

学 号 2011302180396  
密 级 \_\_\_\_\_

# 武汉大学本科毕业论文

## SAR 回波模拟器设计

院(系)名称: 电子信息学院

专业名称: 电波传播与天线

学生姓名: 舒高峰

指导教师: 张云华 副教授

二〇一五年五月

**BACHELOR'S DEGREE THESIS  
OF WUHAN UNIVERSITY**

Design of Simulator of Raw Signal of  
Synthetic Aperture Radar

School (Department): SCHOOL OF ELECTRONIC INFORMATION

Major: RADIO WAVE PROPAGATION AND ANTENNA

Candidate: SHU GAOFENG

Supervisor: ASSOCIATE PROF. ZHANG YUNHUA



WUHAN UNIVERSITY

May, 2015

## 郑 重 声 明

本人呈交的学位论文,是在导师的指导下,独立进行研究工作所取得的成果,所有数据、图片资料真实可靠.尽我所知,除文中已经注明引用的内容外,本学位论文的研究成果不包含他人享有著作权的内容.对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体,均已在文中以明确的方式标明.本学位论文的知识产权归属于培养单位.

本人签名: \_\_\_\_\_

日期: \_\_\_\_\_

## 摘 要

合成孔径雷达是机载雷达依靠飞机沿航线匀速飞行，在空中相当于形成了很长的天线阵列，从而获得方位向的高分辨率。同时通过发射大的时宽带宽积信号，并通过脉冲压缩技术对回波信号进行处理，以此来获得距离向的高分辨率。随着科学技术的发展，由于 SAR 相比较于光学测量具有明显优势，无论是军事上还是民用上，SAR 的应用领域越来越广泛。然而实际 SAR 回波数据获取成本较高，难度较大，因此使用软件模拟回波数据是一个方便快捷而又行之有效的方法。

为此，本文通过研究 SAR 工作原理及其高分辨率特性的分析，利用理论分析的手段获得点散射模型的时域回波数据，并借助 MATLAB 软件对回波数据进行了处理和简单地成像。考虑到实际目标绝大多数情况并不能简单地视为“点”目标，因此本文在前人学者提出的利用物理光学法求解目标散射场的方法的基础上，进一步通过求得的散射场计算出目标的 RCS 值。对于 SAR 系统而言，沿发射电磁波方向相反的方向的散射场即为我们所需的 SAR 回波数据。最后对 RCS 值进行了线性插值，并且反演出了复杂目标的 SAR 图像。

**关键词:** 合成孔径雷达; 回波模拟器; 物理光学

## ABSTRACT

Synthetic aperture radar rely on airborne radar aircraft flying at the same speed, equivalently form a long line array so that high azimuth resolution can be obtained. And by launching a large time bandwidth product signals and using pulse compression techniques to achieve high range resolution. With the development of science and technology, Due to the great advantages of SAR compared to optical measurement, the applications of SAR become more and more wider both in military and civilian. However the actual SAR data acquisition cost is higher and difficult, using software to simulate the raw signal is a convenient and effective way.

To this end, on the basis of the principle of SAR and its characteristics of high resolution, this thesis obtained the time-domain data of point scattering model through theoretical analysis, and using MATLAB software for data processing and Imaging. Taking into account the actual target in most cases cannot be simply regarded as "point" target, this thesis calculates RCS of the target by using the scattering field solved by the method of physical optics, which suggested by the previous scholars. For the SAR systems, the SAR echo data along the direction, which is opposite to the incident wave, of scattering field is what we need. Finally, the thesis accomplished the SAR images of the target based on the RCS value after the linear interpolation.

**Key words:** SAR; Raw signal simulator; Physical optics

# 目 录

摘要	III
ABSTRACT	IV
<b>1 绪论</b>	<b>1</b>
1.1 合成孔径雷达及 SAR 模拟技术的发展	1
1.1.1 合成孔径雷达的发展	1
1.1.2 SAR 模拟技术的发展	4
1.2 本文的研究背景及意义	7
1.3 本文主要工作	8
<b>2 合成孔径雷达的基本原理</b>	<b>10</b>
2.1 脉冲压缩	10
2.1.1 线性调频信号	10
2.1.2 匹配滤波器和脉冲压缩	12
2.2 SAR 距离向及方位向高分辨率原理	14
2.2.1 距离向分辨率	14
2.2.2 方位向分辨率	16
2.3 本章小节	17
<b>3 点散射模型的 SAR 回波模拟</b>	<b>18</b>
3.1 SAR 回波信号分析	18
3.2 SAR 成像算法简介	20
3.3 点散射模型的成像	22
3.4 本章小结	24

<b>4</b>	<b>基于物理光学法的 SAR 回波信号模拟</b>	<b>25</b>
4.1	引言 . . . . .	25
4.2	物理光学简介及散射场计算 . . . . .	26
4.3	复杂目标的 SAR 回波模拟 . . . . .	28
4.4	本章小结 . . . . .	33
<b>5</b>	<b>总结与展望</b>	<b>34</b>
	参考文献	35
	致谢	38

# 1 绪论

## 1.1 合成孔径雷达及 SAR 模拟技术的发展

### 1.1.1 合成孔径雷达的发展

合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 是一种具有高分辨率的成像雷达, 因其与光学测量对比具有全天候全天时的观测能力, 已经成为了重要的对地观测工具。因为 SAR 采用了较多的高端技术, 所以其具备很多常规雷达不具有的特殊能力。如: 远距离全天候成像能力、高分辨能力、自动目标识别能力、穿透能力和机上处理能力<sup>[1]</sup>。随着 SAR 技术的不断发展, 合成孔径雷达在海洋研究、地球遥感、资源勘探、军事侦察和灾情预报等领域被广泛使用, SAR 发挥着其他遥感手段不可替代的作用。

第二次世界大战期间, 由于军事上的需要, 雷达的应用逐渐变得广泛, 并且随着雷达技术的发展, 其功能日渐完善, 雷达的任务也趋于多样化。传统的雷达系统主要是发射雷达脉冲用以发现目标, 并通过计算发射脉冲在目标与雷达间传播的往返时间来测定目标的距离, 根据天线接收的回波信号可以确定目标的方向, 同时回波信号多普勒脉冲的频移携带了目标的速度信息。

第二次世界大战结束时, 雷达的距离分辨率已达到小于 150 m, 但对于 100 km 处的目标方位向分辨率则大于 1500 m<sup>[2]</sup>。因此, 从上世纪五十年代开始, 如何有效地改善距离和方位向的分辨率成为当时雷达技术研究的关键课题。

1951 年美国 Goodyear Aerospace 公司的 Carl Wiley 在对多普勒频移进行析处理后, 明显地改善了沿波束方向的分辨率。同年, 利用多普勒后处理技术和波前重构理论, Wiley 进一步发展了利用雷达构建目标与地面的二维图像处理过程。与此同时, 美国 Illinois 大学的 C.W. Sherwin 等人成立了一个独立的小组, 进行着非相参机载孔径雷达数据和基于回波的多普勒特性研究动目标探测技术的研究。不久, 该小组第一次报道了全聚焦阵的概念, 还进一步提出了基于根据平台加速度表的测量值所做的相位校正来进行运动补偿的概念。根据这些概念导致



产生了一个全相参的 X 波段雷达系统，这一系统用于研究海绵特征以及船只和潜艇的尾流。

同一时期，与 Illinois 大学有合作关系的 Michigan 大学的一个研究小组 Cutrona 受命于美国军方，研制高性能的战场侦察雷达。他们研制了大量运行的机载 SAR 系统，到 1958 年已开始定期地生成条带地图<sup>[3]</sup>。该小组考虑到电子处理器的局限性，曾为建立光学记录仪和照相胶片相关器做出了可观的成果。Cutrona 小组最重要的研究成果也就是用来把相干 SAR 视频信号转变为高分辨率条带图像的机上光学记录仪和地面光学相关器。1957 年 8 月 Michigan 大学的 Willow Run 实验室利用聚焦式 SAR 成像技术，顺利地开发出了第一台合成孔径雷达系统，该系统工作于 X 波段，并在后续利用光学处理，在世界上首次获得了正侧视条带全聚焦 SAR 图像，标志着 SAR 技术正式从理论分析向实际应用出发<sup>[4]</sup>。

二十世纪五六十年代，民用领域的遥感技术开始不断发展。人们开始在卫星和飞机上使用具有多种光学频带的数字扫描仪，为研究大面积精细地表图像的应用提供了方便。这期间第一台全数字 SAR 处理器被开发出来，此前的系统均使用模拟光学处理器。一直到二十世纪七十年代，军用合成孔径雷达技术逐渐开始对民用组织开放，雷达图像被广泛应用于光学传感器由于光照或天气限制而不适用的场景。

早期雷达成像基本是由机载 SAR 完成，直到 1978 年，美国国家航空航天局 (National Aeronautics and Space Administration, NASA) 发射了世界上第一颗搭载合成孔径雷达系统的 SEASAT 卫星，该系统位于 800 km 工作于 L 波段的 1.175 GHz，分辨率达到 23 m。该卫星在服役期间进行了大范围对地遥感观测，并在后续第一次向全世界展示了获取到的高清晰度地表 SAR 图像，这标志着 SAR 成功地进入了空间领域。

1981 年开始，NASA 基于从 SEASAT 得到的早期科学成果进行了航天飞机成像雷达 (Shuttle Imaging Radar) 的一系列飞行，它们中许多航天飞机的任务就是对地成像。这些飞行任务，不仅显示出了 SAR 系统良好的探测穿透性，而且为多频多极化合成孔径雷达的研究提供了非常多且十分宝贵的数据，进而不断促进了合成孔径雷达极化模拟技术及其算法。

九十年代以来，各国的卫星相继发射升空，被携带的 SAR 系统对包括地球在内的诸如金星、火星以及土卫六等行星和卫星进行了探测研究。1991 年至 1994

年，欧洲太空局 (European Space Agency, ESA) 相继发射了地球资源卫星 ERS-1 (European Remote Sensing Satellite) 和 ERS-2。1992 年，日本也发射了第一颗携带星载 SAR 系统的 JERS-1 卫星。1995 年 11 月，加拿大航天局 (Canadian Space Agency, CSA) 发射了 SAR 卫星 Radarsat-1，其工作在多种模式下，第一次实现了星载的扫描模式 (ScanSAR)<sup>[5]</sup>。2007 年，加拿大航天局又一次发射 Radarsat-2 遥感卫星，较之 Radarsat-1 更为先进，其工作于 3 m 超精细模式和 8 m 全极化模式，并且能够进行左右视相互切换，为广大用户提供了更多更精确的 SAR 数据来源。

新世纪以来，美国 NASA 与国家地理信息局合作开展了雷达地形测图计划 (Shuttle Radar Topography Mission, SRTM)，到 2005 年为止完成了数据的处理工作，并且获取了令人振奋的高精度地形数据，同时这项成果也开启了令人十分期待的雷达三维成像时代。2002 年欧洲航天局发射了欧洲环境卫星，主要用途是利用全极化的工作方式对陆地、大气、海洋的连续观测及监视。2006 年，日本太空探索局继 JERS-1 后发射了携带两套光学设备和一套 L 波段的合成孔径雷达的高级陆地探测卫星 (Advanced Land Observing Satellite, ALOS)。2007 年德国 DLR 实验室与 EADS Astrium 公司、Infoterra 公司共同开发研制并发射了 TerraSAR-X 星载合成孔径雷达，该雷达实现了多模式条件下的高分辨率 SAR 成像。同年，意大利空间局和法国合作研制了主要用于对地中海地区进行灾害监视、环境检测以及执行军事侦察任务的 Cosmos-Skymed 小卫星星座系统。随后，在 2010 年，德国 DLR 实验室又通过 TanDEM-X 项目，该项目获得的数字高程模型提供给德国军方使用，基于此发射了与之前发射的参数相同的第二颗卫星实现双基 SAR 构型。

相比于国外的研究，国内 SAR 研究工作起步较晚。我国 SAR 系统的开发于上世纪 70 年代启动，并于 1979 年由中国科学院电子学研究所获得第一幅 SAR 图像。随后，1987 年，中科院电子所研制出了能够实现双侧视的具备多功能的机载 SAR 系统。7 年之后，电子所又攻克了机载合成孔径雷达实时成像处理器的难题，标志着我国机载合成孔径雷达系统方面进入了相对的成熟期。之后十几年的研究中，我国成功发射了遥感一号、遥感二号、遥感三号、遥感四号、遥感五号。2010 年，中国航天科技集团发射了由上海航天技术研究院研制开发的“长征四号丙”运载火箭搭载的遥感十号卫星，开启了我国新合成孔径雷达卫星时代。几十年来，国内多所高校和科研单位，一直开展着与 SAR 系统相关的研究工作，为我

国的 SAR 成像理论基础、应用技术、系统搭建等方面作出了突出贡献，并取得了令人欢欣鼓舞的研究成果。

## 1.1.2 SAR 模拟技术的发展

### 1.1.2.1 SAR 模拟器

早在上世纪六十年代，第一台 SAR 模拟器就已经开发，用于充分获取 SAR 图像中雷达立体分析，同时也用于分析金星与月球的雷达后向散射。1978 年 Holtzman 等人研究的点散射模型<sup>[6]</sup>直至今日仍是许多模拟器的基础，该模型将目标区域剖分成许多网格单元，每个单元包含用于计算 SAR 图像强度的目标表面反射率及高度信息，最后还加入了符合瑞利分布的斑点噪声。据此设计的模拟器 RIS (Radar Image Simulator) 模拟的目标种类依赖于最终测得的后向散射的数据，尤其缺乏对人造目标的适应性。

上世纪八十年代初，西德的 Technology University of Berlin (TUB) 研制出了 TUB 模拟器，该模拟器可以通过旋转模拟目标区域，能够得出其模拟过程中任意飞行路径的 SAR 图像，在算法上也优于 RIS 模拟器。1984 年美国 Texas 大学马可尼研究中心 (Marconi Research Center, MRC) 给出了 Texas 模拟器的研究报告，该模拟器主要任务是为了说明与景物相关的预期作用。随后，Kaupp 在 Arkansas 大学提出了名为“相干方法 (Coherent Approach)”的 SAR 模拟方法，并据此开发出了 Arkansas 模拟器。这是一种新型星载 SAR 回波信号模拟器，但是该模拟器是基于平面地球模型的，因此它对大范围的底面测量效果并不乐观。1985 年 Pike 研制的 SAR 原始数据模拟器 SARSIM 用于传感器设计以及 SAR 处理器的改进，它被广泛应用于仿真 ERS 卫星数据。

1992 年意大利人 Franceschetti 根据其提出的 SAR 信号模拟模型，研制出了 SARAS 模拟器。SARAS 计算基于材料的电磁特性和入射角的反射特性，通常这种材料来自数字高程模型 (Digital Elevation Model, DEM)，这种仿真结果与真实 ERS 数据生成的 SAR 图像表现出了较好的整体相关性<sup>[7]</sup>。SARAS 能够很好地满足验证 SAR 成像算法的应用需求，是到目前为止相对比较成熟的 SAR 原始回波信号模拟器。

近年来，由于射线追踪技术的发展，不断涌现了基于射线追踪的 SAR 模拟器，

如 RaySAR、SARViz 和 CohRaSS，这些模拟器将在下一小节中进行详细的讨论。

### 1.1.2.2 SAR 回波模拟技术

#### (1) 时域方法

SAR 回波模拟一般可以大致分为时域方法和频域方法两类。时域方法通过模拟 SAR 在飞行过程中发射雷达波和接收雷达波的具体过程，来完成回波信号的模拟。

Chialin Wu 等人在信号时域分析的基础上，对 SAR 系统运行基本原理进行了研究，在 1982 年提出了一种较为完整的 SAR 系统模型并给出了一般的数学推导<sup>[8]</sup>，后续的回波模拟研究过程中也大部分以此模型为原型进行分析处理。

IFSAR<sup>[9]</sup> 是由西班牙国家航空技术研究所于 2004 年开发的扩展目标机载 SAR 模拟器。作为由干涉 SAR 收集到的模拟的信号数据与面向机载应用程序完全可配置的系统，该模拟器能够生成人工的三维场景。场景由点和三角形组成的扩展目标，可以使用常用的 CAD 软件绘制。同时也可以模拟 GPS 误差和运动点目标、扩展场景、相关散射模式、调频信号等 SAR 系统相关参数。

#### (2) 频域方法

相对来说，时域方法仿真精度高，因此运算量比较大，对于分布式场景来说一般会花费较多时间。很多学者从 SAR 时域回波模型出发，通过傅里叶变换的方法将目标场景的散射率、SAR 系统冲激响应函数以及 SAR 原始回波信号变换到频域上，借助快速傅里叶变换来计算 SAR 回波数据<sup>[10]</sup>。

1990 年意大利 Università di Napoli “Federico II” 大学的 Franceschetti G 等人利用二维傅里叶变换将点目标的回波信号变换到频域，从而得到了 SAR 系统的传输函数，SAR 系统获得的回波信号在频域上是传输函数与地面散射率函数的傅里叶变换的乘积，再对求得的结果做二维傅里叶逆变换就可以求出 SAR 原始回波数据<sup>[11]</sup>。因此，该方法可以快速地完成对 SAR 回波数据进行成像处理。在之后的研究过程中，出现了一系列的原始回波数据模拟方法，都是以上述研究方法为基础而进行的，分别在不同的方面推动着原始回波数据模拟方法的前进。

Franceschetti G 等人在之前工作的基础上，在 2002 年提出了扩展场景下的聚束 SAR 回波模拟的方法<sup>[12]</sup>，其过程借助快速傅里叶变换，极大地加快了回波模拟

的速度。

### (3) 射线追踪方法

随着射线追踪技术的发展，近年来有些学者也开始研究利用射线追踪技术的基本原理，来获取复杂散射体的雷达散射截面 (Radar Cross Section, RCS)、散射效应以及 SAR 图像模拟等信息。

1989 年 Ling 等人研究了使用射线追踪法来计算复杂腔体目标的 RCS<sup>[13]</sup>。2009 年 Balz 等人提出了 SARViz 模拟器。SARViz 是一个实时的 SAR 图像模拟系统。所谓的“实时”是指每秒超过 20 帧的计算机图形，每帧的大小通常是 1024×768 像素。SARViz 使用基于图形处理单元 (GPU) 的栅格化方法，GPU 处理速度非常快，但对相关的几何结构和辐射精度有一定的局限性。例如，栅格化不允许模拟多次反射，因为整个场景中波的传播路径并不确定。随着现代 GPU 的可塑性与可编程性的提高，基于 GPU 的混合射线追踪法的多次反射模拟在 SARViz 得到了实现<sup>[14]</sup>。

2009 年 Auer 等人使用特区断层扫描模拟器对给定地点中 3D 模型进行模拟，并比较它们与真实星载断层数据，来处理散射体的三维定位。该方法基于射线追踪算法，并进行了方位、距离和海拔的三维散射效应分析<sup>[15]</sup>。紧接着，2010 年，Auer 等人又提出了创建基于射线追踪的 SAR 反射率图的仿真概念<sup>[16]</sup>。通过虚拟的 SAR 传感器，其信号近似为光线通过模型空间来照亮人造物体的三维模型。为达此目的，作者通过改编开源射线追踪软件 POV Ray (Persistence of Vision Ray) 来对 SAR 几何模型生成反射率图作为输出数据。被追踪的射线在目标场景内可多次反射，具有不同反射水平的信号存储在各自独立的图像图层中。

2012 年 Geng 等人提出了一种基于小平面模型的三维场景与电磁波的传播散射理论的新的 SAR 模拟方法<sup>[17]</sup>。该方法利用高频电磁散射理论和射线追踪技术来计算每个方位位置以及每个离散发送频率的场强，这些场强被记录下来，然后被处理成 SAR 图像，如果需要也可以转化为 SAR 原始信号。与其他方法相比，提出的方法不仅对 SAR 系统的设计和成像算法的验证是有价值的，而且也对 SAR 研究影像学特点及目标识别有一定帮助。

同年，Hammer 等人介绍了在 Fraunhofer IOSB 研制出的相干射线追踪合成孔径雷达 CohRaSS 模拟器，其重点是产生为城市场景分析的大场景 SAR 图像模拟<sup>[18]</sup>。在处理大量的数据过程中遇到了计算的挑战，同时在以高分辨率大场景的

模拟为目的而设计的 CohRaSS 中讨论了一些用来克服这些挑战的方法。

不同的 SAR 模拟技术有着不同的优缺点。根据特定应用的需求，我们需要选定合适的 SAR 模拟技术。Balz, Hammer 和 Auer 三人在文献 [14] 中对比了各自的 SARViz、CohRaSS 和 RaySAR 三种不同的 SAR 图像模拟方法，展现了他们的相同点和不同点。

### 1.1.2.3 国内研究现状

国内的 SAR 模拟相关工作于开展上世纪 90 年代。国内很多大学和研究机构相互独立地实现了合成孔径雷达图像模拟系统的研究，北航和中国科学院电子学研究所还在 1997 年开发出了合成孔径雷达的系统模拟软件<sup>[19]</sup>。

2006 清华大学的于明成等人给出了一种 SAR 回波快速模拟方法<sup>[20]</sup>，该方法实际上是基于波数域的逆算法，是一种频域中快速回波模拟的方法，其使用修改过的香农插值公式，减少了插值运算量，提高了算法的效率。

2008 电子所的王宇等提出一种斜视聚束 SAR 回波快速模拟方法<sup>[21]</sup>，与于明成的方法类似，该模拟方法也是一种频域方法。其通过在空间二维频率样本上利用光学原理来进行快速插值运算，提高了运算速度。

目前，国内机载 SAR 的模拟技术暂时还落后于星载 SAR 模拟技术的发展，同时还缺乏机载 SAR 回波模拟器的系统级产品，对这方面的研究发展前景较为明朗，有待于相关学者及科学家的进一步的研究和完善。

## 1.2 本文的研究背景及意义

现如今已能获得的 SAR 观测数据非常丰富，成像分辨率也日渐提高。因而，对 SAR 成像进行解译的需求显著增长。实际上，真实的 SAR 原始回波数据需要通过合成孔径雷达载体平台飞行以发射电磁波和接收回波来获取，这样获取一次数据，往往耗费巨大。同时，SAR 成像设备复杂昂贵，成像以及误差校正过程的难度和复杂度均较高。因此实际获取的数据结果尽管真实性更强，可是由于受到许多现实条件的桎梏，难以获得完备的真实目标特性数据。另外，现有的实际测量的回波数据不能替代研究所需要的数据，因此借助计算机仿真模拟来获取需要的回波数据是十分关键且非常有效的方法。过去很难做到的复杂目标高精度三维几

何建模以及复杂积分计算问题，随着计算机科学与技术的快速发展而变得容易进行，因此为 SAR 回波数据的获取以及 SAR 成像的处理过程开启了一条新的道路。

SAR 回波数据模拟的另一个重要作用是在建立实际 SAR 系统前，对 SAR 系统的设计结构、参数设定以及预期结果进行一个初步的评估。对于 SAR 成像雷达系统而言，其基本性能的好坏对我们实际观测的结果影响很大。因此，只有模拟仿真出了比较准确的原始回波数据，我们才能对将要建立的 SAR 系统做进一步的性能评估。

雷达回波产生于照射电磁波与目标的相互作用，因而其中包含重要的目标特征信息，如目标结构材料及姿态等。对雷达回波仿真与分析是解译 SAR 图像，提取目标信息，自动目标识别 (Automatic Target Recognition, ATR) 等任务的关键基础。

因此，SAR 回波数据的仿真既能为 SAR 成像、成像处理和 SAR 图像的自动目标识别提供数据源，也有助于 SAR 系统参数的确定，有助于 SAR 成像机理的揭示，有助于 SAR 系统性能的验证；同时，还可以缩短系统研发的周期，减低开发成本和研制风险<sup>[10]</sup>。

### 1.3 本文主要工作

本文主要围绕对合成孔径雷达的回波数据进行模拟展开工作，并进行简单地成像。本文的具体安排如下：

第一章绪论，主要介绍了合成孔径雷达的发展历程和 SAR 模拟技术的发展概况，其中包括 SAR 模拟器、SAR 回波模拟技术的发展，以及国内 SAR 模拟技术的研究现状。随后简要介绍了本位的研究背景和研究意义，最后对本文的整体章节安排进行了简要的阐述。

第二章主要介绍了 SAR 回波模拟的工作原理。首先，简单介绍了线性调频信号以及利用匹配滤波器完成脉冲压缩技术的基本原理。其次，着重介绍了 SAR 距离向及方位向高分辨率的原理。

第三章介绍了点散射模型的 SAR 回波模拟过程。主要内容包括点散射模型的 SAR 回波信号分析，以及简要介绍了 SAR 成像算法，并给出了相应的 SAR 成像模拟结果。

第四章介绍了基于物理光学法的 SAR 回波信号模拟。首先，对物理光学方法作了简单的描述。最后，基于该技术对简单几何体计算其 RCS 和模拟其 SAR 回波数据，最后形成简单的 SAR 图像。

第五章为最后一章，是本文的结束语部分，对本文的研究情况作了一个简要的总结，并对后续可能的研究内容和研究方向作了展望。



## 2 合成孔径雷达的基本原理

### 2.1 脉冲压缩

脉冲压缩是一种频谱扩展方法，是现代雷达信号处理的关键技术。简而言之，就是雷达发射宽脉冲信号，在接收端“压缩”为窄脉冲，能够达到最小化峰值功率、最大化信噪比以及获得高分辨率目标的目的。实现脉冲压缩的方法有很多种，其中线性调频信号的匹配滤波方法是一直以来广为采用的方法。本文使用和介绍的也是匹配滤波的方法。

#### 2.1.1 线性调频信号

线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 信号也叫 chirp 信号，即啁啾信号。LFM 信号的瞬时频率是关于时间的一次函数关系，通常作为发射信号，用来获得均匀的信号带宽。设一个理想 LFM 信号的脉冲宽度为  $T_p$ ，振幅为常数  $A$ ，中心频率为  $f_c$ ，由于频率的线性调制，设 LFM 脉冲信号的瞬时频率为

$$f = f_c + K \cdot t, \quad |t| \leq \frac{T_p}{2} \quad (2.1)$$

则信号的瞬时相位  $\theta(t)$  是时间的二次函数，即

$$\theta(t) = 2\pi \int f dt = 2\pi(f_c t + \frac{1}{2} K t^2) \quad (2.2)$$

则发射信号的表达式  $s(t)$  的复数形式为

$$s(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp[j \cdot 2\pi(f_c t + \frac{1}{2} K t^2)] \quad (2.3)$$

其中  $t$  是时间变量，单位为 s； $A$  为脉冲幅度，单位为 V； $K$  是线性调频率，单位为 Hz/s； $\operatorname{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right)$  为矩形窗函数，其定义为

$$\operatorname{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{T_p}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T_p}{2} \end{cases} \quad (2.4)$$

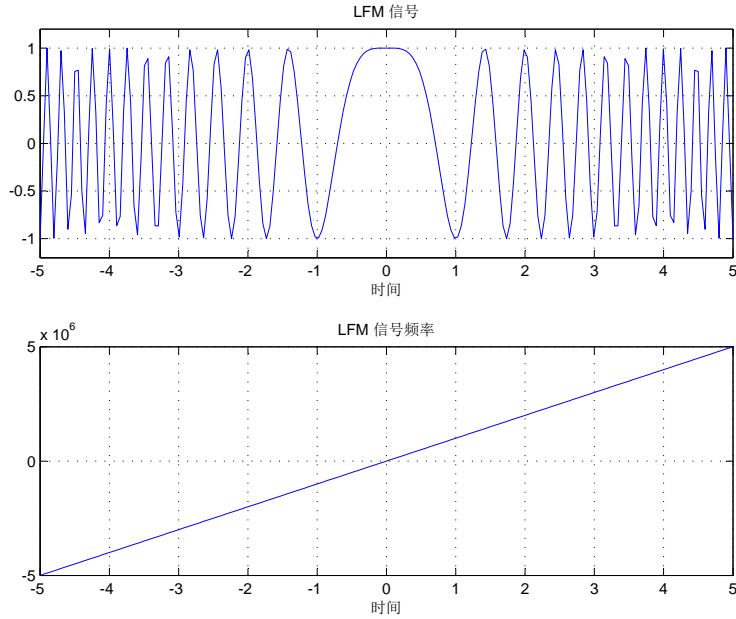


图 2.1: LFM 脉冲信号时域仿真波形及其频率随时间的变化

LFM 信号的时域信号 (实部) 及其频率的仿真图如图 2.1 所示。

信号带宽指信号主要能量所在的频率范围，因此 LFM 信号的带宽为

$$B = |K|T_p \quad (2.5)$$

信号带宽单位为 Hz，它决定了能都达到的最大分辨率。另一个重要的参数是时间带宽积，顾名思义它是时间脉宽与频率带宽的乘积，即

$$D = B \cdot T_p = |K|T_p^2 \quad (2.6)$$

$D$  越大，就能获得更大的脉冲压缩比。

为了了解 LFM 信号的频域特性，我们令公式 (2.3) 中  $f_c = 0$ ，并对该式进行傅里叶变换，得到

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt \\ &= A \int_{-T_p/2}^{T_p/2} \exp [j(-\omega + \pi Kt)t] dt \end{aligned} \quad (2.7)$$

为了方便求解该积分式，我们采用驻定相位定理 (Principal of Stationary Phase) 和菲涅耳积分<sup>[22]</sup>，求得 LFM 信号的近似频谱为

$$S(\omega) = \frac{1}{\sqrt{K}} \text{rect} \left( \frac{\omega}{2\pi B} \right) \exp \left[ j \left( -\frac{\omega^2}{4\pi K} + \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (2.8)$$

由式 (2.8) 可知, LFM 信号的幅频特性为一矩形窗函数, 实际上这只是一理想状态。图 2.2 为 MATLAB 仿真的 LFM 信号及其幅频特性。

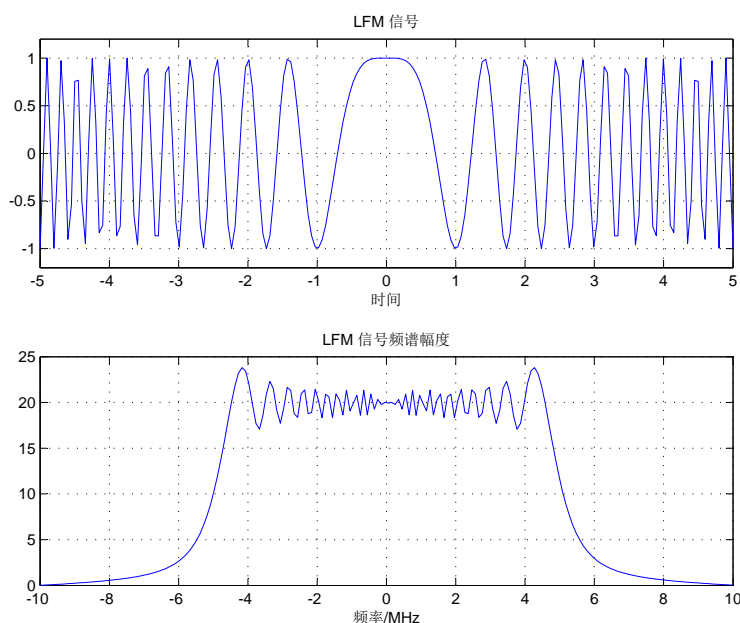


图 2.2: LFM 信号幅频特性仿真结果

### 2.1.2 匹配滤波器和脉冲压缩

为了得到确切的目标参数, 接收信号需要足够高的信噪比, 但是高信噪比与高分辨率是相互矛盾的。为了解决这个矛盾, 可以通过发射一个宽带脉冲, 再对接收到的脉冲回波进行压缩, 以此来获得所要求分辨率的技术称为脉冲压缩。

为了获得效果较好的脉冲压缩, 我们可以通过处理接收信号, 使其频谱幅度变得非常平坦, 即使压缩后的信号具有线性相位。由上一小节可知, LFM 信号的瞬时相位是时间的二次函数。要获得具有线性相位的频谱, 我们可以令式 (2.8) 与含有其二次共轭相位的信号相乘, 这样求出的信号必然是线性相位的。可见, 脉冲压缩实质上就是把信号的频谱与含有其二次共轭相位的频域滤波器相乘, 该滤波器就称为“匹配滤波器”。

设计和搭建匹配滤波器需要依据最大信噪比准则, 使得滤波器的输出信号在任意时刻的瞬时功率与噪声信号的平均功率之比最大。根据该准则, 我们可以求

出匹配滤波器的时域表达式<sup>[3]</sup>为

$$h(t) = s^*(-t) \quad (2.9)$$

变换到频域，得到匹配滤波器的传递函数

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s^*(-t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(t)e^{j\omega t} dt \\ &= S^*(\omega) = A(\omega)e^{-j\Theta(\omega)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

此结果与上面讨论的完全一致。

设发射信号  $s(t)$ ，其频谱为  $S(\omega)$ ，经过  $t_0$  时延后接收回波的信号可表示为  $s(t - t_0)$ ，其相应的频谱为  $S(\omega)e^{-j\omega t_0}$ 。又设匹配滤波器冲击响应函数为  $h(t)$ ，其传递函数为  $H(\omega)$ 。根据信号与系统相关知识，若输入信号通过一线性网络，则输出信号是输入信号与该网络冲击响应函数的卷积，变换到频域就是输入信号的频谱与该线性网络传递函数的乘积，即

$$S(\omega) = S(\omega)e^{-j\omega t_0} \cdot H(\omega) = \frac{1}{K} \text{rect}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2\pi B}\right)e^{-j\omega t_0} \quad (2.11)$$

其中  $\omega_0 = 2\pi f_c$ 。对上式进行傅里叶逆变换，将求出匹配滤波器的输出信号，信号的 MATLAB 仿真图如图 2.3 所示。

$$\begin{aligned} s_o(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi K} \int_{\omega_0 - \frac{\pi B}{2}}^{\omega_0 + \frac{\pi B}{2}} e^{j\omega(t-t_0)} d\omega \\ &= 2B \text{sinc}[\pi B(t - t_0)] \cdot \cos[2\pi f_c(t - t_0)] \end{aligned} \quad (2.12)$$

由式 (2.12) 可以得出，信号为单一载频信号，且具有线性相位；信号的包络近似为 sinc 函数形式，脉冲分辨率取其峰值以下 -3 dB 点之间的间隔

$$T_{p0} = \frac{0.886}{|K|T_p} \approx \frac{1}{B} \quad (2.13)$$

因此脉冲压缩比  $\frac{T_p}{T_{p0}} \approx BT_p = D$ ，即约等于未压缩脉冲时宽带宽积。当  $D$  足够大时（通常  $D \geq 100$ ），式 (2.12) 可近似为

$$s_o(t) \approx \sqrt{D} \text{sinc}[\pi B(t - t_0)] \quad (2.14)$$

我们可以这样理解 LFM 信号的脉冲压缩原理<sup>[22]</sup>：将信号看成是很多频率步进相等的时间段组成，第一个时间段的频率最低，通过匹配滤波器的时间将最长，

其它时间段的频率依次增加，通过的时间依次减少。压缩后的脉冲的宽度即为各片段的长度。匹配滤波器输出信号的脉宽虽然只有接收脉冲的一部分，根据无源网络能量基本不变的原理，输出信号的功率将会增加一定的倍数，事实上确实如此。

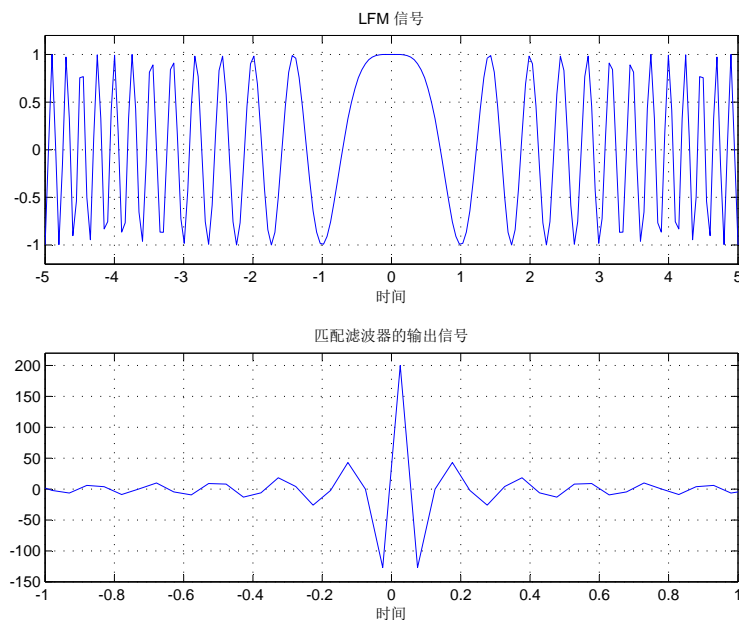


图 2.3: LFM 原始信号及脉冲压缩后的信号

## 2.2 SAR 距离向及方位向高分辨率原理

### 2.2.1 距离向分辨率

两个目标与 SAR 平台间的距离不同，但位于相同方位角时，雷达能够区分这两个目标的最小距离称为距离分辨率。一般定义为：当前一个目标回波信号脉冲的下降沿与后一个目标回波信号脉冲的上升沿恰好重合时，被认为是雷达可分辨的极限。这时两个目标的间距就是距离分辨率，如下图所示。



图 2.4: 距离分辨率示意图

从图 2.4 可以看出，距离分辨率  $\Delta R$  为：

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} \quad (2.15)$$

式中， $c$  为电磁波传播速度， $\tau$  为处理后的信号在显示屏上的脉冲宽度。信号带宽是压缩后时宽的倒数，即距离分辨率也可表示为雷达发射信号带宽  $B$  的函数：

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} = \frac{c}{2B} \quad (2.16)$$

由此可见通过发射大时间带宽积的 LFM 脉冲信号，再对接收到的回波信号进行脉冲压缩处理，可以实现距离向的高分辨率。由上式还可以知道，距离向分辨率的高低由发射信号的带宽来决定。

假设发射的线性调频脉冲信号表示为式 (2.3) 并令  $A = 1$ ，则信号的带宽为  $B = KT_p$ ，时间带宽积为  $D = BT_p$ 。通过傅里叶变换可以求出信号的幅频特性与相频特性，当信号的时间带宽积  $D$  远大于 1 时，根据上一节的分析，压缩后的输出信号为：

$$\sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t - t_0)]}{\pi B(t - t_0)} \quad (2.17)$$

如前所述信号的脉冲宽度为  $T_{p0} = \frac{1}{B}$ ，因此 LFM 信号的脉冲压缩比为  $r = \frac{T_p}{T_{p0}} = BT_p$ ，等于该信号的时间带宽积。

临近目标的名义分辨率  $\rho_r$  为：

$$\rho_r = \frac{cT_{p0}}{2} = \frac{c}{2B} \quad (2.18)$$

可以看出，成像雷达系统的距离向分辨率与发射信号的带宽呈正相关关系。

实际情况下，距离分辨率一般指的是地面距离的分辨率，地面距离分辨率还与入射角等参数有关。对于机载情况，若入射角为  $\theta$ ，则距离向的地面分辨率为：

$$\rho_{rg} = \frac{\rho_r}{\sin(\theta)} = \frac{c}{2B_r \sin(\theta)} \quad (2.19)$$

对机载成像雷达来说，低入射角时， $\rho_{rg}$  和  $\rho_r$  差别并不明显，而且对于不同地面距离的分辨率影响也较小。

对于星载 SAR 而言，其地面距离分辨率如下：

$$\rho_{rg} = \rho_r \frac{R_e + h}{R_e} \cos(\theta) \quad (2.20)$$

式中， $R_e$  为地球半径， $h$  是卫星距地面的高度。在星载情况下，地距变化范围大，考虑到地球曲率的影响， $\rho_{rg}$  和  $\rho_r$  也有比较大的差别，而且该差别随着不同的地距而变化。因此，由星载成像雷达所得的图像，需要对距离向成像进行几何校正。

## 2.2.2 方位向分辨率

SAR 距离向的高分辨率是通过发射大时间带宽积的 LFM 信号，在接收端对回波信号运用脉冲压缩的方法而求得的。由于雷达在方位向的回波信号也近似是一个 LFM 信号 (3.1 节中将给出证明)，因此，我们依然可以采用脉冲压缩技术来实现 SAR 方位向的高分辨率。

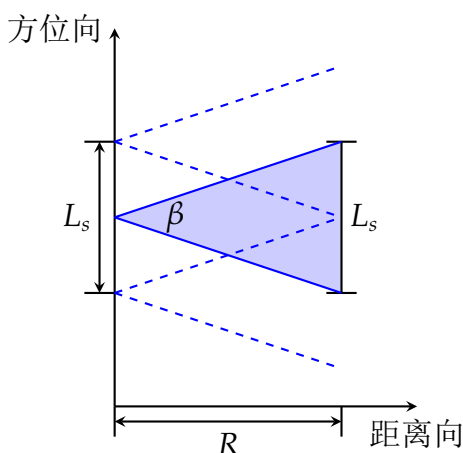


图 2.5: 合成孔径示意图

一般称单个点目标横向通过雷达天线波束照射的时间为合成孔径时间  $T_s$ 。合成孔径长度  $L_s$  的最大值是指在一个合成孔径时间内，SAR 接收到单个目标回波信号的最大作用距离，其与实际天线波束照射的最大距离相等。

因此实际孔径为  $d$  的 SAR 的最大合成孔径长度  $L_s$  为：

$$L_s = \frac{\lambda}{d} \cdot R \quad (2.21)$$

式中， $\lambda$  是所发射电磁波的波长， $d$  是天线的实际孔径大小， $R$  为 SAR 平台与照射目标之间的直线距离。如果 SAR 平台的飞行速度是  $v$ ，那么合成孔径的时间和长度的关系可表示为：

$$L_s = v \cdot T_s \quad (2.22)$$

在  $T_s$  时间里，有且仅有一个目标一直在 SAR 天线波束的覆盖范围里，即有且仅有一个目标一直有回波信号被接收，所以只有当 SAR 经过  $2T_s$  时间时，SAR 才能完全覆盖  $L_s$  的区域。

因为 SAR 发射和接收信号使用同一副天线，这使得 SAR 信号在传播过程中的行程差是双程差，所以，合成孔径的半功率波束宽度与实孔径半功率波束宽度的一半近似相等，同时还使得 SAR 天线波束得到了进一步地锐化，在一定程度上提高了 SAR 的分辨率。合成孔径半功率波束宽度为：

$$\beta_{0.5} = \frac{\lambda}{2L_s} \quad (2.23)$$

由此可知，等效的合成孔径长度越长，雷达天线波束就越窄，方位向分辨率就越高。

对于聚焦式 SAR，为了对回波信号的进行同相叠加，必须补偿来自同一个目标回波信号的相位差，这样才能在  $L_s$  范围内积累回波信号。这时，取  $L_s = \frac{\lambda}{d} \cdot R$ ，则可以得到雷达的方位分辨率为：

$$\rho_a = \beta_{0.5} \cdot R = \frac{\lambda}{2L_s} \cdot R = \frac{d}{2} \quad (2.24)$$

可见，聚焦式 SAR 的方位向分辨率仅与天线实际尺寸相关，而与 SAR 作用距离以及发射的电磁波波长无关。这表明，合成孔径雷达对天线覆盖区域内任意距离任意方位角的目标具有相同的分辨率，而且理论上聚焦式 SAR 分辨率的最高精度的极限值为  $\frac{d}{2}$ 。由于真实 SAR 系统存在各种不可避免的误差，方位向分辨率一般低于  $\frac{d}{2}$ 。

## 2.3 本章小节

本章重点介绍了两部分内容，脉冲压缩技术和 SAR 高分辨率原理。在 2.1 节中，首先介绍了 LFM 信号时域与频域的特性以及分析了匹配滤波器的基本原理，接着将 LFM 信号通过匹配滤波器用来实现脉冲压缩，并得出最后的输出波形；在 2.2 中分别详细地介绍了 SAR 距离向与方位向高分辨率的基本原理，为接下来的 SAR 回波模拟及 SAR 成像打下基础。



### 3 点散射模型的 SAR 回波模拟

#### 3.1 SAR 回波信号分析

对于机载 SAR，假设 SAR 以正侧视方式工作，其基本几何关系如图 3.1。设 SAR 天线方位向的波束角宽度为  $\beta$ ，SAR 平台与被照射目标的斜距为  $R(t, r)$ ，其中  $R_0 = \sqrt{H^2 + Y_0^2}$  是 SAR 平台和目标的最小斜距，SAR 平台飞行速度为  $v$ ， $r$  是目标和 SAR 平台的垂直斜距，则目标和 SAR 平台的斜距为

$$R(t, r) = \sqrt{r^2 + v^2(t - t_0)^2} \quad (3.1)$$

其中  $t_0$  为目标与 SAR 平台为垂直斜距时的时刻，一般情况下， $v|t - t_0| \ll r$ ，于是有

$$R(t, r) = \sqrt{r^2 + v^2(t - t_0)^2} \approx r + \frac{v^2}{2r}(t - t_0)^2 \quad (3.2)$$

由此可知，SAR 平台与目标的斜距是关于  $t$  和  $r$  的函数，对于照射范围内不同的目标， $r$  一般是不一样的。当照射范围内所有目标距离 SAR 平台比较远时，可以近似将  $r$  视为常数，即  $r = R_0$ 。

根据式 (3.2)，则令  $t_0 = 0$  时接收到的回波信号的瞬时相位为

$$\theta(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2R(t, r) = 2\pi \frac{v^2}{\lambda r} t^2 + \frac{4\pi r}{\lambda} \quad (3.3)$$

由此可知，回波信号的相位是关于时间的二次函数。由于回波相位和原始信号之间有延迟，因此回波信号的瞬时频率可表示为

$$f(t) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = -\frac{2v^2}{\lambda r} t \quad (3.4)$$

显然，回波信号的瞬时频率是关于时间的一次函数形式，因此回波信号是前面介绍过的 LFM 信号，这证明了 2.2.2 节中遗留下来的问题。

若 SAR 观测区域内有点目标模型，则回波信号的相位由于 SAR 平台和目标间的相对运动而随时间不断地变化，这种相位变化直接导致回波信号的瞬时频率随时间作线性变化，即产生了多普勒频移。同时，SAR 方位向的回波信号也近似

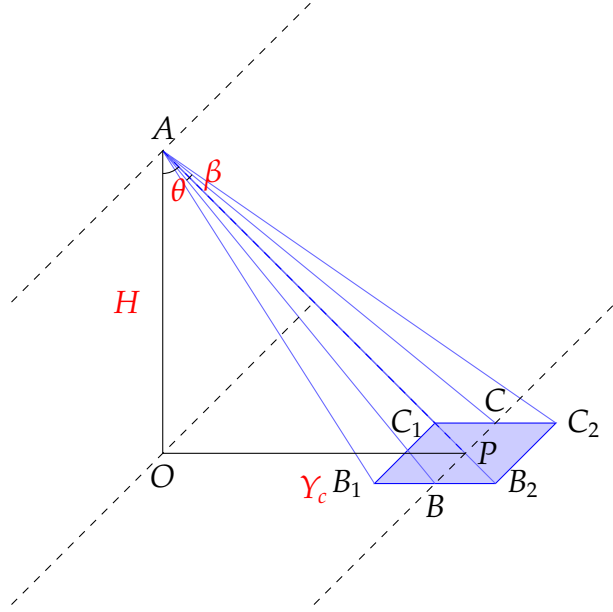


图 3.1: 正侧视机载 SAR 的几何关系

是一个 LFM 信号，我们同样可以通过脉冲压缩技术对方向的回波信号进行处理，从而得到方位向的高分辨率。

SAR 平台在飞行过程中，不断地以恒定的脉冲重复周期 (PRT) 发射和接收线性调频脉冲信号，SAR 天线波束照射到地表上的范围可以近似地看作为一矩形区域，区域里所有散射目标对入射波后向散射并通过叠加求和，最终形成 SAR 回波。SAR 发射序列的数学表达式如下

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - n \cdot PRT) \quad (3.5)$$

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_r}\right) e^{j\pi K_r t^2} e^{j2\pi f_c t} \quad (3.6)$$

式中， $K_r$  为距离向 LFM 信号的调频斜率， $f_c$  为载频。如果忽略环境因素的影响，那么单个点目标的 SAR 回波信号可以表示成：

$$s_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sigma \cdot w \cdot p(t - n \cdot PRT - \tau_n) \quad (3.7)$$

其中， $\sigma$  是点目标的雷达散射截面， $w$  为点目标天线增益， $\tau_n = \frac{2R(t, r)}{c}$  为发射第  $n$  个脉冲时，雷达信号在 SAR 平台与目标之间传播过程中往返的时间，即

$$s_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sigma \cdot w \cdot \text{rect}\left(\frac{t - n \cdot PRT - \frac{2R(t, r)}{c}}{T_r}\right).$$

$$\begin{aligned} & \exp \left[ j\pi K_r \left( t - n \cdot PRT - \frac{2R(t,r)}{c} \right)^2 \right] \cdot \\ & \exp \left[ -j\frac{4\pi}{\lambda} R(t,r) \right] \exp \left[ j2\pi f_c \left( t - n \cdot PRT - \frac{2R(t,r)}{c} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.8)$$

上式就是单点目标回波信号模型，其中包括线性调频分量和多普勒分量，它们分别决定了距离向和方位向的分辨率<sup>[19]</sup>。

为了方便计算机模拟，现在对式 (3.8) 进行采样分析。由于雷达发射的是一系列脉冲串，因此实际接收的回波信号仍然是一脉冲串，它包好两种时间概念，信号本身的变化，称为“快”变化时间，用  $t_f$  表示；第二种是包含在信号延迟中的时间，是 SAR 平台飞行而引起位置变化的反映，称为“慢”变化时间，用  $t_s$  表示。快时间信号决定了 SAR 距离向分辨率特性，而慢时间则决定了 SAR 方位向分辨率特性<sup>[3]</sup>。由于慢变化时间的变化远小于快变化时间，因此可以假设雷达平台在发射和接收同一个脉冲信号时，雷达平台并没有发生运动。

假设雷达在方位向发射  $N$  个 LFM 信号脉冲，距离向通过采样获得了  $M$  个样本点。现在对方位向做离散处理，可以得到  $t_s = n \cdot PRT + x_0/v$ ，其中  $x_0$  为初始时刻观测目标在参考坐标系中的  $x$  坐标值， $v$  是雷达平台的飞行速度。同样地，对距离向进行采样，采样周期为  $T_r$ ，则  $t_f = m \cdot T_r$ 。进而，我们获得 SAR 回波是一个  $N \times M$  矩阵数据，假设有  $K$  个理想点目标，那么采样后的回波数据表达式如下

$$s_{echo}(n, m) = \sum_{k=1}^K \sigma_k \exp \left\{ j\pi \left[ t_f(m) - \frac{2R(n, k)}{c} \right] \right\} \cdot \exp \left[ -j\frac{4\pi}{\lambda} R(n, k) \right] \quad (3.9)$$

其中  $0 < \left[ t_f(m) - \frac{2R(n, k)}{c} \right] < T_r$ ， $|R(n, k) - x(k)| < T_s$ ， $n = 1, 2, 3, \dots, N$ ， $m = 1, 2, 3, \dots, M$ 。

## 3.2 SAR 成像算法简介

一般来说，SAR 回波信号是目标的后向散射系数与雷达系统时域函数的二维卷积，因此求解后向散射系数的过程就是对回波信号进行二维反卷积的过程，也就等效于一个二维自相关运算<sup>[22]</sup>。这种方法原理简单，但运算量非常大，计算效率低，不适合高分辨率 SAR 成像。鉴于此，SAR 成像过程中需将回波信号的二维数据转化成两个一维信号来进行处理，以实现高效率的成像。同时，考虑到雷达

接收的信号为 LFM 信号，因此还需要对信号进行匹配滤波，以达到脉冲压缩的目的。

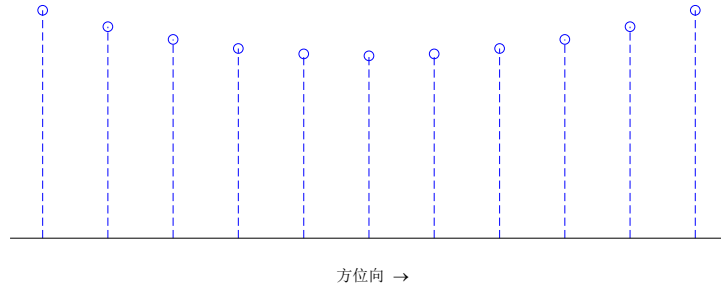


图 3.2: 距离徙动示意图

由于 SAR 载机平台与目标间存在相对运动，SAR 平台与地面上静止的点目标的距离不断变化，这种现象被称为距离徙动 (Range Cell Migration, RCM)，如图 3.2 所示。距离徙动使得回波信号的距离向与方位向的信号发生耦合，对 SAR 成像产生了一定的麻烦。所以，距离徙动校正 (RCMC) 是 SAR 成像过程中一个非常重要的问题，它直接影响着运算量和成像质量。

现令式 (3.2) 中  $r = R_0$ ，并将其在  $t = 0$  处按泰勒展开，有

$$R(t, R_0) = R(0, R_0) + R'(0, R_0)t + R''(0, R_0)t^2 + \dots \quad (3.10)$$

$R(t, R_0)$  引起的回波相位变化为

$$\Delta\theta(t) = -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot c\Delta t = -\frac{4\pi R(t, R_0)}{\lambda} \quad (3.11)$$

该相位称为多普勒相位。它的一阶导数是多普勒中心频率  $f_{dc}$ ，二阶导数是多普勒调频率  $f_{dr}$ ，即

$$f_{dc} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d[\Delta\theta(t)]}{dt} = -\frac{2R'(t, R_0)}{\lambda} \quad (3.12)$$

$$f_{dr} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d^2[\Delta\theta(t)]}{dt^2} = -\frac{2R''(t, R_0)}{\lambda} \quad (3.13)$$

故，距离徙动量为

$$\Delta R = R(t, R_0) - R(0, R_0) = -\frac{\lambda f_{dc}}{2}t - \frac{\lambda f_{dr}}{4}t^2 \quad (3.14)$$

由上式可见，距离徙动是由 SAR 平台与目标之间的相互运动的多普勒效应引起的，实际成像过程中需对这部分距离徙动量进行校正处理。

另外，由第 2.1.2 节知，要获得理想的分辨率，必须对回波信号做脉冲压缩处理，其中我们是通过匹配滤波器的方法来实现的。在对回波数据的处理过程中，我们仍然需要进行匹配滤波操作。实际上，将匹配滤波器的系统响应函数视为参考函数，则根据  $h(t) = s^*(-t)$  我们可以得到距离向和方位向的参考函数如下

$$f_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp\left\{j2\pi\left[f_c t - \frac{1}{2}Kt^2\right]\right\} \quad (3.15)$$

$$f_a(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \exp\left\{j2\pi\left[f_{dc}t - \frac{1}{2}f_{dr}t^2\right]\right\} \quad (3.16)$$

其中  $T_p$  为脉冲宽度， $T_s$  为合成孔径时间， $f_{dc}$  和  $f_{dr}$  是通过参数估计从回波信号中所得的多普勒中心频率和调频率。

至此，我们已经能够通过距离徙动校正将二维信号转换成一维信号进行处理，同时能够使用匹配滤波器的参考函数来对信号进行脉冲压缩处理。实际成像过程中可能还需要对信号进行加窗处理，以抑制匹配滤波器输出信号的旁瓣；改变不同的参数，以适应不同的聚焦深度；进行辐射校正，以消除不同方向上天线增益不同带来的误差。这些问题，本文均不做考虑。

常用的 SAR 成像算法有距离多普勒 (Range-Doppler, RD) 算法、Chirp Scaling 算法、波数域 ( $\omega K$ ) 算法以及谱分析 (Spectra Analysis, SPECAN) 算法。RD 算法的主要特点在于距离徙动校正的距离多普勒域实现以及每次都基于一维的运算操作，提高了处理效率，RD 算法目前在正侧视 SAR 中仍然广泛使用。CS 算法非常适合于大斜视角、宽测绘带情况下的 SAR 成像，能够高效准确地完成距离徙动校正，而不需要进行插值运算。 $\omega K$  算法在机载平台速度恒定的情况下，能够很好地完成距离徙动校正与二次距离压缩的过程，是二维移变滤波器的最优实现<sup>[22]</sup>。SPECAN 算法适用于条带模式的快速处理以及 ScanSAR 的日常处理，与 RD 算法对比，该算法改进了信噪比和分辨率，效率更高，占用内存较少，适于中等分辨率下的图像处理。文献 [23] 中对这些算法的基本概述、具体流程以及各自的利弊作了详细的分析。

### 3.3 点散射模型的成像

由于本课题的重点在于回波数据模拟，因此对于成像算法，我们选取最基本的经典方法距离多普勒算法。距离多普勒算法的主要思路是把一个二维处理过程

分解成两个一维处理过程的级联形式，它主要是将对距离向信号压缩处理后的数据再沿方位向作快速傅里叶变换，变换到距离多普勒域，接着进行距离徙动校正与方位压缩，最后再对信号进行傅里叶逆变换。

RD 算法包括三个主要步骤：(1) 距离向压缩；(2) 距离徙动校正；(3) 方位向压缩，完成聚焦处理。RD 算法的流程图如图 3.3 所示<sup>[22]</sup>。

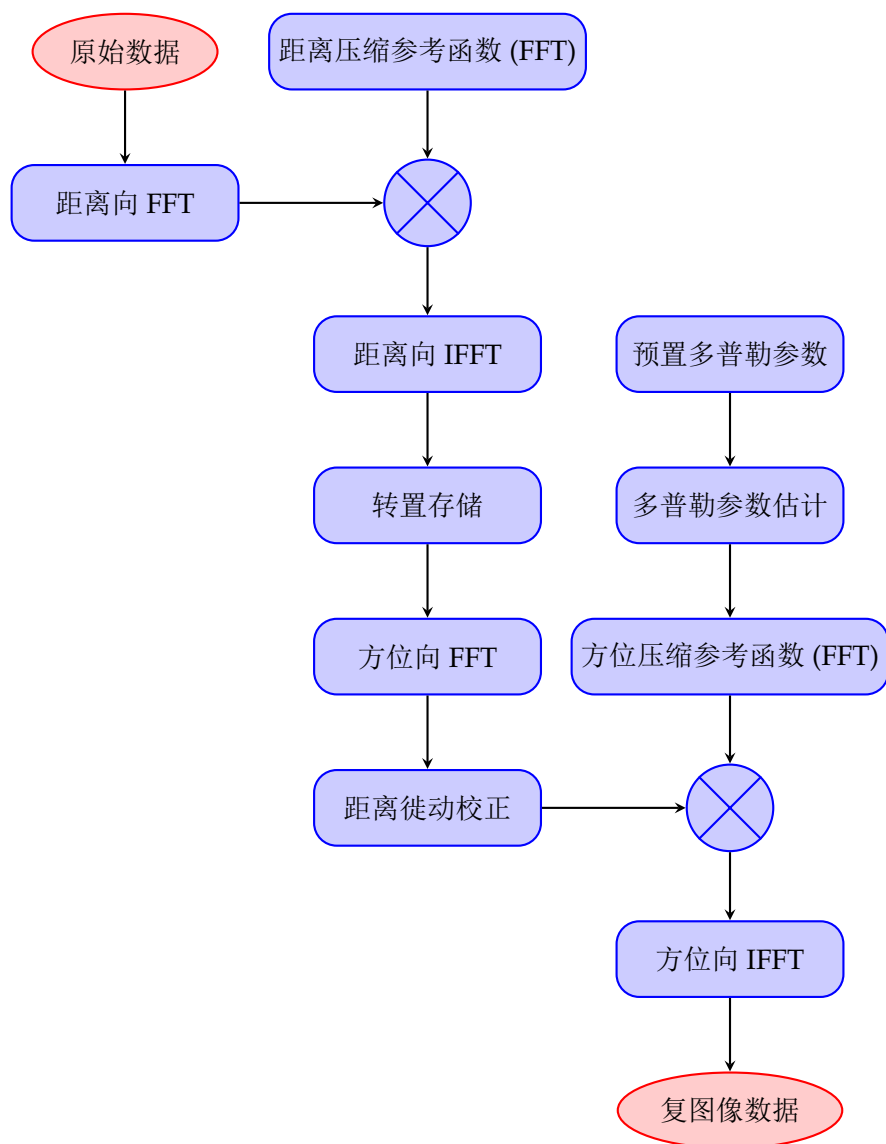


图 3.3: 距离多普勒算法流程

利用 MATLAB 根据式 (3.9) 并按照上述流程，对点目标进行仿真模拟后的结果，如图 3.4 所示。该 SAR 图像是基于图 3.1 所示，SAR 平台距地面 3000 m，雷达平台的飞行速度为 150 m/s，对目标观测的角度为 45°。雷达波频率为 10 GHz，带宽为 300 MHz，脉冲宽度为 1.5 μs。

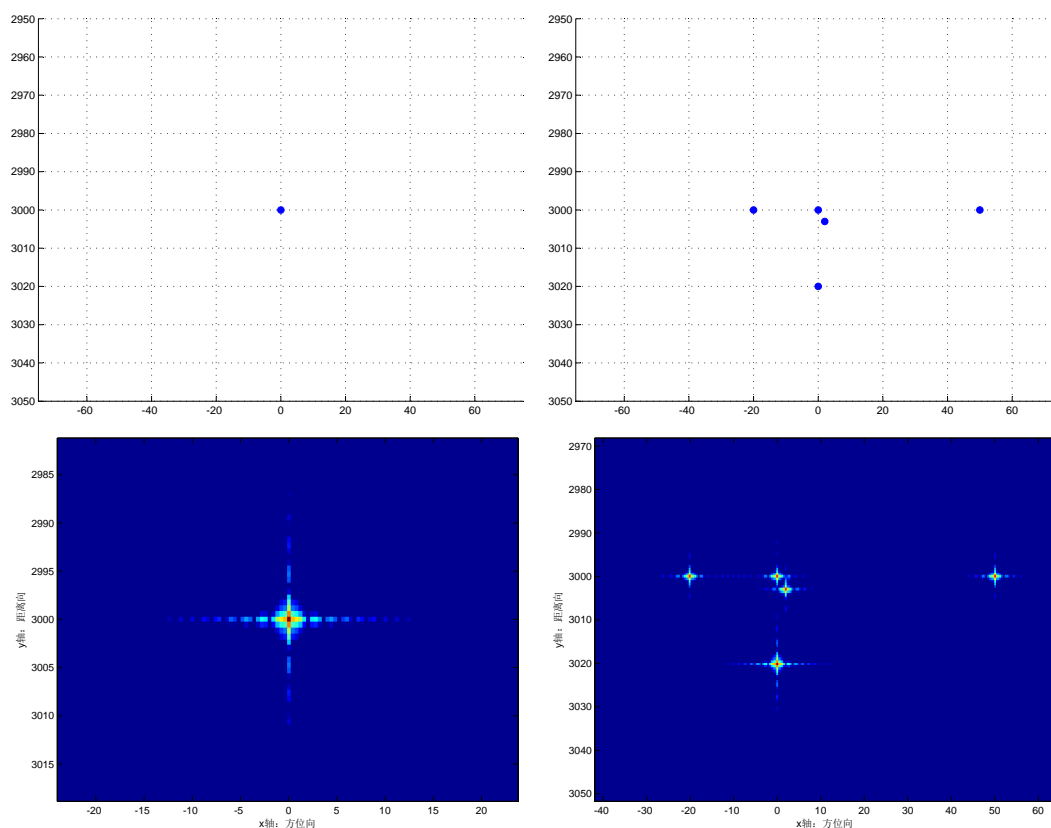


图 3.4: 点目标成像示意图（左图：单点目标；右图：多点目标）

由上图可以看出，SAR 图像的亮点与原始点是一一对应的关系，这表明了点目标的回波模拟是成功的。

### 3.4 本章小结

本章讨论了理想点目标的 SAR 回波数据的模拟。首先，根据 SAR 发射信号和接收信号的特点，利用 SAR 工作的基本原理，对点散射体的回波数据进行了理论分析，得到其时域表达式，并最终通过采样，得到理想点散射体离散回波数据表达式。其次，对 SAR 成像过程中的一些问题进行了讨论，并对 SAR 成像算法作了一个简单的介绍。最后，我们选定了 RD 算法，完成了理想点目标的 SAR 成像，并给出了 MATLAB 的仿真图。

## 4 基于物理光学法的 SAR 回波信号模拟

### 4.1 引言

上一章中我们介绍了点散射模型的回波模拟，根据 SAR 信号的特点和 SAR 工作原理以及 SAR 回波的物理过程，求出了点散射体的回波信号表达式。而目标之所以被视为点散射体，是因为目标的尺寸远小于 SAR 发射信号电磁波的波长，计算回波时并不需要考虑目标本身的几何特性。而实际情况并非总是如此，很多时候 SAR 工作的频率都处在高频频段。表 4.1 中列出了部分 SAR 系统工作的频带<sup>[3]</sup>。

表 4.1: 部分 SAR 系统工作频段

SAR 系统	SEASAT	ERS-1	JERS-1	Radarsat	SIR-A	X-SAR
工作频带 (GHz)	L (1.3)	C (5.3)	L (1.2)	C (5.3)	L (1.28)	X (9.6)

由此可见，在这些频段内，绝大多数军事目标、城市建筑、农业作物等常见目标均不能再视为一个点目标了，而应该视为由多个散射点组成的包含尺寸形状等特征的复杂目标。这些目标与雷达电磁波发生相互作用后，就能向空间各处辐射电磁波。雷达再次接收到对应目标的回波，从而得到包含目标尺寸和形状、结构材料和姿势等相关信息。

对于电大尺寸的复杂目标，计算 SAR 回波信号的精确表达式将变得十分困难，甚至不可能。这时我们就需要一些近似的方法，来实现复杂目标的 SAR 回波信号的模拟。常见的散射场计算的近似方法有几何光学法 (Geometrical Optics, GO)、物理光学法 (Physical Optics, PO)、几何绕射理论 (Geometrical Theory of Diffraction, GTD)、物理绕射理论 (Physical Theory of Diffraction, PTD) 以及射线追踪法 (Ray Tracing) 等<sup>[24]</sup>。本文主要采用物理光学法，来实现目标散射场的计算。

物理光学在几何光学法的基础上发展而成，是工程应用中一种较为广泛使用



的高频近似方法之一。它从 Stratton-Chu 散射场积分方程出发，基于高频的局部性原理，再由入射场独立地计算目标各部分表面的感应电流，忽略各部分感应电流的相互作用，再对照亮面感应电流进行积分求出散射场<sup>[25]</sup>。在利用此方法求感应电流时，需要满足三个近似条件<sup>[26]</sup>：(1) 高频近似，目标表面仅有只有被入射电磁波直接照射的区域才存在感应电流，其他没被直接照射的区域不产生感应电流，因此这部分总场为零；(2) 远场近似，目标与 SAR 平台之间的距离远大于入射波波长；(3) 切平面近似，目标表面的曲率半径远大于入射波波长，因此其上的感应电流特性和入射点相切于无穷大平面的电流特性相同。

对于任意形状的散射体，我们可以将其表面剖分成多个相邻的三角形面元来近似模拟，计算每个三角面片的感应电流产生的散射场后并求和，即为目标的总场。

## 4.2 物理光学简介及散射场计算

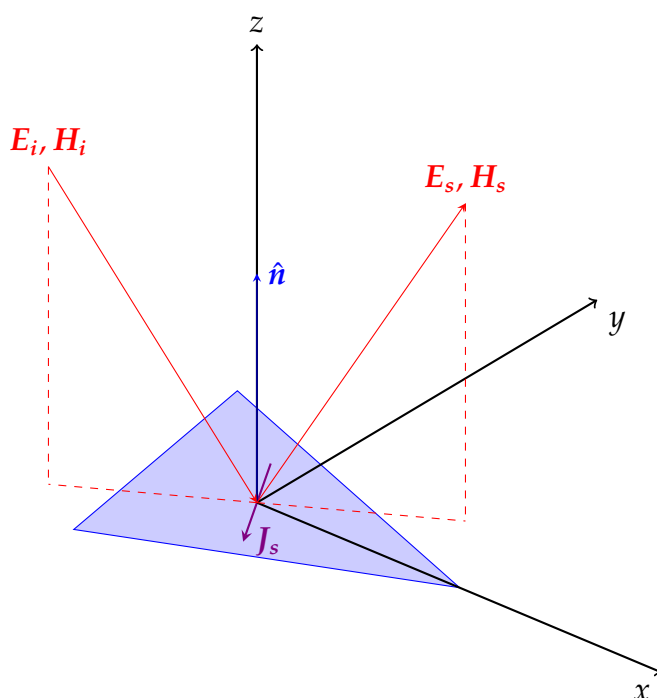


图 4.1: 电磁散射模型示意图

图 4.1 为电磁散射模型示意图，一三角形金属平面位于三维坐标系原点，来自自由空间的一入射电磁波  $(\mathbf{E}_i, \mathbf{H}_i)$  照射到该三角形平面上，并在该平面中产生

感应电磁流。然后将感应电磁流作为散射场的源，向空间各处辐射能量，其中在光学反射方向辐射能量最大，即图中反射电磁波 ( $\mathbf{E}_s, \mathbf{H}_s$ ) 方向。电磁波的总场为入射电磁波和散射电磁波之和，即

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_i + \mathbf{E}_s, \quad \mathbf{H} = \mathbf{H}_i + \mathbf{H}_s \quad (4.1)$$

远场散射场可根据 Stratton-Chu 散射场积分方程求出，散射场的积分方程可表示为

$$\mathbf{E}_s = \oint_S [\mathbf{j}\omega\mu(\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H})G_0 + (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}) \times \nabla G_0 + (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E})\nabla G_0] dS \quad (4.2a)$$

$$\mathbf{H}_s = \oint_S [\mathbf{j}\omega\varepsilon(\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E})G_0 - (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}) \times \nabla G_0 - (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H})\nabla G_0] dS \quad (4.2b)$$

其中， $\omega$  是电磁波角频率， $\mu$ 、 $\varepsilon$  分别是磁导率和电导率常数， $\hat{\mathbf{n}}$  是散射体表面外法线的单位向量， $S$  是散射体的面积， $G_0$  和  $\nabla G_0$  分别是自由空间的格林函数及其梯度，在满足上一节中的远场近似条件下

$$G_0 = \frac{e^{-jkr}}{2\pi r}, \quad \nabla G_0 = -jk\hat{\mathbf{s}}G_0 \quad (4.3)$$

式中  $r$  为源点到场点的距离， $\hat{\mathbf{s}}$  为散射方向的单位向量。

对于理想导体 (Perfect Electric Conductor, PEC)，在切平面近似的条件下散射体表面的等效电流  $J_s$  和等效磁流  $J_{ms}$  的切向分量可表示为

$$\mathbf{J}_s = 2 \cdot \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_i, \quad \mathbf{J}_{ms} = -\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_i = 0 \quad (4.4)$$

将式 (4.3) 与式 (4.4) 代入公式 (4.2) 中并简化，可得到散射场的近似表达式为

$$\mathbf{E}_s = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} [\hat{\mathbf{s}} \times (\eta_0 \hat{\mathbf{s}} \times \mathbf{J}_s)] \oint_S e^{jkr \cdot (\hat{\mathbf{i}} - \hat{\mathbf{s}})} dS \quad (4.5a)$$

$$\mathbf{H}_s = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (\hat{\mathbf{s}} \times \mathbf{J}_s) \oint_S e^{jkr \cdot (\hat{\mathbf{i}} - \hat{\mathbf{s}})} dS \quad (4.5b)$$

其中， $k$  和  $\eta_0$  分别为自由空间中的波数和波阻抗， $\hat{\mathbf{i}}$  和  $\hat{\mathbf{s}}$  分别为入射波方向与散射波方向的单位向量。

对于式 (4.5a)，文献 [27] 给出了将面积分转化为对积分表面多边形的围线求和的形式的方法，该方法不仅将很难求解的二重积分问题转化为相对简单的围线求和的问题，降低了求解的难度，而且它还极大地减少了数值计算的计算量。若

目标表面是经过三角剖分后的模型，则根据该方法，式 (4.5a) 可以化为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_s(r) = & -\frac{e^{-jkr}}{4\pi r} [\hat{\mathbf{s}} \times (\eta_0 \hat{\mathbf{s}} \times \mathbf{J}_s)] \cdot \\ & \sum_{n=1}^3 \frac{\hat{\mathbf{p}} \times \hat{\mathbf{z}}}{|\hat{\mathbf{p}} \times \hat{\mathbf{z}}|^2} \cdot \Delta \mathbf{a}_n \exp\left(-jk \frac{\mathbf{a}_n + \mathbf{a}_{n+1}}{2} \cdot \hat{\mathbf{w}}\right) \text{sinc}\left(\frac{k\hat{\mathbf{w}} \cdot \Delta \mathbf{a}_n}{2}\right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

其中， $\hat{\mathbf{w}} = \hat{\mathbf{i}} - \hat{\mathbf{s}}$ 、 $\hat{\mathbf{p}} = \hat{\mathbf{w}} - (\hat{\mathbf{w}} \cdot \hat{\mathbf{n}})\hat{\mathbf{n}}$ 、 $\hat{\mathbf{z}} = \hat{\mathbf{n}}$  是三角面元的单位外法线向量， $\Delta \mathbf{a}_n = \mathbf{a}_{n+1} - \mathbf{a}_n$ ， $\mathbf{a}_n$  表示  $N$  边形的第  $n$  个顶点的矢量，且  $\mathbf{a}_{N+1} = \mathbf{a}_1$ 。

从 (4.6) 式可以看出， $N$  边形的散射场是若干个  $\text{sinc}\left(\frac{k\hat{\mathbf{w}} \cdot \Delta \mathbf{a}_n}{2}\right)$  波瓣图的集合，分别对应于每一个多边形的边，所有这些波瓣相干叠加就构成了总的散射场<sup>[25]</sup>。当  $\hat{\mathbf{p}} \times \hat{\mathbf{z}} = 0$  时，散射体表面的相位没有变化，则式 (4.6) 的求和部分转化为多边形的面积  $A$ ，对应的散射场为

$$\mathbf{E}_s(r) = -\frac{Ae^{-jkr}}{4\pi r} [\hat{\mathbf{s}} \times (\eta_0 \hat{\mathbf{s}} \times \mathbf{J}_s)] \quad (4.7)$$

### 4.3 复杂目标的 SAR 回波模拟

目标的雷达散射截面 (Radar Cross Section, RCS) 是体现雷达目标对于照射电磁波散射能力的一个物理量<sup>[29]</sup>。它是目标探测、跟踪以及识别的基础，雷达探测的基本原理是通过发射电磁波照射目标，目标表面再反射电磁波到接收天线。而当电磁波照射到目标表面，目标表面沿与入射波相反的方向散射的电磁波越少，雷达截面积越小，雷达能够显示目标的信号特征就越小，测量距离也就越短<sup>[28]</sup>。RCS 的定义为单位立体角内目标朝接收方向散射的功率与从给定方向入射于该目标的平面波功率之比的  $4\pi$  倍<sup>[29]</sup>。据此，雷达散射截面

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{P_s}{P_i} = 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}_s|^2}{|\mathbf{E}_i|^2} \quad (4.8)$$

根据公式 (4.6) 与 (4.8) 我们可以求出目标在任意方向上的 RCS 值。最后我们再由 SAR 发射的 LFM 信号，根据获得的多个角度下的多组 RCS 值，并对 RCS 进行插值运算后，即可求出目标的 SAR 图像。

基于物理光学法和 MATLAB 的 SAR 成像流程图如图 4.2 所示。该算法包括以下三个主要步骤：

- (1) 模型模块。建立三维几何模型，并对该模型进行三角形剖分，求出剖分后的所有的顶点信息和面元索引信息，最后求出每个三角面元的中心、面积、单位外法线向量；
- (2) 散射场计算模块。首先，根据平面电磁波的入射方向与每个三角面元单位外法线向量找到那些被电磁波照射的面元；其次，根据输入的电磁波参数(电磁波频率、照射方向、极化信息等)与式(4.4)求出被电磁波照射的面元的感应电磁流;最后，根据式(4.6)或(4.7)求出每个三角面元感应电流辐射的散射场，并对所有三角面元产生的场进行叠加；
- (3) SAR 成像模块。由式(4.8)计算出每个频率每个方向角下的总的 RCS 值，再根据输入的电磁波参数信息对 RCS 进行插值运算后成像。

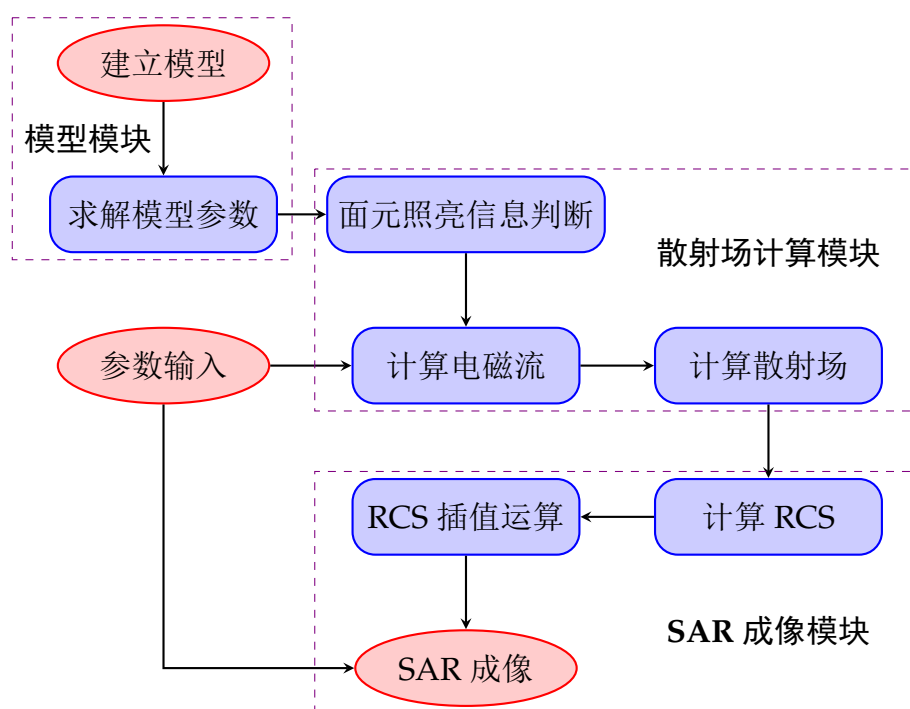


图 4.2: 基于物理光学法的 SAR 成像流程图

为了能够更方便地修改成像参数，如电磁波频率、带宽，入射电磁波的方位角等信息，同时希望能够即时显示成像结果。根据流程图 4.2 及后续相关 MATLAB 程序，使用 MATLAB GUIDE 模块对整个 SAR 回波模拟过程编写了一个简单的界面，如图 4.3 所示。

该界面具有的功能如下：

- (1) 模型导入模块。该模块可以直接导入内置的几种模型，并且能够在“模型预

览”窗口显示模型结果。通过修改观察角度，还能即时地观察不同方位角下的模型。

- (2) 参数输入模块。该模块提供输入 SAR 发射电磁波的起始频率、终止频率以及频率采样点。另外还需要输入入射电磁波相对目标模型的方位角，以及电磁波的极化信息。



图 4.3: 基于物理光学法 SAR 回波模拟器界面

- (3) SAR 成像模块。在选择好模型并且输入了确定的参数后，点击“计算”按钮，程序将对每个频率点，每个入射角情况下，对目标的散射场进行计算。点击“成像”按钮，程序内部将根据求出的散射场进行成像，显示在“SAR 图像”窗口内。
- (4) 其他部分。为了使程序在计算过程中更加人性化，还添加了进度条<sup>[30]</sup>部分，其能够跟踪计算的进度，随时给出计算进程的百分比。最后还添加了计算总时间提示语，以比较不同模型，不同参数下，计算时间的长短。

根据流程图 4.2 步骤，我们首先在 MATLAB 中建立一个由面组成的模型 (理论上只要模型只包含点面信息，导入其他 CAD 模型亦可)，并把该模型的各个面进行 Delaunay 三角剖分。Delaunay 三角剖分由 Boris Delaunay 于 1934 年首次提出，该方法最大的优点在于其最大化了所有三角形面元中的最小角，因此避免了尖锐的“瘦”三角形的出现<sup>[31]</sup>。本文中所建立的三维模型如图 4.4 所示，底部一个长方体 ( $10 \times 6 \times 2$ )，一个立方体 ( $2 \times 2 \times 2$ ) 位于长方体上表面中心处。随后求出各个三角面元的中心、面积以及外法线方向向量。

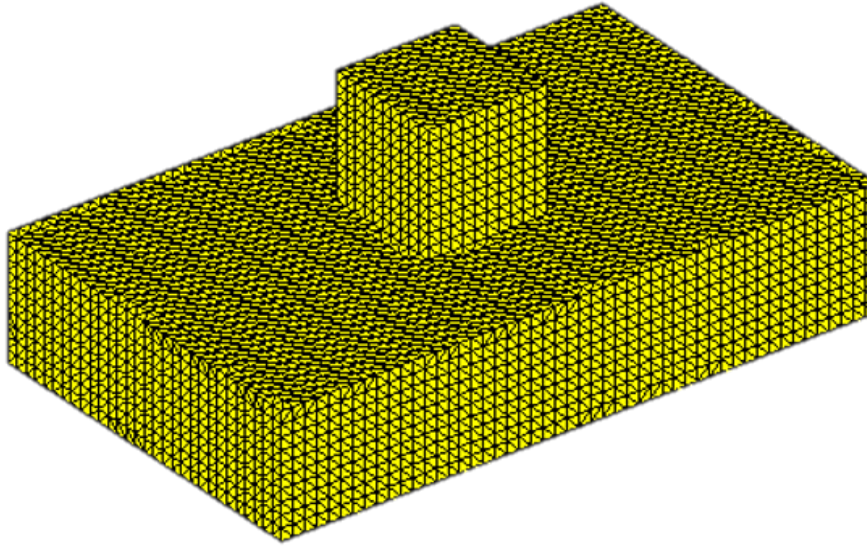


图 4.4: 剖分后的模型

已建立好模型之后，我们首先需要对模型进行消隐处理，即判断哪些面元被电磁波照射，哪些并没有被照射。假设入射电磁波方向的单位矢量为  $\hat{e}_i$ ，三角形面元单位外法线方向向量为  $\hat{n}$ ，如图 4.5 所示。从图中可以看出，根据几何关系，当  $\hat{e}_i \cdot \hat{n} < 0$  时，三角形面元外侧被照射；反之，则该三角形面元未被照射。

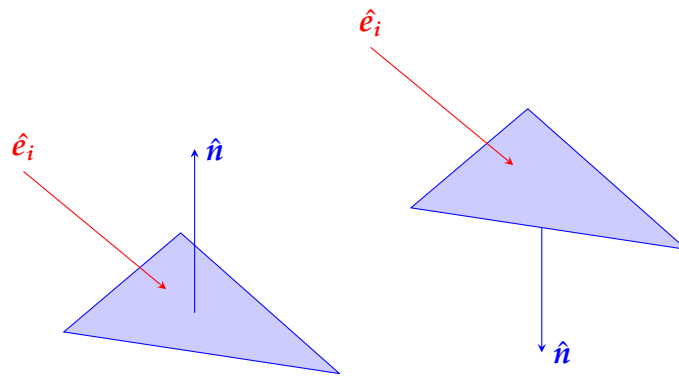


图 4.5: 消隐示意图

根据前面的分析与 4.1 节中的高频近似和切平面近似，被照射的三角面元中利用公式 (4.4) 可以求出其表面的感应电磁流  $\mathbf{J}_s = 2 \cdot \hat{n} \times \mathbf{H}_i$ ；而未被照亮的面元，则有  $\mathbf{J}_s = 0$ 。而后，对于给定的散射方向  $\hat{s}$ ，将其与对应的的电流代入 (4.6) 或 (4.7) 可以求出每个三角面元感应电流辐射的散射场，最后对所有三角面元产生的散射场进行叠加，即得到目标的散射总场。

最后，我们模拟多频率 (LFM 信号) 多角度 (SAR 平台飞行带来的角度范围) 的电磁波对目标进行照射，并存储由回波数据计算得的 RCS 值，然后将得到的 RCS 值进行二维线性插值运算，最后可形成简单的 SAR 图像。如图 4.6 所示，为本文模型的 SAR 图像，其入射电磁波的载频  $f_c$  为 10 GHz，带宽为 1 GHz，频率步进为 10 MHz。设  $\theta$  角为回波方向与  $z$  轴的夹角， $\phi$  角为回波方向在  $xoy$  平面的投影与  $x$  轴的夹角。图 4.6 中，分别画出了  $\phi = 0^\circ, \theta = 70^\circ$  和  $\phi = 90^\circ, \theta = 70^\circ$  时的 SAR 图像。

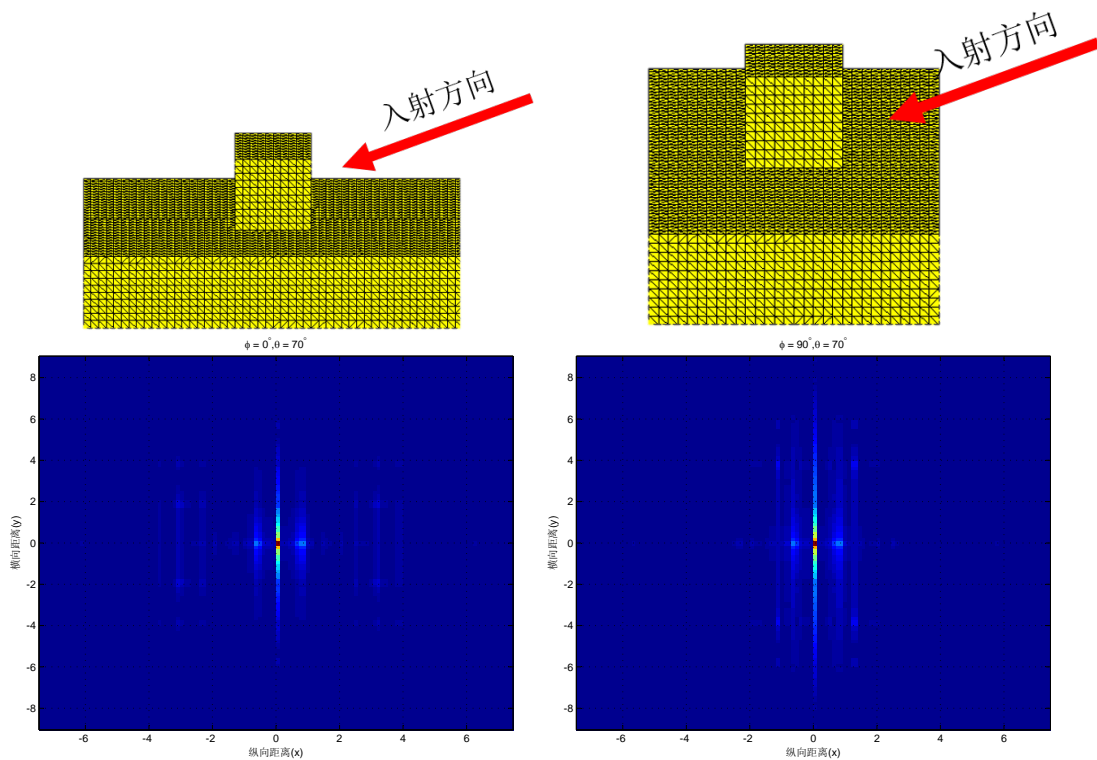


图 4.6: 不同角度下图 4.4 中模型的 SAR 图像

从图 4.6 中可以看出 SAR 图像中的亮点分别对应于原始模型中的散射中心，这在一定程度上证明了回波数据模拟的正确性。其中  $\phi = 0^\circ, \theta = 70^\circ$  视角下，在 GUI 界面中计算完成的显示效果如图 4.7 所示。

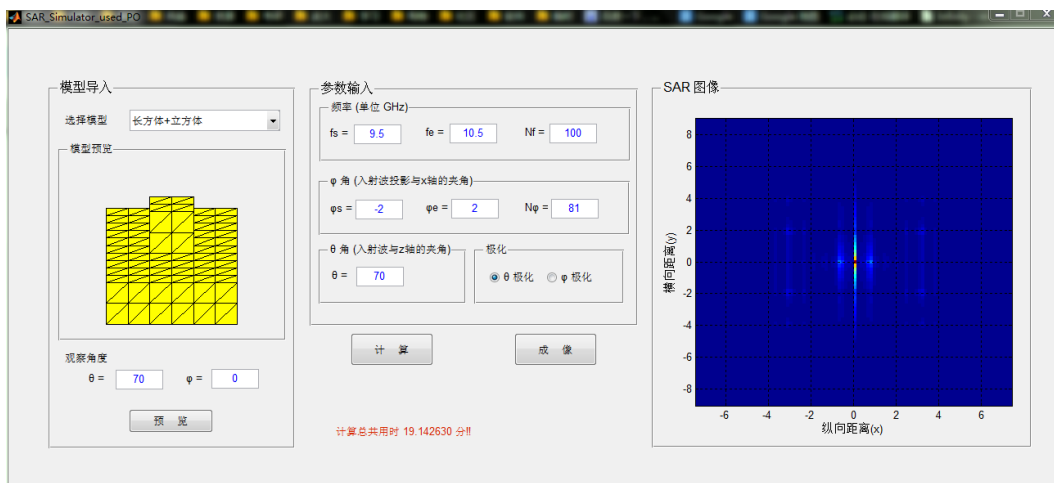


图 4.7: GUI 界面中计算完成的效果

#### 4.4 本章小结

本章首先介绍了实际 SAR 目标不同于点散射模型的原因，由此引入了使用物理光学法求实际目标散射场的问题，并且列出来使用物理光学法的三个近似条件；其次，根据简要介绍了物理光学的一些基本原理，并且据此推导出了一般模型的散射场近似公式；再次，对本文使用的算法作了详细的介绍，并展示了一个简单的模型的 SAR 成像；最后根据本文所有内容，设计了一款简单的基于物理光学法的 SAR 回波模拟器界面。



## 5 总结与展望

至此，本文所有内容已经结束，本文主要研究内容为 SAR 回波数据模拟器的设计。主要内容包括：

- (1) 系统地收集、整理了合成孔径雷达的发展历程、SAR 模拟技术的发展动态的相关文献，对 SAR 的发展现状和发展趋势有了深入的了解。基于所了解的与 SAR 模拟技术相关研究背景，确立了本文的研究目的即及研究过程。
- (2) 主动学习了关于合成孔径雷达的相关基础知识，例如线性调频信号与匹配滤波器的相关性质、脉冲压缩的基本原理以及 SAR 高分辨率成像的原理，对 SAR 成像的基本方法，SAR 工作的基本过程有了一定的了解。
- (3) 根据 SAR 的基本原理，详细推导了点散射模型回波的时域表达式及采样后的离散回波数据表达式，简要分析了 SAR 成像的常用方法，并利用 MATLAB 软件，采用 RD 算法生成了单个及多个点散射模型的 SAR 图像。
- (4) 掌握了物理光学法的基本原理，并研究了基于物理光学法的一般模型散射场的求解方法，制定了基于物理光学法的 SAR 回波数据模拟的详细算法，最后形成了简单的 SAR 图像。

根据现有的研究成果，对未来可能的工作进行展望，有如下发展方向：

- (1) 研究使用除 RD 算法外的其他算法，如 CS 算法，对点散射模型进行成像。
- (2) 研究射线追踪方法在 SAR 回波模拟中的应用，并考虑电磁波对目标的二次散射或多次散射的回波数据。
- (3) 对软件界面进行完善，添加导入其他 CAD 模型模块，参数输入能提供多种选择，改善算法使计算速率加快，提升交互感体验等等。

## 参考文献

- [1] 盖旭刚, 陈晋汶, 韩俊等. 合成孔径雷达的现状与发展趋势 [J]. 飞航导弹, 2011(03):82-86.
- [2] 丁鹭飞, 耿富录, 陈建春. 雷达原理 [M]. 第四版. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [3] 柯兰德. 合成孔径雷达: 系统与信号处理 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2014.
- [4] 闫佳. 星载 SAR 回波信号模拟及目标检测方法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2012.
- [5] 岳海霞. 合成孔径雷达回波信号模拟研究 [D]. 北京: 中国科学院研究生院 (电子学研究所), 2005.
- [6] J. Holtzman, V. S. Frost, J. L. Abbott, et al. Radar Image Simulation[J]. Geoscience Electronics, IEEE Transactions on, 1978,16(4):296-303.
- [7] U. Soergel. Radar Remote Sensing of Urban Areas[M].Springer Netherlands, 2010.
- [8] C. Wu, K. Y. Liu, M. Jin. Modeling and a Correlation Algorithm for Spaceborne SAR Signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982,AES-18(5):563-575.
- [9] L. de Salvador, L. de Salvador, P. Bemad, et al. IFSAR: an airborne interferometric SAR simulator, 2004[C]. IEEE, 2004.
- [10] 夏伟杰. 合成孔径雷达回波仿真与图像模拟 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.
- [11] G. Franceschetti, S. G. A SAR processor based on two-dimensional FFT codes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1990,26(2):356-366.
- [12] G. Franceschetti, A. Iodice, D. Riccio, et al. A 2-D Fourier domain approach for spotlight SAR raw signal simulation of extended scenes, 2002[C].2002.
- [13] H. Ling, R. C. Chou, S. Lee. Shooting and bouncing rays: calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity[J]. Antennas and Propagation, IEEE Transac-

- tions on, 1989,37(2):194-205.
- [14] T. Balz, H. Hammer, S. Auer. Potentials and limitations of SAR image simulators - A comparative study of three simulation approaches[J]. ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, 2015,101(0):102-109.
- [15] S. Auer, X. Zhu, S. Hinz, et al. 3D analysis of scattering effects based on Ray Tracing techniques[J]. Geoscience and Remote Sensing Symposium,2009 IEEE International, IGARSS 2009, 2009,3:17-20.
- [16] S. Auer, S. Hinz, R. Bamler. Ray-Tracing Simulation Techniques for Understanding High-Resolution SAR Images[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2010,48(3):1445-1456.
- [17] X. Geng, C. Dong, C. Wang, et al. SAR modeling and simulation of complex extended scenes[J]. ISAPE2012, 2012:440-443.
- [18] H. Hammer, K. Schulz. SAR simulation for urban scene analysis[A]. In: Synthetic Aperture Radar, 2012. EUSAR. 9th European Conference on, Nuremberg, Germany, 2012[C].2012,23-26 April 2012.
- [19] 苟娟. 机载 SAR 回波信号模拟器研究 [D]. 成都: 电子科技大学通信与信息系统, 2006.
- [20] 于明成, 许稼, 彭应宁, 等. SAR 原始信号的快速仿真 [J]. 系统仿真学报, 2006(S2):122-125.
- [21] Y. Wang, Z. Zhang, Y. Deng. Squint Spotlight SAR Raw Signal Simulation in the Frequency Domain Using Optical Principles[J]. Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on, 2008,46(8):2208-2215.
- [22] 皮亦鸣. 合成孔径雷达成像原理 [M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2007.
- [23] I. G. Cumming, F. H. Wong. 洪文, 胡东辉译. 合成孔径雷达成像: 算法与实现 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [24] 彭五四. 电大复杂目标高频电磁散射的快速分析 [D]. 南京: 南京理工大学, 2013.
- [25] 薛俊. 复杂目标高频 RCS 可视化预估及雷达成像研究 [D]. 武汉: 武汉大学, 2009.
- [26] 方全杰. 物理光学法在导体与涂层目标电磁散射中的应用 [D]. 西安: 西安电子

科技大学, 2011.

- [27] W. Gordon. Far-field approximations to the Kirchoff-Helmholtz representations of scattered fields[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1975,23(4):590-592.
- [28] 维基百科. 雷达散射截面 [EB/OL].: <http://zh.wikipedia.org/wiki/%E9%9B%B7%E8%BE%BE%E6%95%A3%E5%B0%84%E6%88%AA%E9%9D%A2>, (2015-04-30)[2015-5-14].
- [29] 黄培康, 殷红成, 许小剑. 雷达目标特性 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [30] 罗华飞. MATLAB GUI 设计学习手记 [M]. 第 2 版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011.
- [31] Wikipedia. Delaunay triangulation[EB/OL].: [http://en.wikipedia.org/wiki/Delaunay\\_triangulation](http://en.wikipedia.org/wiki/Delaunay_triangulation), (2015-04-22)[2015-4-27].

## 致 谢

时光荏苒，毕业设计工作至此已接近尾声，回顾过去，我要衷心感谢指导老师张云华副教授。因为我早早地就确定了研究生学校阶段的学校和学习任务，在去年学院下发征集毕设选题的通知时，我就找到的张云华老师。张老师考虑到我日后的学习，就给我定下了现在这个课题，其间花费了张老师不少心血。尽管张老师科研任务繁忙，他依然挤出时间对我进行指导，对我提出了各个问题，张老师总是尝试从多个角度进行解答。这让我不仅学会了毕设所需的基本知识，更重要的是张老师的科研态度以及治学精神将使我受益终身。日后，若我也成为了科研工作者，我当以张老师为榜样。

其次，我要对武汉大学电磁工程实验室的何思远老师，杨炯、张磊学长表示感谢。何老师是我本科阶段的班导，虽然我没有选择她作为指导老师，但她仍然时刻关注我论文的选题、论文的进展，并提出了一些她的看法和建议。我在实验室的时间很少，我跟杨炯、张磊两位学长可谓素不相识，但他们并没有拒绝作为后学的我提出的幼稚问题，甚至十分热情，他们的帮助对我毕设工作能够顺利进行起了很大的作用。

再次回想四年的大学生活，我最该感谢的应该是武汉大学。在我即将离开之际，我想起入学前的激动与向往之情，一切都还历历在目。学校校园环境优美，科研氛围浓厚，图书馆资源丰富，使得我在这里的四年过得十分充实且有意义。可以这么说，没有学校的培养，就没有现在的我。此中恩情，三言两语难以尽述，唯有感恩。

最后，我要感谢我的家庭。父母背后的支持，永远是我坚持不懈的动力。而我报答他们的唯一方式，就是继续坚持努力学习，不辜负两位多年来深深的期盼。