

陆架斜坡海域声场特性对常规波束形成阵增益的影响

谢磊 孙超 刘雄厚 蒋光禹

Array gain of conventional beamformer affected by structure of acoustic field in continental slope area

Xie Lei Sun Chao Liu Xiong-Hou Jiang Guang-Yu

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 144303 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.144303

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.144303>

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

海洋环境噪声场对称性分析及噪声消除方法

[Analysis of the symmetry of the ambient noise and study of the noise reduction](#)

物理学报.2016, 65(14): 144302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.144302>

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>

陆架斜坡海域声场特性对常规波束形成阵增益的影响*

谢磊 孙超† 刘雄厚 蒋光禹

(西北工业大学航海学院, 西安 710072)

(2016年3月2日收到; 2016年5月4日收到修改稿)

常规波束形成是水下阵列信号处理中最基本的处理环节. 陆架斜坡海域特殊地形所带来的水下声场变化会影响阵增益. 以往的研究中, 只关注声场相关性对阵增益的影响. 本文基于水声信号传播理论, 研究常规波束形成阵增益与陆架斜坡海域水下声场之间的关系, 证明声场相关性和传播损失是影响阵增益的内在因素, 并推导了各向同性噪声场中常规波束形成阵增益与两者之间的关系式. 结果表明: 1) 常规波束形成阵增益由声场相关性和声传播损失共同决定, 其最大值不超过 $10 \lg M$; 2) 当两个不同接收位置的传播损失相似时, 基阵各阵元间的声场相关性越高, 阵增益越大; 3) 当两个不同接收位置的传播损失相差较大时, 阵增益与声场相关性不再是正相关关系. 利用 RAM 声场软件, 在陆架斜坡海域上坡波导环境中, 对水平阵常规波束形成阵增益与声场相关性和传播损失的关系进行仿真验证.

关键词: 阵增益, 声场相关性, 传播损失, 陆架斜坡

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

DOI: 10.7498/aps.65.144303

1 引言

陆架斜坡海域是连接陆地与大洋底之间过渡海洋地带的统称, 包括海深在 500 m 以内的浅海海域, 坡度在 3° — 6° 范围内的大陆坡, 以及海深约为 5000 m 的深海海域. 水下多传感器声基阵是现代声呐系统的主要组成部分, 而阵增益^[1,2]定义为基阵输出端信噪比与单个阵元输出信噪比的比值, 是衡量多传感器基阵处理性能的重要指标之一. 真实海洋环境受海底地形、风浪和内波等的影响, 表现为一个时空变化的复杂声传播信道, 致使水下声基阵各阵元接收信号幅度和相位发生畸变, 最终导致常规波束形成在实际应用中出现阵增益下降的现象.

早在 1961 年, 人们就对接收信号随机相位扰动对基阵指向性的影响进行了研究, 并给出了当相位扰动符合多维正态分布时阵增益的计算公

式^[3-5]. 之后 Kleinberg^[6]分析了接收信号存在随机的幅度和相位扰动时, 阵增益偏离理想值的情况. 然而在声呐实际使用中, 海洋环境的变化和声呐系统内部所存在的误差均会对接收信号产生影响, 且最终接收信号的幅度和相位扰动并不一定符合多维正态分布. Cox^[7]和 Green^[8]从阵元接收信号相关性的角度出发, 分别提出了均匀线列阵接收信号相关性的指数衰减模型和线性衰减模型, 并计算了无限长线列阵常规波束形成阵增益的极限值. 但 Cox 和 Green 的研究是在平面波假设条件下开展的, 而在实际海洋环境中, 当信号经过声信道传输后, 基阵接收信号的幅度和相位均会发生畸变, 此时基阵接收信号不再满足平面波假设模型. 因此必须结合实际的海洋声传播特性研究阵增益.

近年来人们利用简正波模型^[9,10]详细研究了浅海环境中被动垂直线列阵^[11,12]和大孔径水平线列阵的阵增益^[13,14], 指出海洋环境(如接收距离、

* 国家自然科学基金(批准号: 11534009)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: csun@nwpu.edu.cn

海底底质和地形等)及浅海多途效应均会对常规波束形成器的阵增益产生影响. 然而在波导环境随距离变化的陆架斜坡海域, 模态耦合较严重, 此时基于水平不变简正波模型分析海洋波导环境对阵增益影响的方法已不再适用. 不少学者对平坦海底海域的阵增益和声场相关性做了研究, 如 Carey^[15]结合实际测量数据定量分析了信号增益与接收数据水平相关性之间的关系. 于瀚^[16]研究了浅海声场的时空相关特性及其衰减规律, 并分析了声信号相关性衰减对阵增益影响. 但在真实海洋环境中, 相关性的衰减只是影响阵增益的因素之一, 上述研究工作具有一定的局限性. 可见, 长期以来国内外学者对平坦海底海域波导环境中的垂直阵和水平阵阵增益进行了大量研究, 而针对陆架斜坡海域的研究均集中在声场模型的构建^[17-19], 以及对声传播损失^[20-22]和声场相关性的分析^[23], 缺少对陆架斜坡海域基阵阵增益的研究, 且有关水下声场特性对阵增益影响的研究工作有待进一步深入.

本文基于水声信号传播理论, 利用信道传递函数表征水声信道的传播特性, 根据阵增益的定义导出在实际海洋波导环境中常规波束形成阵增益的表达式, 并从中获取影响阵增益的两个物理量: 声传播损失和声场相关性, 以此建立陆架斜坡海域水下声场与信号处理之间的内在联系. 最后利用 RAM 声场计算软件^[17], 在陆架斜坡海域上坡波导环境中, 对水平阵阵增益与上坡水声场特性之间的关系进行了仿真验证.

2 阵增益理论计算及分析

2.1 实际海洋环境中阵增益的定义

阵增益(array gain, AG)是衡量声呐系统处理性能的重要参数之一. 在远场平面波假设条件下, 当常规波束形成器各阵元上的时间延迟量与平面波的传播方向相匹配, 且各阵元的噪声不相关时, 阵增益只依赖于对阵元输出的幅度加权, 即

$$ag = \left| \sum_{i=1}^M w_i \right|^2 / \sum_{i=1}^M |w_i|^2, \quad (1)$$

或者转换分贝表示

$$AG = 10 \lg \left(\left| \sum_{i=1}^M w_i \right|^2 / \sum_{i=1}^M |w_i|^2 \right), \quad (2)$$

式中, w_i 表示对第*i*个阵元输出的加权系数, M 表示基阵中的阵元个数. 可见, 在理想平面波假设条件下, 常规波束形成阵增益可以达到理论极限值 $10 \lg M$. 但受海洋波导环境的影响, 信号波阵面将出现畸变, 阵元实际接收信号不再满足平面波假设条件, 致使阵增益无法达到该理论极限值.

阵增益定义为基阵输出端信噪比与单个阵元输出信噪比的比值^[1,2], 因此其数学表达式为

$$ag = \frac{SNR_{array}}{SNR_{hyp}}, \quad (3)$$

式中, SNR_{array} 表示基阵波束形成器输出的信噪比, SNR_{hyp} 表示单个阵元输出的信噪比. 在实际海洋环境中, 各阵元接收数据的信噪比不同, 为了方便分析讨论, 这里采用基阵中各阵元输出信噪比的平均 SNR_{avg_hyp} 代替单个阵元输出信噪比 SNR_{hyp} , 则

$$ag = \frac{SNR_{array}}{SNR_{avg_hyp}}. \quad (4)$$

由于海洋环境对信号场和噪声场的影响不同, 这里仿照 Hamson^[11]的做法, 将基阵处理对信号和噪声的作用分开考虑. 由于使用基阵而获得的信号功率和噪声功率的改善分别用基阵信号增益(array signal gain, ASG)和基阵噪声增益(array noise gain, ANG)表示, 则(4)式可分成两部分

$$\begin{aligned} ag &= \frac{SNR_{array}}{SNR_{avg_hyp}} = \frac{(S/N)_{array}}{(S/N)_{avg_hyp}} \\ &= \frac{S_{array}}{S_{avg_hyp}} / \frac{N_{array}}{N_{avg_hyp}} = \frac{asg}{ang}, \end{aligned} \quad (5)$$

式中, S_{array} 和 S_{avg_hyp} 分别为波束形成器输出信号功率和各阵元信号平均功率, 两者的比值定义为基阵信号增益, 表示成 asg ; N_{array} 和 N_{avg_hyp} 分别为波束形成器输出噪声功率和各阵元噪声平均功率, 两者的比值定义为基阵噪声增益, 表示成 ang . 由(5)式可以看出, 基阵阵增益也可表示为信号增益和噪声增益之比.

2.2 各向同性噪声场中基阵噪声增益

基阵噪声增益即为波束形成器输出噪声功率与阵元平均噪声功率之比. (5)式中 N_{array} 与各阵元接收噪声之间的相关系数有关. 为了简化分析, 假设海洋噪声场是各向同性的, 各阵元接收噪声的功率相等, 均为 σ^2 , 则基阵波束形成器输出噪声功

率可表示为^[7]

$$N_{\text{array}} = \sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w}, \quad (6)$$

式中, $\mathbf{w} = [w_1, w_2 \cdots w_M]^T$ 是由各阵元加权系数组成的加权向量, \mathbf{Q} 为归一化的噪声互谱密度矩阵, 上标“T”表示转置运算, “H”表示复共轭转置运算. 由文献^[24]可知, 在各向同性噪声场中, 均匀线列阵第 i 个和第 k 个阵元之间噪声空间相关系数为 sinc 函数, 即矩阵 \mathbf{Q} 中第 (i, k) 个元素为

$$Q_{ik} = \frac{\sin[2\pi(i-k)d/\lambda]}{2\pi(i-k)d/\lambda}, \quad (7)$$

式中, λ 表示信号波长, d 为阵元间距. 因此在各向同性噪声场中, 基阵噪声增益可表示为

$$\begin{aligned} \text{ang} &= \frac{N_{\text{array}}}{N_{\text{avg_hyp}}} = \frac{\sigma^2 \mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w}}{\sigma^2} \\ &= \sum_{i=1}^M w_i^2 + 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{k=i+1}^M w_i w_k^* \frac{\sin[2\pi(k-i)d/\lambda]}{2\pi(k-i)d/\lambda}, \end{aligned} \quad (8)$$

式中, “*”表示复共轭. 可见, 当阵元间距 $d = \lambda/2$ 且加权系数满足 $\sum_{i=1}^M w_i^2 = M$ 时, (8) 式等于 M , 即在使用基阵后, 波束形成器输出噪声功率是阵元平均噪声功率的 M 倍.

2.3 考虑信道传递函数的基阵信号增益

水下声信道是影响水声信号传播的重要因素之一, 而海洋环境(如海水声速剖面、海底地形和海底底质等)和声源参数(如声源深度、频率和带宽等)的变化都会对声信道特性产生较大影响. 陆架斜坡海域海洋波导环境随距离而改变, 相比于浅海平坦海底海域, 其水下声信道特性的变化更复杂, 模态耦合更加严重. 因此基于水平不变简正波模型分析水下声场对阵增益影响的方法, 并不适用于波导环境随距离变化的陆架斜坡海域. 当水下声场为线性声场, 且信号持续时间较短时, 可将声信道看作一个线性时不变的系统, 此时便可借鉴经典的信号处理方法, 研究陆架斜坡海域水下声场对信号增益的影响. 信号在水声信道中的传播特性可以用时域的冲击响应 $h(t)$ 或频域的传递函数 $H(f)$ 表示, 其中 f 表示信号的频率.

设声源辐射信号为窄带信号, 其频谱可表示为 $S(f)$. 假设从声源位置到第 i 个阵元所在位置的信

道传递函数为 $H_i(f)$, 则基阵第 i 个阵元接收信号(不包含噪声)的频域表达式为

$$X_i(f) = S(f)H_i(f). \quad (9)$$

从(9)式可以看出, 阵元接收信号由声源辐射信号和水下信道传递函数共同决定. 根据帕斯瓦尔定理, 信号的总能量可通过对单位频率的信号能量在整个频率范围内积分得到, 则第 i 个阵元接收信号的能量 E_i 为

$$\begin{aligned} E_i &= \int_{-\infty}^{\infty} |X_i(f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)H_i(f)|^2 df. \end{aligned} \quad (10)$$

假设窄带信号频谱在整个带宽内的起伏较小, 各频点的频谱幅值近似等于 A_s . 设窄带信号带宽为 $[f_L, f_H]$, 基阵接收信号的时间长度为 T_s , 则第 i 个阵元接收信号功率 P_i 为

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{1}{T_s} \int_{f_L}^{f_H} |S(f)H_i(f)|^2 df \\ &= \frac{A_s^2}{T_s} \int_{f_L}^{f_H} |H_i(f)|^2 df, \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $|H_i(f)|$ 为传递函数 $H_i(f)$ 的幅值, 其物理意义为频率 f 的声波传播到达第 i 个阵元时的声压值(这里是以距离声源 1 m 处的声压值为参考而进行折算之后所得到的声压值). 则频率 f 的声波到达第 i 个阵元的传播损失为

$$\text{TL}(f) = -20 \lg |H_i(f)|. \quad (12)$$

受海洋环境、声源频率和声源深度等因素的影响, 实际海洋声信道是复杂多变的, 各频率点的信道传递函数并不相同. 因此 $|H_i(f)|$ 在窄带信号带宽内是随 f 变化的. 在实际计算过程中, 将(11)式中的积分运算, 转换成求和运算, 并用 p_i 表示基阵中第 i 个阵元上未经加权的各频点声压的均方值, 则

$$p_i = \frac{1}{B} \sum_{b=1}^B |H_i(f_b)|^2, \quad (13)$$

式中, B 为求和运算中选取的频点个数. 则窄带信号源辐射声波到达第 i 个阵元时的平均传播损失^[25] (average transmission loss, ATL) 即为

$$\text{ATL}(i) = -10 \lg p_i, \quad (14)$$

可见, 当第 i 个和第 j 个接收阵元所在位置的 ATL 近似相等时两接收点对应 p_i 和 p_j 也近似相等.

将(13)式代入(11)式可得

$$P_i = \frac{BA_s^2}{T_s} p_i. \quad (15)$$

对各阵元接收信号的功率取平均, 则

$$S_{\text{avg_hyp}} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M P_i = \frac{BA_s^2}{T_s M} \sum_{i=1}^M p_i. \quad (16)$$

为了便于讨论定义向量 \mathbf{h} 表示基阵各阵元上 p 的平方根, 即

$$\mathbf{h} = [\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_M}]^T, \quad (17)$$

则(16)式可表示为

$$S_{\text{avg_hyp}} = \frac{BA_s^2}{T_s M} \|\mathbf{h}\|_2^2, \quad (18)$$

式中, $\|\cdot\|_2$ 表示向量的2-范数.

采用常规加权方式对阵元接收信号进行加权. 第 i 个阵元的加权系数为

$$w_i = \exp(-j2\pi f_0(i-1)\Delta t) \quad |w_i| = 1, \quad (19)$$

式中, f_0 为窄带信号的中心频率, $\Delta t = d \cos \theta / c$, c 为海水中声速, θ 为波达方向角. 则通过常规加权得到的波束形成器输出信号功率 S_{array} 为

$$\begin{aligned} S_{\text{array}} &= \frac{1}{T_s} \int_{f_L}^{f_H} \left| \sum_{i=1}^M w_i X_i(f) \right|^2 df \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{f_L}^{f_H} \left[\sum_{i=1}^M w_i X_i(f) \right] \left[\sum_{i=1}^M w_i X_i(f) \right]^* df \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{f_L}^{f_H} A_s^2 \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M w_i H_i(f) H_k(f)^* w_k^* df \\ &= \frac{A_s^2}{T_s} \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M \int_{f_L}^{f_H} w_i H_i(f) H_k(f)^* w_k^* df. \quad (20) \end{aligned}$$

由文献[26]可知两点间声场空间相关系数为

$$\rho_{ik} = \frac{\text{Re} \left[\int_{f_L}^{f_H} H_i(f) H_k(f)^* e^{j2\pi f \tau} df \right]}{\sqrt{\int_{f_L}^{f_H} |H_i(f)|^2 df} \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} |H_k(f)|^2 df}}, \quad (21)$$

式中, τ 为时间补偿量. 将基阵不同阵元间的声场

空间相关系数表示成矩阵形式

$$\boldsymbol{\rho} = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1M} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \cdots & \rho_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{M1} & \rho_{M2} & \cdots & \rho_{MM} \end{bmatrix}. \quad (22)$$

因此(20)式可表示为

$$S_{\text{array}} = \frac{BA_s^2 \mathbf{h}^T \cdot \boldsymbol{\rho} \cdot \mathbf{h}}{T_s}. \quad (23)$$

由(18)式和(23)式可得基阵信号增益为

$$\begin{aligned} \text{asg} &= \frac{S_{\text{array}}}{S_{\text{avg_hyp}}} \\ &= \frac{BA_s^2 \mathbf{h}^T \cdot \boldsymbol{\rho} \cdot \mathbf{h}}{T_s} \\ &= \frac{BA_s^2}{T_s M} \|\mathbf{h}\|_2^2 \\ &= M \frac{\mathbf{h}^T \cdot \boldsymbol{\rho} \cdot \mathbf{h}}{\|\mathbf{h}\|_2^2}. \quad (24) \end{aligned}$$

由(24)式可以看出, 基阵信号增益由 M , $\boldsymbol{\rho}$ 和 \mathbf{h} 三个量决定, 其中 M 为水平接收阵的阵元个数, $\boldsymbol{\rho}$ 是任意两接收点之间声场空间相关系数矩阵, \mathbf{h} 是一个由基阵各阵元上 \sqrt{p} 组成的向量, 而 p 的大小由各阵元上的ATL决定.

2.4 声场相关性和传播损失对阵增益的影响

将(8)式和(24)式代入(5)式, 可得在各向同性噪声场中, 常规加权波束形成阵增益为

$$\begin{aligned} \text{ag} &= \frac{\text{asg}}{\text{ang}} \\ &= M \frac{\mathbf{h}^T \cdot \boldsymbol{\rho} \cdot \mathbf{h}}{\|\mathbf{h}\|_2^2} \left(\sum_{i=1}^M |w_i|^2 + 2 \sum_{i=1}^{M-1} \sum_{k=i+1}^M w_i w_k^* \right. \\ &\quad \left. \times \frac{\sin[2\pi(i-k)d/\lambda]}{2\pi(i-k)d/\lambda} \right)^{-1}. \quad (25) \end{aligned}$$

常规加权满足 $\sum_{i=1}^M w_i^2 = M$, 因此当阵元间距满足 $d = \lambda/2$ 时, 上式可化简为

$$\text{ag} = \frac{\mathbf{h}^T \cdot \boldsymbol{\rho} \cdot \mathbf{h}}{\|\mathbf{h}\|_2^2}. \quad (26)$$

将(26)式中的分子展开可得

$$ag = \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M \rho_{ik} \sqrt{p_i} \sqrt{p_k}}{\sum_{i=1}^M p_i}. \quad (27)$$

可见,在海洋波导环境中,常规波束形成阵增益与声场相关性和声传播损失均有关系.当各接收位置点的ATL近似相等时,声场相关性越高,阵增益越大,且当声场相关性满足一定的衰减规律时,(27)式可以得到简化.如Cox和Green假设各阵元接收信号的幅度相等,即声源辐射信号到达各接收阵元时的声传播损失相等,且相关系数满足指数衰减或线性衰减规律时,可以得到当阵元个数 M 趋于无穷大时阵增益的极限值(详细证明见附录A).

当基阵在不同接收位置的声场相关性近似相等,但声传播损失相差较大时,不同接收位置点ATL相差也较大,即 p 相差较大.此时常规波束形成阵增益是关于 $(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_M})$ 的多维函数,只有当各接收点 $\sqrt{p_i}$ 的差值在一个特定空间范围(阵增益关于各接收点 $\sqrt{p_i}$ 的偏导数大于零的空间范围)内变化时,传播损失较小的接收位置,能够获得的阵增益较大,而超过该空间范围之后阵增益的变化趋势将难以确定,且该范围由基阵接收位置的声场相关系数和对应各接收点的声传播损失共同决定(详细证明见附录B).

然而,在实际海洋环境中,受海洋内波、海水声速剖面、海底地形和海底底质等因素的影响,水下声传播特性复杂多变,并无规律可循.本文只对阵增益、声场相关性和传播损失三者之间的关系进行分析.由(26)式和(27)式可以看出,在各向同性噪声场中,常规波束形成阵增益的大小取决于接收位置处的声传播损失和声场相关系数矩阵,而任意两点间的声场相关系数均满足 $\rho \leq 1$,因此当基阵布放在陆架斜坡海域不同接收位置处时,可以得到以下结论.

1) 常规波束形成阵增益的最大值不超过 $10 \lg M$,当且仅当声源辐射信号到达各接收阵元的声传播损失相等,而任意两阵元间的声场相关系数均为1时,常规波束形成阵增益等于 $10 \lg M$.

2) 对于陆架斜坡海域不同接收位置的基阵,当对应各阵元上的ATL近似相等时,接收位置处的声场相关性越高,常规波束形成阵增益越大.

3) 对于陆架斜坡海域不同接收位置的基阵,当对应各接收阵元上的ATL相差较大时,常规波束形成阵增益与声场相关性不再呈现正相关关系,此时阵增益的大小由基阵所在位置的声场相关性和各阵元上的声传播损失共同决定.

3 仿真实验

声波从深海经过大陆坡向浅海传播,称之为上坡传播.本文在陆架斜坡海域上坡波导环境中,利用RAM声场计算软件,对水平阵常规加权波束形成阵增益与声场相关性和声传播损失之间的关系进行仿真实验验证.目标相对于水平阵方位的改变将导致接收位置处声场相关性和ATL的改变,最终会影响到阵增益,可以利用第2节中所提的方法对此进行分析,而这里仅以端射方向为例对陆架斜坡海域声场特性与阵增益之间的关系进行验证.

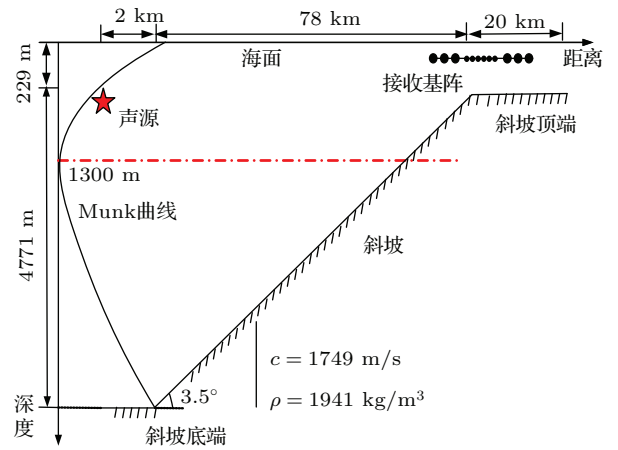


图1 仿真海域各参数示意图

Fig. 1. The simulation environment and parameters.

仿真中考虑的海洋环境跨越深海、斜坡和浅海三种类型海域.其中深海海域水深为5000 m,自声源位置处延伸2 km的距离到达斜坡海域;斜坡海域倾斜度为 3.5° ,跨越78 km的距离,水深由5000 m变化到229 m;浅海海域水深为229 m,延伸20 km的距离.三种海域海底的声吸收系数均为 $0.5 \text{ dB}/\lambda$.声源位于550 m深度处,发射中心频率为190 Hz,带宽为10 Hz的窄带信号.由101个阵元组成的水平基阵,阵元间距为4 m,阵长为400 m,布放深度为120 m.图1给出了仿真海域及各海洋环境参数.在100 km跨度的陆架斜坡过渡海域,海水声速剖面变化很大,假设浅海平坦海底海域是典型的浅海负梯度声速剖面,深海平坦海域声速剖面

为标准的 Munk 曲线, 声道轴深度为 1300 m. 陆架斜坡过渡区域的声速剖面采用 10 km 距离分段, 即每隔 10 km 变化一次声速剖面. 仿真中首先给定深海声速剖面和浅海声速剖面, 然后利用 RAM 软件通过插值依次生成中间各距离段的声速剖面, 结果如图 2 所示. 仿真中计算网格大小为 10 m × 2 m (深度方向为 10 m, 距离方向为 2 m), 采用 RAM 软件计算得到陆架斜坡海域上坡传播时各网格点的声传播损失.

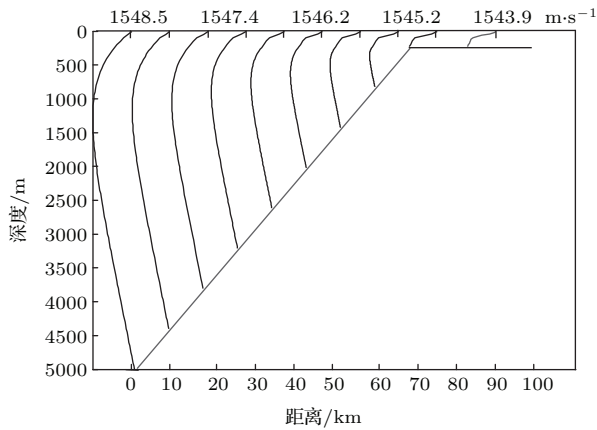


图2 仿真海域 10 km 距离分段的声速剖面
Fig. 2. Sound speed profiles of the upslope acoustic propagation environment at 10 km interval.

3.1 陆架斜坡海域上坡声传播损失及声场相关性

对 185—195 Hz 的信号带宽进行划分, 每 1 Hz 作为一个频点, 共 11 个频点, 利用 RAM 软件, 计算陆架斜坡海域上坡波导环境中各频点声波的声场传递函数. 根据 (13) 式, 计算出每个网格点上 11 个频点声压值平方的均值, 并取分贝数, 得出各网格点上的 ATL. 图 3 给出了陆架斜坡海域上坡声传播的 ATL 分布图, 图中红色五星符号标出了声源所在位置. 图 4(a) 给出了接收深度为 120 m 时, 窄带信号源的 ATL 随距离变化曲线, 即图 3 中红色实线所在深度上的 ATL 数值. 图 4(b) 为图 4(a) 在 50—65 km 范围内 (图 4(a) 中虚线矩形框标出的区域) 的局部放大图. 由图 4 可以看出, 不同接收距离点的 ATL 相差较大, ATL 的大小反映了接收距离点平均传播损失的变化. 为了验证水平阵常规波束形成阵增益与声场相关性和声传播损失之间的关系, 我们进行了如下研究: 1) 选取 ATL 近似相同的两个接收位置点, 分析阵增益与声场相关性之间的

关系; 2) 在两接收位置点的声场相关性近似相同的情况下, 分析阵增益与声传播损失之间的关系.

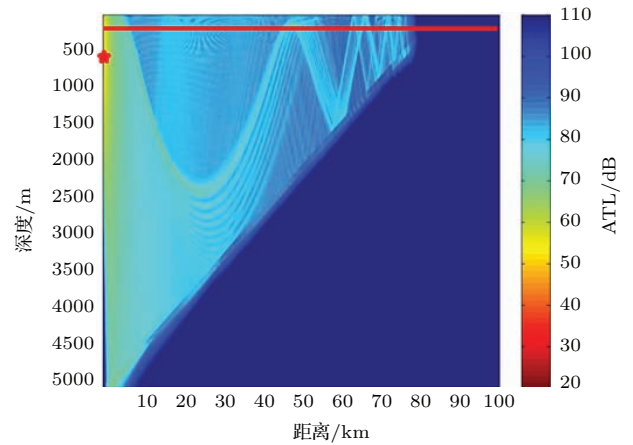


图3 (网刊彩色) 声源深度 550 m, 上坡声传播 ATL 图
Fig. 3. (color online) ATL of upslope acoustic propagation when the source depth is 550 m.

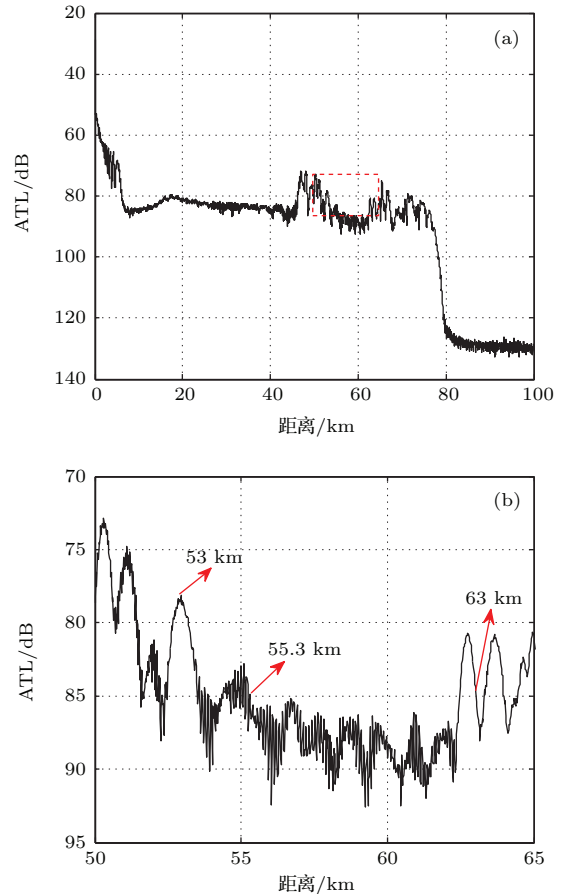


图4 120 m 接收深度上的 ATL (a) 0—100 km; (b) 50—65 km
Fig. 4. ATL at the depth of 120 m: (a) 0—100 km; (b) 50—65 km.

这里分别取水平接收阵距离声源 53, 55.3 和 63 km 时的 ATL 和声场相关性进行分析, 图 4(b)

中分别标出了三个接收点所在位置. 如无特殊说明, 本文中水平接收阵与声源的距离, 均是指水平接收阵参考阵元(距声源最近的阵元)与声源之间的距离, 水平接收阵阵长 400 m. 图 5 给出了水平接收阵位于三个接收距离时各阵元的 ATL 分布图. 由图 5 可以看出, 在 120 m 深度上, 窄带信号源辐射信号经海洋声信道传播后到达水平接收阵各阵元的 ATL 各不相同. 在陆架斜坡海域上坡波导环境中, 水平接收阵距离声源 55.3 和 63 km 时, 各阵元处的 ATL 相差较小; 而当水平阵距离声源 53 km 时, 各接收阵元处的 ATL 明显小于 55.3 和 63 km 的 ATL.

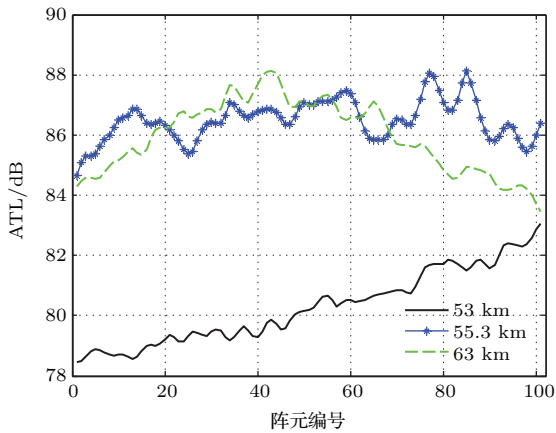


图 5 水平接收阵深度 120 m 与声源距离分别为 53, 55.3 和 63 km 时, 各阵元上 ATL 图

Fig. 5. ATL on each hydrophone at depth of 120 m when the distances between the source and ULA are 53, 55.3 and 63 km, respectively.

将 (21) 式中的积分运算转换成求和运算, 利用 RAM 软件计算所得的各频点声场传递函数, 求得在 120 m 深度处, 水平接收阵距离声源 53, 55.3 和 63 km 时, 不同阵元间的声场相关系数, 结果如图 6 所示. 由图 6 可以看出, 水平接收阵距离声源 53, 55.3 和 63 km 时, 任意两点间的声场相关系数分布图都呈现对称分布, 反映了声场相关系数矩阵 ρ 的信息. 图中自左下角到右上角对角线(对应着 ρ 的对角线)上的元素均为 1, 即为各阵元处声场的自相关系数. 随着两个阵元之间水平间隔的增大(对应着不同的阵元编号), 声场相关系数出现不同程度的衰减, 之后又出现震荡现象. 比较图 6(a) 和图 6(b), 可以看出距离声源 53 和 63 km 位置时, 任意两点间的声场相关系数分布图相差较小, 这两个接收位置处的声场相关系数矩阵 ρ 近似相等, 即水平距离声源 53 和 63 km 两位置处的声场相关性近

似相同. 而距离声源 55.3 km 时的声场相关系数分布图中, 除了都等于 1 的对角线上元素以外, 其明暗度明显低于距离声源 53 和 63 km 时的声场相关系数分布图, 表明该接收距离处的声场相关系数矩阵 ρ 中, 除其主对角线上的元素之外, 其他元素均小于距离声源 53 和 63 km 时声场相关系数矩阵中相应的元素. 因此在 55.3 km 位置处的声场相关性低于在 53 和 63 km 位置处的声场相关性.

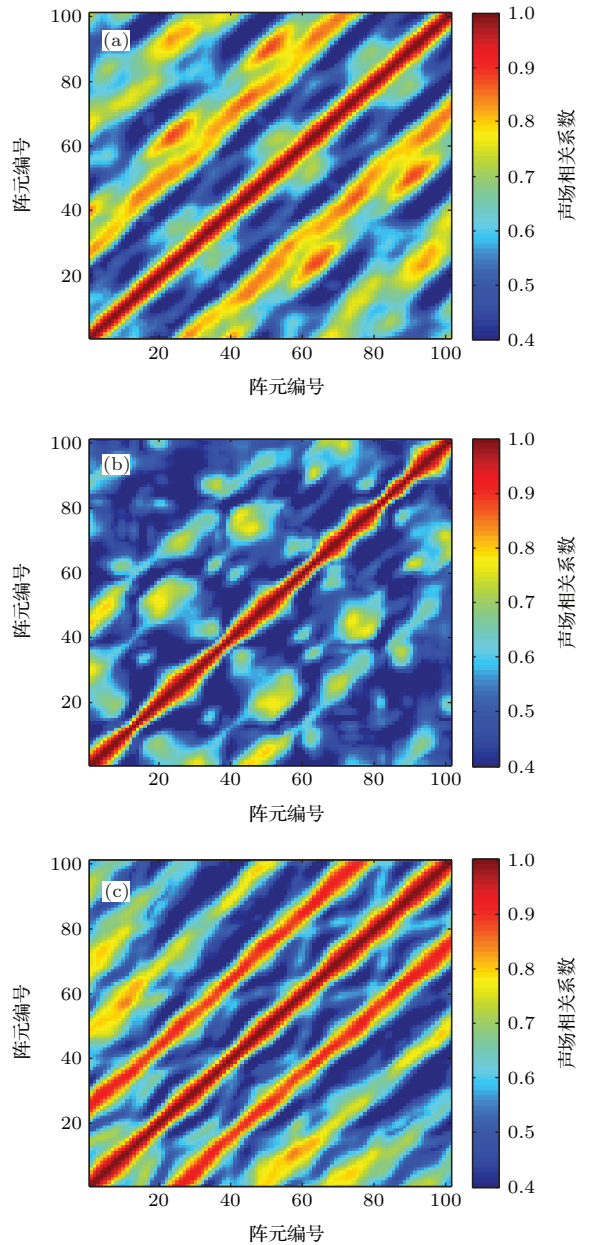


图 6 (网刊彩色) 水平接收阵深度 120 m, 与声源的距离分别为 (a) 53 km, (b) 55.3 km, (c) 63 km 时不同阵元间声场相关系数分布图

Fig. 6. (color online) Acoustic field correlation at depth of 120 m when the distances between the source and ULA are (a) 53 km, (b) 55.3 km, (c) 63 km, respectively.

3.2 陆架斜坡海域上坡水平阵阵增益变化分析

假设海洋环境噪声是各向同性的, 由于声源辐射信号到达各接收阵元时的传播损失不同, 这里用水平接收阵中各阵元上信号功率与噪声功率之比的平均值, 代表水平阵阵元接收数据的信噪比. 仿真中假设水平阵接收数据的信噪比为 10 dB. 陆架斜坡海域中水平接收阵任意两阵元之间的声场相关性和各阵元上的声传播损失, 与该海域海水声速剖面、海底地形、海底底质、声源特性和水平接收阵位置等因素有关. 为了分析阵增益与声场相关性和传播损失之间的关系, 本文分别研究了三个接收距离 (53, 55.3 和 63 km) 上的常规波束形成阵增益随阵元个数变化, 结果如图 7 所示. 图中红色实线为阵增益所能达到的理论极限值 $10 \lg M$. 可以看出, 在陆架斜坡上坡波导环境中, 当水平接收阵的阵元个数增加到一定值后, 阵增益不再随着阵元个数的增加而增大, 且最大值不超过理论极限值 $10 \lg M$. 比较三个不同接收位置上的水平阵阵增益, 可以看出, 当水平接收阵距离声源 53 km 时, 常规波束形成阵增益最大, 而水平接收阵距离声源 55.3 km 时, 常规波束形成阵增益最小.

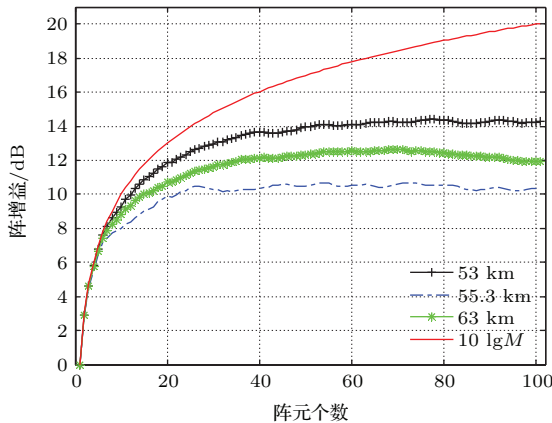


图 7 (网刊彩色) 水平阵深度 120 m, 与声源的距离分别为 53, 55.3 和 63 km 时常规波束形成阵增益随阵元个数变化曲线

Fig. 7. (color online) The array gain of CBF at depth of 120 m when the distances between the source and ULA are 53, 55.3 and 63 km, respectively.

综合比较陆架斜坡海域上坡波导环境中, 水平阵接收深度为 120 m, 距离声源 53, 55.3 和 63 km 时的声传播损失、声场相关性和常规波束形成阵增益, 可以得到以下结论.

1) 水平阵在三个不同接收位置时, 常规波束形成阵增益均小于 $10 \lg M$.

2) 当水平阵距离声源 55.3 和 63 km 时, 各阵元上的 ATL 相差较小, 两位置上的传播损失近似相等. 但由于水平阵在 55.3 km 时的声场相关性小于其在 63 km 时的声场相关性, 导致水平阵在距离声源 55.3 km 时的阵增益小于其在 63 km 时的阵增益.

3) 当水平阵距离声源 53 和 63 km 时, 任意两点间的声场相关性相差较小. 但水平阵在 53 km 时各阵元上的 ATL 明显小于其在 63 km 时的 ATL, 即水平阵在 53 km 时的传播损失较小, 最终导致了水平阵在距离声源 53 km 时的阵增益大于其在 63 km 时的阵增益.

由以上分析可得, 常规波束形成阵增益与声传播损失和声场相关性均有关系, 仿真结果很好地验证了第二节中的理论分析.

4 结 论

本文基于水下声传播理论, 研究了陆架斜坡海域水下声场与常规波束形成阵增益之间的关系, 并给出了在各向同性噪声场中常规波束形成阵增益、声场相关性和声传播损失三者之间的关系式. 利用该公式对陆架斜坡海域声传播特性与阵增益之间的关系进行了分析, 结果表明常规波束形成阵增益的大小由基阵所在位置的声场相关性和各阵元上的声传播损失共同决定: 常规波束形成阵增益的最大值不超过 $10 \lg M$, 当声源辐射信号到达各接收阵元时的传播损失相等, 且任意两阵元间的声场相关系数均为 1 时, 阵增益等于 $10 \lg M$; 对于陆架斜坡海域不同接收位置处的基阵, 当对应各阵元上的 ATL 近似相等时, 接收位置处的声场相关性越高, 常规波束形成阵增益越大; 而当对应各阵元上的 ATL 相差较大时, 常规波束形成阵增益与声场相关性不再呈现正相关关系. 针对图 1 和图 2 所示的陆架斜坡海域上坡波导环境中声场相关性和传播损失, 以及水平阵常规波束形成阵增益进行了数值仿真, 仿真结果验证了理论分析.

附录 A

当声源辐射信号到达各接收阵元时的 ATL 相等时, 即

$$p_1 = p_2 = \dots = p_M = p, \quad (A1)$$

向量 \mathbf{h} 可简化为

$$\mathbf{h} = \sqrt{p} \cdot [1, 1 \cdots, 1]. \quad (A2)$$

假设声场相关系数随着阵元间距的增加满足指数衰减规律 [7], 即任意两点间的声场相关系数为

$$\rho_{ik} = \rho^{|i-k|}, \quad \rho = \exp[-\alpha d/\lambda], \quad (A3)$$

式中, α 为大于零的常数, d 为阵元间距, λ 为接收信号波长. 则常规波束形成的阵增益为

$$\begin{aligned} \text{ag} &= \frac{\mathbf{h}^T \cdot \boldsymbol{\rho} \cdot \mathbf{h}}{\|\mathbf{h}\|_2^2} = \frac{\sqrt{p} \cdot [1, 1 \cdots, 1] \cdot \boldsymbol{\rho} \cdot \sqrt{p} \cdot [1, 1, \cdots, 1]^T}{p \cdot \|[1, 1, \cdots, 1]\|_2^2} \\ &= \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M \rho^{|i-k|}}{M} = \frac{1}{M} \cdot \frac{2\rho(1-2\rho^M) + (\rho^2-1)M}{(1-\rho)(\rho-1)} \\ &= \frac{1+\rho}{1-\rho} - \frac{2\rho(1-\rho^M)}{M(1-\rho)^2}. \end{aligned} \quad (A4)$$

当声场相关系数随着阵元间距的增加满足指数衰减规律时, 对于大孔径的水平线列阵, 即阵元个数 M 较大, 可以得出

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \text{ag} = \frac{1+\rho}{1-\rho}, \quad (A5)$$

此式即为 Cox 在文献 [7] 中得出的结论. 同理, 当声场相关系数满足线性衰减模型时, 可得出 Green 在文献 [8] 中的结论. 可见, Cox 和 Green 等的研究均是在假设声源辐射信号到达各接收阵元时的声传播损失相等的条件下得到的, 忽略了海洋波导环境对接收信号幅度和相位的影响, 具有一定局限性.

附录 B

将 (24) 式的分子展开, 令 $\sqrt{p_i} = x_i, i = 1, 2, \cdots, M$, 则

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M \rho_{ik} \sqrt{p_i} \sqrt{p_k} &= \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^M \rho_{ik} x_i x_k \\ &= \sum_{i=1}^M x_i^2 + 2x_1 \sum_{k>1}^M x_k \rho_{k1} + 2x_2 \sum_{k>2}^M x_k \rho_{k2} + \cdots \\ &\quad + 2x_{M-1} \sum_{k>M-1}^M x_k \rho_{kM-1}. \end{aligned} \quad (B1)$$

将 (B1) 式代入 (24) 式可得

$$\begin{aligned} \text{ag} &= \frac{1}{\sum_{i=1}^M x_i^2} \left(\sum_{i=1}^M x_i^2 + 2x_1 \sum_{k>1}^M x_k \rho_{k1} + 2x_2 \sum_{k>2}^M x_k \rho_{k2} + \cdots \right. \\ &\quad \left. + 2x_{M-1} \sum_{k>M-1}^M x_k \rho_{kM-1} \right). \end{aligned} \quad (B2)$$

令 $\sum_{k>m}^M x_k \rho_{km} = Q_m, A_i = \sum_{m \neq i}^M x_m^2, C_i = \sum_{m \neq i}^M x_m Q_m$, 可将 (B2) 式简化为

$$\text{ag} = 1 + \frac{2(x_1 Q_1 + C_1)}{x_1^2 + A_1}. \quad (B3)$$

可以看出 Q_m, C_1 和 A_1 均大于零则 ag 关于 x_1 的偏导数为

$$\frac{\partial(\text{ag})}{\partial x_1} = 2 \frac{-Q_1 x_1^2 - 2C_1 x_1 + Q_1 A_1}{(x_1^2 + A_1)^2}. \quad (B4)$$

(B4) 式的分子是以 x_1 为自变量的二次函数, 且 $Q_1 > 0$, 二次方程的两个根为

$$\begin{aligned} \chi_1 &= -\frac{C_1 + \sqrt{C_1^2 + Q_1^2 A_1}}{Q_1} < 0, \\ \chi_2 &= \frac{-C_1 + \sqrt{C_1^2 + Q_1^2 A_1}}{Q_1} > 0. \end{aligned} \quad (B5)$$

可以看出当 $x_1 \leq \chi_2$ 时, ag 关于 x_1 的偏导数大于零, 即 ag 关于 x_1 是单调不减的, 而当 $x_1 > \chi_2$ 时, ag 关于 x_1 的偏导数小于零, 即 ag 关于 x_1 是单调减的. 同理可求 ag 关于 $x_i (i = 2, 3, \cdots, M)$ 的偏导数, 得到 ag 关于 x_i 的单调性. 由以上分析可以看出, ag 关于 x_i 的单调性取决于 C_i, A_i 和 Q_i 的值, 而这三个参数的值由 x_i 和 ρ_{ik} 共同决定, 即由基阵各接收阵元所在位置点的声传播损失和声场相关性决定. 只有当传播损失的差值在一个特定的空间范围 (ag 关于向量 \mathbf{h} 中每个元素的偏导数均大于零的空间范围) 内变化时, ATL 较小的接收位置, 阵增益较大, 超过该范围之后阵增益的变化趋势将难以确定.

参考文献

- [1] Urick R J 1983 *Principles of Underwater Sound* (Westport: Peninsula Publishing) p33
- [2] van Trees H L 2002 *Optimum Array Processing: Detection, Estimation, and Modulation Theory* (New York: John Wiley and Sons Inc) p63
- [3] Bourret R C 1961 *J. Acoust. Soc. Am* **33** 1793
- [4] Berman H G, Berman A 1962 *J. Acoust. Soc. Am* **34** 555
- [5] Brown J L 1962 *J. Acoust. Soc. Am* **34** 1927
- [6] Kleinberg L I 1980 *J. Acoust. Soc. Am.* **67** 572
- [7] Cox H 1973 *J. Acoust. Soc. Am.* **54** 1743
- [8] Green M C 1976 *J. Acoust. Soc. Am.* **60** 129
- [9] Buckingham M J 1979 *J. Acoust. Soc. Am.* **65** 148
- [10] Jensen F B, Kuperman W A, Portor M B, Schmidt H 2000 *Computational Ocean Acoustics* (New York: AIP Press/Springer) p258
- [11] Hamson R M 1980 *J. Acoust. Soc. Am.* **68** 156
- [12] Neubert J A 1981 *J. Acoust. Soc. Am.* **70** 1098
- [13] Liu Q Y, Song J Zhao C M 2010 *Acoustics and Electronics* **2** 8 (in Chinese) [刘清宇, 宋俊, 赵春梅 2010 声学与电子工程 **2** 8]
- [14] Song J 2005 *Ph. D. Dissertation* (Changsha: National University of Defense Technology) (in Chinese) [宋俊 2005 博士学位论文 (长沙: 国防科技大学)]
- [15] Carey W M 1998 *J. Acoust. Soc. Am.* **104** 831
- [16] Yu H 1991 *Ship Science and Technology* **6** 1 (in Chinese) [于瀚 1991 舰船科学技术 **6** 1]

- [17] Collins M D 1993 *J. Acoust. Soc. Am.* **93** 1736
- [18] Wang J, Ma R L, Wang L, Meng J M 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 064701 (in Chinese) [王晶, 马瑞玲, 王龙, 孟俊敏 2012 物理学报 **61** 064701]
- [19] Yang C M, Luo W Y, Zhang R H, Qin J X 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 094302 (in Chinese) [杨春梅, 骆文于, 张仁和, 秦继兴 2013 物理学报 **62** 094302]
- [20] Jensen F B, Kuperman W A 1980 *J. Acoust. Soc. Am.* **67** 1564
- [21] Pierce A D 1982 *J. Acoust. Soc. Am.* **72** 523
- [22] Dosso S E, Chapman N R 1987 *J. Acoust. Soc. Am.* **81** 258
- [23] Wang L J 2011 *Ph. D. Dissertation* (Beijing: University of Chinese Academy of Sciences) (in Chinese) [王鲁军 2011 博士学位论文 (北京: 中国科学院大学)]
- [24] Cron B F, Sherman C H 1962 *J. Acoust. Soc. Am.* **34** 1732
- [25] Hu Z G, Li Z L, Zhang R H, Ren Y, Qin J X, He L 2016 *Acta Phys. Sin.* **65** 014303 (in Chinese) [胡治国, 李整林, 张仁和, 任云, 秦继兴, 何利 2016 物理学报 **65** 014303]
- [26] Su X X, Zhang R H, Li F H 2006 *Acta Acustica* **4** 305 (in Chinese) [苏晓星, 张仁和, 李风华 2006 声学学报 **4** 305]

Array gain of conventional beamformer affected by structure of acoustic field in continental slope area*

Xie Lei Sun Chao[†] Liu Xiong-Hou Jiang Guang-Yu

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

(Received 2 March 2016; revised manuscript received 4 May 2016)

Abstract

Conventional beamforming (CBF) is an important processing step in underwater array signal processing. Previous researches have shown that the sound field structure as manifested by amplitude nonhomogeneity and wave-front corrugation can reduce the array gain of CBF. The acoustic environment of the continental shelf slope area is very complex. For an underwater acoustic array in this area, the amplitude and phase of the received signals will be distortional seriously. Recently, the acoustic field correlation has been the focus of research on the array gain relations with the underwater acoustic field. However, the attenuation of acoustic field correlation is not the only factor that induces the array gain to decline, and the analyses of the array gain in the shallow water based on normal-mode model are not applicable to the continental slope area. In this paper, the array gain relations with the structure of acoustic field in continental slope area are investigated based on the theory of underwater acoustic signal propagation. The effects of acoustic field on the signal and noise gains are considered respectively. The analytic expressions of the array gain of CBF in an isotropic noise field are derived from the primal definition of array gain, which indicates that acoustic field correlation and transmission loss in continental slope are the intrinsic factors that affect the array gain of CBF. A horizontal uniform linear array (ULA) with a wide aperture receiving signals from a source in the deep water region is considered in the upslope propagation condition. The RAM program is utilized in the numerical simulations to generate the sound field of this specific environment with given parameters. The array gains, the ATLs and the horizontal longitudinal correlation coefficients of the acoustic field corresponding to three different locations are compared. Conclusions can be drawn as follows. 1) The array gain of CBF is determined by acoustic field correlation and the acoustic average transmission loss (ATL), and its maximum is less than $10 \lg M$ as the signal waveform distortion. 2) when the ATLs corresponding to hydrophones at two different receiving locations are similar, the correlation of acoustic field is higher, and the array gain of CBF is larger. 3) When the ATLs corresponding to hydrophones at two different receiving locations are greatly different, the relation between the array gain of CBF and the acoustic field correlation is no longer positive. The simulation results verify the array gain of CBF relations with the acoustic field correlation and the transmission loss in the continental slope area.

Keywords: array gain, acoustic field correlation, transmission loss, continental slope

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

DOI: 10.7498/aps.65.144303

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11534009).

[†] Corresponding author. E-mail: csun@nwpu.edu.cn