

十字阵短时宽带声源实时定向算法^{*}

程 萍[†] 陈建峰 马 驰 张 竹

(西北工业大学航海学院 西安 710072)

摘要 面向短时宽带声源实时定向问题,提出了一种基于互功率谱时延估计的十字阵定向优化算法。针对该方法估计结果离散且呈不均匀分布的特点,将观测平面划分为四个测量区域,并利用不同阵元组合分别处理,解决实时性与估计成功率的矛盾;依据互相关函数的特点,设计了若干判断准则,排除由于数据取样短造成的异常时延估计,改善算法的可靠性;采用频域插值方法,一定程度上提高时延估计精度,从而提高定向精度。MATLAB 仿真和 DSP 系统实验表明,这种方法在实际应用中有效提高了对短时宽带声源定向的性能。

关键词 定向, 时延估计, 互谱, 十字阵, 实时性, 互相关函数

中图分类号: TN911.72 O422

文献标识码: A

文章编号: 1000-310X(2012)02-0123-07

A fast short-time broadband acoustic source direction estimation algorithm using cross array

CHENG Ping CHEN Jianfeng MA Chi ZHANG Zhu

(Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072)

Abstract This paper proposes a passive direction estimation optimization method for the short-time broadband acoustic source. Due to the non-uniform distribution of the Time Delay of Arrival (TDOA) estimates, this method divides the whole plane into four parts, and then separately calculates the source bearing in each part using an algorithm based on Crosspower-Spectrum Phase (CSP). Interpolation in frequency domain is used to improve the direction estimation accuracy. Several criteria are introduced to eliminate the abnormal TDOA resulting from short sampling, as well as improve the real-time performance. Good real-time performance and reliability are verified by the MATLAB simulation and DSP experiment.

Key words Direction estimation, Time Delay of Arrival (TDOA), Crosspower-Spectrum Phase (CSP), Cross array, Real-time, Cross-correlation function

1 引言

近年来,无线通信技术、嵌入式技术以及传

感器技术的飞速发展和日益成熟,推动了多种声源目标探测及定向的无线传感器网络系统的发展与应用,如典型的枪声定向^[1],森林发声动物

2011-07-26 收稿; 2011-12-02 定稿

^{*}教育部博士点基金(20096102120013)

作者简介:程萍(1986-),女,湖北孝感人,硕士,研究方向:阵列信号处理。

陈建峰(1972-),男,教授,博士,博士生导师。

马驰(1989-),男,硕士。张竹(1987-),男,硕士。

[†]通讯作者:程萍, E-mail:cp_721@126.com.

监测^[2,4], 桥梁坍塌监测^[3], 以及声源跟踪定向^[5-7]等, 同时也对声源定向算法的实时性和精度提出了新的要求。

目前常见的声源定向方法主要基于: 传统波束形成^[5-6]、特征分解类的高分辨方位估计^[12]、接收信号强度估计 (Received Signal Strength or Energy, RSS)^[10-11], 以及时延估计 (Time Delay of Arrival, TDOA)^[1,7-9,13]等。基于波束形成技术的算法一般需要较多的阵元来实现高精度定向; 基于特征分解类的高分辨算法, 运算量较大, 受声波回响的影响较大, 对阵元一致性要求高, 在实际中应用有一定困难; 基于 RSS 的估计技术要求声源发射功率和路径衰减指数精确已知且声源各向同性, 实际中不易满足, 误差较大。在被动声源定向中, 基于 TDOA 的估计技术因较小的计算量和较高的精度而备受关注^[8-9]并被普遍采用。

但是, 基于 TDOA 的方法的估计结果是离散且非均匀分布的^[7], 靠近麦克风对端射方向的估计精度低, 靠近麦克风对连线的法线方向精度高。实际环境中的声源存在短时、宽带、不确定等特点, 许多算法不易通过时间积累来提高性能。而这类声音在发生时相对的信噪比一般较高, 如枪声、爆炸声、破碎声等, 对以上算法提出了新的挑战。当然, 这些缺陷在其他算法中也存在。

针对以上工程应用问题, 本文以十字阵为基础, 综合考虑计算量和精度, 逐项提出改进措施。对一个小尺度的麦克风阵而言, 在远场估计中, 一般可得出声源方向, 而依靠多个分布式的阵列再去推算声源具体位置。文中声源定向按以下步骤实现: 第一步采用互谱相位时延估计方法 (Crosspower-Spectrum Phase, CSP)^[7], 结合一些优化措施, 计算出十字阵中两对麦克风各自的相对时延; 第二步在第一步给出的两个时延估计值中, 分区挑选精度较高的时延估计值来计算声源的方向。这种方法在实际应用中对提高短时宽带声源定向性能有重要意义。

2 数学模型

假设声源是自远场入射的宽带平面波, 传播

介质均匀, 且符合下文所描述的平面波传播模型。麦克风阵列有 M 个阵元, 其接收到的信号表示为

$$x_i(t) = \beta_i s(t - \tau_i) + n_i(t), \quad i = 1, \dots, M. \quad (1)$$

其中, $s(t)$ 为声源波形, β_i 为传播衰减因子, τ_i 表示直达波传播到第 i 个阵元时相对于参考点的时延, $n_i(t)$ 为第 i 个阵元接收到的背景噪声。

第 i 个阵元接收的信号对应的频域模型为

$$X_i(f) = \beta_i S(f) e^{-j2\pi f \tau_i} + N_i(f), \quad i = 1, \dots, M. \quad (2)$$

其中, $X_i(f)$ 、 $S(f)$ 和 $N_i(f)$ 分别为 $x_i(t)$ 、 $s(t)$ 和 $n_i(t)$ 对应的频谱。

下面以平面二维定向为基础, 首先介绍常见的宽带波束形成算法, 然后针对十字阵, 给出基于 CSP 的算法。对于三维定向, 可以通过本算法拓展得到, 本文不再赘述。

如图 1 所示, 十字阵中麦克风各向同性, O 为参考点。声源 S 位于十字阵平面内, α 是 OS 与 x 轴正方向的夹角, Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 的坐标向量分别为 $\mathbf{m}_1 = [d/2 \ 0 \ 0]^T$ 、 $\mathbf{m}_2 = [0 \ d/2 \ 0]^T$ 、 $\mathbf{m}_3 = [-d/2 \ 0 \ 0]^T$ 和 $\mathbf{m}_4 = [0 \ -d/2 \ 0]^T$, 其中 $d = 0.5 \text{ m}$ 。

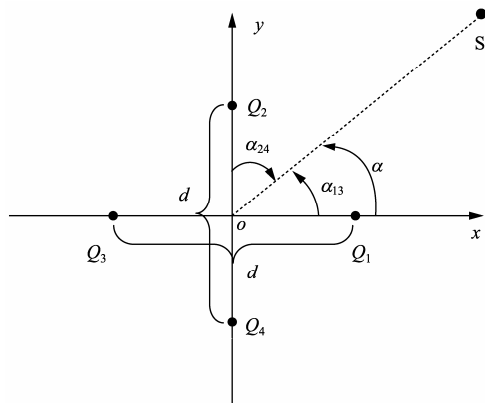


图1 十字阵定向模型

3 算法描述

3.1 宽带波束形成^[5-6]

常规波束形成的频域输出为

$$Y(\alpha) = \sum_{i=1}^M \sum_{k=k_i}^{k_h} \frac{1}{N} v_i(f_k, \alpha) X_i(k). \quad (3)$$

其中, $v_i(f_k, \alpha) = e^{j2\pi f_k [\cos \alpha, \sin \alpha, 0] \mathbf{m}_i / c}$, c 为空气中声

音传播的速度, f_k 表示第 k 个频率分量, N 为快拍数, k_l 、 k_h 分别表示最低和最高频率对应的频点。上式改写成矩阵形式为

$$\mathbf{Y}(\alpha) = \frac{1}{N} \sum_{k=k_l}^{k_h} \mathbf{v}(f_k, \alpha)^T \mathbf{X}(k). \quad (4)$$

其中, $\mathbf{v}(f_k, \alpha) = [v_1(f_k, \alpha), v_2(f_k, \alpha), \dots, v_M(f_k, \alpha)]^T$, 即为阵列流形向量; $\mathbf{X}(k) = [X_1(k), X_2(k), \dots, X_M(k)]^T$ 。

$$\hat{\alpha}_s = \arg \max_{\alpha} (10 \lg \|\mathbf{Y}(\alpha)\|^2). \quad (5)$$

$\hat{\alpha}_s$ 即为声源方位角 α_s 的估值。

由于需要空域和频域两维计算, 该算法的运算量较大, 实时性不易保证。

3.2 基于 CSP 的十字阵联合定向算法

本小节基于图 1 所示的十字阵, 具体介绍以下内容:

- (1) 麦克风对 (Q_1, Q_3) 、 (Q_2, Q_4) 的相对时延 $\hat{\tau}_{13}$ 、 $\hat{\tau}_{24}$ 的估计方法;
- (2) 利用 $\hat{\tau}_{13}$ 、 $\hat{\tau}_{24}$ 计算声源方位的方法;
- (3) 在实际应用中存在的问题以及相应的优化措施。

3.2.1 CSP 时延估计算法

假设声源满足本文第 2 部分所描述的平面波传播模型, 现有麦克风对 (Q_i, Q_g) , 若已知它们接收信号的相对时延 $\hat{\tau}_{ig}$, 声源波达方向可以由以下公式获得

$$\hat{\alpha}_{ig} = \arccos\left(\frac{c\hat{\tau}_{ig}}{d_{ig}}\right), \quad 0 \leq \hat{\alpha}_{ig} \leq \pi. \quad (6)$$

其中, d_{ig} 、 $\hat{\tau}_{ig}$ 分别表示两麦克风对 (Q_i, Q_g) 之间的距离和接收信号的相对延迟的估计值。

正如文献[7]中所描述, 麦克风对间的时延可以按下面的方法估计

$$\hat{\tau}_{ig} = \arg \max_{\tau} R_{ig}(t, \tau). \quad (7)$$

其中

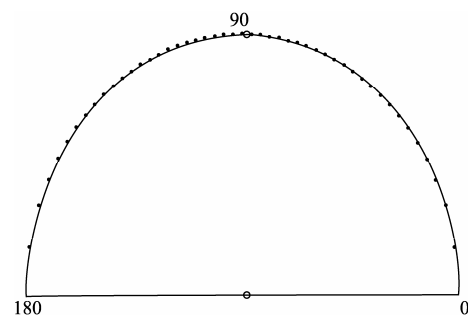
$$R_{ig}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_{ig} e^{j2\pi f \tau} df; \quad (8)$$

$$\varphi_{ig} = \frac{X_i(t, f) X_g^*(t, f)}{\|X_i(t, f)\| \times \|X_g(t, f)\|}. \quad (9)$$

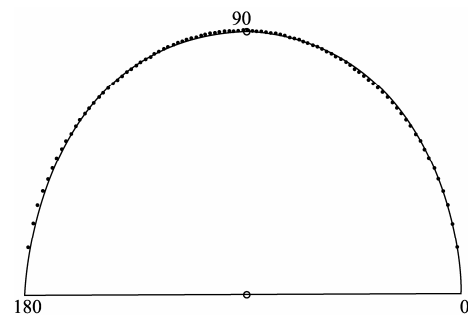
这个计算是通过在 $X_i(t, f)$ 、 $X_g(t, f)$ 上以时刻 t 为中心的加窗片断进行傅立叶变换实现的。互相关函数 $R_{ig}(t, \tau)$ 的能量主要集中在正确时延 τ_{ig} 处, 由此得到 $\hat{\tau}_{ig}$ 。

3.2.2 十字阵联合声源定向

时延 τ 的估计精度直接影响着声源定向的精度。实际应用中, CSP 算法的数字实现导致函数 $R_{ig}(t, \tau)$ 在延迟域 τ 内只能整点采样, 这种时延估计值具有离散性, 估计精度有限。如图 2(a) 所示, 这些值是离散的, 越靠近阵元连线的法线方向定向精度越高, 反之越低。同时, 两个麦克风存在左右模糊的问题。



(a) $I = 0$, 无插值



(b) $I = 1$, 一次插值

图 2 Θ 的分布密度图

针对此问题, 采用两个麦克风对 (Q_1, Q_3) 和 (Q_2, Q_4) 来解决。首先估算出相对时延 $\hat{\tau}_{13}$ 、 $\hat{\tau}_{24}$, 代入式 (6) 计算出声源相对两对麦克风的波达方向角 $\hat{\alpha}_{13}$ 、 $\hat{\alpha}_{24}$, 这两个角再联合起来最终给出声源方位。为节省运算量, 选取 $\hat{\alpha}_{13}$ 、 $\hat{\alpha}_{24}$ 中精度较高的 (声源在这对麦克风法线方向的正负 45° 范围内) 估计角来计算声源方向 $\hat{\alpha}$, 即也就是利用表 1 中所列的角度转换公式来计算 $\hat{\alpha}$ 。所有可能的 $\hat{\alpha}$ 值的集合记为 Ω 。

表1 十字阵联合 TDOA 定向角度计算公式 $\hat{\alpha} \in \Omega$

$\hat{\alpha}_{13}$ 范围 \ $\hat{\alpha}_{24}$ 范围	$\hat{\alpha}_{24} \in (0, \pi/2]$	$\hat{\alpha}_{24} \in (\pi/2, \pi]$
$\hat{\alpha}_{13} \in (0, \pi/4]$	$\hat{\alpha} = \pi/2 - \hat{\alpha}_{24}$	$\hat{\alpha} = 5\pi/2 - \hat{\alpha}_{24}$
$\hat{\alpha}_{13} \in (\pi/4, 3\pi/4]$	$\hat{\alpha} = \hat{\alpha}_{13}$	$\hat{\alpha} = 2\pi - \hat{\alpha}_{13}$
$\hat{\alpha}_{13} \in (3\pi/4, \pi]$	$\hat{\alpha} = \pi/2 + \hat{\alpha}_{24}$	$\hat{\alpha} = \pi/2 + \hat{\alpha}_{24}$

通过此方法,简捷而有效地提升了方位估计的精度,同时未增加运算量。最大误差发生在 45° 左右的几个离散点上,一般可满足应用要求。

3.2.3 实际优化措施

针对短时、宽带声源问题,本文综合提出以下措施,解决实际应用中的各类问题。

(1) 麦克风接收信号能量和峰值检测

一般的能量检测会采用平均功率大于某个门限值来判断,这个值一般是根据背景噪声能量设定的。但实际中发现,由于有些声音极其短暂而又峰值很高,短时能量在某一帧中就会被平均得低于门限而漏掉。而这类信号可能直达波仅有这么一段,漏掉后就有可能失去对这次声源的正确定向机会。为此,我们额外补充一种检测措施,采用最大峰值结合指数衰减能量的方法来检测。

其具体方法是:若某段数据中最大峰值高于某个值,则继续判断该峰值后的能量是否符合指数衰减规律。若符合,则判定其为符合要求的信

号。若不是,则可能是某个干扰。判断能量是否符合指数衰减可通过简单的查表方式来定点检测,这里不再赘述。

(2) 互相关函数的频域插值

由于数字信号处理器的采样率有限,也对时延估计产生精度影响,一般采用插值的方法来改善。利用 ϕ_{ig} 构造出 $\tilde{\phi}_{ig}$, 用 $\tilde{\phi}_{ig}$ 替换式(8)中的 ϕ_{ig} , 即对 $R_{ig}(t, \tau)$ 进行频域插值, 再结合式(7)计算出 $\hat{\tau}_{ig}$, 这样可以一定程度上提高时延估计的精度。 $\tilde{\phi}_{ig}$ 的表达式如下:

$$\tilde{\phi}_{ig} = [\phi_{ig}(1), \phi_{ig}(2), \dots, \phi_{ig}(N/2), \phi_{ig}(N/2+1)/4, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{IN-1}, \phi_{ig}(N/2+1)/4, \phi_{ig}(N/2+2), \phi_{ig}(N/2+3), \dots, \phi_{ig}(N)]$$

已知 ϕ_{ig} 含 N 个频率分量, I 为插值因子。当 $I=1$ 时, 为一次插值。下面具体阐述插值的影响。相对时延估计值为:

$$\hat{\tau}_{ig} = \hat{J}_{ig} / ((I+1)F_s). \quad (10)$$

其中, $\hat{J}_{ig}$ 为整数, 是由 CSP 估计出的麦克风对间的相对时延点数。结合式(6)中余弦函数自变量取值范围可得

$$\left\| \frac{c\hat{\tau}_{ig}}{d_{ig}} \right\| \leq 1. \quad (11)$$

将式(10)代入式(11), 即得 $\hat{J}_{ig}$ 的所有可取值集合为

$$\Phi = \left\{ \hat{J}_{ig} \mid -\frac{(I+1)d_{ig}F_s}{c} \leq \hat{J}_{ig} \leq \frac{(I+1)d_{ig}F_s}{c}, \hat{J}_{ig} \in \mathbb{Z}^+ \right\}. \quad (12)$$

结合式(6)、(12), 可以得到 CSP 能计算出的所有可能估计值 $\hat{\theta}_{ig}$ 的集合为

$$\Theta = \left\{ \hat{\alpha}_{ig} \mid \hat{\alpha}_{ig} = \arccos\left(\frac{c\hat{J}_{ig}}{(I+1)d_{ig}F_s}\right), 0 \leq \hat{\alpha}_{ig} \leq \pi, \hat{J}_{ig} \in \Phi \right\}. \quad (13)$$

I 取值越大, Θ 集合元素数量越多, 集合在 $(0, \pi)$ 内数值的分布越密(参见图 2(b)), CSP 方法的方位估计值精度能在一定程度上得到提高, 当然, 运算量也相应的增加了。但是, 由于信噪比并不会因为插值因子的变化而有所改变, 因此这种方法并不能无限的提高估计精度。

(3) 互相关函数判定

若信号符合远场平面波的假设条件, 式(8)中的 $R_{ig}(t, \tau)$ 的最大值应当在正确的时延位置, 并且比较明显地大于其它值。许多实际应用环境中, 有些信号持续时间极短但能量很大, 同时伴有混响、反射现象, 对于同一个声源, 不同时间段采样得

到的信号片段不同, 计算得到的互相关函数的波形也呈现不同的特点。图 3(a)、图 4(a)、图 5(a)是麦克风 Q1 接收的包含突发事件的信号时域波形, 图 3(b)、图 4(b)、图 5(b)是麦克风 Q1、Q3 接收到的信号进行互相关计算而获得的互相关函数与时延点的关系图 (截图), 声源方位角为 $\alpha = 90^\circ$, 其中的两根竖线分别指示了采样过程中数据帧的

起止位置, 该数据帧用于图 3(b)、图 4(b)、图 5(b)的计算, $N=256$ 。这组图用来说明不同位置的数据段计算得出的互相关函数有明显的区别, 这也是互相关函数判定准则设计的依据来源。互相关函数的归一化采用了两通道信号进行相关运算的数据段能量的几何平均值。

图 4(b)显示直达波的互相关系数在 0.5 左右,

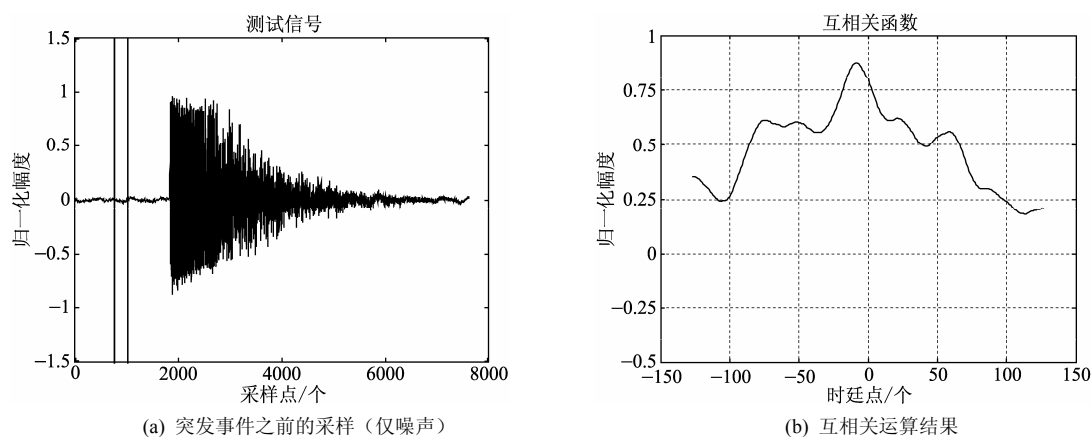


图 3 突发事件之前的数据采样及其互相关计算结果

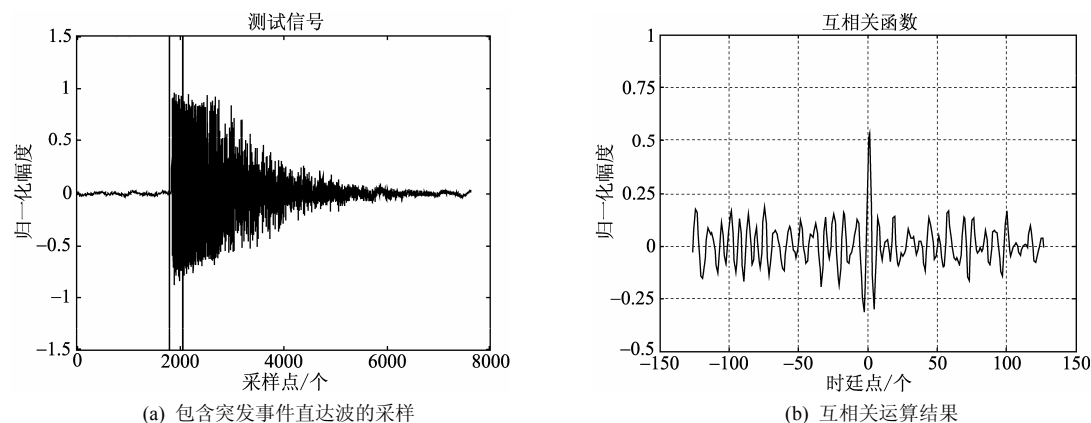


图 4 突发事件的直达波采样及其互相关计算结果

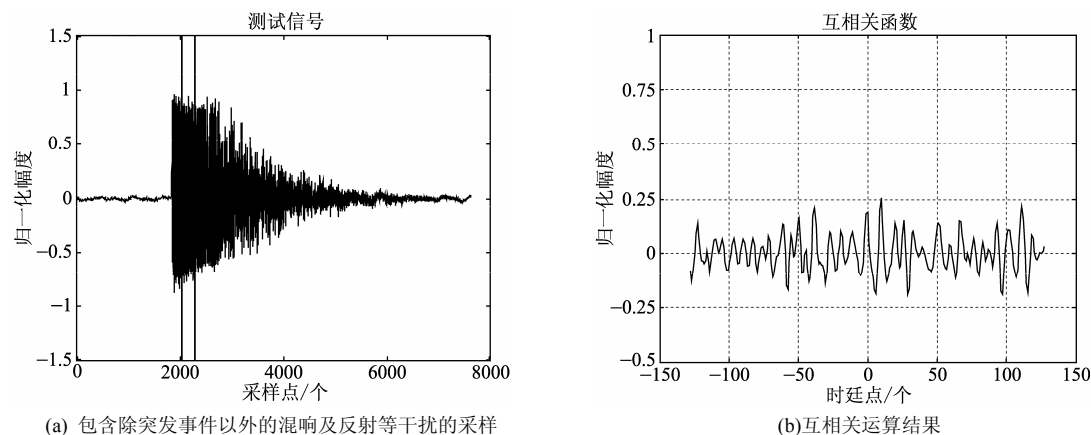


图 5 突发事件直达波之后的数据采样及其互相关计算结果

图3(b)显示噪声的互相关系数却在0.8至0.9之间,图5(b)显示混响和噪声同时存在情况下互相关系数接近0.3,这表明互相关系数数值大小并不能完全判断信号是否是直达波。

既然互相关系数在这种应用中不能确保有效,结合互相关函数的一些特点,我们设计了以下准则来排除TDOA误判结果:

(1) 正确的最高峰 P_1 对应的时延点 J_{ig} 在可能的范围内($J_{ig} \in \Phi$),否则无效;

(2) 在满足(i)的条件下,最高峰值 P_1 应大于次最高峰 P_2 一定的倍数 K_1 ,来决定该峰是否突出。即 $P_1 > K_1 P_2$;

(3) 由于存在某些特殊情况,会导致 $R_{ig}(t, \tau)$ 呈图5(b)的情形,因此要求 $K_2 < eL$,其中 K_2 表示所有 $R_{ig}(t, \tau)$ 中大于 wP_1 的点数, $w \in (0, 1)$ 。 e 表示一个比例系数, L 表示 $R_{ig}(t, \tau)$ 的长度。例如,若 $w = 0.5$, $e = 0.25$,则该条件表示整个 $R_{ig}(t, \tau)$ 中,高于 P_1 一半的点的总数比例小于25%。这个条件用于约束如图5(b)所示的情况。

上面的判断条件中有任何一个不成立,终止本次计算。这样的改进方法,一定程度上减少了在无效计算上浪费的时间,同时因排除了错误计算结果而提高了角度估计的准确性,在DSP实验上取得了良好的效果。

在本文提及的三个方面的优化方法中,麦克风接收信号能量、峰值检测和互相关函数判定是针对异常结果提出的处理方法,能量检测、互相关函数特征判断都只是在排除异常结果,减少DSP计算时间,即保证AD最大限度的工作时间(TMS320F2812运算与其片上AD采样是交替进行的),降低漏采声源直达波的概率,这样无效估计结果取代了错误估计结果,提高了定向的成功率,但并没有提高定向精度。只有互相关函数的频域插值在一定程度上提高了定向精度。

4 仿真与实验结果

本部分利用上文所提出的改进及优化算法进行仿真和实验。仿真比较了相同阵列条件下基

于互谱相位的十字阵优化实时定向算法与传统波束形成的执行效率;DSP实验将本文提出的方法在TMS320F2812上实现,并测试了实际定向结果,给出了优化前后的结果对照。

(1) 仿真条件及结果

- 采样频率 $f_s = 16000\text{Hz}$,插值因子 $I = 1$,快拍数 $N = 256$,空气中声音传播的速度 $c = 342\text{m/s}$;

- 仿真所用信号源为位于 α_s 方向, α_s 从 0° 到 90° 以间隔为 1° 增长变化(阵列的最高分辨率为 1.2253°)的中心频率为 1000Hz 的短时宽带声源;噪声为高斯白噪声,信噪比为 0dB ;

- 波束形成算法的角度扫描集合也选取TDOA的离散角度集合 Ω ,便于比较精度和运算速度;

- 仿真时间测试平台: Dell台式机,操作系统 Windows 7, Intel I Core I i7 CPU, 主频 2.93GHz ,内存 4G ; MATLAB 版本 $7.5.0.342$ (R2007b)。

在上述仿真条件下进行100次重复实验,测得基于十字阵联合方法和宽带常规波束形成方法的平均执行时间分别为 5.65ms , 283.49ms ,后者约为前者所耗时间的50倍。在波束角度扫描空间与基于CSP的方法定向结果的值域同为 Ω 条件下,基于CSP的十字阵联合定向方法与宽带常规波束形成方法估计得到的目标方向标准方差基本相当。但是由它们的平均计算时间可知,前者具有更好的定向实时性。

(2) 实验条件及结果

- 十字阵,以及预处理电路和DSP模块;
- 一台PC机(含MATLAB和Cooleditor);
- 一个微型扬声器声源,播放枪声;
- 实验环境: $6\text{m} \times 6\text{m}$ 的普通房间(如图6),无消声设施;

- AD采样频率、数据长度和插值因子同仿真设置;

- DSP系统时钟 120MHz 。

由表2可以看出,设置能量门限以及峰值检测显著提高了在混响反射存在的条件下声源定向的成功率,说明这些优化措施在实际应用中有效。

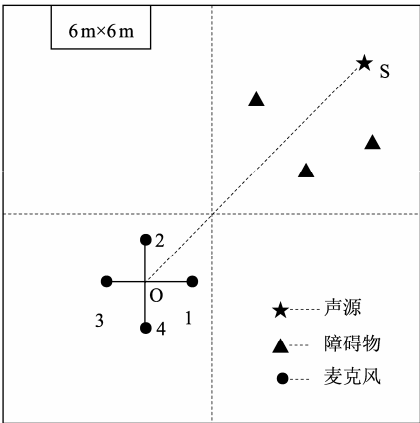


图 6 实验布设示意图

表 2 优化前后声源定向成功率比较

	优化前	优化后
实验次数	20	20
成功次数	3	18
成功率	15%	90%

注： $\alpha=45^\circ$ ，定向成功是指定向结果在实际方向 $\pm 5^\circ$ 内；成功率=成功次数/实验次数。

5 结论

本文提出了基于 CSP 的十字阵声源定向优化算法。该方法采用了接收信号能量和峰值检测、频域内插、麦克风对互相关函数峰值检测，以及在此时延估计的基础上的十字阵联合定向算法。本文的主要贡献是采取一些优化措施减小混响和反射对短时宽带声源实时定向的影响，排除异常定向结果，提高了定向成功率。对于定向精度，可以通过后续的多十字阵联合定向研究来提高。仿真表明，与宽带常规波束形成方法相比，在精度相当的情况下，基于十字阵的联合方法具有更好的定向实时性。实验同时表明优化措施能显著提高实际应用中声源定向的实时性及成功率。

参 考 文 献

[1] VALENZISE G, GEROSA L, TAGLIASACCHI M, et al. Scream and gunshot detection and localization for audio-surveillance systems[C]. IEEE Conference on Advanced Video and Signal Based Surveillance, 2007: 21-26.

[2] COLLIER T C, KIRSCHER A N G, TAYLOR C E. Acoustic localization of antbirds in a Mexican rainforest using a wireless sensor network[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2010, 128(1): 182-189.

[3] INCE N F, KAO C S, KAVEH M, et al. Averaged acoustic emission events for accurate damage localization[C]. IEEE Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2009: 2201-2204.

[4] ALI A M, YAO K, COLLIER T C, et al. Acoustic source localization using the acoustic ENSBox[C]. Proceedings of the Sixth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks, 2007: 555-556.

[5] VAN VEEN B D, BUCKLEY K M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering[J]. IEEE Trans. on Audio, Speech, and Signal Processing, 1988, 5(2): 4-24.

[6] 鄢社锋, 马晓川. 宽带波束形成器的设计与实现[J]. 声学学报, 2008, 33(4): 316-326.

[7] OMOLOGO M, SVAIZER P. Use of the crosspower-spectrum phase in acoustic event location[J]. IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, 1997, 5(3): 288-292.

[8] 蔡宗义, 赵俊渭, 陈华伟, 等. 两种声学基阵被动定向性能的研究[J]. 电声与电子工程, 2003, (2): 10-14.

[9] LOMBARD A, ZHENG Y H, BUCHNER H, et al. TDOA estimation for multiple sound sources in noisy and reverberant environments using broadband independent component analysis[J]. IEEE Trans. on Audio, Speech, and Language Processing, 2011, 19(6): 1490-1503.

[10] MENG W, XIAO W D, XIE L H. An efficient EM algorithm for energy-based multisource localization in wireless sensor networks[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(3): 1017-1027.

[11] SHENG X H, HU Y H. Maximum likelihood multiple-source localization using acoustic energy measurements with wireless sensor networks[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2005, 53(1): 44-53.

[12] 阎振华, 黄建国, 王百合, 等. 基于特征分解的多目标定位系统仿真实验研究[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(19): 4570-4574.

[13] 闫石, 何轲, 赵延安. 一种基于四元立体阵的声定向方法[J]. 电声技术, 2007, 31(7): 16-19.