

基于 EKF 的北斗 B1C 信号数据/导频联合跟踪方法

赵琳¹, 柏亚国¹, 丁继成¹, 章小春²

(1. 哈尔滨工程大学 智能科学与工程学院, 哈尔滨 150001;

2. 内蒙古航天红岗机械有限公司, 呼和浩特 010076)

摘要: 针对北斗 B1C 信号在低载噪比情况下跟踪精度低的问题, 提出一种基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的北斗 B1C 信号数据/导频联合跟踪方法. 通过构建数据/导频双通道联合跟踪模型, 增加对 B1C 信号利用率, 并在联合跟踪模型的基础上引入扩展卡尔曼滤波器, 削弱传统跟踪环路中鉴别器和环路滤波器带来的跟踪误差, 进一步提高跟踪环路对低载噪比信号的跟踪性能. 仿真结果验证: 在低载噪比情况下, 相比于传统单导频通道跟踪、单导频扩展卡尔曼跟踪和联合跟踪, 该方法可以有效提高跟踪精度.

关键词: 北斗 B1C 信号; 跟踪环路; 联合跟踪; 扩展卡尔曼滤波; 低载噪比

中图分类号: TN967.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1008-9268(2020)06-0001-09

0 引言

全球卫星导航系统(GNSS)可以为用户提供高精度、全天候、全覆盖的位置、速度和时间(PVT)信息, 在军事、国防、经济建设方面发挥着重要的作用^[1-2]. 卫星信号跟踪在基带信号处理过程中处于核心地位, 其作用是精确估计码相位和载波多普勒频移, 并输出导航电文、伪距、载波相位等信息^[3]. 当接收机工作在高载噪比环境时, 具有良好的跟踪性能, 而在低载噪比、多路径等恶劣环境下, 跟踪精度、稳定性等会受到很大影响, 因此低载噪比信号处理问题一直是接收机研究的热点和难点^[4].

第 3 代北斗卫星导航系统(BDS-3) B1C 频点信号采用二进制偏移载波(BOC)和正交复用的 BOC(QMBOC)调制方式. 为了避免导航信号的测距性能和数据传输性能之间的冲突, 北斗 B1C 信号体制采用数据和导频双通道的结构, 分别被 BOC(1, 1)和 QMBOC(6, 1, 4/33)调制在正交的两个相位上, 其中数据通道功率占比 25%, 用于传输导航数据, 导频通道功率占比为 75%, 用于测

距^[5-6]. 如果仅仅对导频通道进行跟踪处理, 信号将存在 25% 的功率损失, 当导航信号较弱时, 该问题会更加凸显, 因此针对 B1C 信号数据/导频联合跟踪方法逐步被提出^[7].

由于 B1C 信号和 GPS L2C、Galileo E5 等 BOC 类调制方式的信号有相似的信号结构, 即数据/导频双通道体制, 因此早在 B1C 信号问世之前已有针对数据/导频通道联合跟踪方法的研究. 文献[8]提出了非相干合并、相干合并和差分相干合并三种码环联合跟踪算法, 然而码环联合跟踪存在数据通道导航电文破坏导频通道特性的缺陷^[9]. 针对此问题, 文献[10]利用 C/N₀ 估计在鉴别器层面对载波环进行合并, 实现了载波环联合跟踪; 文献[11]和文献[12]分别使用 GPS L2C、Galileo E1 信号对载波环路联合跟踪技术进行了测试, 验证了载波环联合跟踪可以达到提升灵敏度的目的.

另外, 由于卡尔曼滤波(KF)有良好的线性系统处理能力, 相比传统锁相环具有很大的精度优势^[13-14], 因此可以使用 KF 跟踪方法以及改进的 KF 跟踪方法对低载噪比信号进行处理, 平滑噪声影响, 以提供更精确的相位误差和多普勒频移估计

收稿日期: 2020-08-17

资助项目: 国家自然科学基金重点项目(61633008); 中央高校基本科研业务费专项资金(HEUCFP201768)

通信作者: 丁继成 E-mail: aaron.heu@163.com

值,例如文献[15]利用差分 KF 设计了一种开环 GNSS 跟踪环路,相比传统跟踪环路,跟踪精度提升 50% 以上. 实际系统的状态方程与量测方程在一些情况下是非线性化的,而扩展卡尔曼滤波(EKF)借助先验估计状态使非线性系统模型线性化,相比于 KF 更接近最优估计,并且 EKF 可以同时取代传统环路中的鉴别器和环路滤波器,可以进一步消除环路噪声影响. 例如文献[16]利用跟踪噪声和伪码相位误差测试伪码的跟踪性能和伪码跟踪优化结果准确性的方法改进 EKF,并达到了良好的跟踪效果. 此外,文献[17]通过联邦 KF 滤波方法、文献[18]通过强跟踪 ASCKF 方法也可以有效提升跟踪精度.

对于新体制弱信号的处理,联合跟踪可以提高接收信号的利用率,而 EKF 跟踪可以有效减小环路噪声,提高跟踪精度. 本文将联合跟踪和 EKF 跟踪两种手段结合,以北斗 B1C 信号为研究对象,结合北斗 B1C 信号双通道特征,提出一种基于 EKF 的北斗 B1C 信号数据/导频双通道联合跟踪方法. 该方法将数据/导频联合跟踪、EKF 环路两种手段用于北斗 B1C 信号跟踪环路,以提高低载噪比情况下 B1C 信号跟踪性能.

1 传统 B1C 信号跟踪模型

北斗 B1C 信号采用数据、导频双通道结构,且数据、导频通道能量比 1 : 3. 不考虑噪声影响,北斗 B1C 基带中频信号可以表示为^[17]

$$\begin{aligned} s_{\text{B1C_IF}}(t) &= s_{\text{data_IF}}(t) + js_{\text{pilot_IF}}(t) \\ &= A \frac{1}{2} D(t) \cdot C_{\text{data}}(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{sc_a}} t)) \cdot \\ &\quad \cos(\omega_{\text{IF}} t) + A \sqrt{\frac{1}{11}} C_{\text{pilot}}(t) \cdot \\ &\quad \text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{sc_b}} t)) \cdot \cos(\omega_{\text{IF}} t) + \\ &\quad ja \sqrt{\frac{29}{11}} C_{\text{pilot}}(t) \cdot \\ &\quad \text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{sc_a}} t)) \cdot \cos(\omega_{\text{IF}} t). \quad (1) \end{aligned}$$

式中: A 为信号幅值; $s_{\text{data_IF}}$ 、 $s_{\text{pilot_IF}}$ 分别为数据、导频分量; ω_{IF} 为中心频率; D 为导航数据; C_{data} 、 C_{pilot} 分别为数据、导频通道测距码序列; $f_{\text{sc_a}}$ 、 $f_{\text{sc_b}}$ 分别为 BOC(1,1)、BOC(6,1) 子载波频率.

传统 B1C 信号使用单导频通道跟踪,由式(1)可以得到导频通道中频信号:

$$s_{\text{pilot_IF}}(t) = A \sqrt{\frac{29}{33}} s_{\text{BOC(6,1)}}(t) \cos(\omega_{\text{IF}} t) -$$

$$\begin{aligned} &ja \sqrt{\frac{4}{33}} s_{\text{BOC(6,1)}}(t) \cos(\omega_{\text{IF}} t) \\ &= A \sqrt{\frac{29}{33}} C_{\text{pilot}}(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{sc_a}} t)) \cdot \cos(\omega_{\text{IF}} t) - \\ &A \sqrt{\frac{4}{33}} C_{\text{pilot}}(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_{\text{sc_b}} t)) \cdot \sin(\omega_{\text{IF}} t). \quad (2) \end{aligned}$$

传统 B1C 信号采用导频通道跟踪,跟踪环路结构如图 1 所示. B1C 导频通道为 QMBOC 调制,相应的跟踪环路相关器数量是 BPSK 调制信号跟踪环路的两倍,但是由于 BOC(1,1) 和 BOC(6,1) 分别被调制在两个正交的相位上,因此能够更加灵活地进行处理,另一方面 QMBOC 自相关主峰相比 BPSK 更窄,这也使得 QMBOC 跟踪拥有更高的精度、更好的抗多径能力.

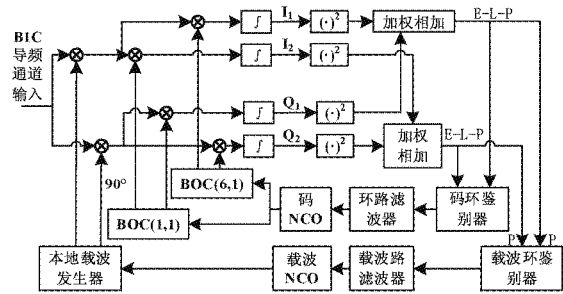


图 1 B1C 信号传统跟踪环路

由加权相加得到的 I_p 、 Q_p 两即时支路输出结果作为载波环鉴别器输入,载波环鉴别器使用反正切函数鉴别器,其表达式如下:

$$S = \arctan\left(\frac{Q_p}{I_p}\right). \quad (3)$$

式中: S 为鉴别器输出; I_p 、 Q_p 为即时支路.

由加权相加得到的 I_E 、 Q_E 、 I_L 、 Q_L 超前、滞后支路输出结果作为码环鉴别器输入,码环鉴别器使用非相干超前减滞后功率法,其表达式如下:

$$D = \frac{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} - \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}{\sqrt{(I_E^2 + Q_E^2)} + \sqrt{(I_L^2 + Q_L^2)}}. \quad (4)$$

式中: D 为鉴别器输出; I_E 、 Q_E 为超前支路; I_L 、 Q_L 为滞后支路.

载波环路滤波器和码环路滤波器选用低通滤波器. B1C 导频通道中频数据经过本地载波混频剥离载波得到同相、正交两支路,然后与本地码 BOC(1,1)、BOC(6,1) 相关得到 12 路相关结果,通过加权相加得到 6 路相关值,之后处理过程与 BPSK 调制信号跟踪环路类似,通过码鉴别器和载

波鉴别器对 6 路相关值进行处理得到码环误差和载波环误差,再经过低通滤波器后对本地码和载波进行调整,形成闭环。

传统处理方法仅使用导频通道跟踪,这就使数据通道 25% 的能量没有被利用,影响跟踪精度,在低载噪比情况下该问题更为突出;另外,在低载噪比情况下,由于热噪声和动态应力等误差存在,接收信号会受到影响,导致更大的跟踪误差。

2 基于 EKF 的数据/导频联合跟踪环路

2.1 数据/导频联合跟踪模型

跟踪环路对信号的利用率会直接影响到跟踪精度,而将数据通道加入跟踪环路将进一步提高环路对信号的能量利用率。本文采用最大载噪比(MRC)原则对码环和载波环在鉴别器层面进行合并。

北斗 B1C 信号联合跟踪环路结构图如图 2 所示,对数据通道和导频通道同时跟踪,并分别计算通道载噪比,根据载噪比确定权值 α ,表达式为

$$\alpha = \frac{N_{\text{pilot}}}{N_{\text{pilot}} + N_{\text{data}}} \quad (5)$$

式中: α 为权值; N_{pilot} 、 N_{data} 分别为导频、数据通道载噪比。

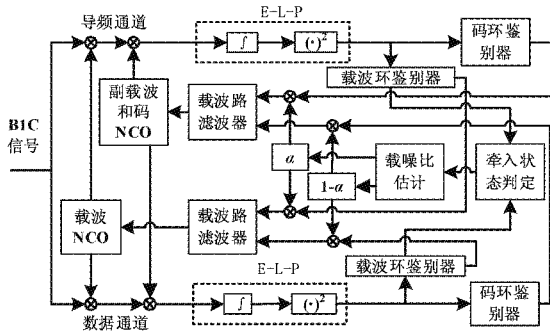


图 2 B1C 信号联合跟踪环路

根据权值 α ,对码环和载波环在鉴别器层面进行合并,表达式如下:

$$\begin{cases} S_{\text{comb}} = \alpha S_{\text{pilot}} + (1 - \alpha) S_{\text{data}} \\ D_{\text{comb}} = \alpha D_{\text{pilot}} + (1 - \alpha) D_{\text{data}} \end{cases} \quad (6)$$

式中: S_{comb} 、 D_{comb} 分别为两通道载波环鉴别器、码环鉴别器合并结果; S_{pilot} 、 D_{pilot} 分别为导频通道载波环鉴别器、码环鉴别器输出; S_{data} 、 D_{data} 分别为数据通道载波环鉴别器、码环鉴别器输出。

2.2 基于 EKF 的联合跟踪模型

基于 KF 的跟踪环路使用一个 KF 同时完成载

波相位、载波频率和码相位的跟踪。KF 应用于接收机跟踪环路主要集中在两个方面:第一是 KF 代替传统跟踪环路的滤波器,其中观测量选取为环路鉴别器输出的相位误差,状态模型和观测模型均为线性的;第二是 EKF 代替传统跟踪环路的鉴别器和低通滤波器,其中观测量选取为相关积分的结果,观测模型为非线性模型。

传统跟踪环路的鉴相器会带来大量的额外噪声,使其对载波相位、副载波相位和码相位误差估计结果都包含大量噪声,导致环路跟踪稳定性差,精度低。并且基于 KF 跟踪环路仅能将跟踪环路中的低通滤波器替代,对环路跟踪效果改进并不明显,跟踪环路在低载噪比条件下的工作效果仍不理想。因此本文选用 EKF 滤波器替代联合跟踪环路中码环鉴别器、载波环鉴别器以及环路滤波器。

1) 状态方程

在跟踪环路中建立误差模型,取 9 个状态向量,分别为联合系数 α ,本地载波振荡器与接收信号导频通道之间的载波相位误差估计值 $\delta\phi_P$,导频通道多普勒误差估计值 δf_P ,导频通道多普勒变化率误差估计值 δa_P ,导频通道码相位误差估计值 $\delta\tau_P$,数据通道载波相位误差估计值 $\delta\phi_D$,数据通道多普勒误差估计值 δf_D ,数据通道多普勒变化率误差估计值 δa_D ,数据通道码相位误差估计值 $\delta\tau_D$ 。根据系统误差模型,状态方程可写为如下形式:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{W}_{k-1}, \quad (7)$$

式中:

$$\mathbf{A}(\delta T = T) =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & T & \frac{1}{2}T^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_1 T & \frac{1}{2}\beta_1 T^2 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T & \frac{1}{2}T^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_2 T & \frac{1}{2}\beta_2 T^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中:导频通道 $\beta_1 = \frac{f_{\text{code}}}{f_{\text{carrier}}} = \frac{1.023 \times 10^6}{1575.42 \times 10^6}$;数据通道 $\beta_2 = \frac{f_{\text{code}}}{f_{\text{carrier}}} = \frac{1.023 \times 10^6}{1575.42 \times 10^6}$; T 为相干积分时间。

状态量为:

$$\mathbf{x} = [\alpha \ \delta\phi_P \ \delta f_P \ \delta a_P \ \delta\tau_P \ \delta\phi_D \ \delta f_D \ \delta a_D \ \delta\tau_D]^T$$

系统噪声由 9 部分组成:

$\mathbf{W} =$

$$[w_x \ w_{\phi_P} \ w_{f_P} \ w_{a_P} \ w_{\tau_P} \ w_{\phi_D} \ w_{f_D} \ w_{a_D} \ w_{\tau_D}]^T$$

式中变量均为服从不相关零均值分布的高斯白噪声,其协方差表达式为:

$$Q = E(WW^T) = q \begin{bmatrix} T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{20}T^5 & \frac{1}{8}T^4 & \frac{1}{6}T^3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{8}T^4 & \frac{1}{3}T^3 & \frac{1}{2}T^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{6}T^3 & \frac{1}{2}T^2 & T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5-4*\beta_1*T}{T} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{20}T^5 & \frac{1}{8}T^4 & \frac{1}{6}T^3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{8}T^4 & \frac{1}{3}T^3 & \frac{1}{2}T^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{6}T^3 & \frac{1}{2}T^2 & T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5-4*\beta_2*T}{T} \end{bmatrix}$$

式中: q 为频率的变化率抖动情况; T 为相干积分时间.

2) 量测方程

选取 6 个导频通道相关积分结果 I_{PE} 、 I_{PP} 、 I_{PL} 、 Q_{PE} 、 Q_{PP} 、 Q_{PL} 以及 6 个数据通道相关积分结果 I_{DE} 、 I_{DP} 、 I_{DL} 、 Q_{DE} 、 Q_{DP} 、 Q_{DL} 作为观测量,量测方程如下:

$$\mathbf{Z}_k = h_k(\mathbf{x}_k) + \mathbf{V}_k \quad (9)$$

式中: 函数 h 表示描述观测向量与状态向量之间的非线性关系. 状态量和观测量之间关系可表示为

$$Y_k(pd, \epsilon) = AR_{pd}(\delta\tau_{pd} - \epsilon) \cdot \exp \left[j \begin{bmatrix} \alpha \left(\delta\phi_P + \frac{\delta f_P T}{2} + \frac{\delta a_P T^2}{6} \right) + \\ (1-\alpha) \left(\delta\phi_D + \frac{\delta f_D T}{2} + \frac{\delta a_D T^2}{6} \right) \end{bmatrix} \right] = h(x_k), \quad (10)$$

式中: pd 为导频或数据通道; ϵ 为码相位延迟. 将函数 h 线性化

$$H_k \approx \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} \Big|_{x_k} = [h_{i,j}], \quad (11)$$

\mathbf{Z} 的表达式如下:

$$\mathbf{Z} = [I_{PE} \ I_{PP} \ I_{PL} \ Q_{PE} \ Q_{PP} \ Q_{PL} \ I_{PE} \ I_{DP} \ I_{DL} \ Q_{DE} \ Q_{PP} \ Q_{PL}]^T$$

式中,

$$\begin{cases} I_P(\epsilon) = AR_P(\delta\tau_P - \epsilon) \cos \begin{bmatrix} \alpha \left(\delta\phi_P + \frac{\delta f_P T}{2} + \frac{\delta a_P T^2}{6} \right) + \\ (1-\alpha) \left(\delta\phi_D + \frac{\delta f_D T}{2} + \frac{\delta a_D T^2}{6} \right) \end{bmatrix} \\ Q_P(\epsilon) = AR_P(\delta\tau_P - \epsilon) \sin \begin{bmatrix} \alpha \left(\delta\phi_P + \frac{\delta f_P T}{2} + \frac{\delta a_P T^2}{6} \right) + \\ (1-\alpha) \left(\delta\phi_D + \frac{\delta f_D T}{2} + \frac{\delta a_D T^2}{6} \right) \end{bmatrix} \end{cases}, \quad (12)$$

$$\begin{cases} I_D(\epsilon) = BR_D(\delta\tau_D - \epsilon)\cos \begin{pmatrix} \alpha\left(\delta\phi_P + \frac{\delta f_P T}{2} + \frac{\delta a_P T^2}{6}\right) + \\ (1-\alpha)\left(\delta\phi_D + \frac{\delta f_D T}{2} + \frac{\delta a_D T^2}{6}\right) \end{pmatrix} \\ Q_D(\epsilon) = BR_D(\delta\tau_D - \epsilon)\sin \begin{pmatrix} \alpha\left(\delta\phi_P + \frac{\delta f_P T}{2} + \frac{\delta a_P T^2}{6}\right) + \\ (1-\alpha)\left(\delta\phi_D + \frac{\delta f_D T}{2} + \frac{\delta a_D T^2}{6}\right) \end{pmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

式中: A 、 B 表示信号幅值估计结果; ϵ 表示码相关器间隔, 如 $\epsilon = -0.5$ 表示超前(E)分量, $\epsilon = 0$ 表示即时(P)分量, $\epsilon = 0.5$ 表示滞后(L)分量与式 Z 中下标 E, P, L 对应; R_P 、 R_D 分别为导频、数据通道码相关值; α 为联合系数; $\delta\phi_P$ 、 δf_P 、 δa_P 分别为导频通道载波相位误差、多普勒频移误差, 多普勒变化率误差; $\delta\phi_D$ 、 δf_D 、 δa_D 分别为数据通道载波相位误差、多普勒频移误差, 多普勒变化率误差。

测量噪声由 12 部分组成:

$$R_{\text{Pilot}} = \sigma_{\text{PI/Q}}^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & (1-|\epsilon|) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & (1-|\epsilon|) \\ (1-|\epsilon|) & 0 & 1 & 0 & (1-2|\epsilon|) & 0 \\ 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & 1 & 0 & (1-2|\epsilon|) \\ (1-|\epsilon|) & 0 & (1-2|\epsilon|) & 0 & 1 & 0 \\ 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & (1-2|\epsilon|) & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$R_{\text{Data}} = \sigma_{\text{DI/Q}}^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & (1-|\epsilon|) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & (1-|\epsilon|) \\ (1-|\epsilon|) & 0 & 1 & 0 & (1-2|\epsilon|) & 0 \\ 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & 1 & 0 & (1-2|\epsilon|) \\ (1-|\epsilon|) & 0 & (1-2|\epsilon|) & 0 & 1 & 0 \\ 0 & (1-|\epsilon|) & 0 & (1-2|\epsilon|) & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

式中,

$$\begin{cases} \sigma_{\text{PI/Q}}^2 = \frac{A^2}{4 \cdot N_{\text{pilot}} \cdot T} \\ \sigma_{\text{DI/Q}}^2 = \frac{B^2}{4 \cdot N_{\text{data}} \cdot T} \end{cases} \quad (15)$$

式中: A 、 B 分别为导频、数据幅值; N_{pilot} 、 N_{data} 分别为导频、数据通道载噪比。

基于 EKF 的联合跟踪环路结构图如图 3 所示, 原来环路的鉴别器和滤波器被 EKF 替代, 数据和导频通道 12 路积分值送入 EKF 滤波器, 并输出对应相关值调整载波和码发生器, 形成闭环。环路将数据通道和导频通道联合, 提高了卫星信号利用率, 同时避免了鉴别器带来的误差和传统滤波器滤波能力有限的缺点。

$$V = \begin{bmatrix} v_{I_{PE}} & v_{I_{PP}} & v_{I_{PL}} & v_{Q_{PE}} & v_{Q_{PP}} & v_{Q_{PL}} & v_{I_{DE}} \\ & v_{I_{DP}} & v_{I_{DL}} & v_{Q_{DE}} & v_{Q_{DP}} & v_{Q_{DL}} & \end{bmatrix}^T$$

式中变量为零均值高斯白噪声, 测量噪声协方差阵:

$$R = E(VV^T) = \begin{bmatrix} R_{\text{pilot}} & 0 \\ 0 & R_{\text{data}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中,

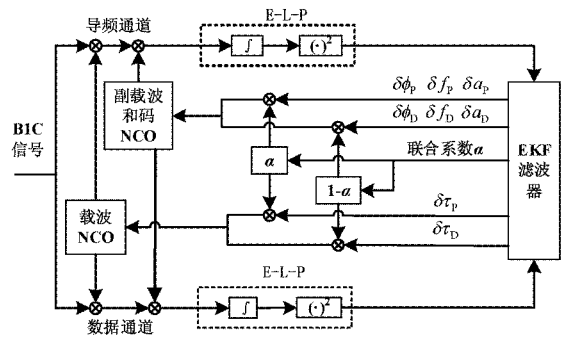


图 3 基于 EKF 的联合跟踪环路

3) EKF 算法

基于 EKF 的环路工作如图 4 所示。

首先, 通过式 (7) 求取当前时刻 (假设为 k 时

刻) 先验估计状态量 \hat{x}_k^- , 并根据公式(16) 求取当前时刻先验均方误差阵 P_k^- .

$$P_k^- = AP_{k-1}A^T + Q. \quad (16)$$

式中, Q 为过程噪声协方差.

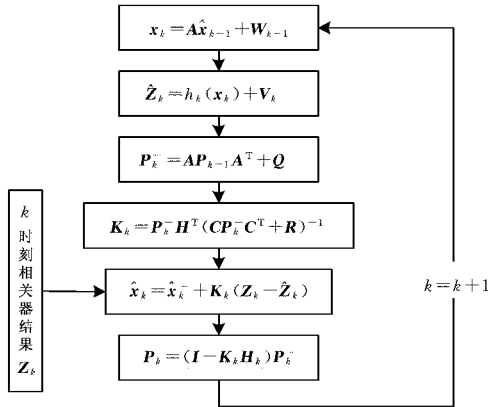


图 4 EKF 流程图

将 P_k^- 带入式(17) 求取当前时刻的 Kalman 增益矩阵 K_k .

$$K_k = P_k^- H^T (C P_k^- C^T + R)^{-1}. \quad (17)$$

式中, R 为测量噪声协方差.

可由式(18) 求得当前时刻后验估计状态量.

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (Z_k - \hat{Z}_k). \quad (18)$$

式中, Z_k 表示输入数据, 即当前时刻同相和正交支路的相关结果; \hat{Z}_k 可由式(9) 求得.

最后通过式(19) 求得当前时刻后验误差协方差阵 P_k .

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^-. \quad (19)$$

3 仿真实验

为验证本文跟踪方法的性能, 通过中频信号采集器得到 B1C 信号低载噪比中频数据. 仿真实验所用北斗 B1C 中频数据参数如表 1 所示. 分别使用传统单导频通道跟踪方法、单导频 EKF、联合跟踪和本文方法(数据/导频联合 EKF 跟踪方法)进行跟踪, 验证本文方法优越性.

表 1 B1C 信号基本参数

| 类型 | 参数 |
|---------|-----------|
| 采样频率 | 53 MHz |
| 中频 | 14.58 MHz |
| 处理时长 | 20 s |
| 导频通道载噪比 | 31 dB-Hz |

为保证实验结果比较的公平性, 额外添加一个鉴别器并作开环处理, 仅用作性能对比, 如图

5 所示.

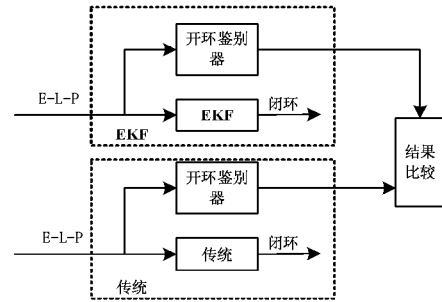


图 5 结果对比策略

由载波环跟踪结果如图 6~9 及表 2 所示, 本方法载波跟踪精度明显优于单导频、单导频 EKF 和联合跟踪, 其中本文方法、单导频 EKF 和联合跟踪相比传统单导频跟踪载波环鉴别器输出标准差分别降低 50%、28%、40%, 载波数控振荡器(NCO)输出标准差分别降低 25%、16%、22%, 联合跟踪模型贡献度略优于 EKF 跟踪. 并且本文方法相比单导频 EKF 和联合跟踪载波环鉴别器输出标准差分别降低 31%、17%, 载波 NCO 输出标准差分别降低 11%、5%.

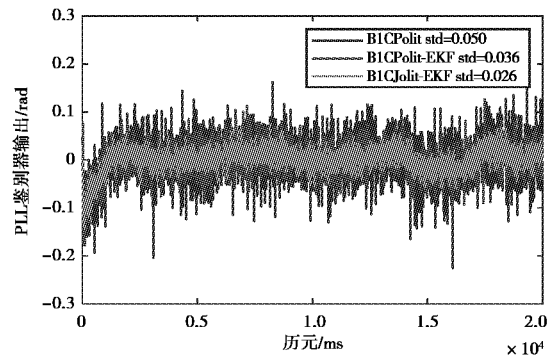


图 6 单导频、单导频 EKF、本文方法 PLL 鉴别器输出

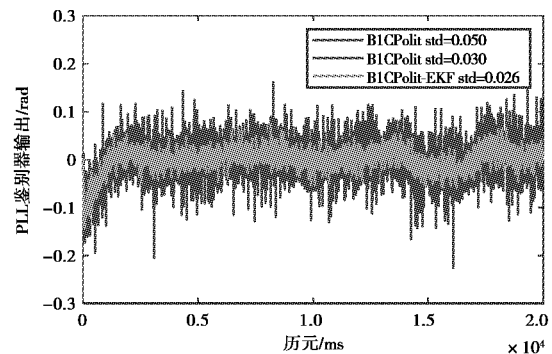


图 7 单导频、联合跟踪、本文方法 PLL 鉴别器输出

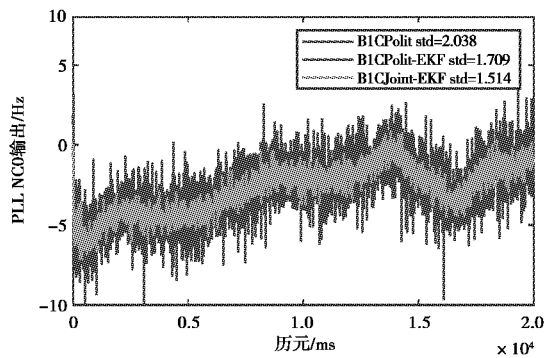


图 8 单导频、单导频 EKF、本文方法 PLL NCO 输出

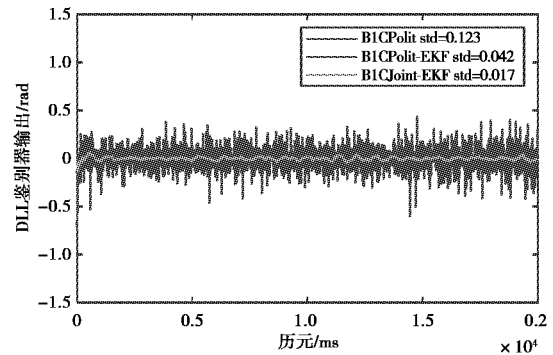


图 10 单导频、单导频 EKF、本文方法 DLL 鉴频器输出

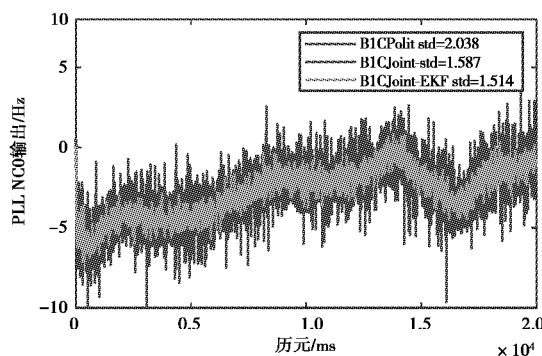


图 9 单导频、联合跟踪、本文方法 PLL NCO 输出

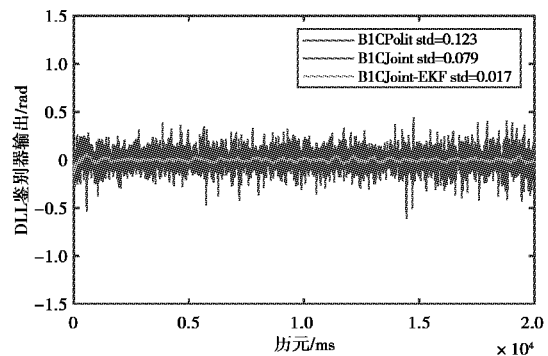


图 11 单导频、联合跟踪、本文方法 DLL 鉴频器输出

表 2 PLL 跟踪误差对比

| 方法 | PLL 鉴频器 (均方差) | PLL NCO (均方差) |
|---------|------------------|------------------|
| 单导频跟踪 | 0.050 | 2.038 |
| 单导频 EKF | 0.036 | 1.709 |
| 联合跟踪 | 0.030 | 1.587 |
| 本文方法 | 0.025 | 1.514 |

码环跟踪结果如图 10~13 和表 3 所示,本文方法、单导频 EKF 和联合跟踪相比传统单导频跟踪码环鉴频器输出标准差分别降低 86%、66%、36%,码 NCO 输出标准差分别降低 86%、63%、36%,本文方法、单导频 EKF 和联合跟踪方法均优于传统单导频,并且联合跟踪模型贡献度小于 EKF 跟踪.并且本文方法相比单导频 EKF 和联合跟踪码环鉴频器输出标准差分别降低 60%、78%,码环 NCO 输出标准差分别降低 62%、78%.

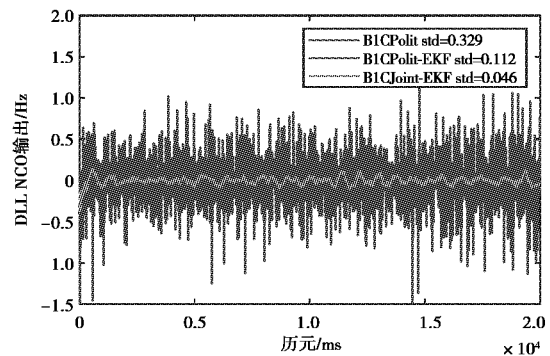


图 12 单导频、单导频 EKF、本文方法 DLL NCO 输出

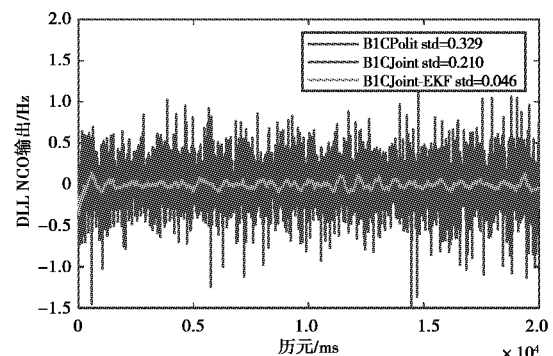


图 13 单导频、联合跟踪、本文方法 PLL NCO 输出

表 3 DLL 跟踪误差对比

| 方法 | PLL 鉴别器 (均方差) | PLL NCO (均方差) |
|---------|------------------|------------------|
| 单导频跟踪 | 0.123 | 0.329 |
| 单导频 EKF | 0.042 | 0.122 |
| 联合跟踪 | 0.079 | 0.210 |
| 本文方法 | 0.017 | 0.046 |

载噪比输出结果如图 14 和表 4 所示,本文所述方法和联合跟踪方法载噪比均值高于传统单导频和单导频 EKF 跟踪,验证联合跟踪模型可以有效提升信号利用率。

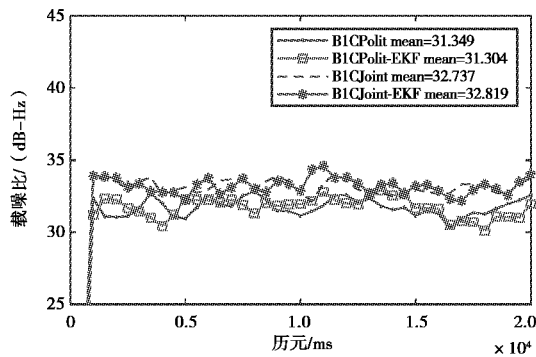


图 14 载噪比输出曲线

表 4 载噪比对比

| 方法 | PLL 鉴别器(均值) |
|---------|-------------|
| 单导频跟踪 | 31.349 |
| 单导频 EKF | 31.304 |
| 联合跟踪 | 32.737 |
| 本方法 | 32.819 |

仿真结果显示,本方法相对于传统单导频跟踪、单导频 EKF 跟踪和联合跟踪方法拥有更高的跟踪精度,并且相比于单导频跟踪和单导频 EKF 跟踪有更高的信号利用率。

4 结束语

本文针对 B1C 信号低载噪比情况下跟踪精度低的问题,提出了一种基于 EKF 的数据/导频联合跟踪方案.算法分析与实验结果表明:

1) 通过对 B1C 信号体制和传统 B1C 信号跟踪模型的分析,建立数据/导频双通道联合跟踪模型,以提高信号利用率,为后续引入 EKF 提供模型依据。

2) 在双通道联合跟踪的基础上引入 EKF,提

出基于 EKF 的数据/导频双通道跟踪模型.使用 EKF 取代跟踪环路中的鉴别器和滤波器,消除传统跟踪环路中鉴别器和滤波器带来的噪声误差。

3) 本文以 B1C 信号为处理对象,利用北斗 B1C 信号体制特性,结合数据/导频联合跟踪和 EKF 跟踪两种手段,实现了北斗 B1C 信号在低载噪比情况下的跟踪性能的提升。

参考文献

- [1] 刘艳亮,张海平,徐彦田,等.全球卫星导航系统的现状与进展[J].导航定位学报,2019,7(1):18-21,27.
- [2] 刘健,曹冲.全球卫星导航系统发展现状与趋势[J].导航定位学报,2020,8(1):1-8.
- [3] 罗志斌,蒲小平.一种 GNSS 信号跟踪环路频相直调控制算法[J].电讯技术,2020,60(5):536-541.
- [4] CHENG Y, CHANG Q. A coarse-to-fine adaptive kalman filter for weak GNSS signals carrier tracking [J]. IEEE communications letters, 2019, 23(12): 2348 - 2352. DOI:10.1109/LCOMM.2019.2940006.
- [5] WANG C H, CUI X W, MA T Y, et al. Asymmetric dual-Band tracking technique for optimal joint processing of BDS B1I and B1C signals [J]. Sensors, 2017, 17(10): 2306. DOI:10.3390/s17102360.
- [6] 冯瑞,任宇飞,马宏. BDS B1C 信号同步方法研究 [C]//第十届中国卫星导航年会论文集 S03, 2019: 34-38.
- [7] YAN S L, LIN D, ZHANG Y G. Joint data/pilot tracking techniques for the modern Beidou B1C signal [J]. 2018 IEEE 4th international conference on computer and communications, 2018: 1331-1335. DOI: 10.1109/CompComm.2018.8780642.
- [8] BORIO D, MONGREDIRN C, LACHAPELLE G. Collaborative code tracking of composite GNSS signals [J]. IEEE journal of selected topics in signal processing, 2009, 3(4): 613-626. DOI: 10.1109/JSTSP.2009.2023349.
- [9] LIU Y C, LI H, CUI X W, et al. A tracking method for GPS L2C signal based on the joint using of data and pilot channels [J]. IEEE 2014 11th international computer conference on wavelet active media technology and information processing (ICCWAMTIP), 2015. DOI:10.1109/ICCWAMTIP.2014.7073354.
- [10] MUTHURAMAN K. Tracking techniques for GNSS data/pilot signals [D]. Modernized navigation signal tracking techniques, 2010.
- [11] MUTHURAMAN K, SHANMUGAM S K, LACHAPELLE G. Evaluation of data/pilot tracking algorithms for

- GPS L2C signals using software receiver[C]//Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007), 2007: 2499-2509. <https://www.ion.org/publications/abstract.cfm?articleID=7514>.
- [12] SIDDIQUI B A, ZHANG J, BHUIYAN M Z H, et al. Joint data-pilot acquisition and tracking of Galileo E1 open service signal[J]. 2010 Conference: ubiquitous positioning indoor navigation and location based service. DOI:10.1109/UPINLBS.2010.5654005.
- [13] GAO Q, SHEN C, ZHANG K. Comparing digital phase-locked loop and kalman filter for clock tracking in ultrawideband location system[J]. Journal of electrical and computer engineering, 2018; 1-5. DOI: 10.1155/2018/5873239.
- [14] 汤新华, 陈新, 修金城, 等. 几种 GNSS 接收机跟踪环路配置的对比分析[J]. 中国惯性技术学报, 2018, 26(5): 623-628.
- [15] JIN T, YUAN H L, LING K. Differential kalman filter design for GNSS open loop tracking[J]. Remote sensing, 2020, 12(5): 812. DOI:10.3390/rs12050812.
- [16] 卢来, 邓文. 一种改进扩展卡尔曼算法的伪码跟踪优化仿真[J]. 计算机仿真, 2019, 36(7): 6-9, 15.
- [17] JIN T, WANG C Y, LU X Y, et al. Analysis of a federal kalman filter-based tracking loop for GPS signals [J]. GPS solutions, 2019, 23 (119): 1-13. DOI: 10.1007/s10291-019-0911-6.
- [18] 刘轶, 程旭红, 程建华. 基于改进强跟踪 ASCKF 算法的 SINS/GNSS 组合对准方法[J]. 导航定位与授时, 2018, 5(5): 13-19.
- [19] HAO W J, GONG W F. Research on tracking algorithm of Beidou B1C signal[J]. 2019 IEEE 9th international conference on electronics information and emergency communication (ICEIEC), 2019: 226-229. DOI:10.1109/ICEIEC.2019.8784628.

作者简介

赵琳 (1968—), 男, 教授, 工学博士, 研究方向为组合导航技术、卫星导航技术、惯性导航技术。

柏亚国 (1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为卫星无线电导航技术。

丁继成 (1980—), 男, 副教授, 工学博士, 研究方向为卫星无线电导航技术、惯性导航技术、组合导航技术。

Data/pilot joint tracking method of BeiDou B1C signal based on extended Kalman filter

ZHAO Lin¹, BAI Yaguo¹, DING Jicheng¹, ZHANG Xiaochun²

(1. Harbin Engineering University College of Intelligent System Science and Engineering, Harbin 150001, China; 2. Inner Mongolia Aerospace Honggang Machinery Company Limited, Huhhot 010076, China)

Abstract: To improve the low tracking accuracy of BeiDou B1C signal under low carrier to noise ratio(CNR), we proposed a B1C signal data/pilot joint tracking method based on extended Kalman filter. By constructing a data/pilot dual channel joint tracking model, the utilization ratio of B1C signal is increased. To undermine the tracking errors introduced by discriminator and loop filter in traditional tracking loop, extended Kalman filter is applied on the basis of the proposed joint tracking model, which further improves the tracking performance of tracking loop for low carrier to noise ratio signal. The experimental results demonstrate that compared with the conventional single-pilot channel tracking method, single-pilot channel extended Kalman tracking method and joint tracking method, the proposed method can effectively enhance the tracking accuracy under low CNR.

Keywords: BeiDou B1C signal; tracking loop; joint tracking; extended Kalman filtering; low Carrier noise ratio