

# 基于锁相环的 GNSS 授时接收机钟差校准算法\*

向 为,徐 博,牟卫华,王飞雪

(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

**摘 要:**GNSS(全球卫星导航系统)授时接收机利用卫星导航信号获取钟差并校准本地时钟,从而与 GNSS 系统时间同步。提出了全新的基于锁相环的 GNSS 授时接收机钟差校准算法,将钟差校准过程等效为传统的锁相环模型,鉴相器的功能由 PVT(位置、速度与时间)解算实现,压控振荡器的功能由本地时间调整接口实现,环路将本地秒相位与 GNSS 系统的秒相位锁定。分析了环路总误差的组成,以及环路参数与各误差项的关系,给出了误差最小的环路优化设计准则。在北斗二号卫星导航接收机平台上进行了对比实验,验证了算法的有效性。

**关键词:**授时;GPS;北斗;时间同步;钟差;锁相环;卫星导航

**中图分类号:**TN967 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2013)02-0115-05

## A clock error calibration algorithm based on phase lock loop in GNSS time synchronization receiver

XIANG Wei, XU Bo, MOU Weihua, WANG Feixue

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

**Abstract:** GNSS receiver synchronizes local clock by calibrating clock error obtained from GNSS satellite signal. A novel local clock error calibration algorithm is developed. The time synchronization procedure was considered as a PLL model. In this model, phase detector was achieved by PVT solution, VCO was achieved by local clock adjusting interface, and the PLL lock the phase of local clock and GNSS clock. The total PLL time synchronization loop errors were analyzed, the relationship of each error item and parameters of PLL was analyzed, and the best PLL design criteria were developed. Finally, the time synchronization algorithm was tested on a COMPASS navigation receiver.

**Key words:** time service; GPS; COMPASS; time synchronization; clock error; PLL; satellite navigation

利用 GNSS(全球卫星导航系统,包括我国正在建设完善的“北斗”导航系统,美国的 GPS 导航系统,欧洲的伽利略导航系统等)授时接收机进行时间同步在通信、电力等领域得到了广泛的应用。GNSS 授时接收机需要输出精确的秒脉冲信号,作为其他设备的时间同步参考。

GNSS 授时接收机通过接收 4 颗以上的卫星信号,测量出对应的伪距,然后结合卫星播发电文中的卫星位置参数、伪距修正参数等,进行 PVT(位置、时间与速度)解算,得到接收机本地时钟与 GNSS 系统时钟之间的钟差,之后再利用钟差将本地时钟与 GNSS 系统时钟同步<sup>[1]</sup>。

文献[2-3]研究了如何基于 GPS 接收机输出的秒脉冲信号对外部压控晶振进行驯服,使用了锁相环模型,或 FIR 预测滤波器等方法。但没有描述 GPS 接收机内部如何输出精确秒脉冲信号。

文献[4-5]直接使用钟差来调整本地时钟。

后文分析指出,这种方法等效为一个特征频率为 1 的一阶锁相环,环路对热噪声抑制较差,环路稳态误差与本地晶振频偏成正比。晶振频偏不变时环路稳态误差为一个固定值,这个固定值可以作为零值设置到接收机中。

为了抑制噪声影响,文献[5]对接收机解算结果平滑后再进行钟差校准,这要求在平滑过程中接收机位置不能移动,否则会影响校准精度。文献[6]对钟差建立二阶多项式模型并进行最小二乘拟和,这要求接收机在钟差拟和过程中不能对本地时钟进行调整。

为了降低晶振频率漂移的影响,文献[6]对晶振频偏进行估计,然后通过调整秒产生器的时钟计数器模值,等效地校准晶振频率。接收机频偏可以在接收机速度解算过程中获取,或由对钟差建模后获取。这类频偏校准的方法等效于特征频率为 1 的一阶锁相环,对热噪声抑制较差,而且在晶振频率斜升的情况下存在稳态误差,误差与

\* 收稿日期:2012-06-07

作者简介:向为(1981—),男,湖北秭归人,讲师,博士研究生,E-mail:xiangwei@nudt.edu.cn

晶振频率变化率成正比。

## 1 基于锁相环的钟差校准算法

### 1.1 钟差校准环路模型

一个典型的模拟锁相环由鉴相器、环路滤波器和压控振荡器三部分组成,环路系统函数如图 1 所示,其中  $\theta_i$  与  $\theta_o$  分别是锁相环的输入与输出相位<sup>[8]</sup>。

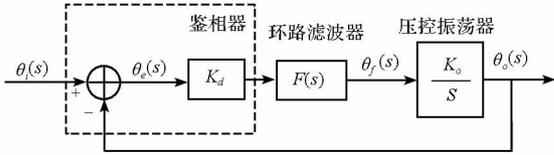


图 1 锁相环的拉氏变换方框图

Fig. 1 L-transform of PLL

本文设计的钟差校准过程以  $T_s$  为间隔,周期性地对本地时钟进行校准。每次对本地时钟的调整在  $T_s$  之后生效。这个过程中可以等效为数字锁相环,鉴相器的功能由 PVT 解算实现,压控振荡器的功能由本地时间调整接口实现,对模拟锁相环离散化后得到的环路系统函数如图 2 所示:

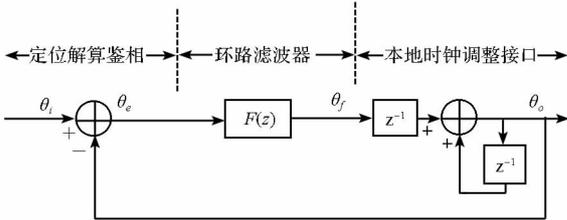


图 2 钟差校准环路的 Z 变换方框图

Fig. 2 Z-transform of PLL

锁相环的输入  $\theta_i$  为 GNSS 系统的秒相位,  $\theta_e$  为 PVT 解算后得到的钟差,  $\theta_f$  为环路滤波器输出的实际时钟调整量,锁相环输出  $\theta_o$  为本地秒相位,  $F(z)$  为环路滤波器的传递函数。根据本地时钟调整接口的定义,锁相环输出相位与实际的时钟调整量的关系如下:

$$\theta_o(n) = \theta_o(n-1) + \theta_f(n-1) \quad (1)$$

对式(1)进行 Z 变换,得到本地时钟调整接口的传递系数:

$$\frac{\theta_o(z)}{\theta_f(z)} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (2)$$

图 2 中,右边的本地时钟调整接口方框图部分正是按照上式搭建出来的。

由于钟差校准环路模型中的鉴相器是由 PVT 解算来实现的,与传统锁相环鉴相器不同的是, PVT 解算鉴相器在各种钟差情况下都能得到正确

的结果,所以钟差校准算法不会出现失锁的情况。

根据上述模型,钟差校准算法的关键在于设计环路滤波器,使得在给定条件下,锁相环的相位跟踪误差最小。

### 1.2 环路滤波器

N 阶环路滤波器的传递函数如下<sup>[8]</sup>:

$$F(z) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} b_n z^{-n}}{(1-z^{-1})^{N-1}} \quad (3)$$

可以推导出本模型中的一阶环路滤波器参数如式(4),其中  $B_L$  是环路等效噪声带宽(后简称环路带宽),  $T_s$  是环路采样时间,  $w_0$  是特征频率。

$$\begin{aligned} B_L &= 0.25w_0 \\ b_0 &= w_0 \end{aligned} \quad (4)$$

二阶环路滤波器参数如式(5):

$$\begin{cases} a_2 = 1.414 \\ B_L = 0.53w_0 \\ b_0 = a_2w_0 + \frac{T_s}{2}w_0^2 \\ b_1 = -a_2w_0 + \frac{T_s}{2}w_0^2 \end{cases} \quad (5)$$

三阶环路滤波器参数如式(6):

$$\begin{cases} a_3 = 1.1 \\ b_3 = 2.4 \\ B_L = 0.7845w_0 \\ b_0 = \frac{T_s}{2}(\frac{T_s}{2}w_0^3 + a_3w_0^2) + b_3w_0 \\ b_1 = \frac{T_s^2}{2}w_0^3 - 2b_3w_0 \\ b_2 = \frac{T_s}{2}(\frac{T_s}{2}w_0^3 - a_3w_0^2) + b_3w_0 \end{cases} \quad (6)$$

环路带宽  $B_L$  与采样时间  $T_s$  之间必须满足以下关系<sup>[8]</sup>:

$$B_L \leq \frac{1}{2T_s} \quad (7)$$

环路滤波器设计的关键在于确定合适的阶数与环路带宽。

### 1.3 环路总误差

GNSS 授时接收机输出的秒脉冲精度由环路总误差决定。环路总误差的经验公式如下式<sup>[1]</sup>:

$$\sigma_{pll} = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_m^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{\theta_e}{3} \quad (8)$$

$\sigma_{iPLL}$  表示  $1\sigma$  鉴相器误差引入的噪声,  $\sigma_m$  表示量化误差引入的噪声,  $\sigma_v$  表示  $1\sigma$  由振动引起的振荡器颤动,  $\theta_A$  表示由阿仑方差引起的振荡器

颤动,  $\theta_e$  表示动态应力引起的环路稳态误差, 在本模型中, 这一项替换为晶振频偏引起的环路稳态误差。

$\sigma_e$  由晶振特性决定, 且并不总是存在, 不在本文中讨论。下面对其他各项误差做出分析。

#### 1.4 晶振频偏引起的误差

在 GNSS 接收机的载波跟踪锁相环中, 对于不同阶数的锁相环, 动态应力引起的环路稳态误差  $\theta_e$  可表示为<sup>[1]</sup>:

$$\theta_e = \frac{1}{w_0^N} \frac{d^N R}{dt^N} \quad (9)$$

其中  $R$  代表 GNSS 接收机到卫星的距离,  $t$  代表 GNSS 系统的时间,  $N$  代表环路阶数。由于  $R$  的一阶导数可以等效为多普勒, 也就是频偏, 类似可以在本模型中得到结论:

$$\theta_e = \frac{1}{w_0^N} \frac{d^{N-1} f_e}{dt^{N-1}} \quad (10)$$

上式中的  $f_e$  代表晶振频偏。由此我们得出了不同阶数锁相环的晶振频偏误差表达式。在  $f_e$  为常数的情况下, 一阶锁相环稳态误差与  $f_e$  成正比, 二阶与三阶锁相环稳态误差为 0。在  $f_e$  斜升的情况下, 只有三阶的锁相环稳态误差为 0<sup>[8]</sup>。

#### 1.5 鉴相器噪声

使用 PVT 解算鉴相时, 鉴相结果存在误差。这个误差可以粗略分为两个部分: 一个是外部输入的参数的偏差, 一个是在接收机内部环路参数估计带来的偏差。

第一部分误差包括电离层、对流层、卫星钟差、卫星星历误差、多径误差等。由于模型较为复杂, 在算法中进行简化分析, 假设这些误差综合起来是一个均值缓慢变化的白噪声。

第二部分误差包括接收机内部载波环与码环参数的估计误差, 传统的接收机内载波环与码环会使用环路滤波器。这样会导致在 PVT 解算频度过高时, 误差不再是白噪声。一般 1Hz 带宽的码环暗示前后间隔大约 1s 的测量值之间才基本上相互独立<sup>[8]</sup>。

综上所述, 当观测量间隔相对于码环带宽来说足够长时, 可以假设 PVT 解算的钟差的误差是相互独立的白噪声, 假设噪声均值为  $\theta_{rms}$ , 标准差为  $\sigma_{rms}$ , 由锁相环理论可知, 经过锁相环后, 鉴相器噪声引起的相位估计噪声如下<sup>[10-11]</sup>:

$$\begin{aligned} \sigma_{iPLL}^2 &= \theta_{rms}^2 + \sigma_{rms}^2 \frac{B_L}{f_s} \\ &= \theta_{rms}^2 + \sigma_{rms}^2 B_L T_s \end{aligned} \quad (11)$$

可见, 在满足算法假设条件下, 采样周期与环路带宽越小, 鉴相器噪声的影响越小。

#### 1.6 晶振相位噪声

由锁相环理论可知, 经过二阶或三阶锁相环后, 晶振相位噪声引起的环路误差可以表示如下<sup>[1,9]</sup>:

$$\theta_{A2} = \frac{2}{5} \cdot \frac{\sigma_A}{B_L} \quad (12)$$

$$\theta_{A3} = \frac{4}{9} \cdot \frac{\sigma_A}{B_L}$$

其中  $\theta_{A2}$  表示二阶锁相环误差,  $\theta_{A3}$  表示三阶锁相环误差。 $\sigma_A$  表示晶振的短期阿仑偏差, 观测闸门为环路带宽  $B_L$  的倒数。由于短期阿仑偏差  $\sigma_A$  对观测闸门的变化不敏感, 可以近似地认为是一个常数<sup>[1]</sup>。

因此可以得出结论, 晶振的短期阿仑偏差越小, 环路带宽越大, 则环路误差越小。

#### 1.7 量化误差

由于本地时钟调整接口是数字接口, 一般精度并不高, 所以量化误差不可忽略。假设量化步长为  $d$ , 记量化引起的误差为  $\theta_m$ , 那么量化误差与实际时钟调整量  $\theta_f$  的关系如式(13), 其中 MOD 指取模的意思:

$$\theta_m = \text{MOD}(\theta_f, \frac{d}{2}) \quad (13)$$

由于量化误差是精确可知的, 所以可以在程序中记录误差量, 并对环路进行补偿, 从而消除量化误差对环路的影响。

但是补偿方法并不能消除量化误差对实际秒脉冲输出精度的影响。因此实际设计中, 要尽量减小时间调整接口的量化步长。

#### 1.8 环路优化设计准则

由于晶振的频率在温度变化或老化时存在斜升过程, 为了使得总误差最小, 在工程实践中选用三阶锁相环<sup>[3]</sup>, 这样晶振频偏引起的误差基本可以忽略。因为通过补偿的方式可以消除量化误差, 所以总的环路误差可以表示如下:

$$\sigma_{pll}^2 = \sigma_{iPLL}^2 + \sigma_v^2 + \left(\frac{4}{9} \cdot \frac{\sigma_A}{B_L}\right)^2 \quad (14)$$

为了使得误差更小, 应根据接收机硬件处理能力, 选择足够小的环路采样时间  $T_s$ , 并选用短期阿仑偏差  $\sigma_A$  更小的晶振。

在晶振阿仑偏差与环路采样时间确定下来后, 选择合适的环路带宽  $B_L$ , 使得总误差达到最小。对式(14)中的环路总误差求导得:

$$\frac{d\sigma_{pll}^2}{dB_L} = \sigma_{rms}^2 T_s - 2 \left( \frac{4\sigma_A}{9} \right)^2 B_L^{-3} \quad (15)$$

令上式等于 0, 可以得到使环路总误差  $\sigma_{pll}$  最小的环路带宽表达式如下:

$$B_L = \left( \frac{32}{81} \cdot \frac{\sigma_A^2}{\sigma_{rms}^2 T_s} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (16)$$

可以看出, 晶振阿仑偏差与 PVT 解算误差之比越大, 最优环路带宽越大。

在实际工程中, 普通 GNSS 接收机的晶振频率准确度在 1ppm 量级, 在  $T_s$  固定的情况下,  $B_L$  越小, 环路收敛时间越长。所以确定  $B_L$  时要综合考虑接收机的总体需求。

直接采用钟差调整本地时钟的情况, 相当于取  $\theta_f = \theta_e$ , 等效于一阶锁相环取  $w_0 = 1$  时的情况, 此时环路稳态误差等于  $f_e$ 。而环路带宽  $B_L$  为 0.25Hz。根据上文分析可知, 此时环路总误差并没有达到最小。

### 1.9 环路优化设计实例分析

假设接收机环路采样周期  $T_s$  为 1s, PVT 解算误差  $\sigma_{rms}$  为 30ns, 接收机晶振频率准确度为 1.5ppm, 短期阿仑偏差  $\sigma_A$  为  $1 \times 10^{-9}$ 。

采用三阶锁相环, 根据式 (16), 计算出最优环路带宽为 0.0760Hz。

根据以上假设条件, 进行数值验证, 得到不同的环路带宽对应的环路总误差如图 3 所示, 最优环路误差与计算得到的一致。

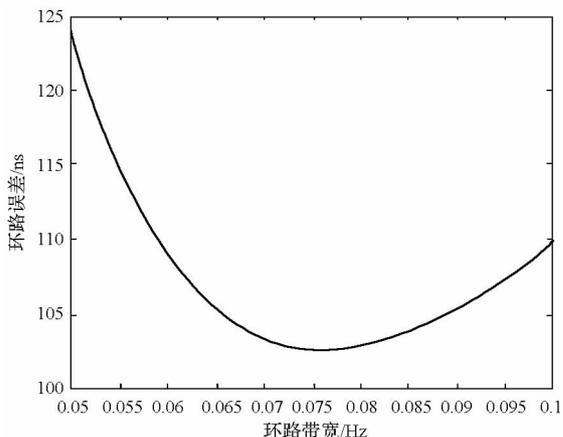


图 3 不同环路带宽对应的环路误差

Fig. 3 Error versus  $B_L$

## 2 实验验证

在北斗二号导航接收机上对算法进行了实验验证。实验中使用时间间隔计数器测量北斗二号导航接收机与 motorola 的 GPS 授时模块 M12T 之间的秒脉冲时间差, 如图 4 所示。以北斗二号导航

接收机输出的秒脉冲信号为计数器开门信号, 以 M12T 模块输出的秒脉冲信号为计数器关门信号。



图 4 实验验证平台

Fig. 4 Test bed

北斗二号导航接收机的定位精度在 20ns 左右, 晶振短稳为 0.05ppm, PVT 解算频度 1Hz。根据优化准则计算出三阶环路滤波器的最优环路带宽为 1.35Hz。但由于当前接收机设计的环路采样时间仅为 1s, 根据上文分析,  $B_L$  要小于 0.5Hz, 所以三阶锁相环的最优带宽取值为 0.5Hz。

使用三阶锁相环, 取环路带宽为 0.5Hz 时, 测试结果如图 5:

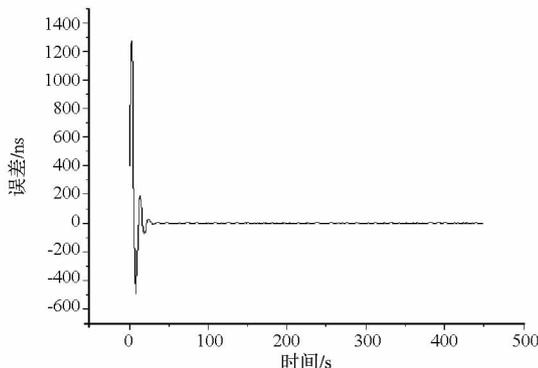


图 5 环路带宽为 0.5Hz 时的误差

Fig. 5 Error when  $B_L = 0.5\text{Hz}$

使用三阶锁相环, 取环路带宽为 0.25Hz 时, 测试结果如图 6:

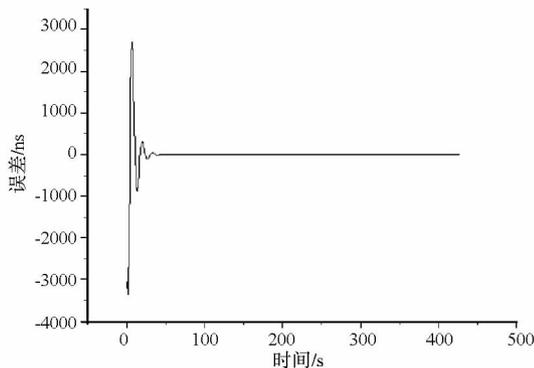


图 6 环路带宽为 0.25Hz 时的误差

Fig. 6 Error when  $B_L = 0.25\text{Hz}$

直接使用解算结果调整本地时钟, 测试结果如图 7:

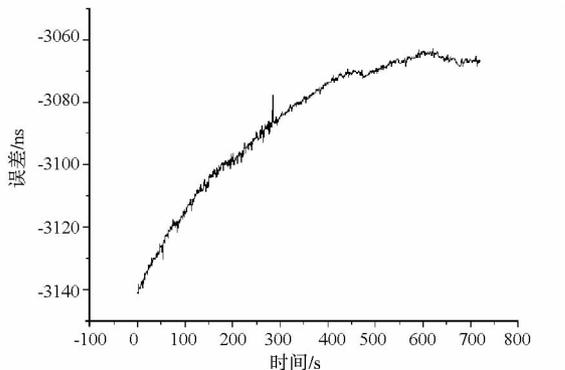


图 7 直接使用钟差调整时的误差

Fig. 7 Error in direct adjusting

在环路进入稳态后,统计 3 种情况下的秒脉冲误差,结果如表 1 所示:

表 1 不同算法参数下的秒脉冲精度误差

Tab.1 Clock error in each method

算法参数	秒脉冲 $1\sigma$ 误差
三阶环路, $B_L = 0.5\text{Hz}$	4.59857ns
三阶环路, $B_L = 0.25\text{Hz}$	4.69527 ns
直接使用钟差调整	21.35117ns(归一化后)

可以看出,选择三阶锁相环,并取最优环路带宽,当环路达到稳态时,秒脉冲输出误差最小,实验结果与理论分析一致。但从图中可以看出,使用三阶锁相环时,环路存在一个收敛到稳态的过程,收敛时间在 20s 左右。

### 3 结论

本文基于传统的锁相环模型,提出了全新的 GNSS 授时型接收机的本地时钟钟差校准算法,分析了锁相环误差与环路参数之间的关系,给出了环路优化设计准则以及最优环路带宽表达式,并在北斗二号导航接收机上对算法进行了验证。结果表明,在环路更新间隔相对于码环带宽足够大时,环路更新速率越快,晶振短期阿仑偏差、PVT 解算误差越小,则环路总误差越小。在这几项误差已经确定的情况下,使用三阶锁相环,并选用最优环路带宽,可以使环路总误差达到最小值。但使用该算法时,环路存在一个收敛的过程,在这

段时间内,环路误差较大。这些结论可以为 GNSS 授时型接收机设计提供理论依据。

### 参考文献 (References)

- [1] Kaplan E D, Hegarty C J. GPS 原理与应用[M]. 第二版. 寇艳红译. 北京:电子工业出版社, 2010.  
Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS principles and applications[M]. 2nd edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010. (in Chinese)
- [2] Luis A M, Yuriy S S, Oscar I M. Optimal synchronization of local clocks by GPS 1PPS signals using predictive FIR filters [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2009, 58 (6): 1833 - 1840.
- [3] Penrod B M. Adaptive temperature compensation of GPS disciplined quart and rubidium oscillators [C]//Proceedings IEEE Int. Freq. Control Symp., 1996:980 - 987.
- [4] Osterdock T N. GPS synchronized frequency/time source[P]. US Patent, 1993.
- [5] Loiselle K. Optimizing timing performance of GPS frequency reference[R]. Connor Winfield, Inc., 2007.
- [6] 徐宁波. 北斗卫星授时接收机的设计与实现[J]. 无线工程, 2010, 40(10).  
XU Ningbo. Design and implementation of timing receiver used with beidou satellite[J]. Radio Engineering, 2010, 40(10). (in Chinese)
- [7] 吴军高. 基于卫星的高精度时间测量[C]//全国频率控制技术年会论文集, 2008:17 - 21.  
WU Jungao. Precise time measuring based on satellite[C]//The proceeding of Annual Conference of China Frequency Control Technology, 2008:17 - 21. (in Chinese)
- [8] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009.  
XIE Gang. Principles of GPS and receiver design [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009. (in Chinese)
- [9] Detoma E, Bonafede L, Capetti P. Local oscillator contribution to carrier-phase measurements in a GNSS receiver [C]//41st Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting, 2009.
- [10] 唐小妹, 徐鹏程, 王飞雪. 两种相位鉴别器下的导航接收机跟踪环路性能分析及比较[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(2):85 - 90.  
TANG Xiaomei, XU Pengcheng, WANG Feixue. Performance comparison of phase detector in navigation receiver's tracking loop [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(2):85 - 90. (in Chinese)
- [11] Yu W, Lachapelle G, Skone S. PLL performance for signals in the presence of thermal noise, phase noise, and Ionospheric scintillation [C]//ION GNSS Fort Worth TX, September 26 - 29, 2006:1 - 17.