

# 基于能量补偿的时域干扰抵消改善方法

郑恩明,陈新华,王麟煜

(中国科学院声学研究所,北京 100190)

**摘 要:** 针对时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题,提出一种基于能量补偿的时域干扰抵消改善方法.该方法首先根据数据处理带宽和衰减曲线构造能量补偿因子;然后利用时域干扰抵消方法对线列阵拾取数据进行处理,得到相应波束;最后采用能量补偿因子对干扰抵消输出波束进行优化,可以减小波束畸变和探测盲区,达到预期的干扰抵消效果和探测效果.数值仿真和数据处理均表明,本文方法通过构造能量补偿因子改善了时域干扰抵消方法,降低了时域干扰抵消方法形成的“宽凹”或“凸”字型波束对目标探测性能的影响,实现了波束校正,减小了探测盲区,对原衰减区间内的目标实现了有效探测.从根本上解决了时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题.

**关键词:** 时域干扰抵消;波束畸变;探测盲区;能量补偿;波束校正

**中图分类号:** TB566 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)02-0314-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.02.009

## The Improvement Method of Interferences Suppression by the Energy Compensation in Time Domain

ZHENG En-ming, CHEN Xin-hua, WANG Lin-yu

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** For the problem of beam distortion and detection blind zone by time domain interferences suppression method, a modified interferences suppression method by the energy compensation in time domain is proposed. Firstly, constructs energy compensation factor according to the frequency band of processing data and attenuation curve. Then, preprocesses the received data via time domain interferences suppression method, and obtains the output beam. Lastly, utilizes the energy compensation factor improve the output beam, reduces the beam distortion and detection blind zone, and achieves the expected results of interferences suppression and detection. The numerical simulation and data processing results show that, this method improves the time domain interferences suppression method by constructing energy compensation factor, reduces the impact of the “wide concave” or “convex” beam of time domain interferences suppression method on detecting target, achieves the beam correction, reduces detection blind zone, and achieves detecting the targets in old attenuation interval. That fundamentally solves the problem of beam distortion and detection blind zone by time domain interferences suppression method.

**Key words:** time domain interferences suppression; beam distortion; detection blind zone; energy compensation; beam correction

### 1 引言

被动声纳常采用宽带能量积累的方式实现对水下目标探测.但随着海洋环境的复杂多变,水下目标探测正面临着“干扰强度为目标的1000倍、干扰数目为目标的1000倍”等问题<sup>[1]</sup>,致使真实目标信号往往被强干扰所掩盖,使得水下目标探测非常困难.研究如何抑制强

干扰,提高对弱目标的探测能力显得尤为重要,尤其是当存在宽带强干扰时<sup>[2,3]</sup>.

在抑制宽带强干扰研究中,阻塞矩阵方法因运算量小,常被工程应用<sup>[4-6]</sup>,该方法最早用于解决波束形成中协方差矩阵估计信号混入问题,随后被用于强干扰抑制<sup>[7-10]</sup>,并被称为干扰阻塞方法(本文在时域上采用此方法对干扰进行处理,称其为“时域干扰抵消方法”).干扰

阻塞方法是通过阻塞矩阵实现对预知方位干扰抑制,会对被动声纳接收数据造成一定自由度损失,改变被动声纳接收信号原始形态,产生衰减区间,形成“宽凹”或“凸”字型波束,对目标探测性能产生影响<sup>[11]</sup>.为了证明干扰阻塞方法对目标探测性能的影响,许稼和高阳等人<sup>[12-14]</sup>利用输出信干噪比增益、波束图对干扰阻塞方法抗干扰性能进行了衡量,分析了干扰阻塞方法存在的问题及适用性,但并未给出相应改善方法.为了降低干扰阻塞方法对衰减区间目标探测性能的影响,葛士斌等人<sup>[15,16]</sup>通过加大干扰抵消阵元间距,减小了干扰阻塞方法产生的衰减区间.但是并未从根本上解决干扰阻塞方法形成的“宽凹”或“凸”字型波束对目标探测性能的影响,且通过加大干扰抵消阵元间距会产生类似栅瓣现象,生成虚假目标,影响“真目标”探测.

为了从根本上解决干扰阻塞方法产生的波束畸变和探测盲区问题,在确知声纳情况下,本文依据干扰阻塞方法形成的“宽凹”或“凸”字型波束与干扰形式无关,只与处理数据频带、干扰角度有关等特性,提出一种基于能量补偿的时域干扰抵消方法,在时域上实现对干扰阻塞方法输出波束校正,减小探测盲区,降低其形成的“宽凹”或“凸”字型波束对目标探测性能的影响.并通过数值仿真和海试数据处理结果验证本文所述方法在抵消干扰时,可有效缩小声纳输出波束能量差异,减小衰减区间,实现波束校正,对原衰减区间内目标实现探测.

## 2 时域干扰抵消方法

接下来以 1 个目标、1 个干扰情况为例进行分析论述,其他情况可由该情况进行遍历.在  $t$  时刻,相对等间距阵列阵声纳首端方向,目标信号  $s(t)$  从方位  $\theta_1$  入射,干扰  $i(t)$  从方位  $\theta_0$  入射,则阵列阵声纳第  $k$  个阵元拾取的数据  $x_k(t)$  可表示为:

$$x_k(t) = s\left(t + \frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c}\right) + i\left(t + \frac{(k-1)d\cos\theta_0}{c}\right) + n_k(t) \quad (1)$$

式中,  $1 \leq k \leq K$  为阵列阵声纳阵元数,  $d$  为阵元间距,  $c$  为声速,  $n_k(t)$  为第  $k$  个阵元拾取的加性高斯噪声. 则第  $k+1$  阵元在  $t$  时刻拾取的数据  $x_{k+1}(t)$  为:

$$x_{k+1}(t) = s\left(t + \frac{kd\cos\theta_1}{c}\right) + i\left(t + \frac{kd\cos\theta_0}{c}\right) + n_{k+1}(t) \quad (2)$$

将第  $k+1$  阵拾取数据相对第  $k$  阵元拾取数据进行时间  $\tau_{k+1,k}$  延迟,并与第  $k$  阵元拾取数据相减,可得新数据  $y_k(t)$  为:

$$\begin{aligned} y_k(t) &= x_k(t) - x_{k+1}(t - \tau_{k+1,k}) \\ &= s\left(t + \frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c}\right) + i\left(t + \frac{(k-1)d\cos\theta_0}{c}\right) + n_k(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &-s\left(t + \frac{kd\cos\theta_1}{c} - \tau_{k+1,k}\right) - i\left(t + \frac{kd\cos\theta_0}{c} - \tau_{k+1,k}\right) \\ &-n_{k+1}(t - \tau_{k+1,k}) \end{aligned} \quad (3)$$

由式(3)可得,当  $\tau_{k+1,k} = d\cos\theta_0/c$ ,可得新数据为:

$$\begin{aligned} y_k(t) &= x_k(t) - x_{k+1}(t - \tau_{k+1,k}) \\ &= s\left(t + \frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c}\right) + n_k(t) \\ &-s\left(t + \frac{kd\cos\theta_1}{c} - \frac{d\cos\theta_0}{c}\right) - n_{k+1}\left(t - \frac{d\cos\theta_0}{c}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)中  $y_k(t)$  的频域形式可表示为:

$$\begin{aligned} Y_k(w) &= S(w) e^{jw\left(\frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c}\right)} \left[1 - e^{jw\left(\frac{d\cos\theta_1}{c} - \frac{d\cos\theta_0}{c}\right)}\right] \\ &+ N_k(w) - N_{k+1}(w) e^{-jw\left(\frac{d\cos\theta_0}{c}\right)} \end{aligned} \quad (5)$$

式中,  $w = 2\pi f$  为数据角频率,  $N_k(w)$  为背景噪声功率谱.

由式(5)可知,干扰抵消后目标信号相对于真实目标信号  $S(w)$  发生了  $(1 - e^{jw\left(\frac{d\cos\theta_1}{c} - \frac{d\cos\theta_0}{c}\right)})$  变化,即干扰抵消后  $y_k(t)$  中目标信号相对真实目标信号  $s(t)$  出现了失真,输出波束产生畸变.

## 3 目标信号能量变化分析

### 3.1 理论分析

为了更直观分析时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题,接下对干扰抵消后波束形成输出信号变化趋势进行分析说明,以便得到改善时域干扰抵消方法.

令阵列阵声纳各阵元拾取干扰、信号和背景噪声、背景噪声和背景噪声之间相关性为 0. 由波束形成过程可得,干扰抵消前,在扫描角度  $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$  处波束形成输出信号能量为:

$$P_{x,s}(\theta) = \frac{1}{TK} \int_{t=0}^T \left( \sum_{k=1}^K s\left(t + \frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c} - \tau_k\right) \right)^2 \quad (6)$$

式中,  $\tau_k = (k-1)d\cos\theta/c$  为第  $k$  阵元相对参考阵元(本文选第 1 阵元为参考阵元)进行的时间延迟,  $T$  为一次处理数据样本长度.

将式(6)按频域形式表示为:

$$\begin{aligned} P_{x,s}(\theta) &= \frac{1}{MK} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( \sum_{k=1}^K S(w) e^{jw\left(\frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c} - \frac{(k-1)d\cos\theta}{c}\right)} \times \right. \\ &\left. \sum_{l=1}^K S^*(w) e^{-jw\left(\frac{(l-1)d\cos\theta_1}{c} - \frac{(l-1)d\cos\theta}{c}\right)} \right) \\ &= \frac{1}{MK} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( \sum_{k=1}^K S^2(w) + \sum_{l=1}^K \sum_{k \neq l=1}^K S^2(w) e^{jw\frac{((k-1)-(l-1))d(\cos\theta_1 - \cos\theta)}{c}} \right) \\ &= \frac{1}{MK} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( KS^2(w) + \sum_{l=1}^K \sum_{k \neq l=1}^K S^2(w) e^{jw\frac{((k-1)-(l-1))d(\cos\theta_1 - \cos\theta)}{c}} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

式中,  $w_l$  为处理数据所用滤波器下限,  $w_h$  为滤波器上限,  $(\cdot)^*$  为共轭函数,  $M$  为快速傅里叶变换长度,  $S(w)$  为目标信号功率谱.

同理, 干扰抵消后, 在扫描角度  $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$  处波束形成输出信号能量为:

$$P_{y,s}(\theta) = \frac{1}{T(K-1)} \int_{t=0}^T \left( \sum_{k=1}^{K-1} \left( s \left( t + \frac{(k-1)d \cos \theta_1}{c} - \tau_k \right) - s \left( t + \frac{kd \cos \theta_1}{c} - \frac{d \cos \theta_0}{c} - \tau_k \right) \right) \right)^2 \quad (8)$$

同样, 可将式(8)按频域形式表示为:

$$\begin{aligned} P_{y,s}(\theta) &= \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( \sum_{k=1}^{K-1} S(w) \gamma(w) e^{jw \left( \frac{(k-1)d \cos \theta_1}{c} - \frac{(k-1)d \cos \theta}{c} \right)} \times \right. \\ &\quad \left. \sum_{l=1}^{K-1} S^*(w) \gamma^*(w) e^{-jw \left( \frac{(l-1)d \cos \theta_1}{c} - \frac{(l-1)d \cos \theta}{c} \right)} \right) \\ &= \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \gamma^2(w) \left( \sum_{k=1}^{K-1} S^2(w) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{k \neq l=1}^{K-1} S^2(w) e^{jw \frac{((k-1)-(l-1))d(\cos \theta_1 - \cos \theta)}{c}} \right) \\ &= \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \gamma^2(w) \left( (K-1) S^2(w) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{k \neq l=1}^{K-1} S^2(w) e^{jw \frac{((k-1)-(l-1))d(\cos \theta_1 - \cos \theta)}{c}} \right) \quad (9) \end{aligned}$$

式中,  $\gamma(w) = 1 - e^{jw \left( \frac{d \cos \theta_1}{c} - \frac{d \cos \theta}{c} \right)}$ .

对比式(7)和式(9)可知, 干扰抵消前后, 波束形成输出信号能量发生了与  $\gamma^2(w)$  有关的变化. 当扫描角度  $\theta = \theta_1$  时, 式(7)和式(9)可进一步表示为:

$$P_{x,s}(\theta) = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} K S^2(w) \quad (10)$$

$$P_{y,s}(\theta) = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} (K-1) \gamma^2(w) S^2(w) \quad (11)$$

同样, 对比式(10)和式(11)可知, 干扰抵消前后, 在目标方向  $\theta_1$  上波束形成输出信号能量发生的变化可表示为:

$$\begin{aligned} P_{y/x,s}(\theta_1) &= \frac{\frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} (K-1) \gamma^2(w) S^2(w)}{\frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} K S^2(w)} \\ &= \frac{(K-1)}{K} \sum_{w=w_l}^{w_h} \gamma^2(w) \quad (12) \end{aligned}$$

由式(12)给出的变化可知, 时域干扰抵消方法对波束形成输出信号造成的变化主要与  $\gamma^2(w)$  有关, 即时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题与  $\gamma^2$

( $w$ ) 有关. 对于确知声纳,  $\gamma^2(w)$  主要与处理频带  $[w_l, w_h]$ 、目标方位角  $\theta_1$  和干扰方位角  $\theta_0$  有关.

### 3.2 数值仿真分析

为了进一步验证时域干扰抵消方法对波束形成输出波束造成的畸变主要与  $\gamma^2(w)$  有关, 进行如下仿真分析, 仿真分析中线列阵声纳阵元数  $K=64$ , 阵元间距  $d=0.5\text{m}$ , 声速为  $c=1500\text{m/s}$ .

(1) 处理频带为  $[1000\text{Hz}, 2000\text{Hz}]$ , 对于不同干扰方位角  $\theta_0$ , 图1给出了波束形成输出信号能量随方位角  $\theta_1$  的变化情况.

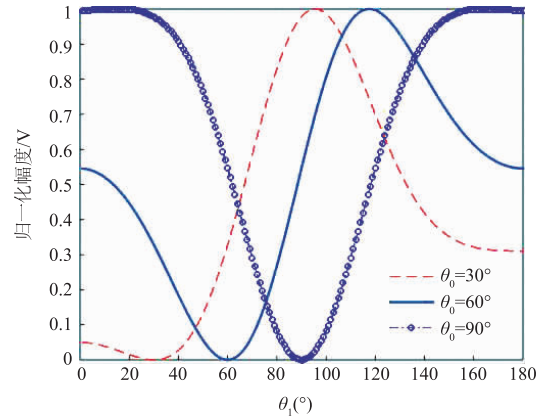


图1 输出信号能量衰减区间(干扰方位变化)

(2) 干扰方位角为  $\theta_0 = 30^\circ$ , 对于不同处理频带, 图2给出了波束形成输出信号能量随方位角  $\theta_1$  的变化情况.

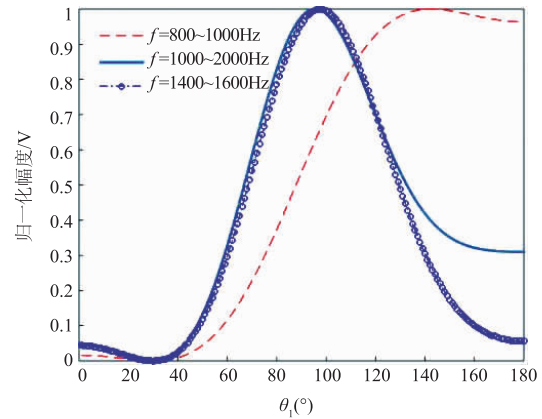


图2 输出信号能量衰减区间(处理频带变化)

由图1和图2可知, 时域干扰抵消会对波束形成输出信号造成不同程度的衰减, 导致波束发生畸变, 产生探测盲区, 影响对目标探测性能.

## 4 基于能量补偿的时域干扰抵消方法

### 4.1 理论分析

由于干扰抵消后, 波束形成输出信号的变化、波束畸变与  $\gamma^2(w)$  有关, 可通过构造信号能量衰减曲线, 从根本上解决时

域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题. 具体步骤为:

**步骤 1** 根据处理数据频带 $[w_l, w_h]$ 、扫描角度 $\theta$ 和干扰方位角 $\theta_0$ ,按下式求取干扰抵消后输出信号能量变化因子.

$$\alpha(\theta) = \sum_{w=w_l}^{w_h} (1 - e^{jw(\frac{d\cos\theta}{c} - \frac{d\cos\theta_0}{c})})^2 = \sum_{w=w_l}^{w_h} \gamma^2(w) \quad (13)$$

**步骤 2** 按式(4)对线列阵声纳拾取数据进行处理,得到干扰抵消后数据 $y_k(t)$ ,  $1 \leq k \leq K-1$ .

**步骤 3** 在扫描角度 $\theta$ 处,按下式求取时域干扰抵消后波束形成输出波束.

$$P_y(\theta) = \frac{1}{T(K-1)} \int_{t=0}^T \left( \sum_{k=1}^{K-1} y_k(t) \right)^2 = \frac{1}{T(K-1)} \int_{t=0}^T \left( \sum_{k=1}^{K-1} s\left(t + \frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c}\right) - s\left(t + \frac{kd\cos\theta_1}{c} - \frac{d\cos\theta_0}{c}\right) + n_k(t) - n_{k+1}\left(t - \frac{d\cos\theta_0}{c}\right) \right)^2 \quad (14)$$

在信号和噪声、噪声和噪声之间相关性为0的情况下,式(14)可表示为:

$$P_y(\theta) = \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( \sum_{k=1}^{K-1} S(w)\gamma(w)e^{jw(\frac{(k-1)d\cos\theta_1}{c} - \frac{(k-1)d\cos\theta}{c})} \times \sum_{l=1}^{K-1} S^*(w)\gamma^*(w)e^{-jw(\frac{(l-1)d\cos\theta_1}{c} - \frac{(l-1)d\cos\theta}{c})} \right) + \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( \sum_{k=1}^{K-1} (N_k(w) - N_{k+1}(w)e^{-jw(\frac{d\cos\theta_0}{c})})e^{-jw(\frac{(k-1)d\cos\theta}{c})} \times \sum_{l=1}^{K-1} (N_l(w) - N_{l+1}(w)e^{-jw(\frac{d\cos\theta_0}{c})})^* e^{jw(\frac{(l-1)d\cos\theta}{c})} \right) \quad (15)$$

式中, $N_k(w)$ 为第 $k$ 阵元拾取的背景噪声功率谱.

同一应用背景下,可令 $N(w) = N_k(w)$ 为各阵元拾取的背景噪声功率谱,对式(15)进一步处理,可得:

$$P_y(\theta) = \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \gamma^2(w) \left( (K-1)S^2(w) + \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{k \neq l=1}^{K-1} S^2(w) e^{jw(\frac{(k-1)-(l-1)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)}{c})} \right) + \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( \sum_{k=1}^{K-1} 2N^2(w) - \sum_{k=1}^{K-2} N^2(w) e^{jw(\frac{d(\cos\theta - \cos\theta_0)}{c})} - \sum_{k=1}^{K-2} N^2(w) e^{-jw(\frac{d(\cos\theta - \cos\theta_0)}{c})} \right) \quad (16)$$

**步骤 4** 利用式(13)求得的能量变化因子 $\alpha(\theta)$ ,按式(17)对干扰抵消后波束形成输出波束进行补偿,可得:

$$\hat{P}_y(\theta) = \frac{\frac{1}{T(K-1)} \int_{t=0}^T \left( \sum_{k=1}^{K-1} y_k(t) \right)^2}{\alpha(\theta)} = \frac{1}{\alpha(\theta)M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \gamma^2(w) \left( (K-1)S^2(w) \right.$$

$$\left. + \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{k \neq l=1}^{K-1} S^2(w) e^{jw(\frac{(k-1)-(l-1)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)}{c})} \right) + \frac{1}{\alpha(\theta)M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( \sum_{k=1}^{K-1} 2N^2(w) - \sum_{k=1}^{K-2} N^2(w) e^{jw(\frac{d(\cos\theta - \cos\theta_0)}{c})} - \sum_{k=1}^{K-2} N^2(w) e^{-jw(\frac{d(\cos\theta - \cos\theta_0)}{c})} \right) = \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( (K-1)S^2(w) + \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{k \neq l=1}^{K-1} S^2(w) e^{jw(\frac{(k-1)-(l-1)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)}{c})} \right) + \frac{1}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left( 2N^2(w) + \sum_{k=1}^{K-2} N^2(w) (2 - e^{jw(\frac{d(\cos\theta - \cos\theta_0)}{c})} - e^{-jw(\frac{d(\cos\theta - \cos\theta_0)}{c})}) \right) \quad (17)$$

当扫描角度 $\theta = \theta_1$ 时,式(17)可变为:

$$\hat{P}_y(\theta_1) = \frac{(K-1)}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w) + \frac{(K-2)}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} N^2(w) + \frac{2}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} N^2(w) \sum_{w=w_l}^{w_h} \gamma^2(w) \approx \frac{(K-1)}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w) + \frac{(K-2)}{M(K-1)} \sum_{w=w_l}^{w_h} N^2(w) \quad (\theta_1 \notin [\theta_0 - \Delta\theta, \theta_0 + \Delta\theta]) \quad (18)$$

式中, $\theta_0$ 为时域干扰抵消角度, $2\Delta\theta$ 为时域干扰抵消未补偿宽度.

由式(18)可知,利用能量补偿因子对时域干扰抵消方法进行补偿,补偿后波束形成输出信号能量只与信号自身有关,与 $\gamma^2(w)$ 无关,有效改善了时域干扰抵消方法对波束形成输出信号产生的衰减,从根本上解决了时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题.

此时,在目标方位处,由式(18)可得干扰抵消后系统空间增益为:

$$\hat{G}_s(\theta_1) = \frac{(K-1)^2 \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w)}{(K-2) \sum_{w=w_l}^{w_h} N^2(w)} \bigg/ \frac{\sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w)}{\sum_{w=w_l}^{w_h} N^2(w)} = \frac{(K-1)^2}{(K-2)} \quad (19)$$

## 4.2 数值仿真分析

为了进一步验证本文方法可以从根本上解决时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题,进行如下数值仿真分析.

令干扰、目标信号频带均为 $[1000\text{Hz}, 2000\text{Hz}]$ ,干

扰与目标方位角分别为  $\theta_0 = 30^\circ$  和  $\theta_1 = 36^\circ$ , 背景噪声为高斯白噪声, 声速为  $c = 1500\text{m/s}$ , 阵元间距  $d = 0.5\text{ m}$ , 阵元数为  $K = 32$ . 目标与干扰谱级比为  $-10\text{dB}$ , 目标与背景噪声谱级比为  $-15\text{dB}$ . 图 3 至图 6 为 3 种方法在频带  $[1000\text{Hz}, 2000\text{Hz}]$  内所得仿真结果.

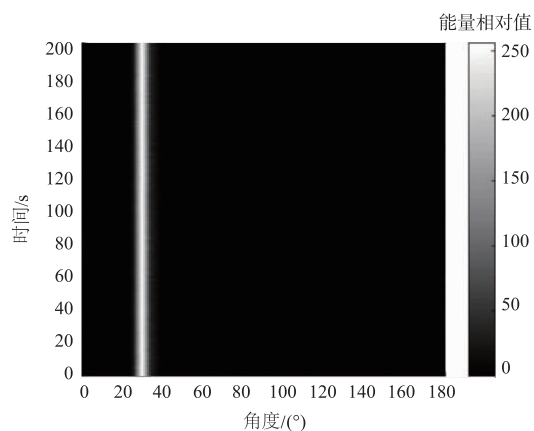


图3 方位历程图 (干扰抵消前)

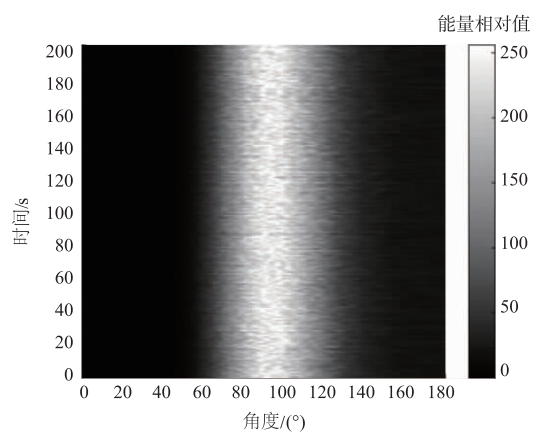


图4 方位历程图 (时域干扰抵消方法)

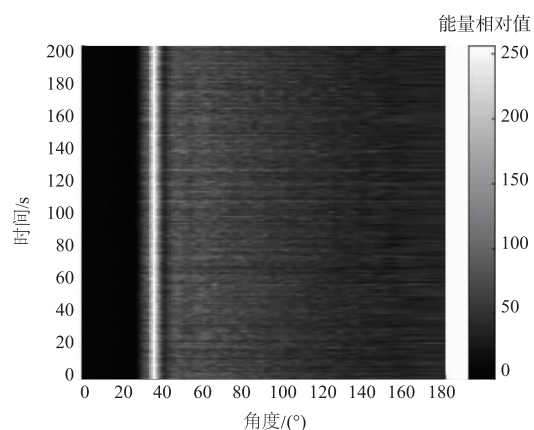


图5 方位历程图 (本文方法)

图 3 至图 6 可知, 在抵消干扰时, 由于时域干扰抵消方法会形成“凸”字型波束, 对波束形成输出的信号

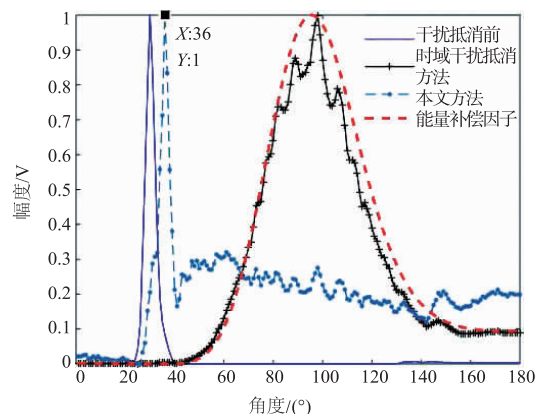


图6 波束图( $t=1\text{s}$ )

造成不同程度衰减, 衰减区域内的目标不能被有效探测; 而本文所述的能量补偿因子变化趋势与干扰抵消后输出波束变化趋势一致, 利用能量补偿因子对时域干扰抵消方法进行补偿, 有效降低了时域干扰抵消方法对波束形成输出信号造成的影响, 干扰抵消后原衰减区域内的目标可被有效探测. 数值仿真结果验证了本文方法可有效减小时域干扰抵消衰减区间, 实现波束校正, 减小探测盲区.

### 4.3 海试数据处理

试验数据为进行目标探测试验所得, 试验采用 32 元水平线列阵声纳接收信号, 阵间隔为  $0.5\text{m}$ .

**数据处理实例 1:** 处理数据长度为  $200\text{s}$ , 系统采样率为  $f_s = 20\text{ kHz}$ . 滤波器频带为  $[1000\text{Hz}, 2000\text{Hz}]$ , 滤波器阶数为 256, 抵消干扰个数为 1 个, 图 7 至图 10 为 3 种方法所得处理结果.

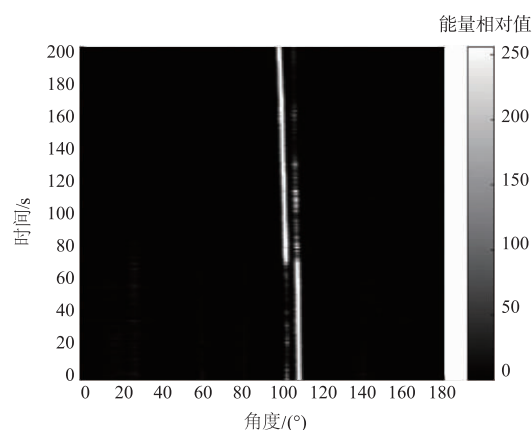


图7 方位历程图 (干扰抵消前)

由图 7 至图 10 可知, 在抵消  $\theta_0 = 100^\circ \sim 120^\circ$  内运动干扰时, 由于时域干扰抵消方法会形成“宽凹”字型波束, 对波束形成输出的目标信号造成不同程度衰减, 位于衰减区域内  $\theta_0 = 100^\circ \sim 120^\circ$  处的目标不能被有效探测; 而本文所述的能量补偿因子变化趋势与干扰抵

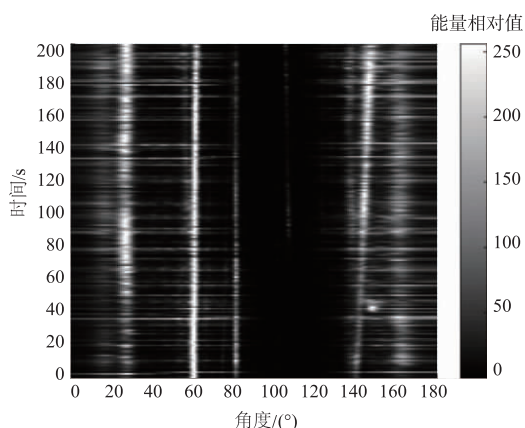


图8 方位历程图(时域干扰抵消方法)

器阶数为 256,抵消干扰个数为 2 个,图 11 至图 14 为 3 种方法所得处理结果.

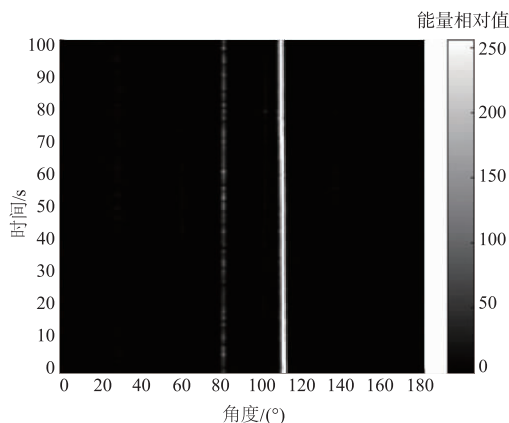


图11 方位历程图(干扰抵消前)

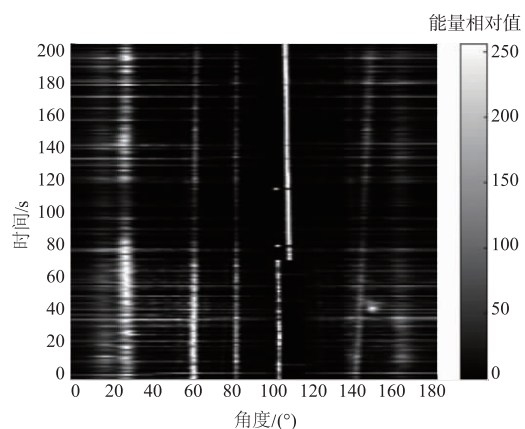


图9 方位历程图(本文方法)

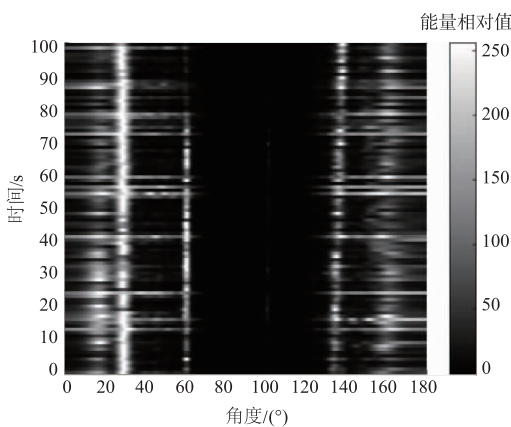


图12 方位历程图(时域干扰抵消方法)

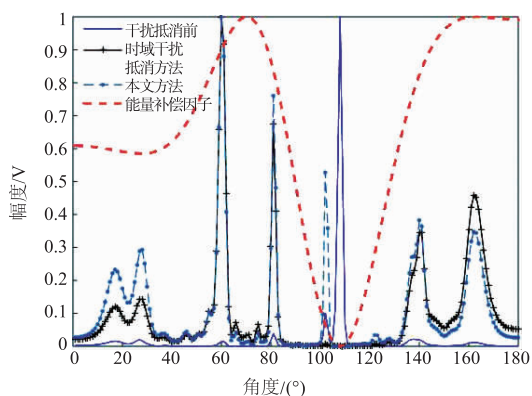


图10 波束图( $t=15s$ )

消后输出波束变化趋势一致,利用能量补偿因子对时域干扰抵消方法进行补偿,有效降低了时域干扰抵消方法对波束形成输出信号造成的影响,位于原衰减区域内  $\theta_0 = 100^\circ \sim 120^\circ$  处的目标被有效探测. 数据处理结果验证了本文方法可从根本上解决时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题.

**数据处理实例 2:** 处理数据长度为 100s,系统采样率为  $f_s = 20$  kHz. 滤波器频带为  $[1000\text{Hz}, 2000\text{Hz}]$ ,滤波

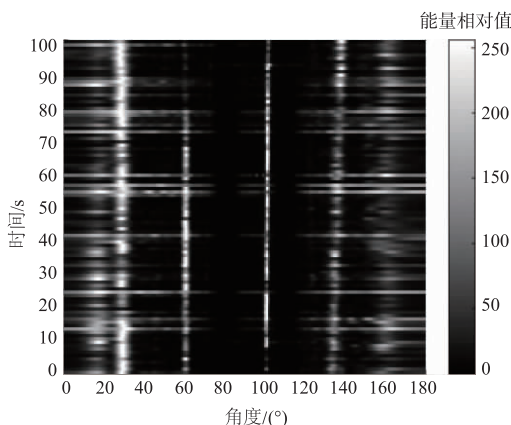
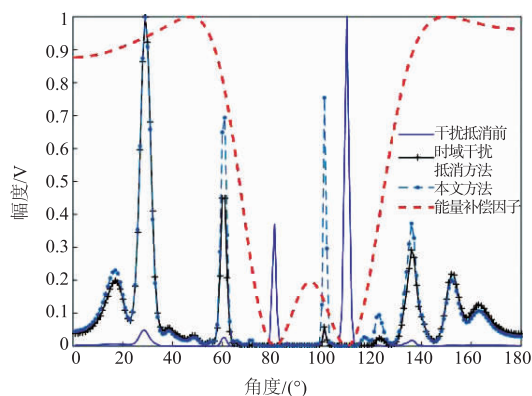


图13 方位历程图(本文方法)

由图 11 至图 14 可知,在抵消  $\theta_0 = 81^\circ$  和  $\theta_0 = 110^\circ$  附近干扰时,由于时域干扰抵消方法会形成“宽凹”字型波束,对波束形成输出的目标信号造成不同程度衰减,位于衰减区域内  $\theta_1 = 100^\circ$  处的目标不能被有效探测;而本文所述的能量补偿因子变化趋势与干扰抵消后输出波束变化趋势一致,利用能量补偿因子对时域

图14 波束图( $t=50s$ )

干扰抵消方法进行补偿,同样有效降低了时域干扰抵消方法对波束形成输出信号造成的影响,位于原衰减区域内  $\theta_1 = 100^\circ$  处的目标被有效探测. 数据处理结果同样验证了本文方法可从根本上解决时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题.

## 5 结论

本文首先论述了时域干扰抵消方法实现原理,然后分析了干扰抵消前后波束形成输出信号变化趋势,并通过数值仿真验证了干扰抵消前后波束形成输出信号变化趋势和畸变趋势. 依据理论和数值仿真结果,提出了基于能量补偿的时域干扰抵消改善方法,改善方法通过能量补偿因子有效减小了时域干扰抵消方法对波束形成输出信号造成的影响,实现了波束校正,减小了探测盲区,原衰减区间内的目标被有效探测,提高了时域干扰抵消方法抗干扰性能.

数值仿真和海试数据处理结果进一步验证了,时域干扰抵消方法会形成“宽凹”或“凸”字型波束,本文所述的能量补偿因子变化趋势与时域干扰抵消后输出波束变化趋势一致,利用能量补偿因子对时域干扰抵消方法进行补偿,可有效校正时域干扰抵消方法形成的“宽凹”或“凸”字型波束,缩小波束形成输出信号能量差异,提高时域干扰抵消方法抗干扰性能和探测性能. 从根本上解决时域干扰抵消方法产生的波束畸变和探测盲区问题.

## 参考文献

[1] 徐文,鄢社锋,季飞,等. 海洋信息获取、传输、处理及融合前沿研究评述[J]. 中国科学:信息科学,2016,46(8):1053-1085.  
XU Wen, YANG She-feng, JI Fei, et al. Marine information gathering, transmission, processing, and fusion: current status and future trends [J]. Scientia Sinica Informationis, 2016, 46(8):1053-1085. (in Chinese)

[2] YANG X P, ZHANG Z G, ZENG T, et al. Mainlobe interference suppression based on eigen-projection processing and covariance matrix reconstruction [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13(1):1369-1272.

[3] LU L J, LIAO Y P. Improved algorithm of mainlobe interference suppression based on eigen-subspace[A]. 2016 International Conference on Communication and Signal Processing[C]. India: IEEE Press, 2016. 133-137.

[4] YU S J, LEE J H. Efficient eigenspace-based array signal processing using multiple shift invariant subarrays[J]. Antenna Propagation, 1999, 47(1):186-194.

[5] 李荣峰,王永良,万山虎. 一种在主瓣干扰条件下稳健的自适应波束形成方法[J]. 系统工程与电子技术, 2002, 24(7):61-64.  
LI Rong-feng, WANG Yong-liang, WAN Shan-hu. Robust adaptive beam forming under mainlobe interference conditions[J]. Systems Engineering and Electronics, 2002, 24(7):61-64. (in Chinese)

[6] 李荣峰,王永良,万山虎. 主瓣干扰下自适应方向图保形方法的研究[J]. 现代雷达, 2002, 24(3):50-53.  
LI Rong-feng, WANG Yong-liang, WAN Shan-hu. Research of reshaping adapted pattern under mainlobe interference conditions[J]. Modern Radar, 2002, 24(3):50-53. (in Chinese)

[7] 苏保伟,王永良,李荣峰,等. 阻塞矩阵方法对消主瓣干扰[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(11):1830-1832.  
SU Bao-wei, WANG Yong-liang, LI Rong-feng, et al. Main-lobe interference cancelling method via block matrix [J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(11):1830-1832. (in Chinese)

[8] 王纯,徐婷婷. Householder 干扰阻塞法的弱信号 DOA 估计[J]. 计算机工程与应用, 2013, 49(22):231-235.  
WANG Chun, XU Ting-ting. DOA estimation of weak signal based on Householder jamming jam method [J]. Computer Engineering and Applications, 2013, 49(22):231-235. (in Chinese)

[9] 陈辉,苏海军. 强干扰信号背景下的 DOA 估计新方法[J]. 电子学报, 2006, 34(3):530-534.  
CHEN Hui, SU Hai-jun. A new approach to estimate DOA in presence of strong jamming/signal suppression [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(3):530-534. (in Chinese)

[10] 罗丁利,徐伟. 一种阻塞矩阵的构建方法[J]. 火控雷达技术, 2009, 38(4):53-56.  
LUO Ding-li, XU Wei. Construction method of a block matrix [J]. Fire Control Radar Technology, 2009, 38(4):53-56. (in Chinese)

[11] 李巍,陈新华,孙长瑜,等. 声纳中具方向性宽带强干扰的实时抑制方法[J]. 应用声学, 2008, 27(4):257-263.  
LI Yi, CHEN Xin-hua, SUN Chang-yu, et al. Real-time

- cancellation of directional wideband interference in sonar [J]. Applied Acoustics, 2008, 27(4): 257 – 263. (in Chinese)
- [12] 许稼, 高阳, 贾鑫, 等. 基于信干噪比增益的自适应阵列抗干扰性能分析[J]. 北京理工大学学报: 自然科学版, 2015, 35(7): 49 – 54.  
XU Jia, GAO Yang, JIA Xin, et al. Anti-jamming performance analysis of adaptive array based on signal-to-interference-noise ratio gain [J]. Journal of Beijing Institute of Technology: Natural Sciences Edition, 2015, 35(7): 49 – 54. (in Chinese)
- [13] 高阳, 许稼, 贾鑫, 等. 自适应阵列抗干扰性能的解析定量分析[J]. 电波科学学报, 2015, 30(4): 729 – 735.  
GAO Yang, XU Jia, JIA Xin, et al. Quantitative analysis via analytic expressions for anti-jamming performance of adaptive array [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2015, 30(4): 729 – 735. (in Chinese)
- [14] 高阳, 许稼, 龙腾. 阻塞矩阵抗干扰方法性能分析[J]. 信号处理, 2015, 31(10): 1361 – 1365.  
GAO Yang, XU Jia, LONG Teng. Performance analysis of anti-jamming method via block matrix [J]. Journal of Signal Processing, 2015, 31(10): 1361 – 1365. (in Chinese)
- [15] 葛士斌, 陈新华, 孙长瑜. 具有良好宽容性的逆波束形成干扰抑制算法研究[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(2): 380 – 385.  
GE Shi-bin, CHEN Xin-hua, SUN Chang-yu. The research on the algorithm of inverse beamforming for interference suppression with good robust [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(2): 380 – 385. (in Chinese)
- [16] 葛士斌, 余华兵, 陈新华, 等. 基于协方差矩阵的干扰阻塞算法[J]. 科技导报, 2015, 33(19): 78 – 83.  
GE Shi-bin, YU Hua-bing, CHEN Xin-hua, et al. Jamming jam method based on covariance matrix [J]. Science & Technology Review, 2015, 33(19): 78 – 83. (in Chinese)

#### 作者简介



**郑恩明** 男, 1985 年 8 月出生于河南省周口市. 现为中国科学院声学研究所副研究员, 博士. 主要研究方向为阵列信号理、水下目标检测与定位.  
E-mail: zhengembj@163.com



**陈新华** 男, 1978 年 7 月出生于江苏省泰州市. 现为中国科学院声学研究所研究员, 副主任. 在国内外发表学术论文 50 余篇. 主要研究方向为水声信号处理, 水声工程, 水下目标检测与定位.