

一种基于短合成孔径的双星干涉精确定位方法

孙光才^{*①} 王裕旗^① 高昭昭^② 江帆^② 邢孟道^① 保铮^①

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

^②(电子信息控制重点实验室 成都 610036)

摘要: 双星TDOA/FDOA联合定位通过时差曲面和频差曲面进行定位, 定位的精度受时差/频差测量精度的影响。针对精确测量时差/频差的需求, 该文提出一种基于短合成孔径的双星干涉测量时差/频差的方法, 利用一定长度的合成孔径提高测量精度。对于窄带信号, 该方法有估计单星多普勒频率的能力, 通过两颗卫星单独估计的结果得到频差; 对于宽带信号, 通过双星数据干涉可以获得频差的高精度估计。对于短期稳定的雷达信号, STK仿真数据的处理结果证实了该方法在大范围内可以实现1 km的定位精度。

关键词: 双星定位; 短合成孔径; 双星干涉; 到达时差; 到达频差

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)02-0472-08

DOI: [10.11999/JEIT180940](https://doi.org/10.11999/JEIT180940)

A Dual Satellite Interferometric Precise Localization Method Based on Short Synthetic Aperture

SUN Guangcai^① WANG Yuqi^① GAO Zhaozhao^② JIANG Fan^②

XING Mengdao^① BAO Zheng^①

^①(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory, Chengdu 610036, China)

Abstract: Dual satellite TDOA/FDOA localization is achieved by the TDOA hyperboloid and FDOA hyperboloid. The accuracy of localization is affected by TDOA/FDOA accuracy. In order to measure accurately the TDOA/FDOA, a method of TDOA/FDOA measurement based on short synthetic aperture is presented. This method improves the measurement accuracy by using a certain length of synthetic aperture. For narrowband signals, the method has the ability to estimate a single satellite Doppler frequency, and the frequency difference can be obtained from the results estimated by the two satellites. For wideband signals, high-precision estimates of frequency differences can be obtained by dual satellite data interference. For short-term stable radar signals, the processing results of STK simulation data confirm the effectiveness of the proposed method.

Key words: Dual-satellite localization; Short synthetic aperture; Dual-satellite interferometry; TDOA; FDOA

1 引言

信号源的无源定位, 具有作用距离远、隐蔽性高、生存能力强的特点, 受到国内外广泛的研究^[1-9]。传统的单站无源定位技术有到达方向(DOA)估计^[10]、到达时间(TOA)估计^[11]和TOA/DOA联合估计^[12]。早期的DOA估计主要通过波束形成法来完成, 受瑞利限的限制, 后来发展的许多高分辨DOA估计算法, 如Capon算法、Pisarenko算法和MUSIC算

法等极大地提高了估计的分辨力和精度^[13], 但是DOA估计的分辨能力始终受到天线阵列孔径的限制, 空间源数的估计也影响部分DOA估计算法的性能。TOA估计算法测量信号到达观测平台的时间估计信号源的距离, 检测门限的设置是TOA的关键, 不合适的检测门限会导致TOA估计误差的加大^[14]。TOA/DOA联合估计通过测量到的角度和距离进行目标的定位, 由于DOA分辨能力的固有限制, 信号源距离越远, 估计性能越差^[15]。

为了减小测量误差, 提高定位精度, 国际上众多学者又发展了多个观测站测量的方法: 到达时间差(TDOA)和到达频率差(FDOA)^[16]。多站TDOA定位通过测量信号到达不同观测平台的时间差, 进行双曲面定位^[17], 多站TDOA标准算法需要观测平

收稿日期: 2018-10-09; 改回日期: 2019-07-18; 网络出版: 2019-09-17

*通信作者: 孙光才 rsandsgc@126.com

基金项目: 电子信息控制重点实验室基金(20170105)

Foundation Item: The Foundation of Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory (20170105)

台间时钟同步, 时间不同步产生的误差, 会导致定位的误差; TDOA/FDOA联合定位技术利用时差曲面和频差曲面进行定位^[18], 只需要两个平台。并且在星载应用中, 卫星移动速度快, 多普勒频差大, 定位精度。目前已经提出了很多TDOA/FDOA联合定位的算法, 要达到这些算法的定位精度, 需要很高的时差频差估计精度^[19]。目前宽带信号的FDOA估计的研究主要基于CAF^[20]算法, CAF算法是一种双星联合估计算法, 在信号带宽不满足窄带假设的情况下, 估计效果变差。

针对这些问题, 本文提出一种基于短合成孔径的双星干涉的时频差精确估计方法, 该方法结合合成孔径的思想, 将SAR成像中的相干积累的原理引入到时差/频差估计中。在短孔径的条件下, 接收信号的时差线性变化, 通过最小二乘拟合提高时差估计精度; 信号的多普勒频率表现为方位向的线性相位, 通过多个脉冲相干积累, 提高了频差的测量精度。对于窄带信号, 两个卫星可以单独处理数据, 单独处理得到的多普勒频率做差得到频差; 对于宽带信号, 可以通过双通道联合处理获得高的估计精度, 有效解决CAF算法的不足。对于窄带信号, 本文算法可以获得单个通道的多普勒频率, 因此, 本文算法也适用于窄带信号的多普勒频率估计, 进行信号的到达角估计。本文的内容安排如下: 第2节介绍了短合成孔径的双星信号模型, 第3节介绍了时频差精确估计算法及定位方法, 第4节分析了算法的性能并进行了算法的仿真, 第5节通过STK仿真数据验证了算法的有效性。

2 短合成孔径的双星信号模型

合成孔径双星的信号模型如图1所示, 为了表述的方便, 这里假设两个卫星的轨道高度相同, 速度均为 v 。在短合成孔径中心时刻, 两个卫星运动方向与信号源 P 所在方向的夹角分别为 θ_1, θ_2 。卫星的轨迹如图1中粗实线所示。利用斜视SAR中的斜距模型, 点目标到卫星1的斜距历程可以写成, $R_1(t_a) \approx R_0 - v \cos \theta_1(t_a - t_{pc1}) + \frac{v^2 \sin^2 \theta_1}{2R_0}(t_a - t_{pc1})^2$, 其中

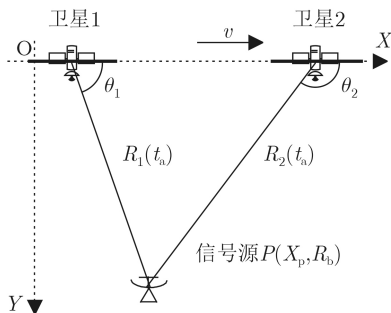


图1 双星信号模型

$t_{pc1} = (X_p - R_b \cot \theta_1)/v$ 为合成孔径中心时刻, $R_0 = R_b \sqrt{1 + \cot^2 \theta_1}$ 为合成孔径中心时刻的斜距, R_b 为信号源到航迹的最短距离。短合成孔径的条件为斜距历程中的2次项引起的相位变化小于 $\pi/4$, 即 $\frac{2\pi f_c}{c} \frac{v^2 \sin^2 \theta_1}{2R_0} (t_a - t_{pc1})^2 < \frac{\pi}{4}$, 其中 c 为光速。由此可以得到短合成孔径的时间限制: $t_{syn} < \sqrt{\frac{\lambda R_0}{v^2 \sin^2 \theta_1}}$ 。

由上述分析可以得到, 短合成孔径时间的条件下, $R_1(t_a)$ 线性变化, 假设信号源以 T_r 为脉冲重复间隔发送信号, 每个脉冲的提前量为 $mT_r v \cos \theta_1/c$ 。考虑到信号的多普勒频率 $f_{dc1} = v \cos \theta_1 f_c/c$, 每个脉冲的提前量可以表示为 $mT_r f_{dc1}/f_c$ 。实际测量的脉冲重复周期为 T_{r1} , 一般情况下 $T_{r1} \neq T_r$, 接收的信号写成2维的形式, 方位慢时间 $t_m = mT_{r1}$, 信号提前量为 $t_m \frac{T_r}{T_{r1}} \frac{f_{dc}}{f_c}$, 由于脉冲重复周期估计误差带来的信号时延量为 $t_m(1 - T_r/T_{r1})$, 定义 $\alpha = \left(1 - \frac{T_r}{T_{r1}}\right) - \frac{T_r f_{dc}}{T_{r1} f_c}$ 为方位延时因子, 延时量可以表示为 αt_m 。假设发射信号为线性调频信号, 卫星1接收的信号为

$$s_1(t, t_m) = \text{rect}[t - t_1 - \alpha_1 t_m] \cdot \exp(j2\pi f_c(t - t_1 - \alpha_1 t_m) - j2\pi f_{c1}t) \cdot \exp(j\pi\gamma(t - t_1 - \alpha_1 t_m)^2) \quad (1)$$

其中, t_1 表示信号出现的初始时刻, f_{c1} 为估计的载频, $-j2\pi f_{c1}t$ 项表示去载频, γ 为调频率。两个卫星同时开始录取数据, 卫星2接收的信号表达式为

$$s_2(t, t_m) = \text{rect}[t - (t_1 + \Delta t) - \alpha_2 t_m] \cdot \exp(j2\pi f_c(t - (t_1 + \Delta t) - \alpha_2 t_m) - j2\pi f_{c1}t) \cdot \exp(j\pi\gamma(t - (t_1 + \Delta t) - \alpha_2 t_m)^2) \quad (2)$$

Δt 表示两个卫星由于斜距不同产生的时间差。在较短的时间内, 假设 Δt 保持不变。双星干涉要求系统是同步的, 并且时钟是短期稳定的。双星系统间的不同步会导致 Δt 的变化, 从而导致时差估计产生误差。在短合成孔径的时间内, 通常小于1 s, 时钟的稳定度优于 8×10^{-14} , 时间同步能达到0.15 ns^[21]。

3 短孔径双星定位算法

3.1 双星干涉测频差

短合成孔径条件下, 信号的包络移动量很小, 所以可以忽略包络的影响, 对于线性调频信号来说, 那么其信号可以简化表示为

$$s_1(t, t_m) = \exp(j2\pi f_c(t - t_1 + \alpha_1 t_m) - j2\pi f_{c1}t) \cdot \exp(j\pi\gamma(t - t_1 + \alpha_1 t_m)^2) \quad (3)$$

式(3)中第1项的相位是 t_m 的线性函数, 取两列信号相关后, 可以得到其斜率 α_1 , α_1 中包含信号的真实多普勒频率。对信号进行方位相关处理得到

$$C_s(t_0) = s_1(t, t_m + t_0) s_1^*(t, t_m) \\ = \exp(j2\pi f_c \alpha_1 t_0) \exp(j\pi \gamma \alpha_1^2 (t_0^2 + 2t_0 t_m) + j2\pi \gamma \alpha_1 (t - t_1) t_0) \quad (4)$$

为了利用全部数据并且兼顾减小计算量, 可以取 $t_0 = \frac{M}{2} T_{r1}$, M 为总的脉冲个数。相关处理后, 式(4)的第1项为常数项, 第2项为线性调频信号方位相关后的残余相位。将式(4)其重新写为

$$C_s(t_0) = \exp(j2\pi f_c \alpha_1 t_0) \cdot \exp\left(j\pi \frac{f_c \alpha_1}{f_c} \frac{\gamma(t_0^2 + 2t_0 t_m)}{f_c} f_c \alpha_1 + j2\pi \frac{\gamma(t - t_1) t_0}{f_c} f_c \alpha_1\right) \quad (5)$$

其中, $f_c \alpha_1$ 为信号多普勒的估计值 $\hat{f}_{dc1}$, 从式(5)可以看出对于窄带而言, 可以得到 $\gamma(t - t_1) \ll f_c$ 和 $\gamma(t_0 + 2t_m) \ll f_c$, 并且信号多普勒频率和载频的比值 $f_c \alpha_1 / f_c$ 一般也很小, 所以后一项的相位很小, 可以忽略, 对式(5)取相位, 并通过求快时间和慢时间的平均值, 于是得到

$$\hat{f}_{dc1} \approx \frac{1}{2\pi t_0} \angle C_s(t_0) \quad (6)$$

双星处理的数据相减即可得到真实的频差。

对于宽带线性调频信号, 上述近似不再成立。主要是因为大的调频率 γ 导致式(5)的第2项相位不能忽略, 考虑到宽带线性调频信号在频域的表现形式相同, 可以通过两颗卫星的数据做干涉消除调频率 γ 的影响。通过驻定相位原理, 将接收到的每个脉冲变换到频域, 可以得到

$$S_1(f, t_m) = \text{rect}\left[\frac{f - (f_c - f_{c1})}{\gamma}\right] \cdot \exp\left(-j\pi \frac{(f - (f_c - f_{c1}))^2}{\gamma}\right) \cdot \exp(-j2\pi f_{c1}(t_1 - \alpha_1 t_m)) \cdot \exp(-j2\pi f(t_1 - \alpha_1 t_m)) \quad (7)$$

可以看到, 距离频域中信号的包络相同, 第1项相位为线性调频项, 此项在两个卫星接收的信号中相同, 第2项为载频决定的相位, 第3项为随距离频率变化的相位, 这两项均为方位慢时间的线性函数。根据式(2), 第2个卫星接收信号的频域形式会

在 t_1 的基础上额外引入一个固定时间 Δt 。由于线性调频项在不同卫星中相同, 可以通过双星数据干涉去掉第1项相位, 对两个卫星的数据进行干涉可以得到

$$I_{F12}(f, t_m) = S_1(f, t_m) S_2^*(f, t_m) \\ = \exp(j2\pi(f + f_{c1})(\alpha_1 - \alpha_2)t_m) \cdot \exp(-j2\pi(f + f_{c1})\Delta t) \quad (8)$$

式(8)中的第1项为频差有关的相位, 为方位慢时间的1次函数, 并随距离频率线性变化, 第2项为两个卫星的时差带来的额外相位, 在不同的方位时刻其为定值, 可以通过方位相关去掉此项。取双星数据干涉后的两列信号进行方位相关可以得到

$$C_{F12}(f, t_0) = I_{12}(f, t_m) I_{12}^*(f, t_m + t_0) \\ = \exp(-j2\pi(f_{c1} + f)(\alpha_1 - \alpha_2)t_0) \quad (9)$$

其中, t_0 为已知量, 可以取 $t_0 = \frac{M}{2} T_{r1}$ 。可以看到两颗卫星的数据干涉后的结果只包含频差项, 其随距离频率线性变化。取相位操作可以得到精确的频差。对式(9)取相位得到

$$\frac{1}{2\pi t_0} \angle C_{F12}(f, t_0) = \frac{f_{c1} + f}{f_c} \frac{T_r}{T_{r1}} \Delta f_{dc} \quad (10)$$

当载频的估计误差较小时, 通过2维平均可以得到频差 $\Delta f_{dc} \approx \frac{1}{2\pi t_0} \angle C_{F12}(f, t_0)$ 。算法流程如图2所示。

3.2 相关测时差

时间差可以通过双星数据包络相关进行测量, 两个矩形窗进行相关得到的结果是一个三角窗函数, 通过搜索峰值, 可以得到两个卫星的时差。两个卫星的数据进行包络相关处理, 得到

$$C(\tau, t_m) = \sum_{t=0}^{T_{r1}} |S_1(t, t_m)| |S_2(t + \tau, t_m)| \\ = \sum_{t=0}^{T_{r1}} \text{rect}[t - t_1 + \alpha_1 t_m] \text{rect}\left[t - t_1 + \alpha_2 t_m - t_m \frac{T_r \Delta f_{dc}}{T_{r1} f_c} - \Delta t + \tau\right] \quad (11)$$

当两个信号重合的时候, 取得最大值, 通过峰值搜索, 即可得到峰值的位置

$$\tau = t_m \frac{T_r \Delta f_{dc}}{T_{r1} f_c} + \Delta t \quad (12)$$

峰值出现的位置包括两部分, 一部分是两个卫星由

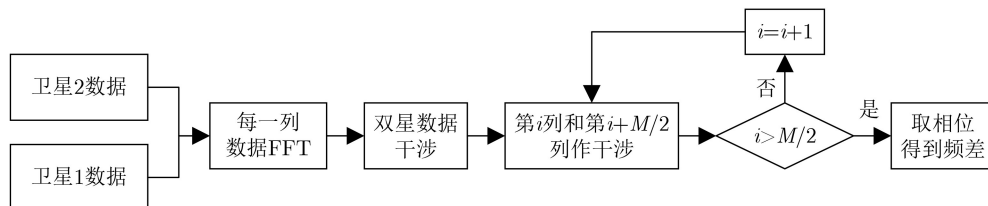


图2 频差测量算法流程

于距离差产生的时差 Δt ，另一部分是两个卫星多普勒频率不同产生的每个脉冲的提前量的差。时差为

$$\Delta t = \tau - t_m \frac{T_r \Delta f_{dc}}{T_{r1} f_c} \quad (13)$$

时差是慢时间 t_m 的线性函数，通过最小二乘法即可求得斜线的斜率，可以得到 t_m 时刻的时差。

3.3 双星时差频差定位算法

时差定位技术通过时差参数，获得定位曲面，3星时差定位通过两个时差参数，获得两个定位曲面，与地球表面一起确定信号源的位置。频差定位

$$\left. \begin{aligned} \Delta r &= c\Delta t = \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2} \\ \Delta v_r &= \Delta f_{dc} \lambda = \frac{v_x(x-x_2) + v_y(y-y_2) + v_z(z-z_2)}{\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2 + (z-z_2)^2}} - \frac{v_x(x-x_1) + v_y(y-y_1) + v_z(z-z_1)}{\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2 + (z-z_1)^2}} \\ R^2 &= x^2 + y^2 + z^2 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

其中， Δv_r 为两颗卫星相对于信号源的径向速度差， Δr 为两颗卫星到信号源的距离差， R 为地球半径。这是一个3元高次非线性的方程组，文献[22]将该方程组近似简化为解4次1元方程组，得到方程的解析解，解方程组后，可得得到4组解，去除虚根和模糊根即可得到信号源的位置。

4 仿真及性能分析

4.1 频差误差分析

载频和脉冲重复周期的估计误差会引起多普勒频差估计的误差，从式(10)可以得到双星干涉得到的多普勒频差 $\hat{f}_{dc}$ 为 $\frac{f_{c1}}{f_c} \frac{T_r}{T_{r1}} \Delta f_{dc}$ ，当载频和脉冲重复周期的估计有误差时， $\hat{f}_{dc}$ 可以写为

技术与时差定位相同，通过频差曲面定位信号源的位置。双星时差频差定位通过两颗卫星确定一个时差曲面和一个频差曲面，与地球表面一起确定信号源的位置，与单纯的时差定位技术和频差定位技术相比，减少了对卫星个数的要求。

如图3所示，采用空间直角坐标系，两个卫星的位置为 S_1 和 S_2 ，坐标为 $(x_1, y_1, z_1)^T$ 和 $(x_2, y_2, z_2)^T$ ，速度矢量为 $\mathbf{v}_1 = (v_{x1}, v_{y1}, v_{z1})^T$ 和 $\mathbf{v}_2 = (v_{x2}, v_{y2}, v_{z2})^T$ ，目标的位置为 $\mathbf{R} = (x, y, z)^T$ ，两个卫星编队飞行，它们的速度相同 $\mathbf{v}_1 \approx \mathbf{v}_2 \approx \mathbf{v} \triangleq (v_x, v_y, v_z)^T$ 。利用时差参数、频差参数可得方程组

$$\hat{f}_{dc} = \left(1 - \frac{f_c - f_{c1}}{f_c}\right) \left(1 - \frac{T_{r1} - T_r}{T_{r1}}\right) \Delta f_{dc} \quad (15)$$

通常 $T_{r1} - T_r$ 约为1~5个采样点，而地对空雷达的 T_{r1} 为20000~200000个采样点，由重复周期估计误差引起的频差估计误差最多为 $\Delta f_{dc}/4000$ ， f_c 的估计误差一般在100 Hz以内，当载频在GHz时，误差小于 $\Delta f_{dc}/10^7$ ，几乎可以忽略不计。载频越高，载频估计误差对频差估计的影响越小，但是考虑到短孔径假设条件，载频高波长短，短孔径的合成时间 t_{syn} 变短。因此在实际应用中，信号的载频未知，为了适应不同载频信号的频差测量，数据录取的时间应小于极限合成孔径时间 t_{syn} ，并留有余量。同时对于窄带信号，高的载频能更充分的满足3.1节信号带宽远小于载频的假设，使窄带频差估计的算法更有效。

仿真采样率为100 MHz，脉宽为50 μ s，带宽90 MHz，重复周期为100 μ s，载频为1.5 GHz，多普勒频率为115853.4 Hz和123526.3 Hz，合成孔径时间为0.2 s。图4为带有噪声的情况下的干涉相位，噪声为高斯噪声，SNR为20 dB，图5为某个

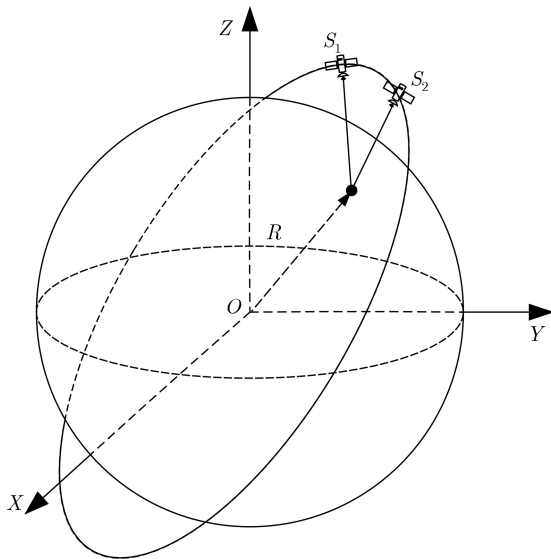


图3 双星定位模型

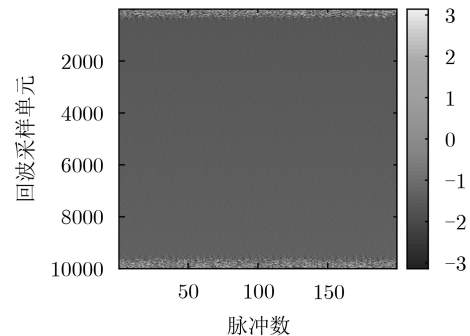


图4 有噪声的情况下干涉的相位图

脉冲的距离向剖面图,可以看出干涉相位随着频率线性变化。

噪声的情况下干涉相位随着频率变化,通过线性拟合可以得到干涉相位随频率变化的斜线,用所得的拟合斜线对图4的干涉相位进行补偿,经过多次相位补偿和拟合最终可以得到相位随距离变化的结果。图4有噪声情况下的相位还可以采用最大似然估计法得到中心的相位,从而得到估计的差频。

脉冲积累数为100时,通过CAF算法和本文算法,得到频差的均方根误差(RMSE)随信噪比的变化情况,如图6所示。从图6中可以看出,本文算法有较好的宽带信号处理能力,误差可以达到10 Hz以内,并且信噪比越高,均方根误差越小。

本文所提算法同样适用于单频信号的测量,采样率为100 MHz,脉宽为50 μ s,重复周期为100 μ s,载频为1.5 GHz,多普勒频率为115853.4 Hz和123526.3 Hz,通过1000次蒙特卡洛实验,得到基于FFT的Rife算法和本文算法的均方根误差随信噪比变化的情况如图7所示。

4.2 时差误差分析

由式(13)可知时差是慢时间 t_m 的线性函数,斜率为 $T_r \Delta f_{dc} / (T_r f_c)$,时差主要用过包络的相关获得,影响信号包络的主要因素是信噪比,信噪比在10 dB时,由于噪声引起的时差误差不超过30 ns。双星TDOA的估计方法为检测每个卫星接

收的脉冲信号的TOA,双星得到的结果相减获得双星的TDOA。常用方法有[23]:基于单点滑动乘法累加的TOA估计,基于分段DFT的TOA估计,基于自相关的TOA估计。

仿真采样率为100 MHz时,通过1000次蒙特卡洛实验,得到常规算法和本文提出算法的均方根误差(RMSE)随信噪比变化的情况如图8所示。

4.3 定位误差分析

双站TDOA/FDOA定位方程中,影响定位精度的测量误差有:TDOA/FDOA测量误差,卫星的三轴位置误差和速度误差。在TDOA/FDOA定位系统中,定位误差对FDOA的测量精度更敏感,要达到1 km的定位精度,需要Hz级的频差测量精度。当信噪比为5 dB时,在 1σ 原则下,时差误差为17.78 ns,频差误差为3.134 Hz,卫星的3维位置误差为0.5 m,卫星的3维速度误差为0.1 m/s。图9是定位的几何精度因子(Geometric Dilution Of Precision, GDOP)图,在卫星飞行方向两侧较大的范围内,定位误差在1 km以内。

5 STK仿真数据处理

5.1 STK仿真数据处理

通过STK软件进行卫星轨道和信号源3维位置的仿真,将仿真的轨道数据和信号源位置用于信号的生成,仿真数据中加入高斯噪声,信噪比为10 dB。

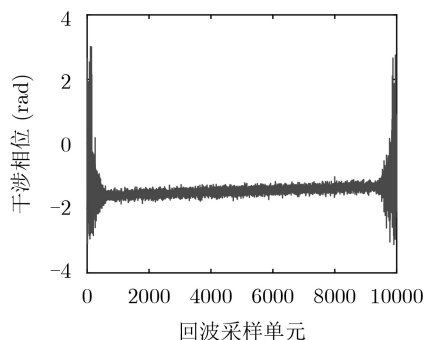


图5 某个脉冲距离向剖面图

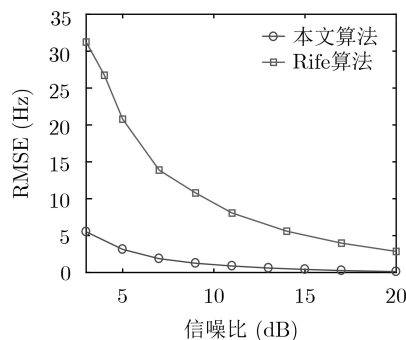


图7 单频信号频差均方误差值随信噪比变化

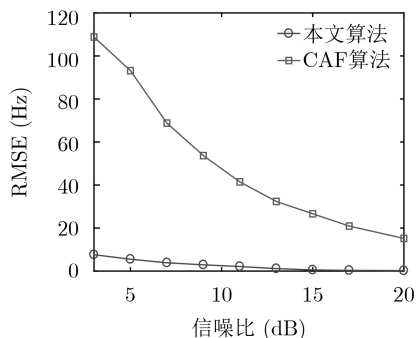


图6 LFM信号频差均方误差值随信噪比变化

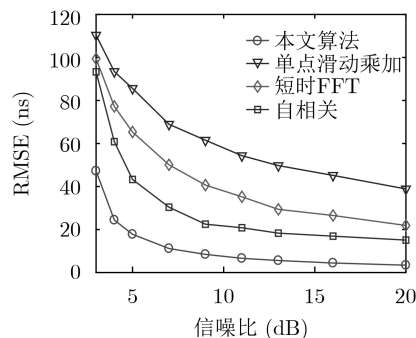


图8 时差均值随信噪比的变化

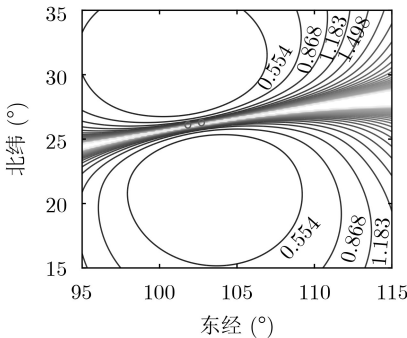


图 9 双星时差频差定位的GDOP (km)

表1为通过本文的方法处理STK仿真数据的结果，第1组数据的载频为1.59 GHz，脉宽10 μ s，脉冲重复周期100 μ s，信号的带宽10 MHz，合成孔径时间为0.2 s；第2组数据的载频为1.78 GHz，其他参数与第1组信号参数相同。从测量的结果可以看出，单个卫星的基频测量误差为30~40 Hz，误差较大。通过双星干涉测量的频差，误差在10 Hz

以内。STK仿真数据处理结果表明，双星干涉测量频差的结果更加精确。

通过CAF对两组数据进行频差估计，第1组数据估计的频差为6531.8 Hz，误差为41.93 Hz；第2组数据估计的频差为6366.4 Hz，误差为31.29 Hz。

5.2 定位结果

利用上述频差估计的方法，进行定位误差的仿真。地球模型采用球体模型，地球半径为6378.14 km，卫星轨道高度为1000 km。两颗卫星相距100 km，两个卫星的坐标为(单位m)：卫星1(7377830.58, 0, 50000)，卫星2(7377830.58, 0, -50000)，卫星速度(m/s)：(0, 7000, 0)。辐射源目标位于地球表面，位置参数如表2所示。通过测量时差和频差，代入定位方程，求解目标的位置，目标的定位结果如表2所示，定位误差小于1 km。

通过CAF的方法进行频差估计的定位结果如表3所示。

表 1 STK仿真数据处理结果

载频(GHz)	脉宽(μ s)	脉冲重复周期(μ s)	带宽(MHz)	基频测量结果(Hz)	基频测量误差(Hz)	相对误差(Hz)
1.59	10	100	10	-4781.5	33.9742	2.16
1.59	10	100	10	1710.5	31.8189	
1.78	10	100	10	-1120.3	40.6852	4.20
1.78	10	100	10	2486.2	36.4891	

表 2 时差频差定位结果

载频(GHz)	脉宽(μ s)	脉冲重复周期(μ s)	带宽(MHz)	目标真实位置(m)	目标测量位置(m)	相对误差(m)
1.59	10	100	10	(6303534, -92215, 968286)	(6303532, -92876, 968234)	662
1.59	10	100	10	(6348796, -27959, 610439)	(6348797, -27448, 610446)	510
1.78	10	100	10	(6339522, -16218, 700588)	(6339520, -16829, 700590)	611
1.78	10	100	10	(6374947, 30978, 199294)	(6374945, 30530, 199409)	462

表 3 常规方法定位结果

目标真实位置(m)	目标测量位置(m)	相对误差(m)
(6303534, -92215, 968286)	(6303808, -91936, 970069)	1825
(6348796, -27959, 610439)	(6348976, -28173, 612353)	1935
(6339522, -16218, 700588)	(6339615, -16496, 701470)	930
(6374947, 30978, 199294)	(6374905, 30788, 198028)	1280

6 结论

本文从当前定位模式出发，分析了传统定位方法的局限性和双星干涉测量时差频差的稳定性，在此基础上提出了基于合成孔径的双星时差频差定位算法，并分析了算法的性能。STK仿真数据的处理结果证实了本文提出的新方法在大范围内可以实现1 km以内的定位精度。

参 考 文 献

[1] 陈涛, 王梦馨, 黄湘松. 基于樽海鞘群算法的无源时差定位[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(7): 1591-1597. doi: [10.11999/JEIT170979](https://doi.org/10.11999/JEIT170979).
CHEN Tao, WANG Mengxin, and HUANG Xiangsong. Time difference of arrival passive location based on salp swarm algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information*

- Technology*, 2018, 40(7): 1591–1597. doi: [10.11999/JEIT170979](#).
- [2] BAMLER R and JUST D. Phase statistics and decorrelation in SAR interferograms[C]. The IGARSS '93-IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Tokyo, Japan, 1993: 980–984. doi: [10.1109/IGARSS.1993.322637](#).
- [3] KIM Y H, KIM D G, HAN J W, *et al.* Analysis of sensor-emitter geometry for emitter localisation using TDOA and FDOA measurements[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2017, 11(2): 341–349. doi: [10.1049/iet-rsn.2016.0314](#).
- [4] 张磊, 陈艳玲, 陈俊平. SAR回波信号及InSAR干涉相位的统计特性研究[J]. *天文学进展*, 2007, 25(2): 169–176. doi: [10.3969/j.issn.1000-8349.2007.02.006](#).
ZHANG Lei, CHEN Yanling, and CHEN Junping. The statistic characteristics of SAR signals and interferometric phases[J]. *Progress in Astronomy*, 2007, 25(2): 169–176. doi: [10.3969/j.issn.1000-8349.2007.02.006](#).
- [5] CAO H, CHAN Y T, and SO H C. Maximum likelihood TDOA estimation from compressed sensing samples without reconstruction[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2017, 24(5): 564–568. doi: [10.1109/LSP.2017.2684185](#).
- [6] PEPE A and MASTRO P. On the use of directional statistics for the adaptive spatial multi-looking of sequences of differential SAR interferograms[C]. 2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Fort Worth, USA, 2017: 3791–3794. doi: [10.1109/IGARSS.2017.8127825](#).
- [7] XU Huaping, CHEN Wei, LIU Wei, *et al.* Phase statistics for strong scatterers in SAR interferograms[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2014, 11(11): 1966–1970. doi: [10.1109/LGRS.2014.2315611](#).
- [8] NOROOZI A, OVEIS A H, HOSSEINI S M R, *et al.* Improved algebraic solution for source localization from TDOA and FDOA measurements[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(3): 352–355. doi: [10.1109/LWC.2017.2777995](#).
- [9] QU Xiaomei, XIE Lihua, and TAN Wenrong. Iterative constrained weighted least squares source localization using TDOA and FDOA measurements[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(15): 3990–4003. doi: [10.1109/TSP.2017.2703667](#).
- [10] 冯明月, 何明浩, 徐璟, 等. 低信噪比条件下宽带欠定信号高精度DOA估计[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(6): 1340–1347. doi: [10.11999/JEIT160921](#).
FENG Mingyue, HE Minghao, XU Jing, *et al.* High accuracy DOA estimation under low SNR condition for wideband underdetermined signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(6): 1340–1347. doi: [10.11999/JEIT160921](#).
- [11] 刘倩, 夏斌, 彭荣群, 等. 基于包络提取的TOA估计算法[J]. *山东大学学报: 工学版*, 2012, 42(5): 24–29. doi: [10.6040/j.issn.1672-3961.2012.05.005](#).
LIU Qian, XIA Bin, PENG Rongqun, *et al.* A TOA estimation algorithm based on envelope extraction[J]. *Journal of Shandong University: Engineering Science*, 2012, 42(5): 24–29. doi: [10.6040/j.issn.1672-3961.2012.05.005](#).
- [12] 王方秋, 张小飞, 汪飞. IR-UWB系统中基于root-MUSIC算法的TOA和DOA联合估计[J]. *通信学报*, 2014, 35(2): 137–145. doi: [10.3969/j.issn.1000-436x.2014.02.018](#).
WANG Fangqiu, ZHANG Xiaofei, and WANG Fei. Root-MUSIC-based joint TOA and DOA estimation in IR-UWB[J]. *Journal on Communications*, 2014, 35(2): 137–145. doi: [10.3969/j.issn.1000-436x.2014.02.018](#).
- [13] 刘德树. 空间谱估计及其应用[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1997.
- [14] 孙超, 王世练, 朱江. 基于自相关算法的TOA估计方法研究[J]. *微处理机*, 2014, 35(4): 39–43. doi: [10.3969/j.issn.1002-2279.2014.04.013](#).
SUN Chao, WANG Shilian, and ZHU Jiang. Research of TOA estimation based on auto-correlation algorithm[J]. *Microprocessors*, 2014, 35(4): 39–43. doi: [10.3969/j.issn.1002-2279.2014.04.013](#).
- [15] 杨小凤, 陈铁军, 刘峰. 基于TOA-DOA联合估计的无线定位新方法[J]. *数据采集与处理*, 2014, 29(6): 1036–1040. doi: [10.16337/j.1004-9037.2014.06.024](#).
YANG Xiaofeng, CHEN Tiejun, and LIU Feng. Novel wireless positioning method based on joint TOA-DOA estimation[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2014, 29(6): 1036–1040. doi: [10.16337/j.1004-9037.2014.06.024](#).
- [16] YEREDOR A and ANGEL E. Joint TDOA and FDOA estimation: A conditional bound and its use for optimally weighted localization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(4): 1612–1623. doi: [10.1109/TSP.2010.2103069](#).
- [17] 张桀, 沈重. 联合TDOA改进算法和卡尔曼滤波的UWB室内定位研究[J]. *现代电子技术*, 2016, 39(13): 1–5. doi: [10.16652/j.issn.1004-373x.2016.13.001](#).
ZHANG Jie and SHEN Chong. Research on UWB indoor positioning in combination with TDOA improved algorithm and Kalman filtering[J]. *Modern Electronics Technique*, 2016, 39(13): 1–5. doi: [10.16652/j.issn.1004-373x.2016.13.001](#).
- [18] 林雪原, 何友, 史佩. 利用二星TDOA和FDOA测量及辅助高度信息对地面目标的定位算法及精度分析[J]. *空间科学学报*, 2006, 26(4): 277–281. doi: [10.3969/j.issn.0254-6124.2006.04.006](#).
LIN Xueyuan, HE You, and SHI Pei. Location algorithm

- and error analysis for earth object using TDOA, FDOA by dual-satellite and aided height information[J]. *Chinese Journal of Space Science*, 2006, 26(4): 277–281. doi: [10.3969/j.issn.0254-6124.2006.04.006](https://doi.org/10.3969/j.issn.0254-6124.2006.04.006).
- [19] 卢鑫. 无源定位多普勒频差测量方法研究[C]. 江苏省电子学会2010年学术年会论文集, 南京, 2010: 96-99.
- LU Xin. Research on accurate FDOA measurement of radar coherent pulses in passive location[C]. 2010 Annual Conference of Jiangsu Institute of Electronics, Nanjing, China, 2010: 96-99.
- [20] STEIN S. Algorithms for ambiguity function processing[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1981, 29(3): 588–599. doi: [10.1109/TASSP.1981.1163621](https://doi.org/10.1109/TASSP.1981.1163621).
- [21] 吕宏春, 卢晓春, 武建锋. 星间链路体制下的星地双向时间同步方法[J]. 宇航学报, 2017, 38(7): 728–734. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2017.07.008](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2017.07.008).
- LV Hongchun, LU Xiaochun, WU Jianfeng. A method of two-way satellite-ground time synchronization under inter-satellite links system[J]. *Journal of Astronautics*, 2017, 38(7): 728–734. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2017.07.008](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2017.07.008).
- [22] 郭福成, 樊昀. 双星时差频差联合定位方法及其误差分析[J]. 宇航学报, 2008, 29(4): 1381–1386. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2008.04.053](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2008.04.053).
- GUO Fucheng and FAN Yun. A method of dual-satellites geolocation using TDOA and FDOA and its precision analysis[J]. *Journal of Astronautics*, 2008, 29(4): 1381–1386. doi: [10.3873/j.issn.1000-1328.2008.04.053](https://doi.org/10.3873/j.issn.1000-1328.2008.04.053).
- [23] 马淑歌. 脉冲信号TOA估计方法研究[D]. [硕士论文], 哈尔滨工业大学, 2017.
- MA Shuge. Research on pulse signal TOA estimation method[D]. [Master dissertation], Harbin Institute of Technology, 2017.
- 孙光才：男，1984年生，博士，副教授，研究方向为合成孔径雷达成像和动目标检测。
- 王裕旗：男，1994年生，博士生，研究方向为合成孔径雷达成像。
- 高昭昭：男，1982年生，博士，高级工程师，研究方向为雷达信号处理和毫米波无源成像探测。
- 江帆：女，1988年生，博士，高级工程师，研究方向为阵列信号处理与微波光子。
- 邢孟道：男，1975年生，博士，教授，研究方向为雷达成像和目标检测与识别。
- 保铮：男，1927年生，中国科学院院士，研究方向为雷达系统与雷达信号处理、动目标检测、阵列信号处理、空时自适应信号处理等。