

◇ 研究报告 ◇

面向中频段听阈突变听力损失的非均匀滤波器组设计*

张勇成 陈华伟[†]

(南京航空航天大学电子信息工程学院 南京 211106)

摘要: 滤波器组是气传导助听器进行听觉补偿的重要功能模块。针对现有固定滤波器组对中频段听阈突变听损听力图的匹配效果欠佳问题, 该文提出一种 13 子带非均匀滤波器组设计方案。不同于现有固定滤波器组, 该文首先将全频段进行等比例 3 段划分, 便于滤波器组在相应频段内进行听损补偿; 然后在低频和高频段子带具有较高分布密度的前提下, 适当增加中频段子带的分布密度, 以提升中频段听损补偿效果; 最后根据听力图的倍频特征点确定子带的中心频率, 从而得到适配听力图的子带排布方案。此外, 将频率响应掩蔽技术和奈奎斯特滤波器用于各子带的产生, 进一步降低了滤波器组群延时和硬件复杂度。仿真分析表明, 相比于现有 16 子带非均匀滤波器组, 该文滤波器组对各类型中频段听阈突变听损听力图的平均匹配性能提升了 48.4%, 群延时降低了 11.7%。因此, 所设计滤波器组在面向补偿中频段听阈突变听损的气传导助听器中具有一定应用价值。

关键词: 非均匀滤波器组; 频率响应掩蔽技术; 听力图匹配; 气传导助听器

中图法分类号: TN912.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-310X(2022)04-0634-12

DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2022.04.016

Design of non-uniform filter bank targeting hearing loss with auditory thresholds changing sharply in middle frequencies

ZHANG Yongcheng CHEN Huawei

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: The filter bank is an important functional module for the auditory compensation of air-conduction hearing aids. For the existing fixed filter bank, the matching performance is not good enough for audiograms whose auditory thresholds change sharply in middle frequencies. To address this problem, a 13-band non-uniform filter bank is proposed in this paper. Different from the existing fixed filter bank, the whole frequency range is divided into three equal regions firstly, which facilitates the filter bank to compensate for the hearing loss in the corresponding region. Then, to enhance the compensation effect for the hearing loss in middle frequencies, we appropriately increase the resolution of subbands of middle region while keeping higher resolution of subbands of low and high regions. Finally, the center frequency of each subband is determined according to the octave of a standard audiogram and a subband distribution that is suitable for audiogram matching is obtained. In addition, subbands of the filter bank are produced with the help of frequency response masking

2021-07-08 收稿; 2021-10-11 定稿

*国家自然科学基金项目 (61971219)

作者简介: 张勇成 (1996-), 男, 江西抚州人, 硕士研究生, 研究方向: 滤波器组设计。

[†]通信作者 E-mail: hwchen@nuaa.edu.cn

technique and Nyquist filters, which further reduces the group delay and hardware complexity of the filter bank. Simulation analysis shows that, compared with the state-of-the-art 16-band non-uniform filter bank, the average matching performance for audiograms whose auditory thresholds change sharply in middle frequencies of the proposed filter bank is improved by 48.4% and the group delay is reduced by 11.7%. Therefore, the proposed filter bank is valuable to air-conduction hearing aids that aim to compensate for the hearing loss with auditory thresholds changing sharply in middle frequencies.

Keywords: Non-uniform filter bank; Frequency response masking technique; Audiogram matching; Air-conduction hearing aids

0 引言

数字滤波器组能够将输入信号分割为不同频率范围内的信号并做进一步分析和处理,因此在声频领域广泛应用,如数字声频系统^[1]、助听器^[2]和声频与语音信号处理^[3-6]。随着听损患者的日益增多,有关助听器领域的研究越来越受到人们的重视。传统助听器分为骨传导助听器和气传导助听器两大类型,而最常见的为气传导助听器^[7],其通过数字信号处理单元对接收到的声音进行相关处理。听觉补偿是数字信号处理单元的关键算法之一,而滤波器组又是进行听觉补偿的重要功能模块^[8]。根据子带带宽是否相同,可以将滤波器组分为均匀滤波器组和非均匀滤波器组两种类型。典型的均匀滤波器组为调制型滤波器组,如余弦调制滤波器组^[9]和离散傅里叶变换滤波器组^[10]。对于调制型滤波器组,只需要设计一个原型滤波器,经过调制便可产生均匀子带分布。然而为了适配气传导助听器,滤波器组的总体幅度响应应尽可能地匹配相应听损听力图。由于人耳对声音频率的高低感觉与实际频率的高低近似为对数关系而不是线性关系^[11],均匀滤波器组不能很好地满足人耳的听觉特性。非均匀滤波器组由于各子带带宽不相等,可以根据需求对相应频段进行补偿,更好地匹配听力图,因此受到了广泛的研究^[12-16]。

文献^[12]提出一种8子带非均匀滤波器组,通过使用频率响应掩蔽技术(Frequency response masking, FRM)^[17]和半带滤波器,降低了滤波器组的硬件复杂度,但该滤波器组子带数目较少,限制了对各类型听损听力图的匹配性能。为提高滤波器组匹配听力图的自由度,Wei等^[13-14]提出了一种可重构非均匀滤波器组。相较于固定滤波器组(文献^[12]),该滤波器组可以根据听力图的特点,在不改变滤波器组整体结构的前提下,调节控制参数以达到调整滤波器组子带排列方案的目的。但与此同

时,滤波器组的群延时和硬件复杂度较大,不利于在实际应用中广泛使用。文献^[15]提出一种基于非线性变换的可重构滤波器组,通过将余弦调制滤波器组中的单位延时替换为二阶全通系统,调节全通滤波器的极点获取不同的子带排列方案。相较于之前的可重构滤波器组,尽管该滤波器组在群延时和对听力图的匹配性能方面有了一定的提升,但硬件复杂度仍然较大。

文献^[16]提出一种16子带非均匀滤波器组,该滤波器组对于大部分听力图都具有良好的匹配性能,同时保持着较低的硬件复杂度和群延时。然而,该滤波器组侧重匹配在低频和高频段的听力图,对在中频段听阈产生突变的听损听力图匹配效果欠佳。为解决以上问题,本文提出一种基于FRM技术的13子带非均匀滤波器组。首先,对现有固定滤波器组存在的问题进行分析并引入本文滤波器组的设计动机。然后,将滤波器组的子带排布细化到3个频段内,在低频和高频段子带具有较高分布密度的前提下,适当增加中频段子带的分布密度,以提升对中频段听损的补偿效果。同时,结合FRM技术和奈奎斯特滤波器产生各子带并根据听力图的倍频特征点确定子带的中心频率,进而获取适配相应听损听力图的滤波器组子带排布。最后,给出了滤波器组的具体实现高效结构并对滤波器组的设计参数进行了讨论。仿真结果表明,与现有固定滤波器组相比,所提滤波器组以较少的硬件复杂度为代价,能够有效地匹配在中频段听阈突变的听损听力图,满足相应听损患者的需求,并保持较低的群延时。

1 滤波器组模型

考虑如图1所示的滤波器组模型,滤波器组由 M 个子滤波器构成,当抽样信号输入至滤波器组时,被各个子滤波器分割为 M 个频段信号,滤波器

组子带幅度响应向量记为

$$\mathbf{B} = [B_1(\omega), B_2(\omega), \dots, B_M(\omega)], \quad (1)$$

式(1)中, $B_i(\omega)$ 代表第 i 个子带的零相位幅度响应。在数字气传导助听器中, 为了补偿听损患者的缺失听力, 各频段信号在综合输出前需要施加适当的增益, 各子带施加的增益向量可以表示为

$$\mathbf{G} = [G_1, G_2, \dots, G_M]^T, \quad (2)$$

其中, $[\cdot]^T$ 代表转置。因此, 各子带施加增益后, 滤波器组总体响应可以表示为

$$H_t(\omega) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{G} = \sum_{k=1}^M B_k(\omega) G_k. \quad (3)$$

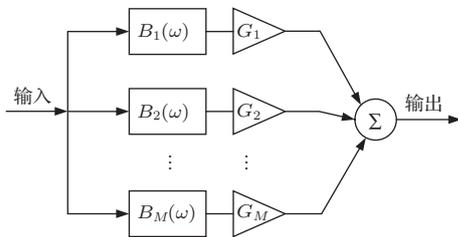


图1 滤波器组模型图

Fig. 1 Model of the filter bank

2 滤波器组设计

2.1 现有滤波器组问题描述

对于固定滤波器组(文献[16]), 由于采用半带滤波器作为该滤波器组的原型滤波器, 因此减少了滤波器组的整体硬件复杂度。然而, 半带滤波器具有特殊性质, 即:

$$w_p + w_s = \pi, \quad (4)$$

式(4)中, w_p 和 w_s 分别代表半带滤波器的通带和阻带截止频率。半带滤波器与其高通滤波器关于 $\pi/2$ 互补对称, 这也造成滤波器组(文献[16])整体子带分布具有关于 $\pi/2$ 互补对称的特点。虽然该滤波器组在低频段和高频段分布更多的子带可以更好地匹配在相应频段的听力图, 但是当匹配在中频段听阈产生突变的听损听力图时, 由于中频段子带无法很好地应对听阈的激烈变化, 导致匹配效果欠佳。特别是当匹配中高频段重度听损听力图时, 匹配误差可能超出听损患者可接受的范围。基于这一问题, 本文滤波器组在设计过程中考虑了听力图在中频段听阈的变化情况, 滤波器组整体子带分布不再关于 $\pi/2$ 互补, 而是将子带的排布细化到3个

频段内, 分别应对相应频段的听阈变化, 提升了滤波器组设计的自由度。同时, 子带的中心频率由听力图的倍频特征点确定, 因此适配相应听损听力图。

2.2 滤波器组设计

用于听力图匹配的多通道滤波器组通常由低通、带通和高通滤波器组成。若一个通道对应一个滤波器, 不仅增加了设计难度, 而且滤波器组的整体复杂度将急剧上升。带通滤波器可以由已知的低通或高通滤波器通过多种方式间接实现, 如不同带宽低通或高通滤波器之间简单的算数运算。因此, 为降低滤波器组的设计难度, 滤波器组各子带设计可以转化为不同带宽的低通和高通滤波器设计。为方便理解本文滤波器组的设计思想, 图2给出了滤波器组所对应的各子带分布图。图2(a)中低通滤波器 $P_5(z)$ 、高通滤波器 $Q_5(z)$ 及二者的互补滤波器将整个频段均匀分为3个频段, 分别对应低频段、高频段和中频段。在所划分频段范围内, 进一步产生不同分布密度的非均匀子带, 用于匹配在相应频段变化的听觉阈值, 如图2(e)所示。值得注意的是, 由于听力损失通常发生在高频段, 而在低频段放置更多的

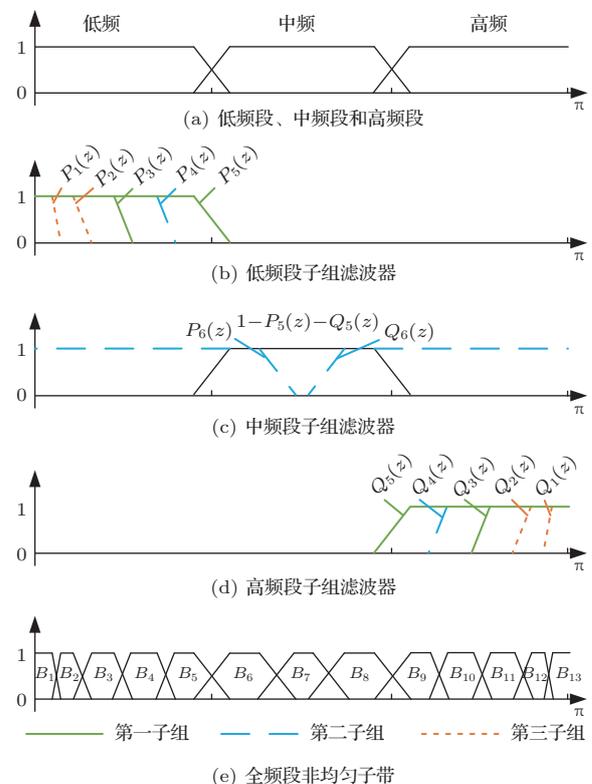


图2 滤波器组子带分布

Fig. 2 Subband distribution of the proposed filter bank

子带可以更好地匹配听力图^[16]，因此滤波器组的低频段和高频段子带分布密度相比于中频段子带更高。

为降低滤波器组整体的硬件复杂度，在此结合FRM技术产生各低通和高通滤波器子带。由FRM技术可知，低复杂度原型滤波器经系数插值后级联掩蔽滤波器，可以间接实现复杂度高的窄带滤波器。特别地，当原型滤波器为低通滤波器且插值因子为偶数时，系数插值产生的镜像子带关于中频对称。只要使用合适的掩蔽滤波器，就可以提取低通子带和其对称高通子带。因此，为进一步简化滤波器组的设计过程，本文滤波器组子带分布关于中频对称，也即高通滤波器 $Q_i(z)$, $i = 1, \dots, 6$ 为低通滤波器 $P_i(z)$, $i = 1, \dots, 6$ 的镜像子带。

与滤波器组^[16]类似，低通滤波器和高通滤波器可以进一步分为3个子组，如图2(b)~(d)所示，由于高通滤波器是低通滤波器的镜像，本文首先讨论各低通滤波器的产生。低通子组滤波器都由各自的原型滤波器 $H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$ 结合FRM技术产生。图2(b)和图2(c)中的 $P_5(z)$ 和 $P_6(z)$ 分别代表原型滤波器 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 。对于第一子组滤波器 $[P_5(z), P_3(z)]$ ， $P_5(z)$ 不仅作为插值滤波器 $P_3(z)$ 的原型滤波器，还作为掩蔽滤波器提取各组原型滤波器系数插值后产生的低通子带。对于第二子组滤波器 $[P_6(z), P_4(z)]$ ， $P_6(z)$ 不仅作为插值滤波器 $P_4(z)$ 的原型滤波器，还用于提取中频段部分子带，增加中频子带的分布密度。对于第三子组滤波器 $[P_1(z), P_2(z)]$ ， $P_1(z)$ 和 $P_2(z)$ 分别为原型滤波器 $H_2(z)$ 不同插值因子的插值滤波器，用于匹配在超低频段听阈产生变化的听力图。因此，各低通滤波器 $P_i(z)$, $i = 1, \dots, 6$ 和高通滤波器 $Q_i(z)$, $i = 1, \dots, 6$ 的传递函数如表1所示，表中 $H_{0h}(z)$ 和 $H_{1h}(z)$ 分别代表 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 的高通滤波器，即

$$H_{0h}(z) = H_0(-z), \quad (5)$$

$$H_{1h}(z) = H_1(-z). \quad (6)$$

值得注意的是， $H_{0h}(z)$ 既用于构成滤波器组子带，又作为掩蔽滤波器，提取系数插值后的高通镜像子带。最后将表1中产生的低通滤波器 $P_i(z)$, $i = 1, \dots, 5$ 和高通滤波器 $Q_i(z)$, $i = 1, \dots, 5$ 的相邻零相位幅度响应进行减法运算(除第一个和最后一个子带之外)，即

$$B_i = \begin{cases} P_i(z), & i = 1, \\ P_i(z) - P_{i-1}(z), & i = 2, \dots, 5, \end{cases} \quad (7)$$

$$B_i = \begin{cases} Q_{14-i}(z), & i = 13, \\ Q_{14-i}(z) - Q_{14-i-1}(z), & i = 9, \dots, 12. \end{cases} \quad (8)$$

可产生滤波器组在低频段和高频段的各类型子带。为增加中频段子带的分布密度，滤波器组中频段所属子带可由低通滤波器 $P_6(z)$ 、高通滤波器 $Q_6(z)$ 及二者的互补滤波器对中频段切分并提取，即

$$B_6 = P_6(z)[1 - P_5(z) - Q_5(z)], \quad (9)$$

$$B_7 = [1 - P_6(z) - Q_6(z)][1 - P_5(z) - Q_5(z)], \quad (10)$$

$$B_8 = Q_6(z)[1 - P_5(z) - Q_5(z)]. \quad (11)$$

表1 低通和高通滤波器传递函数

Table 1 Transfer functions of the lowpass and highpass filters

低通滤波器	传递函数	高通滤波器	传递函数
$P_1(z)$	$H_2(z^4)H_0(z)$	$Q_1(z)$	$H_2(z^4)H_{0h}(z)$
$P_2(z)$	$H_2(z^2)H_0(z)$	$Q_2(z)$	$H_2(z^2)H_{0h}(z)$
$P_3(z)$	$H_0(z^2)H_0(z)$	$Q_3(z)$	$H_0(z^2)H_{0h}(z)$
$P_4(z)$	$H_1(z^2)H_0(z)$	$Q_4(z)$	$H_1(z^2)H_{0h}(z)$
$P_5(z)$	$H_0(z)$	$Q_5(z)$	$H_{0h}(z)$
$P_6(z)$	$H_1(z)$	$Q_6(z)$	$H_{1h}(z)$

同时，为更好地匹配听力图，还需确定各子带的中心频率。由上文可知，滤波器组各子带中心频率由原型滤波器 $H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$ 决定。特别地，为减少原型滤波器的硬件复杂度， $H_0(z)$ 和 $H_2(z)$ 为奈奎斯特滤波器^[18]。由于标准听力图是在倍频特征点250 Hz/500 Hz/1 kHz/2 kHz/4 kHz/8 kHz上对听觉阈值进行测量绘制，不同于滤波器组(文献^[16])直接将这特征点作为各滤波器的截止频率，本文将这倍频特征点分别落在不同的子带内，且相应子带的中心频率应尽量靠近这倍频特征点^[19]。因此， $H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$ 的截止频率分别为2667 Hz、3812 Hz和1333 Hz。综上可得本文滤波器组各子带截止频率及中心频率如表2所示，滤波器组所对应的总体结构如图3所示。

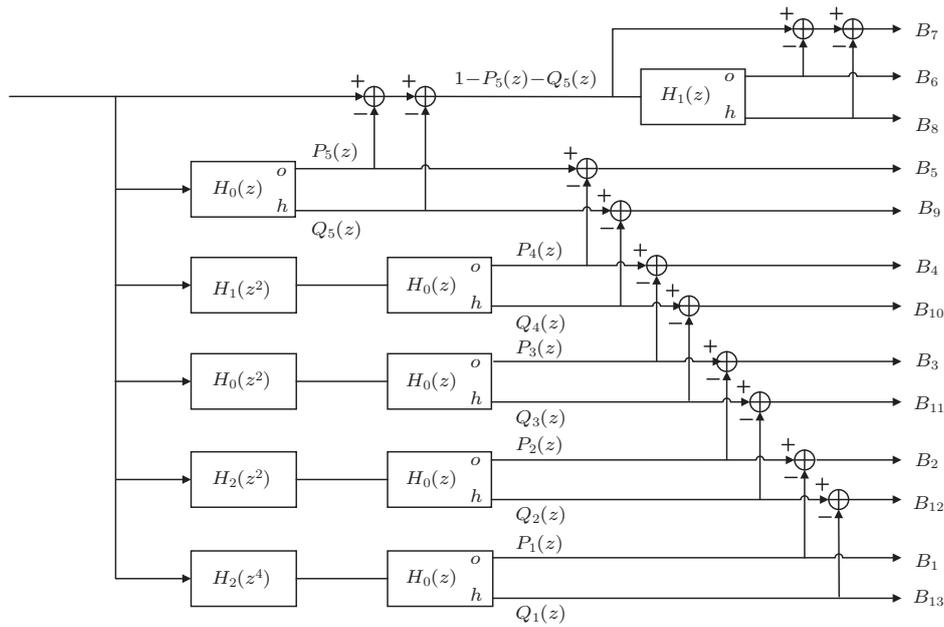


图3 滤波器组总体结构图

Fig. 3 Overall structure of the proposed filter bank

表2 各子带截止频率及中心频率

Table 2 Cutoff frequencies and center frequencies of the subbands

子带	上截止频率/Hz	下截止频率/Hz	中心频率/Hz
1	—	333	0
2	333	667	500
3	667	1333	1000
4	1333	1906	1620
5	1906	2667	2286
6	2667	3812	3239
7	3812	4188	4000
8	4188	5333	4761
9	5333	6094	5714
10	6094	6667	6380
11	6667	7333	7000
12	7333	7667	7500
13	7667	—	8000

2.3 具体实现结构

由结构图3可知,本文滤波器组共需10个子滤波器,又由2.2节可知,本文滤波器组的3个子组分别在其原型滤波器 $H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$ 的基础上构建。因此,各子组滤波器可以共享其原型滤波器的乘法器,以减少硬件复杂度。为便于下文分析,把滤波器组的总体结构从输入到输出分割为两级,

其简化结构如图4所示。图中输出一表示第一级子滤波器的输出,输出二为经第二级各子滤波器的输出。本文所有原型滤波器皆为有限冲激响应(Finite impulse response, FIR)滤波器,不失一般性,每个原型滤波器的长度都为奇数,出于简洁性的考虑,本节所有滤波器的长度都设定为5。

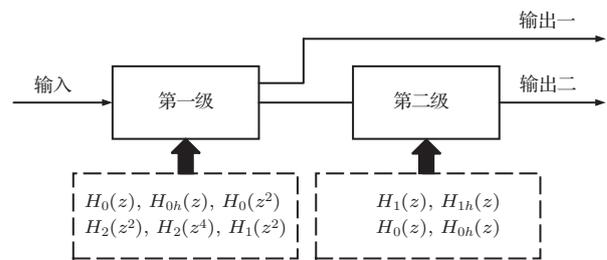


图4 滤波器组简化结构示意图

Fig. 4 Simplified structure diagram of the proposed filter bank

对于第一级,由于各子滤波器的输入相同且长度都为奇数,故使用直接型结构可以共用同一条延时链,以减少滤波器组的整体面积和寄存器的数目。与此同时,FIR滤波器的系数对称性保证了其严格线性相位特性,因此对称系数之间可以共用一个乘法器,进一步降低了近一半的乘法器数目。这里以 $H_2(z^4)$ 和 $H_2(z^2)$ 为例,其高效实现结构如图5所示。同时注意到第一级和第二级中都包含子滤波器 $H_0(z)$ 和其高通滤波器 $H_{0h}(z)$, 分别对应图3

中子滤波器 $H_0(z)$ 的“o”和“h”端口, 由式 (5) 可知, $H_{0h}(z)$ 可以表示为

$$H_{0h}(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h_0(n)(-z)^{-n}, \quad (12)$$

式 (12) 中, N 为滤波器的长度, $h_0(n)$ 为 $H_0(z)$ 的系数。由式 (12) 可知, $H_{0h}(z)$ 的实现可以在 $H_0(z)$ 的基础上对 $h_0(n)$ 选择性求其相反数, 为最大程度地减小硬件复杂度, 二者的实现可以共享乘法器和加法器, 其高效实现结构如图 6 所示。

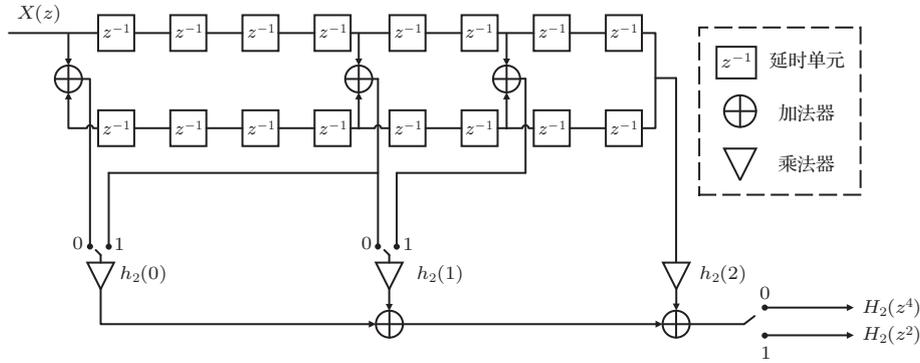


图 5 $H_2(z^2)$ 与 $H_2(z^4)$ 实现结构

Fig. 5 Implementation structure of $H_2(z^2)$ and $H_2(z^4)$

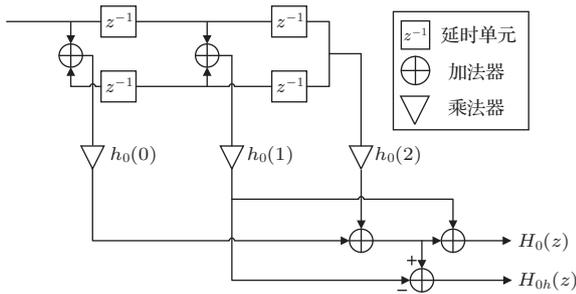


图 6 $H_0(z)$ 与 $H_{0h}(z)$ 实现结构

Fig. 6 Implementation structure of $H_0(z)$ and $H_{0h}(z)$

对于第二级, 子滤波器 $H_0(z)$ 、 $H_{0h}(z)$ 、 $H_1(z)$ 、 $H_{1h}(z)$ 与第一级子滤波器级联提取目标子带, 其中

$H_1(z)$ 与其高通滤波器 $H_{1h}(z)$ 对应图 3 中子滤波器 $H_1(z)$ 的“o”和“h”端口, $H_{1h}(z)$ 的构造与 $H_{0h}(z)$ 相同, 这里不再赘述。与第一级类似, 为减少乘法器的数目, 第二级子滤波器也可以共享所属子组原型滤波器的乘法器来实现级联功能。这里以支路 B_6 、 B_7 、 B_8 、 $P_3(z)$ 和 $Q_3(z)$ 为例, 其高效结构如图 7 和图 8 所示。图 7 中 $H_1(z^2)$ 为第一级子滤波器的输出。图 8 中的寄存器用于存储输入抽样信号经过第一级插值滤波器 $H_0(z^2)$ 处理后的信号, 同时作为第二级子滤波器 $H_0(z)$ 的输入信号。两个级联结构中, 子滤波器共用各自原型滤波器的乘法器, 有效减少了所使用乘法器的数目。

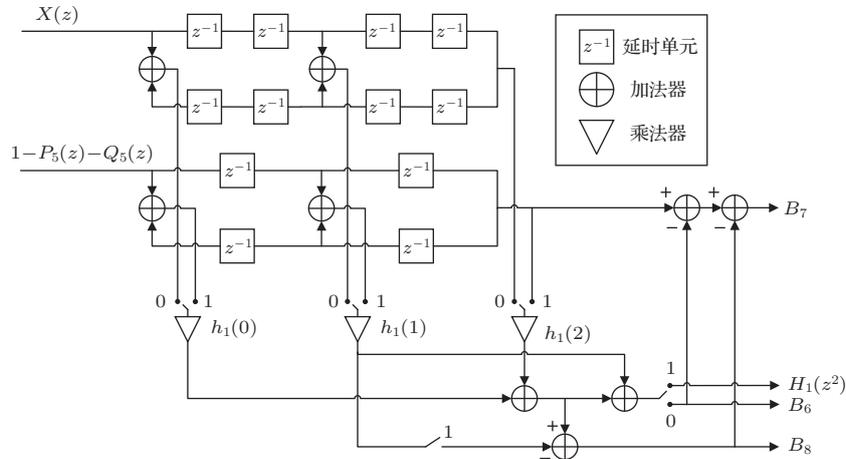
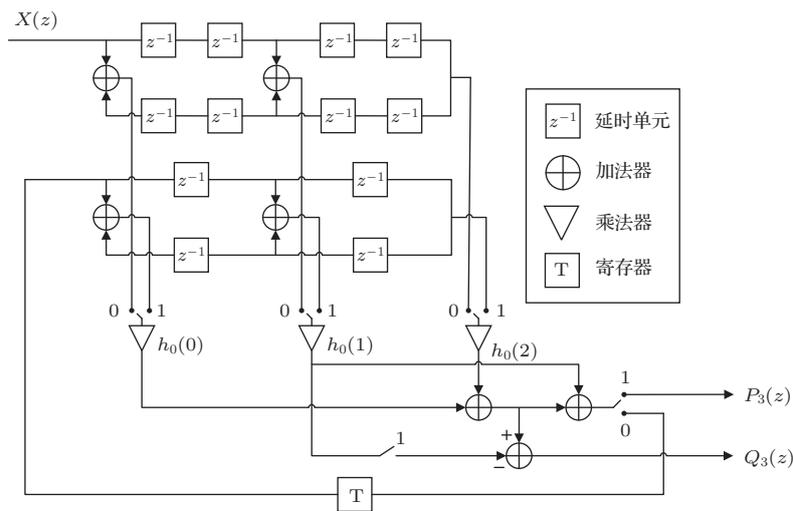


图 7 B_6 、 B_7 与 B_8 实现结构

Fig. 7 Implementation structure of B_6 , B_7 and B_8

图8 $P_3(z)$ 与 $Q_3(z)$ 实现结构Fig. 8 Implementation structure of $P_3(z)$ and $Q_3(z)$

2.4 子带增益优化

由于听损患者在某些频段上的听觉阈值要高于正常人,即听损患者在这些频段上的听力敏感度要低于正常人,因此,为了尽可能匹配所给定听损患者的听力图,各子带增益的选取将直接影响滤波器组对各类型听力图的匹配效果。对于本文13子带非均匀滤波器组,根据第1节可知,各子带在施加增益后,滤波器组总体响应为

$$H_t(\omega) = \mathbf{B} \cdot \mathbf{G} = \sum_{k=1}^{13} B_k(\omega) G_k, \quad (13)$$

则滤波器组总体响应与听力图的最大匹配误差(Maximum matching error, MME)可以表示为

$$\text{MME} = \max_{\omega_i \in [0, \pi]} |20 \lg |H_t(\omega_i)| - A_d(\omega_i)|, \quad (14)$$

式(14)中, $A_d(\omega_i)$ 为给定离散化听力图。为求取各子带增益,优化问题可以相应的表示为

$$\min_{\mathbf{G}} \text{MME}. \quad (15)$$

该问题为多目标非线性优化问题,序列二次规划算法能够将复杂的非线性优化问题转化为一序列较简单的二次规划问题进行求解,在对问题的解决效率、准确性和成功率方面具有优势^[20]。因此,本文采用序列二次规划算法求解。

2.5 过渡带宽的选取

影响滤波器组性能的另一重要因素为滤波器组各子带的过渡带宽选取。合适的过渡带宽既能减少滤波器组整体的硬件复杂度,又能更好地匹配给定听力图。由于本文滤波器组是在原型滤波器

$H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$ 的基础上进行构建,因此只要确定原型滤波器的过渡带宽即可。设各原型滤波器的过渡带宽相等,都为 ΔB ,阻带衰减设置为60 dB。为确定最佳过渡带宽,本文选取在中高频段具有轻度听损的听力图作为匹配目标,该听力图属于中频处听阈值产生突变的典型听损类型。类似于文献[16],本文逐步增大过渡带宽,并从中选择使滤波器组整体性能最佳的过渡带宽。不同过渡带宽对应的最大匹配误差和滤波器组整体复杂度如表3所示。由表可知,随着过渡带宽的增大,滤波器组的复杂度在不断减小,而MME却呈现先减小后增大的趋势。这是因为随着过渡带宽的增大,滤波器组相邻子带的混叠也不断增大,适当的混叠有益于听力图匹配,但混叠过大会造成各子带的带间干扰增大,反而恶化了匹配效果。当过渡带带宽为0.22时,MME达到最小值,而当过渡带带宽为0.24时,二者的MME相差不大,复杂度却更低。因此,出于整体上的考虑,0.24将作为本文滤波器组原型滤波器的过渡带宽。

表3 过渡带宽的影响

Table 3 Influence of the transition bandwidth

ΔB	MME/dB	复杂度	ΔB	MME/dB	复杂度
0.14	2.68	74	0.22	0.97	49
0.16	2.07	66	0.24	1.05	46
0.18	1.59	59	0.26	1.27	42
0.20	1.16	55	0.28	1.46	39

3 仿真结果与性能比较

本节通过仿真分析验证所提出滤波器组的有效性,并与现有固定滤波器组^[16]进行比较,同时还给出了与可重构滤波器组^[15]的性能对比结果。评价滤波器组的性能有3个指标,即对听力图的匹配性能、滤波器组最大群延时和滤波器组的硬件复杂度。

由第2节已知各原型低通滤波器 $H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$ 的归一化截止频率分别为0.333、0.477和0.167,过渡带宽为0.24。因此,各原型滤波器的归一化通带和阻带截止频率分别为(0.213,0.453)、(0.357,0.597)和(0.047,0.087)。 $H_0(z)$ 和 $H_2(z)$ 为奈奎斯特FIR滤波器,滚降系数分别为0.42和0.84。对于各原型滤波器的通带最大波纹和阻带最小衰减都设置为0.001和60 dB。因此, $H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$ 长度分别为35、33和35。滤波器组的归一化幅频响应如图9所示。

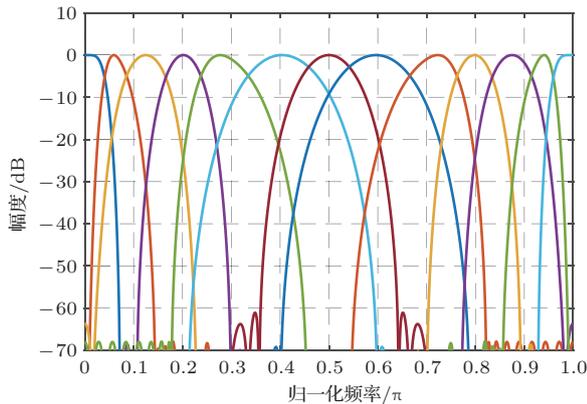


图9 滤波器组幅频响应

Fig. 9 Magnitude response of the proposed filter bank

3.1 匹配性能

首先分析本文滤波器组对于各类型听力图的匹配性能,所用听力图均来自网站^[21]。(1)类型一听力图为中高频段轻微听损。该类型听损主要由噪声引起,在大部分频段上都属于正常听力,但中频段听觉阈值略高于正常听力范围,这就导致即使在安静的环境下,也有可能丢失s's、z's、th's和其他高频辅音。特别在有噪声的情况下,会带来更大的麻烦,如在与他人交谈时,无法听清内容。(2)类型二听力图在4000 Hz以下,随着频率的增加,听觉阈值急速上升,达到重度听损,在4000 Hz以上阈值略有下降,但仍属于重度听损。该类型听损常见于长期从事在嘈杂环境下的工人当中,由于长年累月受到噪

声的干扰,内耳和相关结构受到不同程度的损伤。在日常生活中,虽然可以分辨出别人正在说话,但容易错误理解谈话内容,造成“答非所问”的尴尬处境。(3)类型三听力图在全频段听力阈值都集中在90 dB左右,介于重度和极重度听损之间。虽然佩戴气传导助听器无法恢复至正常人的水平,但是气传导助听器可以缓解由于听力阈值过高造成听力的过度缺失,使听损级别降至中度。这样就能接收一部分的辅音信息,在有效谈话距离(3 m)之内,可以进行正常对话。

图10~图12为滤波器组对各类型听力图的匹配性能。由匹配曲线可知,由于本文滤波器组提升了中频段子带的分布密度,相较于文献^[15]和文献^[16],本文滤波器组施加增益后的总体响应对各类型听力图曲线的整体匹配度更高,未出现较大的波动。同时,对于各类型中频段听阈突变听损听力图,本文滤波器组对应的匹配误差波动平缓且波动范围更窄,而匹配误差更小说明滤波器组具有更优的匹配性能^[15-16],进一步表明上述各类型听损听力图在中频段的听阈突变对本文滤波器组的影响更小。表4给出了本文滤波器组与其他滤波器组对于上述各类型听损听力图的MME比较结果。从对上述3种类型听力图的MME上看,本文滤波器组均低于文献^[15]和文献^[16]。值得注意的是,当MME在3 dB范围之外时,人耳会感知到影响^[22]。尽管文献^[15]可以改变子带的排列方式,但是子带分布密度不足,难以应对中频段听损听阈的突变,导致MME均超过可接受范围。在实际应用中,可能不能满足上述3类听损患者的需求,具有一定的局限性。文献^[16]对于类型二听力图的MME同样超出最低要求范围,左耳和右耳听力图匹配误差分别达到4.21 dB和4.33 dB。相对而言,本文滤波器组的MME均在可接受范围之内,并且听觉阈值在中频段变化越剧烈,滤波器组对听力图的匹配误差下降越明显。这一结果说明本文滤波器组可以更好地应对听力图中频段听阈的突变,更适用于匹配上述类型听力图,能够满足相应听损患者的需求。为了定量分析滤波器组对各类型听力图的综合匹配能力,表4中还给出了不同滤波器组的平均最大匹配误差(Average maximum matching error, AMME)。比较各滤波器组对各类型听力图的AMME可知,本文滤波器组AMME仅为文献^[15]和文献^[16]的23.1%和51.6%,由此进一步说明了本文滤波器组对上述类型听力图的匹配效果更佳。

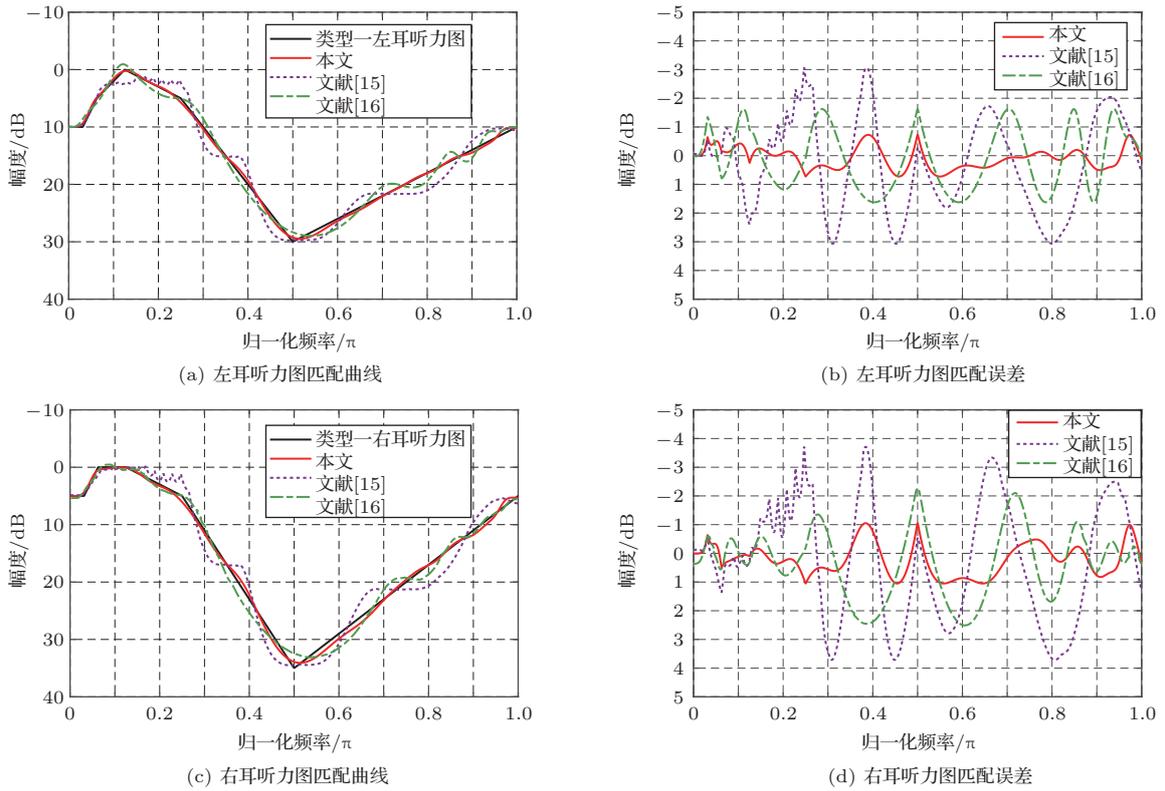


图10 滤波器组对类型一听力图匹配性能

Fig. 10 Matching performance of the proposed filter bank for the Type I audiogram

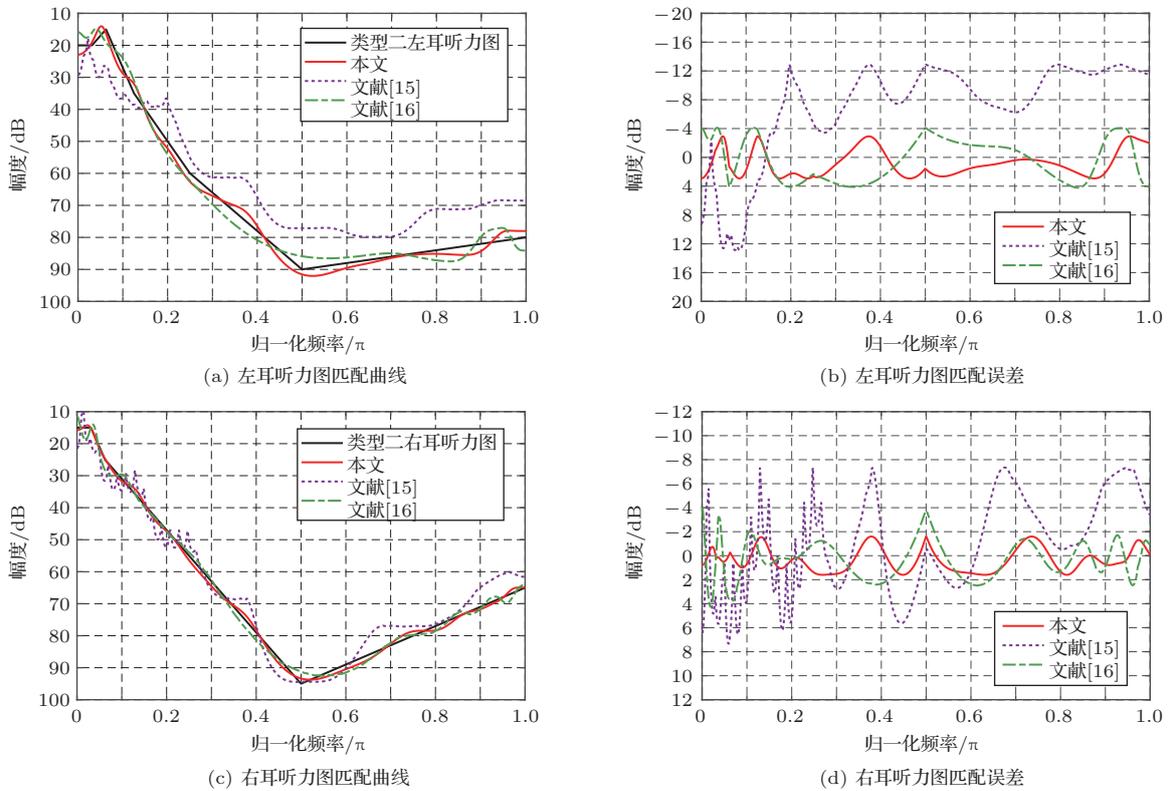


图11 滤波器组对类型二听力图匹配性能

Fig. 11 Matching performance of the proposed filter bank for the Type II audiogram

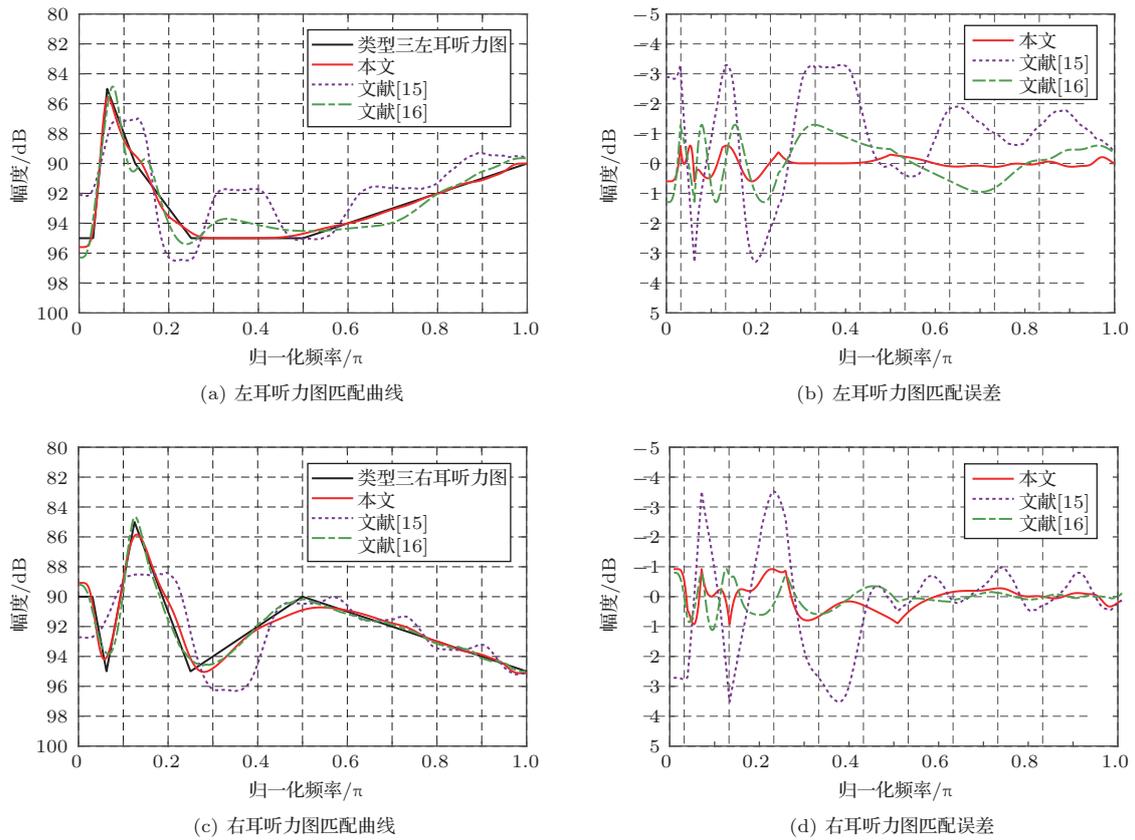


图 12 滤波器组对类型三听力图匹配性能

Fig. 12 Matching performance of the proposed filter bank for the Type III audiogram

表 4 不同滤波器组的匹配性能比较

Table 4 Matching performances of various filter banks

滤波器组	MME/dB						AMME/dB
	类型一听力图		类型二听力图		类型三听力图		
	左耳	右耳	左耳	右耳	左耳	右耳	
文献 [15]	3.06	3.71	12.88	7.34	3.29	3.52	5.63
文献 [16]	1.62	2.50	4.21	4.33	1.29	1.17	2.52
本文	0.73	1.05	2.92	1.60	0.60	0.92	1.30

3.2 群延时

下面分析本文滤波器组所用群延时，群延时反映了抽样语音信号输入至滤波器组到输出的延迟滞后情况。研究表明，群延时对听觉的干扰等级通常随着延迟的增加而单调增加，当群延时超过 20 ms 时，由群延时引发的听觉干扰效应变得令人不安 [23]。因此，滤波器组的群延时应尽量保持在该范围之内且尽可能的低。对于系数插值滤波器 $H(z^K)$ ，其群延时可以表示为

$$T = \frac{KN_m}{2f_s}, \quad (16)$$

式 (16) 中， N_m 为原型滤波器的阶数， f_s 为采样频率。这里为了比较公平，与文献 [15] 和文献 [16] 相同，采样频率都设置为 16 kHz。由第 2 节滤波器组的简化结构可知，本文滤波器组整体结构由两级构成，因此滤波器组两级输出后群延时可以表示为

$$T_{\text{total}} = T_1 + T_2, \quad (17)$$

式 (17) 中， T_1 和 T_2 分别代表经第一级和第二级子滤波器的群延时。

由于第一级各子滤波器共用延时链，因此第一级的群延时应由过渡带最窄的子滤波器决定，即 $H_2(z^4)$ 。而对于第二级，高通滤波器和低通滤波

器并行输出,这里用低通滤波器 $H_0(z)$ 和 $H_1(z)$ 代表其群延时。根据式(16),可得第一级群延时约为4.3 ms,第二级群延时约为1 ms。再由式(17),可求滤波器组两级输出后的群延时,表5给出了各支路所耗的群延时大小。滤波器组对数据的处理速度应由支路最大群延时决定,比较表中滤波器组各支路群延时,可知本文滤波器组的最大群延时为5.3 ms。下面来比较在相同采样频率下,各滤波器组的最大群延时。表6给出了不同滤波器组最大群延时的比较结果。由表可知,相比文献[15],本文滤波器组的最大群延时减少了31.8%,而对于文献[16],最大群延时也减少了11.7%。这一结果表明,本文滤波器组在群延时方面同样具有优势,在实际应用中能够以更快的速度处理数据,实时性更高,这在气传导助听器应用中具有十分重要的意义。

表5 滤波器组各支路群延时大小

Table 5 Delay of each branch of the proposed filter bank

滤波器组各支路	群延时/ms
B_1, B_{13}	5.3
B_2, B_{12}	5.3
B_3, B_{11}	5.3
B_4, B_{10}	5.3
B_5, B_9	5.3
B_6, B_7, B_8	5.3

表6 各滤波器组最大群延时比较

Table 6 Comparison of maximum group delay with other filter banks

滤波器组	最大群延时/ms
文献[15]	7.77
文献[16]	6.00
本文	5.30

3.3 硬件复杂度

接下来分析滤波器组的硬件复杂度,因为乘法器是电路中最占面积和耗能最大的元件之一,故用乘法器的数目表征滤波器组的硬件复杂度。如前所述,本文13子带滤波器组共需3个FIR原型滤波器 $H_0(z)$ 、 $H_1(z)$ 和 $H_2(z)$,其中 $H_0(z)$ 和 $H_2(z)$ 为奈奎斯特FIR滤波器,也即L-th FIR滤波器。由于

FIR滤波器的线性相位特性,所用乘法器数目可以表示为

$$P_F = \left\lceil \frac{N}{2} \right\rceil, \quad (18)$$

其中, $\lceil \cdot \rceil$ 代表向上取整。又由L-th FIR滤波器性质可知,除中间系数外,每L个系数就有一个系数为零,则乘法器数目相应地可以表示为

$$P_L = \left\lceil \frac{(N-1)(L-1)}{2L} \right\rceil + 1. \quad (19)$$

由式(19)可知,相比于普通FIR滤波器,L-th FIR滤波器可以节省近 $1/L$ 的乘法器。因此本文滤波器组总的乘法器个数为

$$P_{\text{total}} = P_{H_0} + P_{H_1} + P_{H_2}. \quad (20)$$

根据式(18)、式(19)和式(20),可得本文滤波器组所用乘法器数目为46。表7给出了不同滤波器组乘法器数量的比较结果。由表可知,本文滤波器组的乘法器数目仅为文献[15]的24.6%,相比文献[16],乘法器数目虽有少量增加,但结合前文分析可知,本文滤波器组在对各类型听损听力图的匹配性能和群延时方面具有优势。

表7 各滤波器组硬件复杂度比较

Table 7 Comparison of complexity with other filter banks

滤波器组	乘法器数目
文献[15]	187
文献[16]	33
本文	46

4 结论

针对现有滤波器组对在中频段听觉阈值产生突变的听损听力图匹配效果欠佳问题,本文提出了一种基于FRM技术的13子带非均匀滤波器组。通过研究,得到如下结论:

(1) 现有固定滤波器组使用半带滤波器作为原型滤波器。然而,半带滤波器的特殊性质导致滤波器组无法很好地匹配同时在中频段听阈变化较剧烈的听损听力图,这是限制现有固定滤波器组匹配相关听损类型听力图的主要原因。

(2) 所提滤波器组对子带的划分进行分频段处理,针对性考虑听力图在相应频段听阈的变化情况,

并根据听力图的倍频特征点确定每个子带的位置。与现有滤波器组相比,所提滤波器组拥有更低的平均最大匹配误差,能够有效地匹配相关听损类型听力图。

(3) 所设计的滤波器组将奈奎斯特滤波器应用其中,尽可能地降低硬件复杂度,并使本文滤波器组仅由两级低阶子滤波器级联。因此,本文滤波器组能够在一定程度上避免由多级滤波器级联带来的群延时增长,并保持在较低的水平。

综合来看,与现有16子带滤波器组相比,本文滤波器组在适当增加硬件复杂度的前提下,有效提升了对在中频段听阈突变的各类型听损听力图的匹配性能。同时,滤波器组的群延时也保持在较低的水平。因此,所设计滤波器组在面向补偿中频段听阈突变听损的气传导助听器中具有一定应用价值。

参 考 文 献

- [1] Lim Y. A digital filter bank for digital audio systems[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1986, 33(8): 848–849.
- [2] Nielsen L S, Sparso J. Designing asynchronous circuits for low power: an IFIR filter bank for a digital hearing aid[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1999, 87(2): 268–281.
- [3] Baumgarte F. Improved audio coding using a psychoacoustic model based on a cochlear filter bank[J]. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 2002, 10(7): 495–503.
- [4] Cvetkovic Z, Johnston J D. Nonuniform oversampled filter banks for audio signal processing[J]. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 2003, 11(5): 393–399.
- [5] Andersen K T, Moonen M. Adaptive time-frequency analysis for noise reduction in an audio filter bank with low delay[J]. *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2016, 24(4): 784–795.
- [6] 薛一鸣, 陈鹤, 何宁宁, 等. 基于DFT滤波器组的低时延FPGA语音处理实现研究[J]. *电子学报*, 2018, 46(3): 695–701.
Xue Yiming, Chen Yao, He Ningning, et al. DFT filter bank-based realization of low delay speech processing on FPGA[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(3): 695–701.
- [7] Mylanus E A M, van der Pouw K C T M, Snik A F M, et al. Intraindividual comparison of the bone-anchored hearing aid and air-conduction hearing aids[J]. *Archives of Otolaryngology–Head & Neck Surgery*, 1998, 124(3): 271–276.
- [8] Kuo Y T, Lin T J, Li Y T, et al. Design and implementation of low-power ANSI S1. 11 filter bank for digital hearing aids[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2010, 57(7): 1684–1696.
- [9] Koilpillai R D, Vaidyanathan P P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, 40(4): 770–783.
- [10] 崔杰, 肖灵, 王玥, 等. 一种用于数字助听器的WOLA滤波器组的设计准则[J]. *应用声学*, 2010, 29(1): 36–42.
Cui Jie, Xiao Ling, Wang Yue, et al. A kind of design criterion for WOLA filterbanks used in digital hearing aids[J]. *Journal of Applied Acoustics*, 2010, 29(1): 36–42.
- [11] 王青云, 赵力, 赵立业, 等. 一种数字助听器多通道响度补偿方法[J]. *电子与信息学报*, 2009, 31(4): 832–835.
Wang Qingyun, Zhao Li, Zhao Liye, et al. A multichannel loudness compensation method for digital hearing aids[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(4): 832–835.
- [12] Lian Y, Wei Y. A computationally efficient nonuniform FIR digital filter bank for hearing aids[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2005, 52(12): 2754–2762.
- [13] Wei Y, Liu D. A reconfigurable digital filterbank for hearing-aid systems with a variety of sound wave decomposition plans[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2013, 60(6): 1628–1635.
- [14] Wei Y, Wang Y. Design of low complexity adjustable filter bank for personalized hearing aid solutions[J]. *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2015, 23(5): 923–931.
- [15] Huang S, Tian L, Ma X, et al. A reconfigurable sound wave decomposition filterbank for hearing aids based on nonlinear transformation[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2016, 10(2): 487–496.
- [16] Wei Y, Ma T, Ho B K, et al. The design of low-power 16-band nonuniform filter bank for hearing aids[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2019, 13(1): 112–123.
- [17] Lim Y. Frequency-response masking approach for the synthesis of sharp linear phase digital filters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1986, 33(4): 357–364.
- [18] Saramaki T, Neuvo Y. A class of FIR Nyquist (Nth-band) filters with zero intersymbol interference[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1987, 34(10): 1182–1190.
- [19] 夏岱岱. 数字助听器的响度补偿方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.
- [20] Schittkowski K. NLPQL: a FORTRAN subroutine solving constrained nonlinear programming problems[J]. *Annals of Operations Research*, 1986, 5(2): 485–500.
- [21] 听力联盟公共服务. 听力图来源[EB/OL] [2021–06–22]. <http://www.earinfo.com/>.
- [22] Deng T B. Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids[J]. *IET Signal Processing*, 2010, 4(2): 181–196.
- [23] Stone M A, Moore B C J. Tolerable hearing aid delays. I. Estimation of limits imposed by the auditory path alone using simulated hearing losses[J]. *Ear and Hearing*, 1999, 20(3): 182–192.