

# 基于 UKF 的高动态 GPS 载波跟踪<sup>①</sup>

张光龙, 张会生, 李立欣

(西北工业大学 电子信息学院, 西安 710129)

**摘要:** 在高动态环境下, 传统的 GPS 载波跟踪环无法保证可靠的跟踪. 本文提出一种改进的基于无迹卡尔曼滤波的高动态载波跟踪方法, 采用频率快速牵引方法来保证滤波快速收敛, 并加入了一种载波幅度的估计方法. 利用美国喷气推进实验室高动态载体模型对环路的跟踪性能进行了测试. 测试结果表明, 该方法在高动态环境下不仅能快速牵入和锁定载波信号, 而且在高达 100g/s 的加加速度作用过程中也能持续精确的跟踪.

**关键词:** 高动态; GPS; 无迹卡尔曼滤波; 载波跟踪

## High Dynamic Carrier Tracking Method Based on UKF

ZHANG Guang-Long, ZHANG Hui-Sheng, LI Li-Xin

(School of Electronics and Information, Northeastern Polytechnical University, Xi'an 710129, China)

**Abstract:** Under high dynamic situation, the typical GPS carrier tracking loop can not guarantee a reliable tracking. In this paper an improved high dynamic carrier tracking method based on unscented Kalman filter is presented, a rapid frequency traction method is adopted to ensure that the filter can convergence quickly, and joining a carrier amplitude estimation method. The U.S Jet Propulsion Laboratory high dynamic carrier model is used to test the loop tracking performance, the test results show that the method can not only pull-in and lock the carrier signal quickly in a high dynamic environment, but under the the jerk of up to 100g/s which also have a continuous and precise tracking performance.

**Key words:** high dynamic; GPS; unscented Kalman filter; carrier tracking

全球定位系统(Global Positioning System, GPS)能够在全球范围内全天候提供高精度的定位及导航服务, 在民用及军用领域得到了广泛的应用. 在高动态环境下, 由于载体的高速运动使接收信号载波多普勒频移随时间变化得非常快, 此时, 若采用普通的接收机, 载波跟踪环路带宽要能大到足够容忍这种动态引起的载波频率和相位的正常波动, 以保证环路对信号的持续跟踪, 然而, 环路带宽越宽, 越多频率成分的噪声被允许进入环路, 导致环路的噪声性能变差, 信号的跟踪也就越不准确, 因此传统的锁相环是不能直接运用到高动态接收机上的. 为了解决上述问题, 一些学者提出将卡尔曼滤波器或者无迹卡尔曼滤波器运用于载波跟踪环路<sup>[1-3]</sup>, 在系统模型建立准确和噪声统计

特性已知的前提下, 经过滤波器的递推可以获得较为精确的载波相位估计值, 从而提高跟踪的精度.

然而, 上述的方法只跟踪了频率的变化, 没有考虑相位的变化, 而且上述的方法都没有考虑载波幅度波动对跟踪环路的影响, 因此上述的高动态模型不能完全解决最优估计问题, 只能说是次最优的, 也不能运用于实际中. 本文针对高动态环境的特性提出一种基于 UKF 的改进的载波跟踪方法, 考虑载波幅度波动的影响, 并加入了一种频率牵引的方法, 最后通过仿真验证, 证实所设计环路理论的正确性及跟踪性能的优越性.

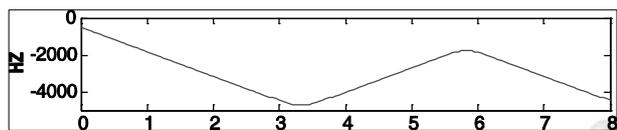
## 1 JPL高动态载体模型

用于测试本文提出的载波跟踪环跟踪性能的高动

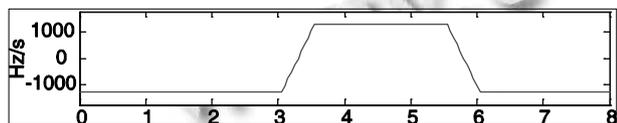
① 基金项目: 陕西省自然科学基金(2012JQ8025); 西北工业大学基础研究基金(FFR-NPU-JC201118); 西北工业大学电子信息学院“E之星”项目(E20110003)

收稿时间: 2013-07-24; 收到修改稿时间: 2013-09-12

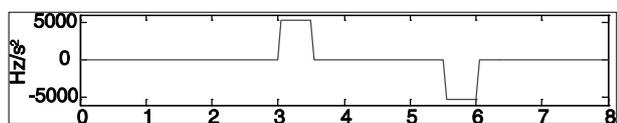
态的指标是根据美国喷气推进实验室(JPL)定义的高动态模拟环境<sup>[4]</sup>. 整个高动态过程的持续时间为 8s, 其中最为严重的动态发生在 3s-3.5s 和 5.5s-6s. 两个时间段内都有幅度为 100g/s 的正、负加加速度, 其间是 25g 的常加速运动. 高动态运动的速度、加速度和加加速度随时间的变化轨迹分别如图 1 中(a)、(b)和(c)所示, 这里的速度、加速度和加加速度指标均可用 GPS L1 信号的转换因子 5.25Hz/(m/s) 转换成相应的环路输入测试信号的 Doppler 频率及其一阶和二阶导数.



(a) 多普勒频移(对应速度)



(b) 多普勒一阶导数(对应加速度)



(c) 多普勒二阶导数(对应加加速度)

图 1 JPL 高动态载体模型

将以上高动态模型运用到 GPS 信号中, 我们就可以得到 GPS 信号的表达式:

$$s(t_k) = A \cdot C(t_k - \tau(t_k)) \cdot D(t_k - \tau(t_k)) \cdot \cos[\omega_{IF} t_k + \theta(t_k)] + N(t_k) \quad (1)$$

式中  $A$  表示信号的幅度,  $C(\bullet)$  表示速率为 1.023MHz 的伪随机码,  $D(\bullet)$  为频率为 50Hz 的导航数据,  $\omega_{IF}$  是中频信号的角频率,  $\theta$  是接收机相对卫星高动态运动的时变多普勒频移所引起的载波相位,  $N(\bullet)$  是单边功率谱密度为  $N_0$  的零均值高斯白噪声,  $\tau(\bullet)$  是  $t_k$  时刻的传输时延.

## 2 基于UKF的高动态GPS载波跟踪环

由于在高动态环境下信号的相位变化快, 幅度也在衰减, 采用 FLL 辅助 PLL 的方法容易造成接收机失锁<sup>[5]</sup>. 最优滤波算法中的非因果滤波, 能有效的抵抗失锁. 所以可以采用基于 UKF 的跟踪方法来跟踪高动态载波信号的相位<sup>[6]</sup>, 并应用到软件接收机.

### 2.1 载波跟踪环原理框图

在 1ms 内导航数据没有发生跳变,  $I_{ps}$  和  $Q_{ps}$  是 GPS L1 上的即时累加值, 用本地产生的 CA 码将接收信号中的 C/A 码彻底剥离<sup>[7]</sup>, 表达式如下:

$$Q_{ps,k} = \sum \{A_{k,j} \cdot CA(t_{k,j} - \tau_{k,j}) \cdot \sin(\theta_{k,j}) \cdot CA(t_{k,j} - \hat{\tau}_k)\} \quad (2)$$

$$I_{ps,k} = \sum \{A_{k,j} \cdot CA(t_{k,j} - \tau_{k,j}) \cdot \cos(\theta_{k,j}) \cdot CA(t_{k,j} - \hat{\tau}_k)\}$$

$$Q_{ps,k} = \bar{A}_k \cdot D(k) \cdot \sin(\theta_k) \cdot \Lambda(\Delta\tau_k) \quad (3)$$

$$I_{ps,k} = \bar{A}_k \cdot D(k) \cdot \cos(\theta_k) \cdot \Lambda(\Delta\tau_k)$$

这里  $k$  和  $j$  分别是在第  $t_k$  和  $t_{k+1}$  时间段内的第  $k$  次时间间隔和第  $j$  个采样点,  $\hat{\tau}_k$  是估计的传输延迟,  $\bar{A}_k$  是扩频后的信号幅度均值,  $\Delta\tau_k$  是码相位误差均值,  $\Lambda(\cdot)$  是 CA 码的自相关函数, 当  $\Delta\tau_k = 0$  时,  $\Lambda(\Delta\tau_k)$  值为 1.

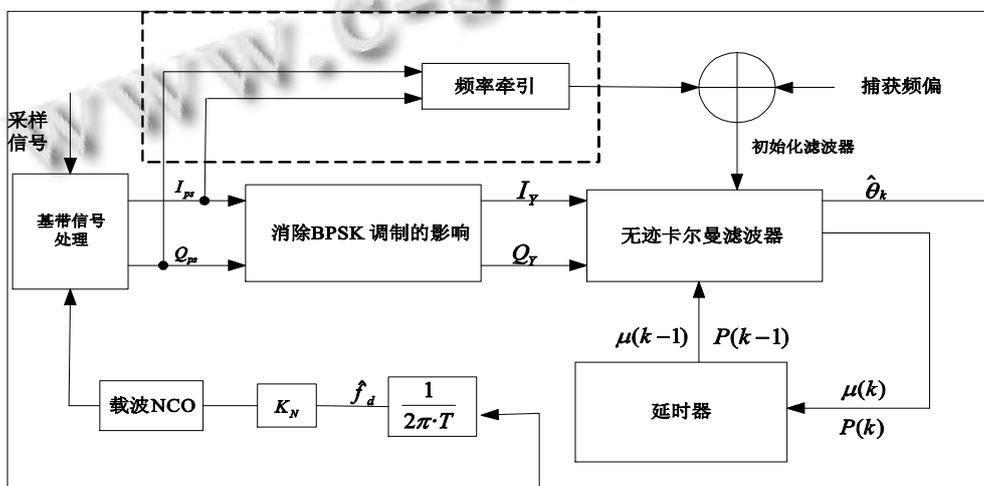


图 2 基于 UKF 的高动态载波跟踪环原理框图

如果即时信号  $I_{ps,k}$  和  $Q_{ps,k}$  被直接送进 UKF, 数据  $D(t_k)$  的跳变将会使滤波器不能正确的鉴别出载波的相位, 从而导致信号失锁. 因此, 用(4)式来消除  $D(t)$  跳变的影响.

$$\begin{aligned} I_{ps,k}^2 - Q_{ps,k}^2 &= \overline{A_k^2} \cdot D(t_k)^2 \cdot \Lambda(\Delta\tau_k)^2 \cdot \cos(2\theta_k) + N_k \\ 2 \cdot I_{ps,k} \times Q_{ps,k} &= \overline{A_k^2} \cdot D(t_k)^2 \cdot \Lambda(\Delta\tau_k)^2 \cdot \sin(2\theta_k) + N_k \end{aligned} \quad (4)$$

这种跟踪环工作在半开环模式, 可以直接跟踪当前载波多普勒的附加相位, 而不是传统闭环的相位误差. UKF 在这里被用来取代了鉴相器和环路滤波器, 因此它不受鉴别器范围和环路带宽的约束, 使动态范围和跟踪精度都得到了提高<sup>[8]</sup>.

## 2.2 频率快速牵引

由频率漂移和本地误差导致的捕获偏差通常高达 40~50Hz, 在信号的捕获过程中, 如果将这样的结果直接用于初始化滤波器会引起滤波器发散, 即使滤波器收敛了, 跟踪的精度也会受到影响. 使用鉴频器进行快速频率牵引可以有效的解决这种影响, 使频率的偏差小于 5Hz<sup>[9]</sup>.

$$Cross(k) = I_{ps,k-1} \cdot Q_{ps,k} - I_{ps,k} \cdot Q_{ps,k-1} \quad (5)$$

$$Dot(k) = I_{ps,k-1} \cdot I_{ps,k} - Q_{ps,k} \cdot Q_{ps,k-1}$$

$$\Delta w_k = \frac{1}{T} \text{atan} 2(Cross(k), Dot(k)) \quad (6)$$

这里  $\Delta w_k$  是频率误差. 上面的过程需要计算 20 个点来得到正确的结果. GPS L1 信号中使用了 BPSK 调制, 在前一个和后一个  $D(t_k)$  可能会存在不一致而得到不正确的  $\Delta w_k$ , 但是仅会有一个这样的点, 它通常是最大或最小值. 将这个点移除后, 平均其余的结果得到正确的  $\Delta w_k$ .

## 2.3 UKF 状态方程

UKF 工作的数学模型是以信号动态特性和累加观测值  $I_{ps,k}$  和  $Q_{ps,k}$  为基础的<sup>[10]</sup>. 信号的动态模型描述了信号系数的时间变化是需要估计的, 包括载波相位, 多普勒频率系数和载波幅度. 在这里考虑信号的幅度是必要的, 一方面, 信号传输中信噪比 SNR 会改变; 另一方面, 公式(1)累加过程中没有完全同步的伪距相位也会引起信号幅度的改变, 如果 UKF 没有考虑这些变化, 它们将被加载进载波相位中, 从而导致跟踪精度的降低.

UKF 的状态方程是线性的, 表达式如下

$$S_k = \Phi S_{k-1} + Q \quad (7)$$

从载波系数的维数中可以看出, 状态矢量是  $S_k = [\hat{\theta}_k \hat{\omega}_{0,k} \hat{\omega}_{1,k} \hat{\omega}_{2,k} \hat{A}_k]^T$ , 其中  $\hat{\theta}$  是估计的多普勒相位;  $\hat{\omega}_0, \hat{\omega}_1, \hat{\omega}_2$  分别表示估计多普勒的角频率及其一阶和二阶变化率.  $\hat{A}_k$  是载波信号的幅度.  $\Phi$  是传输矩阵,  $\Delta t$  是环路的更新周期, 状态噪声矩阵  $Q$  的计算如下:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & \Delta t^2 / 2 & \Delta t^3 / 6 & 0 \\ 0 & 1 & \Delta t & \Delta t^2 / 2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$L = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \quad (9)$$

$$W_c = \text{diag}[25 \ 625 \ 3 \times 10^4 \ 4 \times 10^{10} \ 1] \quad (10)$$

$$Q = \int_0^{\Delta t} \Phi(\Delta t - \tau) L W_c L^T \Phi^T(\Delta t - \tau) d\tau \quad (11)$$

## 2.4 观测方程

观测方程式的表达式如下:

$$Y(k) = h(k, S(k)) + n(k) \quad (12)$$

公式(12)与鉴相器函数的功能一样, 也是非线性的. 为了使用归一化的滤波器模型系数, 可通过如下方法来选择观测方程.

观测噪声矩阵为

$$n^T(k) = [n_l(k) \ n_c(k)] \quad (13)$$

观测噪声方差矩阵为

$$R = E[n(k)n^T(k)] = \begin{bmatrix} \sigma_n^2 & 0 \\ 0 & \sigma_n^2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

这里  $\sigma_n^2 = N_0 / (2T)$ ,  $N_0$  为观测噪声的单边功率谱.

对载波幅度进行估计时, 可以归一化载波信号幅度, 因为归一化状态变量  $\hat{A}_k$  的初始值可以被直接赋为 1, 因此很容易获得归一化的滤波系数. 使用以下的方法来估计信号的幅度:

$$\hat{A}_k^2 = \sum_{j=k+1-n}^k (I_{ps,j}^2 + Q_{ps,j}^2) / n \quad (15)$$

$n$  表示累加的点数, 如果  $n$  太大, 就不能及时反映出 SNR 的变化, 但是如果  $n$  太小, 噪声对幅度的影响就会增加.

观测值可以用公式表示成

$$\begin{cases} I_{Y,k} = I_{ps,k}^2 - Q_{ps,k}^2 / \hat{A}_k^2 = \cos(2\theta) + N_0 \\ Q_{Y,k} = 2 \cdot I_{ps,k} \times Q_{ps,k} / \hat{A}_k^2 = \sin(2\theta) + N_0 \end{cases} \quad (16)$$

观测方程如下:

$$Y(k) = \begin{bmatrix} \tilde{A}_k \sin(2\hat{\theta}_k) \\ \tilde{A}_k \cos(2\hat{\theta}_k) \end{bmatrix} + n(k) \quad (17)$$

根据一般情况下的无迹卡尔曼滤波递推算法, 可以建立针对本系统的无迹卡尔曼滤波地推算法:

(1) 根据改进系统的状态模型计算预测均值:

$$\hat{\mu}(k) = \Phi \cdot \mu(k-1) \quad (18)$$

(2) 计算系统的预测方程:

$$\hat{P}(k) = \Phi \cdot P(k-1) \cdot \Phi^T + Q \quad (19)$$

(3) 将  $\hat{\mu}(k)$  扩展为  $\hat{\mu}_a(k) = \begin{bmatrix} \hat{\mu}(k) \\ 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}$ ,  $\hat{P}(k)$  扩展为

$$\hat{P}_a(k) = \begin{bmatrix} \hat{P}(k) & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \text{ 确定扩展后的 Sigma 点集 } \hat{S}_a^{(i)}(k).$$

(4) 根据观测模型计算变换后的预测点集:

$$\hat{Y}^{(i)}(k) = h[\hat{S}_a^{(i)}(k)] \quad (20)$$

(5) 计算系统预测的观测值:

$$\hat{Y}(k) = \sum_{i=0}^p W^{(i)} \hat{Y}^{(i)}(k) \quad (21)$$

(6) 算系统观测值的预测方程:

$$\hat{\Omega}(k) = \sum_{i=0}^p W^{(i)} [\hat{Y}^{(i)}(k) - \hat{Y}(k)] [\hat{Y}^{(i)}(k) - \hat{Y}(k)]^T \quad (22)$$

(7) 计算系统的互协方差阵,  $W^{(i)}$  为权重系数:

$$\hat{P}^{sr}(k) = \sum_{i=0}^p W^{(i)} [\hat{S}_a^{(i)}(k) - \hat{\mu}(k)] [\hat{Y}^{(i)}(k) - \hat{Y}(k)] \quad (23)$$

(8) 根据一般的卡尔曼滤波方程估计来计算无迹卡尔曼滤波方程估计:

$$K(k) = \hat{P}^{sr}(k) \hat{\Omega}^{-1}(k) \quad (24)$$

$$P(k) = \hat{P}(k) - K(k) \hat{\Omega}(k) K^T(k) \quad (25)$$

$$v(k) = Y(k) - \hat{Y}(k) \quad (26)$$

$$\mu(k) = \hat{\mu}(k) + K(k)v(k) \quad (27)$$

由于本系统的观测模型是非线性的, 而状态模型是线性的, 因此这里利用线性卡尔曼方程计算了  $\hat{\mu}(k)$  和  $\hat{P}(k)$ , 而利用预测分布确定的 Sigma 点计算了  $\hat{Y}(k)$ ,  $\hat{\Omega}(k)$ ,  $\hat{P}^{sr}(k)$ .

在每一个环路更新周期  $T$  内, 无迹卡尔曼滤波器输出对系统状态向量  $s(k)$  的均值估计  $\mu(k)$  和误差方差估计  $P(k)$ , 它们经延时器延迟一个环路更新周期  $T$  后被回扩到无迹卡尔曼滤波器的输入端, 参与下一周期的无迹卡尔曼滤波迭代算法. 均值估计  $\mu(k)$  中  $\hat{\theta}_k$  即为环路对输入信号的载波相位, 于是可以得到环路对输入信号多普勒频率的瞬时估计值:

$$\hat{f}_d = \frac{\hat{\theta}_k}{2\pi \cdot \Delta t} \quad (28)$$

瞬时估计量  $\hat{f}_d$  经数乘运算后转换为环路中载波

NCO 所需的输入频率控制字, 将频率控制字反馈回载波 NCO 的输入端, 使整个载波跟踪环闭环<sup>[11]</sup>.

$$F_{CW} = K_N \cdot \hat{f}_d = \frac{2^N}{f_{clk}} \cdot \hat{f}_d \quad (29)$$

这里  $N$  为频率控制字的位数,  $f_{clk} = \frac{1}{T_{clk}}$  为 NCO 的时钟频率, 也是环路输入中频信号的采样频率.

### 3 环路的性能测试与仿真

仿真的条件如下: C/N = 25dB/Hz, RF 前端 2MHz, 中频频率 1.25M, 采样率 7.25MHz. GPS 信号的捕获过程使用 1ms 的数据来完成并行 FFT 快速码相位捕获, 并用 10ms 的数据来完成载波频率的捕获, 码相位误差是 1 码片, 载波频率误差约为 40Hz, 分别用改进的算法对测试多普勒频移, 多普勒一阶频移, 多普勒二阶频移对跟踪环路的影响.

图 3-5 显示了改进的 UKF 算法对输入信号多普勒频移的跟踪情况, 它表明在高动态环境下该算法可以对载体的多普勒频移进行很准确的估计, 具有良好的跟踪性能.

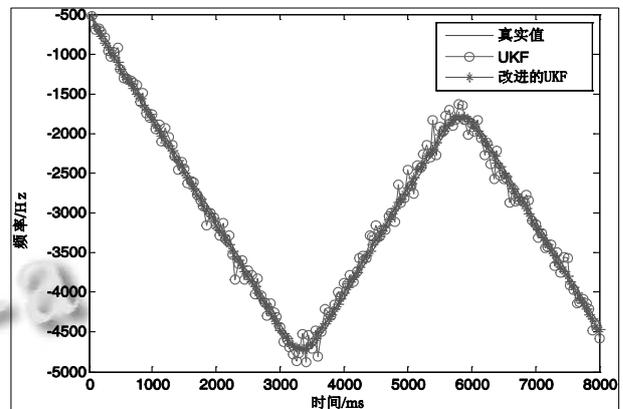


图 3 改进的 UKF 对多普勒频移的跟踪

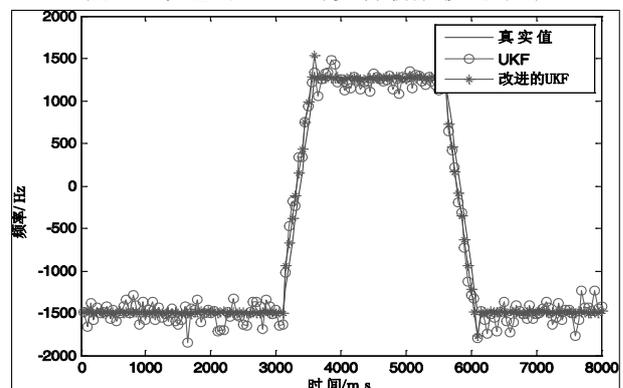


图 4 改进的 UKF 对多普勒频移一阶导数的跟踪

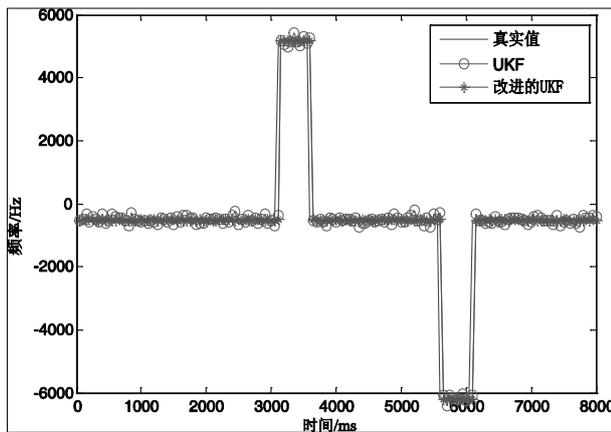


图 5 改进的 UKF 对多普勒频移二阶导数的跟踪

图 6 比较了不同 CNR 下的载波相位的 RMSE 误差, 由图中的曲线可以看出改进的 UKF 的载波相位跟踪精度相比较于一般的 UKF 有明显的改善。

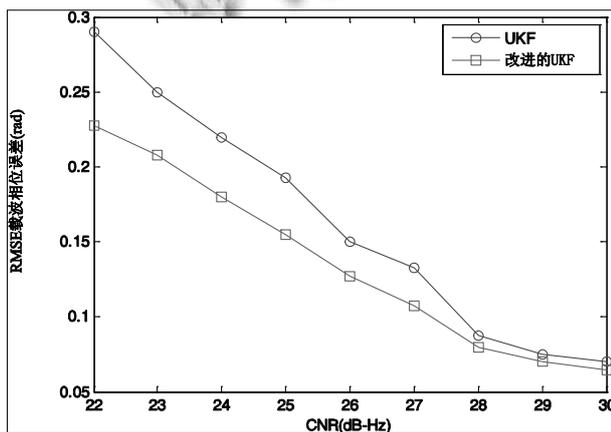


图 6 UKF 的 RMSE 载波相位误差与 CNR 的关系

从图 7、8 中可以看出当有快速牵引时, 跟踪环路锁定时的相位误差小于  $0.2\text{rad}$ , 而当没有快速频率牵引时, 跟踪环路初始时的相位误差可达到  $0.4\text{rad}$ , 初始时的频率误差可达到  $40\text{Hz}$ , 很容易导致滤波器的发散, 进而导致跟踪环路的失锁, 加入的频率快速牵引模块有效的提高了高动态环境下的跟踪精度, 降低了环路的失锁概率。

#### 4 结论

本文所提出的基于 UKF 的高动态载波跟踪方法, 考虑了载波幅度波动对跟踪环路的影响, 加入了频率的快速牵引, 理论分析和仿真结果表明, 本文所提的

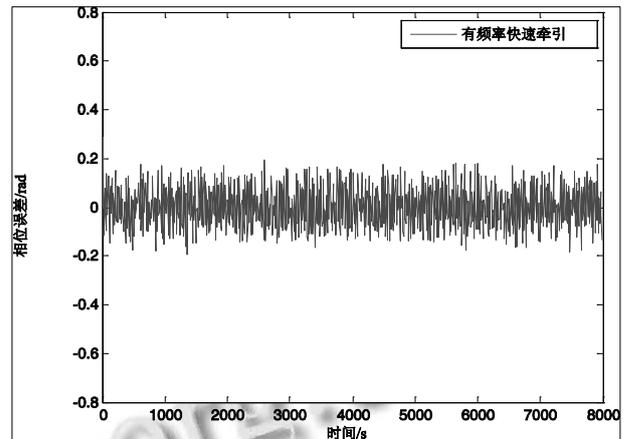


图 7 有频率快速牵引时环路的跟踪误差

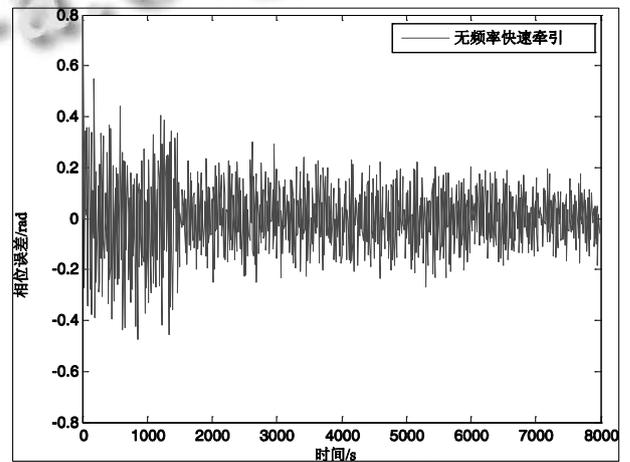


图 8 无频率快速牵引时环路的跟踪误差

方法能对高动态环境下的 GPS 信号进行快速而稳定的频率和相位跟踪, 频率的快速牵引有效的抑制了滤波器的发散, 提高了跟踪的精度。

#### 参考文献

- 1 Hu H, Xu LC. GPS carrier tracking research and simulation. 2008 International Symposium on Information Science and Engineering. 2008. 414-416.
- 2 Liu J, Lu MQ. An adaptive UKF filtering algorithm for GPS position. Estimation. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom'09. 5th International Conference. 2009. 1-4.
- 3 Hurd WJ, Statman JI, Vlnrotter VA. High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1987, (23): 425-437.

(下转第 87 页)

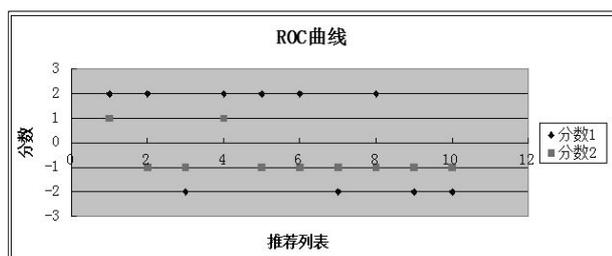


图 6 ROC 曲线

由实验结果可以看出：用户兴趣挖掘算法中引入地域性特征的推荐算法比传统的推荐算法的推荐效果要好，因为引入地域性特征，使得挖掘用户兴趣模型的速度和准确率得到了提高。

## 5 结语

为了有效地提高个性化推荐服务的质量，本文结合中国现代化农资经营电子商务平台，综合用户消费记录，引入农资产品的地域性特征，挖掘用户兴趣模型，并引入遗忘因子动态更新兴趣模型的属性及权重，最后通过计算相似性产生推荐集合，实现了一个农资电子商务推荐系统。随着农业信息化和农资电子商务的不断发展和进步，基于农资的个性化推荐系统将会越来越完善。

## 参考文献

- 1 曾春,邢春晓,周立柱.个性化服务技术综述.软件学报,2002,13(10):1952-1960.
- 2 Amir A, Mohammad SB. A hybrid recommendation technique

(上接第 185 页)

- 4 Vilnrotter VA, Hinedi S, Kumar R. Frequency estimation techniques for high dynamic trajectories. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1989, (25): 559-577.
- 5 田园,吴长奇,牛晓斋.低信噪比高动态信号的载波同步研究.电子测量技术,2009,(5):40-43.
- 6 Kandeepan S, RJ Evans. Bias-free phase tracking with linear and nonlinear systems. Wireless Communication, 2010, (10): 3779-3789.
- 7 田甜,安建平,王爱华.高动态环境下无数据辅助的扩展 Kalman 滤波载波跟踪环.电子与信息学报,2013,(35):63-67.
- 8 Chen X, Wang WJ, Meng WX, Zhang ZZ. High dynamic GPS

- signal tracking based on UKF and carrier aiding technology. based on product category attributes. Expert Systems with Applications, 2009, (36): 11480-11488.
- 3 庄景明,王明文,叶茂盛.基于内容过滤的农业信息推荐系统.计算机工程,2012,38(11):38-40.
- 4 Kim BD, Kim SO. A new recommender system to combine content-based and collaborative filtering systems. Database Marketing, 2001, 6(3): 244-252.
- 5 Rao KN, Talwar VG. Content-based document recommender system for aerospace grey literature: System design. Journal of Library & Information Technology, 2011, 31(3): 189-201.
- 6 聂规划,孟洁,陈冬林.基于内容过滤的数字家庭服务资源推荐技术.武汉理工大学学报,2013,35(2):219-221.
- 7 布红艳,王国胤,董振兴.邮件系统中的兴趣偏移混合型.计算机工程与设计,2011,32(12):4026-4027.
- 8 陈基漓,牛秦洲.用户兴趣模型在图书馆个性化推荐服务中的应用.情报杂志,2009,28(1):190-193.
- 9 Swets JA. Information retrieval systems. Science, 1963, 141: 245-250.
- 10 Swets JA. Effectiveness of information retrieval methods. Amer. Doc., 1969, 20: 72-89.
- 11 Hanley JA, Mcneil BJ. The meaning and use of the area under a receiver operating characteristic (ROC) curve. Radiology, 1982, 143: 29-36.
- 12 Herlocker J, Konstan JA, Terveen L, et al. Evaluating collaborative filtering recommender systems. ACM Trans. on Information Systems, 2004, 22(1): 5-53.

- communications and mobile computing (CMC). 2010 International Conference. 2010. 476-480.
- 9 Vanneea DJR, Coenen JRM. New fast GPS code-acquisition technique using FFT. Electronics Letters, Jan. 1991, (27): 158-160.
- 10 徐佳鹤.基于 UKF 的滤波算法设计分析与应用[学位论文].沈阳:东北大学,2010.
- 11 Zhao HL, Li XL, Zhang J, et al. A novel frequency tracking algorithm in high dynamic environments. IEEE International Conference on WCNIS, 2010, 8: 31-34.
- 12 Julier S, Uhlmann JK. Unscented filtering and nonlinear estimation. IEEE, 2004, 92(3): 401-422.