

ITU-R M.2076 报告

减轻 9.0-9.2 和 9.3-9.5 GHz 频带上无线电定位和地球探测卫星业务/空间研究业务（有源的）雷达对水上和航空无线电导航雷达的干扰以及 9.3-9.5 和 9.8-10.0 GHz 频带上地球探测卫星业务/空间研究业务（有源的）雷达和无线电定位雷达之间干扰的因素

(2006 年)

1 引言

ITU-R 234/8 号研究课题提倡研究 9 000-9 200 MHz 和 9 300-9 500 MHz 频带上的无线电定位和无线电导航系统的技术特性、性能判据和其他的因素，以及适用于那些系统的干扰判据，另外，第 747 号决议（WRC-03）已经为 WRC-07 制定了第 1.3 议项，考虑把无线电定位业务在 9 000-9 200 和 9 300-9 500 MHz 频带上的分配升级为同为主要频带，而且考虑将地球探测卫星（EES）（有源的）业务和空间研究（SR）（有源的）业务在 9 500-9 800 MHz 频带上的主要分配连续地扩展 200 MHz，在 8 500 MHz-10.5 GHz 频带上典型的地面雷达的特性被包含在新的 ITU-R M.[8B.8-10 GHz]建议书草案中。本报告是 ITU-R 234/8 号研究课题和第 747 号决议（WRC-03）所需研究的进一步的文稿。

ITU-R M.1372-1 建议书 – 雷达站在无线电测定业务中高效地使用无线电频谱，描述了在雷达中通常采用的一些最重要的干扰抑制技术，该建议书的重点放在后检测处理上，尽管在那儿描述的其中一项技术能够在检测之前实现，在这里讨论的因素包括某些包含在 ITU-R M.1372 建议书中的因素，以及一些对那些因素的补充。

1.1 研究成果摘要

脉冲式干扰可能引起的干扰衰减的主要形式是虚警率的增加，很自然地，这可以通过一些雷达的通用特性包括较少的天线旁瓣和异步脉冲来得到减轻。对单个脉冲的响应包括快速恒定、匹配滤波效应和其他脉冲截短效应是有利的，最关注的耦合形式是旁瓣对主波束的耦合。

细致的雷达设计能够通过多种方式来减轻脉冲式干扰，这些包括：

- 多脉冲技术，包括 N 中取 M 处理；
- 故意地去除单个异步脉冲；
- 在对多普勒滤波器输出的后处理检查中检测异步脉冲效应；
- 非线性和时变的过程，例如限幅和灵敏度时间控制；
- 扫描与扫描的相关。

2 在该频带上雷达的类型

有一些类型的无线电导航雷达工作在 9 000-9 200 和 9 300-9 500 MHz 频带上，地基航空无线电导航雷达工作在 9 000-9 200 MHz 频带上；它们包括精度逼近雷达（PAR）和航空港地面检测设备（ASDE）雷达，这些都是离散目标监视雷达。9 300-9 500 MHz 频带被许多水上无线电导航雷达使用，它们中的大多数是船载的和机载的气象回避雷达。水上系统为离散目标雷达，而机载系统是分布式目标雷达。

无线电定位业务工作在次要分配基础上的 9 000-9 200 和 9 300-9 500 MHz 频带，工作在 9 300-9 500 MHz 频带上的陆基气象无线电定位雷达相对于其他的无线电雷达是优先的（《无线电规则》（RR）第 5.475 款）。无线电定位雷达还在主要分配的基础上工作在 9 500-9 800 MHz 和 9 800 MHz-10.0 GHz 频带上。

在 EES/S 的（有源的）业务中的航天合成孔径雷达（SAR）目前在同为主要分配的基础上工作在 9.5-9.8 GHz 频带上，提高 SAR 的距离分辨能力的期望迫使提出了将该分配扩展 200 MHz 的建议。

3 潜在的干扰效应的类型

无线电定位或者 EES/SR（有源的）雷达可能给离散目标监视雷达例如 PAR、ASDE 或者水上导航雷达造成的两类最主要的性能衰减为：

- 遗漏的目标检测；
- 假目标检测或者“虚警”和假目标跟踪的发生。

这两种效应可以看作分别是由检测概率的减小和虚警概率的增加引起的。

尽管无线电定位或者 EES/SR（有源的）雷达可能会可以想象到遭受一定程度的灵敏度下降（遗漏的目标检测等），但该影响应该还是比较轻微的，就像已经在一些测量程序中得到验证的一样，因而关注点将集中在假目标的产生上。

来自其他雷达的脉冲式信号造成了发生假目标检测的可能，甚至当在地面雷达中提供精心设计的“恒定虚警率”（CFAR）运行时。然而，本报告的其余部分表明通过好的设计可以大大地避免这些影响，离散目标雷达包括指定目标跟踪雷达，也会经历由于无用信号导致的位置估计错误和目标分类错误，然而，这些影响更有可能是由连续的、像噪声一样的干扰造成的，而不是来自其他雷达的脉冲式干扰。

无线电定位和 EESS 雷达可能会给分布目标雷达包括气象回避雷达或者气象监视雷达造成的性能衰减，包括离散的（例如单个像素）虚警（在气象雷达界中称为光斑）以及把不准确度引入到派生的天气气象的测量，各种干扰可能给合成孔径成像雷达造成的衰减在空间科学界被表示为在任何像素上处理器输出功率变化的增加¹。

¹ ITU-R RS.1166 建议书修订草案 – 适用于航天有源传感器的性能和干扰准则。

这些影响与连续的像噪声一样的干扰对离散目标的雷达的影响相反，该干扰能够有效地控制雷达的虚警率，在那种情况下，虚警率趋于保持不变，但是由于干扰信号变得更强，随着目标距离或者雷达目标有效截面（RCS）而变化的检测概率曲线肯定会遭受向着更短的距离或者更高的 RCS 的转变，这是广义上的灵敏度下降，主要是影响小的、远的或者由于不利的传播条件例如多径传播或者不利的大气波导现象造成照射不足的目标，它还降低了其他的功能例如跟踪精度。然而，连续的、像噪声一样的干扰超出了本文档的范围。

4 在雷达中通常发现的干扰减轻特性

干扰可以通过微弱的或者短暂的功率耦合、一定的接收机非线性、时变的增益、信号处理、后处理和载波频率上的间隔来得到减轻，在雷达与雷达的交互中，由于功率耦合和时间上的高度隔离不是能够自然而然地出现，就是能够通过好的设计获得，频率上的间隔对于兼容性运行未必总是必要的。通过极化失配的隔离出现在无线电定位和航天雷达以及导航雷达的一些组合中，但是由于特定的分配业务的雷达会经常使用水平、垂直和/或圆形极化，因此通常情况下不能依靠这种方式的隔离。

在下面章节中确定了有助于这种减轻因素的特定机制，它们中有许多应用于无线电定位或者航天传感器雷达对水上、机载和空中交通管制雷达的脉冲式耦合，而一些主要应用于那些种类雷达中的仅仅一类或另外一类雷达。

4.1 功率耦合中的隔离（天线间接效应）

不同类型的两个雷达之间的交互通常与两个天线波束扫描之间的不同步有关，当其中一个雷达是无线电定位雷达、另外一个为无线电导航雷达时，这几乎是确定的，原因是它们任务的不同导致了它们系统特性之间的差异。在涉及“三维的”无线电定位雷达的交互中异步扫描会得到进一步地增强；那些雷达采用的是在仰角以及方位角上扫描的笔形波束，而表面应用的导航雷达（水上和空中交通管制）通常是“二维的”；即，它们只在方位角上进行扫描。在新的 ITU-R M.[8B.8-10 GHz]建议书草案中描述的大约 14 种无线电定位雷达中，有 8 种雷达具有在仰角以及方位角上扫描的笔形波束。因此，这些无线电定位雷达的笔形波束通常花费更多的时间扫描地平线以上的区域，在那里它们不能与基于表面的无线电导航雷达强烈地耦合，或者在机载雷达的情况下，以可变的俯角扫描区域，因此，它们只是不定期地照射特殊的基于地面的或者机载的导航雷达。最大功率的无线电定位雷达是基于地面的，在地平线上有辐射零点，因而它们与基于地面的无线电导航雷达的耦合很少，此外，无线电定位雷达由于要适应目标环境，经常采取故意地伪随机方式或者准随机方式的电子操纵和扫描，在这些情况下，无线电定位雷达的主波束只是以不定期代替定期再次访问导航雷达的方向，这使得离散目标无线电导航雷达不大可能会把主波束对主波束的干扰雷达信号当作是有效目标。无论如何，所有雷达的主波束都很窄的事实使得主波束与主波束会合的时间段普遍很小。因而，通常受到关注的情况限于：

- 无线电定位雷达的旁瓣对无线电导航雷达的旁瓣；
- 无线电定位雷达的主波束对无线电导航雷达的旁瓣；以及

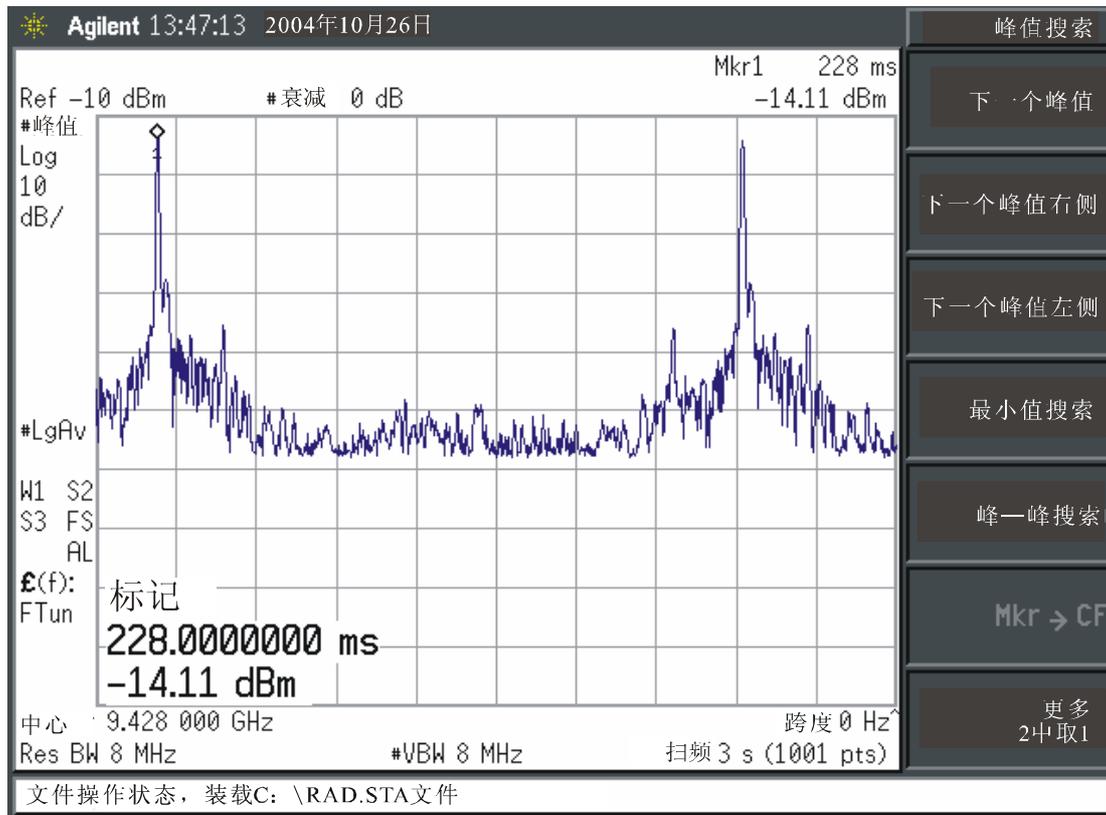
— 无线电定位雷达的旁瓣对无线电导航雷达的主波束。

4.1.1 旁瓣与旁瓣的耦合

无线电定位雷达和无线电导航雷达的大部分旁瓣的增益至少低于主波束的增益 30 dB，事实上，这样高增益天线的中间数值的旁瓣电平往往大约为-10 dBi，这样中间数值的旁瓣的抑制因子典型地为大约 40 dB。工作在 10 GHz 左右的水上导航雷达通常采用开槽波导阵列天线，因而，它们具有相当好的旁瓣抑制。另外，它们在方位面上具有相对狭窄的波束，图 1 是工作在 9.3-9.5 GHz 频带上民用水上导航雷达测量得到的方位面天线方向图的例子，如该图所示，最强的旁瓣被抑制了大约 25 dB，中间数值的旁瓣电平至少要比主波束增益弱 47 dB。

图 1

10 GHz 频带水上导航雷达的方位面天线增益方向图



报告 2076-01

这种性能没有被反映在大多数公布的旁瓣增益数值中，包括在新的 ITU-R M.[8B.8-10 GHz]建议书草案中出现的那些数值，原因是技术条件和标准通常只说明最高的、接近中心的旁瓣，但这是容易理解的，由于一副天线只能集中能量，不能放大能量，它的主波束的任何增益只能通过降低低于整个方向 $4\pi(\text{sr})$ 上平均方向性增益的、大部分其他方向上的方向性增益来获得，平均方向性增益必定为 0 dBi。主波束增益的宣称数值是计算了电阻损失的功率增益；即，天线未能辐射的能量消耗。因此，它们通常要比相关的方向性增益低几个 dB，全部 $4\pi(\text{sr})$ 角度上整个天线方向图的功率增益要比相应的方向性增益低相同的因子，因而旁瓣区域上的平均功率增益不可能超过大约 -3 dBi，好的设计在主波束区域集中了大部分的辐射能量，并且进一步地抑制了大多数的旁瓣。因此，最大的旁瓣与旁瓣耦合典型地要比主波束与主波束的耦合弱 66 到 80 dB。

因此，除了当间隔距离十分近的时候，旁瓣与旁瓣的耦合脉冲通常太弱以至于不会引起虚警。

会出现具有矩形或者准矩形孔径的天线把它们旁瓣增益集中在峰线上，该峰线位于包括孔径的纵轴和横轴的平面上，峰线上的旁瓣的增益能够平均高于 -10 dBi，但是在那些情况下，所有其他平面上的旁瓣会被抑制到平均不足 -10 dBi 的数值。另外，由旁瓣与旁瓣耦合引起的任何虚警将随机地分布在较宽的方向角值域范围内，因而它们往往不会作为目标出现。

4.1.2 主波束与旁瓣的耦合

除了低功率的信标发射机应答器以外，在这些频带上的无线电定位雷达，如新的 ITU-R M.[8B.8-10 GHz] 建议书草案初稿所示，典型地具有范围从大约 28 到 42 dBi 的天线增益，气象雷达具有高达 46 dBi 的天线增益。主要雷达具有在 3 dB 下降点范围从 1.5° 到 5.75° 的窄的方位角波束宽度，气象雷达具有 0.9° 的狭窄波束，如果它们的方位角覆盖范围在整个 360° 内是均匀的，按照典型的情况，它们的主波束照射其他雷达的时间将仅为 $1.5/360 * 100 = 0.42\%$ 到 $5.75/360 * 100 = 1.6\%$ ，对于气象雷达仅为 $0.9/360 * 100 = 0.25\%$ ，许多在仰角上扫描的雷达通过无线电定位主波束照射它们的时间将比这还要少得多，这些低的百分比数值不能确保它们之间的兼容性，但是由于一些实际的情况这些数值仍很重要：

- 以不同于无线电导航雷达的扫描周期的间隔出现的不定期的照射；
- 干扰是脉冲似的而且是异步的；
- 任何干扰的影响往往表现为虚警的形式。

因此，由回旋射束无线电定位雷达造成的虚警，包括表面上的气象光点，通常将在无线电导航雷达的视方位角中移动，典型地在平面位置指示器（PPI）的显示中沿着螺旋轨迹下降。如果这些虚警不是非常的密集，视觉上的或者边扫描边跟踪的处理算法中就可以把它们消除掉。采用电子波束操纵的无线电定位雷达由于不限于以均匀的角速率进行扫描，因此经常进行伪随机性的扫描；当进行这样不均匀扫描所在的平面与无线电导航雷达扫描（通常是均匀的）的平面相同时，可能是由无线电定位主波束造成的虚警将在无线电导航雷达的宽阔的方向角扇区上随机地分布，因此不会与形成假目标跟踪相关联。

4.1.3 旁瓣消隐

有时候包括在雷达中的一个可选的特性是旁瓣消隐[Skolnik, 1990; Maisel, 1968]，该配置采用一个输送到具有与主接收机相同增益的独立接收机的辅助低增益天线，来补充作为雷达特征的高增益天线。在两个信道中均提供对数放大器，这样就能够方便地通过一个减法网络得到两个信道中信号功率之比。这种消隐装置的目的是防止通过雷达的旁瓣对强的目标返回脉冲和干扰脉冲进行检测或者其他的处理，这是通过采用辅助天线增益与主天线增益的适当比率，以及针对通过两幅天线接收到信号的比率的消隐门限的适当值来实现的，这项技术不能保护不受连续的干扰，因为如果这种干扰强到足够使接收机变得无效，它将会在大部分的时间内这样做，彻底地降低系统效能。旁瓣消隐的干扰抑制用途只对低占空比的干扰才会出现，如果这项技术被用于无线电导航雷达，它将会进一步限制所关注的、对那些通过主波束接收到干扰的导航雷达的交互。

4.1.4 旁瓣与主波束的耦合

让我们假定，无线电定位雷达把不需要的能量照射到无线电导航雷达上，产生了引起虚警的可能，最棘手的虚警是那些在无线电导航雷达的天线波束的连续扫描中几乎在相同的方位角和距离被检测到的虚警，原因是它们随后能够与人工观测或者自动观测相互关联，从而看起来好像一个有效的目标。该情况出现的必要条件之一是当无线电导航雷达的主波束指向一个特定的方位时，虚警必须一贯地出现。这就把注意力集中在无线电定位雷达的旁瓣到无线电导航雷达的主波束的耦合情况上，由于在这些频带上的无线电导航雷达典型地具有相当高的增益，这种耦合有时可以会非常地强，要求这个频带上的水上导航雷达在以主波束为中心的 10° 扇区的外面至少具有 20 dB 的旁瓣抑制，该旁瓣抑制为任何方向在 97% 的时间内提供了至少 20 dB 的干扰抑制。（实际的旁瓣抑制通常要比这要好得多，如图 1 所示。）由于这种罕见的情况往往会把虚警限制在一个狭窄的扇区内，因此它单独地将不会防止虚警相互关联从而看起来像目标，但是异步脉冲将会使所有的虚警出现在基本上是随机的距离内，经常随着扫描非单调地变化，这样就减少了它们将会与自动跟踪算法或目测法相关联的可能性。

4.2 处理器间接效应

在信号处理器内部，来自其他雷达的干扰信号的影响能够受到工作在单个脉冲时间量程内的过程（在 SAR 文献中称为“快速”），以及工作在多个脉冲时间量程内的过程（在 SAR 文献中称为“慢速”）的影响。任何不同类型的两个雷达，特别是当它们服务于不同的任务时例如无线电定位和无线电导航，几乎总是使用不同的脉冲重复间隔，尤其是在特定的时刻，这提供了使用有效地减轻雷达对雷达干扰的技术的机会，因为这种抑制是由受干扰的雷达产生的脉冲与那些从干扰雷达那接收到的脉冲之间缺乏同步性产生的，它相当于时间上的隔离，而不是空间上或者无线电频率上的隔离。这些技术包括将在下面描述的一些处理方法。

4.2.1 单脉冲处理

4.2.1.1 快速恒定

为了减少降水杂乱回波的遮掩影响，许多水上导航雷达提供快速恒定（FTC）或者鉴别特性，FTC 技术被应用于视频或者后检测电路，但是在“脉冲与脉冲相关”或者非相干积分过程之前。因为这样，它能够通过把不希望得到的脉冲限制在窄的宽度和低的占空比来提高那些过程的有效性，就像脉冲与脉冲相关过程对这些脉冲的影响一样。在工作在 10 GHz 左右以及 2 GHz 左右的水上导航雷达中，提供一些形式的 FTC 是通常的惯例；FTC，连同在那些雷达中采用的对数 IF 放大器/检波器，促进了对于海面杂乱回波的抑制，它还具有偶然发现的对可能从其他雷达接收到的较长脉冲的截短效应。事实上，FTC 与脉冲宽度分辨技术密切相关，该技术在一些雷达中被用于消除有效的干扰。

4.2.1.2 对于占空比的失调效应

与 FTC 的使用无关，来自无线电定位雷达的、与无线电导航雷达失调的长脉冲将在后者的 IF 部分产生比无线电定位雷达发送的脉冲窄得多的响应，在发送脉冲的开始和结束时的跳变将产生类似于无线电导航雷达冲激响应的响应，其宽度仅为 1 ms 左右或者更少（取决于导航雷达的脉冲宽度样式）。在发射脉冲跳变（上升时间、下降时间和一些次脉冲跳变）之间的暂停期间，响应电平将会很低，接近于那些由未调制的失调载波将要产生的响应。和 FTC 的使用一样，这个效应能够相当大地降低外来脉冲的有效占空比，因此在降低假目标检测的可能性方面能大大地提高“脉冲与脉冲相关”的有效性（即将描述）。

4.2.2 多脉冲积分技术

通常，这些技术包括“预先检测”或者相干积分和“后检测”或者非相干积分。按照在本文档中的用法，“检测”仅仅指提取波形包络、去除它的载波的过程，不是指把信号电平与门限进行比较从而确定目标是否存在的过程，相干积分通常用于实现多普勒处理，并且使得整个雷达的灵敏度最大化，精度逼近雷达可能会使用相干积分。与相干积分相反，非相干积分是在接收到脉冲的相位信息已经被“包络检波器”去除了以后，只对这些脉冲的幅度起作用，无论是不是进行相干积分，大多数导航雷达进行的是某种非相干的积分。有许多种后检测积分技术；Skolnik 的雷达手册[Trunk, 1990]中对它们进行了综述。

4.2.2.1 线性积分

除了相干积分和非相干积分的区别以外，在线性积分和非线性或者量化积分之间存在着重大的区别。线性积分不仅依据在单个的距离/角度或者距离/角度/多普勒单元中接收到的脉冲数量，而且依据各个脉冲的幅度来加权接收到的脉冲序列。因为线性积分保留着各个脉冲的振幅加权，强脉冲按比例地比弱脉冲对积分器的输出做出更多的贡献，所以如果孤立的干扰脉冲足够地强大，就允许它们产生相对强的输出。然而，依据在特定的距离/角度/多普勒单元中脉冲数量的加权能在一定程度上区别对待异步的脉冲式干扰，当干扰脉冲相对较弱时这一点尤其有用。

4.2.2.1.1 合成孔径雷达特有的多脉冲干扰减轻特性

除了在单脉冲上出现的处理增益优势以外，在 SAR 上出现的附加处理增益是由形成合成孔径的多个脉冲的积分引起的。有用信号功率以等于脉冲数量 N 的平方的因子增长，是在典型地很长的合成孔径时间内求的积分。然而，为了响应异步的脉冲式干扰，方位角处理增益将接近于单位 1。

典型地，针对低占空比异步脉冲式干扰的总的（距离和方位角）处理增益将仅为几个 dB。相反地，连续噪声（或者像噪声一样的干扰）将经历等于 N 的方位角处理增益。

4.2.2.2 通过二进制积分消除异步脉冲干扰

与线性积分相比，也在 ITU-R M.1372 建议书中讨论的二进制（非线性）积分抛弃了可变数量的脉冲振幅信息；在极端的情况下，每一个脉冲都被同样地加权，因而非线性积分倾向于均衡各个有效目标返回脉冲和强干扰脉冲的加权，这样它就能区别对待孤立的异步干扰脉冲，即使它们很强。相干积分通常是线性的，而非相干积分可以是线性的或者非线性的。

“二进制积分”、“序贯检测”或者“双门限检测”是一个非相干的和非线性的过程，在这种情况下，“检测”指的是门限比较器的输出，门限比较器本身是“包络检波器”的后续处理程序，序贯检测结合了门限比较器的输出或者单个脉冲重复间隔（PRI）或者“扫描”期间在每个距离/角度单元中的“第一次检测”。这些过程通常是指积分器或者相关器，尽管从严格的数学观点上来看，它们很少是真正的积分器或者相关器。单个检测被限制或者量化到简单的二进制数（零或者一）。不同的设计利用了目标检测或者跟踪灵敏度、目标方位估计（“质心”）的准确度以及对异步脉冲引起的检测的抑制之间不同的折衷。在一些情况下，操作员具有相当大的自由，通过调节运行设置来调整折衷，这种过程的异步脉冲抑制特性已经被概括在 ITU-R M.1372 建议书中。

二进制类型的双门限积分器/检波器受到特别的关注，原因是它们在区别对待由异步脉冲引起的目标声明方面格外地有效。可以区分两种类型的二进制双门限积分器/检波器：

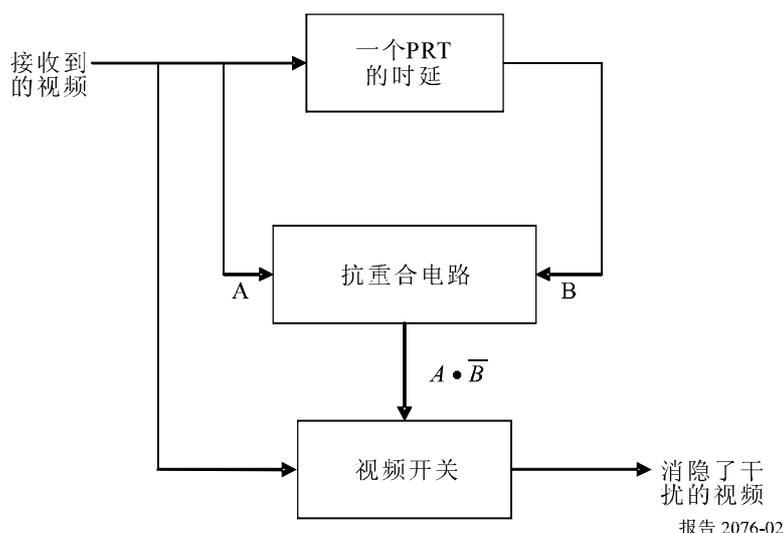
- 滑动窗口， N 中取 M ；
- 具有任意计数规则的双向计数器，这有时被称作累加器、二进制积分器或者指数积分器。

有时这些技术都被称作为马尔可夫过程，在 ITU-R M.1372 建议书中对它们进行了描述。

4.2.3 异步脉冲消除和置换技术

消除孤立异步脉冲的可能性得到认可已经数十年了，在出现数字信号处理之前。早期的版本（以及现在使用的简化的版本）只对振幅起作用，不使用相位信息。最简单的形式基本上是一个 2 中取 2 的积分器，如图 2 所示。这样的电路对“正常的”视频有效；即，在没有 MTI 抵消器的情况下。

图 2
简单的视频异步脉冲消除器



当进行 MTI 处理时，问题就出现了，每一个孤立的异步脉冲产生了多个同步脉冲，当采用递归的或者反馈的抵消器时，比只使用前馈式抵消器时产生了更多的同步脉冲。甚至在没有 MTI 处理的情况下，反馈积分器可能会产生同样的问题，自然地让人想到了两种补救的方法：

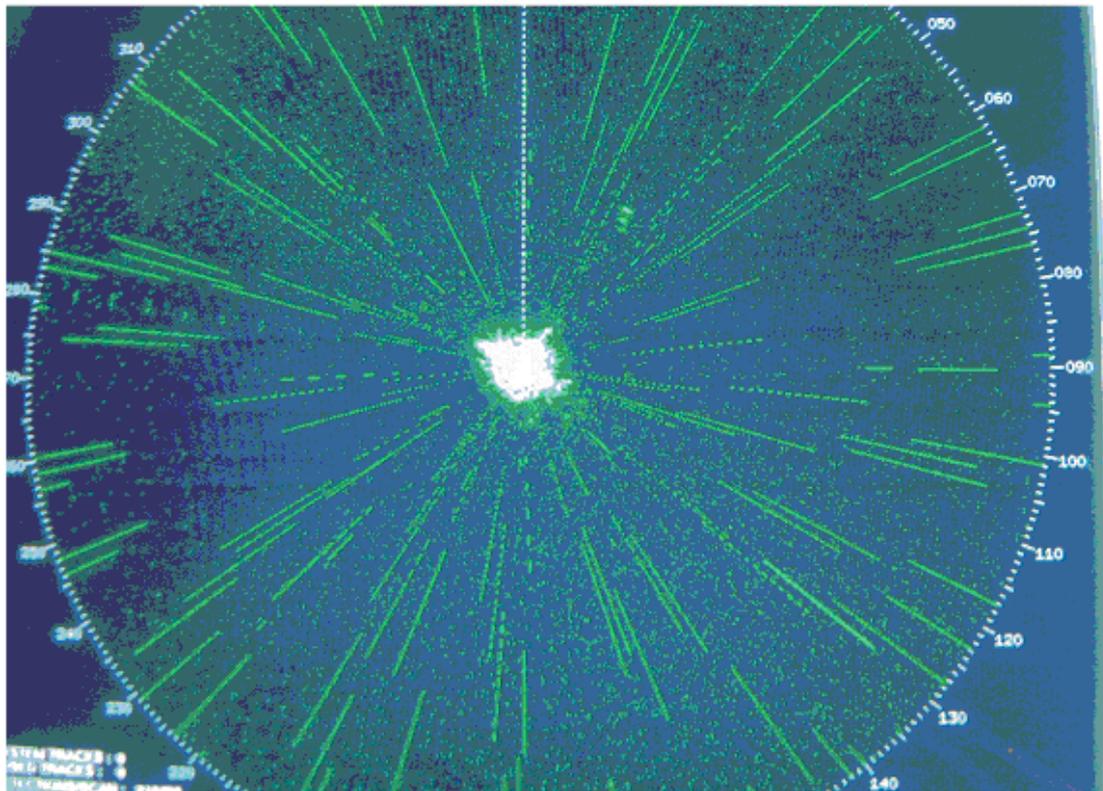
- 在信号到达 MTI 抵消器之前消除异步脉冲。
- 只使用前馈或者有限冲激响应抵消器和积分器。

随着在数字信号处理能力方面已经取得的提高，雷达根据与前面和/或者后面接收到的脉冲样本在幅度（即功率）或者相位角上的不一致把单个脉冲样本标识为干扰已经变得可行，这能够在相干处理例如多普勒滤波或者自相关之前完成，为了提供一个在被测试的 PRI 期间采样值应该是多少的近似值，这些过程使用一个在相同的距离单元内但来自不同 PRI 的连续脉冲的滑动窗口，该窗口可能跨越 8 到 16 个左右的 PRI，或者可能只跨越两个 PRI，背景窗口越长，估计有效返回信号时的准确度就越高。对于被测试的 PRI（“当前的” PRI）和它们在背景窗口中的副本，该过程比较幅度或者幅度的平方 ($I^2 + Q^2$)，或者单个的 I 和 Q 采样值，因而它们能够对接收到脉冲的预先检测（相干的）或者后检测（非相干的）形式起作用，当差异足够地大时，当前的采样值被由背景值得到的数值取代，由于处理是在 I 和 Q “相干视频” 样本上进行的，不考虑工作频带是适当的，这种技术被用于军事和民用领域中的一些雷达。由于这些过程必须要在多脉冲积分之前进行，当由背景值形成的估计以及被检测的样本接近于检测门限的时候，容易遭受噪声的变化，因此弱的干扰脉冲往往会被漏过；另一方面，随着干扰噪声比的增加，干扰消除的效率逐渐地提高，这个特性使得这个过程成为对弱异步干扰的抑制的很好补充，该干扰抑制是由多脉冲线性积分例如多普勒滤波和后检测（非相干的）积分促成的。

能够在 9.3-9.5 GHz 频带上工作的水上导航雷达包含一个与刚才描述的过程类似的后检测过程，对于每一个距离单元，它建立一个跨度仅 3 个 PRI 的滑动窗口，如果窗口中的一个脉冲相对于其他两个脉冲不成比例地大，则用其他两个脉冲的加权平均值代替这个异常的脉冲，雷达操作员能够把干扰抑制过程切换至开启或者关闭，对该雷达进行的测试包括施加一串 10 ms 的、占空系数为 1% 的脉冲，不选通模拟的天线扫描调制，图 3 所示的是当干扰抑制特性关闭时雷达的平面图位置指示器 (PPI) 是如何显示的，每个干扰脉冲产生一个长的、相当于 10 ms 干扰脉冲宽度的辐射线。

图 3

在抗干扰特性关闭的水上导航雷达 PPI 上的脉冲式干扰

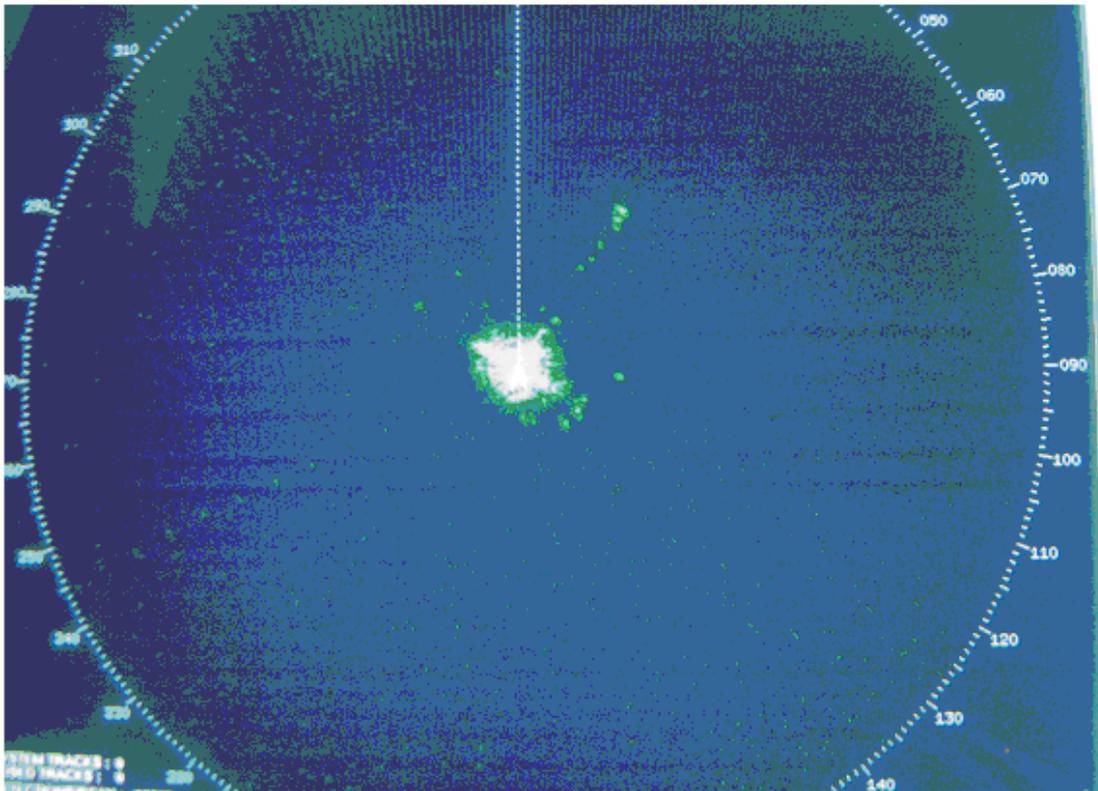


报告 2076-03

图 4 所示的是在抗干扰特性开启的情况下雷达的 PPI 是如何显示的。干扰光点被完全地消除，除了一些离散的光斑外，PPI 上的唯一光斑是来自测试地点附近的固定点杂波的回波，加上一条在大约 280° 的方位上故意加上的模拟目标回波线。

图 4

在抗干扰特性开启的水上导航雷达 PPI 上的脉冲式干扰



报告 2076-04

4.2.4 异步脉冲消除要求和实践

IMO 决议规定水上导航雷达应提供手段充分地减少来自其他雷达干扰的（以及来自各种形式杂波的不需要的回波）（IMO MSC.192(79)决议的第 5.3.2.1 节），这准确地反映了在适用于 SOLAS 雷达和非 SOLAS 雷达的 IEC 标准中（IEC 60936 和 IEC 62252）所发表的提议，虽然所有上述的因素有助于减小这种干扰，即使仅作为一种副作用，但是水上导航雷达典型地提供一种明确地用于处理这个问题的特性，它们实行在业界称作的“脉冲与脉冲相关”、“扫描与扫描相关”或者“线与线相关”²，该特性通常使用一个跨越 N 个连续 PRI 或者“扫描”的滑动窗口，并且对于第二次检测采取 N 中取 M 判据。

行业领先者销售的用于地基气象雷达的信号处理器，有些能够工作在 9.3-9.5 GHz 频带上，包含与在水上导航雷达使用的后检测过程类似的预先检测过程，对于每一个距离单元，它建立一个只跨越 3 个 PRI 的滑动窗口，如果与三个脉冲功率相关的某些条件得到满足，则最近脉冲的矢量值用直接它前面的脉冲的矢量值代替，该雷达的设计者或者用户能够在多个不同的适用于脉冲置换的情况之中做出选择，但是基本原则是在三个 PRI 期间只访问某个特定距离单元一次的干扰能够用一个合理的数值来代替，由于这个过程只持续三个 PRI，因此能够代替占空比高达 $33^{1/3}\%$ 的干扰，但是这只有当干扰脉冲的 PRF 和宿主雷达的 PRF 之间存在着非常特殊的关系时才能实现。随着干扰占空比变得越低，干扰者/受干扰者 PRF 的容忍关系变得更不特殊和更稳固。

² 在 ITU-R M.1372 建议书中，2 中取 2 的滑动窗口过程被称作为“PRF 鉴频器”。

机载气象回避雷达也可能包含异步脉冲消除处理，航空无线电技术委员会标准包含了对这种雷达的要求以便抑制雷达对雷达的干扰，规定：“在沿着与相邻跑道平行的通路飞行或者跟踪装备飞机接近于两海里的飞机上工作的相同类型雷达的发射，不应产生虚警、漏检或者其他可观察得到的干扰”³。

4.3 非线性和时变增益效应

4.3.1 限幅

可以在接收机/处理器内的多个点上实行限幅，限幅可以通过多种方式实现，可以有意的或者无意的。如果接收机 RF 和/或 IF 电路被激励超出了它的线性范围，就会出现无意的限幅，在采用数字信号处理的雷达中，这类电路包括 A/D 变换器。

与限幅特殊的实现无关，当不需要的脉冲和有效的返回脉冲中的任何一个或者两个都很强时，限幅明显倾向于对它们的振幅进行量化，这提高了在这里提到的其他过程对可能从无线电定位雷达那里接收到的异步脉冲进行区别对待的能力。

在防止检测强杂波的尝试中，有时会在接收机/处理器链中包含限幅器，在没有足够有效的单元平均 CFAR 过程或者杂波地图的情况下使用活动目标指示器 (MIT) 抵消器时，这在以前是通常的惯例，操作员有意向调整极限电平从而防止几乎所有的由于杂波残留引起的虚警，随着高动态范围 A/D 变换器和数字处理变得更加有效，限幅的这种使用正在倾向于减少。

如上所述，振幅保持不变的过程倾向于使检测灵敏度最大，但是那些振幅受限或者被量化的过程往往会遭受可变化的灵敏度损失，尽管提供了对于异步脉冲的强有力的鉴别。在提供限幅器的时候，操作员有时能够通过降低极限电平将折衷从最优化灵敏度变为免于干扰引起的虚警；即，通过更多的限幅。当使用反馈积分器时这一点尤其重要，原因是反馈过程由孤立的异步脉冲产生同步脉冲，因此往往对异步脉冲反应不足。

在过滤成更窄的匹配滤波器带宽之前，较宽带宽内的硬限幅 (Dickie 固定) 作为 CFAR 的一种廉价形式，是一项在过去已经被使用的技术，它对于衰减窄带干扰脉冲的影响也是有用的，有时被用作一项针对扫频的 FM 噪声干扰的电子计数器对计数器的测量技术。然而，它在不是可选项的情况下是有风险的，原因是它允许强的和中等强度的干扰信号甚至来自有用信号的失调造成小信号抑制。在第 4.2.2.2 节中讨论的二进制积分能够被当作限幅的一种形式，但是它在接收机/处理器中是后续实现的，因此不会产生小信号抑制。

³ 适用于具有预见风切变能力的机载气象雷达的最小运行性能标准，RTCA/DO-220 号文档，1993 年 9 月 21 日，RTCA 股份有限公司。

4.3.2 对数放大器

从二十世纪七十年代中期开始，几乎所有的水上导航雷达都使用了对数放大器，对数放大器的使用，在减少作为性能降低的贡献者、单个脉冲高振幅的影响方面，有着和硬限幅类似的效果，尽管不像硬限幅那样彻底。当然，这些放大器减少了强干扰脉冲可能会使接收机饱和的可能性，此外，这些放大器在低信号电平上必然是线性的或者准线性的，但是为了在和交流耦合（或者 FTC；见第 4.2.1.1 节）一起被用于减轻海面杂波的时候取得最大的效率，线性区域与对数区域之间的跳变出现在平均噪声电平以下大约 20 dB 处[Cronney, 1956]。

4.3.3 灵敏度时间控制 (STC)

STC 是一种时变的增益，它是一种在每个 PRI 或者“扫描”内变化的故意的灵敏度降低。接收机或者处理器只有在与近距离目标的回波相对应的时刻灵敏度才下降，原因是那些目标产生如此强的回波以至于不需要全部的接收机灵敏度来检测它们。STC 经常是这样的，在小于选定数值的距离内，对于特定的雷达目标有效截面，相当于天线端口的雷达回波的检测门限，以一定的速度变化，来近似地补偿返回功率和目标距离之间成反比律的四分之一功率关系（实际上，一些接收机典型地产生的输出与接收到的信号的振幅或者功率的对数成比例，在视频部分实现的 STC 电路，以由指数衰减获得的增益函数对那些响应进行加权）。STC 有助于抑制杂乱回波，近距离的杂乱回波通常要比远距离的杂乱回波强，另外可能会超出接收机/处理器的线性动态范围，STC 还倾向于抑制由近距离的“杂散反射”（通常是由鸟类的反射所引起的）引起的检测。

当然，STC 也有助于减少可能由无线电定位雷达脉冲引起的检测数量和幅度，达到检测将以近距离假目标出现的程度，在许多情况下，消除近距离假目标比消除在较远距离出现的假目标更加地重要，原因是近距离目标典型地比远距离目标需要更加紧急的行动来避免碰撞，水上导航雷达使用在视频电路中实现的 STC，作为抑制海面杂波的手段，在这个频带上的空中交通管制雷达也具有 STC 能力。

4.4 CFAR 处理

离散目标监视雷达一些机制来将检测率保持在一个合理的范围内，由于大多数的检测通常是由噪声或者杂乱回波引起的，因而是虚警，这样的机制被称作是 CFAR 过程。在最简单的系统中，这可以表现为人工控制增益或者检测门限的形式，然而，典型地，该调整是自动的，它能够在一个更加全局的基础上实现；即，影响宽的角扇区和全程的大部分，或者它能够通过本地的自适应门限来实现。在前一类实现方式中，技术可能包括在全部的或者大部分距离上求平均的自动增益控制，Dickie 固定、STC 和/或者对数放大器和 FCT 或脉冲鉴别的组合。CFAR 的本地自适应形式包括杂波映射以及特殊的本地平均和门限电路。对于多个小距离/方位角单元中的每一个，杂波图是一个对多次天线扫描取平均值得到的信号电平的矩阵。本地平均和门限电路或者单元平均 CFAR 电路，提供一个检测门限，该门限要适应为了目标存在而正在被测试的各个距离/多普勒/方位角单元的最近地区中的杂波（和干扰）电平。在每个 PRI 期间通过构建一个在射程内（对于每一个多普勒信道，就多普勒雷达来说）滑动的窗口来实行本地平均和门限 CFAR 过程，每一个这样的窗口要横跨将为其做出检测决定的距离单元，加上大约 10 至 30 个相邻的距离单元（通常它们中的一半属于近距离，一半属于远距离）。典型地，在那些相邻单元中的信号幅度被取平均，平均值乘以一个因子例如 4 或者 8，从而设立本地的检测门限。然而，经常会采用在基本设计方案上的多种变化，例如，在测试单元之前的单元可能要从在测试单元之后的那些单元中分离出来取平均，两个平均值中较大者可能会被用于设立门限。

在单元平均 CFAR 过程中，包括了相邻的距离单元之中最强信号的单独的单元通常要被排除在取平均值之外，这可能是为了在某种程度上防止来自测点杂波扩散器的回波残留不必要地提高检测门限电平。然而，它也能防止孤立的异步脉冲损害门限值，并不适宜地产生升高的门限电平，这不会有助于减少由不需要的脉冲引起的假目标，但是它能减少一些由不需要的脉冲降低受干扰雷达灵敏度的可能性。

4.5 软件间接效应（后处理）

目标检测的距离/方位角杂波也能够通过各种算法进行自动地检查，从而确定一个特定的杂波检测是否代表一个有效的目标。（这样的过程也能辨别“杂散反射”，大多数的“杂散反射”是鸟类的反射。）

所有的“边跟踪边扫描”处理，结合来自连续天线波束扫描的目标报告，并且估计了目标的位置和矢量速度，还具有检查出假目标的潜力。这种后处理在空中交通管制雷达中是标准的，许多水上导航雷达也具有扫描与扫描相关的特性用来抑制海面杂波，这个特性往往与光栅扫描显示的使用有关，这种显示方式不同于传统的径向扫描显示。光栅扫描显示最初的好处是由于在每次天线扫描期间它们的屏被写了很多次而不是只有一次，因此比径向扫描显示要亮得多，它们的实现要求在至少一次完整的天线扫描中所有距离—方位角单元的关于目标检测的数据在被显示之前必须被保存在存储器中，最近几年在数字存储器电路方面的巨大进步已经使光栅扫描显示的使用在经济上变得可行。存储能力还允许为所有的单独扫描检测存储多次扫描的雷达返回数据，并且允许某一次天线扫描中各个距离—方位角单元内的检测数据在被显示之前，要与前一次或者前两次扫描中相同的距离—方位角单元内的检测数据进行比较。如果返回的结果被归类为二进制方式（存在或者不存在）或者以几个级别为单位，则可以根据在独立的扫描中回波电平的组合，应用规则来获得任何适当的、在每个距离—方位像素上显示的亮度级。由于回波会在两次或者多次扫描中一贯地出现，这样一个特性将会增加像素的亮度等级。更为重要的是，为了无线电定位雷达和无线电导航雷达之间的兼容性，它将会使在一次扫描期间但不是在接下来的下一次或者两次扫描中用于明显的回波显示的像素变得模糊或者不显示。即便在没有这个特性的导航雷达中，操作员能够根据对像素照度一致性的目视观测，推断显示中的响应是否代表有效的目标回波。当来自另外雷达的干扰通过旁瓣与主波束的耦合到达时，能够在相同方位周而复始地引起检测，然而，两个雷达的异步脉冲往往会防止那些检测在相同的距离单元中重复出现，因此，多次扫描处理往往会避免显示这种检测。

4.6 频谱间接效应

在与频率有关的现象中，接收机选择性和假信号响应抑制是抑制雷达对雷达干扰的因素，就像它们在任何其他的干扰交互中一样。接收机选择性应能够对远在受干扰接收机的通频带之外的频谱分量抑制至少 60 dB。无线电导航雷达的阻带抑制的全部好处只有当无线电定位和航天传感器雷达的辐射频谱中的无用分量被同等地抑制时才能出现，在 9 000-9 200 和 9 300-9 500 MHz 频带上，大多数的无线电定位雷达将使用不同于交叉场设备的发射机，这样无用发射的噪声分量将会相对较低。

同样地，被提议的、部分工作在 9 300-9 500 MHz 或者 9 800-10 000 MHz 频带上的所有航天传感器雷达也将使用不同于交叉场设备的发射机，在所关注频带上来自无线电定位和航天传感器雷达的无用发射的电平将更多地由升—降和时隙跳变的斜线，以及相关的伴随的角度调制决定，而不是设备噪声。在 ITU-R M.1314 建议书 — 减少工作在 400 MHz 以上的雷达系统的无用发射 — 中描述了一些雷达发射机输出设备的频谱效率。

另外，两个信号互调对于雷达对雷达的交互，比起相对于通信系统之间的干扰来，往往不那么重要，原因是雷达发射通常具有比较低的波形占空比。来自两个雷达的脉冲之间暂时的会合往往很少发生，原因是一个雷达不可能发射一个脉冲，该脉冲与另外一个雷达的脉冲同时到达受干扰者。

一些无线电导航雷达发送点空比相对于通信系统比较低、但是相对于无线电导航雷达比较高的长脉冲，然而，最长的脉冲通常要采用扫频或者线性调频脉冲波形进行调制，以便支持无线电定位雷达接收机中的脉冲压缩，在这种长脉冲中的频率扫描通常比无线电导航雷达的通频带要宽得多，即使频率扫描将完全地跨越无线电导航雷达的通频带，但是当瞬时频率正在扫描低于和高于该通频带的频点时，实际上的依赖于频率的抑制将会有效，这个效果已经凭经验在工作在 9.3-9.5 GHz 频带上的水上导航雷达中得到了确认，结果正在被单独上报，这种调谐能量的稀释能够通过多种不同的方式来观察。显然，频率扩展会减小平均功率谱密度，观察稀释效应的更有效方法是承认，有效的脉冲带宽即从无线电导航雷达的 IF 部分出来的脉冲的宽度，通常要比无线电定位雷达的发送脉冲的宽度窄得多。这种脉冲宽度的减少能够通过无线电定位和 EES/SR 雷达的好的设计来得到保证，这样，无线电导航系统的接收机带来的频率上的截断被转化为时间上的截断，如果频率扫描速率超过了受干扰雷达的 IF 通频带宽的平方，则有效的脉冲宽度（在 IF 放大器的输出端）由它的冲激响应持续时间所确定，但是相对于受干扰天线所捕获的脉冲的振幅，接收到脉冲的振幅会被衰减，在那种情况下，峰值响应功率与扫描速率成反比，这当然也有助于减轻。

频率分集和频率捷变被许多雷达所使用，特别是航空无线电导航雷达。频率捷变的使用减少了一个雷达的辐射将一贯地与另外一个雷达的公认通频带重叠的风险。

5 结论

无线电定位雷达和无线电导航雷达之间的相互兼容性首先是由它们天线波束的扫描培养的，这样很少通过主波束与旁瓣的耦合接收到不需要的能量，甚至更少通过主波束与主波束的耦合接收到不需要的能量。

更为重要的是，无线电定位雷达和无线电导航扫描速率之间的差异防止了在相同的受干扰方位通过干扰源主波束的干扰的再次出现，减少了一些在可能出现的干扰虚警之中扫描与扫描相关的风险。更多的附加减轻是由两种雷达波形之间的差异以及通过接收机滤波和信号处理对于干扰脉冲的相关抑制而提供的。在有些雷达中，后者包括相干（预先检测）处理以及非相干（后检测）处理，在其他的导航雷达中，相干处理基本上或者完全不存在，但非相干处理可能在提高无线电定位和无线电导航雷达之间兼容性方面十分有效。

这些机制即使有也极少应用于采用像噪声一样波形的、非扫描连续波通信发射机对任何类型雷达的干扰。

参 考 文 献

SKOLNIK, M.I. (Ed.) [1990] *Radar Handbook*, McGraw-Hill.

MAISEL, L. [March 1968] Performance of sidelobe blanking systems. *IEEE Trans. on Aerospace and Electron. Systems*, Vol. AES-4, **2**, p. 174-180.

TRUNK, G.V. [1990] *Automatic detection, tracking and sensor integration*, Chapter 8 in M.I/ Skolnik (Ed.) *Radar Handbook*, 2nd edition, McGraw-Hill.

CRONEY, J. [April 1956] Clutter on radar displays. *Wireless Engineer*, Vol. 33, p. 83-96.
