

第 24 章 电子反对抗

24.1 引言

自第二次世界大战以来，雷达和电子战（EW）^①的性能已发展到非常高的水平^[1, 2]。现代军事力量在很大程度上依靠用于监视、武器控制、通信和导航的电磁（EM）系统；因此使用和控制 EM 频谱至关重要。电子对抗措施（ECM）很可能被敌对力量用来削弱电磁系统的效能^[3~7]。直接的结果是电磁系统越来越多地装有所谓的电子反对抗（ECCM）设备，以便在敌方采取电子战措施时，仍能确保自己对电磁频谱的有效利用。

本章专门介绍 ECCM 技术和雷达受 ECM 威胁时应采用的 ECCM 措施的设计原则。24.2 节先回顾有关 EW 和 ECCM 的定义。24.3 节介绍雷达信号被 EW 装置截获的问题；雷达设计师首先采用的对策是努力防止雷达信号被对方电子设备截获。整个 24.4 节致力于主要 ECM 技术及策略的分析。理解 ECM 对雷达系统的威胁，以便有效地与之对抗是至关重要的。为了便于介绍种类繁多的 ECCM 技术（参见 24.6 节~24.10 节），24.5 节尝试给出一种 ECCM 技术分类的方法。然后，按照其应用于雷达的不同分系统，即天线、发射机、接收机和信号处理等，分别介绍这些技术。一些不能归类于电子措施的 ECCM 技术也扮演着关键角色，这包括人为因素、雷达操作方法和雷达部署战术（参见 24.10 节）。

随后的 24.11 节介绍上述技术在最常见的雷达家族中，即监视、跟踪、多功能、相控阵、成像和超视距雷达中的应用。对付 ECM 威胁所应遵循的主要设计原则，如发射功率的选择、频率、波形和天线增益的选择，也在这一节进行了相当详细的讨论。

本章最后给出了一种评估 ECCM 和 ECM 技术效能的方法（参见 24.12 节）。对于 ECCM 与 ECM 之间无休止的斗争，至今仍缺乏合适的量化理论。尽管如此，一种确定 ECM 对雷达系统影响的常用方法是估算雷达在干扰条件下的作用距离。使用特殊 ECCM 技术的得益可以通过计算雷达作用距离的恢复程度来加以评估。

本章最后给出了本章中用到的首字母缩写词一览表和参考文献。

24.2 术语

电子战（EW）定义为利用电磁能量以确定、利用、削弱或者防止雷达使用电磁频谱的军事行动^[8~11]。电子战的作战使用依赖于通过电子情报（ELINT）设备捕捉雷达电磁发射，在支持数据库中进行信息排序分类，然后把信息用于解读电磁发射数据，理解雷达系统的功能，最后编制对抗雷达的行动。电子战由两大部分构成：电子支援措施（ESM）和电子对抗措施（ECM）。基本上，电子战界以减弱雷达能力为己任。而雷达界却以能在电子战条件下成功地运用雷达为目标；这一目标的实现依赖于 ECCM 技术。下面列出 ESM、ECM 和

① 本章最后在参考文献前给出了首字母缩写词一览表。

ECCM 的定义^[8, 11, 12]。①

ESM 是 EW 的一部分, 包括对辐射电磁能的搜寻、截获、定位、记录和分析等行动, 以利用电磁辐射支援军事行动。因此, ESM 是电子战的信息源, 可为进行 ECM、威胁检测、告警及逃逸提供所需的 EW 信息。ECM 是电子战的一部分, 其功能是阻止或削弱雷达对电磁频谱的有效运用。ECCM 是雷达采用的一系列措施, 尽管敌方使用 EW, 这些措施仍能确保雷达有效地运用电磁频谱。

EW 的术语十分丰富, 通常其中一些也在其他电子领域得到普遍应用。ECM 和 ECCM 中使用的术语完整汇编可在许多文献中找到^[8, 11, 13]。

24.3 电子支援措施 (ESM)

ESM 通常包括若干检测和测量接收机以及专门用于截获雷达发射的实时处理器板。对某些特定辐射源的识别是基于与战术或战略 ELINT 比较之上的^[9, 14~17]。辐射源位置可通过某些其他方法得到, 如自远地系统或单个平台顺序方位测量的三角测量、到达时间差 (DTToA) 或双曲线定位以及相位差变化率 (PDR) 等。现代数字接收机技术, 加上可清楚隔离和识别单个 EM 辐射源的分检信号处理的极大发展, 将提高人们对形势的了解。使用诸如到达波时频差之类的技术将提高单个和多个平台的空间定位; 这将使得 EW 可用于提示目标瞄准系统。

雷达截获是本节中特别令人感兴趣的问题, 它依赖于对雷达发射的脉冲或连续波 (CW) 信号的接收和测量。ESM 操作的作战场景通常是拥挤的雷达脉冲信号, 文献中常常引用的数据是 $5 \times 10^5 \sim 10^6$ 个脉冲/秒 (pps)^[9]。ESM 测量出每个被检测脉冲的中心频率、幅度、脉宽、到达时间 (ToA) 和方向, 将其转换成数字格式, 然后打包成一个脉冲描述字 (PDW)。接着 PDW 信息串被送往脉冲分选处理器, 该处理器将其分检成属于不同辐射源的顺序并识别出其脉冲重复间隔 (PRI) 值及调制规则 (随机抖动、参差、切换)。再与辐射源数据库作进一步对比, 这个数据库包含每个辐射源的特征参数的范围 (频率、脉宽、PRI)、相关的捷变模式 (随机、参差等)、天线扫描方向图形状及扫描周期以产生带识别评分的辐射源清单。ESM 接收机一般用于控制 ECM 的部署和运行; ESM 与 ECM 间的联系通常是自动的。

单个所接收的雷达脉冲信号由许多可测量的参数表征。设计分检系统时, 测量数据的可用性、分辨率和精度必须全部加以考虑, 这是因为所采用的处理方法依赖于现有的参数数据组。显然, 参数测量的分辨率和精度越高, 脉冲分选处理器完成任务越有效。但是, 从 ESM 系统外部 (如多路径)、ESM 系统内部 (如定时限制、接收期间的静止时间) 以及从成本效率考虑等, 对测量过程有限制。由于目标方向在脉冲间不变化, 到达角是实现有效分检的最重要的分类参数。因此, 为了既达到 360° 空间覆盖, 又获得基于脉冲的到达角测量, 常采用比幅单脉冲天线或多基干涉测量 (比相) 系统。在截获时间不关键时 (ELINT 的情况), 也可用对工作环境进行顺序扫描的单脉冲旋转天线。

载频是用于分检的第二个最重要的脉冲参数。普通的频率测量方法是利用搜索式超外差

① 自本《雷达手册 (第二版)》出版以来, 美国空军更改了一些多年以来习惯使用的电子战术语。ECM 现在改为 EA (电子攻击), ECCM 改为 EP (电子保护), ESM 改为 ES (电子支援)。本章中不使用这些术语, 因为雷达界很少使用这些术语, 而似乎更喜欢更熟悉的表达词 ECM、ECCM 和 ESM 等。

接收机，其优点是具有高的灵敏度和好的频率分辨率以及对附近辐射源干扰的抗干扰性强^[9]。不幸的是，与旋转定向测量系统相似，这种接收机的截获概率低。如果发射脉冲是频率捷变的（随机变化的），或者是频率跳变的（按规则变化的），情况将更坏。一种允许用于宽带频率测量的常用方法是基于干涉测量设备上的，这些设备可提供高精度瞬时频率测量并能抗低强度的信号干扰。在宽瞬时频带超外差接收机后接一组相邻接收机通道组，可提供更高的灵敏度和更高的截获概率。过去提出过诸如声表面波（SAW）滤波器和布喇格（Bragg）单元一类的技术^[9]。当前首选的方法是数字接收机，它集成了宽带谱分析和一些后处理功能，如脉内调制测量和波形编码侦察。

由于多路径传输所导致的严重恶化，脉宽是一种不可靠的分类参数。多路径传输会使脉冲包络严重畸变，如脉冲出现长的拖尾，脉峰位置甚至会产生偏移。

脉冲的 ToA 可取为信号超过某一门限的瞬间，但是在有噪声和畸变存在时，这是一种结果多变的测量值。尽管如此，ToA 常用于测量雷达的 PRI。脉冲幅度取为其峰值。动态范围必须至少考虑信号幅度波动和扫描方向图起伏三个数量级的变化。实际上，60dB 的瞬时动态范围看来为最小值，在许多应用场合应更大。幅度测量（与 ToA 一起）可用于获取辐射源的扫描方向图^[9]。

雷达截获系统的分类基于它们提供的电子环境的表征类型。雷达告警接收机（RWR）用做一种机载设备时，通过座舱显示器向飞行员通告敌方导弹上有制导雷达之类所构成的威胁的存在和相对的方向。虽然单程传播与双程传播相比具有作用距离的优势，这使得雷达能截获比自身的平台探测距离更远的距离来的信号，但是搜索雷达不是这些系统的主要目标。要求灵敏度值的范围是-38~-60dBm（相对于全向同性的 dBmW）。ESM 是最复杂的系统，通常具有产生其部署区域内完整电子作战等级画面的能力以及告警功能。这类系统可探测和分析辐射源波形与扫描模式。对工作环境侦察的反应时间可能小于 10s，虽然危险辐射源和告警功能要求更快的响应。要求的灵敏度范围为-55dBm 到好于-80dBm。ELINT 系统与 ESM 类似，但可能不要求 100%的截获概率。反应时间可能为几分钟或几小时。其目的不是在工作环境中辐射源一打开就探测到，而是提供辐射源的详细特征以为 RWR 和 ESM 系统产生识别数据库。ELINT 系统的灵敏度可能达到-90dBm，但它们不需要提供 360° 监视，并且它们可以用几个定向天线达到这样的性能。

RWR 探测雷达辐射的距离主要受其接收机灵敏度及雷达辐射功率的影响。可以通过基本的单程信标方程计算告警距离，方程提供在 RWR 处的信噪比（SNR）。此信噪比 $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{在 RWR}}$ 为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{在 RWR}} = \left(\frac{P}{4\pi R^2}\right) G_t \left(\frac{G_r \lambda^2}{4\pi}\right) \left(\frac{1}{kT_s B}\right) \frac{1}{L} \quad (24.1)$$

式中， P 是雷达辐射功率； R 是 RWR 到雷达的距离； G_t 是雷达发射天线增益； G_r 是 RWR 的接收天线增益； λ 是雷达波长； $kT_s B$ 是 RWR 的总系统噪声功率； L 是损耗。

式（24.1）是计算 RWR 性能的基础。需注意 RWR 的探测距离反比于 R^2 ，而雷达探测目标检测距离反比于 R^4 ，因此，RWR 可在远大于雷达本身探测距离的地方探测到辐射的雷达。在雷达与截获接收机的对抗中，雷达的优势在于使用匹配滤波器，这是截获接收机无法复制的（它不知道准确的雷达波形），而截获接收机却有 R^2 的距离优势，这是单程对双程雷达传播带来的好处^[15~18]。为了赢得“看得见但不被看到”这场战争，雷达应用低截获概率

(LPI) 技术, 见 Schleher^[19]的文章及其内参考文献。

24.4 电子对抗措施 (ECM)

ECM 系统的目的是使雷达无法得到其一个或多个目标的探测、位置、跟踪初始化、航迹更新及分类信息, 或使期望的雷达回波淹没在许多假目标中, 以致真正的信息无法提取^[3~7]。

ECM 的战术和技术可以通过很多方式分类, 例如, 根据主要目的、根据本身有源或无源、根据部署、根据所用平台的类型、根据被干扰的雷达类型或根据上列项目的组合^[13~16, 20]。ECM 战术、技术大全可以在文献中找到^[3, 13], 这里只对最常见的 ECM 类型作一些描述。

ECM 包含干扰和欺骗。**干扰**是有意或存心发射或重新发射幅度、频率、相位或其他调制的间歇或连续波及类噪声信号, 以干扰、扰乱、利用、欺骗、掩盖或降低雷达系统对有用信号的接收^[3~13]。干扰机是以干扰雷达系统为唯一或部分目的的可发射任何占空比信号的 ECM 装置^[3~13]。

专用发射机发射无线电信号以干扰或阻止雷达系统正常运作叫**有源干扰**。它们在受害雷达系统的输入端制造阻碍雷达正常检测、识别有用信号及提取信号参数的背景。有源噪声干扰的几种最常用形式是点频噪声干扰、扫频噪声干扰和阻塞式噪声干扰。当受害雷达的中心频率和带宽已知且限于窄带时使用点频噪声。不过有许多雷达采用在宽带上频率捷变对付点频干扰。如果被干扰雷达的变频速率足够慢, 干扰机仍可以跟踪其频率变化以保持点频干扰的效果。阻塞式或宽带干扰在雷达感兴趣的整个谱段同时幅射干扰。这种方法用于受害雷达捷变频频率变化太快以致无法跟踪或精确的频率参数不确定的情况。

干扰机的尺寸由**有效辐射功率**表征; $ERP = G_j P_j$, 其中, G_j 是干扰机发射天线增益, P_j 是干扰机功率。

无源 ECM 与一些不需要能量的箔条、诱饵或其他反射物同义。箔条是一些可以悬浮在大气层或外大气层的天线单元式的无源反射器, 其目的是扰乱、遮蔽或对电子系统造成其他不利影响。箔条的例子是金属箔、外敷金属的介质材料 (最常见的是将铝、银、锌敷于玻璃纤维或尼龙之上)、线球、干扰绳和半导体材料等^[3, 13]。箔条由长度被切削成半个雷达工作波长的偶极子组成。在实战应用中常把不同长度的偶极子箔条打包, 以在宽频带内对雷达进行有效干扰。箔条的基本特性是有效散射面积、箔条云的特性及形成时间、箔条云反射信号的频谱、隐匿目标的带宽^[3, 9, 21, 22]。对雷达而言, 箔条特性与气象杂波的特性很相似, 但它的频带可扩展到 VHF。箔条频谱的平均多普勒频率由平均风速决定, 而其频谱的扩展与风的扰动以及随不同高度而变的风速引起的风切变效应有关^[3]。

诱饵是另一种类型的无源 ECM。它是一类物理尺寸很小的雷达目标, 其 RCS 通过使用反射器及龙伯 (Luneburg) 透镜来增加以模拟战斗机或轰炸机。诱饵的目的是分散防空系统的火力以增加突防飞机的存活率。但是如果诱饵过大, 那么如果它们大到足以携带武器, 它们就必须参与作战。

来袭的弹道导弹 (BM) 可使用突防辅助^[23]。突防辅助诱饵只是几种可能的突防辅助中的一种。如果防御系统不能识别诱饵与再入飞行器, 那么防御系统就不得不处理诱饵制造出的假目标。

另一种有源干扰机的主要类型是欺骗式 ECM (DECM)。**欺骗**是有意地发射或重新辐射幅

度、频率、相位或其他调制间歇的或连续波信号，以误导电子系统对信息的解读或使用^[3, 13]。欺骗的种类可以分为操纵的及模拟的，**操纵**意味着改变友好电磁信号以完成欺骗，而**模拟**将幅射引入雷达通道以模拟敌方的辐射。DECM 也可分为**应答机与转发机**^[3]。应答机产生模拟雷达真实回波时间特性的非相参信号。转发机产生试图模拟真实雷达回波幅度、频率及时间特性的相参信号。转发机通常需要对微波信号进行某种形式的存储以产生雷达预期的回波，通常使用微波声学存储器或数字 RF 存储器（DRFM）来实现^[3]。

在 DRFM 系统中，通常首先对输入 RF 信号进行下变频，然后用高速模数转换器（ADC）进行采样。存储在存储器中的采样可在幅度、频率和相位上进行处理，以产生宽范围的干扰信号。存储的信号随后被重新调出，由数模转换器（DAC）进行处理、上变频，最后向敌方被干扰雷达发射回去^[24]。被截获雷达的信息内容主要载于信号相位中。于是通常都抛弃幅度信息，只有相位信息被量化和处理^[25]。相位量化由 DRFM 完成，它用 M 位化成 $N = 2^M$ 级电平。在完成相位量化，由 DRFM 引入到信号上以后，最后将干扰信号向敌方被对抗雷达发射回去，但该干扰信号关于接收到的雷达信号有不断增加的延迟。这个延迟由一个距离波门牵引（RGPO）设备量化。距离波门牵引系统将量化后的信号作线性延迟，以产生一个恒定距离变化率的假目标。Greco、Gini 和 Farina^[26]报道了 DRFM 中相位和延迟量化的共同效果分析。下变频中和 DRFM 设备中进行的信号调制/解调的不完善可引入到欺骗信号中作为其他人为假象。Berger 对这种误差进行了详细分析^[27]。

DRFM 是实现欺骗式干扰机的基本手段；距离波门牵引通过给雷达距离跟踪电路输入假目标信息，把雷达的距离跟踪门从真目标的距离位置引开。转发式干扰机把雷达信号放大后转发回去。由于比雷达回波强，转发的欺骗干扰信号俘获了雷达距离跟踪电路。由于在干扰机中欺骗信号通过 RF 存储器进行了延迟，从而“牵引”雷达的距离波门偏离真实目标（RGPO 技术）。当距离波门被牵引到离真实目标足够远的距离后，欺骗干扰机关闭，迫使跟踪雷达进入目标重新获取方式^[3]。欺骗的另一种方式是速度门牵引（VGPO）；可联合使用 RGPO 和 VGPO。

另一种 DECM 技术称为**增益倒置（反转-增益）干扰**。它用来俘获圆锥扫描雷达的角度跟踪电路^[3, 13]。这种技术复制出与目标雷达发射和接收天线合成的方向图相反的幅度调制接收信号。对于圆锥扫描跟踪雷达，增益倒置的重发干扰信号将导致正反馈，使跟踪雷达的天线远离而不是趋向目标。在许多情况下，同时使用增益倒置及 RGPO 技术来对付圆锥扫描跟踪雷达^[3]。由于圆锥扫描容易被这种干扰攻击，所以推动了单脉冲跟踪系统的使用，这种单脉冲系统几乎始终用于当今所有军用跟踪雷达中。

为对付监视雷达的主波束，使用另一种 DECM 技术。这种技术利用宽脉冲来覆盖目标表皮回波，以扰乱雷达的信号处理系统，使其抑制真目标回波。

雷达如何对付 DECM 稍后讨论，参见 24.11 节。

在部署使用方面，ECM 可分为若干类^[3]。一类是**远程干扰（SOJ）**，干扰平台尽量接近但仍处于敌方武器系统攻击距离之外，并干扰这些系统以保护攻击飞机。远程 ECM 系统采用大功率噪声干扰以在远距离上渗入雷达接收天线副瓣。**随行干扰（ESJ）**是另一种 ECM 战术，干扰平台伴随攻击飞行器编队飞行并且干扰雷达，以掩护攻击飞行器。

相互支持或协同是各个战斗单元协同进行 ECM 的手段，用于对付目标截获雷达及武器控制雷达。相对于单平台 ECM，相互支持 ECM 的优势之一是可以从多个平台得到较大的 ERP。然而，其真正的价值是可采用协同的战术。例如，对付跟踪雷达，优选使用的战术是

在雷达波束内的不同飞行器上的干扰机之间进行切换，这将在雷达跟踪电路中制造人为闪烁，如果频率合适（典型值为 0.1~10 Hz），将使雷达角度跟踪失效。此外，这种闪烁还可以扰乱指向干扰机方向^[3]的靠辐射寻的的导弹。

近程干扰 (SFJ) 是一种 ECM 战术，其干扰平台处于武器系统及进攻飞行器之间并对雷达进行干扰，以保护进攻飞行器。近程干扰机通常要在敌方武器系统的有效杀伤距离内停留相当长的时间，所以只有使用相对低廉的遥控飞行器 (RPV) 才是实际的。RPV 可以通过在雷达防区内进行干扰、投放箔条、投放一次性雷达干扰机或诱饵，或者本身作为诱饵及实施其他的 ECM 战术来支援进攻飞行器或导弹。

自屏蔽干扰机 (SSJ) 用于保护其载机。这种情况强调 ECM 系统功率的能力、信号处理能力和 ESM 能力。

自保护 (SP) 诱饵干扰 是一种机外技术，它的目的是通过把导弹导引头对目标的角跟踪转移到对诱饵的跟踪来实现角度欺骗。因此导弹将被导向诱饵而远离目标。大型战斗机、攻击机、轰炸机最可能采用自保护诱饵。SP 诱饵是一次性的或拖曳式的。一次性诱饵从飞机中弹射（或投放）出来，而拖曳式诱饵牵在飞机后面。一次性诱饵中包含微型干扰系统，这种系统可以小到可装入一个标准箔条/闪光物分送装置内。通过展开足够维持稳定飞行的低阻力气动力翅片，诱饵将自己定位于气流中。由于气流的影响和重力引起的降落，诱饵自然减速，因而偏离投放飞机的速度向量。典型情况下，诱饵在从飞机中投放出来以后就立即开始向导弹导引头辐射干扰信号，并在它的整个飞行过程中持续辐射。当雷达告警接收机 (RWR) 探测到来袭的雷达制导导弹后，通常就开始进行诱饵投放。有时要以预先决定的速率分送多个诱饵，以提高飞机生存的累积概率。

拖曳式诱饵 是一种小的空气动力上稳定的物体，它装载一个微型干扰机。诱饵的放置是通过在飞机后面的电缆上将其抽出一固定距离或偏移。这个偏移的选择要满足即使导弹击中诱饵，飞机也不能有损毁。诱饵可由飞机通过电缆供电或自己供电。除了给诱饵提供供电外，这条电缆也可用做控制干扰机工作的数据链路。一旦投放后，拖曳式诱饵就可开始向导弹导引头辐射干扰信号。当不再需要拖曳式诱饵时，可把它收回或丢弃。拖曳式诱饵的主要缺点是它们可能严重降低飞机的机动性。

以载体平台来划分，干扰机有机载、弹载、陆基及海基等种类。

一类特殊的弹载的对雷达的威胁是反辐射导弹 (ARM)，其目的是对雷达寻的及摧毁雷达。雷达信号首先被 ESM 系统分类与截获，然后传给 ARM，ARM 继续用自身的天线、接收机、信号处理器瞄准雷达。截获取决于雷达脉冲到达方向 (DoA)、工作频带、载频、脉宽、PRI、扫描速率及雷达其他参数。ARM 靠雷达副瓣的连续辐射或主瓣的瞬时功率导向雷达。ARM 的优势在于雷达信号的单程衰减，但它的接收机灵敏度受失配损失的影响，而对雷达的定位精度受 ARM 天线有限尺寸的影响。

24.5 ECCM 技术的目的及分类法

当应用于雷达系统时，ECCM 技术的主要目的是，在与敌方 ECM 对抗的同时保证己方雷达任务的顺利完成。说得更详细一点，应用 ECCM 技术的好处在于 (1) 阻止雷达饱和；(2) 提高信干比；(3) 辨别定向干扰；(4) 抑制假目标；(5) 维持对目标的跟踪；(6) 对抗

ESM; (7) 提高雷达系统生存能力^[3]。

ECCM 可以分为两大类：电子技术（参见 24.6~24.9 节）与操作原理（参见 24.10 节）。特别的电子技术用于雷达的主要分系统内，即天线、发射机、接收机和信号处理机内。表 24.1 列出了一些 ECCM 技术的分类及其对付的 ECM 技术^[5, 28]。如 24.11 节所述，这些技术可混合使用于各种雷达中。

以下内容限于主要的 ECCM 技术。读者可以在有关文献中找到按字母排序的 150 种 ECCM 技术及 ECCM 战术与技术的百科全书^[8, 29]。许多其他文献讨论了 ECCM 技术，其中 Slocumb West^[5]、Maksimov 等人^[21]、Gros 等人^[30]和 Johnson Stoner^[31]的著作值得注意。

表 24.1 ECCM 技术及其对付的 ECM 技术
(经 Slocumb 和 West^[5]©Artech House 2000, G.V.Morris^[28]允许使用)

雷达分系统	ECCM 技术	对付的 ECM 技术分类				
		噪声	假目标	距离波门牵引	速度门牵引	角度
与天线相关的	低或超低副瓣	×	×			
	单脉冲角度跟踪					×
	低交叉极化响应					×
	SLB (副瓣消隐)	×	×			
	SLC (副瓣对消器)	×				
	电扫描		×	×		×
	自适应接收极化					×
与发射机相关的	交叉极化相消					×
	低交叉极化天线					×
	大功率	×				
	脉冲压缩	×				
	频率分集	×				
	频率捷变	×	×			
与接收机相关的	PRF 抖动		×	×		
	RGPO 存储器置零			×		
	带宽扩展		×		×	
	差频检波器	×		×		
	覆盖脉冲通道处理		×			
	对干扰寻的	×				
	前/后沿跟踪			×		
	窄带多普勒噪声检波器	×	×			
与信号处理相关的	速度卫门		×		×	
	VGPO 复位		×		×	
	信号现实		×	×	×	
	加速度限制		×	×	×	
	截尾或顺序统计 CFAR	×	×			
	多普勒/距离变化率比较			×	×	
	时间平均 CFAR	×				
全功率测试	×					

24.6 与天线有关的 ECCM 技术

因为天线是雷达和环境之间的转换器，所以它处于电子反干扰的第一线。利用天线发射和接收阶段的方向性可将空间方向的鉴别作为一种 ECCM 策略。空间鉴别技术包括天线覆盖及扫描控制、主波束宽度的减少、低副瓣、副瓣对消、副瓣消隐、副瓣对消器及自适应阵列系统。有些技术发射时有用，另一些只在接收阶段使用。此外，一些用于对付主瓣干扰，另一些有利于对付副瓣干扰。

当雷达扫描过有干扰机的方位扇区时，关掉接收机或减少扫描扇区可以防止雷达观察干扰机。某些欺骗干扰机要靠对波束扫描的预知或测量天线扫描速率来工作。随机电扫可以有效地阻止这类欺骗干扰机与天线扫描速率同步，从而战胜该类干扰机。使用高增益天线集中照射目标可以烧穿干扰机。多波束天线也能用于去掉含有干扰机的波束，并利用剩余的波束保持探测能力。虽然它们增加了天线的复杂度和造价，可能还有质量，但主瓣宽度的减少和对覆盖与扫描区域的控制对任何雷达来说都是值得为其付出代价的 ECCM 特性。

如果一部防空雷达工作于严重的 ECM 环境中，由于从副瓣中进入干扰的影响，其探测距离将会下降。发射时，辐射在主瓣外的能量会被敌方的 RWR 或 ARM 接收。由于这些原因，低副瓣在接收和发射时都是需要的（参见 Schrank^[32]、Patton^[33]与 Farina^[34]书中的第 2 章）。有时，低副瓣会增加主波束宽度，从而恶化了主波束干扰问题。因此，在确定天线方向图时，这些后果都应仔细考虑。

副瓣的指标一般为一个数值，如 -30dB ，表示最大副瓣峰值比主瓣峰值低 30dB 。平均或者均方根（rms）副瓣电平经常更重要。例如，如果副瓣中含有 10% 的辐射功率，平均副瓣电平就是 -10dB ，此处的分贝数是指平均副瓣电平比一个全向（理想）辐射源的增益低的分贝数。理论上，极低的副瓣可以通过适当锥削的孔径照射函数得到。这将导致众所周知的在增益、波束宽度和副瓣电平之间的折中^[35]。为了在保证低副瓣的情况下使波束宽度尽量窄，需要一个更大且更贵的天线（除非雷达使用有源孔径，否则造价也不会太大）。早期低副瓣天线的主要问题在于由于它是一个波导阵列而不是反射器，所以它有更多的机械加工问题。其他关于低副瓣天线设计的原理还有天线孔径周围使用雷达吸波材料、地面设施上应用栅栏、极化网和极化反射器。这意味着同具有类似增益和波束宽度的传统天线相比，超低副瓣天线在尺寸和复杂度方面造价很高。其次，当设计副瓣被压得越来越低时，小误差（随机误差）对散射能量的贡献或指向错误方向（系统误差）就会变得严重。实际上，介于 $-35\sim-30\text{dB}$ 的副瓣峰值电平（平均副瓣电平介于 $-20\sim-5\text{dB}$ ）容易用电扫的相控阵天线实现。要得到低于主瓣 -45dB 以下的副瓣（平均副瓣电平低于 -20dB ），总体的相位误差要小于 5° rms。这在电扫阵列中是非常困难的，这是因为由移相器、有源器件及馈电元件所导致的误差都要包括在内。实际阵列天线副瓣峰值电平已接近 -45dB ，然而这些天线一般是机械扫描的，而且用的全是无源馈电元件。电扫相控阵的发展也预见未来非常好的低副瓣性能。相关的发展状况请参见文献^[36~40]。

另外两种可以阻止干扰通过副瓣进入的技术是副瓣消隐（SLB）和副瓣对消（SLC）。文献[31]中介绍了一种副瓣消隐和副瓣对消装置的实际有效性的例子，文中平面位置显示器（PPI）显示了 ECM 环境下，雷达装备和未装备副瓣对消和副瓣消隐系统的情况。

其他对抗方法是以极化为基础的。雷达的极化特性可以以两种方式应用于 ECCM 技术。第一，雷达天线的交叉极化（与主极化正交的极化）方向图应尽可能保持与雷达成本相一致的低水平。雷达天线方向图任一处的同极化主瓣峰值增益与正交极化增益之比要大于 25dB 以防止一般的交叉极化干扰。这被认为是一种 ECCM 技术，实际上只不过是一种好的天线设计。正交极化干扰在这种情况下是攻击设计有缺陷的雷达。在设计中对雷达天线系统良好正交极化性能的要求也扩展到了各种辅助 ECCM 天线。如果正交极化增益太高，那么像副瓣对消和副瓣消隐这样的 ECCM 技术在对付正交极化噪声和转发式干扰就不会有效^[29]。

极化的第二个应用是，在雷达天线系统中除了接收雷达波的同极化成分外还故意接收正交极化部分。这两种相互正交的极化成分可用来根据其极化信息的不同分辨处于箔条和干扰中的有用目标^[41]。然而，即使是具有加倍的接收、信号处理系统和非常复杂的天线系统（例如，具有能够分别发射和接收雷达波两种极化成分的相控阵天线），也只能得到有限的益处（只有几分贝的对消比）。

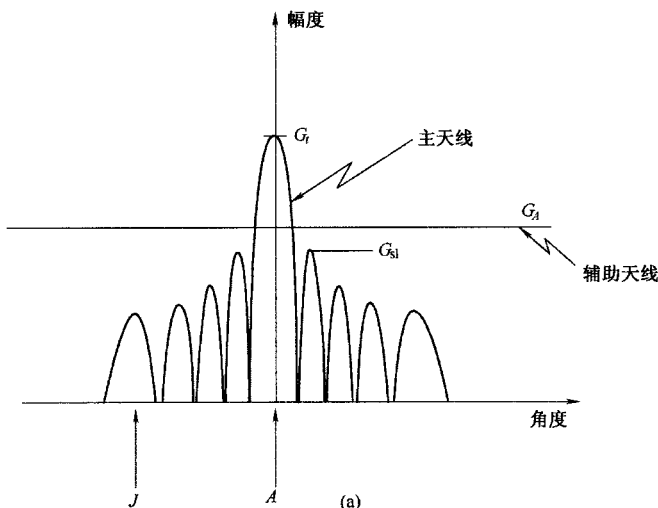
副瓣消隐 (SLB) 系统

副瓣消隐系统的目的是阻止强目标和干扰脉冲（它们可能出现在脉冲压缩后）通过天线副瓣进入雷达接收机。因此 SLB 主要用来消除来自其他脉冲的干扰以及故意的脉冲状干扰。另外，SLB 对相参转发式干扰 (CRI) 也有效。这里“相参”是指干扰试图模仿雷达发射的编码脉冲波形，因此在脉压后看起来像一个尖刺信号^[34, 42~45]。一种实现方法是设置一个耦合到并行接收通道的辅助天线对来自同一信号源的两个信号进行比较。通过选择合适的天线增益，可以分辨出进入主瓣的信号和进入副瓣的信号，于是后者便可以抑制掉。图 24.1 (a) 为主天线和低增益的辅助天线方向图。副瓣消隐处理器的一种实现方法如图 24.1 (b) 所示，两个相同的通道平方律检波器输出被进行比较，但它们的天线方向图是不一样的。两个并行通道所接收和处理的每一距离单元的脉冲都要进行比较。这样，SLB 设备在一次扫描和每一距离单元的基础上决定是否对主通道进行消隐。处于主瓣中的目标 A 在主通道中会产生一个大信号，在辅助接收通道中产生一个小信号，合适的消隐逻辑电路会允许这个信号通过。存在于副瓣中的目标或干扰或二者在主通道中产生小信号，但在辅助通道中产生大信号，于是这些信号被消隐逻辑电路抑制掉。以上分析中假设辅助天线的增益 G_A 比雷达天线副瓣的最大增益 G_{s1} 高。

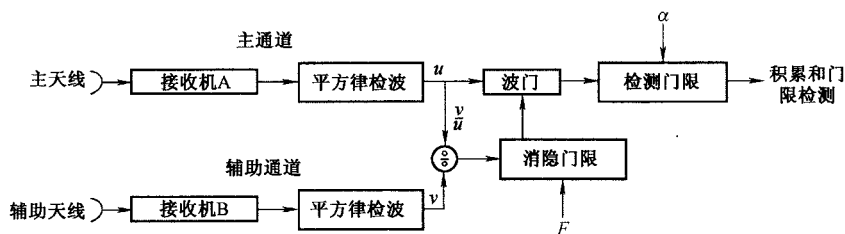
副瓣消隐的性能可以通过考察所得到的不同输出来分析，这两个输出是一对处理后信号的序列 (u, v) ，如图 24.1 (b) 所示。要进行三个假设检验：(1) 对应于两个通道内存在噪声的零假设 H_0 ；(2) 主波束内有目标的 H_1 假设；(3) 对应于副瓣区域内有目标或干扰信号的 H_2 假设。零和 H_1 假设分别相对应通常的“没有检测到目标”和“检测到目标”的判决。当检测为 H_2 时发出消隐命令。

副瓣消隐的性能可用如下概率表示：(1) 消隐雷达副瓣干扰的概率 P_B ，即当 H_2 为真时，接收信号 (u, v) 与 H_2 联合的概率。 P_B 是干扰-噪声比（干噪比）(JNR)、消隐门限 F 和辅助天线相对于雷达天线副瓣的增益容限 ($\beta = G_A/G_{s1}$) 的函数。(2) 虚警概率 P_{FA} ，它是当 H_0 为真时，接收信号 (u, v) 与 H_1 联合的概率； P_{FA} 是对噪声功率电平归一化的检测门限 α 和消隐门限 F 的函数。(3) 主瓣中探测目标的概率 P_D ，它是 H_1 为真时，接收信号 (u, v) 与 H_1 联合的概率， P_D 除其他因素外取决于信噪比 SNR、 P_{FA} 、消隐门限 F 。(4) 通过雷达副瓣进

入的干扰产生假目标的探测概率 P_{FT} ，它是 H_2 为真时， (u,v) 与 H_1 联合的概率。 P_{FT} 是 JNR、门限 α 和 F 以及增益容限 β 的函数。(5) 消隐主瓣中接收到的目标的概率 P_{TB} ，它是 H_1 为真时， (u,v) 与 H_2 联合的概率。 P_{TB} 与 SNR、 F 和相对于主瓣增益 G_r 归一化后的辅助增益 $w=G_A/G_r$ 有关。为了衡量副瓣消隐的性能所要考虑的最后一个参数是对主瓣中目标的检测损失 L 。这可以通过比较有和没有副瓣消隐系统的情况下雷达系统为达到一定的 P_D 所需的 SNR 值而得到。 L 是许多参数的函数，这些参数包括 P_D 、 P_{FA} 、 F 、 G_A 、JNR 和 β 。对这些性能参数的数值的估计可在文献中找到（尤其是 Farina^[34] 的第 3 章，还有其他文献^[42~50]）。



(a) SLB系统的主天线与辅助天线方向图 (根据L Maiset^[42] ©IEEE1968)



(b) 副瓣消隐系统的方案 (根据L Maiset^[42] ©IEEE1968)

图 24.1 SLB 系统

副瓣消隐的设计要求适当地选择以下参数 (Farina^[34] 的第 3 章): (1) 增益容限 β 和由此决定的辅助天线的增益 G_A 。(2) 消隐门限 F 和归一化检测门限 α 。事先已知的参数假设是雷达副瓣电平 G_{sl} 和 SNR 与 JNR 的值。设计参数可以按照使 P_B 和 P_{FA} 保持规定值的同时，使 P_D 尽可能大和使 P_{FT} 、 P_{TB} 、 L 尽可能小来进行选择。辅助天线位置的选择例如存在多径时对 SLB 的性能有影响，为了避免这个影响，主天线和辅助天线的相位中心必须安置于相对于地形表面的同一高度上。

现代雷达中，通过比较主波束和 SLB 通道距离滤波器地图 (RFM) 上同一单元的信号，可实现副瓣脉冲干扰的消隐。RFM 是一张二维地图，它收集所有距离单元的雷达回波 (脉压后的) 以及一串雷达脉冲中的所有多普勒滤波器。主信号和辅助信号的 RFM 分别独立产

生，且在所有距离单元和所有多普勒滤波器上对主通道和辅助通道接收功率值进行测试。这与传统的 SLB 方法（如图 24.1 中说明的）不同，如果在某特定距离单元上检测到干扰/转发式干扰机的功率，那么这个距离单元必须进行有效消隐。因为转发式干扰必须出现在同一目标距离单元上且必须模仿相同的目标多普勒，所以基于 RFM 的 SLB 逻辑大大减小了成功模仿出有用目标的风险。

副瓣对消 (SLC) 系统

副瓣对消系统的目的是抑制通过雷达副瓣进入的具有高占空比或者甚至是连续的类噪声干扰 (NLI) (如 SOJ)。其实现方法是，雷达具有一辅助天线阵列，它来自适应地估计干扰的方向和功率，随后，调整雷达天线接收方向图，将零点置于干扰方向上。副瓣对消技术由 P. Howells 和 S. Applebaum 发明^[51, 52]。在文献中列出了关于 SLC 的后续文献^[34, 53~55]。

副瓣对消系统的概念如图 24.2 所示。辅助天线提供雷达天线副瓣中的干扰信号的副本。为此，辅助方向图要和雷达接收方向图的副瓣平均电平近似。另外，辅助天线要放置得离雷达天线相位中心足够近，以保证它们所获得的干扰样本与雷达干扰信号统计相关。还要注意的，要抑制多少个干扰源就需要多少个辅助天线。在实际中，为了在主天线接收方向图中对 N 个指定方向置零，至少要有 N 个幅度和相位适当控制的辅助天线方向图。辅助天线可以是单独的天线，也可以是相控阵天线的一组接收单元。

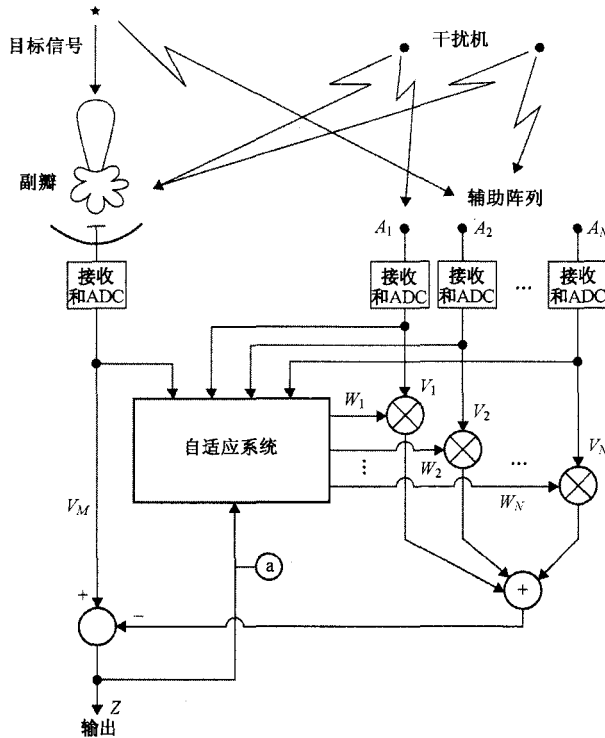


图 24.2 SLC 的工作原理（连线 a 只出现在闭环实现技术中）

N 个辅助天线所提供的信号幅度和相位受一组适当大小的权值控制，这组权值可表示为一个 N 维矢量 $W=(W_1, W_2, \dots, W_N)$ 。干扰通过来自辅助天线和主天线的信号的线性组合对消

掉。问题是寻找合适的方法控制线性组合的权值以最大限度地对消干扰。由于雷达中的干扰信号和辅助天线中的干扰信号的随机性以及假设信号为线性组合，所以采用随机过程线性预测理论是合理的。用 V_M 表示某一距离单元的雷达信号，用 N 维矢量 $V=(V_1, V_2, \dots, V_N)$ 表示同一距离单元来自辅助天线的一组信号。假设所有的信号均具有带通频谱，那么这些信号可以用它们的复包络表示，该包络调制一个不以显式表示的共同载频。各通道中的干扰信号可以看做均值为零且具有某种时间自相关函数的随机过程的采样值。对于线性预测问题，样本组 V 完全可由它的 N 维协方差矩阵 $M=E(V^*V^T)$ 描述，此处 $E(\cdot)$ 表示统计期望，星号 $(\cdot)^*$ 表示复共轭， V^T 是矢量 V 的转置。数学上， V_M 与 V 之间的统计关系通过 N 维协方差矢量 $R=E(V_M V^*)$ 来表示。最佳加权矢量 \hat{W} 根据使均方预测误差为最小的准则确定，均方预测误差等于输出剩余功率，即

$$P_Z = E\{|Z|^2\} = E\{|V_M - \hat{W}^T V|^2\} \quad (24.2)$$

式中， Z 是系统输出。人们发现下面的基本等式成立：

$$\hat{W} = \mu M^{-1} R \quad (24.3)$$

式中， μ 是任意常量。使用 SLC 的得益可以通过引入干扰对消比 (JCR) 来度量，它定义为有无 SLC 时输出噪声功率的比值

$$JCR = \frac{E\{|V_M|^2\}}{E\{|V_M - \hat{W}^T V|^2\}} = \frac{E\{|V_M|^2\}}{E\{|V_M|^2\} - R^T M^{-1} R} \quad (24.4)$$

把式 (24.3) 和式 (24.4) 应用到只有一部辅助天线及一个干扰机的简单情形，可得到如下结果

$$\hat{W} = \frac{E\{V_M V_A^*\}}{E\{|V_A|^2\}} \triangleq \rho \quad JCR = \frac{1}{1 - |\rho|^2} \quad (24.5)$$

从式中可以看出，最佳权重与主信号 V_M 和辅助信号 V_A 之间的相关系数 ρ 有关；相关系数 ρ 越大， JCR 越大。

实现最佳加权组 (24.3) 的困难在于，必须实时地估计 M 、 R 及求 M 求逆。已有的处理几种方案可分为两大类。(1) 闭环技术：输出剩余 (如图 24.2 所示的连线 a) 反馈给自适应系统。(2) 直接处理法，常称为**开环**：只对输入信号 V_M 及 V 操作。泛泛而言，闭环法比直接处理法便宜且实施简单，Griffiths 描述了几种实际实现的方法^[56]。由于其自校正性，它们不需要宽动态范围及高线性度的元器件，所以很适合于模拟实现方法。然而，闭环法受限于为得到稳定非噪声的稳态而必须对响应速度加以限制这一基本限制。另一方面，直接处理法虽然没有慢收敛的问题，但一般来说需要只能通过数字方法才能实现的高精度及大动态范围的器件。当然，闭环法也可以通过数字电路实现，在这种情况下，与直接处理法相比，可大大放松对数字精度的要求并大大减少运算量。现在大多数实现方法都采用数字开环技术。

考虑到实际因素 (参见 Farina^[34] 第 4 章的详细分析)，SLC 的对消能力通常限制 JCR 为 30~40dB，但它们的理论潜在性能要高得多。如果接收通道在雷达接收频段中能对幅度和相位正确匹配，那么可以较好地消除方向性干扰。这个条件对于将在各通道上测量的幅度和相位差异仅仅归因于脉冲干扰特性 (功率和 DoA) 是必需的。存在几种失配源，模拟接收通道的不完全匹配是影响干扰对消的主要限制条件。文献中已经研究了这种失配对 JCR 的影响；参见 Farina^[57] 及其中的参考文献。

对于同时存在幅度和相位失配的情况，JCR 具有一个附录 2 中推导出来的表达式^[57]。图 24.3 示出了这个等式的数值应用；Farina^[57]引用了这个研究案例的参数值。图 24.3 示出了 JCR 等值线与模拟接收通道的归一化幅度失配 a_n 及相位失配 b （单位为度）之间的关系（关于这些参数的精确定义请参见 Farina^[57]）。

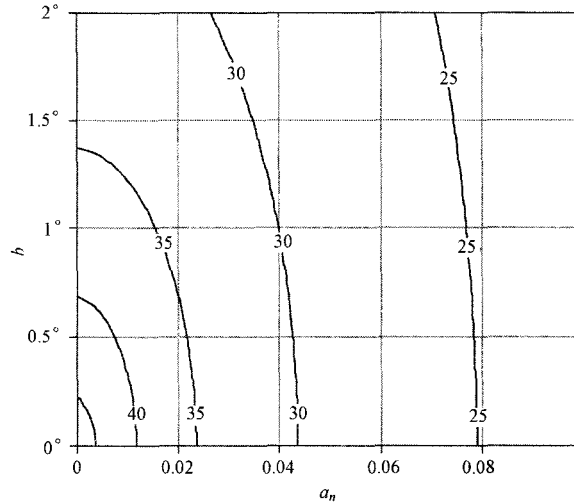


图 24.3 JCR (dB) 等高线与模拟接收机通道的幅度（沿水平轴为自然数）失配及相位（沿垂直轴为度数）失配之间的关系

从图中可以看出，为了得到 40dB 的 JCR，就必须为幅度失配（低于 1%）和相位失配（低于 0.7°）设置严格要求。这张图激发我们利用平衡数字滤波器来补偿辅助通道（在它们的模拟部分）对主通道的失配。Farina^[57]及其文献中讨论了这个问题。下面列出了对消的其他可能限制因素^[34, 53, 58, 59]：

- (1) 主信号与辅助信号间的失配，包括传输路径、主辅天线方向图、系统内部直到对消点的路径以及通道间的交叉干扰等之间的失配^[60~62]；
- (2) 实际系统中辅助通道数比干扰信号数少；
- (3) 孔径-频率色散，常用孔径-带宽积表示^[37, 59, 63]；
- (4) 与宽带阻塞式干扰机相比，实现式 (24.3) 的绝大多数方案的有限带宽，可看做是多个窄带干扰机带宽在方位上的散布；
- (5) 同步（即 I, Q ）检波器的正交误差^[64~66]；
- (6) 数字接收机通道误差，如模数转换器量化误差、采样/保持抖动与数字转换器偏置^[67, 68]；
- (7) 为避免目标信号被对消，采取了限制自适应系统响应时间的脉冲宽度；
- (8) 辅助阵列中的目标信号可能导致不可忽略的辅助天线指向主瓣方向而引起目标相消；
- (9) 多径延迟，常以延迟-带宽积表达^[69~70]；
- (10) 未完全去掉的杂波可能俘获自适应系统，导致在非干扰的方向上置零^[37, 71]；
- (11) 必须在权值估计的精度和自适应系统响应时间之间进行折中；
- (12) 可用于估计干扰协方差矩阵的时间采样个数有限；如果自适应通道数为 N ，则通常要有 $3N$ 个采样可用^[101]；

(13) 天线转动速度可能造成随时间快变化的功率和干扰 DoA^[101]。

联合使用 SLB 和 SLC

SLB 对抑制脉压后的尖刺信号 (如 CPI) 很有效, 而 SLC 对连续 NLI 有效。如前所述, 两种技术都对付出现在主天线副瓣上的干扰。这两种技术可联合使用以对付同时出现的 CRI 和 NLI。一种方法是 将 SLC 和 SLB 技术级联, 如图 24.4 所示。该方案中画出了三个接收通道, 每个通道有一部天线、一部接收机和一个模数转换器; 这三个通道给出的信号分别标记为 SLC、MAIN 和 SLB。左边的天线为低增益辅助天线, 完成主通道和副瓣消隐通道中的 SLC 处理。中间的天线是高增益雷达天线, 它完成脉冲状和类似噪声的干扰存在下的目标检测。右边的天线为低增益辅助天线, 完成主通道的 SLB 处理。分别用自适应权 W_1 和 1 对 SLC 和 MAIN 信号进行线性组合, 来实现对主天线接收到的 NLI 的自适应对消; 最终的自适应的信号 MAIN' 不再包含 NLI。与之类似, 分别用自适应权 W_2 和 1 对 SLC 和 SLB 信号进行线性组合, 可实现对第 r 个辅助天线接收到的 NLI 的自适应对消; 最终的自适应信号 SLB' 不再包含 NLI。一旦把 NLI 从这两个通道中去除, 那么通过比较没有 NLI 的主通道幅度 $|MAIN'|$ 和消隐通道幅度 $|SLB'|$, 经典的 SLB 逻辑可用于对付 CRI^[72]。

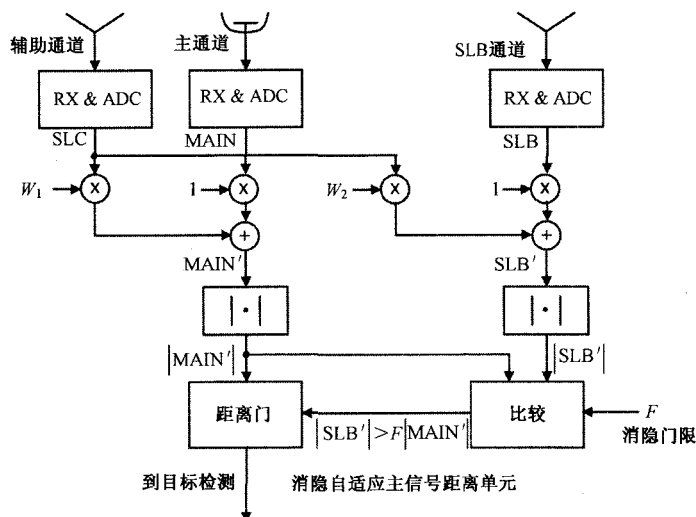


图 24.4 包含 SLC 和 SLB 设备的处理方案

由于三部天线 (主天线与两部辅助天线) 的相位中心是间隔排列的, 通常大于 0.5λ (λ 是辐射电磁波的波长), 所以由于栅瓣的存在会导致主通道与 SLB 通道的自适应方向图在平均曲线附近波动^[72]。然而, 在自适应的 SLB 的方向图与自适应的主天线的副瓣之间存在一个合理的增益余量; 因此, 当有自适应归零的 NLI 时, 可期待有能将 CRI 消隐掉的概率。为了提高上述增益余量, 也即提高 CRI 消隐概率, 建议采取如下处理策略^[72, 73]: 空间分集和频率分集。

空间分集

空间分集的基本原理为使用两部低增益辅助天线 (而不是如图 24.4 所示的一部) 进行 SLB。由于这两部 SLB 天线的相位中心不同, 所以栅瓣对它们的自适应的方向图的影响也不

同。取两个自适应 SLB 信号中的大者，SLB 与主天线副瓣间的增益余量将增加，结果是消隐逻辑的性能提高。

频率分集

提高消隐性能的另一技术是利用雷达载波频率分集。在这种情况下，我们只需要一部低增益天线（见图 24.4）进行 SLB。雷达工作于频率分集模式，即它发射一串 L 个（间隔 T 秒）载波频率稍有不同的脉冲^[73]。自适应主天线及 L 个 SLB 方向图中的栅瓣将随载波频率的变化而变化。取 L 个 SLB 信号输出中的最大值就等价于对栅瓣进行平滑。在 Farina 和 Timmoner^[73] 提出的一个特殊例子中，使用了两个载波频率，这时天线阵列接收单元的 d/λ （这里 d 是指单元间的距离）的值分别为 0.5 和 0.55。在两个载波频率上分别对接收数据进行消隐；随后，对这两个消隐位进行逻辑“或”（全局消隐逻辑）处理。图 24.5 是两个不同载频的消隐曲线以及逻辑“或”的消隐曲线。从图中可以看到频率分集和逻辑“或”提高了消隐概率；这是由于在这两个稍有不同的载频上，天线方向图的形状不同。图 24.5 也给出了一个主天线波束收到的有用目标被消隐的概率（ P_{TB} ）。这些概率是通过 200 次独立的蒙特卡洛仿真估计出来的。目标 SNR 为 20dB，JNR 为 20dB，并假设目标 DoA 在主波束宽度（ $[-4^\circ, 4^\circ]$ ）内均匀分布。关于这个研究案例的数值参数细节可参见文献^[73]。需要注意的是对于 $F=0\text{dB}$ ， P_{TB} 可忽略，而 $P_B \geq 0.9$ 。

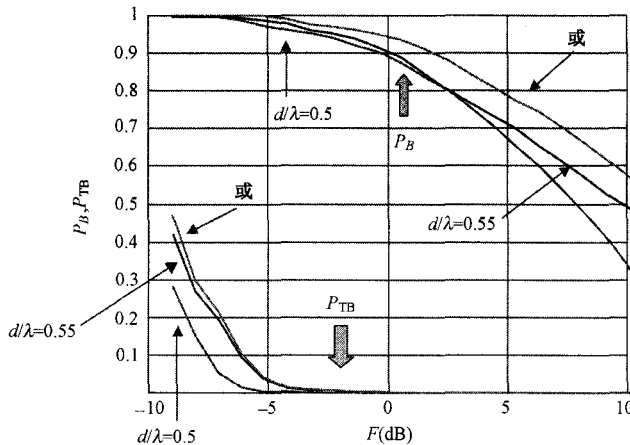


图 24.5 频率分集方案中消隐概率 (P_B) 及目标消隐概率 (P_{TB}) 与消隐门限 F (用 dB 表示) 的关系

在对图 24.4 中给出的系统进行仔细的性能评估后，我们发现可能必须采用频率分集或空间分集来提高 SLB 性能。选择哪一种分集技术依赖于系统的总体考量，如考虑增加更多的辅助天线和/或用雷达发射适当的载频对系统的影响。另外，如果要求紧密的和高速的处理，那么利用脉动方案，空间分集和频率分集技术都可有效地实现。

SLB 和 SLC 的脉动方案

在寻找高效的并行处理时，脉动方案走进了我们的视野。文献[34, 74, 75]已经针对 SLC 实现及更一般的自适应阵列问题描述了它们的应用。Farina^[34]的第 146~156 页和 Farina 与 Timmoneri 的文章^[73]报道了处理 SLC 和主通道接收到的信号的脉动阵列的原理与使用。文

献[73]中的图 1~图 4 描绘了一个应用于 SLC 和 SLB 的脉动处理方案。这些方案的优点在于将 NLI 自适应对消的复杂处理分解成一个简单的处理单元的网络, 这个网络通常可映射到一个基于商用现货 (COTS) 技术或定制超大规模集成电路 (VLSI) 设备上的并行处理结构上。文献[76~80]中已经指出有很多技术可以使用, 如现场可编程门阵列 (FPGA), 用 VLSI 与光子计算机实现的坐标旋转数字计算机 (CORDIC) 等。使用 CORDIC 进行自适应置零的先锋工作开始于麻省理工学院林肯实验室的科学家 C.Rader^[81, 82]。脉动实现的优点在于它的高处理速度和高度紧致、轻质量及低硬件功耗。

自适应阵列天线

自适应阵列天线 (见图 24.6) 是 N 个带有接收机 (RX) 和模数转换器 (ADC) 的天线的集合, 天线的输出送到加权和求和网络, 加权值随信号自动调整以减少不需要信号的影响, 并/或加强理想信号或求和网络输出中的信号。输出信号 Z 经包络检波并与合适的门限 α 比较以检测有用的信号 (见 Farina^[35] 的第 5 章及其他文献^[53~57, 83, 84])。自适应阵列天线是前面小节中描述的 SLC 系统概念的推广。我们首先考虑干扰对消及目标增强的基础理论, 然后把注意力集中在下列论题上: 主波束干扰对消、干扰中的目标 DoA 估计、用于联合杂波与干扰对消的二维自适应处理、子阵级的自适应以及超分辨率。自适应阵列天线的实现方案与数字波束形成技术^[85~87]及数字阵列雷达 (DAR) 技术^[88, 89]有着越来越紧密的联系。

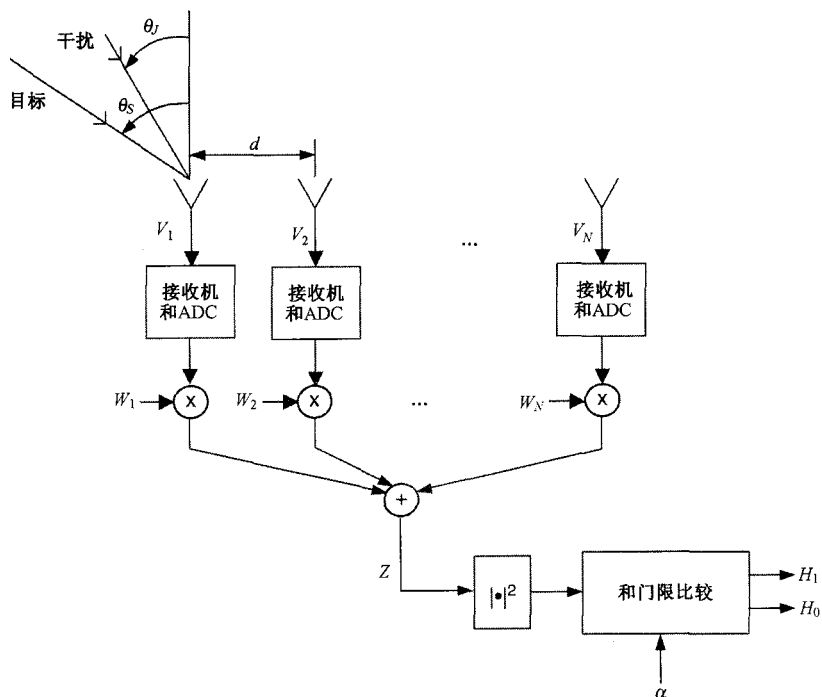


图 24.6 自适应阵列方案

干扰对消与目标信号增强

自 20 世纪 60 年代后期开始人们已经对自适应阵列天线的原理进行了彻底的数学研

究^[83, 84]。关于自适应天线阵列的发展简史请参见 Reed^[90]。有关最小平方自适应处理在军事中的应用综述以及为祝贺 B. Widrow 在自适应信号处理上的开创性工作而授予其 B. Franklin 奖章的详情参见 Etter 等人的文章^[91]。自适应阵列天线的原理和其在雷达上的应用已很好地建立, 关于这方面的比较普及的出版物有 Haykin 与 Steinhardt^[92]、Smith^[93]及 Fairna 等人^[94]的文章。最佳权矢量的表达式给出了基本的结果:

$$\hat{W} = \mu M^{-1} S^* \quad (24.6)$$

式中, $M = E(V^*V^T)$ 是阵列天线所接收的总扰动 V (噪声加干扰) 的 N 维协方差矩阵; S 是 N 维矢量, 包含在阵列中从某个方向来的目标的期望信号采样。可以看出式 (24.6) 和式 (24.3) 之间的相似性。

对于 SLC, 自适应阵列天线技术有在消除扰动的同时增强目标信号的能力。自适应系统以最佳方式分配其自由度到增强目标信号上和消除干扰上。

自适应阵列基本理论的推广: (1) 目标模型 S 未知, 而不是在式 (24.6) 中假设已知的; (2) 除空间滤波外, 还进行多普勒滤波来消除杂波和箔条; (3) 在移动雷达平台中的应用, 如在舰载、机载或星载中的应用。自适应天线阵列概念的一个相关进展是空-时自适应处理 (STAP)^[95-98]。

空-时自适应处理可被看成一种结合了接收波束形成和多普勒滤波的二维自适应滤波器。Ward^[95]中的图 1 是 STAP 的一个基本图示说明, 其中给出了机载雷达看到的干扰环境的示意图与相应的自适应二维滤波器响应。图中也画出了由干扰和杂波引起的功率谱密度关于空间 [即正弦 (角度)] 和时间 (即多普勒) 频率的函数。阻塞式噪声干扰出现为好像分布于特定角度上和全多普勒频段上的墙。从单独一块地块回来的杂波回波的多普勒频率取决于杂波地块和平台飞行方向之间的角度; 从所有角度来的杂波呈现在空-时频率平面的对角脊上。主瓣目标要对抗主副瓣杂波以及干扰。STAP 产生一个空-时自适应滤波器响应, 其主瓣沿期望的目标多普勒频率和目标到达角, 并有沿干扰墙和沿杂波脊的很深零深。为了进行 STAP, 雷达必须有 N 个天线的阵列, 每个天线阵列都有自己的接收通道和 ADC。每个通道接收从 M 个相参脉冲发射串回来的 M 个回波。因此自适应共包括 NM 个回波。

对于一个截面积为常数的雷达模型, 式 (24.6) 的最佳滤波器的探测概率 P_D 为^[84]

$$P_D = Q(\sqrt{2S^T M^{-1} S^*}, \sqrt{2 \ln(1/P_{FA})}) \quad (24.7)$$

式中, $Q(\cdot, \cdot)$ 是 Marcum Q 函数^①; P_{FA} 是预先设定的虚警概率。可以证明, 式 (24.6) 中的权矢量提供了最大的改善因子 I_f 的值, I_f 的定义如下

$$I_f = \frac{\text{输出端信号与干扰} + \text{噪声功率比}}{\text{输入端信号与干扰} + \text{噪声功率比}} \quad (24.8)$$

对应于式 (24.6) 中最佳权矢量的 I_f 值为^[84]

$$I_f = \frac{S^T M^{-1} S^*}{(\text{SINR})_f} \quad (24.9)$$

① Marcum Q 函数定义为

$$Q(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left\{-\frac{x^2 + a^2}{2}\right\} I_0(ax) dx$$

式中, $I_0(\cdot)$ 是零阶修正贝塞尔函数。

信号与干扰+噪声功率比 (SINR)_i 在天线阵列的每个接收单元的输入端测量, 且指一个回波脉冲。 I_f 代表自适应阵列的性能, 它表示目标信号积累和干扰消除。以上方程的实际应用可在 Farina^[34] 的第 5 章中找到。干扰协方差矩阵 \mathbf{M} 的特征值-特征矢量分解的概念对于理解自适应天线阵列方向图很关键, 参见 Farina^[34] 的第 5 章以及 Testa 与 Vannicola^[99]。可以减轻噪声矢量有害影响, 从而在自适应阵列天线方向图中继续保持预设的低副瓣的一种重要技术就是所谓的对角线加载技术^[100, 101]。

在成功地应用了 SLC、式 (24.6) 的应用以及更通用更强大的自适应天线阵概念 (如 GSLC, 推广的 SLC^[34]) 以后, 自适应天线阵列才出现。很明显, 自适应天线阵的效率取决于自由度 (Dof) 的数目以及接收通道的精度 (如匹配程度)。在精度与通道数目之间存在某些折中, 只有一个自由度的系统 (且需要最高的精度) 比 4 个自由度的系统效率低。从理论上说, 一个有 N 个自由度的自适应系统可以抑制 $(N-1)$ 个干扰; 从实际上说, 作为粗略的估算, 只可以抑制 $N/2$ 或 $N/3$ 个干扰。如果干扰的个数多些, 自适应天线阵仍然有用, 这是因为某些干扰抑制是用相应减少的探测距离获得的。对自适应波束形成与低副瓣天线进行比较可发现自适应波束形成对靠近主波束的干扰更有效。另一方面, 自适应天线阵列可在获得一些较低副瓣的同时实现干扰置零。在自适应天线阵列的实际可应用性方面有下面一些考虑。一些现役雷达系统是自适应的, 在技术文献 [38~40, 102] 中有对它们的描述。进行数字处理的现代雷达已经至少拥有 4 个数字通道 (和、方位差、俯仰差和保护通道)。一般来说, 已实现的接收通道的数目主要取决于成本。有人说具有几十个自适应自由度的雷达系统已经工作于微波频段。在超视距 (OTH) 雷达中的自适应自由度个数可能更多。

在可以预见的将来, 拥有 1000 个单元的阵列的全自适应天线阵列 (即在接收单元级具有自适应性) 只有理论价值。有一些雷达是全自适应的, 但它们只有在自适应天线阵中可以经济地处理有限数目的单元。接收单元数目很大的天线阵列需要进行某种形式的处理量降低。一种部分自适应的方法是将天线阵列单元组成子群, 由子群形成自适应处理器的输入。必须仔细选择子群单元以防止栅瓣, 在下节将会讨论这个问题。另一种简化全自适应天线阵列的方法是进行确定性空间滤波。这时在那些预计到会有干扰到来的方向或立体角上, 确定性空间滤波对副瓣进行固定的降低。例如, 由于干扰大多在地面上或者来自远方, 所以一个可能的干扰区域是水平线方向的或其一部分。通过假设一个预知的协方差矩阵 \mathbf{M} , 权值预先脱线被计算好并存储在存储器中, 存储器中有一个权值“菜单”可供操作员或自动判决系统进行选择 (Farina^[34] 的第 277~283 页)。

主波束对消 (MBC) 系统

主波束对消的目的是抑制从雷达主波束接收的高占空比信息和 NLI (类噪声干扰)。MBC 的概念性方案与 SLC 的方案相似, 然而它采用高增益波束替代低增益辅助天线。通过将高增益波束和主天线来的信号进行线性组合消除干扰。需采用的权值可由式 (24.3) 计算。消除一定数量主波束干扰的能力依赖于可用的高增益波束数目。为主波束干扰对消, 可应用所谓的四瓣方向图^[103, 104]。与高增益波束联合使用低增益辅助天线使得副瓣和主波束干扰可以同时消除。

在副瓣和主波束干扰中的目标 DoA 估计

在存在自然和人为干扰的情况下要求用相控阵雷达检测、定位并跟踪目标。在面对 ECM 时, 由于单脉冲比圆锥扫描难欺骗得多, 所以单脉冲是一种判定目标角度坐标的优选技术。但是, 采用自适应波束形成时 (为了更好地削减强干扰), 与其相关的和差波束形状会产生畸变, 这会在传统的单脉冲技术中引入误差, 特别是干扰靠近主波束时^[105]。因此, 不能采用传统的单脉冲技术^[106]。可以考虑用于目标 DoA 估计的最大似然 (ML) 方法, 这种方法推广了单脉冲的概念^[104, 107~114]。

也是当存在主波束和副瓣干扰时, 通过处理一组低增益和高增益波束接收的数据, 目标的角坐标——方位和俯仰 (θ, ϕ) ——可由最大似然方法 ML 估计。接收到的雷达回波集合 $\mathbf{V} \equiv b\mathbf{S}(\theta_T, \phi_T) + \mathbf{d}$ 依赖于目标的角坐标 (θ_T, ϕ_T) 、复目标幅度 b 以及零均值白高斯噪声加上干扰扰动 \mathbf{d} 。 \mathbf{S} 是一个包含在一特定方向 (θ, ϕ) 上高增益和低增益天线方向图值的矢量。数据 \mathbf{V} 由以目标未知参数为条件的高斯概率密度函数, 也即 $p_v(\mathbf{V}/b, \theta_T, \phi_T)$ 来表征。目标未知参数的 ML 估计由下式得到

$$(\hat{b}, \hat{\theta}_T, \hat{\phi}_T) = \arg \min_{b, \theta, \phi} \{[\mathbf{V} - b\mathbf{S}(\theta, \phi)]^H \mathbf{M}_d^{-1} [\mathbf{V} - b\mathbf{S}(\theta, \phi)]\} = \arg \min_{b, \theta, \phi} \{F(b, \theta, \phi)\} \quad (24.10)$$

式中, \mathbf{M}_d 是扰动协方差矩阵, $\mathbf{M}_d = \sigma_n^2 \cdot [\mathbf{I} + \text{JNR} \cdot \mathbf{S}(\theta_j, \phi_j) \cdot \mathbf{S}(\theta_j, \phi_j)^H]$, 它依赖于干扰的角坐标 (θ_j, ϕ_j) ^①以及干扰噪声功率比 $\text{JNR} = P_j / \sigma_n^2$ 。在式 (24.10) 中, $(\cdot)^H$ 表示复共轭转置运算。通过令要最小化的函数的一阶导数为零, 可以单独估计幅度 b 。将幅度估计值 \hat{b} 代入要最小化的函数, 可得下面的 DoA 估计式子

$$(\hat{\theta}_T, \hat{\phi}_T) = \arg \max_{\theta, \phi} \{U(\theta, \phi)\} = \arg \max_{\theta, \phi} \left\{ \frac{|\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{V}|^2}{\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{S}(\theta, \phi)} \right\} \quad (24.11)$$

从式中可以看到泛函 $U(\theta, \phi)$ 的分子是一个拥有高增益和低增益天线方向图的推广的天线阵列的平方自适应输出 ($|\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{V}|^2$); 分母 $[\mathbf{S}^H(\theta, \phi) \cdot \mathbf{M}_d^{-1} \cdot \mathbf{S}(\theta, \phi)]$ 是一个归一化项, 稍后我们将看到它所发挥的关键作用。某特定角度对 (θ, ϕ) 的函数 U 在与一个合适的门限做了比较之后, 判定是否检测到目标。当扫过一组合适的 (θ, ϕ) 角度值时, 同一泛函 U 通过式 (24.11) 给出目标的 DoA 估计。我们称式 (24.11) 及其实际实现为**推广的单脉冲技术**。

这个算法需要估计扰动协方差矩阵 \mathbf{M}_d , 它可由与被测试单元相邻的距离单元上的雷达回波获得, 在被测试单元上要寻找潜在的目标。通过在感兴趣的 (θ, ϕ) 范围内进行穷尽搜索或者通过使用快速递归算法, 可以估计出泛函 U 的最大值^[114]。递归可用主波束指向的角坐标进行初始化。将估计出的扰动协方差矩阵代入泛函 U , 就得到了恒虚警率 (CFAR) 检波器^[115]。这样, 将泛函 U 与一个合适的门限进行比较, 使得目标检测时可保持预定的恒虚警率。仅对于检测出信号的距离单元, 才取出雷达信号并由 ML 算法进行进一步处理以产生目标 DoA 估计。

目标 DoA 的 ML 估计算法的性能可采用 Cramer-Rao 下限 (CRLB) 和蒙特卡洛仿真研究^[104, 107~109, 113, 114]。在这些研究中发现, 泛函 U 的形状既描绘出目标的存在, 也描绘了干扰的存在。研究已经证明蒙特卡洛仿真与 CRLB 分析很一致。研究还发现用传统单脉冲波束

① 这里仅考虑一个干扰, 但是数学方法可以很容易扩展到多于一个干扰的情况。

(和、方位差和俯仰差)兼四瓣天线方向图可以提高干扰中目标 DoA 的估计。

自适应干扰与杂波联合对消

雷达中总是存在杂波。杂波对自适应干扰对消的性能有负面影响,因此必须用一些手段来有效对抗同时存在的杂波和干扰。当存在严重杂波时,SLC 和自适应天线阵将试图使自适应输出的功率最小化,而不区分杂波与其他形式的干扰。换句话说,自适应方向图将包含对准主波束天线方向的零点。有许多技术可用于避免由杂波存在而引起的问题。有一种特别适用于低 PRF (脉冲重复频率)雷达的技术是通过只在每个 PRI 的末尾选择不包含杂波的距离单元进行自适应来避免近程杂波回波对自适应权值的影响。这种技术不适用于工作在高 PRF 距离模糊模式下的雷达,在这种模式下所有的距离单元上都有明显的杂波。如果杂波和干扰不能在距离上或多普勒域上分开,那么可能需要一个二维(多普勒频率维和角度维)自适应滤波器,对于杂波和干扰的统计特性不能预知的情况下尤其如此。事实上,如果干扰或杂波的统计量不能独立估计,那么由于统计过程的相互污染,所以设计一个有效的空域滤波器以抑制干扰或设计一个时域滤波器以减轻杂波都是很困难的^[116]。当杂波-干扰比接近 1 时,这个问题尤其突出。在这种情况下,将空域自适应处理器与时域自适应处理器级联的性能并不见得好。此时,多普勒域和角度域的联合二维自适应滤波是一种可联合消除而不是顺序消除合成扰动(即干扰和噪声叠加)的方法^[117]。二维自适应的性能优点必须与计算成本进行折中。为了减轻计算量提出了很多不同的计算策略,例如,以比输入数据低的速率计算自适应二维权值,并以自然速率应用到雷达快照上。Bollini 等人^[75]详细介绍了一种称为逆 QR 的提取权值的高效算法过程。其他可能的方法是利用现代计算技术,如 FPGA、PowerPC 或高速光处理器来支持二维自适应处理^[80]。

子阵级上的自适应

对于一部拥有几千个单元的工作的相控阵雷达(PAR)来说,直接对从每个辐射单元来的信号进行自适应是不可能的。必须采用子阵来降低系统复杂度。一个子阵是天线基本辐射源的集合;整个天线可看做由这些超级单元组成的阵列。自适应处理可应用于每个子阵的输出信号,这样就降低了系统复杂度。假设子阵的配置合理,子阵的个数和接收通道误差(如通道失配)将决定对消性能。因此,子阵数的选择必须在硬件复杂度、成本和可达到的性能间进行折中。

我们特别希望 PAR 有低副瓣,这可通过以下几种方法获得:(1)用模拟技术(即在微波单元级)实现固定权值层,以减少所有地方的副瓣电平;(2)在数字子阵级固定权值,以达到预定的峰值-副瓣比(PSLR);(3)用数字技术实现自适应权值层,以沿着高方向性波束(和、差、高增益杂波方向图)和可能是全向的低增益波束(如保护通道: Ω)的干扰 DoA 放置零点。图 24.7 是现代 PAR 的一个简化框图。

形成和差方向图

下面考虑在有子阵的 PAR 中,如何形成具有规定低副瓣的和差波束的问题。一种策略是在单元级采用锥削(即在模拟接收部分,在那里每个单元都可有一个衰减器;这样就可得到一个锥削函数,使得和差波束都能获得合理的低副瓣)。这样在子阵形成后,对每个通道采

用固定数字锥削，且和差通道的权值不同。图 24.8 是一个产生一个和及一个差通道的均匀线性阵列（ULA）的示意图。图中描绘了一个有 24 个接收单元的 ULA，这些单元组合成 4 个相互不重叠且不规则的阵列^[118]。

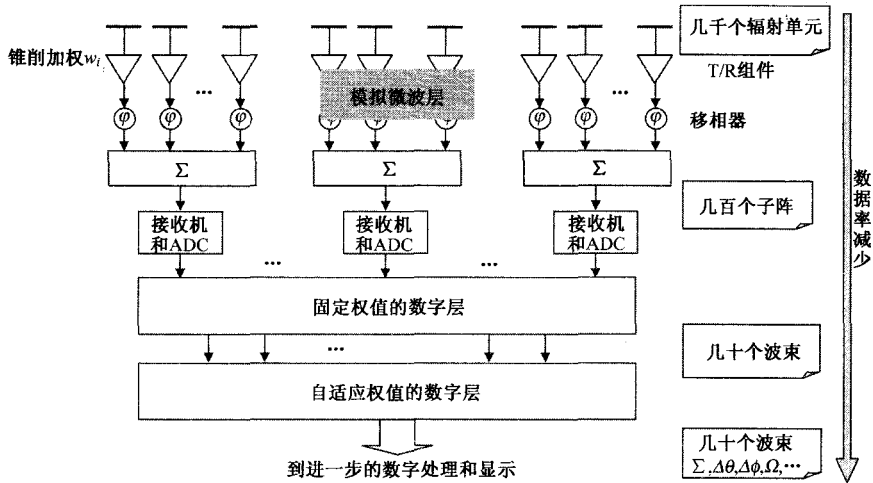


图 24.7 PAR 方框图

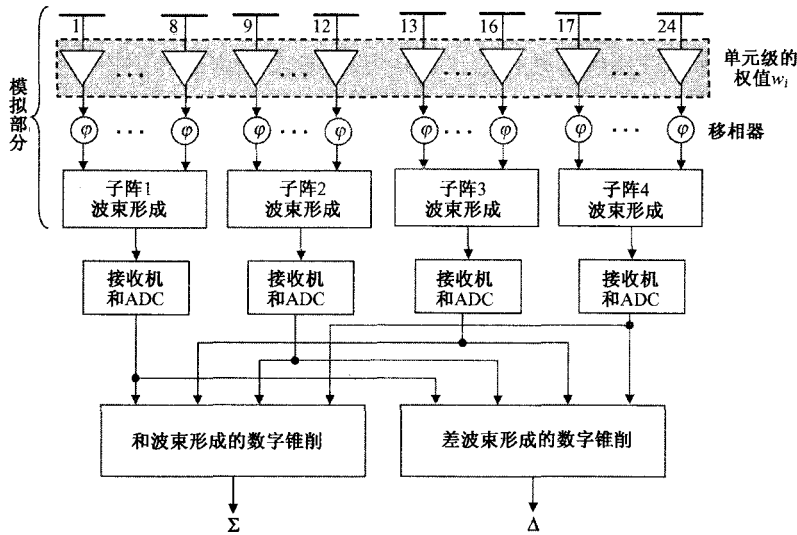


图 24.8 由子阵产生和差通道的 ULA 实例

模拟锥削的计算通过使虚拟的宽角度干扰置零来实现，这种干扰占据了和差波束副瓣必须保持为低的全部角度范围。Farina 等人^[118]发现模拟锥削是泰勒加权（对和波束是最好的锥削）与贝利斯加权（对差波束是最好的锥削）的折中，折中的程度由为和差波束选择的虚拟 JNR 的数目决定。Farina 等人^[118]报道了一个数值实例，这是一个 24 个单元的 ULA，虚拟干扰在和差波束的主波束之外均匀分布，和差波束的峰值-副瓣比（PSLR）分别为 17.5dB 和 16.5dB。

下一步是在数字层为和差波束推导固定锥削，Nickel^[119, 120]描述了一种合适的技术。这

种方法的基本原理是通过在子阵级补偿单元级的模拟锥削来获得和波束，以使总体锥削更类似于泰勒加权；这可通过增加中心子阵权值（即图 24.8 中的子阵列 2 和 3）相对于边上子阵 1 和 4 权值的贡献实现。为了得到差波束，在子阵级补偿单元级的模拟锥削，以使总体的锥削函数更类似于贝利斯加权。这可通过减小中心子阵列 2 和 3 的贡献实现。

Farina 等人^[118]报道了一个数值实例，它是一个单元数 N 为 24、子阵数 M 为 4 的 ULA。选择的权值是 PSLR 为 30dB 的泰勒锥削。它只有 4 个数字自由度，这意味着可达到的 PSLR 只有少量改进。然而，对于 24 个模拟权值和 4 个数字权值的组合，可以得到 25dB 的 PSLR。对于同样的 ULA，差通道可以达到 20dB 左右的 PSLR。

与子阵列自适应有关的考虑

由于每个子阵列中的单元数目不同，所以在天线阵列单元级进行锥削会在子阵列输出中产生不相等的噪声功率。自适应将试图均衡通道间的噪声，这样会抵消锥削的效果^[119]。对子阵列结构^①进行编码的变换 T 必须满足 $T^H T = I$ 。这样，子阵输出端的噪声相等；随后在子阵列输出上数字地加上缺失的锥削权重（加权重重新调节）^[119]。作为一个例子，考虑一个 12 个单元的、平台上加余弦的线性阵列。图 24.9 描绘了下面的曲线。连续曲线：在子阵列输出端没有进行噪声归一化的由子阵列组成的天线阵列的方向图，它近似于均匀锥削（虚线）。点线：由单元组成的阵列和由子阵组成的阵列在噪声归一化和重新加权后的方向图。

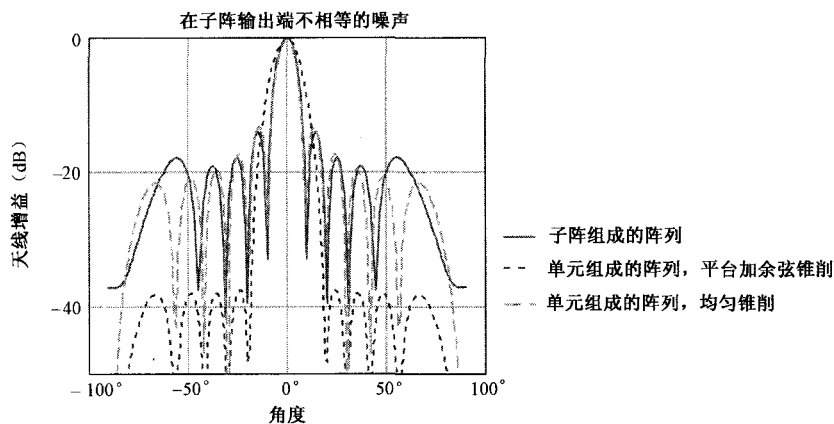


图 24.9 几个例子中得到的天线方向图

图 24.10 示出了一个数值实例的图，它画出了对一个干扰 $\text{DoA} = -50^\circ$ ， $\text{JNR} = 30\text{dB}$ 的干扰的对消情况。连续线代表未自适应的方向图，在单元级进行锥削；而点线代表子阵级的自适应方向图。

通常选择不规则的子阵形状和位置以避免栅瓣。如果干扰进入栅瓣，则通过扭曲栅瓣及由此的天线阵列主波束（栅坑），可将干扰消除。例如，考虑一个单元数 $N = 12$ 的均匀线性阵列；然后，形成两种都有 $M = 6$ 个子阵列的相互不重叠的子阵列配置。第一种配置是规则的，

① 子阵列结构可由矩阵 T 表示。矩阵 T 有 M 列 N 行， M 等于子阵列数目， N 等于基本辐射源个数。矩阵单元 t_{ij} 定义：如果第 i 个基本辐射源属于第 j 个子阵列，则 t_{ij} 等于 w_i ，如果第 i 个基本辐射源不属于第 j 个子阵列，则 t_{ij} 等于 0，这里 w_i 是图 24.8 中模拟层的锥削加权。

每个子阵列有两个单元。第二种配置是不规则的，每个子阵列分别有 2、1、4、2、1 和 2 个单元。图 24.11 是天线阵列输出端的 SINR 与 JDoA (干扰 DoA) 的关系。目标 DoA 在 0°，SNR 为 0dB 且 JNR 为 30dB。三条曲线归纳了系统的性能。虚线是进行平台加余弦锥削的天线阵列方向图，画它是为了与另外两条 SINR 曲线进行比较。点线是静默 (没有自适应) 方向图的 SINR；它模仿了副瓣的倒数和主波束方向图。连续线是自适应不规则子阵结构的 SINR；SINR 的最大值为 10lg12 减去锥削损失。

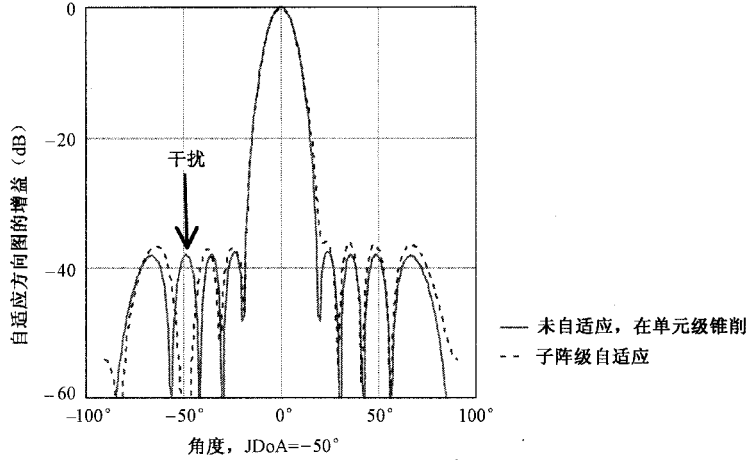


图 24.10 子阵级的干扰对消

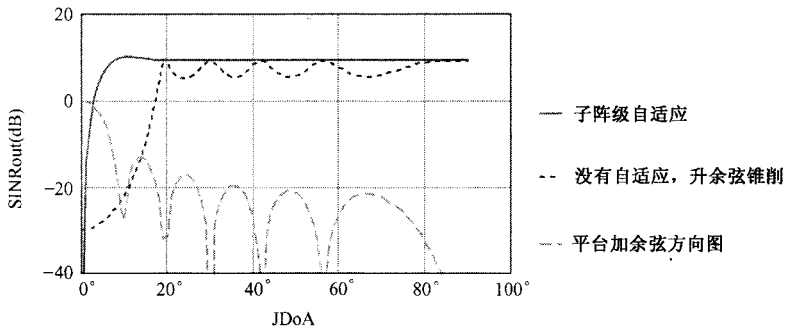


图 24.11 SINR 与 JDoA 的关系

图 24.12 画出了没有锥削的规则阵列配置的 SINR。从图中可以看到，当干扰 DoA 在 80° 附近时，SINR 下降；这是由栅瓣引起的。因为没有锥削损失，所以 SINR 的最大值为 10.79dB=10lg12。

超分辨

常规天线的分辨率受限于众所周知的瑞利准则，即两个在角度上分开 $0.8\lambda/L$ (以弧度计) 的等幅噪声源可以被分辨，其中 λ 是波长， L 是孔径长度。当入射波的 JNR 较高时，原则上，自适应阵列天线可达到一个更窄的**自适应波束宽度**来获得更尖锐的入射波方向估计。若能获得非常精确的干扰选通信号，就可利用它们在干扰方向上形成波束，而这些波束可用做自适应干扰抑制的辅助通道^[121]。干扰方向也可用做确定性波束置零，特别是主波束置

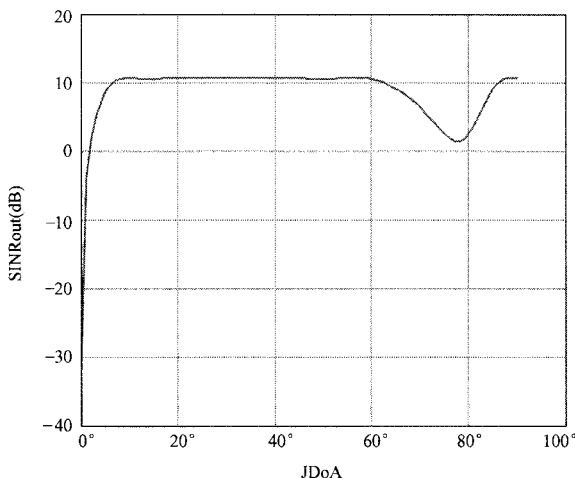


图 24.12 没有锥削的规则子阵结构的 SINR 与 JDoA 的关系

零^[122]。除干扰源方向及干扰源强度外，该技术还可以提供其他信息，如干扰源数目及它们之间的互相关性（相参性）。这些信息可以用来跟踪及分类干扰源，以便更好地对其作出反应。干扰映射（一个在背景中运行的函数）对多功能雷达的模式选择（如可接受的指向与波形）以及一般性认知当前状况很有用。超分辨也许能分辨出多个独立源，由于副瓣迭加和屏蔽的问题，所以超分辨对于多个干扰情况下的干扰映射可能至关重要。对超分辨感兴趣的另一原因是超分辨是一种对抗导引头应用中的交叉眼干扰的 ECCM，见 Wirth 文章的 12.1 节^[102]。

主要是 W. F. Gabriel 在海军实验研究室（美国）提出并分析了超分辨概念^[123]。Gabriel 和后来其他的学者描述了几种不同的方位估计方法^[34, 124~130]。其一是 J.P.Burg 发明的最大熵方法（MEM）。该方法适用于除了在干扰所在的方位上外具有全方位接收方向图的 Howells-Applebaun 自适应波束形成器。接收方向图中的零点指出了干扰的存在。因为零点总比天线波瓣尖锐，所以从自适应波束方向图可以更精确地测定干扰方位，结果就是超分辨。只要倒置自适应方向图就可以得到所需的空谱方向图。正如 Gabriel 所指出的，并不存在一个真实的天线方向图，因为不存在可以产生一个有尖峰的空间方向图的阵列信号的线性组合。它只不过是从一个真实的自适应天线方向图的倒数计算出的一个函数。超分辨和用于干扰对消的自适应天线紧密相关。粗略地说，两者之间的区别仅在于，一个是零点向下的方向图（消除干扰的自适应天线），而另一个则是零点向上，即峰值的方向图（干扰的超分辨）。

超分辨技术的一个限制因素是它们通常要求接收信号遵守天线阵列流形的精确模型。由于传播效应（如空间扩散和非平稳性）和设备影响（如通道失配），这点常常不能做到。这些因素也影响自适应天线的干扰对消性能，但是模型失配会使超分辨技术的性能下降得更严重。要得到更高性能的超分辨技术就要求与假设模型更严格一致；如果模型不精确，这些严重依赖于模型的使用的技术将变得对模型非常敏感，且更可能工作得不好。

为了得到有效的超分辨，就需要一个有合适子阵数的天线阵列；这可能是该方法除了试验目的之外在实际雷达系统中应用不多的原因。基于小量 SLC 配置的超分辨的效率不高，因为这种配置由于它们是非线性处理的最大熵或自回归方法会导致很有可能会有伪峰。

实际经验指出分辨率的极限主要由实现和环境因素决定而不是由纯 JNR 考虑决定。

24.7 与发射机有关的 ECCM

不同类型的 ECCM 与辐射信号的功率、频率、波形的适当使用和控制有关。对付噪声干扰的一种强力的办法是加大雷达发射机功率。这种技术与使雷达天线波束聚焦在目标上的方法相结合可以获得更大的探测距离。但这样做是有代价的, 即当雷达停在某一特定的方向上后, 它将不能观察其他应该观察的方向。另外, 这种烧穿模式对箔条、诱饵、转发器和欺骗式应答干扰等无效。

更有效的方法是使用复杂、可变化的、不相似的发射信号, 让 ESM 和 ECM 感到有最大的负担。不同的工作方式指的是使用频率捷变、频率分集模式或宽瞬时带宽信号这样的发射频率变化^[131~133]。**频率捷变**通常是指雷达发射频率脉间或脉组间可捷变。脉组间频率捷变允许多普勒处理, 而脉间频率捷变与多普勒处理是不兼容的。脉间频率捷变波形中每个发射脉冲的中心频率以随机的或设置好程序的方式在大量的中心频率间变化, 下一个脉冲的频率一般不可由当前的脉冲频率预知^[134]。**频率分集**是指在雷达中使用多个互补的不同频率的发射, 这些不同的频率要么来自一部雷达 (如仰角上多波束雷达^[38], 在每个波束上使用不同的频率), 要么来自几部雷达。频率捷变和频率分集的目的是, 强迫干扰机把能量在雷达捷变带宽上扩展以减小其干扰效果, 这相当于减小干扰机的功率密度和由此获得的 ECM 有效性^[29]。

Senrad 雷达是使用频域进行 ECCM 的一个很好的例子。Senrad 是海军研究实验室 (美国) 建造并测试的一部实验远程空中监视雷达^[135]。Senrad 说明了如何建造一部雷达, 使得干扰机被迫降低它在每单位带宽上的辐射能量; 它既包括频率捷变也包括频率分集。这部雷达演示了它的不同寻常宽的带宽, 从而降低了噪声干扰机的有效性, 而这种干扰机可以严重干扰更窄带的雷达。

频率捷变、频率分集和瞬时宽带技术代表了 ECCM 的一种形式, 它把信息载体信号在频率或空间或时间上尽可能展开以减小被 ESM、ARM 探测到的概率, 并使干扰更加困难。这种 ECCM 技术属于波形编码领域^[3, 136, 137]。

模糊函数 (AF) 是一种以分辨率、副瓣电平和模糊度来表征波形编码的工具^[137]。在为—指定雷达应用选择波形时, 必须针对雷达将来的工作环境测试 AF。所谓环境图描绘雷达环境 (杂波, 诸如箔条、故意干扰这样的 ECM, 或可能来自邻近 EM 设备的干扰) 的频谱、空间和幅度特征, 并用于帮助雷达波形设计。Levanon 和 Mozeson^[137]的第 15 页给出了环境图的一个例子: 在距离-多普勒平面上示出了一些区域, 这些区域中预期可能有几种类型的杂波和高度较高的箔条。在同一张图中还叠加上了预计的目标轨迹以及比如一个脉冲群波形的 AF 等高线。当目标沿一条特定的轨迹运动时, AF 将相应移动, 伪 AF 峰将滑过决定雷达回波强度和特性的杂波和箔条区。

波形编码包括脉冲重复频率抖动和重频参差, 这对对付一些欺骗式干扰机有效而对噪声干扰无效。由于敌人不应知道或预计发射波形的精确结构, 所以波形编码使得对雷达的欺骗干扰很困难。结果是, 它保证了在这种类型干扰下的最大作用距离性能。为实现脉冲压缩而进行的脉内编码在提高目标探测能力方面特别有效, 因为它能保证在辐射足够的雷达平均功率的同时, 不超越雷达的峰值功率限制, 并可提高距离分辨率 (大带宽), 这又反过来减小了箔条回波并且提高了目标分辨程度。

可以通过检查干扰信号,发现其发射频谱凹口来选择具有最低干扰电平的雷达发射频率。在对付脉冲 ECM、点噪声、非均匀阻塞噪声时该方法特别有用。该方法的效果主要依赖于雷达捷变带宽的范围、采集速度,以及对“智能”干扰机的频率跟踪。适用于这种目的的技术称为**自动频率选择技术**(AFS)^[133, 138]。

另一个减少主瓣噪声干扰效果的技术是,提高发射机频率(相当于增大天线尺寸)以减小天线波束宽度,这样就限制了主瓣干扰的角度区域并提供了一个干扰机方向的选通脉冲。通过几部空间上分开的雷达所提供的选通信号可以将干扰机定位。

固态发射机技术^[36~40]步入应用使得可以产生高占空比的波形,这对实现 LPI 雷达可能会有一些帮助。

总的说来,导致没有较好的 ECCM 性能的一个因素是分配给雷达的电磁频谱减少了。如前面讨论的,在宽频谱范围上工作对 ECCM 有很重要的优点,但是民用和商用无线通信系统占据了越来越多的频谱,这是以牺牲军事 ECCM 能力为代价的。

24.8 与接收机有关的 ECCM

经受了天线 ECCM 而保存下来的干扰信号如果足够大,将使雷达处理链饱和。需用宽动态范围接收机来避免饱和。

对数(log)接收机可以帮助对付噪声干扰,但是当使用多普勒处理时,对对付杂波它有不影响。对数接收机指视频输出信号与在指定距离上与 RF 输入信号的包络成对数关系的接收机。当存在强度可变的干扰噪声时,它可以防止接收机饱和。与之相比,小动态范围线性的接收机由于在中等噪声电平时已引起计算机饱和,因而不能检测到目标信号。对数接收机的主要缺点在于其对数特性引起接收回波的频谱扩展。如果杂波回波的频谱扩展到了目标回波预期的频谱区域中,那么就不可能在 MTI 或脉冲多普勒雷达中保持杂波抑制^[21, 29]。

我们得到的主要信息是动态范围问题对于干扰抑制和杂波抑制都很重要,而杂波总是在雷达中存在的。因此,我们的建议是在现代雷达中实现一部宽线性动态范围(如 100dB)的接收机。模数转换器也需要有合适的位数,以保持这个宽动态范围;粗略估算的方法是,每一位增加 6dB 的动态范围。

硬或软限幅器也可用来对付干扰信号。它们是非线性无记忆器件,可斩去大幅度的干扰信号。Dicke-Fix(宽-限-窄)接收机可以对付高扫频速率 CW 干扰和扫频点噪声干扰^[29, 139]。在雷达接收机中, Dicke-Fix 使用一个宽带中频(IF)放大器、一个置于窄带中频放大器之前的限幅器。宽带放大器能从扫频干扰的影响中迅速恢复,限幅器则抑制掉干扰信号。当窄带目标信号从宽带放大器和限幅器中传送过来以后并没有受到明显影响,然后由与信号匹配的窄带滤波器对窄带目标信号进行积累。Dicke-Fix 中的单词 Fix 很多年前就存在了,它说明这是当时出现的问题的“修理”,将来会被更好的东西代替。它通常装有开关以在需要时关闭。现代雷达中,特别是采用多普勒处理的现代雷达中不再使用 Dicke-Fix;因此,很多雷达应用中不再对 Dicke-Fix 感兴趣。

雷达中还可使用其他一些特殊处理电路来避免饱和,即快时间常数(FTC)设备(可能在现代雷达中几乎没有用)、自动增益控制(AGC)以及 CFAR 等^[8, 29, 31]。然而,不能说它们就是 ECCM 技术。例如,通过防止杂波使计算机饱和, FTC 允许检测比杂波大的信号。但

FTC 不提供杂波下可视能力。AGC 保持雷达接收机工作在其动态范围内，防止系统过载，并提供合适的归一化，以为雷达距离、速度和角度处理-跟踪电路提供标准化幅度的信号。总之，这些设备在雷达中占有一定地位，但不是用于 ECM 战斗的手段。

总而言之，除了保证接收机能很好地完成自己的工作外，接收机并没有太多的手段来对抗 ECM。今天，现代相控阵多通道雷达将采用全数字、软件控制的接收机，就像在 DAR 中一样。这里我们所期望的性能优点是更宽的线性动态范围，以及能支持几十个通道自适应的接收机带内校准：这在对付方向性的噪声干扰中尤其具有优势。

24.9 与信号处理有关的 ECCM

数字相参信号处理对杂波及箔条干扰有很好的抑制作用^[3, 140]，它是由运用相参多普勒处理技术如固定、自适应 MTI 或最优脉冲多普勒处理而得到启发的。由于相参处理对杂波、箔条以及干扰的抑制程度有限使对消后剩余的干扰依然是虚警的主要来源，所以非相参处理也是需要的。非相参处理中值得提到的有 CFAR 检测器^[141~145]以及对抑制脉冲式干扰很有用的脉宽鉴别器。脉宽鉴别电路测量每个接收脉冲的脉宽，如果它与发射脉宽不近似相同，则拒绝接收。脉宽鉴别技术有助于对抗箔条干扰，因为来自箔条带的回波宽度要比发射脉宽要大得多。然而，如果目标位于箔条带中，则脉宽鉴别器也可能将目标消除掉。

相参处理

雷达可用的对抗箔条干扰最有效的技术是多普勒滤波，它利用目标和箔条不同的运动特性^[3]。箔条干扰和气象杂波的特性相似，不同之处是，箔条的散射单元经切割后能对相当宽的雷达频谱响应。气象杂波及箔条干扰与地杂波的区别在于，它们的平均多普勒频移及扩展取决于风速及风切变，而切变是由风速随高度变化引起的。箔条随当地的风漂移，存在一些方法（自适应 MTI 和最优多普勒处理^①）可将不想要的移动或静止回波置于 MTI 零点上^[55, 136, 146]。一般采用两种基本多普勒滤波技术。第一种是 MTI，它采用可提供不模糊距离覆盖的 PRF，同时使用一个梳状多普勒滤波器，其零点调到箔条的平均径向速度上^[3]。第二种是脉冲多普勒，它采用可提供不模糊多普勒覆盖的高 PRF，以及一个可将目标从箔条干扰中分离出来的多普勒滤波器组^[3]。与箔条干扰有关的问题出现在当大气中存在严重的风切变时。存在风切变时，从箔条来的多普勒频谱的宽度可能很宽（除非俯仰波束非常窄，就像在俯仰上采用叠层波束的三坐标雷达中可能出现的一样^[38]），因此消除移动箔条的回波很困难。脉冲多普勒雷达有更好的机会，但是它也有自己的问题，因为可能出现占据较大距离范围的杂波折叠。

相参多普勒处理器可能要求相对数量较多的脉冲（如大于 10 个），这些脉冲必须以稳定的频率和重频发射。响应式干扰机可以测量第一个发射脉冲的频率，然后让干扰机集中频率来

① 自适应 MTI 估计移动杂波源的平均多普勒频率，并设置二项式 MTI 的零点。最优多普勒处理通过杂波协方差矩阵求逆，估计出杂波的整个频谱及形状，然后相应作对消滤波器；更进一步说，它利用多普勒滤波器组，积累来自移动目标的回波信号。将一个与式 (24.6) 相似的等式应用于由雷达发射的相参脉冲串接收的雷达回波，可计算出最优滤波器权。

点频干扰后面的脉冲。同时,要求 PRF 稳定也排除了使用脉间抖动,而抖动是对抗欺骗式干扰最有效的技术之一,这是因为欺骗式干扰依赖于对雷达发射脉冲的预测。相参多普勒处理器通常也对脉冲式射频干扰较为敏感,特别是在雷达照射目标的相参脉冲数量有限^[147]。

另一种值得考虑的 ECCM 技术是通过匹配滤波实现脉冲压缩。这种技术与 24.7 节中讨论的波形编码关系紧密。脉冲压缩^[136, 137, 141]是一种脉冲雷达技术,它发射长脉冲以提高照射目标的能量,同时又能保持短发射脉冲的目标距离分辨能力。这种技术几乎在所有雷达中使用,以获得高距离分辨率或减小峰值功率。脉冲压缩还具有一些后面将要讨论的对 ECCM 的优势^[3, 148]。从 ESM 的角度出发,将脉冲压缩搜索雷达与具有同样脉宽的传统雷达比较,干扰平台上的敌方接收机将不会知道(在一般情况下)脉冲压缩参考编码,因此处于劣势。与使用不压缩宽脉冲的雷达相比,脉冲压缩提高了雷达对抗扩展的信号回波,如箔条和杂波的能力。另外,从干扰机来的噪声不能被脉压。扩展杂波看起来比较像噪声,所以也不会被脉压。这使得显示给操作员看的干扰少了^[29]。脉冲压缩的不足之处与编码脉冲的较长持续时间有关,这给了 ECM 设备更多的时间来处理脉冲。在很多情况下,脉冲压缩为敌方 ECM 操作员提供了进行雷达干扰的简便手段。脉冲压缩对覆盖式脉冲干扰也很敏感,这种干扰中 ECM 脉冲以很高的 JNR 返回给雷达,这样正常的目标回波就被干扰脉冲覆盖了。ECM 脉冲的宽度通常大于雷达表皮回波^[13]。这种类型的欺骗可以由某种 ECCM 技术对抗,例如有一个覆盖脉冲的通道,该通道中的跟踪是对 ECM 发射进行的而不是对从目标返回的表皮回波进行的^[29]。

Dicke-Fix 接收机的数字相参处理的实现需要相参硬限幅器,它使信号幅度保持不变,但保留信号的相位信息^①。相位编码信号雷达中,相参限幅器位于脉压滤波器之前。接收时,干扰和目标信号在幅度上被切割,但保留的目标信号的相位编码允许用对相位编码匹配的脉压滤波器对信号能量进行积累。Dicke-Fix 处理方案受三个方面的限制。一是当信号不和干扰对抗时的检测损耗,二是弱信号在距离上十分接近(与编码的空间扩展相比)强目标时的被屏蔽效应,三是它不能与多普勒处理联合使用。

CFAR

CFAR 是一种可以防止计算机由虚警造成过载的手段,计算机过载时雷达探测感兴趣目标的能力将会降低^[141]。这种处理也是一种 ECCM。有三种原因推动人们使用这种技术。

首先,从广义上说,ECM 技术的目的范围包括损害雷达系统的探测和跟踪目标的性能。探测性能由探测概率度量,跟踪性能也由探测概率和虚警概率同时决定。当存在噪声干扰时,传统的(单元平均)CFAR 会提高门限,并减少检测到的目标个数。然而,由于将虚警概率保持在足够小的水平上,所以依旧能被检测到的目标将可以被有效地跟踪。由于虚假峰值(检测到的干扰)的数目相当多,使得跟踪器饱和,所以如果没有 CFAR 和合适的门限调整,那么可能一个目标也跟踪不上。传统 CFAR 并不是真的把干扰去除了,而只是对雷达操作员“隐藏”了干扰。但是,CFAR 使得跟踪器可对仍能检测到的目标进行有效跟踪。通过这种方式,CFAR 能防止雷达整体失效。在检测不到目标的极端情况下(即干扰功率非常强大),没有跟踪是否比有许多虚假跟踪更好仍值得讨论。

其次,并不是所有干扰都是噪声干扰。有一些干扰确实在距离-多普勒空间中具有某种

① 例如,它可与巴克码一同使用,其中的幅度限制不会损害相位编码。

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/558053111066007005>