

基于偶极声源单声道麦克风自定位方法研究<sup>\*</sup>

荣景岳 郭锦荣 韩建宁 张 权 张鹏程

(中北大学信息与通信工程学院 太原 030051)

**摘 要:** 本文提出了一种针对单声道麦克风的室内自定位算法,通过生成两对偶极子声场并结合正交检测技术,在有限的计算资源环境下实现了高效定位。相较于传统分时驱动模式,本算法引入了频分复用技术,大幅提升了定位速度,同时展现出卓越的鲁棒性。数值仿真实验结果表明,在相同环境条件下,本文改进的算法通过同步驱动两个偶极子,能够精确估计方位角和仰角,且与原算法相比,平均误差不超过 $0.5^\circ$ ,同时定位时间缩短了3~4 s。该算法不仅在定位时效性上显著优于现有方法,还能有效保证定位的精准性,具有在室内定位领域的重大应用价值。

**关键词:** 偶极声源;自定位算法;单声道麦克风

**中图分类号:** TN912.16 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 410

Research on self-localization method using a single-channel microphone  
based on dipole sound source

Rong Jingyue Guo Jinrong Han Jianning Zhang Quan Zhang Pengcheng

(School of Information and Communication Engineering, North University of China, Taiyuan 030051, China)

**Abstract:** In this paper, we propose an indoor self-localization algorithm for mono microphones, which achieves efficient localization in a limited computational resource environment by generating two pairs of dipole sound fields and combining them with orthogonal detection techniques. Compared with the traditional time-driven mode, this algorithm introduces the frequency-division multiplexing technique, which dramatically improves the localization speed and shows excellent robustness at the same time. Numerical simulation experiments show that under the same environmental conditions, the improved algorithm in this paper is able to accurately estimate the azimuth and elevation angles by driving two dipoles synchronously, and the average error is no more than  $0.5^\circ$  compared with the original algorithm, while the positioning time is shortened by 3 to 4 seconds. The algorithm not only significantly outperforms the existing methods in terms of positioning timeliness, but also effectively ensures the accuracy of positioning, which has significant application value in the field of indoor positioning.

**Keywords:** dipole sound source; self-localization algorithm; mono microphone

## 0 引 言

随着科技的飞速发展,便携式智能装置在日常生活中愈发普及,这也极大的推动了室内自定位技术的需求增长。该技术应用于导航、个性化服务、营销、救援和安全监控等领域。但现有方案面临成本高、计算复杂、对环境敏感和精度有限等挑战。因此,研发经济高效、适应性强的室内自定位方案成为迫切需求。

针对多样化的应用场景,已经开发出了多种室内定位技术,这些技术依赖于不同类型的物理信号来实现定位功能,具体包括射频波<sup>[1-3]</sup>、光<sup>[4-5]</sup>、磁场<sup>[6-7]</sup>以及声波<sup>[8-9]</sup>等。

在这些定位手段中,声波定位技术展现出了独特的优势。相较于射频波或光信号,声波信号在传播过程中受到衰落效应的影响较小;同时,与低频磁场相比,声波定位技术的操作范围可能更为广泛。

当前,声波定位技术常采用麦克风设备作为接收器,解析信号以实现自我定位,此方法相比设备作为发射器减轻了功率和续航负担,且支持设备自主定位,理论上可无限量定位多个设备。定位麦克风设备的一种常见策略是从多个发射器发射特定音频信号,随后利用麦克风设备接收到的这些信号来实现自我定位。基于飞行时间(time of flight, TOF)的估算方法因其有效性而广受青睐<sup>[10-12]</sup>,同时,基于

到达时间差(time difference of arrival, TDOA)的定位技术也被提出并受到关注<sup>[13]</sup>。然而,这两种方法在室内环境中常常面临声波反射或回响带来的挑战,这会影响定位的准确性。此外,当发射器相互靠近时,它们到麦克风设备的距离趋于一致,这无疑增加了基于 TOF 或 TDOA 进行精确定位的难度。为了克服这些限制,研究者探索了其他方法,例如利用相控阵技术来设计声场<sup>[14-15]</sup>,或者应用镜像声源模型,通过单个扬声器即可实现定位<sup>[16]</sup>。然而,相控阵技术的应用场景相对有限。

一个与室内定位技术相关联且饶有趣味的水下定位理念,是运用“螺旋波前”声源。此类声源的独特之处在于,其相位会随着方位角的变化而线性改变<sup>[17]</sup>。仅需通过分析螺旋波源生成的声场与一个相位不受角度影响的参考声场之间的相位差异,单个水听器即可捕捉到足够的信息来估算出相对方位角。目前,已有多种高效生成螺旋波的方法被提出<sup>[18]</sup>。尽管这些方法的初衷是为了服务于水下设备的导航<sup>[19]</sup>以及声纳探测<sup>[20]</sup>,但本文坚信它们同样具备应用于室内定位的潜力。

在螺旋波方法的范畴内,采用两对正交偶极子源的方法<sup>[21]</sup>在系统设计的简洁性上展现出了显著优势。该方法通过同时以  $90^\circ$  的相位差激励两对偶极子源,成功生成了螺旋波。至于参考声场,虽然传统上由另一个独立的参考源产生<sup>[22]</sup>,但实际操作中,也可通过以相同相位驱动那些用于生成螺旋波的扬声器来简便地实现。值得一提的是,由于偶极子源的设计巧妙地利用了亚波长距离内安置的两个扬声器,这使得整个定位系统相较于其他基于 TOF 或 TDOA 的同类系统而言,在体积上更为紧凑。

Arikawa 等<sup>[23]</sup>开创性地提出了一种室内设备定位新方法,该方法巧妙地利用 4 个扬声器搭建起两对偶极子声场。其独特之处在于,通过分时驱动这两对偶极子来实现定位,整个过程中仅需依赖单声道麦克风接收的信号即可完成自主定位。尽管声源的布局与基于偶极子的螺旋波方法有所相似,但 Arikawa 的方法通过引入 4 个独立的输入通道,实现了对麦克风方位角和天顶角的双重精确估算。更为先进的是,在信号处理层面,该方法主要侧重于幅度信息(同时巧妙结合相位信息以明确坐标符号),这与传统螺旋波方法过度依赖相位信息的做法形成了鲜明对比,进一步凸显了其创新性。然而,尽管该方法在原理上与螺旋波方法在时间成本上相当,但都无法满足实时定位的需求。具体来说,它仍然需要一定的时间周期来依次驱动两个偶极子,从而限制了定位的即时性。

本研究在文献[23]的基础上进行了创新性改进,提出了一种全新的驱动方法用于室内设备定位。在声源驱动策略方面,本研究实现了优化。文献[23]中所采用的方法为分时驱动两对偶极子声源,这一过程需要一定的时间周期来完成室内定位。本研究创新性地提出了分频驱动策略,该策略能够同时驱动 4 个扬声器进行室内定位。相较于传

统的时分驱动方法,后者需要依次激活不同的声源,导致整个定位过程耗时较长。而分频驱动策略则利用了频分复用技术,使所有扬声器能在各自分配的频率上同时传输声波信号。这一改进显著缩减了定位所需的时间成本,并大幅度提升了定位结果的实时性。通过并行处理多个信号,频分复用技术不仅提高了系统的整体效率,还使得在复杂或大规模室内环境中实现更稳定和可靠的定位成为可能。

## 1 信号模型

### 1.1 声场表达式

在本节以及后续所描述的数值实验中,本文设定了一个自由场条件。基于文献[23]中确立的自由场条件,本文推导出了近似偶极子声场的数学表达式:

$$P_G(r) \approx -ikQd \frac{e^{ikr}}{4\pi r} \cos\alpha \quad (1)$$

其中,  $k=2\pi/\lambda$  为波数,  $Q$  为复振幅,  $d$  为偶极子间距。  $\alpha$  为角度,描述偶极声源的声场如何随方向分布变化。声波在传播过程中会受到不同程度的衰减,而且声波沿着不同路径传播会造成信号的相互干扰。同样地,当两个单极子声源以相同相位驱动时所产生的声场,本文在此之后称之为“同相”偶极子声场,其可以近似表示为:

$$P_D(r) \approx Q \frac{e^{ikr}}{4\pi r} \left(2 - \frac{1}{4}(kd \cos\alpha)^2\right) \quad (2)$$

文献[23]已经验证,本文仅需将格林函数关于变量  $d$  的泰勒展开考虑至二阶项即可。

### 1.2 系统设计

如图 1 所示,4 个扬声器以正交方式布置,彼此间在对应方向上的距离为  $d$ ,且它们的中心点被设定为坐标系的原点。在此基础上,沿着  $x$  轴和  $y$  轴方向分别配置了两对相对的扬声器。具体来说,位于坐标  $(d/2, 0, 0)$  与  $(-d/2, 0, 0)$  的扬声器被命名为  $x_1$  扬声器和  $x_2$  扬声器,而位于  $(0, -d/2, 0)$  与  $(0, d/2, 0)$  的扬声器则分别被称为  $y_1$  扬声器和  $y_2$  扬声器。

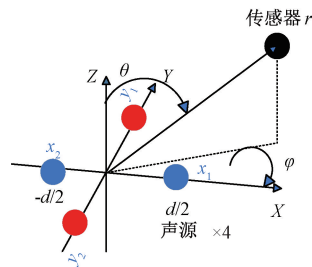


图 1 4 个扬声器的布置和麦克风的传感器的定位示意图

Fig. 1 Diagram of the arrangement of four loudspeakers and the positioning of the microphone sensor

在本研究中,采用了 4 个独立的输入通道来精确驱动 4 个扬声器,旨在实现高效的室内定位功能。具体而言,研究设计了一种精密的声场生成机制:通过  $x_1$  和  $x_2$  扬声器,构建了一个复合声场,该声场融合了频率  $f_1$  的偶极场与频

率  $f_2$  的同相偶极场,实现了在  $x$  方向上的精确声场调控。同时,以类似的方式, $y_1$  和  $y_2$  扬声器被操控以分别产生频率为  $f_3$  的同相偶极子场和频率为  $f_4$  的偶极子场,从而在  $y$  方向上同样达到了声场的精确控制。

这一创新的驱动策略使得 4 个扬声器能够并行工作,各自在其分配的频率上传输声波信号,有效规避了传统声源定位方法中的时分驱动限制。在传统方法中,系统需按顺序驱动  $x$  偶极子和  $y$  偶极子以完成定位,这一过程不仅耗时较长,还显著降低了定位的实时性。相比之下,本研究提出的驱动策略通过并行处理信号,大幅提升了系统的整体效率,确保了定位结果的即时反馈和高度准确性。以下是该过程的正式描述:

驱动 4 个扬声器在  $t_s \in [0, T]$  下:

$$S_{x1}(t_s) = +A \cos(\omega_1 t_s + \theta_s) + A \cos(\omega_2 t_s + \theta_s) \quad (3)$$

$$S_{x2}(t_s) = -A \cos(\omega_1 t_s + \theta_s) + A \cos(\omega_2 t_s + \theta_s) \quad (4)$$

$$S_{y1}(t_s) = +A \cos(\omega_3 t_s + \theta_s) + A \cos(\omega_4 t_s + \theta_s) \quad (5)$$

$$S_{y2}(t_s) = -A \cos(\omega_3 t_s + \theta_s) + A \cos(\omega_4 t_s + \theta_s) \quad (6)$$

其中,  $\omega_1 \sim \omega_4$  分别定义为角频率  $\omega_1 = 2\pi f_1 \sim \omega_4 = 2\pi f_4$ ,  $\theta_s$  是驱动信号的初始相位。驱动频率  $f$  的选择需确保其波长远大于偶极间距以及扬声器的尺寸。驱动信号的示意图如图 2 所示。

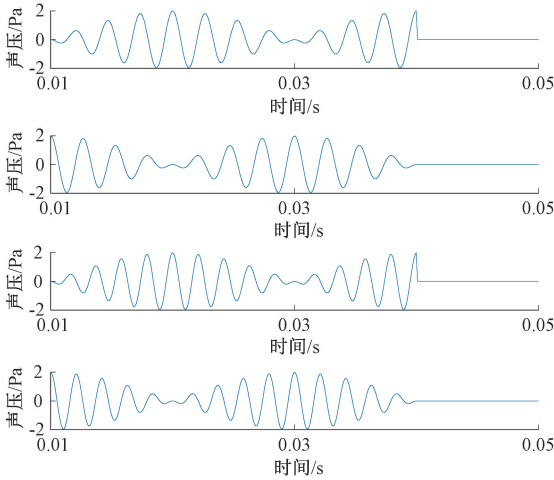


图 2 扬声器驱动信号的示意图

Fig. 2 Diagram of the loudspeaker driving signals

其中,  $T = 0.04$ ,  $f_1 = 400$  Hz,  $f_2 = 350$  Hz,  $f_3 = 450$  Hz,  $f_4 = 500$  Hz 自上而下分别显示了  $x_1$ 、 $x_2$ 、 $y_1$  和  $y_2$  扬声器的驱动信号。

让  $t_m$  为麦克风的时间坐标,  $t_0 = t_s - t_m$  为扬声器和麦克风之间的时间坐标差。麦克风处观测到的声场  $P(\gamma, t_m)$  可以通过式(1)和(2)得出:

$$P(r, t_m) = \text{Re} \left[ \begin{aligned} & e^{-i\omega_1 t_m} P_x^G(r, \omega_1) + e^{-i\omega_2 t_m} P_x^D(r, \omega_2) + \\ & e^{-i\omega_3 t_m} P_y^D(r, \omega_3) + e^{-i\omega_4 t_m} P_y^G(r, \omega_4); \\ & (t_m \in [0, T]) \end{aligned} \right] \quad (7)$$

与文献[23]中的声场公式相比,新声场公式不再将时间区分为两个阶段,而是能够同步接收 4 个频率的复振幅。这种改进简化了处理流程,提高了系统的实时性和效率。

这里  $P_x^G(r, \omega_1)$ 、 $P_x^D(r, \omega_2)$ 、 $P_y^D(r, \omega_3)$  和  $P_y^G(r, \omega_4)$  是复振幅,并且改进为:

$$P_x^G(r, \omega_1) \approx -ik_1 Q \frac{e^{i(k_1 r - \omega_1 t_0)}}{4\pi r} \xi_x \quad (8)$$

$$P_x^D(r, \omega_2) \approx Q \frac{e^{i(k_2 r - \omega_2 t_0)}}{4\pi r} \left( 2 - \frac{1}{4} (k_2 \xi_x)^2 \right) \quad (9)$$

$$P_y^D(r, \omega_3) \approx Q \frac{e^{i(k_3 r - \omega_3 t_0)}}{4\pi r} \left( 2 - \frac{1}{4} (k_3 \xi_y)^2 \right) \quad (10)$$

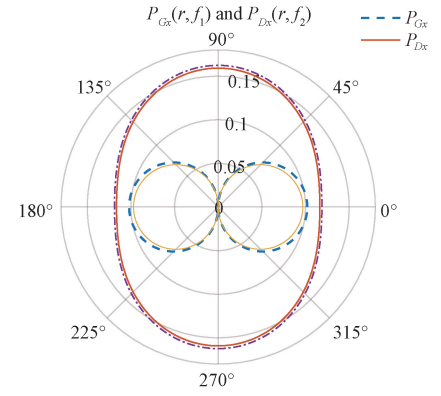
$$P_y^G(r, \omega_4) \approx -ik_4 Q \frac{e^{i(k_4 r - \omega_4 t_0)}}{4\pi r} \xi_y \quad (11)$$

其中,  $\xi_x = xd/r$  和  $\xi_y = yd/r$  即分别代表了原点到麦克风位置在  $x$  和  $y$  方向上的投影。上标  $G$  和  $D$  分别表示偶极和同相偶极的贡献。图 3 中显示了  $P_x^G(r, \omega_1)$ 、 $P_x^D(r, \omega_2)$ 、 $P_y^D(r, \omega_3)$  和  $P_y^G(r, \omega_4)$  的极坐标图示例。这里,驱动频率和偶极间距的值与文献[23]类似,由于偶极间距相对于波长不可忽略,同相偶极声场  $P_x^D(r, \omega_2)$  和  $P_y^D(r, \omega_3)$  表现出二次变化特性。

图 3 展示出了上标  $G$  和  $D$  的极坐标复振幅图示,驱动频率分别为上文的  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  和  $f_4$ 。偶极子间距  $d$  为 0.2 m。蓝色表示频率  $f_1$  和  $f_3$  处的振幅,红色表示频率  $f_2$  和  $f_4$  处的振幅。实线是使用格林函数计算的,而虚线则是从式(8)~(11)获得的近似值。

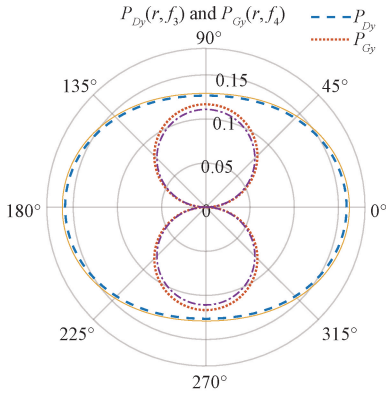
在上述设置中, $x$  方向和  $y$  方向的偶极子在同一时间被驱动,因此在麦克风接收到这些信号时,必须考虑如何区分它们。通过观察文献[23]可以发现,声场  $P$  是由角频率为  $\omega_1$  和  $\omega_2$  的两个正交正弦波叠加而成。为了解决这一问题,本文可以利用正交检测来提取每个频率对应的复振幅。本文通过对 4 个信号进行正交检测,有效地实现对复振幅的提取和分离。4 个不同频率的信号在满足两两正交的前提下,可以通过正交检测分离出每个信号的复振幅。这种方法在通信系统(如调制解调)中非常常见。

本文采用正交检测法,结合信号的正余弦正交性,提取各个频率的幅度和相位信息。接收到的复合信号,包含了多个未知幅度和相位的频率成分,通过信号预处理来提高信号的质量与信噪比,根据待提取的频率成分,选择相应的正交基函数。在本例中,正交基函数为余弦  $\cos$  和正弦  $\sin$  函数,其频率与待提取的频率成分相匹配。生成与每个频率成分对应的正交基函数集合,用于后续的内积运算。将接收到的信号与每个正交基函数进行内积运算(即混频),得到一系列内积结果。这些内积结果反映了接收信号中各个频率成分的幅度和相位信息。通过快速傅里叶变换,从内积中分离出每个频率成分的幅度和相位信息。振幅可以通过计算内积结果的模值得到,而相位则可以通过计算内积结果的相位角得到。在多个频率同时发射的场景下,正



(a) x方向上G和D的复振幅图

(a) Complex amplitude plots of G and D in the x-direction



(b) y方向上G和D的复振幅图

(b) Complex amplitude plots of G and D in the y-direction

图 3 上标 G 和 D 的极坐标复振幅图示

Fig. 3 Polar plot of the complex amplitudes with superscripts G and D

交检测法能够有效地将不同频率成分区分开来,确保各频率信号的独立提取与精确分析。

1) 将接收信号与正交基函数相乘:为了提取特定频率的成分,将信号  $S(t_s)$  分别与正弦和余弦基函数相乘(混频):

$$I_i(t) = S(t) \cdot \cos(\omega_i t), Q_i(t) = S(t) \cdot \sin(\omega_i t) \quad (12)$$

其中,  $I_i(t)$  是信号与余弦基函数混频后的结果(同相分量),  $Q_i(t)$  是信号与正弦基函数混频后的结果(正交分量)。

2) 低通滤波器提取直流分量:经过混频后,结果包含两部分:直流分量(低频):目标频率的幅度与相位信息;高频分量:与基频  $\omega_i$  的两倍相关,需要通过通过低通滤波器滤除。

对  $I_i(t)$  和  $Q_i(t)$  进行低通滤波,得到同相分量  $I_i$  和正交分量  $Q_i$  的平均值:

$$I_i(t) = \int s(t_s) \cos(\omega_i t_s) dt \quad (13)$$

$$Q_i(t) = \int s(t_s) \sin(\omega_i t_s) dt \quad (14)$$

3) 提取每个频率分量的幅度  $A_i$  和相位  $\varphi_i$ :

$$A_i = \sqrt{I_i^2 + Q_i^2}, \varphi_i = \arctan\left(\frac{Q_i}{I_i}\right) \quad (15)$$

## 2 方位角及仰角估计方法

接下来本文可以进一步推导用于计算方位角的算法公式。

$$|\tan \phi| = \frac{|y|}{|x|} = \frac{|\xi_y|}{|\xi_x|} = \frac{Y}{\gamma X} \frac{1 + \sqrt{1 + 2(\gamma X)^2}}{1 + \sqrt{1 + 2(\frac{1}{\gamma} Y)^2}} \quad (16)$$

其中,  $\varphi$  代表了麦克风的方位角,为了计算此方位角本文需要知道  $\xi_x$  和  $\xi_y$  的值:

$$|\xi_x| = \frac{4X}{k_1} \frac{1}{1 + \sqrt{1 + 2(\gamma X)^2}} \quad (17)$$

$$|\xi_y| = \frac{4Y}{k_2} \frac{1}{1 + \sqrt{1 + 2(\frac{1}{\gamma} Y)^2}} \quad (18)$$

其中,  $\gamma = k_2/k_1 = f_2/f_1$ ,为了得到相关值,本文还需要知道  $X$  和  $Y$  的值:

$$X = \frac{|P_x^G(r, \omega_1)|}{|P_x^D(r, \omega_2)|} = \frac{k_1 |\xi_x|}{2 - \frac{1}{4}(k_2 \xi_x)^2} \quad (19)$$

其中,  $Y$  为:

$$Y = \left| \frac{P_y^G(r, \omega_1)}{P_y^D(r, \omega_3)} \right| \quad (20)$$

通过正交检测,本文已成功分离出上标  $G$  和  $D$  的复振幅,从而可以进一步计算相应的振幅比。本文将式(16)~(20)联立即可求得  $\varphi$ 。

这些值都可容易的从式(8)~(11)所求得。根据文献[23]中指出的估计  $\xi_x$  和  $\xi_y$  符号公式:

$$\text{sgn}(\xi_x) = \text{sgn}\left(\text{Re}\left[i \frac{P_x^G(r, \omega_1)}{p_y^D(r, \omega_3)}\right]\right) \quad (21)$$

$$\text{sgn}(\xi_y) = \text{sgn}\left(\text{Re}\left[i \frac{P_y^G(r, \omega_1)}{p_x^D(r, \omega_2)}\right]\right) \quad (22)$$

过结合式(16)~(21)估计的  $|\tan \phi|$ , 以及式(21)和(22)的估算的  $\text{sgn}(\xi_x)$  和  $\text{sgn}(\xi_y)$ , 本文可以确定方位角  $\varphi \in [0, 2\pi]$ 。与文献[23]相比,上述方位角估算方法仅依赖于从测量信号中提取的复振幅以及两个声源频率  $f_1$  和  $f_4$  的比值,同时支持同步测量和计算,相较于文献[23]中的分时驱动模块具有显著优势。

此外,如果  $d$  已知,则仰角  $\theta \in [0, \pi/2]$  可以通过以下公式进行估算:

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{1}{d} \sqrt{\xi_x^2 + \xi_y^2}\right) \quad (23)$$

上述估算方法不受式(8)~(11)中  $t_0$  (即扬声器与麦克风之间的时间延迟)的影响。因此,该方法无需扬声器与麦克风之间的时间同步。此外,由于计算过程仅涉及正交检测和比值计算,其计算复杂度与测量信号长度呈线性关系。



此外,在麦克风接收到 4 个单极子信号后,可以依据所估算出的方位角和仰角来近似推断出信号源的距离。鉴于本研究旨在与传统算法进行对比分析,因此对于距离估算的深入探讨将在后续研究中展开。

### 3 数值模拟与评估

#### 3.1 仿真实验

为验证所提方法的有效性,在自由场条件下进行了模拟实验。4 个扬声器的驱动信号是使用式(3)~(6)生成的,  $x_1$  和  $x_2$  扬声器以及  $y_1$  和  $y_2$  扬声器同时驱动  $T=1$  s, 使用 10 000 Hz 的采样率计算声场:

$$P(r, t) = \frac{1}{4\pi \|r - r_0\|} s(t - \frac{\|r - r_0\|}{c}) \quad (24)$$

其中,  $r_0$  是声源的位置,  $S(t)$  是驱动信号。此外, 4 个复振幅都是通过  $t=0.1 \sim 0.6$  s 时间范围内的测量信号计算得到的。

为了比较与分时驱动模型的区别, 本文尽可能采用与文献[23]一致的实验条件。因此, 选取与文献[23]相同的驱动频率即:  $f_1=400$  Hz、 $f_2=350$  Hz、 $f_3=450$  Hz 和  $f_4=500$  Hz, 偶极间距  $d=0.2$  m  $=0.23 \lambda_1$ , 其中  $\lambda=c/f_1$ ,  $c=343$  m/s 为声速。观测点选在半径为 1.5 m 的球面上。  $\varphi \in [0, 2\pi]$  和  $\theta \in [0, \pi/2]$ , 每  $10^\circ$  进行采样。为了使信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)在  $z=1.5$  m 的  $z$  轴上达到 10 dB, 对每个测量信号添加了高斯噪声。

其中,  $|\tilde{\phi}| = \tan^{-1}(|\tan \phi|)$  通过式(16)估算得出, 而  $\text{sgn}(x)$  和  $\text{sgn}(y)$  分别通过式(21)和(22)计算。方位角的估计误差  $\Delta\varphi \in [0^\circ, 180^\circ]$ , 具体如下:

$$\hat{e}_{xy} = \begin{bmatrix} \text{sgn}(x) \cos |\tilde{\phi}| \\ \text{sgn}(x) \sin |\tilde{\phi}| \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$e_{xy} = \begin{bmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{bmatrix} \Rightarrow \Delta\varphi = \cos^{-1}(\hat{e}_{xy}, e_{xy}) \quad (26)$$

其中,  $\varphi$  表示麦克风的真实方位角, 仰角  $\theta \in [0, \pi/2]$  则通过式(23)进行估算, 若得到的  $\sin\theta$  超出 1, 则判定  $\theta=90^\circ$ 。此外, 还计算了仰角估算误差  $\Delta\theta \in [0, \pi/2]$ 。

#### 3.2 误差分析

在  $d=0.2$  m, 和信噪比 SNR=10 dB 的条件下, 方位角的估算误差结果展示在半径为 1.5 m 的球面上。从图 4 可以看出, 在信噪比 SNR=10 dB 的条件下, 新改进算法的方位角的估算精度平均误差小于  $1.6^\circ$ , 整体保持较高的准确性。

同时, 当测量点更接近于  $x$  轴而非  $y$  轴时, 估算误差呈现出明显的增大趋势。这一现象的根本原因在于, 算法中  $\xi_x$  和  $\xi_y$  的估算精度依赖于偶极近似式(8)~(11)的准确性。在本次仿真中, 由于  $k_1 d > k_4 d$ ,  $p_y^G(r, \omega_4)$  的近似精度高于  $p_x^G(r, \omega_1)$ 。因此, 在靠近  $y$  轴的区域, 估算精度自然更高, 这是因为在此情境下,  $p_y^G(r, \omega_4)$  占主导地位。进一

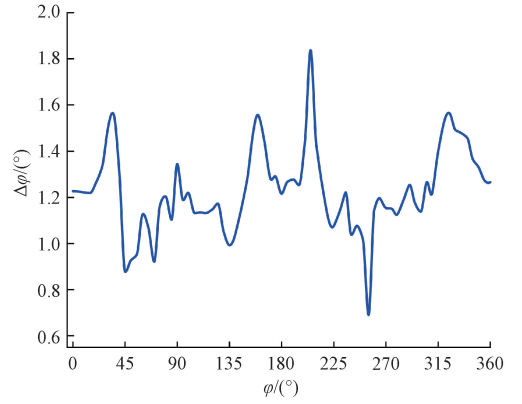


图 4 方位角  $\phi$  的平均估算误差

Fig. 4 The average estimation error of the azimuth angle

步深入分析, 本文可以发现误差曲线呈现出两大显著特性: 平稳区域与尖峰区域。在平稳区域内, 算法展现出了强大的噪声抑制能力, 将误差控制在了一个较低的范围, 这充分表明, 在这些特定的角度条件下, 算法具有较好的鲁棒性。而相比之下, 在尖峰区域内, 误差则出现了显著的增加, 这意味着在这些角度条件下, 噪声对测量信号的干扰被显著放大, 进而影响了复振幅的提取精度, 最终导致了方位角估算误差的增大。

图 5 表明, 当仰角较小时, 估算精度会下降。这是由于  $\theta$  趋于 0 时, 容易受到测量噪声的影响, 增益较小。但整体保持了较高的准确性。特别在  $30^\circ \sim 60^\circ$  效果极佳, 平均误差小于  $0.8^\circ$ , 整体误差不会超过  $1.8^\circ$ 。

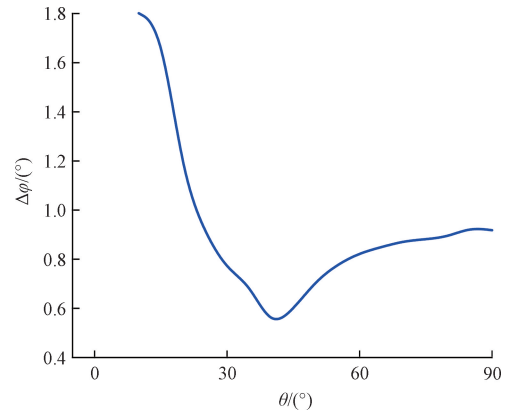


图 5 仰角  $\theta$  的平均估算误差

Fig. 5 The average estimation error of the elevation angle

在  $d=0.2$  m 和 SNR=10 dB 的条件下, 仰角的估算误差结果展示在半径为 1.5 m 的球面上。图 6 可以看出,  $\theta$  的估算精度表现良好, 平均误差不超过  $6^\circ$ 。另一方面, 图 7 表明, 随着  $\theta$  增加, 估算误差也随之上升。这种趋势表明, 当麦克风逐渐靠近偶极子平面时, 误差会变得更加明显。此外, 当真实仰角达到  $90^\circ$  时, 估算结果通常在  $73^\circ$  左右达到饱和值。这种现象可以归因于两个关键因素:

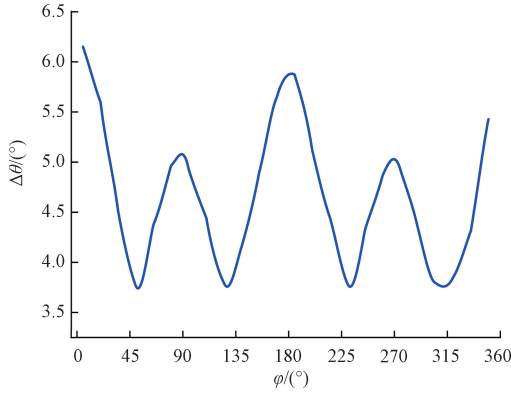


图 6 方位角  $\phi$  的平均估算误差

Fig. 6 The average estimation error of the azimuth angle

1) 在  $\theta$  接近  $90^\circ$  附近时, 偶极子模型的近似精度降低。

2) 文献[23]已经给出当估算的  $\sin\theta$  (记为  $x$ ) 与真实的  $\sin\hat{\theta}$  (记为  $\hat{x}$ ) 之间的误差为  $\Delta$  时, 仰角的估算误差可以近似表达为:

$$\Delta\theta = |\sin^{-1}(x) - \sin^{-1}(\hat{x})| \cong \left| \frac{d}{dx} \sin^{-1}(x) \right| |x - \hat{x}| \quad (27)$$

进一步可以表示为:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta}{\cos\hat{\theta}} \quad (28)$$

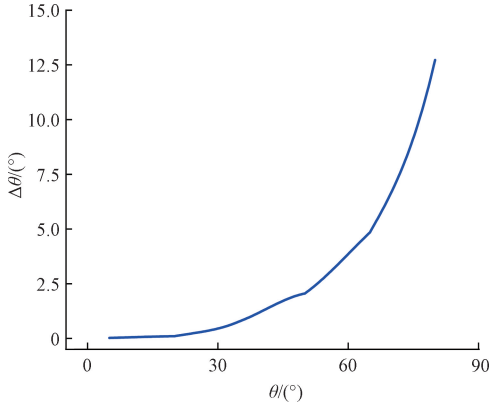
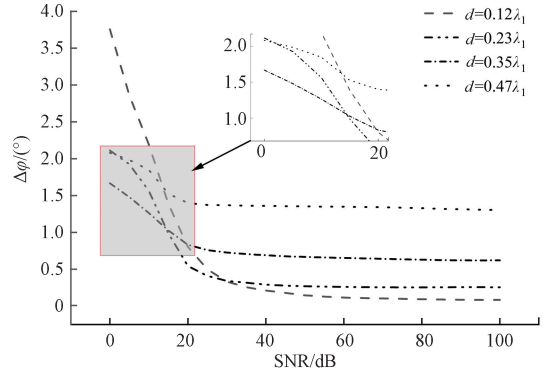


图 7 仰角  $\theta$  的平均估算误差

Fig. 7 The average estimation error of the elevation angle

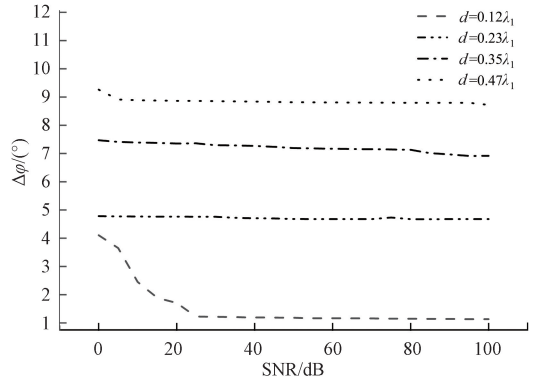
为了研究观测信号的  $d$  和 SNR 对估算精度的影响, 进行了相应的实验。观测点的选取与前文条件一致, 但位于半径  $r=1.5$  m 的球面上, 范围为  $\varphi \in [0, \pi/2]$  和  $\theta \in [0, \pi/2]$ , 并以  $15^\circ$  的间隔采样。实验中, 将  $d$  分别设置为 0.1、0.2、0.3 和 0.4 m, SNR 范围为  $0 \sim 100$  dB。在每种实验条件下, 对每个观测点重复实验五次, 计算其估算误差的平均值。图 8 展示了在不同条件下所有观测点的平均估算误差结果。

从图 8 中可以看出, 随着 SNR 的增加, 不同情况下的估算误差逐渐减小, 呈现出随噪声水平降低而优化的趋势。



(a) 不同信噪比情况下方位角的平均误差图

(a) Plot of average error in azimuth for different S/N ratios



(b) 不同信噪比情况下的仰角的平均误差图

(b) Plot of mean error of elevation angles for different S/N ratios

图 8 偶极子间距和信噪比变化对估计精度的误差分

Fig. 8 Error analysis of estimation accuracy under variations in dipole spacing and signal-to-noise ratio (SNR)

图 8 中包含多条曲线, 对应不同的实验参数设置, 具体描述如下:

所有曲线在低 SNR 区域(上侧)均呈现较高的误差值, 但即便在信噪比为 0 dB 的极端情况下, 方位角和仰角的估算平均误差分别保持在  $4^\circ$  和  $10^\circ$  以内, 且在 SNR 增加到一定范围后, 误差迅速减小并趋于平稳, 这表明该算法对噪声具有一定的鲁棒性, 尤其是在高 SNR 条件下表现出较高的估算精度。本文同样可以观察到上侧中, 当信噪比较低时, 较小的  $d$  会使得误差增大, 但是随着信噪比的增大, 较小的  $d$  误差会急剧减小, 并趋于平稳。这可能是由于偶极产生的声场幅度与  $d$  成正比,  $d$  越小, 估算精度对噪声的敏感度较高。

如图 9 所示, 为了更直观地对比两种算法的差异, 本文绘制了两个算法的数据误差图, 并将它们展示在同一图中。图中纵坐标轴采用双轴设计, 其中左侧纵轴对应传统算法的性能指标, 右侧纵轴则用于展示本文所提创新算法的实验结果。观察结果表明, 两种算法在方位角和仰角误差估计上几乎一致, 表明新算法在角度估计方面能够与原算法相媲美, 同时在定位时间效率上实现了显著优化。

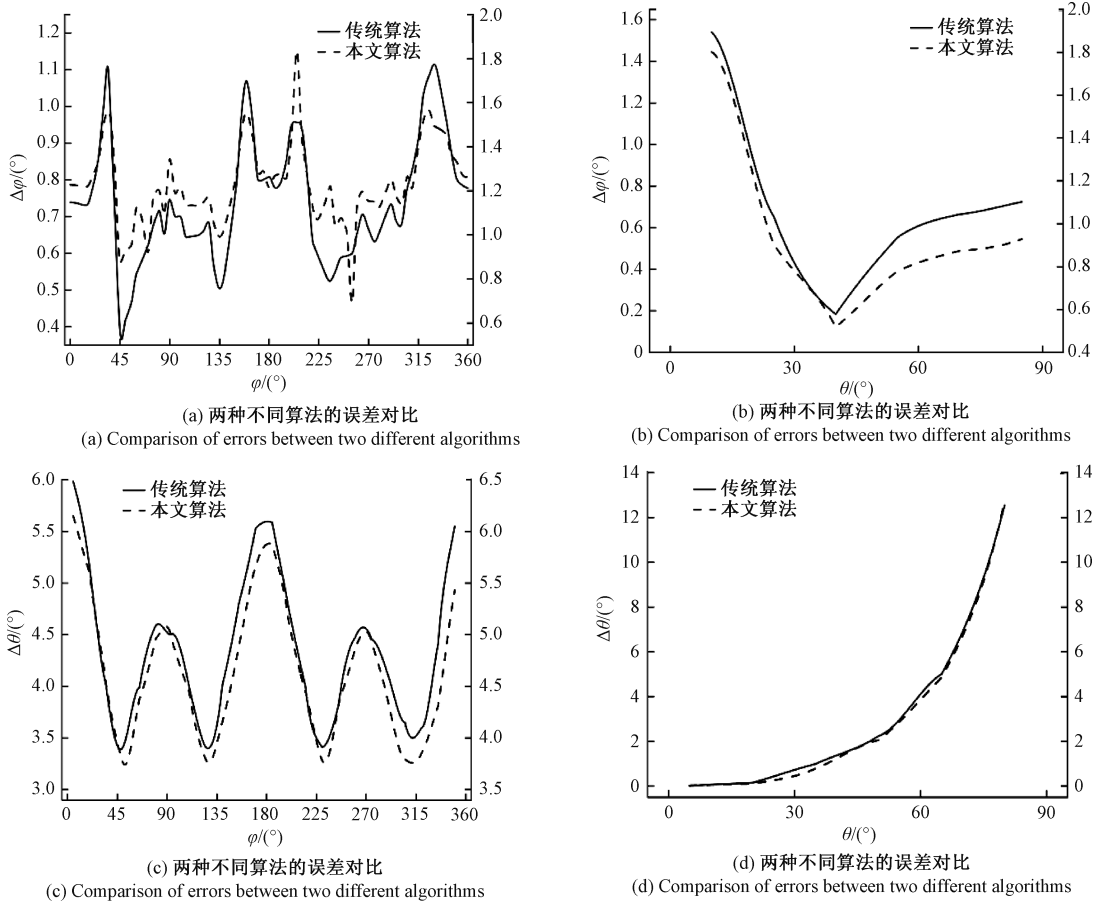


图 9 新旧算法误差对比

Fig. 9 Comparison of errors between the old and new algorithms

## 4 结 论

本文对原有的分时驱动模型进行了改进,提出了一种能够同时驱动 4 个扬声器的新算法,用于估计单声道麦克风信号的方位角和天顶角。该方法显著提升了定位效率,同时确保了定位的高精度。通过数值仿真:在相同环境条件下,本文改进的算法通过同步驱动两个偶极子,能够精确估计方位角和仰角,且与原算法相比,平均误差不超过  $0.5^\circ$ ,同时定位时间缩短了  $3\sim 4$  s,因为本算法从头到尾仅需不到 1 s 的时间。该算法不仅在定位时效性上显著优于现有方法,还能有效保证定位的精准性。尽管新算法的计算复杂度略高于原算法,但其在整体性能上展现出对传统算法的显著优势。特别是在信号的采集、处理以及提取等关键环节,原算法并未充分展现其效能,而新算法则在这些方面表现出更为出色的表现。

尽管新算法整体上具备较高的准确性,但在某些特定角度条件下,误差可能受到噪声放大效应或偶极模型近似精度的影响。未来的优化方向可以包括进一步改进偶极近似公式,以增强其对噪声的鲁棒性,特别是在靠近  $x$  轴的区域。此外,通过优化信号处理方法,例如引入自适应

滤波或其他抗噪算法,也有望进一步提升估算精度。这在室内定位领域具有重要的应用价值。

## 参考文献

- [1] CARLOS R, TERESA S, JESÚS E, et al. An alternative approach for robot localization inside pipes using RF spatial fadings [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2021, 136: 103702.
- [2] MARTIAN A, COSMIN P, IOANA-MANUELA M, et al. Direction-finding for unmanned aerial vehicles using radio frequency methods [J]. Measurement, 2024, 235: 114883.
- [3] SAMEERA P, BASTIEN P, DIRK P. Recent advances in RF-based passive device-free localisation for indoor applications [J]. Ad Hoc Networks, 2017, 64: 80-98.
- [4] PATRICIA C, VICTOR G, JOSE R, et al. Optical camera communication system for three-dimensional indoor localization [J]. Optik, 2019, 192: 162870.
- [5] FELIX O, LUCAS H, DAVID R, et al. Fusing structure from motion and simulation-augmented pose

- regression from optical flow for challenging indoor environments[J]. *Journal of Visual Communication and Image Representation*, 2024, 103: 104256.
- [6] MRAN A, SOOJUNG H, YOUSAF B Z, et al. Ensembling neural networks for user's indoor localization using magnetic field data from smartphones [J]. *Computers*, 2021, 68(2): 2597-2620.
- [7] HAVERINEN J, KEMPPAINEN A. Global indoor self-localization based on the ambient magnetic field [J]. *Robotics and Autonomous Systems*, 2009, 57 (10): 1028-1035.
- [8] 杨瑞峰,温斐旻,郭晨霞. 基于 UCA 压缩感知的声源定位算法[J]. *电子测量技术*, 2021, 44(7): 46-49.
- YANG R F, WEN F W, GUO CH X. Sound source localization algorithm based on underdetermined compressed sensing [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2021, 44(7): 46-49.
- [9] ZHAO W W, CHEN ZH, YIN F L. Distributed extended Kalman filtering for acoustic simultaneous localization and environment mapping [J]. *Applied Acoustics*, 2024, 224: 110139.
- [10] LU J, DENG L J, REN Z, et al. Flight training subject identification method based on multivariate subsequence search with double windows [J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 3221-3231.
- [11] LIU K, LIU X, XIE L. Towards accurate acoustic localization on a smartphone[C]. *IEEE*, 2013: 495-499.
- [12] PFEIL R, PICHLER M, SCHUSTER S, et al. Robust acoustic positioning for safety applications in underground mining [J]. *IEEE*, 2015, 64 (11): 2876-2888.
- [13] HADDAD D B, LIMA M V, MARTINS W A, et al. Acoustic sensor self-localization: Models and recent results[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2017, 2017: 7972146.
- [14] HASEGAWA K. Indoor self localization of a single microphone based on asynchronous scanning of modulated bessel beams [C]. 2019 58th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan, 2019: 142-147.
- [15] MUKAI H, HASEGAWA K, NARA T. Sequential structured volumetric ultrasound holography for self-positioning using monaural recording [J]. *Acoustical Society of America*, 2021, 150(6): 4178-4190.
- [16] PARHIZKAR R, DOKMANIC I, VETTERLI M. Single-channel indoor microphone localization [C]. 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2014: 1434-1438.
- [17] HEFNER B T, DZIKOWICZ B R. A spiral wave front beacon for underwater navigation: Basic concept and modeling [J]. *Acoustical Society of America*, 2014, 129(6): 3630-3639.
- [18] LU W, LAN Y, GUO R, et al. Spiral sound wave transducer based on the longitudinal vibration [J]. *Sensors*, 2018, 18(11): 3674.
- [19] DZIKOWICZ B R, HEFNER B T, LEASKO R A. Underwater acoustic navigation using a beacon with a spiral wave front [J]. *IEEE Ocean*, 2015, 40 (1): 177-186.
- [20] LU W, GUO R, LAN Y, et al. Underwater spiral wave sound source based on phased array with three transducers[J]. *Sensors*, 2019, 19(14): 3192.
- [21] DZIKOWICZ B R, TRESSLER J F, BROWN D A. Underwater acoustic navigation using a beacon with a spiral wave front [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2015, 40(1): 177-186.
- [22] DZIKOWICZ B R, TRESSLER J F, BROWN D A. Demonstration of spiral wave front sonar for active localization[J]. *Acoustical Society of America*, 2019, 146(6): 4821-4830.
- [23] ARIKAWA K, HASEGAWA K, NARA T. Self-localization of monaural microphone using dipole sound sources [J]. *Acoustical Society of America*, 2023, 153(1): 105-118.

## 作者简介

荣景岳, 硕士研究生, 主要研究方向为声学信号与系统等。

E-mail: 1753007555@qq.com

郭锦荣, 硕士研究生, 主要研究方向为数字信号处理等。

E-mail: 443698682@qq.com

韩建宁(通信作者), 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为人工智能、信号处理技术、计算机视觉与图像处理等。

E-mail: hanjn46@nuc.edu.cn