

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2109015

适用任意平面阵列的二维宽带 DOA 快速估计算法*

刘学承^{1,2}, 朱 敏^{1,3,4}, 武岩波^{1,3,4}

(1. 中国科学院声学研究所海洋声学技术实验室 北京 100190; 2. 中国科学院大学电子电气与通信工程学院 北京 100049; 3. 北京市海洋声学装备工程技术研究中心 北京 100190; 4. 中国科学院声学研究所 声场声信息国家重点实验室 北京 100190)

摘 要: 二维宽带波达方向 (DOA) 估计对实现水声通信定位一体化具有重要作用。双边相关变换 (TCT) 算法是高分辨宽带 DOA 估计的经典算法之一, 但只适用均匀线阵列下的一维 DOA 估计, 且计算量大。本文在对 TCT 简化算法 (STCT) 进行扩展改进的基础上, 提出了一种适用于任意面阵列且具有低计算复杂度的二维宽带 DOA 快速估计算法。所提算法利用水声通信同步信号的已知波形对阵列输出数据进行匹配预处理, 有效压缩了聚焦变换所需频点数量, 从而降低了聚焦变换过程的计算量; 利用余弦域加速粒子群最优化 (APSO) 搜索二维空间谱谱峰, 在保持高搜索精度的同时显著降低了搜索计算量。相较于单纯的 STCT 扩展算法, 所提算法保持高 DOA 估计精度, 在信噪比为 20 dB 时精度约为 0.02° , 但计算量远低于前者。仿真和实验结果验证了所提算法的优势。

关键词: 宽带波达方向估计; 匹配滤波; 双边相关变换; 加速粒子群最优化

中图分类号: TH766 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

A fast 2-D wideband direction-of-arrival estimation method with arbitrary planar arrays

Liu Xuecheng^{1,2}, Zhu Min^{1,3,4}, Wu Yanbo^{1,3,4}

(1. Ocean Acoustic Technology Laboratory, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;
3. Beijing Engineering Technology Research Center of Ocean Acoustic Equipment, Beijing 100190, China;
4. State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: The two-dimensional wideband direction-of-arrival (DOA) estimation plays an important role in achieving the underwater acoustic communication and positioning integration. The two-sided correlation transformation (TCT) algorithm is one of the most popular techniques for high-resolution wideband DOA estimation. However, it is only suitable for one-dimensional DOA estimation under uniform linear arrays, and it has large computational burden. In this article, a fast 2D wideband DOA estimation algorithm with low computational complexity is proposed for arbitrary planar arrays based on the extension and improvement of the simplified TCT (STCT) algorithm. The proposed algorithm performs the matched pre-processing on the array output data by using the known waveform of the underwater acoustic communication synchronization signal, which effectively compresses the number of frequency bins required for the focusing transformation. Therefore, the computational complexity of the focusing transformation is reduced. The accelerated particle swarm optimization (APSO) in cosine domain is used to search for two-dimensional spectral peaks, which significantly reduces the searching complexity while maintaining high searching accuracy. Compared with the pure extended STCT algorithm, the proposed algorithm maintains high DOA estimation accuracy, and the accuracy is about 0.02° when the signal-to-noise ratio is 20 dB. But, the computational complexity is much lower than the former. Simulation and experiment results evaluate the advantages of the proposed algorithm.

Keywords: wideband direction of arrival estimation; matched filtering; two-sided correlation transformation; accelerated particle swarm optimization

收稿日期: 2021-12-13 Received Date: 2021-12-13

* 基金项目: 国家自然科学基金 (61971472, 61471351)、中国科学院战略性先导科技专项 (XDA22030101) 资助

0 引言

随着深海探测对水声设备的要求越来越高,有助于通信定位系统协同工作的水声通信定位一体化成为目前的研究热点^[1]。水声通信定位一体化在通信系统的硬件与波形的基础上实现水下目标波达方向(direction-of-arrival, DOA)估计等定位功能,并利用精确的 DOA 估计结果增强通信波束形成性能,从而提高长距离通信性能^[2-4]。

水声通信定位一体化中的 DOA 估计受水声通信阵列和信号波形约束,面临着如下挑战。首先,适用于长距离、高精度定位的水声通信信号通常为宽带信号,比如作为同步信号的宽带线性调频(linear frequency modulated, LFM)信号^[5]。相比于窄带信号,宽带信号在不同频点下具有不同的阵列流形,这意味着宽带 DOA 估计需要对不同频点信息进行有效综合才能具有高 DOA 估计性能,因此具有比窄带 DOA 估计更大的计算负担^[6]。其次是水声通信阵列为了获得稳定的波束形成性能,通常采用均匀圆形阵列、同心圆阵列等二维平面阵列^[1,7-8]。在这些阵列相应的阵列流形中,方位角和俯仰角二者相互耦合,进行二维 DOA 估计时需要进行多维最优化搜索,带来庞大的计算量。过大的计算量,不利于通信定位进行实时协作。因此,适用任意平面阵列的二维宽带 DOA 估计快速估计算法研究具有重要意义。

双边相关变换(two-sided correlation transformation, TCT)算法是高分辨宽带 DOA 估计算法之一,具有优越的 DOA 估计性能^[6,9]。TCT 算法主要通过聚焦变换矩阵将不同频点信息聚焦到参考频点下,再在参考频点下的信号子空间中应用多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)等高分辨窄带算法估计 DOA。TCT 算法聚焦误差小,DOA 估计精度高,但缺点是计算量大。对此国内外学者提出了多种 TCT 简化方法^[10-12],从不同角度降低了求解聚焦变换矩阵过程的计算量,但未考虑频点数量、DOA 预估计精度对计算量的影响。并且 TCT 及其简化算法只针对均匀线列阵进行了研究。

当将 TCT 简化算法扩展到平面阵列上时,需要多次进行二维空间谱峰搜索,常用的空间网格搜索方法面临着计算量激增的问题^[13]。牛顿迭代搜索方法能够有效降低计算量,但容易收敛到局部最大值,只有在良好的 DOA 初始值条件下才能快速地收敛到全局最大值处也即谱峰位置^[14]。近年来,有学者将粒子群最优化(particle swarm optimization, PSO)等群体智能优化算法引入 DOA 估计中进行多维空间谱峰值搜索^[15-17],PSO 算法能够快速准确地收敛到全局最大值,计算简单稳定,且收敛速度快,收敛精度高。针对单峰最优化搜索问题,

Yang^[18]提出了加速 PSO (accelerated PSO, APSO) 算法,该算法迭代搜索过程不再需要计算粒子速度,具有更高的收敛速度和全局收敛精度。在单信号情况下采用 APSO 算法搜索二维空间谱峰具有极大的计算优势。

针对水声通信定位一体化,提出了一种适用任意平面阵列的二维宽带 DOA 快速估计算法。首先利用水声通信同步信号中的已知波形信息对阵列接收数据进行预处理,构建新的基于任意平面阵列的宽带阵列数据模型,该模型大大降低了需要聚焦变换的频点数量;然后对文献[12]的一维 TCT 简化算法进行高维扩展以适用新模型,并在 DOA 预估计和参考频点下的窄带 DOA 估计中利用 APSO 进行二维空间谱峰搜索,显著降低了二维 DOA 估计的计算量。所提算法的二维 DOA 估计精度高,计算量低,适用于任意平面阵列,有利于实际应用。

1 相关研究基础

1.1 宽带阵列数据模型

假设一个宽带信号 $s(t)$ 从远场入射到一个任意平面阵列上,信号来波方向为 $\boldsymbol{\vartheta}_s = [\varphi_s, \theta_s]^T$, φ_s 为方位角, θ_s 为俯仰角。平面阵列由 M 个相同阵元组成,阵元 m 的位置矢量为 $\boldsymbol{p}_m = [p_m^{(x)}, p_m^{(y)}, 0]^T$, $m = 0, \dots, M-1$, 其中阵元 0 为阵列参考阵元并位于坐标原点,即 $\boldsymbol{p}_0 = \boldsymbol{0}$ 。任意平面阵列和信号来波方向如图 1 所示。

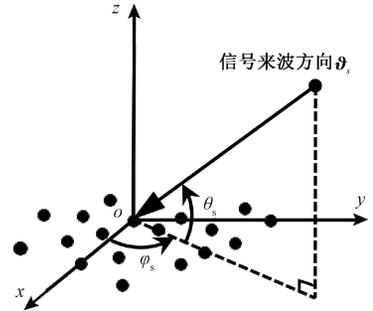


图1 任意平面阵列和信号来波方向

Fig. 1 Arbitrary planar array and direction-of-arrival of a source signal

假设 $s_B(t)$ 为 $s(t)$ 对应的基带信号,则 $s(t)$ 到达参考阵元时其基带形式为:

$$s_{B,0}(t) = \rho e^{-j2\pi f_c T_0} s_B(t - T_0) \quad (1)$$

其中, ρ 、 T_0 分别为参考阵元处接收信号 $s_{B,0}(t)$ 未知的复数幅度和到达时刻, f_c 为宽带信号 $s(t)$ 的中心频率。假设各阵元处接收信号复数幅度相同,则 $s(t)$ 到达阵元 m 时其基带形式为:

$$s_{B,m}(t) = e^{-j2\pi f_c \tau_m(\boldsymbol{\vartheta}_s)} s_{B,0}(t - \tau_m(\boldsymbol{\vartheta}_s)) \quad (2)$$

其中, $\tau_m(\boldsymbol{\vartheta}_s)$ 为 $s(t)$ 到达阵元 m 与到达参考阵元之

间的时延差:

$$\tau_m(\boldsymbol{\vartheta}_s) = -\mathbf{u}_s^T \mathbf{p}_m / c \quad (3)$$

其中, $\mathbf{u}_s = [\cos\varphi_s \cos\theta_s, \sin\varphi_s \cos\theta_s, \sin\theta_s]^T$ 表示 $\boldsymbol{\vartheta}_s$ 方向在直角坐标系下对应的单位矢量, c 为信号传播速度。为了简洁起见, 后文将 $\tau_m(\boldsymbol{\vartheta}_s)$ 简写为 τ_m 。

考虑各阵元处噪声影响, 阵元 m 的基带输出可表示为:

$$x_{B,m}(t) = e^{-j2\pi f_c \tau_m} s_{B,0}(t - \tau_m) + n_{B,m}(t) \quad (4)$$

其中, $n_{B,m}(t)$ 为 $x_{B,m}(t)$ 包含的噪声分量。将式 (4) 变换到频域上:

$$x_{B,m}(f_j) = s_{B,0}(f_j) e^{-j2\pi(f_j+f_c)\tau_m} + n_{B,m}(f_j), \quad j = 1, \dots, J \quad (5)$$

其中, $s_{B,0}(f_j) = \rho e^{-j2\pi(f_j+f_c)T_0} s_B(f_j)$ 。将 M 个阵元基带输出的频域结果写成矩阵形式:

$$\mathbf{x}_B(f_j) = \mathbf{a}(f_j, \boldsymbol{\vartheta}_s) s_{B,0}(f_j) + \mathbf{n}_B(f_j), \quad j = 1, \dots, J \quad (6)$$

其中, $\mathbf{a}(f_j, \boldsymbol{\vartheta}_s) = [1 \quad e^{-j2\pi(f_j+f_c)\tau_1} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(f_j+f_c)\tau_{M-1}}]^T$ 为频点 f_j 处的阵列流形矢量, $\mathbf{n}_B(f_j)$ 为频点 f_j 处服从均值为 0、方差矩阵为 $\sigma_n^2(f_j) \mathbf{I}_M$ 的复高斯空间白噪声矢量。式 (6) 即为传统的宽带阵列数据模型, 其中信号部分 $s_{B,0}(f_j)$ 未知。为方便起见, 后文将 $\mathbf{x}_B(f_j)$ 简写为 $\mathbf{x}_{B,j}$, 同理, 将 $\sigma_n^2(f_j)$ 简写为 σ_j^2 。

1.2 常规 TCT 及其简化算法

TCT 算法的核心思想是利用带宽内各频点的无噪声阵列输出数据之间的关系来构造聚焦变换矩阵。假设参考频点为 f_r , 频点 f_j 处的聚焦变换矩阵为 \mathbf{T}_j , $j = 1, \dots, J$, 则在 TCT 算法中 \mathbf{T}_j 需满足:

$$\min \|\mathbf{Q}_r - \mathbf{T}_j \mathbf{Q}_j \mathbf{T}_j^H\|_F, \quad \text{s.t. } \mathbf{T}_j^H \mathbf{T}_j = \mathbf{I} \quad (7)$$

其中, \mathbf{Q}_j 为频点 f_j 处阵列输出的无噪声协方差矩阵, \mathbf{Q}_r 为参考频点 f_r 处聚焦无噪声协方差矩阵, $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数。求解式 (7) 可得:

$$\mathbf{T}_j = \mathbf{U}_r \mathbf{U}_j^H \quad (8)$$

式中: $\mathbf{U}_j, \mathbf{U}_r$ 分别为 $\mathbf{Q}_j, \mathbf{Q}_r$ 的奇异向量矩阵。通过 \mathbf{T}_j , $j = 1, \dots, J$ 对各频点处阵列输出的采样相关矩阵 $\mathbf{C}_j = \mathbf{x}_{B,j} \mathbf{x}_{B,j}^H$, $j = 1, 2, \dots, J$ 进行聚焦, 再取平均值, 可得到统一的总体聚焦采样相关矩阵 \mathbf{C}_r :

$$\mathbf{C}_r = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{T}_j \mathbf{C}_j \mathbf{T}_j^H \quad (9)$$

对 \mathbf{C}_r 进行特征分解可得到参考频点 f_r 处的聚焦噪声子空间 (或聚焦信号子空间), 进而可在该子空间中采用 MUSIC 等高分辨窄带算法估计 DOA。

由上述分析可知, 由式 (8) 计算聚焦变换矩阵需要知道 $\mathbf{Q}_j, \mathbf{Q}_r$, 但在实际中这两者均未知, 只能通过阵列输出数据进行估计。 \mathbf{Q}_j 通常由频点 f_j 处阵列输出的采样相关矩阵 \mathbf{C}_j 估计得到, 即:

$$\mathbf{Q}_j = \mathbf{C}_j - \hat{\sigma}_j^2 \mathbf{I}_M \quad (10)$$

$\hat{\sigma}_j^2$ 取 \mathbf{C}_j 的 $M-1$ 个小特征值的平均值或者最小特征值。求取 \mathbf{Q}_r 的过程比较复杂, 文献 [9] 给出了具体方法:

$$\mathbf{C}_r^{(s)} = [\mathbf{A}_j^H(\boldsymbol{\Theta}) \mathbf{A}_j(\boldsymbol{\Theta})]^{-1} \mathbf{A}_j^H(\boldsymbol{\Theta}) \mathbf{Q}_j \cdot \mathbf{A}_j(\boldsymbol{\Theta}) [\mathbf{A}_j^H(\boldsymbol{\Theta}) \mathbf{A}_j(\boldsymbol{\Theta})]^{-1} \quad (11)$$

$$\mathbf{C}_r^{(s)} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{C}_j^{(s)} \quad (12)$$

$$\mathbf{Q}_r = \mathbf{A}_r(\boldsymbol{\Theta}) \mathbf{C}_r^{(s)} \mathbf{A}_r^H(\boldsymbol{\Theta}) \quad (13)$$

式中: $\mathbf{C}_r^{(s)}, \mathbf{C}_j^{(s)}$ 分别为参考频点 f_r 处、频点 f_j 处信号协方差矩阵的估计, $\boldsymbol{\Theta}$ 代表以 DOA 预估值为中心、多个预估角度构成的聚焦角度, $\mathbf{A}_r(\boldsymbol{\Theta}), \mathbf{A}_j(\boldsymbol{\Theta})$ 分别为参考频点 f_r 处、频点 f_j 处聚焦角度 $\boldsymbol{\Theta}$ 对应的阵列流形矩阵。需要注意的是, DOA 预估值偏差和聚焦角度范围越小, 所构成的聚焦角度带来的聚焦误差就越小。

TCT 算法聚焦误差小, DOA 估计精度高, 其代价是计算量大。为了降低 TCT 算法计算量, 多种优化聚焦变换过程的 TCT 简化算法被提出。文献 [12] 指出总体聚焦采样相关矩阵 \mathbf{C}_r 和聚焦无噪声协方差矩阵 \mathbf{Q}_r 在理论上具有相同的奇异向量矩阵 \mathbf{U}_r , 即二者能够张成相同的聚焦子空间。因此, 可用 \mathbf{Q}_r 代替 \mathbf{C}_r 进行最后的窄带 DOA 估计。根据该思想, 文献 [12] 提出了一种新的 TCT 简化算法 (simplified TCT, STCT), 该算法无需计算各频点下的聚焦变换矩阵 \mathbf{T}_j , $j = 1, 2, \dots, J$ 和总体聚焦采样相关矩阵 \mathbf{C}_r , 直接在 \mathbf{Q}_r 上采用 MUSIC 等窄带算法便可获得高分辨 DOA 估计结果。STCT 算法的具体步骤如下:

1) 频谱采样 (FFT): 对阵列输出基带采样数据进行 FFT, 得到各离散频点下的阵列数据。

2) DOA 预估计: 采用宽带常规波束形成 (wideband conventional beamforming, WCBF) 算法扫描角度域, 搜索 WCBF 空间谱谱峰得到 DOA 初始值。

3) 聚焦变换: 以 DOA 预估值为中心选择聚焦角度, 并根据式 (11) 得到聚焦无噪声协方差矩阵 \mathbf{Q}_r 。

4) 窄带 DOA 估计: 对 \mathbf{Q}_r 进行特征分解估计得到参考频点下的聚焦噪声子空间, 并应用 MUSIC 算法扫描角度域, 搜索 MUSIC 空间谱谱峰得到 DOA 估计结果。

由此可知, STCT 算法的计算量主要来自两方面: 1) DOA 预估计和聚焦子空间中的窄带 DOA 估计过程, 该过程需要进行空间谱谱峰搜索; 2) 聚焦变换过程, 即求取聚焦无噪声协方差矩阵 \mathbf{Q}_r 的过程, 该过程计算量与频点数量成正比。

2 二维宽带 DOA 快速估计算法

为了更好地进行通信波束形成, 水声通信定位一体化需要在平面阵列上进行高精度的二维宽带 DOA 估计。但 STCT 算法只考虑了均匀线列阵下的一维 DOA 估计,

若直接将 STCT 算法扩展到平面阵列上进行二维 DOA 估计,称之为扩展 STCT(extended STCT, E-STCT)算法,其计算量将急剧增长。而由 STCT 算法步骤可知,通过优化二维空间谱峰搜索过程、降低聚焦变换所需频点数量等都能降低 E-STCT 算法的计算量。因此,本文在 STCT 算法的基础上,提出了一种适用任意平面阵列、低计算复杂度的二维宽带 DOA 快速估计算法,称为改进 STCT(improved STCT, I-STCT)算法。I-STCT 算法的主要改进有:1)利用已知的信号波形信息对阵列处理进行匹配预处理,大大降低了需要进行聚焦变换的频点数量,进而降低了聚焦变换过程计算量;2)采用余弦域 APSO 算优化 DOA 预估计和窄带 DOA 估计中的二维空间谱峰搜索过程,显著降低了搜索计算量。I-STCT 算法框图如图 2 所示。

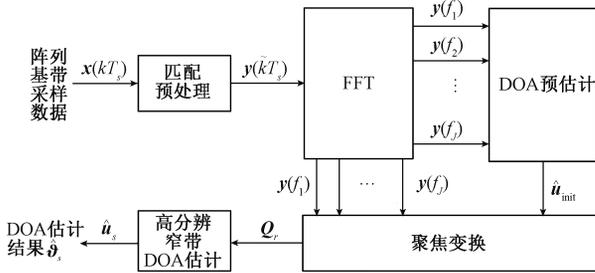


图 2 I-STCT 算法框图

Fig. 2 Block diagram of I-STCT

2.1 匹配预处理

在水声通信定位一体化系统中,用于 DOA 估计的通信信号波形通常已知,比如同步信号,此时可利用该波形信息对阵列输出数据进行匹配滤波,压缩聚焦变换频点数量。阵元 m 基带输出的匹配滤波过程可表示为:

$$y_m(t) = x_{B,m}(t) \otimes h(t) \quad (14)$$

其中, \otimes 表示卷积, $h(t) = s_B^*(-t)$ 表示匹配滤波器的冲激响应, $*$ 表示共轭。假设不考虑 $x_{B,m}(t)$ 中的噪声分量,式 (14) 可写为:

$$y_m(t) = \rho e^{-j2\pi f_c(T_0 + \tau_m)} R_s((T_0 + \tau_m) - t) \quad (15)$$

其中, $R_s((T_0 + \tau_m) - t)$ 为信号 $s_B(t)$ 和 $s_B(t - (T_0 + \tau_m))$ 的相关函数。图 3 显示了在 0 dB 信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 时参考阵元输出数据的匹配滤波结果。由图可知,参考阵元处匹配结果的主要能量集中在匹配峰值及其左右极小部分区域。因此,可截取足够长度的匹配峰值区域数据来代替完整的匹配结果。

假设基带采样率为 f_s ,基带采样间隔为 $T_s = 1/f_s$,则参考阵元基带输出采样数据的匹配滤波结果为 $y_0(kT_s)$, $k = 1, 2, \dots$ 。假设参考阵元下匹配峰值位于 k_{max} ,各阵元匹配峰值区域数据截取长度为 $2K$,则截取范围为 $\tilde{k} \in [k_{max} - K, k_{max} + K - 1]$,各阵元截取数据为

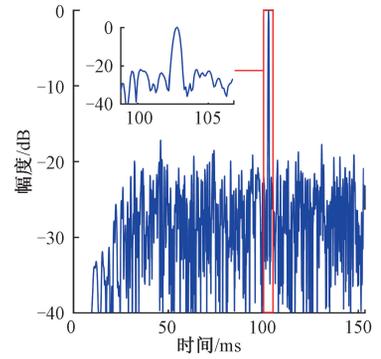


图 3 参考阵元接收数据匹配滤波结果 (SNR = 0 dB)

Fig. 3 The matched filtering result for the received data of reference array element (SNR = 0 dB)

$y_m(\tilde{k}T_s)$, $m = 0, \dots, M - 1$ 。对各阵元截取数据进行 J 点 FFT,并根据维纳-辛钦定理可得:

$$y_m(f_j) = e^{-j2\pi(f_j + f_c)\tau_m} P(f_j), \quad j = 1, \dots, J \quad (16)$$

其中, $P(f_j) = \rho e^{-j2\pi(f_j + f_c)T_0} P_s(f_j)$, $P_s(f_j)$ 为信号 $s_B(t)$ 在频点 f_j 下的功率谱密度。考虑噪声影响,将 $y_m(f_j)$, $m = 0, \dots, M - 1$ 写成矩阵形式,可得新的宽带阵列数据模型:

$$y(f_j) = \mathbf{a}(f_j, \boldsymbol{\vartheta}_s) P(f_j) + \mathbf{w}(f_j), \quad j = 1, \dots, J \quad (17)$$

其中, $\mathbf{w}(f_j)$ 为服从均值为 0、方差矩阵为 $\sigma_w^2(f_j) \mathbf{I}_M$ 的复高斯空间白噪声矢量, $\mathbf{a}(f_j, \boldsymbol{\vartheta}_s)$ 为频率 f_j 下的阵列流形矢量,和式 (6) 中的阵列流形矢量一致。

本文将上述匹配滤波和匹配峰值区域数据截取操作合称为匹配预处理。匹配预处理能够减少聚焦变换中的有效频点数量,从而在 STCT 算法的基础上进一步降低聚焦变换的计算量。

2.2 余弦域 APSO 算法

I-STCT 算法中的 DOA 预估计和高分辨窄带 DOA 估计都需要进行二维空间谱峰搜索。APSO 算法能够快速收敛到目标函数的最大值,且估计精度高,因此采用 APSO 算法进行搜索比常用的空间网格搜索方法更有优势。但在二维角度域 (即 $\boldsymbol{\vartheta}$ 域, $\boldsymbol{\vartheta} = [\varphi, \theta]^T$, $\varphi \in [0, 2\pi]$, $\theta \in [0, \pi/2]$) 中使用 APSO 算法进行空间谱峰搜索时,方位角 φ 、俯仰角 θ 的不同特性 (如不同的取值范围) 会增加 APSO 算法中粒子运动边界条件、移动步长的复杂度。针对这个问题,考虑 $\boldsymbol{\vartheta}$ 方向在 x 轴、 y 轴、 z 轴上的方向余弦为:

$$\begin{cases} u_x = \cos \varphi \cos \theta \\ u_y = \sin \varphi \cos \theta \\ u_z = \sin \theta = \sqrt{1 - u_x^2 - u_y^2} \end{cases} \quad (18)$$

由式 (18) 可知, u_x, u_y 构成的余弦域 (即 \mathbf{u} 域) 和角度域 ($\boldsymbol{\vartheta}$ 域) 一一对应,并且 u_x, u_y 具有相同的取值范围

$[-1, 1]$ 。因此,在余弦域中使用 APSO 算法(简称为余弦域 APSO 算法)进行二维空间谱峰搜索更有优势。

以 DOA 预估计步骤中 WCBF 二维空间谱峰搜索为例,余弦域 APSO 算法流程如算法 1 所示,其中随机变量 $\boldsymbol{\eta}^{(i)} = \boldsymbol{\eta} - 1/2$, $\boldsymbol{\eta} = [\eta_x, \eta_y]^T$, η_x, η_y 均服从 $[0, 1]$ 区间的均匀分布, α 为随机步长, β 为粒子运动的加速参数。为了保证收敛性能,一般取 $\beta = 0.5$, $\alpha = \alpha_0 \gamma^i$, $\gamma = 0.7$, α_0 为随机步长初始值,应与搜索范围的尺度相当。在 DOA 预估计时需要对整个 \boldsymbol{u} 域进行搜索(全局搜索),此时搜索范围为余弦域中原点为圆心、半径为 1 单位圆内区域,则 $\alpha_0 = 1$ 。粒子搜索的边界条件可设置为:当粒子位置在搜索范围之外时,重新将该粒子随机放置在搜索范围内。最后输出的最优位置矢量 $\boldsymbol{g}_{\text{best}}^{(L)}$ 即为 DOA 估计值。

算法 1:余弦域 APSO 算法流程

输入:粒子数量 N , 迭代次数 L , 空间谱函数 $f(\boldsymbol{g})$, $\boldsymbol{g} = [u_x, u_y]^T$

输出:最优位置矢量 $\boldsymbol{g}_{\text{best}}^{(L)}$, 对应于 $f(\boldsymbol{g})$ 的谱峰

1. 随机生成 N 个粒子的初始位置矢量, $\boldsymbol{g}_n^{(0)}$, $n = 1, 2, \dots, N$;
2. 确定每个粒子初始位置对应的空间谱函数值;
3. 取最大的空间谱函数值对应的粒子位置矢量作为全局最优位置矢量 $\boldsymbol{g}_{\text{best}}^{(0)}$;
4. for $i = 0, 1, \dots, L - 1$
5. for $n = 1, 2, \dots, N$
6. 更新粒子位置矢量 $\boldsymbol{g}_n^{(i+1)} = (1 + \beta)\boldsymbol{g}_n^{(i)} + \beta\boldsymbol{g}_{\text{best}}^{(i)} + \alpha\boldsymbol{\eta}^{(i)}$;
7. 计算粒子在新位置 $\boldsymbol{g}_n^{(i+1)}$ 的空间谱函数值;
8. end for
9. 更新全局最优位置矢量 $\boldsymbol{g}_{\text{best}}^{(i+1)}$;
10. 更新迭代次数 $i = i + 1$;
11. end for

当使用余弦域 APSO 算法搜索窄带 DOA 估计步骤中 MUSIC 二维空间谱峰时,由于所采用的聚焦角度范围通常包含了真实 DOA,故可将该范围作为余弦域 APSO 算法的搜索范围(局部搜索),这样能够以较低的搜索计算量得到更高的 DOA 估计精度,有利于实时计算。此时, α_0 取值应与聚焦角度范围的尺度相当。另外,为了提高余弦域 APSO 算法局部搜索的收敛速度,在每次粒子位置迭代后都将该次迭代的全局最优位置作为搜索范围中心位置,进而调整搜索范围。粒子搜索边界条件设置为:当粒子位置在搜索范围(即聚焦角度范围)之外时,重新将该粒子随机放置在搜索范围内。本文为

了确保余弦域中聚焦角度范围能够包含真实 DOA,采用了六边形空间采样方法^[19]构建聚焦角度,即在以 DOA 预估值 $\hat{\boldsymbol{u}}_{\text{init}}$ 为圆心、 $r_u = 0.25B_w$ (B_w 为常规波束形成算法的波束宽度)为半径的圆上均匀取 6 个点作为额外的预估值角度,与 $\hat{\boldsymbol{u}}_{\text{init}}$ 共同构成二维聚焦角度 $\boldsymbol{\Theta}_u$ 。

2.3 所提改进算法

综上所述,所提 I-STCT 算法主要步骤如下:

1) 匹配预处理与 FFT:对阵列输出进行匹配滤波,截取出匹配峰值区域数据,并通过 FFT 变换到频域上构建新的宽带阵列数据模型,如式 (17) 所示。

2) DOA 预估计:采用基于余弦域 APSO 的 WCBF 算法进行二维 DOA 预估计,得到 DOA 预估值 $\hat{\boldsymbol{u}}_{\text{init}}$;

3) 聚焦变换:根据 DOA 预估值 $\hat{\boldsymbol{u}}_{\text{init}}$ 在余弦域中构建二维聚焦角度,计算参考频点 f_r 处聚焦无噪声协方差矩阵 \boldsymbol{Q}_r , 如式 (10)~(13) 所示。

4) 高分辨窄带 DOA 估计:针对 \boldsymbol{Q}_r 应用基于余弦域 APSO 的 MUSIC 算法得到最终 DOA 估计值 $\hat{\boldsymbol{u}}_s$, 并根据式 (18) 的逆变换得到角度域的 DOA 估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_s$ 。

3 仿真与实验分析

3.1 仿真分析

假设常用作水声通信同步信号的宽带 LFM 信号为定位信号,该信号从 $\boldsymbol{\theta}_s = [\varphi_s, \theta_s]^T$ 入射到接收阵列上,其中 $\varphi_s = 44.5^\circ$, $\theta_s = 58.5^\circ$ 。宽带 LFM 信号的基带形式为 $s_b(t) = \exp(j\pi\mu t^2) \cdot \text{win}(t)$, $t \in [0, T]$, 其中 $\text{win}(t)$ 表示 Hamming 窗函数, $\mu = B/T$ 为调频斜率,带宽 $B = 5$ kHz, 脉冲宽度 $T = 51.2$ ms。假设基带采样率为 $f_s = 10$ kHz, 则基带采样下信号长度为 512 个采样点。由于信号到达阵列的时刻是未知的,因此需要采用匹配滤波等方法从阵列基带输出采样数据中找到包含完整宽带 LFM 基带信号的一段采样数据,假设该段采样数据长度为 1 536 个采样点。值得注意的是, E-STCT 算法是直接在该段采样数据上进行 DOA 估计,而 I-STCT 算法则是在该段采样数据的匹配预处理结果上进行 DOA 估计。

接收阵列为 19 阵元同心圆平面阵,如图 4 所示。接收阵列由中心参考阵元和两个均匀同心圆阵列组成,两个圆环阵列的半径分别为 $r_1 = \lambda_c/2$, $r_2 = \lambda_c \cos(\pi/12)$, 紧邻阵元的间距为 $\lambda_c/2$, 其中 $\lambda_c = c/f_c$, c 为水下声速,取 $c = 1 500$ m/s。

仿真中 SNR 变化范围为 $-10 \sim 20$ dB, 变化间隔为 5 dB, 每个 SNR 下进行 $D = 500$ 次蒙特卡洛试验。假设 DOA 真实值 $\boldsymbol{\theta}_s$ 和第 d 次蒙特卡洛试验下 DOA 估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_s^{(d)}$ 对应的方向矢量分别为 \boldsymbol{u}_s 、 $\hat{\boldsymbol{u}}_s^{(d)}$, 则二维 DOA 估计的

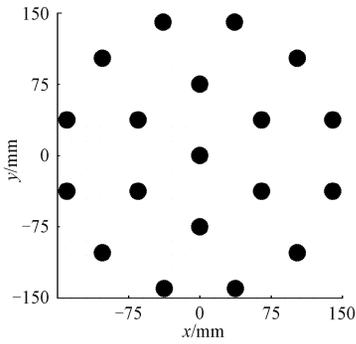


图 4 19 阵元平面阵

Fig. 4 Planar array with 19 elements

均方根误差 (root mean square error, RMSE) 可定义为:

$$\varepsilon_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{1}{D} \sum_{d=1}^D \left[\text{acos}(\mathbf{u}_s^T \hat{\mathbf{u}}_s^{(d)}) \cdot \frac{180}{\pi} \right]^2} \quad (19)$$

式中: $\varepsilon_{\text{RMSE}}$ 的单位为度 ($^{\circ}$)。

仿真 1: 匹配预处理分析

本仿真旨在分析使用匹配预处理对聚焦变换频点数量的压缩性能。在匹配预处理中, 截取匹配峰值区域的部分数据可以降低数据量, 但截取数据过短会带来信号能量损失, 导致 DOA 估计精度变差。因此, 为保证 DOA 估计精度, 需要选择合适的数据截取长度。

图 5 对比了不同数据截取长度 (以采样点为单位) 下所提算法的 DOA 估计精度随 SNR 的变化情况。由图可知, 数据截取长度在 8 个采样点以上时, 不同数据截取长度下 DOA 估计的 RMSE 相同。这意味着当数据截取长度大于 8 个采样点时, 截取出的部分数据就包含了匹配结果的绝大部分能量。为便于 FFT 计算, 本文将数据截取长度取为 16 个采样点。

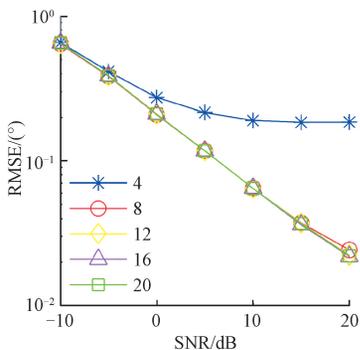


图 5 不同数据截取长度下 DOA 估计精度对比

Fig. 5 Comparison of DOA estimation precision with different data interception lengths

在匹配预处理结果的基础上, 图 6 对比了不同 FFT 点数下所提算法的 DOA 估计精度随 SNR 的变化情况。由图可知, 当 FFT 点数大于等于数据截取长度 (即 16 个采样点) 时, 不同 FFT 点数下 DOA 估计的 RMSE 相同。

这意味着只需保持 FFT 点数和数据截取长度相等即可, 故 FFT 点数可取为 16。由于宽带 LFM 信号长度为 512 个采样点, 未经过匹配预处理时 FFT 点数至少需要 512 点, 而经过匹配预处理后, FFT 点可从 512 点降低到 16 点。因此, 匹配预处理能够在保持 DOA 估计精度不变的情况下有效降低所需频点数量, 从而降低聚焦变换过程的计算量。

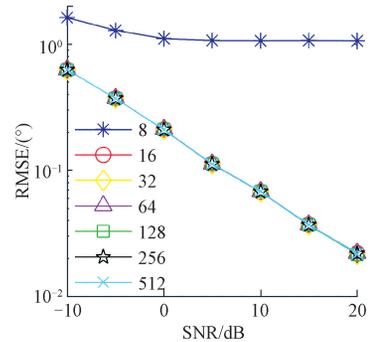


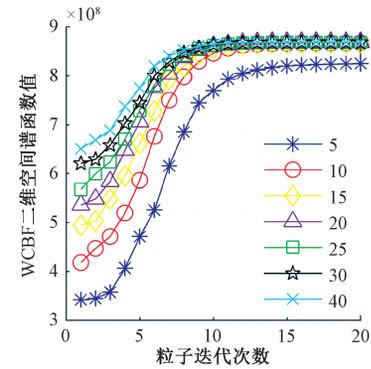
图 6 不同 FFT 点数下 DOA 估计精度对比

Fig. 6 Comparison of DOA estimation precision with different FFT numbers

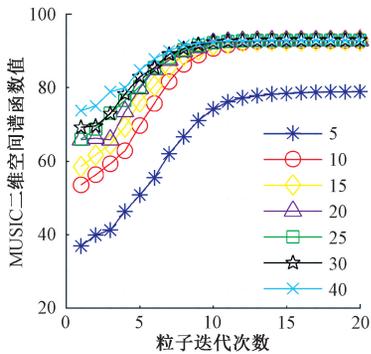
仿真 2: 余弦域 APSO 搜索分析

本仿真旨在分析使用余弦域 APSO 算法搜索二维空间谱峰的性能。图 7 对比了余弦域 APSO 算法在不同粒子数量下其收敛性能随迭代次数的变化情况, 其中图 7(a) 对应于 DOA 预估计中 WCBF 二维空间谱, 图 7(b) 对应于高分辨窄带 DOA 估计中 MUSIC 二维空间谱。仿真中 SNR 为 0 dB, FFT 点数为 16。由图 7(a) 可知, 使用余弦域 APSO 搜索 WCBF 二维空间谱谱峰时, 20 个及以上粒子在 15 次迭代后搜索结果基本稳定。由图 7(b) 可知, 使用余弦域 APSO 搜索 MUSIC 二维空间谱谱峰时, 10 个及以上粒子在 15 次迭代后搜索结果基本稳定。并且, 图 7(a)、(b) 均表明粒子数量越多, 收敛到谱峰的速度越快, 收敛精度也越高。因此, 在保证搜索精度和搜索稳定性的前提下, WCBF 二维空间谱谱峰搜索时余弦域 APSO 算法可取 20 个粒子、15 次迭代, 而 MUSIC 二维空间谱谱峰搜索时余弦域 APSO 算法可取 10 个粒子、15 次迭代, 相应的余弦域 APSO 算法迭代过程分别如图 8、9 所示。由图可见, 15 次迭代后所有粒子收敛到 WCBF、MUSIC 二维空间谱谱峰附近, 且后者具有更高的收敛精度。

为了进一步验证余弦域 APSO 算法的计算优势, 以 WCBF 二维空间谱谱峰搜索为例, 表 1 对比了低信噪比 (SNR = -10 dB) 下余弦域 APSO 算法和 2 种角度域网格搜索算法的搜索精度和计算量, 计算量由需要计算的 WCBF 二维空间谱谱点数量或 WCBF 二维空间谱函数的计算次数进行量化。2 种网格搜索方法分别为单精度网格搜索方法 (网格间距为 1°) 和双精度网格搜索方法 (全局搜索时网格间距为 5° , 局部搜索时网格间距为 0.1°)。



(a) WCBF 二维空间谱峰搜索
(a) WCBF 2D spatial spectrum peak searching



(b) MUSIC 二维空间谱峰搜索
(b) MUSIC 2D spatial spectrum peak searching

图7 余弦域 APSO 收敛性能 (SNR=0 dB)

Fig. 7 Convergence performance of APSO in cosine domain (SNR=0 dB)

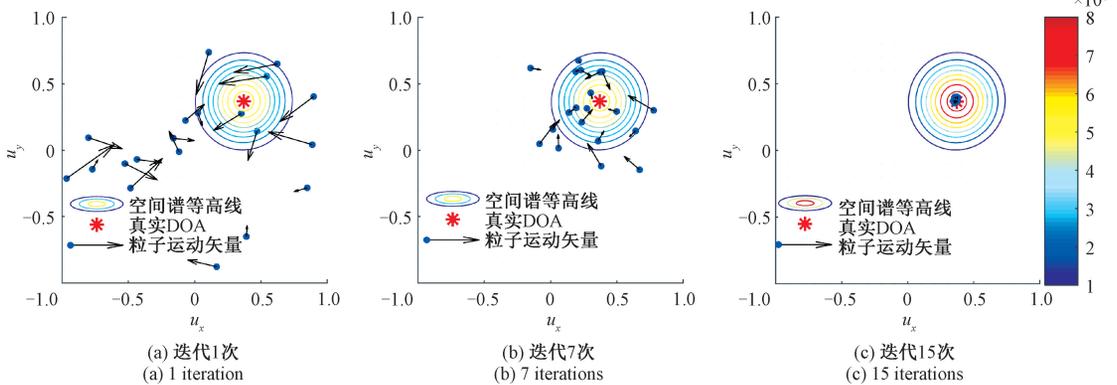


图8 WCBF 二维空间谱下 APSO 算法迭代过程 (SNR=0 dB)

Fig. 8 Iteration process of APSO algorithm under WCBF 2D spatial spectrum (SNR=0 dB)

网格搜索方法(全局搜索时网格间距为 5° ,局部搜索时网格间距为 0.1°),MUSIC 二维空间谱谱峰搜索采用单精度网格搜索方法(网格间距为 0.01° ,搜索范围半径为 2°);在 I-STCT 算法中 WCBF 二维空间谱谱峰搜索采用 20 个粒子、15 次迭代的余弦域 APSO 算法,MUSIC 二维空间谱谱峰搜索 10 个粒子、15 次迭代的余弦域 APSO 算法(为与 E-STCT 算法的搜索范围保持相当,取搜索范围半径为 0.035)。此时 I-STCT 和 E-STCT 算法的计算

由表 1 可知,2 种网格搜索方法和余弦域 APSO 算法下 DOA 估计的 RMSE 相当,但 APSO 方法的计算量、计算时间显著低于网格搜索方法。因此了采用余弦域 APSO 算法进行二维空间谱谱峰搜索,能够有效降低 DOA 预估计和高分辨窄带 DOA 估计步骤的计算量。

表 1 WCBF 二维空间谱下搜索计算量对比 (SNR=-10 dB)
Table 1 Comparison of searching computational burdens under WCBF 2D spatial spectrum (SNR=-10 dB)

对比项目	Grid(1°)	Grid($5^\circ, 0.1^\circ$)	APSO(20, 15)
谱点数量	20 942	6 082	300
计算时间/s	7.68	2.24	0.13
RMSE/ $(^\circ)$	0.76	0.65	0.68

仿真 3: 计算复杂度和估计精度分析

本仿真旨在从计算复杂度和估计精度两方面分析对比 I-STCT 算法和 E-STCT 算法的二维 DOA 估计性能。

假设 DOA 预估计中 WCBF 空间谱函数计算次数为 K_1 ,高分辨窄带 DOA 估计中 MUSIC 空间谱函数计算次数为 K_2 ,频点数量为 J ,则 I-STCT 和 E-STCT 算法的复杂度均为 $\mathcal{O}(K_1 JM + JM^3 + K_2 M^2)$ 。当阵元数目 M 一定时,由于 I-STCT 算法中 K_1, K_2, J 更小,因此 I-STCT 算法具有更低的计算复杂度。为了便于进一步对比,假设在 E-STCT 算法中 WCBF 二维空间谱谱峰搜索采用双精度

复杂度如表 2 所示。显而易见, I-STCT 算法的计算复杂度远小于 E-STCT 算法。

图 10 对比了 I-STCT、E-STCT 算法 DOA 估计 RMSE 随 SNR 的变化情况,图中虚线、实线分别对应两种算法的 DOA 预估计结果和最终 DOA 估计结果。由图可见,不同 SNR 下两种算法 DOA 预估计的 RMSE 基本相同,在 SNR 为 -10 dB 时 RMSE 约为 0.7° ,且 RMSE 随着 SNR 增加而逐渐趋近于 0.2° ,可作为良好的 DOA 初始

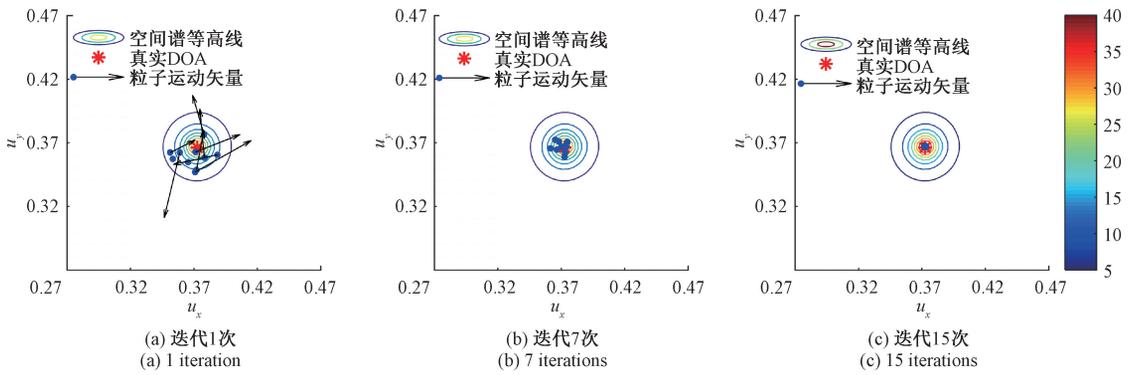


图 9 MUSIC 二维空间谱下 APSO 算法迭代过程(SNR=0 dB)

Fig. 9 Iteration process of APSO algorithm under MUSIC 2D spatial spectrum (SNR=0 dB)

表 2 I-STCT 算法和 E-STCT 算法计算复杂度对比

Table 2 Comparison of computational complexity between I-STCT and E-STCT

算法名称	J	K_1	K_2	计算复杂度
E-STCT	512	6 082	84 153	$O(93\ 056\ 737)$
I-STCT	16	300	150	$O(255\ 094)$

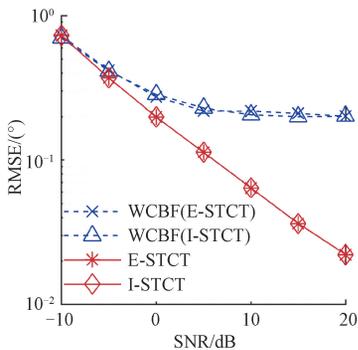


图 10 I-STCT 算法与 E-STCT 算法均方根误差对比

Fig. 10 Comparison of RMSE between I-STCT and E-STCT

值。在不同 SNR 下, I-STCT 算法与 E-STCT 算法的 RMSE 基本相同, 且 RMSE 随着 SNR 增加而不断减小, 10 dB 时 RMSE 降低到 0.06° , 20 dB 时 RMSE 约为 0.02° , 因此所提算法具有高 DOA 估计精度。综上所述, I-STCT 算法与 E-STCT 算法 DOA 估计精度相当, 但 I-STCT 算法计算量远低于 E-STCT 算法。

3.2 实验分析

取 2019 年 12 月“探索一号”科考船在马里亚纳海沟的深海通信实验数据进行分析, 以验证本文所提算法性能。实验中声源设备安装在潜标上, 如图 11 所示, 并下放至指定深度后向水面发射通信波形。母船采用 19 阵元同心圆平面阵采集波形, 阵型如图 4 所示。采集波形包含 6 帧通信波形, 帧头为宽带 LFM 信号波形。声源深

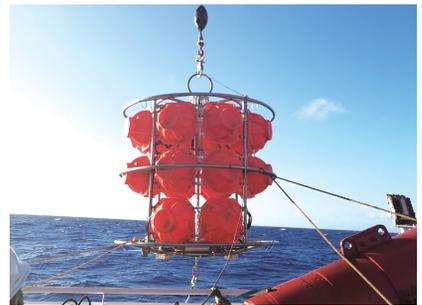


图 11 搭载声源设备的潜标

Fig. 11 Submersible buoy with sound source equipment

度为 2 554m, 采集波形的信噪比为 6.1 dB。

图 12 给出了 E-STCT 算法和所提的 I-STCT 算法在不同帧下的方位角估计结果, 图 13 为俯仰角估计结果。由图 12 可知, 各帧采用 E-STCT、I-STCT 算法所得的方位角估计结果大致相等, 且 I-STCT 算法结果随时间的变化更加平滑。同理, 图 13 表明 I-STCT 算法得到的各帧俯仰角估计结果和 E-STCT 算法的基本相同。结合二者的计算复杂度可知, 所提的 I-STCT 算法能够以更低的计算量实现和 E-STCT 算法相当的 DOA 估计性能, 具有更大的实用价值。

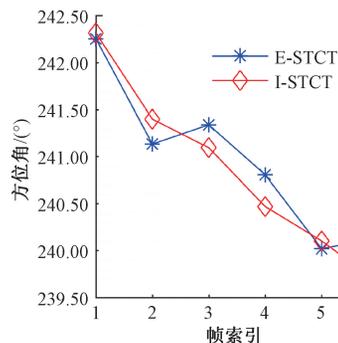


图 12 不同数据帧的方位角估计结果

Fig. 12 Azimuth estimates of different data frames

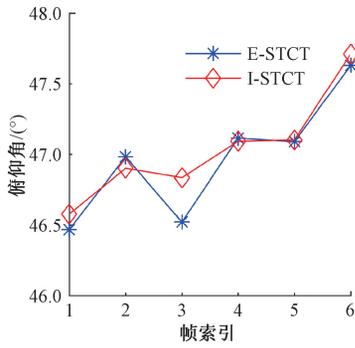


图13 不同数据帧的俯仰角估计结果

Fig. 13 Elevation estimates of different data frames

4 结 论

针对通信定位一体化场景,本文提出了一种适用于任意平面阵列的二维宽带 DOA 快速估计算法。所提算法在匹配预处理和余弦域 APSO 搜索的基础上,对一维 STCT 算法进行了扩展改进。匹配预处理利用了波形已知信息构建了新的宽带阵列数据模型,有效减少了聚焦变换所需频点数量,从而大大降低了聚焦变换过程的计算量。余弦域 APSO 算法具有高收敛精度和收敛速度,显著降低了 DOA 预估计和窄带高分辨 DOA 估计中二维空间谱峰值搜索计算量。整体而言,所提算法的估计精度与扩展 STCT 算法的相当,在 20 dB 时 RMSE 约为 0.02° ,保持了高 DOA 估计精度,但其计算复杂度远低于后者,并且适用于任意平面阵列,有利于水声通信定位一体化中的实时协作,具有较强的实际应用价值。仿真和实验结果验证了所提算法的有效性。

参考文献

[1] LIU Y Y, XUE J F, YANG B, et al. The acoustic system of the fendouzhe HOV [J]. *Sensors*, 2021, 21(22): 7478.

[2] 朱敏, 张同伟, 杨波, 等. 蛟龙号载人潜水器声学系统[J]. *科学通报*, 2014, 59: 3462-3470.
ZHU M, ZHANG T W, YANG B, et al. Sonar system of Jiaolong human-occupied vehicle [J]. *Chinese Science Bulletin*, 2014, 59: 3462-3470.

[3] 梁涛, 杨波, 朱敏, 等. 基于波束形成的均匀方阵虚拟基元定位方法[J]. *仪器仪表学报*, 2021, 42(2): 266-274.
LIANG T, YANG B, ZHU M, et al. A virtual element location method for uniform square array based on beamforming [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2021, 42(2): 266-274.

[4] SONG H C. Acoustic communication in deep water exploiting multiple beams with a horizontal array [J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2012, 132(2): 81-87.

[5] WU Y B, ZHU M, LIANG T, et al. Shipborne underwater acoustic communication system and sea trials with submersible Shenhai Yongshi [J]. *China Ocean Eng.*, 2018, 32(6): 746-754.

[6] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 253-273.
WANG Y L, CHEN H, PENG Y N, et al. Spatial spectrum estimation theory and algorithms [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 253-273.

[7] 李蜀丰, 徐永绍, 刘秉政, 等. 基于改进 MUSIC 的声源定位方法 [J]. *电子测量与仪器学报*, 2021, 35(8): 212-219.
LI SH F, XU Y SH, LIU B ZH, et al. Sound source localization method based on improved MUSIC [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2021, 35(8): 212-219.

[8] 行鸿彦, 杨旭, 张金玉. 基于四元传声器阵列的声源全方位定位算法[J]. *仪器仪表学报*, 2018, 39(11): 43-50.
XING H Y, YANG X, ZHANG J Y. Sound source omnidirectional location algorithm based on four-element microphone array [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2018, 39(11): 43-50.

[9] VALAEE S, KABAL P. Wideband array processing using a two-sided correlation Transformation [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(1): 160-172.

[10] 施思, 鲍庆龙, 王亚森, 等. 一种应用于波束空间的改进 TCT 算法[J]. *雷达科学与技术*, 2013, 11(4): 357-362.
SHI S, BAO Q L, WANG Y S, et al. An improved TCT algorithm for DOA estimation in beam-space domain [J]. *Radar Science and Technology*, 2013, 11(4): 357-362.

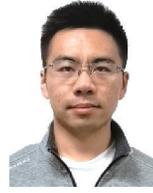
[11] 于红旗, 刘剑, 黄知涛, 等. 一种基于信号子空间聚焦的宽带 DOA 估计算法[J]. *系统工程与电子技术*, 2008, 30(4): 609-612.
YU H Q, LIU J, HUANG ZH T, et al. New wideband DOA estimation algorithm based on signal-subspace focusing method [J]. *System Engineering and Electronics*, 2008, 30(4): 609-612.

[12] REN X H, FENG H H. The fast algorithm for two-sided correlation transformation based on propagator method [C]. 2016 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing

(ICSPCC), Hong Kong, China, 2016: 1-4.

- [13] DAS A, SEJNOWSKI T J. Narrowband and wideband off-grid direction-of-arrival estimation via sparse bayesian learning [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2018, 43(1): 108-118.
- [14] LI X, LIU X, QU L, et al. Three-dimensional ultra-short base line based underwater acoustical localization utilizing modified newton algorithm [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 80671-80681.
- [15] KENNEDY J, EBERHART R C. Particle swarm optimization [C]. *Proceedings of ICNN'95-International Conference on Neural Networks*, Perth, WA, Australia, 1995(4): 1942-1948.
- [16] BORJA E A, RAUL F R. Performance analysis of metaheuristic approaches for single-snapshot DOA estimation [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, 12: 166-169.
- [17] SHAEMA A, MATHUR S. Comparative analysis of ML-PSO DOA estimation with conventional techniques in varied multipath channel environment [J]. *Wireless Personal Communications*, 2018, 100(3): 803-817.
- [18] YANG X S. Nature-inspired metaheuristic algorithms (2nd edition) [M]. Beckington: Luniver Press, 2010: 64-65.
- [19] VAN TREES H L. Optimum array processing: Part IV of detection, estimation, and modulation theory [M]. New York: John Wiley & Sons, 2004.

作者简介



刘学承, 2016 年于厦门大学获得学士学位, 现为中国科学院声学研究所博士生, 主要研究方向为水下定位和水声阵列信号处理。

E-mail: liuxuecheng@mail.ioa.ac.cn

Liu Xuecheng received his B.Sc. degree from Xiamen University in 2016. He is currently a Ph.D. candidate at the Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences. His main research interests include underwater localization and underwater acoustic array signal processing.



朱敏(通信作者), 1994 年于中国科学技术大学获得学士学位, 2001 年和 2006 年于中国科学院大学分别获得硕士学位和博士学位, 现为中国科学院声学研究所教授, 主要研究方向为水下通信与网络, 水下多普勒测速, 水下探测及载人潜水器声学系统。

E-mail: zhumin@mail.ioa.ac.cn

Zhu Min (Corresponding author) received his B.Sc. degree from University of Science and Technology of China in 1994, and received his M.Sc. degree and Ph.D. degree both from the University of Chinese Academy of Sciences in 2001 and 2006, respectively. He is a professor at the Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences. His main research interests include underwater acoustic communication and networks, acoustic Doppler velocimetry technology, underwater acoustic detection, and acoustic systems of underwater human occupied vehicles.