

适用于循环平稳声场的基于波叠加法的 近场声全息技术*

张海滨 蒋伟康 万 泉

(上海交通大学机械系统与振动国家重点实验室, 上海 200240)

(2007 年 3 月 6 日收到, 2007 年 5 月 17 日收到修改稿)

在原有的平面循环平稳近场声全息基础上, 提出一种基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术, 可以对具有复杂表面的声源进行全息重建, 重建的声源表面声压谱相关密度函数能反映出调制信号的信息. 声源表面声压谱相关密度函数全息图形象地反映了调制信号在表面的强弱分布情况, 可由此确定调制信号源的产生位置. 仿真分析和实验验证表明, 基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术可以更准确地反映循环平稳声场的调制特性. 该方法继承了波叠加法的优点, 无需计算边界奇异积分, 计算效率高、精度好.

关键词: 近场声全息, 循环平稳信号, 波叠加

PACC: 4320, 4363, 4360

1. 引 言

近场声全息(nearfield acoustic holography, NAH)技术通过测量声源表面很近距离处的一个测量面上的声压信号, 重建声源表面的各种声学物理量, 进而可以重建整个外部三维声场. NAH 技术在测量时最大可能地保留了声场信息, 包含了只在近场可以采集到的“倏逝波”成分, 丰富的测量信息突破了瑞利波长的限制, 全息图的分辨率很高^[1, 2]. 波叠加法, 也有人称其为等效源法, 最初被用于计算结构声辐射问题^[3]. 波叠加法假设在声源内部分布着一系列的等效源, 声源表面的声压和振速由这一系列的等效源产生, 且声源表面包围的内部和外部的介质特性是一样的. 可以通过确定声源内部的等效源的源强, 直接计算结构声辐射产生的外部声场. 波叠加法避开了边界元法中存在的插值运算、奇异积分、声源表面节点固体角计算等问题, 大大提高了计算效率和精度. 已经有学者应用波叠加法进行近场声全息的研究^[4], 在效率和精度上均有令人满意的结果.

在工程领域中, 一些旋转机械由于对称或近似对称的物理结构和周期性的工作运动模式, 辐射产生了一类特殊的非平稳声场, 其声压信号的统计特

征参量(如均值和相关函数)随时间表现出周期性或多周期性的变化, 这类声场被称之为循环平稳声场^[5, 6]. 用处理平稳信号的方法处理循环平稳信号得到的频谱或者功率谱表现为在载波频率的两侧分布一系列的边频带, 无法直接提取调制信号和载波信号的特征. 通常, 这种声场信号的调制现象十分严重, 调幅现象是最为常见的一类. 循环平稳信号处理被广泛地应用于故障诊断领域, 研究人员用循环统计量来分析齿轮和轴承等机构的故障产生类型和机理^[7, 8]. 但是目前多数是对单通道的循环平稳信号进行处理, 然后通过和一些已知参考信息(如齿轮型号、轴承型号、故障发生时可能出现的频率分量等)的对比确定故障的类型和可能发生的部件或机构. 如果能将机械表面辐射声压信号的谱相关密度函数等循环统计量全息成像, 将更有利于辨析辐射声源的机理、确定故障的位置和部件. 谱相关密度函数等循环统计量的全息成像可以减少对已知参考信息的需求, 弥补参考信息不足时难以确定故障位置的缺点.

前期的工作中提出了可应用于循环平稳声场的循环平稳近场声全息技术(cyclostationary nearfield acoustic holography, CYNAH), 已经成功地重建了平面循环平稳声源表面的谱相关密度函数^[9, 10]. 在工

* 国家自然科学基金(批准号: 10674096)资助的课题.

程领域中往往遇到一些具有复杂表面的声源,发展 CYNAH 技术使之可以重建三维空间中具有复杂表面的循环平稳声源的循环统计量具有工程价值. 本文提出的基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术以谱相关密度函数为重建量,在循环频率下辐射声源的全息图反映出了调制信号的信息,载波信号和调制信号间的相互混叠被消除,更清晰地反映了循环平稳声场的特性.

2. 基于波叠加法的近场声全息技术

如图 1 所示,假设在辐射体表面 S 所包围的内部分布着一组简单声源,辐射体表面的声压和振速由这些简单声源产生的声场辐射叠加而成. 在文献 [3] 中,证明用波叠加积分方程

$$p(r, \omega) = j\omega \int_V q(r_0, \omega) g(|r - r_0|, \omega) dV(r_0) \quad (1)$$

和用 Helmholtz 积分方程计算外部声场得到的结果是等价的,即证明了波叠加法计算辐射声场的正确性.(1)式中 ρ 是介质平均密度, ω 是谐振动角频率, V 是辐射体的体积, $q(r_0, \omega)$ 是 V 中 r_0 处的声源强度. 自由空间格林函数 $g(|r - r_0|, \omega) = -\exp(jk|r - r_0|)/4\pi|r - r_0|$, 其中 $k = \omega/c$ 是波数.

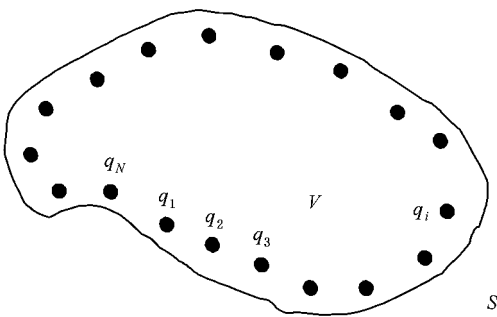


图 1 等效简单源分布示意图

设基于波叠加法的近场声全息的全息面上 M 个点的声压信息为 $P_h = [p_1, p_2, \dots, p_M]^T$, 其与等效源的源强 $Q = [q_1, q_2, \dots, q_N]^T$ 之间通过传递矩阵联系起来, 关系如下:

$$P_h = H \cdot Q, \quad (2)$$

式中 H 是一个 $M \times N$ 阶的传递矩阵, H 中的元素 h_{ij} 可以按下式计算得到:

$$h_{ij} = j\omega g(|r_i - r_j|, \omega), \quad (3)$$

r_i 和 r_j 分别代表第 i 个全息点和第 j 个等效源的空间坐标. 通过对 (2) 式进行逆向变换就可以得到等效源的源强 Q , 即

$$Q = H^+ P_h = (H^H H)^{-1} H^H P_h, \quad (4)$$

式中上标“+”和“ H ”分别表示广义逆和 Hermitian 算子. 在求逆过程中需采用正则化方法过滤对噪声敏感而对声场贡献小的特征分量, 可采用的正则化方法有截断 SVD (Truncated Singular Value Decomposition) 法^[11], Tikhonov 正则化方法^[12], Landweber 正则化方法^[13]等. 得到等效源的源强系数 Q 后, 声场中任意一点的声压和振速就可以通过 (2) 式重建得到.

3. 基于波叠加法的循环平稳近场声全息

在循环平稳声场中, 由于载波和调制波之间的相互混叠, 在频谱或功率谱上表现为在载波频率两侧对称分布着一簇边频带, 一般无法从频谱直接析出载波和调制波的信息, 而调制波的信息往往反映了辐射声源的特性和机理. 循环统计量是分析循环平稳信号的一种常用方法, 可以从中得到调制波和载波的信息, 二阶循环统计量是最常用的参考数据.

在平稳声场中, 基于波叠加法的近场声全息技术假设的等效源是单频的点源, 显然按这样的等效源假设不能反映出循环平稳声场的特点. 一个自然的想法是假设在辐射体内部分布了一组循环平稳振动的等效源, 这些点源产生的声场叠加后得到声源表面和外部的循环平稳声场. 这些等效源产生的声场也具有循环平稳信号的特性, 源强 $q(r_0, \omega)$ 将随时间变化 (1) 式变为一个和时间变量有关的方程

$$p(r, \omega, t) = j\omega \int_V q(r_0, \omega, t) \times g(|r - r_0|, \omega) dV(r_0), \quad (5)$$

式中时间因子 t 表明了声压和源强随时间变化的特性. 如果用处理平稳声场的近场声全息方法重建辐射体表面声场, 得到的结果也将随时间变化, 无法反映出循环平稳声场的特性.

假设在全息面上 M 个点上测得的声压时域信号为 $[p_1(t), p_2(t), \dots, p_M(t)]$, 经过循环平稳信号处理, 可以在循环频率处得到谱相关密度函数向量 $[S_{hh}^c(f)]_{M \times 1}$. 在得到了全息面上各测点的谱相关密度之后, 要得到整个三维声场的谱相关密度, 需要进

行声场重建. 由于空间相位关系的损失, 无法由 $[S_{hh}^{\alpha}(f)]_{M \times 1}$ 得到等效源的谱相关密度函数向量 $[S_{qq}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$. 但是, 如果在声场中有一个固定的参考声压信号 $R(t)$, 其谱相关密度函数为 $S_r^{\alpha}(f)$, 它与声压信号的互谱相关密度函数 $[S_{hr}^{\alpha}(f)]_{M \times 1}$ 和 $[S_{rh}^{\alpha}(f)]_{M \times 1}$ 保留了空间相位信息, 可以用 $[S_{hr}^{\alpha}(f)]_{M \times 1}$ 和 $[S_{rh}^{\alpha}(f)]_{M \times 1}$ 重建参考声压信号与等效源强度之间的互谱相关密度函数 $[S_{qr}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 和 $[S_{rq}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$. 然后就可以用得到的 $[S_{qr}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 和 $[S_{rq}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 重建辐射体表面任意一点声压和参考声压之间的互谱相关密度函数 $S_{sr}^{\alpha}(f)$ 和 $S_{rs}^{\alpha}(f)$, 然后 $S_{ss}^{\alpha}(f)$ 就可以根据谱相关密度函数之间的变换关系式 $S_{ss}^{\alpha}(f) = S_{sr}^{\alpha}(f) \cdot S_{rs}^{\alpha}(f) / S_r^{\alpha}(f)$ 得到. 下面给出其具体推导过程.

在 (5) 式两端同时乘以参考信号谱分量 $R(f - \alpha/2, t)$, 并对两端求时间平均,

$$\begin{aligned} & p\left(r, f + \frac{\alpha}{2}, t\right) \cdot R^*\left(f - \frac{\alpha}{2}, t\right) \\ &= j\rho 2\pi\left(f + \frac{\alpha}{2}\right) \int_V q\left(r_0, f + \frac{\alpha}{2}, t\right) \\ & \quad \times R^*\left(f - \frac{\alpha}{2}, t\right) g\left(\left|r - r_0\right|, f + \frac{\alpha}{2}\right) dV\left(r_0\right), \end{aligned} \quad (6)$$

式中上标“*”代表共轭算子, \cdot_t 代表时间平均, α 是循环频率, 频率 $f = \omega/2\pi$. 等式右边在求时间平均的时候只考虑了有时间因子的项. 根据互谱相关密度函数的定义 (6) 式变为

$$\begin{aligned} S_{hr}^{\alpha}(r, f) &= j\rho_0 2\pi\left(f + \frac{\alpha}{2}\right) \int_V S_{qr}^{\alpha}(r_0, f) \\ & \quad \times g\left(\left|r - r_0\right|, f + \frac{\alpha}{2}\right) dV\left(r_0\right). \end{aligned} \quad (7)$$

这样就得到了互谱相关密度函数之间的关系式. 本文采用 N 个点源作为等效源, 共有 M 个全息点, 可以用离散矩阵的形式表示 $[S_{hr}^{\alpha}(f)]_{M \times 1}$ 和 $[S_{qr}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 之间的关系,

$$[S_{hr}^{\alpha}]_{M \times 1} = [H_1]_{M \times N} [S_{qr}^{\alpha}]_{N \times 1}. \quad (8)$$

传递矩阵 H_1 中的元素 h_{ij} 可以按 (3) 式计算, 只是计算时的频率是 $f + \alpha/2$.

同样的方法可以得到另一组关系式:

$$\begin{aligned} S_{rh}^{\alpha}(r, f) &= -j\rho_0 2\pi\left(f - \frac{\alpha}{2}\right) \int_V S_{rq}^{\alpha}(r_0, f) \\ & \quad \times g\left(\left|r - r_0\right|, f - \frac{\alpha}{2}\right) dV\left(r_0\right) \end{aligned} \quad (9)$$

$$[S_{rh}^{\alpha}]_{M \times 1} = [H_2]_{M \times N}^* [S_{rq}^{\alpha}]_{N \times 1}. \quad (10)$$

由于 $S_{rh}^{\alpha}(r, f) = R(f + \alpha/2, t) \cdot p^*(r, f - \alpha/2, t)$, 故在计算 (9) 式时, 与 (7) 式相比较多了一个将积分号前面的系数和格林函数取共轭的步骤. 式中传递矩阵 H_2 中的元素 h_{ij} 按 (3) 式计算, 计算时的频率为 $f - \alpha/2$.

由 (8) 与 (10) 式就可以逆向求得 $[S_{qr}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 和 $[S_{rq}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$, 省略代表矩阵和向量的方括号, 以简洁的形式表示为

$$S_{qr}^{\alpha} = H_1^+ S_{hr}^{\alpha} = (H_1^H H_1)^{-1} H_1^H S_{hr}^{\alpha}, \quad (11)$$

$$S_{rq}^{\alpha} = H_2^{*+} S_{rh}^{\alpha} = (H_2^{*H} H_2^*)^{-1} H_2^{*H} S_{rh}^{\alpha}. \quad (12)$$

在得到 $[S_{qr}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 和 $[S_{rq}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 后, 只需将辐射体表面任意一点的坐标 r_s 代入 (7) 式和 (9) 式中 r 的位置, 就可以得到该点声压和参考声压之间的互谱相关密度函数 $S_{sr}^{\alpha}(f)$ 和 $S_{rs}^{\alpha}(f)$. 通过谱相关密度函数之间的变换关系式

$$S_{ss}^{\alpha}(f) = S_{sr}^{\alpha}(f) \cdot S_{rs}^{\alpha}(f) / S_r^{\alpha}(f) \quad (13)$$

就可以计算得到辐射体表面的谱相关密度函数. (13) 式中 $S_{ss}^{\alpha}(f)$ 是表面上一点的谱相关密度函数, $S_r^{\alpha}(f)$ 是参考声压的谱相关密度函数.

基于波叠加法的 CYNAH 可以归结为以下几个步骤:

- 1) 分析参考信号关于频率和循环频率的 CSD 三维分布图, 并从中找出所有可能的候选循环频率.
- 2) 分析所有的候选循环频率, 排除 CSD 三维图中一些虚假循环频率的干扰^[6].
- 3) 在这些排除了虚假循环频率后的候选循环频率里面选取合适的循环频率, 获取感兴趣的信息. 选取合适的循环频率需要参考分析对象的先验信息, 有许多的论文对如何选取合适的循环频率, 并从中获得感兴趣的信息, 提供了很多的参考方法, 这些方法参考了分析对象的转频, 故障类型等信息^[7,8].
- 4) 按照 (6—13) 式的步骤重建声源的谱相关密度函数.

CYNAH 方法是在两个分析频率上进行了两次计算, 分别对应波长 $\lambda^+ = c(f + \alpha/2)$ 和 $\lambda^- = c(f - \alpha/2)$. 因此在考虑全息面相邻测点间距时要同时满足小于两个波长的 0.5, 为提高精度, 最好小于 0.1^[14]. 全息面和声源表面的距离要同时小于重建波长 λ^+ 和 λ^- , 可以取小于其中的较小波长值 λ^+ , 一般为了获得足够的倏逝波成分, 全息面和声源表面的距离取 λ^+ 的 1/3 为宜^[14].

求取 $[S_{qr}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 和 $[S_{rq}^{\alpha}(f)]_{N \times 1}$ 是一个逆向求

解的过程和求解别的逆问题一样会出现病态问题,需要用到正则化方法,在本文的数值仿真分析和实验验证中,采用了 Tikhonov 正则化方法,并用 L-curve 法^[15]确定正则化参数。

这样,基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术重建了循环平稳声场中辐射体表面的谱相关密度函数 $S_{ss}^{\alpha}(f)$, $S_{ss}^{\alpha}(f)$ 全息分布图可以清楚地显示辐射体表面调制信号的特征。在故障诊断时有助于确定故障发生的位置,这是传统近场声全息技术无法实现的。

4. 数值仿真分析

为了验证基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术的正确性和有效性,一个镶嵌在理想刚硬球面上的球冠活塞被选为仿真算例。镶嵌在理想刚硬球面上的球冠活塞如图 2 所示,球冠的张角为 θ_0 ,球面的振速信号 $v(t)$ 为

$$v(r_0, \theta, t) = \begin{cases} a(t) \cos(2\pi f_a t), & 0 < \theta < \theta_0, \\ 0, & \theta_0 < \theta < \pi, \end{cases} \quad (14)$$

式中 $a(t)$ 是一个零均值的宽带随机信号,载波频率 f_a , $v(t)$ 具有唯一的循环频率 $\alpha = 2f_a$ 。仿真计算时选取的参数如下:球半径 0.4 m,张角 $\theta_0 = \pi/3$,载波频率 $f_a = 200$ Hz。

随机信号 $a(t)$ 和振动信号 $v(t)$ 的功率谱图和谱相关密度函数图分别呈现在图 3—5 中。在图 4 中,调制信号的谱线在载波频率 $f_a = 200$ Hz 谱线的两侧对称地分布,无法直接从中得到调制信号 $a(t)$ 的信息。但是在图 5 中,在循环频率 $\alpha = 400$ Hz 时,谱相关密度函数图将调制信号的特征提取出来,和图 3 相比较十分相似。由球冠活塞产生的外部声场中,声压信号功率谱图和谱相关密度函数图和图 4—5 相似。

在进行全息成像的计算中,假设在球体内部一个半径为 0.3 m 的虚拟球面上均匀地分布着 65 个等效点源,其分布如图 6 所示。全息面如图 7 所示为一个圆柱形面,圆柱形半径为 0.5 m,在 Z 方向上高度为 $[-0.5 \text{ m}, 0.5 \text{ m}]$,全息点在圆周方向角度间距 $\Delta\theta = \pi/5$, Z 方向上高度间距 $\Delta Z = 0.1 \text{ m}$,共计 $10 \times 11 = 110$ 个点。重建的频率选取为 50 Hz,循环频率 400 Hz。

重建的结果显示在图 8 和图 9 中。由于辐射声

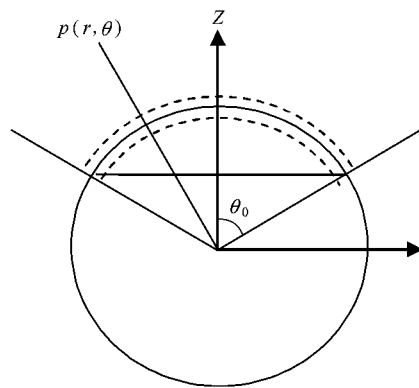


图 2 镶嵌在理想刚硬球面上的球冠活塞示意图

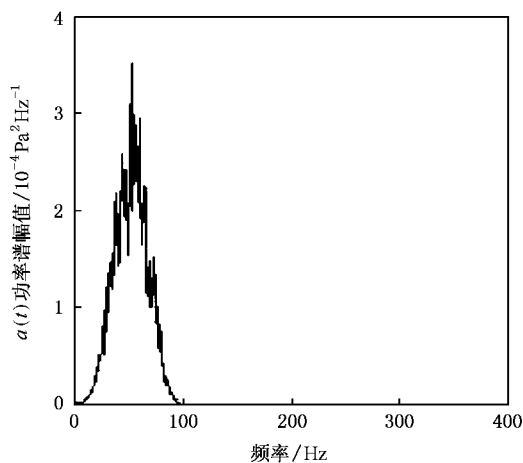


图 3 随机信号 $a(t)$ 的功率谱图

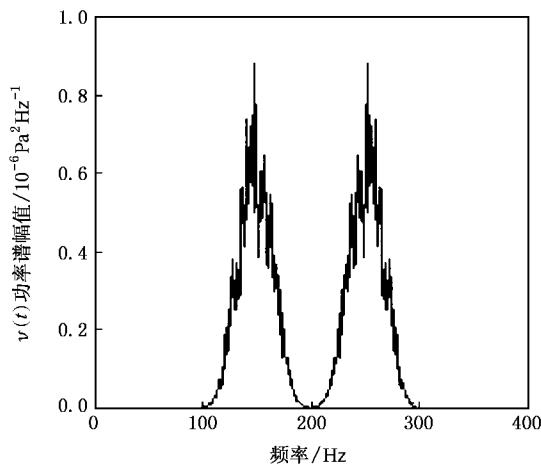


图 4 振动信号 $v(t)$ 功率谱图

场的对称性,用分布在球体一条经线上的节点的谱相关密度函数就可以反映整个球体表面的谱相关密度函数分布情况,节点分布如图 6 所示。图 8 中显示的是一条经线上按等角度分布的 13 个点的谱相关

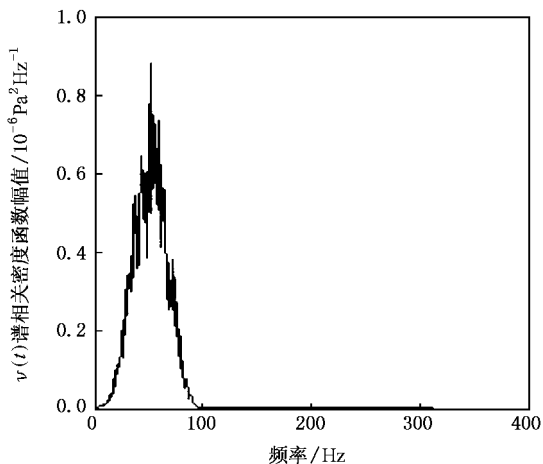


图5 振动信号 $\nu(t)$ 的谱相关密度函数图, $\alpha = 400 \text{ Hz}$

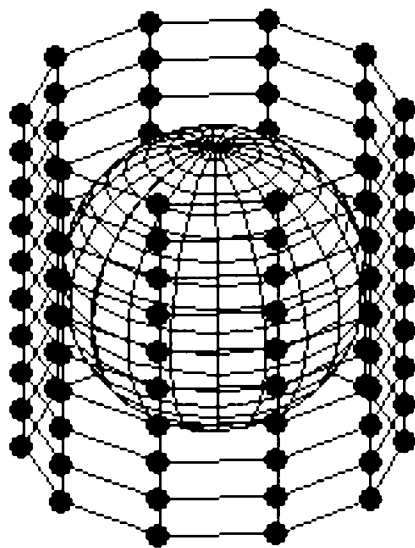


图7 圆柱形全息面及全息测点分布图

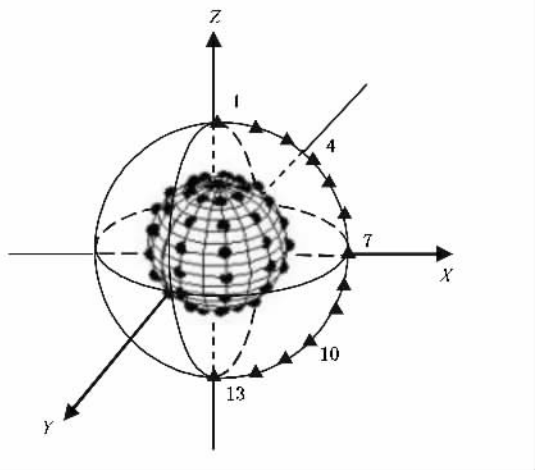


图6 球体内部等效源与球体表面节点分布图 (●为等效源, ▲为表面节点)

密度函数幅值计算结果,作为检验计算结果正确性和计算精度的理论值同时显示在图8中.从图8可以看出,重建值和理论值基本重合在一起,计算的误差很小.图9是镶嵌了球冠活塞的球体表面谱相关密度函数全息图,在图9中,可以看到在球体上半部分,也就是活塞振动的区域,谱相关密度函数的幅值明显大于其他区域.由此可以判定,调制信号主要集中在球体上半部分,甚至可以从谱相关密度函数全息图中较清晰地判定出调制信号主要集中在大约 $0 < \theta < \pi/3$ 的范围内.图8和9之间是互相对应的,两者都反映出调制信号集中在球体的上方区域这一基本情况.

引入重建误差系数判别重建的精度,定义平均幅值误差 ϵ_m 和平均相位误差 ϵ_a 如下:

$$\epsilon_m = \|S_{ss} - S_a\| / \|S_a\| \cdot 100\% , \quad (15)$$

$$\epsilon_a = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\text{angle}(S_{ssi}/S_{ai})| , \quad (16)$$

式中 S_{ss} 是由球体表面 n 个节点的谱相关密度函数的重建值组成的向量, S_a 是由对应的理论值组成的向量, $\|\cdot\|$ 代表向量的模, $\text{angle}(\cdot)$ 代表复数的相位角.按上述误差系数的定义,母线上13个节点的重建误差分别为 $\epsilon_m = 0.03\%$ 和 $\epsilon_a = 0.02^\circ$,重建的精度相当好.

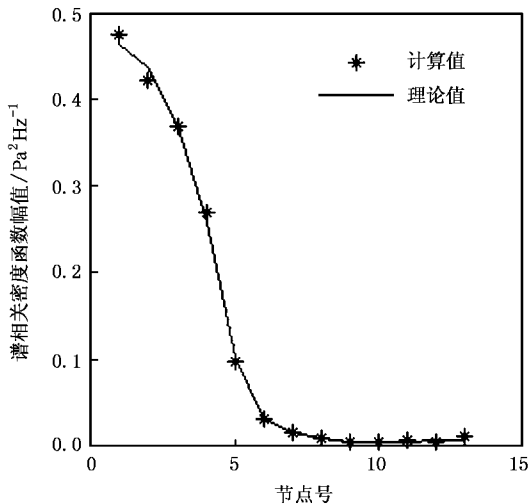


图8 声压谱相关密度函数幅值重建结果图

5. 实验验证

为了验证基于波叠加法的循环平稳近场声全息

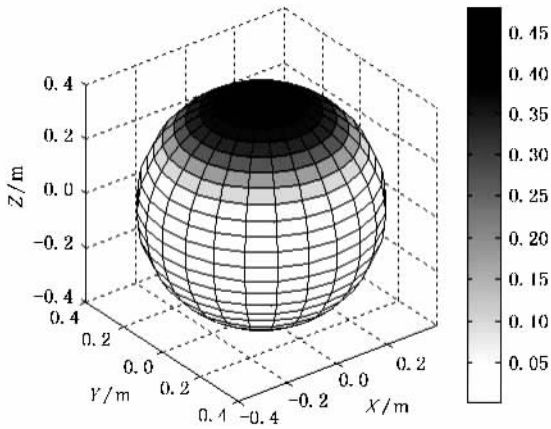


图9 球面声压谱相关密度函数全息图

技术的有效性和正确性,用该方法在半消声室内对一个产生循环平稳声场的音箱进行了全息重建.

实验在半消声室中完成的,本底噪声为 19.6 dB,实验中发声装置为一个尺寸为 30 cm × 30 cm × 60 cm 的音箱,音箱纸盆直径约为 24 cm.测量装置的实物图如图 10 所示,为一扫描装置,在竖直方向上每隔 8 cm 布置了 25 个传声器,扫描间距为 8 cm,共扫描 25 次.全息面为一个平行于音箱正端面的 2 m × 2 m 正方形平面,共 25 × 25 = 625 个测量点,距离音箱正端面的距离为 8 cm,参考声压信号布置在音箱正前方 4 cm 的位置.空间坐标的选取如下:设音箱正端面所处的平面为 xy 平面,音箱正端面的中心位于 $[-0.3 \text{ m}, -0.4 \text{ m}, 0]$ 处.音箱放置在距离地面 80 cm 处,音箱尺寸和所处的空间位置如图 11 所示.

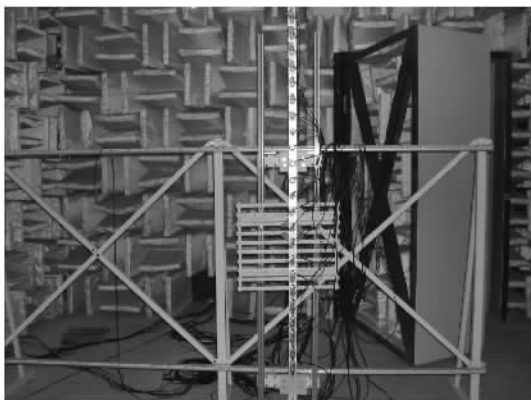


图10 实验测量扫描装置实物图

采用计算机产生一个二阶循环平稳电压信号,由声卡输出,经过 DSP-MX1000 型双通道功率放大器放大后,激励音箱发声,形成循环平稳声场.实验中,声压信号用 Müller-BBM 32 通道采集系统完成采

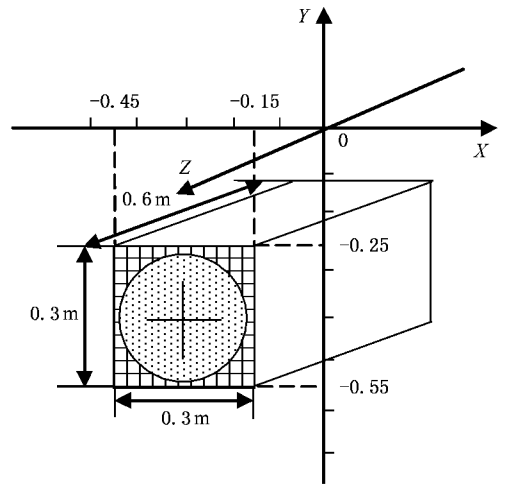


图11 音箱尺寸及其空间位置示意图

集.计算机产生的二阶循环平稳激励电压信号由下式表示:

$$V(t) = A \cdot a(t) \cos(2\pi f_a t), \quad (17)$$

其中 $A = 0.02 \text{ V}$, $f_a = 300 \text{ Hz}$, $a(t)$ 是一个零均值的宽带随机信号, $V(t)$ 具有唯一的循环频率 600 Hz. 由该电压信号产生的声信号的功率谱图和 600 Hz 循环频率下的谱相关密度函数图与图 4 和图 5 类似.由于 f_a 不同之后,功率谱中的谱线对称的分布在 300 Hz 两侧.这说明由音箱产生的声场具有循环平稳的特性,可以用 CYNAH 重建其表面的谱相关密度函数全息图.

取采样频率 $f_s = 12800 \text{ Hz}$,满足采样定理的要求.谱相关密度函数的求取过程中,声压信号总采样点为 $N_u = 32768$,滑动窗时间长度内对应的采样点数 $N_h = 8192$,为了充分利用有限长度的信号,采用分段重叠相加法,分段重叠的长度为 $N_n = 3/4 N_h$,平均次数为 13.上述循环平稳处理后得到的频率分辨率为 $\Delta f = f_s / N_h = 1.5625 \text{ Hz}$,循环频率分辨率为 $\Delta \alpha = f_s / N_u = 0.3906 \text{ Hz}$.

音箱内部的等效简单源位于一个半径为 0.08 m 的虚拟球面上,该球面在纬度、经度方向上被均匀分为 10 和 20 等份,共 182 个等效简单源,虚拟球面中心坐标为 $[0, 0, -0.1 \text{ m}]$,图 12 所示为虚拟球面上的等效简单源分布示意图.选取循环频率 600 Hz,重建频率 $f = 83.2 \text{ Hz}$,扫描阵列得到的全息面谱相关密度函数分布图如图 13 所示.通过与图 11 中音箱的空间位置比较可知,全息面的测量结果可信,可以用于循环近场声全息的重建.

扫描装置测量到的声压信号存在时间相位不同步的问题,可以利用循环平稳统计量对时延的敏感性消除时延的影响,其具体的处理在文献 [8] 中有具体描述.

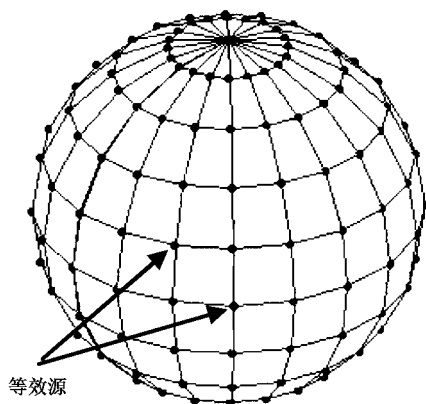


图 12 虚拟球面上等效简单源分布示意图

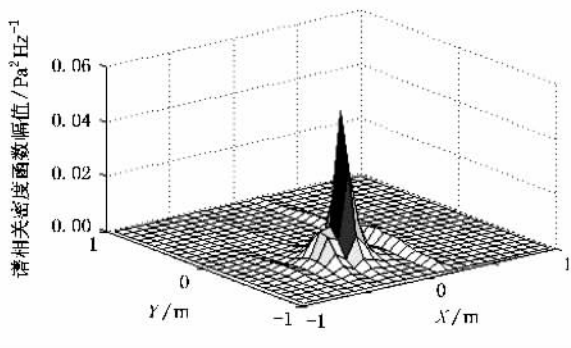


图 13 全息面实测谱相关密度函数分布图,循环频率 $\alpha = 600$ Hz,分析频率 $f = 83.2$ Hz

在实验中,采集到的声压信号不可避免地存在实验误差以及噪声干扰,这些误差和干扰会在近场声全息问题的逆向计算过程中被放大,必须采取合适的正则化方法加以抑制.本实验中,用基于波叠加的循环平稳近场声全息技术重建音箱表面的声压谱相关密度函数,求取等效源与参考声压信号的互谱相关密度函数的过程是一个逆问题,采用 Tikhonov 正则化方法进行正则化.

音箱共 6 个矩形面,每一个矩形面的长度和宽度方向被均分成 15 等份,每个面的节点共 15×15 个.图 14 是音箱表面的声压谱相关密度函数幅值的全息图,该全息图和音箱的实际情况符合良好,显示了纸盆的位置.图 15 显示的是音响正端面所处平面的声压谱相关密度函数幅值分布图.图 14 和 15 反映出调制信号主要集中在纸盆位置,中心的幅值较大,然后急剧下降.对比图 13 的实测结果,在 $z =$

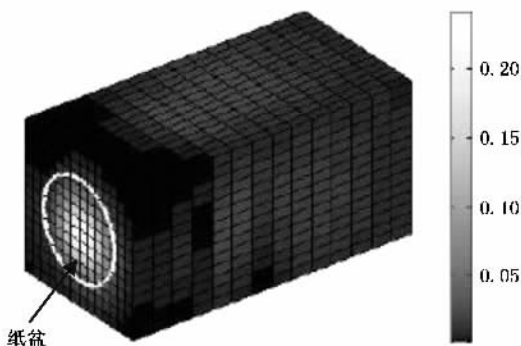


图 14 音箱表面谱相关密度函数幅值分布全息图, $f = 83.2$ Hz, $\alpha = 600$ Hz

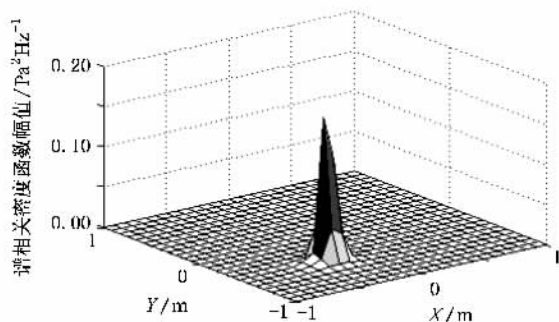


图 15 $z = 0$ 处谱相关密度函数幅值分布全息图, $f = 83.2$ Hz, $\alpha = 600$ Hz

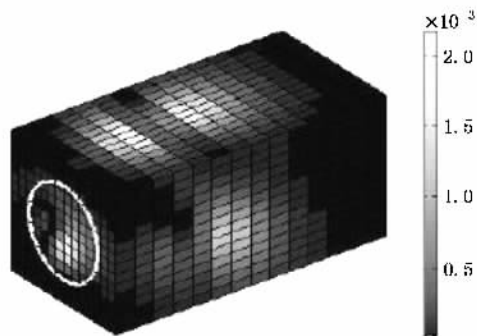


图 16 音箱表面功率谱密度函数幅值分布全息图, $f = 83.2$ Hz

0.08 m 平面处也是中心很大然后急剧下降,这可能与音响的内部结构有关.全息图显示的结果与实物相符合,能确定调制信号产生的位置主要集中在纸盆前方.实验的结果反映了基于波叠加的循环平稳近场声全息技术的正确性和有效性.

作为参考,用适用于平稳声场的基于波叠加的常规 NAH 方法重建的全息图显示在图 16 和 17 中, $f = 83.2$ Hz. 可以看到,图 16 和 17 显示的信息不能确定调制信号的主要位置,且声压功率谱的幅值很小,很容易受到噪声的干扰而使结果失真.比较两种

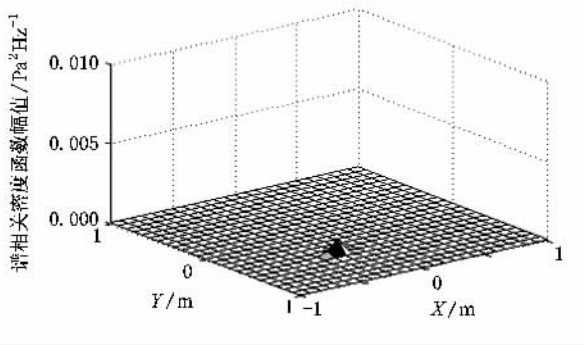


图 17 $z=0$ 处功率谱密度函数幅值分布全息图 $f=83.2$ Hz

方法得到的重建结果表明,基于波叠加法的 CYNAH 能有效地分离调幅信号和载波信号,确定调幅信号的主要位置.

6. 结 论

1. 提出基于波叠加法的循环平稳近场声全息方

法,该方法将信号的循环平稳处理技术与近场声全息方法结合,通过对声源表面谱相关密度函数的全息重建,反映了循环平稳声源的调制信号信息.基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术可以对具有复杂表面的辐射体进行全息重建,更接近于工程中遇到的实际声源.

2. 数值仿真分析和实验验证表明了基于波叠加法的循环近场声全息方法的正确性和有效性.基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术可以在选取的循环频率下有效地重建辐射体表面的谱相关密度函数,重建结果的精度令人满意.实验结果的有效性为该方法在工程领域的应用提供了依据和技术支持.

基于波叠加法的循环平稳近场声全息技术有效地重建了声源表面的谱相关密度函数,为确定循环平稳信号的位置提供了参考.在今后的研究工作中将会对影响重建精度的因素、获取更多的循环平稳声场信息等问题做进一步的研究与分析.

[1] Maynard J D , Williams E G , Lee Y 1985 *J. Acoust. Soc. Am.* **78** 1395
 [2] Bai M 1992 *J. Acoust. Soc. Am.* **92** 533
 [3] Koopmann G , Song L , Fahline J 1989 *J. Acoust. Soc. Am.* **86** 2433
 [4] Bi C X , Chen X Z *et al.* 2005 *Sci. China Ser. E Technol. Sci.* **48** 338
 [5] Gardner W A 1991 *IEEE S. P. Magazine* **8** 14
 [6] Yeung G K , Gardner W A 1996 *IEEE Trans. Signal Processing* **44** 1214
 [7] Qin K , Chen J , Jiang M *et al.* 2001 *J. Vib. Shock* **20** 34 (in Chinese) [秦 恺、陈 进、姜 鸣等 2001 振动与冲击 **20** 34]

[8] McCormick A C , Nandi A K 1998 *Mech. Syst. Signal. Process.* **12** 225
 [9] Wan Q , Jiang W K 2006 *J. Sound Vib.* **290** 956
 [10] Wan Q , Jiang W K 2005 *Acta Acustica* **30** 379 (in Chinese) [万 泉、蒋伟康 2005 声学学报 **30** 379]
 [11] Williams E G 2000 *J. Acoust. Soc. Am.* **108** 1451
 [12] Tikhonov A N 1963 *Soviet Math Dokl.* **4** 1035
 [13] Landweber L 1951 *Am. J. Math.* **73** 615
 [14] He Y A , He Z Y 2002 *Acta Acustica* **27** 507 (in Chinese) [何元 安、何祚镛 2002 声学学报 **27** 507]
 [15] Hansen P C 1992 *S. I. A. M. Rev.* **34** 561

Nearfield acoustic holography based on wave superposition algorithm for cyclostationary sound filed^{*}

Zhang Hai-Bin Jiang Wei-Kang Wan Quan

(State key Laboratory of Mechanical System and Vibration , Shanghai Jiaotong University ,
Shanghai 200240 , China)

(Received 6 March 2007 ; revised manuscript received 17 May 2007)

Abstract

The seriously modulated radiation sound waves , as a kind of special nonstationary signal in the engineering , can be considered as cyclostationary. The modulating feature can not be understood clearly via the reconstructed sound field by conventional nearfield acoustic holography (NAH). A cyclostationary NAH (CYNAH) technique based on wave superposition algorithm (WSA) is suggested for reconstructing the cyclostationary sound field , which can be applied to the cyclostationary acoustic sources with complicated profiles. The information of modulating wave can be understood by the reconstructed hologram of cyclic spectrum density (CSD) , in which the distribution of modulating wave is visualized and the location of modulating wave can be determined. The simulation and the experiment verified that the modulating characteristic can be understood by CYNAH based on WSA. The main advantages of WSA , including the high calculation accuracy and calculation efficiency due to the exclusion of uniqueness and singularity problems inherent in the boundary element method , are retained in the presented CYNAH procedure .

Keywords : nearfield acoustic holography (NAH) , cyclostationary signal , wave superposition

PACC : 4320 , 4363 , 4360

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 10674096).