

◇ 李启虎院士八十华诞学术论文 ◇

基于分组时延预处理的时域波束形成方法*

陈新华[†] 郑恩明

(中国科学院声学研究所 北京 100190)

摘要 对于不等强度多目标情况下的弱目标检测问题,依据波束形成归一化指向性函数在目标方向上输出值为 1、在非目标方向上输出值为小于 1 的特性,提出一种基于分组时延预处理的时域波束形成方法。该方法首先对线列阵接收数据进行分组处理;然后,按搜索角度对各组数据进行时延预处理,并对各组预处理结果进行相加,得到一组新数据;最后,对该组新数据按时域波束形成进行处理,得到该搜索角度对应波束值。理论推导、数值仿真和试验数据处理结果均表明:相比常规时域波束形成,该方法所得波束形成指向性函数发生了变化,旁瓣级得到了 13 dB 以上的改善,降低了强目标旁瓣级对弱目标检测的影响。

关键词 时域波束形成,指向性函数,分组时延预处理,旁瓣级,弱目标检测

中图法分类号: TB566

文献标识码: A

文章编号: 1000-310X(2019)04-0545-08

DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2019.04.011

Time domain beam-forming algorithm based on sub-group & time delay preprocessing

CHEN Xinhua ZHENG Enming

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

Abstract For the problem of weak targets detection under the condition of multiple targets, according to the feature of the value of normalized directivity function being 1 on target direct and being less than 1 on non-target direct, a time domain beam-forming method based on sub-group & time delay preprocessing was proposed. Firstly, makes sub-group preprocessing for linear array receiving data. Then, does time delay pretreatment for the data of sub-group on the search angle, accumulates the results of time delay pretreatment and obtains a new set of data. Lastly, obtains the beam value of the search angle by time delay beam-forming. The theoretical analysis, numerical simulation and experimental results show that, compared with conventional beam-forming, the directivity function of this method has changed, the side-lobe level is improved more than 13 dB, reduces the impact of side-lobe level on weak targets detection.

Key words Time domain beam-forming, Directivity function, Sub-group & time delay preprocessing, Side-lobe level, Weak target detection

2019-01-28 收稿; 2019-04-16 定稿

*国家自然科学基金项目 (61501450)

作者简介: 陈新华 (1978-), 男, 江苏泰州人, 博士, 研究员, 研究方向: 水声信号与信息处理。

[†] 通讯作者 E-mail: chenxinhua@mail.ioa.ac.cn

0 引言

水下目标检测与估计是阵列信号处理的一个重要分支,但随着海洋环境的复杂多变,水下目标检测正面临着“干扰强度为目标的1000倍、干扰数目为目标的1000倍”等问题^[1],致使真实目标信号往往被强干扰或强目标所掩盖,使得水下目标探测非常困难。为了降低强干扰或强目标对弱目标检测中的影响,研究学者分别从降低波束形成旁瓣级和干扰预处理两个方面进行了深入研究,以提高位于强干扰或强目标旁瓣区内弱目标检测的检测概率^[2-4]。

为了对波束形成旁瓣级实现控制,许多方法被提出,主要为Chebyshev滤波方法^[5]、“凹槽噪声场”方法^[6]、静态波束图数字综合方法^[7]、反复迭代方法^[8]、多线性约束方法^[9]、非线性优化方法^[10]、凸优化(Convex optimization)方法^[11]、半无限二次规划(Semi-infinite quadratic programming)方法^[12]、二阶锥(Second-order cone)约束方法^[13-14]、中心矩方法^[15]、虚拟干扰源构造能量聚焦矩阵方法^[16]及稀疏约束方法^[17]。在以上方法中,Chebyshev滤波方法以其简单方便的特点常被应用于实际工程中,但存在旁瓣级设置和主瓣宽度控制折中选择问题。

针对常规时域波束形成(Time domain beamforming, TDBF)输出旁瓣级对弱目标检测影响问题,本文根据波束形成归一化指向性函数在目标波达方向上输出值为1、在非目标方向上输出值为小于1的特性,提出一种基于分组时延预处理的时域波束形成方法(Sub-group time delay beamforming, SGTDBF)。该方法首先将线列阵中 $2N-1$ 个阵元接收数据通过分组时延预处理转变为 N 个

阵元数据;然后再采用时域波束形成方法对 N 个阵元数据进行处理,得到各方位处波束。由于该方法在波束形成过程中充分利用了信号和噪声相关性差异以及时间和空间上的分组、时延、累加处理,形成了两次指数函数等列式求和运算,所得指向性函数发生了变化,降低了常规时域波束形成在非目标方向上输出值,提高时域波束形成对不等强度下弱目标检测性能。

1 TDBF方法

对于 $2N-1$ 元等间隔线列阵声呐,有一个目标从 θ_1 入射,则第 n 个阵元拾取的第 t 时刻数据 $x_n(t)$ 可表示为

$$x_n(t) = s\left(t + \frac{(n-1)d \cos \theta_1}{c}\right) + v_n(t), \quad (1)$$

式(1)中, $1 \leq n \leq 2N-1$, d 为阵元间距, c 为声速, $s(t)$ 为目标信号, $(n-1)d \cos \theta_1/c$ 为第 n 个阵元接收目标信号相对第1个阵元时延, $v_n(t)$ 为第 n 个阵元拾取的加性高斯噪声。

由时域波束形成处理过程可得,在搜索角度 $\theta \in [0^\circ, 180^\circ]$ 处,波束形成输出波束值为

$$\begin{aligned} P_x(\theta) &= \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \left[\frac{1}{(2N-1)} \sum_{n=1}^{2N-1} s\left(t + \frac{(n-1)d \cos \theta_1}{c} - \tau_n\right) + v_n(t - \tau_n) \right]^2, \quad (2) \end{aligned}$$

式(2)中, $\tau_n = (n-1)d \cos \theta/c$ 为第 n 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。

令线列阵各阵元拾取目标信号和噪声、噪声和噪声之间相关性为0,将式(2)按频域形式表示为

$$\begin{aligned} P_x(\theta) &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left[\frac{1}{(2N-1)} \sum_{n=1}^{2N-1} S(w) e^{jw\left(\frac{(k-1)d \cos \theta_1}{c} - \frac{(k-1)d \cos \theta}{c}\right)} \frac{1}{(2N-1)} \sum_{l=1}^{2N-1} S^*(w) e^{-jw\left(\frac{(l-1)d \cos \theta_1}{c} - \frac{(l-1)d \cos \theta}{c}\right)} \right] \\ &+ \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left[\frac{1}{(2N-1)} \sum_{n=1}^{2N-1} V_n(w) e^{jw\left(-\frac{(k-1)d \cos \theta}{c}\right)} \frac{1}{(2N-1)} \sum_{l=1}^{2N-1} V_l(w)^* e^{-jw\left(-\frac{(l-1)d \cos \theta}{c}\right)} \right] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left[\frac{1}{(2N-1)} S^2(w) + \frac{1}{(2N-1)^2} \sum_{l=1}^K \sum_{k \neq l=1}^K S^2(w) e^{jw\left(\frac{(k-1)-(l-1)d(\cos \theta_1 - \cos \theta)}{c}\right)} \right] \\ &+ \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \frac{1}{(2N-1)} V_0^2(w) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left[\frac{S^2(w) \sin^2((2N-1)wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)}{(2N-1)^2 \sin^2(wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)} e^{jw(N-1)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)/\lambda} + \frac{V_0^2(w)}{2N-1} \right], \quad (3)$$

式(3)中, w_l 为处理数据所用滤波器下限, w_h 为滤波器上限, M 为处理数据包含的频点数, $(\cdot)^*$ 为共轭函数。 $S^2(w)$ 为目标信号在频率 w 处的功率谱值,

$V_0^2(w)$ 为噪声在频率 w 处的功率谱值。

由式(3)可知, 在搜索角度 θ 处, 波束形成输出波束中包含的信号能量为

$$\begin{cases} P_x(\theta) |_{\theta=\theta_1} = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w), \\ P_x(\theta) |_{\theta \neq \theta_1} = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left(\frac{S^2(w) \sin^2((2N-1)wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)}{(2N-1)^2 \sin^2(wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)} e^{jw(N-1)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)/\lambda} \right) \\ \leq (0.22)^2 \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w). \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知, 在目标方向上, 常规时域波束形成输出波束中的信号能量为 $\frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w)$, 该数值为目标信号能量大小; 而在非目标方向上, 常规时域波束形成输出波束中的信号能量为一变数, 该数值随着搜索角度 θ 的改变而变化, 在不同位置会出现极大值, 对弱目标检测形成影响。

以第1节所示基本数据模型为基础, 依据全相位信号处理思想^[4], 对水平直线阵中心阵元的所有可能截断在时域进行分组组合。首先对线列阵 $2N-1$ 个阵元接收数据按式(5)进行分组处理。

2 SGTDBF方法

2.1 数学模型

在非目标方向上, 为了进一步降低常规时域波束形成输出波束在不同搜索角度 θ 形成的极大值, 减小其对弱目标检测形成的影响, 本文将根据波束形成归一化指向性函数在目标波达方向上输出值为1、在非目标方向上输出值为小于1的特性, 通过对线列阵接收数据进行分组时延预处理, 以便得到新的指向性函数, 降低其在非目标方向上输出值。

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_1(t) = [x_N(t), x_{N+1}(t), \dots, x_{2N-2}(t), x_{2N-1}(t)], \\ \mathbf{Y}_2(t) = [x_{N-1}(t), x_N(t), \dots, x_{2N-3}(t), x_{2N-2}(t)], \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N-1}(t) = [x_2(t), x_3(t), \dots, x_N(t), x_{N+1}(t)], \\ \mathbf{Y}_N(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{N-1}(t), x_N(t)]. \end{cases} \quad (5)$$

然后, 为了确保各组数据相邻阵元间具有相同的时延差, 累加后所得新数据在进行时域波束形成时, 可按直线阵时延补偿思想对组合数据进行时延补偿。在搜索角度 θ 处, 按式(6)对各组数据进行时延预处理。

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_1(t) = [y_{1,1}(t), y_{1,2}(t), \dots, y_{1,N-1}(t), y_{1,N}(t)] \\ \quad = [x_N(t), x_{N+1}(t), \dots, x_{2N-2}(t), x_{2N-1}(t)], \\ \mathbf{Y}_2(t) = [y_{2,1}(t), y_{2,2}(t), \dots, y_{2,N-1}(t), y_{2,N}(t)] \\ \quad = [x_{N-1}(t + \tau_1), x_N(t + \tau_1), \dots, x_{2N-3}(t + \tau_1), x_{2N-2}(t + \tau_1)], \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{N-1}(t) = [y_{N-1,1}(t), y_{N-1,2}(t), \dots, y_{N-1,N-1}(t), y_{N-1,N}(t)] \\ \quad = [x_2(t + \tau_{N-1}), x_3(t + \tau_{N-1}), \dots, x_N(t + \tau_{N-1}), x_{N+1}(t + \tau_{N-1})], \\ \mathbf{Y}_N(t) = [y_{N,1}(t), y_{N,2}(t), \dots, y_{N,N-1}(t), y_{N,N}(t)] \\ \quad = [x_1(t + \tau_N), x_2(t + \tau_N), \dots, x_{N-1}(t + \tau_N), x_N(t + \tau_N)]. \end{cases} \quad (6)$$

对各组数据时延预处理结果进行累加,得到一组新数据为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(t) &= \sum_{n=1}^N \mathbf{Y}_n(t) = \left[\sum_{n=1}^N y_{n,1}(t), \sum_{n=1}^N y_{n,2}(t), \cdots, \sum_{n=1}^N y_{n,N-1}(t), \sum_{n=1}^N y_{n,N}(t) \right] \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N x_{N-n+1}(t + \tau_n), \\ \sum_{n=0}^{N-1} x_{N-n+1}(t + \tau_{n+1}), \\ \vdots \\ \sum_{n=-N+3}^2 x_{N-n+1}(t + \tau_{n+N-2}), \\ \sum_{n=-N+2}^1 x_{N-n+1}(t + \tau_{n+N-1}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (7)$$

最后,对 $\mathbf{Y}(t)$ 按时域波束形成思想进行处理,可得到该搜索角度对应波束值为

$$\begin{aligned} P_Y(\theta) &= \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_{i,n}(t - \tau_n) \right]^2 \\ &= \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{N+n-i}(t + \tau_i - \tau_n) \right]^2 \\ &= \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left(s \left(t + \frac{(N+n-i-1)d \cos \theta_1}{c} + \tau_i - \tau_n \right) + v_{N+n-i}(t + \tau_i - \tau_n) \right) \right)^2. \end{aligned} \quad (8)$$

同样,将式(8)按频域形式表示为

$$\begin{aligned} P_Y(\theta) &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S(w) e^{jw(N+n-i-1)d \cos \theta_1 / \lambda} e^{-jw(n-i)d \cos \theta / \lambda} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N V_{N+n-i}(w) e^{-jw(n-i)d \cos \theta / \lambda} \right) \right]^2 \\ &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e^{jw(N-1)d \cos \theta_1 / \lambda} e^{-jwid(\cos \theta_1 - \cos \theta) / \lambda} \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N S(w) e^{jwnd(\cos \theta_1 - \cos \theta) / \lambda} \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{n=1}^N V_{N+n-i}(w) e^{-jw(n-i)d \cos \theta / \lambda} \right]^2 \\ &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left[\frac{S^2(w) \sin^4(Nwd(\cos \theta_1 - \cos \theta) / 2\lambda)}{N^4 \sin^4(wd(\cos \theta_1 - \cos \theta) / 2\lambda)} + \frac{(2N^2 + 1)V_0^2(w)}{3N^3} \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)可知,该方法在搜索角度 θ 处,波束形成输出波束中包含的信号能量为

$$\begin{cases} P_Y(\theta) |_{\theta=\theta_0} = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w), \\ P_Y(\theta) |_{\theta \neq \theta_0} = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \left(S^2(w) \frac{\sin^4(Nwd(\cos \theta_1 - \cos \theta) / (2\lambda))}{N^4 \sin^4(wd(\cos \theta_1 - \cos \theta) / (2\lambda))} \right) \\ \leq (0.22)^4 \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} S^2(w). \end{cases} \quad (10)$$

根据上面所述数据处理过程,可将本文方法分为如下步骤实现:

步骤1 首先,对线列阵 $2N - 1$ 个阵元接收数据按处理频带 $[w_l, w_h]$ 进行滤波处理;

步骤2 然后,按式(5)所示,对线列阵 $2N - 1$ 个阵元接收数据进行分组处理,得到 N 组数据;

步骤3 其次,按式(6)所示,在搜索角度 θ 处,对各组数据进行时延预处理,可得 N 组经过时延预处理后的数据;

步骤4 按式(7)所示,对 N 组时延预处理结果进行累加,得到一组新数据 $\mathbf{Y}(t)$;

步骤5 最后,对 $\mathbf{Y}(t)$ 进行时域波束形成处理,可得到该搜索角度对应波束值 $\mathbf{P}_Y(\theta)$ 。

2.2 性能分析

根据式(4)和式(10)所示结果可知,本文方法得到的新指向性函数,相比常规时域波束形成所得指向性函数,在目标方向上输出值同样为1、但在非目标方向上输出值近似为原先指向性函数输出值的平方,进一步降低了其在非目标方向上输出值。

即对于阵元数为 $2N - 1$ ($N \gg 1$) 的线列阵,本文所述波束形成方法相比常规时域波束形成,在不同搜索角度上,波束形成输出波束中信号能量发生的变化如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{P}_Y(\theta) |_{\theta=\theta_0} = 1, \\ \mathbf{P}_x(\theta) |_{\theta=\theta_0} \\ \mathbf{P}_Y(\theta) |_{\theta \neq \theta_0} = \frac{(2N-1)^2 \sin^4(Nwd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)}{N^4 \sin^4(wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)} \frac{\sin^2(wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)}{\sin^2((2N-1)wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)} \\ \mathbf{P}_x(\theta) |_{\theta \neq \theta_0} \\ \approx \frac{N^2 \sin^4(Nwd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)}{N^4 \sin^4(wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)} \frac{\sin^2(wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)}{\sin^2(Nwd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)} \\ = \frac{\sin^2(Nwd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)}{N^2 \sin^2(wd(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda)} \leq (0.22)^2 \ll 1. \end{array} \right. \quad (11)$$

由式(11)可知,本文方法在目标方向上,输出波束中的信号能量并未发生任何变化,而在其他非目标方向上,输出波束中的信号能量得到了有效降低,即本文方法输出波束旁瓣级得到了 $20 \lg(1/0.22) \approx 13$ dB 以上的改善。同时,对比式(3)和式(9)可知,本文方法输出波束中不再包含

$e^{jw(N-1)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)/2\lambda}$ 类似项,消除了搜索角度与波达方向不一致情况时的相位不一致性。

另外,依据线列阵接收数据中目标信号和噪声相关性差异特性,根据式(6)所示结果可知,本文方法所得新数据的协方差矩阵各位置元素可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_Y(i, k) &= \frac{1}{T} \int_{t=0}^T \sum_{n=-i+2}^{N-i+1} \sum_{m=-k+2}^{N-k+1} x_{N-m+1}(t - \tau_m) x_{N-n+1}^*(t - \tau_n) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \sum_{n=-i+2}^{N-i+1} \sum_{m=-k+2}^{N-k+1} \left(S^2(w) e^{jw(m-n)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)/\lambda} + V_{N-m+1}(w) V_{N-n+1}^*(w) e^{-jw(m-n)d \cos\theta/\lambda} \right) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \sum_{n=-i+2}^{N-i+1} \sum_{m=-k+2}^{N-k+1} S^2(w) e^{jw(m-n)d(\cos\theta_1 - \cos\theta)/\lambda} \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \sum_{n=-i+2}^{N-i+1} \sum_{m=-k+2}^{N-k+1} V_{N-m+1}(w) V_{N-n+1}^*(w) e^{-jw(m-n)d \cos\theta/\lambda}, \\ i &= 1, 2, \dots, N; \quad k = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (12)$$

当搜索角度 θ 等于目标波达方向 θ_1 时,式(12)可变为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_Y(i, k) &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \sum_{n=-i+2}^{N-i+1} \sum_{m=-k+2}^{N-k+1} S^2(w) + \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \sum_{n=-i+2}^{N-i+1} \sum_{m=-k+2}^{N-k+1} V_{N-m+1}(w) V_{N-n+1}^*(w) e^{-jw(m-n)d \cos\theta_1/\lambda} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} N^2 \cdot S^2(w) + (N - |i - k|) \cdot V_0^2(w), \quad i = 1, 2, \dots, N; \quad k = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (13)$$

由式(13)可知,经分组时延预处理后协方差矩阵信号和噪声能量可表示为

$$\begin{cases} P_{Y,S} = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} N^4 \cdot S^2(w), \\ P_{Y,V_0} = \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \frac{2N^3 + N}{3} \cdot V_0^2(w) \\ \approx \frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} \frac{2N^3}{3} \cdot V_0^2(w). \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可知,相比分组时延预处理之前的协方差矩阵,新数据协方差矩阵各位置元素信号含量由原来 $\frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} (2N - 1)^2 \cdot S^2(w)$ 变为现在的 $\frac{1}{M} \sum_{w=w_l}^{w_h} N^4 \cdot S^2(w)$,在 $N \gg 2$ 情况下,有效提高了协方差矩阵信号含量。

3 数据处理分析

3.1 数值仿真分析

为了验证本文方法可以很好地抵制波束形成空间谱泄漏,降低波束形成旁瓣级,下面给出如下数值仿真结果,数值仿真中采用64元均匀线列阵作为接收阵,相邻阵元间距为4 m。目标信号频率为185 Hz,目标相对线列阵波达方向为90°;在185 Hz处,线列阵接收目标信号与噪声谱级比0 dB。

由图1显示结果可知,在非目标方向上,相比TDBF方法,本文方法输出波束中的信号能量得到降低,很好地抵制了空间谱泄漏,波束形成旁瓣级得到了13 dB以上的改善。数值仿真结果与理论分析相一致。

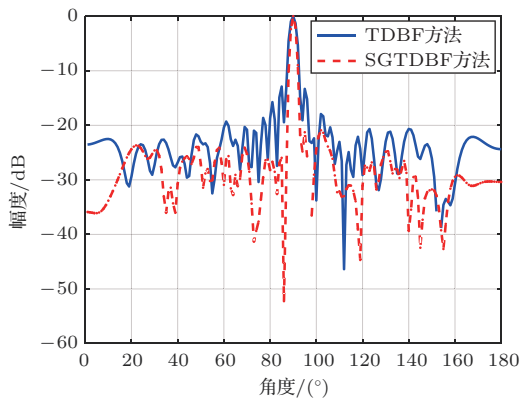


图1 64元线列阵波束形成结果(单目标)

Fig. 1 The results of 64-element line array(single target)

另外,为了进一步验证本文方法可以降低旁瓣级对弱目标检测的影响,该仿真中采用两个不同强度目标,强弱目标相对线列阵波达方向分别为90°和60°,强弱目标信号平均谱级比为30 dB;弱目标信号与高斯白噪声谱级比为0 dB。

由图2显示结果可知,在该仿真条件下,由于TDBF方法输出空间谱旁瓣级较高,60°方位处的弱目标已经不能在空间谱中显示出来;而本文方法所得空间谱可以很好显示出60°方位处的弱目标,降低了旁瓣级对弱目标检测的影响。

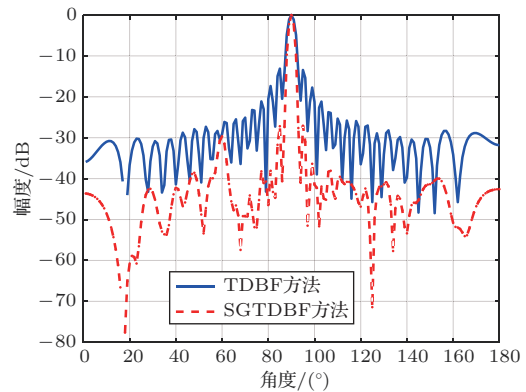


图2 64元线列阵波束形成结果(双目标,谱级差30 dB)

Fig. 2 The results of 64-element line array(two targets and 30 dB spectrum level difference)

图3为强弱目标信号谱级比为50 dB、弱目标信号与高斯白噪声谱级比为0 dB时的波束形成结果。对比图2和图3可知,相比TDBF方法,本文方法对60°方位处的弱目标检测能力提高了20 dB以上,提高了时域波束形成在实际应用中的普适性。

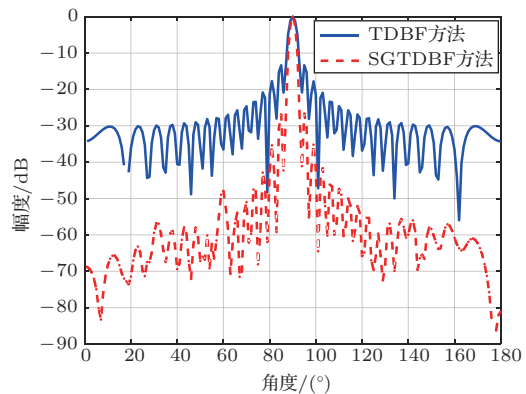


图3 64元线列阵波束形成结果(双目标,谱级差50 dB)

Fig. 3 The results of 64-element line array(two targets and 50 dB spectrum level difference)

3.2 海试数据处理

本次处理数据由128元线阵列拾取所得，阵元间隔为4 m，水平线阵尾端方向设为 180° ，系统采样率为 $f_s = 5 \text{ kHz}$ ，滤波器频带为 $[100 \text{ Hz}, 200 \text{ Hz}]$ 。图4和图5分别为TDBF方法与SGTDBF方法所得方位历程图，图6为两种方法在 $t = 90 \text{ s}$ 时刻所得空间谱。

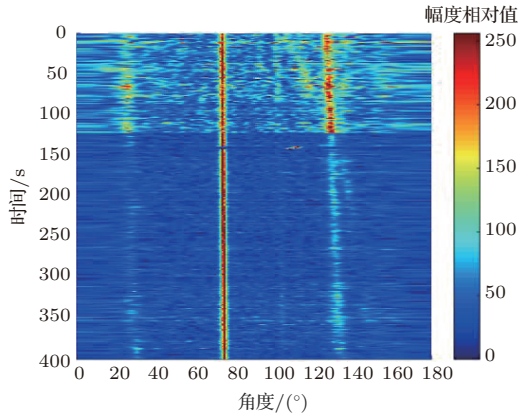


图4 TDBF方法所得方位历程图

Fig. 4 The bear/time record of TDBF method

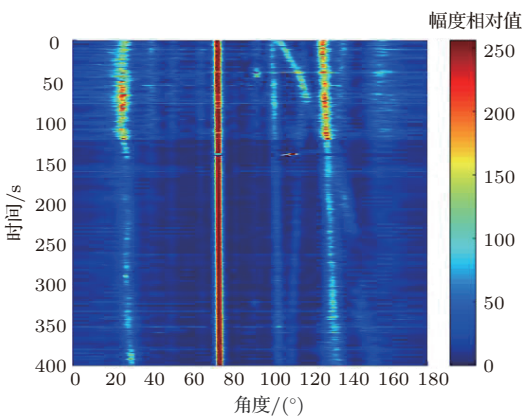


图5 SGTDBF方法所得方位历程图

Fig. 5 The bear/time record of SGTDBF method

由图4~图6可知，相比TDBF方法，本文方法可以清晰地显示出不同方位处的弱目标，而TDBF方法对 $100^\circ \sim 120^\circ$ 中弱目标显示效果不如本文方法清晰。以图6所示 $t = 90 \text{ s}$ 时刻空间谱为例，本文方法所得空间谱旁瓣级较低，除了能够显示 80° 附近的强目标外，还能清晰地显示 $100^\circ \sim 120^\circ$ 中的两个弱目标，好于TDBF方法对弱目标检测效果。该结果与式(11)分析结果相符合，证实了本文方法有效抵制了空间谱泄漏，降低了旁瓣级，减小了旁瓣级对弱目标检测的影响。

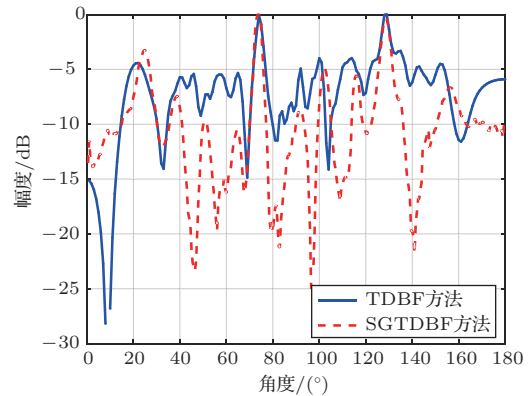


图6 两种方法所得空间谱

Fig. 6 The spatial spectrum of two methods

4 结论

本文首先给出了时域波束形成数学表达式，并根据时域波束形成归一化指向性函数在目标方向上输出值为1、在非目标方向上输出值为小于1的特性，提出了一种基于分组时延预处理的时域波束形成方法。理论推导了该方法在波束形成过程中形成的两次指数函数等列式求和运算，所得指向性函数发生的变化；分析论述了该方法如何实现优化波束输出旁瓣级，消除搜索角度与波达方向不一致情况时的相位不一致性。

数值仿真和数据处理结果同样表明：相比时域波束形成，该方法很好地抵制了空间谱泄漏，使旁瓣级到了13 dB以上的改善，降低了旁瓣级对弱目标检测的影响。

致谢 感谢课题组各位同事在试验中所付出的努力，为本稿所述方法验证提供宝贵数据。

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, Yan Shefeng, 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.
- [2] 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 Shibin, Chen Xinhua, Sun Changyu. 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.
- [3] 王麟煜, 郑恩明, 陈新华, 等. 干扰阻塞算法衰减区间分析及改善方法研究[J]. 振动与冲击, 2018, 37(14): 108–114, 148.

- Wang Linyu, Zheng Enming, Chen Xinhua, et al. Attention interval analysis of the jamming jam algorithm and its improvement[J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2018, 37(14): 108–114, 148.
- [4] 郑恩明, 陈新华, 宋春楠. 基于全相位预处理的低旁瓣波束形成方法[J]. *兵工学报*, 2018, 39(10): 1971–1978.
Zheng Enming, Chen Xinhua, Song Chunnan. Low side-lobe beam-forming method based on all-phase preprocessing[J]. *Acta Armamentarii*, 2018, 39(10): 1971–1978.
- [5] Dolph C L. A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and side-lobe level[J]. *Proceedings of the IRE*, 1946, 34(6): 335–348.
- [6] 马远良. 任意结构形状传感器阵方向图的最佳化[J]. *中国造船*, 1984, 87(4): 78–85.
Ma Yuanliang. Pattern optimization for sensor arrays of arbitrary configuration[J]. *Shipbuilding of China*, 1984, 87(4): 78–85.
- [7] Olen C A, Compton R T. A numerical pattern synthesis algorithm for arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 1990, 38(10): 1666–1676.
- [8] Zhou P Y, Ingram M A, Anderson P D. Synthesis of min-max sidelobes for arbitrary arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 1998, 46(11): 1759–1760.
- [9] Song H, Iiuperman W A, Hodgkiss W S, et al. Null broadening with snapshot deficient covariance matrices in passive sonar[J]. *IEEE Journal Oceanic Engineering*, 2003, 28(2): 250–261.
- [10] Jiao Y C, Wei W Y, Huang L W, et al. A new low side-lobe pattern synthesis technique for conformal arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, 1993, 41(5): 824–831.
- [11] Lebet H, Boyd S. Antenna array pattern synthesis via convex optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(3): 526–532.
- [12] Nordebo S, Zang Z Q, Claesson L. A semi-infinite quadratic programming algorithm with applications to array pattern synthesis[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 2001, 48(3): 225–232.
- [13] 鄢社锋, 马远良, 孙超. 任意几何形状和阵元指向性的传感器阵列优化波束形成方法[J]. *声学学报*, 2005, 30(3): 264–270.
Yan Shefeng, Ma Yuanliang, Sun Chao. Beam pattern optimization for sensor arrays of arbitrary geometry and element directivity[J]. *Acta Acustica*, 2005, 30(3): 264–270.
- [14] 毕杨, 王英民, 王奇. 双重优化的宽带聚焦波束形成算法研究[J]. *兵工学报*, 2017, 38(8): 1563–1571.
Bi Yang, Wang Yingmin, Wang Qi. Research on dual optimized broadband beamforming algorithm[J]. *Acta Armamentarii*, 2017, 38(8): 1563–1571.
- [15] 谷新禹, 李秀坤. 一种基于中心矩的波束形成算法[J]. *电子学报*, 2014, 42(7): 1374–1378.
Gu Xinyu, Li Xiukun. Beamforming algorithm based on central moment[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2014, 42(7): 1374–1378.
- [16] 丁永超, 刘成城, 赵拥军, 等. 稳健的宽带多径干扰抑制波束形成算法[J]. *信号处理*, 2014, 30(9): 1104–1111.
Ding Yongchao, Liu Chengcheng, Zhao Yongjun, et al. Robust wideband beamforming algorithm to suppress multipath interference[J]. *Journal of Signal Processing*, 2014, 30(9): 1104–1111.
- [17] 刘振, 孙超, 刘雄厚, 等. 一种加权稀疏约束稳健 Capon 波束形成方法[J]. *物理学报*, 2016, 65(10): 104303.
Liu Zhen, Sun Chao, Liu Xionghou, et al. Robust Capon beamforming with weighted sparse constraint[J]. *Acta Physica Sinica*, 2016, 65(10): 104303.