

# 一种用于深空高动态微弱信号的频率估计算法

宋青平, 刘荣科

(北京航空航天大学电子信息工程学院, 北京 100191)

**摘 要:** 研究了低载噪比与高动态环境下的深空测控系统频率估计算法, 在分析已有方法不足的基础上, 提出了一种基于无迹卡尔曼滤波(UKF)的闭环载波跟踪方法。此方法结合了锁频环鉴别器和 UKF 的优点, 获得了宽的估计范围, 高的估计精度和低的载噪比门限。在分析 UKF 模型的基础上, 此方法还减少了原有 UKF 算法的运算量。仿真过程模拟了接收机的高动态运动轨迹, 结果表明此法具有较好的动态适应能力、收敛性能和跟踪精度, 能够有效地完成低载噪比与高动态环境下的频率估计。此法与基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的频率估计算法相比, 具有更低的频率估计误差, 因此有着良好的应用前景。

**关键词:** 深空测控; 频率估计; 低载噪比; 高动态; 无迹卡尔曼滤波

中图分类号: V443+.1; TN911.23 文献标识码: A 文章编号: 1000-1328(2013)11-1496-06

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2013.11.012

## A Frequency Estimation Algorithm for High Dynamic and Weak Signal in Deep Space

SONG Qing-ping, LIU Rong-ke

(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

**Abstract:** A frequency estimation algorithm for the deep space telemetry, tracking and control (TT&C) system under low Carrier-Noise-Ratio (CNR) and high dynamic conditions is presented in this paper. Considering the drawbacks of the exist algorithms, an advanced closed loop carrier tracking algorithm based on the unscented Kalman filter (UKF) is proposed. This new algorithm combines the advantages of the discriminator of the frequency lock loop and UKF to obtain a wide estimation range, high estimation accuracy and low CNR threshold. In addition, it is found on the basis of the analysis of the two kinds of models that this new algorithm cost much less computational effort than the conventional UKF. The high dynamic trace of receiver is simulated in this paper. The results show that the proposed loop structure can apparently improve dynamic capability, convergence performance and tracking accuracy, thus effectively completing the task of frequency estimation under low CNR and high dynamic conditions. Compared with the frequency estimation algorithm based on extended Kalman filter (EKF), this new algorithm has a much smaller frequency estimation error so that it will have prospective application potential.

**Key words:** Deep space TT&C; Frequency estimation; Low CNR; High dynamic; Unscented Kalman filter

### 0 引 言

在深空测控系统中, 由于通信距离远, 通信目标运动速度快, 因而接收信号具有极低的载噪比和较高的多普勒动态的特点<sup>[1]</sup>。载波频率跟踪通常采

用二阶锁频环<sup>[2]</sup>。由于信噪比极低, 锁频环带宽必须设计的很窄, 以保证环路输出的信噪比以及频率跟踪的精度, 因此环路的捕获带也相应较窄。但当信号的多普勒频移较大, 环路带宽又窄时, 多普勒频移会超过环路的捕获带, 因而不能保证对载波的正

常跟踪。

针对低载噪比和高动态环境下频率估计的问题,主要涉及的算法有最大似然估计(MLE)<sup>[3]</sup>,扩展卡尔曼滤波(EKF)<sup>[4-6]</sup>,无迹卡尔曼滤波(UKF)<sup>[7-9]</sup>,叉积自动频率控制环(CPAFC)<sup>[4]</sup>,基于交叠离散傅里叶变换的自动频率控制环(OD AFC)<sup>[10]</sup>等。基于 MLE 的频率估计算法根据某段观测数据来估计频率,具有较高的估计精度,但是其运算量大,实现困难。另外 MLE 是基于某段观测数据估计,实时性差。基于 CPAFC 与 OD AFC 的频率估计算法是基于鉴频器的负反馈系统,受环路带宽限制较为明显,在低载噪比情况下很难兼顾动态性和跟踪精度的要求。相比其它几种算法,EKF 的总体性能较好,因而应用广泛。但 EKF 有两个缺点:首先,EKF 是将非线性的观测方程线性化,但线性化会引入较大误差,降低稳定性与估计精度<sup>[11]</sup>;第二,EKF 是对信号相位进行估计,估计相位的算法收敛速度较慢,捕获范围较窄,载噪比门限也很难达到要求。

如果采用 UKF 算法,就可以直接利用非线性模型,避免引入线性化误差,提高滤波精度与稳定性<sup>[12]</sup>。UKF 的失锁概率门限比 EKF 低 1dB。但 UKF 依然是对信号相位进行估计,载噪比门限仍然很高。因此本文提出了一种闭环结构,利用 UKF 独特的非线性处理能力,将经过叉积运算后的信号作为 UKF 的观测变量,对叉积相位进行跟踪。这种环路跟踪结构在一定程度上解决了动态性和跟踪精度的矛盾问题,在估计状态向量中去除了相位信息,加快了收敛速度,扩大了捕获范围,降低了载噪比门限。仿真实验证明了本方法对于低载噪比和高动态信号跟踪性能的提高。

## 1 载波跟踪环路设计

### 1.1 载波跟踪环路结构

本文载波跟踪环路采用闭环无迹卡尔曼滤波(UKF)算法。由于去除相位信息的算法与估计相位的算法相比,载噪比门限低 1dB 左右<sup>[10]</sup>,因此需要在 UKF 滤波之前去除相位信息。

环路采用叉积运算去除相位信息。由于完全使用卡尔曼滤波器代替总的锁频环易造成跟踪环路不

稳定,甚至导致滤波结果发散<sup>[13]</sup>。因此,本文利用 UKF 递推估计后的频率误差经过环路滤波器,可以克服频率误差的抖动问题,既能提高环路稳定性又能提高跟踪精度。基于 UKF 闭环载波跟踪环路结构如图 1 所示。图 1 中,接收到的数字中频信号进行载波捕获与跟踪。其中载波捕获模块采用 FFT 鉴频算法,初步确定输入信号的载波频率,具体算法可参见文献[14]。载波捕获完成后,信号的多普勒频偏和多普勒频率变化率被牵引到一个较小的范围,此时启动载波跟踪环路开始工作。

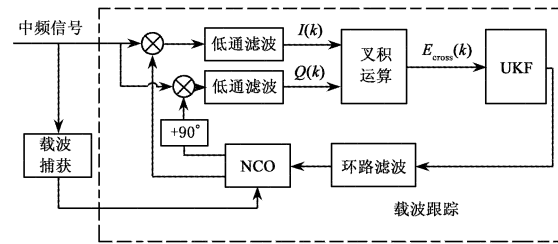


图 1 载波跟踪环路结构

Fig. 1 Structure of carrier tracking loop

设载波跟踪环路中的输入信号为 BPSK 调制信号

$$s(k) = Ab(k) \sin(2\pi f_i k T_s + \theta) + n(k) \quad (1)$$

式中:  $b(k)$  为信息比特,取值 1 或 -1,  $A$  为信号幅度,  $T_s$  为采样间隔,  $f_i$  和  $\theta$  分别为输入信号的频率和相位,  $n(k)$  为高斯白噪声。NCO 信号为

$$\begin{aligned} u_s(k) &= \sin(2\pi f_0 k T_s + \theta_0) \\ u_c(k) &= \cos(2\pi f_0 k T_s + \theta_0) \end{aligned} \quad (2)$$

式中:  $f_0$  和  $\theta_0$  分别为 NCO 信号的频率和相位。则低通滤波(LPF)输出为

$$\begin{aligned} I(k) &= A_1 b(k) \cos(2\pi \Delta f k T_s + \theta - \theta_0) + n_I(k) \\ Q(k) &= A_1 b(k) \sin(2\pi \Delta f k T_s + \theta - \theta_0) + n_Q(k) \end{aligned} \quad (3)$$

式中:  $\Delta f = f_i - f_0$ ,  $n_I(k)$ 、 $n_Q(k)$  分别为同相和正交的噪声分量。

叉积运算后的输出表示如下

$$E_{\text{cross}}(k) = I(k-1)Q(k) - I(k)Q(k-1) \quad (4)$$

则由式(4)可得

$$E_{\text{cross}}(k) = A_2 \sin(2\pi \Delta f_d k T_s) + n'(k) \quad (5)$$

式中:  $\Delta f_d$  为多普勒频率估计残差,  $n'(k)$  为叉积运算后引入的噪声。

### 1.2 估计范围分析

又积鉴频器输出的频率误差为

$$U_e(k) = \frac{\sin(2\pi\Delta f_d k T_s)}{2\pi k T_s} \quad (6)$$

当  $2\pi\Delta f_d k T_s \ll \frac{\pi}{2}$  时,  $U_e(k) = \Delta f_d$ 。从式(6)可以看出,当频差很小时,鉴频输出呈线性,当频差变大时,鉴频输出存在较大误差并且出现非线性变化。即只有当频率范围较窄时才能得到它的准确估计。因此在低载噪比与高动态的环境下,又积鉴频的范围和精度难以满足要求。本文通过 UKF 算法直接对又积相位  $\Delta\theta(k) = 2\pi\Delta f_d k T_s$  进行精确估计来保证环路的正常锁定。将  $\Delta\theta(k)$  按泰勒级数展开

$$\Delta\theta(k+1) = \Delta\theta(k) + T_s\Delta\omega_0(k) + \frac{T_s^2}{2}\Delta\omega_1(k) + \eta(k) \quad (7)$$

式中:  $\Delta\omega_0(k)$ 、 $\Delta\omega_1(k)$  分别为  $\Delta\theta(k)$  的一阶及二阶导数,  $\eta(k)$  为泰勒展开式的余项。UKF 算法对  $\Delta\theta(k)$ 、 $\Delta\omega_0(k)$ 、 $\Delta\omega_1(k)$  一并估计,可以直接得到实际又积相位,消除了数学近似,扩大了估计范围,增加了环路的动态性能。因此将又积鉴频器与 UKF 结合使用,既去除了相位信息,又满足了估计范围的需求。

### 1.3 估计精度分析

由载波跟踪环路结构可知,在估计又积相位的过程中,观测方程为

$$\mathbf{Z}(k) = \begin{bmatrix} A\sin(\Delta\theta(k)) \\ A\cos(\Delta\theta(k)) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k) \quad (8)$$

式中:  $\Delta\theta(k)$  是又积相位,  $\mathbf{n}(k)$  是观测噪声矢量。由式(8)可知,系统的观测方程是非线性的,如果对非线性的观测方程进行线性化处理,则会忽略式(8)中非线性函数泰勒级数展开式的二阶以及更高阶的无穷小量,因此不可避免地给均值和方差的传递带来了误差,从而导致了估计精度的下降。而 UKF 则利用一系列 Sigma 采样点,通过 Unscented (UT) 变换的方法来进行递推和更新,不必再线性化非线性的观测方程,从而降低了线性化带来的精度损失。由文献[9]可知,UKF 的估计精度可以达到二阶以上。因此又积运算后的值经过 UKF 估计后精度明显提升。

图1中所示的结构与 CPAFC 有着共同之处,均是利用环路滤波器来消除噪声的影响。但是 CPAFC 采用的是鉴频的方式,而本文提出的方法采用的是 UKF 递推的方式,在扩大估计范围的同时提高了估计精度,并有效地抑制了噪声,为跟踪较大动态的信号提供了保证。

## 2 简化 UKF 算法

通用 UKF 算法的计算量较大,因为通用 UKF 算法考虑的是状态方程和观测方程均为非线性的情况,所以在时间更新阶段求解预测值和预测误差协方差依然采用基于 UT 变换的思想来实现,先要计算采样点,所得采样点经过状态方程传播后产生时间更新采样点,然后利用时间更新采样点和相应权值来计算预测值和预测协方差阵。但是状态方程可以表示如下

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^T(k) &= [\Delta\theta(k), \Delta\omega_0(k), \Delta\omega_1(k)] \\ \Delta\theta(k) &= \mathbf{l}^T \mathbf{x}(k); \quad \mathbf{l}^T = [1, 0, 0] \\ \mathbf{x}(k+1) &= \Phi \mathbf{x}(k) + \mathbf{v}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

式中:  $\Delta\theta(k)$ 、 $\Delta\omega_0(k)$ 、 $\Delta\omega_1(k)$  的定义与式(7)相同,  $\mathbf{x}(k)$  表示状态向量,  $\mathbf{v}(k)$  为高斯噪声矢量<sup>[4]</sup>,  $\Phi$  表示如下的状态转移矩阵

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中:  $T_s$  为采样间隔。我们从式(9)发现状态方程是线性的,因此预测值和预测协方差阵可以采用线性变换的方法求得,无需再计算采样点,从而避免了 UT 变换的复杂过程。利用状态转移矩阵对上一时刻估计值的线性变换来求解预测值和预测协方差阵,求得的预测值和预测协方差阵产生采样点后代入观测方程得到观测预测值,这样就将通用 UKF 算法进行了简化。算法的具体步骤如下:

### 2.1 时间更新

(1) 计算预测值与预测协方差阵:

$$\hat{\mathbf{X}}(k|k-1) = \Phi \hat{\mathbf{X}}(k-1|k-1) \quad (11)$$

$$\mathbf{P}(k|k-1) = \Phi \mathbf{P}(k-1|k-1) \Phi^T + \mathbf{Q} \quad (12)$$

(2) 确定初始值与计算 UKF 的采样点：

$$\begin{aligned} \chi(k|k-1) = & \begin{bmatrix} \hat{X}(k|k-1) \\ \hat{X}(k|k-1) + ((m+\lambda)P(k|k-1))^{\frac{1}{2}} \\ \hat{X}(k|k-1) - ((m+\lambda)P(k|k-1))^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}^T \quad (13) \\ W_0^{(m)} = & \lambda/(m+\lambda), \\ W_0^{(c)} = & \lambda/(m+\lambda) + (1-\alpha^2 + \beta), \\ W_i^{(m)} = & W_i^{(c)} = 0.5/(m+\lambda), i = 1, \dots, 2m, \\ \lambda = & \alpha^2(m+k) - m \quad (14) \end{aligned}$$

式中： $m$  为状态的维数 3， $\lambda$  是尺度因子， $\alpha$  决定采样点对预测均值的散布程度，通常设置为一个小的正值（如 0.01）； $k$  为二阶尺度因子，一般设为 0； $\beta$  用于体现预测均值分布的先验知识，对于高斯分布， $\beta = 2$  为最优<sup>[8]</sup>。

(3) 确定观测预测值：

$$Z_i(k|k-1) = h(\chi_i(k|k-1)), i = 0, \dots, 2m \quad (15)$$

$$\hat{Z}(k|k-1) = \sum_{i=0}^{2m} W_i^{(m)} Z_i(k|k-1) \quad (16)$$

### 2.2 测量更新

计算滤波增益阵，得到滤波估计值和估计协方差阵：

$$\begin{aligned} P_{\hat{Z}(k|k-1)}^{\wedge} = & \sum_{i=0}^{2m} W_i^{(c)} (Z_i(k|k-1) - \hat{Z}(k|k-1)) \cdot \\ & (Z_i(k|k-1) - \hat{Z}(k|k-1))^T + R \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\hat{X}(k|k-1)\hat{Z}(k|k-1)}^{\wedge} = & \sum_{i=0}^{2m} W_i^{(c)} (\chi_i(k|k-1) - \\ & \hat{X}(k|k-1)) \cdot (Z_i(k|k-1) - \\ & \hat{Z}(k|k-1))^T \quad (18) \end{aligned}$$

$$K(k) = P_{\hat{X}(k|k-1)\hat{Z}(k|k-1)}^{\wedge} P_{\hat{Z}(k|k-1)}^{\wedge}{}^{-1} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \hat{X}(k|k) = & \hat{X}(k|k-1) + K(k) (Z(k) - \\ & \hat{Z}(k|k-1)) \quad (20) \end{aligned}$$

$$P(k|k) = P(k|k-1) - K(k) P_{\hat{Z}(k|k-1)}^{\wedge} K^T(k) \quad (21)$$

由以上过程可以看出，简化后的 UKF 算法降低了预测阶段的运算量，同时因为采用了基于 UT 变换的思想来处理系统观测方程的非线性问题，所以仍然

具有较高的滤波精度。

### 3 仿真与结果分析

根据美国喷气推进实验室(JPL)设计的高动态运动模型，本文中的信号频率采用恒加速度模型来建模。接收信号的瞬时频率表达式为：

$$f_s = f_{ini} + \Delta f + at \quad (22)$$

式中： $f_{ini}$  为标称中频； $\Delta f$  为多普勒频偏； $a$  为多普勒频率变化率。接收信号的表达式为：

$$y(t) = Ab(t) \sin\left(2\pi\left(f_{ini} + \Delta f + \frac{1}{2}at\right)t\right) + n(t) \quad (23)$$

式中： $A$  为信号幅度， $b(t)$  为信息比特，取值 1 或 -1， $n(t)$  为服从  $N(0, \sigma^2)$  分布的加性高斯白噪声。

仿真过程中建立信号模型如式(23)所示。信号为 BPSK 调制信号，码速率为 100bps，多普勒频偏的范围是(-2.4, 2.4) MHz，多普勒频率变化率的范围是(-800, 800) Hz/s。载波捕获单元的 FFT 点数取 4096 点，降采样倍数取为 16，多普勒频率变化率的步进值取为 100Hz/s。载波捕获完成后，本振与接收信号的频差在 143Hz 以内，而频率变化率在 50Hz/s 以内。因此载波跟踪环路仿真条件设置为：多普勒频偏 143Hz，频率变化率 50Hz/s，仿真数据长度为 2000bit，环路初始信噪比取为 15dB。按照环路噪声带宽的计算方法可得到带宽为 4Hz<sup>[15]</sup>。

#### 3.1 跟踪效果

对图 1 所示的环路设计方案进行仿真，在载噪比(CNR, Carrier-Noise-Ratio)为 23dB-Hz 的情况下，得到叉积鉴频后的结果如图 2 所示，经过简化 UKF 估计之后的结果如图 3 所示。由图 2、3 可以看出，经过简化 UKF 估计后的频率误差明显小于估计之前的误差，可见本文提出的载波跟踪环路结构可以有效地减小鉴频误差，从而最终提高跟踪精度。

在载噪比为 23dB-Hz 的情况下，仿真得到载波频率跟踪收敛时间图，如图 4 所示。从图 4 可以看出，在高动态、低载噪比的环境下，简化后的闭环 UKF 算法仍然能够有效准确地完成频率跟踪，且收敛时间也较短，约为 2s，稳态跟踪后，频率误差的抖动范围也很小。由于深空探测码速率较低，目前实际使用的实时深空探测接收机的捕获时间通常大于 1min<sup>[16]</sup>。因此本文算法的收敛时间完全能够满足

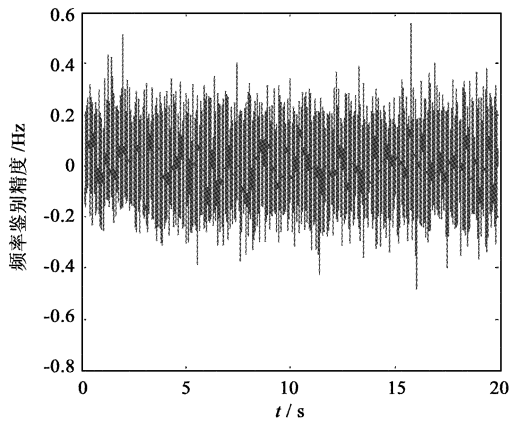


图 2 叉积鉴频后结果

Fig. 2 Output from cross product frequency discriminator

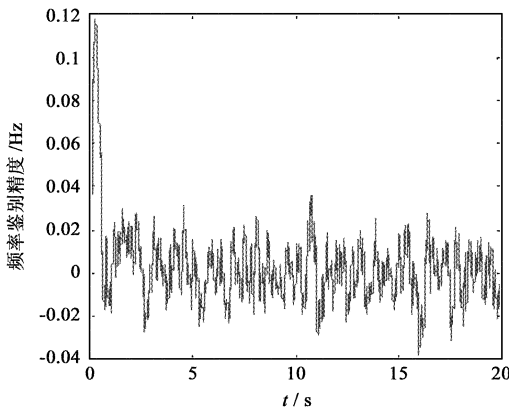


图 3 简化 UKF 估计后结果

Fig. 3 Output from simplified UKF estimation

实际系统的实时应用。

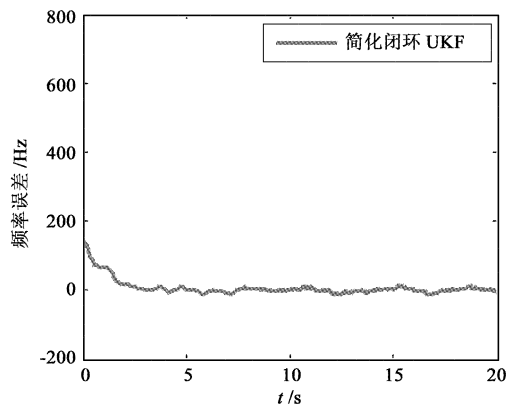


图 4 频率跟踪收敛时间

Fig. 4 Convergence time of frequency tracking

在 CNR 为 23 至 28dB-Hz 的范围内,可以得到载波频率跟踪精度图,频率跟踪精度由均方根(Root Mean Square, RMS)频率误差来表示。RMS 频率误

差与 CNR 的关系曲线见图 5。图 5 中比较了 EKF 算法、通用 UKF 算法和本文算法的 RMS 频率误差。

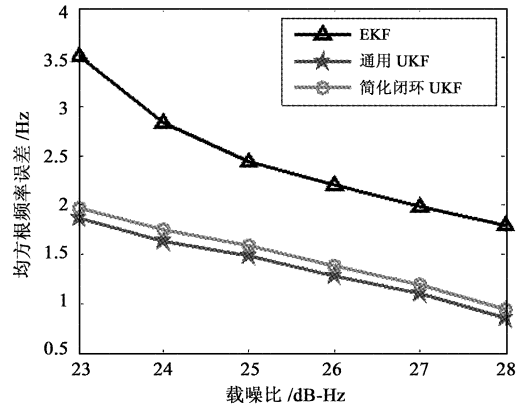


图 5 频率跟踪精度

Fig. 5 Frequency tracking accuracy

从图 5 可以看出,简化闭环 UKF 的频率跟踪精度与通用 UKF 的精度较为接近,与 EKF 相比有明显的改善,特别在低载噪比区域,改善尤为明显。当 CNR 为 23dB-Hz 时,简化闭环 UKF 相对 EKF 在频率跟踪精度上的改善达到了 1.5Hz,与通用 UKF 相比,跟踪精度仅损失 0.1Hz 左右。这是因为 EKF 忽略了高阶截断误差,对噪声统计特性的估计不准确造成的。本文提出的算法虽然简化了通用 UKF 算法在时间更新阶段的计算量,采用线性变换的方法求解预测值和预测协方差阵,但依然采用基于 UT 变换的思想来处理系统观测方程的非线性问题,所以仍保持着较高的跟踪精度,其受到环路滤波器带宽、多普勒频偏、多普勒频率变化率的影响较小,有较强的动态适应能力。

### 3.2 计算复杂度

计算复杂度由算法的计算量来表示。在每一滤波周期内简化 UKF 与 UKF 的计算量相比,所需的计算复杂度对比如表 1 所示。

表 1 计算复杂度对比

Table 1 Comparison of the computational complexity

算法	乘法次数	加法次数
UKF	$3m^3 + 10m^2 + 15m$	$2m^3 + 14m^2 + 10m$
简化 UKF	$3m^3 + 4m^2 + 12m$	$12m^2 + 9m$

从表 1 可以看出,简化后的 UKF 算法与 UKF 算法相比,乘法减少的次数为  $6m^2 + 3m$  ( $m$  为系统的维数),加法减少的次数为  $2m^3 + 2m^2 + m$ 。当  $m$

为 3 时,乘法减少了 63 次,加法减少了 75 次,乘法次数降低了 29%,加法次数降低了 36%。由此可见简化 UKF 的计算复杂度明显低于 UKF,特别是系统维数越高,节省的计算量也越多。因此用较少的硬件资源进行精确的频率估计是可行的。

#### 4 结 论

本文提出了一种基于简化 UKF 闭环结构的频率估计算法,克服了传统频率估计算法捕获范围较窄,估计精度不足,无法适应高动态环境的缺点。本文的算法能在噪声较大的环境下较为精确地估计出频率误差,在保持环路信噪比的同时提高了动态跟踪性能,更好地兼顾了动态性和跟踪精度的要求,具有较好的动态适应能力、收敛性能和跟踪精度,同时具有计算复杂度低的优点。因此,此法在低载噪比、高动态的环境下具有很好的应用价值。

#### 参 考 文 献

- [ 1 ] 张乃通,李晖,张钦宇. 深空探测通信技术发展趋势及思考 [J]. 宇航学报,2007, 28(4): 786 - 793. [Zhang Nai-tong, Li Hui, Zhang Qin-yu. Thought and developing trend in deep space exploration and communication [J]. Journal of Astronautics, 2007, 28(4): 786 - 793.]
- [ 2 ] Razavi A, Egziabher D G, Akos D M. Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(2): 697 - 710.
- [ 3 ] Hurd W J, Statman J I, Vilnrotter V A. High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1987, 23(4): 425 - 436.
- [ 4 ] Vilnrotter V A, Hinedi S, Kumar R. Frequency estimation techniques for high dynamic trajectories [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1989, 25(4): 559 - 577.
- [ 5 ] Li W B, Liu S J, Zhou C H, et al. High dynamic carrier tracking using Kalman filter aided phase-lock loop [C]. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing Conference, Shanghai, China, September 21 - 25, 2007.
- [ 6 ] Miao J F, Sun Y R, Liu J Y, et al. A kalman filter based tracking loop in weak GPS signal processing [C]. Fuzzy Systems and Knowledge Discovery Conference, Tianjin, China, August 14 - 16, 2009.
- [ 7 ] Julier S J, Uhlmann J K. Unscented filtering and nonlinear estimation [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(3): 401 - 422.
- [ 8 ] Wan E A, Merwe R. The unscented Kalman filter for nonlinear estimation [C]. Adaptive Systems for Signal Processing, Communications and Control Symposium, Lake Louise, Alta, October 1 - 4, 2000.
- [ 9 ] Julier S J, Uhlmann J K. A new method for the nonlinear transformation of means and covariances in filters and estimators [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(3): 477 - 482.
- [ 10 ] Aguirre S, Hinedi S. Two novel automatic frequency tracking loops [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 1989, 25(5): 749 - 760.
- [ 11 ] Wang A H, Dong W C, Shen Y B. The algorithm for deep-space weak signal tracking using a modified Kalman filter [C]. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing Conference, Wuhan, China, September 23 - 25, 2011.
- [ 12 ] 王康,刘莉,杜小菁,等. 基于 UKF 的 GPS 定位算法 [J]. 宇航学报,2011, 32(4): 795 - 801. [Wang Kang, Liu Li, Du Xiao-jing, et al. GPS positioning algorithm based on UKF [J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(4): 795 - 801.]
- [ 13 ] Lian P. Improving tracking performance of PLL in high dynamic applications [D]. Alberta: Department of Geomatics Engineering, the University of Calgary, 2004.
- [ 14 ] 韩孟飞,王永庆,吴嗣亮,等. 一种低信噪比下 LFM 信号参数快速估计算法 [J]. 北京理工大学学报,2009, 29(2): 147 - 151. [Han Meng-fei, Wang Yong-qing, Wu Si-liang, et al. A fast algorithm on parameter estimation of LFM signals under low SNR [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2009, 29(2): 147 - 151.]
- [ 15 ] Valles E, Jones C, Villaaenor J. Carrier and timing synchronization of BPSK via LDPC code feedback [C]. Signal, Systems and Computers Conference, Pacific Grove, CA, October 29-November 1, 2006.
- [ 16 ] 刘嘉兴. 飞行器测控通信工程 [M]. 北京:国防工业出版社, 2010:245 - 264.

#### 作者简介:

宋青平(1984 - ),男,博士研究生,研究方向为深空通信,遥测遥控。

通信地址:北京市海淀区学院路 37 号北京航空航天大学(100191)

电话:(010)82339715

E-mail:robert\_nwpu@126.com

(编辑:张宇平)