

引用格式: 张润芝, 何在民, 马红皎, 等. 北斗三号 PPP-B2b 信号跟踪环路的极点分布法设计[J]. 时间频率学报, 2023, 46(2): 161-169.

北斗三号 PPP-B2b 信号跟踪环路的 极点分布法设计

张润芝^{1,2}, 何在民³, 马红皎¹, 武建锋^{1,2}, 广伟³, 肖恭伟³

(1. 中国科学院 国家授时中心, 西安 710600;
2. 中国科学院大学 电子电气与通信工程学院, 北京 100049;
3. 西安邮电大学 通信与信息工程学院/人工智能学院, 西安 710121)

摘要: 2020 年 7 月, 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件精密单点定位服务信号 PPP-B2b (1.0 版) 正式公布, PPP-B2b 可以实现中国及其周边地区静态厘米级、动态分米级的高精度定位, 其播发的 BDS、GPS 增强信息可用性分别达到 97.5% 和 91.5%。为解决 PPP-B2b 接收机跟踪环路参数设置复杂的问题, 从 PPP-B2b 信号接收处理的层面入手, 采用极点分布法进行信号跟踪环路设计, 将传统跟踪环路的多个参数统一到一个参数。通过实时采集卫星播发的 PPP-B2b 信号, 对比分析极点分布法和经典理想锁相环数字化设计的环路。结果表明: 与经典理想锁相环数字化方法相比, 极点分布法跟踪环路只需设置环路噪声带宽 B_L 就可实现 PPP-B2b 信号的快速解扩与解调, 物理意义明确且简单易行, 利于 PPP-B2b 接收机的工程实现。

关键词: 北斗三号; PPP-B2b; 跟踪环路; 极点分布法

DOI: 10.13875/j.issn.1674-0637.2023-02-0161-09

Design of pole distribution method of BDS-3 PPP-B2b signal tracking loop

ZHANG Run-zhi^{1,2}, HE Zai-min³, MA Hong-jiao¹, WU Jian-feng^{1,2},

GUANG Wei³, XIAO Gong-wei³

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

2. School of Electronic, Electrical and Telecommunications Engineering,
University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

3. School of Communications and Information Engineering & School of Artificial Intelligence,
Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China)

Abstract: In July 2020, "Beidou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document

收稿日期: 2022-03-23; 接受日期: 2022-05-15

基金项目: 大地测量与地球动力学国家重点实验室开放基金资助项目 (SKLGED2022-3-3); 陕西省自然科学基金基础研究计划 (2023-JC-QN-0278)

Precision Point Positioning Service Signal PPP-B2b (Version 1.0)” was officially announced. PPP-B2b can achieve high-precision positioning at the centimeter level in the static mode and decimeter level in the dynamic mode in China and its surrounding areas. The availability of the BDS- and GPS-enhanced information reaches 97.5% and 91.5%. To solve the problem of PPP-B2b receiver tracking loop parameter setting, starting from the level of the PPP-B2b signal reception and processing, the pole distribution method is used to design the signal tracking loop, and multiple parameters of the traditional tracking loop are unified into one parameter. Through the real-time acquisition of the PPP-B2b signals, the pole distribution method and the loop of the classic ideal phase-locked loop digital design are compared and analyzed. The results showed that: compared with the classic ideal phase-locked loop digitization, the pole distribution method tracking loop can realize fast despreading and demodulation of PPP-B2b signal only by setting the loop noise bandwidth. The physical meaning is clear and simple, which is beneficial to the engineering realization of the PPP-B2b receiver.

Key words: Beidou-3; PPP-B2b; tracking loop; pole distribution method

0 引言

2020 年 7 月北斗三号正式建成, 北斗三号系统空间星座由 3 颗地球静止轨道卫星 (geostationary Earth orbit, GEO)、24 颗中圆地球轨道卫星 (medium Earth orbit, MEO) 和 3 颗倾斜地球同步轨道卫星 (inclined geosynchronous orbit, IGSO) 组成。北斗三号系统除提供全球的定位导航授时 (radio navigation satellite service, RNSS)、全球短报文通信 (global short message communication, GSMC)、国际搜救 (search and rescue, SAR) 外, 还提供区域性的星基增强 (satellite-based augmentation system, SBAS)、地基增强 (ground augmentation system, GAS)、精密单点定位 (precise point positioning, PPP)、区域短报文通信 (regional short message communication, RSMC) 服务^[1]。

2020 年 7 月 B2b 信号接口文件正式公布, B2b 信号除了提供北斗三号 RNSS 外, 3 颗 GEO 卫星播发的 B2b 信号信息类型 1-7 承载着中国及其周边地区的精密单点定位服务^[2], B2b 信号承载的增强信息, 可以提高低轨卫星定轨性能, 实现分米级的实时轨道解算精度。IGSO 和 MEO 播发的 B2b 信号信息类型 8 承载 SAR 服务^[3], 除此之外 B2b 信号还提供 GSMC 服务^[1]。自 B2b 信号发布以来, 宋伟伟^[4]以德国地学研究中心 (GeoForschungZentrum, GFZ) 的产品 GBM 作为参考, 研究 PPP-B2b 产品精度, 并对 B11+B3I 组合和 B1C+B2a 定位精度和收敛情况进行了分析比较; Tao Jun 等^[5]分析了 BDS、GPS PPP-B2b 改正数的可用性, 结果表明可用性分别为 97.5% 和 91.5%, 同时, 还比较了 PPP-B2b 改正数产品、法国国家太空研究中心 (Centre National d'Etudes Spatiales, CNES) 实时产品的定位结果, 两者均可达到静态厘米级的精度; Li Xin 等^[6]将 B2b 信号应用到分析 PPP 服务中多频处理中模糊度确定问题。目前, 关于 PPP-B2b 的研究主要集中在分析改正数产品质量以及定位精度与收敛情况, 分析 PPP-B2b 信号的文献较少。何旭蕾等^[7]对 B2b 信号进行了解析, 分析了 B2b 信号的 I 支路的跟踪环路及其用于定位的定位精度, 预测并验证了 B2b 的 Q 支路信号结构。本文从 B2b 的信号层面出发, 介绍 PPP-B2b 信号的 I 支路的信号结构, 分析 PPP-B2b 信号的跟踪环路, 在跟踪并解调 PPP-B2b 数据帧时引入极点分布法。极点分布法是在控制根思想^[8]的基础上, 结合传统三阶锁相环的传递函数, 使根形式更具有实际意义, 并把传递函数中需要求解的 3 个参数建立联系, 最终通过获得一个参数进而求取另外两个参数。为验证极点分布法跟踪环路的性能, 通过实时采集播发的 PPP-B2b 信号进行解调分析, 并与文献[9]的经典理想锁相环数字化的方法

进行对比分析。

1 PPP-B2b 调制信号

2020年7月中国卫星导航管理办公室公布了以载波频率 1 207.14 MHz 为中心、20.46 MHz 带宽内的 PPP-B2b 信号的接口控制文件。PPP-B2b 信号 I 支路分量 $s_{B2b_I}(t)$ 由导航电文数据 $D_{B2b_I}(t)$ 和测距码 $C_{B2b_I}(t)$ 调制产生^[2]。

$$s_{B2b_I}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} D_{B2b_I}(t) C_{B2b_I}(t) \quad (1)$$

式(1)中导航电文 $D_{B2b_I}(t)$ 为

$$D_{B2b_I}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_{B2b_I}[k] p_{T_{B2b_I}}(t - kT_{B2b_I}) \quad (2)$$

测距码 $C_{B2b_I}(t)$ 为

$$C_{B2b_I}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_{B2b_I}-1} c_{B2b_I}[k] p_{T_{c_B2b_I}}(t - (N_{B2b_I}n + k)T_{c_B2b_I}) \quad (3)$$

式(2)和(3)中, d_{B2b_I} 为 PPP-B2b 信号导航电文数据码, T_{B2b_I} 为相应的数据码码片宽度, $p_{T_{B2b_I}}(t)$ 是宽度为 T_{B2b_I} 的矩形脉冲, c_{B2b_I} 为测距码序列, n 为测距码序列周期数, k 为一个测距码序列内的序号, N_{B2b_I} 为测距码码长, $T_{c_B2b_I}$ 是测距码码片宽度, $p_{T_{c_B2b_I}}$ 是宽度为 $T_{c_B2b_I}$ 的矩形脉冲。

2 PPP-B2b 信号跟踪处理

PPP-B2b 信号的 I 支路采用 BPSK(10)调制, 该信号经过射频前端后, PPP-B2b 中频信号 I 支路分量为 $r(t-\tau)$, 其表达式为

$$r(t-\tau) = \sum_{i=1}^N A_i d_i(t-\tau) C_i(t-\tau) \cos(2\pi(f_c + f_d^i)(t-\tau) + \varphi_i) + n_i(t-\tau) \quad (4)$$

式(4)中: A_i 代表接收到的第 i 颗卫星的幅值, $d_i(t-\tau)$ 代表 $t-\tau$ 时刻接收到 i 卫星电文数据比特, $C_i(t-\tau)$ 代表接收到 $t-\tau$ 时刻 i 卫星测距码, f_c 为中频载波信号, f_d^i 为 i 卫星多普勒频移, φ_i 代表接收到的第 i 颗卫星载波初相位。 $n_i(t-\tau)$ 为接收到 i 卫星的噪声信号且服从高斯分布。中频信号经过捕获环路跟踪获得相应卫星的载波频率和码速率送入跟踪环路, 如图 1 中频信号与捕获到的相应卫星的本地载波混频之后分别送入滞后、超前、即时通道, 并与伪随机码进行相关、积分清除。

即时通道 I、Q 支路经积分清除输出式(5)^[10], 超前和滞后通道 I、Q 支路经积分清除分别为式(6)和(7)所示。

$$\begin{cases} I_P = aD(n)R(\tau_p) \operatorname{sinc}(f_e T_{\text{coh}}) \cos \phi_e \\ Q_P = aD(n)R(\tau_p) \operatorname{sinc}(f_e T_{\text{coh}}) \sin \phi_e \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} I_E = aD(n)R(\tau_E) \operatorname{sinc}(f_e T_{\text{coh}}) \cos \phi_e \\ Q_E = aD(n)R(\tau_E) \operatorname{sinc}(f_e T_{\text{coh}}) \sin \phi_e \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} I_L = aD(n)R(\tau_L) \operatorname{sinc}(f_e T_{\text{coh}}) \cos \phi_e \\ Q_L = aD(n)R(\tau_L) \operatorname{sinc}(f_e T_{\text{coh}}) \sin \phi_e \end{cases} \quad (7)$$

式(5)~(7)中: a 为积分清除之后的输出幅值, $D(n)$ 表示值为 ± 1 数据比特电平值, τ_p 是即时通道

复制得到的扩频码和接收到的扩频码的相位差， $R(\cdot)$ 为最大值 1 的自相关函数， f_c 、 ϕ_c 分别为本地载波和信号载波的频差、相位差， T_{coh} 为相干积分时间。即时通道输出接入载波环，滞后、超前通道接入码环来共同作用提取 f_c 、 ϕ_c ，实现中频接收信号和本地载波、本地码同步，解调出 PPP-B2b 信号原始数据帧。

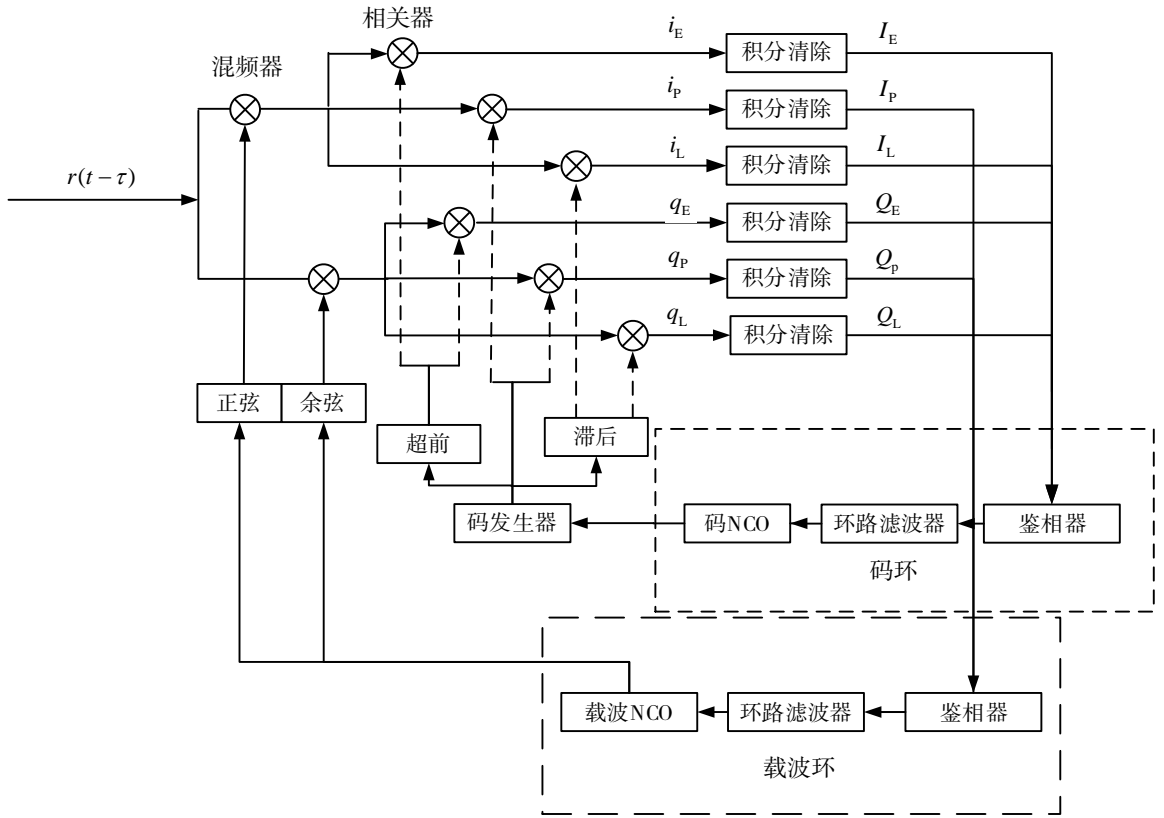


图 1 PPP-B2b 信号跟踪处理

3 极点分布法设计锁相环

PPP-B2b 中频信号解调输出取决于载波跟踪环和码跟踪环的性能，载波跟踪环和码跟踪环均为锁相环。如图 2 所示，锁相环由鉴相器 (phase discriminator, PD)、环路滤波器 (loop filter, LF)、数控振荡器 (numerical control oscillator, NCO) 3 个基本部分组成， K_{pd} 为鉴相器增益， $F(s)$ 为环路滤波器复频域传递函数， $N(s)$ 为数控振荡器复频域传递函数。数字锁相环是典型的负反馈环路，数字锁相环性能取决于环路滤波器的设计，以理想二阶锁相环为例，环路滤波器需要确定 τ_1 、 τ_2 参数。传统方法通过引入有物理意义的无阻尼振荡频率 ω_n 和阻尼系数 ξ 来确定二阶锁相环环路的传递函数。同理，更高阶的环路相应的环路滤波器参数会线性增加，极点分布法从环路滤波器的传递函数出发将三阶锁相环的 3 个参数统一到环路噪声带宽，简化参数并能实现 PPP-B2b 的数据帧解调。

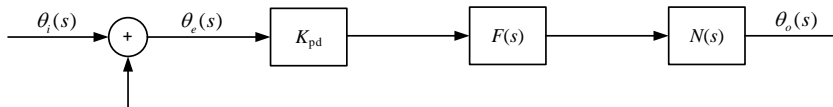


图 2 锁相环复频域模型

闭环传递函数为

$$H(s) = \frac{K_{pd}F(s)N(s)}{1 + K_{pd}F(s)N(s)} \quad (8)$$

数控振荡器为

$$N(s) = \frac{K_{nco}}{s} \quad (9)$$

式(9)中, K_{nco} 为鉴相器增益。环路滤波器具有低通特性, 含待估参数 κ 低通特性传递函数:

$$F(s) = \kappa_1 + \kappa_2 \frac{1}{s} + \kappa_3 \frac{1}{s^2} \quad (10)$$

式(9)和(10)代入式(8), 为设计方便, 令 $K_{pd} = 1$, $K_{nco} = 1$, 可得系统传递函数:

$$H(s) = \frac{\kappa_1 s^2 + \kappa_2 s + \kappa_3}{s^3 + \kappa_1 s^2 + \kappa_2 s + \kappa_3} \quad (11)$$

由式(11)得到极点 s_i 的分布:

$$s^3 + \kappa_1 s^2 + \kappa_2 s + \kappa_3 = 0, \quad (12)$$

$$(s - s_1)(s - s_2)(s - s_3) = 0 \quad (13)$$

式(13)展开并与式(12)联立可以得到:

$$\begin{cases} \kappa_1 = -(s_1 + s_2 + s_3) \\ \kappa_2 = s_1 s_2 + s_1 s_3 + s_2 s_3 \\ \kappa_3 = -s_1 s_2 s_3 \end{cases} \quad (14)$$

考虑公式(13)可以看作在二阶锁相环的基础上增加 $s - s_3$, 极点设置为^[8]

$$\{s_1, s_2, s_3\} = \{-\beta(1 + \eta) - \beta(1 - \eta) - \beta\} \quad (15)$$

式(15)中, β 为实数, 而 η 既可以为实数也可以作为纯虚数。文献[11]中的三阶理想锁相环传递函数:

$$H(s) = \frac{(m\xi\omega_n + 2\xi\omega_n)s^2 + (\omega_n^2 + 2m\xi^2\omega_n^2)s + m\xi\omega_n^3}{s^3 + (m\xi\omega_n + 2\xi\omega_n)s^2 + (\omega_n^2 + 2m\xi^2\omega_n^2)s + m\xi\omega_n^3} \quad (16)$$

联立式(11)、式(14)、式(15)和(16), 极点参数设计和传统设计中的自然频率 ω_n 、阻尼系数 ξ 存在如下联系:

$$\begin{cases} \xi^2 = \frac{1}{1 - \eta^2} \\ \beta = \xi\omega_n \\ m = 1 \end{cases} \quad (17)$$

参考传统阻尼系数的取值 $\xi = 0.707$, 得 $\eta^2 = -1$, 式(15)代入式(14)得到:

$$\begin{cases} \kappa_1 = 3\beta \\ \kappa_2 = 4\beta^2 \\ \kappa_3 = 2\beta^3 \end{cases} \quad (18)$$

文献[9]给出三阶环路噪声带宽:

$$B_L = \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega f)|^2 df \quad (19)$$

联立式(11)和(19)得到:

$$B_L = \frac{\kappa_1^2 \kappa_2 - \kappa_1 \kappa_3 + \kappa_2^2}{4(\kappa_1 \kappa_2 - \kappa_3)} \quad (20)$$

式(18)代入式(20)得到:

$$B_L = \frac{23}{60} \kappa_1 \quad (21)$$

将预先设定的 B_L 通过式(21)计算得到 κ_1 , 进而通过式(18)求得环路滤波器 $F(s)$ 全部未知参数, 所以可以只通过设计环路噪声带宽来确定三阶锁相环。

4 结果及分析

4.1 实验验证设计

实验采用架设天线采集实时播发的 PPP-B2b 信号, 将极点分布的方法和文献[9]中经典理想锁相环数字化进行对比分析, 经典理想锁相环数字化的环路滤波器经验公式为式(22)。式(22)中 $F(z)$ 为环路滤波器的 z 域传递函数, ξ 为阻尼系数, ω_n 为无阻尼振荡频率(单位 rad/s), T 为环路更新时间, K_z 为环路增益。首先对于正确性进行验证, PPP-B2b 导航电文的帧头为 0xEB90, 并且两个帧头的间隔为 1 s。通过查询解调出来的帧头位置来判断极点分布设计锁相环是否可以正确解调数据帧。其次对于收敛后的实时的相位误差进行分析。

$$\begin{cases} F(z) = C_1 + \frac{C_2 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \\ C_1 \approx \frac{2\xi\omega_n T}{K_z} \\ C_2 \approx \frac{(\omega_n T)}{K_z} \end{cases} \quad (22)$$

天线型号采用四系统全频段天线, 天线接入输出中心频率为 46.14 MHz、3 dB 带宽大于 21 MHz 的射频前端, 并对输出的中频信号用 125 MHz 频率进行采样, 环路更新时间选择为 1 ms。

第 1 组采用极点分布设计法, 极点分布方法需设置参数仅为 B_L , 载波环采取可变设置, 而码环采用 B_L 固定值 10 Hz。第 2 组采用理想锁相环数字化方法, 式(22)中, 载波环和码环的 T 为环路更新时间, 设为 1 ms, 环路增益 K_z 设置 1, ξ 固定为 0.707, 载波环的 ω_n 采用可变设置, 考虑到经验公式(23), 码环的 ω_n 设 40 rad/s。

$$B_L = \frac{\omega_n}{8\xi} (1 + 4\xi^2) \quad (23)$$

式(23)中, B_L 为环路噪声带宽, ξ 为阻尼系数, ω_n 为无阻尼振荡频率。

4.2 实验结果及分析

图 3 是极点分布法载波环 B_L 设置为 40 Hz 解调 PPP-B2b 原始二进制数据得到的数据帧帧头，在执行解调一次的前提下，如图 3 (a)，59 号北斗卫星第 1 次得到数据帧帧头在 0.849 s，同一颗卫星第 2 次得到数据帧帧头在 1.849 s。两次的数据帧帧头均为 0xEB90，且间隔为 1 s。

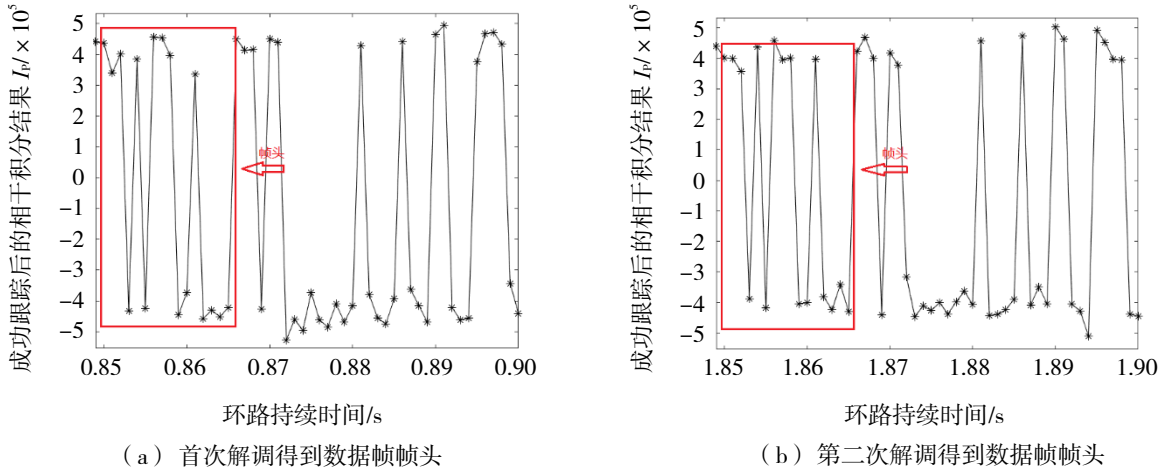


图 3 极点分布法得到 59 号北斗卫星相邻两次数据帧帧头

图 4 为经典理想锁相环数字化方法一组中载波环 $\omega_n = 70$ rad/s 解调得到 59 号北斗卫星的 PPP-B2b 数据帧帧头情况，经过对比图 3，两者在同时解算到帧头，并且两者的数据帧间隔均为 1 s。所以两种方法均可以正确解调 PPP-B2b 原始数据帧。

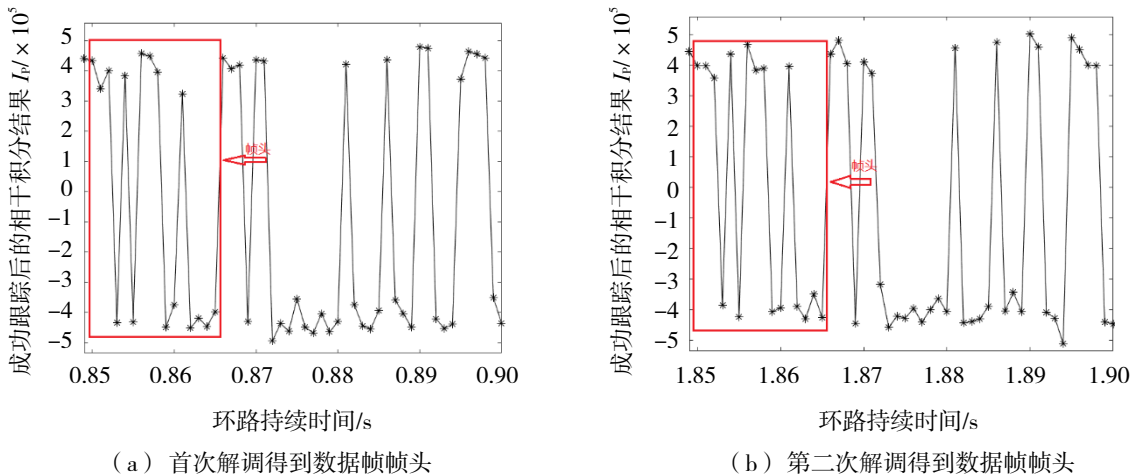


图 4 经典理想锁相环数字化得到 59 号北斗卫星相邻两次数据帧帧头

图 5 是锁相环可以正确解调情况下获得的多普勒频移，两组采用极点分布法载波环的 B_L 参数分别设置为 40 Hz、15 Hz，第 3 组采用经典理想锁相环数字化方法载波环 $\omega_n = 70$ rad/s，3 组结果均收敛到 180 Hz。

图 6 为本地载波和接收的信号载波的相位差。以相位差小于 0.2 rad 并且持续 10 个历元，作为收敛条件进行统计分析。并在稳定后统计载波相位差的均方根值 (root mean square, RMS)。

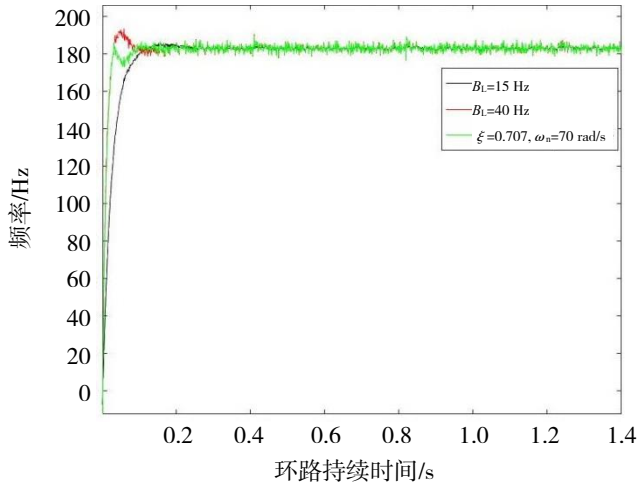


图 5 载波环输出频率

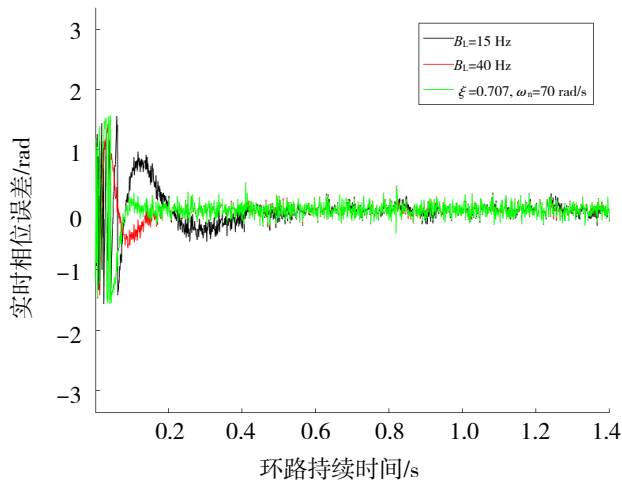


图 6 载波环与本地载波的相位差

表 1 显示 4 组不同参数设置得到的环路收敛时间和载波环输出相位差 RMS。其中前 3 组采用极点分布法设计，第 4 组采用传统方法只 ω_n 参数变化，通过前 3 组可以得到随着 B_L 增加缩短收敛时间但相应的载波相位差 RMS 也增加。而比较第 3 组和第 4 组， $B_L=40$ Hz 和 $\omega_n=70$ rad/s 得到收敛时间基本一致，符合经验公式 (23) 的预想。在 PPP-B2b 信号解调中通过调整环路噪声带宽来选择合适的锁相环性能， B_L 增大可以减少收敛时间，但是环路稳定后的环路噪声会相应增加。在同样可以正确解调 PPP-B2b 二进制原始数据情况下，极点分布法相较于经典理想锁相环数字化法减少了参数设计复杂性。

表 1 环路收敛时间和载波环输出的相位差的均方根值

环路噪声带宽/无阻尼振荡频率	收敛时间/s	载波环输出的 RMS/rad
$B_L=15$ Hz	0.36	0.097 2
$B_L=30$ Hz	0.28	0.099 5
$B_L=40$ Hz	0.16	0.100 2
$\omega_n=70$ rad/s	0.15	0.098 8

5 结语

本文分析了 B2b 信号的调制方式和数据帧结构,并在已有的导航信号处理流程的基础上应用极点分布法设计三阶锁相环。处理采集的 B2b 信号,对比经典的理想锁相环数字化的方法,来验证极点分布法处理导航信号的正确性。结果表明,极点分布法在实现正确跟踪的同时,并且参数设置具有一定的简洁性,只需要控制环路噪声带宽参数便可以实现对于 PPP-B2b 信号的解调。

参考文献:

- [1] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统公开服务性能规范[Z]. 3.0 版. 北京: 中国卫星导航系统管理办公室, 2021.
- [2] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件—精密单点定位服务信号 PPP-B2b[Z]. 1.0 版. 北京: 中国卫星导航系统管理办公室, 2020.
- [3] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件—国际搜救服务[Z]. 1.0 版. 北京: 中国卫星导航系统管理办公室, 2020.
- [4] 宋伟伟, 赵新科, 楼益栋, 等. 北斗三号 PPP-B2b 服务性能评估[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2023, 48(3): 408-415.
- [5] TAO J, LIU J, HU Z, et al. Initial assessment of the BDS-3 PPP-B2b RTS compared with the CNES RTS[J]. GPS Solutions, 2021, 25(4): 131.
- [6] LI X, LI X X, LIU G, et al. BDS multi-frequency PPP ambiguity resolution with new B2a/B2b/B2a + b signals and legacy B1I/B3I signals[J]. Journal of Geodesy, 2020, 94(10):107.
- [7] 何旭蕾, 刘成, 陈颖, 等. 北斗三号卫星 B2b 信号解析[J]. 电子技术应用, 2020, 46(3): 1-4+13.
- [8] STEPHENS S A, THOMAS J B. Controlled-root formulation for digital phase-locked loops[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1995, 31(1): 78-95.
- [9] 杜勇. 锁相环技术原理及 FPGA 实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.
- [10] 谢刚. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [11] 王宇舟. 三阶锁相环路滤波器参数设计[J]. 电讯技术, 2008(9): 51-55.