

面向语音增强的聚焦自适应波束形成方法

陈鹏, 李洋洋, 高婧洁, 王威
(长安大学信息工程学院, 710064, 西安)

摘要: 针对语音信号相对带宽大、麦克风存在误差以及现有自适应波束形成方法宽带干扰抑制能力不足的问题,提出一种面向语音增强的聚焦自适应波束形成方法。首先将 Capon 空间谱处理为接收信号的概率密度函数,并对不同频带设计了基于阵列观测数据的聚焦矩阵,从而根据干扰功率自动调整频率聚焦程度;然后,计算聚焦后的样本协方差矩阵和各子带频段内的干扰加噪声协方差矩阵,并利用聚焦矩阵重构出宽带数据的干扰加噪声协方差矩阵;最终,通过重构出参考频率下的期望信号协方差矩阵,修正期望信号方向的导向矢量并得到自适应波束形成器的加权向量。数值仿真结果表明:所提方法能够有效地对期望信号进行接收的同时充分抑制宽带干扰;所提方法在强干扰处的聚焦误差仅为现有方法的约 1%;在信噪比为 15 dB 且入射角误差为 3°的情况下,所提方法的输出信噪比较现有方法提高约 12 dB。

关键词: 语音增强;聚焦矩阵;自适应波束形成;宽带干扰;导向矢量

中图分类号: TN912.35 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202211015 **文章编号:** 0253-987X(2022)11-0148-08

Wideband Adaptive Beamforming Using Adjustable Focusing Method for Speech Enhancement

CHEN Peng, LI Yangyang, GAO Jingjie, WANG Wei
(School of Information Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: This paper proposes an adjustable focusing method for adaptive beamforming to address the problems of large relative bandwidth of speech signals, errors in microphones and insufficient broadband interference suppression with existing adaptive beamforming methods. Firstly, the Capon spectrum is processed as the probability density function of the received signals, and the focusing matrix based on the array observation data is designed for different frequency bands, so as to automatically adjust the frequency focusing degree according to the interference power; then, the focused sample covariance matrix (SCM) and the interference-plus-noise covariance matrix (INCM) in each frequency band are obtained, and the INCM of the broadband data is reconstructed by using the focusing matrix; finally, the desired signal covariance matrix (DSCM) at the reference frequency is reconstructed, the steering vector (SV) is corrected and the weighting vector of the proposed beamformer is obtained. According to the results of several numerical simulations, the proposed method allow the desired signals to be effectively received and the wideband interference sufficiently suppressed; the focusing error of the proposed method under strong interference is only about 1% that of the existing methods;

when all signals have an incident angle error of 3° and the signal-to-noise ratio (SNR) is 15 dB, the output signal-to-interference-and-noise-ratio (SINR) of the proposed method is about 12 dB higher than the existing methods.

Keywords: speech enhancement; focusing matrix; adaptive beamforming; wideband interference; steering vector

语音信号具有一定的带宽,且往往被宽带干扰和噪声遮蔽,难以被直接提取^[1],一般需要自适应宽带波束形成技术对阵列观测信号进行处理,以抑制干扰和噪声,从而提高其信号质量^[2]。

宽带自适应波束形成技术从实现方式来看,主要可以分为时域有限冲击响应(FIR)技术^[3]以及频域离散傅里叶变换(DFT)技术^[4]。基于时域 FIR 技术的波束形成方法的主要缺点是计算复杂度较高^[5],其所需的 FIR 滤波器的阶数会随着带宽的增加而急剧增大^[6],难以在便携式、可穿戴设备等计算资源不充足场景中得到广泛应用^[7]。

基于频域 DFT 的自适应波束形成技术,首先将宽带接收信号进行离散傅里叶变换,并划分子带,从而在频域子带内进行处理。频域 DFT 的自适应宽带波束形成根据频域子带数据的处理方式的不同,可以分为两类。第一类为非相干子空间类方法(incoherent subspace method,ISM)^[8],其主要原理为在各个子带内进行窄带自适应波束形成从而合成频域输出信号。然而,ISM 方法在子带内只利用了宽带信号的部分频点信息,导致其对误差较为敏感,且无法处理相关信源,总体性能较低^[9]。第二类为相干子空间类方法(coherent subspace method,CSM)^[10],其基于频域聚焦的思想,能够充分地利用宽带信号的带宽信息,从而提高波束形成器的稳健性。CSM 通过构造频域聚焦矩阵,使不同子带内的窄带信号在参考频率上实现聚焦,从而将宽带问题转换为窄带问题进行处理,以较低计算复杂度得到宽带波束输出。

从 20 世纪 90 年代至今,学者们提出了许多经典的聚焦矩阵构造方法^[11],例如旋转信号子空间(RSS)变换法、信号子空间变换法(SST)、双边相关变换(TCT)^[12]、单约束的阵列流形聚焦(UCAMF)^[13]。然而,上述聚焦矩阵的计算是建立在所有入射信号的 DOA 都精确已知的条件下的,如果假设的 DOA 与实际 DOA 存在误差时,聚焦方法的性能将会急剧下降。针对该问题,Bucris 等^[14]提出了贝叶斯聚焦变换(Bayesian focusing transform,BFT),其假设入射信号的 DOA 服从高斯分

布,尽管在一定的范围内可以减小角度失配对波束形成性能的影响,但是该方法实现前提要求为所有信号入射角或其概率分布参数确定已知^[15]。此外,该方法在频域聚焦还是基于传统的采样协方差矩阵求逆^[16](sample covariance matrix inversion,SMI)或对角加载方法(diagonal loading,DL)^[17],对导向矢量误差较为敏感。因此,现有宽带聚焦波束形成方法仍然具有和采样协方差求逆方法一样的缺点,即相关参数选取与实际阵列接收数据存在失配时,聚焦误差会急剧增大,从而造成导向矢量失配,严重降低自适应波束形成器的性能,甚至会出现期望信号方向形成零陷的“自消”现象^[18-20]。

针对上述问题,本文在信号入射角的概率分布参数未知的情况下,通过预估参考频率处空间谱得到所有信号大致的角度和功率信息,从而将空间谱拟合为信号入射角的概率分布函数,继而提出新的聚焦变换方法。然后,本文将干扰加噪声协方差矩阵(interference-plus-noise covariance matrix,IN-CM)重构的思想^[21-25],与所提频域聚焦变换结合,提出了一种频域聚焦的重构波束形成方法。数值仿真验证了所提波束形成器能够在信号入射角未知时,有效地预估入射角的概率分布函数并将宽带数据聚焦到参考频点处,最终高效地抑制宽带干扰。

1 宽带信号模型

考虑 M 个传感器组成的均匀线列阵接收来自空间的宽带信号和噪声的时域数据为

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (1)$$

式中: $x_m(t)$ 表示第 m 个阵元接收到的时域数据,其与噪声不相关。那么将 $\mathbf{X}(t)$ 内各个阵元 $S_0(f)$ 的时域数据进行快速傅里叶变换,得到频率域的阵列观测数据 $\mathbf{X}(f)$ 可表示为

$$\mathbf{X}(f) = \mathbf{a}(\theta_0, f) S_0(f) + \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\theta_q, f) S_q(f) + \mathbf{N}(f) \quad (2)$$

式中: $S_0(f)$ 和 $S_q(f)$ 分别表示期望信号和第 q 个干扰的频域数据; $\mathbf{a}(\theta_0, f)$ 和 $\mathbf{a}(\theta_q, f)$ 分别表示对应的导向矢量; $\mathbf{N}(f)$ 表示噪声频谱数据。一般地,在进

行阵列信号处理前,应当首先选择感兴趣的接收信号的带宽范围为 $[f_L, f_H]$,其中 f_L 为信号带宽下限, f_H 为信号带宽上限,傅里叶变换后在 $\mathbf{X}(f)$ 带宽范围内共有 N_f 个离散频点,将 $[f_L, f_H]$ 带宽内的频点平分为 I 个频率集,每个频率集内有 J 个离散频点,则 $N_f = IJ$ 。 θ_0 和 θ_q 分别为信号与干扰的入射角,定义为与直线阵法线方向的夹角。

对于所有接收信号,假设其在频率 f_i 下的导向矢量集合为 $\mathbf{A}(\Theta_s, f_i) = [\mathbf{a}(\theta_0, f_i), \dots, \mathbf{a}(\theta_q, f_i)]$,那么第 i 个频率集内的聚焦矩阵必须满足

$$\mathbf{A}(\Theta_s, f_r) = \mathbf{T}(f_i)\mathbf{A}(\Theta_s, f_i) \quad (3)$$

式中: Θ_s 表示所有信号 DOA 的集合,第 i 个频段和参考频点的导向矢量是已知的。那么,可以采用最小均方误差(MMSE)准则,构造求解问题为

$$\mathbf{T}(f_i) = \min \|\mathbf{T}(f_i)\mathbf{A}(\Theta_s, f_i) - \mathbf{A}(\Theta_s, f_r)\|_F^2 \quad (4)$$

式中: $\|\cdot\|_F$ 是矩阵的F范数,该问题求解出的聚焦矩阵只针对集合 Θ_s 内的所有入射角。换句话说,如果实际入射信号的 DOA 与假设的 DOA 存在误差,会导致聚焦误差。因此,通过利用概率模型,可以得到贝叶斯聚焦矩阵为

$$\hat{\mathbf{T}}_{\text{BFT}}(f_i) = \min_{\Theta} \int_{\Theta} \|e(\theta)\|_F^2 d\theta \quad (5)$$

式中: $e(\theta)$ 为聚焦后的导向矢量和参考频点导向矢量的误差,可以表示为

$$e(\theta) = \mathbf{T}(f_i)\rho(\theta)\mathbf{a}(\theta, f_i) - \rho(\theta)\mathbf{a}(\theta, f_r) \quad (6)$$

式中各信号 DOA 都服从等方差高斯分布 $N(\theta, \sigma^2)$,则全角度域的 DOA 的存在概率服从

$$\rho^2(\theta) \sim \frac{1}{Q+1} \sum_{q=0}^Q N_q(\theta_q, \sigma^2) \quad (7)$$

实际计算中,如果离散角数足够多且满足采样条件(离散角数远远大于频点集数),那么聚焦矩阵可以在角度域内近似为

$$\hat{\mathbf{T}}(f_i) = \mathbf{A}(f_r)\mathbf{\Gamma}(\mathbf{A}(f_i)\mathbf{\Gamma})^+ \quad (8)$$

式中: $\mathbf{\Gamma}$ 为对角阵,其对角线元素为离散角对应的概率值; $(\cdot)^+$ 表示伪逆算子。

2 频域聚焦重构波束形成

由式(6)、(7)可知,某一角度处的聚焦误差与该角度存在的信号概率大小成负相关。式(7)中假设在各信号等概率时难以保证所有信号的聚焦总体误差最小。因此,本文提出自适应聚焦变换(adaptive focusing transform, AFT)的概念,在保证期望信号方向的聚焦误差足够小的同时,根据各个干扰的功

率大小自适应地进行聚焦,从而将更多的聚焦资源倾斜于强干扰的聚焦和抑制中。

2.1 所提频域聚焦方法

在选取参考频点 f_r 后,将其所在的频率集对应的所有阵元数据定义为 $\mathbf{X}_r(f)$ 。此时,可以计算参考频率集的采样协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_r = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{X}_r(f_j)\mathbf{X}_r^H(f_j) \quad (9)$$

此时参考频点 f_r 所对应的 Capon 空间谱可以被计算为

$$p(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\hat{\mathbf{R}}_r^{-1}\mathbf{a}(\theta)} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{a}(\theta)$ 为 θ 在参考频点处对应的导向矢量。计算 Capon 空间谱的最大值 $p_{\max} = \max\{p(\theta)\}$,并通过峰值提取算法获得 $p(\theta)$ 的所有峰值和其所在的角度 $\tilde{\theta}_q (q=1, \dots, Q_p, Q_p$ 为所提取到的峰值数)。

峰值提取可能会出现误差,即提取的峰值数与实际的入射信号数不同,也无法保证期望信号能够被正确地提取出。因此,根据先验条件,将期望信号的入射角扩展为一个期望信号扇区 $\Theta_0 = [\theta_0 - B/2, \theta_0 + B/2]$,以囊括所有可能的角度误差, B 为区间宽度。将 Θ_0 内的 Capon 谱归一化,并取 Capon 空间谱内的最大值,从而提高期望信号在所有信号与噪声中的比重。修正后的 Capon 谱为

$$\bar{p}(\theta) = \begin{cases} \frac{p_{\max} p(\theta)}{\max\{p(\theta)\}}, & \theta \in \Theta_0 \\ p(\theta), & \theta \notin \Theta_0 \end{cases} \quad (11)$$

那么,概率密度函数 $\rho^2(\theta)$ 可以被重构为归一化的修正 Capon 谱,即

$$\rho^2(\theta) = \frac{\bar{p}(\theta)}{\int_{\Theta} \bar{p}(\theta) d\theta} \quad (12)$$

式(12)中的归一化需要计算修正 Capon 谱在角度域的积分。然而,修正 Capon 谱 $\bar{p}(\theta)$ 在实际应用中一般是离散的,因此可以采用数值积分的形式对其进行逼近,表达式为

$$\int_{\Theta} \bar{p}(\theta) d\theta \approx \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \bar{p}(\theta_l) \quad (13)$$

此时非信号区域内的概率密度仍远大于0,这与实际情况不符(非信号区域内的信号存在概率应当非常小)。因此,式(12)的概率密度函数可以被重写为

$$\bar{\rho}^2(\theta) = \begin{cases} \rho^2(\theta), & \rho^2(\theta) \geq \eta \\ \xi, & \rho^2(\theta) < \eta \end{cases} \quad (14)$$

根据式(8),对角阵 $\mathbf{\Gamma}$ 可以被估计为

$$\hat{\mathbf{r}} \approx \text{diag}(\bar{\rho}(\theta)) \quad (15)$$

式中: $\text{diag}(\cdot)$ 表示向量对角化。此时第 i 个频率集的自适应聚焦矩阵就可以被写为

$$\hat{\mathbf{T}}(f_i) = \mathbf{A}(f_r) \hat{\mathbf{r}} (\mathbf{A}(f_i) \hat{\mathbf{r}})^+ \quad (16)$$

那么第 i 个频率集内的频域数据经过聚焦后为

$$\tilde{\mathbf{X}}_{f_i}(j) = \hat{\mathbf{T}}(f_i) \mathbf{X}_{f_i}(j) \quad (17)$$

此时该频率集的聚焦样本协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_i = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \tilde{\mathbf{X}}_{f_i}(j) \tilde{\mathbf{X}}_{f_i}^H(j) \quad (18)$$

将所有的频率集对应的样本协方差矩阵进行综合后,可以得到总体聚焦样本协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_F = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \hat{\mathbf{R}}_i = \frac{1}{IJ} \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J \tilde{\mathbf{X}}_{f_i}(j) \tilde{\mathbf{X}}_{f_i}^H(j) \quad (19)$$

2.2 波束形成器设计

在得到所有的自适应聚焦矩阵和总体聚焦样本协方差矩阵后,所有频率集的频域数据都被聚焦到了参考频点,因此只需要在参考频点处设计自适应波束形成器即可。

式(19)中的总体聚焦样本协方差矩阵包含期望信号成分,而聚焦过程不可避免地会产生一定的误差,可能会导致期望信号“自消”的现象^[5],严重影响波束形成器的性能。因此,可以利用总体聚焦样本协方差矩阵重构第 i 个频率集下的干扰加噪声协方差矩阵,具体可以写为

$$\hat{\mathbf{R}}_{i+n}(f_i) = \int_{\bar{\Theta}_0} \frac{\mathbf{a}(\theta, f_i) \mathbf{a}^H(\theta, f_i)}{\mathbf{a}^H(\theta, f_i) \hat{\mathbf{R}}_F^{-1} \mathbf{a}(\theta, f_i)} d\theta \quad (20)$$

式中: $\bar{\Theta}_0$ 为期望信号扇区在全空域的补集。在实际计算中,一般采用离散累加计算代替积分。假设在 $\bar{\Theta}_0$ 共有 L_{i+n} 个离散角度,那么式(20)可以改写为

$$\hat{\mathbf{R}}_{i+n}(f_i) \approx \sum_{l=1}^{L_{i+n}} \frac{\mathbf{a}(\theta_l, f_i) \mathbf{a}^H(\theta_l, f_i)}{\mathbf{a}^H(\theta_l, f_i) \hat{\mathbf{R}}_F^{-1} \mathbf{a}(\theta_l, f_i)} \quad (21)$$

聚焦后的干扰加噪声协方差矩阵可以写为

$$\mathbf{R}'_{i+n} = \sum_{i=1}^I \hat{\mathbf{T}}(f_i) \hat{\mathbf{R}}_{i+n}(f_i) \hat{\mathbf{T}}^H(f_i) \quad (22)$$

将式(21)代入式(22)中,可以得到

$$\mathbf{R}'_{i+n} = \sum_{i=1}^I \sum_{l=1}^{L_{i+n}} \frac{\hat{\mathbf{T}}(f_i) \mathbf{a}(\theta_l, f_i) \mathbf{a}^H(\theta_l, f_i) \hat{\mathbf{T}}^H(f_i)}{\mathbf{a}^H(\theta_l, f_i) \hat{\mathbf{R}}_F^{-1} \mathbf{a}(\theta_l, f_i)} \quad (23)$$

在实际应用中,一般无法精确得到期望信号的导向矢量,通常需要进行估算或修正。针对这个问题,本文将利用重构协方差矩阵的思想,首先对期望信号协方差矩阵进行重构,表达式为

$$\hat{\mathbf{R}}_s(f_r) = \sum_{l=1}^{L_s} \frac{\mathbf{a}(\theta_l, f_r) \mathbf{a}^H(\theta_l, f_r)}{\mathbf{a}^H(\theta_l, f_r) \hat{\mathbf{R}}_F^{-1} \mathbf{a}(\theta_l, f_r)} \quad (24)$$

式中: L_s 为期望信号扇区 Θ_0 内离散角数。在此基础上,取最大特征值对应的特征向量作为期望信号导向矢量,表达式为

$$\hat{\mathbf{a}}_0 = \hat{\mathbf{a}}(\theta_0, f_r) = \sqrt{M} \mathbf{P}_d \quad (25)$$

式中: $\mathbf{P}_d$ 为 $\hat{\mathbf{R}}_s(f_r)$ 的最大特征值对应的特征向量。那么自适应聚焦宽带波束形成器的加权向量可以写成

$$\mathbf{w}_F = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \hat{\mathbf{a}}_0}{\hat{\mathbf{a}}_0^H \hat{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \hat{\mathbf{a}}_0} \quad (26)$$

此时,自适应聚焦宽带波束形成器的输出频域信号可以写为

$$\tilde{Y}(f) = \mathbf{w}_F^H \tilde{\mathbf{X}}(f) \quad (27)$$

式中: $\tilde{\mathbf{X}}(f)$ 为各个频率集聚焦后的阵列数据,具体可以表示为

$$\tilde{\mathbf{X}}(f) = [\mathbf{T}(f_1) \mathbf{X}_{f_1}, \mathbf{T}(f_2) \mathbf{X}_{f_2}, \dots, \mathbf{T}(f_I) \mathbf{X}_{f_I}] \quad (28)$$

最后通过采用逆傅里叶变换,自适应宽带聚焦波束形成器输出的时域信号为

$$\tilde{y}(t) = \text{IDFT}\{\tilde{Y}(f)\} \quad (29)$$

式中: $\text{IDFT}\{\cdot\}$ 表示逆傅里叶变换算子。

由频域聚焦重构波束形成方法的过程可知,方法的计算复杂度主要来源于两个部分:第一部分是聚焦矩阵估计,对于所有的频率集,其复杂度为 $O(M^3 I)$, I 为所有频率集数;第二部分来源于干扰加噪声协方差矩阵的重建和导向矢量的估计过程,其中干扰加噪声协方差矩阵重建的复杂度为 $O(M^2 L_{i+n})$;而 DSCM 重建的复杂度为 $O(M^2 L_s)$;特征分解在 SV 估计中的复杂度为 $O(M^3)$ 。一般而言, $I \geq 1$ 且 $L_{i+n} \gg L_s$ 。因此,本文提出方法的总计算复杂度为 $O(\max\{M^3 I, M^2 L_{i+n}\})$ 。文献[14]中没有给出计算复杂度分析,但其提出的 BFT 对焦加载波束形成方法无需进行协方差矩阵重构,因此计算复杂度主要依赖于聚焦矩阵估计过程,其复杂度同样为 $O(M^3 I)$ 。文献[5]的计算复杂度可以写为 $O(\max((MJ)^2 IDL, (MJ)^2 DL_s))$, 其中, J 为滤波器阶数,通常取 15, I 为频率集数, L_s 和 L 为期望信号扇区及其补扇区内的离散角数, D 为二次采样数,通常取 $D=179$ 。通过对比可知,文献[14]所提方法具有最低的计算复杂度,所提方法与文献[14]相比计算复杂度提升不多,而文献[5]的计算复杂度远远高于所提方法。

3 数值仿真

数值仿真实验中,考虑由 10 个全向传感器组成

的均匀线阵列(uniform linear array, ULA)。假设空气中的声传播速度 $c=340$ m/s。所有信号的频率范围是 $2\ 000\sim3\ 000$ Hz(需要指出的是,国际制定的数字电话机的通信标准是 $300\sim3\ 400$ Hz,本算例中仅对其中部分频段做出仿真,但是结果具有普适性,如需覆盖所有频段仅需提升频带数即可),相邻两个传感器之间的距离为最高频率($3\ 000$ Hz)对应波长的一半,采样频率 $f_s=12\ 500$ Hz。期望信号是由带通滤波后的高斯噪声产生的,而且每个频率上的信号功率都是不同的,期望信号的入射角为 15° 。两个干扰为带宽范围内的线性调频信号,其中一个为 30 dB 的强干扰,其入射角为 35° ,线性调频率为 $5\ 000$ Hz/s(升频率);另一个为 10 dB 的弱干扰,入射角为 -25° ,线性调频率为 $-5\ 000$ Hz/s(降频率)。阵列噪声为高斯白噪声,功率为 0 dB。式(14)中的聚焦参数为 $\eta=0.01, \xi=10^{-6}$ 。

3.1 聚焦误差

为了研究所提频域聚焦重构方法的性能,将宽带频率范围等分为 10 个窄带频带,并将聚焦频率设置为第 5 频带的中心频率 $f_r=2\ 450$ Hz,期望信号的功率值设定为 20 dB。

图 1 展示了第 1 频带的导向矢量聚焦的均方误差随入射角的变化情况,其中,聚焦的均方误差可以计算为

$$e(\theta) = \| \mathbf{a}(\theta, f_r) - \mathbf{T}(f_i) \mathbf{a}(\theta, f_i) \|_2 \quad (30)$$

可以看出, RSS 聚焦方法的整体聚焦误差在 10° 以上, CSM 方法的聚焦误差在期望信号和干扰方向上大致达到了 10^{-2} 量级。BFT 聚焦方法的聚焦误差也在 3 个信号的方向附近达到了 10^{-3} 量级。然而,由于 BFT 方法设置为均匀聚焦,其在 3 个方向上的聚焦误差基本相同,不利于后续高功率信号的对准和干扰的抑制。由于采用了自适应的聚焦方式, AFT 在 -25° 的低功率方向上将误差降低至 10^{-3} 量级,而在期望信号和 30 dB 干扰方向上,聚焦误差仅为 10^{-6} 量级。

图 2 展示了此时各个频带内的聚焦误差情况。由图 2 可以看出, BFT 聚焦方法在 3 个信号入射角上的聚焦误差差距不大,且其在各个频带内的聚焦误差基本上维持在 10^{-3} 量级。值得注意的是,图 2 中缺少了 5 号频带的聚焦误差,这是因为 5 号频带的中心频率为参考频率,5 号频带可以直接进行波束形成处理而无需进行聚焦。AFT 聚焦方法在弱干扰处的聚焦误差较高,从而将有限的“聚焦资源”分配给了功率较高的干扰和期望信号。此外,因为

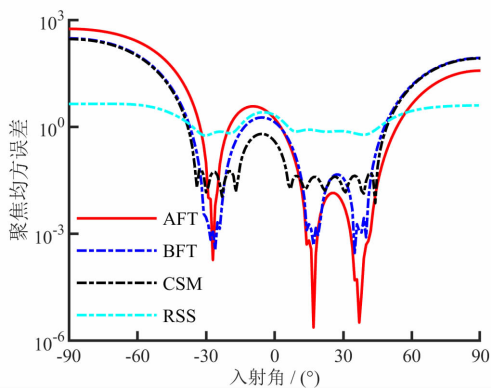


图 1 聚焦误差随入射角的变化情况

Fig. 1 The change of focusing error with Angle

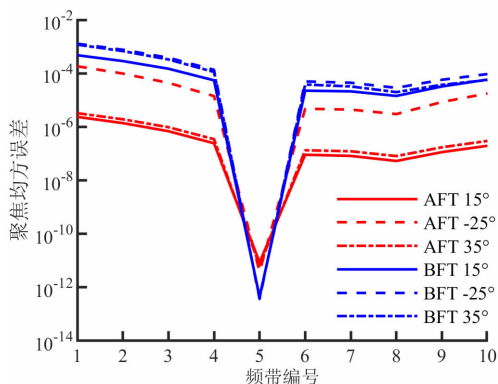


图 2 聚焦误差随频带编号的变化情况

Fig. 2 The variation of focusing error with frequency band number

1 号频带为低频段,聚焦误差在 1 号频带内最大,随着频率的升高以及靠近参考频率时,2~8 号频带的聚焦误差显著减小。从 9 号频带开始,其与参考频率的差距开始成为聚焦误差的主要因素,聚焦误差开始升高。

3.2 波束响应图

虽然聚焦波束形成能够处理宽带信号,但从图 2 可知,不同频带的聚焦误差存在差异。因此,本小节将研究不同频带的聚焦对波束响应图的影响。为了独立展示聚焦和协方差矩阵重构对波束形成性能的影响,将 AFT 和 BFT 两种聚焦变换分别与稳健 Capon 波束形成器(robust capon beamformer, RCB)和重构估计波束形成器(reconstitution and Estimation beamformer, REB)相结合,从而在对比方法中除 BFT-RCB 外,还将 BFT-REB 作为另一个对比方法。值得说明的是,图 1 表明 CSM 和 RSS 聚焦方法显著劣于 BFT 方法,因此在后续的仿真中不再将 CSM 和 RSS 聚焦方法作为对比方法。

图 3 给出了 1 号频带的波束响应图,可以看出,最低频带对应的波束响应图中,BFT-RCB 方法将主瓣移至了 -90° 方向,在真实的期望信号方向 15° 形成了一个 -16 dB 的旁瓣。由于 AFT-REB 和 BFT-REB 采用了重构技术,在 15° 形成了主瓣,并在多个干扰方向也形成了凹槽。

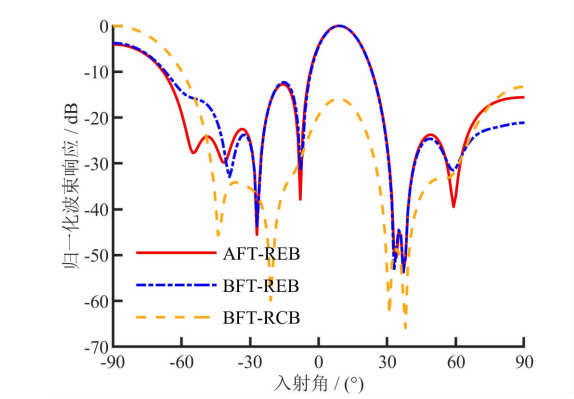


图 3 频带 1(最低频)的波束响应图
Fig. 3 Beam response diagram for band 1 (lowest frequency)

图 4 给出了 4 号频带的波束响应图,可以看出,由于其接近参考频率,聚焦误差显著降低,使得各个波束形成方法都能够将主瓣对准,然而 BFT-RCB 的主瓣稳健性是以牺牲干扰抑制能力为代价的。相较而言两个重构波束形成方法保留了较强的干扰抑制能力,且 AFT-REB 在大角度区域对噪声的抑制能力明显优于 BFT-REB。

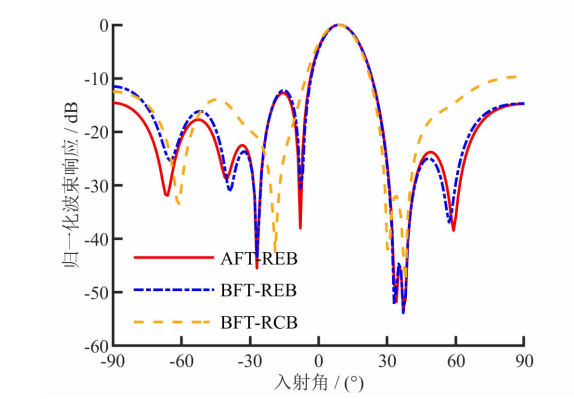


图 4 频带 4(最接近参考频率)的波束响应图
Fig. 4 Beam response diagram for band 4 (closest to reference frequency)

图 5 给出了最高频带的波束响应图,其与图 4 类似,AFT-REB 与 BFT-REB 都能够较好地形成主瓣并抑制干扰。

3.3 输出信噪比

本节给出了各个波束形成器的输出信噪比情

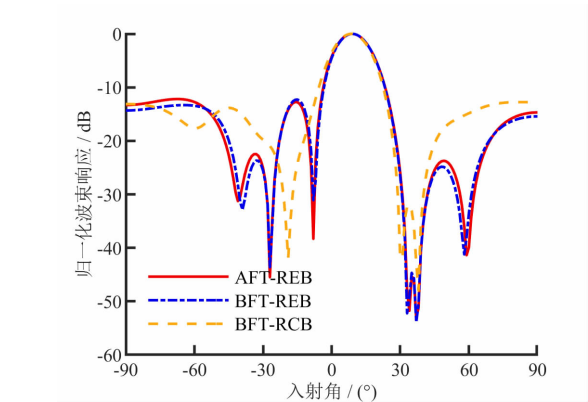


图 5 频带 10(最高频)的波束响应图
Fig. 5 Beam response diagram for band 10 (highest frequency)

况。图 6 给出了入射角精确已知时,各波束形成器的输出信干噪比(signal-to-interference and noise-ratio, SINR)随输入信噪比(signal-to-noise-ratio, SNR)的变化情况,图 6 中的结果是 200 次独立的蒙特卡洛仿真的平均值。可以看出,尤其是在高 SNR 情况下,BFT-RCB 的输出信干扰比与两个重构波束形成方法存在较大差距。AFT-REB 的输出 SINR 一直略高于 BFT-REB,这是由于 AFT-REB 有更灵活的频率聚焦能力,能够优先保障期望信号和强干扰处的聚焦,减小聚焦误差从而提高强干扰的抑制能力。

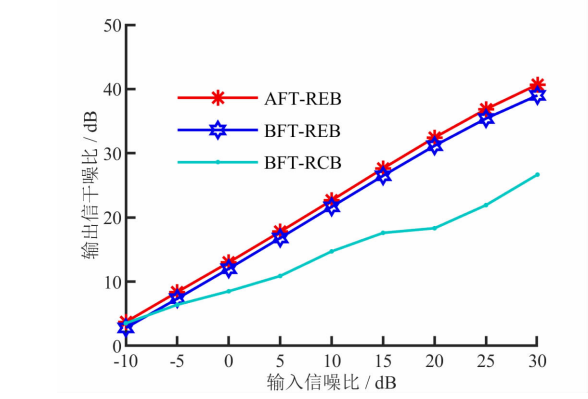


图 6 入射角精确已知时的性能
Fig. 6 Performance when the incidence Angle is precisely known

在实际应用中,一般难以准确知道信号入射角。因此假设所有信号存在 3° 的入射角误差,即假设的期望信号的入射角为 18° ,两个干扰的角度分别为 -22° 和 38° 。从图 7 可以看出,由于角误差的存在,聚焦的误差也不可避免,从而导致 AFT-REB 和 BFT-REB 的性能出现轻微的下降,由于角度误差的存在,BFT-RCB 输出 SINR 随着信噪比的升高而急

剧下降。

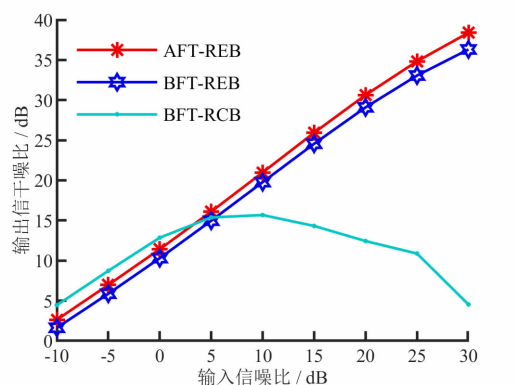


图7 存在角度误差时的性能

Fig. 7 Performance in the presence of angular errors

4 结 论

本文针对现有宽带聚焦波束形成方法在频率聚焦和波束形成时存在的问题,提出了频域聚焦的协方差矩阵重构波束形成方法,通过将接收信号空间谱拟合为入射角的概率密度函数,得到了各个频带所对应的聚焦矩阵。在此基础上,将原始宽带数据聚焦为窄带数据,并重构出了所有频带对应的干扰加噪声协方差矩阵和期望信号导向矢量,最终得到了聚焦数据所对应的加权向量。与其他聚焦波束形成方法相比,所提方法能够根据干扰的功率大小自适应地调整聚焦程度,从而提高了整体的波束形成性能。数值仿真证明,所提 AFT-REB 波束形成器能够有效地对期望信号进行接收的同时充分抑制宽带干扰。

参考文献:

- [1] 霍广. 近场宽带波束形成算法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2015.
- [2] WANG Yong, YANG Yixin, HE Zhengyao, et al. Robust superdirective frequency-invariant beamforming for circular sensor arrays [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(8): 1193-1197.
- [3] YAN Shefeng. Optimal design of FIR beamformer with frequency invariant patterns [J]. Applied Acoustics, 2006, 67(6): 511-528.
- [4] GODARA L C. Application of the fast Fourier transform to broadband beamforming [J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 1995, 98(1): 230-240.
- [5] CHEN Peng, YANG Yixin, WANG Yong, et al. Robust covariance matrix reconstruction algorithm for time-domain wideband adaptive beamforming [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(2): 1405-1416.
- [6] 范展, 梁国龙. 基于凸优化的最小旁瓣恒定束宽时域宽带波束形成 [J]. 电子学报, 2013, 41(5): 943-948. FAN Zhan, LIANG Guolong. Broadband beamforming with minimum sidelobe and constant beamwidth based on convex optimization [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(5): 943-948.
- [7] YANG Yixin, YANG Long, ZHU Jiannan. Sidelobe suppression for time-domain adaptive broadband beamforming with sparse constraint [C] // OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 1-4.
- [8] ZHAO Yong, LIU Wei, LANGLEY R J. Subband design of fixed wideband beamformers based on the least squares approach [J]. Signal Processing, 2011, 91(4): 1060-1065.
- [9] SOMASUNDARAM S D. Wideband robust capon beamforming for passive sonar [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2013, 38(2): 308-322.
- [10] HUNG H, KAVEH M. Focussing matrices for coherent signal-subspace processing [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988, 36(8): 1272-1281.
- [11] LIU Yanhui, ZHANG Liang, YE Longfang, et al. Synthesis of sparse arrays with frequency-invariant-focused beam patterns under accurate sidelobe control by iterative second-order cone programming [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(12): 5826-5832.
- [12] VALAEE S, KABAL P. Wideband array processing using a two-sided correlation transformation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(1): 160-172.
- [13] HUNG H S, MAO C Y. Robust coherent signal-subspace processing for directions-of-arrival estimation of wideband sources [J]. IEEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation, 1994, 141(5): 256-262.
- [14] BUCRIS Y, COHEN I, DORON M A. Bayesian focusing for coherent wideband beamforming [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2012, 20(4): 1282-1296.
- [15] 陈亮, 盛卫星, 韩玉兵, 等. 改进贝叶斯聚焦的宽带自适应单脉冲算法 [J]. 电波科学学报, 2013, 28(2): 237-248. CHEN Liang, SHENG Weixing, HAN Yubing, et al. Wideband adaptive monopulse algorithm based on im-

- proved Bayesian focusing [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2013, 28(2): 237-248.
- [16] CAPON J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis [J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.
- [17] 夏麾军, 马远良, 汪勇, 等. 高增益对角减载波束形成方法研究 [J]. 声学学报, 2016, 41(4): 449-455.
XIA Huijun, MA Yuanliang, WANG Yong, et al. Study of high-gain beamforming using diagonal reducing [J]. Acta Acustica, 2016, 41(4): 449-455.
- [18] GU Yujie, 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.
- [19] MALLIPEDDI R, LIE J P, RAZUL S G, et al. Robust adaptive beamforming based on covariance matrix reconstruction for look direction mismatch [J]. Progress In Electromagnetics Research Letters, 2011, 25: 37-46.
- [20] 吴仁斌, 姚敏立, 贾维敏, 等. 采用幅度响应约束的鲁棒自适应波束形成算法 [J]. 西安交通大学学报, 2014, 48(4): 109-114.
WU Renbin, YAO Minli, JIA Weimin, et al. Robust adaptive beamforming algorithm by constraints on magnitude response [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2014, 48(4): 109-114.
- [21] 范展, 梁国龙. 基于干扰协方差矩阵重构的恒定束宽鲁棒自适应波束形成 [J]. 声学学报, 2015, 40(1): 104-109.
FAN Zhan, LIANG Guolong. Frequency-invariant robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix reconstruction [J]. Acta Acustica, 2015, 40(1): 104-109.
- [22] CHEN Peng, ZUO Long, WANG Wei. Adaptive beamforming for passive synthetic aperture with uncertain curvilinear trajectory [J]. Remote Sensing, 2021, 13(13): 2562.
- [23] CHEN Peng, GAO Jingjie, WANG Wei. Linear prediction-based covariance matrix reconstruction for robust adaptive beamforming [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2021, 28: 1848-1852.
- [24] CHEN Peng, YANG Yixin. An uncertainty-set-shrinkage-based covariance matrix reconstruction algorithm for robust adaptive beamforming [J]. Multidimensional Systems and Signal Processing, 2021, 32(1): 263-279.
- [25] ZHU Xingyu, YE Zhongfu, XU Xu, et al. Covariance matrix reconstruction via residual noise elimination and interference powers estimation for robust adaptive beamforming [J]. IEEE Access, 2019, 7: 53262-53272.

(编辑 武红江 刘杨)