双基地声呐接收站散射波低截获技术

芦嘉^{1,2},生雪莉^{1,2},石亚莉^{1,2},殷敬伟^{1,2},郭龙翔^{1,2},陆典^{1,2} (1. 哈尔滨工程大学水声技术重点实验室,黑龙江哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学水声工程学院,黑龙江哈尔滨 150001)

摘要:双基地声呐的接收站因散射主动信号存在暴露的风险,对此提出了基于发射声屏蔽的双基地声呐低截获技术。发射站采用垂直发射阵,利用屏蔽权对原始信号进行预处理,获得的低截获信号在接收站处被自动抵消,从而降低接收站散射信号的能量。仿真结果表明,发射声屏蔽技术能有效增加接收站散射信号到达目标处的能量衰减,而对到达接收站处的待测目标散射信号则无较大影响。该方法突破了以往低截获技术只是改变信号能量时频域分布的局限(在信号处理层面),利用多途结构真实降低了被截获信号能量(在物理层面),并适用于多种信号形式。

关键词:双基地声呐;接收站散射波;低截获;发射声屏蔽

中图分类号: TB56 文献标识码: A 文章编号: 1000-3630(2017)-05-0423-08

DOI 编码: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2017.05.005

Low probability interception of scattered wave from the receiving station of bistaitc soanr

LU Jia^{1,2}, SHENG Xue-li^{1,2}, SHI Ya-li^{1,2}, YIN Jing-wei^{1,2}, GUO Long-xiang^{1,2}, LU Dian^{1,2}

(1. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China;

2. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China)

Abstract: To avoid the risk that the receiving station may be exposed due to scattering the active signal, the bistatic low probability of interception (LPI) technique based on acoustic shielding technique is proposed. Utilizing the acoustic multi-path feature of the direct signal, the original signals are pre-processed by acoustic shielding at the transmitting station to get the LPI transmitting signals of bistatic sonar. Simulation results show that: compared with original signal, when transmitting the LPI signal, the interception signal received by the target attenuates significantly; the middle part of the interception signal attenuates more than the both sides of the interception signal do in time domain; however, the target scattering signal received by the receiving station essentially unchanged. The proposed LPI technique enhances the anti-intercept ability of the scattering signal from the receiving station and reduces the quality factor of the target without affecting that of the receiving station. And, the proposed LPI technique helps the receiving station to maintain stealth and improves the underwater-acoustical countermeasure ability of the bistatic sonar. The traditional LPI waveform designs only change the signal power distribution along the time-frequency axis and the chaos characteristic to increase the complexity of detecting signal. The proposed method really reduces the energy of the interception signal. The proposed method can apply to all kinds of broadband signal and provides a new idea for LPI sonar.

Key words: bistatic sonar; scattered wave from the received station; low probability of interception; transmitted acoustic shielding

0 引言

低截获技术兴起于雷达领域,低截获雷达[1]早已进入装备服役,目前正向低截获组网雷达方向发展^[2]。声呐探测受限于复杂的水声信道环境,检测目标尚有困难^[3],对低截获技术的需求与关注也就不足,低截获声呐研究进展也较为缓慢。水声学领域中低截获技术公开发表的文献相对较少,除部分

收稿日期: 2017-01-05; 修回日期: 2017-03-09 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51509059)

作者简介: 芦嘉(1987一), 男, 黑龙江哈尔滨人, 博士研究生, 研究方向

为双/多基地声呐。

通讯作者: 生雪莉, E-mail: shengxueli@aliyun.com

讨论通信低截获外[4-5],研究重点主要集中在探测低截获上。最初,研究人员在讨论声呐发射技术时,认为采用大带宽、长周期的发射信号可减小发射声源级,同时降低被截获概率^[6]。2004 年,Willett^[7]明确了低截获声呐的概念,指出了影响低截获声呐与目标水声对抗的两个关键因素,是低截获声呐采用的混沌信号接近于环境噪声,不易被目标的截获机(为避免歧义,后文在目标反探测主动声呐的过程中,将目标称为截获机,在目标被主动声呐探测时仍称为目标)检测,以及低截获声呐遭受双程传播损失使得其信噪比低于目标,并分析了两者的权衡关系。次年,国内学者李字^[3]等人参照低截获雷达定义了单、双基地声呐的低截获因子及优质因数,

并对比了不同信号形式下的单、双基地声呐低截获因子。Park^[8-9]等人在文献[7]的基础上,更改并增加了一些更为实际的条件设定,分析了低截获声呐的可行性,提出在确保截获机检测概率低于一定限值的前提下,低截获声呐应当由低功率探测信号开始,逐渐提高发射功率直到到达一个可靠的检测概率。文献[10-11]分析了低截获声呐信号的特征,总结了低截获波形设计的规则。Lynch^[12]等人在后续的研究中认为低截获声呐在非高斯环境噪声下将具有更好的性能,可在大作用距离、合理信号持续时间的条件下,实现对目标的隐蔽观测。Marszal^[13-14]等人研究了低截获声呐受目标速度(多普勒)的影响,考察了低截获声呐的检测能力,距离分辨率等。另一些学者则具体研究了诸如 Barker、Costas 等编码信号在低截获声呐中的应用^[15-16]。

低截获声呐主要是研究单基地声呐,涉及双基 地声呐时,讨论也集中在发射站主动信号的低截获 性上。尽管双基地接收站处于被动模式,但在一些 特定条件下其散射信号仍可能被目标(本文中目标 与截获机所指是同一事物)检测到。双基地声呐的优 势来源于接收站的隐蔽性以及异于单基地声呐的合 作探测模式[17],因而实现接收站散射信号的低截获 性可能比实现发射站主动信号的低截获性更为重 要。以往的低截获信号设计除采用低频信号外,主 要遵循大时间带宽积、复合频(码)制、随机或非线 性体制,时频捷变等几个原则,但其只是在时域、 频域等维度上打散、打乱信号能量, 使信号更具混 沌性, 增大被检测的难度, 并未考虑信号具体经历 的信道系统。为确保双基地声呐接收站的隐蔽性, 实现其散射信号的低截获性, 本文提出了基于发射 声屏蔽的双基地声呐低截获技术。该方法采用多元 发射阵, 针对直达信道利用发射声屏蔽技术处理原 始发射信号,获得双基地声呐低截获信号。低截获 信号经直达信道到达接收站时会被自动抑制,能量 衰减大幅增加, 进而提高接收站散射信号的抗截获 能力,降低目标截获机优质因数。双基地声呐低截 获技术能增强接收站的隐身效果, 为双基地声呐充 分发挥探测优势提供保障。

1 双基地声呐接收站散射信号低截 获性分析

衡量低截获声呐的性能时,优质因数常被作为 参考。

当单基地低截获声呐与目标遭遇时,各自声呐

方程中的发射声源级、接收处理增益等参数都已确定,传播距离对于彼此也是相同的。为便于后面分析,本文中定义低截获声呐与截获机各自的优质因数(Figure Of Merit, FOM)如下(不同于文献[10])。

单基地低截获声呐的优质因数[3]为

$$FOM_{D} = SL_{D} + Ts - (NL_{D} - DI_{D}) + GS_{D} + GT_{D} - DT_{D} - 2TL$$

$$(1)$$

低截获声呐与截获机常规的对抗态势中,截获 机往往采用被动探测模式,此时其优质因数^[3]为

$$FOM_{I} = SL_{D} - (NL_{I} - DI_{I}) + GS_{I} + GT_{I} - DT_{I} - TL$$
(2)

式(1)、(2)中: SL 为声源级; Ts 为目标强度; NL 为噪声级; DI 为指向性函数; GS 为空间增益; GT 为时间增益; DT 为检测阈; TL 为传播损失。角标 D 对应低截获声呐,角标 I 对应截获机。低截获声呐探测目标时,希望 $FOM_{\rm D} > 0$ 而 $FOM_{\rm I} < 0$ 。这要求低截获声呐提高自身处理增益,并通过发射信号波形设计增加截获机检测低截获信号的难度,同时不盲目增加发射信号功率。

双(多)基地声呐采用合作模式探测目标,常规 配置中,担当发射站的平台载体往往自身噪声辐射 较高,发射功率较大,被发现概率与单基地声呐相 当,难以实现隐蔽。同时发射站也往往被后置部署, 位置相对安全,因而对发射主动信号的低截获性要 求反而不高。双基地声呐独特的探测优势来源于接 收站与发射站远距离的分布及其天然的隐蔽性。一 般认为接收站处于被动工作状态难以被目标发现, 然而在特定条件,目标通过检测接收站散射的主动 信号来探测接收站的能力,可以与接收站利用目标 散射的主动信号来探测目标的能力相当。图 1 为双 基地声呐探测目标示意图。R表示距离,TL表示传 播损失, 其中下角标 1、2 和 3 分别指发射站与接 收站、发射站与目标和目标与接收站。为便于叙述, 将到达目标处的主动信号称为搜索信号,将到达接 收站处的主动信号称为直达信号,将接收站接收到 的目标散射信号称为目标信号,将目标接收到的接 收站散射信号称为暴露信号。将搜索信号、直达信

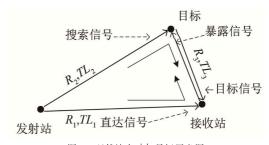


图 1 双基地声呐与目标示意图 Fig.1 Schematic diagram of bistatic sonar and target

号经历的信道称为搜索信道与直达信道,将目标信 号与暴露信号经历的信道称为互通信道 (本文中低 截获信号指原始信号经低截获技术处理后获得的发 射信号)。

对于双基地声呐,接收站的优质因数为
$$FOM_{R} = SL_{D} + Ts_{1} - (NL_{R} - DI_{D} - DI_{R}) + GS_{R} + GT_{R} - DT_{R} - TL_{2} - TL_{3}$$
 (3)

目标截获机截获接收站散射信号的优质因数为 $FOM_1 = SL_D + Ts_R - (NL_1 - DI_D - DI_1) +$

$$GS_1 + GT_1 - DT_1 - TL_1 - TL_3 \tag{4}$$

式(3)、(4)中: Ts_1 表示截获机的目标强度; Ts_R 表示接收站的目标强度; DI_1 表示截获机的接收指向性指数; DI_R 表示接收站的接收指向性指数; DI_D 为声源的发射指向性指数, 在式(3)、(4)中可能不同。

主动信号到达目标时(搜索信号)只受到单程传播损失,信噪比较高,一旦目标成功截获搜索信号,就可利用截获的信号来检测接收站的散射信号(暴露信号),这种检测模式与双基地接收站检测目标散射信号(目标信号)的机理是相同的。发射站采用全指向性发射时,对于接收站与目标的发射指向性指数是相同的。发射站进行波束扫描时,若目标位于发射站向接收站连线方向,则对于接收站与目标的发射指向性指数也是相同的。比较式(3)和式(4),当目标与接收站是同类声呐载体、目标强度与信号处理能力都相近、且发射指向性指数也相同时,则接收站与目标对彼此的探测能力大致相当。

综上,尽管接收站工作于被动模式,但在一定 条件下,仍可能因为散射主动信号而暴露,这将严 重损害双基地声呐的探测优势。因此,实现双基地 声呐接收站散射信号的低截获性变得极为重要。

2 基于发射声屏蔽的双基地声呐低 截获技术

根据双基地条件下的优质因数公式,单独增大 暴露信号在直达信道段的传播损失,有助于降低目 标截获机的优质因数,提高双基地声呐对抗目标的 能力。本文提出的双基地声呐低截获技术,在发射 站对宽带主动信号做针对直达信道的预处理,屏蔽 其在接收站处的响应,进而实现增大暴露信号传播 损失的目的。

2.1 双基地声呐多入单出系统直达信道估计

双基地声呐低截获技术需要知道精确的直达信道信息。本文双基地声呐为多入单出系统,以下内容以4元发射阵为例,其示意图如图2所示。

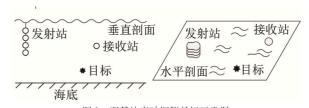


图 2 双基地声呐探测目标示意图

Fig.2 Schematic diagram of bistatic sonar detecting target

首先设计双基地声呐发射站的信道训练信号,用以估计各发射阵元到接收站的子信道结构。采用空时码信号[18]的表示形式,记原始发射信号(时域)为s, E 为单位矩阵,则发射站的信道训练信号为

$$\mathbf{s} = s\mathbf{E} = \begin{bmatrix} s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s \end{bmatrix}$$
 (5)

式(5)中: **s** 的行对应发射时间,列对应发射阵元。 当发射时间间隔大于多途扩展时间时,经历多入单 出信道后,接收站接收信号为

$$\mathbf{r} = \mathbf{s}\mathbf{h}_{1} + \mathbf{n} = \begin{bmatrix} s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1,1} \\ h_{1,2} \\ h_{1,3} \\ h_{1,4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1} \\ n_{2} \\ n_{3} \\ n_{4} \end{bmatrix} = s \begin{bmatrix} h_{1,1} \\ h_{1,2} \\ h_{1,3} \\ h_{1,4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1} \\ n_{2} \\ n_{3} \\ n_{4} \end{bmatrix}$$
 (6)

式(6)中: h_i 表示时域直达信道,n 表示噪声。各发射阵元到接收阵元的多途信道被彼此分离开,并可进行信道估计。声屏蔽与时反镜关联紧密,时反镜估计信道常用的相关法^[19]会引入大量的增生途径,破坏信道的时频特征,而声屏蔽对信道估计精度,尤其是多途路径数目要求估计准确。这里采用正交匹配追踪算法进行信道估计。正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit,OMP)是匹配追踪^[20]的改进算法,能够准确地估计多途信道的路径数目,并具有较好的信道估计精度^[21-22]。简单给出OMP 算法估计信道的步骤:

记信道冲激响应函数 h 的长度为 L,字典 $X=[x_1,x_2,\cdots,x_L]$,观测信号 y=Xh+n,迭代次数为 K。定义残差为 ε_k $(k=0,1,\cdots,K,\varepsilon_0=y)$,定义索引集 为 λ_k $(\lambda_k\neq\varnothing)$, \varnothing 表示空集。

第 k 次迭代时,从字典中找出与观测信号相关系数最大的原子,得到对应的索引

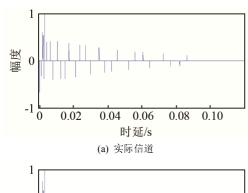
$$\lambda_k = \underset{1 < l < L}{\arg \max} |\langle \mathbf{r}_k, \mathbf{x}_l \rangle| \tag{7}$$

更新索引集 $\lambda_k = \lambda_{k-1} \cup \{\lambda_k\}$,由最小二乘可得

$$h' = \underset{1 \le l \le I}{\operatorname{argmin}} \| y - X_{\lambda k} h \| \tag{8}$$

更新残差 $\varepsilon_k = y - Xh'$ 。 迭代 K 次即可得到估计的信道 h'。

双基地声呐发射站到接收站的直达信号只经历单程传播损失,信噪比较高,利用信道训练信号和OMP方法可以较好地估计出各子信道结构。下面以本文第 3 节中信道条件 1 下,发射站第二发射阵元到接收站的直达信道考察 OMP 法的信道估计效果。图 3 为采用 OMP 法的信道估计结果,比较图 3(a)与 3(b)可见,OMP 法能准确地估计出多途信道的主要途径,满足发射声屏蔽技术的需求。本文后续仿真中采用 OMP 法进行信道估计,仿真所用的估计信道均为 20 dB 信噪比下获得。



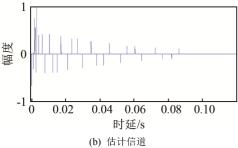


图 3 实际信道与估计信道

Fig.3 The real channel and the estimated channel: (a) real channel; (b) estimated channel

2.2 双基地声呐低截获预处理

声屏蔽^[23]源于时间反转镜技术,其区别于传统 阵列信号处理的地方在于声屏蔽是对经历特定传播 路径的干扰信号进行屏蔽而非特定方向,声屏蔽既 可屏蔽其他方向的干扰^[24],也可屏蔽来自期望信号 相同方向的干扰^[25]。文献[26]提出了在发射端实现 声屏蔽的方法,使声屏蔽从被动走向主动,具备了 新的应用前景。

根据 2.1 内容,可估计出双基地声呐发射站各阵元到接收站的直达信道响应 $\mathbf{h}_{\!\!\!1} = [h_{\!_{\!1,\!\!1}},h_{\!_{\!1,\!2}},\cdots,h_{\!_{\!1,\!4}}]^{\rm T}$ 。对应的直达信道在频域可以表示为 $\mathbf{H}_{\!\!\!1} = [H_{\!_{\!1,\!1}},H_{\!_{\!1,\!2}},\cdots,H_{\!_{\!1,\!4}}]^{\rm T}$, $H_{\!_{\!1,\!m}} = \mathrm{FFT}\left(h_{\!_{\!1,\!m}}\right)$,m = 1, $2, \cdots, M$ 。

利用估计的直达信道计算发射声屏蔽的屏蔽权

$$W = [\mathbf{E} - \mathbf{H}_{\mathbf{I}} (\mathbf{H}_{\mathbf{I}}^* \mathbf{H}_{\mathbf{I}})^{-1} \mathbf{H}_{\mathbf{I}}^*]$$
 (9)

式(9)中**.** \mathbf{E} 为 $M \times M$ 维单位阵,"*"表示共轭转置运算。

双基地声呐原始宽带发射信号为s,其频谱为s,在频域对原始信号进行预屏蔽处理

$$Z=SW=[E-H_{\scriptscriptstyle \rm I}(H_{\scriptscriptstyle \rm I}^*H_{\scriptscriptstyle \rm I})^{-1}H_{\scriptscriptstyle \rm I}^*] \tag{10}$$

式中, $Z = [Z_1, Z_2, \dots, Z_4]$,S = [S, S, S, S, S],则双基地声呐的时域低截获发射信号为 $z = [z_1, z_2, \dots, z_4]$,其中 $z_m = IFFT(Z_m), m = 1, 2, \dots, M$ 。

理想条件下,估计的信道等于真实直达信道。 此时,低截获信号经过直达信道,在接收站的信号 响应为

$$Y_{1} = ZH_{1} + N_{1} = S[E - H_{1}(H_{1}^{*}H_{1})^{-1}H_{1}^{*}]H_{1} + N_{1} = S[H_{1} - H_{1}(H_{1}^{*}H_{1})^{-1}H_{1}^{*}H_{1}] + N_{1} = S[H_{1} - H_{1}] + N_{1} = 0 + N_{1}$$
(11)

$$Y_{s} = ZH_{s} + N_{s} = S\left[E - \frac{1}{A}H_{1}H_{1}^{*}\right]H_{s} + N_{s} = SH_{s} + N_{s} - S\frac{1}{A}H_{1}H_{1}^{*}H_{s}$$

$$(12)$$

低截获信号经直达信道在接收站处响应为零,形成了类似于阴影区的局部屏蔽空间,此时低截获信号到达接收站处的传播损失相当于无穷大。低截获信号经过搜索信道,在目标处的信号响应为式(12),式中 $1/A = (\boldsymbol{H_1^*H_1})$ 。经历搜索信道的低截获信号并未在目标处被削弱,而是相当于原始信号经历了由屏蔽权和搜索信道合成的复合信道。以上推导是在频域进行的。实际应用中,将频域发射信号转化到时域后,还存在信号首尾端的抑制问题,这将在后续仿真中加以说明。

2.3 散射信号模型

双基地声呐散射信号模型由两段多途信道传 递函数和一个散射函数组成。以暴露信号为例,图 1 中主动信号首先经过直达信道到达接收站,受接 收站散射后,再经互通信道传播到目标处。

根据射线声学理论,声源信号沿不同的声线途径到达接收点,接收信号可以看做是所有经过接收点的声线传送信号的干涉叠加。忽略海水频率吸收特性和色散现象,计算沿第i条途径到达信号的幅度 A_i 和时延 τ_i ,水声多途信道的系统函数可表示为

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \delta(t - \tau_i)$$
 (13)

仿真信道模型中,海底采用典型三参数海底模型^[27],海面平均波高为 1 m,声速剖面为实测数据。在给定的发射站、接收站和目标位置条件下,计算得到的直达信道 $\mathbf{h}_1 = [\mathbf{h}_{1,1}, \mathbf{h}_{1,2}, \cdots, \mathbf{h}_{1,4}]^T$,搜索信道 $\mathbf{h}_s = [\mathbf{h}_{s,1}, \mathbf{h}_{s,2}, \cdots, \mathbf{h}_{s,4}]^T$,互通信道为 \mathbf{h}_e 。在较短的观测时间内,水声信道可以近似为时不变系统^[28]。本文的研究内容基于时不变信道背景。

简化双基地声呐散射信号模型:将接收站与目

标均视为点源目标,每一根入射声线在点源处发生 全指向性散射,各向散射衰减系数 α 相同,则目标 与接收站处收到的暴露信号与目标信号可表示为

$$S_{i} = \alpha \cdot \sum (S * h_{1}) * h_{e} = \alpha \cdot S * \sum_{m+1}^{4} (h_{1,m}) * h_{e}$$
 (14)

$$S_s = \alpha \cdot \sum (S^*h_s)^*h_e = \alpha \cdot S^* \sum_{m+1}^4 (h_{s,m})^*h_e$$
 (15)

3 仿真分析

仿真所用的声速剖面为海试实测数据,如图 4(a)所示。发射站、接收站及目标位置如图 2 所示,其中垂直发射阵四个阵元布放深度为 10、13、16、19 m。接收站与目标的位置信息如下:接收站与发射站距离 R_1 =4 000 m,深 D_1 =30 m,目标与发射站距离 R_2 =2 000 m,深 D_2 =40 m,目标与接收站距离 R_3 =3 000 m。

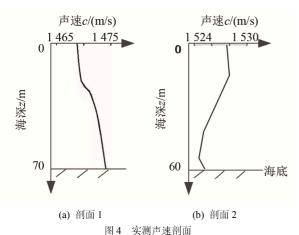
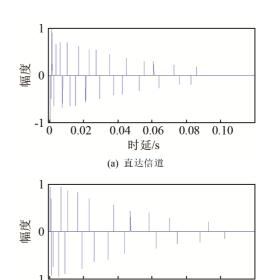


Fig.4 The measured SSP (sound speed profile)

发射站 1 号阵元到接收站的直达信道与到目标的搜索信道如图 5 所示,其中图 5(a)为直达信道,图 5(b)为搜索信道,两者按各自最大途径进行归一化。直达信道与搜索信道的互相关系数小于 0.25(参考信号为噪声信号),两者不相关。

仿真采用两种具有不同时频特性的常用宽带主动声呐信号:噪声调频信号(Noise Frequency Modulation Signal, NFM) $^{[29]}$ 和线性调频脉冲信号(Linear Frequency Modulation Pulse Signal, LFM)。如图 6 所示,NFM 信号的瞬时频率是宽带的,信号的起始和结尾部分包含宽带频谱的全部;LFM 信号的瞬时频率是窄带的,信号的起始和结尾部分仅包含宽带频谱的一部分。信号中心频率为 2.5 kHz,带宽为 3 kHz,脉宽为 0.5 s。进行对比仿真实验,比较采用双基地声呐低截获技术前后,暴露信号与目标信号各自传播损失(TL_1 , TL_2)的相对变化(而非两者之间的直接比较)。



0.02

0.04

图 5 直达信道与搜索信道 Fig.5 The direct channel and the search channel: (a) direct channel; (b) search channel

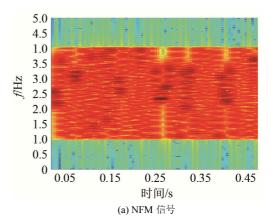
0.06

时延/s

(b) 搜索信道

0.08

0.10



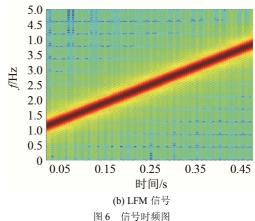


Fig.6 The time frequency spectrum of acoustic signal: (a) NFM signal; (b) LFM signal

图 7 为低截获处理前后,目标处接收到的暴露信号波形。比较图 7(a)、7(c)与 7(b)、7(d)可见,采用双基地声呐低截获技术后,到达目标处的接收站散射信号(暴露信号)被显著削弱。由图 7(c)、7(d)

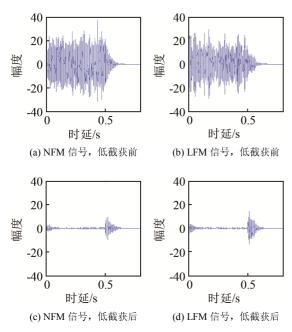


图 7 低截获处理前后暴露信号波形

Fig. 7 The exposed signal wave before and after LPI processing:
(a) NFM signal before LPI; (b) LFM signal before LPI;
(c) NFM signal after LPI; (d) LFM signal after LPI

易见,暴露信号时域波形中段被抑制得较为干净, 而首尾两端有残留的信号成分。

采用低截获技术时,接收站处直达信号的时域 表达形式为

$$y(t) = \sum_{m=1}^{4} Z_m(t) * h_{1,m}(t) = \sum_{m=1}^{4} \sum_{\tau=0}^{t} Z_m(\tau) h_{1,m}(t-\tau)$$
(16)

可以看出,双基地声呐低截获技术对直达信号 在任一时刻的抑制是利用各子信道该时刻及其前面 的多途路径进行相互抵消实现的。直达信号起始部 分是由主动信号起始部分经过多途信道起始途径而 得;前面没有多途路径,因而抑制效果略差。而直 达信号结尾部分是由主动信号结尾部分经过多途信 道结尾途径而得,超出了前面多途路径的作用范围, 因而抑制效果略差。图 7 仿真中所用直达信道各子 信道起始部分路径较为密集且时刻较为接近,而结 尾部分路径较为疏松,从而直达信号起始部分的抑 制效果优于结尾部分。直达信号经接收站散射传播 到达目标处,仍保持这种特性。

图 8 为图 7 结果的频谱形式,NFM 和 LFM 两种具有不同时频特性的信号对应的暴露信号频谱特性也不尽相同(图 8(c)、8(d))。NFM 信号在脉宽内频率不随时间单调变化,对应的暴露信号带宽内各频率成分被抑制得较为均匀;LFM 信号在脉宽内频率随时间单调变化,对应的暴露信号带宽内中间段频率成分被抑制的效果优于NFM,而起始和结尾部

分频率成分的抑制效果弱于 NFM。以上结果与图 7(c)、7(d)可以相互印证。

图 9 和图 10 为目标信号在低截获处理前后的 波形与频谱。比较低截获处理前后的结果,可知, 双基地声呐低截获技术并未对目标信号产生明显 抑制。

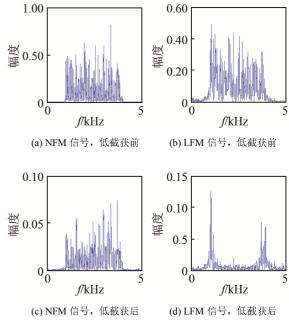


图 8 低截获处理前后暴露信号频谱

Fig. 8 The exposed signal spectrum before and after LPI processing:(a) NFM signal before LPI; (b) LFM signal before LPI;(c) NFM signal after LPI; (d) LFM signal after LPI

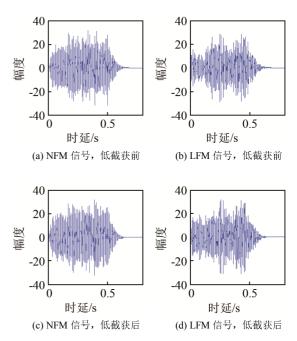


图 9 低截获处理前后目标信号波形 Fig.9 The target signal wave before and after LPI processing (a) NFM signal before LPI; (b) LFM signal before LPI; (c) NFM signal after LPI; (d) LFM signal after LPI

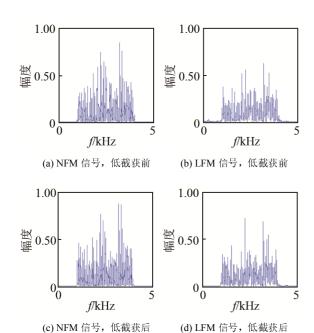


图 10 低截获处理前后目标信号频谱 Fig.10 The target signal spectrum before and after LPI processing: (a) NFM signal before LPI; (b) LFM signal before LPI; (c) NFM signal after LPI; (d) LFM signal after LPI

定义衰减级 $\Delta TL_I(\Delta TL_T)$ 为采用低截获技术处理后与处理前的暴露信号(目标信号)到目标(接收站)处的传播损失的差值,yes 表示处理后,no 表示处理前。暴露信号衰减级 ΔTL_I 越高,表明低截获处理效果越显著。定义衰减增益为:暴露信号衰减级与目标信号衰减级的差值 $\Delta TL_I - \Delta TL_T$ 。衰减增益越高,表明低截获技术提高双基地声呐水声对抗的优势越多。

$$\Delta T L_{\rm I} = T L_{\rm I no} - T L_{\rm I ves} \tag{17}$$

$$\Delta T L_{\rm T} = T L_{\rm T no} - T L_{\rm T ves} \tag{18}$$

统计暴露信号与目标信号在低截获处理前后的能量衰减情况。保持发射站布放条件不变,表 1 给出了六组双基地接收站与目标的分布情况,其中条件 1~3 使用声速剖面 1(见图 4(a)),条件 4~6 使用声速剖面 2(见图 4(b)),即表 1 共给出了六组不同信道条件。

表 2 和表 3 为表 1 信道条件下的信号衰减级与衰减增益。对于暴露信号,除采用 LFM 在条件 2

表 1 接收站及目标的位置参数(m)

Table 1 The location parameters of the receiving station and the target (m)

| | 条件1 | 条件2 | 条件3 | 条件4 | 条件5 | 条件6 |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| R_1 | 4 000 | 3 000 | 2 000 | 3 000 | 2 000 | 4 000 |
| D_1 | 30 | 40 | 40 | 30 | 40 | 30 |
| R_2 | 2 000 | 5 000 | 4 000 | 2 000 | 4 000 | 3 000 |
| D_2 | 40 | 40 | 30 | 30 | 30 | 30 |
| R_3 | 3 000 | 3 000 | 4 000 | 3 000 | 4 000 | 4 000 |

表 2 声速剖面 1 下的衰减级 (dB)

Table 2 Reduction level under SSP 1 (dB)

| | 条件1 | | 条件2 | | 条件3 | |
|---|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | NFM | LFM | NFM | LFM | NFM | LFM |
| $\Delta TL_{ m I}$ | 17.46 | 17.97 | 16.80 | 14.43 | 16.89 | 16.31 |
| $\Delta T L_{ m T}$ | -0.43 | -0.42 | 0.17 | 0.19 | -0.72 | -0.66 |
| $\Delta T L_{ m I}$ – $\Delta T L_{ m T}$ | 17.89 | 18.39 | 16.68 | 14.25 | 17.61 | 16.97 |

表 3 声速剖面 2 下的衰减级 (dB)
Table 3 Reduction level under SSP 2 (dB)

| | 条件 4 | | 条件 5 | | 条件6 | |
|---|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | NFM | LFM | NFM | LFM | NFM | LFM |
| $\Delta T L_{ m I}$ | 20.31 | 19.49 | 17.03 | 17.95 | 24.64 | 22.40 |
| $\Delta T L_{ m T}$ | -0.58 | -0.45 | 0.67 | 0.66 | -0.10 | 0.66 |
| $\Delta T L_{ m I}$ - $\Delta T L_{ m T}$ | 20.88 | 19.94 | 16.36 | 17.28 | 24.74 | 21.74 |

下衰减级低于 15 dB, 其余条件下衰减级均高于 15 dB, 部分结果高于 20 dB, 低截获技术显著增大 了暴露信号的传播衰减; 而对于目标信号,衰减级 在±1 dB 内, 低截获技术对目标信号的传播衰减没 有明显的作用。结合不同信道条件下的衰减增益结果, 低截获技术有利于提升双基地声呐的水声对抗能力。

根据表 2 和表 3 结果,低截获技术对 NFM 和 LMF 两类信号的抑制效果总体上并无明显的高低 关系,但考虑到避免信号能量在时频轴分布过于集中有利于提高信号的低截获性,结合图 7 结果,双基地声呐低截获技术更适用于 NFM 类时频特性的信号。

4 结论

采用低截获技术时,接收站散射信号的传播损失大幅增加,而目标散射信号则不受明显影响。接收站散射信号时域波形中段多途路径相互抵消较充分,抑制效果良好,起始和结尾部分抑制效果较差。频域抑制特性与信号的时频特性有关,与信号时域抑制结果相对应。NFM 类频谱随时间非单调变化信号较 LFM 类频谱随时间单调变化信号更适用于双基地低截获技术。双基地声呐低截获技术实现了接收站散射信号的低截获性,提升了双基地声呐的水声对抗能力。以往低截获波形设计方法主要通过改变信号的混沌性,增加截获机检测难度,并未降低被截获信号的总能量,而本文提出的双基地声呐低截获技术利用直达信道特征,降低了被目标截获信号的信噪比。

参考文献

[1] Stove A G, Hume A L, Baker C J. Low probability of intercept

- radar strategies[J]. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 2004, 151(5): 249-260.
- [2] Shi C G, Zhou J J, Wang F. Low probability of intercept optimization for radar network based on mutual information[C]//Signal and Information Processing (ChinaSIP), 2014 IEEE China Summit & International Conference on. IEEE, 2014: 683-687.
- [3] 李宇,黄海宁,薛山花,等. 低截获探测声呐技术研究[C]//2005 年全国水声学学术会议论文集,武夷山,2005: 165-167. LI Yu, HUANG Haining, XUE Shanhua, et al. Technique for low probability of sonar[C]//The 2005 National Conference on Underwater Acoustics Proceedings, Wuyishan, 2005: 165-167.
- [4] Yang T C, Yang W B. Low probability of detection underwater acoustic communications using direct-sequence spread spectrum[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2008, 124(6): 3632-3647.
- [5] 王燕, 韩成龙, 范展, 等. 一种低截获水声遥控信号的设计方法及性能分析[J]. 声学技术, 2014, 33(3): 260-264. WANG Yan, HAN Chenglong, FAN Zhan, et al. The design and performance analysis of a low intercept probability signal for underwater acoustic remote control[J]. Technical Acoustics, 2014, 33(3): 260-264.
- [6] Wicker K, Arens E. New sonar technologies using lower sound pressure levels[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1999, 105(2): 1171-1171.
- [7] Willett P, Reinert J, Lynch R. LPI waveforms for active sonar[C]//Aerospace Conference, 2004. Proceedings. 2004 IEEE. IEEE, 2004, 4: 2236-2248.
- [8] Park J D, Miller D J, Doherty J F, et al. A study on the feasibility of low probability of intercept sonar[C]//Information Sciences and Systems, 2009. CISS 2009. 43rd Annual Conference on. IEEE, 2009: 284-289.
- [9] Park J D, Miller D J, Doherty J F, et al. A feasibility study on the low probability of intercept sonar[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2010, 127(3): 1998-1998.
- [10] 何惠江,刘军凯,刘雪辰,等.声呐低截获技术方法与策略研究[J]. 鱼雷技术, 2010, 18(2): 99-103. HE Huiiang, LIU Junkai, LIU Xuechen, et al. Techniques for low probability of intercept sonar[J]. Torpedo Technology, 2010, 18(2): 99-103.
- [11] 魏玉华, 关成彬, 刘磊. 低截获主动声呐信号特征研究[J]. 兵工自动化, 2010, **29**(5): 74-76.

 WEI Yuhua, GUAN Chengbin, LIU Lei. Research on signal characteristics of low interception active sonar[J]. Ordnance Industry Automation, 2010, **29**(5): 74-76.
- [12] Lynch R S, Willett P K, Reinert J M. Some analysis of the LPI concept for active sonar[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2012, 37(3): 446-455.
- [13] Marszal J, Salamon R. Silent sonar for maritime security applications[C]//Proceedings of Meetings on Acoustics. Acoustical Society of America, 2013, 17(1): 070082.
- [14] Marszal J. Experimental study of silent sonar[J]. Archives of Acoustics, 2014, 39(1): 103-115.
- [15] 冯奇, 王英民. 巴克码在复合声呐信号中的应用[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2014,12 (4): 579-583.
 FENG Qi, WANG Yingmin. Simulation on application of barker code in complex sonar signals[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2014, 12(4): 579-583.
- [16] 冯西安, 张杨梅, 苏建军. 基于 Costas 编码脉冲串的低截获声呐波形设计方法[J]. 西北工业大学学报, 2014, 32(6): 882-887. FENG Xian, ZHANG Yangmei, SU Jianjun. Waveform design for low interception active sonar based on costas sequence[J]. Journal

- of Northwestern Polytechnical University, 2014, 32(6): 882-887.
- [17] SHENG X, LU J, DONG W, et al. The research on the coverage area of multistatic sonar under various work modes[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2014. 135(4): 2298-2298.
- [18] 生雪莉, 芦嘉, 凌青, 等. 多基地空时码探测信号设计及时反相关检测技术[J]. 物理学报, 2014, 63(5): 204-212.

 SHENG Xueli, LU Jia, LING Qing, et al. Design of multistatic sonar space-time code detection signal and time reversal copycorrelation detection technology[J]. Acta Phys. Sin. 2014, 63(5): 204-212.
- [19] 殷敬伟. 多途信道中 Pattern 时延差编码水声通信研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2007.

 YIN Jingwei. A study of Pattern time delay shift coding communication in underwater acoustic multipath channel[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2007.
- [20] Cotter S F, Rao B D. Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(3): 374-377.
- [21] 邴璐, 王伟远, 王永良, 等. 基于贪婪稀疏方法的心脏磁场源重构 [J]. 物理学报, 2013, **62**(11): 550-558.

 BING Lu, WANG Weiyuan, WANG Yongliang, et al. MCG source reconstruction based on greedy sparse method[J]. Acta Phys. Sin., 2013, **62**(11): 550-558.
- [22] 王哲, 王秉中. 压缩感知理论在矩量法中的应用[J]. 物理学报, 2014, 63(12): 14-20. WANG Zhe, WANG Bingzhong. Application of compressed sensing theory in the metho d of moments[J]. Acta Phys. Sin. 2014, 63(12): 14-20.
- [23] Song H C, Hodgkiss W S, Kuperman W A, et al. Experimental demonstration of adaptive reverberation nulling using time reversal[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2005, 118(3): 1381-1387.
- [24] 惠俊英, 王大宇, 张光普, 等. 声屏蔽水下多址接入研究[J]. 兵工学报, 2010, 31(6): 703-709.

 HUI Junying, WANG Dayu, ZHANG Guangpu, et al. Research on underwater multiple access based on acoustic shielding[J]. Acta Armamentarii, 2010, 31(6): 703-709.
- [25] 惠俊英, 余赟, 惠娟, 等. 多途信道中声屏蔽及声聚焦[J]. 哈尔滨 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.
- [26] 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 (9): 23-28. LU Jia, SHENG Xueli, LING Qing, et al. Transmission shielding technology for bistatic sonar [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2015, 36(9): 23-28.
- [27] 汪德昭,尚尔昌. 水声学[M]. 2 版. 北京: 科学出版社, 2013. WANG Dezhan, SHANG Erchang. Underwater acoustics[M]. 2nd Edition. Beijing: Science Press, 2013.
- [28] 惠俊英, 生雪莉. 水下声信道[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版 社, 2011. HUI Junying, SHENG Xueli. Marine navigation systems[M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2011.
- [29] 郭瑞, 蔡志明, 姚直象. 主动声呐宽带噪声调频信号分析[J]. 海军工程大学学报, 2012 **24**(5): 18-21.
 GUO Rui, CAI Zhiming, YAO Zhixiang. Analysis of wide-band noise frequency modulation signal in active soanr[J]. Journal of Naval University of Engineering, 2012, **24**(5): 18-21.