

基于联合互谱函数的短波同频多目标直接定位方法

夏楠,邢宝辉,高丹阳,崔桐
(大连工业大学,辽宁大连 116034)

摘要: 针对短波通信中的同频干扰问题,本文通过短波信号建模和计算时差样本点构建空间频移算子,从而进行时域信号的离散空间变换,大幅度抑制了多径和噪声分量的干扰.提出了信号的空间域稀疏化方法并利用聚类算法实现多发射源的直接定位.仿真结果表明,该算法性能在信噪比和信干比都较低的情况下优于现有的到达时间差(Time Difference Of Arrival, TDOA)定位算法,实测结果表明所提算法定位相对误差小于 3%.

关键词: 短波通信;短波同频干扰;直接定位;联合互谱函数;稀疏化

中图分类号: TN911.72 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2022)10-2462-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210143

A Direct Localization Method of HF Co-Channel Multi-Target Based on Joint Cross-Spectrum Functions

XIA Nan, XING Bao-hui, GAO Dan-yang, CUI Tong
(Dalian Polytechnic University, Dalian, Liaoning 116034, China)

Abstract: With regard to the problem of co-channel interference in HF(High Frequency) communications, the HF signal is modeled and a set of random samples of time difference is introduced to construct the spatial frequency shift operator and give the discrete spatial transform of the time-domain signals. The influence of multipath and noise components are significantly reduced in the spatial domain. Then, the spatial sparse method combining with the clustering algorithm is proposed to realize the co-channel transmitters direct localization. Simulation results show that the localization performance of the proposed algorithm outperforms the existing time difference of arrival(TDOA) localization algorithm in the case of low signal-to-noise ratios(SNR) and low signal-to-interference ratios(SIR), and experimental results reveal that the relative locating error of the proposed method is less than 3%.

Key words: HF communications; HF co-channel interference; direct localization; joint cross spectrum function; sparsification

1 引言

短波频率是 3~30 MHz,短波通信是利用电离层反射进行远距离传输的一种通信手段,具有全球通信的特点.随着短波通信技术的发展,新生业务不断涌现,使得短波频率资源日益紧张,经常会出现同频干扰的现象,也会存在恶意干扰的情况,给正常的短波通信造成严重影响,从而给无线电安全带来了新的挑战.因此,短波无线电监测领域中有关存在同频干扰情况下的发射源定位问题越来越受到关注,具有重要的研究价值和现实意义.

同频信号分离是解决该问题的基础也是核心.目

前比较主流的方法是基于独立分量分析的盲源分离算法^[1-3]和利用波达方向估计(Direction Of Arrival, DOA)的波束成形算法^[4-6].盲源分离是指在无先验条件情况下,仅利用各传感器接收到的混合信号恢复出源信号波形.但是该算法存在分离信号的排列和尺度的不确定性.波束成形是从阵列信号中重构源信号,但由于短波天线阵占地面积大,而目前站址资源匮乏,短波监测站建站经济成本巨大.也有学者提出单通道盲信号分离算法^[7,8]及单天线干扰抑制算法^[9],前者是利用单信道接收恢复出多个信源信号的码元序列,后者用于抑制同信道干扰的影响,但是这类算法对信号和干扰功率比有一定要求,功率越接近,信号之间相互影响越明

显,分离难度越大.

近年来,短波频段的到达时间差(Time Difference Of Arrival, TDOA)定位技术^[10,11]逐渐引起关注.其中包括基于似抛物面信道模型的短波时差定位算法^[10]和基于卡尔曼粒子滤波算法^[11],两种均是传统的两步定位法,由于受到同频信号的影响,时延参数估计不准确,从而造成目标位置估计的偏差较大.在不考虑同频干扰的情况下,假设各路径上的电离层等效高度相同,分别通过上述两种不同的方法求解发射源位置和电离层虚高,在低信噪比情况下,前者误差相对较大.文献[12]介绍了基于循环谱的同频信号联合定位算法,但是这一类算法的前提是信号具有不同的循环频率.文献[13]和文献[14]研究了基于时间同步的同频信号直接定位方法,与传统的两步定位法^[10]不同,此方法可以直接从接收到的数据中得到对目标位置的估计,即便在信噪比较低的情况下也能得到相对精确的估计结果.其中,文献[13]提出了空间稀疏化的同频信号直接定位方法,文献[14]讨论了当信号波形已知情况下的直接定位方法.但这两种方法仅考虑了较理想的无线传输信道,没有涉及多径传播和短波电离层传播问题.而已有的抑制多径及非视距干扰算法^[15-17]均没有涉及同频信号问题.

基于以上分析研究,本文所关注的短波同频信号定位问题具有一定的应用背景和研究价值.同频信号在时频域是完全重叠的,但信号发射源在空间位置上是相互独立的、可分离的,这也符合实际情况.能否寻找到一种由时域到空间域的有效变换方法,既可以在多径条件下高精度的定位目标,又可以对同频的信号实现联合定位,便成为本文的一个重要突破口.本文将从3个方面来体现研究内容:

(1)针对短波天波信号传播特性,利用同步采集的I/Q数据,建立短波发射源直接定位系统模型;

(2)通过引入随机产生的位置坐标样本点,将接收信号由时域转换到空间域,进而推导得到联合互谱函数和空间稀疏化方法,大幅度抑制了多径和电离层虚高的影响,实现同频信号的联合定位;

(3)通过构建短波信源定位系统平台,获取实际测试数据,验证所提算法的有效性和先进性.

2 系统模型

考虑直角坐标系中两个短波固定信源信号,在时域和频域完全重叠,且相互独立,在本文中,正常通信目标源的位置坐标向量记为 $\theta_1 = [x_T, y_T]^T$,上标符号“T”代表转置,同频干扰信号的位置坐标向量记为 $\theta_2 = [x_I, y_I]^T$.接收站位置坐标向量记为 $\varphi_i = [x_i, y_i]^T$, $i = 1, 2, \dots, M$,将 φ_1 作为参考站的位置坐标.短波是依靠电

离层反射进而传输信号,电离层结构较为复杂,为方便说明,给出短波信号传播模型,如图1所示,其中路径A-D-B是一跳的群路径,对应电离层虚高为 $h = h_1$,路径A-E₁-C-E₂-B是两跳的群路径,对应电离层虚高为 $h = h_2$.根据镜像法原理,可将两跳的群路径视为不同虚高的一跳群路径A-D-B,考虑到实际应用中可能同时存在一跳及两跳的情况^[18],可以将目标信号与干扰信号分别对应的信道系统函数 $l_i(t)$ 和 $g_i(t)$ 记为

$$\begin{aligned} l_i(t) &= \sum_{j=1}^{J_i^h} a_{j,i} \cdot \delta(t - D_{j,i}) \\ g_i(t) &= \sum_{j=1}^{J_i^s} b_{j,i} \cdot \delta(t - T_{j,i}) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, t 表示离散时间序列; J_i^h 表示目标源信号传播路径数, J_i^s 表示干扰源信号传播路径数,且二者最大取值均为2(2径的情况); $a_{j,i}$ 和 $b_{j,i}$ 是信道衰弱系数; $D_{j,i}$ 和 $T_{j,i}$ 表示时延采样点.根据图1所示的几何关系,可得到

$$\begin{aligned} D_{j,i} &= \frac{f_s}{c} \left(\|\theta_1 - \varphi_i\|^2 + 4h_{j,i}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \\ T_{j,i} &= \frac{f_s}{c} \left(\|\theta_2 - \varphi_i\|^2 + 4\tilde{h}_{j,i}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $c \approx 3 \times 10^8$ m/s为光速; f_s 代表信号采样频率; $\|\cdot\|$ 表示求向量2范数; $h_{j,i}$ 和 $\tilde{h}_{j,i}$ 分别代表目标源位置与干扰源位置到达第 i 个接收机的第 j 条群路径所对应的电离层虚高.接收到的基带采样信号^[18]为

$$\begin{aligned} r_i(t) &= s_T(t) \otimes l_i(t) \\ &+ s_I(t) \otimes g_i(t) + u_i(t) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, \otimes 代表卷积运算; $s_T(t)$ 为目标信号; $s_I(t)$ 为干扰信号; $u_i(t)$ 表示叠加的随机噪声,服从高斯分布.对接收到的信号 $r_i(t)$ 做离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)可以得到

$$\begin{aligned} R_i(k) &= S_T(k) L_i(k) \\ &+ S_I(k) G_i(k) + U_i(k) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $k = 0, 1, 2, \dots, K-1$ 表示信号频域索引, K 表示频域总采样点数; $S_T(k)$ 和 $S_I(k)$ 分别代表目标和干扰信号的DFT; $U_i(k)$ 是噪声序列的DFT; $L_i(k)$ 和 $G_i(k)$ 表示信道系统函数的DFT,则有

$$\begin{cases} L_i = \sum_{j=1}^{J_i^h} a_{j,i} \exp\left(\frac{-j \cdot 2\pi k \Delta D_{j,i}}{K}\right) \\ G_i = \sum_{j=1}^{J_i^s} b_{j,i} \exp\left(\frac{-j \cdot 2\pi k \Delta T_{j,i}}{K}\right) \end{cases} \quad (5)$$

其中, $\Delta D_{j,i} = D_{j,i} - D_{1,1}$ 和 $\Delta T_{j,i} = T_{j,i} - T_{1,1}$ 分别表示目标信号和干扰信号的相对时延; $j = \sqrt{-1}$.

本文针对上述问题,在TDOA和电离层虚高都未知的情况下,要解决从接收站接收到的信号 $R_i(k)$ ($i =$

1, 2, \dots, M) 中直接估计目标信号与干扰信号的位置的问题, 在下文中, 目标和干扰信号的估计结果分别用 $\hat{\theta}_1$ 和 $\hat{\theta}_2$ 表示.

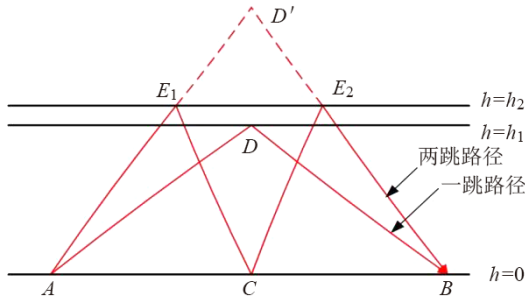


图1 短波信号传播几何结构

3 联合互谱函数直接定位算法

由系统模型可知, 目标发射位置的坐标和每个群路径对应的电离层虚高都是不明的, 由于这是一种欠定问题, 想要得出最佳结果是非常困难的. 本文的重点在于目标发射的位置, 其虚高的数值并不要求精确给出. 在这种情况下, 本文通过引入随机产生的空间中的两组位置点来描述各个未知的参数, 其中, 以粒子

$$F_i^{p,n} \approx \frac{1}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} \left(|S_T(k)|^2 L_1(k) L_i^H(k) + |S_I(k)|^2 G_1(k) G_i^H(k) \right) \exp\left((-j \cdot 2\pi k \Delta \tau_i^{p,n}) / K\right) \quad (8)$$

若各个接收天线采集到的信号都是相互独立的, 则多个接收站的联合互谱函数可表示为

$$F^p = \frac{1}{M} \prod_{i=1}^M \left(\sum_{n=1}^{Q^2} F_i^{p,n} \right) \quad (9)$$

该函数会在局部出现两个峰值, 第一个峰值出现在目标源坐标位置, 根据式(5)中信道模型可得出

$$F_T = \frac{1}{MK^2} \prod_{i=1}^M \left(\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{j=1}^{J_i^k} a_{j,i} |S_T(k)|^2 \right) \quad (10)$$

同理, 第二个峰值出现在干扰源坐标所在位置, 有

$$F_I = \frac{1}{MK^2} \prod_{i=1}^M \left(\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{j=1}^{J_i^k} b_{j,i} |S_I(k)|^2 \right) \quad (11)$$

以下对联合随机谱的作用进行两点说明.

(1) 提升目标定位精度

现有的短波发射源定位方法^[10, 11], 均假设从发射源到各接收站路径中的电离层虚高相同, 通过联合求解发射源坐标和电离层虚高以实现目标的定位. 但实际上, 即使同一电离层, 其高度也有起伏, 而不同层电离层高度差距会更大. 显然这种统一的电离层高度设置会给定位带来不可忽略的影响. 而本文提出的随机谱方法是在水平和垂直方向上进行三维搜索, 以获取最佳匹配位置. 通常情况下, 电离层分布在几十至几百公里高度范围, 而发射源到接收站的距离可达上千

$\theta^p = [x^p, y^p]^T$ ($p=1, 2, \dots, P$) 来表征在平面大地直角坐标系下进行随机采样得到的目标发射位置坐标样本点, P 代表坐标样本点的数量; 用 h^q ($q=1, 2, \dots, Q$) 表征在先验电离层范围内的随机采样高度样本点, Q 是高度样本点的总数量. 产生的位置样本点和高度样本点都可以通过先验条件得到, 随之可以得出相应时间差的样本, 即

$$\Delta \tau_i^{p,n} = \frac{f_s}{c} \left(\sqrt{\|\theta^p - \varphi_i\|^2 + 4(h^q)^2} - \sqrt{\|\theta^p - \varphi_1\|^2 + 4(h^{q'})^2} \right) \quad (6)$$

其中, 索引 $q'=1, 2, \dots, Q$, 则由不同的 q 和 q' 共可生成 Q^2 个时差样本, 得到索引 $n=1, 2, \dots, Q^2$, 以及空间频移算子 $\exp\left((-j \cdot 2\pi k \Delta \tau_i^{p,n}) / K\right)$, 在此基础上, 推导出第 i 个接收站和参考站之间的互谱函数为

$$F_i^{p,n} = \frac{1}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} R_1(k) R_i^H(k) \exp\left((-j \cdot 2\pi k \Delta \tau_i^{p,n}) / K\right) \quad (7)$$

其中, 符号 H 表示共轭. 将式(4)带入式(7), 且忽略噪声项和非同源项(谱值近似为0), 那么式(7)可重新表示为

公里, 因此在互谱函数中, 坐标样本的匹配搜索起主要作用, 离目标实际位置越接近的样本点, 具有更高幅度的谱. 与此同时, 高度样本点的匹配会带来更细致的空间分辨率, 进而会提升位置的估计精度. 但是, 高度样本的引入会较大幅度增加系统运算复杂度, 折中的办法是采用较少的高度样本进行搜索, 在这种情况下, 虽然无法精确地恢复各路径下电离层的高度, 但与其他算法相比, 仍然会得到较高精度的目标位置估计结果.

(2) 抑制低信噪比和多径影响

现有的短波发射源定位方法是传统的两步定位法, 即首先通过互相关函数测量 TDOA, 再根据测量结果推算出发射源的位置坐标. 但是这种方法在估计每两路接收信号的 TDOA 时并没有假设发射源位置的唯一性, 在信噪比较低情况下, 很难得到较高精度的估计结果, 与此同时, 多径信号的存在会进一步增加 TDOA 估计的难度. 本文算法通过多站单天线同步接收的信号计算得到互谱函数, 在三维的空间中直接对目标信号进行搜索, 由于不需要 TDOA 估计, 可以避免较大的 TDOA 估计偏差对定位精度造成的影响. 此外, 在系统模型中, 将多跳路径等效为一跳路径, 通过垂直方向上搜索, 可以同时匹配多条路径的电离层等效虚高.

在此基础上, 对于同频信号联合定位问题, 联合互

谱的幅值与目标的功率和信道的衰落程度有着密不可分的关系. 若目标与干扰信号之间的幅值不同, 并有着明显的差异, 那么经联合互谱后会使得强信号与噪声的对比更强而弱信号与噪声的对比更弱, 在统计学中, 会将弱信号视为噪声一类, 仅仅更加突出强信号. 为了避免淹没掉弱信号的问题, 本文采用高斯核函数将互谱值映射到 $[0, 1]$ 区间内, 在不改变噪声的同时可以显著降低强弱信号的对比度, 即

$$\Phi^p = \exp\left(-\frac{1}{|F^p|}\right) \quad (12)$$

可以看出, Φ^p 是一个单调函数, $|F^p|$ 增大, Φ^p 也会随之增加. 当随机产生的粒子 θ^p 落在目标真实位置周围时, Φ^p 的值就越靠近 1; 相反, 当粒子样本的位置不在目标真实位置周围或相差较远, Φ^p 的值就越靠近 0. 在这种情况下, 只有 Φ^p 的值越接近 1, 才说明与目标真实位置越近. 设定阈值 T_r , 并判断 Φ^p 与 T_r 的大小, 当 Φ^p 的值大于设定的阈值时保留粒子样本, 小于阈值的粒子样本则被剔除, 经此操作后, 剩余的粒子样本点都是在目标真实位置周围的点. 当有同频信号一同存在时, 粒子样本会围绕两个目标点划分出各自的区域, 分别记为 E_1 和 E_2 , 通过引入 K 均值聚类算法^[19]经过迭代算出区域的质心 μ_1 和 μ_2 , 则有

$$[\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2] = \arg \min_{\mu_1, \mu_2} \sum_{i=1}^2 \sum_{\theta^p \in E_i} \|\theta^p - \mu_i\|^2 \quad (13)$$

为进一步提升定位精度, 需要更新坐标样本点, 并重复式(6)、式(7)、式(9)、式(12)和式(13), 有

$$\begin{aligned} \theta_1^p &= \hat{\theta}_1 + w^p, \quad p = 1, 2, \dots, P/2 \\ \theta_2^p &= \hat{\theta}_2 + w^p, \quad p = P/2 + 1, 2, \dots, P \end{aligned} \quad (14)$$

其中, w^p 为随机扰动项, 为了使产生的粒子具有多样性, w^p 服从正态分布, 其均值为 0, 方差为 σ_w^2 . 经多次粒子的联合互谱函数计算, 最终实现在多径条件下对多个短波同频目标信号的联合定位.

4 计算机仿真及实测

4.1 计算机仿真

为验证短波同频信号定位算法有效性, 本文首先进行计算机仿真实验. 针对中国境内及周边地区短波发射源及现有短波监测站分布情况, 设置大地坐标系下二维监测区域为 A , 其经度从东经 70 度至 140 度, 纬度从北纬 10 度至 60 度. 在此范围内, 每次独立的仿真实验均随机产生 2 个同频发射源坐标 θ_1 和 θ_2 以及 5 个接收站坐标 $\varphi_i (i=1, 2, \dots, 5)$, 服从均匀分布, 即

$$\theta_1, \theta_2, \varphi_i \sim \mathcal{U}(A) \quad (15)$$

这些经纬度坐标需要转换成直角坐标再进行后续运算. 电离层高度在 80 km 至 500 km 之间. 同频信号

调制方式均为 AM, 信号带宽为 5 kHz, 调制系数为 0.75, 采样率为 10 kHz, 采样点数为 15 000, 坐标随机样本点数为 500. 式(1)中同频信号一跳路径衰减系数均为 $(0, 1)$ 区间的随机, 两跳路径会产生额外的 3 dB 衰减以及 250 μ s 的延迟, 具体数值由给定的各路信号接收信干比 (Signal to Interference Ratio, SIR) 换算得到, 有

$$\text{SIR} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \quad (16)$$

其中, P_1 是目标信号接收功率; P_2 是干扰信号接收功率. 测量噪声方差 σ_u^2 根据给定信噪比 (Signal to Noise Ratios, SNR) 计算得到, 有

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{P_1 + P_2}{\sigma_u^2} \quad (17)$$

本文采用均方根误差 (Root Mean Square Error, RMSE) 对 1 000 次独立性实验结果进行评价, RMSE 定义如下:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{1000} \sum_{l=1}^{1000} \|\hat{\theta}_1^l - \theta_1\|^2} \quad (18)$$

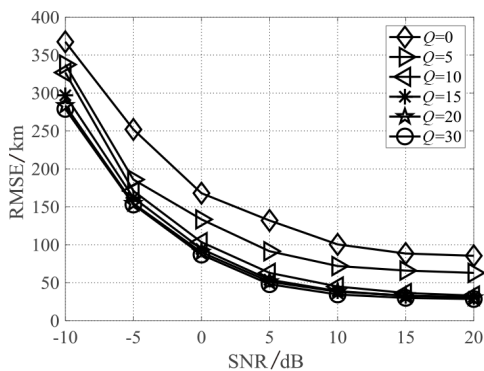
其中, $\hat{\theta}_1^l$ 为目标发射源坐标 θ_1 在第 l 次实验中的估计值.

本文对比了另外 3 种短波时差定位方法, 分别是基于似抛物面信道模型的短波时差定位算法^[10] (方法 1)、基于卡尔曼粒子滤波的短波定位算法^[11] (方法 2) 和基于空间稀疏化的同频信号直接定位算法^[13] (方法 3).

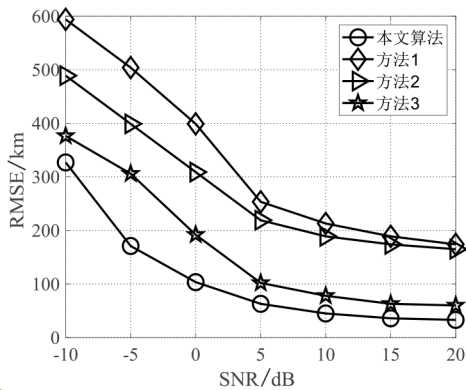
首先给出定位均方根误差随信噪比变化情况, 如图 2 所示. 该仿真中假设目标源和干扰源信号传播路径均为 2, 本文算法和方法 3 相比增加了垂直方向上的样本匹配, 图 2(a) 给出不同高度样本数量条件下的定位精度. 可以看出, 随着 Q 值的增加, 误差不断减少. 但是, 这是以牺牲计算量为前提的性能提升, 其数量每增加一倍, 计算量就会增加 3 倍. 同步分析计算量与定位精度相互矛盾的问题, 本文选择高度样本数量为 $Q=10$. 图 2(b) 展示了在信干比 SIR=3 dB 情况下各类算法的定位误差. 方法 1 和方法 2 是传统的两步定位法, 由于受到同信道干扰和多径的影响, TDOA 精确估计的难度较大, 所产生的测量误差在定位环节中被进一步放大, 使得目标位置估计偏差大幅度增加. 方法 3 虽然适用于同频信号定位问题, 但其信号模型中没有考虑高度信息, 对于短波信号定位来说, 这种模型不准确, 进而造成定位结果的偏差.

接下来, 本文给出在不同信干比条件下, 算法的定位性能. 同样假设目标源和干扰源信号传播路径均为 2. 本文算法的核心思想是根据发射源在空间域呈现稀疏性, 若信号源的空间位置比较接近, 算法的性能必然有所下降. 图 3(a) 中改变同频发射源的空间距离 d , 测试本文算法对信号的识别能力. 从图中不难看出, 在信

干比小于等于 0 dB、发射源间距小于 200 km 时无法分辨出两个发射源,此时干扰信号功率大,会得到干扰信号的位置估计. 当间距大于 400 km,区分度会明显提升. 随着同频发射源间距的增加,即使低信干比条件下,目标信号也不会受到强干扰信号互谱函数拓展效应的影响. 图 3(b) 给出发射源间距大于 1 000 km 时的几种算法性能对比情况. 可以看出,本文所提算法由于能够抑制多径效应及实现多目标的联合定位,其在性能上要远优于传统两步法(方法 1 和方法 2),特别是在低信干比时,两步法只能对功率较大的干扰信号进行定位. 方法 3 由于没有考虑电离层高度问题,虽然具备多目标定位能力,但是在本文给定的仿真条件下无法实现高精度定位.



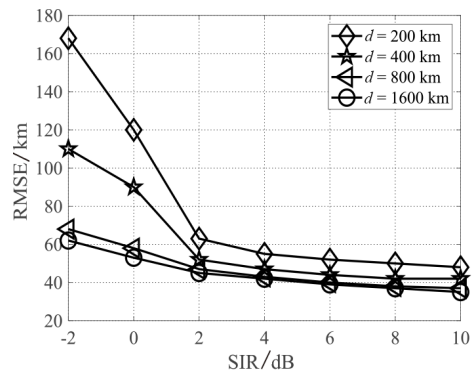
(a) 高度样本数量对定位精度的影响



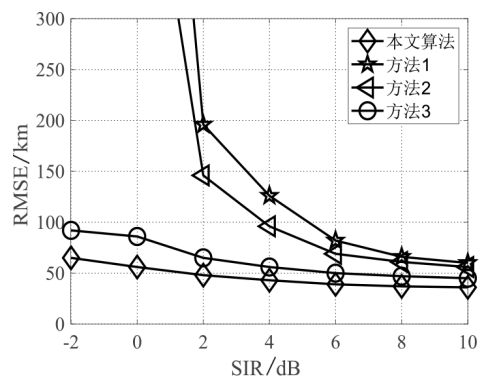
(b) 不同算法性能对比

图2 定位误差随信噪比变化情况(SIR=3 dB)

最后,本文给出在信噪比为 5 dB,信干比为 3 dB, $d=800$ km 时,所提算法在多径的条件下,分别对目标源和干扰源的多径目标联合定位情况的误差结果. 如表 1 所示,考虑了四种不同的信号传播路径情况:目标源与干扰源信号传播路径均为 1(在表中用(1,1)表示);目标源信号传播路径为 1,干扰源信号传播路径为 2(在表中用(1,2)表示);目标源信号传播路径为 2,干扰源信号传播路径为 1(在表中用(2,1)表示)和目标源与干扰源信



(a) 同频发射源间距对定位精度的影响



(b) 不同算法性能对比

图3 定位误差随信干比变化情况(SNR=5 dB)

号传播路径均为 2(在表中用(2,2)表示). 目标信号的能量往往比干扰的能量要高,能量越高对应功率越大,所以对目标的位置估计精度会较高.

表1 目标源与干扰源的多径联合定位误差

路径数	目标源/km	干扰源/km
(1, 1)	46	49
(1, 2)	48	52
(2, 1)	51	56
(2, 2)	52	58

4.2 实测数据验证

本文建立了短波发射源定位系统平台,分别在哈尔滨、上海、西安、深圳和乌鲁木齐哈尔滨等 5 个地点布置了短波信号采集子系统,如图 4 所示. 该系统能够将同步采集到的短波信号通过专网传送到数据处理中心. 在此平台中,参考信号为西安站采集的数据.

实际应用过程中,在中心频率 8.69 MHz 处出现同频信号干扰情况,经过前期实地考察,干扰信号位置与目标发射位置分别在石家庄和西安的周围,目标发射位置的地面距离超过了 800 km,其 2 种调整方式均为 AM,信号带宽为 8 kHz,发射源干扰源与接收机之间的地面距离如表 2 所示. 5 处接收机同时同步采集数据,

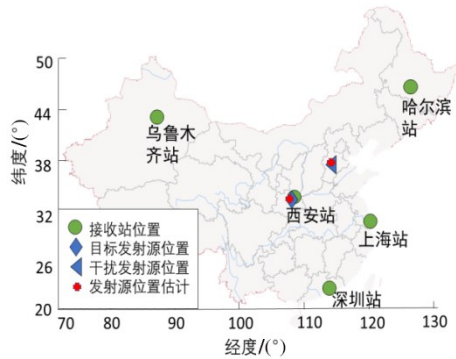


图4 目标发射位置、接收站与估计目标位置的地理坐标

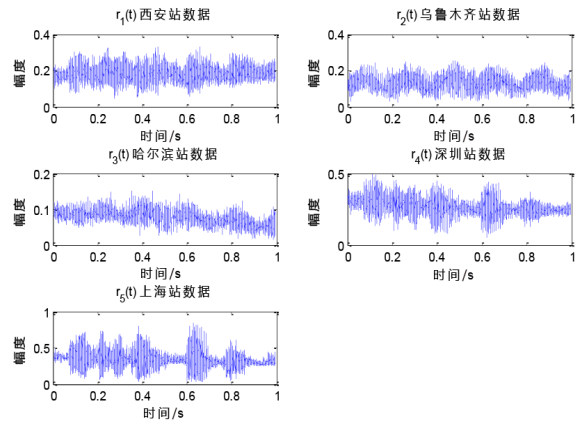


图5 各站接收信号幅度波形

时间为 1 s, 采样频率是 16 kHz. 图 5 为多组采样数据中的其中一组时域信号显示, 所示波形为目标与干扰叠加后的时域幅度波形.

表 2 发射机与接收机之间的大地距离/km

	乌鲁木齐站	哈尔滨站	西安站	上海站	深圳站
发射源	2 356	2061	52	1 234	1 429
干扰源	3 353	995	659	1 038	1 725

在实测过程中, 为了检验该算法的性能, 在 2021 年 8 月 26 日进行了 100 次独立实验, 采样的时间分别为 2 s, 4 s 和 6 s, 不同的算法之间的 RMSE 各有不同, 每次测量的时间相隔 20 s, 共记录了 100 组数据, 对照仿真中的参数进行调整, 对多组数据的定位结果取平均, 得到的

均值作为最终结果显示估计的位置, 如图 4 所示. 图中, 估计的目标源和干扰源位置用红色加号标记显示, 对定位结果进行分析, 最终估计目标源位置的最小标准差约为 40 km (6 s 采集时长情况下), 对干扰信号定位最小标准差约为 61 km (6 s 采集时长情况下), 用绝对误差除以最大地面距离 (即目标源和干扰源距离乌鲁木齐接收站的地面距离分别为 2 356 km 和 3 353 km), 可以得到目标源和干扰源相对误差约为 1.7% 和 1.8%, 如表 3 所示. 多次实测结果表明, 所提算法的定位相对误差均小于 3%, 验证了该方法可以有效定位短波中存在同频信号干扰的情况.

表 3 不同测试时长的发射源大地定位误差

频点/MHz	测试时间	发射源	单次采集时长/s	标准差/(km/%)	最小误差/(km/%)	最大误差/(km/%)
8.69	9:00-10:30	目标源	2	53/2.2	39/1.7	68/2.9
			4	48/2.0	36/1.5	61/2.6
			6	40/1.7	32/1.4	56/2.4
		干扰源	2	83/2.5	76/2.3	91/2.7
			4	71/2.1	65/1.9	81/2.4
			6	61/1.8	49/1.5	69/2.0

5 结论

本文提出一种多径条件下空间域的短波同频发射源联合定位算法. 该方法通过多站单天线对信号的同步接收, 构造了短波传播模型, 通过变换域的思想, 将时域转换到空间域中进行分析, 并得到联合互谱函数. 在此基础上, 经分析验证了所提方法具有较好的抑制多径分量和噪声的能力, 随即提出在空间中进行稀疏处理, 结合 K 均值聚类算法, 最终实现目标信号与同频信号的联合定位. 本文方法与现有定位算法相比, 在信噪比和信干比都很低的情况下, 目标位置估计的精度有很大的提升, 其仿真和实测结果表明所提算法定位的相对误差小于 3%. 本文所提算法对于短波监测过程中遇到同频干扰现象的问题具有良好的效果, 为无线

电的管理与监测都提供了一定的参考.

参考文献

[1] BINGHAM E, HYVÄRINEN A. A fast fixed-point algorithm for independent component analysis of complex valued signals[J]. International Journal of Neural Systems, 2000, 10(1): 1-8.

[2] CHABRIEL G, KLEINSTEUBER M, MOREAU E, et al. Joint matrices decompositions and blind source separation: A survey of methods, identification, and applications[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(3): 34-43.

[3] ADALI T, LI H L, NOVEY M, et al. Complex ICA using nonlinear functions[J]. IEEE Transactions on Signal Pro-

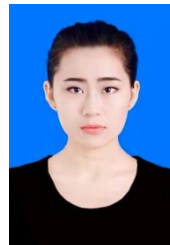
- cessing, 2008, 56(9): 4536-4544.
- [4] LI Y, MA H, YU D, et al. Iterative robust capon beamforming[J]. Signal Processing, 2016, 118: 211-220.
- [5] ZHANG Z Y, LIU W, LENG W, et al. Interference-plus-noise covariance matrix reconstruction via spatial power spectrum sampling for robust adaptive beamforming[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(1): 121-125.
- [6] 熊坤来, 刘章孟, 柳征, 等. 基于 EM 算法的宽带信号 DOA 估计及盲分离[J]. 电子学报, 2015, 43(10): 2028-2033.
- XIONG K L, LIU Z M, LIU Z, et al. Broadband DOA estimation and blind source separation based on EM algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(10): 2028-2033. (in Chinese)
- [7] WU C L, LIU Z, WANG X, et al. Single-channel blind source separation of co-frequency overlapped GMSK signals under constant-modulus constraints[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(3): 486-489.
- [8] LIU X B, GUAN Y L, KOH S N, et al. Low-complexity single-channel blind separation of co-frequency coded signals[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(5): 990-993.
- [9] JIANG W, LI D B. Iterative single-antenna interference cancellation: Algorithms and results[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(5): 2214-2224.
- [10] JAIN A, PAGANI P, FLEURY R, et al. HF source geolocation using an operational TDoA receiver network: Experimental results[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(9): 1643-1647.
- [11] XIA N, WEI W, LI J C, et al. Kalman particle filtering algorithm for symmetric alpha-stable distribution signals with application to high frequency time difference of arrival geolocation[J]. IET Signal Processing, 2016, 10(6): 619-625.
- [12] XIA N, LI B, WANG J. Direct tracking of co-channel moving sources with different cyclic frequencies[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(8): 1715-1718.
- [13] XIA N, LI B, WANG J. A spatial sparse method for mobile localization of multiple co-channel transmitters[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(9): 1408-1411.
- [14] 王鼎, 吴志东, 尹洁昕. 信号波形已知条件下多目标直接定位性能分析及其改进算法[J]. 电子学报, 2017, 45(12): 2881-2889.
- WANG D, WU Z D, YIN J X. A performance analysis and improvement algorithm for multiple-source direct localization with known signal waveforms[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(12): 2881-2889. (in Chinese)
- [15] JIANG F, ZHANG Z K, ESMAEILI NAJAFABADI H. Deep Sea TDOA localization method based on improved OMP algorithm[J]. IEEE Access, 2019, 7: 168151-168161.
- [16] XIA N, WEITNAUER M A. TDOA-based mobile localization using particle filter with multiple motion and channel models[J]. IEEE Access, 2019, 7: 21057-21066.
- [17] LI S H, HEDLEY M, COLLINGS I B, et al. Joint trajectory and ranging offset estimation for accurate tracking in NLOS environments[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(1): 3-14.
- [18] 夏楠, 邢宝辉, 崔桐, 等. 一种短波同频信号直接定位方法: CN113203985A[P]. 2021-08-03.
- XIA N, XING B H, CUI T, et al. Short-Wave Same-Frequency Signal Direct Positioning Method: CN113203985 A[P]. 2021-08-03. (in Chinese)
- [19] YANG M S, SINAGA K P. A feature-reduction multi-view k-means clustering algorithm[J]. IEEE Access, 2019, 7: 114472-114486.

作者简介



夏楠 男, 1983年5月出生, 辽宁大连人. 2013年在大连理工大学获工学博士学位, 其后在国家无线电监测中心从事无线电监测定位研究工作, 高级工程师, 现为大连工业大学信息科学与工程学院副教授. 主要研究方向为非线性参数估计技术.

E-mail: xianan0520@aliyun.com



邢宝辉 女, 1996年10月出生, 河北承德人. 现为大连工业大学硕士研究生. 主要研究方向为通信信号处理和无线电定位.

高丹阳 女, 1997年11月出生, 河北唐山人. 现为大连工业大学硕士研究生. 主要研究方向为通信信号处理和无线电定位.

崔桐 男, 1998年11月出生, 辽宁本溪人. 现为大连工业大学硕士研究生. 主要研究方向为深度学习和信号检测.