

远场波束形成问题的光滑过渡带设计及分析^①

肖 梅^{1,2}, 冯志国²

1. 重庆市武隆中学, 重庆 武隆 408500; 2. 重庆师范大学 数学科学学院, 重庆 401331

摘要: 麦克风阵列宽带波束形成的设计是一个优化问题, 它在语音信号处理中的应用非常广泛. 它的目标函数通常只考虑了通带区域和阻带区域, 在过渡带区域不受限制. 当滤波器长度比较大时, 问题最优解的实际响应函数在过渡带区域出现振荡, 这使得麦克风阵列系统在不确定环境下的鲁棒性非常差. 本文通过对波束形成设计问题进行改进, 使得当滤波器长度充分大时, 实际响应函数在过渡带区域实现平稳光滑过渡, 并且与原波束形成设计的性能非常接近. 此外, 本文给出了波束形成设计与光滑过渡带设计的性能分析, 并通过数值例子验证了光滑过渡带设计的有效性.

关键词: 麦克风阵列; 波束形成; 过渡带区域

中图分类号: TN912.3

文献标志码: A

文章编号: 1673-9868(2019)06-0141-08

语音信号是非常常见的一种信号, 它是交流和通信的重要工具, 因此, 语音信号处理^[1]在日常生活中的应用非常广泛, 而麦克风阵列^[2]在语音信号处理中有着重要的作用, 比如在助听器、手机设备、语音识别、视频会议等实际应用中普遍使用. 它的应用主要分为两方面: 语音信号增强^[3-4]和声源定位^[5].

由于声源与麦克风阵列的距离不确定, 因此分为近场与远场 2 种环境, 近场环境主要研究的是麦克风阵列所处的位置、声源的位置与语音信号频率之间的信息; 而远场环境主要研究的是语音信号的传入角度与语音信号频率之间的信息. 由于主要考虑的要素不同, 因此, 麦克风阵列中的传递函数也是不同的, 近场环境的传递函数在许多已有的文献中可以找到, 但是远场环境的传递函数需要根据具体情形来确定. 本文主要基于远场环境进行研究.

麦克风阵列波束形成设计^[6-9]是语音信号处理中的一个重要途径, 它通过指定通带区域和阻带区域来实现区分信号与噪声的功能. 关于波束形成最优设计, 目前有若干快速并有效的方法, 如文献[10-13]通过把问题转化为半无限规划问题, 从而实现快速求解. 为了提高波束形成的设计性能, 通过优化麦克风的位置也是一种手段, 如文献[14-18]通过建立麦克风摆放设计问题来优化波束形成的设计. 但是当滤波器长度非常大时, 这些方法都会导致比较严重的吉布斯现象, 当一些参数发生变化时, 通带区域或阻带区域会转移到过渡带区域, 导致性能变得非常差, 所以它的鲁棒性设计非常差. 因此, 我们需要考虑它的光滑过渡带设计, 使得它能保持好的鲁棒性要求. 对此, 本文提出了一种新的消除吉布斯现象的方法.

1 远场麦克风阵列设计

1.1 远场波束形成设计

我们考虑一个含 N 个元素的麦克风阵列. 如图 1 所示为远场情形下的麦克风阵列结构图, 对于每一个麦克风, 后面接一个长度为 L 的有限脉冲响应(FIR)滤波器, 那么麦克风阵列的频率响应函数为

^① 收稿日期: 2018-04-11

基金项目: 国家自然科学基金项目(61673078); 重庆市自然科学基金项目(cstc2017jcyjAX0161, cstc2015jcyjBX0029); 重庆师范大学基金项目(17XLB010).

作者简介: 肖 梅(1992-), 女, 硕士研究生, 主要从事信号处理优化的研究.

$$R(f) = [R_1(f), \dots, R_N(f)]^T$$

其中, f 是信号频率, $R_i(f)$ 表示第 i 个麦克风后面的 FIR 滤波器的频率响应, 即

$$R_i(f) = w_i^T g_0(f) \quad i=1, \dots, N \quad (1)$$

其中, w_i 为有限脉冲响应滤波器的系数, 且

$$w_i = [w_i(0), w_i(1), \dots, w_i(L-1)]^T$$

$$g_0(f) = [1, e^{-j2\pi f/f_s}, \dots, e^{-j2\pi f\tau_L/f_s}]^T$$

这里 j 是虚数单位, $g_0(f)$ 表示滤波器的延迟, f_s 为抽样频率.

在远场环境下, 麦克风阵列的传递函数为

$$T(f, \theta) = [T_1(f, \theta), T_2(f, \theta), \dots, T_N(f, \theta)]^T \quad (2)$$

其中

$$T_i(f, \theta) = e^{\frac{-j2\pi f r_i \cos \theta}{c}}, \quad i=1, \dots, N, \quad \theta \in [0, \pi]$$

且 r_i 是第 i 个麦克风到参考点位置的距离; c 是语音在空气中的传播速度. 公式(2)表示频率为 f , 入射方向为 θ 的信号相对于参考点的频率响应的变化. 那么麦克风阵列的实际响应函数为

$$G(f, \theta) = \sum_{i=1}^N R_i(f) T_i(f, \theta) = T^T(f, \theta) R(f) \quad (3)$$

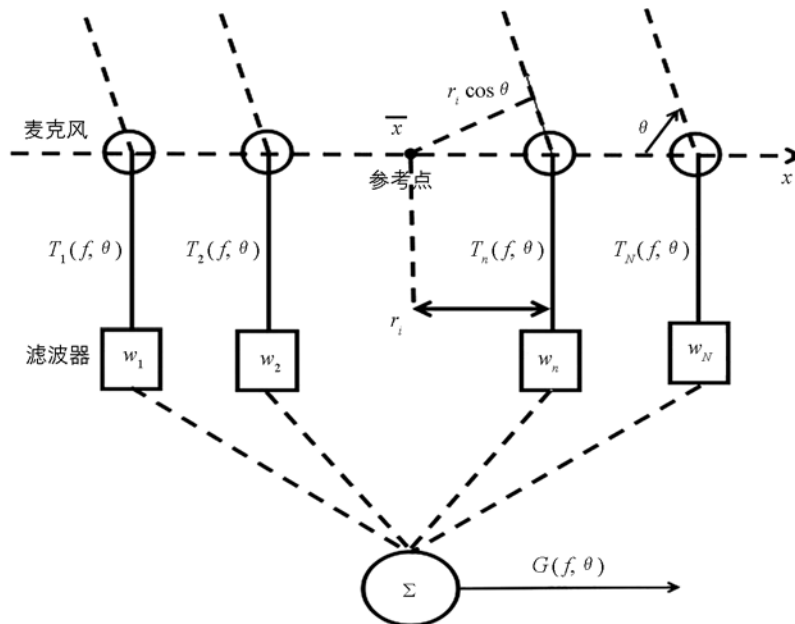


图1 麦克风阵列结构图

在实际应用中, 我们可以规定通带区域和阻带区域, 然后目标响应函数可表示为

$$G_d(f, \theta) = \begin{cases} e^{-j2\pi f\tau_L/f_s} & (f, \theta) \in \Omega_p \\ 0 & (f, \theta) \in \Omega_s \end{cases} \quad (4)$$

其中, $G_d(f, \theta)$ 是定义在 $\Omega = \Omega_p \cup \Omega_s$ 这个区域上的; Ω_p 是通带区域; Ω_s 是阻带区域; τ_L 表示的是与 L 相关的延迟参数, 且 $\tau_L \in [0, L-1]$, 它与系统的相位有关. 那么, 麦克风阵列的波束形成的设计问题就可转化为滤波器的系数设计, 使得输出的实际响应函数 $G(f, \theta)$ 逼近目标响应函数 $G_d(f, \theta)$. 采用最大误差时, 目标函数表示为

$$\max_{(f, \theta) \in \Omega} \rho^2(f, \theta) |T^T(f, \theta) R(f) - G_d(f, \theta)|^2 \quad (5)$$

这里 $\rho(f, \theta)$ 为正的权重函数, 它衡量着通带区域与阻带区域的重要性.

令 $w = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$, 波束形成设计问题就是找出滤波器系数 $w \in R^{NL}$, 使得目标函数(5)的值达到最小, 这个问题可以等价为一个半无限规划问题, 如下所示:

$$\begin{aligned} \min_{z, w} z \\ \text{s. t. } H(w, f, \theta) \leq z, \forall (f, \theta) \in \Omega \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$H(w, f, \theta) = \rho^2(f, \theta) |T^T(f, \theta)R(f) - G_d(f, \theta)|^2$$

可以看出问题(6)是凸的,它的最优解是能保证的,该问题可以通过一些半无限规划、二阶锥规划或正半定规划的方法进行求解。

1.2 光滑过渡带设计

对于问题(6)的设计,如果滤波器的长度比较小时,波束形成问题的性能比较差。为了得到一个较好的性能,通常需把滤波器的长度设得比较大,然而当滤波器长度变大时,在通带区域与阻带区域的端点处会出现振荡很大的现象,这种现象称为吉布斯现象。一般来说,吉布斯现象是在反傅里叶变换的计算过程中,用有限项近似无限项,从而丢失原信号中的高频部分所致。

通常,由于目标函数只考虑了通带区域和阻带区域,实际响应函数在过渡带区域的性能值是不受影响的,但是由于模型具有一定的不确定性和一些随机干扰性,如麦克风的位置测量不精确,声音速度的变化等。因此,实际响应函数的幅度值在通带区域或阻带区域会发生一定的变动,这导致过渡带区域会出现严重的振荡现象,使得原波束形成设计的性能变得非常差。

由于实际响应函数在所有区域上都有定义,但目标响应函数只定义在通带区域和阻带区域。因此,实际响应函数在过渡带区域振荡是因为目标响应函数的定义不完整,在过渡带区域无法控制。那么,为了加强波束形成设计的鲁棒性,过渡带区域上最好有光滑的实际响应函数,这就需要在过渡带区域也先定义一个平滑的目标响应函数。

考虑区域 Ω , 它可以按照频率分解为

$$\Omega = \bigcup_{f \in [0, f_s/2]} \Omega_f \quad (7)$$

其中对每一个频率 f , Ω_f 是 Ω 中相对应于 f 的空间域。考虑到可能存在某些频率 f 使得 Ω_f 为空集,我们记 I_Ω 为 $[0, f_s/2]$ 中所有 $\Omega_f \neq \emptyset$ 的频率 f 的集合。那么过渡带区域相对应的频率在区间 $[0, f_s/2]$ 里,但不在集合 I_Ω 里。

图2所示为过渡带区域的描述图。我们把频率所对应的过渡带区域的集合记为 I_t , 那么 $I_t \times \Omega_f$ 就是过渡带区域,记为 Ω_t 。当 $f \in I_t$ 时,在过渡带

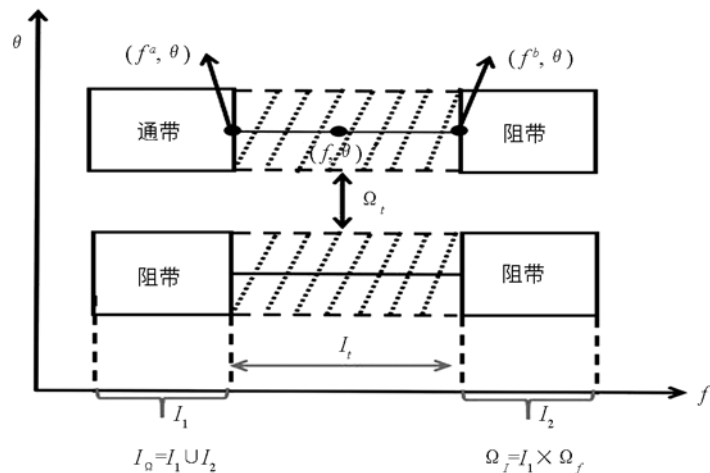


图2 过渡带区域的描述

区域 $I_t \times \Omega_f$ 里定义一个平滑的目标响应函数,并且实际响应的性能在研究区域内不受影响。因此对于给定一个点 $(f, \theta) \in I_t \times \Omega_f$, 我们令 I_t 是由端点属于 I_Ω 的若干个开区间组成。假设 (f, θ) 两边的2个端点记为 (f^a, θ) 和 (f^b, θ) , 那么通过在这2个点做一个插值函数,我们就可以在 (f, θ) 里定义一个新的目标响应函数值。为了保证其光滑性,插值函数需要保证目标响应函数是连续的。插值函数的选择是非常多的,最方便的选择就是线性插值函数,即

$$G_d(f, \theta) = [(f^b - f)G_d(f^a, \theta) + (f - f^a)G_d(f^b, \theta)] / (f^b - f^a), \quad f^b > f^a$$

由于权重函数可以衡量频域空间的重要性,因此我们需要在过渡带区域定义权重函数,一个恰当的权重函数值在过渡带区域中应该不大于研究区域 Ω 的值。对于 $\forall f \in I_t$, 我们通过在 (f, θ) 里定义目标响应函数,则可建立一个光滑过渡带设计问题

$$\begin{aligned} \min_{z, w} z \\ \text{s. t. } H(w, f, \theta) \leq z, \forall (f, \theta) \in \Omega \cup \Omega_t \end{aligned} \quad (8)$$

其中

$$H(w, f, \theta) = \rho^2(f, \theta) |T^T(f, \theta)R(f) - G_d(f, \theta)|^2$$

该问题等价于优化一个最大化目标函数

$$\max_{(f, \theta) \in \Omega \cup \Omega_t} \rho^2(f, \theta) |T^T(f, \theta)R(f) - G_d(f, \theta)|^2$$

2 性能分析

光滑过渡带设计问题(8)的约束比问题(6)的约束多,当给定一个滤波器长度 L 时,问题(8)的最优解必定是问题(6)的可行解. 因此光滑过渡带设计问题的最优解不会优于问题(6)的最优解,但是在某些情况下,问题(8)的最优解可以达到问题(6)的最优解.

当滤波器长度为 L 时,记 z_L^* 和 $z_L^{*'}$ 分别是问题(6)和问题(8)的最优性能值,取 $\inf_L z_L^*$ 和 $\inf_L z_L^{*'}$ 分别是这 2 个问题的性能极限值. 令 w^{*mL} 是滤波器长度为 L 时问题(8)的最优解,对于问题(8),记

$$\inf_L z_L^{*'} = \inf_L \max_{(f, \theta) \in \Omega \cup \Omega_t} H(w^{*mL}, f, \theta) = \max\{\inf_L z_L^{*s'}(L), \inf_L z_L^{*t'}(L)\} \quad (9)$$

$$z^{*s'}(L) = \max_{(f, \theta) \in \Omega} H(w^{*mL}, f, \theta) \quad (10)$$

$$z^{*t'}(L) = \max_{(f, \theta) \in \Omega_t} H(w^{*mL}, f, \theta) \quad (11)$$

令 w^{*oL} 是滤波器长度为 L 时问题(6)的最优解,对于问题(6),记

$$z^{*s}(L) = \max_{(f, \theta) \in \Omega} H(w^{*oL}, f, \theta) \equiv z^*(L) \quad (12)$$

$$z^{*t}(L) = \max_{(f, \theta) \in \Omega_t} H(w^{*oL}, f, \theta) \quad (13)$$

我们需要比较问题(6)和(8)在研究区域 Ω 中最优性能值的极限,即需要比较 $\inf_L z_L^*$ 和 $\inf_L z_L^{*'}$. 由问题(6)的最优性和等式(9)可知

$$z^*(L) \leq z^{*s'}(L) \leq z^{*t'}(L) \quad (14)$$

$$\inf_L z^*(L) \leq \inf_L z^{*s'}(L) \leq \inf_L z^{*t'}(L) \quad (15)$$

若满足一些约束条件,(14)和(15)的不等式将变成等式. 首先,我们给出以下引理和定理.

引理 1 若 $z^{*t}(L) \leq z^{*s}(L)$, 则 $z^*(L) = z^{*t}(L)$.

证 因为问题(8)的最优解 w^{*mL} 比 w^{*oL} 好,即

$$z^{*'}(L) = \max\{z^{*s'}(L), z^{*t'}(L)\} \leq \max\{z^{*s}(L), z^{*t}(L)\} = z^{*s}(L) = z^*(L) \quad (16)$$

则由(14)和(16)式有 $z^*(L) = z^{*t}(L)$.

定理 1 在求解出滤波器系数 w 的条件下,假设 R^{*oL} 是一致有界的,即 $\exists M > 0$,对任意的 L 和任意的 $f \in \Omega_t$,有 $R^{*oL} \leq M$. 若 $\exists \rho_0 > 0$,且权重函数在过渡带区域满足 $\rho(f, \theta) \leq \rho_0$,则

$$\inf_L z^*(L) = \inf_L z^{*s'}(L) = \inf_L z^{*t'}(L) \quad (17)$$

证 对任意滤波器长度 L ,目标函数在过渡带区域可表示为

$$\max_{(f, \theta) \in \Omega_t} |T^T(f, \theta)R(f) - G_d(f, \theta)|^2 \leq \max_{(f, \theta) \in \Omega_t} (|T^T(f, \theta)| \cdot M - |G_d(f, \theta)|)^2 = D$$

设 $\rho_0 = (z_L^*/D)^{1/2}$, 则

$$\begin{aligned} z^{*t}(L) &= \max_{(f, \theta)} \rho^2(f, \theta) |T^T(f, \theta)R(f) - G_d(f, \theta)|^2 \leq \\ &\rho_0^2 \cdot D = z^*(L)/D \cdot D = z^*(L) = z^{*s}(L) \end{aligned}$$

则由引理 1, 有

$$z^*(L) = z^{*t}(L) = z^{*s}(L)$$

上式对 L 取下确界,可得(17)式.

一般地,当滤波器长度 L 固定时, $z^{*s'}(L)$ 和 $z^{*s}(L)$ 的下确界达不到,但肯定存在一个子序列 $\{L^{(k)}\}$:

$k=1, 2, \dots\}$, 使得 $z^*(L^{(k)})$ 和 $z^{*'}(L^{(k)})$ 的极限分别为 $z^{*s}(L)$ 和 $z^{*'}(L)$ 的下确界. 为了方便起见, 不妨假设 $\{L: L=1, 2, \dots\}$ 自身是收敛的子序列, 则有

$$\begin{aligned}\inf_L z^*(L) &= \lim_{L \rightarrow \infty} z^*(L) \\ \inf_L z^{*'}(L) &= \lim_{L \rightarrow \infty} z^{*'}(L)\end{aligned}\quad (18)$$

定理2 假设(18)式的条件成立, 则对 $\forall \epsilon > 0$, 存在一个滤波器的长度为 L' , 当滤波器长度为 L' , 并且滤波器系数为 $w^{L'}$ 时, 使得

$$\begin{aligned}z^s(L') &< \inf_L z^*(L) + \epsilon \\ z^t(L') &< \inf_L z^{*'}(L) + \epsilon\end{aligned}\quad (19)$$

其中, $z^s(L)$ 和 $z^t(L)$ 是(12)式和(13)式中 w^{*ol} 被 w^L 代替后的取值.

证 对 $\forall \epsilon > 0$, 存在滤波器的长度 L_0 , 使得当 $\forall L_1 \geq L_0$ 时, 有

$$\begin{aligned}z^*(L_1) &< \inf_L z^*(L) + \epsilon/2 \\ z^{*'}(L_1) &< \inf_L z^{*'}(L) + \epsilon/2\end{aligned}\quad (20)$$

为了证(19)式, 分两种情况:

第一种情况: 假设 $z^{*s'}(L_1) \leq z^*(L_1)$, 取 $L' = L_1$, 设 $w^{L'} = w^{*mL'}$, 则

$$\begin{aligned}z^s(L') &= z^{*s'}(L') \leq z^*(L') < \inf_L z^*(L) + \epsilon \\ z^t(L') &= z^{*t'}(L') \leq z^{*'}(L') < \inf_L z^{*'}(L) + \epsilon\end{aligned}$$

则(19)式成立.

第二种情况: $z^{*s'}(L_1) > z^*(L_1)$, 记问题(6)和(8)的最优解分别为 w^{*ol_1} 和 w^{*mL_1} , 相应的频率响应函数分别记为 $R^{*o}(f)$ 和 $R^{*m}(f)$, 则定义一个新的频率响应函数为

$$R(f) = \begin{cases} R^{*o}(f) & f \in I_\Omega \\ g(R^{*o}(f), R^{*m}(f)) & f \in I' \\ R^{*m}(f) & f \in I_t \setminus I' \end{cases}\quad (21)$$

其中, g 是一个连接 $I_t \setminus I'$ 和 I_Ω 的过渡函数, $I' \in I_t$, 并且包括了 I_Ω 端点附近的部分. 令 f^a, f^b 是 I_Ω 的端点, 并且 $I_t = (f^a, f^b)$. 又 $z^{*s'}(L_1) > z^*(L_1)$, 则

$$H(w^{*ol_1}, f^a, \theta) \leq z^*(L_1) < z^{*s'}(L_1) \leq z^{*'}(L_1) \quad \forall (f^a, \theta) \in \Omega$$

由于函数 H 关于 f 是连续的, 那么存在 $\eta > 0$, 使得 $(f^a, f^a + \eta) \in I_t$, 有

$$H(w^{*ol_1}, f^a, \theta) \leq z^{*'}(L_1) \quad \forall (f^a, \theta) \in I_t \times \Omega_f$$

其中, $I' = (f^a, f^a + \eta)$, 为了保证 $R(f)$ 的连续性, 则函数 g 应为线性函数, 故 g 定义为

$$g(R^{*o}(f), R^{*m}(f)) = \frac{f - f^a}{\eta} R^{*o}(f) + \frac{f^a + \eta - f}{\eta} R^{*m}(f) \quad (22)$$

对函数 $g(R^{*o}(f), R^{*m}(f))$, 当 $f \in I'$ 时, 记

$$\begin{aligned}\rho^2(f, \theta) | T^T(f, \theta) g(R^{*o}(f), R^{*m}(f)) - G_d(f, \theta) |^2 &= \\ \left| \frac{f - f^a}{\eta} \rho(f, \theta) R^{*o}(f) - G_d(f, \theta) + \frac{f^a + \eta - f}{\eta} \rho(f, \theta) R^{*m}(f) - G_d(f, \theta) \right|^2 &\leq \\ \left| \frac{f - f^a}{\eta} | \rho(f, \theta) R^{*o}(f) - G_d(f, \theta) | + \frac{f^a + \eta - f}{\eta} | \rho(f, \theta) R^{*m}(f) - G_d(f, \theta) | \right|^2 &\leq \\ \left| \frac{f - f^a}{\eta} (z^{*'}(L_1))^{1/2} + \frac{f^a + \eta - f}{\eta} (z^{*'}(L_1))^{1/2} \right|^2 &= z^{*'}(L_1)\end{aligned}$$

则新的频率响应函数 $R(f)$ 满足

$$\rho^2(f, \theta) | T^T(f, \theta) R(f) - G_d(f, \theta) |^2 \leq \begin{cases} z^*(L_1) & f \in I_\Omega \\ z^{*'}(L_1) & f \in I_t \end{cases}$$

由于 $R(f)$ 是连续的, 因此可通过反傅里叶变换计算相应的系数 w' . 记相应的频率响应函数为 $R^{L'}(f)$, 由于目标函数关于频率响应函数是连续的, 则可取滤波器的长度 L' 充分大, 使得 $R^{L'}(f)$ 非常接近 $R(f)$ 且满足

$$H(w^{L'}, f, \theta) = \rho^2(f, \theta) |T^T(f, \theta) R^{L'}(f) - G_d(f, \theta)|^2 \leq \begin{cases} z^*(L_1) + \epsilon/2 & f \in I_\Omega \\ z^{*'}(L_1) + \epsilon/2 & f \in I_t \end{cases} \quad (23)$$

结合(20)式和(23)式, 则(19)式可证.

故通过定理 2 可知, 当 L 增大时, 问题(8)的实际响应均满足研究区域和过渡带区域.

3 数值举例

本文麦克风阵列的光滑过渡带区域设计的例子中, 麦克风线性阵列的位置为 $\{-0.2, -0.15, -0.10, \dots, 0.10, 0.15, 0.2\}$, 它共包括了 9 个麦克风. 这里延迟参数为 $\tau_L = (L-1)/2$, 声音传播的速度为 $c = 340.9$ m/s, 抽样频率为 $f_s = 8$ kHz, 权重函数恒为 $\rho(f, \theta) = 1$. 参考点设定为麦克风阵列的中心位置, 即将第 5 个麦克风作为参考点.

阻带区域设定为

$$\Omega_s = \{(f, \theta): \theta \in [0^\circ, 40^\circ] \cup [120^\circ, 180^\circ], f \in [0.3 \text{ kHz}, 1.8 \text{ kHz}] \cup [2.4 \text{ kHz}, 4.0 \text{ kHz}]\}$$

通带区域设定为

$$\Omega_p = \{(f, \theta): f \in [0.3 \text{ kHz}, 1.8 \text{ kHz}], \theta \in [70^\circ, 90^\circ]\}$$

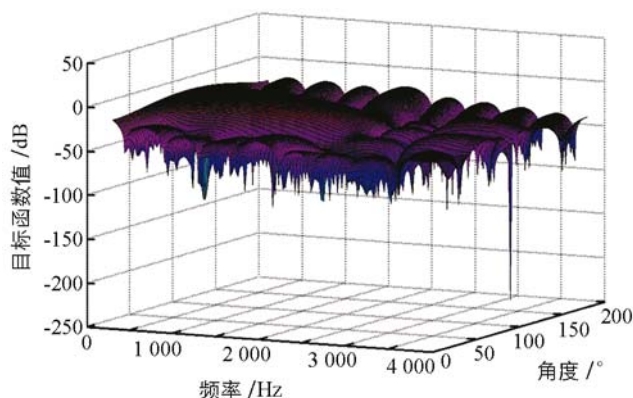


图 3 波束形成设计的滤波器长度为 10 时的实际响应函数幅度值

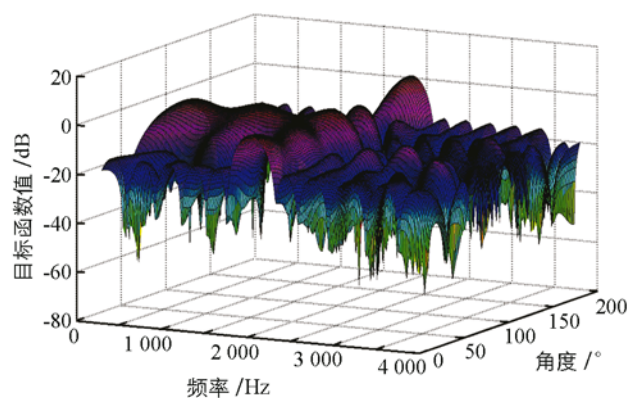


图 4 波束形成设计的滤波器长度为 20 时的实际响应函数幅度值

由图 3~图 5 可知, 当滤波器的长度为 10, 20, 40 时, 可以求出问题的最优性能值分别为 -6.5347 dB, -12.6392 dB, -21.4112 dB. 当滤波器的长度比较大时, 波束形成的性能不断增强, 然而在通带区域与阻带区域的端点处出现振荡很大的现象. 由图 3 可见, 当滤波器长度为 10 时, 几乎没有振荡; 由图 4 可见, 当滤波器长度为 20 时, 出现了一点振荡现象; 由图 5 可见, 当滤波器长度比较大时, 实际响应函数在过渡带区域的吉布斯现象非常明显.

为了消除吉布斯现象, 需要建立光滑过渡带设计问题. 为此, 我们在过渡带区域定义一个光滑目标响应函数

$$G_d(f, \theta) = \begin{cases} \frac{2.4k - f}{0.6k} e^{-j2\pi f \tau_L / f_s} & (f, \theta) \in \Omega_{f^a} \times I_t \\ 0 & (f, \theta) \in \Omega_{f^b} \times I_t \end{cases}$$

其中

$$\Omega_{f^b} = [0^\circ, 40^\circ] \cup [120^\circ, 180^\circ], \Omega_{f^a} = (70^\circ, 90^\circ), I_t = (1.8 \text{ kHz}, 2.4 \text{ kHz})$$

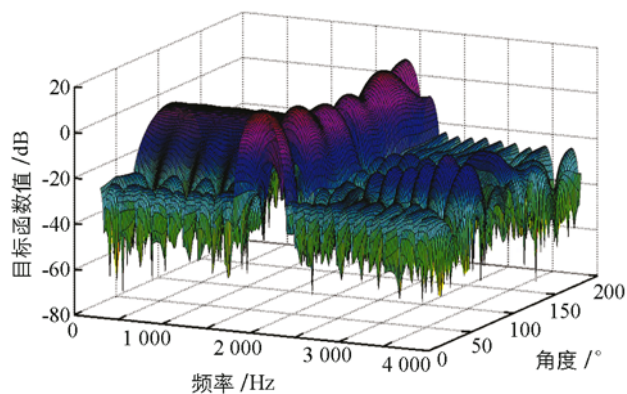


图5 波束形成设计的滤波器长度为40时的实际响应函数幅度值

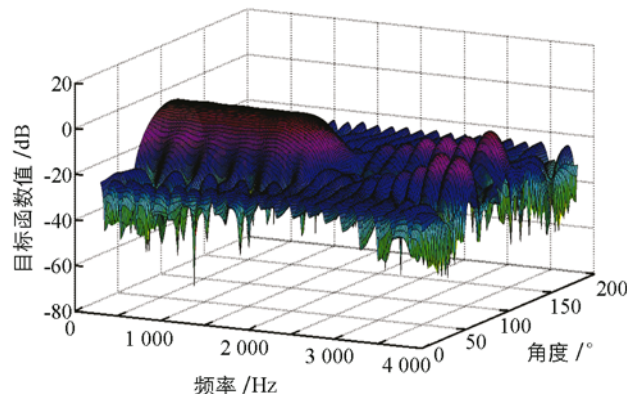


图6 光滑过渡带设计的滤波器长度为40时的实际响应函数幅度值

接着对光滑过渡带设计问题求解, 求出滤波器长度为40的最优性能值为 -21.0838 dB, 与波束形成设计问题中滤波器长度为40的最优性能值 -21.4112 dB非常接近. 当滤波器长度为40时, 它的实际响应函数如图6所示, 可以发现它在过渡带区域非常平稳光滑, 并且吉布斯现象得以消除.

4 结论

本文研究波束形成问题的光滑过渡带设计问题, 得出以下结论:

- 1) 滤波器长度增大时, 远场麦克风阵列波束形成问题在过渡带区域出现振荡现象.
- 2) 对区域进行分解, 采用了插值函数, 引进了目标响应函数在过渡带区域的平滑定义, 从而建立了一个改进的波束形成设计问题, 消除了过渡带区域的振荡现象.
- 3) 当滤波器长度逐渐增大时, 波束形成设计与光滑过渡带设计的最优性能值的变化很逼近.

参考文献:

- [1] 杨奕, 谷加新, 周川云, 等. 基于PFM调制的超低功耗红外光通信装置设计[J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2015, 40(4): 59-64.
- [2] BENESTY J, CHEN J, HUANG Y. Microphone Array Signal Processing [M]. Berlin: Springer Verlag Berlin Heidelberg, 2008: 4097-4098.
- [3] LECLÈRE Q, PEREIRA A, BAILLY C, et al. A Unified Formalism for Acoustic Imaging Based on Microphone Array Measurements [J]. International Journal of Aeroacoustics, 2017, 16(4-5): 431-456.
- [4] TIETE J, DOMÍNGUEZ F, SILVA B, et al. Sound Compass: A Distributed MEMS Microphone Array-Based Sensor for Sound Source Localization [J]. Sensors, 2014, 14(2): 1918-1949.
- [5] YAN S F. Optimal Design of Modal Beamformers for Circular Arrays [J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2015, 138(4): 2140-2151.
- [6] VAN VEEN B D, BUCKLEY K M. Beamforming: a Versatile Approach to Spatial Filtering [J]. IEEE ASSP Magazine, 1988, 5(2): 4-24.
- [7] FENG Z G, YIU K F C, NORDHOLM S E. Performance Limit of Broadband Beamformer Designs in Space and Frequency [J]. Journal of Optimization Theory and Applications, 2015, 164(1): 316-341.
- [8] WANG X R, AMIN M, WANG X H, et al. Sparse Array Quiescent Beamformer Design Combining Adaptive and Deterministic Constraints [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(11): 5808-5818.
- [9] LI Z B, YIU K F C, NORDHOLM S. On the Indoor Beamformer Design with Reverberation [J]. ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing, 2014, 22(8): 1225-1235.
- [10] YIU K F C, YANG X Q, NORDHOLM S, et al. Near-Field Broadband Beamformer Design Via Multidimensional Semi-Infinite Linear Programming Techniques [J]. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2003, 11(6): 725-732.

- [11] 王荣波, 冯 强, 刘 瑞. 一类多目标半无限规划的最优性与对偶性 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2017, 39(3): 55-61.
- [12] FENG Z G, YIU K F C. The Design of Multi-Dimensional Acoustic Beamformers Via Window Functions [J]. Digital Signal Processing, 2014, 29: 107-116.
- [13] FENG Z G, YIU K F C, NORDHOLM S E. A Two-Stage Method for the Design of Near-Field Broadband Beamformer [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(8): 3647-3656.
- [14] FENG Z G, YIU K F C, NORDHOLM S E. Placement Design of Microphone Arrays in Near-Field Broadband Beamformers [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(3): 1195-1204.
- [15] LI Z B, YIU K F C, FENG Z G. A Hybrid Descent Method with Genetic Algorithm for Microphone Array Placement Design [J]. Applied Soft Computing, 2013, 13(3): 1486-1490.
- [16] LI Z B, YIU K F C. Beamformer Configuration Design in Reverberant Environments [J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2016, 47: 81-87.
- [17] NONGPIUR R C. Design of Minimax Broadband Beamformers that are Robust to Microphone Gain, Phase and Position Errors [J]. ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing, 2014, 22(6): 1013-1022.
- [18] NONGPIUR R C, SHPAK D J. L-Infinity Norm Design of Linear-Phase Robust Broadband Beamformers Using Constrained Optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(23): 6034-6046.

Smooth Transition Region Design and Analysis of the Far-Field Beamformer Problem

XIAO Mei^{1,2}, FENG Zhi-guo²

1. Chongqing Wulong Middle School, Wulong, Chongqing 408500, China;

2. School of Mathematics and Science, Chongqing Normal University, Chongqing 401331, China

Abstract: Broadband beamformer design of microphone array is an optimization problem, which has wide applications in acoustic signal processing. In general, only the passband region and the stopband region are considered in the objective function, while it is not constrained in the transition region. Then, the actual response function of the optimal solution will show serious vibration in the transition region when the filter length is large enough. This causes a poor robustness of the microphone array system in an uncertain environment. In this paper, we consider this problem. By modifying the original problem, the actual response function becomes very smooth in the transition region, while the performance of the design remains unaffected. We analyze the optimal solutions of the original problem and the modified problem and verify the effectiveness of the modified problem with a numerical example.

Key words: microphone array; beamformer; transition region

责任编辑 崔玉洁