



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2401939

引用格式:张传营,赵景玉,刘扬,等.基于差分麦克风阵列的参数化波束形成器设计[J].科学技术与工程,2025,25(5):1973-1979.

Zhang Chuanying, Zhao Jingyu, Liu Yang, et al. Design of parameterized beamformer based on differential microphone array[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(5): 1973-1979.

电子技术、通信技术

基于差分麦克风阵列的参数化波束形成器设计

张传营, 赵景玉, 刘扬, 卜凡亮*

(中国人民公安大学信息网络安全学院, 北京 100032)

摘要 针对差分麦克风阵列的白噪声放大问题,提出了一种参数化差分波束形成器的设计方法。通过理论推导,证明了延迟求和波束形成器能最大化白噪声增益,超指向波束形成器能最大化指向性增益。利用酉对角化方法处理转向向量与白噪声增益的伪相关矩阵,得到正交特征向量,并以此为基础设计波束形成器的参数。通过仿真实验,分析了参数化差分波束形成器在不同参数设置下的性能表现。实验结果表明,通过调整参数,所提方法能够在白噪声增益和指向性增益之间实现灵活的权衡与调节。

关键词 差分波束形成; 参数化; 白噪声增益; 指向性因子

中图分类号 TN912.3; **文献标志码** A

Design of Parameterized Beamformer Based on Differential Microphone Array

ZHANG Chuan-ying, ZHAO Jing-yu, LIU Yang, BU Fan-liang*

(College of Information and Network Security, People's Public Security University of China, Beijing 100032, China)

[Abstract] Aiming at the problem of white noise amplification of differential microphone array, a design method of parametric differential beamformer was proposed. Through theoretical derivation, it is proved that the delay summing beamformers can maximize the white noise gain and the superdirected beamformers can maximize the directional gain. The orthogonal eigenvector was obtained by using the unitary diagonalization method to deal with the pseudo-correlation matrix between the steering vector and the white noise gain, and the parameters of the beamformer machine were designed based on it. Through simulation experiments, the performance of parametric differential beamformers under different parameter settings was analyzed. Experimental results show that the proposed method can flexibly balance and adjust the white noise gain and directional gain by adjusting the parameters.

[Keywords] differential beamforming; parameterization; white noise gain; directivity factor

在语音处理领域,声音信号的采集是一个至关重要的环节。麦克风阵列搭载适当的波束形成算法能够实现高质量的声音信号采集,这项技术在许多领域都得到了广泛应用,例如电话会议、智能家居、声学监控、人形机器人和人机界面^[1-2],用来恢复目标语音信号,同时抑制噪声、干扰和混响^[3-4]。在过去几十年中发展起来的许多波束形成方法中,延迟求和(delay-and-sum, DS)波束形成^[5-8]和超指向(super directive, SD)波束形成^[9-11]是两种常见的技术。延迟求和波束形成通过对来自多个麦克风的信号进行加权求和来控制波束方向,以抑制不需

要的信号,从而增强感兴趣方向的信号。超指向波束形成则利用阵列中的多个麦克风进行复杂的信号处理,以实现更加精细的方向性控制,从而提高信号的捕获效率和质量。近年来,差分波束形成方法备受关注,因为它具备实现频率不变的波束模式,并通过小型阵列实现高指向性的潜力^[12-15]。差分麦克风阵列中常用的是均匀线性的阵列结构,称为线性差分麦克风阵列(linear differential microphone array, LDMA),线性差分麦克风阵列设计方法涉及多级结构,通过减法合并两个 $(L-1)$ 阶LDMA的输出,形成一个 L 阶LDMA^[16]。虽然这种设计原

收稿日期:2024-03-18 修订日期:2024-11-14

基金项目:中国人民公安大学双一流创新研究项目(2023SYL08)

第一作者:张传营(1998—),男,汉族,山东菏泽人,硕士研究生。研究方向:音频信号处理。E-mail:962409974@qq.com。

*通信作者:卜凡亮(1965—),男,汉族,江苏徐州人,博士,教授。研究方向:信息技术。E-mail:bufanliang@sina.com。

理简单,但是 LDMA 存在一个严峻的问题:白噪声的放大程度受阶数和频率影响。通常来说,随着阶数的增加,指向性能随之提高,而白噪声放大问题变得更为突出。在相同的阶数下,白噪声增益与频率成反比,在低频时显著程度更高。在评估阵列性能时,白噪声增益(white noise gain, WNG)^[17]和指向性因子(directivity factor, DF)^[18]是两种常用的性能指标。WNG 是指在接收信号时引入的噪声级别,而 DF 则是指系统在某个方向上的信号增益相对于其他方向的相对增益。通常情况下,最大化指向性因子(maximizing directional factor, MDF)波束形成器可实现较高的指向性因子值,但会伴随白噪声增益的增加;而最大化白噪声增益(maximizing white noise gain, MWNG)波束形成器则实现了高白噪声增益,但牺牲了一定的方向性。

为了解决差分麦克风阵列白噪声放大问题以及能够在 MWNG 和 MDF 之间灵活调节,现提出一种在短时傅立叶变换^[19](short-time Fourier transform, STFT)域中设计线性差分麦克风阵列的方法,并引入一种参数化的波束形成器^[20-21]。通过在 STFT 域中求解零点约束,使得波束方向图在零点方向上具有无失真约束;然后引入一个可调参数,对零点的转向向量和白噪声增益的伪相关矩阵进行酉对角化来得到的参数化波束形成器,使其能够在最大化白噪声增益和最大化指向性增益之间进行参数调节;调节过程中尽可能提高在特定方向上的信号接收性能,有效地捕获和增强目标方向上的声音信号,同时最大限度地抑制背景噪声。通过仿真对比实验来证明该优化方法的优越性与有效性。

1 信号模型和性能指标

1.1 信号模型

在本研究中,考虑一个由 M 个全向麦克风组成的均匀线性阵列,如图 1 所示,其中元素间距为 δ 。假设存在一个平面波,在一个具有声速的无回声环境中传播,即波速 $c = 340$ m/s,并以 θ 的入射角撞击该阵列。在这个场景中,长度为 M 的转向向量可以定义为

$$\mathbf{d}(\omega, \cos\theta) = [1 \quad e^{-j\bar{\omega}\cos\theta} \quad \dots \quad e^{-j(M-1)\bar{\omega}\cos\theta}]^T \quad (1)$$

式(1)中:上标 T 表示转置运算; j 为虚数单位; $\bar{\omega}\cos\theta$ 为两个相邻麦克风信号接收的时间延迟,其中 $\bar{\omega} = \omega\delta/c$, $\omega = 2\pi f$ 为角频率, f 为时间频率。

当以入射角 $\theta = 0^\circ$ 撞击该阵列,则转向向量可以写成

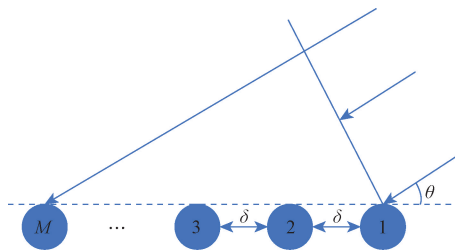


图 1 线性差分阵列模型

Fig. 1 Linear differential array model

$$\mathbf{d}_0(\omega) = [1 \quad e^{-j\bar{\omega}} \quad \dots \quad e^{-j(M-1)\bar{\omega}}]^T \quad (2)$$

在远场场景下,可以将长度为 M 的频域观测信号向量写为

$$\mathbf{y}(\omega) = [Y_1(\omega) Y_2(\omega) \dots Y_M(\omega)]^T = \mathbf{d}_0(\omega)X(\omega) + \mathbf{v}(\omega) \quad (3)$$

式(3)中: $Y_m(\omega)$ 为第 M 个麦克风信号; $X(\omega)$ 为零均值期望源信号; $\mathbf{v}(\omega)$ 与 $\mathbf{y}(\omega)$ 定义类似,是零均值加性噪声信号矢量。

在复值线性滤波器作用下,波束形成器的输出为

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= \sum_{m=1}^M H_m^*(\omega) Y_m(\omega) = \mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{y}(\omega) \\ &= \mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0(\omega)X(\omega) + \mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{v}(\omega) \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)中: $Z(\omega)$ 为波束形成器输出信号,即期望信号 $X(\omega)$ 的估计;上标 * 和 H 分别表示复共轭算子和共轭转置算子; \mathbf{h} 为复值线性滤波器, $\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{v}(\omega)$ 为残余噪声。

应用于观测信号向量 $\mathbf{y}(\omega)$ 的复值线性滤波器 $\mathbf{h}(\omega)$ 可以表示为

$$\mathbf{h}(\omega) = [H_1(\omega) \quad H_2(\omega) \quad \dots \quad H_M(\omega)]^T \quad (5)$$

为了让期望信号能够通过波束形成器而不失真,因此在给出的信号模型中,无失真约束为

$$\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0(\omega) = 1 \quad (6)$$

假设在所有麦克风上噪声的方差都是相同的,即 $\varphi_v = \varphi_{v_1} = \varphi_{v_2} = \dots = \varphi_{v_m}$, 其中 $\varphi_{v_m} = E(|V_m|^2)$, $m = 1, 2, \dots, M$, $E(\cdot)$ 为数学期望。为了简洁起见,将省略对角频率 ω 的表示,进一步从式(3)中可以得到 \mathbf{y} 的协方差矩阵为

$$\Phi_y = E(\mathbf{y}\mathbf{y}^H) = \varphi_x \mathbf{d}_0 \mathbf{d}_0^H + \Phi_v \quad (7)$$

式(7)中: $\varphi_x = E(|X|^2)$ 为 X 的方差; $\Phi_v = E(\mathbf{v}\mathbf{v}^H)$ 为 \mathbf{v} 的协方差矩阵,则式(7)还可以表示为

$$\Phi_y = \varphi_x \mathbf{d}_0 \mathbf{d}_0^H + \varphi_v \Gamma_v \quad (8)$$

式(8)中: Γ_v 为噪声的伪相关矩阵。在各向同性漫射噪声场中,式(8)可以表示为

$$\Phi_y = \varphi_x \mathbf{d}_0 \mathbf{d}_0^H + \varphi_d \Gamma_d \quad (9)$$

式(9)中: φ_d 为扩散噪声的方差; Γ_d 为扩散噪声的伪相关矩阵,其元素为

$$(\Gamma_d)_{ij} = \text{sinc}[\omega_0(i-j)] \quad (10)$$

式(10)中: $\text{sinc}(x) = \sin x/x$ 。

可以得到 $Z(\omega)$ 的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \Phi_z &= E(zz^H) \\ &= \mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0\mathbf{d}_0^H\mathbf{h}(\omega)\varphi_x + \mathbf{h}^H(\omega)\Gamma\mathbf{h}(\omega)\varphi_{v_1} \\ &= |\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0|^2\varphi_x + \mathbf{h}^H(\omega)\Gamma\mathbf{h}(\omega)\varphi_{v_1} \end{aligned} \quad (11)$$

1.2 性能指标

对于设计的波束形成器的性能进行评估,通常,白噪声增益和指向性因子是波束形成器性能的衡量指标^[22]。

从式(8)中可以定义 \mathbf{y} 的输入信噪比 iSNR 为

$$\text{iSNR} = \text{SNR}_y = \frac{\text{tr}(\varphi_x\mathbf{d}_0\mathbf{d}_0^H)}{\text{tr}(\varphi_v\Gamma_v)} = \frac{\varphi_x}{\varphi_v} \quad (12)$$

式(12)中: $\text{tr}(\cdot)$ 为矩阵的迹。根据式(11),将输出信噪比定义为

$$\begin{aligned} \text{oSNR}[\mathbf{h}(\omega)] &= \varphi_x(\omega) \frac{|\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0|^2}{\mathbf{h}^H(\omega)\Phi_v(\omega)\mathbf{h}(\omega)} \\ &= \frac{\varphi_x(\omega)}{\varphi_{v_1}(\omega)} \frac{|\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0|^2}{\mathbf{h}^H(\omega)\Gamma_v(\omega)\mathbf{h}(\omega)} \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中: $\mathbf{v}(\omega)$ 的相关矩阵 $\Phi_v(\omega) = E[\mathbf{v}(\omega)\mathbf{v}^H(\omega)]$, $\mathbf{v}(\omega)$ 的伪相关矩阵 $\Gamma_v(\omega) = \Phi_v(\omega)/\varphi_{v_1}(\omega)$ 。

结合输入输出信噪比,定义信噪比增益 SNR 为

$$\begin{aligned} G[\mathbf{h}(\omega)] &= \frac{\text{oSNR}[\mathbf{h}(\omega)]}{\text{iSNR}(\omega)} \\ &= \frac{|\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0|^2}{\mathbf{h}^H(\omega)\Gamma_v(\omega)\mathbf{h}(\omega)} \end{aligned} \quad (14)$$

当 $\Gamma_v(\omega) = \mathbf{I}_M$ 时,此时式(14)即为白噪声增益,是衡量麦克风阵列对麦克风白噪声鲁棒性的指标,公式可以表示为

$$W[\mathbf{h}(\omega)] = \frac{|\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0|^2}{\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{h}(\omega)} \quad (15)$$

能够实现 MWNG 的延迟求和波束形成器可表示为

$$\mathbf{h}_{\text{DS}}(\omega) = \frac{\mathbf{d}_0}{M} \quad (16)$$

代入式(14)可以推导出此波束形成器最大可能的 WNG 为 $W[\mathbf{h}_{\text{DS}}(\omega)] = W_{\text{max}} = M$ 。表明此滤波器可以实现 WNG 的最大化。

在各向同性漫射噪声场中的测量指标是指向性因子,将 $\Gamma_v(\omega)$ 替换成 $\Gamma_d(\omega)$ 可得

$$D[\mathbf{h}(\omega)] = \frac{|\mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0|^2}{\mathbf{h}^H(\omega)\Gamma_d(\omega)\mathbf{h}(\omega)} \quad (17)$$

式(17)中: $\Gamma_d(\omega)$ 为对应于各向同性漫射噪声场的噪声伪相关矩阵,其元素为

$$\begin{aligned} [\Gamma_d(\omega)]_{ij} &= \frac{\sin[\omega(j-i)\tau_0]}{\omega(j-i)\tau_0} \\ &= \text{sinc}[\omega(j-i)\tau_0] \end{aligned} \quad (18)$$

式(18)中: $i, j = 1, 2, \dots, M$ 。由此推导出超指向波束形成器为

$$\mathbf{h}_{\text{SD}}(\omega) = \frac{\Gamma_d^{-1}(\omega)\mathbf{d}_0}{\mathbf{d}_0^H\Gamma_d^{-1}(\omega)\mathbf{d}_0} \quad (19)$$

将式(19)代入式(14)中,可以得到增益为

$$\begin{aligned} D[\mathbf{h}_{\text{SD}}(\omega)] &= D_{\text{max}}(\omega) \\ &= \mathbf{d}^H(\omega, \theta)\Gamma_d^{-1}(\omega)\mathbf{d}(\omega, \theta) \end{aligned} \quad (20)$$

2 参数化波束形成器

波束形成技术通常采用固定的参数设置,例如固定权重或固定的信号处理算法。然而,在实际应用中,环境条件和通信场景可能会不断变化,这种静态的波束形成方式可能无法适应不断变化的环境条件和通信需求。在第1节的分析中,推导出了延迟求和波束形成器和超指向波束形成器,并发现 DS 波束形成器可以实现最大化白噪声增益,而 SD 波束形成器可以实现最大化指向性因子,但两者不能权衡,并且 WNG 与 DF 这两个指标都可以进行单独的极值推导,但带来的代价是另一方的指标会变化。因此,需要一种波束形成器能够根据不同的情况灵活地调整参数以实现最佳性能。

所提出的参数化最佳差分波束形成器是一种根据 MWNG 和 MDF 来调整参数的波束形成器。在实际应用中,无论是需要最大化白噪声增益以应对高噪声环境,还是追求更高的指向性因子以增强信号接收的定向性,通过调整参数,该波束形成器能够在 MWNG 和 MDF 之间找到最合适的平衡点,以满足不同场景下的性能需求。

对零点的转向向量和白噪声增益的伪相关矩阵 $\mathbf{d}_0\mathbf{I}\mathbf{d}_0^H$ 进行酉对角化可得

$$\mathbf{Q}^H\mathbf{d}_0\mathbf{I}\mathbf{d}_0^H\mathbf{Q} = \Lambda \quad (21)$$

式(21)中:特征向量 $\mathbf{Q} = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_M]$ 为一个大小为 $M \times M$ 的满秩矩阵;特征值 $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, 0, \dots, 0)$ 是大小 $M \times M$ 的对角矩阵,且 λ_1 为矩阵 $\mathbf{d}_0\mathbf{d}_0^H$ 的唯一非零实数特征值,并且满足条件为

$$\lambda_1 = \mathbf{d}_0^H(\Gamma_d)^{-1}\mathbf{d}_0 \quad (22)$$

而 λ_1 对应的特征向量为 \mathbf{q}_1 , 可以表示为

$$\mathbf{q}_1 = \frac{(\Gamma_d)^{-1}\mathbf{d}_0}{\sqrt{\mathbf{d}_0^H(\Gamma_d)^{-1}\mathbf{d}_0}} \quad (23)$$

由于 $\mathbf{h}(\omega)$ 为 $M \times 1$ 的矩阵,所以可由 \mathbf{Q} 的线性组合来表示,因此定义一个向量 $\boldsymbol{\alpha}$, 使得

$\mathbf{h}(\omega) = \mathbf{Q}\boldsymbol{\alpha}$, 其中 $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1 \alpha_2 \cdots \alpha_M)^T$ 为长度为 N 的向量。

代入式(4)可得

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= \mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{d}_0(\omega) + \mathbf{h}^H(\omega)\mathbf{v}(\omega) \\ &= \boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}^H\mathbf{d}_0(\omega) + \boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}^H\mathbf{v}(\omega) \end{aligned} \quad (24)$$

引入一个参数 N , 并构造大小为 $M \times N$ 的矩阵 $\mathbf{Q}_{1:N}$ 为

$$\mathbf{Q}_{1:N} = [\mathbf{q}_1 \quad \mathbf{q}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{q}_N] \quad (25)$$

式(25)中: $1 \leq N \leq M$ 。所以差分波束形成器可以写成

$$\mathbf{h}(\omega) = \mathbf{Q}_{1:N}\boldsymbol{\alpha} \quad (26)$$

然后将 WNG 和 DF 分别表示为

$$W[h(\omega)] = \frac{|\boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0|^2}{\boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{I}\mathbf{Q}_{1:N}\boldsymbol{\alpha}} = \frac{|\boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0|^2}{\boldsymbol{\alpha}^H\boldsymbol{\alpha}} \quad (27)$$

$$D[h(\omega)] = \frac{|\boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0|^2}{\boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\boldsymbol{\Gamma}_d\mathbf{Q}_{1:N}\boldsymbol{\alpha}} \quad (28)$$

因此, 如果要在 WNG 和 DF 之间进行调节以达到一个良好的平衡状态, 可以最大化式(15)中给出的 WNG, 即

$$\begin{cases} \min \boldsymbol{\alpha}^H\boldsymbol{\alpha} \\ \text{s. t. } \boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0 = 1 \end{cases} \quad (29)$$

式(29)中: 由 $\boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0 = 1$ 可以得出 $\alpha_1 = 1/\sqrt{\lambda_1}$ 。将最大化式(17)中给出的 DF 中的 \mathbf{Q} 替换为 $\mathbf{Q}_{1:N}$, 可得

$$\begin{cases} \min \boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\boldsymbol{\Gamma}_d\mathbf{Q}_{1:N}\boldsymbol{\alpha} \\ \text{s. t. } \boldsymbol{\alpha}^H\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0 = 1 \end{cases} \quad (30)$$

从而可以推导出

$$\boldsymbol{\alpha} = \frac{(\mathbf{Q}_{1:N}^H\boldsymbol{\Gamma}_d\mathbf{Q}_{1:N})^{-1}\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0}{\mathbf{d}_0^H\mathbf{Q}_{1:N}(\mathbf{Q}_{1:N}^H\boldsymbol{\Gamma}_d\mathbf{Q}_{1:N})^{-1}\mathbf{Q}_{1:N}^H\mathbf{d}_0} \quad (31)$$

可以发现 $N = 1$ 时, $\boldsymbol{\alpha}$ 为最大化 MWNG 的 $\boldsymbol{\alpha}$, 得到 MWNG 差分波束形成器。

同理可得, $N = M$ 时, $\boldsymbol{\alpha}$ 为最大化 MDF 的 $\boldsymbol{\alpha}$, 得到 MDF 差分波束形成器。

通过调整正整数 N , 可以得到性能介于 \mathbf{h}_{MDF} 和 \mathbf{h}_{MWNG} 之间的不同波束形成器。

3 仿真

为了解决白噪声增大的问题, 实验验证了所提出的可以在白噪声增益和指向性因子之间进行调节的波束形成器。通过滤波器的波束方向图比较以及 MWNG 和 MDF 的对比实验, 结果表明所设计的波束形成器性能更优且实现增益可调节。

3.1 比较波束方向图

实验所使用的均匀线性麦克风阵列由 $M = 4$ 个

麦克风组成, 相邻两个麦克风之间的间距为 $\delta = 1 \text{ cm}$ 。设置正整数 $N = 1$ 和 $N = M$, 得到的波束形成器三维宽带波束方向图如图 2(a) 和图 2(b) 所示, 根据式(16)和式(19)所得到的延迟求和波束形成器和超指向波束形成器的波束方向图如图 2(c) 和图 2(d) 所示。

根据图 2 显示的实验结果, 可以看出, 当 $N = 1$ 时与 DS 的波束方向图几乎一致, 表明当 $N = 1$ 时所得到的波束形成器可以退化为延迟求和波束形成器, 此时该波束形成器白噪声增益最好, 而在低频时指向性能较差; 当 $N = M$ 时与 SD 的波束方向图一致, 表明当 $N = M$ 时所得到的波束形成器可以退化为超指向波束形成器, 此时可以看出该波束形成器在低频时也能表现出良好的指向性, 但白噪声增益相对较弱。

通过调节参数 N , 使 $N = 1, 2, 3, 4$, 并确定每个参数值下波束形成器出现旁瓣的起始频率, 实验结果如图 3 所示。通过实验观察发现, 随着参数 N 的逐渐增加, 旁瓣的起始频率呈现逐渐降低的趋势。具体而言, 当参数 $N = 1$ 时, 旁瓣的起始频率最高, 意味着在低于该起始频率的范围内, 波束形成器的指向性能相对较弱。当参数 $N = 4$ 时, 旁瓣的起始频率降到最低, 可以反映出此时波束形成器的指向性能得到了显著提升。

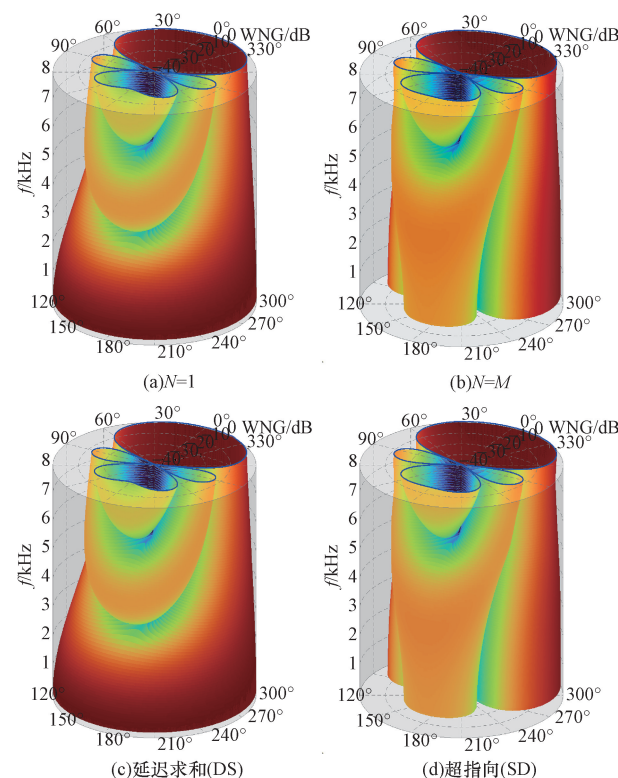


图 2 三维宽带波束图

Fig. 2 3D broadband beam pattern

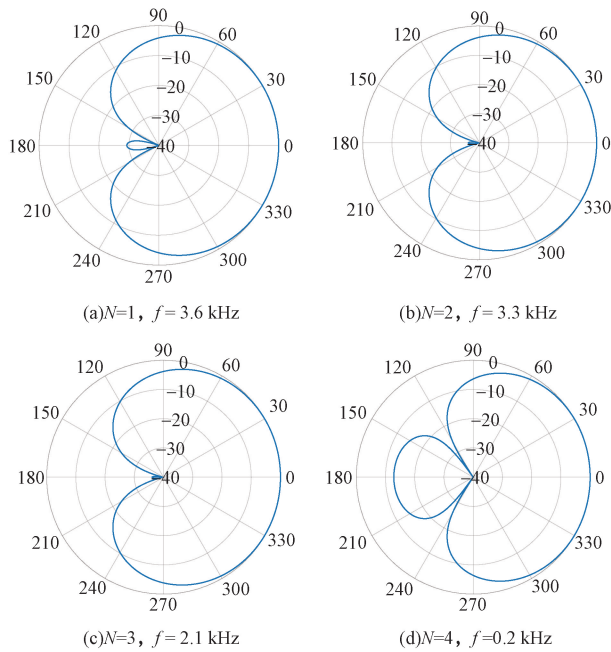


图3 不同参数设置下的起始频率

Fig. 3 Starting frequency under different parameter settings

3.2 延迟求和波束形成器设计

根据式(16)所设计的延迟求和波束形成器,由麦克风数量 $M = 2, 3, 4, 5$ 进行实验,其白噪声增益和指向性因子随频率变化的函数图,如图4和图5所示。通过对实验,能够观察到不同数量麦克风的阵列在波束形成效果上的差异,随着增加麦克风的数量,WNG和DF都会提高,也可以看出DS波束形成器的WNG随频率的变化比较稳定。这意味着在不同频率下,DS波束形成器对白噪声的增益水平相对一致,显示了其在不同频率下的稳定性和可靠性,同时也能保持较高的白噪声增益。DF随着频率的增大而增大,表明增加麦克风数量可以改善波束形成器的性能,但指向性能还是处于较低的水平。

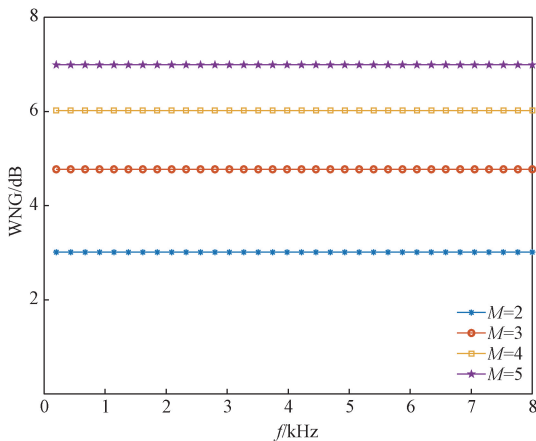


图4 延迟求和波束形成器 WNG

Fig. 4 Delay-and-sum beamformer WNG

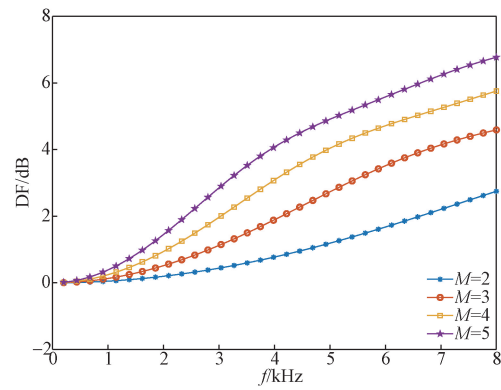


图5 延迟求和波束形成器 DF

Fig. 5 Delay-and-sum beamformer DF

3.3 超指向波束形成器设计

根据式(19)设计的超指向波束形成器,通过对麦克风数量 $M = 2, 3, 4, 5$ 进行对比实验,可以观察其白噪声增益和指向性因子随频率变化的函数图,如图6和图7所示。与延迟求和波束形成器相比,超指向波束形成器表现出相反的趋势:随着频率的变化,DF的变化相对稳定,且保持较高的水平;WNG则随频率增大而增大,但与DS波束形成器相比,其白噪声增益相对较弱。

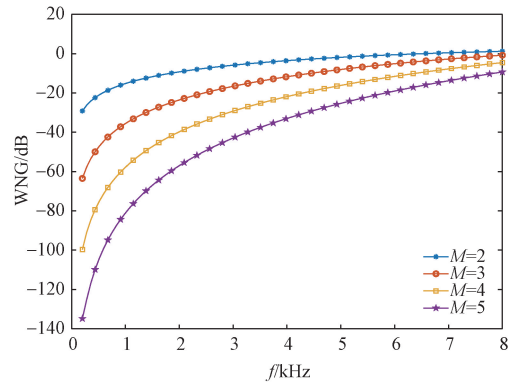


图6 超指向波束形成器 WNG

Fig. 6 Superdirective beamformer WNG

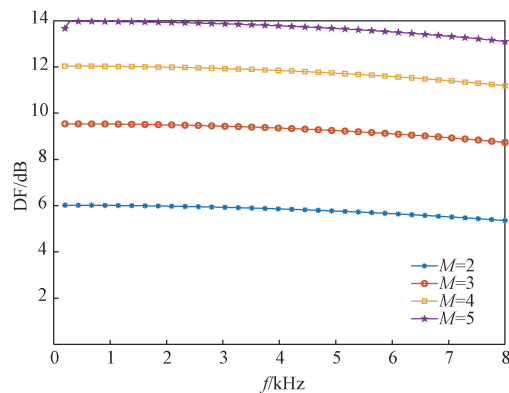


图7 超指向波束形成器 DF

Fig. 7 Superdirective beamformer DF

虽然延迟求和波束形成器和超指向波束形成器各有优势,从 WNG 和 DF 随频率变化的函数图中,可以清晰地观察到它们之间的性能差异。SD 波束形成器具有较高的 DF 值,这使其在需要高指向性的场景中表现出色。然而,这种高指向性是以牺牲一定的白噪声增益为代价的,因此其 WNG 水平相对较低。这意味着在噪声环境较为复杂的情况下 SD 波束形成器的性能可能会受到一定限制。另一方面,DS 波束形成器具有较高的 WNG,这使得它在噪声环境下具有较好的鲁棒性。然而,由于其 DF 相对较低,DS 波束形成器在指向性要求较高的场景中可能表现不如 SD 波束形成器。

3.4 参数化波束形成器设计

根据所设计的参数化波束形成器,为此研究了其性能。采用由 4 个麦克风组成的麦克风阵列,分别令参数 $N = 1$ 、 $N = M$ 、 $N = (1 + M)/2$,将设置不同的参数与 DS 波束形成器和 SD 波束形成器对比,其 WNG 和 DF 随频率变化的函数图如图 8 和图 9 所示。

可以清楚地看到,参数化波束形成器能够实现 DF 和 WNG 之间的权衡,随着 N 的增大,波束形成器的 DF 增大,WNG 减小,反之亦然。这证实了第 3

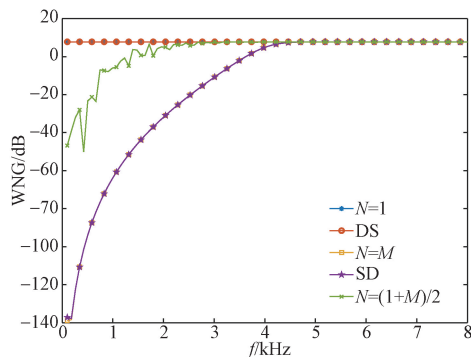


图 8 参数化波束形成器 WNG

Fig. 8 Parameterized beamformer WNG

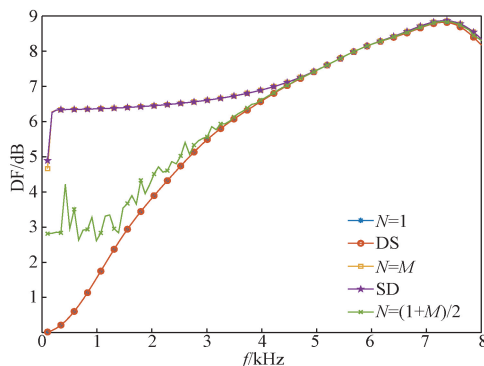


图 9 参数化波束形成器 DF

Fig. 9 Parameterized beamformer DF

节中的分析,即当 $N = 1$ 时,此时 WNG 和 DF 随频率变化曲线与 DS 波束形成器几乎完全重合,此时的参数化波束形成器的白噪声增益达到最大值;而当 $N = M$ 时,此时 WNG 和 DF 随频率变化曲线与 SD 波束形成器几乎完全重合,此时的参数化波束形成器 DF 达到最大值。当参数设置为 $N = (1 + M)/2$ 即麦克风数量的一半,可以发现 WNG 和 DF 随频率变化曲线介于 MWNG 和 MDF 之间。由此可见,当调大参数 N 的值,波束形成器会更接近于 MDF 波束形成器,因此其 DF 会相对较高,但同时也能保持一定水平的 WNG。这种情况下的波束形成器在应对信号捕捉和抑制噪声方面可能会展现出更加平衡的表现。当调小参数 N ,波束形成器更接近于 MWNG 波束形成器,此时具有较高的 WNG,但同时也能保持一定水平的 DF,这种情况下的波束形成器更适用于一些对信号分辨率要求不是特别严格,但需要较好的噪声抑制能力的场景。

参数化波束形成器作为 MWNG 和 MDF 波束形成器的结合体,不仅可以实现 DF 和 WNG 之间的平衡,还具有灵活的调节能力和自适应性。在各种不同的应用场景中,参数化波束形成器能够提供优秀的性能,满足用户的需求并提高系统的整体性能表现。

4 结论

研究了线性差分麦克风阵列的理论和方法,并提出了一种参数化波束形成器的方法。通过在 MWNG 波束形成器和 MDF 波束形成器之间引入可调参数,利用酉对角化方法处理转向向量与白噪声增益的伪相关矩阵来得到参数化波束形成器。通过仿真实验验证,参数化波束形成器在不同的参数设置下展现出了卓越的性能。根据仿真结果得到如下结论。

(1)能够在最大化白噪声增益和最大化指向性因子之间灵活地权衡与调节,更好地适应不同环境和应用场景。

(2)能够提高信号捕获效率和质量,有效抑制背景噪声,其优化效果相较于延迟求和波束形成器和超指向波束形成器具有显著优势。

所设计的参数化波束形成器为语音信号处理领域提供了一种创新的解决方案。其可调节性使得波束形成器能够灵活应对各种信号捕获需求,为用户提供更加个性化和定制化的声音处理体验。

参考文献

- [1] Flanagan J L, Johnston J D, Zahn R, et al. Computer-steered microphone arrays for sound transduction in large rooms[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 1985, 78(5): 1508-1518.

- [2] Benesty J, Sondhi M M, Huang Y. Springer handbook of speech processing[M]. Berlin: Springer, 2008.
- [3] 于春和, 马跃. 基于麦克风阵列的语音增强算法研究[J]. 电脑与信息技术, 2021, 29(3): 39-42.
Yu Chunhe, Ma Yue. Research on speech enhancement algorithm based on microphone array [J]. Computer and Information Technology, 2021, 29(3): 39-42.
- [4] Nakatani T, Boeddeker C, Kinoshita K, et al. Jointly optimal denoising, dereverberation, and source separation[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2020, 28: 2267-2282.
- [5] Pridham R G, Mucci R A. A novel approach to digital beamforming [J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 1978, 63(2): 425-434.
- [6] Yardibi T, Bahr C, Zawodny N, et al. Uncertainty analysis of the standard delay-and-sum beamformer and array calibration[J]. Journal of Sound and Vibration, 2010, 329(13): 2654-2682.
- [7] Paul S, Thomas A, Singh M S. Delay-and-sum-to-delay-standard-deviation factor: a promising adaptive beamformer[J]. Optics Letters, 2021, 46(18): 4662-4665.
- [8] Huang G, Wang Y, Benesty J, et al. Combined differential beamforming with uniform linear microphone arrays[C]//2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Toronto: IEEE, 2021: 781-785.
- [9] Bitzer J, Simmer K U. Superdirective microphone arrays[M]//Microphone Arrays: Signal Processing Techniques and Applications. Berlin: Springer, 2001: 19-38.
- [10] Huang G, Chen J, Benesty J. A flexible high directivity beamformer with spherical microphone arrays[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2018, 143(5): 3024-3035.
- [11] Meng W, Zheng C, Li X. Fully automatic balance between directivity factor and white noise gain for large-scale microphone arrays in diffuse noise fields[C]//Interspeech. Incheon: IEEE, 2022: 5433-5437.
- [12] 张敏, 潘翔. 基于差分麦克风阵列的恒定束宽波束形成研究[J]. 杭州电子科技大学学报, 2020, 40(4): 20-24.
Zhang Min, Pan Xiang. Research on constant beamwidth beamforming based on differential microphone array [J]. Journal of Hangzhou Dianzi University, 2020, 40(4): 20-24.
- [13] Derckx R É M M, Janse K. Theoretical analysis of a first-order azimuth-steerable superdirective microphone array[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2009, 17(1): 150-162.
- [14] Borra F, Bernardini A, Antonacci F, et al. Efficient implementations of first-order steerable differential microphone arrays with arbitrary planar geometry[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2020, 28: 1755-1766.
- [15] Pan C, Chen J, Benesty J. Theoretical analysis of differential microphone array beamforming and an improved solution[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2015, 23(11): 2093-2105.
- [16] 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.
- [17] Pan C, Chen J. A framework of directional-gain beamforming and a white-noise-gain-controlled solution [J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2022, 30: 2875-2887.
- [18] Wu X, Chen H. On directivity factor of the first-order steerable differential microphone array[C]//2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). South Brisbane: IEEE, 2015: 305-309.
- [19] Pan C, Chen J, Shi G, et al. On microphone array beamforming and insights into the underlying signal models in the short-time-Fourier-transform domain[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2021, 149(1): 660-672.
- [20] Huang G, Benesty J, Cohen I, et al. A simple theory and new method of differential beamforming with uniform linear microphone arrays[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2020, 28: 1079-1093.
- [21] Jin J, Benesty J, Huang G, et al. On differential beamforming with nonuniform linear microphone arrays[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2022, 30: 1840-1852.
- [22] Huang G, Benesty J, Chen J. Fundamental approaches to robust differential beamforming with high directivity factors[J]. IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2022, 30: 3074-3088.