

一种适用于助听器的低失调自适应指向性算法

张云翼 崔 杰 肖 灵

(中国科学院声学所医用声学实验室 北京市 100080)

摘 要: 在噪声环境中助听器的性能会受到严重影响。但当噪声与期望信号处在不同方向时,在助听器中使用指向性传声器系统能够有效地抑制噪声,使助听器的使用者受益。本文基于自适应 LMS(最小均方)算法提出了一种适用于助听器的低失调自适应指向性算法,用以动态调整传声器系统中滤波器的系数,使指向性模式的灵敏度最低点朝向噪声源方向,达到降噪的目的。相比于现有的 LMS 算法,本文引入了一种后验信噪比并将与其相关的信噪比补偿因子引入自适应步长的更新过程,有效改善了语音信号存在时的失调情况。最后,本文通过仿真验证了本文算法对失调的改善作用。

关键词: 自适应指向性算法; 低失调; 后验信噪比; 信噪比补偿因子

中图分类号: TN912 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2011)02-0241-05

A low-misadjustment adaptive directional algorithm for hearing aids

ZHANG Yun-yi CUI Jie XIAO Ling

(Medical Acoustics Lab, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing, 100080)

Abstract: The performance of hearing aids may degrade severely in noisy environment. If noise and desired sound are at different directions, a directional microphones system is able to suppress the noise in hearing aids and benefit the hearing-impaired. A low-misadjustment adaptive directional algorithm based on LMS (Least Mean Square) for hearing aids is proposed in this paper. The proposed algorithm is designed for updating coefficients of the adaptive FIR so that the null of directional pattern would face the direction of noise. Compared to the available LMS, the proposed algorithm brings in a posteriori SNR and a related SNR compensation factor to update the step so that misadjustment is improved in presence of desired sound. Finally, improvement of misadjustment has been verified by simulation results.

Key words: adaptive directional algorithm; low-misadjustment; a posteriori SNR; SNR compensation factor

1 引言

在噪声环境中助听器的性能会受到严重影响。但当期望信号和噪声处在不同方向时,采用具有指向性的传声器系统可以利用采样信号的空间特征将期望信号从噪声中分离出来,达到降噪的目的^[1]。

当助听器的使用者与人交谈时,对方通常处于助听器使用者的前方,而干扰噪声来自于侧方或者后方。指向性传声器系统被设计成对前方的声音比对侧方和后方的声音更敏感^[2],因此在谈话时能有效降低干扰

噪声,提高信噪比。

指向性传声器系统的实现方式有很多种,可分为单传声器、双传声器及多传声器的。目前常见的双传声器阵列的指向性系统具有体积小,设计灵活等特点。本文提出的算法基于一种采用双全向性传声器的自适应指向性系统,该系统将两个相匹配的全向性传声器接收到的信号采样通过延迟、滤波和组合等操作,自适应地调整系统的指向性模式,使系统的灵敏度最低点朝向噪声源方向。

使用基本 LMS 算法的指向性系统^[3]实现简单,但降

噪效果欠佳。近年提出的一些变步长 LMS 算法^{[4][5][6]}在加快收敛和降低失调等方面获得了明显的成果,但这些算法主要针对误差信号理想值逼近于零或某一平稳值的情况,当期望信号快速变化时(如语音、音乐等)算法的失调严重。针对存在的问题,本文提出了一种基于 LMS 算法的低失调自适应算法,将后验信噪比及与其相关的信噪比补偿因子引入自适应步长的更新过程,有效改善了失调情况。

2 指向性传声器系统

自适应双传声器指向性系统的框图如图 1 所示。

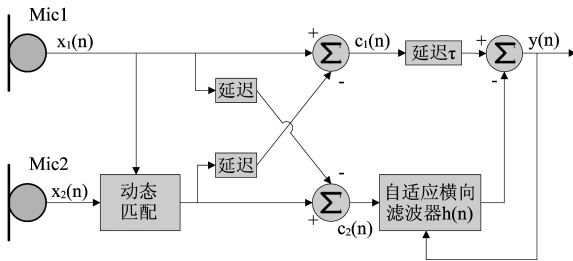


图 1 自适应双传声器指向性系统框图

两个传声器 Mic1 和 Mic2 接收到的信号经过采样得到输入序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$, 两路输入经过动态匹配以补偿传声器可能存在的失配。之后两路信号进行延迟相减得到一对 cardioid 型指向性响应模式^[7]。其中一个指向性模式指向正前方, 输出 $c_1(n)$ 被认为主要包含期望的声音信号; 另一个指向性模式指向正后方, 输出 $c_2(n)$ 被认为主要包含干扰信号。 $c_2(n)$ 经过一个脉冲响应为 $h(n)$ 的自适应 FIR 滤波器, 与此同时 $c_1(n)$ 经过一个采样时间的延迟, 以校准上下两路信号。延迟后的信号 $c_1(n-1)$ 与自适应滤波器的输出相减, 得到具有需要的指向性模式的输出信号 $y(n)$ 。由于滤波器的存在, 理论上该系统可以抑制不同频率的多个噪声源。滤波器长度越长, 频率分辨率越高, 不过相应延迟也越长^[8]。

在本系统中采用了自适应横向滤波器 $h(n)$ 。当语音和噪声干扰信号的特点发生变化时, $h(n)$ 依据一定的自适应算法进行更新, 从而能够实现噪声的动态抑制。

3 自适应 LMS 算法

由图 1 可以看出:

$$y(n) = c_1(n-1) - \mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{H}(\mathbf{n}) \quad (1)$$

假设 \mathbf{H}_n 为 L 阶滤波器, 则式中

$$\mathbf{C}_2(\mathbf{n}) = [c_2(n) \ c_2(n-1) \ \cdots \ c_2(n-L)]^T,$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{n}) = [h_0(n) \ h_1(n) \ \cdots \ h_L(n)]^T$$

由于 $\mathbf{C}_2(\mathbf{n})$ 中主要包含干扰噪声, 假设期望信号与干扰噪声互不相关, 则最小化 $y(n)$ 的能量等效于最小化 $y(n)$ 中的干扰噪声能量。以 $|y(n)|^2$ 为代价函数的 LMS 算法的更新公式为:

$$\mathbf{H}(\mathbf{n}+1) = \mathbf{H}(\mathbf{n}) + 2\mu(n)y(n)\mathbf{C}_2(\mathbf{n}) \quad (2)$$

式中 $\mu(n)$ 为自适应滤波器系数更新步长。为保证自适应过程收敛, 根据 Widrow 的著作^[9], $\mu(n)$ 的上限可近似为 $\frac{1}{(L+1)\sigma_{c_2}^2}$, $\sigma_{c_2}^2$ 为 $c_2(n)$ 的方差。在实际应用中常用 $\mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{C}_2(\mathbf{n})$ 作为 $(L+1)\sigma_{c_2}^2$ 的估计值, 并令 $\mu(n) = \frac{\varepsilon}{\mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{C}_2(\mathbf{n})}$, 为小于 2 的正数。为了解决 $\mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{C}_2(\mathbf{n})$ 可能接近于零的情况, 常令其加上一个正数 ε , ε 通常取 $(L+1)\sigma_{c_2}^2(n)$ 的倍数, 这就是广泛应用的 NLMS 算法^[10]:

$$\mu(n) = \frac{\varepsilon}{k(L+1)\sigma_{c_2}^2(n) + \mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{C}_2(\mathbf{n})} \quad (3)$$

k 为一正数。为补偿系统噪声对自适应过程的影响, 可令自适应步长乘以一个补偿因子^[5]:

$$\mu(n) = \frac{\varepsilon}{k(L+1)\sigma_{c_2}^2(n) + \mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{C}_2(\mathbf{n})} \cdot 1 - \frac{\sigma_y^2}{\sigma_v^2} \quad (4)$$

式中 σ_v^2 为系统噪声的方差, 通常为已知或通过估计得到, σ_y^2 为输出信号的方差。

4 改进的低失调自适应算法

4.1 系统失调

在多数自适应 LMS 算法的应用中, 误差信号的理想值通常逼近于零或系统测量误差^{[4][5][6]}。对应于式 (1), $2\mu(n)y(n)\mathbf{C}_2(\mathbf{n})$ 在收敛后的稳态情况下应接近于零或一个稳定的较小的值。此时 $\lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{H}(\mathbf{n}) = \mathbf{H}_{\text{opt}} + \nu(n)$, 其中 \mathbf{H}_{opt} 为希望得到的最佳滤波器, $\nu(n)$ 为与输入无关的系统噪声。定义系统失调为 $\sqrt{(\mathbf{H}(\mathbf{n}) - \mathbf{H}_{\text{opt}})^T (\mathbf{H}(\mathbf{n}) - \mathbf{H}_{\text{opt}})}$, 则收敛稳态下的系统失调应近似于 $|\nu(n)|$ 。

对于应用于助听器指向性系统的自适应滤波器来说, 信号的特点比较复杂, 经常会存在非平稳的语音或

噪声。由于本自适应系统的目标是保留期望信号并去除干扰噪声,尤其当信噪比较高时,比如语音占主导地位的时刻,误差函数 $y(n)$ 的理想值接近于期望信号(语音),是一非平稳信号。此时滤波器的更新量 $\mathbf{H}(\mathbf{n}+1) - \mathbf{H}(\mathbf{n}) = 2\mu(n)y(n)\mathbf{C}_2(\mathbf{n})$ 随着期望信号的幅度变化, $\mathbf{H}(\mathbf{n})$ 将偏离向 \mathbf{H}_{opt} 逼近的过程。而随着期望信号的幅度快速变化,结果表现为语音存在时噪声变大,系统失调严重。

4.2 后验信噪比

为了反映期望信号与噪声的相对强度,本文引入一个后验信噪比

$$p(n) = \frac{\sigma_y^2(n)}{(L+1)\sigma_{c_2}^2(n)} \quad (5)$$

由式(1)可以得到

$$y^2(n) = [c_1(n) - \mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{H}(\mathbf{n})]^2 \leq 2[c_1^2(n) + (\mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{H}(\mathbf{n}))^2] \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} (\mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{H}(\mathbf{n}))^2 &= [h_0(n)c_2(n) + h_1(n)c_2(n-1) \cdots \\ &\quad + h_L(n)c_2(n-L)]^2 \\ &\leq 2[h_0^2(n)c_2^2(n) + h_1^2(n)c_2^2(n-1) \cdots \\ &\quad + h_L^2(n)c_2^2(n-L)] \end{aligned} \quad (7)$$

假设 $c_2(n)$ 在短时间内是平稳的,因此有

$$\begin{aligned} \sigma_y^2(n) &= E[y^2(n)] \leq 2\sigma_{c_1}^2(n) + \\ &\quad 4[h_0^2(n) + h_1^2(n) \cdots + h_L^2(n)]\sigma_{c_2}^2(n) \end{aligned} \quad (8)$$

$h_0^2(n) + h_1^2(n) \cdots + h_L^2(n) = \mathbf{H}^T(\mathbf{n})\mathbf{H}(\mathbf{n})$, 为滤波器系数的平方和,令

$$M = \mathbf{H}^T(\mathbf{n})\mathbf{H}(\mathbf{n}) \quad (9)$$

将(8)、(9)式代入(5)式,有

$$p(n) \leq \frac{4M}{L+1} + \frac{2\sigma_{c_1}^2(n)}{(L+1)\sigma_{c_2}^2(n)} \quad (10)$$

假设期望信号和噪声分别为 $s(n)$ 和 $v(n)$ 。由于 $c_1(n)$ 主要包含期望信号, $c_2(n)$ 主要包含噪声,因此由(10)式可以看出当 $M \ll L$ 时, $p(n)$ 与先验信噪比 $q(n) = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_v^2}$ 大致成一定的比例关系。令 $L=12$, 通过 MATLAB

仿真得到 $p(n)$ 与 $q(n)$ 的粗略关系如图2。由于先验信噪比 $q(n)$ 在实际应用中难以获得,而后验信噪比 $p(n)$ 可以直接得到,因此可以利用 $p(n)$ 代替 $q(n)$ 控制自适应更新过程。

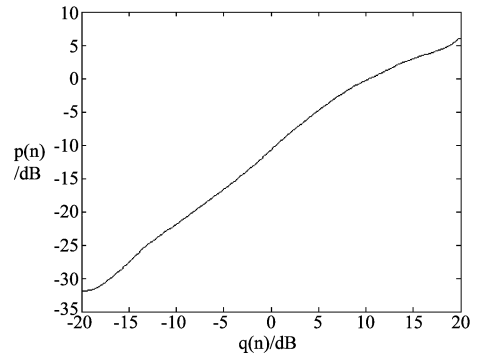


图2 $L=12$ 时, $p(n)$ 与 $q(n)$ 的大致关系

4.3 信噪比补偿因子

由于当语音存在时,信噪比升高,相应 $p(n)$ 也会出现峰值;而在语音的间隔期,信噪比较为平稳, $p(n)$ 的值不会有较大的起伏。如果只在 $p(n)$ 起伏不大时更新滤波器,而当出现峰值时停止滤波器的更新,就能有效降低自适应过程的失调。

为方便计算,用估计值 $\hat{\sigma}_y^2(n)$ 和 $\hat{\sigma}_{c_2}^2(n)$ 代替式(5)中的 $\sigma_y^2(n)$ 和 $\sigma_{c_2}^2(n)$, 则有

$$p(n) = \frac{\hat{\sigma}_y^2(n)}{(L+1)\hat{\sigma}_{c_2}^2(n)} \quad (11)$$

$$\hat{\sigma}_y^2(n) = \alpha \hat{\sigma}_y^2(n-1) + (1-\alpha)y^T(n)y(n), \quad 0 < \alpha < 1 \quad (12)$$

$$\begin{aligned} (L+1)\hat{\sigma}_{c_2}^2(n) &= \beta(L+1)\hat{\sigma}_{c_2}^2(n-1) + \\ &\quad (1-\beta)\mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{C}_2(\mathbf{n}), \quad 0 < \beta < 1 \end{aligned} \quad (13)$$

用递归法得到 $p(n)$ 的包络 $E_p(n)$:

$$E_p(n) = \eta E_p(n-1) + (1-\eta)p(n) \quad (14)$$

取 $0.8 < \eta < 1$, 当 $p(n)$ 起伏不大时, $E_p(n)$ 与 $p(n)$ 相差很小, 而当 $p(n)$ 出现峰值, $E_p(n)$ 的变化滞后于 $p(n)$, 两者之间有明显的差值。令

$$u(n) = |E_p(n) - p(n)| \quad (15)$$

图3(a)显示了长度为1s的一段信号中 $u(n)$ 和 $p(n)$ 的变化趋势。从图中可以看出当 $p(n)$ 平稳变化时, $u(n) \approx 0$, 当 $p(n)$ 显著上升或下降时, $u(n)$ 呈现为峰值, 但在 $p(n)$ 峰值点附近会出现 $u(n)$ 的零值点。

设定一个滤波器更新阈值 l , 仅在 $u(n) < l$ 时进行自适应更新过程。于是可以得到信噪比补偿因子 $\theta(n)$:

$$\theta(n) = (1/l) \cdot \max(l - u(n), 0) \quad (16)$$

$l=0.1$ 时, $\theta(n)$ 的变化趋势如图3(b)所示。结合式(4), 改进的自适应算法的更新步长为:

$$\mu(n) = \frac{\sigma_v^2}{k(L+1)\hat{\sigma}_{c_2}^2(n) + \mathbf{C}_2^T(\mathbf{n})\mathbf{C}_2(\mathbf{n})} \cdot 1 - \frac{\sigma_v^2}{\hat{\sigma}_y^2(n)} \cdot \theta(n) \quad (17)$$

由图3可以看出,该算法保证了信号平稳变化时系统在各种信噪比下都具有式(4)的更新步长,而在信号快速变化的大部分时刻更新步长很小(甚至为0),只是在峰值附近有较大的步长。因此在不降低自适应算法性能的前提下系统失调得到了有效抑制。

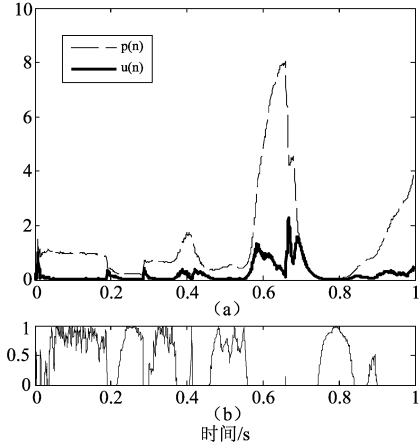


图3 (a)一段信号中 $u(n)$ 和 $p(n)$ 的变化趋势
b) $l=0.1$ 时,该信号对应的 $\theta(n)$ 的变化趋势

4.4 算法复杂度分析

与普通的 NLMS 算法相比,本文算法只是在自适应步长的计算上有所不同。根据式(17),本文算法的

步长是在 NLMS 算法的步长上乘以 $1 - \frac{\sigma_v^2}{\hat{\sigma}_y^2(n)} \cdot \theta(n)$ 。

在分帧处理的过程中,每一帧计算 $1 - \frac{\sigma_v^2}{\hat{\sigma}_y^2(n)}$ 只需要

一次迭代计算 $\hat{\sigma}_y^2(n)$ 和三次算术运算;而 $\theta(n)$ 的计算也很简单,由于当前帧的 $(L+1)\hat{\sigma}_{e_2}^2(n)$ 和 $\hat{\sigma}_y^2(n)$ 都已得到,因此只需一次除法就能得到 $p(n)$,然后经过一次迭代得到 $E_p(n)$,再经过三次算术运算和两次比较运算(求绝对值和较大值)就可以得到 $\theta(n)$ 。综上所述,本算法在分帧处理过程中,只需要比 NLMS 算法多进行两次迭代运算,九次算术运算和两次比较运算,增加的运算量与 NLMS 算法本身的复杂度相比很小。

5 算法仿真结果

本文在 MATLAB 中仿真了指向性传声器系统在自由声场中自适应过程的失调情况。仿真过程采用两段长度相同,并相互独立的信号分别作为期望信号和噪声。期望信号源和噪声源在模拟声场中分别位于传声器系统的前方和后方,两者距离传声器系统均为 $1m$,采样率为 $16kHz$ 。自适应算法各参数的取值如表1。

表1 自适应算法仿真各参数取值

$L=12,$	$\mu=6$
$\mu=1,$	$k=20$
$\hat{\sigma}_y^2(-1)=0,$	$\alpha=0.99$
$\hat{\sigma}_{e_2}^2(-1)=0,$	$\beta=0.99$
$E_p(-1),$	$\eta=0.95$
$l=0.1,$	$\mathbf{H}(\mathbf{0}) = \frac{[1 \ 1 \ \dots \ 1]^T}{\sqrt{L+1}} \ (M=1)$

图4对比了本文算法与参考文献[4]、[5]、[6]中算法的失调。其中分别对比了期望信号为不同类型及噪声源处于不同方位时的情况。图4(a)、(b)仿真了语音信号在 0° 方位,白噪声干扰分别在 180° 和 120° 方位时的失调,可以看出本文算法的收敛速度仅次于文献[5]的方法,而当语音较强时,其他几种算法的失调明显增加,本文算法的失调明显低于其他算法;从图4(c)可以看出当期望信号与干扰噪声均为白噪声时,除文献[4]的方法外,几种算法收敛速度相当,而在稳态情况下本文算法的失调也要低于其他几种算法。

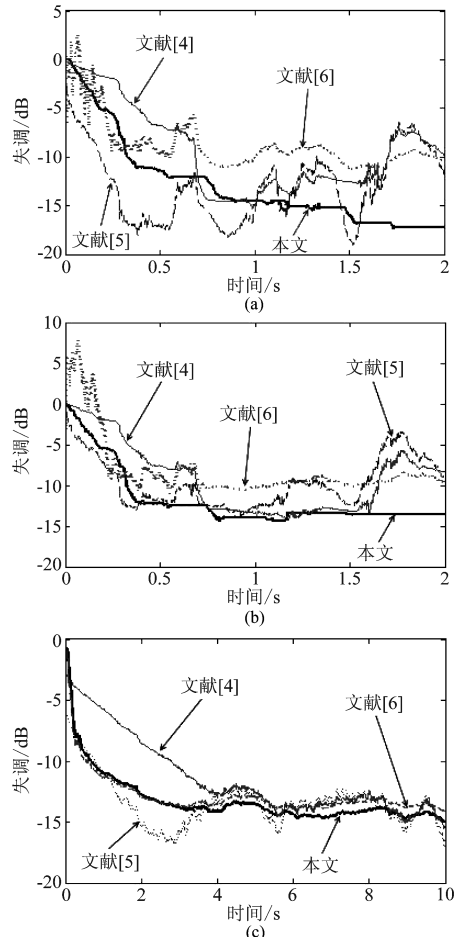


图4 本文算法与参考文献中几种 LMS 算法的失调对比
(a) 期望信号(语音)在 0° , 噪声(白噪声)在 180° ;
(b) 期望信号(语音)在 0° , 噪声(白噪声)在 120° ;
(c) 期望信号(白噪声)在 0° , 噪声(白噪声)在 180°

6 总结

为解决期望信号幅度快速变化导致的自适应算法失调问题,本文引入一个后验信噪比 $p(n)$ 。由于 $p(n)$ 与先验信噪比大致呈比例关系,因此仅在 $p(n)$ 起伏不大时更新滤波器系数可以有效控制失调。为此引入了信噪比补偿因子 $\theta(n)$ 并提出了改进的自适应算法。在仿真阶段,将本文算法与文献中的几种 LMS 算法对比,验证了本文算法在不同信号类型及信号源处于不同方位的情况下对失调有明显的改善效果。

本文提出的算法适用于当信号源与噪声源分处系统前半球与后半球不同角度,以及存在多个分处不同频带的噪声源等情况。本文算法在各种不同信号类型,不同信噪比条件下对失调的改善效果都十分显著,并且具有收敛快速、实现复杂度低的特点,适合应用于助听器。

参考文献

- [1] J. V. Berghe, "An adaptive noise canceller for hearing aids using two nearby microphones," *J. Acoust. Soc. Am.*, Jun. 1998, vol. 103, no. 6: 3621-3626,
- [2] K. Chung, "Challenges and Recent Developments in Hearing Aids," *Trends In Amplification*, 2004, vol. 8, no. 3: 125-164.
- [3] J. Chen, L. Shue, K. Phua, H. Sun, "Theoretical comparisons of dual microphone systems," *Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2004. Proceedings. (ICASSP '04). IEEE International Conference on.
- [4] H. C. Shin, A. H. Sayed, and W. -J. Song, "Variable step-size NLMS and affine projection algorithms," *IEEE Signal*

Process. Feb. Lett., 2004, vol. 11, no. 2: 132-135.

- [5] J. Benesty, H. Rey, L. R. Vega, and S. Tessens, "A non-parametric VSS NLMS algorithm," *IEEE Signal Process. Lett.*, Oct. 2006, vol. 13, no. 10: 581-584.
- [6] L. R. Vega, H. Rey, J. Benesty, and S. Tessens, "A New Robust Variable Step-Size NLMS Algorithm," *Signal Processing*, IEEE Transactions on, 2008, vol. 56, Issue 5: 1878-1893.
- [7] F. Luo, J. Yang, C. Pavlovic, A. Neuman, "Adaptive nullforming scheme in digital hearing aids," *IEEE Trans. Signals Process.* Jul. 2002, SP-50 (7): 1583-1590.
- [8] J. M. Kates, *Digital Hearing Aids*. San Diego, Oxford, Brisbane, Plural Publishing, 2008: 114-122.
- [9] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1985.
- [10] J Lee, HC Huang, YN Yang, SQ Huang, "A Square-Error-Based Regularization for Normalized LMS Algorithms," *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, 2008, vol. 2.

作者简介



张云翼(1983-),男,博士研究生,出生于吉林省长春市。现为中国科学院声学研究所博士研究生,主要从事助听器指向性降噪方面研究。
E-mail: zyy780@sina.com

崔杰(1980),女,助理研究员,主要从事助听器系统设计及相关算法研究。

肖灵(1968-),男,研究员,博士生导师,主要从事水声和超声信号处理以及医用声学方面的研究。