

主动声纳中累积和检验算法门限确定方法及应用

游 波, 蔡志明

(海军工程大学电子工程学院, 武汉 430033)

摘要: 研究了主动声纳抗多途信号处理方法——累积和检验算法的门限确定方法。采用矩阵法计算其虚警性能, 推导了门限计算公式, 在非时变的假设下, 论证了计算门限所设定的最低可检测信噪比 10dB 的合理性, 分析了当回波序列中目标处实际信噪比与设定的最低可检测信噪比不符合时, 该算法虚警性能的变化。仿真和海试数据验证了这种门限确定方法的有效性。

关键词: 累积和检验; 多途检测; 门限

中图分类号: TB5

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2009)-03-0303-04

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2009.03.023

Threshold calculating method of page test for detecting active sonar multipath signals

YOU Bo, CAI Zhi-ming

(College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The threshold calculation method of the Page Test for detecting multipath signals is studied. The matrix method is used to analyze the false alarm performance. The threshold calculation formula is deduced. With the time-unvarying assumption, the rationality of SNR (10dB) which is designed as the lowest detectable signal-to-noise ratio is demonstrated for the calculation of the threshold, and the variation of the false alarm performance is analyzed when the designed SNR is mismatched with the true SNR of the target in active sonar echoes. The efficiency of the method is proved by simulations and the experiments on the sea.

Key words: page test; multipath detection; threshold.

1 引言

海洋声道的多途效应是影响主动声纳工作性能的主要因素之一。它会引起传输波形畸变和信息模糊, 破坏信号检测时的复本信号相关性, 还会引起分离水听器接收波形的去相关, 使得基阵增益下降。Douglas A. Abraham 最初将瞬态信号检测方法——累积和检验算法引入水声信号处理^[1]。即根据主动声纳多途回波概率密度分布的变化, 对属于同一目标的回波段进行适应性能量累加, 检验统计量由归一化匹配滤波器的平方输出决定, 并受到发射信号能量、传播损失、目标强度、混响和噪声背景等因素影响。这种后置时间处理方法通过声纳方程引入环境参数的自适应处理机制, 在实际海洋环境中其检测性能良好且稳健。

门限的选取方法是实现累积和检验算法的关

键问题之一。门限由设定的最低可检测信噪比确定, 一般根据声纳操作员听音辨别能力, 设为 10dB。然而对于回波序列的后段和信噪比较低的一些方位通道, 该值的设定是否会对该算法的虚警性能带来影响需要讨论。本文首先利用矩阵法计算累积和检验算法的虚警概率, 并和匹配滤波器的虚警性能作了比较; 然后推导了门限计算公式, 研究当回波序列中目标处实际信噪比与设定的最低可检测信噪比不符合时, 该算法虚警性能的变化。海试数据验证了这种门限确定方法的有效性。

2 累积和检验算法在主动声纳抗多途检测中的应用

累积和变化检测的理论研究^[2]最早在上世纪 50 年代中期由英国科学家累积和检验 E.S. 提出, 近 20 年来已广泛应用于信号处理、模式识别、过程辨识、应用统计、现代时间序列分析、灾变预报、系统监控、质量控制、故障检测等研究领域。该算法等价为一循环往复的序贯检测, 门限设为 h 和 0。若检

收稿日期: 2008-04-25; 修回日期: 2008-07-08

作者简介: 游波(1976-), 女, 江苏人, 硕士, 讲师, 研究方向为水声信号处理。

通讯作者: 游波, E-mail: bbyouyou2002@yahoo.com.cn

验统计量 W_n 小于 0, 重新设为初始值 0; 若 W_n 超过门限 h 时, 变化发生; 若检验统计量处于 0 和 h 之间时, 转入下一个检测阶段。其检验统计量为:

$$\begin{cases} W_0=0 \\ W_n=\max\{0, W_{n-1}+g(z[n])\} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中, $g(z)$ 为检测器非线性量, 要求满足 $E[g|H_0] \leq 0 < E[g|H_1]$, 即当变化没有发生时, 每一步检验统计量 W_n 的值都以大的概率置零, 不易实现累加超门限; 而在变化持续时间内, 检验统计量以较大概率大于 0, 容易累加超门限, 实现检测。主动声纳回波的概率分布具有瞬态变化特点, 回波的统计分布只在一个时间段内发生变化, 在其它时间里保持统计分布不变, 这为累积和检验算法在主动声纳检测中的应用提供了可能。

$$U_n \sim \begin{cases} f_0(u_n), n < n_s \\ f_1(u_n), n_s \leq n_0 < n_e \\ f_0(u_n), n \geq n_e \end{cases} \quad (2)$$

其中, n_s 和 n_e 分别表示瞬态变化发生和结束的时刻。算法流程见文献[1]。

在浅海多途信道中, 回波信号经波束形成后搬移到基带, 进行滤波疏样处理后输入匹配滤波器, 将平方输出进行归一化处理后的结果 $y(n)$ 满足以下条件:

$$H_0: y(n) \propto \chi^2_2(0) \quad H_1: y(n) \propto \chi^2_2(\delta(n)) \quad (3)$$

即目标不存在时, $y(n)$ 为 2 个自由度的中心 χ^2 分布; 当目标信号存在时, $y(n)$ 为 2 个自由度的非中心 χ^2 分布, 非中心分布参数为 $\delta(n)=2 \cdot 10^{SNR(n)/10}$, SNR 是匹配滤波器输出端信噪比。根据 Douglas A. Abraham 提出的非线性量的表达和偏差 b 的选取原则[3]:

$$g(y)=y-b, \quad b=L\left(1+\frac{L}{\delta}\right)\lg\left(1+\frac{\delta}{L}\right) \quad (4)$$

式(4)中, L 为 χ^2 分布的自由度。可见要对回波进行适应性能量累加, 提高检测性能, 必须确定匹配滤波器输出端的信噪比。声纳方程提供了一种估算匹配滤波器输出端信噪比的方法, 设 SL 为声源级, TL 为传播损失, TS 为目标强度, RL 为混响级, GV 为水听器阵的空间增益, GT 为匹配滤波器的时间处理增益, 即:

$$SNR[n]=SL-TL[n]-TL2[n]+TS-RL[n]+GV+GT \quad (5)$$

在噪声限制区, 用背景噪声级 $NL[n]$ 来代替式(5)中的混响级 $RL[n]$ 。由于传播损失和混响背景是随时间变化的量, 所以累积和检验检测器的非线性量 $g(z)$ 是一个时变序列, 因此检验统计量 W_n 也是随时间变化的, 并受到发射信号能量、传播损失、目

标强度、混响和噪声背景等因素影响, 这种检测器也称为 SST (signal-strength turning) -Page Test^[1], 即强度可调的累积和检验算法。

声纳方程的引入更好地利用了背景干扰与信道方面的信息, 使得检测器能够适应不同特点的信道。其中各参数的精度和环境参数直接决定了信噪比序列估计的准确程度。在对背景干扰项进行估计时, 利用波束形成后波形序列求取能量包络, 并通过理论方法预报混响强度, 这一方法再结合 Kraken 模型预报出的传播损失, 可以估计信噪比。还可以进一步将匹配滤波器输出端 SNR 的实际结果反馈到下一个脉冲回波序列, 对估计出的 SNR 进行修正, 可以得到比较准确的估计结果。

3 门限的确定方法

累积和检验算法确定门限的基本思想基于纽曼-皮尔逊准则。它利用第一次停止时间来描述虚警性能, 即对于时长为 $N_{\max}$ 的观测序列, 第一次停止时间 $N^{[4]}$ 是指主动声纳检测器检验统计量第一次超过门限的时刻, $N=\min\{n: 0 < n \leq N_{\max}, W_n \geq h\}$ 。利用 $\alpha(N_{\max})$ 表示在长度为 $N_{\max}$ 的时间段内发生一次或多次虚警的概率, 并依据它来给出累积和检验算法虚警性能的描述, 有:

$$\begin{aligned} \alpha(N_{\max}) &= 1 - P_r\{N_{\max} \text{ 时长内无一虚警发生} \} = \\ &= 1 - P_r\{N > N_{\max}\} = P_r\{N \leq N_{\max}\} = \\ &= \sum_{n=1}^{N_{\max}} f_N(n) = F_N(N_{\max}) \end{aligned} \quad (6)$$

其中: $F_N(n)=\sum f_N(i)$ 为第一次停止时间的概率分布函数。

本文采用矩阵法来计算第一次停止时间的概率密度函数 $f_N(n)$ 。矩阵法通过量化非线性量 g 、生成马尔可夫传输矩阵等步骤来实现对第一次停止时间的概率分布函数的计算, 可以达到较高的精度。首先对 $g(y)$ 进行均匀量化, $v_l=l \cdot \Delta$, $l=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, Δ 为量化步长; 定义整数 r 满足: $v_{r-1} < h \leq v_r$, 即 r 为门限 h 对应的序列号; 定义向量 $\pi_n=[\pi_{n0}, \pi_{n1}, \pi_{n2}, \dots, \pi_{n(r-1)}]^T$, 表示前 n 个时刻无虚警发生的情况下, 检验统计量 $W_n=v_l$ 的概率, 即 $\pi_{nl}=Pr\{W_n=v_l|N>n\}$, 显然向量 π_n 中所有元素和为 1, 即 $1^T \pi_n=1$; 定义 $p_i^n=Pr\{g=v_i\}$, 表示在 n 时刻非线性量 g 在 H_0 假设下等于各个量化值的概率; 如果用 θ_{n+1} 表示检验统计量在前 n 个时刻无虚警发生的情况下 $W_{n+1}=v_l$ 的概率, 则 $\theta_{n+1}=C_n \pi_n$, C_n 为状态传输矩阵, 见式(7); 在 H_1 假设下, 同样地定义

$q_l^n = Pr\{g=v_l\}$ 为非线性量在 H_1 条件下等于各个量化值的概率, 亦可建立状态传输矩阵 C 。

$$C_n = \begin{pmatrix} \sum_{l=-\infty}^0 p_l^n & \sum_{l=-\infty}^{-1} p_l^n & \cdots & \sum_{l=-\infty}^{-r+1} p_l^n \\ p_1^n & p_0^n & \cdots & p_{-r+2}^n \\ p_2^n & p_1^n & \cdots & p_{-r+3}^n \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{r-1}^n & p_{r-2}^n & \cdots & p_0^n \end{pmatrix} \quad (7)$$

在 H_0 假设下, 更新量 $g(y)=y-b$ 服从概率分布密度 $f_0(g)$, 或概率分布函数 $F_0(g)$; 在 H_1 假设下, 更新量 $g(y)$ 服从概率分布密度 $f_1(g)$, 或概率分布函数 $F_1(g)$ 。则 g 在 H_0 假设下等于各个量化值的概率:

$$p_l = Pr\{\Delta(l-0.5) \leq g < \Delta(l+0.5)\} = F_0(\Delta(l+0.5)) - F_0(\Delta(l-0.5)) \quad (8)$$

在 H_1 假设下, g 等于各个量化值的概率有相似的表达。实际上根据式(3), H_0 假设下归一化后的匹配滤波器输出平方 y 服从中心 χ^2 分布, 对式(8)进行变量替换, 有:

$$p_l = Pr\{\Delta(l-0.5)+b \leq y < \Delta(l+0.5)+b\} = F_0(\Delta(l+0.5)+b) - F_0(\Delta(l-0.5)+b) \quad (9)$$

为简单起见, 可以设 C_n 不随时间变化, $C_n = C_0$; 对 θ_{n+1} 进行归一化:

$$\pi_{n+1} = \frac{\theta_{n+1}}{1^T \theta_{n+1}} = \frac{C_0 \pi_n}{1^T C_0 \pi_n} = \frac{C_0^{n+1} \pi_0}{1^T C_0^{n+1} \pi_0} \quad (10)$$

容易推出: $Pr\{N > n+1 | N > n\} = 1^T \theta_{n+1} = 1^T C_0 \pi_n$, 利用式(10)的递推关系, 得:

$$Pr\{N > n+1 | N > n\} = 1^T C_0^{n+1} \pi_0 / 1^T C_0^n \pi_0 \quad (11)$$

π_0 表示在瞬态信号开端检验统计量的概率分布, 一般可当作在瞬态信号没有发生情况下的稳定状态分布。于是第一次停止时间 N 的概率分布函数表达为:

$$\begin{aligned} Pr\{N \leq n\} &= 1 - Pr\{N > n\} = \\ &= 1 - \prod_{m=1}^n Pr\{N > m | N > m-1\} = \\ &= 1 - \prod_{m=1}^n \frac{1^T C_0^m \pi_0}{1^T C_0^{m-1} \pi_0} = 1 - \frac{1^T C_0^n \pi_0}{1^T C_0^0 \pi_0} \end{aligned} \quad (12)$$

因 $1^T C_0^0 \pi_0 = 1$, 则 $Pr\{N \leq n\} = 1 - 1^T C_0^{n+1} \pi_0$ 。因为非线性量 g 是随时间变化的, 传输矩阵 C_n 也应为时变量, 第一次停止时间 N 的概率分布函数表达为:

$$\alpha(N_{\max}) = F_N(N_{\max}) = Pr\{N \leq N_{\max}\} = 1 - 1^T C_{N_{\max}} C_{N_{\max}-1} C_{N_{\max}-2} \cdots C_1 u_0 \quad (13)$$

其中: $1^T = [1, 1, \cdots, 1]$; $u_0 = e_0 = [1, 0, \cdots, 0]^T$ 。为减少运算量一般设 C_n 是非时变的, 取

$$\alpha(N_{\max}) = 1 - 1^T C_0^{N_{\max}} u_0 \quad (14)$$

根据式(13)、(14)求取门限时, 搜索量化步长和量化阶数的适当组合, 要求式(14)以一定精度逼近设定虚警概率。为增大检测概率, 一般取虚警性能的上限, 即 C_0 为最低可检测信噪比的信号对应的非线性量经量化得到的状态传输矩阵。在实时处理中, 一般将声纳操作员能从背景噪声中准确判断目标回波的最低信噪比 10dB 设为该值。图 1 为在这种设定下, 利用搜索的方法得到的不同持续时间的信号在不同虚警概率时的门限。

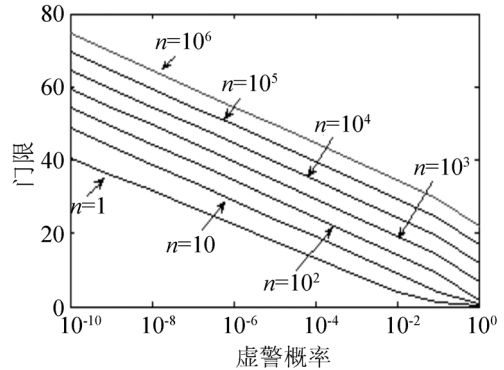


图1 不同持续时间信号在不同虚警概率时的门限
Fig.1 The threshold of different duration signals as a function of false alarms

设接收信号有 $N_{\max} = 10^4$ 个样点, 按照 $\alpha(10^4) = 10^{-4}$ 选取门限, 根据声纳方程计算出的匹配滤波器输出端信噪比变化趋势, 设计估计信噪比序列在 $0 < N_{\max} < 500$ 时, 大于 10dB, 而 $N_{\max} \geq 500$ 时, 等于 10dB。比较匹配滤波、标准累积和检验、强度可调的累积和检验得到的不同持续时间信号的虚警概率, 如图 2。可见累积和检验类算法较匹配滤波在近距离处的虚警概率有所降低, 而在 C_n 为非时变假设下, 标准累积和检验的虚警概率(式(14))是强度可调的累积和检验算法的上限。显然考虑 C_n 为时变状态传输矩阵(式(13))时, 强度可调的累积和检验算法有好的虚警抑制能力。

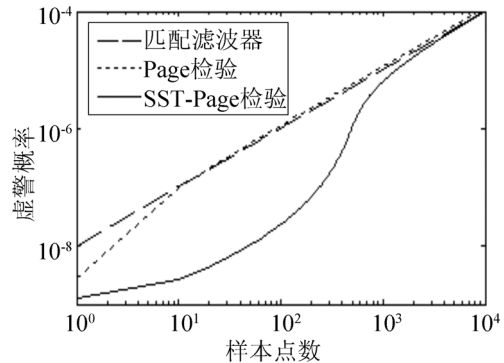


图2 三种检测器对不同持续时间信号的虚警概率比较
Fig.2 Comparison of three detector's false alarms for different duration signals

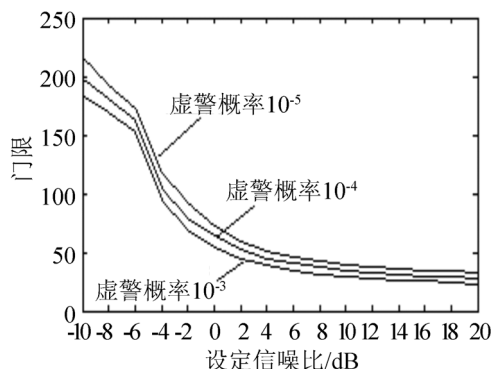


图3 不同虚警概率时门限与设定信噪比的关系

Fig.3 Relation of the gate with the design SNR for different false alarms

上述仿真结果均设用于门限计算的设定信噪比为 10dB。图 3 表示设定最低可检测信噪比与虚警性能的关系。门限随着设定信噪比的增加而降低，当设定值大于 0dB，两者的关系趋于平坦。而当匹配滤波器输出端信噪比以较大幅度小于 0dB 时，由设定值 10dB 计算得到的门限偏低，可能会导致虚警增加，特别是在回波序列的后段和信噪比较低的一些方位通道。但此时即使设定信噪比与实际值相符，能将目标信号从回波中检测出来的概率也很小。当目标回波处的实际信噪比以较小幅度小于或大于 10dB 时，据此计算得到的门限对虚警性能的影响不大，因此计算门限设定的 10dB 信噪比是恰当的。

4 海试试验

某海域环境参数见表 1。等声速梯度水层，声源位于 10m 深度。主动声纳发射带宽为 500Hz 的双曲调频信号，目标为某型潜艇。采用 Kraken 模型计算浅海传播损失， $SL=210\text{dB}$ ， $TS=8\text{dB}$ ；回波信号经疏样后为 5×10^4 个采样点，按照 $\alpha(5 \times 10^4)=10^{-3}$ 选取门限，计算门限的设定信噪比为 10dB，门限 $h_0=32.769$ 。图 4 为匹配滤波器处理结果，图 5 为累积和检验结果，可见累积和检验算法能有效降低近距离的虚警，抑制背景噪声的干扰，有效地提高信噪比。

5 结论

本文研究了主动声纳抗多途信号处理方法：累积和检验算法的门限确定方法。首先采用矩阵法计算累积和检验算法的虚警性能，即通过量化非线性量、生成马尔可夫传输矩阵等步骤来实现对第一次停止时间的概率分布函数的计算，并将累积和检验

表 1 某海域环境参数表

Table 1 Surrounding parameters of a certain sea area

海深 /m	海水声速 /(m/s)	海底声速 /(m/s)	海底密度 /(kg/m ³)	海底衰减系 数/(dB/λ)	反射损失 梯度/rad ⁻¹
70	1520	1709	1.88	0.5	0.48

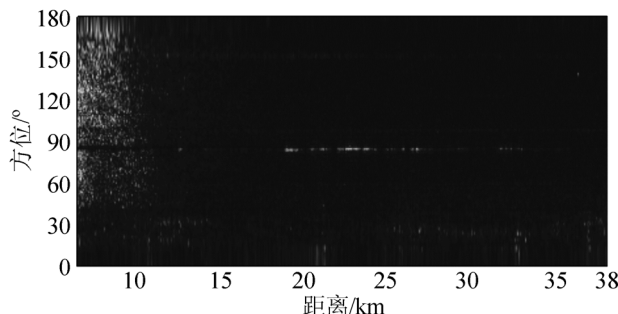


图4 主动声纳回波匹配滤波结果

Fig.4 The detection result of the matched filter for active sonar echoes

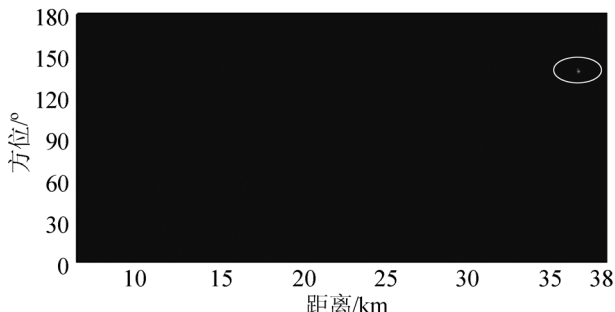


图5 主动声纳回波累积和检验结果

Fig.5 The detection result of the Page Test for the same active sonar echoes

算法的虚警性能和匹配滤波器作了比较；然后基于纽曼-皮尔逊准则，推导了门限计算公式，在非时变假设的前提下，论证了最低可检测信噪比设为 10dB 的可行性，分析了当实际回波序列目标处信噪比与 10dB 不符合时，门限对虚警概率的影响；仿真和海试数据验证了这种门限确定方法的有效性，并表明相比较匹配滤波器，累积和检验算法能较好抑制近距离处的虚警干扰，尤其是强度可调的累积和检验算法。

参 考 文 献

- [1] Douglas A Abraham, Peter K Willett. Active sonar detection in shallow water using the page test[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 2002, 33: 1225-1229.
- [2] Alberto Baldacci, Georgios Haralabus. Signal processing for an active sonar system suitable for advanced sensor technology applications and environmental adaptation schemes[R]. SACLANT Undersea Research Centre, La Spezia, Italy, NURC-PR-019, 2006.
- [3] Douglas A. Abraham. Asymptotically optimal bias for a general nonlinearity in page's test[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1996, 32: 360-367.
- [4] Chunming Han, Peter K. Willett. Some methods to evaluate the performance of page's test as used to detect transient signals[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1999, 47: 2112-2127.