

基于非线性滤波估计的北斗 B1 QPSK 信号跟踪方法

李荣冰, 黄隽祎, 刘建业, 谢 非

(南京航空航天大学 导航研究中心, 南京 210016)

摘 要: 复杂环境下的多普勒频移变化及信号功率衰减均会对载波准确跟踪造成影响. 在研究北斗卫星 B1 频点信号结构的基础上, 建立以环路中相关积分值为观测量的非线性 EKF 模型和 UKF 模型, 并提出利用滤波估计状态量进行状态反馈控制的方法, 从而解决了载波跟踪环路在高动态及弱信号环境中难以高性能工作的问题. 实验结果表明, 状态反馈控制的 EKF 模型和 UKF 滤波模型能准确地跟踪弱信号及高动态下的信号变化, 从而有效控制跟踪误差, 为实现快速准确的载波跟踪奠定了基础.

关键词: 北斗信号; 载波跟踪; 非线性卡尔曼滤波; 状态反馈控制

中图分类号: TN911.8

文献标志码: A

BeiDou B1 quadrature phase shift keying carrier tracking method based on nonlinear Kalman filter

LI Rong-bing, HUANG Jun-yi, LIU Jian-ye, XIE Fei

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

Correspondent: LI Rong-bing, E-mail: lrbing@nuaa.edu.cn)

Abstract: Doppler shift and signal power attenuation in the complex environment both can make damage in the accuracy of carrier tracking. Therefore, the non-linear Kalman filter for carrier tracking is designed, which makes correlated observations in the EKF and UKF model based on the analysis of the structure of BeiDou B1 signal. By using measurements from the estimation of filtering in feedback control of the carrier tracking loop, higher and more stable performance can be given in high dynamic and weak signal environments. Finally, the test results show that the feedback control-based EKF and UKF model can perform precise carrier tracking, and make a good limitation of loop error, both of which lead to realization of high performance of signal tracking.

Key words: BeiDou signal; carrier tracking; non-linear Kalman filter; state feedback control

0 引 言

北斗卫星导航系统(BeiDou navigation satellite system)由我国自主建立、独立运行,具有极大的实用价值和战略意义.跟踪环路是卫星信号接收机中最薄弱的工作环节,当载体动态较高或环境噪声影响较大时,由于动态应力误差、热噪声误差等因素的影响,导致跟踪不准确^[1],易造成环路的失锁.

高性能跟踪技术研究的目标是提高跟踪处理过程的适应性,在高动态且低信噪比的条件下对卫星信号载波进行精确跟踪.在 20 世纪七八十年代,美国喷气推进实验室就针对高动态应用中的卫星信号参数估计提出一系列算法,并进行了验证^[2].高动态和弱

信号环境分别在载波跟踪环路中增加了动态应力噪声和热噪声,因此基于状态估计的滤波技术在载波跟踪过程中可以有很好的应用^[3].先后有学者将最大似然估计^[4]和卡尔曼滤波方法^[5]运用于跟踪环路^[6].然而,滤波模型仅能对接收端信号状态进行估计,并不能直接有效地影响跟踪环路的工作性能,甚至会影响跟踪的快速性.

我国的北斗导航系统已于 2012 年 12 月开始正式向亚太大部分地区提供无源定位、导航和授时等服务,预计于 2020 年完成系统的全球全天候覆盖.本文针对噪声对信号跟踪环路的影响,设计以环路相关积分值为观测量的状态估计滤波器对跟踪环路的状态

收稿日期: 2013-03-26; 修回日期: 2013-06-27.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61273057, 91016019, 60904091); 航空科学基金项目(20100852010); 南航基本科研业务费专项研究基金项目(NP201149).

作者简介: 李荣冰(1977—),男,副教授,博士,从事卫星导航、惯性导航等研究; 刘建业(1957—),男,教授,博士生导师,从事卫星导航、惯性导航及组合导航等研究.

量进行估计,使环路摆脱鉴相器鉴相范围的限制.基于精确估计的状态量设计状态反馈控制律,并利用模拟器产生的仿真信号对跟踪状态估计滤波器以及反馈控制环路性能进行验证与分析.

1 北斗 B1 频点信号载波跟踪技术研究

北斗 B1 频点正交调制(QPSK)信号是通过将 I (同相)、 Q (正交相)两个支路的“测距码+导航电文”正交调制在载波上构成的.从卫星 j 发送的标准信号格式可表示为

$$S^j(t) = A_I C_I^j(t) D_I^j(t) \cos(2\pi f t + \varphi^j) + A_Q C_Q^j(t) D_Q^j(t) \sin(2\pi f t + \varphi^j). \quad (1)$$

其中:上角标 j 为卫星编号;下角标 I, Q 分别表示 I 支路和 Q 支路; A 为信号振幅; C 为测距码; D 为调制在测距码上的数据码; f 为载波频率; φ^j 为载波初始相位.式(1)的具体参数数值如表 1 所示^[7].

表 1 北斗 B1 频点信号参数

信号参数	数值
标称频率/MHz	1561.098
调制方式	QPSK
同相支路测距码速率/Mcps	2.046
同相支路测距码码长/chips	2046

北斗导航卫星发射的信号属于扩频信号, QPSK 一定程度上相当于两路二相调制(BPSK)信号的叠加,故适用于 BPSK 调制信号的跟踪方法也可用于 QPSK 调制信号的跟踪.

为了调整本地信号与输入信号对应,跟踪过程的核心问题是精确跟踪多普勒频率的变化,为了减小环路中的噪声影响,利用以相关积分值作为观测量的非线性状态估计滤波器进行建模,对本地信号进行估计和反馈控制是实现误差最小跟踪环路的有效方法.

2 北斗 B1 信号非线性卡尔曼跟踪建模

在跟踪环路中设计状态估计滤波,利用上一时刻状态量对当前时刻状态进行估计的基础上,结合实时量测信息对状态估计值进行修正,以得到更准确的当前状态估值.综合以上特点,定义载波跟踪环路状态量为^[8-9]

$$x = [\Delta\theta \quad \omega \quad \dot{\omega}]^T. \quad (2)$$

其中: $\Delta\theta$ 为本地载波与真实输入载波相位差, ω 为输入载波频率, $\dot{\omega}$ 为输入载波频率的变化率.在每个长度为 T 的相关积分周期前后,状态矢量 x_k 与 x_{k-1} 存在的具体变换关系如下^[10]:

$$\begin{cases} \Delta\theta_k = \Delta\theta_{k-1} + \omega_{k-1}T + \frac{1}{2}\dot{\omega}_{k-1}T^2 - u_{k-1}T, \\ \omega_k = \omega_{k-1} + \dot{\omega}_{k-1}T, \\ \dot{\omega}_k = \dot{\omega}_{k-1}, \end{cases} \quad (3)$$

其中 u 为本地载波频率,作为系统的输入控制量.整理后可得到状态转移方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta\theta_k \\ \omega_k \\ \dot{\omega}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{1}{2}T^2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta_{k-1} \\ \omega_{k-1} \\ \dot{\omega}_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{k-1}. \quad (4)$$

通常情况下,载波跟踪环路通过对鉴相器输出的相位差信息进行滤波来实现本地信号对输入信号的跟随,利用卡尔曼滤波器以相位差为观测量进行状态估计滤波可减小鉴相器输出的误差.环路观测方程为

$$\Delta\theta_{k-1,k} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2}T & \frac{1}{6}T^2 \end{bmatrix} [\Delta\theta_k \quad \omega_k \quad \dot{\omega}_k]^T + \frac{1}{2}T u_{k-1}. \quad (5)$$

鉴相器的输出来源于环路相关积分值 I_P 和 Q_P ^[10],即

$$\begin{aligned} I_P &= AD(t)R(\Delta\tau) \cos(\Delta\theta) + N_{IP}(t), \\ Q_P &= AD(t)R(\Delta\tau) \sin(\Delta\theta) + N_{QP}(t). \end{aligned} \quad (6)$$

其中: A 表示信号幅值; $R(\Delta\tau)$ 表示测距码自相关函数; $\Delta\theta$ 表示载波相位差(包括多普勒频移产生的附加相位); $N_{IP}(t), N_{QP}(t)$ 表示信号噪声.

直接将 I_P 和 Q_P 作为观测信息,利用扩展卡尔曼滤波(EKF)和无迹卡尔曼滤波(UKF)的方法进行状态估计,如图 1 所示,以解决使用鉴相器过程中的鉴相范围问题,具有较高滤波精度,能够提高载波跟踪环路性能.

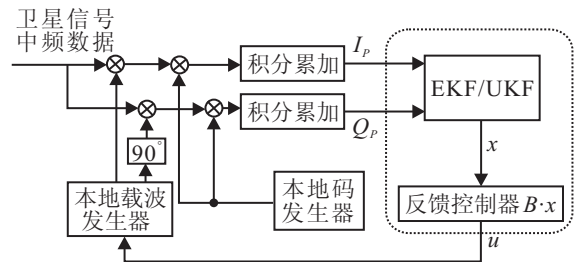


图 1 非线性 KF 载波跟踪环路结构

本文针对载波跟踪环路进行滤波模型研究,认为码环已经同步,即 $\Delta\tau \rightarrow 0$, $R(\Delta\tau)$ 为常数.通过对式(6)进行简化,可得到以下观测方程:

$$\begin{aligned} I_P &= A_P \cos(\Delta\theta) + N_{IP}(t), \\ Q_P &= A_P \sin(\Delta\theta) + N_{QP}(t). \end{aligned} \quad (7)$$

转化为与状态量 x 相关的矢量形式为

$$\begin{bmatrix} I_P \\ Q_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_P \cos \Delta\theta_k \\ A_P \sin \Delta\theta_k \end{bmatrix}. \quad (8)$$

2.1 基于相关积分值的载波跟踪 EKF 建模

EKF 通过对非线性函数的泰勒展开式进行线性截断以实现线性化近似.将式(8)线性化后可得到以下观测矩阵:

$$h(x) = \begin{bmatrix} A_P \cos(Lx_k) \\ A_P \sin(Lx_k) \end{bmatrix},$$

$$L = [1 \ 0 \ 0 \ 0], \quad (9)$$

$$H(k) = \frac{\partial}{\partial x} h(x)|_{x=\hat{x}(k)} = \begin{bmatrix} -A_P \sin \Delta \hat{\theta}(k) \\ A_P \cos \Delta \hat{\theta}(k) \end{bmatrix} L = \begin{bmatrix} -A_P \sin \Delta \hat{\theta}(k) & 0 & 0 & 0 \\ A_P \cos \Delta \hat{\theta}(k) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

由于观测矩阵 $H(k)$ 需要根据每次的一步预测状态量进行估计, 滤波过程的解算顺序有较为明确的规定, 具体滤波过程如下.

Step 1: 状态一步预测

$$\hat{x}_{k,k-1} = \varphi_{k,k-1} \hat{x}_{k-1};$$

Step 2: 方差一步预测

$$P_{k,k-1} = \alpha^2 \varphi_{k,k-1} P_{k-1} \varphi_{k,k-1}^T + Q;$$

Step 3: 量测矩阵估计

$$H_k = \frac{\partial}{\partial x} h(x)|_{x=\hat{x}_{k,k-1}};$$

Step 4: 最优滤波增益

$$K_k = P_{k,k-1} H_k^T [H_k P_{k,k-1} H_k^T + R]^{-1};$$

Step 5: 最优状态估计

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k,k-1} + K_k [z_k - h(\hat{x}_{k,k-1})];$$

Step 6: 方差估计

$$P_k = (I - K_k H_k) P_{k,k-1}.$$

EKF 通过一阶线性化的方程对系统进行逼近, 为了减少滤波器的记忆效应, 采用渐消记忆法调整滤波过程中新旧数据对滤波结果的影响程度, 从而增大新数据权重. 方差一步预测过程中的参数 α 即用于新旧数据权值的调整, 为大于 1 的加权系数, 用于调节旧数据权重, 取经验值 $\alpha = 1.027$ (对应大约 40 个旧数据样值^[11]).

2.2 基于相关积分值的载波跟踪 UKF 建模

随着计算机性能的提升, 统计线性化的应用越来越广, UKF 便是这样一种适用于非线性模型的状态估计器. UKF 方法通过 UT (unscented transform) 变换, 利用一定数量的采样点对非线性密度函数进行逼近, 通过精确获取状态的均值和方差来实现尽可能准确的状态估计^[12].

状态估计滤波的状态转移方程和量测方程分别为式 (4) 和 (8), UKF 通过 UT 变换对状态估计进行拟合. 在 UT 变换中, Sigma 点的选择要确保能够表征状态变量的主要特征, 故确定 Sigma 点采样策略非常重要, 即确定 Sigma 点个数、位置和对应的权值.

在 UKF 中进行统计特性递推所需要的采样过程如下: 已知 n 维随机变量 x 的均值 \bar{x} 及其方差 P_x , 由矩阵 $\pm \sqrt{n P_x}$ 的各个列构成 $2n$ 个采样点向量, 则该向量集的均值为 \bar{x} , 方差为 P_x . 例如: 引入参数 λ , 即取 $\pm \sqrt{(n + \lambda) P_x}$ 的各个列, 采样点集的均值未改变, 但其分布稀疏程度被改变.

2.3 载波跟踪滤波状态反馈控制律设计

采用现代控制的理论和方法, 利用状态矢量推算用于控制本地载波生成的控制量, 以实现环路的反馈控制, 从而完成卡尔曼滤波器对环路滤波器的替代, 如图 2 所示.

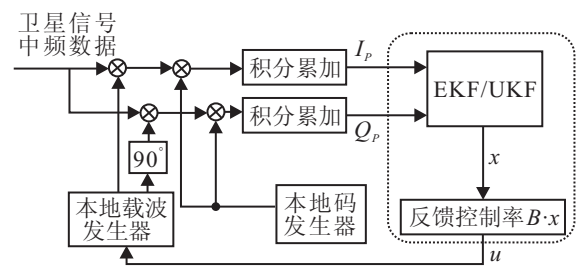


图 2 环路状态估计滤波反馈控制结构

为了实现最佳载波跟踪性能, 期望本地载波信号与输入载波的相位差为 0, 在环路状态估计的基础上, 可利用当前时刻 (k 时刻) 的本地载波与真实输入载波相位差 $\Delta \theta_k$ 、输入载波频率 ω_k 以及输入载波频率的变化率 $\dot{\omega}_k$ 对下一时刻 ($k+1$ 时刻) 的载波相位差进行外推, 可得

$$\Delta \theta_{k+1} = \Delta \theta_k + \omega_k T + \frac{1}{2} \dot{\omega}_k T^2 - u_k T. \quad (11)$$

由于期望相位差值为 0, 令式 (11) 中 $\Delta \theta_{k+1} = 0$, 可得 k 时刻的控制量为

$$u_k = \frac{\Delta \theta_k}{T} + \omega_k + \frac{1}{2} \dot{\omega}_k T, \quad (12)$$

表示为与状态矢量间的对应关系为

$$u_k = B \cdot x_k = [1/T \ 1 \ T/2] [\Delta \theta_k \ \omega_k \ \dot{\omega}_k]^T. \quad (13)$$

3 实验验证与分析

针对 EKF、UKF 载波跟踪模型以及环路状态反馈控制律, 分别从信号强度和载体动态两个方面对上述模型和方法进行实验和分析.

3.1 较弱信号情况下滤波跟踪环路性能验证分析

在理想情况下, 接收端卫星信号载噪比为 45 dB-Hz, 以载噪比为 36 dB-Hz 的卫星信号为实验对象, 针对不同的跟踪环路, 分别进行信号的跟踪性能比较, EKF 和 UKF 的相位跟踪误差如图 3 所示. 在总长度为 15 s 的数据中, 前 5 s 采用传统的二阶跟踪环路; 中间 5 s 采用非线性卡尔曼滤波器进行环路状态的估计, 保留二阶环路滤波器; 最后 5 s 利用非线性滤波状态量对本地信号进行反馈控制.

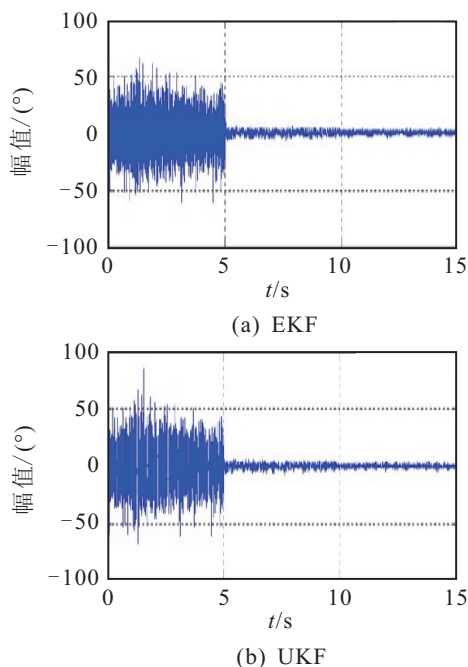


图3 EKF/UKF滤波跟踪环路相位误差

3.2 载体动态情况下滤波跟踪环路性能验证分析

为了进一步研究EKF和UKF在动态环境中的工作性能,设计了一个加速度呈阶跃上升变化的航迹,初始状态静止,初始加速度为 $2g$,最高加速度为 $10g$,每 $2s$ 加速度阶跃上升 $2g$,仿真时间为 $10s$,在整个运动过程中加速度变化范围为 $2\sim 10g$,速度变化范围为 $0\sim 600m/s$,信号载噪比为 $45dB-Hz$.

图4和图5分别为EKF和UKF的跟踪环路相位误差.由图4和图5可知:在不进行状态反馈控制而仅采用二阶环路滤波器控制本地信号生成情况下,相位误差与加速度变化呈相同的变化趋势,本地载波信号相位准确性不高;而EKF和UKF的状态反馈控制

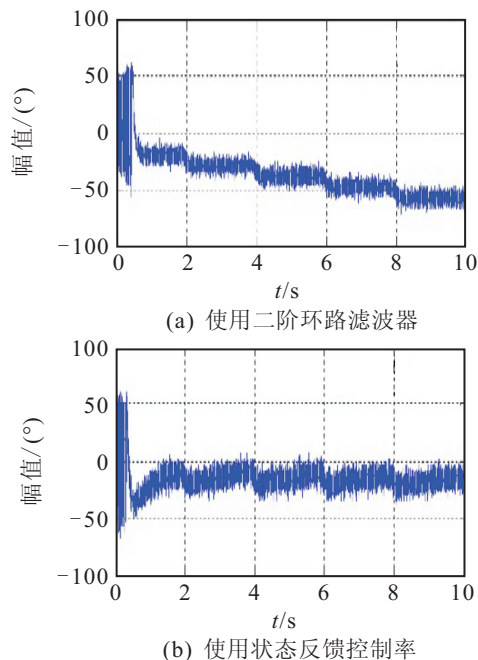


图4 阶跃加速度航迹EKF跟踪环路相位差

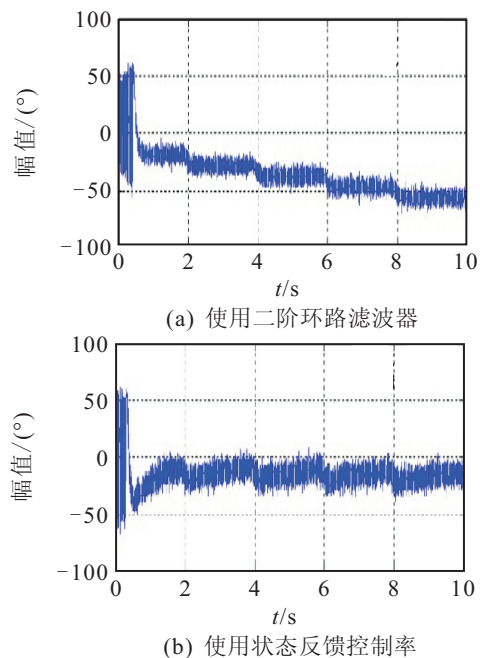
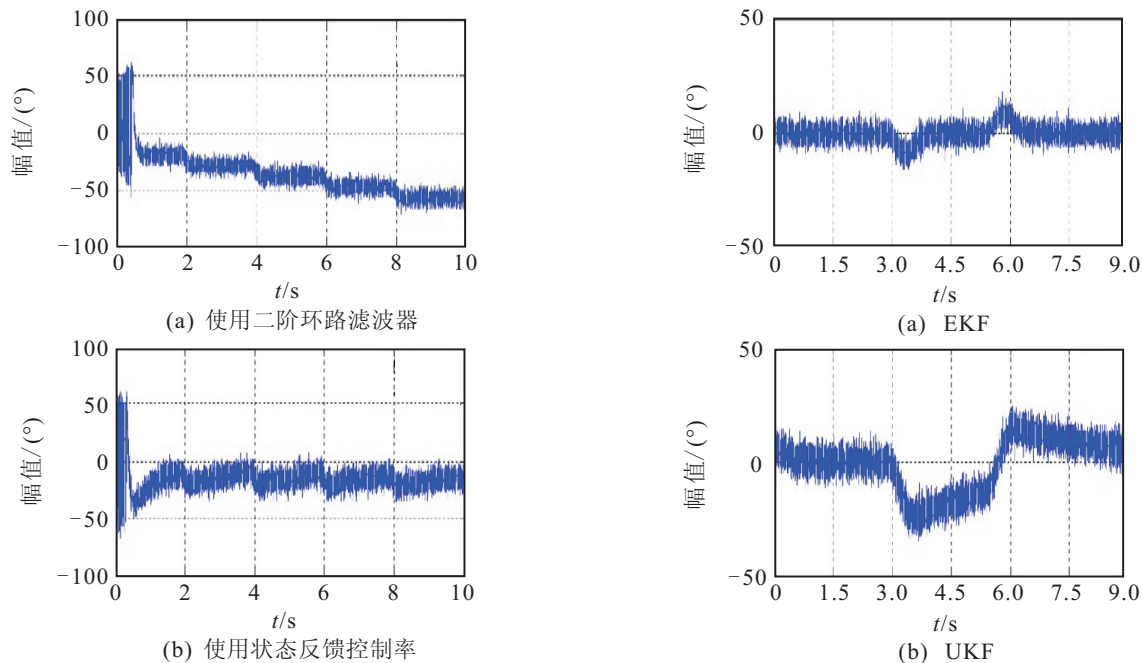


图5 阶跃加速度航迹UKF跟踪环路相位差

跟踪环路每当载体加速度出现阶跃变化后,都能很快地完成对本地载波信号的调整,保持相位差在较小的范围内,且抖动较小.

设计存在加速度快速变化的载体运动^[13]如下:初始速度为 $-100m/s$,初始加速度为 $-25g$,幅值为 $100g/s$ 的正向、负向两种加速度的变化分别持续 $0.5s$,两次加速度变化之间为持续 $2s$ 的恒定加速度状态.

图6为对应EKF和UKF滤波模型的反馈控制载波跟踪环路相位差.通过比较 $3\sim 6s$ 内的高动态阶段的误差可知,EKF跟踪环路仅在加速度脉冲变化处出现小幅的相位差波动,且在较短时间内恢复平稳,这样能够更为精准地跟踪载体动态.

图6 \dot{a} 脉冲航迹反馈控制载波跟踪环路相位差

基于以上仿真实验,可得到以下结论:

1) 状态反馈控制环路和正确的反馈控制律能够保证本地信号对输入信号的准确、快速跟踪;

2) 在弱信号情况下, EKF和UKF滤波跟踪性能相近,可针对具体的环路误差情况进行选择使用;

3) 在高动态运动情况下,尤其是加速度快速变化阶段, EKF方法具有较明显的性能优势,有利于载体高动态情况下信号的准确、快速跟踪.

4 结 论

本文针对环路相关积分结果的非线性特性,研究了基于EKF和UKF非线性滤波模型及方法,提出了利用滤波估计状态量进行状态反馈控制的方法,且成功地将环路载波跟踪误差控制在零值附近.最后,通过弱信号及不同动态实验设计,分别对基于EKF和UKF的反馈控制方法进行验证和分析,结果表明基于EKF和UKF的状态反馈控制载波跟踪环路均具有良好的跟踪性能,且EKF能够实现误差的迅速收敛,较UKF具有更好的提高高动态环境下接收机信号跟踪性能的能力.

参考文献(References)

- [1] Jason Zhang, Kefei Zhang, Ron Grenfell, et al. On the relativistic doppler effect for precise velocity determination using GPS[J]. *J of Geodesy*, 2006, 80(2): 104-110.
- [2] 向洋. 高动态GPS载波跟踪技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学 电子与信息工程学院, 2010.
(Xiang Y. Study on high dynamic gps carrier tracking techniques[D]. Wuhan: The Department of Electrics and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, 2010.)
- [3] Nesreen I Ziedan, James L Garrison. Extended Kalman filter-based tracking of weak GPS signals under high dynamic conditions[C]. *ION GNSS 17th Int Technical Meeting of the Satellite Division*. Long Beach, 2004: 20-31.
- [4] Hurd W, Statman J, Vlnrotter V. High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking[J]. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 1987, 23(4): 425-437.
- [5] Hinedi S. An extended Kalman filter based automatic frequency control loop[J]. *TDA Progress Report*, 1988, 42(95): 219-228.
- [6] Vlnrotter V, Hinedi S, Kumar R. Frequency estimation techniques for high dynamic trajectories[J]. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 1989, 25(4): 559-577.
- [7] 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公开服务信号(2.0版)[EB/OL]. [2013.12]. <http://www.beidou.gov.cn/>.
(China Satellite Navigation Office. BeiDou navigation satellite system signal in space interface control document open service signal(Version 2.0)[EB/OL]. [2013.12]. <http://www.beidou.gov.cn/>.)
- [8] Mark L Psiaki. Smoother-based GPS signal tracking in a software receiver[C]. *ION GPS 2001*. Salt Lake City, 2001: 2900-2913.
- [9] Petovello M G, O'Driscoll C, Lachapelle G. Weak signal carrier tracking using extended coherent integration with an ultra-tight GNSS/IMU receiver[C]. *European Navigation Conf*. Toulouse, 2008: 1-11.
- [10] Miao J F, Chen W, Sun Y R, et al. Adaptively robust phase lock loop for low C/N carrier tracking in a GPS software receiver[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2011, 37(1): 52-60.
- [11] 王方堂. 基于UKF的高动态GNSS软件接收机载波跟踪算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学 航天学院, 2010.
(Wang F T. Research of carrier tracking algorithm based on UKF for high dynamic GNSS software receiver[D]. Harbin: School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, 2010.)
- [12] 李荣冰, 刘建业, 赖际舟, 等. Sigma-Point直接式卡尔曼滤波惯性组合导航算法[J]. *控制与决策*, 2009, 24(7): 1018-1022.
(Li R B, Liu J Y, Lai J Z, et al. Sigma-Point direct Kalman filtering algorithm for inertial integrated navigation system[J]. *Control and Decision*, 2009, 24(7): 1018-1022.)
- [13] Vlnrotter V, Hinedi S, Kumar R. Frequency estimation techniques for high dynamic trajectories[J]. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 1989, 25(4): 559-577.

(责任编辑: 滕 蓉)