

引用格式: 张志敏, 克兢, 王雪, 等. 相位噪声对 Cn 频段导航信号载波相位测量精度的影响分析[J]. 时间频率学报, 2023, 46(2): 116-129.

相位噪声对 Cn 频段导航信号载波相位测量精度的影响分析

张志敏^{1,2}, 克兢¹, 王雪³, 贾晓辉^{1,2}

(1. 中国科学院 国家授时中心, 西安 710600;

2. 中国科学院大学, 北京 100049;

3. 西安电子科技大学, 西安 710600)

摘要: Cn 频段 (5 010~5 030 MHz) 是除 L 频段外唯一受国际电联 (ITU) 保护的导航频段, 也是当前转发式系统的试验频段, 在 Cn 频段开展导航业务可解决目前 L 频段所面临的频谱拥挤和易受干扰等问题。转发式卫星导航试验系统要实现“分米级定位, 纳秒级授时”的目标, 需要利用载波环进行高精度测距。相比 L 频段, Cn 频段落地电平较低, 更易受干扰, 因而针对 Cn 频段导航信号进行载波相位测量精度的影响分析至关重要。本文首先研究了相位噪声的生成方法, 接着利用锁相环的线性模型研究了输入端、内部振荡器相位噪声对锁相环跟踪精度的影响, 分析了噪声带宽、相干积分时间对 PLL 相位抖动的影响, 对于后续接收机的设计具有较强的借鉴意义。最后通过实测信号验证了噪声带宽对锁相环跟踪精度的影响。研究表明: 相位噪声会引起环路明显的相位抖动, 频率白噪声和频率随机游走噪声所引起环路的相位抖动随噪声带宽 B_n 先递减后递增, 随相干积分时间 T 而递增。本文结论为后续 C 频段接收机的设计实现提供了有价值的借鉴。

关键词: Cn 频段; 相位噪声; 噪声带宽; 相干积分时间; 相位抖动

DOI: 10.13875/j.issn.1674-0637.2023-02-0116-14

The influence of phase noise on carrier phase measurement in Cn-band navigation signal

ZHANG Zhi-min^{1,2}, KE Jing¹, WANG Xue³, JIA Xiao-hui^{1,2}

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

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. Xidian University, Xi'an 710600, China)

Abstract: Cn-band (5 010~5 030 MHz) is the only navigation frequency band protected by the International Telecommunication Union (ITU) except L-band, and it is also the experimental band of the current ZFS system. Carrying out navigation service in Cn-band can solve the problems of spectrum congestion and easy interference

faced by L-band at present. In order to achieve the goal of “decimeter positioning and nanosecond timing”, the ZFS system needs to use the carrier loop for high-precision ranging. Compared with L-band, Cn-band has a lower landing power and is more susceptible to interference, so it is very important to analyze the influence of Cn-band navigation signals on ranging. Based on the basis of the generation method of phase noise, the influence of input and internal oscillator phase noise on the tracking accuracy of PLL was studied with the linear PLL model, and the influence of noise bandwidth and coherent integration time on PLL phase jitter was analyzed, the influence of noise bandwidth on the tracking accuracy of PLL was verified by RF signals. The results shown that the phase noise can cause obvious phase jitter of the loop, and the phase jitter of the loop caused by frequency white noise and random walk noise decreases first and then increases with the noise bandwidth B_n , and increases with the coherent integration time. The study results provide a foundation for the design and implementation of the C-band receiver.

Key words: Cn-band; phase noise; noise bandwidth; coherent integration time; phase jitter

0 引言

转发式卫星导航试验系统是中国科学院国家授时中心主要参与建设的区域卫星定位和授时系统，它投资少、见效快。与 GNSS 各系统相比，转发式系统的特点之一在于“转发”，即信号的产生和频率源均在地面。Cn 频段（5 010~5 030 MHz）是除 L 频段外唯一受国际电联（ITU）保护的导航频段，也是当前转发式系统的试验频段之一，在 Cn 频段开展导航业务有利于解决目前 L 频段所面临的频谱拥挤和易受干扰等问题^[1]。地面基带播发 Cn 频段信号，经 IGSO 通信卫星上的透明转发器转发，由地面终端设备接收。转发式系统要实现“分米级定位，纳秒级授时”的目标，接收终端的高精度环路实现至关重要，码伪距测量精度已不能满足高精度定位和授时需求，转发式系统需要通过载波测距提高精度。在相同信噪比条件下，影响导航接收机载波跟踪环精度的因素主要有相位噪声、热噪声和动态应力等^[2]。当噪声带宽逐渐变窄时，艾兰型相位抖动均方差可能会逐渐占据误差的主导地位^[3]。

文献[4]提出并研究了 GPS L1 频点信号预检测积分时间和噪声带宽对锁相环跟踪精度（随机误差）的影响，以及不同振荡器引入的载波测距系统误差。文献[5]推导了数字二阶载波跟踪环的相位抖动公式，并研究了数字锁相环与模拟锁相环的关系。文献[6]研究了射频与基带时钟不同源对载波相位测量的影响。以往文献的研究均基于 L 频段进行，相比 L 频段，Cn 频段频率高、波长短，绕过障碍物的能力较弱，落地电平也相对较低，更易受干扰。因而针对转发式 Cn 频段导航信号，进行载波相位测量精度的影响研究至关重要。

本文首先完成相位噪声的仿真与生成，接着推导了环路的相位抖动公式，探究相位噪声对锁相环跟踪精度的影响，通过仿真研究相位抖动与噪声带宽、相干积分时间的关系，最后通过实测数据验证结论。

1 相位噪声机理及仿真方法

在实际的场景中，本振产生的信号可以表示为

$$S(t) = (A + A(t)) \cos(2\pi f_c t + \theta(t))。 \quad (1)$$

式(1)中： A 、 f_c 分别表示标称幅度和标称频率； $A(t)$ 、 $\theta(t)$ 分别表示随机振幅波动和随机相位波动。在进行相位噪声测量时，考虑到振荡器的相位噪声调制功率远大于幅度噪声调整功率，即 $|A(t)| \ll A$ ，所以通常略去了振荡器的振幅波动带来的噪声^[3]，本文正是基于 $\theta(t)$ 开展研究工作。

相位噪声的幂律谱模型适用于大多数频率源，它将振荡器输出的随机频率起伏或随机相位起伏近似

为相位白噪声、相位闪烁噪声、频率白噪声、频率闪烁噪声以及频率随机游走噪声这 5 种独立噪声过程的加权和, 用相对频率起伏谱密度 $S_y(f)$ 表示为

$$S_y(f) = \sum_{\alpha=-2}^2 h_\alpha f^\alpha \quad (2)$$

式(2)中: $h_\alpha (\alpha = -2, -1, 0, 1, 2)$ 为振荡器的相位噪声系数。

在幂律谱模型的作用下, 相位噪声的仿真基础为 $1/f^\gamma$ 噪声的产生^[7]。文献[7]和[8]分别利用白噪声通过 IIR 滤波器或 FIR 滤波器生成 $1/f^\gamma$ 噪声, 也就是 AR 或 MA 模型。文献[2]采用基于小波模型法产生相位噪声序列。考虑到 FIR 滤波器系统总是稳定的, 并且有限精度运算的误差比较小, IIR 滤波器在一定的条件下才稳定, 运算时还有可能引起振荡^[7], 并且小波模型法低频拟合效果较差, 故本文使用文献[7]中的 FIR 滤波器的方法进行相位噪声序列的生成。

如图 1 将计算机产生的随机数通过不同参数的成型滤波器, 得到相应的 $1/f^\gamma (\gamma = -2, -1, 0, 1, 2)$ 离散噪声序列, 其中的成型滤波器类型为 FIR 数字滤波器。

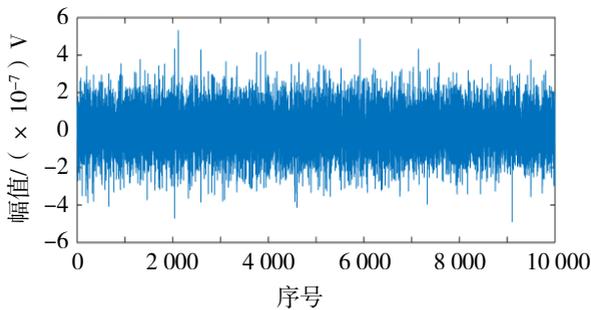


图 1 $1/f$ 噪声的产生示意图

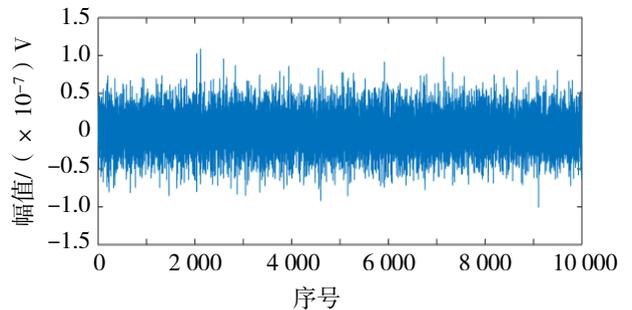
以接收机常用的 TCXO (恒温晶振) 作为模拟对象, 常用的 TCXO 频率稳定度为 $\pm 1 \sim \pm 3$ ppm ($-20^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$), 其噪声系数如表 1 所示。图 2 和图 3 分别为仿真产生的相位噪声序列和由幂律谱模型产生的理论功率谱密度与仿真产生的离散数据功率谱密度的拟合图。

表 1 某 TCXO 的噪声系数

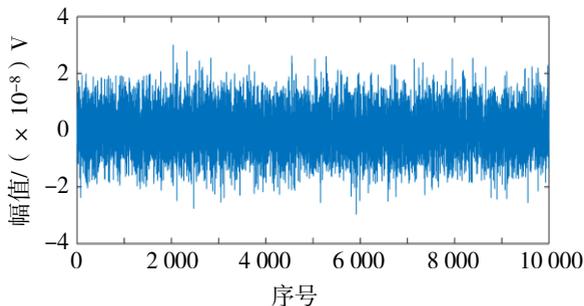
| 振荡器类型 | h_{-2} | h_{-1} | h_0 | h_1 | h_2 |
|-------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| TCXO | 9.2965×10^{-19} | 6.4567×10^{-19} | 7.5879×10^{-18} | 2.8961×10^{-20} | 8.6384×10^{-22} |



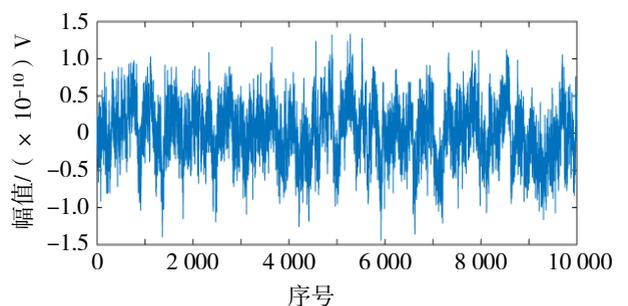
(a) 相位白噪声



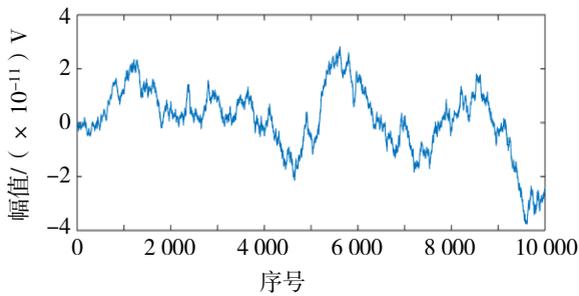
(b) 相位闪烁噪声



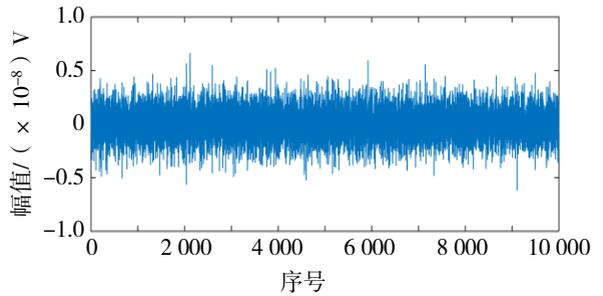
(c) 频率白噪声



(d) 频率闪烁噪声

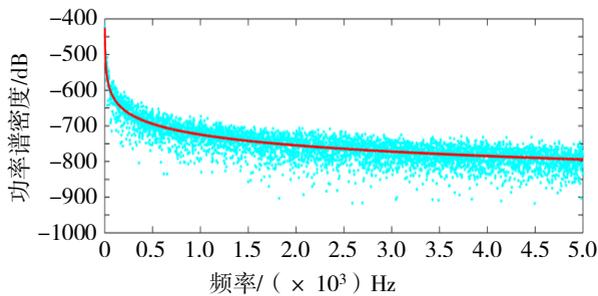


(e) 频率随机游走噪声

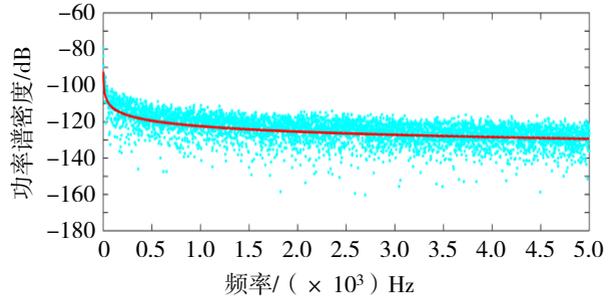


(f) 总的相位噪声

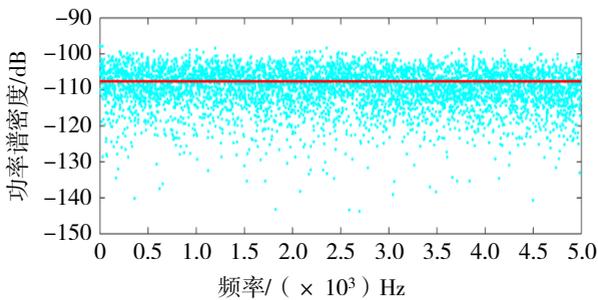
图 2 仿真产生的相位噪声序列



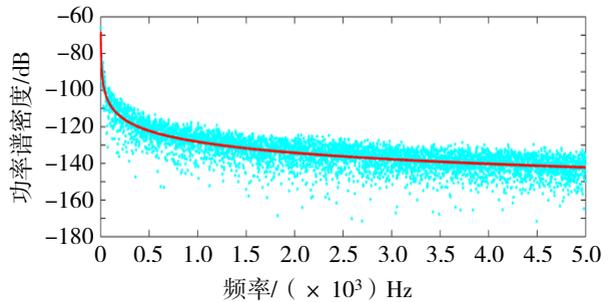
(a) 相位波动—总噪声的 PSD



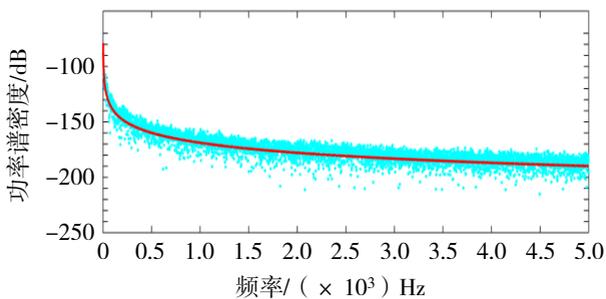
(b) 相位波动—相位闪烁噪声的 PSD



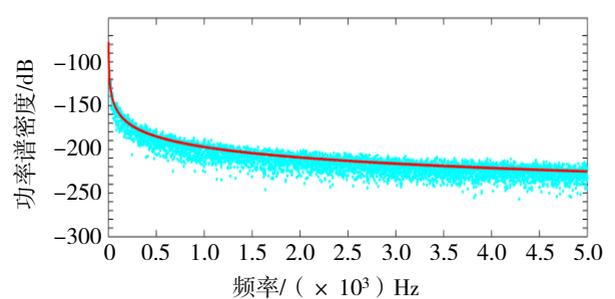
(c) 相位波动—相位白噪声的 PSD



(d) 相位波动—频率白噪声的 PSD



(e) 相位波动—频率闪烁噪声的 PSD



(f) 相位波动—频率随机游走噪声的 PSD

图 3 由幂律谱模型产生的理论功率谱密度与仿真产生的离散数据的功率谱密度的拟合图

图 3 显示由幂律谱模型产生的理论功率谱密度与仿真产生的离散数据的功率谱密度基本是一致的，证实了仿真方法的正确性。由任意给定的噪声系数分量，可以模拟产生对应振荡器的离散噪声序列，为相位噪声的仿真分析提供了试验手段。

2 相位噪声对锁相环测距精度的影响

信号的捕获与跟踪过程是非线性的,然而当完成信号的粗捕获,进入到精确跟踪的稳定状态时,由于信号的稳态误差很小,鉴相曲线在零相位附近可以近似为直线,这样整个载波环都可以看成是线性的。图 4 即为载波环的线性化模型。

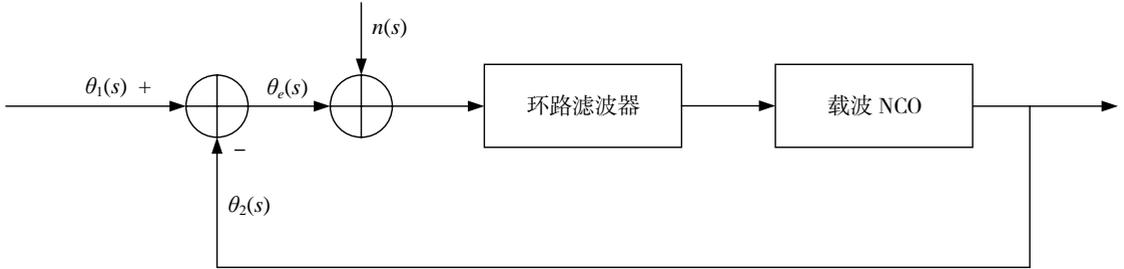


图 4 锁相环的线性化模型环路

根据图 4 可以看出,载波环的线性化模型是一个负反馈过程,输入的相位 $\theta_1(s)$ 与载波 NCO (numerically controlled oscillator) 的输出 $\theta_2(s)$ 做差,得到相位误差 $\theta_e(s)$ 。误差相位进入到环路滤波器中,产生频率控制量,控制后续的载波 NCO,使之产生频率偏移,来跟踪输入信号的相位变化。

由上面的分析可以得到,输入信号的相位噪声和本地振荡器的内部相位噪声的总误差谱 $S_{po}(f)$ ^[2]为

$$\begin{cases} S_{po}(f) = S_{pi}(f) |E(f)|^2 \\ S_{pi}(f) = S_{psi}(f) + S_{poi}(f) \\ |E(f)|^2 = 1 - |H(f)|^2 \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中: $S_{pi}(f)$ 为总的相位噪声谱, $S_{psi}(f)$ 表示输入信号的相位噪声功率谱, $S_{poi}(f)$ 为本地振荡器的内部噪声谱, $|E(f)|^2$ 为环路的误差传递函数, $H(f)$ 为环路的系统传递函数。

因为载波跟踪锁相环的相位跟踪误差为

$$\sigma_{\delta\phi}^2 = \int_0^{\infty} S_{pi}(f) |E(f)|^2 df \quad (4)$$

$H(\omega)$ 与环路的阶数 n 有关,即

$$|1 - H(j\omega)|^2 = \frac{\omega^{2n}}{\omega_n^{2n} + \omega^{2n}} \quad (5)$$

式(5)中: ω_n 为跟踪环路的固有角频率。

又由于总的输入噪声谱^[9]表示为

$$S_{pi}(\omega) = (2\pi f_0)^2 \left(\frac{4\pi^2 h_{-2}}{\omega^4} + \frac{2\pi h_{-1}}{\omega^3} + \frac{h_0}{\omega^2} + \frac{h_1}{2\pi\omega} + \frac{h_2}{4\pi^2} \right), \quad 0 \leq \omega \leq 2\pi f_h \quad (6)$$

式(6)中: f_h 为相位噪声的有效带宽, f_0 为基准频率。

将式(5)、(6)代入式(4)得到二阶锁相环的相位抖动为

$$\sigma_{\delta\phi}^2 = 2\pi f_0^2 \int_0^{2\pi f_h} \left(\frac{4\pi^2 h_{-2}}{\omega^4} + \frac{2\pi h_{-1}}{\omega^3} + \frac{h_0}{\omega^2} + \frac{h_1}{2\pi\omega} + \frac{h_2}{4\pi^2} \right) \frac{\omega^4}{\omega_n^4 + \omega^4} d\omega \quad (7)$$

对于二阶 PLL， $\omega_n = B_n/0.53$ ，将式 (7) 的结果转化为用测距值表示为

$$\sigma_{\delta\lambda} = \frac{\lambda_c}{2\pi} \sigma_{\delta\varphi} \quad (8)$$

式 (8) 中： $\lambda_c = (2.99792458 \times 10^8)/(5.02293 \times 10^9) = 0.05968$ 表示导航信号传播常数/Cn 频段载波频率，单位为 m/周。

由公式 (7) 得到影响载波相位跟踪误差的因素包括振荡器的相位噪声参数、环路噪声带宽和环路阶数等。

对于转发式系统，相位噪声的主要来源为地面基带、试验终端或接收机和卫星转发器等，地面基带产生导航信号时，振荡器会产生相位噪声，在到达接收机之前，如高功率放大器等因器件本身的制约，会对信号相位噪声产生一定程度的恶化。信号进入接收机终端后，相位噪声来源有接收机的采样时钟抖动和载波 NCO 的振荡频率误差等。卫星转发器产生的相位噪声已在文献[10]的研究中有涉及，且该文献得到高功率放大器引起的测距精度恶化影响非常小。因此接下来主要针对输入端相位噪声和载波 NCO 振荡频率误差引起 PLL 跟踪抖动进行研究。

以 COSTAS 环为例，在图 5 中的压控振荡器和输入信号 $S(t)$ 加入得到的相位噪声序列。鉴相器的输出是环路的跟踪误差，同时反映了载波相位的测量精度^[6]，实验所用鉴相器为二象限反正切鉴相器。

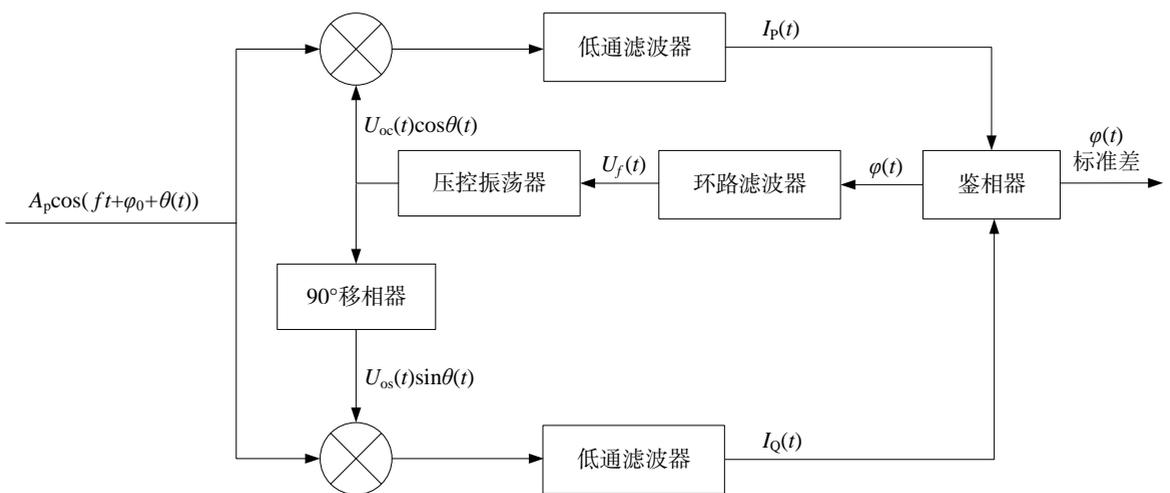


图 5 COSTAS 环的基本构成

2.1 输入端相位噪声

本节利用表 1 振荡器的噪声系数仿真得到离散噪声数据，并加入到 $\theta(t)$ 中，根据输入信号的类型，分为 Cn 频段单载波和导航信号（以 QPSK 调制信号为例）两种信号类型进行仿真。输入端信号仿真参数如表 2 所示，输入端相位噪声仿真参数如表 3 所示，相位噪声仿真参数中的标称频率选取接收机本振常用的经典值 5 MHz，采样率采用多数文献中使用的数值 10 kHz，噪声有效带宽为采样率的 1/2。

表 2 输入端信号仿真参数

| 载波频率/MHz | 中频/MHz | 采样率/MHz | 噪声带宽/Hz | 积分时间/ms | 码长 | 码率/Mcps |
|----------|--------|---------|---------|---------|--------|---------|
| 5 022.93 | 50 | 200 | 30 | 2 | 10 230 | 5.115 |

表 3 输入端相位噪声仿真参数

| 采样率/kHz | 标称频率/MHz | 噪声有效带宽/kHz | 噪声范围/rad |
|---------|----------|------------|-----------|
| 10 | 5 | 5 | [-7.9, 8] |

图 6 为不加噪声的单载波鉴相器输出结果, 此时相位抖动标准差约为 $2.025\ 5 \times 10^{-5}$ rad。图 7 为单载波+相位噪声的鉴相器输出结果, 相位抖动标准差约为 0.027 4 rad。相比前者, 加入相位噪声后的相位抖动标准差增加了约 0.03 rad, 即 0.28 mm。

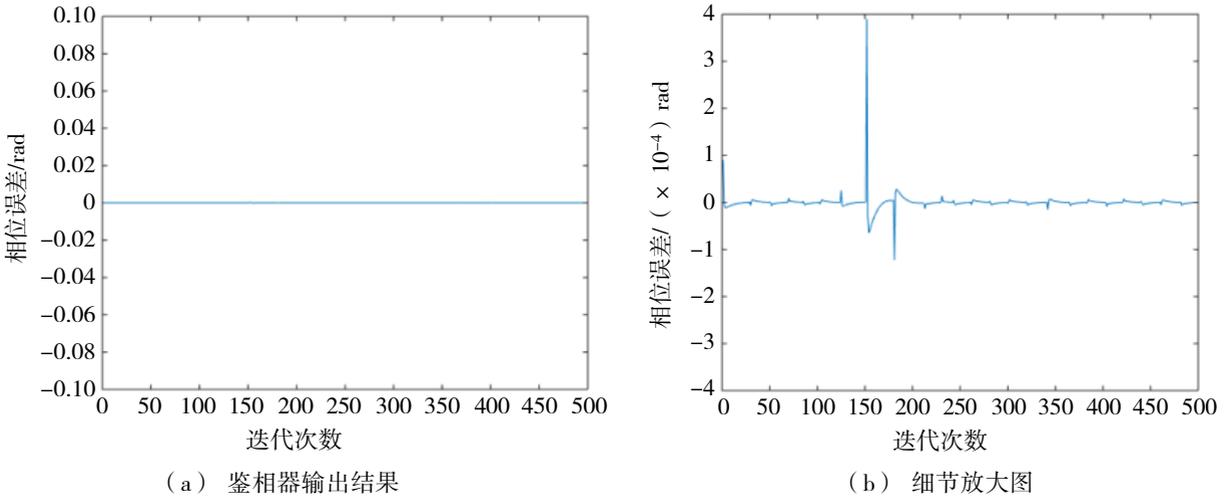


图 6 不加噪声的单载波鉴相器输出结果及其细节放大图

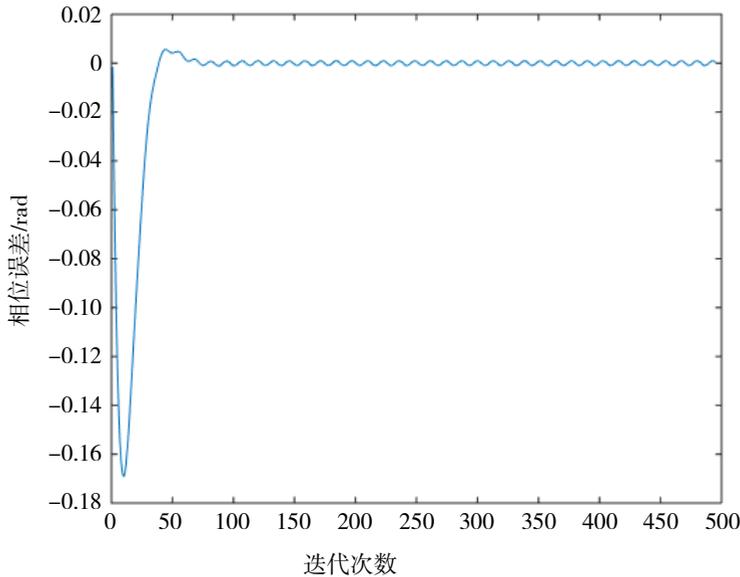


图 7 单载波+相位噪声的鉴相器输出结果

图 8 分别为不加噪声的 QPSK 调制信号鉴相器输出结果和接收机跟踪过程, 相位抖动标准差约为 0.022 1 rad。图 9 为 QPSK 调制信号+相位噪声的鉴相器输出结果和接收机跟踪过程, 相位抖动标准差约为 0.034 1 rad。相比前者, 后者的相位抖动标准差增加了约 0.01 rad, 即 0.09 mm。

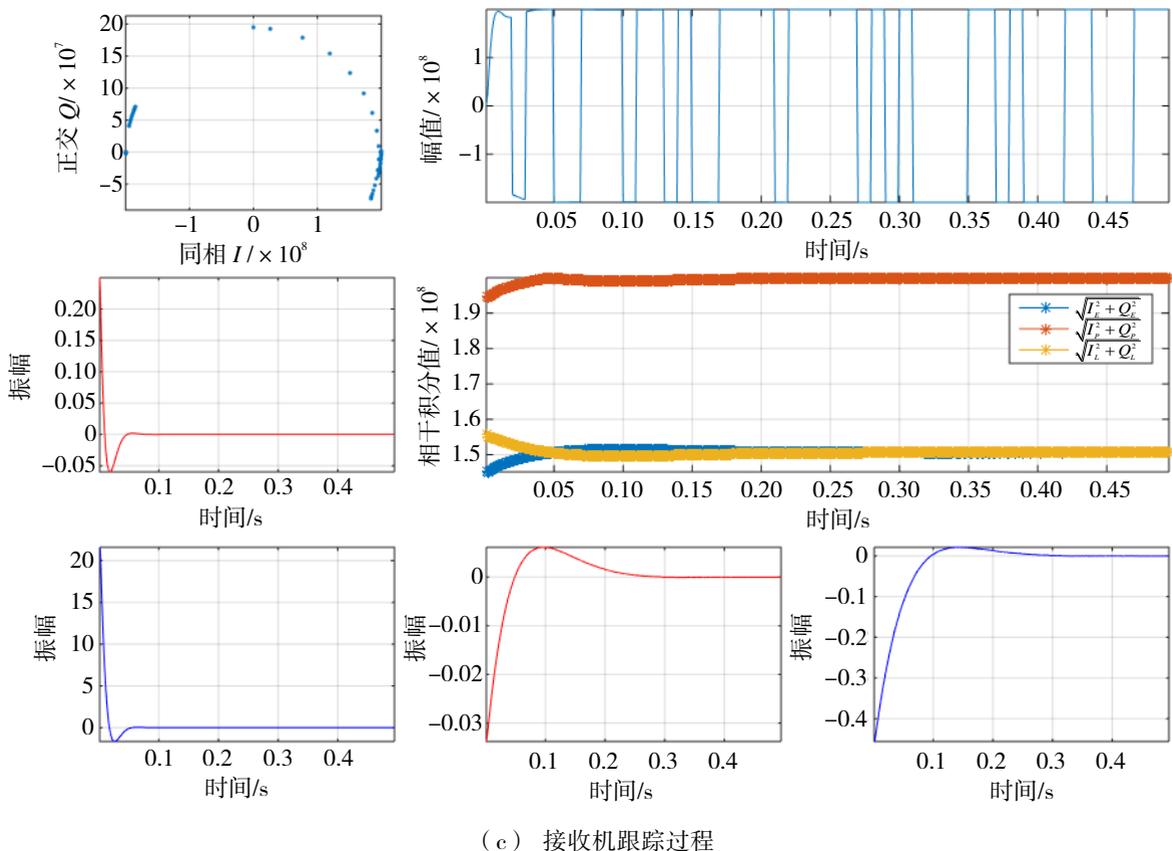
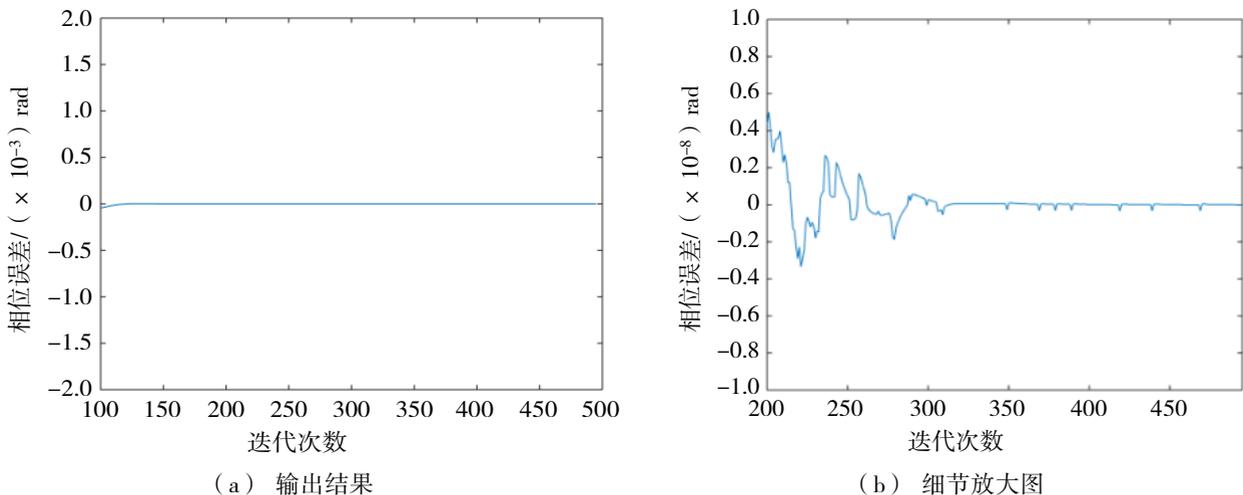
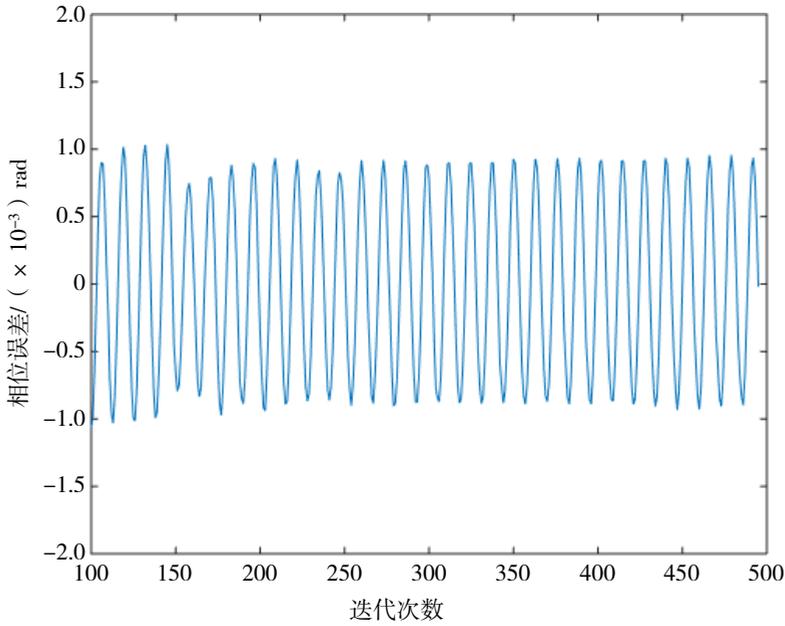
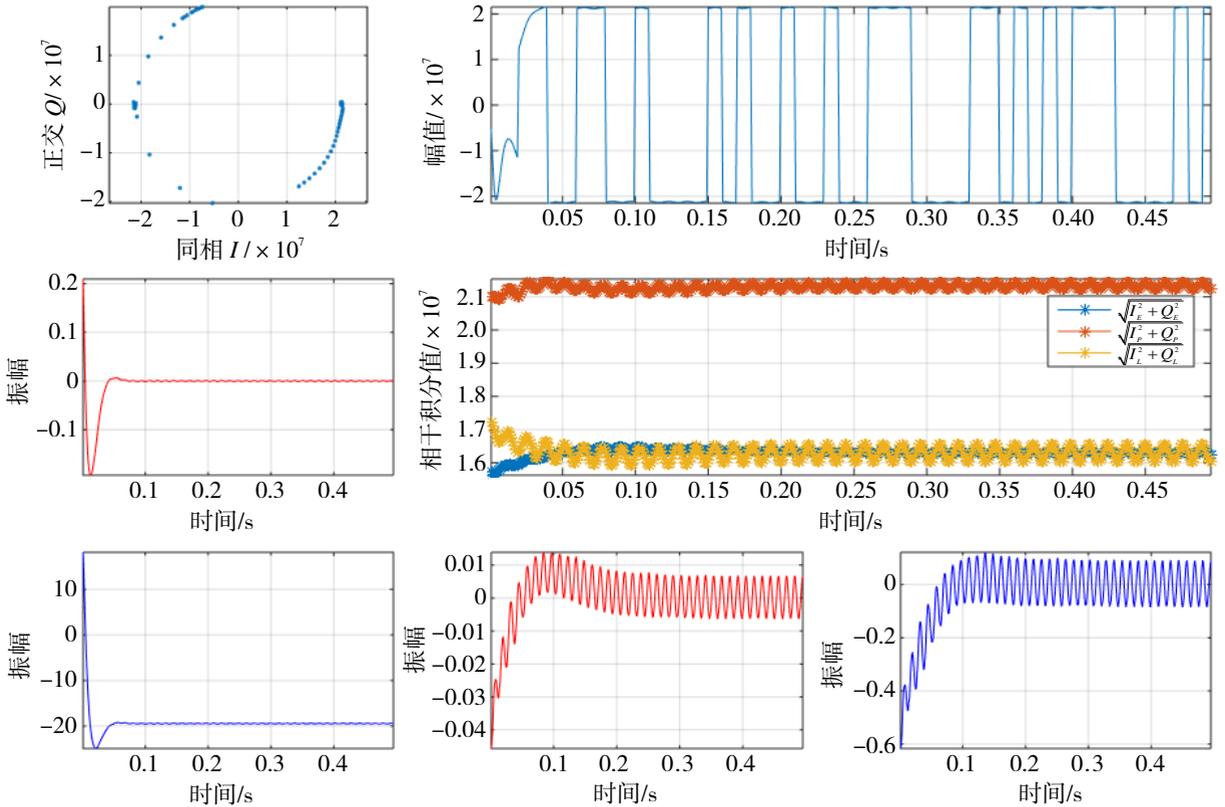


图 8 不加噪声的 QPSK 调制信号鉴相器输出结果及其细节放大图和接收机跟踪过程



(a) 锁相环鉴相器输出



(b) 接收机跟踪过程

图 9 QPSK 调制信号+相位噪声的鉴相器输出结果和接收机跟踪过程

综上, 无论对于单载波还是 QPSK 调制信号, 加入仿真产生的相位噪声后, 锁相环产生较为明显的跟踪抖动。其中, 单载波加入输入端相位噪声后, 相位抖动标准差增加了 0.28 mm; QPSK 调制信号加入输入端相位噪声后, 相位抖动标准差增加了 0.09 mm。

2.2 载波 NCO 内部相位噪声

本节所用输入信号为不加噪声的信号，仅在图 5 所示的压控振荡器（载波 NCO）输出的 U_{oc} 和 U_{os} 处叠加利用软件产生的离散噪声数据。由于现有的软件接收机采用 IQ 解调法的方式进行输入信号的载波剥离、鉴相和数据解调任务，NCO 内部振荡器生成的相位噪声会同时影响 IQ 两路，仿真产生的相位噪声不能用与 2.1 节相同的方式加到 NCO 产生的信号中，而用下面的方法进行噪声耦合：

$$\begin{aligned}
 S(t) &= A \cos(2\pi f_c t + \varphi + \theta(t)) = \\
 &= A [\cos(2\pi f_c t + \varphi) \cos\theta(t) - \sin(2\pi f_c t + \varphi) \sin\theta(t)] = \\
 &= U_{oc}(t) \cos\theta(t) - U_{os}(t) \sin\theta(t) 。
 \end{aligned} \tag{9}$$

式 (9) 中： $U_{oc}(t)$ 为载波 NCO 产生的同相分量， $U_{os}(t)$ 为载波 NCO 产生的正交分量， φ 为相位差。由式 (9) 得，在正弦载波与余弦载波生成时分别乘以 $\cos\theta(t)$ 和 $\sin\theta(t)$ ，生成正余弦复合信号，再加入载波环中，观察锁相环的输出结果。输入端信号仿真参数如表 4 所示，NCO 内部的相位噪声仿真参数如表 5 所示，相位噪声仿真参数的选取原则同 2.1 节。

表 4 输入端信号仿真参数

| 载波频率/MHz | 中频/MHz | 采样率/MHz | 噪声带宽/Hz | 积分时间/ms | 码长 | 码率/Mcps |
|----------|--------|---------|---------|---------|--------|---------|
| 5 022.93 | 50 | 200 | 30 | 2 | 10 230 | 5.115 |

表 5 NCO 内部相位噪声仿真参数

| 采样率/kHz | 标称频率/MHz | 噪声有效带宽/kHz | 噪声范围/rad |
|---------|----------|------------|---------------|
| 10 | 5 | 5 | [-0.45, 0.43] |

图 10 为单载波+NCO 相位噪声的鉴相器输出结果，此时无法稳定跟踪，相位抖动标准差约为 0.047 6 rad，相比单载波输入增加了约 0.05 rad，即 0.47 mm。

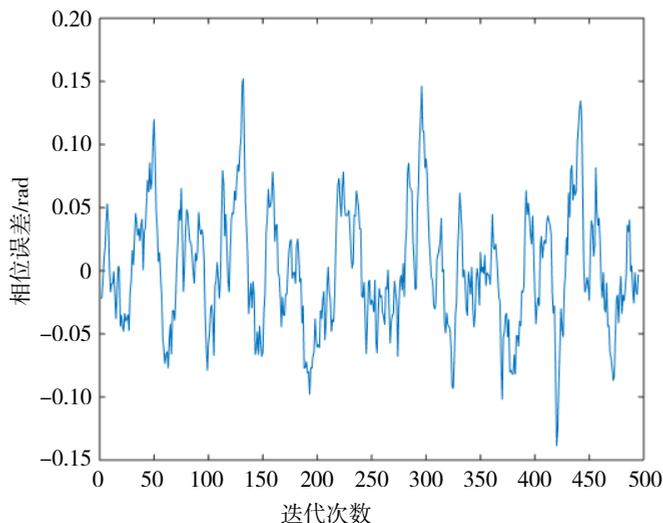
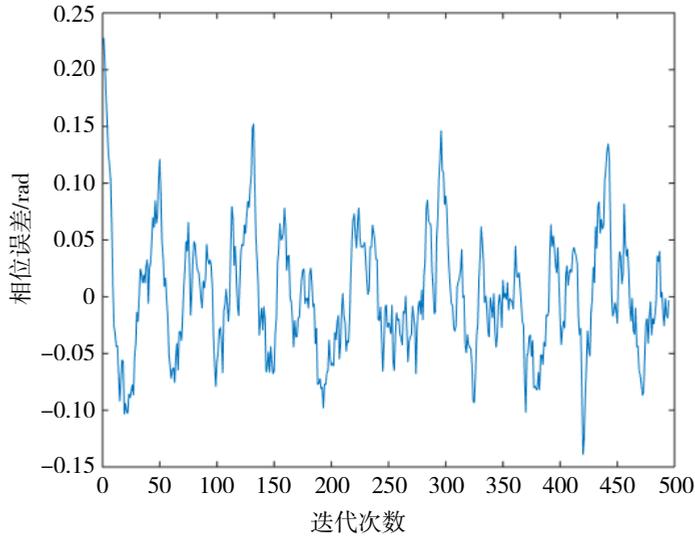
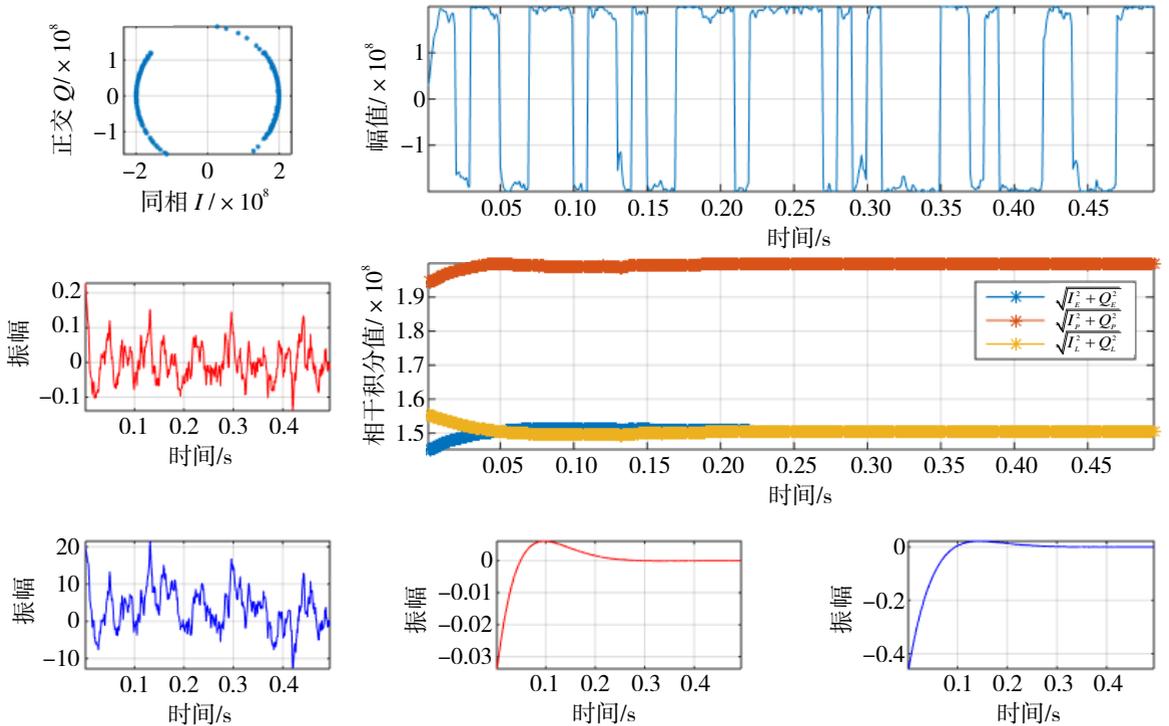


图 10 单载波+NCO 相位噪声的鉴相器输出结果

图 11 为 QPSK 调制信号+NCO 相位噪声的鉴相器输出结果和接收机跟踪过程，此时无法稳定跟踪，相位抖动标准差为 0.053 1 rad，比纯 QPSK 信号输入增加了约 0.03 rad，即 0.28 mm。



(a) 鉴相器输出结果



(b) 接收机跟踪过程

图 11 QPSK 调制信号+NCO 相位噪声的鉴相器输出结果和接收机跟踪过程

综上, 载波 NCO 的相位噪声影响跟踪的稳定性, 使得跟踪环路产生较大的相位抖动, 无法稳定跟踪。其中, 单载波加入 NCO 相位噪声后, 相位抖动标准差增加了 0.47 mm ; QPSK 调制信号加入 NCO 相位噪声后, 相位抖动标准差增加了 0.28 mm 。相比输入端相位噪声, 载波 NCO 产生的相位噪声对环路稳定性的影响更大, NCO 端相位噪声引起的相位抖动标准差分别比相应的输入端相位噪声引起的抖动值大 0.19 mm 。

3 噪声带宽、相干积分时间对 PLL 相位抖动的影响分析

根据公式 (7), 我们可以得到相位抖动的均方误差与环路的噪声带宽、相干积分时间有关, 但由于

该式子积分运算复杂，通过数学分析难以得到它们之间的相互关系，下面通过仿真实验探索相位抖动的均方误差与环路的噪声带宽、相干积分时间之间的关系。相位闪烁和相位白噪声分量对环路相位抖动的影响很小^[11]，文献[5]推导得频率白噪声、频率游走噪声引起的二阶锁相环相位抖动分别为

$$\sigma_0^2 = \frac{\pi^2 h_0 \gamma^2 f_c^2 (27 + 12B_n T - 8B_n^2 T^2)}{8B_n (9 - 24B_n T + 8B_n^2 T^2)} \quad (10)$$

$$\sigma_{-2}^2 = \frac{\pi^4 h_{-2} \gamma^2 f_c^2 (1215 - 1620B_n T + 1080B_n^2 T^2 + 192B_n^3 T^3 - 128B_n^4 T^4)}{320B_n^3 (9 - 24B_n T + 8B_n^2 T^2)} \quad (11)$$

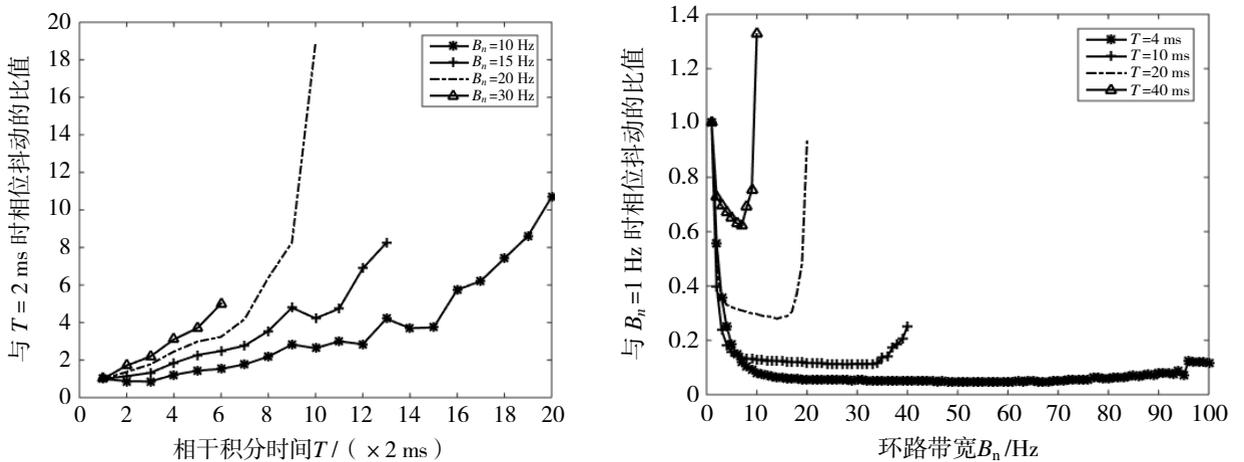
式 (10) 和 (11) 中， f_c 为发射载波标称频率， γ 为包含运动多普勒因素的速率系数， B_n 为环路的噪声带宽， T 为环路的相干积分时间。

通过对式 (10) 和 (11) 求导和数值分析可以得到，在满足数字二阶锁相环的稳定条件 $B_n T < 0.44$ 时，对任意环路带宽 B_n ， σ_0 和 σ_{-2} 关于中频积累时间 T 的导数均大于 0，因此 σ_0 和 σ_{-2} 均随 T 增大而增大。另一方面，对任意相干积分时间 T ， σ_0 和 σ_{-2} 均随 B_n 的增大先减小后增大^[5]。文献[5]是基于 L 频段单载波情况下进行的仿真实验，本文将在该理论的基础上对 Cn 频段 QPSK 信号进行针对性的仿真分析。

以下仿真实验对生成的两种载波数据进行数字二阶锁相环仿真，研究在不同噪声带宽、相干积分时间下，相位噪声对 PLL 跟踪环路的影响。

图 12 (a) 中显示的是噪声带宽 B_n 分别为 10、15、20、30 Hz 时，频率白噪声在不同的相干积分时间 T 条件下引起的载波跟踪锁相环相位抖动值与 $T = 2$ ms 时的相位抖动的比值。从图中可以看出，相位抖动值均随 T 递增；随着 B_n 的增大，频率白噪声引起的相位抖动值增长越快。

图 12 (b) 中显示的是相干积分时间 T 分别为 4、10、20、40 ms 时，频率白噪声在不同的噪声带宽 B_n 条件下引起的载波跟踪锁相环相位抖动值与 $B_n = 1$ Hz 时的相位抖动的比值。从图 12 (b) 可以看出，随着 B_n 的增大，频率白噪声引起的相位抖动值先减小后增大，且 T 越大，相位抖动值变化越快，即在前期越快下降到最小值，后期上升速度也越快。

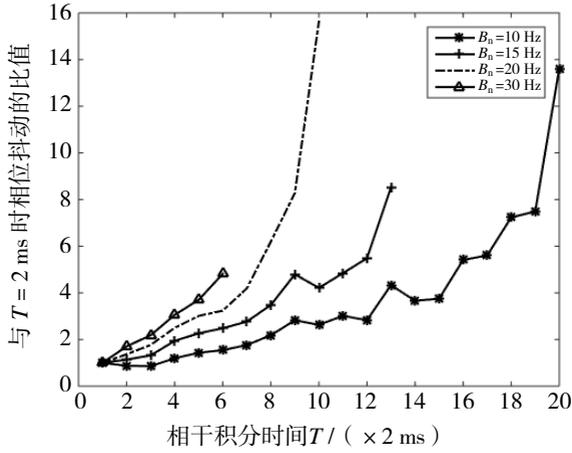


(a) 相位抖动与相干积分时间的关系

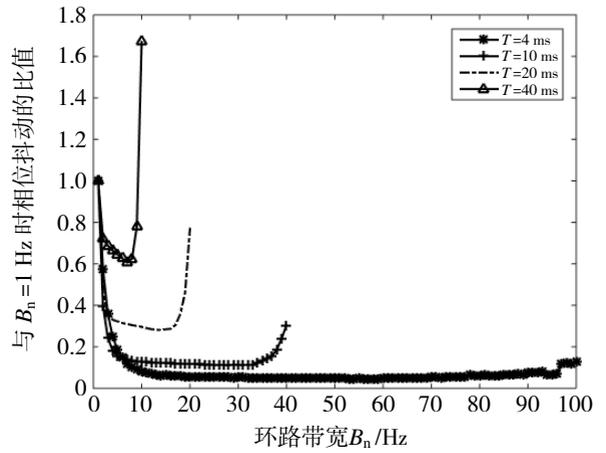
(b) 相位抖动与噪声带宽的关系

图 12 频率白噪声引起的相位抖动与相干积分时间、噪声带宽的关系

同理，图 13 (a)、图 13 (b) 分别为与图 12 (a)、图 12 (b) 在完全相同的条件下得到的频率随机游走噪声引起的锁相环相位抖动值与 $T = 2$ ms 时的相位抖动的比值，和锁相环相位抖动值与 $B_n = 1$ Hz 时相位抖动的比值。



(a) 相位抖动与相干积分时间的关系



(b) 相位抖动与噪声带宽的关系

图 13 频率随机游走噪声引起的相位抖动与相干积分时间、噪声带宽的关系

与频率白噪声相比，频率随机游走噪声有相同的变化趋势。综上所述，频率白噪声和频率随机游走噪声所引起环路的相位抖动随噪声带宽 B_n 先递减后递增，随相干积分时间 T 递增。

4 实验验证

因实际信号含有导航电文，考虑比特跳变的影响，此实验相干积分时间不能超过 20 ms，因此在本节仅完成噪声带宽 B_n 对载波跟踪环路相位抖动影响的验证部分，采用如图 14 (a) 的地面基带设备产生 C_n 频段导航信号，并通过中国科学院国家授时中心西安试验场区的 16 m 天线发送给 IGSO 卫星，利用图 14 (b) 的地面高速采集设备采集 C_n 频段转发式信号，采集卡参数如表 6 所示。



(a) 地面基带设备



(b) 高速采集卡

图 14 C_n 频段转发式地面基带设备和高速采集卡

表 6 采集卡实际参数

| 载波频率/MHz | 采样率/MHz | 中频/MHz | 噪声带宽/Hz | 积分时间/ms | 信号类型 |
|----------|---------|--------|---------------|---------|---------------|
| 5 022.93 | 200 | 50 | 10~200; 10~50 | 2、8 | QPSK (5) 调制信号 |

将高速采集卡采集到的数字中频数据通过软件接收机处理，分别在相干积分时间 T 为 2 ms 和 8 ms 的条件下，改变噪声带宽 B_n ，鉴相器输出的相位抖动变化如图 15 所示。从图 15 可以看出，在一定范围内，随着接收机噪声带宽的增大，相位噪声引起的相位抖动标准差单调递减，带宽继续增大，相位抖

动值上升,且 T 越大,相位噪声引起的相位抖动值变化越快。实测信号中造成相位抖动的误差源主要分为热噪声、机械颤动所引起的振荡频率抖动以及 Allan 均方差 3 种^[3]。由已有理论知识可知,相干积分时间 T 越大,热噪声引起的相位抖动值作用越小,相位噪声引起的相位抖动值作用越大。因此,由图 15 (a) 和 (b) 两图的对比可知,当带宽较窄时,相位噪声占主导地位,随着 B_n 的增大,相位噪声引起的相位抖动递减。当 B_n 增大到一定值时,由于热噪声和相位噪声的共同作用,相位抖动值逐渐上升,实测结果与仿真实验的结果相符。

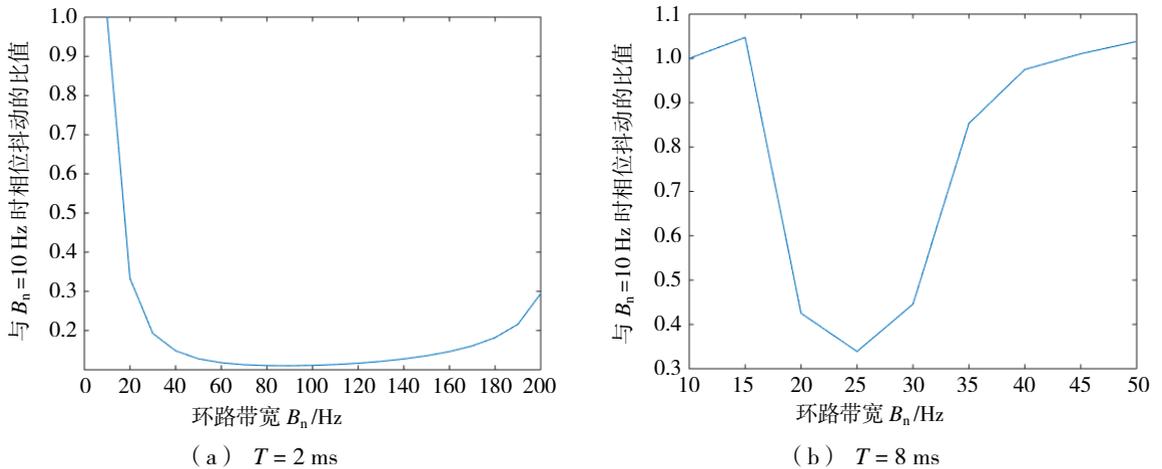


图 15 T 为 2 ms 和 8 ms 的条件下,噪声带宽对相位抖动的影响曲线

5 结语

针对 Cn 频段不同于 L 频段的特性,本文进行了噪声带宽、相干积分时间对 PLL 相位抖动影响的仿真实验,并通过实测信号验证了噪声带宽对锁相环跟踪精度的影响。研究表明:相位噪声会引起环路明显的相位抖动,频率白噪声和频率随机游走噪声所引起环路的相位抖动随噪声带宽 B_n 先递减后递增,随相干积分时间 T 递增。在后续进行 C 频段接收机高稳环路设计时,需要综合考虑环路相位抖动与噪声带宽和相干积分时间的关系,同时兼顾热噪声的影响。

参考文献:

- [1] 陈校非,卢晓春,王雪,等.星地链路的 Cn 频段导航信号设计与测距性能分析[J].时间频率学报,2021,44(2):132-141.
- [2] 董喜艳.导航系统中相位噪声模型建立与分析[D].成都:电子科技大学,2012.
- [4] 谢钢.GPS 原理与接收机设计[M].北京:电子工业出版社,2009.
- [4] 朱祥维,孙广富,雍少为.相位噪声对 GPS 载波测距的影响[C]//中国卫星导航学术年会,北京:中国卫星导航学术年会组委会,2010.
- [5] 吴向宇,龚航,朱祥维,等.振荡器相位噪声对 GNSS 接收机载波跟踪数字锁相环性能的影响[J].国防科技大学学报,2012,34(1):127-131.
- [6] 刘治君.高精度测距接收机射频前端相位噪声特性研究[D].长沙:国防科学技术大学,2013.
- [7] 苑丽松.相位噪声仿真方法及低频缺损研究[D].西安:西安电子科技大学,2014.
- [8] 朱祥维,孙广富,雍少为.一种实用的相位噪声仿真和验证方法[C]//全国时间频率学术会议,宜昌:中国计量测试学会,2007:419-425.
- [9] IRSIGLER M, EISSFELLER B. PLL tracking performance in the presence of oscillator phase noise[J]. GPS Solutions, 2002, 5(4): 45-57.
- [10] 施鑫,李怡谦,李文倩.转发式导航中相位噪声测量及其对测距精度的影响分析[J].信息化研究,2019,45(5):32-36.
- [11] RAZAVI A, GEGER-EGZIBHER D, AKOS D M. Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2015, 44(2): 697-710.