高动态场景下GNSS信号自适应载波跟踪算法

汪文韬, 申宇瑶*, 王永庆, 吴嗣亮

北京理工大学信息与电子学院, 北京 100081

*联系人, E-mail: syyxyz@gmail.com

收稿日期: 2020-06-23; 接受日期: 2020-10-15; 网络出版日期: 2020-12-11

国家自然科学基金(编号: 61871033)资助项目

摘要 相对于城市应用场景, 在高速飞行器上搭载的GNSS导航接收机需要承受更大的载波频率动态范围, 且测量实时性要求较高, 对载波环路的高精度跟踪提出了更高挑战. 为此, 本文提出了一种自适应载波跟踪算法, 在载波跟踪环路中引入模糊控制器, 随载波的频率变化自适应调整环路参数, 在保证动态适应性的同时提高了测速精度. 所提算法利用载波跟踪环路测量值计算模糊控制器的输入变量, 采用单输入单输出的Takagi-Sugeno模糊控制模型, 实时计算环路滤波器调节系数, 具有结构简单且易于实现的特点. 本文分别在固定多普勒频率、线性多普勒频率和正弦多普勒频率的场景下进行了分析和仿真. 结果表明, 所提算法能够在飞行器和接收机间径向运动速度范围 ± 10 km/s, 加速度范围 ± 30 g, 输入载噪比40 dB Hz的条件下, 以1 kHz的频率输出径向速度测量值, 且测量误差小于3 m/s (1σ).

关键词 高动态, 载波频率跟踪环路, 模糊控制

PACS: 07.50.Qx, 06.30.Ft, 06.90.+v

1 引言

全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)能够全天时地在全球范围内提供精确的位置速度和时间信息, 具有十分广阔的用途和发展前景. 在导弹、航空、航天等应用领域, 飞行器运动速度较高, 载体与卫星间的径向运动使得载波信号多普勒频移剧烈变化. 为了提高其动态跟踪性能, 常规GNSS频率跟踪环路需要增大载波环路带宽. 然而, 随着环路带宽的增加, 环路抗热噪声的能力下降, 跟踪精

度逐渐恶化. 特别是在低载噪比工作环境下, 过高的噪声功率会使鉴别器输出超出环路的工作门限, 导致载波跟踪失锁. 在环路输出上添加二次平滑等需要长时间积分的算法可以有效降低热噪声误差, 但是这类算法是对一段时间内载波频率的均值进行估计, 高动态场景下, 测量结果不满足实时性要求.

为解决动态与热噪声之间的矛盾, 文献[1–3]采用多环路联合跟踪技术, 通过融合不同结构和相干积分时间的环路, 在降低噪声对多普勒频率鉴别影响的同时避免由单个环路输出多普勒频移误差过大造成的跟

引用格式: 汪文韬, 申宇瑶, 王永庆, 等. 高动态场景下GNSS信号自适应载波跟踪算法. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2021, 51: 019519
Wang W T, Shen Y Y, Wang Y Q, et al. Adaptive carrier-tracking algorithm for Global Navigation Satellite System signals in high dynamic scenarios (in Chinese). Sci Sin-Phys Mech Astron, 2021, 51: 019519, doi: [10.1360/SSPMA-2020-0217](https://doi.org/10.1360/SSPMA-2020-0217)

踪失锁. 算法通过频率判决控制环路工作状态, 在判决量低于阈值的阶段采用多环路联合跟踪, 保证环路的稳定性和动态适应性; 在判决量高于阈值的情况下, 仅保留跟踪精度较高的环路工作. 但是这一类算法大多通过硬切换的方式更换环路工作状态, 在切换的瞬间, 本地载波频率控制字不连续, 跟踪稳定性较差.

文献[4–8]在传统跟踪环路的鉴别器和环路滤波器之间设置了卡尔曼滤波器, 利用卡尔曼滤波器降低鉴别器输出噪声, 缓解环路滤波器动态应力和噪声滤除能力之间的矛盾. 但卡尔曼滤波是一种高斯线性最优估计方法, 若滤波器中载波动态阶次和噪声分布模型与接收信号失配, 与理想模型的跟踪精度相比跟踪精度恶化, 严重时可能会导致跟踪失锁^[9]. 特别是在高动态场景下, 环路模型具有明显的非线性, 模型失配问题较为严重, 基于卡尔曼滤波的跟踪环路精度受限.

文献[10–12]采用惯性器件辅助的超紧组合技术, 利用惯性导航系统(Inertial Navigation System, INS)提供频率辅助信息, 减小了环路跟踪动态的要求, 能够有效降低GNSS接收机设计难度. 但使用惯性器件会提高整机成本, 且INS/GNSS松、紧和深耦合系统结构较为复杂, 不利于大范围推广应用.

文献[9,13,14]研究了基于模糊控制的带宽自适应载波环路. 文献[13,14]主要讨论了数据高阶调制下的载波同步问题, 不适用于GNSS信号. 文献[9]提出了一种基于Mamdani型模糊控制器的环路带宽自适应调节频率锁定环路(FLL-LC-M). 该算法先利用点积又积鉴别器和四象限反正切鉴别器分别估计预检测积分结果的频率和相位, 然后以频率和相位估计值作为输入, 通过一个Mamdani型模糊控制器更新的环路带宽. 由于Mamdani模型需要较大的运算资源, FLL-LC-M离线计算了不同频率和相位取值下的环路带宽作为查找表, 以降低模糊控制器的运算复杂度, 提高算法的可实现性. 该算法具有较高的跟踪精度, 但仅可适应10g径向加速度, 且预存的查找表仍需要大量的存储资源.

针对径向加速度30g的场景, 本文提出了一种基于模糊控制器的环路带宽自适应载波跟踪算法. 在每个预检测积分时间内, 环路带宽随模糊控制器输出的带宽调节系数变化. 本文设计的模糊控制器采用Takagi-Sugeno (T-S)模型, 隶属度函数采用线性表达, 结构较为简单, 易于实现. 仿真结果表明, 所提算法能够在保证动态适应性的同时提高测速精度.

2 载波频率跟踪环路

载波频率跟踪环路需要实时跟踪载波多普勒频率变化, 相比于相位跟踪环路, 频率跟踪环路需要应对更大的动态范围, 对热噪声更为敏感, 其频率估计精度会直接影响相位跟踪环路稳定性. 频率跟踪环路通常采用典型的Costas环作为锁频环(Frequency Locked Loop, FLL)^[1], 如图1所示. 鉴频器根据同相和正交支路的预检测积分值对本地载波与输入信号载波间的频率误差进行鉴别. 环路滤波器根据鉴别结果, 输出载波频率测量值并反馈给数控振荡器(Numerically Controlled Oscillator, NCO), 完成对载波多普勒频率的跟踪锁定^[9].

在第 k 个预检测积分时间中, 中频信号分别与本地载波及伪码相乘, 经积分累加处理后得到同相与正交支路的预检测积分值:

$$\begin{aligned} I_k &= AdR(\varepsilon_k)\text{sinc}(\pi T\Delta f_k)\cos\Delta\omega_k + n_{I,k}, \\ Q_k &= AdR(\varepsilon_k)\text{sinc}(\pi T\Delta f_k)\sin\Delta\omega_k + n_{Q,k}, \end{aligned} \quad (1)$$

式中, A 为信号幅度, d 为导航数据, $R(\cdot)$ 为伪码自相关函数, ε_k 为码相位误差, T 为预检测积分时间, $n_{I,k}$, $n_{Q,k}$ 分别表示同相和正交噪声分量. 频率误差 Δf_k 和载波相位误差 $\Delta\omega_k$, 分别表示接收信号与本地NCO的频率和相位误差,

$$\begin{aligned} \Delta f_k &= f_d + f_a T_k - \hat{f}_k, \\ \Delta\omega_k &= 2\pi(f_d T_k + f_a T_k^2 / 2) - \hat{\omega}_k, \end{aligned} \quad (2)$$

式中, f_d 为初始多普勒频移, f_a 为多普勒频移一阶变化率, $T_k = kT$ 为环路第 k 个预检测积分时间采样时刻, $\hat{f}_k$ 为本地载波频率, $\hat{\omega}_k$ 为本地载波相位.

图 1 Costas载波跟踪环路
Figure 1 Costas carrier tracking loop.

为了降低数据位跳变的影响, FLL通常采用二象限反正切进行点叉积鉴频, 频率误差估计值为

$$\Delta\hat{f}_k = \frac{1}{2\pi T} \arctan\left(\frac{Q_k Q_{k-1} - I_k I_{k-1}}{I_k Q_{k-1} - I_{k-1} Q_k}\right). \quad (3)$$

鉴频器输出 $\Delta\hat{f}_k$ 需要经环路滤波器进一步计算得到 $\hat{f}_{k+1}$. 本文采用二阶Jaffe-Rechtin滤波器^[9]作为环路滤波器, 输出载波频率测量值为

$$\begin{aligned} \hat{f}_{k+1} = \hat{f}_k + & \left(\sqrt{2} \omega_n + \frac{\omega_n^2 T}{2} \right) \Delta\hat{f}_k \\ & + \left(-\sqrt{2} \omega_n + \frac{\omega_n^2 T}{2} \right) \Delta\hat{f}_{k-1}, \end{aligned} \quad (4)$$

式中, ω_n 为滤波器的角频率, 环路带宽为 $B_n=0.53\omega_n$.

3 自适应载波频率跟踪环路设计

频率误差包含动态引起的频率误差 $f_{e,k}$ 和热噪声引起的频率误差 u_k :

$$\Delta f_k = f_{e,k} + u_k. \quad (5)$$

Δf_k 的方差 σ_{FLL}^2 和 u_k 的方差 σ_i^2 之间的差异可以反映 $f_{e,k}$ 的幅值. 若 σ_{FLL}^2 和 σ_i^2 之间差异较大, 可认为接收信号动态有可能超出环路滤波器的动态应力, 需要提高环路带宽以保证载波频率的稳定跟踪; 反之, 则可认为环路滤波器的动态应力能够保证环路稳定性, 可适当减小环路带宽以提高跟踪精度.

所提算法在FLL的基础上添加了对 σ_{FLL}^2 和 σ_i^2 的估计, 并利用估计结果作为模糊控制器的输入调节环路带宽, 算法结构如图2所示. 3.1和3.2节讨论了 σ_{FLL}^2 和 σ_i^2 的估计方法, 3.3节讨论了环路带宽调节方法和模糊控制器设计.

3.1 热噪声引起的频率误差分量 u_k 的方差估计

由热噪声引起的频率误差的方差为^[15]

$$\sigma_i^2 = \frac{FB_n}{\pi^2 \rho} \left(1 + \frac{1}{\rho} \right), \quad (6)$$

式中, $\rho = A^2 R^2(\varepsilon_k) \text{sinc}^2(\pi T \Delta f_k) / \sigma^2$ 为预检测积分后信号的信噪比, F 为热噪声系数, 在输入载噪比接近接收机载噪比门限时 F 取值为2, 在高输入载噪比下 F 取值

图 2 自适应载波跟踪环路

Figure 2 Adaptive carrier tracking loop.

为1. F 和 B_n 由接收端设置, 但 ρ 未知, 需要进行估计.

在载波跟踪环路中, 接收信号上调制的数据还未完全解调, 因此我们利用基于信号包络进行信噪比估计的 $M_2 M_4$ 算法估计 ρ . 在第 k 个环路预检测积分时间内, 基于 $M_2 M_4$ 算法, 信噪比估计值可通过下式计算^[16]:

$$\hat{\rho}_k = \frac{\sqrt{2M_2^2 - M_4}}{M_2 - \sqrt{2M_2^2 - M_4}}, \quad (7)$$

式中,

$$M_2 = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} y_{k-l}, \quad M_4 = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} y_{k-l}^2,$$

L 为参与信噪比估计的点数, $y_k = I_k^2 + Q_k^2$. 在 ρ 较低的情况下, 估计值 $\hat{\rho}_k$ 有可能低于接收机的载噪比门限下的预检测积分信噪比 $\rho_{\min}$. 为了进一步降低信噪比的估计误差, 我们以 $\rho_{\min}$ 作为信噪比估计值的下限, 定义信噪比估计值为 $\hat{\rho}'_k = \max[\hat{\rho}_k, \rho_{\min}]$. 将 $\hat{\rho}'_k$ 代入式(6), 可得 u_k 方差的估计值:

$$\sigma_i^2 = \frac{FB_n}{\pi^2 \hat{\rho}'_k} \left(1 + \frac{1}{\hat{\rho}'_k} \right). \quad (8)$$

3.2 频率误差 Δf_k 的方差估计

频率误差 $\Delta f_k = \hat{f}_{k-n} - f_{k-n}$, 基于载波二阶动态模型 $\hat{f}_{k-n} = f_k - f_a nT$, 可得

$$\hat{f}_{k-n} = (f_k - f_a nT) + \Delta f_k. \quad (9)$$

为了估计 Δf_k 的方差, 可以通过两次差分消除式(9)中 f_k 和 f_a 有关的分量, 进而获得仅含 Δf_k 的表达式, 计算 Δf_k 方差的估计值 σ_{FLL}^2 .

经过第一次差分处理, 可得消除了 f_k 的变量

$$\begin{aligned}\bar{f}_k &= \hat{f}_k - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{f}_{k-n} \\ &= \frac{N-1}{2} f_a T + \Delta f_k - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Delta f_{k-n}.\end{aligned}\quad (10)$$

经过第二次差分处理, 可消除 $\bar{f}_k$ 中与 f_a 有关的变量得到

$$\begin{aligned}\tilde{f}_k &= \bar{f}_k - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{f}_{k-n} \\ &= \Delta f_k - \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Delta f_{k-n} + \frac{1}{N^2} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \Delta f_{k-m-n} \\ &= \frac{N-2}{N} \Delta f_{k+1} - \sum_{n=1}^{N-1} \frac{2N-n}{N^2} \Delta f_{k+1-n} \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N-1} \frac{N-n}{N^2} \Delta f_{k+1-N-n}.\end{aligned}\quad (11)$$

将式(5)代入式(11), 可得 $\tilde{f}_k$ 的方差为

$$\text{Var}[\tilde{f}_k] = \text{E}[\tilde{f}_k^2] = \sigma_f^2 + \sigma_u^2, \quad (12)$$

其中, σ_f^2 和 σ_u^2 分别为动态和热噪声造成的频率误差

$$\begin{aligned}\sigma_f^2 &= \left| \frac{N-2}{N} f_{e,k+1} - \sum_{n=1}^{N-1} \frac{2N-n}{N^2} f_{e,k+1-n} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{n=0}^{N-1} \frac{N-n}{N^2} f_{e,k+1-N-n} \right|^2,\end{aligned}\quad (13)$$

$$\begin{aligned}\sigma_u^2 &= \left(\frac{N-2}{N} \right)^2 \text{E}[u_{k+1}^2] + \sum_{n=1}^{N-1} \left(\frac{2N-n}{N^2} \right)^2 \text{E}[u_{k+1-n}^2] \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{N-n}{N^2} \right)^2 \text{E}[u_{k+1-N-n}^2] \\ &= \sigma_t^2 \left[\left(\frac{N-2}{N} \right)^2 + \sum_{n=1}^{N-1} \left(\frac{2N-n}{N^2} \right)^2 + \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{N-n}{N^2} \right)^2 \right].\end{aligned}\quad (14)$$

因此, 我们定义估计值

$$\begin{aligned}\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2 &= \frac{1}{\alpha} \left[\hat{f}_k - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{f}_{k-n} \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\hat{f}_{k-n} - \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \hat{f}_{k-n-m} \right) \right]^2,\end{aligned}\quad (15)$$

使得 $\text{E}[\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2] = \sigma_f^2 / \alpha + \sigma_t^2$, 式中

$$\alpha = \left[\left(\frac{N-2}{N} \right)^2 + \sum_{n=1}^{N-1} \left(\frac{2N-n}{N^2} \right)^2 + \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{N-n}{N^2} \right)^2 \right]. \quad (16)$$

3.3 基于模糊控制器的环路带宽调节

相较于动态, σ_t^2 对热噪声的变化更敏感. 而热噪声和载波动态变化都会引起 σ_{FLL}^2 的明显变化. 在 $\sigma_{\text{FLL}}^2 > \sigma_t^2$ 时, $f_{e,k} > 0$, 存在动态引起的频率误差, 需要适当增大带宽以提高环路的动态应力; 反之, 环路稳定, 可适当减小带宽以提高跟踪精度. 在设计模糊控制器时, 可以根据估计值 $\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2$ 和 $\hat{\sigma}_t^2$ 的大小关系确定环路带宽的调节方向.

另外, 在环路的稳定跟踪的前提下, 频率误差的 3σ 不会超过所选鉴频器频率牵引范围的 $1/4$. 所选点叉积鉴频器的频率牵引范围为 $1/(2T)$, 则

$$\sqrt{\sigma_t^2} \leq \sqrt{\sigma_{\text{FLL}}^2} \leq \frac{1}{24T}. \quad (17)$$

在设计模糊控制器时, 式(17)可作为判断环路是否稳定的条件, 若 σ_{FLL}^2 和 σ_t^2 过大, 说明环路有失锁倾向, 需要增加环路带宽.

基于上述控制策略, 我们设计了一个T-S型模糊控制器. 该模糊控制器以 $\hat{\sigma}_t^2$ 和 $\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2$ 作为输入, 输出环路带宽调节系数 α_k . 模糊规则如下:

(1) R¹: 如果 $\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2 < \hat{\sigma}_t^2$, 隶属函数

$$\text{mf}_1(\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2) = \begin{cases} 0, & \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} \leq V_d, \\ \frac{V_u - \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2}}{V_u - V_d}, & V_d \leq \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} < V_u, \\ 1, & \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} > V_u, \end{cases}$$

$$y_1 = 1 + T \min \left[1, \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} / \bar{f}_k \right],$$

(2) R²: 如果 $\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2 \geq \hat{\sigma}_t^2$, 隶属函数

$$\text{mf}_2(\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2) = \begin{cases} 0, & \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} \leq V_d, \\ \frac{\sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} - V_d}{V_u - V_d}, & V_d \leq \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} < V_u, \\ 1, & \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} > V_u, \end{cases}$$

$$y_2 = 1 - T \min \left[1, \sqrt{\hat{\sigma}_{\text{FLL}}^2} / \bar{f}_k \right],$$

式中

$$V_d = \min \left\{ \sqrt{\hat{\sigma}_t^2} / 2, 1 / (24T) \right\},$$

$$V_u = \min \left\{ \sqrt{\hat{\sigma}_t^2}, 1 / (24T) \right\}.$$

按加权平均法计算模糊控制器输出:

$$\alpha_k = \text{mf}_1(\bar{\sigma}_2)y_1 + \text{mf}_2(\bar{\sigma}_2)y_2. \quad (18)$$

为了防止环路带宽发散, 我们需要对其进行限幅. 设置最高带宽 $B_{\max}$ 和最低环路带宽 $B_{\min}$, 利用模糊控制器输出的带宽调节系数 α_k , 可根据下式得到更新后的环路带宽 B_{k+1} :

$$B_{k+1} = \begin{cases} B_{\min}, & \alpha_k < B_{\min} / B_k, \\ \alpha_k B_k, & B_{\min} / B_k \leq \alpha_k < B_{\max} / B_k, \\ B_{\max}, & \alpha_k > B_{\max} / B_k. \end{cases} \quad (19)$$

4 仿真结果与分析

本节对所提算法(FLL-LC-TS)的收敛速度和跟踪精度进行了仿真和分析. 4.1节介绍仿真场景和部分仿真参数. 4.2和4.3节分别比较了所提算法与常规FLL算法, 一种基于卡尔曼滤波器的FLL(KF-FLL)算法, 以及FLL-LC-M^[9]算法的锁定时间和跟踪精度. 其中, KF-FLL算法采用3阶动态模型作为状态方程; 在不同输入载噪比下, 观测方程中鉴别器输出噪声功率由该输入载噪比条件下常规FLL鉴别器输出噪声统计得到.

4.1 参数设置

本节在三种载波动态场景下对所提算法进行仿真. 仿真场景设置如下:

场景1: 固定多普勒频率, 径向速度10 km/s;

场景2: 线性多普勒频率, 起始径向速度10 km/s, 加速度 $-30g$;

场景3: 正弦多普勒频率, 起始径向速度0 m/s, 径向速度变化范围 ± 700 m/s, 过零点加速度 $30g$.

不同场景下信号载波多普勒频率在15 s内的变化如图3所示, 部分仿真参数如表1所示.

4.2 所提算法性能分析

图4和5分别显示了输入载噪比为40 dB Hz时, 所提算法的环路带宽和跟踪误差. 环路带宽和跟踪误差在场景1中相对较低, 在场景2中较高. 在场景3中, 二者随时间变化, 随接收信号载波二阶动态的提高而增加. 因此, 跟踪误差和环路带宽与接收信号载波二阶动态正相关. 此外, 在图4中环路带宽需要3 s收敛, 而在图5中, 频率误差在0.2 s内即可收敛到零值附近. 因

图3 不同场景下载波频率

Figure 3 Carrier frequency in different scenarios.

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	取值
射频频率 (MHz)	1575.42
初始频率误差 (Hz)	200
预检测积分时间 T (ms)	1
带宽上限 $B_{\max}$ (Hz)	30
带宽下限 $B_{\min}$ (Hz)	5
统计点数 L (ρ_k 估计)	32
统计点数 N ($\bar{\sigma}_{\text{FLL}}^2$ 估计)	5

图4 环路带宽(40 dB Hz)

Figure 4 Bandwidth of loop (40 dB Hz).

此环路入锁时间远小于环路带宽收敛时间. 图6和7分别显示了所提算法在输入载噪比45 dB Hz时的环路带宽和跟踪误差. 与输入载噪比40 dB Hz的情况相比, 跟踪误差和环路带宽的总体变化趋势没有明显区别, 但是随着载噪比提高, 环路带宽相对降低, 跟踪误差减小, 精度有所提高.

4.3 跟踪精度比较

根据4.2节的分析, 所提算法的频率误差收敛时间远小于环路带宽收敛时间. 如果从频率误差收敛时间

图 5 频率测量误差(40 dB Hz)
Figure 5 Error of frequency (40 dB Hz).

图 7 频率测量误差(45 dB Hz)
Figure 7 Error of frequency (45 dB Hz).

图 6 45 dB Hz时环路带宽
Figure 6 Bandwidth of loop (45 dB Hz).

开始统计测速误差的方差, 统计量会随统计时间的长短变化. FLL-LC-M算法也存在环路带宽收敛时间和频率误差收敛时间不同步的问题. 由于跟踪环路实际工作时间远长于环路带宽收敛时间, 我们从FLL-LC-M和所提算法环路带宽收敛后开始统计测量误差. 表2显示了10次蒙特卡罗仿真中各算法的测速误差方差的均值. 一旦出现失锁, 则不参与精度统计. 各算法的环路积分时间均为1 ms.

在输入载噪比为40 dB时, 在场景1中, FLL-LC-M的跟踪精度最高, FLL-KF和FLL-LC-TS的跟踪精度相对常规FLL均有所提升. 在场景2和场景3中, 除所提算法外, 其他算法均有可能出现失锁现象. 在FLL和FLL-KF中15 Hz环路带宽不能满足动态要求. 18 Hz环路带

表 2 测速误差

Table 2 Error of velocity

输入 载噪比 (dB Hz)	算法	带宽/初 始带宽 (Hz)	场景1 测速误差 (m/s)	场景2 测速误差 (m/s)	场景3 测速误差 (m/s)
40	FLL	15	4.85	2次失锁	5.13
		18	5.94	5.91	5.93
	FLL-KF	15	3.21	2次失锁	1次失锁
		18	3.34	3.71	3.86
	FLL-LC-M	30	0.69	2次失锁	1次失锁
	FLL-LC-TS	30	2.45	2.88	2.71
45	FLL	10	2.22	1次失锁	2.63
		13	2.61	2.66	2.72
	FLL-KF	10	1.89	1.87	1次失锁
		13	2.49	2.51	3.11
	FLL-LC-M	30	0.78	1次失锁	1次失锁
	FLL-LC-TS	30	1.93	2.54	2.44

宽下, FLL-KF和FLL没有出现失锁现象, 但跟踪精度低于所提算法. 在载噪比45 dB下, 在场景1中FLL-LC-M跟踪精度最高. 在场景2和场景3中, 10 Hz环路带宽的FLL和FLL-KF以及FLL-LC-M有可能出现失锁, 不能适应动态要求. 在场景2中, 13 Hz环路带宽的FLL-KF与所提算法跟踪精度相似, 且略优于FLL的跟踪精度, 但在场景3中, FLL-KF中状态方程阶次低于实际信号阶次, 存在模型失配问题, 因此跟踪精度相对较低.

4.4 环路入锁时间比较

环路入锁时间主要受输入载噪比、初始频率误差和环路带宽的影响. 初始频率误差越小, 输入载噪比和环路带宽越高, 环路入锁时间越快. 载波二阶动态对入锁时间的影响较小, 因此本节输入载噪比为40 dB Hz时的动态场景1作为典型场景进行分析. FLL和FLL-KF的锁定时间在30和18 Hz两种环路带宽下进行讨论. FLL-LC-M的初始环路带宽设置为30 Hz.

图8显示了各算法频率误差随时间的变化. 图中虚线表示判决环路入锁的时刻. 30 Hz环路带宽下的FLL和FLL-KF入锁时间最短约0.13 s; FLL-LC-M和所提算法入锁时间约0.15 s; 18 Hz环路带宽下的FLL和FLL-KF则需要的入锁时间约为0.21 s. 可见, 所提算法入锁时间与FLL-LC-M相近; 当FLL与FLL-KF环路带宽与所提算法初始环路带宽相同的情况下, 所提算法入锁速度略长; 当FLL与FLL-KF的环路带宽取值相对较低, 接近适应高动态场景下的最优带宽时, 所提算法的入锁时间较短.

5 结论

本文提出的自适应载波频率跟踪环路, 在FLL的基础上利用载噪比和基于环路输出预测的热噪声抖动

图 8 环路入锁时间(40 dB Hz)
Figure 8 Time of loop locking (40 dB Hz).

估计作为模糊控制器的输入, 实现了环路带宽的自适应调节. 本文在多普勒频率不变、线性变化和正弦型变化场景下进行了仿真. 仿真结果表明, 所提算法能够在径向速度10 km/s, 加速度30g的条件下对GNSS载波信号进行跟踪, 与其他算法相比所提算法能一定程度上提高跟踪精度.

参考文献

- Musumeci L, Dovis F, Silva J S, et al. Design of a high sensitivity GNSS receiver for Lunar missions. *Adv Space Res*, 2016, 57: 2285–2313
- Zhao H Y. Research on Adaptive GNSS Carrier Tracking Using Multiple Loops (in Chinese). Dissertation for Master's Degree. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2018 [赵宏宇. GNSS载波信号多环路自适应跟踪技术研究. 硕士学位论文. 南京: 南京航空航天大学, 2018]
- Gao K, Hou X M, Zhao Q, et al. Carrier tracking based on joint acquisition of frequency locked loop and phase locked loop (in Chinese). *Telecommun Eng*, 2018, 58: 402–406 [高亢, 侯孝民, 赵强, 等. 采用锁频环和锁相环联合捕获的载波跟踪. 电讯技术, 2018, 58: 402–406]
- Xin X F, Men L N. A GNSS carrier tracking algorithm with unknown signal power (in Chinese). *Inform Commun*, 2014, 10: 28–29 [辛小枫, 门兰宁. 一种未知信号功率下的GNSS载波跟踪算法. 信息通信, 2014, 10: 28–29]
- Zhang X J, Guo C J, Chao J S. High-dynamic carrier tracking loop of GPS receiver based on Kalman filter (in Chinese). *Sci Surveying Mapp*, 2015, 40: 21–25 [张小军, 郭承军, 曹建蜀. 基于卡尔曼滤波的GPS高动态载波跟踪环路设计. 测绘科学, 2015, 40: 21–25]
- Cui B, Chen X, Tang X. Improved cubature Kalman filter for GNSS/INS based on transformation of posterior sigma-points error. *IEEE Trans Signal Process*, 2017, 65: 2975–2987
- Tang K H, Wu C F, Du L, et al. Experimental study and design on high dynamic GNSS receiver using adaptive optimal bandwidth for carrier tracking loop (in Chinese). *J Chin Inertial Tech*, 2014, 22: 498–503 [唐康华, 武成锋, 杜亮, 等. 高动态GNSS接收机载波跟踪环自适应最优带宽设计与试验. 中国惯性技术学报, 2014, 22: 498–503]
- Yin Z, Li G, Zhang Y, et al. Symmetric-strong-tracking-extended-Kalman-filter-based sensorless control of induction motor drives for modeling

- error reduction. *IEEE Trans Ind Inf*, 2019, 15: 650–662
- 9 Ji X C, Wang X L. Design of an intelligent carrier tracking loop for GPS receiver based on fuzzy logic in high dynamic circumstance (in Chinese). *Aero Weaponry*, 2012, 6: 30–35 [纪新春, 王新龙. 一种模糊智能高动态GPS载波跟踪环路设计. *航空兵器*, 2012, 6: 30–35]
 - 10 Wang M, Shan T, Ma L, et al. Performance of GPS and GPS/SINS navigation in the CE-5T1 skip re-entry mission. *GPS Solut*, 2018, 22: 56
 - 11 Zhong M, Guo J, Zhou D. Adaptive in-flight alignment of INS/GPS systems for aerial mapping. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2018, 54: 1184–1196
 - 12 Cong L, Yue S, Li J, et al. Method for Kalman filter-based INS control amount aided GNSS tracking loop (in Chinese). *J Detection Control*, 2017, 39: 43–48 [丛丽, 岳崧, 李瑾, 等. INS控制量辅助GNSS卡尔曼跟踪环路方法. *探测与控制学报*, 2017, 39: 43–48]
 - 13 Harati P, Kallfass I. Analogue feed-forward carrier recovery for millimetre-wave broadband wireless links. *IET Microwaves Antennas Propagation*, 2020, 14: 366
 - 14 Zhang P, Ren H, Gao M, et al. Low-complexity blind carrier phase recovery for C-mQAM coherent systems. *IEEE Photonics J*, 2019, 11: 1–14
 - 15 Capuano V, Shehaj E, Blunt P, et al. High accuracy GNSS based navigation in GEO. *Acta Astronaut*, 2017, 136: 332–341
 - 16 Pauluzzi D R, Beaulieu N C. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel. *IEEE Trans Commun*, 2000, 48: 1681–1691

Adaptive carrier-tracking algorithm for Global Navigation Satellite System signals in high dynamic scenarios

WANG WenTao, SHEN YuYao^{*}, WANG YongQing & WU SiLiang

School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China

Compared with urban application scenarios, Global Navigation Satellite System (GNSS) navigation receivers that are mounted on high-speed aircraft must handle a higher carrier frequency dynamic and output the measured result at a higher frequency. Both these factors adversely affect the accuracy of the carrier frequency measurement. Herein, we propose an adaptive carrier-tracking algorithm to measure the radial velocity by introducing a fuzzy logic controller in the carrier-tracking loop. The proposed algorithm adaptively adjusts the loop bandwidth as the carrier frequency changes, improving the velocity measurement accuracy while ensuring dynamic adaptability. Herein, the measured result of the loop is used to calculate the input variables of the fuzzy controller, and the output of the fuzzy controller is used to adjust the loop bandwidth. The fuzzy controller adopts a single input and single output Takagi-Sugeno model, which is easy to implement. The analysis and simulation are performed under fixed-, linear-, and sine-shaped Doppler frequency scenarios. The radial velocity between the aircraft and the receiver is set in the range of ± 10 km/s, and the radial acceleration is set in the range of $\pm 30g$. To ensure the validity of the measurement results, we output the measurement results at a frequency of 1000 points per second. Simulation results demonstrate that when the input carrier-to-noise ratio is 40 dB Hz, the velocity accuracy of the proposed algorithm is better than 0.3 m/s (1σ).

high dynamic, carrier frequency tracking loop, fuzzy control

PACS: 07.50.Qx, 06.30.Ft, 06.90.+v

doi: [10.1360/SSPMA-2020-0217](https://doi.org/10.1360/SSPMA-2020-0217)