

基于传递函数测试的高效主被动复合吸声控制算法

贾立波, 安峰岩*, 刘碧龙

(青岛理工大学 机械与汽车工程学院, 青岛 266525)

摘要: 将多孔材料和扬声器并联组合实施主动吸声可以有效拓宽吸声频带, 但受高阶模态影响, 该方法在中频处性能略有下降。对并联主被动复合吸声的最优控制器频率响应进行理论分析, 提出了一种新的基于传递函数测试的主动控制算法。该方法中, 对主声源、次级声源分别与驻波管内测试传声器、控制传声器间的频率响应进行测量, 并利用最优控制器频率响应反推辅助滤波器, 从而构建误差信号用于控制。基于驻波管进行了实验验证, 结果表明提出的主动控制算法可以进一步提升复合吸声结构的性能。使用 80 mm 厚的复合吸声结构在 20~800 Hz 频率范围内可获得接近 1 的最优吸声系数。

关键词: 噪声及噪声控制; 主动吸声; 主动噪声控制; 宽带吸声

中图分类号: TU112.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-4602(2026)01-0074-08

DOI: 10.3969/j.issn.1673-4602.2026.01.010

Efficient active-passive composite sound absorption control algorithm based on transfer function testing

JIA Libo, AN Fengyan*, LIU Bilong

(School of Mechanical and Automotive Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266525, China)

Abstract: The parallel combination of porous materials and speakers for active sound absorption can effectively broaden the absorption frequency band. However, the performance of this method slightly decreases in the mid-frequency range due to the influence of higher-order modes. Theoretical analysis of the frequency response of the optimal controller for parallel hybrid passive-active sound absorption was carried out, and a novel active control algorithm based on transfer function testing is proposed. In this method, the frequency responses between the primary source and secondary source and the test microphone and control microphone in the standing wave tube are measured respectively. The auxiliary filter is computed from the frequency response of the optimal controller to construct the error signal for control. Experimental validation is conducted based on the standing wave tube, and the results indicate that the proposed active control algorithm can further enhance the performance of the composite sound absorption structure. Using a composite sound absorption structure with a thickness of 80 mm, an optimal absorption coefficient close to 1 can be achieved in the

收稿日期: 2024-09-09

基金项目: 国家自然科学基金(12374447)

作者简介: 贾立波(1999—), 男, 辽宁朝阳人。硕士, 研究方向为减振降噪。E-mail: Libojia1999@qq.com。

* 通信作者: 安峰岩(1985—), 男, 山东青岛人。博士, 副教授, 主要从事噪声、振动主动控制理论和应用方面的研究。
E-mail: anfy@qut.edu.cn。

frequency range of 20 to 800 Hz.

Key words: noise and noise control; active sound absorption; active noise control; broadband sound absorption

吸声是噪声控制的重要手段。在实际应用中,被动吸声材料因成本低且在中高频段吸声表现良好被广泛使用。然而,在低频段,由于波长通常远大于被动吸声体的等效厚度,这极大限制了它们的吸声性能^[1-3]。

相较之下,主动控制方法通过引入扬声器、传声器以及控制电路,可以在低频段实现有效吸声。释压法(PR)^[4]和阻抗匹配法(IM)^[5]首次被引入到主动吸声领域。COBO等^[6-9]提出了一种混合主被动吸声结构,将扬声器放置在微穿孔板后腔中,用PR抑制该腔体内的声压,并在驻波管和消声室内进行了实验,结果表明,该复合结构在260~1500 Hz频带内吸声系数可以达到0.94。MA等^[10-13]基于类似的复合吸声结构进行了进一步研究,将微穿孔板后腔的扬声器视为点声源,并进行了详细的模态分析,由于主动吸声结构与被动吸声结构以串联方式组合,当考虑扬声器的后腔时,复合结构的整体等效厚度较大。ZHANG等^[14]使用集中参数模型分析了每个电路元素对分流扬声器声阻抗的影响。LI等^[15-17]提出了一种使用回溯算法确定扬声器分流电路最佳参数的方法,研究了由分流扬声器和穿孔板组成的吸声结构的电、机械和声学共振的耦合效应。RIVET等^[18]通过直接控制扬声器的输入电流,拓宽了低频吸声带。GUO等^[19]提出了一种双环比例-积分-微分(PID)控制方法,使用2个传声器,分别放置在扬声器振膜前和后腔中,可以同时获取扬声器振膜的声压和速度,实现了更好的吸声性能。FURSTOSS等^[20]首次将自适应算法引入到阻抗控制领域,通过声压传感器和速度传感器构建误差信号,自适应地最小化误差信号的能量,获得目标阻抗。然而,设计因果性的滤波器是困难的。因此,提出了一种反馈自适应控制算法,可以在周期性干扰下实现复杂的目标阻抗。

在上述提到的阻抗控制方法中,因为单个扬声器的等效控制面积有限,扬声器单元的数量可能会相当庞大,因此,AN等^[21]提出了一种改进的自适应阻抗控制方法,采用双传声器同时测量扬声器振膜的声压和速度,并向传声器输出引入额外的延迟^[22],简化了辅助滤波器的设计。实验结果表明,在20~800 Hz频率范围内平均吸声系数可以达到0.9。但是该方法在300~500 Hz频率范围内受到高阶模态的影响,吸声系数下降。

在AN等^[21]研究基础上,本文通过传递函数法^[23]测量得到主声源、次级声源分别与每个传声器之间的传递函数,计算实际的最佳控制器,进一步反推辅助滤波器,实现主动控制。与原方法相比,新方法无需测量吸声材料的声阻抗,最佳控制频率响应只取决于声源和传声器之间的传递函数,前表面传声器位置不对吸声性能产生影响,可以弥补复合吸声结构在中频吸声性能的不足,实现目标频带最优的吸声效果。

1 改进的主被动吸声

1.1 主被动复合吸声基本方法

图1为文献[21]中的主被动复合吸声结构在驻波管内的示意,主声源用于产生白噪声信号,扬声器作为次级声源,将其振膜表面与多孔材料前表面平行放置在Z坐标轴为0处,组成复合吸声结构。传声器M₁、M₂放置在驻波管上方,用于测量吸声系数。传声器M₃、M₄分别放置在复合吸声结构前表面和扬声器后腔中,测量声压和速度,声压分别为P₃、P₄,并通过控制器主动控制扬声器振膜声阻抗与空气特性声阻抗相匹配,实现最优控制效果。

使用文献[19]中方法构建误差信号e,可以表示为

$$e = P_3 - Z_{sp} \frac{j\omega V}{\rho c^2 S} P_4 \quad (1)$$

式中:Z_{sp}为扬声器振膜的最佳声阻抗;j为虚数单位;ω为频率;V为扬声器后腔体积;ρ为空气密度;c为声速;S为扬声器振膜面积。

通过使用控制算法将误差信号的能量最小化,可以使扬声器振膜声阻抗达到最佳值,实现最佳吸声。

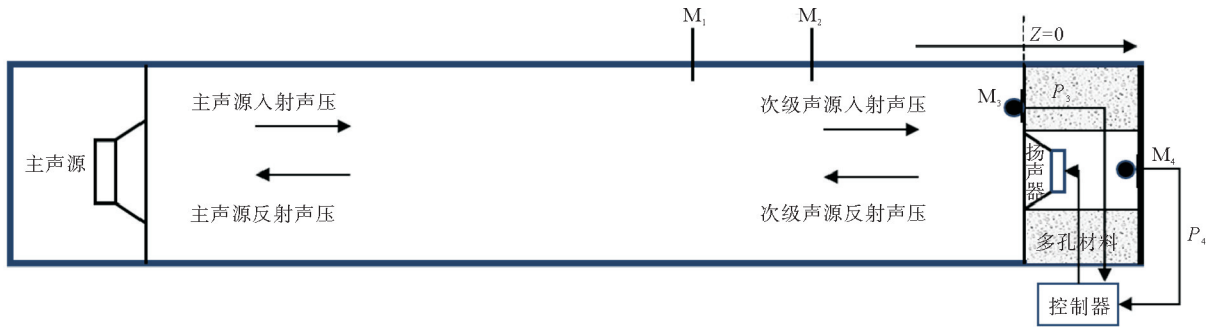


图1 扬声器与多孔材料并联的主被动复合吸声结构示意图

用于最小化误差信号的控制算法如图2所示。其中, x 为声源激励信号; $S_3(z)$ 、 $S_4(z)$ 分别为控制器 $W(z)$ 输出与传声器 M_3 、 M_4 拾取信号之间的传递函数; d_3 、 d_4 分别为主声源在 M_3 、 M_4 处激励的干扰信号; $D(z)$ 为微分器。为了实现 P_4 的目标滤波, 给 P_3 和 P_4 引入了延迟 Δ 从而设计出目标频率响应对应的辅助滤波器 $A_u(z)$ 。 $\hat{S}(z)$ 为根据整体次级通道 $S(z)$ 建立的模型, 通过最小均方(LMS)算法自动更新控制器系数。

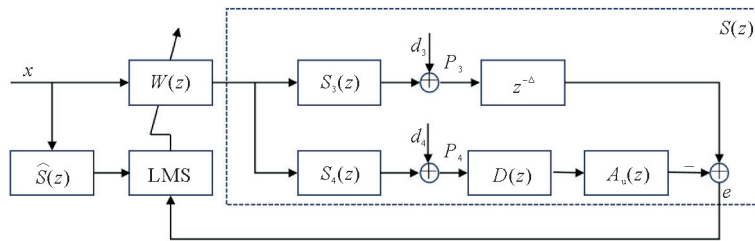


图2 控制扬声器振膜声阻抗的主动噪声控制(ANC)算法

在图2中, 误差信号可以表示为

$$e = z^{-\Delta} P_3 - D(z) A_u(z) P_4 \quad (2)$$

比较式(1)和式(2), 可以得到辅助滤波器 $A_u(z)$ 的目标频率响应为

$$A_u(\omega) = Z_{sp}(\omega) \frac{V}{\rho c^2 S} e^{-j\Delta\omega} = \frac{Z_0(\omega) V}{[S_0 Z_0(\omega) + \rho c (S - S_0)] c} e^{-j\Delta\omega} \quad (3)$$

式中: Z_0 为多孔材料声阻抗; S_0 为吸声结构前表面总面积。

根据文献[22]中的理论, 使用加权最小均方算法可以求出具有目标频率响应的有限脉冲响应(FIR)辅助滤波器的系数, 得到最优辅助滤波器, 进而得到最优控制器的频率响应, 实现完美的主动吸声。

由上述可知, 最优控制器的频率响应与辅助滤波器中多孔材料阻抗、扬声器后腔体积、复合吸声结构尺寸和空气特性声阻抗有关, 在测量时会产生误差导致测量值与实际值不符, 从而不能实现最佳的控制效果, 无法得到完美的吸声系数。基于上述主被动复合吸声基本方法以及存在的不足, 提出了一种新的基于传递函数测试的主动控制算法。

1.2 基于传递函数测试的主动控制算法

在该方法中, 通过测量主声源、次级声源分别与4个传声器之间的传递函数即可求出最优控制器的频率响应, 再通过传递函数求出 M_3 、 M_4 处的声压建立误差信号, 求出相应的因果性辅助滤波器频率响应, 进一步求出实际控制器频率响应, 实现主动控制, 解决复合吸声结构在目标频带内使用原方法时吸声系数下降的问题, 从而得到最优吸声效果。

通过实验测量的主声源与 M_1 、 M_2 、 M_3 、 M_4 之间的传递函数分别是 H_{r1} 、 H_{r2} 、 H_{r3} 、 H_{r4} , 次级声源与 M_1 、 M_2 、 M_3 、 M_4 之间的传递函数分别是 H_{y1} 、 H_{y2} 、 H_{y3} 、 H_{y4} 。在主动控制前, 主声源发声, 次级声源关闭。 M_1 、 M_2 处的声压 P_1 、 P_2 为

$$P_1 = Ae^{jkz_1} + Be^{-jkz_1} = RH_{r1} \quad (4)$$

$$P_2 = Ae^{jkz_2} + Be^{-jkz_2} = RH_{r2} \quad (5)$$

式中: z_1 、 z_2 为吸声结构表面($Z=0$)到 M_1 、 M_2 的距离; k 为波数; R 为主声源在频域的激励; A 、 B 分别为主声源入射声压 P_i 和反射声压 P_r 的幅值。

求解上述公式得到

$$A = \frac{RH_{r1}e^{-jkz_2} - RH_{r2}e^{-jkz_1}}{e^{jk(z_1-z_2)} - e^{jk(z_2-z_1)}} \quad (6)$$

$$B = \frac{RH_{r1}e^{jkz_2} - RH_{r2}e^{jkz_1}}{e^{jk(z_2-z_1)} - e^{jk(z_1-z_2)}} \quad (7)$$

则反射系数 r :

$$r = \frac{P_r}{P_i} = \frac{B}{A} = \frac{H_{r1}e^{jkz_2} - H_{r2}e^{jkz_1}}{H_{r2}e^{-jkz_1} - H_{r1}e^{-jkz_2}} \quad (8)$$

同理,主声源关闭,次级声源发声,计算得到次级声源的入射声压 S_i 和反射声压 S_r 的幅值 C 、 D :

$$C = \frac{YH_{y1}e^{-jkz_2} - YH_{y2}e^{-jkz_1}}{e^{jk(z_1-z_2)} - e^{jk(z_2-z_1)}} \quad (9)$$

$$D = \frac{YH_{y1}e^{jkz_2} - YH_{y2}e^{jkz_1}}{e^{jk(z_2-z_1)} - e^{jk(z_1-z_2)}} \quad (10)$$

式中: Y 为次级声源在频域的激励。

主动控制后,主声源和次级声源同时作用并实现完美吸声时,应满足总反射声场声压幅值为零,即

$$P_r + S_r = 0 \quad (11)$$

得到控制器最佳频率响应 W :

$$W = \frac{Y}{R} = \frac{H_{r1}e^{jkz_2} - H_{r2}e^{jkz_1}}{H_{y2}e^{jkz_1} - H_{y1}e^{jkz_2}} \quad (12)$$

传声器 M_3 、 M_4 的声压 P_3 、 P_4 为

$$P_3 = RH_{r3} + YH_{y3} = R \left(H_{r3} + \frac{H_{r1}e^{jkz_2} - H_{r2}e^{jkz_1}}{H_{y2}e^{jkz_1} - H_{y1}e^{jkz_2}} H_{y3} \right) \quad (13)$$

$$P_4 = RH_{r4} + YH_{y4} = R \left(H_{r4} + \frac{H_{r1}e^{jkz_2} - H_{r2}e^{jkz_1}}{H_{y2}e^{jkz_1} - H_{y1}e^{jkz_2}} H_{y4} \right) \quad (14)$$

则 P_3 、 P_4 之间的传递函数关系 F :

$$F = \frac{P_3}{P_4} = \frac{R \left(H_{r3} + \frac{H_{r1}e^{jkz_2} - H_{r2}e^{jkz_1}}{H_{y2}e^{jkz_1} - H_{y1}e^{jkz_2}} H_{y3} \right)}{R \left(H_{r4} + \frac{H_{r1}e^{jkz_2} - H_{r2}e^{jkz_1}}{H_{y2}e^{jkz_1} - H_{y1}e^{jkz_2}} H_{y4} \right)} = \frac{H_{r3}H_{y2}e^{jkz_1} - H_{r3}H_{y1}e^{jkz_2} + H_{r1}H_{y3}e^{jkz_2} - H_{r2}H_{y3}e^{jkz_1}}{H_{r4}H_{y2}e^{jkz_1} - H_{r4}H_{y1}e^{jkz_2} + H_{r1}H_{y4}e^{jkz_2} - H_{r2}H_{y4}e^{jkz_1}} \quad (15)$$

使用同方法构建误差信号 e :

$$e = P_3 - FP_4 = P_3 - \frac{H_{r3}H_{y2}e^{jkz_1} - H_{r3}H_{y1}e^{jkz_2} + H_{r1}H_{y3}e^{jkz_2} - H_{r2}H_{y3}e^{jkz_1}}{H_{r4}H_{y2}e^{jkz_1} - H_{r4}H_{y1}e^{jkz_2} + H_{r1}H_{y4}e^{jkz_2} - H_{r2}H_{y4}e^{jkz_1}} P_4 \quad (16)$$

通过控制算法使误差信号的能量最小化,实现最优的吸声效果。相较于原方法,使用此控制方法构建误差信号时,并不需要提前测量多孔材料的特性声阻抗,不需要对声场理论进行推导,不需要知道复合吸声结构的物理尺寸,因为该方法主动控制仅与传递函数有关,因此吸声系数不会因复合吸声结构前表面传

声器位置变化而受到影响,避免了因测量多孔材料阻抗和结构物理属性时产生的误差对实验数据的影响,使实验结果更加准确、可靠。

1.3 传声器灵敏度校正方法

由式(6)和式(7)可知 A 、 B 与传递函数 H_{r1} 、 H_{r2} 有关,但是同类传声器之间也存在灵敏度差异,导致测量的 P_1 、 P_2 与实际物理场的声压有差异,影响 A 、 B 的值。为了消除灵敏度差异,分别将传声器 M_1 、 M_2 互相交换位置前、后分别测量一次数据得到 $H_1^{M_1} = \Delta_1 H_{r1}$, $H_2^{M_2} = \Delta_2 H_{r2}$; $H_2^{M_1} = \Delta_2 H_{r1}$, $H_1^{M_2} = \Delta_1 H_{r2}$ 。其中, H_1 、 H_2 分别为主声源与传声器 1、2 之间的传递函数; M_1 、 M_2 为测量时传声器的位置; Δ_1 、 Δ_2 分别为传声器 1、2 的灵敏度误差系数。

对传递函数 H_1 、 H_2 分别取平均值,得到位置 M_1 、 M_2 处对传声器灵敏度校正后的传递函数:

$$H_{r1}^0 = \sqrt{H_1^{M_1} H_2^{M_1}} = \sqrt{\Delta_1 H_{r1} \Delta_2 H_{r1}} = \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{r1} \quad (17)$$

$$H_{r2}^0 = \sqrt{H_2^{M_2} H_1^{M_2}} = \sqrt{\Delta_2 H_{r2} \Delta_1 H_{r2}} = \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{r2} \quad (18)$$

则校正后的声压幅值 A^0 、 B^0 为

$$A^0 = \frac{\sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{r1} e^{-jkz_2} - \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{r2} e^{-jkz_1}}{e^{jk(z_1 - z_2)} - e^{jk(z_2 - z_1)}} \quad (19)$$

$$B^0 = \frac{\sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{r1} e^{jkz_2} - \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{r2} e^{jkz_1}}{e^{jk(z_2 - z_1)} - e^{jk(z_1 - z_2)}} \quad (20)$$

因此,校正后的反射系数 r_p^0 为

$$r_p^0 = \frac{B^0}{A^0} = \frac{H_{r1} e^{jkz_2} - H_{r2} e^{jkz_1}}{H_{r2} e^{-jkz_1} - H_{r1} e^{-jkz_2}} \quad (21)$$

则传声器灵敏度校正后的吸声系数 α 为

$$\alpha = 1 - |r_p^0|^2 = 1 - \left| \frac{H_{r1} e^{jkz_2} - H_{r2} e^{jkz_1}}{H_{r2} e^{-jkz_1} - H_{r1} e^{-jkz_2}} \right|^2 \quad (22)$$

同理,得到次级声源声压幅值 C^0 、 D^0 :

$$C^0 = \frac{\sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{y1} e^{-jkz_2} - \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{y2} e^{-jkz_1}}{e^{jk(z_1 - z_2)} - e^{jk(z_2 - z_1)}} \quad (23)$$

$$D^0 = \frac{\sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{y1} e^{jkz_2} - \sqrt{\Delta_1 \Delta_2} H_{y2} e^{jkz_1}}{e^{jk(z_2 - z_1)} - e^{jk(z_1 - z_2)}} \quad (24)$$

因此,在求得所有实际的传递函数后可以计算得到准确的最佳控制器频率响应,避免了误差带来的影响,提高了实验的可靠性。

2 实验

利用驻波管实验系统验证所提出方法的有效性,如图3所示。由亚克力板制造的驻波管横截面尺寸为 $196 \text{ mm} \times 196 \text{ mm}$,长度 1100 mm ,壁厚 15 mm 。功率放大器驱动的扬声器作为主声源放置在驻波管左侧,测试的复合吸声结构在管道另一侧。复合吸声结构厚 80 mm ,由多孔材料和1个直径 50 mm 的扬声器组成。多孔材料的孔隙率 0.9942 ,流阻率 $15734 \text{ Pa} \cdot \text{s/m}^2$,热特征长度 $1.97 \times 10^{-4} \text{ m}$,黏滞特征长度 $9.2 \times 10^{-5} \text{ m}$,曲折因子 1.04 。采集器收集2个测试传声器测量到的主声源激励,传送到计算机计算主动控制前的吸声系数。2个电容式麦克风分别作为 M_3 、 M_4 放置在复合吸声结构前表面和扬声器后腔内。 M_3 和 M_4 的输出传送到由作为控制芯片的 TMS320C6747 芯片和作为数模转换芯片的 ADAU1772 芯片组成的控制器,控制器由电池供电,采样频率 16000 Hz ,输出信号通过另一个功率放大器驱动复合吸声结构的扬声器,抵消主声源的反射声压,实现主动控制。因驻波管物理结构特性,沿 Z 轴只能传播 800 Hz

以下的平面波,因此在控制实验中,计算机随机生成频率 0~800 Hz 的白噪声信号驱动声源,并作为参考信号输入到控制器中。

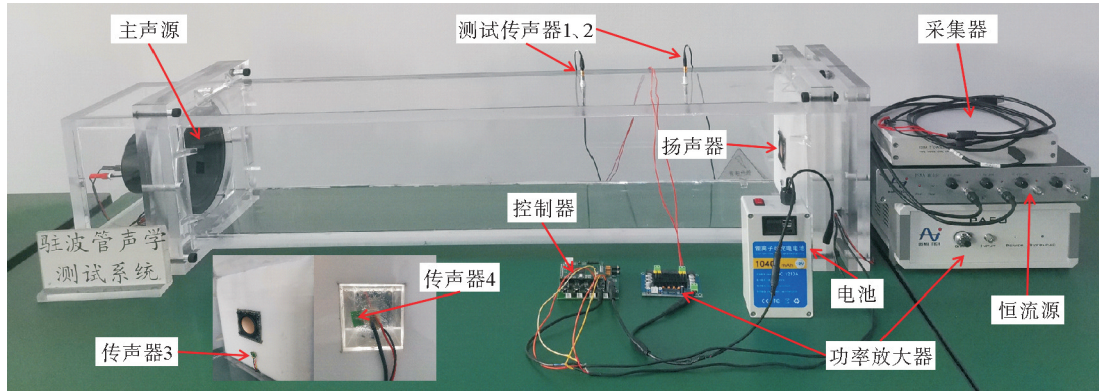


图 3 驻波管实验系统装置

实验过程中,首先通过控制器测量主声源、次级声源分别与 4 个传声器之间的传递函数,通过式(12)计算得到控制器最佳频率响应,即改进方法最优值,如图 4 所示。再通过最佳频率响应设计相应的辅助滤波器。辅助滤波器设计完成后,次级声源发出白噪声信号作为激励信号,通过有限脉冲响应(FIR)滤波器使用最小均方算法识别 M_3 、 M_4 与控制器之间的次级通道。将识别的次级通道与辅助滤波器结合计算出系统整体的次级通道,求出实际控制器频率响应,即改进方法设计结果。由图 4 可以看出,改进方法的设计结果与最优值基本一致,略有差异是在次级通道识别时有误差导致的,并且改进方法设计结果与原方法的设计结果相符,在中频 300~500 Hz 内略有不同是因为原方法受到高阶模态的影响,而改进方法的控制器频率响应只与传递函数有关,不会受到这些因素影响,可以得到实际且可靠的结果。

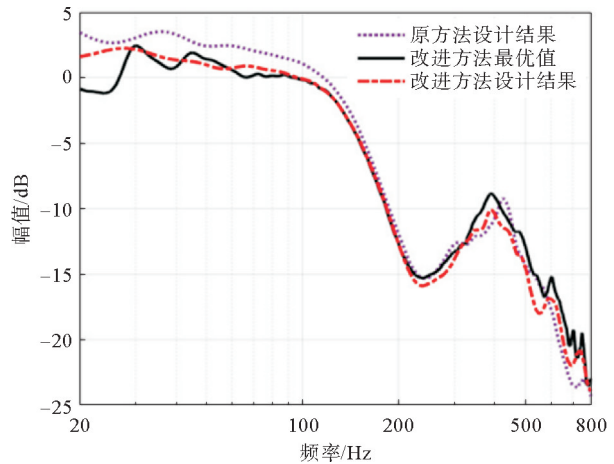


图 4 控制器频率响应幅值设计结果对比

设计的辅助滤波器频率响应如图 5 所示。由图 5 可以看出,辅助滤波器在目标频带 20~800 Hz 频率范围内的设计结果与目标基本一致,并与原方法结果相符,因控制频率响应的差异导致设计的辅助滤波器频率响应在低频略有不同。

设计完成的控制器使用 FIR 滤波器进行主动控制实验。主动控制前后的误差信号功率谱如图 6 所示。在主动控制后,改进方法在目标频带 20~800 Hz 频率范围内对误差信号实现了能量的减小,并且在 150 Hz 频率附近误差信号能量最大降低约 30 dB,证明了该控制方法的有效性。

主动控制前后的吸声系数如图 7 所示。控制前的吸声系数主要由多孔材料作用,在低频吸声性能较差,高频展现出良好的吸声效果。同时由图 7 可以看出,原方法控制后的吸声系数在 300~500 Hz 内受到高阶模态在驻波管内叠加的影响导致吸声系数下降,而改进方法主动控制后的吸声系数在目标频带内弥补了原方法在低频 20~50 Hz、中频 300~500 Hz 内吸声性能的不足,表现出了几乎为 1 的最优吸声系数曲线。实验结果与图 4 中控制器频率响应的曲线差异相对应,再次验证了该方法主动吸声的有效性。

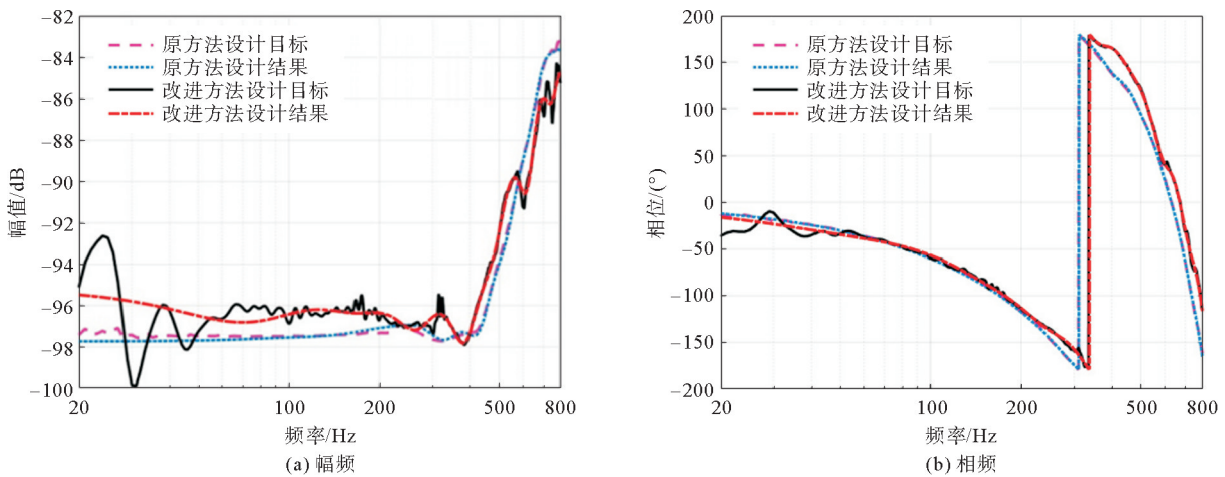


图5 辅助滤波器设计目标和设计结果

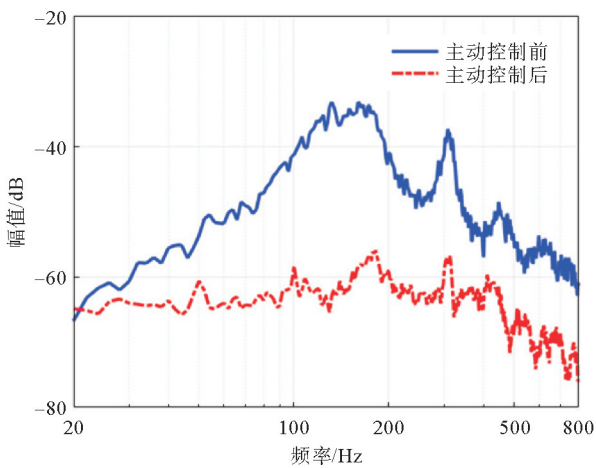


图6 控制前、后的误差信号功率谱

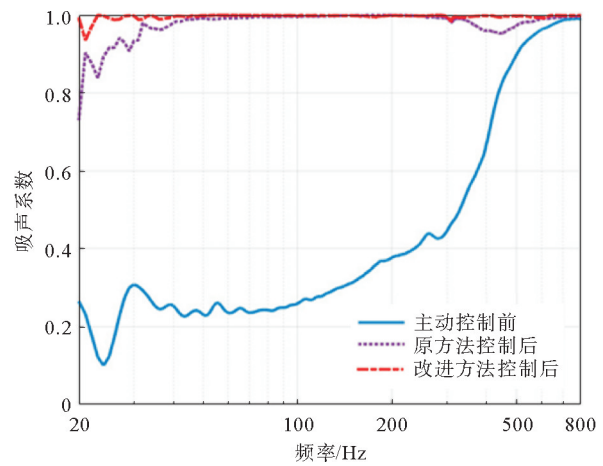


图7 主动控制前、后的吸声系数

3 结束语

基于主被动复合吸声结构提出了一种基于传递函数测试的控制算法,从而改进了主动控制的性能。此方法通过测量主声源、次级声源分别与测试、控制传声器之间的频率响应,求出最优控制器频率响应,设计出辅助滤波器,进而建立误差信号,并使用 LMS 算法实现控制。该方法克服了原方法在中频带受高阶模态影响导致吸声系数下降的缺陷,进一步提升了吸声效果。同时,该方法不需要测量被动吸声材料声阻抗特性,计算过程中不需要知道复合吸声结构物理尺寸,复合吸声结构前表面传声器位置不会影响吸声系数,避免了在测量过程中引入误差影响实验结果。通过驻波管实验系统进行了实验验证,结果表明,该方法在 20~800 Hz 频率范围内表现出吸声系数几乎为 1 的曲线。

参考文献(References):

- [1] LOUIS A. Network analysis and feedback amplifier design[J]. Quarterly of Applied Mathematics, 1946, 4(3): 311.
- [2] FANO R M. Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances[J]. Journal of the Franklin Institute, 1950, 249(1): 57-83.
- [3] ROZANOV K N. Ultimate thickness to bandwidth ratio of radar absorbers[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000, 48(8): 1230-1234.
- [4] GUICKING D, LORENZ E. An active sound absorber with porous plate[J]. Journal of Vibration and Acoustics, Stress, and Reliability in Design, 1984, 106(3): 389-392.

- [5] BEYENE S,BURDISSO R A. A new hybrid passive/active noise absorption system[J]. The Journal of the Acoustical Society of America,1997,101(3):1512-1515.
- [6] COBO P,FERNANDEZ A,DOUTRES O. Low-frequency absorption using a two-layer system with active control of input impedance[J]. The Journal of the Acoustical Society of America,2003,114(6):3211-3216.
- [7] COBO P,PFRETZSCHNER J,CUESTA M. Hybrid passive-active absorption using microperforated panels[J]. The Journal of the Acoustical Society of America,2004,116(4):2118-2125.
- [8] COBO P,CUESTA M. Hybrid passive-active absorption of a microperforated panel in free field conditions[J]. The Journal of the Acoustical Society of America,2007,121(6):EL251-EL255.
- [9] COBO P,CUESTA M. Measuring hybrid passive-active sound absorption of a microperforated liner at oblique incidence[J]. The Journal of the Acoustical Society of America,2009,125(1):185-190.
- [10] MA X Y,CHEN K A,WANG L,et al. Active control of low frequency sound absorption of large sized micro-perforated panel absorber by using point source[J]. Applied Acoustics,2022,185:108424.
- [11] MA X Y,CHEN K A,WANG L,et al. Structural acoustic controlled active micro-perforated panel absorber for improving wide-band low frequency sound absorption[J]. Mechanical Systems and Signal Processing,2022,178:109295.
- [12] MA X Y,CHEN K A,WANG L,et al. Low frequency sound absorption performance of large sized active micro-perforated panel absorber in free field[J]. Acta Physica Sinica,2023,72(6):064304.
- [13] MA X Y,CHEN K A,WANG L,et al. Passive and active low frequency sound absorption performance of the finite and large sized micro-perforated panel absorber on oblique incidence condition[J]. Journal of Sound and Vibration,2023,547:117511.
- [14] ZHANG Y M,WANG C Q,HUANG L X. Tuning of the acoustic impedance of a shunted electro-mechanical diaphragm for a broadband sound absorber[J]. Mechanical Systems and Signal Processing,2019,126:536-552.
- [15] LI Z H,LI X,LIU B L. Optimization of shunted loudspeaker for sound absorption by fully exhaustive and backtracking algorithm[J]. Applied Sciences,2021,11(12):5574.
- [16] LI X,CAO Z G,LI Z H,et al. Sound absorption of a shunt loudspeaker on a perforated plate[J]. Applied Acoustics,2022,193:108776.
- [17] CAO Z G,LI X,LIU B L. Broadband sound absorption of a hybrid absorber with shunt loudspeaker and perforated plates[J]. Applied Acoustics,2023,203:109185.
- [18] RIVET E,KARKAR S,LISSEK H. Broadband low-frequency electroacoustic absorbers through hybrid sensor-/shunt-based impedance control[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2017,25(1):63-72.
- [19] GUO X,VOLERY M,LISSEK H. PID-like active impedance control for electroacoustic resonators to design tunable single-degree-of-freedom sound absorbers[J]. Journal of Sound and Vibration,2022,525:116784.
- [20] FURSTOSS M,THENAIL D,GALLAND M. Surface impedance control for sound absorption: Direct and hybrid passive/active strategies[J]. Journal of Sound and Vibration,1997,203(2):219-236.
- [21] AN F Y,ZHAO P,LIU W B. Active impedance control of a loudspeaker and its parallel combination with porous materials for broadband sound absorption[J]. Mechanical Systems and Signal Processing,2024,206:110909.
- [22] AN F Y,CAO Y,LIU B L. Optimized decentralized adaptive control of noise and vibration for periodic disturbances[J]. The Journal of the Acoustical Society of America,2018,144(4):EL275-EL280.
- [23] GB/T 18696. 2—2002,声学 阻抗管中吸声系数和声阻抗的测量 第 2 部分:传递函数法[S].
GB/T 18696. 2—2002,Acoustics Determination of sound absorption coefficient and impedance in impedance tubes Part 2: Transfer-function method[S].

(责任编辑 张晓靖;英文校审 程文华)