

融合多普勒频移信息的阵列数据域直接定位方法

王大鸣 任衍青* 逯志宇 巴 斌 崔维嘉
(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450001)

摘 要: 相比于传统两步定位方法, 直接定位方法具有更高的定位精度, 但现有的基于阵列模型直接定位方法未能够有效利用多普勒频移信息, 其定位精度有待进一步提升。针对上述问题, 该文提出一种融合多普勒频移信息的阵列数据域直接定位方法。首先构建了融合多普勒信息的直接定位模型, 然后基于最大似然准则将信号源位置估计转化为求解位置信息矩阵最大特征值问题, 并结合矩阵转置性质降低复杂度, 最后通过 2 维搜索得到目标信号源位置估计。仿真结果表明, 所提方法较目前的阵列数据域直接定位方法和多普勒频移直接定位方法的定位精度具有较大提高。

关键词: 阵列信号处理; 直接定位; 多普勒频移; 波达方向

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)05-1219-07

DOI: 10.11999/JEIT170608

Array-based Direct Position Determination Method Fusing Doppler Frequency Shift Information

WANG Daming REN Yanqing LU Zhiyu BA Bin CUI Weijia

(Institute of Information System Engineering, Information Engineering University of PLA, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: The Direct Position Determination (DPD) methods outperform the classic two-step localization methods in localization accuracy, while the existing DPD methods based on array antenna models do not exploit Doppler frequency shift information to improve localization accuracy further. Fusing Doppler frequency shift information, a DPD method based on array antenna model is proposed to overcome the above mentioned shortcoming. Firstly, a DPD model fusing Doppler frequency shift information is constructed. Then, a maximum likelihood estimator is designed and emitter's position estimation is transformed to calculating the maximum eigenvalue of the matrix containing location information. The property of eigenvalue keeping unchanged after matrix transpose is used to simplify the calculation. Finally, the emitter's position is estimated via a two-dimensional grid search. Simulations show that the proposed method is superior over the DPD methods based on array antenna models and the DPD methods only using Doppler frequency shift information in localization accuracy.

Key words: Array signal processing; Direct Position Determination (DPD); Doppler frequency shift; Angle Of Arrival (AOA)

1 引言

无线定位技术在军事领域和民用领域都具有重要应用, 各种无线定位算法层出不穷, 其中以两步定位方法取得成果最为显著。两步定位方法首先估计出目标信号源的定位参数如波达方向(Angle Of Arrival, AOA)、波达时间(Time Of Arrival, TOA)、波达频差(Frequency Difference Of Arrival, FDOA)

等, 然后根据几何关系建立定位方程完成目标位置解算^[1,2]。两步定位方法虽然处理过程较为简单, 但由于参数估计和位置解算过程相分离, 不可避免造成数据处理过程中位置信息损失, 同时无法保证测量参数与目标真实位置相匹配, 因而无法获得最优的估计性能^[3,4]。如何进一步提升对目标信号源的定位精度已成为当前无线定位领域研究的重要方向。

直接定位技术(Direct Position Determination, DPD)通过利用信号数据域信息直接完成目标位置估计, 不再进行定位参数估计, 避免了两步定位方法中因两步分离造成的信息损失, 具有更高的定位精度, 已成为近年来无线定位领域的研究热点。DPD 技术本质上是对原始观测数据中包含的

收稿日期: 2017-06-26; 改回日期: 2018-02-24; 网络出版: 2018-03-16

*通信作者: 任衍青 yq_renice@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61401513), 国家高技术研究发展计划(2012AA01A502, 2012AA01A505)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61401513), The National High Technology Research and Development Program of China (2012AA01A502, 2012AA01A505)

AOA^[5-8]、TOA^[9,10]、多普勒频移^[11-14]等位置信息加以利用,进而完成对目标信号源的直接定位。其中,以阵列模型下对 AOA 位置信息利用的直接定位方法最为普遍。文献[5]基于最大似然准则,通过对 AOA 位置信息的利用,首次实现了单目标直接定位,验证了 DPD 方法在低信噪比下较传统两步定位方法具有更高的定位精度。文献[6]基于子空间分解思想,提出的子空间数据融合方法有效降低了多目标直接定位复杂度。文献[7]在观测站运动场景下,构造多目标最大似然代价函数,并结合交替投影迭代算法,同样实现了低复杂度下对信号源的高精度定位。在利用 AOA 位置信息的基础上,文献[8]结合信号波形的恒模特性,提出了运动站恒模信号直接定位方法,其定位精度更高。

通过文献[8]所提方法得到启示,利用更多的位置信息可进一步提高 DPD 方法的定位精度。在现阶段基于阵列模型的 DPD 方法中,观测站往往处于静止^[5,6]或者低速运动状态^[7,8]。当观测站处于高速运动状态时,由于目标与观测站之间存在径向速度,多普勒效应不可避免,我们可利用多普勒频移所包含的位置信息进一步提高定位精度。实际上,多普勒频移信息已在 DPD 中得到了初步应用。如文献[11]首次利用多普勒频移信息实现对目标信号源的直接定位,文献[12]提出基于相关累加思想的多普勒频移 DPD 方法进一步提高了定位精度。但目前这些利用多普勒频移位置信息进行直接定位的算法均是基于单天线模型,无法利用阵列模型所带来的丰富的位置信息,其定位精度有待进一步提升。

综上所述,现阶段的 DPD 方法未能够对基于阵列模型高速运动观测站场景下的目标定位问题进行讨论研究,也即未能有效地同时利用角度域信息和多普勒频移信息进一步提高对目标直接定位的精度。针对此问题,本文提出了一种融合多普勒频移信息的阵列数据域 DPD 方法。本文首先构造了融合角度域信息和多普勒频移信息的阵列接收数据模型;然后基于最大似然准则构造代价函数,将位置估计问题转化为求取位置信息矩阵最大特征值问题,并结合矩阵转置性质简化运算;最后通过网格搜索得到对目标信号源的位置估计。仿真部分将所提方法与其他方法进行对比,证明了所提方法具有更高的定位精度。

2 融合多普勒频移信息阵列数据域直接定位模型

假设存在一静止目标信号源,发射载频为 f_c 的未知窄带信号 $s(t)$ (假设信号带宽 W 小于信号到达各站的时延最大值 τ_{\max} 的倒数 $W < 1/\tau_{\max}$, 即信号

到达各站的复包络相同^[11]), 位置坐标为 $\mathbf{p}_0 = [x_0, y_0]^T$; L 个移动观测站在 K 个观测间隙内对目标信号源进行观测,每个观测站均是由 M 个阵元构成的均匀直线阵。记第 l 个观测站在第 k 个观测间隙内的位置和速度分别为 $\mathbf{p}_{l,k} = [x_{l,k}, y_{l,k}]^T$ 和 $\mathbf{v}_{l,k} = [v_{l,k,x}, v_{l,k,y}]^T$, 则在 t 时刻的观测数据模型为

$$\mathbf{r}_{l,k}(t) = \beta_{l,k} \mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_0) s_k(t) e^{j2\pi f_{l,k} t} + \mathbf{n}_{l,k}(t), 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

式中, $\mathbf{r}_{l,k}(t)$ 为 $M \times 1$ 维观测矢量, $\beta_{l,k}$ 和 $\mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_0)$ 分别表示信号在第 k 个观测间隙到达第 l 个观测站的复传播系数和阵列响应矢量, 且有

$$\mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_0) = \left[1, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (m-1) \sin \theta_{l,k}(\mathbf{p}_0)}, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (M-1) \sin \theta_{l,k}(\mathbf{p}_0)} \right]^T \quad (2)$$

$$\sin \theta_{l,k}(\mathbf{p}_0) = (x_0 - x_{l,k}) / d_{l,k} \quad (3)$$

$\theta_{l,k}(\mathbf{p}_0)$ 表示波达方向角, $d_{l,k}$ 表示信号到第 k 个观测间隙内的第 l 个观测站的欧式距离, d 为阵元间距, λ 表示信号波长, $s_k(t)$ 表示信号在第 k 个观测间隙内的复包络, $\mathbf{n}_{l,k}(t)$ 为 $M \times 1$ 维噪声矢量, T 表示观测间隙长度(假设观测间隙时长足够短,每个观测间隙内观测站的位置和速度保持不变), $f_{l,k}$ 表示第 l 个观测站在第 k 个观测间隙观测到的信号频率, 并有

$$f_{l,k} = (f_c + \Delta f_k)(1 + \mu_{l,k}(\mathbf{p}_0)) \quad (4)$$

其中, Δf_k 表示由于目标辐射信号不稳定导致的未知频率抖动, $\mu_{l,k}(\mathbf{p}_0)$ 表示由于目标与观测站相对位移引起的多普勒效应。

$$\mu_{l,k}(\mathbf{p}_0) = \frac{1}{c} \cdot \frac{\mathbf{v}_{l,k}^T (\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_{l,k})}{\|\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_{l,k}\|_2} \quad (5)$$

其中, c 表示光速, $\|\cdot\|_2$ 表示 2-范数。通常情况下, $\mu_{l,k}(\mathbf{p}_0) \ll 1$ 且 $\Delta f_k \ll f_c$, 故 $f_{l,k}$ 可近似表示为 $f_c + \Delta f_k + f_c \mu_{l,k}(\mathbf{p}_0)$ 。经过数字下变频后, 观测矢量可表示为

$$\mathbf{r}_{l,k}(t) = \beta_{l,k} \mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_0) s_k(t) e^{j2\pi(\Delta f_k + f_c \mu_{l,k}(\mathbf{p}_0))t} + \mathbf{n}_{l,k}(t), 0 \leq t \leq T \quad (6)$$

对每个观测间隙内的信号进行 N 快拍采样, 即采样间隔为 $T_s = T/(N-1)$, 则第 n 个采样时刻的观测矢量表示为

$$\mathbf{r}_{l,k}[n] = \beta_{l,k} \mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_0) s_k[n] e^{j2\pi(\Delta f_k + f_c \mu_{l,k}(\mathbf{p}_0))nT_s} + \mathbf{n}_{l,k}[n], n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{r}_{l,k}[n] &\triangleq \mathbf{r}_{l,k}(nT_s) \\ s_k[n] &\triangleq s_k(nT_s) \\ \mathbf{n}_{l,k}[n] &\triangleq \mathbf{n}_{l,k}(nT_s) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

定义向量：

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{r}_{l,k} &\triangleq [\mathbf{r}_{l,k}^T[0], \dots, \mathbf{r}_{l,k}^T[n], \dots, \mathbf{r}_{l,k}^T[N-1]]^T \\ \mathbf{D}_{l,k}(\mathbf{p}_0) &\triangleq \text{diag}\{1, \dots, e^{j2\pi f_c \mu_{l,k}(\mathbf{p}_0)nT_s}, \dots, e^{j2\pi f_c \mu_{l,k}(\mathbf{p}_0)(N-1)T_s}\} \\ \mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}_0) &\triangleq \mathbf{D}_{l,k}(\mathbf{p}_0) \otimes \mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_0) \\ \mathbf{s}_k &\triangleq [s_k[0], \dots, s_k[n]e^{j2\pi \Delta f_k n T_s}, \dots, s_k[N-1]e^{j2\pi \Delta f_k (N-1)T_s}]^T \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中, \otimes 表示 Kronecker 积, $\text{diag}\{\cdot\}$ 表示向量对角化操作, 则式(7)的向量形式表示为

$$\mathbf{r}_{l,k} = \beta_{l,k} \mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}_0) \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_{l,k} \quad (10)$$

通过式(9)可知, 向量 $\mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_0)$ 包含有 AOA 位置信息, $\mathbf{D}_{l,k}(\mathbf{p}_0)$ 包含有多普勒频移位置信息, 即 $\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}_0)$ 包含了有关信号源位置的所有信息。对信号源的位置估计可归结为如何从给定的观测数据 $\mathbf{r}_{l,k}$ 中直接提取出信号源位置信息问题。

3 最大似然直接定位方法

上一节构建了融合多普勒频移信息的阵列数据域直接位置估计模型, 将信号源的定位问题转化为直接利用观测数据估计出目标位置问题。接下来基于最大似然准则, 构造该模型下直接位置估计代价函数, 并结合矩阵转置性质降低复杂度, 从而完成对信源位置 \mathbf{p}_0 的估计。

3.1 算法设计

假设噪声 $\mathbf{n}_{l,k}$ 服从零均值高斯分布且与信号相互独立, 噪声功率为 σ^2 , 此时最大似然准则等价于最小二乘估计准则, 故关于观测矢量 $\mathbf{r}_{l,k}$ 的最大似然函数可表示为

$$f_1(\mathbf{p}) = -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{l,k} - \beta_{l,k} \mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k\|^2 \quad (11)$$

因此, 对目标信号源的位置估计等价于式(12)的优化模型:

$$\hat{\mathbf{p}}_0 = \arg \max_{\beta_{l,k}, \mathbf{p}} \{f_1(\mathbf{p})\} \quad (12)$$

为了避免参数连乘($\beta_{l,k}$ 和 \mathbf{s}_k 之间)所导致的估计模糊问题, 不失一般性, 假设 $\|\mathbf{s}_k\|_2 = 1$ ^[5]。为得到对信号源位置 \mathbf{p}_0 估计, 首先令式(11)最大化, 得到复传播系数 $\beta_{l,k}$ 的最小二乘估计为

$$\begin{aligned} \hat{\beta}_{l,k} &= \left[(\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k)^H \mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k \right]^{-1} (\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k)^H \mathbf{r}_{l,k} \\ &= (\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k)^H \mathbf{r}_{l,k} \end{aligned} \quad (13)$$

将式(13)代入式(11)可得

$$f_1(\mathbf{p}) = -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \left\{ \|\mathbf{r}_{l,k}\|^2 - \left| (\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k)^H \mathbf{r}_{l,k} \right|^2 \right\} \quad (14)$$

由于只有 $\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p})$ 中包含位置信息, 而 $\|\mathbf{r}_{l,k}\|^2$ 部分不包含位置信息, 故使式(14)最大化等价于式(15)最小化:

$$f_2(\mathbf{p}) = -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \left| (\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k)^H \mathbf{r}_{l,k} \right|^2 \quad (15)$$

也即等价于式(16)最大化:

$$\begin{aligned} f_3(\mathbf{p}) &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \left| (\mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k)^H \mathbf{r}_{l,k} \right|^2 \\ &= \sum_{k=1}^K \left\{ \mathbf{s}_k^H \left(\sum_{l=1}^L (\mathbf{A}_{l,k}^H(\mathbf{p}) \mathbf{r}_{l,k} \mathbf{r}_{l,k}^H \mathbf{A}_{l,k}(\mathbf{p})) \right) \mathbf{s}_k \right\} \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{s}_k^H \mathbf{Q}_k(\mathbf{p}) \mathbf{s}_k \end{aligned} \quad (16)$$

其中,

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Q}_k(\mathbf{p}) &\triangleq \Phi_k(\mathbf{p}) \Phi_k^H(\mathbf{p}) \\ \Phi_k(\mathbf{p}) &\triangleq [\mathbf{A}_{1,k}^H(\mathbf{p}) \mathbf{r}_{1,k}, \dots, \mathbf{A}_{L,k}^H(\mathbf{p}) \mathbf{r}_{L,k}] \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

由于信号波形和频率抖动未知, 此时式(16)的最大化可认为是关于 \mathbf{s}_k ($k=1, 2, \dots, K$) 二次型的最大化, 也即选择与位置信息矩阵 $\mathbf{Q}_k(\mathbf{p})$ 相对应的最大特征值, 故融合多普勒频移信息的阵列数据域直接定位模型的最大似然估计代价函数可表示为

$$\Gamma(\mathbf{p}) = \sum_{k=1}^K \lambda_{\max} \{ \mathbf{Q}_k(\mathbf{p}) \} \quad (18)$$

其中, $\lambda_{\max}\{\cdot\}$ 表示取矩阵 $\{\cdot\}$ 最大特征值操作。因此, 式(12)表示的目标信号源的位置估计模型转化为

$$\hat{\mathbf{p}}_0 = \arg \max_{\mathbf{p}} \{ \Gamma(\mathbf{p}) \} \quad (19)$$

由于矩阵 $\mathbf{Q}_k(\mathbf{p})$ 的维数为 $N \times N$, 矩阵维数随着采样快拍数 N 的增加急剧增加, 这意味着矩阵特征值分解计算量将会非常巨大。为降低所提方法复杂度, 考虑到对于给定矩阵 $\mathbf{X} \in C^{N \times L}$, 矩阵 $\mathbf{X}\mathbf{X}^H$ 与矩阵 $\mathbf{X}^H\mathbf{X}$ 非零特征值是一致的^[14], 故式(18)求取 $\mathbf{Q}_k(\mathbf{p})$ 的最大特征值可等价于

$$\hat{\Gamma}(\mathbf{p}) = \sum_{k=1}^K \lambda_{\max} \{ \hat{\mathbf{Q}}_k(\mathbf{p}) \} \quad (20)$$

其中,

$$\hat{\mathbf{Q}}_k(\mathbf{p}) \triangleq \Phi_k^H(\mathbf{p}) \Phi_k(\mathbf{p}) \quad (21)$$

由于观测站个数 L 远小于采样快拍数 N , 故利用此性质可有效降低算法的计算复杂度。此时, 目标信号源的位置估计优化模型可表示为

$$\hat{\mathbf{p}}_0 = \arg \max_{\mathbf{p}} \{ \hat{\Gamma}(\mathbf{p}) \} \quad (22)$$

3.2 算法步骤

综上所述, 本文方法的关键在于融合 AOA 信息和多普勒频移信息的位置信息矩阵 $\widehat{\mathbf{Q}}_k(\mathbf{p})$ 的构建。为了更加清晰展示本文方法思想架构, 基于上述对方法原理的推导分析, 现将本文所提直接定位方法的主要步骤总结如下:

(1) 在目标信号源可能存在区域内合理划分网格节点: $\mathbf{p}_1, \dots, \mathbf{p}_g, \dots, \mathbf{p}_G$, 并令 $g = 1$;

(2) 根据式(2)和式(5)分别计算网格 \mathbf{p}_g 在每个观测间隙内到各观测站的阵列响应矢量 $\mathbf{a}_{l,k}(\mathbf{p}_g)$ 和多普勒频移 $f_c \mu_{l,k}(\mathbf{p}_g)$, 其中 $l = 1, 2, \dots, L, k = 1, 2, \dots, K$;

(3) 根据式(17)和式(21)计算每个观测间隙内包含有阵列响应矢量和多普勒频移的位置信息矩阵 $\widehat{\mathbf{Q}}_k(\mathbf{p}_g)$, 并进行特征值分解;

(4) 根据式(22)取最大特征值 $\lambda_{\max,g}$ 作为网格 \mathbf{p}_g 代价函数值 $\widehat{\Gamma}(\mathbf{p}_g) = \lambda_{\max,g}$;

(5) 若 $g < G$, 令 $g = g + 1$, 返回继续执行步骤(2);

(6) 找到代价函数 $\widehat{\Gamma}(\mathbf{p})$ 最大值 $\widehat{\Gamma}_{\max}$, 其极值点坐标即为目标信号源位置估计值 $\widehat{\mathbf{p}}_0$ 。

4 仿真实验

为了验证本文方法性能, 接下来将对本文方法的定位精度性能进行仿真。仿真条件参考文献[5]和文献[11]设置, 假设信号分别位于 (6.5, 4.0) km 和 (4.0, 6.5) km 处, 观测站 1, 2, 3 分别从 (1, 0) km, (10, 1) km 和 (9, 8) km 处按照如图 1 所示轨迹机动, 机动速度大小为 300 m/s。根据仿真目的不同, 各仿真中保留不同的目标信号源以及观测站。目标信号源部分假设均向外发射载频 $f_c = 0.2$ GHz 高斯随机信号, 信号带宽为 2 kHz。假设载波抖动量 Δf_k 在 $[-100, 100]$ Hz 内服从均匀分布, 复传播系数 $\beta_{l,k}$ 的幅度服从均值为 1, 方差为 0.1 高斯分布, 相位在 $[-\pi, \pi]$ 内服从均匀分布。观测站部分均由 3 阵元均匀直线阵构成, 阵元间距与波长比 $d/\lambda = 0.5$, 并且每机动 1 km 进行一次观测, 共进行 $K = 10$ 次观测。每个观测间隙共进行 $N = 100$ 快拍采样且采样频率设为 5 kHz。

为考查本文方法定位性能, 仿真部分拟在以下 4 种定位方法之间进行对比:

(1) 本文所提出的融合多普勒频移信息的阵列数据域直接定位方法。

(2) 文献[5]所提出的阵列模型下只利用 AOA 信息的直接定位方法(AOA-DPD)。

(3) 文献[11]所提出的只利用多普勒频移信息的

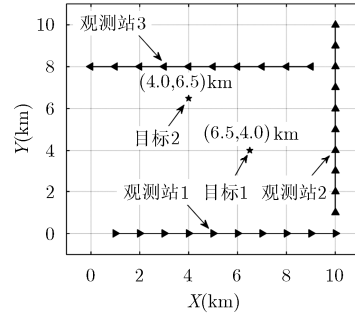


图1 信源与观测站位置示意图

直接定位方法(Doppler-DPD)。

(4) 传统两步定位方法:

(a) 只利用 AOA 信息的两步定位法, 其中第 1 步采用最大似然估计方法^[15]对 AOA 进行参数估计, 第 2 步基于最小二乘准则^[16]进行位置解算(Two Step Method for AOA)。

(b) 只利用多普勒频移信息的两步定位法, 其中第 1 步采用互模糊函数方法^[17]对多普勒频差进行参数估计, 第 2 步基于最小二乘准则^[16]进行位置解算(Two Step Method for DD)。

(c) 同时利用 AOA 和多普勒频移信息的两步定位法, 其中第 1 步分别采用最大似然估计方法^[15]和互模糊函数方法^[17]对 AOA 和多普勒频差进行参数估计; 第 2 步基于加权最小二乘准则^[15]进行位置解算(Two Step Method for AOA+DD)。

为了清晰直观说明本文方法具有更高的定位精度, 与 AOA-DPD 和 Doppler-DPD 相对比, 在 SNR = 0 dB 条件下, 以 2 m 作为搜索步长, 蒙特卡洛仿真 200 次, 得到信源位置估计结果构成的散点图, 如图 2(a)~图 2(c)所示。其中黑色虚线圆圈表示对应方法的概率误差圆(以目标位置为中心, 包含 50% 定位点的圆^[18])。从图中可以看到, 本文方法的概率误差圆半径约为 12 m, Doppler-DPD 和 AOA-DPD 的概率误差圆半径分别约为 29 m 和 43 m, 本文方法的概率误差圆半径只有 Doppler-DPD 和 AOA-DPD 概率误差圆半径的 2/5 和 1/3 大小。从此可以直观看出, 本文方法的定位精度明显高于其他两种直接定位方法。

为定量分析本文方法的定位精度随信噪比变化情况, 在观测区域内只存在目标 1、观测站 1 和观测站 2 条件下, 每个信噪比蒙特卡洛仿真 500 次, 得到本文方法与 AOA-DPD, Doppler-DPD 的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)随信噪比变化曲线, 如图 3 所示。从图中可以看出, 以 SNR = 15 dB 为例, Doppler-DPD 和 AOA-DPD 的 RMSE 约为 6 m 和 9 m, 而本文方法的 RMSE 约为

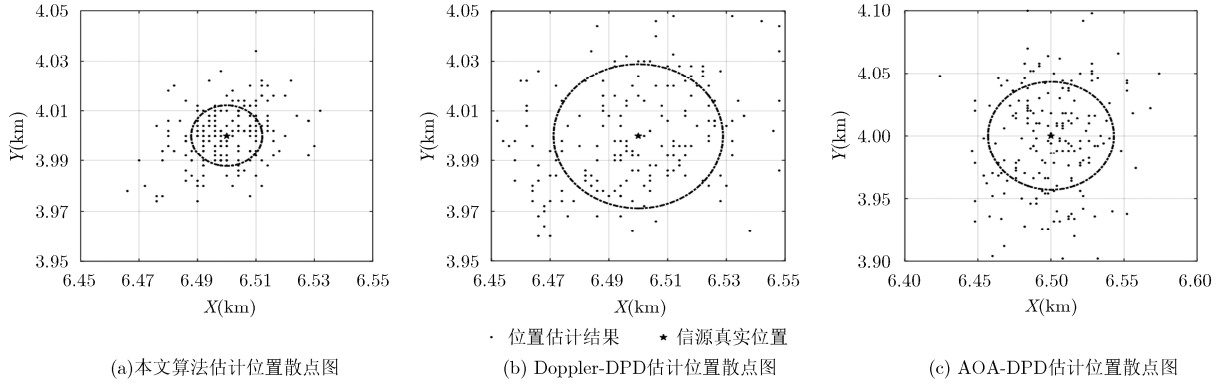


图 2 3 种方法位置估计结果散点对比图

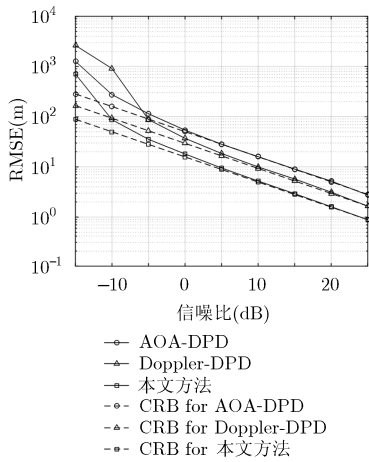


图 3 3 种直接定位方法的 RMSE 随 SNR 变化对比图

3 m，较其他两种方法定位精度分别提升了 1 倍和 2 倍。本文方法的定位精度不论在低信噪比还是高信噪比下始终优于其他两种直接定位方法，而且能够在更低信噪比下贴近相应的 CRB。这是因为本文方法同时利用了 AOA 位置信息和多普勒频移信息，所以定位精度明显好于只利用一种位置信息的直接定位方法。

为了定量分析载波频率、阵元数以及采样快拍数对本文方法的定位精度的影响，保持上述仿真基本仿真条件不变，分别得到本文方法的 CRB 随着载频、阵元数和快拍数变化的 RMSE 曲线，仿真结果如图 4(a)~图 4(c)所示。其中， CRB_{m1}/CRB_{m2} 表示方法 1 的 CRB 与方法 2 的 CRB 相比得到的比值曲线。首先需要说明的是，为了能够更加清晰考查多普勒频移信息随着载频变化对于定位精度的提升情况，仿真中始终假设 $d/\lambda = 0.5$ ，排除载频变化对阵列响应矢量的影响。从图 4(a)3 条 CRB 曲线可以发现，由于 AOA-DPD 并没有利用多普勒频移信息，所以随着载频增加其理论定位精度始终保持不变；而利用了多普勒频移位置信息的 Doppler-DPD 和本文方法的定位精度不断增加。通过 Doppler-DPD 的 CRB 与本文方法的 CRB 比值曲线可以发现，随着载频增加，比值逐渐减小，这说明随着载频变大，多普勒效应越来越明显，由多普勒效应带来的定位精度提升在本文方法的定位精度提升中占据越来越重要作用。但通过局部放大图可以发现，载频 $f_c = 350$ MHz 与 $f_c = 400$ MHz 二者的 CRB 比值的差值为 $\delta_y = 0.0106$ ， $f_c = 400$ MHz 与 $f_c = 450$ MHz

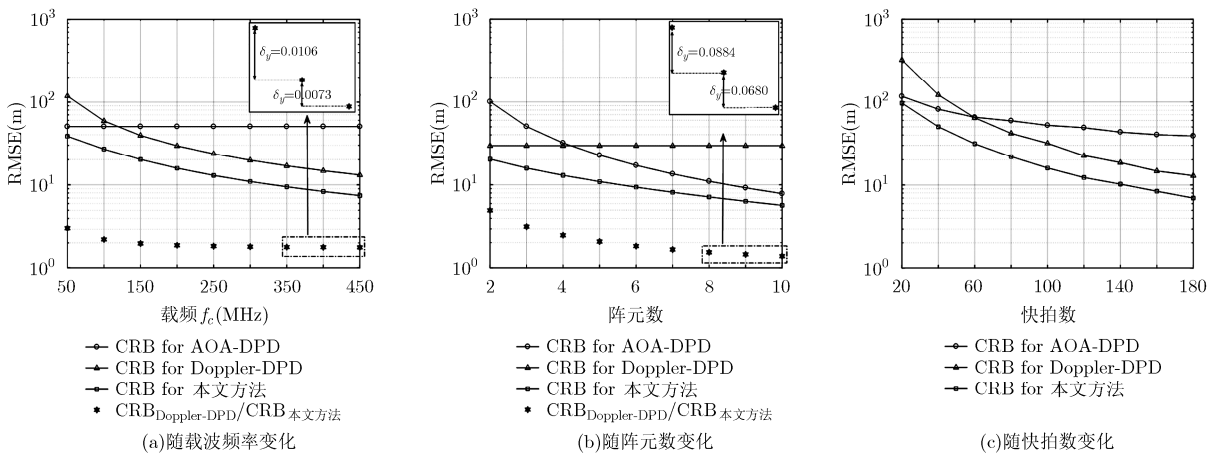


图 4 3 种直接定位方法 CRB 随不同参量(载频、阵元数、快拍数)变化对比曲线

二者的 CRB 比值的差值为 $\delta_y = 0.0073$ ，这说明随着载频增加，Doppler-DPD 的 CRB 虽然在不断接近本文方法的 CRB，但这种接近的趋势是不断变缓的。可以预见，在合理的载频范围内，即使载频不断增加，该比值仍将明显大于 1，这意味着虽然在载频很高时，多普勒频移带来的定位精度提升效果明显，但由 AOA 位置信息带来的精度增益仍然存在且不可忽视。同理，图 4(b)说明随着阵元数增加，由 AOA 位置信息带来的定位精度的提升起到了重要作用，但由多普勒频移带来的定位精度增益仍然存在且不可忽视。从图 4(c)可以看出，由于 AOA 位置信息和多普勒频移位置信息均与快拍数有关，所以 3 种直接定位方法的定位精度随着快拍数增加都在不断增加，但也可看到，AOA-DPD 的定位精度变化趋势最为缓慢，Doppler-DPD 的定位精度在快拍数较少时，变化趋势最为明显，随着快拍数增加，这种趋势逐渐变缓，并和本文方法的定位精度变化趋势趋于一致。

为验证信号源位置以及观测站个数对定位精度的影响，分别在观测区域内包括目标 1，观测站 1, 2, 目标 1，观测站 1, 2, 3, 目标 2，观测站 1, 2, 3 种场景下，得到本文方法 RMSE 随 SNR 变化曲线，如

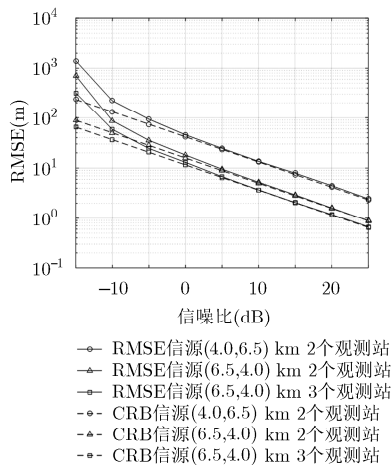


图 5 本文方法的 RMSE 随 SNR 变化曲线

5 结束语

DPD 方法较传统两步定位方法具有更高的定位精度，但目前的阵列数据域 DPD 方法无法充分利用观测站高速运动时产生的多普勒频移信息来进一步提高定位精度。本文提出了一种利用多普勒频移信息的阵列数据域直接定位方法，构建了融合多普勒频移信息的 DPD 阵列接收数据模型，给出了

图 5 所示，其中每个 SNR 蒙特卡洛仿真 500 次。从图中可得如下结论，信号源位置不同对本文方法的定位精度具有重要影响，距离观测站距离越近，定位精度越高；观测站个数越多，意味着接收的观测数据量更大，其定位精度也越高。

以上仿真主要针对本文方法与其他直接定位方法进行对比，为验证本文方法较传统两步定位方法的定位精度提升情况，本仿真在观测区域内只存在目标 1、观测站 1 和观测站 2 条件下，蒙特卡洛仿真 500 次，得到 DPD 方法与其对应的两步定位方法的 RMSE 随 SNR 变化性能曲线，如图 6 所示。从仿真结果可以看出，不论利用何种位置信息，DPD 方法较其对应的两步定位方法在低信噪比下具有明显的精度优势。同时注意到，即使是只利用 AOA 位置信息的 DPD 方法或者只利用多普勒频移信息的 DPD 方法，在信噪比较高 ($\text{SNR} > -10$ dB) 时的定位精度也要比同时利用两种位置信息的两步定位方法差。这说明通过利用更多的位置信息来提升定位精度比通过改进定位算法(两步定位变为直接定位)取得效果更加显著，这从侧面说明了本文提出的可同时利用两种不同位置信息提升定位精度的 DPD 方法具有重要实际意义。

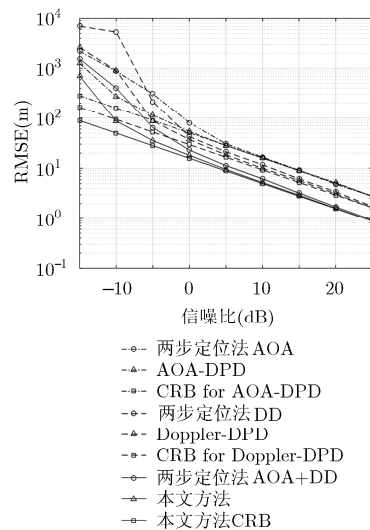


图 6 直接定位方法与两步定位方法 RMSE 随 SNR 变化曲线

该模型下位置估计最大似然方法。仿真部分将本文方法与其他定位方法对比，证明了本文方法能够利用更多的位置信息来进一步提高定位精度。

参考文献

- [1] DEMISSIE B, OISPUU M, and RUTHOTTO E. Localization of multiple sources with a moving array using subspace data fusion[C]. IEEE 11th International Conference on

- Information Fusion, Cologne, Germany, 2008: 1-7.
- [2] YIN Jiexin, WU Ying, and WANG Ding. Direct position determination of multiple noncircular sources with a moving array[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2017, 36(10): 4050-4076. doi: 10.1007/s00034-017-0499-4.
- [3] TIRER T and WEISS A J. Performance analysis of high resolution direct position determination method[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(3): 544-554. doi: 10.1109/TSP.2016.2621729.
- [4] 冯奇, 曲长文, 周强. 多运动站异步观测条件下的直接定位算法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(2): 417-422. doi: 10.11999/JEIT160314.
FENG Qi, QU Changwen, and ZHOU Qiang. Direct position determination using asynchronous observation of multiple moving sensors[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(2): 417-422. doi: 10.11999/JEIT160314.
- [5] WEISS A J. Direct position determination of narrowband radio frequency transmitters[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2004, 11(5): 513-516. doi: 10.1109/LSP.2004.826501.
- [6] AMARA and WEISS A J. Direct position determination of multiple radio signals[C]. 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Montreal, 2004(2): 81-84. doi: 10.1109/ICASSP.2004.1326199.
- [7] AMAR A and WEISS A J. A decoupled algorithm for geolocation of multiple emitters[J]. *Signal Processing*, 2007, 87(10): 2348-2359. doi: 10.1016/j.sigpro.2007.03.008.
- [8] 王鼎, 张刚, 沈彩耀, 等. 一种针对恒模信号的运动单站直接定位算法[J]. *航空学报*, 2016, 37(5): 1622-1633. doi: 10.7527/s1000-6893.2015.0347.
WANG Ding, ZHANG Gang, SHEN Caiyao, et al. A direct position determination algorithm for constant modulus signals with single moving observer[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2016, 37(5): 1622-1633. doi: 10.7527/s1000-6893.2015.0347.
- [9] OFER B S and WEISS A J. Direct emitter geolocation under local scattering[J]. *Signal Processing*, 2015, 117(5): 102-114. doi: 10.1016/j.sigpro.2015.05.003.
- [10] TZAFRI L and WEISS A J. High resolution direct position determination using MVDR[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(9): 6449-6461. doi: 10.1109/TWC.2016.2585116.
- [11] AMAR A and WEISS A J. Localization of narrowband radio emitters based on Doppler frequency shifts[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(11): 5500-5508. doi: 10.1109/TSP.2008.929655.
- [12] LI Jinzhou, YANG Le, GUO Fucheng, et al. Coherent summation of multiple short-time signals for direct positioning of a wideband source based on delay and Doppler [J]. *Digital Signal Processing*, 2016, 48(C): 58-70. doi: 10.1016/j.dsp.2015.09.008.
- [13] 王鼎, 张刚. 一种基于窄带信号多普勒频率测量的运动目标直接定位方法[J]. *电子学报*, 2017, 45(3): 591-598. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.03.013.
WANG Ding and ZHANG Gang. A direct localization method for moving narrowband source based on Doppler frequency shift[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(3): 591-598. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.03.013.
- [14] WANG Yunlong, WU Ying, and YI Shanchao. An efficient direct position determination algorithm combined with time delay and Doppler[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2016, 35(2): 635-649. doi: 10.1007/s00034-015-0069-6.
- [15] OTTERSTEN B, VIBERG M, STOICA P, et al. Exact and Large Sample ML Techniques for Parameter Estimation and Detection in Array Processing[M]. Berlin: Springer, 1993: 15-19.
- [16] 张贤达. 现代信号处理[M]. 第2版, 北京: 清华大学出版社, 2002: 56-59.
ZHANG Xianda. *Modern Signal Processing*[M]. Second Edition, Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 56-59.
- [17] STEIN S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1993, 41(8): 2717-2719. doi: 10.1109/78.229901.
- [18] 田孝华, 周义建. 无线电定位理论与技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2011: 40.
TIAN Xiaohua and ZHOU Yijian. *Theory and Technology of Wireless Location*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2011: 40.
- 王大鸣: 男, 1971年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星移动通信、阵列信号处理。
- 任衍青: 男, 1992年生, 硕士生, 研究方向为无源定位、阵列信号处理。
- 逯志宇: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为无源定位与跟踪、通信信号处理。
- 巴 斌: 男, 1985年生, 讲师, 博士, 研究方向为信号与信息处理、目标检测与识别。
- 崔维嘉: 男, 1975年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为卫星移动通信、无源定位与跟踪。