文章编号:1000-3630(2003)02-0095-03

不同干扰强度下三种鱼雷自导检测器的性能

马 艳, 李志舜
(西北工业大学航海工程学院,710072)

摘要:副本相关器、副本相关积分器和分段副本相关器分别是理想信道、时间扩展信道和频率扩展信道(又称快速衰落信道)中的最佳似然比检测器。针对这三种检测器在背景干扰功率变化的应用情况,推导了背景干扰功率为 σ^2 时检验统计量的分布,在此基础上,依据奈曼-皮尔逊准则,可确定此时强度背景下的检测门限,并进一步确定其检测概率,最后将理论的结果与 Monte-Carlo 实验进行了比较,结果与推导的一致。

关键词:畸变信道;相关器;积分器;检测性能;自适应门限
中图分类号:TN911.7 **文献标识码**:A

Detection performance of three detectors of torpedo-homing under interference of different strengths

MA Yan, LI Zhi-shun
(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Replica correlation detector, replica correlation integration processor and segmented replica correlation detector are optimum LR detectors for ideal channels, time spreading distortion channels and fast fading distortion channels, respectively. The distribution of test statistic is derived for the interference power σ^2. Based on the results, a detection threshold is determined according to Neyman-Pearson's rule. The detection probability is also obtained. The result is compared with that of a Monte-Carlo experiment. Simulated and analytical results are in good agreement.

Key word: distortion channel; correlation detector; integration processor; detection performance; adaptive threshold

1 引 言

由于声信号传播的多途效应和海洋动力学引起的目标回波发生衰落或起伏,这时,理想信道的最佳检测器——匹配滤波器(又称副本相关器)的性能受到较大的影响。研究畸变信道中的检测对检测器在实际应用中有重要的意义,这已经引起了国内外研究人员的关注[1~3],已经证明:在目标回波发生时间扩展和频率扩展时,最佳的似然比检测器分别为副本相关积分器(RCI)和分段副本相关器(SRC),而且已经给出了背景干扰功率为 1 时,三种似然比检测器的检验统计量的概率分布[3],对于实际中常用到的奈曼-皮尔逊准则,在给定虚警条件下,检测门限的确定取决于背景噪声的概率密度。虽然鱼雷自导系统通常需进行背景干扰的归一化,但由于控制方法的不完善,背景仍有起伏[4],显然采用假定背景干扰为 1 时得到的门限进行所有背景干扰强度下的检测是不太合适的,若实际干扰大于 1,则使得系统的虚警概率明显增大,另一方面,若实际干扰小于 1,则使得系统的检测概率下降,这两方面对检测器性能的影响都是不可忽视的。为了解决这一问题,本文依次推导在背景干扰功率为 σ^2 时,三种似然比检测器在匹配时检验统计量的概率分布,并给出了在奈曼-皮尔逊准则下其检测门限和检测概率(Pd)与背景干扰为 1 时的检测门限和检测概率的关系,最后进行了数值仿真,比较了理论的检测概率和 Monte-Carlo 实验结果(注:本文的信道模型是建立在发射机/接收机与目标之间相对静止或相对运动速度较小的情况下)。

2 理想信道模型及副本相关器

设主动声呐发射信号 $s(t)$ 是时宽、带宽分别为 T、B 的宽带信号。信号在理想信道中传播,除了时间延迟和相位偏移外,信道对发射信号没有其它畸变作用,接收信号可写为:

收稿日期:2001-09-03;修回日期:2002-03-15
作者简介:马艳(1974-),女,陕西高陵人,博士后,主要从事畸变信道的信号检测、宽带信号处理、目标特征提取与分类和小波分析等方面的研究工作。

$$r(i) = ae^{j\varphi}s(i - n_0) + v(i), i = 0,\cdots,N-1 \quad (1)$$

其中，有效样本数 $N = f_sT$，f_s 为采样频率，n_0/f_s 为双程时延，a 是回波衰减因子，$\varphi[0,2\pi]$是均匀分布的随机相位，$v(t)$为干扰信号。干扰信号是航行背景噪声与混响信号的总和，假设这两种噪声是互相独立的零均值高斯白噪声（虽然混响是非平稳的信号，但对于频谱平坦的发射信号当 $TB>20$ 时，混响可近似为高斯白噪声），因此 $v(t)$是均值为零的复高斯随机过程。

理想信道的最佳似然比检测器——副本相关器[2,3]，其检验统计量为：

$$y(n) = \left|\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i)r(n+i)\right|^2 \quad (2)$$

为了简化推导，假定 $s(t)$满足正交性和幅值为常数1，如下式定义：

(a) $|s(t)|^2=1$；

(b) 正交性：$\int_0^T s\left(t-\frac{k}{B}\right)s^*\left(t-\frac{1}{B}\right)\mathrm{d}t \approx 0 \quad k \neq l \quad (3)$

其中，“*”表示复共轭。线性调频信号可精确满足该假设，而双曲调频信号等其它宽带信号可以很好地逼近[5]。而且噪声的均值为0，方差为 σ^2，这也是符合实际情况的。这里有关发射信号和干扰的假设同样适用于时间扩展信道和频率扩展信道。

无信号时，检验统计量 $y(n)=|z(n)|^2$，这里：

$$E[z(n)] = E\left\{\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i)v(i+n)\right\} = 0$$

$$\begin{aligned}D[z(n)] &= E\left\{\left(\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i)v(i+n)\right)^2\right\}\\ &= E\left\{\left(\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i)v(i+n)\right)*\right.\\ &\quad\left.\left(\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i)v(i+n)\right)^*\right\}\\ &= E\left\{\frac{2}{N}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i)s(i)\sigma^2\right\} = 2\sigma^2\end{aligned}$$

可以看出 $z(n)\sim N(0,2\sigma^2)$，它的实部和虚部相互独立且都服从 $N(0,\sigma^2)$，则$\frac{y(n)}{\sigma^2}$是服从自由度为2的中心 χ^2 分布。

有信号时，将式(1)代入式(2)，$y(n_0) = \left|\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i)[as(i-n_0+n_0)+v(i+n_0)]\right|^2 = |z(n_0)|^2$，则 $z(n_0)\sim N(\sqrt{2N}a,2\sigma^2)$，它的实部和虚部相互独立且分别服从 $N(\sqrt{2N}a,\sigma^2)$和 $N(0,\sigma^2)$，那么$\frac{y(n)}{\sigma^2}$服从自由度为2的非中心 χ^2 分布，非中心参数 $\lambda=2Na^2/\sigma^2$。

3 TSD信道与副本相关积分器[2,3]

发射信号经过时间扩展信道，接收信号可表示为发射信号与时间扩展函数（time spreading function）的卷积，对于扩展时间为 T_s 的时间扩展函数 $h(t)$，当采样频率为 f_s 时有：

$$r(i) = \frac{a}{\sqrt{f_sT_s}}\sum_{l=0}^{f_sT_s-1}h(l)s(i-n_0-l)+v(i) \quad (4)$$

$h(t)$可视为均值为零、单位方差的复高斯随机过程的一种采样，但在每一个试验中保持不变，它的自变量是空间变量即时延而不是时间变量。

时间扩展畸变信道中的最大似然比检测器为副本相关积分器(RCI)，其检验统计量为：

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i-k)r(n+i)\right|^2 \quad (5)$$

式中：当 $M = M_s = f_sT_s$ 时，检测器与信道匹配，这时检测器的性能达到最佳。本文仅限于这种情况。

无信号时，

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i-k)v(n+i)\right|^2 = \sum_{k=0}^{M-1}|Z_k(n)|^2$$

和理想信道无信号时相同，$z_k(n)\sim N(0,2\sigma^2)$，它的实部和虚部相互独立且都服从 $N(0,\sigma^2)$，而且 $z_k(n)$之间相互独立（如下面证明）。所以$\frac{y(n)}{\sigma^2}$服从自由度为 $2M$ 的 χ^2 分布。

为了推导方便我们定义：

$$R_s(l,k) = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}s(i-l)s^*(i-k) = \begin{cases}1, & k=l\\ 0, & \text{其它}\end{cases}$$

则：

$$\begin{aligned}E[z_k(n)z_l(n)] &= E\left\{\frac{2}{N}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i-k)v(n+i)\cdot\right.\\ &\quad\left.\left[\sum_{j=0}^{N-1}s^*(j-l)v(n+j)\right]\right\}\\ &= E\left[\frac{2}{N}\sigma^2\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i-k)s(i-l)\right]\\ &= \begin{cases}2\sigma^2, & k=l\\ 0, & \text{其它}\end{cases}\end{aligned}$$

有信号时，将式(4)代入式(5)，则 RCI 检测器的检

验统计量为：

$$y(n_0)=\sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i-k)\cdot\left[\frac{\alpha}{\sqrt{M_s}}\sum_{l=0}^{M-1}h(l)s(i-l)+v(n_0+i)\right]\right|^2$$

$$=\sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2N}{M_s}}a\sum_{i=0}^{M_s-1}R_s(k,l)h(l)+q(n_0)\right|^2$$

$$=\sum_{k=0}^{M-1}|z_k(n_0)|^2$$

其中：$q(n_0)=\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{i=0}^{N-1}s^*(i-k)v(n_0+i)$，

则当 $M=M_s$ 时，$E\{z_k(n)\}=0$，而

$$D\{Z_k(n)\}=E\left\{\left(\sqrt{\frac{2N}{M_s}}a\sum_{l=0}^{M_s-1}R_s(k,l)h(l)\right)^2\right\}+D\{q(n_0)\}=\frac{2N}{M_s}a^2+2\sigma^2=2V$$

其中 $V=\frac{N}{M_s}a^2+\sigma^2$，则 $z_k(n)\sim N(0,2V)$，且相互之间独立。它的实部和虚部相互独立且服从 $N(0,V)$，所以$\frac{y(n_0)}{V}$服从于自由度为 $2M$ 的 χ^2 分布。

4 FFD 信道与分段副本相关器[2,3]

频率扩展信道的接收波形可以看作是用时变函数对发射波形的一种幅值调制。给定信道时变函数 $w(t)$，则接收信号为：

$$x(i)=aw(i)s(i-n_0) \tag{6}$$

在该模型中，调制函数 $w(t)$是一个时变函数，可用两种方法对它模型化，一种是实际中经常用到的，用一带限为 $1/T_c$ 的限带零均值的复高斯白噪声近似，T_c 为相干时间；另一种是采用分段常数的组合，每段的长度为 T_c，本文采用了前者。

频率扩展畸变信道(FFD)的最大似然比检测器为分段复制相关器(SRC)，其检验统计量为：

$$y(n)=\sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2M}{N}}\sum_{i=0}^{N/M-1}s^*\left(i+\frac{kN}{M}\right)r\left(n+i+\frac{kN}{M}\right)\right|^2 \tag{7}$$

式中：$M=M_c=T/T_c$。

无信号时，$y(n)=\sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2M}{N}}\sum_{i=0}^{N/M-1}s^*\left(i+\frac{kN}{M}\right)v\left(n+i+\frac{kN}{M}\right)\right|^2=\sum_{k=0}^{M-1}|z_k(n)|^2$，和理想信道推导相似，从式(7)可知 $z_k(n)$相互独立，$z_k(n)\sim N(0,2\sigma^2)$，它的实部和虚部相互独立且都服从 $N(0,\sigma^2)$，则$\frac{y(n)}{\sigma^2}$服从自由度为 $2M$ 的 χ^2 分布。

有信号时，在 $M=M_c$ 时有：

$$y(n_0)=\sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2M}{N}}\sum_{i=0}^{N/M-1}s^*\left(i+\frac{kN}{M}\right)\cdot\left[aw\left(n_0+i+\frac{kN}{M}\right)s\left(i+\frac{kN}{M}\right)+v\left(n_0+i+\frac{kN}{M}\right)\right]\right|^2$$

$$=\sum_{k=0}^{M-1}\left|\sqrt{\frac{2M}{N}}aw\left(n_0+i+\frac{kN}{M}\right)+\sqrt{\frac{2N}{M}}s^*\left(i+\frac{kN}{M}\right)v\left(n_0+i+\frac{kN}{M}\right)\right|^2$$

$$=\sum_{k=0}^{M-1}|z_k(n_0)|^2$$

这里 $z_k(n_0)$相互独立且 $z_k(n_0)\sim N(0,2V)$，$V=\frac{N}{M}a^2+\sigma^2$，则$\frac{y(n_0)}{V}$服从自由度为 $2M$ 的 χ^2 分布。

5 数值仿真与结论

由以上的推导可以看出：在奈曼-皮尔逊准则下，给定虚警概率下，干扰背景为 σ^2 时的检测门限是干扰背景为 1 时的 σ^2 倍，而由此得到的检测器的检测概率相同。图 1 是信号分别通过理想信道、时间扩展信道和频率扩展信道时各个检测器解析分析和 500 次 Monte-Carlo 实验比较的结果，图中分别显示了在干扰功率为 1、2、5 时的 ROC 曲线(分别为星、圆圈和下三角)，而实线表示由解析结果得到的 ROC。信号为线性调频信号：频率范围为 200Hz～300Hz，时宽为 0.5s，采样频率为 2000Hz，时间扩展信道的扩展时间为 0.005s，频率扩展信道的相干时间为 0.05s，检测器的虚警概率为 0.01，每一个干扰功率下的检测门限都是依据在没有信号时检验统计量的分布确定的。从图中可以看出：虽然干扰功率不同，但 ROC 曲线基本相同，而且和解析结果比较接近，这表明对三种似然比检测器检验统计量的推导是有效的，(b)、(c)的仿真结果与推导稍有偏差，这主要是由于在用 Matlab 仿真时，产生时间扩展函数 $h(t)$和时变函数 $w(t)$时，序列太短($M_s=M_c=10$)使得产生的序列不一定严格满足均值为零，单位方差的高斯过程。

(下转第 112 页)

$$MOE_1 = 诱饵控制鱼雷时间的百分数 = \frac{鱼雷受诱饵影响的总时间 + 鱼雷在捕获诱饵后搜索所花费的总时间}{鱼雷启动后直到第一次命中或发动机停车时的总航行时间}$$

$$MOE_2 = 诱骗鱼雷的概率 = \frac{鱼雷被诱骗的航次数}{鱼雷有效航次数}$$

在系统中采用了这两种量度。其中 MOE_1 具有精确的统计特征，而 MOE_2 则能直观反映仿真结果。

对于仿真评估的可检查性，建立了仿真数据库，在仿真数据库中不仅保存有关武器的参数，而且包括仿真过程中相关参数的变化，以便能够随时"回放"仿真的过程，据此进行 Monte-Carlo 统计。

4 小 结

本文描述了一个声诱饵仿真系统的结构和实现方法，并着重分析了其中的几项关键技术。系统是进一步研究水声对抗仿真系统的基础，也是我们近期工作的总结。其中还有不少问题需要解决与改善，这将是下一步工作的开端。

参考文献：

[1] 姚蓝. 国外水面舰艇反鱼雷防御系统的最新进展[J]. 舰船科学技术，1999，19(3)：3-9.

[2] 董阳泽，姚蓝. 声诱饵仿真评估系统方案研究[A]. 中国造船工程学会电子技术委员会：2000 年年会论文集[C]. 青岛：中国造船工程学会电子技术学术委员会，2000. 441-446.

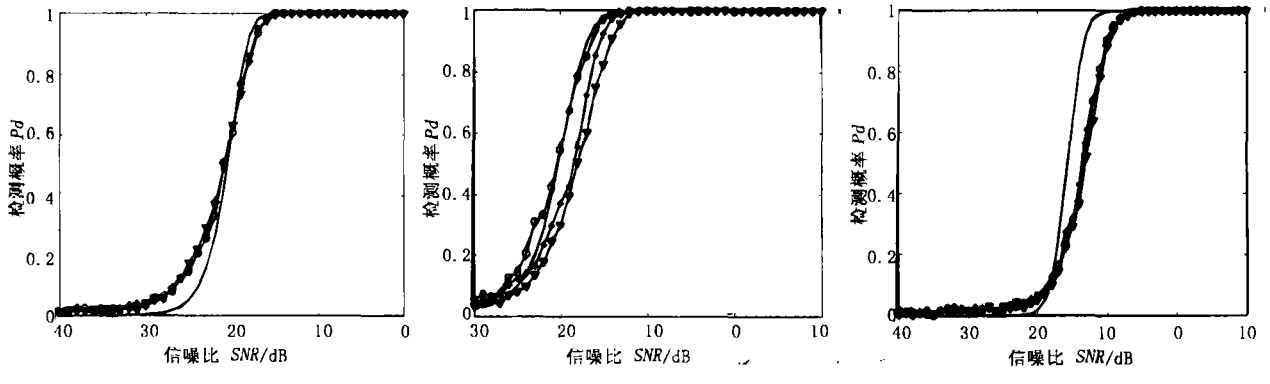
[3] 程健庆. 舰船综合防空系统仿真系统[J]. 计算机仿真，2000，17(2)：28-31.

[4] 杨日杰. 鱼雷报警声纳合成环境研究[D]. 西安：西北工业大学，1999. 52-53.

[5] 范敏毅. 水下声信道仿真技术研究[D]. 哈尔滨：哈尔滨工程大学，2000. 25-27，32-44.

[6] R. Rajagopal, K. Anoop Kumar. Integrated sonar stimulator/emulator[C]，UDT2000. 495-500.

(上接第 97 页)



(a)副本相关器　(b)副本相关积分器　(c)分段副本相关器

图 1　三种检测器分别在理想、时间扩展和频率扩展信道中的 ROC 曲线

参考文献：

[1] H. L. Van Trees, Detection, Estimation and modulation theory(Ⅲ)[M]. New York: Wiley, 1971.

[2] Paul M. Baggenstoss, On detection linear frequency-modulated waveforms in frequency-and time-dispersive channels: alternatives to segmented replica correlation [J]. IEEE J. Oceanic Eng., 1994, 19(4): 591-598.

[3] B. Friedlander, Ariela zeira. detection of broadband signals in frequency and time dispersive channels [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1996, 44(7): 1613-1622.

[4] 田琬逸，梁红. 鱼雷自导的自适应门限检测[A]. 1997 年鱼雷自导与引信学术会议[C]，1997. 92-95.

[5] 林茂庸，柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京：国防工业出版社，1984.

[6] R. J. Urick 著，洪申译. 水声原理[M]. 哈尔滨：哈尔滨船舶工程学院出版社，1990.

[7] 肖国有，屠庆平. 声信号处理及其应用[M]. 西安：西北工业大学出版社，1994.