

基于压缩拷贝场向量的空域滤波器设计*

苏林^{1)2)3)†} 马力¹⁾²⁾ 孙炳文¹⁾²⁾ 郭圣明¹⁾²⁾

1)(中国科学院声学研究所, 北京 100190)

2)(中国科学院水声环境特性重点实验室, 北京 100190)

3)(中国科学院大学, 北京 100049)

(2013年9月24日收到; 2014年2月21日收到修改稿)

近几十年来, 匹配场处理技术得到了广泛深入的研究, 并针对实际应用提出了一系列的具体处理算法. 当感兴趣的水下目标信号被水面强干扰信号掩蔽时, 对水下目标的匹配场处理定位性能显著下降. 现有的广义空域滤波器可以抑制水面强干扰, 但计算速度较慢并且内存消耗较大. 提出了一种基于压缩拷贝场算法的空域滤波器设计方案, 并通过非相干叠加处理宽带问题. 相对于现有的空域滤波器, 当接收阵元数 N 大于波导中有效简正波数 Q 时, 该滤波器可以大幅度缩减计算时间、节约运行内存, 并且保持了对水面强干扰的抑制性能. 针对近岸浅海环境进行了仿真计算, 并给出了一些近岸浅海海域试验数据处理结果, 验证了该空域滤波器的性能和对计算速度的提升. 结果表明, 应用基于压缩拷贝场向量的矩阵滤波器对强干扰下的弱目标进行宽带非相干匹配场定位, 可实现水下目标的有效区分.

关键词: 匹配场定位, 空域滤波, 压缩拷贝场向量

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: 10.7498/aps.63.104302

1 引言

国内外学者对匹配场算法进行了多年研究, 目前已经发展出一些较为成熟的算法^[1,2], 能够在较为复杂的海洋环境中实现对目标声源的探测定位. 在近岸浅海海域, 由于渔船和商船等水面船只的辐射噪声级别较高并且数量众多, 从而形成对水下目标声源探测定位的多目标强干扰, 掩蔽水下目标的存在. Ying等^[3]在主动声呐探测问题上运用迭代的时间反转方法探测到干扰附近的目标. Mirkin和Sibul^[4]提出一种最大似然估计方法定位多个目标, 先定位强目标, 通过正交投影的方法消除强目标再定位出弱目标, 但这种方法对应的阻带衰减只是针对一个点目标, 不是最佳阻带衰减. 鄢社锋和马远良^[5]提出了一种空域滤波器设计方法, 通过最优化算法设计空域滤波器, 抑制水面干扰的同时保持非干扰区域衰减最小. 该方法将抑制水面干扰的物

理问题抽象成一个求解凸优化^[6]过程的数学问题, 并且可以利用 Matlab 和内点算法工具包 SeDuMi 软件^[7]方便非数学专业人员求解. 该算法在方位估计中有很好的实际应用价值^[8,9], 但因为计算空域滤波器是一个全局寻优的过程, 计算量较大, 对于宽带估计的应用更加受限, 特别是在进行目标距离、深度定位时, 由于需要细分网格, 导致计算量过大甚至数据溢出等问题. Vaccaro等^[10]的工作与文献^[5]类似, 设计了一种矩阵滤波器, 通过划分阻带和通带将滤波器设计转化为求解凸优化问题. 不同于文献^[5]的设计方案, 文献^[10]在解决最优化问题时采用牛顿方法^[11], 该方法计算过程相对繁琐, 而且在迭代过程中 Hessian 矩阵可能出现奇异, 为此需要引入一种压缩拷贝场向量的算法避免矩阵奇异.

本文提出了基于压缩拷贝场向量的空域滤波器优化设计方法, 通过计算有效简正波阶数 Q , 在

* 国家自然科学基金(批准号: 11004214, 11274338)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: tiancai612@163.com

垂直接收阵阵元数 $N > Q$ 的情形下, 将拷贝场向量由阵元空间投影到简正波模式空间, 降维后再计算空域滤波器, 进而简化了计算量, 显著提高了运行速度. 对宽带声源采用非相干的宽带处理形式, 得到更为稳定的结果.

2 水面干扰抑制空域滤波器设计

对于传统的匹配场处理声源定位, Bartlett 处理器形式为^[12]

$$D(r, z; f) = |\mathbf{V}^H \mathbf{X}|^2 = \mathbf{V}^H \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}_l \mathbf{X}_l^H \right) \mathbf{V}, \quad (1)$$

式中, $\mathbf{V}(r, z; f)$ 为拷贝声场向量, $\mathbf{X}_l(r_s, z_s; f)$ 为测量声场向量, L 为估计测量声场互谱矩阵所取的快拍数, 上角标 H 表示共轭转置, (r_s, z_s) 为目标声源的水平距离和深度位置, (r, z) 为对应的空间搜索点位置, f 为接收声信号分析频率. 函数 $D(r, z)$ 称为声源定位模糊度函数, 当搜索点位置与目标声源位置一致时, 该模糊度函数原则上取最大值, 从而指示出目标声源位置. 对于宽带信号, 可以采用非相干的宽带处理^[13]形式,

$$\tilde{D}(r, z) = \frac{1}{N_f} \sum_{j=1}^{N_f} D(r, z, f_j), \quad (2)$$

式中 N_f 为处理带宽内频点个数. 相对于单频处理, 宽带处理可以显著地降低旁瓣高度, 改善目标声源探测和定位效果.

当存在较强的水面干扰声源时, 由于旁瓣效应的影响, 水下弱目标往往被水面强干扰声源所掩蔽, 从而影响到对水下目标的有效探测和定位. 针对这种情况, 可以设计一个空域滤波器 \mathbf{M}_F 来滤除水面干扰声源的影响, 将通过空域滤波器后的拷贝场和测量场代入 (1) 式得到新的模糊度函数,

$$D_M(r, z; f) = |(\mathbf{M}_F \mathbf{V})^H (\mathbf{M}_F \mathbf{X})|^2 = (\mathbf{M}_F \mathbf{V})^H R (\mathbf{M}_F \mathbf{V}), \quad (3)$$

式中

$$R = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L (\mathbf{M}_F \mathbf{X}_l) (\mathbf{M}_F \mathbf{X}_l)^H.$$

非相干宽带处理形式为

$$\tilde{D}_M(r, z) = \frac{1}{N_f} \sum_{j=1}^{N_f} D_M(r, z, f_j). \quad (4)$$

值得注意的是, 尽管理论上只需将测量场进行空域滤波即可, 但是滤波器在滤除阻带干扰的同时也使通带数据产生畸变, 需要将畸变考虑进去, 使得通带内拷贝向量和测量场向量产生同样的畸变.

2.1 基本空域滤波器设计

对于空域滤波器 \mathbf{M}_F 的设计, 考虑图 1 所示的通带、阻带和过渡带设置. 在水下目标存在的通带 (图 1 中白色区域, 用 P 表示) 范围内, 拷贝场向量 \mathbf{V} 通过后不发生畸变; 在水面干扰声源存在的阻带 (图 1 中黑色区域, 用 S 表示) 范围内, 拷贝场向量 \mathbf{V} 通过后置零; 在阻带和通带之间, 设置了一个过渡带 (图 1 中灰色区域) 防止突变. 在具体的空域滤波器设计过程中, 将目标位置搜索空间划分成 N_{grid} 个搜索网格, 在每个网格, 对应有一个拷贝向量 \mathbf{V}_i ($i = 1, 2, \dots, N_{\text{grid}}$), 这样图 1 所示的理想空域滤波器可以表示为

$$\begin{aligned} \|\mathbf{M}_F \mathbf{V}_i\| &= \mathbf{V}_i \quad (\mathbf{V}_i \in P), \\ \|\mathbf{M}_F \mathbf{V}_i\| &= 0 \quad (\mathbf{V}_i \in S). \end{aligned} \quad (5)$$

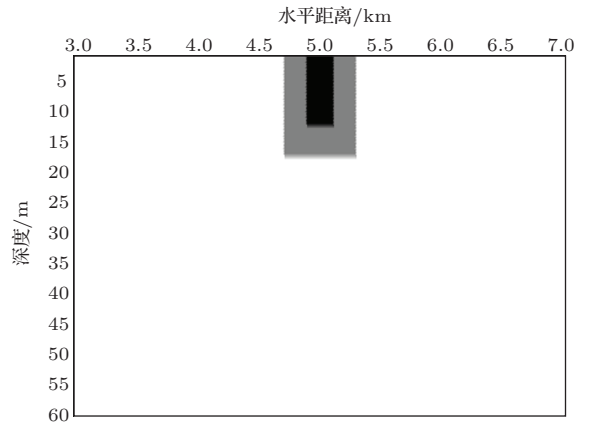


图 1 矩阵滤波器的通带 (白色区域)、阻带 (黑色区域) 和过渡带 (灰色区域) 设置

假设有 T 个声源, 其中有一个为目标声源, 其在通带 P 中, 其他的声源为干扰声源, 均在阻带 S 中, 这样总的接收声场向量为

$$\mathbf{X} = \sum_{i=1}^T \mathbf{x}^{(i)}, \quad (6)$$

将 (6) 式代入 (3) 式并利用 (5) 式得到

$$D_M(r, z; f) = \left| (\mathbf{M}_F \mathbf{V})^H \left[\mathbf{M}_F \sum_{i=1}^T \mathbf{x}^{(i)} \right] \right|^2$$

$$= \left| \sum_{i=1}^T (\mathbf{M}_F \mathbf{V})^H \mathbf{M}_F \mathbf{x}^{(i)} \right|^2 = |\mathbf{V}^H \mathbf{x}^{(T)}|^2. \quad (7)$$

由(7)式可知, 利用设计的空域滤波器 \mathbf{M}_F 能够将位于阻带内的干扰声源影响滤除.

当然, (5)式所给的理想空域滤波器的通带和阻带要求一般很难实现, 并且也不是必要的. 通常选择阻带对拷贝场向量有一定程度的衰减即可, 阻带衰减率 δ 一般设置为0.05—0.4, 通过设置 δ 控制阻带信号的衰减程度. 在通带区域, 要求拷贝场向量产生尽量小的畸变即可, 这样空域滤波器的设计问题就转化为一个最优化问题, 即

$$\varepsilon = \min \|\mathbf{M}_F \mathbf{V}_i - \mathbf{V}_i\| \quad (\mathbf{V}_i \in P), \quad (8)$$

约束条件为

$$\|\mathbf{M}_F \mathbf{V}_i\| < \delta \quad (\mathbf{V}_i \in S).$$

记

$$\xi = \max \|\mathbf{M}_F \mathbf{V}_i - \mathbf{V}_i\| \quad (\mathbf{V}_i \in P), \quad (9)$$

(8)式也可以写成

$$\varepsilon = \min \xi, \quad (10)$$

约束条件为

$$\begin{aligned} \|\mathbf{M}_F \mathbf{V}_i - \mathbf{V}_i\| &< \xi \quad (\mathbf{V}_i \in P), \\ \|\mathbf{M}_F \mathbf{V}_i\| &< \delta \quad (\mathbf{V}_i \in S). \end{aligned}$$

为了求解这个最优化问题, 将 \mathbf{M}_F 写成如下形式:

$$\mathbf{M}_F = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 & \cdots & y_N \\ y_{N+1} & y_{N+2} & \cdots & y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N^2-N+1} & y_{N^2-N+2} & \cdots & y_{N^2} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

并定义两个列向量

$$\mathbf{Y} = [\xi \ y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_{N^2}]^T \quad (12)$$

和

$$\mathbf{B} = [1 \ 0_{1 \times N^2}]^T. \quad (13)$$

这样 ξ 和 $\mathbf{M}_F \mathbf{V}$ 可用 \mathbf{Y} 和 \mathbf{B} 表示为

$$\xi = \mathbf{B}^T \mathbf{Y},$$

$$\mathbf{M}_F \mathbf{V} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{V}^T & 0_{1 \times N} & \cdots & 0_{1 \times N} \\ 0 & 0_{1 \times N} & \mathbf{V}^T & \cdots & 0_{1 \times N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0_{1 \times N} & 0_{1 \times N} & \cdots & \mathbf{V}^T \end{bmatrix} \mathbf{Y}. \quad (14)$$

(10)式的最优化问题形式转化为

$$\varepsilon = \min \mathbf{B}^T \mathbf{Y}, \quad (15)$$

约束条件为

$$\begin{aligned} &\left\| \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{V}_i^T & 0_{1 \times N} & \cdots & 0_{1 \times N} \\ 0 & 0_{1 \times N} & \mathbf{V}_i^T & \cdots & 0_{1 \times N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0_{1 \times N} & 0_{1 \times N} & \cdots & \mathbf{V}_i^T \end{bmatrix} \mathbf{Y} - \mathbf{V}_i \right\| \\ &< \mathbf{B}^T \mathbf{Y} \quad (\mathbf{V}_i \in P), \\ &\left\| \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{V}_i^T & 0_{1 \times N} & \cdots & 0_{1 \times N} \\ 0 & 0_{1 \times N} & \mathbf{V}_i^T & \cdots & 0_{1 \times N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0_{1 \times N} & 0_{1 \times N} & \cdots & \mathbf{V}_i^T \end{bmatrix} \mathbf{Y} \right\| \\ &< \delta \quad (\mathbf{V}_i \in S). \end{aligned}$$

它实质上是一个二阶锥凸优化问题, 但不是标准形式.

对应每一个拷贝场向量 \mathbf{V}_i ($i = 1, 2, \dots, N_{\text{grid}}$), 定义矩阵

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{V}_i^T & 0_{1 \times N} & \cdots & 0_{1 \times N} \\ 0 & 0_{1 \times N} & \mathbf{V}_i^T & \cdots & 0_{1 \times N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0_{1 \times N} & 0_{1 \times N} & \cdots & \mathbf{V}_i^T \end{bmatrix}^T. \quad (16)$$

同时定义列向量 \mathbf{b}_i , \mathbf{c}_i 和常数 d_i , 当 $\mathbf{V}_i \in P$ 时有

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_i &= \mathbf{B} = [1 \ 0_{1 \times N^2}]^T, \\ \mathbf{c}_i &= -\mathbf{V}_i, \\ d_i &= 0; \end{aligned} \quad (17a)$$

当 $\mathbf{V}_i \in S$ 时, 有

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_i &= [0_{(N^2+1) \times 1}], \\ \mathbf{c}_i &= [0_{N \times 1}], \\ d_i &= \delta. \end{aligned} \quad (17b)$$

进行变量替换后, (15)式变形为

$$\varepsilon = \min \mathbf{B}^T \mathbf{Y}, \quad (18)$$

约束条件为

$$\|A_i^T Y + c_i\| \leq b_i^T Y + d_i \quad (i = 1, 2, \dots, N_{\text{grid}}).$$

(18) 式是一个标准的二阶锥凸优化方程. 为了利用最优化软件 SeDuMi, 根据其输入、输出格式要求, 定义如下矩阵:

$$\begin{aligned} A_t &= [A_t^{(1)} A_t^{(2)} \dots A_t^{(N_{\text{grid}})}], \\ B_t &= -B, \\ C_t &= [C_t^{(1)} C_t^{(2)} \dots C_t^{(N_{\text{grid}})}], \end{aligned} \quad (19)$$

式中,

$$\begin{aligned} A_t^{(i)} &= -[b_i \ A_i], \\ C_t^{(i)} &= [d_i \ c_i]. \end{aligned} \quad (20)$$

将 A_t, B_t, C_t 输入最优化计算软件 SeDuMi 计算得到向量 Y , 再根据 (11) 式即可获得满足要求的空域滤波器 M_F .

在运用空域滤波器进行匹配场定位时, 往往将干扰声源区域选为通带, 这与图 1 所示恰恰相反, 在后续输入匹配场处理器计算时用 $I - M_F$ 代替 M_F 即可 (I 为单位矩阵). 这是因为目标函数由 (9) 式给出, 它表示通带内发生畸变的最大值, 在通带范围较小时得到的最优解更可靠. 一般地, 相对于通带范围, 搜索区域内所需阻带范围要小得多.

2.2 压缩拷贝场向量空域滤波器设计

在上述的空域滤波器设计中, 滤波器系数是 $N \times N$ 维. 在简正波理论中, 对于水平分层的海洋环境, 拷贝声场和接收声场可以采用简正波表示, 从而可以将问题转换到简正波空间中. 注意到水听器阵元数 N 一般都远大于有主要贡献的波导简正波最高阶数 E , 从简正波空间引入压缩拷贝场向量形式可以显著降低空域滤波器计算量, 并且还可以改善优化算法的稳定性. 在实际问题中, 由于远距离上高号简正波的衰减, 参与计算的有效简正波阶数还可以进一步降低. 定义声场能量达到全部简正波叠加能量 95% 时的简正波最小阶数 Q 为有效简正波阶数, $Q < E < N$, 并以此进行拷贝场压缩计算.

在水平分层海洋环境中, 垂直阵接收拷贝声场计算可以采用简正波形式^[14],

$$V_n \equiv V(r, z; f, z_n) = \sum_{m=1}^Q A_m(r, z_s) \Phi_m(z), \quad (21)$$

式中,

$$\begin{aligned} A_m(r, z_s; f) &= c_m(r) \Phi_m(z_s), \\ c_m(r) &= \sqrt{2\pi} \frac{1}{\sqrt{k_m r}} e^{i k_m r - \delta_m r + i\pi/4}, \end{aligned} \quad (22)$$

$k_m, \Phi_m(z)$ 和 δ_m 分别为简正波本征值、本征函数和衰减系数, 它们原则上也是频率的函数. 将拷贝场向量 V 重新写成如下形式:

$$V(r, z; f) = \Omega \alpha, \quad (23)$$

式中, Ω 为本征函数矩阵^[15],

$$\Omega(\omega_n) = \begin{bmatrix} \Phi_1(z_1) & \dots & \Phi_Q(z_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Phi_1(z_N) & \dots & \Phi_Q(z_N) \end{bmatrix}, \quad (24)$$

α 为简正波系数矢量,

$$\alpha(r, z_s; f) = \begin{pmatrix} c_1(r) \Phi_1(z_s) \\ \vdots \\ c_Q(r) \Phi_Q(z_s) \end{pmatrix}. \quad (25)$$

在垂直阵深度空间上, 简正波本征函数具有正交归一化和完备特性, 这样矩阵 Ω 的列向量 (本征函数向量 Φ_m) 和行向量都可以看作是一组正交基函数, 拷贝场向量 V 可以用 Φ_m 展开, 同样简正波系数向量 α 也可以用拷贝场向量 V 和正交基函数表示,

$$\alpha = (\Omega^H \Omega)^{-1} \Omega^H V \approx \Omega^H V. \quad (26)$$

向量 α 为一个 $Q \times 1$ 的列向量, 它是关于 r, z_s, f 的向量, 指定频率下每一个网格点都对应一个 α_i , ($i = 1, 2, \dots, N_{\text{grid}}$). α_i 包含了拷贝向量中关键性的目标位置信息, 是一个可以代替拷贝场向量 V_i 的向量, 我们称之为压缩拷贝场向量.

下面分析本文设计的空域滤波器 M_F 与本征函数矩阵 Ω 之间的联系. 首先, 拷贝场向量与矩阵滤波器相乘时, M_F 的每一个行向量都有与 V 相乘的操作, 从而不在 Ω 的列空间的行向量与拷贝场相乘将抵消为零, 这当然不是我们所希望的, 因此要求 M_F 的所有行向量均在 Ω 的列空间里. 其次, 经过空域滤波的拷贝场向量 $M_F V$ 只是在选定区域衰减, 其他并无变化, 仍然在 Ω 的列空间里, 因此要求 M_F 的所有列向量都在 Ω 的列空间里.

由以上两点可以推断, 必定存在一个 $Q \times Q$ 的矩阵 m_F , 使得

$$M_F = \Omega m_F \Omega^H. \quad (27)$$

因此 M_F 的求解就可以转换为求解 m_F . 将 (27) 式代入 (8) 式, 则最优化问题的代价函数、约束函数分别为

$$\begin{aligned} \|M_F V_i - V_i\|^2 &= \|\Omega m_F \Omega^H V_i - V_i\|^2 \\ &= \|\Omega m_F \alpha_i - \Omega \alpha_i\|^2 \quad (V_i, \alpha_i \in P), \\ \|M_F V_i\|^2 &= \|\Omega m_F \Omega^H V_i\|^2 = \|\Omega m_F \alpha_i\|^2 \\ &\quad (V_i, \alpha_i \in S). \end{aligned} \quad (28)$$

由于 $\Omega(\omega_n)$ 与声源深度和距离无关, 同一环境和给定频率下可视为不变量. (28) 式可简化为

$$\varepsilon = \min \|m_F \alpha_i - \alpha_i\|^2 \quad (\alpha_i \in P), \quad (29)$$

约束条件为

$$\|m_F \alpha_i\|^2 < \delta \quad (\alpha_i \in S).$$

按照上述方法可以求出 m_F , 与 (8) 式不同的是, 拷贝场向量由 N 维的 V_i 换成 Q 维的 α_i , 矩阵滤波器由 $N \times N$ 维压缩为 $Q \times Q$ 维, 这也解释了为何把 α_i 称为压缩拷贝场向量. 得到 m_F 后, 代入 (27) 式即可得到最终所需的空域滤波器 M_F .

3 数值计算仿真

3.1 抑制水面干扰性能

数值计算采用的海洋环境如图 2 所示. 这里垂直接收阵阵元数为 32, 阵间距为 1.5 m, 接收阵分布在 7—55 m 深度范围; 水面目标声源深度和 underwater 目标声源深度分别取为 5 和 25 m, 距离接收阵 5 km, 声源频率为 680 Hz; 声场计算模型采用 Kraken 简正波模型 [16].

考虑水面和 underwater 两个目标声源时, 测量场向量为

$$X_l = s_a p_a + s_b p_b + n, \quad (30)$$

式中, p_a 和 p_b 分别为与水面目标和 underwater 目标 (声源级 0 dB) 对应的信道传输函数; n 为背景噪声场向量. 因此水面目标声压级和 underwater 目标声压级分别为 $20 \log s_a$ 和 $20 \log s_b$, 两者的声压级差 $\Delta sL = 20 \log s_a - 20 \log s_b$. 仿真中取 $\Delta sL = 3$. 如果取 $s_a = 1$, 则有 $s_b = 10^{-\frac{\Delta sL}{20}}$.

为了抑制水面目标干扰, 实现对 underwater 目标的有效探测定位, 设置一个空域滤波器, 其通带深度范围为 0—12 m、水平距离为 4900—5100 m; 过渡带深度范围为 12—18 m、水平距离为 4700—5300 m;

其余区域为阻带范围. 水平距离搜索范围为 3000—7000 m, 步长为 20 m; 搜索深度范围为 1—60 m, 步长为 1 m.

利用压缩拷贝场算法设计空域滤波器, 首先要注意的是有效简正波阶数 Q 的选取. 图 3 给出了模拟海洋环境条件下不同阶数的简正波叠加得到的声场总能量变化. 当叠加简正波阶数超过 18 时, 声场能量就能达到最大能量的 95%, 据此取 $Q = 18$.

设计得到的空域滤波器响应如图 4 所示. 这里 Z 为归一化信号强度. 从图 4 可以看到, 在划定的通带区域拷贝场向量大幅衰减, 在深度大于 15 m 的阻带区域, 声源产生的拷贝场向量以较小的畸变通过.

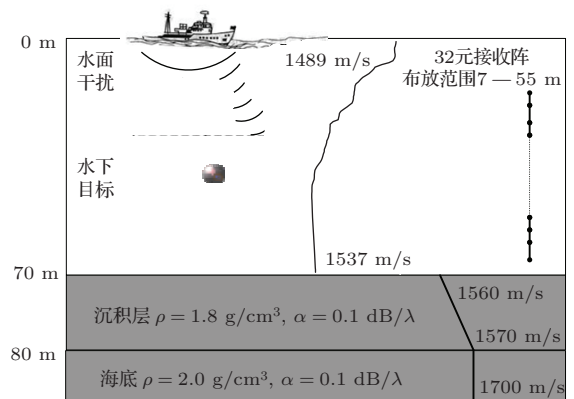


图 2 数值计算采用的海洋环境模型

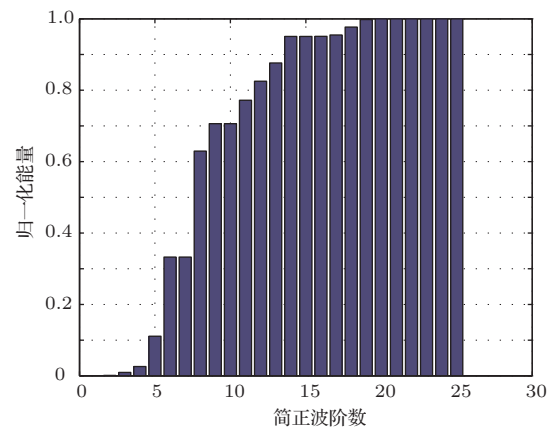


图 3 有效简正波阶数估计

图 5 给出了数值计算仿真得到的声源定位距离-深度模糊度, 图 5 (a)—(c) 分别为常规滤波器和加入压缩算法后的滤波器的定位结果. 从图 5 (a) 可以清晰地观察到 (5 km, 5 m) 处的水面目标, 但 (5 km, 25 m) 处的 underwater 目标已经被掩蔽. 经过空域滤波器后, 水面干扰声源得到有效抑制, underwater 目标凸显出来. 对比图 5 (b) 和 (c) 可知, 压缩拷贝场向量算法很好地保持了滤波器原有特性.

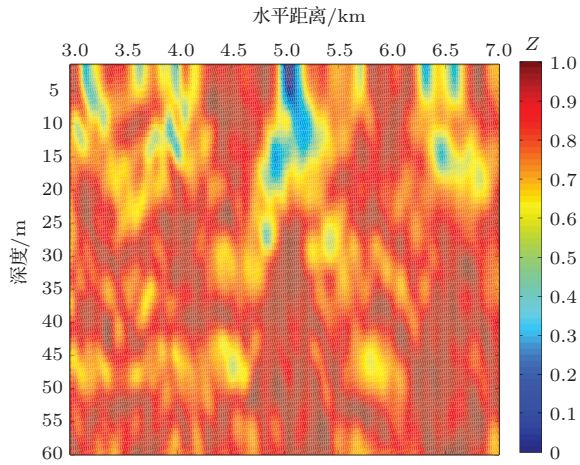


图4 (网刊彩色) 基于优化空域滤波方法的滤波器的响应

3.2 运算速度分析

上述仿真试验说明, 压缩拷贝场算法很好地保持了滤波器原有的特性, 下面分析该算法对运算

速度的提升. 压缩拷贝场算法在节省计算时间和运行内存方面的优越性主要归功于中间矩阵 A_t 的缩小. 在空域滤波器设计过程中, SeDuMi 软件中输入矩阵 A_t 是最耗内存的变量, 该矩阵包含搜索区域内所有网格的拷贝场信息, 它的大小也是权衡计算时间和内存占用量的重要指标. 表 1 列出了加入压缩拷贝场算法前后中间矩阵维数大小的比较, 其中 N_{grid} 为搜索网格点个数. 由表 1 可知, 压缩算法内存占用量约为常规算法内存占用量的 $(Q/N)^2$. 在本文仿真环境中, 搜索网格数 $N_{\text{grid}} = 201 \times 60 = 12060$. 常规算法的运算过程中产生 1025×397980 维矩阵, 完成计算需要 1721 s, 扩大搜索范围极易造成数据溢出. 引入本文提出的压缩算法, A_t 缩小为 325×229140 维矩阵, 计算时间缩短为 421 s, 内存占用量为常规算法内存占用量的 18%, 计算时间缩短为常规算法计算时间的 25%.

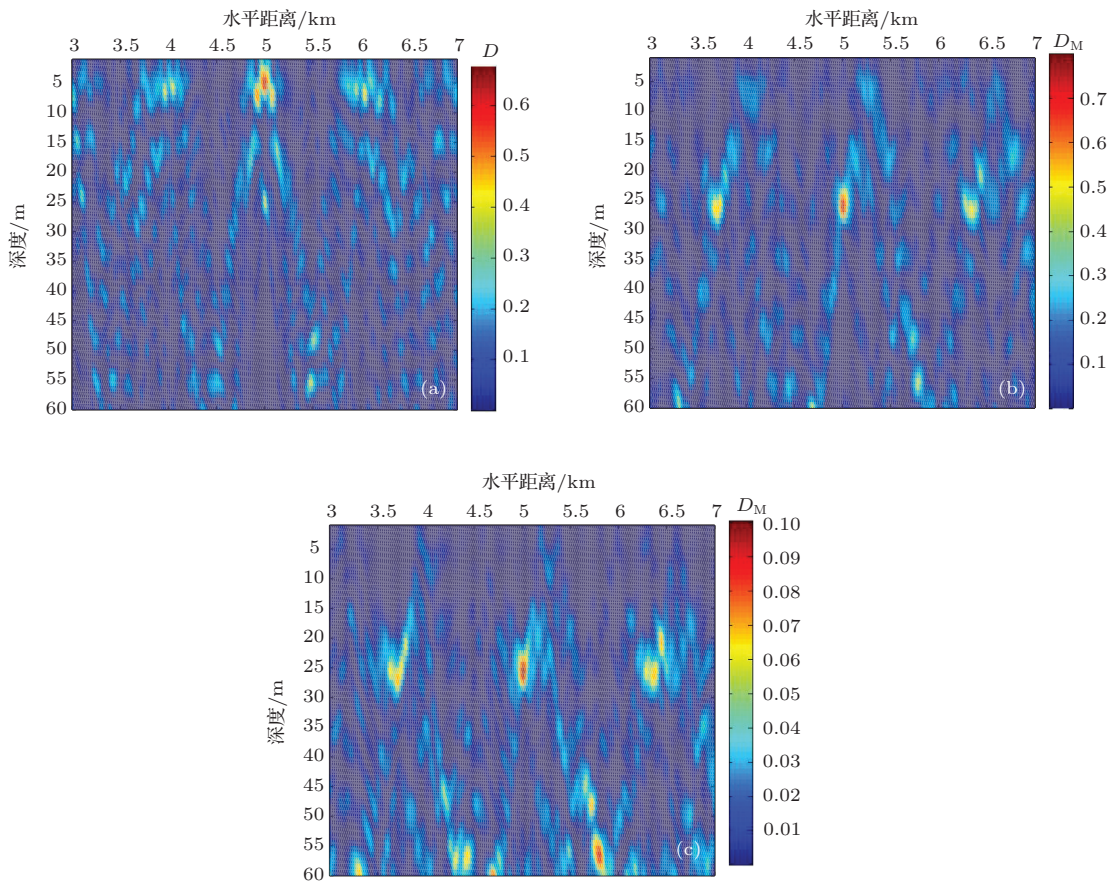


图5 (网刊彩色) 利用不同方法得到的距离-深度模糊度 (a) 常规 Bartlett 匹配场处理方法; (b) 常规空域滤波方法; (c) 基于压缩拷贝场向量的空域滤波方法

只有在阵元数 N 大于波导中传播的有效简正波号数 Q 时, 压缩算法才能提高运算速度. 在本文仿真环境下, 100—2000 Hz 频带范围内波导中有效

简正波号数的统计结果如图 6 所示, 有效简正波号数 Q 随着频率的升高而逐渐增多, 在频率较高时难以满足 $Q < N$ 的条件. 图 6 中红线标注了 $Q = 32$

的位置,接收阵阵元数为32时,该算法只对频率在1000 Hz以下的空域滤波器设计有较为明显的优化效果.幸运的是,实际的低噪声目标被动探测和定位主要是集中在很低的频段上.

表1 两种算法的SeDuMi软件中输入矩阵比较

	A_t	A_t 元素个数
常规算法	$(N^2 + 1) \times N_{\text{grid}}(N + 1)$	$N_{\text{grid}}(N + 1)(N^2 + 1)$
压缩算法	$(Q^2 + 1) \times N_{\text{grid}}(Q + 1)$	$N_{\text{grid}}(Q + 1)(Q^2 + 1)$

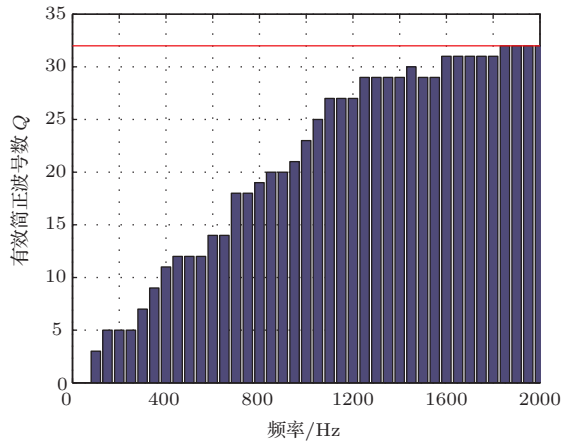


图6 (网刊彩色) 不同频率下波导中有效简正波数统计结果

4 试验数据分析

试验数据来自一次在南海进行的海上试验.试验海区海深为58—62 m,可近似为平坦海底;声速剖面为典型夏季负梯度声速剖面(图7),在10—35 m之间有一个明显的负跃层;信号频率为615, 666, 756 Hz,其中615和666 Hz为水面换能器发射频率(深度约为7 m),756 Hz为水下换能器发射频率(深度约为40 m),两声源发射源级相同;接收阵为32元均匀垂直线列阵,阵元间隔为1.5 m,与声源位置水平距离为5 km.

用常规的Bartlett处理器得到定位模糊度,结果如图8(a)所示,其中水平距离搜索范围为2000—8000 m,步长为20 m,深度搜索范围为1—55 m,步长为1 m.从图8可以看出,水面附近声源比较明显,水下声源相对较弱,基本上被掩蔽.试验中,水面附近声源有两个频点,水下声源只有一个频点,因此利用非相干宽带处理方法并不能改善水下声源定位效果.

根据图8(a)的定位结果,设置空域滤波器的通带和阻带,通带深度范围为0—15 m、水平距离为

4900—5300 m,过渡带深度范围为15—20 m、水平距离为4800—5400 m,其余区域为阻带范围.

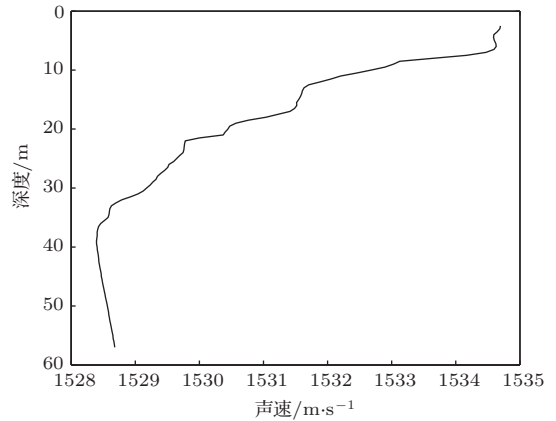


图7 试验海区负梯度声速剖面

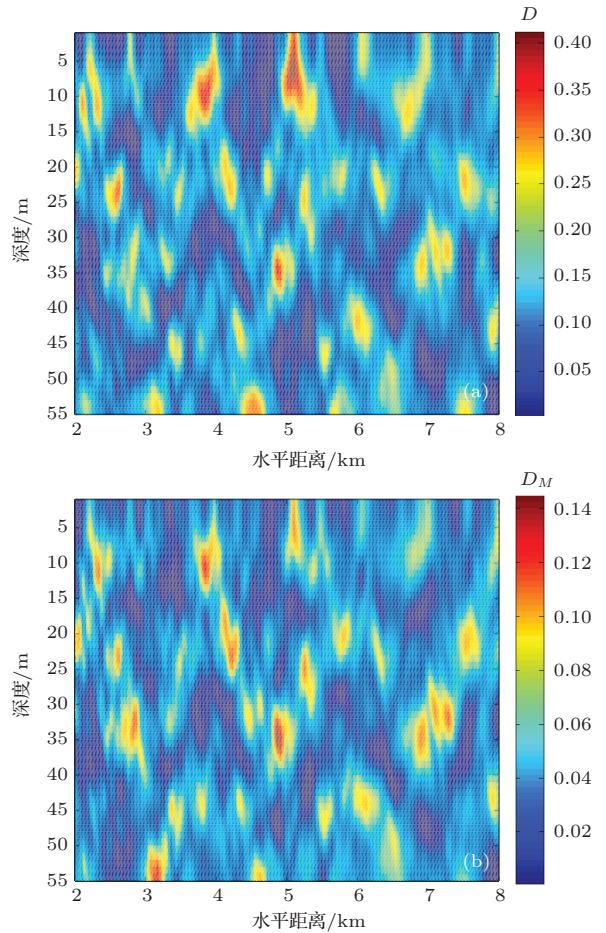


图8 (网刊彩色) 采用不同方法经试验数据处理得到的距离-深度模糊度表面 (a) 常规 Bartlett 匹配场处理方法; (b) 基于压缩拷贝场向量的空域滤波方法

在Windows7 32位操作系统、2G内存的计算平台上,运行程序使用Matlab R2010b版本,利用常规空域滤波器设计方法计算时出现数据溢出现象.运用本文提出的压缩拷贝场向量算法(存在25

阶简正波,有效阶数取 $Q = 18$)则显著减小了内存占有率,最终得到的声源定位模糊度平面如图8(b)所示.从图8(b)可以看出,水面目标经过空域滤波器后得到了抑制,水下目标定位效果获得明显改善.

表2列出了加入压缩拷贝场算法后得到的距离-深度定位结果,其中,水平距离定位相对误差最

大值为2.33%,深度定位相对误差最大值为10.93%.

以上已经指出,常规空域滤波器设计算法有可能会出现数据溢出现象.为了比较两种设计方法的运算速度,同时防止数据溢出,可以缩小水平距离搜索步长,取为40 m.使用两种空域滤波算法的运算时间列于表3,加入压缩算法后,内存占用量减少75%,运算时间比原来减小了83%.

表2 定位结果与标称值的对比

声源	频率/Hz	标称位置(r, z)	定位结果(r, z)	水平距离相对误差/%	深度相对误差/%
水面	615, 666	(4.96 km, 6.94 m)	(5.09 km, 6.1 m)	0.78	1.45
水下	756	(4.96 km, 41.34 m)	(4.88 km, 35 m)	2.33	10.93

表3 两种空域滤波算法运行时间的比较

	A_t 元素个数	运算时间/s
常规算法	5.6×10^8	4071
压缩算法	1×10^8	673

5 结 论

本文提出了一种空域滤波器设计的优化算法,用压缩拷贝场向量代替拷贝场向量,用于滤波器设计和后续的匹配场处理器计算.通过数值计算仿真和海上试验数据分析处理,对提出的算法进行了验证.结果表明:与现有的基本空域滤波器设计方法相比,加入压缩拷贝场算法后计算时间大幅减少,在本文所给条件下内存占用量和运算时间分别减少75%和83%;非相干宽带空域滤波器使得水面强干扰得到了有效抑制,显著改善了水下目标的探测定位效果.本文提出的空域滤波器与现有滤波器一样,以能够定位强干扰目标为前提,然后以干扰位置为中心选取通带范围.通带的划分并不局限于水面区域,原则上可以是任何区域的干扰目标.另外,在对目标位置不能确定时,可以适当增加通带范围.需要强调的是,基于压缩拷贝场向量的空域滤波器设计方案原则上适用于阵元数 N 大于有效简正波数 Q 的情形,浅海环境、1 kHz以下频段以及通常的接收阵阵元数设计都是能够满足要求的,而对于简正波阶数很多的高频、深海情形以及阵元数很少时,尚需要酌情选用.

参考文献

- [1] Baggeroer A B, Kuperman W A, Mikhalevsky P N 1993 *IEEE J. Oceanic Eng.* **18** 401
- [2] Tolstoy A 1993 *Matched Field Processing for Underwater Acoustic* (Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd.) pp11-41
- [3] Ying Y Z, Ma L, Guo S M 2011 *Chin. Phys. B* **20** 054301
- [4] Mirkin A N, Sibul L H 1994 *J. Acoust. Soc. Am.* **95** 877
- [5] Yan S F, Ma Y L 2004 *Chin. Sci. Bull.* **49** 1909 (in Chinese) [鄢社锋, 马远良 2004 科学通报 **49** 1909]
- [6] Antoniou A, Lu W S 2007 *Practical Optimization: Algorithms and Engineering Applications* (Berlin: Springer) p408
- [7] Lu W S 2007 *Use SeDuMi to Solve LP, SDP, and SCOP Problems: Remarks and Examples* (Victoria: University of Victoria) p1
- [8] Zhang S D, Han L, Han D 2011 *Underwater Acoust. Eng.* **35** 67 (in Chinese) [张书第, 韩磊, 韩东 2011 水声工程 **35** 67]
- [9] Yan S F, Hou C H, Ma X C 2007 *Acta Acust.* **32** 151 (in Chinese) [鄢社锋, 侯朝焕, 马晓川 2007 声学学报 **32** 151]
- [10] Vaccaro R J, Chhetri A, Brian F 2004 *J. Acoust. Soc. Am.* **115** 3010
- [11] Boyd S P, Vandenberghe L 2004 *Convex Optimization* (Cambridge: Cambridge University Press) p525
- [12] Bucker H P 1976 *J. Acoust. Soc. Am.* **59** 368
- [13] Soares C, Sergio M J 2003 *J. Acoust. Soc. Am.* **113** 2587
- [14] Jensen F B, Kuperman W A, Porter M B, Schmidt H 2011 *Computational Ocean Acoustics* (2nd Ed.) (Berlin: Springer) p339
- [15] Guo S M 2000 *Ph. D. Dissertation* (Beijing: Institute of Acoustics, China Academy of Sciences) (in Chinese) [郭圣明 2000 博士学位论文 (北京: 中国科学院声学研究所)]
- [16] Porter M B 1991 *The KRAKEN Normal Mode Program* (La Spezia: SACLANT Undersea Research Centre) p1

Spatial filter design based on compressed replica vectors*

Su Lin^{1)2)3)†} Ma Li¹⁾²⁾ Sun Bing-Wen¹⁾²⁾ Guo Sheng-Ming¹⁾²⁾

1) (*Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

2) (*Key Laboratory of Underwater Acoustics Environment, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

3) (*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

(Received 24 September 2013; revised manuscript received 21 February 2014)

Abstract

Matched field processing techniques have been studied extensively in recent decades, and a lot of detail algorithms have been put forward for practical use. When the underwater target is obscured by the strong surface interferences, the performance of matched field processing localization will degrade severely. The now existing spatial filter technique can be used to suppress the surface interferences, but the burden of calculation is heavy and the memory usage is large. In this paper, a scheme of optimizing spatial filter design based on the compressed replica vectors is presented, and the broadband data are processed incoherently. In contrary to the existing spatial filter, the optimized spatial filter can effectively reduce the computational complexity and memory usage when the number of array elements N is greater than the number of the effective modes Q , meanwhile, it also retains the original performance of interference suppression. Numerical simulations in a littoral shallow water environment are performed to validate the performance of the spatial filter and the promotion of computation speed. Then, data processing results obtained from an experiment conducted in the littoral shallow water environment are presented. It follows from the results that the weak underwater target can be distinguished from the strong surface interference clearly by use of the incoherent matched field processing with the application of the spatial filter based on compressed replica vectors.

Keywords: matched field processing, spatial filter, compressed replica vector

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: [10.7498/aps.63.104302](https://doi.org/10.7498/aps.63.104302)

* Projected supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 11004214, 11274338).

† Corresponding author. E-mail: tiancai612@163.com