

◇ 研究报告 ◇

一种用于主动降噪耳机的权重滤波误差信号 滤波-x最小均方算法*

李楠^{1,2} 安峰岩² 杨飞然² 杨军^{1,2†}

(1 中国科学院大学 北京 100049)

(2 中国科学院噪声与振动重点实验室(声学研究所) 北京 100190)

摘要 针对传统 FxLMS 算法前馈自适应主动降噪耳机系统因果性条件不足时在宽带噪声环境中产生的高频噪声抬升问题,该文引入权重滤波误差信号 FxLMS 算法用于抑制高频噪声的抬升,但该算法带来了低频降噪量不足问题。因此,进一步提出将固定系数混合控制器与权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合,在解决高频噪声抬升问题的同时,保证了良好的低频降噪量。基于 DSP 平台实现了提出的主动降噪耳机方案。实验证明,该方案针对宽带和单频等噪声都取得了较好的降噪效果。

关键词 数字主动降噪耳机,权重滤波误差信号 FxLMS 算法,混合控制

中图分类号: TN871

文献标识码: A

文章编号: 1000-310X(2018)03-0391-09

DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2018.03.012

A weighted-error-FxLMS algorithm for active noise control headphone

LI Nan^{1,2} AN Fengyan² YANG Feiran² YANG Jun^{1,2}

(1 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

(2 Key Laboratory of Noise and Vibration Research, Institute of Acoustic, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract It is commonly observed that conventional feedforward FxLMS algorithm in headphone ANC systems will boost the high-frequency noise in the wide-band noise environment when the causality condition is not satisfied. To deal with this problem, we present a weighted-error-FxLMS algorithm to attenuate the high-frequency noise. However, the new algorithm achieves a degraded low-frequency noise reduction. To achieve a better noise reduction performance, we combine the weighted-error-FxLMS feedforward adaptive filter with a hybrid fixed-coefficient controller. The proposed ANC headphone system is implemented in a DSP platform. Experiments show that the system achieves improved noise reduction performance for both the broad-band noise and single-frequency noise environment.

Key words Digital active noise control headphone, Weighted-error-FxLMS algorithm, Hybrid control

2017-05-22 收稿; 2017-10-06 定稿

*国家自然科学基金项目(11404367, 61501449, 11474306), 中国青年科学基金项目(11504405), 中国科学院声学研究所青年英才计划项目(QNYC201722), 2016 年湖北省省院合作专项

作者简介: 李楠(1993-), 男, 山东青岛人, 硕士研究生, 研究方向: 声信号处理。

†通讯作者 E-mail: jyang@mail.ioa.ac.cn

1 引言

主动噪声控制 (Active noise control, ANC), 亦称为“有源噪声控制”, 已有 80 余年的研究历史。其原理是利用次级声源产生与噪声幅度相同而相位相反的声波以抵消噪声^[1-2]。近年来, 由于电子技术的发展和人们对噪声控制意识的增强, 面向耳机的主动噪声控制研究广受关注。

受电子学发展的限制, 早年针对主动噪声控制的研究全部基于模拟电子技术^[3]。模拟电路存在功能单一、灵活度低、智能性差和电路复杂等缺点。因此, 自 1980 年以来, 基于数字芯片的主动降噪耳机研究逐渐受到关注^[4]。数字耳机具有智能性高等优点, 近年来, 高性能 DSP 芯片的发展使得实现数字降噪耳机系统成为可能。

目前, 基于数字芯片的固定系数滤波器的设计原理已有较为成熟的研究^[2-4]。固定系数混合控制器的噪声抑制峰值可达 25 dB 以上, 降噪带宽可达 1000 Hz, 且具有低成本、低功耗的优点。但固定系数控制器无法根据噪声环境特性的改变调整滤波器系数, 降噪性能存在局限性。自适应主动降噪算法可以较好地改善该问题。

针对自适应主动降噪耳机的研究工作较为丰富。文献[5]中的前馈自适应控制结构使用一个参考传声器单元实现了宽带噪声降噪, 但该方案降噪量仅在 10 dB 左右。文献[6-7]中的前馈降噪系统的降噪带宽可达 1500 Hz, 但降噪峰值仅有 15 dB。文献[8]研究了系统因果性限制对前馈自适应降噪耳机降噪效果的影响, 指出在稳定的前馈自适应耳机系统中, 因果性条件对耳机的降噪表现起到关键性作用。其实验表明, 前馈主动降噪耳机通常会对 1500 Hz 以上频段的噪声造成较为显著的提升。将固定与自适应滤波器结合或使用混合控制模式进行主动降噪耳机的设计通常能够获得更好的噪声抑制性能。文献[9-10]将模拟反馈控制器与反馈自适应滤波器相结合, 增强了系统的稳定性和降噪能力。文献[11]研究的前馈数字自适应与反馈模拟控制器相结合的方案可以获得比单一控制方案更优的降噪效果, Ray 等^[12]将其中的反馈部分用数字控制器实现, 但仅针对线谱和低频宽带噪声进行了实验。

综合来看, 以上提到的自适应主动降噪耳机系

统主要基于滤波-x 最小均方 (Filtered-x least mean square, FxLMS) 算法^[13]。然而, 当系统因果性条件不足时, 应用该算法针对宽带噪声进行前馈主动噪声控制通常会产生高频噪声提升的现象^[8,12], 这严重影响了系统的性能。

高频噪声提升问题主要由系统因果性不足造成^[8,14]。系统因果性条件是指主通道时延应当大于控制器处理时延与次级通道时延之和。针对该问题的解决方法主要有增大参考传声器与次级声源间距和增加控制器采样率等。在实际应用中, 处理器受到自适应算法复杂度和其自身计算能力的限制, 采样率的提升空间有限。

若假定采用 48 kHz 采样率, 则参考传声器到扬声器间距的最小值为

$$\begin{aligned} d_{\min} &= \Delta T \times c = \frac{1}{48000} \text{ s} \times 340 \text{ m/s} \\ &= 7.083 \text{ mm}, \end{aligned} \quad (1)$$

其中, ΔT 为取样间隔, c 为空气中的声速。若考虑信号的传输时延和处理时延等因素, $d_{\min}$ 还需增大才能满足因果性限制。在目前常见的主动降噪耳机中, 该距离大多在 10 mm 左右。若增大 $d_{\min}$ 会导致耳机体积增加, 降低耳机便携性。

针对以上问题, 本文引入权重滤波误差信号 FxLMS 算法, 在系统因果性受限的情况下极大地抑制了宽带噪声环境中的高频噪声抬升问题。该算法主要通过增加误差信号的高频部分权重起到着重抑制高频噪声的效果, 因此, 带来了低频降噪量的损失。为解决该算法低频降噪量不足的问题, 本文将其与固定系数混合控制器结合, 有效提升了降噪量。我们使用 DSP 平台实现了该系统, 通过实验验证了所提降噪方案针对宽带和单频噪声的抑制效果。

2 系统设计原理

2.1 权重滤波误差信号 FxLMS 算法

当耳机系统的因果性条件受限时, 前馈自适应主动降噪耳机系统普遍采用的 FxLMS 算法在宽带噪声环境中会产生高频噪声抬升问题。本文针对该问题引入权重滤波误差信号 FxLMS 算法。该算法在传统 FxLMS 算法基础上将误差信号通过一个权重滤波器, 增加误差信号在高频频段的权重。此时算法的收敛目标是将高频权重提升后的信号均方最小化, 从而缓解高频噪声抬升问题。

权重滤波误差信号 FxLMS 算法的原理如图 1 所示。其中, $x(n)$ 、 $d(n)$ 和 $e(n)$ 分别是系统输入信号、外部噪声信号和残留噪声信号; $\hat{S}(z)$ 为次级通道模型, 该模型是滤波器拟合的近似次级通道传递函数; $x'(n)$ 为输入信号经次级通道模型滤波

之后的输出信号; $A(z)$ 为用于提升高频噪声能量的权重滤波器的传递函数; $x''(n)$ 和 $e'(n)$ 分别为 $x'(n)$ 和 $e(n)$ 经 $A(z)$ 滤波后得到的信号; $W(z)$ 为前馈自适应 FIR 滤波器传递函数, 通过 LMS 算法迭代更新。

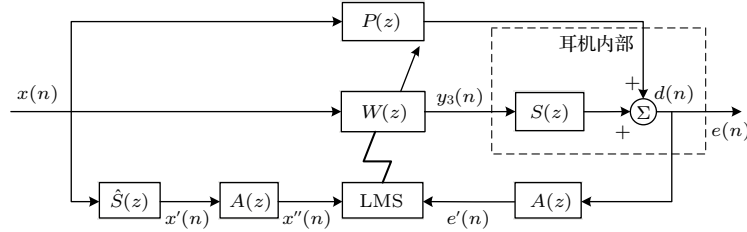


图1 权重滤波误差信号 FxLMS 算法原理框图

Fig. 1 Weighted-error-FxLMS algorithm block diagram

以上系统中, 误差信号为

$$e(n) = d(n) + \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}'(n), \quad (2)$$

其中, $\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \cdots \ w_{M-1}(n)]^T$ 代表 n 时刻长度为 M 的 $W(z)$ 的滤波权向量, $\mathbf{x}'(n) = [x'(n) \ x'(n-1) \ \cdots \ x'(n-M+1)]^T$ 代表 n 时刻的输入信号向量。误差信号经过权重滤波器后得到

$$e'(n) = \mathbf{a}^T \mathbf{e}(n) = d'(n) + \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}''(n), \quad (3)$$

其中, $\mathbf{a} = [a_0 \ a_1 \ \cdots \ a_{L-1}]^T$ 为长度为 L 的权重滤波器 $A(z)$ 的滤波权向量, $d'(n)$ 为 $d(n)$ 经 $A(z)$ 滤波后的信号。此时, $e'(n)$ 为将高频噪声增强后的误差信号。将 $e'(n)$ 的平方作为最小均方算法的代价函数, 即

$$\begin{aligned} J &= E[e'^2(n)] \\ &= \mathbf{w}^T(n) \mathbf{R}_{x''x''} \mathbf{w}(n) + 2\mathbf{w}^T(n) \mathbf{r}_{x''d'} + E[d'^2(n)], \end{aligned} \quad (4)$$

其中,

$$\mathbf{R}_{x''x''} = E[\mathbf{x}''(n)\mathbf{x}''^T(n)], \quad (5)$$

$$\mathbf{r}_{x''d'} = E[\mathbf{x}''(n)d'(n)], \quad (6)$$

其中,

$$\mathbf{x}''(n) = [x''(n) \ x''(n-1) \ \cdots \ x''(n-M+1)]^T.$$

由最速下降法可知, 滤波权向量的更新应当以合适的更新步长 μ 沿梯度负方向进行,

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}}. \quad (7)$$

参考文献[2]中的推导, 收敛后的滤波权向量 $\mathbf{w}(n)$ 的解 $\mathbf{w}_\infty$ 为

$$\mathbf{w}_\infty = -\mathbf{R}_{x'x'}^{-1} \mathbf{r}_{x'd'}. \quad (8)$$

由文献[2]可知, 传统 FxLMS 算法的收敛解为

$$\mathbf{w}_{\text{FxLMSopt}} = -\mathbf{R}_{x'x'}^{-1} \mathbf{r}_{x'd'}, \quad (9)$$

其中,

$$\mathbf{R}_{x'x'} = E[\mathbf{x}'(n)\mathbf{x}'^T(n)], \quad (10)$$

$$\mathbf{r}_{x'd} = E[\mathbf{x}'(n)d(n)]. \quad (11)$$

定义

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{x'M \times L} &= \\ &= \begin{bmatrix} x'(n) & x'(n-1) & \cdots & x'(n-L+1) \\ x'(n-1) & x'(n-2) & \cdots & x'(n-L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x'(n-M+1) & x'(n-M) & \cdots & x'(n-M-L+2) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (12)$$

则公式(8)可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_\infty &= -\left\{ E[\mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{a} \mathbf{a}^T \mathbf{X}_{x'M \times L}^T] \right\}^{-1} \\ &\quad \times E[\mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{a} \mathbf{a}^T \mathbf{d}(n)] \\ &= -\left\{ E[\mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{A} \mathbf{X}_{x'M \times L}^T] \right\}^{-1} \\ &\quad \times E[\mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{A} \mathbf{d}(n)], \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{d}(n) = [d(n) \ d(n-1) \ \cdots \ d(n-L+1)]^T$, $\mathbf{A} = \mathbf{a} \mathbf{a}^T$ 。同时, 公式(12)可表示为

$$\begin{aligned}
& \mathbf{w}_{\text{FxLMSopt}} \\
&= - \left\{ E \left[\frac{1}{L} \mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{X}_{x'M \times L}^T \right] \right\}^{-1} \\
&\quad \times E \left[\frac{1}{L} \mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{d}(n) \right] \\
&= - \left\{ E \left[\mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{X}_{x'M \times L}^T \right] \right\}^{-1} \\
&\quad \times E \left[\mathbf{X}_{x'M \times L} \mathbf{d}(n) \right], \quad (14)
\end{aligned}$$

显然, 当 $L = 1$ 时, $\mathbf{w}_{\infty} = \mathbf{w}_{\text{FxLMSopt}}$, 权重滤波误差信号 FxLMS 算法退化为传统 FxLMS 算法。在式 (13) 中, 当权重滤波器高频权重增加时, 该算法着重拟合高频最优解, 会起到着重控制高频噪声的效果。

传统 FxLMS 算法收敛后获得误差信号 $e(n)$ 最小均方意义上的最优解, 而权重滤波误差信号 FxLMS 算法, 获得 $e'(n)$ 最小均方意义上的最优解。显然, 当 $e(n)$ 的高频分量权重被增加时, 生成的最优滤波器会着重对高频部分进行压制。

为研究不同的权重滤波器 $A(z)$ 对算法性能的影响, 可用多种权重滤波器对粉噪的降噪效果进行仿真分析。图 2 为权重滤波误差信号 FxLMS 算法仿真采用的三种不同的权重滤波器幅频响应, 分别将高频部分提升 10 dB、20 dB、30 dB。图 3 为权重滤波误差信号 FxLMS 算法三次仿真与传统 FxLMS 算法仿真结果的比较。结合图 2 和图 3 可以看出, 权重滤波器高频权重越高, 算法对高频噪声抬升问题

的抑制效果越明显, 低频降噪量损失越大。当将高频权重增加 30 dB 时, 高频噪声抬升问题基本被消除。实际应用时, 可根据高频噪声提升情况灵活设计权重滤波器。

权重滤波误差信号 FxLMS 算法在实现对高频噪声提升的抑制同时, 不可避免地带来对低频降噪量的损失, 其实是以牺牲一定的整体降噪量为代价来缓解更为突出的高频噪声问题。如果单独使用该算法进行宽带噪声降噪, 会存在低频降噪量不足的问题。为解决该问题, 本文将引入自适应算法与固定系数混合控制器结合的方案。

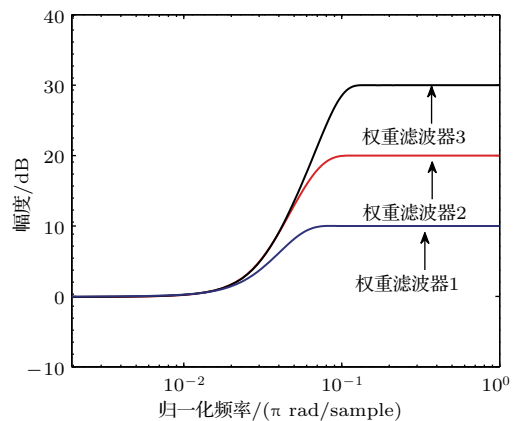


图 2 三种权重滤波器幅频响应

Fig. 2 Magnitude response of three different weighted filters

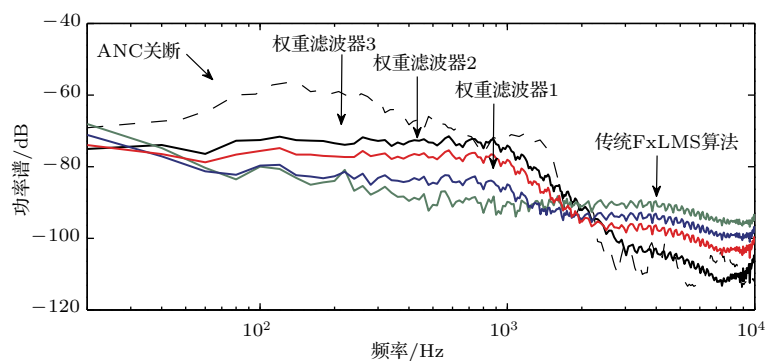


图 3 不同权重滤波器的权重滤波误差信号 FxLMS 算法和传统 FxLMS 算法的仿真降噪效果对比

Fig. 3 Simulated noise control performance of weighted-error-FxLMS algorithm with different weighted filter and conventional FxLMS algorithm

2.2 固定系数混合控制器简介

固定系数控制器作为最常见的主动降噪耳机控制模块, 其设计方法已经比较成熟。文献 [2] 对前馈、反馈的主动降噪滤波器设计原理进行了较为详

细的介绍。将前馈和反馈控制滤波器混合使用可以获得更优的降噪效果, 且降噪量为前馈、反馈单独工作时降噪量之和。固定系数混合控制器的原理如图 4 所示, 其中, $x(n)$ 和 $e(n)$ 分别为输入信号和残留

噪声信号,它们分别由耳机系统中的参考传声器和误差传声器拾取; $P(z)$ 和 $S(z)$ 分别为主通道和次级通道传递函数; $C(z)$ 和 $F(z)$ 分别为前馈和反馈控制滤波器传递函数; $y_1(n)$ 和 $y_2(n)$ 分别为前馈与反馈控制滤波器的滤波输出信号,二者之和经次级通道传播后实现对噪声的主动控制作用。

固定系数控制器一旦设计完成,仅能在每个频率获得固定的降噪量,无法根据外界噪声调整滤波器系数。虽然固定系数控制器单独工作时的降噪性能有一定的局限性,但由于其稳定的降噪量,适合解决权重滤波误差信号 FxLMS 算法低频降噪量不足的问题。

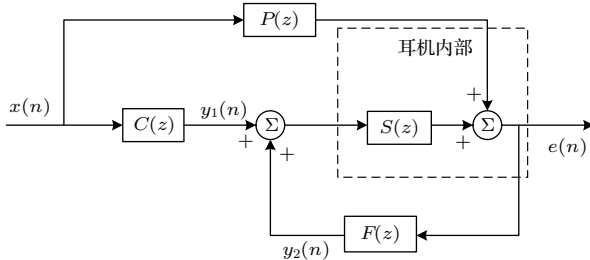


图4 混合控制固定系数主动降噪耳机系统框图

Fig. 4 Hybrid control fixed-coefficient active noise control headphone system block diagram

2.3 自适应滤波器结合固定系数控制器

图5为权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定系数混合控制器的系统框图。框图中的虚线部分代表次级通道离线辨识。该过程需要在自适应滤波器不工作且环境噪声较小的条件下进行。由于固定系数滤波器会对耳机次级通道造成影响,所以,辨识的目标是在固定系数混合控制器工作的情况下建模次级通道 $\hat{S}(z)$ 。具体方法是向次级声源叠加白噪声,然后使用 LMS 算法进行系统辨识。

次级通道辨识结束后,前馈自适应滤波器开始工作。框图中的实线部分代表降噪控制模块,输出的次级声源为固定系数前馈滤波器 $C(z)$ 输出信号 $y_1(n)$ 、固定系数反馈滤波器 $F(z)$ 输出信号 $y_2(n)$ 和自适应滤波器 $W(z)$ 输出信号 $y_3(n)$ 三者的叠加。

以上系统中,存在 $W(z)$ 和 $C(z)$ 两个前馈滤波器。若在一款处理能力较高、能够支持较高采样率(如192 kHz)下的自适应和固定系数控制器所需算法复杂度的芯片中实现该算法, $W(z)$ 和 $C(z)$ 可以合并为一个滤波器进行实现。一般情况下,芯片计算能力难以满足很高采样率下的计算复杂度,因此

本文采用将两个前馈滤波器分开实现的方案。该方案的优势是具有较好的灵活性,可根据两个滤波器的计算复杂度选择不同的采样率分别实现 $W(z)$ 和 $C(z)$ 。前馈固定系数滤波器 $C(z)$ 复杂度低,可采用很高的采样率,提升系统的因果性,取得更好的效果。

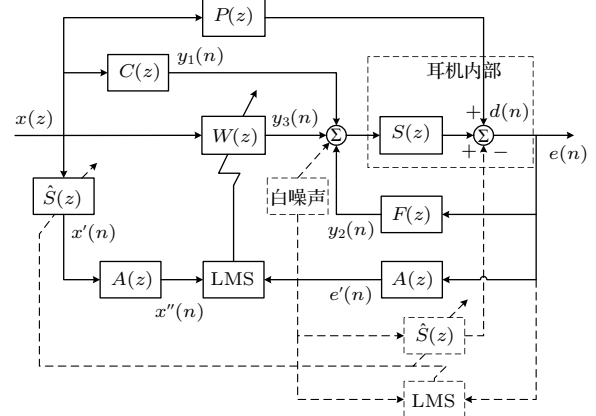


图5 权重滤波误差信号 FxLMS 滤波器结合固定系数混合控制器的主动降噪耳机框图

Fig. 5 Active noise control headphone of combining weighted-error-FxLMS filter and fixed-coefficient hybrid controller block diagram

下面说明以上系统的具体设计过程。首先根据文献[2]设计固定系数前馈、反馈混合控制器,本文使用 IIR 滤波器在 192 kHz 采样率下实现。由于固定系数滤波器主要用于解决低频降噪量不足的问题,设计时应主要降低 1500 Hz 以下频段的低频噪声。然后,根据传统 FxLMS 算法与固定系数滤波器同时工作时宽带噪声环境中高频噪声的抬升情况,调整权重滤波器 $A(z)$,实际中我们发现一般选择图2中三个权重滤波器之一即可。权重滤波器的选择可以根据对高频噪声抬升量的容忍程度进行灵活调整,一般将高频噪声抑制在与降噪系统关闭时相同的能量水平即可。

以上降噪方案可以在避免高频噪声抬升问题的同时获得更优的降噪效果,且根据噪声环境特性生成最优的前馈滤波器,适用于更为多样的噪声环境。

3 实验与分析

3.1 实验系统介绍

该系统中使用的算法验证平台主要采用 ADI 公司的 ADAU1772 和 TI 公司的 TMS320C6747 两

款DSP芯片。ADAU1772用于实现固定系数混合控制器,同时进行信号的模数转换(ADC)和数模转换(DAC),采样频率192 kHz;TMS320C6747用于实现前馈自适应滤波器,采样率应当在保证算法计算能力允许的情况下尽可能高,本文选择48 kHz。前馈自适应FIR滤波器长度为400阶。

实验中使用普通的主动降噪耳机结构,将本文设计的降噪系统接入该耳机。测试时,将耳机佩戴在人工头上。人工耳处装有传声器,用于接收噪声信号。使用PULSE声学测试仪接收人工耳拾取的噪声信号,比较主动降噪功能关闭和不同降噪模式工作下噪声的功率谱,可以得到系统的主动降噪效果。本文的实验环境为全消声室,播放噪声源的扬声器型号为HiVi T200B,模拟白噪、粉噪和粉噪混合线谱等噪声环境。图6为实验实物图。

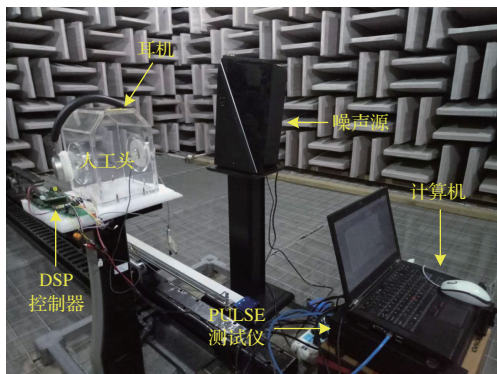


图6 主动降噪耳机实验系统实物图

Fig. 6 Active noise control headphone experiment system

3.2 前馈自适应滤波器降噪效果

本节通过实验讨论使用传统FxLMS算法进行前馈自适应主动降噪时,以增加传声器间距方式增

加系统因果性对高频噪声的抑制作用。在耳机系统因果性受限时,验证权重滤波误差信号FxLMS算法对高频噪声问题的缓解作用。

为验证2.1节中讨论的因果性条件导致的高频噪声抬升问题,可通过实验测试不同因果性系统使用FxLMS算法进行前馈自适应主动降噪的效果。本次实验所使用的耳机自带的参考传声器与误差传声器间距(以下称为本体结构间距)为1 cm。为增加系统因果性,可移动参考传声器位置,增加传声器间距。本文分别在传声器间距为3 cm和5 cm的情况下测试了传统FxLMS算法的降噪量,并与本体结构间距情况下的降噪量进行对比,结果如图7所示。可以看出,当传声器间距增加时,高频噪声抬升问题得到了显著缓解,当间距为5 cm时,基本不存在高频抬升问题。这一现象的成因是,当系统因果性不足时,系统着重抑制能量较大的低频部分,高频噪声被抬升。当因果性条件充足时,各频点的噪声都可以得到抑制,高频噪声问题被显著缓解。

然而,实际应用中,限于耳机空间结构大小,传声器间距难以超过1 cm。在电子设备小型化的发展趋势下,通过增大传声器间距改善高频噪声抬升问题的方法不切实际。

为验证权重滤波误差信号FxLMS算法对高频噪声抬升问题的抑制效果,以及不同的权重滤波器对算法性能的作用,本文应用3.1节中的硬件平台在粉噪环境下对搭载该算法的耳机降噪效果进行测试,并与传统的FxLMS算法进行对比。实验中,使用100阶FIR滤波器分别实现图2中的三种权重滤波器。实验结果如图8所示。

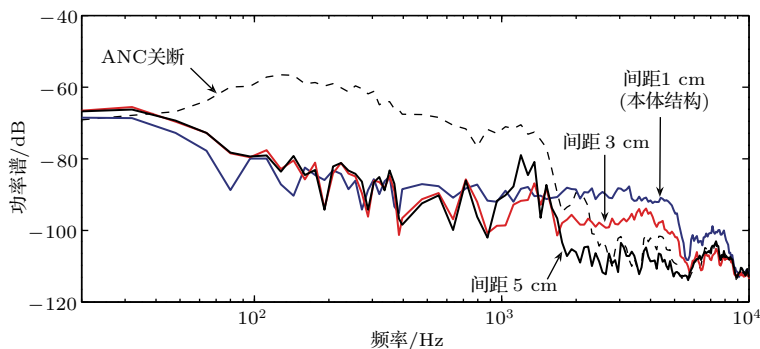


图7 不同传声器间距下FxLMS前馈自适应主动降噪效果对比

Fig. 7 FxLMS based feedforward adaptive active noise control performance with different microphone interval

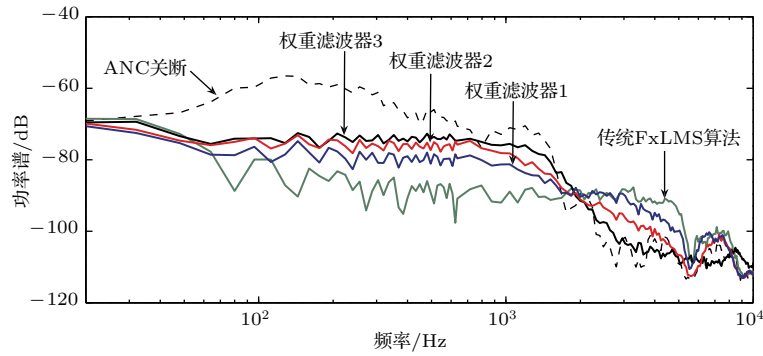


图8 不同权重滤波器的权重滤波误差信号 FxLMS 算法和传统 FxLMS 算法的仿真降噪效果

Fig. 8 Noise control performance of weighted-error-FxLMS algorithm with different weighted filter and conventional FxLMS algorithm

从图8中可以看出, 传统 FxLMS 算法在 1500 Hz 以下频段取得了较为明显的降噪效果, 但在 2000 Hz 以上频段出现了明显的噪声提升现象, 提升的峰值可达 15 dB 以上。使用不同的权重滤波器的权重滤波误差信号 FxLMS 算法所获得的噪声抑制效果与图3中的仿真效果基本一致。当权重滤波器将高频权重提升 30 dB 时, 算法很好地抑制了高频噪声, 在 3000 Hz~5000 Hz 频段的抑制效果可达 15 dB。

权重滤波误差信号 FxLMS 算法虽然能够在耳机系统因果性条件受限的情况下有效抑制高频噪声的抬升, 但在低频的降噪效果明显低于传统算法, 其实是以牺牲低频降噪量为代价对高频噪声的抬升进行抑制。单独使用该算法进行宽带噪声抑制会存在低频降噪量不足的问题。

3.3 权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定控制器的降噪效果

为验证权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定控制器在不同噪声环境中的降噪效果, 分别在宽

带和宽带与单频混合的噪声环境下进行了降噪效果的测试, 并与其他降噪方案对比, 验证本文所提出系统在降噪量和高频噪声抬升问题抑制等方面的优势。

为验证算法在宽带噪声环境中的降噪性能, 可用扬声器模拟白噪声和粉噪声环境, 并测试系统降噪量。图9和图10分别为在白噪声和粉噪声环境下, 固定系数混合控制、权重滤波误差信号 FxLMS 算法、传统 FxLMS 算法结合固定滤波器和权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定滤波器四种方案的降噪效果对比。

首先, 通过对比固定系数混合控制器与权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定滤波器方案可以看出, 后者的噪声抑制性能在降噪量和降噪带宽方面都有明显优势。固定混合控制模式只能在约 700 Hz 以下的频段获得 20 dB 以上的降噪量, 且在 1500 Hz 以上的频段无降噪效果。而自适应结合固定滤波器控制方案可以在 1600 Hz 以下的频段获得 20 dB 以上的降噪量, 且对 2400 Hz 以下频段的噪声

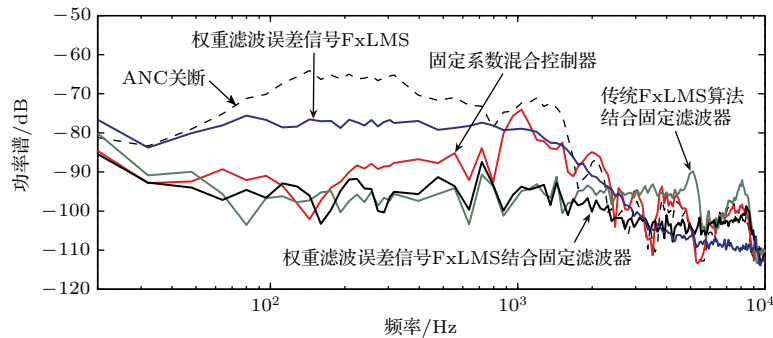


图9 白噪声环境下固定系数混合控制和固定结合自适应方案的降噪效果对比

Fig. 9 Noise reduction of fixed-coefficient hybrid control and fixed-controller combined with adaptive filter in white noise environment

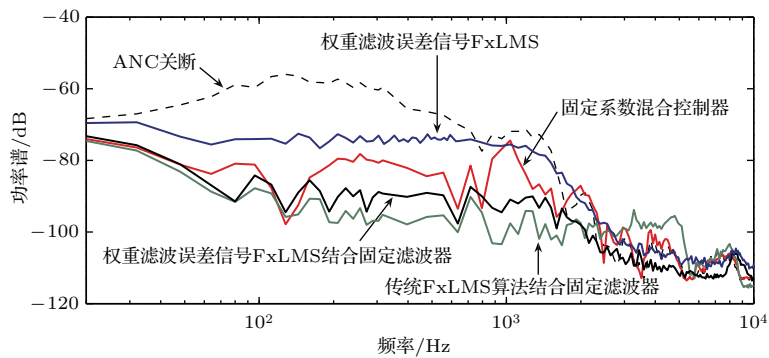


图 10 粉噪环境下固定系数混合控制和固定结合自适应方案的降噪效果对比

Fig. 10 Noise reduction of fixed-coefficient hybrid control and fixed-controller combined with adaptive filter in pink noise environment

都有抑制作用。另一方面,当应用传统 FxLMS 算法结合固定滤波器时,虽然中低频的噪声已经被大幅抑制,但高频噪声抬升问题依然显著,3000 Hz 以上频段的噪声明显被增强。而权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定滤波器几乎消除了高频噪声抬升问题。同时,高频噪声的抑制带来了一定的低频降噪量损失,但由于固定滤波器对低频噪声的固有控制作用,此时的低频降噪效果依然良好。而在权重滤波误差信号 FxLMS 算法单独工作时,则明显存在低频降噪量不足的问题。

综合来看,权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定滤波器可以在保证低频降噪量的同时实现对高频噪声抬升问题的抑制作用,在四种降噪模式中的表现最优。

为测试本系统在宽带混合单频噪声环境下的降噪能力,可将粉噪与 100 Hz、400 Hz、700 Hz 和 1000 Hz 四种单频噪声叠加,并在该环境中测试降

噪量。图 11 为固定混合控制、权重滤波误差信号 FxLMS 算法、传统 FxLMS 算法结合固定滤波器和权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定滤波器四种方案在混合噪声环境下的降噪量对比。

通过对比固定系数控制器与权重滤波误差信号 FxLMS 算法结合固定滤波器的降噪表现可以看出,前者在各个频点保持固定降噪量,而后者对四个单频噪声的抑制可达 40 dB 以上,且对宽带噪声部分也有更优的表现。另外,传统 FxLMS 算法结合固定滤波器方案在 3000 Hz~5000 Hz 频段存在一定的噪声抬升现象,固定结合权重滤波误差信号 FxLMS 算法基本消除了该问题。而权重滤波误差信号 FxLMS 算法单独工作时,存在低频降噪量不足的问题。

综合来看,本文提出的降噪方案在混合噪声环境中有着较为优秀的表现。

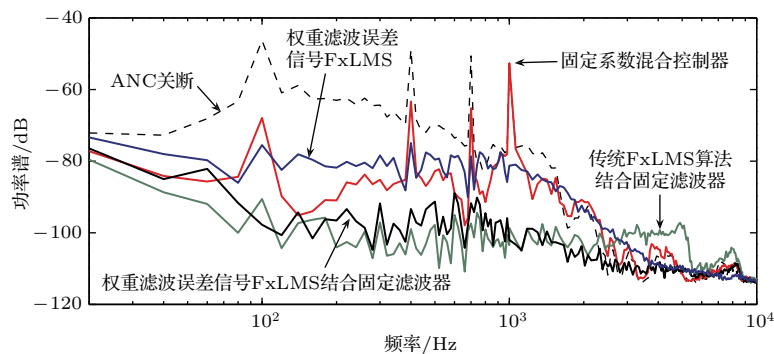


图 11 宽带与单频混合噪声环境下固定系数混合控制和固定结合自适应方案的降噪量

Fig. 11 Noise reduction of fixed-coefficient hybrid control and fixed-controller combined with adaptive filter in pink noise hybrid single frequency noise environment

4 结论

本文首先研究了自适应主动降噪算法, 讨论了使用FxLMS算法的前馈自适应主动降噪方案时, 由系统因果性限制引起的高频噪声抬升问题, 并引入权重滤波误差信号FxLMS算法缓解了该问题。为了解决权重滤波误差信号FxLMS算法单独工作时存在的低频降噪量不足的问题, 本文将该算法与固定系数混合控制器结合, 并在DSP平台实现了提出的数字主动降噪耳机系统。最后, 本文通过实验验证了该系统的降噪性能, 并将该系统与固定系数混合控制器、权重滤波误差信号FxLMS算法单独工作以及传统FxLMS算法结合固定滤波器等多种降噪方案的效果进行对比。实验证明, 固定结合权重滤波误差信号FxLMS算法的降噪方案针对宽带和单频等噪声的降噪效果都有较为明显的优势。

参 考 文 献

- [1] 陈克安. 有源噪声控制[M]. 北京: 国防工业出版社, 2003
- [2] Elliott S J. Signal processing for active noise control[M]. London: Academic Press, 2000.
- [3] Miljkovic D. Active noise control: from analog to digital—Last 80 years[C]. 2016 39th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO). IEEE, 2016: 1151–1156.
- [4] Kuo S M, Morgan D R. Active noise control: a tutorial review[J]. Proceedings of the IEEE, 1999, 87(6): 943–973.
- [5] Chen K H, Vu H S, Weng K Y, et al. Design of an efficient active noise cancellation circuit for in-ear headphones[C]. 2014 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS), 2014: 599–602.
- [6] Vu H S, Chen K H, Sun S F, et al. A 6.42 mW low-power feed-forward FxLMS ANC VLSI design for in-ear headphones[C]. 2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2015: 2585–2588.
- [7] Vu H S, Chen K H, Sun S F, et al. A power-efficient circuit design of feed-forward FxLMS active noise cancellation for in-ear headphones[C]. 2015 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT), 2015: 1–4.
- [8] Zhang L, Qiu X. Causality study on a feedforward active noise control headset with different noise coming directions in free field[J]. Appl. Acoust., 2014, 80(5): 36–44.
- [9] Song Y, Gong Y, Kuo S M. A robust hybrid feedback active noise cancellation headset[J]. IEEE Trans. Speech Audio Processing, 2005, 13(4): 607–617.
- [10] Schumacher T, Kruger H, Jeub M, et al. Active noise control in headsets: a new approach for broadband feed-back ANC[C]. 2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2011: 417–420.
- [11] Rafaely B, Jones M. Combined feedback-feedforward active noise-reducing headset—The effect of the acoustics on broadband performance[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2002, 112(3): 981–989.
- [12] Ray L R, Solbeck J A, Streeter A D, et al. Hybrid feedforward-feedback active noise reduction for hearing protection and communication[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2006, 120(4): 2026–2036.
- [13] Burgess J C. Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1981, 70(3): 715–726.
- [14] Hakansson L, Johansson S, Dahl M, et al. Noise canceling headsets for speech communication[M]//Noise Reduction in Speech Applications Florida: CRC Press, 2002.