

自适应 Notch 滤波器在阵列信号处理中的应用

席晓芸

(中国舰船研究设计中心, 武汉 430064)

摘要: 为了不增大阵列尺度采用信号处理方法得到高分辨率的波束指向性, 首先利用 Notch 滤波器的“离线重构”实现窄带波束形成, 进而结合其瞬时相位估计方法, 研究了基于自适应 Notch 滤波器的恒定束宽波束形成技术, 利用信号处理方法将矢量传感器阵列接收的低频窄带信号转化为具有指向性的较高频率波束, 并采用虚拟阵元技术消除波束栅瓣的影响, 给出了实际应用中具体的信号处理方法。仿真和湖试验证表明这种基于自适应 Notch 滤波器的恒定束宽波束形成方法是合理可行的。最后, 针对适应实时信号处理的要求提出将这种方法与目标自动跟踪系统相结合的改进方向。

关键词: 自适应 Notch 滤波器; 恒定束宽; 波束形成; 离线重构

中图分类号: TB566

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2009)-05-0645-06

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2009.05.017

Application of adaptive Notch filter in signal's processing of array

XI Xiao-yun

(China Ship Development and Design Center, Wuhan 430064, China)

Abstract: In order to gain the beam-forming directivity of distinguishing two underwater objects without greatly increasing the array size, a narrow-band beam-forming algorithm is achieved by “reconstitution” via adaptive Notch filter. Combined with instantaneous phase computation of Notch filter, a constant beam-width beam-forming method based on adaptive Notch filter is studied, which can gain high-frequency beam-forming directivity from low-frequency narrow-band signals received by vector array. The imagined-sensor technology is performed to eliminate sidelobes, and the actual signal processing method in experiments is described. Simulation and experiments show that the proposed method based on adaptive Notch filter is reasonable and feasible, and can be integrated with the automatic target tracking system to satisfy the request for real-time operation.

Key words: adaptive Notch filter; constant beam-width; beam-forming; reconstitution

1 引言

在普通波束形成中, 当信号入射方位和频率一定时, 为提高基阵的分辨率, 即得到较窄的主波束, 唯有增加阵列孔径 $L(L=Md)$ 。增加 L 可以通过增加基元数 M 或者增加基元间距 d 实现, 但增加基元数量会提高基阵成本, 增加基元间距又会引入栅瓣, 并且由于实际因素的限制, 基阵尺度不可能做得很大。因此单纯依靠增大基阵孔径来提高分辨率的做法, 会受到许多物理限制。本文通过自适应 Notch 滤波器的“离线重构”特性和瞬时相位估计方法, 实现了窄带波束形成, 进而研究出在一定的阵列孔径下, 将声纳信号经过阵列处理后得到高目标分辨力的恒定束宽波束形成方法。

2 自适应 Notch 滤波器

Notch 滤波器是一种自适应滤波器, 又被称为陷波滤波器。它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^[1]。自适应 Notch 滤波器在非平稳输入下跟踪变化的能力(速度及稳定性)有赖于自适应算法的性能。本文采用 LMS 算法, 其原理图如图 1 所示。

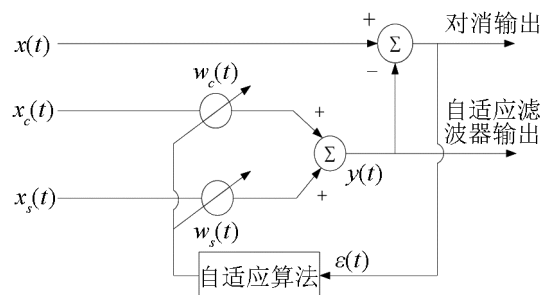


图 1 自适应 Notch 滤波器原理图

Fig.1 Schematic diagram of adaptive Notch filter

收稿日期: 2008-08-23; 修回日期: 2008-11-07

作者简介: 席晓芸(1980-), 女, 湖北宜昌人, 硕士, 研究方向为水下信号处理。

通讯作者: 席晓芸, E-mail: dada1280cn@yahoo.com.cn

图中 $x(t)=s(t)+n(t)$, $s(t)=A\cos[2\pi f(t)\cdot t+\phi_0]$, $n(t)$ 为噪声, ϕ_0 为初相位, $x_c(t)=C\cdot\cos\omega_0 t$ 和 $x_s(t)=C\cdot\sin\omega_0 t$ 为相互正交的参考信号, $\omega_0=2\pi f_0$, f_0 为参考信号频率,也是滤波器的中心频率,通过设定它的值可以得到输入的信号带宽内的中心频率为 f_0 的窄带信号。以采样频率 f_s 对参考信号与输入信号进行采样,将其离散化^[2]。

图 1 也体现出 Notch 滤波器的类似于一般自适应滤波器的工作原理:假定 $s(t)$ 与 $n(t)$ 不相关,但与参考信号相关。滤波器输出表达式为:

$$y(t)=w_s(t)\cdot x_s(t)+w_c(t)\cdot x_c(t) \quad (1)$$

残差输出为式(3):

$$\varepsilon(t)=x(t)-y(t) \quad (2)$$

根据最小均方误差准则,使式(3)趋于最小,即 $E[(s-y)^2] \rightarrow 0$, 即滤波器输出 y 是信号 s 的最小均方估计。

$$E[\varepsilon^2(t)]=E[(s-y)^2+n^2+2n(s-y)]=E[(s-y)^2]+E[n^2] \quad (3)$$

从原始输入到对消输出的传输函数可表示为:

$$H(z)=\frac{z^2-2z\cos\omega_0+1}{z^2-2(1-\mu C^2)z\cos\omega_0+1-2\mu C^2} \quad (4)$$

滤波器的传输函数如图 2 所示(相对于输出为残差 $\varepsilon(t)$ 而言):

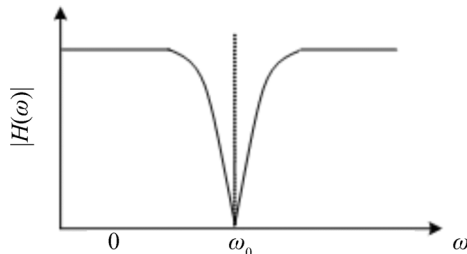


图 2 自适应 Notch 滤波器传输函数
Fig.2 Transfer function of adaptive Notch filter

从图 2 的中传输函数的形状可以看出,不同于一般的 IIR、FIR 滤波器传输函数,其输出窄带信号中非中心频率的频率段信号受到不同程度地抑制,离中心频率越远受到的抑制越大,呈现出一个很明显的 V 型,因此 Notch 滤波器又叫 V 型滤波器。当参考输入为一正弦波时,单一频率的自适应噪声对消器等效于一个稳定的陷波滤波器,即使参考频率作缓慢变化时,自适应过程也能调整对消所需的正确相位关系。所以,Notch 滤波器零点的深度一般都优于固定滤波器的零点深度。

3 “离线重构”及瞬时相位估计

通常水下信号通过采集系统时都会被确定的采样频率采样,由模拟信号转化为数字信号,进入相应的数字电路由 DSP、FPGA 等进行处理。不仅硬件如此,使用软件工具处理的也是离散信号形式。

输入中的信号部分 $s(t)=A\cos[2\pi f(t)\cdot t+\phi_0]$ 转化为离散形式:

$$s(k)=A\cos[\phi(k)+\omega_0 k]=A\cos\omega_0 k \cos\phi(k)-A\sin\omega_0 k \sin\phi(k) \quad (5)$$

其中 $\phi(k)=[\omega(k)-\omega_0]\cdot k\tau+\phi_0$, ϕ_0 为初相, ω_0 为初频率。由图 2 可知:

$$y(k)=w_s(k)\cdot\sin\omega_0 k+w_c(k)\cdot\cos\omega_0 k \quad (6)$$

此时,参考信号幅度 $C=1$ 。采用自适应 LMS 算法,两个权逐步学习:

$$\begin{aligned} \omega_s(k+1) &= \omega_s(k) + 2\cdot\lambda\cdot\varepsilon(k)\cdot\sin\omega_0 k \\ \omega_c(k+1) &= \omega_c(k) + 2\cdot\lambda\cdot\varepsilon(k)\cdot\cos\omega_0 k \end{aligned} \quad (7)$$

当 Notch 滤波器自适应达到平衡时, $y(k)=s(k)$ 。可以认为含有最终权 $\omega_s(k)$ 、 $\omega_c(k)$ 的式(6)就是输入中信号 $s(k)$ 的离线重构公式。

比较式(5)和(6)可得到:

$$w_s(k)=-A\sin\phi(k) \quad (8)$$

$$w_c(k)=A\cos\phi(k) \quad (9)$$

瞬时相位为:

$$\phi(k)=-\tan^{-1}\left[\frac{w_s(k)}{w_c(k)}\right] \quad (10)$$

瞬时相位差为:

$$\begin{aligned} \Delta\phi(k) &= \phi(k)-\phi(k-1)= \\ &= \tan^{-1}\frac{w_s(k-1)}{w_c(k-1)} - \tan^{-1}\frac{w_s(k)}{w_c(k)} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\tan^{-1}\frac{w_s(k-1)\cdot w_c(k)-w_s(k)\cdot w_c(k-1)}{w_s(k-1)\cdot w_s(k)+w_c(k-1)\cdot w_c(k)} \quad (12)$$

4 基于 Notch 滤波器的窄带波束形成

将阵列每个传感器的接收信号都通过 Notch 滤波器进行相对于某个频率 f_0 的离线重构,在重构的同时补偿各个相位以达到移相波束形成。很明显,这种基于 Notch 滤波器的窄带波束形成是一种移相波束形成。

q 号波束第 i 阵元信号经过 Notch 滤波器离线重构出的补偿后信号为:

$$P_{qi}(t)=\omega_{psi}(t)\cdot\sin[\omega_0(t+\tau_{qi})]+\omega_{pci}(t)\cdot\cos[\omega_0(t+\tau_{qi})] \quad (13)$$

$$Vx_{qi}(t)=\omega_{xsi}(t)\cdot\sin[\omega_0(t+\tau_{qi})]+\omega_{xci}(t)\cdot\cos[\omega_0(t+\tau_{qi})] \quad (14)$$

$$Vy_{qi}(t) = \omega_{ysi}(t) \cdot \sin[\omega_0(t + \tau_{qi})] + \omega_{ycl}(t) \cdot \cos[\omega_0(t + \tau_{qi})] \quad (15)$$

$$Vc_{qi} = Vx_{qi}(t) \cdot \cos\theta + Vy_{qi}(t) \cdot \sin\theta \quad (16)$$

其中, θ 为扫描方位, $\tau_{qi} = (i-1) \cdot d \cdot \cos\theta_0 / c$, θ_0 是目标入射方位与水平面的夹角, 则 q 号波束的矢量组合输出为:

$$Xq = \sum_i ((\sum_i P_{qi} + \sum_i Vc_{qi}) \cdot \sum Vc_{qi}) \quad (17)$$

图3为自适应Notch移相波束形成与常规时延波束形成的比较。

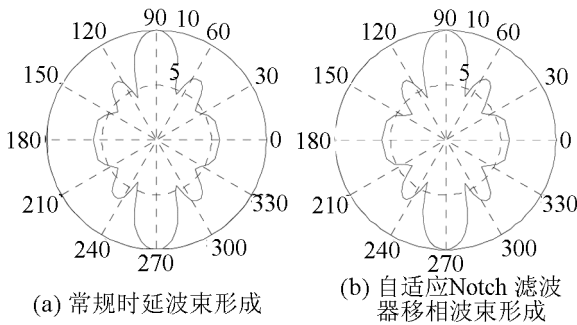


图3 自适应Notch滤波器与常规时延波束形成比较
Fig.3 Comparison of beam-forming diagrams between adaptive Notch filter and traditional time delay

从图3可以看出, 这种自适应波束形成方法对噪声有一些滤波作用, 因为自适应Notch滤波器传输函数呈现V型, 而不像一般滤波器那样平坦, 自适应Notch滤波器是一个窄带滤波器。

5 恒定束宽波束形成

5.1 恒定束宽的原理

对于不同频率的信号, 波束形成器所形成的空间滤波器形状是不一样的, 只有波束指向方向上的响应相同。所以, 只有当波束对准目标时不会产生信号失真现象, 而目标在波束宽度内其余方向上出现时输出信号就会产生线性失真。恒定束宽波束形成设计使阵列对于不同频率的入射信号具有相同的空间滤波响应和更高的目标分辨能力。

在移相波束形成方法中, 由各个阵元的相位可以得到相邻阵元的相位差, 对于不同的频率, 相同的入射方位会产生不同的相位差。如果可以实现相位差在不同频率之间的转换, 即能将不同频率的入射信号调整重构为同一较高频率的信号, 进而实现恒定束宽设计。

Notch滤波器恒定束宽的思想为: 在重构信号时可以按高频进行移相波束形成, 为了使主极大位置正确, 再将高频与实际频率的相位差补偿上去,

使不同频率输入得到同一高频的输出波束。将矢量阵与此恒定束宽的设计相结合, 即可实现矢量阵恒定束宽波束形成。

对于单个窄带目标, f_0 为窄带信号的中心频率, 假定 f_1 为基阵的工作频率, 为了获得窄波束, $f_1 \geq f_0$, τ_q' 为 q 号波束对应的扫描方位单位时延差, $\overline{phase}$ 为阵元间单位平均相位差的均值, 由估计出的瞬时相位作差后平均得到。

第 q 号波束 i 号阵元的恒束宽输出为:

$$x_{qi}'(t) = w_{si}(t) \cdot \sin[2\pi f_1 t + (i-1) \cdot 2\pi f_1 \tau_q' - (i-1) \overline{phase} \cdot \frac{f_1 - f_0}{f_0}] + w_{ci}(t) \cdot \cos[2\pi f_1 t + (i-1) \cdot 2\pi f_1 \tau_q' - (i-1) \overline{phase} \cdot \frac{f_1 - f_0}{f_0}] \quad (18)$$

两个权 $w_{si}(t)$ 、 $w_{ci}(t)$ 是输入信号的真实相位, 它包含滞后参考阵元信号的相位差 $-(i-1) \cdot \overline{phase}$, $\overline{phase}$ 是以中心频率 f_0 为主的相位。单位相位 $\overline{phase}$ 与频率成正比, 高频与低频的单位相移量之差就是 $\overline{phase} \cdot (f_1 - f_0) / f_0$, 将这个差量补偿上去后就能成功地把低频转变为高频。

由Notch滤波器可方便地估计出各阵元的瞬时相位, 进而得到各相邻阵元间的单位相位差, 它是各个频率相位差的混合。将各相位差作平均得到单位瞬时平均相位差 $\overline{phase}$, 它是以中心频率 f_0 为主的相位。

变换因子 $(f_1 - f_0) / f_0$ 的作用就是得到高低频的补偿相位差。很明显, 这个因子是针对中心频率 f_0 , 但因为是窄带(频率范围为 $f_l \sim f_h$), 可认为式(19)成立:

$$(f_1 - f_l) / f_l \approx \dots \approx (f_1 - f_0) / f_0 \approx \dots \approx (f_1 - f_h) / f_h \quad (19)$$

仿真条件: 五元等间隔矢量阵, 阵元间距 $d=0.75\text{m}$, 输入窄带信号频率范围为 $600 \sim 800\text{Hz}$, 信号入射方位为 120° , 信噪比为 10dB , 分别恒定束宽到高频 $f_1=2\text{kHz}$ 、 $f_1=1\text{kHz}$, 输出恒束宽前后波束图比较如图4和5所示, 图中 p 为声压, $(p+vc)vc$ 为式(17)的波束矢量组合输出。

从图4和5中发现此方法能成功地使主波束变窄, 并且变换到越高的频率, 效果会越好。但在图4中出现了栅瓣(副极大)的影响, 这是因为 0.75m 阵元间距所允许的不出现栅瓣的最高频率仅为 1kHz 。由此可见, 恒束宽变换和常规波束形成一样受到 $d \leq \lambda/2$ 条件的制约。可采用虚拟阵元技术去掉恒定束宽波束形成中的栅瓣。

5.2 虚拟阵元技术的运用

在实际阵元间内插虚拟阵元, 使阵元间距变为

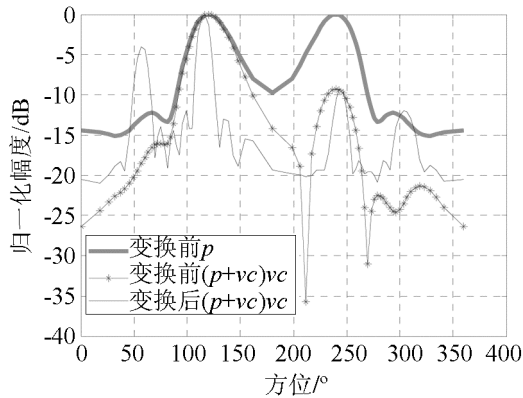
图4 恒定束宽到 $f_1=2\text{kHz}$ 波束图

Fig.4 Beam-forming diagram of constant beam-width at 2kHz

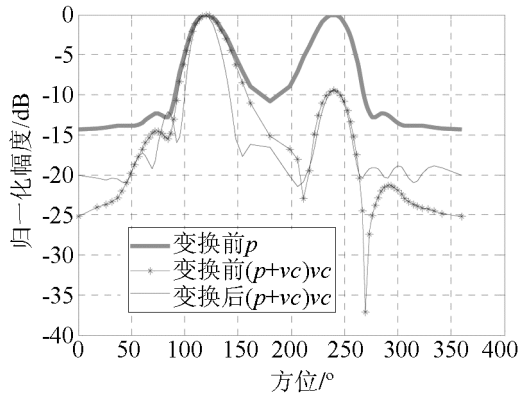
图5 恒定束宽到 $f_1=1\text{kHz}$ 波束图

Fig.5 Beam-forming diagram of constant beam-width at 1kHz

原来的一半,能使不产生栅瓣的恒束宽波束形成的最高频率增大一倍。利用每个实际阵元信号根据信号入射的方向时延后作为虚拟阵元信号,可向左(右)虚拟出一个虚拟阵元,或者同时向两边虚拟出两个虚拟阵元,最后得到实际阵元和虚拟阵元的混合阵列^[3]。如图6所示,黑点为实际矢量阵元1、2;白点为虚拟阵元1'、2'、3'。虚拟阵元1'由阵元1所得,2'、3'由阵元2所得。

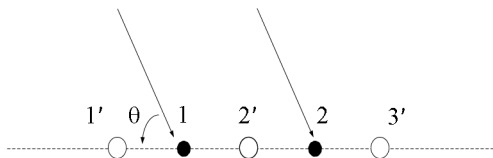
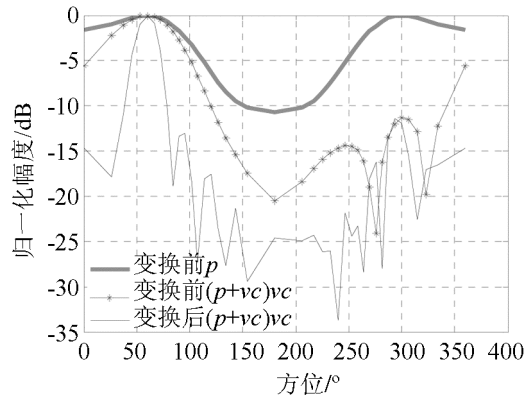
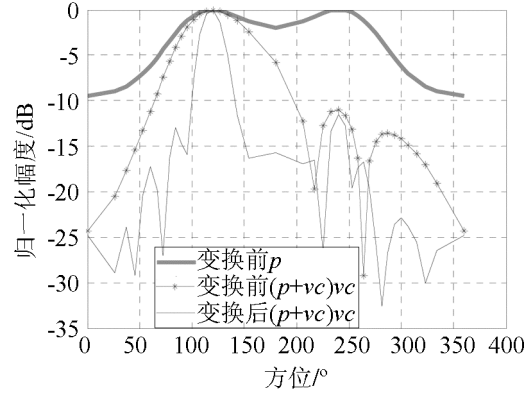


图6 二元虚五元示意图

Fig.6 Chart of five imagined-sensor array from two sensors

虚构阵元的接收信号是针对某方向确定的,即针对信号入射方向。假设信号从 θ 方向入射,实际阵元1、2接收的信号分别为 $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$,则虚拟阵元1'、2'、3'接收信号分别为 $x_1'(t)=x_1(t+\tau)$ 、 $x_2'(t)=x_2(t+\tau)$ 、 $x_3'(t)=x_2(t-\tau)$ 。

仿真条件:二元矢量阵,阵元间距 $d=0.75\text{m}$,虚元成五元,输入信号带宽为200~1000Hz,信噪比为5dB,分别从 60° 和 120° 入射,恒定束宽到

图7 信号 60° 入射波束图Fig.7 Beam-forming diagram for the signal from 60° 图8 信号 120° 入射波束图Fig.8 Beam-forming diagram for the signal from 120°

2kHz,形成的波束如图7、8所示。

从图7、8可以看出,不仅消除了栅瓣,而且波束图结果显示主波束明显变窄,旁瓣降低,这是由低频和高频波束指向性的差异所造成的。在噪声场的空间矢量相关函数理论结果^[4]中可知,在阵元间距 $d=\lambda/2$ 处声压互相关函数为零,即阵元接收的各向同性噪声是完全不相关;而且 d/λ 的值越大,各阵元噪声相关性会越小,会使输出信噪比提高,波束指向性图中旁瓣降低。因此高频段输入的波束图中旁瓣会明显低于低频段。

为了进一步验证此方法的有效性,对真实的湖试数据进行了处理。

试验中,五个矢量水听器构成间距为0.75m的等间距直线阵。信号频率为700~900Hz,变换频率 $f_1=2\text{kHz}$,采样频率96000Hz,现只采用其中的1、2号阵元接收的信号,虚元成五元阵。图9是采集数据中某一秒数据的恒定束宽前后波束图比较。

从图9看到,采用虚拟阵元技术的恒定束宽波束形成波束图中没有出现栅瓣,主波束变窄,旁瓣大大降低,提高了空间处理增益,恒定束宽后的波束图目标分辨率明显好于常规波束形成的情况。

在恒定束宽技术中,对于矢量阵工作频率 f_1 的

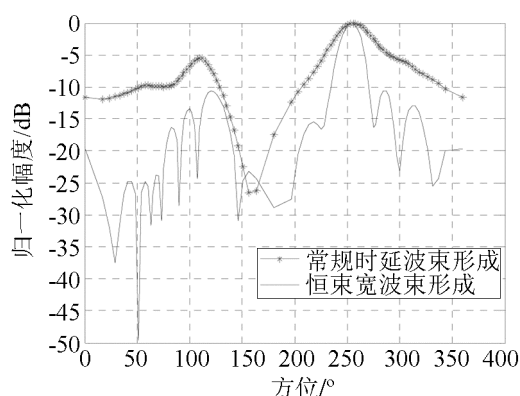


图9 湖试数据恒束宽前后波束图比较

Fig.9 Comparison of beam-forming diagrams of lake experimental data between constant beam-width and not constant beam-width

选取是很灵活的,为了获得较窄的波束,通常选取 $f_1 \geq f_0$, 将信号中心频率 f_0 设定为小于或等于半波间距对应的频点,这主要是考虑到半波长间距阵的普遍性。在虚拟阵元技术的支持下,恒定束宽波束形成的变换频率 f_1 则采用对应于可实现的最小阵元间距的一个波长的频率(即 $d/\lambda=1$)。

6 实际应用

水下声信道是一个时变、空变的随机信道,在大多数应用场合可将其看作缓慢时变的相干多途信道。水下声信道很像一个“梳状滤波器”,相间出现“通带”和“止带”。这意味着信号波形在传播过程中会发生畸变,尤其是对于窄带信号,信道对信号的时延、频率等参数的影响是较为严重的^[5]。一旦声纳工作频率落在“止带”中,将极大地影响系统的性能。在实际运用中,常常挑选任意的若干频率作为参考频率而得到不同中心频率的窄带信号。

间距为 0.75m 的二元小尺度矢量阵列,将其虚元成五元阵,输入 100Hz~1000Hz 信号,从 60°入射,

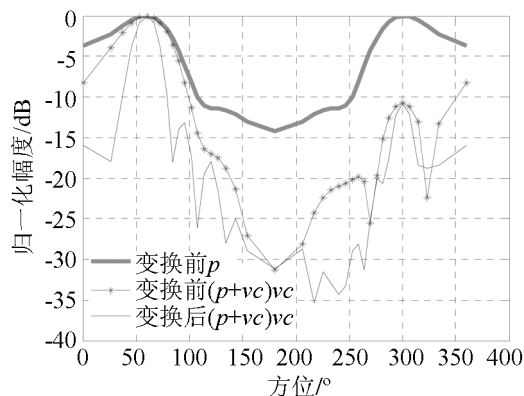


图10 子频段 800~1000Hz 信号恒定束宽到 2kHz 波束图

Fig.10 Beam-forming diagram of constant beam-width at 2kHz for the signal of 800~1000Hz

信噪比为 5dB, 把它分为 100~200Hz, 200~400Hz, 400~600Hz, 600~800Hz, 800~1000Hz 五个窄频段, 分别恒定束宽到 2kHz。

图 10~14 中各频段恒定束宽后都能得到较好的目标分辨效果。因此,若输入一个较宽频带的信号,则可以选取其中任意窄频段的信号进行处理。

把较宽频段的信号分为若干个彼此连接的窄带,采用 Notch 滤波器组并行处理,把各窄频段的

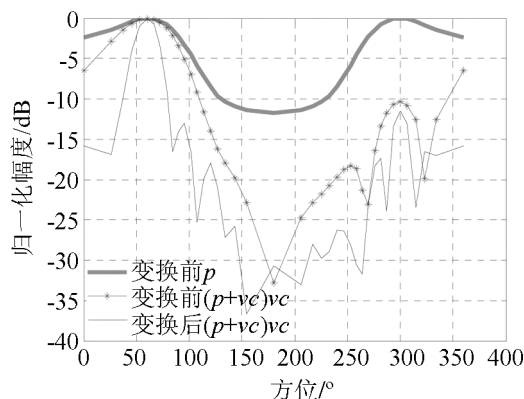


图11 子频段 600~800Hz 信号恒定束宽到 2kHz 波束图

Fig.11 Beam-forming diagram of constant beam-width at 2kHz for the signal of 600~800Hz

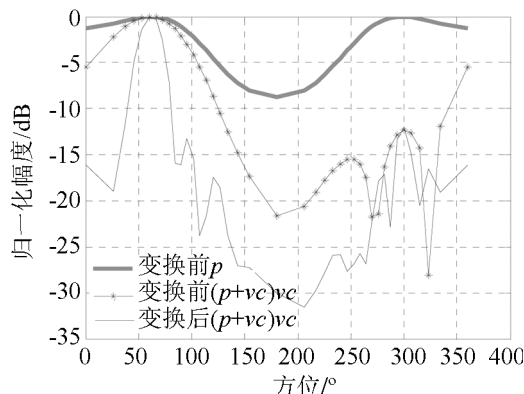


图12 子频段 400~600Hz 恒定束宽到 2kHz 波束图

Fig.12 Beam-forming diagram of constant beam-width at 2kHz for the signal of 400~600Hz

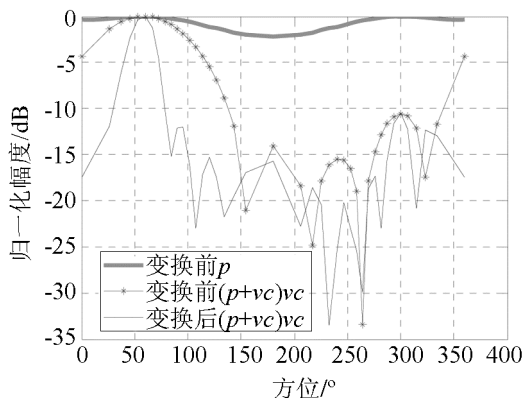


图13 子频段 200~400Hz 恒定束宽到 2kHz 波束图

Fig.13 Beam-forming diagram of constant beam-width at 2kHz for the signal of 200~400Hz

主波束都恒定束宽变换为一个高频较窄的波束后叠加,得到波束图的主波束宽度会窄于常规波束形成的主波束宽度,而且变换后的高频噪声会产生更低的旁瓣。

在具体试验中要根据目标辐射噪声较强的频谱范围来确定子频段,过低或过高的子频段信噪比太低,处理结果没有意义。

湖试试验采用五个矢量水听器构成间距为 0.75m 的等间距直线阵,由 1、2 号阵元虚元成五元阵。采样频率为 96000 Hz,选取信号频率 200~1000Hz,分为 200~400Hz, 400~600Hz, 600~800Hz, 800~1000Hz 四个子频段,分别恒定束宽到频率 $f_1=2\text{kHz}$,最后把四个子频段结果叠加起来。图 15 是

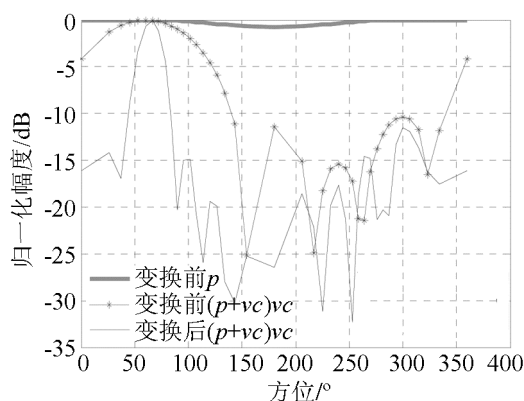


图 14 子频段 100Hz~200Hz 恒定束宽到 2kHz 波束图

Fig.14 Beam-forming diagram of constant beam-width at 2kHz for the signal of 100~200Hz

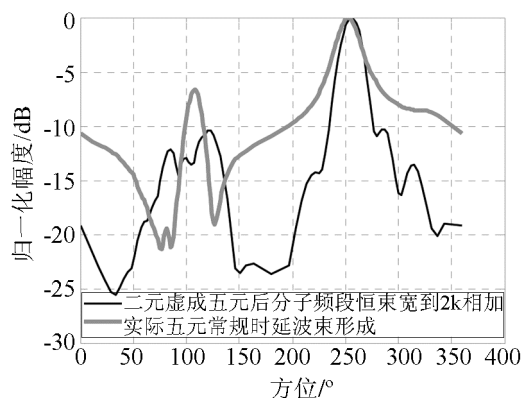


图 15 湖试数据实际二元与虚拟五元阵列波束图比较

Fig.15 Comparison of beam-forming diagrams of lake experimental data between two sensors and five imagined-sensor array

湖试数据中某一秒的波束图比较。

试验中实际五元阵长为 3m,二元阵虚元后的阵长为 1.5m,处理信号频率范围都为 200~1000Hz。从图 15 可看到二阵元短阵列的主波束甚至比五阵元长阵列的更窄,目标分辨力更高。实践证明,这种阵列信号处理方法是行之有效的。

7 结 论

利用自适应 Notch 滤波器恒定束宽波束形成方法可将不同的低频窄带信号处理为具有相同波束宽度的高频窄波束指向性,达到提高目标分辨力的目的,但它同样会受到 $d \leq \lambda/2$ 的限制。为了得到更高频率的窄波束指向性而不产生栅瓣,本文辅助利用虚拟阵元技术使阵列信号可恒定束宽波束到一个倍频程的较高频率。在对实时性要求较高的信号处理过程中,需要利用算法可靠的目标自动跟踪系统得到目标运动轨迹方位角的预测值,使虚拟阵元技术在动态目标的实时阵列信号处理中发挥效果,从而保证基于自适应 Notch 滤波器的恒定束宽波束形成方法在阵列信号处理中取得较高目标分辨率。

参 考 文 献

- [1] 张贤达. 现代信号处理[M]. 清华大学出版社, 2002.
ZHANG Xianda. Processing of modern signal[M]. Tsinghua University Press, 2002.
- [2] 赵羽, 蔡平, 王逸林. 基于自适应陷波滤波器的窄带波束形成方法[J]. 声学技术, 2004, 23(1): 216-217.
ZHAO Yu, CAI Ping, WANG Yiling. A narrow-band beam-forming method based on adaptive Notch filter[J]. Technical Acoustics, 2004, 23(1): 216-217.
- [3] 赵月白. 线列阵虚拟阵元波束形成[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2004, 15-34.
ZHAO Yuebai. Beam-forming of Imagined-sensor array[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2004, 15-34.
- [4] 赵羽. 矢量阵阵处理研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2004, 20-22.
ZHAO Yu. Research on array processing of vector sensor array[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2004, 20-22.
- [5] 惠俊英. 水下声信道[M]. 国防工业出版社, 1992.
HUI Junying. Acoustic channel under water[M]. National Defense Industry Press, 1992.