

文章编号: 2095-4980(2019)03-0462-07

基于嵌套阵列的稀疏表示稳健波束形成方法

周荣艳¹, 李 孟¹, 谭伟杰²

(1.南阳理工学院 计算机与信息工程学院, 河南 南阳 473000; 2.西北工业大学 航海学院, 陕西 西安 710072)

摘要: 针对波束形成中目标方位失配以及噪声加干扰的协方差矩阵非精确重构造造成的波束形成方法性能下降的问题, 提出一种基于嵌套阵列的稀疏表示稳健波束形成方法。在该方法中, 计算嵌套阵的采样协方差矩阵, 通过差合作阵处理得到一孔径扩展的虚拟均匀线列阵; 基于稀疏表示的方法来估计目标以及干扰的准确方位信息; 进一步利用得到的方位信息构造导向矢量, 通过最小二乘法计算干扰信号的精确功率值; 最后重构干扰加噪声协方差矩阵, 通过波束形成实现干扰抑制。数值仿真表明, 所提方法有效提升了干扰加噪声协方差矩阵重构精确度, 在不同信噪比和快拍数条件下, 输出信噪比都能逼近最优信干噪比, 验证了该算法的有效性。

关键词: 嵌套阵; 阵列孔径扩展; 稀疏表示; 稳健波束形成

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201903.0462

Sparsity-based robust beamforming method using nested array

ZHOU Rongyan¹, LI Meng¹, TAN Weijie²

(1.College of Computer and Information Engineering, Nanyang Institute of Technology, Nanyang Henan 473000, China;
2.School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an Shaanxi 710072, China)

Abstract: In order to accurately estimate the target azimuth and recovery noise-plus-interference covariance matrix in beamforming, a robust beamforming method based on sparse representation is proposed under the nested array structure. In the proposed method, firstly, the sampled covariance matrix of the nested array is calculated, and a large-aperture virtual uniform line array is obtained by difference co-array processing. Then, the accurate information of the azimuth of the target is estimated based on a sparse representation method. Using the azimuth information, the power value of the interference signal can be calculated by the least squares method. After obtaining the accurate azimuth information and the power value of the interference, the interference plus noise covariance matrix is further reconstructed, and finally the interference suppression is obtained by beamforming method. Experimental simulation shows that the output Signal to Interference plus Noise Ratio(SINR) can approach the optimal output of SINR under different SNR and snapshots, which verifies the effectiveness of the proposed method.

Keywords: nested array; aperture expansion; sparse representation; robust beamforming

自适应波束形成技术是阵列信号处理中的关键技术, 其广泛地应用于雷达、通信、声呐、水下通信、远程遥感、射电天文、医学影像等场景^[1-2]。波束形成技术目的在于抑制干扰信号的同时最大程度地保留期望信号的输出。在波束形成方法中, Capon 方法是最经典的方法^[3], 因其具有高的角度分辨能力, 以及优越的干扰抑制性能而受到广泛关注。Capon 方法是以精确已知期望信号的方位信息为前提, 而实际中精确的方位信息获取并不容易, 通过估计得到的方位信息常常与真实值存在一定误差, 即存在失配现象。另外, 波束形成中, 常常用采样协方差矩阵代替干扰加噪声协方差矩阵, 实际采样协方差矩阵中不可避免地包含信号分量时, 尤其是在高信噪比情况下, 在抑制干扰的同时也一定程度上抑制了期望信号的输出, 这会使波束形成的性能下降。如何设计具有稳健性能的波束形成算法一直是研究者孜孜以求的目标。

针对上述问题, 研究者们提出了诸多稳健性波束形成算法。通过精确重构干扰加噪声协方差矩阵来提升

收稿日期: 2018-09-30; 修回日期: 2018-12-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61371058); 河南省科技厅科技攻关资助项目(1421002210552); 河南省高等学校重点科研资助项目(16A510007)

波束形成的稳健性能是最主要的一类方法^[4-7]。文献[4]假定期望信号和干扰是分离的，通过在干扰来波方向(即期望信号之外的区域)的空域进行 Capon 空间谱估计积分，得到干扰加噪声协方差矩阵。但是其对角度失配误差仍然较为敏感，致使主波束无法对准期望信号，从而削弱了输出期望信号功率。文献[5]通过稀疏表示的方法重构干扰加噪声协方差矩阵，利用空域信号的稀疏性，来重构协方差矩阵，通过移除信号的成分，得到干扰与噪声协方差矩阵。为了进一步减少计算量，将重构过程中的积分问题转化为一个累加的形式，干扰矩阵的重构是通过干扰的导向矢量和其外积的累加和得到。文献[6]通过估计期望信号功率来重构干扰加噪声协方差矩阵。虽然具有良好的抗强期望信号背景的能力，但随着信噪比的变化，该算法在干扰信号方向存在信号自消的现象，甚至严重时变成了非自适应的算法。文献[7]提出基于协方差矩阵重构的波束形成方法，该算法不足之处在于，Capon 空间功率谱的准确性会对波束形成结果影响很大。文献[8]提出空间投影方法，该方法的性能受到限制，其主要原因是信号子空间可能受到噪声子空间的覆盖，从而使其性能下降。文献[9]提出基于最差情况下的性能优化原则，通过对真实导向矢量和假定导向矢量间的差范数(即失配量的范数)来设置上限，进一步限定导向矢量的不确定性集合，以减小信号失配带来的影响。尽管如此，这些方法都是基于假定阵列为均匀线列阵，对于稀疏阵型下的波束形成方法研究并不多^[10]。最近有 2 种稀疏阵列受到广泛关注，一种为嵌套阵^[11-14]，一种为互素阵^[15-16]，相比传统的最小冗余阵，这 2 种阵型具有精确的闭式结构，不需要通过搜索来得到阵元位置。而且在同样多的物理阵元情况下，相较于传统均匀线列阵能够提供更多的自由度，具有更大的阵列孔径。在阵列信号处理中，能够在降低成本的同时，如何充分利用稀疏阵列来提高波束形成的性能是一个值得研究的问题。

基于嵌套阵型结构，本文提出一种基于稀疏重构法的稳健自适应波束形成方法。采用嵌套阵列构建的合作阵来进行孔径扩展。利用稀疏表示的方法能够准确得到估计目标和干扰的方位信息，从而为精确重构干扰加噪声的协方差矩阵提供保证。在此基础上，通过最小二乘方法计算干扰信号的精确功率值，结合干扰的方位信息以及功率值，精确重构干扰加噪声的协方差矩阵，最终实现干扰抑制的目的。最后通过数值仿真验证了该方法的有效性和优越性。

1 嵌套阵列模型及问题描述



Fig.1 2-D nested linear array
图 1 二维嵌套阵列阵型结构图

考虑包含 $Q (Q = N_1 + N_2)$ 个阵元的二维嵌套阵列，阵列结构如图 1 所示。其中，第一层均匀线列子阵由阵元间距为 d_1 的 N_1 个阵元组成，这里 $d_1 = d$ ， d 等于载波的半波长；第二层均匀线列子阵由阵元间距为 d_2 的 N_2 个阵元组成，这里 $d_2 = (N_1 + 1)d_1$ 。子阵 1 和子阵 2 之间的间距为 d 。

假定期望信号 $s_d(t)$ 和 I 个干扰信号 $s_i(t)$ 从远场 $[\theta_d, \theta_1, \dots, \theta_I]$ 入射到嵌套阵列，期望信号和干扰信号相互独立且为窄带信号。期望信号的导向矢量表示为 $\mathbf{a}(\theta_d)$ ，第 i 个干扰信号的导向矢量为 $\mathbf{a}(\theta_i), i=1, 2, \dots, I$ 。在采样时刻 t ，嵌套阵列接收到的阵列信号 $\mathbf{x}(t)$ 可以表示为：

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \tag{1}$$

式中： $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_d), \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_I)]$ 为阵列流型矩阵，其中包含了期望信号和干扰信号的导向矢量， $\mathbf{a}(\theta_k) = [1, e^{j2\pi l_2 / \lambda \sin \theta_k}, \dots, e^{j2\pi l_Q / \lambda \sin \theta_k}]$ 为第 k 个人射信号的导向矢量， l_q 为第 q 个阵元在嵌套阵型下的阵列位置； $\mathbf{s}(t) = [s_d(t), s_1(t), \dots, s_I(t)]$ 表示期望信号和干扰信号矢量； $\mathbf{n}(t)$ 为噪声矢量，服从均值为 0，方差为 σ_n^2 独立同分布的复高斯分布，假定噪声与入射信号相互独立。

波束形成的目的就是设计空域滤波器 \mathbf{w} ，最大程度地抑制干扰信号 $s_i(t)$ ，且同时最大程度保留期望信号 $s_d(t)$ 的输出。理想的 Capon 波束形成算法中，最优权重 \mathbf{w} 是通过最小化阵列干扰加噪声输出功率，同时保证期望信号方向为单位响应来实现，其最优问题可以表示如下：

$$\begin{cases} \min & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_d) = 1 \end{cases} \tag{2}$$

进一步可以得到闭式解：

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}(\theta_d)}{\mathbf{a}^H(\theta_d) \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}(\theta_d)} \tag{3}$$

式中 $\mathbf{R}_{i+n} = \sum_{i=1}^I \sigma_i^2 \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_Q$ 为干扰加噪声协方差矩阵， σ_i^2 表示第 i 个干扰信号的功率， \mathbf{I}_Q 为 Q 维单位

矩阵。从式(3)可以得出,影响波束形成性能有两个关键因素:一个是期望信号方位估计的准确程度;另一个是采样协方差矩阵中包含信号成分的比重。相对应的有两方面的负面影响:一方面,当期望信号的估计方位与期望信号真实来波方向存在误差时,波束形成的输出性能会受到影响;另一方面,采用采样协方差矩阵代替干扰加噪声协方差矩阵方法使得波束形成方法不是最优的。随着信噪比的增加,期望信号的成分在协方差矩阵中的比重越来越大,波束形成器在抑制干扰和噪声的同时会抑制期望信号,即出现信号自消现象,进而影响波束形成的输出信干噪比性能。因此精确估计目标方位以及准确估计噪声加干扰协方差矩阵是提高波束形成性能的有效方法,本文综合考虑波束形成中的这两个关键因素,提出基于嵌套阵型的稀疏表示稳健波束形成方法。

2 基于稀疏重构法的稳健波束形成

2.1 嵌套阵列的差合作处理

嵌套阵列能够通过二阶统计量形成的差合作阵实现孔径扩展。本文将利用目标的空域稀疏性,在孔径扩展的合作阵上采用稀疏表示的方法提高目标方位的估计,以获得更准确的功率估计。对采样协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 进行矢量化处理,可以得到:

$$\hat{\mathbf{z}} = \text{vec}(\hat{\mathbf{R}}_{xx}) = \mathbf{A}^* \odot \mathbf{A} \mathbf{p} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_n \quad (4)$$

式中: $\text{vec}(\cdot)$ 表示矢量化算子,表示把矩阵逐行堆积起来; $(\cdot)^*$ 为共轭算子; \odot 表示 Khatri-Rao 积; $\hat{\mathbf{z}}$ 为矢量化处理后的接收向量; $\mathbf{p} = [\sigma_d^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_l^2]^T$ 表示期望信号和干扰信号的功率组成的功率向量; $\mathbf{I}_n = \text{vec}(\mathbf{I}_M)$, \mathbf{I}_M 表示 M 维单位矩阵; σ_n^2 为噪声功率。

若用 $\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A}^* \odot \mathbf{A}$ 表示等效的虚拟阵列流型矩阵, $\tilde{\mathbf{A}} = [\tilde{\mathbf{a}}(\theta_d), \tilde{\mathbf{a}}(\theta_1), \dots, \tilde{\mathbf{a}}(\theta_l)]$, 这里 $\tilde{\mathbf{a}}(\theta_k) = \mathbf{a}(\theta_k) \otimes \mathbf{a}^*(\theta_k)$ 为嵌套阵在方向 θ_k 上的虚拟阵列导向矢量,符号 \otimes 表示 Kronecker 积。此时,

$$\hat{\mathbf{z}} = \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{p} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_n \quad (5)$$

其中,接收向量 $\hat{\mathbf{z}}$ 可看作是阵元位置 $S_d = (l_i - l_j, i, j \in [1, 2, \dots, Q])$ 的一孔径扩展的虚拟均匀线列阵,且该虚拟阵列接收信号为一单快拍相干信号。其中等价的接收信号包含了要估计的期望信号和干扰信号的功率,此时噪声变成一个确定性的向量,因此虚拟接收信号 $\hat{\mathbf{z}}$ 的协方差的秩为 1。此时传统的基于子空间类的方位估计方法将失效,若采用空间平滑技术虽然可以重构协方差矩阵的秩,但是会损失孔径,进一步降低方位估计的精确度。

另外要注意的是,采用平滑 MUSIC 处理需要得到孔径扩展的虚拟均匀线阵,嵌套阵产生的虚拟阵元的位置是无序的、重复的,因此需要进行重新排序,平均去冗余,形成新的虚拟阵列接收数据。本文采用稀疏表示的方法来进行期望信号和干扰信号的方位估计,避免去冗余的处理过程。根据虚拟阵列模型(4),首先定义一个过完备的导向矢量字典:

$$\mathbf{B} = [\tilde{\mathbf{a}}(\varphi_1), \tilde{\mathbf{a}}(\varphi_2), \dots, \tilde{\mathbf{a}}(\varphi_L)] \in \mathbb{C}^{Q^2 \times L} \quad (6)$$

式中: $\tilde{\mathbf{a}}(\varphi_l) = \mathbf{a}(\varphi_l) \otimes \mathbf{a}^*(\varphi_l)$ 是在可能目标方位 φ_l 上的阵列导向矢量; L 为所有备选目标方向数目,并且 L 远远大于期望信号加干扰个数 $I+1$ 和阵元个数 Q 。 $\tilde{\mathbf{A}} \subset \mathbf{B}$, 基于该定义, \mathbf{B} 是被预先确定并不依赖于真实方位的过完备阵列流行矩阵,且真实目标的方位 $\{\theta_d, \theta_2, \dots, \theta_l\}$ 都包含于过完备词典 $\{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_L\}$ 中,即期望信号的来波方向和干扰来波方向对于过完备字典 \mathbf{B} 而言是稀疏的,则阵列信号处理模型可以表示为:

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{B} \tilde{\mathbf{p}} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_n \quad (7)$$

式中 $\tilde{\mathbf{p}} = [p_1, p_2, \dots, p_L]^T \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 是阵列接收到的信号的扩展,只有当 $\varphi_l = \theta_k$ 时, $p_l = \sigma_k^2$, 其他情况下 p_l 均为 0。因此,目标的方位估计就转变为对 $\tilde{\mathbf{p}}$ 的非零位置估计的问题。这是一个典型的稀疏表示问题。式(7)是一个典型的欠定线性方程,因而恢复信号功率 $\tilde{\mathbf{p}}$ 转变为到达角度 $\{\theta_d, \theta_2, \dots, \theta_l\}$ 的稀疏重构问题。模型(7)可以转化为稀疏表示的形式:

$$\min_{\tilde{\mathbf{p}}, \sigma_n^2} \|\tilde{\mathbf{p}}\|_0 \quad \text{s.t.} \quad \|\hat{\mathbf{z}} - \mathbf{B} \tilde{\mathbf{p}} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_n\|_2^2 < \varepsilon, p_i \geq 0, i \in \{1, 2, \dots, L\} \quad (8)$$

实际中,由于协方差矩阵 \mathbf{R}_{xx} 是采用采样协方差 $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 来代替,即有限样本来逼近协方差矩阵,除了噪声误差之外,必然引入的是测量误差,这里 ε 是由接收样本数决定的一个测量误差界,可以通过协方差拟合准则来得,可以参考文献[16]。模型(8)描述的问题为一凸问题,可以通过凸优化工具箱有效求解。

值的注意的是，在方位估计问题中，一般只关注非零元素的位置，对于其功率大小并不考虑。在该方案中通过凸优化求解出来的方位 $\{\theta_d, \theta_2, \dots, \theta_l\}$ 是准确的，但是功率值 $\hat{\boldsymbol{p}}$ 往往不是精确的。对于波束形成，干扰加噪声协方差矩阵的构建需要精确已知干扰的功率。本文首先利用稀疏表示得到准确的目标方位信息，然后借鉴迭代自适应方法，采用最小二乘法进一步估计干扰信号的精确功率值。

2.2 期望信号和干扰功率估计

在波束形成中，更关注的是精确的干扰信号的功率 $\hat{\boldsymbol{p}}$ 。通过 $\hat{\boldsymbol{p}}$ 的非零元素的位置，可以得到 $\{\theta_d, \theta_2, \dots, \theta_l\}$ 的估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}} = \{\hat{\theta}_d, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_l\}$ 。当得到精确的目标方位信息 $\hat{\boldsymbol{B}} = \boldsymbol{B}(\hat{\boldsymbol{\theta}})$ ，优化问题可以简化为：

$$\min_{\hat{\boldsymbol{p}}} \left\| \hat{\boldsymbol{z}} - \hat{\boldsymbol{B}}\hat{\boldsymbol{p}} + \sigma_n^2 \boldsymbol{I}_n \right\|_2 < \varepsilon \quad \text{s.t.} \quad p_i \geq 0, i \in \{1, 2, \dots, L\} \quad (9)$$

这里保留功率为非负限制，忽略不等式限制，优化问题可以转化为：

$$\min_{\hat{\boldsymbol{p}}} \left\| \hat{\boldsymbol{z}} - \hat{\boldsymbol{B}}\hat{\boldsymbol{p}} + \sigma_n^2 \boldsymbol{I}_n \right\|_2 \quad \text{s.t.} \quad \hat{p}_i \geq 0, i \in \{1, 2, \dots, L\} \quad (10)$$

功率 $\hat{\boldsymbol{p}}$ 的估计可以通过最小二乘法得到如下一个闭式解：

$$\hat{\boldsymbol{p}} = (\hat{\boldsymbol{B}}^H \hat{\boldsymbol{B}})^{-1} \hat{\boldsymbol{B}}^H (\hat{\boldsymbol{z}} - \sigma_n^2 \boldsymbol{I}_n) \quad (11)$$

式中： $\hat{\boldsymbol{B}} = [\hat{\boldsymbol{a}}(\hat{\theta}_d), \hat{\boldsymbol{a}}(\hat{\theta}_1), \dots, \hat{\boldsymbol{a}}(\hat{\theta}_l)]$ ； $\hat{\boldsymbol{p}}$ 记为估计的方位对应的功率 $\hat{\boldsymbol{p}} = [\sigma_d^2, \sigma_1^2, \dots, \sigma_l^2]^T$ 。在获得干扰功率后，利用干扰功率 $[\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_l^2]^T$ 和噪声功率 σ_n^2 重构干扰协方差矩阵 $\hat{\boldsymbol{R}}_{i+n}$ 。

2.3 干扰加噪声协方差的重构

对于噪声功率 σ_n^2 的估计可以采用 2 种方式来得到：

1) 直接估计方法。当来波个数小于阵元个数，噪声协方差矩阵可以通过 $\hat{\boldsymbol{R}}_{xx}$ 的最小特征值近似估计，表示为 $\hat{\sigma}_n^2 \boldsymbol{I}_Q$ 。当来波个数大于阵元个数，需要对稀疏阵列进行增广来估计噪声功率 $\hat{\sigma}_n^2$ 。

2) 利用稀疏表示估计得到的噪声功率。最终获得重构的干扰加噪声协方差矩阵 $\hat{\boldsymbol{R}}_{i+n}$ 表示为：

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{i+n} = \sum_{i=1}^l \hat{\sigma}_i^2 \boldsymbol{a}(\theta_i) \boldsymbol{a}^H(\theta_i) + \hat{\sigma}_n^2 \boldsymbol{I}_Q = \hat{\boldsymbol{R}}_{int} + \hat{\sigma}_n^2 \boldsymbol{I}_Q \quad (12)$$

式中： $\hat{\boldsymbol{R}}_{int} = \sum_{i=1}^l \hat{\sigma}_i^2 \boldsymbol{a}(\theta_i) \boldsymbol{a}^H(\theta_i)$ 表示干扰协方差矩阵； $\boldsymbol{a}(\theta_i)$ 为物理阵元的导向矢量，最终得到权矢量的表达式为：

$$\boldsymbol{w} = \frac{\hat{\boldsymbol{R}}_{i+n}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_d)}{\boldsymbol{a}^H(\theta_d) \hat{\boldsymbol{R}}_{i+n}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_d)} \quad (13)$$

2.4 复杂度分析

在算法复杂度上，对角加载算法的复杂度为 $O(Q^3)$ ，特征子空间映射方法的计算复杂度依赖于特征值分解，其计算量和 Capon 方法以及对角加载方法相当。最差性能优化算法需要转化为标准的二阶锥规划问题来求解，即把最初的非线性、非凸的最优化问题转化为凸优化问题，通过高效的内点法和 CVX 软件包求解，总体复杂度为 $O(Q^3)$ 。但是对角加载算法可以进行在线更新权值矢量，每次更新的复杂度为 $O(Q^2)$ ，而最差性能优化算法不能进行简单的在线更新，只能进行重新计算，一般 10 次可以收敛，因此计算复杂度高于前两者。基于稀疏重构法的波束形成方法计算量主要在于通过凸优化计算感兴趣的信号和干扰的功率，复杂度为 $O((Q-1)Q^2L^3)$ ，相较而言，复杂度较其他方法高一些，这也是性能与计算量的一种折中。

3 仿真与分析

仿真参数具体设置为：阵列配置为阵元数为 8 个的最优二维嵌套阵，如图 1 所示。第一层为阵元个数为 4 个的标准均匀线列阵，阵元间距为标准的半波长，第二层也是由 4 个阵元组成，阵元间距为 5 倍的半波长，子阵 1 和子阵 2 的阵间距为标准的半波长。考虑 4 个窄带，非相关远场窄带信号入射到嵌套阵，信号和干扰均为等功率信号，噪声为独立同分布的复高斯白噪声。在稀疏表示估计方位中，将空域范围 $[-50^\circ, 50^\circ]$ 每一度划分一个空间角度网格，字典中的原子个数为 101 个。在每个试验中采用 1 000 次实验来计算平均的信干噪比输出。

实验 1: 目标的功率谱估计。干扰功率的估计对于重构干扰加噪声协方差矩阵起着关键作用。因此首先比较 Capon 方法^[2]、稀疏重构法(式(9))以及提出的方法在功率估计方面的性能。在该实验中, 期望信号为 5° , 3 个干扰信号为 $[10^\circ, 14^\circ, 18^\circ]$, 信噪比和干噪比都设置为 10 dB, 快拍数为 400。图 2 分别给出了经典的 Capon 方法、式(9)以及提出的干扰估计方法功率估计对比。图 2(a)是通过 Capon 方法得到入射信号和干扰信号的功率, 从图 2(a)可以看出, Capon 方法并不能精确得到来波信号的功率, 究其原因, 受到瑞利限的制约, Capon 方法对于空间近目标不能获得很好的分辨性能, 因而对于功率的估计也是不准确的。从图 2(b)可以看出, 采用稀疏重构法可以获得较好的目标方位分辨性能, 但是对于功率是欠估计的, 其主要原因是稀疏重构法只关注了目标方位即非零元素位置的估计, 对于功率的估计并不十分精确。从图 2(c)可以看出, 本文提出的方法是在得到准确的方位信息的基础上, 采用最小二乘法求解其方位上的功率值, 所以其无论是在目标方位估计上, 还是在功率估计上都更加精确, 为进一步精确重构干扰加噪声协方差矩阵奠定了基础。

实验 2: 不同方法的波束图比较。考虑真实期望信号来波方向为 0° , 干扰为 $-25^\circ, 35^\circ$ 。信噪比为 0 dB, 比较对角加载方法^[2]、协方差矩阵重构方法^[7]、特征子空间映射方法^[8]、最差情况波束形成方法^[9], 以及稀疏重构法(式(9))的波束图。从图 3 可以看出几种方法都能在干扰方向生成很深的零陷, 具有较好的抗干扰能力。在所有方法中, 本文所提方法产生的零陷更深, 由实验 1 可知, 所提方法无论是对于期望信号还是噪声功率的估计都更准确, 而且在波束形成中, 仅仅利用了干扰和噪声来构建协方差矩阵, 因此在所有方法中, 性能最优。

实验 3: 输出信干噪比性能对比。考虑期望信号估计存在失配情况下的各种方法的性能比较, 真实期望信号来波方向为 4° , 其估计期望信号为 0° , 干扰与实验 1 中的配置相同。在存在角度失配情况下比较了对角加载方法^[2]、协方差矩阵重构方法^[7]、特征子空间映射方法^[8]、最差情况波束形成方法^[9], 以及稀疏重构法(式(9))。从图 4 可以看出, 在所有方法中, 本文所提方法随着信噪比的增加, 具有最优的输出信干噪比性能, 且接近于最优信干噪比输出。受近空间目标的影响, 协方差矩阵重构方法和稀疏重构法不能够获得精确的干扰噪声协方差矩阵, 尤其是在低信噪比情况下, 最差情况方法和子空间映射方法, 由于采用协方差矩阵代替干扰加噪声协方差矩阵, 使得采样协方差矩阵中包含了信号的成分, 尤其是在高信噪比情况下, 信号分量的比重越来越大, 导致出现波束形成性能下降。在高信噪比情况下, 这些方法的输出信干噪比性能显著下降, 严重影响干扰的抑制效果。而所提方法, 采用水声嵌套阵可以获得更大的虚拟孔径, 采用稀疏重构法可以获得较高的角度分辨性能, 在获得高分辨的角度估计基础上, 通过最小二乘法获得精确的干扰功率估计, 因此能够得到准确的干扰噪声协方差矩阵, 所以能够得到接近最优的输出信干噪比。

接下来验证在快拍数较小情况下的各种方法输出信干噪比性能对比。从图 5 可以看出, 最差情况方法和子空间映射方法, 直接采用采样协方差矩阵, 不可避免地引入信号自消, 因而影响了其信干噪比性能输出。协方差矩阵重构方法因其能够较好地得到干扰加噪声协方差矩阵, 也表现出较好的性能, 而稀疏重构法不能够获得精确的干扰噪声协方差矩阵, 性能下降较快, 尤其是在低快拍下, 功率的估计准确度下降, 性能也随之下降。

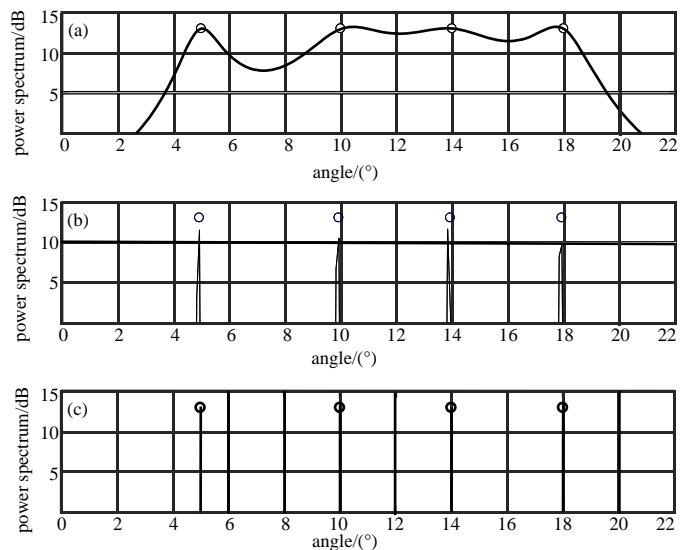


Fig.2 Power estimation comparison

图 2 功率估计谱图对比

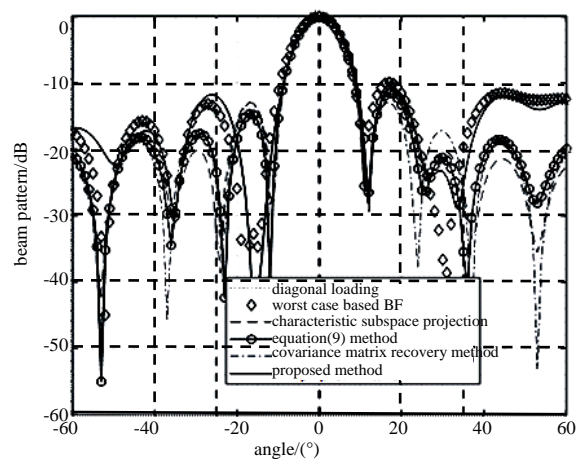


Fig.3 Beam pattern comparison

图 3 波束图比较

而本文所提方法在所有的小快拍情况下的输出信干噪比均优于其他方法，主要原因在于采用嵌套阵型通过合作阵处理获得较大的虚拟孔径，通过稀疏表示得到较高的角度分辨性能，在精确方位估计的基础上，通过最小二乘方法能够获得精确的干扰功率，进而得到准确的干扰噪声协方差矩阵，并不会对期望信号造成影响，所以能够得到接近最优的输出信干噪比。

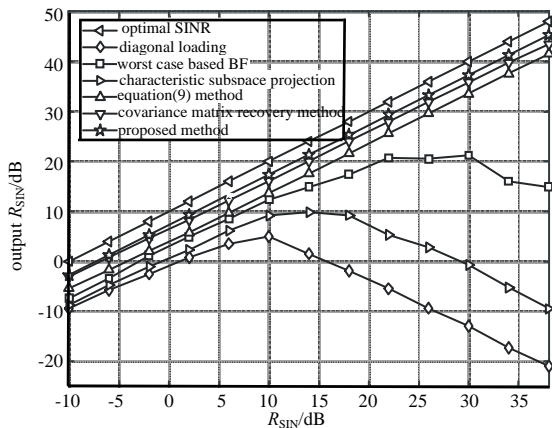


Fig.4 Output SINR of different methods vs. input SINR
图 4 输出信干噪比与输入信噪比关系

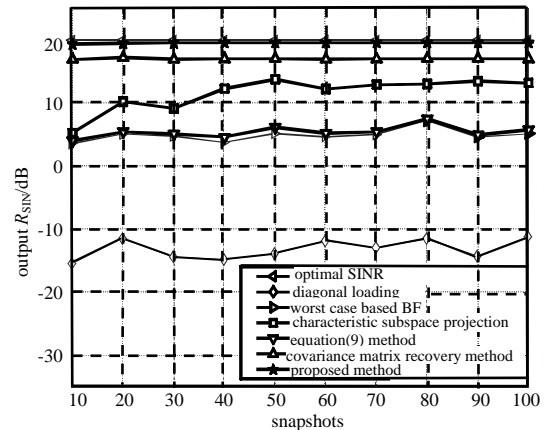


Fig.5 Output SINR of different methods vs. the snapshots
图 5 输出信干噪比与快拍数关系

4 结论

本文提出一种基于嵌套阵列的稀疏表示稳健波束形成的方法。该方法通过对嵌套阵差合作阵进行处理，得到大孔径的虚拟均匀线列阵，在相同物理阵元的情况下，嵌套阵能够通过该处理扩展孔径。采用稀疏重构法来估计期望信号和干扰信号的方位，减少方位估计误差对波束形成性能的影响。利用估计的方位信息，通过最小二乘方法估计干扰信号的精确功率值，最后利用方位信息和功率估计值重构干扰加噪声的协方差矩阵，该方法改善了方位失配的影响，提高了干扰加噪声的协方差矩阵的重构精确度，因而能有效提高干扰抑制效果。通过仿真实验验证了该方法具有良好的干扰抑制能力。

参考文献：

- [1] JIN S, TAN W Q, MATTHAIIOU M, et al. Statistical eigenmode transmission for the MU-MIMO downlink in Rician fading[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(12):6650–6663. DOI:10.1109/TWC.2015.2457900.
- [2] 谭伟杰, 冯西安, 张杨梅. 阵元失效下基于 Khatri-Rao 积的高分辨测向方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017, 15(1):47–53. (TAN Weijie, FENG Xi'an, ZHANG Yangmei. High-resolution DOA estimation method based on Khatri-Rao product in presence of element failure[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017, 15(1):47–53.) DOI:10.11805/TKYDA201701.0047.
- [3] CAPON. High-resolution frequency wave number spectrum analysis[J]. Proceeding of IEEE, 1969, 57(8):1408–1418. DOI:10.1109/PROC.1969.7278.
- [4] GU Y, LESHEM A. Robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix reconstruction and steering vector estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(7):3881–3885. DOI:10.1109/TSP.2012.2194289.
- [5] GU Y, GOODMAN N A, HONG S, et al. Robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix sparse reconstruction[J]. Signal Processing, 2014(96):375–381. DOI:10.1016/j.sigpro.2013.10.009.
- [6] MU P C, LI D, YIN Q, et al. Robust MVDR beamforming based on covariance matrix reconstruction[J]. Science China (Information Sciences), 2013, 56(4):1–12. DOI:10.1007/s11432-012-4654-z.
- [7] HUANG L, ZHANG J, XU X, et al. Robust adaptive beamforming with a novel interference plus noise covariance matrix reconstruction method[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(7):1643–1650. DOI:10.1109/tsp.2015.2396002.
- [8] FELDMAN D D, GRIFFITHS L J. A projection approach for robust adaptive beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(4):867–876. DOI:10.1109/78.285650.
- [9] VOROBYOV S A, GERSHMAN A B, LUO Z Q. Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: a solution to the signal mismatch problem[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(2):313–324. DOI:10.1109/

tsp.2002.806865.

- [10] ZHOU C, SHI Z, GU Y. Coprime array adaptive beamforming with enhanced degrees of freedom capability[C]// IEEE Radar Conference. Seattle, WA, USA: IEEE, 2017:1357-1361. DOI:10.1109/RADAR.2017.7944417.
- [11] PAL P, VAIDYANATHAN P P. Coprime sampling and the MUSIC algorithm[C]// Digital Signal Processing Workshop and IEEE Signal Processing Education Workshop(DSP/SPE). Sedona, AZ: IEEE, 2011:289-294. DOI:10.1109/DSP-SPE.2011.5739227.
- [12] QIN S, ZHANG Y D, AMIN M G. Generalized coprime array configurations for direction of arrival estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(6):1377-1390. DOI:10.1109/TSP.2015.2393838.
- [13] ZHANG Y D, AMIN M G, HIMED B. Sparsity-based DOA estimation using co-prime arrays[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing(ICASSP). Vancouver, Canada: IEEE, 2013:3967-3971. DOI: 10.1109/ICASSP.2013.6638403.
- [14] 谭伟杰, 冯西安, 张杨梅. 基于 Hankel 矩阵分解的互素阵列高分辨目标定向[J]. 西南大学学报(自然科学版), 2016, 38(7):191-198. (TAN Weijie, FENG Xi'an, ZHANG Yangmei. High resolution target direction finding based on Hankel matrix decomposition for coprime arrays[J]. Journal of Southwest University(Natural Science Edition), 2016, 38(7):191-198.) DOI:10.13718/j.cnki.xdzk.2016.07.030.
- [15] TAN Weijie, FENG Xi'an, ZHANG Yangmei. High resolution direction finding method for underwater target using sparse array[C]// The Youth Academic Conference of the Chinese Acoustics Society. Xi'an, China: Northwestern Polytechnical University, 2015:1-5.
- [16] PAL P, VAIDYANATHAN P P. Nested arrays: a novel approach to array processing with enhanced degrees of freedom[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(8):4167-4181. DOI:10.1109/TSP.2010.2049264.

作者简介:



周荣艳(1985-), 女, 河南省南阳市人, 硕士, 讲师, 主要研究方向为阵列信号处理、分布式声源定位. email: zhoury619@163.com.

李孟(1986-), 男, 河南省南阳市人, 硕士, 讲师, 主要研究领域为阵列信号处理、无线传感器网络.

谭伟杰(1981-), 男, 陕西省合阳县人, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为阵列信号处理、稀疏信号处理、声学信号处理、通信信号处理.

2019 全国电子战学术大会征文通知

为探讨交流电子战的最新研究成果, 积极推进电子对抗领域协同融合发展, 中国电子学会拟定于 2019 年 9 月召开 2019 年全国电子战学术大会。现将大会征文有关事项通知如下:

大会将印制论文集; 优秀论文将推荐到相关期刊。

一、征文要求和使用

1、作者提交的论文必须是未曾公开发表过的论文。

2、保密级别为“公开”, 会议论文不得涉及国家秘密, 并通过第一作者所在单位的保密审查, 保密审查证明须在征文截止前寄送指定地址, 否则不予录用。

3、文稿要求论点明确, 论据充分, 论述简练, 引证准确, 数据图表清晰, 一般不超过 6000 字, 摘要 200~300 字, 关键词 3~6 个。

4、登录大会官网 ceew.cie-info.org.cn, 通过“大会征文入口”将论文电子版 word 文件(具体格式见附件)提交至中国电子学会会议论文系统。

二、投稿方式和征文截止日期

1、保密审查证明邮寄地址: 安徽省合肥市黄山路 460 号科研学术处, 杜宇(电子对抗分会秘书处); 邮编: 230037。

联系电话: 0551-65926410, 13956989266。

2、论文投稿系统咨询: 刘传超(中国电子学会总部): 010-68600792, 13520896196。

3、征文截止日期: 2019 年 7 月 20 日。

4、大会详细安排另行通知。

更多详情请登录网站: <http://www.iaeej.com>

中国电子学会
2019 年 5 月 7 日