

7-31-2020

Adaptive Multichannel Double L-Shaped Microphone Array Sound Source Localization Algorithm

Yecai Guo

1. Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China; ;2. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment, Nanjing 210044, China;

Sainan Zhu

1. Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China; ;

Zhang Ning

1. Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China; ;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Adaptive Multichannel Double L-Shaped Microphone Array Sound Source Localization Algorithm

Abstract

Abstract: Aiming at the lack of ability to resist noise and reverberation and the location estimation low accuracy for the sound source localization method based on microphone array in the indoor sound environments, *a sound source localization algorithm based on adaptive multichannel double L-shaped microphone array was proposed*. In this proposed algorithm, normalized multichannel frequency-domain least mean square algorithm was used to estimate the impulse responses of different array elements and acquire the time delay under condition of the single source and multiple reverberation model, *the spectrum energy was modified by penalty function to improve the ability to suppress noise and avoid channel estimation deterioration, and the method on limited length of the filter was employed for improving the ability to suppress reverberation, as well as double L-shaped microphone array structure was used to improve the localization accuracy in the indoor sound environments*. The simulation results show that the proposed algorithm has higher performance of sound source localization in indoor environment and meets the actual demand.

Keywords

sound source localization, adaptive multichannel, double L-shaped array, microphone

Recommended Citation

Guo Yecai, Zhu Sainan, Zhang Ning. Adaptive Multichannel Double L-Shaped Microphone Array Sound Source Localization Algorithm[J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(7): 1556-1562.

自适应多通道双 L 型麦克风阵列声源定位算法

郭业才^{1,2}, 朱赛男¹, 张宁¹

(1. 南京信息工程大学 江苏省气象探测与信息处理重点实验室, 南京 210044; 2. 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心, 南京 210044)

摘要: 针对室内环境中麦克风阵列声源定位算法抗噪声和混响能力不强、定位估计精度低等问题, 提出了一种基于自适应多通道双 L 型麦克风阵列的室内声源定位算法。在单源多元混响模型下, 采用归一化多通道频域最小均方算法, 估计了不同阵元的冲激响应并计算了时延; 由惩罚函数对频谱能量进行了修正, 提高了抗噪声能力、避免了信道估计恶化; 采用滤波器长度限制法, 提高了抗混响能力; 利用双 L 型麦克风阵列结构进行室内声源定位, 提高了定位精度。实验表明, 在室内环境下, 文中算法具有较强的声源定位性能, 且能满足实际要求。

关键词: 声源定位; 自适应多通道; 双 L 型阵列; 麦克风

中图分类号: TN 912.16 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2015) 07-1556-07

Adaptive Multichannel Double L-Shaped Microphone Array
Sound Source Localization AlgorithmGuo Yecai^{1,2}, Zhu Sainan¹, Zhang Ning¹

(1. Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China; 2. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment, Nanjing 210044, China)

Abstract: Aiming at the lack of ability to resist noise and reverberation and the location estimation low accuracy for the sound source localization method based on microphone array in the indoor sound environments, a sound source localization algorithm based on adaptive multichannel double L-shaped microphone array was proposed. In this proposed algorithm, normalized multichannel frequency-domain least mean square algorithm was used to estimate the impulse responses of different array elements and acquire the time delay under condition of the single source and multiple reverberation model, the spectrum energy was modified by penalty function to improve the ability to suppress noise and avoid channel estimation deterioration, and the method on limited length of the filter was employed for improving the ability to suppress reverberation, as well as double L-shaped microphone array structure was used to improve the localization accuracy in the indoor sound environments. The simulation results show that the proposed algorithm has higher performance of sound source localization in indoor environment and meets the actual demand.

Keywords: sound source localization; adaptive multichannel; double L-shaped array; microphone

引言

基于麦克风阵列的声源定位是声学信号处理领



收稿日期: 2014-06-15 修回日期: 2014-08-16;
基金项目: 江苏省高校自然科学基金(13KJA510001)
重大资助项目; 高校科研成果产业化推进项目(JHB
2012-9)资助项目; 江苏省高校“信息与通信工程”优
势学科建设工程资助项目名;
作者简介: 郭业才(1962-), 男, 安徽安庆, 教授, 博导,
研究方向为通信信号处理、系统仿真和水声工程。

域中的一个重要问题, 在车载免提电话、语音识别系统以及智能机器人等领域^[1-3]都有广泛应用。目前, 在基于麦克风阵列的声源定位方法^[4]中, 基于时延估计的声源定位方法是通过估计声源到各个麦克风之间的时间差并根据麦克风的位置来估计声源位置, 不受阵列结构限制、计算量小, 但定位精度取决于时延估计的精度。而时延估计主要有广

式(9)中, 向量 \mathbf{h} 是 $\tilde{\mathbf{R}}$ 特征值为零的特征向量。实际上, 声源信号的自相关矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}$ 为满秩矩阵, 在多信道 $\mathbf{h}_1(n), \mathbf{h}_2(n), \dots, \mathbf{h}_M(n)$ 中, 任何 2 个信道之间都没有共同零点, 因此存在唯一的特征向量 \mathbf{h} 。然而, 在实际环境中, 受背景噪声、语音信号的非平稳性和滤波器长度等多种因素影响, 无法获得准确的 \mathbf{h} , 通常采用时域最小均方差算法估计信道冲激响应, 但收敛速度慢。为了提高收敛速度, 利用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)技术, AMC 算法可通过 NMCFLMS 来实现, 如图 2 所示。

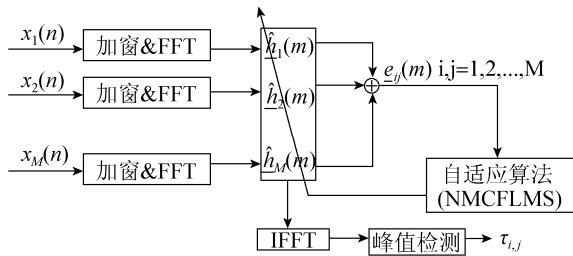


图 2 AMC 算法原理图

图 2 中, 信号加窗后帧长为 $2L$, 第 i 个麦克风接收到的第 m 帧信号 $\mathbf{x}_i(m)_{2L \times 1}$ 和频域滤波器的权向量 $\hat{\mathbf{h}}_i(m)$ 表示为

$$\mathbf{x}_i(m)_{2L \times 1} = [x_i(mL - L), x_i(mL - L + 1), \dots, x_i(mL + L - 1)]^T \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_i(m) = \mathbf{F}_{L \times L} \hat{\mathbf{h}}_i(m) \quad (13)$$

当噪声存在时, 式(7)不再成立, 频域误差函数定义为

$$\mathbf{e}_{ij}(m) = \mathbf{W}_{L \times 2L}^{01} \mathbf{D}_{x_i}(m) \mathbf{W}_{2L \times L}^{10} \hat{\mathbf{h}}_j(m) - \mathbf{W}_{L \times 2L}^{01} \mathbf{D}_{x_j}(m) \mathbf{W}_{2L \times L}^{10} \hat{\mathbf{h}}_i(m) \quad (14)$$

$$\text{式中 } \mathbf{D}_{x_i} = \text{diag}(\mathbf{F}_{2L \times 2L}(\mathbf{x}_i(m)_{2L \times 1})) \quad (15)$$

$$\mathbf{W}_{L \times 2L}^{01} = \mathbf{F}_{L \times L} [0_{L \times L} \quad \mathbf{I}_{L \times L}] \mathbf{F}_{2L \times 2L}^{-1} \quad (16)$$

$$\mathbf{W}_{2L \times L}^{10} = \mathbf{F}_{2L \times 2L} [\mathbf{I}_{L \times L} \quad 0_{L \times L}]^T \mathbf{F}_{L \times L}^{-1} \quad (17)$$

式中: $i \neq j$; $i, j = 1, 2, \dots, M$, $\mathbf{F}_{L \times L}, \mathbf{F}_{L \times L}^{-1}$ 分别为 $L \times L$ 的傅里叶变换矩阵和傅里叶变换逆矩阵。此时, NMCFLMS 的代价函数为

$$J_f(m) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \mathbf{e}_{ij}^H(m) \mathbf{e}_{ij}(m) \quad (18)$$

NMCFLMS 的权向量迭代公式为

$$\hat{\mathbf{h}}_i^{10}(m+1) = \hat{\mathbf{h}}_i^{10}(m) - \nabla J_{fi}^{01}(m) \quad (19)$$

$$\text{式中 } \hat{\mathbf{h}}_i^{10}(m) = \mathbf{F}_{2L \times 2L} [\mathbf{I}_{L \times L} \quad \mathbf{0}_{L \times L}]^T \hat{\mathbf{h}}_i(m) \quad (20)$$

$$\nabla J_{fi}^{01}(m) = \mu (\mathbf{P}_i(m) + \delta \mathbf{I}_{2L \times 2L})^{-1} \times \sum \mathbf{D}_{x_k}^*(m) \mathbf{e}_{ki}^{01}(m) \quad (21)$$

$$\mathbf{P}_i(m) = \lambda \mathbf{P}_i(m-1) + (1 - \lambda) \times \sum \mathbf{D}_{x_k}^*(m) \mathbf{D}_{x_k}(m) \quad (22)$$

$$\mathbf{e}_{ki}^{01}(m) = \mathbf{F}_{2L \times 2L} [\mathbf{0}_{L \times L} \quad \mathbf{I}_{L \times L}]^T \mathbf{F}_{L \times L}^{-1} \mathbf{e}_{ki}(m) \quad (23)$$

式中, $\mathbf{P}_i(m)$ 为多通道信号输出的频谱能量, 通过遗忘因子 λ 可获得更加稳定的频谱能量, 且 $\lambda = [1 - 1/(3L)]^L$ 。参数 δ 为小的正常数, 它能有效解决频谱能量较小时引起的噪声放大问题。

自适应多通道时延估计(AMC)算法首先自适应地估计出声源到多个麦克风传输信道的冲激响应, 然后根据冲激响应估计接收信号之间的到达时间差。在自适应过程中, $\hat{\mathbf{h}}_i$ 中出现一个峰值, 它代表了第 i 个麦克风接收到的直达声时延, 则第 i, j 个麦克风之间的信号时延差可以表示为

$$\tau_{i,j} = (\max_l |\mathbf{h}_{i,l}| - \max_l |\mathbf{h}_{j,l}|) / f_s \quad (24)$$

式中: f_s 为声源的采样频率。

2.2 频谱能量修正

为了克服 NMCFLMS 对噪声敏感性, 需使噪声频谱均匀分布, 本文提出根据均值定理对与冲激响应对应的频带能量进行约束, 约束条件为

$$\begin{cases} \max J_p(m) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} \ln(|\hat{\mathbf{h}}_{i,j}(m)|^2) \\ \text{s.t. } \sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{h}}_{i,j}(m)|^2 = \frac{1}{ML} \end{cases} \quad (25)$$

式中, $J_p(m)$ 为约束条件下的惩罚项, 最小均方算法对每次权向量更新进行归一化处理, 即 $\|\hat{\mathbf{h}}(m)\|^2 = 1$, 而 $\|\hat{\mathbf{h}}(m)\|^2 = \|\hat{\mathbf{h}}(m)\|^2 / ML = 1 / ML$, 且 $\sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} \ln(|\hat{\mathbf{h}}_{i,j}(m)|^2)$ 等价于 $\ln(\prod_{i=1}^M \prod_{j=0}^{L-1} |\hat{\mathbf{h}}_{i,j}(m)|^2)$ 。由均

值定理可知, 在 $\sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} |\hat{h}_{i,j}(m)|^2 = 1/ML$ 条件下,

且仅当 $|\hat{h}_i(m)|^2 = 1/M^2 L^2$ 时, $\ln(\prod_{i=1}^{ML} |\hat{h}_i(m)|^2)$ 存在最大值。因此, 当式(25)达到最大化时, 能保证冲激响应频谱平坦。

因此, 为了避免信道估计恶化, 采用拉格朗日乘子 $\beta(m)$ 对代价函数进行修正^[16]。在本文中, 修正后的代价函数表示为

$$J_{\text{mod}}(m) = J_f(m) + \beta(m)\{-J_p(m)\} \quad (26)$$

$$\text{式中 } \beta(m) = \frac{|\nabla J_p^H(m) \nabla J_f(m)|}{\|\nabla J_p(m)\|^2} \quad (27)$$

拉格朗日乘子 $\beta(m)$ 的值由稳态时修正后的代价函数梯度等于 0, 即 $\nabla J_f(m) = \beta(m) \nabla J_p(m)$ 时获得。

对 $J_p(m)$ 求导, 得

$$\nabla J_p(m) = [\nabla J_{p_1}^T(m) \dots \nabla J_{p_i}^T(m) \dots \nabla J_{p_M}^T(m)]^T \quad (28)$$

$$\text{式中 } \nabla J_{p_i}(m) = \frac{\partial J_p(m)}{\partial \text{Re}\{\hat{h}_i(m)\}} + j \frac{\partial J_p(m)}{\partial \text{Im}\{\hat{h}_i(m)\}} = \frac{2}{|\hat{h}_i(m)|^2} \hat{h}_i(m) \quad (29)$$

式中, $\text{Re}\{\hat{h}_i(m)\}$, $\text{Im}\{\hat{h}_i(m)\}$ 分别为 $\hat{h}_i(m)$ 的实部、虚部。因此, 惩罚函数的梯度可重写为 $\nabla J_p(m) = \mathbf{K}(m) \hat{\mathbf{h}}(m)$, 而 $\mathbf{K}(m)$ 可视为对角线元素为 $2/|\hat{h}_i(m)|^2, i=1, 2, \dots, ML$ 的对角矩阵。

因此, 频谱能量修正后的权向量更新公式为

$$\hat{\mathbf{h}}_i^{10}(m+1) = \hat{\mathbf{h}}_i^{10}(m) - \nabla J_{p_i}^{01}(m) + \beta_n(m) \nabla J_{p_i}^{10}(m) \quad (30)$$

$$\text{式中 } \nabla J_{p_i}^{10}(m) = \mathbf{K}_i^{10}(m) \hat{\mathbf{h}}_i^{10}(m) \quad (31)$$

$$\beta_n(m) = \frac{|\nabla J_p^{10}(m)^H \nabla J_f^{01}(m)|}{\|\nabla J_p^{10}(m)\|^2} \quad (32)$$

式中, $i=1, 2, \dots, M, j=1, 2, \dots, 2L$ 。 $\mathbf{K}_i^{10}(m)$ 视为对角线元素为 $2/|\hat{h}_{i,j}^{10}(m)|^2$ 的对角矩阵。

由此得到了修正归一化多通道频域最小均方算法(Modified Normalized Multichannel Frequency-domain Least Mean Square, MNMCFMLS)。

2.3 滤波器长度限制

为了提高抗混响能力, 结合麦克风的位置, 对滤波器的长度进行限制。考虑到第 i, j 个麦克风之间时延差的范围为 $-\tau_{ij,\text{max}} \leq \text{TDOA}_{ij} \leq \tau_{ij,\text{max}}$, 其中 $\tau_{ij,\text{max}} = d_{ij}/c$ 表示 2 个麦克风之间最大的时延差, d_{ij} 是第 i, j 个麦克风之间距离, c 表示声速。那么, 在滤波器中, 第 j 个麦克风与第 i 个麦克风之间直接路径的相对位置差在 $[-f_s \tau_{ij,\text{max}}, f_s \tau_{ij,\text{max}}]$ 范围内。

因此, 本文将滤波器长度限制为

$$L \leq 2f_s \max\{\tau_{ij,\text{max}}\} \quad (33)$$

由此进一步得到了限制滤波器长度的修正归一化多通道频域最小均方算法(Modified Normalized Multichannel Frequency-domain Least Mean Square based Filter Limited Length, MNMC FLMS-FLL)。

3 方位估计

本文根据在同一平面内非平行的两条直线相交存在唯一解的公理, 提出了 1 种双 L 型麦克风阵列的几何定位法, 它通过 2 个 L 型阵列确定声源在麦克风阵列所在平面上的投影坐标, 从而得到唯一的声源估计位置, 其结构如图 3 所示。

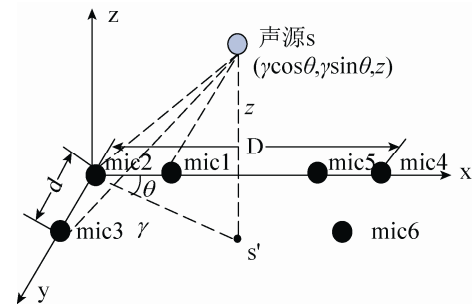


图 3 双 L 阵列定位模型

图 3 中, 由 6 个麦克风构成了两个相对的 L 型麦克风阵列, 它们之间的正对距离为 D 。以第 2 个麦克风的位置为原点, 6 个麦克风的坐标分别是 $m_1(d, 0, 0)$, $m_2(0, 0, 0)$, $m_3(0, d, 0)$, $m_4(D, 0, 0)$, $m_5(D-d, 0, 0)$, $m_6(D, d, 0)$ 。声源的坐标为 $s(x, y, z)$, 声源 s 在麦克风阵列所在平面上的投影

为 s' ，声速为 c ， $\hat{\tau}_{ij}$ 为声源到第 i 麦克风和第 j 麦克风之间的时间到达差，为一个常数，那么可确定以这 2 个麦克风为焦点的双曲线面，所以

$$\begin{cases} \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} - \sqrt{(x-d)^2 + y^2 + z^2} = c\hat{\tau}_{21} \\ \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} - \sqrt{x^2 + (y-d)^2 + z^2} = c\hat{\tau}_{23} \end{cases} \quad (34)$$

将式(34)进一步化简，得

$$y = a_1x + b_1 \quad (35)$$

式中 $a_1 = \hat{\tau}_{23} / \hat{\tau}_{21}$ (36)

$$b_1 = (c^2\hat{\tau}_{21}\hat{\tau}_{23} + d^2)(\hat{\tau}_{21} - \hat{\tau}_{23}) / (2d\hat{\tau}_{21}) \quad (37)$$

由此可知，3 个麦克风组成的 L 型阵列可确定一条通过声源位置的直线。同理，可确定另一条直线，其方程为

$$y = a_2x + b_2 \quad (38)$$

式中 $a_2 = -\hat{\tau}_{46} / \hat{\tau}_{45}$ (39)

$$b_2 = ((c^2\hat{\tau}_{45}\hat{\tau}_{46} + d^2)(\hat{\tau}_{45} - \hat{\tau}_{46}) + 2dD\hat{\tau}_{45}) / (2d\hat{\tau}_{45}) \quad (40)$$

式(35)，(38)可知，2 个 L 型阵列可唯一确定声源 s 在阵列平面投影 s' 的坐标，并结合式(34)得声源 s 的 z 轴坐标。

4 实验仿真

为了验证本文算法的性能，采用 Image mode 房间模型进行仿真实验，模拟普通会议室的声学环境，房间尺寸为 $6\text{ m} \times 5\text{ m} \times 3.5\text{ m}$ 。麦克风阵列架设在离地面约 0.5 m 的位置上，6 个麦克风排列成如图 3 所示的双 L 型阵列，麦克风离墙壁的距离为 0.5 m ，相邻麦克风之间的距离为 1 m ，L 型阵列之间的距离为 5 m 。声源采用一段事先录制的女声朗读，其采样频率为 25 kHz 。实验中，MNMCFMLS 和 MNMCFMLS-FLL 中的滤波器长度分别取为 800，370， $\mu = 0.5$ ， $\delta = 0.1556 \times 10^{-5}$ 。实验以平均结果作为衡量算法性能的最终指标。

4.1 时延估计性能

4.1.1 抗噪声性能

首先验证本文算法的抗噪声性能。用归一化投

影误差(Normalized Projection Misalignment, NPM)作抗噪声性能评价指标^[17]。NPM 越小，则抗噪声能力越强。

在仿真实验中，将声源放置在 $(3, 2, 0.5)\text{ m}$ 的位置上。在信噪比 $\text{SNR}=20\text{ dB}$ ，混响时间 $\text{RT}_{60}=100\text{ ms}$ 的环境下，对本文算法进行性能测试。

图 4 为修正前与修正后的代价函数收敛曲线比较图。图 4 表明，在噪声环境下，NMCFLMS 在 450 点时就快速地发散，而本文的 MNMCFMLS-FLL 却能有效避免噪声引起的信道估计恶化，提高了算法的稳定性。

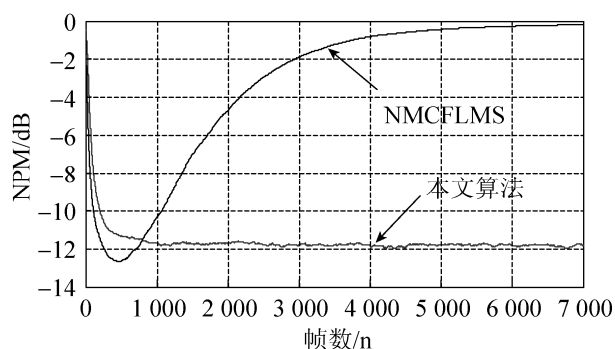


图 4 收敛曲线对比图

4.1.2 抗混响性能

在验证本文算法的抗混响性能时，用均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)和异常点百分比(Percentage of abnormal Point, PAP)作为抗混响性能评价指标^[18]。由 RMSE 衡量时延估计精度的高低，由 PAP 衡量时延估计出现异常点的可能性。

在仿真实验中，将声源分别放在 $(3, 2, 0.5)\text{ m}$ ， $(2.5, 3, 1.8)\text{ m}$ 和 $(3.5, 2, 1.7)\text{ m}$ 的 3 个不同位置。在 $\text{SNR}=20\text{ dB}$ 保持不变、混响时间 RT_{60} 不同的环境下，以相位变换加权广义互相关函数算法 (Generalized Cross Correlation-phase Transform, GCC-PHAT) 为比较对象，检验 MNMCFMLS 与 MNMCFMLS-FLL 的性能。仿真结果，如表 1 所示。

表 1 在不同混响环境下,不同算法的 RMSE 和 PAP 比较

RT ₆₀ /ms	GCC-PHAT		MNMCFMLS		MNMCFMLS-FLL	
	RMSE	PAP	RMSE	PAP	RMSE	PAP
	/10 ⁻⁴ s	/100%	/10 ⁻⁴ s	/100%	/10 ⁻⁴ s	/100%
150	0.2169	4	0.1813	2	0.1813	2
250	5.0989	17	0.2169	3	0.1813	2
500	11.6719	50	5.7976	8	0.2059	4
700	12.8471	58	6.1621	13	4.1057	8

由表 1 可知,在低混响环境下,本文算法与 GCC-PHAT 算法性能相当;当混响>250 ms 时, GCC-PHAT 算法的异常点百分比大幅度上升,均方根误差远大于采样精度,无法进行有效地时延估计;然而,本文的算法性能受混响的影响不大,在混响低于 700 ms 的环境下,仍能有效地估计时延值,同时, MNMCFMLS-FLL 抗混响能力更强,在复杂环境下,信道的自适应估计会在异常范围内出现伪峰,影响了时延估计的准确性,限制滤波器的长度能有效避免该异常情况。

因此,与 GCC-PHAT 算法相比,本文的算法更加适合用于室内混响环境。

4.2 定位性能与 LabView 仿真

4.2.1 定位性能

为了衡量算法的定位性能,采用定位均方根误差 E_{RMSE} 评价定位精度、由平均定位时间衡量定位的快速性。本文将 x, y, z 轴上的定位误差均<5 cm 的定位结果视为非异常的定位结果。

在仿真实验中,将声源分别置于 4 个不同位置: T1(2, 1.5, 1.3)m, T2(1.7, 2.2, 1.5)m, T3(3.5, 2.8, 1.8)m, T4(4.1, 3, 2.2)m, 分别进行定位实验。在每个实验中,信噪比 SNR 从 5dB 开始,以 5dB 为步长,变化到 25dB;混响时间 RT₆₀ 从 100 ms 开始,以 100 ms 为步长,变化到 500 ms,分别对基于 GCC-PHAT 算法的定位方法、基于 MNMCFMLS 的定位方法、基于 MNMCFMLS-FLL 的定位方法进行定位性能测试,定位结果如表 2 和表 3 所示。

表 2 对于不同位置的声源,不同算法的 E_{RMSE} 比较/cm

声源位置	GCC-PHAT	MNMCFMLS	MNMCFMLS-FLL
T1	3.09	2.94	2.93
T2	2.48	0.33	0.33
T3	5.06	3.03	2.35
T4	4.30	2.83	2.83

表 3 不同算法的平均定位时间/s

GCC-PHAT	MNMCFMLS	MNMCFMLS-FLL
0.22	19.42	12.07

由表 2, 3 可知,在不出现异常定位结果的情况下,基于 GCC-PHAT 算法的定位方法定位时间最短、定位最快,但定位均方误差最大、定位精度最差;而且 GCC-PHAT 对环境变化敏感,稳定性差,易出现定位异常^[18],本文之前实验得到的结果也给予了证实。因此,基于 GCC-PHAT 算法的定位方法不适合用于复杂环境下的声源定位。而本文的基于 MNMCFMLS 的定位方法和基于 MNMCFMLS-FLL 的定位方法,定位精度基本相当,但后者所需定位时间较短,这主要是由于它通过限制滤波器的长度,有效地减少了计算量,并提高了约 37.8%的运行速度。因此,在复杂环境下,基于 MNMCFMLS-FLL 的定位方法最适合用于声源的三维定位。

4.2.2 LabView 仿真界面

为了进一步验证本文算法的定位性能,采用 Matlab 与 LabView 混合编程技术,由基于 MNMCFMLS-FLL 的定位方法进行声源三维定位仿真实验,图 5 为 LabView 仿真界面。

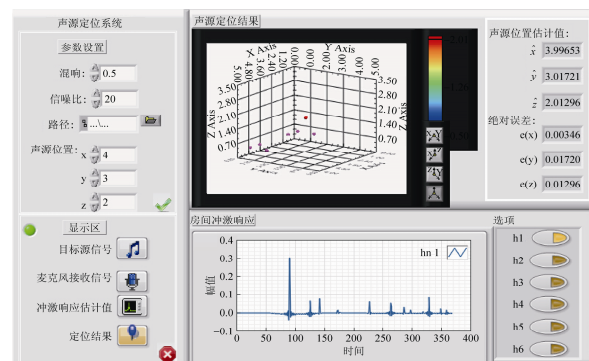


图 5 LabView 仿真界面

由图 5 知, 在 SNR=20dB, $RT_{60}=500$ ms 的实际环境下, 放置于坐标 $s(4, 3, 2)$ m 位置上的声源, 采用本文基于 MNM-CFLMS-FLL 的定位方法所得定位结果与实际位置的绝对误差为(0.3, 1.7, 1.3)cm, 定位误差小, 能满足实际环境中声源的三维定位需求。

5 结论

针对声谱分布不均匀引起的发散和滤波器长度选择不合适带来时延估计和声源定位算法抗噪声和混响能力不强、定位估计精度低等问题, 提出了一种基于自适应多通道双 L 型麦克风阵列的声源定位算法。该算法通过对频谱能量修正、滤波器长度限制及双 L 型麦克风阵形结构, 提高了抗噪声性能、抗混响能力、定位精度、缩短了定位时间, 但本文定位算法在定位速度方面仍有较大的提高空间。因此, 在复杂环境中, 保证定位精度的前提下, 如何提高算法的定位速度成为了本文下一步要研究的内容。

参考文献:

- [1] Hennecke M H, Fink G A. Towards acoustic self-localization of ad hoc smartphone arrays [C]// Proceedings of 2011 Joint Workshop on HSCMA, Edinburgh, UK. USA: IEEE, 2011: 127-132.
- [2] Cho H, Choi J, Ko H. Robust sound source localization using a Wiener filter [C]// Proceedings of 2013 IEEE 18th Conference on ETFA, Cagliari, Canada. USA: IEEE, 2013: 1-6.
- [3] Salih Y, Sebastian P, Yap V V. Video localization using array of microphones [C]// Proceedings of 2010 International Conference on ICIAS, Kuala Lumpur, Malaysia. Malaysia: IEEE, 2010: 1-4.
- [4] 杨祥清, 汪增福. 基于麦克风阵列的三维声源定位算法及其实现[J]. 声学技术, 2008, 27(2): 260-265.
- [5] 陶巍, 刘建平, 张一闻. 基于麦克风阵列的声源定位系统[J]. 计算机应用, 2012, 32(5): 1457-1459.
- [6] 吴慧娟, 文玉梅, 李平. 低信噪比下的 LMS 自适应无偏时延估计[J]. 电子学报, 2009, 37(3): 500-505.
- [7] 王楷, 宗志亚, 孙小惟, 等. 改进的自适应特征值分解声源定位算法研究[J]. 仪器仪表学报. 2013, 34(6): 42-47.
- [8] Benesty J, Chen J, Huang Y. Microphone array signal processing [M]. UK: Springer London, 2008: 20-96.
- [9] Gannot S. Multi-microphone Speech Dereverberation Using Eigen-decomposition [M]. Speech Dereverberation. UK: Springer London, 2010: 129-156.
- [10] Thomas M R P, Gaubitch N D, Habets E A P, *et al.*. Supervised identification and removal of common filter components in adaptive blind SIMO system identification [C]// Proceedings of The International Workshop on IWAENC, London, UK. USA: IEEE, 2010: 1-4.
- [11] Pourmohammad A, Ahadi S M. Real Time High Accuracy 3-D PHAT-Based Sound Source Localization Using a Simple 4- Microphone Arrangement [J]. Systems Journal, IEEE (S1932-8184), 2012, 6(3): 455-468.
- [12] 张奕, 殷福亮, 陈喆. 基于线性校正总体最小二乘准则的三维说话人定位算法[J]. 通信学报, 2009, 30(12): 106-112.
- [13] Chen J, Benesty J, Huang Y A. Time delay estimation in room acoustic environments: an overview [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing (S1687-6180), 2006: 1-19.
- [14] Gaubitch N D, Hasan T, Naylor P A. Noise robust adaptive blind channel identification using spectral constraints [C]// Proceedings of 2006 IEEE International Conference on ICASSP, Toulouse, France. USA: IEEE, 2006: 93-96.
- [15] Schmid D, Enzner G. Cross-relation-based blind SIMO identify ability in the presence of near-common zeros and noise [J]. Signal Processing IEEE Transactions on (S1053-587X), 2012, 60(1): 60-72.
- [16] Haque M A, Al Bashar M S, Naylor P A, *et al.* Energy constrained frequency-domain normalized LMS algorithm for blind channel identification [J]. Signal, Image and Video Processing (S1863-1703), 2007, 1(3): 203-213.
- [17] Wahab M A, Uzzaman M A, Haque M A, *et al.* Least-Squares Optimal Variable Step-Size LMS for Nonblind System Identification with Noise [C]// Proceedings of the International Conference on Electrical and Computer Engineering, Dhaka, Bangladesh. USA: IEEE, 2008: 428-433.
- [18] 张大威, 鲍长春, 夏丙寅. 复杂环境下基于时延估计的声源定位技术研究[J]. 通信学报, 2014, 35(1): 183-190.