

基于空间响应偏差约束的稳健宽带波束形成^①陈明建^② 罗景青

(合肥电子工程学院 308 教研室 合肥 230037)

摘 要 针对宽带自适应波束形成中期望信号导向矢量失配的问题,提出了一种基于空间响应偏差(SRV)约束的稳健宽带波束形成算法。该算法在空时二维处理宽带信号模型基础上,通过增加 SRV 约束改善阵列响应的频率不变性能,同时结合导向矢量误差的不确定集约束和误差矩阵范数约束增强算法的稳健性。该类稳健宽带波束形成器的权值求解问题可以转化为矩阵束的广义特征值分解问题,推导了权矢量的近似闭式解。算法分析和仿真结果表明,与现有的稳健宽带波束形成算法相比,该方法在改善阵列响应的频率不变特性的同时,提高了阵列输出信干噪比(SINR)性能。

关键词 宽带波束形成,空间响应偏差(SRV),频率不变波束图,约束,广义特征值分解

0 引言

宽带自适应波束形成在民用和军用领域都有广泛的应用,但其在实际应用中通常存在各种误差,如阵元位置误差、通道误差、期望信号来波方向估计误差等,从而导致实际的期望信号导向矢量与假设的信号导向矢量发生偏差,引起导向矢量失配,使传统的自适应波束形成器的性能急剧下降^[1]。为了克服导向矢量失配对宽带波束形成算法性能的影响,研究人员提出了许多优秀的稳健算法,其中对角加载(diagonal loading, DL)是最常用的方法之一^[2,3]。但是如何选择 DL 因子仍是一个难题。近年来,一类理论意义更加明晰的算法——基于导向矢量不确定集约束的稳健算法相继提出。该类算法将期望信号导向矢量约束于各种不确定集合中,从而确保了导向矢量误差在一定范围波动时,波束形成器仍能保持较理想的性能^[4-8],但这类算法若直接应用于宽带稳健波束形成会存在两个问题:一个是波束输出的频率不变特性无法得到保证,从而可能会引起信号失真;另一个是在宽频段范围内,需要对权矢量在每个频点都要进行不确定集约束,这样会造成阵列有效孔径的损失,引起波束输出信干噪比(signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)性能下降。对于宽带信号的稳健波束形成,Zhao 等人提出了基于空

间响应偏差(spatial response variation, SRV)约束的最小二乘宽带波束形成方法^[9,10],该方法能实现宽带频率不变,但没有考虑导向矢量失配对算法性能的影响。El-Keyi 等人提出了基于不确定集约束的稳健算法,有效克服了导向矢量误差的影响,但没有考虑宽带频率不变设计^[11]。Li 等人提出了基于线性约束最小方差的稳健宽带波束形成算法^[12],当阵元存在幅相误差时算法的稳健性能较好,但该算法的模型建立较为复杂,且不能处理其它类型失配的情况。本文基于上述分析,提出了一种基于 SRV 约束的稳健宽带波束形成算法。该算法通过增加 SRV 约束改善了波束的频率不变特性,并结合导向矢量不确定集约束和误差矩阵范数约束提高了阵列输出 SINR。

1 问题描述

1.1 空时二维宽带信号模型

考虑基阵为 M 元各向同性的均匀线阵,其接收的是频率范围为 Ω 的远场宽带信号,信号的传播方向与基阵的法线方向夹角为 θ ,基阵阵元间距 d 为信号最高频率对应的半波长,每个阵元通道后有一个 J 阶有限脉冲响应(FIR)滤波器,每个节拍后的时延均为 T_s ,空时二维宽带信号模型如图 1 所示,则基阵的输出信号 $y(n)$ 为

① 863 计划(2010AA7070501J)和国家自然科学基金(61171170)资助项目。

② 男,1983 年生,博士生;研究方向:信号处理,自适应处理;联系人, E-mail: cdcmj@126.com
(收稿日期:2011-11-10)

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (1)$$

式中, 权向量 $\mathbf{w} = [w_{0,0}, \dots, w_{M-1,0}, \dots, w_{0,J-1}, \dots, w_{M-1,J-1}]^T, \in \mathbb{C}^{MJ \times 1}, (\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示向量或矩阵的转置和共轭转置。 $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^{MJ \times 1}$ 为接收到第 n 次快拍数的复数据向量, $\mathbf{x}(n) = [x_0(n), \dots, x_{M-1}(n), \dots, x_0(n-J+1), \dots, x_{M-1}(n-J+1)]^T$ 。定义空时二维导向矢量 $\mathbf{a}(f, \theta) \in \mathbb{C}^{MJ \times 1}$ 为

$$\mathbf{a}(f, \theta) = \mathbf{a}_r(f) \otimes \mathbf{a}_t(f, \theta) \quad (2)$$

式中, $\mathbf{a}_r(f) = [1, \exp(-j2\pi f T_s), \dots, \exp(-j2\pi f (J-1)T_s)]^T$, 符号 $\otimes$ 表示向量的 Kronecker 积, $\mathbf{a}_t(f, \theta) = [1, \exp(-j2\pi f \tau), \dots, \exp(-j2\pi f (M-1)\tau)]^T$, $\tau = d \sin \theta / c$, c 为光速。

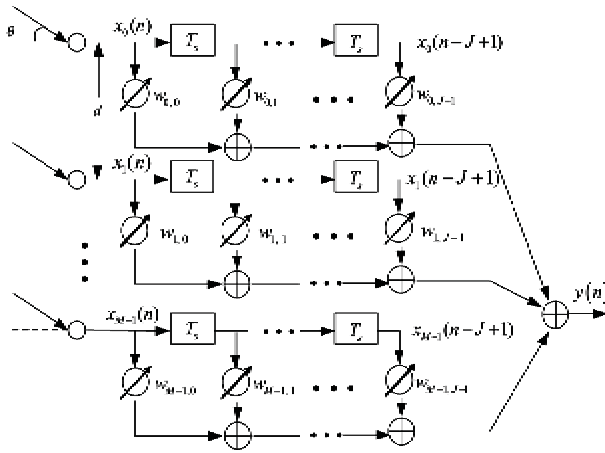


图1 宽带波束形成器

1.2 不确定集约束的稳健窄带波束形成

假定期望信号导向矢量 $\mathbf{a}$ 与其实际值 $\tilde{\mathbf{a}}$ 存在一定的失配, 满足如下关系:

$$\tilde{\mathbf{a}} = \mathbf{a} + \mathbf{e} \quad (3)$$

式中, $\mathbf{e}$ 为导向矢量误差。基于最坏情况性能优化稳健方法的主要思想是把失配误差 $\mathbf{e}$ 约束在一个球形不确定集 $A(\varepsilon)$ 中, 即

$$A(\varepsilon) = \{\tilde{\mathbf{a}} \mid \tilde{\mathbf{a}} = \mathbf{a} + \mathbf{e}, \|\mathbf{e}\| \leq \varepsilon\} \quad (4)$$

最优情况性能优化的稳健算法可表示为^[3,8]

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad \min_{\tilde{\mathbf{a}} \in A(\varepsilon)} |\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{a}}| \geq 1 \quad (5)$$

可以证明式(5)等价于^[3]

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{a} - \varepsilon \|\mathbf{w}\| = 1 \quad (6)$$

最坏情况下性能优化的稳健方法能有效解决导向矢量失配引起算法性能下降的问题。但该方法如果直接应用于宽带稳健波束形成时会存在前面提到的两个问题, 即波束输出的频率不变特性无法控制引起信号失真, 以及在宽频段范围内需要对每个频

点都要进行不确定集约束, 这无疑将会增加算法的计算量, 且过多的约束条件将消耗阵列的有效自由度, 引起波束输出 SINR 性能下降。

2 基于 SRV 约束的稳健宽带波束形成

阵列空间响应偏差 (SRV) 是指方位区域为 Θ 、频率范围为 Ω 的阵列响应与方位区域为 Θ 、频率为 f_r 的阵列响应的误差平方

$$\begin{aligned} \text{SRV} &= \iint_{\Omega \Theta} |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(f, \theta) - \mathbf{w}^H \mathbf{a}(f_r, \theta)|^2 df d\theta \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{MJ \times MJ}$ 为 Hermitian 对称矩阵, 式为

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \iint_{\Omega \Theta} \{[\mathbf{a}(f, \theta) - \mathbf{a}(f_r, \theta)][\mathbf{a}(f, \theta) \\ &\quad - \mathbf{a}(f_r, \theta)]^H\} df d\theta \end{aligned} \quad (8)$$

当 SRV 为零时, 对于 $\forall f \in \Omega$ 均满足 $\mathbf{a}(f, \theta) = \mathbf{a}(f_r, \theta)$, 即该波束器满足频率不变特性。因此, 本文提出的基于 SRV 约束的稳健宽带波束形成算法的主要思想就是该波束形成器在满足稳健性的同时, 尽可能减小 SRV 值, 提高波束的频率不变特性。

若 (f_k, θ_n) 表示频率范围 Ω 和方位区域 Θ 的均匀离散化值, 即 $f_k \in \Omega, \theta_n \in \Theta$, 则将式(8)中的 $\mathbf{Q}$ 连续积分形式改写为离散求和形式, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \sum_{k=1}^{N_f} \sum_{n=1}^{N_\theta} \{[\mathbf{a}(f_k, \theta_n) - \mathbf{a}(f_r, \theta_n)][\mathbf{a}(f_k, \theta_n) \\ &\quad - \mathbf{a}(f_r, \theta_n)]^H\} \end{aligned} \quad (9)$$

令, $\mathbf{d}_r(f_k, \theta_n) = \mathbf{a}(f_k, \theta_n) - \mathbf{a}(f_r, \theta_n)$, $\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{d}_r(f_0, \theta_0), \dots, \mathbf{d}_r(f_0, \theta_{N_\theta}), \mathbf{d}_r(f_1, \theta_0), \dots, \mathbf{d}_r(f_{N_f}, \theta_{N_\theta})] \in \mathbb{C}^{MJ \times N_f N_\theta}$, 则

$$\mathbf{Q} = \mathbf{Q}_1 \mathbf{Q}_1^H \quad (10)$$

若期望信号导向矢量存在误差时, 则

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Q}}_1 &= [\hat{\mathbf{d}}_r(f_0, \theta_0), \dots, \hat{\mathbf{d}}_r(f_{N_f}, \theta_{N_\theta})] \\ &= [\mathbf{d}_r(f_0, \theta_0), \dots, \mathbf{d}_r(f_{N_f}, \theta_{N_\theta}) \\ &\quad + [\mathbf{e}_r(f_0, \theta_0), \dots, \mathbf{e}_r(f_{N_f}, \theta_{N_\theta})]] \\ &= \mathbf{Q}_1 + \mathbf{E} \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $\tilde{\mathbf{d}}_r(f_k, \theta_n) = \mathbf{d}_r(f_k, \theta_n) + \mathbf{e}_r(f_k, \theta_n)$, $\mathbf{e}_r(f_k, \theta_n) = \mathbf{e}(f_k, \theta_n) - \mathbf{e}(f_r, \theta_n)$ 。其中误差矩阵 $\mathbf{E}$ 的 Frobenius 范数满足 $\|\mathbf{E}\|_F \leq \mu$, μ 为矩阵 $\mathbf{E}$ 的 Frobenius 范数的上限。

为了减少最坏情况性能优化稳健自适应波束形成对信号畸变的影响, 通过约束 SRV 可以减少信号失真, 改善波束输出的频率不变特性, 因此基于空间

响应偏差约束的稳健宽带波束形成可由数学模型

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \{ & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} + \beta \max_{\| \mathbf{E} \|_F \leq \mu} \mathbf{w}^H (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{E}) (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{E})^H \mathbf{w} \} \\ \text{s. t. } & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(f_r, \theta_r) - \varepsilon \| \mathbf{w} \| = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

描述。式中, β 为平衡波束频率不变特性和波束输出 SINR 性能的控制参数。

引理 1 假定 $f(\mathbf{w}) = \max_{\| \mathbf{E} \|_F \leq \mu} \mathbf{w}^H (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{E}) (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{E})^H \mathbf{w} = \max_{\| \mathbf{E} \|_F \leq \mu} \| (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{E})^H \mathbf{w} \|^2$, 则

$$f(\mathbf{w}) = (\| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \mu \| \mathbf{w} \|^2)^2 \quad (13)$$

证明: 首先证明 $f(\mathbf{w}) \leq (\| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \mu \| \mathbf{w} \|^2)^2$ 。

考虑到对任意矩阵 $\mathbf{E}$, 均满足 $\| \mathbf{E} \|_2 \leq \| \mathbf{E} \|_F$, 则

$$\begin{aligned} \| (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{E})^H \mathbf{w} \| & \leq \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \| \mathbf{E}^H \mathbf{w} \| \\ & \leq \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \| \mathbf{E} \|_2 \| \mathbf{w} \| \\ & \leq \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \| \mathbf{E} \|_F \| \mathbf{w} \| \\ & \leq \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \mu \| \mathbf{w} \| \end{aligned} \quad (14)$$

然后证明 $f(\mathbf{w}) \geq (\| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \mu \| \mathbf{w} \|^2)^2$ 。

定义矩阵 $\tilde{\mathbf{E}} = \mu \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_1 / \| \mathbf{w} \| \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \|^2$, 易得 $\| \tilde{\mathbf{E}} \|_F = \mu$, 又因为 $\| (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{E})^H \mathbf{w} \| \leq \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \mu \| \mathbf{w} \| = \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \| \tilde{\mathbf{E}} \|_F \| \mathbf{w} \|$, 则

$$\begin{aligned} f(\mathbf{w}) & \geq \| (\mathbf{Q}_1 + \tilde{\mathbf{E}})^H \mathbf{w} \|^2 \\ & = \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} + \frac{\mu \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{w}}{\| \mathbf{w} \| \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \|} \|^2 \\ & = (\| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| + \mu \| \mathbf{w} \|^2)^2 \end{aligned} \quad (15)$$

由式(14)和式(15)可知引理 1 得证。从而得

$$\begin{aligned} f(\mathbf{w}) & = \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_1 \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} + \mu^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w} + 2\mu \| \mathbf{w} \| \| \mathbf{Q}_1^H \mathbf{w} \| \\ & = \mathbf{w}^H \left(\mathbf{Q} + \mu^2 \mathbf{I} + 2\mu \sqrt{\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{w}}} \mathbf{I} \right) \mathbf{w} \\ & \leq \mathbf{w}^H [\mathbf{Q} + (\mu^2 + 2\mu \sqrt{\lambda_1}) \mathbf{I}] \mathbf{w} \end{aligned} \quad (16)$$

式中, λ_1 为矩阵 $\mathbf{Q}$ 对应的最大特征值, 又因为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^H \mathbf{a}(f_r, \theta_r) \| \mathbf{w} \| & = \\ \mathbf{w}^H \sqrt{\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{a}(f_r, \theta_r) \mathbf{a}(f_r, \theta_r)^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{w}}} \mathbf{I} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (17)$$

同理可得式(12)的等式约束条件可转化为

$$\mathbf{w}^H [\mathbf{A}_r + (\varepsilon^2 - 2\varepsilon \sqrt{\lambda_2}) \mathbf{I}] \mathbf{w} = b \quad (18)$$

其中 λ_2 为矩阵 $\mathbf{A}_r = \mathbf{a}(f_r, \theta_r) \mathbf{a}(f_r, \theta_r)^H$ 对应的最大特征值, 常数 $b \leq 1$ 。此时式(12)的约束优化问题可以转化为对下面优化问题的求解

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w} \quad \text{s. t. } \mathbf{w}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w} = b \quad (19)$$

式中, $\mathbf{G}_1 = \mathbf{R}_s + \beta(\mathbf{Q} + (\mu^2 + 2\mu \sqrt{\lambda_1}) \mathbf{I})$, $\mathbf{G}_2 = \mathbf{A}_r + (\varepsilon^2 - 2\varepsilon \sqrt{\lambda_2}) \mathbf{I}$, 由瑞利熵定理可知, 最优权值

$\mathbf{w}_{\text{opt}}$ 即为矩阵束 $(\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2)$ 的最小广义特征值对应的特征向量。

为了考察算法的阵列响应频率不变性能, 分别定义波束增益偏差 (beampattern gain variance, BGV) 为 $\text{Var}\{|H(f, \theta)|\}$ 和相对波束增益偏差 (relatively beampattern gain variation, RBGV) 为 $E\{|H(f_r, \theta_r)|^2 / |H(f, \theta)|^2\}$ 。同时为了衡量波束输出总体性能, 定义归一化均方误差 (normalized mean square error, NMSE) 为 $\min_{\zeta} E[(\zeta \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) - s(n - k_0 + 1))^2] / P_s$, $s(n)$ 为期望信号在第 n 次快拍数据, P_s 为期望信号功率, ζ 为正实数, $k_0 = (M - 1)/2$ 。

3 仿真实验

考虑阵元数为 10, 阵元间距为宽带信号最高频率对应的半波长的均匀线阵。空间存在 1 个期望信号和 2 个不相关的干扰信号, 干扰信号方位角分别为 -30° 和 50° , 功率均为 30dB。此外, 假设各通道噪声为不相关高斯白噪声, 功率 0dB。宽带信号的归一化频率范围 $\Omega = [0.6\pi, \pi]$, FIR 滤波器阶数为 12, 控制参数 $\beta = 10$, 对角加载 (DL) 稳健法中的加载因子 $\alpha = 30$ 。所有实验结果均由 100 次 Monte-Carlo 实验平均所得。实验研究了本文方法, 文献 [4] 的方法即 DL 法, 文献 [8] 中最坏情况性能优化方法即 RB-WC 法。

仿真 1 算法复杂度与波束增益损失

假设期望信号方位角为 0° , 其实际波达方向为 3° , 即指向误差为 3° , SRV 方位约束区域 $\Theta = [-3^\circ, 3^\circ]$, 信噪比 $\text{SNR} = 10\text{dB}$, 导向矢量误差上限 $\varepsilon = 15$, 矩阵 $\mathbf{E}$ 的 Frobenius 范数的上限 $\mu = 8$ 。分别用本文方法、DL 法以及 RB-WC 法进行稳健波束形成, 其中后两种算法的子带划分个数 $N_f = 30$ 。表 1 为三种算法的计算复杂度与真实方向波束增益 (波束图未进行归一化处理)。

表 1 不同方法的计算复杂度与期望方向增益

稳健方法	计算复杂度	真实方向波束增益 (dB)
DL 法	$O(M^3 J^3)$	-3.4
RB-WC 法	$O(M^3 J^3 + M^2 J^3 N_f) \sqrt{N_f}$	-1.8
本文方法	$O(M^3 J^3 + M^2 J^3)$	0.4

从表 1 可以看出, 基于子带划分的 RB-WC 法的计算复杂度最大, 因为该算法在每个子带上都要

进行性能优化处理,计算量大;DL法的计算复杂度虽然最小,但在真实方向波束增益最小;相比之下,本文算法的计算复杂度介于DL法与RB-WC法之间,虽然略高于DL法,但在真实期望方向的波束增益最大,即说明本文算法在减小计算量的同时,提高了波束的稳健性。

仿真2 三种稳健方法的波束图和 BGV 性能分析

假设期望信号方位角为 0° ,实际波达方向为 5° ,即指向误差为 5° ;SRV 方位约束区域 $\Theta = [-5^{\circ}, 5^{\circ}]$, $\varepsilon = 18$, $\mu = 20$ 。其它仿真条件与仿真1相同。

图2-图4分别为三种方法的归一化波束图,其中虚直线代表干扰信号方向。不难看出,三种稳健算法均能在干扰方向上形成零点,但本文方法的零点最深,且在 Θ 范围内的频率不变特性要明显优于其它两种方法。图5为衡量波束频率不变特性的 BGV 值随方位角变化曲线,从图5可以看出,本文方法的 BGV 值明显低于其它两种方法。综上所述,由于增加了 SRV 约束,本文方法在提高波束抗干扰抑制能力的同时,还改善了波束形成器的频率不变性能。

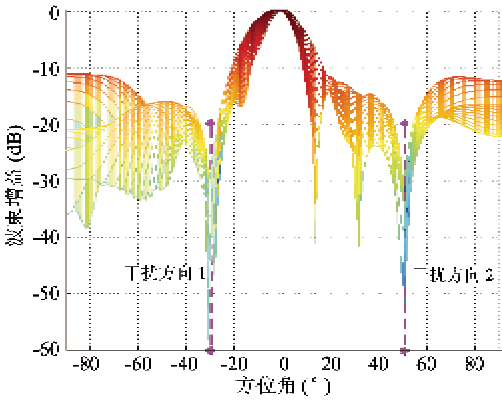


图2 DL法的波束图

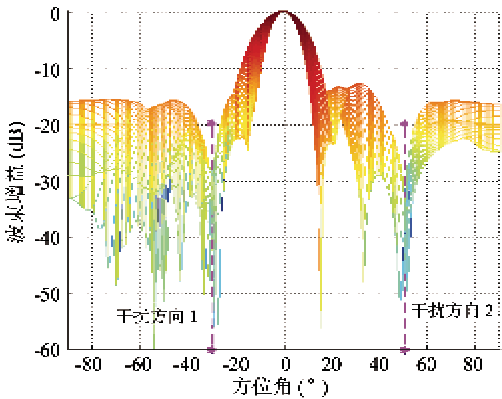


图3 RB-WC法的波束图

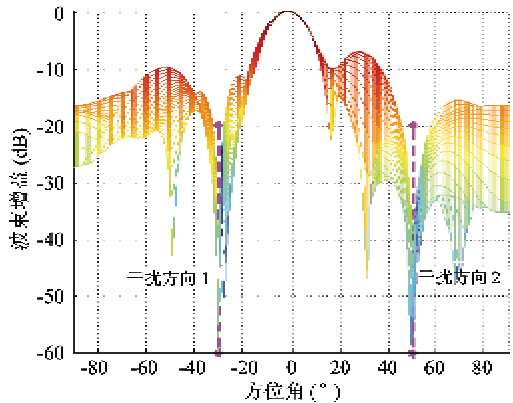


图4 本文方法的波束图

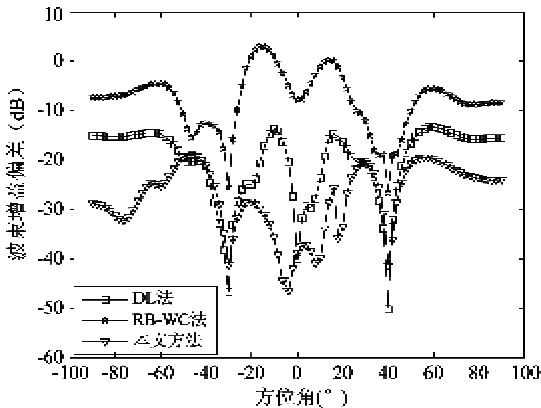


图5 不同方位角时的 BGV

仿真3 导向矢量存在偏差时,波束输出 SINR、归一化均方误差(NMSE)与信噪比(SNR)的关系曲线

SNR 在 $0\text{dB} \sim 20\text{dB}$ 之间变化,其它仿真条件与仿真1相同。图6为不同算法的波束输出 SINR 随 SNR 变化曲线。图7为不同方法波束输出的 NMSE 随 SNR 变化曲线。

由图6可知,本文方法的波束输出 SINR 性能

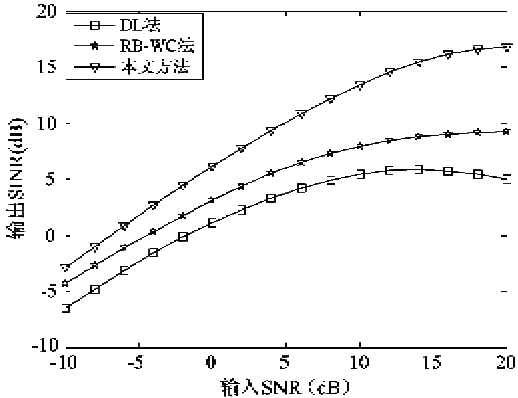


图6 不同 SNR 时三种方法的 SINR

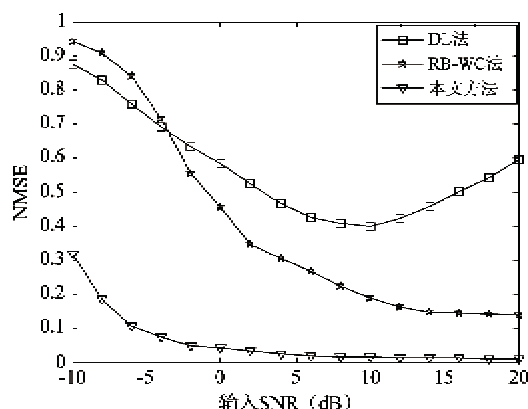


图 7 不同 SNR 时三种方法的 NMSE 比较

要优于 DL 法与 RB-WC 法,尤其是在高信噪比条件下,本文方法的优势更加明显。从图 7 可以看出,在低信噪比时,DL 法的 NMSE 性能略优于 RB-WC 法。但在高信噪比时,DL 法的 NMSE 性能严重下降。这是因为在低信噪比时,信号失真的影响在 NMSE 中占主导地位,而在高信噪比时,波束输出 SINR 则占主导地位。相比之下,本文方法的 NMSE 值均要优于前者。即说明了本文方法在减小波束形成对信号失真影响的同时,提高了波束输出 SINR,增强了波束输出的总体性能。

仿真 4 不同指向误差时,波束输出信干噪比 (SINR) 和相对波束增益偏差 (RBGV) 性能

指向误差在 $1^\circ \sim 10^\circ$ 之间变化,其它仿真条件与仿真 1 相同。图 8 为不同算法波束输出 SINR 随指向误差变化曲线,图 9 为不同算法的 RBGV 随指向误差变化曲线。

由图 8 可以看出,随着指向误差的增大,三种算法阵列输出 SINR 均下降,其中 DL 法的 SINR 值下降幅度最大,达到了 8.3dB, RB-WC 法约为 4.5dB,而本文方法不超过 1.4dB。可见,本文方法的波束

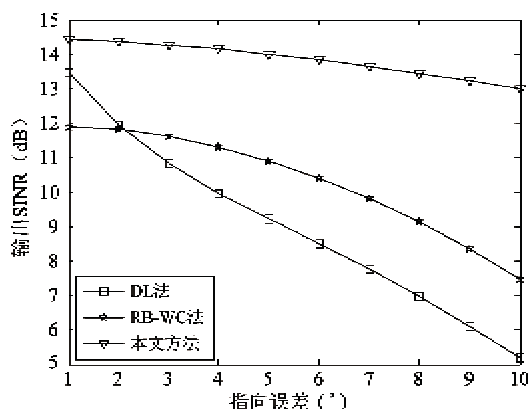


图 8 不同指向误差时波束输出 SINR

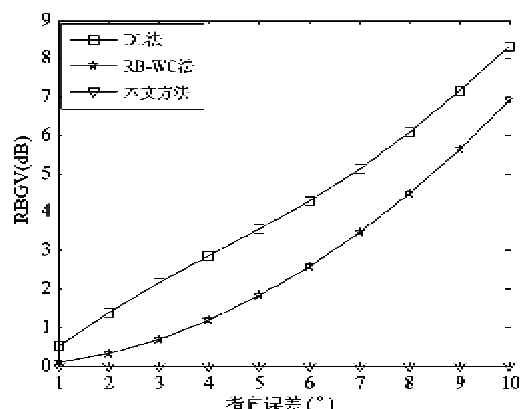


图 9 不同指向误差时的 RBGV

形成器对指向误差有更强的稳健性。从图 9 可以看出,随着指向误差的增大,DL 法和 RB-WC 法的 RBGV 逐渐增加,而本文方法的 RBGV 约为 0dB,即表明本文算法的频率不变性能对指向误差不敏感。

仿真 5 不确定集约束参数 ε 与误差矩阵范数约束参数 μ 对波束输出 SINR 的影响

指向误差为 5° ,其它仿真条件与仿真 1 相同。图 10 为 $\mu = 20$ 时波束输出 SINR 相对于 ε 的变化;图 11 是 $\varepsilon = 15$ 时波束输出 SINR 相对于 μ 的变化。

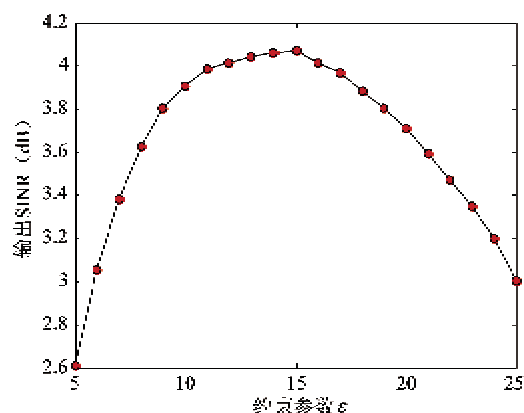


图 10 不同约束参数 ε 时波束输出 SINR

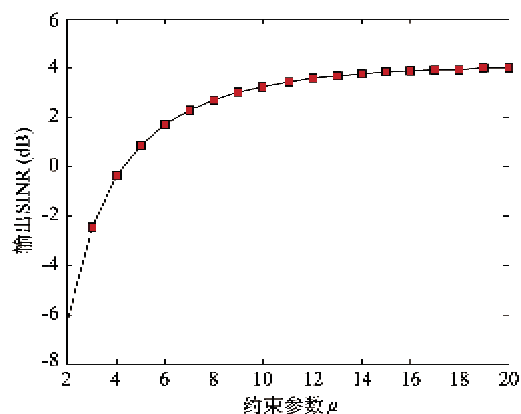


图 11 不同约束参数 μ 时的 RBGV

由图 10 可知,随着逐渐增大,波束输出 SINR 逐渐升高,且在较小的取值区间内, SINR 升高比较迅速,当 ε 大于一定数值后, SINR 随 ε 增加反而降低。这是因为随着 ε 的增加,波束逐渐指向信号的真实方向,提高了波束的稳健性能,而当 ε 大于一定值时,本文方法波束器逐渐变成空间匹配滤波器,降低了波束自适应干扰抑制能力。因此,在实际应用中, ε 的合理选择决定性能的改善,选择中等大小时即可获得最优性能改善。

由图 11 可知,随着 μ 逐渐增大,波束输出 SINR 逐渐升高,且在较小的取值区间内, SINR 升高比较迅速,当 μ 大于一定数值后, SINR 增加的比较缓慢,而且趋近于某一恒定常数。这是因为 μ 的增加,波束逐渐指向信号的真实方向,而且当 μ 大于一定数值时,波束形成算法的指向性能将会趋于恒定。因此,在实际应用中, μ 的选择对性能的影响不大,只需选择数值较大的 μ 即可实现波束最优性能改善。

4 结论

本文提出了一种基于空间响应偏差约束的稳健宽带波束形成算法。该算法基于空时二维宽带信号模型,通过增加指定的宽频段和方位范围内的空间响应偏差约束,解决了宽带阵列波束响应需满足频率不变特性问题;同时为了提高算法对导向矢量误差的稳健性,通过参考频点对应的导向矢量的不确定集约束和误差矩阵范数约束来提高阵列输出 SINR 性能,推导了权矢量的近似闭式解,即为相关矩阵束的广义特征值分解的最小特征值对应的特征向量,与其它现有的宽带稳健算法相比显示其优越性。

Robust broadband beamforming based on the spatial response variation constraint

Chen Mingjian, Luo Jingqing

(Laboratory 308, Electronic Engineering Institute of Hefei, Hefei 230037)

Abstract

To solve the problem of signals' mismatch between the actual steering vector and the presumed steering vector in broadband adaptive beamforming, a novel robust algorithm for robust broadband beamforming based on the space-time adaptive processing model is proposed by employing the spatial response variation (SRV) constraints. The frequency invariant beampattern design is provided by applying the SRV constraint in the optimization formulations. Moreover, the steering vector uncertainty set constraint and error matrix norm constraint are combined to improve the robustness of the broadband adaptive beamformer. The robust broadband beamformer design problem can be converted to the form of the minimum generalized eigenvalue of a matrix pencil, and the approximate closed-form solution to the weight vector is derived. The extensive simulation results and the complexity analysis show that the proposed algorithm can achieve the frequency invariant beampattern and improve the output signal to interference plus noise ratio (SINR) as compared with the existing robust broadband beamforming algorithms.

Key words: broadband beamforming, spatial response variation (SRV), frequency invariant beampattern, constraint, generalized eigenvalue decomposition

参考文献

- [1] Van Trees H L. Optimum Array Processing, part IV of detection, estimation, and modulation theory, New York: John & Sons, 2002. 34-49
- [2] Li J, Stoica P. On robust capon beamforming and diagonal loading. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(7): 1702-1715
- [3] Yu Y G, Zhu W P, Swamy W N S. Adaptive beamforming with joint robustness against covariance matrix uncertainty and signal steering vector mismatch. *Electronics Letter*, 2010, 46(1): 86-88
- [4] 刘聪锋,廖桂生. 基于模约束的稳健 Capon 波束形成算法. *电子学报*, 2008, 36(3): 440 - 445
- [5] Amir B, Yonina C E. Doubly constrained robust capon beamformer with ellipsoidal uncertainty sets. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(2): 753-758
- [6] 戴凌燕,王永良,李荣锋. 基于不确定集的稳健 Capon 波束形成算法性能分析. *电子与信息学报*, 2009, 31(12): 2931-2936
- [7] Sun H H, Yan S F, Svensson U P, et al. Worst case performance optimization for spherical microphone array modal beamformers. In: *Proceedings of the 2011 Joint Workshop on Hands-free Speech Communication and Microphone Array*, Edinburgh, UK, 2011. 31-35
- [8] Rubsamén M, Gershman A B. Robust presteered broadband beamforming based on worst-case performance optimization. In: *Proceedings of the IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Processing*, Darmstadt, Germany, 2008. 340-344
- [9] Zhao Y, Liu Y, Langley R J. A least squares approach the design of frequency invariance beamformer. In: *Proceedings of the 17th European Signal Processing Conference*, Glasgow, Scotland, 2009. 844-848
- [10] Zhao Y, Liu Y, Langley R J. Adaptive wideband beamforming with response variation constraints. In: *Proceedings of the 18th European Signal Processing Conference*, Aalborg, Denmark, 2010. 2077-2081
- [11] El-Keyi A, Kirubarajan T, Gershman A B. Adaptive wideband beamforming with robustness against presteering errors. In: *Proceedings of the 4th IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing*, Waltham, UK, 2006. 11-15
- [12] Li J, Chen H. Least squares frequency invariant beamforming robust against microphone mismatches. In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Information Science and Technology*, Nanjing, China, 2011. 496-499