

文章编号: 2095-4980(2025)03-0256-08

基于辅助源的同步误差下多频率融合直接定位

刘 军¹, 张华乐¹, 冯 宝², 卞宇翔², 朱珂慧³, 李建峰³

(1. 国网安徽省电力有限公司 信息通信分公司, 安徽 合肥 230061; 2. 南京南瑞信息通信科技有限公司, 江苏 南京 210003;
3. 南京航空航天大学 电子信息工程学院, 江苏 南京 210016)

摘 要: 针对架设单天线的分布式定位传感器间的同步误差, 提出一种基于单一辅助源的多频率融合直接定位(DPD)算法。将传感器接收到的信号进行分段, 将宽带信号的频域数据转换成若干个单频信号的集合; 利用传感器接收到的单辅助源信号对同步误差矩阵进行预补偿, 将其代入来自目标辐射源的接收数据中, 再融合多个单频信号下的子空间正交关系, 结合拉格朗日乘子法构造分离未知衰减系数的最小化代价函数; 最后对目标区域划分网格, 通过代价函数的峰值搜索进行辐射源的估计。仿真测试结果验证了本文算法的有效性。在给定参数条件下, 与另一种基于单辅助源的直接定位算法相比, 本文算法计算复杂度至少降低了 86.91%, 在不同的信噪比(SNR)和同步误差条件下都取得了更好的定位精确度。

关键词: 分布式传感器; 同步误差; 单一辅助源; 直接定位; 多频率融合; 子空间正交

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2023211

Direct Position Determination based on multi-frequency fusion under synchronization errors of auxiliary sources

LIU Jun¹, ZHANG Huale¹, FENG Bao², BIAN Yuxiang², ZHU Kehui³, LI Jianfeng³

(1. Information and Communication Branch, State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd., Hefei Anhui 230061, China;

2. NARI Information and Communication Technology Co., Ltd, Nanjing Jiangsu 210003, China;

3. College of Electric and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing Jiangsu 210016, China)

Abstract: Aiming at the synchronization errors between distributed positioning sensors equipped with single antennas, a multi-frequency fusion Direct Positioning Determination(DPD) algorithm based on a single auxiliary source is proposed. Firstly, the received signals are segmented, and the frequency-domain data of the wideband signals are converted into a set of single-frequency signals. Secondly, the synchronization error matrix is pre-compensated using the signals received from the single auxiliary source, and this matrix is then applied to the received data from the target radiation source. Next, the subspace orthogonality relationships under multiple single-frequency signals are fused, and a minimized cost function that separates the unknown attenuation coefficients is constructed using the Lagrange multiplier method. Finally, the target area is divided into a grid, and the radiation source is estimated through peak searching of the cost function. Simulation results validate the effectiveness of the proposed algorithm. Under given parameter conditions, compared with another single-auxiliary-source-based direct positioning algorithm, the computational complexity of this algorithm is reduced by at least 86.91%, achieving better positioning accuracy under different Signal-to-Noise Ratio(SNR) and synchronization error conditions.

Keywords: distributed sensors; synchronization error; single auxiliary source; Direct Position Determination; multi-frequency fusion; subspace orthogonality

无源定位技术由于其出色的抗干扰能力、战场生存能力以及低空探测能力, 在军事和民用方面都得到了广泛应用^[1-5]。无源定位技术可从是否经过参数域的角度分为两步定位与直接定位(DPD)。两步定位需进行参数估计^[6-10]并结合空间几何关系获得辐射源位置的解析解, 而直接定位可直接提取辐射源信号中的有用信息,

收稿日期: 2023-07-30; 修回日期: 2023-11-01

通过建立基于最大似然(Maximum Likelihood, ML)^[11-12]和空间谱^[13-15]等代价函数进行定位。由于没有参数估计带来的误差累积,与传统的两步定位相比,直接定位具有更好的定位性能。

分布式单天线传感器场景往往使用到达时间差(Time Difference Of Arrival, TDOA)信息进行定位。基于到达时间差的算法不需要传感器与辐射源之间的时钟同步,但需要传感器之间的时钟同步。当传感器之间存在同步误差时,会导致定位误差增大甚至定位失败,因此需要一定方法来校正同步误差对定位的影响^[16]。文献[17]采用了多个校准源同时校准TDOA定位中传感器的位置误差和时钟同步偏差,并利用半定规划方法降低ML方法的复杂度。文献[18]推导了在自定位和源定位操作模式下室内异步场景时差计算的闭式方程组,以及最大时钟漂移误差的边界。文献[17]和[18]都是针对两步定位提出,因此是次优的。对于直接定位方法的同步误差补偿,文献[19]利用多个锚源联合校准时钟偏差并确定未知源位置,该方法分别使用期望最大化算法和高斯-牛顿算法进行粗估计和精估计,其复杂度较高。在多阵列定位场景中,也存在与同步误差类似的概念,即幅相误差,如文献[20]基于辅助源的导向矢量估计误差校正矩阵,并对阵列输出数据进行误差补偿,该方法也属于两步定位。

本文针对传感器间的同步误差,提出一种基于单辅助源的同步误差下多频率融合直接定位算法。该方法可有效克服传感器同步误差对定位的影响,并降低算法复杂度。首先将宽带辐射源接收信号分段并转换至频域,在频域上将宽带信号划分为若干个单频信号的集合,有利于计算复杂度的降低;其次利用辅助源的接收信号获得每个单频信号上的同步误差矩阵预补偿结果,用于后续同步误差问题的解决;基于子空间正交性融合多个单频信号下的代价函数,从而分离出未知衰减系数;复杂度分析和仿真实验验证了本方法的有效性以及它在实时性能和准确度上的优越性。

1 信号模型

在分布式定位场景中,假设有 L 个传感器接收来自 M 个未知辐射源的信号,第 $l(1 \leq l \leq L)$ 个传感器的位置向量为 $\mathbf{p}_l = (x_l, y_l)^\top$,第 $m(1 \leq m \leq M)$ 个辐射源的位置向量为 $\mathbf{q}_m = (x_m, y_m)^\top$ 。假设不同传感器间存在固定的同步误差,将第1个传感器设为参考,则第 l 个传感器相对于参考传感器的同步误差为 η_l 。考虑了同步误差的第 l 个传感器在 T 时间范围内的时域接收信号为:

$$x_l(t) = \sum_{m=1}^M \alpha_{lm} s_m(t - \tau_l(\mathbf{q}_m) - \eta_l) + w_l(t), 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

式中: α_{lm} 为第 m 个辐射源信号到第 l 个传感器传播途径上的未知衰减系数; $s_m(t)$ 为第 m 个辐射源在 t 时刻的信号; $w_l(t)$ 为第 l 个传感器接收信号的加性高斯噪声; $\tau_l(\mathbf{q}_m)$ 为第 m 个辐射源信号到第 l 个传感器的传播时延:

$$\tau_l(\mathbf{q}_m) = \frac{\|\mathbf{p}_l - \mathbf{q}_m\|_2}{c} \quad (2)$$

式中: $\|\cdot\|_2$ 为2-范数; c 为电磁波的传播速度。

将时域接收信号平均分为 K 段,则第 l 个传感器的第 $k(1 \leq k \leq K)$ 段信号为:

$$x_{lk}(t_k) = \sum_{m=1}^M \alpha_{lm} s_m(t_k - \tau_l(\mathbf{q}_m) - \eta_l) + w_l(t_k), \frac{T}{K}(k-1) \leq t_k \leq \frac{kT}{K} \quad (3)$$

对 $x_{lk}(t_k)$ 求 N 点离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT),得到分段信号的频域形式

$$\bar{x}_{lk}(\omega_n) = \sum_{m=1}^M \alpha_{lm} \bar{s}_{mk}(\omega_n) e^{-j\omega_n(\tau_l(\mathbf{q}_m) - \eta_l)} + \bar{w}_{lk}(\omega_n) \quad (4)$$

式中: ω_n 为第 $n(1 \leq n \leq N)$ 个频点上的角频率; $\bar{s}_{mk}(\omega_n)$ 为第 m 个发射信号第 k 段的频域形式; $\bar{w}_{lk}(\omega_n)$ 为分段噪声的频域形式。

2 算法原理

2.1 宽带信号频率划分

整合 L 个传感器第 k 段的频域接收数据,得

$$\mathbf{y}_k(\omega_n) = \begin{bmatrix} \bar{x}_{1k}(\omega_n) \\ \bar{x}_{2k}(\omega_n) \\ \vdots \\ \bar{x}_{Lk}(\omega_n) \end{bmatrix} = \mathbf{\Phi}_n \mathbf{A}_n \bar{\mathbf{s}}_k(\omega_n) + \bar{\mathbf{w}}_k(\omega_n) \quad (5)$$

式中： Φ_n 为第 n 个频率下的同步误差矩阵； A_n 为第 n 个频率下的方向矩阵； $\bar{s}_k(\omega_n)$ 为第 k 段第 n 个频率下 L 个传感器频域发射信号构成的矢量； $\bar{w}_k(\omega_n)$ 为第 k 段第 n 个频率下 L 个传感器频域噪声信号构成的矢量。

$$\Phi_n = \text{diag}(\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_1}, \mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_2}, \dots, \mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_L}) \quad (6)$$

$$A_n = \begin{bmatrix} \alpha_{11}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_1(q_1)} & \alpha_{12}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_1(q_2)} & \dots & \alpha_{1M}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_1(q_M)} \\ \alpha_{21}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_2(q_1)} & \alpha_{22}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_2(q_2)} & \dots & \alpha_{2M}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_2(q_M)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{L1}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_L(q_1)} & \alpha_{L2}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_L(q_2)} & \dots & \alpha_{LM}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_L(q_M)} \end{bmatrix} = [a_n(q_1) \ a_n(q_2) \ \dots \ a_n(q_M)] \quad (7)$$

$$\bar{s}_k(\omega_n) = [\bar{s}_{1k}(\omega_n), \bar{s}_{2k}(\omega_n), \dots, \bar{s}_{Mk}(\omega_n)]^T \quad (8)$$

$$\bar{w}_k(\omega_n) = [\bar{w}_{1k}(\omega_n), \bar{w}_{2k}(\omega_n), \dots, \bar{w}_{Lk}(\omega_n)]^T \quad (9)$$

$$a_n(q_m) = [\alpha_{1m}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_1(q_m)}, \alpha_{2m}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_2(q_m)}, \dots, \alpha_{Lm}\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_L(q_m)}]^T \quad (10)$$

式中： $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角化； $a_n(q_m)$ 为第 n 个频率下第 m 个信源对应的导向矢量。此时，将 K 作为快拍数，将所有分段里第 n 个频率下的单频信号合并成一个多快拍信号：

$$Y_n = [y_1(\omega_n) \ y_2(\omega_n) \ \dots \ y_K(\omega_n)] = \Phi_n A_n S(\omega_n) + W(\omega_n) \quad (11)$$

式中： $S(\omega_n) = [\bar{s}_1(\omega_n) \ \bar{s}_2(\omega_n) \ \dots \ \bar{s}_K(\omega_n)]$ ； $W(\omega_n) = [\bar{w}_1(\omega_n) \ \bar{w}_2(\omega_n) \ \dots \ \bar{w}_K(\omega_n)]$ 。

2.2 基于单一辅助源的同步误差矩阵预补偿

Y_n 的协方差矩阵为：

$$\begin{aligned} R_n &= E[Y_n Y_n^H] = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y_k(\omega_n) y_k^H(\omega_n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\Phi_n A_n \bar{s}_k(\omega_n) \bar{s}_k^H(\omega_n) A_n^H \Phi_n^H + \bar{w}_k(\omega_n) \bar{w}_k^H(\omega_n)) = \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\Phi_n A_n P_{S,k} A_n^H \Phi_n^H + P_{N,k}) = \Phi_n A_n \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_{S,k} \right) A_n^H \Phi_n^H + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_{N,k} = \Phi_n A_n P_S A_n^H \Phi_n^H + P_N \end{aligned} \quad (12)$$

式中： $P_{S,k}$ 为第 k 段信号协方差矩阵； $P_{N,k}$ 为第 k 段噪声协方差矩阵； $P_S = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_{S,k}$ 为总体信号协方差矩阵； $P_N = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_{N,k}$ 为总体噪声协方差矩阵。

容易看出 R_n 是非奇异的，对其进行特征分解：

$$R_n = E_{S,n} \Lambda_{S,n} E_{S,n}^H + E_{N,n} \Lambda_{N,n} E_{N,n}^H \quad (13)$$

将 L 个特征值由大到小排序， $E_{S,n}$ 为 M 个最大特征值对应的特征向量张成的信号子空间， $E_{N,n}$ 为由 $L-M$ 个最小特征值对应的特征向量张成的噪声子空间， $\Lambda_{S,n}$ 为 M 个最大特征值组成的对角矩阵， $\Lambda_{N,n}$ 为 $L-M$ 个最小特征值组成的对角矩阵。

假设存在一个已知位置的辅助源，其坐标为 $q_0 = (x_0, y_0)^T$ ，则其对应的导向矢量为：

$$a_n(q_0) = [\mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_1(q_0)} \ \mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_2(q_0)} \ \dots \ \mathrm{e}^{-j\omega_n\tau_L(q_0)}]^T \quad (14)$$

将已知的 $a_n(q_0)$ 代入协方差矩阵特征分解后的结果：

$$\hat{a}_n(q_0) = \Phi_n a_n(q_0) = \frac{e_n}{e_{n1}} \quad (15)$$

式中： $\hat{a}_n(q_0)$ 为考虑了同步误差的导向矢量； $e_n = (e_{n1}, e_{n2}, \dots, e_{nL})^T$ 为传感器接收的辅助源频域数据的协方差矩阵最大特征值对应的特征向量。式(15)中， $\hat{a}_n(q_0)$ 可通过对 R_n 特征分解得到， $a_n(q_0)$ 是已知量，因此可得到 Φ_n 的预补偿结果 $\hat{\Phi}_n$ ，其第 l 个对角元素表示为：

$$\hat{\Phi}_{nl} = \frac{e_{nl}}{e_{n1} e^{-j\omega_s \tau_l(q_0)}} \quad (16)$$

定义位置变量 q ，根据单频信号包含的子空间正交性，有

$$E_{N,n}^H \hat{\Phi}_n a_n(q) = 0 \quad (17)$$

式中：

$$a_n(q) = \left(\alpha_1 e^{-j\omega_s \tau_1(q)}, \alpha_2 e^{-j\omega_s \tau_2(q)}, \dots, \alpha_L e^{-j\omega_s \tau_L(q)} \right)^T \quad (18)$$

式中 α_l 为位置变量和第 l 个传感器之间的未知衰减系数。则 $E_{N,n}^H \hat{\Phi}_n a_n(q) = 0$ 可重写为：

$$E_{N,n}^H \hat{\Phi}_n B_n(q) \alpha = 0 \quad (19)$$

式中：

$$B_n(q) = \text{diag} \left(e^{-j\omega_s \tau_1(q)}, e^{-j\omega_s \tau_2(q)}, \dots, e^{-j\omega_s \tau_L(q)} \right) \quad (20)$$

$$\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L)^T \quad (21)$$

2.3 多频率融合的直接定位

由于存在未知的衰减系数矢量 α ， $E_{N,n}^H \hat{\Phi}_n B_n(q) \alpha = 0$ 不可解。但对于任意的 $1 \leq n \leq N$ ，都有该式成立，则有：

$$\begin{bmatrix} E_{N,1}^H \hat{\Phi}_1 B_1(q) \\ E_{N,2}^H \hat{\Phi}_2 B_2(q) \\ \vdots \\ E_{N,N}^H \hat{\Phi}_N B_N(q) \end{bmatrix} \alpha = 0 \quad (22)$$

因此可联立不同有效频点下的正交性，建立融合多个有效频率的代价函数，取频率下标起点为 $D+1$ 、长度为 N_0 的有效频谱，则有：

$$Q(q) = \begin{bmatrix} E_{N,D+1}^H \hat{\Phi}_{D+1} B_{D+1}(q) \\ E_{N,D+2}^H \hat{\Phi}_{D+2} B_{D+2}(q) \\ \vdots \\ E_{N,D+N_0}^H \hat{\Phi}_{D+N_0} B_{D+N_0}(q) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} E_{N,D+1}^H \hat{\Phi}_{D+1} B_{D+1}(q) \\ E_{N,D+2}^H \hat{\Phi}_{D+2} B_{D+2}(q) \\ \vdots \\ E_{N,D+N_0}^H \hat{\Phi}_{D+N_0} B_{D+N_0}(q) \end{bmatrix} \quad (23)$$

则有：

$$\alpha^H Q(q) \alpha = 0 \quad (24)$$

此时定位问题转化成了 $\alpha^H Q(q) \alpha$ 的最小化问题，即

$$\hat{q} = \min_q \alpha^H Q(q) \alpha \quad \text{s.t. } u^H \alpha = 1 \quad (25)$$

式中 $u = (1, 0, \dots, 0)^T$ 。根据拉格朗日乘子法，建立关于 α 的代价函数：

$$\Pi(\alpha) = \alpha^H Q(q) \alpha - \varsigma (u^H \alpha - 1) \quad (26)$$

式中 ς 是一个常数系数。求 $\Pi(\alpha)$ 关于 α 的偏导，并令其为零，解出 $\alpha = \zeta Q^{-1}(q) u$ ，其中， ζ 是一个常数系数。结合 $u^H \alpha = 1$ ，则分离出的衰减系数矢量为：

$$\alpha = \frac{Q^{-1}(q) u}{u^T Q^{-1}(q) u} \quad (27)$$

将其代入式(25)，有：

$$\hat{q} = \arg \max_q u^H Q^{-1}(q) u = \arg \max_q H(q) \quad (28)$$

对目标区域划分网格, 最大的 M 个网格点的代价函数值 $H(\mathbf{q}) = \mathbf{u}^H \mathbf{Q}^{-1}(\mathbf{q}) \mathbf{u}$ 对应的位置即为辐射源的估计位置 $\hat{\mathbf{q}}$, 且衰减系数矢量可通过将 $\hat{\mathbf{q}}$ 代入式(27)得到。而对于其他传感器与参考传感器间同步误差的估计过程, 可总结为如下步骤: a) 计算辐射源的估计位置到达几个传感器的时延, 由此计算辐射源信号到其他传感器与参考传感器的时延差 $\Delta\hat{\tau}_n$; b) 利用原始的接收信号, 通过互相关的方法^[21]估计辐射源到其他传感器与参考传感器的时延差 $\Delta\bar{\tau}_n$; c) 利用后者时延差 $\Delta\bar{\tau}_n$ 减去前者时延差 $\Delta\hat{\tau}_n$ 即可获得对应的同步误差, 即

$$\hat{\eta}_l = \Delta\bar{\tau}_n - \Delta\hat{\tau}_n \quad (29)$$

$$\text{式中: } \Delta\hat{\tau}_n = \frac{\|\hat{\mathbf{q}} - \mathbf{q}_l\|_2}{c} - \frac{\|\hat{\mathbf{q}} - \mathbf{q}_1\|_2}{c}.$$

3 仿真结果

3.1 仿真环境说明

本文所采用的仿真环境如下: 处理器型号为 AMD Ryzen 7 5800H, 主频为 3.20 GHz; 内存大小为 16.0 GB; 操作系统为 Windows 11 x64; 仿真软件为 Matlab R2021b。

3.2 复杂度分析

为验证本文算法在复杂度上的优势, 将其与结合了文献[15]中基于行列式的直接定位和文献[20]中基于单一辅助源的代价函数方法进行对比, 分别记为基于多频率代价函数融合的辅助源直接定位方法(Direct Position Determination-Auxiliary Source-Multiple Frequency Fusion, DPD-AS-MFF)和基于行列式的辅助源直接定位方法(Direct Position Determinant-Auxiliary Source-DETerminant, DPD-AS-DET), 结果如表 1 所示, 其中, W 为一维搜索次数。

表 1 复杂度对比
Table 1 Comparison of complexities

method	complexity
DPD-AS-MFF	$O(LKN_0 \log_2 N_0 + 2KN_0 L^2 + 2N_0 L^3 + (LN_0 + 2L^2(L-1)N_0 + L^3)W^2)$
DPD-AS-DET	$O(LKN_0 \log_2 N_0 + 2KN_0 L^2 + 2N_0 L^3 + (LN_0 + 2(L^2-L)(N_0^3 + LN_0^2) + L^3)W^2)$

从表 1 可以看出, 算法复杂度主要与传感器个数 L 、分段段数 K 、有效频谱长度 N_0 以及一维搜索长度 W 有关。其中有效频谱长度 N_0 是主要影响因素, DPD-AS-DET 的复杂度达到 $O(N_0^3)$, 远大于本方法的 $O(N_0^2)$, 这也是两种算法复杂度的主要差异来源。图 1 为 $L=4$, $K=30$, $W=100$, 频谱有效长度 N_0 变化时, 两种算法的复杂度变化对比。从图中可以看出, 本文算法的复杂度至少降低了 86.91%, 远小于 DPD-AS-DET 算法, 体现了本文算法在复杂度上的优势。

3.3 仿真结果

6 个存在同步误差的传感器位置向量分别为 $\mathbf{p}_1 = (-250, -150)^T$, $\mathbf{p}_2 = (-250, 150)^T$, $\mathbf{p}_3 = (250, 150)^T$, $\mathbf{p}_4 = (250, -150)^T$, $\mathbf{p}_5 = (200, 200)^T$, $\mathbf{p}_6 = (-200, -100)^T$, 辐射源的真实位置向量为 $\mathbf{q}_1 = (26.2, 41.7)^T$, 单位为 m; 以 $\mathbf{p}_1$ 对应的传感器为参考, 则同步误差分别为 $\eta_1 = 0$ ns, $\eta_2 = 120$ ns, $\eta_3 = 160$ ns, $\eta_4 = 200$ ns, $\eta_5 = 240$ ns, $\eta_6 = 280$ ns。辐射源的发射信号类型为 16 进制正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)信号, 其他参数分别为 $L=6$, $N_0=15$, $K=48$, $N=32$, $W=100$, 信号采样率为 $f_s=125$ MHz。在 15 dB 的信噪比

下, 本文算法单次定位的代价函数值图如图 2 所示, 其中图 2(a)的 x - y 平面代表网格区域的平面, 与 x - y 平面垂直的轴表示网格上的归一化代价函数值; 图 2(b)为图 2(a)的俯视图, 100 m×100 m 的目标区域被划分为网格边长为 1 的区域, 其中单位网格上的颜色的深浅表示代价函数值的不同, 颜色越接近于白色, 其上的代价函数值越接近于 1。在图 2(b)中, 灰色“+”的位置标记了辐射源的真实位置, 而颜色为白色的网格位置即为辐射源的估计位置 $\hat{\mathbf{q}}_1 = (26, 41)^T$, 辐射源的估计位置可通过二维搜索获知; 可以看出, 辐射源的实际位置与估计位置在图中十

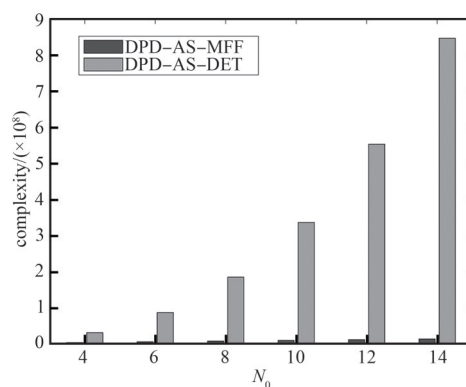


Fig.1 Comparison of complexities varying with N_0
图 1 随 N_0 变化的复杂度对比

分接近，验证了本文算法的有效性。

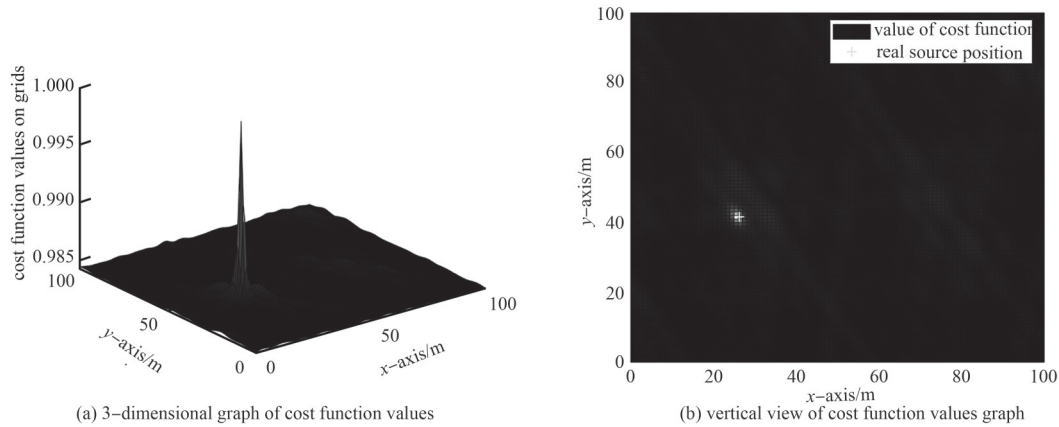


Fig.2 Graph of cost function values for single positioning simulation
图2 单次定位仿真的代价函数值图

将辐射源位置的估计结果分别代入式(27)和式(29)中，估计出的衰减系数 $\hat{a}_l$ 和同步误差结果 $\hat{\eta}_l$ 分别如表2和表3所示，经计算，估计的衰减系数结果的误差占真实值的平均比率为9.375%，估计的同步误差结果的平均误差为4.098 9 ns。从表2可以看出，用本方法估计的衰减系数较为准确，尤其是 $\hat{a}_1$ 、 $\hat{a}_2$ 、 $\hat{a}_3$ 的估计误差比率都在1%以内。从表3可以看出，同步误差的估计误差都是0~10 ns级别，所引起的平均距离误差大约在1.229 7 m，同步误差矩阵补偿的有效性得到证明。

表2 衰减系数估计结果

Table2 Estimation results of attenuation coefficients

attenuation coefficient	$\hat{a}_1$	$\hat{a}_2$	$\hat{a}_3$	$\hat{a}_4$	$\hat{a}_5$	$\hat{a}_6$
estimation result	1.000 0	0.845 0	0.743 7	1.094 8	0.677 8	0.511 1
real value	1.000 0	0.850 0	0.750 0	0.800 0	0.700 0	0.600 0
estimation error	0	0.005 0	0.006 3	0.294 8	0.022 2	0.088 9
error ratio	0	0.59%	0.84%	36.84%	3.17%	14.81%

表3 同步误差估计结果

Table3 Estimation results of synchronization errors

synchronization Error	$\hat{\eta}_1/\text{ns}$	$\hat{\eta}_2/\text{ns}$	$\hat{\eta}_3/\text{ns}$	$\hat{\eta}_4/\text{ns}$	$\hat{\eta}_5/\text{ns}$	$\hat{\eta}_6/\text{ns}$
estimation result	0	122.384 7	163.570 1	202.464 3	246.906 3	285.169 2
real value	0	120.000 0	160.000 0	200.000 0	240.000 0	280.000 0
estimation error	0	2.384 7	3.570 1	2.464 3	6.906 3	5.169 2

采用均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)作为评价指标，其表达式为：

$$E_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{\Theta} \sum_{\theta=1}^{\Theta} [(\hat{\mathbf{x}}_{\theta} - \mathbf{x})(\hat{\mathbf{x}}_{\theta} - \mathbf{x})^H + (\hat{\mathbf{y}}_{\theta} - \mathbf{y})(\hat{\mathbf{y}}_{\theta} - \mathbf{y})^H]} \quad (30)$$

式中： Θ 为蒙特卡洛仿真次数； $\hat{\mathbf{x}}_{\theta} = (\hat{x}_{\theta 1}, \hat{x}_{\theta 2}, \dots, \hat{x}_{\theta M})^T$ ， $\hat{\mathbf{y}}_{\theta} = (\hat{y}_{\theta 1}, \hat{y}_{\theta 2}, \dots, \hat{y}_{\theta M})^T$ ，其中 $\hat{x}_{\theta m}$ 和 $\hat{y}_{\theta m}$ 分别为第 θ 次蒙特卡洛仿真下第 m 个辐射源的估计位置对应的横坐标与纵坐标； $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_M)^T$ ， $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_M)^T$ 分别为辐射源真实位置横纵坐标构成的向量。进行100次蒙特卡洛仿真，本文算法和DPD-AS-DET算法的RMSE随信噪比(SNR)变化曲线如图3所示。当 $N_0=15$ 时，本文算法的RMSE曲线低于DPD-AS-DET算法，体现了本文算法在定位精确度上的优越性；当信噪比大于0 dB时，本文算法的性能趋于稳定，DPD-AS-DET算法受信噪比影响较大，尤其是在0 dB以下的低信噪比下性能较差。

3.4 不同参数对定位精确度的影响

研究频谱有效部分长度对定位性能的影响。不同信噪比下(其他参数与图3相同)，RMSE随 N_0 变化的曲线如

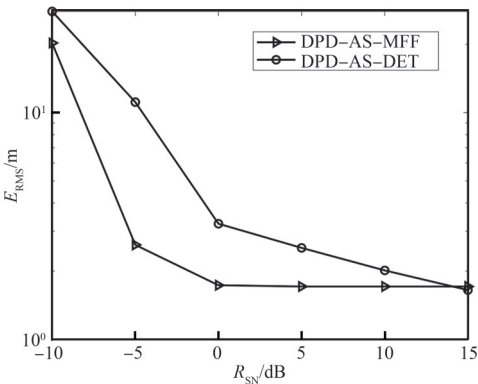


Fig.3 Comparison of RMSE curves varying with SNR
图3 随信噪比变化的均方根误差曲线对比

图 4(a)所示, 其局部放大曲线如图 4(b)所示。从图 4 可以看出, 在不同的信噪比下, 随着有效长度 N_0 的增加, 定位精确度在一定范围内提升, 当 N_0 提升至一定程度时, 尤其是 $N_0 \geq 15$ 时, 定位性能即趋于稳定。从图 4 还可以看出, 所提算法在信噪比达到 0 dB 以上时的定位性能有了显著提升。

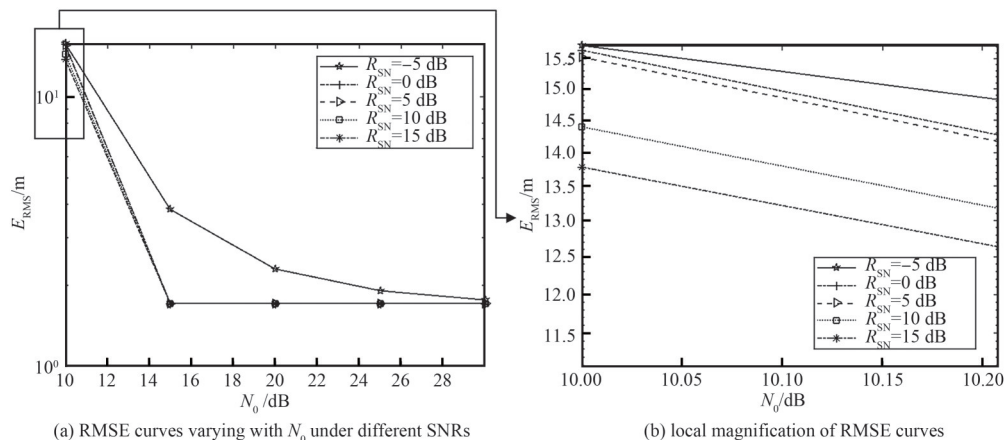


Fig.4 RMSE curves varying with N_0 under different SNRs and their local magnification

图 4 不同信噪比下随 N_0 变化的均方根误差曲线及其局部放大图

为研究传感器间同步误差大小对算法定位精确度的影响, 在固定的信噪比下, 改变传感器间同步误差的值, 利用本文算法和 DPD-AS-DET 方法进行定位, 每一个平均同步误差下进行 100 次蒙特卡洛仿真, 得到不同同步误差下的 RMSE, 如图 5 所示。其中, 频谱有效长度 $N_0=20$, 信噪比 $R_{\text{SN}}=3$ dB。从图 5 中可以看出, 随着传感器间同步误差的增大, 两种算法的定位误差都没有增加, 而是保持在固定区间, 且在该信噪比下本文算法的定位误差小于 DPD-AS-DET 方法, 体现了本文算法的优越性。

4 结论

针对传感器间存在同步误差的定位场景, 本文提出了一种基于单一辅助源的多频率融合直接定位算法。利用宽带频带划分将信号分解为若干个单频信号的集合, 有效降低了计算复杂度; 通过辅助源的接收数据对同步误差矩阵进行预补偿, 消除了同步误差的影响; 融合多个单频信号中的子空间正交性构造最小化代价函数, 进一步提升估计精确度。与另一种单辅助源相比, 不仅有效减小了算法的计算复杂度, 同时还提高了不同信噪比和同步误差下的定位精确度。

参考文献:

- [1] 韩璐璐. 基于时差和频差的无人机对干扰辐射源无源定位研究运用[J]. 中国新通信, 2021,23(19):62-63. (HAN Lulu. Research and application of passive localization of interference emitter by unmanned aerial vehicles based on time difference and frequency difference[J]. China New Telecommunications, 2021,23(19):62-63. doi:10.3969/j.issn.1673-4866.2021.19.031.)
- [2] 禹华钢,汪汇川. 多校准站 TDOA/FDOA 无源定位方法[J]. 电讯技术, 2019,59(1):76-81. (YU Huagang, WANG Huichuan. A TDOA and FDOA source passive localization method using calibration emitters[J]. Telecommunication Engineering, 2019,59(1):76-81. doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2019.01.013.)
- [3] 赵高峰,陈若迅,李莹莹,等. 基于分布式无人机监测的干扰源直接定位[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2021,19(4):628-634,641. (ZHAO Gaofeng, CHEN Ruoxun, LI Yingying, et al. Direct location of interference sources based on distributed UAV monitoring[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2021,19(4):628-634,641. doi:10.11805/TKYDA2021046.)
- [4] MAO Zhi, SU Hongtao, HE Bin, et al. Moving source localization in passive sensor network with location uncertainty[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2021(28):823-827. doi:10.1109/LSP.2021.3074034.

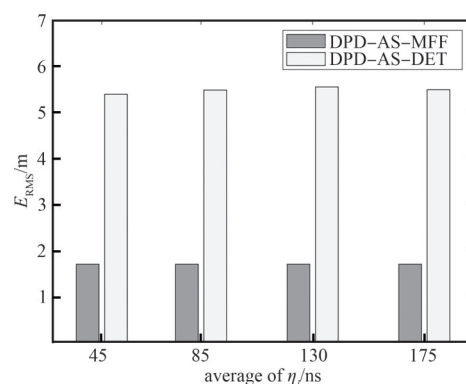


Fig.5 RMSE comparison varying with average of η_i

图 5 随平均同步误差变化的均方根误差对比

- [5] ZHANG Jianing, WANG Wei, SHE Xiaotian, et al. 2D indoor passive real-time location system based on ultrawideband technology[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022(71):1–17. doi:10.1109/TIM.2022.3188030.
- [6] PARK Y, GERSTOFT P, LEE J H. Difference-frequency MUSIC for DOAs[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022(29):2612–2616. doi:10.1109/LSP.2022.3230365.
- [7] ENNASR O, TAN X B. Time-Difference-of-Arrival(TDOA)-based distributed target localization by a robotic network[J]. IEEE Transactions on Control of Network Systems, 2020,7(3):1416–1427.
- [8] WANG Zewen, HU Dexiu, ZHAO Yongjun, et al. Real-time passive localization of TDOA via neural networks[J]. IEEE Communications Letters, 2021,25(10):3320–3324. doi:10.1109/LCOMM.2021.3097065.
- [9] XU Hao, CHANG Qing, LANG Rongling. A two-step algorithm for locating the emitter by FDOA[C]// 2023 IEEE International Conference on Consumer Electronics(ICCE). Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2023:1–5. doi:10.1109/ICCE56470.2023.10043390.
- [10] ZHANG Zhongyi, XIE Hui, CHEN Qing, et al. RSS localization algorithm based on semidefinite programming in non-line-of-sight environment[C]// 2022 the 4th International Conference on Intelligent Control, Measurement and Signal Processing(ICMSP). Hangzhou, China: IEEE, 2022:1100–1104. doi:10.1109/ICMSP55950.2022.9859232.
- [11] QIN Tianzhu, LI Lin, LU Zhiyu, et al. A ML-based direct localization method for multiple sources with moving arrays[C]// 2018 IEEE the 18th International Conference on Communication Technology(ICCT). Chongqing, China: IEEE, 2018:1073–1076. doi:10.1109/ICCT.2018.8599922.
- [12] VANKAYALAPATI N, KAY S, DING Quan. TDOA based direct positioning maximum likelihood estimator and the Cramer-Rao Bound[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014,50(3):1616–1635. doi:10.1109/TAES.2013.110499.
- [13] WANG Lu, YANG Yixin, LIU Xionghou. A direct position determination approach for underwater acoustic sensor networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020,69(11):13033–13044. doi:10.1109/TVT.2020.3018489.
- [14] BAI Jiahao, WEI Guohua, WANG Siqiang, et al. Efficient direct localization of OFDM emitters in multipath environment with mobile receivers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022,71(1):545–556. doi:10.1109/TVT.2021.3128612.
- [15] HAO Kegang, WAN Qun. An efficiency-improved TDOA-based direct position determination method for multiple sources[C]// ICASSP 2019–2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing(ICASSP). Brighton, UK: IEEE, 2019:4425–4429. doi:10.1109/ICASSP.2019.8683421.
- [16] SHUAI Haifeng, ZHU Shibing, LI Changqing. Modeling and error accuracy analysis of three satellite interference source location system by low and high orbit[C]// 2019 IEEE 9th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC). Beijing, China: IEEE, 2019:1–7. doi:10.1109/ICEIEC.2019.8784590.
- [17] ZOU Yanbin, LIU Huaping. Semidefinite programming methods for alleviating clock synchronization bias and sensor position errors in TDOA localization[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020(27):241–245. doi:10.1109/LSP.2020.2965822.
- [18] CHIASSON D, LIN Y, KOK M, et al. Asynchronous hyperbolic UWB source-localization and self-localization for indoor tracking and navigation[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2023,10(13):11655–11668. doi:10.1109/JIOT.2023.3243384.
- [19] MA Fuhe, LIU Zhangmeng, GUO Fucheng. Direct position determination in asynchronous sensor networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019,68(9):8790–8803. doi:10.1109/TVT.2019.2928638.
- [20] HAO Chongyu, SHI Wei, WANG Baowei, et al. Performance analysis and verification of single auxiliary source suppression array error[C]// 2022 IEEE the 22nd International Conference on Communication Technology(ICCT). Nanjing, China: IEEE, 2022:1149–1153. doi:10.1109/ICCT56141.2022.10072462.
- [21] PALLOTTA L, GIUNTA G. Accurate delay estimation for multisensor passive locating systems exploiting the cross-correlation between signals cross-correlations[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022,58(3):2568–2576. doi:10.1109/TAES.2021.3116927.

作者简介：

刘 军(1978–)，男，学士，高级工程师，主要研究方向为信息系统、电力系统通信、无线通信等。email: wen_che@sohu.com.

张华乐(1991–)，男，硕士，工程师，主要研究方向为电力系统通信、无线通信等。

冯 宝(1984–)，男，硕士，高级工程师，主要研究方向为电力系统通信、量子保密通信、无线通信等。

卞宇翔(1990–)，男，硕士，工程师，主要研究方向为电力系统通信、量子保密通信等。

朱珂慧(1999–)，女，在读博士研究生，主要研究方向为多通道信号处理、无源定位等。

李建峰(1988–)，男，博士，副教授，主要研究方向为阵列信号处理、信源测向、直接定位等。