的采样数据误差的均方根值; σ_{out} 为采样数据的均方根值。

针对北斗全球信号,要求时钟抖动误差构成的信噪比,还需要考虑扩频信号的功率谱和带宽。根据帕斯瓦尔定理:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |v(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |g(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} |g(f)|^2 df \quad (2)$$

式中: $|g(f)|^2$ 为信号的功率谱密度,根据导数的傅里叶变换公式可得:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |v'(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |j\omega g(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} (2\pi f)^2 |g(f)|^2 df \quad (3)$$

通过进一步计算对比可知,北斗 B1I、B2I、B3I 和 B2a 信号具有相同的功率谱密度表达式:

$$\begin{cases} |g(f)|^2 = T_c^2 N \text{sinc}^2(\pi f T_c) X_{code}^2(f) \\ X_{code}(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N x_n e^{-j2\pi f n T_c} \end{cases} \quad (4)$$

式中: T_c 为扩展码周期; N 为扩展码周期数; $X_{code}(f)$ 为扩频码序列的离散傅里叶变换。假设接收后的信号在接收机以频率 f_0 为中心的带宽 BW 内对称分布,则可得北斗 B1I、B2I、B3I 和 B2a 信号采样时钟抖动误差构成的信噪比为:

$$SNR_{jitter} = \frac{1}{\sigma_t^2} \frac{E\{v_{out}^2(t)\}}{E\{v_{out}^2(t)\}} = \frac{1}{\sigma_t^2} \frac{\int_{f_0 - \frac{1}{2}BW}^{f_0 + \frac{1}{2}BW} |g(f)|^2 df}{\int_{f_0 - \frac{1}{2}BW}^{f_0 + \frac{1}{2}BW} (2\pi f)^2 |g(f)|^2 df} = \frac{1}{4\pi^2 \sigma_t^2} \frac{\int_{f_0 - \frac{1}{2}BW}^{f_0 + \frac{1}{2}BW} \text{sinc}^2(\pi f T_c) df}{\int_{f_0 - \frac{1}{2}BW}^{f_0 + \frac{1}{2}BW} f^2 \text{sinc}^2(\pi f T_c) df} \quad (5)$$

针对北斗 B1C 信号,由于其数据分量是 BOC(1,1) 调制,导频分量是 QMBOC(6,1,4/33) 调制,其功率谱密度计算公式如下:

$$\begin{aligned} |g(f)|^2 &= \frac{1}{4} G_{BOC(1,1)}(f) + \left(1 - \frac{1}{4}\right) G_{QMBOC(6,1,\frac{4}{33})}(f) = \\ &= \frac{1}{4} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{3}{4} \left[\frac{29}{33} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{4}{33} G_{BOC(6,1)}(f) \right] = \\ &= \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) \end{aligned} \quad (6)$$

当调制阶数均为偶数时,BOC 调制的功率谱密度为:

$$G_{BOC(\alpha,\beta)}(f) = \beta f_b \left[\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2\alpha f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{\beta f_b}\right)}{\pi f} \right]^2 \quad (7)$$

其中基准码元速率 f_b 为 1.023 MHz,则 B1C 信号的功率谱密度为:

$$\begin{aligned} |g(f)|^2 &= \frac{10}{11} G_{BOC(1,1)}(f) + \frac{1}{11} G_{BOC(6,1)}(f) = \\ &= \frac{10}{11} f_b \left[\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right)}{\pi f} \right]^2 + \frac{1}{11} f_b \left[\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right)}{\pi f} \right]^2 \end{aligned} \quad (8)$$

进一步计算出信噪比表达式为:

$$SNR_{jitter} = \frac{\frac{1}{4\pi^2\sigma_t^2} \frac{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} |g(f)|^2 df}{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} |f \cdot g(f)|^2 df}}{\frac{1}{4\pi^2\sigma_t^2} \frac{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} \left\{ \frac{10}{11} f_b \left[\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right)}{\pi f} \right]^2 + \frac{1}{11} f_b \left[\frac{\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right)}{\pi f} \right]^2 \right\} df}{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} \left\{ 10 \left[\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 + \left[\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 \right\} df}} = \frac{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} |f \cdot g(f)|^2 df}{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} \left\{ 10 \left[\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 + \left[\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 \right\} df} \quad (9)$$

2.2 量化噪声

针对北斗全球信号,以北斗接收机 ADC 为例:假设其采样位数为 N (其中包含一位符号位),则其均匀量化噪声功率(以幅值为 A 的满量程正弦波为例)为^[17]:

$$\sigma_{quan}^2 = \frac{1}{12} \frac{A^2}{(2^{N-1})^2} = \frac{A^2}{12 (2^{N-1})^2} \quad (10)$$

则在奈奎斯特带宽范围内由此引起的信噪比为:

$$SNR_{quan} = \frac{\frac{A^2}{12}}{\sigma_{quan}^2} = 3 \cdot 2^{2N-1} \quad (11)$$

而对于北斗 B1I、B2I、B3I、B2a 和 B1C 全球信号,需要考虑 ADC 的采样频率 f_s 以及带宽 BW , 此时信噪比应改写为:

$$SNR_{quan} = 3 \cdot 2^{2N-1} \cdot \frac{f_s}{2BW} = \frac{3f_s \cdot 2^{2N-2}}{BW} \quad (12)$$

2.3 热噪声

任何电子系统的电路中均存在由带电粒子热运动形成的热噪声,通常用大小相同的热噪声功率密度所对应的噪声温度 T 来等价表示噪声功率谱密度 N_0 ,二者的关系为:

$$N_0 = kT \quad (13)$$

式中: $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为波尔兹曼常数。

热噪声引入的误差主要体现在对接收机输入信号载波噪声比的影响上。除此之外,在计算信噪比的过程中,不能忽略北斗接收机的带宽。而在热噪声计算中,假设接收机带宽与噪声带宽一致,均为 BW 。若北斗接收机的载波信号功率 C 与噪声功率谱密度 N_0 比值即载噪比为 C/N_0 , 则针对北斗 B1I、B2I、B3I、B2a 和 B1C 全球信号,由热噪声引起的信噪比公式为^[18]:

$$SNR_0 = \frac{C}{N_0 BW} \quad (14)$$

3 测距误差综合

3.1 信噪比综合公式

针对北斗 B1I、B2I、B3I、B2a 和 B1C 全球信号,在北斗接收机 ADC 基带信号采样环节,其时钟抖动、量化噪声和热噪声引起的信噪比是相互独立的,因此全部纳入考量范围,提出总的数据转换信噪比综合公式为:

$$SNR = \frac{1}{\frac{1}{SNR_{jitter}} + \frac{1}{SNR_{quan}} + \frac{1}{SNR_0}} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} |f \cdot g(f)|^2 df}{4\pi^2\sigma_t^2 \frac{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} |g(f)|^2 df}{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} \left\{ 10 \left[\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 + \left[\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 \right\} df}} + \frac{4BW}{3f_s \cdot 2^{2N}} + \frac{BW}{C/N_0}}} \quad (15)$$

对于北斗 B1I、B2I、B3I 和 B2a 信号,信噪比综合公式具体为:

$$SNR_1 = \frac{1}{\frac{1}{SNR_{jitter}} + \frac{1}{SNR_{quan}} + \frac{1}{SNR_0}} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} f^2 \text{sinc}^2(\pi f T_c) df}{4\pi^2\sigma_t^2 \frac{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} \text{sinc}^2(\pi f T_c) df}{\int_{f_0-\frac{1}{2}BW}^{f_0+\frac{1}{2}BW} \left\{ 10 \left[\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 + \left[\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 \right\} df}} + \frac{4BW}{3f_s \cdot 2^{2N}} + \frac{BW}{C/N_0}}} \quad (16)$$

对于北斗 B1C 信号,信噪比综合公式变为:

$$SNR_2 = \frac{1}{\frac{1}{SNR_{jitter}} + \frac{1}{SNR_{quan}} + \frac{1}{SNR_0}} =$$

(17)

$$4\pi^2 \sigma_t^2 \frac{\int_{f_0 - \frac{1}{2}BW}^{f_0 + \frac{1}{2}BW} \left\{ 10 \left[\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 + \left[\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 \right\} df}{\int_{f_0 - \frac{1}{2}BW}^{f_0 + \frac{1}{2}BW} \frac{1}{f^2} \left\{ 10 \left[\tan\left(\frac{\pi f}{2f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 + \left[\tan\left(\frac{\pi f}{12f_b}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{f_b}\right) \right]^2 \right\} df} + \frac{4BW}{3f_s \cdot 2^{2N}} + \frac{BW}{\frac{C}{N_0}}$$

此时北斗接收机总的数据转换载噪比为:

$$\left(\frac{C}{N_0} \right)_{total} = BW \cdot SNR \quad (18)$$

3.2 测距误差综合公式

延迟锁定环路(delay locked loop, DLL)被广泛用于北斗全球信号跟踪扩频测距系统中的伪噪声(PN)码。北斗信号的测距误差是由DLL的同步误差 σ_{DLL} 引起的,主要用总载波噪声比 $\left(\frac{C}{N_0} \right)_{total}$ 来分析。当接收机接收到

的信号中没有多径或其他失真、也没有干扰时,对于北斗接收机的非相干DLL鉴别器,文献[19]中给出了其同步误差的一般表达式,适用于采用BOC调制的北斗B1C信号。

对于采用BPSK/QPSK调制的北斗B1I、B2I、B3I和B2a信号,为简化计算,当采用非相干超前滞后功率型DLL鉴别器时,其同步误差可近似表示为:

$$\sigma_{DLL} \approx \begin{cases} T_c \sqrt{\frac{B_n}{2 \left(\frac{C}{N_0} \right)_{total}} D \left[1 + \frac{2}{T \left(\frac{C}{N_0} \right)_{total} (2-D)} \right]}, & D \geq \frac{\pi R_c}{B_{fe}} \\ T_c \sqrt{\frac{B_n}{2 \left(\frac{C}{N_0} \right)_{total}} \left[\frac{1}{B_{fe} T_c} + \frac{B_{fe} T_c}{\pi - 1} \left(D - \frac{1}{B_{fe} T_c} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{2}{T \left(\frac{C}{N_0} \right)_{total} (2-D)} \right]}, & \frac{R_c}{B_{fe}} < D < \frac{\pi R_c}{B_{fe}} \\ T_c \sqrt{\frac{B_n}{2 \left(\frac{C}{N_0} \right)_{total}} \left(\frac{1}{B_{fe} T_c} \right) \left[1 + \frac{1}{T \left(\frac{C}{N_0} \right)_{total}} \right]}, & D \leq \frac{R_c}{B_{fe}} \end{cases} \quad (19)$$

式中: D 是超前滞后相关器的间距; R_c 是PN码片速率; B_{fe} 为双边前端带宽; B_n 是DLL的等效环路噪声带宽; T 是预检积分时间。

根据采样噪声的加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise, AWGN)假设,由采样噪声引起的测距误差 e 可以表示为^[17]:

$$e = c \sqrt{\sigma_{\text{DLL}}^2 - \sigma_{\text{DLL}}^2} \quad (20)$$

式中: σ_{DLL} 为由热噪声引起的同步误差; c 为信号传播速度。

3.3 工程化参数选择流程

由上述理论推导,分析出北斗接收机ADC基带信号采样噪声影响北斗全球信号测距误差的主要参数包括:时钟抖动、接收机中心频率、接收机带宽、采样频率、量化位数和信号载噪比6个。假设参数 i 对北斗全球信号 j 的误差影响因子为 σ_{ij} ,则误差分析流程可以表述为:

- 1) 确定使用的北斗信号类型 j ;
- 2) 给出测距误差总要求 e 下的总载波噪声比 $\left(\frac{C}{N_0} \right)_{total}$ 上限值 σ_j ;
- 3) 根据北斗ICD(interface control document)文件计算相应的载噪比 $\frac{C}{N_0}$ 范围;
- 4) 根据软件接收机的硬件基本设定,确定接收机中心频率、带宽以及采样率的范围;
- 5) 假设每种参数误差都存在一个加权系数 α_i ,则:
$$\sigma_j = \sqrt{\alpha_1 \cdot \sigma_{1j}^2 + \alpha_2 \cdot \sigma_{2j}^2 + \cdots + \alpha_6 \cdot \sigma_{6j}^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^6 \alpha_i \cdot \sigma_{ij}^2} \quad (21)$$
- 6) 预估时钟抖动和量化位数;
- 7) 确定各加权系数。若视各项参数误差不相关,可以采用等加权法 $\alpha_i = 1$;或观察测距误差曲线形状,根据

斜率高低确定加权系数;
8) 反复调整参数设置直至满足测距精度需求。

4 实验分析

4.1 采样噪声的主要参数影响仿真分析

为在同时考虑不同因素综合影响的情况下,突出某一因素对北斗全球公开信号测距误差的影响程度,首先进行了6组仿真实验,其中包含公共参数 $c = 3 \times 10^8 / \text{s}$, $B_n = 18 \text{ Hz}$, $D = 1 \text{ chip}$, $T = 1 \text{ ms}$, $B_{fc} = 2Rc$ 。

图2~7所示分别给出了当其他条件不变时,时钟抖动、接收机中心频率、接收机带宽、采样频率、量化位数、载噪比对北斗各信号测距误差的影响。其中各变量当作为常量时标称参数为 $\sigma_t = 50 \text{ ps}$, $f_0 = 60 \text{ MHz}$, $BW = 30 \text{ MHz}$, $f_s = 80 \text{ MHz}$, $N = 8$, $\frac{C}{N_0} = 30 \text{ dBHz}$ 。

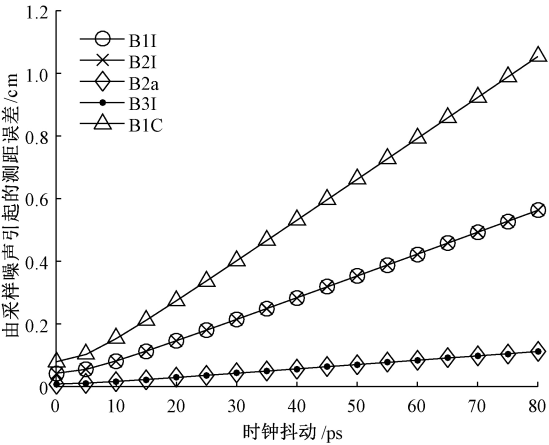


图2 时钟抖动引起的北斗全球信号测距的误差
Fig.2 The ranging errors of BeiDou global signals induced by clock jitter

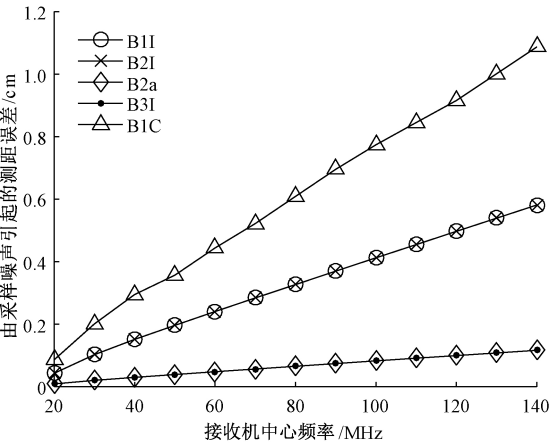


图3 接收机中心频率引起的北斗全球信号测距的误差
Fig.3 The ranging errors of BeiDou global signals induced by central frequency of the receiver

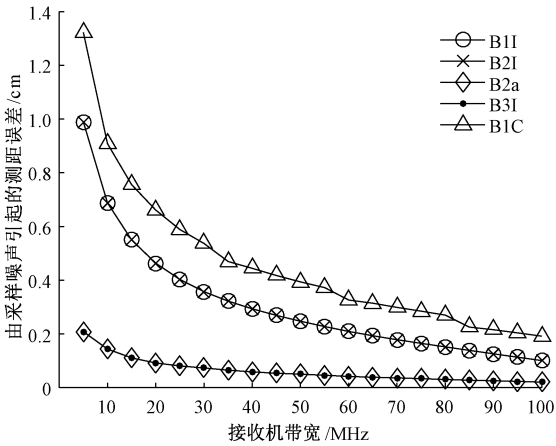


图4 接收机带宽引起的北斗全球信号测距的误差
Fig.4 The ranging error of BeiDou global signals induced by bandwidth of the receiver

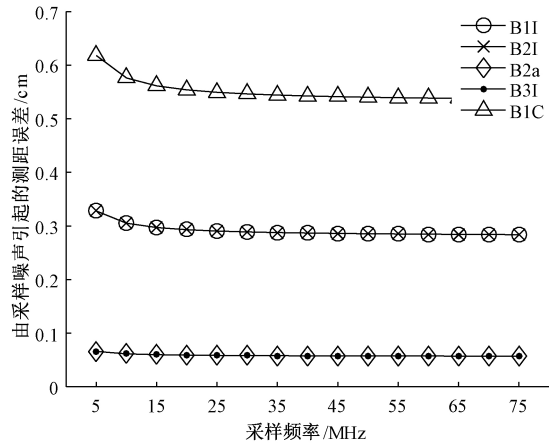


图5 采样频率引起的北斗全球信号测距的误差
Fig.5 The ranging errors of BeiDou global signals induced by sampling frequency

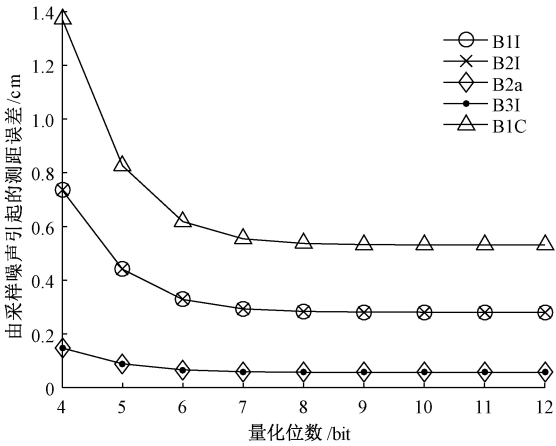


图6 量化位数引起的北斗全球信号测距的误差
Fig.6 The ranging errors of BeiDou global signals induced by quantization bits

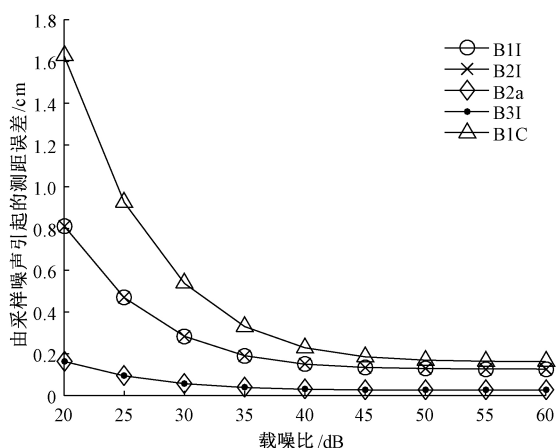


图7 载噪比引起的北斗全球信号测距的误差

Fig.7 The ranging errors of BeiDou global signals induced by carrier-to-noise ratio

由图2和图3的仿真结果可知,北斗信号测距误差随时钟抖动和接收机中心频率的增加而变大。同时结合时钟抖动信噪比公式,接收机中心频率必须足够到不小于接收机带宽的一半来满足北斗信号带宽需求。因此尽管该参数可调控,但也不是越小越好。而基带采样要求接收机采样频率至少为信号带宽的2倍,因此接收机中心频率不能小于卫星信号带宽(B1C信号要求 $f_0 \geq 32.736$ MHz)。在0.6 cm的测距误差需求下,时钟抖动不能高于45 ps,接收机中心频率不能高于80 MHz。

分析图4~7的仿真结果发现,测距误差与接收机带宽、采样频率、量化位数、载噪比成负相关。考虑到实际需求与经济性能,以上参数并不是越大越好。从图中可看到在给定条件下,当接收机带宽、采样频率、量化位数、载噪比分别接近到100 MHz、60 MHz、8和40 dB时测距误差变化已非常缓慢,实际应用时无需增大参数否则会带来不对称的系统负担。在0.6 cm的测距误差需求下,接收机带宽不能低于25 MHz,接收机采样频率不能低于10 MHz,量化位数不能少于7位,载噪比不能低于30 dB。

此外,从图2~7均可看到两组北斗信号的测距误差仿真结果重叠:第1组是B1I和B2I,第2组是B2a和B3I。QPSK调制的B1I和B2I信号码速率同为2.046 Mcps, BPSK调制的B2a和B3I信号码速率同为10.23 Mcps,由于这两组信号分别具有相同的码速率,因此误差影响相同。BOC调制的B1C信号码速率1.023 Mcps最低,误差影响相对较大。B1C信号对比上述两组信号,可知码速率越低,采样噪声引起的信号测距误差相对较大。

4.2 北斗B2I信号测距误差实验验证

根据采样噪声的6个主要参数各自对北斗全球信号

测距误差的仿真实验结果可知:在0.6 cm的测距误差需求下,时钟抖动不能高于45 ps,接收机中心频率不能高于80 MHz,接收机带宽不能低于25 MHz,量化位数不能少于7位,载噪比不能低于30 dB。基于理论推导公式进行的数值仿真实验,不能完全代表实际情况,因此搭建了实际实验系统进行了实验验证。

借助课题组现有的北斗卫星导航地面检测综合实验平台,基于北斗全球信号收发处理单元模块、信号采集回放模块和上位机综合信号处理软件,构建了北斗B2I信号测距误差分析实验验证系统,如图8所示。

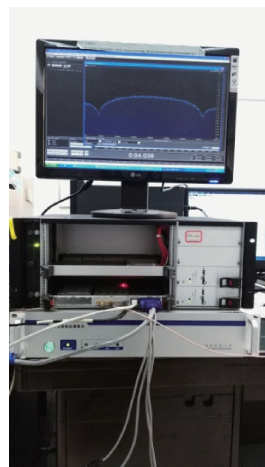


图8 实验验证系统平台

Fig.8 The test verification system platform

由北斗全球信号收发处理单元产生B2I基带信号发送,再通过该单元接收测距信号,设定信号载噪比为67 dB,采样频率为80 MHz,量化位数为12位,可采集实际时域信号的波形并进行频谱分析,为QPSK调制信号。实测时,设定的接收机中心频率为61.38 MHz,带宽为32 MHz。

为了着重分析采样时钟抖动对测距误差的影响,分别设置了两个测试场景,采集了两组实测数据,由于每个数据点间隔1.5 s,每组采集1500个数据点各耗时37.5 min。在采样时钟开机时,根据时钟手册给出的相位噪声指标折算的时钟抖动为100 ps,采集了第1组实测数据,如图9所示。采样时钟开机稳定后,根据时钟手册给出的相位噪声指标折算的时钟抖动为35 ps,采集了第2组实测数据,如图10所示。经过MATLAB程序解算,得出第一组实测数据的测距误差为1.68 cm,大于0.6 cm,表明时钟抖动是测距误差的一个重要因素;第2组实测数据的测距误差为0.41 cm,小于0.6 cm,表明时钟抖动小于45 ps时才能满足测距需求,从而验证了仿真结论的适用性和本文方法的有效性。

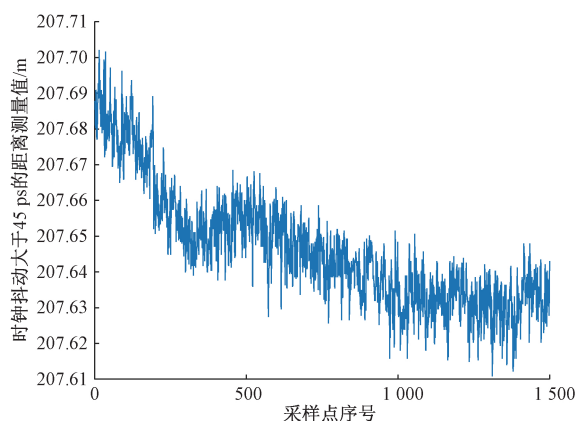


图9 第1组实测数据(时钟抖动折算为100 ps)

Fig.9 The first group of the measured data (the clock jitter is converted to 100 ps)

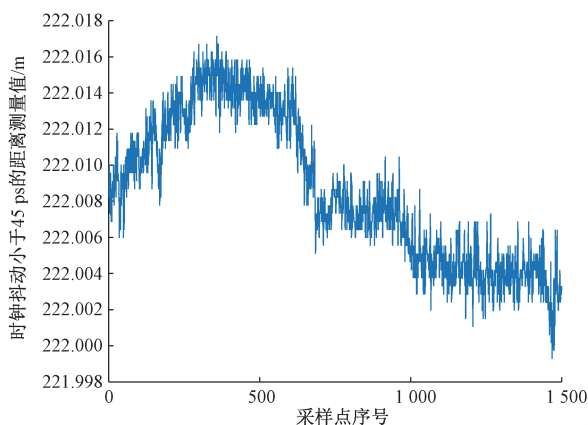


图10 第2组实测数据(时钟抖动折算为35 ps)

Fig.10 The second group of the measured data (the clock jitter is converted to 35 ps)

5 结 论

本文针对北斗导航系统在 RTK 等高精度测距应用场景下,北斗接收机 ADC 基带采样噪声引起的北斗全球信号测距误差进行了详细研究。通过分析北斗公开信号 B1I、B2I、B2a、B3I 和 B1C 5 种信号的基本特征,进而在理论分析中,将采样噪声分成时钟抖动、量化噪声和热噪声 3 个部分,分别给出了 5 种信号各自的信噪比数学表达式,提出了信噪比综合公式,然后通过载噪比进而最终影响测距误差,并给出了误差综合公式和高精度测量要求下不同参数选择的工程化定量分析方法。基于误差综合公式,首先针对其中的时钟抖动、接收机中心频率、接收机带宽、采样频率、量化位数、载噪比、码速率等参数变化对测距误差的影响进行了仿真分析。仿真结果表明,采样噪声对采用 BOC 调制的 B1C 信号产生的测距误差

相对较大,在 0.6 cm 的测距误差限度下,要求时钟抖动不大于 45 ps,接收机中心频率不大于 80 MHz,带宽不小于 25 MHz,量化位数不少于 7 位,载噪比不小于 30 dB。进而,针对北斗 B2I 信号进行了实测实验,在时钟抖动折算为 35 ps,接收机中心频率 61.38 MHz,带宽 32 MHz,量化位数 12 位,载噪比 67 dB 时,解算的测距误差为 0.41 cm,验证了本文方法的有效性。

参考文献

- [1] 余超,段登平,王建宇,等. A/D 转换信噪比分析及在小卫星终端中的应用[J]. 空间科学学报, 2004, 24(5): 382-387.
YU CH, DUAN D P, WANG J Y, et al. A/D converter's signal-to-noise ratio analysis and it's application in moonlet terminals[J]. Chinese Journal of Space Science, 2004, 24(5): 382-387.
- [2] 段召亮,刘慧越. 导航接收机测距通道误差源分析[J]. 无线电工程, 2009, 39(7): 36-40.
DUAN ZH L, LIU H Y. Analysis on navigation receiver error sources [J]. Radio Engineering, 2009, 39(7): 36-40.
- [3] XU L, DUAN Y, CHEN D. A low cost jitter separation and characterization method[C]. 2015 IEEE 33rd VLSI Test Symposium, 2015: 1-5.
- [4] CHAGANTI S, XU L, CHEN D. A low-cost method for separation and accurate estimation of ADC noise, aperture jitter, and clock jitter [C]. 2017 IEEE 35th VLSI Test Symposium, 2017: 1-6.
- [5] WU M, LIU Z, XU L, et al. Accurate and cost-effective technique for jitter and noise separation based on single-frequency measurement [J]. Electronics Letters, 2015, 52(2): 106-107.
- [6] YANG X, ZHU Y, CHAN C H, et al. Analysis of common-mode interference and jitter of clock receiver circuits with improved topology[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(6): 1819-1829.
- [7] RAO F, HINDI S. Analysis of jitter-induced voltage noise in clock channels [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2015, 57(4): 788-795.
- [8] SHENGIUN R, SHAOCHANG C. Analysis of the influence of ADC performance on radar system[C]. 2017 IEEE 9th International Conference on Communication Software and Networks, 2017: 459-467.
- [9] ZHUANG Y, CHEN T, CHAGANTI S, et al. Effect of flicker noise on SEIR for accurate ADC linearity testing[C]. 2015 IEEE 58th International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2015: 1-4.

- [10] 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号(2.1版):BDS-SIS-ICD-2.1[Z]. 北京:中国卫星导航系统办公室,2016.
Beidou Satellite Navigation System Space Signal Interface Control Document Public Service Signal (Version 2.1): BDS-SIS-ICD-2.1 [Z]. Beijing: China Satellite Navigation Office, 2016.
- [11] 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B3I(1.0版):BDS-SIS-ICD-B3I-1.0[Z]. 北京:中国卫星导航系统办公室,2018.
Beidou Satellite Navigation System Space Signal Interface Control Document Public Service Signal B3I (Version 1.0): BDS-SIS-ICD-B3I-1.0 [Z]. Beijing: China Satellite Navigation Office, 2018.
- [12] 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B2a(1.0版):BDS-SIS-ICD-B2a-1.0[Z]. 北京:中国卫星导航系统办公室,2017.
Beidou Satellite Navigation System Space Signal Interface Control Document Public Service Signal B2a (Version 1.0): BDS-SIS-ICD-B2a-1.0 [Z]. Beijing: China Satellite Navigation Office, 2017.
- [13] 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(1.0版):BDS-SIS-ICD-B1C-1.0[Z]. 北京:中国卫星导航系统办公室,2017.
Beidou Satellite Navigation System Space Signal Interface Control Document Public Service Signal B1C (Version 1.0): BDS-SIS-ICD-B1C-1.0 [Z]. Beijing: China Satellite Navigation Office, 2017.
- [14] ZANCHI A, SAMORI C. Analysis and characterization of the effects of clock jitter in A/D converters for subsampling [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(2): 522-534.
- [15] DEMPSTER A. Aperture jitter effects in software radio GNSS receivers [J]. Journal of Global Positioning Systems, 2004, 3(1-2): 45-48.
- [16] 熊文军, 徐跃峰, 闵康磊, 等. 10 位高速模数转换器的超低抖动时钟设计[J]. 通信技术, 2016, 49(9): 1250-1254.
XIONG W J, XU Y F, MIN K L, et al. Design on ultra lowjitter clock circuit of 10-bit high-speed A/D converter[J]. Communications Technology, 2016, 49(9):1250-1254.
- [17] CHEN J Y, FENG X Z, LI X B, et al. GNSS software receiver sampling noise and clock jitter performance and impact analysis [C]. Ninth International Symposium on Precision Engineering Measurement and Instrumentation, 2015, 9446:94461A1-10.
- [18] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009: 42-191.
XIE G. Principles of GPS and Receiver Design [M]. Publishing House of Electronics Industry, 2009: 42-191.
- [19] KAPLAN E D, HEGARTY C J. Understanding GPS: principles and applications (Second Edition) [M]. Artech House, 2006:134-148.

作者简介



胡梅(通信作者),2004 年于华中科技大学获得学士学位,2010 年于清华大学获得博士学位,现为国防科技大学讲师,主要研究方向为测量和空间仪器工程。

E-mail:huluwa88@126.com

Hu Mei (Corresponding author) received her B. Sc. degree in 2004 from Huazhong University of Science and Technology, received her Ph. D. degree in 2010 from Tsinghua University, now she is lecturer in National University of Defense Technology. Her main research interests include measurement and space instrument engineering.