

不等式约束宽带自适应恒定束宽波束形成算法^①陈 辉^② 李冬海 赵拥军 刘成城

(解放军信息工程大学 郑州 450001)

摘 要 针对传统宽带自适应波束形成算法存在预延迟补偿误差时性能恶化的问题,提出一种基于不等式约束的宽带自适应恒定束宽波束形成算法。该算法首先对期望方向上不同频点阵列响应施加不等式约束,再通过空间响应变化(SRV)约束实现恒定束宽特性,将期望方向上的阵列响应约束简化为对某一参考频点的约束,实现无需预延迟补偿的宽带恒定束宽波束形成,最后将算法转化为二阶锥规划问题,并通过内点法求解得到其复数域权系数。仿真结果表明该算法无需预延迟补偿,具有良好的恒定束宽特性及较高的阵列输出性能,且可以自适应地抑制强干扰信号。

关键词 宽带自适应波束形成,预延迟误差,不等式约束,空间响应变化(SRV)约束,恒定束宽

0 引 言

宽带波束形成技术可广泛应用于雷达、无线通信、声纳、麦克风阵列等领域,是阵列信号处理的研究热点之一^[1-3]。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。宽带波束形成技术可分为与接收信号无关的定向波束形成技术和利用估计信号统计特性的自适应波束形成技术^[1]。定向宽带波束形成器与接收信号无关,不受多径等情况影响。然而当干扰信号来向未知时,该类方法无法自适应地对干扰信号进行抑制。实际应用中,为了获得较好的阵列输出性能,常需根据接收信号的统计特性自适应地调整权值。

Frost 提出的线性约束最小方差(linearly constrained minimum variance, LCMV)自适应波束形成算法^[4,5]可在干扰信号来向和强度未知时自适应地抑制干扰信号。该算法首先通过预延迟补偿各阵元接收信号的时延^[6,7],再利用抽头延迟线组实现各频点的幅相加权。理想情况下该算法可以很好地实现对期望信号的增强及对干扰信号的抑制,然而当存在预延迟补偿误差时,波束形成器的性能将急剧

下降^[8-10],此时亟需寻找有效的宽带波束形成方法,消除预延迟补偿误差对阵列输出性能的影响。Zhang 等人通过构建不确定集约束预延迟补偿,减小了预延迟补偿误差对阵列输出性能的影响^[11]。文献[12]针对预延迟补偿误差建立了范数约束的相位误差模型,然后利用扩展卡尔曼滤波方法自适应地估计权矢量,但它和文献[11]均是稳健性方法,无法完全消除预延迟补偿误差的影响。文献[13]通过深入研究时域和频域宽带波束形成之间的关系,提出了一种无需预延迟处理的宽带波束形成方法,但该方法需要较长的抽头延迟线组,且需进行大量的逆快速傅立叶变换(IFFT)和卷积运算。文献[14]直接在期望及干扰方向上施加约束条件,实现波束形成,但当干扰信号来向未知时无法构造抑制干扰信号的约束方程。文献[15]给出了一种频率不变宽带波束形成器,在一定条件下无需预延迟补偿,但当期望信号沿远离垂直入射方向入射到阵列时,阵列输出性能明显下降。本文针对存在预延迟补偿误差时传统波束形成器性能恶化的问题,提出了一种无需预延迟补偿的宽带自适应波束形成算法。该算法无需预延迟补偿,可自适应地实现对强干扰信号的抑制,具有良好的恒定束宽特性和较高的阵列输出性能。

① 863 计划(2011AA7031015)资助项目。

② 男,1989 年生,硕士研究生;研究方向:阵列信号处理;联系人,E-mail:chhui891206@163.com
(收稿日期:2013-07-16)

1 问题描述

时域宽带波束形成器一般结构如图 1 所示,阵

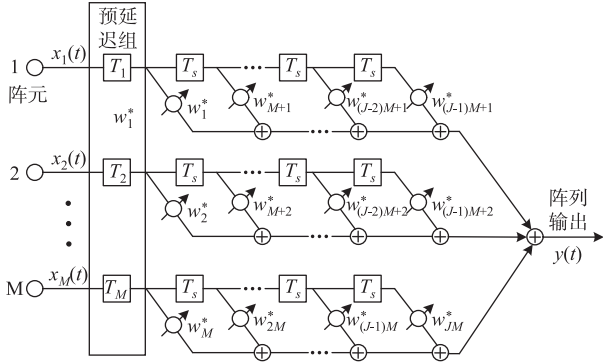


图 1 时域宽带波束形成器结构示意图

列接收信号经预延迟补偿后连接抽头延迟线组。假设 P 个远场宽带信号以方位角 θ 入射到一 M 阵元均匀直线阵,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为

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

其中 $(\cdot)^H$ 表示矢量共轭转置,权矢量 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_{MJ}]^T$, $\mathbf{x}(t)$ 为 $MJ \times 1$ 维阵列接收矢量:

$$\mathbf{x}(t) = [\mathbf{x}_1^T(t), \mathbf{x}_2^T(t - T_s), \dots, \mathbf{x}_J^T(t - (J-1)T_s)]^T \quad (2)$$

其中 $(\cdot)^T$ 为矢量转置, $\mathbf{x}_i^T(t - (i-1)T_s)$, $i = 1, 2, \dots, J$ 为对应于第 i 组权系数 $\mathbf{w}_i = [w_{(i-1)M+1}, w_{(i-1)M+2}, \dots, w_{iM}]^T$ 的阵列接收数据。

波束形成器阵列响应

$$H(\theta, f) = \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^J w_{((j-1)M+m)}^* e^{-j2\pi f(\tau_m + (j-1)T_s - T_m)} \quad (3)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示共轭操作, T_s 为相邻延迟线间延迟间隔。 $\tau_m = (m-1)(d/c)\sin\theta$, 其中 d 为阵元间距 (为了防止空间混叠, d 常取信号最高频率对应波长的一半), c 为信号传播速度,预延迟补偿准确时, $\tau_m - T_m$ 为一定值,其中 $m = 1, 2, \dots, M$ 。写成矢量形式, H 可表示为

$$H(\theta, f) = \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta, f) \quad (4)$$

其中 $\mathbf{s}(\theta, f)$ 为 $MJ \times 1$ 维导向矢量

$$\mathbf{s}(\theta, f) = [e^{-j2\pi f(\tau_1 - T_1)} \dots e^{-j2\pi f(\tau_m - T_m)} e^{-j2\pi f(\tau_1 - T_1 + T_s)} \dots e^{-j2\pi f(\tau_m - T_m + T_s)} \dots e^{-j2\pi f(\tau_1 - T_1 + (J-1)T_s)} \dots e^{-j2\pi f(\tau_m - T_m + (J-1)T_s)}]^T \quad (5)$$

宽带线性约束最小方差 (LCMV) 自适应波束形成算法可表示成如下约束问题:

$$\min \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{f} \quad (6)$$

其中 $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)]$ 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, 其它元素为 0。 $\mathbf{C}$ 为 $MJ \times J$ 维约束矩阵

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_M & \mathbf{0}_M & \dots & \mathbf{0}_M \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{1}_M & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{0}_M & \dots & \mathbf{1}_M \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{1}_M$ 和 $\mathbf{0}_M$ 分别为 $M \times 1$ 维全 1、全 0 列矢量。

式 (6) 可以通过拉格朗日方程求解,有

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{R}_x$ 通过有限次快拍估计得到

$$\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} \mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^H \quad (9)$$

LCMV 波束形成器约束期望方向的阵列响应为某定值,属于等式约束,该方法可以得到很好的期望响应,但是太过严格的约束条件将在一定程度上损失用于抑制干扰和噪声的自由度,当接收信号中存在强干扰信号时,其阵列输出性能有限,同时,该方法需要对接收信号进行预延迟补偿,不仅增加了波束形成器结构的复杂度,且在实际应用中无法从模拟/数字上对预延迟进行精确补偿,造成波束形成器性能恶化。

2 波束形成算法

2.1 波束形成器设计

本文给出了一种不等式约束的宽带恒定束宽波束形成算法,在期望方向施加不等式约束,并结合空间响应变化 (spatial response variation, SRV) 约束实现算法的恒定束宽性能。具有恒定束宽特性的波束形成器在期望方向上仅需对某一参考频点进行约束,可获得更多的自由度抑制干扰信号。不等式约束恒定束宽波束形成器无需进行预延迟补偿,适用于期望信号沿任意方向入射的情况。

假设期望方向上阵列响应偏差控制在某一极小值 ε_0 内,则波束形成器在期望方向上的阵列响应约束条件可表示为

$$|\mathbf{s}^H(\theta_0, f_0) \mathbf{w} - G_0| \leq \varepsilon_0 \quad (10)$$

其中 $\mathbf{s}(\theta_0, f_0)$ 为波束形成器在期望方向 θ_0 、频点 f_0 处的导向矢量, G_0 为波束形成器在该频点及方向上的阵列响应增益。

用均方误差的形式来描述,上式可表示为

$$|s^H(\theta_0, f_0)w - G_0|^2 \leq \varepsilon_0^2 \quad (11)$$

对于宽带信号,设信号频率 $f \in [f_l, f_h]$, 频点 f 在期望方向上的阵列响应为 G_f , 将上式扩展至宽带信号,有

$$\int_{f_l}^{f_h} |s^H(\theta_0, f)w - G_f|^2 df \leq \varepsilon \quad (12)$$

其中 ε 为各频点期望响应偏差和,将上式写成离散形式,有

$$\sum_{i=1}^I |s^H(\theta_0, f_i)w - G_{f_i}|^2 \leq \varepsilon \quad (13)$$

其中 I 为信号总频点个数。直接应用不等式约束,需对信号带宽内各频点在期望方向均进行约束。若施加 SRV 约束,波束形成器满足恒定束宽特性,则可对某一参考频点的期望响应进行约束。

定义在接收信号频带范围 $f \in [f_l, f_h]$ 内方位角 θ 处空间响应变化程度^[16]为

$$\begin{aligned} SRV(\theta) &= \frac{1}{B} \int_{f_l}^{f_h} |w^H s(\theta, f) - w^H s(\theta, f_0)|^2 df \\ &= w^H C(\theta) w \end{aligned} \quad (14)$$

其中 w 为权矢量,带宽 $B = f_h - f_l$, $C(\theta)$ 为 $MJ \times MJ$ 维矩阵:

$$\begin{aligned} C(\theta) &= \frac{1}{B} \int_{f_l}^{f_h} [s(\theta, f) - s(\theta, f_0)][s(\theta, f) \\ &\quad - s(\theta, f_0)]^H df \end{aligned} \quad (15)$$

参量 SRV 表示波束形成器阵列响应在某一方位角 θ 处的空间响应变化程度,即 θ 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,并对参量 SRV 求均值,可得

$$\overline{SRV} = \frac{1}{B_{\theta_{FI}}} \int_{\theta \in \theta_{FI}} SRV(\theta) d\theta \quad (16)$$

其中 θ_{FI} 表示信号覆盖角度范围,通过等间隔选取角度信息,将式(16)写成离散形式,有

$$\overline{SRV} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N SRV(\theta_n) \quad (17)$$

其中 N 为所选取的角度总数。 $\overline{SRV}$ 代表了不同频率点在空间各离散方位角处相对于各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,阵列接收不同频率信号时幅度差值越小,要想得到频率一致性较好的波束形成器,需使参量 $\overline{SRV}$ 小于等于某一极小值,设为 γ^2 , 有

$$\overline{SRV} \leq \gamma^2 \quad (18)$$

对波束形成器施加 SRV 约束后,由于具有恒定束宽特性,此时仅需对某一参考频点进行约束即可

得到较好的期望响应。再结合输出能量最小约束,此时波束形成算法可表示为

$$\begin{cases} \arg \min_w w^H R_x w \\ \text{s. t. } \overline{SRV} \leq \gamma^2 \\ |s^H(\theta_0, f_0)w - G_0|^2 \leq \varepsilon_0^2 \end{cases} \quad (19)$$

式(6)中约束条件 $c^H w = f$ 为等式约束,要求期望方向上各不同频率点阵列响应增益为 1。对于宽带信号,导向矢量与信号频率及波达方向 (direction of arrival, DOA) 有关,不同频率点导向矢量仅在期望信号垂直入射 ($\theta_0 = 0^\circ$) 时相等,为全 1 向量,此时仅需满足 $w^H s_0 = 1$, 其中 $s_0 = [1, 1, \dots, 1]^T$, 满足该约束条件的权向量即可实现在期望方向上的无失真响应,当期信号沿非 0° 入射时,需对接收信号进行预延迟补偿,否则寻求在期望方向上各频点不同导向矢量阵列增益均为 1 的权值将消耗大量的自由度,导致阵列输出变得很差。本文算法在期望方向施加不等式约束,通过 SRV 约束后无需对各频点均进行约束,权向量仅需满足参考频点在期望方向导向矢量的约束条件。此算法适用于期望信号沿任意方向入射情况,无需延迟补偿,且可获得更多的自由度,用于抑制其它入射方向的干扰信号。

2.2 算法求解

本文对算法求解给出了波束形成器的复数权系数,相比于实权值,复权值具有更广的应用范围及更优的输出性能^[17]。式(19)为一二阶锥规划问题,可通过内点法进行求解^[18],二阶锥规划是凸优化问题的一种,要求在满足一组二阶锥约束和线性等式约束条件下使某线性函数最大化,可表示为

$$\begin{cases} \max b^T y \\ \text{s. t. } c - A^T y \in \kappa \end{cases} \quad (20)$$

其中, b 和 c 为系数向量, y 为包含目标参数的未知向量, κ 为对称锥集。

式(19)中各约束条件可表示为二阶锥

$$SOC^k = \left\{ \begin{bmatrix} t \\ x \end{bmatrix} \middle| t \in \mathbf{R}, x \in \mathbf{C}^{k-1}, \|x\| \leq t \right\} \quad (21)$$

其中 k 为二阶锥的维数。最小方差约束可写成如下形式:

$$\min_w w^H R_x w = \min_w \|L_1^H w\|^2 \quad (22)$$

其中

$$L_1 = U_1 \Lambda_1^{1/2} \quad (23)$$

U_1, Λ_1 由信号协方差矩阵经特征值分解 $R_x = U \Lambda U^H$ 得到。

SRV 约束可改写成如下形式:

$$\begin{aligned}\overline{SRV} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N SRV(\theta_n) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}^H \mathbf{C}(\theta_n) \mathbf{w} \\ &= \mathbf{w}^H \overline{\mathbf{C}} \mathbf{w} = \|\mathbf{L}_2^H \mathbf{w}\|^2 \leq \gamma^2\end{aligned}\quad (24)$$

其中 $\overline{\mathbf{C}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbf{C}(\theta_n)$, $\mathbf{L}_2 = \mathbf{U}_2 \mathbf{A}_2^{1/2}$, $\mathbf{U}_2$, $\mathbf{A}_2$ 由矩阵 $\overline{\mathbf{C}}$ 通过特征值分解得到。

定义 $2MJ$ 维列矢量 $\bar{\mathbf{w}} = [\text{Re}(\mathbf{w}^T), \text{Im}(\mathbf{w}^T)]^T$, $2MJ$ 维列矢量 $\bar{\mathbf{s}}_1(\theta, f) = [\text{Re}\{\mathbf{s}(\theta, f)^H\}, -\text{Im}\{\mathbf{s}(\theta, f)^H\}]^T$, $\bar{\mathbf{s}}_2(\theta, f) = [\text{Im}\{\mathbf{s}(\theta, f)^H\}, \text{Re}\{\mathbf{s}(\theta, f)^H\}]^T$, $2MJ \times 2MJ$ 维矩阵

$$\bar{\mathbf{L}}_1 = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{L}_1^H) & -\text{Im}(\mathbf{L}_1^H) \\ \text{Im}(\mathbf{L}_1^H) & \text{Re}(\mathbf{L}_1^H) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\bar{\mathbf{L}}_2 = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{L}_2^H) & -\text{Im}(\mathbf{L}_2^H) \\ \text{Im}(\mathbf{L}_2^H) & \text{Re}(\mathbf{L}_2^H) \end{bmatrix} \quad (26)$$

进而将式(19)中约束条件转化为标准的二阶锥形式,有

$$\begin{cases} \mathbf{b} = [-1, 0^{1 \times 2MJ}]^T \\ \mathbf{y} = [\xi, \bar{\mathbf{w}}^T]^T \\ \mathbf{c} = [\mathbf{c}_1^T, \mathbf{c}_2^T, \mathbf{c}_3^T]^T \\ \mathbf{A} = [\mathbf{A}_1^T, \mathbf{A}_2^T, \mathbf{A}_3^T]^T \end{cases} \quad (27)$$

其中 $0^{1 \times 2MJ}$ 为一 $2MJ$ 维全零行向量, ξ 为优化目标, $\mathbf{c}_1 = [0^{1 \times 2MJ+1}]^T$; 由于此算法具有恒定束宽特性,对期望方向的响应可选取某一参考频点 f_0 进行约束,取期望方向响应在 $G_0 = 1$ 处有一微小偏差,此时 $\mathbf{c}_2 = [\varepsilon, 1, 0]^T$; $\mathbf{c}_3 = [\gamma, 0^{1 \times 2MJ}]^T$, 且

$$\begin{cases} \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{\mathbf{L}}_1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_2 = \{0^{1 \times 2MJ+1}; [0, \bar{\mathbf{s}}_1(\theta_0, f_0)^T]; [0, \bar{\mathbf{s}}_2(\theta_0, f_0)^T]\} \\ \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{\mathbf{L}}_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (28)$$

凸优化问题局部最优解即为该问题的全局最优解,通过内点法对此二阶锥问题求解即可得到该约束条件下的最优系数。

3 仿真实验及结果分析

考虑一阵元数为 15 的均匀直线阵,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 $f_l = 400\text{MHz}$, 最高频率 $f_h = 600\text{MHz}$, 一宽带干扰信号(干扰信号 1)和一窄带干扰信号(干扰信号 2)

分别来自于 $\theta_{i1} = -20^\circ$, $\theta_{i2} = 45^\circ$, 宽带干扰信号最低频率 $f_{l1} = 400\text{MHz}$, 最高频率 $f_{h1} = 600\text{MHz}$, 窄带干扰信号频率 $f_{i2} = 500\text{MHz}$, 以中心阵元为参考阵元, 阵元间距取期望信号最高频率对应波长的一半, 信噪比为 10dB, 信干比均为 -40dB, 快拍数 512。

图 2 为 $\varepsilon = 0.001$, $\gamma = 0.01$ 时的阵列响应图, 由该图可以看出, 该阵列响应主波束指向正确, 在干扰方向 $\theta_{i1} = -20^\circ$, $\theta_{i2} = 45^\circ$ 处形成了较深的零陷, 且具有较好的恒定束宽特性。

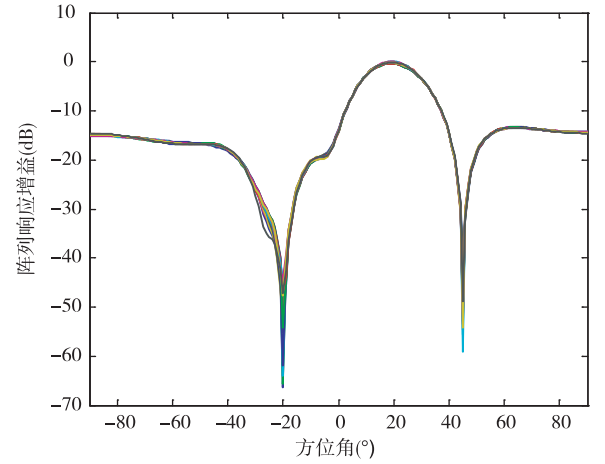


图 2 本文算法二维阵列响应图

图 3 给出了本文算法在期望及干扰方向的阵列幅度响应, 由该图可以看出, 本文算法具有较好的期望方向响应, 各频点在期望方向阵列响应增益均逼近于 1; 在宽带干扰信号频带范围内及窄带干扰信号对应频点处抑制能力均在 40dB 以上, 可以有效地抑制强干扰信号。

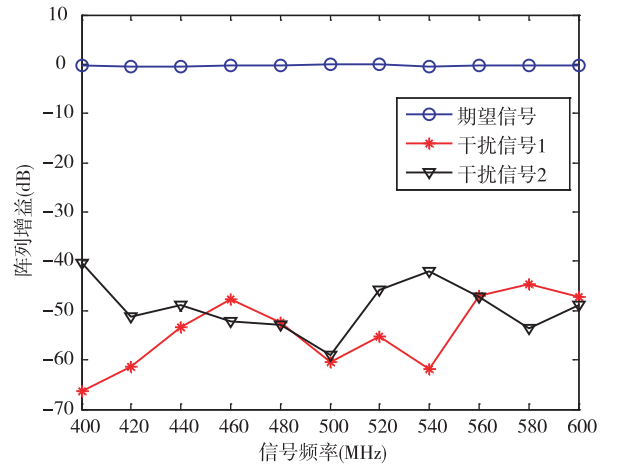


图 3 本文算法的阵列幅度响应

其它条件不变,取 $\gamma = 6 \times 10^{-3}$, 图 4 给出了当快拍数变化时 Frost 算法、本文算法、文献[15]算法及存在预延迟误差(预延迟补偿误差方差为 0.01)时 Frost 算法的输出信干噪比(SINR)变化曲线。由该图可以看出,预延迟补偿理想时,Frost 算法可得到较好的阵列输出性能,但存在补偿误差时,波束形成器输出性能明显下降,算法失效。文献[15]算法不需预延迟组,但其输出性能有限。本文算法在期望方向实现不等式约束,放宽了对期望响应的限制,以获得更多的自由度来抑制干扰信号及噪声,可以得到略高于 Frost 算法的输出信干噪比。

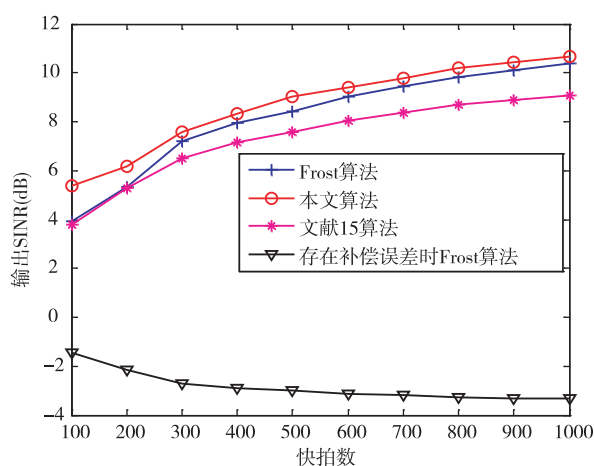


图 4 输出 SINR 随快拍数变化曲线

图 5 给出了 Frost 算法、本文算法、文献[15]算法及存在误差时 Frost 算法输出信干噪比随期望信号来向变化的曲线,由该图可以看出,预延迟补偿理想时,Frost 算法可得到较高的输出性能,但存在误

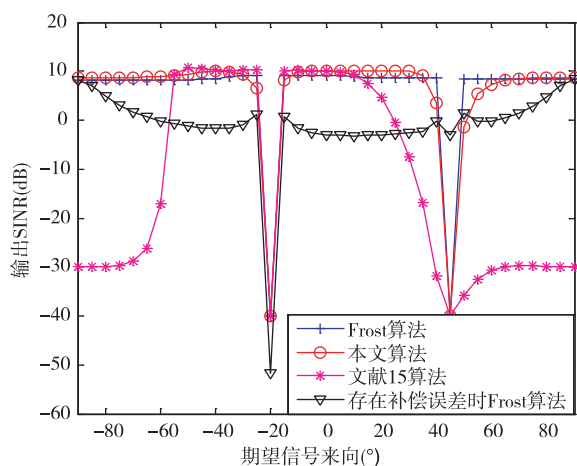


图 5 输出 SINR 随期望信号来向变化曲线

差时,算法失效。文献[15]算法在期望信号来向较小时效果较好,但当期望信号远离主轴方向入射(接近于 90°)时算法性能较差。而本文算法在无需预延迟补偿的情况下,除离干扰信号较近外,在期望信号沿其它方向入射时均可得到较高的输出信干噪比。

图 6、图 7 分别给出了随信噪比及 SRV 约束值 γ 变化时文献[15]算法及本文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,随着信噪比(SNR)的增加,两种算法输出性能均逐渐增加。相比于文献[15]算法,在各信噪比情况下,本文算法均可得到更高的输出信干噪比,且在低信噪比情况下,本文算法输出 SINR 随 γ 变化更趋近于一平坦直线, γ 在一较大取值范围内,均可得到相对较好的输出性能,在高信噪比情况下,取较大的约束值 γ , 本文算法可得到较高的输出 SINR。

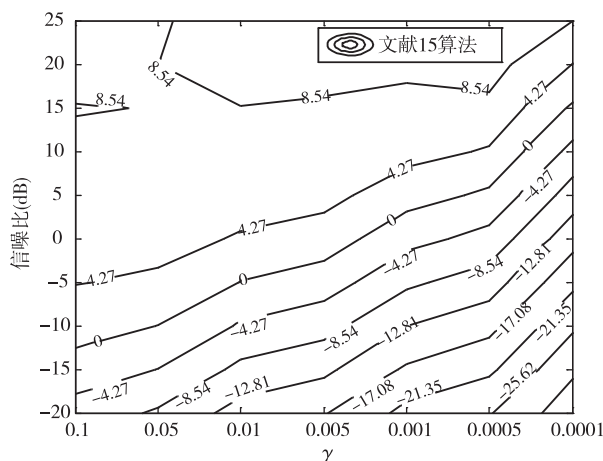


图 6 文献[15]算法不同 SNR 及 γ 时输出 SINR 结果

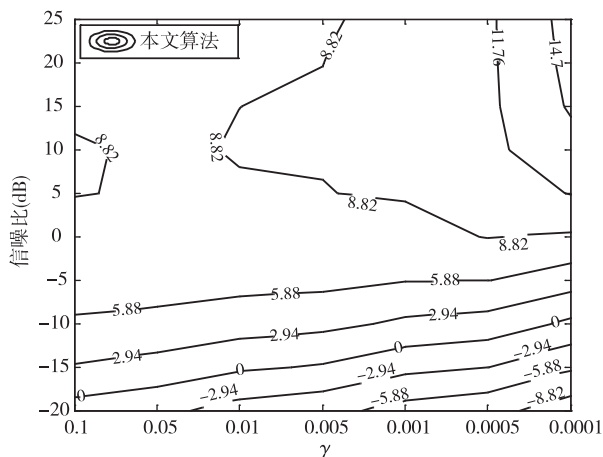


图 7 本文算法不同 SNR 及 γ 时输出 SINR 结果

其它条件不变,信噪比取 10dB,图 8、图 9 分别给出了随信干比(SIR)及 SRV 约束值 γ 变化时文献[15]算法及本文算法的输出信干噪比结果。对比分析可知,随着信干比的降低,两种算法输出性能均逐渐下降。相比于文献[15]算法,在各信干比情况下,尤其信干比较低时,本文算法得到了更高的输出信干噪比,具有更强的抗干扰能力。文献[15]算法为等式约束,对期望方向的严格约束消耗了部分自由度,为了得到更多的自由度以抑制干扰信号和噪声,需要取稍大的 SRV 约束值 γ 才能得到较高的输出信干噪比。本文算法在期望方向上施加不等式约束,由于仅对参考频点进行约束,当 γ 取值太大时,期望方向频率一致性较差,为了得到较好的阵列输出性能, γ 取值不能过大。表 1 给出了快拍数 512,信噪比为 10dB,信干比为 -40dB,不同 γ 取值时文献[15]算法和本文算法的输出信干噪比。由

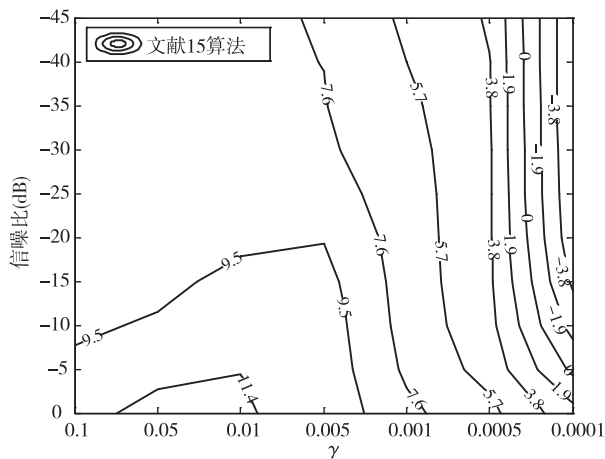


图 8 文献[15]算法不同 SIR 及 γ 时输出 SINR 结果

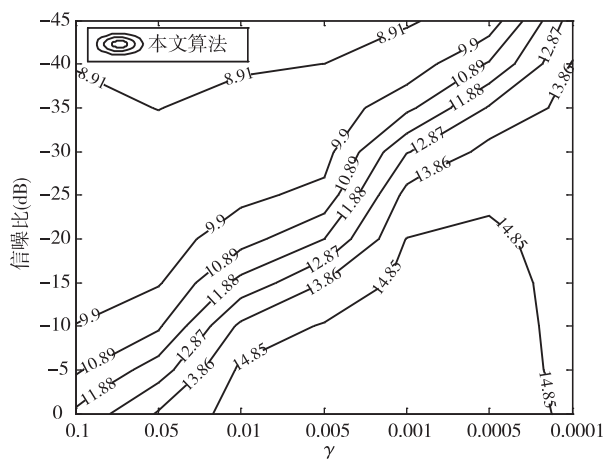


图 9 本文算法不同 SIR 及 γ 时输出 SINR 结果

对比结果可以看出,接收信号中存在强干扰信号时,结合 SRV 约束对期望方向某一参考频点施加不等式约束,可获取更多的自由度以抑制干扰信号,在一个较大的 γ 取值范围内,本文算法均可得到较高的阵列输出性能。

表 1 不同 γ 取值时算法输出信干噪比对比结果

γ	0.1	0.05	0.01	0.005	0.001	0.0005	0.0001
文献[15]算法	8.49	7.27	7.91	7.57	5.70	3.85	-5.54
本文算法	8.89	8.72	8.85	8.91	9.26	10.99	13.91

快拍数 512, SNR = 10dB, SIR = -40dB

4 结 论

本文通过对波束形成器阵列响应施加不等式约束,结合离散空间响应变化(SRV)约束提出了一种无需预延迟补偿的宽带自适应波束形成算法。并利用内点法对二阶锥规划问题求解,得到了约束条件下复数域上的最优权系数,与实权值相比,复权值具有更广泛的应用范围及更优的输出性能。仿真结果与对比分析表明,该算法无需预延迟补偿,可自适应地实现对强干扰信号的抑制,算法具有良好的恒定束宽特性及较高的阵列输出性能,适用于期望信号沿任意角度入射情况,且对约束参数的选取更加灵活,易于工程应用。另外,本文算法不受时域模型的限制,可扩展至阵元延迟线(sensor delay lines,SDL)模型。

参考文献

[1] Liu W, Weiss S. Wideband beamforming: concepts and techniques. Chichester, U. K.: Wiley, 2010. 1-18

[2] Zhao Y, Liu W. Robust wideband beamforming with frequency response variation constraint subject to arbitrary norm-bounded error. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(5): 2566-2571

[3] 陈明建, 罗景青. 基于空间响应偏差约束的稳健宽带波束形成. *高技术通讯*, 2012, 22(11): 1124-1129

[4] Frost III. O L. An algorithm for linearly constraints adaptive array processing. *Proc IEEE*, 1972, 60(8): 926-935

[5] Van V B D, Buckley K M. Beamforming: a versatile approach to spatial filtering. *IEEE Acoust, Speech, Signal Processing*, 1988, 5(2): 4-24

[6] 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
- [7] 姚晖. 稳健的宽带波束形成技术研究及实现: [硕士学位论文]. 郑州: 解放军信息工程大学,2009. 22-37
- [8] Er M H, Cantoni A. Derivative constrained for broadband element space antenna array processors. *IEEE Trans on ASSP*,1983,31(6): 1378-1393
- [9] Jahromi M R S, and Godara L C. Steering broadband beamformers without pre-steering. In: IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetic, Honolulu, Hawaii, 2005. 987-990
- [10] Hossain M S, Milford G N, Reed M C. Efficient robust broadband beamforming using circular antenna arrays. In: 2012 International Symposium on Communications and Information Technologies, Gold Coast, Australia, October 2-5, 2012. 746-751
- [11] Zhang S T, Thng L J. Robust presteering derivative constraints for broadband antenna arrays. *IEEE Transactions on Signal Processing*,2002,50(1):1-10
- [12] Amr E K, Thia K, Alex. B. Gershman. Adaptive wideband beamforming with robustness against presteering errors. In: IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing, Waltham MA, July 12-14, 2006. 11-15
- [13] Godara L C, Jahromi M R S. Convolution constraints for broadband antenna. *IEEE Trans Antennas Propag*,2007, 55(11): 3146-3154
- [14] Ebrahimi R, Seydnejad S R. Elimination of pre-Steering delays in space-time broadband beamforming using frequency domain constraints. *IEEE Communications Letters*, 2013,17(4): 769-772
- [15] Zhao Y, Liu W, Langley R J. Adaptive wideband beamforming with frequency invariance constraints. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*,2011,59(4): 1175-1184
- [16] Duan H P, Boon P N, Chong M S, et al. Applications of the SRV constraint in broadband pattern synthesis. *Signal Processing*,2008,88(4): 1035-1045
- [17] Chen P, Liang Y H, Hou C H, et al. SRV constraint based FIB design for wideband linear array. *Journal of System Engineering and Electronics*,2010,21(6): 941-947
- [18] Sturm J K. Using SeDuMi 1. 02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones. *Optimization Methods and Software*,1999,11(12): 625-653

An adaptive wideband constant beamwidth beamforming algorithm based on inequality constrain

Chen Hui, Li Donghai, Zhao Yongjun, Liu Chengcheng
(The PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450001)

Abstract

To solve the performance degradation of traditional wideband beamformers when there exist pre-steering errors, an adaptive broadband constant beamwidth beamforming algorithm based on inequality constrain is proposed. The algorithm is described below. Inequality constraints are imposed at different frequencies and a preferable frequency invariance performance is obtained by imposing the spatial response variation (SRV) constrain. Then, the wideband constant beamwidth beamforming needing not pre-steering delay compensation is achieved by simplifying the constraints of look direction into a constraint at a reference frequency. The proposed algorithm can be transformed into the resolution of the standard second order cone programming (SOCP), and its complex weights can be obtained with the interior-point method. The simulation results illustrate that without using pre-steering delays, the proposed algorithm can suppress strong jamming adaptively, and achieve a preferable constant beamwidth performance and a high output signal to interference plus noise ratio (SINR).

Key words: adaptive wideband beamforming, pre-steering errors, inequality constrain, spatial response variation (SRV) constrain, constant beamwidth