

一种基于参数控制的低轨星载接收机载波跟踪算法

檀晓萌^{1,2}, 罗瑞丹², 徐颖², 苏中¹, 袁超²

(1. 北京信息科技大学自动化学院高动态导航技术北京市重点实验室, 北京 100101;

2. 中国科学院空天信息创新研究院, 北京 100094)

摘要: 低轨星座接收机面临大多普勒频移及频繁快速换星等设计约束, 对其载波跟踪环路设计提出了较高的动态适应性与跟踪精度要求。针对以上问题, 提出了一种基于参数控制的载波跟踪算法。该算法引入环路控制因子参数, 将环路滤波器分为牵引和跟踪两阶段。基于理论建模推导环路控制因子的最优参数配置原则, 指导实现牵引和跟踪两种状态滤波器的协同配合, 在牵引阶段有效引导大多普勒信号快速入锁, 在跟踪阶段精确估计载波频移参数, 实现基于低轨星载平台的 GNSS 信号快速准确跟踪。理论与仿真结果均表明: 基于参数控制的载波跟踪算法能够有效提升环路的动态适应性与跟踪精度, 满足低轨星载接收机的设计需求。与传统算法相比, 该算法在保证信号跟踪精度的同时, 能够将收敛时间缩短 78%, 且环路设计简单, 易于硬件实现。

关键词: 星载接收机; 载波跟踪; 锁相环; 牵引滤波器; 参数控制因子

中图分类号: TN911

文献标志码: A

文章编号: 2095-8110(2022)01-0058-10

A Parameter-Controlled Carrier Tracking Algorithm for LEO Satellite-Borne Receiver

TAN Xiao-meng^{1,2}, LUO Rui-dan², XU Ying², SU Zhong¹, YUAN Chao²

(1. Beijing Key Laboratory of High Dynamic Navigation Technology, School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100101, China;

2. Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China)

Abstract: The LEO constellation receivers face the design constraints of large Doppler frequency shift and frequent magnitude shift, which require high dynamic adaptability and tracking accuracy in carrier tracking loop design. In view of the above problems, this paper proposes a carrier tracking algorithm based on parameter control. The algorithm introduces the loop control factor parameters, and the loop filter is divided into traction and track stages. The principle of optimal parameter configuration for loop control factor is derived based on theoretical modeling, guiding the coordination of traction and tracing state filters. In the traction stage, large Doppler signals are effectively guided to lock in quickly. In the tracking stage, carrier frequency shift parameters are accurately estimated to achieve rapid and accurate tracking of GNSS signals based on low-orbit satellite platform. Both theoretical and simulation results show that the carrier tracking algorithm based on parameter control can effectively improve the dynamic adaptability and tracking accuracy of the loop, and meet the design requirements of LEO satellite-borne receiver. Compared with the tradi-

收稿日期: 2021-10-21; 修订日期: 2021-11-19

基金项目: 国家自然科学基金(61771059); 国家自然科学基金(41904033); 中国科学院空天院未来之星(Y9E0180)

作者简介: 檀晓萌(1997-), 女, 硕士研究生, 主要从事信号与信息处理、导航制导与控制方面的研究。

通信作者: 罗瑞丹(1987-), 女, 博士, 副研究员, 主要从事导航信号体制及同步算法方面的研究。

tional algorithm, the algorithm can shorten the convergence time by 78% while ensuring the signal tracking accuracy, and the loop design is simple and easy to be implemented with hardware.

Key words: Satellite-borne receiver; Carrier tracking; Phase-locked loop; Traction filter; Parameter control factor

0 引言

随着卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)的现代化升级与组网完善^[1-3],星载自主导航接收机作为空间航天器必备载荷,能够为航天器提供高精度、高可用、实时连续的定轨、测姿、授时等信息,极大地提高了航天器运行自主性,对于保障航天任务具有十分重要的意义。

低轨(Low Earth Orbit, LEO)卫星因其特有的平台优势,成为支撑大气探测^[4-5]、海洋测高^[6-8]、重力场模型精化^[9]等科学探测任务的重要平台,对应LEO星载导航接收机研制也成为未来导航研究与低轨定轨的重要研究方向。同时,LEO卫星因其轨道和任务特性,使得其建设向着平台体积集约化、星座规模巨型化、功能任务复合化、业务服务精细化等方向发展,这也要求LEO星载接收机在低功耗、高精度等方面具备明显的性能优势^[10]。

但是LEO卫星运行速度可达每秒数千千米,为星载接收机引入大多普勒频移与频繁快速换星等设计难题^[11]。特别地,对接收机载波跟踪环路提出了较高的动态适应性和跟踪精度要求,同时基于天上资源和实现复杂度考虑,载波跟踪环路设计也不宜过度复杂。

目前,国内外针对LEO星载接收机跟踪环路的设计算法,从原理上可以分为三大类:1)基于经典环路辅助/组合的载波环,如锁频环(Frequency-Locked Loop, FLL)辅助锁相环(Phase-Locked Loop, PLL)^[12]。FLL辅助PLL结构中通过FLL和PLL之间的切换,用FLL进行大频偏的辅助捕捉,PLL进行精确跟踪,其结构较为简单,但环路参数的确定比较困难,在星载环境下,切换机制导致的环路稳定性下降更为明显。2)基于惯导辅助的载波环^[13],通过速率辅助去掉大部分动态,实现高精度跟踪,但惯导系统造价高昂、结构复杂,导致其在星载环境下应用受限。3)基于参数估计理论的载波环,如最大似然估计载波环^[14-15]、卡尔曼滤波^[16-17]/扩展卡尔曼滤波^[18]/无迹卡尔曼滤波^[19-20]载波环、粒子滤波^[21]/无迹粒子滤波^[22]载波环等。这类算

法将信号过程看作系统输入白噪声的过程,自适应地调整环路参数,但只适应于特定的系统,算法鲁棒性较差,且运算量较高,不易于在资源受限的星载接收机上进行工程实现。

针对低轨星载接收机引入大多普勒频移问题及频繁快速换星需求,传统载波跟踪算法(锁相环)无法兼顾跟踪精度与收敛速度,因此,本文提出了一种基于参数控制的载波跟踪环路(Parameter Control Factor Phase-Locked Loop, PCF-PLL)。该环路将环路滤波器分为牵引滤波器和跟踪滤波器两种状态,通过参数控制因子实现两滤波器的协同配合,有效地解决了大多普勒频移问题,实现了环路快速入锁,提高了环路跟踪精度和鲁棒性;同时将更多的多普勒频移引入载波跟踪环处理,可降低捕获环节的计算量和复杂度,提高星载接收机整体的工作效率,环路设计简单,有利于硬件实现。

1 GNSS-LEO 信号多普勒特性分析

GNSS-LEO信号为基于LEO星载平台观测接收到的GNSS信号,其信号多普勒频移是由GNSS卫星与LEO卫星之间的相对运动引起的,LEO卫星速度、GNSS卫星速度在GNSS-LEO直线距离上的投影之和直接影响信号多普勒频移大小,LEO卫星与GNSS卫星的位置如图1所示。

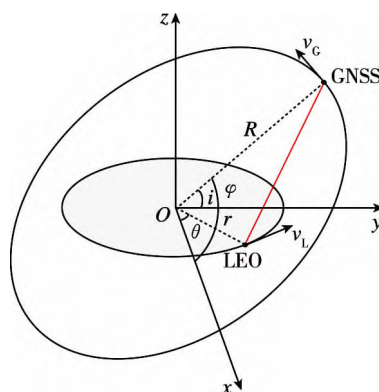


图1 LEO与GNSS卫星相对位置示意图

Fig 1 The relative position of LEO and GNSS

多普勒频移可表示为

$$f_d = \frac{f_L}{c} \left((v_G - v_L) \cdot \frac{P_G - P_L}{\|P_G - P_L\|} \right) \quad (1)$$

式中

$$P_G = [r \cos \theta \quad r \sin \theta \quad 0] \quad (2)$$

$$P_L = [R \cos \varphi \quad R \sin \varphi \cos i \quad R \sin \varphi \sin i] \quad (3)$$

$$v_G = [-\omega r \sin \theta \quad \omega r \cos \theta \quad 0] \quad (4)$$

$$v_L = [-\Omega R \sin \varphi \quad \Omega R \cos \varphi \cos i \quad \Omega R \cos \varphi \sin i] \quad (5)$$

式中: f_d 为 GNSS-LEO 信号多普勒频移; f_L 为 GNSS-LEO 信号载波频率; c 为光速; P_G 、 P_L 为 GNSS、LEO 卫星的位置; v_G 、 v_L 为 GNSS、LEO 卫星的速度; r 、 R 为 LEO、GNSS 的轨道半径; ω 、 Ω

为 LEO、GNSS 的角速度; i 为 GNSS 轨道与 LEO 轨道之间的倾角; θ 为 LEO 卫星位置与 x 轴夹角; φ 为 GNSS 卫星位置与 x 轴夹角。

由上述公式可知,GNSS-LEO 信号多普勒特性与卫星的位置、速度等运动状态密切相关,两卫星速度在两者直线距离方向上的投影和越大,多普勒频移越大。卫星的运动状态直接与其轨道高度有关,目前低轨卫星的轨道高度一般为 120~2000km^[23],故本文选取 LEO 轨道高度为 500km,基于 STK 进行仿真,得到 GNSS-LEO 信号多普勒频移及其相关特性如表 1 所示。

表 1 GNSS-LEO 信号的多普勒频移参数

Tah 1 Doppler parameters of the GNSS-LEO signal

卫星编号	多普勒频移 f_d		多普勒频移变化率 f_d'		多普勒频移加速度 f_d''
	最大值/Hz	对应高度角/(°)	最大值/(Hz/s)	对应高度角/(°)	范围/(Hz/s ²)
GPS-10	44 633.1	1.324	65.6	87.3	$[6.9 \times 10^{-5}, 0.17]$
GPS-14	41 270.8	-0.208	56.1	76.4	$[8.8 \times 10^{-5}, 0.14]$
GPS-12	35 968.1	-0.301	43.1	85.9	$[6.4 \times 10^{-5}, 0.09]$
北斗 3 M1 (C19)	42 188.2	-0.655	58.9	86.2	$[4.5 \times 10^{-5}, 0.14]$
北斗 3 IGSO2 (C39)	42 249.7	-0.940	54.5	83.7	$[4.2 \times 10^{-5}, 0.11]$
北斗 3 G1 (C59)	40 143.3	-0.979	48.9	77.9	$[2.6 \times 10^{-5}, 0.10]$

由表 1 可得,GNSS-LEO 信号载波多普勒频移最大值为 45kHz 左右,多普勒频移变化率最大值不超过 70Hz/s,多普勒加速度范围为 $[0\text{Hz/s}^2 \sim 0.2\text{Hz/s}^2]$ 。所有 GNSS-LEO 信号数据的最大多普勒频移对应的高度角都较低,在 0° 左右,即最大多普勒频移发生在 GNSS-LEO 之间刚可见或即将不见的时刻;而最大多普勒频移变化率对应的高度角多数偏高,主要是因为最大多普勒频移变化率发生在 GNSS 卫星过顶 LEO 卫星时刻。

选取 LEO-GPS01 信号最大多普勒频移最大的一组数据作为接收机载波跟踪环路的输入信号,其载波多普勒、多普勒频移变化率及多普勒加速度如图 2 所示,载波多普勒、多普勒频移变化率与 GPS 高度角如图 3 所示。

由图 2 可得,LEO-GPS01 信号载波多普勒频移可达 40kHz,载波多普勒变化率最大不超过 60Hz/s,载波多普勒加速度范围为 $[0\text{Hz/s}^2 \sim 0.15\text{Hz/s}^2]$,基本可视为 0。由图 3 可得,LEO-GPS01 信号最大多普勒频移发生时,对应 GPS 高度角在 $-5^\circ \sim -10^\circ$ 之间;而最大多普勒频移变化率对应的 GPS 高度角为 45° 左右。

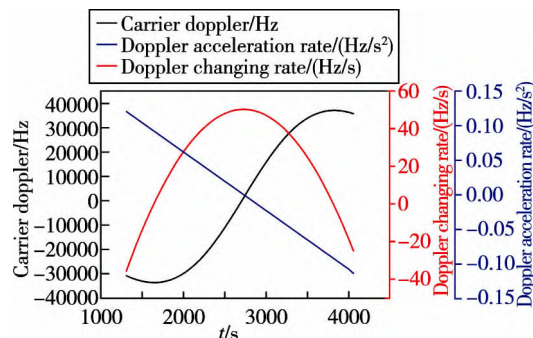


图 2 LEO-GPS01 载波多普勒信息图

Fig 2 Carrier Doppler of LEO-GPS01 signal

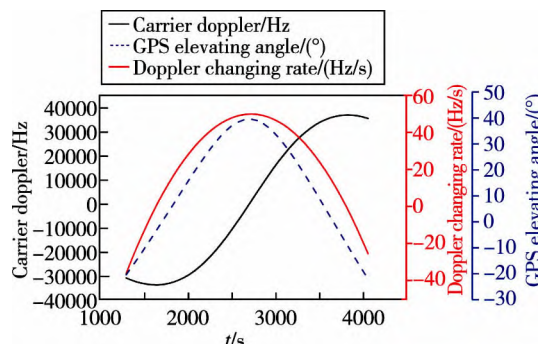


图 3 LEO-GPS01 载波多普勒信息与高度角

Fig 3 Carrier Doppler and GPS altitude angle of LEO-GPS01 signal

由表 1 可知,低轨星载接收机的高动态环境主要表现为大的多普勒频移、不高的多普勒频移变化率和可忽略不计的多普勒加速度。同时,GNSS-LEO 可见持续时间较短,平均为 47min 左右,且为保证精细观测,需要频繁换星,这对星上接收机的处理速度及跟踪精度要求更高。

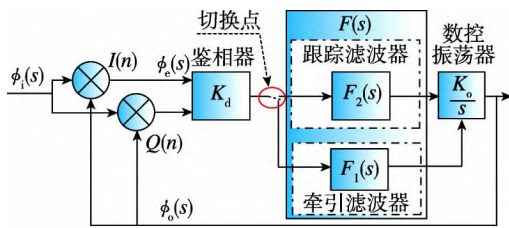
2 PCF-PLL

针对在 GNSS-LEO 信号跟踪中引入大多普勒频移导致入锁慢、接收机处理难度及复杂度较大的问题,本文提出了一种 PCF-PLL。该环路将环路滤波器状态分为牵引和跟踪两阶段,引入参数控制因子 κ 调整滤波器状态,从而达到快速入锁、精确稳定跟踪且不增加环路复杂度的目的。

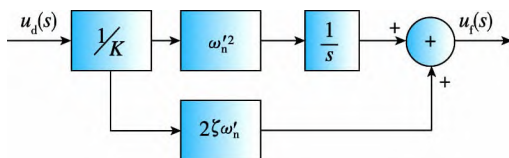
2.1 PCF-PLL 算法原理

为使接收机在动态环境下具有较高的鲁棒性,最有效的方法之一就是增加环路带宽。PCF-PLL 算法基于此,将环路滤波器分为两种状态:1) 牵引滤波器,主要实现牵引信号快速入锁的功能;2) 跟踪滤波器,主要实现精确跟踪信号的功能。为降低环路参数设计复杂度,通过参数控制因子 κ 实现牵引滤波器和跟踪滤波器的协同工作,简单易行地完成接收机高动态稳定跟踪。PCF-PLL 算法原理如图 4 所示,图 4(a) 为 PCF-PLL 环路框图,图 4(b) 为 PCF-PLL 牵引滤波器框图,图 4(c) 为 PCF-PLL 跟踪滤波器框图。

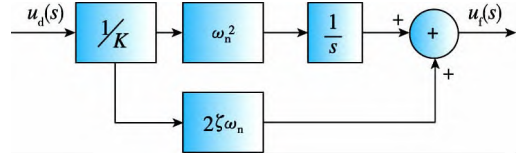
如图 4(a) 所示,PCF-PLL 的传递函数表达式为



(a) PCF-PLL 环路框图



(b) PCF-PLL 牵引滤波器框图



(c) PCF-PLL 跟踪滤波器框图

图 4 PCF-PLL 算法框图

Fig 4 PCF-PLL algorithm diagram

$$H(s) = \frac{\phi_o(s)}{\phi_i(s)} = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad (6)$$

式中: $F(s)$ 为环路滤波器传递函数; K 为环路增益,表达式为

$$K = K_o K_d \quad (7)$$

式中: K_o 、 K_d 分别为鉴相器和数控振荡器的增益。

从而可得 PCF-PLL 的误差传递函数表达式为

$$H_e(s) = \frac{\phi_e(s)}{\phi_i(s)} = \frac{s}{s + KF(s)} \quad (8)$$

如图 4(b) 所示,PCF-PLL 牵引滤波器的传递函数可表述为

$$F_1(s) = \frac{1}{K} \left(2\xi\omega'_n + \frac{(\omega'_n)^2}{s} \right) \quad (9)$$

式中: ξ 为阻尼系数; κ 为参数控制因子; ω'_n 为牵引阶段环路的特征频率。

将式(9)代入式(6)和式(8)可得 PCF-PLL 牵引阶段传递函数及误差传递函数为

$$H_1(s) = \frac{2\xi\omega'_n s + \omega'^2_n}{s^2 + 2\xi\omega'_n s + \omega'^2_n} \quad (10)$$

$$H_{1e}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega'_n s + \omega'^2_n} \quad (11)$$

同理,如图 4(c) 所示,PCF-PLL 跟踪滤波器的传递函数、跟踪阶段传递函数及误差传递函数分别为

$$F_2(s) = \frac{1}{K} \left(2\xi\omega_n + \frac{(\omega_n)^2}{s} \right) \quad (12)$$

$$H_2(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (13)$$

$$H_{2e}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (14)$$

为简化 PCF-PLL 分析,对两阶段的传递函数和误差函数进行规范化,引入一个参数控制因子 κ ,其表达式为

$$\omega'_n = \kappa\omega_n \quad (15)$$

由式(15)可得,参数控制因子 κ 可建立牵引滤波器和跟踪滤波器之间的关系,使 2 个独立的滤波

器参数实现协同调整,降低环路复杂度。当参数控制因子 $\kappa \leq 1$ 时,误差传递函数值减小,环路滤波器即跟踪滤波器,对应环路跟踪阶段;反之,为牵引滤波器,对应环路牵引阶段。

则 PCF-PLL 环路传递函数及误差传递函数为

$$H(s) = \frac{2\xi\kappa\omega_n s + \kappa^2\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\kappa\omega_n s + \kappa^2\omega_n^2} \quad (16)$$

$$H_e(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\kappa\omega_n s + \kappa^2\omega_n^2} \quad (17)$$

根据式(13)可推导 PCF-PLL 环路带宽公式为

$$B_L = \int_0^\infty |H(j \cdot 2\pi f)|^2 df \quad (18)$$

$$= \kappa \frac{\omega_n}{2} \left(\xi + \frac{1}{4\xi} \right)$$

由式(18)可知,环路带宽 B_L 与参数控制因子 κ 成正比。故可通过调整参数控制因子 κ , 调整接收机灵敏度及测距精度。

为保证环路整体计算量较小,本文采用计算量更小的鉴相器,其表达式为

$$\phi_e(n) = \frac{(\text{sign}(I(n))Q(n) - \text{sign}(Q(n))I(n))}{\sqrt{I(n)^2 + Q(n)^2}} \quad (19)$$

式中: $I(n)$ 和 $Q(n)$ 分别为 n 时刻同相支路和正交支路的相关输出结果; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

由图 4(a)可得,鉴相器与环路滤波器之间存在一个切换点,用来切换环路滤波器的状态,从而控制整个环路的状态。当接收机首次启动或出现 GPS 信号丢失、失锁时,载波跟踪环路首先进入 PCF-PLL 牵引阶段,通过牵引滤波器的牵引作用快速缩小信号频差范围,实现快速入锁、持续稳定跟踪;当信号频差范围缩小至 PLL 可跟踪时,环路滤波器切换为跟踪滤波器,实现精确跟踪。

通过上述分析可得,PCF-PLL 引入的参数控制因子 κ 不仅实现了牵引滤波器与跟踪滤波器的协同配合,且与环路带宽直接相关,可通过调整接收机灵敏度及跟踪精度,提高 PCF-PLL 在高动态环境下的鲁棒性。此外,PCF-PLL 还采用了计算量更小的鉴相器,使得整个环路的计算量及复杂度与 PLL 相当。

2.2 PCF-PLL 性能推导

本文基于 PCF-PLL 算法原理,推导了参数控制因子 κ 与环路的收敛速度及跟踪误差之间的表达式,给 PCF-PLL 参数优化提供了理论依据。

2.2.1 PCF-PLL 收敛速度

接收机的收敛速度一般定义为环路起始的误差响应幅值衰减至其 1/4 所需的时间^[24],用收敛时间来表示。通过推导环路误差响应幅值公式,可得收敛时间的表达式。

环路误差响应幅值与输入信号的类型有关。当输入信号 $\Theta_i(t)$ 包含相位阶跃信号、频率阶跃信号及频率斜升信号时,如下

$$\Theta_i(t) = \left(\frac{1}{2}at^2 + bt + c \right) \cdot u(t) \quad (20)$$

式中: a 为频率斜升值; b 为频率阶跃值; c 为相位阶跃值; $u(t)$ 为单位阶跃序列。

此时,PCF-PLL 误差响应 $\Theta_e(t)$ 为

$$\Theta_e(t) = \frac{a}{\omega_n'^2} - \frac{a}{\omega_n'^2} e^{-\xi\omega_n' t} \cdot [\cos(\omega_n' \sqrt{1-\xi^2} \cdot t) - \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_n' \sqrt{1-\xi^2} \cdot t)] + \frac{b}{\omega_n'} e^{-\xi\omega_n' t} \cdot \frac{\sin(\omega_n' \sqrt{1-\xi^2} \cdot t)}{\sqrt{1-\xi^2}} + ce^{-\xi\omega_n' t} \cdot [\cos(\omega_n' \sqrt{1-\xi^2} \cdot t) - \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_n' \sqrt{1-\xi^2} \cdot t)] \quad (21)$$

可得收敛时间 t_r 的表达式为

$$t_r = \frac{-\log(0.25)}{\xi\kappa\omega_n} \quad (22)$$

由式(22)可得,环路的收敛时间 t_r 与参数控制因子 κ 成反比。通过增大参数控制因子 κ , 可达到缩短收敛时间 t_r 、提高收敛速度的目的。

2.2.2 PCF-PLL 跟踪误差

由 PLL 的跟踪误差公式可推导得出 PCF-PLL 的 3σ 跟踪误差表达式为^[24]

$$3\sigma_{\text{PLL}} = 3\sigma_{\text{tPLL}} + \sigma_{\theta_e}$$

$$= 3 \times \frac{180^\circ}{\pi} \sqrt{\frac{\kappa \frac{\omega_n}{2} \left(\xi + \frac{1}{4\xi} \right)}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{\text{coh}} \cdot C/N_0} \right) + \frac{1}{\kappa^2 \omega_n^2} \frac{d^2 R}{dt^2} \times \frac{360^\circ}{\lambda_1}} \quad (23)$$

式中, C/N_0 为输入信号的载噪比; T_{coh} 为相干积分时间; λ_1 为载波 L1 的波长; R 为卫星和接收机的连线距离。

由式(23)可得,环路跟踪误差主要跟环路的热噪声误差 σ_{PLL} 有关。通过控制参数控制因子 κ 可有效地控制环路跟踪误差,减小参数控制因子 κ , 环路跟踪误差随之降低。

由上述分析可得,当参数控制因子 $\kappa > 1$ 时, PCF-PLL 的跟踪误差及收敛速度都优于 PLL;参数控制因子 κ 与环路收敛速度正相关,与环路跟踪误差正相关。环路最优参数控制因子 κ 的选择应满足保证跟踪精度的前提下,使收敛速度尽可能快。下面将详细分析参数控制因子 κ 最优值的选择。

2.3 PCF-PLL 参数控制因子 κ 最优值的选择

环路跟踪误差为环路性能评估的首要指标,故在选择参数控制因子 κ 时,首先考虑其约束作用。为选择一个合适的参数控制因子 κ ,将分析不同载噪比 C/N_0 下,参数控制因子 κ 与环路跟踪误差的关系。

参数控制因子 κ 的选择首先要满足环路跟踪误差小于跟踪门限,对环路跟踪门限的保守估计为环路 3σ 跟踪误差小于其 $1/4$ 鉴相牵入范围 (90°)^[24],即

$$3\sigma_{\text{PLL}} < 22.5^\circ \quad (24)$$

不同载噪比 C/N_0 及动态多普勒下,环路误差特性曲线如图 5 所示。

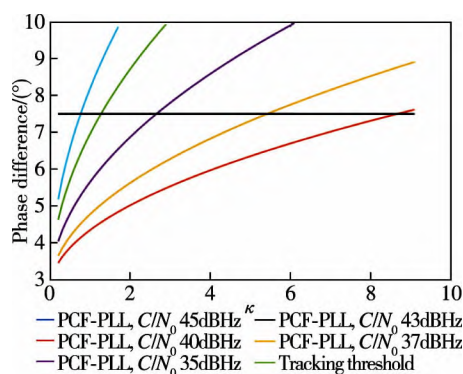


图 5 不同载噪比 C/N_0 及动态多普勒下误差特性曲线

Fig. 5 Error characteristics under different carrier-to-noise C/N_0 and dynamic Doppler

由图 5 可得,载噪比 C/N_0 与参数控制因子 κ 范围对应关系如表 2 所示。

表 2 载噪比与参数控制因子

Tah 2 Carrier-to-noise and PCF

载噪比 C/N_0	参数控制因子 κ 范围
45	[0, 8.5]
43	[0, 5.4]
40	[0, 2.6]
37	[0, 1.2]
35	[0, 0.7]

由图 5 和表 2 可得,随着载噪比 C/N_0 的降低,环路参数控制因子 κ 的范围越来越小。当信号载噪比 C/N_0 降至 35dBHz 时,参数控制因子 κ 已不能优化环路性能。

由以上分析可得,参数控制因子 κ 的增大,虽会造成跟踪误差的增大,但可以很好地消除高动态引起的误差以及缩短跟踪高动态信号时环路收敛的时间。故而当高动态应力较小时,参数控制因子 κ 值应尽可能小;反之,当高动态应力较大时,参数控制因子 κ 值应尽可能大。

3 仿真校验

本节将仿真验证 PCF-PLL 对 GNSS-LEO 信号跟踪的有效性,并从环路跟踪误差和环路收敛时间两方面评估 PCF-PLL 性能,同时验证理论推导的 PCF-PLL 参数控制因子最优取值区间。环路基本仿真参数如表 3 所示。

表 3 PCF-PLL 仿真参数

Tah 3 PCF-PLL simulation parameters

参数	参数值
载波频率 f/MHz	1575.42
中心频率 f_{IF}/MHz	41.3467745
环路带宽 B_{L}/Hz	25
采样率 f_s/MHz	16
相干积分时间 T_{coh}/ms	1
载噪比 $C/N_0/\text{dBHz}$	40
参数控制因子 κ	1.8
阻尼系数 ξ	0.7

3.1 PCF-PLL 有效性验证

通过对 PCF-PLL 整个可见周期及前 1500ms 跟踪误差的仿真实验,评估 PCF-PLL 的有效性。为此,设置了 2 组实验:1)选取 LEO-GPS01 的一次可见周期进行仿真分析,评估其跟踪稳定性和鲁棒性,其输入信号存在动态多普勒信息,最大多普勒频移可达 40kHz,载波多普勒变化率最大不超过 60Hz/s,载波多普勒加速率范围为 $[0\text{Hz/s}^2 \sim 0.15\text{Hz/s}^2]$;2)取第一组实验前 1500ms 数据,在不同环路带宽 (25Hz/15Hz) 下进行仿真分析,评估其跟踪收敛时间和跟踪精度,其输入信号动态特性同 1)。实验 1)的载波频率跟踪误差曲线如图 6 所示。

由图 6 可得,PCF-PLL 在整个可见周期内,能够稳定跟踪含动态多普勒信息的 GNSS-LEO 信号,

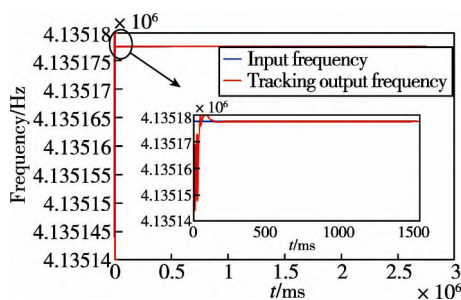


图 6 PCF-PLL 频率跟踪误差

Fig 6 Tracking error of PCF-PLL frequency

证明了 PCF-PLL 的跟踪稳定性;且从跟踪结果来看,由参数控制因子决定的环路状态切换机制并未引起跟踪上的较大波动,证明了 PCF-PLL 的鲁棒性。综合来看,PCF-PLL 可实现大多普勒频移跟踪、快速入锁,跟踪精度较好。

整个可见周期前 1500ms 内,PCF-PLL 跟踪阶段环路带宽和 PLL 环路带宽均为 25Hz,参数控制因子 κ 为 1.8 时,PCF-PLL 与 PLL 跟踪结果如图 7 所示。

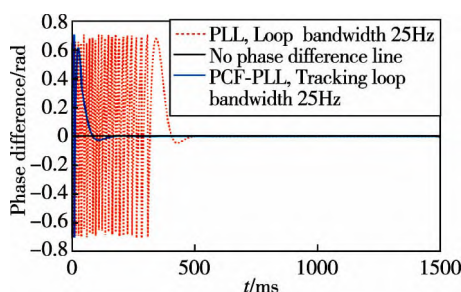


图 7 PCF-PLL 与 PLL 跟踪相位差

Fig 7 Tracking phase error between PCF-PLL and PLL

从图 7 中可以看出,当 PCF-PLL 跟踪阶段环路带宽和 PLL 环路带宽均为 25Hz 时,PLL 虽然也能在 1500ms 内跟踪上输入信号,但其入锁时间过长,超过 500ms,影响了接收机的即时性;而 PCF-PLL 能极大地缩短入锁时间,降至 110ms 以内,且跟踪精度不亚于二阶锁相环。

整个可见周期前 1500ms 内,PCF-PLL 跟踪阶段环路带宽和 PLL 环路带宽均为 15Hz,参数控制因子 κ 为 1.8 时,PCF-PLL 与 PLL 前 1500ms 跟踪结果如图 8 所示。

从图 8 中可以看出,当 PCF-PLL 跟踪阶段环路带宽和 PLL 环路带宽均为 15Hz 时,PLL 不能在 1500ms 内跟踪上输入信号,入锁困难;而 PCF-PLL 能实现 1500ms 内入锁,且跟踪误差小。

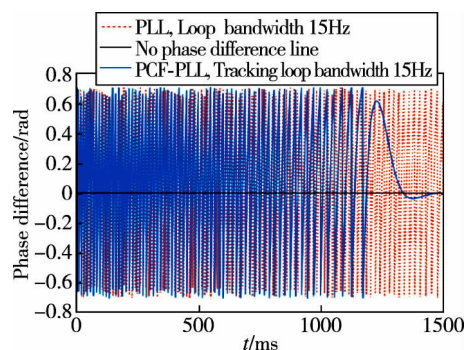


图 8 PCF-PLL 与 PLL 跟踪相位差

Fig 8 Tracking phase error between PCF-PLL and PLL

GNSS-LEO 可见时间短,可见次数多,故星载接收机在捕获、跟踪中需要频繁换星,且信号伴随动态多普勒频移,其对即时、稳定跟踪要求更高。而 PLL 在这种状况下,存在入锁困难、失锁后重新入锁的时间较长等问题,显然是无法满足要求的。PCF-PLL 则通过一个简单的切换机制及时调整环路状态,很好地解决了这个问题。

3.2 PCF-PLL 参数优化仿真分析

通过对不同信噪比下环路收敛时间进行仿真分析,进一步验证了 PCF-PLL 参数控制因子优化策略,并对其进行了修正。由前面的理论分析可知,参数控制因子 κ 与信号动态性能和跟踪误差要求有关。通过对不同参数控制因子 κ 的仿真分析,验证了理论部分对参数控制因子 κ 的优化策略的有效性。设置 PCF-PLL 跟踪阶段环路带宽 B_L 和 PLL 环路带宽 B_L 均为 25Hz,参数控制因子 κ 与牵引阶段环路带宽 B_L 的对应关系,如表 4 所示。

表 4 参数控制因子 κ 与环路带宽Tab 4 PCF κ and loop bandwidth

参数控制因子 κ	牵引阶段环路带宽 B_L /Hz
1.34	33.5
1.44	36.0
1.62	40.5
1.78	44.5
1.96	49.0
2.10	52.5
3.90	97.5

根据表 4 数据,仿真得到 PCF-PLL 不同参数控制因子 κ 下的跟踪误差曲线,如图 9 所示。

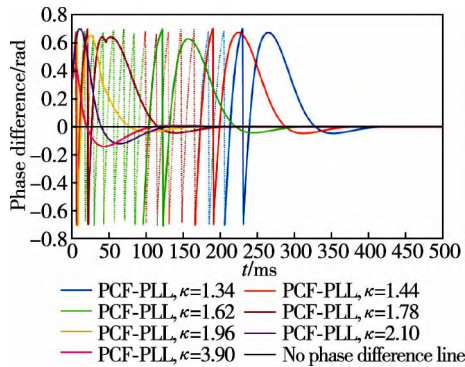


图 9 PCF-PLL 不同参数控制因子 κ 下跟踪相位误差

Fig 9 Tracking phase error under different PCF-PLL parameters

从图 9 中可以看出,在参数控制因子 κ 理论最优范围 $[1, 2.6]$ 内,随着参数控制因子 κ 的增大,环路收敛时间加快 $100\sim 200\text{ms}$,可实现快速入锁,且跟踪误差均较小;但参数控制因子 κ 越大,环路带宽 B_L 越大,牵引阶段环路引入的噪声越多,牵引阶段的信噪比 SNR 下降越严重。可见,参数控制因子 κ 的选择要权衡收敛速度和信噪比 SNR。

为保证信号质量,优化环路性能,加入收敛时间作为约束条件,进一步优化参数控制因子 κ 的最优范围。仿真得到不同参数控制因子 κ 下 PCF-PLL 收敛时间 t_r 与参数控制因子 κ 的特性曲线,如图 10 所示。

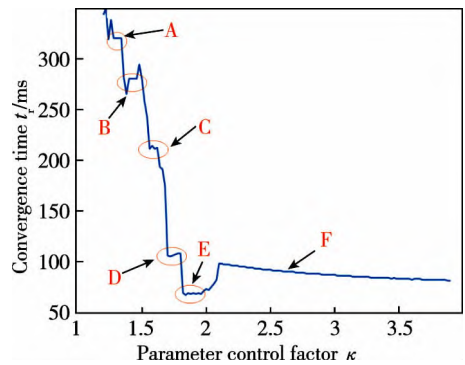


图 10 参数控制因子 κ 与收敛时间 t_r

Fig 10 PCF κ and convergence time t_r

由图 10 可得,随着参数控制因子 κ 的增大,收敛时间 t_r 总体呈下降趋势,但存在一定起伏波动,可分为 6 个阶段,依次为图 10 中标示的 A、B、C、D、E、F。各阶段参数控制因子 κ 对应的牵引阶段环路带宽 B_L 及收敛时间 t_r 如表 5 所示。

表 5 各阶段参数表

Tah 5 Parameter table of each stage

阶段	参数控制因子 κ	牵引阶段环路带宽 B_L/Hz	收敛时间 t_r/ms
A	$[1.24, 1.34]$	$[32, 33.5]$	320 左右
B	$[1.36, 1.50]$	$[34, 37.5]$	280 左右
C	$[1.56, 1.62]$	$[39, 40.5]$	212 左右
D	$[1.70, 1.80]$	$[42.5, 45]$	107 左右
E	$[1.82, 2.02]$	$[45.5, 50.5]$	68 左右
F	$[2.10, 3.90]$	$[52.5, 97.5]$	$[98, 81]$

由图 10 和表 5 可得,参数控制因子 κ 在收敛速度和信噪比的权衡中存在一个最优阶段,即 E 阶段,此时收敛速度 t_r 最快,信噪比为 0.8dB 左右,且满足跟踪门限的要求。此后,增大参数控制因子 κ 对于缩小环路收敛时间 t_r 的控制效果已不显著。

由上述分析可知,在低轨星载的高动态环境下,PCF-PLL 环路带宽 B_L 为 25Hz 、相干积分时间 T_{coh} 为 1ms 时,参数控制因子 κ 的最优范围为 $[1.82, 2.02]$,可跟踪信号 C/N_0 最低至 35dBHz ;而三阶锁相环环路带宽 B_L 为 18Hz 、相干积分时间 T_{coh} 为 1ms 时^[25],环路最低跟踪信号 C/N_0 约为 35dBHz ,与 PCF-PLL 相当。综上所述,采用 PCF-PLL 可提高 PLL 的动态适应能力,其入锁时间可缩短 78% ,环路收敛速度更快,在保证跟踪精度的同时,提高了环路对于低信噪比跟踪信号的跟踪能力,且环路阶数低,有利于硬件实现。

4 结论

本文首先分析了 GNSS-LEO 信号特性,并在动态环境下,针对低轨星载接收机存在的大多普勒频移问题及频繁快速换星的实时性要求,提出了一种基于参数控制的载波跟踪算法,理论分析及仿真结果表明:

- 1)该算法可实现低轨星载状态的动态多普勒 GNSS-LEO 信号整个可见周期的跟踪,期间无失锁现象。
- 2)该算法基于动态多普勒状态,通过调整参数控制因子 κ 控制环路滤波器状态,可实现动态多普勒环境下的快速入锁,持续稳定跟踪。
- 3)结合信号载噪比、收敛时间和收敛误差等条件,从理论上推导了参数控制因子 κ 的最优范围,仿真结果验证了其正确性。

4)该算法简单易行地解决了低轨卫星运行环境下 GNSS-LEO 信号的多普勒问题,同时满足实时稳定性要求,有利于硬件实现。

参考文献

- [1] 谭述森. 北斗卫星导航系统的发展与思考[J]. 宇航学报, 2008, 29(2): 391-396.
Tan Shusen. Development and thought of compass navigation satellite system[J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(2): 391-396(in Chinese).
- [2] Revnivikh S. GLONASS status and modernization [C]// Proceedings of 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2011). Portland, OR, 2011.
- [3] Alkan R, Karaman H, Sahin M. GPS, GALILEO and GLONASS satellite navigation systems & GPS modernization[C]// Proceedings of 2nd International Conference on Recent Advances in Space Technologies. Istanbul, Turkey, 2015.
- [4] Du Q F, Sun Y Q, Bai W H, et al. The next generation GNOS instrument for FY-3 meteorological satellites [C]// Proceedings of 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS). IEEE, 2016: 381-383.
- [5] Zarharenkova I, Cgerniak I. Underutilized spaceborne GNSS observations for space weather monitoring[J]. Space Weather, 2018, 16(4): 345-362.
- [6] Li W, Cardellach E, Fabra F, et al. Lake level and surface topography measured with spaceborne GNSS-reflectometry from CYGNSS mission: example for the Lake Qinghai[J]. Geophysical Research Letters, 2018, 45(24): 13332-13341.
- [7] Li W, Cardellach E, Fabra F, et al. Assessment of spaceborne GNSS-R ocean altimetry performance using CYGNSS mission raw data[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2020, 58(1): 238-250.
- [8] Park H, Camps A, Castellvi J, et al. Generic performance simulator of spaceborne GNSS-reflectometer for land applications[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2020, 13: 3179-3191.
- [9] Seo K, Eom J, Kwon B. Refinement of GRACE gravity model including Earth's mean mass variations [J]. Journal of the Korean Earth Science Society, 2014, 35(7): 537-542.
- [10] 刘肖姬, 郭权, 李楠, 等. 微小型星载 GNSS 接收机设计[C]// 中国航天电子技术研究院科学技术委员会, 2020.
- [11] 计茹. 一种高动态低轨卫星 GNSS 导航接收机设计与实现[C]// 第九届中国卫星导航学术年, 2018.
Ji Ru. Design and implementation of high dynamic GNSS navigation receiver for low earth orbit satellite [C]// Proceedings of 9th China Satellite Navigation Annual Conference, 2018(in Chinese).
- [12] 牟伟清, 刘荣科, 宋青平, 等. 基于带宽优化的载波跟踪算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(10): 1918-1924.
Mou Weiqing, Liu Rongke, Song Qingping, et al. Carrier tracking algorithm based on bandwidth optimization[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(10): 1918-1924(in Chinese).
- [13] 于洁, 王新龙. SINS 辅助 GPS 跟踪环路超紧耦合系统设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2010, 36(5): 606-609.
Yu Jie, Wang Xinlong. Ultra-tightly coupled navigation system design based on SINS aiding GPS tracking loops [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36(5): 606-609(in Chinese).
- [14] Zhang T S, Ban Y L, Niu X J, et al. Improving the design of MEMS INS-aided PLLs for GNSS carrier phase measurement under high dynamics [J]. Micro-machines, 2017, 8(5): 9.
- [15] 程俊仁, 刘光斌, 张倩, 等. MLE 辅助 PLL 的高动态 GPS 载波跟踪 [J]. 宇航学报, 2015, 36(1): 103-108.
Cheng Junren, Liu Guangbin, Zhang Qian, et al. MLE assisted PLL based high dynamic GPS carrier tracking[J]. Journal of Astronautics, 2015, 36(1): 103-108(in Chinese).
- [16] Kao T S, Chen S C, Chang Y C, et al. Extended Kalman filtering and phase detector modeling for a digital phase-locked loop[J]. WSEAS Transactions on Communications, 2009, 8(8): 745-754.
- [17] 沈锋, 贺瑞, 吕东泽, 等. 基于卡尔曼滤波器的高动态 GPS 载波跟踪环[J]. 宇航学报, 2012, 33(8): 1041-1047.
Shen Feng, He Rui, Lyu Dongze, et al. Kalman filter based high dynamic GPS carrier tracking loop [J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(8): 1041-1047 (in Chinese).
- [18] Psiaki M L, Jung H. Extended Kalman filter me-

- thods for tracking weak GNSS signals[C]// Proceedings of 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS). USA, 2002.
- [19] Miao Z Y, Lyu Y L, Xu D J, et al. Analysis of a variational Bayesian adaptive cubature Kalman filter tracking loop for high dynamic conditions[J]. GNSS Solutions, 2016, 21(1): 111-122.
- [20] Zhu Y L, Lu Z K, Zhang Q S. Frequency estimation algorithm for high dynamic GNSS receivers based on UKF[C]// Proceedings of 2nd International Conference on Space Information Technology, 2007.
- [21] Ng W, Ji C L, Ma W K, et al. A study on particle filters for single-tone frequency tracking[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(3): 1111-1125.
- [22] Luan Z M, Li Z G, Li Y L. Research on carrier tracking algorithm of low earth orbit satellite based on particle filter[C]// Proceedings of the International Conference on Graphic and Image Processing, 2020.
- [23] Union of concerned scientists satellite database[DB/OL]. <https://www.ucsusa.org/nuclear-weapons/space-weapons/satellite-database>, 2019-07-10.
- [24] 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).
- [25] 左启耀, 袁洪, 王勋. 轨道预测辅助 GPS 载波跟踪技术用于低轨道卫星定位研究[J]. 导航定位与授时, 2018, 5(3): 64-69.
- Zuo Qiyao, Yuan Hong, Wang Xun. The study of orbit forecast assisted GPS carrier tracking technology for LEO satellite positioning[J]. Navigation Positioning and Timing, 2018, 5(3): 64-69(in Chinese).

(编辑:李瑾)