

# 用于宽带非平稳信源分离的一种盲波束算法

林静然, 彭启琮, 邵怀宗, 居太亮

(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

**【摘要】**提出了一种用于分离宽带非平稳信源的盲波束算法。该算法以阵列旋转不变性为基础, 利用宽带信源的非平稳特性, 将传统的窄带盲波束算法扩展到频域执行; 针对在扩展过程中可能出现的通道互换, 利用相邻频点序列的互相关系数, 对各频点的分离序列进行通道重排, 以确保分离出的宽带信源在频域的一致性。该算法还消除了传统盲分离算法中普遍存在的幅度模糊问题, 使得分离出的信号没有幅度失真。计算机仿真验证了算法的正确性和有效性。

**关键词** 宽带非平稳信源; 相关系数; 盲波束算法; 旋转不变性; 幅度模糊  
**中图分类号** TN918 **文献标识码** A

## Deterministic Blind Beamforming for Broadband Nonstationary Source Separation

LIN Jing-ran, PENG Qi-cong, SHAO Huai-zong, and JU Tai-liang

(School of Communication and Information Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** A novel approach of deterministic blind beamforming (DBBF) for broadband nonstationary source separation is presented in this paper. Utilizing the nonstationarity of broadband sources, the conventional narrowband DBBF, based on rotational invariance techniques, is extended to the broadband case, and implemented in frequency domain. A channel rearranging operation, exploring the correlation coefficients between the separated sequences of adjacent bins, is performed to cope with the channel swap. Then the frequency consistency of the recovered sources can be ensured. In addition, the problem of scale ambiguity is eliminated and the original sources can be recovered without scale distortion. Numerical examples confirm the excellent performance of the proposed approach.

**Key words** broadband nonstationary sources; correlation coefficient; DBBF; rotational invariance techniques; scale distortion

阵列信号处理中的一个常见问题是如何从阵列接收到的、由多个信源组成的混合信号中分离出感兴趣的信源。由于实际应用中存在多种非理想因素, 用“盲”的方法来完成分离更为有效<sup>[1-5]</sup>。基于旋转不变性的盲波束算法(deterministic blind beam forming, DBBF)简单可靠, 被广泛使用<sup>[1-2]</sup>。但传统DBBF算法主要处理窄带信号。近年来, 宽带的、非平稳的信源频繁出现在各种通信、电子应用中, 要想分离这些信源, 传统DBBF算法不再适用。

本文利用宽带信源的非平稳特性, 将传统DBBF算法扩展到频域。考虑到不同频点分离出的各信源分量的顺序可能不同(channel swap), 提出了一种基于相邻频点分离序列的互相关系数的排序方法, 以保证信源的频域一致性。另外, 与一般的盲分离算

法相比<sup>[3-5]</sup>, 该算法还解决了幅度模糊的问题, 即恢复的信源没有幅度失真。并且, 该算法的性能优于传统的宽带Capon波束形成算法(Capon beam forming, CBF)<sup>[6-9]</sup>。

### 1 宽带DBBF算法

考虑一个  $M$  元的均匀线阵, 阵元间距为  $\Delta$ 。设空间有  $D$  个互不相关的宽带非平稳信源, 到达角分别为  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D$ , 那么, 阵列频域传输方程表示为:

$$\mathbf{X}(f, k) = \mathbf{A}(f)\mathbf{S}(f, k) + \mathbf{N}(f, k) \quad (1)$$

式中  $f$  和  $k$  分别为频率序号和帧序号;  $\mathbf{X}(f, k) \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 、 $\mathbf{S}(f, k) \in \mathbf{C}^{D \times 1}$  以及  $\mathbf{N}(f, k) \in \mathbf{C}^{M \times 1}$  分别表示第  $k$  帧的阵列接收数据、源数据以及噪声数据在频率  $f$  处的分量; 矩阵  $\mathbf{A}(f)$  表示在频率  $f$  处的阵列传输矩阵。假设

$A(f)$ 平稳,不随时间变化。 $A(f)=[a_1(f), a_2(f), \dots, a_d(f), \dots, a_D(f)] \in \mathbf{C}^{M \times D}$ , 其中 $a_d(f)$ 为第 $d$ 个信源的方向矢量,  $a_d(f)=[1, \varphi_d, \varphi_d^2, \dots, \varphi_d^{(M-1)}]^T$ ,  $d=1, 2, \dots, D$ ,  $\varphi_d = \exp[-j2\pi f \Delta \sin(\theta_d) c^{-1}]$ ,  $c$ 为信源的传播速度。

定义矩阵 $A_{\uparrow(M-1)} = [I_{(M-1)}, \mathbf{0}_{[(M-1) \times 1]}] \in \mathbf{C}^{(M-1) \times M}$ 和 $A_{\downarrow(M-1)} = [\mathbf{0}_{[(M-1) \times 1]}, I_{(M-1)}] \in \mathbf{C}^{(M-1) \times M}$ 。对于均匀线阵, 有 $A_{\downarrow(M-1)}A(f) = [A_{\uparrow(M-1)} A(f)]\Phi$ , 其中,  $\Phi = \text{diag}\{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_D\}$ 为旋转矩阵。这就是所谓的旋转不变性<sup>[10]</sup>。

以信源数、频率和帧数为坐标, 构造三维数据源矩阵如图1所示。在频点 $f$ 处的切面构成矩阵 $S(f)=[S(f, 1), S(f, 2), \dots, S(f, k), \dots, S(f, K)] \in \mathbf{C}^{D \times K}$ , 其中,  $K$ 为感兴趣的帧数。 $S(f)$ 的每一列 $S(f, k) \in \mathbf{C}^{D \times 1}$ 由 $D$ 个信源的第 $k$ 帧数据在频点 $f$ 处的分量构成; 它的每一行 $S_d(f)=[S_d(f, 1), S_d(f, 2), \dots, S_d(f, k), \dots, S_d(f, K)] \in \mathbf{C}^{1 \times K}$ 由第 $d$ 个信源的所有 $K$ 帧数据在频点 $f$ 处的分量构成。

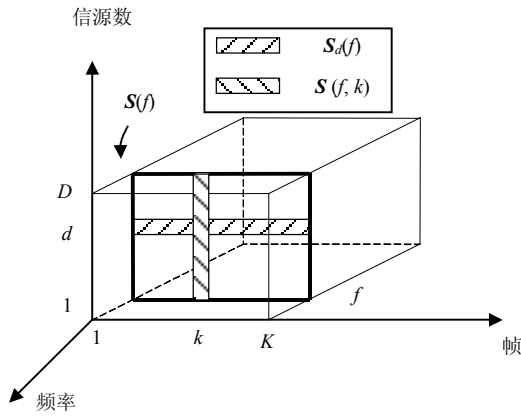


图1 三维数据源矩阵

对于非平稳信号源,  $S_d(f)$ 为随机序列, 且通常相互独立, 因而可以从混合信号 $X(f)=[X(f, 1), X(f, 2), \dots, X(f, k), \dots, X(f, K)] \in \mathbf{C}^{M \times K}$ 中恢复出来。因此, 宽带信源的非平稳性是传统DBBF算法向频域扩展的必要条件。

在频域实现DBBF算法的步骤如下:

采集 $K$ 帧数据, 逐帧进行傅里叶变换, 得到各个频点的频域值矩阵 $X(f_i) \in \mathbf{C}^{M \times K}$ , 满足 $K > M$ ,  $i=1, 2, \dots, L$ 。对 $X(f_i)$ 进行奇异值分解, 得:

$$X(f_i) = U(f_i)\Sigma(f_i)V^H(f_i) \approx \hat{U}(f_i)\Sigma_0(f_i)V^H(f_i) \quad (2)$$

式中  $U(f_i)$ 、 $V(f_i)$ 分别为 $X(f_i)$ 的左、右奇异矩阵和奇异值矩阵;  $\Sigma(f_i)$ 为中奇异值降序排列;  $\hat{U}(f_i)$ 和 $\Sigma_0(f_i)$ 分别为 $U(f_i)$ 和 $\Sigma(f_i)$ 的前 $D$ 列和前 $D$ 行。

$A(f_i)$ 和 $\hat{U}(f_i)$ 列满秩, 张成相同空间<sup>[1]</sup>, 因此存在

可逆阵 $T(f_i)$ , 满足:

$$\begin{aligned} \hat{U}(f_i) &= A(f_i)T(f_i), \quad A(f_i) = \hat{U}(f_i)T^{-1}(f_i) \\ T(f_i) &= [A^H(f_i)A(f_i)]^{-1}A^H(f_i)\hat{U}(f_i) = \\ & A^\dagger(f_i)\hat{U}(f_i) \end{aligned} \quad (3)$$

式中  $(\cdot)^\dagger$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的伪逆和共轭转置。

在此基础上, 构造权矩阵 $W(f_i) = T(f_i)\hat{U}^H(f_i)$ , 加权得到恢复后的信号源, 即:

$$\begin{aligned} Y(f_i) &= W(f_i)X(f_i) \approx \\ & W(f_i)\hat{U}(f_i)\Sigma_0(f_i)V^H(f_i) = \\ & A^\dagger(f_i)\hat{U}(f_i)\hat{U}(f_i)^H\hat{U}(f_i)\Sigma_0(f_i)V^H(f_i) = \\ & A^\dagger(f_i)\hat{U}(f_i)\Sigma_0(f_i)V^H(f_i) \approx \\ & A^\dagger(f_i)A(f_i)S(f_i) = S(f_i) \end{aligned} \quad (4)$$

权矩阵 $W(f_i)$ 只与接收数据有关, 因此该波束形成算法被称为盲波束算法。另外, 矩阵 $T(f_i)$ 利用旋转不变性有:

$$\begin{aligned} \hat{U}_\uparrow(f_i) &\triangleq A_{\uparrow(M-1)}(f_i)\hat{U}(f_i) = \\ & A_{\uparrow(M-1)}(f_i)A(f_i)T(f_i) \\ \hat{U}_\downarrow(f_i) &\triangleq A_{\downarrow(M-1)}(f_i)\hat{U}(f_i) = \\ & A_{\uparrow(M-1)}(f_i)A(f_i)\Phi T(f_i) = \\ & A_{\uparrow(M-1)}(f_i)A(f_i)T(f_i)T^{-1}(f_i)\Phi T(f_i) = \\ & \hat{U}_\uparrow(f_i)T^{-1}(f_i)\Phi T(f_i) \end{aligned} \quad (5)$$

即 $\hat{U}_\uparrow^\dagger(f_i)\hat{U}_\downarrow(f_i) = T^{-1}(f_i)\Phi T(f_i)$ , 对 $\hat{U}_\uparrow^\dagger(f_i)$ 和 $\hat{U}_\downarrow(f_i)$ 进行特征值分解即可求得矩阵 $T(f_i)$ 。

需注意的是, 尽管得到了各频点的分离序列 $Y(f_i) \in \mathbf{C}^{D \times K}$ ,  $i=1, 2, \dots, L$ , 最终分离的信号并不能简单地通过反傅里叶变换得到。在此之前, 还必须进行通道重排(rearranging)和消除幅度模糊。

## 2 通道重排

由于 $A(f_i)$ 各列和 $S(f_i)$ 各行的顺序未知, 所以 $Y(f_i)$ 各行的顺序是任意的, 如果不加以调整, 最终分离出的信号可能包含不同信源的频率分量。

通道重排的基本思想为: 同一个信源相邻频点的分量之间存在一定的相关性, 利用该相关性, 对各频点的分离序列重新排序, 保证最终分离信号的频域一致性。

以 $Y(f_i)$ 各行的顺序为参考顺序, 对频点 $f_{(i+1)}$ ,  $i=1, 2, \dots, (L-1)$ , 依次进行通道重排。如对 $Y(f_{(i+1)}) = [Y_1(f_{(i+1)}), Y_2(f_{(i+1)}), \dots, Y_D(f_{(i+1)})]^T \in \mathbf{C}^{D \times K}$ , 计算它的各行和 $Y(f_i)$ 各行的互相关系数, 如果:

$$-|c(\mathbf{Y}_1[f_i], \mathbf{Y}_{d_0}[f_{(i+1)}])| = \max_{1 \leq d \leq D} \{ |c(\mathbf{Y}_1[f_i], \mathbf{Y}_d[f_{(i+1)}])| \} \quad (6)$$

则认为  $\mathbf{Y}_1(f_i)$  和  $\mathbf{Y}_{d_0}(f_{(i+1)})$  属于同一个信源, 其中, 符号  $c(\cdot)$  表示计算两个序列的互相关系数。在  $\mathbf{Y}(f_{(i+1)})$  中相应调整各行的顺序就可以保证分离出的信源的频域一致性。

注意, 尽管频域一致性得到了保证, 最终分离信号的顺序仍然可能和原始信源的顺序不一致, 因为由第一个频点确定的参考顺序本身是随机的。

### 3 幅度模糊

在奇异矩阵  $\mathbf{U}(f)$  为酉阵的条件下, 幅度模糊主要由特征值分解产生。因为, 如果  $\mathbf{T}(f)$  满足式(5), 那么, 任何具有  $\mathbf{gT}(f)$  形式的矩阵都满足式(5), 使权矩阵  $\mathbf{W}(f)$  的幅度不确定, 其中  $\mathbf{g}$  为常数。并且, 不同频点的  $\mathbf{g}$  可能不同, 信号各频率分量会受到不同程度的放大或缩小, 从而引起失真。

参考式(3)有:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{A}(f)\|^2 &= \text{tr}\{\mathbf{A}^H(f)\mathbf{A}(f)\} = \mathbf{MD} = \\ \text{tr}\{\mathbf{T}^{-1}(f)\}^H \hat{\mathbf{U}}^H(f) \hat{\mathbf{U}}(f) \mathbf{T}^{-1}(f)\} &= \\ \text{tr}\{\mathbf{T}^{-1}(f)\}^H \mathbf{T}^{-1}(f)\} &= \|\mathbf{T}^{-1}(f)\|^2 \end{aligned} \quad (7)$$

因此, 可以对各个频点的  $\mathbf{T}^{-1}(f_i)$  进行调整, 使其满足  $\|\mathbf{T}^{-1}(f_i)\|^2 = \mathbf{MD}$ ,  $i = 1, 2, \dots, L$ , 以消除幅度模糊。

### 4 运算复杂度分析

用复数乘法次数来衡量算法的运算量, 整个算法所需的运算量约为  $L \times O(K^3)$ , 其中,  $K$  为一次处理的帧数,  $L$  为感兴趣的频点数。可以看出, 整个算法的运算量主要和帧数  $K$  有关, 呈  $K$  的三次方增长。相对而言, 常规宽带 CBF 算法<sup>[6-7]</sup>的运算量受  $K$  的影响不大, 约为  $K \times L \times O(M^3)$ , 其中  $M$  为阵元个数。

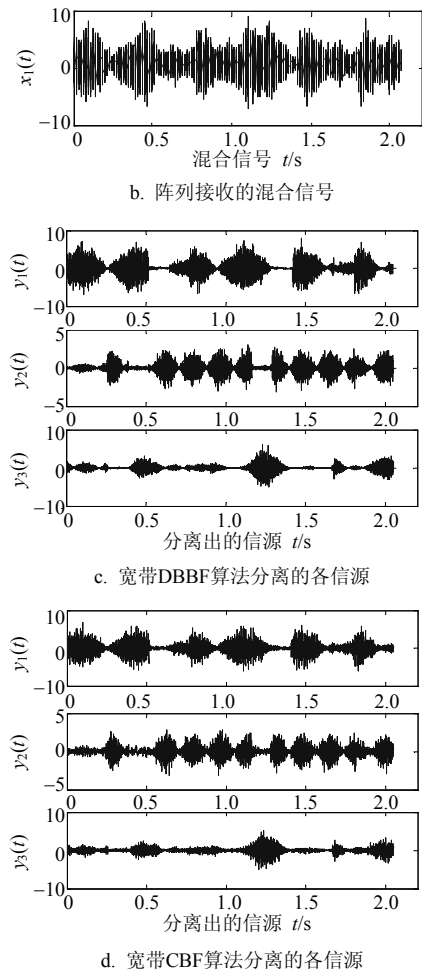
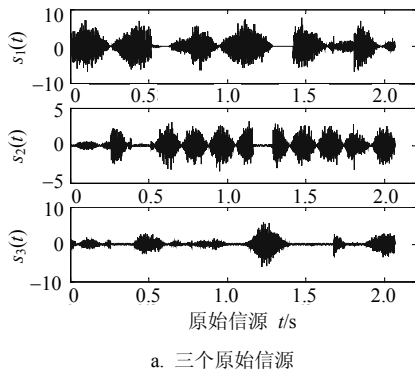


图3 宽带非平稳信号源分离算法比较

当  $M = 10$ 、 $L = 128$  时, 两种算法在不同  $K$  值的运算量对比如图2所示。观察图2发现, 当整数  $K$  小于30时, 宽带 DBBF 算法运算量低于宽带 CBF 算法; 随着  $K$  增大, 宽带 DBBF 算法运算量迅速增加, 超过宽带 CBF 算法。因此, 宽带 DBBF 算法不宜一次处理多帧数据。在实际应用中, 如数据量较大, 可将数据分块处理, 每块数据对应的帧数  $K$  较小, 既节约了存储空间, 又保证了数据的实时处理。

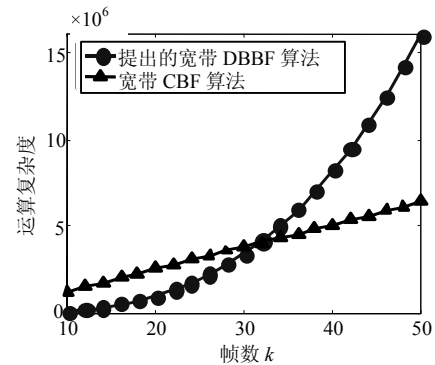


图2 本文的算法与宽带CBF算法运算量的比较

## 5 计算机仿真

使用一个由10个麦克风组成的均匀线阵, 相邻麦克风间距 $\Delta = 5 \text{ cm}$ 。空间存在0 dB的空间白噪声, 此外, 还有3个相互独立的声源, 功率分别为10 dB、8 dB和8 dB, 对应的到达角分别为:  $-50^\circ$ 、 $10^\circ$ 和 $70^\circ$ 。信号频段为[300~3 400 Hz], 采样率为8 kHz。

比较三种算法: (1) 基于通道重排(channel rearranging, CR)的宽带DBBF算法, 即本文所提方法; (2) 宽带DBBF算法, 不进行通道重排; (3) 宽带CBF算法。算法(1)和(2)都消除了幅度模糊, 保证了 $\|T^1(f)\|^2 = MD$ 。图3为信源分离示意图, 使用的算法为基于通道重排的宽带DBBF算法和宽带CBF算法。这两种算法都成功地从混合信号中分离出了各个信源, 并且, 基于通道重排的宽带DBBF算法消除了幅度模糊。对比图3c和图3d可以直观地发现, 基于通道重排的宽带DBBF算法性能优于宽带CBF算法, 分离出的信号更接近原始信号。

以自相关系数和信号干扰噪声比(signal to interference plus noise ratio, SINR)为指标比较三种算法的性能, 如表1和表2所示。基于通道重排的宽带DBBF算法的性能最好。而不进行通道重排的宽带DBBF算法无法有效地分离信源, 分离出的信号包含了不同信源的分量, 这表明了本文提出的通道重排方案是有效的和必需的。宽带CBF算法虽然能有效地分离信源, 但性能不如本文提出的算法。

表1 基于自相关系数的性能比较

算法	信源1	信源2	信源3
基于CR的宽带DBBF	0.964 4	0.931 7	0.922 4
不基于CR的宽带DBBF	0.396 7	0.330 1	0.487 6
宽带CBF	0.794 4	0.798 9	0.747 7

表2 基于SINR的性能比较 单位: dB

算法	信源1	信源2	信源3
基于CR的宽带DBBF	18.533 6	17.823 0	18.246 5
不基于CR的宽带DBBF	-5.677 1	-4.972 3	-3.543 2
宽带CBF	14.312 2	14.326 0	13.417 4

## 6 结论

本文提出了一种用于分离宽带非平稳信源的盲波束算法, 以阵列旋转不变性为基础, 利用宽带信

源的非平稳性, 将DBBF算法扩展到频域执行。针对各频点分离序列之间可能存在的通道互换, 提出了一种基于互相关系数的通道重排方案。另外, 该算法还解决了幅度模糊问题, 保证分离出的数据没有幅度失真。在运算量方面, 如果一次处理数据的帧数不大, 该算法优于宽带CBF算法。计算机仿真证明了该算法的有效性。并且, 在基于相关系数和SINR的性能比较中, 该算法的性能优于宽带CBF算法。

## 参 考 文 献

- [1] VAN DER VEEN A J. Algebraic methods for deterministic blind beamforming[J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(10): 1987-2008.
- [2] COVIELLO C M, SIBUL L H. Blind source separation and beamforming: algebraic technique analysis[J]. IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(1): 221-235.
- [3] HYVARINEN A, OJA E. Independent component analysis: algorithms and applications[J]. Neural Networks, 2000, 13(1): 411-430.
- [4] MA W K, CHING P C. Robust interference suppression and blind speech beamforming in room reverberant environments[C]//In ICASSP'03: International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing. Hong Kong: IEEE Press, 2003: 493-496.
- [5] UKAI S, SARUWATARI H, TAKATANI T, et al. Multistage SIMO-model-based blind source separation combining frequency-domain ICA and time-domain ICA[C]//In ICASSP'04: International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing. Montreal: IEEE Press, 2004:109-112.
- [6] DOCLO S, MOONEN M. Design of broadband speech beamformers robust against errors in the microphone array characteristics[C]//In ICASSP'03: International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing. Hong Kong: IEEE Press, 2003: 473-476.
- [7] ASANO F, ASOH H, MATSUI T. Sound Source Localization and Separation in Near Field[J]. IEICE Trans Fundamental, 2000, E83-A(11): 2286-2294.
- [8] CAPON J. High-resolution for frequency-wavenumber spectrum analysis[J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.
- [9] VAN TREES H L. Detection, Estimation and Modulation Theory, Part IV, Optimum Array Processing[M]. New York: Wiley, 2002: 439-452.
- [10] ROY R, KAILATH T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(7): 984-995.

编辑 张俊