

声纳中几种减数据率技术的比较*

J. J. Dow, B. M. Brown 和 H. A. Reeder

(美国 TRACOR 公司)

一、问题的陈述

由于在用单位体积的设备完成更多的功能方面硬设备技术的进步, 声纳设计师发现可以为正在研制的信号处理设备做很多事, 至少在时间(距离)、频率和空间上的分辨率都提高了。在搜索声纳中, 由于分辨率大大增加而产生的一个问题是在单位时间内出现的数据的数量远远超过了我们显示这些数据的能力和声纳员接收这些数据的能力。概括地说, 就是声纳接收机和显示器-声纳员分系统之间存在着数据率的失配问题。用一个简单的例子可以说明这个问题的严重性。考虑一个预形成波束的搜索接收机, 它具有50个方位波束, 且每一个波束通道有一个由1000个连续排列的1赫带宽滤波器构成的频谱分析仪(或等效的梳状滤波器组)。这个接收机将在每秒内或每次显示更新内产生约 5×10^4 个独立采样, 这个速率远远超过了目前显示给声纳员的数据率。

我们解决这个问题的办法是研究几种减数据率(DRR)技术的性能。这些设备中的每一个把声纳在某一维上的N个通道减少为1个通道, 因此在上述的例子中, $N=1000$ 个谱通道被减少为每波束每秒1个采样。原则上, 这些采样可以用来向声纳员报告哪些波束最可能包含目标信号。DRR输出采样本身可以用作显示(例如以方位-时间记录(BTR)形式)。本文的分析涉及DRR设备的报警性能, 而且是结合上面的例子给出的一在这个例子中, DRR设备作为一个对于有未知中心频率 f_0 和带宽 $b \ll B$ 的信号的自动检测器, 其中B是包含未知 f_0 的带宽范围。

虽然这项工作是按照这种形式做的, 但是其结果对于在任何其它维上实现数据率减少的接收系统显然也是正确的, 只是要求被DRR设备处理的数据的幅度分布与这个讨论中的一致。

本文研究的几种DRR技术简述如下:

(1) **“后置一或”积累器**。这种处理器的滤波器组的并联输出接至或门**, 或门输出的M个时间采样被积累。为了报警把积累的数据送去与门限比较。

(2) **最大似然比设备**。这种处理器算出自滤波器组并联输出中的每一个采样序列的似然比。将这些似然比送到或门, 然后把或门的输出送去与门限比较。

(3) **柯尔莫戈诺夫-斯米尔诺夫(非参量)设备**。这种处理器对只有噪声时的幅度分

* 这个工作是海军舰船系统指挥部声纳技术局(代号302-4)赞助的。

** 或门是选择采样序列的最大值的装置。

布函数和在滤波器组的每一个通道中的采样的幅度分布函数的差值作出估计。然后把这些估计出的差值送到或门。最后把或门输出送去与门限比较，以便给声纳员报警。

由于下列原因，我们考虑这三种方案。“后置-或”积累器等效于一个这样的系统，这种系统把每一个波束的滤波器组输出送至或门，并把过或门的波束输出显示给声纳员（大多以方位—时间记录方式显示）。这个系统简单、便宜，而且容易实现，因此它的性能值得我们注意。另一方面，最大似然比处理器对于检测在宽带噪声中出现的未知载频的信号是最佳*处理器〔1〕。由于它的最佳性，这种处理器也是值得考虑的。第三种减数据率技术，柯尔莫戈诺夫—斯米尔诺夫设备被我们注意的原因是它的非参量性质。这就是说，它的错误报警概率是恒定的，与环境噪声的统计特性的变化无关。研究这个系统相对于最佳系统的性能是值得的。

本文的性能分析按照通常的方式进行：首先求得对于信号加噪声和仅有噪声两种情况的或门输出采样的矩和分布函数，然后由此得到下面形式的性能曲线：给定虚警概率时，正确报警概率作为信噪比的函数。此外，我们还研究性能随系统的各种参数变化的敏感度。

二、减数据率技术的描述

供比较的三种接收机的方块图如图 1 所示。L 个预形成波束各驱动一个连续排列的滤波器组或等效的谱分析器。图中给出了第 1 个波束的分析器。从第 1 个谱分析器出来的有 N 个输

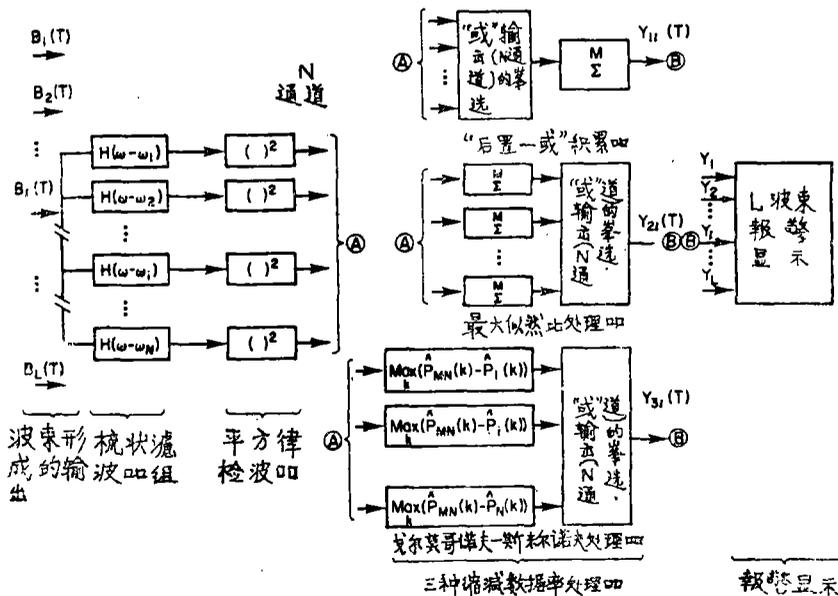


图 1 三种搜索接收机结构的简化方块图

* “最佳”，我们定义为错误概率最小。

出, 这N个输出是梳状滤波器组的N个滤波器的检波波形。梳状滤波器组的谱分辨率和梳齿间距近似等于输出采样间隔的倒数。对于1赫分辨率, 被分析的输入波形是1.0秒, N个分析器输出各产生一个间隔 $\Delta=1.0$ 秒的独立输出采样。

谱分析器的N个输出送给这一节开始列举的三个处理器的每一个。这三个处理器变换数据, 并大大减少用以向声纳员报警和显示的数据总数。对于每一个处理器, 每 $M\Delta$ 秒每个波束产生一个输出采样。一个转换开关每 $M\Delta$ 秒轮流接通L个波束, 它把减数据率处理器的过门限输出送给报警显示, 用以向声纳员报警哪个波束包含目标。这个报警显示可以是一组光(每个波束一个), 或是装有一组电表的面板, 或者是一个用以保持长时间历程的BTR。

对于第一种处理器, 每一秒钟在L个波束中的每一个的或门输出端出现一个独立的采样。这种处理器输出的显示很象方位时间记录(BTR)。为了进行处理器的比较, 需要解析地描述这样一种处理器, 它的功能相当于声纳员观察BTR显示。如〔2〕中所指出的, 这个等效的处理器是一个后面接着平均器的平方律检波器。因此, 用“后置一或”积累器这个名称来描写这个等效的减数据处理器。“后置一或”积累器是把N个谱分析器(包络平方)的输出求“或”以后对M个时间采样进行积累, 从积累器来的采样序列与门限比较后来向声纳员报警。

第二种减数据率技术, 最大似然比处理器, 以下述方式工作。在信号和噪声假设是高斯的情况下, 似然比是每个分析器通道包络采样的平方和。因此, 这个完整的分析器是这样构成的: 把每个通道输出的包络采样, 取平方, 积累它们, 并把N个并行的似然比送至或门。因为或门选择所有这些似然比的最大值, 所以这个处理器被称为最大似然比处理器是合适的。这种接收机 Kelly 等人已论述过〔1〕。他们证明了, 对于未知频率的单音信号的检测, 这种接收机是最佳的。

非参量处理器是统计方法的一个新应用, 在其它领域已用了一些时间。这个装置用下面的办法在每个波束中选择一个分析器通道作输出: 首先, 对每个分析器通道计算柯尔莫戈诺夫-斯米尔诺夫统计量 δ_i ; 然后选择一组 δ_i 的最大值, 即把每个波束的一组 δ_i 送到或门。每个通道的 δ_i 是这样产生的: 首先, 从N个谱通道中的每一个取M个时间采样, 求得只有噪声时的分布函数的估计量 $\hat{P}_{MN}(Y_k; 0)^*$ 。下一步, 从每个通道的M个采样, 求得每个通道中的数据的分布函数的估计量 $\hat{P}_{iM}(Y_k; \rho)$ 。最后, 由下式算得每个通道的柯尔莫戈诺夫-斯米尔诺夫统计量 δ_i :

$$\delta_i = \max_{Y_k} | \hat{P}_{MN}(Y_k; 0) - \hat{P}_{iM}(Y_k; \rho) |$$

其中, ρ 表示信噪比。把N个 δ_i 值送到或门, 通过或门的 δ_i 最大值送报警显示。

与这些处理器有关的一点是每一个处理器所容许处理的时间采样数目。在进行性能比较时, 我们保持三个处理器的采样数M相等。这样, 每个处理器可以在同样的条件下来评价。

三、结 果

象前面提到的, 图1的报警显示可以取从两级到多级的多种形式。在本文中, 我们假设

*N个通道之一出现信号时仅引起分布函数对实际只有噪声时的估值产生一个微小的偏差。

采用两级形式—即有报警、没有报警。如果用输给显示的那个波形的统计量*作出每个处理器的性能曲线，即信号加噪声超过门限的概率(正确报警概率)在一定的虚警下对信噪比的函数，就可以对三种处理器的性能作出有效的比较。这一节的其余部份给出理论比较的概要。

1. 理论结果

“后置一或”积累器 图1所示的或门处理器从N个谱采样(从每个波束来)中取最大采样，把L个采样送给L个积累器，每个波束一个，积累器保持来自每个波束的M个最新采样的动态和。

文献〔2〕研究了N个通道的或门处理器的输出波形的全统计特性。这里给出结果。或门输出超过门限的概率 P_n 是：

$$P_n = 1 - (1 - e^{-z})^N \quad (1)$$

在此表达式里， z 是以谱分析器的一个分辨带宽里的平均噪声功率为单位的门限值。同样地，对于信号加噪声，超过门限的或门输出的概率是：

$$P_{s+n} = 1 - (1 - e^{-z})^{N-1} [1 - e^{-z/(1+\rho)}] \quad (2)$$

其中， ρ 是分辨带宽里所测得的信噪比。

这个处理器由一个积累器组成，它把M个或门输出采样求和，得出一个具有分布函数 $G(y; \rho, N, M)$ 的新的随机变量。 $G(y; \rho, N, M)$ 是由 $P(z; \rho)$ 对它自身进行M次卷积得到的。在 $M=30$ 或 300 时，用卷积处理来直接解析计算 $G(y; \rho, N, M)$ 是不合适的，尽管用计算机有可能进行数值计算。如果假设由于中心极限定理 $G(y; \rho, N, M)$ 是高斯的，就有另一种简单的办法。这时，“后置一或”积累器的输出波形的统计量可表示为：

$$G(y; \rho, N, M) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^y e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} dx \quad (3)$$

这里的 μ 和 σ^2 由下式给出：

$$\mu = M\mu_1 \quad \sigma^2 = M\sigma_1^2 \quad (4)$$

其中， μ_1 和 σ_1 是相应于公式(2)的分布的平均值和标准偏差。文献〔2〕给出这些矩如下：

$$\mu_1(\rho) = \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \binom{N}{k} \frac{1}{k} + \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^{k+1} \binom{N-1}{k} \left[\frac{1}{k+1} - \frac{1}{(k+1)/(1+\rho)} \right] \quad (5)$$

和

$$\sigma_1^2(\rho) = 2! \left\{ \sum_{k=0}^N (-1)^{k+1} \binom{N}{k} \frac{1}{k^2} + \sum_{k=0}^{N-1} (-1)^{k+1} \binom{N-1}{k} \times \left[\frac{1}{(k+1)^2} - \frac{1}{\left(k + \frac{1}{1+\rho}\right)^2} \right] - \mu_1^2(\rho) \right\} \quad (6)$$

*“统计量”，我们是指在纯噪声情况和不同信噪比的信号加噪声情况下的概率分布函数或它们的“派生物”(如各阶矩)。

由(5)和(6)式给出的平均值和方差可以用数字技术来估算,用它们来确定由(3)式表示的分布G。用这些分布构成的性能曲线如图2所示。这些曲线给出了在包含有信号加噪声的波束中波形超过门限的概率作为单个频率分辨通道中信噪比的函数,条件是取虚警概率等于0.001。

图2表明随着N的增加要保持性能相同* 信噪比也必须增加。在正确报警概率为0.5时,N每增加10倍,要求增加的输入信噪比约为1.7分贝。在M=100左右,输入信噪比对M的依赖性大于对N的依赖性,而且方向相反。M增加10倍允许处理器处理的信号之信噪比减少2.5分贝。

这些曲线对于预测“后置一或”积累器的性能是有用的,但在本文中

主要用来得到所需要的性能比较。因此,我们在下面给出对最大似然比和非参量处理器的类似分析结果。

最大似然比处理器 这个处理器的方块图见图1。和前述处理器一样,计算似然比的电路和或门在每M秒内提供一个输出采样。这个处理器的理论方面,文献〔2〕已完满地讨论了。它指出这个处理器的分布函数是:

$$G(T'; \rho, N, M) = \left[1 - \int_{T'}^{\infty} \frac{w^{M-1}}{(M-1)!} e^{-w} dw \right]^{N-1} \cdot \left[1 - \int_{T'/(1+\rho)}^{\infty} \frac{w^{M-1}}{(M-1)!} e^{-w} dw \right] \quad (7)$$

在这个表达式里, T' 是门限值,它是以滤波器分辨带宽内的噪声功率为单位量度的。没有信号,即 $\rho=0$ 时,方程(7)变为:

$$G(T'; 0, N, M) = \left[1 - \int_{T'}^{\infty} \frac{w^{M-1}}{(M-1)!} e^{-w} dw \right]^N \quad (8)$$

这些分布已经用数字技术算出,并且得到了类似前面已经给出的性能曲线。图3给出一个例子,它是由 $N=100, 300$ 和 $1000, M=30, 100$ 和 300 时的分布得来的。从这个图里可以清楚看出,性能对于谱通道数N更不灵敏。超过门限的概率保持在0.5, N增加10倍,要求信噪比增加约0.5分贝。而被积累的采样个数M变化一个数量级,所要求的输入信噪比变化约5分贝。

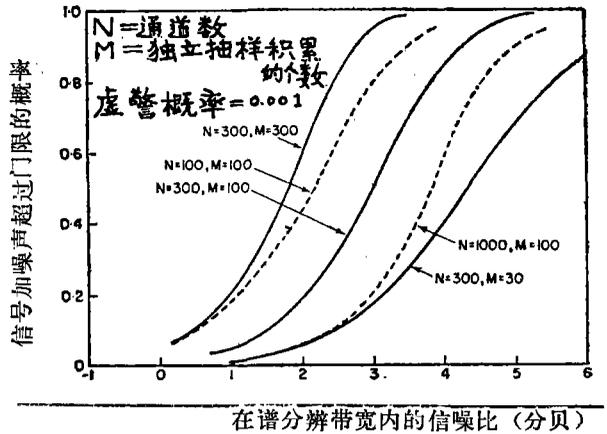


图2 “后置一或”积累器的工作特性

* “性能相同”, 我们是指信号加噪声超过门限的概率即正确报警的概率为0.5。这是以增加信噪比为代价的。

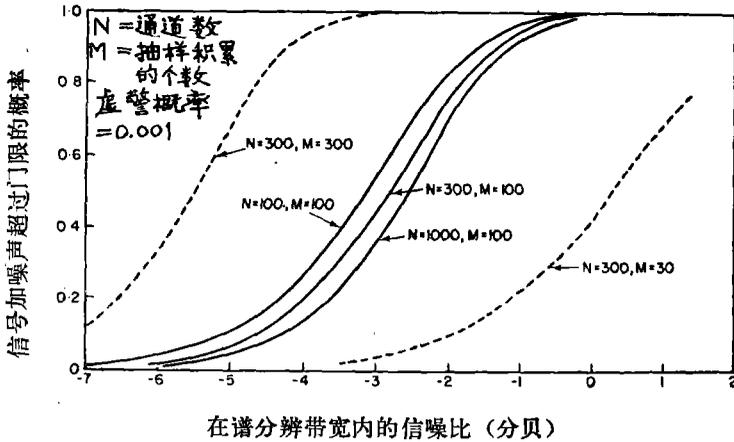


图3 最大似然比处理器的工作特性

非参量处理器 非参量处理器与通常用来确定信号通道的处理方法很不同。在这种处理器里,第*i*个谱通道的概率分布 $P_{iM}(Y_k; \rho)$ 用来自该通道的*M*个独立波形采样来估算。

如果有*N*个相同的谱通道,并且它们都包含有噪声,那就可以给出一个概率分布 $\hat{P}_{MN}(Y_k; 0)$,它就被估算的纯噪声采样小于或等于 Y_k 的概率。为了得到这个采样分布,使用了*M* × *N*个采样。简单地说,因为有更多的采样,这个分布的估计量比单通道的概率分布估计量 $\hat{P}_{iM}(Y_k; \rho)$ 更接近于真正的概率分布。 $\hat{P}_{iM}(Y_k; \rho)$ 是由*M*个波形采样得到的。非参量处理器把*i* = 1, 2, …, *N*个通道的概率分布估计量 $\hat{P}_{iM}(Y_k; \rho)$ 和 $\hat{P}_{MN}(Y_k; 0)$ 比较,并决定 $\hat{P}_{MN}(Y_k; 0)$ 和 $\hat{P}_{iM}(Y_k; \rho)$ 之间的最大差值 δ_i :

$$\delta_i = \max_{Y_k} \left[\hat{P}_{MN}(Y_k; 0) - \hat{P}_{iM}(Y_k; \rho) \right] \quad (9)$$

文献〔2〕已经给出纯噪声和信号加噪声两种情况下 δ_i 的分布函数。虽然非参量处理器基于已知的柯尔莫戈诺夫-斯米尔诺夫检验,但它与其原始形式有所不同,它是通过把数据分类成离散的组或间隔来确定概率分布函数的估计量的。文献〔2〕论述了由于分类处理引起的对已知结果的偏差。这个理论体制也允许对特定的信号加噪声情况进行分析。已知这些函数,就可以象我们对前两种处理器已做的那样来得到过或门后超过门限的概率表达式。对于固定的*N*、*M*和组数*NB**,所得到的性能曲线在图4中画出。在这个曲线中我们

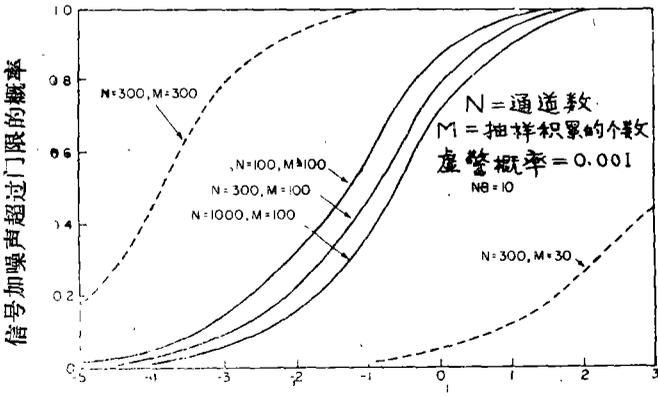


图4 非参量处理器的工作特性

看出,为了保持同样的性能—即保持 P_{CA} 是常数—当*N*的变化每超过10倍,信噪比必须增加

* “组数*NB*”,实际上是在计算 δ_i 时被系统采用的门限 Y_k 的数值的数目。从文献〔2〕中可看出,对于*NB* ≥ 5,非参量处理器的性能随*NB*的变化不大。这一节中给出的结果是对*NB* = 10作出的。

0.6分贝。同样,取 M 增大10倍,信噪比减少7分贝就能保持同样的虚警概率和正确报警概率。

2. 性能比较

中心频率恒定的信号 这个研究的主要重点放在三种减数据率处理器在有恒定未知中心频率信号出现时的性能比较。然而,

由于存在着信号中心频率是变化的这种情况,我们也简短地给出了在这种

下三种处理器的性能比较。在下面的性能比较中,首先给出和讨论有恒定中心频率的信号的结果,然后我们研究对可变中心频率信号的性能。

图5给出在虚警概率为0.001时,对于 $M=300$ 和 $N=400$,三种处理器的性能比较。这个比较以正确报警概率作为一个谱分辨通道里信噪比的函数的曲线形式给出。从这组特殊的参数里可以看出,当正确报警概率和虚警概率分别是0.5和0.001时,非参量处理器要求的输入信噪比大约比最大似然比处理器大2分贝。与此类似,为了有相同的性能,“后置-或”积累器要求的输入信噪比约比最大似然比处理器大7.5分贝。最后,非参量处理器显示出比“后置-或”积累器优越5.6分贝。

另一种比较形式见图6。在此图中,对每个处理器画出了为得到0.5正确报警概率所需要的信噪比作为或门输入通道数的函数曲线,条件是虚警概率等于0.001和 $M=100$ 。从此图可看出,对于每种减数据率技术, $N>100$ 时,性能随 N 的变化小。这一点对一个相当宽范围的 M 值都是对的。

为得到0.5的正确报警概率所要求的信噪比可看成一个信噪比门限 $(S/N)_T$ 。所要求的信噪比的差 $\Delta(S/N)_T$ 在图7中给出。 $\Delta(S/N)_{T1}$ 是“后置-或”积累器和最大似然比处理器之间的 $(S/N)_T$ 的差。 $\Delta(S/N)_{T2}$ 是“后置-或”积累器和非参量处理器的 $(S/N)_T$ 的差。最后, $\Delta(S/N)_{T3}$ 是最大似然比处理器和非参量处理器之间的性能的差。这些曲线是对 $N=1000$ 和 $P_{FA}=0.001$ 绘制的。从图6、图7得出,使性能差改变的主要因素是被每个处理器处理的时间采样数 M 。如图7所示,当 M 从30变到1000时,似然比方法优于“后置-或”积累器的范围大约是+4.5分贝到+9分贝。当 M 从30变到300时,非参量处理器性能超出“后置-或”积累器1.5分贝到6.0分贝。最后,在 M 从30变到300时,最大似然比处理器比非参量处理

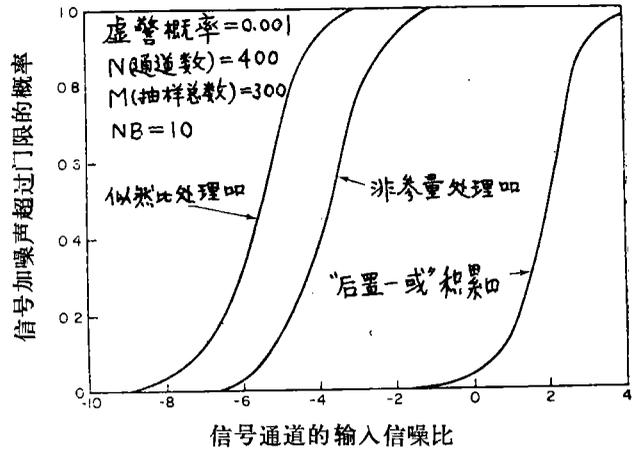


图5 三种处理器的性能比较

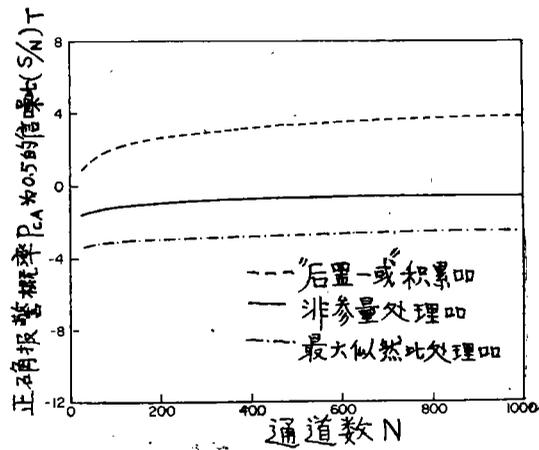


图6 所要求的信噪比随 N 的变化 ($M=100, P_{FA}=0.001$)

器好 3 分贝到 1.75 分贝。因此，对于有固定中心频率的信号，最大似然比处理器的性能优良是明显的。

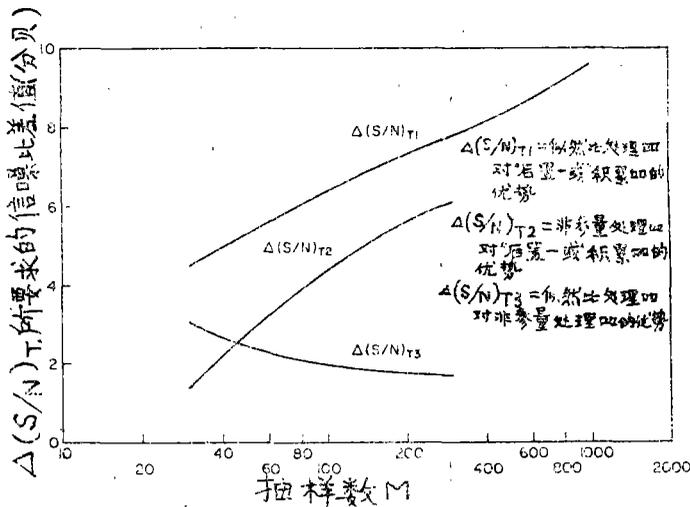


图 7 三种减数据率技术的相对特性 ($N=1000$, $P_{FA}=0.001$)

可变频率的信号 信号的中心频率变化能引起几种效应。第一，如果变化足够快，则在滤波器达到稳态输出以前，信号功率将从一个滤波器转入相邻的滤波器，从而引起信噪比损失。第二，假设频率的变化慢到足以排除第一种效应，信号频率位置的变化在下述后置检测处理方案中都会引起性能降低：这些方案是为在每个分析通道里处理 M 个时间采样而设计的，但是在给定的通道里，实际只收到 M^* ($M^* \neq M$) 个相继的采样。也就是说，如果处理器的每个通道积累 M 个采样而接收的信号加噪声采样仅仅只有 M^* 个，那么处理是失配的。明确地说，如果 $M^* \neq M$ ，则由于在一个通道里积累时间和信号持续时间不匹配，就会带来信噪比损失，从而造成性能损失。

当有用的采样数 M^* 小于被处理的采样数 M 时，最大似然比处理器和非参量处理器的性能将要变坏，因为只有 M^* 个采样而不是 M 个采样能使这些处理器工作在设计的最好状态(注)。很明显，在 $M\Delta$ 秒内，可以进行 M/M^* 次子处理来得到正确报警，这种子处理每次积累 M^* 个采样。多次子处理将部份补偿积累时间的减少。

然而重要的是“后置-或”积累器的性能完全不受信号中心频率变化的影响。这是确实的，因为或门总是把最大谱采样选择和接通到积累器去，而不管它出现在哪个通道。

下面我们对上述条件下这三个处理器的性能作定量比较。如果 $n = M/M^*$ 是子处理数，正确报警的概率用下式给出：

$$D_n = 1 - (1 - d_1)^n \quad (10)$$

d_1 是单次子处理的正确报警概率。若取 $D_n = 0.5$ ，则它所要求的 d_1 值为：

$$d_1 = 1 - (0.5)^{1/n} \quad (11)$$

虚警概率 P_n 也有相应的变化。对于小的单次子处理虚警概率 p_1 ，

(注) M 可以认为是在战术上允许的检测时间内可利用的独立采样数；而 M^* 是谱线保持在单一的谱通道时可利用的采样数。

$$P_n = 1 - (1 - p_1)^n \approx np_1 \quad (12)$$

现在按照给定的虚警概率 P_n ，我们可以找到 p_1 。这就允许我们由分布函数求得适当的门限，后者又提供了为保持 $D_n = 0.5 = 1 - (1 - d_1)^n$ 所需要的信噪比 $(S/N)_T$ 。借助于画出在不同的 n 值下 $(S/N)_T$ 随 P_n 的变化曲线，我们得到了在 M 和 M^* 的不同失配程度下，三种处理器性能的定量的评定。这些结果表示在图8中。

可以看出，在 $N=400$ 、 $M^*=300$ 时，与 M^* 个采样匹配的非参量处理器要保持和“后置-或”处理器有相同的性能，所要求的信噪比要少6分贝。当 $M^*=300$ 减为 $M^*=30$ 时，非参量处理器就完全丧失了它在理想条件下对“后置-或”积累器的优越性。同样， $M^*=300$ 减到 $M^*=30$ ，最大似然比处理器优于“后置-或”积累器的程度由7.5分贝降到3.5分贝。

失配越大，最大似然比处理器和非参量处理器超过“后置-或”积累器的优越性越小。这在图9中示出。用外插法(见虚线)可看出，当 M^* 大约等于5或 $M/M^*=60$ 时，最大似然比处理器和“后置-或”积累器的性能相同。与此类似，当 M^* 约等于25或 $M/M^*=12$ 时，非参量处理器和“后置-或”积累器的性能相同，这些曲线表明，当 M^* 和 M 失配足够大时，最大似然比处理器和非参量处理器超过“后置-或”积累器的所有优点都失去了。

为了扼要地说明这些结果，我们给出表1。这个表给出的数字对于最感兴趣的 M 、 N 和 P_{FA} 值的情况是有效的。 M 值选作300。如果采用1赫分辨率， $M=300$ 提供5分钟处理时间。谱分析器通道数的一个典型值是400。如果被动搜索接收机是50个预形成波束构成的，选择

0.001的虚警概率就会给出0.05的总虚警概率。在这些条件下，由表上我们找到的信噪比门限对于“后置-或”积累器、最大似然比处理器和非参量处理器分别是+2.0分贝，-5.4分贝和-3.6分贝。按照同样的顺序，这三种处理器对 N 的变化的敏感程度是1.7分贝/10倍，

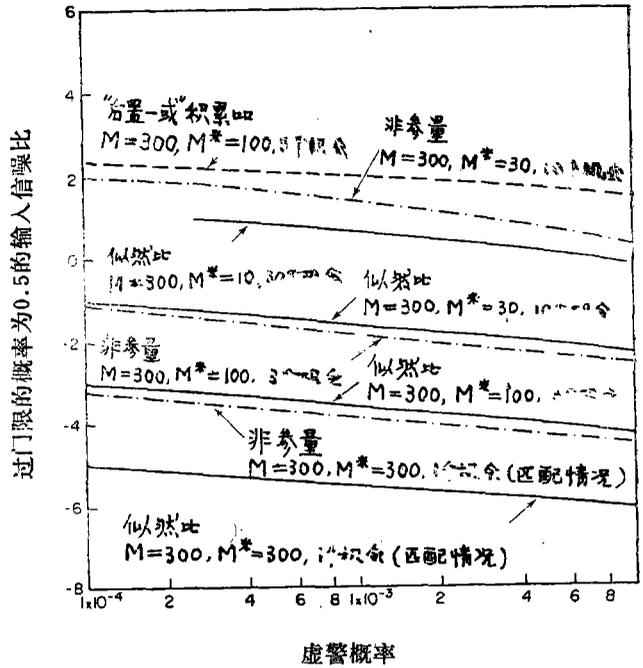


图8 通道数 $N=400$ 时的性能比较

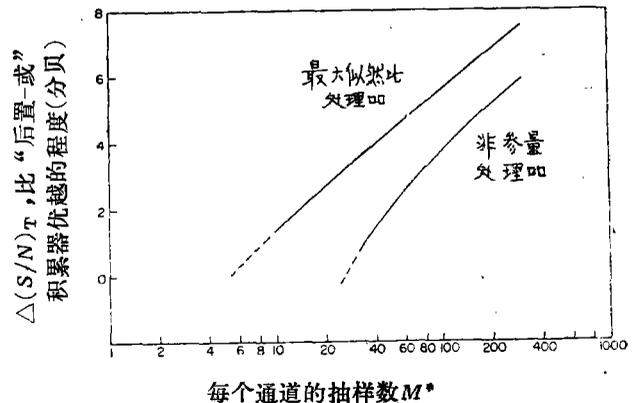


图9 三种减数据率技术随 M 、 M^* 不匹配变化的性能比较

0.5分贝/10倍和0.5分贝/10倍。因此，“后置-或”积累器对分析器通道数增加的敏感程度是似然比和非参量处理器的3倍。

在对于被处理的时间采样数 M 的变化的敏感程度方面，我们发现，似然比和非参量处理器是“后置-或”积累器的2倍。

就相对性能来说，为了提供相等的正确报警概率和虚警概率，似然比和非参量处理器比“后置-或”积累器要求的信噪比少7.4分贝和5.6分贝。当信号有恒定的中心频率或采用满意的线谱跟踪时，这是正确的。

当信号的频率是变化的而又没有采用跟踪时，似然比和非参量处理器的性能变坏。这在表1的第五列里给出了。

四、结 论

很清楚，对于频率稳定的信号，最大似然比处理器是优良的。它优于“后置-或”积累器的范围是4分贝到9分贝，这决定于 M 、 N 和 P_{FA} 的选择。在相同条件下，似然比处理器比非参量处理器要好1—3分贝。对恒定频率的信号，非参量处理器超出“后置-或”积累器1—6分贝，这仍然决定于 M 、 N 和 P_{FA} 的选择。

对于 $N > 100$ ，所有三个处理器的性能随 N 的变化都是相对不灵敏的，其中“后置-或”积累器最灵敏。因为三个处理器的性能随 M 比随 N 的变化要灵敏，所以可用小于一对一地增

表1 结果的摘要

| 减数据率 技术 | 门限信噪比 (S/N) _T 对于 $M=300$ (5分钟) $N=400$ $P_{FA}=0.001$ | 对于 N 的标称 敏感度 $\Delta(S/N)_T/\Delta N$ $P_{FA}=0.001$ | 对于 M 的标称 敏感度 $\Delta(S/N)_T/\Delta M$ $P_{FA}=0.001$ | 比“后置-或”积 累器优越的程度 (固定频率信号) $P_{FA}=0.001$ $M=300, N=400$ | 比“后置-或”积 累器优越的程度 (M^* 和 M) $P_{FA}=0.001$ $M=300, N=400$ |
|---------------|--|---|---|---|--|
| “后置-或” 积累器 | +2.0分贝 | ≈ 1.7 分贝/10倍 对于 $M=30,$ 100, 300 | ≈ 2.5 分贝/10倍 对于 $N=100,$ 400, 1000 | — | |
| 最大似然比 处理器 | -5.4分贝 | ≈ 0.5 分贝/10倍 对于 $M=30,$ 100, 300 | ≈ 5.0 分贝/10倍 对于 $N=100,$ 400, 1000 | 7.4分贝 | 7.4分贝, $\frac{M^*}{M}=1$ 3.0分贝, $\frac{M^*}{M} \approx 1/12$ 0.0分贝, $\frac{M^*}{M} = 1/60$ |
| 非参量处理 器 | -3.6分贝 | ≈ 0.5 分贝/10倍 对于 $M=30,$ 100, 300 | ≈ 7.5 分贝/10倍 对于 $N=100,$ 400, 1000 | 5.6分贝 | 5.6分贝, $\frac{M^*}{M}=1$ 3.0分贝, $\frac{M^*}{M} \approx 1/4$ 0.0分贝, $\frac{M^*}{M} = 1/12$ |

M = 被处理的时间采样数

N = 接到或门的通道数

加 M 的办法来补回由于 N 增加带来的损失。

在中心频率可变的信号占有单一通道的时间小于处理时间时，似然比处理器和非参量处理器的性能从他们的最优值下降，而“后置一或”处理器的性能没有变化。当失配 $\frac{M^*}{M} = \frac{1}{12}$ 时，非参量处理器的性能与“后置一或”积累器的相等。与此类似，当 $\frac{M^*}{M} = \frac{1}{60}$ 时，似然比处理器的性能和“后置一或”积累器一样。

参 考 文 献

1. Kelly, E.J., Reed, I.S. & Root, W.L. (1960) "The Detection of Radar Echoes in Noise. I." J. Soc. Indust. Appl. Math, 8, №2, 309—341.
2. Dow, J. J., et al (1972), "Theoretical Analysis of Three Statistical Decision Methods Employing Maximmm OR-gating", TRACOR Document T72-AU-9556-U, Unclassified.

討 論

T. G. Birdsall: “或门”是不是接到一个波束的所有频率通道？

答：是的，或门是接到每一个被做谱分析的预形成波束输出的所有频率通道。

T. G. Birdsall: 你的系统主要不是用在信号稀少的情况下，对吗？

答：在某种意义上对。如果由于某种原因寻找目标不成问题，例如，因为有几个靠在一起的目标或者因为很大的基阵带来的大增益，我们在几乎所有的波束中发现目标，那么这种类型的系统的主要作用是对不同波束的数据进行分等。这些减数据率装置中的每一个都给出一个正比于目标信号出现的后验概率的输出。因此，系统提供了一个方法，它能够指出，哪一个波束应该首先研究，哪个第二，……等等。

然而，这个系统在双择判决意义上的使用，对于只存在检测问题的情况才是有意义的。当目标出现的可能性很小时趋向于这种情况。在广阔的海域上有几艘带声纳的运动舰艇时，必定就是这种情况。因此，在双择判决的意义上，这些减数据率系统可以找到应用。

D. Narin: 你用这些系统处理过实际数据吗？

答：是的。我们通过用数字计算机实现所有这三种减数据率处理器的办法处理过海上记录的数据。让我说明一点，实际记录的海洋数据只是噪声背景，而信号是合成的，并被插入这数据。我们把理论预测的性能和实验所达到的进行了比较。比较结果，实验的性能差不多总是比理论的低1.0—2.0分贝。这个统一偏差可以用Prior的文章所给出的那种谨慎考虑来大致说明。

D. Narin: 你的理论是否考虑到因为诸如目标触角这样一些情况的变化而常常引起的大信号起伏？

答：没有。这个理论是基于这样的假设：信号是一个幅值的统计特性为高斯的随机过程，没有包含多重过程。不论怎样，如果包含了那种多重效应，性能曲线要作适当修正，办法和Swerling在关于起伏目标所作的著名分析中指出的大致一样。

E. J. Risness: 我想对你的处理器(设计)的基本出发点提一个问题。在你的令人高兴的幻灯片中,好像是说二次大战后不久的声纳显示和声纳员的能力是大致匹配的。既然我们现在制作的系统和显示器更复杂了,我们必须使他们回到原来的状态。我想问问,这一点从两个方面来说是否都是对的。第一,实际上我们不能允许漏报。但是没有证据表明,即便是老式声纳,在两次检测之间间隔很长的情况下,当目标真的到来时,声纳员几乎总是失去目标。第二个情况是,当声纳员被报警有某种东西时,他可以利用大量的信息。所以依我看,目的不是把声纳的数据减少到它们原来的水平,而应该是寻找某种办法完全自动地向人报警,并且与此并列一个另外的系统(显示),允许他看见据以报警的全部信息。

答:如果我造成了倡议回到10—15年以前的状态的印象,让我现在来纠正它。当然,我没有这样做。我想建议使用的正是你在你的意见的结论中提到的自动检测。存在着这种情况:搜索系统产生的数据多到声纳员不可能进行实际搜索。这个情况用下述办法处理最好:利用减数据率系统对于每个波束作自动的双择判决,据此作出报警,把减数据率系统输出的相应的值提供给声纳员,这些量正比于在有疑问的那个波束里存在的目标信号的后验概率。在这个方法里,声纳员可以在前面的基础上对详细的信息进行检验而不去做无目的的选择处理。

H. Cox: 非参量处理器的概念意味着有强的宽容性。由于它的结构,这个处理器对于我们已经作了有效的归一化或预白化的假设是敏感的。在你的特殊情况中,对于这些假设是很敏感的。如果你没有作这些,那(设备)就会完全不能工作。

关于最大似然比处理器,只要你把这个结构建成了,即使你是按照参量方法得到它的,你所建成的这种处理器也不比任何别的东西更参量化。一旦你在这种形式下建成了最大似然比处理器,你就有一个机会在输出端作更多的归一化。例如,如果在一个给定的波束里,在频率上有某些异常,那就有了一个机会去取出它们。因此实际上我感到,你说的如果是非高斯情况应采用非参量处理器的这一结论并不完全是恰当的。

答:关于非参量处理器对于时间的平稳性、白色化和频率通道间独立程度的敏感性,我想指出两点。第一,设备对于偏离平稳性是敏感的,但我们研究了一个算法,它在时间和频率两维上运算,而且在频谱分析器的输出端实现数据的归一化。这个设备已用于海上数据分析,而且在频率和时间两维上,对背景噪声作出很好的归一化。即在这两维上,输出功率至少在 ± 0.5 分贝以内是稳定的。这是用运算法自动实现的,而且不需要有关于非平稳性的详细特性的先验知识。第二,关于独立性。我们用非参量处理器做了实验。谱分析器输出端上的数据,在相邻的频率通道之间是高度相关的。尽管如此,这个处理器的性能的理论 and 实验结果的互相接近程度仍在1.5分贝内。这是由于非参量装置对被处理的独立频率通道数 N 不灵敏。

你对于最大似然比处理器的参量性的意见是很对的。这个处理器对于输入分布函数像非参量处理器一样有强的宽容性,这一点可以很好地表现出来。我们看到确实有最大似然比处理器的性能与目标信号中的分量数目有关的这种情况。这个“参量”装置对于信号分量数目的失配是有很大宽容性的。(仅仅当分量数等于1时,这个装置才是最佳的。)

(干晓英译 侯自强校)