

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209721

基于相位特征的多波束测深声呐多回波检测方法研究*

高家伟¹, 周天^{1,2,3}, 杜伟东^{1,2,3}, 徐超^{1,2,3}

(1. 哈尔滨工程大学水声工程学院 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学水声技术重点实验室 哈尔滨 150001;
3. 哈尔滨工程大学海洋信息获取与安全工信部重点实验室工业和信息化部 哈尔滨 150001)

摘要:现代多波束测深声呐在检测海底地形的同时往往也有检测水中目标的需求,常见的多回波检测方法基于回波幅度设置检测门限,其对波束内幅度相当的回波检测是有效的,但是当多目标反向散射能力强弱导致的回波幅度悬殊时,基于幅度门限方法难以奏效。针对此问题,提出了一种基于瞬时频率方差及谱特征联合加权的方法,在利用回波幅度的基础上进一步利用了相位信息。首先利用回波信号相位特性求得回波信号的瞬时频率方差,其次对信号的谱特征进行分析求得回波信号的等效带宽,最后利用所得的等效带宽数值与瞬时频率方差数值极低甚至近似为0的特性,联合对回波幅度进行加权,凸显被强目标信号淹没的弱目标回波信号,便于强弱目标的同时检测,提高对弱目标的检测能力。计算机仿真结果显示经过联合加权后,强弱目标的相对幅度提升了近30%,并且检测能力得以有效提高。通过外场试验数据处理结果可以发现,经过瞬时频率方差及谱特征加权处理的目标回波检测能力得到明显的改善。

关键词: 瞬时频率; 瞬时频率方差; 等效带宽; 联合加权

中图分类号: TP391; TH766 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

Research on the multi echo detection method of multi beam sounding sonar based on phase characteristics

Gao Jiawei¹, Zhou Tian^{1,2,3}, Du Weidong^{1,2,3}, Xu Chao^{1,2,3}

(1. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
2. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
3. Key Laboratory of Marine Information Acquisition and Security (Harbin Engineering University),
Ministry of Industry and Information Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The traditional threshold setting method of multi beam sonar multiple detection technology is effective for the detection of multiple echoes with the same beam amplitude. When the echo amplitude is different, the conventional threshold setting method is difficult to adapt and adjust. To address this issue, a joint weighting method based on instantaneous frequency variance and spectral characteristics is proposed to weight the echo amplitude. The instantaneous frequency variance of the echo signal is obtained by using the characteristic that the phase of the echo signal is regular. The spectral characteristics of the signal are analyzed to obtain the equivalent bandwidth of the echo signal. Using the characteristics that the obtained equivalent bandwidth value and the instantaneous frequency variance value are very low or even close to 0, the echo signal of weak target submerged by strong target signal is highlighted, which is convenient for the simultaneous detection of strong and weak targets and improves the detection ability of targets. Computer simulation results show that after joint weighting, the relative amplitude of strong and weak targets is increased by nearly 30%, and the detection ability is improved. Through the field test data processing results, it can be found that the target echo detection ability after instantaneous frequency variance and spectral feature weighting processing has been significantly improved.

Keywords: instantaneous frequency; instantaneous frequency variance; equivalent bandwidth; joint weighting

0 引言

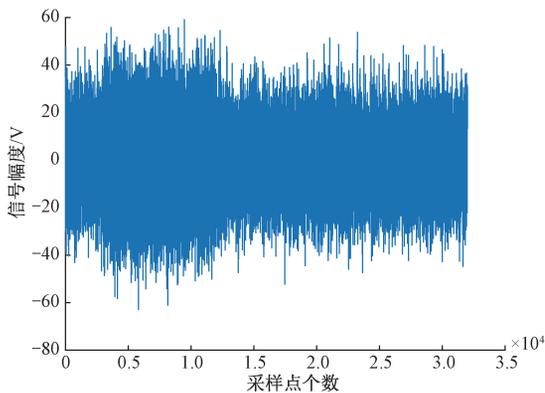
多波束测深声呐广泛应用于海洋工程测量、海底资源与环境调查以及海底目标勘测等领域,已成为海洋勘测不可或缺的首选科学设备之一^[1]。多波束测深声呐对海底进行地形测量时,回波信号包含了海底和水中多种散射体的贡献,因此具有对水体目标和水底同时进行检测判决的潜力,对此 Christoffersen 等^[2]提出了多次检测算法。对于回波幅度相当的多目标,可以起到较好的检测效果。此外,为了提升算法的鲁棒性,Patel 等^[3]提出了 VI-CFAR 检测技术自适应调整幅度检测门限。然而,对回波幅度相差悬殊的多目标回波进行检测时,以上方法均难以适用。

虽然从波束幅度上很难检测出弱目标回波,但目标回波的相位也携带丰富的信息。本文以回波相位为研究对象,从两个角度挖掘波束输出信号的相位信息,1)认为存在有效目标回波时,全阵波束输出回波相位的瞬时频率方差更小^[4],2)尝试利用分裂阵噪声独立带来的相关输出零均值特性^[5],其能够导致更低的等效带宽^[6],并对特征进行融合应用,提升对强、弱回波共存应用下的检测能力。

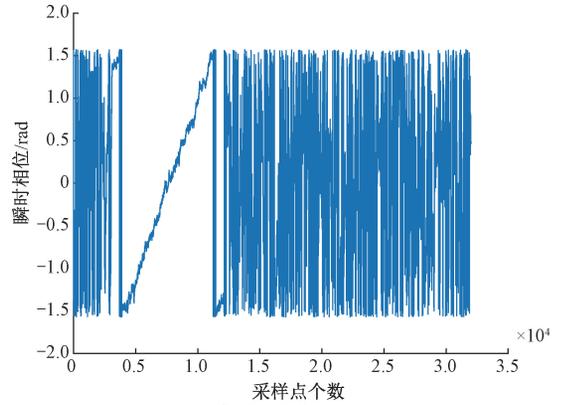
1 基于相位特征的多回波检测方法

水下目标的检测效果与回波信号的强弱(导致了信噪比的高低)密切相关。对于弱目标的回波信号,信噪比往往较低,单凭原始的回波幅度很难检测出来。虽然回波信号的幅度值很低但却可能保留着高质量的相位特性,如图1所示。

可见,在低信噪比情况下,难以设置幅度门限检出目标回波,但其相位特性依旧比较明显。本文尝试对回波相位特性进行研究,并以此为基础,给出有效的检测方法。



(a) 低信噪比信号幅度
(a) Low signal-to-noise ratio signal



(b) 低信噪比信号瞬时相位
(b) Instantaneous phase of low SNR signal

图1 低信噪比信号幅度及相位示意图

Fig. 1 Schematic diagram of amplitude and phase of low SNR signal

1.1 波束输出回波瞬时频率方差特性研究

由于信号具有高质量的相位特性,对回波信号进行相位信息的提取和分析。首先结合自适应 Notch 滤波的原理获得正交参考信号的权因子,然后根据正交参考信号权因子计算回波信号的瞬时相位,对瞬时相位进行差分处理获得信号的瞬时频率,最后根据方差公式计算回波信号瞬时频率方差。

1) 自适应 Notch 滤波器原理

Notch 滤波器具有固定参数滤波器所不具备的优点。它适用于非平稳过程的情况,可以无需输入过程特征的先验信息而能将其自身调整到最佳权^[7]。

自适应 Notch 滤波器的两路正交参考信号中心角频率应与原始输入信号相同,假设采样频率为 f_s ,原始输入信号的角频率为 ω_0 ,正交参考信号的幅度为 A ,则两路正交参考信号可以表示为:

$$x_c(i) = A \cos(\omega_0 \tau i) \quad (1)$$

$$x_s(i) = A \sin(\omega_0 \tau i) \quad (2)$$

$$\tau = \frac{1}{f_s} \quad (3)$$

结合式(1)、(2)对两路参考信号分别进行加权,权因子为 w_c 和 w_s ,则自适应 Notch 滤波器输出为:

$$y(i) = w_c(i)x_c(i) + w_s(i)x_s(i) \quad (4)$$

根据滤波输出信号和原始输入信号计算残差:

$$\varepsilon(i) = d(i) - y(i) \quad (5)$$

利用系统残差,采用最小均方误差(least mean square, LMS)法^[8-9]迭代更新正交参考信号权系数:

$$w_c(i+1) = w_c(i) + 2\lambda \varepsilon(i)x_c(i) \quad (6)$$

$$w_s(i+1) = w_s(i) + 2\lambda \varepsilon(i)x_s(i) \quad (7)$$

其中, λ 为自适应步长,迭代过程中的自适应步长由

滤波器带宽 B , 采样频率 f_s , 参考信号幅度 A 共同确定^[10], 可表示为:

$$\lambda = \frac{2B\pi}{A^2 f_s} \quad (8)$$

2) 瞬时频率方差估计

已知自适应 Notch 滤波器的原始输入信号为:

$$d(i) = x(i) + n(i) \quad (9)$$

式中: $d(i)$ 原始输入信号, $x(i)$ 为输入的纯信号, $n(i)$ 输入的噪声信号, 其中 $x(i)$ 可表示为:

$$x(i) = A \cos[\omega(i)\tau i + \varphi_0] = A \cos[\omega_0 \tau i + \varphi(i)] \quad (10)$$

将式(10)展开:

$$x(i) = A \cos(\omega_0 \tau i) \cos(\varphi(i)) - A \sin(\omega_0 \tau i) \sin(\varphi(i)) \quad (11)$$

对比式(11)和(4)可知, 自适应 Notch 滤波器两个正交参考信号的权系数可表示为:

$$w_c(i) = \cos[\varphi(i)] \quad (12)$$

$$w_s(i) = -\sin[\varphi(i)] \quad (13)$$

由式(12)、(13)可推出信号的瞬时相位:

$$\varphi(i) = -\arctan\left[\frac{w_s(i)}{w_c(i)}\right] \quad (14)$$

由式(10)可知:

$$\varphi(i) = (\omega(i) - \omega_0)\tau i + \varphi_0 \quad (15)$$

对相位进行差分处理, 相邻时刻的相位差为:

$$\varphi(i) - \varphi(i+1) = (\omega(i) - \omega_0)\tau \quad (16)$$

结合式(16)、(14)可推出瞬时频率:

$$f(i) = \frac{f_s}{2\pi} \left\{ -\arctan\left[\frac{w_s(i+1)}{w_c(i+1)}\right] + \arctan\left[\frac{w_s(i)}{w_c(i)}\right] \right\} + f_0 \quad (17)$$

式中: f_0 为输入信号的中心频率。

通过上述推导并由式(17)可以发现, 信号的瞬时频率可以表示为关于 Notch 滤波器的两路参考信号的权因子的表达式。

根据瞬时频率的定义^[11]:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\varphi(t))}{dt} \quad (18)$$

可以发现, 当信号相位特性规律变化时, 信号的瞬时频率变化稳定, 甚至可以为常值。

利用方差公式计算瞬时频率方差:

$$D(f) = E(f^2) - E^2(f) \quad (19)$$

式中: $D(f)$ 为信号瞬时频率方差, $E(f)$ 为信号瞬时频率的均值。

若信号的瞬时频率稳定, 则该信号的瞬时频率方差数值将会很低, 甚至近似为 0。

1.2 回波谱特征研究

对于回波幅度相差悬殊的多目标回波信号, 基于目标的回波幅度很难同时检测出强弱目标信号, 但是子阵波束输出信号之间有着规律的相位差并且特性明显, 因此可以基于此特征对回波信号进行谱特征研究。获得回波信号的等效带宽。首先基于两子阵明显的相位差特性, 利用分裂子阵算法提取出相位差干涉信号^[12], 然后利用只含有相位差的干涉信号进行功率谱估计, 最后利用信号和噪声的功率谱特性对信号进行等效带宽估计^[6]。

假设两子阵接收的信号分别为 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$, 噪声为 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$, 二者服从均值为 0 方差为 σ^2 的高斯分布, 二者相互独立。两子阵相位差为 $\Delta\varphi(t)$, 具体表达式为:

$$x_1(t) = u(t) e^{j\Delta\varphi(t)} + n_1(t) \quad (20)$$

$$x_2(t) = u(t) + n_2(t) \quad (21)$$

两子阵的相干输出为:

$$x(t) = x_1(t)x_2^*(t) \quad (22)$$

当回波信号包络变化时间很短时, 信号的相干输出可以近似为信号叠加高斯白噪声:

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (23)$$

$$s(t) = |s(t)| e^{j\Delta\varphi(t)} \quad (24)$$

式中: $s(t)$ 为纯信号, $n(t)$ 为高斯噪声。

由式(24)可以发现, 两子阵信号的相干输出 $s(t)$ 包含信号的幅度信息和相位信息。假设相位差曲线为直线^[13], 信号的相位差函数与包络函数分别为:

$$\Delta\varphi(t) = \alpha t + \beta \quad (25)$$

$$|s(t)| = \begin{cases} \alpha(t - t_d), & t \in [t_d - T/2, t_d + T/2] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (26)$$

式中: α 为相位差函数的斜率, β 为相位差函数的截距, t_d 为相位差函数过零点的时间。

对信号 $s(t)$ 和噪声 $n(t)$ 进行功率谱分析:

$$|S_n(f)|^2 = \frac{N_0}{2} \quad (27)$$

$$|S_s(f)|^2 = \left| A(f) \otimes \text{sinc}\left(\pi\left(f - \frac{\alpha}{2\pi}\right)T\right) \right|^2 \quad (28)$$

式中: $A(f)$ 为包络 $\alpha(t)$ 的傅里叶变换, “ \otimes ” 为卷积符号。

通过表达式可以看出, 信号和噪声有着特定的谱特征, 进一步获得干涉信号的谱能量重心和等效带宽如下:

$$f_x = \frac{E\left[\int |S_x(f)|^2 f df\right]}{E\left[\int |S_x(f)|^2 df\right]} \quad (29)$$

$$\Delta f_x^2 = \frac{E\left[\int |S_x(f)|^2 (f - f_x)^2 df\right]}{E\left[\int |S_x(f)|^2 df\right]} \quad (30)$$

将有效带宽计算范围定义在 $\left(-\frac{F}{2}, \frac{F}{2}\right)$, 其中 F 可选择采样频率 f_s 。

$$T = \frac{N}{f_s} \quad (31)$$

式中: N 为采样点数, T 为时间间隔。

可推出:

$$|S_s(f)|^2 = T^2 A^2 \left| \text{sinc} \left(\pi \left(f - \frac{\alpha}{2\pi} \right) T \right) \right|^2 \quad (32)$$

根据式(27)、(29)、(30)获得噪声的谱能量重心和等效带宽:

$$f_n = 0 \quad (33)$$

$$\Delta f_n = \frac{F}{\sqrt{12}} \quad (34)$$

同理,进一步获得完整信号能量重心和等效带宽为:

$$f_x \approx \frac{\alpha}{2\pi} \quad (35)$$

$$\Delta f_x = \sqrt{\frac{1}{1+d^2} \left(\frac{f_s^2}{12} + d^2 \frac{f_s}{2\pi^2 T} \right)} \quad (36)$$

式中: $d^2 = \frac{2A^2}{N_0}$ 。

可以看出,完整信号的等效带宽可以表示为关于信噪比和采样频率的表达式,利用获得的等效带宽可进一步区分目标。

假设采样频率为 48 kHz, T 为 0.002 s, 对式(36)进行模拟,归一化等效带宽如图 2 所示。图 2 中虚线为仅有噪声的情况,点划线为没有噪声情况,实线根据式(34)、(36)画出。

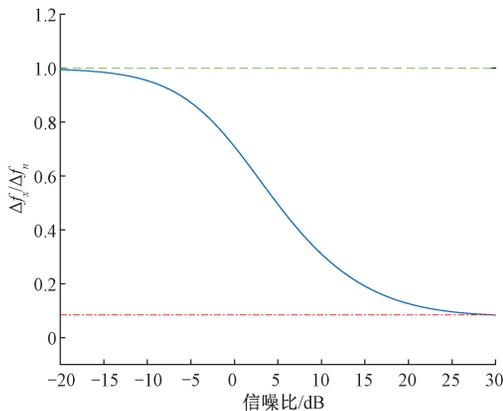


图 2 归一化等效带宽示意图

Fig. 2 Diagram of normalized equivalent bandwidth

假设回波信号的信噪比为 10 dB, 则信号的归一化等效带宽为 0.310 4, 等效频带仅是噪声等效带宽的 1/3, 可以有效区分信号和噪声, 而不必考虑信号幅度。

1.3 幅相联合加权

由文献[14]可知,在背景噪声为白噪声的情况下,瞬时频率方差检测可以表现出稳健的检测效果,并且在前置滤波器的带宽覆盖了多普勒的范围的情况下,瞬时频率方差检测可以有效的适应多普勒环境。此外噪声、多通道串漏干扰、宽带冲击振动干扰等各类脉冲干扰的瞬时频率方差均显著大于 CW 脉冲信号的瞬时频率方差^[14]。根据此特性构造瞬时频率方差权因子,对回波幅度进行指数加权^[15]。

定义指数因子 $e^{-\xi D(f)}$, 则回波强度更新方程为:

$$10 \lg \{ 10 \lg [p_1(\theta)] e^{-\xi D(f)} \} \quad (37)$$

式中: $p_1(\theta)$ 为未加权时的回波幅度, ξ 为常数, $D(f)$ 为瞬时频率方差。

另外利用分裂阵噪声独立带来的相关输出零均值能够导致更低的等效带宽特性,通过对信号谱特征分析进行等效带宽估计,可以实现多个目标回波的同时检测,并且其中一个目标回波强度很弱,与强目标回波的幅度相差悬殊。虽然强弱目标的回波幅度相差悬殊,但是它们的等效带宽数值却相差不大,并且目标回波处的等效带宽数值显著低于噪声等效带宽。同时利用谱特征分析进行等效带宽估计,有着更优良的抗干扰能力。

定义归一化等效带宽因子为 Δf_{xn} :

$$\Delta f_{xn} = \frac{\Delta f_x}{\Delta f_n} \quad (38)$$

由于瞬时频率方差和等效带宽均与回波信号的幅度无关,并且在目标回波处的瞬时频率方差和等效带宽数值极低,利用此特性结合瞬时频率方差和等效带宽对回波幅度进行加权,将两种检测方法的优点进行结合,提升对强、弱回波共存应用下的检测能力,具体流程如图 3 所示。

经联合加权后的回波幅度表达式如式(39)所示。

$$p_2(\theta) = \frac{10 \lg \{ 10 \lg [p_1(\theta)] e^{-\xi D(f)} \}}{\Delta f_{xn}} \quad (39)$$

式中: $p_2(\theta)$ 为加权后的回波幅度, $p_1(\theta)$ 为未加权时的回波幅度, $D(f)$ 为瞬时频率方差。

由于目标回波处的瞬时频率方差和等效带宽数值极低,经联合加权后可使得噪声被抑制,目标的回波信号强度被显著提高,为弱目标的检测提供有利条件。

2 计算机仿真

本节通过计算机仿真,验证回波信号的瞬时频率方差与等效带宽的输出结果的有效性。仿真环境如图 4 所示。

水中声速为 1 500 m/s,声呐基阵的阵元数为 64,阵元间距为 0.002 5 m,声呐信号的中心频率为 300 kHz,脉

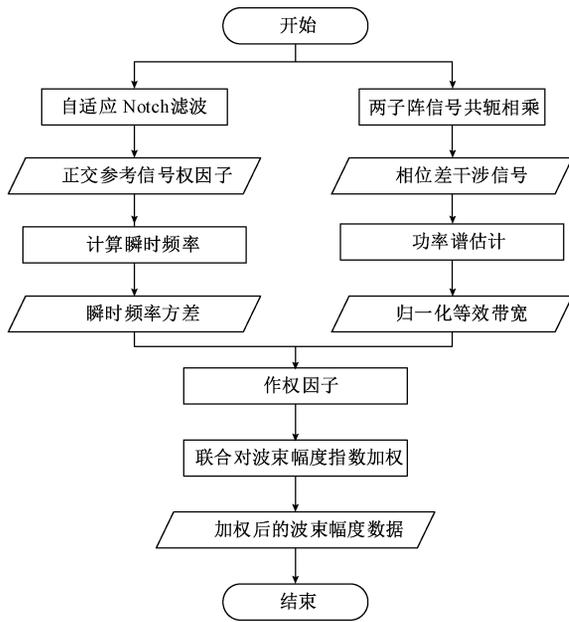


图 3 幅相联合加权流程

Fig. 3 Amplitude phase joint weighting process

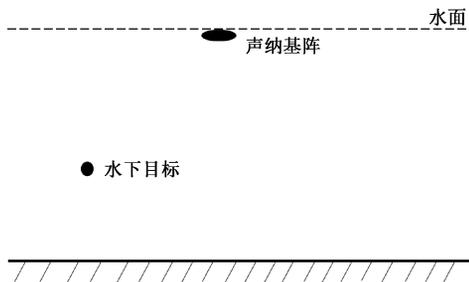


图 4 仿真环境示意图

Fig. 4 Schematic diagram of simulation environment

冲宽度为 0.000 1 s;带通采样频率为 48 kHz,链条目标布放深度为水下 24.5 m,信噪比为 5 dB。

对水下目标链条进行检测仿真模拟,首先根据声呐基阵各个阵元所接收的数据进行波束形成并获得波束数据,然后利用前面提及的方法对所获得的波束数据分别进行瞬时频率方差估计,与等效带宽估计,最后利用所获得的瞬时频率方差与等效带宽对回波信号幅度进行加权。

声呐基阵各通道数据经波束形成后的波束处理图如图 5 所示。图中 5 亮点为模拟目标所在位置。选择波束方向为 -58.50° 的模拟目标回波进行研究。

2.1 瞬时频率方差特性仿真

自适应 Notch 滤波器设置参数:正交参考信号中心频率为 300 kHz,滤波器带宽为 300 Hz,正交参考信号初始权因子为 0。

回波信号的相位特性如图 6 所示。

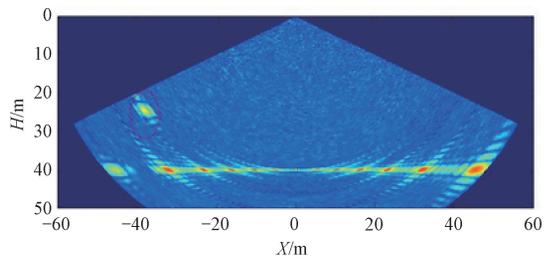


图 5 仿真模拟波束处理图

Fig. 5 Diagram of simulated beam processing

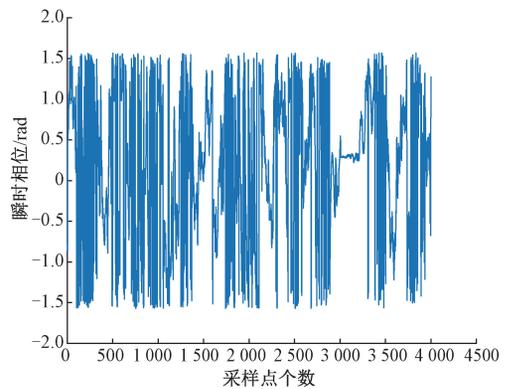


图 6 回波信号的瞬时相位

Fig. 6 Instantaneous phase of echo signal

由图 6 可以看出目标位置处的回波信号具有稳定的相位特性,基于此特性计算回波信号的瞬时频率,输出的瞬时频率结果如图 7 所示。

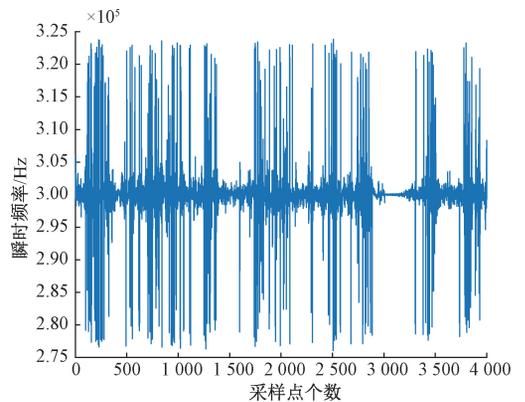


图 7 回波信号的瞬时频率

Fig. 7 Instantaneous frequency of echo signal

由图 7 可知,目标位置处的瞬时频率数值平稳几乎无变化,利用式(19)计算回波信号的瞬时频率方差并进行归一化处理,结果如图 8 所示。由图 8 可知目标的回波位置处的归一化瞬时频率方差值极低近似为 0。

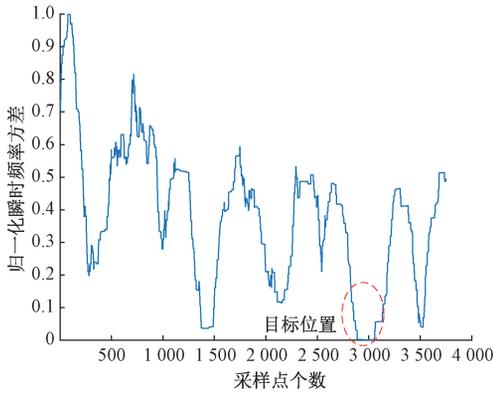


图8 回波信号的瞬时频率方差

Fig. 8 Instantaneous frequency variance of echo signal

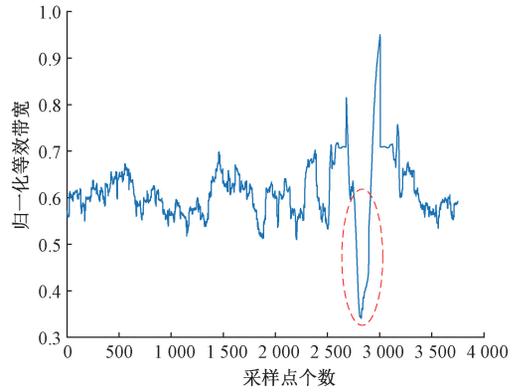


图10 回波信号归一化的等效带宽

Fig. 10 Normalized equivalent bandwidth of echo signal

2.2 回波等效带宽特性仿真

仿真参数设置条件不变,将64元线阵分为两个子阵,每个子阵是32元的线阵,相邻子阵间隔一个基元。两子阵(48号波束)的相位差如图9所示。

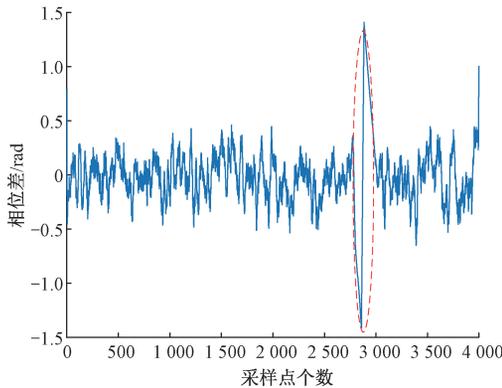


图9 两子阵的相位差特性

Fig. 9 Phase difference characteristics of two subarrays

由图9可知,目标回波处两子阵的相位差特性明显,基于此特性对回波信号进行等效带宽估计,结合式(34)、(36)获得回波信号的归一化的等效带宽,输出结果如图10所示。由图10可知,利用回波信号的谱特征对目标信号的等效带宽估计可以有效的检测弱目标,并且目标回波处的等效带宽数值相比于其他位置极低。

2.3 回波幅相联合加权仿真

利用目标回波处的瞬时频率方差和等效带宽数值极低的特性对弱目标进行联合加权。将瞬时频率方差和等效带宽数值作为权因子,结合式(39)对回波信号进行联合加权,并与未加权的回波信号进行对比,输出结果如图11所示。

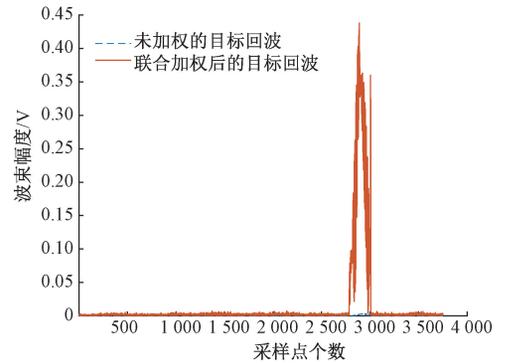


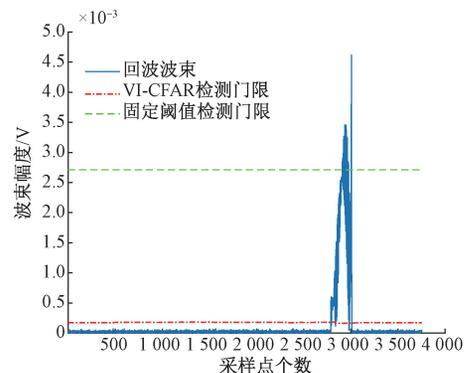
图11 回波信号加权与未加权对比图

Fig. 11 Comparison of weighted and unweighted echo signals

明显的提高,为基于回波幅度的多次检测算法提供了有效的检测条件。

在此基础上将VI-CFAR检测方法^[3],固定阈值检测方法^[2],以及联合加权处理检测,在高信噪比和低信噪比情况下进行对比。

结果如图12和13所示。



(a) 固定阈值与VI-CFAR检测方法对未加权回波检测
(a) Fixed threshold and VI-CFAR detection method for unweighted echo detection

由图11可知,经过联合加权的回波信号的幅度得到

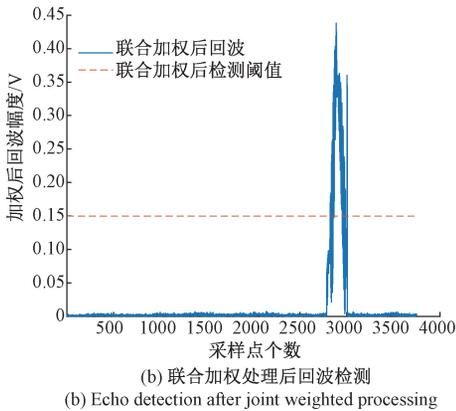
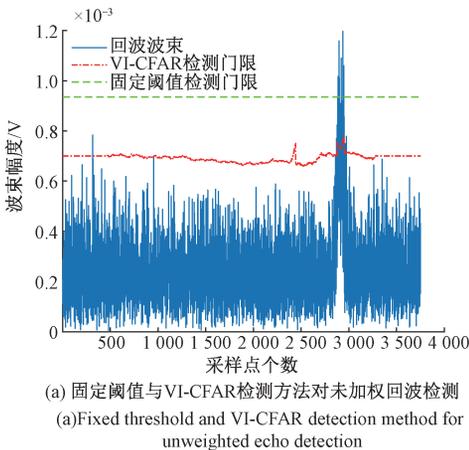
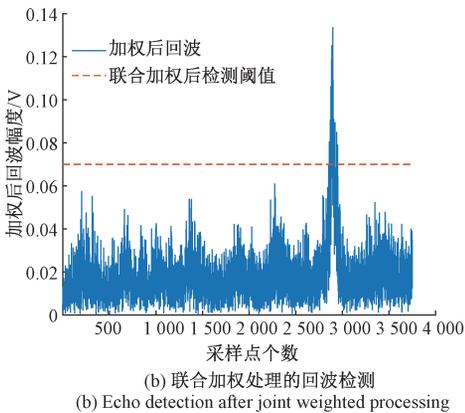


图 12 信噪比 5 dB 下回波检测对比

Fig. 12 Comparison of echo detection under signal-to-noise ratio of 5 dB



(a) 固定阈值与VI-CFAR检测方法对未加权回波检测
(a) Fixed threshold and VI-CFAR detection method for unweighted echo detection



(b) 联合加权处理的回波检测
(b) Echo detection after joint weighted processing

图 13 信噪比 -15 dB 下回波检测对比

Fig. 13 Comparison of echo detection under signal-to-noise ratio of -15 dB

通过上面两组图对比可以发现,在高信噪比时 VI-CFAR 检测方法,固定阈值检测方法,以及联合加权处理检测均能够对高信噪比的回波进行有效的检测,但是当回波信号的信噪比很低时,VI-CFAR 检测方法和固定阈

值检测方法的检测效果不佳,而经过联合加权后,目标的回波幅度提高,为检测阈值的确定提供了有效的设置区间,可以更有效地进行目标的检测。

将上述 3 种方法进行 10 000 次的 Monte-Carlo 仿真,3 种方法不同信噪比下检测概率如图 14 所示。可见在较低信噪比的情况下,经联合加权后的检测效果较好,在高信噪比情况下 3 种方法检测效果相近。

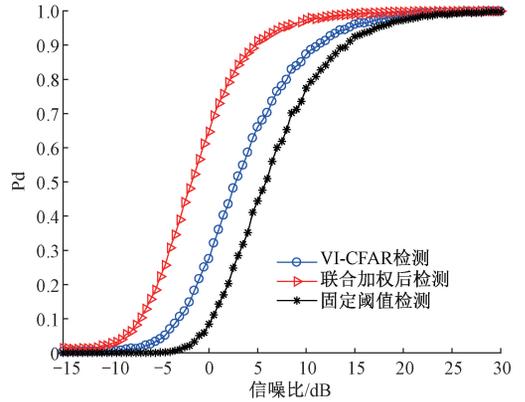


图 14 检测性能曲线对比图

Fig. 14 Comparison chart of detection performance curve

经过上述验证分析可知联合加权处理方法在低信噪比条件下有着较好的检测效果。在单目标回波仿真的基础上,仿真条件不变,另外通过构造包含波束幅度相差悬殊的强弱目标信号进行分析。仿真波束幅度图如图 15 所示。

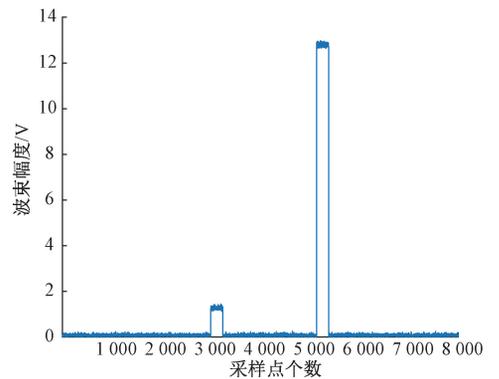


图 15 未加权多回波信号幅度

Fig. 15 Unweighted multi echo signal amplitude

由图 15 和 16 可以发现经过联合加权后强弱目标的回波幅度均得到明显的提高。将加权前后回波幅度进行归一化处理并进行对比。对比结果如图 17 所示。由图 17 可以看出经过联合加权后,强弱目标的相对幅度提升了近 30%。通过强弱目标相对幅度的提升,为强弱目标的同时检测提供了有效的检测条件。

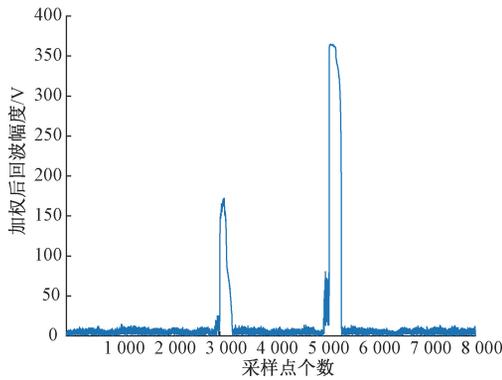


图 16 联合加权后多回波信号幅度

Fig. 16 Amplitude of multi echo signal after joint weighting

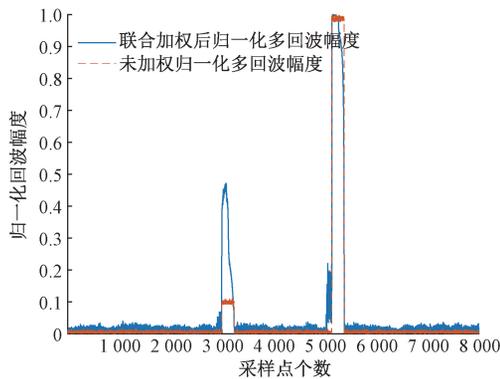


图 17 加权前后多回波信号归一化幅度对比

Fig. 17 Comparison of normalized amplitude of multi echo signal before and after weighting

3 湖试数据处理

为了验证以上加权处理方法对检测效果的影响,选择在松花湖的湖试数据对水中气体泄漏和水底同时进行检测并进行数据处理,外场实验环境和实验装置如图 18 所示。声呐基阵阵元数为 64,阵元间距为 0.002 5 m,声呐信号中心频率为 300 kHz,信号脉宽为 0.000 1 s,采样频率为 48 kHz,水中声速为 1 500 m/s,多波束声呐覆盖范围为 $(-63.43^\circ, 63.43^\circ)$ 。

波束数据如图 19 所示。选择波束方向为 -60.57° 和 -56.97° 的回波进行分析,对实测数据进行瞬时频率方差分析与等效带宽估计对回波信号进行联合加权,并与利用 VI-CFAR 检测方法和固定阈值检测方法^[2]对未加权回波的检测进行对比,对比处理结果如图 20 和 21 所示。

通过图 20 和 21 中的对比可知无论是 VI-CFAR 检测方法还是固定阈值检测方法对未加权回波中的弱目标进行检测效果不佳。而利用瞬时频率方差与等效带宽联合

对回波的幅度进行联合加权,弱目标从回波信号中有效的突显出来,通过设置门限,可以有效的将强弱目标同时检测出来。

(a) 实验船
(a) Experimental ship(b) 实验装置
(b) Experimental device

图 18 松花湖测试实验船及实验装置

Fig. 18 Songhua Lake test ship and experimental device

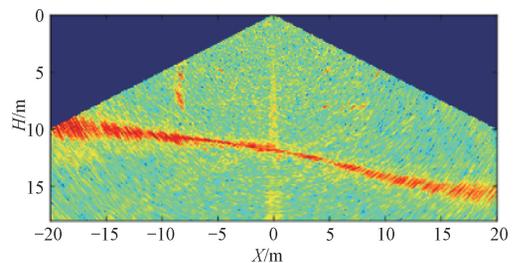


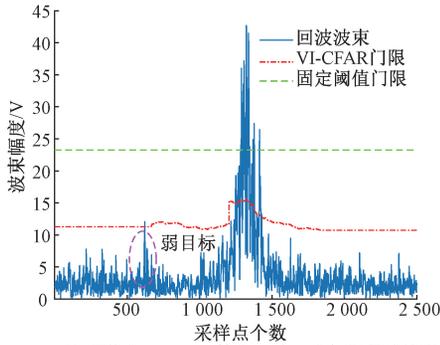
图 19 实测信号回波波束图

Fig. 19 Measured signal echo beam pattern

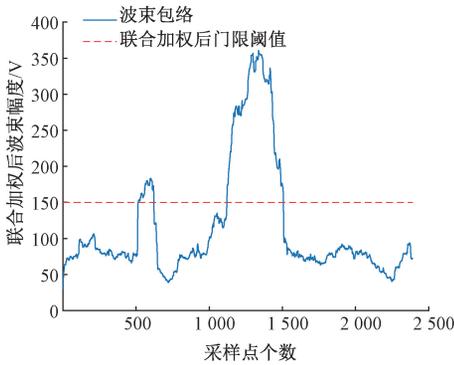
上述 3 种检测方法与 WMT 深度估计算法^[16]结合对水下目标进行检测并将 3 种方法进行对比,输出结果如图 22 所示。图 22 中横坐标为水平距离,纵坐标为目标所在深度由图 19 可知需检测的泄漏气体目标横坐标区间位于 $(-20 \text{ m}, 0 \text{ m})$,因此只需对 $(-63.43^\circ, 0^\circ)$ 的检测回波进行分析。

通过对比上述处理结果可以看出,回波幅度经过联合加权处理后的检测效果明显优于未加权处理的检测效

果, 通过加权处理后, 原本无法检测到的弱目标可以有效地检测出来。



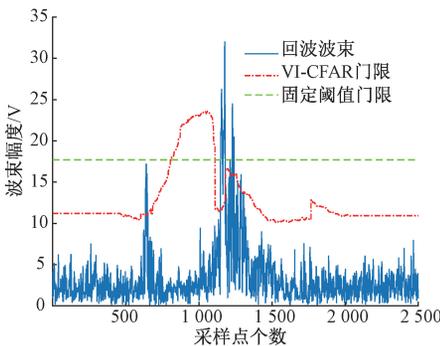
(a) 固定阈值与 VI-CFAR 检测方法对未加权回波检测
(a) Fixed threshold and VI-CFAR detection method for unweighted echo detection



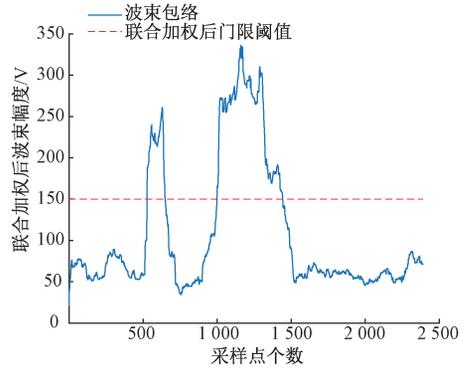
(b) 联合加权处理的回波检测
(b) Echo detection after joint weighted processing

图 20 -60.57° 方向回波联合加权与未加权处理检测对比

Fig. 20 Comparison between combined weighted processing and unweighted processing in -60.57° direction echo detection

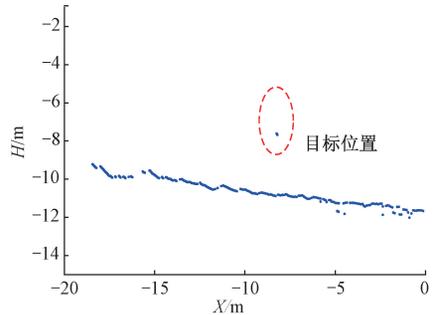


(a) 固定阈值与 VI-CFAR 检测方法对未加权回波检测
(a) Fixed threshold and VI-CFAR detection method for unweighted echo detection

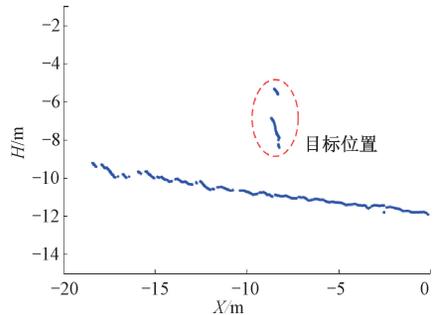


(b) 联合加权处理的回波检测
(b) Echo detection after joint weighted processing

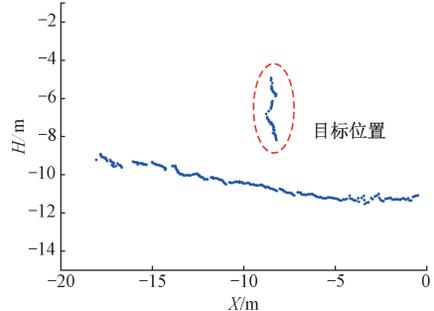
图 21 -56.97° 方向回波联合加权处理与未加权处理检测对比
Fig. 21 Comparison between combined weighted processing and unweighted processing in -56.97° direction echo detection



(a) 固定阈值检测方法对未加权回波检测
(a) Detection of unweighted echo by fixed threshold detection method



(b) VI-CFAR 检测方法对未加权回波检测
(b) VI-CFAR detection method for unweighted echo detection



(c) 联合加权处理的回波检测
(c) Echo detection after joint weighted processing

图 22 联合加权处理与未加权处理 WMT 检测对比
Fig. 22 Comparison of WMT detection between joint weighted processing and unweighted processing

4 结 论

本文提出了一种基于信号瞬时频率方差及谱特征联合加权的多目标回波检测算法。在强弱目标回波信号幅度相差悬殊的情况下,单凭原始未处理的波束很难从幅度上同时检出,但是目标的回波信号却可能具有高质量的相位特性,根据此特性利用自适应 Notch 滤波器的工作原理,结合自适应 Notch 滤波器两正交参考信号的权因子求取瞬时频率并进行瞬时频率方差运算获得回波信号的瞬时频率方差。另外根据两子阵输出信号之间有着规律的相位差的特性,结合分裂子阵算法提取出相位差干涉信号,对只含有相位差的干涉信号进行功率谱估计,通过对信号的谱特征分析获得回波信号的等效带宽。该方法不但对有效目标的回波有着良好的检测效果,同时无效目标的干扰也可以很好的排除。根据分析并利用计算机仿真可知目标回波的瞬时频率方差和等效带宽均很小,目标位置处的瞬时频率方差值甚至近似为 0。

将瞬时频率方差检测方法 with 回波信号的等效带宽进行结合,对目标回波幅度进行联合加权处理。结合 Monte-Carlo 仿真对联合加权后目标的检测和 VI-CFAR 检测方法以及固定阈值检测方法对未加权回波进行检测效果进行对比,发现目标回波幅度经联合加权后的检测效果得到明显的改善。通过计算机仿真实验以及湖试数据处理,验证了目标回波幅度经联合加权后有着更优良检测效果。

参考文献

- [1] 李海森,周天,徐超.多波束测深声纳技术研究新进展[J].声学技术,2013,32(2):73-80.
LI H S, ZHOU T, XU CH. New research progress of multi beam sounding sonar technology [J]. Acoustic technology, 2013,32(2):73-80.
- [2] CHRISTOFFERSEN J T M. Multi-Detect algorithm for multibeam sonar data [C]. Oceans-San Diego, IEEE, 2013: 1-4.
- [3] PATEL V, MADHUKAR H, RAVICHANDRAN S. Variability index constant false alarm rate for marine target detection [C]. 2018 Conference on Signal Processing and Communication Engineering Systems (SPACES), IEEE, 2018: 171-175.
- [4] 李秀坤,夏峙.水下目标回波盲分离性能的瞬时频率特征评价方法[J].声学学报,2015,40(5):655-664.

LI X K, XIA ZH. Instantaneous frequency characteristic evaluation method for blind separation performance of underwater target echo [J]. Journal of Acoustics, 2015, 40(5):655-664.

- [5] 郑兆宁,白大威.水声信号被动检测与参数估计理论[M].北京:科学出版社,1983.
ZHENG ZH N, BAI D W. Theory of passive detection and parameter estimation of underwater acoustic signal [M]. Beijing: Science Press, 1983.
- [6] LADROIT Y. Amélioration des méthodes de détection et de qualification des sondes pour les sondeurs multifaisceaux bathymétriques [D]. Bretagne: Télécom Bretagne, Université de Rennes 1, 2012.
- [7] PEREIRA R R, DA SILVA C H, DA SILVA L E B, et al. Harmonic detection with LMS adaptive notch filter and transient detection [C]. XI Brazilian Power Electronics Conference, IEEE, 2011: 142-146.
- [8] TEJA M, MEGHASHYAM K, VERMA A. Comprehensive analysis of LMS and NLMS algorithms using adaptive equalizers [C]. 2014 International Conference on Communication and Signal Processing, IEEE, 2014: 1101-1104.
- [9] 张红梅,韩万刚.一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法研究及其应用[J].仪器仪表学报,2015,36(8):1822-1830.
ZHAN H M, HAN W G. A new variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its application [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015,36(8):1822-1830.
- [10] WENXIANG Z, TIELIANG G, ZHIJUN L, et al. Phase measurement about adaptive notch filter based on LMS algorithm [C]. 2020 5th International Conference on Information Science, Computer Technology and Transportation (ISCTT), IEEE, 2020: 326-330.
- [11] LI R, XUAN J, SHI T. A frequency parameter calculator based on a phase difference method [J]. Measurement, 2021, 181: 109549.
- [12] YANG Y, JIAO J. Phase difference technology apply to the sounding of broadband multi-beam bathymetry sonar [C]. 2016 IEEE/OES China Ocean Acoustics (COA), IEEE, 2016: 1-6.
- [13] 李海森,李珊,周天,等.多波束回波信号可变带宽滤波算法及其 FPGA 实现[J].电子与信息学报,2011,33(10):2396-2401.

LI H S, LI SH, ZHOU T, et al. FPGA multi bandwidth echo filtering algorithm and its implementation [J]. Journal of Electronics and Information, 2011, 33 (10): 2396-2401.

- [14] 梁国龙, 惠俊英. 瞬时频率方差检测器(VIFD)及其性能评价[J]. 声学学报, 1999(2): 183-190.

LIANG G L, HUI J Y. Instantaneous frequency variance detector (VIFD) and its performance evaluation [J]. Journal of Acoustics, 1999 (2): 183-190.

- [15] 陈阳, 赵安邦, 王自娟, 等. 瞬时频率方差加权导向最小方差波束形成检测器[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2011, 32(6): 730-735.

CHEN Y, ZHAO AN B, WANG Z J, et al. Instantaneous frequency variance weighted steering minimum variance beamforming detector [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2011, 32 (6): 730-735.

- [16] 姜莹. 多波束测深系统高分辨力底检测: 算法研究与系统实现[D]. 杭州: 浙江大学, 2012.

JIANG Y. High resolution bottom detection of multi beam sounding system: Algorithm research and system implementation [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2012.

作者简介



高家伟, 2022年于哈尔滨工程大学获得学士学位, 主要研究方向为水声信号处理与水声通信技术。

E-mail: 1603562678@qq.com

Gao Jiawei received his B. Sc. degree from Harbin Engineering University in 2022. His main research interests include underwater acoustic signal processing and underwater acoustic communication technology.



周天, 2006年于哈尔滨工程大学获得博士学位, 现为哈尔滨工程大学水声工程学院教授, 主要研究方向为水下目标探测与定位, 声呐图像处理。

E-mail: zhoutian@hrbeu.edu.cn

Zhou Tian received his Ph. D. degree from Harbin Engineering University in 2006. He is currently a professor in the College of Underwater Acoustic Engineering at Harbin Engineering University. His main research interests include underwater target detection and positioning, sonar image processing.



徐超 (通信作者), 2014年于哈尔滨工程大学获得博士学位, 现为哈尔滨工程大学水声工程学院副教授, 主要研究方向为针对水下目标声学探测领域的信号仿真、信号处理、工程应用等相关研究工作, 具体主要涉及海底高频声散射建模、海底声学成像、声学海底分类、水下目标成像与探测等。

E-mail: xuchao18@hrbeu.edu.cn

Xu Chao (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Harbin Engineering University in 2014. He is currently an associate professor in the College of Underwater Acoustic Engineering at Harbin Engineering University. His main research interests include signal simulation, signal processing, engineering applications and other related research work in the field of underwater target acoustic detection, specifically involving seabed high-frequency acoustic scattering modeling, seabed acoustic imaging, acoustic seabed classification, underwater target imaging and detection, etc.