

doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2016.02.020

## 提高麦克风阵列波束指向性能的虚拟扩展方法

杨 洁<sup>1</sup>, 刘聪锋<sup>2</sup>, 蔡 啸<sup>3</sup>

(1. 西安邮电大学 通信与信息工程学院, 陕西 西安 710121; 2. 西安电子科技大学 电子对抗研究所, 陕西 西安 710071; 3. 解放军 63893 部队 训练中心, 河南 洛阳 471003)

**摘要:** 针对宽带麦克风阵列如何在全频段保持一致性最优阵列处理问题, 提出了麦克风阵列虚拟扩展稳健处理方法. 该方法不仅在信号模型以及理论推导上深入分析了阵列虚拟扩展所带来的阵列误差、实现难点, 而且提出了基于对角加载的稳健处理方法, 并给出了加载电平的选取方法. 最后对所提阵列虚拟扩展方法的处理性能进行了详细的理论分析和仿真实验, 得出了阵列虚拟扩展可以有效地提高自适应波束形成器性能的结论. 所提方法不仅适用于均匀线阵, 而且也可直接推广应用于其他任意构型的自适应阵列; 不仅适用于单信源场景, 同时也适用于多信号源场景.

**关键词:** 麦克风阵列; 阵列虚拟扩展; 对角加载; 自适应波束形成

**中图分类号:** TP911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2016)02-0114-06

## Improved steering based on the virtual extend method for the microphone array

YANG Jie<sup>1</sup>, LIU Congfeng<sup>2</sup>, CAI Xiao<sup>3</sup>

(1. School of Communication and Information, Xi'an Univ. of Post & Telecommunication, Xi'an 710121, China; 2. Research Inst. of Electronic Countermeasures, Xidian Univ., Xi'an 710071, China; 3. Training Center, PLA 63893, Luoyang 471003, China)

**Abstract:** For the broadband microphone array, how to maintain the consistency of optimal array processing in the whole frequency band is the key problem, so an efficient virtual array extending method is put forward. This method is not only suitable for the single source scenarios, but also suitable for the multi signal source scene. Therein, from the signal model and the theoretical derivation, the problem which is caused by array virtual extending is analyzed deeply, such as array error and difficulty of its realization, then a robust method based on diagonal loading is proposed, and the method of how to select the load level is also given. Finally, the processing performance of the proposed virtual array extension method is tested and verified by theoretical analysis and detailed simulation results, and the conclusion is obtained that virtual array extension can improve the adaptive beamformer performance effectively. The proposed method is not only used for the uniform linear array, but also can be applied to the adaptive array with an arbitrary configuration.

**Key Words:** microphone array; array virtual extend; diagonal loading; adaptive beamforming

对于给定的麦克风阵列, 基于传统阵列处理的空域滤波很难获得理想的语音增强效果, 这是因为低频段的主瓣波束很宽, 几乎没有任何抑制空间噪声和回声的效果. 近几年, 基于麦克风阵列的语音增强研究方向

收稿日期: 2014-10-31

网络出版时间: 2015-05-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61402365, 61271300); 陕西省教育厅自然科学类专项科研计划资助项目(2013JK1076); 陕西省科技资助项目(2013K-33, 2014KW01-04); 国家留学基金资助项目(201406965022); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(JDYB141913, K0551302006)

作者简介: 杨 洁(1976—), 女, 副教授, E-mail: yangjie@xupt.edu.cn.

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1076.TN.20150521.0902.017.html>

<http://www.xdxn.net>

主要有:①设计超方向的波束方向图以提高阵列噪声和回声的抑制性能<sup>[1-2]</sup>;②针对特殊的应用场景设计最优的空域和时域级联滤波或联合滤波器,以提高噪声和回声的滤波效果<sup>[3-5]</sup>;③设计对阵列误差具有一定容错性的稳健自适应波束形成器,以改善在各种阵列失配条件下的噪声和回声抑制性能<sup>[6-7]</sup>;④针对麦克风阵列在回声环境下的信号模型和统计特性分析,设计最优波束形成器实现噪声和回声的高效抑制<sup>[8]</sup>. 笔者专注于设计高性能的波束形成器,以提高麦克风阵列对噪声和回声的抑制性能.

虚拟阵列技术研究起始于上世纪 90 年代中期<sup>[9]</sup>,其初衷是为了实现高精度波达方向(Directional Of Arrival, DOA)估计和提高阵元的利用效率与自由度. 近几年阵列虚拟扩展技术的研究主要集中在:①通过直接对基阵进行虚拟扩展或内插,提高方位角度估计精度<sup>[9-12]</sup>;②通过对阵列中的子阵进行平移或虚拟扩展,达到既能够提高测向精度,又能够解相干和扩展阵列处理自由度<sup>[13]</sup>的目的;③通过虚拟阵列的内插和扩展提高阵列方向图空域滤波性能,如提高波束指向性,同时降低旁瓣和抑制栅瓣<sup>[14-16]</sup>.

针对麦克风阵列语音增强处理的特殊需求,笔者研究在阵列虚拟扩展基础上改善基于麦克风阵列处理的噪声和回声抑制性能,其实现的核心技术则是如何在低频段实现高性能的空域滤波效果. 因此,笔者提出了一种麦克风阵列虚拟扩展方法,以提高低频段的波束指向性能,进而获得较窄的主瓣波束宽度和较低的旁瓣电平,以降低空间噪声和回声信号的接收.

## 1 阵列扩展信号模型

假设阵列由原来的  $N$  个阵元扩展到  $N + \Delta N$  个,按照阵列信号模型可得

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \\ x_{N+1}(t) \\ \vdots \\ x_{N+\Delta N}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(-j\omega_1 \tau_{1,1}) & \exp(-j\omega_2 \tau_{1,2}) & \cdots & \exp(-j\omega_P \tau_{1,P}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \exp(-j\omega_1 \tau_{N,1}) & \exp(-j\omega_2 \tau_{N,2}) & \cdots & \exp(-j\omega_P \tau_{N,P}) \\ \exp(-j\omega_1 \tau_{N+1,1}) & \exp(-j\omega_2 \tau_{N+1,2}) & \cdots & \exp(-j\omega_P \tau_{N+1,P}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \exp(-j\omega_1 \tau_{N+\Delta N,1}) & \exp(-j\omega_2 \tau_{N+\Delta N,2}) & \cdots & \exp(-j\omega_P \tau_{N+\Delta N,P}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_P(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \\ n_{N+1}(t) \\ \vdots \\ n_{N+\Delta N}(t) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中,  $\omega_p$  为阵元接收到第  $p$  个信号的中心频率,  $n_i(t)$  表示  $t$  时刻第  $i$  阵元上的接收噪声.  $\tau_{i,p}$  表示第  $p$  个信号到达第  $i$  个阵元时相对于参考阵元的时延,且

$$\tau_{n,p} = d(n-1) \sin \theta_p / c, \quad n = 1, \dots, N, \quad p = 1, \dots, P, \quad (2)$$

其中,  $\theta_p$  为第  $p$  个信号的方位角.

为了方便推导,记  $N + \Delta N$  元阵列信号模型为

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{s}(t) + \tilde{\mathbf{n}}(t), \quad (3)$$

显然, 
$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}_\Delta(t) \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{n}}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{n}(t) \\ \mathbf{n}_\Delta(t) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}_\Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1(\omega_1) & \mathbf{a}_2(\omega_2) & \cdots & \mathbf{a}_P(\omega_P) \\ \mathbf{a}_{\Delta,1}(\omega_1) & \mathbf{a}_{\Delta,2}(\omega_2) & \cdots & \mathbf{a}_{\Delta,P}(\omega_P) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

其中,

$$\mathbf{x}_\Delta(t) = \begin{bmatrix} x_{N+1}(t) \\ \vdots \\ x_{N+\Delta N}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n}_\Delta(t) = \begin{bmatrix} n_{N+1}(t) \\ \vdots \\ n_{N+\Delta N}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}_{\Delta,p}(\omega_p) = \begin{bmatrix} \exp(-j\omega_p \tau_{N+1,p}) \\ \vdots \\ \exp(-j\omega_p \tau_{N+\Delta N,p}) \end{bmatrix}, \quad p = 1, \dots, P. \quad (6)$$

根据最大似然协方差矩阵估计公式,有

$$\tilde{\mathbf{R}} = E\{\tilde{\mathbf{x}}(t)\tilde{\mathbf{x}}^H(t)\} = \tilde{\mathbf{A}}E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}\tilde{\mathbf{A}}^H + E\{\tilde{\mathbf{n}}(t)\tilde{\mathbf{n}}^H(t)\}. \quad (7)$$

为了方便分析,令

$$\mathbf{R}_s = E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}, \quad \mathbf{R}_n = E\{\tilde{\mathbf{n}}(t)\tilde{\mathbf{n}}^H(t)\}, \quad (8)$$

<http://www.xdxn.net>

$$\text{则有} \quad \tilde{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_n & \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}_\Delta^H + \mathbf{R}_{12} \\ \mathbf{A}_\Delta\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_{21} & \mathbf{A}_\Delta\mathbf{R}_s\mathbf{A}_\Delta^H + \mathbf{R}_{22} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$\text{其中,} \quad \mathbf{R}_{12} = E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}_\Delta^H(t)\}, \quad \mathbf{R}_{21} = E\{\mathbf{n}_\Delta(t)\mathbf{n}^H(t)\}, \quad \mathbf{R}_{22} = E\{\mathbf{n}_\Delta(t)\mathbf{n}_\Delta^H(t)\}. \quad (10)$$

如果对于实际的  $N + \Delta N$  元阵列,按照各通道噪声相互独立的假设,则有  $\mathbf{R}_{12} = \mathbf{R}_{21} = 0$ ,而  $\mathbf{R}_n$  和  $\mathbf{R}_{22}$  则为对角矩阵.

以上推导的是实际  $N + \Delta N$  元阵列与  $N$  元阵列之间的阵列信号模型及其区别.然而对于阵列虚拟扩展,由于扩展的阵列数据是通过实际阵列接收数据进行预处理得到的,也就是说其协方差矩阵的估计结果与相应的真实阵列协方差矩阵具有一定的区别,所以存在一定的协方差矩阵估计误差.

## 2 阵列虚拟扩展方法

根据前面的分析可知,对于均匀线阵,阵列虚拟扩展可以建模成如下线性变换:

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{P}\mathbf{x}(t), \quad (11)$$

其中,  $(N + \Delta N) \times N$  维矩阵  $\mathbf{P}$  称为虚拟扩展矩阵.再根据前面定义的阵列模型和扩展模型,可得

$$\tilde{\mathbf{A}}\mathbf{s}(t) + \tilde{\mathbf{n}}(t) = \mathbf{P}(\mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)), \quad (12)$$

$$\text{进行简单数学变换,可得} \quad (\tilde{\mathbf{A}} - \mathbf{P}\mathbf{A})\mathbf{s}(t) = \mathbf{P}\mathbf{n}(t) - \tilde{\mathbf{n}}(t). \quad (13)$$

$$\text{显然,满足} \quad \tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{P}\mathbf{A} \quad (14)$$

时,噪声的构造也是相等的,而且可得

$$\mathbf{P} = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{A}^H(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1}. \quad (15)$$

根据该阵列虚拟扩展方法,可得虚拟阵列的样本协方差矩阵为

$$\tilde{\mathbf{R}}_{N+\Delta N} = \mathbf{P}\mathbf{R}\mathbf{P}^H. \quad (16)$$

由于基阵接收数据的协方差矩阵为  $N$  维,因此,虚拟阵列数据的协方差矩阵的秩不会比  $N$  大.按照传统的阵列处理方法,此处的  $\tilde{\mathbf{R}}$  是不可逆的.这是因为在阵列虚拟扩展中信号的协方差矩阵没有变,而扩展后的阵列噪声是由基阵的噪声生成的,因此是相关的,所以不会增加样本协方差矩阵的秩.

利用前面的结论,可得

$$\tilde{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{R}(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1}\mathbf{A}\mathbf{A}_\Delta^H \\ \mathbf{A}_\Delta\mathbf{A}^H(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1}\mathbf{R} & \mathbf{A}_\Delta\mathbf{A}^H(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1}\mathbf{R}(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1}\mathbf{A}\mathbf{A}_\Delta^H \end{bmatrix}. \quad (17)$$

显然,该协方差矩阵与前面分析的阵列扩展信号模型对应的协方差矩阵之间具有一定的误差,或称为协方差矩阵失配.这是阵列虚拟扩展方法获得的协方差矩阵为什么是降秩矩阵的原因,也是阵列虚拟扩展处理存在误差以及性能下降的主要原因.

从阵列虚拟扩展方法可得,虚拟扩展阵列的信号数据其实和实际阵列的接收数据模型相同,而两者的主要区别是阵列噪声.也就是说,当阵列虚拟扩展时,扩展阵元上的噪声是由基阵噪声生成的.由于扩展阵列的波束方向图具有更窄的主瓣和更低的旁瓣,因而,虚拟扩展阵列对空间噪声的抑制更强于基阵.因此,由综合阵列虚拟扩展前后信号和噪声的变化,可以得出阵列虚拟扩展能够有效地提高源信号的输出信噪比.

## 3 阵列虚拟扩展稳健处理方法

按照笔者提出的阵列虚拟扩展方法,可知虚拟阵列数据与实际阵列数据之间一定存在误差,其中的关键是阵列误差的大小及其分布.因此,只要能够有效地利用稳健阵列处理方法,就可以将阵列误差,尤其是阵列协方差矩阵误差的影响降到最低,取得较好的阵列虚拟扩展效果.在稳健阵列处理方法中,对角加载是常用的处理技巧,但其实现的关键是如何选取加载因子.

考虑最小方差无畸变响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)样本协方差矩阵求逆法(Sample Matrix Inverse, SMI)(MVDR-SMI)自适应波束形成器,对角加载可以按照如下方法进行应用,

<http://www.xdxn.net>

并通过求解下面的约束最小化问题来实现:

$$w_{dl} = \arg \min_{w^H a = 1} \{ w^H \bar{R}_x w \} \quad (18)$$

其中,  $\bar{R}_x = \hat{R}_x + \sigma_L^2 I$ , 表示加载协方差矩阵;  $I$  为单位矩阵;  $\sigma_L^2$  为加载因子(或称为加载电平), 并用于加载量的控制. 该最优化问题也可以利用拉格朗日乘数方法进行求解, 而且有

$$w_{dl} = \bar{R}_x^{-1} a / (a^H \bar{R}_x^{-1} a) \quad (19)$$

因此, 基于对角加载的稳健阵列虚拟扩展自适应波束形成的主要问题是确定加载电平, 而其实现过程与标准的波束形成相同. 由于阵列虚拟扩展的虚拟阵列数据是由基阵数据生成的, 因此, 用于阵列虚拟扩展的对角加载电平选择要远远困难于常规稳健自适应波束形成.

通过仿真分析发现, 当加载电平大于一定数值后, 阵列虚拟处理的性能变化不明显. 因此, 对于特定的场景, 阵列虚拟稳健处理中的加载电平可以按照经验值进行选择, 通过大量仿真实验发现, 加载电平只要大于 10 倍最大特征值, 即可获得理想的处理效果.

## 4 仿真分析

为了分析阵列虚拟扩展后的性能, 进行了详细的仿真分析, 其中主要分析阵列虚拟扩展对自适应波束方向图性能的影响. 对于方向图性能度量指标选取波束副瓣电平及主瓣宽度, 且定义如下: ①旁瓣电平, 指最高旁瓣的电平取值; ②主瓣宽度, 指主瓣高于最高旁瓣电平的波束宽度.

### 4.1 阵列虚拟扩展有效性分析

首先进行了一个信号源的仿真分析. 如图 1 所示, 原阵列为 8 阵元等距线阵, 虚拟扩展阵列为 18 阵元等距线阵, 即扩展阵元数为 10. 仿真中目标信源方位角为  $5^\circ$ , 信噪比为 5 dB, 信号中心频率取  $1/4$  采样频率, 阵元间距为半波长. 图 1 给出了原阵列方向图与扩展阵列在不同加载电平下的方向图比较结果, 其中加载电平从最小特征值到最大特征值, 以其 10 倍变化. 从图中可以看出, 随着加载电平的增加, 虚拟扩展阵列的方向图旁瓣逐渐变低, 而且主瓣远远窄于原阵列方向图. 显然, 阵列虚拟扩展可以有效地提高阵列波束的指向性能.

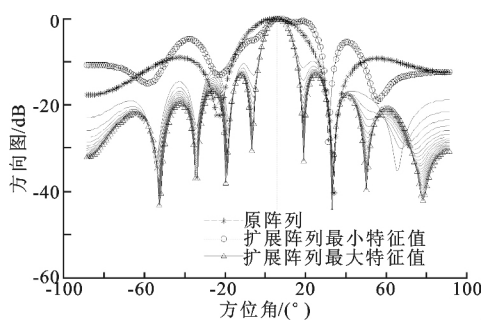


图 1 单信号场景的波束方向图分析

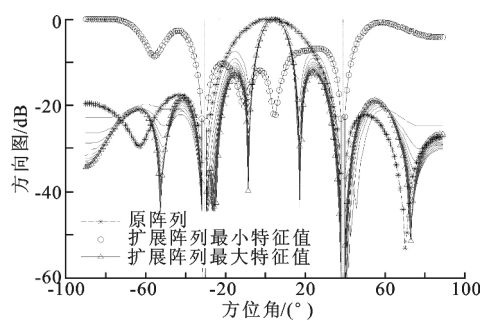


图 2 3 信号场景的波束方向图分析

为了进一步验证所提阵列虚拟扩展方法的有效性, 针对 3 个信号源场景进行了相应的仿真分析, 结果如图 2 所示. 仿真中原阵列和虚拟扩展阵列参数同单信源仿真, 而 3 个信源方位角为  $[5^\circ, -30^\circ, 40^\circ]$ , 信噪比都为 5 dB, 信号中心频率都取  $1/4$  采样频率. 相应的分析思路和说明同单个信号源场景下的.

通过对比分析发现, 对于多信号场景的虚拟阵列扩展效果要优于单信号源场景, 这是由于在对阵列进行虚拟扩展时, 不仅对信号进行了扩展, 同时对噪声也进行了相应的扩展. 由于在进行自适应波束形成时, 波束覆盖区域比较大, 不可能完全抑制阵列噪声, 所以对噪声的抑制性能是由阵列自由度增加使得主瓣变窄和旁瓣降低获得的. 对于多信源场景, 由于阵列扩展后处理自由度增加, 使得干扰抑制能力明显增强, 因而可以获得更好的空域滤波效果.

从上面的两个场景分析可以看出, 阵列虚拟扩展可有效地提高阵列处理性能. 对于其中的对角加载电平选取, 也可按照经验值进行选择, 即可获得较好的处理效果.

### 4.2 阵列虚拟扩展性能分析

为了深入分析阵列虚拟扩展的性能, 对单个信号场景下的阵列虚拟扩展进行了研究. 其中阵列及信号参

数同前,不同之处是虚拟阵列的阵元数从 9 至 38 进行变化,也就是说阵列虚拟扩展的单元数分别为 1 至 30,其中的加载电平选取为最大特征值的 10 倍。

图 3 给出了主瓣波束宽度和最大旁瓣电平随虚拟阵元数的变化曲线,其中主瓣宽度曲线前面的几个奇异值是由计算主瓣宽度的方法和程序实现引起的,并不影响后面大多数估计值的准确程度和变化规律。随着虚拟扩展阵元数的增加,波束方向图的主瓣变窄,而且旁瓣电平逐渐下降,但是第一旁瓣或称为最高旁瓣基本保持不变。

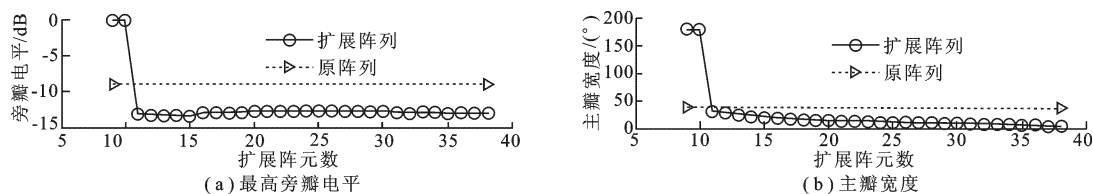


图 3 虚拟扩展阵元数对波束性能的影响

通过上面对不同虚拟扩展阵元数下的阵列虚拟扩展性能分析,可以得出:阵列虚拟扩展可以有效地提高阵列处理性能,而且当虚拟阵元数达到一定数值后,随着虚拟阵元数的持续增加,性能改善将趋于平稳。因此,在阵列虚拟扩展时,应该在阵列处理性能和虚拟扩展运算开销方面进行折中考虑。因为当虚拟阵元数增加后,阵列处理的运算量和复杂性也将会急剧增大。

#### 4.3 阵列虚拟扩展稳健性分析

由于笔者所提阵列虚拟扩展方法必须利用对角加载技术改善虚拟扩展阵列协方差矩阵的降秩问题,结合传统对角加载技术的稳健处理优势,分析了虚拟阵列扩展对角度误差引起的导向矢量失配的稳健性。阵列和信号参数同前,不同之处是波束形成时加入了目标角度误差,而虚拟扩展处理中的对角加载量选择为最大特征值的 10 倍,其中目标信号角度误差从  $0^\circ$  至  $5^\circ$  均匀变化。

仿真中发现,对于比较小的角度适配( $\leq 2.5^\circ$ ),扩展处理可以获得良好的阵列处理性能。然而,当角度误差较大时,虚拟阵列处理性能将急剧恶化,波束指向将严重偏离目标方向。图 4 给出了单个信源场景下,虚拟扩展阵列在角度失配下的最高旁瓣电平和主瓣宽度,显然与波束方向图的分析结果相一致,图中的主瓣宽度和旁瓣电平的计算方法同前。因此,图中的主瓣宽度尽管不宽,但是在较大角度失配时,其主瓣波束并没有指向目标方向。

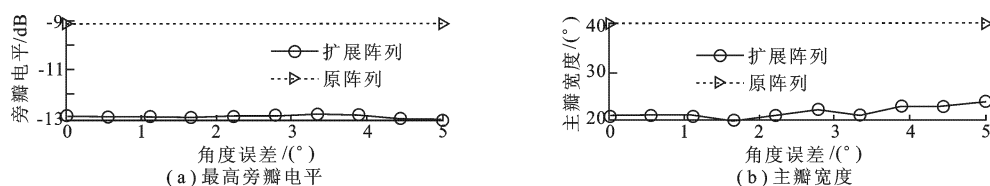


图 4 角度失配对波束性能的影响(单信源场景下)

因此,通过对笔者提出的阵列虚拟扩展稳健性进行分析,可以得出:在小角度失配时,阵列虚拟扩展具有一定的稳健性;但是对于较大的角度失配,性能将急剧恶化。

## 5 总 结

对于麦克风阵列而言,如何保持在全频段的最优阵列处理性能成为语音阵列信号处理的关键。针对麦克风语音阵列信号处理中的自适应波束形成,笔者研究了基于阵列虚拟扩展的稳健处理方法。通过分析阵列虚拟扩展的信号模型,提出了虚拟阵列扩展方法,并利用对角加载方法解决阵列虚拟扩展中所遇到的问题,有效地实现了具有一定稳健性的虚拟阵列扩展处理。通过详细的理论推导和仿真实验,验证了所提方法的正确性和有效性,而且发现,所提阵列虚拟扩展方法不仅具有良好的阵列处理性能,而且对小角度失配具有一定的稳健性。通过仿真分析发现,所提虚拟阵列扩展方法在多信号源场景的处理性能优于单信源处理场景的,而且在阵列虚拟扩展过程中,虚拟阵列对应的数据协方差矩阵的特征值分布具有较大的发散。这些都为虚拟

阵列处理带来了困难和挑战. 由于所提阵列虚拟扩展方法中应用的是导向矩阵, 因此所提方法不仅适用于均匀线阵, 而且也可直接推广应用于其他任意构型的自适应阵列.

#### 参考文献:

- [1] NIWA K, HIOKA Y, FURUYA K, et al. Diffused Sensing for Sharp Directive Beamforming [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2013, 21(11): 2346-2355.
- [2] CROCCO M, TRUCCO A. Stochastic and Analytic Optimization of Sparse Aperiodic Arrays and Broadband Beamformers With Robust Superdirective Patterns [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2012, 20(9): 2433-2447.
- [3] HABETS E A P, BENESTY J. A Two-stage Beamforming Approach for Noise Reduction and Dereverberation [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2013, 21(5): 945-958.
- [4] HONG J, JEONG S, HAHN M. Wiener Filter-based Echo Suppression and Beamforming For Intelligent TV Interface [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2013, 59(4): 825-832.
- [5] TOGAMI M, KAWAGUCHI Y, TAKEDA R, et al. Optimized Speech Dereverberation From Probabilistic Perspective for Time Varying Acoustic Transfer Function [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2013, 21(7): 1369-1380.
- [6] ZHAO L H, BENESTY J, CHEN J D. Design of Robust Differential Microphone Arrays [J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2014, 22(10): 1455-1466.
- [7] HU J S, LEE M T, YANG C H. Robust Adaptive Beamformer for Speech Enhancement Using the Second-Order Extended H8 Filter [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2013, 21(1): 39-50.
- [8] MARUO M H, BERMUDEZ J C M, RESENDE L S. Statistical Analysis of a Jointly Optimized Beamformer-Assisted Acoustic Echo Canceled [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(1): 252-265.
- [9] DOGAN M C, MENDEL J M. Application of Cumulants to Array Processing-Part I: Aperture Extension and Array Calibration [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(5): 1200-1216.
- [10] AKTAS M, TUNCER T E. Iterative HoS-SOS (IHoSS) Algorithm for Direction-of Arrival Estimation and Sensor Localization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(12): 6181-6194.
- [11] YE Z, ZHANG Y. DOA Estimation for Non-Gaussian Signals Using Fourth Order Cumulants [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2009, 60(3): 1253-1269.
- [12] OSMAN A, NOURELDIN A. Direction of Arrival Estimation Using Virtual Array Search [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2011, 5(4): 389-397.
- [13] HU N, YE Z F, XU X, et al. DOA Estimation for Sparse Array via Sparse Signal Reconstruction [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(2): 760-773.
- [14] BLOMBERG A E A, AUSTENG A, HANSEN R E. Adaptive Beamforming Applied to a Cylindrical Sonar Array Using an Interpolated Array Transformation [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2012, 37(1): 25-34.
- [15] MARINO C S, CHAU P M. Constrained Sensor System Resolves Closely Spaced Obscured Low-SNR Sources Using Virtual Beamforming [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2014, 63(1): 231-242.
- [16] FENG B K, JENN D C. Grating Lobe Suppression for Distributed Digital Subarrays Using Virtual Filling [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 1323-1326.

(编辑: 郭 华)