

海洋环境噪声场对称性分析及噪声消除方法

夏麾军 马远良 刘亚雄

Analysis of the symmetry of the ambient noise and study of the noise reduction

Xia Hui-Jun Ma Yuan-Liang Liu Ya-Xiong

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 144302 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.144302

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.144302>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I14>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于矢量水听器的深海直达波区域声传播特性及其应用

Analysis of sound propagation in the direct-arrival zone in deep water with a vector sensor and its application

物理学报.2016, 65(9): 094302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.094302>

基于单矢量差分能量检测器的扩频水声通信

Direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication based on single vector differential energy detector

物理学报.2016, 65(4): 044302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.044302>

基于时反镜能量检测法的循环移位扩频水声通信

Cyclic shift keying spread spectrum underwater acoustic communication using time reversal energy detector

物理学报.2016, 65(1): 014302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.014302>

一种基于简正波模态频散的远距离宽带海底参数反演方法

A far distance wideband geoacoustic parameter inversion method based on a modal dispersion curve

物理学报.2015, 64(17): 174302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.174302>

基于水声信道传播时延排序的分层空时信号检测

Ordered detection of layered space-time signals based on the propagation delays of underwater acoustic channels

物理学报.2015, 64(16): 164302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.164302>

海洋环境噪声场对称性分析及噪声消除方法

夏麾军¹⁾²⁾ 马远良^{1)2)†} 刘亚雄¹⁾²⁾

1)(西北工业大学航海学院, 西安 710072)

2)(西北工业大学, 海洋声学信息感知工业和信息化部重点实验室, 西安 710072)

(2016年1月16日收到; 2016年5月5日收到修改稿)

实际的海洋环境是非常复杂的, 存在着海洋自噪声、舰船噪声、生物发声等, 阵元接收到的噪声信号存在一定的相关性, 此时基于传统阵列信号处理的目标方位估计方法的性能将变差, 针对这一问题, 提出了一种实部消除方法. 首先从阵元接收环境噪声的物理机理出发, 将圆环阵接收的噪声场分解为对称噪声场和非对称噪声场, 并且研究发现对称噪声场只影响数据协方差矩阵的实部. 然后通过消除协方差矩阵实部, 达到消除对称噪声场的目的, 提高信噪比, 但是同时产生了虚假声源. 针对虚假声源的问题, 提出了基于优化算法重构协方差矩阵实部的方法, 消除了虚假声源的影响. 仿真分析与海试数据处理结果表明: 该方法明显消除了对称噪声, 提高了信噪比, 改善了阵列信号处理算法的性能. 实部消除方法易于实现, 有一定的工程应用价值.

关键词: 噪声场, 噪声消除, 实部消除, 波束形成**PACS:** 43.30.+m, 43.30.Nb, 43.60.+d**DOI:** 10.7498/aps.65.144302

1 引言

目标方位估计方法(directions of arrival, DOA)的目的是估计信号方位、对目标进行测向以及分辨不同的目标, 它是阵列信号处理研究的主要方向, 也是被动声纳的首要任务^[1,2]. 波束形成方法目前是DOA常用的技术方法^[3,4]. 波束形成方法包括延迟求和波束形成方法(delay-and-sum beamforming, DAS)和最小方差无畸变响应法(minimum variance distortionless response, MVDR)等. DAS方法虽然实现简单, 性能稳定, 但其对噪声的抑制能力较弱, 在低信噪比下性能变差; MVDR方法虽然有较高的分辨率, 但是当存在阵列位置误差和通道相幅误差等时, 其性能严重下降. 因此, 研究高分辨率、强噪声抑制能力的DOA方法是当前研究的主要方向.

实际的海洋环境是非常复杂的, 存在着海洋自噪声、舰船噪声、生物发声等^[5,6], 此时不能假设背景噪声为白噪声, 且各阵元接收的噪声也不能认为

是相互独立的^[7,8]. 在海洋非白噪声的条件下, 传统的波束形成方法的性能会大大降低. 这也促使了非白噪声环境下波束形成算法的研究. 目前, 常见的方法有: 设法测量噪声协方差矩阵, 再将噪声协方差矩阵从阵列接收数据协方差矩阵中剔除^[9]; 假定噪声协方差矩阵满足Toeplitz结构, 再通过线性变换将噪声部分从接收数据协方差矩阵中剔除^[10]; 利用最大似然等方法对信号DOA和噪声参数进行联合估计^[11]. 此类方法需要高维搜索, 计算量巨大, 不适合实时处理. 根据噪声场的特性, 可以将声纳的工作环境噪声分成对称噪声场和非对称噪声场^[12,13], 尤其是在浅海环境下, 噪声在水平方向上具有较强的对称性. 针对对称噪声场中DOA估计的问题, 作者所在的课题组做了大量研究工作, 提出了一种基于虚部特征结构法的高分辨方位估计方法^[14,15]; 研究比较了虚部MUSIC方法和常规MUSIC方法的性能^[16], 其结果验证了虚部特征结构法的优越性; 研究了对称噪声环境下DOA估计的新方法^[17].

† 通信作者. E-mail: ylma@nwpu.edu.cn

文献[14—17]的方法是基于理想噪声源模型所提出的,但是在实际应用中,往往存在偏差,很难满足理想假设条件,因此限制了其应用价值;其次,这些方法都是基于均匀线列阵,忽略了在均匀线列阵中,实部消除方法的应用对信号的衰减;再者,这些方法需要估计信号功率,低信噪比下,功率估计误差增大,影响波束输出性能. 针对上述问题,本文从阵元接收到的环境噪声的物理机理出发,将噪声场分解为对称噪声场和非对称噪声场(对称噪声场是指方位与功率相对两个接收阵元呈统计对称分布的噪声源产生的噪声场,其他噪声源产生的噪声场称为非对称噪声场),并且以信噪比为参量,分析了实部消除方法的性能;其次,分析了均匀圆环阵中,实部消除方法对信号的衰减规律及噪声消除的物理机理,为圆环阵的结构设计及工作频率的选择提供了理论依据;提出了基于优化算法的协方差矩阵实部重构方法;最后利用南海试验数据,验证了方法的有效性.

2 信号模型与噪声场的分解

2.1 信号模型

考虑一个 M 元均匀圆环阵,位于 Oxy 坐标系中,阵元中心位于 O 点,如图 1 所示,半径为 r ,选逆时针为正方向. Ox 上的阵元为 1 号阵元,其他阵元按逆时针方向依次为 2, 3, ..., M 号阵元. 阵元间的夹角为 β ,即 $\beta = 2\pi/M$,第 m 号阵元的角度为 $\beta_m = (m - 1)\beta$.

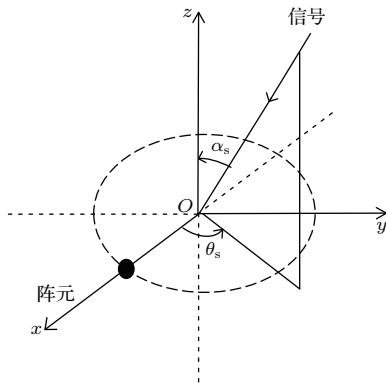


图 1 阵列结构

Fig. 1. Array configuration.

显然,各阵元的位置向量为

$$\mathbf{P}_m = [r \cos \beta_m, r \sin \beta_m, 0]^T,$$

$$m = 1, 2, \dots, M. \quad (1)$$

阵列在噪声场中,接收来自远场的中心频率为 f 的平面波信号,其功率为 σ_s^2 ,水平方位角为 θ_s ,俯仰角为 α_s ,且与噪声互不相关,目标信号的方向向量为

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s(\alpha_s, \theta_s) &= -[\sin \alpha_s \cos \theta_s, \sin \alpha_s \sin \theta_s, \cos \alpha_s]^T. \end{aligned} \quad (2)$$

假设在圆阵中心 O 点处观察的信号波形为 $s(t)$,则在第 m 号阵元观察的波形为

$$x_m(t) = s(t) e^{-j\mathbf{k}_s^T(\alpha_s, \theta_s) \mathbf{P}_m} + n_m(t), \quad (3)$$

式中 $\mathbf{k}_s(\alpha_s, \theta_s)$ 为波数,表示为 $\mathbf{k}_s(\alpha_s, \theta_s) = \omega \mathbf{v}_s(\alpha_s, \theta_s)/c$, ω 为角频率, $\omega = 2\pi f$, c 为声速, $n_m(t)$ 为噪声. 故阵列输出表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t) &= \begin{bmatrix} e^{-j\mathbf{k}_s^T \mathbf{P}_1} \\ e^{-j\mathbf{k}_s^T \mathbf{P}_2} \\ \vdots \\ e^{-j\mathbf{k}_s^T \mathbf{P}_M} \end{bmatrix} s(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \\ &= \tilde{\mathbf{a}}_s(\alpha_s, \theta_s) s(t) + \mathbf{N}(t), \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$, $\tilde{\mathbf{a}}_s(\alpha_s, \theta_s)$ 表示信号的响应向量, $\mathbf{N}(t)$ 表示噪声向量.

根据接收模型,阵列输出数据协方差矩阵可以写成

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_n, \quad (5)$$

其中 \mathbf{R}_s 是信号协方差矩阵, \mathbf{R}_n 是噪声的协方差矩阵. \mathbf{R}_s 可以表示为

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} \sigma_s^2 & \sigma_s^2 e^{j\Delta_{12}(\alpha_s, \theta_s)} & \dots & \sigma_s^2 e^{j\Delta_{1M}(\alpha_s, \theta_s)} \\ \sigma_s^2 e^{j\Delta_{21}(\alpha_s, \theta_s)} & \sigma_s^2 & \dots & \sigma_s^2 e^{j\Delta_{2M}(\alpha_s, \theta_s)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_s^2 e^{j\Delta_{M1}(\alpha_s, \theta_s)} & \sigma_s^2 e^{j\Delta_{M2}(\alpha_s, \theta_s)} & \dots & \sigma_s^2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中, $\Delta_{kl}(\alpha_s, \theta_s) = \sin \alpha_s [\cos(\beta_k - \theta_s) - \cos(\beta_l - \theta_s)] \omega r/c$, 表示阵元 k 与阵元 l 接收到的信号的相位差.

从物理的角度分析,在无边界的空间中,噪声场可以认为是若干个噪声源所产生的相互独立的平面波的迭加[8],且噪声源的数量越大,与实际噪

声的误差就越小. G 个窄带噪声源记为 $N_g, g = 1, 2, \dots, G$, 中心频率为 f , 水平方位角度为 φ_g , 俯仰角为 α_g , 功率为 p_g , 到达中心点 O 的平面波为 $N_g(t)$. 第 m 号阵元接收噪声输出为

$$n_m(t) = \sum_{g=1}^G N_g(t) e^{j\omega r \sin \alpha_g \cos(\beta_m - \varphi_g)/c}. \quad (7)$$

可得, 噪声协方差矩阵 \mathbf{R}_n 表示为

$$\mathbf{R}_n = \begin{bmatrix} \sum_{g=1}^G p_g & \sum_{g=1}^G p_g e^{j\Delta_{12}(\alpha_g, \varphi_g)} & \dots & \sum_{g=1}^G p_g e^{j\Delta_{1M}(\alpha_g, \varphi_g)} \\ \sum_{g=1}^G p_g e^{j\Delta_{21}(\alpha_g, \varphi_g)} & \sum_{g=1}^G p_g & \dots & \sum_{g=1}^G p_g e^{j\Delta_{2M}(\alpha_g, \varphi_g)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{g=1}^G p_g e^{j\Delta_{M1}(\alpha_g, \varphi_g)} & \sum_{g=1}^G p_g e^{j\Delta_{M2}(\alpha_g, \varphi_g)} & \dots & \sum_{g=1}^G p_g \end{bmatrix}. \quad (8)$$

宽带噪声可以分解为各子带讨论.

2.2 噪声场分解

本文考虑噪声源距圆阵中心的距离远大于阵列孔径的情形, 此时可以认为噪声源对阵元接收噪声信号的影响不随 z 轴变化, 即俯仰角为 $\pi/2$. 此时, (8) 式中的 $\Delta_{kl}(\alpha_g, \varphi_g)$ 可以表示为

$$\Delta_{kl} \left(\frac{\pi}{2}, \varphi_g \right) = [\cos(\beta_k - \varphi_g) - \cos(\beta_l - \varphi_g)] \omega r / c, \quad (9)$$

式中, k 是行数, l 是列数. 进而, (9) 式可以简化为

$$\begin{aligned} \Delta_{kl}(\varphi_g) &= [\cos(\beta_k - \varphi_g) - \cos(\beta_l - \varphi_g)] \omega r / c \\ &= [(\cos \beta_k - \cos \beta_l) \cos \varphi_g \\ &\quad + (\sin \beta_k - \sin \beta_l) \sin \varphi_g] \omega r / c \\ &= (c_1 \cos \varphi_g + c_2 \sin \varphi_g) \omega r / c \\ &= \sqrt{c_1^2 + c_2^2} \sin(\varphi_g + v_{kl}) \omega r / c, \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $c_1 = \cos \beta_k - \cos \beta_l$, $c_2 = \sin \beta_k - \sin \beta_l$, $v_{kl} = \arctan(c_1/c_2)$. 上式结果表明, $\Delta_{kl}(\varphi_g)$ 是一个连续函数, 且当 $\varphi_g \in [-\pi, \pi]$ 时, $\Delta_{kl}(\varphi_g)$ 有惟一极大值和极小值, 满足

$$\max[\Delta_{kl}(\varphi_g)] = -\min[\Delta_{kl}(\varphi_g)]. \quad (11)$$

为了简化说明, 考虑噪声源 N_1 , 水平方位角为 φ_1 , 俯仰角为 $\pi/2$, 功率为 p_1 . 则一定存在另一个噪声源 N_2 , 水平方位角为 φ_2 , 俯仰角为 $\pi/2$, 功率为 p_2 , 使得下式成立:

$$\Delta_{kl} \left(\frac{\pi}{2}, \varphi_1 \right) = -\Delta_{kl} \left(\frac{\pi}{2}, \varphi_2 \right). \quad (12)$$

即对于阵元 k 和阵元 l , 接收到噪声源 N_1 产生的噪声信号的相位差与接收到噪声源 N_2 产生的噪声信号的相位差互为相反数. 此时, 可以将噪声源 N_1, N_2 产生的噪声场进行分解. 分解过程如下, 当 $p_1 > p_2$ 时, 将 N_1 分解成功率分别是 p_2 和 σ_p 的噪声源 N'_1 和 $N_{1\Delta}$, 如下所示:

$$p_1 = p_2 + \sigma_p, \quad (13)$$

其中, N'_1 与 N_2 是功率相等, 且满足 (12) 式的噪声源, 称为对称噪声源, 产生的噪声场称为对称噪声场; $N_{1\Delta}$ 产生非对称噪声场, 故由噪声源 N_1, N_2 构成的噪声场便分解成了对称噪声场和非对称噪声场. 当 $p_1 < p_2$ 时, 可以做同样的分解. 推而广之, 整个空间的噪声都可以分解成对称噪声场和非对称噪声场两部分.

3 海洋环境噪声场对称性分析

取噪声协方差矩阵 \mathbf{R}_n 中的任意一个非对角线上的元素, 表示为

$$r_{kl} = \sum_{g=1}^G p_g e^{j\Delta_{kl}(\alpha_g, \varphi_g)}, \quad (14)$$

式中, k 表示协方差矩阵的行号, l 表示列号.

当俯仰角为 $\pi/2$ 时, 存在两种对称噪声源, 一种是中心对称, 一种是轴对称.

3.1 中心对称

在 (14) 式中, 对任意一个 g_1 , 噪声源为 N_{g_1} , 功率为 p_{g_1} , 水平角为 φ_{g_1} , 有

$$\begin{aligned} & \Delta_{kl}(\varphi_{g_1}) \\ &= [\cos(\beta_k - \varphi_{g_1}) - \cos(\beta_l - \varphi_{g_1})] \omega r / c, \end{aligned} \quad (15)$$

总存在一个 g_2 , 噪声源为 N_{g_2} , 功率为 p_{g_2} , 水平角为 φ_{g_2} , 满足

$$\varphi_{g_2} = \varphi_{g_1} \pm \pi. \quad (16)$$

进而得

$$\begin{aligned} & \Delta_{kl}(\varphi_{g_2}) \\ &= [\cos(\beta_k - \varphi_{g_2}) - \cos(\beta_l - \varphi_{g_2})] \omega r / c \\ &= [\cos(\beta_k - (\varphi_{g_1} \pm \pi)) \\ & \quad - \cos(\beta_l - (\varphi_{g_1} \pm \pi))] \omega r / c \\ &= [-\cos(\beta_k - \varphi_{g_1}) + \cos(\beta_l - \varphi_{g_1})] \omega r / c \\ &= -\Delta_{kl}(\varphi_{g_1}), \end{aligned} \quad (17)$$

发现 N_{g_1} 与 N_{g_2} 满足 (12) 式, 即满足噪声场的对称分解条件, 称为中心对称噪声源。

3.2 轴对称

对原坐标系进行坐标变换, 将 Ox 轴逆时针旋转 $(\beta_k + \beta_l)/2$, 为 $Ox'y'$, 如图 2 所示. 此时可以得到第 k, l 号阵元与 Ox' 轴的夹角分别为

$$\begin{aligned} \beta'_k &= \beta_k - (\beta_k + \beta_l)/2 = (\beta_k - \beta_l)/2, \\ \beta'_l &= \beta_l - (\beta_k + \beta_l)/2 = (\beta_l - \beta_k)/2, \end{aligned} \quad (18)$$

显然, $\beta'_l = -\beta'_k$.

对于任意一个 g_1 , 变换后, 方位角变为了 φ'_{g_1} , 有

$$\begin{aligned} & \Delta_{kl}(\varphi_{g_1}) \\ &= [\cos(\beta'_k - \varphi'_{g_1}) - \cos(\beta'_l - \varphi'_{g_1})] \omega r / c \\ &= [\cos(\beta'_k - \varphi'_{g_1}) - \cos(-\beta'_k - \varphi'_{g_1})] \omega r / c \\ &= [\cos(\beta'_k - \varphi'_{g_1}) - \cos(\beta'_k + \varphi'_{g_1})] \omega r / c, \end{aligned} \quad (19)$$

总是会存在一个 g_3 , 噪声源为 N_{g_3} , 功率为 p_{g_3} , 方位角为 φ_{g_3} , 变换后, 变为了 φ'_{g_3} , 满足

$$\varphi'_{g_3} = -\varphi'_{g_1}. \quad (20)$$

进而得

$$\begin{aligned} & \Delta_{kl}(\varphi_{g_3}) \\ &= [\cos(\beta'_k - \varphi'_{g_3}) - \cos(\beta'_l - \varphi'_{g_3})] \omega r / c \\ &= [\cos(\beta'_k - \varphi'_{g_3}) - \cos(\beta'_k + \varphi'_{g_3})] \omega r / c \\ &= [\cos(\beta'_k - (-\varphi'_{g_1})) - \cos(\beta'_k + (-\varphi'_{g_1}))] \omega r / c \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= [\cos(\beta'_k + \varphi'_{g_1}) - \cos(\beta'_k - \varphi'_{g_1})] \omega r / c \\ &= -\Delta_{kl}(\varphi_{g_1}), \end{aligned} \quad (21)$$

发现 N_{g_1} 与 N_{g_3} 满足 (12) 式, 即满足噪声场的对称分解条件, 称为轴对称噪声源。

3.3 综合分析

对于任意 g_1 , 总是存在 g_2 和 g_3 , 使得 N_{g_1} 与 N_{g_2} 为中心对称的噪声源, 而 N_{g_1} 与 N_{g_3} 为轴对称的噪声源, 且一定存在 g_4 , 使得 N_{g_3} 与 N_{g_4} 为中心对称噪声源, 容易推得

$$\begin{aligned} \Delta_{kl}(\varphi_{g_1}) &= \Delta_{kl}(\varphi_{g_4}) = -\Delta_{kl}(\varphi_{g_2}) \\ &= -\Delta_{kl}(\varphi_{g_3}). \end{aligned} \quad (22)$$

四个噪声源的位置如图 2 所示, Oxy 为原坐标, $Ox'y'$ 为变换后的坐标系。

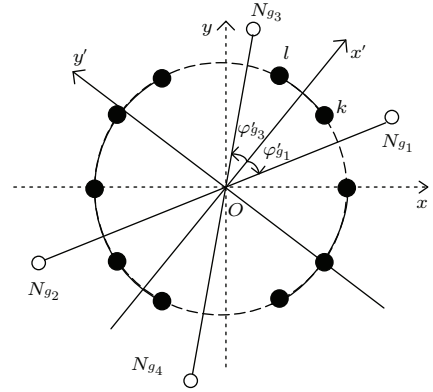


图 2 噪声源分布

Fig. 2. The distribution of noise sources.

分析对称噪声场对噪声协方差矩阵中元素 r_{kl} 的影响时, 需要综合考虑这四个噪声源, (14) 式变为

$$\begin{aligned} r_{kl} &= p_{g_1} e^{j\Delta_{kl}(\varphi_{g_1})} + p_{g_2} e^{j\Delta_{kl}(\varphi_{g_2})} \\ & \quad + p_{g_3} e^{j\Delta_{kl}(\varphi_{g_3})} + p_{g_4} e^{j\Delta_{kl}(\varphi_{g_4})} \\ & \quad + \sum_{\substack{g=1 \\ g \neq g_1, g_2, g_3, g_4}}^G p_g e^{j\Delta_{kl}(\varphi_g)}, \end{aligned} \quad (23)$$

取前四项记为 r'_{kl} . 根据 (22) 式, 得

$$\begin{aligned} r'_{kl} &= (p_{g_1} + p_{g_4}) e^{j\Delta_{kl}(\varphi_{g_1})} \\ & \quad + (p_{g_2} + p_{g_3}) e^{-j\Delta_{kl}(\varphi_{g_1})}. \end{aligned} \quad (24)$$

根据上一节噪声场分解的方法, 将噪声场分解成对称噪声场和非对称噪声场. 并且由欧拉公式

(Euler's formula), 可以对 r'_{kl} 进行简化, 得

$$r'_{kl} = p'_{g_1} \cos(\Delta_{kl}(\varphi_{g_1})) + \sigma_{g_1} e^{j\mu_{g_1} \Delta_{kl}(\varphi_{g_1})}. \quad (25)$$

若 $p_{g_1} + p_{g_4} > p_{g_2} + p_{g_3}$, 则 $\mu_{g_1} = 1$, 否则 $\mu_{g_1} = -1$, $p'_{g_1} = 2 \min(p_{g_1} + p_{g_4}, p_{g_2} + p_{g_3})$, $\sigma_{g_1} = \max(p_{g_1} + p_{g_4}, p_{g_2} + p_{g_3}) - \min(p_{g_1} + p_{g_4}, p_{g_2} + p_{g_3})$.

显然, 对任意 g , 都能找到这样的四个噪声源, 故 (23) 式简化为

$$r_{kl} = \sum_{g=1}^{G'} \left[p'_{klg} \cos(\Delta_{kl}(\varphi_g)) + \sigma_{klg} e^{j\mu_{klg} \Delta_{kl}(\varphi_g)} \right], \quad (26)$$

式中 $G' = G/4$, 且 p'_{klg} , σ_{klg} 以及 μ_{klg} 是随着 k 和 l 变化的.

上述分析结果可以发现, 噪声协方差矩阵的虚部与对称噪声场无关. 因此可以推论: 通过消除协方差矩阵的实部可以实现抑制对称噪声或者对称干扰的影响, 从而提高性能.

4 海洋环境对称噪声消除方法

4.1 协方差矩阵实部消除方法

噪声协方差矩阵中对称噪声部分的虚部为0, 可以通过实部消除方法, 消除对称噪声的影响, 提高信噪比. DAS波束形成得到的方位谱为

$$P_{\text{DAS}}(\theta) = \mathbf{w}^H(\theta) \mathbf{R} \mathbf{w}(\theta) = \mathbf{w}^H(\theta) \mathbf{R}_s \mathbf{w}(\theta) + \mathbf{w}^H(\theta) \mathbf{R}_n \mathbf{w}(\theta)$$

$$\mathbf{R}_{\text{is}} = \mathbf{j} \begin{bmatrix} 0 & \sigma_s^2 \sin(\Delta_{12}(\theta_s)) & \cdots & \sigma_s^2 \sin(\Delta_{1M}(\theta_s)) \\ \sigma_s^2 \sin(\Delta_{21}(\theta_s)) & 0 & \cdots & \sigma_s^2 \sin(\Delta_{2M}(\theta_s)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_s^2 \sin(\Delta_{M1}(\theta_s)) & \sigma_s^2 \sin(\Delta_{M2}(\theta_s)) & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad (30)$$

式中, \mathbf{j} 为虚数单位. 分析矩阵中第 k 行, 第 l 列的这一项, 有

$$\begin{aligned} (\mathbf{R}_{\text{is}})_{kl} &= \mathbf{j} \sigma_s^2 \sin(\Delta_{kl}(\theta_s)) \\ &= \sigma_s^2 \frac{e^{j\Delta_{kl}(\theta_s)} - e^{-j\Delta_{kl}(\theta_s)}}{2} \\ &= \frac{\sigma_s^2}{2} e^{j\Delta_{kl}(\theta_s)} - \frac{\sigma_s^2}{2} e^{-j\Delta_{kl}(\theta_s)}. \end{aligned} \quad (31)$$

根据上式结果, \mathbf{R}_{is} 可以分解为两个矩阵 \mathbf{R}_{is1} 和

$$= P_{\text{so}} + P_{\text{no}}, \quad (27)$$

式中, P_{so} 是信号输出功率, P_{no} 是噪声输出功率, $\mathbf{w}(\theta) = \mathbf{a}(\theta)/M$ 是复加权, $\mathbf{a}(\theta)$ 为阵列流型, θ 为扫描角度. 信号方位处的输出信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_o &= \frac{P_{\text{so}}}{P_{\text{no}}} = \frac{\mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_s \mathbf{w}(\theta_s)}{\mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_n \mathbf{w}(\theta_s)} \\ &= \frac{\sigma_s^2}{\left(\sum_{g=1}^G p_g \right) \mathbf{w}^H(\theta_s) \boldsymbol{\rho}_n \mathbf{w}(\theta_s)}, \end{aligned} \quad (28)$$

式中, $\boldsymbol{\rho}_n$ 为归一化的噪声协方差矩阵.

利用协方差矩阵的虚部做 DAS波束形成 (imaginary DAS, IDAS), 得到的方位谱为

$$P_{\text{IDAS}}(\theta) = \mathbf{w}^H(\theta) \mathbf{R}_{\text{im}} \mathbf{w}(\theta), \quad (29)$$

其中, \mathbf{R}_{im} 为 \mathbf{R} 的虚部.

4.2 IDAS性能分析

利用协方差矩阵虚部进行方位估计运算, 有效地抑制了对称噪声, 同时也丢掉了相当一部分包含在实部中的信号信息. 为了研究这种信息丢失现象对结果产生的影响, 就有必要对虚部协方差矩阵进行深入分析.

(6) 式给出了信号的协方差矩阵, 其虚部可以表示为

\mathbf{R}_{is2} 之差, 它们的表达式为

$$\mathbf{R}_{\text{is1}} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_s^2}{2} & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{j\Delta_{12}(\theta_s)} & \cdots & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{j\Delta_{1M}(\theta_s)} \\ \frac{\sigma_s^2}{2} e^{j\Delta_{21}(\theta_s)} & \frac{\sigma_s^2}{2} & \cdots & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{j\Delta_{2M}(\theta_s)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\sigma_s^2}{2} e^{j\Delta_{M1}(\theta_s)} & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{j\Delta_{M2}(\theta_s)} & \cdots & \frac{\sigma_s^2}{2} \end{bmatrix}, \quad (32)$$

$$\mathbf{R}_{is2} = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_s^2}{2} & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{-j\Delta_{12}(\theta_s)} & \dots & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{-j\Delta_{1M}(\theta_s)} \\ \frac{\sigma_s^2}{2} e^{-j\Delta_{21}(\theta_s)} & \frac{\sigma_s^2}{2} & \dots & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{-j\Delta_{2M}(\theta_s)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\sigma_s^2}{2} e^{-j\Delta_{M1}(\theta_s)} & \frac{\sigma_s^2}{2} e^{-j\Delta_{M2}(\theta_s)} & \dots & \frac{\sigma_s^2}{2} \end{bmatrix}. \quad (33)$$

\mathbf{R}_{is1} 和 \mathbf{R}_{is2} 可以理解为基阵接收到方位角为 θ_s 和 $\theta_s \pm \pi$ 的平面波信号的数据协方差矩阵, 且功率为 $\sigma_s^2/2$. 故 \mathbf{R}_{is} 包含了正确的目标方位信息, 同时也包含了虚假目标信息, 简称虚源, 且虚源的方位与实际声源的方位差 180° . 可以得到基于协方差矩阵虚部的信号输出功率为

$$P_{iso}(\theta_s) = \mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{is} \mathbf{w}(\theta_s). \quad (34)$$

显然, 由于虚源干扰会削弱信号输出, 故在计算信号输出功率时, 要同时考虑 \mathbf{R}_{is1} 和 \mathbf{R}_{is2} 包含的信息, 上式可以改写为

$$\begin{aligned} P_{iso}(\theta_s) &= \mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{is1} \mathbf{w}(\theta_s) - \mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{is2} \mathbf{w}(\theta_s) \\ &= \frac{\sigma_s^2}{2} - \frac{\mathbf{a}^H(\theta_s)}{M} \frac{\sigma_s^2}{2} \tilde{\mathbf{a}}(\theta_s \pm \pi) \tilde{\mathbf{a}}^H(\theta_s \pm \pi) \frac{\mathbf{a}(\theta_s)}{M} \\ &= \frac{\sigma_s^2}{2} - \frac{\sigma_s^2}{2M^2} \mathbf{a}^H(\theta_s) \tilde{\mathbf{a}}^*(\theta_s) \tilde{\mathbf{a}}^T(\theta_s) \mathbf{a}(\theta_s) \\ &= \frac{\sigma_s^2}{2} (1 - L_1), \end{aligned} \quad (35)$$

其中, L_1 为损失系数, 定义为

$$\begin{aligned} L_1(\theta_s) &= \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M e^{-j2\omega r \cos(\beta_i - \theta_s)/c} \\ &\quad \times \sum_{i=1}^M e^{j2\omega r \cos(\beta_i - \theta_s)/c}, \end{aligned} \quad (36)$$

显然当损失系数为1时, 信号输出功率最小, 当损失系数为0时, 则信号输出功率最大, 为 $\sigma_s^2/2$. 将上式改写为

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^M e^{-j4\pi r_\lambda \cos(\beta_i - \theta_s)} \\ &\quad \times \sum_{i=1}^M e^{j4\pi r_\lambda \cos(\beta_i - \theta_s)}, \end{aligned} \quad (37)$$

式中 r_λ 为半径波长比, 损失系数与半径波长比、阵元位置以及信号方位等有关, 对损失系数的定量分析, 见4.4节.

噪声协方差矩阵的虚部为

$$\mathbf{R}_{in} = \mathbf{j} \begin{bmatrix} 0 & rn_{12} & \dots & rn_{1M} \\ rn_{21} & 0 & \dots & rn_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ rn_{M1} & rn_{M2} & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad (38)$$

其中

$$rn_{kl} = \sum_{g=1}^{G'} \sigma_{klg} \sin(\mu_{klg} \Delta_{kl}(\varphi_g)),$$

可以得到噪声的输出功率为

$$P_{ino}(\theta) = \mathbf{w}^H(\theta) \mathbf{R}_{in} \mathbf{w}(\theta). \quad (39)$$

上式中噪声的输出功率反映了IDAS方法对噪声的抑制能力. 对于不同的噪声场, 得到的输出噪声功率不一样, 所以讨论IDAS方法对噪声的抑制能力时, 要根据噪声场的特性. 噪声场的对称分量越大, 则IDAS方法对噪声的抑制能力越强. 4.4节以柱面均匀噪声场模型为例, 分析了IDAS方法对噪声的抑制效果.

IDAS方法的输出信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{io} &= \frac{\mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{is} \mathbf{w}(\theta_s)}{\mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{in} \mathbf{w}(\theta_s)} \\ &= \frac{\sigma_s^2 (1 - L_1)}{2\mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{in} \mathbf{w}(\theta_s)}. \end{aligned} \quad (40)$$

4.3 实部重构方法

为了消除虚源的影响, 需要重构协方差矩阵. 本节采用粒子群算法 (particle swarm optimization, PSO) 重构协方差矩阵, 进而采用DAS方法获得波束输出的方法称为基于实部重构的DAS方法 (PSO-reconstruction covariance matrix DAS method, PSO-RCMDAS). 利用优化算法重构协方差矩阵实部, 首先需要随机给一个信号功率的初始值 $\hat{\sigma}_s^2$, 显然该值应该满足 $0 < \hat{\sigma}_s^2 < \lambda_{\max}$, 其中 λ_{\max} 是数据协方差矩阵对角元素的最大值, 得到协方差矩阵实部为

$$\hat{\mathbf{R}}_{re} = \hat{\sigma}_s^2 \boldsymbol{\rho}_{re} = \sigma_s^2 \boldsymbol{\rho}_{re} + \delta' \boldsymbol{\rho}_{re} = \hat{\mathbf{R}}_{rs} + \hat{\mathbf{R}}_{\delta}, \quad (41)$$

式中, $\hat{\sigma}_s^2$ 表示为实际功率值 σ_s^2 加上一个误差 δ' , $\hat{\mathbf{R}}_{rs}$ 为信号协方差矩阵实部, $\hat{\mathbf{R}}_{\delta} = \delta' \boldsymbol{\rho}_{re}$, $\boldsymbol{\rho}_{re}$ 为一化信号协方差矩阵实部, 表示为

$$\boldsymbol{\rho}_{\text{re}} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\Delta_{12}(\hat{\theta}_s)) & \cdots & \cos(\Delta_{1M}(\hat{\theta}_s)) \\ \cos(\Delta_{21}(\hat{\theta}_s)) & 1 & \cdots & \cos(\Delta_{2M}(\hat{\theta}_s)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(\Delta_{M1}(\hat{\theta}_s)) & \cos(\Delta_{M2}(\hat{\theta}_s)) & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \quad (42)$$

式中, $\hat{\theta}_s$ 为信号方位估计值. 利用欧拉公式, $\hat{\mathbf{R}}_{\delta}$ 可以表示成矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{\delta 1}$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_{\delta 2}$ 的和, 分别表示为

$$\hat{\mathbf{R}}_{\delta 1} = \begin{bmatrix} \frac{\delta'}{2} & \frac{\delta'}{2} e^{j\Delta_{12}(\hat{\theta}_s)} & \cdots & \frac{\delta'}{2} e^{j\Delta_{1M}(\hat{\theta}_s)} \\ \frac{\delta'}{2} e^{j\Delta_{21}(\hat{\theta}_s)} & \frac{\delta'}{2} & \cdots & \frac{\delta'}{2} e^{j\Delta_{2M}(\hat{\theta}_s)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\delta'}{2} e^{j\Delta_{M1}(\hat{\theta}_s)} & \frac{\delta'}{2} e^{j\Delta_{M2}(\hat{\theta}_s)} & \cdots & \frac{\delta'}{2} \end{bmatrix}, \quad (43)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{\delta 2} = \begin{bmatrix} \frac{\delta'}{2} & \frac{\delta'}{2} e^{-j\Delta_{12}(\hat{\theta}_s)} & \cdots & \frac{\delta'}{2} e^{-j\Delta_{1M}(\hat{\theta}_s)} \\ \frac{\delta'}{2} e^{-j\Delta_{21}(\hat{\theta}_s)} & \frac{\delta'}{2} & \cdots & \frac{\delta'}{2} e^{-j\Delta_{2M}(\hat{\theta}_s)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\delta'}{2} e^{-j\Delta_{M1}(\hat{\theta}_s)} & \frac{\delta'}{2} e^{-j\Delta_{M2}(\hat{\theta}_s)} & \cdots & \frac{\delta'}{2} \end{bmatrix}. \quad (44)$$

(43) 式相当于功率为 $\delta'/2$, 方位为 $\hat{\theta}_s$ 的信号协方差矩阵, 与目标方位一致, 对目标起到增强的作用; (44) 式相当于功率为 $\delta'/2$, 方位为 $\hat{\theta}_s \pm \pi$ 的信号协方差矩阵, 这是一个干扰信号, 且当 δ' 较大时, 在方位谱上会存在伪峰.

利用 (41) 式, 得到重构的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}} &= \hat{\mathbf{R}}_{\text{re}} + \mathbf{R}_{\text{in}} \\ &= (\hat{\mathbf{R}}_{\text{rs}} + \hat{\mathbf{R}}_{\delta 1} + \hat{\mathbf{R}}_{\delta 2}) + (\mathbf{R}_{\text{is}} + \mathbf{R}_{\text{in}}) \\ &= (\hat{\mathbf{R}}_{\text{rs}} + \mathbf{R}_{\text{is}} + \hat{\mathbf{R}}_{\delta 1}) + (\mathbf{R}_{\text{in}} + \hat{\mathbf{R}}_{\delta 2}) \\ &= \hat{\mathbf{R}}_{\text{s}} + \hat{\mathbf{R}}_{\text{n}}, \end{aligned} \quad (45)$$

式中 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{s}}$ 是重构的信号协方差矩阵, $\hat{\mathbf{R}}_{\text{n}}$ 是重构的噪声协方差矩阵, 进而得约束输出为

$$P_{\text{PSO}}(\hat{\sigma}_s^2, \theta) = \mathbf{w}^H(\theta) \hat{\mathbf{R}} \mathbf{w}(\theta). \quad (46)$$

根据 (45) 式, 计算输出信号功率为

$$\begin{aligned} P_{\text{rs}} &= \mathbf{w}^H(\theta_s) \hat{\mathbf{R}}_{\text{s}} \mathbf{w}(\theta_s) \\ &= \mathbf{w}^H(\theta_s) (\hat{\mathbf{R}}_{\text{rs}} + \mathbf{R}_{\text{is}}) \mathbf{w}(\theta_s) + \mathbf{w}^H(\theta_s) \hat{\mathbf{R}}_{\delta 1} \mathbf{w}(\theta_s) \\ &= \sigma_s^2 + \frac{\delta'}{2}, \end{aligned} \quad (47)$$

干扰输出为

$$P_{\text{ri}} = \mathbf{w}^H(\theta_s \pm \pi) \hat{\mathbf{R}}_{\delta 2} \mathbf{w}(\theta_s \pm \pi) = \frac{\delta'}{2}. \quad (48)$$

比较 (47) 式和 (48) 式, 得 $P_{\text{rs}} > P_{\text{ri}}$. 这个结果说明, 在输出的方位谱中, 实际目标方位上的输出最大, 因此可以采用约束优化的方法, 获得 $\hat{\sigma}_s^2$ 如下:

$$\begin{aligned} \min_{\hat{\sigma}_s^2} \max_{|\theta - \hat{\theta}_s| > \Delta_s} |P_{\text{PSO}}(\hat{\sigma}_s^2, \theta)|, \\ \text{s.t. } 0 < \hat{\sigma}_s^2 < \lambda_{\text{max}}, \end{aligned} \quad (49)$$

其中, Δ_s 是主瓣宽度, 利用粒子群优化算法数值求解该约束优化问题, 获得最优解. 利用最优解重构协方差矩阵, 计算输出信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{psso}} &= \frac{\mathbf{w}^H(\theta_s) \hat{\mathbf{R}}_{\text{s}} \mathbf{w}(\theta_s)}{\mathbf{w}^H(\theta_s) \hat{\mathbf{R}}_{\text{n}} \mathbf{w}(\theta_s)} \\ &= \frac{\mathbf{w}^H(\theta_s) (\hat{\mathbf{R}}_{\text{rs}} + \mathbf{R}_{\text{is}}) \mathbf{w}(\theta_s) + \mathbf{w}^H(\theta_s) \hat{\mathbf{R}}_{\delta 1} \mathbf{w}(\theta_s)}{\mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{\text{in}} \mathbf{w}(\theta_s) + \mathbf{w}^H(\theta_s) \hat{\mathbf{R}}_{\delta 2} \mathbf{w}(\theta_s)} \\ &= \frac{\sigma_s^2 + \frac{\delta'}{2}}{\mathbf{w}^H(\theta_s) \mathbf{R}_{\text{in}} \mathbf{w}(\theta_s) + \frac{\delta'}{2} L_1}. \end{aligned} \quad (50)$$

上式结果中信号的输出功率记为 P_{psso} , 等于 DAS 方法输出功率加上 $\delta'/2$, 而噪声的输出功率记为 P_{pno} , 等于 IDAS 方法的噪声输出功率加上干扰输出, 考虑到方位谱上伪峰的大小, 要求功率估计误差越接近 0 越好.

4.4 仿真实验

对于半径为 r 的 M 元的均匀圆阵, 有

$$d_{\text{cr}} = \frac{\lambda_t}{2} \Rightarrow r_t = \frac{M}{4\pi}, \quad (51)$$

上式中, λ_t 定义为特征波长, 对应的 r_t 为特征半径波长比, d_{cr} 为相邻两阵元间的圆弧长度.

首先需要定量分析损失系数的变化情况, 观察 (37) 式, 发现损失系数是随着半径波长比 r_λ , 圆阵阵元个数 M 及阵元坐标, 信号的水平方位角而变化的.

考虑阵元个数为 8, 16, 24, 32 的均匀圆阵, 则特征半径波长比为 $2/\pi$, $4/\pi$, $6/\pi$, $8/\pi$, 得到损失

系数如图3所示, 图中红线为 r_t . 从图中可以看出, 在低频附近, 存在一个较大值的区域, 因为频率较低, 则 r_λ 小, 此时将导致(37)式中的指数项较小, 故最终的损失系数较大, 且当 r_λ 为0时, 损失系数最大, 为1. 除去低频损失系数最大的部分, 从4幅

图中可以发现第二大的位置出现在 $r_\lambda > r_t$ 的区域, 而在 $r_\lambda < r_t$ 的区域, 损失系数较小. 故根据不同的应用情况设计均匀圆阵时, 可以参照图3, 选择合适的阵元数、半径及工作频率, 使得能够适用于IDAS方法, 从而得到更好的圆阵性能.

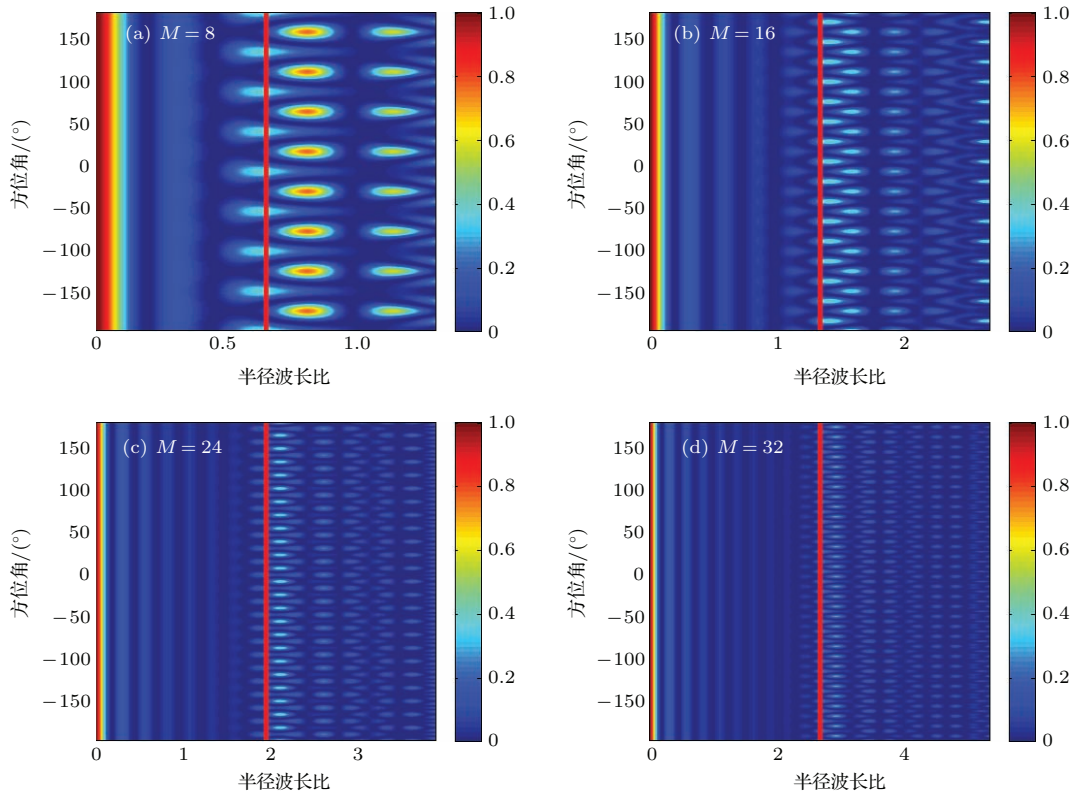


图3 (网刊彩色) 损失系数 (a) $M = 8$; (b) $M = 16$; (c) $M = 24$; (d) $M = 32$

Fig. 3. (color online) The loss coefficient: (a) $M = 8$; (b) $M = 16$; (c) $M = 24$; (d) $M = 32$.

根据图3的结果, 第二大损失系数所在方位的损失系数随 r_λ 的变化如图4所示, 其中图4(a)的方位角为 23° , 图4(b)的方位角为 11° , 图4(c)的方位角为 30° , 图4(d)的方位角为 5° . 从图4可以看出, 第二大损失系数随着阵元个数的增加逐渐减小, 且对应的 r_λ 逐渐增大. 而第二大损失系数与低频最大损失系数之间存在一段损失系数较小的区域, 该区域最大值大约为0.16, 对应的 r_λ 为0.31, 且不随阵元个数变化, 根据(35)式, 得到信号的损失为3.77 dB, 则称该区域为可行区域. 可以发现, 阵元数足够大时, 可行区域较宽.

讨论均匀圆阵时, 当频率太高, 根据采样定理, 空间采样不足, 存在栅瓣, 而频率太低, 则主瓣宽度变大, 分辨率变低. 因此, 我们比较关心的是 r_t 对

应的频率, 得到图3中红线对应的损失系数随方位角变化的剖面, 如图5所示. 根据均匀圆阵的特性及损失系数的计算公式, 发现损失系数是随着空间方位角成规律变化的, 对于 M 元阵, 在方位角上会出现 M 个峰值, 峰值之间存在 M 个谷值, 当信号位于谷值的位置, 则损失系数较小, IDAS方法对信号的衰减较小. 相比之下, 更加关心峰值的大小, 因为它代表最差性能. 从图5可以看出峰值宽度和峰值大小随着阵元数的增加而逐渐减小, 图5(a)中峰值为0.38, 利用(35)式得到信号的损失为5.09 dB; 图5(b)中峰值为0.28, 信号损失为4.44 dB; 图5(c)中峰值为0.13, 信号损失为3.62 dB; 图5(d)中峰值为0.11, 信号损失为3.52 dB.

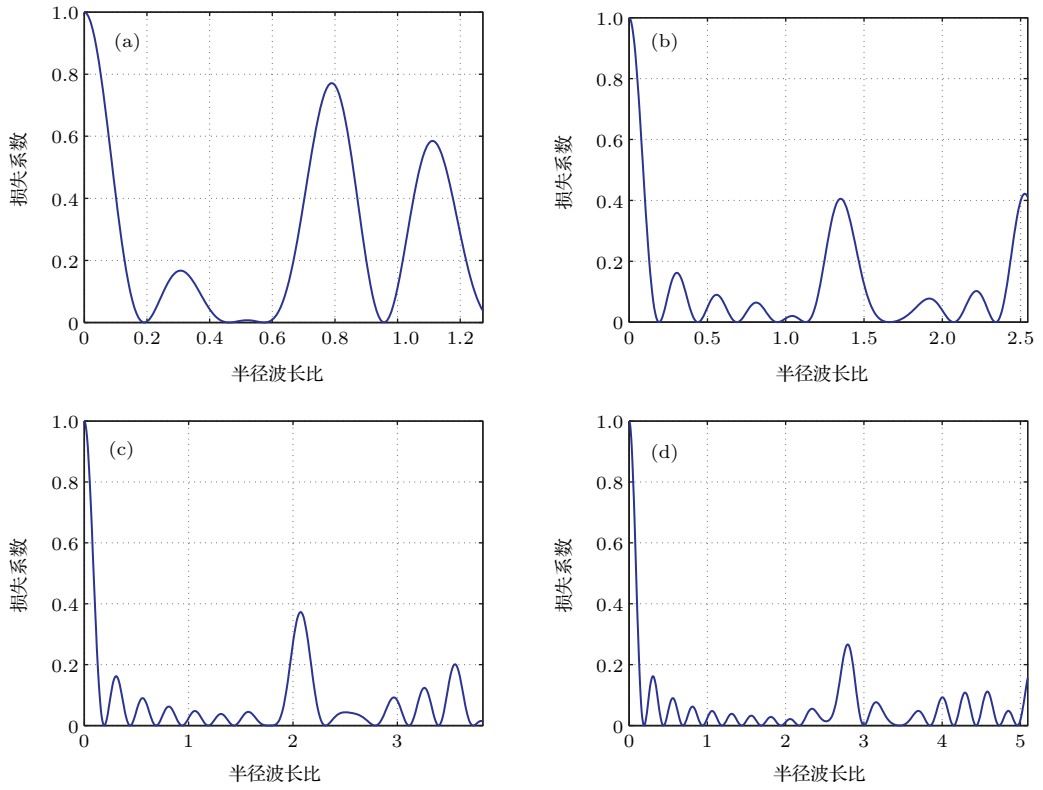


图4 损失系数随半径波长比的变化 (a) $M = 8, \theta_s = 23^\circ$; (b) $M = 16, \theta_s = 11^\circ$; (c) $M = 24, \theta_s = 30^\circ$; (d) $M = 32, \theta_s = 5^\circ$

Fig. 4. The change of the loss coefficient with the ratio between radius and wavelength: (a) $M = 8, \theta_s = 23^\circ$; (b) $M = 16, \theta_s = 11^\circ$; (c) $M = 24, \theta_s = 30^\circ$; (d) $M = 32, \theta_s = 5^\circ$.

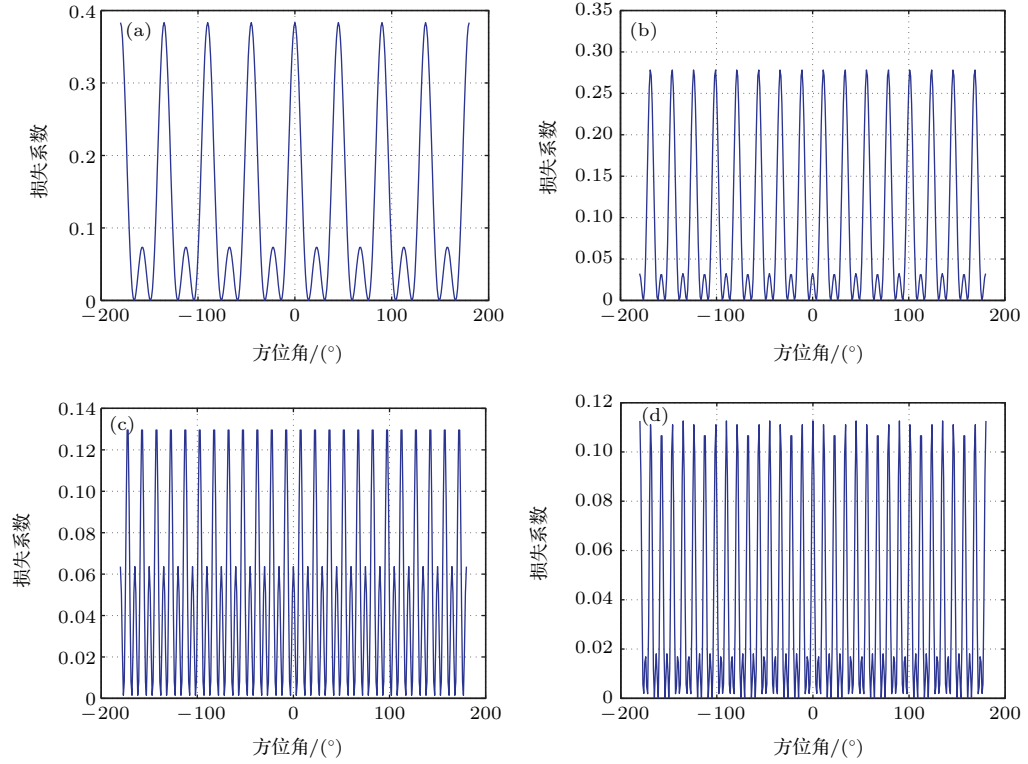


图5 损失系数随方位角的变化 (a) $M = 8, r_\lambda = 2/\pi$; (b) $M = 16, r_\lambda = 4/\pi$; (c) $M = 24, r_\lambda = 6/\pi$; (d) $M = 32, r_\lambda = 8/\pi$

Fig. 5. The change of the loss coefficient with the azimuth angle: (a) $M = 8, r_\lambda = 2/\pi$; (b) $M = 16, r_\lambda = 4/\pi$; (c) $M = 24, r_\lambda = 6/\pi$; (d) $M = 32, r_\lambda = 8/\pi$.

本文以均匀噪声场为例, 讨论IDAS方法对噪声的抑制能力, 首先需要评估采用若干噪声源叠加仿真噪声场与实际噪声场之间的误差. 柱面坐标下的均匀噪声场, 任意两阵元间的理论相关系数为:

$$r(d/\lambda) = J_0(2\pi d/\lambda), \quad (52)$$

其中 $J_0(\cdot)$ 是一类零阶贝塞尔函数, d 表示两个阵元之间的距离, λ 表示波长. 为了评估模型的有效性, 给出了误差计算公式

$$\text{error}(G) = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (r(f_k) - \hat{r}(f_k, G))^2}, \quad (53)$$

其中 K 是离散频率的个数, $r(f_k)$ 和 $\hat{r}(f_k, G)$ 分别是频率为 f_k 的理论相关系数和计算相关系数. 得到均方根误差随噪声源个数的变化情况如图6所示, 随着噪声源个数的增加, 仿真模型与实际噪声之间的误差逐渐减小, 且当 G 足够大时, 误差变化不大. 本文仿真噪声场时, G 选为300.

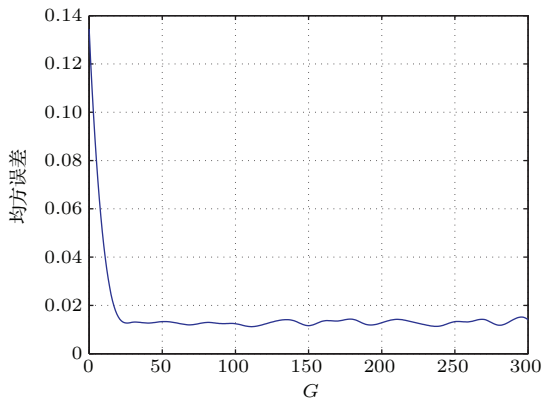


图6 相关系数误差

Fig. 6. The error of the correlation coefficient.

以24元均匀圆阵为例, 半径为2 m, 窄带信号和窄带噪声的中心频率选择为 r_t 对应的频率1432 Hz, 带宽为100 Hz, 采样频率为16 kHz. 信噪比定义为信号与噪声的功率之比. 目标方位从 -180° 到 180° 变化, 得到损失系数如图5(c)所示, 信噪比为0 dB时, 对应的DAS(P_{so})和IDAS(P_{iso})方法的信号输出功率随方位角的变化如图7所示. IDAS方法的信号输出功率存在周期性的变化, 与损失系数相对应. 与DAS方法的信号输出功率相比较, 信号最大损失约为3.61 dB, 最小损失约为3.03 dB.

选定信号方位为 80° , IDAS(P_{ino})方法和DAS(P_{no})方法在目标方位处的噪声输出功率随

输入信噪比的变化如图8所示. 从图8可以看出, DAS方法和IDAS方法的噪声输出功率不随信噪比变化. 在本文仿真条件下, IDAS方法的噪声输出比DAS方法小约15 dB, 这是一个较大的数值. 仿真时采用的是均匀噪声场, 各方向的噪声功率均匀, 根据阵元接收噪声数据的物理模型以及对称噪声场的物理意义, 可以发现均匀噪声场的对称噪声部分较大, 因此IDAS方法使噪声减少15 dB是可信的结果. 而实际应用中, 阵元接收到的噪声数据是随时间、地点变化的, 所以IDAS方法的噪声抑制能力要视实际的噪声场而定.

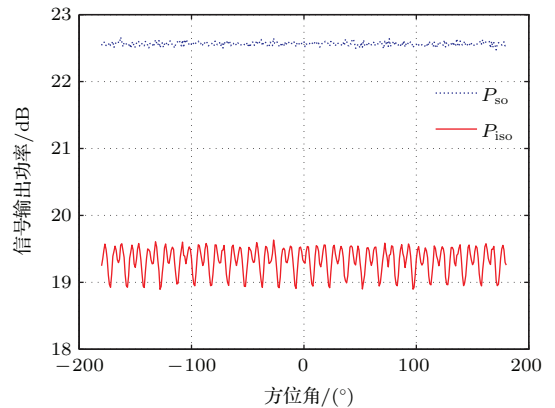


图7 信号输出功率

Fig. 7. The signal output power.

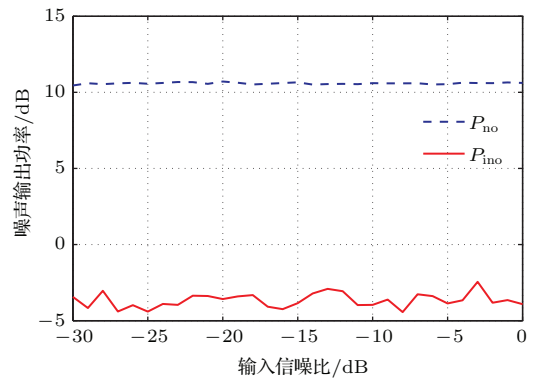


图8 噪声输出功率

Fig. 8. The noise output power.

上述讨论发现, 只要IDAS方法对信号的衰减强度小于对噪声的抑制强度, 则认为IDAS方法适用. 对信号的衰减强度, 可以通过设计阵列获得; 对噪声的抑制强度则依赖于实际的噪声场. 在IDAS方法适用时, 有必要分析角度估计误差, 为PSO-RCMDAS方法的使用奠定基础. 图9给出了角度估计均方根误差随输入信噪比的变化情况, 在较高信噪比时, DAS方法和IDAS方法的估计误差

都较小, 而随着信噪比的降低, DAS方法的均方根误差变大, 说明该方法失效, 而IDAS方法的均方根误差仍然较小, 当输入信噪比继续降低, IDAS方法和DAS方法都失效. 根据(49)式, 角度估计误差的准确性将影响PSO-RCMDAS方法的优化结果. 上述分析发现, IDAS方法降低了角度估计误差, 为PSO-RCMDAS方法的使用奠定了基础.

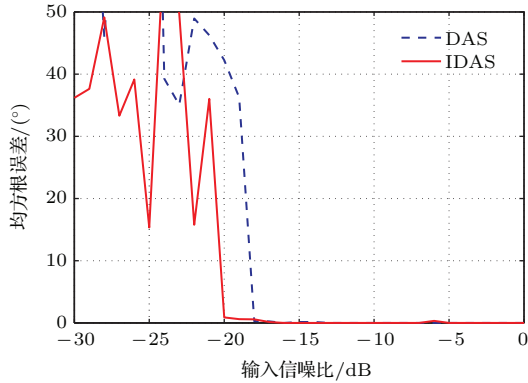


图9 方位角估计均方根误差

Fig. 9. The root-mean-square error of the azimuth angle estimation.

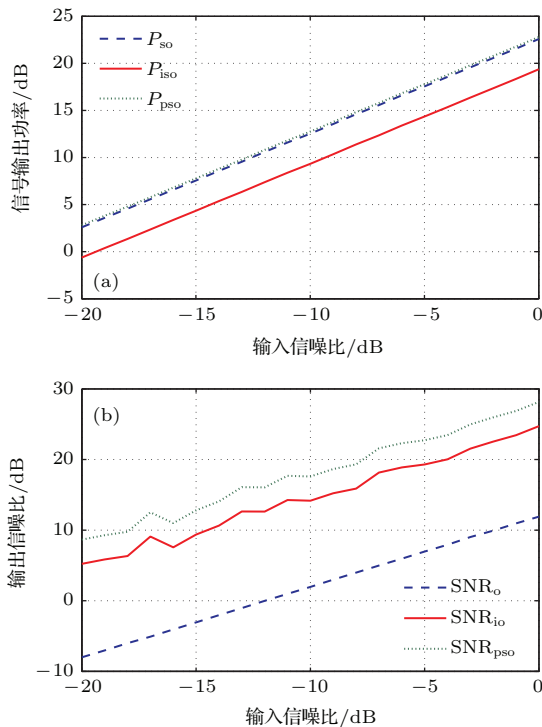


图10 DAS, IDAS, PSO-RCMDAS方法对比 (a) 信号输出功率; (b) 输出信噪比

Fig. 10. The comparison of the results from DAS, IDAS, PSO-RCMDAS methods: (a) The signal output power; (b) the output SNR.

信号输出功率随输入信噪比的变化情况如图10(a)所示, 从图中可以看出, 在输入信噪比一

定时, PSO-RCMDAS方法的信号输出功率与DAS方法的大约相等. IDAS方法的信号输出功率最小, 比其他两种方法的信号输出功率大约小3.2 dB. 观察图5(c), 当方位角为80°时, 信号损失系数为0.045, 代入到(35)式, 计算得到理论衰减为3.2 dB, 与仿真实验值相符. 根据图10(a)及图8可以计算得到输出信噪比随输入信噪比的变化情况, 如图10(b)所示. 从图中可以看出DAS方法输出信噪比最小, 其次是IDAS方法, 而PSO-RCMDAS方法的输出信噪比最大, 且比IDAS方法的大将近3 dB.

5 海试数据验证

对中国南海采集的海试数据进行处理, 以验证算法的有效性. 接收端是均匀圆环阵, 阵元数为16, 半径为1.5 m, 采集系统的采样频率为25 kHz. 发射端采用鱼唇换能器, 发射线性调频信号, 信号带宽为700—1200 Hz. 选择其中时间长度为10 s的数据, 分别利用DAS, IDAS和PSO-RCMDAS方法处理得到方位时间历程图(bearing time record, BTR), 如图11(a)—图11(c)所示, 颜色对比单位是dB.

归一化的旁瓣级(side lobe level, SLL)定义为

$$SLL = 10 \lg \left(\frac{1}{N_T} \frac{1}{N_\theta} \sum_{i=1}^{N_T} \sum_{j=1}^{N_\theta} P(t_i, \theta_j) \right), \quad (54)$$

其中, t_i 是时间, N_T 是时间采样点数, θ_j 是方位角, N_θ 是方位角采样点数, $P(t_i, \theta_j)$ 为 t_i 时刻 θ_j 方位上的归一化的功率谱输出.

图11(a)是DAS方法处理得到的BTR图, 可以看出, 采集的数据中包含两个目标, 记为 S_1 和 S_2 , 方位角分别为112°和149°, 把目标方位以外角度上的输出称为旁瓣, 则该图中的旁瓣较高, 用(54)式计算得到归一化后的旁瓣级为-4.52 dB; 图11(b)是IDAS方法处理得到的BTR图, 可以看出, 图中存在虚源, 与实际声源相差180°, 且无法分辨实际声源的位置, 而旁瓣降低, 旁瓣级为-7.97 dB; 图11(c)是PSO-RCMDAS方法处理得到的BTR图, 可以看出, 该方法消除了虚源的影响, 且旁瓣进一步降低, 旁瓣级为-10.28 dB.

利用近似方法计算输出信噪比, 第一步利用存在信号的数据段, 采用三种算法, 获得信号输出功

表1 输出信噪比
Table 1. The output SNR.

方法	S_1			S_2		
	P_s /dB	P_n /dB	SNR/dB	P_s /dB	P_n /dB	SNR/dB
DAS	3.062	-0.822	3.884	0.608	-0.831	1.439
IDAS	-0.525	-7.98	7.455	-3.224	-7.812	4.588
PSO-RCMDAS	2.931	-7.98	10.911	0.612	-7.812	8.424

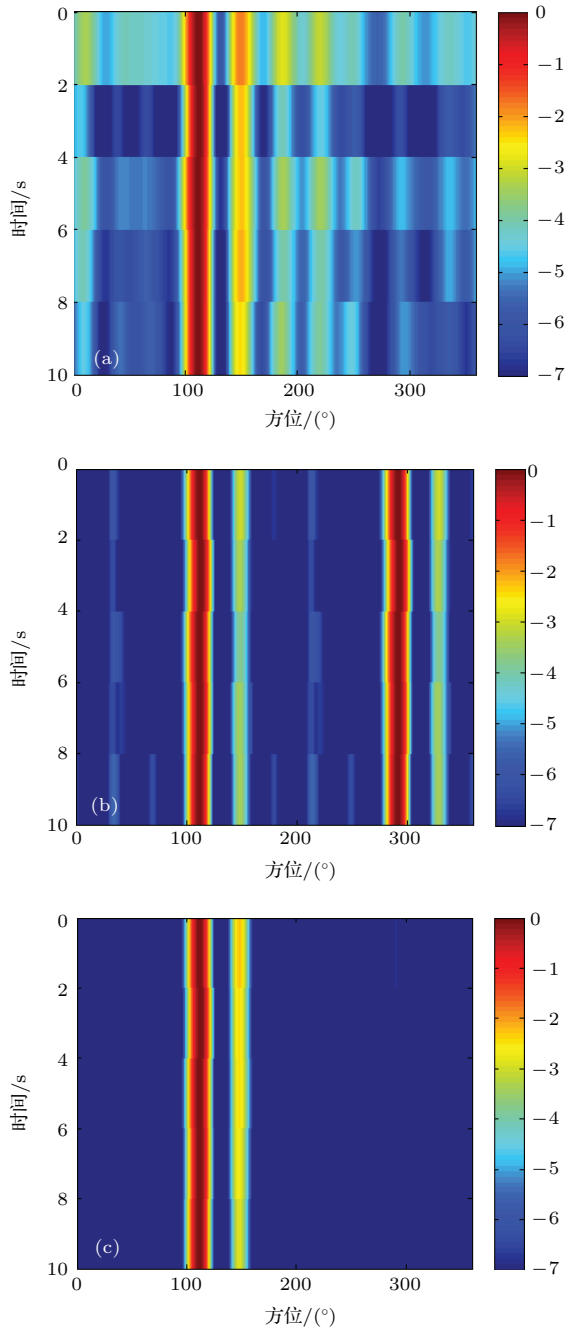


图11 (网刊彩色) BTR图 (a) DAS方法; (b) IDAS方法; (c) PSO-RCMDAS方法

Fig. 11. (color online) BTR: (a) DAS method; (b) IDAS method; (c) PSO-RCMDAS method.

率 P_s 与噪声输出功率 P_n 的总和; 第二步, 选择存在信号数据的前一段纯噪声数据, 采用 DAS 方法和 IDAS 方法, 计算噪声输出功率, 认为 PSO-RCMDAS 方法的噪声输出功率与 IDAS 方法的输出功率相等; 第三步, 计算输出信噪比 SNR, 得到表 1.

分析表 1 中数据, 可以得到如下结论: 1) 从目标 S_1 方位上的信号输出功率来看, IDAS 方法对信号的衰减大约为 3.58 dB, 从目标 S_2 方位上的信号输出功率来看, IDAS 方法对信号的衰减大约为 3.83 dB, PSO-RCMDAS 方法补偿了信号的衰减, 但是信号输出功率仍然存在误差; 2) 从噪声的输出功率来看, IDAS 方法对噪声的抑制能力大约为 7 dB, IDAS 方法的噪声抑制能力取决于对称噪声场, 噪声场中对称噪声部分是随着时间、地点而变化的, 那么对于同一试验数据中不同的目标方位处, 其噪声抑制能力应该是一样的, 试验结果很好地验证了这个结论; 3) 目标 S_1 处, IDAS 方法的输出信噪比为 7.455 dB, 比 DAS 方法的提高了 3.57 dB, 目标 S_2 处, IDAS 方法的输出信噪比提高了 3.149 dB, 这是由于 IDAS 方法对信号衰减的同时, 也对噪声产生了抑制, 且对噪声的抑制能力比对信号的衰减强, 使得输出信噪比提高; 4) 目标 S_1 处, PSO-RCMDAS 方法的输出信噪比较 DAS 方法提高了 7.027 dB, 目标 S_2 处, PSO-RCMDAS 方法的输出信噪比较 DAS 方法提高了 6.985 dB.

试验结果证明, 利用对称噪声场的物理特性, 通过 IDAS 方法消除了对称噪声, 提高了输出信噪比.

6 结 论

本文结合阵元接收噪声数据的物理机理与阵列信号处理方法, 提出了实部消除方法. 首先从噪

声场这个物理场出发, 建立阵元接收到的噪声数据的物理模型, 并且将它分解为对称噪声场和非对称噪声场, 给出了两者的物理意义. 研究发现, 对称噪声场对数据协方差矩阵的虚部没有影响. 基于噪声场的这个物理特性, 利用协方差矩阵的虚部, 结合DAS波束形成方法, 发现可以提高波束输出的性能. 得到如下结论: 1) 理论推导了对称噪声部分只影响数据协方差矩阵的实部, 提出消除实部, 利用协方差矩阵虚部做波束形成, 从而达到抑制噪声的目的, 此外分析了均匀圆阵接收噪声的对称性; 2) 实部消除方法的噪声抑制能力取决于对称噪声场, 而对称噪声场的大小是噪声场的物理特性, 随时间、地点而变化; 3) 分析了IDAS方法在均匀圆阵中应用时对信号的衰减规律, 为圆阵的结构设计和工作频率的选定奠定了理论基础; 4) 利用IDAS方法, 使得DOA的性能得到的提升, 但是带来了新的问题, 在与正确方位相隔 180° 的位置出现了虚源, 且无法辨别真伪; 5) PSO-RCMDAS通过优化算法, 把虚源当做旁瓣进行抑制, 消除了虚源, 提高了DOA的性能; 6) 理论分析与推导为该方法的广泛应用奠定了理论基础, 海试数据结果验证了该方法的有效性.

参考文献

- [1] Liang G L, Ma W, Fan Z, Wang Y L 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 144302 (in Chinese) [梁国龙, 马巍, 范展, 王逸林 2013 物理学报 **62** 144302]
- [2] Yang Y X 2002 *Ph. D. Dissertation* (Xi'an: Northwestern Polytechnical University) (in Chinese) [杨益新 2004 博士学位论文 (西安: 西北工业大学)]
- [3] van Trees H L 2002 *Optimum Array Processing: Part I of Detection, Estimation, and Modulation Theory* (New York: Wiley) pp428–429
- [4] Wang Y L, Chen H, Peng Y N, Wan Q 2004 *Theory and Algorithms of the Spatial Spectrum Estimation* (Beijing: Tsinghua University Press) pp2–6 (in Chinese) [王永良, 陈辉, 彭应宁, 万群 2004 空间谱估计理论与算法 (北京: 清华大学出版社) 第2—6页]
- [5] Buckingham M J 2012 *J. Acoust. Soc. Am.* **131** 2643
- [6] Wenz G M 1972 *J. Acoust. Soc. Am.* **51** 1010
- [7] Yan S F, Ma Y L, Ni J P, Yang K D 2003 *Tech. Acous.* **22** 30 (in Chinese) [鄢社锋, 马远良, 倪晋平, 杨坤德 2003 声学技术 **22** 30]
- [8] Habets E A, Gannot S 2007 *J. Acoust. Soc. Am.* **122** 3464
- [9] Prasad S, Williams R T, Mahalanabis A K, Sibul, L H 1988 *IEEE Trans. ASSP* **36** 631
- [10] Moghaddamjoo A 1991 *IEEE Trans. SP* **39** 219
- [11] Li M H, Lu Y L 2008 *IEEE Trans. AES* **44** 1079
- [12] Farrier D R, Jeffries D J 1985 *Proceedings of the ICASSP'85 Florida, March 26–29, 1985* p1788
- [13] Goulding M M, Bird J S 1990 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **39** 316
- [14] Shen W M, Ma Y L 1990 *Proceedings of International Workshop on Marine Acoustics* Beijing, March 26–30, 1990, p317
- [15] Shen W M 1989 *M. S. Thesis* (Xi'an: Northwestern Polytechnical University) (in Chinese) [沈文苗 1989 硕士学位论文 (西安: 西北工业大学)]
- [16] Zhang D H, Ma Y L, Yang K D, Pan Y 2008 *Proceedings of CISP'08 Sanya China, May 27–30 2008* p552
- [17] Wang L, Yang Y X, Wang Y 2012 *Computer Simulation* **29** 192 (in Chinese) [王露, 杨益新, 汪勇 2012 计算机仿真 **29** 192]

Analysis of the symmetry of the ambient noise and study of the noise reduction

Xia Hui-Jun¹⁾²⁾ Ma Yuan-Liang^{1)2)†} Liu Ya-Xiong¹⁾²⁾

1) (School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

2) (Key Laboratory of Ocean Acoustics and Sensing of Ministry of Industry and Information Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

(Received 16 January 2016; revised manuscript received 5 May 2016)

Abstract

Acoustic environment has a low signal-to-noise ratio (SNR); hence, array signal processing is widely used for noise reduction and signal enhancement. The actual ambient noise includes uncorrelated noise and correlated noise. The received noises of the two arbitrary array elements are correlated. Consequently, the performance of array signal processing method decreases obviously. Aiming at this problem, the real-part elimination of covariance matrix method is proposed. Firstly, from a physical point of view, the noise signals can be generated by using a number of uncorrelated noise sources: the more the noise sources, the less the error between the noise from the model and the actual noise will be. Theoretically, the noise field is decomposed into the symmetrical noise field and the asymmetrical noise field. A number of noise sources generate the symmetrical noise fields; the directions of these noise sources are symmetric, and the powers of two arbitrary symmetric sources are the same. Secondly, the symmetry of the ambient noise is analyzed, as a result, the symmetrical noise can only affect the real part of the covariance matrix. Thirdly, the real part of covariance matrix is eliminated in order to reduce the noise, and then the delay-and-sum beamforming is achieved by using only the imaginary part. The advantages are that the output signal-to-noise ratio is increased and the noise output power is reduced obviously; the disadvantage is that it produces a false target. The azimuth of the actual target differs from that of the false target by 180° , and the false target cannot be distinguished. Finally, to eliminate the false target, the real part of the signal covariance matrix is reconstructed by establishing a constrained optimization problem, which is solved by using the particle swarm algorithm. Then, the reconstructed covariance matrix composed of the imaginary part and the reconstruction of real part is applied to delay-and-sum beamforming, as a result, the false target is eliminated. The simulation results show that the real-part elimination of covariance matrix method reduces the symmetrical ambient noise, the noise output power is reduced, the output signal-to-noise ratio is increased, and this method improves the performance of array signal processing. The experimental results show that the output SNRs of two targets with using the imaginary part of covariance matrix are increased by 3.57 dB and 3.149 dB, respectively, and the output SNRs of two targets with using the reconstructed covariance matrix are increased by 7.027 dB and 6.985 dB, respectively. The real-part elimination of covariance matrix method is easy to implement, and has a definite value for engineering application.

Keywords: noise field, noise reduction, real-part elimination, beamforming method

PACS: 43.30.+m, 43.30.Nb, 43.60.+d

DOI: [10.7498/aps.65.144302](https://doi.org/10.7498/aps.65.144302)

† Corresponding author. E-mail: ylma@nwpu.edu.cn