

文章编号:1006-1355(2021)02-0150-06

基于方程误差法的IIR滤波有源噪声控制算法

李小波, 靳国永, 李善军, 叶天贵

(哈尔滨工程大学 动力与能源工程学院, 哈尔滨 150001)

摘要:在前馈有源噪声控制系统中会存在声反馈现象:次级声源产生的声信号反馈至参考传感器处。采用IIR滤波器能更好匹配有零极点的最优解,减弱声反馈影响。为克服FvLMS算法全局收敛性差的缺陷,提出采用比方程误差法(EEM)的计算量更小的EEM-FvLMS算法。在考虑声反馈的情况下,进行基于FvLMS算法和EEM-FvLMS算法的有源噪声控制仿真实验。仿真结果表明:对于窄带噪声,EEM-FvLMS算法性能更优;对于风机噪声,FvLMS算法与EEM-FvLMS算法性能相当;对于FvLMS算法不能控制的误差信号中的干扰信号,EEM-FvLMS算法也能有效控制。

关键词:声学;有源噪声控制;声反馈;IIR滤波器;方程误差法;FvLMS

中图分类号:TU112.3

文献标志码:A

DOI编码:10.3969/j.issn.1006-1355.2021.02.025

IIR Filter Active Noise Control Algorithms Based on Equation Error Method

LI Xiaobo, JIN Guoyong, LI Shanjun, YE Tianguai

(College of Power and Energy Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: In the feedforward active noise control system, there is a sound feedback phenomenon, namely the sound signal generated by the secondary sound source is fed backward to the reference sensor. Using IIR filter can match the optimal solution with zero extreme point and reduce the effect of sound feedback. In order to solve the defect of the poor global convergence of FvLMS algorithm, the EEM-FvLMS algorithm with less computation based on equation error method (EEM) is proposed. The FvLMS algorithm and EEM-FvLMS algorithm are used respectively to simulate the active control of noise when the acoustic feedback is considered. The simulation results show that compared with the FvLMS algorithm, the EEM-FvLMS algorithm has better performance for line spectral noise. For the noise of draught fans, FvLMS algorithm and EEM-FvLMS algorithm are basically equivalent. The EEM-FvLMS algorithm can also effectively control the interference signal in the error signal which the FvLMS algorithm cannot control.

Key words: acoustics; active noise control; acoustic feedback; IIR filter; equation error method; FvLMS

噪声控制方法从原理上可以分为两类,即无源噪声控制和有源噪声控制^[1]。通常来说,无源噪声控制方法,如吸声、隔声和使用消声器,对中、高频噪声可以取得较好的控制效果,但对低频噪声却难以取得理想的控制效果^[2]。因此,对低频噪声有较好控制效果的有源噪声控制技术被提出并发展起来。前馈控制和反馈控制是有源噪声控制的两种主要形式。反馈系统虽然不需要获得参考信号,省去了参考传感器,但稳定性差,因此在实际的有源噪声控制应用中,人们更愿意选择前馈控制系统。与此同时,前馈

系统会产生声反馈现象:次级声源产生的次级声信号传至参考传感器处。声反馈现象的存在会降低系统性能,甚至造成控制不能收敛^[3]。解决声反馈的方法有采用传感器阵列^[4]、声学结构^[5]、反馈中和算法^[6]和IIR滤波器。

应用前馈滤波器和反馈滤波器两个FIR滤波器组成IIR滤波器能够模拟存在声反馈时声场传递函数中的零点和极点,从而抵消声反馈的影响。同时IIR滤波器能用更少的阶数达到与FIR滤波器相同的性能,但是计算复杂度更高,稳定性也更差。IIR滤波器分为两种实现方法:输出误差法(OEM)和方程误差法(EEM)。采用输出误差法时,误差曲面不是标准二次型,会存在局部极小值,使收敛后反馈滤波器不能完全抵消声反馈路径。采用方程误差法(EEM)的IIR滤波器没有反馈运算,计算量更少,稳定性更好,能收敛到最优解^[7]。

收稿日期:2020-05-20

作者简介:李小波(1996-),男,湖北省荆州市人,硕士研究生,主要研究方向为有源噪声控制。

E-mail: lixiaobo5014@gmail.com

通信作者:靳国永,男,博士生导师。

E-mail: guoyongjin@hrbeu.edu.cn

本文将采用方程误差法的IIR滤波器引入到有源噪声控制算法中,在FvLMS算法^[8]的基础上,提出EEM-FvLMS算法。在考虑声反馈的情况下,应用FvLMS算法和EEM-FvLMS算法进行有源噪声控制仿真实验。仿真结果表明,对于窄带噪声,EEM-FvLMS算法性能更优;对于风机噪声,FvLMS算法与EEM-FvLMS算法性能相当;对于FvLMS算法不能控制的误差信号中的干扰信号,EEM-FvLMS算法也能有效控制。

1 IIR滤波LMS算法

IIR滤波LMS算法结构如图1所示。

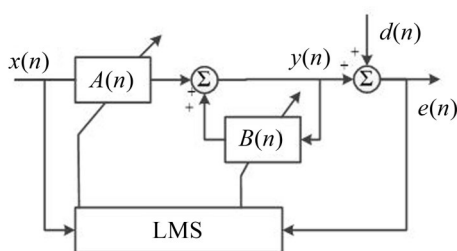


图1 IIR滤波LMS算法框图

其中: $x(n)$ 是输入信号; $A(n)$ 是前馈FIR滤波器; $B(n)$ 是反馈FIR滤波器; $y(n)$ 是输出信号; $d(n)$ 是期望信号; $e(n)$ 是误差信号。

1.1 输出误差法

如图1所示,误差信号为

$$e(n) = y(n) + d(n) \quad (1)$$

输出信号 $y(n)$ 可以表示为

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) x(n-i) + \sum_{j=1}^M b_j(n) y(n-j) = a^T(n) x(n) + b^T(n) y(n-1) \quad (2)$$

其中: $a(n) = [a_0(n), a_1(n), \dots, a_{N-1}(n)]^T$ 表示前馈滤波器权系数矢量; $b(n) = [b_1(n), b_2(n), \dots, b_M(n)]^T$ 表示反馈滤波器权系数矢量; N 和 M 分别表示前馈和反馈滤波器的长度。

式(2)可以表示为

$$y(n) = w^T(n) u(n) \quad (3)$$

其中:

$$w(n) = \begin{bmatrix} a(n) \\ b(n) \end{bmatrix}, u(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ y(n-1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

假设参考信号和期望信号均是平稳各态遍历过程,则均方误差(mean squared error, MSE)为

$$J(n) = E(e^2(n)) \quad (5)$$

LMS算法运用最陡下降法获得权系数的递推公式,时刻 n 的权系数 $w(n)$ 矢量减去一个正比于梯度 $\nabla(n)$ 的量就是 $n+1$ 时刻的权系数矢量,即

$$w(n+1) = w(n) - \mu \nabla(n) \quad (6)$$

$$\nabla(n) = \frac{\partial}{\partial w(n)} \{e^2(n)\} = -2e(n) \frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n)\} \quad (7)$$

根据式(3)可得:

$$\frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n)\} = u(n) + \sum_{j=1}^{M-1} b_j(n) \frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n-j)\} \quad (8)$$

因为输出信号 $y(n)$ 与自身的过去值相关,所以 $\frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n-j)\}$ 不等于零,误差曲面不是标准二次型,存在局部极小值。

1.2 方程误差法

在方程误差法的IIR滤波中,输出信号表示为

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) x(n-i) + \sum_{j=1}^M b_j(n) d(n-j) \quad (9)$$

从式(9)可以看出,当前时刻的输出信号不与过去时刻的输出信号相关,因此误差曲面是标准的二次型,仅有一个全局极小值。

2 FvLMS算法

文献[8]给出了FvLMS算法的详细推导过程。

考虑声反馈的前馈有源噪声控制系统结构如图2所示。

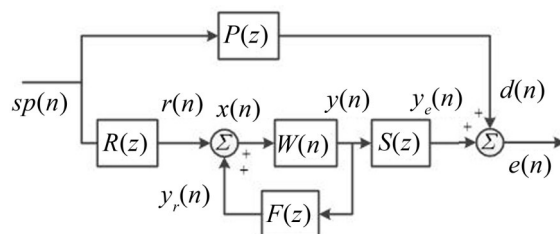


图2 存在声反馈的有源噪声控制系统

其中, $sp(n)$ 表示初级噪声; $P(z)$ 表示初级噪声到误差传感器的传递函数; $R(z)$ 表示初级噪声到参考传感器的传递函数; $W(n)$ 表示控制器; $F(z)$ 表示次级声源到参考传感器的传递函数; $S(z)$ 表示次级声源到误差传感器的传递函数;

考虑声反馈时,参考信号为

$$x(n) = r(n) + \sum_{m=0}^{\infty} f(m) y(n-m) \quad (10)$$

误差信号为

$$e(n) = d(n) + y_e(n) = d(n) + \sum_{m=0}^{\infty} s(m) y(n-m) \quad (11)$$

将式(11)代入式(8),得到:

$$\frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n)\} = u(n) + \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) \times \sum_{m=0}^{\infty} f(m) \frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n-i-m)\} + \sum_{j=1}^{M-1} b_j(n) \frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n-j)\} \quad (12)$$

式(12)的计算过程相当复杂,因为所有过去时刻的 y 值及其导数都要使用当前时刻的滤波器权系数矢量来计算。假设滤波器的权系数更新足够慢,便可以做如下近似计算:

$$\frac{\partial \{y(k-j)\}}{\partial w(n)} \approx \frac{\partial \{y(k-j)\}}{\partial w(n-j)} \quad (13)$$

则式(12)可以改写为

$$v(n) = u(n) + \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) \sum_{m=0}^{\infty} f(m) v(n-i-m) + \sum_{j=1}^M b_j(n) v(n-j) \quad (14)$$

其中: $v(n)$ 定义为

$$v(n) \triangleq \frac{\partial}{\partial w(n)} \{y(n)\} \quad (15)$$

$$v(n) = [\alpha_0(n), \dots, \alpha_{N-1}(n), \beta_1(n), \dots, \beta_M(n)]^T \quad (16)$$

其中:

$$\alpha_p(n) = \frac{\partial}{\partial a_p(n)} \{y(n)\}, \quad 0 \leq p < N \quad (17)$$

$$\beta_p(n) = \frac{\partial}{\partial b_p(n)} \{y(n)\}, \quad 0 < p \leq M$$

计算滤波 v 信号

$$v_f(n) = \sum_{m=0}^{\infty} s(m) v(n-m) \quad (18)$$

滤波 v_f 信号还可以表示为

$$v_f(n) = [f_0(n), \dots, f_{N-1}(n), g_1(n), \dots, g_M(n)]^T \quad (19)$$

其中:

$$f_p(n) = \sum_{m=0}^{\infty} s(m) \alpha_p(n-m), \quad 0 \leq p < N \quad (20)$$

$$g_p(n) = \sum_{m=0}^{\infty} s(m) \beta_p(n-m), \quad 0 < p \leq M$$

则滤波器权矢量迭代公式为

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n) v_f(n) \quad (21)$$

其中: μ 为步长因子。

图3展示了FvLMS算法的结构图,表1展示了FvLMS算法的计算过程。其中, L_f 和 L_s 分别表示声反馈路径和次级路径长度。

3 EEM-FvLMS算法

在FvLMS算法中应用方程误差法,则 v 信号变为

$$v(n) = u(n) + \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) \sum_{m=0}^{\infty} f(m) v(n-i-m) \quad (22)$$

其中: $u(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ d(n-1) \end{bmatrix}$ 。

在实际的有源噪声控制实践中,期望信号是无法测量的,但可以获得期望信号的估计值^[9]

$$\hat{d}(n) = e(n) - \hat{y}_e(n) \quad (23)$$

其中: $\hat{y}_e(n) = \sum_{m=0}^{\infty} \hat{s}(m) y(n-m)$

所以在EEM-FvLMS算法中,IIR滤波器的输入信号为

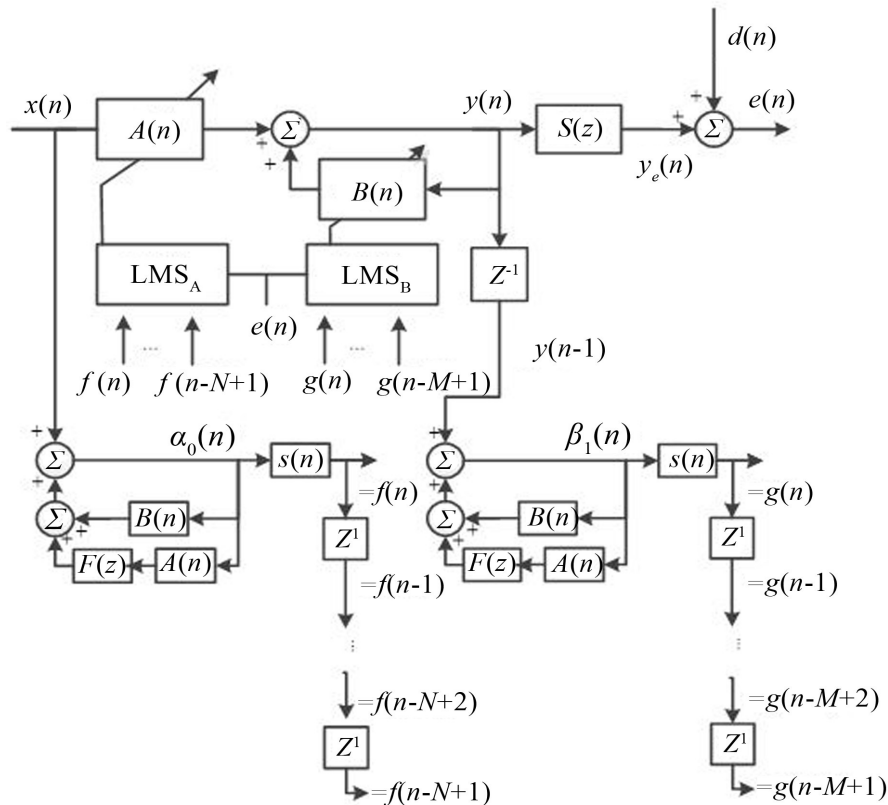


图3 FvLMS算法框图

表1 FvLMS算法计算简表

| |
|--|
| 初始化: $\alpha_0(0)=\beta_1(0)$ |
| $y(n)=w^T(n)u(n)$ |
| $\alpha_0(n)=x(n)+\sum_{i=0}^{N-1}a_i(n)\sum_{m=0}^{L_f-1}\hat{f}(m)\alpha_0(n-i-m)+\sum_{j=1}^Mb_j(n)\alpha_0(n-j)$ |
| $\beta_1(n)=y(n-1)+\sum_{i=0}^{N-1}a_i(n)\sum_{m=0}^{L_f-1}\hat{f}(m)\beta_1(n-i-m)+\sum_{j=1}^Mb_j(n)\beta_1(n-j)$ |
| $f_0(n)=\sum_{m=0}^{L_f-1}\hat{s}(m)\alpha_0(n-m)$ |
| $g_1(n)=\sum_{m=0}^{L_f-1}\hat{s}(m)\beta_1(n-m)$ |
| $v_f(n)=[f_0(n),\dots,f_0(n-N+1),g_1(n),\dots,g_1(n-M+1)]^T$ |
| $w(n+1)=w(n)+2\mu e(n)v_f(n)$ |

$$u(n)=\begin{bmatrix} x(n) \\ e(n-1)-\hat{y}_e(n-1) \end{bmatrix} \quad (24)$$

EEM-FvLMS 算法结构如图4所示,计算过程见表2。

对比两种算法的计算过程,可以发现EEM-FvLMS 算法计算量更少。

由式(24)可知,EEM-FvLMS 算法中,IIR 滤波器的输入信号不仅包含参考信号,而且与误差信号相关,所以可以预料EEM-FvLMS 算法可以消除误差信号中与参考信号不相关的噪声。这在实际的有源噪声控制实践中是有利的,因为误差传感器会存在测量误差,误差传感器处存在干扰噪声。

由式(10)可知,存在声反馈时,参考信号与IIR

滤波器输出信号有关,进而与IIR 滤波器权矢量有关,所以严格意义上EEM-FvLMS 算法的误差曲面也会存在局部极小值。但比较两种算法中的信号 u ,可以发现:EEM-FvLMS 算法中信号 u 与IIR 滤波器权矢量的关联性更低,因此误差曲面更接近标准二次型,全局收敛性更好。

4 仿真实验

在MATLAB 中进行基于FvLMS 算法与EEM-FvLMS 算法的有源噪声控制仿真实验。仿真实验采用文献[8]中所用传递函数:

$$R(z)=[-0.02 \ 0.4 \ -0.1];$$

$$P(z)=[0.05 \ -0.001 \ 0.001 \ 0.80 \ 0.6 \ -0.2 \ -0.5 \ 0.10 \ 0.4 \ 0.05];$$

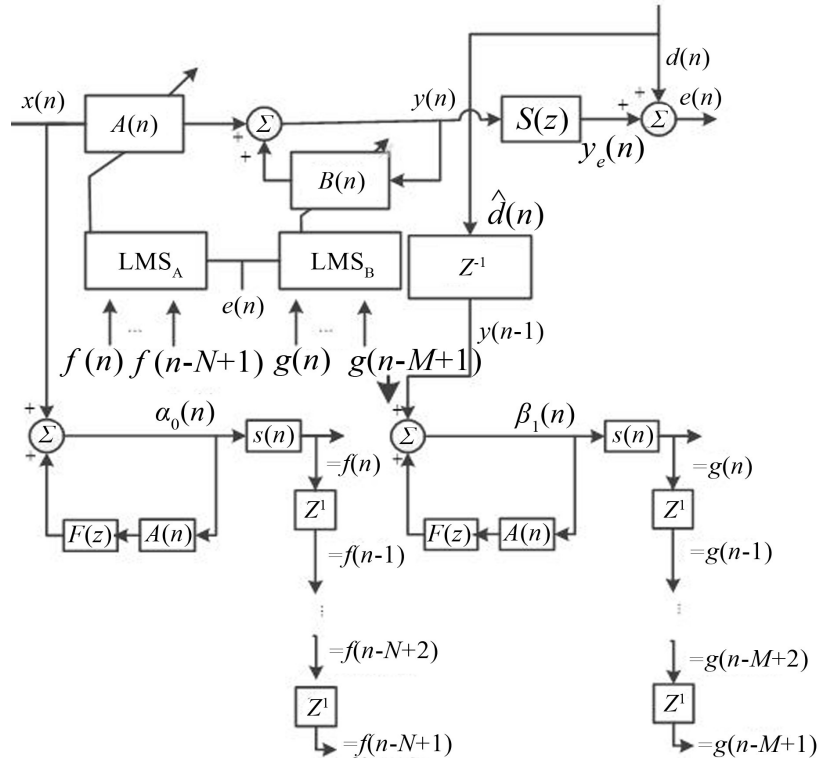


图4 EEM-FvLMS算法框图

表2 EEM-FvLMS算法计算过程表

| |
|--|
| 初始化: $\alpha_0(0) = \beta_1(0)$ |
| $y(n) = w^T(n)u(n)$ |
| $\alpha_0(n) = x(n) + \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) \sum_{m=0}^{L_f-1} \hat{f}(m) \alpha_0(n-i-m)$ |
| $\beta_1(n) = \hat{d}(n-1) + \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n) \sum_{m=0}^{L_f-1} \hat{f}(m) \beta_1(n-i-m)$ |
| $f_0(n) = \sum_{m=0}^{L_s-1} \hat{s}(m) \alpha_0(n-m)$ |
| $g_1(n) = \sum_{m=0}^{L_s-1} \hat{s}(m) \beta_1(n-m)$ |
| $v_f(n) = [f_0(n), \dots, f_0(n-N+1), g_1(n), \dots, g_1(n-M+1)]^T$ |
| $w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n) v_f(n)$ |

$$S(z) = [0.005 \ -0.01 \ 0.95 \ 0.01 \ -0.9];$$

$$F(z) = [0 \ 0.6].$$

实验中次级通道和反馈通道建模均采用离线建模方式, FvLMS算法和EEM-FvLMS算法中前馈滤波器和反馈滤波器长度分别为70和30, 步长因子统一为0.001。

(1) 实验一

初级噪声为幅值均为1、频率分别为200 Hz的正弦信号并叠加信噪比为30 dB的白噪声。频域控制结果如图5所示。

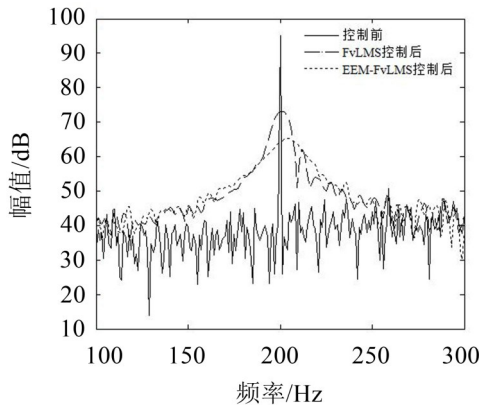


图5 实验一控制结果

由图5可知, FvLMS算法在200 Hz处取得22 dB左右的降噪量, EEM-FvLMS算法在200 Hz处取得32 dB左右的降噪量。因此, 针对窄带噪声EEM-FvLMS算法的性能更优。

(2) 实验二

初级噪声为消声室中采集的风机噪声, 如图6所示。频域控制结果如图7所示, 截取了主要噪声频率所在的部分频带。

由图7可知FvLMS算法和EEM-FvLMS算法在90 Hz和135 Hz处均取得了10 dB左右的降噪量。

因此, 针对宽带噪声, FvLMS算法和EEM-FvLMS算法具有相当的性能, 但由前面的分析可知EEM-FvLMS算法的计算量更少, 这在多通道控制中是非常重要的。

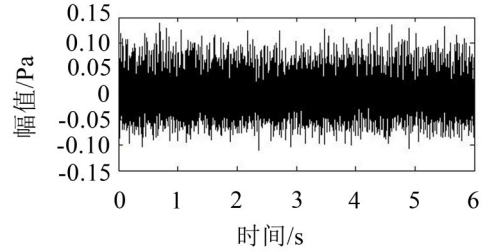


图6 风机噪声信号

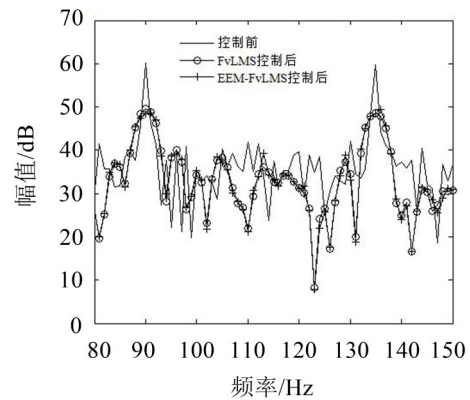


图7 实验二控制结果

(3) 实验三

实验三中分析当误差信号存在干扰噪声时FvLMS算法和EEM-FvLMS算法的性能。在文献[9]中用窄带的变压器噪声作为误差传感器处于干扰噪声。变压器、空调和旋转机械等生活中常见的噪声源都具有窄带特性。因此将窄带噪声作为干扰噪声是可行的。

实验三中初级噪声是幅值为1、频率为500 Hz的正弦信号并叠加信噪比为20 dB的白噪声; 误差信号中加入幅值为1、频率为360 Hz的正弦信号并叠加信噪比为30 dB的白噪声的干扰信号。控制结果如图8所示。

由图8可知, FvLMS算法仅可以消除初级噪声, 500 Hz处的降噪量在20 dB左右; EEM-FvLMS算法不仅可以消除初级噪声, 而且可以消除误差信号中的窄带干扰噪声, 在360 Hz处的降噪量为20 dB左右, 在500 Hz处的降噪量为30 dB左右。

5 结语

在考虑声反馈的情况下, 为解决采用OEM的FvLMS算法全局收敛性差的缺陷, 提出了没有反馈运算、全局收敛性更好、运算量更小的EMM-FvLMS

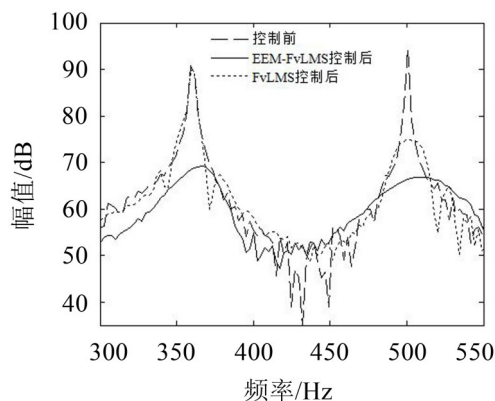


图8 实验三控制结果

算法。应用FvLMS算法和EEM-FvLMS算法进行有源噪声控制仿真实验。仿真结果表明:针对窄带噪声,EEM-FvLMS算法性能更优;针对风机噪声,FvLMS算法与EEM-FvLMS算法性能相当;对于FvLMS算法所不能控制的误差信号中的干扰信号,EEM-FvLMS算法也能有效控制。虽然针对宽带噪声EEM-FvLMS算法的降噪性能并无优势,但计算量更小,这在多通道控制中是非常重要的。综上,EEM-FvLMS算法性能更优。

参考文献:

- [1] 韩宇菲. 有源噪声控制中自适应算法研究及在局部空间降噪的应用[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2019.
- [2] 陈惟发. 基于DSP的有源噪声控制技术研究[D]. 成都:西南交通大学,2015.
- [3] 马进,邹海山,邱小军. 存在声反馈的前馈有源噪声控制系统性能分析[J]. 声学学报,2016(5):686-693.
- [4] WANG Y, YANG Y, LI X. On direct optimization in mode space for robust supergain beamforming of circular array mounted on a cylinder[J]. Chinese Journal of Acoustics, 2012, 31(4): 392-407.
- [5] ZHAO X, LI X, DING R. Enhancement of low-frequency sound absorption of microperforated panels by adding a mechanical impedance[J]. Chinese Journal of Acoustics, 2015, 34(1): 27-36.
- [6] AKHTAR M T, MITSUHASHI W. Variable step-size based method for acoustic feedback modeling and neutralization in active noise control systems[J]. Applied Acoustics, 2011, 72(5): 297-304.
- [7] 李伟. 几种自适应滤波算法的研究与应用[D]. 秦皇岛:燕山大学,2006.
- [8] CRAWFORD, DAVID H. Adaptive IIR filtered-v algorithms for active noise control[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1997, 101(4): 2097-2005.
- [9] CHUNG YING HO, KUO KAI SHYU, CHENG YUAN CHANG, et al. Development of equation-error adaptive IIR-filter-based active noise control system[J]. Applied Acoustics, 2020, 163: 107226.
- [1] 朱军. 我国城市轨道交通发展现状与对策建议[J]. 城市轨道交通研究,2005,8(6):11-14.
- [2] 翟婉明,赵春发. 现代轨道交通工程科技前沿与挑战[J]. 西南交通大学学报,2016,51(2):209-226.
- [3] 邢淑梅. 提速铁路客车减振降噪技术研究[D]. 大连:大连交通大学,2009.
- [4] JANG H, HOPKINS C. Prediction of sound transmission in long spaces using ray tracing and experimental statistical energy analysis[J]. Applied Acoustics, 2018, 130: 15-33.
- [5] 蒋忠进,邱小军,崔铁军. 基于声线跟踪法对闭空间声场预测的接收球半径计算[J]. 应用声学,2008(6):44-51.
- [6] 蔡铭,陈志斌,邹竞芳. 一种结合室内空间剖分的声线跟踪法[J]. 应用声学,2013(1):38-42.
- [7] 曾向阳,陈克安. 基于声线法的声场脉冲响应计算机模拟研究[J]. 西北工业大学学报,2000(4):629-633.
- [8] ZENG XIANG YANG, CHEN KE AN, SUN JIN CAI. On the accuracy of the ray-tracing algorithms based on various sound receiver models[J]. Applied Acoustics, 2003, 64(4): 433-441.
- [9] 祝培生,莫方朔,路晓东,等. 语言清晰度客观评价方法——对IEC 60268-16(4.0版,2011.6)规范的解读[J]. 电声技术,2012(5):40-45.
- [10] HOUTGAST T. The modulation transfer function in room acoustics as a predictor of speech intelligibility[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 1973, 54(2): 557.
- [11] 谭刚平. 车内语言清晰度分析评价及其主动控制技术研究[D]. 长春:吉林大学,2013.
- [12] PENG J, BEI C, SUN H. Relationship between Chinese speech intelligibility and speech transmission index in rooms based on auralization[J]. Speech Communication, 2011, 53(7): 986-990.
- [13] ZHU P, MO F, KANG J. Relationship between Chinese speech intelligibility and speech transmission index under reproduced general room conditions[J]. Acta Acustica united with Acustica, 2014, 100(5): 880-887.

(上接第145页)

参考文献: