

[文章编号] 1003-4684(2020)02-0042-06

# 圆形差分麦克风阵列的二阶波束形成器设计

郑毅豪<sup>1</sup>, 巩朋成<sup>1,2</sup>, 杜帮华<sup>1</sup>, 张正文<sup>1</sup>

(1 湖北工业大学电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430068; 2 电子科技大学信息与通信工程学院, 四川 成都 611731)

[摘 要] 针对二阶差分阵(DMA)在信号频率较低时白噪增益异常问题,提出一种基于二阶圆形差分阵列进行白噪增益最大化的波束形成器设计方法。该波束形成器主要是由 L 阶差分阵列的一阶输出的权值函数  $h'_{DMA}$  和 WNG 情况下的二阶输出的权值函数  $h'_{MWNG}$  构成。第一阶段滤波器确定期望波束图的角度,从而在 DMA 阵列的波束方向上加入空值;第二阶段滤波器解决第一阶段因为白噪异常而导致的系统冗余,从而导致阵列在低频时白噪异常的问题,以解决 DMA 在低频时 WNG 异常的问题。仿真结果表明,在相同的条件下,该方法不仅解决了白噪增益异常的问题而且得到的波束图具有更低的旁瓣级。

[关键词] 差分麦克风阵列;波束形成器;白噪增益;方向图

[中图分类号] TN912.3 [文献标识码] A

麦克风阵列波束形成源于雷达阵列波束形成的思想,是多通道语音增强研究中的重要方法,在人机语音交互系统、助听器、车载免提语音通信、远程电视会议系统及机器人听觉等领域具有广泛应用<sup>[1]</sup>。波束形成器是一种空间滤波器,其主要功能是对特定方向的有用信号形成波束,同时抑制其他方向的干扰信号和噪声<sup>[2]</sup>。

传统的波束形成技术包括延迟一求和波束形成((Delay and Sum Beamforming, DSB),最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)波束形成,广义旁瓣抵消(Generalized Sidelobe Canceller, GSC)算法等<sup>[3]</sup>。DSB 算法首先对信号到达各个麦克风间的时间延迟进行估计<sup>[3-4]</sup>,然后对不同通道信号进行时延补偿,使得各通道在目标语音方向上达到同步,最后对各通道进行加权平均得到系统的输出。MVDR 算法在保证目标方向语音信号不变的前提下,使得阵列的输出总功率达到最小。文献[5]提出了用于噪声环境中自动语音识别的鲁棒性 MVDR 波束形成算法,利用基于混合高斯模型的语音幅度谱求得的方向向量进而构建 MVDR 波束形成器。GSC 算法由固定波束形成器、阻塞矩阵和自适应噪声消除模块三大部分组成:固定波束形成器用于带噪声的语音信号的初步增强;阻塞矩阵用来产生噪声参考信号;自适应噪声消除器利用阻塞矩阵产生的参考噪声信号来消

除波束形成器输出信号中的残留噪声<sup>[6-7]</sup>。文献[8]提出了基于传递函数的广义旁瓣抵消算法(TF-GSC),该算法通过估计声学传递函数的相对比值来构建波束形成器和阻塞矩阵,在方向性噪声场景下可以取得不错的效果,但在非方向性噪声如扩散噪声场下算法性能会下降。在麦克风阵列中实现上述算法功能需要较多的阵元,但在一些诸如手机、助听器之类的小型设备中不能使用大量的麦克风。

差分阵列(Differential Microphone Arrays, DMA)是利用相邻阵元的声压差实现波束形成,因此并不需要大量的阵元,且 DMA 具有频率不变特性、在相同的阵元数下可以获得最大的指向性和方向性,灵活多变的特点受到了广泛的关注。1995 年 G. W. Elko 与 A. T. N. Pong 提出了一阶差分麦克风阵列技术(First-order Differential Microphone Arrays),利用两个小间距麦克风在噪声方向形成波束零点<sup>[9]</sup>。传统的差分阵列设计方法虽然简便,但是针对不同波束模式的构建缺乏灵活性。对此,Benesty 等人提出了在短时傅里叶变换域设计差分阵列的新方法<sup>[11]</sup>。2002 年 Luo 等人在一阶差分阵列的基础上,提出了自适应零限(Adaptive Null-Forming)波束形成技术<sup>[12]</sup>,使得系统输出的波束零点自适应对准噪声方向。DMA 常常因为空间白噪声而引起信噪比(SNR)异常,在 DMA 中把这种现象叫做白噪增益(WNG),用它反映 DMA 处理噪声

[收稿日期] 2019-09-30

[第一作者] 郑毅豪(1995-),男,湖北石首人,湖北工业大学硕士研究生,研究方向为麦克风阵列处理,语音信号的波束形成  
[通信作者] 巩朋成(1982-),男,甘肃甘谷人,湖北工业大学讲师,电子科技大学博士后,研究方向为 MIMO 雷达,频控阵列信号处理以及波形设计等

的能力,通过改变 WNG 的值,进而改善系统的稳定性。

传统的差分麦克风阵列是由多级级联方式实现的,每一级是通过取相邻阵元采集信号的时间差异性而得到相应的波束,这样设计的差分麦克风阵列结构复杂,而导致阵列的鲁棒性降低<sup>[10]</sup>。文献[13]提出了一种线性 DMA 的设计方法,将麦克风阵列信号转换为短时傅里叶变换(STFT)域,然后将 DMA 波束形成设计转化为简单的线性系统求解,该方法有较灵活的获得指定方向上的方向图,但是发现 DMA 的低阶输出模式在低频信号时有 WNG 的异常问题。文献[14]设计一种基于均方误差(MSN)准则的非对称的  $n$  阶 DMA 模型,该方法可降低白噪声对阵列波束图的影响。文献[15]提出了一种平面约束的鲁棒超定向波束形成器,将整个波束形成器分成两个子波束形成器,并将两个子波束形成器进行卷积设计出一种较低的指向性的波束图。

本文提出一种基于圆形差分阵列的二阶段波束形成器的设计,以解决 DMA 在二阶输出后白噪异常问题。该方案的特点是第一阶段与传统的差分麦克风阵列一阶响应相同,第二阶段通过引入白噪系数,获得最大的 WNG 方法构造的波束形成器,该方法不仅能够保持传统差分阵列频率不变的特性,而且解决了低频信号 WNG 异常导致阵列性能降低的问题,同时提高了差分麦克风阵列的阵增益。

## 1 模型建立与性能指标

本文考虑远场条件下的均匀圆形麦克风阵列模型。假设均匀圆形麦克风阵列的中心位于坐标系统的中心处,第 1 个阵元位于  $x$  轴上(图 1)。

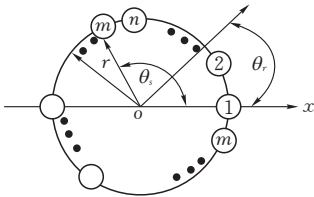


图 1 远场均匀圆形麦克风阵列模型

根据图 1,假设远场信号到阵列的方位角为  $\theta_r$ ,则在远场条件下,信号到达第  $m$  个阵元与阵列中心之间的时间差为

$$t_m(\theta_r) = \frac{r}{c} \cos(\theta_r - \theta_m), m = 1, \dots, M$$

其中,  $r$  表示圆形麦克风阵列的半径,  $c$  为声速,  $\theta_m = \frac{2\pi(m-1)}{M}$  表示第  $m$  个阵元与中心阵元之间的夹角。于是,第  $m$  个麦克风阵元上的接收信号可表

示为:

$$\begin{aligned} Y_m(\omega) &= X_m(\omega) + V_m(\omega) = \\ &e^{j\omega \cos(\theta_r - \theta_m)} X(\omega) + V_m(\omega), \\ m &= 1, \dots, M \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $\omega$  表示角频率,  $\hat{\omega} = \frac{\omega \cdot r}{c}$ ,  $X(\omega)$  表示语音信号源,  $V_m(\omega)$  表示第  $m$  个麦克风采集的噪声信号。

根据式(1),  $M$  个麦克风阵列采集到的信号表示成向量形式为:

$$\mathbf{y}(\omega) = [\mathbf{Y}_1(\omega), \mathbf{Y}_2(\omega), \dots, \mathbf{Y}_M(\omega)]^T = \mathbf{d}(\omega, \cos \theta_r) \mathbf{X}(\omega) + \mathbf{V}(\omega)$$

其中,  $(\cdot)^T$  表示转置,  $\mathbf{d}(\omega, \cos \theta)$  表示信号到达阵列的方向导向矢量,在远场条件下,其值为:

$$\mathbf{d}(\omega, \cos \theta_r) = [e^{j\hat{\omega} \cos(\theta_r - \theta_1)}, \dots, e^{j\hat{\omega} \cos(\theta_r - \theta_M)}]^T = [e^{j\hat{\omega} \cos(\theta_r - \theta_1)}, \dots, e^{j\hat{\omega} \cos(\theta_r - \theta_M)}] \quad (2)$$

本文考虑在麦克风阵列中通过设计滤波器系数  $\mathbf{h}(\omega)$  以提高信噪比(SNR),达到降低噪声的目的。假设  $M$  个阵列接收到的信号经过滤波器为:

$$\mathbf{h}(\omega) = [\mathbf{H}_1(\omega), \mathbf{H}_2(\omega), \dots, \mathbf{H}_M(\omega)]^T \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{H}_m(\omega)$  为第  $m$  个阵元的滤波器系数。因此,在期望方向  $\theta$  处的波束方向图可表示为:

$$B[\mathbf{h}(\omega), \theta] = \mathbf{d}^H(\omega, \cos \theta) \mathbf{h}(\omega) = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m(\omega) e^{j\omega \cos(\theta_m - \theta_r)} \quad (4)$$

本文考虑利用阵列的输入信噪比( $i$ SNR)和输出信噪比( $o$ SNR)的比值表示 SNR。 $i$ SNR 和  $o$ SNR 可分别定义为

$$i\text{SNR}(\omega) = \frac{E[|\mathbf{X}(\omega)|^2]}{E[|\mathbf{V}(\omega)|^2]} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} o\text{SNR}(\mathbf{h}(\omega)) &= \\ \frac{E[|\mathbf{X}(\omega)|^2] |\mathbf{h}^H(\omega) \mathbf{d}(\omega, \cos \theta)|^2}{\mathbf{h}^H(\omega) \Phi_v(\omega) \mathbf{h}(\omega)} &= \\ \frac{E[|\mathbf{X}(\omega)|^2]}{E[|\mathbf{V}(\omega)|^2]} \times \frac{|\mathbf{h}^H(\omega) \mathbf{d}(\omega, \cos \theta)|^2}{\mathbf{h}^H(\omega) \mathbf{\Gamma}_v(\omega) \mathbf{h}(\omega)} \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $E[\cdot]$  表示期望方差,  $\mathbf{\Gamma}_v = \frac{\Phi_v(\omega)}{E[|v_1(\omega)|^2]}$  表示噪声的伪相干矩阵  $\Phi_v(\omega) = E[\mathbf{V}(\omega) \mathbf{V}(\omega)^H]$  表示噪声的相干矩阵,  $(\cdot)^H$  表示共轭转置。于是,阵列的信噪比可表示为:

$$\begin{aligned} \text{SNR}(\mathbf{h}(\omega)) &= \frac{o\text{SNR}(\omega)}{i\text{SNR}(\omega)} = \\ \frac{|\mathbf{h}^H(\omega) \mathbf{d}(\omega, \cos \theta)|^2}{\mathbf{h}^H(\omega) \mathbf{\Gamma}_v(\omega) \mathbf{h}(\omega)} \end{aligned} \quad (7)$$

由式(4)可知,通过设计滤波器可以提高阵列的 SNR,抑制噪声信号,增强输出的语音信号,因此,要求式(4)的值应该远大于 1;若式(4)的值小于 1,表明输出信噪比小于输入信噪比时,表明系统的噪声系数大,需要对其进行抑制。本文考虑引入白噪增益指标来判定阵列的 SNR 能力。

根据文献[13],如果噪声在时间域和空间域上都是白噪声,则  $\mathbf{I}_v = \mathbf{I}_M$ , 其中  $\mathbf{I}_M$  为单位矩阵。此时, SNR 增益称为白噪增益,其定义为:

$$WNG[\mathbf{h}(\omega)] = \frac{|\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}(\omega, \cos\theta)|^2}{\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{h}(\omega)} \quad (8)$$

本文考虑在研究均匀圆形麦克风阵列的基础上,提出一种基于二阶差分圆形麦克风阵列进行白噪增益最大化的设计方法,该方法首先引入二阶差分麦克风阵列到均匀圆形麦克风阵列中,接着通过设计滤波器系数,使得白噪增益最大化。

### 3 基于最大白噪增益的二阶差分波束形成器设计

$L$  阶输出的 DMA 阵列如图 2 所示,阵列以级联的方式输出,第一阶输出为两个相邻阵元相减得到,第二阶输出为两个相邻的第一阶输出相减得到,同理得到第  $L$  阶输出是由两个相邻的第  $L-1$  阶输出相减得到。在 DMA 中,阵元数决定了阵列的输出阶数,故  $M$  个阵元可以得到  $L=M-1$  阶输出。

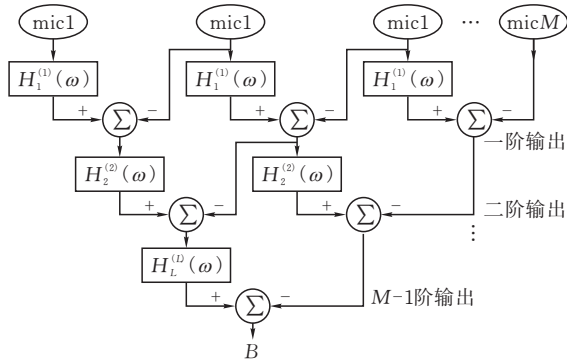


图 2 DMA 输出框图

根据图 2,结合式(2),假设 DMA 中各级级联的滤波器系数为  $\mathbf{h}_{DMA}(\omega)$  :

$$\mathbf{h}_{DMA}(\omega) = [\mathbf{H}_1^{(1)}(\omega), \mathbf{H}_2^{(2)}(\omega), \dots, \mathbf{H}_M^{(L)}(\omega)] \quad (9)$$

结合式(3)与式(6),可得 DMA 阵列在期望方向  $\theta$  处的波束方向图可表示为:

$$B[\mathbf{h}_{DMA}(\omega), \theta] = \sum_{l=1}^L B[\mathbf{H}_1^{(l)}(\omega), \theta] = \prod_{l=1}^L \left[ \sum_{m=1}^M H_l^{(l)}(\omega) e^{j\omega \cos(\theta - \theta_r)} \right] \quad (10)$$

为了得到 DMA 在期望方向  $\theta$  上  $L$  阶的频率不变的方向图输出,可以把式(7)改写为:

$$B_L(\theta) = \sum_{l=0}^L \alpha_{L,l} \cos^n \theta \quad (11)$$

其中,  $\alpha_{L,l}, l=1, 2, \dots, L$  表示 DMA 的第  $L$  阶输出模式上加入空值的个数,  $\alpha_{L,l}$  的取值不同 DMA 会产生不同的输出波束模式如:心形、超心形和超指向性心形等。根据文献<sup>[10]</sup>,DMA 期望方向  $\theta$  上的

值为

$$B_L(\theta) = \cos \theta$$

在期望方向上  $\alpha_{L,l}$  满足  $\sum_{l=0}^L \alpha_{L,l} = \cos \theta$ 。

根据式(8), $L$  阶 DMA 在任何模式下的期望方向上至多具有  $L$  个空值,由于  $\cos \theta$  是一个偶函数,因此在极坐标系下波束图是关于  $x$  轴对称,可以只考虑期望角度  $\theta \in [0, 180^\circ]$ 。因此把圆形阵列的白噪增益引入到 DMA 中,根据式(5)可以得到 DMA 经过  $L$  阶级联后,阵列的白噪增益可表示为:

$$WMG(\mathbf{h}_{WDG}(\omega)) = \frac{|\mathbf{h}_{DMA}^H \mathbf{d}(\omega, \cos \theta)|}{\mathbf{h}_{DMA}^H \mathbf{h}_{DMA}} \quad (12)$$

由式(9)可知,DMA 中阵列白噪增益受信号频率的影响,当阵列接收的信号频率较低时,系统的 WNG 也随之降低。为了使差分阵列获得最大的白噪增益,从而提高阵列输出 SNR,研究了以下两种设计方法:

首先,本文考虑 DMA 指向期望方向  $\theta$ ,且最大化 WNG 的  $L$  阶 DMA 波束图设计,其数学上可表示为:

$$\min_{\mathbf{h}(\omega)} \mathbf{h}_{MWNG}^H(\omega) \mathbf{h}_{MWNG}(\omega) \quad s.t. \mathbf{D}(\omega, \alpha) \mathbf{h}_{MWNG}(\omega) = \alpha \quad (13)$$

其中,  $\alpha = [\cos \theta, \alpha_{L,1}, \dots, \alpha_{L,L}]$  和  $\mathbf{D}(\omega, \alpha)$  表示 DMA 阵列的方向导向向量矩阵,其可表示为:

$$\mathbf{D}(\omega, \alpha) = \begin{bmatrix} \mathbf{d}^H(\omega, 1) \\ \mathbf{d}^H(\omega, \alpha_{L,1}) \\ \vdots \\ \mathbf{d}^H(\omega, \alpha_{L,L}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

根据文献[17],采取最小范数求解式(10)得到的权值函数  $\mathbf{h}_{MWNG}$  :

$$\mathbf{h}_{MWNG} = \mathbf{D}^H(\omega, \alpha) [\mathbf{D}^H(\omega, \alpha) \mathbf{D}^H(\omega, \alpha)]^{-1} \alpha \quad (15)$$

当 DMA 高阶输出(即  $L > 3$ )时,加入的空值比较多,即使 DMA 接收的信号频信号较低,波束方向图的效果仍然较好。但当  $L \leq 2$  时,DMA 输入的空值比较少,此时如果 DMA 接收到低频信号时,则波束方向图的效果很不理想。

针对上述问题,提出一种新的滤波器系数  $\mathbf{h}_{MWNG1}$  的求解方法。该  $\mathbf{h}_{MWNG1}$  主要是由  $\mathbf{h}_{DMA}$  的一阶输出的权值函数  $\mathbf{h}'_{DMA}$  和 WNG 情况下的二阶输出的权值函数  $\mathbf{h}''_{MWNG}$  构成。第一阶段滤波器确定期望波束图的角度,从而在 DMA 阵列的波束方向上加入空值;第二阶段滤波器解决第一阶段因为白噪异常而导致的系统冗余,从而导致阵列在低频时白噪异常的问题,以解决 DMA 在低频时 WNG 异常的问题。基于最大白噪增益的二阶阶段滤波器的权值向量函数可以定义为:

$$\mathbf{h}_{\text{MWNG1}}(\omega) = \mathbf{h}'_{\text{DMA}}(\omega) \mathbf{h}''_{\text{MWNG}}(\omega) \tag{16}$$

假设 DMA 阵列始终在无失真的条件下,因此满足如下的关系:

$$\mathbf{d}^H(\omega, \cos \theta) \mathbf{h}'_{\text{DMA}}(\omega) \mathbf{h}''_{\text{MWNG}}(\omega) = 1 \tag{17}$$

等价于:  $\mathbf{h}''_{\text{MWNG}}(\omega) \mathbf{d}_h(\omega, \cos \theta) = 1$ 。其中,  $\mathbf{d}_h(\omega, \cos \theta)$  表示差分阵列在最大白噪增益下的转置矢量,其表示如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_H(\omega, \cos \theta) = \\ \mathbf{h}'_{\text{DMA}}{}^H(\omega) \mathbf{d}(\omega, \cos \theta) = \\ [1 \quad e^{j\omega \cos(\theta-\theta_1)} \quad \dots \quad e^{j\omega \cos(\theta-\theta_M)}] \end{aligned} \tag{18}$$

于是,在最大化 WNG 时,且使期望方向  $\theta$  在无失真条件下的优化模型可表示为:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{h}''_{\text{DMA}}(\omega)} \quad & \mathbf{h}''_{\text{DMA}}{}^H(\omega) \boldsymbol{\psi}(\omega) \mathbf{h}''_{\text{DMA}}(\omega) \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{h}''_{\text{MWNG}}{}^H(\omega) \mathbf{d}_h(\omega, 1) = 1 \end{aligned} \tag{19}$$

其中,  $\boldsymbol{\psi}(\omega) = \mathbf{h}'_{\text{DMA}}{}^H(\omega) \mathbf{h}'_{\text{DMA}}(\omega)$  是关于 DMA 一阶输出下权值函数向量  $\mathbf{h}'_{\text{DMA}}$  的厄米特矩阵。

由式(19)求解出 DMA 的二阶段滤波器的第二阶输出的权值函数为:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(\omega) = \\ \frac{\boldsymbol{\psi}^{-1}(\omega) \mathbf{d}_h(\omega, 1)}{\mathbf{d}_H^H(\omega, 1) \boldsymbol{\psi}^{-1}(\omega) \mathbf{d}_h(\omega, 1)} \end{aligned} \tag{20}$$

联合式(18)与式(20),基于最大化白噪增益的二阶段滤波器的波束响应为:

$$\begin{aligned} B[\mathbf{h}(\omega, \theta)] = \\ B[\mathbf{h}'(\omega, \theta)] \times B[\mathbf{h}''(\omega_{\text{DMA}}, \theta)] \end{aligned} \tag{21}$$

综上,本文提出了一种基于二阶差分圆形阵列最大白噪增益设计方法,由于该方法采用一阶权值向量  $\mathbf{h}'_{\text{DMA}}$  乘以最大白噪增益二阶权值向量  $\mathbf{h}''_{\text{MWNG}}$  获得最终的权值向量  $\mathbf{h}_{\text{MWNG1}}$ ,这样保证 DMA 在信号频率低时,白噪增益不会异常;同时,具有更灵活的方向图输出模式保证了一般 DMA 的频率不变的特性。

4 仿真验证

选取半径分别为  $r=1\text{ cm}$  和  $r=4\text{ cm}$ ,阵元为  $M=4$  的均匀圆形 DMA,期望方向  $\theta=0^\circ$ ,DMA 二阶输出在该方向上加入 2 个空值。比较采用最小范数的方法求解的 DMA 权值向量  $\mathbf{h}_{\text{MWNG}}$  和基于最大白噪增益在两阶滤波的方法求解的 DMA 权值向量  $\mathbf{h}_{\text{MWNG1}}$ 。在仿真中,DMA 和 MWNG 分别表示 DMA 的权值向量函数为  $\mathbf{h}_{\text{MWNG}}$  和  $\mathbf{h}_{\text{MWNG1}}$  的波束形成器。分别比较两种不同的方法获得 DMA 的权值向量的 WNG 和期望波束方向图。

图 3 给出了阵元为  $M=4$  的均匀圆形 DMA 半径  $r=1\text{ cm}$  和  $r=4\text{ cm}$  在不同信号频率下的阵列的白噪增益结果图。

由图 3 可知,权值向量函数  $\mathbf{h}_{\text{MWNG}}$  的 DMA 在

$f=1.4\text{ kHz}$  是阵列白噪声增益异常,而本文设计的最大白噪增益异常点在  $f=0.3\text{ kHz}$ 。通过比较,本方法设计的波束形成器可以提高阵列在处理低频信号的能力,增大了阵列在低频信号处理的稳健性。且本文设计的波束形成器在其他采样频率上的白噪增益远大于权值向量函数  $\mathbf{h}_{\text{MWNG}}$  的 DMA,因此本文设计的波束形成在白噪增益上性能更好。

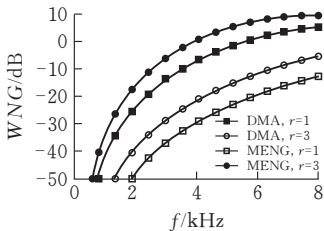


图 3 阵列白噪增益

图 4、图 6、图 8 和图 10 半径  $r=1\text{ cm}$  信号频率分别为:0.8 kHz、2 kHz、4 kHz 和 7 kHz 下的期望方向均在  $0^\circ$  方向上波束方向图。

图 5、图 7、图 9 和图 11 半径  $r=3\text{ cm}$  信号频率分别为:0.8 kHz、2 kHz、4 kHz 和 7 kHz 下的期望方向均在  $0^\circ$  方向上波束方向图。

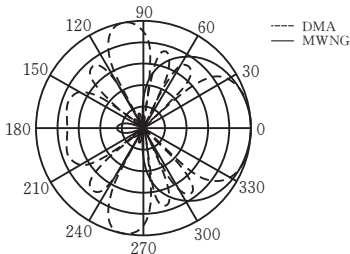


图 4  $r=1\text{ cm}$ ,  $f=0.8\text{ kHz}$  的波束图

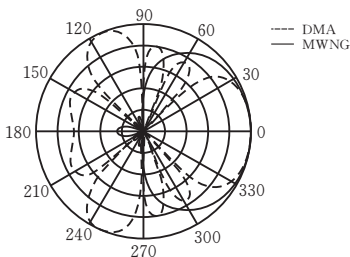


图 5  $r=4\text{ cm}$ ,  $f=0.8\text{ kHz}$  的波束

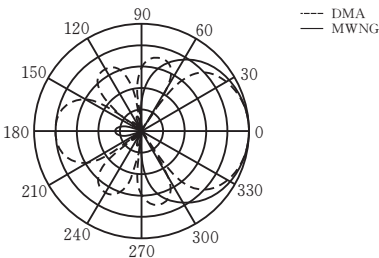


图 6  $r=1\text{ cm}$ ,  $f=2\text{ kHz}$  的波束图

由仿真图可以看出,本文 MWNG 波束形成器在采样频率低时依旧有效,而 DMA 波束形成器在采样频率低时随着白噪增益的异常而波束方向图失



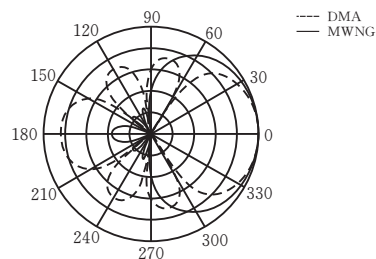


图 7  $r=4\text{ cm}, f=2\text{ kHz}$  的波束图

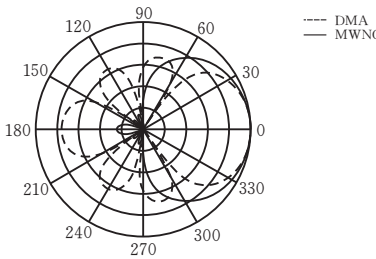


图 8  $r=1\text{ cm}, f=4\text{ kHz}$  的波束图

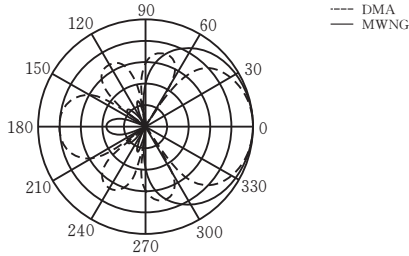


图 9  $r=4\text{ cm}, f=4\text{ kHz}$  的波束图

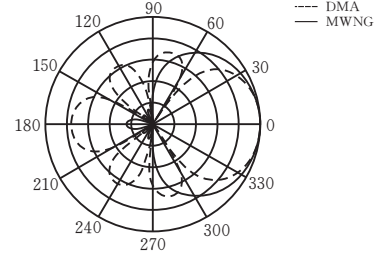


图 10  $r=1\text{ cm}, f=6\text{ kHz}$  的波束图

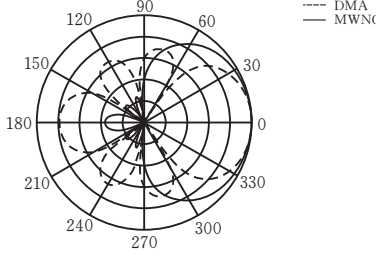


图 11  $r=4\text{ cm}, f=6\text{ kHz}$  的波束图

真,在仿真图可以看出,采用 DMA 波束形成的方法得到的波束图不能够保证频率不变的特性,波束图在各个采样频率上有少许变化,而采用 MWNG 的方法的波束形成器得到的波束方向图保持了频率不变的特性,MWNG 的波束形成的主瓣远比 DMA 波束形成大,因此阵列的信噪比增益远大于 DMA 波束形成器。仿真图表明在阵元间距变大时,波束形成器处理信号的能力都会变差,通过比较最大白噪

增益的波束形成器的适应能力远大于传统 DMA 波束形成器。

## 5 结论

在差分麦克风阵列中,常常会因为信号采样频率低,而造成阵列的白噪增益异常的问题,进而影响阵列性能的现象,本文提出了一种基于最大白噪增益的波束形成器,通过仿真结果,得到如下结论:

1)通过本文的方法可以较好改变白噪增益在信号采样频率低异常的问题,提高了阵列的工作频率范围,同时增大了阵列的信噪比。

2)本文方法实现了频率不变的方向图输出,本文的频率不变方向图的范围提高了约 1 kHz。

3)相较于采用最小范数求解权值向量的方法的 DMA,本文方法提高了阵列波束图的主瓣级,降低了旁瓣区域,从而提高了阵列的性能,增加了阵列处理信号的能力。本文方法仅改变阵列输出模式,并没有从结构上改变差分麦克风阵列,此方法设计波束形成器容易实现,具有较好的经济利用价值。

## [ 参 考 文 献 ]

[1] 雍雅琴,沙洪,李鹏. 数字助听器中广义旁瓣消除器的仿真研究[J]. 医疗卫生装备, 2013, 34(5):13-15.

[2] 董鹏宇,林涛. 一种基于波束形成与信号子空间滤波器的多麦克风噪声消除方法[C]昆明 第二十七届中国控制会议论文集, 2008:1423-1426.

[3] 曾辉. 麦克风阵列时间延迟估计和语音信号增强的研究[D]. 北京:中国科学院声学研究所, 2005.

[4] 谢建平,王瑞,何熊熊,等. 利用导向向量旋转和联合迭代优化的自适应波束形成算法研究[J]. 声学学报, 2016(3):343-352.

[5] Higuchi T, Ito N, Yoshioka T, et al. Robust MVDR beamforming using time-frequency masks for online/offline ASR in noise[C] IEEE International Conference on Acoustics. IEEE, 2016:5210-5214.

[6] 文小方,张玲华,高婉贞. 基于小波去噪的自适应波束形成算法研究[J]. 计算机技术与发展, 2017(6): 169-172.

[7] 杨立春,钱运涛. 面向二元麦克风小阵列改进的广义旁瓣抵消器语音增强算法[J]. 信号处理, 2012, 28(10):1379-1385.

[8] 马子骥,余旭,倪忠. 基于 CTF-GSC 和后置滤波的麦克风阵列语音增强[J]. 西北大学学报(自然科学版), 2017(06):52-60.

[9] Elko G, Pong A. A steerable and variable first-order differential microphone array[C] IEEE International Conference on Acoustics. IEEE Computer Society,

1997;223-226.

[10] Benesty J, Chen J. Study and design of differential microphone arrays[J]. Springer Topics in Signal Processing, 2013, 6;4-15.

[11] Luo F L , Yang J , Pavlovic C , et al. Adaptive null-forming scheme in digital hearing aids [ J ]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(7):1583-1590.

[12] Yaakov Buchris, Israel cohen and jacob benesty, frequency-domain design of asymmetric circular differential microphone arrays[C]. IEEE 2018(1):760-773.

[13] Chen J, Benesty J, Pan C. On the design and implementation of linear differential microphone arrays[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2014, 136(6):3097-3113.

[14] Buchris Y, Cohen I, Benesty J. Asymmetric beampatterns with circular differential microphone arrays[C]. Applications of Signal Processing to Audio & Acoustics. IEEE, 2017.10:190-194.

[15] Pan C, Chen J, Benesty J. Reduced-order robust super-directive beamforming with uniform linear microphone arrays [ J ]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2016.5:1548-1559

[16] Wu X , Chen H . Design and analysis of second-order steerable differential microphone arrays [ C ]// 2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO). IEEE, 2017:1425-1429.

## Second-order Beamformer Design of Circular Differential Microphone Array

ZHENG Yihao<sup>1</sup>, GONG Pengcheng<sup>2</sup>, DU Banghua<sup>1</sup>, ZHANG Zhengwen<sup>1</sup>

(1 School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China;

2 School of Information and Communication Engineering,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan, China

**Abstract:** Aiming at the problem of abnormal white noise gain when the signal frequency is low after the second-order response of the beamformer of differential array (DMA), the design of the maximum white noise gain beamformer is studied, and a white noise based on second-order differential circular array is proposed. The design method of maximizing is gained. The model of differential microphone is analyzed, and the multi-stage cascaded filter model is equivalent to a linear model. The reason of the white noise gain of the differential array is obtained by analyzing the linear model. Then a stepwise solution based on the maximum white noise gain is proposed. Different from the traditional method of solving second-order filter coefficients, this paper splits the second-order filter into two parts to solve the filter coefficients, thus solving the white noise anomaly caused by the low frequency of the array. The simulation results show that under the same conditions, the proposed method not only solves the problem of white noise gain anomaly but also has a lower sidelobe level.

**Keywords:** differential microphone array; beamformer; white noise gain; directivity patter

[责任编辑：张岩芳]