

纪念应崇福院士诞辰100周年

小型矢量阵深海被动定位方法

杨士莪[†]

(哈尔滨工程大学水声工程学院 哈尔滨 150001)

摘要 文中提出一种适用于深海条件下并已知各项有关环境参数时,利用七元小型矢量立体阵,借助测定目标辐射噪声由不同途径自声源到达接收点的天顶角及方位角的结果,依据射线声学方法求得目标方位、距离和所在深度的被动定位方法。给出了矢量阵依多极子原理进行波束形成的计算公式,并就一种简单水文模型,给出解析计算公式。

关键词 矢量立体阵,深海被动定位,射线声学

中图法分类号: TB56

文献标识码: A

文章编号: 1000-310X(2018)05-0588-05

DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2018.05.001

Method of passive localization in deep sea by small vector sensor array

YANG Shie

(College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract In paper a method of passive positioning of target, using small 3-D vector sensor array composed by seven sensors, had been proposed, which can be used in deep sea, provided the relevant environmental factors are known. The method depends on measurements about zenith and azimuth of noise coming from target to the array along different pathes, and the result can be given by means of geometric acoustics. In paper formulas for beamforming of vector sensor array, when using method of multi-pole, are given, and analytic formulas for result computation are also given as example for one simple hydrological model.

Key words Cubic vector sensor array, Passive positioning at deep sea, Geometric acoustics

2018-05-14 收稿; 2018-06-25 定稿

作者简介: 杨士莪 (1931-), 男, 河南南阳人, 中国工程院院士, 教授, 研究方向: 水声工程。

[†] 通讯作者 E-mail: yangshie@hrbeu.edu.cn

在深海环境下,许多浅海目标被动定位方法如匹配场定位^[1]、利用波导不变量^[2-3]等方法不再有效;而在太平洋亚热带海域,深海声道轴更可能深达1000 m左右,其第一个汇聚区与声源的距离也有50 km左右,超过通常被动声呐对低噪声目标的有效检测距离,而一般潜艇的活动深度也大多在声道轴以上。目前已有的深海目标检测方法多借助大型声呐或复杂的海底监测系统,不仅耗资巨大且易于暴露,用于对付今天覆盖有消声瓦的低噪声潜艇,其功效也十分有限。为此有必要开发新的有效方法,实现目标的低频被动定位。

若仅限于探测位于第一影区内的低噪声目标,对投放于海底的坐底声呐来说,目标噪声一般可沿两条不同途径到达接收位置:一条为自声源发出向下直接到达海底,另一条为自声源向上发出,经海面反射后到达接收点。对巡航于深水跃变层的无人潜航器(UUV)来说,目标噪声到达接收器的途径,除可能包括有海面反射声与海底反射声以外,并根据目标及UUV间距离与两者所在的相对深度,也可能还会有在上层海水中反转或未经在上层海水中反转而直接到达接收点的声途径。所有自声源沿不同途径到达接收器的信号,一般在接收点测得的其水平方位角都相同,但测得的其空间天顶角与沿不同途径的传播时间长短则不相同,因而可利用基阵的空间定向功能,区分其不同传播途径,并利用信号互相关序列的峰值间隔,度量其沿不同途径传播时间的差异。只要海区相关环境条件已知,不难利用射线声学方法,求得目标所在方位、距离和深度。

为测定目标所在方位及沿不同途径到达接收点处声线的天顶角,可采用如图1所示的七元矢量传感器阵,各传感器均包括*x*、*y*、*z*三个方向的加速度计,各阵元间距根据所接收信号的高端频率,一

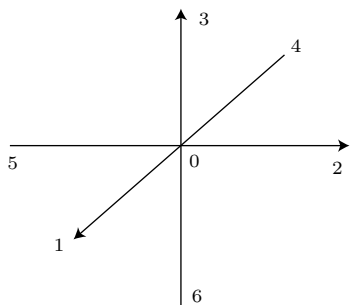


图1 基阵形式

Fig. 1 Form of array

般可取为0.1~0.2 m,以减小基阵总体积。设所接收噪声的波数为*k*,各阵元间距等于*a*,对来自空间(ϑ_s, α_s)方向的信号,若取0号单元收到的信号幅值为1,相位为0(即取为基准值),则各号阵元所接收到的信号幅值与相位将分别为

$$0\text{号阵元: } 1, \tag{1}$$

$$1\text{号阵元: } e^{ikasin\vartheta_s \cos \alpha_s}, \tag{2}$$

$$2\text{号阵元: } e^{ikasin\vartheta_s \sin \alpha_s}, \tag{3}$$

$$3\text{号阵元: } e^{ikacos\vartheta_s}, \tag{4}$$

$$4\text{号阵元: } e^{-ikasin\vartheta_s \cos \alpha_s}, \tag{5}$$

$$5\text{号阵元: } e^{-ikasin\vartheta_s \sin \alpha_s}, \tag{6}$$

$$6\text{号阵元: } e^{-ikacos\vartheta_s}. \tag{7}$$

而各加速度计所接收到的信号还须依*x*、*y*、*z*方向,分别乘以方向性因子 $\sin\vartheta\cos\alpha$ 、 $\sin\vartheta\sin\alpha$ 、 $\cos\vartheta$ 。为测定目标的三维方向性,可采取两步走方法:第一步先利用0_{*x,y*}、1_{*x,y*}、2_{*x,y*}、4_{*x,y*}、5_{*x,y*}五元阵测定目标方位角 α_s ;第二步再根据所测得的方位角 α_s ,利用1_{*x,z*}、2_{*y,z*}与4_{*x,z*}、5_{*y,z*}号基元,按下列公式组成已知方位平面上的虚拟阵元1'_{*x',z'*}与4'_{*x',z'*},再与0号、3号、6号阵元联合形成已知方位角方向上的另一个竖向的五元阵,其中0号、3号、6号阵元的*x*、*y*方向加速度计,亦须按下述相应公式,组成目标方位角*x'*方向的虚拟加速度计0_{*x'*}、3_{*x'*}、6_{*x'*}。最终利用此竖向五元阵测定目标的天顶角。若 α_s 以角度的度数数值表示,则具体修正程序如下:

$$1'_{x'} = 1_x \cos \alpha_s + 2_y \sin \alpha_s, \tag{8}$$

$$1'_{z'} = 1_z \left(1 - \frac{\alpha_s}{90}\right) + 2_z \frac{\alpha_s}{90},$$

$$4'_{x'} = 4_x \cos \alpha_s + 5_y \sin \alpha_s, \tag{9}$$

$$4'_{z'} = 4_z \left(1 - \frac{\alpha_s}{90}\right) + 5_z \frac{\alpha_s}{90},$$

$$0_{x'} = 0_x \cos \alpha_s + 0_y \sin \alpha_s, \tag{10}$$

$$3_{x'} = 3_x \cos \alpha_s + 3_y \sin \alpha_s,$$

$$6_{x'} = 6_x \cos \alpha_s + 6_y \sin \alpha_s.$$

为提高方向测定的精度,可采用多极子波束形成方法,但在进行第一步目标方位角测定时,因各加速度计都包含有方向性因子 $\sin\vartheta$,作为测定目标方位时的初始近似,可利用 $\cos^2\alpha + \sin^2\alpha = 1$ 的关系,求得 ϑ 的初始值 ϑ_0 ,因而有

$$\sin^2 \vartheta_0 \approx \frac{1}{5} \left(|0_x|^2 + |0_y|^2 + |1_x|^2 + |1_y|^2 + |2_x|^2 + |2_y|^2 + |4_x|^2 + |4_y|^2 + |5_x|^2 + |5_y|^2 \right), \quad (11)$$

同时可得

$$\cos \alpha \approx \frac{1}{5 \sin \vartheta_0} \left(0_x + 1_x e^{-i\sigma_0 \cos \alpha} + 2_x e^{-i\sigma_0 \sin \alpha} + 4_x e^{i\sigma_0 \cos \alpha} + 5_x e^{i\sigma_0 \sin \alpha} \right), \quad (12)$$

$$\sin \alpha \approx \frac{1}{5 \sin \vartheta_0} \left(0_y + 1_y e^{-i\sigma_0 \cos \alpha} + 2_y e^{-i\sigma_0 \sin \alpha} + 4_y e^{i\sigma_0 \cos \alpha} + 5_y e^{i\sigma_0 \sin \alpha} \right). \quad (13)$$

为书写简便,以下记 $\sigma_0 = ka \sin \vartheta_0$ 。若使用多极子技术以提高定向精度,当进行方向扫描而基阵波束峰值指向 α_0 方位时,基阵各阵元导向性因子需改写为如下形式^[4-5]:

$$0_x \text{ 阵元: } 0.1 + \cos \alpha \times \left(0.4 \sin \vartheta_0 \cos \alpha_0 - \frac{8}{\sigma_0^2} \cos 3\alpha_0 \right), \quad (14)$$

$$0_y \text{ 阵元: } 0.1 + \sin \alpha \times \left(0.4 \sin \vartheta_0 \cos \alpha_0 + \frac{8}{\sigma_0^2} \sin 3\alpha_0 \right), \quad (15)$$

$$1_x \text{ 阵元: } 0.1 + \cos \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \cos \alpha_0 - \left(i \frac{\cos 2\alpha_0}{\sigma_0} + \frac{2 \cos 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{i\sigma_0 \cos \alpha} \right], \quad (16)$$

$$1_y \text{ 阵元: } 0.1 + \sin \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \sin \alpha_0 - \left(i \frac{\sin 2\alpha_0}{\sigma_0} + \frac{6 \sin 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{i\sigma_0 \cos \alpha} \right], \quad (17)$$

$$2_x \text{ 阵元: } 0.1 + \cos \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \cos \alpha_0 - \left(i \frac{\sin 2\alpha_0}{\sigma_0} - \frac{6 \cos 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{i\sigma_0 \sin \alpha} \right], \quad (18)$$

$$2_y \text{ 阵元: } 0.1 + \sin \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \sin \alpha_0 + \left(i \frac{\cos 2\alpha_0}{\sigma_0} + \frac{2 \sin 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{i\sigma_0 \sin \alpha} \right], \quad (19)$$

$$4_x \text{ 阵元: } 0.1 + \cos \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \cos \alpha_0 + \left(i \frac{\cos 2\alpha_0}{\sigma_0} - \frac{2 \cos 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{-i\sigma_0 \cos \alpha} \right], \quad (20)$$

$$4_y \text{ 阵元: } 0.1 + \sin \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \sin \alpha_0 + \left(i \frac{\sin 2\alpha_0}{\sigma_0} - \frac{6 \sin 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{-i\sigma_0 \cos \alpha} \right], \quad (21)$$

$$5_x \text{ 阵元: } 0.1 + \cos \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \cos \alpha_0 + \left(i \frac{\sin 2\alpha_0}{\sigma_0} + \frac{6 \cos 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{-i\sigma_0 \sin \alpha} \right], \quad (22)$$

$$5_y \text{ 阵元: } 0.1 + \sin \alpha \left[0.4 \sin \vartheta_0 \sin \alpha_0 - \left(i \frac{\cos 2\alpha_0}{\sigma_0} - \frac{2 \sin 3\alpha_0}{\sigma_0^2} \right) e^{-i\sigma_0 \sin \alpha} \right]. \quad (23)$$

为克服环境噪声干扰,还可以同时采用 MVDR 或 MUSIC 等优化算法。当海上周边目标较多时,也可以利用压缩感知波束形成技术^[6-7],这时各阵元所接收到的信号仍需添加阵元方向性因子,并依以下公式求取函数极值:

$$\hat{x}_{t_1}(\mu) = \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N} \|\mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{x}\|_2^2 + \mu \|\mathbf{x}\|_1, \quad (24)$$

其中,双杠 $\|\cdot\|_p$ 表示该数组的 p 次范数, \mathbf{x} 为目标信号矢量, \mathbf{A} 为导向矢量, \mathbf{y} 为各阵元接收到的信号矢

量, μ 为一般根据实际情况所选取的小于 1 的数值。式 (24) 所得解即为目标方位值。

根据上述方法测得目标方位角 α_s 后,再依式 (8)、式 (9)、式 (10) 诸式合成在目标方位角方向的虚拟阵元 $1'_{x'}, 1'_{z'}, 4'_{x'}, 4'_{z'}, 0_{x'}, 3_{x'}, 6_{x'}$, 与 0 号、3 号、6 号单元 z 方向的加速度计,组成竖向的五元阵。然后利用新的竖向五元平面阵, $0, 1', 3, 4', 6$; 仿照第一步中的相应做法,测定不同途径传来的信号的天顶角;只不过须注意到这时 $\cos(\alpha - \alpha_0) = 1$, 且 y 方

向加速度计不再参与工作, 仅 x' 和 z 方向加速度计参与天顶角测定, 这时所测出的角度即为所要的 ϑ 值。因有关公式与算法和第一步中相仿, 在此即不再重复给出。

通常自声源到达接收点的本征声线不止一条, 既可能包括直达声线, 也会有海面反射声线以及海底反射声线, 所以当不要求十分精确的解时, 可根据互易原理, 由接收点出发, 依所测得的沿不同传播途径到达信号的天顶角, 借助 HARPO 程序, 直接画出声线, 求取不同声线的交汇点, 最终确定目标位置。

也可以根据已知的海区垂直声速剖面, 利用有关的实测数据, 计算目标所在位置的距离和深度。为说明这点, 以下通过一个简单水文模型, 给出相应计算公式。设海区垂直声速剖面可用一条倾斜的抛物线表示, 即声速 c 与水深 z 的关系可写为下式:

$$c = -\alpha sz + \sqrt{c_0^2 + s^2 z^2}, \quad (25)$$

若海面处声速为 1500 m/s, 声道轴所在深度为 1000 m, 在大深度处, 当声速仅随海深变化时, 其声速梯度等于 $\frac{1}{61}$ /s, 则式(6)中各系数值将为 $c_0 = 1500$ m/s, $\alpha = 0.9998$, $s = 68.6003$ 。

设声源与接收器均位于声道轴以上深水跃变层区间, 两者所在深度分别为 z_s 与 z_r , 且两者相距为 r 。由于只知道在接收点测量所得的声源发出到达接收点声线的天顶角, 所以可根据声学互易原理, 计算自接收点以该天顶角发出的声波到达声源的距离, 若接收点深度处声速为 c_r , 在接收点收到的该声线天顶角为 ϑ_r , 可知:

(1) 若 $\vartheta_r < \pi/2$, 且 $\sin \vartheta_r < c_r/c_0$, 则该声线系自声源发出后, 经过在上层海水中反转而后到达接收点;

(2) 若 $\vartheta_r < \pi/2$, 且 $\sin \vartheta_r > c_r/c_0$, 则该声线系自声源发出后, 经在海面反射后到达接收点;

(3) 若 $\vartheta_r > \pi/2$, 则该声线系自声源发出后直接到达接收点, 或系经海底反射后到达接收点。若系经海底反射后到达接收点, 则 ϑ_r 要更大些, 信号传播时间也要更长一些。

因为所有的计算都类似且并不难, 作为例子, 下面将仅给出第一种情况的计算公式。此时声线反转点的深度 z_f 可由下式给出:

$$\begin{aligned} & \left(-\alpha sz_f + \sqrt{c_0^2 + s^2 z_f^2} \right) \sin \vartheta_r \\ & = -\alpha sz_r + \sqrt{c_0^2 + s^2 z_r^2}, \end{aligned} \quad (26)$$

为避免被积函数出现奇异点, 可将积分区分为 z_r 至 z_f 与 z_f 至 z_1 两段进行, 详细推导过程可参阅附录 A, 有兴趣者还可以自行将数字代入各公式, 获得相应数值解。

根据测定的自声源到达接收点的两条不同声线天顶角 ϑ_1, ϑ_2 , 分别计算声线水平传播距离 $r(\vartheta_1)$, $r(\vartheta_2)$, 由 $r(\vartheta_1) = r(\vartheta_2)$ 即可求得声源深度 z_s , 并由求得的 z_s 值最终计算得到 r 值。如果为了提高解算精度, 还可以利用信号相关技术, 测定沿不同声线传播所需的时间差, 并根据射线声学计算沿不同声线传播的声程差, 一并参加计算, 在此不再赘述。

参 考 文 献

- [1] Tolstoy A. Matched field processing for underwater acoustics[M]. Singapore: World Scientific Publishing Co., 1993.
- [2] Cho C, Song H C, Hodgkiss W S. Robust source-range estimation using array/waveguide invariant and a vertical array[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2016, 139(1): 63–69.
- [3] 李启虎. 水下目标测距的一种新方法: 利用波导不变量提取目标距离信息[J]. 声学学报, 2015, 40(2): 138–143.
Li Qihu. A new method of passive ranging for underwater target: distance information extraction based on waveguide invariant[J]. Acta Acustica, 2015, 40(2): 138–143.
- [4] Yang Shie. Directional pattern of a cross vector sensor array[C]. Acoustics 2012, Hong Kong, 2012.
- [5] 郭俊媛, 杨士莪, 朴胜春, 等. 基于超指向性多极子矢量阵的水下低频声源方位估计方法研究[J]. 物理学报, 2016, 65(13): 181–194.
Guo Junyuan, Yang Shie, Piao Shengchun, et al. Direction-of-arrival estimation based on superdirective multi-pole vector sensor array for low-frequency underwater sound sources[J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65(13): 181–194.
- [6] Gerstoft P, Xenaki A, Mecklenbräuker C F. Multiple and single snapshot compressive beamforming[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2015, 138(4): 2003–2014.
- [7] Xenaki A, Gerstoft P, Mosegaard K. Compressive beamforming[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2014, 136(1): 260–271.
- [8] И. М. Рыжик, И. С. Градштейн, Таблицы интегралов сумм рядов и произведений[J]. ГИТТЛ Москва, 1951.
- [9] Byrd P, Friedman M D. Mathematischen Wissenschaften band LX V II [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1854.

附录 A

当在接收点测得的到达声线天顶角为 ϑ_r 时, 按照射线声学, 由声源至接收点的水平距离可由式 (A-1) 给出:

$$r = \int_{z_r}^{z_f} \cot \vartheta dz + \int_{z_f}^{z_s} \cot \vartheta dz = \Gamma_1 + \Gamma_2. \quad (\text{A-1})$$

首先计算 Γ_2 :

$$\Gamma_2 = \int_{z_f}^{z_s} \frac{\sqrt{c_f^2 - c^2}}{c} dz = \int_{z_f}^{z_s} \frac{\sqrt{c_f^2 - \left(-\alpha sz + \sqrt{c_0^2 + s^2 z^2}\right)^2}}{-\alpha sz + \sqrt{c_0^2 + s^2 z^2}} dz.$$

作变量替换, 令 $c = -\alpha sz + \sqrt{c_0^2 + s^2 z^2}$, $sz = \frac{1}{1 - \alpha^2} \left\{ \alpha c + \sqrt{c^2 - c_0^2 (1 - \alpha^2)} \right\}$,

$$\therefore s \frac{dz}{dc} = \frac{1}{1 - \alpha^2} \left\{ \alpha + \frac{c}{\sqrt{c^2 - c_0^2 (1 - \alpha^2)}} \right\},$$

$$\therefore \Gamma_2 = \frac{1}{s(1 - \alpha^2)} \int_{c_f}^{c_s} \left\{ \frac{\alpha \sqrt{c_f^2 - c^2}}{c} + \sqrt{\frac{c_f^2 - c^2}{c^2 - c_0^2 (1 - \alpha^2)}} \right\} dc = \frac{1}{s(1 - \alpha^2)} (\Gamma_{21} + \Gamma_{22}),$$

其中第一项积分结果为^[8]

$$\Gamma_{21} = \alpha \left(\sqrt{c_f^2 - c_s^2} + c_f \operatorname{ch}^{-1} \frac{c_f}{c_s} \right), \quad (\text{A-2a})$$

第二项积分结果为^[9]

$$\Gamma_{22} = -\frac{c_f^2 - c_0^2 (1 - \alpha^2)}{c_f} \int_0^{u_s} \operatorname{sn}^2(u) du = -c_f [u_s - E(\phi_s, \kappa)], \quad (\text{A-2b})$$

其中, $\operatorname{sn}(u_s) = \sin \phi_s$, $\phi_s = \operatorname{am}(u_s) = \sin^{-1} \sqrt{\frac{c_f^2 - c_s^2}{c_f^2 - c_0^2 (1 - \alpha^2)}}$, $\kappa^2 = \frac{c_f^2 - c_0^2 (1 - \alpha^2)}{c_f^2}$, sn , am , $E(\phi, \kappa)$ 各为相应定义的椭圆函数, 仿照上述方法, 因 $\cos \vartheta_r$ 是已知常量, 且 $\frac{c_r}{\cos \vartheta_r} = c_f$, 只不过 Γ_1 是从 z_r 积到 z_f , 而 Γ_2 是从 z_f 积到 z_1 而已, 因此可直接写出:

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \int_{z_r}^{z_f} \frac{c \cos \vartheta_r}{\sqrt{c_r^2 - c^2 \cos^2 \vartheta_r}} dz = \int_{z_r}^{z_f} \frac{cdz}{\sqrt{c_f^2 - c^2}} = \frac{1}{s(1 - \alpha^2)} (\Gamma_{11} + \Gamma_{12}) \\ &= \alpha \left(\sqrt{c_f^2 - c_r^2} + c_f \operatorname{ch}^{-1} \frac{c_f}{c_r} \right) + c_f [u_r - E(\phi_r, \kappa)], \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

其中, $\operatorname{sn}(u_r) = \sin \phi_r$, $\phi_r = \operatorname{am}(u_r) = \sin^{-1} \sqrt{\frac{c_f^2 - c_r^2}{c_f^2 - c_0^2 (1 - \alpha^2)}}$.