

文章编号: 1001 - 893X(2010)08 - 0057 - 06

# 高动态条件下测控系统载波跟踪环路优化设计\*

陈 竹, 王元钦, 侯孝民

(装备指挥技术学院, 北京 101416)

**摘 要:** 航天测控系统中载波跟踪误差主要来源于热噪声和航天器动态应力, 对载波跟踪环路的优化一般通过调整环路等效噪声带宽来实现。分析了航天测控系统中航天器的动态应力特性及环路跟踪误差特性, 导出由载噪比和动态应力决定的环路最佳带宽表达式, 提出一种通过环路自身状态估计载噪比和动态应力的方法, 通过对载噪比和动态应力的实时估计实现对环路参数的实时调整。仿真结果表明, 该算法在动态应力和载噪比时变的高动态场合可以实现稳定的载波跟踪, 测量精度得到明显改善。

**关键词:** 测控系统; 载波跟踪; 最佳等噪声带宽; 载噪比; 动态应力

中图分类号: TN964 文献标识码: A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2010.08.012

## Optimization of TT&C Carrier Tracking Loop in Dynamic Environments

CHEN Zhu, WANG Yuan-qin, HOU Xiao-min

(Academy of Equipment Command & Technology, Beijing 101416, China)

**Abstract:** The carrier tracking error in TT&C (Telemetry, Tracking and Command) system is mostly comprised of the thermal noise error and dynamic stress error. Loop bandwidth adjustment is the general way to optimum the performance of the carrier tracking loop. Based on the analysis of spacecraft dynamic characteristic and the error characteristic of carrier loop, an optimal loop bandwidth which can yield the minimum error in specified carrier - to - noise ratio and dynamic stress is presented. Additionally, an estimation method which can extract the carrier - to - noise ratio and dynamic stress real time from the carrier tracking loop itself is developed. By detecting the carrier - to - noise ratio and dynamic stress, the loop parameter is adjusted adaptively to minimize the tracking error. The simulation result shows that the algorithm is efficient to improve the precision of carrier tracking in high dynamic circumstance.

**Key words:** TT&C system; carrier tracking loop; optimal loop bandwidth; carrier - to - noise ratio; dynamic stress

### 1 引 言

航天测控系统的主要功能是测量航天器与地面站之间的距离及航天器的飞行速度, 这两个功能的实现均依赖于接收机对航天器下行信号的精确载波跟踪。载波跟踪的误差主要来源于系统热噪声和航天器动态。在卫星导航定位的应用场合, 系统动态

主要来源于接收终端的运动, 而航天测控系统的动态主要来源于航天器高速飞行。航天器飞行速度远远高于地面接收终端的运动速度, 因此航天测控系统中由航天器动态引入的误差要比卫星导航系统明显。同时, 测控系统还必须对航天器上升、入轨、变轨及着陆等机动飞行状态进行精确测量, 这些通过火箭发动机的点火和熄灭完成的动作将使航天器的

\* 收稿日期: 2010 - 03 - 05; 修回日期: 2010 - 05 - 10

飞行状态在短时间内发生剧变,速度动态、加速度动态和加加速度动态复合出现,这进一步增加了精确跟踪载波的难度。

高精度的载波跟踪一般通过锁相环实现,高动态条件下载波跟踪环路的优化方法大致分为外部辅助法和参数优化法两种。外部辅助法利用其它测量系统的测量结果来对环路进行辅助,如文献[1]采用惯性导航的速度测量值辅助载波环路的跟踪,文献[2]中采用锁频环牵引锁相环实现载波的快速跟踪。参数优化法通过调整环路参数来提高环路跟踪性能,如文献[3]中实时测量载噪比( $C/N_0$ ),通过 $C/N_0$ 与鉴相曲线的关系计算出一个比例因子,由该因子对 $C/N_0$ 带来的鉴相曲线失真进行补偿,文献[4]中采用模糊逻辑控制器对环路参数进行控制,文献[5]中针对不同的加加速度应力,预先设计两个不同阶次的环路滤波器,在环路工作过程中通过对应力的估计进行自动选择。上述方法在优化环路时均未同时考虑信噪比和动态应力对环路测量误差的影响。本文分析了航天测控系统中航天器的多普勒特性,以最小测量误差为计算准则推导出环路最优等效噪声带宽,并通过对 $C/N_0$ 及航天器动态应力的实时估计计算出当前环路的最佳等效噪声带宽,从而对环路参数进行实时调整。本文介绍的方法稍加改动亦可用于码跟踪环路的优化设计。

## 2 航天器多普勒特点

测控环境下接收机的动态主要取决于由航天器高速飞行所带来的多普勒效应。航天器的动态主要包括航天器机动和在轨绕地飞行两个部分。航天器的机动与具体任务有关,接收信号多普勒变化规律很难通过数值计算分析。绕地飞行所引入的多普勒是航天器动态中的常态部分,可以通过特定的几何关系加以分析。通过计算,接收信号的多普勒频率可以表示为<sup>[6]</sup>

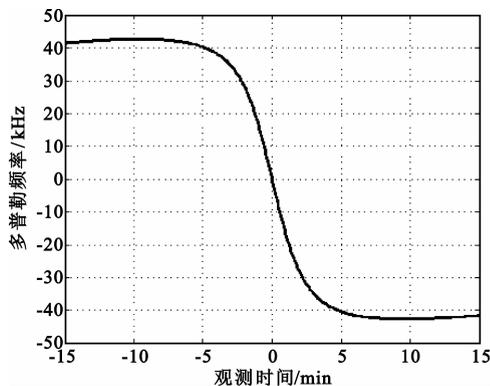
$$\Delta f(t) = -\frac{f}{c} \cdot$$

$$\frac{r_E r \sin(\psi(t) - \psi(t_0)) \cos(\cos^{-1}(\frac{r_E}{r} \cos \theta_{\max}) - \theta_{\max}) \dot{\psi}(t)}{\sqrt{r_E^2 + r^2 - 2r_E r \cos(\psi(t) - \psi(t_0)) \cos(\cos^{-1}(\frac{r_E}{r} \cos \theta_{\max}) - \theta_{\max})}} \quad (1)$$

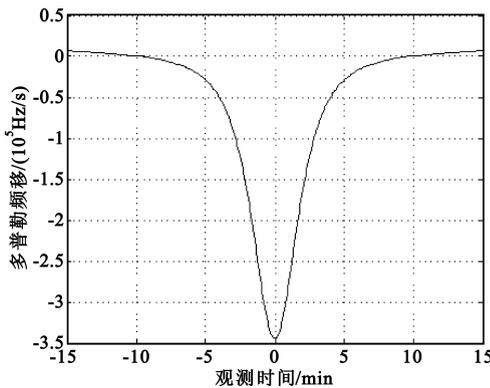
式中, $f$ 表示载波频率, $r_E$ 表示地球半径, $r$ 表示卫星到地心的距离, $\psi(t)$ 和 $\psi(t_0)$ 表示 $t$ 时刻和 $t_0$ 时刻星下点对应的圆心角, $\theta_{\max}$ 表示地面站最大观测

仰角, $\dot{\psi}(t)$ 表示星下点相对于地心的角速度, $c$ 表示光速。

对式(1)求一阶导数,可以得到由航天器加速度引入的多普勒变化率。令 $P$ 点为卫星过顶时的星上点,卫星过顶时刻 $t = 0$ ,即 $t < 0$ 时段卫星临近 $P$ 点, $t > 0$ 时段卫星远离 $P$ 点。图1给出了载频为2.3 GHz、卫星飞行高度为900 km、绕地周期为2 h时地面站接收到的航天器多普勒频移和多普勒频率变化率曲线,可以看出卫星在轨运行时引入的多普勒及多普勒变化率都相当明显。



(a)多普勒频率曲线



(b)多普勒频移曲线

图1 卫星绕地飞行时的多普勒和多普勒变化率

Fig.1 Doppler frequency offset and Doppler frequency ramp of received TT&C signal when satellite rounding around the Earth

## 3 载波跟踪环路性能分析

扩频统一测控系统中信号的跟踪可划分为伪码跟踪和载波跟踪两个部分,伪码跟踪采用延迟锁定环完成,载波跟踪则采用 Costas 结构的锁相环完成,在具体的实现过程中,两个环路通常共用一个相关器,并且通过载波跟踪的结果来辅助伪码的跟踪。简化后的载波与伪码跟踪环的结构如图2所示。

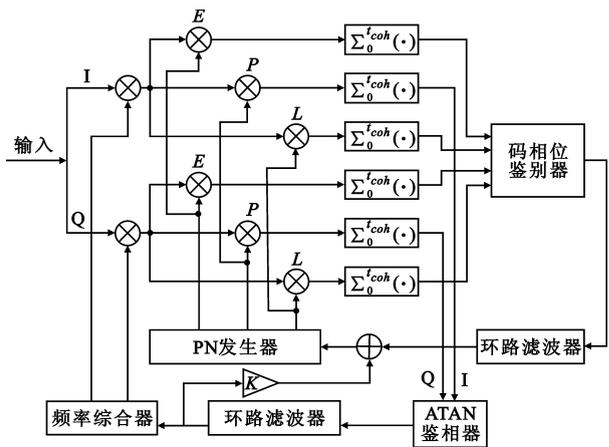


图 2 载波与伪码跟踪环基本结构

Fig.2 Scheme of carrier and PN code tracking loop

设载波跟踪环的输入信号相位为  $\varphi_i$ , 输出信号相位为  $\varphi_o$ , 环路所要实现的功能是通过锁相环算法使得输入信号与输出信号的相位差  $\delta_\varphi = \varphi_o - \varphi_i$  达到最小, 在实际环路中,  $\delta_\varphi$  即是环路鉴相器的输出。则经相关器后输入到鉴相器的同相与正交分量信号可以表示为:

$$I[k] = \sqrt{2(C/N_o)T_{coh}}D[k]\cos\delta_\varphi + v_I[k] \quad (2)$$

$$Q[k] = \sqrt{2(C/N_o)T_{coh}}D[k]\sin\delta_\varphi + v_Q[k]$$

式中,  $C/N_o$  表示载噪比;  $T_{coh}$  表示预积分时间;  $\delta_\varphi$  表示跟踪误差, 也即是输入信号与本地产生的信号副本的相位差;  $v_I[k]$  和  $v_Q[k]$  表示附加在正交及同相分量上的零均值高斯白噪声。设环路的传递函数为  $H(s)$ , 则通过环路闭环传递函数可以得到环路的等效噪声带宽为

$$B_L = \frac{1}{|H(0)|^2} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (3)$$

式中,  $\omega = 2\pi f$ , 频率响应的幅度为  $|H(j\omega)|^2 = [H(j\omega)H(-j\omega)]$ 。式(3)可通过 R. S. Philips 的定积分表达式进行计算<sup>[8]</sup>:

$$I_n = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \frac{c(s)c(-s)}{a(s)a(-s)} ds \quad (4)$$

式中,  $c(s) = c_{n-1}s^{n-1} + c_{n-2}s^{n-2} + \dots + c_0$ ,  $a(s) = a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_0$ 。

载波跟踪环总的  $3\sigma$  误差可表示为

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\sigma_{iPLL}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{1}{3}\theta_e \quad (5)$$

式中,  $\sigma_{iPLL}$  表示由热噪声引入的误差,  $\sigma_v$  表示由振动引起的振荡器颤动误差,  $\theta_A$  表示阿仑方差,  $\theta_e$  表示由动态应力引入的误差, 各个误差项对环路测量误差的影响如图 3 所示。可见, 当等效噪声带宽较

小时,  $\theta_e$  占主要成分; 当等效噪声带宽较大时,  $\sigma_{iPLL}$  占主要成分, 而  $\sigma_v^2$  和  $\theta_A$  始终很小, 因此一般情况下可以忽略不计。

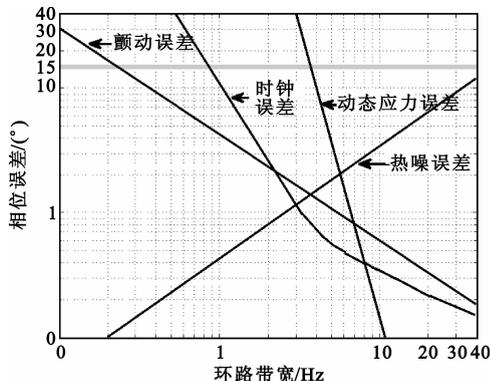


图 3 载波环路的各种误差源

Fig.3 Individual sources of error contributing to total phase jitter

对于一个由 Costas 环构成的载波跟踪环, 由热噪声引入的误差可以近似表示为

$$\sigma_{iPLL} = \sqrt{\frac{B_L}{C/N_o} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh}(C/N_o)}\right)} \quad (6)$$

式中,  $B_L$  为等效噪声带宽,  $T_{coh}$  为预积分时间,  $C/N_o$  为输入信号的载噪比(dB-Hz),  $\lambda_L$  为射频载波波长,  $\sigma_{iPLL}$  的单位为弧度(rad)。可见, 热噪声产生的跟踪误差与载波跟踪环的阶数没有直接关系。

由卫星动态给引入的载波跟踪环相位误差针对不同阶次的环路有不同的表达式, 如下:

$$\phi_e = \frac{(\Delta f)^{(k)}}{(\omega_n)^k} \quad (7)$$

式中,  $(\Delta f)^{(k)}$  表示普勒频偏的  $k$  阶导数,  $\omega_n$  表示载波跟踪环的自然谐振频率。可见, 相同阶次的航天器动态可以被相同阶次的环路敏感地鉴别出来, 因此设计载波跟踪环路时必须对环路跟踪过程中可能存在的动态类型进行分析, 以确保环路的正常运行。

将式(6)和式(7)代入式(5), 可以得到载波跟踪环总的  $1\sigma$  测量误差(单位为度)为

$$\sigma_{DLL} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_L}{2C/N_o} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh}C/N_o}\right) + \frac{\alpha^n}{3} \frac{360}{\lambda_L} \frac{\tau^{(n)}}{B_L^n}} \quad (8)$$

式中,  $\tau^{(n)} = (\partial^n R / \partial t^n)$  表示航天器的动态, 对于一阶动态,  $\tau^{(1)}$  表示航天器的飞行速度, 单位为 m/s; 对于二阶动态,  $\tau^{(2)}$  表示航天器飞行的加速度, 单位为  $m^2/s$ ; 对于三阶动态,  $\tau^{(3)}$  表示航天器飞行的加加速度, 单位为  $m^3/s$ 。  $\alpha = B_L/\omega_n$  表示环路等效噪

声带宽与环路自然谐振频率的比值,对于以最小误差准则为设计标准的各阶环路,通过卡尔曼滤波算法对  $\alpha$  进行求解,可以得到一阶、二阶和三阶环路的最佳  $\alpha$  值分别为 0.25、0.53 和 0.784 5<sup>[9]</sup>。

可见,载波跟踪环的跟踪误差与环路带宽  $B_L$ 、载噪比  $C/N_o$ 、积分时间  $T_{coh}$  和航天器动态  $\tau^{(n)}$  有关,其中载噪比由当前的输入信号决定,积分时间受限于导航的数据码元宽度,航天器的动态取决于当前航天器的飞行状态,因此环路跟踪性能优化仅能通过改变环路的等效噪声带宽来实现。从式(8)可知,对于热噪声误差而言,测量误差随着环路带宽的增大而增大;对于动态应力误差而言,测量误差随着环路带宽的减小而增大,因此在某一状态下环路一定存在一个最优的环路带宽  $B_o$ 。图 4 给出了不同载噪比条件下环路带宽与环路总的跟踪误差的关系,可以看出最佳的环路等效噪声带宽位于每条曲线的谷底位置。

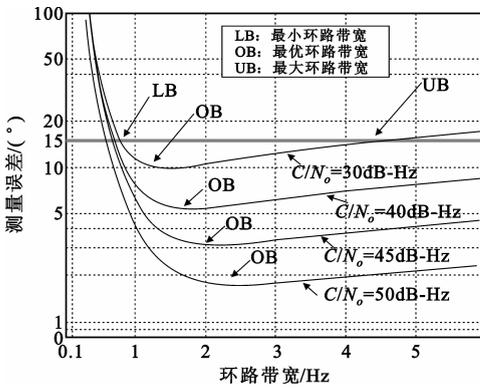


图 4 跟踪环路的最优噪声带宽

Fig. 4 The optimal bandwidth of tracking performance

最佳等效噪声带宽可以通过对  $\sigma_{PLL}$  求  $B_L$  的导数并将导数表达式置零求得:

$$\frac{\partial \sigma_{PLL}}{\partial B_L} = 0 \tag{9}$$

可得:

$$\frac{1}{C/N_o} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh}C/N_o}\right) \left(\frac{360}{2\pi}\right)^2 - \left((2n) \frac{\alpha^n 360}{3 \cdot 2\pi} \tau^{(n-1)}\right)^2 B_L^{-(2n-1)} = 0 \tag{10}$$

则最佳环路等效噪声带宽的表达式为

$$B_o = \sqrt[2n+1]{\frac{\left((2n) \frac{\alpha^n 360}{3 \cdot 2\pi} \tau^{(n-1)}\right)^2}{\frac{1}{C/N_o} \left(1 + \frac{1}{2T_{coh}C/N_o}\right) \left(\frac{360}{2\pi}\right)^2}} \tag{11}$$

式(11)表明,最佳噪声带宽与航天器动态和当

前载噪比有关,因此只要求出当前系统的载噪比和航天器动态就可以对跟踪环路进行优化。

### 4 优化方法

载波跟踪环路优化的基本思路是根据环路当前输入信号的载噪比及航天器的动态,求取最佳环路带宽,根据最佳带宽实时计算出环路参数并及时进行调整,优化算法的原理框图如图 5 所示。

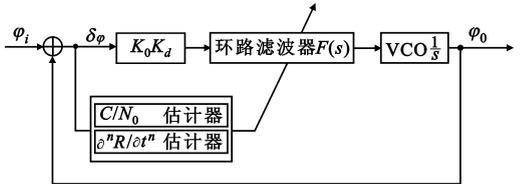


图 5 载波跟踪环路优化原理

Fig. 5 Optimization scheme of carrier tracking loop

优化的关键问题是对载噪比  $C/N_o$  和载体动态  $\partial^n R / \partial t^n$  的实时估计,对  $C/N_o$  的估计方法如下。

首先将预检测积分时间  $T_{coh}$  分为  $M$  个区间,在每个积分区间内计算信号的窄带功率  $P_N$  和宽带功率  $P_W$ :

$$P_N = \left(\sum_i I_{Pi}\right)^2 + \left(\sum_i Q_{Pi}\right)^2 \tag{12}$$

$$P_W = \sum_i (I_{Pi}^2 + Q_{Pi}^2) \tag{13}$$

式中,  $I_{Pi}$  和  $Q_{Pi}$  由式(2)定义。设  $P_{N/W}$  表示宽带功率与窄带功率之比,为降低噪声对  $P_{N/W}$  的影响,重复上述过程  $k$  次,求出  $P_{N/W}$  均值:

$$\bar{P}_{N/M} = \frac{1}{k} \sum_{r=1}^k \frac{P_{N,r}}{P_{W,r}} \tag{14}$$

文献[10]给出了均值  $\bar{P}_{N/W}$  与  $C/N_o$  的关系式:

$$E(\bar{P}_{N/M}) \approx \frac{M(C/N_o T_{coh} + 1)}{M + C/N_o \tau} \tag{15}$$

因此有:

$$C/N_o \approx \frac{M}{T_{coh}} \frac{\bar{P}_{N/W} - 1}{M - P_{N/W}} \tag{16}$$

文献[11]中说明对于  $C/N_o > 23$  dB 的情况,当总的积分时间  $T_{coh}$  为 1 s ( $M = 20, k = 50$ ) 时,上式的与真值的估计误差将大小 1 dB,当  $C/N_o$  更小时,则需要更长的积分时间  $T_{coh}$ 。

由式(7)可知,载体的动态误差也就是载波跟踪环路的稳态跟踪误差,而稳态误差可以从环路的鉴相器输出中直接提取出来。对于一阶环,环路的稳态误差决定于卫星的速度;对于二阶环而言,环路的

稳态误差决定于卫星的加速度;对于三阶环而言,环路的稳态误差决定于卫星的加加速度。在无热噪声的情况下,环路进入稳态时,鉴相器的输出只与卫星动态有关,但由于热噪声及载体颤动的影响,鉴相器的输出误差是热噪声引入的误差和卫星动态引入误差之和。为了降低噪声的影响,采用对  $K$  次测量结果求均值的方式实现卫星动态测量。

环路优化的具体过程如下:

- (1) 设置环路初始等效噪声带宽,该等效噪声带宽略宽,使环路能够快速捕获信号并达到稳态;
- (2) 测量鉴相器输出误差的统计方差  $\sigma_e$ ,当  $\sigma_e < 15^\circ$  时,认为环路达到稳态;
- (3) 由预积分器的输出结果测量  $C/N_0$ ,由鉴相器输出值的稳态误差测量载体动态  $\partial^n R / \partial t^n$ ;
- (4) 根据载体动态和载噪比由式(11)计算最佳噪声带宽,根据最佳噪声带宽计算最佳的环路滤波器参数,并对环路滤波器参数进行更新。

### 5 仿真与分析

采用二阶载波跟踪环对以上优化方法进行仿真,仿真模型在 Matlab Simulink 中实现,如图 6 所示。

估计出环路的最佳等效噪声带宽后,就可以对环路滤波器的参数进行调整了。二阶载波跟踪环环路滤波器结构如图 7 所示<sup>[12]</sup>,可见只需要对环路参数  $K_1$ 、 $K_2$  进行调整。其中  $K_1 = \omega_0^2$ ,  $K_2 = 1.414\omega_0$ ,  $B_n = 0.53\omega_0$ <sup>[12]</sup>。由以上关系可以对环路滤波器的参数进行实时优化。

仿真模型的关键参数如下:中频信号频率为 4.8 MHz,采样率为 16.3 MHz,预积分时间为 1 ms,载体动态为 0 kHz/s (0 ~ 200 ms)、10 kHz/s (200 ~ 400 ms),  $C/N_0$  为 40 dB-Hz,信号捕获后的残留频偏为 50 Hz,初始等效噪声带宽为 100 Hz。仿真结果如图 8 和图 9 所示。输入信号在初始时刻只存在 50 Hz 的多普勒频偏,多普勒变化率为 0 kHz/s,当  $t > 200$  ms 时,输入信号的频率开始以 10 kHz/s 的速率变化,整个过程模拟了卫星由匀速运动到匀加速运动的过程。图 8 表示环路载波频率跟踪曲线,在整个 500 ms 的仿真周期中,载波跟踪环对接收信号进行了稳定的跟踪,没有出现任何失锁现象。图 9 表示环路跟踪误差,由环路实际测量到的载波频率与仿真时输入信号的实际频率求差得到。从图 9 中可以看出,载波跟踪环的参数出现了两次调整,第一次调整发生在环路进入稳定跟踪状态后,优化算法通过对  $C/N_0$  和航天器动态的估计值计算出最优的等效噪声带宽,同时对环路滤波器参数进行调整,参数调整后环路的载波跟踪误差得到降低。当  $t > 200$  ms 时,卫星开始匀加速运动,这时载波跟踪环路的输入信号的频率开始以 10 kHz/s 的速率变化。此时从跟踪环路的鉴相器输出中检测到了稳态误差,通过该稳态误差估计出载体动态并实时测量得到  $C/N_0$  值,优化算法重新对最优等效噪声带宽进行计算,在  $t = 300$  ms 时对环路参数进行调整,进一步提高了卫星在加速运动状态下的载波跟踪精度。在调整过程中,由于环路参数的突变,环路的误差曲线出现了轻微的瞬态过程,但随后又重新回到稳态,全局考虑并不影响环路的跟踪精度。仿真表明,通过对载体动态和载噪比的二维估计,环路的跟踪精度得到了明显改善。

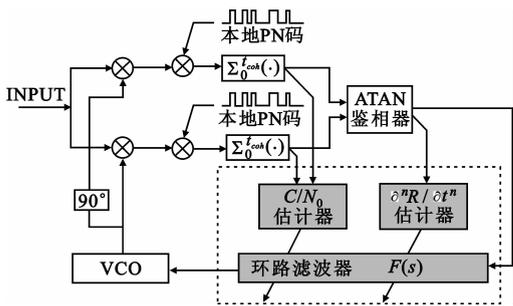


图 6 Costas 结构的载波跟踪环路优化实现框图  
Fig. 6 Optimization of Costas carrier tracking loop

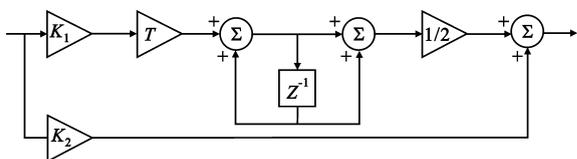


图 7 二阶环中的环路滤波器

Fig. 7 Structure of loop filter in a second order tracking loop

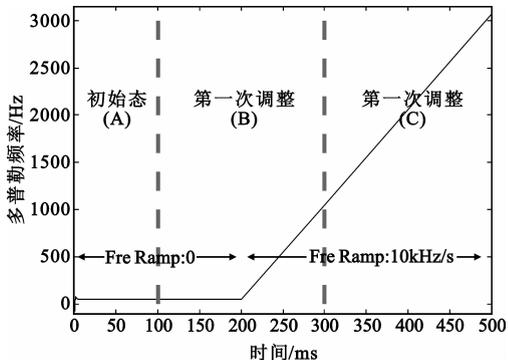


图 8 优化后的载波跟踪环频率跟踪曲线  
Fig. 8 Frequency tracking curve after optimization

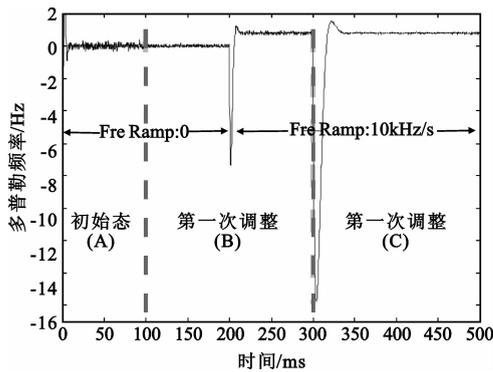


图9 优化后的载波跟踪环路频率跟踪误差曲线  
Fig.9 Frequency tracking error curve after optimization

## 6 小 结

根据本文分析,测控系统中载波跟踪精度受限于载波跟踪环路的等效噪声带宽,在载噪比和航天器动态确定的情况下,载波跟踪环路一定存在一个最优的环路等效带宽。本文的环路优化方法与前人研究相比,同时考虑了载噪比和航天器动态两个因素,并给出了实用的载噪比和航天器动态估计方法,使得该方法具有较高的可用性。仿真结果表明该方法稳定,不易失锁,对高动态条件下的载波跟踪有较大的参考价值。

### 参考文献:

- [1] Alban S, Akos D, Rock S, et al. Performance Analysis and Architectures for INS - Aided GPS Tracking Loops[C]//Proceedings of ION National Technical Meeting. Anaheim, CA, US: ION, 2003: 611 - 622.
- [2] Pedro A Roncagliolo, Cristian E De Blasis, Carlos H Muravhik. GPS Digital Tracking Loops Design for High Dynamic Launching Vehicles[C]//Proceedings of 2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Manaus, Brazil: IEEE, 2006: 41 - 45.
- [3] Deok Won Lim, Sul Gee Park, Chansik Park, et al. A New Design Method of DLL using C/N0[C]//Proceedings of International Symposium on Global Navigation Satellite Systems Society (IGNSS). Queensland, Australia: IEEE, 2009: 1 - 10.
- [4] Mao W - L, Tsao H W, Chang F R. Intelligent GPS receiver for robust carrier phase tracking in Kinematic environments [J]. IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation, 2004, 151(3): 171 - 180.
- [5] 王伟,郝燕玲,马龙华. 动态和噪声环境下伪码和载波联合测距算法研究[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2006, 27(4): 530 - 535.  
WANG Wei, HAO Yan - ling, MA Long - hua. Research on

PN code and carrier tracking algorithm in dynamic and noise environment [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2006, 27(4): 530 - 535. (in Chinese)

- [6] Irfan Ali, Naofal Al - Dhahir, John E. Hershey. Doppler Characterization for LEO Satellites[J]. IEEE Transactions on Communications, 46(3): 309 - 313.
- [7] Simon M K, Omura J K, Robert A Scholtz, et al. Spread Spectrum Communication Handbook[M]. Boston: McGraw - Hill, 2003.
- [8] Jwo D J. Optimisation and sensitivity analysis of GPS receiver tracking loops in dynamic environments[J]. IEE Proceedings of Radar, Sonar and Navigation, 2001, 148(4): 241 - 250.
- [9] Alireza Razavi, Dennis M Akos. Carrier Loop Architectures for Tracking Weak GPS Signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 144(2): 679 - 710.
- [10] Balaei A T, Dempster A G, Barnes J. A Novel Approach in Detection and Characterization of CW Interference of GPS Signal Using Receiver Estimation of C/N0[C]//Proceedings of International Conference on Position, Location, and Navigation. [S. l.]: IEEE, 2006: 1120 - 1126.
- [11] Parkinson B W, Spilker J J. Global Positioning System: Theory and Applications [M]. Washington, DC: AIAA, 1996: 329 - 408.
- [12] Elliott D Kaplan. GPS 原理与应用[M]. 邱致和, 王万义, 译. 北京: 电子工业出版社, 2001: 94 - 96.  
Elliott D Kaplan. Understanding GPS Principles and Applications[M]. Translated by QIU Zhi - he, WANG Wan - yi. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2001: 94 - 96. (in Chinese)

### 作者简介:

陈竹(1982 - ),男,四川凉山人,博士研究生,主要研究方向为航天器测量与控制、扩频通信;

CHEN Zhu was born in Liangshan, Sichuan Province, in 1982. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include spacecraft TT&C (Telemetry, Tracking & Command) and spread spectrum communication.

Email: chenzhubattg@yahoo.com.cn

王元钦(1963 - ),男,黑龙江佳木斯人,教授、博士生导师,主要研究方向为航天器测量与控制;

WANG Yuan - qin was born in Jiamusi, Heilongjiang Province, in 1963. He is now a professor and also the supervisor of Ph. D. candidate. His research direction is spacecraft TT&C (Telemetry, Tracking & Command).

侯孝民(1968 - ),男,陕西韩城人,教授,主要研究方向为航天器测量与控制。

HOU Xiao - min was born in Hancheng, Shaanxi Province, in 1968. He is now a professor. His research concerns high speed digital signal processing and TT&C (Telemetry, Tracking & Command).