◇ 李启虎院士八十华诞学术论文 ◇

# 连续波主动声呐的直达波抑制处理方法研究\*

# 周泽民 曾新吾† 关承宇 蒋小为

(国防科技大学气象海洋学院 长沙 410073)

**摘要** 针对连续波主动声呐面临的强直达波干扰掩蔽目标回波的问题,该文在双基地配置已知的前提下,提 出基于声屏蔽和常规方向零陷的联合抑制方法。即在精确的发射点声屏蔽的基础上,利用常规方向零陷技术 减少声源附近方位的能量影响,从而达到更好地消除强直达波干扰的目的。仿真结果表明,在极低的信干比条 件下,联合抑制方法比声屏蔽方法、常规方向零陷方法具有更好的干扰抑制性能。该方法可以有效减少连续波 主动声呐的直达波的影响,在时间-距离模糊度图上得到清晰的目标位置。 关键词 连续波主动声呐,直达波,波束零陷,声屏蔽

中图法分类号: TB566 文献标识码: A 文章编号: 1000-310X(2019)04-0674-07 DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2019.04.026

#### Research on strong direct blast suppression for continuous active sonar

ZHOU Zemin ZENG Xinwu GUANG Chengyu JIANG Xiaowei

(College of Meteorology and Oceanology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract In view of the problem of target echoes interfered by strong direct blast in continuous active sonars, a combined suppression method based on acoustic covering and Bartlett null-forming is proposed when the deployment is known. The acoustic covering weight can be precisely obtained under the known bistatic deployment, while Bartlett null-forming technique reduces the beam energy around the acoustic source direction. In this way, the combined method may provide significant improvement in strong direct blast suppression. The simulation results based on data under the extremely low signal-to-interference ratio show that a deeper null zone appears compared to acoustic covering method and Bartlett null-forming method. The combined method implementation used to generate range-time image can be seen to offer clearly target location and shown potential of the approach.

Key words Continuous active sonars, Direct blast, Null-forming, Acoustic covering

<sup>2019-02-18</sup> 收稿; 2019-04-09 定稿

<sup>\*</sup>国防科技大学科研计划项目 (JC15-11-01)

作者简介:周泽民(1986-),男,湖南永州人,博士,助理研究员,研究方向:声信号处理。

<sup>†</sup>通讯作者 E-mail: xinwuzeng@nudt.edu.cn

# 0 引言

随着潜艇技术的发展,安静型潜艇的噪声级已 降到了海洋环境噪声的水平<sup>[1]</sup>。潜艇辐射噪声级的 降低,已严重影响到被动声呐的探测距离。在此趋 势下,主动声呐将扮演着极为重要的角色。按照信 号的发射方式,主动声呐分为脉冲主动声呐和连续 波主动声呐。脉冲主动声呐的发射信号为脉冲信号, 在测量近距离目标时存在目标模糊问题,而在测量 远距离目标时需较长的等待时间;脉冲主动声呐通 常需要较高的发射声源级,这对换能器和驱动系统 提出了较高的要求,也不利于隐蔽探测<sup>[2]</sup>。

近年来,随着计算硬件的性能提升,信号处理 相对复杂的连续波主动声呐成为了水声界的研究 热点<sup>[3-10]</sup>。通过连续发射与同时接收信号,该声呐 可实现高刷新率探测跟踪,并可利用长持续回波, 获得较高的时间增益。该声呐需采用收发分置的形 式,声源发出的探测信号会直达接收阵列,强度一般 远大于目标回波,使检测目标时会受到直达波的强 干扰。因而如何有效减少直达波干扰是连续波声呐 信号处理的关键技术和难题之一。

在该声呐的实现时,通过在硬件上对声源和接 收阵进行指向性设计可部分减少直达波干扰。而针 对该干扰的抑制处理研究也是重要的研究内容。连 续波主动声呐的直达波是由发射信号引起的,还会 与目标回波同时被接收。因此常用的时域处理方 法[11-12] 在抑制直达波时难免会存在滤掉目标回 波信号的现象。目前,针对固定空域的干扰抑制得 到了较多的研究<sup>[13-15]</sup>。常见的波束形成方法,如常 规波束形成(Conventional beamforming, CBF)、最 小方差无畸变响应 (Minimum variance distortionless response, MVDR)等均可通过施加波束零陷来 抑制干扰方向的信号;而声屏蔽技术可对空间点或 局部区域施加零陷,也可用于干扰抑制<sup>[16]</sup>。在实际 应用中,常规波束零陷或声屏蔽技术对强干扰的抑 制能力有限。本文考虑在源点声屏蔽的基础上,结 合常规波束零陷来抑制声源附近方位的能量,以达 到更好地消除直达波干扰的目的。 仿真分析了上述 方法应用于连续波主动声呐的性能,验证了联合抑 制方法可有效抑制直达波。

# 1 信号模型

连续波主动声呐的声源和接收端为收发分置 的形式。图1描述了目标探测时声呐的声源、接收 阵与目标的几何分布结构。以理想的均匀线列接收 阵为例,设其第一个阵元为坐标原点,阵元数为*M*, 阵元间距为*l*,离阵列距离为*d<sub>Tx</sub>*的位置布设各向同 性的发射声源,声源方向与阵列法向方向的夹角为 *θ<sub>Tx</sub>*。考虑目标为理想点目标,距离声源和接收阵分 别为*r<sub>Tx</sub>*和*r<sub>Rx</sub>*,并且处于接收阵的远场,与阵列法 向方向的夹角为*θ*<sub>0</sub>。



图 1 声呐与目标的几何分布示意图 Fig. 1 Geometry of the sonar deployment

设探测信号为 s(t)e<sup>i2πf<sub>c</sub>t</sub>,其中 s(t)为基带信号 的复数形式,f<sub>c</sub>为信号的载波频率。探测声波与目 标作用产生回波,到达第m个接收阵元的信号可表 示为<sup>[17]</sup></sup>

$$\widetilde{y}_m(t) = \beta s((1+\alpha)(t - (\tau_{Tx,Rx} + \tau_m))) \times e^{j2\pi f_c(t - (\tau_{Tx,Rx} + \tau_m))},$$
(1)

式(1)中, $\beta$ 是复反射系数, $\alpha = 2v/(c-v)$ 是多普勒 缩放因子,c是声传播速度, $\tau_{Tx,Rx} = (r_{Tx} + r_{Rx})/c$ 是声源到目标再到接收阵的声传播时延, $\tau_m = l(m-1)\sin(\theta_0)/c$ 是阵列中第m个接收通道相对 于第1号阵元的时延。

在实际处理中,接收信号通常会转换到基带,则第*m*个接收通道的基带信号可表示为

$$\tilde{y}_m(t) = \beta s((1+\alpha)(t - (\tau_{Tx,Rx} + \tau_m))) \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_c \tau_{Tx,Rx}} \times \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_c \tau_m}.$$
(2)

根据信号频谱在频率轴上占据的有效宽度的 不同,信号有窄带和宽带之分。在阵列信号处理领 域,窄带/宽带信号还与阵列孔径大小有关;若空间 入射信号的带宽BW远小于信号传播经过阵列孔 径的最大时延的倒数<sup>[18]</sup>,即

$$BW < 1/(10 \cdot T_{array}), \tag{3}$$

其中, $T_{\text{array}} = M \cdot l/c$ ,则该信号满足窄带阵列信号条件。在探测信号不满足窄带阵列信号条件时,

信号时延不能采用中心频率的相移来对应实现;此时,利用快速傅里叶变换(Fast Fourier transform, FFT)将时域信号转换到频域,若实现的频率分辨率 $\Delta f$ 满足式(3)的窄带条件,则第m个阵元的第n个频点接收数据可表示为

$$y_m(f_n) = \frac{\beta}{1+\alpha} S\left(\frac{2\pi f_n}{1+\alpha}\right) e^{j2\pi (f_c+f_n)\tau_m}, \quad (4)$$

式(4)中,时延 $\tau_{Tx,Rx}$ 对应的相位被包含入 $\beta$ 。设

$$\boldsymbol{a}(\theta_0, f_n) =$$

$$\left[e^{j2\pi\frac{(f_c+f_n)(0)l\sin(\theta_0)}{c}},\cdots,e^{j2\pi\frac{(f_c+f_n)(M-1)l\sin(\theta_0)}{c}}\right]^{\mathrm{T}}$$

为对应于频点  $f_n$  和到达角  $\theta_0$  的  $M \times 1$  维阵列扫描 矢量,式中(·)<sup>T</sup> 为转置符号。那么,阵列接收信号在 频点  $f_n$  的表达式可以写为

$$\boldsymbol{y}(f_n) = \boldsymbol{a}(\theta_0, f_n) \frac{\beta}{1+\alpha} S\left(\frac{2\pi f_n}{1+\alpha}\right).$$
 (5)

窄带信号处理方法是基于式(5)来展开,这是后续 频域处理算法的基础。

## 2 基于波束形成的直达波抑制

连续波声呐的信号处理流程一般包括降采样 基带处理<sup>[19]</sup>、波束形成、匹配滤波、归一化<sup>[20]</sup>、多普 勒综合、点迹凝聚、分类跟踪等,如图2所示。具体 来说,阵列数据经过预处理后,通常会开展降基带、 低通滤波处理;经过频域转换,数据在波束形成前可 用式(5)来表示。若阵列接收信号中包含的直达波 信号能量远大于目标回波,通常会在波束图上掩蔽 目标所在的波束方向。

对于直达波干扰,线性调频连续波声呐通过对 阵元信号去调频处理后高通滤波,可有效去除直达 波,波束形成在后续开展。而对于距离谱与频率没 有对应关系的非调频连续信号处理,在采用先波束 形成后匹配滤波时,则需在波束形成时考虑直达波 抑制的问题。

基于波束形成的干扰抑制方法可以抑制直达 波方向的能量,使得目标方向的能量在波束图上凸 显。如果直达波方向与目标方向相差较大,干扰不 会对目标信号产生实际影响,可对各方向波束信号 综合处理得到目标参数。在实际应用中,常仅对疑 似目标方向的波束信号进行后续处理,此时,波束 形成则需具备空间干扰信号的抑制能力。此外,距 离-多普勒匹配滤波处理通过多普勒补偿的拷贝信 号进行相关处理较为方便,因此频域波束信号可以 经过逆傅里叶变换到时域,再进行匹配滤波等后续 处理。



图 2 连续波声呐信号处理流程

Fig. 2 Continuous active sonar signal processing chain

下面,介绍具有干扰抑制能力的窄带波束形成 算法,用于计算阵列的加权矢量 $w(\theta, f_k)$ 。

#### 2.1 波束零陷干扰抑制<sup>[18]</sup>

对于收发分置的场景,直达波干扰的入射方位 是先验已知的。故可以通过零点约束的方法,在阵 列波束图的固定方位施加零点,以达到抑制干扰的 目的。下面分别介绍基于常规波束形成和 MVDR 的干扰抑制方法。

设接收信号的频点数据为窄带阵列信号,各阵 元接收的噪声为零均值、方差为 $\sigma^2$ 的高斯白噪声, 且与信号不相关;空间存在D个干扰(包括直达波 干扰),干扰到达方向分别为 $\theta_1, \cdots, \theta_D$ ,于是接收 信号在式(5)的基础上改写为

$$\mathbf{Y}(f_n) = \mathbf{a}(\theta_0, f_n) S(f_n) + \sum_{i=1}^{D} \mathbf{a}(\theta_i, f_n) S_i(f_n) + N(f_n),$$
(6)

式(6)中, $S(f_n)$ 为参考阵元接收的信号的频谱,  $S_i(f_n)$ 为参考阵元接收的第i个干扰对应的频谱,  $a(\theta_0, f_n)$ 为目标信号方向的导向矢量,简写为  $a(\theta_0), a(\theta_i, f_n)$ 为第i个干扰对应的导向矢量,简写 为 $a(\theta_i), N(f_n)$ 为高斯白噪声。

常规波束形成的输出响应可表示为

$$B_d(\theta) = \boldsymbol{w}_d^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta), \qquad (7)$$

式(7)中, $w_d^{\rm H}$ 是常规波束形成对应的权矢量, $a(\theta)$ 是包含了接收阵列的流形矢量。

若要求期望的目标信号无失真通过,而抑制 干扰方向信号,可设约束条件为 $w^{H}a(\theta_{0}) = 1$ 、  $w^{H}a(\theta_{i}) = 0, i = 1, \cdots, D$ 。其中, $w^{H}a(\theta_{i}) = 0$ 被 称为零阶零点约束条件。设该约束条件下的波束图, 可以用式(8)来逼近:

$$B(\theta) = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta). \tag{8}$$

用约束条件下的波束图*B*(θ)来逼近理想零点 约束条件下的波束图,可利用最小二乘原理使得两 者之间的最小二乘误差最小,求得

$$\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} = \boldsymbol{w}_{d}^{\mathrm{H}} [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{a}(\theta_{i})(\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_{i})\boldsymbol{a}(\theta_{i}))^{-1}\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_{i})], \quad (9)$$
  
式 (9) 中, \boldsymbol{I} 为 M × M 的单位矩阵。

在零阶零点的基础上,同时使*α*(θ<sub>i</sub>)的导数也 满足零点约束条件,可形成一阶零点甚至高阶零点。 高阶零点约束能够使波束产生更宽的零陷,对误差 具有很好的宽容性。但高阶零点约束条件下的导数 推导解释表达式是基于均匀线阵来完成的。

另一方面,考虑平面波干扰情况下的最优 MVDR处理器的权矢量为

$$\boldsymbol{w}_{\text{opt}}^{\text{H}} = \frac{\boldsymbol{a}(\theta_0)^{\text{H}} \boldsymbol{R}_{i+n}^{-1}}{\boldsymbol{a}(\theta_0)^{\text{H}} \boldsymbol{R}_{i+n}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_0)},$$
(10)

式(10)中,**R**<sub>i+n</sub>为干扰以及不相关噪声的协方差 矩阵。此时**R**<sub>i+n</sub>的矩阵表达式可表示为

$$\boldsymbol{R}_{i+n} = \sigma_w^2 \boldsymbol{I} + \sum_{i=1}^D J_i \boldsymbol{a}(\theta_i) \boldsymbol{a}(\theta_i)^{\mathrm{H}}, \qquad (11)$$

式 (11) 中,  $\sigma_w^2$  为白噪声分量的谱能量,  $J_i$  为第i 个干扰的功率。

利用矩阵求逆公式,在干扰方向已知的条件下, 且满足 $MJ \gg \sigma_w^2$ ,式(10)可以改写为

 $\boldsymbol{w}_{opt}^{H} = \frac{\Lambda}{\sigma_{w}^{2}} \boldsymbol{a}(\theta_{0})^{H} \left[ \boldsymbol{I} - \boldsymbol{V}_{I} \left[ \boldsymbol{V}_{I}^{H} \boldsymbol{V}_{I} \right]^{-1} \boldsymbol{V}_{I}^{H} \right], (12)$ 式 (12) 中,  $\Lambda = 1/(\boldsymbol{a}(\theta_{0})^{H} \boldsymbol{R}_{i+n}^{-1} \boldsymbol{a}(\theta_{0})), \boldsymbol{V}_{I} = \left[ \boldsymbol{a}(\theta_{1}) : \boldsymbol{a}(\theta_{2}) : \cdots : \boldsymbol{a}(\theta_{D}) \right], \boldsymbol{R}_{i+n}$  由接收数据的协方 差矩阵代替。从式 (12) 可以看出, MVDR 的强干扰 抑制方法, 是在常规 MVDR 权矢量的基础上, 乘 以包含干扰方向信息的矩阵, 来实现施加零点约 束。在实际应用中, 干扰可能占据较宽的波束角 度。因此通常会考虑对 MVDR 算法作零陷展宽的 处理。这可以采取直接增加零点约束数目, 也可采 用 Mailloux<sup>[21]</sup> 提出的扩张矩阵方法, 但会耗费自由 度, 使得旁瓣升高。

### 2.2 声屏蔽干扰抑制<sup>[22]</sup>

声屏蔽技术可以在选定的局部区域内进行干扰抑制,从而改善对屏蔽区外目标的探测性能。在 收发分置的情况下,可得到声源和接收阵的位置信息,应用声屏蔽技术。其原理简要描述如下:

假设空间内存在一个点源*S*,其辐射信号表示为*z*(*t*)。阵列第*i*个阵元接收的信号频谱为

$$S_i(f) = Z(f)H_i(f), \quad i = 1, \cdots, M,$$
 (13)

式 (13) 中, Z(f) 为 z(t) 的频谱,  $H_i(f)$  为 S 与第 i 个 阵元之间的信道频率响应。

若点源满足阵列近场的条件,阵列接收信号的 聚焦波束形成输出可以表达为

$$S_i(f) = Z(f) \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}^*, \qquad (14)$$

式(14)中,H为 $M \times 1$ 维的列向量,且

$$\boldsymbol{H} = [H_1, H_2, \cdots, H_M]^{\mathrm{T}}.$$
 (15)

设 $W_f$ 为聚焦权向量,则由式(15)可知

$$\boldsymbol{W}_f = \boldsymbol{H}^*. \tag{16}$$

若声场中有两个不同的点源,辐射信号分别为 Z<sub>s</sub>(t)和Z<sub>I</sub>(t),分别对应干扰目标和探测目标。二 者的信道频率响应矢量可以表述为

$$\boldsymbol{H}_{s} = [H_{s1}, H_{s2}, \cdots, H_{sM}]^{\mathrm{T}},$$
  
$$\boldsymbol{H}_{I} = [H_{I1}, H_{I2}, \cdots, H_{IM}]^{\mathrm{T}}.$$
(17)

由文献 [23] 可知,对该干扰点进行屏蔽,且探测 目标点对聚焦的最佳权 W<sub>opt</sub> 应在式 (16) 所示聚焦 权的基础上增加屏蔽因子,为

$$\boldsymbol{W}_{\text{opt}} = [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{H}_{I}^{*}(\boldsymbol{H}_{I}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_{I}^{*})^{-1}\boldsymbol{H}_{I}^{\mathrm{T}}]\boldsymbol{H}_{s}^{*}$$
$$= \boldsymbol{W}_{c}\boldsymbol{H}_{s}^{*}, \qquad (18)$$

式(18)中, $\boldsymbol{I}$ 为 $M \times M$ 维的单位矩阵, $\boldsymbol{W}_{c}$ 是屏蔽权向量。

经聚焦权 Wont 处理的波束输出为

$$Y = Y_s + Y_I, \tag{19}$$

式(19)中被屏蔽的分量Y<sub>I</sub>可表述为

$$Y_I = Z_I \boldsymbol{H}_I^{\mathrm{T}} [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{H}_I^* (\boldsymbol{H}_I^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_I^*)^{-1} \boldsymbol{H}_I^{\mathrm{T}}] \boldsymbol{H}_s^*$$
  
= 0, (20)

表明 $Z_I(t)$ 被完全屏蔽。

聚焦输出Y<sub>s</sub>可表示为

$$Y_s = Z_s [\boldsymbol{H}_s^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_s^* - \boldsymbol{H}_s^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_I^* (\boldsymbol{H}_I^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_I^*)^{-1} \boldsymbol{H}_I^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_s^*], \qquad (21)$$

式(21)右侧第一项即为 $Z_s(t)$ 的共轭相位谱输出, 对应于聚焦输出;第二项为小量,若频率响应 $H_s$ 和 $H_I$ 之间有明显差别,则两者的互谱较小,则式(21) 可达到良好的聚焦效果。

#### 2.3 基于声屏蔽和方向零陷的联合抑制

从上述分析看到, 声屏蔽技术是从近场声聚焦 与声屏蔽的角度来论述的。若目标点处于阵列的远 场,则聚焦权对应的是远场波束形成的权矢量。那 么,利用式(18)的 W<sub>opt</sub> 对声源干扰进行声屏蔽,改 善远场目标的探测性能。在实际情况下, 声屏蔽技 术可有效抑制干扰的影响, 但强干扰会使干扰附近 区域的波束能量上升。考虑强干扰带来的相邻空间 区域能量影响, 本文提出基于声屏蔽和方向零陷的 联合抑制方法。由于常规波束形成的零阶零陷权矢 量与声屏蔽权矢量有着相同的表达形式, 因而可以 采用多个点源(近、远场皆可)的声屏蔽权矢量递推 得到联合抑制方法。

设 $H_i$ 为第i个源到阵列的频率响应向量,则第 一个屏蔽源 $S_1$ 的屏蔽权向量 $W_{c1}$ 可以写为

$$W_{c1} = I - H_1^* (H_1^T H_1^*)^{-1} H_1^T.$$
 (22)

令 $H_{2c1}^{T} = H_2^{T} W_{c1}$ ,则屏蔽两个源 $S_1 和 S_2$ 的 权向量可以表示为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{W}_{c2} &= [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{H}_{1}^{*}(\boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_{1}^{*})^{-1}\boldsymbol{H}_{1}^{\mathrm{T}}] \\ &\times [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{H}_{2c1}^{*}(\boldsymbol{H}_{2c1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_{2c1}^{*})^{-1}\boldsymbol{H}_{2c1}^{\mathrm{T}}] \\ &= \boldsymbol{W}_{c1}[\boldsymbol{I} - \boldsymbol{H}_{2c1}^{*}(\boldsymbol{H}_{2c1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_{2c1}^{*})^{-1}\boldsymbol{H}_{2c1}^{\mathrm{T}}]. \end{aligned}$$
(23)

若要屏蔽 P个源,可以依此类推,则屏蔽权向 量可表示为

$$\boldsymbol{W}_{cp} = \boldsymbol{W}_{c(p-1)} [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{H}_{pc(p-1)}^{*} (\boldsymbol{H}_{pc(p-1)}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_{pc(p-1)}^{*})^{-1} \\ \times \boldsymbol{H}_{pc(p-1)}^{\mathrm{T}}], \qquad (24)$$

式 (24) 中,  $\boldsymbol{H}_{pc(p-1)}^{\mathrm{T}} = \boldsymbol{H}_{p}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{W}_{c(p-1)}$ 。

将包含远场方向零陷与近场点屏蔽的联合屏蔽权向量 W<sub>cp</sub>与阵列方向扫描矢量相乘,即可得到联合抑制方法的波束扫描权矢量。

# 3 仿真分析

下面通过仿真研究对比上述各干扰抑制方法 应用于连续波声呐直达波抑制的效果。设接收阵元 个数为36,阵元间距为0.375 m,以阵列第1个阵元 为坐标原点,目标处于固定坐标(4000 m, 4000 m), 不需考虑运动带来多普勒频移的影响,发射声源坐 标为(1000 m, 0 m);声源方向与目标方向与阵列方 向的夹角分别为0°和45°。

在第2节提到,线性调频连续波声呐可以通过 阵元信号去调频处理及高通滤波去除直达波。为直 观给出信号抑制效果,仿真信号未采用复杂的编码 连续信号,仍采用的是线性调频信号,信号的扫频范 围为900 Hz~1700 Hz,信号长度为18 s,发射信号 间隔为20 s。发射声源级为185 dB,不考虑发射指 向性;目标强度为15 dB,传播损失为球面扩展损失; 则接收信号的信干比约为-69 dB;等声速传播,声 速取1500 m/s;分段处理时间长度为1 s。

对接收信号进行降基频处理后,分别利用CBF 方法、MVDR干扰抑制方法、常规波束方向零陷方 法、声屏蔽方法和基于声屏蔽和方向零陷的联合抑 制方法做波束形成,得到如图3所示的波束图。



图3 不同波束形成方法对应的波束图



图3黑色点划线为CBF方法得到波束能量方 位图。从该曲线可以看到,当干扰功率远大于目标 信号功率时,CBF方法并不能得到目标信号的方位 信息,波束能量集中在干扰方位所在的范围区域。

图3橙色带点实线为MVDR干扰抑制方法得 到的波束能量图。该曲线在目标信号方向有明显的 能量分布,但未能有效抑制干扰信号。需要说明的 是,由于MVDR方法涉及零点选取、数据重叠分段 以及多频点联合计算窄带协方差矩阵等,与常规方 向零陷等后续三种方法有较大的差异;在本例中,它 与其他方法的结果对比可能并不具有普适的意义, 因而不作为重要分析对象。

图3绿色虚线为常规方向零陷方法处理得到的 结果。零点的施加范围为0°~5°;该曲线在大于 20°后与后续介绍的联合处理方法得到的波束曲线 几乎重合。从该曲线中可以看出,信干比过低时,难 以实现深凹的波束抑制效果。

图3蓝色带星点实线为采用声屏蔽方法得到的 波束图结果。从该曲线可以看到,直达波所在的方 位能量被有效的抑制,但附近的方位能量迅速上升, 以致在20°方位附近形成最高的波峰;虽然在目标 方位上可看到谱峰,但在声源与目标方位更近的情 况下易被直达波能量掩蔽。

图3红色实线为联合抑制方法处理得到的波束 能量分布结果。采用的零点约束和声源点屏蔽权分 别与前叙两种方法一致;该曲线中直达波所在及附 近的方位能量被明显抑制,能够凸显目标方位谱峰。

波束形成后,选取目标方位所在的波束信号进 行时域转换,并对整个发射信号周期内的信号作短 时傅里叶分析。图4(a)、4(b)分别为CBF方法和声 屏蔽方法对应的目标波束时频结果。由于常规零陷





Fig. 4 Spectrogram of beam signal correspond to contact direction

方法和MVDR干扰抑制方法的时域图与联合抑制 方法的处理结果接近,因此图4(c)仅显示了联合抑 制方法处理得结果。从图4(a)可看出,即使为目标 所在CBF波束信号,也仅能显示强直达波的时频结 果;图4(b)结果中包含了直达波和目标回波的时频 结果,且回波信号的能量占优,声屏蔽抑制起到了干 扰抑制作用;图4(c)仅显示了目标回波的时频结果, 说明联合抑制方法能有效去除直达波影响。

以上仿真结果验证了联合抑制方法可有效抑制直达波干扰,提高目标的检测能力。将联合抑制 方法对应的时频结果做去调频处理,得到时间-距离 模糊度图,如图5所示。从图5可以看到,从7.1 s开 始距离约为10650 m处有目标存在。该时间与距离 对应着信号从声源到目标再到接收阵列的传播过 程;已知目标波束方位情况下,获知目标的距离也就 得到了目标位置。





### 4 结论

本文分析了连续波主动声呐的信号模型和信 号处理流程等,针对基于波束形成的直达波抑制算 法进行了研究。给出了常规波束方向零陷、MVDR 干扰抑制和声屏蔽干扰抑制的原理,在此基础上提 出基于声屏蔽和方向零陷的联合抑制方法。仿真结 果表明,在强直达波条件下,CBF处理的目标波束 能量被完全掩蔽,对应的目标时频结果也无法显现; 其他干扰抑制方法均能在一定程度上凸显目标波 束能量,而联合抑制方法能更有效抑制直达波干扰; 时频处理结果显示,联合抑制方法可以消除目标波 束中的直达波的影响,在时间-距离模糊度图上得到 清晰的目标位置。本文的仿真仅验证了联合抑制方 法抑制连续波声呐直达波影响的有效性,有关各干 扰抑制方法的性能评价及实验研究,需在后续的工 作中深入展开。

#### 参考文献

- 刘贯领, 凌国民, 严琪. 主动声纳检测技术的回顾与展望 [J]. 声学技术, 2007, 26(2): 335-340.
   Liu Guanling, Ling Guomin, Yan Qi. Review and prospect of active sonar detection techniques[J]. Technical Acoustics, 2007, 26(2): 335-340.
- [2] 田坦, 刘国枝, 孙大军. 声呐技术 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大 学出版社, 2000.
- [3] Vossen R. Low frequency continuous active sonar[C]. Proceeding of the European Conference on Undersea Defense Technology, 2011.
- [4] Hague D A, Buck J R. A generalized sinusoidal frequency modulated waveform for active sonar[C]. Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), 2012: 876–879.
- [5] Hickman G, Krolik J L. Non-recurrent wideband continuous active sonar[C]. Proceeding of OCEANS'12 MTS/IEEE, 2012: 1–6.
- [6] Deferrari H, Wylie J. Ideal signals and processing for continuous active sonar[C]. Proceeding of meetings on acoustics, 2013.
- [7] Hague D A, Buck J R. The generalized sinusoidal frequency modulated waveform for continuous active sonar[C]. Proceeding of OCEANS'15 MTS/IEEE, 2015.
- [8] Stoica P, He H, Li J. New algorithms for designing unimodular sequences with good correlation properties[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 57(4): 1415–1425.
- [9] Liang J, Li J. On designing the transmission and reception of multistatic continuous active sonar systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(1): 285–299.
- [10] Grimmett D, Wakayama C. Multistatic tracking for continuous active sonar using Doppler-bearing measurements[C]. Proceeding of the 16th International Conference on Information Fusion, 2014.
- [11] Guillaume G, Genevieve J. Principal component inverse algorithm for detection in the presence of reverberation[J].

IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2002, 127(2): 310–321.

- [12] 高守传, 黄春琳, 粟毅. 基于 RLS 横向滤波器自适应抵消法的 直达波抑制 [J]. 信号处理, 2004, 20(6): 566-571.
  Gao Shouchuan, Huang Chunlin, Su Yi. Direct wave suppression based on adaptive interference canceling method[J]. Signal Processing, 2004, 20(6): 566-571.
- [13] 黄聪. 强相干干扰抑制技术研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大 学, 2012.
- [14] 范展,梁国龙,王逸林. 一种零陷展宽鲁棒自适应波束形成算法 [J]. 电子与信息学报, 2013, 35(9): 2764–2770.
  Fan Zhan, Liang Guolong, Wang Yilin. Robust adaptive beamforming with null widening[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(9): 2764–2770.
- [15] 李文兴, 毛晓军, 孙亚秀. 一种新的波束形成零陷展宽算法 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(10): 2882–2888.
  Li Wenxing, Mao Xiaojun, Sun Yaxiu. A new algorithm for null broadening beamforming[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(10): 2882–2888.
  [16] 惠俊英, 余赟, 惠娟, 等. 多途信道中声屏蔽及声聚焦 [J]. 哈尔
- [10] 憲後关, 永贞, 忠娟, 寺. 夕返信道中产併設久戸東浜[J]. 昭永 滨工程大学学报, 2009, 30(3): 299–306. Hui Junying, Yu Yun, Hui Juan, et al. Acoustic shielding and acoustic focusing[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2009, 30(3): 299–306.
- [17] Lu Z, Li J. Impact of strong direct blast on active sonar systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(2): 894–909.
- [18] Harry L V T. Optimum array processing[M]. New York: USA, Wiley Press, 2002.
- [19] Murphy S M, Hines P C. Sub-band processing of continuous active sonar signals in shallow water[C]. Oceans. IEEE, 2015: 1–4.
- [20] Munafo A, Canepa G, Kevin D L. Continuous active sonars for littoral undersea surveillance[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2002, 127(2): 310–321.
- [21] Mailloux R J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs[J]. Electronics Letters, 1995, 31(8): 771–772.
- [22] 余赟. 浅海多途信道中声聚焦与声屏蔽技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009.
- [23] 芦嘉, 生雪莉, 凌青, 等.双基地声呐发射声屏蔽技术 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2015, 36(7): 1177–1182.
  Lu Jia, Sheng Xueli, Ling Qing, et al. Transmission shielding technology for bistatic sonar[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2015, 36(7): 1177–1182.