

大功率调制气流声源阵列的相干合成实验研究*

周泽民 曾新吾[†] 龚昌超 赵云 田章福

(国防科技大学光电科学与工程学院, 长沙 410073)

(2012年11月29日收到; 2013年1月30日收到修改稿)

完成了调制气流声源阵列的相干合成实验. 提出了利用主动相位控制方法实现调制气流声源阵列相干合成的思路, 介绍了基于随机并行梯度下降算法的声源阵列相干合成的原理. 对利用该算法实现声源阵列的相干合成进行了数值模拟, 完成了双调制气流声源阵列在远场的相干合成实验, 并给出算法参数的合理设置方案. 实验结果显示, 基频成分的相干合成效果明显, 算法收敛时测点处的声压级相比单源发射增加了 4 dB, 接近于各单源功率谱中基频成分相干合成、其他频率成分非相干合成的结果; 结果表明实验中算法能够有效控制各调制气流声源辐射声波的相位, 取得了明显的相干合成效果.

关键词: 调制气流声源, 相干合成, 随机并行梯度下降, 高阶谐波

PACS: 43.28.Ra, 43.38.-p, 43.38.Hz

DOI: 10.7498/aps.62.134305

1 引言

调制气流声源是一种通过调制高速气流发声的大功率高压流体声源. 它的特点是输出功率可达到万至十万瓦量级, 声源附近声压级可达到 140 dB 以上, 且声波频率响应范围较宽, 在航天强噪声环境测试、航空发动机喘振模拟^[1]、强噪声环境下的扩声、远距离广播、主动噪声控制^[2,3]、声凝聚^[4]和声清洗等方面都得到了成功应用. 由于受到声源振动系统、供气气压和有限振幅波传播的附加衰减作用^[5]等因素的限制, 要想大幅度提高单个声源的声压级是相当困难的. 为了提高总的声功率, 常采用声源组阵的方式. 其中, 声源阵列辐射声波的相干叠加可以通过相互干涉使能量一定区域相对集中, 在实际应用中有着重要意义. 因此, 针对调制气流声源阵列的相干合成研究也是非常必要的.

事实上, 调制气流声源发声所涉及的物理模型和过程是比较复杂的, 是一个仍需要深入探讨的重要研究方向^[6]. 特别是由于理论上无法准确预示声源结构与辐射声波特征间的关系, 严重阻碍了设计者对声源的控制和广泛应用^[7]. 在现阶段, 调制气

流声源性能参数的稳定性, 与电声换能器相比, 有着较大的差距. 调制气流声源的振动系统容易受到本身工作参数的影响, 比如气室压力抖动、温度上升、气流质量等, 导致声源的输出声压级、频谱特性、相位特性和指向性都难以准确控制^[8]. 文献^[9]中提到, 气流声源阵列输出的最大声压级往往不在轴线上, 且所在的位置存在变化. 文中指出, 阵元间的相位差异导致轴向上的声波相互抵消, 降低了阵列的声压级增益; 不同的阵元在振动过程中涉及到复杂的气动过程, 存在随机因素, 使得声源间的相位差存在漂移^[9]. 声场的相干合成, 要求调制气流声源能够准确的控制辐射声波的相位. 为此, 本文借鉴近年来光纤激光器相干合成^[10-14]的研究方法, 尝试利用主动相位控制技术, 使声源间的相位差稳定的保持在最优值附近, 从而实现阵列声场在预定位置或方向上的相干合成. 光纤激光器主动相位控制方法主要有三种, 即外差法^[12,13]、多抖动法^[14]以及自适应随机优化算法等. 对于调制气流声源, 前两种方法分别在原理和实际应用上不可行. 而第三种方法仅需要一个传声器, 控制信号由算法产生, 有望应用于调制气流声源阵列的相干合成系统. 较为常用的自适应随机优化算法主要有

* 国家自然科学基金(批准号: 11274387)资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: xinwuzeng@nudt.edu.cn

爬山法、遗传算法、模拟退火法和随机并行梯度下降法 (SPGD). 对比各随机优化算法在激光器相干合成中的应用情况, 爬山法和遗传算法的收敛速度过慢^[15]; 模拟退火算法的收敛速度略低于 SPGD 算法^[16]. 对应于本文研究, 由于大功率调制气流声源的稳定性较差, 声功率存在一定程度的起伏变化. 而 SPGD 算法不仅具有较快的收敛速度, 在应对功率起伏方面也有较好的容忍度^[17-19]. 通过执行 SPGD 算法不断更新施加在各声源上的相控信号, 可以使得各声源到测点处的相位趋于一致. 只要相位控制所采用的相位扰动值较小, 就会使声源间的相位差在一个小范围区间内保持稳定, 也就能在指定的位置或方向上实现较高的能量合成效率. 截止到目前, 尚未见到进行调制气流声源相干合成的理论和实验研究的报道. 这里, 本文将给出利用随机并行梯度下降算法实现相干合成的思路, 对双调制气流声源阵列的辐射声波进行相干合成的实验研究.

2 基本原理

图 1 为基于主动相位控制的调制气流声源阵列相干合成的系统结构图 (图中以两个声源为例). 空压机作为气源, 提供压缩空气. 空压机出口的气体流速很快, 压力不稳定, 稳压罐起稳定压力的作用. 气流通过稳压罐后被分为 N 路, 每一路都对应一个调制气流声源和匹配的辐射器. 功率驱动系统提供 N 路的激励信号控制调制气流声源的振动系统工作, 在各声源内部将气源提供的流体动能转换成声能, 再经过辐射器将声波辐射出去. 传声器放置在声源阵列的远场, 测量阵列发射的合成声波. 传声器测量到的声波信号经适当的调理后, 通过模数转换输入到控制计算机. 计算机根据采集的声信号, 执行 SPGD 算法, 输出 N 路相位控制信号, 经过数模转换和功率放大后施加给各调制气流声源, 通过反馈控制辐射声波的相位, 最终实现声波的远场相干叠加.

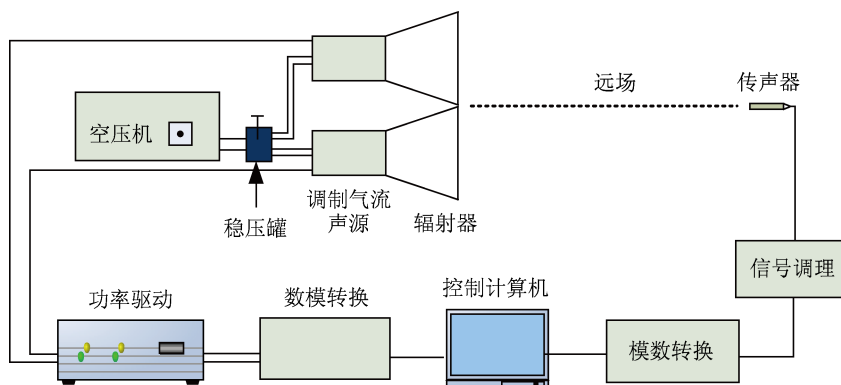


图 1 调制气流声源阵列相干合成的系统结构

SPGD 算法是一种广泛用于自适应光学校正的“盲优化”方法, 它直接对系统性能指标进行优化具有实现容易、控制参数的所有维并行计算的特点. 本文借鉴 SPGD 算法实现调制气流声源相干合成的过程: 定义评价函数 $J = J(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N)$ 为施加在各声源的相位 $\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N)$ 的函数. 根据梯度估计方法不同, SPGD 可分为单向扰动 SPGD 和双向扰动 SPGD, 主要区别在于 ΔJ 的计算方法不同. 单向扰动 SPGD 算法中, 以第 m 次迭代为例, 首先主动向对应的各路相控信号施加随机扰动相位 $\delta\varphi^{(m)}$, 观察随机扰动相位带来的评价函数变化量 $\delta J^{(m)} = J_+^{(m)} - J^{(m)}$, 其中,

$J_+^{(m)} = J(\varphi^{(m)} + \delta\varphi^{(m)})$, 将 δJ 在 $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N)$ 处展开

$$\delta J = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\partial J}{\partial \varphi_i} \delta \varphi_i + \frac{1}{2} \sum_{i,j}^N \frac{\partial^2 J}{\partial \varphi_i \partial \varphi_j} \delta \varphi_i \delta \varphi_j + \dots \quad (1)$$

若各信号的相位扰动 $\delta\varphi_i$ 为均值为零、方差相等的统计独立的随机变量, 且概率密度分布 $P(\delta\varphi_i)$ 关于均值对称, 即

$$\langle \delta\varphi_i \rangle = 0, \quad \langle \delta\varphi_i \delta\varphi_j \rangle = \sigma^2 \delta_{ij}, \quad (2)$$

则

$$\langle \delta J \delta \varphi_i \rangle = \frac{\partial J}{\partial \varphi_i} \langle (\delta \varphi_i)^2 \rangle + \langle \Psi_i \rangle, \quad (3)$$

其中

$$\begin{aligned} \langle \Psi_i \rangle &= \sum_{j \neq i}^N \frac{\partial J}{\partial \varphi_i} \langle \delta \varphi_i \delta \varphi_j \rangle \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{j,l}^N \frac{\partial^2 J}{\partial \varphi_j \partial \varphi_l} \langle \delta \varphi_j \delta \varphi_l \delta \varphi_i \rangle + \dots \\ &= O(\sigma^4). \end{aligned} \quad (4)$$

对各路控制信号的相位作如下更新:

$$\varphi^{(m+1)} = \varphi^{(m)} + \gamma \delta \varphi^{(m)} \delta J^{(m)}. \quad (5)$$

根据 (1) 式和 (5) 式可得更新后评价函数的变化量为

$$\begin{aligned} \Delta J &= J(\varphi^{(m+1)}) - J(\varphi^{(m)}) \\ &\approx \sum_{i=1}^N \frac{\partial J}{\partial \varphi_i} (\gamma \delta J \delta \varphi_i) \\ &= \gamma \sum_{i=1}^N \frac{\partial J}{\partial \varphi_i} \left[\frac{\partial J}{\partial \varphi_i} (\delta \varphi_i)^2 + \Psi_i \right] \\ &\approx \gamma \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial J}{\partial \varphi_i} \delta \varphi_i \right)^2 \\ &+ \gamma \sum_{i,j \neq i}^N \frac{\partial J}{\partial \varphi_i} \frac{\partial J}{\partial \varphi_j} (\delta \varphi_i \delta \varphi_j). \end{aligned} \quad (6)$$

对上式求统计平均, 可得

$$\langle \Delta J \rangle = \gamma \sigma^2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial J}{\partial \varphi_i} \right)^2 + O(\gamma \sigma^2), \quad (7)$$

上式表明, 只要所施加的随机扰动的方差足够小, 按 (5) 式对控制信号进行迭代, $\langle \Delta J \rangle$ 将呈单调变化的趋势, 这就在统计平均的意义上保证了算法的收敛性. 如使目标函数向极大方向优化, γ 取正值; 反之, γ 取负. 这样, 通过向各声源施加相位随机扰动的驱动信号, 并根据评价函数 J 变化量, 不断更新施加在各声源上信号的相位, 最终可使得评价函数 J 取全局极值, 也就是对应着各调制气流声源辐射的声波在测量点处相干叠加的情况. 对于双向扰动 SPGD 算法, 需要向声源施加相位正向和负向随机扰动的激励信号, 评价函数变化量 $\delta J^{(m)} = J_+^{(m)} - J_-^{(m)}$, 其中

$$J_+^{(m)} = J(\varphi^{(m)} + \delta \varphi^{(m)}), \quad J_-^{(m)} = J(\varphi^{(m)} - \delta \varphi^{(m)}),$$

其余算法执行步骤与单向 SPGD 算法一致. 由于单向扰动容易使得算法收敛至局部极值, 收敛过程不

够稳定, 并且对功率起伏的容忍度不及双向扰动算法. 因此, 在实际应用中, 我们将采用双向扰动 SPGD 算法. 对于调制气流声源, 每一次相位随机扰动都是对应着固定小段时间的声波发射. 为了在测点处获得尽可能高的声压级, 评价函数应该取为测点处声压级相关的函数. 有关算法的具体实施方法和各参数的设置方案将在实验部分给出.

3 数值仿真

为了初步验证基于 SPGD 算法声源阵列相干合成的有效性, 对该算法的执行过程进行了数值模拟. 对于辐射面平行的多个声源, 在理想情况下, 合成声场的能量集中在阵列的中轴方向. 在实际情形中, 由于调制气流声源的声辐射并不稳定, 常造成阵列单元辐射声波的相位存在差异, 并可能随着时间变化. 这就导致在声场中原定位置或方向上不能获得相干叠加的声能量. 这里, 调制气流声源阵列相干合成的目的, 是通过相位控制在指定的方向或者位置上获得能量集中. 为方便仿真, 按照文献 [20] 的观点和数值计算依据, 加装有号筒辐射器的声源可以近似为球面上帽状声源, 当球面上振速幅值分布相等时, 其计算公式为

$$p = -j\rho c \sum_{n=0}^{\infty} U_n P_n(\cos \theta) \frac{h_n^{(2)}(kr)}{h_n^{(2)}(ka)} e^{j\omega t}, \quad (8)$$

其中

$$U_n = \frac{1}{2} u_0 [P_{n-1}(\cos \theta_0) - P_{n+1}(\cos \theta_0)], \quad (9)$$

式中 $j = \sqrt{-1}$, ρ 和 c 分别为媒质密度和媒质中的声速, $k = \omega/c$ 为波数, u_0 为辐射面上的法向振速, a 为球半径, r 和 θ 分别为空间场点到球心的距离和角度, θ_0 是声源对球心的半开角, P_n 和 $h_n^{(2)}$ 分别 n 阶勒让德函数和二类 n 阶球汉克尔函数.

在本文中取 $a = 1.14$ m, $\theta = 20^\circ$, $n = 100$, 号筒出口的半径为 0.39 m, 各号筒出口的中心间距为 0.9 m, SPGD 算法执行时的扰动相位分布为伯努利分布, 幅值为 0.1 rad, 相位的扰动方式为双向扰动. 对于初始相位差为 2 rad 的双阵元, 利用 SPGD 算法反馈控制双源的发射相位, 使双源合成声场的能量集中在阵列的中轴方向. 考虑到在算法执行每一次相位扰动发射时, 调制气流声源在声波辐射过程中会有小幅度的随机相位漂移. 在这里, 设各声源的随机漂移相位的弧度是在 $(-0.1, 0.1)$ 均匀分布的随机数. 取位于阵列远场轴向上的 10 m 处声压

为评价函数, 并为了便于观察评价价值增大收敛的过程, 对其进行了归一化.

图 2 为 SPGD 算法执行时评价价值的一次典型收敛过程. 可以看出, 随着算法的迭代执行, 在总的趋势上评价价值不断增大, 直至收敛到理想值附近. 图中评价价值保持在理想值的 95% 以上, 而收敛时的小幅度抖动是由相位扰动发射和声源相位的随机漂移所导致的. 这里, 图 2 所给出的评价价值收敛过程对应的是相位正向扰动发射时的评价价值变化历程, 而负向扰动时对应的收敛过程与图 2 是一致的. 图 3 为阵列的远场平面指向性, 图中虚线、实线分别对应相位差为 2 rad 和算法收敛时的理想情形. 可以看到, 相位差会严重影响目标方向上的声能量, 利用算法调相后声场能量被集中在评价价值所处的方向上, 实现了该方向上声场的相干叠加.

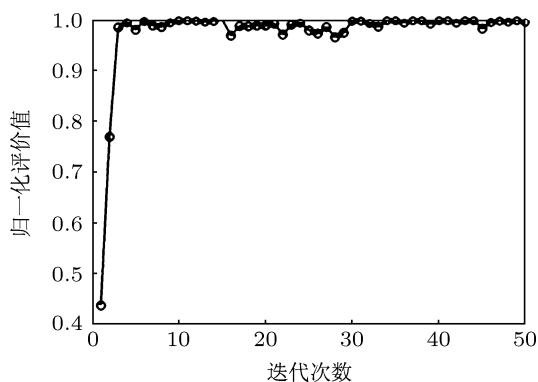


图 2 双阵元合成时评价价值的典型收敛过程

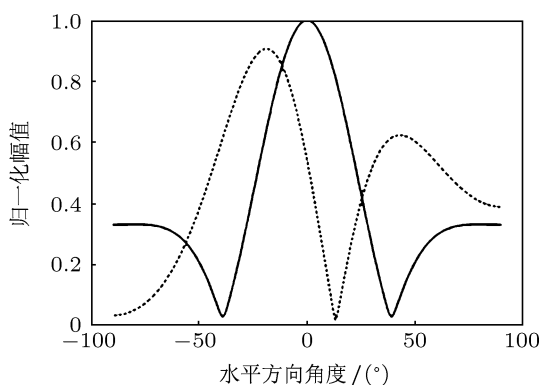


图 3 二元阵列的远场指向性. 虚线、实线分别对应相位差为 2rad 和算法收敛时的理想情形

另外还模拟了 4 元阵列相干合成的情形. 取各声源的相位分布满足均值为 0, 方差为 2π rad 的正态分布, 阵元的排布方式为 2×2 , 相邻阵元中心的间距仍取 0.9m. 对于该模拟条件, 相位扰动方式和随机相位漂移的设置不变, 相应的执行 SPGD 算法.

图 4 为评价价值的一次典型的收敛过程. 可以看出, SPGD 算法仍然能够有效控制各声源的相位, 使得系统的评价函数逐渐收敛在理想值的 95% 以上, 但与图 2 相比, 收敛速度明显变慢. 图 5 为四元阵列的远场平面指向性, 图中虚线、实线分别对应相位满足正态分布和算法收敛后的理想情形.

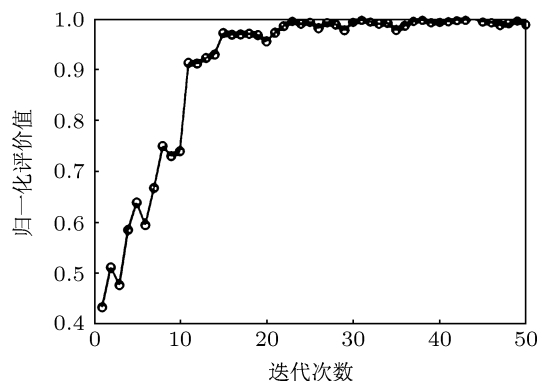


图 4 四元阵列合成时评价价值的典型收敛过程

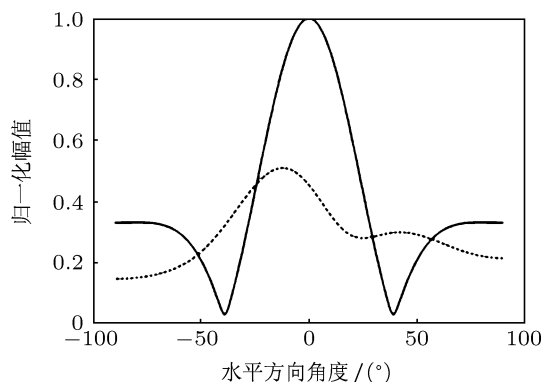


图 5 四元阵列的远场指向性. 虚线、实线分别对应相位正态分布和算法收敛时的理想情形

4 实验及结果

实验系统的构成如图 1 所示. 所用声源为射流式调制气流声源, 整体结构如图 6 所示, 它是通过收缩式环形喷口完成对高压气流的加速, 在其出口形成高速射流. 喷口出口处安放有环形音圈, 音圈的下部绕有线圈, 处于环形强磁场中. 当加载激励电信号时, 线圈受到磁场力作用, 使音圈沿轴向上下往复运动, 调制喷口面积, 使其周期性变化, 将断续气流压入喉道, 形成脉动声源. 声源出口直径为 103 mm, 喷口宽度为 1.5 mm, 喉道入口宽度为 4 mm. 辐射器为指数型号筒, 入口与声源出口面积匹配, 出口直径为 780 mm. 声场参数测试采用 B&K4193 型传声器, 频率响应 0.07Hz—20kHz, 动

态范围 20.7—161 dB, 与传声器配套的信号调理仪为 B&K2690. 在测试时, 双声源阵列的辐射器处于同一平面, 辐射器的中心间距为 0.9 m, 离地面的高度为 1.3 m, 测试传声器处于阵列的中心轴线上, 离阵列的中心为 10 m. 信号的数模转换和模数转换分别由 NI 公司 USB9233 和 USB9263 完成. 计算机根据采集的声信号执行 SPGD 算法, 并将输出相控信号经数模转换和功率放大电路后作用于调制气流声源, 以完成整个系统的反馈控制.

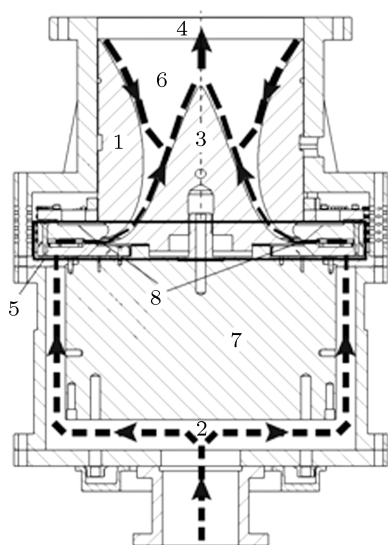


图6 射流式调制气流声源基本结构示意图(1. 外喷管, 2. 进气道部件, 3. 内塞锥, 4. 中心轴, 5. 喷口部件, 6. 喉道部件, 7. 磁路系统, 8. 振动系统)

为评估相干合成实验的效果, 在搭建好图 1 所示的实验系统结构后, 首先测试单声源的声压级. 在气室压力 0.18 MPa, 激励电流 5 A 的工作条件下, 1# 和 2# 声源分别单独发射频率为 300 Hz 的声波, 测点处的动态声压级结果如图 7 所示, 对应 1# 声源和 2# 声源的平均声压级分别为 115 dB 和 114.9 dB. 图 8 为各单源发射时测点处声波的功率谱. 图中, 1# 声源在 300 Hz 的谱级为 113.8 dB, 2# 声源在 300 Hz 的谱级为 110.8 dB. 可以看到, 两个声源的噪声谱级和谐频谱级的能量较高, 其中, 1# 声源在 300 Hz 的功率谱级优势明显, 而 2# 声源在 600 Hz 的功率谱级为 108.9 dB, 与基频的功率谱相差不多. 根据相干合成的相关理论^[21], 包含高阶谐波的阵列相干合成, 当基波之间的相位相同时, 高阶谐波之间通常是相位无关的, 合成声场的远场分布主要包含两部分, 一部分是基波相干叠加, 另一部分是高阶谐波之间的非相干合成. 因此, 高阶谐

波的能量比重将影响到相干合成的效果, 当高阶谐波的所占比例较大时, 整体的合成效果将退化接近非相干合成时的情形^[22]. 对于 N 个声波的相干合成和非相干合成, 总声级的计算公式分别为

$$L_{\text{coherent}} = 20 \lg \sum_{n=1}^N 10^{L_n/20},$$

$$L_{\text{noncoherent}} = 10 \lg \sum_{n=1}^N 10^{L_n/10}, \quad (10)$$

式中, L_n 对应着第 n 个声波的声压级. 根据 (11) 式, 图 8 中 1# 和 2# 声源在 300 Hz 以外的功率谱级分别为 108.8 dB 和 112.8 dB.

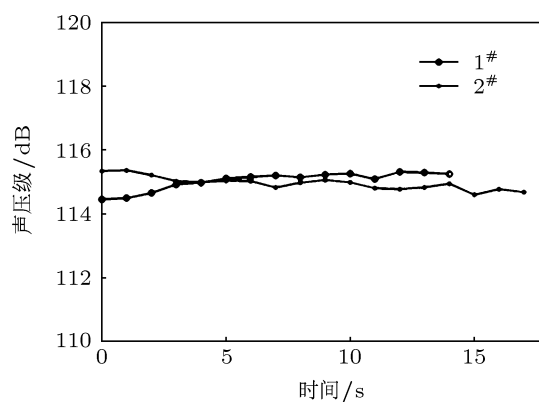


图7 单源发射时测点处声压级随时间的变化

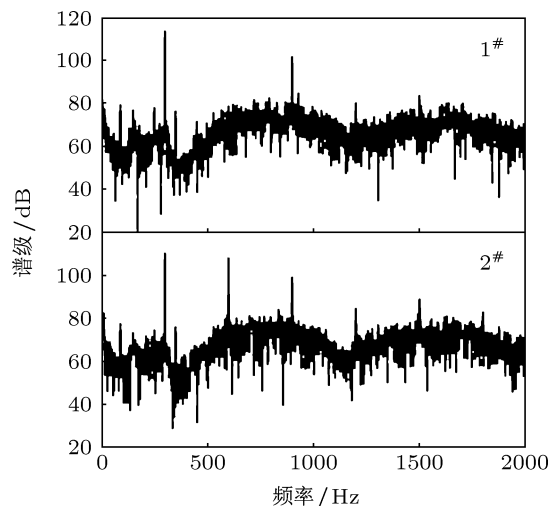


图8 单源发射时测点处的声功率谱

在相干合成实验中, 算法的参数设置方案如下:

- 1) 算法执行时每次迭代发射的声波时长 4 s, 由相位正向和负向的扰动发射组成, 也就是说, 每一次相位扰动发射的时长为 2 s. 考虑到声的传播过程, 取传声器在信号发射时同步采集的后 1.5 s 信号来

获取有效声压级, 并将此作为评价值. 2) 符合均值为零、方差相等且概率密度分布关于均值对称的随机扰动相位类型主要有伯努利分布、分离的均值分布, 均匀分布和正态分布. 考虑到收敛速度和方便实现, 随机扰动相位的类型选择为伯努利分布, 即各 $\delta\varphi_i$ 相互独立且幅值相等, 取正负值的概率同为 50%. 3) 在实际情况中, 扰动相位值不宜过小, 否则扰动相位带来的评价值的变化小于调制气流声源的声压起伏, 无法获得正确的梯度估计值; 扰动相位也不宜过大, 否则扰动本身会给系统带来不稳定. 这里, 相位扰动值 σ 取 0.1 rad. 4) 增益系数 γ 的取值一般与评价值和相位扰动值成反比. 我们预先利用电声换能器阵列对增益系数取不同值的情景进行了相干合成实验. 结果表明, 综合考虑算法的收敛速度和稳健性, γ 的合适取值范围为 $3/(J_{\max}\sigma^2) < \gamma < 6/(J_{\max}\sigma^2)$, J_{\max} 为阵列实现理想的相干合成时声压级. 根据单源在测点的声压级, 取 J_{\max} 为 121 dB. 这里, γ 取 $4/(J_{\max}\sigma^2) = 3.31$. 初始相位差设为 180° , 气室压力和调制电流的大小与单源测试时一致.

图 9 为相干合成实验过程中相位正向扰动时的评价值变化曲线. 从图可以看到, 实验中声压级的收敛速度较快, 在趋势上有明显的增大收敛过程. 由于声源辐射声功率的起伏和声波相位的随机漂移, 评价值在趋于稳定时也有一定程度的波动, 但基本在 119 dB 附近. 而实验过程中相位负向扰动时的评价值与其类似.

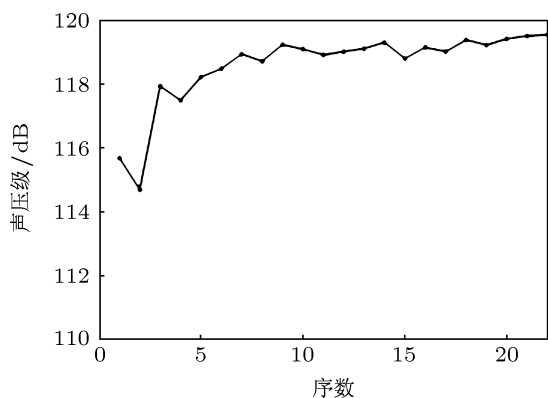


图 9 相干合成实验时评价值的变化曲线

图 10 为相干实验过程中测点处声压级在 60 s 内的时间历程. 图中声压级的变化趋势与图 9 中评价值的变化是一致的, 但在每 2 s 进行一次的调整相位发射时, 声压都会有 1 dB 左右的波动. 该现象

产生的原因主要在于, 气动声源在调整相位发射时, 类似于系统输入阶跃信号. 由于声源从输入相变信号到辐射声波趋于稳定需要的过渡时间较长, 而在计算连续时间内的声压级时, 求取有效声压级的积分时间为 1 s, 会将过渡时间内的声信号也包含在内, 使得声压级历程曲线在评价值趋稳时依然有明显的波动.

图 11 为相干合成实验过程中测点处的采集的时域信号, 可以看到图中信号的幅值变化与图 10 中曲线的趋势是一致的. 由于声源系统的动态阶跃响应时间较长, 激励信号的相位切换, 会使声波在每隔 2 s 就出现短时间内的过渡变化, 这在图 11 中的时域信号中可以看到. 显然, 评价相干合成的效果需要考虑的是辐射声波相对稳定时的声压级. 毕竟如图 11 中所示, 过渡时间相对于声波幅值相对稳定的时间是短暂的.

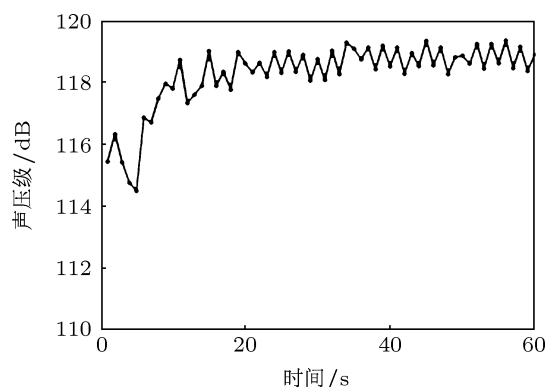


图 10 相干合成实验时声压级随时间的变化

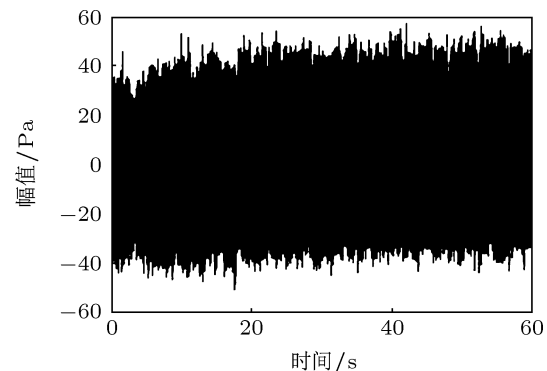


图 11 相干合成实验时测点处采集的声信号

图 12 为声压级基本稳定时的功率谱. 图中 300 Hz, 600 Hz 和 900 Hz 频率成分的功率谱级分别为 117.5 dB, 109 dB 和 98.6 dB. 按照图 8 中单源功率谱级在频域上的分布, 双源中 300 Hz 频率成

分实现相干叠加时功率谱级为 118.4 dB, 其他各频率成分实现非相干叠加时功率谱级为 114.3 dB, 此情况下, 合成的总声压级应为 119.8 dB. 实验中基频功率谱值为 117.5 dB, 相比理想情况下基频成分相干合成结果 118.4 dB 少 0.9 dB, 而基频成分相干合成的这一差值, 也直接体现到总声压级上. 考虑到地面反射对相干合成的影响, 这一结果是符合客观规律的, 也说明实验中基频成分相干合成是成功的. 更进一步, 算法收敛时测点处声压级, 接近于各单源功率谱中基频成分相干合成、其他频率成分非相干合成的结果. 在谱频方面, 单源中 600 Hz 频率成分的功率谱级分别为 79.1 dB 和 108.9 dB, 两者非相干合成的值接近于图 10 中结果; 而单源中 900 Hz 频率成分的功率谱分别为 102 dB 和 99.7 dB, 两者都大于合成时的功率谱级 98.6 dB. 这一结果, 可能是由于该频率成分声波在相干合成实验时出现了相互抵消的现象.

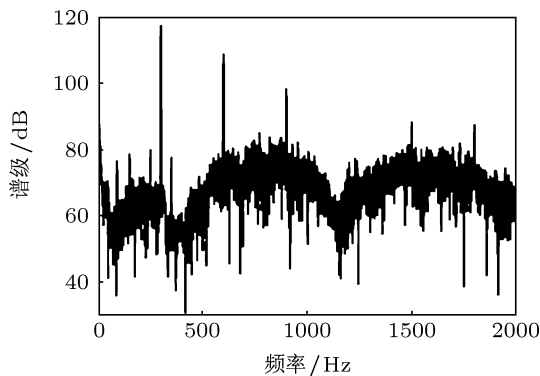


图 12 相干合成实验声压级趋于稳定时测点处的声功率谱

图 13 为两路发射信号在反馈控制过程中的相位差变化, 具体的相位扰动发射在此基础上进行. 从图可以看到, 相位差变化在 310° 附近减缓. 当其他工作条件不变, 双源阵列发射相位差为 310° 的两路信号时, 测点处的声压级的时间历程和时域信号分别如图 14 和图 15 所示, 声波的平均声压级为 116.8 dB. 该结果比相干合成实验评价收敛时的 119 dB 小 2.2 dB, 也低于 1[#] 和 2[#] 声源的全频率成分非相干成的计算结果 118 dB. 这说明, 校准后的相位差无法用于固定相位差发射的双源相干合成, 也意味着传统的相位差测试较准方法不适用于我们的声源. 因为声源在各次发射时内部的工作状况可能发生了变化, 致使声波的发射相位并不固定, 而在发射的过程中, 气室压力的抖动和振动系统的参数变化都可能使相位发生缓慢变化. 也正是该原

因, 课题组在之前的研究中用传统的方法未能得到明显的相干合成效果.

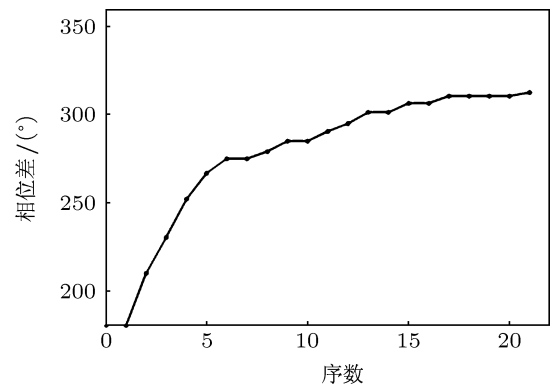


图 13 双源的发射相位差在反馈控制过程中的变化

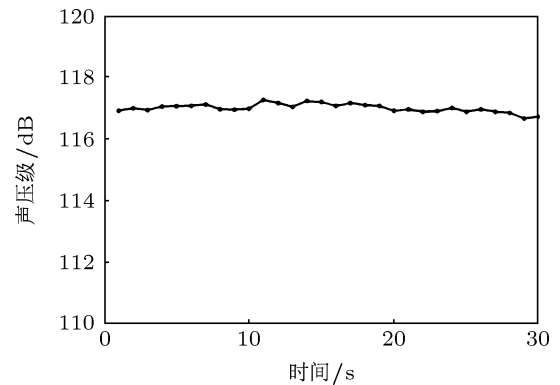


图 14 双源固定相位发射时测定处声压级随时间的变化

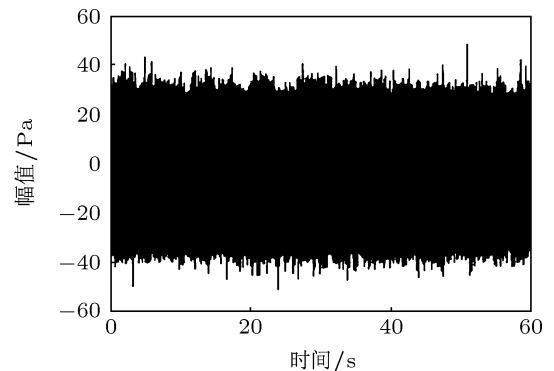


图 15 双源固定相位发射时测点处的声信号

5 结论

本文将主动相位控制方法用于调制气流声源阵列的相干合成, 介绍了基于 SPGD 算法的调制气流声源阵列相干合成的原理. 利用数值仿真方法, 对该算法的执行过程进行了数值模拟, 仿真结果表

明算法的收敛速度会随着合成的阵元数目增多而降低. 本文进行了调制气流声源阵列的相干合成实验, 尝试实现双调制气流声源阵列在指定的远场位置上声场的相干合成, 并给出了算法参数的合理设置方案. 实验结果表明, SPGD 算法能够有效控制各调制气流声源辐射声波的相位, 算法收敛时测点处的声压级相比单源发射增加了 4 dB. 对实验数据的功率谱分析表明, 基频成分的相干合成效果明显, 算法收敛时的声压级较为接近各单源功率谱中基

频成分相干合成、其他频率成分非相干合成的结果. 此外, 双源以算法收敛时的相位差发射两通道信号. 结果显示, 合成的声压级偏低, 没有得到相干合成的效果, 说明传统的相位差测试校准的方法不适用于本文声源, 这也体现了本文工作的实际意义. 显然, 高阶谐波的功率谱会在一定程度上影响到相干合成的效果, 因此我们正在利用非线性模型的辨识^[23]和预失真补偿^[24]来降低声波中的高阶成分, 以此来提高相干合成的效果.

- [1] Roland G B 1995 *Ph. D. Dissertation* (Cambridge: Massachusetts Institute of Technology)
- [2] Blondel L A, Elliott S J 1999 *Journal of Sound and Vibration* **219** 405
- [3] Glendinning A G, Nelson P A, Elliott S J 1990 *Journal of Sound and Vibration* **138** 479
- [4] Frederic G P 1987 *Ph.D. Dissertation* (Central County: The Pennsylvania State University)
- [5] Qian Z W 2009 *Nonlinear Acoustics* (2nd Edn.) (Beijing: Science Press) p71 (in Chinese) [钱祖文 2009 非线性声学 (第二版) (北京: 科学出版社) 第 71 页]
- [6] Andre J, Michael M 2006 *The 6th International Symposium on Active Noise and Vibration Control* Adelaide, Australia, September 18–20, 2006 p457
- [7] Zhao Y, Zeng X W 2011 *Acta Acustica* **36** 291 (in Chinese) [赵云, 曾新吾 2011 声学学报 **36** 291]
- [8] Zhao Y 2010 *Ph.D. Dissertation* (Changsha: National University of Defense Technology) (in Chinese) [赵云 2010 博士学位论文 (长沙: 国防科技大学)]
- [9] Xu W 2010 *Ph. D. Dissertation* (Changsha: National University of Defense Technology) (in Chinese) [许伟 2010 博士学位论文 (长沙: 国防科技大学)]
- [10] Huo Y M, Cheo P K, George G K 2004 *Opt. Express*. **12** 6230
- [11] Akira S, Tomoharu S, Tomoki S 2002 *Opt. Express*. **10** 1167
- [12] Xiao R, Hou J, Liu M 2008 *Opt. Express*. **16** 2015
- [13] Xiao R, Hou J, Jiang Z F 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 853 (in Chinese) [肖瑞, 侯静, 姜宗福 2008 物理学报 **57** 853]
- [14] Ma Y X, Zhou P, Wang X L 2010 *Opt. Lett.* **35** 1308
- [15] Xang X L 2011 *Ph. D. Dissertation* (Changsha: National University of Defense Technology) (in Chinese) [王小林 2011 博士学位论文 (长沙: 国防科技大学)]
- [16] Zhou P 2009 *Ph.D. Dissertation* (Changsha: National University of Defense Technology) (in Chinese) [周朴 2009 博士学位论文 (长沙: 国防科技大学)]
- [17] Wang X L, Zhou P, Ma Y X 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 973 (in Chinese) [王小林, 周朴, 马阎星 2010 物理学报 **59** 973]
- [18] Zhou P, Liu Z J, Wang X L 2009 *Appl. Phys. Lett.* **94** 231106
- [19] Liu L 2008 *Ph.D. Dissertation* (Park: University of Maryland at College Park)
- [20] Richard C M 2004 *Ph.D. Dissertation* (South Australia: The University of Adelaide)
- [21] Feng G, Cao X J, Shang W D 2009 *Laser Technology* **33** 555 (in Chinese) [冯光, 曹祥杰, 尚东卫 2009 激光技术 **33** 555]
- [22] Han K, Xu X J, Zhou P 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 074206 (in Chinese) [韩凯, 许晓军, 周朴 2011 物理学报 **33** 074206]
- [23] Antonin N, Laurent S, Frantisek K, Pierrick L 2010 *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **59** 2220
- [24] Zhou D Y, Debrunner V E 2007 *IEEE Trans. Signal Processing*. **55** 120

Experimental investigations on coherent combination of high-power and high-intensity air-modulated speakers*

Zhou Ze-Min Zeng Xin-Wu[†] Gong Chang-Chao Zhao Yun Tian Zhang-Fu

(College of Optoelectronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

(Received 29 November 2012; revised manuscript received 30 January 2013)

Abstract

In this paper, the experimental investigation of coherently combined air-modulated speakers is achieved. This paper addresses a basic architecture for coherent-combined air-modulated speakers by means of active phase control, and then the fundamental theory for coherent combination using stochastic parallel gradient descent algorithm is described. Numerical simulation on coherently combining sound sources with horn is carried out. Moreover, an experiment of far-field coherently combining two air-modulated speakers has been conducted, and the configuration scheme of parameters in practical terms is presented. Experimental results show that when the algorithm converges, the sound pressure level at the test spot is 4 dB higher than that of single source. A power spectrum analysis indicates that the sound power of coherently combining case is close to the sum of the sound powers between the coherently combining of the fundamental frequency components and the non-coherently combining of the other frequency components for all sound sources. Consequently, it is revealed that the acoustic wave phases for air-modulated speakers can be effectively controlled by the active phase control algorithm, and an evident coherent-combining effect is obtained.

Keywords: air-modulated speaker, coherent combination, stochastic parallel gradient descent, higher harmonics

PACS: 43.28.Ra, 43.38.-p, 43.38.Hz

DOI: 10.7498/aps.62.134305

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11274387).

[†] Corresponding author. E-mail: xinwuzeng@nudt.edu.cn