

第 1 章 绪 论

(Chapter 1 Introduction)

雷达的发展历史可以追溯到 1886 年赫兹所从事的电波传播试验，但雷达技术真正开始蓬勃发展并投入使用，实际上发生在本世纪 40 年代第二次世界大战期间。目前，雷达不仅应用在军事方面，并在民用及商业方面也获得了广泛的应用。雷达技术的发展大致经历了早期的以三极管和四极管作为发射机功率放大器的短波和超短波雷达，以磁控管为发射机功率放大器的微波雷达，和以高功率、高稳定度的主控振荡器为发射机功率放大器的全波段雷达。随着雷达技术的不断发展，雷达性能不断提高，作用距离愈来愈远，测距与测角精度愈来愈高，功能愈来愈强大，并相继出现了相控阵雷达、微波全息雷达、毫米波雷达、高分辨雷达、激光雷达和超视距雷达等。

自从雷达问世以来，人们对如何增强雷达的功能，更快速、更有效地发现、识别和跟踪威慑目标问题的探讨，就从来没有停止过，它们始终是雷达技术发展的重要研究课题。特别地，随着科学技术的不断发展，未来高技术条件下的电子战（也称信息战）将对雷达技术提出更高的要求，因为未来电子战的环境将变得异常激烈和复杂，在雷达的工作区域内，往往存在着大量固定的或可移动的隐蔽式战略与战术电子设备，以及多种、多个静止或运动的威慑目标，它们通常工作在极宽的工作频带上，而且所需检测的信号往往淹没在大量噪声、不相关信号与杂波之中，从而使这些微弱目标信号的实时检测与提取变得非常困难。而且，各种有源和无源干扰、反辐射导弹、低空与超低空入侵的威胁，特别是近年来发展起来的隐身技术，可大幅度地降低目标对无线电波的反射，更是从根本上动摇军用雷达生存的基础。这些都向传统的雷达技术提出了严重的挑战。

在雷达电磁波的照射下，目标被“激发”而产生的除位置（距离、方位与仰角）信息外，还包括多普勒信息、目标沿径向分布的多强散射点回波强弱信息、极化信息^①。为了区分两个目标，必须保证一个以上的信息参量有足够的差别才行。衡量雷达性能的优劣，主要看该雷达能获取目标信息的多少来定，因此，雷达性能的提高和功能的完善，是人们追求的第一目标。显然，随着雷达技术的不断发展，雷达的功能将不断增强，雷达所能获取的信息将变得愈来愈丰富。雷达未来发展的动向大致包括：①相控阵技术的进一步发展；②数字技术及计算机技术的广泛使用；③自适应控制和自适应抗干扰技术的发展；④智能技术的广泛应用；⑤抗核爆炸和核辐射能力的提高；⑥小型化、多功能、可维护和高可靠性的发展等。

① 后三种信息的获取，取决于使用什么样体制的雷达。一般来说，普通体制的雷达得不到这些信息。

1.1 高分辨雷达及其信号处理研究的背景

1.1.1 高分辨雷达

早期的普通雷达多称为低分辨雷达（LRR），它们一般采用宽脉冲（微秒级）的办法，以增加雷达的作用距离，这样的雷达只利用了目标回波的延时和波束方向性信息，而将探测对象视为“点”目标来处理。雷达的作用就是通过其接收系统检测（发现）并识别和跟踪该“点”目标。然而，宽脉冲雷达的测距精度较差，当两个目标间的距离很近时，要想使宽脉冲雷达对它们具有良好的距离分辨能力，几乎是不可能的。这说明普通的低分辨雷达的功能是有限的。因此，为了增加雷达对距离很近的不同目标的分辨能力，或获得对相同目标的沿径向分布的多强散射点回波信号的细微特征，就导致了高分辨雷达（HRR）的产生。

假设雷达发射波形的等效带宽为 B ，则雷达的分辨率 ΔR 一般定义为：

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (1-1)$$

其中 $c = 3.0 \times 10^8 \text{ m/s}$ 称为电磁波的传播速度。

在简单矩形脉冲时^①，脉冲等效带宽 B 与其脉冲宽度 τ 满足 $B\tau \approx 1$ 的关系，因而，雷达分辨率又可以表示为：

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} \quad (1-2)$$

因此，宽脉冲的使用必然会降低雷达的距离分辨率。如果在宽脉冲内的载波上采用附加的频率或相位调制以增加信号等效带宽 B ，当接收时用匹配滤波进行处理，将宽脉冲压缩到 $1/B$ 宽度，这样既可使雷达用宽的脉冲去获得大的能量，同时又可以得到短脉冲所具有的距离分辨率。这种信号称为脉冲压缩信号或称为大时宽带宽积信号。因为脉内有附加调制后，其脉冲宽度 τ 和带宽 B 的乘积大于 1，一般采用 $B\tau \gg 1$ 。

此外，还可以根据距离分辨率与目标的尺寸来大致划分低分辨雷达和高分辨雷达。假设目标沿雷达视线方向（径向）的尺寸为 L 。如果满足：

$$\Delta R \geq L \quad (1-3)$$

则称为常规（普通）雷达或低分辨雷达（LRR）。

如果满足：

$$\Delta R \leq L \quad (1-4)$$

则称为非常规雷达或高分辨雷达（HRR）。

这个定义不太严格，实际上，高分辨雷达下的目标呈现为多散射点模型（如图 1-1 所示），目标由常规的“点”目标变为距离扩展目标，因而，其目标回波信号，形成一维（纵

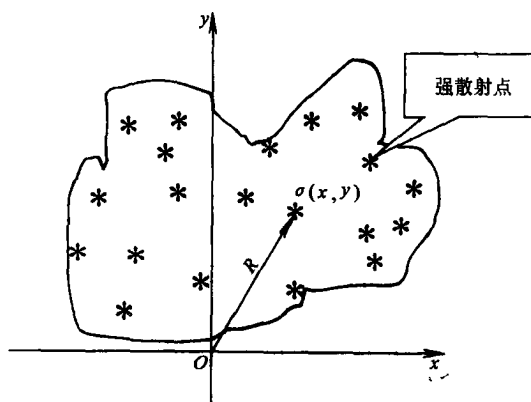


图 1-1 高分辨雷达下目标多散射点模型示意图

① 脉内载波不存在任何频率或相位调制。

向) 距离像 (one dimensional range image), 或称距离剖面图 (range profile)^①。图 1-2 给出了 B-52 飞机所获得的一维距离像示意图。

一般来说, 纵向距离的高分辨可以通过窄脉冲技术 (也称时间编码) 或综合脉冲技术 (也称频率编码或相位编码) 来获得。通常, 使用窄脉冲技术时, 脉冲宽度的下限至少取载波的一个重复周期长度, 这种体制的雷达被称为超宽带雷达 (UWBR) 或单周期雷达。为了保证超宽带雷达的平均发射功率, 可以通过增加脉冲峰值功率或脉冲重复频率 (PRF) 的方式来获得。但是, 脉冲峰值功率的增加受到技术条件的限制, 而脉冲重复频率的增加势必会导致不模糊距离的下降; 因此, 通过时间编码的方法构成的高分辨雷达, 只能在近距离处使用, 如地面勘探或矿物开采等。使用脉冲综合的方式来获得纵向距离的高分辨, 通常采用相位编码和频率编码的脉冲压缩技术, 这种脉压技术既能通过宽脉冲保证雷达所需要的作用距离的要求, 又能通过接收端的匹配滤波, 获得径向距离的高分辨, 从而解决了雷达探测能力与距离分辨率的矛盾。所以, 脉冲综合的方法是高分辨雷达波形设计最常用的方法。

宽脉冲综合的方法一般包括: 线性调频连续波雷达 (LFMCWR)、步进频率雷达 (SFR)、线性调频脉冲波雷达 (LFMPWR) 和相位编码雷达 (PCR) 等等。其中, 最常用的两种高分辨雷达波形包括线性调频连续波信号和步进频率雷达信号, 后面第 4 章将作详细介绍。

宽脉冲综合的方法一般包括: 线性调频连续波雷达 (LFMCWR)、步进频率雷达 (SFR)、线性调频脉冲波雷达 (LFMPWR) 和相位编码雷达 (PCR) 等等。其中, 最常用的两种高分辨雷达波形包括线性调频连续波信号和步进频率雷达信号, 后面第 4 章将作详细介绍。

1.1.2 高分辨雷达信号处理

雷达信号处理的发展一直是雷达技术发展的核心, 自从雷达问世以来, 这一问题就受到极大的关注。由于雷达目标的机动性很强, 而且还受到各种有源和无源干扰, 因此对目标信号的检测和估计、跟踪预测和滤波都提出很高的要求。雷达的出现和发展刺激信号处理技术的不断进步, 而信号处理技术的新成果又为雷达信号处理的进一步发展奠定了坚实的理论基础, 并推动了雷达技术的发展。

在实际环境中, 雷达目标信号总是淹没在大量的杂波或干扰中, 而且目标信号的功率较杂波或干扰信号可能还低得多, 这就需要进行有效的信号处理。雷达信号处理的发展经历了抑制杂波的时域滤波和抑制有源干扰的空域滤波, 并设计出对变化环境的自适应滤波器, 特别是 60 年代以来, 数字技术的实际应用和不断进步, 雷达信号处理的发展进入了新纪元。目前雷达性能得到了大幅度的提高, 如对地物杂波和有源干扰的抑制, 均从 60 年代初的约 20dB 提高到今天的 60dB。

由信号检测理论可知, 在白噪声背景下, 信号通过匹配滤波, 其输出信噪比只由信号能量和噪声功率密度的比值决定, 而与输入信号波形无关。雷达接收系统正是基于这一原理, 来实现目标信号的有效处理的。特别地, 当背景噪声是高斯分布时, 信噪比的大小唯一地决

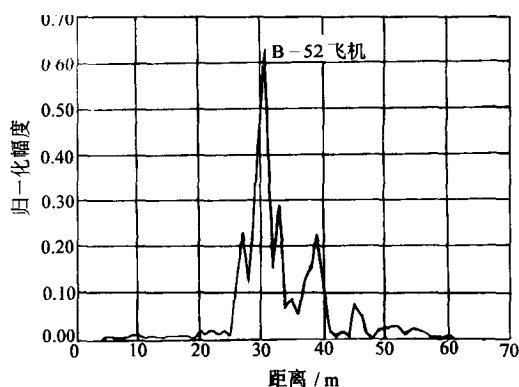


图 1-2 B-52 飞机上获得的一维距离像示意图

① 此外, 还对应存在一种雷达目标二维横向像, 它是通过空间积累和多普勒处理获得的横向距离高分辨像。它与纵向像的区别是, 要求目标有围绕雷达轴心的转动。这里不作重点讨论。

定噪声背景下发现目标的能力。实际上，匹配滤波器之所以被称作最佳线性滤波器，是因为其能实现有用信号的相干叠加（积累），而无用的杂波或噪声只被非相干（随机）积累，结果其输出信噪比达到最大。因此，发射脉冲的随机初相，将影响匹配滤波器的性能，不过，目前的技术已经能够解决发射信号随机初相的校正问题。此外，在背景杂波频谱有限或存在多普勒频移的情况下，匹配滤波器的性能也将受到影响，特别地，为了降低脉冲编码高分辨雷达的压缩脉冲旁瓣和减少距离—多普勒频移的耦合，所设计的匹配滤波器也必须采取失配处理。

对于低分辨雷达来说，由于目标近似为点目标，接收回波波形 $s_R(t)$ 与发射信号 $s_T(t)$ 基本相同^①，即 $s_R(t) \approx s_T(t)$ ，因而，对应的匹配滤波器容易设计为 $h(t) = ks_T(t_0 - t)$ （其中 k 为常数， t_0 为使滤波器物理可实现的附加迟延）；而对于高分辨雷达来说，常规低分辨雷达下的点目标将变为沿距离延伸的面目标，因而发射脉冲经目标反射后的回波与原发射信号发生很大的差异，这就给高分辨雷达的匹配滤波带来了困难。

假设高分辨雷达下目标后向散射的冲激响应为 $m(t)$ ，则对发射波形 $s_T(t)$ 的接收回波信号 $s_R(t)$ 可以表示为：

$$s_R(t) = s_T(t) \oplus m(t) \Leftrightarrow S_R(f) = S_T(f)M(f) \quad (1-5)$$

式中， $\oplus$ 表示卷积； $S_R(f)$ 、 $S_T(f)$ 、 $M(f)$ 分别为 $s_R(t)$ 、 $s_T(t)$ 、 $m(t)$ 的傅氏变换。

因而匹配滤波器的频谱特性可以表示为：

$$H(f) = kS_T^*(f)M^*(f)e^{-j2\pi ft_0} \quad (1-6)$$

上式表明，高分辨雷达下的匹配滤波器不但依赖发射脉冲波形，而且还依赖于目标的结构特征，因而对目标的方位角变化比较敏感，所以，高分辨雷达下的匹配滤波器是次最佳的，而且，由于待探测的目标无任何先验信息，往往很难给出匹配滤波器的结构。

随着雷达距离分辨率的提高，地杂波和噪声的影响将逐渐减弱，在高分辨雷达下，对于中等距离处的目标，通常信杂比（S/C）达到 10dB 以上，而信噪比（S/N）达到 12dB 左右，这样高的信杂（噪）比几乎可以满足后级信号处理的要求，所以，高分辨雷达下不一定要使用匹配滤波器的方法来提高信杂（噪）比（除非目标沿方位变化的后向散射特性已知），可以通过提高雷达分辨率或利用回波—维像的结构特征，来进行雷达信号分析——雷达目标检测、识别和跟踪等。

1.2 智能技术及雷达信号智能处理技术研究的背景

智能信号处理技术是现代信息处理技术的重要研究内容，它已被广泛应用在工业和军事等各个领域。智能技术主要包括人工智能技术和神经网络技术。由于人工智能技术是一种基于符号和规则的推理技术，对于序列数据（目标—维像回波）的处理显得无能为力，而神经网络技术具有自学习、自适应和自组织能力，在处理序列数据方面具有非常独到之处，因而本书将主要讨论神经网络技术在高分辨雷达目标信号处理中的应用。

① 实际上，有些目标在低分辨雷达下可以看作点目标，但相对于发射波长又为复杂目标，因而，接收回波的能量也与目标的形状有关。

关系产生输出，来影响其它神经元。神经网络的演化遵从全局性作用原则。从全局观点来看，网络整体性能不是网络局部性能的简单迭加，而表现某种集体性行为；而电脑遵从串行式局域性操作原则，问题是通过算法逐步进行处理的。人脑的良好“容错性”和联想记忆功能。人脑能够很快从严重模糊、缺损的照片辨认出其原来真实图像，说明人脑具有很强的“容错性”和联想记忆功能。另外人脑每天有大量的细胞死亡，但这并不影响大脑功能。对于电脑来说，元件的局部损坏、程序中的微小错误，都可引起严重后果，表现出极大的脆弱性。人脑与电脑信息存储与加工方式不同。人脑与电脑之所以千差万别的根本原因，在于对信息的存储和加工方式不同。对于人脑来说，知识和信息的表达和记忆是分布在许多连接键上，这些连接键又同时记录许多不同的信息，信息的处理与存储合二为一，不同信息之间自然沟通；而电脑对不同的数据和知识在储存时互不相关，即局域式存储，只有通过人编的程序，才能互相沟通，而这种沟通不可能超越程序编辑者的预想。正由于这种区别，表现出电脑只能进行简单的逻辑推理，而人脑能够进行深层次形像思维，能够根据所掌握的知识进行概括、类比、推广，很快把握全局，作出正确的判断和决策。人脑的自适应、自学习能力。人脑虽然受先天因素的制约，但后天因素，如经历、训练、学习等也起重要作用。人类很多智能活动并不是按逻辑推理方式进行的，而是由训练“习惯成自然”形成的，如人们在黑暗中，能很快从大量人群中辨认出他们熟悉的人的声音；小孩能很快识别亲人等等，这些都很难说具体特征是什么，找不到明显算法，要编出程序是十分困难的，这与电脑以编程为主的逻辑推理存在天壤之别。这说明人脑具有很强的自适应和自学习功能。

神经网络对信息的处理是按照存储和回忆来实现的，存储是指将图形或信息存在某种存储器中，而回忆是指将已存储的信息按照某种方式恢复出来。信息的存储按存储方式的不同又可以分为具有长期存储功能的内容寻址存储器和具有短期存储功能的联想存储器，而信息的回忆又根据网络的拓扑结构分为前馈回忆和反馈回忆两种。

神经网络的动态特性主要受两种性能的约束，即系统的整体稳定性和收敛性。所谓稳定的神经网络，是指在该系统上加入一初始输入时，系统状态发生变化，但最后达到一固定点（收敛点或均衡点）；所谓收敛性，是指在训练过程中输出节点的实际输出值对要求的输出值（期望输出）的误差，最后能达到可接受的最小值。

应该指出，现在所提出的各种神经网络模型只不过是人们从现有的对高级动物脑的研究成果中得到的一些启示，是制造智能机器工程上的一种物理模型而已，严格地说，它们还不能反映高级动物脑的机制。

近年来，人们经过简化、抽象和模拟，提出了若干人工神经网络基本模型。这些模型反映人脑功能的若干基本特征，但并不是人脑的逼真描写，它们从不同侧面模拟了大脑的功能，并已被实验所证实。这些模型主要包括 Hopfield 网络、前馈网络（如 MADALINES 多层感知器网络、径向基函数网络、函数链网络、径向基概率神经网络等）、反传网络（CPN）、脑中盒状态（BSB）模型、自组织特征映射（SOFM）、Hamming 网络、自适应共振理论（ART）、Boltzmann 机、学习矢量量化（LVQ）等等。

1.2.2 雷达信号智能处理技术

从上面的回顾与分析，我们可以看到，神经网络技术在处理问题时具有独特的优势，特别是其具有的大规模并行处理能力、自学习自适应特性，相对传统方法来说，有过之而无不

及。因此，目前以神经网络为核心的智能处理技术的研究正取得突飞猛进的进展，这一技术的些许进步不但能引起智能信号处理技术的变革，并将推动雷达智能信号处理技术的大力发展，所以，运用神经网络技术来开展雷达智能信号处理的研究，具有重要的意义。

目前，雷达技术正朝着成本越来越低、体积越来越小、功能越来越强的方向发展，特别是多功能、高抗干扰性和大功率的新体制雷达正是人们下一步预期的新一代产品。当然，这些新体制雷达必须伴有相应的信号处理技术才能发挥它们的优势。因此，开展现代雷达技术与神经网络智能处理技术结合的研究是当务之急，必须引起我们的高度重视。

高分辨雷达是 80 年代研制和开发出来的新体制雷达，其照射目标的反射回波，经匹配滤波器的输出呈现为一组时间序列——一维纵向（距离）像。对这样的扩展回波，如果仍然沿用传统的信号处理技术，来评估雷达的性能，将很难达到预期的效果，因而无法发挥高分辨雷达的优势，显然不合要求。因此，必须另辟蹊径，寻找新的信号处理方法。而神经网络技术具有自学习、自适应和自组织能力，特别是其具有可塑的并行处理结构、良好的容错性，以及能够感知处理对象的细微特征变化的能力，因而，非常适合于处理像高分辨雷达这样的传感器所面临的动态多变的环境。所以，如果使用神经网络技术来解决高分辨雷达中的目标信号处理问题，将不但能发挥高分辨雷达的威力，并有可能使其性能倍增。

目前，组合优化、时间序列预测和模式识别是神经网络应用最成功的三个方面。然而，高分辨雷达信号处理中存在的目标检测、识别和跟踪等问题，本质上就是一种优化、分类和预测任务，因此，使用神经网络技术来实现雷达目标一维像的检测、识别和跟踪，将是一个极有希望的新领域，也是神经网络技术潜在应用的新方向。近年来，许多研究工作和事实已经证明，神经网络在处理这些问题时，的确是有效的，不但能够给出问题的有效解，并且相对传统的方法，有其独到之处。所以，开展高分辨雷达信号智能（神经网络）处理技术的研究，既是研究的需要，也是智能信号处理技术发展的必然。

雷达信号处理技术自雷达问世以来，就一直受到人们的广泛关注，这是雷达技术工作者的一个永恒的课题。本书的创新之处就是，结合高分辨雷达自身的特点，使用智能——神经网络这一新的工具，来重新访问和探讨该课题。毋庸置疑，这一技术的研究不但会给高分辨雷达技术带来变革，而且，将促进神经网络技术本身的发展，并且也能加速我国国防现代化的进程，提高武器装备的威力，使我们在未来的战争中永远处于不败之地。

1.3 高分辨雷达信号智能处理系统方案

在回顾了高分辨雷达的特点和神经网络处理方法以后，下面我们来概述高分辨雷达信号智能（神经网络）处理系统的一般方案。在此需要强调指出的是，除非特别说明，我们在后面各章分析和提出的模型方法一般不依赖于具体的雷达体制，它只是雷达信号处理的一般方法而已。

通常，雷达信号处理是指自雷达接收机混频器输出后的中频放大（匹配滤波）、信号检测、目标识别和目标跟踪四个模块。此外，根据所给雷达的体制、目标特性及背景杂波强弱不同等情况，还可能包括中频或视频积累、自适应杂波对消等处理装置。由于我们分析的对象是高分辨雷达，其信杂比（ S/C ）、信噪比（ S/N ）一般都比较高（中等距离处，约 10dB 以上），所以，本书讨论的高分辨雷达信号智能处理技术，主要是指预定目标信号的检测、识

别和跟踪方法。当然，为了全书的系统性，我们还讨论了高分辨雷达信号的生成原理、高分辨雷达下背景杂波（包括噪声）的特性，以及围绕目标信号检测、识别和跟踪的一些预处理方法等。图 1-3 给出了雷达信号处理的整个系统框图。

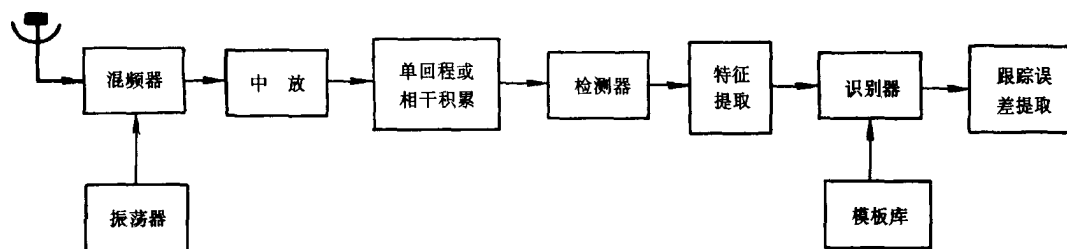


图 1-3 高分辨雷达信号处理系统框图

此外，为了增加待检测与分类目标的信息，特别是为了有利于毫米波雷达下静止目标与强杂波或假目标的辨别，我们还假设雷达上装有变极化的天线，从而得到目标或杂波的极化散射矩阵信息，所以，本书也讨论了高分辨变极化雷达的信号处理问题。同时，为了比较研究，我们也对一些传统的雷达信号处理方法进行了一定的分析和讨论。虽然这些工作形式上似乎与本书的主题无关，但作者认为，这些方法也完全属于雷达信号智能处理技术的范畴。

当然，由于时间仓促，加上作者研究工作的肤浅，我们不可能穷尽所有高分辨雷达信号的智能处理方法，本书的内容只能表明我们在这方面的工作刚刚开始，希望起到抛砖引玉的作用，以期引起广大科技工作者的关注，并期望我们共同努力，以推动我国智能处理技术的应用和发展。

第 2 章 高分辨雷达杂波及其特性分析

(Chapter 2 Clutters in High Resolution Radars and Their Properties Analyses)

雷达杂波的特性直接影响目标信号的检测与识别，特别是短波长（如毫米波波段）高分辨雷达，雷达所接收到的杂波是波长和雷达分辨单元综合的结果，因此，在分析高分辨雷达信号智能处理技术前，有必要搞清楚雷达杂波的特性与统计分布。

在雷达接收机中，除有用的目标信号外的所有干扰统称为“噪声”，这些噪声包括背景杂乱回波、大气噪声或雷达接收机噪声等。由于后两种噪声分别由大气微粒和接收机元件中电子运动产生的，且噪声带宽较宽，几乎与雷达的分辨率无关，故不在本章讨论的范畴。本章讨论的重点主要集中在背景杂乱回波上。通常背景杂波视雷达照射的情况不同可以分为地杂波、海杂波和气象杂波^①，这些杂波直接与雷达作用距离（ R ）、雷达方位角（ α ）和俯视角（ β ）有关，而且随着雷达分辨率（ ΔR ）的提高和雷达工作频率（ f ）的增加，将会变得越来越复杂，而且其统计分布也将发生较大的变化，特别是毫米波高分辨雷达（HRR）。由于其波长较短，气象杂波与地杂波都比较严重，杂波有其特殊性，因此，首先必须深入分析杂波与这些因素的关系。

本章主要就机载雷达探地时的情况来讨论雷达杂波的影响（雷达处于其它姿态时，原理相同），分析了常规雷达和高分辨雷达在毫米波波段，信杂比（ S/C ）、信噪比（ S/N ）、杂噪比（ C/N ）和信号杂波噪声比（ S/CN ），与 f 、 α 、 β 的关系，并推导了具体公式，在假定有关参数的前提下，给出这些量随距离变化的关系曲线。最后，也简要分析一下高分辨雷达杂波的统计特性，以利于后面将要讨论的目标检测与识别方案。

2.1 常规雷达杂波特性

雷达接收机接收到的信号主要来自于目标，而噪声的来源有很多，通常包括接收机与天线的热噪声、外界杂波（地、空、海等）、各种无源与有源干扰、假目标诱饵等。所以，如果将这些无用的信号源在接收机中都看作噪声的话，那么通常接收机输入端的信号杂噪比为：

$$\frac{S}{N_I} = \frac{P_T}{P_{SN} + P_C + P_S + P_J + \dots} \quad (2-1)$$

式中， P_T 代表目标功率； P_{SN} 代表系统热噪声功率； P_C 代表地杂波功率； P_S 代表天线噪声功率； P_J 代表各种有源和无源干扰功率。

对于低分辨雷达（LRR）来说，目标沿径向的尺寸比雷达距离单元的长度要小得多，因

① 这里主要是指除大气微粒以外，有不规则形状和空间上不均匀分布的物体所反射的雷达回波，如云、雨、雪、冰雹等。

而目标可等效看作点目标。假设雷达处于机载状态（如图 2-1 所示）这时的地杂波反射就完全由波束擦地径向距离和波束横向长度来确定了（如图 2-2 所示）所以我们只考虑系统热噪声 P_{SN} 和外界地杂波（包括砂石、树林、草地等） P_C 的影响。这样式 (2-1) 变成：

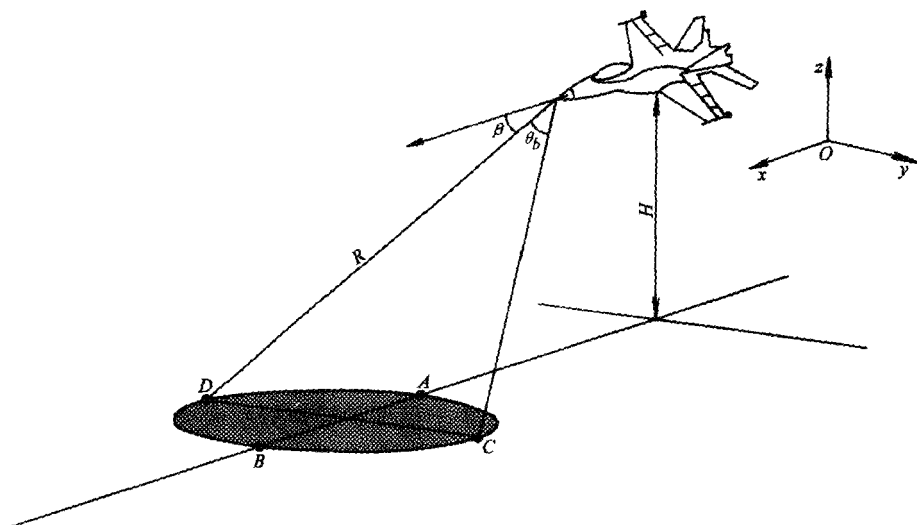


图 2-1 导弹上的雷达与目标几何配置

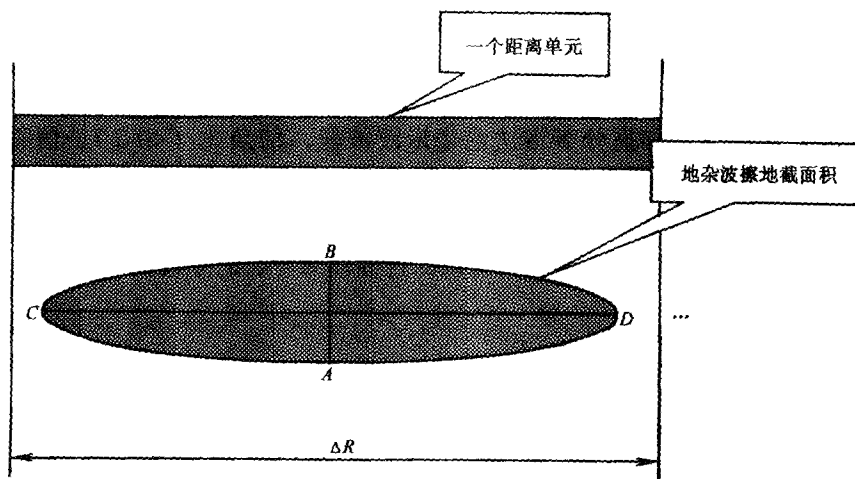


图 2-2 低分辨率雷达下地杂波的反射截面积

$$\frac{S}{N_I} \approx \frac{P_T}{P_{SN} + P_C} \quad (2-2)$$

根据雷达接收机的工作原理：

$$P_T \approx \frac{P_A G^2 \lambda^2 \sigma_T}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2-3)$$

式中， P_A 为雷达发射机功率； λ 为雷达工作波长； G 为对准接收机方向的天线增益； σ_T 为目

标的后向散射截面积； R 为雷达功率作用到目标的距离。

同样，雷达接收机对应的热噪声功率为：

$$P_{SN} = kT_0 B_n \quad (2-4)$$

式中， $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为波尔兹曼常数； $T_0 = 290$ K 为标准参考温度； B_n 为匹配接收机带宽。

同理，假设地杂波后向散射截面积为 σ_G ，则雷达接收到的地杂波功率为：

$$P_G = \frac{P_A G^2 \lambda^2 \sigma_G}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2-5)$$

由图 2-1 所给的雷达与目标几何配置，我们可以看到：

$$\sigma_G = A_G \sigma_0 \quad (2-6)$$

式中， A_G 为波束打地对应的有效杂波反射面积； σ_0 为归一化杂波散射截面积，它与背景反射率 γ_0 的关系为；

$$\gamma_0 = \sigma_0 / \sin\beta \quad (2-7)$$

式中， β 为雷达波束俯角。

表 2-1 给出了几种杂波背景下的反射率 γ_0 的典型值。

表 2-1 不同杂波背景下反射率 γ_0 的典型值

反 射 率 类 别	路 面	草 地	沙 地	砂 砾	树 林
γ_0/dB	-12.2	-15.2	-27	-21	-18.9

而由图 2-1 可知：

$$A_G = \frac{1}{4} \pi \cdot AB \cdot CD = \frac{1}{4} \pi \cdot \frac{R\theta_b}{\sin\beta} \cdot R\theta_b = \frac{1}{4} \pi \cdot \frac{R^2 \theta_b^2}{\sin\beta} \quad (2-8)$$

$$\text{故} \quad \sigma_G = A_G \sigma_0 = \frac{1}{4} \pi R^2 \theta_b^2 \gamma_0 \quad (2-9)$$

其中， θ_b 为波束半功率宽度； R 为雷达至主杂波距离。

这样式 (2-5) 变为：

$$P_G = \frac{P_A G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \cdot \frac{1}{4} \pi R^2 \theta_b^2 \gamma_0 = \frac{P_A G^2 \lambda^2 \theta_b^2 \gamma_0}{4^4 \pi^2 R^2} \quad (2-10)$$

式 (2-2) 又变为：

$$\frac{S}{N_I} = \frac{4P_A G^2 \lambda^2 \sigma_T}{4^4 \pi^3 R^4 kT_0 B_n + P_A G^2 \lambda^2 \pi R^2 \theta_b^2 \gamma_0} \quad (2-11)$$

显然，由式 (2-11) 可以看出，在远距离时，系统热噪声是占主要的；而在近距离时，地杂波回波功率是占主要的。如果我们单独考虑 S/C 、 C/N 或 S/N ，并且考虑系统热噪声 (F_n)、系统损耗 (L_s) 和毫米波大气传播的影响，则有：

$$\frac{S}{C} = \frac{P_T}{P_G} = \frac{4\sigma_T}{\pi \theta_b^2 \cdot \gamma_0 R^2} \quad (2-12)$$

$$\frac{C}{N} = \frac{P_G}{P_{SN}} = \frac{P_A G^2 \lambda^2 \theta_b^2 \cdot \gamma_0 \times 10^{-0.2\alpha \cdot R}}{4^4 \pi^2 R^2 kT_0 B_n \cdot F_n \cdot L_s} \quad (2-13)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{P_T}{P_{SN}} = \frac{P_A G^2 \lambda^2 \sigma_T \times 10^{-0.2\alpha \cdot R}}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 B_n \cdot F_n \cdot L_s} \quad (2-14)$$

式中， α 代表电磁波在大气中的衰减系数。

应该指出，这三个比值在考虑信号检测性能时，常常要用到。如果将雷达接收机输入端的信号杂噪比 S/N_i 等效到接收机中放输出（或检波器输入端）来看，则有：

$$\frac{S}{N_i} = \frac{P_A G^2 \lambda^2 \sigma_T \times 10^{-0.2\alpha \cdot R}}{R^4 (4\pi)^3 (P_{SN} + P_G) \cdot F_n \cdot L_s} \quad (2-15)$$

表 2-2 给出了常规雷达系统和目标对应的有关参数。图 2-3 给出了在这组参数下，接收机中放输出端所得到的 S/C 、 C/N 、 S/N 和 S/N_i 与距离（以 km 为单位）的关系曲线。由图可以看出，这四个比值随着距离的增加是逐渐下降的，而且杂波和噪声对目标信号产生同样的影响。表 2-3 给出了 $R = 4\text{km}$ ，目标的后向散射面积 $\sigma_T = 30\text{m}^2$ 时，表 2-1 中五种杂波源在上述参数条件下， $\theta_b = 2^\circ$ 、 3° 、 4° 和 5° 时对应的 S/C （dB）值。

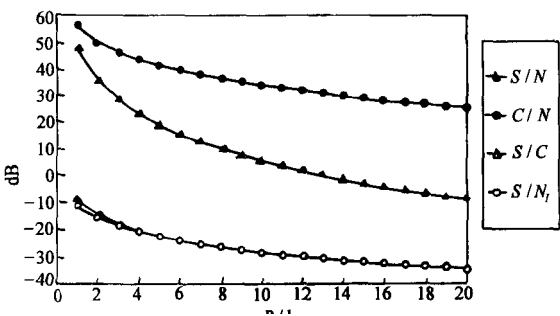


图 2-3 S/C 、 C/N 、 S/N 和 S/N_i 与距离的关系曲线

表 2-2 雷达系统和目标的有关参数

系统参数	符号	数值
发射功率	P_A	10W
天线增益	G	38dB
雷达工作频率	f	35GHz
目标 RCS	σ_T	32m ²
大气衰减系数	α	0.12dB/km
波尔兹曼常数	K	$1.38 \times 10^{-23} \text{ J/deg}$
标准参考温度	T_0	290K
匹配接收机带宽	B_n	1MHz
波束 3dB 宽度	θ_b	3°
接收机噪声系数	F_n	3dB
系统损耗	L_s	2dB

表 2-3 表 2-1 中五种杂波源在 θ_b 为 2° 、 3° 、 4° 、 5° 时对应的 S/C 值

信 杂 比	类 别	路 面	草 地	沙 地	砂 砾	树 林
	波 束 宽 度					
$S/C/\text{dB}$	$\theta_b = 2^\circ$	-14.9	-11.9	-7.9	-6.1	-8.2
	$\theta_b = 3^\circ$	-18.4	-15.4	-3.6	-9.6	-11.7
	$\theta_b = 4^\circ$	-20.9	-17.9	-6.1	-12.1	-14.2
	$\theta_b = 5^\circ$	-22.8	-19.8	-8.1	-14.1	-16.1

由表 2-3 可以看出，在低分辨雷达情况下，地杂波的影响是主要的，一般 S/C 都取很小的值，且随着波束宽度 θ_b 的增加， S/C 逐渐下降。

2.2 高分辨雷达杂波特性

以上推导的有关公式都是考虑低分辨雷达的情况，它假设雷达距离单元长度永远大于目标径向长度，从而将目标等效看作点目标。注意这时我们在考虑地杂波回波功率时，只考虑了天线波束打地部分的截面积。显然，如果雷达距离分辨率进一步提高的话，以致于其距离分辨率 ΔR 比波束擦地径向距离还要小，这时的地杂波反射就由距离分辨单元长度及波束横向长度来确定了，如图 2-4 所示。

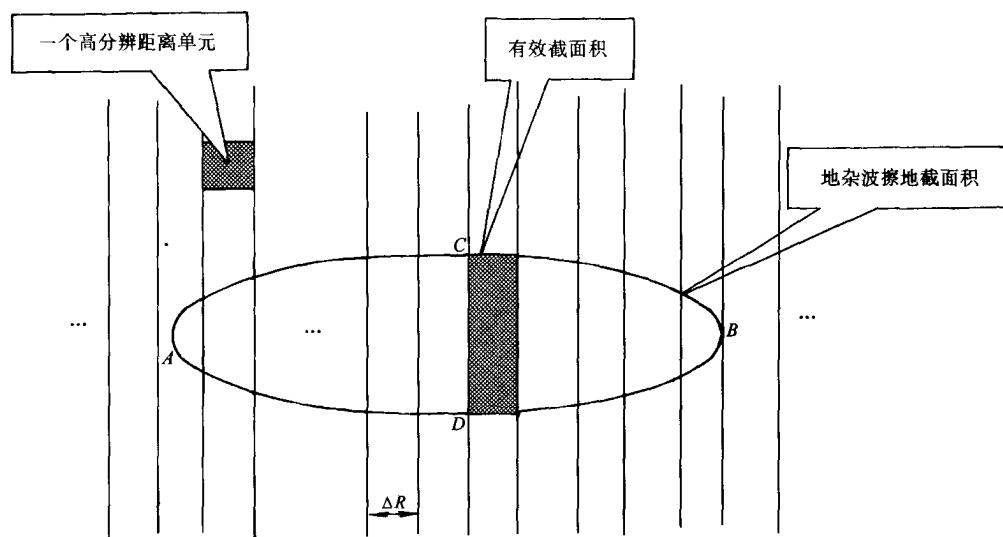


图 2-4 高分辨率雷达与地杂波

对于高分辨雷达（HRR）来说，目标沿径向变成了等效的散射点模型，这时目标由点目标变成扩展的面目标。这样，对于原来的点目标模型，目标回波由其径向分布的所有散射点散射回波的矢量和，而变成面目标后，其回波变成了每个分辨单元距离环内的所有散射点回波的矢量和，散射点的强弱变化也就反映到目标回波分布的强弱变化上，从而形成了一维距离（纵向）像。

虽然对高分辨雷达来说，目标散射点沿径向分布，可能削弱了总的目标回波功率，但相对地杂波功率来说，它们的减少还是很小的。

假设雷达的距离分辨率为 ΔR ，则不难得到一个距离分辨单元内的杂波有效散射截面积为：

$$\sigma'_c = R\theta_b \Delta R \gamma_0 \cdot \tan\beta \quad (2-16)$$

$$\Delta R = \frac{1}{2} C\tau = \frac{C}{2B} \quad (2-17)$$

所以

$$\sigma'_c = \frac{R\theta_b C \gamma_0}{2B} \tan\beta \quad (2-18)$$

$$\frac{S}{C} = \frac{P_T}{P_G} = \frac{\sigma'_T}{\sigma'_G} = \frac{2B\sigma'_T}{R\theta_b C \gamma_0 \cdot \tan\beta} \quad (2-19)$$

式中 σ'_T 为某个距离分辨单元距离环内的所有散射点回波的矢量和对应的后向散射截面积。式 (2-19) 说明, 此时的 S/C 与 R 成反比关系, 且还与波束的俯仰角 β 有关, β 越小, S/C 越大。

此外, 因为雷达的角分辨力即波束宽度 θ_b , 一般与天线口径尺寸 D 及工作波长 λ 有关:

$$\theta_b = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (2-20)$$

将此式代入式 (2-19), 可得:

$$\frac{S}{C} = \frac{\pi B D \sigma'_T}{2 R C \lambda \cdot \gamma \cdot \tan\beta} \quad (2-21)$$

所以, 提高角分辨力 θ_b , 即增加工作频率 f , 也可以改善 S/C 。在这种情况下, 分别可得 C/N 、 S/N 为:

$$\frac{C}{N} = \frac{P_A G^2 \lambda^3 C \cdot \gamma_0 \cdot \tan\beta \times 10^{-0.2\alpha \cdot R}}{128\pi^4 R^3 D k T_0 B_n \cdot F_n \cdot L_s} \quad (2-22)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{P_A G^2 \lambda^2 \sigma'_T \times 10^{-0.2\alpha \cdot R}}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 B_n \cdot F_n \cdot L_s} \quad (2-23)$$

图 2-5 画出了在上一节表 2-2 给出的参数条件下, 且信号带宽 $B = 500 \text{ MHz}$, 接收机中放输出端所得到的 S/C 、 S/N 与距离 (以 km 为单位) 的关系曲线。由图可以看出, 在距离较近时, 杂波的作用是占主要的, 而在距离较远时, 接收机的噪声是占主要的, 两条曲线的交界点是它们作用大小的分界点。表 2-4 给出了在目标某个距离单元的后向散射截面积 $\sigma_T = 5 \text{ m}^2$ (整个目标的六分之一) 下, 其它条件与表 2-3 所给参数完全相同时, 五种杂波源对应的 S/C (dB) 值。

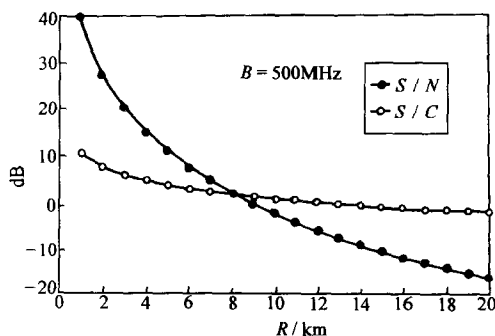


图 2-5 S/C 、 S/N 与距离的关系曲线

表 2-4 与表 2-3 相同参数条件下, 某个目标距离单元 ($\sigma_T = 5 \text{ m}^2$) 对应的五种杂波源的 S/C 值

信 杂 比	波 束 宽 度	类 别				
		路 面	草 地	沙 地	砂 砾	树 林
S/C/dB	$\theta_b = 2^\circ$	10.5	13.5	25.3	19.3	17.2
	$\theta_b = 3^\circ$	8.7	11.7	23.5	17.5	15.4
	$\theta_b = 4^\circ$	7.5	10.5	22.3	16.3	14.2
	$\theta_b = 5^\circ$	6.5	9.5	21.3	15.3	13.2

由表 2-4 可以看出, 在高分辨率的情况下, S/C 得到明显的改进, 一般 S/C 在 10dB 左右, 并且波束宽度 θ_b 对 S/C 的影响不如低分辨雷达那样明显, 因此, 使用高分辨率雷达, 将有利于后面讨论的目标信号检测。

图 2-6 给出了 $f = 35 \text{ GHz}$ 、 $\sigma_T = 5 \text{ m}^2$ 时, 发射雷达波形带宽 $B = 0.5, 0.8$ 和 1.0 GHz 情况下, S/C 与距离 $R(\text{km})$ 间的关系曲线。图 2-7 给出了俯仰角分别是 15° 、 20° 、 25° 、 30° 四种情况下所得到的 S/C 与距离 R 的变化关系曲线。

图 2-8 给出了 $f = 35 \text{ GHz}$ 、 $\sigma_T = 5 \text{ m}^2$ 时, 在晴天 ($a = 0.12 \text{ dB/km}$)、小雨 ($a = 0.272 \text{ dB/km}$)、中雨 ($a = 1.066 \text{ dB/km}$)、大雨 ($a = 4.2 \text{ dB/km}$) 和特大暴雨 ($a = 35.0 \text{ dB/km}$) 情况下, S/N 与距离 $R(\text{km})$ 间的关系曲线。图 2-9 给出了 $f = 35, 94, 140, 220 \text{ GHz}$, $\sigma_T = 5 \text{ m}^2$ 时, 所对应的 S/N 与距离的关系曲线。

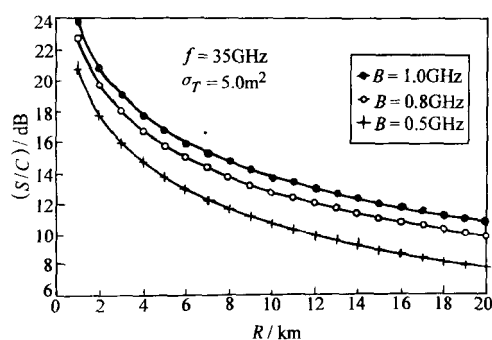


图 2-6 不同带宽情况下 S/C 与 R 的关系曲线 ($B = 0.5, 0.8, 1.0 \text{ GHz}$)

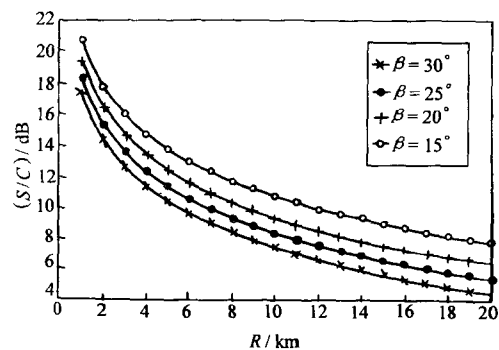


图 2-7 不同俯仰角情况下 S/C 与 R 的关系曲线 ($\beta = 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ, 30^\circ$)

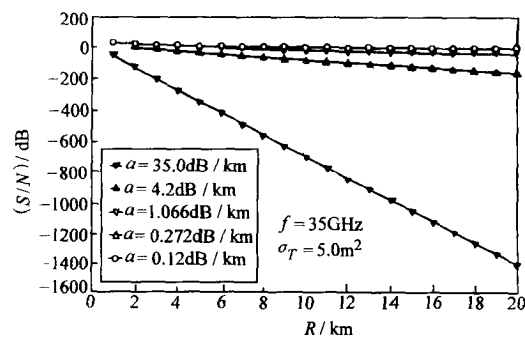


图 2-8 S/N 与距离 R 在不同天气情况下的关系曲线 (晴天 $a = 0.12 \text{ dB/km}$, 小雨 $a = 0.272 \text{ dB/km}$, 中雨 $a = 1.066 \text{ dB/km}$, 大雨 $a = 4.2 \text{ dB/km}$, 特大暴雨 $a = 35.0 \text{ dB/km}$)

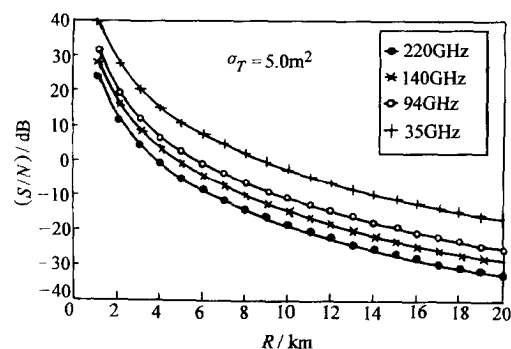


图 2-9 不同频率情况下 S/N 与 R 的关系曲线 ($f = 35, 94, 140, 220 \text{ GHz}$)

由上面两节的分析, 可以得出如下结论:

(1) 低分辨雷达 (LRR) 杂波的影响是严重的, 噪声的影响却是次要的, 一般 S/C 在 0dB 以下, 而且, S/C 对波束宽度是敏感的。

(2) 高分辨雷达 (HRR) 在雷达作用距离较近时, 杂波的影响是主要的, 而在距离较远时, 噪声的影响又是主要的, 在中等距离处, S/C 在 10dB 左右, S/N 在 12dB 左右。

(3) 在高分辨雷达 (HRR) 下, S/C 对波束宽度、雷达工作频率和气象条件不如低分辨雷达 (LRR) 敏感。

(4) 高分辨雷达 (HRR) 的分辨率越高, S/C 的改善程度越好。

(5) 低分辨雷达 (LRR) 下的目标, 在高分辨雷达 (HRR) 下将变成多散射中心, 因此, 在低分辨雷达下的单目标检测, 在高分辨雷达下将变成多目标检测。由于高分辨雷达下的 S/C 比低分辨雷达下高出近两个数量级, 所以, 高分辨雷达下的多目标检测问题也是容易的。

2.3 高分辨雷达杂波统计特性分布

上面两节我们讨论了高 / 低分辨雷达下, 杂波的强弱随雷达的姿态、工作频率、作用距离等的变化情况, 但是光了解这些还不够, 通常情况下我们还必须知道杂波的统计分布, 方能选择什么样的检测器来发现预定的目标。因此, 为了准确有效地检测杂波背景中的目标信号, 必须研究和分析杂波回波的幅度统计分布特性。

雷达杂波的统计分布, 不仅取决于雷达的工作环境, 还与雷达本身 (如分辨率、观察角、波长等) 有关。如果杂波源相对雷达的分辨单元来说, 相当于大量大小差不多且相位均匀分布的散射体, 其回波幅度为瑞利 (Rayleigh) 分布 (如气象杂波):

$$p(x) = \frac{x}{\alpha} \exp\left(-\frac{x^2}{2\alpha}\right), \quad x \geq 0 \quad (2-24)$$

式中, $\alpha > 0$ 为与分布特征有关的参数。

如果有一个散射体起主要作用 (如目标), 则其回波幅度为莱斯 (Rice) 分布:

$$p(x) = \frac{x}{\alpha} \exp\left(-\frac{1}{2\alpha}(x^2 + \alpha^2)\right) I_0(x), \quad x \geq 0 \quad (2-25)$$

式中, $\alpha > 0$ 也为与分布特征有关的参数; $I_0(x)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta + \lambda) d\lambda \quad (2-26)$$

特别地, 对于低的俯仰角和高的分辨单元, 地杂波的分布将变为对数正态 (Lognormal) 分布:

$$p(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \bar{\ln x})^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-27)$$

式中, $\bar{\ln x}$ 为 $\ln x$ 的均值; σ^2 为 $\ln x$ 的方差。

或为 K 分布, 有时也用韦布尔 (Weibull) 分布来表示:

$$p(x) = \frac{bx^{b-1}}{\alpha} \exp\left(-\frac{x^b}{\alpha}\right) \quad (2-28)$$

式中, b 为拟和参数; $\alpha = (\bar{x}m^b/\ln 2)$, $\bar{x}$ 表示 x 的均值。

对于毫米波雷达来说, 其雷达杂波主要分气象杂波、地杂波。气象杂波包括雨、雪、雾和冰雹等, 由于这些杂波源都是小尺寸的散射体, 一般其幅度满足瑞利分布; 地杂波包括路

面、砂石、树林和草地等，由于这些杂波源的大小尺寸不同，一般其幅度满足莱斯分布。特别地，在高分辨雷达情况下，地杂波的回波幅度分布明显偏离瑞利分布，而是具有较长的“尾巴”。进一步的分析证明：它们符合对数正态分布或具有双参数控制的韦布尔分布。其中，韦布尔分布介于瑞利分布与对数正态分布之间。

实际上，毫米波地杂波的后向反射是非常复杂的，其雷达杂波后向散射面积是时间和空间的函数。实验发现，每一分辨单元内杂波在时间上的平均值服从韦布尔分布，而对给定的距离单元，杂波幅度的起伏最简单和常用的是瑞利分布，也不排除其它二值参数模型，如韦布尔分布、对数正态分布等。

1988年，*L. M. Novak* 等人指出，对于 35GHz 的高分辨雷达，其每一距离单元上的杂波或目标与杂波满足乘积模型：

$$y = \sqrt{\alpha}x \quad (2-29)$$

式中， x 为零均值的复高斯随机变量。

α 满足 x^2 分布：

$$p(\alpha) = \frac{1}{\alpha} \left(\frac{\alpha}{\alpha}\right)^{\nu-1} \frac{1}{\Gamma(\nu)} \exp\left(-\frac{\alpha}{\alpha}\right) \quad (2-30)$$

式中， ν 为整数，表示阶数； α 为与雷达平均横截面积有关的参数。

$\Gamma(\nu)$ 可以表示为：

$$\Gamma(\nu) = \int_0^{\infty} 2^{-\nu} u^{\nu-1} e^{-\frac{u}{2}} du \quad (2-31)$$

这是迄今对毫米波高分辨雷达目标和杂波分布的最新解释。

实际应用中究竟用哪个模型更为合适，这要根据具体情况来分析，而且由于毫米波段对应的波长与地物背景是可以比拟的，甚至更小，所以，地杂波是非常复杂的，也是非均匀的，如果用参数模型来拟合，其中的参数是随地形而变化的，即是说，参数模型只能在某个区域成立。如果实际应用中需要精确计算杂波中信号的检测概率，就需要自适应地选择这些参数。否则，一般考虑用非参数模型的方法来检测杂波背景中的目标信号。

此外，对于非瑞利型杂波，如果应用常规的均值检测器，则由于非瑞利杂波概率密度函数的较长尾部导致虚警数加大，如果提高接收机门限，则又导致检测概率的降低。因此，在杂波分布为非瑞利分布情况下，应使用不同于普通接收机的方法，如使用中值检测器或二进制积累检测器，又称双门限或 N 个中取 M 个 (M/N) 重合检测器。

2.4 评 述

高分辨雷达 (HRR) 下的杂波与低分辨雷达 (LRR) 下杂波存在明显差别，为了便于后级目标信号的检测和识别，我们必须了解高分辨雷达下杂波的强弱和统计分布。通过上面几节的分析，我们发现：

(1) HRR 下杂波的影响，不如 LRR 严重，而且 HRR 对雷达姿态不如 LRR 敏感。在 8mm 波段 (中心工作频率在 35GHz) 下，LRR 的 S/C 很小 (0dB 以下)，而 HRR 的 S/C 很大 (10dB 左右)。

(2) HRR 下的杂波，随目标距离的增加而下降，且随雷达分辨率的提高， S/C 的改善程