

雷达信号的恒虚警处理

· 201教研室

在早期,对雷达信号检测的研究,一般都以接收机内部噪声作为背景。要能把真实信号检测出来,必须具有一定的信噪比。实际上,对大多数雷达,特别是搜索雷达,接收机内部噪声并非干扰的唯一来源,地物、雨雪和海浪等杂波干扰,以及敌人施放的有源和无源干扰,其强度常比内部噪声电平高很多。从这些强干扰中提取信号,不仅要求有一定的信杂比,而且必须对信号作恒虚警处理。这是因为,在自动检测系统里,对应于一定的检测门限,如果干扰电平增大几个分贝,虚警率就会大大增加,以致使计算机过载,这时虽有足够大的信杂比,也不可能作出正确判决。用显示器观察也一样,在画面上呈现饱和的杂波亮斑里,不可能发现其中的真实信号。实际上,显示器画面上的茅草亮点相当于虚警,而饱和的亮斑则相当于信息过载。所以,显示器的观察也可用虚警来说明。

我们知道,检波后噪声电压的概率密度函数服从瑞利分布。根据这个分布可以计算出超过某门限的虚警概率 P_{FA} 。设最初按 $P_{FA} = 10^{-6}$ 调整门限,噪声电平增加量和虚警概率变化的曲线如图 1 所示。对于单次扫描 ($M=1$) 的情况,噪声电平增加 2 分贝,会使虚警概率从 10^{-6} 变到 10^{-4} ,即增大 100 倍。

图 1 中还画了多次扫描积累的曲线。积累的结果会使噪声的相对起伏平滑化,这时噪声电平的变化对虚警概率的影响更大。图 1 中最上面的一条曲线表示 16 次积累的结果,当噪声电平增加 2 分贝时,虚警概率从 10^{-6} 变到 10^{-2} ,即增大 10000 倍。

由此可见,为了能维持设备正常工作,噪声电平容许的变化范围通常比较小。对自动检测系统来说,一般应小于 1 分贝;而对用显示器的系统,则应小于 5~10 分贝。在通常的设备里,内部噪声电平的缓慢变化可达几分贝;而地物等杂波和人为干扰则可能比噪声电平高几十分贝。若不加恒虚警处理设备,就会出现前面所说的过载及饱和现象。

应当指出,恒虚警处理一般不能提高信杂比。相反地,在处理过程中信杂比还会或多或少地有所损失,即通常所谓恒虚警损失。因此,经恒虚警处理后,只能检测出超杂波的信号。只有将抗干扰措施和恒虚警处理结合起来,才能得到良好的抗干扰效果*。

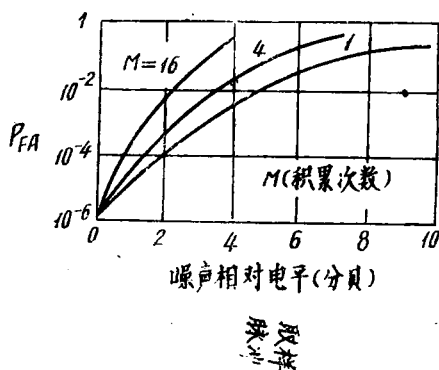


图 1 虚警概率和噪声电平的关系

*在不少场合,信号不能被检测或检测困难,是由于虚警率太高,而引起系统过载,其信杂比并不小。这时采用恒虚警电路会有明显作用。

本文介绍几种实用的恒虚警处理方法，着重从物理意义上说明它们的原理、性能、特点以及实现的方法，并引用一些定量分析的结果供使用时参考。有关定量分析的推导过程可参阅所列举的参考资料。

下面从最简单的噪声电平恒定电路开始。

一、噪声电平恒定电路

这是一种对接收机内部噪声电平进行恒虚警处理的电路。在信号自动检测系统和有些信号加工系统里，常要求噪声电平较严格地保持恒定。

噪声电平恒定可采用类似于无线接收机里的自动增益控制电路（图2）。不过，在雷达工作时，噪声里还混有信号和地物等杂波，所以在时间上应在纯噪声区（即相当于最大作用距离以外的休止期）里对噪声取样检波，然后通过低通滤波器平滑后去控制中放增益。

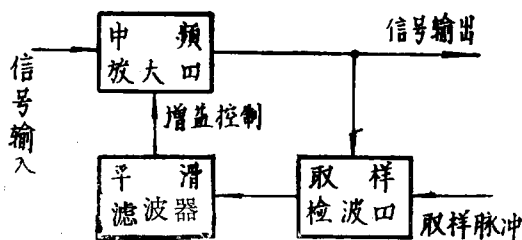


图2 闭环式噪声电平恒定电路

平滑滤波相当于对随机变量取平均值估值。我们知道，瑞利噪声的平均值正比于检波前高斯噪声的标准偏差，所以用它来控制中放增益就可得到噪声恒定的结果。

图2的噪声恒定电路是闭环式的，这种电路也能做成开环式的，其原理图如图3(a)所示。

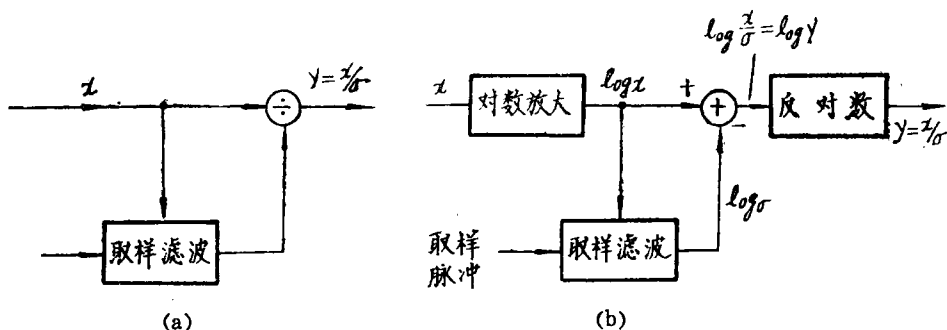


图3 开环式噪声电平恒定电路

图3(a)电路的原理基于包络检波后的噪声电压服从瑞利分布，其概率密度函数为：

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad (1)$$

式中 σ 是检波前高斯噪声的标准偏差 (设检波传输系数为1)。

如果引入一个新的变数 $y = x/\sigma$, 则 y 的概率密度函数为:

$$p(y) = p(x) \frac{dx}{dy} = ye^{-\frac{1}{2}y^2} \quad (2)$$

上式表明, 变数 y 的概率分布与噪声强度无关。因此, 只要设法检测出噪声 x 的 σ 值, 再通过除法器将 x 和 σ 相除, 便能达到归一化的结果。前面曾提到过, 瑞利噪声的平均值与 σ 值成正比关系。可以象图 3(a) 那样通过滤波平滑检出与 σ 成正比的值 $k\sigma$, 其中 k 是一个固定的比例系数, 它只是使输出乘以一固定因子 $1/k$, 对工作原理没有影响, 在图 3(a) 里没有考虑它。

图 3(a) 的原理图里要用到除法器, 无论是用模拟电路, 或是用数字电路, 除法器的电路都比较复杂。我们知道, 利用对数可以变除法运算为减法运算, 其方框图如图 3(b)。这时要添加对数放大器和反对数电路, 但总的说来, 还是比图 3(a) 的方案简单, 而且加对数放大有利于扩大信号的动态范围。

图 3(b) 的方案还可作另一种解释: 可以证明[1], 瑞利噪声通过对数放大后, 其起伏方差与输入噪声的强度无关, 但其平均值则随输入强度而变化。只要从输出噪声中减去其平均值, 便能得到恒定的虚警。图 3(b) 就是这样做的。

顺便提一下, 理想的对数放大是不可能实现的, 因为 0 的对数为 $-\infty$ 。实际的的对数放大特性起始总有一个线性段。可以证明[2], 如果把对数起点取在噪声电平以下 10 分贝开始, 则所得结果与理想对数特性的很接近。

应当指出, 图 2 和图 3 中平滑滤波器的时常数应足够大。我们知道, 按大数定律, 只有平滑时间非常长, 所得平均值的估值才能接近于概率平均值。因此, 即使在输入强度不变的情况下, 平滑滤波器输出的平均值的估值是有起伏的, 只是时常数越大, 起伏就越小。这种起伏会加到信号支路里去, 使输出噪声的起伏加大, 这是不好的。此外, 取样检波只是对一小段时间的噪声检波, 它的输出电压是脉冲式的。只有用相当大的时常数, 才能较好地平滑。不过, 滤波器的时常数取得过大也是不好的, 它会对噪声强度变化反应迟钝。所以滤波器时常数通常取为零点几秒到几秒。有些场合要求反应快, 时常数有小到毫秒级的。

实际上, 上述脉冲式电压很难完全平滑, 它会在输出噪声中添加周期性的不大的起伏。为了消除这种起伏, 可在平滑滤波器后面再加一级长时间的取样保持电路, 对这个电路可以隔几百个周期取样一次调节输出, 而在取样间隔里保持不变。但保持时间要长达零点几秒以上, 用模拟电路是很难做好的。所以图 2 和图 3 的模拟式噪声电平恒定电路只能用于对性能要求不是很高的场合, 否则应采用数字式的电路。

我们知道, 数字电路易于做成长时间的寄存 (相当于模拟电路里的电压保持), 因而能得到较高的性能。而且利用数字技术能较准确地使实际虚警率等于予置的虚警率, 这个予置的虚警率还易于调整。下面我们结合图 4 的具体例子作一些说明。

图 4 是一种闭环式电路, 它是直接检测输出噪声的虚警率, 通过和予置虚警率比较, 根据偏差情况作控制调整。

和模拟电路一样, 对噪声取样应在休止期进行。图 4 是在每个休止期里取 15 个距离单元, 将这些单元的取样值用一定的门限进行检测: 当超过门限时, 表示虚警存在, 输出为“1”; 否则为“0”。根据所检测的单元数和输出为“1”的数目可得虚警频率。大数定律

表明, 所检测的单元数越多, 虚警频率就越接近于虚警概率, 而且可从贝努利大数定理的公

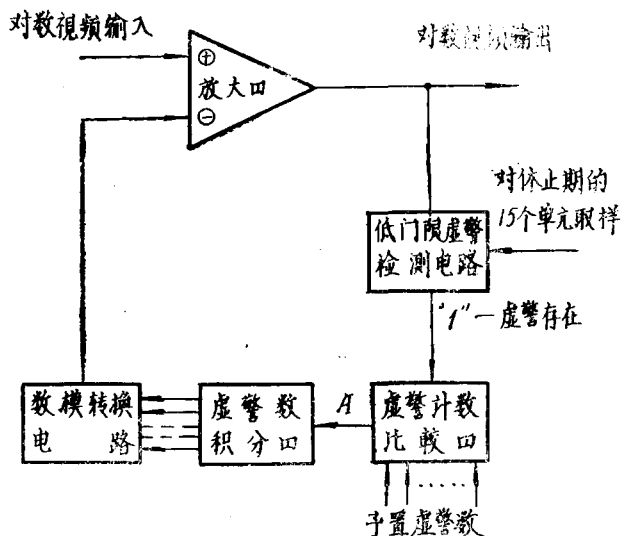


图 4 数字式噪声电平恒定电路举例

式, 根据容许的误差算出所需单元数。这个单元数和实际的虚警概率有关, 如果虚警概率很低 (譬如 10^{-8}), 则检测单元数必须很多 (至少远大于 10^8 个)。所以在图 4 里是另用低门限进行检测, 使虚警率在 10^{-1} 到 10^{-2} 的数量级, 这样计算得到的检测单元数通常为几千。至于低门限检测虚警率和实际门限检测虚警率之间的关系, 可根据瑞利分布计算得到。

既然要求有几千个检测单元 (图 4 的例子为 3000 个单元), 则虚警数应经过几百个周期统计一次 (图 4 的例子为 200 个周期, 因为 $200 \times 15 = 3000$)。将虚警检测电路检出的虚警数送到一计数器进行计数, 每 200 个周期重复一次。计得的虚警数在每 200 个周期末与予置虚警数进行比较, 根据实际数和予置数的关系, 当前者大于后者时, 输出为 “+1”; 等于时输出为 “0”; 小于时输出为 “-1”。

比较器的输出送到虚警数积分器使积分数每过 200 个周期变化一次, 变更数为 ± 1 或 0。积分器的数字量 (图 4 的例子为 7 位二进制数) 通过数模转换电路得到相应的模拟电压, 在放大器里和对数视频输入信号相减。

如上所述, 当实际虚警数不等于予置虚警数时, 电路会自动调节, 使两者相等为止。

图 4 是一种常用的数字式噪声恒定电路, 它的特点是根据偏差的高低, 变更一个单位电压 (正或负) 进行调节, 即调节量是固定的, 其正负决定于偏差的符号, 而与差值大小无关。这种调节方式的优点是电路比较简单。还有另一种电路是使调节值正比与偏差值 [3], 这样做的优点是当噪声强度变化时, 电路反应较快; 缺点是电路要复杂些。在一般雷达里, 热噪声的变化是相当缓慢的, 采用图 4 的方案比较合适。

二、 邻近单元平均恒虚警电路

上一节里介绍的是对热噪声进行恒虚警处理, 但它所用的原理也可应用于其它干扰。例

如脉冲雷达的地物、海浪和雨雪等分布杂波可看作很多独立照射单元回波的迭加，其包络也接近于瑞利分布^{*}，这一点和内部噪声相似。但也有不同的地方：各方向的杂波强度不会是一样，可能相差很大；在一次距离扫描里，杂波强度也会有明显的变化，例如雨雪杂波有一定的降雨（雪）区；海浪杂波对地面或舰用搜索雷达只存在于附近一、二十里的范围里；在复杂地形区，地物回波的变化就更大。因此对这些杂波的平均值估值时，不能在许多次扫描周期里进行，也不能在一次距离扫描的全程里进行，而只能在检测点邻近单元里进行。检测单元的长度应短于杂波连片散射体的实际尺寸。

对照图 3(a)和(b)的方式，可以构成相类似的杂波恒虚警电路如图 5(a)和(b)所示。图 5 是利用抽头延迟线同时得到检测点和邻近单元的输出，我们把邻近的单元称为参考单元（或取样单元）。把参考单元的的输出加以平均，得到平均值的估值，再用它和检测点的输出作比较处理（相除或相减），以得到恒虚警的效果。

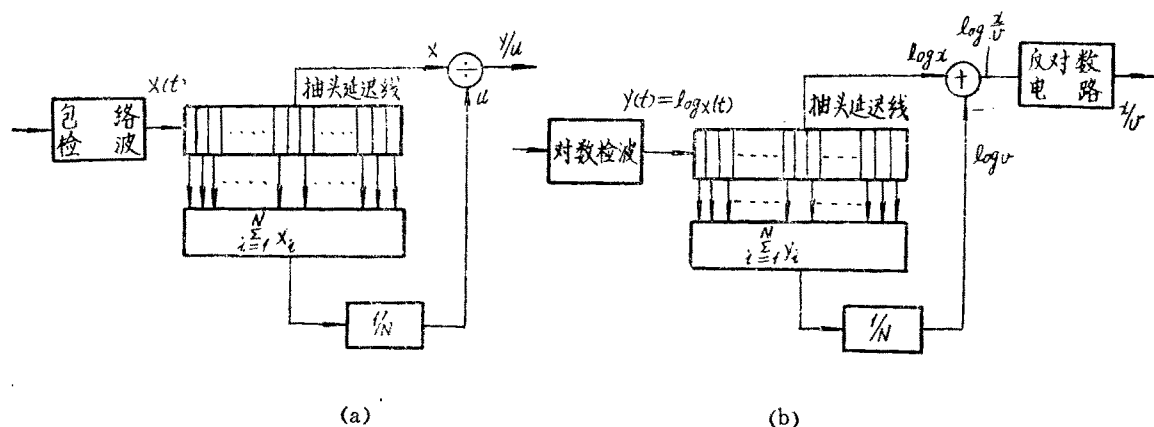


图 5 邻近单元平均恒虚警电路

从上面的说明可知，邻近单元平均电路虽然也是从参考单元检取平均值的估值，但由于所用的单元数不多，通常只有几到几十，所以其平均值估值的起伏是较大的。由此可见，比起前一节讨论的噪声电平恒定电路来，研究邻近单元平均电路会碰到一些新的问题：首先是平均值估值的起伏会使输出噪声的起伏加大，这时对不同强度的平稳瑞利噪声能否仍然起恒虚警作用。如果能起到恒虚警的作用，输出噪声起伏加大又会对信号检测能力有多大影响。其次是这种电路主要针对非平稳杂波提出来的，在杂波强度剧烈变化的过渡过程里，它会在恒虚警作用和信号检测能力方面有什么影响。

可以证明，对不同强度的平稳瑞利噪声，邻近单元平均电路可以起到恒虚警作用。以图 5(a)的电路为例，就是要证明变数 x/u 超过某一门限 k 的虚警概率（也就是 $x > ku$ 的概率）与输入强度无关。已知变数 x 服从于瑞利分布，而平均值估值 u 为 N 个概率分布相同的独立变数的平均，它的概率分布是不难算出的。实际上，当参考单元数较多时（例如 $N > 10$ ），

*对于高分辨率雷达，地物和大风浪时的海浪杂波，其包络值的概率分布与瑞利分布有明显不同，处理方法见后面的第五节。

变数 u 接近于高斯分布, 其方差与 N 成反比。根据 x 和 u 的概率分布, 就可从 $x > ku$ 的条件算出虚警概率。数学推导过程这里从略, 所得结果为虚警概率只决定于门限 k 和单元数 N , 而和噪声强度无关。

平均值估值起伏所引起的输出噪声起伏的加大, 在检测门限一定的条件下, 虚警率会增加, 而且参考单元越少, 上述影响就越大, 虚警率的增加也越多。如果要保持虚警率一定, 应根据参考单元数提高检测门限; 单元数越少, 门限应越高。由此可见, 在检测门限提高的条件下, 还要保持原来的信号发现概率, 就必须提高信噪比。这个所需提高的信噪比的倍数称为恒虚警处理中的信噪比损失, 简称恒虚警损失 (L_{CFAR})。

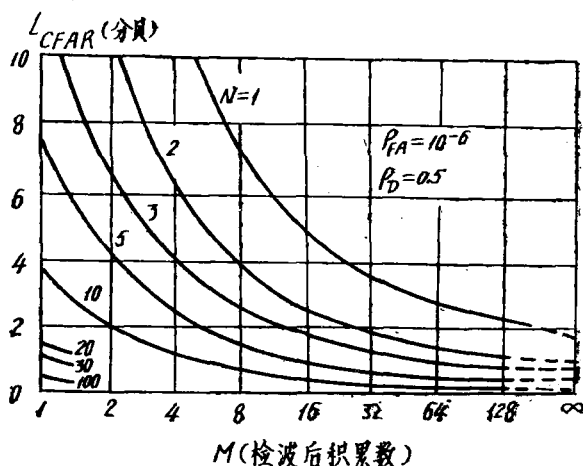


图6 邻近单元平均恒虚警电路的恒虚警损失曲线

恒虚警损失的计算我们不讨论了, 可参阅其它资料[4], 这里只引用其结果, 而如图6的曲线所示[6]。图6的曲线表明, 参考单元数 N 越多, 恒虚警损失就越小。在单次扫描的情况 (即积累数 $M=1$), 当 $N=5$ 时, $L_{CFAR}=7$ 分贝; 当 $N=30$ 时, $L_{CFAR}=1.2$ 分贝。如果 $N \rightarrow \infty$, 则平均值估值趋于统计平均值, 起伏趋于零, 相当于直流控制, 这时就不会有恒虚警损失。

当用显示器系统时, 所观察到的是多次积累的结果。图6也给出了恒虚警损失和积累次数 M 的关系。恒虚警电路引起的额外起伏, 经积累后会有所平滑。所以在单元数 N 一定的条件下, 积累次数越多, 恒虚警损失就越小。图6的曲线表明, 即使单元数 $N=2$, 通过20多次积累了也可使恒虚警损失小于2分贝。不过这里所说的积累是指各次距离扫描间是统计独立的, 热噪声满足这个条件。而地物等分布杂波在相继的扫描间有强的相关性, 所以 M 应为等效的统计独立的积累数, 它通常比天线波束扫过目标时收到的目标回波数少很多。有关距离扫描间相关性对恒虚警的影响和解决办法后面还要介绍, 但有一点要在这里指出, 即有效积累数不多时, 如果把参考单元取得过少, 恒虚警处理会带来不小的损失。

此外, 图6的曲线是根据图5(a)的电路计算得到的。对于图5(b)的对数恒虚警电路, 虽然原理和图5(a)的相同, 但对平均值估值的方法还是有所差别, 在参考单元数相同的条件下, 它的恒虚警损失比图5(a)的大。可以证明[6], 当图5(b)的参考单元数为 N_{LOG} 时, 等效于图5(a)电路的单元数 $N = (N_{\text{LOG}} + 0.65) / 1.65$, 即在单元数较多时对数电路的实际等效数只有约60%。

图 5(b)里的反对数电路是为了与图 5(a)等效,得到相对于输入噪声的归一化值。实际上,反对数电路的输入和输出是单值对应的,就恒定虚警率来说,输入端和输出端相类似,因此当用一定门限进行自动检测时,反对数电路可以不要。但如果还要将输出进行多次积累,反对数电路前的信号由于对比度较小,积累时会带来额外的信杂比损失。资料[7]里讨论了这个问题。研究结果表明,积累越多,损失也越大。当 10 次积累时,损失 0.5 分贝;100次积累时,损失 1 分贝。所以用显示器的系统一般应加反对数电路。

下面再来研究杂波强度剧烈变化时过渡过程的情况。对照图 5(b)的电路,设在某一时刻输入杂波由较小的强度变到相当大的强度,看看这时输出如何变化。可以看出,当强杂波边缘已进入抽头延迟线的前半段而尚未到达检测点时,这时平均估值器的输出开始增大,且强杂波边缘越接近检测点,平均估值器输出就越大,而检测点则仍然为弱的杂波。两者相减将使输出为负,即这时信号检测能力损失很大,除非信号很强,否则不可能超过检测门限。当强杂波边缘越过检测点进入抽头延迟线的后半段时,又会出现另一种情况。这时检测点已经是强杂波,而延迟线的后半段里仍有一部分由弱杂波占据着,平均估值器的输出相对于检测点来说是偏小的,因而相减器会输出相当强的杂波使虚警率大大增加。要等到强杂波边缘越过延迟线右端,过渡过程才告结束,电路恢复到恒虚警状态。当输入杂波强度由强跃变到弱时,也有类似的情况。

为了能够对杂波边缘的过渡过程有一个定性的概念,设输入到图 5(b)延迟线的是如图 7(a)所示的方波,方波振幅为 20 分贝。可以看出,方波的平顶部分相当于直流电压,检测点的值与平均估值器输出值相同,相减后输出为零。但当方波边缘通过延迟线时,平均估值器将各参考单元平均的输出波形如图 7(c)所示。检测点的方波[图 7(b)]减去参考单元平均输出得到图 7(d)的相减器输出波形。

图 7(c)的波形表明,在方波边缘的外侧输出为负,最小为 -10 分贝。过渡区的这一部分是降低了信号检测能力:越靠近边缘,降低得就越多。方波边缘的内侧输出为正,最大 +10 分贝。过渡区的这一部分是增大了虚警率:越靠近边缘,虚警率的增大也越多。图 7 画的是参考单元数为 16 的情形,如果参考单元数加多,则过渡区还会扩大。由此可见,在选择参考单元数时,平稳恒虚警损失小和非平稳过渡过程短两者提出了相矛盾的

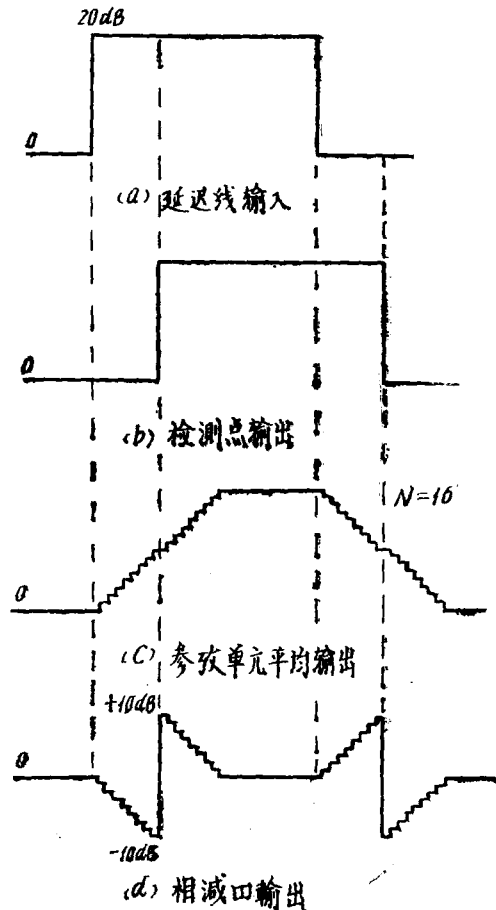


图 7 用方波输入说明图 5(b)电路的杂波边缘效应

要求：前者要求单元数多，后者要求单元数少。究竟选多大为合适，主要决定于杂波的均匀性，即参考单元数应与杂波的“均匀性宽度”相匹配。我们知道，内部噪声和敌人施放的杂波干扰的均匀性宽度最长，雨雪、海浪杂波和箔片干扰的均匀性宽度次之，最短的是地物杂波。因此，恒虚警电路用以处理多变的地物杂波时，只能把单元数取得很少，这时的恒虚警损失也就相当大。所以对于地物杂波最好采用MTI系统（动目标显示系统），MTI系统的好处是能够抑制固定杂波提高信杂比，同时相消后的杂波剩余具有较宽的均匀性宽度，便于恒虚警处理*。

当邻近单元平均电路用于显示器系统时，过渡区的效应表现为如下的现象：边缘内侧在显示器画面上呈现亮条；边缘外侧呈现为“黑洞”。这两种效应都会使正常的信号丢失，而边缘内侧的亮条更对观察妨碍甚大。

用方波输入只能大致说明邻近单元平均电路在杂波边缘过渡区的变化情况，要进行定量计算，还须假设输入为强度阶跃变化的杂波，资料[5]对20分贝的阶跃杂波引起的虚警率增加的情况作了介绍，其结果如图8中的虚线所示。该曲线是根据参考单元数 $N = 32$ ，平稳时虚警概率为 10^{-6} 画出的。可以看出，杂波边缘引起的虚警概率的增加达3~4个数量级。然后逐渐恢复到原来的平稳值。将虚警增大区的各个距离单元的虚警概率值

相加，可以得到杂波边缘产生的虚警数 $N_{FA} = 0.15$ 。这只是一次扫掠的情况，如果是多次扫掠积累，且扫掠间杂波的相关性又很强，则由杂波边缘产生的虚警数是可观的。

为了消除杂波边缘内侧引起的虚警显著增大的现象，可采用图9(a)所示的改进电路——两侧单元平均选大恒虚警电路。我们知道，前面的邻近单元平均电路所以会在杂波边缘出现大的虚警，是因为强杂波已到达检测点，而有一侧的延迟线仍为弱杂波所占据，平均估值器输出偏小。图9(a)的电路是将两侧的参考单元分别平均估值，并只用其中一侧的值——两者中的大值。这样就不会出现杂波边缘显著增大的现象。

图9(b)是用方波输入定性说明过渡区电路工作的情况。其中相减器输出的波形表明，杂波边缘内侧虚警显著增大的问题得到解决，但杂波边缘外侧的“黑洞”更深了，对应于20分贝的输入方波，输出最小处为-20分贝，即比图5(b)的电路更下降10分贝。这个现象是容易解释的，因为选两侧平均值估值中的大者，在方波外侧相减的结果当然会更负。

顺便提一下，上面用方波来说明边缘虚警增加的消除是十分粗略的。如果用强度为阶跃变化的杂波来分析，杂波边缘内侧的虚警还是会有少量增加。图8曲线中的实线是输入杂波强度跃增20分贝时的结果，它使虚警概率的加大不到一个数量级，因而可认为基本消除。

*在MTI系统中加中频限幅时，本身就有一定的恒虚警作用，见后面第四节。

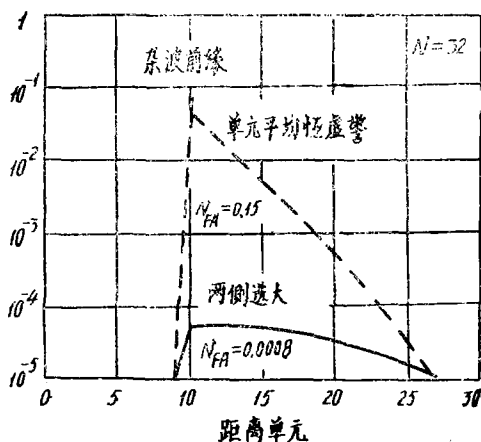


图8 20分贝的阶跃杂波引起的边缘虚警率增加

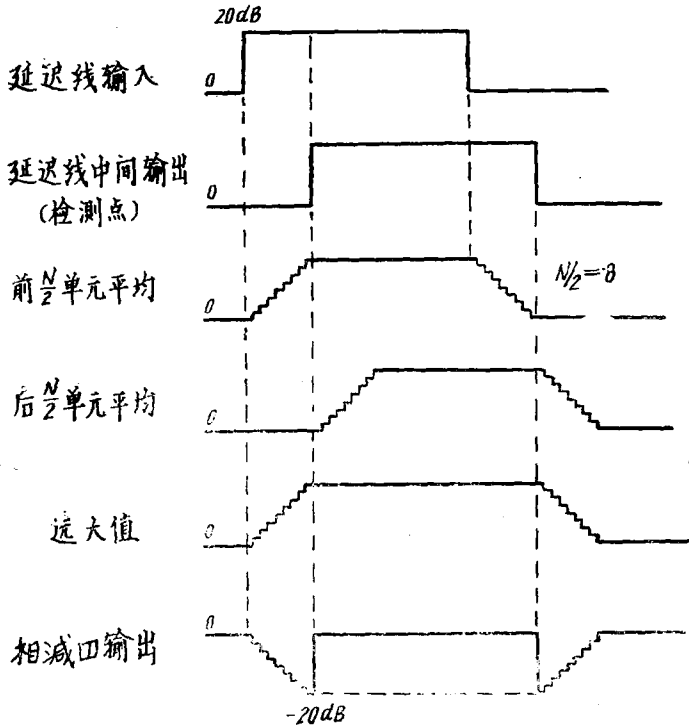
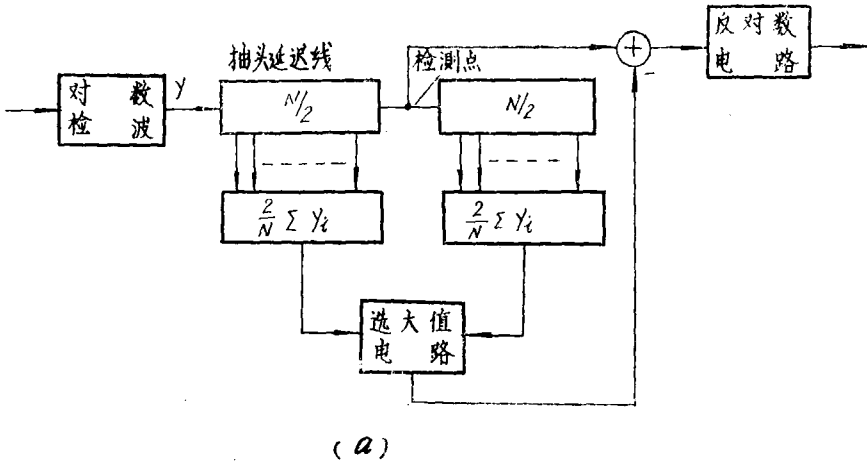


图9 两侧单元平均选大恒虚警电路

这种杂波虚警的增大是由于强杂波越过检测点进入右侧的延迟线，而又没有整个占满该侧的延迟线时，前 $\frac{N}{2}$ 个单元（即左侧延迟线）已相当于平稳强杂波的状态，而后 $\frac{N}{2}$ 个单元里则

尚有一部分为弱杂波占据。这时选大值电路基本上是选用前 $\frac{N}{2}$ 单元的平均值估值,后 $\frac{N}{2}$ 个单元不起多大作用。对比之下,在所有 N 个参考单元都处于平稳强杂波状态时,选大值电路是选用前后 $\frac{N}{2}$ 单元平均值估值中的大者。显然前一种情况选大值电路输出的起伏较大,而且偏低的值较多,这样就会使边缘处的虚警概率稍有增加。

由于两侧单元平均选大电路是选用两侧单元中的一侧,当用图6的曲线求它的恒虚警损失时,等效的 N 值要减小,但也不等于 $\frac{N}{2}$ 。计算表明,它的等效单元数为 $\frac{N}{\sqrt{2}}$ (如果用对数电路,还要考虑对数电路单元数的换算)。

前面提到的杂波边缘外侧的“黑洞”区,对信号检测的影响也较大。要完全消除这个“黑洞”区是比较困难的,我们设想可以用一些简单的办法得到部分弥补。方法之一是在图9(a)的电路里加一些简单设备确定检测点是否位于杂波区,这可以用检测点及其紧邻的两个单元进行判断:规定一定的门限,如果检测点的电压超过门限,同时两个紧邻单元中有一个超过门限,就认为检测点位于杂波区,否则为非杂波区。同时还将选大值电路作一些改变,当检测点位于杂波区时,它还象原来那样选大值;而当检测点位于非杂波区时,转为选小值电路,以两侧平均估值中的小者送到相减器去。这样做显然可以消除强的连片杂波外侧的“黑洞区”。

上述设想也存在一些问题,主要是杂波区和非杂波区分别用选大值或选小值电路,这样会使两个区域的虚警率不等。此外,当杂波从一个较大的强度跃变到一更大的强度时,由于检测点一直位于杂波区而采用选大值电路,在这个跃变边缘的外侧仍然会出现“黑洞区”。

以上主要讨论的是单次距离扫掠的情况,当用显示器观察时实际上是多次积累的结果,自动检测系统也往往采用多次扫掠相关检测。如果干扰都象热噪声那样扫掠间不相关,则多次积累就不会有什么新的问题,而且前面曾提到过,多次积累会使恒虚警损失减小。实际上许多分布杂波有相当强的相关性,它们在多次积累中不能很好地被平滑,因而相关积累会成为积累后虚警的主要来源。以航海雷达为例,即使采用了恒虚警电路使单次距离扫掠里的海浪杂波压低到与热噪声相似,但在显示器画面上,热噪声的积累为相当均匀的背景,而海浪杂波由于距离扫掠间比较强的相关性,则呈现为鱼鳞状的亮斑,使真实信号难于辨认。

解决分布杂波扫掠间相关性的问题,最好采用去相关的方法,例如用频率捷变,只要每次频率的跳变值大于脉冲宽度的倒数,就可得到较好的去相关效果。采用可调同轴式磁控管,作跳变量很小的脉间跳频,以及接收机本振系统跟随作脉间调整,都不是很困难的事。

采用脉间跳频去相关的方法,虽然对一次扫掠来说,信杂比没有提高。但它可以去除杂波的相关积累,因而使积累后的信杂比得到改善,易于检测出杂波内的目标信号。

另一种消除相关积累虚警的办法是设法测出杂波跨周期相关性的估值,并用它同平均估值一起去控制门限,使之对相关性强杂波能自动提高。这种办法比去相关技术简单,但它不具有提高积累后信杂比的优点。

为了测出杂波跨周期相关性的估值,一般是先把参考单元从一次扫掠中的一小段范围扩大到相继的多次扫掠中相应的距离段,即把原来沿扫掠线取参考改成在一小块面里取参考。我们知道,在扫掠线上取参考只要求存贮检测点前后若干个单元,这是容易做到的;在一块

面里取参考则要求存贮下许多个周期的全部距离单元,然后根据检测点的位置选用其中一部分计算平均值的估值。这样做要求存贮量很大。为了不使设备过于复杂,在用一般检测方法的场合,可采用跨周期视频积累(可以是模拟的,也可以是数字的);而在用数字相关器二次检测的场合,由于根据第一门限判别出的只是“0”、“1”信号,多周期存贮不太困难。

跨周期相关性的估值是这样测出的:首先将检测点的数值与上述参考面的平均值估值相比较,令超过平均值估值时输出为“1”,否则为“0”。把多个周期的这些“1”、“0”信号存贮下来,检出参考面里同一距离单元相继两次扫描为“1”的数目,将它和参考面里为“1”的总数相比,就可估计出该参考面杂波的相关性。可以看出,在用二次检测的场合,上述设备也就是第一门限判别的设备,而所得相关性的估值可采用来调整第二门限,从而得到多次相关检测恒虚警的结果。类似的设备可参阅资料[8]。

顺便提一下,通常的检测方法属于“均值”检测;而数字相关器的二次检测则属于“中值”检测,它是根据超过第一门限的频率(当数目很多时频率趋近于概率)来进行判决。这种检测方法有利于抑制脉冲干扰,因为在多个扫描周期里如果在某距离单元出现了一次振幅很大的脉冲干扰,它对多周期的平均值会有大的影响;但对于二次检测来说只是一次过门限输出多了一个“1”而已,其影响是不大的*。在后面的第五节将介绍一些概率分布更复杂的杂波,这些杂波分布的特点是分布函数在振幅高端拖“长尾巴”,即杂波中多脉冲状的尖峰,用二次检测(即中值检测)来处理这些杂波比用一般的均值检测好。

下面再简单介绍一下实际制作邻近单元平均恒虚警电路可以采用那些具体电路。

邻近单元平均恒虚警电路的制作,可以用模拟电路,也可用数字电路。模拟电路的优点是设备简单;而数字电路的优点是性能较好,且调整方便。

模拟电路可直接按图5或图9的原理图采用多抽头的仿真延迟线。以图9(a)的电路为例,其中的平均值估值器可采用多输入端的相加运算放大器。考虑到延迟线的衰减量,可调节放大器各输入端的电阻值加以补偿。选大值电路在模拟电路里即模拟或门电路,而相减器也可用运算放大器。

在制作上述电路时,应注意抽头输出端对延迟线工作的影响,以免在该处引起信号反射。

当参考单元数较多时,仿真延迟线的制作比较麻烦,例如用32个单元,每个单元相当1微秒,则要求延迟时间为32微秒,频带500千赫以上。可以用其它延迟线代替仿真延迟线,如超声表面波延迟线。超声波表面波延迟线可以从中间抽头输出,但电路比较复杂。如果不用中间抽头,则平均值的估值可另用平滑滤波器取得,而如图10所示。平滑滤波器应具有平滑对称的脉冲响应,在时间上要配合好。用这种方法也可构成两侧单元平均选大的电路。

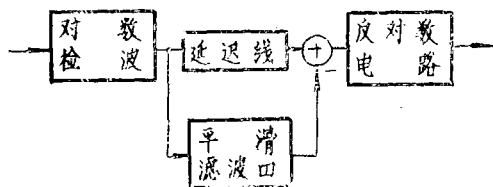


图10 用平滑滤波器作平均值估值的邻近单元平均虚恒警电路

从上面介绍的两种模拟式电路可以看出,特别是后一种电路,设备是比较简单的。但延

* 这个特点可用于抗异步脉冲干扰设备。

迟线（特别是抽头延迟线）会有失真、反射等问题，同时在放大量和时间上都还有配准的问题，这一方面影响性能；另一方面也给维修调整带来不便。

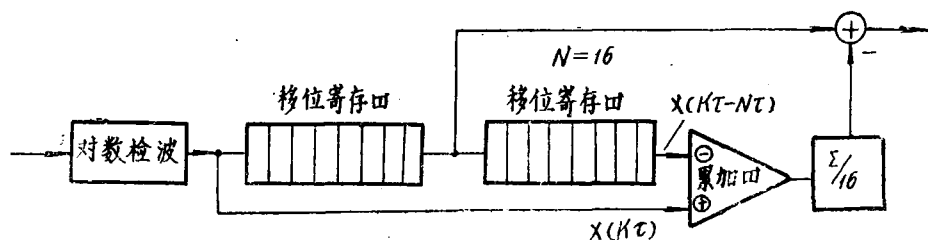


图 11 用串行累加代替并行相加

采用数字电路可以避免上述缺点，但设备量要大得多。在数字电路里，抽头延迟线应以移位寄存器代替，时间上量化（即取样）的数字信号在时钟脉冲作用下通过移位寄存器得到延迟。每一路移位寄存器只能延迟“0”、“1”信号，移位寄存器的路数应等于数字信号的位数。

在数字设备里，平均值估值器一般都不采用从各参考单元并行相加。虽然各个参考单元的值每次都发生了变化，但就平均值估值器的输入整体来看，只是右边移出一个单元值，而从左边移入一个新的单元值，所以可用图 11 的串行累加来代替并行相加。串行累加的方式还特别适用于集成度高的器件，如 MOS 移位寄存器和集成注入逻辑（I²L）移位寄存器。为了使除法器便于制作，参考单元数应取 2 的倍乘数，如 8、16、32 等。

数字式恒虚警电路的性能较好，平时不需要调整，因而便于维护。但它的设备量大。数字信号的位数越多，移位寄存器的路数随之增多，累加器也更复杂。位数过少又会带来较大的量化噪声，使信噪比下降，一般取 4~6 位，也有取到 8 位的。

在有些雷达里并没有用到数字信号，如果只是为了用数字恒虚警电路，专门用模数转换电路将模拟信号变成数字信号，显然是不合算的。

近年来提出的用电荷传输器件构成的模拟移位寄存器用到这里是比较合适的，它具有类似于数字电路的优点，而设备又比较简单（甚至比模拟的延迟线还简单）。和数字移位寄存器一样，模拟移位寄存器也要将信号在时间上量化（即取样），并在时钟脉冲控制下逐级移位，不过所移的是模拟量（利用电荷转移）。

目前实用的电荷传输器件有电荷耦合器件（Charge-Coupled Device，简称 CCD）[9] 和“庖斗链”式延迟电路（Bucket Brigade Delay，简称 BBD）[10]。这两种电路都易于集成，并能作较长时间的延迟。由于在单元平均恒虚警电路里参考单元数并不太多（通常在二、三十以下），如果没有现成的 BBD 集成电路，用分立元件来构造也是可能的。

单元平均恒虚警电路主要是针对地物等分布杂波和无源干扰的。对于敌人施放的有源杂波干扰也会有效果。因为无论是调频杂波干扰或调幅杂波干扰，作用到视频设备都类似于瑞利噪声。而且这些杂波在距离扫描间不相关，当用显示器观察时，由于有多次扫描积累，恒虚警损失是不大的。但是，这里所说的有效果只是对恒虚警作用而言的，也就是在杂波干扰作用下，显示器画面不会饱和，仍和热噪声的情况相似。要能从中发现目标信号，还必须有足够的信杂比。

三、对数—快时常数电路 (LOG-FTC)

和对数—脉宽鉴别电路 (LOG-PLD)

对数—快时常数电路[1]和对数—脉宽鉴别电路[11]是早期提出的两种恒虚警电路,它们在性能上虽然不如邻近单元平均电路,但由于有设备十分简单的特点,在要求不高的地方仍然可以应用。

提出这两种电路所依据的原理是:强度不同的瑞利噪声通过对数放大后,起伏值变成恒定而和输入强度无关,只是平均值随输入强度变化。如果平均值变化比较缓慢,就可以用高通滤波器把缓变的平均值滤去。最简单的高通滤波器是快时常数电路,即 RC 微分电路。所以对数—快时常数电路是最早提出的。

实际上,许多分布杂波,譬如地物杂波,其“平均值”的变化是相当快的,特别是成片杂波的边缘常有强度的陡变。微分电路显然不能去除这些快变分量,而使边缘处的虚警明显增加。针对杂波边缘的问题,又提出了脉宽鉴别电路。

其实对数—快时常电路和对数—脉宽鉴别电路都只是邻近单元平均恒虚警电路的特例。用统一的方法来研究这两种电路不仅可以直接比较它们的性能,而且便于指出改进方向。

我们知道,微分电路为积分电路和相减器的组合,如图 12 所示,电容 C 上的电压近似为输入电压的积分,它相当于前一些单元的平均值的估值。从电阻 R 上输出的电压为输入电压减去该平均的估值,这就是邻近单元平均电路所用的概念。不过这里的取样参考单元是

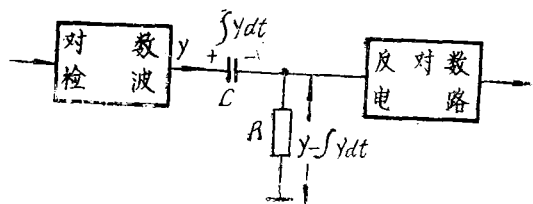


图 12 对数—快时常数电路

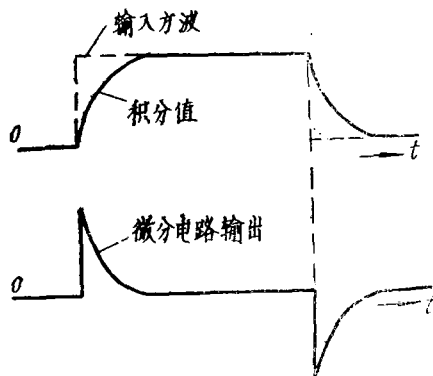


图 13 用方波输入说明微分电路杂波边缘恒虚警的情况

位于检测点一侧的,而且 RC 微分电路的时常数很小,电容 C 上的电压只相当于 1.5~2 个距离单元的平均。单元数这样少,恒虚警损失必然相当大。

也可用方波输入概略地看看这种电路在杂波边缘的虚警变化情况。从图 13 可以看出,杂波前缘会使虚警增加很多,而在后缘则出现“黑洞”。与邻近单元平均电路的情况(图7)相比较可以看出,边缘处的输出在图 7 里还会衰减掉一半,而用微分电路则会无衰减地输出,杂波边缘虚警增加的影响会更多。不过由于微分电路的时常数很小,杂波边缘的过渡过

程是很短的。

资料[11]里提出了另一种恒虚警电路——对数—脉宽鉴别电路，它的原理图如图 14(a) 所示（其中对数检波和反对数电路未画出），这个电路原来是脉冲技术里用以从矩形脉冲中鉴别窄宽度脉冲的（在脉冲技术里应用时还在输出端加二极管限幅器削去负脉冲）。可以看

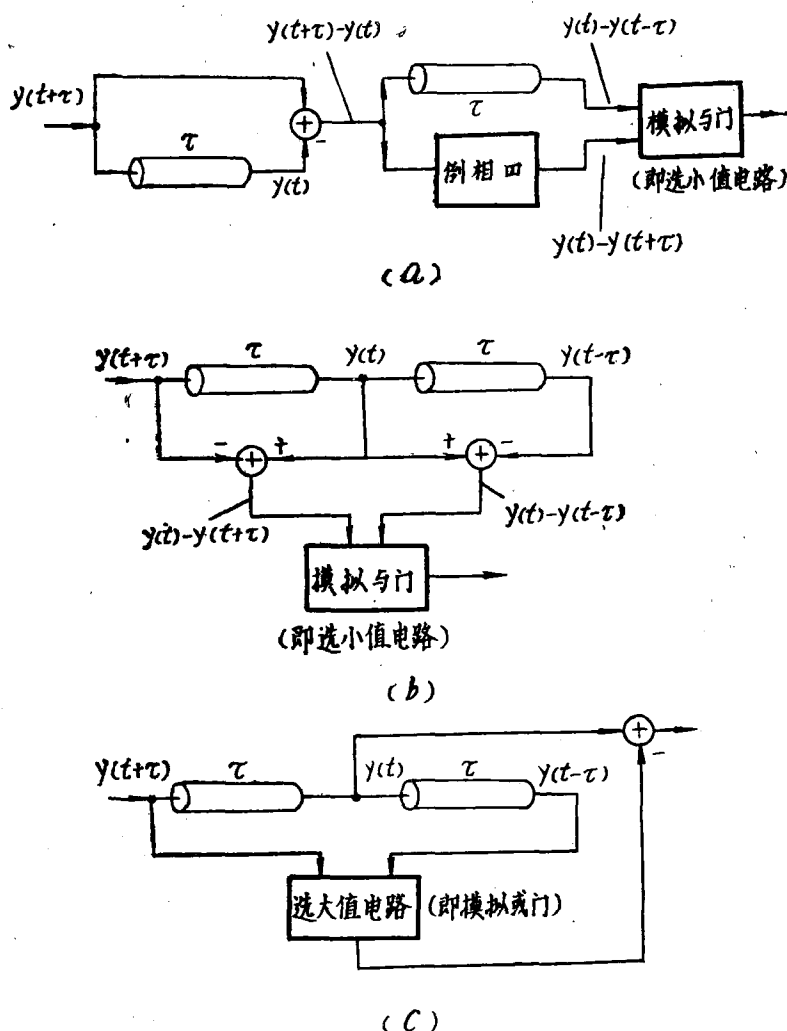


图 14 对数—脉宽鉴别电路

出，当在图 14(a) 电路的输入端加宽度小于 τ 的正脉冲时，正脉冲可以保持原宽度通过电路；当脉冲宽度大于 τ 而小于 2τ 时，输出正脉冲将变窄；到脉冲宽度大于 2τ 时，输出正脉冲为零。宽脉冲输入时的输入、输出波形如图 15 所示。

将图 15 的波形和图 9(b) 的波形相比较，可以看出，输入的宽正脉冲在输出波形中完全被压平（考虑到输出较之输入有 τ 的延迟），而在方波边缘的外侧出现了负的脉冲，这和图 9(b) 的输出波形相类似。

实际上,根据图 14(a)电路 各处的信号关系。这个电路可以用图 14(b)的电路 等效,进一步还可以把它等效成图14(c)的型式。

可以看出,图 14(c)就是两侧单元平均选大恒虚警电路(图 9)的一个特别,它只是在两侧各取一个单元。既然只有一个取样参考单元,就无须再取平均,而直接经过选大值后送到相减器去。

由此可见,对数一脉宽鉴别恒虚警电路可以很好地消除杂波边缘引起的虚警增加,它也会有这类电路的缺点——杂波边缘外侧有深的“黑洞”区,但只有一个脉冲宽。这种电路的主要缺点是取样单元数太少,它的 $N_{L0G} = \sqrt{2}$, 所以恒虚警损失比较大。

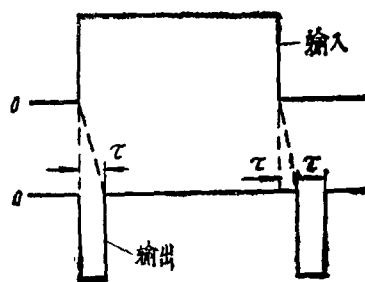


图 15 宽脉冲输入时图14(a)的波形

四、利用硬限幅得到恒虚警

上两节所介绍的在邻近单元检取平均值而对杂波归一化的方法,还可以进一步推广应用。上面所说的邻近单元是对时域而言的,即从时间上超前或滞后的一些区域里的杂波中检出平均值的估值。这个“邻近单元”的概念,在某些场合还可应用到频域里去。宽带放大—硬限幅—窄带放大恒虚警电路(简称宽—限—窄电路)就是一个例子。

类似于白噪声的宽带干扰是常碰到的一种有源干扰,这种干扰的频带比信号频带宽很多,用宽—限—窄电路能对它进行恒虚警处理。

图 16 是宽—限—窄电路的原理图。可以看出,如果不加硬限幅,它就等效于窄带放大器。在白噪声的情况,只要窄带放大器的频率特性和信号回波信号匹配,便能得到最佳接收。不过这种接收不是恒虚警的,输出噪声会随输入强度的改变而变化。



图 16 宽带放大—限幅—窄带放大恒虚警电路

硬限幅的作用可以去除宽带放大的振幅信息,使输出噪声强度不随输入变化,得到恒虚警作用。至于有信号存在时,硬限幅的输出振幅虽然和只有噪声相同,但输出频谱分量中相当于窄频带内的分量(即信号的频谱分量)比较大。通过窄带滤波去掉窄频带以外的频谱分量,信号便会被突出出来。

和其它恒虚警处理一样,宽—限—窄电路也会带来恒虚警损失。即在同样检测条件下,比上述最佳接收需要较大的信噪比。下面来研究这个问题。

首先,宽—限—窄电路在硬限幅时会有限幅损失。当信号能够被检测时,窄带电路输出的信号应大于噪声。但在宽带电路输出,由于宽带比窄带宽很多(可能宽到几十倍),信号

通常比噪声小许多。对这样的情况进行硬限幅就不象脉冲信号大于噪声时那样信号有很大损失, 资料[12]证明, 这时的输出和输入信噪比的比值为 $\frac{\pi}{4}$, 即大约损失 1 分贝。

其次, 宽—限—窄电路在取归一化时会使输出噪声起伏加大, 而带来信噪比损失。这可以用图17概略说明。

如图17(a)所示, 因为窄带滤波器和脉冲信号是匹配的, 所以可把它看作一个频率单元, 并据它的宽度把宽带分成许多个频率单元。

硬限幅加窄频带滤波的作用如图17(b)所示, 它相当于将能通过窄频带的频率分量被宽带中各单元的平均值除。

将图17(b)和图5相比较可以看出, 图17(b)也相当于邻近单元平均恒虚警电路, 只是这里的“邻近单元”是指频域而言的。

由于宽带内频率参考单元的数目有限, 实际“平均值”是有起伏的, 这将造成输出噪声的附加起伏, 从而会带来一定的恒虚警损失。频率参考单元越多(即宽带与窄带之比越大), 平均值估值的起伏就越小, 因而恒虚警损失也小。这些和本文第二节里讨论的基本相同, 并且可以利用那里的结果。

应当指出, 宽—限—窄电路即使将频率参考单元数趋于无穷大, 平均值估值的起伏不再存在, 但硬限幅所引起的 1 分贝信噪比损失还是有的。

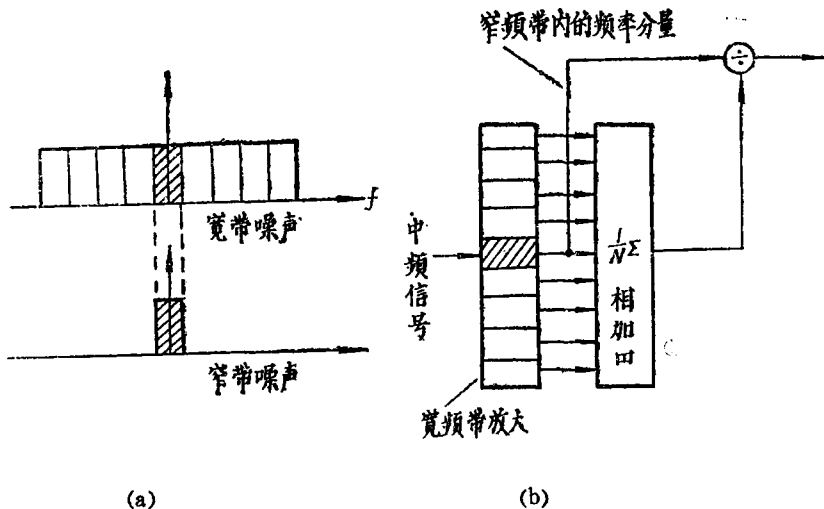


图 17 宽—限—窄电路的等效电路

由于宽—限—窄恒虚警处理的原理是利用在频域的邻近单元作为参考, 所以它只适于宽带干扰的情况。对于地物、雨雪等反射的杂波, 由于其频谱与信号频谱基本相同, 没有邻近的频域单元可供取样, 因而不能用宽—限—窄电路。

顺便提一下宽—限—窄电路对敌人施放的宽带调频干扰还可以有抑制作用, 即通过宽—限—窄电路能提高信杂比。

宽带调频干扰的瞬时频率在很宽的范围随机地快速变化(调制的杂波频带一般在几兆赫以上)。对于普通雷达接收机来说, 能通过的干扰只是频率变到位于接收机频带内的那些瞬

间的，这相当于一串很窄的随机脉冲列，其平均间隔比信号的脉冲宽度窄很多。但这些干扰在中频放大器的输出端不再表现为脉冲式的，因为中放带宽相对于干扰脉冲频谱来说，要窄很多，干扰脉冲通过中放后，在时间上会宽到近似于信号脉冲宽度。被展宽的干扰脉冲彼此重迭，连成一片，得到类似于高斯噪声的连续干扰。

当采用宽一限一窄电路时，由于宽带电路的频带很宽，能通过它的干扰在时间上占的比例较大，干扰脉冲列的空度较小，这是不好的。但另一方面由于宽带电路的暂态特性的惰性很小，干扰脉冲通过它展宽得很少，只要参数合适，宽带电路的输出可能还保持为时间上分隔开的干扰脉冲*。

我们知道，宽一限一窄电路原来就是在无线接收机里作为抑制脉冲干扰提出的。既然宽带电路使作用于限幅器的干扰成为脉冲式的，它就能够发挥作用。硬限幅使输出成为等幅。对于存在脉冲回波的情况，回波的一部分在时间上与干扰脉冲重合而受到抑制，但还有一些部分位于干扰脉冲的间隔里而被保留下来。通过窄带滤波将滤掉干扰中的很大部分，因此，即使回波信号保留的时间只占不大的比例，窄带滤波后仍有可能把信号检测出来。

由此可见，当用宽一限一窄电路抗宽带调频干扰时，关键在于宽带通频带应适当选择（相对于干扰的带宽和调制频率），使作用于限幅器的干扰是有空隙的脉冲列，且脉冲空度尽可能大。

硬限幅的恒虚警方法在一些特殊情况也可用作时域单元平均，因而可用来对地物、海浪、雨雪等分布杂波作恒虚警处理，脉冲压缩雷达就是一个例子，资料[13]还把脉压信号加硬限幅的方法用到普通脉冲雷达，称为色散恒虚警处理。由于两者的原理相同，下面主要讨论色散恒虚警电路。

色散恒虚警电路的原理图如图18所示。它由两个色散特性相反的延迟线（一个展宽延迟线和一个压缩延迟线），和一硬限幅器组成。可以看出，如果不加硬限幅器，两个延迟线的

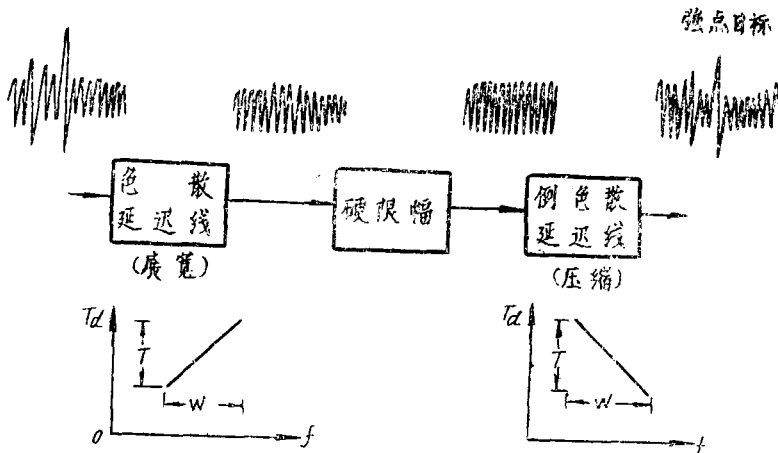


图 18 色散恒虚警电路

• 频带太宽或太窄都不行。太窄了由于暂态特性的惰性会使脉冲干扰连成一片；太宽了，譬如说包括了整个干扰频谱，宽带输出的同样是连续干扰。

组合相当一线性非色散延迟线,这时信号通过它只会产生一定的时间延迟,而波形不会改变。

硬限幅把振幅削平而得到恒虚警。对于地物、雨雪等分布杂波的情况,由于这些杂波可看作是许多照射体的脉冲回波所组成,而每个脉冲通过第一个色散延迟线后将被展宽。对于展宽后的某一单元的信号实际上是邻近许多展宽了的信号所迭加。因此,加到限幅器的杂波更近似于杂乱噪声。

这些杂波被硬限幅后,振幅成为恒定而和输入强度无关。也就是说,杂波和噪声在通过限幅器有相类似的输出。

第二个延迟线是压缩延迟线。但作用于这个延迟线输入的杂波和噪声的相位是杂乱的,它们不可能被压缩,输出仍然是等幅的杂乱起伏。

对于点目标回波就不一样。它被第一个延迟线展宽后,在限幅中仍能保持其相位结构,因而通过第二个延迟线会重新被压缩,而成为振幅大的窄脉冲。上述结论对有噪声或杂波同时存在时也还是适用的,只是强杂波在限幅中对信号有一些抑制作用,信杂比约有1分贝的损失[12]

从上面的讨论可以看出,平均单元数决定于脉冲的展宽比。因此加大展宽比可以减小恒虚警损失。不过这里展宽比(即相当于参考单元数)的加大也是有限制的,其原因在于强的点目标回波会对邻近的弱回波有很大抑制作用,抑制的范围与所展开的宽度成正比。为了说明这种抑制作用,先看看强的点目标回波对噪声的抑制现象。设有一很强的点目标回波,它展宽后的振幅仍比噪声大许多。我们知道,硬限幅使输出振幅为恒定,而信噪比的变化并不大。因此。在点目标展宽的一段范围里,硬限幅输出的振幅虽然和只有噪声时一样,但其中主要的信号分量,而噪声分量要少得多。再通过压缩延迟线将点目标回波重新压窄,则上述一段范围留下的噪声就比其它各处的低,而形成图18输出波形中所示的强目标附近的噪声“碗形区”。可以想象到,如果强点目标附近有弱目标,两者的回波展宽后大部分时间重迭,因而在硬限幅过程中,弱回波也受到较强的抑制*,并落在输出的“碗形区”里。这样特别低落的弱回波就不可能在显示器画面显示出来。

分析表明[14],硬限幅前两个回波的重迭部分不能超过75%,否则弱回波会受到严重抑制。这就给色散恒虚警电路的展宽比带来一定的限制。

在脉冲压缩雷达里,脉冲的压缩比(相当于色散恒虚警电路里的展宽比)主要由其它因素确定。当采用硬限幅恒虚警电路时,脉冲压缩可考虑分两步进行:第一步在限幅前将宽脉冲压窄到某一中间宽度,以邻近一定距离的弱目标不受到严重影响为准;第二步在限幅后再将脉冲压缩到规定的宽度[15]。

从上面的讨论可以看出,色散恒虚警电路在恒虚警的工作原理上和脉冲压缩雷达相类似,但它的设备要简单得多,只是在接收机里加两个色散延迟线。特别是采用超声表面波延迟线,可以把设备做得很小。对发射机则不需要改动。当然,这样做也就不可能具有脉冲压缩雷达的主要特点——降低发射脉冲的峰值功率。

附带在这里提一下动目标显示(MTI)系统的恒虚警处理方法。我们知道,MTI系统是根据相继周期回波相位变动与否,来区别动目标和固定目标的,因而有可能用限幅的方法来进行恒虚警处理。不过硬限幅在这里不能应用,因为内部噪声和动目标回波的相位在相继

* 资料[12]里计算表明,强回波对弱回波的抑制,要比对杂波的抑制来得严重。

周期里都是变化的,丢掉振幅信息就很难把这两者区分开来。这样做只能把固定目标从动目标和噪声中分出,而我们需要的是把动目标从固定目标和噪声中分出*。所谓恒虚警处理就是要将固定杂波剩余压低到噪声电平。至于噪声电平的恒定则可以采用本文第一节里所介绍的电路。

考虑到一些实践问题,譬如天线扫描、杂波内部起伏和系统不稳,通过 MTI 系统处理后,杂波会有一些的剩余。衡量 MTI 系统抑制杂波性能的参数通常为杂波衰减系数(CA)和改善系数(I)等。改善系数 I 实际上就是对噪声取归一化的杂波衰减系数。它表示经过 MTI 系统处理后,相对于噪声来说,杂波电平降低原来的 $\frac{1}{I}$ 。

由此可见,为了使杂波剩余相当于噪声电平,则处理前的杂波强度不能超过噪声的 I 倍**。这可以用限幅的方法得到。

通过限幅及 MTI 处理,强杂波区和只有噪声的区域虚警率相同。而在一些弱杂波的中间区域,杂波和噪声都会在输出中起作用,其中的两个分量都分别比前两种极端情况要弱,两者之和则近似等于输出噪声电平(要小几分贝,可参阅资料[16]),从而得到恒虚警的作用。

在实际使用这种限幅恒虚警处理时,有两个问题应加以注意。其一是限幅会使相继周期杂波的相关性减弱,从而使改善系数降低,特别是对两次以上的对消系统影响更大。但是,理论分析和实验结果表明[17],由限幅而引起的杂波剩余的加大,并不是每个扫描周期都普遍地加大,而是脉冲式的,即在两三个扫描里出现特大的剩余。我们知道,当天线波束扫过动目标时,会收到一串(通常有几十)回波信号,而限幅引起的大杂波剩余只是在两、三个周期里存在,这有点象异步干扰(异步干扰脉冲只是在一个周期里存在,下一周期会移到另外的距离单元),用反异步干扰的方法,例如 MTI 处理后加视频跨周期积累或多周期相关检测,可部分地得到弥补。另一个问题是改善系数与杂波性质有很大关系,对于雨雪和海浪杂波,其改善系数要小得多。雷达工作过程中稳定性的变化,也对改善系数有很大影响,为此,上述限幅恒虚警电路的限幅电平应当是随时可调的,以便操纵员据显示器画面情况调整到适当数值。在有些雷达里,还在 MTI 处理后再另加其它的恒虚警电路(例如邻近单元平均恒虚警电路),以便对雨雪等大的剩余杂波,进行进一步的恒虚警处理。

五、对于韦布尔分布杂波的恒虚警电路

前面几节讨论的恒虚警处理方法,一般都假设杂波和噪声属于高斯和瑞利分布。在有些场合,这一假设并不正确,例如地物杂波和高分辨率雷达的海浪杂波等,如果还用瑞利函数来表示它的分布,就会有很大误差。此外,有时在接收机里会对信号进行非线性处理,例如 MTI 接收机里用限幅器对相位检波前的杂波进行限幅,它也会使对消后的剩余杂波的分布函数有大的改变。

• 大家可能会想到,先把固定目标区分出来,然后再从原信号中“挖掉”固定目标,是否可以得到好的 MTI 结果。有些设备[3]就是采用了这种方法。考虑到一些实际问题,还要另采取一些辅助的措施。

•• 杂波区还同时存在噪声。由于限幅时强信号对弱信号的抑制,噪声作用可忽略不计。

上述杂波概率分布函数的特点是振幅的高端有“长尾巴”，即高振幅端有比瑞利分布为大的概率。如果把这些杂波当作瑞利噪声处理，便会有大得多的虚警

近年来的研究表明，上述杂波可以用对数正态分布或韦布尔分布来表示[5][18]。由于瑞利分布是韦布尔分布的一个特例，据据韦布尔分布制作的恒虚警处理设备可以适用于瑞利杂波，这一节里主要介绍对于韦布尔分布杂波的恒虚警电路。

韦布尔分布函数的形式如下：

$$p(x, v, \eta) = \begin{cases} \frac{\eta}{v} \left(\frac{x}{v}\right)^{\eta-1} e^{-\left(\frac{x}{v}\right)^{\eta}} & x \geq 0, \\ 0 & x < 0. \end{cases} \quad (3)$$

和瑞利分布相比较，韦布尔分布要复杂些。瑞利分布只有一个表示强度的标度参数，在标度参数一定时，分布函数也就被确定。前几节的恒虚警处理方法就是对标度参数取归一化。韦布尔分布也有标度参数，即(3)式中的 v 。(3)式中还有另一个参数 η ，称为形状参数。只有参数 v 和 η 都已知时，分布函数才能确定下来。所谓韦布尔杂波，其参数 v 和 η 是改变着的。

如果把形状参数固定为2，并把 v^2 写成 $2\sigma^2$ ，则(3)式可写成 $\frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$ 。这就是

瑞利分布。韦布尔分布杂波恒虚警处理设备，是假设 v 和 η 为参变数进行处理的，当然它也适用于 $\eta=2$ 的瑞利杂波。反过来就不一样，把韦布尔杂波输入到普通的邻近单元平均电路，其虚警概率的情况如图19所示，在形状参数为不同值时，虚警概率有很大差别。图中 $\eta=2$ 的曲线相当于输入为瑞利噪声的情况。

对韦布尔杂波进行恒虚警处理也可用归一化的办法。即引入一个新的变数

$$z = \left(\frac{x}{v}\right)^{\eta}, \quad (4)$$

由(3)式可以求出变数 z 的分布函数为

$$p(z) = e^{-z} \quad (5)$$

它是与参变数无关的归一化分布函数，

因此，只要设法从邻近的参考单元检取参变数 v 和 η 的估值，再按图20(a)进行处理，便可得到新的变数 z 。也就是得到归一化的输出。

参变数 v 和 η 的估值可以有好几种方法，图19(b)是从对数变数的一阶矩和二阶矩求得参变数的方法，并由此构成韦布尔杂波的恒虚警电路。

对韦布尔杂波进行恒虚警处理，也会带来信杂比损失。图21的曲线表示在图20(b)电

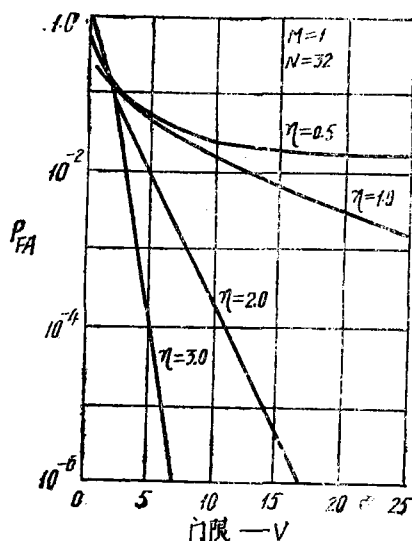


图19 在输入为韦布尔杂波的情况下，普通邻近单元平均电路的虚警性能

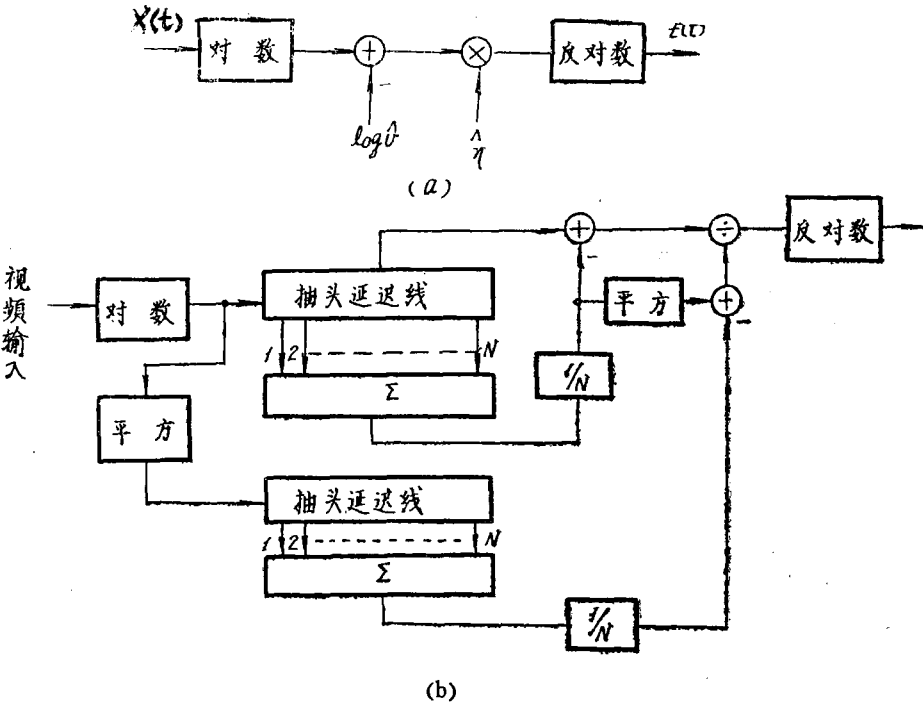


图 20 韦布尔杂波虚警电路

路输入加瑞利噪声时的恒虚警损失的情况。

图 20 (b) 的韦布尔杂波恒虚警电路实现起来比较复杂。此外，还有用非参数法进行 恒虚警处理[19]，电路也较复杂，且要求波束扫过目标时有较多的回波数，否则会带来大的恒虚警损失

资料[20]提出用对数对数放大器来压缩具有“长尾巴”概率分布的杂波。这是一种在振幅高端进一步压缩的对数放大器，它的特性在对数坐标里是一条对数曲线。据说高分辨的海用雷达用这种放大器加简单的微分电路，对海浪杂波有一定的效果。如果在这种放大器后用第二节里所说的中值检测，则效果更好。

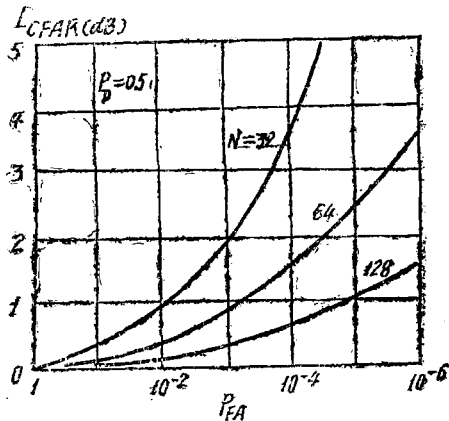


图 21 输入为稳态瑞利噪声时韦布尔杂波恒虚警电路的恒虚警损失

结 语

上面介绍了几种实用的恒虚警电路。在选用电路型式和选择电路参数时,应根据干扰和杂波的性质,以及雷达本身的情况。恒虚警电路的主要性能为恒虚警损失和各种杂波时虚警率的变化,特别要注意非稳态杂波引起的过渡区里虚警率的增加和减少——增加会产生额外的虚警,减少又会降低信号检测能力。

恒虚警电路的性能常常和设备的简易性相矛盾:良好的性能常要求较复杂的设备。这两方面应统筹解决。恒虚警处理只是雷达信号处理的一个组成部分,确定用什么电路时还应联系到整个信号处理设备情况。

恒虚警电路和其它措施相配合,可以得到较好的效果。例如在接收机中频放大器里加近程增益控制电路,可使地物等分布杂波随距离的改变得到部分补偿。采用频率捷变技术消除相继扫掠周期杂波的相关性,可以去除相关杂波积累的虚警。这些对恒虚警作用都有好处,后者还能提高杂波内的信号检测能力。如果恒虚警电路用于对抗敌人施放的干扰,一般应与其它抗干扰措施相配合,例如对无源干扰可采用有速度补偿的 MTI 系统,对有源干扰可采用宽频带的频率捷变设备。

参考资料

[1] "Clutter on Radar Displays", Wireless Eng., PP. 83-96, April, 1956

[2] "对数中频(30MC)放大器", 清华大学无线电电子学研究室, 1965.

[3] MTI MA377D或MA378D 技术手册

[4] "Recursive Methods for Computing Detection Probabilities", IEEE Trans., Vol. AES-7, PP. 671-676, July, 1971.

[5] "搜索雷达的恒虚警处理", 国外电子技术, No.10. 1974

[6] "Detection Performance of the Cell Averaging LOG/CFAR Receiver", IEEE Trans., Vol. AES-8, PP. 648-652, September, 1972

[7] "Radar Detection Probability with Logarithmic Detectors, " IRE Trans., Vol. IT-4, PP. 50-52, March, 1958

[8] "数字式雷达图象录取器", 国外电子技术, No.6, 1975.

[9] "Charge-Coupled Semiconductor Device", BSTJ, Vol.49, PP. 587-593, 1970.

[10] "Bucket-Brigade Electronics", IEEE J. Vol. SC-4, No.3, PP. 131-138, 1969.

[11] "Studies of Logarithmic Radar Receiver Using Pulse-length Discrimination, " IEEE Trans., Vol. AES-1, No.3, PP. 246-253, December, 1965.

[12] "Signal-to-Noise Ratio in Band-pass Limiters", J. Appl. Phys. Vol. 24, No.6, PP. 720-727, June, 1953.

[13] "Dispersive Constant False Alarm Rate Receiver, " Proc. IEEE vol.60, No.6 PP.735-736, 1972.

[14] "The Effect of Limiting on the Detectability of Partially-time-Coincident Pulse Compression Signals", IEEE Trans.,Vol. MIL-9, No.1, PP.17-24, January. 1965.

[15] "Pulse Compression and Signal Processing, " IEE Radar-Present andFuture, PP.292-296, 1973.

[16] "Clutter Residues of a Coherent MTI Radar Receiver, " IEEE Trans., Vol.AES-5, PP.195-204, March, 1969.

[17] "MTI Perfomance Degradafion Caused by Limiting, " EASCON' 68 Technical Convention Record, Supplement to IEEE Trans.,Vol. AES-4,PP. 168-174, November, 1968.

[18] "False Alarm Regulation in Log-Normal and Weibull Clutter, " IEEE Trans.,Vol. AES-9, PP. 84-92, January, 1973.

[19] "Nonparametric Radar Extraction Using a Generalized Sign Test," IEEE Trans.,Vol AES-7 PP.942-950, September, 1971

[20] "Futher Observations on the Detection of Small Targets in Sea Clutter, " The Radio and Electronic Engineer, Vol.45. No.3, PP.105-115, March, 1975.