

自由场中大尺寸有源微穿孔板吸声器的
低频吸声性能*王蕾¹⁾ 马玺越^{2)†} 陈克安²⁾ 刘韬²⁾

1) (西安建筑科技大学理学院, 西安 710055)

2) (西北工业大学航海学院, 西安 710072)

(2022 年 11 月 9 日收到; 2022 年 12 月 21 日收到修改稿)

大尺寸有源微穿孔板吸声器的低频吸声性能依赖于入射声场环境, 故在现有管道声场的研究基础上, 探究了其在自由场环境中的有源吸声性能. 首先, 引入随位置变化的声压反射系数表征非局部反应表面在垂直入射平面波激励下的反射声场, 并结合模态分析法建立理论模型. 其次, 从空腔声模态对入射波的反射作用及对声吸收的贡献度揭示了自由场中有源吸声的物理机制, 构建了误差传感策略. 最后, 实验验证了理论模型与所获结论的正确性. 研究表明: 入射波激励起的 (0, 0, 0) 空腔声模态, 其幅值越大对入射波的反射作用越强; 控制源抑制该声模态并使其幅值降到最优值时, 它不再反射并会大幅吸收入射波, 低频吸声性能显著提升. 但控制源激发的高阶空腔声模态对入射波起完全反射作用, 将阻碍控制性能的提升. 故相比于管道声场, 自由场中的有源吸声性能有所减弱. 控制源在抑制 (0, 0, 0) 声模态的同时能确保不大幅激起高阶声模态时, 声压释放和阻抗匹配传感策略对自由场环境仍然适用.

关键词: 微穿孔板吸声器, 低频有源吸声, 自由场控制机理, 误差传感策略**PACS:** 43.50.+y, 43.55.+p**DOI:** 10.7498/aps.72.20222151

1 引言

微穿孔板 (micro-perforated panel, MPP) 吸声性能优越, 同时具有质轻、无纤维及清洁等优点, 其作为新型多功能吸声材料得到广泛应用. 由马大猷^[1]提出的微穿孔板吸声器 (micro-perforated panel absorber, MPPA) 是实际应用的典型形式, 它由 MPP 及后部刚性壁空腔构成. 空气浅腔内产生的 Helmholtz 共振能增大 MPP 孔隙中空气介质的质点振速, 从而增强声能量的耗散并显著提升 MPPA 的吸声性能.

MPPA 的共鸣吸声特性导致其有效吸声频带

(吸声系数大于 0.5) 只能限定在以共振频率为中心的较窄频带内. 研究者们提出串联型吸声器^[2–7]、并联型吸声器^[8,9]及改进型^[10–18]MPPA(如用不规则空腔来增强 MPP 孔隙内空气介质振动与空腔声场的耦合效应)来拓宽中高频吸声频带. 此时, 进一步提升 MPPA 的低频吸声性能, 对于拓展 MPPA 的应用领域及解决低频降噪难题都具有重要意义. 低频段内 MPPA 较大的空腔声抗导致低频吸声性能很弱, 故将共鸣结构引入 MPPA 来降低空腔声抗, 获得低频窄带内吸声性能的提升^[19–21], 如引入 Helmholtz 共鸣器^[19,20]、超材料或超结构^[14]及分流阻尼扬声器^[21]等. 受共鸣吸声机理的制约, 吸声性能的提升只局限在低频窄带内. 而将有源控

* 国家自然科学基金青年科学基金 (批准号: 51705421)、陕西省自然科学基金基础研究计划 (批准号: 2018JQ1025) 和中国博士后科学基金 (批准号: 2019M663821) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: xiyuema@nwpu.edu.cn

制技术引入 MPPA 构成的有源微穿孔板吸声器 (active-MPPA, A-MPPA), 可实现低频宽带性能的提升, 因而受到重点关注。

Cobo 等 [22–25] 针对小尺寸 MPPA (腔内声场近似为正向平面波与反射波的叠加), 采用活塞声源作为控制源来抑制空腔声场, 并提出了阻抗匹配 (impedance matching, IM) 和声压释放 (pressure release, PR) 传感策略来构建有源控制系统 [22], 大幅提升了 MPPA 的低频吸声性能。为满足大面积吸声的需求, Ma 等 [26] 将 A-MPPA 扩展为大尺寸结构。为更好适应复杂环境, Ma 等 [27,28] 进一步提出基于结构声控制的 A-MPPA, 即用点力控制的弹性结构作为控制源代替活塞式扬声器来构建轻薄型 A-MPPA。基于活塞式扬声器的大尺寸 A-MPPA, 扬声器更接近于点声源。因此, 以上两种 A-MPPA 的控制源均会激励起空腔的高阶声模态 (除 (0,0,0) 模态), 这使得大尺寸 A-MPPA 存在可控的上限截止频率, 上限值取决于控制源的位置 [26]。其原理在于, 当工作频率小于某个高阶声模态的共振频率时, 该激励起的模态对吸声性能的提升无贡献。当工作频率大于共振频率时, 该激励起的模态将对入射波产生反射作用, 进而阻碍吸声性能的提升 [27]。

为便于揭示大尺寸 A-MPPA 的有源吸声物理机制, 以上研究均在管道内的平面波激励条件下展开。正是由于管道内特殊的声传播特性, 才导致大尺寸 A-MPPA 存在可控的上限截止频率, 即以上物理规律依赖于入射端管道声场的特殊性质, 并不具有普遍性。因此, 大尺寸 A-MPPA 用于更具实际意义的自由声场时 [29], 其有源吸声性能与控制机制将不同于现有结论。此时, 无论工作频率低于或高于某个空腔模态的共振频率, 该激发的空腔模态都会对入射波产生反射作用。鉴于此, 本文将深入探究大尺寸 A-MPPA (控制源为扬声器) 在自由场平面波垂直入射激励下的有源吸声性能, 揭示自由场有源吸声的物理机制并构建恰当的误差传感策略, 为其工程应用奠定理论基础。

由于控制源激励起高阶空腔声模态, 自由场环境下大尺寸 A-MPPA 的表面阻抗分布将不均匀 [30,31] (非局部反应表面), 仅通过分析表面阻抗 [22–25] 或 MPP 孔隙介质振动与空腔声场耦合的变化 [10–18] 难以揭示出控制的物理本质。鉴于此, 引入随表面位置变化的声压反射系数来表征反射声场, 并结合模态分析法 [32–34] 建立自由场中 A-MPPA 的理论

模型。然后, 通过探究空腔声模态对入射声能的反射及吸收作用揭示出低频吸声性能弱的根源, 并通过分析控制状态下各空腔模态对入射声能反射作用的强弱, 来间接评判其对有源吸声性能提升的贡献度, 以此揭示有源吸声的物理机制, 并探讨 PR 与 IM 策略在自由场环境中的适用性。

2 理论建模

2.1 自由场中 A-MPPA 的声振响应求解

图 1(a) 所示为 A-MPPA 的侧视图, 点源靠近空腔后壁布置 (大尺寸 A-MPPA), 空腔的其余 5 个壁面均为刚性壁面。由于低频段内很大的空腔声抗, MPP 的弹性振动对 A-MPPA 吸声性能的影响较小 [33]。控制后 A-MPPA 吸声性能提升的主要原因为控制源抵消空腔声场来降低低频声抗, 进而使其表面阻抗接近空气介质的特征阻抗, 故 MPP 的弹性振动对 A-MPPA 有源吸声性能的影响也很小 [33]。为简化理论模型, 本文将 MPP 假设为刚性结构。不失一般性, 控制源采用单个点源, 多个点源控制时的建模过程与单点源类似。如果 A-MPPA 的尺寸不是远大于普通扬声器 (振膜直径为 10 cm 的扬声器), 则扬声器应等效为活塞源, 相应的理论模型如图 1(b) 所示。

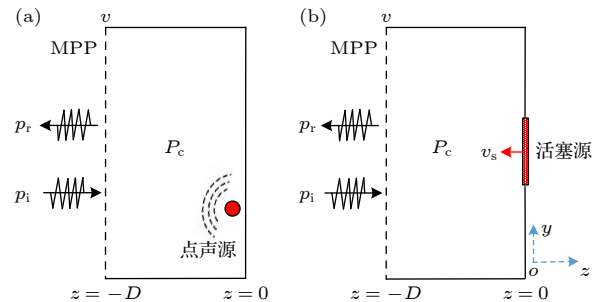


图 1 A-MPPA 侧视图 (a) 控制源为点源模型; (b) 控制源为活塞源模型

Fig. 1. Sketch of the A-MPPA: (a) The control source is point source; (b) the control source is piston source.

以点源控制模型为例, 在自由场垂直入射平面波 p_i 及腔内点声源激励下, 空腔声压 $P_c(x, y, z, t)$ 满足如下的非齐次波动方程 [26]:

$$\nabla^2 P_c(x, y, z, t) - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 P_c(x, y, z, t)}{\partial t^2} = -\rho_0 \frac{\partial Q(x_s, y_s, z_s, t)}{\partial t}, \quad (1)$$

式中 ρ_0 和 c_0 表示空气的密度和声速; $Q(x_s, y_s, z_s, t)$ 为点源强度, $Q(x_s, y_s, z_s, t) = q(\omega)e^{j\omega t}\delta(x - x_s, y - y_s, z - z_s)$, $q(\omega)$ 为幅值, (x_s, y_s, z_s) 为点源的位置. MPP 表面上声压的法向梯度满足连续性边界条件 $\partial P_c / \partial n = j\omega\rho_0 v(x, y)$, 其中 $v(x, y)$ 为 MPP 表面的法向介质质点振速. 根据模态叠加原理, 空腔声压 $P_c(x, y, z, t)$ 可表示为

$$P_c(x, y, z, t) = \sum_{u=0}^U \sum_{w=0}^W \sum_{m=0}^M P_{uwm}(t) \psi_{uwm}(x, y, z), \quad (2)$$

$P_{uwm}(t)$ 为第 (u, w, m) 阶模态的幅值; $\psi_{uwm}(x, y, z)$ 为刚性壁空腔的声模态函数, $\psi_{uwm}(x, y, z) = \cos\left(\frac{u\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{w\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{m\pi z}{D}\right)$. 根据格林第二公式和声模态函数的正交性, 可获得模态振幅 $P_{uwm}(t)$ 的表达式:

$$P_{uwm}(\omega) = -\frac{j\omega\rho_0 c_0^2 \int_0^a \int_0^b v(x, y) \psi_{uwm}(x, y, -D) dx dy}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)} - \frac{j\omega\rho_0 c_0^2 q(\omega) \psi_{uwm}(x_s, y_s, z_s)}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)}, \quad (3)$$

式中, ω_{uwm} 和 ξ_{uwm} 分别为第 (u, w, m) 阶声模态的共振频率和模态阻尼比; M_{uwm} 为广义模态质量, $M_{uwm} = \iiint_V \psi_{uwm}(x, y, z)^2 dV$; a 和 b 为 A-MPPA 的长和宽; D 为空腔深度.

自由场中垂直入射平面波的声压为 $p_i = p_0 e^{j(\omega t - k_0 z)}$, 其中 p_0 为入射波的幅值, $k_0 = \omega / c_0$ 为波数. 总的来说, 入射侧声场由入射声 p_i 、反射声 p_r 及 MPP 表面法向振速产生的辐射声 p_{rad} 组成. 对于轻质流体负载 (如空气介质), p_{rad} 占 A-MPPA 所耗散声能的很小部分, 且其大小与入射波 p_i 相比很小, 因此可忽略不计^[33]. 由于在控制状态下控制

源激励起了空腔高阶声模态, 故 A-MPPA 表面阻抗具有非均匀特性 (非局部反应表面). 引入随表面位置变化的声压反射系数 $r(x, y)$, A-MPPA 表面的反射波声压 $p_r = r(x, y)p_0 e^{j(\omega t + k_0 z)}$. 则入射侧声场在 A-MPPA 表面的总声压可表示为 (省略时间谐波因子 $e^{j\omega t}$)

$$p = p_i + p_r = p_0 e^{jk_0 D} + p_0 r(x, y) e^{-jk_0 D}. \quad (4)$$

A-MPPA 的表面法向振速 $v(x, y)$ 可认为是邻近 MPP 孔的每个孔单元的空间平均振速^[33]:

$$v(x, y) = \sigma \frac{p - P_{c,D}}{z_0}, \quad (5)$$

式中 $P_{c,D}(x, y)$ 为空腔内 $z = -D$ 处的声压; σ 为 MPP 的孔隙率; z_0 为 MPP 的孔隙声阻抗, 它可表示为^[26] (当孔隙常数满足 $1 < k_h < 10$)

$$z_0 = \frac{32\eta t_h}{d_h^2} \left(\sqrt{1 + \frac{k_h^2}{32}} + \frac{\sqrt{2}}{32} k_h \frac{d_h}{t_h} \right) + j\rho_0 \omega t_h \left[1 + \left(9 + \frac{k_h^2}{2} \right)^{-1/2} + \frac{8}{3\pi} \frac{d_h}{t_h} \right], \quad (6)$$

其中 d_h 和 t_h 为 MPP 的孔隙直径和 MPP 厚度, η 为空气黏度系数, $k_h = (d_h/2)/r_{visc}(\omega)$ 为孔隙常数, $r_{visc}(\omega) = \sqrt{\eta/\rho_0\omega}$ 为黏性边界层厚度.

根据入射侧的总声压与表面法向振速的关系式 $v(x, y) = (-1/j\omega\rho_0) \partial p / \partial z|_{z=-D}$, $v(x, y)$ 也可表示为

$$v(x, y) = \frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{jk_0 D} - \frac{p_0 r(x, y)}{\rho_0 c_0} e^{-jk_0 D}, \quad (7)$$

将 (2), (4) 与 (7) 式代入 (5) 式, 将 (5) 式两边同乘以模态函数 $\varphi_{uw}(x, y) = \cos(u\pi x/a) \cos(w\pi y/b)$, 并利用模态函数的正交性可得以下关系式:

$$\int_0^a \int_0^b r(x, y) \varphi_{uw}(x, y) dx dy = A_{uw} + q(\omega) B_{uw}, \quad (8)$$

式中系数 A_{uw} 与 B_{uw} 可表示为

$$A_{uw} = \frac{\left[1 - \frac{\sigma}{z_0} \sum_{m=0}^M \frac{j\omega\rho_0 c_0^2 \beta^{uw}}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)} \right] \frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{jk_0 D} Q_{uw} - \frac{\sigma}{z_0} p_0 e^{jk_0 D} Q_{uw}}{\left[1 - \frac{\sigma}{z_0} \sum_{m=0}^M \frac{j\omega\rho_0 c_0^2 \beta^{uw}}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)} \right] \frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{-jk_0 D} + \frac{\sigma}{z_0} p_0 e^{-jk_0 D}}, \quad (9)$$

$$B_{uw} = \frac{-\frac{\sigma}{z_0} \sum_{m=0}^M \frac{j\omega\rho_0 c_0^2 (-1)^m \beta^{uw} \psi_{uwm}(x_s, y_s, z_s)}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)}}{\left[1 - \frac{\sigma}{z_0} \sum_{m=0}^M \frac{j\omega\rho_0 c_0^2 \beta^{uw}}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)} \right] \frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{-jk_0 D} + \frac{\sigma}{z_0} p_0 e^{-jk_0 D}}, \quad (10)$$

(9) 式和 (10) 式中 $\beta^{uw} = \int_0^a \int_0^b \varphi_{uw}(x, y)^2 dx dy$, $Q_{uw} = \int_0^a \int_0^b \varphi_{uw}(x, y) dx dy$.

根据 (7) 式和 (8) 式, (3) 式中的变量 $\int_0^a \int_0^b v(x, y) \psi_{uwm}(x, y, -D) dx dy$ 可化简为 $\int_0^a \int_0^b dx dy v(x, y) \times \psi_{uwm}(x, y, -D) = (-1)^m [C_{uw} + q(\omega) D_{uw}]$. 其中系数 C_{uw} 与 D_{uw} 为 $C_{uw} = \frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{jk_0 D} Q_{uw} - \frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{-jk_0 D} A_{uw}$, $D_{uw} = -\frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{-jk_0 D} B_{uw}$. 进一步将 (2), (4) 和 (7) 式代入 (5) 式, 经化简可得声压反射系数 $r(x, y)$ 的表示式:

$$r(x, y) = \beta_1 + \beta_2 \mathbf{P}_1 \Psi + \beta_2 q(\omega) \mathbf{P}_2 \Psi, \quad (11)$$

其中系数 β_1 与 β_2 , 向量 \mathbf{P}_1 , \mathbf{P}_2 与 Ψ 分别为

$$\beta_1 = \left(\frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{-jk_0 D} + \frac{\sigma}{z_0} p_0 e^{-jk_0 D} \right)^{-1} \left(\frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{jk_0 D} - \frac{\sigma}{z_0} p_0 e^{jk_0 D} \right), \quad \beta_2 = \left(-\frac{p_0}{\rho_0 c_0} e^{-jk_0 D} - \frac{\sigma}{z_0} p_0 e^{-jk_0 D} \right)^{-1} \frac{\sigma}{z_0},$$

$$\mathbf{P}_1 = [\cdots, -(-1)^m P_{uwm}, \cdots] = \left[\cdots, \frac{j\omega \rho_0 c_0^2 C_{uw}}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)}, \cdots \right]_{(1, U \times W \times M)},$$

$$\mathbf{P}_2 = \left[\cdots, \frac{j\omega \rho_0 c_0^2 D_{uw} + j\omega \rho_0 c_0^2 (-1)^m \psi_{uwm}(x_s, y_s, z_s)}{M_{uwm}(\omega^2 + 2j\xi_{uwm}\omega_{uwm}\omega - \omega_{uwm}^2)}, \cdots \right]_{(1, U \times W \times M)},$$

$$\Psi = [\psi_{000}(x, y, z), \psi_{010}(x, y, z), \cdots, \psi_{uwm}(x, y, z), \cdots, \psi_{UWM}(x, y, z)]^T (m = 0).$$

获得声压反射系数后, 根据 (4) 式和 (7) 式, A-MPPA 吸收的声功率可定义为

$$\Pi_{\text{abs}} = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\int_0^a \int_0^b p(x, y) \cdot v(x, y)^H dx dy \right], \quad (12)$$

其中 H 表示复数的共轭, $\text{Re}[\cdot]$ 表示取复数的实部. 则 A-MPPA 的吸声系数 α 为

$$\alpha = \frac{\Pi_{\text{abs}}}{\Pi_{\text{inc}}}, \quad (13)$$

其中 Π_{inc} 为入射平面波的声功率, $\Pi_{\text{inc}} = \frac{|p_0|^2 ab}{(2\rho_0 c_0)}$.

基于活塞源的 A-MPPA 其建模过程与上述基本一致. 假设活塞源的强度为 $v_s(\omega) \Delta S$, $v_s(\omega)$ 和 ΔS 分别为活塞源的振速和面积. 此时, (3) 式中的项 $-j\omega \rho_0 c_0^2 q(\omega) \psi_{uwm}(x_s, y_s, z_s)$ 应改为 $-j\omega \rho_0 c_0^2 v_s(\omega) \cdot \Delta S Q_{s, uwm}$, 其中 $Q_{s, uwm}$ 可表示为

$$Q_{s, uwm} = \int_0^a \int_0^b \int_0^D \psi_{uwm}(x, y, z = 0) \times \chi(x_{s1} \sim x_{s2}, y_{s1} \sim y_{s2}) dx dy dz, \quad (14)$$

式中, 当 x 与 y 满足 $x_{s1} \leq x \leq x_{s2}$ 与 $y_{s1} \leq y \leq y_{s2}$ 时, $\chi(x_{s1} \sim x_{s2}, y_{s1} \sim y_{s2}) = 1$, 否则 $\chi = 0$. 其中 x_{s1} 与 x_{s2} 为矩形活塞源沿长度方向 (x 轴) 的起止坐标值, y_{s1} 与 y_{s2} 为矩形活塞源沿宽度方向 (y 轴) 的起止坐标值. 等式 (8) 与 (11) 中的 $q(\omega) \psi_{uwm}(x_s, y_s, z_s)$ 相应替换为 $v_s(\omega) \Delta S Q_{s, uwm}$, 进而可通过 (13) 式计算 A-MPPA 的吸声系数.

2.2 吸声性能最优化

值得注意, (12) 式中含有点源幅值未知变量 $q(\omega)$, 它决定了控制后 A-MPPA 的低频吸声系数. 由于 A-MPPA 吸收声功率最大时, 对应吸声系数也达到最大值. 因此, 可将 Π_{abs} 作为理论上 A-MPPA 的最优目标函数. 最优的点源幅值可以通过最大化该目标函数来求得, 从而可获得控制后 A-MPPA 最优的吸声性能. 将 (4), (7) 和 (11) 式代入 (12) 式中, Π_{abs} 可进一步表示为

$$\Pi_{\text{abs}} = A + \text{Re}[Bq(\omega)] + \text{Re}[Cq(\omega)^H] + \text{Re}[Eq(\omega)q(\omega)^H], \quad (15)$$

式中系数 A , B , C 与 E 分别为

$$A = \frac{p_0^2 ab}{2\rho_0 c_0} - \frac{p_0^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re}[\beta_1 \beta_1^H ab + \beta_1 \beta_2^H \Phi^T \mathbf{P}_1^H + \beta_1^H \beta_2 \mathbf{P}_1 \Phi + \beta_2 \beta_2^H \mathbf{P}_1 \Omega \mathbf{P}_1^H],$$

$$B = -\frac{p_0^2}{2\rho_0 c_0} [\beta_1^H \beta_2 \mathbf{P}_2 \Phi + \beta_2 \beta_2^H \mathbf{P}_2 \Omega \mathbf{P}_1^H],$$

$$C = -\frac{p_0^2}{2\rho_0 c_0} [\beta_1 \beta_2^H \Phi^T \mathbf{P}_2^H + \beta_2 \beta_2^H \mathbf{P}_1 \Omega \mathbf{P}_2^H],$$

$$E = -\frac{p_0^2}{2\rho_0 c_0} \beta_2 \beta_2^H \mathbf{P}_2 \Omega \mathbf{P}_2^H.$$

这里, $\Phi = \int_0^a \int_0^b \Psi dx dy$, $\Omega = \int_0^a \int_0^b \Psi \Psi^H dx dy$. Ω 为对角阵, 其对角元素为 β^{uw} . 由 (15) 式可知, 吸收声功率 Π_{abs} 为点源幅值 $q(\omega)$ 的二次函数. 进一步将点源幅值拆分为 $q(\omega) = q_R(\omega) + j q_I(\omega)$, 则

(15) 式可表示为变量 $q_R(\omega)$ 和 $q_I(\omega)$ 的二元二次函数. 分别对变量 $q_R(\omega)$ 和 $q_I(\omega)$ 求偏导, 并令偏导数为 0, 就可求得使吸收声功率最大时最优的点源幅值:

$$q_R(\omega) = -\frac{\text{Re}(B+C)}{2\text{Re}(E)}, \quad q_I(\omega) = -\frac{\text{Re}[j(B-C)]}{2\text{Re}(E)}, \quad (16)$$

继而可求得控制后 A-MPPA 的最大吸声系数. 基于活塞源的 A-MPPA 中活塞源的最优振速 $v_s(\omega)$ 亦可通过 (15) 式和 (16) 式求得.

3 有源吸声性能及控制物理机制

3.1 参数赋值与模型验证

仿真中模型的几何参数如表 1 所列. 设入射平面波的幅值 p_0 为 1 Pa, 空气的密度与声速分别为 $\rho_0 = 1.21 \text{ kg/m}^3$ 和 $c_0 = 344 \text{ m/s}$, 空腔的声模态阻尼比为 0.001. 为探究结构尺寸对有源吸声性能的影响, A-MPPA 的长宽尺寸分别取 (0.3 m×0.4 m, 活塞源) 和 (0.6 m×0.8 m, 点声源) 两种情形. 空腔声模态个数的上限选为 $U = W = M = 9$, 若继续增加模态个数, 本研究中上限分析频率 (1000 Hz) 对应的系统响应基本不变 (如空腔声场声压), 确保

表 1 模型的几何参数

Table 1. Geometric parameters of the model.

参数	数值
A-MPPA 尺寸(长×宽)	0.3 m×0.4 m (活塞源) 0.6 m×0.8 m (点声源)
MPP 的孔隙直径/m	0.4×10^{-3}
MPP 的厚度/m	0.5×10^{-3}
MPP 的孔隙率/%	1
A-MPPA 的空腔深度/m	0.08
空气的黏度系数/(Pa·s)	1.882×10^{-5}

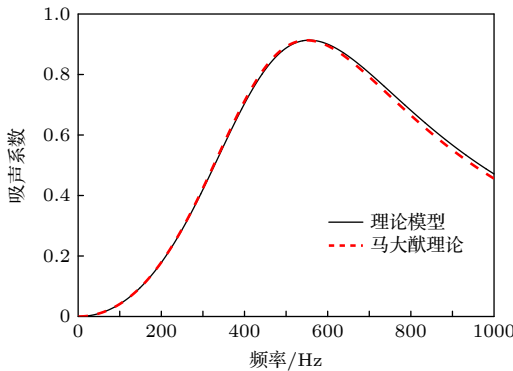


图 2 理论模型的结果与马大猷理论所获结果的对比

Fig. 2. Sound absorption coefficients obtained by the theoretical model and Maa's theory.

了仿真的精确性. 为验证理论模型的正确性, 以 0.6 m×0.8 m 的结构尺寸为例, 依据理论模型计算出 A-MPPA 在未施加控制时的吸声系数, 发现其与马大猷理论^[1]的结果基本吻合, 从而验证了模型的正确性. 对比曲线如图 2 所示.

3.2 A-MPPA 有源吸声性能

为便于探究自由场中的有源吸声性能, 此处简要回顾 A-MPPA 在管道中的有源吸声机制. 根据文献 [26, 27], A-MPPA 在管道声场中吸收的声功率可表示为

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{abs}} = & \frac{1}{2} \text{Re} \left[Z_{00}^r |q(\omega)|^2 \left| \frac{B_{00}}{\beta^{00}} \right|^2 \beta^{00} \right] \\ & + \frac{1}{2} \text{Re} \left[Z_{01}^r |q(\omega)|^2 \left| \frac{B_{01}}{\beta^{01}} \right|^2 \beta^{01} \right] + \dots \\ & + \frac{1}{2} \text{Re} \left[Z_{UW}^r |q(\omega)|^2 \left| \frac{B_{UW}}{\beta^{UW}} \right|^2 \beta^{UW} \right] \\ & + \frac{1}{2} \text{Re} \left[q(\omega) \frac{Z_{00}^r B_{00}}{\beta^{00}} E_1^H ab \right] \\ & + \frac{1}{2} \text{Re} \left[q(\omega)^H \left(\frac{B_{00}}{\beta^{00}} \right)^H E_2 ab \right] \\ & + \frac{1}{2} \text{Re} [E_2 E_1^H ab], \end{aligned} \quad (17)$$

式中 E_1 与 E_2 为控制前 A-MPPA 的表面法向振速与声压; $\beta^{00}, \beta^{01}, \beta^{UW}$ 由 $\beta^{uw} = \int_0^a \int_0^b dx dy \varphi_{uw}(x, y)^2$ 计算获得; B_{00}, B_{01} 与 B_{UW} 根据文献 [26] 中 (13) 式计算获得; $\Pi(E_2, E_1) = \frac{1}{2} \text{Re} [E_2 E_1^H ab]$ 为控制前吸收的声功率; 系数

$$Z_{uw}^r = -\frac{j\omega\rho_0}{\mu^{uw}} = -\frac{j\omega\rho_0}{\sqrt{\left(\frac{\omega_{uw}}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{c_0}\right)^2}},$$

ω_{uw} 为第 (u, w) 阶管道截面模态的共振频率,

$$\mu^{uw} = \sqrt{\left(\frac{u\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{w\pi}{b}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{c_0}\right)^2}.$$

Z_{uw}^r 决定了控制后激励起的高阶声模态对吸声性能提升的贡献度. 由于 $Z_{00}^r = -\rho_0 c_0$, 则由控制源所激起的 $(0, 0, 0)$ 声模态, 其产生的自吸功率

$$\Pi^{00} = \frac{1}{2} \text{Re} \left[Z_{00}^r |q(\omega)|^2 \left| \frac{B_{00}}{\beta^{00}} \right|^2 \beta^{00} \right]$$

为负数. 初级入射波激励的 $(0, 0, 0)$ 声模态与控制源激励的 $(0, 0, 0)$ 声模态之间产生的互吸功率 $\Pi(P^{00}, E_1) + \Pi(E_2, v^{00})$ 为正, 这是吸声性能提升的根源, 式中 P^{00} 与 v^{00} 为控制源激励起的 $(0, 0, 0)$ 空腔声模态在 A-MPPA 表面产生的声压与质点振速, 具体表达式参见文献 [26] 中的 (14) 式与 (15) 式. 控制后, A-MPPA 在可控频段的吸声系数达到 1, 实现低频段入射声的全吸收. 当工作频率 $\omega < \omega_{uw}$ 时, Z_{uw}^r 为虚数, 则 $\Pi^{uw} = 0$. 当 $\omega > \omega_{uw}$ 时, Z_{uw}^r 是很大的负数, 则 Π^{uw} 为负数, 控制源激励起的 (u, w, m) 模态对入射波产生反射作用, 将阻碍吸声性能的提升, 这是截止频率出现的根源 [26]. 它正是由管道内激励起的第 (u, w) 阶管道截面模态所产生的高次波向反向传播导致的.

在自由声场中, 控制源激励起的高阶声模态将在整个频段都会对入射波产生反射作用, 故其有源吸声性能必然下降. 以尺寸为 $0.6 \text{ m} \times 0.8 \text{ m}$ 的 A-MPPA 为例, 图 3 所示为控制源处于不同位置时 A-MPPA 控制前后的吸声系数曲线. 为便于对比, 图中将管道声场的控制结果也一并给出. 点源的位置如表 2 所列, 下文涉及的尺寸为 $0.3 \text{ m} \times 0.4 \text{ m}$ 的

A-MPPA 中活塞源 (边长为 0.1 m 的正方形) 的位置也列于表 2, 活塞源的布置规则与点源一致, 图 4 为两种声源的布放位置示意图. 由图 3 可知, 控制后低频段内 A-MPPA 的吸声系数显著提高, 但吸声系数的提升量及可控频段宽度与点源位置相关. 与管道声场中的结果相比, 自由场中的有源吸声性能显著下降. 点源处于最优位置时, 控制后的吸声系数值仍小于 1. 且当点源位于空腔角落时 (S1), 有源吸声性能的下降最为严重, 如图 3(a) 所示. 当点源位于空腔中心位置, 低频可控频段最宽, 且控制性能的下降幅度较小, 有源吸声性能接近管

表 2 点源与活塞源的位置

Table 2. Position of the point source and the piston source.

位置	坐标/m	
	点源 ($0.6 \text{ m} \times 0.8 \text{ m}$)	活塞源的中心位置 ($0.3 \text{ m} \times 0.4 \text{ m}$)
S1	(0.01, 0.01, -0.001)	(0.05, 0.05, 0)
S2	(0.01, 0.4, -0.001)	(0.05, 0.2, 0)
S3	(0.3, 0.01, -0.001)	(0.15, 0.05, 0)
S4	(0.3, 0.4, -0.001)	(0.15, 0.2, 0)

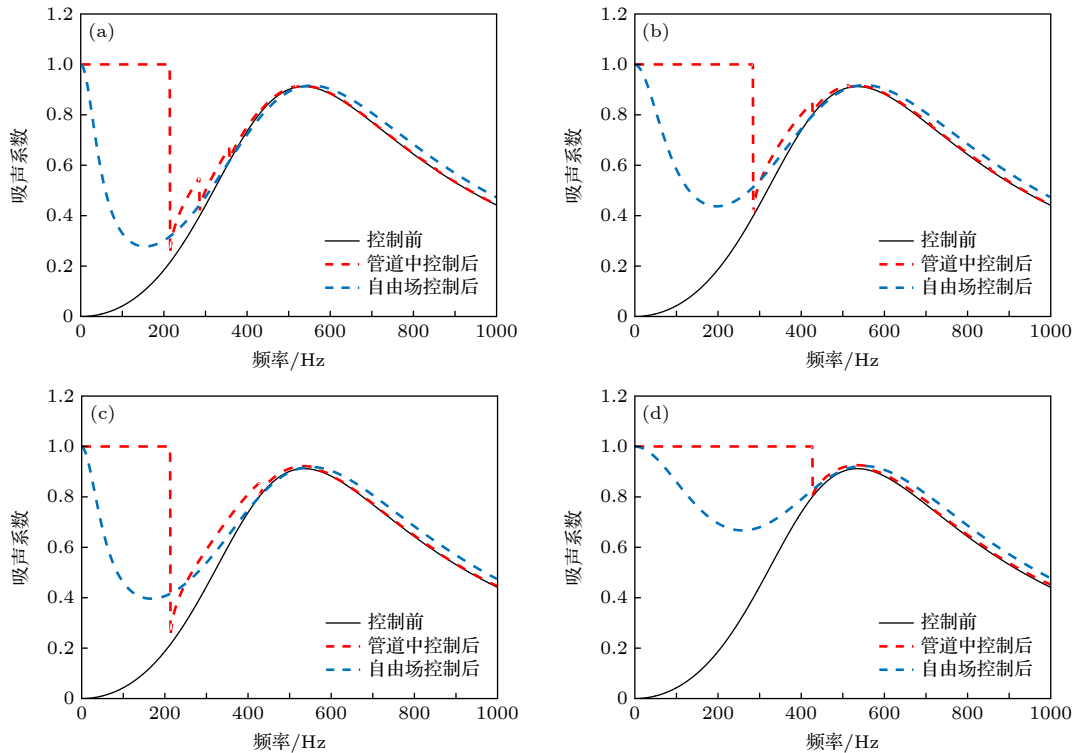


图 3 点源位于不同位置时 A-MPPA 的控制结果 (包括管道中的控制结果) (a) S1; (b) S2; (c) S3; (d) S4

Fig. 3. Control results of the A-MPPA for different position of the point source (including the control results in the duct): (a) S1; (b) S2; (c) S3; (d) S4.

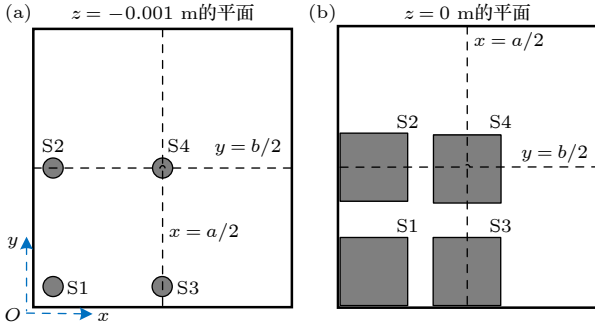


图 4 点源与活塞源的布放位置 (a) 点源; (b) 活塞源

Fig. 4. Arrangement of the point source and the piston source: (a) Point source; (b) piston source.

道中的吸声性能. 因此, 自由场环境下 A-MPPA 中点源的最优位置仍然在空腔中心处 (S4).

3.3 A-MPPA 有源吸声物理机制

根据 (11) 式和 (12) 式, 控制前 A-MPPA 吸收的声功率与吸声系数可表示为

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{abs}} &= \frac{|p_0|^2 ab}{2\rho_0 c_0} - \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \int_0^a \int_0^b \text{Re}[rr^H] dx dy \\ &= \frac{|p_0|^2 ab}{2\rho_0 c_0} - \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re}[\beta_1 \beta_1^H ab + \beta_1 \beta_2^H \Phi^T \mathbf{P}_1^H \\ &\quad + \beta_1^H \beta_2 \mathbf{P}_1 \Phi + \beta_2 \beta_2^H \mathbf{P}_1 \Omega \mathbf{P}_1^H] \\ &= \Pi_{\text{inc}} - (\Pi_1 + \Pi_2 + \Pi_3), \end{aligned} \quad (18)$$

$$\alpha = \frac{\Pi_{\text{abs}}}{\Pi_{\text{inc}}} = 1 - (\tilde{\Pi}_1 + \tilde{\Pi}_2 + \tilde{\Pi}_3), \quad (19)$$

其中

$$\begin{aligned} \Pi_1 &= \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re}[\beta_1 \beta_1^H ab], \\ \Pi_2 &= \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re}[\beta_1 \beta_2^H \Phi^T \mathbf{P}_1^H + \beta_1^H \beta_2 \mathbf{P}_1 \Phi], \\ \Pi_3 &= \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re}[\beta_2 \beta_2^H \mathbf{P}_1 \Omega \mathbf{P}_1^H] \end{aligned}$$

为反射声功率. $\tilde{\Pi}_1$, $\tilde{\Pi}_2$ 与 $\tilde{\Pi}_3$ 为用入射功率归一化的反射功率, 此处定义为声功率反射系数. 控制前, A-MPPA 表面的声压反射系数为 $r(x, y) = \beta_1 + \beta_2 \mathbf{P}_1 \Psi$. 因此, 反射声场可认为是由 MPP 产生的反射声场 (β_1) 与激励起的空腔声模态所产生的反射声场 ($\beta_2 \mathbf{P}_1 \Psi$) 的叠加. Π_1 为反射声场 β_1 产生的反射声功率, Π_2 为两反射声场 β_1 与 $\beta_2 \mathbf{P}_1 \Psi$ 互耦合产生的反射声功率, Π_3 为反射声场 $\beta_2 \mathbf{P}_1 \Psi$ 产生的反射声功率. 控制前, 垂直入射平面波仅激励起

(0, 0, 0) 声模态, 该声模态产生了很大的反射声功率 Π_3^{000} (下文将会提到), 因而导致低频段 A-MPPA 的吸声系数非常小.

控制后, A-MPPA 表面的声压反射系数依然可表示为 $r(x, y) = \beta_1 + \beta_2 \mathbf{P}_1' \Psi$, 其中 $\mathbf{P}_1' = \mathbf{P}_1 + q(\omega) \mathbf{P}_2$. \mathbf{P}_1 和 \mathbf{P}_1' 可近似认为是控制前后空腔的声模态幅值. 由于 $\Phi_{000} = ab$, 其余高阶声模态的 $\Phi_{uwm} = 0$, 故控制后由高阶声模态产生的反射功率

$$\begin{aligned} \Pi_2^{uwm} &= \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re}[\beta_1 \beta_2^H \Phi_{uwm} (\mathbf{P}_{1,uwm}')^H \\ &\quad + \beta_1^H \beta_2 \mathbf{P}_{1,uwm}' \Phi_{uwm}] = 0. \end{aligned}$$

而控制后高阶声模态产生的反射功率

$$\Pi_3^{uwm} = \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re}[\beta_2 \beta_2^H \mathbf{P}_{1,uwm}' (\mathbf{P}_{1,uwm}')^H \beta^{uw}] > 0,$$

因此, 由控制源激励起的高阶声模态将会大幅反射初级入射波, 并阻碍吸声性能的提升. 这就是点源位于空腔角落时 (S1), 有源吸声性能严重下降的根源. 此时点源可激励起所有高阶声模态, 它们严重阻碍了吸声性能的提升, A-MPPA 的有源吸声性能最弱. 当点源位于空腔中心位置 (S4) 时, 它位于 (0, 1, 0), (1, 0, 0) 与 (1, 1, 0) 声模态的结线位置, 不会激励起这些声模态. 而在小于 (0, 2, 0) 声模态共振频率的低频段, 激励起的 (0, 2, 0) 声模态幅值较小, 对入射波的反射作用较小, 故该位置的有源吸声性能最好. 当点源位于 S2 位置时将不会激励起 (0, 1, 0) 和 (1, 1, 0) 声模态, 点源位于 S3 位置时无法激励起 (1, 0, 0) 和 (1, 1, 0) 声模态, 其有源吸声性能均略优于 S1 位置的性能. 为有助于分析, 表 3 列出了两种尺寸的 A-MPPA 中空腔前五阶声模态的共振频率, 图 5 所示为前四阶声模态 (除 (0, 0, 0) 模态) 沿 x - y 平面的模态振型分布图 (由于 $m = 0$).

表 3 两种尺寸下 A-MPPA 中空腔前五阶声模态的共振频率

Table 3. Resonant frequencies of the first five cavity modes for these two cases of A-MPPA size.

序号	空腔声模态	共振频率/Hz	
		0.6 m×0.8 m	0.3 m×0.4 m
1	(0, 0, 0)	0	0
2	(0, 1, 0)	215	430
3	(1, 0, 0)	287	574
4	(1, 1, 0)	358	716
5	(0, 2, 0)	430	860

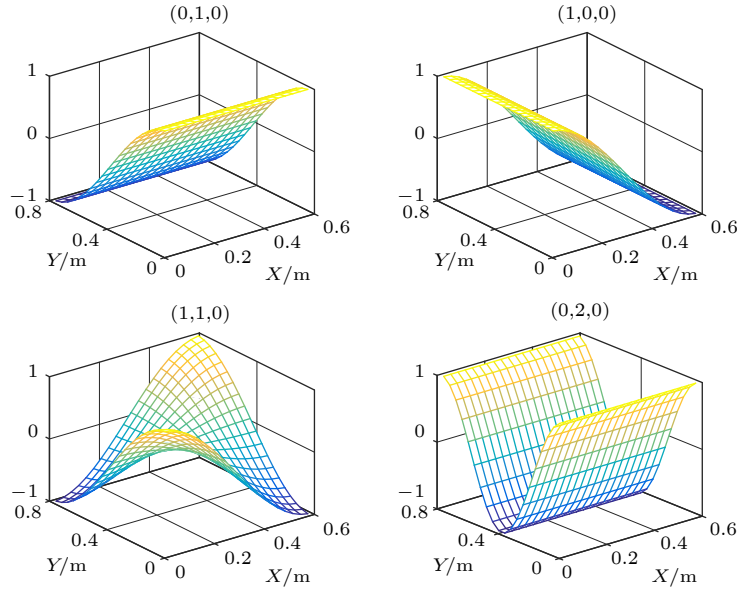


图 5 前四个高阶空腔声模态沿 $x-y$ 平面的模态振型分布图 (X 与 Y 代表 A-MPPA 的长度与宽度)

Fig. 5. Mode shape of the first four high order cavity modes along $x-y$ plane (X and Y are the length and width of the A-MPPA).

为进一步深入探究自由场中的控制机制, 可将不同空腔声模态产生的反射声功率 Π_2^{uwm} 与 Π_3^{uwm} 拆分并逐个分析. 图 6 给出了 $\tilde{\Pi}_1$ 随频率的变化曲线, 及点源分别位于 S1 和 S4 时, 前几阶空腔声模态产生的反射声功率归一化值 $\tilde{\Pi}_2$ 与 $\tilde{\Pi}_3$ 在施加与未施加控制时随频率的变化曲线. 由图 6(a) 可知, 控制前 $\Pi_2^{000} < 0$, 故由 MPP 产生的反射声场与 $(0, 0, 0)$ 声模态所产生的反射声场的耦合效应吸收入射声能, 其有利于声吸收. 低频段内反射功率 Π_1 较小, 但 Π_3^{000} 却很大, 说明 $(0, 0, 0)$ 声模态所产生的反射声场反射了大部分入射声能. 从而导致低频段吸声系数的近似值 $1 - (\tilde{\Pi}_1 + \tilde{\Pi}_2^{000} + \tilde{\Pi}_3^{000})$ 非常小, 这是低频吸声性能弱的根源. 对于 MPP 的反射声场与 $(0, 0, 0)$ 声模态的反射声场产生的总反射声功率 $\Pi_1 + \Pi_2^{000} + \Pi_3^{000}$ 为

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{ref}}^{000} = & \frac{|p_0|^2}{2\rho_0 c_0} \text{Re} \left[\beta_1 \beta_1^H a b + \beta_1 \beta_2^H \Phi_{000} (P_{1,000})^H \right. \\ & + \beta_1^H \beta_2 P_{1,000} \Phi_{000} \\ & \left. + \beta_2 \beta_2^H P_{1,000} (P_{1,000})^H \beta^{00} \right]. \end{aligned} \quad (20)$$

由 (20) 式可知, Π_{ref}^{000} 可认为是 $(0, 0, 0)$ 声模态幅值 $P_{1,000}$ 的二次函数. 由于二次项的系数为正, 假设 $|P_{1,000}| = \Theta$ 是二次函数的对称轴线, 因此当 $|P_{1,000}| \geq \Theta$ 时, Π_{ref}^{000} 将是单调递增函数. 此时空腔 $(0, 0, 0)$ 声模态的幅值越大, 它反射声的能力就越

强. 反之, 如果 $|P_{1,000}|$ 越小且接近 Θ , 则 $(0, 0, 0)$ 声模态反射声的能力越小, 也就是它将吸收大部分入射声能. 因此, 当点源位于最优的位置 S4 时, 控制后 $(0, 0, 0)$ 声模态被大幅抑制, 模态幅值大幅降低并趋近于最优值, 如图 7(a) 所示. 图 7 所示为点源位于 S1 与 S4 位置时, 控制前后空腔前几阶声模态幅值的模 (激励频率 $f = 100$ Hz). 则控制后 Π_{ref}^{000} 将大幅降低并趋近于最小值, 吸声系数的近似值 $1 - (\tilde{\Pi}_1 + \tilde{\Pi}_2^{000} + \tilde{\Pi}_3^{000})$ 将显著增大并接近控制后最优的吸声系数, 如图 6(b) 所示. 此时, $(0, 0, 0)$ 声模态的反射声能力大幅减弱, 也说明其吸收了大部分入射声能. 同时, 控制后位于 S4 的点源会激励起 $(0, 2, 0)$ 声模态, 它将产生额外的反射声功率 Π_3^{020} , 从而阻碍吸声性能的提升. 因此, $1 - (\tilde{\Pi}_1 + \tilde{\Pi}_2^{000} + \tilde{\Pi}_3^{000} + \tilde{\Pi}_3^{020})$ 与 $1 - (\tilde{\Pi}_1 + \tilde{\Pi}_2^{000} + \tilde{\Pi}_3^{000})$ 相比将有所降低, 如图 6(b) 所示. 这也就导致了控制后最优的吸声系数值小于 1.

当点源位于位置 S1 时, 控制后除 $(0, 0, 0)$ 模态之外的其余声模态都被激励起, 它们将大幅反射入射声能, 产生反射功率 $\tilde{\Pi}_3^{010} + \tilde{\Pi}_3^{100} + \tilde{\Pi}_3^{110} + \tilde{\Pi}_3^{020}$. 因此, 为了避免大幅激励起高阶声模态, 最优的点源幅值不能太大, 如图 7(b) 所示. 这也将导致 $(0, 0, 0)$ 声模态无法被大幅抑制, 由它产生的反射声功率 Π_{ref}^{000} 也就不会大幅衰减, 如图 6(c) 和图 6(d) 所示. 这两方面的矛盾, 最终导致位置 S1 处无法

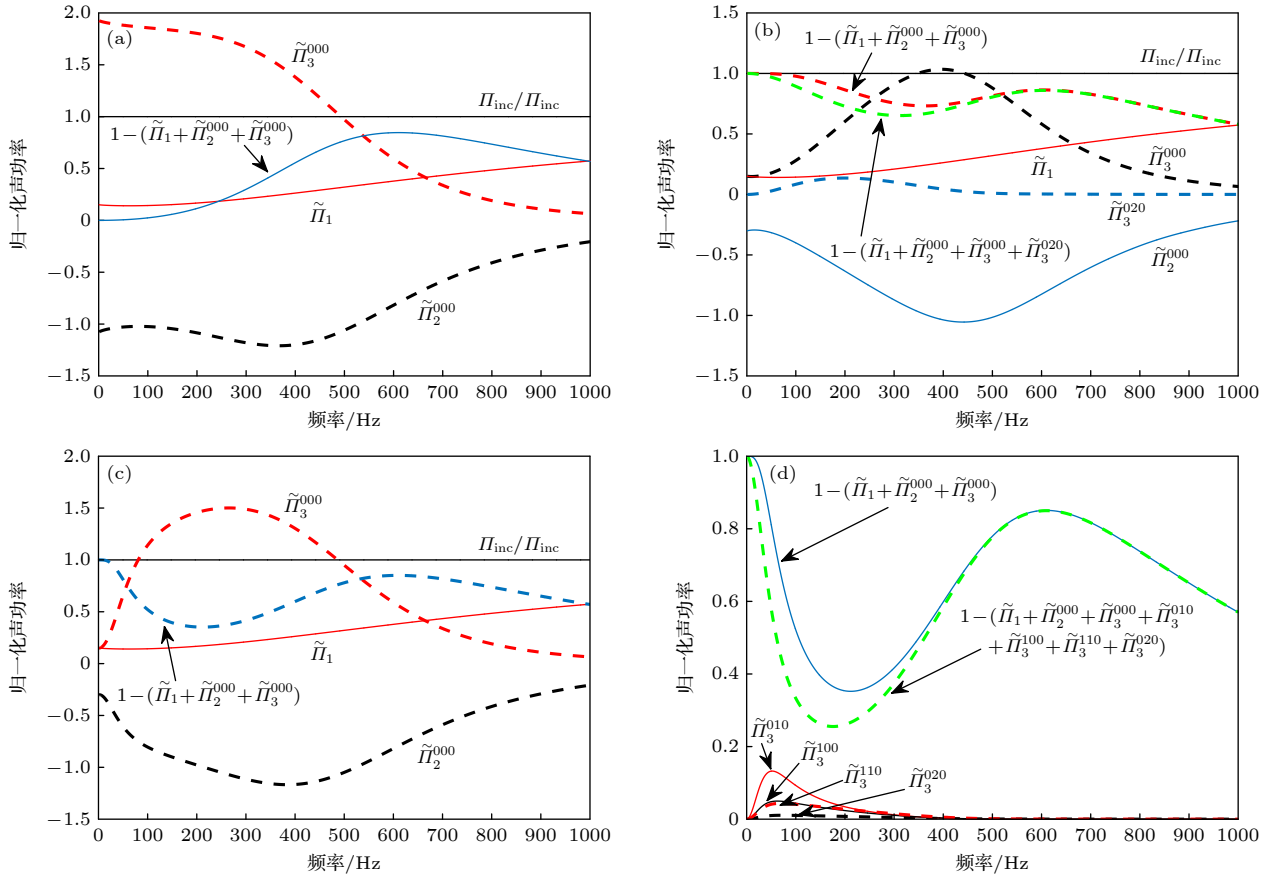


图6 点源分别位于S1和S4时控制前后的归一化声功率 $\tilde{\Pi}_1$, $\tilde{\Pi}_2$, $\tilde{\Pi}_3$ 与 $1 - (\tilde{\Pi}_1 + \tilde{\Pi}_2 + \tilde{\Pi}_3)$ (a) 控制前; (b) 点源位于S4时控制后; (c) 与 (d) 点源位于S1时控制后

Fig. 6. Normalized sound power $\tilde{\Pi}_1$, $\tilde{\Pi}_2$, $\tilde{\Pi}_3$, and $1 - (\tilde{\Pi}_1 + \tilde{\Pi}_2 + \tilde{\Pi}_3)$ with and without control when the point source locates at S1 and S4: (a) Without control; (b) with control when the point source locates at S4; (c) and (d) with control when the point source locates at S1.

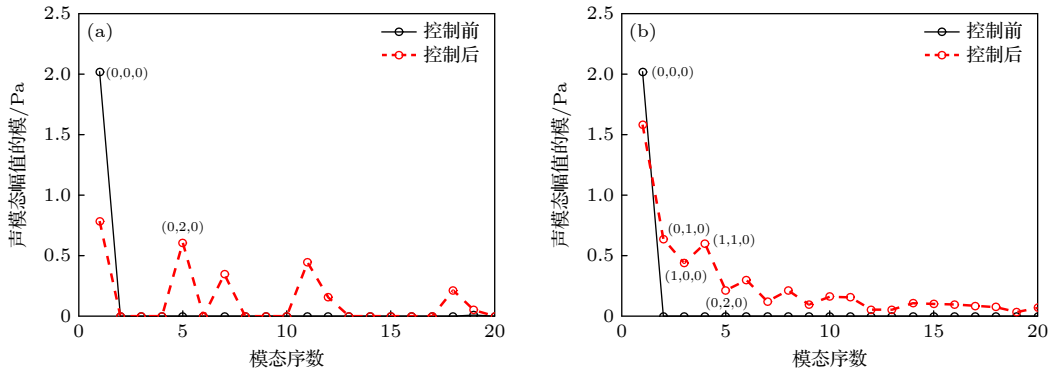


图7 点源分别位于S1与S4时控制前后腔声模态幅值的模 (a) 点源位于S4; (b) 点源位于S1

Fig. 7. Module of the amplitude of the cavity mode with and without control when the point source locates at S1 and S4: (a) S4; (b) S1.

获得好的控制性能。

由以上分析可知,减小A-MPPA的尺寸可有效提升有源吸声性能。此时腔内声模态的共振频率将增大,这使得在低频段内高阶声模态将不会被大幅激励(不会产生共振),因而它们对入射波的反射作用将大幅减小。图8所示为0.3 m×0.4 m的A-

MPPA控制前后的吸声系数曲线。A-MPPA的尺寸减半后,小尺寸下(0, 1, 0)声模态的共振频率与大尺寸下(0, 2, 0)声模态的共振频率一致,活塞源位于角落(S1)时最差的控制性能就与大尺寸下点源位于中心最好的控制性能一致,故有源吸声性能显著提升。

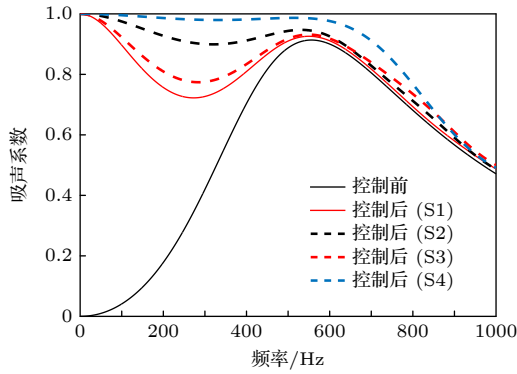


图 8 尺寸为 $0.3 \text{ m} \times 0.4 \text{ m}$ 的 A-MPPA 中不同活塞源位置下的控制结果

Fig. 8. Control results of the A-MPPA ($0.3 \text{ m} \times 0.4 \text{ m}$) for different position of the piston source.

4 误差传感策略构建

自由场中 A-MPPA 有源吸声的物理机制仍然是通过抑制空腔 $(0, 0, 0)$ 声模态来提升低频吸声性能, 因此, 在控制源处于最优位置时确保空腔高阶声模态不被大幅激励的情况下, 空腔声场仍可近似为前向平面波和反向平面波的叠加, 则 PR 与 IM 策略^[26] 仍然适用.

对于尺寸为 $0.3 \text{ m} \times 0.4 \text{ m}$ 的 A-MPPA, 活塞源位于最优位置 S4 时, 低频段内 $(0, 2, 0)$ 声模态将会被微弱激励, 此时 PR 与 IM 策略都适用. 对于 PR 策略, 仅需将 1 个传声器布置于靠近 MPP 侧的空腔角落 (x_e, y_e, z_e) 位置, 通过抵消该传感点的声压为 0, 就可抵消整个空腔声场, 起到降低空腔声抗并使 A-MPPA 表面阻抗接近空气特征阻抗的目的. 令空腔传感点声压 $P_{c,e}(x_e, y_e, z_e) = 0$, 就可求得最优的活塞源振速 $v_{e,1}(\omega)$ 及控制后的吸声系数. 对于 IM 策略, 在空腔顶端沿 z 轴方向

中心线上布置两个传声器, 通过测量这两点的声压 $P_{c,e1}$ 和 $P_{c,e2}$, 就可获得两传声器中点位置的声压与空气介质质点振速, 即 $P_{c,e}(t) = (P_{c,e1} + P_{c,e2})/2$ 及 $V_{c,e}(t) = -(1/\rho_0 d) \int_0^t (P_{c,e1} - P_{c,e2}) d\tau$, 其中, d 为两传声器间距. 由此就可将腔内的前向平面波和反向平面波分离, 反向平面波声压为 $P_{c,r}(t) = \frac{1}{2}[P_{c,e}(t) - \rho_0 c_0 V_{c,e}(t)]$. 若令 $P_{c,r}(t) = 0$, 就可获得最优的活塞源振速及控制后的吸声系数. IM 策略通过抵消腔内的反射波来调整 A-MPPA 的表面阻抗, 并使其接近空气的特征阻抗. 理论计算时, 根据关系式 $V_{c,e} = -(1/j\omega\rho_0)\partial P_c/\partial z|_{(x_e, y_e, z_e)}$ 可直接由中点的声压获得该点的空气介质振速 $V_{c,e}$, 在频域内令 $P_{c,r}(\omega) = \frac{1}{2}[P_{c,e}(\omega) - \rho_0 c_0 V_{c,e}(\omega)] = 0$ 就可求得最优的活塞源振速. 图 9 所示为活塞源分别位于 S1 与 S4 位置时两种策略的控制结果, 其中传感点的位置为 $(0.15, 0.32, -0.078)$. 活塞源位于位置 S4 时, 两种策略的控制性能接近于理论上最优的性能, 验证了这两种策略的有效性. IM 策略的控制性能稍优于 PR 策略, 原因在于, 以吸声系数为控制目标的最优控制状态是抑制 $(0, 0, 0)$ 声模态使其幅值降到最优值, 而不是完全抵消空腔声场. 故 IM 策略控制后的空腔声场分布更接近于理论上最优的控制状态. 而活塞源位于 S1 位置时, 控制性能急剧下降, 表明该控制源位置并不利于 PR 与 IM 策略的构建. 此时, 理论上最优化活塞源振速能保证最优的控制状态, 即大幅抑制 $(0, 0, 0)$ 声模态的同时还避免了大幅激励起高阶声模态. 但是 PR 与 IM 策略均不能逼近最优的控制状态. 以 PR 策略为例, 图 10 所示为 PR 策略控制后空腔声模态幅值与最优控制状态下声模态幅值的对比及

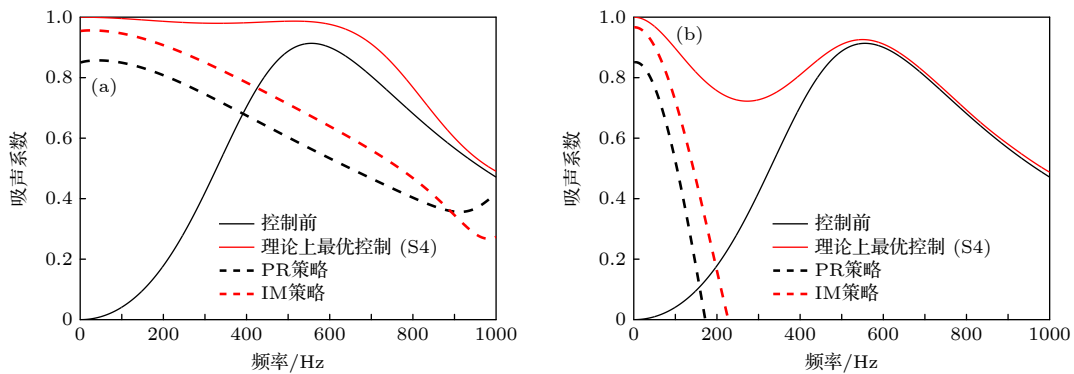


图 9 活塞源分别位于 S1 与 S4 时 PR 与 IM 策略的控制结果 (a) S4; (b) S1

Fig. 9. Control results of the PR and IM strategies when the piston source locates at S1 and S4: (a) S4; (b) S1.

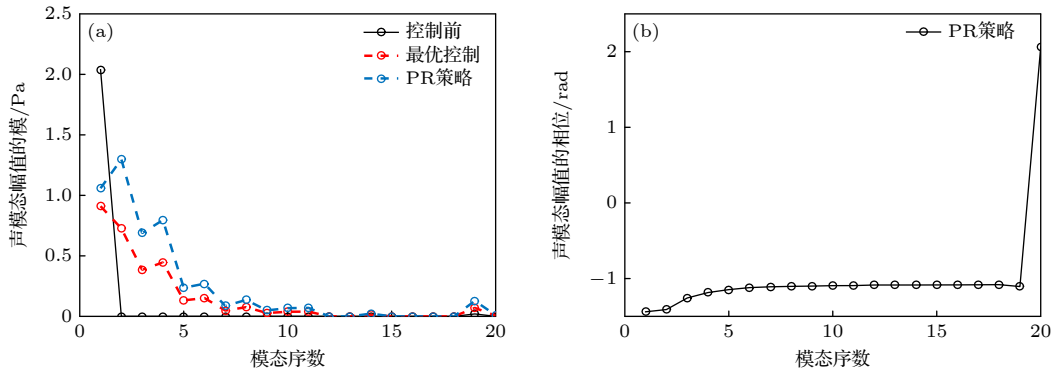


图 10 (a) PR 策略控制后空腔声模态幅值的模与最优控制状态下的结果对比; (b) PR 策略控制后空腔声模态幅值的相位

Fig. 10. (a) Comparison between the modulus of the cavity mode amplitude under the control of PR strategy and the result of the optimal control state; (b) the phase of the cavity mode amplitude under the control of PR strategy.

PR 策略控制后空腔声模态幅值的相位 (激励频率 $f = 150$ Hz). 由图 10(a) 可以看出, PR 策略虽然大幅抑制了 $(0, 0, 0)$ 声模态, 但却大幅激励起前几个高阶声模态, 大幅增强了对入射波的反射作用. 控制后前几阶声模态幅值的相位基本一致, 如图 10(b) 所示, 则由图 5 的模式振型可以看出, 在误差传感点 $(0.15, 0.32, -0.078)$ 处 $(0, 0, 0)$ 与 $(0, 2, 0)$ 声模态的振幅与 $(0, 1, 0)$ 声模态反向而相互抵消, 而 $(1, 0, 0)$ 与 $(1, 1, 0)$ 声模态幅值为 0. 此时 PR 策略也能保证传感点的声压为 0, 但却与最优的控制状态相差甚远. 而当活塞源位于 S4 位置时, 抵消误差点的声压可大幅抑制 $(0, 0, 0)$ 声模态, 还能避免激励起前几个高阶声模态. 它能逼近理论上最优的控制状态, 故其控制性能明显优于 S1 位置. 因此, 活塞源位于 S1 位置时, 虽然理论上的控制性能较优越, 但它不利于误差传感策略的构建.

对于尺寸为 $0.6 \text{ m} \times 0.8 \text{ m}$ 的 A-MPPA, 为了避免大幅激励起 $(0, 2, 0)$ 声模态, 可采用 2 个控制源与 2 个传声器以图 11 的方式布置来构建 PR 策略. 两个点源位于 $(a/2, b/4)$ 与 $(a/2, 3b/4)$, 两个传声器沿 $y = b/2$ 对称布置于空腔的角落. 两个点源位于 $(1, 0, 0)$, $(1, 1, 0)$ 与 $(0, 2, 0)$ 声模态的结线位置, 故不会激励起这些声模态. 如果采用 2 输入-2 输出自适应算法用两个点源抵消两个对称点位置的声压, 以此抑制空腔 $(0, 0, 0)$ 声模态, 则控制稳定后两个点源的最优幅值一致, 进而可确保 $(0, 1, 0)$ 声模态也不被激励. 此时, 就能保证 PR 策略能获得好的控制性能. 如图 12 所示为两个传声器位于 $(0.02, 0.78, -0.078)$ 与 $(0.02, 0.02, -0.078)$ 位

置及两个点源位于 $(0.3, 0.2, -0.001)$ 与 $(0.3, 0.6, -0.001)$ 位置时的控制结果. 由图 12 可知, 采用两个对称布置点源的控制性能要优于单个点源位于 S4 时的控制性能, 且 PR 策略的控制性能几乎接近于理论上最优的控制性能. 此外, 由于 IM 策略会激励起很多高阶声模态, 因此, 它对于大尺寸的 A-MPPA 不适用.

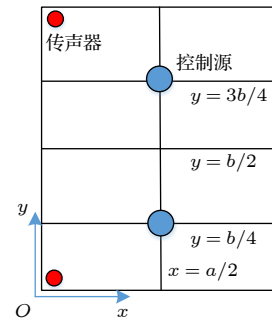


图 11 PR 策略中点源与传声器的布局

Fig. 11. Layout of the point sources and the sensing microphones for PR strategy.

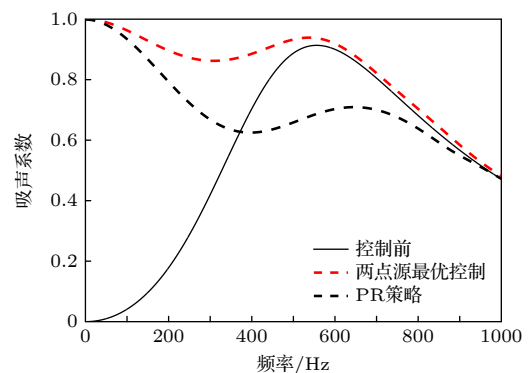


图 12 PR 策略的控制结果

Fig. 12. Control result of the PR strategy.

5 实验验证

5.1 实验方法与装置

为验证理论模型及有源吸声物理规律的正确性,对 A-MPPA 在自由场中的有源吸声性能进行了实验验证. 实验原理如图 13 所示,实验设备与系统如图 14 所示. 根据表 1 的模型参数加工制作两种尺寸的 A-MPPA,所不同的是,实验中制作的 MPP 其孔径为 0.5×10^{-3} m. MPP 由 0.5 mm 厚的铝板制成,孔隙率为 1%. A-MPPA 其他 5 个刚性腔壁由 10 mm 厚的亚克力板制成,如图 14(a) 所示. 在 A-MPPA 的空腔后壁裁剪出直径为 10 cm 的圆孔来安装控制扬声器,再用深度为 15 cm 的腔体(用 10 mm 厚的亚克力板制成)封装控制扬声器,以避免扬声器向后方的声辐射干扰 A-MPPA 的控制性能,如图 14(b) 和图 14(c) 所示.

为了实现自由场中平面波垂直入射的激励条件,实验在全消声室中开展. 在沿 A-MPPA 中心法线方向的远场布置初级扬声器,只要间距较远,其辐射声场在 A-MPPA 表面可近似认为垂直入射平面波,如图 13 所示. 采用与文献 [35] 中类似的声强扫描法测量 A-MPPA 控制前后的吸声系数. 按照国际标准 ISO 9614-3:2002, A-MPPA 表面法

向平均声强可采用 B&K P-P 探头 (2683 型双传声器探头)、B&K 3560B 采集前端和 PULSE 软件中的声强测量模块测量获得,如图 14(d) 和图 14(e) 所示. 将 A-MPPA 表面划分为离散面元,然后确定正交扫描路径. 沿该路径连续移动声强探头,测量的时间平均法向声强就是 A-MPPA 的表面法向平均声强. 重复测量 3 次,取其均值作为测量值. 若测量获得控制前后 A-MPPA 表面的平均声强为 I_b 与 I_a ,及在相同位置但无 A-MPPA 布放时的平均入射声强 I_0 ,就可以得到控制前后的吸声系数 $\alpha_b = I_b/I_0$ 与 $\alpha_a = I_a/I_0$. 对于较小的 A-MPPA,采用 2 个 1/4 in (1 in = 2.54 cm) B&K 4957 传声器 (Mic E1(0.15, 0.32, -0.068), Mic E2(0.15, 0.32, -0.018)) 来提取空腔中的反向平面波,将其作为 IM 策略的误差信号. 将传声器 E1 的声压信号直接作为 PR 策略的误差信号,如图 14(b) 所示. 较大尺寸 A-MPPA 中两个控制源与两个误差传声器依据图 11 进行布置,如图 14(c) 所示.

有源控制器由 NI 公司的系列模块构成,即数据采集模块 NI sbRIO-9205、信号输出模块 NI-9264 及单板控制器模块 NI sbRIO-9627. PM0043 型信号调理器为每种策略中所用的误差传声器供电,传声器将声压信号转换为模拟电压信号后由信号调理器输出. 该模拟电压信号经模块 NI sbRIO-

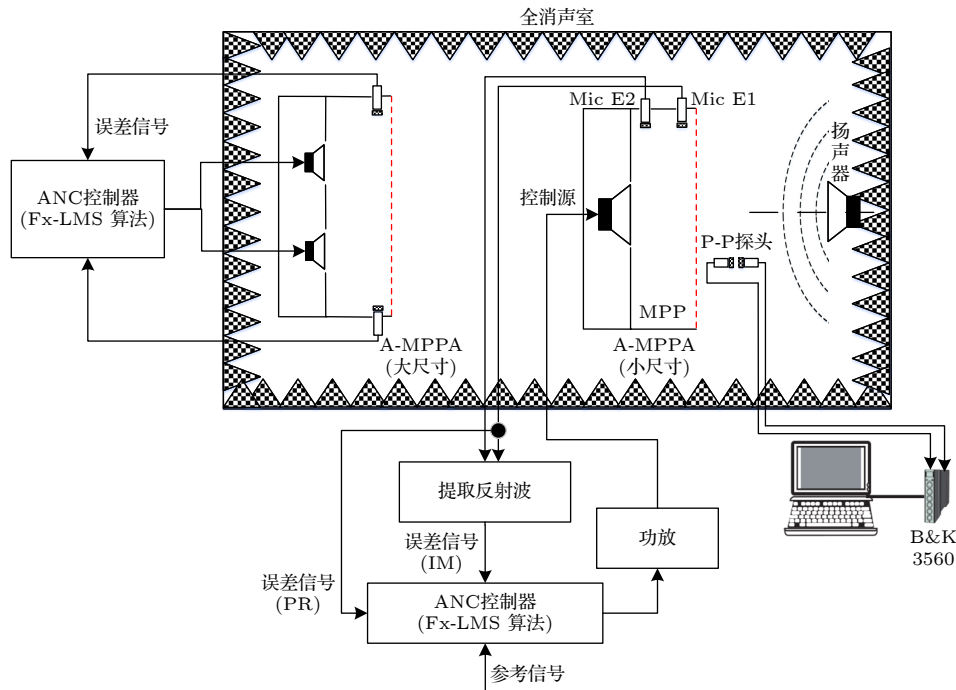


图 13 实验原理示意图

Fig. 13. Schematic diagram of experimental principle.

9205 采集获得数字信号, 进而构建每种策略的误差信号. 在模块 NI sbRIO-9627 中, 将获得的误差信号与参考信号输入到前馈式 Fx-LMS 算法中迭代计算, 获得最优的控制信号. 参考信号直接采用初级扬声器的激励源信号. 最优控制信号经模块 NI-9264 输出, 并经过信号调理器 PM0043 放大后驱动控制源发声来抵消空腔声场. 值得注意, IM 策略的次级通路传递函数为从控制信号到提取的反射波信号. 较小的 A-MPPA 中 PR 与 IM 策略均由单通路 Fx-LMS 算法实现, 大尺寸 A-MPPA 中 PR 策略需采用 2 输入-2 输出的多通路耦合算法实现. 控制系统的采样频率设为 5 kHz, 为便于

验证 A-MPPA 的有源吸声性能, 控制前后的吸声系数在各离散单频点依次测量获得. 控制前吸声系数的测量频段为 50—500 Hz, 频率间隔为 10 Hz. 控制后的测量频段为每种策略的可控频段, 频率间隔为 10 Hz.

5.2 实验结果分析

小尺寸和大尺寸 A-MPPA 控制前后的吸声系数测量结果分别如图 15 和 16 所示. 实验与理论结果基本一致, 从而验证了理论模型的准确性及控制系统误差传感策略的有效性. 对于两种尺寸的 A-MPPA, 控制前的吸声系数测量值随频率的变化趋

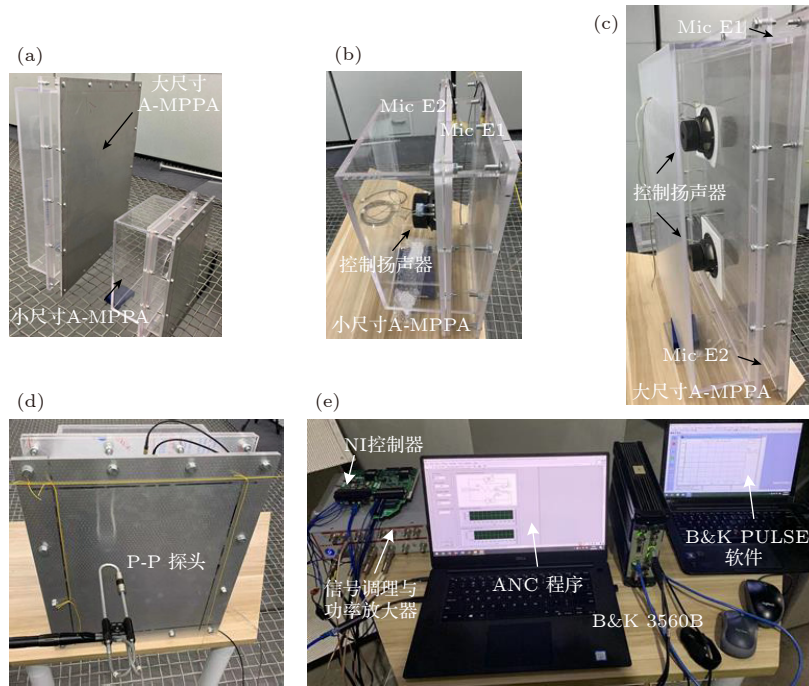


图 14 实验设备与系统 (a) A-MPPA 样品; (b) 小尺寸 A-MPPA; (c) 大尺寸 A-MPPA; (d) P-P 探头; (e) 测量与控制系统

Fig. 14. Experimental setup and system: (a) The sample of the A-MPPA; (b) the small sized A-MPPA; (c) the large sized A-MPPA; (d) the P-P probe; (e) the measurement and control system.

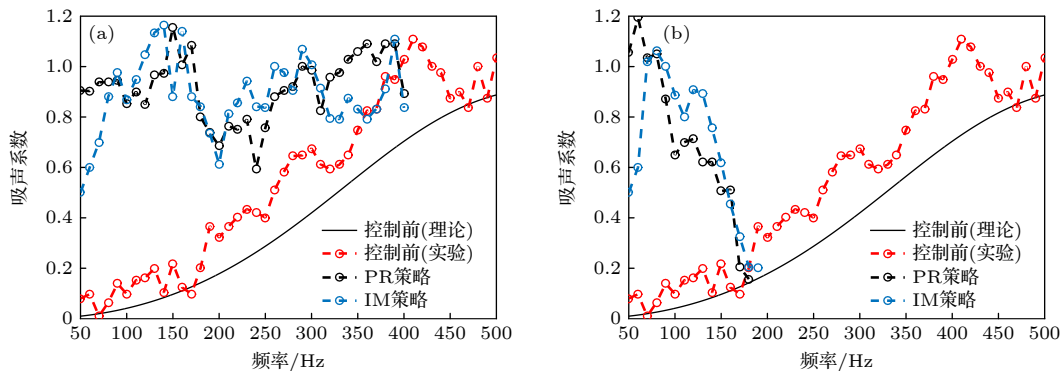


图 15 小尺寸 A-MPPA 的实验结果 (a) 活塞源位于 S4; (b) 活塞源位于 S1

Fig. 15. Experimental results of the small sized A-MPPA: (a) The piston source locates at S4; (b) the piston source locates at S1.

势与理论值一致, 但测量值有小幅波动, 且比理论值大 0.1—0.2. 其原因主要有以下两个方面, 其一为人工扫描方式测量 A-MPPA 表面平均声强具有较大的测量误差, 这就使得吸声系数测量曲线出现波动, 其二为在有限尺寸 A-MPPA 的边缘产生声学散射效应^[9], 使得更多的入射声能流入样品表面, 导致吸声系数测量值大于理论值, 这是吸声系数测量值偏大的主要原因. 此外, 为便于 MPP 的安装, A-MPPA 表面四边有 MPP 安装法兰. 法兰边缘处的声散射也会影响控制前后吸声系数的测量值, 且由于较小尺寸 A-MPPA 的边缘法兰比大尺寸的边缘法兰宽, 如图 14(b) 和图 14(c) 所示, 这使得小尺寸 A-MPPA 吸声系数测量值的波动性大于大尺寸的结果. 消声室自由场的逼近误差会略微影响 A-MPPA 表面的声压及法向振速分布, 也会导致吸声系数测量值的波动性.

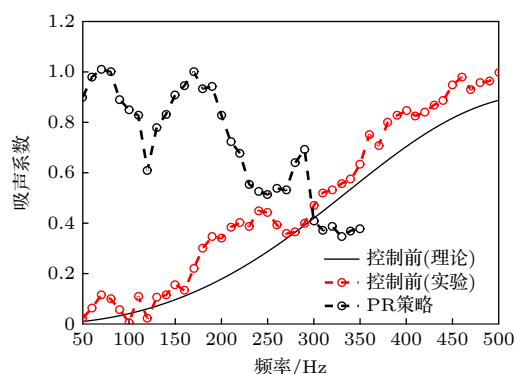


图 16 大尺寸 A-MPPA 的 PR 策略实验结果

Fig. 16. Experimental results of the PR strategy for the large sized A-MPPA.

对于小尺寸 A-MPPA, 两种控制源位置下控制后吸声系数随频率的变化趋势与理论结果基本一致, 从而验证了 A-MPPA 在自由场中的性能, 如图 15 所示. 在可控频段内, IM 策略的性能优于 PR 策略, 这也与理论结果一致. 控制后的吸声系数也具有波动性, 这也是由表面平均声强测量误差大、法兰边缘的声散射及消声室自由场的逼近误差所引起的. 值得注意, 由于控制前小尺寸 A-MPPA 在 300—400 Hz 内吸声系数的测量值偏离理论值较大, 导致控制源位于 S4 时 PR 策略的控制结果接近于 1 (大于理论的控制结果). 但控制后吸声系数的增量约为 0—0.3, 这与理论值基本一致, 如图 15(a) 所示. 对于两种控制源位置 (S1 和 S4), 在 100 Hz 以下的低频范围, IM 策略的控制结果均

差于理论结果. 这主要是由两采集通路 (特别是传声器) 的频响差异导致提取的反射波含较大误差所引起的. 极低频段内声波波长很长, 两个传感点 (E1 和 E2) 之间的声压差很小, 该声压差值很容易被两个采集通道的频响差异所干扰. 因此, 含较大误差的反射波将大大削弱 IM 策略的控制性能. 控制源位于 S4 时, IM 策略在 300—400 Hz 频带范围内控制性能不明显, 也是由提取的反射波含较大误差所引起的. 由于控制前该频段内的吸声系数较大, 因此, 空腔中的反射波幅值非常小, 提取的反射波也极易被采集通道的频响差异所干扰.

对于大尺寸 A-MPPA, 控制后吸声系数随频率的变化趋势也与理论结果一致. 在 130 Hz 处和 230—270 Hz 频段的这几个频点上实验控制结果稍低于理论结果 (理论结果 130 Hz 约为 0.8, 230—270 Hz 约为 0.6, 实验结果分别约为 0.6 和 0.5), 其原因主要是由全消声室自由场的逼近误差、测量大尺寸 A-MPPA 表面平均声强时人靠近结构表面等因素导致入射平面波受干扰引起的. 此时, 不均匀的入射波将微弱激励起空腔高阶声模态 (如 (0, 1, 0) 模态), 而导致两个误差传感点的声压不一致. 控制后两个扬声器的最优输出也将不一致, 并导致高阶声模态被进一步激励而使控制性能有所下降. 此外, 由于控制前 350 Hz 以上的频段已经具有良好的吸声性能, 即空腔内 (0, 0, 0) 声模态的幅值已经接近最优的状态. 此时采用 PR 策略抵消空腔声场, 反而会使吸声性能下降而起反作用, 它已无理论与实际意义. 因此, 实验仅验证了 350 Hz 以下低频段内 PR 策略的性能.

6 结 论

大尺寸 A-MPA 在控制前的低频吸声性能弱的根源在于垂直入射平面波大幅激励起 (0, 0, 0) 声模态, 其对入射波产生很强的反射作用. 控制源通过大幅抑制 (0, 0, 0) 声模态并使其幅值降到最优值, 它将大幅吸收入射波而不产生反射作用. 但是激励起的高阶声模态对入射波产生完全反射作用, 从而阻碍了有源吸声性能的提升. 因此, 对比管道声场中的性能, 大尺寸 A-MPPA 在自由场中的有源吸声性能有所减弱. 但最优的控制源位置要保证抑制 (0, 0, 0) 声模态的同时尽量避免大幅激励起高阶空腔声模态, 仍可获得显著的低频宽带吸

声性能的提升. 较小的 A-MPPA, 控制源位于空腔中心位置时能确保不会大幅激起高阶声模态, PR 与 IM 策略均实用. 对于较大的 A-MPPA, 将两个误差传声器与两个控制源对称布置, 在尽量避免激起高阶声模态的前提下, PR 策略仍然适用.

参考文献

- [1] Maa D Y 1998 *J. Acoust. Soc. Am.* **104** 2861
- [2] Zhang Z M, Gu X T 1998 *J. Sound Vib.* **215** 399
- [3] Sakagami K, Nakamori T, Morimoto M, Yairi M 2009 *Appl. Acoust.* **70** 703
- [4] Sakagami K, Matsutani K, Morimoto M 2010 *Appl. Acoust.* **71** 411
- [5] Lee D H, Kwon Y P 2004 *J. Sound Vib.* **278** 847
- [6] Ruiz H, Cobo P, Jacobsen F 2011 *Appl. Acoust.* **72** 772
- [7] Tayong R B, Manyo J A, Siryabe E, Ntamack G E 2018 *J. Acoust. Soc. Am.* **143** 2279
- [8] Wang C, Huang L 2011 *J. Acoust. Soc. Am.* **130** 208
- [9] Wang C, Huang L, Zhang Y 2014 *J. Sound Vib.* **333** 6828
- [10] Wang C Q, Cheng L, Pan J, Yu G H 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **127** 238
- [11] Yang C, Cheng L, Pan J 2013 *J. Acoust. Soc. Am.* **133** 201
- [12] Bravo T, Maury C 2018 *J. Sound Vib.* **425** 189
- [13] Gai X, Li X, Zhang B, Xing T, Zhao J, Ma Z 2016 *Appl. Acoust.* **110** 241
- [14] Gai X, Xing T, Li X, Zhang B 2018 *Appl. Acoust.* **137** 98
- [15] Gai X, Xing T, Li X, Zhang B, Wang W 2016 *Appl. Acoust.* **114** 260
- [16] Toyoda M, Takahashi D 2008 *J. Acoust. Soc. Am.* **124** 3594
- [17] Liu J, Herrin D W 2010 *Appl. Acoust.* **71** 120
- [18] Xie S, Wang D, Feng Z, Yang S 2020 *Appl. Acoust.* **158** 1
- [19] Park S 2013 *J. Sound Vib.* **332** 4895
- [20] Zhao X, Fan X 2015 *Appl. Acoust.* **88** 123
- [21] Tao J, Jing R, Qiu X 2014 *J. Acoust. Soc. Am.* **135** 231
- [22] Cobo P, Pfretzschner J, Cuesta M, Anthony D K 2004 *J. Acoust. Soc. Am.* **116** 2118
- [23] Cobo P, Cuesta M 2007 *J. Acoust. Soc. Am.* **121** EL251
- [24] Cobo P, Cuesta M 2009 *J. Acoust. Soc. Am.* **125** 185
- [25] Cobo P, Fernandez A, Doutres O 2003 *J. Acoust. Soc. Am.* **114** 3211
- [26] Ma X Y, Chen K A, Wang L, Liu Y, Ding S 2022 *Appl. Acoust.* **185** 108424
- [27] Ma X Y, Yurchenko D, Chen K A, Wang L, Liu Y, Yang K 2022 *Mech. Syst. Signal Proc.* **178** 109295
- [28] Ma X Y, Chen K A, Wang L, Liu Y 2021 *Shock Vib.* **2021** 6691505
- [29] Zou H S, Qiu X J 2019 *Acta Phys. Sin.* **68** 054301 (in Chinese) [邹海山, 邱小军 2019 物理学报 **68** 054301]
- [30] Wu F, Huang W, Chen W Y, Xiao Y, Yu D L, Wen J H 2020 *Acta Phys. Sin.* **69** 134303 (in Chinese) [吴飞, 黄威, 陈文渊, 肖勇, 郁殿龙, 温激鸿 2020 物理学报 **69** 134303]
- [31] Zhang F H, Tang Y F, Xin F X, Lu T J 2018 *Acta Phys. Sin.* **67** 234302 (in Chinese) [张丰辉, 唐宇帆, 辛锋先, 卢天健 2018 物理学报 **67** 234302]
- [32] Lee Y Y, Lee E W M, Ng C F 2005 *J. Sound Vib.* **287** 227
- [33] Bravo T, Maury C, Pinhede C 2012 *J. Acoust. Soc. Am.* **132** 789
- [34] Ma X Y, Chen K A, Ding S H, Zhang B R 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 124301 (in Chinese) [马玺越, 陈克安, 丁少虎, 张冰瑞 2013 物理学报 **62** 124301]
- [35] Bravo T, Maury C, Pinhede C 2012 *J. Acoust. Soc. Am.* **131** 3853

Low frequency sound absorption performance of large sized active micro-perforated panel absorber in free field*

Wang Lei¹⁾ Ma Xi-Yue^{2)†} Chen Ke-An²⁾ Liu Tao²⁾

1) (*School of Science, Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an 710055, China*)

2) (*School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China*)

(Received 9 November 2022; revised manuscript received 21 December 2022)

Abstract

The active micro-perforated panel absorber has excellent low frequency sound absorption performance, which is expected to realize low-frequency noise reduction in large space of the cabin. Since its active sound absorption performance depends on the incident sound field environment, on the basis of the existing research conclusions in the duct, the active sound absorption performance of the large-sized active micro-perforated panel absorber under the excitation of a normal incident plane wave in typical free field environment is in depth investigated. First, the theoretical model of the active micro-perforated panel absorber is established by using the modal analysis approach, in which a reflection coefficient varying with position is introduced to represent the reflected sound wave on the surface of the active micro-perforated panel absorber in free field. Then, the physical mechanism of active control is thoroughly analyzed and the error sensing strategy is established. Finally, an experiment is carried out to validate the theoretical model and findings. Results obtained demonstrate that the greater the amplitude of the (0, 0, 0) cavity mode excited by the incident plane wave, the stronger the reflection effect on the incident sound wave is, and vice versa. The control source suppresses the (0, 0, 0) mode so that this mode will not reflect and absorb the incident plane wave substantially when its amplitude is reduced to an optimal value. This is main mechanism of the sound absorption improvement in the low frequency range. However, the excited high order cavity modes (except for (0, 0, 0) mode) greatly reflect the incident sound energy in free field and exert a negative effect on sound absorption improvement. Thus, the control performance of the active micro-perforated panel absorber weakens in free field in comparison with that in the duct. The pressure-release and impedance-matching strategies are still applicable to free field as long as such a situation holds, i.e. the (0, 0, 0) cavity mode can be substantially suppressed by the control source and at the same time the high order cavity modes cannot be highly excited.

Keywords: micro-perforated panel absorber, low frequency active sound absorption, control mechanism in free sound field, error sensing strategy

PACS: 43.50.+y, 43.55.+p

DOI: 10.7498/aps.72.20222151

* Project supported by the Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51705421), the Natural Science Basic Research Plan in Shaanxi Province of China (Grant No. 2018JQ1025), and the China Postdoctoral Science Foundation (Grant No. 2019M663821).

† Corresponding author. E-mail: xiyuema@nwpu.edu.cn

自由场中大尺寸有源微穿孔板吸声器的低频吸声性能

王蕾 马玺越 陈克安 刘韬

Low frequency sound absorption performance of large sized active micro-perforated panel absorber in free field

Wang Lei Ma Xi-Yue Chen Ke-An Liu Tao

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 72, 064304 (2023) DOI: 10.7498/aps.72.20222151

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.72.20222151>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

微穿孔蜂窝-波纹复合声学超材料吸声行为

Micro-perforated acoustic metamaterial with honeycomb-corrugation hybrid core for broadband low frequency sound absorption

物理学报. 2018, 67(23): 234302 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20181368>

基于微孔板与折曲通道的亚波长宽带吸声结构设计

Design of subwavelength broadband hybrid sound absorption structure based on micro-perforated plate and coiled channels

物理学报. 2020, 69(13): 134303 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200368>

复杂声学环境中人耳附近空间有源降噪研究综述

A review of research on active noise control near human ear in complex sound field

物理学报. 2019, 68(5): 054301 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20182123>

CMOS有源像素传感器辐射损伤对星敏感器星图识别影响机理与识别算法

Influence mechanism and recognition algorithm of CMOS active pixel sensor radiation damage on star sensor star map recognition

物理学报. 2022, 71(18): 184208 <https://doi.org/10.7498/aps.71.20220894>

基于单片有源像素传感器的探测模块测试研究

Test study of detector modules based on monolithic active pixel sensor

物理学报. 2021, 70(17): 170702 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210464>

基于声学超材料的低频可调吸收器

A kind of tunable acoustic metamaterial for low frequency absorption

物理学报. 2019, 68(3): 034301 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20181908>