

基于均匀圆阵的扩展循环 MUSIC 算法

尤国红¹, 邱天爽², 夏楠², 宋爱民², 王兆峰¹

(1.渤海大学 工学院, 辽宁 锦州 121013; 2.大连理工大学 电子信息与电气工程学部, 辽宁 大连 116024)

摘 要: 将循环平稳理论引入到均匀圆阵的波达方向估计中, 提出了一种基于圆阵的扩展循环 MUSIC 算法。同时利用信号的循环相关阵和循环共轭相关阵的信息, 有效抑制了同频带内干扰和噪声的影响, 实现了感兴趣信号与干扰信号的有效分离。仿真实验结果表明, 所提算法具有较高的波达方向估计精度和较好的多信号分辨能力, 且突破了经典 MUSIC 算法关于信源数不能超过阵元数的限制。

关键词: 均匀圆阵; 扩展循环 MUSIC 算法; 循环共轭相关阵; 波达方向

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)02-0009-07

Novel extended cyclic MUSIC algorithm based on uniform circular array

YOU Guo-hong¹, QIU Tian-shuang², XIA Nan², SONG Ai-min², WANG Zhao-feng¹

(1.College of Engineering, Bohai University, Jinzhou 121013, China;

2.Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract: By introducing cyclostationary theory into the estimation of direction of signal of arrival, a novel extended cyclic MUSIC algorithm based on uniform circular array was developed. The proposed method could eliminate both noises and interferences in the same frequency band by exploiting simultaneously the information contained in both cyclic correlation matrix and cyclic conjugate correlation matrix of the extended array data vector. It has the ability to select desired signals and ignore interferences from the received data. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm has a high DOA estimation accuracy and multi-signal resolution. On the other hand, the proposed method also breaks through the limitation of the classic MUSIC algorithm in which the number of source signal cannot be greater than the number of element in the receiving array.

Key words: uniform circular array; extended cyclic MUSIC algorithm; cyclic conjugate correlation matrix; DOA

1 引言

近年来, 阵列信号处理已经广泛应用于移动通信、雷达、声纳、生物医学等领域^[1,2], 而作为阵列信号处理重要组成部分的波达方向 (DOA) 估计问题, 则一直是学术界和工程技术领域研究的重点和热点。据文献调研, 目前大多数 DOA 估计算法是针对等间距均匀线阵^[3,4] (ULA) 设计的, 尽管这些算法能够准确地估计出 DOA 的方位角, 但当需要同时估计入射信号的方位角与俯仰角时, 基于 ULA 的 DOA 估计算法则无能为力。与 ULA 相比, 圆阵

具有许多优异的特性, 例如其可以提供全方位、无模糊的方位角信息, 同时在方位角上具有近似的各向同性^[5], 使得无论在任何方向上, 都具有近似相同的估计精度和分辨能力。更重要的是, 基于圆阵的 DOA 估计可以实现入射信号方位角与俯仰角的双角度估计。

文献中已经报道较多的基于均匀圆阵 (UCA) 的 DOA 估计^[6-9]算法。尽管这些算法能较准确地估计出信号的方位角和俯仰角, 但这些算法大多存在 2 个方面的不足: 一是算法要求信源个数只能少于天线阵的阵元数, 对于未知信源个数的应

收稿日期: 2012-06-12; 修回日期: 2013-06-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61172108, 61139001, 60872122)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61172108, 61139001, 60872122)

用情况会有所限制；二是不能实现有用信号和干扰信号的有效分离，信号的选择性不强。循环平稳特性^[10]是无线电或通信信号的重要特性之一，信号中伴随的随机噪声不具有这种特性，因此，利用信号的循环平稳特性可以更好地抑制干扰和噪声，显著提高了信号检测能力。Gardner^[10]等人最先将信号的循环平稳性引入 DOA 估计中，之后 Lee 和 Xu 等人提出了基于循环统计量的 DOA 估计方法^[11-13]。针对 UCA 条件下 DOA 估计算法在估计精度和分辨率等方面尚存在的问题，本文提出了一种针对 UCA 设计的扩展循环 MUSIC 算法（简称为 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法），该算法通过构造扩展数据矢量，同时利用循环相关矩阵和共轭循环相关阵所包含的信息，综合考虑信号的时域和空域信息，可以将信号中的随机噪声与干扰同时消除，实现了有用信号与噪声干扰的有效分离。同时，利用了较少的阵元传感器估计出更多信源的来波方向，具有较高的 DOA 估计精度和多信号分辨能力。

2 信号模型

设有 M 个阵元组成的 UCA^[14]如图 1 所示。各阵元均匀分布在半径为 r 的圆周上。假设 L 个远场窄带信号 $\mathbf{S}(t) = [s_1(t), \dots, s_L(t)]^T$ 入射到天线阵， L 个入射源的方位角 θ 和俯仰角 φ 可记为 $\{\Theta_i = (\theta_i, \varphi_i)\}_{i=1}^L$ ，其中， $\theta_i \in (0, 2\pi)$ ， $\varphi_i \in (0, \pi/2)$ 。则 UCA 阵列的数学模型可记为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

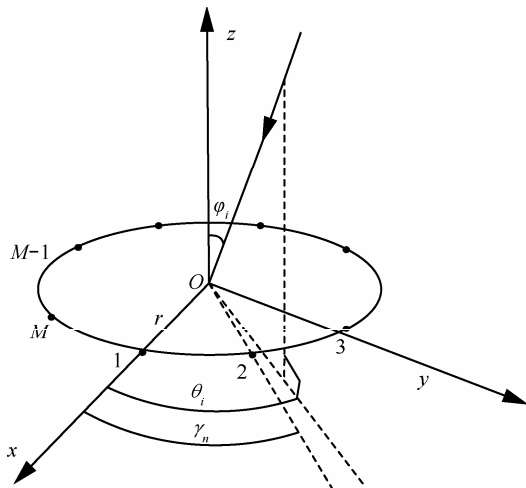


图 1 均匀圆阵示意

式(1)中， $\mathbf{X}(t) = [x_1(t), \dots, x_M(t)]^T$ 为 UCA 接收到的数据矢量； $\mathbf{S}(t) = [s_1(t), \dots, s_L(t)]^T$ 为入射信号矢量； $\mathbf{N}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$ 为均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声， $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\Theta_1), \dots, \mathbf{a}(\Theta_L)]$ 为 UCA 阵列流形，且 $\mathbf{a}(\Theta) = [e^{j\zeta \cos(\theta - \gamma_1)}, \dots, e^{j\zeta \cos(\theta - \gamma_M)}]^T$ 为导向矢量。其中， $\gamma_{n+1} = \frac{2\pi n}{M}$ 为第 n 个阵元与圆心之间的连线和 x 轴的夹角， $\zeta = \frac{2\pi r}{\lambda} \sin \varphi$ ， $n = 0, \dots, M-1$ 。

3 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法

3.1 信号的循环平稳特性

假定 L 个远场窄带信号源入射到 UCA，若其中 K_a 个非相干独立源 $s_1(t), \dots, s_{K_a}(t)$ 是指定循环频率为 ε 的循环平稳信号，其他 $L - K_a$ 个信号的循环频率不为 ε 或者不具有循环平稳特性，则入射信号 $\mathbf{S}(t)$ 在循环频率 ε 的循环自相关和循环共轭自相关^[10]可分别表示为

$$\mathbf{R}_{SS}^\varepsilon(\tau) = \langle \mathbf{S}(t+\tau/2)\mathbf{S}^H(t-\tau/2)e^{-j2\pi\varepsilon t} \rangle_t \quad (2)$$

$$\mathbf{R}_{SS^*}^\varepsilon(\tau) = \langle \mathbf{S}(t+\tau/2)\mathbf{S}^T(t-\tau/2)e^{-j2\pi\varepsilon t} \rangle_t \quad (3)$$

其中， $\langle \cdot \rangle_t$ 表示时间平均，上标 H 和 T 分别表示共轭转置和转置。同理，由式(1)可知，阵列输出信号 $\mathbf{X}(t)$ 的循环自相关和循环共轭自相关可分别表示为

$$\mathbf{R}_{XX}^\varepsilon(\tau) = \langle \mathbf{X}(t+\tau/2)\mathbf{X}^H(t-\tau/2)e^{-j2\pi\varepsilon t} \rangle_t \quad (4)$$

$$\mathbf{R}_{XX^*}^\varepsilon(\tau) = \langle \mathbf{X}(t+\tau/2)\mathbf{X}^T(t-\tau/2)e^{-j2\pi\varepsilon t} \rangle_t \quad (5)$$

3.2 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法

本文提出了一种扩展的循环 MUSIC 算法，因为只有 K_a 个非相干独立源 $s_1(t), \dots, s_{K_a}(t)$ 是本文指定循环频率为 ε 的循环平稳信号，首先构造扩展数据矢量如下

$$\mathbf{Y}_{CE}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}(t) \\ \mathbf{X}^*(t) \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{K_a} C(\Theta_k) \begin{bmatrix} s_k(t) \\ s_k^*(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}(t) \\ \mathbf{N}^*(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中， $C(\Theta) = [\mathbf{a}_1(\Theta) \quad \mathbf{a}_2(\Theta)]$ ， $\mathbf{a}_1(\Theta) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\Theta) \\ \boldsymbol{\theta} \end{bmatrix}$ ，

$$\mathbf{a}_2(\Theta) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \mathbf{a}^*(\Theta) \end{bmatrix}。$$

对扩展数据矢量 $\mathbf{Y}_{CE}(t)$ 直接求循环自相关可

得阵元域循环自相关阵 $\mathbf{R}_{CE}^\varepsilon$ 如下

$$\mathbf{R}_{CE}^\varepsilon = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{I}_{2M}^\varepsilon(t_n) \mathbf{Y}_{CE}(t_n + \tau/2) \mathbf{Y}_{CE}^H(t_n - \tau/2) \quad (7)$$

其中, $\mathbf{I}_{2M}^\varepsilon(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M e^{-j2\pi\varepsilon t} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_M e^{-j2\pi\varepsilon t} \end{bmatrix}$ 。根据扩展数据

矢量式(6), 扩展循环相关阵 $\mathbf{R}_{CE}^\varepsilon$ 可进一步转化为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{CE}^\varepsilon &= \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{XX}^\varepsilon(\tau) & \mathbf{R}_{XX^*}^\varepsilon(\tau) \\ \mathbf{R}_{XX^*}^{\varepsilon*}(\tau) & \mathbf{R}_{XX}^{\varepsilon*}(\tau) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{SS}^\varepsilon(\tau) & \mathbf{R}_{SS^*}^\varepsilon(\tau) \\ \mathbf{R}_{SS^*}^{\varepsilon*}(\tau) & \mathbf{R}_{SS}^{\varepsilon*}(\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}^* \end{bmatrix}^H \end{aligned} \quad (8)$$

由于 UCA 的阵列流形不符合 Vandermonde 结构, 这使得许多基于 ULA 的优良算法并不能直接应用于 UCA。解决这个问题方法一般有 2 种: 一种是模式空间算法, 即采用相位模式激励法将 UCA 的阵列流型变换成与 ULA 的阵列流型相似的形式, 然后再进行估计, 如 UCA-RB-MUSIC 算法、UCA-ESPRIT 算法; 另一种就是利用内插阵列变换实现对特殊阵列的处理。本文利用相位模式激励法将 UCA 转化为虚拟均匀线阵 (VULA), 从而 UCA 阵列数学模型 $\mathbf{X}(t)$ 经过模式空间变换后的输出矢量 $\mathbf{Y}(t)$ 为

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{F}_r^H \mathbf{X}(t) = \mathbf{B} \mathbf{S}(t) + \mathbf{F}_r^H \mathbf{N}(t) \quad (9)$$

其中, $\mathbf{B} = \mathbf{F}_r^H \mathbf{A}$, $\mathbf{F}_r^H = \mathbf{W}^H \mathbf{C}_v \mathbf{V}^H$ 为波束形成矩阵, 其中, \mathbf{W} 、 \mathbf{C}_v 和 \mathbf{V} 的详细说明请参见文献[15]。经过上述模式空间变换, 可以直接利用 $\mathbf{Y}(t)$ 作为观测信号而依据 ULA 的模式进行 DOA 估计。同理可得

$$\mathbf{Y}^*(t) = \mathbf{F}_r^T \mathbf{X}^*(t) = \mathbf{B}^* \mathbf{S}^*(t) + \mathbf{F}_r^T \mathbf{N}^*(t) \quad (10)$$

则本文构造的扩展数据矢量(式(6))经过模式空间变换后的扩展数学模型为

$$\mathbf{Z}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(t) \\ \mathbf{Y}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H \mathbf{X}(t) \\ \mathbf{F}_r^T \mathbf{X}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}(t) \\ \mathbf{X}^*(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

对上式求循环相关, 可得波束域的扩展循环相关阵:

$$\mathbf{R}_{ZZ}^\varepsilon = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{XX}^\varepsilon(\tau) & \mathbf{R}_{XX^*}^\varepsilon(\tau) \\ \mathbf{R}_{XX^*}^{\varepsilon*}(\tau) & \mathbf{R}_{XX}^{\varepsilon*}(\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_r^T \end{bmatrix}^H \quad (12)$$

将式(12)进一步转化为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ZZ}^\varepsilon &= \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{SS}^\varepsilon(\tau) & \mathbf{R}_{SS^*}^\varepsilon(\tau) \\ \mathbf{R}_{SS^*}^{\varepsilon*}(\tau) & \mathbf{R}_{SS}^{\varepsilon*}(\tau) \end{bmatrix} \\ &\quad \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}^* \end{bmatrix}^H \end{aligned} \quad (13)$$

$$\text{令 } \mathbf{B}_Z = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}^* \end{bmatrix}, \mathbf{F}_Z = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_r^H & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_r^T \end{bmatrix}。 \mathbf{B}_Z$$

为扩展数据矢量经过模式空间变换后的实值波束空间阵列流型, 而 $\mathbf{b}_Z(\theta) = \mathbf{F}_Z \mathbf{C}(\theta)$ 为 \mathbf{B}_Z 的列向量。

假设 $2K < M$, K 为模式空间变换过程中的相位模式数, 则 $K' = 2K + 1$ 为阵列可激发的最大相位模式。对 $\mathbf{R}_{ZZ}^\varepsilon (2K' \times 2K')$ 进行实质特征值分解, 可得到 $2K'$ 个特征值, 其中, K_a 个较大非零的特征值对应的特征向量构成信号子空间, 而其余的 $2K' - K_a$ 个零特征值 (实际上是较小的特征值) 对应的特征向量构成噪声子空间 \mathbf{U}_n 。因为经过模式空间变换后的阵列流型 \mathbf{B}_Z 具有类似 Vandermonde 结构, 所以信号子空间和噪声子空间满足正交关系。根据 MUSIC 算法准则, 并结合相位模式激励法的可激励的最大相位模式准则, 本文算法可估计的信号源个数 N_s 为 $(K' - 1) \leq N_s \leq 2(K' - 1)$ 。由此可见, 本文提出的算法可以利用较少的阵元个数估计出更多信号源的 DOA。此外, 与阵元域的 MUSIC 算法不同, 阵元域 MUSIC 算法的相关阵是复数的, 要求对复协方差阵进行特征值分解, 而经过模式空间变换后的波束域循环 MUSIC 算法的循环 (或循环共轭) 自相关阵是实值的, 只需对循环相关阵进行实值特征值分解并构造空间谱, 再进行谱峰搜索即可得 DOA 估计值, 计算复杂性降低。

由扩展的数学模型(6)可知, 对于每一个波达方向 θ_k 都包括 2 个信号成分: 非共轭信号成分和共轭信号成分。也就是说, 每个信号源都可以认为由非共轭信号成分和共轭信号成分组成。而这 2 个成分可以看作是具有相同 DOA 的 2 个信源。为了同时利用这 2 个信号成分的信息, 本文定义了如下扩展归一化方向矢量

$$\mathbf{b}(\theta, \mathbf{c}) = \frac{\mathbf{b}_Z(\theta) \mathbf{c}}{\|\mathbf{b}_Z(\theta) \mathbf{c}\|} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2]^T$ 为未知系数, 根据子空间算法准则, 期望信号的 DOA 可由下式给出。

$$\bar{P}(\theta, c) = \|U_n^H b(\theta, c)\|^2 \quad (15)$$

其中, U_n 为噪声子空间。如何确定 θ 和 c 的值使得 $\bar{P}(\theta, c)$ 最小是本文算法的关键问题。据此定义 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法的空间谱函数如下

$$P(\theta) = \left[\min_c \frac{c^H b_z^H(\theta) U_n U_n^H b_z(\theta) c}{c^H b_z^H(\theta) b_z(\theta) c} \right]^{-1} \quad (16)$$

通过对式(16)寻找谱峰(即 $P(\theta)$ 的最大值), 即可得到 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法的 DOA 估计。因为 $b_z^H(\theta) b_z(\theta)$ 是单位阵, 方括号内的最小值就是 $P(\theta) = b_z^H(\theta) U_n U_n^H b_z(\theta)$ 的最小特征值, 而最小的向量 c 就是相应的特征向量。令

$$U_n = \begin{bmatrix} U_{n_1}^T & U_{n_2}^T \end{bmatrix}^T \quad (17)$$

其中, U_{n_1} 和 U_{n_2} 是具有相同维数的噪声空间 U_n 的子阵。则 2×2 矩阵 $P(\theta)$ 可以表示为

$$P(\theta) = b_z^H(\theta) \begin{bmatrix} U_{n_1} U_{n_1}^H & U_{n_1} U_{n_2}^H \\ U_{n_2} U_{n_1}^H & U_{n_2} U_{n_2}^H \end{bmatrix} b_z(\theta) \quad (18)$$

通过计算 $P(\theta)$ 的特征值表达式, 可以得到 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法的空间谱为

$$P(\theta) = \frac{1}{b_z^H(\theta) U_n U_n^H b_z(\theta) - \|b_z^T(\theta) U_{n_2} U_{n_1}^H b_z(\theta)\|} \quad (19)$$

由式(12)可以看出, 当循环相关阵和共轭循环相关阵均不为零时, 本文算法的估计性能要高于波束域的循环 MUSIC^[16]算法, 而当其中一个循环相关阵为零时, 本文的算法就退化为波束域的循环 MUSIC 算法, 由此, 波束域循环 MUSIC 算法可以看成是本文算法的特例。

4 仿真实验及分析

实验采用 $M=8$ 阵元 UCA 智能天线, 阵元可激励的最大相位模式 $K'=7$ 。在视距传播条件下, 无线电监测距离半径为 30 km 左右, 同时考虑信道损耗以及其他因素的影响, 取天线高度为 60 m。入射源为等功率的 BPSK 信号; 加入均值为 0、方差为 1 的高斯白噪声。

仿真实验 1 二维 DOA 估计

假设 3 个独立的等功率远场窄带 BPSK 信号入射到 UCA, 其中, 2 个期望信号 (SOI) 的载频均为 $f_{c_1}=100$ MHz, 入射角为 $(10^\circ, 20^\circ)$ 和 $(30^\circ, 50^\circ)$ 。干扰信号 (SNOI) 的载频为 $f_{c_2}=80$ MHz, 入射角

为 $(50^\circ, 60^\circ)$ 。BPSK 信号的循环频率^[17]为

$$\varepsilon = \pm 2f_0 + \frac{k}{T_c} \quad (k=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

其中, f_0 为信号的载频, T_c 为信号的波特率, 仿真中循环频率 $\varepsilon = 2f_{c_1}$ 。对于未知循环频率的信号, 可采用文献[18]提出的 Dandawate-Giannakis 法估计出信号的循环频率, 再利用本文算法进行 DOA 估计。入射源 DOA 估计的样本均方根误差

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{NK_\alpha} \sum_{m=1}^{K_\alpha} \sum_{n=1}^N (\hat{\theta}_{mm} - \theta_m)^2}, \hat{\theta}_{mm} \text{ 为第 } m \text{ 个期望信号第 } n \text{ 次实验的估计值, } N \text{ 为实验总次数。}$$

图 2 为 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法与 B-Cyclic-MUSIC^[16]算法期望信号方位角和俯仰角估计的均方根误差随快拍数变化关系曲线, 信噪比为 12 dB, 每个快拍进行 500 次独立的 Monte-Carlo 仿真实验。由图 2 可见, 算法的性能与快拍数的大小有关, 当快拍数较小时, 算法不能完全抑制噪声, 当快拍数达到 500 时, 2 种算法的均方根误差都趋于稳定。对本文算法进行仿真实验时, 快拍数取值应大于 500。本文以下仿真实验中快拍数取为 600。

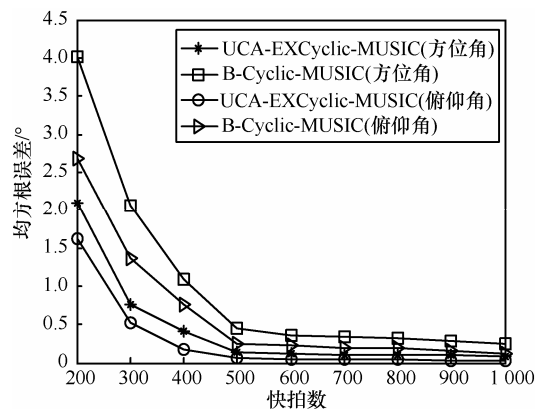


图 2 快拍数对方位角和俯仰角估计的影响

图 3 为 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法与 B-Cyclic-MUSIC 算法的均方根误差随信噪比变化关系曲线。入射信号与入射角同上, 快拍数为 600。图 3 表明, 随着信噪比的增加, 2 种算法的抗噪声性能均越来越好, 但在较低信噪比情况下, 本文的算法要显著好于 B-Cyclic-MUSIC 算法, 由图可见, 当信噪比达到 10 dB 时, 本文算法已经能够以较高的精度估计出信号的方位角和俯仰角, 而 B-Cyclic-MUSIC 算法方位角和俯仰角的估计仍然存在着较大的均方根误差。

图 4 直观地给出了 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法、

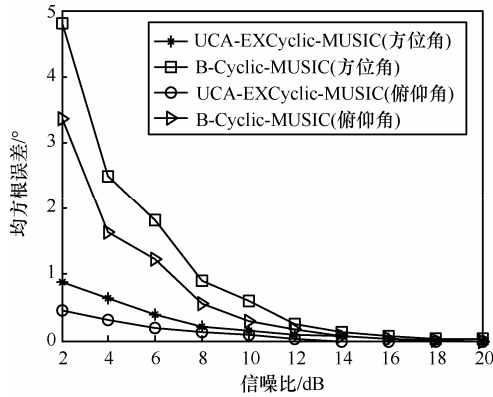
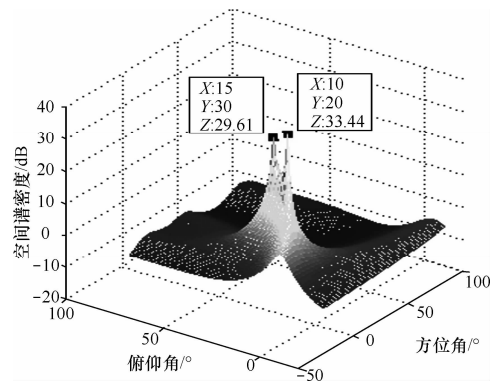
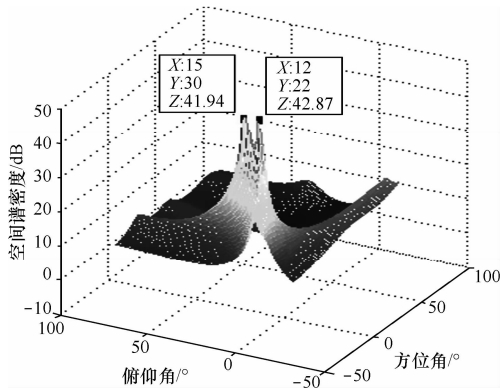


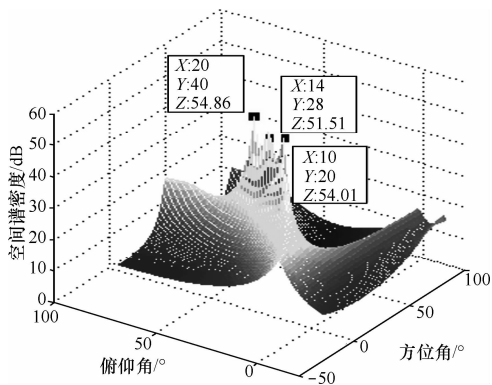
图 3 信噪比对方位角和俯仰角估计的影响



(a) UCA-EXCyclic-MUSIC 二维谱估计



(b) B-Cyclic-MUSIC 二维谱估计



(c) UCA-RB-MUSIC 二维谱估计

图 4 3 种算法的方位角和俯仰角估计结果

B-Cyclic-MUSIC 算法与 UCA-RB-MUSIC^[15]算法在入射角度比较接近情况下角度估计分辨率的比较。仿真条件为：期望信号的入射角分别为(10°, 20°)和(15°, 30°)，干扰信号的入射角度为(20°, 40°)，信噪比为 10 dB 的高斯白噪声。

图 4 表明，UCA-EXCyclic-MUSIC 算法具有良好的信号选择性，可以很好地抑制同频带干扰与噪声，准确地估计出期望信号的入射角。B-Cyclic-MUSIC 算法可以很好地抑制干扰噪声，但是当入射角度比较接近时，其 DOA 估计出现了较大的误差。而 UCA-RB-MUSIC 算法虽能估计出 3 个信号的入射角，但无法区分期望信号与干扰信号。

仿真实验 2 一维 DOA 估计

假设 3 个信源与阵元共面（即俯仰角均为 90°）入射到 5 阵元 UCA。2 个空间上接近的期望 BPSK 信号分别以 10°和 14°的方位角入射，干扰信号的方位角为 18°，图 5 给出了 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法、B-Cyclic-MUSIC 算法与 UCA-RB-MUSIC 算法的一维 DOA 估计。

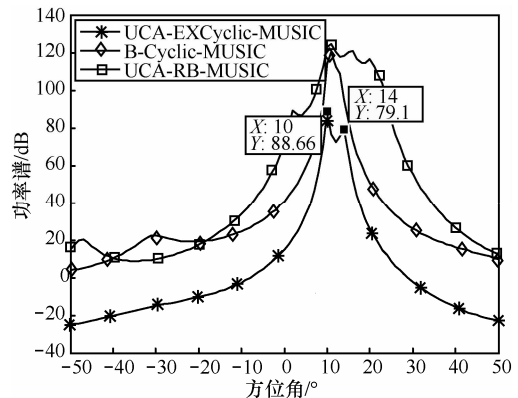


图 5 高分辨率方位角估计

由图 5 可见，当信源与阵元共面且多个入射信号的方位角比较接近时，B-Cyclic-MUSIC 算法与 UCA-RB-MUSIC 算法已经不能分辨出 2 个期望信号的入射角，而本文算法在抑制干扰和噪声的同时，可以准确估计出 2 个期望信号的方位角，是一种高分辨率的 DOA 估计算法。

图 6 给出了 UCA-EXCyclic-MUSIC 算法与 B-Cyclic-MUSIC 算法方位角均方根误差随 2 个期望信号之间角度间隔变化的关系曲线。其中第一个期望信号的入射角为 10°，第 2 个期望信号的入射角度为 10°+ δ ， δ 从 1°~10°变化，干扰信号的入射角度仍为 18°。由图 6 可知，本文算法在 $\delta=3^\circ$ 时，DOA 估计

的成功率已经超过 70%。只要两期望信号的入射角度间隔满足 $\delta \geq 4^\circ$ ，则本文算法就能准确地估计出两入射信号的 DOA。由此可见，与 B-Cyclic-MUSIC 算法相比，本文算法具有更高的角度分辨率。

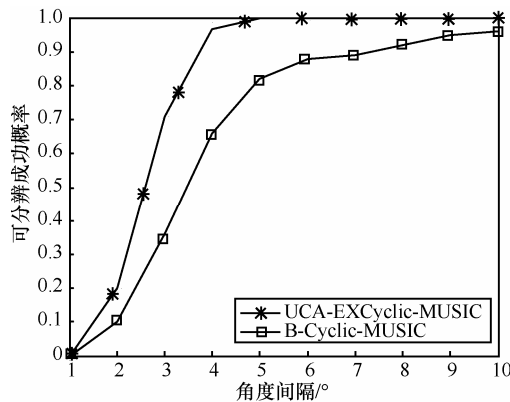


图 6 均方根误差随角度间隔变化曲线

设有 8 个远场窄带 BPSK 信号入射到 5 阵元的均匀圆阵，其中 6 个期望信号的载频 $f_{c1}=100$ MHz，入射角为 -70° 、 -40° 、 -30° 、 10° 、 50° 、 90° 。2 个干扰信号的载频为 $f_{c2}=80$ MHz 入射角为 30° 和 70° 。循环频率 $\epsilon=2f_{c1}$ ，信噪比为 10 dB，独立仿真 20 次。图 7 表明在阵元数为 5 时，本文算法很好抑制了噪声和 2 个干扰信号，能准确地估计出 6 个期望信号的入射角。而 B-Cyclic-MUSIC 算法和 UCA-RB-MUSIC 算法都要求信源个数不能超过阵列传感器个数。本文算法具有更好的多信号 DOA 分辨能力。

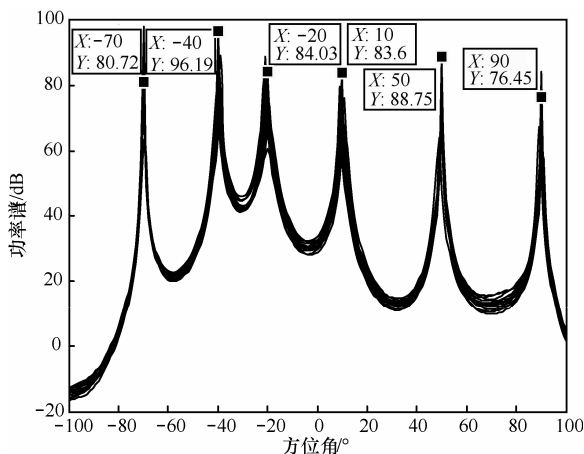


图 7 多信号分辨能力

5 结束语

本文提出了一种基于 UCA 的扩展循环 MUSIC 算法。该算法将循环平稳理论应用于 UCA 的 DOA

估计中，通过构造扩展数学模型，定义扩展归一化方向矢量，充分利用了非共轭信号成分与共轭信号成分的信息，利用信号的循环平稳特性有效实现了信号和干扰噪声的分离。仿真实验表明，相对于 B-Cyclic-MUSIC 算法和 UCA-RB-MUSIC 算法而言，本文算法具有较高的 DOA 估计精度和较好的多信号 DOA 的分辨能力，并且突破了上述经典算法关于信源数不能超过阵元数的限制，具有更广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] KRIM H, VIBERG M. Two decades of array signal processing research: the parametric approach[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(4):67-94.
- [2] WAN F, ZHU W P, SWAMY M N S. Spatial extrapolation-based blind DOA estimation approach for closely spaced sources[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(2):569-582.
- [3] 罗蓬, 刘开华, 于洁潇等. 相干宽带线性调频信号的波达方向估计新方法[J].通信学报, 2012, 33(3): 122-129.
LUO P, LIU K H, YU J X, *et al.* Novel DOA estimation method for coherent wideband LFM signals[J]. Journal on Communications, 2012, 33(3): 122-129.
- [4] 兰天, 邱天爽, 杨娇. 脉冲噪声环境下循环 ESPRIT 新方法[J]. 通信学报, 2010, 31(9): 88-92.
LAN T, QIU T S, YANG J. New cyclic-ESPRIT algorithms in impulsive noise environment[J]. Journal on Communications, 2010, 31(9): 88-92.
- [5] FUCHS J J. On the application of global matched filter to DOA estimation with uniform circular array[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(4):702-709.
- [6] 王鼎, 吴瑛. 基于均匀圆阵的二维 ESPRIT 算法研究[J].通信学报, 2006, 27(9): 89-95.
WANG D, WU Y. 2-D ESPRIT algorithm research based on uniform circular array[J]. Journal on Communications, 2006, 27(9):89-95.
- [7] 赵益民, 王琦, 路宏敏. 一种新的 DOA 估计方法[J]. 电子学报, 2011, 39(6): 1428-1430.
ZHAO Y M, WANG Q, LU H M. Novel estimation technique of DOA[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(6): 1428-1430.
- [8] WANG B H, HUI H T. Decoupled 2D direction of arrival estimation using compact uniform circular arrays in the presence of elevation-dependent mutual coupling[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2010, 58(3):747-755.
- [9] 陶建武, 石要武, 常文秀. 基于均匀圆阵的扩展信号二维方向角估计[J].通信学报, 2003, 24(11):10-17.
TAO J W, SHI Y W, CHANG W X. The estimation of 2-D DOA of scattered sources with UCAs[J]. Journal on Communications, 2003,

- 24(11):10-17.
- [10] GARDNER W A. Simplification of MUSIC and ESPRIT by exploitation of cyclostationarity[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 76(7):845-847.
- [11] LEE J H, LEE Y T. A novel direction-finding method for cyclostationary signals[J]. Signal Processing, 2001, 81(6):1317-1323.
- [12] XU G H, KAILATH T. Direction-of-arrival estimation via exploitation of cyclostationary-a combination of temporal and spatial processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7):1775-1786.
- [13] YAN H Q, FAN H. Improved cyclic and conjugate cyclic MUSIC[A]. 2004 Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop[C]. 2004.289-293
- [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,2004.
WANG Y L, CHEN H, PENG Y N, *et al.* Space Spectral Estimation Theory and Algorithms[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.
- [15] MATHEWS C P, ZOLTOWSKI M D. Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994,42 (9):2395-2407.
- [16] YANG Y G, HUANG X T, ZHOU Z M. A new method of direction find for cyclostationary signal sources with uniform circular array[A]. 2004 7th International Conference on Signal Processing (ICOSP 2004)[C]. Beijing, China, 2004.431-434.
- [17] GARDNER W A, BROWN W A, CHEN C K. Spectral correlation of modulated signals: Part II-digital modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, 35(6):595-601.
- [18] DANDAWATE A V, GIANNAKIS G B. Statistical tests for presence

of cyclostationarity[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(9):2355-2369.

作者简介:



尤国红(1981-), 女, 吉林榆树人, 渤海大学讲师, 主要研究方向为射频信号处理等。



邱天爽(1954-), 男, 江苏海门人, 博士, 大连理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为数字信号处理等。

夏楠(1983-), 男, 辽宁大连人, 博士, 主要研究方向为通信信号处理等。

宋爱民(1978-), 男, 辽宁大连人, 大连理工大学博士生, 主要研究方向为非高斯信号处理。

王兆峰(1982-), 男, 辽宁锦州人, 博士, 主要研究方向为自动控制理论。