

一种新型的用于深空高动态微弱信号载波跟踪环

齐航天, 张晓林*, 朱丽锦

北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191

摘要:分析了深空通信中高动态微弱信号载波跟踪方法,提出并分析了载波跟踪中状态方程非线性与量测方程的非线性取舍问题,分析了滤波过程中影响高动态与低信噪比的决定因素,给出了两个推论,提出了强跟踪算法的必要性。并以此选择了以传统卡尔曼滤波(KF)为基础,以锁相环(FLL)、无迹卡尔曼滤波(UKF)为辅助使用两种工作模式来应对不同环境。针对组合跟踪环路状态转换过渡易出现的频率阶跃问题,给出新型环路的工作模式及切换门限的数学表达式,在环路中添加计算判别器,实时控制环路输出的同时不浪费计算力地剔除了野值,提高了环路稳定性。仿真表明,该新型环路算法与现有的算法相比有很好的低信噪高动态适应能力,消除了切换峰值,剔除了野值。

关键词:载波跟踪;非线性滤波;无迹卡尔曼滤波;强跟踪;门限切换;野值剔除

中图分类号:TN927+.3

文献标识码:A

Carrier loop for high dynamic and weak signal in deep space

QI Hangtian, ZHANG Xiaolin*, ZHU Lijin

School of Electronic Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China

Abstract: High dynamic and weak signal carrier tracking methods in deep space communication was analyzed. The nonlinear selection problem of state equation and measurement equation in carrier tracking was proposed. The determinants in high dynamic weak signal tracking were discussed and two inferences were given. Based on Kalman filter, phase-locked loop (FLL) and unscented Kalman filter(UKF) were used to assist in different environments. Aiming at the frequency step problem in the combination tracking loop state transition, the mathematical expression of the working mode and switching threshold of the novel loop were presented. Calculation discriminator in the loop controls the loop output and at the same time eliminates the wild value. The simulation shows that the loop algorithm has good low signal-to-noise and high-dynamic adaptability compared with the existing algorithms.

Keywords: carrier tracking; nonlinear filtering; unscented Kalman filter(UKF); strong tracking filter; switching; wild value rejection

由于深空通信的距离远,通信目标运动速度快,接收信号具有极低的载噪比和较高的多普勒动态^[1],载波跟踪是信号接收的重难点问题。传统二阶锁频环辅助三阶锁相环^[2](FLL-PLL)

环路带宽固定,因此方法在深空通信环境中受到限制。为此现代学者提出两种方法:

1)根据载波跟踪结果实时控制环路滤波器参数,达到变带宽目的^[3]。其优点是易于实现,

收稿日期:2019-04-29;修回日期:2019-06-27;录用日期:2019-12-02;网络出版时间:2019-12-17 11:46:03

基金项目:国家自然科学基金(61873026)

*通信作者, Tel.: (010)82339153 E-mail: zxl@buaa.edu.cn

引用格式:齐航天, 张晓林, 朱丽锦. 一种新型的用于深空高动态微弱信号载波跟踪环[J]. 中国空间科学技术, 2020, 40(1):19-26.

QI H T, ZHANG X L, ZHU L J. Carrier loop for high dynamic and weak signal in deep space[J]. Chinese Space Science and Technology, 2020, 40(1):19-26 (in Chinese).

多应用于近距离卫星通信,导航接收机当中。但其本质仍是低信噪高动态的折中选择,无法同时满足二者需求。

2)使用现代滤波方法。区别于传统滤波方法,现代滤波本质上使用数学统计规律对状态量进行某种条件下的最优估计,例如传统卡尔曼滤波(KF)^[4]、扩展卡尔曼滤波(EKF)^[5],也有少量探讨了无迹卡尔曼滤波(UKF)^[6]、容积卡尔曼滤波(CKF)在跟踪环路中的应用。但鲜有学者从众多滤波方法的原理上进行对比分析。

本文从理论上分析了这些方法并在此基础上提出了新型载波环路,通过计算判别结构控制环路输出,同时完成了野值剔除功能。

1 载波跟踪环路结构

设载波跟踪环路中的输入信号为 BPSK 调制信号:

$$s(n) = Ab(n)\cos(\omega_i nT_s + \theta_i) \quad (1)$$

式中: A 为信号幅度; $b(n)$ 为信息比特; T_s 为采样间隔; ω_i 和 θ_i 分别为输入信号的中频频率和初始相位。输入信号与本地数控振荡器(NCO)复现频率相乘后滤除高频分量,经 $T = NT_s$ 时间的相干积分,可得两路正交信号:

$$I(k) = Ab(k)\sin\left(\frac{1}{2}\Delta\omega T\right) \cdot \cos\left[\Delta\omega\left(t_{k-1} + \frac{T}{2}\right) + \Delta\theta\right] \quad (2)$$

$$Q(k) = Ab(k)\sin\left(\frac{1}{2}\Delta\omega T\right) \cdot \sin\left[\Delta\omega\left(t_{k-1} + \frac{T}{2}\right) + \Delta\theta\right] \quad (3)$$

式中: $\Delta\omega$ 和 $\Delta\theta$ 分别为输入信号与 NCO 的频率、相位差; t_{k-1} 为前一积分时刻。

在载波跟踪中使用锁频环是必要的,目的是更快地进行频率牵引,为后续环路尤其是迭代滤波提供有效的状态初值,常用自动频率牵引(AFC)算法^[7]。点积 P_{dot} ,叉积 P_{cross} 的定义如下:

$$P_{\text{dot}} = I(k-1)I(k) + Q(k-1)Q(k) \quad (4)$$

$$P_{\text{cross}} = I(k-1)Q(k) - Q(k-1)I(k) \quad (5)$$

利用四象限反正切函数可得鉴频,鉴相误差:

$$\Delta\omega = \arctan 2(P_{\text{cross}}/P_{\text{dot}})/T \quad (6)$$

$$\Delta\theta = \arctan [(Q(k)/I(k))] \quad (7)$$

本文提出的新型载波环路如图 1 所示,在通常的低信噪比高动态环境下,使用强跟踪 KF 算法进行跟踪,KF 算法解决了动态性和跟踪精度的矛盾问题,强跟踪算法在一定程度上修正了算法模型的不准确,增强算法的鲁棒性。而在更低的信噪比下使用非线性滤波即强跟踪 UKF 算法。FLL 为环路提供初牵引。三者的切换由计算判别结构控制,该结构控制着环路输出,使开关平滑,提高了精度,同时在不浪费计算力的情况下剔除野值,加快了环路收敛速度,增强了环路稳定性。

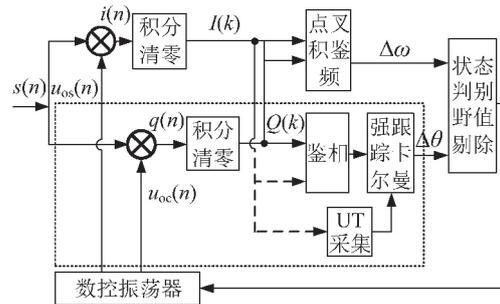


图 1 载波跟踪环路结构
Fig 1 Carrier tracking loop structure

2 滤波方法的分析与设计

2.1 滤波模型理论分析与选择

载波跟踪环路基本的非线性模型如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_k = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{W}_{k-1} \\ \mathbf{z}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{V}_k \end{cases} \quad (8)$$

式中: \mathbf{x}_k 和 \mathbf{z}_k 分别为第 k 时刻的状态向量和观测向量; \mathbf{h} 为量测方程; \mathbf{f} 为状态转移方程; \mathbf{W} 为高斯状态转移噪声向量,其协方差矩阵为 \mathbf{Q} ; \mathbf{V} 为高斯观测噪声向量,其协方差为 \mathbf{R} 。

(1) 状态模型

显而易见宇航器的完整的非线性运动方程 \mathbf{f} 未知,其概率分布密度也不可预测。因此最大似然估计、EKF、UKF、CKF、粒子滤波(PF)等非线性滤波方法皆无法对未知的非线性状态转移方程使用,为此只能近似化状态方程^[8]。设在载波跟踪中的 n 维载波状态量为:

$$\mathbf{x} = [\Delta\theta, \Delta\theta^{(1)}, \Delta\theta^{(2)}, \dots, \Delta\theta^{(n-1)}]^T \quad (9)$$

式中: $\Delta\theta$ 为相位差; $\Delta\theta^{(1)}$ 为相位 1 阶导, 即频率差 $\Delta\omega$, 相位 $n-1$ 阶导 $\Delta\theta^{(n-1)}$ 即频率 $\Delta\omega$ (速度信息) 的 $n-2$ 阶导。在 T 时间内做泰勒展开并舍弃 $n-1$ 以后的高阶项有:

$$\Delta\theta_k^{(m)} = \Delta\theta_{k-1}^{(m)} + \Delta\theta_{k-1}^{(m+1)} \frac{T}{1} + \dots + \Delta\theta_{k-1}^{(n-1)} \frac{T^{n-1}}{(n-1)!}, n > m+1 \quad (10)$$

因为舍弃高阶项, 最高项 $\Delta\theta^{(n-1)}$ 无法随时间实时更新, 默认 $\Delta\theta^{(n-1)}$ 前后时刻不变, 即:

$$\Delta\theta_k^{(m)} = \Delta\theta_{k-1}^{(m)}, n = m+1 \quad (11)$$

式(10)(11)联立, 有:

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} 1 & \dots & \frac{T^{n-2}}{(n-2)!} & \frac{T^{n-1}}{(n-1)!} \\ 0 & 1 & \dots & \frac{T^{n-2}}{(n-2)!} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_{k-1} \quad (12)$$

观察式(12), 状态方程模型此时为线性, 在两方面引入了误差: 一是 $\Delta\theta$ 的等式舍弃了 $n-1$ 阶后的高阶项, 二是在 $n-1$ 阶处, k 时刻与 $k-1$ 时刻前后相等。这意味着在极端条件下, 如火星的进入下降和着陆(EDL)过程, 宇航器运动变化极其剧烈, $\Delta\theta$ 不再准确, $\Delta\theta^{(n-1)}$ 不能及时更新, 有可能使环路发散。这是以有穷列举无穷所导致的必然。现给出如下推论。

推论 1: 在高信噪比及系统模型、噪声模型准确的情况下, 状态量维数 n 决定了在高动态条件下的载波跟踪能力。图 6 佐证了这一点。现代滤波使用的一大掣肘即是量测方程固定, 即式(12)框架上。

(2) 量测模型

载波跟踪中量测方程与环路结构有关, 当环路中存在鉴相器时, 观测变量只有 1 维为鉴相结果 $\theta_{\text{err}}(T)$, 在 T 内的平均鉴相结果有:

$$\theta_{\text{err}}(T) = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\Delta\theta + \Delta\theta^{(1)} \tau + \dots + \frac{1}{(n-1)!} \times \Delta\theta^{(n-1)} \tau^{n-1} \right] d\tau = \Delta\theta + \frac{1}{2} \Delta\theta^{(1)} T + \dots + \frac{1}{n!} \Delta\theta^{(n-1)} T^{n-1} \quad (13)$$

观察式(13), 此时量测方程为线性。当环路

不存在鉴相器时, 直接观测 $I(k), Q(k)$ 。由于 $\Delta\omega$ 近似为 0, 有:

$$\left. \begin{aligned} I(k) &\approx Ab(k) \cos(\Delta\theta) \\ Q(k) &\approx Ab(k) \sin(\Delta\theta) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

为去除数据位 $b(k)$ 取 ± 1 的影响, 通常使用平方法或比特翻转法^[9], 可统一表达为:

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} K_1 \cos L_c(\Delta\theta) \\ K_2 \sin L_c(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: K_1, K_2 为消除 $b(k)$ 后的常系数, 由于对称性一般二者相等; L_1, L_2 为线性函数, 考虑到式(14)的对称性, 一般二者相等。此时的量测方程 $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 为非线性。鉴相计算是一种非线性计算(如乘法, 反正切法), 直接观测避免了鉴相引入的非线性噪声误差, 同时较完整地直接地描述了含噪声的非线性量测方程, 所以给出下面的推论。

推论 2: 非线性滤波的使用只针对量测方程的非线性, 与状态方程的非线性无关。在相同状态模型、噪声模型下, 量测方程的选择影响在低信噪比情况下的载波跟踪能力。

2.2 算法选择与具体设计

考虑到推论 1, 非线性滤波计算量大, KF 方法在工程上已经得到较好的应用, 本文在较高信噪比的情况下使用 KF。在低信噪比时, 考虑到 UKF 在计算量与准确性上较 EKF 优越, 与 UKF 相比, CKF 在低维时无明显优势, PF 计算量巨大且存在粒子退化现象, 本文在低信噪比的情况下使用 UKF。

使用 KF 时代入方程(12)(13), 在 T 内有状态转移方程与观测方程:

$$\begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \Delta\omega \\ \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\ddot{\omega} \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} & \frac{T^3}{6} \\ 0 & 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \Delta\omega \\ \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\ddot{\omega} \end{bmatrix}_{k-1} + \begin{bmatrix} -T \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega_{\text{NCO}} + \mathbf{W}_{k-1} \quad (16)$$

$$\theta_{\text{err}}(T) = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2 & T^3 & T^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \Delta\omega \\ \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\ddot{\omega} \end{bmatrix} = \frac{T}{2}\omega_{\text{NCO}} + \mathbf{V}_k \quad (17)$$

\mathbf{A} 为状态转移矩阵, \mathbf{B} 为输入控制矩阵, \mathbf{H} 为观测矩阵, 三者的值由式(12) (13)得到, 即式(16) (17)。KF 过程中有状态一步预测 $\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}$, 均方误差一步预测 $\mathbf{P}_{k/k-1}$, 滤波增益 \mathbf{K}_k , 状态估计 $\hat{\mathbf{x}}_k$, 均方误差估计 \mathbf{P}_k 。整个迭代计算思想为滤波增益 \mathbf{K}_k 调整一步预测 $\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}$, 最终输出 $\hat{\mathbf{x}}_k$, \mathbf{P}_k 。具体如下^[10]:

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{k-1} \\ \mathbf{P}_{k/k-1} &= \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \\ \mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_{k/k-1}\mathbf{H}^T(\mathbf{H}\mathbf{P}_{k/k-1}\mathbf{H}^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_k &= \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k(\mathbf{z}_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) \\ \mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k\mathbf{H})\mathbf{P}_{k/k-1} \end{aligned} \right\} (18)$$

同理, 由式(12)(15)可得 UKF 的转移方程与观测方程, 因为 UKF 仍基于 KF 框架, 其中 $\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}$, $\mathbf{P}_{k/k-1}$, \mathbf{K}_k , $\hat{\mathbf{x}}_k$, \mathbf{P}_k 意义不变。具体过程如下^[11]:

1) UT 采样, 计算权值。在 UKF 中的一步值不再由 $k-1$ 刻估计值直接得到, 而由采样 sigma 点加权得到。 χ^i 为采样点集, W_i^m 和 W_i^c 分别代表采样点集权重:

$$\left. \begin{aligned} \chi_{k-1}^i &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1}, i=0 \\ \chi_{k-1}^i &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k-1}})_i, \\ & i=1, \dots, n \\ \chi_{k-1}^i &= \hat{\mathbf{x}}_{k-1} - (\sqrt{(n+\lambda)\mathbf{P}_{k-1}})_{i-L}, \\ & i=n+1, \dots, 2n \\ \lambda &= \alpha^2(n+k) - n \\ W_0^m &= \frac{\lambda}{n+\lambda} \\ W_0^c &= W_0^m + (1 - \alpha^2 + \beta) \\ W_i^m &= W_i^c = \frac{1}{2(n+\lambda)}, i=1, 2, \dots, 2n \end{aligned} \right\} (19)$$

式中: n 为矩阵维度, 本文即 4; α 为比例缩放因子, 决定了 sigma 点到均值的距离, 取值范围在 $(10^{-4}, 1)$; k 为第二比例系数, 影响二阶以后的高

阶矩带来的偏差, 本文取 0; β 与状态先验分布有关, 影响协方差精度, 在 Gaussian 分布下 $\beta = 2$ 最优。

2) 状态预测。利用点集 χ^i 得到一步预测状态值点集 $\chi_{k/k-1}^i$, 再加权求和得到均值 $\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}$, 协方差 $\mathbf{P}_{k/k-1}$:

$$\left. \begin{aligned} \chi_{k/k-1}^i &= \mathbf{f}(\chi_{k-1}^i, \mathbf{u}_{k-1}) \\ \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} &= \sum_{i=0}^{2L} W_i^m \chi_{k/k-1}^i \\ \mathbf{P}_{k/k-1} &= \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (\chi_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) \cdot \\ & (\chi_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1})^T + \mathbf{Q}_{k-1} \end{aligned} \right\} (20)$$

3) 量测更新, $\mathbf{z}_{k/k-1}^i$ 为一步预测观测值点集, $\hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}$ 是 $\mathbf{z}_{k/k-1}^i$ 的预测均值:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{z}_{k/k-1}^i &= \mathbf{h}(\chi_{k/k-1}^i) \\ \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1} &= \sum_{i=0}^{2L} W_i^m \mathbf{z}_{k/k-1}^i \end{aligned} \right\} (21)$$

4) 滤波更新, 得到最终滤波输出 $\hat{\mathbf{x}}_k$, \mathbf{P}_k :

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{z}}_k} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}) \cdot \\ & (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1})^T + \mathbf{R}_k \\ \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{x}}_k \tilde{\mathbf{z}}_k} &= \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\chi_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) \cdot \\ & (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1})^T \\ \mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{x}}_k \tilde{\mathbf{z}}_k} \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{z}}_k}^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_k &= \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k(\mathbf{z}_k - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}) \\ \mathbf{P}_k &= \mathbf{P}_{k/k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{z}}_k} \mathbf{K} \end{aligned} \right\} (22)$$

式中: $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{z}}_k}$ 为 $\mathbf{z}_{k/k-1}^i$ 的预测协方差, $\mathbf{P}_{\tilde{\mathbf{x}}_k \tilde{\mathbf{z}}_k}$ 为 $\chi_{k/k-1}^i$ 与 $\mathbf{z}_{k/k-1}^i$ 的互协方差, 二者的值直接决定滤波增益 \mathbf{K}_k 。

为增强算法鲁棒性, 消除线性化状态方程及噪声模型不准确带来的误差, 必须引入强跟踪算法(STF)。强跟踪算法的核心思想是利用 KF 的正交性原理^[12], 即:

$$\left. \begin{aligned} \boldsymbol{\eta}_k &= \mathbf{z}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) \\ E(\boldsymbol{\eta}_k \boldsymbol{\eta}_{k+j}^T) &= 0 \end{aligned} \right\} (23)$$

式中: $\boldsymbol{\eta}_k$ 为新息序列, 理想情况下卡尔曼滤波新息序列正交; λ_k 为渐消因子, 嵌入一步预测误差协方差矩阵 $\mathbf{P}_{k/k-1}$, 从而调整增益矩阵 \mathbf{K}_k , 强迫新息正交^[13]。

在 KF 中有:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_k &= \max(1, \lambda_0) \\ \lambda_0 &= \frac{\text{tr}[\boldsymbol{\eta}_k \boldsymbol{\eta}_k^T - \mathbf{H} \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{H}^T - \mathbf{R}_{k+1}]}{\text{tr}[\mathbf{H} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{H}^T]} \end{aligned} \right\} (24)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_k &= \max(1, \lambda_0) \\ \lambda_0 &= \frac{\text{tr}[\lambda_{k-1} \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}) (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1})^T + \mathbf{R}_k]}{\text{tr}[\sum_{i=0}^{2n} (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}) (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1})^T]} \end{aligned} \right\} (26)$$

$\mathbf{P}_{\hat{\mathbf{z}}_k}, \mathbf{P}_{\hat{\mathbf{x}}_k \hat{\mathbf{z}}_k}$ 修正为:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P}_{\hat{\mathbf{z}}_k} &= \lambda_k \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1}) \cdot \\ & \quad (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1})^T + \mathbf{R}_k \\ \mathbf{P}_{\hat{\mathbf{x}}_k \hat{\mathbf{z}}_k} &= \lambda_k \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\mathbf{x}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{x}}_{k/k-1}) \cdot \\ & \quad (\mathbf{z}_{k/k-1}^i - \hat{\mathbf{z}}_{k/k-1})^T \end{aligned} \right\} (27)$$

至此,卡尔曼滤波辅助的锁相环(KAPLL)算法构建完毕。

3 环路的 3 种工作模式与切换条件

设定 FLL 工作时为状态 A, KF 工作时为状态 B, UKF 工作状态为 C。整个环路模式切换如 2 图所示。

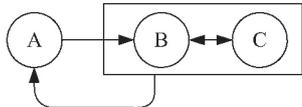


图 2 工作模式示意
Fig. 2 Working mode switching

本文提出的新型环路增加了一个计算判别模块控制 3 种模式转换,考虑到复杂度与环路锁定速度,该模块内的算法应尽量简单,以求和运算、条件判断为主,尽量避免出现乘法、指数运算及循环。计算判别模块有 3 大功能:存储,计算,判别。该模块存储 FLL 的鉴频输出与 KAPLL 的鉴相输出。求出 FLL 与 KAPLL 最近 L, M 个输出均值:

$$m(k) = \text{abs} \left[\frac{1}{L} \sum_{k-L+1}^k \Delta\omega(k) \right], k \geq L \quad (28)$$

L 是鉴频误差累加个数。

$$n(k) = \text{abs} \left[\frac{1}{M} \sum_{k-L+1}^k \Delta\theta(k) \right], k \geq M \quad (29)$$

M 是鉴相误差累加个数。本文仿真中, $L,$

$\mathbf{P}_{k/k-1}$ 得到修正:

$$\mathbf{P}_{k/k-1} = \lambda_k \mathbf{A} \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (25)$$

在 UKF 中有:

M 都取 20。 K 小于 L, M 时,不进行计算与判别。

3.1 工作状态切换

当

$$m(k) < P \quad (30)$$

且

$$\text{abs}\{[a \cdot n(k) - m(k)]/m(k)\} < p \quad (31)$$

式中: P 为阈值; a 为 NCO 的相位-频率转换系数; p 本文取 20%。式(30) (31)目的是为了消除开关硬切换时的峰值,当 $m(k)$ 与 $n(k)$ 控制的 NCO 本地频率相差较近 A 向 B 或 C 转换。

当

$$n(k) > Q \quad (32)$$

说明鉴相误差高于阈值 Q , B 或 C 向 A 切换。

UKF 与 KF 迭代框架相同,都是以协方差矩阵调整增益矩阵的卡尔曼形式,因此 B, C 之间硬切换平滑,其切换门限由输入信号的载噪比 CNR 决定。CNR 信息是卫星通信中的重要辅助信息,其工程应用成熟,一般在相干积分过程中即可完成估计,常用的方法是方差和方法(VSM)与功率比方法(PRM)^[14]。

3.2 野值剔除

为了不浪费式(27) (28)的计算结果,可通过添加简单的判别,有效地剔除野值。若鉴频误差 $\Delta\omega(k)$ 突然变得极大,是上一时刻 FLL 鉴频误差均值 $m(k-1)$ 的 q 倍时,即可认定该值为野值,并修正为 $\Delta\omega_{\text{new}}(k)$,即

$$\Delta\omega(k) > q \cdot m(k-1) \quad (33)$$

$$\Delta\omega_{\text{new}}(k) = m(k-1) \quad (34)$$

需要注意的是,当上一时刻为修正值 $\Delta\omega_{\text{new}}(k-1)$ 时,当前时刻鉴频误差 $\Delta\omega(k)$ 禁止修正,以防错误蔓延。

野值剔除通常应用于 FLL 与 KF 当中,因为 UKF 中野值与失锁时的值较难区分。剔除野值的好处有两点,一是加快环路锁定速度,二是保证环路的稳定性。

综合前文所讨论计算判别器的功能,图 3 给出了其主程序算法流程。

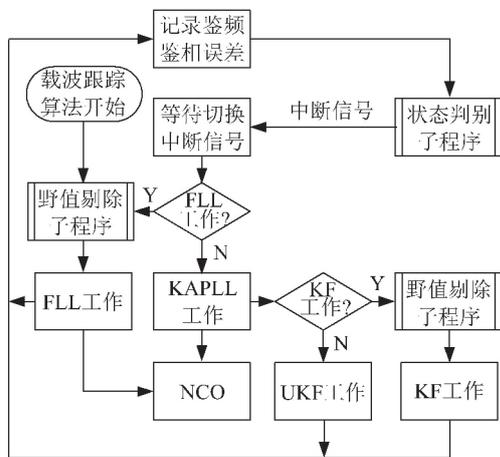


图 3 主程序算法流程
Fig. 3 Main program algorithm flow chart

4 仿真校验

载波频率为 GPS 的 L1, $f = 1575.42 \text{ MHz}$, 中频频率不影响仿真, 设信号中频为 1 MHz 采样频率为 8 MHz , 积分时间 T 为 1 ms 。传统 3 阶锁相环路带宽取 47 Hz , 信号载噪比很低时取 $25 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$, 高时取 $50 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ 。根据美国喷气推进实验室(JPL) 设计的高动态模型^[15], 初始速度 $v = 100 \text{ m/s}$, 加速度为 $25g_n$, 加加速度为 $100g_n/s$, 可得多普勒频率, 多普勒加速度, 多普勒加加速度为:

$$\frac{100, \pm 25g_n, \pm 100g_n/s \times f}{c} \quad (35)$$

式中: $g_n = 9.8 \text{ m/s}^2$; $c = 299792458 \text{ m/s}$ 。

传统的 3 阶锁相环无法跟踪载噪比为 $25 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$ 的高动态模型。在 500 ms 处突然加入 $-25g_n/s$ 的加加速度。如图 4 所示, 在四维状态模型下, 加加速度无法实时精确跟踪, 明显观察到 KF 已然发散, 强跟踪 UKF 能最快回归收敛。

为对比在低信噪比时的性能, 令输入信号载

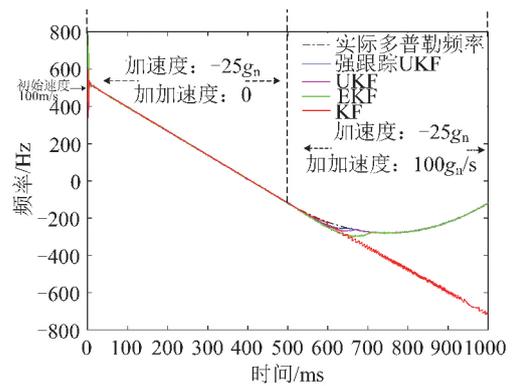
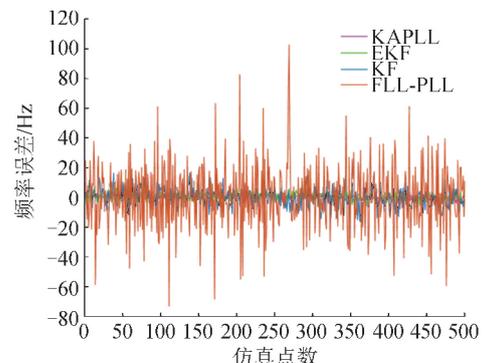
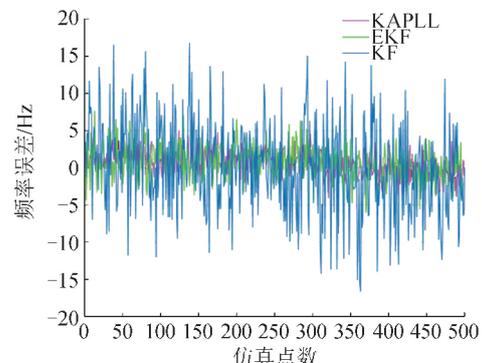


图 4 低载噪比高动态信号载波跟踪曲线
Fig. 4 Low CNR high dynamic signal carrier tracking

噪比为 $25 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$, 排除高动态的影响, 跟踪目标只存在恒定速度。其跟踪频率误差如图 5 所示, 图 5(b) 由图 5(a) 去除最差方法后得到, 更加直观。可以得出, 在低载噪比情况下, FLL-PLL 明显最差, 误差最高, KF 次之, KAPLL 与 EKF 明显较好, 且 KAPLL 稍优于 EKF。



(a) 4种算法结果比较



(b) 去除性能最差的结果比较

图 5 低载噪比信号载波跟踪误差
Fig. 5 Low CNR signal carrier tracking error

为对比算法在高动态时的跟踪性能, 排除低信噪比的影响, 令输入信号载噪比为 $50 \text{ dB}\cdot\text{Hz}$,

跟踪目标有加速度与恒定加加速度。其跟踪误差频率如图 6 所示,图 6(b)由图 6(a)去除最差方法得到,更加直观。可以得出,传统方法与 FLL-PLL 算法的鉴频误差随多普勒频移的增大而明显增大,其他 3 种算法在高载噪比时误差几乎相当,从侧面印证了推论 1。

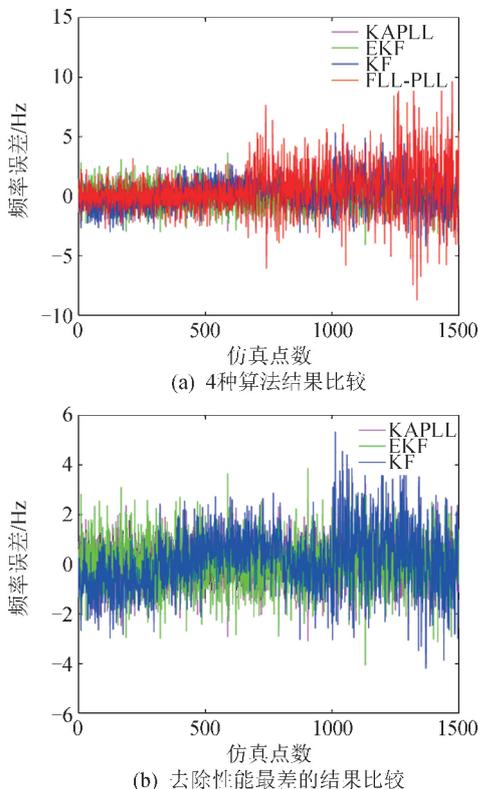


图 6 高动态信号载波跟踪误差
Fig 6 High dynamic signal carrier tracking error

图 7 表明了传统开关切换时的频率阶跃现象,以及本新型环路在模式切换上的改进。图 8 表明了野值的危害以及计算判别结构能够去除野值。

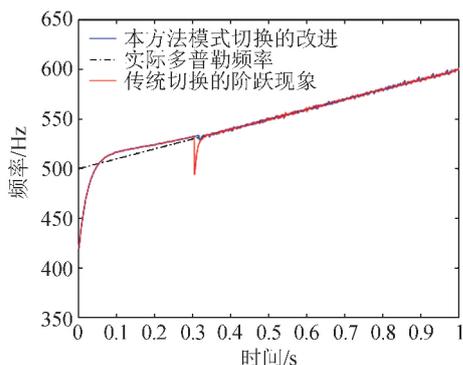


图 7 频率阶跃现象的改善
Fig 7 Improvement of frequency step phenomenon

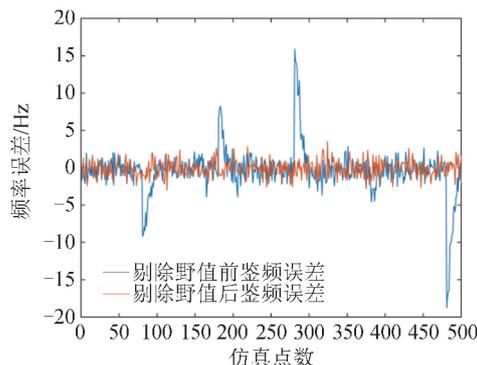


图 8 野值剔除前后对比
Fig 8 Comparison before and after rejection of wild values

5 结束语

分析了滤波算法在跟踪环路中的作用,提出了两个推论,设计了新型载波跟踪环。

1) 算法可实现低载噪比下,满足 JPL 高动态模型(速度为 100 m/s,加速度为 $25g_n$,加加速度为 $100g_n/s$)的载波跟踪。

2) 无论是低载噪比还是高动态信号,本文提出的 FLL-KAPLL 算法都明显优于传统方法,与其他新型算法相比亦占有优势。

3) 计算判别结构能够有效地消除开关切换时的频率阶跃现象,同时也能有效的剔除野值。

4) 关于本文提出的两个推论从滤波建模原理出发,对照了仿真结果定性得出的,并没有进行严格的数学推导与数学推论,这是笔者接下来要继续深化研究的方向。

参考文献(References)

- [1] 苏悦, 王建辉. GNSS 弱信号两级快速傅里叶变换捕获方法[J]. 中国空间科学技术, 2014, 34(4):66-71.
SU Y, WANG J H. Weak GNSS signals acquisition algorithm using two-stage FFT[J]. Chinese Space Science and Technology, 2014, 34(4):66-71(in Chinese).
- [2] 许萧寒, 王可东. GPS/INS 超紧组合载波跟踪环路最优带宽在线设计[J]. 中国空间科学技术, 2019, 39(02): 49-57.
XU X H, WANG K D. Online design of optimal carrier tracking loop bandwidth for tightly-coupled GPS/INS[J]. Chinese Space Science and Technology, 2019, 39(2):49-57(in Chinese).
- [3] 柴俊栓, 张晓辉. GPS 接收机载波跟踪环设计与分析[J].

- 电子设计工程, 2012, 20(8):118-121.
- CHAI J S, ZHANG X H. Design and analyzing of carrier tracking loop for GPS receiver [J]. Electronic Design Engineering, 2012, 20(8):118-121 (in Chinese).
- [4] ARASARATNAM I, HAYKIN S. Cubature Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(6):1254-1269.
- [5] KULIKOV G Y, KULIKOVA M V. The accurate continuous-discrete extended Kalman filter for radar tracking [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(4):948-958.
- [6] MENEGAZ H, ISHIHARA J Y, BORGES G, et al. A systematization of the unscented kalman filter theory [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2015, 60(10): 1-1.
- [7] ANGUIRRE S, HINEDI S. Two novel automatic frequency tracking loops [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1989, 25(5):749-760.
- [8] PATAPOUTIAN A. On phase-locked loops and Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(5):670-672.
- [9] 高阳, 王猛, 刘蕾, 等. 基于高轨航天器的 GNSS 接收机技术 [J]. 中国空间科学技术, 2017, 37(03):101-109.
GAO Y, WANG M, LIU L, et al. GNSS receiver techniques based on high earth orbit spacecraft [J]. Chinese Space Science and Technology, 2017, 37(3):101-109 (in Chinese).
- [10] SHI Y, YAN D. A research on the relationship between Kalman filter and phase locked loop [C]. Control & Decision Conference. IEEE, 2016.
- [11] TURNER R, RASMUSSEN C E. Model based learning of sigma points in unscented Kalman filtering [J]. Neurocomputing, 2010, 80(2):47-53.
- [12] MIAO Z Y, LV Y L, XU D J, et al. Analysis of a variational Bayesian adaptive cubature Kalman filter tracking loop for high dynamic conditions [J]. GPS Solutions, 2016, 21(1):111-122.
- [13] 沈锋, 贺瑞, 吕东泽. 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 F, HE R, LV D Z. Kalman filter based high dynamic GPS carrier tracking loop [J]. Journal of Astronautic, 2012, 33(8):1041-1047 (in Chinese).
- [14] ISLAM A K M N, LOHAN E S, RENFORS M. Moment based CNR estimators for BOC/BPSK modulated signal for Galileo/GPS [C]. 2008 5th Workshop on Positioning, Navigation and Communication. IEEE, 2008.
- [15] VILNROTTER V A, HINEDI S, KUMAR R. Frequency estimation techniques for high dynamic trajectories [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1989, 25(4):559-577.

作者简介:

齐航天(1994—),男,硕士研究生,研究方向为导航信号处理、卫星通信研究, njstqihangtian@163.com。

张晓林(1951—),男,博士,教授,博士生导师,北京航空航天大学校学术委员会副主任,研究方向为飞行器遥测遥控及航空航天电子系统、无人飞行器、卫星导航系统、集成电路设计, zxl@buaa.edu.cn。

(编辑:高珍)