

一种猎雷声呐信号被动定向技术研究

赵冬艳

(中国船舶重工集团有限公司第七一〇研究所, 湖北 宜昌 443003)

摘要 介绍了一种猎雷声呐脉冲信号被动定位的测向方法。反猎水雷采用被动声自导方式, 利用猎雷声呐发射的窄带脉冲信号, 采用自适应 notch 滤波器估计信号的包络、频率、相位差。采用时延差粗测与相位差精测相结合的方法实现时延估计。此方法不仅对 CW 脉冲信号可测向、测距, 还可适用于调频、跳频信号。该方法已通过仿真及实测数据验证有效。

关键词 猎雷声呐; 时延估计; 自适应 notch 滤波; 被动声定位; 水雷

中图分类号 TJ430.1 **文献标识码** A **文章编号** 2096-5753(2021)05-0416-05

DOI 10.19838/j.issn.2096-5753.2021.05.013

Research on Passive Acoustic Location in Mine-hunting Sonar

ZHAO Dongyan

(No.710 R&D Institute, CSIC, Yichang 443000, China)

Abstract This paper introduces a method of passive acoustic location for minehunting sonar. The anti-hunting mine adopts passive acoustic homing., The adaptive notch filter is used to estimate the envelope, frequency, and phase difference of the narrowband pulse signal emitted by minehunting sonar. Time delay is estimated through coarse measurement of delay inequality and fine measurement of phase difference. The means above is feasible not only to CW pulses, but also to frequency modulated and frequency hopping signal. Simulation results and sea trials show this method is valid and viable.

Key words mine-hunting sonar; time delay estimation; adaptive notch filter; passive acoustic location; mine

0 引言

水雷是海战中经济有效且隐蔽性很强的水中兵器, 它不仅在抗登陆、封锁作战、切断敌人海上交通、扼守海上要冲时可直接打击敌舰船, 而且可以在心理和精神上给敌人以强大威慑。猎雷声呐是反水雷的关键装备, 它发射有规律的高频脉冲声波, 用于探测与识别水雷, 基本上探雷频段在 80~200 kHz 频率范围, 80 kHz、100 kHz 频率使用较多; 识别频段在 200~500 kHz 频率范围。确认水雷后, 在猎雷声呐引导下使用灭雷具清

除水雷^[1-5]。目前, 水雷反猎主要采用欺骗手段被动反猎, 如在雷体表面涂覆吸声材料降低声反射率。但是, 一旦水雷被猎雷声呐探测并识别, 只有束手待毙。因此, 迫切需要提高水雷的反猎功能。

自导反猎水雷采用被动声自导方式, 通过追踪猎雷声呐的声探测波束进行被动声自导, 消灭猎雷声呐或其载体。猎雷声呐信号源级较高, 达到 190 dB 左右, 在猎雷声呐工作频段内噪声谱级低于 30 dB。因此, 接收的猎雷声呐信号具有很高的信噪比, 可达到 50 dB 以上。

猎雷声呐在工作时, 其发射脉冲信号覆盖了很

大的带宽,从几千赫兹到几百千赫兹^[6]。这样宽的频率范围内,没有办法像常规定向定位技术那样采用半波长间隔布设水听器阵列,当阵元间距大于半波长时,两基元接收信号的时延差往往远大于信号周期,此时会产生相位模糊,进而导致严重的测向模糊。

本文利用猎雷声呐信号的特征,采用自适应 notch 滤波器估计信号的包络、频率、相位差。先检测脉冲前沿,将两路信号波形按前沿时刻对齐,再进行相位差估计的方法,即时延差与频率粗测与相位差精测相结合的方法。此方法既可摆脱阵间距必须小于半波长的限制,又无需目标合作,而且可适用于发射信号为变周期、调频或跳频信号的情形。

1 方位估计原理^[7]

以平面四元阵为例,采用时延估计法来估计目标方位。设平面四元阵 4 个阵元的坐标分别为 $S1(d/2,0,0)$ 、 $S2(0,d/2,0)$ 、 $S3(-d/2,0,0)$ 、 $S4(0,-d/2,0)$ 。

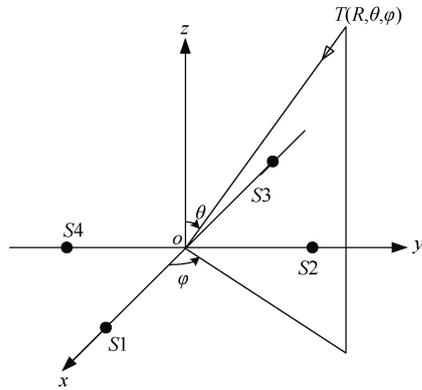


图 1 平面四元阵定向示意图

Fig.1 Schematic diagram of four-element planar array

声源的方位角与俯仰角分别为 φ 和 θ , 则其方向矢量为 $\mathbf{u} = [\sin \theta \cos \varphi, \sin \theta \sin \varphi, \cos \theta]^T$, 阵元 3 到阵元 1、阵元 4 到阵元 2 的矢量分别为

$$\mathbf{l}_{31} = [d, 0, 0]^T, \quad \mathbf{l}_{42} = [0, d, 0]^T$$

考虑远场平面波的情况,声源到阵元间的声程差为声源的方向矢量在阵元间矢量上的投影,它们又分别等于时延差与声速 c 之积。

$$d_{31} = \mathbf{u}^T \mathbf{l}_{31} = d \sin \theta \cos \varphi = \tau_{31} c$$

$$d_{42} = \mathbf{u}^T \mathbf{l}_{42} = d \sin \theta \sin \varphi = \tau_{42} c$$

则可求解声源方位角与俯仰角如下:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\tau_{42}}{\tau_{31}} \right)$$

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{c}{d} \sqrt{\tau_{31}^2 + \tau_{42}^2} \right)$$

可见,测向只需估计 2 个时延差。

由于时延 τ_{42} 与 τ_{31} 的统计误差特征相同,不妨设其方差均为 σ_τ^2 。分析得到时延估计误差引起的 φ 与 θ 的估计均方误差为

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\left(\frac{\partial \varphi}{\partial \tau_{42}} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial \tau_{31}} \right)^2} \sigma_\tau = \frac{c}{d \sin \theta} \sigma_\tau$$

$$\sigma_\theta = \sqrt{\left(\frac{\partial \theta}{\partial \tau_{42}} \right)^2 + \left(\frac{\partial \theta}{\partial \tau_{31}} \right)^2} \sigma_\tau = \frac{c}{d \cos \theta} \sigma_\tau$$

可见,测向误差与阵元间距 d 、时延估计误差 σ_τ 及声源俯仰角大小有关。增大阵元间距,提高时延估计精度,可以减小测向误差。

2 自适应 Notch 滤波器原理^[8]

自适应 notch 滤波器可估计信号的包络和频率,2 个自适应 notch 滤波器可组成相位估计器,工作原理如图 2。

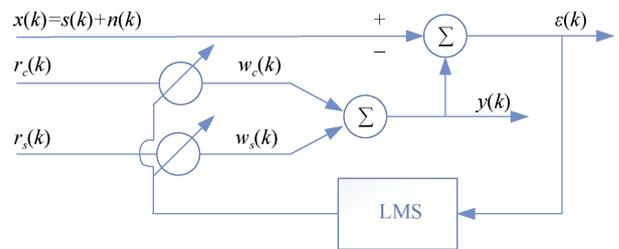


图 2 自适应 notch 滤波器原理图

Fig.2 Block diagram of adaptive notch filter

自适应 notch 滤波器采用了 2 个正交(正弦和余弦)参考信号,自适应运算采用 LMS 算法,通过自适应算法计算出相应的权值 w_c 、 w_s , 所用迭代算法如下:

$$\varepsilon_i(k) = x_i(k) - y_i(k) \quad (1)$$

$$y_i(k) = w_{ci}(k) \cos(\omega_0 k) + w_{si}(k) \sin(\omega_0 k)$$

$$\begin{cases} w_{ci}(k) = w_{ci}(k-1) + \mu \varepsilon_i(k-1) \cos(\omega_0 k) \\ w_{si}(k) = w_{si}(k-1) + \mu \varepsilon_i(k-1) \sin(\omega_0 k) \end{cases}$$

式中： w_{si} 、 w_{ci} 为自适应系数，初值： $w_{ci}(0) = w_{si}(0) = 0$ ， i 表示一二路信号标识； μ 为自适应学习步长，决定算法收敛速度，同时与采样频率 f_s 一起决定滤波器带宽： $B = \frac{\mu f_s}{2\pi}$ 。

从输出信号的表达式中可以得到该信号的瞬时相位

$$\phi_i(k) = \tan^{-1} \frac{w_{si}(k)}{w_{ci}(k)} \quad (2)$$

比较两路输出信号即可利用两组权值得到两路信号之间的相位差：

$$\begin{aligned} \varphi(k) &= \phi_1(k) - \phi_2(k) = \tan^{-1} \frac{w_{s1}(k)}{w_{c1}(k)} - \tan^{-1} \frac{w_{s2}(k)}{w_{c2}(k)} \\ \tan^{-1} \frac{w_{s2}(k)}{w_{c2}(k)} &= \tan^{-1} \frac{w_{s1}(k)w_{c2}(k) - w_{s2}(k)w_{c1}(k)}{w_{c1}(k)w_{c2}(k) + w_{s1}(k)w_{s2}(k)} \end{aligned} \quad (3)$$

信号的瞬时包络可由自适应 notch 滤波器的权值得到

$$A^2(k) = w_c^2(k) + w_s^2(k) \quad (4)$$

对于以被动方式工作的系统，可以通过 FFT 等方法预先估计信号的频率，作为参考信号频率，然后通过自适应方法以期获得更精确的频率估计。

或者在带宽范围内预置一中心频率，并且中心频率随滤波的进行而自适应调整，即参考信号中心频率随自适应权值的输出作实时调整。

一种有效的瞬时频率估计方法是利用自适应权值进行估计^[9]：

$$\omega_0(k) = \hat{\omega} - \left[\tan^{-1} \frac{w_s(k)}{w_c(k)} - \tan^{-1} \frac{w_s(k-1)}{w_c(k-1)} \right] \quad (5)$$

3 方位估计

时延差方位估计原理框图如图 3 所示。

本文采用先检测脉冲前沿，即获取时延差粗测值。将两路信号波形按前沿时刻对齐，再进行相位差估计，即获取时延差精测值。信号处理过程如下。

- 1) 对 4 路水听器接收的声呐信号，进行带通滤波；
- 2) 对滤波后的信号进行包络检波，得到信号的包络，对信号包络进行过门限检测；
- 3) 如果信号包络前沿超过门限，分别记录下四路信号前沿时刻 n_1, n_2, n_3, n_4 。则 1 路阵元与 3 路阵元的时延粗测值 $n_{31} = n_3 - n_1$ 。同理，2 路阵元与 4 路阵元的时延粗测值 $n_{42} = n_4 - n_2$ 。

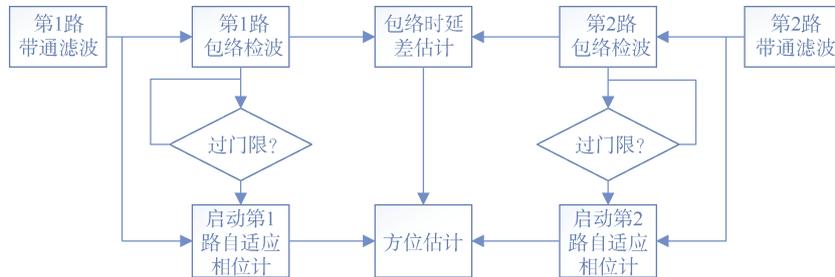


图 3 时延差估计原理框图
Fig.3 Functional block diagram of time delay estimation

4) 检测到前沿后启动鉴宽器，对前 1/5 脉宽内的数据进行 FFT 分析，估计信号频率 f 。

5) 从 1/5 脉宽开始到 4/5 脉宽时，保存数据用于计算相位差。把三路保存下来用于计算相位差的数据根据前沿时刻对齐，然后采用自适应 notch 滤波器估计三路信号间相位差 ϕ_{31} 和 ϕ_{42} ，用相位差除以 $2\pi f$ 得到时延修正值。

6) 用时延粗测值加上时延修正值就得到时延精测值。根据各路之间的时延精测值，可以计算出

脉冲信号的方向。

4 仿真数据分析

根据上文提出的时延差估计方法，对频率、相位差、时延差估计进行仿真。仿真条件为：CW 脉冲信号中心频率为 10 kHz，信号脉宽为 3 ms，采样频率为 100 kHz，模拟产生 4 路模拟信号；通道 3 相对通道 1 的时延为 0.3 ms，通道 4 相对通道 2 的时延为 0.1 ms；信噪比为 10 dB。采用上述方法仿真，仿真图如图 4 所示。

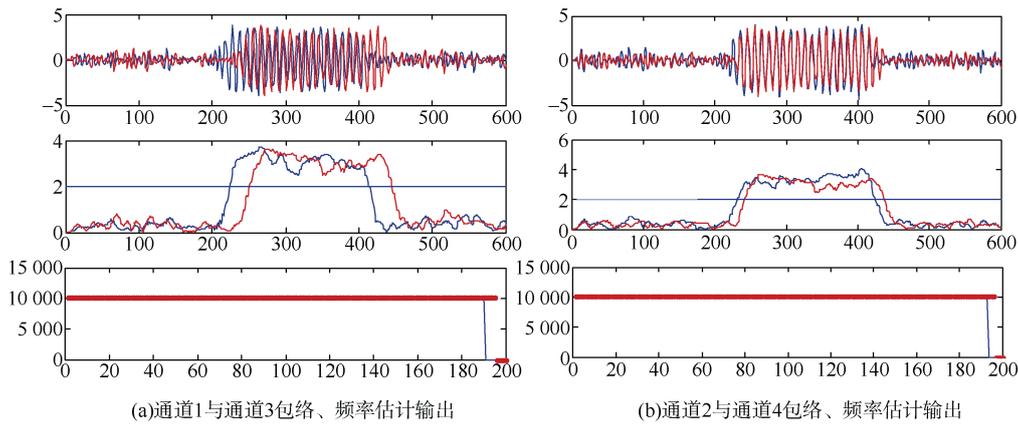


图 4 包络、频率估计输出
Fig.4 Envelope and frequency estimation

仿真估计出通道 3 相对通道 1 的时延为 0.27 ms, 通道 4 相对通道 2 的时延为 0.09 ms。通过仿真可知, 对于 CW 信号, 测得的频率估计为中心频率。在采样频率不变的情况下, 随着信号频率的增加, 测频的误差也随之增大。

实测数据某次海上试验的数据, 试验采用平面四元阵, 目标是一条科研试验船。海深大约 200 m, 水下测量平台深度约 150 m, 试验时海况约 3 级, 海底为泥沙底质。基阵布放在水下平台上, 目标直线航行, 由远及近从平台上方附近通过。水下平台内装有数据记录设备, 采集记录基阵输出信号, 平台回收后在计算机上处理数据。实测数据采用分段分析, 与 GPS 对应。中值滤波去跳变很大的野点。实测数据处理结果如图 6 所示。可以看出方位角的散步较小, 大致符合理论分析结果。

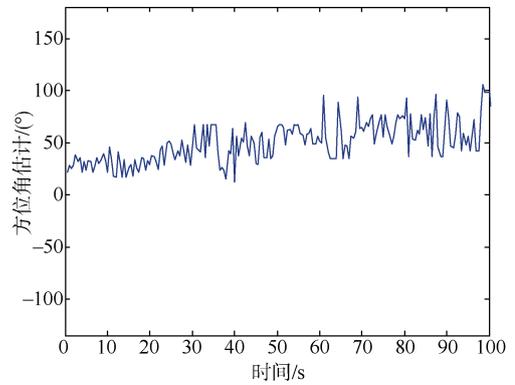


图 6 滤波后的方位角估计
Fig.6 Filtered azimuth estimation

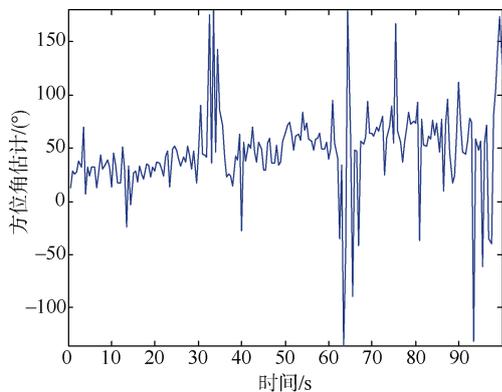


图 5 方位角估计
Fig.5 Azimuth estimation

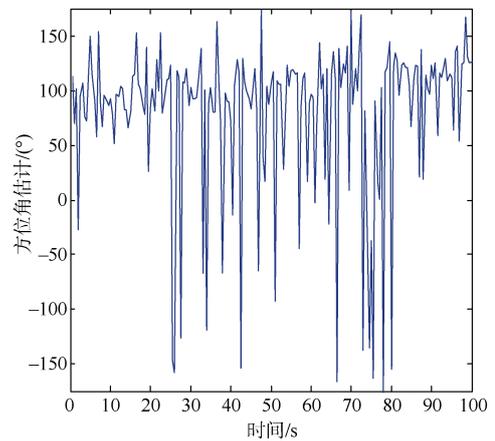


图 7 方位角估计
Fig.7 Azimuth estimation

实测数据某次湖上试验的数据。试验水域深度约 35 m, 猎雷具深度约水下 2~3 m。试验雷配置 4 元声基阵, 深度约水下 25 m。试验船操控猎雷具

前置航行,航速 2~4 kn。中值滤波后的方位估计如图 8 所示。方位估计连续,与 GPS 航迹基本相符,可用于指示目标初始方位。

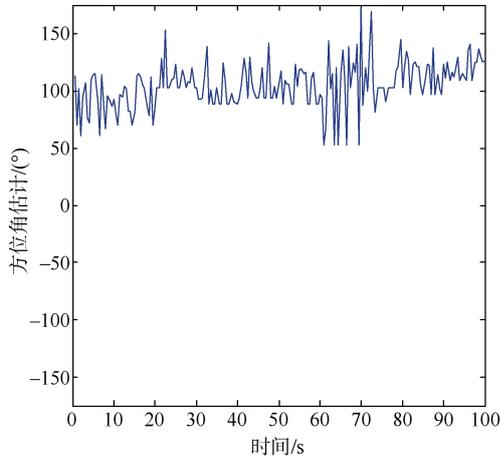


图 8 滤波后的方位角估计
Fig.8 Filtered azimuth estimation

5 结束语

本文通过追踪猎雷声呐的声探测波束进行被动声自导,通过被动声呐接收的非合作目标发射的窄带脉冲信号,本章提出了时延差粗测、自适应频率估计、自适应相位估计等一系列时延差估计策

略,此方法不仅对 CW 脉冲信号可测向,还可适用于调频、跳频信号,同时此方法也可用于主动声呐系统的测向定位。

参考文献

- [1] 傅金祝. 变深声呐与遥控猎雷声呐的发展[J]. 水雷战与舰船防护, 2002, 10 (4): 36-40.
- [2] 傅金祝. 重温猎雷和清除水雷——反水雷装备发展前景综述[J]. 水雷战与舰船防护, 2005, 13 (3): 43-49.
- [3] 周佩芬. 国外海军的灭雷具[J]. 水雷战与舰船防护, 1994, 2 (1): 17-20.
- [4] 黄红飞. 一次性灭雷武器的设计思想[J]. 水雷战与舰船防护, 2000, 8 (4): 7-11.
- [5] 傅金祝. 低频猎雷声呐[J]. 水雷战与舰船防护, 1999, 7 (4): 46-48.
- [6] 陈韶华. 反猎水雷声自导技术研究[J]. 水中兵器, 2013 (1): 12-15.
- [7] 陈韶华. 水下自主声探测技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2020.
- [8] 梁国龙. 回波信号瞬时参数序列分析及其应用研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 1997.
- [9] 杨春. 频点自跟踪自适应频率相位联合估计器及性能评价[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2006 (2): 244-245.

(责任编辑: 肖楚楚)