

基于干扰协方差矩阵重构的恒定束宽 鲁棒自适应波束形成^{*}

范 展 梁国龙

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室 哈尔滨 150001)

2013 年 1 月 21 日收到

2013 年 10 月 11 日定稿

摘要 针对宽带波束形成中的恒定束宽波束响应优化设计问题与鲁棒性问题展开研究。首先,提出一种基于相位补偿的恒定束宽全局优化设计方法,通过对阵列流形向量进行相位补偿来设计恒定束宽波束,与现有的一些方法相比,该方法不仅能获得全局最优解,而且物理实现简单。同时,还提出一种基于协方差矩阵重构的鲁棒自适应宽带波束形成算法。该算法采用 Capon 估计器估计样本数据的空间-频率谱密度函数,然后对期望信号波达方向之外的角度区间进行积分来重构干扰加噪声协方差矩阵,最后利用重构的协方差矩阵设计自适应波束形成器权重系数。该波束形成器设计问题被表述成凸优化问题求解。仿真结果表明,在整个输入信噪比范围内,该算法几乎都能获得接近理想值的输出信干噪比。

PACS 数: 43.60, 43.30

DOI: 10.15949/j.cnki.0371-0025.2015.01.013

Frequency-invariant robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix reconstruction

FAN Zhan LIANG Guolong

(Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University Harbin 150001)

Received Jan. 21, 2013

Revised Oct. 11, 2013

Abstract Consider the problems of frequency-invariant beampattern optimization and robustness in broadband beamforming. Firstly, a global optimization algorithm, which is based on phase compensation of the array manifolds, is used to construct the frequency-invariant beampattern. Compared to some other methods presented recently, the proposed algorithm is not only available to get the global optimal solution, but also simple for physical realization. Meanwhile, a robust adaptive broadband beamforming algorithm is also derived by reconstructing the covariance matrix. The essence of the proposed algorithm is to estimate the space-frequency spectrum using Capon spectral estimator firstly, then integrate over a region separated from the desired signal direction to reconstruct the interference-plus-noise covariance matrix, and finally calculate the adaptive beamformer weights with the reconstructed matrix. The design of beamformer is reformulated as a convex optimization problem. Simulation results show that the performance of the proposed algorithm is almost always close to the optimal value across a wide range of signal to noise ratios.

引言

阵列信号处理在声呐、雷达、无线通信等领域具有广泛应用,宽带波束形成是阵列信号处理的一个重

要发展方向^[1-4,15-18]。与窄带相比,对宽带波束的优化设计提出了更多要求,例如需要设计恒定束宽波束,以保证主瓣区间入射的信号经波束形成后不发生频谱失真。恒定束宽波束设计既可在频域实现又可在时域实现^[5-6],时域实现方法能获得连续时域

^{*} 国家自然科学基金(61201411, 51279043)、中央高校基本科研业务费专项基金(HEUCF120502)和水声技术重点实验室基金(9140C200203110C2001)资助

输出波形, 还能根据每个快拍数据实时调整权系数, 具有更广泛的应用。目前常用的时域设计方法是期望波束响应逼近法^[7-9], 它通过构造主瓣区间的期望波束响应函数, 使实际波束响应逼近期望波束响应, 从而使主瓣波束具有近似频率响应不变特性。但该方法的期望波束响应的构造过程与实际波束响应的逼近过程是分开进行的, 因此很难获得全局最优解, 且设计过程相对复杂。此后 Yan 等人对期望波束响应逼近法进行了改进, 提出最小主瓣差异法 (Minimum Mainlobe Difference, MMD)^[10], 能收敛至全局最优解, 且无需构造期望波束响应, 设计过程得到简化。

实际应用中, 往往会存在空间强干扰, 对这些干扰进行抑制的一种有效方法是自适应波束形成。理想情况下, 自适应波束形成器能获得最大输出信噪比 (Signal to Interference-plus-Noise Ratio, SINR), 但当阵列模型失配时, 算法性能将严重退化, 特别是训练数据中包含期望信号分量时, 尤为显著^[11]。为了提高自适应波束形成器的鲁棒性, 各种鲁棒自适应波束形成算法应运而生, 并且很快成为研究主流。但在宽带波束形成领域, 鲁棒算法相对较少, 而且大多数都是继承窄带领域的一些成熟思想, 在优化宽带波束的同时也保留了原算法固有的缺点。例如对角加载法通过对协方差矩阵进行对角加载来提高算法鲁棒性, 但在高信噪比时的性能差强人意^[12]。近年来, 有学者提出了基于干扰协方差矩阵重构的鲁棒自适应波束形成算法, 并将其应用到窄带波束形成中^[13]。本文将该思想扩展到宽领域, 并结合恒定束宽波束设计技术, 构造了一种基于干扰协方差矩阵重构的恒定束宽鲁棒自适应波束形成算法, 最后将波束形成器设计问题表述成凸优化问题求解。仿真实验

证了算法的性能。

2 问题描述

2.1 基阵信号模型

考虑 M 元已知任意几何形状的基阵, 接收空间任意方向入射的宽带复平面波。基阵接收的第 k 个快拍数据 $\boldsymbol{x}_r(k) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 定义为:

$$\boldsymbol{x}_r(k) = \boldsymbol{x}_s(k) + \boldsymbol{x}_i(k) + \boldsymbol{x}_n(k), \tag{1}$$

式中 $\boldsymbol{x}_s(k)$, $\boldsymbol{x}_i(k)$ 和 $\boldsymbol{x}_n(k)$ 分别表示期望信号、干扰和噪声, 它们均为统计独立的宽带高斯随机信号。

图 1 为常规 Frost 波束形成器的结构图。每个阵元接收的数据先经过预延迟补偿, 再经过 L 阶 FIR 数字滤波器, 在滤波器输出端将所有通道的数据叠加得到阵列输出。图中 T_s 为采样周期, 每个阵元补偿的预延迟为 T_m ($m = 1, \cdots, M$), 该预延迟的目的是使期望方向信号到达各阵元时具有相同的相位, 通常针对不同期望方向需进行不同的预延迟补偿。然而, 实际应用中, 预延迟补偿无论采用模拟方式实现还是采用数字方式实现, 都容易引入补偿误差, 进而有可能导致波束形成器性能下降。因此, 构造无需进行预延迟补偿的宽带波束形成方法具有重要意义。

经波束形成后的阵列输出信号可表示为:

$$y(k) = \sum_{l=1}^L \boldsymbol{w}_l^H \boldsymbol{x}_r(k-l+1), \tag{2}$$

式中 $\boldsymbol{w}_l = [w_{l1}, \cdots, w_{lM}]^T$ 为第 l 阶滤波器复权向量, $[\cdot]^H$ 与 $[\cdot]^T$ 分别表示 Hermitian 转置和转置。接下来将快拍数据 $\boldsymbol{x}_r(k), \cdots, \boldsymbol{x}_r(k-L+1)$ 与滤波器权向量 \boldsymbol{w}_l ($l = 1, \cdots, L$) 分别按规律组合成 $N = M \times L$ 维列向量 $\boldsymbol{X}(k)$ 与 \boldsymbol{W} ,

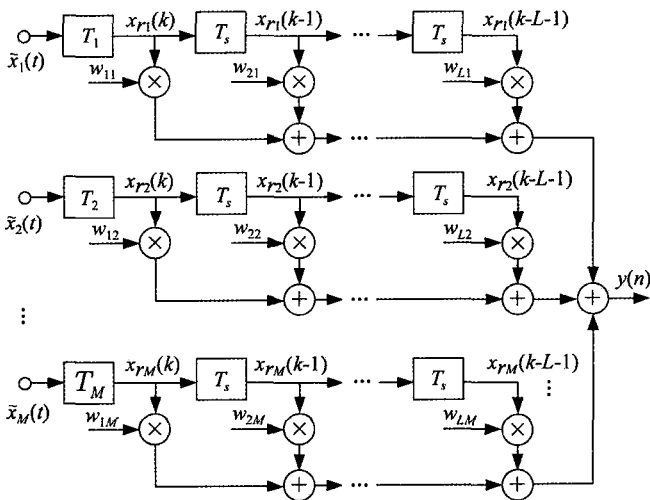


图 1 Frost 波束形成器结构图

$$\mathbf{X}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_r(k) \\ \mathbf{x}_r(k-1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_r(k-L+1) \end{bmatrix}, \quad (3a)$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \mathbf{w}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_L \end{bmatrix}, \quad (3b)$$

结合式 (3a) 与式 (3b), 可将式 (2) 简化为:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(k). \quad (4)$$

定义基阵在频率 f 与方向 θ 处的波束响应为:

$$p(f, \theta) = \mathbf{W}^H \mathbf{A}(f, \theta), \quad (5)$$

式中 $\mathbf{A}(f, \theta)$ 为阵列流形向量, 它的第 i 个元素定义为:

$$[\mathbf{A}(f, \theta)]_i = e^{-j2\pi f[(l-1)T_s + T_m + (a_m \cos \theta + b_m \sin \theta)/c]}, \quad (6)$$

式中 c 为波传播速度, (a_m, b_m) 为第 m 个阵元的坐标, 其中 $l = \lfloor (i-1)/M \rfloor + 1$, $m = \text{mod}(i-1, M) + 1$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算, $\text{mod}(\cdot, \cdot)$ 表示求余运算). 当阵形确立之后, $\mathbf{A}(f, \theta)$ 被相应确定.

2.2 MMD 算法

恒定束宽波束形成器可以保证主瓣区间到达的宽带信号经波束形成后不发生频谱失真. 文献 10 提出了一种恒定束宽全局优化设计算法,

$$\begin{aligned} \min_W \quad & \max |p(f, \theta) - p(f_r, \theta)|, \quad \forall \theta \in \Theta_{ML}, \\ \text{s.t.} \quad & |p(f, \theta)| < \delta, \quad \forall \theta \in \Theta_{SL}, \\ & p(f_r, \theta_d) = 1. \end{aligned} \quad (7)$$

式中 f_r 为参考频率, 可在工作频段内任意选取, θ_d 为预成波束方向, Θ_{ML} 与 Θ_{SL} 分别表示波束主瓣区间与旁瓣区间, δ 为旁瓣约束因子. 该算法以 f_r 处的波束响应作为期望波束响应, 将期望响应的构造过程与实际响应的逼近过程融合在一起进行全局优化, 能获得全局最优解. 但该算法需在输入端对各个阵元进行预延迟补偿, 以将期望方向的信号分量补偿至相同相位, 通常针对不同期望方向需构造不同的延迟补偿量.

2.3 基于干扰协方差矩阵重构的鲁棒波束形成算法

当接收数据中包含期望信号分量时, 自适应波束形成器对模型失配的鲁棒性会大大降低. 为了提高算法鲁棒性, 一种有效方法是将协方差矩阵中的

期望信号分量滤除. 基于这一思想, 文献 13 提出了干扰加噪声协方差矩阵重构算法, 并将其应用到窄带波束形成中. 该算法的实现过程概括为: 将整个观测区间分成目标区间 Θ_r 与干扰区间 Θ_i 两个部分, 假设目标分布在 Θ_r 区间, 干扰分布在 Θ_i 区间, 满足 $\Theta_r \cap \Theta_i = \emptyset$, 采用 Capon 估计器对 Θ_i 区间的空间谱密度进行估计, 然后通过积分运算重构干扰加噪声协方差矩阵,

$$P(\theta) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta) \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{A}(\theta)}, \quad (8a)$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_{i+n} = \int_{\Theta_i} P(\theta) \mathbf{A}(\theta) \mathbf{A}^H(\theta) d\theta, \quad (8b)$$

式 (8a) 中 $P(\theta)$ 为空间谱密度函数,

$$\mathbf{R}_X = E\{\mathbf{X}(k) \mathbf{X}^H(k)\}$$

为输入数据协方差矩阵, $E\{\cdot\}$ 表示数学期望. 式 (8b) 中 $\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}$ 为重构得到的干扰加噪声协方差矩阵. 最终得到的自适应波束形成器权重系数可表示为:

$$\mathbf{W} = \frac{\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \mathbf{A}(\theta_d)}{\mathbf{A}^H(\theta_d) \tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \mathbf{A}(\theta_d)}, \quad (9)$$

式中 θ_d 为预成波束方向. 通过式 (8) 可将期望信号分量从协方差矩阵中有效滤除, 自适应波束形成器的鲁棒性得到显著提高.

3 本文提出的算法

3.1 基于相位补偿的恒定束宽波束设计

文献 10 提出的 MMD 算法需在输入端对各个阵元进行预延迟补偿. 本文在 MMD 算法的基础上构造了一种基于相位补偿的恒定束宽波束形成算法, 无需进行预延迟补偿, 亦能收敛至全局最优解.

当主瓣区间的基阵波束响应满足线性相位条件且基阵增益不随频率变化时就能满足恒定束宽要求, 即

$$p(f, \theta) = q(\theta) e^{-j2\pi f \tau}, \quad \forall \theta \in \Theta_{ML}, \quad (10)$$

式中 $q(\theta)$ 为 θ 方向的基阵波束响应, τ 为系统群延迟. 对于任意结构基阵, 如果存在满足式 (10) 约束条件的基阵波束响应 $p(f, \theta)$, 总可以找到一个合适的时延因子 τ , 使

$$p(f, \theta) e^{j2\pi f \tau} = p(f_r, \theta) e^{j2\pi f_r \tau} = q(\theta), \quad \forall \theta \in \Theta_{ML}, \quad (11)$$

式中 f_r 为参考频率, 可在工作频段内任意选取. 式 (11) 是严格意义上的恒定束宽限制条件, 实际应用中, 可将限制条件适当放宽, 得到更加宽容的表达形式,

$$|p(f,\theta)e^{j2\pi f\tau}-p(f_r,\theta)e^{j2\pi f_r\tau}|F(f,\theta)<\delta, \quad (12)$$

式中 $\delta>0$ 为约束因子, $F(f,\theta)$ 是常数加权因子, 权值的大小反应了约束条件在对应频率与方向上的重要程度. 结合式 (5) 与式 (12) 可得:

$$|\mathbf{W}^H(\tilde{\mathbf{A}}(f,\theta)-\tilde{\mathbf{A}}(f_r,\theta))|F(f,\theta)<\delta, \quad (13)$$

式中 $\tilde{\mathbf{A}}(f,\theta)=\mathbf{A}(f,\theta)e^{j2\pi f\tau}$ 是经过相位补偿的阵列流形向量, 补偿的相位因子为 $e^{j2\pi f\tau}$. FIR 滤波器自身即具有相位补偿能力, 因此群延迟因子 τ 的设置并不唯一, 通常可取

$$\tau=(L-1)T_s/2+(a_{\text{mean}}\cos\theta+b_{\text{mean}}\sin\theta)/c,$$

其中:

$$a_{\text{mean}}=\frac{1}{M}\sum_{m=1}^Ma_m,$$
$$b_{\text{mean}}=\frac{1}{M}\sum_{m=1}^Mb_m,(a_{\text{mean}},b_{\text{mean}})$$

为基阵形心. 如果基阵的各个阵元关于形心中心对称, 那么经相位补偿后的阵列流形向量 $\tilde{\mathbf{A}}(f,\theta)$ 为共轭对称复序列, 即 $[\tilde{\mathbf{A}}(f,\theta)]_i=\{[\tilde{\mathbf{A}}(f,\theta)]_{N-i}\}^*$, 此时需要设计的 FIR 滤波器只需满足线性相位特性即可, 即 $[\mathbf{W}]_i=\{[\mathbf{W}]_{N-i}\}^*$, 最终经相位补偿得到的基阵波束响应为实函数, 即 $\tilde{p}(f,\theta)=\mathbf{W}^H\tilde{\mathbf{A}}(f,\theta)=\tilde{p}^*(f,\theta)$; 如果基阵各个阵元的坐标关于形心不对称, 求解得到的 FIR 滤波器系数会自动补偿相位差, 使补偿后的基阵波束响应具有近似相同的相位.

以上是基于相位补偿的恒定束宽波束形成器的设计思想. 采用这种方法得到的波束形成器, 无需对各个阵元接收的数据进行预延迟补偿 (图 1 中可令 $T_m=0, m=\cdots,M$). 通过式 (13) 还能看到, 本文算法将期望波束响应的设计过程与实际波束响应的逼近过程融合在一起求解, 因此亦能得到全局最优解.

3.2 干扰加噪声协方差矩阵重构

将文献 13 提出的干扰协方差矩阵重构算法扩展到宽带领域, 亦可增强宽带自适应波束形成器的鲁棒性, 下面介绍扩展算法.

假设干扰分量分布在波束旁瓣区间 Θ_i 内, 期望信号分量分布在波束主瓣区间 Θ_r 内, $\Theta_r\cap\Theta_i=\emptyset$, 背景噪声分量随机分布在整个观测区间, 系统工作频率区间为 Ω , 通过下式估计信号的频率-空间谱密度函数,

$$P(f,\theta)=\frac{1}{\mathbf{A}^H(f,\theta)\hat{\mathbf{R}}_X^{-1}\mathbf{A}(f,\theta)}, \quad (14)$$

式中 $\hat{\mathbf{R}}_X=(1/K)\sum_{k=1}^K\mathbf{X}(k)\mathbf{X}^H(k)$ 为 K 个有效快

拍估计得到的协方差矩阵. 结合式 (14) 重构干扰加噪声协方差矩阵如下:

$$\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}=\int_{\Omega}\int_{\Theta_i}P(f,\theta)\mathbf{A}(f,\theta)\mathbf{A}^H(f,\theta)d\theta df=$$
$$\int_{\Omega}\int_{\Theta_i}\frac{\mathbf{A}(f,\theta)\mathbf{A}^H(f,\theta)}{\mathbf{A}^H(f,\theta)\hat{\mathbf{R}}_X^{-1}\mathbf{A}(f,\theta)}d\theta df, \quad (15)$$

只要期望信号分量布在 Θ_r 区间内, 通过式 (15) 就能将该分量有效滤除, 进而提高宽带自适应波束形成器的鲁棒性.

3.3 凸优化问题表述

将恒定束宽波束优化设计算法与干扰协方差矩阵重构算法融合, 得到本文算法. 为了进一步提高自适应波束形成器的鲁棒性并优化波束旁瓣, 对滤波器系数的范数进行约束, 对波束旁瓣进行控制. 该优化问题可表述为:

$$\min \mathbf{W}^H\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}\mathbf{W}$$
$$\text{s.t. } |\mathbf{W}^H(\tilde{\mathbf{A}}(f,\theta)-\tilde{\mathbf{A}}(f_r,\theta))|F(f,\theta)<\delta,$$
$$\qquad\qquad\qquad\forall f\in\Omega, \theta\in\Theta_{ML}, \quad (16)$$
$$\mathbf{W}^H\mathbf{A}(f_r,\theta)=1,$$
$$\|\mathbf{W}\|\leq\varepsilon,$$
$$|\mathbf{W}^H\mathbf{A}(f,\theta)|\leq\xi, \forall f\in\Omega, \theta\in\Theta_{SL},$$

式中 ε 为滤波器系数的范数约束因子, ξ 为旁瓣约束因子. 式 (16) 是凸优化问题, 可以采用 Matlab 中的 SeDuMi 工具箱求解^[14].

4 仿真分析

4.1 恒定束宽波束设计性能分析

为了便于分析, 定义函数

$$p_{\text{max}}(\theta)=\max(|p(f,\theta)|), \forall f\in\Omega,$$

$p_{\text{max}}(\theta)$ 代表 θ 方向上各个频率点的最大波束响应, 通过它可以比较系统地反应波束响应在整个角度区间的特性. 下面将本文提出的恒定束宽设计与文献 7—文献 10 中的方法进行比较.

考虑由 $M=12$ 元各向同性阵元组成的均匀直线基阵, 阵元间距为工作频带上界频率对应的半波长. 归一化工作频带设为 $[f_L,f_H]=[0.16,0.32]$ (采样频率对应 1), FIR 滤波器长度取 $L=15$. 定义基阵法线方向为 90° , 预成波束方向设为 80° , 波束主瓣区间定义为 $[65^\circ,95^\circ]$, 旁瓣区间定义为 $[0^\circ,55^\circ]\cup[105^\circ,180^\circ]$. 本文算法中, 恒定束宽限制条件中的加权因子设为 $F(f,\theta)=1$, 约束值设为 $\delta=0.005$. 文献 7—文献 9 介绍的方法需要构造期望波束响应, 该期望波束响应

参照文献 9 介绍的方法设计得到。图 2 示出了 5 种方法的基阵最大波束响应对比图。方法 1^[7] 在逼近误差小于 0.005 的约束下, 得到旁瓣增益为 -12.7 dB; 方法 2^[8] 在旁瓣增益不大于 -30 dB 的约束下, 得到恒定束宽的均方逼近误差为 0.7618; 方法 3^[9] 得到的旁瓣增益为 -20.9 dB, 均方逼近误差为 1.207; 方法 4^[10] 是基于预时延补偿的恒定束宽全局优化设计方法, 在逼近误差为 0.005 的约束下, 得到旁瓣增益为 -33.6 dB。本文方法获得了与方法 4 近似相同的结果, 由此可看出, 本文提出的相位补偿法与预延迟补偿法具有近似相同的补偿效果。图 3 示出了本文方法得到的基阵波束响应图, 从中可以看出, 主瓣区间内各频点处的波束响应形状非常相似。

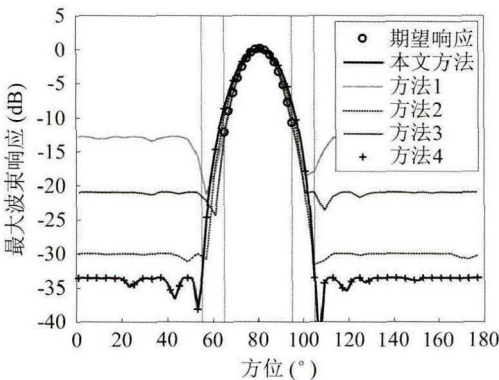


图 2 基阵最大波束响应对比图

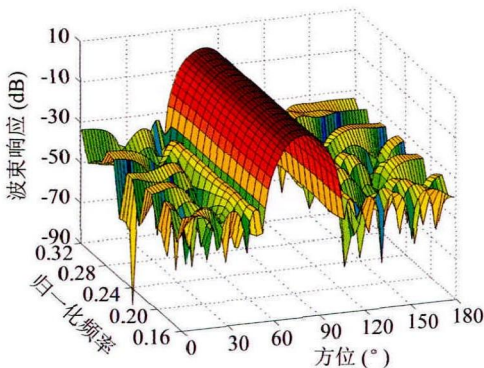


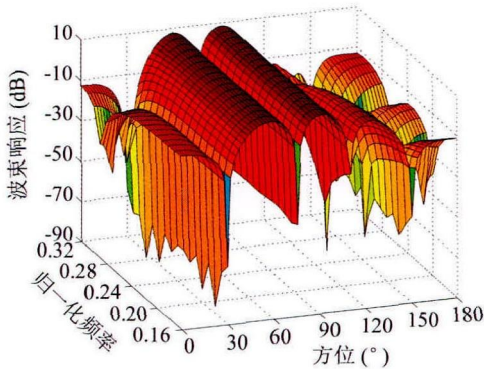
图 3 恒定束宽波束响应图

4.2 算法鲁棒性分析

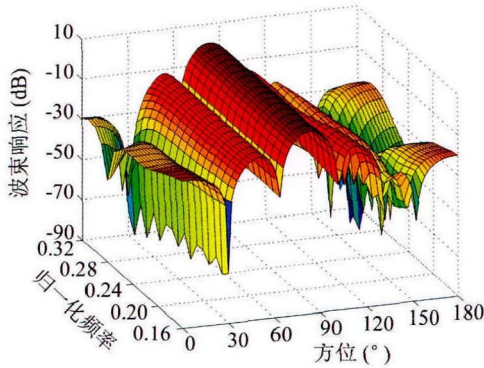
考虑由 $M=12$ 元各向同性阵元组成的均匀直线基阵, 阵元间距为工作频带上界频率对应的半波长。波束主瓣区间定义为 $[64^{\circ}, 96^{\circ}]$, 波束旁瓣区间定义为 $[0^{\circ}, 60^{\circ}] \cup [100^{\circ}, 180^{\circ}]$ 。其它参数与例 4.1 保持一致。假设期望信号方向为 76° (与预成波束方向存在 4° 偏差), 信噪比为 10 dB。同时在空间 30° 和 150° 方向还有 2 个干扰, 干扰噪声功率比分别为 50 dB 和 30 dB。假设期望信号、干扰与噪声均为统计独立的宽带高斯随机过程, 它们均分布在归一化频带 $[f_L, f_H]$ 内。将本文设计的自适应波束形成器与基于 MMD 算

法的自适应波束形成器 (MMD-based)、基于对角加载算法的自适应波束形成器 (DL-based) 进行比较。在所有仿真中, 样本协方差矩阵均采用 1000 个有效样本数据估计得到。

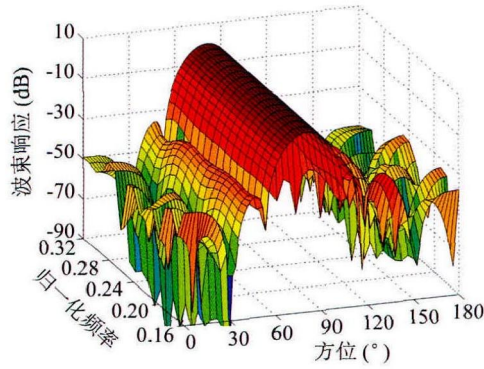
图 4 示出了 3 种算法对应的波束响应图。从图中可以看出, MMD-based 算法与 DL-based 算法的波束主瓣都发生了畸变, 在真实目标方向 (76° 方向) 形成了波束零陷。之所以会产生这样的结果, 主要因为自适应波束形成算法对导向偏差非常敏感, 特别是接收数据中包含期望信号分量时, 算法鲁棒性严重降低。本文提出的算法没有受到导向偏差影响, 主瓣波束未发生畸变。这主要是因为本文算法在对干扰加噪声协方差矩阵进行重构的过程中已将期望信号分量有效滤除, 算法鲁棒性得到了提高。



(a) MMD-based 算法



(b) DL-based 算法



(c) 本文算法

图 4 存在导向偏差时的波束响应图

接下来研究存在导向偏差的情况下，输出 SINR 随输入 SNR 的变化。下面的所有结果均通过 100 次 Monte-Carlo 实验平均得到。图 5 示出了仿真结果，其中理想值 (Optimal SINR) 为不存在导向偏差情况下采用 MMD-based 算法估计得到的结果。Frost 波束形成器为时空联合处理结构，它能同时获得时间与空间增益，从图中的 Optimal SINR 曲线就能看到，实际获得的增益为 14.1 dB ，大于理论上的最大空间增益 $10\log(M) = 10\text{ dB}$ 。在低信噪比情况下，3 种算法的输出 SINR 都接近理想值，但随着信噪比的提高，MMD-based 算法的性能最先开始退化，DL-based 算法次之，显然这两种算法都难以适应高输入 SNR。本文算法在整个 SNR 变化范围内始终接近理想结果，由此可看出，本文算法对导向偏差具有较好的鲁棒性。

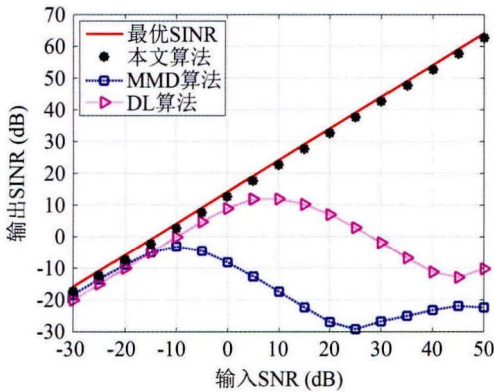


图 5 存在导向偏差时的算法性能对比图

5 结束语

本文提出了一种基于干扰协方差矩阵重构的恒定束宽鲁棒自适应波束形成算法。该算法采用相位补偿的方式设计恒定束宽波束，能获得全局最优解，且物理实现简单。同时，针对导向失配问题，通过对干扰加噪声协方差矩阵进行重构，有效滤除主瓣区间的期望信号分量，来提高算法的鲁棒性，仿真结果表明，在整个输入信噪比范围内，所提算法几乎都能获得接近理想值的输出信干噪比。

参 考 文 献

1

Michail M, Paul D K, George K *et al*. Mutual information statistics and beamforming performance analysis of optimized LoS MIMO systems. *IEEE Transactions on Communications*, 2010; **58**(11): 3316—3330

2

鄢社锋, 马晓川. 宽带波束形成器的设计与实现. *声学学报*, 2008; **33**(4): 316—326

3

傅海阳, 陈技江, 曹士珂等. MIMO系统和无线信道容量研究. *电子学报*, 2011; **39**(10): 2221—2229

4

Minghua Xia, Yik-Chung Wu, Sonia Aissa. Non-orthogonal opportunistic beamforming: performance analysis and implementation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012; **11**(4): 1424—1433

5

杨益新, 孙超. 任意结构阵列宽带恒定束宽波束形成新方法. *声学学报*, 2001; **26**(1): 55—58

6

甘甜, 王英民. 一种稳健的恒定束宽波束形成方法. *声学学报*, 2012; **37**(1): 18—24

7

Marco Crocco, Andrea Trucco. A computationally efficient procedure for the design of robust broadband beamformers. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010; **58**(10): 5420—5424

8

朱维杰, 孙进才. 基于阵列接收数据重采样的频率不变波束形成器. *自然科学进展*, 2002; **12**(6): 669—672

9

鄢社锋, 马远良. 基于二阶锥规划的任意传感器阵列时域恒定束宽波束形成. *声学学报*, 2005; **30**(4): 309—316

10

Yan S F. Optimal design of FIR beamformer with frequency invariant patterns. *Applied Acoustics*, 2006; **67**(6): 511—528

11

Marco Crocco, Andrea Trucco. Stochastic and analytic optimization of sparse aperiodic arrays and broadband beamformers with robust superdirective patterns. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2012; **20**(9): 2433—2447

12

Hossain M S, Godara L C, Islam M R. Efficient robust broadband beamforming algorithms using variable loading. *IEEE Latin America Transactions*, 2012; **10**(3): 1697—1702

13

Yujie G, Leshem A. Robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix reconstruction and steering vector estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012; **60**(7): 3881—3885

14

Boyd S, Vandenberghe L. *Convex optimization*. Cambridge: Cambridge University Press, 2004: 125—189

15

Wang Yan, Wu Wenfeng, Fan Zhan, Liang Guolong. A subspace fitting algorithm of acoustic vector sensor array and corresponding matrix pre-filter design. *Chinese Journal of Acoustics*, 2014; **33**(3): 267—278

16

Zhang Huilin, Song Xiaojun, Ta De'an. Detection of long bones based on Barker code excited ultrasonic guided waves. *Chinese Journal of Acoustics*, 2014; **33**(2): 136—146

17

Cheng Guangli, Zhang Mingmin. A polynomial chaos expansion method for the uncertain acoustic field in shallow water. *Chinese Journal of Acoustics*, 2013; **32**(4): 391—399

18

Liang Zhiqiang, Xie Bosun. A head-related transfer function model for fast synthesizing multiple virtual sound sources. *Chinese Journal of Acoustics*, 2013; **32**(2): 175—188