

基于凸优化的最小旁瓣恒定束宽时域 宽带波束形成

范 展, 梁国龙

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 提出了基于凸优化的适用于任意结构基阵的最小旁瓣恒定束宽时域宽带波束形成方法. 首先将基阵波束响应表达成一组有限脉冲响应(FIR)滤波器权值的线性函数, 然后采用基于恒定束宽限制条件的最小旁瓣优化准则设计 FIR 滤波器权值. 同时对滤波器系数进行范数约束以及对干扰方向设置展宽零陷来提高波束形成器的鲁棒性. 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进行优化搜索, 获得了全局最优解. 该波束形成器设计问题被转化成凸优化问题求解, 仿真结果验证了所提方法的有效性.

关键词: 宽带波束形成; 恒定束宽; 凸优化; 最小旁瓣; 展宽零陷

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013)05-0943-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.05.018

Broadband Beamforming with Minimum Sidelobe and Constant Beamwidth Based on Convex Optimization

FAN Zhan, LIANG Guo-long

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

Abstract: A broadband beamforming algorithm in time-domain with minimum sidelobe and constant beamwidth on convex optimization is proposed. The array response is expressed as a linear function of a set of the finite impulse response (FIR) filter weights. The filter weights are designed in the optimized constraint beamwidth and minimum sidelobes minimizing the sidelobes while guaranteeing the beamwidth invariance. Norm constraint on tap weights and nulls widening constraint in the direction of the interference are also imposed to improve the robustness of the beamformer. The construction process of the desired response and the approaching process of the actual response are combined together to get the global optimal solution. Computationally efficient convex formulation for beamformer design problem is derived. Simulation results demonstrate the satisfactory performance of the proposed algorithm.

Key words: broadband beamforming; constant beamwidth; convex optimization; minimum sidelobe; null widening

1 引言

阵列信号处理在雷达、声纳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]. 宽带波束形成的一个重要应用是无失真获取波束主瓣方向入射的信号并抑制其他方向来的干扰. 对于常规宽带波束形成, 波束主瓣宽度随频率变化, 一般只有当目标在波束主极大方向时信号频谱不发生畸变, 当目标在其波束半功率点内其它方向时信号波束输出频谱就会失真, 而恒定束宽波束形成可以解决这个问题. 随着各种新型传感器及其布阵形式的出现, 研究适用于任意结构基阵的低旁瓣恒定束宽波束形成方法具有重

要意义.

为了优化波束旁瓣级, 马远良提出了虚拟干扰源自适应波束形成方法^[5], 通过在旁瓣区域人为放置若干合适强度的虚拟干扰源, 能够在虚拟干扰方向获得较低旁瓣, 但该方法只能对波束旁瓣的局部区域进行优化. 文献[6]采用凸优化方法, 对波束旁瓣级、主瓣宽度等多个性能指标进行优化, 但这些参数需要综合考虑阵列模型结构, 如果设置不当有可能达不到预期优化结果. 对于恒定束宽的设计, Ward 等利用波束图与频率和孔径的关系, 提出了恒定束宽波束设计及其实现方法^[7]. 文献[8]建立了基阵各设计频率与参考频率响应向量之间的关系, 并将其转化到参考频率上, 然后设计各频率波

束使之逼近参考波束.文献[9]同样利用波束形成中频率和孔径的关系,采用空间重采样法使设计频率点的波束逼近参考频率波束.文献[10]将波束图设计转化成二阶锥规划问题来设计适用于任意结构基阵的恒定束宽波束形成器.但是文献[7~10]所给方法都需要先构造期望波束响应,然后使实际波束响应逼近期望波束响应.由于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,因此这些方法很难获得全局最优解.文献[11]提出了一种恒定束宽全局优化设计方法,能收敛至全局最优解,且无需构造期望波束响应函数,设计过程更加简单.

本文采用时域 FIR 结构设计宽带波束形成器.推导了恒定束宽的宽容表达式,通过对基阵波束响应进行相位补偿,并以参考频率点的波束响应作为期望波束响应,设计最小旁瓣恒定束宽波束形成器.同时还对滤波器系数的范数进行约束以及对确知干扰方向设置展宽零陷来提高波束形成器的鲁棒性.由于期望波束响应的构造过程与实际波束响应的逼近过程被融合在一起求解,能得到全局最优解.最后将波束形成器设计问题转化成凸优化问题的形式,利用内点法^[12]求取最优数值解,仿真结果验证了所提方法的有效性.

2 时域宽带波束形成原理

考虑由 M 元各向同性阵元组成的任意结构基阵.图 1 示出了时域宽带波束形成器的结构,每个阵元接收到的信号先经过预延迟,然后再经过 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.在远场条件下,宽带波束形成器的基阵波束响应可表示为信号角频率 w 与目标相对于基阵的方向 (α, β) 的函数(α 与 β 分别表示目标水平方位角与俯仰角),

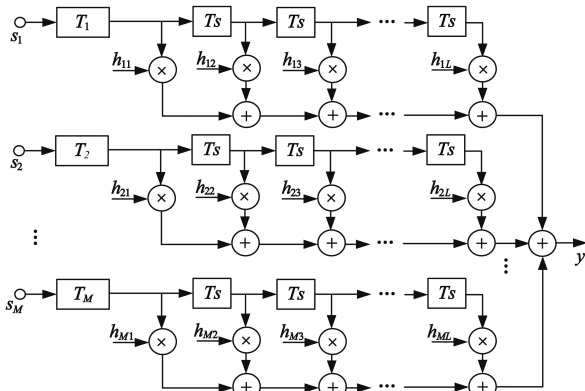


图1 时域宽带波束形成器结构图

$$p(w, \alpha, \beta) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^L h_{kl} \exp\{-jw[(l-1)T_s + T_k] + (x_k \cos\beta \cos\alpha + y_k \cos\beta \sin\alpha + z_k \sin\beta)/c\} \quad (1)$$

式(1)中 h_{kl} 表示第 k 个阵元的第 l 个滤波器复权值, T_s 为信号采样周期, T_k 表示第 k 个阵元预延迟时间, c 为波传播速度, (x_k, y_k, z_k) 表示第 k 个阵元相对于参考点的坐标位置.满足 $w \in \Omega$, Ω 为系统工作频率区间, $\{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Theta, \beta \in \Phi\}$ 为目标方位区间.

将滤波器系数 h_{kl} 按照规律组合成 $N = ML$ 维列向量 \mathbf{h} , 使 \mathbf{h} 的第 i 个元素等于 $[\mathbf{h}]_i = h_{kl}, i = 1, \dots, N$, 其中 $k = \lfloor (i-1)/L \rfloor + 1, l = \text{mod}(i-1, L) + 1$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算, $\text{mod}(\cdot, \cdot)$ 表示求余运算). 同时定义 N 维列向量 $\mathbf{A}(w, \alpha, \beta)$, 它的第 i 个元素定义为

$$[\mathbf{A}(w, \alpha, \beta)]_i = \exp\{-jw[(l-1)T_s + T_k] + (x_k \cos\beta \cos\alpha + y_k \cos\beta \sin\alpha + z_k \sin\beta)/c\} \quad (2)$$

$\mathbf{A}(w, \alpha, \beta)$ 是基阵流形向量. 则式(1)可表示为

$$p(w, \alpha, \beta) = \mathbf{A}^H(w, \alpha, \beta) \mathbf{h} \quad (3)$$

式(3)中 $[\cdot]^H$ 表示 Hermitian 转置运算. 设计宽带波束形成器的主要任务就是构造一组滤波器权向量 \mathbf{h} , 使基阵波束响应 $p(w, \alpha, \beta)$ 在不同频率 w 与方向 (α, β) 上均满足设计要求.

3 最小旁瓣恒定束宽时域宽带波束形成

下面我们将构造一种最小旁瓣恒定束宽时域宽带波束形成器, 在设计之前先对相关符号进行定义.

Ω : 系统工作频率区间, 对宽带波束形成器而言, $\Omega = [2\pi f_L, 2\pi f_H]$, f_L 与 f_H 分别为系统工作区间的最低频率与最高频率;

w_r : 波束参考频率, $w_r \in \Omega$;

$\{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Theta, \beta \in \Phi\}$: 目标方位区间, 对于直线阵, $\Theta = [0, \pi], \Phi = \{0\}$, 对于二维平面或者三维空间基阵, $\Theta = [0, 2\pi], \Phi = [-\pi/2, \pi/2]$;

$\{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Theta_{SL}, \beta \in \Phi_{SL}\}$: 旁瓣区间, $\Theta_{SL} \subset \Theta, \Phi_{SL} \subset \Phi$;

$\{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}\}$: 主瓣区间, $\Theta_{ML} \subset \Theta, \Phi_{ML} \subset \Phi$, 且 $\Theta_{SL} \cap \Theta_{ML} = \emptyset, \Phi_{SL} \cap \Phi_{ML} = \emptyset$;

(α_d, β_d) : 预成波束方向, $\alpha_d \in \Theta_{ML}, \beta_d \in \Phi_{ML}$;

$\{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Theta_{NL}, \beta \in \Phi_{NL}\}$: 干扰目标方位区间, $\Theta_{NL} \subset \Theta_{SL}, \Phi_{NL} \subset \Phi_{SL}$.

基阵波束响应 $p(w, \alpha, \beta)$ 反应了基阵在频域和波数域的特性. 对基阵波束响应函数取模, 得到基阵波束幅度响应 $|p(w, \alpha, \beta)|$, 它代表基阵在频率 w 与方向 (α, β) 上的增益. 为了设计具有最小旁瓣级的恒定束宽波束形成器, 要求设计的滤波器系数在满足约束条件的基础上, 使旁瓣增益最小. 旁瓣增益是指基阵在旁瓣区间的最大增益,

$$G(w, \alpha, \beta) = \sup_{w \in \Omega, \alpha \in \Theta_{SL}, \beta \in \Phi_{SL}} |\mathbf{A}^H(w, \alpha, \beta) \mathbf{h}| \quad (4)$$

那么,优化问题可表述为

$$\min_h G(w, \alpha, \beta) \quad (5)$$

构造完目标优化函数后,还需加入适当的限制条件使滤波器系数满足设计要求,下面将分别介绍这些限制条件.

3.1 恒定束宽设计

加入恒定束宽限制是为了使主瓣区间的宽带信号经波束形成后频谱特性不发生畸变.文献[11]提出了一种全局优化设计方法,

$$\begin{aligned} \min_h \max & |p(w, \alpha, \beta) - p(w_r, \alpha, \beta)|, \\ & \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega, \\ \text{s.t.} & |p(w, \alpha, \beta)| < \delta, \forall \alpha \in \Theta_{SL}, \beta \in \Phi_{SL}, w \in \Omega \\ & |p(w_r, \alpha_d, \beta_d)| = 1 \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中 w_r 为参考频率, (α_d, β_d) 为预成波束方向,该方法无需构造期望波束响应函数,设计过程得到简化.但该方法需通过时延补偿将各个频率点的波束响应补偿至同相位,因此针对不同预成波束方向需要补偿不同时延,物理实现相对复杂.本文采用相位补偿的方式设计恒定束宽波束形成器,亦能收敛至全局最优解,且物理实现更加简单.

当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

$$\begin{aligned} p(w, \alpha, \beta) &= q(\alpha, \beta) \exp(-jw\tau), \\ & \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)中 $q(\alpha, \beta)$ 为 (α, β) 方向的基阵波束响应, τ 表示系统群延迟.对于任意结构的基阵,如果存在满足(7)式约束条件的基阵波束响应 $p(w, \alpha, \beta)$,那么总可以找到一个合适的时延因子 τ ,使

$$\begin{aligned} p(w, \alpha, \beta) \exp(jw\tau) &= p(w_r, \alpha, \beta) \exp(jw_r\tau), \\ & \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)中 w_r 为参考频率,只需满足 $w_r \in \Omega$ 即可.式(8)是严格意义上的恒定束宽限制条件,在实际应用中,可以将式(8)的限制条件适当放宽,得到更加宽容的表达形式,

$$\begin{aligned} |p(w, \alpha, \beta) \exp(jw\tau) - p(w_r, \alpha, \beta) \exp(jw_r\tau)| \\ \cdot F(w, \alpha, \beta) < \delta, \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中 $\delta > 0$ 为约束因子, $F(w, \alpha, \beta)$ 是常系数加权因子,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(3)与式(9)可得

$$\begin{aligned} |(\tilde{\mathbf{A}}(w, \alpha, \beta) - \tilde{\mathbf{A}}(w_r, \alpha, \beta))^H \mathbf{h}| F(w, \alpha, \beta) < \delta, \\ & \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中 $\tilde{\mathbf{A}}(w, \alpha, \beta)$ 是经过相位补偿后的基阵流形向量, $\tilde{\mathbf{A}}(w, \alpha, \beta) = \mathbf{A}(w, \alpha, \beta) \exp(jw\tau)$.由于 FIR 数字滤波器自身即具有相位补偿能力,因此补偿的群延迟 τ 不需要特别精确,通常取 $\tau = LT_s/2$.该方法将期望波束

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,能得到全局最优解.

3.2 预成波束方向响应特性设计

为使预成波束方向的输出信号幅度不失真,对预成波束方向的波束响应进行限制,

$$1/\varepsilon \leq |p(w, \alpha_d, \beta_d)| \leq \varepsilon, \forall w \in \Omega \quad (11)$$

式(11)中 ε 为大于且接近 1 的常数.该限制条件使基阵在预成波束方向上的幅度响应不发生明显失真.由于式(10)已对主瓣区间进行了波束响应限制,可将条件(11)与(10)结合,得到更简洁的表达形式:

$$|\tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \mathbf{h}| = 1 \quad (12)$$

$$\begin{aligned} |(\tilde{\mathbf{A}}(w, \alpha, \beta) - \tilde{\mathbf{A}}(w_r, \alpha, \beta))^H \mathbf{h}| \tilde{F}(w, \alpha, \beta) \\ < \delta, \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega, \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中 $\tilde{F}(w, \alpha, \beta) =$

$$\begin{cases} \max(F(w, \alpha, \beta), \delta/\varepsilon), & (\alpha, \beta) = (\alpha_d, \beta_d) \\ F(w, \alpha, \beta), & \text{others} \end{cases}$$

$\max(\cdot, \cdot)$ 表示取括号内两个数中的最大值.

3.3 强干扰方向展宽零陷设计

常规宽带波束形成算法只能在强干扰方向形成窄零陷,当存在由声纳基阵本身的振动或运动引起干扰源的相对运动时,干扰很可能移出零陷位置而不被有效对消.本文针对干扰方向确知的情况,通过构造展宽零陷来提高波束形成器抗运动强干扰的鲁棒性.假设观测空间共包含 $K(K < M - 1)$ 个干扰目标,它们的方位均已知,假设 $(\alpha, \beta) = (\phi_k, \varphi_k)$ 为第 k 个干扰目标的方位($k = 1, \dots, K$),定义 $\Delta\phi$ 与 $\Delta\varphi$ 分别为 α 方向与 β 方向的零陷宽度, $\{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Lambda_k, \beta \in \Psi_k\}$ 为第 k 个干扰的零陷区间,即 $\Lambda_k = [\phi_k - \Delta\phi/2, \phi_k + \Delta\phi/2]$, $\Psi_k = [\varphi_k - \Delta\varphi/2, \varphi_k + \Delta\varphi/2]$,展宽后的总零陷区间定义为 $\{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Theta_{NL}, \beta \in \Phi_{NL}\} = \{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Lambda_1, \beta \in \Psi_1\} \cup \dots \cup \{(\alpha, \beta) | \alpha \in \Lambda_K, \beta \in \Psi_K\}$.零陷展宽限制条件为

$$|\tilde{\mathbf{A}}^H(w, \alpha, \beta) \mathbf{h}| \leq \xi, \forall \alpha \in \Theta_{NL}, \beta \in \Phi_{NL}, w \in \Omega \quad (14)$$

式中, $0 < \xi < 1$,其大小决定了零陷的深度, ξ 越小,零陷越深.

3.4 噪声输出功率限制设计

阵列信号还受环境噪声干扰,定义输入环境噪声向量为 $\mathbf{v} = [\mathbf{v}_i]_{N \times 1}$.经波束形成后输出的噪声功率为

$$P_o = \mathbf{h}^H \mathbf{R}_v \mathbf{h} \quad (15)$$

式(15)中 $\mathbf{R}_v = E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^H\}$ 为噪声协方差矩阵, $E\{\cdot\}$ 表示求数学期望.为提高波束形成器的稳健性,加入白噪声输出功率约束,即对滤波器系数的范数进行控制,使其低于某个值,

$$\|\mathbf{h}\| \leq \eta \quad (16)$$

式(16)中, $\eta > 0$ 为约束因子.

4 凸优化问题转化

综合以上优化准则与限制条件,可将整个优化问题表述为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{h}} \quad & G(w, \alpha, \beta) \\ \text{s. t.} \quad & |(\tilde{\mathbf{A}}(w, \alpha, \beta) - \tilde{\mathbf{A}}(w_r, \alpha, \beta))^H \mathbf{h}| \\ & \tilde{F}(w, \alpha, \beta) < \delta, \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega \\ & |\tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \mathbf{h}| = 1 \\ & |\tilde{\mathbf{A}}^H(w, \alpha, \beta) \mathbf{h}| \leq \xi, \forall \alpha \in \Theta_{NL}, \beta \in \Phi_{NL}, w \in \Omega \\ & \|\mathbf{h}\| \leq \eta \end{aligned} \quad (17)$$

约束条件(13)、(14)与(16)均满足凸函数特性,但约束条件(12)不是凸函数,由参考文献[12]可知,优化问题(17)不是凸优化问题,很难求出全局最优解.因此需要将约束条件(12)转化成凸函数,进而将(17)转化成凸优化问题.

对式(12)进行适当变换得到如下约束条件

$$\tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \mathbf{h} = 1 \quad (18)$$

式(18)在式(12)的基础上对 (w_r, α_d, β_d) 处的波束响应增加了相位约束,要求 $\arg(\tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \mathbf{h}) = 0$.显然,满足式(18)的解必定满足式(12),下面观察满足式(12)的解是否也满足式(18).假设 $\hat{\mathbf{h}}$ 是式(17)的解,它满足 $|\tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \hat{\mathbf{h}}| = 1$.令 $\tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \hat{\mathbf{h}} = \exp(j\gamma)$, γ 为相位角.定义向量 $\check{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}} \exp(-j\gamma)$,不难发现, $\check{\mathbf{h}}$ 也能满足(17)的所有约束,因此 $\check{\mathbf{h}}$ 也是式(17)的解.同时我们还发现 $\tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \check{\mathbf{h}} = 1$,因此 $\tilde{\mathbf{A}}$ 也满足式(18)的约束.这说明式(18)与式(12)等价.式(18)为线性函数,满足凸优化的约束准则.

综上,优化问题(17)经变换后可表述为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{h}} \quad & G(w, \alpha, \beta) \\ \text{s. t.} \quad & |(\tilde{\mathbf{A}}(w, \alpha, \beta) - \tilde{\mathbf{A}}(w_r, \alpha, \beta))^H \mathbf{h}| \\ & \tilde{F}(w, \alpha, \beta) < \delta, \forall \alpha \in \Theta_{ML}, \beta \in \Phi_{ML}, w \in \Omega \\ & \tilde{\mathbf{A}}^H(w_r, \alpha_d, \beta_d) \mathbf{h} = 1 \\ & |\tilde{\mathbf{A}}^H(w, \alpha, \beta) \mathbf{h}| \leq \xi, \forall \alpha \in \Theta_{NL}, \beta \in \Phi_{NL}, w \in \Omega \\ & \|\mathbf{h}\| \leq \eta \end{aligned} \quad (19)$$

由参考文献[12]可知,式(19)是凸优化问题,可采用内点法求解.在求解之前,先对整个方位区间与频率区间进行离散采样,生成一组三维离散采样点,然后只需针对这些采样点进行优化求解.

5 仿真分析

为了便于后面的分析与比较,定义参量 $p_{\max}(\alpha, \beta) = \max(|p(w, \alpha, \beta)|)$, $\forall w \in \Omega$. $p_{\max}(\alpha, \beta)$ 代表在方位 (α, β) 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观测域的特性.

5.1 仿真实例 1

考虑由 $M = 12$ 元各向同性阵元组成的均匀线列阵,阵元间距为工作频带上界频率对应的半波长.归一化工作频带为 $[f_L, f_H] = [0.16, 0.32]$ (采样频率对应1),将工作频带分成17个等宽子带,FIR滤波器长度取 $L = 15$.对于线列阵,仅需考虑水平方位角的影响.定义线列阵法线方向为 90° .假设预成波束方向为 80° ,波束主瓣区间定义为 $[65^\circ, 95^\circ]$,旁瓣区间定义为 $[0^\circ, 55^\circ] \cup [105^\circ, 180^\circ]$,以 2° 为间隔离散化视区.恒定束宽限制条件中的加权因子设为 $\tilde{F}(w, \theta) = 1$,约束值设为 $\delta = 0.005$.白噪声增益约束值设为 $\eta = 1$.

(1) 恒定束宽波束设计与性能分析

按照文献[8~10]介绍的方法,首先需要设计主瓣区域的期望波束响应.本文将主瓣区域以 2° 为间隔离散成16个采样点,按照文献[10]介绍的方法生成期望波束响应,然后使实际波束响应逼近期望波束响应,得到不同方向上的最大波束响应图见图2.方法1^[8]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^[9]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^[10]得到的旁瓣增益为 -20.9 dB,均方逼近误差为1.207,方法4^[11]为全局优化法,在逼近误差为0.005的约束下,得到旁瓣增益为 -33.6 dB.采用本文提出的全局优化设计方法获得了与方法4一致的优化结果.图3示出了本文算法得到的基阵波束响应图,从中可以看出,该宽带内各频点处的波束主瓣形状非常相似.

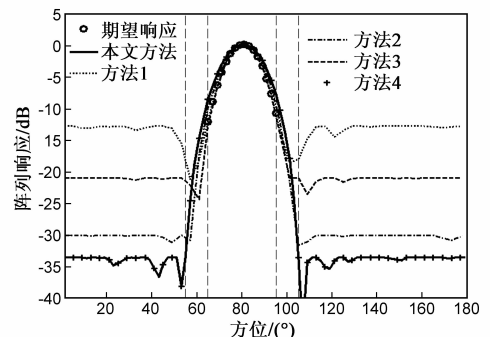


图2 基阵最大波束响应对比图

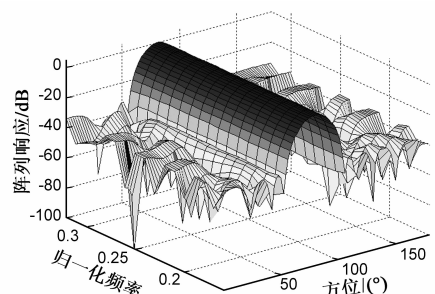


图3 恒定束宽波束响应图

(2) 展宽零陷设计

采用本文提供的展宽零陷生成方法,波束零陷的宽度与深度可根据需求自行设定.下面将对不同参数下的波束零陷的设计结果进行仿真分析.波束零陷的宽度与深度分别由 $\Delta\phi$ 与 ξ 决定,我们将波束零陷宽度 $\Delta\phi$ 分别设为 10 度与 4 度,将 ξ 分别设为 0.001 和 0.000001(对应的零陷深度分别为 -60dB 与 -120dB),一共得到 4 种组合,不同方向上的最大波束响应见图 4.从图中可以看出,所设置的零陷参数与实际得到的波束响应结果基本一致.四种组合得到的旁瓣增益分别为 -22.4dB, -28.3dB, -31.0dB 和 -32.6dB.由此可以看出,在其它条件不变的情况下,加大零陷深度或者加宽零陷宽度都会导致旁瓣级变大.

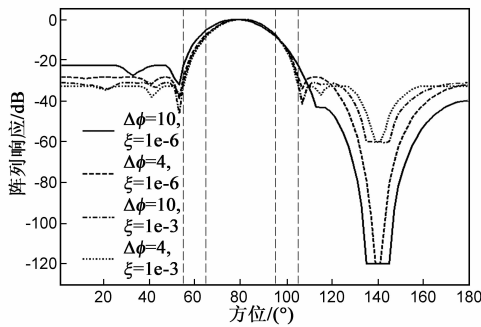


图4 零陷展宽最大波束响应对比图

5.2 仿真实例 2

本文采用的是数值计算方法,可以适用于任意结构的传感器阵列.下面我们将构造由 50 元各向同性阵元组成的空间随机阵,各个阵元随机分布在归一化半径为 1 的半球面上,阵元空间分布见图 5.归一化工作频带为 $[f_L, f_H] = [0.16, 0.32]$ (采样频率对应 1),将工作频带以 0.02 为间隔分成 9 个等宽子带,FIR 滤波器长度取 $L = 8$.定义预成波束方向为 $(\alpha_d, \beta_d) = (60^\circ, 70^\circ)$,波束主瓣区间定义为 $\{(\alpha, \beta) \mid \alpha \in [45^\circ, 75^\circ], \beta \in [60^\circ, 80^\circ]\}$,旁瓣区间定义为 $\{(\alpha, \beta) \mid \alpha \in [0^\circ, 35^\circ] \cup [85^\circ, 360^\circ], \beta \in [30^\circ, 55^\circ] \cup [85^\circ, 90^\circ]\}$,整个约束区域呈球冠形状.对水平方向与垂直方向均采用 3° 间隔离散化整个视区.恒定束宽限制条件中的加权因子设为 $\bar{F}(w, \theta) = 1$,约束值设为 $\delta = 0.01$.白噪声增益约束值设为 $\eta =$

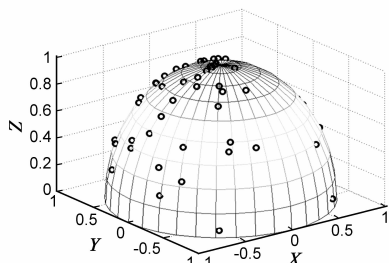


图5 阵元空间分布图

1.采用本文方法设计的恒定束宽时域宽带波束形成器,获得的旁瓣增益为 -12.1dB,不同方向的最大波束响应见图 6.从图中可以看出,在预成波束方向形成了空间指向波束,在旁瓣区形成了等旁瓣级,与设计条件吻合.

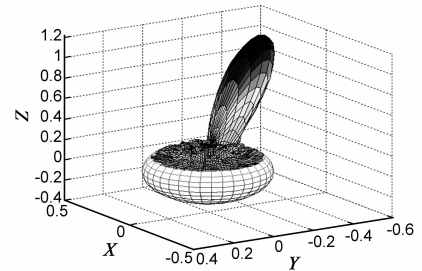


图6 基阵最大波束响应图

6 结论

本文提出了基于凸优化的适用于任意结构基阵的最小旁瓣恒定束宽时域宽带波束形成方法.该方法在期望信号无明显失真约束与主瓣波束响应不随频率变化的条件下使旁瓣增益最小化,同时还对滤波器系数的范数进行约束,对确知干扰源方向进行零陷展宽来提高波束形成器鲁棒性.仿真结果验证了所提方法的有效性.

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[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(11): 3316 - 3330.
- [2] Hossain M C, Godara L C, Islam M R. Efficient robust broadband beamforming algorithms using variable loading[J]. IEEE Latin America Transactions, 2012, 10(3): 1697 - 1703.
- [3] 傅海阳, 陈技江, 曹士珂, 等. MIMO 系统和无线信道容量研究[J]. 电子学报, 2011, 39(10): 2221 - 2229.
Fu Hai-yang, Chen Ji-jiang, Cao Shi-ke, et al. Study on the MIMO system and wireless channel capacity[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(10): 2221 - 2229. (in Chinese)
- [4] 宋海岩, 朴胜春, 秦进平. 矢量最优稳健波束形成性能分析[J]. 电子学报, 2012, 40(7): 1351 - 1357.
Song Hai-yan, Piao Sheng-chun, Qin Jin-pin. Performance analysis of robust adaptive beamforming based on vector optimization[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(7): 1351 - 1357. (in Chinese)
- [5] 马远良. 任意结构形状传感器阵方向图的最优化[J]. 中国造船, 1984, 87(4): 78 - 85.
Ma Yuanliang. Pattern optimization for sensor arrays of arbitrary configuration[J]. Shipbuilding of China, 1984, 87(4): 78

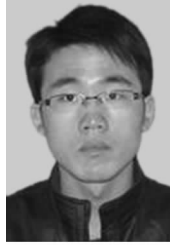
- 85. (in Chinese)

- [6] Yan S F, Ma Y L, Hou C H. Optimal array pattern synthesis for broadband arrays [J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2007, 122(5): 2686 - 2697.
- [7] Ward D B, Kennedy R A, Williamson R C. Theory and design of broadband sensor arrays with frequency invariant far-field beam patterns [J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1995, 97(2): 1023 - 1034.
- [8] Marco Crocco, Andrea Trucco. A computationally efficient procedure for the design of robust broadband beamformers [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(10): 5420 - 5424.
- [9] 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 [J]. *自然科学进展*, 2002, 12(6): 669 - 672.
- [10] 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 [J]. *声学学报*, 2005, 30(4): 309 - 316.
Yan Shefeng, Ma Yuanliang. Broadband constant beamwidth beamforming for arbitrary sensor arrays in time domain via second-order cone programming [J]. *Acta Acustica*, 2005, 30(4): 309 - 316. (in Chinese)
- [11] Yan S F. Optimal design of FIR beamformer with frequency

invariant patterns [J]. *Applied Acoustics*, 2006, 67(6): 511 - 528.

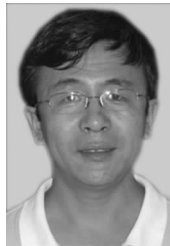
- [12] Boyd S, Vandenberghe L. *Convex Optimization* [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004. 125 - 189.

作者简介



范展 (通信作者) 男, 1983 年 9 月出生, 于湖南省岳阳市. 博士研究生, 主要从事阵列信号处理、水声目标探测与定位、水声对抗等方面的研究工作.

E-mail: fandycore@sina.com



梁国龙 男, 1964 年 11 月出生于吉林农安. 哈尔滨工程大学教授、博士生导师. 总装水声与水声对抗专业组成员、中国声学学会水声学分会委员、声纳技术和水声对抗技术两个国防科技重点实验室学术委员、中国人民解放军 91388 部队客座教授、中船重工集团公司 715 所和 612 厂技术顾问、中国造船学会某分会自导与引信学组成员. 长期从事水声信号处理、水声定位和鱼雷自导等方面的研究工作.

E-mail: liangguolong@hrbeu.edu.cn