



遥感手册

第三分册



国防工业出版社

7073

87.10.13
898
V.3

遥 感 手 册

第 三 分 册

〔美〕理查德 K. 穆尔 等著

汪一飞 译

刘益悟 等校

国防工业出版社

内 容 简 介

本书比较全面和系统地介绍了遥感技术的各个方面，共分十二个分册出版。全书内容丰富，具有一定的深度。

第三分册是本手册的第九章（微波传感器），它包括有雷达系统的基本概念、成像雷达系统、散射计和微波辐射计等。

本书可供从事遥感技术研究和应用的工程技术人员以及有关大专院校师生参考。

D036/09

Manual of Remote Sensing
Richard K. Moore
American Society of Photogrammetry 1975

遥 感 手 册

第三分册

〔美〕理查德·K·穆尔 等著

汪一飞 译

刘益梧 等校

国防工业出版社 出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

787×1092¹/₁₆ 印张 11 255 千字

1982年7月第一版 1982年7月第一次印刷 印数：0,001—3,900册

统一书号：15034·2355 定价：1.25元

译者的话

美国摄影测量学会集中了数百名科学家和工程技术人员,从 1969 年开始花了近六年的时间,编著并于 1975 年出版了这本《遥感手册》。遥感技术作为一门新兴的学科,随着空间科学技术的发展,近十多年来进展很大,获得了多方面的应用,对促进国民经济发展和国防建设都有很大作用。因此,当前世界各国都对它给予了必要的重视。在遥感技术领域中,本手册是迄今较为全面而在技术上又有一定深度的书。为配合我国遥感技术的发展,我们请各方面的同志共同翻译并出版这本手册,以供有关科研、教学和工程技术人员参考。由于遥感技术本身是一门新兴学科,其应用范围又特别广泛,加之我们水平有限,错误和不妥之处在所难免,欢迎读者批评指正。

原书分上、下两卷出版,计二十六章加一个遥感小辞典。我们考虑到编辑出版的方便,分十二个分册出版,即:

- 第一分册 遥感基础 (第一至五章);
- 第二分册 光学和电-光遥感器 (第六至八章);
- 第三分册 微波遥感器 (第九章);
- 第四分册 遥感器的运载工具、数据传输及遥感地面研究 (第十、十一和十三章);
- 第五分册 遥感数据的处理与管理 (第十二章);
- 第六分册 图象判读和制图 (第十四和十五章);
- 第七分册 遥感应用:地质勘测 (第十六章);
- 第八分册 遥感应用:森林与草原 (第十七和十八章);
- 第九分册 遥感应用:水文学与海洋学 (第十九和二十章);
- 第十分册 遥感应用:气象学及作物与土壤 (第二十一和第二十二章);
- 第十一分册 遥感应用:城市环境与区域工程规划 (第二十三和第二十四章);
- 第十二分册 遥感应用:区域分析与社会科学 (第二十五和二十六章)。

本手册封面是邀请张博智同志设计的。

目 录

第九章 微波遥感器

1. 引言	1	4.1 散射计系统介绍	101
2. 雷达系统的基本概念	2	4.2 在有噪声情况下的测量精度	105
2.1 分辨率的概念	3	4.3 脉冲散射计	106
2.2 角度鉴别	4	4.4 调频系统	115
2.3 距离鉴别	10	4.5 测速-测角系统	118
2.4 速度测量	15	4.6 地面散射计	124
2.5 模糊度和分辨率	18	5. 微波辐射计	129
2.6 灵敏度、测幅、衰落和噪声	25	5.1 前言	129
2.7 雷达校准	44	5.2 辐射传递	132
3. 成像雷达系统	51	5.3 天线传递函数	135
3.1 平面位置显示和 B 型扫描机载雷达	51	5.4 旁瓣的作用	138
3.2 真实孔径机载侧视雷达	57	5.5 主瓣的作用	139
3.3 遥感用的合成孔径雷达	71	5.6 发射率	144
4. 散射计	100	5.7 辐射计接收机	151
		5.8 成像研究	166
		参考文献	170

第九章 微波遥感器

作者 理查德 K. 穆尔等

1. 引言

微波遥感器能穿过云层和一定量的雨进行测量，尤其是在较低的微波频段，其测量几乎不受气候的影响。这样，因气候条件使其它遥感器无法工作时，微波遥感器就具有能及时提供信息的独特能力。

微波响应与其它谱段一样，是频率（或波长）极化和视角的函数。跟可见光和红外谱段相比，微波波长范围远远不是“微小的”，它的波长范围可以认为大约是从 1 毫米到 1 米之间。因而，微波的最长和最短波长之比要比实际使用的最长红外波长与最短可见光波长之比还大。由于用于接收的微波天线最容易做成具有单一的极化方向，所以极化常常用来作为微波波段的一种判别手段；反之，绝大多数光学探测器，相对说来，是与极化（偏振）无关的，并且必须在探测前采用专门措施，使信号产生偏振。被观测信号入射角的变化对整个电磁波谱来说都是存在的，但在波谱的每一点上，这些变化是有不同的。雷达测距的几何关系促使人们尽量使用远离垂直方向的观测角，而辐射计（更像光学和红外遥感器）则多半倾向于使用近乎垂直的工作方式。

主动式微波遥感器本身备有辐射源，而被动系统所测的辐射，不是源于辐射计，却是测量来自其它地方的辐射。通常，雷达的发射源是和接收点在一起的，所以它类似于光学系统，观测的是来自太阳的反照光，而不是天空光。绝大多数主动微波遥感器能同时探测和测距，但也有一些仅能测量振幅和速度，而不能测距。尽管如此，“雷达”这个术语（原意是无线电探测和测距）还是常用于描述非测距型的主动微波系统。本章也是这样来使用这一术语的。

本章将讨论成像雷达系统，包括扫描系统和侧视雷达，散射计和微波辐射计。由于成像雷达系统具有高的分辨率和几何图象信息，所以多数用户都感到它的使用价值很大。虽然这样的天线比扫描辐射计中的天线要小得多，但这种雷达扫描天线也很难做得足够大以供获取高分辨率，故扫描成像雷达的实用价值又往往不如侧视雷达系统。

微波遥感器的分辨率通常比在光学和红外谱段工作的遥感器低。这是因为角分辨率的衍射极限与波长成正比，而常用的最短微波波长比热红外遥感器的波长要大 100 倍。因而微波遥感器需要很大的孔径才能获得高的角分辨率。雷达可以通过被测信号的相干贮存及随后形成的合成孔径，来实现大孔径的要求，但被动微波遥感器仅限于采用真实孔径。

正如本手册第四章和第五章以及其它章节中所讨论的那样，雷达不仅可以在恶劣气候条件下工作，而且还能观测到光学和红外谱段所观测不到的现象。因而雷达的用途不仅有赖于其与照射无关的全天候性能，而且还基于它们能“看见”不同的事物。

雷达在地球科学遥感研究中的重要性只是最近才认识到的。由于雷达不受环境和大气条件的影响，可以在任何需要的时刻使用，因而雷达对于观测那些随时间变化的现象更为

重要。最近在巴拿马达里安省的雷达测绘^[88]以及巴西测绘计划^[24]的一部分,就是针对那些几乎总是有云层覆盖的地区进行的,而在这些地区上空,要进行航空摄影几乎是不可能的。温(Wing)(1971年)^[88]和麦克唐纳(MacDonald)等人(1967年)^[54]已经证明了雷达在测绘地质构造和岩性中的使用价值,因而很显然,雷达除了能勘测与时间有关的现象之外,还能用于其它方面的观测。哈迪(Hardy)等人(1971年)还指出了用雷达绘制植被图的可能性,但这一点还未被充分证明。吉纳德(Guinard)(1971年)确定了用雷达探测石油溢出的价值^[84],同时洛茨奇诺夫(Loschchilov)和沃伊瓦金(Voyevodin)(1972年)指出雷达可以用来测绘极地冰层^[52]。

克拉斯森(Claassen)等人(1972年)证明^[18],雷达可以用来监测海面上的风和波浪情况。这样一种雷达在与探测云层的微波辐射计结合使用时,可以组成一个星载系统,为预报海洋上海浪和气象提供有意义的信息。

雷达散射计是一种测量被观察区域散射特性的装置,因而任何能精确测量被观察信号强度的雷达都是一种散射计。然而,大多数现有的成象雷达都未经校准,自然地,绝大多数雷达散射计都不是成象系统。但一个经过校准的成象雷达也可以是一个散射计。

雷达散射计在海洋学应用方面有它独特的优点,在这种情况下,分辨率低是无关紧要的。在陆地上,它主要是用来收集设计其它雷达所必需的信息。测高计主要用来画出低高度纵剖面图,虽然也有些测高计系统还可做得能提供其它信息。在海洋上空,测高计可以用来从卫星上很精确地画出平均海平面的剖面图。

微波辐射计这个术语通常用来指被动微波系统。辐射计接收的信号是来自地面和大气所发射的热辐射而形成的复杂组合信号,再加上源于大气和地球以外星系(包括太阳和太阳系以外的星体)的散射发射。严格地说,一个散射计也就是一个辐射计,因为它测量的是散射计本身辐射的和目标地区散射的信号。然而,辐射计这一术语在此是专指被动式装置。

微波辐射计在气象测量中证明是很有用的,并像某些雷达那样,对土壤含水量和积雪的性质很敏感。辐射计对气象应用特别有价值,这不仅是因为它对大气发射灵敏,还因为它对绝大多数陆地应用来说,除非是在很低的高度使用,它们的分辨率是比较差的。另一方面,安装在低空飞机上的微波辐射计,能够提供其特性可与其它成象系统互为补充的图象。由于辐射计固有的较差的分辨率,所以它们最主要的应用是在气象学和海洋学方面,而不是在陆地观测方面。

2. 雷达系统的基本概念

每一雷达系统都有一台为天线提供能量的发射机,其能量传播到目标并返回到接收天线,再由接收天线馈入接收机;接收机检取这一微弱的回波信号,并将其放大;然后以某种方式和发射信号相关,进行数据处理,将其结果显示出来以供用户使用。图9-1示出了这样一个基本系统,发射和接收常常使用同一天线。被动式微波辐射

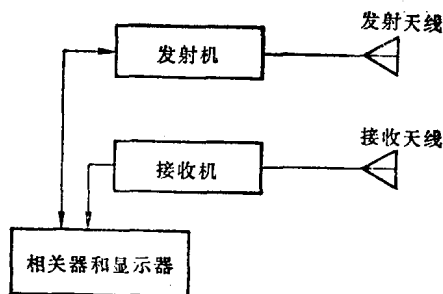


图9-1 雷达系统方框图(辐射计与此相同,但无发射机。)

计有一个很像雷达的接收天线和接收机，但没有发射机或相关回路。

2.1 分辨率的概念

分辨率的严格定义为：分辨具有不同对比度的相隔一定距离的相邻目标的能力。在微波方面的著作中，习惯上使用了一个不太精确的定义，即对微波来说，分辨率通常是指测量系统响应的半功率宽度，这和电视行宽有些相类似，不过没有那么精确而已。由于响应的半功率宽度不涉及到目标的对比度，所以它比真实的分辨率较为容易描述。对任何特性的目标的真实分辨率可以从实际响应导出，也可从半功率宽度来估算。在涉及到微波遥感器时，我们就称半功率宽度为分辨率。

图 9-2 说明微波遥感器可能存在的几种分辨率。主动系统可以通过角度、距离和速度分辨率来区分目标，反之被动式系统仅限于角度测量而已。图 9-2(a) 表示一架水平飞行的飞机，用近乎圆形的天线波束，以某一角度指向其一侧。如果天线用作发射的话，画阴影线的区域代表“分辨单元”，也就是地面上包括在半功率等值线以内的面积。沿着等值线的辐射强度是等值线内某点最大强度的一半。分辨单元的大小决定于天线波束宽度。被动式和主动式系统都可使用这种角分辨率概念。

在图 9-2(b) 中，由于采用雷达的测距能力，而使图 9-2(a) 中的天线分辨单元减小了。距离分辨率定义为距离响应的半功率宽度。对一特定延迟时间和平坦地面来说，仅考虑距离的分辨率将是一个由两个同心圆构成的圆环。圆环之间的距离就代表了雷达距离响应的半功率宽度。距离分辨率较之由天线波束宽度限定所能得到的分辨率容易做得更高些，这是因为天线结构大小限制了角度的最小分辨单元，而距离测量则不存在这种限制。

比较发射和接收信号的频率，可以看到接收信号的多普勒频移。此频移正比于飞机相对地面被观测点之间的相对速度。图 9-2(c) 表示测速的分辨率（实际上是多普勒频率测量的分辨率），在与角分辨率组合时，减小了分辨单元的尺寸。对于水平飞行的飞机，恒定相对速度的等值线是双曲线，这时相应于地面上的可分辨区

域就为多普勒频率中响应的半功率宽度，因而也是相对速度中响应的半功率宽度。图 9-2(c) 表明了这样一种分辨率和测角分辨率的组合。正如同测距相组合一样，分辨单元的大小显著变小了，但分辨率变好的方向和测距情况是不一样的。

如果不采用测角，而把测距和测速相组合，则雷达分辨单元可远小于测角时靠天线波

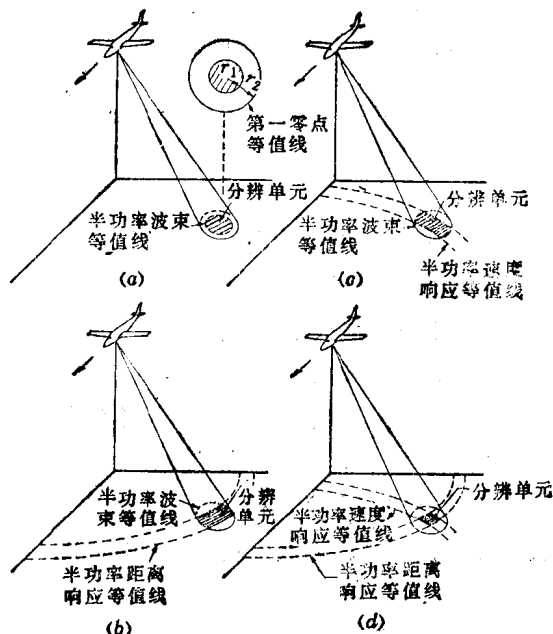


图 9-2 用于微波遥感器的分辨技术

- (a) 角分辨率，用于所有被动和某些主动遥感器；
 (b) 角度和距离分辨率，用于主动遥感器；(c) 角度和速度分辨率，用于主动遥感器；(d) 速度和距离分辨率，用于主动遥感器。

束宽度限定所能得到的分辨单元。这一情况示于图 9-2(d) 中。采用这种技术的雷达称为合成孔径雷达。这一技术有时候也称为多普勒波束锐化。

由于设计者可以对接收信号和发射信号进行相关, 因而能在同一架雷达上实现测距和多普勒波束锐化。既然辐射计测量的信号是来源于目标 (或大气和地球以外的源), 那么这种相关对被动式系统来说实际上是不可能实现的。因此, 如果我们要利用被动式微波辐射计的其它特性的话, 则图 9-2(d) 表示的较高分辨率必然降为图 9-2(a) 所示的较差分辨率。

2.2 角度鉴别

许多雷达和所有的微波辐射计通常都采用窄波束天线来进行角度鉴别。天线波束宽度的极限决定于衍射现象, 这和采用透镜及反射器的可见光或红外谱段装置的分辨率极限的情况是一样的。事实上, 在微波波段也采用透镜和反射器。

2.2.1 基本辐射体

天线通常由许多半波波长的或更小的单元组成。这种基本单元就是赫兹偶极子——电流在一短距离上流动 (图 9-3)。赫兹偶极子和短偶极天线在垂直于电流流动的方向上辐射强度最大, 而沿电流流动轴线方向则无辐射。其辐射电场 (E) 与磁场 (H) 强度分别为

$$E = \alpha_E \frac{Il \sin \theta}{R} \quad (9-1)$$

$$H = \alpha_H \frac{Il \sin \theta}{R} \quad (9-2)$$

式中 $\alpha_{E,H}$ ——比例因子;

I ——电流;

l ——偶极子长度;

R ——到观测点间距离;

θ ——从偶极子一端量起的角度, 在包含偶极子的平面内测量, 从 0° 到 180° 。

偶极子在空间任何一点的磁场方向是和通过该点的与电流轴相垂直、并以该轴为圆心的圆相切, 而其电场则和磁场及到

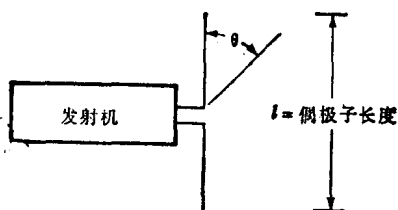


图9-3 基本的辐射天线（偶极子）

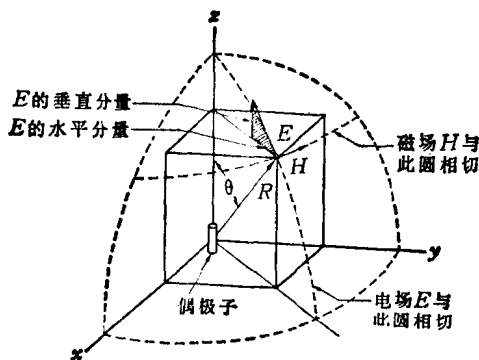


图9-4 偶极子的辐射场

天线中心的半径相垂直, 因而它的方向与以偶极子为圆心的圆相切, 并通过偶极子。这样, 电场矢量就有一个平行于偶极子的分量和一个向着或背离电流轴的分量; 辐射的极化就在电场矢量的方向上。上述各点示于图 9-4 中。

从天线辐射出去的功率和辐射场中通过单位面积的功率是电场和磁场的乘积。因而，通过空间任意点单位面积的功率正比于场表达式的平方，即

$$P = EH = \alpha_E \alpha_H \frac{(Il)^2 \sin^2 \theta}{R^2} \quad (9-3)$$

图 9-5 表示通过一固定半径处单位面积的功率。(如果半径为 1, 那么这就是单位立体角中的功率)。短偶极子是无方向性的, 因而它仅能用来相对于某一特定方向进行角鉴别。这一特定方向是通过使电流指向不希望有辐射的方向来确定的。

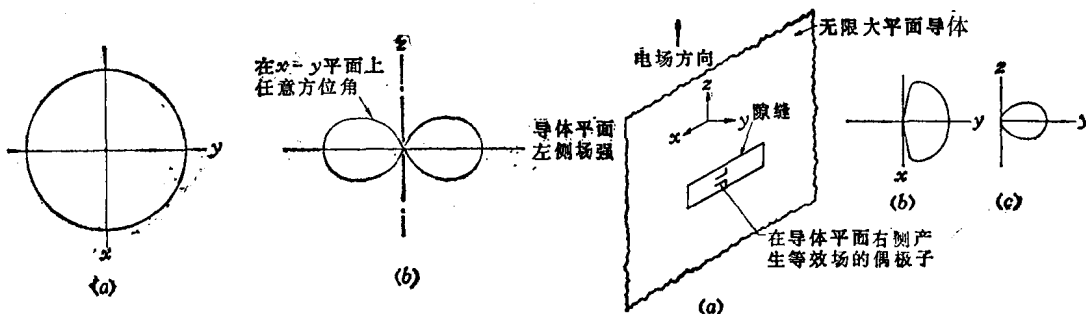


图 9-5 短偶极子辐射强度的分布

(a) 在垂直于偶极子轴的平面上;

(b) 在通过偶极子轴的平面上。

图 9-6 隙缝辐射

(a) 隙缝的几何形状; (b) 在 xy 平面上强度;

(c) 在 yz 平面上强度。

当天线用于接收时, 它的角鉴别能力实质上 and 发射时一样; 这就是说, 它对来自特定方向信号的响应与其最大响应相差的量和在同一方向上由发射天线发出的信号强度与其最大辐射方向上强度相差的量成比例。因而图 9-5 的特性曲线既可以看作是发射方向图, 也可以看作是接收方向图。将电流矢量 (即短天线的线体指向) 对准某输入信号的方向, 将会导致天线响应下降到零。这种通过旋转天线直到信号为零, 从而记录方向的技术可用于测向。然而这在雷达或微波辐射计中并不很有用。

与波长相比, 其周长很小的环形天线, 可以认为类似垂直于环平面的偶极子天线, 只是电场和磁场的作用要互换一下。因此, 这样一种天线可以认为是一个磁偶极子。用环形天线来进行测向是人们所熟知的, 可以用大量的环形单元组成一个雷达定向天线, 不过, 实际上很少这样做。

设一金属板将一均匀电磁场和另一在各方面均与该电磁场屏蔽的区域分隔开来, 若在金属板上切割一隙缝, 那么电磁信号就可能从这隙缝泄漏过去。一个长约为半波长, 宽远小于长度的矩形隙缝, 能够象天线单元一样向那个其它方向均受屏蔽的区域传播它的辐射。对于大多数雷达使用来讲, 单个隙缝的方向性是太差了。图 9-6 说明了这个问题。

如果要使一封闭波导中传播的电磁波发射到空间去, 那么波导的一端可以对空间敞开。如果波导的一端向外扩张形成一喇叭, 那么即可以得到一个更有效的天线。这些一般形式的天线如图 9-7 所示。专门设计的喇叭能够将辐射能集中在一个窄波束中, 从而喇叭天线就可以

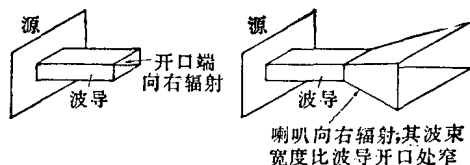


图 9-7 波导开口端和喇叭的辐射

用于角度鉴别。但是一般说来,能够满足雷达这一目的的喇叭是太长了,因而对飞机或空间飞行器使用来说是不现实的。如果仅要求较大的分辨单元,那么,由于对大分辨单元可以用宽的波束宽度,而宽波束宽度的喇叭尺寸并不很大,这时喇叭天线就可以满足要求。

2.2.2 天线阵、反射器和透镜

遥感用的大多数雷达和许多辐射计,均采用由偶极子、隙缝或喇叭的阵列构成的天线。当雷达的波长很长时,偶极子用得相当普遍;在波长较短时,则更多地采用隙缝天线(如下面将要讨论的那样,这种阵列产生窄波束)。然而最有意义的结果是:波束宽度反比于在适当方向上横向阵列的波长数。因而窄水平宽度的波束就要求阵列在水平方向上的尺寸要等于许多个波长;窄垂直宽度的波束则要求阵列在垂直方向上的尺寸要有许多个波长。图 9-8 说明了这些情况。

由离散的阵元在阵列孔径上建立的电磁场,也可以用一个外形适当的反射器在同样的孔径上建立起来。该反射器另用一个单独的源馈电,这时,辐射方向和天线阵的情况相同。反射器天线常用于扫描雷达。来自发射机的能量通常由喇叭馈给反射器,但有时用偶极子、偶极子阵或隙缝来照射反射器。图 9-9 示出了一种反射器天线和一种透镜天线。如图所示,从发射机对透镜照射或用透镜聚焦收集信号的装置与使用反射器天线所用装置相类似。

(1) 角度鉴别参数

角度鉴别能力取决于天线波束的宽度和方向图。只有了解了推导方向图的方法,才能理解对这种方向图的限制。最简单的例子是二元微波干涉仪。

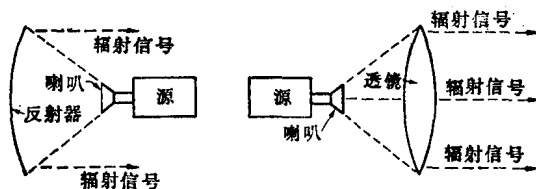


图9-9 反射器和透镜天线的辐射

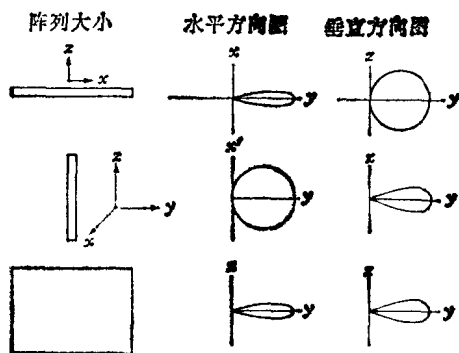


图9-8 在阵列大的方向上波束方向图是窄的

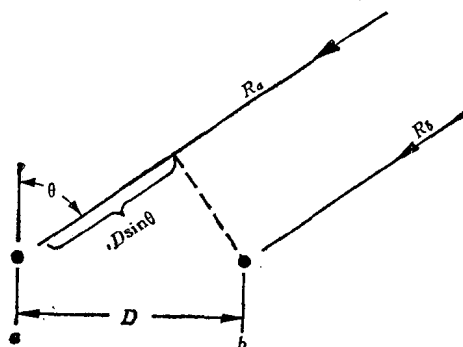


图9-10 有关干涉仪推导的几何关系

设干涉仪的原理如图 9-10 所示。在用作接收天线时,假定每一天线单元能在与角度无关的情况下接收入射辐射,然而这种各向同性接收性能在实际中是不存在的,只是为数学推导方便才作了这样的假定。如果干涉仪单元是一些短偶极子,那么,每一个偶极子的方向图的方向性就很差,以致和各向同性单元的情况近似一样。事实上在垂直于偶极子的平面内就是这种情况(见图 9-5)。

用两根等长的传输线把两个干涉仪单元与接收机连接起来,则接收机上的电压为

$$V = V_a + V_b = V_{a0} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi R_a}{\lambda}\right)} + V_{b0} e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi R_b}{\lambda}\right)} \quad (9-4)$$

式中 V ——接收机上的电压,

$V_{a,b}$ ——从各个单元接收到的电压,

$V_{ao,bo}$ ——干涉仪单元上的电压幅度,

ω ——角频率, 等于 $2\pi f$;

$R_{a,b}$ ——从源到每一个干涉仪单元的距离 (假定源是足够远的, 因而图上表示 R_a 与 R_b 的线是平行的);

λ ——接收到辐射的波长。

通常调整干涉仪, 使得对一远距离源来说, 两个干涉仪单元上接收到的振幅相等。这样就有

$$V_{ao}=V_{bo}=V_o \quad (9-5)$$

将此式代入方程 (9-4), 得

$$V = V_o e^{j\omega t} \left(e^{-j\frac{2\pi R_a}{\lambda}} + e^{-j\frac{2\pi R_b}{\lambda}} \right) \quad (9-6)$$

由于干涉仪到源的距离可以容易地用从干涉仪中心算起的距离 R 来表示, 这样

$$R = \frac{R_a + R_b}{2} \quad (9-7)$$

采用图中表示的其它参数, 我们可以将 R_a 与 R_b 表示为

$$R_a = R + \frac{D \sin \theta}{2}, \quad R_b = R - \frac{D \sin \theta}{2} \quad (9-8)$$

将此方程代入方程 (9-6), 得

$$V = V_o e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi R}{\lambda}\right)} \left(e^{-j\frac{\pi D \sin \theta}{\lambda}} + e^{+j\frac{\pi D \sin \theta}{\lambda}} \right) \quad (9-9)$$

这样接收到的电压的大小可以看作是:

$$|V| = 2V_o \left| \cos \left(\frac{\pi D \sin \theta}{\lambda} \right) \right| \quad (9-10)$$

这就是干涉仪接收方向图的形状, 如图 9-11 所示。如果干涉仪用作发射时, 这也就是它的辐射方向图的形状。由图明显可见, 在垂直于干涉仪轴线方向上 ($\theta = 0$), 回波为最大, 但是在某些其它角度上, 也有同样的最大值。每个峰都叫做天线方向图上的波瓣。

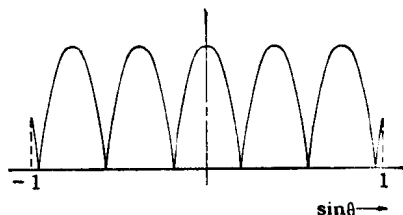


图9-11 干涉仪接收到的电压

(注: 最大值的数目取决于 D/λ , 在此仪给出一个特例。)

(2) 波瓣的特性

按 $|V| = 0$ 的条件, 可确定波瓣宽度, 当

$$\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta_n = (2n + 1) \frac{\pi}{2} \quad (9-11)$$

即

$$\sin \theta_n = \frac{2n + 1}{2} \left(\frac{\lambda}{D} \right) \quad (9-12)$$

则可以由下式确定波瓣宽度:

$$\sin \theta_n - \sin \theta_{n-1} = \frac{\lambda}{D} \quad (9-13)$$

对于窄波瓣而言, 开头几个波瓣满足下列条件

$$\theta_n \ll 1 \quad (9-14)$$

所以这些波瓣的宽度近似为

$$\Delta\theta \approx \frac{\lambda}{D} \quad (9-15)$$

这个非常重要的结果表明, 波瓣宽度 (从而分辨率) 反比于以波长为度量单位的干涉仪的尺寸。这样, 如果波瓣宽度为 1 毫弧度的话, 干涉仪基线就必须有一千个波长那么长。虽然对于 1 毫米波长来说, 干涉仪不过只 1 米长, 但对更常用的 3 厘米波段来说, 就要求干涉仪长 30 米; 而对可能会用到的 1 米的波段来说, 干涉仪需长 1 公里。

对于仅有单个主瓣的天线 (这通常正是遥感技术所需要的), 其波束宽度要比干涉仪波瓣的宽度宽得多了。这种天线的方向图以及干涉仪的方向图一起示于图 9-12 中。

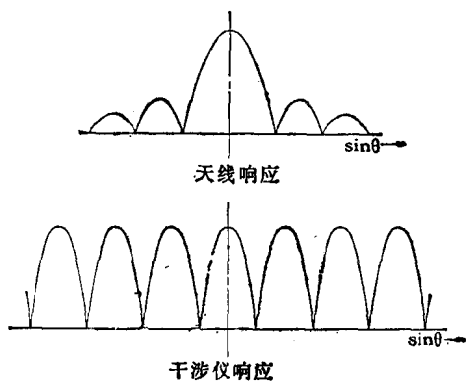


图 9-12 干涉仪和天线响应的比较

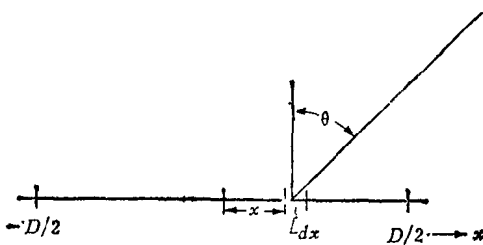


图 9-13 沿 x 轴长度为 D 的单线孔径的几何关系

为了说明这对真实天线的含义是什么, 让我们假定有一个完全占满孔径长度 D 的天线。这种天线可以是一个反射器, 一个透镜或一个喇叭, 则用许多相隔为半波长或更小一些的阵元组成的天线阵也可获得近乎同样的结果。这种天线接收到的电压可由下式给出:

$$|V| = V_1 \int_{-D/2}^{D/2} f(x) e^{-j \left(\frac{2\pi x \sin \theta}{\lambda} \right)} dx \quad (9-16)$$

式中 $V_1 dx$ ——加权函数 $f(x)$ 取 1 时, 在长度 dx 上接收到的电压。

这一天线的几何关系示于图 9-13 中。方程 (9-16) 是一个通用公式。如果天线向两个方向延伸成平面阵列, 则在每个方向上的合成电压就与方程 (9-16) 右边的那种表达式的乘积一样。

举一个简单例子来说, 设孔径每一部分接收的加权电压均相同, 即整个孔径是均匀加权的, 且

$$f(x) = 1 \quad (9-17)$$

利用变量

$$u = \frac{\pi D \sin \theta}{\lambda} \quad (9-18)$$

可得到电压表达式为

$$|V| = V_1 D \left(\frac{\sin u}{u} \right) \quad (9-19)$$

这就是人们所熟知的方向图, 如图 9-14 所示。随后按下述关系确定主瓣宽度。

$$\begin{cases} V = V_1 D & \text{当 } u = 0 \\ V = 0 & \text{当 } u = n\pi (n \neq 0) \end{cases} \quad (9-20)$$

则得

$$\Delta\theta = 2\lambda/D \quad (9-21)$$

显然, 均匀加权孔径的主瓣宽度为仅在孔径两端接收的干涉仪波瓣的两倍。作为主瓣变宽的交流条件是所有其它波瓣的信号都被减弱了。第一个旁瓣的电平比主瓣低 13.2 分贝, 随后的旁瓣则更小。

(3) 天线增益和方向图

天线的增益和方向图是用功率, 而不是用电压来定义的, 因而

$$G(\theta) \propto |V|^2 \quad (9-22)$$

式中, G 为天线增益。

对整个孔径均匀加权的情况而言, 这意味着增益

$$G_u(\theta) \propto \left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 \quad (9-23)$$

(4) 波束宽度

波束宽度定义为半功率点的宽度。对于干涉仪而言, 这意味着半波束宽度 ($\beta/2$) 点在

$$\cos^2 u = 1/2 \quad (9-24)$$

即这一点是在

$$u = \pi/4$$

所以干涉仪的波束宽度为

$$\beta_{int} = \lambda/2D \quad (9-25)$$

对于均匀加权的天线, 半波束宽度 ($\beta/2$) 发生在

$$\left(\frac{\sin u}{u} \right)^2 = 1/2$$

由此得出波束宽度为

$$\beta_u = 0.88 \lambda/D \quad (9-26)$$

(5) 旁瓣电平和波束宽度的权衡

波束加宽会使微波传感器比干涉仪有更大 (或更差) 的角分辨率和更大的地面分辨单元, 因此, 一般就需要在旁瓣电平和波束宽度之间进行适当的权衡。天线设计中的一个主要问题就是要得到合适的波束宽度, 同时又要旁瓣足够小。而在微波遥感器中, 旁瓣强度可能是十分重要的。当雷达观察一个很强的孤立目标时, 不仅在主瓣位置, 而且在若干旁瓣位置上, 其信号都强得足以被观测到。由于人们通常假定目标位于主瓣上, 其它的响应将会给出目标位置的虚假指示。对微波辐射计来说, 副瓣上检出的信号可能是来自一些比

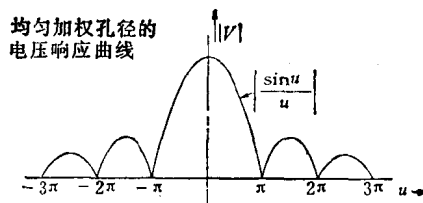
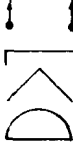


图9-14 均匀加权孔径电压响应曲线

主瓣所对准的源的温度高得多的其它源，因而，它们可能使观察到的温度增高的量远比旁瓣实际大小所表明的温度高很多。

表 9-1 给出了对主瓣波束宽度和旁瓣上接收到的信号强度进行权衡的四个例子^[70]。应注意到线性锥形加权使旁瓣电平比均匀加权情况低 13 分贝。但这要付出的代价是使波束宽度（和分辨率）降低几乎 50%。人们可以设计出更有效的锥形加权方式，但旁瓣电平越低就意味着主瓣波束越宽。

表 9-1 波束宽度和旁瓣电平间的权衡^[70]

$f(x)$	加 权	半功率宽度 (弧度)	第一旁瓣的电平 (相对主波束的分贝数)
	干 涉 仪	$0.5 \lambda / D$	0
	均匀加权	$0.88 \lambda / D$	-13.2
	线性锥形加权	$1.28 \lambda / D$	-26.4
	余弦平方锥形加权	$1.45 \lambda / D$	-32.0

虽然天线技术已经高度发展，但至今还没有找出一个合适的途径来突破角分辨率只有 λ/D 的量级这个基本概念。用于机载遥感雷达的天线比那些从地面或舰船向天空扫描的天线要简单得多，而微波辐射计的天线却由于要进行更复杂的扫描和对旁瓣严格的要求，可能要更复杂些。

典型的遥感雷达天线要求在水平方向有窄的波束宽度，而在垂直方向要有宽的波束宽度。早期的机械扫描雷达和某些侧视雷达采用的是抛物面反射天线。虽然其中有些天线采用了圆形反射器，但那些要求较高分辨率的天线仍采用水平抛物圆柱面作反射器。这样，抛物表面形成垂直波束，而位于抛物面焦点处的一个长的“馈电”结构形成水平波束。

隙缝天线阵常用作微波遥感天线，它由在水平波导的壁上切出一列水平排列的隙缝构成。把若干个这样的波导垂直地排列起来，通过天线波导与雷达间的连接结构，在孔径上激励起适当的振幅和相位分布，以得到所需的垂直方向图。

透镜天线很少用于机载雷达，因为要在透镜焦点处设置馈电或检拾装置，这常常会使结构过于笨重，而不适宜于机上使用。

2.3 距 离 鉴 别

大多数雷达均采用距离鉴别的工作方式，但被动微波系统却不采用这一方式。距离测量或鉴别决定于测量信号从雷达发出至目标，并返回雷达所需的这一有限的时间间隔的能力；或者说，决定于信号传播到不同目标，并从不同目标返回到雷达所需的时间差的鉴别能力。

雷达信号是电磁波，并以这种波所特有的速度通过大气或空间传播。通常它与光速是一样的，虽然在大气中由于光频率和微波频率的折射特性的不同，微波速度和光速略有差异。但对于大多数用途来说， 3×10^8 米/秒的光速值对描述雷达系统性能来说，还是合适的。如果需要极精确的测距，那么可以在有关的手册中查出更精确的微波传输速度值。这些手册中考虑了对大气效应所作的修正，但天气变化对微波传输速度的影响只有十万分之

几的量级。

电波从雷达传播到目标并返回雷达引起的时间延迟，就是电波传播从雷达到目标的两倍距离所需的时间，这样，这一时间可由下式给出。

$$T = 2R / c \quad (9-27)$$

式中 R ——距离；

c ——平均波速。

如果某一持续时间很短的脉冲被发送到距离为 R 的目标，并将发射脉冲和经放大的接收信号一起在示波器上显示出来，其结果就如图 9-15 所示。也就是说，一个很小的目标使得发射脉冲在发送后经时延 T 以后再出现该脉冲。

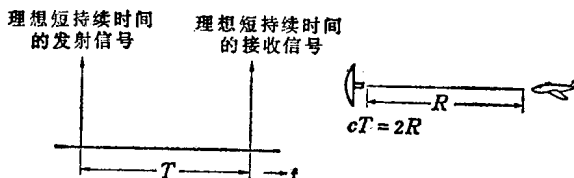


图9-15 用发射很短脉冲时，从距离 R 处的点目标的雷达回波

持续时间极短的脉冲是不可能实现的，只能在适用于雷达发射的各种波形中作适当的选择来逐步接近这一要求。

测距技术常常要求识别出发射波，并要将其与从目标接收到的回波相比较。常用的一种发射波形是短脉冲。有时则是一变频的连续信号，并且，在任何时刻其发射频率和接收频率之间的关系可以用作为距离的测度；有时候也把这两种技术结合起来使用；有时候甚至还采用包括噪声调制在内的其它波形。在此我们将简要地讨论脉冲调制、频率调制以及它们在脉冲压缩系统中相互结合使用的诸概念（调制这一概念在第十一章介绍）。开始我们将仅讨论从孤立点目标反射回来的回波，虽然，事实上用于对地球遥感的雷达，通常其工作对象是延展的目标，而不是点目标。

2.3.1 脉冲调制

首先，考虑通常的脉冲调制。理想的脉冲是持续时间为零的脉冲，但这样的脉冲要求有无穷大的振幅才能达到用以克服噪声所需的有限能量。除此以外，这样的脉冲也是任何现实的装置所无法发射的。因而，实际上使用的脉冲常常是矩形的。所以矩形脉冲总是用来作为简单分析的模型，但在实用中，脉冲只能是近似于矩形。因此，这里我们只考虑具有更为一般形状的脉冲。

设发射一脉冲 $p_T(t)$ ，则接收到的脉冲为

$$p_R(t) = A p_T(t - T) = A p_T(t - 2R/c) \quad (9-28)$$

式中 A ——一个含有所有雷达参数，包括系统、空间传输路径以及目标参数在内的因子；

T ——如上所述的时延。

由此式可以看出，接收到的脉冲是发射脉冲的重现，只是振幅相差一个因子 A ，而在时间上它迟后了脉冲发射到目标和从目标返回所需的这一时间间隔。

我们如何通过比较发射脉冲和接收到的信号以确定时延 T 呢？一种最简单的也是早期雷达和许多近代雷达中使用的方法示于图 9-16 中。对发射机进行调制的脉冲发生器给示波器一个触发脉冲，在发射脉冲的同时示波器开始扫描。再把接收机出来的信号耦合到示波器的垂直偏转板上，因而接收到的信号使显示偏转。这样，当从目标返回的脉冲一到达，

示波器屏上就显出一个尖头信号，即回波信号。把时延与示波器上扫描开始到最初显示尖头信号间的距离联系起来，并在知道了示波器扫描速率后，就可以很简单地测出时延 T 。若要更精确测量的话，可以将开始扫描的时刻延迟一段已知的时间，同时扩展示波器上的刻度，再进行测量。这样一种显示就称为A型显示器，这是早期雷达中使用的唯一显示方法。近代雷达偶而也用A型显示器作为一种辅助设备，但习惯上把它和下面将要讨论的某些其它更易于判读的显示方法结合使用。

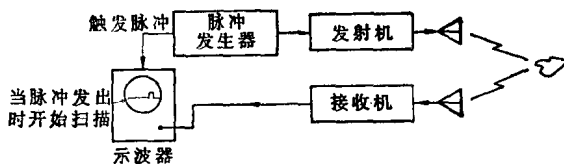


图9-16 简单的脉冲雷达

2.3.2 频率调制

调频雷达几乎和脉冲调制雷达一样古老。在1939年的文献中就曾首次介绍过调频测高计。图9-17示出了一种最简单的调频雷达。调频雷达的发射机是连续工作的，但它的频率在一预定范围内扫描变化。这个方框图中示出了一个与扫描起动有关的触发脉冲。接收到的信号在倍频器上和发射样本信号比较。倍频器的输出包含有近乎两倍于发射和接收信号频率的信号以及差频信号。低通滤波器滤去了倍频信号，然后将差频信号输出，并显示在频谱分析仪上。这里频谱分析仪的作用与脉冲调制雷达的示波器是一样的。

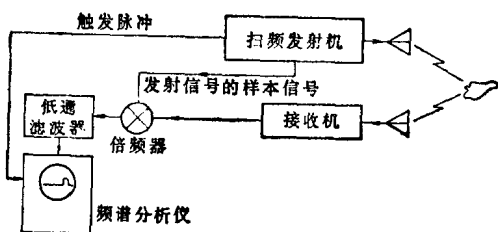


图9-17 简单的调频雷达方框图

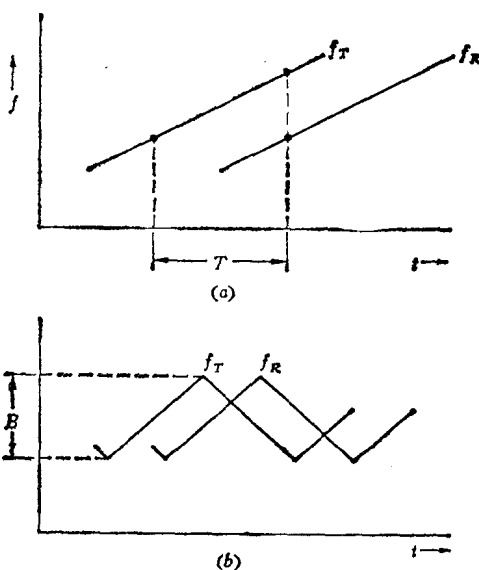


图9-18 单一调频扫描的频率关系

(a) 简化的扫描过程；(b) 实际的扫描过程。

为了更好地理解调频雷达的工作原理，研究一下图9-18。图中(a)描述了调频雷达在理想的扫描区间内的情况；(b)描述了更近于实际的扫描情况。在此，我们仅分析情况(a)。图中给出的变化着的发射频率可以认为是由两部分组成的，一部分是初始频率，另一部分是连续增加的频率，即

$$f_T = f_0 + at \quad (9-29)$$

式中 f_T ——发射频率，

f_0 ——初始频率，

a ——频率变化的速率。

接收到的频率是先于 $(t - T)$ 时刻时发射的频率，即

$$f_R = f_T(t - T) = f_0 + a(t - T) \quad (9-30)$$