

文章编号:1006-1355(2009)05-0136-04

基于非先验基分析提高声场重建精度

王争论, 赵晓丹

(江苏大学 汽车与交通工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘 要: 在近场声全息 (NAH) 测量中, 需要用离散傅里叶变换 (DFT) 进行频谱分析。在非同步采样下, DFT 频谱分析产生泄露误差, 导致重建精度低。基于非先验基的分析方法通过搜索内积的最大峰值来选取基向量, 能够减小强幅值信号的掩蔽效应。将非先验基分析方法引入声全息系统, 用来分析全息面复声压信号, 进而重构点声源的辐射声场。结果表明, 该方法能够提高声场重建的精度。

关键词: 声学; 近场声全息; 非先验基; 声场重建; 信号诊断
中图分类号: TB52 **文献标识码:** A

Approach Based on Non-Prior Base Analysis for Improving Precision of Acoustic Holography Construction

WANG Zheng-lun, ZHAO Xiao-dan

(School of Automobile and Traffic Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang, Jiangsu 212013, China)

Abstract: Near-field holography (NAH) measurement usually needs discrete Fourier transform (DFT) for spectrum analysis. When the signal is sampled in a non-synchronous manner, the DFT spectrum analysis will yield leakage errors, which will reduce the reconstruction precision. A method based on non-prior base analysis is adopted. The base vectors are determined through searching the maximum peak value of the inner product. The covering effect of strong signals can be decreased, and the result is more accurate. This method is introduced to the NAH measurement to analyze the complex sound pressure on the holography surface. After that, the radiation sound field of point source is reconstructed. The result shows that the accuracy of sound field reconstruction is improved.

Key words: acoustics; noise control; near-field acoustic holography; non-prior base; sound field reconstruction; signal diagnosis

近场声全息技术 (NAH)^[1-3] 是一种有效的噪声识别技术, 应用于噪声源识别与定位, 振动体的辐射、散射特性研究等领域。近场声全息技术的关键是全息复声压的获取, 全息面复声压 (幅值和相位) 的获取方法有多通道测量的快照法、互谱测量扫描法和基于声强测量的宽带全息法 (BAHIM)。不管采用那种全息测量系统, 声压信号要经过频谱分析处理^[4]。离散傅里叶变换是进行频谱分析的主要工具, 然而对于实际的测量系统, 难以保证同

步采样。在非同步采样下, DFT 存在严重的泄露误差, 频率误差为 $\pm \Delta f/2$ (Δf 为频率分辨率)、幅值误差最大为 36.4%^[5]、相位误差为 $\pm 90^\circ$ 。目前, 针对 DFT 泄露误差, 出现了多种解决方法^[6-8]。本文采用基于非先验基分析方法减小复声压信号在非同步采样下的泄露误差, 提高频域复声压数据的诊断精度, 进而得到精确的全息声压角谱, 然后进行声场重建。仿真结果表明, 非先验基方法能够提高复声压信号的诊断精度, 从而提高了声场重建精度。

收稿日期: 2009-02-27; 修改日期: 2009-03-23
作者简介: 王争论 (1984-), 男, 陕西周至人, 研究生, 研究方向为信号处理与噪声振动控制。
E-mail: wangzhenglunmmmm@163.com

1 平面近场声全息 (NAH) 的基本原理

近场声全息技术是在靠近物体表面附近的全息面获取全息复声压数据 (声压幅值和相位), 通过空间声场变换关系, 重构整个三维声场。

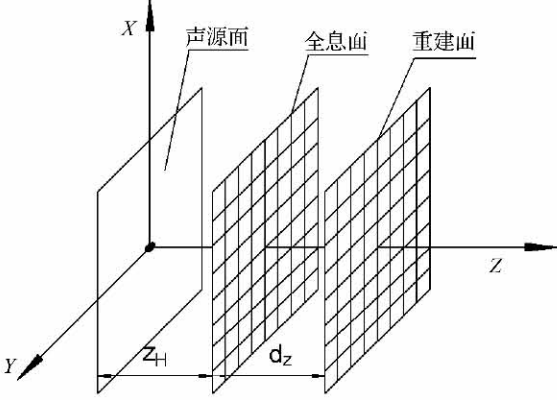


图1 近场声全息的原理

Fig 1 The principle of Near-field acoustical holography

近场声全息的基本原理如图1所示, 声源位于 $z=0$ 的平面, 全息测量面为 $z=z_H$ 的平面, 重构平面为空间任意平面 z , 重构距离 $d_z = z - z_H$ 。在 Dirichlet 边界条件下, 空间任一位置处的声压 $p(x, y, z)$ 为

$$p(x, y, z) = F^{-1} [P(k_x, k_y, z_H, \omega) \cdot G_D(k_x, k_y, z - z_H)] \quad (1)$$

其中 F^{-1} 表示空间离散傅里叶变换的逆变换, (1) 式为声场的重建公式。

全息算法中的声压 $p(x, y, z_H, \omega)$ 是时域声压 $p(x, y, z_H, t)$ 的傅里叶变换, 表示为

$$p(x, y, z_H, \omega) = DFT_t [p(x, y, z_H, t)] \quad (2)$$

则频域全息复声压可以表示为

$$p(x, y, z_H) = |p(x, y, z_H)| e^{j\varphi(x, y, z_H)} \quad (3)$$

其中 $p(x, y, z_H, \omega)$ 、 $\varphi(x, y, z_H, \omega)$ 简写为 $p(x, y, z_H)$ 和 $\varphi(x, y, z_H)$ 。

全息面复声压角谱 $P(k_x, k_y, z_H)$ 是频域声压 $p(x, y, z_H)$ 的二维空间傅里叶变换

$$P(k_x, k_y, z_H) = \iint_{-\infty}^{\infty} p(x, y, z_H) e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (4)$$

其中 k_x 和 k_y 分别为 x, y 方向的波数。

$G_D(k_x, k_y, z - z_H)$ 为空间格林函数 $G_D(x, y, z - z_H)$ 的二维傅里叶变换

$$G_D(k_x, k_y, z - z_H) = \begin{cases} e^{j(z-z_H) \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}}, & k_x^2 + k_y^2 \leq k^2 \\ e^{-(z-z_H) \sqrt{(k_x^2 + k_y^2) - k^2}}, & k_x^2 + k_y^2 > k^2 \end{cases} \quad (5)$$

2 非先验基信号分析法

对于单频信号 $x(t)$

$$x(t) = A \cos(2\pi f t + \varphi) = \frac{A}{2} [e^{j(2\pi f t + \varphi)} + e^{-j(2\pi f t + \varphi)}] \quad (6)$$

取基函数 $e^{j(2\pi \bar{f} t)}$, 则傅里叶变换即为信号 $x(t)$ 与基函数 $e^{j(2\pi \bar{f} t)}$ 的内积

$$X(\bar{f}) = \langle x(t), e^{j(2\pi \bar{f} t)} \rangle = \frac{A}{2T} [e^{j\varphi} e^{j2\pi(\bar{f}-f)t} + e^{-j\varphi} e^{-j2\pi(\bar{f}+f)t}] dt \quad (7)$$

对于(7)式, 在 T 足够长的条件下, 后一项积分趋近 0, 忽略不计, 对前一项积分得到 $X(\bar{f})$

$$X(\bar{f}) = \frac{Ae^{j\varphi}}{2} \cdot e^{j\pi(\bar{f}-f)T} \frac{\sin(\pi(\bar{f}-f)T)}{\pi(\bar{f}-f)T} = \frac{Ae^{j\varphi}}{2} \cdot e^{j\pi(\bar{f}-f)T} \text{sinc}(\pi(\bar{f}-f)T) \quad (8)$$

由(8)式可得以下结论: 只有当 $\bar{f}=f$ 时, $X(\bar{f}) = Ae^{j\varphi}/2$, 能够准确诊断原信号。当基向量的频率 $\bar{f} \neq f$ 时, 则 $\pi(\bar{f}-f)T \neq 0$, (6) 式中的 $\text{sinc}(\pi(\bar{f}-f)T)$ 函数产生泄露误差。

对于单频信号, 由公式(8)可知: 准确诊断信号参量的关键是求得 $|X(\bar{f})|_{\max}$ 。一旦获取 $|X(\bar{f})|_{\max}$ 就可以得到 $|X(\bar{f})|_{\max}$ 下对应的 \bar{f} 和相位 $\arg |X(\bar{f})|$ 。采取如下的措施求解 $|X(\bar{f})|_{\max}$:

1) 由傅里叶变换可知, DFT 运算得到的频率 \bar{f}_{k1} 并不是信号的理论频率 f , 其理论频率 f 在区间 $(\bar{f}_{k1} - \Delta f/2, \bar{f}_{k1} + \Delta f/2)$ 范围内。

2) 在(8)式中, $|X(\bar{f})|$ 在范围 $(\bar{f}_{k1} - \Delta f/2, \bar{f}_{k1} + \Delta f/2)$ 内是单峰函数, 总可以采用 n 倍细化的搜索方法, 找到最大值 $A_{\max2}$ 以及对应频率 \bar{f}_{k2} 。

3) 减小搜索区间, 在 $(\bar{f}_{k2} - \Delta f/n, \bar{f}_{k2} + \Delta f/n)$ 范围内进行 n 倍细化诊断, 找到最大值 $A_{\max3}$ 以及对应频率 \bar{f}_{k3} , 如此循环细化搜索, 直到达到满意的精度为止。此时诊断出基向量频率 \bar{f} 收敛到信号频率 f , $\text{sinc}(\pi(\bar{f}-f)T)$ 趋近 1, 由此准确诊断出信号的幅值 A 和相位 φ 。

对于含有有限个频率成分的多频信号 $x(t)$

$$x(t) = \sum_{m=1}^M A_m \cos(2\pi f_m t + \varphi_m) = \sum_{m=1}^M \frac{A}{2} (e^{j(2\pi f_m t + \varphi_m)} + e^{-j(2\pi f_m t + \varphi_m)}) \quad (9)$$

对于多频信号中, 当任意两个信号之间的频率间距较大时, 各个频率成分之间的频谱干扰可以忽略, 结合单频信号的诊断原理采用如下步骤诊断多频信号:

step1:同单频信号。首先诊断出各次谐波中幅值最大的频率成分,得到信号的频率 f_1 、幅值 A_1 及相位 φ_1 。

step2:计算残余信号。从原信号 $x(t)$ 中减去已诊断出的信号,获得残余信号

$$x_1(t) = x(t) - A_1 \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) \quad (10)$$

step3:计算残余信号和原信号的模的比值 $E_a = \|x_1(t)\|/\|x(t)\|$,判断 E_a 是否小于 ε ,其中 ε 是给定所要求达到的精度。如果 $E_a < \varepsilon$,则程序结束,否则将 x_1 赋给 $x(t)$,重复上述步骤直至 $E_a < \varepsilon$ 。

实例验证:假设存在信号 $x(t)$,设采样频率为4 096 Hz,分析点为4 096

$$x(t) = 5\cos(2\pi 806.512t + 30^\circ) + 0.1\cos(2\pi 801.125t + 60^\circ) \quad (11)$$

采用非先验基方法和 DFT 频谱分析进行信号诊断,其诊断结果如表 1 所示:

表 1 非先验基信号分析与 DFT 方法诊断多频信号的结果
Tab.1 The diagnosed results of the signal by a non-prior vector method and DFT

项目		频率/Hz	幅值	相位/°
信 号 1	理论值	806.512 0	5.000 0	30.000 0
	非先验基诊断值	806.512 0	5.004 4	29.959 7
DFT 分析		807.000 0	3.261 9	-57.839 0
信 号 2	理论值	801.125 0	0.100 0	60.000 0
	非先验基诊断值	801.126 0	0.099 7	59.808 8
DFT 分析		801.000 0	0.367 8	112.206 7

从表 1 可以看出,两个信号的频率间距为 5.5 个频率分辨率,非先验基方法的诊断精度高,误差小;一旦诊断出强幅值信号后,即将其从原信号中减除,这样减小了强幅值信号对弱信号的干扰,削弱了强信号的掩蔽效应。DFT 频谱分析的精度低,在非同步采样下,806.512 0 Hz 的信号泄露误差大,而且该强幅值信号对频率为 801.125 Hz 弱信号的掩蔽作用严重,导致 801.125 Hz 下的诊断结果远大于实际值。

3 全息重建的模拟验证

模拟一个点声源,该声源位于坐标原点,辐射的频率分别为 806.512 0 Hz、801.125 Hz,幅值分别为 5 和 0.1,全息面接收孔径大小 $L_x \times L_y = 2\text{ m} \times 2\text{ m}$ 的正形区域,采样点阵为 32×32 ,全息面和声源面的间距是 0.1 m,重构距离是 0.02λ 。采用非先验基方法和 DFT 进行公式(2)的频谱分析过程,然后进行声场重建。图 2、图 3 分别为第一个和第二个

频率成分采用非先验基方法和 DFT 方法的重建结果。

从图 2 和图 3 可以看出,非先验基分析方法能够重建出点声源的辐射声场,重建声压与理论值比较接近,重建精度高,原因是在非同步采样下,对于公式(2)的频谱分析过程,采用非先验基方法诊断复声压信号,得到了精确的角谱 $P(k_x, k_y, z_H)$,所以重建误差小;DFT 重建精度低,原因是对于公式(2)的频谱分析过程,806.512 Hz 的强信号产生的泄露误差大,而且对 801.125 Hz 成分的掩蔽作用严重,导致复声压数据精度低,这样的误差影响后续的声场重建过程,导致重建精度降低。

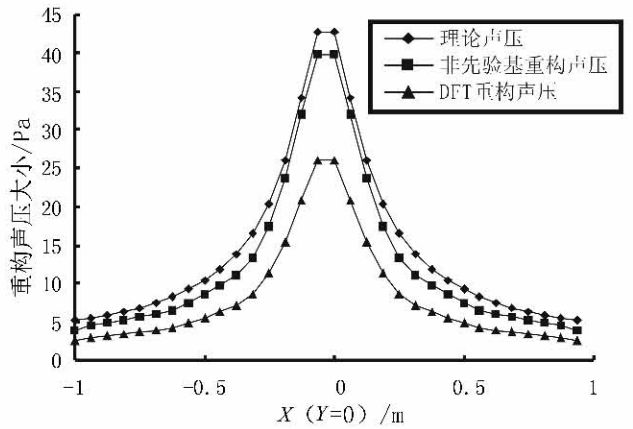


图 2 806.512 Hz 成分的重建声压与理论声压
Fig.2 Reconstruction pressure by the method of non-prior vector and DFT at frequency of 806.512Hz

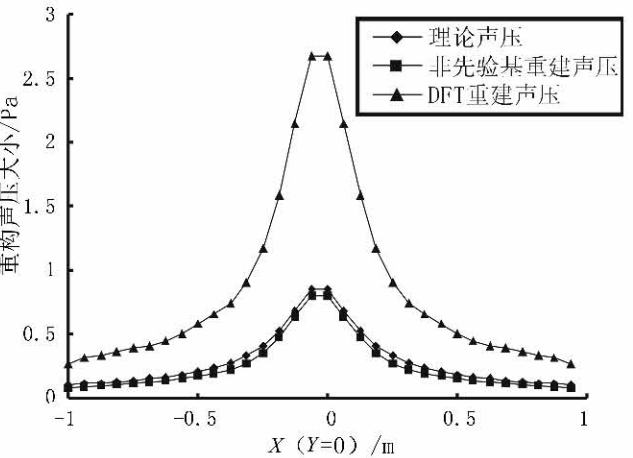


图 3 801.125 Hz 成分的重建声压与理论声压
Fig.3 Reconstruction pressure by the method of non-prior vector and DFT at frequency of 801.125Hz

4 结 语

在近场声全息技术中,时域全息声压信号的频

谱分析精度对声场重建是有影响的,这个问题需要注意;将非先验基方法引入 NAH 中,减小了 DFT 频谱分析误差,提高了声场重建的精度,为后续研究打下一定基础。

参考文献:

[1] Maynard J D, Williams E G, Lee Y. Near-field Acoustic Holography: I theory of Generalized Holography and Development of NAH[J]. *J. Acoust. soc. Am*, 1985, 78(4): 1395 - 1413.

[2] Veronesi W A, Maynard J D. Near-field Acoustic Holography (NAH) [J]. II Holography Reconstruction Algorithms and Computer Complementation. *J. Acoust. Soc. Am*, 1987, 81(5): 1307 - 1322.

[3] 何琳,周海潮,邱小军,等. 声学理论与工程应用[M]. 北京:科学出版社,2006:371 - 383.

[4] 尚建华,张明敏. 近场声全息测量研究[J]. *电子测量与仪器学报*, 2006, 20(4): 1 - 4.

[5] 丁康,谢明. 离散频谱三点卷积幅值校正法的误差分析[J]. *振动工程学报*, 1996, 9(1): 92 - 88.

[6] 黄翔东,王兆华. 基于全相位频谱分析的相位差频谱校正法[J]. *电子与信息学报*, 2008, 2(30): 293 - 297.

[7] 谢明,丁康. 频谱分析的校正方法[J]. *振动工程学报*, 1994, 7(2): 172 - 179.

[8] 丁康,江利旗. 离散频谱的能量重心校正法[J]. *振动工程学报*, 2001, 14(3): 354 - 358.

[9] 赵晓丹,冯霞. 工程信号处理中离散傅里叶变换的误差[J]. *江苏大学学报(自然科学版)*, 2006, 27(2): 136 - 139.

(上接第 7 页)

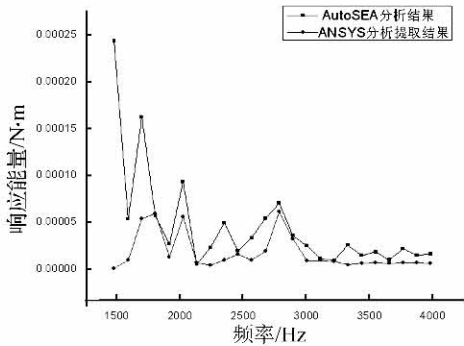


图 6 第二子系统在(4)下 ANSYS 与 AutoSEA 计算能量对比

从图 4 - 6 可以看出,在计算频段内,ANSYS 分析提取的子系统能量与 AutoSEA 分析结果在数量级和起伏规律趋势上基本保持一致,特别是在相对于高频的部分,即 2 200 Hz ~ 4 000 Hz 上,两者的分析结果和趋势十分吻合,特别是图 4 与图 6,在分析结果上更为接近。而图 5 只是起伏规律上吻合,在数值上偏差相对较大,但仍然在可以接受的范围。造成上述结果产生的原因在于,AtuoSEA 在相对高频的部分计算准确,而在偏低频段由于模态能量密度偏小,用“统计”的概念去计算响应能量存在偏差。由于图 4 和图 6 反映的情况都是被激励子系统的响应能量情况,而图 5 反映的是与被激励子系统相耦合的子系统的响应能量情况,可以看出,其吻合程度较另外两图较差,产生的原因可以归结为,在采用稳态能量法计算耦合因子时,采用的激励力的方式过少,没有最大限度的激励出所有的模态,造成计算的耦合损耗因子有所偏差,同时我们认为耦合损耗因子在频率范围内保持不变,也是造成偏

差的原因之一。

5 结 语

本文基于稳态能量流法,采用数值模拟的方法求解损耗因子,以达到全程数字模拟的振动预测方法。以 U 形管作为算例,用有限元软件计算出损耗因子,带入到统计能量分析软件中,进行振动响应能量预测。通过数值结果比较可以看出,在偏高频部分基本保持一致,可以认为基于稳态能量法的全程数字模拟振动预测方法是可行的。

对于非直接激励子系统响应能量出现的些许偏差,可以通过增加稳态能量法激励的形式,以激励出更多的潜在模态;和找到损耗因子随频率变化的规律,对损耗因子进行修正来消除。

参考文献:

[1] 姚德源,王其政. 统计能量分析原理及应用[M]. 北京:北京理工大学出版社,1995.

[2] 孙进才. 复杂结构的损耗因子和耦合损耗因子的测量方法[J]. *声学学报*, 1995, 128 - 134.

[3] 杨晓华,姚德源. 有限长圆筒壳与圆板连接的耦合损耗因子研究[J]. *战术导弹技术*, 2002, 34 - 37.

[4] LIU M, et al. Modelling Liquid-structure Interactions Within the Framework of Statistical Energy Analysis[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2000, 238(4): 547 - 574.

[5] Wohlever J C, Bernhard R J. Mechanical Energy Flow Models of Rods and Beams[J]. *Journal of Sound Vibration*, 1992, 153(1): 1 - 19.

[6] 刘明治,高桂芳. 相关激励下的统计能量分析法研究[J]. *力学与实践*, 1992, 4: 35 - 3.