

基于干扰噪声矩阵重构的自适应波束形成算法

侯云山^{1*}, 张新成², 金 勇³

(1. 河南科技大学 信息工程学院, 河南 洛阳 471023; 2. 开封大学 软件技术学院, 河南 开封 475004;

3. 河南大学 图像处理与模式识别研究所, 河南 开封 475000)

(* 通信作者电子邮箱 houys20134@163.com)

摘要: 针对在自适应波束形成中, 当采样次数较少或期望信号导向矢量存在误差以及训练数据中含有期望信号成分时导致波束输出信干噪比(SINR)下降的问题, 提出了一种重构干扰噪声协方差矩阵并且估计期望信号导向矢量的稳健自适应波束形成方法。在期望信号波达方向的角度范围已知的条件下, 首先利用多重信号分类(MUSIC)空间谱在不含期望信号的区域重构出干扰噪声协方差矩阵; 然后推导了避免期望信号的导向矢量的估计值收敛到任一干扰的导向矢量或它们的线性组合的约束条件; 进而以此约束条件和阵列输出功率最大化条件建立了期望信号导向矢量估计的优化问题, 并使用凸优化软件估计出最优的期望信号导向矢量。讨论了该方法的计算复杂度并通过仿真实验验证了其有效性和优越性。仿真结果表明, 当期望信号和干扰源存在随机指向误差和局部散射的情况下, 所提方法在很大的输入信噪比范围内的输出信干噪比仍接近理论值, 优于其他自适应波束形成方法。

关键词: 自适应波束形成; 信干噪比; 空间谱; 导向矢量

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A

Adaptive beamforming algorithm based on interference-noise covariance matrix reconstruction

HOU Yunshan^{1*}, ZHANG Xincheng², JIN Yong³

(1. College of Information Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang Henan 471023, China;

2. College of Software Technology, Kaifeng University, Kaifeng Henan 475004, China;

3. Institute of Image Processing and Pattern Recognition, Henan University, Kaifeng Henan 475000, China)

Abstract: In adaptive beamforming, the presence of the desired signal component in the training data, small sample size, and imprecise knowledge of the desired signal steering vector are the main causes of performance degradation. In order to solve this problem, this paper proposed a robust adaptive beamforming algorithm which performed interference-plus-noise covariance matrix reconstruction and desired signal steering vector estimation. In this algorithm, first the interference-plus-noise covariance matrix was reconstructed using Multiple Signal Classification (MUSIC) spatial spectrum in the signal-free angle section, then the constraint that prevented the convergence of the estimate of the desired signal steering vector to any of the interference steering vectors or their linear combination was derived, next this constraint was used together with the maximization of the array output power to formulate an optimization problem of estimating the desired signal steering vector, and convex optimization software was used to yield the desired signal steering vector. In the paper, the computational complexity of the proposed method was discussed and its effectiveness and superiority were validated by simulations. The simulation results demonstrate that the Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) of proposed adaptive beamformer is almost always close to optimal in a very large range of Signal-to-Noise Ratio (SNR) in the scenarios of random signal and interference look direction mismatch and incoherent local scattering, which is more robust than the existing beamformers.

Key words: adaptive beamforming; Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR); spatial spectrum; steering vector

0 引言

波束形成是阵列信号处理中的一项关键技术, 广泛应用于无线通信、雷达、声纳、麦克风语音阵列处理、射电天文学、医学成像等领域^[1]。在许多实际应用场合, 由于训练数据常常包含期望信号成分、较少的样本数和不精确的期望信号导向矢量, 导致了波束形成性能急剧下降。因此, 提高波束形成器的稳健性一直以来都是该领域内的研究热点^[2-5]。

总的来说, 现有的稳健波束形成方法可以基于最小方差

无畸变响应 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR) 波束形成器分为两类: 第一类主要使用各种技术来处理采样协方差矩阵, 这是因为实际应用中得不到精确的干扰加噪声协方差矩阵。这类方法中最有代表性的就是对角加载技术^[6-7]。然而即使能够自动计算并选择不同情况下的最优的加载因子, 得到的也只是理论上的信号协方差矩阵的估计值, 而不是干扰加噪声协方差矩阵。第二类只处理期望信号的导向矢量, 这是因为精确的导向矢量很难得到。在这一类方法中, 最有代表性的是最差情况性能优化方法^[8]。它使用

收稿日期: 2013-09-06; 修回日期: 2013-11-05。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U1204611); 河南省自然科学基金资助项目(132300410278)。

作者简介: 侯云山(1973-), 男, 河南上蔡人, 副教授, 博士, 主要研究方向: 水声阵列信号处理、多传感器与自适应信号处理; 张新成(1971-), 男, 河南叶县人, 副教授, 主要研究方向: 数据库、软件开发; 金勇(1972-), 男, 河南开封人, 副教授, 博士, 主要研究方向: 阵列信号处理、统计信号处理。

了信号导向矢量的不确定集,通过将期望信号导向矢量约束于各类不确定集合中,避免了因导向矢量匹配误差而产生的期望信号相消等问题。但在实际应用中,失配向量的模的边界通常是未知的。

以上这些算法基本上都是采样矩阵求逆(Sample Matrix Inversion, SMI)波束形成器或称为最小功率无畸变响应(Minimum Power Distortionless Response, MPDR)波束形成器的推广。当阵列流型精确已知时,使用它们和使用最小方差无畸变响应(MVDR)波束形成器没有什么区别。但是当阵列流型不完全已知时,研究表明 MVDR 波束形成器的稳健性要比 MPDR 波束形成器强^[9]。本文从干扰噪声协方差矩阵的重构和真实期望信号导向矢量的估计两方面来改善自适应波束形成的稳健性。首先使用多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)空间谱作为功率密度谱在不含期望信号的区域重构出干扰噪声协方差矩阵;然后推导了期望信号的导向矢量约束条件,避免期望信号的导向矢量的估计值收敛到若干个干扰的导向矢量的线性组合,并建立了期望信号导向矢量估计的二次约束二次规划优化问题;最后使用科学计算软件 Matlab 的 CVX 工具箱求解最优的权值矢量。理论分析和仿真结果表明,当存在随机指向误差和局部散射时,该算法在任意输入信噪比下的性能仍接近最优。

1 信号模型

M 元均匀线阵在 k 时刻接收的窄带信号可表示为:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}_s(k) + \mathbf{x}_i(k) + \mathbf{n}(k) \quad (1)$$

其中: M 维矢量 $\mathbf{x}_s(k)$ 、 $\mathbf{x}_i(k)$ 和 $\mathbf{n}(k)$ 分别表示统计独立的期望信号、干扰信号和高斯白噪声分量。期望信号 $\mathbf{x}_s(k) = s(k)\mathbf{a}$ 中的 $s(k)$ 为信号波形, \mathbf{a} 为期望信号导向矢量。波束形成器的输出为:

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad (2)$$

其中 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$ 为波束形成复权值矢量。

在导向矢量 \mathbf{a} 精确已知时,最优权矢量可基于最大输出信噪比准则计算。阵列输出的信噪比(Signal-to-Interference and Noise Ratio, SINR)为:

$$\text{SINR} = \frac{\sigma_s^2 |\mathbf{w}^H \mathbf{a}|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}} \quad (3)$$

其中: σ_s^2 为信号功率, $\mathbf{R}_{i+n} = E\{[\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{n}(k)][\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{n}(k)]^H\}$ 为 $M \times M$ 维的干扰噪声协方差矩阵。

式(3)的最大化等价于最小方差无畸变响应(MVDR)波束形成问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w} \\ \text{s. t. } & \mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1 \end{aligned} \quad (4)$$

其最优解即为 MVDR 波束形成器的最优权矢量:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}} \quad (5)$$

由于实际应用中很难得到 \mathbf{R}_{i+n} , 通常在使用时式(5)中的 \mathbf{R}_{i+n} 由下面采样信号协方差矩阵代替:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \quad (6)$$

其中: K 为采样数, $\hat{\mathbf{R}}$ 为接收信号协方差矩阵 $\mathbf{R} = \sigma_s^2 \mathbf{a} \mathbf{a}^H + \mathbf{R}_{i+n}$ 的估计值。这样得到的相应自适应波束形成器称为采样

矩阵求逆(SMI)波束形成器:

$$\mathbf{w}_{\text{SMI}} = \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}} \quad (7)$$

当采样数据含有期望信号时,式(7)实际上就是最小功率无畸变响应(MPDR)波束形成器。在信号平稳和周期遍历的假设条件下,当采样数趋于无穷大时,SMI 波束形成器的输出信噪比可以达到理论的最优值。但在采样数较少时, $\hat{\mathbf{R}}$ 和 \mathbf{R} 的差别较大,使用 $\hat{\mathbf{R}}$ 将使波束形成器对导向矢量误差非常敏感^[10]。

2 算法描述

2.1 干扰噪声协方差矩阵重构

当样本中包含期望信号,随着输入信号信噪比的升高,若继续使用采样协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 作为干扰噪声协方差矩阵 \mathbf{R}_{i+n} 的估计值,将使 MVDR 波束形成器性能下降。本节设法重构出干扰噪声协方差矩阵。

$$\text{干扰噪声协方差矩阵 } \mathbf{R}_{i+n} = \sum_{j=1}^J \sigma_j^2 \mathbf{a}(\theta_j) \mathbf{a}^H(\theta_j) + \sigma_0^2 \mathbf{I},$$

其中: \mathbf{I} 为单位矩阵, J 为干扰信号源个数,各干扰信号来波方向为 θ_j , 相应的导向矢量为 $\mathbf{a}(\theta_j)$, σ_j^2 和 σ_0^2 分别为干扰信号功率和噪声功率。但在实际应用中这些参数通常都是未知的,为了重构出干扰噪声协方差矩阵,需要知道干扰和噪声的功率的空间分布。本文考虑使用 MUSIC 空间谱表示不同方向上信号和噪声的分布,它的表达式如下:

$$\hat{P}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{d}^H(\theta) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{d}(\theta)} \quad (8)$$

其中: $\mathbf{d}(\theta)$ 为 θ 方向上基于已知阵列结构的导向矢量; \mathbf{U}_N 为采样协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 作特征分解得到的噪声子空间,即由 $\hat{\mathbf{R}}$ 的噪声子空间的特征向量张成的空间。

假设已知某角度区域 Θ 满足:期望信号来波方向 $\theta_s \in \Theta$, 且干扰信号方向 $\theta_i \in \bar{\Theta}$ 。 $\bar{\Theta}$ 为 Θ 的补集,即不包含 Θ 的剩余角度范围。为了计算干扰噪声协方差矩阵,在角度区域 $\bar{\Theta}$ 内使用式(8)作为干扰和噪声的功率密度,于是干扰噪声协方差矩阵可表示为:

$$\bar{\mathbf{R}}_{i+n} = \int_{\bar{\Theta}} \hat{P}(\theta) \mathbf{d}(\theta) \mathbf{d}^H(\theta) d\theta = \int_{\bar{\Theta}} \frac{\mathbf{d}(\theta) \mathbf{d}^H(\theta)}{\mathbf{d}^H(\theta) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{d}(\theta)} d\theta \quad (9)$$

可见,只要所选的角度范围 Θ 可以完全区分出期望信号与干扰,那么重构出的矩阵 $\bar{\mathbf{R}}_{i+n}$ 就不含期望信号。

用式(9)中的 $\bar{\mathbf{R}}_{i+n}$ 取代式(5)中的 \mathbf{R}_{i+n} , 就得到了基于重构干扰噪声协方差矩阵的波束形成器:

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\bar{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}}{\mathbf{a}^H \bar{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}} \quad (10)$$

2.2 期望信号的导向矢量估计

在实际应用中,由于传播环境的复杂性,仅靠使用信号名义上的波达方向来得到真实的导向矢量是很困难的。因此,需要校正假定的导向矢量以使波束形成器的输出功率最大化。

把式(10)代入式(4)的目标函数,则波束形成器的输出功率为:

$$\hat{P}(\mathbf{a}) = \frac{1}{\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}} \quad (11)$$

注意式(11)不再像式(8)那样只是关于变量 θ 的函数,而是一个关于期望信号的导向矢量 \mathbf{a} 的函数。显然式(11)的最大化等价于式(11)中分母的最小化:

$$\min_{\hat{\mathbf{a}}} \hat{\mathbf{a}}^H \tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \hat{\mathbf{a}} \quad (12)$$

为了避免 \mathbf{a} 的估计值 $\hat{\mathbf{a}}$ 收敛到某个干扰的导向矢量或某几个干扰的导向矢量的线性组合,下面研究 $\hat{\mathbf{a}}$ 的约束条件。

定义矩阵:

$$\bar{\mathbf{C}} \triangleq \int_{\Theta} \mathbf{d}(\theta) \mathbf{d}^H(\theta) d\theta \quad (13)$$

则矩阵 $\bar{\mathbf{C}}$ 的特征分解可写为:

$$\bar{\mathbf{C}} = \mathbf{U} \mathbf{A} \mathbf{U}^H \quad (14)$$

其中: 对角矩阵 $\mathbf{A} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M)$ 为特征值矩阵($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$); 酉矩阵 $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_M]$ 为对应的特征向量矩阵。令 $\mathbf{U}_1 = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_K]$ 为前 K 个特征值对应的特征向量组成的矩阵, $\mathbf{A}_1 = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K)$ 为相应的特征值矩阵; 同理, 令 $\mathbf{U}_2 = [\mathbf{u}_{K+1}, \dots, \mathbf{u}_M]$ 和 $\mathbf{A}_2 = \text{diag}(\lambda_{K+1}, \dots, \lambda_M)$ 。于是角度区域 Θ 和 $\bar{\Theta}$ 内的导向矢量 $\mathbf{d}(\theta)$ 可分别表示为 \mathbf{U}_2 和 \mathbf{U}_1 的列向量的线性组合^[11], 即:

$$\mathbf{d}(\theta) \equiv \begin{cases} \mathbf{U}_2 \mathbf{v}_2, & \theta \in \Theta \\ \mathbf{U}_1 \mathbf{v}_1, & \theta \in \bar{\Theta} \end{cases} \quad (15)$$

其中: \mathbf{v}_1 和 \mathbf{v}_2 为系数矢量且 $\|\mathbf{v}_1\|^2 = \|\mathbf{v}_2\|^2 = M$ 。

注意到在区域 Θ 内的二次型 $\mathbf{d}^H(\theta) \bar{\mathbf{C}} \mathbf{d}(\theta)$ 最大值为:

$$\max_{\theta \in \Theta} \mathbf{d}^H(\theta) \bar{\mathbf{C}} \mathbf{d}(\theta) = \max_{\theta \in \Theta} \mathbf{v}_2^H \mathbf{A}_2 \mathbf{v}_2 \leq M \lambda_{K+1} \quad (16)$$

因此可通过式(17)条件约束导向矢量 \mathbf{a} 的估计值 $\hat{\mathbf{a}}$:

$$\hat{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{C}} \hat{\mathbf{a}} \leq \max_{\theta \in \Theta} \mathbf{d}^H(\theta) \bar{\mathbf{C}} \mathbf{d}(\theta) \quad (17)$$

以避免 $\hat{\mathbf{a}}$ 收敛到某个干扰的导向矢量或某几个干扰的导向矢量的线性组合。下面来证明这一点。

设区域 $\bar{\Theta}$ 内一组干扰所对应的导向矢量为 $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_J$, 它们的线性组合可表示为:

$$\mathbf{f} = [\mathbf{a}_1 \quad \mathbf{a}_2 \quad \dots \quad \mathbf{a}_J] \mathbf{b} \quad (18)$$

其中 \mathbf{b} 为 $J \times 1$ 的系数矢量。由式(15)可知 $\mathbf{a}_i = \mathbf{U}_1 \mathbf{r}_i$ ($i = 1, 2, \dots, J$)。这里 \mathbf{r}_i 为 $K \times 1$ 的系数矢量。于是

$$\mathbf{f} = [\mathbf{U}_1 \mathbf{r}_1 \quad \mathbf{U}_1 \mathbf{r}_2 \quad \dots \quad \mathbf{U}_1 \mathbf{r}_J] \mathbf{b} = \mathbf{U}_1 [\mathbf{r}_1 \quad \mathbf{r}_2 \quad \dots \quad \mathbf{r}_J] \mathbf{b} \quad (19)$$

令 $\mathbf{z} = [\mathbf{r}_1 \quad \mathbf{r}_2 \quad \dots \quad \mathbf{r}_J] \mathbf{b}$, 则 $\|\mathbf{z}\|^2 = \|\mathbf{a}\|^2 \triangleq M$, 于是

$$\mathbf{f}^H \bar{\mathbf{C}} \mathbf{f} = (\mathbf{U}_1 \mathbf{z})^H \bar{\mathbf{C}} (\mathbf{U}_1 \mathbf{z}) = \mathbf{z}^H \mathbf{A}_1 \mathbf{z} \geq M \lambda_K \geq M \lambda_{K+1} \geq \max_{\theta \in \Theta} \mathbf{d}^H(\theta) \bar{\mathbf{C}} \mathbf{d}(\theta) \quad (20)$$

式(20)表明了任意个干扰的导向矢量的线性组合不符合式(17), 即式(18)的约束条件避免了期望信号的导向矢量的估计值 $\hat{\mathbf{a}}$ 收敛到某个干扰的导向矢量或某几个干扰的导向矢量的线性组合。

综合式(12)和(17), 并且记 $\delta = \max_{\theta \in \bar{\Theta}} \mathbf{d}^H(\theta) \bar{\mathbf{C}} \mathbf{d}(\theta)$, 则期望信号导向矢量估计问题可写为以下优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\hat{\mathbf{a}}} & \hat{\mathbf{a}}^H \tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \hat{\mathbf{a}} \\ \text{s. t. } & \hat{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{C}} \hat{\mathbf{a}} \leq \delta; \|\hat{\mathbf{a}}\|^2 = M \end{aligned} \quad (21)$$

根据矩阵迹的性质, 式(21)可改写为:

$$\min_{\hat{\mathbf{a}}} \text{tr}(\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \hat{\mathbf{a}} \hat{\mathbf{a}}^H)$$

$$\text{s. t. } \text{tr}(\bar{\mathbf{C}} \hat{\mathbf{a}} \hat{\mathbf{a}}^H) \leq \delta, \text{tr}(\hat{\mathbf{a}} \hat{\mathbf{a}}^H) = M \quad (22)$$

定义半正定矩阵 $\mathbf{A} \triangleq \hat{\mathbf{a}} \hat{\mathbf{a}}^H$, 则式(22)可转化为关于求解矩阵 \mathbf{A} 的优化问题:

$$\min_{\mathbf{A}} \text{tr}(\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \mathbf{A})$$

$$\text{s. t. } \text{tr}(\bar{\mathbf{C}} \mathbf{A}) \leq \Delta_0, \text{tr}(\mathbf{A}) = M, \mathbf{A} \geq \mathbf{0} \quad (23)$$

其中 $\mathbf{A} \geq \mathbf{0}$ 表示矩阵 \mathbf{A} 半正定。式(23)中的优化问题可利用 Matlab 软件的 CVX 工具箱求解。

解出 $\hat{\mathbf{a}}$ 后, 将 $\hat{\mathbf{a}}$ 代入式(10)就得到了基于重构干扰噪声协方差矩阵和估计导向矢量的波束形成器的最优权矢量:

$$\mathbf{w}_2 = \frac{\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \hat{\mathbf{a}}}{\hat{\mathbf{a}}^H \tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \hat{\mathbf{a}}} \quad (24)$$

2.3 计算量分析

众所周知, SMI 的计算复杂度为 $O(M^2)$, 主要是因为 Hermite 阵 $\tilde{\mathbf{R}}$ 的求逆运算引起的。本文算法主要包括干扰协方差矩阵重构和期望信号导向矢量估计两部分。第一部分重构干扰矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}$ 的复杂度为 $O(M^2 S)$, 其中: M 为天线阵元数, S 为计算式(9)时积分区域 Θ 内的采样点数。一般来说 $S \gg M$, 因此本文算法要比 SMI 的计算复杂度高一些。第二部分估计导向矢量 $\hat{\mathbf{a}}$ 时的主要步骤为二次约束二次规划问题即式(23)的求解, 其计算复杂度为 $O(M^{3.5})$ ^[12]。因此, 总的来说, 本文算法计算复杂度要高于 SMI 波束形成算法的复杂度, 与其他稳健的波束形成算法复杂度相当。

3 仿真实验

使用阵元数 $M = 10$ 的标准均匀线阵, 阵元间距为半波长。设噪声为独立、零均值且单位方差的加性高斯白噪声。两个干扰信号分别从 -20° 和 -50° 方向入射, 干扰噪声比均为 30 dB。假定的期望信号来波方向为 $\theta_s = 5^\circ$ 且与干扰信号相互独立。设期望信号出现的角度区域为 $\Theta = [0^\circ, 10^\circ]$, 则相应的干扰噪声矩阵的积分区间为 $\bar{\Theta} = [-90^\circ, 0^\circ] \cup [10^\circ, 90^\circ]$ 。

实验将本文方法与基于缩减估计(shrinkage)的波束形成方法^[7]、最差情况性能优化(Worst-Case)方法^[8]进行了比较。在比较不同方法的输出信噪比随输入信噪比变化的性能时, 固定采样数 $K = 30$ 。在比较不同方法的输出信噪比随采样数变化的性能时, 固定输入信噪比为 20 dB。所有仿真结果均由 200 次蒙特卡罗实验平均所得。最差情况性能优化算法的不确定集参数设为 $\varepsilon = 0.3M$ 。在使用 MUSIC 空间谱时信号源的个数为 3(期望信号加上两个干扰信号)。在每个图中都给出了输出信噪比的最优值, 该值由真实的期望信号导向矢量和信号干扰矩阵计算得到。

实验 1 期望信号与干扰存在随机指向误差时的性能。

设期望信号与干扰的随机指向误差在 $[-4^\circ, 4^\circ]$ 内均匀分布, 即每次仿真时, 期望信号真实向为 $[1^\circ, 9^\circ]$ 中的任意值, 而两个干扰信号方向则分别为 $[-54^\circ, -46^\circ]$ 和 $[-24^\circ, -16^\circ]$ 中的任意值, 但是在一次仿真过程中不同的采样时刻信号和干扰的方向保持不变。

图 1 比较了快拍数 $K = 30$ 时不同方法的输出信噪比(SINR)随输入信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)变化的关

系。可以看出,在低信噪比时,各方法能接近;但当信噪比高于 0 dB 时,各方法的性能开始出现明显的分化。本文方法在很大的输入信噪比范围内的输出信干噪比都接近理论值,优于其他自适应波束形成方法。

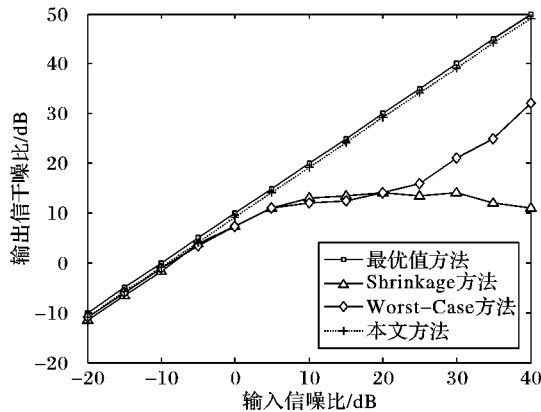


图1 输出信干噪比与输入信噪比关系(实验1)

图2 比较了输入信噪比为 20 dB 时不同方法的输出信干噪比随采样快拍数变化的关系。从图2 可以看出,本文方法的收敛速度优于其他方法,而且稳态 SINR 值与理论最优值相差不大,明显优于其他方法。

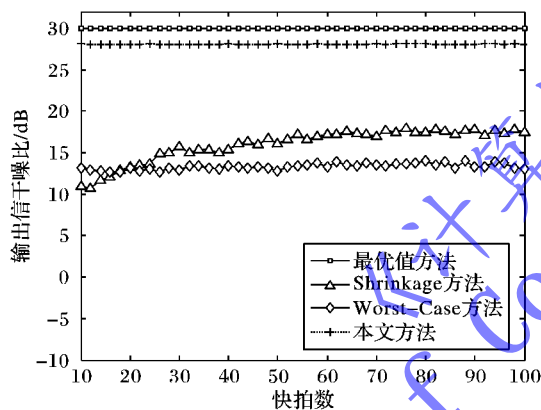


图2 输出信干噪比与采样快拍数关系(实验1)

实验2 存在非相干局部散射时的性能。

分布式或非相干局部散射源是由局部散射物导致的多径散射效应引起的,这种情况广泛存在于声呐、雷达和无线通信的应用场合。这里假设信号为非相干局部散射源,则该信号具有时变空间特性,可以设其导向矢量为 $\mathbf{a}(k) = s_0(k) \mathbf{a} + \sum_{i=1}^4 s_i(k) \mathbf{d}(\theta_i)$, 其中: $s_i(k)$ ($i = 0, 1, \dots, 4$) 相互独立且服从零均值、方差为 1 的复高斯分布;在每次仿真中, θ_i 相互独立且服从均值为 $\theta_s = 5^\circ$ 、方差为 4° 的高斯分布,在每次仿真中的不同快拍时 θ_i 值不变。但注意 $s_i(k)$ ($i = 0, 1, \dots, 4$) 为第 k 次快拍时各路径的幅度,在每次快拍采样时 $s_i(k)$ 值均有变化,因此 $\|\mathbf{a}\|$ 值也是时变的,波束形成器的输出信干噪比可按 $SINR = (\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}) / (\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w})$ 计算。

图3 给出了快拍数 $K=30$ 时不同方法的输出 SINR 随输入 SNR 变化的关系;图4 给出了输入信噪比为 20 dB 时不同方法的输出 SINR 随采样快拍数变化的关系。从图3 可以看出,虽然在高信噪比时本文方法的性能稍有下降,但还是明显优于其他方法。

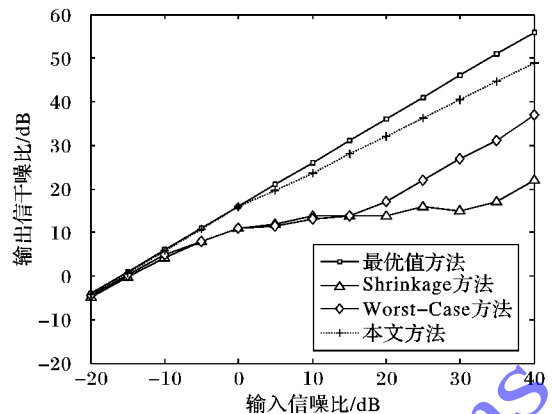


图3 输出信干噪比与输入信噪比关系(实验2)

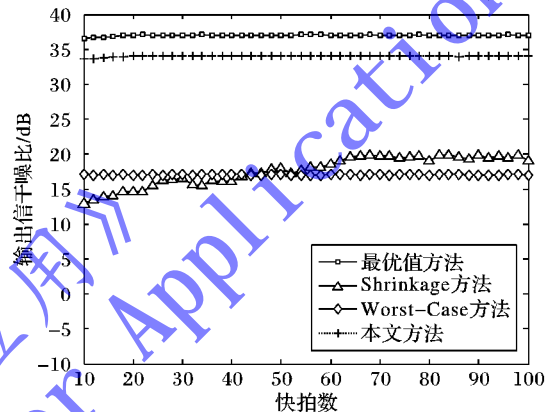


图4 输出信干噪比与采样快拍数关系(实验2)

4 结语

本文提出了一种有效的自适应波束形成方法,从干扰噪声协方差矩阵的重构和期望信号导向矢量失配的校正两方面来改善自适应波束形成的稳健性。在期望信号波达方向的角度范围已知的情况下,基于 MUSIC 空间谱构造了不含期望信号的干扰加噪声协方差矩阵,并在该矩阵的基础上,通过使用阵列输出功率最大化和避免期望信号的导向矢量的估计值收敛到任意个干扰的导向矢量的线性组合的约束条件来求解真实期望信号导向矢量的估计值。仿真结果表明,在很大的输入信噪比范围内,本文方法的性能均接近理论最优值,优于其他自适应波束形成方法。

参考文献:

- [1] van TREES H L. Detection, estimation, and modulation theory, Part IV: optimum array processing [M]. New York: Wiley, 2002.
- [2] GONG C, HUANG L, XU D, et al. Knowledge-aided robust adaptive beamforming with small snapshots [J]. Electronics Letters, 2013, 49(20): 1258 - 1259.
- [3] BESSON O, BIDON S. Robust adaptive beamforming using a Bayesian steering vector error model [J]. Signal Processing, 2013, 93(12): 3290 - 3299.
- [4] RÜBSAMEN M, GERSHMAN A B. Robust adaptive beamforming using multidimensional covariance fitting [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(2): 740 - 753.
- [5] SOMASUNDARAM S D, JAKOBSSON A, PARSONS N H. Robust and automatic data-adaptive beamforming for multidimensional arrays [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2012, 50(11): 4642 - 4656.

(下转第 657 页)

研制的 BU61580 芯片完全兼容。

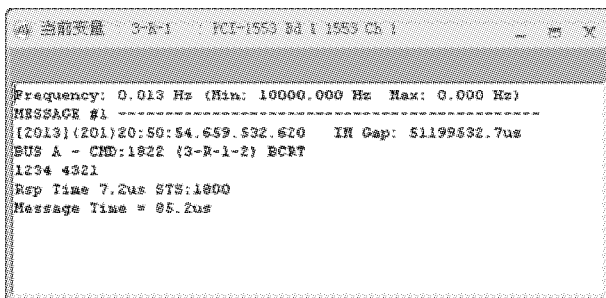


图12 总线数据采集卡反馈信息

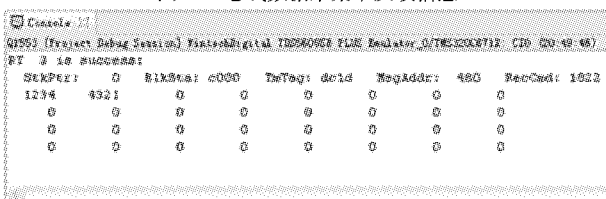


图13 1553B IP核板卡反馈信息

设计采用“双进程”编码风格,提高了系统的可靠性;选用FPGA设计电路,提升了总线上各通信终端逻辑电路的集成度,降低了系统功耗,也降低了1553B总线系统搭建的成本,具备较高的应用价值。

参考文献:

- [1] LI P, ZHENG B. Design of BC module for MIL-STD-1553B based on FPGA [J]. Computer Knowledge and Technology, 2012, 8(1): 207-210. (李鹏,郑宾.基于FPGA的MIL-STD-1553B总线控制器的设计[J].电脑知识与技术,2012,8(1):207-210.)
- [2] SHEN Z, HU C, HE H, et al. Design of IP core for MIL-STD-1553B bus receiver [J]. Electronic Measurement Technology, 2011, 34(5): 68-69. (申志永,胡昌华,何华峰,等. MIL-STD-1553B总线接收器IP核设计[J].电子测量技术,2011,34(5):68-69.)
- [3] ZHOU Y, WU Z, CHOU W. Design of 1553B bus interface based on BU-61580 [J]. Computer Engineering and Applications, 2010, 46(35): 65-68. (周远林,吴忠,丑武胜.基于BU-61580的1553B总线接口设计[J].计算机工程与应用,2010,46(35):65-68.)
- [4] XU H, TIAN Z, YUAN X. Design and implementation of high speed 1553B IP core [J]. Computer Technology and Development, 2009, 19(12): 154-157. (许宏杰,田泽,袁晓军.高速1553B IP核的设计与实现[J].计算机技术与发展,2009,19(12):154-157.)
- [5] LI H, ZHANG J, ZHANG L. The design and implementation of 1553B multifunctional RT IP core [J]. Aerospace Control, 2012, 30(1): 59-65. (李辉,张敬波,张磊.1553B多功能RT IP核的设计与实现[J].航天控制,2012,30(1):59-65.)
- [6] LIU L, WANG S, LI J. Design of 1553B-PCI bridge communication module based on SOPC [J]. Application of Electronic Technique, 2009, 35(7): 22-23. (刘乐光,王升辉,李进.基于SOPC的1553B-PCI桥接通信模块设计[J].电子技术应用,2009,35(7):22-23.)
- [7] CHEN J, CHOU L, LIU J. Reliability computing of the 1553B bus system [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2010, 29(9): 36-38. (陈建明,丑力,刘军辉.1553B总线系统的可靠性计算[J].国外电子测量技术,2010,29(9):36-38.)
- [8] Data Device Corporation. ACE/Mini-ACE series BC/RT/MT advanced communication engine integrated 1553 terminal user's guide [EB/OL]. [2013-11-11]. <http://www.ddc-web.com>.
- [9] European Space Research and Technology Centre. VHDL modelling guidelines [EB/OL]. [2013-11-11]. <http://www.eda.org/rassp/vhdl/guidelines/>.
- [10] Aviation Industry Corporation of China No. 301 Research Institute. GJB 289A-97 Digital time division command/response multiplex data bus [S]. Beijing: Commission for Science, Technology and Industry for National Defense, 1997. (中国航空工业总公司第301所.GJB 289A-97数字式时分制指令/响应型多路传输数据总线[S].北京:国防科学技术工业委员会,1997.)
- [11] GUO X, WANG S, JIAO Z. Design of reliability and redundant methods based on 1553B data bus [J]. Computer Engineering, 2007, 33(14): 225, 226. (郭小和,王少萍,焦宗夏.基于1553B数据总线的可靠性及冗余模式设计[J].计算机工程,2007,33(14):225,226.)
- [12] LI X, ZHOU C. The design of 1553B remote terminal system based on IP core in FPGA [J]. Microcomputer Information, 2010, 26(26): 128-129. (李宪强,周昌义.基于IP核的1553B远置终端设计[J].微计算机信息,2010,26(26):128-129.)
- [13] ZHANG S, MIAO K. Design and implementation of test-system for chip BU-61580 based on 1553B bus [J]. Electronic Design Engineering, 2013, 21(3): 85-89. (张世兵,苗克坚.基于1553B总线的BU-61580芯片测试系统的设计与实现[J].电子设计工程,2013,21(3):85-89.)
- [6] LI J, STOICA P, WANG Z. On robust Capon beamforming and diagonal loading [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(7): 1702-1715.
- [7] STOICA P, LI J, ZHU X, et al. On using a priori knowledge in space-time adaptive processing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(6): 2598-2602.
- [8] VOROBYOV S A, GERSHMAN A B, LUO Z Q. Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: a solution to the signal mismatch problem [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(2): 313-324.
- [9] EHRENBERG L, GANNOT S, LESHEM A, et al. Sensitivity analysis of MVDR and MPDR beamformers [C]// Proceedings of the IEEE 26th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 416-420.
- [10] LORENZ R G, BOYD S P. Robust minimum variance beamforming [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(5): 1684-1696.
- [11] KHABBAZIBASMENJ A, VOROBYOV S A, HASSANIEN A. Robust adaptive beamforming based on steering vector estimation with as little as possible prior information [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(6): 2974-2987.
- [12] GU Y, LESHEM A. Robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix reconstruction and steering vector estimation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(7): 3881-3885.

(上接第652页)