

一种用于自动检测的非参量检测器

——用于二维雷达的改进的广义符号检验处理器

G.V.Trunk, IEEE会员

B.H.Cantrell, IEEE会员

F.D.Queen, IEEE会员

(美国海军研究实验室)

提 要 这个改进的广义符号检验处理器是一个用于二维雷达的非参量的自适应检测器。这个检测器通过和邻近的采样比较来把待检验的采样符号化(即求“秩”),并用双极点滤波器来作脉间积累(即作“秩和”运算),累积的输出超过两个门限时判为有目标。第一个门限是固定的,当相邻的采样是独立的和同分布时,其虚警概率为 10^{-6} 。第二个门限是自适应的,当采样是累积相关的或背景是非均匀的(如:有附加目标)时候,它保持一个低的虚警率。用蒙特卡罗技术给出了这个检测器的虚警概率的结果、检测概率曲线和角精度曲线。这个检测器已经制成了,PPI(平面位置显示)照片显示了雷达工作在地物杂波背景时它的性能。

I、绪 言

自动检测系统的一个重要特性是在各种变化的环境(噪声、天气、杂波、干扰)下有保持恒虚警率(CFAR)的能力,从而使跟踪计算机不致因虚警而过载。当然,检测器必须在目标灵敏度损失最小的前提下保持CFAR。最初的成果^[1-4]是在概率密度已知而仅仅被估计的参数未知的假设下得到的。近来,研究了提供CFAR的非参量检测器^[5-7]。当参考样元是独立和同分布时,这类非参量检测器是CFAR的检测器。然而,在很多情况下,参考样元是非均匀的(如附加目标或地与海之间的界面)或者相继回波脉冲间是相关的(气象目标或动目标检测器MTI的输出)。在这两种情况下,会出现许多虚警。为了降低非均匀和相关采样的影响,这里讨论了改进的广义符号检验^[6]。

II、改进的广义符号检验

由广义符号检验出发,我们利用文献[8]到[10]的结果,提出图1所示的改进广义符号检

* 原文题目“Modified Generalized Sign Test Processor for 2-D Radar”, IEEE AES-10 No. 5 (1974. 9) p. 574-582.

** 文中关于角度估值方面的内容和附录I、II译时删去。——译注

验 (MGST)。图 1 用虚线把处理器划成三部分：一个秩检测器，一个双极点滤波器和一个门限(判决过程)。

检测器基本的工作过程如下。令 x_{ij} 是第 j 个距离单元上的第 i 个回波脉冲。秩检测器用两两比较的办法计算秩 R_{ij} ：

$$R_{ij} = \sum_k^L C(x_{ij} - x_{ik}) \tag{1}$$

$$C(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \text{ 或 } x = 0; i - j \text{ 奇数} \\ 0, & x < 0 \text{ 或 } x = 0; i - j \text{ 偶数} \end{cases}$$

对 k 求和是对第 j 个单元邻近的全部 L 个距离单元进行的。双极点滤波器计算加权秩和：

$$Z_{ij} = \sum_{k=0}^{\infty} h_k R_{i-k,j} \tag{2}$$

h_k 是双极点滤波器的脉冲响应。当累积输出超过两个门限时判为一个目标。第一个门限是固定的（等于 $\mu + T_1/K$ ，见图 1），当参考采样是独立和同分布时，给出虚警概率 $P_{fa} = 10^{-6}$ 。第二个门限是自适应的，当参考采样相关时保持一个低的 P_{fa} 。参考单元里有附加目标时装置用平均偏差估计^[9]来估值相关采样的标准偏差。以下详细讨论检测器三部分中的每一部分。

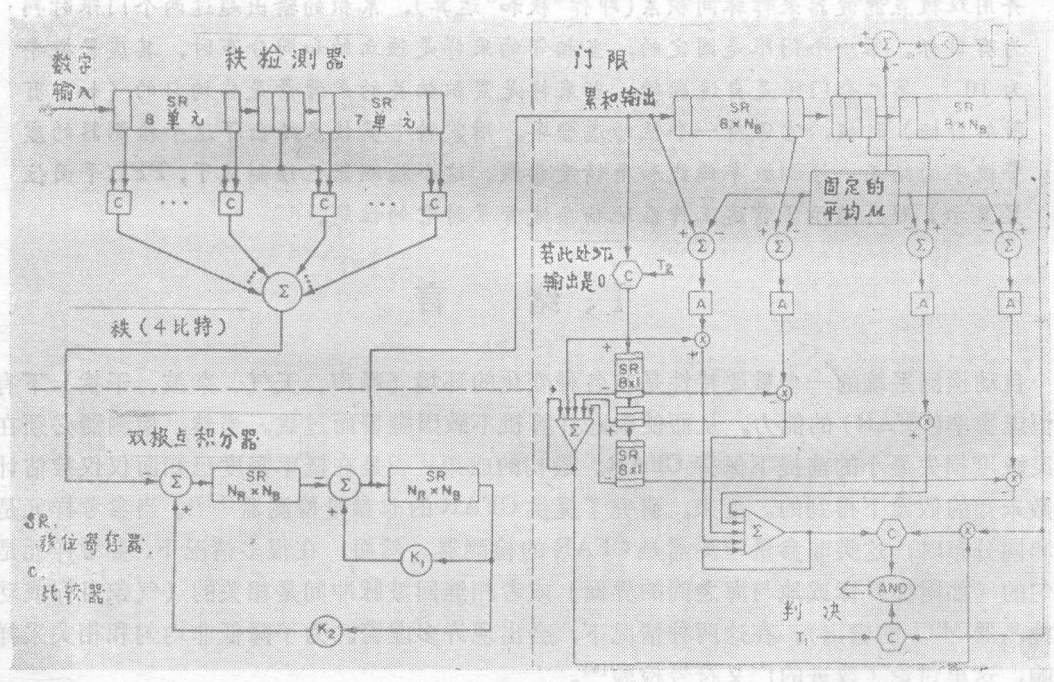


图 1 改进的广义符号检验处理器方块图

秩 检 测 器

图 1 左上角是非参量秩检测器的方块图。输入是用一个模数转换器数字化了的视频信号。最新的 18 个字贮存在移位寄存器 SR 里，检验采样和前 8 个及后 7 个采样*中的每一个比较，用(1)式计算秩。对最大灵敏度，比较必须随机化(即，如果两个采样相等，输出为 1 的概率应该是 0.5)。然而，因为实现上的问题，当两个采样相等时，输出是 0 或 1 决定于 $i - j$ 是偶数还是奇数。如果参考单元含有独立和同分布的采样，秩的概率密度是：

$$P(R_{ij}=1)=\frac{1}{16} \quad i=0, 1, \dots, 15 \quad (3)$$

当检验采样含有信号而参考单元包含独立和相同的瑞利分布的噪声时, R_{ij} 的概率密度是^[6]:

$$P(R_{ij}=1)=\exp\left\{-\left(S/N\right)_i \sum_{k=0}^{15} \binom{15}{k} \left(\frac{1}{k}\right) [1/(16-l+k)] \cdot \exp[(S/N)_i/(16-l+k)]\right\} \\ i=0, 1, \dots, 15 \quad (4)$$

$(S/N)_i$ 是第 i 个脉冲的信噪比。方程(4)也可以用于慢起伏目标(Swerling I 和 III), 因为在任何雷达扫描中信号是常数。

双极点积分器

选双极点滤波器^[8]作系统的积分器, 因为它容易实现, 在最小可检测 S/N 的情况下接近于最佳。然而, 因为已完成的双极点滤波器的设计^[8]是对包络检波信号做的, 不是对秩化采样做的, 所以要概略地分析一下。

作双择假设检验。 H_0 是仅有噪声的假设, 秩的密度由(3)式给出; H_1 是存在信号加噪声的假设, 秩的密度是(4)式所示。(4)式中的信噪比这样计算: $(S/N)_i = (S/N)_0 G^4(i)$, 其中 $(S/N)_0$ 是天线波束中心上的信噪比。 $G(i)$ 是第 i 个脉冲目标所在天线方向图上的电压增益。在这篇文章里我们假设:

$$G_i^2 = \begin{cases} \frac{\sin^2(ia\Delta\theta - \pi)}{(ia\Delta\theta - \pi)^2} & 0 \leq ia\Delta\theta \leq 2\pi \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (5)$$

在此, $a=1.3916\beta$, 2β 是 3 分贝带宽, 而 $\Delta\theta$ 是扫描雷达在脉冲间的移动角, 它等于 $2\pi(\tau/T)$, T 是雷达的扫描时间, 而 τ 是采样时间, 是脉冲重复率的倒数。

双极点积分器的输出是:

$$Z_i = K_1 Z_{i-1} - K_2 Z_{i-2} + R_{i-1} \quad (6)$$

在此, 为了表示方便, 把第 j 个距离的下标省掉了。积分器依靠调整参数 K_1 和 K_2 使滤波器的输出信噪比 S/N 最大来达到最佳化。具体说来就是使:

$$(S/N)_0 = Z_{i*}^2 / [\text{Var}(Z_i | H_0)] \quad (7)$$

最大, 这里 i^* 代表以

$$R_i = E[R_i | H_1] - E[R_i | H_0] \quad (8)$$

激励滤波器时获得最大输出的那个脉冲。

$$\text{取 } [R_i | H_0] = 7.5, \quad E[R_i | H_1] = \sum_{i=0}^{15} \ln p(R_i | H_1)$$

$$\text{Var}[R_i | H_0] = 21.25 \quad \text{和}$$

$$\text{Var}[Z_i | H_0] = \text{Var}[R_i | H_0] / [1 - K_1^2 - K_2^2 + 2K_1^2 K_2 / (1 + K_2)]$$

采用 Hooke 和 Jeeves 的直接搜索方法^[11] 使 $(S/N)_0$ 最大。因为这个结果是 $(S/N)_0$ 的函数, 设它等于最小可检测信号, 即相应于 $P_D=0.9$ 和 $P_{fa}=10^{-6}$ 时的信噪比。对于所考虑的 $M=7, 15$ 和 30 个脉冲的情况, $(S/N)_0$ 各取为 6、4 和 2 分贝。这些情况下的系数示于表 1 标记着“十进”符号的下面。因为双极点滤波器是数字化的, 所以系数应是 2 的幂, 即 $K = \Sigma a_k / 2^k$, $a_k=0$ 或 1。在这个约束下, 再次使 $(S/N)_0$ 最大, 其结果示于表 1 “二进”标记之下。在移位

* 在比较时, 没有用检验单元两边的采样, 因为当目标存在时, 高斯形状的脉冲会使得目标回波返回到邻近的单元里去。——原注

寄存器里比特数 N_B 由 $R_i = 15$ 时 (6) 式的稳态解给出。例如, 因为在 $M = 30$ 个脉冲的情况下, 稳态解是 1920, 所以为避免饱和和舍入误差, 对欠阻尼的滤波器, $N_B = 12$ 比特就足够了。移位寄存器的字长 N_R 是距离分辨单元数, 等于最大距离除以脉冲宽度。

门 限

门限或判决运算示于图 1 的右边。当积分器输出超过两个门限时判为有一个目标。第一个门限是固定的, 当参考采样是独立和同分布时, 提供 10^{-6} 的 CFAR。第二个门限是自适应的, 当采样相关时保持一个低的 P_{fa} 。分别讨论每个门限。

表 1 双极点滤波器的参数

波束内的脉冲个数	最 佳 反 馈 值				在移位寄存器 SR 里的 N_B (比特数)
	十 进		二 进		
	K_1	K_2	K_1	K_2	
30	1.8922	0.8991	1.111	0.1110001	12
15	1.7814	0.8073	1.11	0.11001	10
7	1.5848	0.6715	1.1	0.101	8

因为固定门限的调整是一个困难的解析问题, 在附录 1 中介绍的一种称为重要采样^{[6]-[12]}的模拟技术被用来产生 P_{fa} 随门限变化的曲线, 见图 2、图 3。对 $P_{fa} = 10^{-6}$, 在 $M = 30$ 和 $M = 15$ 时的门限值分别为 1460 和 408。重要采样曲线和假定 Z_{ij} 是高斯分布得到的曲线比较, 对 $M = 30$, 直到很低的 P_{fa} (下界 10^{-7}) 都只有很小的差别, 在 $M = 15$ 时差别很大。

第二个门限有两个作用。第一, 用参考单元的平均偏差估值来估计参考样元的标准偏差。第二, 从参考样元中消除附加目标, 我们先假定没有目标, 分析 $M = 30$ 时弱相关秩的平均偏差估值。被积累的秩的平均值仍是 $7.5 / (1 + K_s - K_j) = 960$, 因为即便秩是相关的, 秩的平均值仍是 7.5。因此, Z_{ij} 近似于高斯分布 (如果有大约 10 或 15 个独立采样), 其均值是 960,

方差 σ^2 有待估计。检验单元 Z_{ij} 的平均偏差估计是:

$$\hat{\sigma} = (\pi/2)^{1/2} \left(\frac{1}{16} \right) \left(\sum_{k=j-9}^{j-2} |Z_{ik} - 960| + \sum_{k=j+2}^{j+9} |Z_{ik} - 960| \right) \tag{9}$$

因此, 如果把自适应门限设置在

$$T_a = 960 + 4.75 \hat{\sigma} \tag{10}$$

在弱相关杂波*情况下可保持 10^{-6} 的 CFAR。然而, 在参考单元中的附加目标会使自适应门限太高, 致使发现目标的灵敏度受损失。为了证实这一点, 用蒙特卡罗模拟作出了参考单元有一个附加目标和没有附加目标情况的检测曲线。结果示于图 4; $P_{fa} = 10^{-6}$; 附加目标和检验单元的目标一样强。在 $P_D = 0.9$ 时比较检测曲线发现由于附加目标, 灵敏

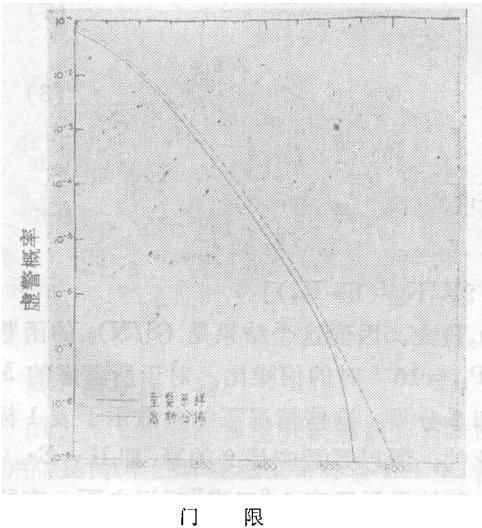


图 2 $M = 30$ 个脉冲情况下虚警概率—门限值曲线

度损失 8 分贝**。为了减少这个损失，采用了一个提供 $P_{fa}=10^{-2}$ 的预备门限 $T_2=1200$ 。如果一个参考采样比 T_2 大，它就从标准偏差的计算中移去，即标准偏差的新估值是：

$$\hat{\sigma}=[(\pi/2)^{1/2}/N]\left(\sum_{k=j-9}^{j-2} *|Z_{ik}-960| + \sum_{k=j+2}^{j+9} *|Z_{ik}-960|\right) \quad (11)$$

在此，*表示不计 $Z_{ik}>T_2$ 的求和，N是在总和里被计算的项数。然而，当参考单元里有附加目标时，噪声参考样本的密度不再是(4)式。因此被累加的噪声采样的平均值不是 960，(11)式不是 σ 的无偏估计，当然 (10) 式也不提供所希望的 P_{fa} 。用附录 II 给出的结果，自适应门限将设置在

$$T_a=960+4.15\hat{\sigma} \quad (12)$$

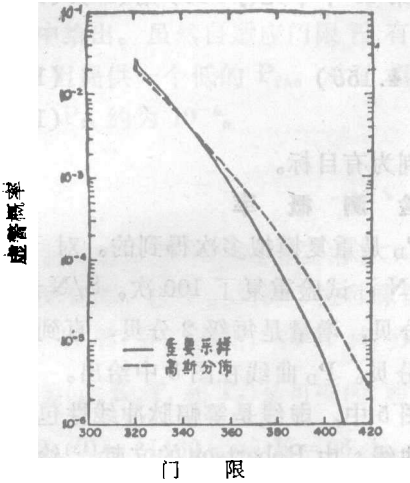


图3 M=15 个脉冲情况下虚警概率—门限值曲线

此点在下节作具体说明。

总结一下，当 $Z_{ij}>T_M$ 时，门限电路判为有目标，在此 T_M 是固定门限 $T_1=1460$ 和自适应门限 $T_a=960+4.15\hat{\sigma}$ 的最大值。这里 $\hat{\sigma}$ 由(11)式确定。为了简化设备，具体逻辑与图 1 略有不同，但判决逻辑是一样的。

III、数 值 结 果

由于检测器的复杂性，不可能得到解析结果，因此 MGST 的检测性能和角精度是由蒙特卡罗模拟确定的。相关杂波下的 P_{fa} 是用重要采样的模拟法求得的。

蒙特卡罗模拟

蒙特卡罗模拟包含 36 个相邻距离单元，检验单元(即包含目标的那个单元)是第 19 号，而附加目标在第 21 号单元里。开始，用于计算自适应门限的中间单元的累积输出被置成平均噪声电平，即

$$Z_{-1j}=Z_{0j}=960 \quad j=10, \dots, 28 \quad (15)$$

脉间雷达回波的产生开始于天线图形的零点。第一个脉冲的位置是随机的，所以最大信号回

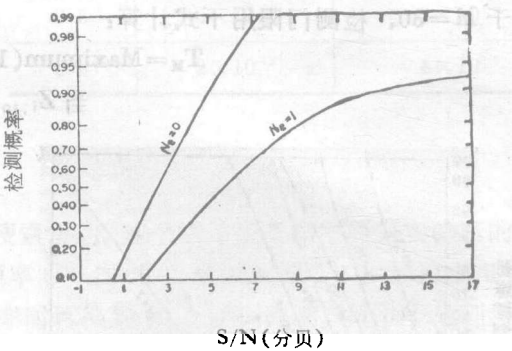


图4 没有除去附加目标情况下的 MGST 之检测概率—信噪比曲线； N_0 —参考单元里的附加目标数， $M=30$ ， $P_{fa}=10^{-6}$

* 在强相关杂波中， T_a 将高于可能达到的最大值，因而， $P_{fa}=0$ ， $P_D=0$ 。——原注

** 这个小于 1 分贝的损失是由于附加目标要与检验单元争夺高的秩。——原注

波和天线波束中心之间的角度是一个随机变量，均匀分布在 $-\frac{\theta}{2}$ 到 $\frac{\theta}{2}$ 之间。在包含有瑞利噪声的第 j 个距离单元上接收到的第 i 个脉冲是：

$$x_{ij} = (-2 \ln u_{ij})^{\frac{1}{2}} \tag{16}$$

在此， u_{ij} 是均匀分布在 0—1 之间的随机变量。非起伏信号回波是：

$$x_{ij} = [(AG_i^2 + a_{ij})^2 + b_{ij}^2]^{\frac{1}{2}} \tag{17}$$

在此， G_i 是天线增益(5)， a_{ij} 和 b_{ij} 是独立的、零均值、方差为 1 的高斯随机变量。 A 是信号长度， $S/N = 10 \lg(A^2/2)$ 。秩化器给出用 (1) 式计算的 36 个单元的输出，而双极点积分器给出用 (6) 式计算的 10—28 个单元的输出。最后， $\hat{\sigma}$ 是对第 19 个单元($j=19$)用 (11) 式计算的，对于 $M=30$ ，检测门限用下式计算：

$$T_M = \text{Maximum}(1460, 960 + 4.15\hat{\sigma}) \tag{18}$$

$$\text{当 } Z_{1,19} \geq T_M \tag{19}$$

时，判为有目标。

检测概率

P_D 是重复模拟多次得到的。对于每一个 S/N ，试验重复了 100 次。 S/N 起始设为 1 分贝，增量是每级 2 分贝，直到 $(S/N) = 19$ 分贝。 P_D 曲线在图 5 中给出。

图 5 中，虚线是等幅脉冲线性包络检波器的曲线，由 Robertson 的文献^[13]给出。比较这些曲线和 MGST 曲线发现，对于 8、16 和 32 个脉冲的情况，在 $P_D=0.9$ 上各自差 8.6、3.8 和 3.2 分贝。这个差异来源于

图 5 检测概率—信噪比曲线：MGST 与线性检波器比较， $P_{fa}=10^{-6}$ ， $M=7, 15, 30$ 个脉冲

MGST 是非最佳检测器，以及所用的模拟算法有所谓 1.6 分贝的“扫描损失”^[14]。MGST 和线性检波器没有同样脉冲数这个事实，在 8 个脉冲的情况下导致 0.5 分贝的差，而在其他情况下有 0.2 分贝的差。因而，与这种 CFAR 检测器本身相联系的灵敏度损失，在 8、16 和 32 个脉冲的情况下分别为 6.5、2.0 和 1.4 分贝。这说明了这样的事实^[6]：非参量检测器的灵敏度损失随着脉冲数的减少而迅速增加。由此结果，我们建议只在 $M \geq 15$ 时用这个检测器。

为了计算当参考样元里有附加目标时的 P_D ，模拟是在从第 21 个样元开始的 N_c 个相邻样元中各有一个附加目标的情况下来重复的。 $N_c=0, 1, 2, 3$ ； $M=15, 30$ 的结果示于图 7*。

比较 $M=30$ ， $P_D=0.9$ 时 $N_c=0$ 和 1 的曲线，发现目标灵敏度损失从 8 分贝减小到约 1 分贝。在参考样元里有几个附加目标时

* 图 6 略去。——译注

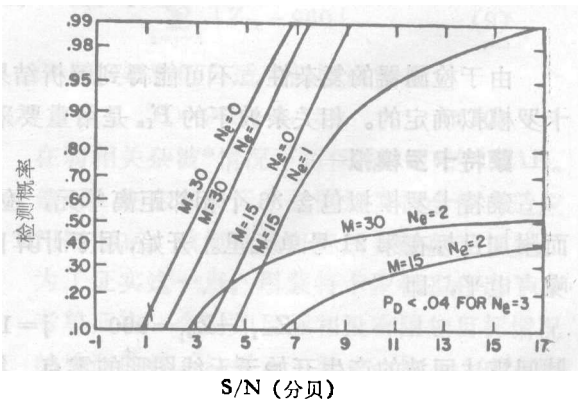


图 7 MGST 的检测概率—信噪比曲线
 N_c 是附加目标数； $M=15, 30$ ； $P_{fa}=10^{-6}$

P_D 是低的, 然而这是好的, 因为这个状态更象面积杂波, 而不象密集的目标。

虚 警 概 率

为了研究对于相关采样的 MGST, 模拟改为变量 a_{ij} 和 b_{ij} 不是独立的零均值高斯随机变量, 而是来自高斯马尔科夫过程的采样。因此, a_{ij} (类似地有 b_{ij}) 由下式给出:

$$a_{ij} = \rho a_{i-1,j} + \epsilon_{ij} \tag{20}$$

ρ 是小于 1 的非负常数, ϵ_{ij} 是独立的零均值的高斯随机变量。用重要采样技术和 (20) 式, 对 ρ 的几个值反复模拟, $M=30$ 的结果在表 II 中给出。虽然自适应门限没有提供 CFAR, 但提供一个低的 P_{fa} 。对于相关采样变量, P_{fa} 约为 10^{-5} 。

表 2 具有相关采样的虚警概率

ρ	虚 警 概 率	
	固定门限	自适应门限
0	1×10^{-6}	1.0×10^{-6}
0.5	2×10^{-4}	3×10^{-5}
0.8	2×10^{-2}	4×10^{-5}

IV、实 验 结 果

试制的这个 MGST 处理器用于二维 L 波段搜索雷达。这个雷达位于海军研究实验室的切萨皮克湾分部。该雷达具有 1 微秒脉宽, 重复频率 600 次/秒, 水平束宽 3° , 扫描速率可变, 为 2.5—15 转/分。因此, 在 10 转/分的扫描速率时可得到 30 个目标回波。MGST 处理器的各种参数 (μ, K, T_1 和 T_2) 是可变的。收集实验数据时用的是以下参数: $\mu=960, K=(\frac{2}{\pi})^4/K_a=0.192, T_1=(1460-\mu) K=96.1$, 而 $T_2=1200$ 。虽然精确的定量结果还不能得到*, 仍可给出一些定性的结果。雷达的图象(前25哩)示于图 8。由 MGST 来的视频图象示于图 9, 它是

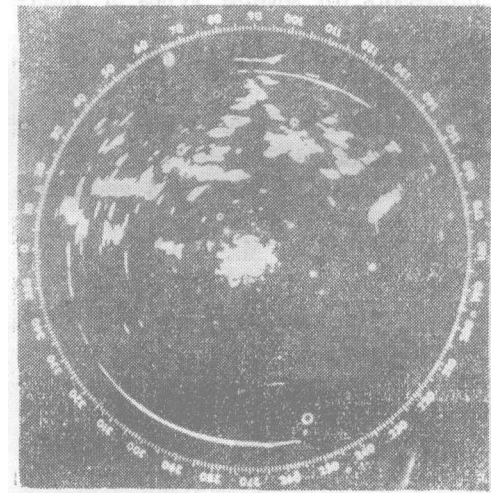


图 8 雷达图象的 PPI 显示

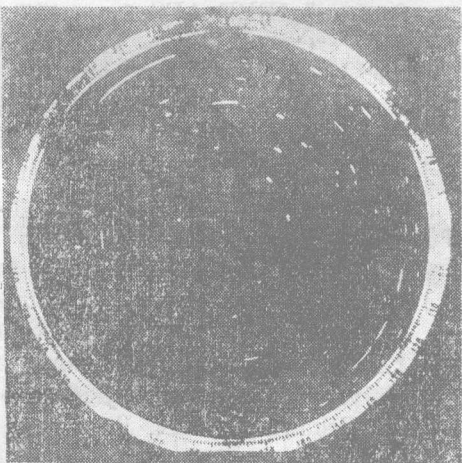


图 9 MGST 产生的图象的 PPI 显示

当 MGST 输出超过双门限时就在平面位置显示器 PPI 上给出一个亮点而形成的。在图 9 中, MGST 确认的目标约 70 个, 10 个是有意义的目标(飞机和船), 其余的是“假的”目标(桥、塔、建筑物等)。这些假目标不应该看作虚警, 因为它们对应于实际物体。此外, 由于它们与固定物体相联系(它们差不多在每幅图上相同的位置上被检测到), 所以容易被跟踪和与

* 检测器和跟踪计算机间的接口问题还没有解决。——原注

有意义的目标相区别。

MGST 的目标灵敏度是这样得到的: 比较雷达操作员和 MGST 在一个区段里确认有目标的次数。为了使操作员的过载效应减至最小, 试验的区段是无杂波区域 (噪声限制): 从 50 哩到 100 哩, 从 90° 到 180° 。在 40 幅图中, 操作员检测到 194 个目标, 而 MGST 检测到 232 个目标。虽然从初步的实验结果中不能作出定量的陈述, 作者认为当把这个实验结果和理论结果联系起来考虑时, 足以证明 MGST 是二维搜索雷达的良好检测器。

V、小 结

建议把 MGST 作为工作在有相关杂波情况下的二维雷达的一种非参量检测器。MGST 把一个采样和它的邻近采样秩化, 并用一个双极点滤波器来累积这些秩。当累积输出超过双重门限时判为目标。第一个门限是固定的, 当参考样元是独立和同分布时, 给出 10^{-6} 的 CFAR。第二个门限是自适应的, 当累积采样是相关的且在参考单元里有附加目标时, 它保持 $P_{fa} \approx 10^{-5}$ 。蒙特卡罗模拟结果指出, 在 $M \geq 15$ 的情况下, 与对噪声环境有先验知识的线性包络检波器相比, MGST 具有的灵敏度损失小于 2 分贝。虽然初步结果是令人鼓舞的, 但还不能作出定量的陈述。

(干晓英译 黄曾昉校)

参 考 文 献

- [1] H. M. Finn and R. S. Johnson, "Adaptive detection mode with threshold control as a function of spacially sampled clutter-level estimated," RCA Rev., vol 29, pp. 414-464, 1968.
- [2] G. B. Goldstein, "False-alarm regulation in log-normal and Weibull clutter," IEEE AES-9, pp. 84-92, 1973.
- [3] R. Nitzberg, "Constant-false-alarm-rate signal processors for several types of interference," IEEE AES-8, pp. 27-34, 1972.
- [4] —, "Constant-false-alarm-rate processors for locally nonstationary clutter," IEEE AES-9, pp. 399-405, 1973.
- [5] G. M. Dillard and C. E. Antoniak, "A practical distribution-free detection procedure for multiple-range-bin radars," IEEE AES-6, pp. 629-635, 1970.
- [6] V. G. Hansen and B. A. Olsen, "Nonparametric radar extraction using a generalized sign test," IEEE AES-7, pp. 942-950, 1971.
- [7] G. W. Zeoh and T. S. Fong, "Performance of a two-sample Mann-Whitney non-parametric detector in a radar application," IEEE AES-8, pp. 951-959, 1971.
- [8] B. H. Cantrell and G. V. Trunk, "Angular accuracy of a scanning radar employing a two-pole filter," IEEE AES-9, 1973.
- [9] "ARTS enhancement support program multisensor system study," Johns Hopkins University, Applied Physics Lab. Rept. MSO-F-141, 1972.
- [10] H. Urkowitz and R. P. Perry, "A CFAR technique insensitive to nearby targets," REC System Technology Memo STM-11011, 1973.
- [11] R. Hooke and T. Jeeves, "Direct search solution of numerical and statistical problems," J. Ass. Comput. Mach., vol. 8, p. 212, 1961.
- [12] F. S. Hillier and G. J. Lieberman, Introduction to Operations Research. New York: Holden-Day, 1967, pp. 457-459.
- [13] G. H. Robertson, "Operating characteristics for a linear detector of CW signals in narrow-band Gaussian noise," Bell Sys. Tech J, vol. 46, pp. 755-774, 1967.
- [14] L. V. Blake, "The effective number of pulses per beamwidth for a scanning radar," Proc. IRE, vol. 41, pp. 770-774, 1953.