

# 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\*

吴向宇, 龚航, 朱祥维, 欧钢

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**关于振荡器相位噪声引起的 GNSS 接收机载波跟踪数字锁相环相位抖动, 目前的解析结论仍是基于模拟锁相环的, 不能说明相位抖动大小与中频积累时间的关系, 因此不能有效指导高灵敏度、高精度载波跟踪锁相环参数设计。本文首先推导中频积累输出的频率白噪声、频率游走噪声序列的功率谱, 然后基于数字二阶锁相环离散线性模型导出了环路相位抖动公式并进行了仿真验证, 最后对公式进行了解析和数值分析。分析结果表明: 频率白噪声、频率游走噪声引起的二阶载波跟踪锁相环相位抖动, 均随中频积累时间单调递增, 随环路带宽先递减后递增。本文推得的相位抖动公式及其随参数变化特征的分析结论, 可用于具体指导 GNSS 载波跟踪锁相环参数设计。

**关键词:**数字锁相环; 相位噪声; 相位抖动; 相干积累时间; GNSS 接收机

中图分类号: TN965.5 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2012)01-0127-05

## Impact of oscillator phase noise on carrier DPLL tracking performance in GNSS receiver

WU Xiangyu, GONG Hang, ZHU Xiangwei, OU Gang

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

**Abstract:** Present analytical conclusion of GNSS carrier tracking digital phase-locked loop (DPLL) phase jitter due to oscillator phase noise is derived based on the linear model of analog PLL. It is, however, not able to reveal the relationship between phase jitter and the coherent integration time (CIT), and it cannot guide the high sensitivity and high precision carrier tracking DPLL parameter design effectively. Firstly, this research derived the power spectral density of white frequency and random walk frequency phase noise sequences output from the phase detector. Secondly, the formulae of phase jitter were obtained based on the DPLL linear model and verified by simulation. Finally, analytical and numerical analysis on the obtained phase jitter formulae was carried out. The analysis results show that, both of DPLL phase jitter due to white and random walk frequency noise increase as the CIT grows, and decrease firstly and then increase as the loop bandwidth grows. The phase jitter formulae and the conclusions, which describe the relationship between DPLL phase jitter and the loop bandwidth and the CIT, can be used as guideline for GNSS carrier tracking DPLL parameter design.

**Key words:** digital phase-locked loop; phase noise; phase jitter; coherent integration time; GNSS receiver

振荡器相位噪声是 GNSS (Global Navigation Satellite System) 接收机载波跟踪锁相环相位抖动的主要来源之一<sup>[1-2]</sup>。文献[3]基于相位噪声的幂律谱模型<sup>[4]</sup>和模拟锁相环线性环路模型, 最早推导了相位噪声引起的模拟锁相环相位抖动公式。目前关于振荡器相位噪声对 GNSS 载波跟踪数字锁相环影响的研究, 一直停留在总结借用文献[3]基于模拟锁相环的相关结论上<sup>[5-7]</sup>, 这些结论只给出了相位抖动与环路带宽、相位噪声幂律谱系数的关系, 不能说明数字锁相环离散间隔  $T$  (即接收机中频积累时间) 对环路相位抖动的影

响, 对这种数字锁相环借用模拟锁相环结论的适用条件也未进行分析。

当载噪比较低时, 通常需要增大中频积累时间来提高鉴相信噪比, 另一方面为满足接收机动态需求, 又要保证一定的环路带宽。此时, 相位噪声引起的环路相位抖动与环路带宽、中频积累时间呈现怎样的变化关系, 将影响到 GNSS 接收机载波跟踪数字锁相环的最佳参数设计。本文在分析接收机载波跟踪数字锁相环信号处理特征的基础上, 推导中频积累输出相位噪声序列的功率谱, 并基于离散环路模型导出环路相位抖动公式, 进

\* 收稿日期: 2011-05-16

基金项目: 教育部新世纪人才支持计划资助项目 (NCET-08-0144)

作者简介: 吴向宇 (1982-), 男, 河南南阳人, 博士研究生, E-mail: wxy8203@yahoo.com.cn;

欧钢 (通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: ougangcs@gmail.com

而分析相位抖动与环路带宽和中频积累时间的关系。

### 1 中频积累输出相位噪声序列功率谱

振荡器相位噪声的频域特性用相对频率起伏  $y(t) = \dot{\varphi}(t)/(2\pi f_{ref})$  的单边功率谱密度  $S_y(f)$  描述,  $f_{ref}$  为标称振荡频率,  $\varphi(t)$  为振荡器相位噪声。  $S_y(f)$  的经典幂律谱模型为<sup>[4]</sup>

$$S_y(f) = h_{-2}/f^2 + h_{-1}/f + h_0, 0 < f \leq f_h \quad (1)$$

式中  $h_{-2}$ 、 $h_{-1}$  和  $h_0$  分别为频率游走、频率闪烁和频率白相位噪声的噪声系数,  $f_h$  为噪声有效带宽。相位闪烁和相位白噪声分量对环路相位抖动的的影响很小<sup>[6]</sup>, (1) 式中已将其忽略。

设天线接收信号为  $s_r(t) = A \cdot D(\gamma t) C(\gamma t) \cos(2\pi\gamma f_T t + \varphi_0)$ ,  $A$  为信号幅度,  $D(\gamma t)$  为调制数据,  $C(\gamma t)$  为扩频码,  $f_T$  为发射载波标称频率,  $\gamma$  为包含运动多普勒因素的速率系数,  $\varphi_0$  为载波初相。忽略伪码相位同步误差和调制数据的影响, 并假定对载波初相  $\varphi_0$  跟踪的瞬态过程已经结束, 则根据文献[8]的分析, GNSS 接收机载波跟踪环的输入数字中频信号可被简化为  $s_r(n) = A \cos[2\pi(\gamma f_T - f_i)nT_s - \varphi(t_n)]$ , 式中  $f_i$ 、 $T_s$  分别为本振频率标称值和标称采样间隔,  $t_n$  表示第  $n$  采样点的采样时刻,  $\varphi(t_n)$  是由振荡器相位噪声引入的数字中频信号载波相位噪声, 其表达式为

$$\varphi(t_n) = 2\pi\gamma f_T \int_0^{t_n} y(t) dt \quad (2)$$

下面在分析 GNSS 接收机载波跟踪锁相环信号处理特征的基础上, 由基带信号相位噪声功率谱推导得到中频积累后(鉴相器输入前)信号相位噪声序列的功率谱。

#### 1.1 载波跟踪环信号处理特征

GNSS 接收机锁相环载波跟踪的信号处理流程如图 1 所示<sup>[2]</sup>, 输入数字中频信号经过正交混频并解扩后(假定伪码相位完全同步, 图中略去了伪码解扩过程), 进行时间长度为  $T$  的中频积累, 积累结果作为鉴相器输入, 同时积累寄存器清零并开始下一段的积累, 鉴相输出经过环路滤波, 生成载波 NCO 控制信号, 控制生成两路正交的本地载波。

NCO 生成本地载波的基础目标频率为  $\gamma f_T - f_i$ , 混频产生的倍频分量将被中频积累过程滤除, 因此基带信号载波相位为  $\theta(n) = \varphi(t_n)$ , 本地载波相位  $\hat{\theta}(n)$  是对  $\varphi(t_n)$  的估计。

本地载波生成、数字混频、解扩及中频积累的处理速率为中频信号采样速率, 对这些过程可按

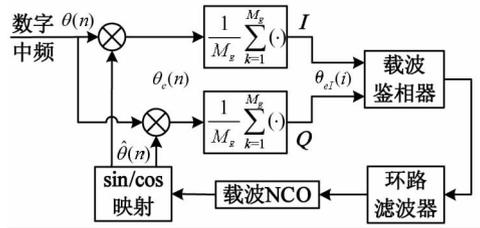


图 1 GNSS 接收机载波跟踪信号处理流程  
Fig. 1 Signal processing flow diagram of GNSS carrier tracking

模拟处理进行分析。这样,  $\varphi(t)$ 、 $\hat{\theta}(t)$  即分别为环路输入载波和本地载波相位,  $\varphi(t)$  的单边功率谱密度为<sup>[4]</sup>

$$S_\varphi(f) = \gamma^2 f_T^2 S_y(f) / f^2 \quad (3)$$

载波跟踪相位误差为  $\theta_e(t) = \varphi(t) - \hat{\theta}(t)$ ,  $I$ 、 $Q$  两路信号在  $iT$  时刻的积分输出为

$$\begin{cases} I_i = \frac{1}{T} \int_{(i-1)T}^{iT} A \cos[\theta_e(t)] dt, \\ Q_i = \frac{1}{T} \int_{(i-1)T}^{iT} A \sin[\theta_e(t)] dt \end{cases} \quad (4)$$

因此中频积累、清零过程等效于时域脉冲响应为  $h_i(t) = [u(t) - u(t - T)]/T$  的滤波器,  $u(t)$  为单位阶跃函数, 鉴相器输入是对该滤波器输出的  $T$  间隔采样, 鉴相、环路滤波和 NCO 控制量更新等的处理速率均降为  $1/T$ , 相关分析应在离散域进行。

#### 1.2 鉴相输入相位序列功率谱

稳态跟踪时  $\theta_e(t)$  较小, (4) 式可近似为  $I_i \approx A$ 、 $Q_i \approx A \cdot \varphi_e(i)$ ,  $\varphi_e(i) = \varphi_i(i) - \varphi_{nco}(i)$ , 其中  $\varphi_{nco}(i)$  源自本地载波 NCO, 它与 NCO 频率控制量之间的离散传输关系为<sup>[9]</sup>

$$N(z) = T(z + 1)/2z(z - 1) \quad (5)$$

$\varphi_i(i)$  的表达式为

$$\varphi_i(i) = \frac{1}{T} \int_{(i-1)T}^{iT} \varphi(t) dt \quad (6)$$

它是对  $\varphi_i(t) = \varphi(t) * h_i(t)$  的  $T$  间隔采样,  $\varphi_i(t)$  的功率谱为  $S_{\varphi_i}(f) = S_\varphi(f) |H_i(f)|^2$ 。

令  $s = \varepsilon + j2\pi f$  且  $\varepsilon$  无限逼近于  $0^+$ , 可将  $S_{\varphi_i}(f)$  变换为  $s$  域表示  $S_{\varphi_i}(s)$ , 求其反变换得  $\varphi_i(t)$  的相关函数  $R_{\varphi_i}(\tau)$ , 再对  $R_{\varphi_i}(\tau)$  的  $T$  间隔采样序列做  $z$  变换, 可得  $\varphi_i(i)$  的功率谱  $\Phi(z)$ 。

与频率白噪声相应的  $\varphi_i(t)$  双边功率谱密度  $S_{\varphi_i}(f)$  到  $s$  域表示的变换过程为

$$S_{\varphi_l}(f) = \frac{2\pi^2\gamma^2 f_T^2 h_0}{j2\pi f \cdot (-j2\pi f)} \cdot \frac{1}{T^2} \cdot \frac{1 - e^{-j2\pi f T}}{j2\pi f} \cdot \frac{1 - e^{j2\pi f T}}{-j2\pi f} \quad (7)$$

$$= \frac{2\pi^2\gamma^2 f_T^2 h_0}{T^2} \cdot \lim_{\varepsilon \rightarrow 0^+} \frac{2 - e^{(\varepsilon + j2\pi f)T} - e^{-(\varepsilon + j2\pi f)T}}{(\varepsilon + j2\pi f)^4} = \frac{2\pi^2\gamma^2 f_T^2 h_0}{T^2} \cdot \frac{2 - e^{\varepsilon T} - e^{-\varepsilon T}}{s^4} = S_{\varphi_l}(s)$$

求  $S_{\varphi_l}(s)$  的双边反变换并对其做  $T$  间隔采样,得离散相关函数

$$R_{\varphi_l}(n) = \pi^2 h_0 \gamma^2 f_T^2 T [n^3 u(n) - (n-1)^3 u(n-1) - n^3 u(-n) + (n+1)^3 u(-n-1)]/3 \quad (8)$$

对  $R_{\varphi_l}(n)$  做  $z$  变换即得

$$\Phi_0(z) = \pi^2 h_0 \gamma^2 f_T^2 T [6 / [(z-1)(z^{-1}-1)] - 11/3] \quad (9)$$

用相同的方法可求得与频率游走噪声相应的  $\varphi_l(i)$  的功率谱为

$$\Phi_{-2}(z) = \pi^4 h_{-2} \gamma^2 f_T^2 T^3 (z^4 + 26z^3 + 66z^2 + 26z + 1) / [15(z-1)^4] \quad (10)$$

对于频率闪烁噪声,在  $S_{\varphi}(f)$  变换至  $s$  域表示时将出现虚数因子,使后续处理无法进行。因此以上求  $\varphi_l(i)$  功率谱的方法不适用于频率闪烁噪声,以下的分析只针对频率白噪声和频率游走噪声。

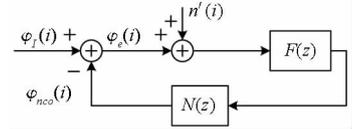


图 2 数字锁相环离散线性模型

Fig. 2 Discrete linear model of DPLL

## 2 环路相位抖动公式的推导与验证

### 2.1 理论推导

鉴相增益归一化的数字锁相环离散线性模型如图 2 所示<sup>[9]</sup>, 图中  $n'(i)$  为鉴相输出噪声,  $F(z)$ 、 $N(z)$  分别为环路滤波器和载波 NCO 传输函数, 环路闭环传输函数为  $H(z) = F(z)N(z) / [1 + F(z)N(z)]$ 。

对环路线性模型来说,  $\varphi_l(i)$  和  $n'(i)$  引起的

$$H(z) = \frac{(8B_L^2 T^2 + 12B_L T)z^2 + 16B_L^2 T^2 z + 8B_L T^2 - 12B_L T}{9z^3 + (8B_L^2 T^2 + 12B_L T - 18)z^2 + (16B_L^2 T^2 + 9)z + 8B_L^2 T^2 - 12B_L T} \quad (12)$$

将上式分别与  $\Phi_0(z)$ 、 $\Phi_{-2}(z)$  一同代入(11)式,参考文献[11]的积分表,即可导出频率白噪声、频率游走噪声引起的二阶锁相环相位抖动为

$$\sigma_0^2 = \frac{\pi^2 h_0 \gamma^2 f_T^2 (27 + 12B_L T - 8B_L^2 T^2)}{8B_L (9 + 8B_L^2 T^2 - 24B_L T)} \quad (13)$$

$$\sigma_{-2}^2 = \frac{\pi^4 h_{-2} \gamma^2 f_T^2 (1215 - 1620B_L T + 1080B_L^2 T^2 + 192B_L^3 T^3 - 128B_L^4 T^4)}{320B_L^3 (9 + 8B_L^2 T^2 - 24B_L T)} \quad (14)$$

### 2.2 仿真验证

本节用软件生成分别含频率白噪声和频率游走噪声的中频载波数据,通过数字锁相环跟踪仿真,对(13)、(14)式开平方所得的相位抖动进行验证。中频载波数据的参数设置和生成方法如下:

(1) 设定中频载波标称频率 4MHz, 采样率  $f_s = 16.368$  MHz。生成相位噪声时,参照 GPS L1 载频  $f_T = 1575.42$  MHz,接收信号频率系数设为  $\gamma = 1$ ,相位噪声系数  $h_0$ 、 $h_{-2}$ 取文献[5]中温补晶振的参考值  $h_0 = 1e-21$ 、 $h_{-2} = 2e-20$ ,相位噪声截止频率取  $f_h = 100$  kHz。

跟踪误差可独立分析。本文研究相位噪声对跟踪环的影响,即可认为  $\varphi_e(i)$  仅由  $\varphi_l(i)$  引起,环路相位抖动即指  $\varphi_e(i)$  的标准差  $\sigma$ ,其方差表达为

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} [1 - H(z)] [1 - H(z^{-1})] \Phi(z) \frac{dz}{z} \quad (11)$$

由环路带宽为  $B_L$  的二阶跟踪环环路滤波器  $F(z)$  和(5)式的  $N(z)$ ,可求得相应环路的闭环传输函数为<sup>[10]</sup>

(2) 用方差为  $h_0 f_s f_T^2 / 2$  的白序列驱动采样率为  $f_s$  的离散积分器<sup>[12]</sup>,生成频率白噪声相位序列;用方差为  $2\pi^2 h_{-2} f_s f_T^2$  的白序列驱动两级采样率为  $f_s$  的离散积分器<sup>[12]</sup>,生成频率游走噪声相位序列;再用 FIR 低通滤波器将相位噪声带宽限定在  $f_h$  以内。

(3) 分别将限带后的频率白和频率游走相位噪声样点值,加到中频载波在各采样点的标称相位上,取正弦函数即可得分别含频率白和频率游走相位噪声的中频载波数据。

对生成的两种中频载波数据进行数字二阶锁相环跟踪仿真,环路带宽和中频积累时间取遍  $B_L$

= 1 ~ 20Hz、 $T = 1 \sim 20\text{ms}$  的所有组合。环路达到稳态跟踪后，鉴相器输入信号相位的标准差即体现环路跟踪相位抖动。统计仿真结果得到频率白噪声和频率游走噪声引起的环路相位抖动，分别与(13)、(14)式开平方得到的理论值作比较，所得相对误差分别如图3和图4所示。图4中  $B_L$  取值范围 4 ~ 20Hz，是因为  $B_L < 4\text{Hz}$  时频率游走噪声引起的跟踪相位抖动过大，环路不能保持稳定跟踪。

图3、图4显示，频率白噪声、频率游走噪声引起的数字二阶锁相环相位抖动仿真值，与前文推得的理论值最大相差不超过 8%，仿真与理论结果吻合得较好，验证了本文离散域分析方法和所得解析公式的正确性。

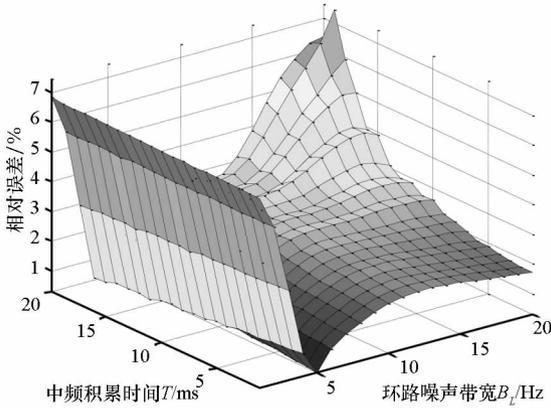


图3 仿真与理论结果的相对误差(频率白噪声)  
Fig.3 Relative error between simulation and theoretical results (white frequency noise)

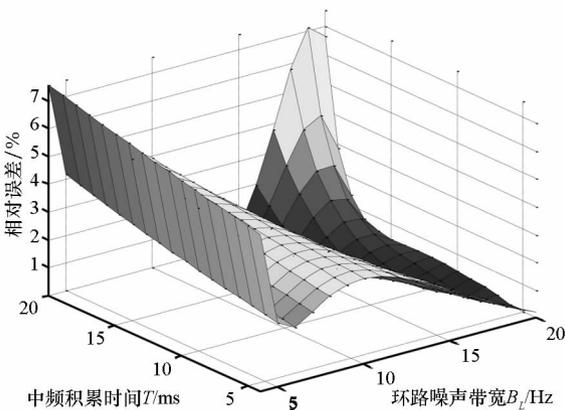


图4 仿真与理论结果的相对误差(频率游走噪声)  
Fig.4 Relative error between simulation and theoretical results (random walk frequency noise)

### 3 相位抖动与环路参数的关系

根据朱利判据<sup>[13]</sup>，可求得数字二阶跟踪环  $H(z)$  的稳定条件为  $B_L T < 0.44$ 。显然，当  $B_L$  和  $T$  二者中的一个取值增大时，另一个的最大允许值

将减小。在环路稳定的前提下，对(13)、(14)式作解析分析并借助数值分析方法可以证明，对任意环路带宽  $B_L$ 、 $\sigma_0$  和  $\sigma_{-2}$  关于中频积累时间  $T$  的导数均大于 0，因此  $\sigma_0$  和  $\sigma_{-2}$  均随  $T$  增大而增大。另一方面，对任意中频积累时间  $T$ 、 $\sigma_0$  和  $\sigma_{-2}$  均随  $B_L$  的增大先减小后增大。

若  $B_L T$  接近于 0，(13)、(14)式可分别简化为  $\sigma_{0,a}^2 = 3\pi^2 h_0 \gamma^2 f_T^2 / (8B_L)$  和  $\sigma_{-2,a}^2 = 27\pi^4 h_{-2} \gamma^2 f_T^2 / (64B_L^3)$ ，它们与文献[5]中的模拟域分析结果一致。定义  $\alpha_0 = \sigma_0 / \sigma_{0,a}$ 、 $\alpha_{-2} = \sigma_{-2} / \sigma_{-2,a}$  来表示离散域和模拟域相位抖动公式的差别，易知  $\alpha_0$ 、 $\alpha_{-2}$  均是  $B_L T$  的函数，二者随  $B_L T$  的变化关系曲线如图5所示，可见在环路稳定的前提下， $\alpha_0$ 、 $\alpha_{-2}$  均随  $B_L T$  的增大而增大。

当  $B_L T < 0.1$  时， $1 < \alpha_0 < 1.185$ 、 $1 < \alpha_{-2} < 1.075$ ，模拟域和离散域的相位抖动公式差别很小，此时可借用模拟域公式来描述数字锁相环相位抖动。当  $B_L T > 0.1$  并逐渐增大时，模拟域相位抖动公式的应用局限性将凸显出来。

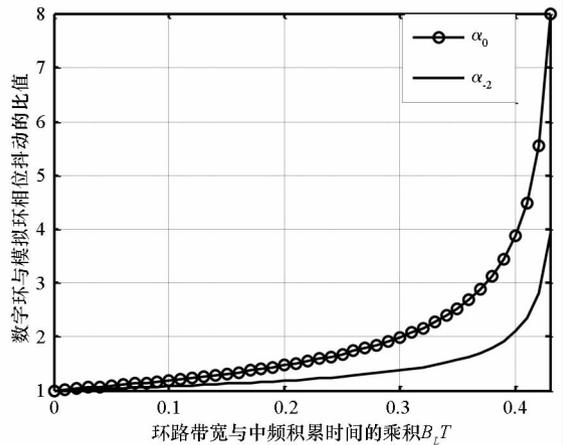


图5 数字和模拟锁相环相位抖动差别  
Fig.5 Phase jitter difference between APLL and DPLL

图6是  $B_L$  分别为 5、10、15、20Hz 时，频率白噪声和频率游走噪声在不同  $T$  值下引起的数字二阶跟踪环相位抖动与  $T = 1\text{ms}$  时相位抖动的比值曲线。可以看出， $B_L$  越大，相位抖动随  $T$  递增越快，且在相同  $B_L$  下，频率白噪声引起的相位抖动随  $T$  递增的速度比频率游走噪声大。

图7是  $T$  分别为 5、10、20、40ms 时，频率白噪声和频率游走噪声在不同  $B_L$  值下引起的数字二阶跟踪环相位抖动与  $B_L = 1\text{Hz}$  时相位抖动的比值曲线。可以看出，频率白噪声引起的相位抖动在随  $B_L$  递减到最小值后，有显著的递增过程，且  $T$  越大，前段递减速度越小，同时后段递增速度越大。频率游走噪声引起的相位抖动随  $B_L$  的增大迅速递减到某一水平，之后变化缓慢，直至  $B_L$  增

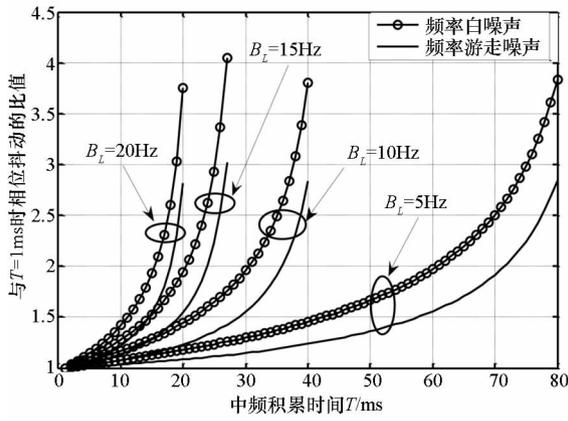


图6 数字二阶跟踪环相位抖动与中频积累时间的关系  
Fig. 6 2<sup>nd</sup> order DPLL phase jitter versus CIT

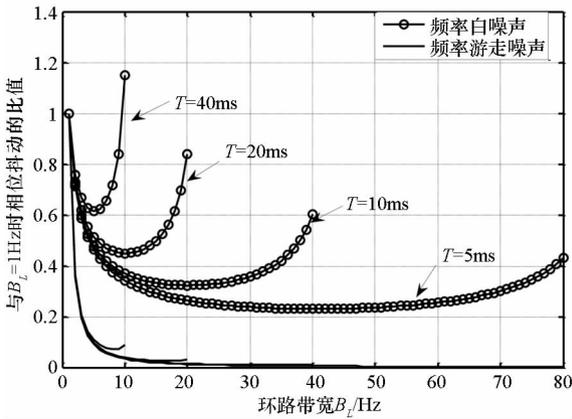


图7 数字二阶跟踪环相位抖动与环路带宽的关系  
Fig. 7 2<sup>nd</sup> order DPLL phase jitter versus loop bandwidth

大到接近于最大允许值时,相位抖动也未出现显著的递增过程,而且不同  $T$  值下相位抖动随  $B_L$  变化的速度差别不大。

#### 4 结论与展望

本文研究振荡器相位噪声对GNSS接收机数字载波跟踪锁相环的影响,推导了频率白噪声和频率游走噪声引起的数字二阶载波跟踪环相位抖动公式,并进行了仿真验证。研究表明:频率白噪声和频率游走噪声引起的数字二阶载波跟踪环相位抖动,均随中频积累时间单调递增,随环路带宽先递减后递增。因此高灵敏度和高精度载波跟踪环的设计,需要同时兼顾热噪声和振荡器相位噪声引起的跟踪抖动与中频积累时间和环路带宽的关系。

本文的研究方法同样适用于数字三阶载波跟

踪锁相环。在下一步的研究中,我们将给出振荡器相位噪声引起的数字三阶锁相环相位抖动公式,并结合热噪声相位抖动的相关结论,进行最佳环路带宽和中频积累时间的具体设计。

#### 参考文献 (References)

- [1] Van Dierendonck A J. GPS receivers, in global positioning system: theory and applications [M]. Vol. I, Parkinson B W, Spilker J J, Jr., eds. Washington: AIAA, 1996.
- [2] Kaplan E D. Understanding GPS principles and applications [M]. 2nd ed. Artech House, Inc., 2006.
- [3] Spilker J J, Jr. Digital communications by satellite [M]. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1977:347-357.
- [4] Barnes J A, et al. Characterization of frequency stability [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1971, IM-20(2):105-120.
- [5] Irsigler M, Eissfeller B. PLL tracking performance in the presence of oscillator phase noise [J]. GPS Solutions, 2002, 5(4):45-57.
- [6] Alireza R, Demoz G E, Akos D M. Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals [J]. IEEE Trans. on AES, 2008, 44(2):697-710.
- [7] Rebeyrol E, Macabiau C, Ries L, et al. Phase noise in GNSS transmission/reception system [C]//ION NTM 2006, Monterey, CA, 18-20 January 2006:698-708.
- [8] 朱祥维. 卫星导航系统时间同步关键技术研究[D]. 长沙:国防科技大学,2007.  
ZHU Xiangwei. The study of key techniques in satellite navigation system time synchronization [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)
- [9] Kazemi P L, O'Driscoll C. Comparison of assisted and stand-alone methods for increasing coherent integration time for weak GPS signal tracking [C]//ION GNSS 21<sup>st</sup> International Technical Meeting of the Satellite Division, Savannah, GA, 16-19, September 2008:1730-1740.
- [10] Tsui J B Y. Fundamentals of global positioning system receivers A software approach [M]. 2nd ed. Hoboken: John Wiley&Sons, Inc., 2005.
- [11] Jury E I. Theory and application of the z-transform method [M]. New York: Wiley, 1964:297-299.
- [12] Kasdin N J. Discrete simulation of colored noise and stochastic process and  $1/f^\alpha$  power law noise generation [J]. Proceedings of the IEEE, May, 1995:802-827.
- [13] 胡寿松. 自动控制原理 [M]. 4版. 北京:科学出版社,2001.  
HU Shousong. Principles of automatic control [M]. 4th ed. Beijing: Science Press, 2001. (in Chinese)