http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0074

基于方位多假设的单基线干涉仪定位方法

邢怀玺[1], 吴华[1], 陈游[1,*], 张景安[2]
(1. 空军工程大学 航空工程学院, 西安 710038; 2. 合肥职业技术学院 汽车工程学院, 合肥 238000)

摘 要: 为了解决机载单站无源定位系统中一维单基线干涉仪测量相位差信息的模糊问题,改进仅利用相位差变化率定位方法,将模糊相位差作为有效的定位参数,提出一种基于方位多假设的单基线干涉仪定位方法。利用模糊相位差和相位差变化率初始化辐射源目标的可能距离方位信息,并通过高斯-扩展卡尔曼滤波(GS-EKF)算法解算辐射源目标位置。所提方法克服了仅利用相位差变化率定位受观测平台机动影响的缺陷,有效缩短了定位时间,同时不必考虑解相位模糊,定位性能均优于仅利用相位差或相位差变化率的定位方法,在实际工程运用中可以降低设备复杂度和成本。

关 键 词: 无源定位; 单基线; 相位差; 相位差变化率; 高斯-扩展卡尔曼滤波(GS-EKF)
中图分类号: TN971
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2021)05-1049-09

实现对非合作辐射源的高精度、高速度、高稳定性定位一直是机载单站无源定位技术[1-5]研究的重点,这一技术对于完成远程警戒、引导反辐射武器、电子侦察监视等军事领域具有不可忽视的应用价值。最早的单站无源定位利用辐射源来波方向(DOA)实现交叉定位[6-8],定位时间长,需要观测平台运动相当长的一段距离,同时受限于角度测量精度,传统的比幅技术[1]对辐射源的定位效果不佳,在为飞行员提供态势感知和决策支持上能力非常有限。干涉仪精确测量相位信息的定位体制克服了传统测向的弊端,得到广泛的应用[9-12],其中的解相位模糊[10-11]是关键一环。

文献[12]利用相位差及其变化率[12-15]实现对固定辐射源的定位,不需要观测时间的积累可以实现瞬时定位,但干涉仪测向需要解相位差模糊才能得到目标方位估计,在传统的干涉仪测相位差定位方法中,实现相位差解模糊至少需要3个天线阵元构成2组干涉仪,然而单基线干涉仪的长度大于半倍波长时无法实现相位差解模糊,需要采用多组天线接收通道以解相位模糊,因此设备系统构造复杂度高,体积质量大,而且对多个天线通道间的幅相一致性要求较高,工程实现难度较大。文献[16]仅测相位差变化率的被动定位方法通过逻辑判断和滤波方法可以消除相邻采样点相位差的模糊,得到修正的相位差序列,避免了解模糊运算,很好地克服了单站单基线干涉仪无法实现解相位模糊的弊端。然而由相位差变化率确定的测距曲线的差异性受观测平台运动姿态(即干涉仪基线指向)的影响,该方法对观测平台的机动要求高,单站平台做简单的匀速直线运动条件下定位效果不佳,需要在机动转弯的条件下才能取得较好的定位效果,而且该方法需要较长的观测时间,即单站平台运动足够长的距离,才能利用相位差变化率的差异性估计出目标的位置,导致定位收敛速度和定位精度降低。

本文构建的定位模型可以利用模糊的相位信息直接估计目标辐射源的位置,省去了解模糊的过程,而且降低了设备的复杂度和成本。单次测

收稿日期: 2020-03-02; **录用日期**: 2020-06-29; **网络出版时间**: 2020-07-14 11:27
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200714.0906.001.html
* **通信作者**. E-mail: chenyousky@163.com

引用格式: *邢怀玺, 吴华, 陈游, 等. 基于方位多假设的单基线干涉仪定位方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(5): 1049-1057. XING H X, WU H, CHEN Y, et al. Single-baseline interferometer positioning method based on azimuth multiple hypothesis [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(5): 1049-1057 (in Chinese).*

http://bhxb.buaa.edu.cn

量得到的模糊相位差不能确定唯一的定位线,模糊范围由信号载波频率和基线长度确定,每个模糊数对应一个来波方向,最大模糊数越大,估计的来波方向越多。这种方法定位的思想是:通过空中观测平台的运动,一段时间内获得不同时刻的模糊相位差,确定相应的定位线,利用观测平台位置和运动方向的变化引起不同时刻定位线的差异,目标的位置处于所有时刻定位线的交点处,理论上通过多次观测可以估计出目标辐射源的位置。

1 基于相位信息的直接定位模型

空中观测平台在一段时间内接收固定辐射源发射的非合作信号,提取相应的信号参数,结合自身运动状态,建立目标与观测平台位置间的约束关系,从而对辐射源进行定位。考虑到空中运动观测平台对地面远距离固定辐射源定位的实际情况,由于观测平台与目标的水平距离远大于观测平台的飞行高度,本文将定位模型简化成二维定位模型,定位场景如图 1 所示。假设观测平台上平行机身安装一组二阵元的一维单基线干涉仪,在一段观测时间内,干涉仪可多次测量来波方向的相位信息。

空中观测平台的位置速度和姿态角信息可以从惯导系统或 GPS 系统中获取。假设目标辐射源 T 的位置状态为 $\boldsymbol{X}_{Tk}=[x_T,y_T]^{\mathrm{T}}$,观测时间 $t_1\sim t_n$,在 t_k 时刻,载机的位置状态为 $\boldsymbol{X}_{ok}=[x_{ok},y_{ok}]^{\mathrm{T}}$,速度为 $\boldsymbol{V}_{ok}=[v_x,v_y]^{\mathrm{T}}$,辐射源方位角 θ_k 为辐射源和载机连线与 X 轴的夹角,基线指向角 α_k 为基线 C_1C_2 指向与 X 轴的夹角。两者相对位置矢量为 $\boldsymbol{X}_{Tk}-\boldsymbol{X}_{ok}=[x_k,y_k]^{\mathrm{T}}$,二者之间的径向距离为 $R_k=\sqrt{x_k^2+y_k^2}$。天线阵元与接收通道相连,辐射源信号由天线接收经接收通道传至接收机,

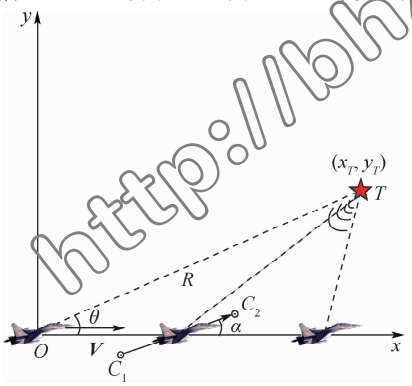


图 1 相位观测下的定位模型示意图

Fig. 1 Schematic diagram of positioning model under phase observation

通过相位比较得到相位差测量值。理论的相位差为

$$\varphi_k=\frac{2\pi d}{c}f\cos(\theta_k-\alpha_k) \tag{1}$$

式中:f 为辐射源的频率,d 为基线长度;c 为光速;$\theta_k=\arctan\left(\frac{y_T-y_{ok}}{x_T-x_{ok}}\right)$。

k 时刻的相位差变化率由 φ_k 对时间求导得到

$$\dot{\varphi}_k=-\frac{2\pi d}{c}f\sin(\theta_k-\alpha_k)(\dot{\theta}_k-\dot{\alpha}_k) \tag{2}$$

k 时刻相位信息观测矢量为

$$\boldsymbol{z}_k=[\varphi_k\quad\dot{\varphi}_k]^{\mathrm{T}}+[\Delta\varphi_k\quad\Delta\dot{\varphi}_k]^{\mathrm{T}} \tag{3}$$

式中:相位差的导数 $\dot{\varphi}$ 为 k 时刻相位差变化率,假设观测误差 $\Delta\varphi_k$、$\Delta\dot{\varphi}_k$ 均服从高斯分布,且误差标准差为 σ_φ、$\sigma_{\dot{\varphi}}$。

文献[17]采用一种相位差误差检测的方法,遍历模糊数,得到对应的理论相位差与实际观测的模糊相位差作比较,将超过误差门限的模糊数对应来波方向剔除,大大减少了备选方位角的个数,降低了运算量,也在一定程度上提高了定位收敛的速度。对于本文的单基线定位模型,很难进行误差检测,若将所有可能的方位角作为初始方位,运算量较大,而且定位线多且密集,加之测量噪声的影响,在多次观测后可能会产生多个虚假位置点,进而导致不能准确定位,产生较大的定位误差。

为了解决这一问题,本文在利用模糊相位差定位的基础之上将相位差变化率作为定位另一重要参数,每次观测的相位差变化率对应一条定位线,2 个参数的定位线具有明显的差异性,目标辐射源的位置一定在 2 个参数定位线的交点上,目标位置与 2 个参数的约束关系大大缩小了初始位置的范围,加快了定位的收敛速度,而且这种定位线的差异也减少了虚假点的个数,在一定程度上可以确保定位的成功率。测量的模糊相位差及相位差变化率参数中隐含着辐射源的方位和距离信息,通过一段时间的多次观测积累,采取适当的定位方法便可估算出辐射源所在的位置。

2 定位方法

2.1 方位多假设

模糊的相位差不能确定唯一的来波方向,但是当辐射源频率和基线长度已知时,模糊数的范围必然可以确定,而模糊数和来波方向是一一对应的,目标真实方位一定是其中之一。可以选择

http://bhxb.buaa.edu.cn

多个满足条件的模糊数对应的来波方向作为初始方位估计,如图 2 所示。

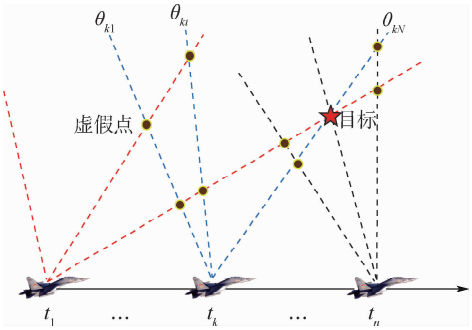


图 2　模糊相位差测向及定位原理

Fig. 2　Principle of direction finding and positioning based on fuzzy phase difference

运动观测平台接收辐射源信号,t_k 时刻通过干涉仪测得模糊相位差为

$$\varphi_m = (\varphi_k + \Delta\varphi_k) \bmod (2\pi) \tag{4}$$

假设相位差模糊数集合 $\{a\}$ 包含 $[-a_{\max}, a_{\max}]$ 中的所有整数,则对应的方位角为

$$\theta_{ki} = \arccos\left(\frac{c(\varphi_m + 2\pi a_{ki})}{2\pi df}\right) + \alpha_k \tag{5}$$

式(5)表示干涉仪测向的基本原理,模糊方位集合 $\{\theta_k\}$ 与相位差模糊数集合 $\{a_k\}$ 为一一对应关系。

因为相位差模糊数范围由辐射源信号频率、基线长度决定,基线长度和信号频率越大,最大相位差模糊数越大,测向过程中会出现越多的模糊来波方向。为了减少初始方位个数从而降低模型复杂度,可以先对辐射源大致方位进行粗估计,缩小初始探测范围。本文根据传统比幅测向获得的辐射源方位先验信息对模糊数范围进行约束。

2.2　相位差变化率测距

确定辐射源的方位和径向距离,可以唯一地确定辐射源的位置。本文利用相位差变化率对观测平台和辐射源间的距离进行估计。

由 $\theta = \arctan\left(\frac{y_T - y_o}{x_T - x_o}\right)$ 的关系可知,

$$\dot{\theta} = \frac{-v_y(x_T - x_o) + v_x(y_T - y_o)}{R} \tag{6}$$

整理得 t_k 时刻相位差变化率测距公式为

$$R_{ki} = \frac{v_x \sin\theta_{ki} - v_y \cos\theta_{ki}}{\dot{\alpha}_k - \dot{\varphi}_k c/(2\pi df \sin(\theta_{ki} - \alpha_k))} \tag{7}$$

可以看出,t_k 时刻目标的方位估计和距离估计也是一一对应的关系,第 i 个方位假设 θ_{ki} 都可以通过式(7)得到唯一的径向距离 R_{ki}。

3　GS-EKF 定位解算

3.1　GSF 原理

高斯和滤波(GSF)[18-20]大多用于处理非线性、非高斯问题,能够克服粒子滤波(PF)计算复杂度大的缺陷,同时满足在导航、定位、跟踪中的实时性要求。实时性要求 GSF 的基本理论是:任意分布的概率密度函数都能用多个高斯分量累加近似表示。

$$p(\boldsymbol{x}) = \sum_{i=1}^{N} \lambda^i N(\boldsymbol{x}; \boldsymbol{\mu}^i, \boldsymbol{P}^i) \tag{8}$$

式中:λ 为该高斯分量的权重,且 $\sum_{i=1}^{N} \lambda^i = 1$;$N(\boldsymbol{x}; \boldsymbol{\mu}^i, \boldsymbol{P}^i)$ 表示状态 $\boldsymbol{x}$ 满足高斯分布,$\boldsymbol{\mu}^i$ 和 $\boldsymbol{P}^i$ 分别表示该分布项的均值和协方差。

假设 $k-1$ 时刻系统的后验概率密度为

$$p(\boldsymbol{x}_{k-1}) = \sum_{i=1}^{N} \lambda^i_{k-1|k-1} N(\boldsymbol{x}_{k-1}; \boldsymbol{\mu}^i_{k-1|k-1}, \boldsymbol{P}^i_{k-1|k-1}) \tag{9}$$

则 k 时刻系统的一步预测概率分布和后验分布分别为

$$p(\boldsymbol{x}_k | \boldsymbol{z}_{k-1}) = \sum_{i=1}^{N_1} \lambda^i_{k|k-1} N(\boldsymbol{x}_k; \boldsymbol{\mu}^i_{k|k-1}, \boldsymbol{P}^i_{k|k-1}) \tag{10}$$

$$p(\boldsymbol{x}_k | \boldsymbol{z}_k) = \sum_{i=1}^{N_2} \lambda^i_{k|k} N(\boldsymbol{x}_k; \boldsymbol{\mu}^i_{k|k}, \boldsymbol{P}^i_{k|k}) \tag{11}$$

3.2　定位解算

利用高斯和扩展卡尔曼滤波(GS-EKF)算法估计目标辐射源位置,需要先对辐射源探测范围初始化。

假设比幅测向体制下已知目标辐射源初始方位的先验信息为 Ω,粗测向误差服从均值为 0、方差为 σ_Ω^2 的高斯分布。以 $[\Omega - 2\sigma_\Omega, \Omega + 2\sigma_\Omega]$ 作为测向的初始范围,并以此计算初始测向范围对应的模糊数范围:

$$\begin{cases} a_{\min} = \text{floor}\left[\frac{2\pi d}{c} f\cos(\Omega + 2\sigma_\Omega - \alpha)/(2\pi)\right] + 1 \\ a_{\max} = \text{floor}\left[\frac{2\pi d}{c} f\cos(\Omega - 2\sigma_\Omega - \alpha)/(2\pi)\right] \end{cases} \tag{12}$$

将探测范围划分为 N 个区间,本文按规律选取部分方位假设为辐射源可能存在的方位。因为相位差测量噪声的存在导致方位估计偏离真实方位,目标可能存在探测范围内的任一方位,所以假设辐射源方位在 N 个区间内等概率分布。$\{a_{1+q}, a_{1+2q}, \cdots, a_{1+nq}\}$ 表示等间隔选取的 N 个模糊数,下标 $1+iq$ 表示集合 $\{a\}$ 中模糊数的位置,q 为模

http://bhxb.buaa.edu.cn

糊数选取间隔。q 的取值要合适,若间隔太小,区间数增加,计算量必然会大幅上升,如果选取所有的模糊方位,则相邻模糊方位差别很小,定位效果并不会明显提高;若间隔太大,选取的模糊数可能与真实模糊数偏差大,方位估计就会产生较大偏移,方法收敛结果较差。在 N 个区间内选择与模糊数对应的 $\{\theta_1,\theta_2,\cdots,\theta_N\}$ 作为初始化方位假设,根据式(7)计算与方位假设相对应的 $\{R_1,R_2,\cdots,R_N\}$。设模糊方位均方根误差为 σ_{θ_i},测距均方根误差为 σ_{R_i},N 个区间对应的目标分布区域作为 N 个高斯分布项,根据式(11)可知,所有高斯项的加权和表示辐射源位置分布的概率函数。通过 EKF 对每个高斯项量测更新系统状态和权值,进而获得辐射源位置状态估计。

3.2.1 初始化

初始化每个高斯项的均值、协方差和权值。

$$\boldsymbol{\mu}^i = \boldsymbol{X}_{o1} + R_1[\cos\theta_i,\sin\theta_i]^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

$$\boldsymbol{P}^i = \boldsymbol{M}(\theta_i)\cdot[\sigma_R,\sigma_{R_1}]^{\mathrm{T}}\cdot[\sigma_{R_i},\sigma_{\theta_i}]\cdot\boldsymbol{M}(\theta_i)^{\mathrm{T}} \tag{14}$$

$$\lambda^i = \frac{1}{n} \tag{15}$$

式中:$\theta_i = \arccos\left(\dfrac{(\varphi_m+2\pi a_i)c}{2\pi df}\right)+\alpha$;旋转矩阵 $\boldsymbol{M}(\theta_i)=\begin{pmatrix}\cos\theta_i & -\sin\theta_i\\ \sin\theta_i & \cos\theta_i\end{pmatrix}$;测距均方误差由式(7)泰勒展开保留一次项,假设各测量误差独立,求得

$$\sigma_{R_i}^2 = \left[\left(\frac{\partial R_i}{\partial v_x}\right)^2+\left(\frac{\partial R_i}{\partial v_y}\right)^2\right]\sigma_v^2+\left(\frac{\partial R_i}{\partial\theta_i}\right)^2\sigma_{\theta_i}^2+\left(\frac{\partial R_i}{\partial\dot{\varphi}_i}\right)^2\sigma_{\dot{\varphi}_i}^2+\left(\frac{\partial R_i}{\partial f}\right)^2\sigma_f^2+\left(\frac{\partial R_i}{\partial\alpha}\right)^2\sigma_\alpha^2+\left(\frac{\partial R_i}{\partial\dot{\alpha}}\right)^2\sigma_{\dot{\alpha}}^2 \tag{16}$$

其中:σ_v^2 为速度误差方差;σ_f^2 为测频误差方差;σ_α^2 和 $\sigma_{\dot{\alpha}}^2$ 分别为基线指向角误差方差和基线指向角变化率误差方差。

3.2.2 滤波更新

利用 EKF 方法对每个高斯分量进行滤波。假设 $k-1$ 时刻辐射源位置估计高斯形式表示为

$$p(\boldsymbol{x}_{k-1}) = \sum_{i=1}^{N}\lambda_{k-1|k-1}^i N(\boldsymbol{x}_{k-1};\boldsymbol{\mu}_{k-1|k-1}^i,\boldsymbol{P}_{k-1|k-1}^i)$$

则 k 时刻第 i 个高斯项的状态、协方差和权值预测方程分别为

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i = \boldsymbol{\Phi}_{k-1}\boldsymbol{x}_{k-1|k-1}^i \tag{17}$$

$$\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i = \boldsymbol{\Phi}_{k-1}\boldsymbol{P}_{k-1|k-1}^i\boldsymbol{\Phi}_{k-1}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{\Gamma}_{k-1}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\Gamma}_{k-1}^{\mathrm{T}} \tag{18}$$

$$\lambda_{k|k-1}^i = \lambda_{k-1|k-1}^i \tag{19}$$

式中:$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i$ 为一步预测的状态更新;$\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i$ 为一步预测的协方差更新;$\lambda_{k|k-1}^i$ 为一步预测的权值更新;$\boldsymbol{\Phi}_{k-1}\in\mathbf{R}^{2\times2}$ 为 $k-1$ 时刻的状态转移矩阵;$\boldsymbol{\Gamma}_{k-1}\in\mathbf{R}^{2\times2}$ 为 $k-1$ 时刻的系统噪声分布矩阵;$\boldsymbol{Q}$ 为系统量测噪声的协方差矩阵。

相位差和相位差变化率的量测预测为

$$\hat{\boldsymbol{z}}_{k|k-1} = \boldsymbol{F}(\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}) \tag{20}$$

式中:量测函数 $\boldsymbol{F}(\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}) = [f_1(\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1})\ f_2(\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1})]^{\mathrm{T}}$,$f_1(\cdot)$ 表示相位差的量测方程,由式(1)给出,$f_2(\cdot)$ 表示相位差变化率的量测方程,由式(2)、式(6)给出,$\boldsymbol{F}(\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1})\approx\boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}$,Jacobi 矩阵 $\boldsymbol{H}=\left[\dfrac{\partial\varphi_k}{\partial\boldsymbol{X}_{Tk}}\quad\dfrac{\partial\dot{\varphi}_k}{\partial\boldsymbol{X}_{Tk}}\right]^{\mathrm{T}}$。

量测误差(新息)为

$$\boldsymbol{e}_k^i = \boldsymbol{z}_k - \hat{\boldsymbol{z}}_{k|k-1}^i \tag{21}$$

量测误差(新息)的协方差矩阵为

$$\boldsymbol{S}_k^i = \boldsymbol{H}\boldsymbol{P}_{k|k-1}^i\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{D} \tag{22}$$

式中:相位观测误差的协方差矩阵 $\boldsymbol{D}=\begin{pmatrix}\sigma_\varphi & 0\\ 0 & \sigma_{\dot{\varphi}}\end{pmatrix}$。

滤波增益为

$$\boldsymbol{K}_k^i = \boldsymbol{P}_{k|k-1}^i\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{S}_k^i)^{-1} \tag{23}$$

由 EKF 算法可得 k 时刻各高斯项的状态、协方差和权值估计为

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}^i = \hat{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}^i+\boldsymbol{K}_k^i\boldsymbol{e}^i \tag{24}$$

$$\boldsymbol{P}_{k|k}^i = (\boldsymbol{I}-\boldsymbol{K}_k^i\boldsymbol{H})\cdot\boldsymbol{P}_{k-1|k-1}^i \tag{25}$$

$$\lambda_k^i = \frac{\lambda_{k|k-1}^i p(\boldsymbol{z}_k\mid\hat{\boldsymbol{z}}_{k|k-1}^i)}{\sum_{j=1}^{N}p(\boldsymbol{z}_k\mid\hat{\boldsymbol{z}}_{k|k-1}^i)\lambda_{k|k-1}^j} \tag{26}$$

式中:k 时刻量测向量 $\boldsymbol{z}_k$ 第 i 项的概率密度分布函数为

$$p(\boldsymbol{z}_k\mid\hat{\boldsymbol{z}}_{k|k-1}^i) = N(\boldsymbol{z}_k;\hat{\boldsymbol{z}}_{k|k-1}^i,\boldsymbol{S}_k^i) \tag{27}$$

其中:$p(\boldsymbol{z}_k|\hat{\boldsymbol{z}}_{k|k-1}^i)$ 为 k 时刻第 i 个子滤波器的似然函数,这里用正态分布来表示。

因此,k 时刻的辐射源位置估计值为各个子滤波器当前时刻输出结果的加权和:

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k} = \sum_{i=1}^{N}\lambda_k^i\hat{\boldsymbol{x}}_{k|k}^i \tag{28}$$

相应的 k 时刻状态协方差更新为

$$\boldsymbol{P}_{k|k} = \sum_{i=1}^{N}\lambda_k^i\boldsymbol{P}_{k|k}^i \tag{29}$$

3.2.3 高斯和降阶

高斯项数 N 的大小会影响运算的时间复杂度和滤波精度,N 越大,计算越复杂,收敛时间越长,某些情况下难以达到实际工程的要求;N 越小,算法不能很好地刻画系统实际概率密度分布情况,会产生较大的滤波误差。所以,适当选择高

http://bhxb.buaa.edu.cn

斯项的个数能够有效提高算法的性能。同时,为了解决迭代过程中高斯分量的增多而导致算法无法实现的问题,通常采用类伪贝叶斯的方法动态删减或合并高斯分量[21-23]。

本文采用的具体策略如下:

假设 k 时刻任意 2 个高斯项 $N(\boldsymbol{x};\boldsymbol{\mu}^i,\boldsymbol{P}^i)$ 和 $N(\boldsymbol{x};\boldsymbol{\mu}^j,\boldsymbol{P}^j)$,对应的权值分别为 λ^i 和 λ^j,通过计算 2 个高斯项之间的"距离"作为合并的依据,定义两者"距离"的平方为

$$d_{ij}^2 = \frac{\lambda^i\lambda^j}{\lambda^i+\lambda^j}(\boldsymbol{\mu}^i-\boldsymbol{\mu}^j)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{P}^i+\boldsymbol{P}^j)(\boldsymbol{\mu}^i-\boldsymbol{\mu}^j) \quad (30)$$

设置最小权值阈值为 λ_{th},最大距离门限为 d_{th},将相似性高的(即距离小于 d_{th})高斯项进行合并,得到新的高斯分量,其均值、方差和权值更新为

$$\boldsymbol{\mu}^{i'} = (\lambda^i\boldsymbol{\mu}^i+\lambda^j\boldsymbol{\mu}^j)/(\lambda^i+\lambda^j) \quad (31)$$

$$\boldsymbol{P}^{i'} = (\lambda^i\boldsymbol{P}^i+\lambda^j\boldsymbol{P}^j)/(\lambda^i+\lambda^j) \quad (32)$$

$$\lambda^{i'} = \lambda^i+\lambda^j \quad (33)$$

当某个高斯项权值小于 λ_{th},而且不能达到合并条件时,将其舍弃。

3.2.4　*方法流程*

本文方法的具体流程归纳如下:

步骤 1　方位多假设。将比幅测向范围设为初始探测方向范围,根据观测相位信息,获得初始化方位和距离估计。

步骤 2　GS-EKF 滤波。初始化高斯项均值、协方差和权值,每次获取新的观测值后,利用子滤波器迭代更新,利用式(28)更新位置估计。

步骤 3　删减与合并。根据式(30)对满足条件的高斯项进行合并,对权值小于 λ_{th} 的高斯项进行删减,返回步骤 2 直至定位结束。

步骤 4　结果输出。将滤波迭代相邻 2 次的定位径向距离差异作为定位结果选取的标准,径向距离差异最小时,输出辐射源位置估计值。

4　仿真分析

4.1　方法可行性验证

4.1.1　*参数设置*

假设空中观测平台以速度 270 m/s 向正东方向沿直线飞行,初始位置为(0,0)km,干涉仪基线平行于机身安装,基线长度 10 m,地面固定辐射源位置(60,80)km,辐射源信号载频固定为 6 GHz。观测平台的位置和航姿信息通过惯导和导航设备获取,数据采样率为 0.5 s。相位差误差 $\sigma_\varphi=10°$,相位差变化率误差 $\sigma_{\dot\varphi}=1(°)/\mathrm{s}$,模糊方位均方根误差为 1°,观测平台位置误差 10 m,速度误差 2 m/s,比幅粗测向误差标准差 $\sigma_\Omega=5°$,模糊数间隔 $q=9$,初始化方位个数为 6,$\lambda_{\mathrm{th}}=10^{-5}$,$d_{\mathrm{th}}=3$ km。

4.1.2　*实验结果*

图 3 为利用本文方法对辐射源单次定位滤波迭代的高斯项最大权值和位置误差更新。可以看出,随着观测值的更新,接近辐射源真实位置的高斯项权值整体呈增加趋势,位置估计结果逐渐接近真实值。

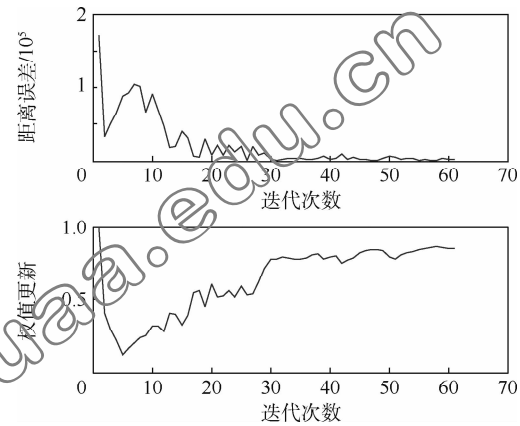


图 3　单次定位距离误差和权值更新

Fig. 3　Update of distance error and weight in a single positioning

4.2　参数对方法的影响

假设相位差误差方差为 10°,初始测向范围与上述一致,比较不同初始方位假设个数下的定位性能,如图 4 所示,纵轴表示定位结果和辐射源真实位置的距离误差 REP 与辐射源和观测平台径向距离 R 的相对值。可以看出,初始时刻方位估计很少时,定位性能效果很差,因为每个高斯项初始探测范围过大,而目标的真实位置位于某个高斯项的一点,在误差存在的条件下,滤波难以消

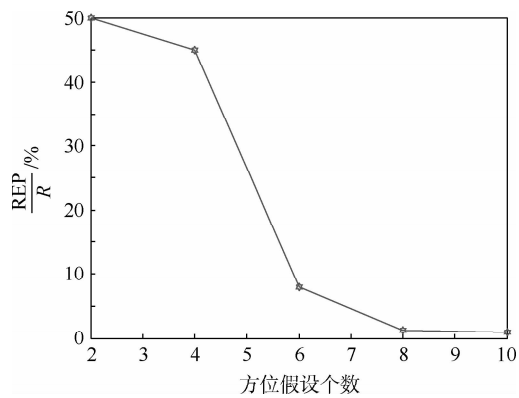


图 4　不同初始化方位假设个数的定位性能

Fig. 4　Positioning performance under different number of initial orientation assumptions

http://binxb.buaa.edu.cn

除虚假位置,所以,难以求出接近目标的位置估计。合理选择和划分初始探测方位,可以大幅度提高定位精度。

改变参数设置分析方法的性能,图 5 和图 6 分别为不同观测时间和不同速度下 200 次独立重复实验定位的结果。图中:红色虚线框表示的区域是以辐射源位置为中心、二维方向扩展 10 km 的范围。

图 5 中,当观测时间为 10 s 时,多次定位的平均值偏差较大,只有少数结果位于虚线框内,定位效果不佳。随着观测时间延长,辐射源位置估计的平均值更接近真实位置,多次实验下定位结果更加集中,且无效定位的次数明显减少。

观测平台作直线运动,如图 6 所示,当观测平台运动速度分别为 100 m/s、200 m/s、300 m/s、400 m/s 时,对比发现观测平台速度越大,平均定位精度越高,效果越好;尤其是当速度达到 400 m/s 左右时,定位结果非常集中,意味着定位的成功率更高。

延长观测时间和增大观测平台速度都会延长观测平台的飞行距离,因此,增大观测平台飞行距离能够有效提高方法的定位性能,这是因为前后观测平台位移越大,定位曲线的差异越明显,利于方法在迭代过程中排除虚假点,有效提高估计精度,定位结果的可信度更高。但是延长观测时间与定位收敛速度之间相互冲突,可以通过增大飞行速度提升定位性能。

4.3 方法性能对比

对比本文方法和仅利用模糊相位差定位 2 种方法的定位性能,通过 100 次蒙特卡罗重复实验统计相对定位误差(REP)。假设初始测向范围为 40°,仿真结果如图 7 所示。

随着相位差误差的增加,统计定位误差逐渐增大,可以看出,在相同相位差测量噪声下,本文定位精度更高;而且前者定位性能的好坏更受限于相位差误差,本文定位方法在相位差误差 50° 左右时,仍可以达到 5% R 的定位精度,说明增加相位差变化率可以有效弥补相位差测量精度较低时造成的定位误差大这一不足。

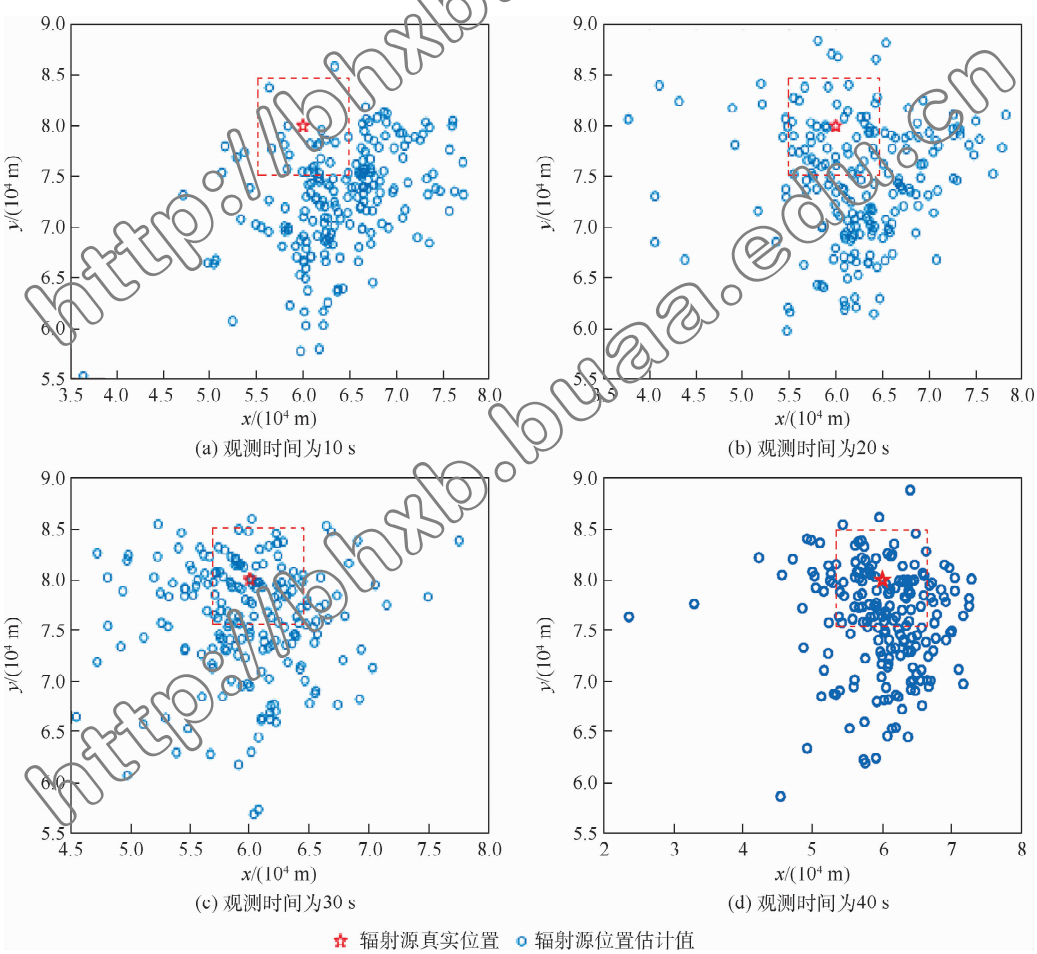


图 5 不同观测时间下的定位结果

Fig. 5 Positioning results at different observation time

http://bhxb.buaa.edu.cn

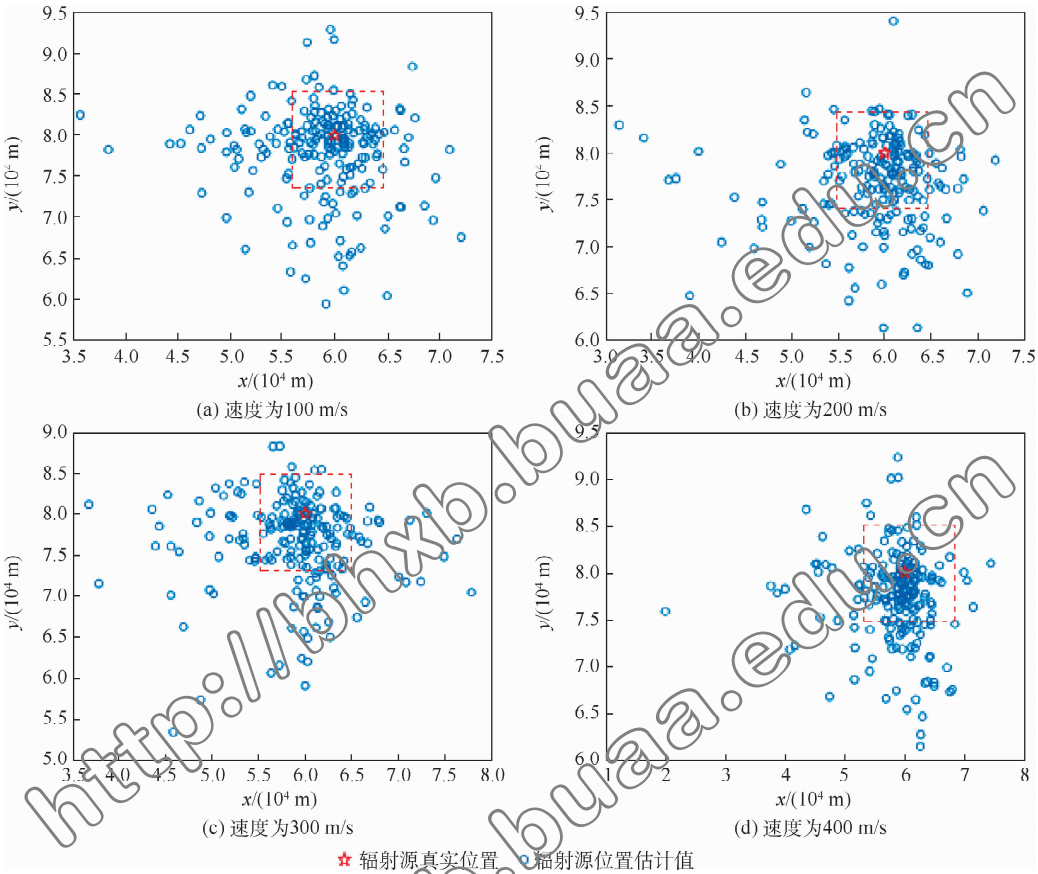


图 6　不同速度下的定位结果

Fig. 6　Positioning results at different speeds

在初始参数设置情况下,仅改变相位差测量精度以 5% R 作为定位成功的指标,表 1 和表 2 比较了不同参数测量误差下的定位时间,“ – ”表示定位失败。

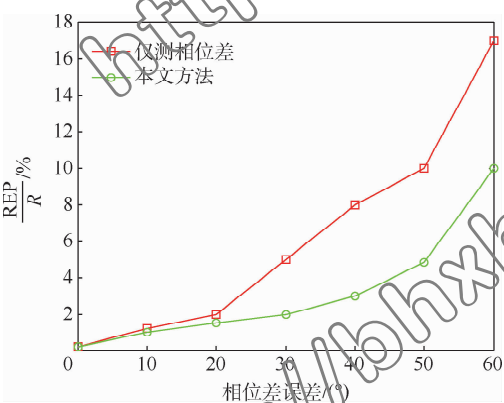


图 7　两种方法定位性能对比

Fig. 7　Comparison of positioning performance between two methods

表 1　不同相位差误差下的定位时间(σ_φ = 0.5(°)/s)

Table 1　Positioning time under different phase difference measurement errors (σ_φ = 0.5(°)/s)

方法	定位时间/s			
	10°	20°	30°	40°
仅测相位差	25	30	33	34
本文方法	18	18	20	21

表 2　不同相位差变化率误差下的定位时间($\sigma_{\dot\varphi}$ = 10(°)/s)

Table 2　Positioning time under different phase difference change rate measurement errors ($\sigma_{\dot\varphi}$ = 10(°)/s)

方法	定位时间/s			
	0.3(°)/s	0.5(°)/s	1(°)/s	2(°)/s
仅测相位差变化率	20	23	—	—
本文方法	16	18	25	—

通过对比表明,当相位差误差在 20°以内时,仅测相位差方法定位时间才可以满足 30 s 以内,而本文方法在相位差误差达到 40°时,有效定位时间仍然在 20 s 左右,增强了定位的实时性。相较于仅测相位差变化率,本文方法在缩短了定位时间的同时,降低了仅利用相位差变化率定位对参数测量精度的要求。

5　结　论

1)针对一维长基线干涉仪无法解相位模糊的问题,本文仅利用二阵元单基线,无需解模糊,同时引入方位多假设的思想,将直接观测的模糊相位差及变化率作为定位参数,降低了对设备复杂度和成本的要求。

2)利用模糊相位差及变化率对固定辐射源

http://bhxb.buaa.edu.cn

定位,减小了定位结果对单一定位参数误差的敏感度,具有一定的容错性。

3)相位差及相位差变化率同时约束观测平台与辐射源位置的约束关系,减小滤波搜索初始范围;利用不同参数定位曲线的差异性,一定程度降低了对参数积累的要求,有效提高了定位精度和收敛速度。同时实验结果表明,延长飞行距离也可以改善方法的定位性能。

参考文献(References)

[1] 田中成,刘聪锋. 无源定位技术[M]. 北京:国防工业出版社,2015:374-379.
TIAN Z C,LIU C F. Passive location technology[M]. Beijing: National Defense Industry Press,2015:374-379(in Chinese).

[2] 王星. 航空电子对抗原理[M]. 北京:国防工业出版社,2008:136-158.
WANG X. Avionics countermeasure principle[M]. Beijing: National Defense Industry Press,2008:136-158(in Chinese).

[3] 张刚兵. 单站无源定位与跟踪关键技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2010.
ZHANG G B. Research on key technology for single oserver passive location and tracking[D]. Nanjin: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2010(in Chinese).

[4] 刘学. 机载无源定位技术与跟踪算法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2011.
LIU X. The research of technology and tracking algorithms for air-borne passive location[D]. Harbin: Harbin Engineering University,2011(in Chinese).

[5] 孙仲康,郭福成,冯道旺,等. 单站无源定位跟踪技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008:5-6.
SUN Z K,GUO J C,FENG D W,et al. Passive location and tracking technology by single observer[M]. Beijing: National Defense Industry Press,2008:5-6(in Chinese).

[6] 许志伟,王运锋,张小琴. 基于只测向的机载单站定位技术[J]. 四川大学学报(自然科学版),2017,54(2):293-297.
XU Z W,WANG Y F,ZHANG X Q. Airborne single-station passive location technology only based on bearing method[J]. Journal of Sichuan University(Natural Science Edition),2017,54(2):293-297(in Chinese).

[7] GERSHANOFF H. Experimental passive range and AOA system shows promise[J]. Journal of Electronic Defence,1992,15(12):31-33.

[8] ZHENG Q,CHEN J Q,YANG B J,et al. Research on technology based on orthogonal multi-station angle measurement method[J]. Infrared Physics & Technology,2017,86:202-206.

[9] 张金秀,陶海红,王渊. 一种基于双基线旋转的改进干涉仪定位算法[J]. 北京理工大学学报,2018,38(3):320-324.
ZHANG J X,TAO H H,WANG Y. An improved locating algorithm based on double baselines rotating interferometer[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology,2018,38(3):320-324(in Chinese).

[10] LI C,LIAO Y B. A DF method for the improved correlative interferometer[J]. Journal of Xidian University,2006,33(3):400-403.

[11] 赵培焱,彭华峰,邓兵,等. 基于干涉相位的两步法高精度无模糊时延估计[J]. 系统工程与电子技术,2018,40(11):2410-2414.
ZHAO P Y,PENG H F,DENG B,et al. Two-stage high accuracy and unambiguous time delay estimation method based on interferometry phase[J]. Systems Engineer and Electronics,2018,40(11):2410-2414(in Chinese).

[12] 侯建民. 基于相位差变化率的空中运动单站对地面固定目标的无源定位[D]. 合肥:合肥工业大学,2015:7-11.
HOU J M. The phase difference rate of change-based passive location of ground fixed target by the air movement single observer[D]. Hefei: Hefei University of Technology,2015:7-11(in Chinese).

[13] WANG J H,WANG Y S,GUO T,et al. Rate of phase difference change estimation in single airborne passive locating system[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2009,22(2):184-190.

[14] 朱伟强,黄培康,马琴. 基于相位差变化率测量的单站定位方法[J]. 系统工程与电子技术,2008,30(11):2108-2111.
ZHU W Q,HUANG P K,MA Q. Location method for phase difference rate of change with single observer[J]. Systems Engineering and Electronics,2008,30(11):2108-2111(in Chinese).

[15] SHAN Y H,AN W,SUN Z K. Passive location method based on phase rate of change[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2002,15(1):49-54.

[16] 郭福成,贾兴江,皇甫堪. 仅用相位差变化率的机载单站无源定位方法及其误差分析[J]. 航空学报,2009,30(6):1090-1095.
GUO F C,JIA X J,HUANGFU K. A single observer passive localization method using phase difference changing rate only and its error analysis[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2009,30(6):1090-1095(in Chinese).

[17] 张敏,郭福成,周一宇,等. 运动单站干涉仪相位差直接定位方法[J]. 航空学报,2013,34(9):2185-2193.
ZHANG M,GUO F C,ZHOU Y Y,et al. A single moving observer direct position determination method using interferometer phase difference[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2013,34(9):2185-2193(in Chinese).

[18] 张曼. 基于高斯和的滤波算法研究[D]. 西安:西安工程大学,2015:8-12.
ZHANG M. Research on filtering algorithm based on Gauss sum[D]. Xi'an:Xi'an Polytechnic University,2015:8-12(in Chinese).

[19] LEONG P H,ARULAMPALAM S,LAMAHEWA T A,et al. A Gaussian-sum based cubature Kalman filter for bearings-only tracking[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2013,49(2):1161-1176.

[20] 曹亚琴,秦宁宁,杨乐. 一种改进的双站时频差目标跟踪高斯和滤波算法[J]. 计算机与数字工程,2018,46(5):908-915.
CAO Y Q,QING N N,YANG L. Enhanced Gaussian-sum filter for TDOA and FDOA-based tracking with two sensors[J]. Computer & Digital Engineering,2018,46(5):908-915(in Chinese).

http://bhxb.buaa.edu.cn

[21] 李曦,杨乐,郭福成,等. 高轨双星辐射源跟踪的高斯和-容积 Kalman 滤波算法[J]. 国防科技大学学报,2016,38(2):96-106.
LI X,YANG L,GUO F C,et al. Gaussian-sum based 5th-order cubature Kalman filter for source geolocation using dual GEO satellites[J]. Journal of National University of Defense Technology,2016,38(2):96-106(in Chinese).

[22] BILIK I,TABRIKIAN J. MMSE-based filtering in presence of non-Gaussian system and measurement noise[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System,2010,46(3):1153-1170.

[23] 王磊,程向红,李双喜. 高斯和高阶无迹卡尔曼滤波算法[J]. 电子学报,2017,45(2):424-430.
WANG L,CHENG X H,LI S X. Gaussian sum high order unscented Kalman filtering algorithm[J]. Acta Electronica Sinica,2017,45(2):424-430(in Chinese).

作者简介:

邢怀玺　男,硕士研究生。主要研究方向:信息对抗理论与技术。

陈游　男,博士,讲师。主要研究方向:信息对抗理论与技术。

Single-baseline interferometer positioning method based on azimuth multiple hypothesis

XING Huaixi[1], WU Hua[1], CHEN You[1,*], ZHANG Jingxuan[2]

(1. Aeronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;
2. Department of Automotive Engineering, Hefei Technology College, Hefei 238000, China)

Abstract: In order to solve the problem of ambiguity of phase difference information measured by one-dimensional single-baseline interferometer in an airborne single-station passive positioning system, the positioning method that measures only the phase difference change rate is improved, and the fuzzy phase difference is used as an effective positioning parameter. And a single-baseline interferometer phase measurement and positioning method based on azimuth multiple hypotheses is proposed. The possible distance and azimuth information of the radiation source target is initialized using the fuzzy phase difference and the phase difference change rate, and the target location of the radiation source is solved by the Gauss-Extended Kalman Filter (GS-EKF) algorithm. This method overcomes the shortcomings of using only the phase difference change rate to locate the impact of the maneuver of the observation platform, effectively shortens the positioning time, and does not need to consider the solution of phase ambiguity. Its positioning performance is superior to the positioning method that only measures the phase difference or the phase difference change rate. In practical engineering applications, this method can reduce equipment complexity and cost.

Keywords: passive positioning; single baseline; phase difference; phase difference change rate; Gauss-Extended Kalman Filter (GS-EKF)

Received: 2020-03-02; **Accepted**: 2020-06-29; **Published online**: 2020-07-14 11:27
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200714.0906.001.html

* **Corresponding author**. E-mail: chenyousky@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn