



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106932795 A

(43)申请公布日 2017.07.07

(21)申请号 201710196569.3

(22)申请日 2017.03.29

(71)申请人 中国人民解放军国防科学技术大学
地址 410073 湖南省长沙市开福区德雅路
109号

(72)发明人 欧钢 林红磊 楼生强 唐小妹
徐博 刘哲 李蓬蓬 陈雷 王勇

(74)专利代理机构 北京中济纬天专利代理有限
公司 11429

代理人 陆薇薇

(51)Int.Cl.

G01S 19/29(2010.01)

G01S 19/30(2010.01)

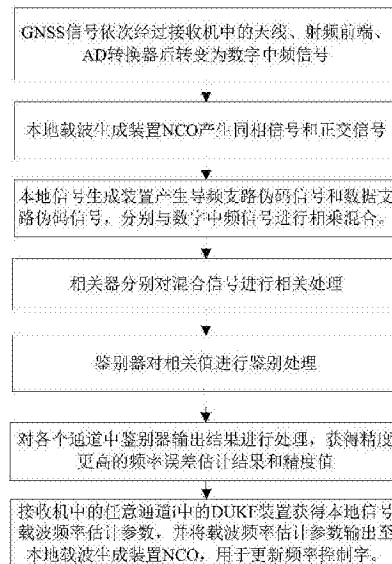
权利要求书5页 说明书12页 附图3页

(54)发明名称

一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法及跟踪环路

(57)摘要

本发明属于导航接收机设备研制领域,涉及一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法及跟踪环路。GNSS信号依次经过接收机中的天线、射频前端、AD转换器后转变为数字中频信号;本地载波生成装置NCO产生同相信号和正交信号;本地信号生成装置产生导频支路伪码信号和数据支路伪码信号,分别与数字中频信号进行相乘混合;相关器分别对混合信号进行相关处理;鉴别器对相关值进行鉴别处理;对各个通道中鉴别器输出结果进行处理,获得精度更高的频率误差估计结果和精度值;接收机中的任意通道中的DUKF装置获得本地信号载波频率估计参数,输出至本地载波生成装置NCO,用于更新频率控制字。本发明具有较好的信号重捕获性能,降低了算法的计算复杂度。



1. 一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1,GNSS信号依次经过接收机中的天线,射频前端,AD转换器后变为数字中频信号 $r(t)$;

步骤2,接收机有N个跟踪通道,每个跟踪通道中的处理方法相同,对于任意跟踪通道i中的本地载波生成装置NCO(Numerically Controlled Oscillator,缩写NCO),生成频率控制字为 f_{NCO}^i 的两路信号,分别为同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,t表示时间,具体为:

$$s_I^i(t) = \cos(2\pi f_{NCO}^i \cdot t)$$

$$s_Q^i(t) = -\sin(2\pi f_{NCO}^i \cdot t)$$

步骤3,接收机跟踪通道i中的本地信号生成装置包括数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置,数据支路信号生成装置接收同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,分别与数据支路本地伪码 $c_d(t)$ 相乘,产生数据支路的本地同相信号 $s_{Id}^i(t)$ 和正交信号 $s_{Qd}^i(t)$;导频支路信号生成装置接收同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,分别与导频支路的本地伪码 $c_p(t)$ 相乘,产生导频支路的本地同相信号 $s_{Ip}^i(t)$ 和正交信号 $s_{Qp}^i(t)$;信号 $s_{Id}^i(t)$, $s_{Qd}^i(t)$, $s_{Ip}^i(t)$, $s_{Qp}^i(t)$ 称为本地复制信号,具体为:

$$s_{Id}^i(t) = s_I^i(t) \cdot c_d(t)$$

$$s_{Qd}^i(t) = s_Q^i(t) \cdot c_d(t)$$

$$s_{Ip}^i(t) = s_I^i(t) \cdot c_p(t)$$

$$s_{Qp}^i(t) = s_Q^i(t) \cdot c_p(t)$$

步骤4,接收机跟踪通道i中的相关器进行相关处理,用于将本地复制信号 $s_{Id}^i(t)$, $s_{Qd}^i(t)$, $s_{Ip}^i(t)$, $s_{Qp}^i(t)$ 分别与数字中频信号 $r(t)$ 相乘后的混合信号进行相干积累,设相干积分时间为 T_c ,对任意通道i,输出相关值为 $I_{p,k}^i$, $Q_{p,k}^i$, $I_{d,k}^i$, $Q_{d,k}^i$;其中下标k表示跟踪环路中第k个跟踪历元,每个历元对应的时长为 T_c ,故输出信号的积分区间为 $(k-1) \cdot T_c$ 到 $k \cdot T_c$,具体结果如下:

$$I_{p,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Ip}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$Q_{p,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Qp}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$I_{d,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Id}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$Q_{d,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Qd}^i(t) \cdot r(t) dt$$

步骤5,接收机跟踪通道中的鉴别器装置对所述步骤4中输出的相关值进行处理,用于获得本地复制信号和数字中频信号间的误差估计参数,所述鉴别器包括数据支路鉴相器和导频支路鉴频器,经过鉴相器和鉴频器处理后,输出误差估计参数分别为 $\epsilon_{d,k}^i$ 和 $\epsilon_{p,k}^i$;

$$\varepsilon_{d,k}^i = a \tan(Q_{d,k}^i / I_{d,k}^i)$$

$$\varepsilon_{p,k}^i = \frac{a \tan 2(I_1 Q_2 - Q_1 I_2, I_1 I_2 + Q_1 Q_2)}{N_p \cdot T_c}$$

其中

$$I_1 = \sum_{m=k-2N_p+1}^{k-N_p} I_{p,m}^i$$

$$I_2 = \sum_{m=k-N_p+1}^k I_{p,m}^i$$

$$Q_1 = \sum_{m=k-2N_p+1}^{k-N_p} Q_{p,m}^i$$

$$Q_2 = \sum_{m=k-N_p+1}^k Q_{p,m}^i$$

其中atan表示反正切函数,atan2表示四象限反正切函数; N_p 为导频支路相干积累次数;

步骤6,接收机中的矢量频率跟踪环路(Vector Frequency Lock loop,缩写:VFLL)对各个通道中鉴频器输出结果 $\varepsilon_{p,k}^1, \varepsilon_{p,k}^2, \dots, \varepsilon_{p,k}^N$ 进行处理,获得精度更高的频率误差估计结果 $\hat{\varepsilon}_{p,k}^1, \hat{\varepsilon}_{p,k}^2, \dots, \hat{\varepsilon}_{p,k}^N$,其精度值分别为 $\hat{R}_{p,k}^1, \hat{R}_{p,k}^2, \dots, \hat{R}_{p,k}^N$;

步骤7,接收机中的任意通道i中的DUKF装置(Dual Update-rate Kalman Filter,缩写DUKF)根据步骤6中输出的频率误差估计结果和精度值,获得本地信号载波频率估计参数,并将载波频率估计参数输出至本地载波生成装置NCO,用于更新频率控制字。

2.如权利要求1所述的一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法,其特征在于,所述步骤6中的矢量频率跟踪环路处理过程如下:

步骤61,根据各个通道中鉴频器的输出结果获取量测量 Z_k 及其噪声协方差矩阵 R_z ,其中 $Z_k = [\varepsilon_{p,k}^1, \varepsilon_{p,k}^2, \dots, \varepsilon_{p,k}^N]$;

VFLL的量测方程为:

$$Z_k = H^V \cdot X_k^V + w_k^V$$

其中 $X_k^V = [\delta v_x, \delta a_x, \delta v_y, \delta a_y, \delta v_z, \delta a_z, \delta f]$ 为第k跟踪历元接收机的运动状态, $\delta v_x, \delta v_y, \delta v_z$ 为ECEF坐标系下的三维速度误差, $\delta a_x, \delta a_y, \delta a_z$ 为ECEF坐标系下的三维加速度误差, δf 为接收机上时钟的频率误差; H^V 为测量矩阵; w_k^V 为量测噪声,其协方差矩阵为 $R_z = \text{diag}(R_p^1, R_p^2, \dots, R_p^N)$,其中diag()表示对角矩阵算子, R_p^i 为导频支路通道i中鉴频器输出结果 $\varepsilon_{p,k}^i$ 的噪声方差,具体为

$$R_p^i = \left(\frac{1}{2\pi T_c} \right)^2 \cdot \frac{1}{C^i / N_0 \cdot N_p \cdot T_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{C^i / N_0 \cdot N_p \cdot T_c} \right)$$

其中 C^i / N_0 表示通道i对应的信号载噪比,即信号功率与噪声的功率谱密度的比值;

步骤62,VFLL的迭代过程,具体描述如下:

系统方程为

$$X_{k+1}^V = \Phi^V \cdot X_k^V + \omega_k^V$$

其中 Φ^V 为状态转移矩阵,具体表示为

$$\Phi^V = \begin{bmatrix} \Phi_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{7 \times 7}$$

其中

$$\Phi_x = \Phi_y = \Phi_z = \begin{bmatrix} 1 & T_b \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$T_b = N_p \cdot T_c$,为VFLL的更新时间隔;

ω_k^V 是系统过程噪声,其协方差矩阵为 Q^V ,具体为:

$$Q^V = \begin{bmatrix} Q_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_f \end{bmatrix}_{7 \times 7}$$

其中

$$Q_x = Q_y = Q_z = S_a \begin{bmatrix} T_b^3/3 & T_b^2/2 \\ T_b^2/2 & T_b \end{bmatrix}$$

$$Q_f = S_f \cdot T_b$$

S_a 为加速度噪声功率谱密度, S_f 为时钟频率变化噪声功率谱密度;

根据步骤61中获取的量测信息,得到VFLL的滤波步骤如下:

Step 1,计算接收机状态矢量预测值 X_k^{V-} 及其协方差值 P_k^{V-} :

$$X_k^{V-} = \Phi^V \cdot X_{k-1}^V$$

$$P_k^{V-} = \Phi^V \cdot P_{k-1}^V \cdot (\Phi^V)^T + Q^V$$

P_{k-1}^V 为 X_{k-1}^V 对应的协方差矩阵;

Step 2,计算VFLL的增益矩阵 G_k^V

$$G_k^V = P_k^{V-} \cdot (H^V)^T \cdot (H^V \cdot P_k^{V-} \cdot (H^V)^T + R_k)^{-1}$$

Step 3,更新接收机状态矢量 X_k^V 及其协方差阵 P_k^V :

$$X_k^V = X_k^{V-} + G_k^V \cdot (Z_k - H^V \cdot X_k^{V-})$$

$$P_k^V = (I - G_k^V \cdot H^V) \cdot P_k^{V-}$$

其中I表示单位矩阵;

Step 4,计算各个通道频率估计误差 \hat{Z}_k

$$\hat{Z}_k = H^V \cdot X_k^V$$

其估计精度 P_k^z 满足

$$P_k^z = H^V \cdot P_k^V \cdot (H^V)^T$$

这样对于任意i通道而言,频率估计误差为 $\hat{\varepsilon}_{p,k}^i = \hat{Z}_k(i)$,估计精度为 $\hat{R}_{p,k}^i = P_k^z(i,i)$, $\hat{Z}_k(i)$ 表示

向量 \hat{Z}_k 的第i个元素, $P_k^z(i,i)$ 表示矩阵 P_k^z 的第i行第i列元素值。

3.如权利要求1所述的一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法,其特征在于:所述步骤7中的DUKF装置获得本地信号载波频率估计参数具体过程如下:

步骤71,根据步骤5中鉴别器的输出结果和步骤6中VFLL的输出结果获取DUKF新息增量 Y_k^i ,量测矩阵 H_k^i ,量测噪声矩阵 R_k^i ,当两种鉴别器的结果均有效时,计算公式为

$$\begin{cases} Y_k^i = [\varepsilon_{d,k}^i; \varepsilon_{p,k}^i] \\ H_k^i = [H_d; H_p] \\ R_k^i = \text{diag}([R_d^i; \hat{R}_{p,k}^i]) \end{cases}$$

其中 $\varepsilon_{d,k}^i$ 为步骤5中鉴相器的输出结果, $\hat{\varepsilon}_{p,k}^i$ 为步骤62输出的频率误差估计结果, H_d 和 H_p 分别为两种不同量测量对应的量测矩阵,具体为

$$H_d = [1 \quad -T_c/2 \quad T_c^2/6]$$

$$H_p = [0 \quad 1 \quad -(N_p-2) \cdot T_c/2]$$

R_d^i 为数据支路鉴相器输出结果的噪声方差,具体为

$$R_d^i = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C^i/N_0 \cdot T_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{2 \cdot C^i/N_0 \cdot T_c}\right)$$

$\hat{R}_{p,k}^i$ 为步骤62输出的频率误差估计精度;

当只有数据支路鉴相器有效时, Y_k^i , H_k^i , R_k^i 只取鉴相器对应项的数值;

步骤72,对于任意通道i而言,其DUKF的迭代过程,具体描述如下:

DUKF的系统方程为

$$X_{k+1}^i = \Phi \cdot X_k^i + w_k$$

其中 $X_k^i = [\theta_k^i, f_k^i, \alpha_k^i]^T$ 为第k跟踪历元通道i系统状态向量, θ_k^i , f_k^i , α_k^i 分别为信号的载波相位,多普勒频率和多普勒频率变化率,单位分别为周,Hz,Hz/S; $w_k = [\omega_{rf} \cdot w_b; \omega_{rf} \cdot w_d; (\omega_{rf}/c) \cdot w_a]^T$ 为系统噪声, w_b 和 w_d 分别为由接收机中晶体振荡器的引起的相位噪声和频率噪声,其噪声谱密度分别为 q_b 和 q_d ; w_a 是系统频率变化率噪声,其功率谱密度为 q_a ; ω_{rf} 表示载波频率, c 为光速; Φ 是系统状态转移矩阵,具体为

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_c & T_c^2/2 \\ 0 & 1 & T_c \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

w_k 为系统过程噪声, Q 是 w_k 对应的过程噪声协方差矩阵,具体为

$$\begin{aligned} Q &= E[w_k \cdot w_k^T] \\ &= \omega_{rf}^2 q_b \begin{bmatrix} T_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \omega_{rf}^2 q_d \begin{bmatrix} T_c^3/3 & T_c^2/2 & 0 \\ T_c^2/2 & T_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &\quad + \left(\frac{\omega_{rf}}{c}\right)^2 q_a \begin{bmatrix} T_c^5/20 & T_c^4/8 & T_c^3/6 \\ T_c^4/8 & T_c^3/6 & T_c^2/2 \\ T_c^3/6 & T_c^2/2 & T_c \end{bmatrix} \end{aligned}$$

结合步骤71中获取的新息信息,DUKF的滤波过程描述为

Step 1:计算系统状态向量预测值 X_k^{i-} :

$$X_k^{i-} = \Phi \cdot X_{k-1}^i$$

Step 2:计算系统状态向量预测值的协方差矩阵 P_k^{i-} :

$$P_k^{i-} = \Phi \cdot P_{k-1}^i \cdot \Phi^T + Q$$

Step 3:根据VFLL是否有结果输出获得量测信息 Y_k^i , H_k^i , R_k^i ;若只有数据支路鉴相器有输出时, Y_k^i , H_k^i , R_k^i 只取鉴相器对应项的数值;

Step 4:计算DUKF的增益矩阵 G_k^i :

$$G_k^i = P_k^{i-} \cdot (H_k^i)^T \cdot (R_k^i + H_k^i \cdot P_k^{i-} \cdot (H_k^i)^T)^{-1}$$

Step 4:根据新息更新状态估计结果

$$X_k^i = X_k^{i-} + G_k^i \cdot Y_k^i$$

Step 5:更新状态估计协方差矩阵

$$P_k^i = P_k^{i-} - G_k^i \cdot H_k^i \cdot P_k^{i-}$$

步骤73,根据状态估计结果获得载波NCO的频率控制字 f_{NCO}^i ,即

$$f_{NCO}^i = X_k^i(2)$$

其中, $X_k^i(2)$ 表示向量 X_k^i 的第2个元素,至此,完成了一次DUKF的滤波处理过程。

4.一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪环路,其特征在于,包括N个跟踪通道模块(1)和1个VFLL(2);所述N个跟踪通道模块具有相同的结构,包括本地载波生成装置NCO(11)、本地信号生成装置(12)、第一乘法器(13)、第二乘法器(14)、第一相关器(15)、第二相关器(16)、鉴别器(17,18)和DUKF装置(19);所述本地信号生成装置包括数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置,用于产生导频支路和数据支路的伪码信号,并生成本地复制信号;所述鉴别器包括鉴相器(17)和鉴频器(18),用于获取本地复制信号和接收信号之间的误差估计参数;

所述本地载波生成装置NCO(11)根据输入的频率控制字,产生同相载波信号和正交载波信号;所述数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置的输入端分别与本地载波生成装置NCO的输出端相连;

所述数据支路信号生成装置的输出端连接第一乘法器(13)的输入端,并将混合信号输出至第一相关器(15)的输入端;

所述导频支路信号生成装置的输出端连接第二乘法器(14)的输入端,并将混合信号输出至第二相关器(16)的输入端;

所述第一相关器(15)的输出端连接鉴相器(17)的输入端;鉴相器(17)的输出端连接DUKF装置(19)的输入端;所述DUKF装置的输出端连接本地载波生成装置NCO(11);

所述第二相关器(16)的输出端连接鉴频器(18)的输入端;鉴频器(18)的输出端连接所述VFLL(2)的输入端;

所述VFLL(2)的输出端分别输出至每个跟踪通道模块中的DUKF装置(19)的输入端。

一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法及跟踪环路

技术领域

[0001] 本发明属于导航接收机设备研制领域,具体涉及一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法及跟踪环路,其可运用在卫星导航系统中接收终端类设备的研制中。

背景技术

[0002] 随着卫星导航系统发展,新一代导航信号将逐渐为用户提供服务,针对新一代导航信号中含有多路导航信号,如导频支路和数据支路,对不同支路的信号,其相干积分可以设计不同,以提高信号的跟踪性能。目前GNSS信号的载波跟踪方法主要有两类,一类是基于标量跟踪环路(STL:Scalar Tracking Loop)的载波跟踪方法,另一类是基于矢量跟踪环路(VTL:Vector Tracking Loop)的载波跟踪方法。STL方法对每颗卫星进行独立跟踪,该方法计算复杂度低,易于接收机实现,VTL方法对所有可见卫星进行联合跟踪,对弱信号有较强的跟踪能力,可以快速实现信号的重捕获,提高可用性,但计算复杂度相对较高。

发明内容

[0003] 针对新一代导航信号中导频和数据支路的特点,结合现有STL和VTL两种不同跟踪方法的特点,本发明提供了一种用于复合GNSS信号的矢量和标量混合跟踪环路(HTL:Hybrid Tracking Loop)及跟踪方法。通过利用双速率卡尔曼滤波器(DUKF: Dual Update-rate Kalman Filter)将STL和VTL组合在一起构成HTL的信号载波跟踪方法。为实现上述目的,具体技术方案如下:

[0004] 一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法,包括以下步骤:

[0005] 步骤1,GNSS信号依次经过接收机中的天线,射频前端,AD转换器后变为数字中频信号 $r(t)$;

[0006] 步骤2,接收机有N个跟踪通道,每个跟踪通道中的处理方法相同,对于任意跟踪通道 i 中的本地载波生成装置NCO(Numerically Controlled Oscillator,缩写NCO),其生成频率控制字为 f_{NCO}^i 的两路信号,分别为同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$, t 表示时间, $i=1,2,\dots,N$, N 为正整数,具体为:

$$[0007] \quad s_I^i(t) = \cos(2\pi f_{NCO}^i \cdot t)$$

$$[0008] \quad s_Q^i(t) = -\sin(2\pi f_{NCO}^i \cdot t)$$

[0009] 步骤3,接收机跟踪通道 i 中的本地信号生成装置包括数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置,数据支路信号生成装置接收同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,分别与数据支路本地伪码 $c_d(t)$ 相乘,产生数据支路的本地同相信号 $s_{Id}^i(t)$ 和正交信号 $s_{Qd}^i(t)$;导频支路信号生成装置接收同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,分别与导频支路的本地伪码 $c_p(t)$ 相乘,产生导频支路的本地同相信号 $s_{Ip}^i(t)$ 和正交信号 $s_{Qp}^i(t)$;信号 $s_{Id}^i(t)$, $s_{Qd}^i(t)$, $s_{Ip}^i(t)$, $s_{Qp}^i(t)$ 称为本地复制信号,具体为:

$$[0010] \quad s_{Id}^i(t) = s_I^i(t) \cdot c_d(t)$$

$$[0011] \quad s_{Qd}^i(t) = s_Q^i(t) \cdot c_d(t)$$

$$[0012] \quad s_{Ip}^i(t) = s_I^i(t) \cdot c_p(t)$$

$$[0013] \quad s_{Qp}^i(t) = s_Q^i(t) \cdot c_p(t)$$

[0014] 步骤4,接收机跟踪通道i中的相关器进行相关处理,用于将本地复制信号 $s_{Id}^i(t)$, $s_{Qd}^i(t)$, $s_{Ip}^i(t)$, $s_{Qp}^i(t)$ 分别与数字中频信号 $r(t)$ 相乘后的混合信号进行相干积累,设相干积分时间为 T_c ,对任意通道i,输出相关值为 $I_{p,k}^i$, $Q_{p,k}^i$, $I_{d,k}^i$, $Q_{d,k}^i$;其中下标k表示跟踪环路中第k个跟踪历元,每个历元对应的时长为 T_c ,故输出信号的积分区间为 $(k-1) \cdot T_c$ 到 $k \cdot T_c$,具体结果如下:

$$[0015] \quad I_{p,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Ip}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$[0016] \quad Q_{p,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Qp}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$[0017] \quad I_{d,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Id}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$[0018] \quad Q_{d,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Qd}^i(t) \cdot r(t) dt$$

[0019] 步骤5,接收机跟踪通道中的鉴别器装置对所述步骤4中输出的相关值进行处理,用于获得本地复制信号和数字中频信号间的误差估计参数,所述鉴别器包括数据支路鉴相器和导频支路鉴频器,经过鉴相器和鉴频器处理后,鉴相器输出误差估计参数为 $\varepsilon_{d,k}^i$,鉴频器输出误差估计参数为 $\varepsilon_{p,k}^i$:

$$[0020] \quad \varepsilon_{d,k}^i = a \tan \left(Q_{d,k}^i / I_{d,k}^i \right)$$

$$[0021] \quad \varepsilon_{p,k}^i = \frac{a \tan 2(I_1 Q_2 - Q_1 I_2, I_1 I_2 + Q_1 Q_2)}{N_p \cdot T_c}$$

[0022] 其中,

$$[0023] \quad I_1 = \sum_{m=k-2N_p+1}^{k-N_p} I_{p,m}^i$$

$$[0024] \quad I_2 = \sum_{m=k-N_p+1}^k I_{p,m}^i$$

$$[0025] \quad Q_1 = \sum_{m=k-2N_p+1}^{k-N_p} Q_{p,m}^i$$

$$[0026] \quad Q_2 = \sum_{m=k-N_p+1}^k Q_{p,m}^i$$

[0027] 其中atan表示反正切函数,atan2表示四象限反正切函数; N_p 为导频支路相干积累次数;鉴相器的相干积分时间为 T_c ,鉴频器的相干积分时间为 $N_p \cdot T_c$,故鉴相器的结果每 T_c 时间有效一次,而鉴频器的结果每 $N_p \cdot T_c$ 时间输出一次结果。公式中 I_1, I_2, Q_1, Q_2, m 均表示计

算过程中的中间量符号。

[0028] 步骤6,接收机中的矢量频率跟踪环路(Vector Frequency Lock loop,简称VFLL)对各个通道中鉴频器输出结果 $\varepsilon_{p,k}^1, \varepsilon_{p,k}^2, \dots, \varepsilon_{p,k}^N$ 进行处理,获得精度更高的频率误差估计结果 $\hat{\varepsilon}_{p,k}^1, \hat{\varepsilon}_{p,k}^2, \dots, \hat{\varepsilon}_{p,k}^N$,其精度分别为 $\hat{R}_{p,k}^1, \hat{R}_{p,k}^2, \dots, \hat{R}_{p,k}^N$;

[0029] 所述矢量频率跟踪环路处理过程包括步骤:

[0030] 步骤61,根据各个通道中鉴频器的输出结果获取量测量 Z_k 及其噪声协方差矩阵 R_z ,其中 $Z_k=[\varepsilon_{p,k}^1, \varepsilon_{p,k}^2, \dots, \varepsilon_{p,k}^N]$, N 为接收到的卫星通道数;

[0031] VFLL的量测方程为:

$$[0032] \quad Z_k = H^V \cdot X_k^V + w_k^V$$

[0033] 其中 $X_k^V=[\delta v_x, \delta a_x, \delta v_y, \delta a_y, \delta v_z, \delta a_z, \delta f]$ 为第 k 个跟踪历元接收机的运动状态, $\delta v_x, \delta v_y, \delta v_z$ 为ECEF坐标系下的三维速度误差, $\delta a_x, \delta a_y, \delta a_z$ 为ECEF坐标系下的三维加速度误差, δf 为接收机上时钟的频率误差; H^V 为测量矩阵,它由接收机到卫星的空间几何构型决定; w_k^V 为量测噪声,其协方差矩阵为 $R_z=\text{diag}(R_p^1, R_p^2, \dots, R_p^N)$,其中 $\text{diag}()$ 表示对角矩阵算子, R_p^i 为导频支路通道 i 中鉴频器输出结果 ε_p^i 的噪声方差,具体为:

$$[0034] \quad R_p^i = \left(\frac{1}{2\pi T_c} \right)^2 \cdot \frac{1}{C^i/N_0 \cdot N_p \cdot T_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{C^i/N_0 \cdot N_p \cdot T_c} \right)$$

[0035] 其中 C^i/N_0 表示通道 i 对应的信号载噪比,即信号功率与噪声的功率谱密度的比值;

[0036] 步骤62,VFLL的迭代过程,具体描述如下:

[0037] 系统方程为

$$[0038] \quad X_{k+1}^V = \Phi^V \cdot X_k^V + \omega_k^V$$

[0039] 其中 Φ^V 为状态转移矩阵,具体表示为

$$[0040] \quad \Phi^V = \begin{bmatrix} \Phi_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{7 \times 7}$$

[0041] 其中

$$[0042] \quad \Phi_x = \Phi_y = \Phi_z = \begin{bmatrix} 1 & T_b \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[0043] $T_b = N_p \cdot T_c$,为VFLL的更新间隔;

[0044] ω_k^V 是系统过程噪声,其协方差矩阵为 Q^V ,具体为:

$$[0045] \quad Q^V = \begin{bmatrix} Q_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_f \end{bmatrix}_{7 \times 7}$$

[0046] 其中

$$[0047] \quad Q_x = Q_y = Q_z = S_a \begin{bmatrix} T_b^3/3 & T_b^2/2 \\ T_b^2/2 & T_b \end{bmatrix}$$

[0048] $Q_f = S_f \cdot T_b$

[0049] S_a 为加速度噪声功率谱密度, S_f 为时钟频率变化噪声功率谱密度。

[0050] 根据步骤61中获取的量测信息,得到VFLL的滤波步骤如下:

[0051] Step 1, 计算接收机状态矢量预测值 X_k^V 及其协方差值 P_k^V :

[0052] $X_k^V = \Phi^V \cdot X_{k-1}^V$

[0053] $P_k^V = \Phi^V \cdot P_{k-1}^V \cdot (\Phi^V)^T + Q^V$

[0054] P_{k-1}^V 为 X_{k-1}^V 对应的协方差矩阵;

[0055] Step 2, 计算VFLL的增益矩阵 G_k^V :

[0056] $G_k^V = P_k^V \cdot (H^V)^T \left(H^V \cdot P_k^V \cdot (H^V)^T + R_z \right)^{-1}$

[0057] Step 3, 更新接收机状态矢量 X_k^V 及其协方差阵 P_k^V :

[0058] $X_k^V = X_k^V + G_k^V \cdot (Z_k - H^V \cdot X_k^V)$

[0059] $P_k^V = (I - G_k^V \cdot H^V) \cdot P_k^V$

[0060] 其中I表示单位矩阵;

[0061] Step 4, 计算各个通道频率估计误差 \hat{Z}_k

[0062] $\hat{Z}_k = H^V \cdot X_k^V$

[0063] 其估计精度 P_k^z 满足

[0064] $P_k^z = H^V \cdot P_k^V \cdot (H^V)^T$

[0065] 这样对于任意i通道而言, 频率估计误差为 $\hat{\epsilon}_{p,k}^i = \hat{Z}_k(i)$, 估计精度为 $\hat{R}_{p,k}^i = P_k^z(i,i)$, $\hat{Z}_k(i)$

表示向量 \hat{Z}_k 的第i个元素, $P_k^z(i,i)$ 表示矩阵 P_k^z 的第i行第i列元素值

[0066] 步骤7, 接收机任意通道i中的DUKF装置, 用于获得本地信号载波频率估计参数, 将载波频率估计参数输入本地载波生成装置, 更新频率控制字;

[0067] 所述DUKF装置获得本地信号载波频率估计参数的步骤为:

[0068] 步骤71, 根据步骤5中鉴别器的输出结果和步骤6中VFLL的输出结果获取DUKF新息增量 Y_k^i , 量测矩阵 H_k^i , 量测噪声矩阵 R_k^i , 当两种鉴别器的结果均有效时, 计算公式如下:

$$[0069] \begin{cases} Y_k^i = [\epsilon_{d,k}^i; \hat{\epsilon}_{p,k}^i] \\ H_k^i = [H_d; H_p] \\ R_k^i = \text{diag}([R_d^i; \hat{R}_{p,k}^i]) \end{cases}$$

[0070] 其中 $\epsilon_{d,k}^i$ 为步骤5中鉴相器的输出结果, $\hat{\epsilon}_{p,k}^i$ 为步骤62输出的频率误差估计结果, H_d 和 H_p 分别为两种不同量测量对应的量测矩阵, 具体为

[0071] $H_d = [1 \quad -T_c/2 \quad T_c^2/6]$

[0072] $H_p = [0 \quad 1 \quad -(N_p - 2) \cdot T_c/2]$

[0073] R_d^i 为数据支路鉴相器输出结果的噪声方差, 具体为

$$[0074] \quad R_k^i = \left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C^i / N_0 \cdot T_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{2 \cdot C^i / N_0 \cdot T_c} \right)$$

[0075] $\hat{R}_{p,k}^i$ 为步骤62输出的频率误差估计精度。

[0076] 当只有数据支路鉴相器有效时, Y_k^i , H_k^i , R_k^i 只取鉴相器对应的项即可。

[0077] 步骤72, 对于任意通道i而言, 其DUKF的迭代过程, 具体描述如下:

[0078] DUKF的系统方程为

$$[0079] \quad X_{k+1}^i = \Phi \cdot X_k^i + w_k$$

[0080] 其中 $X_k^i = [\theta_k^i, f_k^i, \alpha_k^i]^T$ 为第k个跟踪历元通道i系统状态向量, θ_k^i , f_k^i , α_k^i 分别为信号的载波相位, 多普勒频率和多普勒频率变化率, 单位分别为周, Hz, Hz/S; $w_k = [\omega_{rf} \cdot w_b; \omega_{rf} \cdot w_d; (\omega_{rf}/c) \cdot w_a]^T$ 为系统噪声, w_b 和 w_d 分别为由接收机中晶体振荡器的引起的相位噪声和频率噪声, 其噪声谱密度分别为 q_b 和 q_d ; w_a 是系统频率变化率噪声, 其功率谱密度为 q_a 。 ω_{rf} 表示载波频率, c 为光速; Φ 是系统状态转移矩阵, 具体为

$$[0081] \quad \Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_c & T_c^2/2 \\ 0 & 1 & T_c \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[0082] w_k 为系统过程噪声, Q 是 w_k 对应的过程噪声协方差矩阵, 具体为

$$[0083] \quad Q = E[w_k \cdot w_k^T] \\ = \omega_{rf}^2 q_b \begin{bmatrix} T_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \omega_{rf}^2 q_d \begin{bmatrix} T_c^3/3 & T_c^2/2 & 0 \\ T_c^2/2 & T_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ + \left(\frac{\omega_{rf}}{c} \right)^2 q_a \begin{bmatrix} T_c^5/20 & T_c^4/8 & T_c^3/6 \\ T_c^4/8 & T_c^3/6 & T_c^2/2 \\ T_c^3/6 & T_c^2/2 & T_c \end{bmatrix}$$

[0084] $E[\cdot]$ 表示求均值符号;

[0085] 结合步骤71中获取的新息信息, DUKF的滤波过程可以描述为

[0086] Step 1: 计算系统状态向量预测值 X_k^i :

$$[0087] \quad X_k^i = \Phi \cdot X_{k-1}^i$$

[0088] X_{k-1}^i 为第k-1个跟踪历元时刻的通道i系统状态向量;

[0089] Step 2: 计算系统状态向量预测值的协方差矩阵 P_k^i

$$[0090] \quad P_k^i = \Phi \cdot P_{k-1}^i \cdot \Phi^T + Q$$

[0091] P_{k-1}^i 为 X_{k-1}^i 的协方差矩阵;

[0092] Step 3: 根据VFLI是否有结果输出获得量测信息 Y_k^i , H_k^i , R_k^i ; 若只有数据支路鉴相器有输出时, Y_k^i , H_k^i , R_k^i 只取鉴相器对应项的数值;

[0093] Step 4: 计算DUKF的增益矩阵 G_k^i :

$$[0094] \quad G_k^i = P_k^i \cdot (H_k^i)^T \cdot (R_k^i + H_k^i \cdot P_k^i \cdot (H_k^i)^T)^{-1}$$

[0095] Step 4: 根据新息更新状态估计结果:

[0096] $X_k^i = X_k^{i-1} + G_k^i \cdot Y_k^i$

[0097] Step 5:更新状态估计协方差矩阵:

[0098] $P_k^i = P_k^{i-1} - G_k^i \cdot H_k^i \cdot P_k^{i-1}$

[0099] 步骤73,根据状态估计结果获得载波NCO的频率控制字 f_{NCO}^i ,即

[0100] $f_{NCO}^i = X_k^i(2)$

[0101] 其中, $X_k^i(2)$ 表示向量 X_k^i 的第2个元素,至此,完成了一次DUKF的滤波处理过程。

[0102] 本发明还提供了一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪环路,包括N个跟踪通道模块1和1个矢量频率跟踪环路2;所述N个跟踪通道模块具有相同的结构,包括本地载波生成装置11、本地信号生成装置12、第一乘法器13、第二乘法器14、第一相关器15、第二相关器16、鉴别器17,18和DUKF装置19;所述本地信号生成装置包括数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置,用于产生导频支路和数据支路的伪码信号,并生成本地复制信号;所述鉴别器包括鉴相器17和鉴频器18,用于获取本地复制信号和接收信号之间的误差估计参数;

[0103] 所述本地载波生成装置11根据输入的频率控制字,产生同相载波信号和正交载波信号;所述数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置的输入端分别与本地载波生成装置的输出端相连;

[0104] 所述数据支路信号生成装置的输出端连接第一乘法器13的输入端,并将混合信号输出至第一相关器15的输入端;

[0105] 所述导频支路信号生成装置的输出端连接第二乘法器14的输入端,并将混合信号输出至第二相关器16的输入端;

[0106] 所述第一相关器15的输出端连接鉴相器17的输入端;鉴相器的输出端连接DUKF装置19的输入端;所述DUKF装置的输出端连接本地载波生成装置11;

[0107] 所述第二相关器16的输出端连接鉴频器18的输入端;鉴频器的输出端连接所述矢量频率跟踪环路2的输入端;

[0108] 所述矢量频率跟踪环路2的输出端分别输出至每个跟踪通道模块中的DUKF装置19的输入端。

[0109] 采用本发明获得的有益技术效果:本发明通过利用DUKF滤波器,将不同更新速率下的标量跟踪环路和矢量跟踪环路组合在一起,构成混合跟踪环路,对复合型GNSS信号进行联合跟踪。相比单独的标量跟踪环路而言,本发明混合跟踪环路具有较好的信号重捕获性能,相比单独的矢量跟踪环路而言,通过降低混合跟踪环路中矢量跟踪滤波器的更新频度,可以降低算法的计算复杂度。

附图说明

[0110] 图1本发明方法流程示意图;

[0111] 图2为VPLL装置的处理过程示意图;

[0112] 图3为双速率卡尔曼滤波器(DUKF)的滤波过程示意图;

[0113] 图4为本发明跟踪环路结构示意图;

[0114] 图5为实施例中某场景下的GPS卫星星空图;

[0115] 图6为实施例中某场景下本发明与现有技术对信号的跟踪结果对比图。

具体实施方式

[0116] 下面结合附图和实施例对本发明作进一步说明。

[0117] 如图1所示,为本发明流程图。本发明实施例给出了一种GNSS信号的矢量和标量混合跟踪方法,包括以下步骤:

[0118] 步骤1,GNSS信号依次经过接收机中的天线,射频前端,AD转换器后变为数字中频信号 $r(t)$;

[0119] 步骤2,接收机有N个跟踪通道,每个跟踪通道中的处理方法相同,对于任意跟踪通道i中的本地载波生成装置NCO (Numerically Controlled Oscillator,缩写NCO),其生成频率控制字为 f_{NCO}^i 的两路信号,分别为同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,t表示时间,具体为:

$$[0120] \quad s_I^i(t) = \cos(2\pi f_{NCO}^i \cdot t)$$

$$[0121] \quad s_Q^i(t) = -\sin(2\pi f_{NCO}^i \cdot t)$$

[0122] 步骤3,接收机跟踪通道i中的本地信号生成装置包括数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置,数据支路信号生成装置接收同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,分别与数据支路本地伪码 $c_d(t)$ 相乘,产生数据支路的本地同相信号 $s_{Id}^i(t)$ 和正交信号 $s_{Qd}^i(t)$;导频支路信号生成装置接收同相载波信号 $s_I^i(t)$ 和正交载波信号 $s_Q^i(t)$,分别与导频支路的本地伪码 $c_p(t)$ 相乘,产生导频支路的本地同相信号 $s_{Ip}^i(t)$ 和正交信号 $s_{Qp}^i(t)$;信号 $s_{Id}^i(t)$, $s_{Qd}^i(t)$, $s_{Ip}^i(t)$, $s_{Qp}^i(t)$ 称为本地复制信号,具体为:

$$[0123] \quad s_{Id}^i(t) = s_I^i(t) \cdot c_d(t)$$

$$[0124] \quad s_{Qd}^i(t) = s_Q^i(t) \cdot c_d(t)$$

$$[0125] \quad s_{Ip}^i(t) = s_I^i(t) \cdot c_p(t)$$

$$[0126] \quad s_{Qp}^i(t) = s_Q^i(t) \cdot c_p(t)$$

[0127] 步骤4,接收机跟踪通道i中的相关器进行相关处理,用于将本地复制信号 $s_{Id}^i(t)$, $s_{Qd}^i(t)$, $s_{Ip}^i(t)$, $s_{Qp}^i(t)$ 和数字中频信号 $r(t)$ 进行相干积累,设相干积分时间为 T_c ,对任意通道i,输出相关值为 $I_{p,k}^i$, $Q_{p,k}^i$, $I_{d,k}^i$, $Q_{d,k}^i$;其中下标k表示跟踪环路中第k个跟踪历元,每个历元对应的时长为 T_c ,故输出信号的积分区间为 $(k-1) \cdot T_c$ 到 $k \cdot T_c$,具体结果如下:

$$[0128] \quad I_{p,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Ip}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$[0129] \quad Q_{p,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Qp}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$[0130] \quad I_{d,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Id}^i(t) \cdot r(t) dt$$

$$[0131] \quad Q_{d,k}^i = \int_{(k-1)T_c}^{kT_c} s_{Qd}^i(t) \cdot r(t) dt$$

[0132] 步骤5,接收机跟踪通道中的鉴别器装置对所述步骤4中输出的相关值进行处理,用于获得本地复制信号和数字中频信号间的误差估计参数,所述鉴别器包括数据支路鉴相器和导频支路鉴频器,经过鉴相器和鉴频器处理后,鉴相器输出误差估计参数为 $\varepsilon_{d,k}^i$,鉴频器输出误差估计参数为 $\varepsilon_{p,k}^i$;

$$[0133] \quad \varepsilon_{d,k}^i = a \tan(Q_{d,k}^i / I_{d,k}^i)$$

$$[0134] \quad \varepsilon_{p,k}^i = \frac{a \tan 2(I_1 Q_2 - Q_1 I_2, I_1 I_2 + Q_1 Q_2)}{N_p \cdot T_c}$$

[0135] 其中

$$[0136] \quad I_1 = \sum_{m=k-2N_p+1}^{k-N_p} I_{p,m}^i$$

$$[0137] \quad I_2 = \sum_{m=k-N_p+1}^k I_{p,m}^i$$

$$[0138] \quad Q_1 = \sum_{m=k-2N_p+1}^{k-N_p} Q_{p,m}^i$$

$$[0139] \quad Q_2 = \sum_{m=k-N_p+1}^k Q_{p,m}^i$$

[0140] 其中atan表示反正切函数,atan2表示四象限反正切函数; N_p 为相干积累次数;鉴相器的相干积分时间为 T_c , N_p 为相干积累次数,鉴频器的相干积分时间为 $N_p \cdot T_c$,故鉴相器的结果每 T_c 时间有效一次,而鉴频器的结果每 $N_p \cdot T_c$ 时间输出一次结果。

[0141] 步骤6,接收机中的矢量频率跟踪环路(Vector Frequency Lock loop,简称VFLL)对各个通道中鉴频器输出结果 $\varepsilon_{p,k}^1, \varepsilon_{p,k}^2, \dots, \varepsilon_{p,k}^N$ 进行处理,获得精度更高的频率误差估计结果 $\hat{\varepsilon}_{p,k}^1, \hat{\varepsilon}_{p,k}^2, \dots, \hat{\varepsilon}_{p,k}^N$,其精度分别为 $\hat{R}_{p,k}^1, \hat{R}_{p,k}^2, \dots, \hat{R}_{p,k}^N$;

[0142] 图2给出了VFLL装置的处理过程示意图,其具体步骤包括:

[0143] 步骤61,根据各个通道中鉴频器的输出结果获取量测量 Z_k 及其噪声协方差矩阵 R_z ,其中 $Z_k = [\varepsilon_{p,k}^1, \varepsilon_{p,k}^2, \dots, \varepsilon_{p,k}^N]$, N 为接收到的卫星通道数;

[0144] VFLL的量测方程为:

$$[0145] \quad Z_k = H^V \cdot X_k^V + w_k^V$$

[0146] 其中 $X_k^V = [\delta v_x, \delta a_x, \delta v_y, \delta a_y, \delta v_z, \delta a_z, \delta f]$ 为第 k 跟踪历元接收机的运动状态, $\delta v_x, \delta v_y, \delta v_z$ 为ECEF坐标系(Earth-Centered, Earth-Fixed,缩写ECEF)下的三维速度误差, $\delta a_x, \delta a_y, \delta a_z$ 为ECEF坐标系下的三维加速度误差, δf 为接收机上时钟的频率误差; H^V 为测量矩阵,它由接收机到卫星的空间几何构型决定; w_k^V 为量测噪声,其协方差矩阵为 $R_z = \text{diag}(R_p^1, R_p^2, \dots, R_p^N)$,其中 $\text{diag}()$ 表示对角矩阵算子, R_p^i 为导频支路通道 i 中鉴频器输出结果 ε_p^i 的噪声方差,具体为

$$[0147] \quad R_p^i = \left(\frac{1}{2\pi T_c} \right)^2 \cdot \frac{1}{C^i/N_0 \cdot N_p \cdot T_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{C^i/N_0 \cdot N_p \cdot T_c} \right)$$

[0148] 其中 C^i/N_0 表示通道 i 对应的信号载噪比,即信号功率与噪声的功率谱密度的比值;

[0149] 步骤62, VPLL的迭代过程,具体描述如下:

[0150] 系统方程为

$$[0151] \quad X_{k+1}^V = \Phi^V \cdot X_k^V + \omega_k^V$$

[0152] 其中 Φ^V 为状态转移矩阵,具体表示为

$$[0153] \quad \Phi^V = \begin{bmatrix} \Phi_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Phi_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{7 \times 7}$$

[0154] 其中

$$[0155] \quad \Phi_x = \Phi_y = \Phi_z = \begin{bmatrix} 1 & T_b \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[0156] $T_b = N_p \cdot T_c$,为VPLL的更新间隔;

[0157] ω_k^V 是系统过程噪声,其协方差矩阵为 Q^V ,具体为:

$$[0158] \quad Q^V = \begin{bmatrix} Q_x & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_y & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_f \end{bmatrix}_{7 \times 7}$$

[0159] 其中

$$[0160] \quad Q_x = Q_y = Q_z = S_a \begin{bmatrix} T_b^3/3 & T_b^2/2 \\ T_b^2/2 & T_b \end{bmatrix}$$

$$[0161] \quad Q_f = S_f \cdot T_b$$

[0162] S_a 为加速度噪声功率谱密度, S_f 为时钟频率变化噪声功率谱密度。

[0163] 根据步骤61中获取的量测信息,得到VPLL的滤波步骤如下:

[0164] Step 1, 计算接收机状态矢量预测值 X_k^{V-} 及其协方差值 P_k^{V-} :

$$[0165] \quad X_k^{V-} = \Phi^V \cdot X_{k-1}^V$$

$$[0166] \quad P_k^{V-} = \Phi^V \cdot P_{k-1}^V \cdot (\Phi^V)^T + Q^V$$

[0167] P_{k-1}^V 为 X_{k-1}^V 对应的协方差矩阵;

[0168] Step 2, 计算VPLL的增益矩阵 G_k^V :

$$[0169] \quad G_k^V = P_k^{V-} \cdot (H^V)^T \left(H^V \cdot P_k^{V-} \cdot (H^V)^T + R_z \right)^{-1}$$

[0170] Step 3, 更新接收机状态矢量 X_k^V 及其协方差阵 P_k^V :

$$[0171] \quad X_k^V = X_k^{V-} + G_k^V \cdot (Z_k - H^V \cdot X_k^{V-})$$

$$[0172] \quad P_k^V = (I - G_k^V \cdot H^V) \cdot P_k^{V-}$$

[0173] 其中 I 表示单位矩阵;

[0174] Step 4, 计算各个通道频率估计误差 \hat{Z}_k

$$[0175] \quad \hat{Z}_k = H^V \cdot X_k^V$$

[0176] 其估计精度 P_k^z 满足

$$[0177] \quad P_k^z = H^V \cdot P_k^V \cdot (H^V)^T$$

[0178] 这样对于任意 i 通道而言, 频率估计误差为 $\hat{\varepsilon}_{p,k}^i = \hat{Z}_k(i)$, 估计精度为 $\hat{R}_{p,k}^i = P_k^z(i, i)$, $\hat{Z}_k(i)$ 表示向量 \hat{Z}_k 的第 i 个元素, $P_k^z(i, i)$ 表示矩阵 P_k^z 的第 i 行第 i 列元素值

[0179] 步骤7, 接收机任意通道 i 中的 DUKF 装置, 用于获得本地信号载波频率估计参数, 将载波频率估计参数输入本地载波生成装置, 更新频率控制字;

[0180] 图3为 DUKF 滤波器的处理过程示意图, DUKF 装置获得本地信号载波频率估计参数的步骤为:

[0181] 步骤71, 根据步骤5中鉴别器的输出结果和步骤6中 VFLL 的输出结果获取 DUKF 新息增量 Y_k^i , 量测矩阵 H_k^i , 量测噪声矩阵 R_k^i , 当两种鉴别器的结果均有效时, 计算公式为

$$[0182] \quad \begin{cases} Y_k^i = [\varepsilon_{d,k}^i; \hat{\varepsilon}_{p,k}^i] \\ H_k^i = [H_d; H_p] \\ R_k^i = \text{diag}([R_d^i; \hat{R}_{p,k}^i]) \end{cases}$$

[0183] 其中 $\varepsilon_{d,k}^i$ 为步骤5中鉴相器的输出结果, $\hat{\varepsilon}_{p,k}^i$ 为步骤62输出的频率误差估计结果, H_d 和 H_p 分别为两种不同量测量对应的量测矩阵, 具体为

$$[0184] \quad H_d = [1 \quad -T_c/2 \quad T_c^2/6]$$

$$[0185] \quad H_p = [0 \quad 1 \quad -(N_p - 2) \cdot T_c/2]$$

[0186] N_p 为导频支路的相干积累次数;

[0187] R_d^i 为数据支路鉴相器输出结果的噪声方差, 具体为

$$[0188] \quad R_d^i = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C^i / N_0 \cdot T_c} \cdot \left(1 + \frac{1}{2 \cdot C^i / N_0 \cdot T_c}\right)$$

[0189] $\hat{R}_{p,k}^i$ 为步骤62输出的频率误差估计精度。

[0190] 当只有数据支路鉴相器有效时, Y_k^i , H_k^i , R_k^i 只取鉴相器对应的项即可。

[0191] 步骤72, 对于任意通道 i 而言, 其 DUKF 的迭代过程, 具体描述如下:

[0192] DUKF 的系统方程为

$$[0193] \quad X_{k+1}^i = \Phi \cdot X_k^i + w_k$$

[0194] 其中 $X_k^i = [\theta_k^i, f_k^i, \alpha_k^i]^T$ 为第 k 跟踪历元通道 i 系统状态向量, θ_k^i , f_k^i , α_k^i 分别为信号的载波相位, 多普勒频率和多普勒频率变化率, 单位分别为周, Hz, Hz/s; $w_k = [\omega_{rf} \cdot w_b; \omega_{rf} \cdot w_d; (\omega_{rf}/c) \cdot w_a]^T$ 为系统噪声, w_b 和 w_d 分别为由接收机中晶体振荡器的引起的相位噪声和频率噪声, 其噪声谱密度分别为 q_b 和 q_d ; w_a 是系统频率变化率噪声, 其功率谱密度为 q_a 。 ω_{rf} 表示载波频率; $c \approx 3 \times 10^8$ m/s, 为光速; Φ 是系统状态转移矩阵, 具体为

$$[0195] \quad \Phi = \begin{bmatrix} 1 & T_c & T_c^2/2 \\ 0 & 1 & T_c \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[0196] w_k 为DUKF系统过程噪声, Q 是 w_k 对应的过程噪声协方差矩阵, 具体为

$$[0197] \quad Q = E[w_k \cdot w_k^T] \\ = \omega_f^2 q_b \begin{bmatrix} T_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \omega_f^2 q_d \begin{bmatrix} T_c^3/3 & T_c^2/2 & 0 \\ T_c^2/2 & T_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ + \left(\frac{\omega_f}{c}\right)^2 q_a \begin{bmatrix} T_c^5/20 & T_c^4/8 & T_c^3/6 \\ T_c^4/8 & T_c^3/6 & T_c^2/2 \\ T_c^3/6 & T_c^2/2 & T_c \end{bmatrix}$$

[0198] 实施例中 q_b 和 q_d 通常取 $q_b = 2 \times 10^{-14}$, $q_d = 2 \times 10^{-15}$; $E[\cdot]$ 表示求均值符号;

[0199] 结合步骤71中获取的新息信息, DUKF的滤波过程可以描述为

[0200] Step 1: 计算系统状态向量预测值 X_k^{i-} :

$$[0201] \quad X_k^{i-} = \Phi \cdot X_{k-1}^i$$

[0202] X_{k-1}^i 为第 $k-1$ 个跟踪历元时刻的通道 i 系统状态向量;

[0203] Step 2: 计算系统状态向量预测值的协方差矩阵 P_k^{i-}

$$[0204] \quad P_k^{i-} = \Phi \cdot P_{k-1}^i \cdot \Phi^T + Q$$

[0205] P_{k-1}^i 为 X_{k-1}^i 的协方差矩阵;

[0206] Step 3: 根据VFLL是否有结果输出获得量测信息 Y_k^i , H_k^i , R_k^i ; 若只有数据支路鉴相器有输出时, Y_k^i , H_k^i , R_k^i 只取鉴相器对应项的数值;

[0207] Step 4: 计算DUKF的增益矩阵 G_k^i :

$$[0208] \quad G_k^i = P_k^{i-} \cdot (H_k^i)^T \cdot (R_k^i + H_k^i \cdot P_k^{i-} \cdot (H_k^i)^T)^{-1}$$

[0209] Step 4: 根据新息更新状态估计结果:

$$[0210] \quad X_k^i = X_k^{i-} + G_k^i \cdot Y_k^i$$

[0211] Step 5: 更新状态估计协方差矩阵:

$$[0212] \quad P_k^i = P_k^{i-} - G_k^i \cdot H_k^i \cdot P_k^{i-}$$

[0213] 步骤73, 根据状态估计结果获得载波NCO的频率控制字 f_{NCO}^i , 即

$$[0214] \quad f_{NCO}^i = X_k^i(2)$$

[0215] 其中, $X_k^i(2)$ 表示向量 X_k^i 的第2个元素, 至此, 完成了一次DUKF的滤波处理过程。

[0216] 如图4所示, 为本发明提供的GNSS信号的矢量和标量混合跟踪环路结构示意图, 包括 N 个跟踪通道模块1和1个VFLL (2); 所述 N 个跟踪通道模块具有相同的结构, 包括本地载波生成装置11、本地信号生成装置12、第一乘法器13、第二乘法器14、第一相关器15、第二相关器16、鉴别器17, 18和DUKF装置19; 所述本地信号生成装置包括数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置, 用于产生导频支路和数据支路的伪码信号, 并生成本地复制信号; 所述鉴别器包括鉴相器17和鉴频器18, 用于获取本地复制信号和接收信号之间的误差估计参

数;所述本地载波生成装置11根据输入的频率控制字,产生同相载波信号和正交载波信号;所述数据支路信号生成装置和导频支路信号生成装置的输入端分别与本地载波生成装置的输出端相连;所述数据支路信号生成装置的输出端连接第一乘法器13的输入端,并将混合信号输出至第一相关器15的输入端;所述导频支路信号生成装置的输出端连接第二乘法器14的输入端,并将混合信号输出至第二相关器16的输入端;所述第一相关器15的输出端连接鉴相器17的输入端;鉴相器的输出端连接DUKF转置19的输入端;所述DUKF装置的输出端连接本地载波生成装置11;所述第二相关器16的输出端连接鉴频器18的输入端;鉴频器的输出端连接所述VFLL(2)的输入端;所述VFLL(2)的输出端分别输出至每个跟踪通道模块中的DUKF装置19的输入端。

[0217] 如图5为某仿真场景下的GPS卫星星空图,其中共有8颗可见卫星,卫星PRN号分别为4,9,14,18,19,21,22,24。

[0218] 如图6为本实施例在图4星空图下,利用标量跟踪环路和混合跟踪环路对4号卫星的跟踪结果,其中所有可见卫星在在前20s内信号强度为35dBHz,从20s到60s内,4号星和9号星的信号强度降至5dBHz,60s后恢复正常,从40s到80s内14号和18号星的信号强度降低至5dBHz,80s后恢复正常。图中DU-STL(10,20)表示采用双速率标量跟踪环路,数据支路环路更新间隔为10ms,导频支路环路更新间隔为20ms,DU-HTL(10,20)表示采用双速率混合跟踪环路(本发明方法),数据支路环路更新间隔为10ms,导频支路更新间隔为20ms,同样的DU-HTL(10,50)和DU-HTL(10,100)分别对应导频支路更新间隔为50ms或100ms的双速率混合跟踪环路。从图中的跟踪结果可以看出在20s到60s,DU-STL和DU-HTL两种方法均无法保持对载波相位的正常锁定,但是从图中信号载波频率的跟踪误差结果可以看出,对于DU-HTL方法而言,通过利用其中的VFLL环路,可以使得信号的载波频率的跟踪误差保持在一定范围内,使得信号处于频率锁定状态,但是对于DU-STL方法而言,依然无法保证信号的载波频率处于锁定状态,当信号在60s的时候恢复至35dBHz时,DU-HTL方法可以快速重新锁定信号的载波相位,但是此时DU-STL方法却依然误差正常跟踪该卫星信号,从而验证了DU-HTL比DU-STL方法具有更好的信号重捕获和跟踪连续性能。对比不同参数下的DU-HTL跟踪结果可以看出,当VFLL的更新间隔越大,其频率跟踪误差也越大。

[0219] 综上所述,虽然本发明已以较佳实施例揭露如上,然其并非用以限定本发明,任何本领域普通技术人员,在不脱离本发明的精神和范围内,当可作各种更动与润饰,因此本发明的保护范围当视权利要求书界定的范围为准。

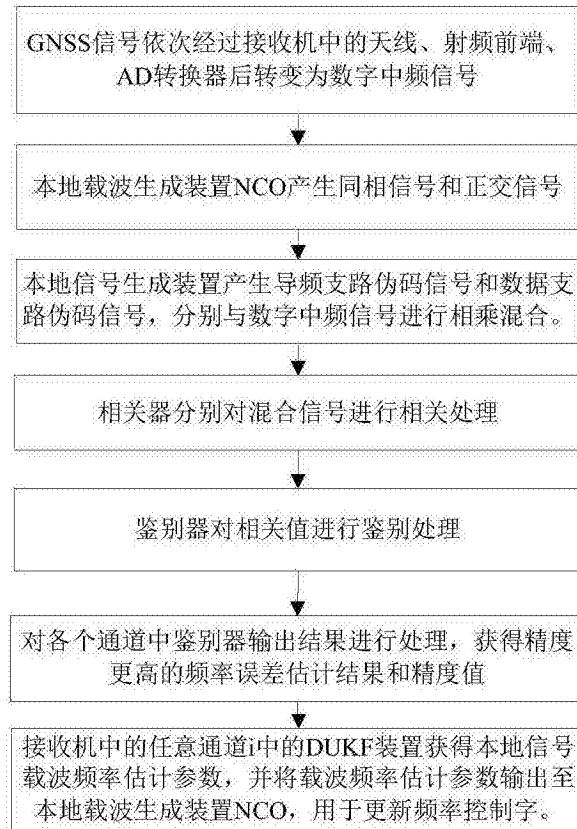


图1

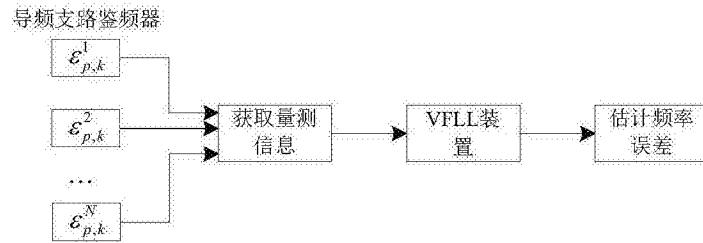


图2

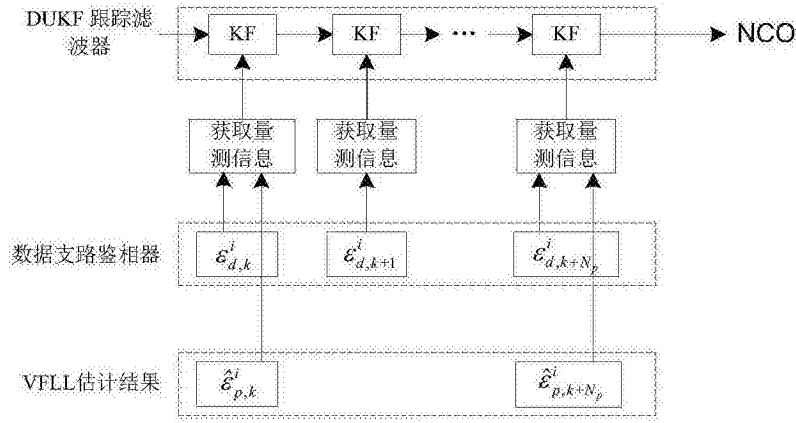


图3

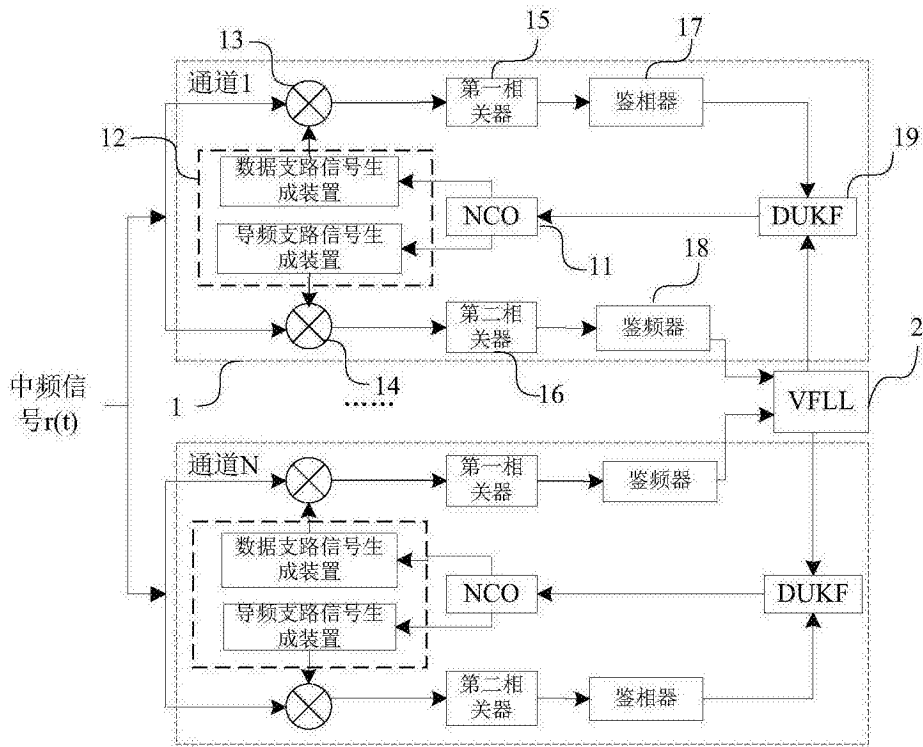


图4

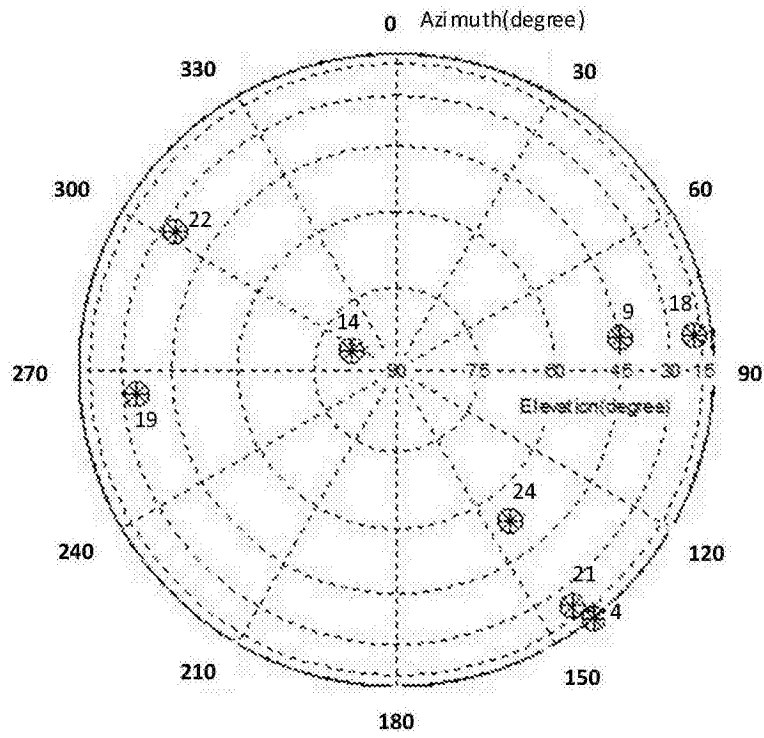


图5

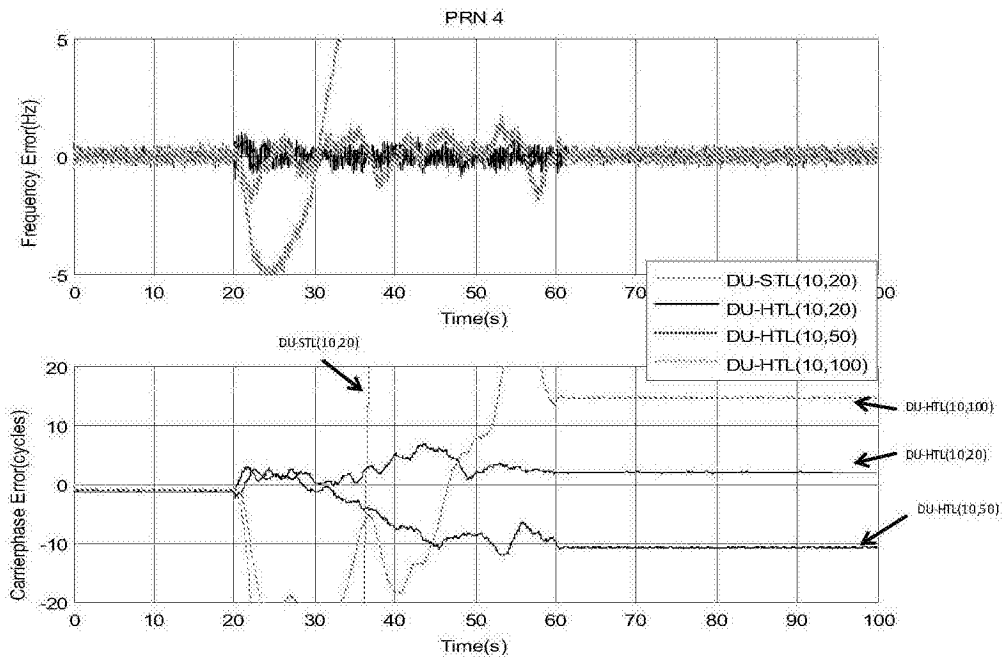


图6