

DOI:10.3969/j.issn.1007-9580.2023.04.012

## 基于圆弧阵加权的水平全向扫描多波束渔用声呐波束成形旁瓣抑制研究

程 婧<sup>1</sup>, 王志俊<sup>1</sup>, 魏 珂<sup>1</sup>, 李国栋<sup>1,2</sup>

(1 中国水产科学研究院渔业机械仪器研究所, 上海 200092;

2 青岛海洋科学与技术试点国家实验室, 山东 青岛 266237)

**摘要:**多波束渔用声呐研制中为研究波束加权对基阵方向性的影响,从常见的水平全向渔用声呐的基阵模型出发,将圆柱阵等效为多个垂直排列的圆弧阵,使用 Matlab 编程软件仿真了线性加权和非线性加权,对比了非线性加权中相似加权和抑制区最小功率加权对圆柱阵指向性的影响。结合现有的测试条件,在消声水池对两种非线性加权法进行了波束指向性测试。结果显示:两种非线性加权法更适合水平全向扫描的多波束渔用声呐,其中相似加权法加权过后的波束主瓣展宽较小仅约 1°,旁瓣较未加权波束旁瓣降低约 9 dB,对改善圆柱阵换能器的波束指向性效果较好。研究表明,可以在圆柱阵换能器中选用相似加权法来改善基阵的方向性。

**关键词:**渔用声呐;多波束;圆弧阵加权;圆柱阵换能器;助渔仪器;海洋捕捞

**中图分类号:**S972.61

**文献标志码:**A

**文章编号:**1007-9580(2023)04-0098-009

海洋捕捞业作为渔业的重要组成部分,利用渔用声呐可以提高海上作业的效率。现有的渔用声呐常采用单波束、分裂波束、多波束等技术进行探测,多波束渔用声呐相较于传统单波束声呐可对探测区域进行快速扫海,能够更加准确地判断鱼群与渔船的相对距离与方位,被广泛应用在海洋渔业中。

波束成形技术作为全方位多波束渔用声呐研制中的关键技术,可以提高探测距离和空间分辨能力<sup>[1]</sup>,被广泛应用在军事<sup>[2-3]</sup>、通信<sup>[4]</sup>、医疗声学<sup>[5]</sup>、海底地貌勘测、海上石油勘探等领域<sup>[6]</sup>。波束成形中最大辐射波束为主瓣,是声呐探测的主要工作方向<sup>[7]</sup>,其余波瓣为旁瓣。主瓣宽度越窄波束的指向性越好,作用距离越远,抗干扰能力越强,渔用声呐成像效果越好,而旁瓣的存在会使声能量扩散,影响波束的指向性,使声呐的成像较为模糊<sup>[8]</sup>。加权作为一种可以有效抑制旁瓣并改善基阵方向性的方法<sup>[9-10]</sup>。在波束成形算法的设计中具有一定的研究意义,可以改善渔用声呐在波束成形中由于旁瓣带来的干扰,从而提高渔用声呐的抗干扰能力和成像精度<sup>[11-12]</sup>。加权方

法主要包括改变前置放大器的放大倍数和添加不同的加权值<sup>[5]</sup>,是根据变压器的阻抗匹配确定的<sup>[13-14]</sup>,若后续对其进行调整,成本较高;添加不同的加权值主要是对参与波束成形的阵元进行幅度加权,传统幅度加权的方法主要被广泛应用在线列阵中<sup>[15-16]</sup>,如切比雪夫加权<sup>[17-18]</sup>、Hanning 窗加权、Hamming 窗加权、布莱克曼窗加权等,切比雪夫加权法相较于其他加权法较为成熟<sup>[5,18]</sup>,可以在旁瓣高度确定的情况下获得最窄的主瓣,或是在主瓣宽度给定的情况下获得最低的旁瓣<sup>[20-21]</sup>。水平全向多波束渔用声呐中常见的换能器基阵为圆柱阵,当声呐进行水平扫描时圆柱阵可等效为垂直排列的多个圆弧阵,且对基阵的水平加权直接地影响了水平的波束扫描成像效果。圆弧阵为非线性阵,上述的直线阵加权方法对其加权的性能有待进一步分析。

本研究根据多波束圆柱阵渔用声呐的基阵建模,采用了相似加权和抑制区最小功率法两种加权方法,并与线列阵加权方法对基阵波束成形性能的影响进行了对比,设计了一种基于圆弧阵的分布式多板同步的加权方式,实现了在主瓣展宽

收稿日期:2023-01-10

基金项目:国家自然科学基金项目(32073026);三亚崖州湾科技城科研项目(SKJC-2020-01-013);中国水产科学研究院院级基本科研业务费深海渔场声学探测技术与装备研究(2022XT0702)

作者简介:程婧(1994—),女,研究实习员,研究方向:海洋生物声学探测、渔业信息化。E-mail:chengjing@fmiri.ac.cn

通信作者:李国栋(1978—),男,研究员,研究方向:海洋生物声学探测、渔业信息化。E-mail:liguodong@fmiri.ac.cn

较小的情况下,有效抑制旁瓣高度的水平方向上的波束加权。

## 1 全方位渔用声纳基阵情况

全方位渔用声纳常见的基阵形式主要有可以转动的面阵、体积阵、球面基阵和柱形基阵等。相对于其它基阵,圆柱形基阵的机械结构较为简单<sup>[22-24]</sup>,具备灵活的追踪目标的方式<sup>[25]</sup>,对水平全向具有相同的探测能力,因此被广泛应用在渔用声纳中。

以256阵子组成的圆柱阵换能器为例,每列有 $N$ 个阵子,共计 $256/N$ 列阵子,可以实现水平全向和垂直 $60^\circ$ 的扫描<sup>[26]</sup>发射和接收,确保在探测过程中全面覆盖目标海域,同时采用多个阵子同步接收的工作模式<sup>[27]</sup>。在实现过程中由于该型号换能器阵子数目较多,单块板卡无法独立对接收到的声信号进行处理,因此采用分布式跨板间的处理方式来提高运算速度,每个扇区由 $M$ 列, $N$ 行阵子组成,单个扇区可以完成水平多个波

束的接收波束成形,最后进行波束左、右瓣相加组成对应的波束。

选取该圆柱阵换能器阵子的常见排列方式如图1、图2进行仿真和研究,相邻两列阵子上下交错排列,共有8个扇区,每个扇区有8列、8行阵子,相邻两列阵子与圆心的夹角为 $11.25^\circ$ 。

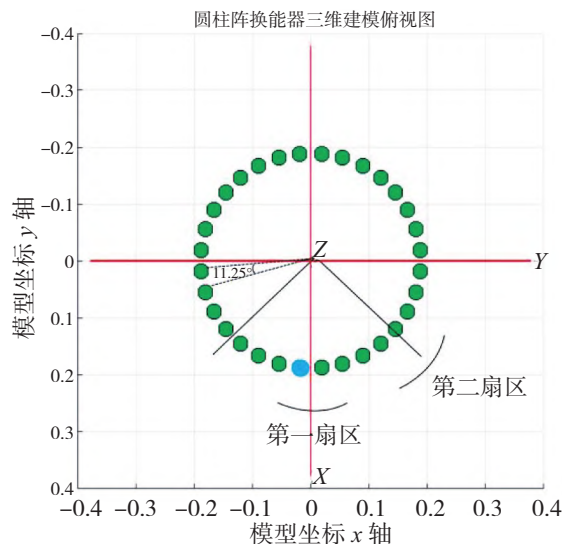


图1 圆柱阵换能器俯视图

Fig. 1 Top view of cylindrical array transducer

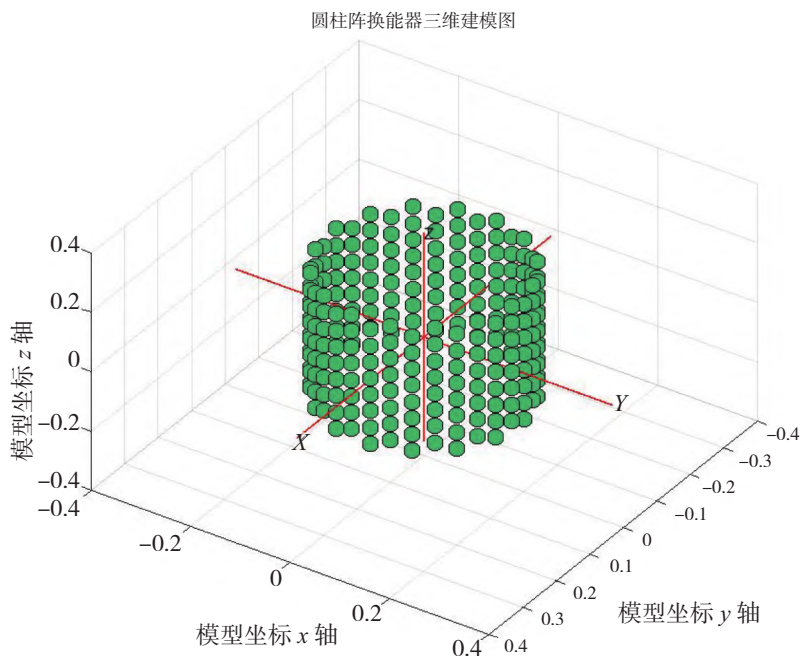


图2 圆柱阵换能器三维建模

Fig. 2 Three-dimensional model of cylindrical transducer array

## 2 波束指向性

基阵指向性计算如图 3 所示。

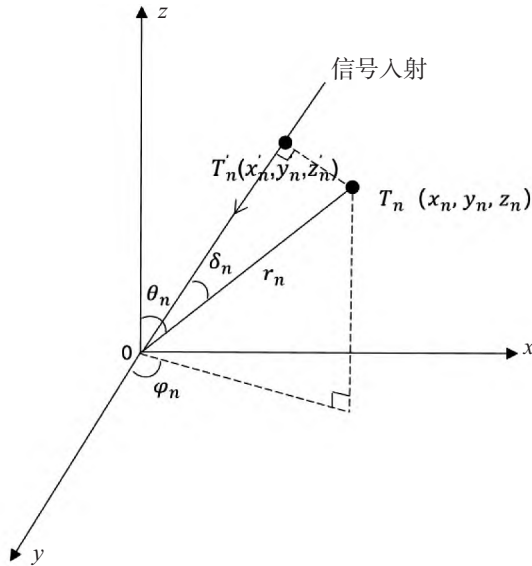


图 3 基阵指向性计算

Fig. 3 Directivity calculation of transducer array

基于 Matlab 软件并结合基元离散分布的空间基阵<sup>[28]</sup>对上述模型进行建模。 $T_n$  表示一个扇区中第  $n$  个阵子且其对应的直角坐标系坐标为  $(x_n, y_n, z_n)$ , 对应的球坐标系为  $(\theta_n, \phi_n, r_n)$ ,  $r_n$  为  $T_n$  到圆心  $O$  点的距离, 两个坐标系的对应关系如下:

$$x_n = r_n \sin \theta_n \cos \phi_n \quad (1)$$

$$y_n = r_n \sin \theta_n \sin \phi_n \quad (2)$$

$$z_n = r_n \cos \theta_n \quad (3)$$

若入射信号的方向为  $(\theta, \varphi)$ , 则它与坐标原点  $O$  的连线分别与 3 个坐标轴的夹角为  $\alpha, \beta, \gamma$ , 则有:

$$\cos \alpha = \sin \theta \cos \varphi \quad (4)$$

$$\cos \beta = \sin \theta \sin \varphi \quad (5)$$

$$\cos \gamma = \cos \theta \quad (6)$$

波束成形本质上为利用声波到达换能器的声程差和相位差来计算, 当回波传到各个阵子的时候, 由于声呐基阵上各个阵子的排列位置不同, 导致其接收到的信号也有所差异。根据上述建模要求以及公式并结合下图球形坐标系可得各个阵子与参考点  $O$  的声程差  $OT_n$  为该点与参考点在入

射信号方向上的投影  $d_n$ :

$$d_n = r_n \cos \delta_n = x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi + z_n \cos \theta \quad (7)$$

若基阵的极大值指向  $(\theta_0, \varphi_0)$  则对应声程差  $d_n$ :

$$d_n = r_n \cos \delta_0 = x_n \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_n \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + z_n \cos \theta_0 \quad (8)$$

声波在水下的传播速度约为  $c = 1500 \text{ m/s}$ , 根据时间速度公式以及相位和时间的关系可得相位差  $\xi_n$  为:

$$\xi_n = 2\pi f \tau_n = \frac{2\pi f}{c} (x_n \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + y_n \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + z_n \cos \theta_0) \quad (9)$$

则基阵的指向性函数  $D(\theta, \varphi)$  为:

$$D(\theta, \varphi) = \left[ \left( \sum_n A_n \cos \Delta \xi_n \right)^2 + \left( \sum_n A_n \sin \Delta \xi_n \right)^2 \right]^{1/2} \quad (10)$$

式中:  $A_n$  为单个阵子的指向性, 以该基阵常见的单阵子期望开角为  $78^\circ$  为例, 阵子的指向性根据所在位置有所差异, 其公式如下, 其中  $\rho_n$  为所在列相对于  $x$  轴的夹角度数。

$$A_n = \left[ \frac{1}{2} \cos(\varphi - \rho_n) + 1 \right]^3 \quad (11)$$

以第一个扇区为例, 当期望指向性角度为水平方向  $\varphi_0 = 0^\circ$ , 垂直方向  $\theta_0 = 90^\circ$  时, 从扇区左侧开始向右数第 4 个阵子的指向性如图 4 所示, 根据公式 (10) 可得此时在垂直  $90^\circ$  方向做切面的圆柱阵二维波束指向性如图 5 所示, 此时第一扇区的波束指向性开角约为  $14^\circ$ 。

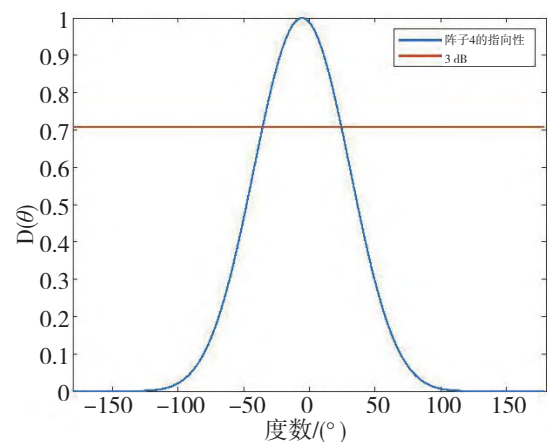


图 4 第 4 个阵子的指向性

Fig. 4 Directivity of fourth array

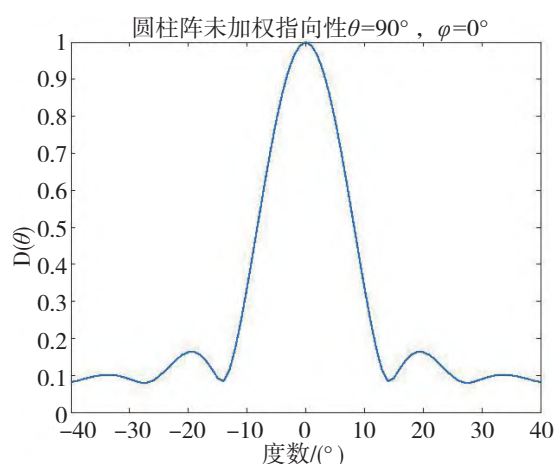


图5 圆柱阵指向性

Fig. 5 Directivity calculation of cylindrical transducer array

### 3 线性加权

#### 3.1 线性加权方法

水平加权直接影响了水平全向扫描的成像效果,因此主要对该种渔用声纳在水平方向上的加权方法进行研究,圆柱阵在此应用场景下可等效于多个垂直排列的圆弧阵。基于分布式多板卡同步的工作模式,加权方式主要采用按照扇区每行阵子进行计算的方式。由于扇区的开角较大弧度较小,因此在仿真时首先采用等间隔直线阵对圆弧阵进行近似加权。线性加权的方式主要包括汉宁加权、汉明加权、布莱克曼加权和切比雪夫加权<sup>[29]</sup>。

汉明窗加权为升余弦窗<sup>[30]</sup>,其对应权值  $w_{\text{hamm}_n}$  表达式为:

$$w_{\text{hamm}_n} = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{M-1}\right), \quad 0 < n \leq M-1 \quad (12)$$

汉宁窗与汉明窗的形式很接近,但后者可以保证窗函数值在最低谷时也不为0,汉宁窗的对应权值  $w_{\text{hann}_n}$  计算公式如下:

$$w_{\text{hann}_n} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{M-1}\right) \right], \quad 0 < n \leq M-1 \quad (13)$$

布莱克曼窗为二阶余弦窗,其对应权值  $w_{\text{blkman}_n}$  表达式如下:

$$w_{\text{blkman}_n} = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{M-1}\right) +$$

$$0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{M-1}\right), 0 < n \leq M-1 \quad (14)$$

道夫-切比雪夫加权是等间隔线阵中最为常见的一种加权方式<sup>[31]</sup>,其权值计算公式为:

$$w_m^n = \frac{M-1}{M-n} \sum_s \binom{n-2}{s} \binom{M-n}{s+1} \alpha^{s+1}, \quad M \geq n > 1, s = 0, 1, \dots, n-2 \quad (15)$$

式中:  $\alpha = 1 - \frac{1}{x_0^2}$ ,  $x_0 \approx \frac{1}{2} \left[ (2A)^{\frac{1}{M-1}} + \left( \frac{1}{2A} \right)^{\frac{1}{M-1}} \right]$ ,  $A$  为期望的主旁瓣高度比(dB)。

#### 3.2 线性加权仿真

由于圆弧阵为左右对阵,以第一扇区为例, $x$ 轴左侧与右侧的加权值应当是对称的,因此公式(12)~(15)中的  $M$  均为8, $n$ 的取值则为1~4。根据常见的设计参数主旁瓣高度比  $A$  为30 dB,当期望指向性角为水平方向  $\varphi_0 = 0^\circ$ ,垂直方向  $\theta_0 = 90^\circ$  时,将上述加权方式计算出来的权值代入公式(10)可得到公式(16)的基阵的指向性函数  $D(\theta, \varphi)$ ,式中  $w_n$  为第  $n$  个阵子对应的加权值。

$$D(\theta, \varphi) = \left\{ \left[ \sum_n^N w_n A_n \cos \xi_n \right]^2 + \left[ \sum_n^N w_n A_n \sin \Delta \xi_n \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (16)$$

由3.1节中的不同加权方式的计算方法可得出对应的权值  $w_n$ ,并将对应的权值代入公式(16),即可得到不同加权法对波束指向性的影响下图所示。

不同加权方式的指向性仿真结果如图6所示,在-3 dB时,布莱克曼加权的主瓣展宽最大,相较于加权前主瓣宽度增加了约6°,其余加权值所带来的主瓣展宽均约为4°,切比雪夫的旁瓣较加权前旁瓣值降低了约13 dB,而汉宁窗加权和汉明窗加权过后的旁瓣相对于加权前旁瓣仅降低了5 dB。进一步证明了,当圆弧阵的弧度较小时,切比雪夫加权的效果依然较为理想。

### 4 非线性加权

#### 4.1 相似加权

上述加权过程是将圆弧阵近似为直线阵进行的,但圆弧阵实际是有一定弧度的,因此非线性的加权对该类型可等效于多个圆弧阵的圆柱阵换能器应当更为准确。本研究采用相似加权和抑制区



最小功率法两种非线性加权<sup>[19]</sup>方式,主要对非线性加权进行相关研究,对使用不同非线性加权方

法后的圆柱阵换能器的波束指向性进行仿真和分析。

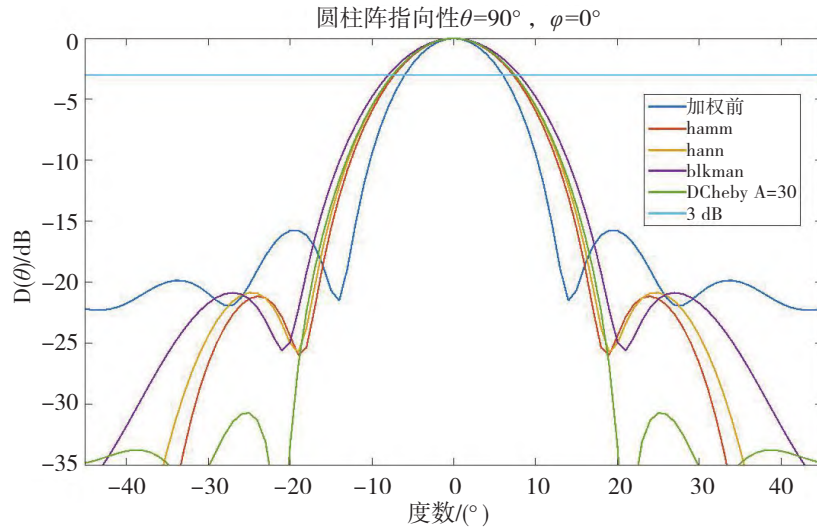


图6 不同非线性加权的波束指向性对比

Fig. 6 Comparison of beam directivity with different nonlinear weights

在圆弧阵中,设第  $n$  路阵子的加权值为  $w_n$ , 则该阵子的接收信号为  $y(t) = w_n A_n s[t + \tau_n(\varphi) - \tau_n(\varphi_0)]$ , 其中  $A = \xi[\varphi_0 - \alpha(n - 0.5)]$ ,  $\tau_n$  为公式(8)中计算得出的各个阵子的时间差。若输出噪声为  $w_n N_n(t)$  则当期望信号的水平方向为  $\varphi_0$  时,主瓣方向的输出信号为  $y_s(t) = \sum_{n=1}^M w_n A_n s(t)$  其中对应的输出噪声为  $y_n(t) = \sum_{n=1}^M w_n N_n[t - \tau_n(\varphi_0)]$ , 故输出的信噪比为:

$$l_0 = \frac{E[y_s^2(t)]}{E[y_n^2(t)]} = \frac{(\sum_{n=1}^M w_n A_n)^2}{\sum_{n=1}^M w_n^2} \quad (17)$$

根据施瓦兹不等式可得:

$$(\sum_{n=1}^M w_n^2)(\sum_{n=1}^M A_n^2) \geq (\sum_{n=1}^M w_n A_n)^2 \quad (18)$$

当且仅当  $w_n$  与  $A_n$  成比例时,该不等式成立,当建模的坐标轴穿过圆弧阵中心是的相似加权的权值计算公式如下,其中  $k$  为常数。

$$w_n = k\xi[\varphi_0 - (n - 0.5)\alpha] \quad (19)$$

将公式(11)进行变换,并结合公式(19),可得如下符合技术要求的权值计算公式:

$$w_n = \frac{1}{8} \{ \cos[\varphi_0 - (n - 0.5)\alpha] + 1 \}^3 \quad (20)$$

根据图1可得  $x$  轴穿过两列阵子中心,因此  $x$  轴两侧的加权值对阵,由公式(20)计算出4个加权值,后根据对称原则可得出一个扇区中每行的

加权值。当期望指向性角度为水平方向  $\varphi_0$  为  $0^\circ$ , 垂直方向  $\theta_0$  为  $90^\circ$  时,经过圆弧阵相似加权后的圆柱阵波束指向性以及加权前的波束指向性如图7所示,在相似加权的算法下,主瓣展宽仅  $1^\circ$ , 旁瓣相较于加权前波束旁瓣降低了约 9 dB。

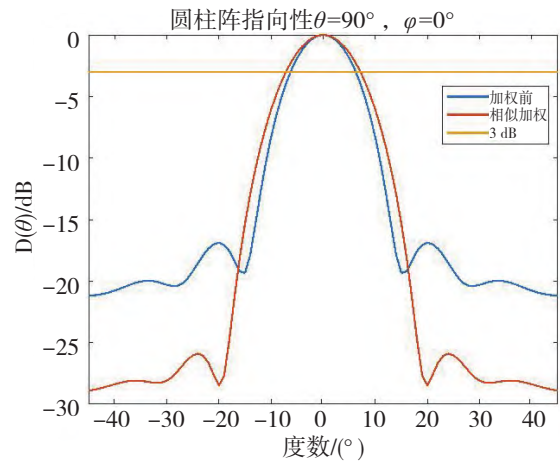


图7 相似加权法与未加权的波束指向性对比

Fig. 7 Comparison beam directivity with similar weighting method and unweighted

#### 4.2 抑制区最小功率法加权

本节仿真首先基于圆弧阵的建模,并选定一个抑制区,即旁瓣所在区域为需要抑制的部分,同时结合抑制区功率最小法对圆弧阵的每一个阵子的权值进行计算,最后带入圆柱阵的指向性函数

中绘制出波束指向性图。

根据  $x$  轴穿过两列阵子中间可得圆弧阵的指向性函数如下:  $A_n(\theta)$  为单个阵子的指向性函数,

$$D(\theta) = \frac{1}{M} \left\{ \left[ \sum_{n=1}^{M/2} A_i(\theta) w_n (\cos \Delta_n(\theta) + \cos \Delta'_n(\theta)) \right]^2 + \left[ \sum_{n=1}^{M/2} A_n(\theta) w_n (\sin \Delta_n(\theta) + \sin \Delta'_n(\theta)) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (21)$$

$$\text{其中: } \Delta_n(\theta) = \frac{r \cos[\theta - (n-0.5)\alpha]}{c} - \frac{r \cos[\theta_0 - (n-0.5)\alpha]}{c},$$

$$\Delta'_n(\theta) = \frac{r \cos[\theta + (n-0.5)\alpha]}{c} - \frac{r \cos[\theta_0 + (n-0.5)\alpha]}{c}$$

式中:  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $N$  为圆弧阵整体的阵子数<sup>[19]</sup>。

按照最小功率噪声原则,选定  $E$  为抑制区域如图 8 所示,使得在  $\sum_{i=1}^{M/2} w_i = 1$  的限制条件下,

$\int D^2(\theta) d\theta$  为最小,且积分范围为  $E$ 。

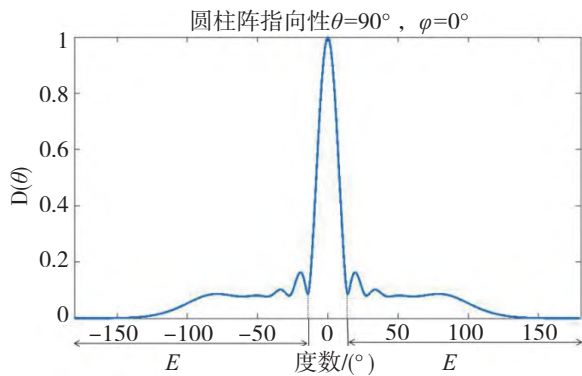


图 8 最小功率法的功率抑制区域  $E$

Fig. 8 Power rejection region  $E$  of minimum power method

根据拉格朗日乘子法  $L(\theta, \lambda) = f(\theta) + \lambda g(\theta)$  可得如下式子:

$$P = \int D^2(\theta) d\theta + \lambda \left( \sum_{i=1}^{M/2} w_i - 1 \right) \quad (22)$$

$$\frac{\partial P}{\partial w_i} = 0 \quad (23)$$

$$\frac{\partial P}{\partial \lambda} = 0 \quad (24)$$

根据公式(24)可得:

$$\frac{1}{2M} \sum_{i=1}^{M/2} 2w_i \int \{ A_i(\theta) A_k(\theta) [\cos(\Delta_i(\theta) - \Delta_k(\theta)) + \cos(\Delta_i(\theta) - \Delta'_k(\theta)) + \cos(\Delta'_i(\theta) - \Delta_k(\theta)) + \cos(\Delta'_i(\theta) - \Delta'_k(\theta))] \} = -\lambda \quad (25)$$

根据公式(25)可得:  $\sum_{i=1}^{M/2} w_i = 1$

$w_n$  为每个阵元对应的加权值,  $M/2$  为  $x$  轴两边单侧的阵子数。

由于圆弧阵的对称性公式(25)中的  $M=8$ , 系数  $w$  累加为  $1/2$ , 由图 8 可得,  $E = [-180, -14] \cup [14, 180]$ 。由此可将公式(25)解算出, 即可得到对应的圆弧阵加权值, 带入圆柱阵指向性后其波束指向性如图 9 所示:

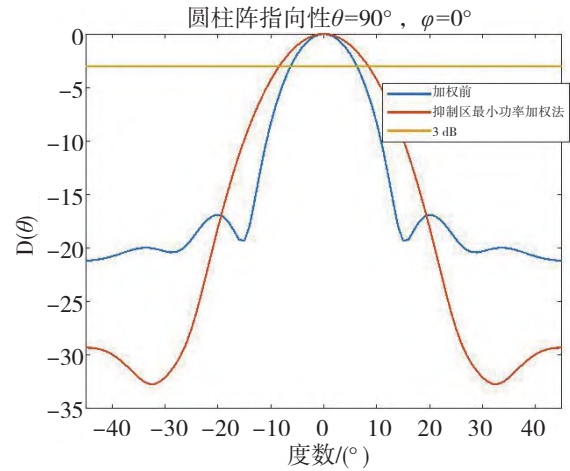


图 9 抑制区最小功率加权法的指向性与加权前指向性对比

Fig. 9 Comparison beam directivity with minimum power method and unweighted

当期望指向性角度为水平方向  $\varphi_0$  为  $0^\circ$ , 垂直方向  $\theta_0$  为  $90^\circ$  时经过抑制区最小功率加权法加权后的圆柱阵波束指向性以及加权前的波束指向性如上图所示, 在该种加权的算法下, 主瓣展宽约为  $6^\circ$ , 旁瓣较加权前相比降低了  $12 \text{ dB}$ 。

将圆弧阵加权方法与传统的直线阵加权法的仿真结果进行对比如图 10 所示。由图 10 可知, 线性和非线性的加权值在圆柱阵的波束指向性中均可抑制旁瓣。抑制区最小功率加权法的主瓣展宽较大, 但其抑制旁瓣的效果较好, 不适用于波束间隔较小的声纳中, 相似加权法的主瓣展宽较宽

明窗宽约  $1^\circ$ , 但其抑制旁瓣的效果与切比雪夫加权法相比较弱<sup>[11]</sup>。在圆柱阵换能器中相似加权依旧可以使信噪比达到最大<sup>[28]</sup>, 同时对期望指向性也无较大影响, 而抑制区最小功率加权法的加权效果会带来相对较大的波束展宽。

## 5 试验测试

为了进一步验证上述圆弧阵加权方法的有效性, 在消声水池进行了试验。综合考虑现有的试验环境, 对正对目标的一个扇区的所有阵子进行

加权, 并利用网口采集相关波束的数据。

测试时为了方便观察和数据存储, 采用了收发分离的测试方法, 其平台搭建如图 11 所示。全向换能器和待测圆柱阵换能器固定在行车的升降机构上并置于消声水池中, 入水深度基本一致约为 1.5 m, 两换能器间距为 8 m, 发射电压为 20 V, 且全向换能器发射脉宽为 4 ms 的 20 kHz~30 kHz 的变频信号, 本测试使用的待测圆柱阵渔用声呐每个扇区包含 20 个波束, 从  $-22.5^\circ$  至  $22.5^\circ$ 。

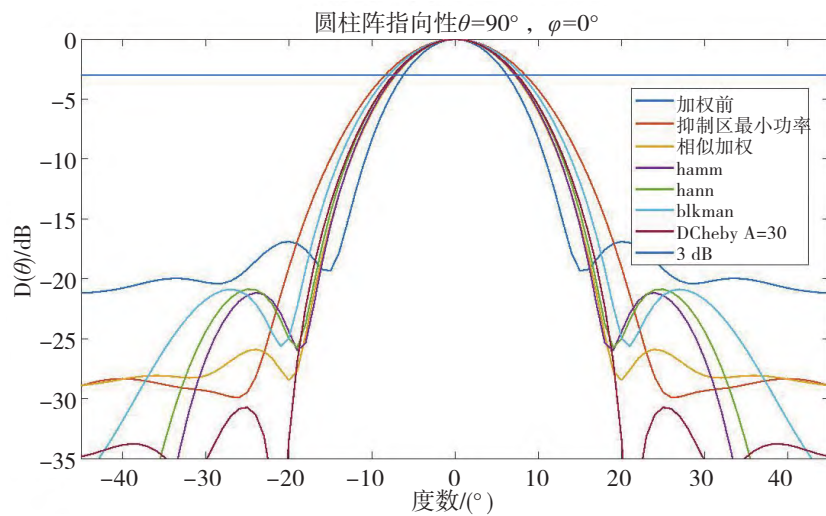


图 10 不同加权的波束指向性对比

Fig. 10 Comparison of beam directivity with different weights

测试时全向换能器所在行车从消声水池一侧匀速移至另一侧, 圆柱阵待测换能器保持静止。由于测试环境的限制, 每个扇区包含从主要对正全向换能器的波束进行分析, 其测试结果如图 12 所示。

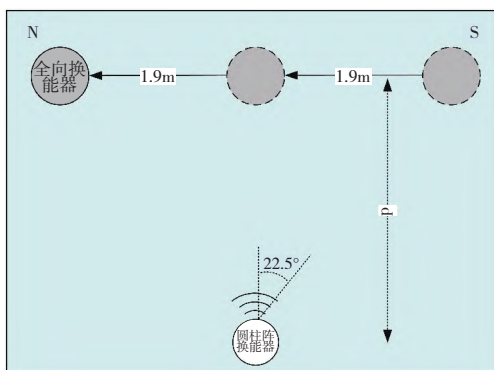


图 11 试验平台

Fig. 11 Test platform

由图 12 的测试结果可得, 换能器的期望指向性  $0^\circ$  与实际角度有  $2^\circ \sim 3^\circ$  的偏差, 可能是由于在安装换能器时与行车的升降机构未完全对齐  $0^\circ$  方向。由上述测试波形可得, 抑制区最小功率法的主瓣在试验过程中展宽约  $4^\circ$ , 旁瓣较未加权的波束主瓣降低约 10 dB; 由于测试时会有轻微抖动, 根据理论仿真中相似加权的主瓣展宽约为  $1^\circ$ , 相似加权法的主瓣几乎和加权前主瓣宽度一致在试验过程中不易看出, 但旁瓣相较于与加权前降低了约 6 dB。抑制区最小功率加权法对旁瓣的抑制较好, 但相较于相似加权的主瓣展宽较大, 由于相邻两波束间隔为  $2.25^\circ$ , 因此当主瓣展宽大于波束间隔时, 会造成后期成像时无法分辨距离较近的多个目标。试验结果与第 4 章节的仿真结果较为接近, 因此两种加权方式改善了圆柱阵换能器的指向性, 但由于两种非线性加权方式

还未被广泛应用在圆柱阵换能器中,所以其改进和完善的空间较大,可以通过优化基阵中阵子的排列方式和权值等方式抑制旁瓣和减少主瓣的展宽。

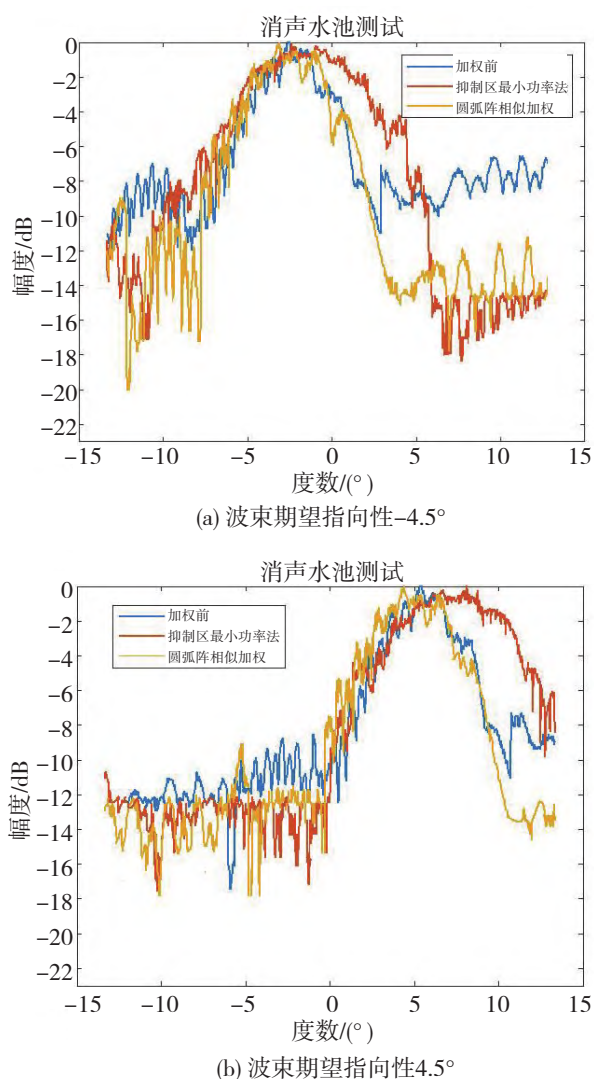


图 12 不同圆弧阵加权方式的单波束测试结果

Fig. 12 Single-beam test results with different circular array weighting methods

## 6 结论

Matlab 仿真和消声水池的测试发现,非线性加权法能够有效改善水平全向扫描多波束渔用声纳的波束指向性,其中相似加权法的效果较为理想,可以达到在主瓣展宽较小的前提下有效抑制旁瓣的目的,当波束间隔小于波束展宽时,抑制区最小功率法将不再适用。由于消声水池测试环境

的限制,测试时仅使用了正对目标的一个扇区的接收波束成形数据,因此今后将进一步完善测试环境及设施,对整个基阵进行接收指向性测试,从而获得更加准确的测试结果。□

## 参考文献

- [1] 李国栋, 谌志新, 汤涛林, 等. 多波束渔用声纳作用距离预报建模及性能分析[J]. 渔业现代化, 2020, 47(1): 56-62.
- [2] 柯小梅. 宽带波束形成算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.
- [3] COMPTON R T. An adaptive array in a spread-spectrum communication system [J]. Proceedings of the Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1978, 66(3): 289-298.
- [4] 管保玲. 数字多波束形成算法研究及 FPGA 实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [5] 渠畅. 基于圆柱阵的波束形成算法研究及 FPGA 实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2018.
- [6] 田坦. 声纳技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2010: 71-76.
- [7] HAMID M, CHOUDHRY S. Antenna radiation enhancement by increasing main to side lobe ratio[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 1999, 13(3): 413-421.
- [8] 唐泽家, 鲍庆龙, 戴华骅, 等. 单脉冲内互补低距离旁瓣雷达波形设计[J]. 信号处理, 2022, 38(10): 2030-2040.
- [9] 祝龙石. 一种改善圆阵波束指向性性能的加权方法[J]. 电子科学学刊, 2000(4): 700-704.
- [10] 陈桂生. 权重抑制扇形多基元柱面基阵旁瓣[J]. 声学学报, 1993, 17(1): 50-55.
- [11] 孙海峰, 傅佳辉, 张狂, 等. 基于切比雪夫幅度加权天线阵的研究[C]. 2013 年全国微波毫米波会议论文集. 北京: 电子工业出版社, 2013: 657-660.
- [12] JOSEFSSON L, PERSSON P. Conformal array antenna theory and design [M]. Piscataway: Institute of Electrical and Electronics Engineers Press, 2006: 1-5.
- [13] 魏平芬, 赖多明, 张朝明. 一种大功率高频声呐发射机的电路设计[J]. 船舶与海洋工程, 2021, 37(6): 42-46.
- [14] 郭慧霞, 陈鹏. 一种高效的大功率宽带整流电路[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2022, 20(7): 697-737.
- [15] 刘豪, 余金培, 梁广. 基于切比雪夫加权的面阵波束形成方法[J]. 电子设计工程, 2018, 26(1): 140-143.
- [16] WANG S W, LU M Y, MEI J, et al. Deconvolved beamforming using the chebyshev weighting method [J]. Journal of Marine Science and Application, 2022, 21(3): 228-235.
- [17] 王大海, 王大成, 曾武. 利用 Chebyshev 窗函数获得恒定束宽加权矩阵的数值算法[J]. 海洋技术学报, 2009, 28(3): 50-53.
- [18] 胡广书. 数字信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 313-326.
- [19] WEBB J, MUNSON D. Chebyshev optimization of sparse FIR



- filters using linear programming with an application to beamforming [J]. IEEE Transactions on Signal Processing: A publication of the IEEE Signal Processing Society, 1996, 44(8): 1912-1922
- [20] 李伟洲,刘庆玲. 改进的道夫-切比雪夫加权的波束形成方法[J]. 应用科技, 2005(8): 1-3.
- [21] HANSON R C. Grain limitation of large antennas[J]. Institute of Radio Engineers Transactions on Antennas Propagation, 1960 (6): 490-495.
- [22] 蒋立志,刘旺锁,姚直象. 圆柱阵二维波束图综合方法研究[J]. 电声技术, 2014, 38(10): 39-44.
- [23] 宋志杰,韩梅,吴小勇,等. 接收基阵垂直指向性引起的附加声传播损失[J]. 应用声学, 2002(2): 22-25.
- [24] OLEN C A, COMPTON R T. A numerical pattern synthesis algorithm for array[J]. IEEE Trans. Antennas Propagat, 1990, 38(10): 1666-1676.
- [25] 王飞,傅寅锋,唐劲松. 圆柱阵主动声纳混响抑制方法研究[J]. 声学技术, 2012, 31(4): 442-446.
- [26] 李国栋, 谌志新, 汤涛林, 等. 多波束渔用声呐作用距离预报建模及性能分析[J]. 渔业现代化, 2020, 47(1): 56-62.
- [27] 刘伯胜, 雷家煜. 水声学原理[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2010: 5-12.
- [28] 李启虎. 声呐信号处理引论[M]. 北京: 科学出版社, 2012: 123-166.
- [29] ZATMAN M. The properties of adaptive algorithms with time varying weights [C]. Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Hoboken: IEEE, 2000: 82-86.
- [30] 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 北京: 清华大学出版社, 2017: 36-50.
- [31] DOLPH C L. A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and Side-Lobe Level[J]. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 1946, 35(6): 335-348.

## Study on beamforming sidelobe suppression of horizontal omnidirectional scanning multi-beam fishery sonar based on circular arc array weighting

CHENG Jing<sup>1</sup>, WANG Zhijun<sup>1</sup>, WEI Ke<sup>1</sup>, LI Guodong<sup>1,2</sup>

(1 Fishery Machinery and Instrument Research Institute, Shanghai 200092, China;

2 Qingdao Marine Science and Technology Pilot National Laboratory, Qingdao 266237, Shandong, China)

**Abstract:** To study the influence of beam weighting on array directivity in the developing of multi-beam fishing sonar. Based on the horizontal omnidirectional scanning fishing sonar, a cylindrical sonar array is equivalent to a plurality of vertically arranged circular arc arrays in this paper. Matlab programming software is used to simulate the linear and nonlinear weighting methods. The effects of the similarity weighting method and minimum power weighting in the inhibition region method on the directivity of cylindrical arrays are compared. Combined with the existing test conditions, the beam directivity of two nonlinear weighting methods is tested in the anechoic sonar test pool. The simulation and test results show that the two nonlinear weighting methods are more suitable for horizontal omnidirectional scanning multi-beam fishing sonar. The similar weighting method has a better effect on improving the beam directivity of the cylindrical array transducer, the main lobe width increases only about 1°, and the side lobes reduces about 9 dB compared with the unweighted beam side lobes. The research shows that a the similar weighting method can be selected in the cylindrical array transducer to improve the directivity of the array.

**Key words:** fishing sonar; multi-beam; ciarc array weighting; cylindrical array transducer; marine fishing