

基于卡尔曼滤波的北斗接收机 高灵敏度跟踪算法研究*

沈 飞 李荣冰 刘建业 韩志风 周 颖
(南京航空航天大学导航研究中心 南京 210016)

摘要: 为了提升载波跟踪环路滤除噪声干扰的能力,引入一种作为可靠最优估计方法的卡尔曼滤波估计算法,用于解决高动态或弱信号环境载波跟踪环路难以稳定工作的问题。首先分析噪声对跟踪环路产生的影响,讨论采用卡尔曼滤波估计算法的理论设计依据,并且从环路结构、模型建立和优化设计三方面着手设计了自适应卡尔曼滤波跟踪环路。试验结果表明,无论在静态还是动态场景,其定位性能和精度与传统跟踪环路相比,均有较大幅度提升。

关键词: 北斗卫星导航系统;卡尔曼滤波;锁相环;弱信号跟踪

中图分类号: V249.32; TN927 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Research on the techniques for tracking algorithm of BD2 with high sensitivity based on Kalman filter*

Shen Fei Li Rongbing Liu Jianye Han Zhifeng Zhou Ying

(Navigation Research Center, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In order to improve the ability of the tracking loop to filter out noise, a Kalman filter estimation algorithm is proposed to track the signal in high dynamic or weak signal environment steadily. Firstly, the influence of noise on the tracking loop is analyzed. The theoretical design basis of the Kalman filter estimation algorithm is discussed, and the adaptive Kalman filter tracking loop is designed from the aspects of loop structure, model establishment and optimization design. The experimental results show that the positioning performance and accuracy are improved greatly compared with the traditional tracking loop in both static and dynamic scenes.

Keywords: BDS; Kalman filter; PLL; weak navigation signal tracking

0 引 言

全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)是一类导航系统的总称^[1],提供全球覆盖的导航定位服务。目前实现全球覆盖的包括美国GPS系统^[2],俄罗斯GLONASS系统^[3],欧洲伽利略(Galileo)系统^[4],以及我国的北斗(BeiDou)卫星导航系统。普通的接收信号最低功率为-130 dBm,以上这些系统提供的导航定位服务能满足大多数应用需求。但是对于特殊工作环境,例如室内,隧道等弱信号场景或车载等高动态场景,信号强度会低15~40 dB,目前一般北斗导航接收机性能难以满足定位要求。因此,在无法跟踪至少4颗卫星的情况下,接收机无法实现准确定位^[5]。

传统的载波跟踪环路利用环路滤波器对鉴相器输出进

行滤波,并得到本地的载波频率偏差,从而进行修正,保持环路的跟踪状态。但是,由于会有信号衰减和多路径效应等因素的影响而存在弱信号场景,此时再使用传统的载波跟踪环路将无法容忍信号的抖动噪声,容易造成信号失锁。因此,在载波跟踪环路设计中引入最优估计方法是解决弱信号跟踪的一个有效手段。因为卡尔曼滤波估计算法流程简单且滤波效果好,可将其运用到载波跟踪环路的设计中。

可以通过先分析噪声对于北斗导航接收机跟踪环路产生的影响,作为建立基于卡尔曼滤波估计的弱信号跟踪算法的设计基础。再从环路结构、模型建立和环路的优化设计三方面具体介绍对应的自适应卡尔曼滤波载波跟踪环路的设计,并在最后建立基于FPGA+DSP的硬件平台,进行试验验证与结果分析。

1 噪声对环路跟踪性能影响研究与分析

弱信号场景下非线性的环路鉴别器产生误差逐渐增大会约束接收机的跟踪性能,而锁相环主要作用是锁定输入信号的载波相位。当输入输出信号相位相同,理想测量误差为 0,然而不可避免会存在测量误差。PLL 跟踪环路的主要误差来源是热噪声、晶体振荡引起的噪声、相位抖动误差和动态应力误差等。

以二象限反正切鉴相器举例,在 1σ 经验门限时,PLL 跟踪环路热噪声扰动的计算公式如下:

$$\sigma_{\text{PLL}} = \sqrt{\sigma_{\text{iPLL}}^2 + \sigma_v^2 + \theta_A^2} + \frac{\theta_c}{3} \leq 15^\circ \quad (1)$$

$$\sigma_{\text{iPLL}} = \frac{360^\circ}{2\pi} \sqrt{\frac{B_L}{N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{\text{coh}} \frac{C}{N_0}}\right)} \quad (2)$$

式中: σ_{iPLL} 是热噪声值, σ_v 是晶体振动噪声, θ_A 是 Allan 方差引起的振荡器噪声, θ_c 是动态应力噪声, B_n 是载波环路带宽值, T_{coh} 是环路积分时间, $\frac{C}{N_0}$ 是载噪比。

其中载波跟踪误差的主要来源是热噪声,而晶体振荡和 Allan 方差引起的振荡器振动和动态应力误差是随机出现的。

1.1 热噪声误差分析

对式(2)转化可得:

$$\sigma_{\text{iPLL}} = \frac{180^\circ}{\pi} \sqrt{\frac{B_L}{N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{\text{coh}} \frac{C}{N_0}}\right)} \quad (^\circ) =$$

$$\frac{\lambda_L}{2\pi} \sqrt{\frac{B_L}{N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_{\text{coh}} \frac{C}{N_0}}\right)} \quad (\text{m}) \quad (3)$$

热噪声大小与锁相环大小无关,而环路阶数的选取主要考虑环路动态性能。根据式(3),热噪声大小和环路带宽呈正相关,与相干积分时间呈负相关。

对于不同的信号强度下热噪声与环路带宽之间的关系进行仿真,分别选取载噪比 $\frac{C}{N_0}$ 为 25、30、40 和 50 dBHz 的情况,如图 1 所示。

当信号强度大于 30 dBHz 的时候,PLL 的热噪声远小于环路跟踪的门限值,且曲线平滑。但是信号载噪比降低,环路带宽值越大时,因热噪声产生的相位抖动误差越大,会使跟踪环路不稳定而失锁。进一步分析对于弱信号环境下热噪声与环路积分时间的关系,分别选取环路积分时间为 1、10、20、100 ms 的情况进行仿真,得到关系如图 2 所示。

PLL 热噪声在环路积分时间只有 1 ms 的时候相位抖动误差较大,但随着环路积分时间的增加会逐渐减小,且环路带宽越窄,受到的热噪声扰动也越小。减小环路带宽和增加积分时间可减少热噪声对环路跟踪性能的影响。需注意环路积分时间并非任意增长的,它受到数据码长的限制,

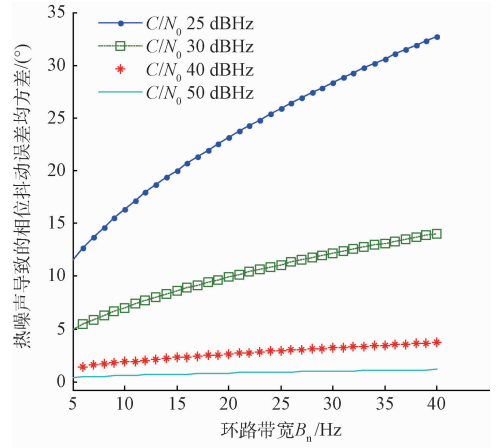


图 1 不同信号条件下 PLL 热噪声与环路带宽关系

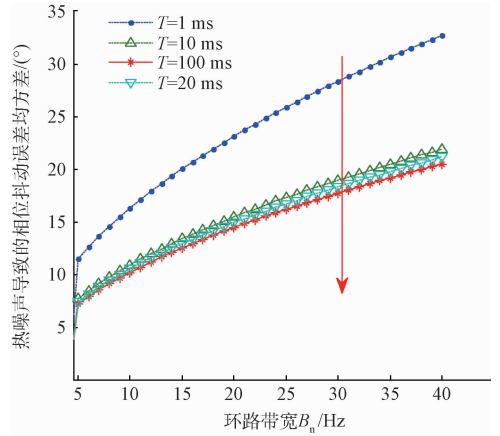


图 2 弱信号环境下 PLL 热噪声与环路积分关系

且减小环路带宽会导致跟踪环路动态性能降低,因此在对环路带宽和环路积分时间选值时,需具体考虑载体所处的实际环境,灵活调节,做到弱信号与高动态性能两者之间的平衡。

1.2 晶体振动误差分析

晶体振动误差主要是指晶体振动引起的误差和其本身固有的 Allan 方差,它们共同作用会引起载波相位误差。晶体振动引起的相位误差表达式如下:

$$\sigma_v = \frac{360f_L}{2\pi} \sqrt{\int_{\omega_n}^{\infty} k_g^2 \frac{p(\omega_n)}{\omega_n^2} d\omega_n} \quad (4)$$

式中: f_L 是载波频率值, $p(\omega_n)$ 是振动谱密度取 0.005 (g^2/Hz), k_g 是晶体振动加速度灵敏度。

而 Allan 方差是晶体本身的固有属性,晶体振动中心频率的相位抖动误差的功率频谱密度函数如下:

$$W_A(f) = \sum_{i=-2}^2 h_i f^i \quad 0 \leq f \leq f_h \quad (5)$$

式中: h_i 是晶振参数, f_h 是晶振的上限截止频率。

由此,得到相对应的 PLL 锁相环抖动误差:

$$S_A(f) = \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 W_A(f) \quad (6)$$

晶体的 Allan 方差相位抖动误差为:

$$\sigma_A^2 = \int_0^{\infty} S_A(f) |1 - H(j2\pi f)|^2 df \quad (7)$$

不考虑相位调制的因素影响,经过整理可得:

$$\sigma_A^2 = 2\pi^2 f_0^2 \left[\frac{\pi^2 h_{-2}}{\sqrt{2}(1.8868B_n)^3} + \frac{\pi h_{-1}}{2(1.8868B_n)^2} + \frac{h_0}{2\sqrt{2}(1.8868B_n)} \right] \quad (8)$$

其中晶振参数是常值。对于温补晶振, h_0 取 1×10^{-21} , h_{-1} 取 0.1×10^{-20} , h_{-2} 取 2×10^{-20} ; 对于恒温晶振, h_0 取 2.51×10^{-26} , h_{-1} 取 2.51×10^{-23} , h_{-2} 取 2.51×10^{-22} 。从参数上可知,相较于温补晶振频率稳定度在 10^{-9} 数量级,最多只能支持近 400 ms 的相干积分时间,恒温晶振稳定度在 10^{-12} 数量级,最多可以实现数 10 s 的相干积分时间。

1.3 动态应力误差分析

动态应力误差与跟踪环路滤波器特性具有紧密关系。在设计环路滤波器时,低通滤波器主要功能是滤除信号中的高频部分和其中的随机噪声,且环路滤波器阶数和环路带宽大小也将影响最终的动态响应输出。通常的情况下,动态应力误差的表达式如式(9)。

$$\theta_e = \frac{d^m \phi / dt^m}{\omega_n^m} = \frac{360 f_L}{c} \frac{d^m R / dt^m}{\omega_n^m} = \frac{360}{\lambda} \frac{d^m R / dt^m}{(B_n / \alpha)^m} \quad (9)$$

式中: f_L 是载波频率, B_n 是环路带宽, ω_n 是自然振荡频率, α 是 ω_n 与 B_n 间转换系数, $\frac{d^m R}{dt^m}$ 是用户和卫星矢量方向位移对时间的 m 阶导数。

因此,通常根据实际场景选择合适阶数的跟踪环路,例如一阶环路测试速度跳变情况,二阶环路测试加速度跳变情况,三阶环路测试加加速度敏感情况。

2 基于卡尔曼滤波估计的载波跟踪算法设计

根据第 1 节研究可知,载波环是北斗导航接收机中受热噪声影响最明显的环节,其性能好坏将直接影响接收机的跟踪定位性能。考虑到卡尔曼滤波算法是最优估计算法中效果出色的一种算法,在此将卡尔曼滤波器加入到传统 PLL 跟踪环路中,以此提升载波跟踪环路滤除噪声的能力,加强接收机性能^[6-7]。

2.1 卡尔曼滤波跟踪环路结构分析

将同相与正交信号的平均相位差输入到卡尔曼滤波器中得到输出信号,反馈给载波 NCO,生成与接收信号载波频率一致的本地频率,保持锁定。具体基于卡尔曼滤波的载波跟踪环路结构如图 3 所示。

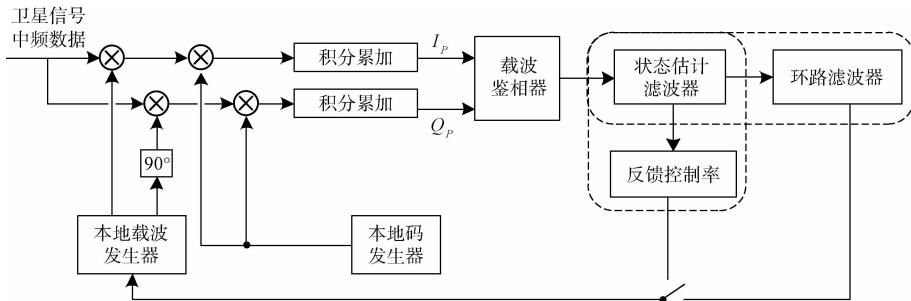


图 3 结合状态估计器的基于卡尔曼滤波的载波跟踪环路结构

因为卡尔曼滤波器对于系统有线性需求,PLL 鉴相器选取二象限反正切鉴相器。

结合卡尔曼滤波方程组,分析载波相位差估计流程,设置状态和观测方程如下:

$$\mathbf{X}_k = \boldsymbol{\phi}_{k,k-1} \mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{W}_k \quad (10)$$

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (11)$$

式中: \mathbf{X}_k 是被估计状态量, \mathbf{W}_k 和 \mathbf{V}_k 是系统噪声和观测噪声量,其方差矩阵是 \mathbf{Q} 和 \mathbf{R} ; \mathbf{Z}_k 是鉴相器测量值; \mathbf{H}_k 是鉴相器的观测矩阵 $\boldsymbol{\phi}_{k,k-1}$ 是相位状态量的一步转移矩阵, \mathbf{B}_{k-1} 是系统的噪声驱动矩阵。

利用经典卡尔曼滤波模型计算进一步预测的均方误差和滤波估计均方误差得:

$$\mathbf{P}_{k,k-1} = \boldsymbol{\phi}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1} \boldsymbol{\phi}_{k,k-1}^T + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{Q} \mathbf{B}_{k-1}^T \quad (12)$$

$$\mathbf{P}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k,k-1} \quad (13)$$

式中: \mathbf{K}_k 是使滤波估计的均方误差最小的最佳增益矩阵, \mathbf{P}_k 是反应滤波估计精度的矩阵, $\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \boldsymbol{\phi}_{k,k-1} \hat{\mathbf{X}}_{k-1}$ 是包含了一步预测误差和观测噪声误差的表示观测量和模型预测量两者间的误差。

当在滤波估计过程中观测噪声比较大时,增益 \mathbf{K}_k 较小,相位差的状态量估计值主要通过系统模型估计取得;当在滤波估计的过程中观测噪声比较小时,增益 \mathbf{K}_k 较大,相位差的观测值用于对系统模型估计进行修正,以此来降低相位差观测量中的噪声。

2.2 卡尔曼滤波跟踪环路状态模型与观测模型设计

卡尔曼载波跟踪环,用载波相位差的状态与观测模型描述接收到的北斗卫星信号载波值和本振信号载波值关系。由于静态环境多普勒频偏范围一般在 $[-5 \text{ kHz}, 5 \text{ kHz}]$,多普勒频率变化率约为 0.54 Hz/s ,所以可分析得

出多普勒频率的变化率与频率变化率相比大 2~3 个数量级,为了避免在计算中出现影响计算精度的舍入误差,此节的卡尔曼跟踪环路设计用状态变量选相位差、频率差和频差变化率,由此简化系统模型,同时依旧能保证精度。具体分析过程如下:

$$f_d(t + \Delta t) = f_d(t) + a_d \Delta t \quad (14)$$

式中: f_d 是多普勒频率值, a_d 是多普勒频率变化值。

经分析可知,由接收到卫星信号多普勒频移引起的载波相位变化为:

$$\varphi = \int_0^{\Delta t} 2\pi f_d(t + \tau) d\tau = \int_0^{\Delta t} 2\pi [f_d(t) + a_d \tau] d\tau = 2\pi \left(f_d \Delta t + \frac{1}{2} \Delta t^2 a_d \right) \quad (15)$$

当本地载波多普勒频移加速度不存在,则进一步可知该时段内引起的载波相位变化值由式(16)得:

$$\varphi_e(\Delta t) = \varphi_e + \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_L = \varphi_e + \omega_e \Delta t + \frac{1}{2} \Delta t^2 \dot{\omega}_e \quad (16)$$

式中: φ_e 是 $t - \Delta t$ 时刻内卫星接收信号和本振信号的相位差, ω_e 是频率差, $\dot{\omega}_e$ 是频率差的变化量。

将载波相位的动态误差模型进行简化可得:

$$\begin{bmatrix} \varphi_e \\ \omega_e \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & \frac{1}{2} \Delta t^2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_e \\ \omega_e \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix}_{k-1} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{W}_n \quad (17)$$

式中: \mathbf{W}_n 是由高斯白噪声序列组成的噪声矩阵。而 \mathbf{W}_n 的方差则由以下 3 个部分共同构成^[8-9]:

$$\mathbf{Q} = \mathbf{Q}_\theta \begin{bmatrix} \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \mathbf{Q}_f \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \Delta t^3 & \frac{1}{2} \Delta t^2 & 0 \\ \frac{1}{2} \Delta t^2 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \mathbf{Q}_a \begin{bmatrix} \frac{1}{20} \Delta t^5 & \frac{1}{8} \Delta t^4 & \frac{1}{6} \Delta t^3 \\ \frac{1}{8} \Delta t^4 & \frac{1}{3} \Delta t^3 & \frac{1}{2} \Delta t^2 \\ \frac{1}{6} \Delta t^3 & \frac{1}{2} \Delta t^2 & \Delta t \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: \mathbf{Q}_a 由动态模型模型决定, \mathbf{Q}_θ 、 \mathbf{Q}_f 由接收机时钟稳定度决定^[10]。

同时对二象限反正切鉴别器的输入和输出关系进行分析可得:

$$\varphi_{\text{avg}} = \arctan(\mathbf{Q}_k / \mathbf{I}_k) \quad (19)$$

式中:对 $\mathbf{Q}_k / \mathbf{I}_k$ 分别以正交分量和同相分量累加求和。可以分析得到,二象限反正切鉴别器的输出是在 Δt 时间内得到的平均相位误差,有:

$$\varphi_{\text{avg}}(\Delta t) = \varphi_e + \frac{1}{2} \omega_e \Delta t + \frac{1}{6} \dot{\omega}_e \Delta t^2 \quad (20)$$

由此将平均相位误差转化为系统测量模型得:

$$\varphi_{\text{avg}}(\Delta t) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \Delta t & \frac{1}{6} \Delta t^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_e \\ \omega_e \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix} + \mathbf{V}_k \quad (21)$$

式中: ω_e 是高斯白噪声序列, \mathbf{V}_k 是测量噪声。

2.3 卡尔曼滤波跟踪环路优化设计

由于采用卡尔曼滤波也会出现跟踪精度达不到要求或是滤波器发散的情况,所以需要对其优化,提升跟踪精度和稳定性^[11]。在卡尔曼滤波的系统模型没有建立准确时滤波效果会较差,并考虑到实际 BDS 应用中也会出现的多路径效应、热噪声等影响因素,所以在确定 BDS 测量噪声统计特性时会出现偏差。

为了解决上述问题,本文将会采用新信息自适应估计 (IAE) 算法来对卡尔曼载波跟踪环路的设计进行优化改进^[12],该算法能够减小卡尔曼滤波估计的运算量,同时也能得到属于较小精度范围内的结果。

1) 新信息自适应估计的卡尔曼滤波算法

设 \mathbf{U}_k 是观测量和模型预测值之间的误差,则有:

$$\mathbf{U}_k = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k,k-1} \bar{\mathbf{X}}_{k-1} = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \bar{\mathbf{X}}_{k,k-1} = \mathbf{H}_k \bar{\mathbf{X}}_{k/k-1} + \mathbf{V}_k \quad (22)$$

式中: $\bar{\mathbf{X}}_{k/k-1} = \bar{\mathbf{X}}_k - \bar{\mathbf{X}}_{k/k-1}$ 是一步估计误差值。设:

$$\mathbf{C}_k = E(\mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^T) = \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k,k-1}^T \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k \quad (23)$$

其中, \mathbf{R}_k 是观测噪声的协方差:

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{C}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k,k-1}^T \mathbf{H}_k^T \quad (24)$$

对于一个稳定的系统而言,用式(25)对 \mathbf{C}_k 进行估计可以得出结论, $\hat{\mathbf{C}}_k$ 是 \mathbf{C}_k 的极大似然最优估计值:

$$\hat{\mathbf{C}}_k = \frac{k-1}{k} \mathbf{C}_{k-1} + \frac{1}{k} \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^T \quad (25)$$

2) 基于衰减记忆滤波的卡尔曼滤波跟踪环路算法

使用 IAE 算法提升精度后还会出现跟踪环路载波相位状态估计量发散的问题,对此继续采用衰减记忆滤波算法修正^[13]。

当由于系统模型选取的不准确从而产生因模型误差引起的滤波发散时,可使用衰减记忆滤波来进行发散抑制^[14]。在衰减记忆滤波中,需要对旧的测量值的权重进行弱化,而增加新测量值在系统模型中的权重比。

对噪声的统计模型加以修改,可得:

$$\begin{aligned} P_0 &= P_0 S^N \\ R_k &= R_k S^{N-k} \end{aligned} \quad (26)$$

$$Q_{k-1} = Q_{k-1} S^{N-k}$$

对于式(26),可以通过增大 P_0 和 R_k 的方式减小 Z_i 对于 $\hat{\mathbf{X}}_0$ 和 $\hat{\mathbf{X}}_N$ 所产生的影响。

最终,可以得到衰减记忆滤波的方程组形式:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_k^* = \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^* + \mathbf{K}_k^* (\mathbf{Z}_k - \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^*) \\ \mathbf{K}_k^* = \mathbf{P}_{k,k-1}^* \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k,k-1}^* \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \\ \mathbf{P}_k^* = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k^* \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k,k-1}^* \\ \mathbf{P}_{k,k-1}^* = \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^* (\mathbf{P}_{k-1}^* \mathbf{S}) \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^{*T} + \mathbf{Q}_{k-1} \end{cases} \quad (27)$$

可以看出相比于卡尔曼滤波的基本方程,新的衰减记忆滤波方程组里在计算一步预测均方差值的时候引入了变量因子 S 来增加新观测值的权值。

3) 基于平方根滤波的卡尔曼滤波跟踪环路算法

除了因为系统模型误差会导致滤波发散以外,因为计算上的舍入误差的不断累积也会造成计算上的发散,因此可以利用基于平方根滤波的卡尔曼滤波算法来对此发散进行抑制。估计的均方差值 P_k 和一步预测均方差值 $P_{k,k-1}$ 都会随着舍入误差的累积,而导致预测误差补偿值失真,从而造成发散。

为了解决这一问题,采用的解决办法是将 P_k 、 $P_{k,k-1}$ 的平方根 Δ_k 和 Δ_{k-1} 替代从而进行运算,保证计算结果的非负定性,同时还减少了原来所需要的计算字长,提升了滤波的精度。采用 Potter 算法对卡尔曼跟踪环进行平方根滤波,可得:

$$\begin{aligned} P_k &= \Delta_k \Delta_k^T \\ P_{k/k-1} &= \Delta_{k/k-1} \Delta_{k/k-1}^T \end{aligned} \quad (28)$$

式中: Δ_k 和 $\Delta_{k/k-1}$ 均为下三角矩阵。

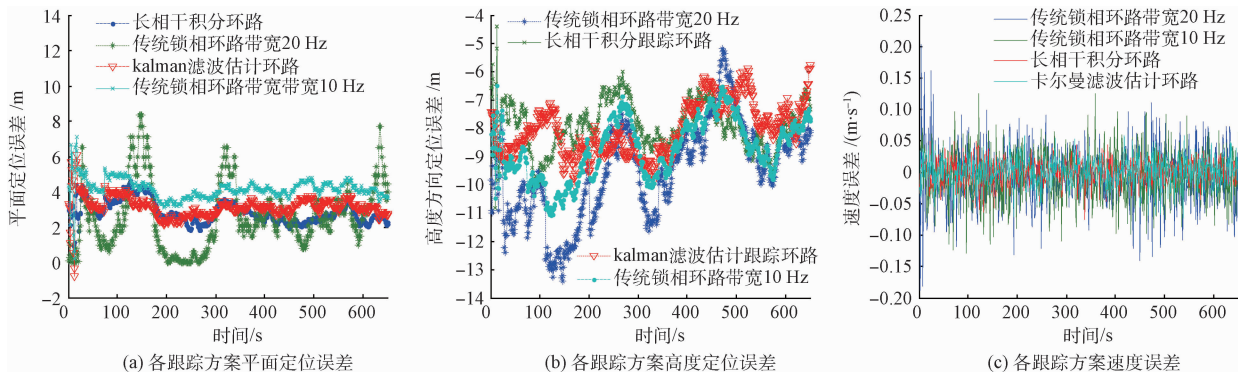


图4 静态场景下不同环路跟踪技术的误差曲线

图4中,选择的4种不同的环路跟踪技术分别是:跟踪环路带宽设置为20、10 Hz的传统跟踪环路;相干积分长度分别为GEO卫星2 ms、IGSO/MEO卫星5 ms的相干积分跟踪环路;基于卡尔曼滤波估计的跟踪环路技术。对于静态场景下接收机定位定速误差曲线图分析可知,采用传统跟踪环路的接收机在经纬度定位偏差小于8 m,高程定位误差小于14 m,且定速的误差不超过0.1 m/s。且传统跟踪环路带宽较小,取10 Hz时受到的噪声扰动较小。

在采用基于卡尔曼滤波估计的跟踪环路技术时,接收机在在经纬度上的定位偏差小于5 m,高程上的定位误差小于10 m,且定速的误差不超过0.05 m/s。所以,利用基于卡尔曼滤波估计的跟踪环路技术相较传统跟踪环路技术,接收机导航定位性能有一定程度的增强。

3.2 动态场景下接收机导航定位性能试验验证

将北斗信号模拟器设置经纬高分别是北纬 $N30.0000^\circ$, 东经 $E118.0000^\circ$, 高程5 100 m的静态场景,

3 试验验证

建立基于FPGA/DSP的北斗导航接收机的硬件验证平台,其中FPGA选Altera公司Cyclone的EP2C70F-672C8,DSP选TI公司高速浮点处理器TMS320C6713B。用北斗信号模拟器分别设置静态、动态和弱信号场景,以及固定的信号强度,验证基于卡尔曼滤波估计的环路跟踪技术性能,并用传统的跟踪环路、长相干积分等其它环路跟踪技术进行对比。

3.1 静态场景下接收机导航定位性能试验验证

将北斗信号模拟器设置经纬高分别是北纬 $N32.0000^\circ$, 东经 $E118.0000^\circ$, 高程100 m的静态场景,模拟器模拟的北斗卫星信号强度为43 dBHz。每次试验有8颗以上的卫星参与定位,PDOP精度因子小于2.00,测试前文分析的包括传统跟踪环路、长相干积分环路和卡尔曼滤波估计环路等几种不同的环路跟踪技术在静态场景下对北斗导航接收机导航定位的性能产生的影响,得到的结果如图4所示。

模拟器模拟的北斗卫星信号强度为43 dBHz;模拟的运动轨迹设置航向角 $+45^\circ$ 与俯仰角 0° 保持不变,初始速度、加速度均设为0,在经过250 s静态时间后加入正弦变化的加速度,最大加速度为20g,最大加加速度为2g,模拟仿真总共进行3600 s。测试传统跟踪环路、长相干积分环路和卡尔曼滤波估计环路技术在动态场景下对北斗导航接收机导航定位的性能产生的影响,得到的结果如图5所示。

对于误差曲线图分析可知,动态场景下采用传统跟踪环路技术时北向定位误差最大在60 m,高程定位误差小于5 m,北向定速误差在6 m/s;采用长相干积分跟踪环路技术时北向误差小于40 m,高程误差小于3 m,北向定速误差小于5 m/s;采用基于卡尔曼滤波估计的跟踪环路技术时北向误差小于40 m,高程误差小于3 m,北向定速误差小于5 m/s。由此可知,基于卡尔曼滤波估计的跟踪环路技术相较于传统锁相环路跟踪技术在动态场景下导航接收机的定位和定速精度均有所提升。

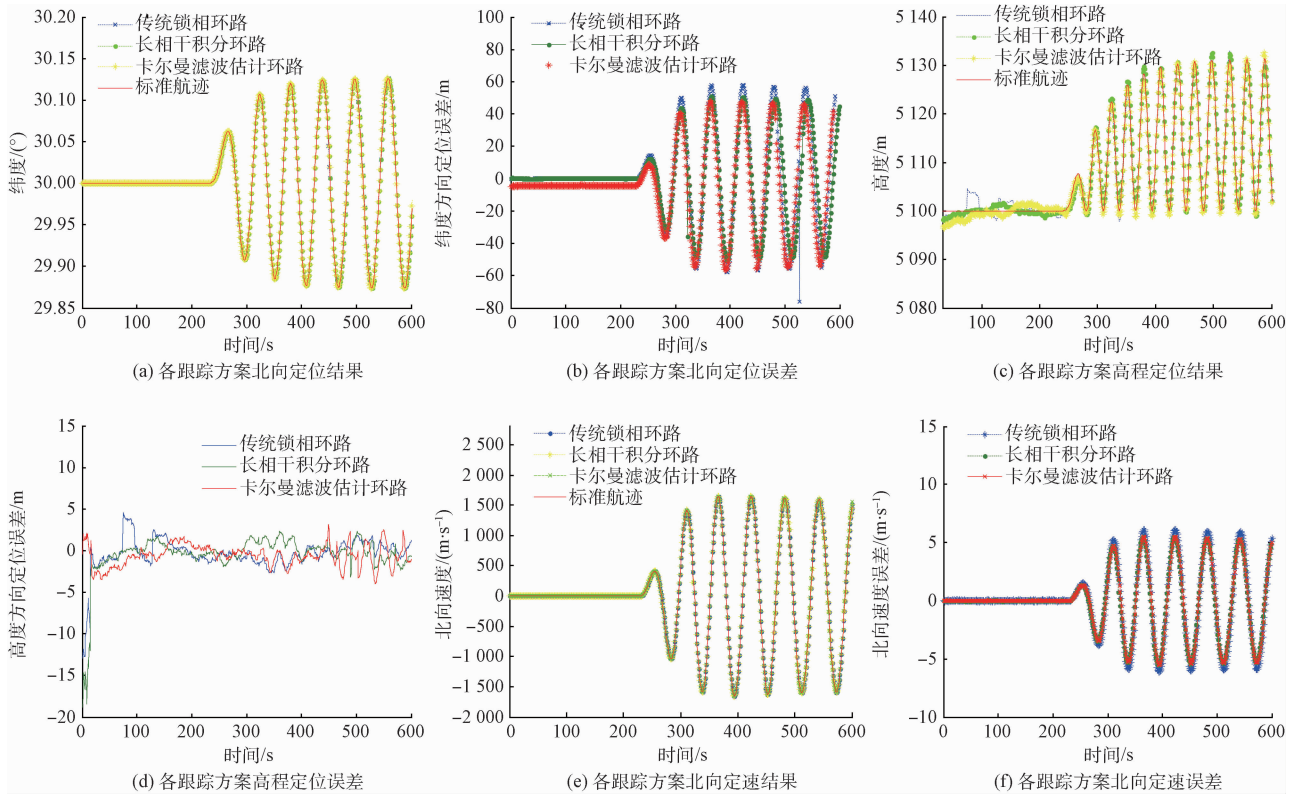


图 5 动态场景下不同环路跟踪技术的结果和误差曲线

4 结 论

本文引入了一种作为可靠最优估计方法的卡尔曼滤波估计算法,用于解决高动态或弱信号环境载波跟踪环路难以稳定工作的问题。首先分析了噪声对跟踪环路产生的影响,讨论了采用卡尔曼滤波估计算法的理论设计依据,并且从环路结构、模型建立和优化设计 3 方面介绍了自适应卡尔曼滤波跟踪环路的设计^[15]。最后,模拟静态和动态两个场景,在基于 FPGA/DSP 的北斗导航接收机硬件开发平台上通过与传统跟踪环路、长相干积分跟踪技术进行对比,验证了卡尔曼滤波估计算法的环路跟踪技术性能。结果表明,无论在静态还是动态场景,其性能较传统跟踪环路在定位性能和精度上均有较大幅度提升,与长相干积分跟踪技术的定位效果和精度持平。

参考文献

- [1] 刘基余. 北斗卫星导航系统的现况与发展[J]. 遥测遥控, 2013, 34(3):1-8.
- [2] 唐云,李喜来,许昭霞. 美国 GPS 现代化建设现状综述[J]. 卫星与网络, 2012(Z1):72-74.
- [3] 郭际明,孟祥广,李宗华,等. GLONASS 卫星广播星历精度分析[J]. 大地测量与地球动力学, 2011, 31(1):68-71.
- [4] 张杰, 伽利略导航系统的特点与应用讨论[J]. 现代商贸工业, 2010, 22(13):334.
- [5] 张庆龙,张辉,毛征,等. 基于 TMS320C6455 的目标跟踪系统设计与实现[J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(5):75-78.
- [6] TIAN T, AN J P, WANG AI H, et al. Extended Kalman filter based frequency estimation for high dynamic environment [J]. Applied Mechanics and Materials, 2012, 1935(195-196): 165-169.
- [7] 蒋鹏,宋华华,王兴民. 基于动态生成树和改进不敏卡尔曼滤波的传感器网络目标跟踪算法研究[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(2):415-421.
- [8] PENG W S, FANG Y W, CHAI D. Enhanced dynamic error spectrum for estimation performance evaluation in target tracking [J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2016, 127(8): 3943-3949.
- [9] ZHAN X S, SUN X X, WU J, et al. Optimal modified tracking performance for networked control systems with QoS constraint [J]. ISA Transactions, 2016, 65(11): 109-115.
- [10] MALINOWSKI M, KWIECIE J. Study of the effectiveness of different Kalman filtering methods and smoothers in object tracking based on simulation

- tests[J]. Reports on Geodesy and Geoinformatics, 2014, 97(1): 1-22.
- [11] 刘春, 马颖. 改进卡尔曼滤波在北斗伪距定位中的研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(5): 779-785.
- [12] 赵琳, 李亮, 黄卫权. 自适应卡尔曼滤波在载波相位平滑伪距中的应用[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2010, 31(12): 1636-1641.
- [13] 李莉. 衰减记忆扩展卡尔曼滤波在目标跟踪中的应用[J]. 电子测量技术, 2011, 34(2): 36-38, 65.
- [14] 龚真春, 陈安宁, 李平, 等. GPS 动态定位中自适应卡尔曼滤波方法的应用研究[J]. 测绘通报, 2006(7): 9-12.
- [15] 徐韩, 曾超, 黄清华. 高动态环境下 GPS/INS 超紧组合导航研究[J]. 航天控制, 2016, 34(4): 59-63, 75.

作者简介

沈飞, 硕士研究生, 主要研究方向为卫星导航和组合导航。

E-mail: shenfei@nuaa.edu.cn