

基于全相位陷波器解析设计的啸叫去除

黄翔东* 高月

(天津大学电气自动化与信息工程学院 天津 300072)

摘要: 为了快速且精准地抑制助听器中的啸叫效应, 该文提出一种中心频率可以精确控制的全相位有限脉冲响应(FIR)陷波器解析设计。首先, 为了获得较高的陷波精度, 引入了整数部分 m 和小数部分 λ 来控制陷波的中心频率。然后, 设计了一个偶对称的闭式解析式来计算陷波器系数。最后, 为了保证输出信号的连续性和线性相位, 进行数据延拓和截取操作。该陷波器具有线性传输特性, 避免了非线性失真。为了检验陷波器的滤波性能, 将其应用在助听器中去除啸叫。实验结果表明, 该滤波器在啸叫频率下的衰减值可达-330 dB, 信噪比达22 dB, 输出波形质量好, 算法复杂度低, 鲁棒性高, 具有一定的应用前景。

关键词: 闭式FIR陷波器; 中心频率可控; 线性相位

中图分类号: TN 911.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)10-3043-07

DOI: 10.11999/JEIT200623

Howling Removal Based on Analytical Design of All-phase Notch Filter

HUANG Xiangdong GAO Yue

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: In order to quickly and accurately suppress the howling effect in hearing aids, this paper presents an analytical design of all-phase Finite Impulse Response(FIR) notch filter with explicit controllable center frequency. Firstly, to obtain the higher accuracy, integer m and decimal λ are introduced to control the central frequency of the notch filter. Then, an even symmetric closed-form analytic formula is designed to complete the design of the notch filter, which shows that the proposed notch filter has linear transmission characteristics and avoids nonlinear distortion. Finally, data extension and interception are carried out to ensure the continuity and linear phase of the output signal. Herein, the proposed notch filter is inserted into hearing aid to suppress the howling for the sake of verifying its performances. The experimental results show that the attenuation value of the proposed filter at the howling frequency can reach -330 dB, and the SNR is 22 dB. Moreover, the proposed filter is of good output waveform quality, low algorithm complexity and high robustness, and it has a certain application prospect.

Key words: Closed-form Finite Impulse Response (FIR) notch; Controllable central frequency; Linear-phase

1 引言

陷波器能从有用信号的频谱中去除某一干扰频率成分, 因而广泛应用于各种数字信号处理系统中, 如扩频通信系统、肌电信号处理系统^[1]、控制工程^[2,3]、雷达、电子对抗、工业测量^[4], 其中还有一个重要应用领域就是回声消除系统, 例如在助听器中去除啸叫^[5,6]等。因为助听器集成度高、体积较小, 麦克风与扬声器距离很接近, 从扬声器输出

的信号很容易从耳塞与耳道之间的缝隙或助听器的气孔泄露出去, 然后再次被麦克风重新拾取, 从扬声器再次输出以形成正反馈, 产生回波, 严重时候产生刺耳的啸叫^[7], 不仅会损伤人耳听力, 而且极易损坏助听器, 因此去除啸叫是数字助听器中必不可少的部分。但是现在多为耳内式助听器, 这就要求元件设计简单, 功耗低, 效率高, 且性能优良, 对陷波器的设计提出了严峻的要求。

本文认为, 一个理想陷波器应满足以下5个条件: (1)为保证输出波形不会出现较大的幅值畸变, 陷波器传递值的通带要足够平坦; (2)为保证最终语音不存在相位畸变, 陷波器应具有线性相位特性; (3)为了保证助听器在啸叫发生时能有效工作, 陷波滤波器的设计也应具有较低的复杂性; (4)为

收稿日期: 2020-07-27; 改回日期: 2020-12-15; 网络出版: 2021-01-05

*通信作者: 黄翔东 xduan@tju.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61671012)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61671012)

保证啸叫得到妥善处理,陷波频率应在任意频率位置实现;(5)为保证啸叫的频率成分被显著去除,陷波滤波器在陷波频率处应具有较大的衰减。

然而,现有的陷波器设计并不令人满意。如 Parks-McClellan 技术、Zahradnik 等人^[8]提出的最大平坦(the Maximally Flat, MF)方法和等纹波(the EquiRipple, ER)方法,其不能任意设定陷波频率,内存需求大,收敛速度慢,计算时间长;对经典 Remez 算法增加约束条件来设计 FIR 陷波器^[9],但其进一步增加了算法复杂度;自适应滤波器^[10]可以跟踪回波路径进行抵消以实现抑制,但实际环境中的语音信号变化随机性大,其迭代收敛受到限制;IIR 陷波器^[11]具有阶数低、运算量少的特点,但是 IIR 陷波器的相位特性往往是非线性相位,不可避免地产生相位失真,对滤波后的波形产生很大的失真,要想使相位线性化,必须对相位特性进行物理补偿校正,加大设计的复杂度,并有可能增加滤波器的体积;将自适应滤波与陷波相结合的自适应陷波器(Adaptive Notch Filter, ANF),克服了传统基于离散频谱校正的频率估计方法具有的频谱泄漏严重、计算复杂、抗噪性能差等缺点^[12],完全从时域角度进行频率估计,不仅可估计频率恒定的时不变信号,避免了传统方法的局限性,特别是基于梯度下降算法的 2 阶 ANF,具有结构简单、计算量小的特点,可以进行在线实时估计,但缺点是 ANF 频率估计精度对参数的选择较为敏感、算法收敛速度偏慢等^[13,14]。

本文在文献^[15]引入的全相位滤波基础上,提出闭式 FIR 陷波器的设计方案,无需复杂迭代即可实现衰减值可达 -330 dB 的陷波频率点的任意位置控制,且最终可用简化公式来设计,克服了上述方法的不足,具有较高应用价值。

2 全相位 FIR 滤波器的一般设计步骤

正如文献^[14]中设计的,给定一个 N 长度频率向量 \mathbf{H} ,使其满足

$$H(k) = H(N - k), \quad k = 1, 2, \dots, N - 1 \quad (1)$$

然后,按照下述 3 步法可以很容易地得到一个 $(2N-1)$ 长的线性相位 FIR 滤波器 $\mathbf{g} = [g(-N-1), g(-N), \dots, g(-1), g(0), g(1), \dots, g(N-1)]$ 。

步骤 1 对一特定频率向量 \mathbf{H} 进行 IDFT 以获得 $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(N-1)]$,然后复制 $h(1), h(2), \dots, h(N-1)$ 并插入到 \mathbf{h} 的左边来获得扩展向量 $\mathbf{h}' = [h(-N+1), h(-N+2), \dots, h(0), \dots, h(N-1)]$;

步骤 2 对常用的 N 长窗 $f(n)$ 和 N 长矩形窗进行归一化卷积以获得 $(2N-1)$ 长窗 w_c ;

步骤 3 将 \mathbf{h}' 和 w_c 对应的元素进行相乘,生成最终的滤波器 $g(n)$, $-N+1 \leq n \leq N-1$ 。

理论上,滤波器系数 $g(n)$ 为

$$g(n) = h(n)w_c(n), \quad -N+1 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

其中, $w_c(n)$ 是由 N 长对称窗 f 与翻转的矩形窗 R_N 卷积产生的卷积窗口,即

$$w_c(n) = f(n) * R_N(-n), \quad n = -N+1, -N+2, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中, $*$ 表示卷积操作, $w_c(n)$ 被因子 $C = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)$ 归一化。

式(2)中的 $h(n)$ 是扩展的 $H(k)$ 的 IDFT,定义式为

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) e^{jnk2\pi/N} \quad (4)$$

应该强调的是,正如文献^[15]中证实的, FIR 滤波器的传输曲线 $g(n)$ 通过频率设置点 $H(0), H(1), \dots, H(N-1)$, 即 $g(n)$ 的采样傅里叶变换满足

$$G(jk2\pi/N) = H(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

3 基于中心频率可控的闭式 FIR 陷波器设计

3.1 闭式 FIR 陷波器设计原理

第 2 节的 3 步法是基于卷积窗的 FIR 滤波器的一般设计。然而,作为一种特殊的滤波器,这种方法不能直接设计出具有可控陷波频率的滤波器。因此本文提出一种名为“反相移组合”的措施来改进这一方法,从而使所需要的陷波器能够以一种闭式的方式有效地设计出来。

因为全相位滤波器的传输曲线通过 \mathbf{H} 的频率点(令 $\Delta\omega = 2\pi/N$ 为频率单位),所以本文旨在设计一个陷波频率在 $m\Delta\omega$ 的陷波器(相对应的频率是 $f_0 = mf_s/N$),设置 \mathbf{H} 为

$$\mathbf{H} = \underbrace{[0, 0, \dots, 0]}_m \underbrace{[1, 0, 0, \dots, 0]}_{N-2m-1} \underbrace{[0, 0, \dots, 0]}_{m-1} \quad (6)$$

要强调的是, \mathbf{H} 实际上拥有通传输特性,而不是陷波传输特性。这种转换可以通过下面的“反相移组合”措施以及与全通滤波器相减来实现。

该措施要求 \mathbf{H} 分离为两个向量 $\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2$, 两者满足 $H_1(k) = H_2(N-k)$ ^[15], 即

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= \underbrace{[0, 0, \dots, 0]}_m \underbrace{[1, 0, 0, \dots, 0]}_{N-m-1} \\ \mathbf{H}_2 &= \underbrace{[0, 0, \dots, 0]}_{N-m} \underbrace{[1, 0, 0, \dots, 0]}_{m-1} \end{aligned} \quad (7)$$

将式(7)代入式(4),并联合式(2)可进一步获得两个子滤波器 g_1' 和 g_2' ,

$$\left. \begin{aligned} g_1'(n) &= \frac{w_c(n)}{N} e^{j2\pi nm/N}, n \in [-N+1, N-1] \\ g_2'(n) &= \frac{w_c(n)}{N} e^{-j2\pi nm/N}, n \in [-N+1, N-1] \end{aligned} \right\} (8)$$

当 $N=16, m=3$ 时，这两个传输曲线 $|G_1'(e^{j\omega})|, |G_2'(e^{j\omega})|$ 如图1所示。从图1中可看出， $|G_1'(e^{j\omega})|$ 和 $|G_2'(e^{j\omega})|$ 分别在 $3\Delta\omega$ 和 $13\Delta\omega$ 严格经过指定的频率点。

一般来说，因为 m 是 $[0, N-1]$ 范围内的一个整数，只能实现上述3步法中的 N 个陷波频率，这不符合陷波频率点随机的要求。所以为了实现陷波频率 f_0 能灵活移动到任一点，对子滤波器 g_1' 和 g_2' 进行反相移操作

$$\begin{aligned} g_1''(n) &= g_1'(n) e^{j\lambda\Delta\omega n}, n \in [-N+1, N-1] \\ g_2''(n) &= g_2'(n) e^{-j\lambda\Delta\omega n}, n \in [-N+1, N-1] \end{aligned} \quad (9)$$

众所周知，根据傅里叶变换的特性，时域内的相移操作对应着频域上的频谱搬移。因此， $|G_1''(e^{j\omega})|$ 可通过 $|G_1'(e^{j\omega})|$ 右移 $\lambda\Delta\omega$ 获得，类似地， $|G_2''(e^{j\omega})|$ 可通过 $|G_2'(e^{j\omega})|$ 左移 $\lambda\Delta\omega$ 获得。从式(8)和式(9)可推测出， g_1'' 和 g_2'' 的系数都是复数，并且两者互为共轭，即

$$g_1'' = g_2''^* \quad (10)$$

其中， $(\cdot)^*$ 表示共轭。

因此，为了得到实值系数，将两个子滤波器相加，即

$$g''(n) = g_1''(n) + g_2''(n), n \in [-N+1, N-1] \quad (11)$$

以 $N=16, m=3, \lambda=0.3$ 为例得到的传输曲线 $|G''(e^{j\omega})|$ 如图2所示。

然而，如图2所示， $|G''(e^{j\omega})|$ 显示的是点通传输特性而不是陷波特性，因此，使脉冲响应为 $\delta(n)$ 的全通滤波器减去 $g''(n)$ 来获得最终的实值陷波器 $g(n)$ ，即

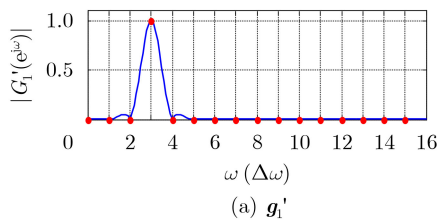


图1 子滤波器 g_1' 和 g_2' 的传输曲线($N=16, m=3$)

$$g(n) = \delta(n) - g''(n), n \in [-N+1, N-1] \quad (12)$$

结合式(8)和式(9)，得到

$$\begin{aligned} g_1''(n) &= w_c(n) e^{j(m+\lambda)\Delta\omega n}, n \in [-N+1, N-1] \\ g_2''(n) &= w_c(n) e^{j(N-m-\lambda)\Delta\omega n}, n \in [-N+1, N-1] \end{aligned} \quad (13)$$

结合式(11)、式(12)和式(13)能得到一个最终的陷波器系数 $g(n)$ 的闭式表达式

$$g(n) = \begin{cases} (N-2)/N, & n = 0 \\ -\frac{2w_c(n)}{N} \cos\left[\frac{2(m+\lambda)n\pi}{N}\right], & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

将 $N=16, m=3, \lambda=0.3$ 和 $w_c(n)$ 代入式(14)，并对 $g(n)$ 进行傅里叶变换，其传输曲线如图3所示。从图3中可看出，陷波频点准确地落在期望点 $3.3\Delta\omega$ 和 $12.7\Delta\omega$ 上。

3.2 数据延拓

因为助听器中的语音信号是实时存在的，所以为了提高陷波器的工作效率，对语音信号进行分段处理，但是这带来了非线性相位效应。因此，本文提出了使用数据延拓来避免这一副作用。

因为该陷波器的长度为 $(2N-1)$ ，则其群时延为 $(N-1)$ 个样本，所以为了保证输入数据的连续性，要取前一个子分段末尾的 $(N-1)$ 个样本形成前延拓子分段 $\mathbf{x}_i^f = [x_{i-1}(P-N+1), x_{i-1}(P-N+2), \dots, x_{i-1}(P-1)]$ ，取后一个子分段开始的 $(N-1)$ 个样本形成后延拓子分段 $\mathbf{x}_i^b = [x_{i+1}(0), x_{i+1}(1), \dots, x_{i+1}(N-2)]$ ，进而将前向子段延拓 \mathbf{x}_i^f 、当前子段 $\mathbf{x}_i = [x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(P-1)]$ 、后向子段延拓 \mathbf{x}_i^b 拼凑起来形成长度为 $(P+2N-2)$ 的拓展子段 \mathbf{x}_i' ，结构为

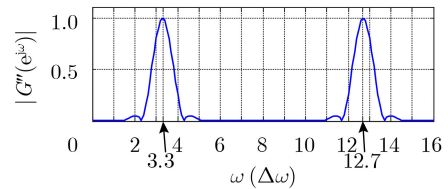


图2 点通滤波器传输曲线($N=16, m=3, \lambda=0.3$)

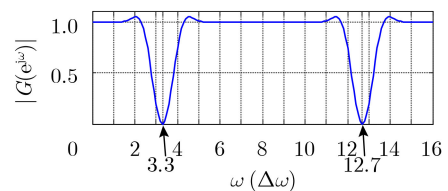


图3 陷波器传输曲线($N=16, m=3, \lambda=0.3$)

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i' &= [\mathbf{x}_i^f \ \mathbf{x}_i \ \mathbf{x}_i^b] \\ &= \underbrace{[x_{i-1}(P-N+1), x_{i-1}(P-N+2), \dots, x_{i-1}(P-1)]}_{N-1 \text{ 个拓展样本}}, \underbrace{[x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(P-1)]}_{P \text{ 个样本}}, \underbrace{[x_{i+1}(0), x_{i+1}(1), \dots, x_{i+1}(N-2)]}_{N-1 \text{ 个延拓样本}} \end{aligned} \quad (15)$$

将长度为 $2N-1$ 的陷波器抽头系数 $g(n)$ 与扩展分段 \mathbf{x}_i' 进行卷积得到 $P+4N-4$ 个样本, 然后去掉前 $2N-2$ 和后 $2N-2$ 个暂态过程, 取中间 P 个样本作为当前稳态输出。因此, 连接所有 P 长稳定状态输出序列的整个拼接波形不会表现出明显的截断效应。从而保证了该陷波器的线性相位特性。

因此, 将分段后的语音信号馈入啸叫检测系统中, 根据检测算法获得预估的啸叫频率 \hat{f}_0 , 计算整数部分 $m = \lfloor \hat{\omega}_0 / \Delta\omega \rfloor = \lfloor N\hat{f}_0 / f_s \rfloor$ 和小数部分 $\lambda = \hat{\omega}_0 / \Delta\omega - m = N\hat{f}_0 / f_s - m$, 然后代入式(15), 得到陷波器系数 $g(n)$, 再按照数据延拓操作即可得到最终的滤波后信号。

3.3 陷波器性能分析

从陷波器的设计原理上分析, 本文提出的陷波器具有以下性能:

(1) 由于陷波器所有的抽头系数都是根据闭式公式计算的, 因此该设计的复杂度非常低, 能对语音信号中突发的啸叫做出快速响应, 实现实时抑制啸叫。

(2) 由于提出了“反相移组合”技术, 这确保了陷波频率可以指定为任意位置, 只需设置整数 m 和小数偏移 λ , 满足陷波频率的随机性。

(3) 因为全相位滤波器的传输曲线通过了频率设置点, 这就保证了与“反相移组合”技术相结合, 陷波器的衰减值可以达到 -330 dB, 能完全地移除啸叫成分。

(4) 本文提出的陷波器的系数对称以及数据延拓操作保证了生成的语音不包含非线性相位失真, 佩戴者能接收到一个舒适的语音信号。

这些性能正好满足了引言中提出的对助听器中陷波器的要求。

4 仿真实验

含陷波器去啸叫的助听器模型图如图4所示。

其中, $s(n)$, $x(n)$, $y(n)$ 分别表示为原始语音、啸叫混合语音和经本文陷波器滤波的输出语音。指定采样率为 $f_s=16$ kHz, 子段长度 $P=2000$ 。本文使用的是一段时长 7.625 s(含 $L=f_s T=122000$ 个样本)、包含几句中文的男性语音。对于本文所提方案, 滤波器阶数设为 $N=32$, 将卷积窗式(9)中涉及的 N 长窗 f 设为汉明窗。为了简单起见, 将前向反馈增益设为 $G(z)=1$ 。

在上述参数化的基础上, 在时刻 $t=1.5$ s, 即第 $(L_t=f_s t=24000)$ 个样本处添加了频率 $f_0=1590$ Hz, 振幅 $A=1$ 的啸叫分量, 利用信噪比(SNR)来评价该方案的性能。

$$\text{SNR} = 10 \lg \frac{\sum_{n=L_h}^L s^2(n)}{\sum_{n=L_h}^L [y(n) - s(n)]^2} \quad (16)$$

4.1 与传统IIR陷波器的对比

参考2阶IIR模型设计IIR陷波滤波器^[16-18], 公式为

$$H(z) = \frac{(1 - r_z e^{j\omega_c} z^{-1})(1 - r_z e^{-j\omega_c} z^{-1})}{(1 - r_p e^{j\omega_c} z^{-1})(1 - r_p e^{-j\omega_c} z^{-1})} \quad (17)$$

这里将 $r_z=1$, $r_p=0.8$, $\omega_c=2\pi f_0/f_s=0.1988\pi$ 代入式(17)生成IIR陷波器, 其衰减曲线和相位响应曲线如图5所示。

相同地, 根据3.2节的步骤, 将 $m=3$, $\lambda=0.18$ (由 $f_0=1590$ Hz计算出), $N, w_c(n)$ 代入式(14)生成本文所提陷波器 $g(n)$, 其衰减曲线和相位响应曲线如图6所示。

此外, 将经过IIR陷波器滤波的波形和经过本文提出的陷波器滤波的波形进行了对比, 如图7和图8所示, 绿线为原始语音信号, 蓝线为啸叫信号经过滤波后的信号。

由图5、图6可以得出以下结论:

(1) 如图5(a), 图6(a)所示, IIR陷波滤波器的通带衰减曲线完全偏离0, 因此存在一个明显的直流电(Direct Circuit, DC)恢复波形偏差, 如图7(b)所示; 而该闭式FIR陷波滤波器的通带衰减曲线完全落在0, 因此没有直流偏差出现在其滤波后的波形中, 如图8(b)所示。

(2) IIR陷波滤波器的过渡带比本文提出的滤波器宽, 这不可避免地会损伤陷波附近更多有用的频率成分。

(3) 针对陷波位置, IIR滤波器的衰减值只有约 -40 dB, 而本文提出的陷波器的衰减值低于 -330 dB。

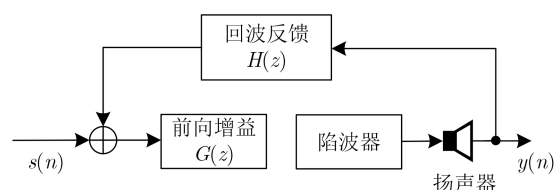


图4 含陷波器的助听器模型图

因此，在前一个滤波后的波形(见图7(b))上仍有啸叫分量，而在后一个恢复波形(见图8(b))上无啸叫分量。

4.2 比较不同的啸叫频率

为研究所提陷波器对不同啸叫频率的滤波质量，本文使啸叫频率从1290 Hz至3390 Hz变化，并将其对应的SNR列在了表1中。

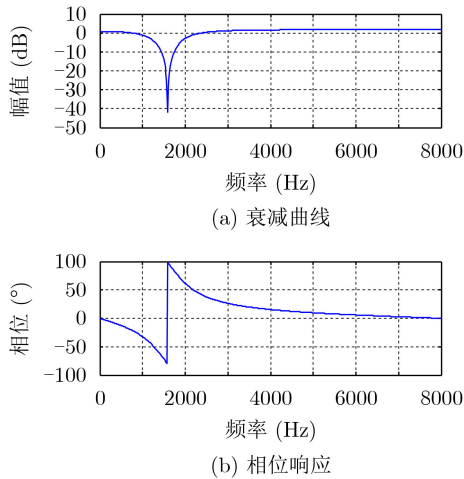


图5 传统陷波器频率响应图

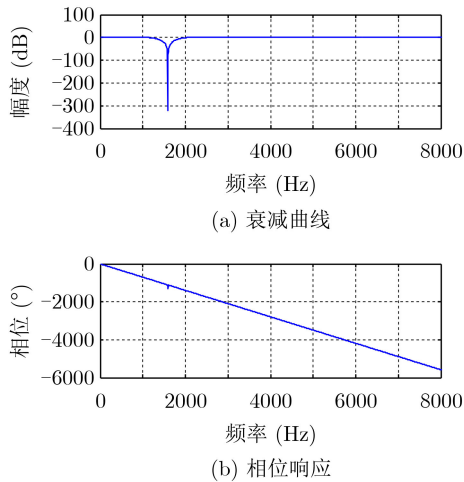


图6 本文提出的闭式FIR陷波器频率响应图

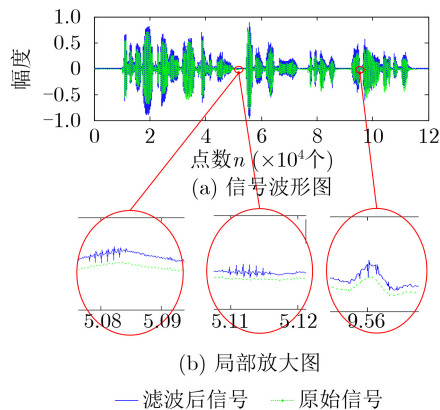


图7 经IIR陷波器滤波的信号波形图

由表1可以发现，不同啸叫频率所对应的SNR仅在22 dB左右的小范围内波动，说明本文所提陷波器对啸叫频率不敏感。这种鲁棒性反映了陷波器性能稳定，对任何啸叫频率工作良好。

4.3 比较不同的滤波器阶数

为了研究所提方案的滤波质量与陷波器阶数 N 之间的关系，使陷波器阶数 N 从32到1024变化，并将其对应的SNR列在表2中。

由表2可以发现，这些SNR也在22 dB左右的小范围内波动，说明本文提出的陷波滤波器对滤波器的阶数不敏感。这种鲁棒性一方面在于，随着陷波器阶数 N 的增加，过渡带一定会变窄，有利于提高SNR；另一方面，这些陷波器阶数的增加也增大了FIR陷波滤波器的暂态过程，使恢复质量下降。由于这种补偿效应，SNR几乎保持不变。因此，实际上，为降低系统成本和处理时间，我们选择较低阶的陷波器。

4.4 线性相位特性证明

为了证明本文所提陷波器的线性相位特性，随机选取第21子段和22子段连接处的放大图，来观察滤波后的信号在相邻子段的边缘是否出现明显的跃变，如图9所示。

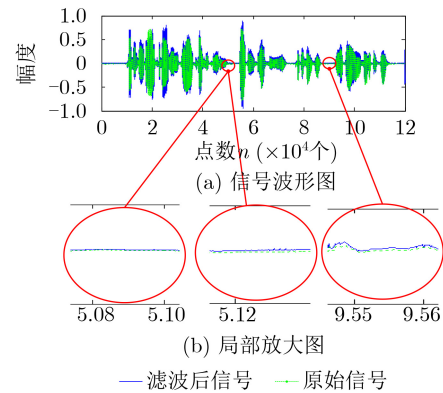


图8 经闭式FIR陷波器滤波的信号波形图

表1 啸叫频率 f_0 与SNR($N=32$)

f_0 (Hz)	SNR(dB)	f_0 (Hz)	SNR(dB)
1290	21.2816	2490	22.1826
1590	21.9162	2790	22.1217
1890	21.9733	3090	22.0438
2190	22.1121	3390	22.0071

表2 陷波器阶数 N 与SNR($f_0=1590$ Hz)

阶数 N	SNR(dB)	阶数 N	SNR(dB)
32	21.9162	256	22.4311
64	21.8347	512	22.8120
128	21.7462	1024	20.9697

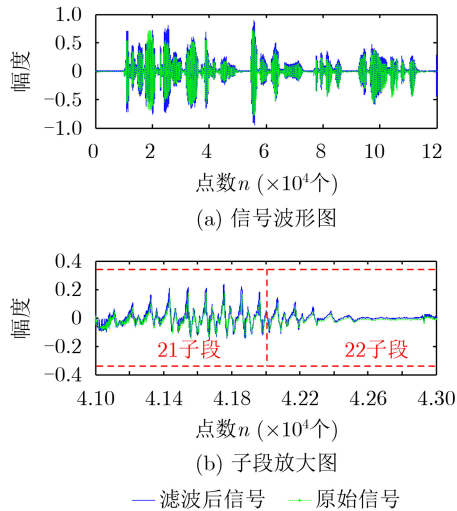


图9 经闭式FIR陷波器滤波的信号波形图及子段放大图

从图9可以明显看出, 连接第21子段和第22子段的边缘几乎没有跳变。实际上, 我们也研究了所有子段边缘, 均没有发生阶跃, 这证实了所提方案的线性相位特性。

5 结束语

本文提出了一种闭式FIR陷波器设计, 该设计引入整数部分 m 和小数部分 λ 实现陷波频率的精确控制, 并对语音信号进行分段、延拓和拼接来保证线性相位。将其应用于助听器中, 对含啸叫的语音信号进行滤波来判断其性能的优劣。该设计从根本上解决了啸叫抑制不足、直流偏置、相位失真等问题, 而且由于陷波器可以用简单的解析公式设计, 复杂度较低。此外还进行了一系列的数值实验来验证这些优点。在健康产业蓬勃发展的今天, 助听器的相关技术对于大量的老年人和聋人来说至关重要, 因此本文的设计拥有较大的应用潜力。

参考文献

- [1] JINDAPETCH N, CHEWAE S, and PHUKPATTARANONT P. FPGA implementations of an ADALINE adaptive filter for power-line noise cancellation in surface electromyography signals[J]. *Measurement*, 2012, 45(3): 405–414. doi: [10.1016/j.measurement.2011.11.004](https://doi.org/10.1016/j.measurement.2011.11.004).
- [2] MAHMOODI S N, CRAFT M J, SOUTHWARD S C, et al. Active vibration control using optimized modified acceleration feedback with adaptive line enhancer for frequency tracking[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2011, 330(7): 1300–1311. doi: [10.1016/j.jsv.2010.10.013](https://doi.org/10.1016/j.jsv.2010.10.013).
- [3] PASCO Y, ROBIN O, BÉLANGER P, et al. Multi-input multi-output feedforward control of multi-harmonic gearbox vibrations using parallel adaptive notch filters in the principal component space[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2011, 330(22): 5230–5244. doi: [10.1016/j.jsv.2011.06.008](https://doi.org/10.1016/j.jsv.2011.06.008).
- [4] 肖玮, 涂亚庆, 刘良兵, 等. 频率估计的差频等长信号加权融合算法[J]. *信号处理*, 2011, 27(7): 1106–1111. doi: [10.3969/j.issn.1003-0530.2011.07.023](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-0530.2011.07.023).
- [5] XIAO Wei, TU Yaqing, LIU Liangbing, et al. A weight-fusion algorithm for frequency estimation of the signal with the known frequency-difference and the same length[J]. *Signal Processing*, 2011, 27(7): 1106–1111. doi: [10.3969/j.issn.1003-0530.2011.07.023](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-0530.2011.07.023).
- [6] FENG Y Q, TANG G C, LIANG R Y, et al. An improved echo cancellation algorithm for hearing aids[C]. The 2015 International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Information Science (EEEIS2015), Guangzhou, China, 2016: 362–369. doi: [10.1142/9789814740135_0038](https://doi.org/10.1142/9789814740135_0038).
- [7] LIANG Ruiyu, WANG Xia, WANG Qingyun, et al. A joint echo cancellation algorithm for quick suppression of howls in hearing aids[J]. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2017, 12(4): 565–574. doi: [10.1002/tee.22412](https://doi.org/10.1002/tee.22412).
- [8] VAN WATERSCHOOT T and MOONEN M. Fifty years of acoustic feedback control: State of the art and future challenges[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(2): 288–327. doi: [10.1109/JPROC.2010.2090998](https://doi.org/10.1109/JPROC.2010.2090998).
- [9] ZAHRADNIK P and VLCEK M. Fast analytical design algorithms for FIR notch filters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2004, 51(3): 608–623. doi: [10.1109/TCSI.2003.822404](https://doi.org/10.1109/TCSI.2003.822404).
- [10] LAI Xiaoping. Constrained Chebyshev design of FIR filters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2004, 51(3): 143–146. doi: [10.1109/TCSII.2003.821523](https://doi.org/10.1109/TCSII.2003.821523).
- [11] 孙小君, 周晗, 闫广明. 基于新息的自适应增量Kalman滤波器[J]. *电子与信息学报*, 2020, 42(9): 2223–2230. doi: [10.11999/JEIT190493](https://doi.org/10.11999/JEIT190493).
- [12] SUN Xiaojun, ZHOU Han, and YAN Guangming. New information based adaptive incremental Kalman filter[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(9): 2223–2230. doi: [10.11999/JEIT190493](https://doi.org/10.11999/JEIT190493).
- [13] 维纳·K. 恩格尔, 约翰·G. 普罗克斯, 刘树棠, 译. 数字信号处理: 使用MATLAB[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2002: 181–188.
- [14] INGLE V K and PROAKIS J G, LIU Shutang, translation. Digital Signal Processing[M]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press, 2002: 181–188.
- [15] PROAKIS J G and MANOLAKIS D G. Digital Signal Processing: Principle, Algorithms, and Application[M]. New Jersey: Prentice Hall, 2006: 112–114.
- [16] PUNCHALARD R, LORSAWATSIRI A, KOSEYAPORN

- J, *et al.* Adaptive IIR notch filters based on new error criteria[J]. *Signal Processing*, 2008, 88(3): 685–703. doi: [10.1016/j.sigpro.2007.09.010](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2007.09.010).
- [14] 涂亚庆, 苏奋华, 沈廷鳌, 等. 自适应陷波器的科氏流量计信号频率跟踪方法[J]. 重庆大学学报, 2011, 34(10): 147–152.
TU Yaqing, SU Fenhua, SHEN Tingao, *et al.* Frequency tracking method and simulation for Coriolis mass flowmeter based on a new adaptive notch filter[J]. *Journal of Chongqing University*, 2011, 34(10): 147–152.
- [15] HUANG Xiangdong, JING Senxue, WANG Zhaohua, *et al.* Closed-form FIR filter design based on convolution window spectrum interpolation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(5): 1173–1186. doi: [10.1109/TSP.2015.2494869](https://doi.org/10.1109/TSP.2015.2494869).
- [16] 黄翔东, 王兆华. 基于两种对称频率采样的全相位FIR滤波器设计[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(2): 478–481.
HUANG Xiangdong and WANG Zhaohua. All-phase FIR filter design based on two kinds of symmetric frequency sampling[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(2): 478–481.
- [17] CARNEY R. Design of a digital notch filter with tracking requirements[J]. *IEEE Transactions on Space Electronics and Telemetry*, 1963, 9(4): 109–114. doi: [10.1109/tset.1963.4337624](https://doi.org/10.1109/tset.1963.4337624).
- [18] LEOTWASSANA W, PUNCHALARD R, and SILAPHAN W. Adaptive howling canceller using adaptive IIR notch filter: Simulation and implementation[C]. Proceedings of 2003 International Conference on Neural Networks and Signal Processing, Nanjing, China, 2003: 848–851. doi: [10.1109/ICNNSP.2003.1279409](https://doi.org/10.1109/ICNNSP.2003.1279409).

黄翔东：男，1979年生，博士，教授，博士生导师，研究方向为滤波器设计、频谱分析等。

高月：女，1996年生，硕士生，研究方向为滤波器设计等。

责任编辑：马秀强