

一种可快速再跟踪的无延时频域 卡尔曼滤波啸叫抑制算法

陆彩霞^{1,2}, 杨飞然¹, 杨 军^{1,2}

(1. 中国科学院噪声与振动重点实验室(声学研究所), 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 分块的频域卡尔曼滤波算法收敛速度快、稳态失调误差低、算法内在延时小, 但跟踪能力较差. 本文分析了其跟踪速度慢的原因, 并提出一种改进的基于分块频域卡尔曼滤波的啸叫抑制算法来解决该问题. 我们还提出一种低复杂度的无延时算法来更高效地实现无延时结构. 仿真实验证实了所提算法的优越性.

关键词: 频域自适应算法; 啸叫抑制; 卡尔曼滤波; 跟踪性能

中图分类号: TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)08-1954-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.08.021

A Delayless Frequency-Domain Kalman Filter with Improved Tracking Capability for Acoustic Feedback Cancellation

LU Cai-xia^{1,2}, YANG Fei-ran¹, YANG Jun^{1,2}

(1. Key Laboratory of Noise and Vibration Research, Institute of Acoustic, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: The partitioned block frequency-domain Kalman filter (PBFDFK) is appealing due to its fast convergence speed, low steady-state misalignment and small inherent delay. However, the tracking ability of the PBFDFK is poor. In this paper, we firstly analyze the tracking performance of the PBFDFK and then we propose an improved PBFDFK-based adaptive feedback cancellation algorithm. Moreover, we present a new delayless implementation with lower complexities. Simulation results demonstrate the performance advantage of the proposed algorithm.

Key words: frequency-domain adaptive algorithm; acoustic feedback cancellation; Kalman filtering; tracking ability

1 引言

扩声系统中极易出现啸叫现象, 既影响系统性能, 也恶化了听者的主观感受. 基于自适应滤波的啸叫抑制法是将声反馈路径用一个有限长脉冲响应表示, 并用自适应滤波器进行迭代辨识, 进而从传声器捕获到的声频信号中消除反馈声信号. 这种方法准确性高且音质保持良好, 是一种很有效的方法^[1].

啸叫抑制常见的两个应用场景是助听器和房间中的扩声系统. 采样率为 8000Hz 时, 房间中的啸叫抑制需阶数为 2000 甚至更多的自适应滤波器来完成. 普通的高阶时域自适应滤波器计算复杂度高, 收敛性能差. 频域自适应滤波算法 (Frequency Domain Adaptive Filtering, FDAF) 由于其快收敛速率和低计算复杂度而被广

泛使用^[2], 但算法内在延时较大. 分块的频域自适应滤波算法 (Partitioned Block FDAF, PBFDAF) 降低了算法延时和计算复杂度^[3]. 并且, 一般的大更新步长滤波器初始收敛速度快, 稳态失调误差大; 小更新步长滤波器的初始收敛速度慢, 稳态失调误差小. 为了解决该问题, 变步长的自适应啸叫抑制器被提出来^[4,5]. 有学者将两个不同大小更新步长的自适应滤波器组合, 成功的在啸叫抑制系统中兼得快收敛速率和低稳态失调误差^[6,7], 但这种组合法仍受更新步长值的限制. 文献[8]提出回声抵消中, 回声路径可用一阶马尔可夫模型表示. 有学者将该思想与卡尔曼滤波算法结合, 辅助以预测误差滤波器进行去相关, 称之为基于预测误差法的频域卡尔曼滤波 (Prediction Error Method-Frequency Domain Kalman Filtering, PEM-FDKF) 算法, 并成功地应用

于助听器的啸叫抑制系统之中^[9]. 近期,有学者进一步将分块卡尔曼滤波算法(Partitioned Block FDKF, PBFDFKF)与预测误差滤波器结合,提出一种无延时的基于 PEM-PBFDFKF 的啸叫抑制算法^[10].

PBFDFKF 算法在快收敛速度和低稳态失调误差中有很好的折中. 但由于一阶马尔可夫模型不足以表示声反馈路径的变化、噪声信号的功率谱密度的估计值的不够精确,直接导致该算法的追踪性能较差^[11]. 且文献[10]中的无延时实现由于计算量过大并不实用. 针对这两个问题,本文提出一种改进的基于 PEM-PBFDFKF 的无延时啸叫抑制算法. 我们在系统中添加对声反馈路径变化的监测(Feedback Path Change Detector, FPCD)模块,利用阴影滤波器及时监测声反馈路径的变化并修正卡尔曼滤波器的关键参数以加快算法的跟踪速度. 此外,我们还采用了一种低计算复杂度的无延时结构. 最后用计算机仿真验证算法的性能,仿真结果表明改进算法较文献[10]中的算法跟踪能力有显著提高.

本文中, n 和 k 分别为时域和频域上的刻度. $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分标表示矩阵或向量的转置和厄米特转置. 欧拉范数、求逆和求复数共轭分别用 $\|\cdot\|$, $(\cdot)^{-1}$ 和 $(\cdot)^*$ 表示. $\text{diag}\{\cdot\}$ 表示将一个向量中的元素放在矩阵的主对角线上以得对角矩阵. 符号 $\Re\{ \cdot \}$ 表示对复数取实部. $\mathbf{0}_M$ 和 \mathbf{I}_M 分别表示 $M \times M$ 的零矩阵和单位阵, $\mathbf{0}_{1 \times M}$ 表示 $1 \times M$ 的全零向量.

2 基于 PEM-PBFDFKF 的无延时啸叫抑制系统

基于 PEM-PBFDFKF 算法的无延时啸叫抑制系统实现如图 1,虚线框中为一单扬声器-单传声器的啸叫抑制,框外完成对 w_o 地辨识. 传声器的输出信号 $d(n)$ 为反馈声信号 $f(n)$ 和近端输入信号 $x(n)$ 之和.

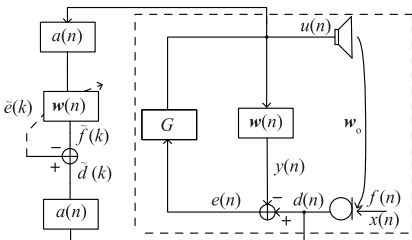


图1 基于PEM-PBFDFKF算法的无延时啸叫抑制系统图

$$d(n) = f(n) + x(n) \quad (1)$$

其中 $f(n) = \mathbf{w}_o^T \mathbf{u}(n)$, $\mathbf{w}_o = [w_{o,0}, w_{o,1}, \dots, w_{o,L-1}]^T$ 是长为 L 的声反馈路径的单位脉冲响应, $\mathbf{u}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-L+1)]^T$ 为扬声器的输出信号向量,也是滤波器输入信号向量. 在与 \mathbf{w}_o 平行的位置上放一个等长的 FIR 滤波器 $\mathbf{w}(n)$ 来辨识 \mathbf{w}_o , $\mathbf{w}(n)$ 通过一定的自适应滤波算法迭代更新以逼近 \mathbf{w}_o . 系统误差信

号 $e(n)$ 为:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n) \mathbf{u}(n) \quad (2)$$

扬声器信号 $u(n) = g \cdot e(n - D)$, 其中 g 和 D 为前向路径上的增益和时延.

为了更好的辨识结果,我们采用预测误差法求预白化滤波器 $a(n)$ (音频信号选取阶数为 20), 将预白化后的 $\tilde{u}(n)$ 和 $\tilde{d}(n)$ 作为输入信号和期望信号送到自适应滤波系统中^[12]. 长为 L 的滤波器 $\mathbf{w}(n)$ 在时域上被均分成成长为 M 的 B 块 $\mathbf{w}(n) = [\mathbf{w}_0^T(n), \dots, \mathbf{w}_{B-1}^T(n)]^T$, 其中 $\mathbf{w}_b(n) = [w_{bM}(n), \dots, w_{(b+1)M-1}(n)]^T$, $b = 0, \dots, B-1$. 类似地, $\mathbf{w}_o(n)$ 的第 b 块系数向量 $\mathbf{w}_{o,b}(n) = [w_{o,bM}(n), \dots, w_{o,(b+1)M-1}(n)]^T$. 特别注意, 数字系统由时序控制, n 即时序的统一位置, 而 k 是频域中的时序. k 时刻的第 b 块滤波器的输入信号向量为 $\tilde{\mathbf{u}}_b(k) = \{\tilde{u}(k-b-1)M, \dots, \tilde{u}[(k-b+1)M-1]\}^T$, 其频域对角矩阵表达式:

$$\tilde{\mathbf{U}}_b(k) = \text{diag}\{\mathbf{F}\tilde{\mathbf{u}}_b(k)\} \quad (3)$$

其中 \mathbf{F} 为 $2M \times 2M$ 的离散傅里叶变换矩阵, $\mathbf{F}_{m,n} = \exp(-j \frac{2\pi mn}{2M})$, $j = \sqrt{-1}$. 我们定义第 b 块频域期望信号向量和频域滤波器系数向量.

$$\tilde{\mathbf{D}}(k) = \mathbf{F}[\mathbf{0}_{1 \times M}, \tilde{d}(kM), \dots, \tilde{d}(kM+M-1)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{W}_b(k) = \mathbf{F}[\mathbf{w}_b^T(k), \mathbf{0}_{1 \times M}]^T = [W_{b,0}(k), W_{b,1}(k), \dots, W_{b,2M-1}(k)]^T \quad (5)$$

则第 b 块滤波器的时域输出信号向量.

$$\tilde{\mathbf{y}}_b(k) = \mathbf{G}^{01} \mathbf{F}^{-1} \tilde{\mathbf{U}}_b(k) \mathbf{W}_b(k-1) = [\tilde{y}_{b,0}(k), \tilde{y}_{b,1}(k), \dots, \tilde{y}_{b,2M-1}(k)]^T \quad (6)$$

其中 $\mathbf{G}^{01} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_M & \mathbf{0}_M \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{I}_M \end{bmatrix}$ 是映射矩阵, 目的是将其后的时域向量的前 M 个元素置零. 滤波器的频域误差信号向量为:

$$\tilde{\mathbf{E}}(k) = \tilde{\mathbf{D}}(k) - \tilde{\mathbf{Y}}(k) \quad (7)$$

其中 $\tilde{\mathbf{Y}}(k) = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{F} \sum_{b=0}^{B-1} \tilde{\mathbf{y}}_b(k)$ 是滤波器的频域输出信号向量. PBFDFKF 可等效为变步长的 FDAF, 其第 b 块滤波器的系数向量更新公式为^[11]:

$$\mathbf{W}_b(k) = \mathbf{A}[\mathbf{W}_b(k-1) + \mathbf{G}^{10} \boldsymbol{\mu}_b(k) \boldsymbol{\Lambda}^{-1}(k) \mathbf{U}_b^H(k) \tilde{\mathbf{E}}(k)] \quad (8)$$

其中 $\mathbf{G}^{10} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{0}_M \\ \mathbf{0}_M & \mathbf{0}_M \end{bmatrix}$, 目的是令其后时域向量的后 M 个元素置零, $\boldsymbol{\Lambda}(k) = \tilde{\mathbf{U}}_b^H(k) \tilde{\mathbf{U}}_b(k)$ 为输入信号的功率谱密度矩阵, 等价更新步长矩阵为:

$$\boldsymbol{\mu}_b(k) = \tilde{\mathbf{U}}_b(k) \mathbf{P}_b(k) \tilde{\mathbf{U}}_b^H(k) \cdot \left[\sum_{b=0}^{B-1} \tilde{\mathbf{U}}_b(k) \mathbf{P}_b(k) \tilde{\mathbf{U}}_b^H(k) + 2\boldsymbol{\Phi}_{xx}(k) \right]^{-1}$$

$$s(k) = [\mathbf{O}_M, \mathbf{I}_M] \mathbf{F}^{-1} \sum_{b=0}^{B-3} \mathbf{U}_b(k-2) \mathbf{W}_{b+2}(k-2) \quad (19)$$

由式(19)可知求解 $s(k)$ 时用的是 $\mathbf{W}_{b+2}(k-2)$ 而不是 $\mathbf{W}_{b+2}(k-1)$, 则无需在当前时刻经傅里叶变换求 $\tilde{\mathbf{E}}(k-1)$, 且 $\mathbf{W}_{b+2}(k-2)$ 和 $\mathbf{U}_b(k-2)$ 的值在之前帧中已求得, 则 $s(k)$ 的值也可在之前帧中完成计算。

在第 k 块中的 $kM+i$ 时刻, 滤波器的输入信号值为 $u(kM+i)$, 由式(17)可求 $y_0(kM+i)$ 和 $y_1(kM+i)$ 的值。结合 $k-1$ 块中求得的 $s(kM+i)$ 的值, 根据式(16), 得当前时刻滤波器的输出值。

$$y(kM+i) = y_0(kM+i) + y_1(kM+i) + s(kM+i) \quad (20)$$

从而由式(15), 可得当前时刻的真实误差信号值。

$$e(k) = d(kM+i) - y(kM+i) \quad (21)$$

需要强调的是, 利用式(2)计算的误差信号仅用于滤波器系数的更新, 利用式(17)-式(21)计算的误差信号直接经前向路径处理后传给扬声器作为输出信号。

由于滤波器的更新公式相同, 故我们仅以每计算一个滤波器输出信号值 $y(n)$ 所需要的乘法次数为标准分析计算复杂度。其中 L 为滤波器长度, B 为分块数, M 是子滤波器的长度。每输出一个样点 $y(n)$, 当 $B \geq 3$ 时, 采用式(2)的时域卷积法和我们提出的改进算法时, 分别需 L 次和 $2M+8B-16+2\log_2(2M)$ 次实数乘法。当 $B=1$ 和 $B=2$ 时, 两种方法等价均需 L 次实数乘法。常用的 L 和 B 值求得的计算复杂度结果如图 3。分块数越多, 我们提出的改进无延时算法(如算法 1 所示), 计算量相对传统算法的越低, 有助于系统更高效快速地完成无延时。

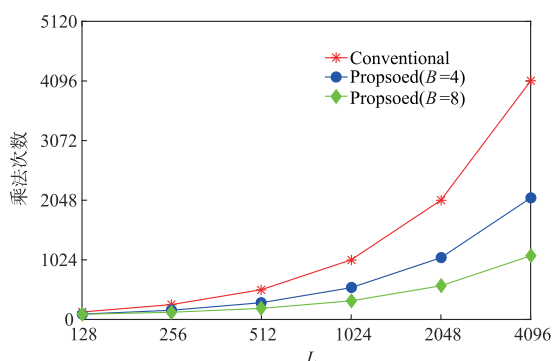


图3 每计算一个滤波器的输出值, 常用的 L 和 B 值采用时域卷积法和提出的算法所需实数乘法次数

算法 1 我们提出算法的总结

参数初始化: $\mu_s, \mathbf{w}_b(0), B, T, \mathbf{P}_b(0), \mathbf{K}_b(0)$

(1) 主滤波器的更新

(a) 根据式(4)~(7)计算频域误差信号向量 $\tilde{\mathbf{E}}(k)$ 。

(b) 根据式(10)计算误差信号的功率值 $\Phi_{EE}(k)$ 。

(c) 根据式(9)计算第 b 块等价更新步长矩阵 $\mu_b(k)$ 。

(d) 利用式(8)更新第 b 块主滤波器 $\mathbf{W}_b(k)$ 。

(e) 根据式(12)计算下次迭代所需的第 b 块滤波器系数的估计误差的协方差矩阵 $\mathbf{P}_b(k+1)$ 。

(2) 跟踪性能提升

(a) 利用 PBFDAF 算法更新 $\mathbf{W}_s(k)$ 。

(b) 利用式(13)和式(14)计算宽带误差信号能量值 $P_e(k)$ 和 $P_{e,s}(k)$ 。

(c) 若 $P_e(k)/P_{e,s}(k) > T$, 认为反馈路径发生突变, 强制初始化 $\mathbf{P}_b(k) = \mathbf{P}_0$, 并将阴影滤波器的系数向量值赋给主滤波器, $\mathbf{W}(k) = \mathbf{W}_s(k)$ 。

(3) 系统无延时算法的实现

(a) 在第 $k-1$ 块, 利用式(19)计算 $s(k)$ 。

(b) 在第 $kM+i$ 时刻, 利用式(17)计算 $y_0(kM+i)$ 和 $y_1(kM+i)$ 。

(c) 利用式(20)计算当前时刻的输出信号 $y(kM+i)$, 再根据式(21)计算误差信号 $e(kM+i)$ 。

4 仿真结果及讨论

这里我们展示计算机仿真结果, 以评估改进算法在助听器及房间中的啸叫抑制性能。系统采样率为 8000Hz。用一段英文语音信号作为近端输入信号。本文用归一化失调误差 $20\log_{10}(\|\mathbf{w}_o - \mathbf{w}(n)\|/\|\mathbf{w}_o\|)$ 作为系统性能的评价指标。

助听器中声反馈路径较短, 故令 $B=1$ 。图 4 为一实际测量的, 长为 200 的助听器中的声反馈路径的脉冲响应时域值。仿真实验中, 令滤波器的长度等于反馈路径脉冲响应的长度, $L=200$, 阴影滤波器的更新步长 $\mu_s=0.3$, 前向路径增益 $g=9$, 前向路径延时为经典值 30 毫秒, $D=24$ 。FPCD 模块的阈值 T 过大就会导致侦测时间过长, 过小可能会错判, 故令 $T=2$ 。PBFDAF 算法中, 由于实际应用中反馈路径变化缓慢, 令 $A=0.99999$, 并且, 由于迭代初始时滤波器的值很小, P_0 值应较大, 令 $P_0=2$ 。

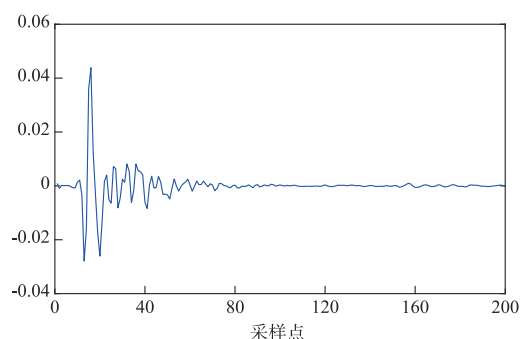


图4 长度为200的助听器中的声反馈路径脉冲响应波形图

图 5 比较了以下四种算法在助听器中的啸叫抑制系统里的收敛性能: 更新步长为 0.04 的 PEM-PBFDAF, PEM-PBFDAF, $\Phi_{xx}(k)$ 采用精确值的 PEM-PBFDAF (Ideal), 以及提出的改进 PEM-PBFDAF 算法。在实验中间时刻乘以 -1 以模拟系统突变。由图 5, PEM-PBFDAF

法的初期收敛速度最慢. 比较 PEM-PBFDKF 法和改进算法的实验结果, 可知声反馈路径保持不变时, FPCD 模块的存在与否不会影响收敛表现. 当声反馈路径发生变化时, PEM-PBFDKF 法中采用精确的 $\Phi_{xx}(k)$ 值较估计值跟踪性能更佳, 但再收敛速度仍远远慢于初始收敛速度, 且其稳态失调误差会比采用我们提出的算法的高约 15dB. 并且, PEM-PBFDKF 法的跟踪速度要好于 PEM-PBFDKF 和 PEM-PBFDKF (Ideal) 的, 但仍受更新步长的限制. 改进算法中的 FPCD 模块可以迅速侦测到声反馈路径的变化并及时调节 $P_b(k)$, 从而算法可对新的声反馈路径快速再收敛, 甚至好于 PEM-PBFDKF 法的收敛性能. 综上, 我们提出的算法初始收敛速度最快, 稳态失调误差最低且跟踪速度最快, 整体收敛性能最佳.

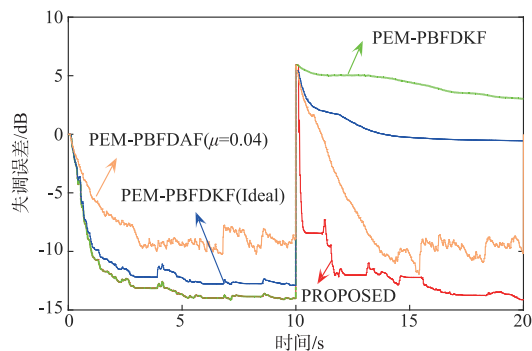


图5 输入为语音信号时, 助听器的啸叫抑制系统中, 采用四种算法的跟踪性能比较, 声反馈路径在迭代中间时刻发生变化

图6 比较了助听器的啸叫抑制系统中, 三种基于 PBFDKF 的算法的第 20 个频率柜的等价更新步长的值. 当声反馈路径发生突变时, PEM-PBFDKF 法的等价更新步长值会一直很小 (小于 0.01) 从而不再收敛. PEM-PBFDKF (Ideal) 法中, 虽然声反馈路径的突变会令等价更新步长的值变小, 但随着算法的迭代其值又会

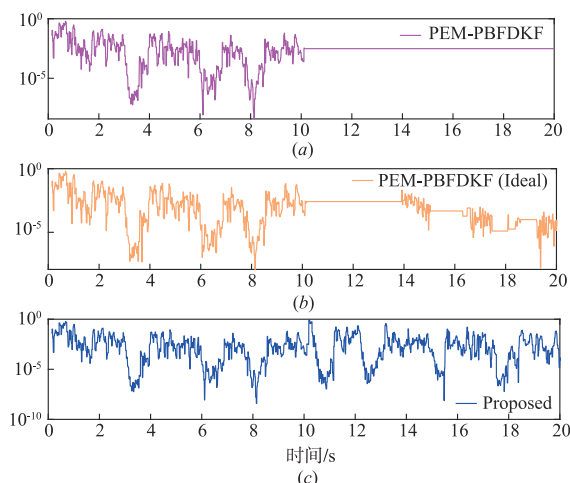


图6 输入为语音信号时, 助听器的啸叫抑制系统中, 三种基于 PBFDKF 算法的滤波器的等效更新步长

逐渐增大, 追踪能力提高. 改进算法中, FPCD 模块可以成功的监测到声反馈路径的变化并调整 $P_b(k)$, 此时等效更新步长的值会突增至 0.9, 甚至大于初始收敛时的等效更新步长, 算法可以快速再收敛. 这与图 5 中的结论一致.

啸叫抑制的另一个经典应用场景是房间中的扩声系统. 此时滤波器的长度很长, 故 PBFDKF 算法的分块数需大于 1, 我们令 $B=4$. 图 7 为实际测量的一个小型会议室的长为 2048 的声反馈路径的脉冲响应时域值. 仿真实验中 $L=2048, \mu_s=0.3, g=9, D=24, T=2, A=0.99999, P_0=2$.

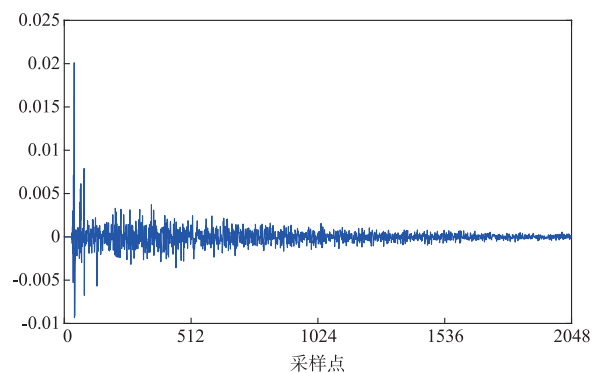


图7 房间中的长为2048的声反馈路径脉冲响应波形图

图 8 比较了四种算法在房间中的啸叫抑制系统的收敛性能. 其结论与基于助听器系统中的基本一致. 从图 8 中可知, 改进算法初始收敛速度最快, 稳态失调误差最小. 声反馈路径保持不变时, 改进算法中 FPCD 模块的存在与否不会影响其收敛表现. 当声反馈路径发生突变时, 我们提出的改进的基于 PEM-PBFDKF 算法跟踪速度最快, 整体收敛性能最佳.

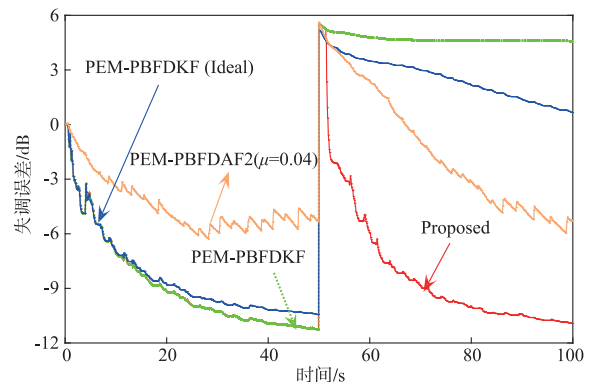


图8 输入为语音信号时, 房间啸叫抑制系统中, 采用四种算法的跟踪性能比较, 声反馈路径在迭代中间时刻发生变化

5 结论

用于啸叫抑制的 PEM-PBFDKF 算法在收敛速度和稳态失调误差之间具有很好的平衡, 但其跟踪性能不

佳,且普通无延时实现复杂度高.为了解决这两个问题,本文给出两点改进(1)提出将 FPCD 应用到啸叫抑制中,检测到声反馈路径发生变化时迅速调节滤波器参数以快速再跟踪.(2)提出一种改进的无延时算法,以降低计算复杂度.在助听器和实际房间扩声系统中的仿真结果表明,语音信号作为输入时,FPCD 模块可成功侦测到声反馈路径变化并及时做出反应.我们提出的算法成功地克服了传统卡尔曼滤波算法跟踪性能差的缺点,且其对新的声反馈路径的收敛速度甚至快于初始收敛时的.实际的计算复杂度分析进一步证实了算法的优越性.

参考文献

- [1] T Van Waterschoot, M Moonen. Fifty years of acoustic feedback control: state of the art and future challenges[J]. Proc IEEE, 2011, 99(2): 288 – 327.
- [2] J J Shynk. Frequency-domain and multirate adaptive filtering[J]. IEEE Signal Process Mag, 1992, 9(1): 14 – 37.
- [3] J S Soo, K K Pang. Multidelay block frequency domain adaptive filter [J]. IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Process, 1990, 38(2): 373 – 376.
- [4] S Thippayathethana, C Chinrungrueng. Variable step-size of the least-mean-square algorithm for reducing acoustic feedback in hearing aids[A]. Proc IEEE Asia-Pacific Conf Circuits Syst Electron [C]. Commun Syst, Tianjin: IEEE, 2000. 407 – 410.
- [5] M Rotaru, F Albu, H Coanda. A variable step size modified decorrelated NLMS algorithm for adaptive feedback cancellation in hearing aids [J]. Proc 10th Int Symp Electron Telecommun, Timisoara, Romania. 2012, 13 (1): 263 – 266.
- [6] H Schepker, L T T Tran, S Nordholm, S Doclo. Improving adaptive feedback cancellation in hearing aids using an affine combination of filters[A]. Proc IEEE Int Conf Acoust Speech Signal Process [C]. Shanghai: IEEE, 2016. 231 – 235.
- [7] C Lu, F Yang, J Yang, A frequency-domain adaptive feedback cancellation algorithm based on convex combination [A]. Asia-Pacific Signal and Information Process. Association Annual Summit and Conf. [C]. Kuala Lumpur, Malaysia, 2017. 1542 – 1545.
- [8] G Enzner, P Vary. Frequency-domain adaptive Kalman filter for acoustic echo control in hands-free telephones[J]. Signal Process, 2006, 86(6): 1140 – 1156.
- [9] G Bernardi, T V Waterschoot, J Wouters, M Hillbratt, M Moonen. A PEM-based frequency-domain kalman filter for adaptive feedback cancellation[A]. Proc. European Signal Process Conf [C]. Nice: IEEE, 2015. 270 – 274.
- [10] G Bernardi, T V Waterschoot, J Wouters, M Hillbratt, M Moonen. Adaptive feedback cancellation using a partitioned-block frequency-domain Kalman filter approach with PEM-based signal prewhitening [J]. IEEE Trans Speech Audio Process, 2017, 25(9): 1784 – 1798.
- [11] F Yang, G Enzner, J Yang. Frequency-domain adaptive Kalman filter with fast recovery of abrupt echo-path changes[J]. IEEE Signal Process. Lett., 2017, 24(12): 1788 – 1782.
- [12] M G Siqueira, A Alwan. Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids [J]. IEEE Trans Speech Audio Process, 2000, 8(4): 443 – 453.
- [13] F Kuech, E Mabande, G Enzner. State-space architecture of the partitioned-block-based acoustic echo controller [A]. Proc IEEE Int Conf Acoust Speech Signal Process [C]. Florence: IEEE, 2014. 1309 – 1313.
- [14] A Mader, H Puder, G U Schmidt. Step-size control for acoustic echo cancellation filters-an overview [J]. Signal Process., 2000, 80(9): 1697 – 1719.
- [15] P J Van Gerwen, F A M van de Laar, J J Kotmans. Digital echo canceller [P]. U S Patent: 4 903247, 1990 – 2 – 20.
- [16] F Yang, M Wu, J Yang. A computationally efficient delay-less frequency-domain adaptive filter algorithm [J]. IEEE Trans Circuits Syst II, Exp Briefs, 2013, 60(8): 222 – 226.

作者简介



陆彩霞 女, 1993 年出生, 现为中国科学院声学研究所读博士生, 主要研究方向为自适应信号处理和啸叫抑制。
E-mail: lucaixia_IACAS@163.com

杨飞然 男, 1982 年出生, 现为中国科学院声学研究所副研究员, 主要研究方向为自适应信号处理、啸叫抑制、语音增强和 3D 音频系统。
E-mail: feirany. ioa@ gmail. com

杨军(通信作者) 男, 1968 年出生, 现为中国科学院声学研究所研究员, 博士生导师, 主要研究方向为通信声学、3D 音频系统、音频信号处理、声场控制和非线性声学。
E-mail: jyang@mail. ioa. ac. cn