第六章　恒虚警检测

内容提要

6.1 引言

●雷达信号的恒虚警率(CFAR～Constant False Alarm Rate)处理是雷达信号处理的一个不可缺少的重要内容，它在自动检测雷达中占有重要的地位。

●本章针对不同的干扰环境将着重讨论恒虚警率处理的基本概念、基本理论和实现方法。

●雷达信号的检测是在干扰的背景中进行的。这些干扰：

热噪声；
云雨、海浪；
大片的森林、起伏的山丘、高大的建筑物等反射的回波；
敌人释放的金属条反射的回波等。

这些回波进入接收机都会引起干扰。统称这些干扰为杂波干扰。

●热噪声和杂波干扰强度变化时，雷达信号经过恒虚警率处理，能使虚警概率保持恒定。

6.1.1 恒虚警率处理的必要性

虚警概率是雷达信号处理过程中的主要技术指标之一。因此无论在自动检测雷达中，还是在人工操纵的雷达中，满足虚警概率的指标要求，都是一项重要的任务。

● 在自动检测雷达中，恒虚警率处理可使计算机不致因干扰太强而过载，从而保证系统的正常工作；

● 在人工操纵的雷达中，恒虚警率处理能达到在强干扰下损失一点检测能力仍能工作的目的。

☆ 雷达接收机的内部噪声的幅度包络是服从瑞利分布。

☆ 高斯噪声通过窄带线性系统后，其包络的概率密度函数服从瑞利分布。

☆ 对于低分辨率雷达，诸如平坦的地面(如沙漠，草原等)、低海情下的海浪等杂波，只要雷达的分辨单元比较大，其杂波可以看成是大量独立反射单元回波的叠加，根据中心极限定理，其包络的概率密度函数也接近瑞利分布；

☆ 对高分辨率雷达，地物和海浪等杂波，其包络的概率密度函数与瑞利分布有明显不同，这将在以后讨论。

瑞利分布的杂波经线性包络检波器后，其幅度的概率密度函数仍然服从瑞利分布，表达式为

$$f(x/H_0)=\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)\quad x\ge 0 \tag{1}$$

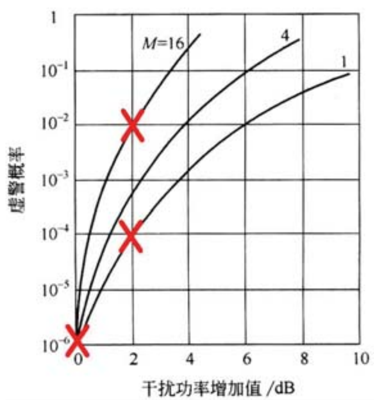
x 为杂波的幅度；

σ 为检波前中频噪声和(或)干扰杂波的标准差，它的大小代表干扰的强弱。

如果检测门限为λ_0，则干扰幅度超过门限的概率为

$$P_F=\int_{\lambda_0}^{\infty}\frac{x}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)dx=\exp\left(-\frac{\lambda_0^2}{2\sigma^2}\right) \tag{2}$$

当固定门限检测时(λ_0不变)，由于干扰强度变化(σ变化)，会引起单次检测虚警概率P_F的变化，结果如下图所示。



图中 M 表示信号积累的次数。

当 M＝1 单次检测的情况时，

$$虚警率10^{-6}\xrightarrow{确定门限，总干扰功率增加2dB}10^{-4}$$

若按距离单元多次积累后，虚警概率的变化更大。这是因为积累会使干扰的起伏得到平滑，从而使干扰电平的变化对虚警概率产生更大的影响。

当 M＝16 按距离单元多次积累时

$$虚警率10^{-6}\xrightarrow{确定门限，总干扰功率增加2dB}10^{-2}$$

说明几点：

☆ 由此可见，如果检测的门限固定时，为了维持设备正常工作

通常只允许干扰电平有较小的变化。

对于自动检测系统来说，则应小于 **1dB**；

而对于用人工观察的显示系统，则应小于 **5dB**。

☆ 在通常的雷达接收设备中，干扰电平有较大的变化

实际上内部噪声平均电平缓慢变化就可达几分贝；

地物，云雨等杂波和人为干扰的变化能高达几十分贝。

大大超过了允许范围，从而使虚警概率在很大的范围内变化。

必须采取使虚警概率保持恒定的措施——恒虚警率处理，以保证设备正常工作。

☆ 以上以服从瑞利分布的杂波为例，说明了恒虚警率处理的必要性。事实上，对其他类型的杂波，也存在着随干扰强度增大，虚警概率显著增大的问题。所以在干扰环境中进行信号检测，通常都设有恒虚警率处理设备。

6.1.2 恒虚警率处理器的质量指标

衡量恒虚警率处理器的性能，通常是依据如下的两个主要指标。

(1) 恒虚警率性能

恒虚警率性能表明了恒虚警率处理器在相应的环境中实际所能达到的恒虚警率情况。这是因为理想的恒虚警处理通常是难以做到的，为此需要讨论实际设备偏离理想情况的程度——恒虚警率性能。

(2) 恒虚警率损失

恒虚警率处理不能提高信噪比，相反在处理过程中，信噪比还会或多或少地有所降低。通常把这种损失称作恒虚警率损失，用 L_{CFAR} 表示。定义为：雷达信号经过恒虚警率处理后，为了达到原信号(处理前的信号)的检测能力所需的信噪比的增加量。恒虚警率损失也可以用检测能力的降低来说明。显然这种损失越小越好。

6.1.3 恒虚警率处理的分类

★ 目前常用的雷达信号的恒虚警率处理分为两大类：

噪声环境的恒虚警率处理—适用于热噪声环境；

杂波环境的恒虚警率处理—既适用于热噪声环境，也适用于杂波干扰环境

★ 由于杂波环境的恒虚警率处理存在恒虚警率损失，所以目前的雷达信号恒虚警率处理一般都有两种处理方式，根据干扰性质自动转换。也有的为了简单，只用杂波环境恒虚警处理一种方式。

6. 2 瑞利噪声中的恒虚警处理

雷达等无线电接收设备的内部热噪声的幅度分布是瑞利分布。地物、海浪、云、雨、雪等杂波，只要雷达的分辨单元比较大，其杂波就可以看成是大量独立反射单元回波的叠加。根据中心极限定理，它们的包络分布也接近瑞利分布，其概率密度函数为

$$p(|z|)=\frac{|z|}{\sigma^2}e^{-\frac{|z|^2}{2\sigma^2}} \qquad |z|\geq 0 \tag{3}$$

$$E[|z|]=\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \qquad D[|z|]=\frac{4-\pi}{2}\sigma^2$$

式中，σ^2 是包络检波以前相应的高斯分布的方差。

若引入新变量 $x=|z|/\sigma$，$E[x]=\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_x=E\left[\frac{|z|}{\sigma}\right]=\sqrt{\frac{\pi}{2}}$，所以 $\sigma_x=1$。随机变量的变换 $y=h(x)$，$x=g(y)$，$p(y)=\left|\frac{dx}{dy}\right|p[h(y)]$，则 x 的分布为

$$p(x)=\sigma\frac{x\sigma}{\sigma^2}e^{-\frac{(\sigma x)^2}{2\sigma^2}}=xe^{-\frac{x^2}{2}} \qquad x\geq 0 \tag{4}$$

此式表明，变量 x 的概率密度分布与噪声干扰的强度无关。

只要设法估计出干扰噪声 $|z|$ 的强度 σ^2 值；

再由除法器完成 $|z|/\sigma$ 运算，便可以达到归一化；

使干扰 x 的强度维持在一定电平上(理想情况为 **1**)。

这样的干扰 x 与固定门限比较，其虚警概率将是恒定的，与干扰 $|z|$ 的强度 σ 无关，从而达到恒虚警处理的目的。

$$P_F=\int_{\lambda_0}^{\infty}\frac{x}{\sigma^2}\exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2})dx=\exp(-\frac{\lambda_0^2}{2\sigma^2})=\exp(-\frac{\lambda_0^2}{2})$$

这里需要指出，σ 也可以乘在检测门限上，使门限随干扰强度 σ 的变化而成正比例地的变化，形成所谓自适应门限。

将 $|z|$ 与这自适应门限比较，也可以达到恒虚警处理的目的。

现在需要解决如何实时地计算干扰 $|z|$ 的 σ 值的问题。

计算干扰 $|z|$ 的平均值比计算相应于瑞利分布的高斯分布的方差 σ 容易，只要设法计算出干扰 $|z|$ 的统计平均值 m。

究竟怎样计算 $|z|$ 的统计平均值 $E[|z|]$，要视干扰 $|z|$ 的具体情况而定。

瑞利分布随机变量 $m=E[|z|]=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\sigma$

即 σ 与干扰 $|z|$ 的统计平均值 m 成正比。

再由 $\sigma=\sqrt{\frac{2}{\pi}}m$ **(5)**

6.2.1 取样滤波器电路 ⟶ 热噪声恒虚警处理而设计

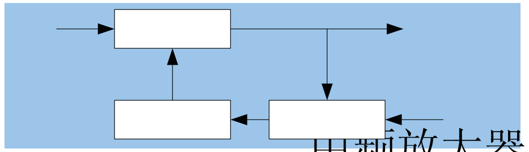


图 2 闭环式的恒虚警电路

这种电路是针对热噪声恒虚警处理而设计的。内部噪声由于温度电源等因素改变，它的变化是缓慢的因此这种处理是属于门限恒虚警处理。

对脉冲雷达来说，由于在距离搜索期间，有时目标出现，有时各种地物等的杂波出现，

所以要计算热噪声幅度平均值，只能在雷达的最大作用距离以外的休止期内进行，以保证所计算的热噪声幅度平均值不受目标回波的影响。

具体计算平均值的方法如图 2 所示，采用平滑滤波器来完成。由式(5)知，m 和 σ 间只差一个常系数 $\sqrt{\frac{2}{\pi}}$，与工作原理没有关系，所以就可以把平滑作用的低通滤波器的结果看成为 σ。

σ 大一些，中频放大器增益小一些；σ 小一些，中频放大器增益大一些，从而完成完成 $|z|/\sigma$ 运算，便可以达到归一化。

注意：

1、 用模拟的办法实现噪声电平恒定电路比较简单。

2、 所用平滑滤波器应有足够大的时常数，因为大数定理指出，只有平滑时间很长，所得平均值的估值才能接近真实的平均值。否则，由于平滑时间不够，在输入噪声强度不变时，滤波器输出平均估值也会有起伏，这种起伏将加到信号支路中去，造成检测损失。滤波器时常数通常选为零点几秒到几秒。

3、 这种闭环式的恒虚警电路与接收机的自动增益控制电路很相似，只是这儿增益控制电压是由休止期中的热噪声的幅度形成的。

4、 这种电路也可以按开环形式构成，其原理如图 3 所示。在图 3(a)的电路中，由于取样滤波电路完成了式(5)的运算，因此该恒虚警率电路实际上是直接按公式设计的。但图 3(a)中的

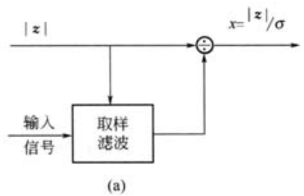


图 3 开环式的恒虚警电路

除法器，无论使用模拟电路，还是用数字电路，实现起来都比较麻烦。

5、 对数变换可以将除法运算变换成减法运算，如图 3(b)的结构。此结构除了易于实现以外，由于采用了对数放大器，因

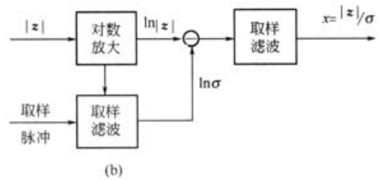


图 3 开环式的恒虚警电路

而有利于扩大信号的动态范围。可以证明，对数变换后的瑞利噪声的方差与输入噪声的强度无关(这说明对数放大器本身就有恒虚警的作用)，但其平均值则随输入噪声强度的对数值 $Ln\sigma$ 而变化。所以从对数放大器的输出中减去 $Ln\sigma$ 就能达到恒虚警处理的目的。

6、 另外，只要适当地变换一下比较门限的数值，图 3(b)所示的反对数放大即可以取消，这是因为反对数变换是单值的。

6.2.2 邻近单元平均恒虚警电路 ⟶ 瑞利分布杂波环境下的恒虚警处理而设计

在某些情况下，雷达的地物、海浪、云、雨、雪等杂波的幅度分布可以看成是瑞利分布，其统计特性与接收机内部噪声是相似的，但它也有自己的特点。

- 如不同方向上的杂波的强度有所不同，甚至相差很大。
- 在一次扫掠过程中，杂波的强度也会明显的变化。例如：只有一部分区域在降雨、下雪；海浪杂波通常只出现在距离雷达或海岸一二十海里的范围内；在扫掠过程中出现地形复杂的地区等。

因此，对这些杂波的统计平均值作估值，就不能以多个扫掠周期为基础来进行。也不应当在一次距离扫掠的全程里进行。

而应当以目标所在点附近的若干个分辨单元来进行。在这些单元内，杂波强度基本一致。据此分析，可以构成杂波(瑞利分

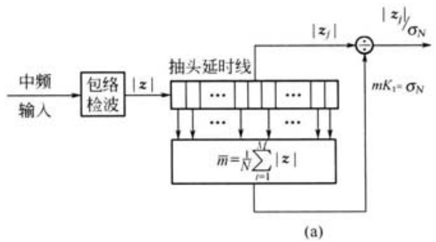


图 4 邻近单元平均恒虚警电路

布)的恒虚警电路如图 4 所示。

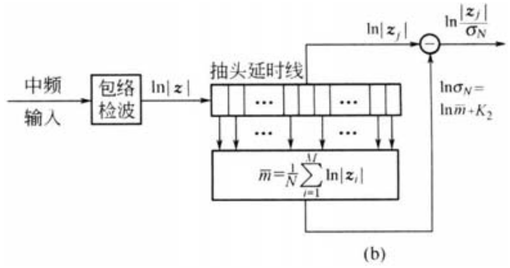


图 4 邻近单元平均恒虚警电路

图中用抽头延时线电路同时得到检测单元和其临近单元的输出。我们称临近单元为参考单元或取样单元。

把参考单元的输出取平均，得到平均值的估计，再用它去归一化处理(相除或相减)检测单元的输出，便实现了恒虚警概率处理的效果。

注意

1、实现邻近单元平均的关键部件是抽头延时线。所谓的邻近单元平均是指距离上的邻近单元平均。

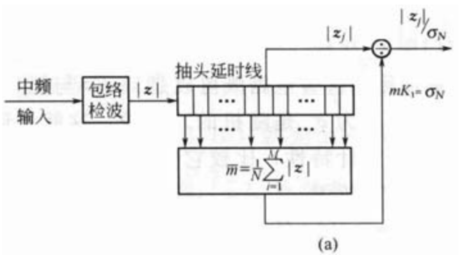
随着数字计算技术的发展，抽头延时线可以用数字电路组成。特别是用计算机作信号处理时，很容易把邻近的概念推广到方位或频域中，使恒虚警处理手段多样、灵活、适应性更强。

2、由于要求邻近单元杂波强度基本一致，所以使用的单元数目不能太多，通常只能为几个到几十个(视分辨单元的大小和干扰环境大小而定)。这样，不同距离上杂波电平的平均值的估值必有较大的起伏，因而就出现了下面所要研究的问题。

①平均值估值的起伏会使输出杂波的起伏加大，对于不同强度的平均瑞利杂波能否有恒虚警的效果?如果仍然有效，那么对检测目标的能力有多大影响?

②这种电路主要是针对平稳杂波提出来的，在杂波强度剧烈变化的边缘处，恒虚警和信号检测性能有何影响?

6. 3 平稳瑞利杂波中的恒虚警性能



现在我们来分析在平稳瑞利杂波条件下，如图 4(a)所示的电路对不同强度的杂波的恒虚警性能。

即证明它的输出 $|z|/\sigma_N$ 越过某一固定门限 λ_0 的虚警概率(或 $|z|>\lambda_0\sigma_N$ 的概率)与输入杂波强度无关。略去比例常数 K_1，则 σ_N 可近似为邻近单元的 $|z|$ 平均值估值，即

$$\sigma_N=\bar{m}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}|Z_i| \tag{6}$$

式中，N 是参与平均的邻近单元的数目。随着方位指向、平均计算的时间和探测距离段的不同，其平均估计值 σ_N 也不同，是一个随机变量。

同时，由式(6)可以看出 σ_N 是相互独立的 N 个随机量的总和。根据中心极限定理，可近似认为 σ_N 为高斯分布，而且其统计平均值就是原来随机变量的平均值，方差为随机变量方差的 1 / N。

考虑原杂波分布是平稳瑞利分布，从而有

$$E(\sigma_N)=m_\sigma=\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \tag{7}$$

$$\mathrm{var}(\sigma_N^2)=\frac{1}{N}\left(2-\frac{\pi}{2}\right)\sigma^2=\frac{H}{N}\sigma^2 \tag{8}$$

式中，σ^2 为形成瑞利分布的包络检波前正态噪声 z 的方差。

$H=2-\frac{\pi}{2}$，$(2-\frac{\pi}{2})\sigma^2$ 是瑞利分布的 $|z|$ 的方差。

随机变量 σ_N 的概率密度函数为

$$p(\sigma_N)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\left(\frac{H}{N}\sigma^2\right)}}\exp\left(-\frac{\left(\sigma_N-\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma\right)^2}{2\frac{H}{N}\sigma^2}\right) \tag{9}$$

实际使用的虚警电路既可以是 $x=|z|/\sigma$ 与固定门限 λ_0 比较，也可能是 $|z|$ 与随机的自适应门限 $\lambda_0\sigma_N$ (因为 σ_N 是随机的)比较，这就是说，是两个随机变量相比较。为了比较这两个随机变量的统计特性，比较它们各自的归一化变量:

即比较 $x=|z|/\sigma$ （归一化原始数据）

与 $\sigma_N'=\lambda_0\sigma_N/\sigma$ （归一化门限）。

而 σ_N' 的概率密度分布是（利用随机变量变换求概率分布）

$$p(\sigma_N')=p(\sigma_N)\left|\frac{d\sigma_N}{d\sigma_N'}\right|=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\lambda_0}\sqrt{\frac{N}{H}}\exp\left[-\frac{N\left(\sigma_N'-\sqrt{\frac{\pi}{2}}\lambda_0\right)^2}{2H\lambda_0^2}\right] \tag{10}$$

式中，$\lambda_0=\sigma\sigma_N'/\sigma_N$。从式(10)可以看出，新随机变量 σ_N' 是均值为 $\sqrt{\frac{\pi}{2}}\lambda_0$、方差为 $2H\lambda_0^2/N$ 的高斯分布。

由式(4)和式(10)及图 5 可以看出，$p(x)$ 和 $p(\sigma_N')$ 都与

杂波强度 σ 无关，所以在计算虚警概率之前就可断定虚警概率必然与 σ 无关。

即图 **4** 所示的电路能起恒虚警作用。

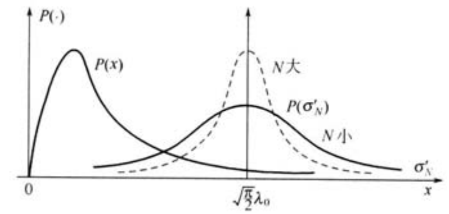


图 5　变量 x 和 σ'_N 的概率密度函数

$p(x)$ 和 $p(\sigma'_N)$ 都与杂波强度 σ 无关，可断定虚警概率。

为了能得到定量的计算结果，仍需进行数学分析，即推导图 **4** 所示电路的虚警概率的计算公式。

从图 **5** 中看出，

如果 σ_N 不起伏变化，则门限是 $\sigma'_N = \frac{\lambda_0 \sigma_N}{\sigma} = \frac{\lambda_0 \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma}{\sigma} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\lambda_0$。(本应与 λ_0 比较，但由于式**(6)**略去了系数 K_1，故在图 **5** 中出现了系数 $\sqrt{\frac{\pi}{2}}$)；

现在由于 σ_N 起伏变化，门限即为 σ'_N，故虚警概率

$$P_F(\sigma'_N) = \int_{\sigma'_N}^{\infty} p(x)\,dx \qquad \textbf{(11)}$$

由于 σ'_N 是随机起伏变化的，所以 $P_F(\sigma'_N)$ 也是随机变化的。

虚警概率的统计平均值

$$\overline{P_F} = \int_{-\infty}^{\infty} P_F(\sigma'_N)\, p(\sigma'_N)\, d\sigma'_N \qquad \textbf{(12)}$$

将式**(4)**中的 $p(x)$（瑞利分布）代入式**(11)**，再把式**(10)** $p(\sigma'_N)$（高斯分布）、式**(11)**代入式**(12)**，积分后得到

$$\overline{P_F} = \frac{1}{\sqrt{1+\lambda_0^2 \frac{H}{N}}} e^{-\frac{\pi}{4} \times \frac{\lambda_0^2}{1+\lambda_0^2 \frac{H}{N}}} \qquad \textbf{(13)}$$

从这个结果可以看出，平均虚警概率只是参考单元数目 **N** 和门限 λ_0 的函数，而与杂波强度 σ 无关。

当 $N \to \infty$ 时

$$\overline{P_F} = e^{-\frac{\pi \lambda_0^2}{4}} \qquad \textbf{(14)}$$

结论：**1**、图 **5** 所示，当 $N \to \infty$ 时，$p(\sigma'_N)$ 的分布集中到 $\sqrt{\frac{\pi}{2}}\lambda_0$ 处而成为 σ 函数，即 σ'_N 固定不变，所以虚警概率 $P_F(\sigma'_N)$ 就不会再起伏变化。

2、

$$\overline{P_F} = e^{-\frac{\pi \lambda_0^2}{4}} \qquad \textbf{(14)}$$

将 $\overline{P}_F$ 与门限不起伏变化时的虚警概率

$$P_F = \int_{\lambda_0}^{\infty} p(x)\,dx = \int_{\lambda_0}^{\infty} x e^{-\frac{x^2}{2}}\,dx = e^{-\frac{\lambda_0^2}{2}} \qquad \textbf{(15)}$$

相比较，虽不相同，但其实质是一致的。这主要是由于我们直接用瑞利分布的均值代替了相应的高斯分布的方差，即 $\sigma = \sqrt{\frac{2}{\pi}} m$。如果把这个因素考虑进去，则式**(14)**和式**(15)**就完全一致了。

6. 4 恒虚警损失

为了便于分析，仍然研究平稳瑞利杂波条件下的情况。

从上节的分析中可以看出，虽然平均虚警概率只与门限 λ_0、参考单元数目 **N** 有关，即只要 **N** 和 λ_0 决定了，平均虚警概率 $\overline{P}_F$ 便是恒定的。

但是，由于 $\sigma_N = \overline{m}$ 实际上随干扰 $|z|$ 的强度变化，(即 σ'_N 是随机变化的，虚警概率 $P_F(\sigma'_N)$ 也随之变化：有时会大于平均虚警概率 $\overline{P}_F$，有时会小于 $\overline{P}_F$)，

所以在参考单元数目 **N** 有限的情况下，虚警概率 $P_F(\sigma'_N)$ 并不总能满足检测性能的要求，即不总是虚警概率 $\overline{P}_F$。

为了使虚警概率不超过所要求的值，也就是说，为了保持同样的虚警概率和发现概率，对于参考单元 **N** 有限的情况下，不得不提高信噪比。

通常把信噪比提高的倍数称为恒虚警处理中的信噪比损失，简称恒虚警损失。以符号 **LCFAR** 表示。其定义为

$$L_{CFAR} = \left. \frac{R(N)}{R(\infty)} \right|_{P_D, P_F \text{一定}} \qquad \textbf{(16)}$$

式中，$R(N)$ 表示在一定 P_D、P_F，下，参考单元数目为 **N** 时所需的信噪比；$R(\infty)$ 表示在同样的 P_D、P_F，参考单元 $N \to \infty$ 的情况，所需的信噪比。

这里需要指出，恒虚警损失的定义也适用于干扰为其他分布规律的情况。

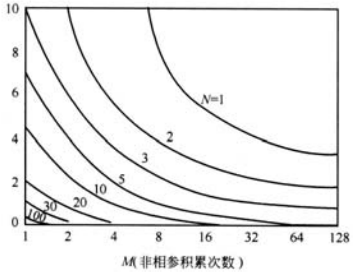


图 6 邻近单元恒虚警电路的恒虚警损失

如图 6 所示给出了 $P_D = 0.5$、$P_F = 10^{-6}$ 时，恒虚警损失 L_{CFAR} 与参考单元 N、非相参积累脉冲数目 M 的关系曲线。

从图中曲线可以看出，

对于单次扫掠(积累脉冲数目 **M=1**)，

- 参考单元数目 **N=5** 时，恒虚警损失约为 **7dB**，这是相当大的。
- 当 **N=30** 时，L_{CFAR} 就减小到约 **1.2dB**，这样的损失是可以接受的。当 $N \to \infty$ 时，平均值 $\overline{m}$ 的估计值趋于统计平均值，就没有恒虚警损失。
- 从图中还可以看出，即使 **M=1**，当 **N** 超过 **100** 时，L_{CFAR} 也很小，可以忽略，而认为无恒虚警损失。

积累(**M>1**)能降低恒虚警损失 L_{CFAR}。这是由于积累起到了平均的作用，可以降低干扰幅度的起伏，使虚警概率的起伏变小。并且积累数目 **M** 越大，损失越小。

- 即使在参考单元数目 **N=2** 时，如果积累脉冲数目多于 **40**，也会使恒虚警损失 L_{CFAR} 降至 **2dB** 左右。
- 值得注意的是，进行积累运算时必须要求各次噪声采样统计独立。热噪声是满足这个条件的，但是地物杂波在不同次扫掠间有很强的相关性，从而使性能变坏。当然，可以采用各种去相关技术改善采样的独立性（如 k－L 变换）。

最后再说明两点

① 图 6 中的曲线是按图 **4(a)**的电路计算得到的。而图 **4(b)** 中的电路，虽然原理上与图 **4(a)**相同，但与平均值估值的计算方法是有差别的，在参考单元数目相同时，图 **4(b)**的恒虚警损失 L_{CFAR} 比图 **4(a)**大。可以证明，当图 **4(b)**的参考单元为 N_L 时，等效与图 **4(a)**的单元数目 $N=(N_L+0.65)/1.65$。当 N_L 很大时，两种恒虚警电路的参考单元数目之比 $N/N_L=60\%$。

② 由于反对数变换的单值性，图 **4(b)**中省去了最后一步的反对数变换，但是如果还要进行非相干积累(这种积累在图 **4(b)** 所示的恒虚警处理之后进行)，那么由于反对数变换的输入端的信号已经经过了对数变换而对比度较小，积累时会有额外的信噪比损失，而且积累脉冲数目越多损失越大。如积累数目 **M=10** 时，损失约 **0.5dB**；而 **M=100** 时，损失达 **1dB**，因此在某些场合，还应考虑加反对数变换电路。

6. 5 非平稳杂波中的恒虚警处理

上面,讨论了平稳瑞利杂波的情况，即各个距离单元的杂波具有相同的强度 σ。经过归一化处理，在理想情况下，能得到恒虚警的效果。

但是实际上,杂波在大多数情况下是非平稳的，虽然它们仍服从瑞利分布，但各距离单元(参考单元)上的杂波强度则不尽相同。

在这种非平稳的情况下，若采用图 **4** 所示的电路，由强度不同的邻近单元的干扰来估计平均值，则会出现两个方面的问题：

- 当检测点位于强干扰区，而相当的参考单元却位于弱干扰区时，上述平均值的估值必然偏低，虚警概率会上升；
- 反之，当检测点位于弱干扰区，参考单元的一部分位于强干扰区，上述平均值的估值必然偏高，这相当于过高地提高了门限，虽然使虚警概率降低了，但检测概率也随之被降低了。

所以，电路的参考单元数目 **N** 应当根据杂波的实际情况(如距离上的分布情况)适当选择，使位于参考单元里的杂波近似平稳，即参考单元数目应与杂波的“均匀性宽度”相匹配。

- 内部噪声和有源杂波干扰的均匀性宽度很长，
- 雪、雨、云、海浪杂波和箔片干扰的均匀性次之，
- 而最短的是地物杂波。

- 图 **7** 粗略地给出了各种杂波的非均匀性(非平稳性)对恒虚警损失的影响。但将参考单元数目取得过多，以至与杂波的均匀性宽度失配，会使恒虚警性能变坏，恒虚警损失 L_{CFAR} 增加。

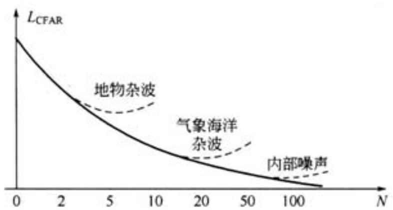


图 7 非平稳时单元数目和恒虚警 L_{CFAR} 的关系

从图 7 所示的曲线看出:

- 在复杂地形条件下，地物杂波的均匀性宽度很短，若采用邻近单元平均恒虚警电路，只能用很少的参考单元，效果较差，所以要寻求其他恒虚警方法。
- 对大片的气象、海浪杂波，邻近单元平均恒虚警电路是可取的，通常可以收到较好的效果。

但在成片的杂波的边缘区域，位于各参考单元里的杂波就有明显的区别，这就会产生如下问题：

- 当检测点位于杂波边缘的内侧时，虚警概率会增加很多；
- 而当检测点位于杂波边缘的外侧时，检测能力就会下降很多。

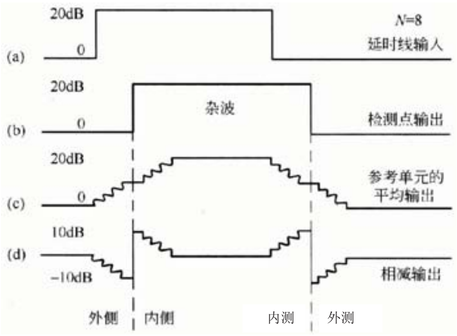


图 8　用方波输入定性说明图 4(b)电路的杂波边缘效应

上图形象地表示上述两种情况：

设图 4(b)所示电路输入端送入如图 8(a)所示的方波，即把非平稳的杂波量化成 0 和 20dB 两种值。当电路中的参考单元数目为 8 时，电路各处的波形如图 8 中(b)、(c)、(d)所示。

- 其中，(d)波形清楚地表明在杂波边缘的内侧有较大的输出，这相当于有较大的虚警概率；
- 杂波边缘的外侧下凹(通常叫黑洞)，将使位于该处信号的检测概率下降很多。
- 还可以看出，参考单元的数目越多，这样的过渡区就越宽，而且杂波边缘取值差别越大，检测性能就越坏。
- 对于自动检测器来说，虚警概率高的过渡区危害更大，因为它会造成过多的假目标，是数据处理机过载，必须首先设法消除。

采用图 9(a)所示改进形式：两侧单元平均选大的恒虚警电路，可消除杂波边缘内侧虚警概率显著增加的现象。

我们知道，杂波边缘内侧(图 4 中的电路)出现大的虚警概率是由于检测点位于强杂波处，但抽头延时线的一侧仍为弱的杂波所占据，于是输出的杂波平均值估值偏小。

图 9(a)将抽头延时线的两侧参考单元的输出分别平均，并且只用平均值估值大的一侧作为输出，这样就不会出现杂波边缘内侧虚警概率大的现象。

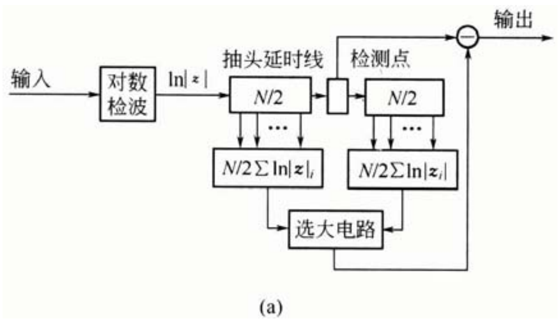


图 9　两侧单元平均选大的恒虚警电路

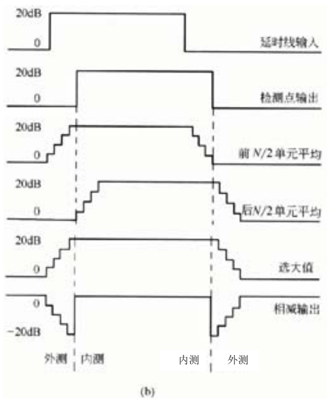


图 9(b)是用方波输入定性地说明电路在过渡区的工作情形。

- 相减器输出波形说明了杂波边缘内侧的虚警概率增大的问题得到了解决，
- 由于两侧单元平均选大电路是选用两侧单元的一侧，当利用图 6 的曲线求恒虚警损失时，等效的 N 值要减小，但不等于 N / 2。计算表明，它的等效单元数为 $N/\sqrt{2}$。如果采用对数电路，还要考虑对数电路单元数目的换算。
- 但杂波边缘外侧的黑洞更深了，最大深度由图 8 的-10dB 增至图 9 中的-20dB。当目标果真处于杂波边缘的外侧时，使用图 4、图 9 所示的恒虚警电路都会有黑洞出现，使检测概率下降。但此处杂波干扰很小，可以考虑把恒虚警处理电路去掉。

6. 6 地物杂波恒虚警处理

邻近单元平均恒虚警电路对于地物杂波的存在的问题

复杂地形产生的地物杂波，由于它的“均匀性宽度”很短，

用邻近单元平均恒虚警电路只能选用很少的参考单元(如有时只能用 1～2 个)，

其恒虚警损失很大，而且虚警概率变化也较大，不能保持恒定。

消除地物杂波影响的基本方法是采用动目标显示技术(MTI)。

- 动目标显示技术是利用运动目标和地物杂波在多卜勒频率(径向速度)上的差别来对消地物杂波的，
- 如果目标的径向速度很小或为零(包括目标相对于雷达站作切向运动)，那么动目标显示技术对消除地物杂波是无能为力的。

在这种情况下，为了能检测出目标并保持一定的检测性能，只能采用恒虚警处理。

- 当然，这样做仅能检测出大于杂波起伏的目标回波。
- 地物杂波与其他杂波不同，它沿距离或方位的变化可能十分剧烈。但是它有一个特点，就是在同一距离、方位分辨单元里的地物杂波中，其幅度随时间的起伏时很小的。

因而可采用“时间单元”平均恒虚警处理的方法，即在时间上取平均值的估值。 → 杂波图

- 更具体说，就是将空间按距离和方位分割成许多空间单元，
- 每个空间单元的距离长度相当于一个脉冲宽度或稍小于脉冲宽度，
- 每个空间单元的方位宽度相当于半功率点波瓣宽度或更小一点。
- 对于一般的地物杂波，这样分割所形成的空间单元数目一般可达几十万个。将各个空间单元的回波幅度值分别加以存储，便得到所谓的杂波图。
- 为了得到较好的检测性能，各个空间单元回波幅值应有足够的位数，例如取十位二进制数。由此可知，杂波图的存储容量是很大的。

杂波图的形成

- 所谓“时间单元”平均是以一个天线扫掠周期作为一个单

元。空间单元里存储的是多次天线扫掠所得杂波平均值的估值。

- 为了不使设备过于复杂，不宜采用多次扫掠存储的滑窗式积累(相加后求平均值)，而应采用相当于单回路反馈积累的方法，例如将新接收的值乘以 **(1 一 K)**后与该空间单元的原存储值乘以 **K** 后相加作为新的存储量。其等效电路如图 **10** 所示。杂波平均值估值按下式计算

$$Z_2 = (1-K)Z_i + KZ_1 \tag{17}$$

Z_1 为存储器中原存储的杂波幅度平均值；

Z_2 为新的一次扫掠后所计算出的杂波幅度的平均值；

Z_i 为新的一次扫掠时输入信号的(包括杂波)幅度值；

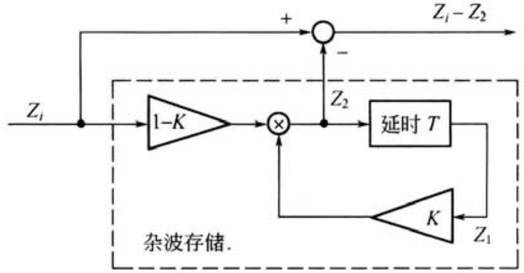


图 **10** 用杂波图存储作恒虚警处理

K 为小于 **1** 的正数，可以根据模型设定。一般说来，**K** 越大，前面的输入的作用时间就越长，相当于积累的次数越多。如果只是针对地物杂波，**K** 可取大一些。如同是还要考虑对缓慢移动的杂波(如气象杂波等)起作用，**K** 的取值就不宜过大，具体值依实验确定。

杂波图的作用

- 如果输入杂波(包括信号) Z_i 是 $|z|$ 的对数变换，则这种“单元平均”就与图 **4(b)**所示的“距离单元平均”恒虚警作用的原理是一样的(平均的方法不同)，将 Z_i 减去 Z_2 就能达到恒虚警处理的目的。
- 当某空间单元中一直没有目标出现时，Z_i 与 Z_2 的差值可能起伏不大。
- 若某空间单元在以前的天线扫掠中不存在目标，而在本次扫掠中出现了目标，则在该单元中的回波(杂波加目标信号) Z_i 中减去杂波平均值的估值 Z_2，就可能将大于杂波起伏的目标信号检测出来，从而起到恒虚警的效果。

6.7 小结

6.2 瑞利噪声中的恒虚警处理；
6.3 平稳瑞利杂波中的恒虚警性能；
6.4 恒虚警损失
6.5 非平稳杂波中的恒虚警处理
6.6 地物杂波恒虚警处理