

基于远近场声传播特性的拖线阵声纳平台 辐射噪声空域矩阵滤波技术

韩 东^{1,2}, 张海勇², 黄海宁¹, 李启虎¹

(1. 中国科学院声学研究所, 北京 100190; 2. 海军大连舰艇学院通信系, 辽宁大连 116018)

摘 要: 针对拖线阵声纳平台噪声构成近场强干扰影响声纳弱目标探测的问题, 利用近场平台噪声的多途传播特性及远场目标信号的平面波传播特性, 将匹配场定位技术和平面波目标方位估计技术结合, 利用平台噪声到达接收阵的拷贝向量以及平面波方向向量共同设计具有强干扰抑制功能的空域矩阵滤波器, 实现了近场平台噪声抑制. 设计两种最优化问题, 获得不同的噪声抑制效果, 给出它们的最优解, 验证了解的正确性, 找出解之间的关联. 解释了平台辐射噪声在阵列端首方位附近构成强干扰的原因, 同时解释了空域矩阵滤波后存在探测盲区的原因. 由仿真可知, 空域矩阵滤波处理可获得更小的探测盲区, 同时获得盲区外更高的探测能力.

关键词: 平台辐射噪声; 空域矩阵滤波; 矩阵滤波器; 匹配场处理; 波束形成; 干扰抑制; 噪声抵消; 拖线阵声纳

中图分类号: TP911.9 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2014)03-0432-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.03.003

Towed Line Array Sonar Platform Radiated Noise Spatial Matrix Filter Based on Far-Field and Near-Field Sound Propagation Characteristics

HAN Dong^{1,2}, ZHANG Hai-yong², HUANG Hai-ning¹, LI Qi-hu¹

(1. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Department of Communication Engineering, Dalian Naval Academy, Dalian, Liaoning 116018, China)

Abstract: The detection of far-field weak target is influenced by the strong near-field platform radiated noise interference in the towed line array sonar. The near-field sound is with multiple channel propagation, and the far-field sound is with plane wave propagation. By these propagation characteristics, the matched field processing technology and the direction of arrival estimation technology are combined together. The spatial matrix filters are designed by the near-field platform noise copy vector and the far-field plane wave bearing vector. Two optimization programs are built to achieve different platform noise suppression effects. The optimal solutions are deduced directly and their relationships are established. In the bearing course, the strong interferences exist without filtering, and the blind areas exist after filtering by the spatial matrix filter. The reason is that there are relativities between the platform copy vector and the plane wave bearing vector. Simulations indicate that it can achieve less blind area and higher detection capability with spatial matrix filter processing.

Key words: platform radiated noise; spatial matrix filter; matrix filter; matched field processing; beamforming; interference suppression; noise cancellation; towed line array sonar

1 引言

多传感器阵列信号处理中, 常规以及自适应波束形成技术被广泛使用, 实现抑制干扰、增强被检测信号以及目标方位估计的目的^[1-4]. 在水下目标探测中, 利用大孔径的拖曳线列阵声纳是实现远程、低频、安静型目

标探测的最佳途径, 由于声纳拖曳平台即舰艇或潜艇距声纳拖线阵的距离有限, 平台辐射噪声在阵列端首附近方向构成近程强干扰, 导致拖线阵声纳在水听器阵端首方向形成大范围的探测盲区, 同时还影响其它方位的目标探测能力^[5,6]. 国内外学者尝试利用多种方法抑制平台辐射噪声, 如自适应噪声抵消、自适应波束形成、后置

波束形成干扰抵消、逆波束形成等方法,但这些基于平面波传播理论的干扰抵消技术对拖线阵声纳平台辐射噪声抑制能力十分有限.利用双线阵的联合处理,可在阵列和拖曳平台所在的垂直面内生成很深的凹槽,从而有效抑制平台辐射噪声,但该方法的缺点是会在平台方向附近形成探测盲区,同时双线阵的收发复杂性、阵列相对位置偏差等因素也影响它的性能发挥^[7,8].目前被广泛使用的单阵列的拖线阵声纳,急需解决平台辐射噪声抑制问题.

由于平台辐射噪声与拖线阵声纳基阵的距离较近,平台辐射噪声应作为近场强干扰看待.然而现有平台辐射噪声抑制技术其原理都是基于远场平面波信号的降噪或抵消技术,因而并不能对声纳目标方位估计性能产生质的提高.与声场环境、声源到达接收阵的多途传播相结合的干扰抑制技术是解决拖线阵声纳受平台辐射噪声影响的最可行方案.空域矩阵滤波技术是一种新兴的阵元域数据处理技术^[9-11],该技术能获得更高精度的平面波方位估计^[12-16]和匹配场定位^[17,18]效果,将空域矩阵滤波与平面波方位估计和匹配场定位结合,为平台辐射噪声抑制提供了可行途径.

本文结合远场目标及近场平台辐射噪声的海洋声传播特性,将空域矩阵滤波、匹配场定位和平面波方位估计三种技术结合.利用远场平面波方向向量和近场平台辐射噪声匹配场拷贝向量,建立两个最优化问题,设计了具有近场平台辐射噪声抑制功能的空域矩阵滤波器.推导出两个最优化问题的最优解,利用广义奇异值分解简化解,分析两个解之间的内在关联.利用仿真,分析本文设计的空域矩阵滤波器性能,及滤波后产生盲区的原因.

2 空域矩阵滤波器设计

2.1 声场模型及空域矩阵滤波最优化问题

拖曳线列阵声纳的目标方位估计,是建立在接收声信号为远场平面波假设条件下的计算结果,然而,由于声纳使用平台与拖线阵列距离有限,平台辐射噪声经海底海面折射反射等效应,应作为近场强干扰对待.考虑由无指向性水听器构成的均匀线列阵,假设阵元数为 N ,则频率为 ω 的接收阵列信号 $\mathbf{x}(t, \omega)$ 中包含远场平面波及近场平台辐射噪声干扰.

$$\mathbf{x}(t, \omega) = \mathbf{A}(\theta, \omega) \mathbf{s}_1(t, \omega) + \mathbf{V}(\omega) \mathbf{s}_0(t, \omega) + \mathbf{n}(t, \omega) \quad (1)$$

式中, $\mathbf{x}(t, \omega) = [x_1(t, \omega), \dots, x_N(t, \omega)]^T$ 是接收阵列数据, $\mathbf{s}_1(t, \omega) = [s_{11}(t, \omega), \dots, s_{1D}(t, \omega)]^T$ 是 D 维频率为 ω 的远场平面波信号, $\mathbf{s}_0(t, \omega) = [s_{01}(t, \omega), \dots, s_{0S}(t, \omega)]^T$ 是 S 维频率为 ω 的近场平台辐射噪声干扰. $\mathbf{A}(\theta, \omega) = [\mathbf{a}(\theta_1, \omega), \dots, \mathbf{a}(\theta_i, \omega), \dots, \mathbf{a}(\theta_D, \omega)] \in$

$\mathbf{C}^{N \times D}$ 是频率为 ω 的平面波阵列流形矩阵,其中 $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D]$ 为平面波信号入射方向,假定 $D > N$. $\mathbf{a}(\theta_i, \omega) = [1, \exp(-j\omega \Delta \sin \theta_i / c), \dots, \exp(-j\omega(N-1) \Delta \sin \theta_i / c)]^T \in \mathbf{C}^{N \times 1}$, 是信号源到接收阵的方向向量,这里 $(\cdot)^T$ 表示转置, Δ 代表阵元间隔, j 为单位虚数, $\mathbf{V}(\omega) = [\mathbf{v}_1(\omega), \mathbf{v}_2(\omega), \dots, \mathbf{v}_S(\omega)] \in \mathbf{C}^{N \times S}$ 是平台辐射噪声干扰经海洋多途到达接收阵的拷贝向量,并假定平台辐射噪声源数目小于阵元数,即 $S < N$. $\mathbf{n}(t, \omega) = [n_1(t, \omega), \dots, n_N(t, \omega)]^T$ 是 N 维环境噪声.设计空域预滤波器 $\mathbf{H}(\omega) \in \mathbf{C}^{N \times N}$, 利用该滤波器对接收阵列数据滤波:

$$\mathbf{y}(t, \omega) = \mathbf{H}(\omega) \mathbf{A}(\theta, \omega) \mathbf{s}_1(t, \omega) + \mathbf{H}(\omega) \mathbf{V}(\omega) \mathbf{s}_0(t, \omega) + \mathbf{H}(\omega) \mathbf{n}(t, \omega) \quad (2)$$

空域矩阵滤波后对平面波信号增强或抑制的效果是通过对阵列流形的作用实现的,当 $\|\mathbf{H}(\omega) \mathbf{a}(\theta_i, \omega)\|_F^2$ 接近于 0 时,说明滤波器对 θ_i 方向频率为 ω 的平面波信号有较强的抑制作用,式中 $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵 Frobenius 范数.反之,当 $\|\mathbf{H}(\omega) \mathbf{a}(\theta_i, \omega) - \mathbf{a}(\theta_i, \omega)\|_F^2$ 接近于 0,说明滤波器对 θ_i 方向频率为 ω 的平面波信号滤波后无影响.经空域矩阵滤波后,远场平面波总体响应及总体响应误差分别为 $\|\mathbf{H}(\omega) \mathbf{A}(\theta, \omega)\|_F^2$ 和 $\|\mathbf{H}(\omega) \mathbf{A}(\theta, \omega) - \mathbf{A}(\theta, \omega)\|_F^2$. 同理,平台辐射噪声总体响应和总体响应误差分别为 $\|\mathbf{H}(\omega) \mathbf{V}(\omega)\|_F^2$ 和 $\|\mathbf{H}(\omega) \mathbf{V}(\omega) - \mathbf{V}(\omega)\|_F^2$.

为实现平台辐射噪声抑制,可通过约束 $\|\mathbf{H}(\omega) \cdot \mathbf{V}(\omega)\|_F^2$ 的直接接近于 0 实现,同时约束 $\|\mathbf{H}(\omega) \mathbf{A}(\theta, \omega) - \mathbf{A}(\theta, \omega)\|_F^2$ 的直接接近于 0 以实现滤波后不影响远场平面波.为方便设计及求解,现将 $\mathbf{H}(\omega)$ 、 $\mathbf{A}(\theta, \omega)$ 、 $\mathbf{V}(\omega)$ 分别简记为 \mathbf{H} 、 \mathbf{A} 和 \mathbf{V} .通过建立如下最优化问题设计空域矩阵滤波器.

最优化问题 1: 平台辐射噪声零响应约束空域矩阵滤波器

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{H}_1} J(\mathbf{H}_1) &= \|\mathbf{H}_1 \mathbf{A} - \mathbf{A}\|_F^2 \\ \text{Subject to} \quad & \mathbf{H}_1 \mathbf{V} = \mathbf{0}_{N \times S} \end{aligned} \quad (3)$$

这里,空域矩阵滤波器 \mathbf{H}_1 对平台辐射噪声的响应设定为零.

最优化问题 2: 平台辐射噪声响应抑制空域矩阵滤波器

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{H}_2} J(\mathbf{H}_2) &= \|\mathbf{H}_2 \mathbf{A} - \mathbf{A}\|_F^2 \\ \text{Subject to} \quad & \|\mathbf{H}_2 \mathbf{V}\|_F^2 \leq \varepsilon \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\varepsilon > 0$ 是空域矩阵滤波器对平台辐射噪声响应的约束.空域矩阵滤波器 \mathbf{H}_2 对平台辐射噪声的响应限定为小于或等于 ε ,从而实现抑制平台辐射噪声的目的.

2.2 空域矩阵滤波最优化问题求解

现给出该最优化问题 1 的求解过程及最优解.最优

化问题 1 的约束条件与下式等价:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_n) = \mathbf{0}_{N \times 1}, 1 \leq n \leq S \\ \operatorname{Im}(\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_n) = \mathbf{0}_{N \times 1}, 1 \leq n \leq S \end{cases} \quad (5)$$

这里 $\operatorname{Re}(\cdot)$ 及 $\operatorname{Im}(\cdot)$ 分别表示求向量的实部及虚部。

构造实 Lagrange 函数:

$$\begin{aligned} L(\mathbf{H}_1, \boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S, \boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S) \\ = \|\mathbf{H}_1 \mathbf{A} - \mathbf{A}\|_{\text{F}}^2 - \sum_{n=1}^S \boldsymbol{\lambda}_n^{\text{T}} \operatorname{Re}(\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_n) - \sum_{n=1}^S \boldsymbol{\delta}_n^{\text{T}} \operatorname{Im}(\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_n) \\ = \operatorname{Tr}(\mathbf{H}_1 \mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{H}_1^{\text{H}}) - \operatorname{Tr}(\mathbf{H}_1 \mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}}) - \operatorname{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{H}_1^{\text{H}}) + \operatorname{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}}) \\ - \sum_{n=1}^S \left(\frac{\boldsymbol{\lambda}_n^{\text{T}}}{2} + \frac{\boldsymbol{\delta}_n^{\text{T}}}{2j} \right) \mathbf{H}_1 \mathbf{v}_n - \sum_{n=1}^S \left(\frac{\boldsymbol{\lambda}_n^{\text{T}}}{2} - \frac{\boldsymbol{\delta}_n^{\text{T}}}{2j} \right) \mathbf{H}_1^* \mathbf{v}_n^* \end{aligned} \quad (6)$$

$\operatorname{Tr}(\cdot)$ 代表矩阵的迹, $(\cdot)^*$ 表示共轭, $(\cdot)^{\text{H}}$ 表示共轭转置, $\boldsymbol{\lambda} = [\boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S] \in \mathbf{R}^{N \times S}$ 和 $\boldsymbol{\delta} = [\boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S] \in \mathbf{R}^{N \times S}$ 是 Lagrange 乘子。

对 $L(\mathbf{H}_1, \boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S, \boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S)$ 求关于 $(\mathbf{H}_1, \boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S, \boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S)$ 的偏导数:

$$\frac{\partial L(\mathbf{H}_1, \boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S, \boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S)}{\partial \mathbf{H}_1} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} &= (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{H}_1^{\text{H}})^{\text{T}} - (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}})^{\text{T}} - \sum_{n=1}^S \left(\frac{\boldsymbol{\lambda}_n^{\text{T}}}{2} + \frac{\boldsymbol{\delta}_n^{\text{T}}}{2j} \right) \mathbf{v}_n^{\text{T}} \\ &= \mathbf{H}_1^* \mathbf{A}^* \mathbf{A}^{\text{T}} - \mathbf{A}^* \mathbf{A}^{\text{T}} - \left(\frac{\boldsymbol{\lambda}}{2} + \frac{\boldsymbol{\delta}}{2j} \right) \mathbf{V}^{\text{T}} \\ &= \mathbf{H}_1^* \mathbf{A}^* \mathbf{A}^{\text{T}} - \mathbf{A}^* \mathbf{A}^{\text{T}} - \boldsymbol{\gamma} \mathbf{V}^{\text{T}} \end{aligned}$$

其中 $\boldsymbol{\gamma} = \frac{\boldsymbol{\lambda}}{2} + \frac{\boldsymbol{\delta}}{2j} \in \mathbf{C}^{N \times S}$ 是由 $\boldsymbol{\lambda}$ 和 $\boldsymbol{\delta}$ 所构造的 Lagrange 乘子。

$$\frac{\partial L(\mathbf{H}_1, \boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S, \boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S)}{\partial \boldsymbol{\lambda}_n} = \operatorname{Re}(\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_n), 1 \leq n \leq S \quad (8)$$

$$\frac{\partial L(\mathbf{H}_1, \boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S, \boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S)}{\partial \boldsymbol{\delta}_n} = \operatorname{Im}(\mathbf{H}_1 \mathbf{v}_n), 1 \leq n \leq S \quad (9)$$

Lagrange 函数的稳定点 $(\mathbf{H}_{1\text{op}}, \boldsymbol{\lambda}_{\text{op}}, \boldsymbol{\delta}_{\text{op}})$, 也即最优空域矩阵滤波器及最优 Lagrange 常数满足条件:

$$\mathbf{H}_{1\text{op}}^* \mathbf{H}^* \mathbf{H}^{\text{T}} - \mathbf{H}^* \mathbf{H}^{\text{T}} - \boldsymbol{\gamma}_{\text{op}} \mathbf{V}^{\text{T}} = \mathbf{0}_{N \times N} \quad (10)$$

$$\operatorname{Re}(\mathbf{H}_{1\text{op}} \mathbf{v}_n) = \mathbf{0}_{N \times 1}, 1 \leq n \leq S \quad (11)$$

$$\operatorname{Im}(\mathbf{H}_{1\text{op}} \mathbf{v}_n) = \mathbf{0}_{N \times 1}, 1 \leq n \leq S \quad (12)$$

其中 $\boldsymbol{\gamma}_{\text{op}} = \frac{\boldsymbol{\lambda}_{\text{op}}}{2} + \frac{\boldsymbol{\delta}_{\text{op}}}{2j}$. 合并式(11)和(12), 也即平台辐射噪声零响应的约束条件为:

$$\mathbf{H}_{1\text{op}} \mathbf{V}_S = \mathbf{0}_{N \times S} \quad (13)$$

由式(10)可得:

$$\mathbf{H}_{1\text{op}} = (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} + \boldsymbol{\gamma}_{\text{op}}^* \mathbf{V}^{\text{H}}) (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}})^{-1} \quad (14)$$

这里 $(\cdot)^{-1}$ 表示求满秩方阵的逆. 由 \mathbf{A} 的构造可知, \mathbf{A} 是 Vandermonde 矩阵, 行满秩, 因此 $\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}}$ 是满秩方阵, $\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}}$ 可逆. 式(14)带入式(13)可求出所构造的最优 Lagrange 乘子:

$$\boldsymbol{\gamma}_{\text{op}}^* = -\mathbf{V} [\mathbf{V}^{\text{H}} (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}})^{-1} \mathbf{V}]^{-1} \quad (15)$$

将最优 Lagrange 乘子 $\boldsymbol{\gamma}_{\text{op}}^*$ 即式(15)带入式(14), 获得最优空域矩阵滤波器为:

$$\mathbf{H}_{1\text{op}} = \mathbf{I}_N - \mathbf{V} [\mathbf{V}^{\text{H}} (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}})^{-1} \mathbf{V}]^{-1} \mathbf{V}^{\text{H}} (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}})^{-1} \quad (16)$$

式中 \mathbf{I}_N 是维数为 $N \times N$ 的单位矩阵. $\mathbf{H}_{1\text{op}}$ 是 $L(\mathbf{H}_1, \boldsymbol{\lambda}_1, \dots, \boldsymbol{\lambda}_S, \boldsymbol{\delta}_1, \dots, \boldsymbol{\delta}_S)$ 的稳定点, 也即是最优化问题 1 的全局最优解. 利用与最优化问题 1 相似的求解方法, 可得到最优化问题 2 的全局最优解及求解最优 Lagrange 乘子 $\boldsymbol{\kappa}_{\text{op}}$ 的方程:

$$\mathbf{H}_{2\text{op}} = \mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} + \boldsymbol{\kappa}_{\text{op}} \mathbf{V} \mathbf{V}^{\text{H}})^{-1} \quad (17)$$

$$\operatorname{Tr}[\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} + \boldsymbol{\kappa}_{\text{op}} \mathbf{V} \mathbf{V}^{\text{H}})^{-1} \mathbf{V} \mathbf{V}^{\text{H}} (\mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} + \boldsymbol{\kappa}_{\text{op}} \mathbf{V} \mathbf{V}^{\text{H}})^{-1} \mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}}] = \epsilon \quad (18)$$

3 广义奇异值分解误差分析及最优解验证

3.1 利用广义奇异值分解简化最优解表示

由于 \mathbf{A} 是 Vandermonde 矩阵, 行满秩, 由于 $D > N$, 故 $\operatorname{rank}(\mathbf{A}) = N$. $S < N$, 故不妨假定平台辐射噪声源数目即为 \mathbf{V} 的秩, 即 $\operatorname{rank}(\mathbf{V}) = S$. 由广义奇异值分解可知^[19], 存在酉矩阵 $\mathbf{U}_A \in \mathbf{C}^{D \times D}$ 和 $\mathbf{U}_V \in \mathbf{C}^{S \times S}$ 以及非奇异矩阵 $\mathbf{Q}_X \in \mathbf{C}^{N \times N}$, 使得

$$\mathbf{U}_A \mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{Q}_X = \boldsymbol{\Sigma}_A, \boldsymbol{\Sigma}_A = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N-S} & \mathbf{0}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{0}_{S \times (N-S)} & \mathbf{Z}_A \\ \mathbf{0}_{(D-N) \times (N-S)} & \mathbf{0}_{(D-N) \times S} \end{bmatrix}_{D \times N}, \quad (19)$$

$$\mathbf{Z}_A = \operatorname{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_S)$$

$$\mathbf{U}_V \mathbf{V}^{\text{H}} \mathbf{Q}_X = \boldsymbol{\Sigma}_V, \boldsymbol{\Sigma}_V = [\mathbf{0}_{S \times (N-S)}, \mathbf{Z}_V]_{S \times N},$$

$$\mathbf{Z}_V = \operatorname{diag}(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_S) \quad (20)$$

式中 $\alpha_i^2 + \beta_i^2 = 1, i = 1, 2, \dots, S$. 由式(19)、(20)可得:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Q}_X^{-\text{H}} \boldsymbol{\Sigma}_A^{\text{T}} \mathbf{U}_A \quad (21)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{A}_X^{-\text{H}} \boldsymbol{\Sigma}_V^{\text{T}} \mathbf{U}_V \quad (22)$$

将式(21)、(22)带入式(16)~(18)可得:

$$\mathbf{H}_{1\text{op}} = \mathbf{Q}_X^{-\text{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N-S} & \mathbf{0}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{0}_{S \times (N-S)} & \mathbf{0}_S \end{bmatrix} \mathbf{Q}_X^{\text{H}} \quad (23)$$

$$\mathbf{H}_{2\text{op}} = \mathbf{Q}_X^{-\text{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N-S} & \mathbf{0}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{0}_{S \times (N-S)} & \mathbf{Z}_A^2 (\mathbf{Z}_A^2 + \boldsymbol{\kappa}_{\text{op}} \mathbf{Z}_V^2)^{-1} \end{bmatrix} \mathbf{Q}_X^{\text{H}} \quad (24)$$

$$\operatorname{Tr} \left\{ \mathbf{Q}_X^{-\text{H}} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N-S} & \mathbf{Q}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{0}_{S \times (N-S)} & \mathbf{Z}_A^4 \mathbf{Z}_V^2 (\mathbf{Z}_A^2 + \boldsymbol{\kappa}_{\text{op}} \mathbf{Z}_V^2)^{-2} \end{bmatrix} \mathbf{Q}_X^{-1} \right\} = \epsilon \quad (25)$$

式(25)是由式(18)所得的最优化问题 2 中求解 Lagrange 乘子 $\boldsymbol{\kappa}_{\text{op}}$ 的方程。

3.2 最优解验证及滤波器误差分析

利用广义奇异值分解可以从理论上分析最优空域矩阵滤波器对近场平台辐射噪声响应以及对远场平面波响应误差, 从而通过检验最优解对近场平台辐射噪声

响应是否等于约束条件验证其正确性.式(23)、(24)给出了广义奇异分解所得的空域矩阵滤波器简化解,利用该简化解和式(21)、(22)可得空域矩阵滤波器对近场平台辐射噪声的响应以及对远场平面波的响应误差:

$$\|H_{1op}A - A\|_F^2 = \left\| Q_X^{-H} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N-S} & \mathbf{0}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{0}_{S \times (N-S)} & \mathbf{Z}_A \end{bmatrix} \right\|_F^2 \quad (26)$$

$$\|H_{2op}A - A\|_F^2 = \left\| Q_X^{-H} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N-S} & \mathbf{0}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{0}_{S \times (N-S)} & \kappa_{op} \mathbf{Z}_V^2 \mathbf{Z}_A (\mathbf{Z}_A^2 + \kappa_{op} \mathbf{Z}_V^2)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_F^2 \quad (27)$$

$$\|H_{1op}V\|_F^2 = \mathbf{0}_{N-S} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \|H_{2op}V\|_F^2 &= \left\| Q_X^{-H} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{Z}_A^2 \mathbf{Z}_V (\mathbf{Z}_A^2 + \kappa_{op} \mathbf{Z}_V^2)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_F^2 \\ &= \text{Tr} \left\{ Q_X^{-H} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N-S} & \mathbf{0}_{(N-S) \times S} \\ \mathbf{0}_{S \times (N-S)} & \mathbf{Z}_A^2 \mathbf{Z}_V^2 (\mathbf{Z}_A^2 + \kappa_{op} \mathbf{Z}_V^2)^{-2} \end{bmatrix} Q_X^{-1} \right\} \\ &= \epsilon \end{aligned} \quad (29)$$

由式(28)、(29)可知,空域矩阵滤波器最优解 H_{1op} 和 H_{2op} 分别满足最优化问题 1 和 2 的约束条件,从而验证了滤波器最优解的正确性.最优化问题 1 和最优化问题 2 是在限定对近场平台辐射噪声不同的响应幅度基础上建立的,最优解之间存在一定的关联.由最优化问题 2 求解最优 Lagrange 乘子 κ_{op} 的方程式(25)可知,当 $\kappa_{op} \rightarrow \infty$ 时,最优化问题约束条件 $\epsilon \rightarrow 0$,此时由式(24)可知,最优化问题 2 与最优化问题 1 的最优解相等, H_{1op} 是 H_{2op} 的极限形式.

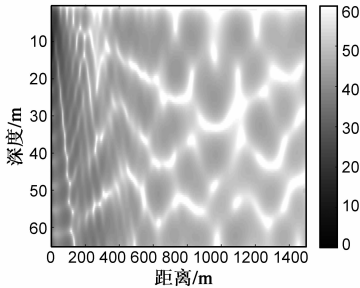


图2 平台辐射噪声传播损失(dB)

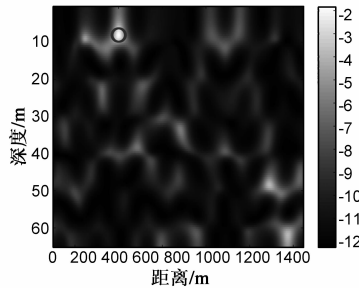


图3 平台位置匹配定位结果(dB)

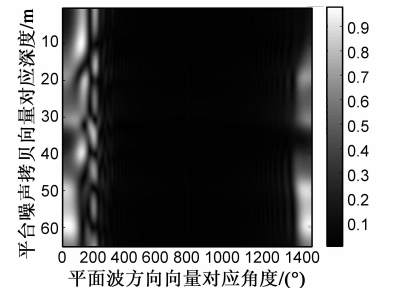


图4 拷贝向量与平面波方向向量相关系数

常规波束形成算法(Conventional Beamforming, CBF)由于其目标方位估计的稳健性,在拖线阵声纳信号处理中广泛使用.受海底海面多途传播的影响,平台辐射噪声在 -76.2° 及 -67° 形成了两个强干扰(参见图 7 空域矩阵滤波前的方位历程).方位历程上存在强干扰的原因可以通过平台辐射噪声拷贝向量与平面波方向向量的相关性解释.图 4 给出了阵列首阵元距平台 400m 条件下,不同深度的平台辐射噪声拷贝向量与平面波方向向量之间的相关系数(取绝对值).在深度为 8m 时,平台辐射噪声拷贝向量与平面波方向向量在

4 仿真及数据分析

4.1 声场环境及拖线阵结构

考虑一个由阵元数 $N = 64$ 组成的水听器均匀线列阵,阵元间距为 4m,探测阵列半波长频率即 192.5Hz 的目标信号.平台辐射噪声与阵列相对位置及海洋声速剖面由图 1 给出,海底声速为 1682m/s,海底介质密度为 1.76g/cm^3 ,由点噪声源所构成的平台辐射噪声所在深度为 8m,水平拖线阵靠近拖曳平台的第一个水听器位于平台后 400m 处,拖曳深度为 25m,并以该水听器为基准,平台辐射噪声到达该水听器的干噪比(Interference to Noise Ratio, INR)为 10dB.

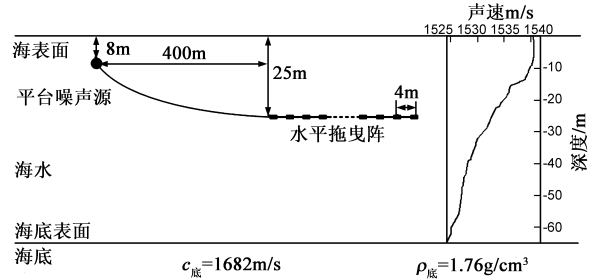


图1 海洋声速剖面及平台辐射噪声相对位置示意图

4.2 拷贝向量与方向向量相关性分析

图 2 是平台辐射噪声传播损失效果,图 3 给出利用最小方差 MV 处理器所得的匹配场定位效果,平台辐射噪声位置用圆圈圈出,通过匹配场定位技术可以获得平台辐射噪声源的正确距离和深度信息.

-76.2° 及 -67° 附近的相关系数值较大,而与其它方位的相关系数值接近于 0,因而形成了平台辐射噪声相当于远场平面波从 -76.2° 及 -67° 入射到阵列的现象.

4.3 空域矩阵滤波效果

利用匹配场定位所获得的平台辐射噪声位置,利用该点处的拷贝向量和平面波方向向量即可设计空域矩阵滤波器.最优化问题 1 所对应的空域矩阵滤波器,可直接由式(16)或(23)给出.最优化问题 2 所对应空域矩阵滤波器,需要在求解最优 Lagrange 乘子 κ_{op} 的基础上给出,确定 κ_{op} 的方程为式(18)或(25),图 5 给出了

κ_{op} 与 ϵ 的函数关系图.

空域矩阵滤波器 H 的效果可以通过滤波器响应 $10\lg(\|Ha(\theta)\|_F^2/N)$ 和响应误差 $10\lg(\|Ha(\theta) - a(\theta)\|_F^2/N)$ 衡量. 一方面, 当滤波器响应小于 0dB, 说明对角度 θ 上的平面波有一定的抑制效果. 另一方面, 当滤波器响应误差远小于 0dB 时, 说明对角度 θ 上的平面波失真较小. 从图 6 可知, 两种滤波器都在拷贝向量与方向向量相关系数较大值位置产生了一定的抑制效果, 对其他方向的平面波方向向量失真较小, 零响应约束空域矩阵滤波效果是平台辐射噪声响应约束滤波效果的极限形式.

假设目标从方位 -90° 到 -60° 连续运动, 运动轨迹

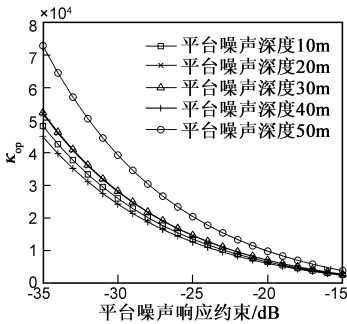


图5 平台辐射噪声响应约束与 κ_{op} 值关系曲线

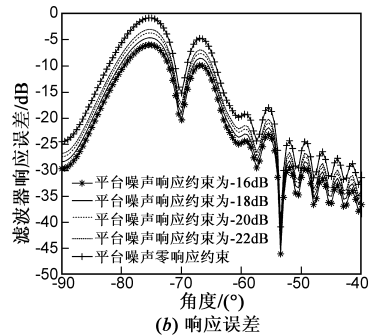
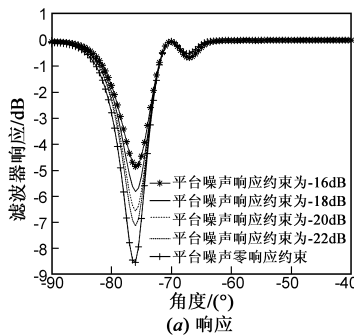


图6 空域矩阵滤波器效果

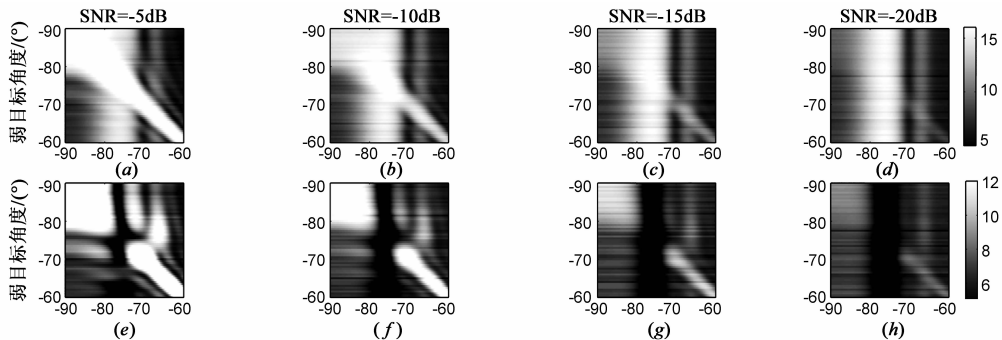


图7 零响应约束空域矩阵滤波前后CBF方位历程. 上面(a)~(d)为滤波前, 下面(e)~(h)为相应的滤波后效果. 刻度尺为未归一化的CBF功率值(dB)

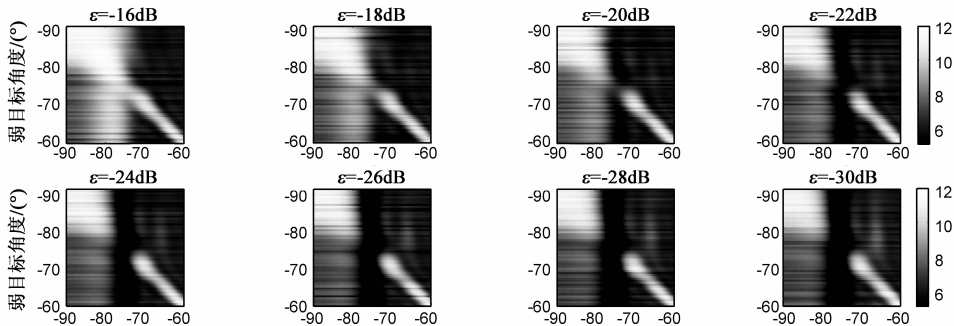


图8 平台辐射噪声响应抑制空域矩阵滤波后方位历程. 刻度尺为未归一化的CBF功率值(dB)

呈斜对角的形式, 平台相对于拖线阵位置保持恒定. 图 7 给出了弱目标信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR) 为 -5dB 、 -10dB 、 -15dB 、 -20dB 情况下, 最优化问题 1 所对应的滤波器滤波前后 CBF 方位历程图 (横坐标是波束搜索角, 纵坐标是弱目标方位历程角). 通过平台辐射噪声零响应约束空域矩阵滤波处理, -76.2° 方位的强干扰被完全滤除, -67° 方位的强干扰被大部分抑制滤波后在 -76.2° 位置附近产生探测盲区, 在盲区外对 CBF 的探测能力有较大的提高作用. 且滤波后的 CBF 盲区宽度要小于未经空域矩阵滤波处理的 CBF 被强干扰覆盖的探测盲区宽度.

图 8 给出了由最优化问题 2 平台辐射噪声响应抑制约束空域矩阵滤波处理后的 CBF 方位历程图,弱目标信噪比为 -15dB (未经空域矩阵滤波的 CBF 方位历程见图 7(c)).由图 8 可知, -67° 方位的强干扰被全部抑制,随平台辐射噪声响应的降低, -76.2° 方位的平台辐射噪声强干扰被逐渐抑制直至在 -76.2° 附近产生探测盲区,最终形成图 7(g) 的效果.

分析空域矩阵滤波后 -76.2° 附近范围生成探测盲区以及 -60° 不生成盲区的原因:由图 4 可知,平台辐射噪声拷贝向量与 -76.2° 以及 -60° 附近的平面波方向向量存在强相关性,经空域矩阵滤波处理后,滤波器对平台辐射噪声拷贝向量的响应为零或接近于 0,由于拷贝向量与平面波方向向量相关性的原因,导致空域矩阵滤波对该区域的平面波也具有相应抑制作用,抑制能力与相关性成正比.由于在 -76.2° 附近的相关系数值接近于 1,因而在 -76.2° 附近范围产生了探测盲区,在 -60° 附近的相关系数相对较小,因而不产生盲区.

5 结论

本文将空域矩阵滤波、匹配场处理与平面波目标方位估计技术结合,设计两种具有平台辐射噪声抑制功能的空域矩阵滤波器,实现了平台辐射噪声抑制.通过广义奇异值分解,分析了滤波器对平面波方向向量的响应误差,验证了解的正确性,平台辐射噪声零响应约束滤波器是平台辐射噪声响应约束滤波器的极限形式.由平台辐射噪声与平面波方向向量存在相关性,平台辐射噪声经多途传播会在 CBF 方位历程上生成强干扰.同时,空域矩阵滤波处理后会有一定范围的探测盲区,相关性的强弱是产生盲区的决定性因素,但空域矩阵滤波后的盲区范围要小于未经空域矩阵滤波处理的盲区范围,并且可提高非盲区的探测能力.

参考文献

- [1] 郭玉华,常青美,余道杰,岳彩青.一种改进的极化域-空域联合的自适应波束形成算法[J].电子学报,2012,40(6):1279-1283.
GUO Yu-hua, CHANG Qing-mei, YU Dao-jie, YUE Cai-qing. An improved polarization-space adaptive beamforming algorithm[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(6): 1279-1283. (in Chinese)
- [2] 倪淑燕,程乃平,倪正中.共轭虚拟阵列波束形成方法[J].电子学报,2011,39(9):2120-2124.
NI Shu-yan, CHENG Nai-ping, NI Zheng-zhong. Conjugate virtual array beamforming method[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(9): 2120-2124. (in Chinese)
- [3] 顾陈,何劲,朱晓华.冲击噪声背景下基于最小均方归一化误差的波束形成算法[J].电子学报,2010,38(6):1430

- 1433.
GU Chen, HE Jin, ZHU Xiao-hua. Minimum mean square "normalized-error" beamforming amid heavy-tailed impulsive noise of unknown statistics[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(6): 1430-1433. (in Chinese)
- [4] 李关防,惠俊英.基于经验模态分解的模态域 MVDR 方法研究[J].电子学报,2009,37(5):942-946.
LI Guan-fang, HUI Jun-ying. A study of mode domain MVDR algorithm based on empirical mode decomposition[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(5): 942-946. (in Chinese)
- [5] 李启虎,李淑秋,孙长瑜,余华兵.主被动拖线阵声呐中拖曳平台辐射噪声和拖鱼噪声在浅海使用时的干扰特性[J].声学学报,2007,32(1):1-4.
LI Qi-hu, LI Shu-qiu, SUN Chang-yu, YU Hua-bing. The interference characteristics of platform and towed body noise in shallow water for active/passive towed array sonar[J]. Acta Acustica, 2007, 32(1): 1-4. (in Chinese)
- [6] 马远良,刘孟庵,张忠兵,童立.浅海声场中拖曳线阵阵常规波束形成器对拖船噪声的接收响应[J].声学学报,2002,27(6):481-486.
MA Yuan-liang, LIU Meng-an, ZHANG Zhong-bing, TONG Li. Response of the towed line array to the noise of the tow ship in shallow water[J]. Acta Acustica, 2002, 27(6): 481-486. (in Chinese)
- [7] 李启虎.用双线列阵区分左右舷目标的延时估计方法及其实现[J].声学学报,2006,31(6):485-487.
LI Qi-hu. The time-delay estimation method of resolving left-right target ambiguity for twin-line array and its realization[J]. Acta Acustica, 2006, 31(6): 485-487. (in Chinese)
- [8] 李启虎.双线列阵左右舷目标分辨性能的初步分析[J].声学学报,2006,31(5):385-388.
LI Qi-hu. Preliminary analysis of left-right ambiguity resolution performance for twin-line array[J]. Acta Acustica, 2006, 31(5): 385-388. (in Chinese)
- [9] Vaccaro R J, Harrison B F. Optimal matrix-filter design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(3): 705-709.
- [10] Han D, Zhang X H. Optimal matrix filter design with application to filtering short data records[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2010, 17(5): 521-524.
- [11] Han D, Yin J S, Kang C Y, Zhang X H. Optimal matrix filter design with controlled mean-square sidelobe level[J]. IET Signal Processing, 2011, 5(3): 306-312.
- [12] 鄢社锋,侯朝焕,马晓川.矩阵空域预滤波目标方位估计[J].声学学报,2007,32(2):151-157.
YAN She-feng, HOU Chao-huan, MA Xiao-chuan. Matrix spatial perfiltering approach for direction-of-arrival estimation[J]. Acta Acustica, 2007, 32(2): 151-157. (in Chinese)
- [13] Zhu Z W, Wang S, Leung H, et al. Matrix filter design using

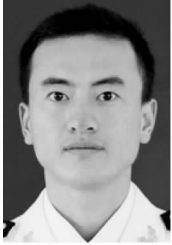
semi-infinite programming with application to DOA estimation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(1): 267 – 271.

- [14] Macinnes C S. Source localization using subspace estimation and spatial filtering [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2004, 29(2): 488 – 497.
- [15] Hassanien A, Elkader S A, Gershman A B, Wong K M. Convex optimization based beam-space preprocessing with improved robustness against out-of-sector sources [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(5): 1587 – 1595.
- [16] 韩东, 章新华, 孙瑜. 宽带最优空域矩阵滤波器设计 [J].

声学学报, 2011, 36(4): 405 – 411.

- HAN Dong, ZHANG Xin-hua, SUN Yu. Design of optimal broad band spatial matrix filter [J]. Acta Acustica, 2011, 36(4): 405 – 411. (in Chinese)
- [17] Vaccaro R J, Chhetri A, Harrison B F. Matrix filter design for passive sonar interference suppression [J]. Journal of the Acoustic Society of America, 2004, 115(6): 3010 – 3020.
- [18] 鄢社锋, 马远良. 匹配场噪声抑制: 广义空域滤波方法 [J]. 科学通报, 2004, 49(18): 1909 – 1912.
- [19] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004. 367 – 380.

作者简介



韩东 (通信作者) 男, 1978 年 10 月出生于黑龙江省五常市. 海军大连舰艇学院通信系讲师, 本科和硕士毕业于国防科技大学应用数学专业, 现就读于中国科学院声学研究所攻读博士学位, 师从李启虎院士. 长期以来从事阵列信号处理方面的研究, 在国内外发表学术论文 20 余篇.

E-mail: small_hand@163.com



张海勇 男, 1966 年 3 月出生于辽宁省葫芦岛市. 海军大连舰艇学院通信系教授, 博士. 主要研究方向为数字信号处理及其应用, 在国内外刊物和会议发表学术论文 100 余篇, 获军队科技进步二等奖 2 项、三等奖多项.

E-mail: zhanghy_cn@aliyun.com



黄海宁 男, 1969 年 2 月出生于陕西西安. 分别于 1991、1996 年、1999 年获得西北工业大学学士、硕士和博士学位. 2002 年起担任中国科学院声学研究所综合声纳实验室主任、研究员、博士生导师, 兼任中科院研究生院教授、电子与通信工程领域学科专家委员. 获得国防科技进步一等奖 1 项、二等奖 2 项、三等奖多项, 在国内外刊物发表论文 100 余篇.

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



李启虎 男, 1939 年 7 月生于浙江温州. 1963 年毕业于北京大学数学力学系, 中国科学院声学研究所研究员, 中国科学院院士. 水声信号处理和声纳设计专家. 1978 年参加 001 岸用声纳站的研究获全国科学大会一等奖, 1984 年负责 262 声纳研制获得六机部科技进步奖. 发表论文数十篇, 专著有《声纳信号处理引论》、《计算机图形学》、《数字式声纳设计原理》等.

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