

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2517814

# 强干扰环境下的阵列非同步测量研究<sup>\*</sup>

刘璞 阮自康 张晶博 张二亮

(郑州大学机械与动力工程学院 郑州 450001)

**摘要:** 声学相对传递函数矩阵的估计是实现麦克风阵列多参考非同步测量的前提。针对在外场环境中存在强背景噪声导致现有多参考非同步测量误差较大的问题,本文建立基于总体最小二乘的声学相对传递函数矩阵的辨识方法,补全麦克风阵列扫描得到的互谱矩阵,并基于互谱矩阵分解得到的部分场实现声全息成像。结果表明,文中方法能够有效抑制低信噪比情形下背景噪声干扰对声学相对传递函数矩阵估计和麦克风互谱矩阵补全的影响,当信噪比低于10 dB时,误差能够减小2%以上,有效提高了麦克风阵列非同步成像精度。

**关键词:** 非同步测量;多参考互谱法;传递函数矩阵;总体最小二乘;强背景干扰

中图分类号: TN912 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.4030

## Non-synchronous array measurement in high-interference environment

Liu Pu Ruan Zikang Zhang Jingbo Zhang Erliang

(School of Mechanical and Power Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** The estimation of the relative acoustic transfer function is a prerequisite for implementing multi-reference non-synchronous measurements with a microphone array. In industrial test scenarios, strong background noise poses a significant challenge, resulting in substantial errors in multi-reference non-synchronous measurements. To address such issue, an identification approach for the relative acoustic transfer function matrix based on total least squares is established. The cross-spectral matrix obtained by scanning the microphone array is completed, and acoustic holography imaging is achieved using the partial field derived from the decomposition of the spectral correlation matrix. The results indicate that the proposed method can effectively mitigate the influence of background noise on the completion of the spectral correlation matrix of microphone measurements under low signal-to-noise ratio scenarios. When the signal-to-noise ratio is below 10 dB, the error can be reduced by more than 2%, thereby enhancing the non-synchronous imaging accuracy of the microphone array.

**Keywords:** non-synchronous measurement; multi-reference cross-spectrum method; frequency response function matrix; total least squares; strong background noise

## 0 引言

近场声全息是一种有效的噪声源定位和识别可视化技术,已经在诸多领域得到了广泛应用<sup>[1-2]</sup>。麦克风阵列的孔径和阵元间距影响声场空间采样的范围和精度,限制了基于快照法的声源成像精度<sup>[3]</sup>。非同步测量方法通过移动基础麦克风阵列,结合矩阵补全算法实现阵列在各测量位置处接收信号的虚拟同步,突破了单一麦克风阵列对可定位声源频率和空间范围的限制<sup>[4-5]</sup>。

麦克风互谱矩阵的补全是实现非同步测量的关键,目前主流方法之一是基于多个参考信号的非同步测量,它使

用参考麦克风与基础麦克风阵列之间的声学相对传递函数矩阵来实现互谱矩阵的补全<sup>[6]</sup>。近年来,国内外学者对多参考非同步测量进行了深入研究,选择最佳的“虚拟”参考位置作为参考信号<sup>[7]</sup>,对参考麦克风自谱矩阵进行正则化提高算法对测量噪声的鲁棒性<sup>[8]</sup>,基于最小均方差准则,推导了带参考非同步测量互谱矩阵的补全表达式,实现了非同步测量数据同步化<sup>[9]</sup>等。需指出的是,上述研究工作都是在消声室或者弱背景噪声条件下开展的。在工业或室外等诸多外场测试环境中,由于机械噪声、自然噪声、交通噪声等存在,测量背景噪声较高<sup>[10]</sup>,会给非同步测量声成像精度提出挑战。这是因为现有非同步测量方法大都基于

收稿日期:2025-01-04

\*基金项目:国家自然科学基金(61873244)项目资助

$H_1$  估计来获得声学相对传递函数矩阵。但是  $H_1$  估计仅能最小化输出数据中的测量误差<sup>[11]</sup>, 在参考麦克风存在噪声的情形下, 它将得到声学相对传递函数矩阵的有偏估计。周东旺等<sup>[12]</sup>分别利用  $H_3$  和  $H_4$  两种估计器来估计声学相对传递函数矩阵, 减小了互谱矩阵补全误差。但它们对输入输出信号中的噪声水平较为敏感, 仍不能保证低信噪比情形下的声学相对传递函数矩阵估计精度。

当存在强背景干扰时, 选择合适的声学相对传递函数矩阵估计方法对提高非同步测量精度至关重要。相比于普通最小二乘算法, 总体最小二乘算法(total least squares, TLS)是一种适用于输入和输出数据都包含误差的参数回归方法, 同时最小化输入和输出数据中的测量误差<sup>[13]</sup>。在振动测试与模态分析领域, 基于输入和输出数据的联合功率谱矩阵, 通过特征值/奇异值分解, 获得了频率响应函数的 TLS 估计, 出现了  $H_v$ 、 $H_{SVD}$  等估计器<sup>[11,14]</sup>, 其中  $H_v$  常用于单输入单输出系统,  $H_{SVD}$  适用于多输入多输出系统。

本文面向强背景干扰下多参考非同步的高精度阵列测量, 建立基于 TLS 的参考麦克风与基础阵列麦克风之间的声学相对传递函数矩阵的估计方法, 补全经扫描得到的麦克风测量的互谱矩阵, 进一步通过仿真算例和试验测试, 验证所建立的非同步测量方法在强背景干扰存在下的有效性。

## 1 多参考非同步测量方法

多参考非同步测量是利用多个参考麦克风与基础阵列之间的声学相对传递函数矩阵, 重构基础阵列不同测量位置之间的互谱矩阵, 然后将互谱矩阵分解为一组不相干的部分场, 最后基于这些部分场分别进行近场声全息重建。

假设声场中存在一个或多个不相干的声源, 辐射声场可以由  $N_r$  个参考麦克风表征,  $N_r$  应不少于声源个数, 且存在一个或多个参考麦克风能够测量与每个声源线性相关的信号。基础阵列按一定构型排布由  $N_y$  个麦克风组成, 第  $i$  次移动基础阵列的测量位置, 基础阵列的复声压  $\mathbf{Y}^{[i]}(\omega)$  为:

$$\mathbf{Y}^{[i]}(\omega) = \mathbf{H}_{yr}^{[i]}(\omega) \mathbf{R}^{[i]}(\omega) \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{Y}^{[i]}(\omega) \in \mathbb{C}^{N_y \times 1}$ ,  $\mathbf{R}^{[i]}(\omega) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  表示第  $i$  个测量位置时参考麦克风的复声压向量,  $\mathbf{H}_{yr}^{[i]}(\omega) \in \mathbb{C}^{N_y \times N_r}$  表示参考麦克风与基础阵列之间的声学相对传递函数矩阵,  $\omega$  表示频率,  $i = 1, \dots, N_d$ ,  $N_d$  为基础麦克风阵列的移动次数。

式(1)右乘  $\mathbf{R}^{[i]}(\omega)$  的埃尔米特转置, 求数学期望可得:

$$\mathbf{S}_{yr}^{[i]}(\omega) = \mathbf{H}_{yr}^{[i]}(\omega) \mathbf{S}_{rr}^{[i]}(\omega) \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{S}_{rr}^{[i]}(\omega)$  表示第  $i$  个测量位置时参考麦克风的自谱矩阵,  $\mathbf{S}_{yr}^{[i]}(\omega)$  表示基础阵列与参考麦克风的互谱矩阵。由式(2)得到声学相对传递函数矩阵的  $H_1$  估计:

$$\mathbf{H}_{yr}^{[i]}(\omega) = \mathbf{S}_{yr}^{[i]}(\omega) (\mathbf{S}_{rr}^{[i]}(\omega))^{-1} \quad (3)$$

声学相对传递函数矩阵与特定的测量时刻无关, 又由于测量过程中参考麦克风与声源位置固定不变, 因此可基于  $\mathbf{H}_{yr}^{[i]}(\omega)$  将第  $i$  次测量同步至第  $j$  次测量, 即:

$$\mathbf{Y}^{[j]}(\omega) = \mathbf{H}_{yr}^{[j]}(\omega) \mathbf{R}^{[j]}(\omega) \quad (4)$$

合并  $N_d$  次移动基础阵列测量的同步结果, 构造扫描阵列面的复声压  $\mathbf{Y}(\omega) \in \mathbb{C}^{N_d N_y \times 1}$ :

$$\mathbf{Y}(\omega) = \mathbf{H}_{yr}(\omega) \mathbf{R}^{[j]}(\omega) \quad (5)$$

其中,

$$\mathbf{Y}(\omega) = [\mathbf{Y}^{[1]}(\omega), \mathbf{Y}^{[2]}(\omega), \dots, \mathbf{Y}^{[N_d]}(\omega)]^T,$$

$$\mathbf{H}_{yr}(\omega) = [\mathbf{H}_{yr}^{[1]}(\omega), \mathbf{H}_{yr}^{[2]}(\omega), \dots, \mathbf{H}_{yr}^{[N_d]}(\omega)]^T,$$

$\mathbf{H}_{yr}(\omega) \in \mathbb{C}^{N_d N_y \times N_r}$ , 上标  $T$  表示矩阵的转置。

式(5)右乘  $\mathbf{Y}^H(\omega)$  并取期望, 获得完整互谱矩阵  $\mathbf{S}_{yy}(\omega)$ :

$$\mathbf{S}_{yy}(\omega) = \mathbf{H}_{yr}(\omega) \mathbf{S}_{rr}(\omega) \mathbf{H}_{yr}^H(\omega) \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{S}_{rr}(\omega) = \frac{1}{N_d} \sum_{i=1}^{N_d} \mathbf{S}_{rr}^{[i]}(\omega)$ , 它为参考麦克风自谱的  $N_d$  次测量平均值, 上标  $H$  表示矩阵的埃尔米特转置。

对  $\mathbf{S}_{rr}(\omega)$  进行特征值分解:

$$\mathbf{S}_{rr}(\omega) = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{V}$  表示特征值矩阵,  $\mathbf{\Lambda}$  表示特征值对角矩阵。

将式(7)代入式(6)中, 可得:

$$\mathbf{Y}'(\omega) = \mathbf{H}_{yr}(\omega) \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}^{1/2} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{Y}'(\omega) \in \mathbb{C}^{N_d N_y \times N_r}$  为由特征值分解得到的不相干部分场矩阵。

## 2 声学相对传递函数矩阵的估计

式(6)表明, 实现扫描麦克风阵列互谱矩阵补全的关键步骤是  $\mathbf{H}_{yr}(\omega)$  的估计。由于在测量过程中存在噪声干扰, 基础阵列和参考麦克风的测量声压分别为:

$$\mathbf{R}_0^{[i]}(\omega) = \mathbf{R}_{yr}^{[i]}(\omega) + \mathbf{E}_R(\omega) \quad (9)$$

$$\mathbf{Y}_0^{[i]}(\omega) = \mathbf{Y}_{yr}^{[i]}(\omega) + \mathbf{E}_Y(\omega) \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{R}_0^{[i]}(\omega)$  和  $\mathbf{Y}_0^{[i]}(\omega)$  分别为参考麦克风和基础阵列麦克风测量数据的真实值,  $\mathbf{E}_R(\omega)$  和  $\mathbf{E}_Y(\omega)$  分别为相应的测试噪声干扰。

事实上, 式(9)和(10)构成了声学相对传递函数的变量带误差辨识框架。常见的谱估计器如  $H_1$  和  $H_2$ , 分别最小化输出和输入数据中的测量干扰, 仅能得到相对传递函数的有偏估计。文献[12]中采用的  $H_3$  和  $H_4$  分别是  $H_1$  估计和  $H_2$  估计的算术平均值和几何平均值, 因此也是有偏估计。这会给基于式(6)得到的完整互谱矩阵带来误差, 且这些误差将会累积到声全息成像结果。

本文采用总体最小二乘法进行声学相对传递函数矩阵的估计, 该方法通过同时最小化输入和输出数据中的误差干扰, 来找到最佳拟合的参数, 从而使得误差投影在模型的

参数空间中最小化,使得误差总和最小<sup>[11,13-14]</sup>。文献[11]基于输入输出的联合功率谱矩阵来获得频率响应函数的估计器  $H_{SVD}$  和  $H_v$ 。本文采用直接对输入输出测量数据进行奇异值分解的方法,获得声学相对传递函数的估计。该做法有助于避免由功率谱矩阵条件数过高可能带来的数值问题。

对采集到的时域声压信号进行分段,并通过汉宁窗处理减小傅里叶变换带来的频谱泄露误差,窗间的重叠量为50%。基于分段加窗后信号的傅里叶变换,构造输入和输出复声压测量联合矩阵,  $\mathbf{W}(\omega) = [(\widetilde{\mathbf{R}}^{[i]} )^H, (\widetilde{\mathbf{Y}}^{[i]} )^H]$ , 矩阵  $\widetilde{\mathbf{R}}^{[i]} = [\mathbf{R}_1^{[i]}(\omega), \dots, \mathbf{R}_{N_w}^{[i]}(\omega)]$ ,  $N_w$  为信号分段的数量,  $\mathbf{R}_j^{[i]}(\omega)$  表示在第  $i$  次移动基础阵列时参考麦克风时域信号第  $j$  段的傅里叶变换。 $\widetilde{\mathbf{Y}}^{[i]}$  与  $\widetilde{\mathbf{R}}^{[i]}$  具有同样的结构形式。

对矩阵  $\mathbf{W}(\omega)$  进行奇异值分解:

$$\mathbf{W}(\omega) = \mathbf{U}_w \boldsymbol{\Sigma}_w \mathbf{V}_w^H \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{U}_w$  和  $\mathbf{V}_w$  分别为左奇异矩阵和右奇异矩阵,  $\boldsymbol{\Sigma}_w$  为奇异值对角矩阵。令奇异值矩阵中的奇异值按递减排序,并对矩阵进行拆分得:

$$\mathbf{U}_w = [\mathbf{U}_{WR}, \mathbf{U}_{WO}] \quad (12)$$

$$\mathbf{V}_w = [\mathbf{V}_{WR}, \mathbf{V}_{WO}] \quad (13)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_w = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_{WR} & 0 \\ 0 & \boldsymbol{\Sigma}_{WO} \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{U}_{WR} \in \mathbb{C}^{N_w \times N_r}$ ,  $\mathbf{V}_{WR} \in \mathbb{C}^{(N_r + N_y) \times N_r}$ ,  $\boldsymbol{\Sigma}_{WR} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 。基于 Eckart-Young 定理,矩阵  $\mathbf{W}(\omega)$  在弗罗贝尼乌斯范数最小意义下的最佳逼近为:

$$\widehat{\mathbf{W}}(\omega) = \mathbf{U}_{WR} \boldsymbol{\Sigma}_{WR} \mathbf{V}_{WR}^H \quad (15)$$

$$[(\widetilde{\mathbf{R}}^{[i]} )^H, (\widetilde{\mathbf{Y}}^{[i]} )^H] = \mathbf{U}_{WR} \boldsymbol{\Sigma}_{WR} [\mathbf{V}_{WXR}^H, \mathbf{V}_{WYR}^H] \quad (16)$$

其中,  $\mathbf{V}_{WXR} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ ,  $\mathbf{V}_{WYR} \in \mathbb{C}^{N_y \times N_r}$ , 因此:

$$(\widetilde{\mathbf{R}}^{[i]} )^H = \mathbf{U}_{WR} \boldsymbol{\Sigma}_{WR} \mathbf{V}_{WXR}^H \quad (17)$$

$$(\widetilde{\mathbf{Y}}^{[i]} )^H = \mathbf{U}_{WR} \boldsymbol{\Sigma}_{WR} \mathbf{V}_{WYR}^H \quad (18)$$

由  $(\widetilde{\mathbf{R}}^{[i]} )^H (\mathbf{H}_{yr}^{[i]}(\omega))^H = (\widetilde{\mathbf{Y}}^{[i]} )^H$ , 结合式(17)和(18),可得:

$$\mathbf{H}_{yr}^{[i]}(\omega) = \mathbf{V}_{WYR} \mathbf{V}_{WXR}^{-1} \quad (19)$$

### 3 方法验证

#### 3.1 数值算例

##### 1) 参数设置

如图1所示,在位置为  $(-0.2, 0, 0)$  m 和  $(0.2, 0, 0)$  m 上布置两个点声源,在位置为  $(-0.2, 0, 0.02)$  m 和  $(0.2, 0, 0.02)$  m 布置两个参考麦克风。全息面位于  $z = 0.05$  m, 全息面大小为  $0.65 \text{ m} \times 0.65 \text{ m}$ 。基础阵列为线型

麦克风阵列,由 14 个麦克风组成,阵元间距为 0.05 m, 基础阵列按照图 1 所示方向进行步进扫描,步长为 0.05 m,  $N_d = 14$  次。采用镜像源法对声场进行仿真<sup>[15]</sup>, 设置反射系数为 0.02 模拟弱混响环境, 声源信号为白噪声, 在仿真得到的声压信号中添加高斯白噪声,生成仿真数据。

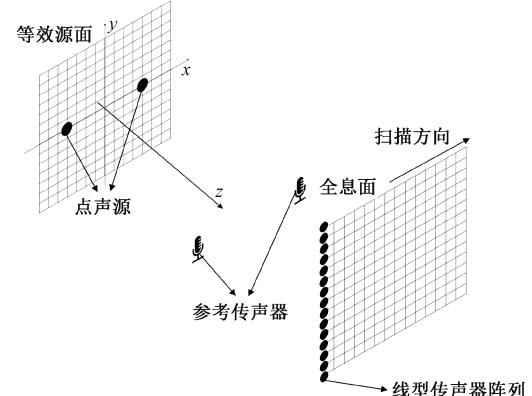


图 1 阵列测量

Fig. 1 Array measurement

##### 2) 传声器阵列互谱矩阵的构建

在信噪比为 10 dB 条件下,分别使用 TLS 和  $H_1$  估计了声学相对传递函数矩阵。传递函数估计的相对误差如图 2 所示,在整个频带范围内,由 TLS 获得的声学相对传递函数矩阵估计精度明显优于  $H_1$  估计。基于两种方法估计得到的声学传递函数矩阵,通过式(6)来补全互谱矩阵。得到互谱矩阵补全相对误差如图 3 所示,在整个频带范围内,基于 TLS 的互谱矩阵补全的相对误差减小了 1%~2%。

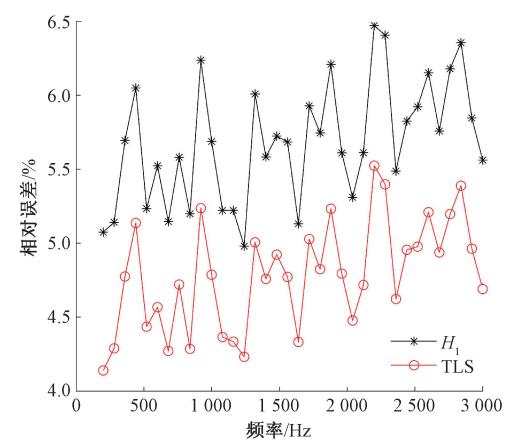


图 2 声学相对传递函数矩阵估计的相对误差

Fig. 2 Relative error of the relative acoustic transfer function matrix estimation

当频率为 1 600 Hz 时,图 4 对比了基于 TLS 和  $H_1$  的全息图像,基于  $H_1$  同步后的声压幅值比 TLS 要小,这是由于  $H_1$  估计的偏差导致声学相对传递函数矩阵幅值偏小。

当频率为 1 000 Hz 时,图 5 给出了互谱矩阵补全误差

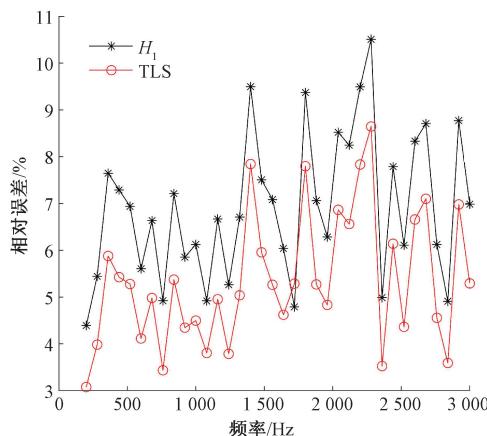


图 3 互谱矩阵补全的相对误差

Fig. 3 Relative error of the completion of cross-spectral matrix

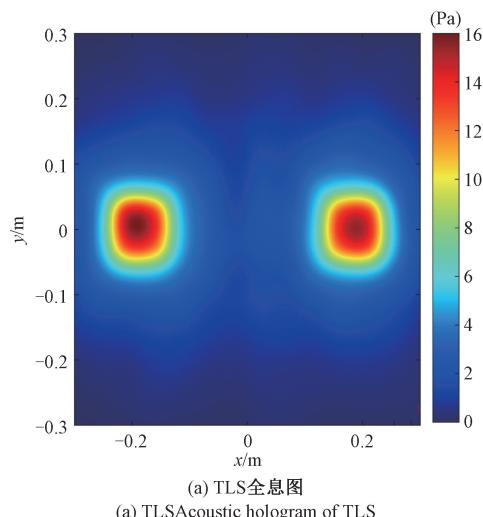
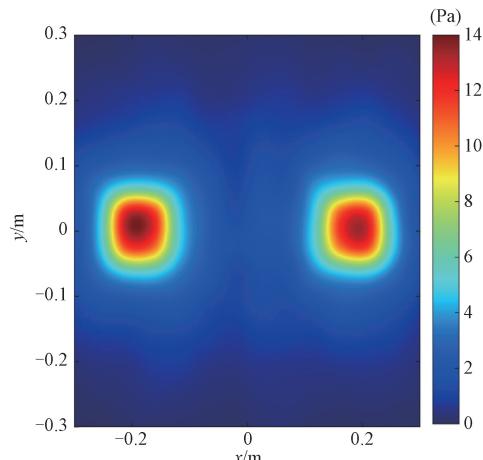
(a) TLS 全息图  
(a) TLS Acoustic hologram of TLS(b)  $H_1$  全息图  
(b) TLS Acoustic hologram of  $H_1$ 

图 4 双声源的全息图

Fig. 4 Acoustic hologram of two sound sources

随信噪比的变化。当信噪比大于 20 dB 时, 噪声干扰较小,

TLS 和  $H_1$  方法得到的相对误差基本一样。但是随着信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)的降低, 基于 TLS 的互谱矩阵补全精度明显优于  $H_1$  方法。

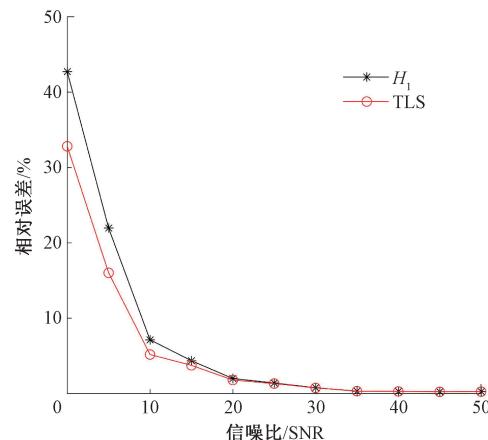


图 5 互谱矩阵补全误差随信噪比的变化

Fig. 5 Completion error of the cross-spectral matrix as a function of the SNR

### 3.2 实验测试

为进一步验证本文所提方法的有效性, 开展非同步测量声学成像的实验验证。如图 6 所示, 在室外环境下, 对摩托车工作噪声进行测试分析, 风声和交通噪声为背景噪声的主要来源。在摩托车发动机和排气管处布置 6 个参考麦克风。基础阵列为线型麦克风阵列, 由 16 个麦克风组成, 阵列面为  $z=0.10$  m, 阵元间距为 0.05 m。基础阵列固定在丝杠导轨上, 由 PCA 运动控制器控制伺服电机驱动基础阵列进行步进扫描, 步长为 0.05 m, 共步进 22 次。



图 6 实验布置

Fig. 6 Experimental setup

在摩托车启动前后分别进行背景噪声和工作状态下辐射噪声的测量, 它们的功率谱密度如图 7 所示。可见, 室外环境下的背景噪声较大, 在大部分频带范围内信噪比约为 15 dB 左右。

基于  $H_1$  和 TLS 两种估计器, 获得了声学相对传递函

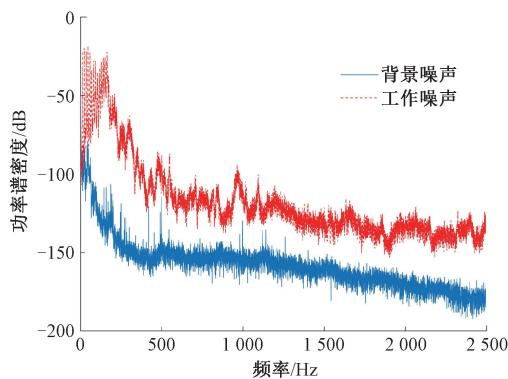


图 7 测量声压的功率谱密度

Fig. 7 Power spectral density of sound pressure measurement

数矩阵,图 8 给出了一个信道估计。可见,由于室外环境下噪声干扰大,信噪比低,基于  $H_1$  估计得到的声学相对传递函数幅值的明显偏低,存在较大的估计偏差。

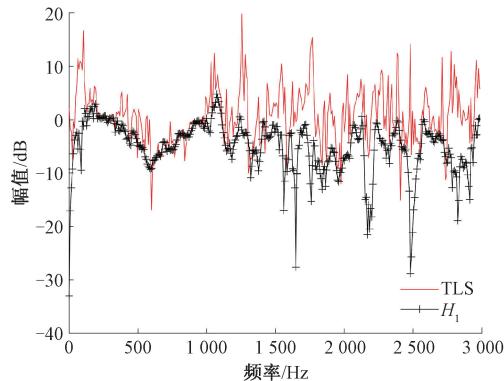


图 8 声学相对传递函估计

Fig. 8 Estimated relative acoustic transfer function

由于排气噪声大,排气管常常配备消声器。因此,本实验分别测试了不加装消声器(情形一)和安装消声器(情形二)两种工况。针对情形一,分别在频率为 150 Hz 和 700 Hz 处利用 TLS 方法进行非同步测量声全息成像,从图 9 和 10(b)可以看出摩托车的工作噪声由排气噪声和发动机噪声来主导。针对排气噪声,图 10 和 11 分别对比了两种测试工况下基于  $H_1$  和 TLS 的声全息图像。虽然这



图 9 情形一下基于 TLS 的频率为 700 Hz 处的声全息图

Fig. 9 Acoustic hologram based on TLS obtained at the frequency 700 Hz for first operating condition

两种方法都可实现排气噪声的定位,但是基于  $H_1$  方法获得的声源强度偏低,这是由于  $H_1$  估计不能最小化参考麦克风上的噪声导致相对传递函数幅值偏低带来的。此外,安装消声器后,可以看到排气噪声大小降低了一倍。

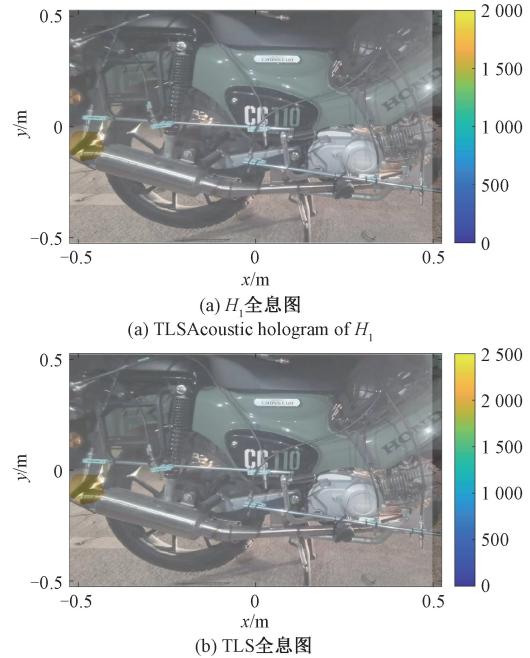
图 10 情形一下频率为 150 Hz 处的声全息图  
Fig. 10 Acoustic hologram at the frequency 150 Hz for first operating condition

图 11 情形二下的频率为 150 Hz 处的声全息图

Fig. 11 Acoustic hologram at the frequency 150 Hz for second operating condition

## 4 结 论

本文面向工业或室外强背景噪声环境,通过基于总最小二乘的声学相对传递函数矩阵的估计,建立了多参考非同步高精度测量方法。结果表明,与基于 $H_1$ 的传统非同步测量方法相比,当输入输出数据信噪比低于10 dB时,文中方法估计的声学相对传递函数矩阵和补全的麦克风互谱矩阵的相对误差在整个频带内能够减小2%以上,且随着信噪比的降低,文中方法的优势愈加明显。

## 参考文献

- [1] SHI T Y, BOLTON J S, THOR W. Acoustic far field prediction based on near-field measurements by using several different holography algorithms[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2022, 151(3): 2171-2171.
- [2] SHAO M X, LU Y, XU X C, et al. High-efficiency prediction method for helicopter global/ground noise based on near-field acoustic holography[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2024, 37(7): 271-284.
- [3] 陈允锋,刘超,吕曜辉.基于新型传感器阵列的声全息测试分析方法研究[J].传感器与微系统,2017,36(8):55-58.
- CHEN Y F, LIU CH, LYU Y H. Study on acoustic hologram measurement and analysis method based on novel sensor array[J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2017, 36(8):55-58.
- [4] CALLANAN J, IQBAL R, ADLAKHA R, et al. Large perturbation experimental characterization of the acoustic field generated by a hovering unanneled aerial vehicle[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2021, 150(3): 2046.
- [5] 刘扬,张传营,赵景玉,等.多麦克风阵列数据融合声源定位方法研究[J].电子测量与仪器学报,2024,38(7):97-108.
- LIU Y, ZHANG CH Y, ZHAO J Y, et al. Research on sound source localization method of multi-microphone array data fusion[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38 (7): 97-108.
- [6] 张宁,查阳,吴海军,等.自动化近场声全息扫描测量系统的设计与实现[J].声学技术,2024, 43(6):837-842.
- ZHANG N, CHA Y, WU H J, et al. Design and implementation of an automated near-field acoustic holographic scanning measurement system [J]. Technical Acoustics, 2024,43(6):837-842.
- [7] WALL A T, GEE K L, LEETE K M, et al. Partial-field decomposition analysis of full-scale supersonic jet noise using optimized-location virtual references[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2018, 144(3): 1356-1367.
- [8] ANTONI J, LIANG Y, LECLÈRE Q. Reconstruction of sound quadratic properties from non-synchronous measurements with insufficient or without references: Proof of concept[J]. Journal of Sound and Vibration, 2015, 349:123-149.
- [9] 李荣华,楼京俊,余亮.基于维纳预测器的非同步测量数据同步化方法[J].声学学报,2024, 49 (5): 1108-1121.
- LIR H, LOU J J, YU L. Synchronization method for asynchronous measurement data based on Wiener predictor[J]. Journal of Acoustics, 2024, 49 (5): 1108-1121.
- [10] 王英.城市交通沿线既有住宅室外声环境噪声特征分析[J].噪声与振动控制, 2018,38(2):108-112,197.
- WANG Y. Characterization of outdoor acoustic ambient noise of existing residences along urban transportation routes[J]. Noise and Vibration Control, 2018,38(2):108-112,197.
- [11] ALLEMAG R J, PATWARDHAN R S, KOLLURI M M, et al. Frequency response function estimation techniques and the corresponding coherence functions: A review and update [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2022, 162:108100.
- [12] 周东旺,李舜酩,江星星,等.基于传递函数估计的近场声全息的噪声源识别[J].仪器仪表学报,2015, 36 (12):2874-2880.
- ZHOU D W, LI SH M, JIANG X X, et al. Identification of noise sources in near-field acoustic holography based on transfer function estimation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(12):2874-2880.
- [13] 龚循强,刘国祥,李志林,等.总体最小二乘拟合问题求解方法的比较研究[J].测绘科学,2014, 39(9):29-33.
- GONG X Q, LIU G X, LI ZH L, et al. A comparative study of methods for solving overall least squares fitting problems[J]. Surveying and Mapping Science, 2014,39(9):29-33.
- [14] NAPOLITANO K L. Using singular value decomposition to estimate frequency response functions [C]. Topics Modal Analysis & Testing, Volume 10, 34th IMAC, a Conference and Exposition on Structural Dynamics, 2016:27-44.
- [15] WITTEBOL W, WANG H Q, HORNIKX M, et al. A hybrid room acoustic modeling approach combining image source, acoustic diffusion equation, and time-domain discontinuous Galerkin methods[J]. Applied Acoustics, 2024, 223:110068.

## 作者简介

- 刘璞,硕士研究生,主要研究方向为近场声全息的非同步测量方法。  
E-mail: mailto:3029323248@qq.com
- 张二亮(通信作者),教授,硕士生导师,主要研究方向为声学阵列信号处理和系统辨识方法与应用。  
E-mail: erliang.zhang@zzu.edu.cn