

改进的宽带阵元延迟线恒定束宽波束形成算法

汪婉秋 刘成城 赵拥军 陈 晖

(解放军信息工程大学, 郑州 450002)

摘 要: 针对时域宽带恒定束宽波束形成计算复杂度高、硬件实现复杂等问题, 提出基于离散空间响应变化 (SRV) 约束的宽带阵元延迟线 (SDL) 恒定束宽波束形成算法。该算法首先建立 SDL 宽带阵列模型, 然后分别在有无强干扰的情况下, 采用约束优化的方式, 在保证期望来向增益趋于单位响应的同时, 对期望方向逼近精度、旁瓣增益、主瓣宽度、SRV 等进行约束, 使得可能的最大旁瓣均值最小, 最后将其转化为二阶锥规划问题, 并利用内点法进行求解。实验表明, 该算法的频率不变性较好, 收敛速度较快, 计算复杂度较低。

关键词: 阵元延迟线; 宽带波束形成; 恒定束宽; 空间响应变化; 二阶锥规划

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2013)02-0194-07

Improved broadband frequency invariant beamforming algorithm with sensor delay lines

WANG Wan-qiu LIU Cheng-cheng ZHAO Yong-jun CHEN Hui

(Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: The design of frequency invariant beamformer (FIB) with tapped delay lines always suffers from heavy hardware load and high computational complexity. To alleviate this problem, a novel FIB algorithm with sensor delay lines (SDL) is proposed. Based on the SDL wideband model, the FIB design utilizes the constrained optimizing with and without interfering signals. The optimizing criterion of the proposed algorithm is minimizing the designed sidelobe level utmost while keeping the look direction response close to the unity response and the constraints of the sidelobe level, mainlobe width, spatial response variation (SRV) and so on. The constrained optimizing formula can be solved with interior-point method after being reformed to the form of standard second order cone programming (SOCP). The simulations illustrate that the beam pattern with the frequency invariance in the whole field of view can be obtained, the convergence speed of the proposed method is faster and the computational complexity is lower.

Key words: Sensor delay lines; Wideband beamforming; Frequency invariant; Spatial response variation (SRV); Second order cone programming (SOCP)

1 引言

波束形成作为重要的阵列信号处理技术,其主要目的是将天线阵列接收的不同来向信号进行采样,通过一定的加权,增强期望信号,同时抑制其他来向的信号^[1]。当宽带信号在波束非主轴方向出现时,波束输出的高频能量会损失一部分,这将导致输出波形失真,给信号检测、参数估计和目标识别等带来极大的困难。对于宽带信号阵列处理,必须研究宽带波束形成的频

率不变性,设计宽带恒定束宽波束形成器。

为了使不同的信号频率分量所形成的波束形状与频率无关,早期的方法主要是利用不同孔径的子阵接收信号的不同频率分量,补偿波束图的畸变,该方法形成的波束可以在各段频率范围内保持频率不变性,但整个信号频率范围内仍有频率畸变。文献[2]基于 FIR 滤波器组实现宽带恒定束宽波束形成,所需滤波器的阶数较高。Liu 等^[3]利用离散傅里叶反变换 (Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT) 的理论给出了空

收稿日期: 2012-06-28; 修回日期: 2012-12-27

基金项目: 国家 863 项目 (2011AA7031015)

时参量与波束图的数学关系表达式,解决了宽带阵列波束形成的恒定束宽问题,但由于须已知理想波束设计图,无法适用于一些有特殊设计要求的波束形成器。为了避免阵型的影响和提高频率不变性,Duan等提出了SRV^[4](spatial response variation)的概念,结合凸优化理论,在任意阵型下的任意信号来向范围内实现了恒定束宽。随后,在时域模型下,Zhao、Yan等提出了基于SRV的宽带恒定束宽波束形成算法^[5-7],但它们仅适用于阵列权值为实数的情况,应用范围和性能受到了一定的影响。文献[8]将SRV拓展至复数域,对波束图的不同频率和角度上的幅相进行约束,有效地实现了恒定束宽,但其计算量较大,且未考虑干扰信号的来向。时域模型下的宽带波束形成算法均需较长长度的抽头延迟线或较高阶次的FIR滤波器实现,硬件复杂度较高,不易于工程实现,特别是当频率较高、带宽较大时,计算量巨大,同时所需的高采样频率实现困难,甚至无法实现。一种新的基于阵元延迟线(sensor delay lines,SDL)结构的宽带波束形成器^[9]有效地解决了这一难题,它利用空间中不同位置的阵元接收信号的时间延迟替代时域模型中的抽头延迟,简化波束形成器结构,减少硬件开销,易于工程实现。

本文将在SDL宽带阵列模型下,基于离散SRV约束,分别从有无强干扰信号的情况入手,对期望方向逼近精度、旁瓣增益、主瓣宽度等进行优化约束,减小计算复杂度,并将其转化为二阶锥规划问题,实现宽带恒定束宽波束形成。

2 SDL宽带阵列模型

阵型如图1所示的 $M \times K$ 平面阵,阵元间距沿着 M 方向和 K 方向分别为 d_x 和 d_y 。图2为SDL波束形成加权结构示意图,每个阵元上连接有唯一的权系数而不是滤波器,对各阵元接收的信号进行加权求和即可实现宽带波束形成。假设阵元参考点在 $(0,0)$ 处,输入信号的方位角为 θ ,俯仰角为 φ ,坐标为 (m,k) 的阵元接收信号为 $x_{m,k}(t)$ 。则阵列输出可表示为:

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

其中, $MK \times 1$ 维接收信号矢量为

$$\mathbf{x}(t) = [x_{0,0}(t), \dots, x_{M-1,0}(t), x_{0,1}(t), \dots, x_{M-1,1}(t), \dots, x_{M-1,K-1}(t)]^T \quad (2)$$

$MK \times 1$ 维权矢量为

$$\mathbf{w} = [w_{0,0}, \dots, w_{M-1,0}, w_{0,1}, \dots, w_{M-1,1}, \dots, w_{M-1,K-1}]^T \quad (3)$$

由于SDL模型利用阵元间的相位延迟替代了时域模型中的抽头延迟进行波束形成,为不失一般性,在

SDL模型中通常假设入射信号俯仰角 $\varphi = 90^\circ$,用频率分量 f 、方位角 θ 来表示阵列响应为:

$$H(f, \theta) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} w_{m,k}^* e^{-j \frac{2\pi f d_x \sin \theta}{c} m} e^{-j \frac{2\pi f d_y \cos \theta}{c} k} \quad (4)$$

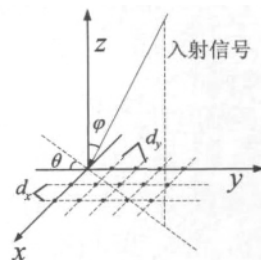


图1 $M \times K$ 平面阵三维坐标图

Fig. 1 A 2-D sensor array, where the signal impinges from the direction (θ, φ)

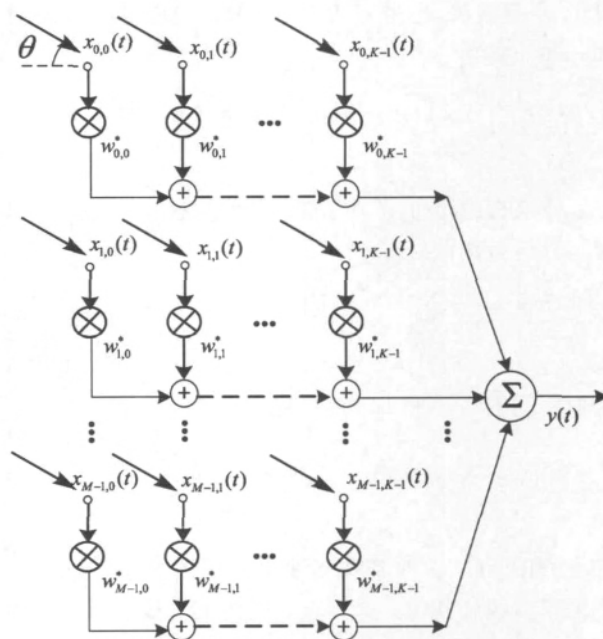


图2 SDL波束形成加权结构示意图

Fig. 2 A general structure of a broadband beamformer with sensor delay lines

设 M 方向的阵元时延为 T_x , K 方向的阵元时延为 T_y 。为有效避免空域混叠,通常情况下 d_x 取宽带信号最高频率 f_h 对应的半波长, d_y 取宽带信号最高频率 f_h 对应的 $1/4$ 波长的整数 r 倍,则有

$$T_x = \frac{d_x}{c} \sin \theta = \frac{1}{2f_h} \sin \theta \quad (5)$$

$$T_y = \frac{d_y}{c} \cos \theta = \frac{r}{4f_h} \cos \theta \quad (6)$$

将式(4)改写成矩阵形式为:

$$H(f, \theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{S}(f, \theta) \quad (7)$$

其中,

$$S(f, \theta) = [1, \dots, e^{-j2\pi f(M-1)T_x}, \dots, e^{-j2\pi f(K-1)T_y}, \dots, e^{-j2\pi f[(M-1)T_x + (K-1)T_y]}]^T \quad (8)$$

3 基于离散 SRV 约束的宽带恒定束宽波束形成

3.1 SRV 的离散表示

假设信号频率范围为 $[f_l, f_h]$, 定义一个参量 SRV 来描述某一方位角 θ 上的阵列空间响应波动程度^[4], 即同一方位角、不同频率 $f \in [f_l, f_h]$ 的阵列响应增益与参考频率 $f_0 \in [f_l, f_h]$ 的阵列响应增益的误差平方和:

$$\text{SRV}(\theta) = \frac{1}{B} \int_{f_l}^{f_h} |H(f, \theta) - H(f_0, \theta)|^2 df = \mathbf{w}^H \mathbf{C}(\theta) \mathbf{w} \quad (9)$$

其中 \mathbf{w} 是权矢量, 带宽 $B = f_h - f_l$, $\mathbf{C}(\theta)$ 是 $MK \times MK$ 的 Hermitian 矩阵:

$$\mathbf{C}(\theta) = \frac{1}{B} \int_{f_l}^{f_h} [S(f, \theta) - S(f_0, \theta)][S(f, \theta) - S(f_0, \theta)]^H df \quad (10)$$

本文在频带 $[f_l, f_h]$ 内取 N_f 个离散频率, 将上述积分运算进行离散处理:

$$\mathbf{C}(\theta) = \frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f} [S(f_i, \theta) - S(f_0, \theta)][S(f_i, \theta) - S(f_0, \theta)]^H \quad (11)$$

并对不同的 $\theta_i \in \Theta$ ($i = 1, \dots, N_\theta$) 上的 SRV (θ_i) 求和:

$$\overline{\text{SRV}} = \sum_{i=1}^{N_\theta} \text{SRV}(\theta_i) = \mathbf{w}^H \left(\sum_{i=1}^{N_\theta} \mathbf{C}(\theta_i) \right) \mathbf{w} \quad (12)$$

那么, $\overline{\text{SRV}}$ 可以看作是阵列波束方向图上参考频点处的波束曲线和其他采样频点处的波束曲线之间距离的平均值。 $\overline{\text{SRV}}$ 越小, 表示在某一来向范围 Θ 内参考频点处的阵列波束形状与其他采样频点处的阵列波束形状相似, 即实现了恒定束宽。

令 $\bar{\mathbf{C}} = \sum_{i=1}^{N_\theta} \mathbf{C}(\theta_i)$, 对其进行正交对角分解,

$$\bar{\mathbf{C}} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H = \left(\mathbf{U} \mathbf{\Lambda}^{\frac{1}{2}} \right) \left(\mathbf{U} \mathbf{\Lambda}^{\frac{1}{2}} \right)^H \quad (13)$$

其中 $MK \times MK$ 维矩阵 $\mathbf{\Lambda}$ 是由矩阵 $\bar{\mathbf{C}}$ 的特征值构成的对角阵, $MK \times MK$ 维矩阵 \mathbf{U} 是对应特征向量构成的矩阵, 令 $MK \times MK$ 维矩阵 $\mathbf{L}_1 = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda}^{\frac{1}{2}}$ 。则 $\overline{\text{SRV}}$ 可表示为 2-范数形式:

$$\overline{\text{SRV}} = \mathbf{w}^H \bar{\mathbf{C}} \mathbf{w} = \|\mathbf{L}_1^H \mathbf{w}\|^2 \quad (14)$$

3.2 非强干扰下恒定束宽波束形成的低旁瓣控制

本文定义参量 Ψ_1 来衡量某一来向为 (θ, φ) 的信

号通过波束形成系统时阵列响应增益逼近精度:

$$\Psi_1 = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P |H(f_p, \theta) - \delta|^2 = \frac{1}{P} \|\mathbf{L}_2^H \mathbf{w} - \Delta\|^2 \quad (15)$$

其中, f_p 是期望信号带宽 B 内 P ($P \neq N_f$) 次采样频率, $MK \times P$ 维矩阵 $\mathbf{L}_2 = [S(f_1, \theta), \dots, S(f_P, \theta)]$, $P \times 1$ 维向量 $\Delta = [\delta, \dots, \delta]^T$, $\|\cdot\|$ 表示取 2-范数。如果选用等式约束

$$H(f_p, \theta) = \delta \quad (p = 1, \dots, P) \quad (16)$$

那么, 严格满足式 (16) 的权系数解可能不存在, 且过多的约束条件会消耗阵列的自由度, 降低波束形成器的抗干扰性能。此时, 通过选取适当的阈值来约束 Ψ_1 , 表面上放宽了权系数约束范围, 实际上描述了式 (16) 的最优近似解约束范围, 同时减少了约束条件个数, 降低了计算复杂度。

再定义参量 Ψ_2 来表示阵列响应在旁瓣 Θ_{sl} 内 Q 次采样的平均值:

$$\Psi_2 = \frac{1}{Q} \sum_{q \in \Theta_{sl}} |H(f_0, \theta_q)|^2 = \frac{1}{Q} \|\mathbf{L}_3^H \mathbf{w}\|^2 \quad (17)$$

其中 $MK \times Q$ 维矩阵 $\mathbf{L}_3 = [S(f_0, \theta_1), \dots, S(f_0, \theta_Q)]$ 。

旁瓣级是衡量波束旁瓣增益相对主瓣增益大小的参数, 决定了从旁瓣区域入射的干扰信号对阵列波束输出的影响程度。旁瓣级越低, 干扰对波束输出的影响越小。因此, 为了获得更低的旁瓣级, 本文在期望来向阵列响应增益幅度趋于单位响应幅度的约束条件下, 寻求使得旁瓣区域的最高旁瓣响应幅度最低的最优权系数。设目标函数为 ε , $\Delta_0 = [1, \dots, 1]^T$, 利用 η_0 来约束期望来向 θ_0 的阵列响应幅度变化, 使得 θ_0 处的阵列响应接近单位响应, 寻找一组权系数使得 ε 在满足以下各项约束条件时可以取得最小值:

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}} & \varepsilon \\ \text{s.t.} & \|\mathbf{L}_2^H \mathbf{w} - \Delta_0\|^2 \leq P\eta_0, \\ & \|\mathbf{L}_3^H \mathbf{w}\|^2 < Q\varepsilon, \\ & \|\mathbf{L}_1^H \mathbf{w}\|^2 < \gamma, \\ & \|\mathbf{w}\|^2 < \gamma_w \end{cases} \quad (18)$$

其中, 阈值 γ 和 γ_w 分别用于约束阵列波束波动程度和抑制随机噪声。

3.3 恒定束宽波束形成的强干扰抑制

模型 (18) 使得波束旁瓣范围内任意来向的干扰信号得到充分的抑制, 如果已知某固定来向的强干扰

信号对波束形成器性能影响较大,那么可以在模型(18)的基础上,针对该干扰上的阵列增益施加约束,使波束方向图中能出现强干扰零陷位置。

令式(15)中 $\Delta = \Delta_1 = [\delta, \dots, \delta]^T$, δ 取一个很小的值,用 η_1 来约束强干扰来向 θ_j ($j = 1, \dots, J$) 的阵列响应幅度变化,使其阵列响应增益趋于 δ ,抑制 θ_j 来向的信号。则新的优化模型为:

$$\begin{cases} \min_w & \varepsilon \\ s.t. & \|L_2^H w - \Delta_0\|^2 \leq P\eta_0, \\ & \|L_2^H w - \Delta_1\|^2 \leq P\eta_1, \\ & \|L_3^H w\|^2 < Q\varepsilon, \\ & \|L_1^H w\|^2 < \gamma, \\ & \|w\|^2 < \gamma_w \end{cases} \quad (19)$$

3.4 问题的求解

定义实值向量

$$\hat{w} = [\text{Re}\{w^T\}, \text{Im}\{w^T\}]^T \quad (20)$$

和实值矩阵 \hat{L}_i ($i = 1, 2, 3$)

$$\hat{L}_i = \begin{bmatrix} \text{Re}\{L_i^H\} & \text{Im}\{L_i^H\} \\ -\text{Im}\{L_i^H\} & \text{Re}\{L_i^H\} \end{bmatrix} \quad (21)$$

令两个 $(2MK+1) \times 1$ 维向量 $y = [\varepsilon, w^T]^T$ 和 $b = [-1, \mathbf{0}_{2MK}^T]^T$, $\mathbf{0}_{2MK}$ 是一个 $2MK \times 1$ 维零向量,则宽带恒定束宽波束形成优化问题可以转化为二阶锥规划问题进行求解,将式(18)中的约束条件转化为

$$\begin{bmatrix} \sqrt{P\eta_0} \\ -\Delta_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_{2MK}^T \\ \mathbf{0}_{2P} & -\hat{L}_2 \end{bmatrix} y = c_0 - A_0^T y \in \text{SOC}^{2P+1} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ \mathbf{0}_{2Q} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -Q & \mathbf{0}_{2MK}^T \\ -Q & \mathbf{0}_{2MK}^T \\ \mathbf{0}_{2Q} & -2\hat{L}_3 \end{bmatrix} y = c_1 - A_1^T y \in \text{SOC}^{2Q+2} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma} \\ \mathbf{0}_{2MK} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_{2MK}^T \\ \mathbf{0}_{2MK} & -\hat{L}_1 \end{bmatrix} y = c_2 - A_2^T y \in \text{SOC}^{2MK+1} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_w} \\ \mathbf{0}_{2MK} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_{2MK}^T \\ \mathbf{0}_{2MK} & -I_{2MK} \end{bmatrix} y = c_3 - A_3^T y \in \text{SOC}^{2MK+1} \quad (25)$$

其中 I_{2MK} 是一个 $2MK \times 2MK$ 维单位矩阵。令向量 $c = [c_0^T, c_1^T, c_2^T, c_3^T]^T$, 系数矩阵 $A^T = [A_0, A_1, A_2, A_3]^T$, 则式(18)表示为二阶锥规划问题的标准形式,

$$\begin{cases} \max_y & b^T y \\ s.t. & c - A^T y \in \text{SOC}^{2P+1} \times \text{SOC}^{2Q+2} \times \text{SOC}^{2MK+1} \times \text{SOC}^{2MK+1} \end{cases} \quad (26)$$

同理,式(19)中抑制强干扰信号的约束条件可等价

$$\begin{bmatrix} \sqrt{P\eta_1} \\ -\Delta_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_{2MK}^T \\ \mathbf{0}_{2P} & -\hat{L}_2 \end{bmatrix} y = c_{1j} - A_{1j}^T y \in \text{SOC}^{2P+1} \quad (27)$$

令 $A^T = [A_0, A_1, A_{11}, \dots, A_{1J}, A_2, A_3]^T$, $c = [c_0^T, c_1^T, c_{11}^T, \dots, c_{1J}^T, c_2^T, c_3^T]^T$, 则式(19)可改写为

$$\begin{cases} \max_y & b^T y \\ s.t. & c - A^T y \in \underbrace{\text{SOC}^{2P+1} \times \dots \times \text{SOC}^{2P+1}}_{J+1} \times \text{SOC}^{2Q+2} \times \text{SOC}^{2MK+1} \times \text{SOC}^{2MK+1} \end{cases} \quad (28)$$

式(26)和式(28)可以通过内点法进行求解^{[10][11]},求得向量 y 后,其最后 $2MK$ 个分量为最优权系数 w 的实部和虚部,即 $w = [y(2), \dots, y(MK+1)]^T + j[y(MK+2), \dots, y(2MK+1)]^T$ 。二阶锥规划具有凸优化算法的一个明显特点:任意局部最优解即是全局最优解。权系数 w 是二阶锥规划算法收敛得到的,必定是收敛于全局最优解,则它一定是本文约束模型下的最优权系数。

4 仿真实验及分析

考虑阵型为 15×15 的 SDL 宽带阵列,信号带宽 $B = 550\text{MHz}$,最低频率 $f_l = 0.8\text{GHz}$,最高频率 $f_h = 1.35\text{GHz}$,阵元间距取信号最高频率对应的半波长。期望信号来向 $(0^\circ, 90^\circ)$,信噪比为 20dB 。两个强干扰信号来向分别为 $(-30^\circ, 90^\circ)$ 和 $(65^\circ, 90^\circ)$,信干比为 -25dB 。假定波束主瓣宽度为 $[-15^\circ, 15^\circ]$, $\delta = -40\text{dB}$,逼近精度 $\eta_0 = \eta_1 = 10^{-5}$,约束 SRV 波动大小的阈值 $\gamma = 7 \times 10^{-5}$,权系数约束值 $\gamma_w = 100$ 。

(1) 计算复杂度比较

仿真实验中选取四种波束形成算法:文献[4]中的模型(17)、文献[8]中的模型(40)、本文的模型(18)和模型(19),分别进行100次蒙特卡罗实验,且不考虑信号指向估计存在误差等因素。它们均可转化为二阶锥规划问题,有效地通过内点法进行求解,所需的迭代次数不大于约束个数的平方根,并且每次迭代的计算复杂度为 $O(n^2 \sum_i q_i)$,其中 n 为优化变量的个数, q_i 为第 i 个约束条件的维数。图3给出了其最优权系数学习曲线的对比,各算法所需的迭代次数统计填入表1,四种方法的迭代次数大小关系为:文献[4] > 文献[8] > 模型(19) > 模型(18),四

种方法的优化变量个数均为 $2MK + 1 = 451$,因此,在不考虑强干扰信号情况下,本文方法的计算复杂度最小。由于模型(19)增加了对强干扰的抑制约束条件,迭代次数大于模型(18),但其计算复杂度仍低于文献[4]和文献[8]中的方法。

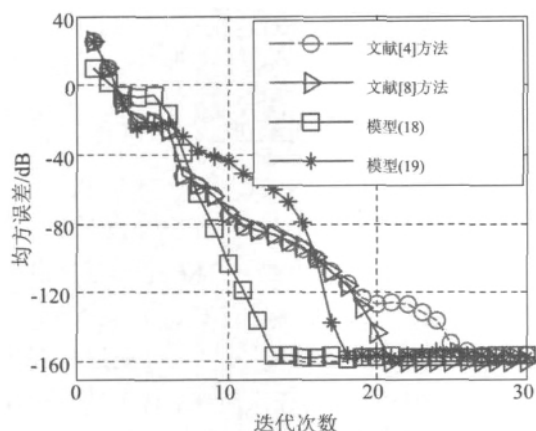


图3 学习曲线

Fig. 3 The learning curves

表1 四种方法计算复杂度比较

Tab. 1 Computational complexity comparisons of four algorithms

	迭代 次数	优化变量 个数 n	约束条件维数 $\sum_i q_i$	计算 复杂度
模型(18)	13	$2MK + 1$	$4MK + 2P + 2Q + 5$	$o(13n^2 \sum_i q_i)$
模型(19)	18	$2MK + 4MK + 2(J+1)P + 2Q + J + 4$	$4MK + 2P + 2Q + 5$	$o(18n^2 \sum_i q_i)$
文献[4]方法	28	$2MK + 1$	$4MK + 2P + 3Q + 2$	$o(28n^2 \sum_i q_i)$
文献[8]方法	21	$2MK + 1$	$4MK + 3Q + 4$	$o(21n^2 \sum_i q_i)$

(2) 阵列波束方向图性能比较

当不考虑强干扰信号时,仿真实现 IDFT 方法、文献[4]中的模型(17)、文献[8]中的模型(40)、本文的模型(18),并得到图4至图7所示的二维波束方向图。不难发现,波束主瓣均指向期望信号方向。以下各二维波束方向图均取信号频带内等间隔分布的21个离散频率所对应的波束,图中各频点对应的波束线条越密,表示波束的频率不变性越好。由图4可知,IDFT方法在期望方向上的波束频率不变性保持较好,但在其他来向上的波束频率不变性较差。从图5、图6和图7可以看出,三种方法得到的阵列波束方向图均保持较好的频率不变性,主瓣范围内的频率不变性优于

旁瓣范围内的频率不变性,且本文模型(18)和文献[8]方法的旁瓣明显更低。

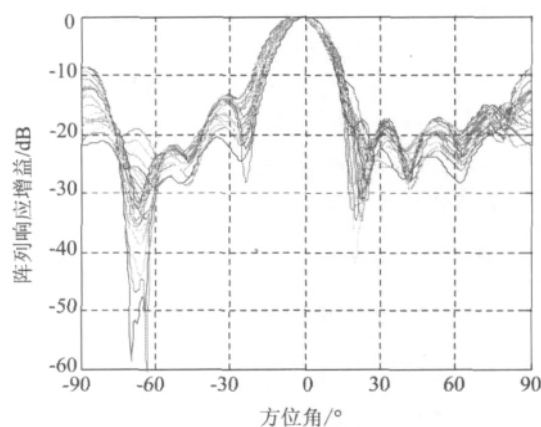


图4 二维波束方向图(IDFT方法)

Fig. 4 A 2-D beam pattern of IDFT method

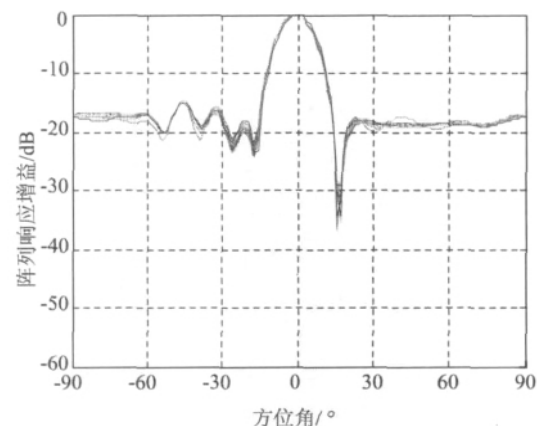


图5 二维波束方向图(文献[4]方法)

Fig. 5 A 2-D beam pattern of [4]

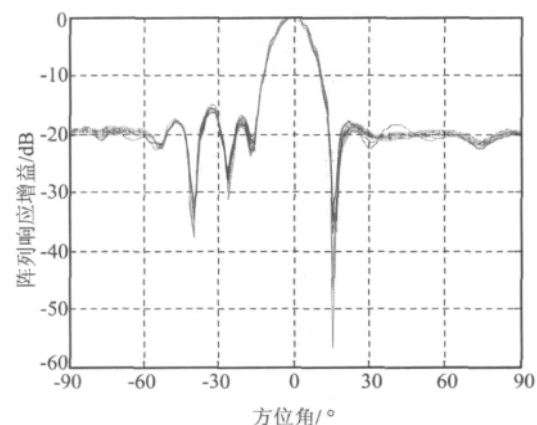


图6 二维波束方向图(文献[8]方法)

Fig. 6 A 2-D beam pattern of [8]

当考虑强干扰信号时,仿真实现模型(19),得到

图8所示的二维波束方向图,波束主瓣明显指向期望信号来向。从图8可以看出本文模型(19)的波束频率不变性保持较好,且主瓣范围内的频率不变性优于旁瓣范围内的频率不变性。相比本文模型(18),由于增加了关于强干扰的约束条件,算法可以在强干扰来向上形成较深的零陷,体现出抗强干扰的特性。从图4至图8可以明显看出,IDFT方法的频率不变性相对较差。图9给出了其他四种方法形成的波束在各来向上的阵列响应方差,以反映阵列响应的波动程度,这些方法得到阵列波束方向图的阵列响应方差均在 -70dB 以下,达到了良好的频率不变性。综上所述,本文方法在保持波束频率不变性的同时,降低了计算复杂度,同时验证了本文对二阶锥规划求解宽带恒定束宽波束形成问题进行降维处理的可行性。

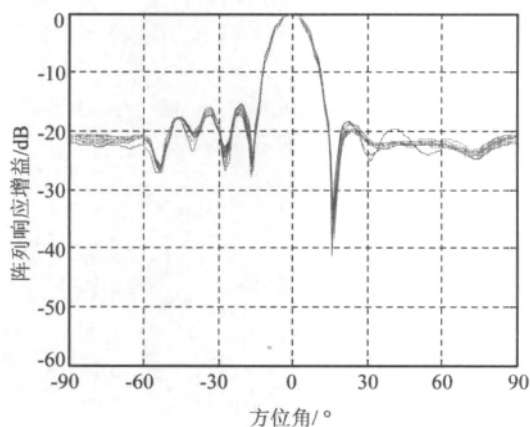


图7 二维波束方向图(模型(18))

Fig. 7 A 2-D beam pattern of (18)

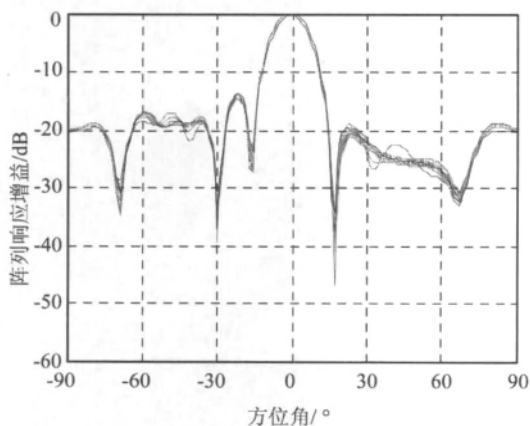


图8 二维波束方向图(模型(19))

Fig. 8 A 2-D beam pattern of (19)

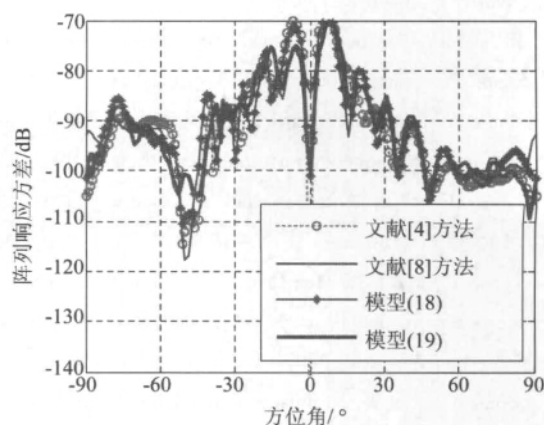


图9 阵列响应方差图

Fig. 9 The beam pattern variance

5 结束语

本文基于SDL宽带阵列模型,采用约束优化方式,在保证期望来向增益趋于单位响应的条件下,使得可能的最大旁瓣均值最小,从而实现了宽带恒定束宽波束形成。该算法将基于离散SRV的约束优化模型转化为二阶锥规划模型的标准形式,并利用内点法进行求解。实验表明,本文算法的频率不变性较好。当不考虑强干扰信号时,由于本文仅对期望来向增益和旁瓣增益的离散均值进行约束,减少了约束条件,降低了二阶锥集的维度,所以降低了计算复杂度。当信干比较大或需抑制强干扰时,可以增加对强干扰来向的增益抑制,在强干扰来向形成较深的零陷,但也不可避免地增加了一定的计算复杂度。由于在实际应用中,期望信号指向估计误差、干扰从期望波束主瓣范围内入射等因素会影响算法的性能,如何在实现恒定束宽的同时提高算法的稳健性是下一步研究的重点。

参考文献

- [1] Harry L V T. Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part IV, Optimum Array Processing [M]. New York: Wiley, 2002: 12-62.
- [2] Yan S F, Ma Y L. Frequency invariant beamforming via optimal array pattern synthesis and FIR filters design [J]. Chinese Journal of Acoustics, 2005, 24 (3): 202-211.
- [3] Liu W, Weiss S, McWhirter J G. Frequency invariant beamforming for two-dimensional and three-dimensional arrays [J]. Signal Processing, 2007, 87(11): 2535-2543.

- [4] Duan H P , Boon P N , Chong M S S , et al. Applications of the SRV constraint in broadband pattern synthesis [J]. Signal Processing , 2008 , 88 (4) : 1035-1045.
- [5] Zhao Y , Liu W , Richard L. Adaptive wideband beamforming with frequency invariance constraints [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation , 2011 , 59 (4) : 1175-1184.
- [6] Yan S F , Ma Y L , Hou C H. Optimal array pattern synthesis for broadband arrays [J]. Journal of the Acoustic Society of America , 2007 , 162 (11) : 2686-2696.
- [7] Zhao Y , Liu W. Robust wideband beamforming based on frequency invariance constraint with norm-bounded errors [C]. IEEE Statistical Signal Processing Workshop , 2011: 437-440.
- [8] Chen P , Liang Y H , Hou C H , et al. SRV constraint based FIB design for wideband linear array [J]. Journal of system engineering and electronics , 2010 , 21 (6) : 941-947.
- [9] Liu W. Adaptive broadband beamforming with spatial-only information [C]. The 15th International Conference on Digital Signal Processing , Cardiff , UK , 2007: 575-578.
- [10] Stephen B , Lieven V. Convex Optimization [M]. Cambridge: Cambridge University Press , 2004: 127-189.
- [11] Zhu L Y , Wee S , Meng H E , et al. Robust adaptive beamformers based on worst-case optimization and constraints on magnitude response [J]. IEEE Transactions on Signal Processing , 2009 , 57 (7) : 2615-2628.

作者简介



汪婉秋(1987-) ,女,湖北宜城人,硕士生,主要研究方向:阵列信号处理。

E-mail: wwqiuww@163.com

刘成城(1986-) ,男,江苏盐城人,博士生,主要研究方向:阵列信号处理、目标探测与识别。

E-mail: luckylcc079@126.com

赵拥军(1963-) ,男,河南新乡人,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为:阵列信号处理、雷达信号与信息处理。

E-mail: zyjun@163.com

陈 晖(1986-) ,男,湖北潜江人,硕士生,主要研究方向:阵列信号处理。E-mail: chamiso@126.com