

有源声学结构中的次级作动和误差传感*

陈克安 李 双 潘浩然 仲维彬

西北工业大学航海学院环境工程系, 西安 710072

摘要 以近场声功率计算方法为基础, 引入速度辐射模态和近场声压辐射模态概念, 建立有源声学结构次级作动和误差传感的统一的数学模型. 首先从理论上研究了次级声源布放准则, 然后推导了基于 PVDF 分布式速度传感和离散点近场声压误差传感条件下的有源控制性能计算公式, 并通过计算机仿真验证了相关结论, 最后讨论了系统实现时需要解决的关键问题.

关键词 有源噪声控制 有源声学结构 平面声源 PVDF 传感器

结构声辐射是产生噪声的主要方式之一, 有源控制是降低低频声辐射的有效方式^[1]. 长期以来, 人们主要研究结构声有源控制(active structural acoustic control, ASAC)方法, 利用外加的次级力源作为次级作动器直接作用于振动结构上, 改变结构响应, 从而抑制声辐射功率^[2]. ASAC 技术的关键和难点在于次级力源的布放, 即使在实验室条件下, 对规则几何结构声辐射, 其次级力源布放及其优化都是一件难度相当大的工作^[3]. 因此, ASAC 应用于实际环境中的复杂工程结构声辐射控制的成功案例极少. 为此, 人们借鉴有源噪声控制(active noise control, ANC)方法, 在振动结构表面引入次级声源, 利用其产生的次级声场与原噪声场作用达到降低声辐射的目的^[4]. 长时间以来, 在有源控制中, 人们一般都采用以电动扬声器为主的集中参数声源作为次级声源, 因此, 人们集中研究了点声源集合下的结构声有源控制方法. 研究表明, 这种方法在理论上可以获得大的降噪量, 但除了少数低阶振动模态辐射声外, 系统实现时都需要大量的次级点声源. 例如, 为控制(3, 3)阶结构模态辐射声, 需要布放 3×3 个次级点声源. 因此, 从应用的角度看, 基于集中参数次级声源的 ANC 方法基本上不适合于控制结构声辐射^[4].

20 世纪 90 年代初, Heron 在美国军方的资助下, 提出并发展了分布模态扬声器(distributed mode loudspeaker, DML)^[5]. DML 是一种分布参数声源, 外观可以制作成任意曲面, 实际上常为平面形式, 因而被称为平面扬声器或平面声源. 经过 10 多年的发展, 平面扬声器在音频消费电子领域获得极大成功, 已有大量商业化产品销售^[6].

利用平面声源和 ANC 技术, 人们提出了有源声学结构(active acoustic structure, AAS)^[1,7]. AAS 以分布式声源为次级作动器, 产生次级声场, 同时利用近场误差传感策略, 在次级源表面及附近布放传感器拾取误差信号, 在控制器的作用下实现结构声辐射的有源控制. 一般情况下, AAS 不直接与振动结构相连, 它自成体系, 将次级作动与误差传感融为一体, 不直接依赖于振动结构和外部声场特性, 有可能制成通用模块用于降低低频辐射噪声. 另外, 还可以通过对分布式次级声源材料的设计, 使其成为隔声结构的一部分, 控制中高频噪声. 这样, AAS 有可能发展成为一种控制宽频噪声的智能声学结构.

AAS 的两个显著特点是: 分布式次级声源和近场误差传感. 文献[8]证明了 AAS 的可行性, 定性地提出了次级声源的布放准则, 指出只要布放四

2005-10-20 收稿, 2005-11-25 收修稿稿

* 国家自然科学基金资助项目(批准号: 10274060)

E-mail: kachen@nwpu.edu.cn

个次级声源,原则上可以控制任意振动模态辐射声^[8],但没有明确具体的布放准则和优化方法.文献[9,10]分别提出了基于近场声压和结构表面振速的误差传感方法,但未能建立统一的数学模型,对两者的关系、适用条件及优化方案等关键问题的研究不够深入.

为此,本文在已有研究结果的基础上,建立严密统一的AAS次级作用和误差传感数学模型,研究次级声源布放机理和优化准则,提出基于速度和近场声压的声辐射模态概念,对两种主要的近场误差传感策略及其优化进行了理论分析.本文的研究将为AAS性能分析提供统一的数学模型,为AAS参数设计提供简明实用的指导准则.

1 平面声源及有源声学结构

1.1 平面声源

平面声源之所以被称为分布模态扬声器,原因在于它不像集中参数扬声器那样以活塞式或偶极子方式振动辐射声波,而是以结构振动所固有的多模态方式振动产生声辐射.从声辐射机理看,平面声源其实就是弹性薄板在外力激励下辐射声波.当然,外部驱动力有多种形式,如点力、环形作用力和其他分布式作用力,它已成为平面扬声器技术的核心.

下面分别进行实验研究和理论分析,比较平面声源和平板声辐射特性.将一长宽分别为0.6 m和0.5 m的平面扬声器(深圳三诺公司,3YD50—60型,采用NXT技术)置于半消声室中,在距扬声器中央上方1 m处测量其声压级,利用双通道分析仪将声压响应被激励信号归一化,获得该平面扬声器的频响曲线,如图1所示.另一方面,我们从理论上对平面扬声器声学特性给予研究.设在一无限大障板上的简支矩形钢板,其长宽厚分别为0.35 m,0.3 m和2 mm,弹性模量取 2×10^{11} Pa,密度 7860 kg/m^3 ,Poisson比0.3,各阶振动模态阻尼比为0.1.以板的左下角为坐标原点,在(0.10 m,0.07 m)处施加10 N的点力源.首先利用振动模态叠加法计算平板速度分布,然后利用Rayleigh积分法计算其声压级^[1],由此计算出在距板中央上方1 m处的声压级与频率的关系,如图2所示.图1和

图2非常相近,这说明可以将平面扬声器发声建模为无限大障板上的矩形平板声辐射.

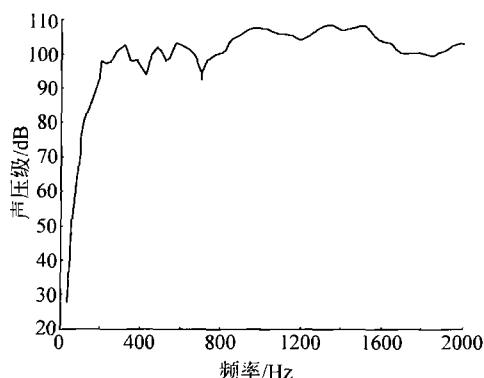


图1 NXT 平板扬声器频响实验曲线

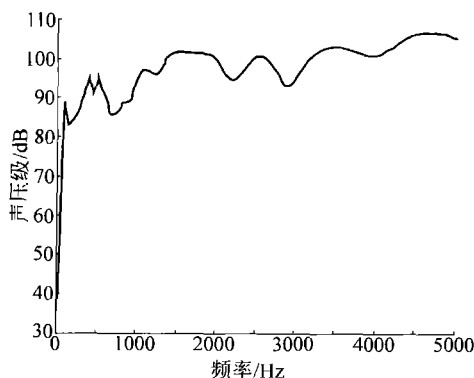


图2 矩形平板声辐射频响理论曲线

1.2 有源声学结构理论模型

从上面的分析可知,可以将作为次级声源的平面扬声器等效为无限大障板中的简支矩形平板(简称为次级板);为了便于理论分析,将产生初级噪声的振动结构也建模为无限大障板中的简支矩形平板(简称为初级板).设所有次级板位于同一平面,与初级板平行,与初级板的间距远小于声波波长,同时假定次级板与初级板之间没有振动的传递,次级板的机械阻抗远小于初级板^[8].

为了分析AAS的声学性能,首先需要计算初、次级板的辐射声功率.为便于后面的推导和理论计算,采用声功率计算的近场方法^[1].将弹性板分割成 N 个面积为 ΔS 的声辐射面元,使其几何尺寸远小于感兴趣的最高频率对应的声波波长.将各面元上的法向振速标记为长度 N 的列矢量 \mathbf{V} ,则板的辐射声功率可表示为^[11]

$$W = \mathbf{V}^H \mathbf{R} \mathbf{V}, \quad (1)$$

式中 \mathbf{H} 表示对矩阵取共轭转置, $\mathbf{R} = \Delta \text{SRe}(\mathbf{Z})/2$, \mathbf{Z} 为 $N \times N$ 阶传输阻抗矩阵. 另一方面, 如果定义 N 阶列矢量 \mathbf{P} 表示各辐射面元上方的近场声压, 它与振速矢量之间的关系为^[9]

$$\mathbf{V} = \mathbf{Y} \mathbf{P}, \quad (2)$$

其中 \mathbf{Y} 为传输导纳矩阵, 是传输矩阵 \mathbf{Z} 的逆. 将(2)式代入(1)式, 整理后得到

$$W = \mathbf{P}^H \mathbf{G} \mathbf{P}, \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{G} = \Delta \text{SRe}(\mathbf{Y})/2, \quad (4)$$

(1)和(3)式表明, 利用结构表面上的法向振速或近场声压均可以计算辐射声功率. 下面主要以(1)式为例讨论声功率的计算. 需要注意的是, 不同于一般的 ASAC 研究, AAS 中的声功率计算需要特别注意以下几点:

(1) 作用力问题. 初、次级板除了受到直接的作用力激励外, 其辐射声场对对方的振动也有影响. 由于实际场合下, 可以假设次级板的机械阻抗比初级板的要小得多, 因此可以忽略次级声场对初级板的作用, 而初级声场对次级板的作用则必须加以考虑. 在建立理论模型时, 可将初、次级板之间的狭长空间等效为绝热理想体积元, 利用与推导波动方程类似的方法获得^[12].

(2) 初、次级板振速矢量的表示方法. 初级板上的振速矢量可以标记为长度为 N 的列矢量 \mathbf{V}_p . 设分布式次级声源的个数为 L 个, 将每一个次级板都划分为 N_s 个面积相等的辐射面元, 则第 l 个次级板的表面振速矢量为 $\mathbf{V}_{sl} = [v_{sl1}, v_{sl2}, \dots, v_{slN_s}]^T$, 总共 L 个次级板的振速可表示为 $\mathbf{V}_s = [\mathbf{V}_{s1}^T, \mathbf{V}_{s2}^T, \dots, \mathbf{V}_{sL}^T]^T$. 与外部激励力此相对应, 次级板表面法向振速可以表示为

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{sc} + \mathbf{V}_{sp}, \quad (5)$$

其中 \mathbf{V}_{sc} 和 \mathbf{V}_{sp} 分别对应于次级控制力和初级声场对

次级板的作用力.

(3) 总辐射声功率的计算. 为了计算初、次级板总的辐射声功率, 需要定义一个与初级板振速列矢量 \mathbf{V}_p 长度相同的次级板振速列矢量

$$\mathbf{V}_{s0} = [\mathbf{V}_{s1}^T, \mathbf{V}_{s2}^T, \dots, \mathbf{V}_{sL}^T, \mathbf{O}^T]^T = [\mathbf{V}_s^T, \mathbf{O}^T]^T,$$

其中 \mathbf{O} 为 N_0 阶列矢量 ($N_0 = N - N_s \times L$), 每个分量皆为零. 在低频条件下, 初、次级板间隙与声波波长相比可以忽略不计, 可以认为它们处于同一平面. 于是, 初、次级板总的振速列矢量可以表示为

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_p + \mathbf{V}_{s0}, \quad (6)$$

因此, 将(6)式代入(1)式, 可以推导出初、次级板总的辐射声功率为

$$W = W_p + W_s + W_{ps}, \quad (7)$$

式中 W_p , W_s 为初级板、次级板单独作用时的辐射声功率, W_{ps} 为初、次级板辐射声场相互干涉产生的声功率. 需要指出的是, W_s 和 W_{ps} 表达式既可以用 \mathbf{V}_s 表示, 也可以用 \mathbf{V}_{s0} 表示. 用 \mathbf{V}_s 表示可消除矢量中的零分量, 提高计算效率, 但它的表达式相对要复杂; 用 \mathbf{V}_{s0} 表示, 虽然增加了计算量, 但可用它表达出的物理含义推出次级板上分布式传感器的形状^[10].

将作用于 L 个次级板上的控制表力示成矢量形式: $\mathbf{F}_s = [f_{s1}, f_{s2}, \dots, f_{sL}]^T$ (称为次级力源强度矢量), 则(5)式可以进一步表示为

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}'_{sc} \mathbf{F}_s + \mathbf{V}_{sp}, \quad (8)$$

式中 $\mathbf{V}'_{sc} = [\mathbf{V}_{sc1}^T, \mathbf{V}_{sc2}^T, \dots, \mathbf{V}_{scL}^T]^T$, $\mathbf{V}_{sp} = [\mathbf{V}_{sp1}^T, \mathbf{V}_{sp2}^T, \dots, \mathbf{V}_{spL}^T]^T$. 它们都为 $L \times N_s$ 阶列矢量. 如果将 \mathbf{V}'_{sc} 和 \mathbf{V}_{sp} 后面补零, 形成 N 阶列矢量 \mathbf{V}'_{sc0} 和 \mathbf{V}_{sp0} , 则初、次级板总的法向振速可表示为

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_p + \mathbf{V}'_{sc0} \mathbf{F}_{s0} + \mathbf{V}_{sp0} = \mathbf{V}_{p0} + \mathbf{V}'_{sc0} \mathbf{F}_{s0}, \quad (9)$$

式中 $\mathbf{V}_{p0} = \mathbf{V}_p + \mathbf{V}_{sp0}$.

将(9)式代入(1)式, 展开后可发现, 总辐射声功率是次级力源强度矢量的二次型函数, 有

$$W = \mathbf{F}_s^H \mathbf{A} \mathbf{F}_s + \mathbf{F}_s^H \mathbf{B} + \mathbf{B}^H \mathbf{F}_s + C, \quad (10)$$

其中 \mathbf{A} , \mathbf{B} 为系数矩阵, C 为常数, 等于初级板单独存在时的声功率^[7]. 利用无约束最优化方法^[1], 可以求出以(10)式为目标函数下的最优次级力源强度矢量, 有

$$\mathbf{F}_{so} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}, \quad (11)$$

将上式中的 \mathbf{F}_{so} 代入(10)式, 即可获得源控制后的最小声功率:

$$W_o = C - \mathbf{B}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}. \quad (12)$$

需要注意的是, 上式求出的声功率, 是以初、次级板总的辐射声功率为目标函数求得的最优值. 实际系统中由于很难得到声功率的测量值, 因而这样的效果一般作为理论值成为其他控制目标的参考基准.

2 次级声源的最优布放

2.1 次级源布放的物理机制

确定了 AAS 的组成结构之后, 接下来的问题是解决次级源的布放问题, 也就是在确定次级源的不放个数和位置. 如前所述, 平面次级声源可以建模为平板声辐射问题. 根据“角落单极子”^[13]模型可知, 在低频条件下, 平板振动声辐射可以等效为坐落在板 4 个角落的单极子声源的声辐射, 这 4 个单极子可以组合成单极子、偶极子和四极子声源, 它们分别对应于平板的“奇—奇”、“奇—偶”(或“偶—奇”)和“偶—偶”振动模态声辐射.

利用点声源控制集中参数噪声源(初级源)时, 有一个共同的规律, 要求次级源的“极型”要大于或等于初级源的极型^[4, 14]. 例如, 初级源是一个四极子, 则要求次级源也应该至少具有四极子特性, 单极子、偶极子次级源不能取得好的效果.

由于每个分布式次级声源的声辐射可以用 4 个“角落单极子”声源的声辐射来等效, 这样, 多个次级板的声辐射则等效为“角落单极子”阵的声辐射, 声源阵中的每 4 个“角落单极子”(一个次级板的四个等效单极子)声源强度受到同一个次级控制力的约束, 因此, 分布式次级声源的布放规律与点次级声源的布放规律有所不同. 可以推论, 由于

4 个分布式次级声源可以在任何频率下组合成四极子源, 因此, 采用 4 个分布式次级声源可以抵消初级板的所有类型的振动模态声辐射.

次级板放在什么位置最合适呢? 我们知道, 对单频激励, 弹性结构声辐射主要由一个或有限的几个振动模态主导(称为主导模态). 虽然不同模态的声辐射效率不一样, 但对单个模态来说, 振幅大的区域辐射功率也大. 进一步地说, 对外力激励响应最为强烈的区域是其模态函数的波腹区域(“反节面”区域), 也就是说反节面区域向外辐射声能的能力最强. 这就是说, 次级板最好布放在需要控制的振动模态的反节面区域, 并且次级板的个数最好与该振动模态的反节面个数相同. 下面用计算机仿真结果加以说明.

2.2 计算机仿真

假设初、次级板均为位于无限大障板上的简支矩形弹性钢板, 其长、宽、厚度分别标记为 l_x , l_y 和 h (分别以下标 p 和 s 表示初级板和次级板). 这里取 $L_{px} = 1.150 \text{ m}$, $L_{py} = 0.860 \text{ m}$, $h_p = 6.0 \text{ mm}$. 钢板的材料参数与 1.1 节算例中的相同, 但各阶振动模态阻尼比取为 0.02. 以初级板左下角为坐标原点, 在 $(0.460 \text{ m}, 0.344 \text{ m})$ 位置出有一点力源. 计算频率范围为 20—300 Hz, 将初级板辐射面元沿 X 和 Y 方向分别划分为 10×10 . 按振动模态特征频率由低到高的顺序, 计算初、次级板法向振速所需的振动模态数取为 13. 由此计算出初级板的辐射功率与频率及振动模态的关系如图 3 所示, 其中几个典型的振动模态的空间分布如图 4 所示. 图中幅值最大位置及其附近区域称为“反节面”区域.

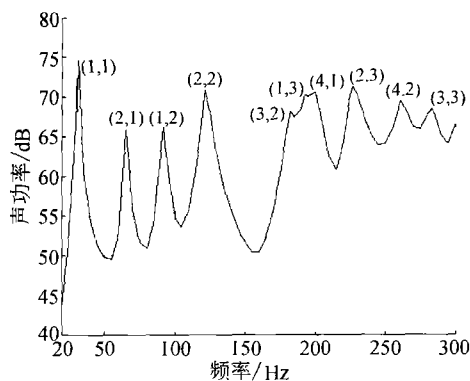


图3 初级板结构辐射声功率

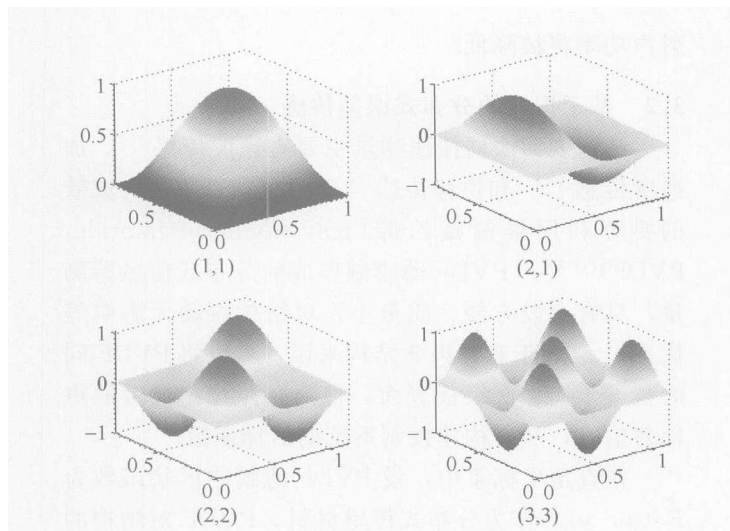


图4 典型振动模式函数的空间分布

为分析方便, 本文假设只有一个次级板(以上理论公式完全适用于多个次级板), 次级板有3种不同的位置(分别标记为A1, A2和A3), 如图5所示. 不同布放下次级板都相同, 取 $l_{sx} = 0.275\text{ m}$, $l_{sy} = 0.172\text{ m}$, $h_s = 2.0\text{ mm}$, 与初级板的间距均为 2.0 mm . 此时次级板的模态密度低于初级板的(仿真表明: 实际上, 初、次级板的相对模态密度对仿真结果有影响, 但不是本质上的), 并设次级力源位于 $(0.07\text{ m}, 0.05\text{ m})$ 处(以次级板左下角为坐标原点). 利用上小节推导的理论公式, 可以获得3种不同次级板布放下有源控制前后AAS辐射声功率, 如图6所示. 可以看出, 3种布放方式, 均可以在一定程度上控制初级板 $(1, 1)$ 阶振动模态的声

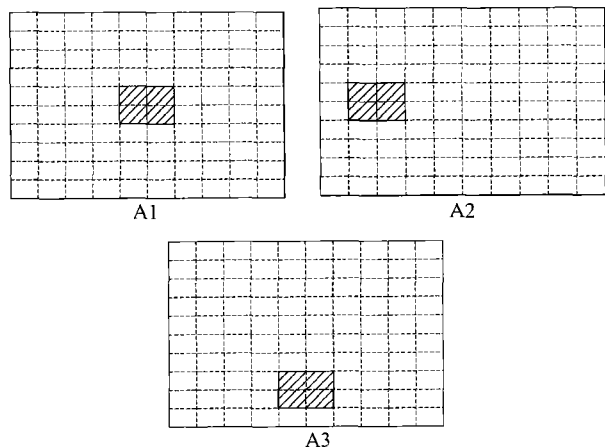


图5 单个次级板布放位置示意图

辐射, 其中A1方式的控制效果最好, 原因在于: 次级板的个数与反节面的个数匹配, 布放位置与反节面区域吻合. 单个对除 $(1, 1)$ 阶振动模态以外的其他阶振动模态控制的效果均不明显. 进一步的仿真结果表明: 对于多个次级板的仿真表明, 如果能够在某阶振动模态的反节面区域都布放一个次级板, 则该阶振动模态及其以下的振动模态都能被抵消, 限于篇幅, 这里省略了相关算例.

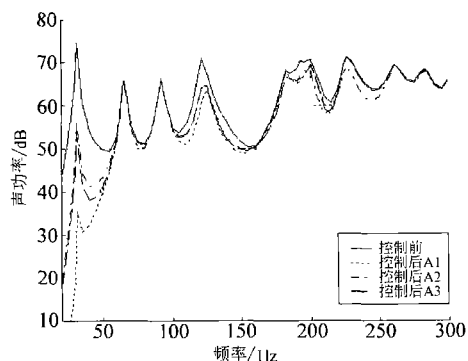


图6 次级板在不同布放形式下的有源控制结果

3 近场误差传感策略及其实现方法

AAS本质上是一个有源控制系统, 目前基本上都采用自适应控制方法. 无论是前馈控制, 还是反馈控制, 误差信号都是必不可少的. 如果有多个误差传感器, 构成的系统称为多通道有源控制系统^[1].

(1)和(3)式表明: 结构声辐射功率可以通过结构表面振速或近场声压求取. 因此, AAS的误差信息可以通过拾取振速或近场声压获得. 然而, 我们不能直接用(1)式或(3)式作为有源控制的目标函数, 原因在于: (1) \mathbf{V} 和 \mathbf{P} 各分量之间相互耦合, 控制部分分量并不必然带来总的声功率的降低; (2) 矩阵 \mathbf{Z} 和 \mathbf{Y} 依赖于频率(计算 \mathbf{Y} 还需要矩阵求逆), 控制宽带噪声时会带来巨大的计算量; (3) 直接采用(1)式或(3)式作为有源控制的目标函数, 在自适应有源控制中无法得到简单易行的算法. 因此, 下面寻求其他办法构建有源控制目标函数.

3.1 基于振速和近场声压的声辐射模态

根据辐射声功率的物理意义可以判断出, (1)

式中的矩阵 \mathbf{R} 是实对称正定矩阵^[11]. 于是, 可以对该矩阵作如下特征值分解:

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}^T \mathbf{A} \mathbf{Q}, \quad (13)$$

其中 \mathbf{Q} 为 $N \times N$ 特征矢量矩阵, \mathbf{A} 为 N 个特征值构成的对角矩阵. 将上式代入(1)式, 有^[11]

$$W = \mathbf{y}^H \mathbf{A} \mathbf{y} = \sum_{k=1}^N \lambda_k |y_k|^2, \quad (14)$$

其中

$$\mathbf{y} = \mathbf{Q} \mathbf{V}, \quad (15)$$

式中 \mathbf{y} 为基于振速的声辐射模态 (velocity-based acoustic radiation mode, 简称振速辐射模态)^[14] 矢量, 其中 $\mathbf{y}_k = \mathbf{q}_k^T \mathbf{V}$ 为 k 阶辐射模态幅度, 它等于矩阵 \mathbf{R} 的第 k 阶特征矢量的转置与振速矢量之积, \mathbf{q}_k 在二维空间构成的曲面被称为振速辐射模态形状. 从(11)式可以看出, 各辐射模态之间彼此相互独立, 总的辐射声功率等于各阶辐射模态功率的加权和, 加权系数 λ_k 为矩阵 \mathbf{R} 的第 k 阶特征值.

(3)式中, 矩阵 \mathbf{G} 也是正定实对称矩阵, 同样可作如下特征值分解

$$\mathbf{G} = \mathbf{D}^T \mathbf{A}_d \mathbf{D}, \quad (16)$$

其中 \mathbf{D} 为 $N \times N$ 特征矢量矩阵, \mathbf{A}_d 是 $N \times N$ 阶对角矩阵. 将(16)式代入(3)式, 并令

$$\mathbf{P}_d = \mathbf{D} \mathbf{P}, \quad (17)$$

式中 \mathbf{P}_d 称为基于近场声压的声辐射模态 (简称声压辐射模态) 矢量. 于是, (3)式可进一步表示为

$$W = \mathbf{P}_d^H \mathbf{A}_d \mathbf{P}_d = \sum_{n=1}^N \lambda_{dn} |p_{dn}|^2, \quad (18)$$

其中 $p_{dn} = \mathbf{d}_n^T \mathbf{P}$, 为第 n 阶辐射模态幅度, \mathbf{d}_n 在二维空间构成的曲面也称为辐射模态形状.

(3)式和(18)式表明, 辐射功率可以表示成各阶辐射模态 (振速辐射模态或近场声压辐射模态) 功率的加权和. 同时也说明, 从噪声控制的角度来看, 只要将任一阶辐射模态的幅值降低, 则总的辐

射声功率将被降低.

3.2 基于振速的分布式误差传感

结构表面法向振速测量主要有速度传感^[15]、加速度传感^[16,17]和位移传感^[18]等方式, 其中最有成效的要算利用聚偏氟乙烯 (polyvinylidene fluoride, PVDF)^[19,20]. PVDF 薄膜制作成的分布式传感器测量, 具有布设方便、质量小, 对结构振动无影响等优点^[21]. 对于有源声学结构来说, 可以将 PVDF 同时敷设于初、次级板表面, 检测有源控制前后的声辐射信息, 从而构建控制系统的目标函数.

在直角坐标系中, 设 PVDF 薄膜的形状函数为 $F(x, y)$. 作为分布式传感材料, PVDF 对结构的振动位移发生响应, 输出电荷. 如果忽略极化倾角, 其电荷方程可以表示为^[21]

$$q = -\frac{h+h_f}{2} \int_0^{l_x} \int_0^{l_y} \left[e_{31} \frac{\partial^2 w(x, y)}{\partial x^2} + e_{32} \frac{\partial^2 w(x, y)}{\partial y^2} \right] F(x, y) dx dy, \quad (19)$$

其中 $w(x, y)$ 为板的振动位移, h 和 h_f 分别为板和 PVDF 薄膜的厚度, e_{ij} 为板的压电常数, 等于材料应力与电荷系数之比.

(19)式中, $F(x, y)$ 本身代表了 PVDF 在不同位置处的灵敏度, 如果薄膜的几何尺寸与振动波长相比要小的多的话, 它可以通过将薄膜剪裁成不同的形状来达到同样的目的, 这就是 $F(x, y)$ 被称为形状函数的原因. 在矩形平板上, PVDF 灵敏度的变化可以转化为 X, Y 方向的形状变化, 它可以由 X, Y 方向布置的条装薄膜 (称为 PVDF 对) 实现^[19], 其形状分别为 $f(x)$ 和 $f(y)$, 电荷输出为 q_x 和 q_y . 这里设 PVDF 对在 X, Y 方向的中心线分别为 $y=y_0$ 和 $x=x_0$, 为了使(19)式的积分表达式成立, 必须满足如下条件: $\alpha_x |f_{\max}(x)| \ll l_x$, $\alpha_y |f_{\max}(y)| \ll l_y$, α_x 和 α_y 称为调整系数.

PVDF 对总的输出电荷可以表示为 PVDF 对输出电荷之和, 即

$$q = q_x + q_y, \quad (20)$$

另一方面, 根据结构振动的模态叠加法可知, 振动量可以分解为有限个振动模态的叠加,

$$v(x, y) = \sum_{m=1}^M A_m(\omega) \phi_m(x, y), \quad (21)$$

式中 $A_m(\omega)$ 为模态幅度, $\phi_m(x, y)$ 为模态函数, 对于简单几何形状振动结构, 模态函数可以沿坐标方向分解. 在直角坐标系中, $\phi_m(x, y) = \phi_{xm}(x) \phi_{ym}(y)$.

形状函数 $f(x)$ 和 $f(y)$ 也可以借用模态分解的概念, 以模态函数为基函数进行分解. 设 X, Y 方向的阶数分别为 I_x 和 I_y , 则

$$f(x) = \sum_{i=1}^{I_x} b_{xi} \phi_{xi}(x), f(y) = \sum_{j=1}^{I_y} b_{yj} \phi_{yj}(y), \quad (22)$$

式中 b_{xi} 和 b_{yj} 分别为 X, Y 方向第 i 和第 j 阶形状系数, 其矢量表达式为 $\mathbf{B}_x = [b_{x1}, b_{x2}, \dots, b_{xI_x}]^T$ 和 $\mathbf{B}_y = [b_{y1}, b_{y2}, \dots, b_{yI_y}]^T$.

对于简谐振动, 振速与位移之间有关系: $v(x, y) = j\omega w(x, y)$. 利用此关系代入(19)式, 并令 $\mathbf{B} = [\mathbf{B}_x^T \mathbf{B}_y^T]^T$, $\mathbf{T} = [\mathbf{T}_1^T \mathbf{T}_2^T]^T$, $\mathbf{A} = [A_1(\omega), A_2(\omega), \dots, A_M(\omega)]^T$, 则可获得 PVDF 对中的电荷输出的矢量表达式为

$$\mathbf{q} = \mathbf{B}^T \mathbf{T} \mathbf{A}, \quad (23)$$

其中 \mathbf{T}_1 为 $I_x \times M$ 矩阵, \mathbf{T}_2 为 $I_y \times M$ 矩阵, 它们的 (i, m) 元素分别为

$$t_1(i, m) = -\frac{(h + h_f)\alpha_x}{j\omega} \left[e_{31} \left(\frac{m_x \pi}{l_x} \right)^2 + e_{32} \left(\frac{m_y \pi}{l_y} \right)^2 \right] \cdot \phi_{ym}(y_0) \delta(i - m), \quad (24)$$

$$t_2(i, m) = -\frac{(h + h_f)\alpha_y}{j\omega} \left[e_{31} \left(\frac{m_x \pi}{l_x} \right)^2 + e_{32} \left(\frac{m_y \pi}{l_y} \right)^2 \right] \cdot \phi_{xm}(x_0) \delta(i - m), \quad (25)$$

另一方面, 定义 $N \times M$ 阶矩阵 $\boldsymbol{\varphi}$, 其 (n, m) 元素为 $\varphi_m(x_n, y_n)$, 则(21)式可以表示为矢量形式, 有 $\mathbf{V} = \boldsymbol{\varphi} \mathbf{A}$, 将此代入(15)式, 可获得 k 阶声辐射模态的表达式为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{q}_k^T \boldsymbol{\varphi} \mathbf{A}, \quad (26)$$

如果需要 PVDF 对的电荷输出等于 k 阶声辐射模态幅度, 令(23)式和(26)式相等可以求解出

$$\mathbf{B} = (\mathbf{T}^T)^{-1} \boldsymbol{\varphi}^T \mathbf{q}_k, \quad (27)$$

由此获得的形状系数代入(22)式即可得到 PVDF 条在 X, Y 方向的形状.

根据以上分析, 确定好 PVDF 形状后, 其输出电荷等于 k 阶声辐射模态. 在初、次级板上敷设 N 对 PVDF 薄膜采集误差信号, 以(14)式为目标函数, 有源控制后可使总的声功率最小. 然而, N 是人为选取的辐射面元个数, 为保证计算精度, 一般都较大, 这样实际中会使敷设 PVDF 遇到困难, 同时使控制系统复杂程度增加. 不过, 已有相当多的文献研究表明: 构成总辐射声功率的 N 阶声辐射模态中, 起主导作用的仅仅是前几阶模态(称为主导声模态), 在有源控制关心的低频范围内, 通常为前四阶^[11, 15, 22].

假设需要控制的主导辐射模态的个数为 K , 定义 $\mathbf{y}_k = [y_1, y_2, \dots, y_k]^T$, 则有源控制的目标函数为

$$J_{ik} = \mathbf{y}_k^H \mathbf{A}_k \mathbf{y}_k, \quad (28)$$

其中 $\mathbf{A}_k = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k)$. 根据(15)式, 此时的 K 阶声辐射模态幅度矢量 $\mathbf{y}_k = \mathbf{Q}_k^T \mathbf{V}$, $\mathbf{Q}_k = [\mathbf{q}_1^T, \mathbf{q}_2^T, \dots, \mathbf{q}_k^T]^T$. 将(9)式代入(15)式, 然后代入(28)式, 可以发现: 总声功率可以表示成次级力源强度矢量的二次型函数. 利用无约束最优化方法^[1], 可以推导出最优次级力源强度矢量为

$$\mathbf{F}_{suk0} = -\mathbf{A}_k^{-1} \mathbf{B}_k, \quad (29)$$

式中

$$\mathbf{A}_{ik} = \mathbf{V}_{sc0}^H \mathbf{Q}_k^T \mathbf{A}_k \mathbf{Q}_k \mathbf{V}_{sc0}', \quad (30)$$

$$\mathbf{B}_{ik} = \mathbf{V}_{sc0}^H \mathbf{Q}_k^T \mathbf{A}_k \mathbf{Q}_k \mathbf{V}_{p0}', \quad (31)$$

将 \mathbf{F}_{suk0} 代入(9)式替代 \mathbf{F}_{s0} , 然后利用(1)式可得到有源控制后初、次级板的总辐射声功率 W_{uk0} .

3.3 基于离散点近场声压的误差传感

实施有源控制后, 近场声压矢量是初、次级结构产生的近场声压矢量之和, 即

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}_p + \mathbf{P}_s, \quad (32)$$

次级结构表面的一组传声器即可同时测量 P_p 和 P_s . 这就是为什么提出利用近场声压作为 AAS 误差信息的重要原因. 如果主导声压辐射模态的个数为 K , 则这 K 个辐射模态可以表示为 $P_k = D_k P$, 其中 $D_k = [d_1, d_2, \dots, d_K]^T$. 于是, 有源控制的目标函数为

$$J_{pk} = P_k^H A_{dk} P_k = \sum_{n=1}^K \lambda_{dkn} |p_{kn}|^2, \quad (33)$$

同样, 我们可以推导出最优次级力源强度和目标函数的最小值, 有

$$F_{spku} = -A_k^{-1} B_k, \quad (34)$$

式中

$$A_k = V_{sc}^H Z^H D_k^H A_{dk} D_k Z V_{sc}', \quad (35)$$

$$B_k = V_{sc}^H Z^H D_k^H A_{dk} P_{pk}. \quad (36)$$

其中 $P_{pk} = D P_p$. 将 F_{spku} 代入(6)式替代 F_{s0} , 然后利用(1)式可得到有源控制后结构辐射声功率 W_{pku} .

3.4 计算机仿真

设初级板为无限大障板的简支矩形钢板, 其参数与 2.2 中的一致. 为方便起见, 设仅有一个次级板, 位于初级板中央, $l_{sx} = 0.575$ m, $l_{sy} = 0.430$ m, $h_s = 2.0$ mm, 与初级板的间距为 2.0 mm. 以次级板左下角为坐标原点, 次级控制力位于 (0.144 m, 0.215 m) 处.

首先考虑采用 PVDF 对进行误差传感, 先确定初级板上 PVDF 条的形状. 设在 X 和 Y 方向, PVDF 条的中心线分别为 $y_0 = 0.5l_{py}$, $x_0 = 0.5l_{px}$. 取振动模态数最高阶数 $M=13$, X 和 Y 方向形状函数的最高阶数 I_x 和 I_y 分别取 4 和 5. 基于上述假设, 利用(27)式和(22)式可以求出 PVDF 对的形状. 然后, 将初级板上 PVDF 对的形状投影到次级板上即可获得次级板上 PVDF 对的形状^[10].

一个速度辐射模态对应初、次级板上的一个 PVDF 对, 确定需要抵消的速度辐射模态阶数, 按上述方法求出初、次级板上相应的 PVDF 对形状, 然后根据(29)式求出最优次级力源强度 F_{stku} , 随后即可求出 K 对 PVDF 传感器作用下的有源控制效

果, 如图 7 所示. 图中的实线为有源控制前初级板的辐射声功率, 虚线表示以最小声功率为准则下的初、次级板总辐射声功率, 点线和点划线分别为以一阶和一、二阶振速辐射模态功率为目标函数下的初、次级板总辐射声功率. 仿真结果表明: 在低频区, 只要控制前四阶振速辐射模态, 则总的辐射声功率就得到了控制.

接下来研究基于离散点近场声压传感下的有源控制. 跟划分辐射面元的方法相似, 沿 X, Y 方向在初级板上布放 4×4 个传声器拾取近场误差信号, 仿真中, 测量近场声压的测量面距平板 15 mm. 首先利用(3)式计算出有源控制前初级板的辐射声功率, 然后以(33)式为目标函数, 根据(33)式求出最优次级力源强度 F_{spku} , 随后求出有源控制前后 AAS 辐射声功率, 结果如图 8 所示. 图中的实线为有源控制前初级板的辐射声功率, 虚线表示以最小声功率为准则下的初、次级板总辐射声功率, 点线和点划线分别为以一阶和一、二阶声压辐射模态功率为目标函数下的初、次级板总辐射声功率. 可以看出, 采用四阶声压辐射模态, 以 J_k 为目标函数, 在 300 Hz 范围内有源控制效果已经非常接近最优的控制效果.

需要说明的是, 基于振速矢量和基于近场声压矢量计算有源控制前的初级板辐射声功率和有源控制后的最优辐射声功率, 其结果本来应该是一样的, 但图 7 和图 8 中略有差别, 原因在于图 7 是基于振速矢量计算的, 而图 8 是基于近场声压矢量计算的. 从理论上讲, 图 7 是最接近解析解的, 因此图 8 的计算结果有误差, 这是因为实际中测量面声压代替近场声压造成的.

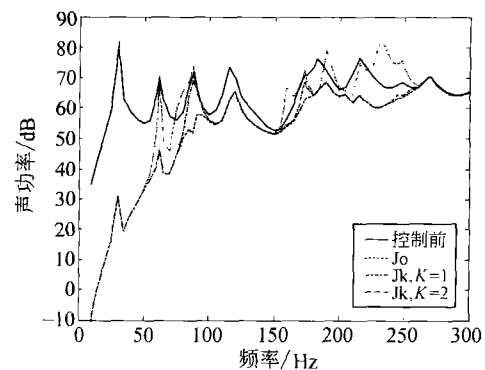


图 7 速度传感下有源控制效果

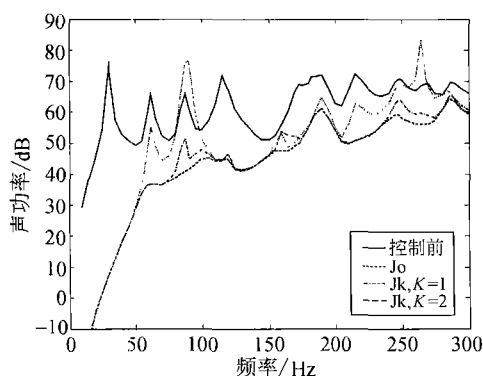


图8 近场声压传感下有源控制效果

4 结论

通过前面的理论分析和计算机仿真, 我们得到如下几点结论:

(1) 以平面声源和近场误差传感为标志的AAS, 可以将有源和“无源”(passive)噪声控制方式结合在一起, 实现全频段降噪. 作为有源控制元件, 它较少依赖外部声学环境, 自成体系, 便于实际应用.

(2) 作为典型的分布模态扬声器, 平面声源的材料、构成、驱动力作用方式对它的声学性能均有影响, 但总可以建模成为弹性平板声辐射器. 采用声功率的近场计算方法, 考虑到初、次级声场相互作用, 利用无约束最优化方法建立了AAS声学性能计算公式.

(3) 平面声源的布放准则可以通过“角落单极子”模型, 结合振动模态特性获得. 原则上讲, 在低频条件下, 采用4个次级板可以控制所有类型的振动模态声辐射, 实际上, 只有当次级板布放在某阶振动模态的反节面区域时, 才会取得理想的降噪效果.

(4) 近场误差传感是实现AAS的关键环节. 基于AAS的组成特点, 利用PVDF薄膜和离散点的传声器均可获得误差信号. 两种传感方式都是以控制辐射声模态为基础的, 低频条件下, 控制头几阶(通常不超过四阶)主导辐射模态即可实现总辐射声功率的降低.

(5) 近场声压传感和分布式速度传感的特点是: 近场声压传感只需一套传声器即可获取初、次级板

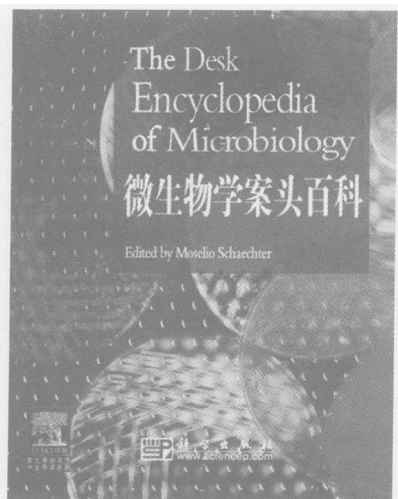
辐射声压之和, 但需要的传声器个数相对较多(可以利用遗传算法等方式进行优化), 实际安装也不太方便; PVDF薄膜进行速度传感需要的PVDF对与主导辐射模态个数对应, 但需要在初、次级板分别敷设, 但次级板个数较多时显得不方便, 且对布放位置、剪裁误差、外界电磁干扰等敏感. 另外, 当初级结构不是平板时, 近场声压传感不受影响, 但PVDF的理论推导和辐射都会有困难.

(6) 实际应用时, 如初级结构为复杂结构, 可采用声学边界元法或者实验测量获取辐射模态形状, 进而利用优化算法获得次级板和误差传感器的最优布放方式. 下一步, 需要研究布放误差对控制效果的影响, 同时开展实验研究, 结合自适应有源控制, 发现并解决系统实现时出现的问题.

参 考 文 献

- 1 陈克安. 有源噪声控制. 北京: 国防工业出版社, 2003
- 2 Fuller C R, Elliott S J, Nelson P A. Active Control of Vibration. San Diego: Academic Press, 1996
- 3 Wang B, Fuller C R, Dimitriadis E K. Active control of noise transmission through rectangular plates using multiple piezoelectric or point force actuators. Journal of Vibration and Acoustics, 1991, 90(5): 2820—2830
- 4 Deffayet C, Nelson P A. Active control of low-frequency harmonic sound radiated by a finite panel. Journal of Acoustic Society of America, 1998, 84: 2192—2199
- 5 Bank G. The distributed mode loudspeaker (DML). In: Loudspeaker and Headphone Handbook. 3rd ed. Oxford: Focal Press, 2001
- 6 陈克安, 仲维彬, 曾向阳. 平面扬声器及其声学特性. 电声技术, 2003, 219(9): 21—23
- 7 Chen K, Koopmann G H. Active control of low-frequency sound radiation from vibrating panel using planar sound sources. Journal of Vibration and Acoustics, 2002, 124: 2—9
- 8 陈克安, Koopmann G H. 基于平面声源实施结构声辐射有源控制的理论研究. 声学学报, 2003, 28(4): 279—293
- 9 Chen K, Yin X. Active control of radiated sound using nearfield pressure sensing. Chinese Journal of Acoustics, 2004, 23: 193—202.
- 10 陈克安. 自适应声学结构误差传感策略. 振动工程学报, 2004, 17(3): 301—305
- 11 Elliott S J, Johnson M E. Radiation modes and the active control of sound power. Journal of the Acoustical Society of America, 1993, 94: 2194—2204
- 12 Koopmann G H, Fahnline J B. Designing Quiet Structures: A

- Sound Power Minimization Approach. London: Academic Press, 1997
- 13 Maidanik G. Response of ribbed panels to reverberant acoustic fields. *Journal of Acoustic Society of America*, 1962, 34: 809—826
- 14 Bolton J S, Gardner B K, Beauvilain T A. Sound cancellation by the use of secondary multipoles. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1995, 98: 2343—2362
- 15 Johnson M E, Elliott S J. Active control of sound radiation using volume velocity cancellation. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1995, 98: 2174—2186
- 16 Sors T C, Elliott S J. Volume velocity estimation with accelerometer arrays for active structural acoustic control. *Journal of Sound and Vibration*, 2002, 258(5): 867—883
- 17 Maillard J P, Fuller C R. Advanced time-domain wave-number sensing for structural acoustic systems, I: Theory and design. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1994, 95(6): 3252—3261
- 18 Masson P, Berry A, Nicolas J. Active structural acoustic control using strain sensing. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1997, 102(3): 1588—1599
- 19 Charette F, Berry A. Active control of sound radiation from a plate using a polyvinylidene fluoride volume displacement sensor. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1998, 103(3): 1493—1503
- 20 吴锦武, 姜 哲, 毛崎波. 利用 PVDF 设计二维简支结构声辐射模态传感器. *江苏大学学报(自然科学版)*, 2002, 23(6): 15—20
- 21 Lee C K, Moon F C. Modal sensors/actuator. *Journal of Applied Mechanics*, 1990, 57: 434—441
- 22 Borgiotti G V, Jones K E. Frequency independence property of radiation spatial filters. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1994, 96: 3516—3524



《微生物学案头百科》Moselio Schaechter 著

科学出版社 定价: 260.00 元

微生物学是一门涉及面极为广泛的学科, 且和我们的生活息息相关. 本书旨在将庞杂、大量的微生物学知识和论题在有限的篇幅内以一种便于把握的形式进行组织、阐述. 这是一本适合于放在案头随时查阅或经常翻阅的参考书, 由本领域的众多杰出的专家共同倾力撰写, 内容涵盖了从微生物学的基础知识, 直到与其相关的热点前沿课题的全部.

- 汇集了微生物学领域的众多顶尖科学家共同参编
- 在一本书的篇幅内综合了已出版的多卷本的《微生物学百科全书》的核心内容
- 内容广泛, 分为 93 个专题, 从微生物学基础, 到目前最新的研究热点, 均有涉及

- 编排有序, 使用、查阅十分方便
- 对准备讲稿、写论文和报告均很有价值

内容主要涵盖:

- 微生物的分子生物学, 包括 DNA 修复、复制、修饰, 测序和基因组学等
- 微生物的代谢和微生物的发育, 航空飞行对微生物的影响
- 临床微生物学, 病毒与细菌疫苗, 艾滋病毒
- 应用微生物学与技术
- 微生物多样性