DOI：10. 13382/j. jemi. B2205523

对数螺旋阵列的相干信号 DOA 估计研究

周英钢　邵佳伟

（沈阳工业大学信息科学与工程学院　沈阳　110870）

摘　要：在对数螺旋阵相干信号 DOA 估计的研究中，本文提出一种 VA-MMUSIC 算法，把对数螺旋阵虚拟成均匀线阵，推导出虚拟后阵列的协方差矩阵，再将协方差矩阵应用到 MMUSIC 算法中，对相干信号进行 DOA 估计。仿真结果表明，VA-MMUSIC 算法，能够实现对相干信号的 DOA 估计，且在信噪比为 10 dB，信号间隔在 5°以内时，VA-MMUSIC 算法依然能准确地估计出相干信号源的方位角，误差始终保持在 0. 5°内，验证了此方法的有效性。并在实际实验条件下利用对数螺旋阵列接收相干信号源数据，验证了实际环境下 VA-MMUSIC 算法的有效性。

关键词：对数螺旋阵列；相干信号；协方差矩阵；MUSIC 算法

中图分类号：TN911. 7　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：510. 5015

Research on DOA estimation of coherent signals from logarithmic spiral arrays

Zhou Yinggang　Shao Jiawei

（School of Information Science and Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870,China）

Abstract: In the research of DOA estimation of coherent signals from logarithmic spiral arrays, this paper proposes a VA-MMUSIC algorithm that virtualizes the logarithmic spiral array into a uniform line array, derives the covariance matrix of the virtualized array, then applies the covariance matrix to the MMUSIC algorithm to perform DOA estimation of coherent signals. Simulation results show that the VA-MMUSIC algorithm, is able to achieve DOA estimation of coherent signals, and at a signal-to-noise ratio of 10 dB and signal intervals within 5°, the VA-MMUSIC algorithm is still able to accurately estimate the azimuth of the coherent signal source, with errors always remaining within 0. 5°, verifying the effectiveness of this method. The effectiveness of the VA-MMUSIC algorithm in a practical environment is also verified by using a logarithmic spiral array to receive coherent signal source data under real experimental conditions.

Keywords: logarithmic spiral arrays; coherent signal; covariance matrix; MUSIC algorithm

0　引　言

在 DOA 估计中，由于空间环境的复杂多变[1-2]，阵列接收的信号包含大量的相干信号[3-4]，相干信号的来源包括同频干扰和由于背景物体反射所导致的多径传播信号[5-6]。对于相干信号源，普通的 DOA 估计算法如 MUSIC[7]，ESPRIT[8-9] 等已经不能有效地分辨出信号的 DOA，传统的算法性能恶化甚至失效，因此对相干信号的 DOA 估计研究是十分有意义的。

在相干信源情况下，要正确估计出信号的方向，关键是如何有效地恢复阵列数据协方差矩阵的秩。Zhang 等[10] 针对相干信号提出了一种 I-MMUSIC 算法，通过多个参数下的实验仿真和对比其他算法的估计精度，证实了该算法处理相干信号的有效性以及较高的 DOA 估计精度。Guo 等[11] 分析了均匀线阵和均匀圆阵两种阵列结构，得到均匀圆阵较线阵有更好的性能。钟诚等[12] 提出了一种基于均匀圆阵的宽带相干信号波达方向估计方法，实现对于均匀圆阵对相干信号源的处理。Wang 等[13] 在全相干信号和混合信号背景下提出了一种基于联合对角化矩阵的代价函数构造算法，对信号个数未知的混合信号实现了有效的 DOA 估计。

本文首先建立对数螺旋阵列的数学模型，并且针对其对相干信号源不能精确估计出信号 DOA 的问题，提出

收稿日期：2022-05-24　　Received Date：2022-05-24

了一种将其虚拟为均匀线性阵列结构的方法,对虚拟后的阵列接收的信号协方差矩阵进行预处理,使对数螺旋阵也能对相干信号进行 DOA 估计。实现了对数螺旋阵列结构对相干信号源的 DOA 估计。

1　原理阐述

针对对数螺旋阵列结构对相干信号源不能精确估计出信号方位的问题,建立了对数螺旋阵列的数学模型,相干信号的信号模型,将虚拟内插阵列变换法应用到对数螺旋阵列中,实现了对数螺旋阵列到均匀线阵的虚拟变换,再利用修正 MUSIC 算法的思想,使对数螺旋阵列能够实现对相干信号的声源定位。

1.1　相干信号模型

针对两个平稳的信号 $s_i(t)$ 和 $s_k(t)$,定义他们的相关系数[14-15]为:

$$\rho_{ik} = E(s_i(t)s_k^*(t))(E(|s_i(t)|^2)E(|s_k(t)|^2))^{\frac{-1}{2}} \tag{1}$$

由 Schwartz 不等式可知 $|\rho_{ik}| \leqslant 1$,因此,两个信号之间的相关性定义为:当 $\rho_{ik}=0$ 时, $s_i(t)$ 和 $s_k(t)$ 相互独立;当 $0<|\rho_{ik}|<1$ 时, $s_i(t)$ 和 $s_k(t)$ 相关;$|\rho_{ik}|=1$ 时, $s_i(t)$ 和 $s_k(t)$ 相干。

由上边的定义可以得知,当两个信号是相干信号时,它们满足下式:

$$s_i(t) = \omega_i s_k(t) \tag{2}$$

式中: ω_i 为一个复常数。

1.2　阵列信号模型

大部分研究者对 MUSIC 算法的研究多以一维均匀线阵为模型,但在实际的应用场景中,一维均匀线阵难以满足实际的需求。本文研究了一种 8 臂对数螺旋麦克风阵列[16],该阵列由 8 个对数螺旋臂构成。每条对数螺旋臂的曲线表示为:

$$r(\theta) = r_1 \exp[\cot(v)\theta] \tag{3}$$

其中, r_1 为 8 个螺旋线起点组成的最小圆半径,螺旋角为 v ,为极角。exp 表示 e 的指数函数,cot 表示余切函数[17]。各个阵元对应的坐标如表 1 所示,阵列结构模型如图 1 所示。

表 1　8 臂 32 阵元对数螺旋阵坐标

Table 1　Coordinates of eight-arm 32-element logarithmic spiral array　(m)

	第 1 阵元	第 2 阵元	第 3 阵元	第 4 阵元
第 1 臂	(0,0.020 1)	(−0.048 7,0.044 8)	(−0.094 4,0.021 9)	(−0.119 8,−0.007 3)
第 2 臂	(−0.014 2,0.014 2)	(−0.006 1,−0.002 7)	(−0.082 3,−0.051 2)	(−0.079 6,−0.089 8)
第 3 臂	(−0.020 1,0)	(−0.044 8,−0.048 7)	(−0.021 9,−0.094 4)	(0.007 3,−0.119 8)
第 4 臂	(−0.014 2,−0.014 2)	(0.002 7,−0.066 1)	(0.051 2,−0.082 3)	(0.089 8,−0.079 6)
	第 1 阵元	第 2 阵元	第 3 阵元	第 4 阵元
第 5 臂	(0,−0.020 1)	(0.048 7,−0.044 8)	(0.094 4,−0.021 9)	(0.119 8,0.007 3)
第 6 臂	(0.014 2,−0.014 2)	(0.066 1,0.002 7)	(0.082 3,0.051 2)	(0.079 6,0.089 8)
第 7 臂	(0.020 1,0)	(0.044 8,0.048 7)	(0.021 9,0.094 4)	(−0.007 3,0.119 8)
第 8 臂	(0.014 2,0.014 2)	(−0.002 7,0.066 1)	(−0.051 2,0.082 3)	(−0.089 8,0.079 6)

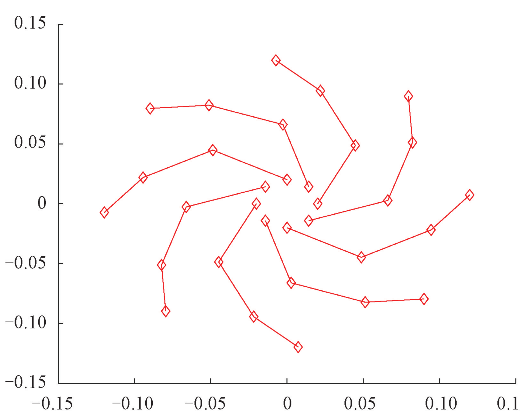

图 1　对数 32 阵元螺旋阵列结构

Fig. 1　Logarithmic 32-array element spiral array structure

考虑 N 个远场窄带相干信号入射到由 M 个阵元组成的对数螺旋阵上,其中各个信源来波方向分别为: (θ_1,φ_1), (θ_2,φ_2) ,…, (θ_N,φ_N) ,其波长为 λ, θ 表示方位角, φ 表示俯仰角。

假设信号源是窄带信号,信号可以用以下复包络形式表示:

$$\begin{cases} s_i(t) = u_i(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_0 t+\varphi_0)} \\ s_i(t-\tau) = u_i(t-\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_0(t-\tau)+\varphi_0)} \end{cases} \tag{4}$$

式中: $u_i(t)$ 是接收信号的幅度, ω_0 是信号的角频率, φ_0 是信号的初始相位。其中:

$$\omega_0 = 2\pi f = 2\pi c/\lambda \tag{5}$$

在窄带远场信号源的假设下,则有:

$$\begin{cases} u_i(t-\tau) \approx u_i(t) \\ \varphi_i(t-\tau) \approx \varphi_i(t) \end{cases} \tag{6}$$

那么有下式成立：

$$s_i(t-\tau) \approx s_i(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau} \quad i=1,2,\cdots,N \tag{7}$$

那么可以得到第 K 个麦克风阵元接收的信号：

$$x_k(t)=\sum_{i=1}^{N} g_{ki}s_i(t-\tau_{ki}) + n_k(t) k=1,2,\cdots,M \tag{8}$$

式中：g_{ki} 为第 k 个阵元对第 i 个信号的增益，$n_l(t)$ 表示第 k 个阵元在 t 时刻的噪声，τ_{ki} 表示第 i 个信号到达第 k 个阵元时相对与参考阵元的时延。

将 M 个阵元在某特定时刻接收的信号排列成列向量，那么便得到：

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{11}} & g_{12}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{12}} & \cdots & g_{1N}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{1N}} \\ g_{21}e^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{21}} & g_{22}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{22}} & \cdots & g_{2N}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{2N}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{M1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{M1}} & g_{M2}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{M2}} & \cdots & g_{MN}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{MN}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \tag{9}$$

在理想条件下，假设阵列中各个阵元是各向同性的并且不存在通道不一致，互耦等因素的影响，那么上式中的增益就可以忽略，在此假设下，式(9)可以简化为：

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{11}} & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{12}} & \cdots & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{1N}} \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{21}} & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{22}} & \cdots & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{2N}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{M1}} & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{M2}} & \cdots & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0\tau_{MN}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \tag{10}$$

将式(10)写为矢量形式则有：

$$\boldsymbol{X}(t)=\boldsymbol{A}(t)\boldsymbol{S}(t) + \boldsymbol{N}(t) \tag{11}$$

其中，$\boldsymbol{X}(t)$ 为此阵列 $M \times 1$ 维快拍数据矢量，$\boldsymbol{N}(t)$ 为阵列的 $M \times 1$ 维噪声数据矢量，$\boldsymbol{S}(t)$ 为空间信号的 $N \times 1$ 维数据矢量，$\boldsymbol{A}(t)$ 为空间阵列的 $M \times N$ 维阵列流型矩阵，并且：

$$\boldsymbol{A}=[a_1(\omega_0) \quad a_2(\omega_0) \quad \cdots \quad a_N(\omega_0)] \tag{12}$$

导向矢量可表示为：

$$a_i(\omega_0)=\begin{bmatrix} \mathrm{e}^{(-\mathrm{j}\omega_0\tau_{1i})} \\ \mathrm{e}^{(-\mathrm{j}\omega_0\tau_{2i})} \\ \vdots \\ \mathrm{e}^{(-\mathrm{j}\omega_0\tau_{Mi})} \end{bmatrix} \quad i=1,2,\cdots,N \tag{13}$$

式中：$\omega_0=2\pi f$，其中 f 为信号的频率。

由以上公式可以得知，要得到对数螺旋阵列结构的导向矢量，就只需推导出其每个阵元间的延迟表达式 τ 。

由图 2 可知，假设阵元的坐标为 $(x_k, y_k)(k=1,2,\cdots,M)$，并且假设信号入射参数为 $(\theta_i, \varphi_i)(i=1,2,\cdots,N)$，其中 θ_i 表示方位角，φ_i 表示俯仰角，阵元间的延迟表达式 τ 可以表示为：

$$\tau=\frac{1}{c}(x\cos\theta\cos\varphi + y\sin\theta\cos\varphi) \tag{14}$$

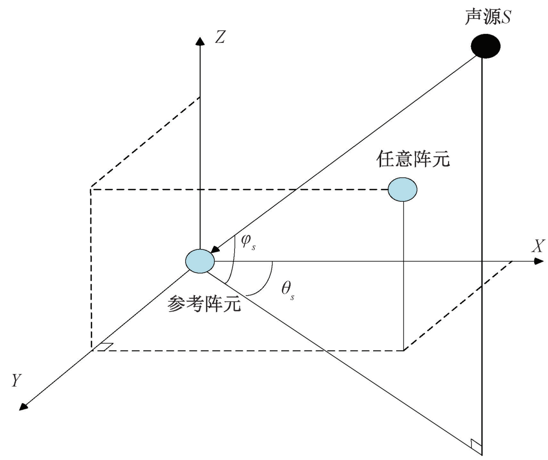

图 2　空间任意两个阵元的几何关系

Fig. 2　Schematic diagram of the geometric relationship between any two array elements in space

2　VA-MMUSIC 算法实现

2.1　虚拟阵列变换

虚拟阵列变换[18]最主要的就是将空间区域进行划分，对某个特定的区域进行细分，求出区域内的导向矢量，其中包括原阵列的导向矢量和希望变换后虚拟阵列的导向矢量，从其中的两个导向矢量中找到变换关系，本文将虚拟阵列变换技术应用到对数螺旋阵列中，实现了对数螺旋旋阵列到均匀线阵的虚拟变换。使其能够实现对相干信号的声源定位。

首先对某个观察区进行划分，可以假设信号位于区域 Θ 内，将区域 Θ 均分为：

$$\Theta=[\theta_1 \quad \theta_1+\Delta\theta \quad \theta_2+2\Delta\theta \quad \cdots \quad \theta_r-\Delta\theta \quad \theta_r] \tag{15}$$

式中：θ_1，θ_r，为左右边界，$\Delta\theta$ 为步长，则真实的对数螺旋阵列的阵列流形为：

$$\boldsymbol{A} = [a(\theta_1) \quad a(\theta_1+\Delta\theta) \quad a(\theta_1+2\Delta\theta) \quad \cdots \quad a(\theta_r)] \tag{16}$$

在相同的区域 $\boldsymbol{\Theta}$ 中，假设虚拟后的阵列流形矩阵为：

$$\bar{\boldsymbol{A}} = [\bar{a}(\theta_1) \quad \bar{a}(\theta_1+\Delta\theta) \quad \bar{a}(\theta_1+2\Delta\theta) \quad \cdots \quad \bar{a}(\theta_r)] \tag{17}$$

显然对数螺旋阵列的阵列流型矩阵 $\boldsymbol{A}$ 与虚拟阵列的阵列流型矩阵 $\bar{\boldsymbol{A}}$ 间存在一个固定的变换关系 B_k，且满足：

$$B_k^H A(\theta) = \bar{A}(\theta) \theta \in \Theta \tag{18}$$

从式(18)中可以得出以下的变换关系：

$$B_k = (\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^H)^{-1}\boldsymbol{A}\bar{\boldsymbol{A}}^H \tag{19}$$

假设本文的对数螺旋阵列的数据协方差阵为 $\hat{\boldsymbol{R}}$，环境噪声为白噪声，功率为 $\sigma^2 I$，则真实的阵列数据协方差矩阵为：

$$\hat{\boldsymbol{R}} = \boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{R}}_s\boldsymbol{A}^H + \sigma^2 I \tag{20}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{R}}_s$ 为信号矢量的自协方差矩阵。虚拟阵列的数据协方差矩阵为：

$$\bar{\boldsymbol{R}} = B_k^H \hat{\boldsymbol{R}} B_k$$
$$\bar{\boldsymbol{R}} = B_k^H(\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{R}}_S\boldsymbol{A}^H + \sigma^2 I)B_k$$
$$\bar{\boldsymbol{R}} = B_k^H A \hat{R}_S A^H B_k + \sigma^2 B_k^H B_k =$$
$$\bar{\boldsymbol{A}}\hat{\boldsymbol{R}}_S\bar{\boldsymbol{A}}^H + \sigma^2 B_k^H B_k \tag{21}$$

改进的 MMUSIC 算法就是要对阵列输出的协方差矩阵进行处理，使得信号协方差矩阵的秩得以恢复，从而能够有效地估计出信号的方位。

2.2 基于对数螺旋阵列的 VA-MMUSIC 算法

对数螺旋阵列虚拟为均匀线阵之后，输出矢量 N 次采样数据 $\boldsymbol{X} = [x(1),\cdots,x(N)]$，得到协方差矩阵的估计值为 $\bar{\boldsymbol{R}} = \boldsymbol{X}\boldsymbol{X}^H/N$，在一般情况下 $\bar{\boldsymbol{R}}$ 只是 Hermite 矩阵[19]，不是 Toeplitz 矩阵。利用 Toeplitz 性质，对 $\bar{\boldsymbol{R}}$ 矩阵进行修正，得到 Toeplitz 的协方差矩阵的估计值。在此基础上，R_X 进行特征值分解，得到噪声子空间，利用噪声子空间的特征向量代入 $\hat{P}_{MUSIC}(\theta)$。

由式(21)可知虚拟阵列得到的信号协方差矩阵[20]为：

$$\bar{\boldsymbol{R}} = B_k^H \hat{\boldsymbol{R}} B_k \tag{22}$$

令 $\boldsymbol{I}_v$ 为 $M \times M$ 的反单位阵，即：

$$\boldsymbol{I}_v = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{M\times M} \tag{23}$$

$$令\ R_X = \frac{1}{2} \times (\bar{\boldsymbol{R}} + \boldsymbol{I}_v\bar{\boldsymbol{R}}^*\boldsymbol{I}_v) \tag{24}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{R}}^*$ 为 $\bar{\boldsymbol{R}}$ 的共轭矩阵。

对 R_X 进行特征值分解：

$$R_X = U \sum U^H \tag{25}$$

对 R_X 进行特征值分解可得到信号子空间 U_s 和噪声子空间 U_N，即：

$$R_X = U_s \sum\nolimits_s U_s{}^H + U_N \sum\nolimits_N U_N{}^H \tag{26}$$

理想条件下两空间正交，得到：

$$\vec{\alpha}_s{}^H(\vec{\theta}_s, \phi_s) U_N = 0 \tag{27}$$

计算其 MUSIC 空间谱，即：

$$\hat{P}_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\vec{\alpha}^H(\vec{\theta},\varphi) U_N U_N{}^H \vec{\alpha}(\vec{\theta},\varphi)} \tag{28}$$

在 MATLAB 仿真中通过搜索谱算法找出 $\hat{P}_{MUSIC}(\theta)$ 的最大峰值，极大值所对应的角度就是算法定位出的角度。就能有效地估计出相干信号的方位信息。

3 实验验证

为了验证本文给出来的 VA-MMUSIC 算法 DOA 估计的有效性，数学模型采用 8 臂对数螺旋阵，本次仿真实验采用 8 臂对数螺旋阵列 32 阵元结构接收信号，采用 VA-MMUSIC 将其虚拟为 36 阵元的均匀线阵阵列结构，扩展了阵元数量。假设入射到 8 臂对数螺旋阵列的信号都是远场窄带相干信号，添加的噪声是高斯白噪声。

本文设计了不同入射角度的相干信号 DOA 估计的仿真实验，对比了两个相干信号入射角度较大，较小两种情况时，VA-MMUSIC 算法和 MMUSIC 算法的 DOA 估计性能，并对比了不同快拍，信噪比下，VA-MMUSIC 算法均方根误差。在仿真实验基础上，搭建实验验证平台，验证所提算法的有效性。

3.1 仿真实验

(1)实验 1

本次实验设定有两个同频相干信号分别以方位角 20°，60°，俯仰角都为 0°入射到 8 臂 32 阵元对数螺旋阵，假定变换区域为 18°～60°，对此变换区域进行细分，设置搜索步长为 0.01°，在快拍数为 1 024，信噪比为 20 dB 情况下分别对 MMUSIC 算法和 VA-MMUSIC 算法进行仿真实验，VA-MMUSIC 算法变换误差如图 3 所示，MMSUIC 算法与 VA-MMUSIC 算法效果对比如图 4 所示。

图 3 中变换误差定义如下：

$$变换误差 = \frac{|B^H A(\theta) - \bar{A}(\theta)|_F}{|\bar{A}(\theta)|_F} \tag{29}$$

式中：$A(\theta)$ 为对数螺旋阵阵列阵列流型，$\bar{A}(\theta)$ 为虚拟

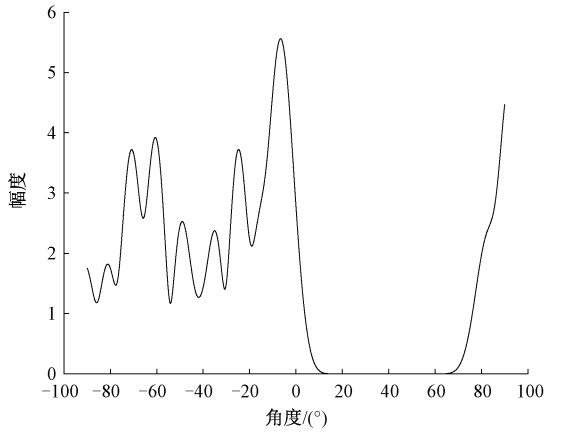

图 3　VA-MMUSIC 算法变换误差曲线

Fig. 3　VA-MMUSIC algorithm for transforming error curves

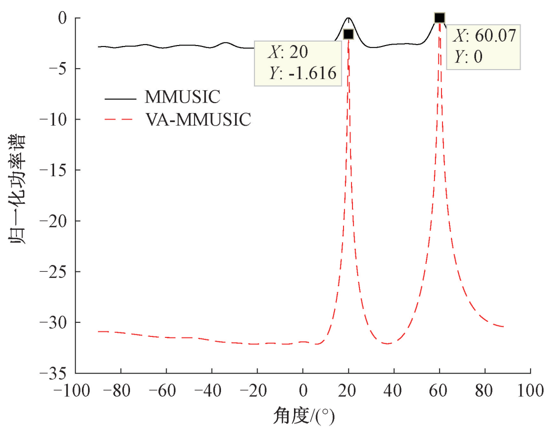

图 4　MMUSIC 算法与 VA-MMUSIC 算法效果对比

Fig. 4　Comparison of MMUSIC algorithm and VA-MMUSIC algorithm results

阵列阵列流型。

从图 3 的变换误差曲线可以清楚地看出 VA-MMUSIC 算法虽然在变换区域之外变换误差比较大,但在 18°～ 60°的变换区域内误差几乎为 0。

由图 4 可以看到,本文提出的 VA-MMUSIC 算法,与 MMUSIC 算法相比较,VA-MMUSIC 算法起振位置更低,在-30 以下开始起振,而 MMUSIC 算法从-3 以上开始起振,说明 VA-MMUSIC 算法分辨率更好,从图 4 中还可以清楚地看到 VA-MMUSIC 算法,谱峰更尖锐,并且 VA-MMUSIC 算法较 MMUSIC 算法更加平滑,没有多余的虚假峰的出现,成像效果明显更好。

(2)实验 2

本次实验设定有两个同频相干信号分别以方位角 20°,25°俯仰角都为 0°入射到 8 臂 32 阵元对数螺旋阵列,假定变换区域为 18°～25°之间,对此变换区域进行细分,设置搜索步长为 0.01°,在快拍数为 1 024,信噪比为 20 dB 情况下分别对 MMUSIC 算法和 VA-MMUSIC 算法进行仿真实验,VA-MMUSIC 算法变换误差如图 5 所示,MMSUIC 算法与 VA-MMUSIC 算法效果对比如图 6 所示。

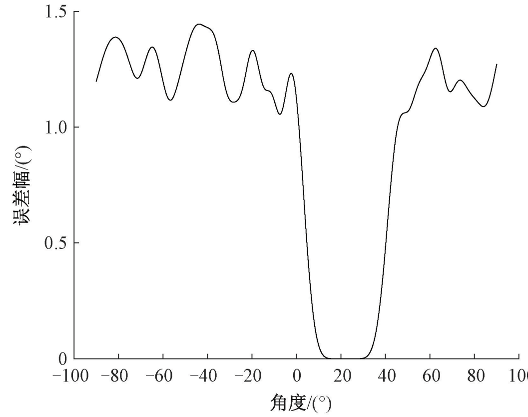

图 5　VA-MMUSIC 算法变换误差曲线

Fig. 5　VA-MMUSIC algorithm for transforming error curves

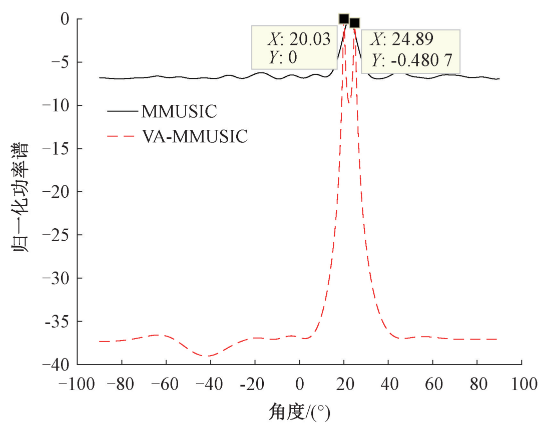

图 6　MMUSIC 算法与 VA-MMUSIC 算法效果对比

Fig. 6　Comparison of MMUSIC algorithm and VA-MMUSIC algorithm results

从图 5 的变换误差曲线可以清楚地看出 VA-MMUSIC 算法虽然在变换区域之外变换误差比较大,但在 18°～ 25°的变换区域内误差几乎为 0。

由图 6 可以看出,当假定两个相干信号源入射到对数螺旋阵的方位角间隔较小时,相比间隔较大的情况其估计精度略有下降,但谱峰依然尖锐,当两个相干信号源相距较近时,其依然能够对两个相干信号源实现 DOA 估计。验证了此 VA-MMUSIC 算法对于角度间隔较近的相干信号源仍然能够实现精确估计,而此时原 MMUSIC 算法已经不能够估计出两个相近相干信号源的方位角,对于相近的信号已经失去了其估计作用。但改进的 VA-MMUSIC 算法仍有很好的估计效果。

(3)实验 3

本次实验设定有两个同频相干信号分别以方位角

20°,24°,俯仰角都为 0°入射到对数螺旋阵列,假定变换空间在 18°~24°之间,对此变换区域进行细分,设置搜索步长为 0.01°,信噪比从 0 dB 变化至 20 dB 以每两个信噪比依次递增,快拍数分别取 256,512,1 024,每个信噪比节点做 20 次 Monte-Carlo 实验,验证此 VA-MMUSIC 算法的估计性能。

本次实验中要对两个信号进行方位角估计,每次实验的误差是两个信号估计的误差之和,那么可以定义均方根误差(RMSE)的计算公式如下:

$$RMSE_{\theta} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{20}(\hat{\theta}_k - \theta_1)^2}{20}} + \sqrt{\frac{\sum_{k_1=1}^{20}(\hat{\theta}_{k_1} - \theta_2)^2}{20}} \tag{30}$$

其中,k,k_1 为每次间隔 2 dB 做的实验次数,θ_1,θ_2 表示两个相干信号源的方位角,在本次实验中分别为 20°,24°,$\hat{\theta}_k,\hat{\theta}_{k_1}$ 表示第 k 次实验的估计值,经过共 660 次 Monte-Carlo 实验后,得到均方根误差如图 7 所示。

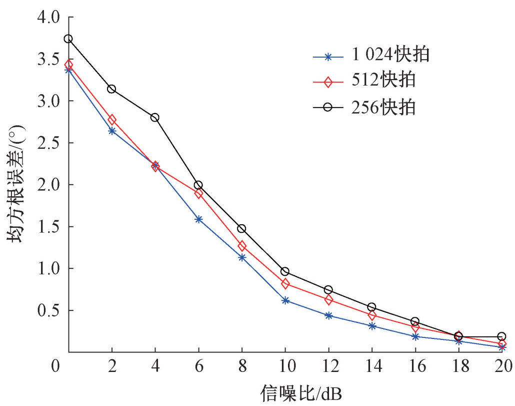

图 7　不同快拍,信噪比 VA-MMUSIC 算法均方根误差对比

Fig. 7　Comparison of the root-mean-square error of the VA-MMUSIC algorithm for different snapshots, signal-to-noise ratio

从图 7 中可以看出,随着信噪比的增加,此算法的均方根误差越来越小,说明本算法具有比较好的信号源方位角估计能力,当快拍数增加时,其均方根误差也相应的减小,说明此算法估计性能随着快拍数的增大而增大。

3.2　实验平台搭建

本次实验采用 96 通道声像仪来采集声源数据,为了与之前的仿真研究相对应,在此提取与仿真相对应的 32 阵元采集的信号数据进行实验测试。PA-AS96 通声像仪如图 8 所示。

利用 PA-AS96 通声像仪采集数据时,首先要将声像仪与上位机连接,在计算机以太网界面点击更改适配器选项,在 Internet 协议版本 4(TCP/IPV4)中设置 IP 地址,接着在上位机控制界面设置声像仪主机 IP 与相机 IP,查

图 8　PA-AS96 通声像仪

Fig. 8　PA-AS96 pass-through acoustic imaging camera

看连接状态,当显示连接成功时,可确定好发声声源的位置,点击数据录制来采集数据。本次远场相干声源测试时规定声源距离麦克风阵列的平面距离为 2.5 m,这一点在近场单声源测试点误差最大,此位置将声波视为平面波传播,为了验证基于对数螺旋阵列结构解相干算法的有效性,相干声源测试时利用两部手机同时发出同频率,同强度的正弦波声音信号。

相干声源实验搭建如图 9 所示。

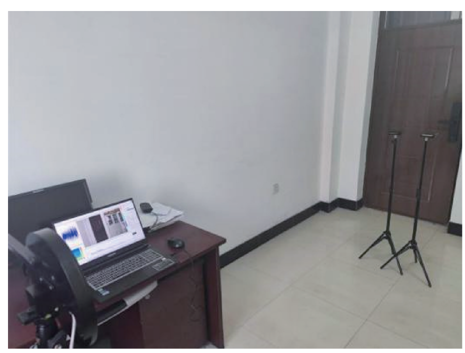

图 9　相干声源实验搭建

Fig. 9　Coherent sound source experiment

将两个发声源与麦克风阵列结构中心点垂直高度固定,设置为 1.25 m,水平方向上第 1 个发声点放置于麦克风阵列中心点左侧 5 cm 处,第 2 个发声点位于阵列中心右侧 15 cm 处,两个发声点相距 20 cm,经过计算可得知第 1 个发声点其方位角为−1.14°,第 2 个发声点其方位角为 3.43°。当发射两个同频率 3 000 Hz 正弦波时,VA-MMUSIC 算法对两个声源信号方位角估计如图 10 所示。

由图 10 可以看出,VA-MMUSIC 算法在实际环境中对相干信号谱峰搜索时,因为实验室周围环境存在噪声以及混响,实验室外时长有噪声和其他因素干扰,导致成

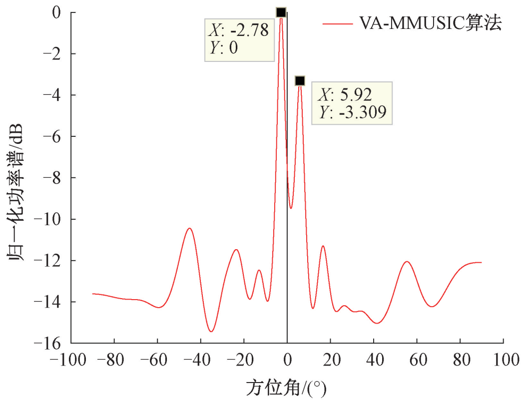

图 10 VA-MMUSIC 算法方位角估计图

Fig. 10 VA-MMUSIC algorithm azimuth estimation diagram

像不够平滑,出现少量旁峰,但该算法依然可以估计出两个相干信号源的方位角,且方位角 1 的真实位置为 −1.14°,方位角 1 误差为 1.64°,方位角 2 的真实位置为 3.43°,方位角 2 的误差为 2.49°,改进的 VA-MMUSIC 算法可以实现对两个间隔相近的信号源的方位角估计。

4 结 论

为了克服传统 MUSIC 算法无法在对数螺旋阵对相干信号 DOA 的估计,本文先构建了对数螺旋阵列的数学模型,提出一种 VA-MMUSIC 算法,并通过 MATLAB 仿真对提出的 VA-MMUSIC 算法的解相干能力进行了测试。仿真结果表明,VA-MMUSIC 算法克服了传统 MUSIC 算法无法在对数螺旋阵相干信源准确估计的缺陷,可以有效的估计出相干信号源的 DOA,并且有比较高的估计精度。当两个信号的方位角间隔比较小时,将假定的变换空间相应地缩小,就能实现两个间隔较小的信号的 DOA 估计。

参考文献

[1] MECKLENBRÄUKER C F, GERSTOFT P, ZÖCHMANN E, et al. Robust estimation of DOA from array data at low SNR[J]. Signal Processing, 2020, 166: 107262.

[2] 薛会祥,赵拥军. 基于 CS 阵列的 DOA 估计[J]. 电子测量与仪器学报,2012,26(3):208-214.
XUE H X, ZHAO Y J. DOA estimation based on compressive sampling array[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2012, 26(3): 208-214.

[3] YU H, QIU X, ZHANG X, et al. Two-dimensional direction of arrival (DOA) estimation for rectangular array via compressive sensing trilinear model[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2015, 2015.

[4] GAO Y, CHANG W, PEI Z, et al. An improved music algorithm for DOA estimation of coherent signals[J]. Sensors and Transducers, 2014, 175(7): 75-82.

[5] PARK K, SEO J. Performance analysis of music-based jammer DOA estimation technique for a misaligned antenna a array[J]. Journal of Positioning, Navigation, and Timing,2020,9(1):7-13.

[6] WANG H, CHANG Q, XU Y, et al. Estimation of interference arrival direction based on a novel space-time conversion MUSIC algorithm for GNSS receivers[J]. Sensors, 2019, 19(11): 2570.

[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 localizaion method based on improved MUSIC[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021,35(8):212-219.

[8] SHARMA K, SANTOSH S. A review on ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. International Journal of Engineering Research, 2013, 2(3): 245-254.

[9] ZHANG J, QIU T, LUAN S, et al. Bounded non-linear covariance based ESPRIT method fornoncircular signals in presence of impulsive noise[J]. Digital Signal Processing, 2019, 87(10):104-111.

[10] ZHANG H M, ZHANG H Y. Research on DOA estimation method of sonar radar target based on MUSIC algorithm[C]. Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2019, 1176(3):32001-32005.

[11] GUO X S, HUANG Y M, LI B C, et al. DOA estimation of mixed circular and non-circular signals using uniform circular array[C]. 2014 7th International Congress on Image and Signal Processing. IEEE, 2014:1043-1047.

[12] 钟诚,何培宇,卜爱华,等. 一种基于均匀圆形阵的宽带相干信号二维波达方向估计方法[J]. 四川大学学报(自然科学版),2008(3):563-567.
ZHONG CH, HE P Y, BU AI H, et al. A broadband coherent signal 2-D Boda direction estimation method based on uniform circular array[J]. Journal of Sichuan University (Natural Science Edition), 2008(3): 563-567.

[13] WANG Y M, LIU S, JIN M. Localization of coherent signals based on toeplitz matrix reconstruction in spatially colored nosie[C]. 2019 IEEE 2nd International Conference on Electronic Information and Communication

Technology (ICEICT). IEEE, 2019:160-163.

[14] 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,2005:367-385.
WANG Y L, CHEN H, PENG Y N, et al. Spatial Spectral Estimation Theory and Algorithms[M]. Beijing: Tsinghua University Press,2005:367-385.

[15] 郑超,杨志强. 空间平滑 MUSIC 算法的相干信源 DOA[J]. 火控雷达技术,2021,50(3):21-24.
ZHENG CH,YANG ZH Q. DOA estimation of coherent signal sources using spatial smoothing MUSIC algorithms[J]. Fire Control Radar Technology,2021,50(3):21-24.

[16] 华光,董亚洲,洪伟. 基于对数螺旋阵的波达方向估计[J]. 电波科学学报,2009,24(6):987-991,1008,1177.
HUA G, DONG Y ZH, HONG W. Boda direction estimation based on logarithmic spiral array[J]. Journal of Radio Wave Science, 2009, 24 (6): 987-991, 1008,1177.

[17] 陈志菲, 侯宏, 孙进才,等. 起降客机噪声源识别的平面阵设计[J]. 应用声学, 2011,30(6):427-434.
CHEN ZH F, HOU H, SUN J C, et al. Planar array design for noise source identification of landing and take-off passenger aircraft [J]. Applied Acoustics, 2011, 30(6):427-434.

[18] 王瑞革,王法栋. 基于虚拟阵列变换的共形阵列信号 DOA 估计[J]. 雷达科学与技术, 2016, 14(4): 448-452.
WANG R G,WANG F D. DOA estimation of conformal array based on virtual array transform[J]. Radar Science and Technology,2016,14(4):448-452.

[19] 张曙,李清伟. Hermite 函数展开的宽带 DOA 估计[J]. 哈尔滨工程大学学报,2012,33(9):1170-1174,1198.
ZHANG SH,LI Q W. DOA estimation of wideband signals based on the Hermite function[J]. Journal of Harbin Engineering University,2012,33(9):1170-1174,1198.

[20] 张石,许方晗,佘黎煌,等. 基于重构噪声子空间的相干信号 DOA 估计[J]. 东北大学学报,2021,42(12): 1696-1700.
ZHANG SH, XU F H, SHE L H, et al. DOA estimation of coherent signals based on reconstructed noise subspace[J]. Journal of Northeastern University, 2021, 42 (12): 1696-1700.

作者简介

周英钢(通信作者)1994 年沈阳工业大学获得学士学位,2003 年于沈阳工业大学获得硕士学位,2019 年博士毕业于沈阳工业大学,现为沈阳工业大学信息学院副教授,主要研究方向为层析成像。
E-mail: zhouyg@ sut. edu. cn

Zhou Yinggang(Corresponding author) received his B. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 1994, M. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2003 and Ph. D. degree from Shenyang University of Technology in 2019. Now he is an associate professor of the School of Information Technology of Shenyang University of Technology. His main research interest includes tomography.