

## 基于空时处理的稳健自适应波束形成算法

任超 吴嗣亮 王菊 李加琪

(北京理工大学信息科学技术学院电子工程系 北京 100081)

**摘要:** 在自适应天线阵抗干扰的一些应用环境中, 往往需要自适应天线方向图在对准干扰的位置形成宽零陷从而增强算法的稳健性。该文从宽带信号模型出发, 通过对扰动干扰方向上空时二维导向矢量的分析, 修正了权值训练期间得到的宽带干扰协方差矩阵, 推导出一种针对宽带信号的基于空时处理结构的宽零陷波束形成算法, 该方法有效地实现宽带干扰的零陷加宽, 提高了宽带波束形成算法的稳健性。

**关键词:** 天线; 空时自适应; 波束形成; 导向矢量; 干扰抑制

中图分类号: TP911.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)06-1381-05

## A Robust Adaptive Beamforming Algorithm Based on Space-Time Processing

Ren Chao Wu Si-liang Wang Ju Li Jia-qi

(Department of Electronic Engineering, School of Information Science and Technology,  
Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** It is often desired to widen the interference null width to enhance the robustness of the algorithm in some real anti-jamming environments. A novel space-time adaptive processing algorithm which broadens the null width is proposed in this paper. The proposed method modifies the covariance matrix of wideband jamming based on the analysis of the model of wideband signal and the rotation of the space-time steering vector. When the data mismatch is smaller, the broadening nulling algorithm can effectively suppress interference, which increases the robustness of the algorithm.

**Key words:** Antenna; STAP; Beamforming; Steering vector; Interference depression

### 1 引言

迄今为止, 自适应天线技术是提高扩频接收机抗干扰能力的主要方法。为了使阵列能够抑制宽带干扰<sup>[1]</sup>, 通常需要在每个通道上连接一定数量的延迟单元并施以一定的时间权系数, 这样阵列便拥有更多的自由度来实现对宽带干扰的抑制。这种自适应阵列处理技术就是空时自适应<sup>[2,3]</sup> (Space-Time Adaptive Processing, STAP)。2000年, Fante首次全面论述了STAP处理技术在扩频接收机抗干扰上的应用<sup>[4]</sup>。Frost等人针对宽带信号提出了宽带多线性约束(Linearly Constrained Minimum Variance, LCMV)处理器<sup>[5-7]</sup>, 该算法在保证对有用信号的增益为常数的条件下, 使输出总功率最小。

实际上, 由于天线接收平台的振动或运动、干扰位置的快速变化及自适应权值的更新速度相对太慢等等原因, 干扰的波达方向在权值训练期间会随时间而产生慢变, 这就导致权值训练的数据与权值应用的数据之间存在失配现象<sup>[8,9]</sup>, 干扰很可能移出零陷位置从而不能被有效地对消, 严重情况下, 空时自适应处理可能完全失效。稳健的波束形成算法通

过修正协方差矩阵和最优权矢量<sup>[10,11]</sup>, 有效地解决了数据失配问题。Mailloux<sup>[12]</sup>和Zatman<sup>[13]</sup>分别对基于采样矩阵求逆算法的自适应零陷加宽技术提出了解决方法。文献[8]给出了导向矢量失配情况下的稳健算法; Elmashar<sup>[14]</sup>等人通过确定加载量修正协方差矩阵, 并推导了稳健波束形成算法的最优解。但这些方法都无法应用于宽带波束形成。

本文从宽带信号模型出发, 通过对扰动干扰方向上空时二维导向矢量的分析, 修正了权值训练期间得到的宽带干扰协方差矩阵, 推导出一种基于空时处理结构的宽零陷波束形成算法, 实现宽带干扰的零陷加宽。

### 2 空时自适应处理算法

空时自适应技术是将一维的空域滤波推广到时间与空间的二维域中, 形成空时二维处理的结构。Brenan首先提出了空时二维处理的思想, 最早的应用是机载雷达在高斯杂波背景加确知信号的模型下, 根据似然比检测理论导出了一种空时二维处理自适应处理结构, 称为“最优处理器”。图1给出了空时二维处理器结构图<sup>[5,15]</sup>。

如图1所示, 空时二维处理器有 $M$ 个阵元, 每个阵元通道后有一个 $N$ 阶FIR滤波器。 $\{w_{nm}\}, n=1,2,\dots,N, m=1,2,\dots,M$ 为其空时二维权系数。每个节拍的时间延时 $T$ , 要求

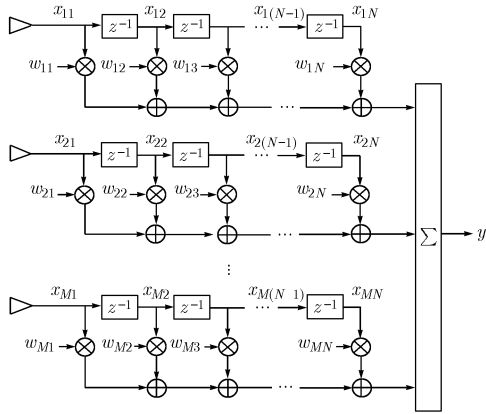


图1 空时二维处理器结构图

$T$  小于  $1/B$ ,  $B$  为信号带宽; 每个阵元信号总的延时长度  $(N-1)T$ , 要求能够包括不同的多径延时。令输入信号为  $x_1(n), \dots, x_M(n)$ , 则阵元  $m$  后的 FIR 各抽头输入信号为  $x_{m1}(n) = x_m(n)$ ,  $x_{m2}(n) = x_m(n-1), \dots, x_{mN}(n) = x_m(n-N+1)$ 。

用  $MN \times 1$  维向量  $\mathbf{w}$  表示处理器权矢量, 则

$$\mathbf{w} = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1N}, w_{21}, \dots, w_{2N}, \dots, w_{M1}, \dots, w_{MN}]^T \quad (1)$$

各阵元接收数据的协方差矩阵可表示为  $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H]$  ( $MN \times MN$  维), 由线性约束最小方差准则, 该处理器可以描述为以下最优化问题

$$\begin{cases} \min & P_{\text{out}} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} & \mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1 \end{cases} \quad (2)$$

若  $\omega_s$ ,  $\omega_t$  分别表示空间归一化频率和时间归一化频率,  $\otimes$  表示可罗奈克积 (Kronecker product), 则空时二维导向矢量  $\mathbf{a}$  可写成:

$$\mathbf{a} = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_t \quad (3)$$

$$\mathbf{S}_s = [1, e^{j\omega_s}, \dots, e^{j(M-1)\omega_s}]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{S}_t = [1, e^{j\omega_t}, \dots, e^{j(N-1)\omega_t}]^T \quad (5)$$

对于宽带多线性约束 LCMV 处理器<sup>[5]</sup>需要设定  $K$  个约束, 第1个约束是当频率为  $f_1$  的单位平面波以  $\theta_1$  入射到阵时, 阵的输出(即阵的响应)为  $b_1$ , 则第1个约束可写为

$$\mathbf{a}_1^H \mathbf{w} = b_1 \quad (6)$$

其中  $\mathbf{a}_1 = \mathbf{S}_s \otimes \mathbf{S}_t$ 。第  $k$  个约束是当频率为  $f_k$  的单位平面波以  $\theta_k$  入射到阵时, 阵的输出为  $b_k$ , 类似地可以得到第  $k$  个约束方程为

$$\mathbf{a}_k^H \mathbf{w} = b_k, \quad k = 1, \dots, K \quad (7)$$

由此, 有  $K$  个线性约束的最小方差 (LCMV) 优化方程可写成:

$$\begin{cases} \min & E\{y(n)^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s.t.} & \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{b} \\ & \mathbf{C} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K] \\ & \mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T \end{cases} \quad (8)$$

利用拉各朗日乘法可以推导出多约束最小方差处理

器的解为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b} \quad (9)$$

### 3 基于空时处理的稳健自适应波束形成算法

对于宽带接收机, 考虑  $N$  个远场的宽带信号  $s_i, i = 1, 2, \dots, N$  (包括有用信号和干扰) 入射到空间  $M$  元均匀阵线上, 阵列单元间距为接收信号最高频率对应的波长的一半。假设信号的带宽为  $B$ , 则第  $m$  个阵元的接收数据

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t - \tau_{mi}) + n_m(t), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (10)$$

其中  $n_m(t)$  为第  $m$  个阵元通道的热噪声。针对某一个通道的数据, 如果将观察时间分为  $K$  个子段, 然后对每个子段的观察数据进行  $J$  点的离散傅里叶变换, 可以得到如下的宽带模型<sup>[16]</sup>:

$$\mathbf{X}_k(f_j) = \mathbf{A}(f_j) \mathbf{S}_k(f_j) + \mathbf{N}_k(f_j), \quad k = 1, 2, \dots, K, j = 1, 2, \dots, J \quad (11)$$

$$\mathbf{A}(f_j) = [\mathbf{a}_1(\theta_1, f_j), \mathbf{a}_2(\theta_2, f_j), \dots, \mathbf{a}_N(\theta_N, f_j)] \quad (12)$$

式中  $\mathbf{X}_k(f_j)$ ,  $\mathbf{S}_k(f_j)$ ,  $\mathbf{N}_k(f_j)$  分别为对应某频率的接收数据、信号及噪声的离散傅里叶变换,  $J$  是指将带宽为  $B$  的信号划分为  $J$  个子带。设  $\mathbf{R}_s(f_j)$  为频点  $f_j$  上信号协方差矩阵,  $\sigma_n^2(f_j)$  为频点  $f_j$  上的噪声功率, 则接收数据的协方差矩阵表示为

$$\mathbf{R} = \sum_{j=1}^J \mathbf{A}(f_j) \mathbf{R}_s(f_j) \mathbf{A}^H(f_j) + \mathbf{I} \sum_{j=1}^J \sigma_n^2(f_j) \quad (13)$$

设干扰的入射角度为  $\theta_l$ , 由天线接收平台的振动或干扰位置的快速变化而产生角度失配的情况, 不妨假设入射角度最大变化量为  $\Delta\theta$ , 按两点分布考虑, 入射角右边扰动为  $p\Delta\theta$ , 左边的扰动为  $q\Delta\theta$ , 且  $p+q=1$ 。由于干扰功率的大小只影响零陷的深度, 可假设两个扰动干扰的功率相等。这样, 两个干扰形成的导向矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_l + p\Delta\theta, f_k) &= [1, e^{j\varphi_1}, \dots, e^{j(M-1)\varphi_1}]^T \\ &\otimes [1, e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}]^T \\ &= [1, e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_1} e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, \\ &\quad e^{j\varphi_1} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(M-1)\varphi_1} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}]^T \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_l - q\Delta\theta, f_k) &= [1, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j(M-1)\varphi_2}]^T \\ &\otimes [1, e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}]^T \\ &= [1, e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, e^{j\varphi_2}, e^{j\varphi_2} e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, \\ &\quad e^{j\varphi_2} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(M-1)\varphi_2} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}]^T \end{aligned} \quad (15)$$

式中

$$\varphi_1 = 2\pi d \sin(\theta_l + p\Delta\theta) / \lambda_k \quad (16)$$

$$\varphi_2 = 2\pi d \sin(\theta_l - q\Delta\theta) / \lambda_k \quad (17)$$

当  $\Delta\theta$  很小时, 根据函数的一阶泰勒展开式有

$$\varphi_1 = 2\pi d \sin(\theta_l + p\Delta\theta) / \lambda_k \approx 2\pi d (\sin\theta_l + p\Delta\theta \cos\theta_l) / \lambda_k \quad (18)$$

$$\varphi_2 = 2\pi d \sin(\theta_l - q\Delta\theta) / \lambda_k \approx 2\pi d (\sin\theta_l - q\Delta\theta \cos\theta_l) / \lambda_k \quad (19)$$

把式(18), 式(19)代入式(14), 式(15)可以看到, 对于小角度的扩散  $\Delta\theta$ , 可以近似为入射频率的扩散, 对于固定的

入射角, 考虑最大的角度扩散, 在这里取  $|\cos \theta_l| = 1$ , 这样, 式(14), 式(15)可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_l + p\Delta\theta, f_k) &= [1, e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, \\ &e^{j(\varphi+p\Delta\varphi)}, \dots, e^{j(\varphi+p\Delta\varphi)} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, \dots, \\ &e^{j(M-1)(\varphi+p\Delta\varphi)} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}]^T = \mathbf{B}\mathbf{a}(\theta_l, f_k) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_l - q\Delta\theta, f_k) &= [1, e^{j2\pi f_k T_s}, \dots, e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, \\ &e^{j(\varphi-q\Delta\varphi)}, \dots, e^{j(\varphi-q\Delta\varphi)} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}, \dots, \\ &e^{j(M-1)(\varphi-q\Delta\varphi)} e^{j(N-1)2\pi f_k T_s}]^T = \mathbf{D}\mathbf{a}(\theta_l, f_k) \end{aligned} \quad (21)$$

式中  $\varphi = 2\pi d \sin \theta_l / \lambda_k$ , 并且有

$$\mathbf{B} = \text{diag}\{1, 1, \dots, 1, e^{jp\Delta\varphi}, e^{jp\Delta\varphi}, \dots, e^{jp\Delta\varphi}, \dots, e^{j(M-1)p\Delta\varphi}, \dots, e^{j(M-1)p\Delta\varphi}\} \quad (22)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag}\{1, 1, \dots, 1, e^{jq\Delta\varphi}, e^{jq\Delta\varphi}, \dots, e^{jq\Delta\varphi}, \dots, e^{jq\Delta\varphi}, \dots, e^{j(M-1)q\Delta\varphi}, \dots, e^{j(M-1)q\Delta\varphi}\} \quad (23)$$

这样, 由于  $\mathbf{B}\mathbf{B}^H = \mathbf{I}_{MN \times MN}$  和  $\mathbf{D}\mathbf{D}^H = \mathbf{I}_{MN \times MN}$ , 扰动干扰形成的协方差矩阵表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^+ &= E[\mathbf{X}_+(t)\mathbf{X}_+^H(t)] \\ &= \sum_{j=1}^J \mathbf{B}\mathbf{A}(f_j)\mathbf{R}_S(f_j)\mathbf{A}^H(f_j)\mathbf{B}^H + \mathbf{I} \sum_{j=1}^J \sigma_n^2(f_j) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^- &= E[\mathbf{X}_-(t)\mathbf{X}_-^H(t)] \\ &= \sum_{j=1}^J \mathbf{D}^H\mathbf{A}(f_j)\mathbf{R}_S(f_j)\mathbf{A}^H(f_j)\mathbf{D} + \mathbf{I} \sum_{j=1}^J \sigma_n^2(f_j) \end{aligned} \quad (25)$$

式中  $\mathbf{X}_+(t)$  表示从  $\theta_l + p\Delta\theta$  入射的干扰, 而  $\mathbf{X}_-(t)$  表示从  $\theta_l - q\Delta\theta$  入射的干扰。由于式(24), 式(25)是在信号分成两部分的基础上得出的协方差矩阵, 在计算的时候需要将两个矩阵进行算术平均, 这样得到的协方差矩阵为

$$\bar{\mathbf{R}} = (\mathbf{R}^+ + \mathbf{R}^-) / 2 = (\mathbf{B}\mathbf{R}\mathbf{B}^H + \mathbf{D}^H\mathbf{R}\mathbf{D}) / 2 + \sigma^2\mathbf{I} \quad (26)$$

由于矩阵  $\mathbf{B}$  和  $\mathbf{D}$  没有入射角信息, 最终得到的扰动协方差矩阵为接收信号协方差矩阵的算术运算。扰动  $\Delta\theta$  的概率为  $p$ , 取  $-\Delta\theta$  的概率为  $q = 1 - p$ 。选取扰动中心在入射角的方向, 此时  $p = 0.5$ , 并且  $\mathbf{B} = \mathbf{D}$ , 由于  $\mathbf{B}$  和  $\mathbf{D}$  均为以指数函数为特征值的对角矩阵。设接收信号协方差矩阵  $\mathbf{R}$  中的元素为  $r_{gh} (1 \leq g, h \leq MN)$ , 元素  $r_{gh}$  经过  $\mathbf{B}\mathbf{R}\mathbf{B}^H$  的运算以后为

$$\mathbf{B}\mathbf{R}\mathbf{B}^H = r_{gh} e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \left( \text{int}\left(\frac{g-1}{N}\right) - \text{int}\left(\frac{h-1}{N}\right) \right)}, \quad 1 \leq g, h \leq MN \quad (27)$$

而经过  $\mathbf{D}^H\mathbf{R}\mathbf{D}$  运算以后的元素为

$$\mathbf{D}^H\mathbf{R}\mathbf{D} = r_{gh} e^{j\frac{\Delta\varphi}{2} \left( \text{int}\left(\frac{h-1}{N}\right) - \text{int}\left(\frac{g-1}{N}\right) \right)}, \quad 1 \leq g, h \leq MN \quad (28)$$

其中  $\text{int}(\cdot)$  为取整函数, 定义角度扩展矩阵  $\mathbf{T}$ , 其中的元素为

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_S &= [t_{kl}] = \cos(k-l)\Delta\varphi/2, \quad 1 \leq k, l \leq M \\ \mathbf{T} &= \mathbf{T}_S \otimes \mathbf{1}_{N \times N} = [t_{kl}\mathbf{1}_{N \times N}] \\ &= \begin{bmatrix} t_{11}\mathbf{1}_{N \times N} & t_{12}\mathbf{1}_{N \times N} & \dots & t_{1M}\mathbf{1}_{N \times N} \\ t_{21}\mathbf{1}_{N \times N} & t_{22}\mathbf{1}_{N \times N} & \dots & t_{2M}\mathbf{1}_{N \times N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{M1}\mathbf{1}_{N \times N} & t_{M2}\mathbf{1}_{N \times N} & \dots & t_{MM}\mathbf{1}_{N \times N} \end{bmatrix}_{MN \times MN} \end{aligned} \quad (29)$$

其中  $\mathbf{1}_{N \times N}$  是  $N \times N$  维的全 1 矩阵。从而对协方差矩阵  $\bar{\mathbf{R}}$  的求解简化为

$$\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{R} \odot \mathbf{T} \quad (30)$$

式中  $\odot$  为 Hadamard 积。由此, 基于空时结构的宽带波束形成算法权矢量可表示为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = (\mathbf{R} \odot \mathbf{T})^{-1} \mathbf{C}(\mathbf{C}^H(\mathbf{R} \odot \mathbf{T})^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{b} \quad (31)$$

由于协方差矩阵  $\bar{\mathbf{R}}$  经过角度扩展的处理, 所以该算法能适应于干扰快速移动的环境, 在干扰的方向可以形成比较宽的零陷, 提高了算法稳健性。

#### 4 性能仿真

基于空时结构的宽零陷波束形成算法是针对天线接收平台的振动或干扰位置的快速变化而产生角度失配的情况提出来的, 它与传统的空时自适应 LCMV 算法都是宽带波束形成方法。下面就对这两种算法性能进行比较分析, 并以输出信噪比参数加以说明。

**实验 1** 考虑 16 元均匀线阵结构, 模拟远场有用信号 1 个, 功率为 1W。互不相干宽带线性调频干扰两个, 带宽均为 20MHz, 功率为 100kW。阵元间距  $d = \lambda/2$ ,  $\lambda$  是接收信号载波频率对应的波长。接收信号快拍数为 5000, 采样频率为 60MHz, 输入信噪比为 -31.3dB, 输入信干比为 -53.3dB。实验中期望信号波达方向是  $0^\circ$ , 宽带干扰波达方向是  $-40^\circ$  和  $50^\circ$ , 每个阵元的延迟单元数为 16。图 2 所示为基于空时结构的宽零陷波束形成算法实验结果方向图。由传统空时自适应 LCMV 算法所求得最优权值决定的方向图如图 3 所示。由图可见, 两种方法都能对宽带干扰进行有效抑制, 但本文提出的宽带波束形成器在干扰方向形成了大约  $5^\circ$  宽的零陷, 系统对数据失配的适应能力加强, 增强了算法稳健性。

**实验 2** 模拟远场有用信号波达方向是  $0^\circ$ 。宽带线性

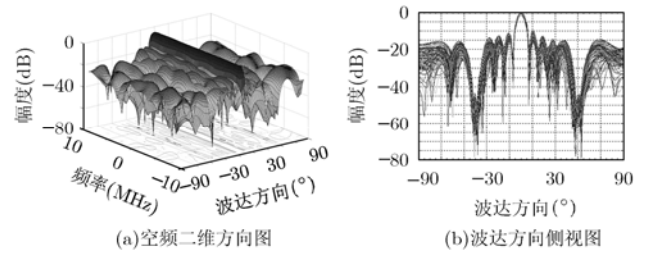


图 2 基于空时结构的宽带波束形成算法方向图

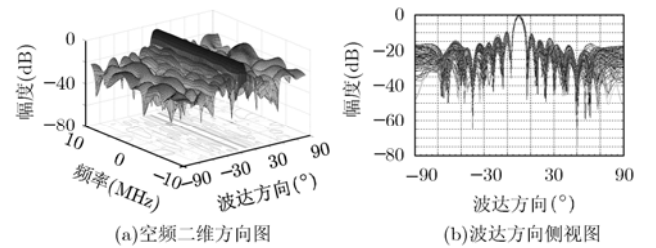


图 3 宽带多线性约束 LCMV 算法方向图

调频干扰带宽为 20MHz，波达方向是 $-40^\circ$ 。输入信噪比为 $-31\text{dB}$ ，输入信干比为 $-50\text{dB}$ 。图4中虚线表示 LCMV 算法在不同角度失配，即不同程度方向矢量误差情况时的系统输出信干噪比，轻微的数据失配可以引起算法性能的急剧下降；实线表示采用本文算法形成的自适应加权对数据失配环境的系统输出信干噪比。实验结果说明基于空时结构的宽零陷波束形成算法对数据失配的适应能力加强。

**实验3** 图5给出了不同的快拍数  $L$  下，两种算法的输出信干噪比性能比较，仿真环境同实验2。在存在有限采样效应和方向矢量误差时，自适应宽零陷宽带波束形成算法具有更高的输出信干噪比。进一步比较这两种算法发现，当采样数据较少时，有限采样效应对性能的影响大于方向矢量误差，所以，和传统算法相比，本文提出的宽零陷宽带波束形成算法具有更好的稳健性；当采样数据增加时，方向矢量误差成为影响性能的主要因素，两种算法的性能大致相同。

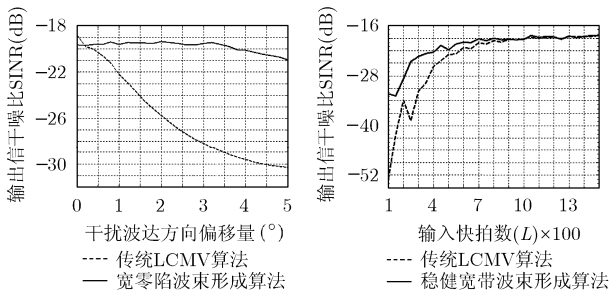


图4 数据失配时两种算法的性能比较

图5 不同快拍数下两种算法的性能比较

**实验4** 传统的空时自适应 LCMV 算法得到的自适应权只能使天线接收方向图在干扰的 DOA 上形成窄的零陷；而空时宽零陷波束形成算法可以保证波束图在带内的各个频点均形成加宽的零陷。下面给出均匀线阵在不同阵元数时本文方法形成干扰零陷的宽度值，输入信噪比为 $-30\text{dB}$ ，输入信干比为 $-50\text{dB}$ 。此外，给出 16 元均匀线阵在输入信噪比为 $-30\text{dB}$ ，不同输入信干比情况下干扰零陷的宽度值分析。表1，表2给出统计结果。结果说明当空间自由度多于2个时，提出的方法可有效加宽零陷，并且适用于不同功率干扰的情况。

5 结束语

自适应波束形成算法能够自动地在干扰位置形成零陷，从而抑制干扰，改善输出信干噪比。然而，由于自适应加权

表1 不同阵元数时空时宽零陷方法形成零陷的宽度

| 阵元数 (个)        | 2   | 4   | 6   | 8   | 10  | 12  | 14  | 16  |
|----------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| -40dB 零陷宽度 (°) | 1.1 | 4.4 | 6.5 | 6.7 | 6.7 | 7.9 | 5.3 | 6.0 |

表2 不同输入信干比时空时宽零陷方法形成零陷的宽度

| 输入 SIR(dB) | -30 | -40 | -50 | -60 | -70 |
|------------|-----|-----|-----|-----|-----|
| 零陷宽度 (°)   | 7.1 | 6.0 | 6.0 | 5.7 | 5.2 |

的时间滞后，当干扰快速移动或者接收天线平台振动时，都有可能数据失配，由于自适应算法形成的零陷一般比较窄，当干扰位置移出零陷时就不能很好地抑制干扰，从而使自适应算法失效。在宽带信号模型基础上，通过对扰动干扰方向上空时二维导向矢量的分析，修正了权值训练期间得到的宽带干扰协方差矩阵，提出一种基于空时处理结构的宽零陷宽带波束形成算法，该方法能有效地实现宽带干扰的零陷加宽。计算机仿真的结果表明，该算法比常规空时自适应方法具有更好的稳健性，能够适应比较复杂的干扰环境。

参考文献

- [1] Yan Shefeng and Hou Chaohuan. Broadband DOA estimation using optimal array pattern synthesis technique. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2006, 5(1): 88-90.
- [2] Xie Ning and Zhou Yuanping. A low complexity wideband antenna array receiver for wireless communications. Proc. 2005 International Conference on Communications, Circuits and Systems, HongKong, May 2005, Vol.II: 711-715.
- [3] Fante R L and Vaccaro J J. Cancellation of jammers and jammer multipath in a GPS receive. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 1998, 13(11): 25-28.
- [4] Fante R L and Vaccaro J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2000, 36(2): 549-564.
- [5] Frost O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. *Proc. IEEE*, 1972, 60(8): 926-935.
- [6] Monzingo R A and Miller T W. Introduction to Adaptive Arrays. New York, Wiley and Sons: 1980, chapter 2.
- [7] 龚耀寰. 自适应滤波——时域自适应滤波和智能天线. 北京: 电子工业出版社, 2003, 第11章.
- [8] Gong Yao-huan. Adaptive Filter. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003, chapter 11.
- [9] Lee J H, Cheng K P, and Wang C C. Robust adaptive array beamforming under steering angle mismatch. *Signal Processing*, 2006, 86(2): 296-309.
- [10] Lin Jingran, Peng Qicong, and Shao Huaizong. Broadband robust adaptive beamforming in the presence of correlated interferences and DOA uncertainties. International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory, Guilin, 2006: 1-4.
- [11] Joseph J R. Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47(4): 977-985.

- [11] Zatman M. Comments on theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(6): 1796-1800.
- [12] Mailloux R J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs. *Electronics Letters*, 1995, 31(10): 771-772.
- [13] Zatman M. Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis. *Electronics Letters*, 1995, 31(25): 2141-2142.
- [14] Elnashar A, Elnoubi S M, and Hamdi A. Further study on robust adaptive beamforming with optimum diagonal loading. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2006, 54(12): 3647-3658.
- [15] Au W and Chen Lijia. Simulation study of wideband interference rejection using STAP. *IEEE Aerospace Conference, Montana*, 2006: 1-7.
- [16] 王永良, 陈辉, 彭应宁. 空间谱估计理论与算法. 北京: 清华大学出版社, 2004, 第2章.
- 任超: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为智能天线、空时自适应处理.
- 吴嗣亮: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为现代信号处理的理论与应用、雷达系统理论与技术、电子系统仿真与信号模拟等.