

· 信号/数据处理 ·

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

文章编号: 1004-7859(2014)11-0067-06

基于模约束的稳健宽带恒定束宽波束形成

陈辉, 刘成城, 赵拥军, 丁永超

(解放军信息工程大学 导航与空天目标工程学院, 郑州 450001)

摘要: 针对存在指向误差时传统宽带波束形成器性能恶化的问题, 提出一种稳健的宽带自适应恒定束宽波束形成算法。首先, 结合空间响应变化约束, 将信号带宽内不同频点的阵列响应约束简化为对某一参考频点的约束, 利用对参考频点导向矢量的约束实现期望方向上的无失真输出; 然后, 对权矢量模值施加不等式约束, 抑制指向误差, 提高算法的稳健性; 最后, 通过拉格朗日乘子法, 在约束边界上求得权矢量解析解。仿真结果与分析表明: 该算法可有效克服波束形成器性能对指向误差敏感的问题, 且具有良好的恒定束宽特性及较高的阵列输出性能。

关键词: 模约束; 宽带波束形成; 稳健性; 恒定束宽; SRV 约束

Robust Wideband Constant Beamwidth Beamforming Algorithm
Based on Norm Constraint

CHEN Hui, LIU Chengcheng, ZHAO Yongjun, DING Yongchao

(School of Navigation and Aerospace Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: To solve the problem of performance degrade of traditional wideband beamformers when there exists look direction estimation error, a robust wideband constant beamwidth beamforming algorithm is proposed. With the spatial response variation constraint, all constraints at different frequencies can be simplified as one at reference frequency, and a distortionless response can be obtained by imposing constraints to the steering vector. Then, the robustness of beamforming algorithm can be improved by imposing norm constraint to weight vector. Finally, the optimal weight with a closed form can be solved at the boundary of uncertainty set using the Lagrangian method. Simulation results and analysis illustrate that the proposed algorithm achieves a desired result to against the look direction estimation error, and gets a preferable constant beamwidth performance and a high output performance.

Key words: norm constraint; wideband beamforming; robustness; constant beamwidth; SRV constraint

0 引言

宽带自适应波束形成技术广泛应用于雷达、声纳、无线通信、麦克风阵列等领域, 是阵列信号处理的研究热点之一^[1-2]。宽带波束形成的主要目的是对不同来向的阵列接收信号进行采样, 并通过一定的加权处理, 增强期望信号, 同时抑制干扰信号和噪声^[3]。为了获得较高的阵列输出性能, 许多经典的波束形成算法相继提出。文献[4-5]提出的线性约束最小方差(Linearly Constrained Minimum Variance, LCMV)算法可自适应地抑制干扰信号, 然而实际应用中, 由于幅度误差、阵元位置误差、角度失配等原因, 常会造成波束形成器性能下降, 严重时甚至会出现信号对消。

为了提高算法的稳健性, 文献[6]给出了一种调整期望信号导向矢量的方法, 但该算法需要已知参考信号。文献[7]对期望信号导向矢量施加导数约束,

当存在指向误差或幅相误差时具有较好的稳健性, 但该算法需对接收信号进行预延迟补偿, 不利于数字实现。文献[8]利用混合最速下降法实现了存在指向误差时的稳健宽带波束形成, 但该算法模型复杂, 硬件实现困难。文献[9]利用对角加载方法修正协方差矩阵误差, 该方法无法确定最优加载量, 且对于宽带信号, 难以保证期望方向的频率一致性。文献[10]结合最差性能最优准则, 在信号频段范围内选取离散频率点, 对其施加阵列响应约束抑制期望信号指向误差。该方法同样无法控制阵列响应的频率一致性, 且误差存在时对不同采样频点均施加约束会过多地消耗阵列自由度, 算法抑制干扰能力降低。文献[11-12]将不同频点的阵列响应约束简化为对某一参考频点的约束, 并结合凸优化理论, 解决了波束形成器对期望信号指向误差敏感的问题, 但二者均采用迭代求解, 无法给出算法的解析解。文献[13]利用广义特征值分解方法, 得到了权矢量的解析解, 但该算法包含过多的优化参数, 当参数选择不理想时, 算法输出性能严重下降。

本文从时域宽带模型出发, 首先, 结合空间响应变

基金项目: 国家 863 高技术研究发展计划资助项目 (2011AA7031015)

通信作者: 陈辉 Email: chhui891206@163.com

收稿日期: 2014-06-18 修订日期: 2014-08-28

化(Spatial Response Variation, SRV)约束,实现具有恒定束宽特性的宽带波束形成;然后,对权矢量模值施加不等式约束,抑制导向矢量失配引起的宽带波束形成器性能的恶化,并通过拉格朗日乘子法求解得到约束条件下的最优权矢量,分析给出参数的取值范围;最后,给出仿真实验与对比分析。

1 信号模型

时域宽带波束形成器一般结构如图1所示,假设远场宽带信号以方位角 θ 入射到一阵元数为 M 的均匀直线阵,每个阵元后所接抽头延迟线长度为 J ,则波束形成器的输出

$$y(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^J x_m(t - kT_s) \times w_{mk}^* = \mathbf{w}^H \mathbf{x} \quad (1)$$

式中: $(\cdot)^*$ 表示共轭操作; $(\cdot)^H$ 表示矢量共轭转置; \mathbf{w} 为权向量。

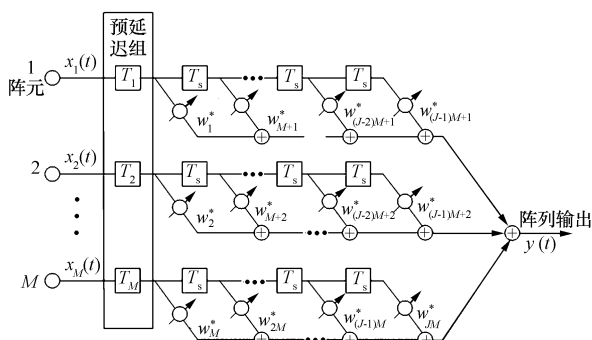


图1 TDL宽带波束形成器结构

波束形成器阵列响应

$$H(\theta, f) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^J w_{(k-1)M+m}^* e^{-j(m-1)2\pi f \Delta\tau} e^{-j(k-1)2\pi T_s} = \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta, f) \quad (2)$$

式中: $\Delta\tau = (d/c) \sin\theta$, d 和 c 分别表示阵元间距和波的传播速度;为了防止空间混叠,常取 d 为信号最高频率对应波长的一半; T_s 为采样间隔; $\mathbf{s}(\theta, f)$ 为对应的导向矢量。

假设期望信号沿垂直方向($\theta=0^\circ$)入射,LCMV波束形成器可描述为

$$\min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)]$ 为阵列接收数据协方差矩阵; \mathbf{f} 为 $J \times 1$ 维阵列响应向量,满足某一元素为1,其他元素为0。 \mathbf{C} 为 $MJ \times J$ 维约束矩阵

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{0}_M & \cdots & \mathbf{0}_M \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{I}_M & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{0}_M & \cdots & \mathbf{I}_M \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: \mathbf{I}_M 和 $\mathbf{0}_M$ 分别为 $M \times 1$ 维全1、全0列矢量。当期望信号沿非零度入射时,需对各通道接收数据进行延迟补偿,使期望信号等同于垂直入射^[14]。

式(3)可以通过拉格朗日乘子法求解,得

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (5)$$

\mathbf{R}_x 可通过有限次快拍估计得到

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (6)$$

式中: K 为采用快拍数。

2 波束形成算法

2.1 恒定束宽波束形成器

假设宽带信号频率范围为 $[f_l, f_h]$,期望信号沿 θ_0 方向入射。定义接收信号频带范围内方位角 θ 处的空间响应变化程度^[15]为

$$SRV(\theta) = \frac{1}{B} \int_{f_l}^{f_h} \left| \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta, f) - \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta, f_0) \right|^2 df = \mathbf{w}^H \mathbf{D}(\theta) \mathbf{w} \quad (7)$$

式中:带宽 $B = f_h - f_l$; f_0 为参考频点, $MJ \times MJ$ 维矩阵

$$\mathbf{D}(\theta) = \frac{1}{B} \int_{f_l}^{f_h} (\mathbf{s}(\theta, f) - \mathbf{s}(\theta, f_0)) (\mathbf{s}(\theta, f) - \mathbf{s}(\theta, f_0))^H df \quad (8)$$

参量 SRV 表示波束形成器的空间响应变化程度,即某一方向上不同频点 $f \in [f_l, f_h]$ 处阵列响应相对于参考频点 f_0 处阵列响应的均方误差。扩展到整个角度覆盖范围并取均值,得

$$SRV = \frac{1}{B_{\theta_{FI}}} \int_{\theta \in \theta_{FI}} SRV(\theta) d\theta \quad (9)$$

式中: θ_{FI} 表示信号覆盖的角度范围。通过等间隔选取角度信息并将式(9)写成离散形式,有

$$\overline{SRV} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N SRV(\theta_n) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}^H \mathbf{D}(\theta_n) \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \overline{\mathbf{D}} \mathbf{w} \quad (10)$$

式中: N 为选取的角度总数。 \overline{SRV} 代表不同频点在空间各离散方位角处相对于参考频点的阵列响应平均变化程度, \overline{SRV} 越小,阵列响应的频率一致性越好。

$\mathbf{w}^H \overline{\mathbf{D}} \mathbf{w}$ 与最小方差约束 $\mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}$ 具有相同的形式,设置权重因子可对两个目标同时优化

$$J(\mathbf{w}) = \rho \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} + (1 - \rho) \mathbf{w}^H \overline{\mathbf{D}} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \overline{\mathbf{D}}) \mathbf{w} \quad (11)$$

式中: 权重因子 ρ 满足 $0 \leq \rho \leq 1$ 。

式(11)在约束输出方差的同时可实现对算法频率一致性的约束。当算法具有较好的频率一致性时, 仅约束参考频点在期望方向上的阵列响应增益即可实现算法在期望方向上的无失真输出

$$\mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_0, f_0) = 1 \quad (12)$$

式中: θ_0 为期望信号入射方向; $\mathbf{s}(\theta_0, f_0)$ 为算法在参考频点 f_0 处沿 θ_0 方向入射时的导向矢量。

结合式(11), 具有恒定束宽特性的宽带自适应波束形成算法可描述为

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}) \mathbf{w} \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_0, f_0) = 1 \quad (13)$$

上式可通过拉格朗日乘子法进行求解, 其最优权矢量为

$$\mathbf{w} = \frac{(\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}})^{-1} \mathbf{s}(\theta_0, f_0)}{\mathbf{s}^H(\theta_0, f_0) [\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}]^{-1} \mathbf{s}(\theta_0, f_0)} \quad (14)$$

具有恒定束宽特性的波束形成算法仅需对参考频点约束, 其他频点的阵列响应通过 SRV 约束拟合到参考频点, 算法无需对接收信号进行预延迟补偿, 可实现对任意方向入射信号的有效接收。

2.2 基于模约束的稳健算法

实际应用中估计得到的导向矢量 $\hat{\mathbf{s}}(\theta_0, f_0)$ 与其真实值 $\mathbf{s}(\theta_0, f_0)$ 间往往存在一定偏差, 阵列接收信号在 $\hat{\mathbf{s}}(\theta_0, f_0)$ 处仅有噪声, 为了满足在期望方向上无失真接收, 权矢量 \mathbf{w} 的模值会很大。为了克服指向误差及噪声随机扰动误差, 可对权矢量模值施加范数约束以提高算法的稳健性

$$\|\mathbf{w}\|^2 \leq \varepsilon \quad (15)$$

结合式(13), 模约束稳健宽带恒定束宽波束形成算法可表示为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}) \mathbf{w} \\ \text{s. t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s} = 1 \\ \|\mathbf{w}\|^2 \leq \varepsilon \end{cases} \quad (16)$$

用 T 表示上式描述的约束条件, 有

$$T = \{\mathbf{w} \mid \mathbf{w}^H \mathbf{s} = 1, \|\mathbf{w}\|^2 \leq \varepsilon\} \quad (17)$$

对上式进行求解, 定义函数

$$f(\mathbf{w}, \lambda, \mu) = \mathbf{w}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}) \mathbf{w} + \lambda (\|\mathbf{w}\|^2 - \varepsilon) + \mu (\mathbf{w}^H \mathbf{s} + \mathbf{s}^H \mathbf{w} - 2) \quad (18)$$

式中: λ 和 μ 为拉格朗日常数, $\lambda \geq 0$ 。式(18)对复权值 \mathbf{w} 求导, 并令其为零

$$\frac{\partial \mathbf{w}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}) \mathbf{w}}{\partial \mathbf{w}^*} = (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}) \mathbf{w} \quad (19)$$

$$\frac{\partial \|\mathbf{w}\|^2}{\partial \mathbf{w}^*} = \frac{\partial \mathbf{w}^H \mathbf{w}}{\partial \mathbf{w}^*} = \mathbf{w} \quad (20)$$

$$\frac{\partial \mathbf{w}^H \mathbf{s}}{\partial \mathbf{w}^*} = \mathbf{s} \quad (21)$$

$$\frac{\partial \mathbf{s}^H \mathbf{w}}{\partial \mathbf{w}^*} = \mathbf{0} \quad (22)$$

得

$$(\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}) \mathbf{w} + \lambda \mathbf{w} + \mu \mathbf{s} = \mathbf{0} \quad (23)$$

解得

$$\hat{\mathbf{w}} = -\mu (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s} \quad (24)$$

将 $\hat{\mathbf{w}}$ 代入式(18), 得

$$\begin{aligned} f_1(\lambda, \mu) &= f(\hat{\mathbf{w}}, \lambda, \mu) = \\ &\hat{\mathbf{w}}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}}) \hat{\mathbf{w}} + \\ &\lambda (\|\hat{\mathbf{w}}\|^2 - \varepsilon) + \mu (\hat{\mathbf{w}}^H \mathbf{s} + \mathbf{s}^H \hat{\mathbf{w}} - 2) = \\ &\hat{\mathbf{w}}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I}) \hat{\mathbf{w}} - \\ &\lambda \varepsilon + \mu \hat{\mathbf{w}}^H \mathbf{s} + \mu \mathbf{s}^H \hat{\mathbf{w}} - 2\mu = \\ &-\mu \hat{\mathbf{w}}^H \mathbf{s} - \lambda \varepsilon + \mu \hat{\mathbf{w}}^H \mathbf{s} + \mu \mathbf{s}^H \hat{\mathbf{w}} - 2\mu = \\ &-\mu^2 \mathbf{s}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s} - \lambda \varepsilon - 2\mu \end{aligned} \quad (25)$$

上式对 μ 求导并令其为零, 得

$$\hat{\mu} = -\frac{1}{\mathbf{s}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s}} \quad (26)$$

将 $\hat{\mu}$ 代入式(25), 有

$$\begin{aligned} f_2(\lambda) &= f_1(\lambda, \hat{\mu}) = \\ &-\lambda \varepsilon + \frac{1}{\mathbf{s}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s}} \end{aligned} \quad (27)$$

求 $f_2(\lambda)$ 关于 λ 的最大化, 得

$$\varepsilon = \frac{\mathbf{s}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I})^{-2} \mathbf{s}}{\{\mathbf{s}^H (\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s}\}^2} \quad (28)$$

此时

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{(\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I})^{-2} \mathbf{s}(\theta_0, f_0)}{\mathbf{s}^H(\theta_0, f_0) [\rho \mathbf{R}_x + (1 - \rho) \bar{\mathbf{D}} + \lambda \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{s}(\theta_0, f_0)} \quad (29)$$

式中: $\hat{\mathbf{w}}$ 为稳健算法的最优权向量, 位于约束集 T 的边界上。

2.3 参量的取值与求解

定义函数

$$h(\lambda) = \frac{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-2} s}{\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}^2} \quad (30)$$

式(30)对 λ 求导,有

$$\begin{aligned} h'(\lambda) &= \frac{2\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-2} s\} \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\} \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-2} s\}}{\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}^4} - \\ &\quad \frac{\{2s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-2} (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I) [\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I]^{-2} s\}}{\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}^4} = \\ &\quad \frac{\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}}{\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}^4} \cdot (\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-2} s\}^2 - \\ &\quad \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-3} s\} \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}) \end{aligned} \quad (31)$$

式中: $\lambda \geq 0$; $[\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I]$ 为正定矩阵,有

$$\frac{\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}}{\{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\}^4} > 0 \quad (32)$$

根据范数性质

$$\|AB\|_2 \leq \|A\|_2 \|B\|_2 \quad (33)$$

有

$$\begin{aligned} \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-2} s\}^2 &= \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-3/2} \\ &\quad (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1/2} s\}^2 \leq \\ &\quad \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-3} s\} \\ &\quad \{s^H (\rho R_x + (1-\rho)\bar{D} + \lambda I)^{-1} s\} \end{aligned} \quad (34)$$

故 $h'(\lambda) \leq 0$, $h(\lambda)$ 为单调递减函数。

根据约束条件 $w^H s = 1$, 有

$$1 = |w^H s| \leq \|w\|^2 \|s\|^2 \leq \varepsilon \cdot M \quad (35)$$

故有

$$\varepsilon \geq \frac{1}{M} \quad (36)$$

此外, ε 需小于式(14)恒定束宽算法求得的权矢量模值的平方,即

$$\varepsilon \leq \left\{ \frac{(\rho R_x + (1-\rho)\bar{D})^{-1} s(\theta_0, f_0)}{s^H(\theta_0, f_0) [\rho R_x + (1-\rho)\bar{D}]^{-1} s(\theta_0, f_0)} \right\}^H \times \frac{(\rho R_x + (1-\rho)\bar{D})^{-1} s(\theta_0, f_0)}{s^H(\theta_0, f_0) [\rho R_x + (1-\rho)\bar{D}]^{-1} s(\theta_0, f_0)} \quad (37)$$

否则 w 取式(14)的结果即为约束条件 T 下的最优解,此时 ε 的取值选取过大,算法稳健性差。为了得到较好的稳健性,并结合式(36), ε 的取值需满足

$$\frac{1}{M} \leq \varepsilon < \left\{ \frac{(\rho R_x + (1-\rho)\bar{D})^{-1} s(\theta_0, f_0)}{s^H(\theta_0, f_0) [\rho R_x + (1-\rho)\bar{D}]^{-1} s(\theta_0, f_0)} \right\}^H \times$$

$$\frac{(\rho R_x + (1-\rho)\bar{D})^{-1} s(\theta_0, f_0)}{s^H(\theta_0, f_0) [\rho R_x + (1-\rho)\bar{D}]^{-1} s(\theta_0, f_0)} \quad (38)$$

由于 ε 满足式(38)的取值范围,且函数 $h(\lambda)$ 在该范围内满足单调递减,故 λ 存在唯一的正实数解,可通过牛顿迭代等方法得到。

3 仿真实验

3.1 性能分析

考虑一均匀直线阵,阵元数为15,抽头延迟线长度 $J=15$,期望信号来向 $\theta_0 = 20^\circ$,信号最低频率 $f_l = 400$ MHz,最高频率 $f_h = 600$ MHz,两宽带干扰信号分别沿 -20° 和 50° 方向入射,频率范围均为 400 MHz ~ 600 MHz,信干比均为 -40 dB,信噪比为 10 dB。以中心阵元为参考阵元,阵元间距为期望信号最高频率对应波长的一半,采样快拍数为 512。

图2和图3分别给出了 $\rho = 0.005$ 时恒定束宽算法的三维和二维阵列响应图。由阵列响应结果可以看出,算法阵列响应主波束指向正确,各频点在期望方向上阵列响应增益均逼近 0 dB。算法可自适应地抑制强干扰信号,在干扰信号来向 -20° 和 50° 方向上形成了较深的零陷,抑制干扰能力达 40 dB 以上。同时,算法具有较好的恒定束宽特性。

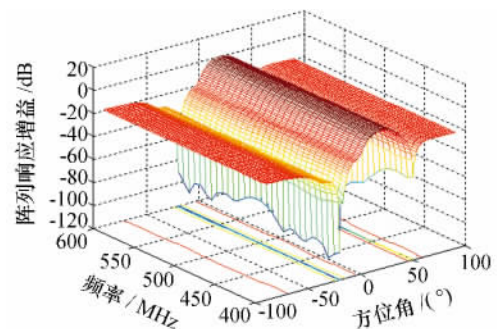


图2 恒定束宽算法三维阵列响应图

其他条件不变,图4a)、图4b)分别给出了存在 3° 指向误差时恒定束宽(未做稳健处理)算法与稳健算

法的二维阵列响应图。由以上结果可以看出,未做稳健处理时期望信号被当作干扰抵消,无法有效接收期望信号,波束形成算法失效,而稳健算法主波束指向正确,在期望信号得到无失真响应。同时,算法在干扰方向产生较深的零陷,且保持较好的恒定束宽特性。

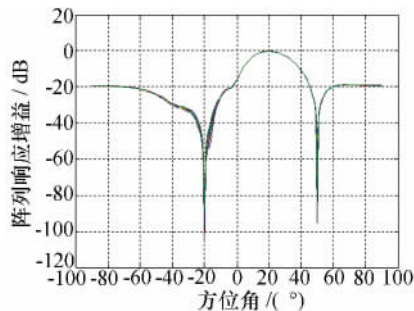


图3 恒定束宽算法二维阵列响应图

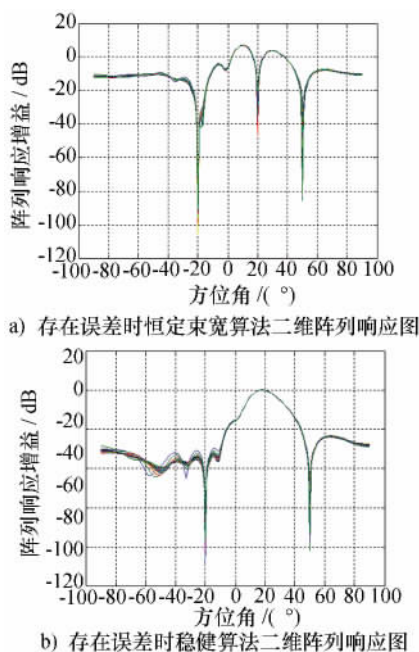


图4 算法输出 SINR 随干扰信号角度变化曲线

图5给出了存在3°指向误差时RB-FI-NIC(本文)算法,RB-RFI-WC(文献[10])算法,DL beamforming(文献[11])算法,和RB-WC(文献[9])算法输出信干噪比随输入信噪比变化曲线。由对比结果可知,本文算法阵列输出性能优于其他3种算法,在信噪比高于10 dB时尤为明显。图6给出了输入信噪比为10 dB时RB-FI-NIC算法,RB-RFI-WC算法,DL beamforming算法,和RB-WC算法输出信干噪比随期望信号角度估计误差变化曲线。对比分析可知,随着指向误差增大,4种算法输出信干噪比逐渐降低。相比于其他3种算法,当指向误差大于1°时,RB-FI-NIC算法可获得更高的阵列输出性能。

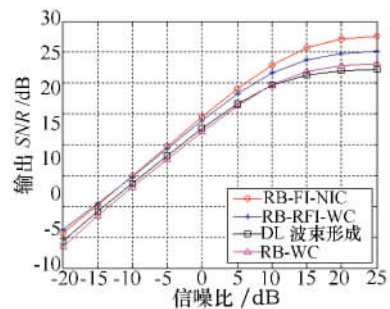


图5 输出 SINR 随输入 SINR 变化曲线

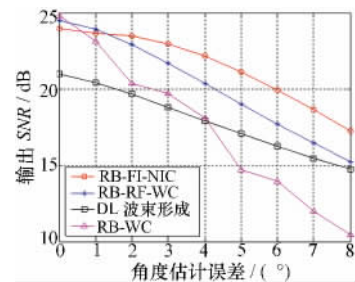
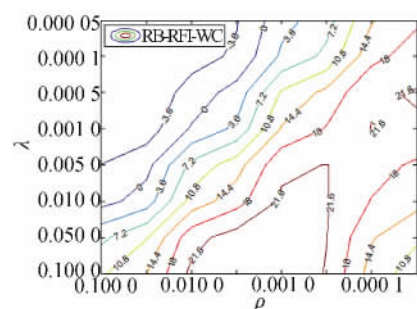
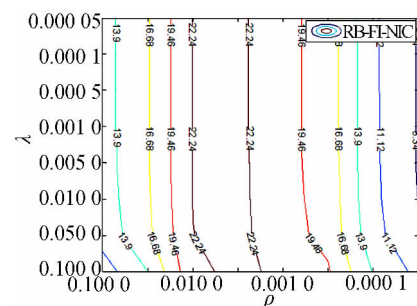


图6 输出 SINR 随期望信号角度估计误差变化曲线

3.2 参量取值

其他条件不变,图7、图8分别给出了信噪比为10 dB,指向误差为3°时参量 ρ 和 λ 取值变化时RB-RFI-WC算法和RB-FI-NIC算法的输出信干噪比结果。图中各曲线为输出 SINR 等高线。对比分析可知,当 ρ 取值在0.001~0.01时,RB-FI-NIC算法在较大范围内可得到相对理想的阵列输出性能,且输出结果受参数 λ 的影响较小,当不严格要求输出信干噪比最优时,参数 ρ 和 λ 的取值可通过经验选取,避免使用迭代算法,降低计算复杂度。而RB-RFI-WC算法受参数取值影响较大,当参数取值不合理时,算法输出性能受限。

图7 不同 ρ 及 λ 取值时RB-RFI-WC算法输出 SINR图8 不同 ρ 及 λ 取值时RB-FI-NIC算法输出 SINR

3.3 计算复杂度

以阵元个数 $M=15$ 抽头延迟线长度 $J=15$ 为例。以上算法的计算复杂度如表 1 所示。

表 1 算法计算复杂度对比

算法	求逆	特征值分解	乘法
RB-FI-NIC	1 次; MJ 维	无	$2M^2J^2+MJ$
RB-RFI-WC	1 次; MJ 维	1 次; MJ 维	M^3J^3
DL beamforming	1 次; MJ 维	无	$2M^2J^3+2MJ^3+MJ^2$

表 1 给出了 RB-FI-NIC 算法、RB-RFI-WC 算法和 DL beamforming 算法的计算复杂度。RB-RFI-WC 算法需一次求逆运算和一次特征值分解运算,而 RB-FI-NIC 算法和 DL beamforming 算法仅需一次求逆运算,求逆运算与特征值分解过程计算复杂度量级均为 $O(K^3)$,其中 K 为矩阵维数。3 种算法乘法计算量由小到大依次为 RB-FI-NIC 算法、DL beamforming 算法、RB-RFI-WC 算法。故 3 种算法计算量量级相同,均为 $O(M^3J^3)$,RB-FI-NIC 算法计算量略低于另外 2 种算法。RB-WC 算法将波束形成问题转化为二阶锥规划问题,其计算复杂度为 $O((M^3J^3+M^2J^3N_f)\sqrt{N_f})$, N_f 为选取的离散频率点个数,常取大于 10 的整数,其计算复杂度明显高于以上 3 种算法。

4 结束语

本文针对实际应用中存在指向误差时宽带波束形成器性能下降的问题,提出一种基于模约束的稳健宽带恒定束宽自适应波束形成算法。算法结合 SRV 约束得到了良好的恒定束宽特性,通过对权矢量模值施加不等式约束,提高了算法的稳健性,避免了估计期望信号来向存在偏差时出现信号对消的情况。仿真结果表明,算法具有良好的稳健性和较高的阵列输出性能。同时,算法对约束参量的选取更为灵敏,具有较低的计算复杂度,易于工程实现。

参考文献

- [1] Zhao Y, Liu W. Robust wideband beamforming with frequency response variation constraint subject to arbitrary norm-bounded error [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(5): 2566-2571.
- [2] Matthaiou M, Kerret D P, Karagiannidis G K, et al. Mutual information statistics and beamforming performance analysis of optimized LOS MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(11): 3316-3329.
- [3] 蒋留兵, 罗良桂, 车 俐. 频率不变约束的角加载稳健宽带波束形成算法[J]. 现代雷达, 2012, 34(12): 41-44, 49. Jiang Liubing, Luo Lianggui, Che Li. Diagonal loading robust broadband beamforming algorithm based on frequency invariant [J]. Modern Radar, 2012, 34(12): 41-44, 49.
- [4] Frost O L. An algorithm for linearly constraints adaptive array processing [J]. Proceedings of the IEEE, 1972, 60(8): 926-935.

- [5] Zhang L, Liu W. Robust forward backward based beamforming for a general-rank signal model with real-valued implementation [J]. Signal Processing, 2012, 92(1): 163-169.
- [6] Hoshuyama O, Sugiyama A, Hirano A. A robust adaptive beamformer for microphone arrays with a blocking matrix using constrained adaptive filters [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(10): 2677-2684.
- [7] Zhang S T, Thng I L. Robust presteering derivative constraints for broadband antenna arrays [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(1): 1-10.
- [8] Slavakis K, Yamada I. Robust wideband beamforming by the hybrid steepest decent method [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(9): 4511-4522.
- [9] Carlson B D. Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays [J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, 1988, 24(4): 397-401.
- [10] Rubsamen M, Gershman A B. Robust presteered broadband beamforming based on worst-case performance optimization [C]// IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Processing. Darmstadt: IEEE Press, 2008: 340-344.
- [11] Zhao Y, Liu W, Langley R J. Adaptive wideband beamforming with response variation constraints [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(4): 1175-1184.
- [12] Wang W Q, Zhao Y J, Liu C C, et al. A novel probability-constrained approach to robust wideband beamforming with sensor delay lines [C]// IET International Radar Conference. Xi'an: IEEE Press, 2013: 1-5.
- [13] Zhao Y, Liu W. Robust wideband beamforming with frequency response variation constraint subject to arbitrary norm-bounded error [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(5): 2566-2571.
- [14] 鄢社锋, 马晓川. 宽带波束形成器的设计与实现 [J]. 声学学报, 2008, 33(4): 316-326. Yan Shefeng, Ma Xiaochuan. Designs and implementations of broadband beamformers [J]. Acta Acoustic, 2008, 33(4): 316-326.
- [15] Duan H P, Boon P N, Chong M S, et al. Applications of the SRV constraint in broadband pattern synthesis [J]. Signal Processing, 2008, 88(4): 1035-1045.

陈 辉 男, 1989 年生, 硕士研究生。研究方向为阵列信号处理。

刘成城 男, 1986 年生, 博士研究生。研究方向为阵列信号处理、目标探测与识别。

赵拥军 男, 1964 年生, 博士, 教授, 博士生导师。研究方向为阵列信号处理、雷达信号与信息处理。

丁永超 男, 1989 年生, 硕士研究生。研究方向为阵列信号处理。