

基于角速度信息先验的固定无源单站直接定位方法

陈梁栋^{1,2}, 黄知涛¹, 王翔¹, 吴癸周¹

(1. 国防科技大学电子科学学院, 湖南长沙 410073; 2. 中国人民解放军95438部队, 四川眉山 620860)

摘要: 针对传统两步定位法在固定无源单站定位精度不高的问题, 提出一种基于角速度先验的固定无源单站直接定位方法. 首先, 给出定位场景及辐射源运动模型, 根据雷达辐射源脉内、脉间以及空间采样特点, 按照快时间、慢时间、快拍构建三维观测信号模型. 将快时间变换至频域并提取一组最强信号, 利用本文提出的空时对称自相关函数(Space Time Symmetric Autocorrelation Function, STSAF), 消除影响定位精度的多余相位项; 然后, 将经上述处理的2次观测信号进行混频, 构建定位模型并给出直接定位代价函数; 同时, 针对性提出一种基于位置选择的MUSIC(MULTiple SInal Classification)算法, 根据慢时间域包含的距离信息及空间域包含的方位信息, 对辐射源横、纵坐标进行搜索, 实现对辐射源的直接定位. 本文对算法计算复杂度和克拉美罗下界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB)进行了理论推导, 分析了影响定位精度的因素, 对比所提直接定位方法与传统两步定位法的均方根误差, 绘制本文方法的GDOP (Geometric Dilution Of Precision)曲线.

关键词: 固定无源单站; 直接定位; STSAF函数; 位置选择MUSIC算法

基金项目: 国防科技卓越青年项目

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)07-2190-11

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20230720

A Direct Position Determination Method by Fixed Passive Single-Station Based on Prior Angular Velocity

CHEN Liang-dong^{1,2}, HUANG Zhi-tao¹, WANG Xiang¹, WU Gui-zhou¹

(1. College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China;

2. Unit 95438 of the PLA, Meishan, Sichuan 620860, China)

Abstract: Aiming at the low accuracy of traditional two-step positioning method in fixed passive single station positioning, a fixed passive single station direct positioning method based on prior angular velocity is proposed. Firstly, the positioning scene and radiation source motion model are given. Based on the sampling characteristics of radar radiation source within pulse, between pulse and space, the 3D observation signal model is constructed according to fast time, slow time and snapshot. Secondly, the fast time is transformed into the frequency domain and the strongest set of signals are extracted. By using the STSAF (Space Time Symmetric Autocorrelation Function) function proposed in this paper, the quadratic phase term about the slow time is eliminated. Then, the two observed signals processed above are mixed, the direct location model is constructed and the direct location cost function is given. Meanwhile, an improved MUSIC (MULTiple SInal Classification) algorithm is proposed, which according to the distance information contained in the slow time domain and the azimuth information contained in the space domain, uses the relationship to search the horizontal and vertical coordinates of the radiation source to realize the direct location of the radiation source. Finally, this paper quantitatively calculates the computational amount and CRLB (Cramer-Rao Lower Bound) of the algorithm, analyzes the factors that affect the positioning accuracy, compares the root-mean-square error between the proposed method and the traditional two-step positioning method, and draws the GDOP (Geometric Dilution Of Precision) curve of the proposed method.

Key words: fixed passive single-station; direct position determination; STSAF function; location selection MUSIC

Foundation Item(s): Defense Youth Science Foundation for Excellenc

1 引言

固定单站无源定位是一种陆基固定部署,自身不发射电磁信号,仅利用单个固定接收站,依靠目标辐射源直达信号确定辐射源位置的技术.与运动单站无源定位^[1-4]、基于外辐射源的单站无源定位^[5-8]、(双)多站无源定位^[9-15]等技术体制相比,该技术具有系统体积小、值守时间长、造价成本低等优点,有效避免了时间和数据同步问题,且仅需满足单站对目标的通视条件,因此引起了广泛关注^[16-19].

相较于其他无源定位体制,固定单站仅利用一个静止观测平台对运动辐射源进行定位,所能获取的信息量较小,导致定位难度较大,鲜有实际应用报道.但自 20 世纪 90 年代,固定单站无源定位在机理和方法上取得一定突破,主流方法可以分为三类,第一类是利用运动辐射源与无源固定单站间的几何关系,推导固定单站无源定位解析表达式,其中,常用方法有:基于时间和幅度方法^[20]、基于到达时间差(Time Difference Of Arrival, TDOA)定位方法^[18]、基于到达方位差(Difference Of Arrival, DOA)和到达时间差(TDOA)定位方法^[21]、基于到达频率差(Frequency Difference Of Arrival, FDOA)定位方法^[13]、基于 TDOA 和 FDOA 联合定位方法^[22].上述方法综合利用时、频、角度等信息和目标运动产生的几何关系,对目标位置进行求解.虽然这些方法在仿真验证中取得了较好定位效果,但因其需要极高的参数估计精度,导致工程实现较为困难.第二类是基于相位差的无源定位方法^[23],此类方法将阵列天线嵌套在长基线系统中,利用目标到长基线各子阵的相位差实现无源定位.虽然这类方法定位精度较高,但需要同时部署多个子阵,本质上仍是一种多站构型,因此,部署机动性受到影响.第三类是国防科技大学孙仲康等人^[19]和 Liu 等人^[24]提出的基于质点运动学的固定单站定位及其拓展方法.此类方法将辐射源等效为质点,通过在球坐标空间内建立质点运动模型,获得辐射源距离解析表达式,但该方法需要估计辐射源径向加速度或切向速度,当参数估计精度较低时,定位方法将失效.此外,文献^[19]对机动辐射源加速度进行了估计,但所提方法在辐射源远距离、大航向角条件下性能下降严重.

以上三类主要方法,基本属于运动参数估计到辐射源定位的两步法,定位结果受参数估计影响较大.为更好解决上述问题,本文引入直接定位法(Direct Position Determination, DPD),通过使用均匀线阵构型,利用固定单站,完成对匀速直线运动辐射源定位.所提方法不但充分利用采集的数据信息,增加抗噪性能^[25],而且避免了多站定位的时间和数据同步困难,仅需满足单站对目标的通视条件即可,减少了多站阵地选址流程.

所提方法定位精度在远距离仍能达到满意效果,通过仿真验证,在信噪比 0 dB 条件下,若辐射源距观测站 200 km,对切向运动辐射源定位误差 ≤ 6.5 km,对航向角 $=45^\circ$ 的辐射源定位误差 ≤ 12.2 km.通过实测数据验证,在信噪比 ≈ 7 dB 条件下,当辐射源距观测站 93 km 时,利用本文算法对目标实施直接定位,定位误差 ≤ 1.2 km.因此,在仅适合单站部署的复杂地形条件下,本文方法在稳定运动辐射源定位方面,具有一定的工程应用前景.

从现有文献资料看,针对无源固定单站直接定位方法基本为空白,主要原因在于单站可观测测量较少,对辐射源定位建模较困难.本文提出的固定无源单站直接定位方法,与已有研究相比,主要创新点包括以下 3 个方面:

(1)以典型的窄带脉冲多普勒(Pulse Doppler, PD)雷达信号为目标,利用 2 次观测信号混频后的信息矩阵,构建固定单站无源直接定位数学模型,并给出 DPD 代价函数.

(2)构建 STSAF 函数,消除影响定位精度的多余相位项,利用基于位置选择的 MUSIC 算法实现对单个辐射源的直接定位.

(3)对所提方法的 CRLB、计算复杂度、最优观测时间以及定位区域等方面性能进行定量分析,给出客观结论.

2 定位场景与信号模型

2.1 辐射源运动模型及定位原理

在平面上对运动辐射源单站无源定位问题进行考察(三维空间中的运动可视为在二维平面上的投影),如图 1 所示,其中 $x-O-y$ 为直角坐标系,其中,观测站位置位于原点 O , y 轴为观测站天线法线方向.辐射源初始位置在 A 点,该位置记为 $\mathbf{R}_0=(x_0, y_0)$,在短时间内辐射源的运动可视为匀速直线飞行,经过一段时间后运动至 B 点,其运动速度为 $\mathbf{v}=(v_x, v_y)$.图中 v_r, v_t 分别为辐射源径向速度和切向速度, α, β 为目标速度方向到观测站的夹角, φ 为辐射源在运动中相对观测站旋转角度, ω 为辐射源相对观测站的旋转角速度, t 为辐射源运动时间.

根据上述模型,某时刻辐射源至观测站距离按二阶泰勒展开可表示为

$$\mathbf{R}(t) = \mathbf{R}_0 + k_1 t + k_2 t^2 \quad (1)$$

其中, $\mathbf{R}_0 = \|\mathbf{R}\|$, $k_1 = \frac{(x_0 v_x + y_0 v_y)}{R_0} = v_r$, $k_2 = \frac{\omega^2 R_0}{2}$.

对辐射源径向速度单独进行考察,在经过一段时间间隔 T 的匀速直线运动后(辐射源相对观测站旋转角度 $\leq 5^\circ$),辐射源在 A, B 两点相对固定观测站径向速度

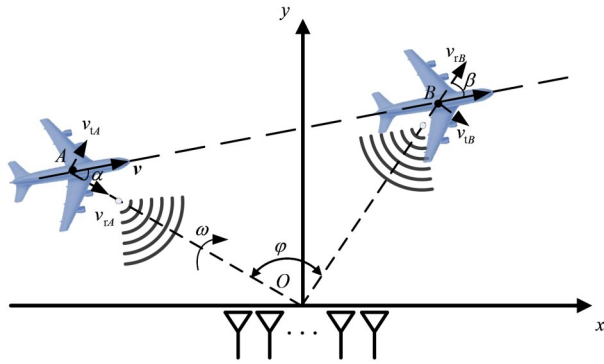


图1 机动辐射源运动示意图

差可表示为^[19]

$$|v_{tA} - v_{tB}| = \omega^2 R_0 T \quad (2)$$

通过式(2)可以求解目标距离 R_0 , 从而达到定位目的.

2.2 观测信号模型

本节包含三部分内容, 一是建立单次观测信号模型; 二是构建 STSAF 函数, 对影响定位精度的多余相位项进行消除; 三是将 2 次观测信号进行混频, 建立直接定位模型, 并给出更为通用的观测信号形式.

2.2.1 单次观测信号模型

本文所观测的信号为窄带 PD 雷达脉冲串, 观测站采用均匀线阵 (Uniform Linear Arrays, ULA) 结构, 对强度大于采集门限的脉冲进行脉内采样, 将采集数据以列向量形式, 按照脉冲顺序依次存入数据矩阵中. 其中, 脉内采样所形成的时间序列称之为“快时间”, 用 t_f 表示, $t_f = n/f_s$, n 为脉内采样点序号, f_s 为 A/D 采样频率; 脉冲序号所形成的时间序列称之为“慢时间”, 用 t_m 表示, $t_m = (m-1) \cdot \text{PRI}$, 其中, m 为脉冲序号, PRI 为雷达辐射源脉冲重复间隔 (Pulse Recurrence Interval, PRI). 按照上述过程, 第 i 时刻, 经下变频的雷达脉冲串可表示为

$$S_{\text{IF}(i)}(t_f, t_m, n) = A_i \cdot \text{rect}\left[\frac{t_f - \tau}{T_p}\right] \exp[j2\pi f_c(t - \tau)] \cdot \exp\left[j2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda} n\right] \left[\exp(j2\pi f_L t + \phi)\right]^* \quad (3)$$

其中, A_i 为接收信号的幅度, $\text{rect}(\cdot)$ 为脉冲包络的矩形函数, T_p 为脉冲宽度, t 为全时间, 即 $t = t_f + t_m$, f_c 为信号的中心频率, τ 为信号从辐射源到观测站的时间, d 为各阵元间距, θ 为辐射源到观测站观测角, λ 为信号波长, f_L 为本振信号频率, ϕ 为本振信号初相. 本文所使用的快、慢时间采集过程如图 2 所示.

根据“走-停-走”模型, 可认为辐射源在脉冲发射时保持静止, 在脉冲发射间隙进行运动^[26]. 因此, 辐射源到达观测站的信号时延仅与慢时间相关. 将式(1)慢时

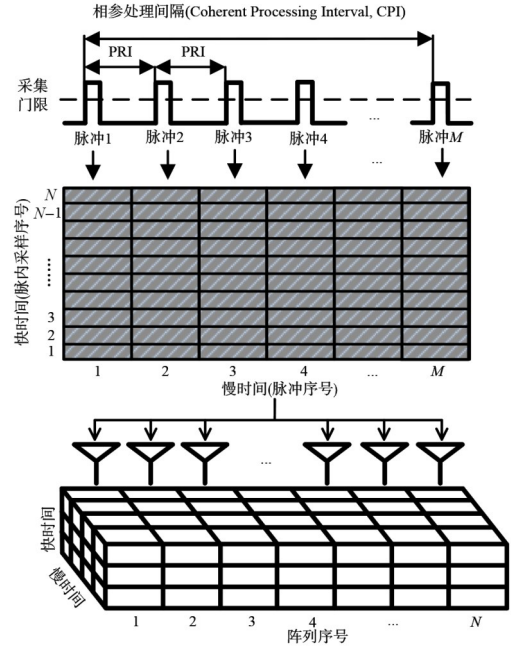


图2 单次信号采集原理示意图

间表达式 $R(t_m)$ 代入式(3), 并将快时间变换至频域, 可得

$$S_{\text{IF}(i)}(f_t, t_m, n) = K \exp\left[j2\pi \left(\Delta f - \frac{v_r}{\lambda}\right) t_m\right] \exp\left(-j\pi \frac{\omega^2 R_0}{\lambda} t_m^2\right) \cdot \exp(-j2\pi f_t \tau) \exp\left[j2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda} n\right] \quad (4)$$

其中,

$$K = A_i T_p \text{sinc}\left[T_p(f_t - \Delta f)\right] \exp(-\phi) \exp\left(-j2\pi \frac{R_0}{\lambda}\right),$$

$$\Delta f = f_c - f_L.$$

快时间变换至频域后, 在 Δf 处出现峰值, 提取幅度最强一组, 可得到仅与慢时间和阵列序号相关的二维信号.

由于本文利用辐射源相对观测站径向速度差进行直接定位, 为确保辐射源定位信息准确, 应仅保留与径向速度以及辐射源方位相关相位项. 当辐射源距观测站较远时, 式(4)中第二、三项相位项无法忽略, 因此, 必须对其进行消除.

2.2.2 STSAF 函数

本文设计了 STSAF 函数, 该函数可对式(4)中第二、三个相位项进行消除, STSAF 函数如式(5)所示:

$$\text{STSAF}_{(i)}(t_m, n) = S_{\text{IF}(i)}(f_t, t_m, n) S_{\text{IF}(i)}^*(f_t, -t_m, -n) \quad (5)$$

将式(4)代入式(5)中, 可得第 i 时刻信号:

$$\text{STSAF}_{(i)}(t_m, n) = A_i^2 \exp\left[j4\pi \left(\Delta f - \frac{v_r(i)}{\lambda}\right) t_m\right] \exp\left[j4\pi \frac{dn}{\lambda} \sin \theta\right] \quad (6)$$

同理,第 $i+1$ 时刻信号可表示为

$$\text{STSFAF}_{(i+1)}(t_m, n) = A_{i+1}^2 \exp \left[j4\pi \left(\Delta f - \frac{v_r(i+1)}{\lambda} \right) t_m \right] \cdot \exp \left[j4\pi \frac{dn}{\lambda} \sin(\theta + \omega T) \right] \quad (7)$$

其中, ω 为辐射源角速度, T 为观测间隔时间.

2.2.3 辐射源直接定位模型

当辐射源相对观测站转动角度小于 5° 时,对观测站相邻 2 次 STSAF 信号进行混频,可表示为

$$\begin{aligned} S(x_0, y_0) &= \text{STSFAF}_{(i)}(t_m, n) \cdot \text{STSFAF}_{(i+1)}^*(t_m, n) \\ &= K \exp \left[j4\pi \left(\frac{v_r(i+1)}{\lambda} - \frac{v_r(i)}{\lambda} \right) t_m \right] \\ &\quad \cdot \exp \left(-j4\pi \frac{dn}{\lambda} \omega T \cos \theta \right) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $K = A_i^2 A_{i+1}^2$. 若辐射源初始位置为 $\mathbf{R} = (x_0, y_0)$, 则 $R_0 = \|\mathbf{R}\|_2$, $\cos \theta = y_0 / \|\mathbf{R}\|_2$, 并将式(2)代入式(8), 可得

$$\begin{aligned} S(x_0, y_0) &= K \exp \left[j4\pi \left(\frac{\omega^2 \|\mathbf{R}\|_2 T}{\lambda} \right) t_m \right] \exp \left[-j4\pi \frac{dn\omega T}{\lambda} \frac{y_0}{\|\mathbf{R}\|_2} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

将式(9)转化为更为紧凑形式,并加入噪声,即

$$\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{A}^T + \mathbf{W} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{S} = \left[0, \exp(j4\pi\kappa_1), \dots, \exp(j4\pi\kappa_{(M-1)}) \right]^T$,

$\mathbf{A} = \exp \left[0, \exp(-j4\pi\xi_1), \dots, \exp(-j4\pi\xi_{(N-1)}) \right]^T$,

$\kappa_m = \frac{\omega^2 \|\mathbf{R}\|_2 T t_m}{\lambda}$, $\xi_n = \frac{dn\omega T y_0}{\lambda \|\mathbf{R}\|_2}$, \mathbf{W} 为高斯白噪声.

3 固定单站辐射源直接定位

从式(9)可以看出,若沿 x, y 轴进行积分,可以在辐射源位置形成峰值. 但相位项系数 $\omega^2 T t_m / \lambda$ 较小,将导致分辨率较低,同时,受噪声影响造成较大定位误差. 因此,本文提出一种基于位置选择的 MUSIC(Multiple Signal Classification)算法,对辐射源进行直接定位.

3.1 基于位置选择 MUSIC 的定位算法

从前文分析可以看出,数据矩阵中慢时间域包含了辐射源距离信息,空间域包含辐射源方位信息,因此,当辐射源转动角速度 ω 、雷达信号波长 λ 、脉冲重复间隔 PRI 已知时,对辐射源横、纵坐标进行搜索,即可对目标进行直接定位. 将数据块 \mathbf{X} 的每一列按顺序排成一列,用 $\text{vec}(\mathbf{X})$ 表示该过程,即

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}} &= \text{vec}(\mathbf{X}) \\ &= \left[\mathbf{X}(t_1, 1), \mathbf{X}(t_2, 1), \dots, \mathbf{X}(t_1, 2), \dots, \mathbf{X}(t_M, N) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

计算采集信息协方差矩阵,并对协方差矩阵进行特征分解:

$$\mathbf{R} = \mathbf{E} \left[\tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{X}}^H \right] = \mathbf{U}_S \mathbf{D}_S \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N \mathbf{D}_N \mathbf{U}_N^H \quad (12)$$

其中, \mathbf{U}_S 为信号子空间, \mathbf{D}_S 为由特征值分解所得特征值作为对角元素构成的对角阵, \mathbf{U}_N 为噪声子空间, \mathbf{D}_N 为由 $M-1$ 个较小特征值作为对角元素构成的对角阵. 因此基于 MUSIC 的直接定位代价函数可以写为

$$f_{\text{MUSIC}}(\tilde{\mathbf{R}}) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\tilde{\mathbf{R}}) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\tilde{\mathbf{R}})} \quad (13)$$

其中, $\tilde{\mathbf{R}}$ 代表搜索范围, $\mathbf{a}(\tilde{\mathbf{R}}) = \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{R}}) \otimes \mathbf{S}(\tilde{\mathbf{R}})$,

$\mathbf{A}(\tilde{\mathbf{R}}) = \exp \left[0, \exp(-j4\pi\tilde{\xi}_1), \dots, \exp(-j4\pi\tilde{\xi}_{(N-1)}) \right]^T$,

$\mathbf{S}(\tilde{\mathbf{R}}) = \left[0, \exp(j4\pi\tilde{\kappa}_1), \dots, \exp(j4\pi\tilde{\kappa}_{(M-1)}) \right]^T$,

$\tilde{\kappa}_m = \frac{\omega^2 \|\tilde{\mathbf{R}}\|_2 T t_m}{\lambda}$, $\tilde{\xi}_n = \frac{dn\omega T}{\lambda} \frac{y_0}{\|\tilde{\mathbf{R}}\|_2}$, “ \otimes ” 为 Kronecker 积.

由上述过程可以看出,在对辐射源进行直接定位中,需要对 x, y 进行遍历搜索,该过程将产生较大计算量. 为兼顾定位性能和计算量,提出一种基于位置选择的 MUSIC 算法. 由于观测站测向范围一般为 $[-\pi/3, \pi/3]$, 因此,仅需对该范围进行搜索即可. 此时直接定位结果可表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}} &= \arg \max_{\tilde{\mathbf{R}}} \frac{1}{\mathbf{a}^H(\tilde{\mathbf{R}}) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\tilde{\mathbf{R}})} \\ \text{s.t.} \quad & \left| \frac{\langle \tilde{\mathbf{R}}, \mathbf{n}_y \rangle}{\|\tilde{\mathbf{R}}\|_2} \right| \geq \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, \mathbf{n}_y 为阵列天线法向单位向量,搜索步长为 Cramer-Rao 下界.

3.2 算法总结

综上所述,本文固定单站无源直接定位方法主要包括 ULA(Uniform Linear Array)阵观测信号建模,观测信号 STSAF 处理、直接定位模型建立、基于位置选择 MUSIC 算法的直接定位 4 个部分,方法流程如图 3 所示.

Step1: 利用 ULA 阵分 2 次对辐射源脉冲信号进行采集,并按照快、慢时间和阵元进行排列,形成三维数据矩阵块;

Step2: 将数据矩阵块快时间变换至频域,提取最强一组信号后,将三维数据块降为至二维;

Step3: 利用本文提出的 STSAF 函数,对观测信号关于慢时间的二次相位项进行消除,并将处理后的 2 次观测信号进行混频;

Step4: 利用基于位置选择的 MUSIC 算法对辐射源位置进行搜索定位,搜索步长为 Cramer-Rao 下界.

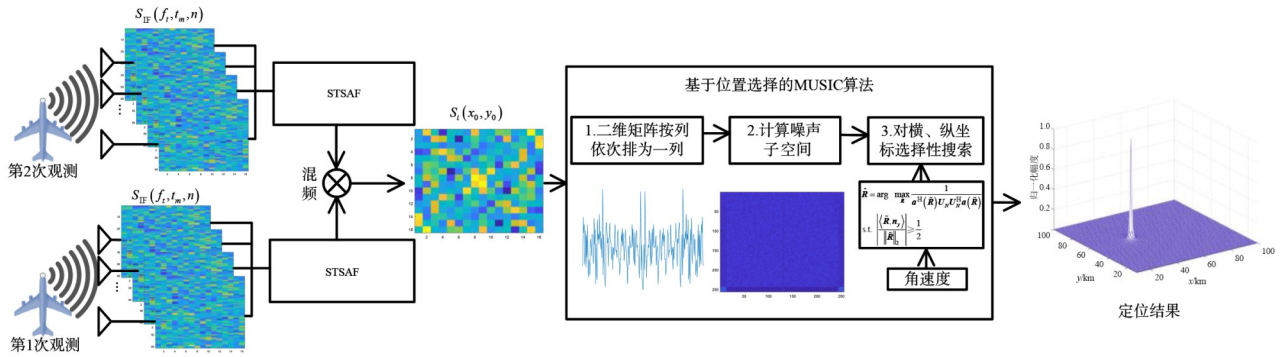


图3 单站直接定位方法流程图

4 算法性能分析

4.1 计算复杂度分析

上述单站无源直接定位算法中,主要运算包括 STSAF 函数计算和基于位置选择 MUSIC 算法计算.

STSAF 函数计算采用翻转及共轭乘法运算,运算量为 $O(2MNL)$,其中, N 为雷达脉冲脉内采集点数, M 为雷达脉冲重复个数, L 为阵子个数.

基于位置选择的 MUSIC 算法主要运算包括协方差矩阵计算、特征值分解、代价函数计算. 其中,协方差矩阵计算量为 $O((LM)^2)$,对 $LM \times LM$ 维矩阵进行特征分解,计算量约为 $O((LM)^3/3)$. 最后计算代价函数,由于采用了位置选择方法,代价函数计算量可减少 1/3,计算量为 $O(2(LM)^2PQ/3)$. 其中, P 、 Q 分别为横、纵坐标轴搜索次数. 因此,总计算量为 $O(2MNL + (LM)^2 + (LM)^3/3 + 2(LM)^2PQ/3)$.

例如,当快时间采样点数为 50,脉冲个数为 8,阵子个数为 16,横、纵坐标搜索均为 200 次时,总计算量约为 4.38×10^8 .

4.2 Cramer-Rao 下界

观测信号与白噪声为加性关系,因此,观测信号为无偏估计,即 $\hat{S} \sim N(\mathbf{S}, \sigma^2)$. 由于本文方法是利用 2 次观测数据对目标进行定位,因此,在式(9)基础上对矢量 $\boldsymbol{\theta} = [x_0, y_0]$ 求 CRLB. 观察 NM 次 (M 为脉冲个数、 N 为阵子个数),此时概率密度函数取对数后为

$$\ln P(\mathbf{S}; \boldsymbol{\theta}) = -\frac{MN}{2} \ln(2\pi\sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\mathbf{S} - \mathbf{Z})^* (\mathbf{S} - \mathbf{Z}) \quad (15)$$

其中,*为共轭. Fisher 信息矩阵可表示为

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中,

$$\begin{cases} J_{11} = E \left[\frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{S}; \boldsymbol{\theta})}{\partial x_0^2} \right] = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial x_0} \frac{\partial \mathbf{S}^*}{\partial x_0} \right) \\ J_{12} = E \left[\frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{S}; \boldsymbol{\theta})}{\partial x_0 \partial y_0} \right] = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial x_0} \frac{\partial \mathbf{S}^*}{\partial y_0} + \frac{\partial \mathbf{S}}{\partial y_0} \frac{\partial \mathbf{S}^*}{\partial x_0} \right) \\ J_{21} = E \left[\frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{S}; \boldsymbol{\theta})}{\partial y_0^2} \right] = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial y_0} \frac{\partial \mathbf{S}^*}{\partial y_0} \right) \\ J_{22} = E \left[\frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{S}; \boldsymbol{\theta})}{\partial y_0 \partial x_0} \right] = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial x_0} \frac{\partial \mathbf{S}^*}{\partial y_0} + \frac{\partial \mathbf{S}}{\partial y_0} \frac{\partial \mathbf{S}^*}{\partial x_0} \right) \end{cases} \quad (17)$$

计算后可得:

$$\begin{cases} J_{11} = \frac{16\pi^2}{\lambda^2} \text{SNR} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\omega^2 T t_m \frac{x_0}{\|\mathbf{R}\|_2} - dn \frac{x_0 y_0}{\|\mathbf{R}\|_2^3} \right]^2 \\ J_{22} = \frac{16\pi^2}{\lambda^2} \text{SNR} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\omega^2 T t_m \frac{y_0}{\|\mathbf{R}\|_2} + dn \frac{x_0^2}{\|\mathbf{R}\|_2^3} \right]^2 \\ J_{12} = J_{21} = \frac{16\pi^2}{\lambda^2} \text{SNR} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left[\begin{matrix} \omega^2 T t_m \frac{x_0}{\|\mathbf{R}\|_2} - dn \frac{x_0 y_0}{\|\mathbf{R}\|_2^3} \\ \omega^2 T t_m \frac{y_0}{\|\mathbf{R}\|_2} + dn \frac{x_0^2}{\|\mathbf{R}\|_2^3} \end{matrix} \right] \end{cases} \quad (18)$$

其中, $\text{SNR} = \frac{K^2}{\sigma^2}$. 根据 CRLB 定义,即

$$\begin{cases} \text{Var}(x_0) \geq J_{11}^{-1} \\ \text{Var}(y_0) \geq J_{22}^{-1} \end{cases} \quad (19)$$

根据上述公式可以看出,产生定位误差的主要因素是辐射源转动角速度 ω 、间隔时间 T 、辐射源初始位置 (x_0, y_0) 以及信噪比 SNR,上述参数均与定位误差成反比,但是需要说明的是, ωT 并非越大越好,必须满足 $\omega T \leq 5^\circ$ 的限制条件,否则将无法满足式(8)的小角度旋转条件.

5 试验结果与分析

5.1 仿真数据分析

(1) 仿真 1: 仿真固定无源单站直接定位

为验证本文算法在固定单站条件下对辐射源直接定位的有效性,进行本仿真实验. 雷达工作于 X 波段,工作于 PD 模式,仿真参数如表 1 所示. 由于在实际中 2 次观测信号信噪比不一致,因此,本文所定义的噪声是在式(9)中加入的.

在表 1 仿真参数下,利用本文所提算法,在观测时间间隔分别为 1 s、10 s、30 s、60 s 条件下,分别对辐射源

表 1 仿真参数

参数名称	数值	参数名称	数值
辐射源载频/GHz	10.0	航向角/(°)	90
采样频率/MHz	60	速度/(m·s ⁻¹)	320
脉冲宽度/μs	5.0	角速度/(rad·s ⁻¹)	0.003 6
脉冲重复间隔/μs	100	观测站位置/km	(0,0)
脉冲组个数/个	8	信噪比/dB	10
阵元个数/个	16	初始位置/km	(15,80)

进行直接定位,仿真结果如图 4 所示(“○”为真实位置,“+”为估计位置).

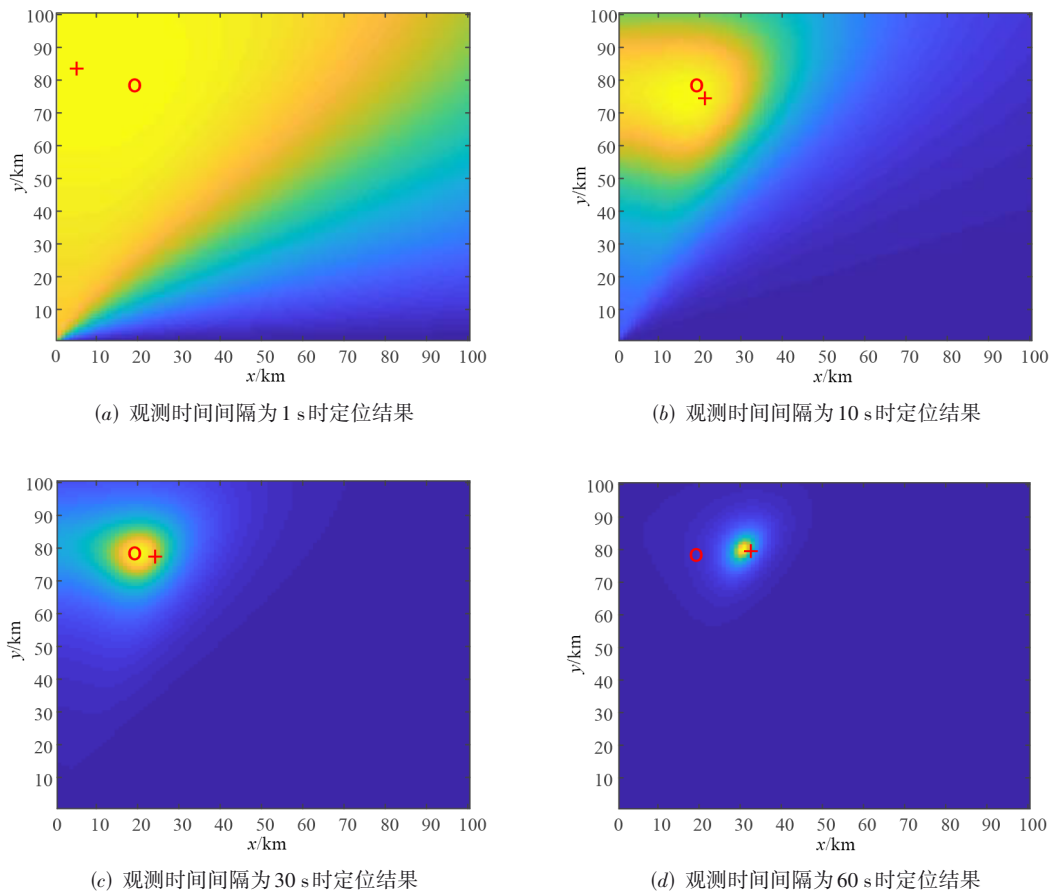


图 4 无源单站对辐射源直接定位仿真结果

通过图 4 可以看出,在 SNR=10 dB 条件下,所提方法可对辐射源进行直接定位,但从仿真结果可以看出,在 1~30 s 内,随着观测时间间隔增长,定位点分辨率以及定位精度有所提升;但当观测时间间隔为 60 s 时,虽然分辨率较高,但定位误差较大,因为较短的观测时间间隔会导致辐射源相对观测站转动角度过小,使得信号频率变化趋近于 0,此时对辐射源进行直接定位将引起主瓣严重展宽,增大误差;而较长观测时间间隔会使辐射源相对观测站转动角度过大,导致式(8)不再适

用,引起模型失配. 通过本仿真可以看出,本文方法具备匀速直线运动辐射源直接定位能力,但观测时间间隔对定位精度有较大影响.

(2) 仿真 2: 观测时间间隔对定位精度影响

为进一步分析观测时间间隔对本文方法定位精度的影响程度,并与其他方法对比,验证本仿真. 此处所说的观测时间间隔,并不为连续观测所用时间,而是指相邻 2 次观测的时间差.

此部分仿真将本文直接定位方法与非直接定位方

法(TDOA法^[18]、FDOA-TDOA法^[18]、基于质点运动学方法^[19])进行对比. 由于固定单站和多站在定位方法上采取的名称一致,但原理不完全相同,为防止混淆,此处对基本方法进行简短阐述.

TDOA法:在二维平面上,利用静止单站多次观测直线匀速运动辐射源的方位及观测时差,建立自时差测量方程,通过该方程可对辐射源前置角、运动速度进行估计,再代入方程可求解目标距离,达到定位目的.

FDOA-TDOA法:在极坐标系中,利用静止单站观测直线匀速运动辐射源的方位及多普勒频率,建立相邻探测点间的2个多普勒差方程,对运动速度、航向角进行估计,再代入运动方程求解目标距离,达到定位目的.

基于质点运动学法:在极坐标系中,将运动辐射源等效为质点,通过分析质点径向运动与转动角速度及距离关系构建定位方程,通过辐射源频率变化率、转动角速度参数估计,将结果代入定位方程进行距离求解,达到定位目的.

仿真参数如表1所示,不同观测时间间隔下的定位误差对比曲线,如图5所示.

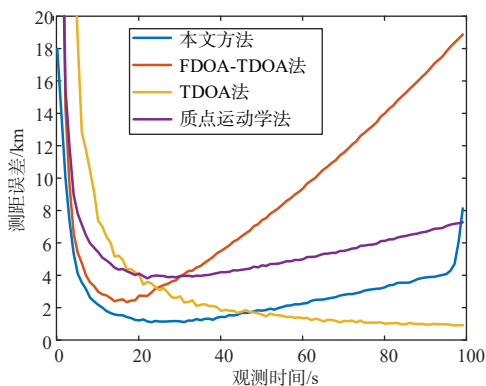


图5 测距误差与观测时间间隔关系图

从图5可以看出,表1仿真参数下,本文算法观测时间间隔在0~10 s内测距误差随观测时间迅速下降;10~24 s内缓慢下降达到最小值;24~96 s缓慢上升;96 s后急剧上升. 观测时间间隔在24 s时取得最小测距误差,此时旋转度为 4.95° ,测距误差为1.9 km. 说明转动角在 5° 范围内,观测时间间隔越长越好,而超过该转动角度后,定位精度将逐步恶化,该结论与理论分析相一致. FDOA-TDOA、质点运动学方法的“测距误差-观测时间间隔”关系图,出现了与本文方法类似的变化趋势,该现象与上述2种方法测距模型均使用了角度近似相关. 而TDOA方法测距误差随观测时间间隔增大而降低,这是由于该方法没有使用角度近似,且当观测时

间间隔越大,辐射源相对观测站转动角度越大,越有利于降低测距误差.

上述结论说明,本文方法与FDOA-TDOA法、质点运动学方法相比,在相同观测时间条件下,具有更好的定位性能;虽然TDOA法测距误差随观测时间间隔增加而降低,且在90 s处测距误差与本文算法最小测距误差基本相当,但TDOA法需要较长观测时间间隔才能获得较低定位误差,相比本文方法时效性较弱;在使用本文方法进行直接定位时,对于选取的2组观测信号,其观测夹角应尽量接近 5° ,降低定位误差.

(3) 仿真3: 算法性能对比

为进一步验证本文方法在不同信噪比条件下的定位精度,进行本仿真验证. 各方法仿真参数设置均如表1所示,SNR为0~10 dB. 为了对比本文方法与其他方法在少量观测次数下的估计性能,仿真将对比方法的观测次数设置为3次,本文方法设置为2次,每次观测8个脉冲,观测时间间隔为30 s,所有算法均没有利用长时间能量积累降低误差. 各方法RMSE仿真结果如图6所示.

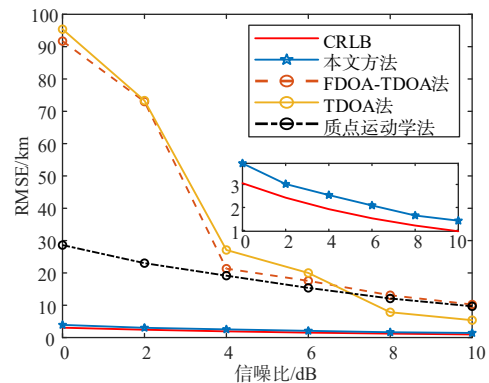


图6 速度估计误差对比曲线

从图6对比可以看出,信噪比 <7 dB时,定位精度从高到低依次为本文方法、质点运动学法、FDOA-TDOA法、TDOA法;但信噪比 >7 dB时,TDOA方法定位精度提升较快,仅次于本文方法,这是由于TDOA法测量参数较少,对于方位信息较敏感,当信噪比提升后测角误差降低,使其定位误差随之降低. 而本文方法属于直接定位方法,充分利用观测信号内部信息,因此,定位精度相较于2步定位法更高,且更加接近CRLB曲线.

(4) 仿真4: 直接定位GDOP曲线

辐射源载频10 GHz,速度为320 m/s,脉冲为8个,阵元个数为16个,在SNR分别为10 dB、5 dB、0 dB条件下,以及辐射源航向角分别为 0° 、 45° 、 90° 条件下,分别

绘制定位 GDOP 曲线,如图 7 所示,随着信噪比的降低,定位精度随之降低;当辐射源航向与信号到达方向垂

直时,定位精度最高,且当辐射源沿观测站径向方向运动时无法定位,该情况与理论分析一致.

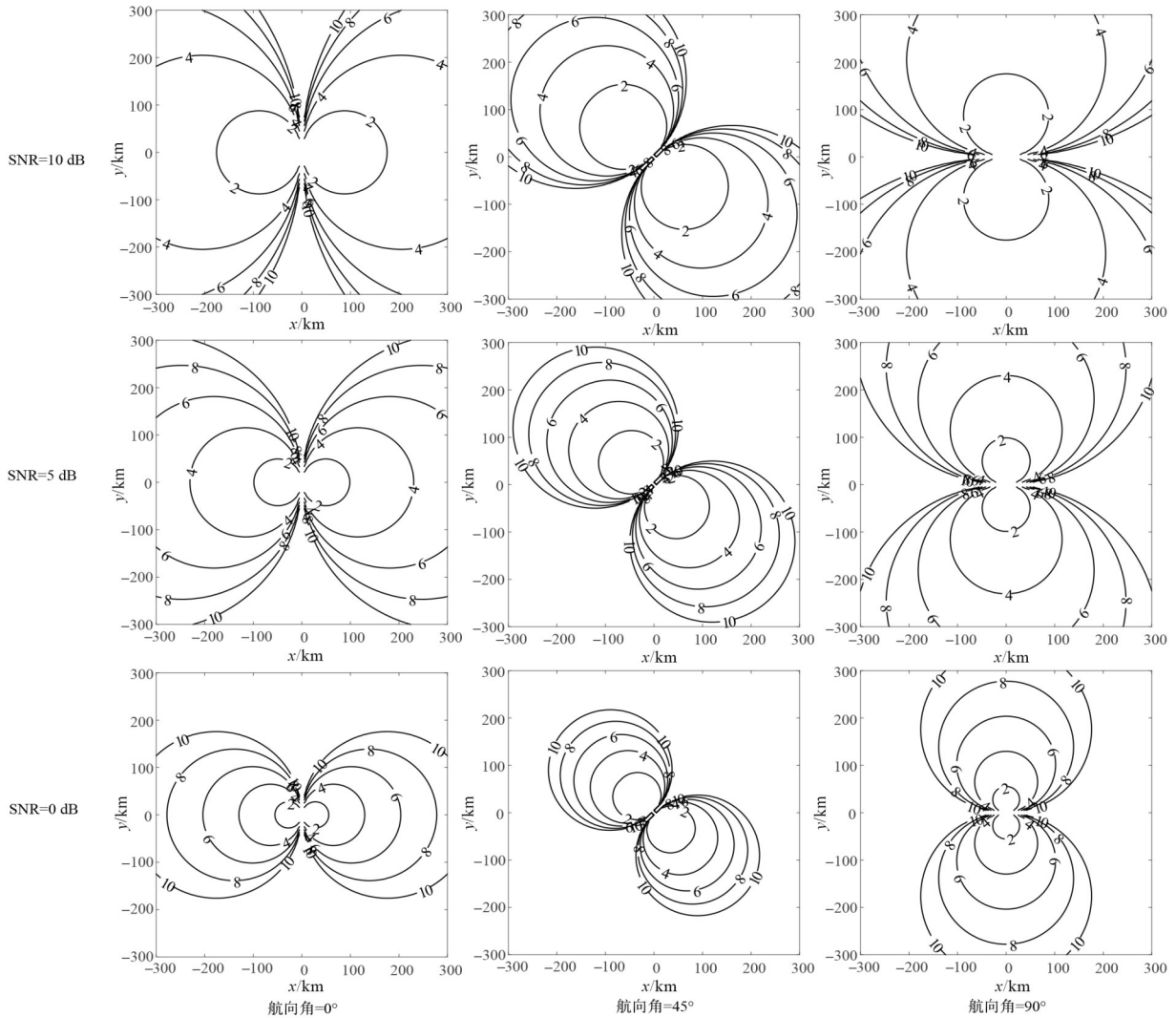


图 7 定位 GDOP 曲线

5.2 实测数据验证

为进一步验证本文所提算法有效性,利用实测 PD 雷达信号进行无源定位,该试验中采集的数据为某机载气象雷达信号,该雷达工作于 X 波段,连续采集 40 个脉冲. 所采集的数据已降至中频,采样率为 200 MHz,采样位数为 16 bit,信噪比约 7 dB. 采集的数据块如图 8 所示.

根据采集设备显示,辐射源角速度为 $0.1134 (^{\circ})/s$,运用本文算法对其进行直接定位,定位结果如图 9 所示.

从上述结果可以看出,通过本文方法估计得到辐射源位置约为 (92 km, 20 km),斜距 ≈ 94.15 km. 为验证辐射源运动参数以及距离的准确性,利用该航空器搭载的广播式自动相关监视系统 (Automatic Dependent

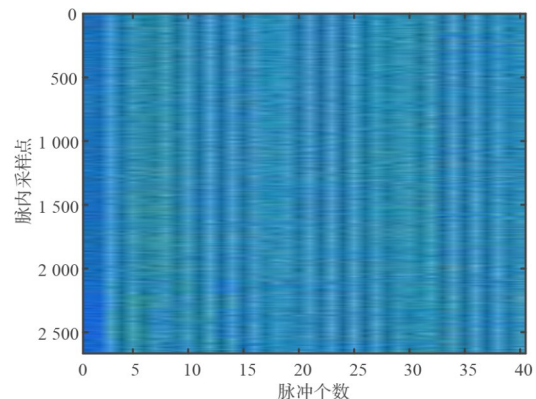


图 8 X 波段雷达信号脉冲排列图

Surveillance-Broadcast, ADS-B) 广播位置与估计位置进行对比,如图 10 所示.

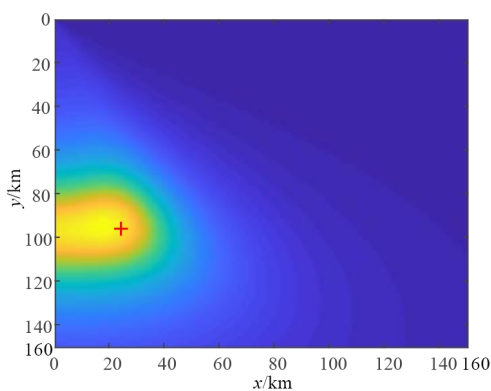


图9 气象雷达辐射源定位结果

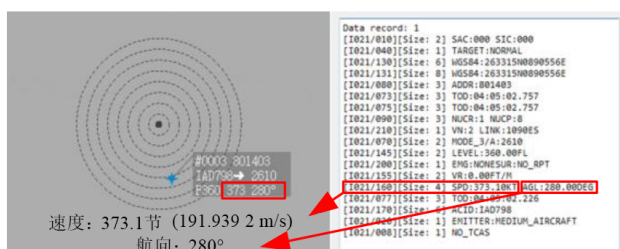


图10 ADS-B系统广播的民航信息

图10中,黑色实心点为观测站位置,外层虚线圆构成距离环,每层代表10 n mile(18.52 km),蓝色标注点为辐射源位置,此时辐射源距观测站约为93 km.同时,根据广播信息,该航空器飞行速度为373.1节(191.939 2 m/s).为更为直接观测其位置信息,将定位坐标轴单位转换为 n mile,并与ADS-B位置进行对比,如图11所示.

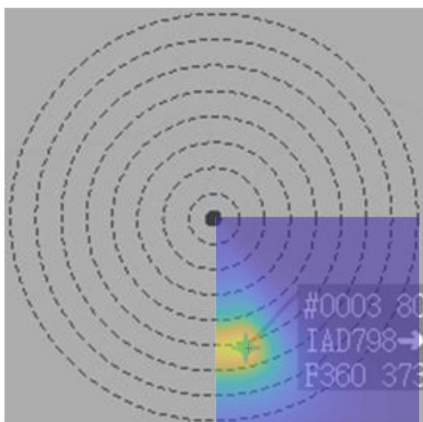


图11 无源定位与ADS-B位置信息对比图

通过对比可以看出,实测数据验证中,本文算法的定位误差为1.23%,需要说明的是:该航空器每日仅1~2次飞经该航线,连续观测1个月,累计采集46组数据.其中,定位误差在5%以内的数据有42组,占比91.3%,其余数据的测距误差较大.定位错误原因主要有2方面:一是采集信号信噪比较低,出现了漏脉冲情况;二

是辐射源在实施机动转弯,导致模型失陪造成无源定位误差较大.通过实测数据实验,验证了本文算法对匀速直线运动辐射源直接定位的有效性.

6 总结与展望

本文提出一种固定无源单站对匀速直线运动辐射源直接定位方法,首先,建立信号观测模型,针对观测信号中引入的二次相位项,提出STSAF方法进行消除.而后,通过2次观测信号的混频信息,建立固定无源单站直接定位模型,并构建DPD代价函数;其次,根据阵列信号处理特点,利用基于位置选择的MUSIC算法对辐射源进行直接定位.性能分析部分推导了本文方法计算量和CRLB,给出了观测时间、信噪比对定位精度影响方式的客观结论,同时,通过仿真绘制了不同信噪比和观测时间下的定位曲线.最后,通过实测数据验证了本文方法有效性.

虽然本文方法在仿真和实测中取得了一定效果,但该方法对辐射源运动状态要求较高,需辐射源在数十秒内保持匀速运动,限制了算法使用场景,下步将针对辐射源复杂运动条件下的定位问题开展进一步研究.

参考文献

- [1] DONG W L, WANG Y Q, SUN G C, et al. Passive localization for frequency hopping signal emitter based on synthetic aperture principle[J]. IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems, 2023, 4(1): 33-40.
- [2] 吴葵周, 张源, 张文俊, 等. 基于互质阵列的运动单站信号直接定位方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(4): 692-704. WU G Z, ZHANG Y, ZHANG W J, et al. Coprime array based direct position determination of signals with single moving observation[J]. Journal of Radars, 2022, 11(4): 692-704. (in Chinese)
- [3] MARKITON P M. Ground moving target localization and imaging with airborne passive radar[C]//International Conference on Radar Systems (RADAR 2022). London: IET, 2023: 196-201.
- [4] WU G Z, ZHANG M, HE C X, et al. Direct position determination using single moving rotating linear array: Noncoherent and coherent processing[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2020, 33(2): 688-700.
- [5] PAOLO BLASONE G, COLONE F, LOMBARDO P, et al. Passive radar DPCA schemes with adaptive channel calibration[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(5): 4014-4034.
- [6] COLONE F, FILIPPINI F, PASTINA D. Passive radar:

- Past, present and future challenges[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2023, 38(1): 54-69.
- [7] 万显荣, 易建新, 占伟杰, 等. 基于多照射源的被动雷达研究进展与发展趋势[J]. *雷达学报*, 2020, 9(6): 939-958.
WAN X R, YI J X, ZHAN W J, et al. Research progress and development trend of the multi-illuminator-based passive radar[J]. *Journal of Radars*, 2020, 9(6): 939-958. (in Chinese)
- [8] 赵勇胜, 胡德秀, 刘智鑫, 等. 基于相邻互相关函数-参数化中心频率-调频率分布-Keystone变换的无源雷达机动目标相参积累方法[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(10): 2358-2365.
ZHAO Y S, HU D X, LIU Z X, et al. Coherent integration algorithm based on adjacent cross correlation function-parameterized centroid frequency-chirp rate distribution-keystone transform for maneuvering target in passive radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(10): 2358-2365. (in Chinese)
- [9] JIANG H Z, ZHAO C, ZHAO Y J. Coherent integration algorithm for frequency-agile and PRF-jittering signals in passive localization[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2021, 30(4): 781-792.
- [10] WANG J, QIN Z T, GAO F, et al. An approximate maximum likelihood algorithm for target localization in multi-static passive radar[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2019, 28(1): 195-201.
- [11] KANG X, WANG D J, SHAO Y, et al. An efficient hybrid multi-station TDOA and single-station AOA localization method[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(8): 5657-5670.
- [12] 张敏, 张文俊, 李曦, 等. 基于长基线干涉仪相位差的多站无源定位方法[J]. *电子与信息学报*, 2023, 45(11): 3868-3876.
ZHANG M, ZHANG W J, LI X, et al. Passive localization by multiple observers based on the phase difference of the arrival of a long baseline interferometer[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023, 45(11): 3868-3876. (in Chinese)
- [13] 李建峰, 朱珂慧, 江航, 等. 基于多频率聚焦与融合的相干辐射源时差直接定位方法[J]. *电子学报*, 2023, 51(8): 2110-2117.
LI J F, ZHU K H, JIANG H, et al. A direct position determination method of TDOA based on multi-frequency focusing and fusion for coherent radiation sources[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2023, 51(8): 2110-2117. (in Chinese)
- [14] 刘清, 谢坚, 王伶, 等. 卫星导航欺骗式干扰源高精度直接定位方法[J]. *电子学报*, 2022, 50(5): 1117-1122.
LIU Q, XIE J, WANG L, et al. High precision direct position determination method for satellite navigation spoofing[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2022, 50(5): 1117-1122. (in Chinese)
- [15] 余婉婷, 于宏毅, 杜剑平, 等. 辐射源信号波形已知的超视距目标直接定位方法[J]. *电子学报*, 2019, 47(11): 2368-2377.
YU W T, YU H Y, DU J P, et al. A direct position determination method for over-the-horizon target on known radiation source waveforms[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2019, 47(11): 2368-2377. (in Chinese)
- [16] XIANG F H, WANG J G, YUAN X H. Research on passive detection and location by fixed single observer[C]//2020 International Conference on Information Science, Parallel and Distributed Systems (ISPDS). Piscataway: IEEE, 2020: 35-39.
- [17] LI L Q, SHENG H S. An improved Gaussian particle filtering algorithm for fixed single station passive location and tracking[C]//2020 7th International Conference on Information Science and Control Engineering (ICISCE). Piscataway: IEEE, 2020: 265-269.
- [18] 郁涛. 无源探测定位技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2017.
YU T. *Technology of Passive Detection Location*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2017. (in Chinese)
- [19] 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.
SUN Z K, GUO F C, FENG D W, et al. *Passive Location and Tracking Technology by Single Observer*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [20] BULYCHEV V Y, BULYCHEV Y G, IVAKINA S S, et al. An angular-energy method of nonstationary passive location based on a single-position system[J]. *Journal of Computer and Systems Sciences International*, 2015, 54(5): 783-797.
- [21] 周龙健, 罗景青, 孔辉. 基于虚拟时差的运动阵列空间无源定位算法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(7): 1759-1763.
ZHOU L J, LUO J Q, KONG H. A passive location algorithm based on the virtual TDOAs of moving array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(7): 1759-1763. (in Chinese)
- [22] 黄东华, 赵勇胜, 赵拥军, 等. 基于DOA-TDOA-FDOA的单站无源相干定位代数解[J]. *电子与信息学报*,

2021, 43(3): 735-744.

HUANG D H, ZHAO Y S, ZHAO Y J, et al. An algebraic solution for single-observer passive coherent location using DOA-TDOA-FDOA measurements[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(3): 735-744. (in Chinese)

- [23] 李明. 一种长基线阵列地面单站无源定位方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2021, 19(4): 569-572.

LI M. Passive location method to long baseline antenna array[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2021, 19(4): 569-572. (in Chinese)

- [24] LIU C F, YUN J W, SU J. Direct solution for fixed source location using well-posed TDOA and FDOA measurements[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2020, 31(4): 666-673.

- [25] 吴癸周, 郭福成, 张敏. 信号直接定位技术综述[J]. 雷达学报, 2020, 9(6): 998-1013.

WU G Z, GUO F C, ZHANG M. Direct position determination: An overview[J]. Journal of Radars, 2020, 9(6): 998-1013. (in Chinese)

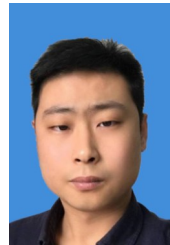
- [26] 赵婷, 郑瑜, 杨琳, 等. 基于二阶WVD的ISAR平动补偿方法[J]. 信号处理, 2022, 38(4): 870-878.

ZHAO T, ZHENG Y, YANG L, et al. A translation compensation method for ISAR based on second-order WVD[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(4): 870-878. (in Chinese)



王翔 男, 1985年5月出生, 福建福州人. 国防科技大学电子科学学院副教授. 主要研究方向为辐射源识别、智能信号处理.

E-mail: christopherwx@163.com



吴癸周 男, 1990年出生, 山东烟台人. 国防科技大学电子科学学院CEMEE重点实验室副研究员. 主要研究方向为无源定位、雷达信号处理、阵列信号处理、直接定位.

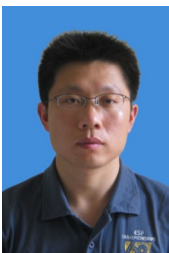
E-mail: wuguizhou@nudt.edu.cn

作者简介



陈梁栋 男, 1993年6月出生, 四川攀枝花人. 国防科技大学电子科学学院博士生. 主要研究方向为智能电子对抗侦察.

E-mail: 13476810127@163.com



黄知涛 男, 1976年9月出生, 湖北荆州人. 国防科技大学电子对抗学院首席专家, 教授. 主要研究方向为电子侦察. 中国电子学会会员编号: E190002786S.

E-mail: huangzhitao@nudt.edu.cn