

南昌大学

硕士学位论文

基于探地雷达的土壤含水量分析

姓名：谢国兰

申请学位级别：硕士

专业：电子与通信工程

指导教师：周辉林;徐剑萍

20091218

摘 要

随着通车里程不断地增加,交通流量不断地增大,超重车辆绝对数量也不断地增加,加之施工不合理,使得大部分高速公路普遍发生了早期病害。其中对路面使用性能和使用寿命影响最大的是结构性破坏、水破坏和严重车辙,这严重影响了行车安全,并且进一步导致维修成本的增加。而高速公路浅层含水量可从一定程度上反映高速公路浅层质量状况。

常用的无损地下含水量检测技术主要有红外反射法和时域反射法两种,但是它们存在检测速度慢、且不能连续大规模的对高速公路浅层含水量进行估计。而探地雷达具有快速测量,使用起来便捷,对所测物无损害无干扰,可重复测量,适合大面积测量等优点,近来广泛的用于高速公路基础设施检测。但是,GPR跟光学成像设备不同,它不能直接反映目标的特征。因此,使用 GPR 勘查高速公路路面浅层质量时,如何由获取的 GPR 数据估计高速公路路面浅层含水量成为问题的关键。

本文的主要工作是结合探地雷达技术、信号检测与估计及信号处理技术实现高速公路浅层含水量的自动估计。其主要技术手段和研究内容为:

1) 高速公路浅层层界面检测及时延估计:主要利用探地雷达回波信号杂波抑制算法和阈值检波法实现探地雷达数据预处理和高速公路层界面检测和时延估计;

2) 高速公路浅层介电常数反演和含水量估计:利用每层层界面反射信号的幅度,通过经验模型反演每层介电常数和通过 Topp 和 Roth 经验模型反演高速公路浅层含水量。

关键词:探地雷达;含水量估计;阈值检波法;介电常数

ABSTRACT

As the increase in traffic mileage and traffic flow, and the swelling in overloaded vehicles, and the improperness in construction, damages spread to most of highways in China. The most deadly factors that affect highway usability and working life are damages to highways' structures, destructions to water and the overloading of vehicles. This severely influences security of driving and leads to increase in maintenance cost. To solve these problems, it is important to understand the situation of the highway shallow-layer's quality. The water content of shallow-layer could reflect the situation to some extent.

Infrared reflectance method and time domain reflectance method are two widely used safe methods to detect water content. But, both of those two methods are slow, and they cannot be used to detect shallow-layer water content in a wide range. While, not only as a quick method, the ground penetrating radar (GPR) method is also easy to use and has no damage to subjects to be detected. GPR is a repeatable measuring method. Most importantly, it can be used to measure water content of a large area. This method is now prevailed in detecting fundamental facilities on the highway. But, being different from optical imaging, GPR cannot reflect characters of subjects directly. Thus, when GPR is used in analyzing highway shallow-layer's quality, how to get data to estimate water content in shallow-layer is the key issue.

The main work of this study is to detect water content of highway shallow-layer automatically by combining GPR, signal detecting and analyzing technology and signal processing technology. The main content of the study are:

1) Detection and delaying estimation of highway shallow-layer' layer interface: calculating GPR reflecting wave signal by using clutter suppression algorithm and threshold detector method to pre-process GPR data, detect highway layer interface and estimate delay.

2) Inversion of highway shallow layer's dielectric constant and estimation of water content: applying amplitudes of each layer interfaces' reflecting signals to calculate highway shallow layer's water content by using experiential model to

ABSTRACT

invert each layer's dielectric constant and using Topp and Roth experiential model to invert water content of highway shallow layer.

关键词: ground penetrating radar; soil water content; threshold detector; dielectric constant

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南昌大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名（手写）：谢国生 签字日期：2009 年 12 月 16 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解南昌大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权南昌大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编本学位论文。同时授权中国科学技术信息研究所将本学位论文收录到《中国学位论文全文数据库》，并通过网络向社会公众提供信息服务。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名（手写）：谢国生 导师签名（手写）：刘群林
签字日期：2009 年 12 月 16 日 签字日期：2009 年 12 月 18 日

第一章 引言

1.1 选题的背景与意义

建国以来,我国公路基础设施建设得到了非常大地发展。截至 2008 年底,我国公路通车总里程比新中国成立初期的 8 万公里增长了 45 倍,达到了 373.02 万公里,当中高速公路有 60302 公里^[1]。其中 2007 年,我国全年建成高速公路近 8300 公里,是历史上建成里程最多的一年,交通固定资产投资达 7500 亿元^[2]。根据国家交通部公布的《国家高速公路网规划》,国家将斥资 2.2 万亿元在未来的大约 30 年间新建 5.1 万公里高速公路,使得我国高速公路建成通车里程达到 8.5 万公里^[3-4]。大部分高速公路普遍发生了早期病害因为随着通车里程不断地增加,交通流量不断地增大,超重车辆绝对数量也不断地增加,加之施工又不合理。严重车辙,水破坏和结构性破坏对路面使用寿命和使用性能影响最大^[5-6],这严重影响了行车的安全,并进一步导致维修成本的增加。目前主要由养护技术人员根据路面破损状况,结合实际工作经验决策公路病害因为我们缺乏有效的路面浅层量化检测手段。并且,这种方法只能在病害已经形成并影响了面层质量的情况下才能检测出,所以它已远远不能满足我国公路高速发展的需要,因此如何及时定量检测高速公路路面浅层潜在或早期病害问题引起了广泛的关注。

高速公路浅层质量的重要指标就是高速公路浅层含水量。当高速公路浅层含水量高,随着超载车辆的不断挤压,会导致基层的土壤被泵入到沥青层,从而导致高速公路结构承载能力的下降。

传统小尺度方法如岩样重量法,频域和时域反射仪法,中子测井法,电阻率或电容率法,张力法。这些常用的土壤含水量检测技术在要求提供大范围快速检测时是无效的。岩样重量法是最标准直接的方法,但它具有劳动密集型,耗时,对路面具有破坏性,且不能在同一个地方提供重复测量等缺点。其他几种传统方法具有需要校准,即通用性差,且耗时,不能满足网络级高速公路浅层含水量检测的要求^[7]。近来,时域反射仪(time domain reflectometry, TDR)法已成为被广泛接受的土壤含水量检测技术。但是 TDR 方法只能实现小尺度和小范围的地下含水量的检测,且具有破坏性和检测速度慢等缺点。而探地雷达具有快速测量,使用起来便捷,对所测物无损害无干扰,可重复测量,适合大面积测量等优点,近

来广泛的用于高速公路基础设施检测。但是，GPR 跟光学成像设备不同，它不能直接反映目标的特征。因此，使用 GPR 勘查高速公路路面浅层质量时，如何由获取的 GPR 数据估计高速公路路面浅层含水量成为问题的关键。

本文主要结合信号检测与估计和信号处理技术，利用车载探地雷达实现高速公路浅层含水量的快速自动检测，以满足网络级高速公路浅层含水量检测的要求。

1.2 国内外发展现状

1.2.1 探地雷达的发展现状与应用

地质雷达或探地雷达（Ground Penetrating Radar）^[8-11]，简称 GPR，是用于探测浅层地下目标的一种有效新型设备。首先探地雷达是发射高频宽带电磁波由探地雷达的发射天线，然后由接收天线接收来自地下的回波（这里回波可能是经过某一路径到达接收天线的透射波，地下介质界面的反射波或者是地下异常体的散射波），最后，我们可以推断出地下介质的结构通过对回波的分析。因为电磁波的传播特性将随所通过介质的几何形状及电性质而变化当电磁波在介质中传播时。所以，根据所接收回波的幅度，相位信息和传播时间，我们就可以推断出介质的性质以及结构等。探地雷达有很多的优势在与其它的方法相比较时，因为它具有操作灵活方便，探测速度快，分辨率高，探测费用低和无损探测等众多优点。

从探地雷达的体制来看^[10-11]，主要有三种雷达。一，连续波雷达是早期的探地雷达主要采用的。这种雷达频带窄，使用单一频率，因此避免了宽带天线的技术问题，但连续波雷达的缺点也正是由于频率单一，所以回波包含的信息量有限。二，调频连续波雷达，它的发射信号是具有一定频率上限和下限的线性扫频信号。雷达接收的回波信号与发射信号混频，这样输出一个差频信号，再经过 FFT 处理后输出差频信号的频谱。因为差频的大小正比于目标回波的时延，所以由此即可决定目标深度。三，冲击雷达，它发射的信号是脉冲宽度为毫微秒级的无载波信号，雷达回波包含丰富的目标信息因为其频谱分量从直流一直扩展到上千兆，因而这样就有利于目标的识别。同时，在电路和天线方面存在一定的困难如果我们要有效地发射和接收这样的宽带信号。其解决的方法是为了满足不同探测要求，我们选用不同宽度的脉冲信号及和它相配套的天线，得到不同探测深度

和分辨率。

冲击型雷达结构相对简单相比连续波雷达,其相关技术也较为成熟,并且它已经成为探地雷达的主流,经过近二十年在国内外较大的发展。冲击型雷达技术是一门综合性的高新技术,它包括毫微秒脉冲宽带天线技术、高压毫微秒脉冲技术、大规模集成电路技术、取样技术、信号处理技术和控制技术等多门电子技术。同时,它也是一个涉及理论面广,难度大的综合性前沿课题,已涉及到近地天线,信号处理,微波遥感和地下目标的特征提取与分类等非常多的热门课题。

探地雷达技术在工程领域的应用获得了很大的进展^[12-16],目前,这项技术已经广泛应用于水文地质和工程地质中的巷道开挖、环境调查、水电站、坝基及桥梁工程复杂断层和蚀变带的工程研究、地雷的探测、高速公路路基勘察和核废料的选址等。作为一种新的无损勘探手段,探地雷达勘探技术正在发挥着越来越重要的作用,其应用领域不断扩大,并且取得了很多可喜的成果。

探地雷达技术设想其实是一项很早就已经提出的课题。德国的 H.Lowy 和 G.Leimbach 早在 1910 年就曾以专利形式阐明了这个问题。但是,这项技术能得到实质性的进展只有在计算机技术与高频以及微波技术迅速发展的 20 世纪后叶。现在,探地雷达技术不仅在探测设备方面高度集中了近代电子技术的新成就而获得了极大的改善提高,而且有关该项技术方面的理论探讨和应用成果也得到了极大的深入和丰富。

在国外近年来有很多研究机构在进行探地雷达的研究^[17]。如比利时的皇家军事学院建有一个专门的超宽带探地雷达实验室,在地雷埋设现场和实验室采集了很多数据,在网上提供数据下载供人道主义探雷研究用。美国的 Kansas 大学在探地雷达方面进行了多年的研究,该大学近年来将探地雷达用于火星探测计划中。同样美国的 Ohio 州立大学电子工程系近年来一直从事探地雷达探测地雷等地下未爆炸物。瑞典的 FOA 大学,意大利的联合研究中心等机构都在进行探地雷达的研究。此外在欧洲成立的一个人道主义反雷联合研究中心,该研究中心的一个重要的研究课题就是使用探地雷达探雷。

冲击型探地雷达技术在国际上得到了非常迅猛的发展,该技术已经进入实用化和改进完善的阶段。美国,日本,英国,瑞典,加拿大和中国等国都相继推出了探地雷达产品。这些国家生产的冲击脉冲雷达如下表所示:

第一章 引言

表 1.1 商用的脉冲探地雷达产品

型号	制造商	中心频率, MHz
SIR—10/ SIR—20	GSSI, USA	16—1500
Pulse Ekko 100/1000	Sensor & Software inc, Canada	12.5—200/110—1200
Noggin 250/500	Sensor & Software inc, Canada	125—375/250—750
Ramac	Mala GeoScience, Sweden	25—1000
KSD—21	Koden, Japan	50—2000
RIS—IHK	IDS, Italy	80—1600
SPRscan	ERA Tech, UK	500—1000
LTD—2000	中国电波传播研究所青岛研发中心	200—1000

国内探地雷达研制的工作起步较晚,基本上是在国外探地雷达产品出现后才开始的^[18]。但是国内不少科研单位和高校八十年代初中期以来也开展过地下目标探测方面的研制工作,如:成都电子科大、武汉大学、西安电子科大、西安交大、长春物理所、清华大学、四川大学、北京理工大等。其中东南大学,武汉大学、河南新乡电波传播研究所,中国矿业大学等单位先后研制过探地雷达实验系统。其中中国电波传播研究所青岛研发中心于2004年6月定型的LTD—2000小型化探地雷达,其雷达与计算机采用一体化设计,外接不同中心频率的天线就可以满足不同的工作需求。

1.2.2 基于探地雷达的土壤含水量估计国内外发展现状

最近20年来,探地雷达在冰河学领域,工程,地质调查,考古学和建筑学领域等方面已经得到了广泛的应用,这些是因为运用到探地雷达技术中的电子器件和数字信号处理技术水平的不断提高。但探地雷达在土壤学,如土壤水含量的测定领域的应用还处于基础研究阶段。这几年来,一些来自欧洲国家和美国的水文地质学家,地球物理学家和环境物理学家开始了试将探地雷达技术应用到土壤含水量的测定中来。自Annan和Davis对探地雷达在水文地质中应用的可行性做了较好评价以来,一些外国学者于20世纪90年代中初期,开始致力于探地雷达在水文学领域的应用研究,90年代末至今,使用探地雷达来对农田土壤水分时空分布的可行性研究逐渐地走上前台。我国开始探地雷达的研制工作是在20世纪70年代,当前的研究主要集中在雷达研制及相关的信息处理技术等方面,因

为探地雷达技术在各个领域的应用起步较晚。应用领域主要限于地质构造,工程地质,地下掩埋体,煤层厚度和市政建设等各种地下目标的探测,而在农田土壤勘测特别是土壤水方面的应用研究还是刚刚起步^{[19][20]}。

国外,20世纪80年代后期路用探地雷达技术就开始了在公路勘测和检测上的应用,距离现在已经有20年的历史了。1994年由美国发明了世界上第一个公路型探地雷达。目前,这个技术用于路基路面的质量检测也仅仅是刚刚开始,大部分仍然是局限于高等级公路路面缺损、厚度与路基空洞的检测与评价。美国的得克萨斯和芬兰曾经做了非常多的研究工作。在美国,探地雷达主要是进行路面结构层材料特性的反演;而在芬兰探地雷达主要用于探测路面结构层的厚度。近几年,人们慢慢开始致力于研究探地雷达探测路表下的缺陷和病害,如高速公路路面结构中的排水沟的定位。最先提出应用探地雷达来计算基层含水量的是美国Texas A&M University的Robert L Lytton教授,后来许多来自芬兰、美国的学者都开展了这个方面的研究,并可以初步应用探地雷达进行含水量的评价。我国于90年代开始应用路用探地雷达,后来铁道设计部门、地震局、中国地质大学以及黄河水利委员会等单位相继引进了美国、加拿大和日本等国的路用探地雷达设备,并开始了一些研究。所以近年来从事探地雷达研制开发的北京爱迪尔国际探测技术有限公司成功研制出来CBS-9000道路专用探地雷达。长沙交通学院的郭云开和中国地质大学的李大心等人也相继开始应用探地雷达来探测路面结构的研究工作^{[21][22]}。

1.3 论文的主要研究内容及章节安排

本文主要结合探地雷达技术、探地雷达回波信号杂波抑制和层界面检测和时延估计技术实现高速公路浅层介电常数和含水量的反演。本文具体章节安排如下:

第一章:主要介绍选题的背景与意义、探地雷达国内外发展现状和基于探地雷达含水量检测的国内外发展现状;

第二章:主要介绍了探地雷达中所涉及的电磁场原理、探地雷达中心频率与水平分辨率和垂直分辨率关系、探地雷达中心频率与探测深度的关系及探地雷达数据格式等;

第三章:主要介绍了探地雷达回波信号杂波抑制算法,主要介绍了滑动平均

法和基于小波硬阈值的杂波抑制算法；

第四章：主要介绍了几种常用的层界面检测算法，重点介绍基于阈值检波的层界面检测和时延估计算法。

第五章：主要介绍了几种常用的介电常数经验反演模型和利用介电常数反演含水量的经验模型；

第六章：主要对本文的主要工作及创新之处、不足之处和未来工作进行总结和展望。

第二章 探地雷达基本原理

探地雷达的工作原理是发射天线将宽度为纳秒或亚纳秒级的脉冲波耦合到地下，这个脉冲波就向地下深部传播，电磁波会产生反射或散射当与地下媒质中的分界面，异常体相遇时。然后利用天线接收此反射、散射回波，最后根据回波的相位，幅度等信息就可以推断出地下媒质的结构特性。在使用探地雷达探测结构层路面含水量之前，本章首先介绍了探地雷达所发射的电磁波在物体和地下媒质中的传播特性和探地雷达的数据形式，为后续章节内容作铺垫。

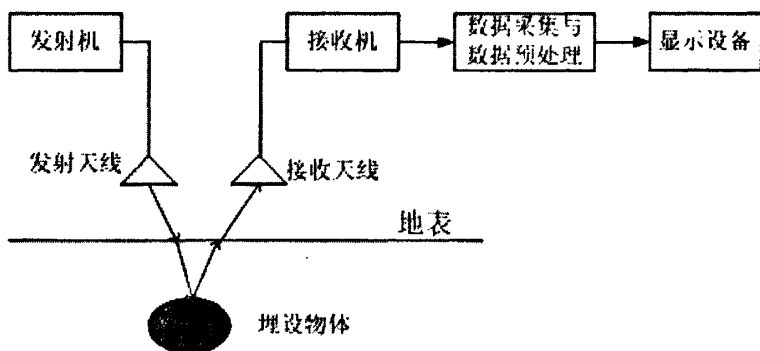


图 2.1 探地雷达的基本框图

2.1 探地雷达中所用到的电磁波原理

一般的情况是要探测的目标位于地下某一深度，而探地雷达天线位于地面。因此，探地雷达的电磁波传播过程是从空中耦合到地下，在地下被目标散射了，然后又从地下回到空中。土壤与电磁波的相互作用是含水量，土壤类型和频率的复函数^[23-24]。地下媒质的电磁特性可用介电常数 ε 和电导率 σ 两个电参数来表示是由于地下媒质通常都是非磁性介质的原因。而介电常数 ε 和电导率 σ 一般都与频率相关，所以都需要用复数表示，分别写为^[10]

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \varepsilon' + j\varepsilon'' \\ \sigma &= \sigma' + j\sigma''\end{aligned}\tag{2.1.1}$$

式子中的 $j = \sqrt{-1}$ 是单位虚数， $\varepsilon', \varepsilon'', \sigma', \sigma''$ 分别是复介电常数和复电导率的实部和虚部。

电磁波在地下媒质传播的过程中会被媒质的介电和传导效应吸收。在麦克斯韦方程中, 导电率 σ 和介电常数 ε 总是以组合的形式 $s + j\omega\varepsilon$ 出现, 所以, 引入实等效介电常数、实等效导电率和虚等效介电常数和、虚等效导电率的概念^[25]

$$\begin{aligned} \text{等效介电常数实部} \quad \varepsilon'_e &= \varepsilon' - \sigma'' / \omega \\ \text{等效导电率实部} \quad \sigma'_e &= \sigma' + \omega\varepsilon'' \\ \text{等效介电常数虚部} \quad \varepsilon''_e &= \varepsilon'' + \sigma' / \omega \\ \text{等效导电率虚部} \quad \sigma''_e &= \sigma'' - \omega\varepsilon' \end{aligned} \quad (2.1.2)$$

所以, 引入了表观介电常数和表观导电率

$$\begin{aligned} \tilde{\varepsilon} &= \varepsilon'_e - j\varepsilon''_e \\ \tilde{\sigma} &= \sigma'_e - j\sigma''_e \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

下面的讨论中, 考虑了线极化平面波, 从媒质 1 $\{m_1, e_1, s_1\}$ 入到媒质 2 $\{m_2, e_2, s_2\}$, 其中 σ 是电导率, ε 是介电常数, μ 是磁导率。利用了麦克斯韦方程, 我们可以得到垂直向下的平面电磁波在媒质中的传播方程^[26] (正 z 轴方向)

$$E(z, t) = E_0 e^{-az} e^{j(\omega t - bz)} \quad (2.1.4)$$

其中 a, b 分别为衰减常数和相位常数, E_0 是电磁波在原点的振幅。

$$\begin{aligned} \alpha &= \omega \left[\frac{\mu\varepsilon'_e}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\varepsilon''_e / \varepsilon'_e \right)^2} - 1 \right) \right]^{1/2} \\ \beta &= \omega \left[\frac{\mu\varepsilon'_e}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\varepsilon''_e / \varepsilon'_e \right)^2} + 1 \right) \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (2.1.5)$$

其中, $\varepsilon'_e, \varepsilon''_e$ 分别是复等效介电常数的实部和虚部。 $\frac{\varepsilon''_e}{\varepsilon'_e}$ 就是等效损耗角, 用 $\tan \delta$

表示为:

$$\tan \delta = \frac{\sigma'_e}{\omega\varepsilon'_e} = \frac{\sigma' + \omega\varepsilon''}{\omega\varepsilon' - \sigma''} = -\frac{\sigma'_e}{\sigma''_e} = \frac{\varepsilon''_e}{\varepsilon'_e} \quad (2.1.6)$$

相对介电常数 ε_r 和自由空间的介电常数 ε_0 的乘积就是媒质的复介电常数 ε , $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ 。其中有

$$\varepsilon_0 = 8.852 \times 10^{-12} \approx \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} \text{ F/m} \quad (2.1.7)$$

相似地, m_r 为相对导磁率, m_0 为自由空间中的导磁率, 导磁率 $m = m_0 m_r$ 。

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m} \quad (2.1.8)$$

从 (2.1.5) 式可见, 衰减常数 α 是与频率相关的。探地雷达的探测深度与雷达工作频率相关的主要原因是衰减常数 α 随频率 ω 的增大而增大。

电磁波在媒质中的传播速度是:

$$v = c \left[\frac{\epsilon'_e}{2\epsilon_0} (\sqrt{(1 + \tan^2 \delta)} + 1) \right]^{-1/2} \quad (2.1.9)$$

当损耗角 $\tan \delta \ll 1$ 时,

$$u \gg \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1.10)$$

其中 c 是光在自由空间中的传播速度, $c \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 。

用电场与磁场之比来表示特征阻抗 h :

$$\eta = \frac{E}{H} = \left(\frac{-j\omega\mu}{\sigma - j\omega\epsilon} \right)^{1/2} \quad (2.1.11)$$

当 $s = 0$ 时, 介质的特征阻抗 h 可变为:

$$\eta = \left(\frac{\mu}{\epsilon} \right)^{1/2} = \sqrt{\mu} \left[\epsilon' \left(1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right) \right]^{-1/2} \quad (2.1.12)$$

发生在不同媒质分界面上 (如土壤与地雷等地下埋设物体和自由空间与土壤等地下媒介之间等等) 的反射功率用反射系数 r 表示, 反射功率 P_r 与入射功率 P_i 的比值表示了反射系数 r ,

$$r = \frac{P_r}{P_i} = \frac{h_2 - h_1}{h_2 + h_1} \quad (2.1.13)$$

其中, 假设电磁波传播方向是从媒质 1 入射到媒质 2。在媒质 2 (如地下金属埋设物体) 是理想导体情况下, 这时反射功率等于入射功率。如设地下媒质为各向同性的均匀媒质, 其相对介电常数就是 ϵ_r 。在此媒质中存在一地下埋设物体其相对介电常数为 $\epsilon_{2e} = \epsilon_{2r} - js_2/\omega$, 如图 2.2 所示。

在分界面上, 反射波同样存在相位突变, 也就是相位不连续。这种不连续, 为探测地雷与土壤等地下埋设物体的分界面提供了方便。从方程 (2.1.13) 可见, 特征阻抗的函数表示了总反射功率, 特征阻抗又是两种媒质间相对介电常数的函数。因此探测到的土壤与地雷的分界面越明显, 如果, 地雷与土壤等地下埋设物体的相对介电常数差异越大。

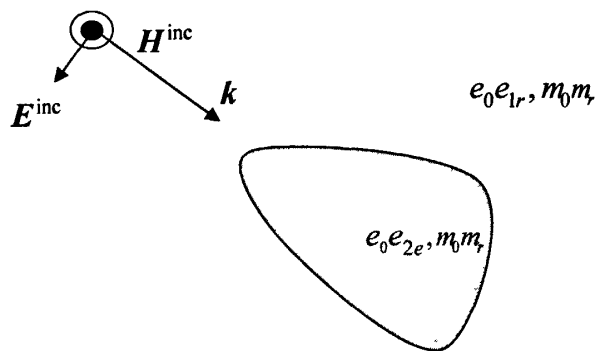


图 2.2 地下媒质中的异常体（埋设物）

一般都是多种成分的混合物是地下媒质一个特点，而且每一成分都会对介质的电磁特性产生影响，当中对媒质的影响最大的是水的含量。随着媒质中含水量的增大，地下媒质的衰减常数迅速地增大，介电常数也快速地增大。表（2.1.1）给出了电磁波在沙中的衰减与含水量和频率的关系，而表（2.1.2）则给出了电磁波在泥沙中的衰减与含水量和频率的关系^[27]，从他们当中可以很明显地看出随着含水量和频率的增加，电磁波的衰减也越厉害。表（2.1.3）给出了一组典型介质的相对介电常数和衰减率^[28]，从这个表中可以很明显地看到上述的结论。在一些特殊的情况下，我们是可以通过加水的方法来提高周围介质与目标的差异程度的，来改善雷达的探测效果。因为不同介质的电磁参量随含水量变化是不同的。从表（2.1.1）—表（2.1.3）可以看出，（1）含水量增大，介质的衰减常数和介电常数也随之增大，（2）介质介电常数和衰减常数会大大减小当含水量较大的介质处在冰冻的状态下，（3）不同地下媒质的衰减常数变化范围非常地大，（4）频率的增高衰减常数也随之增大。

表 2.1.1 电磁波在沙中的衰减(db/m)与频率和含水量的关系

含水量（%）	频率					
	2GHz	4GHz	6GHz	8GHz	10GHz	12GHz
0	1	3	10	20	32	48
5	15	48	99	189	252	336
10	33	106	218	396	537	714
15	54	171	358	628	870	1166
20	73	234	498	842	1205	1650

第二章 探地雷达基本原理

表 2.1.2 电磁波在泥沙中的衰减(db/m)与频率和含水量的关系

含水量 (%)	频率					
	2GHz	4GHz	6GHz	8GHz	10GHz	12GHz
0	5	—	23	23	23	24
5	19	—	99	150	210	300
10	36	—	194	394	474	655
15	55	—	295	592	832	1097
20	71	—	374	909	1262	1578

表 2.1.3 在频率为 100Hz 的情况下, 不同介质的衰减率和相对介电常数

介 质	衰减率(dBm ⁻¹)	相对介电常数 ϵ_r
空气	0	1
沥青—dry (干)	2-15	2-4
煤—(湿)	2-20	8-25
混凝土—(干)	2-12	4-10
混凝土—(湿)	10-25	10-20
淡水	0.1	81
淡水冰	0.1-2	4
花岗岩—(湿)	2-5	7
石灰石—(湿)	10-25	8
沙—(干)	0.01-1	4-6
沙—(饱和水)	0.03-0.3	20-30
砂岩—(湿)	10-20	5-10
海水	1000	81
海水冰	10-30	4-8
页岩—(饱和水)	10-100	6-9
冻雪	0.1-2	8-12
沙质土壤—(干)	0.1-2	4-6
沙质土壤—(湿)	1-5	15-30
粘土—(干)	0.3-3	4-6
粘土—(湿)	5-30	10-15

2.2 探地雷达的雷达方程与分辨率

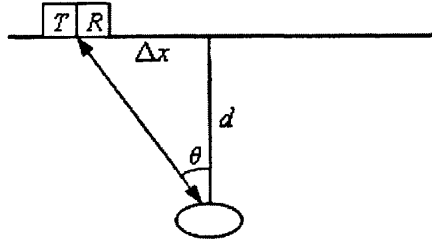


图 2.3 雷达水平分辨率的几何示意图

2.2.1 探地雷达的雷达方程

探地雷达可以借用探空雷达的雷达方程，因为探地雷达与探空雷达有着非常相似的工作原理。雷达的基本方程为^[29]：

$$P_r = \frac{P_t G^2 l^2 s}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.2.1)$$

其中 P_r 为接收功率， P_t 为发射机的发射功率， R 为雷达天线与目标之间的距离， G 为雷达的天线增益， l 为雷达的工作波长， s 为目标的散射截面。因为考虑到了它们二者之间的差别，所以雷达方程需作相应的修正。探地雷达天线与目标之间的几何示意图如图 2.3 所示，其雷达方程如下所述^[30]：

$$P_r = \frac{P_t G^2 l^2 s \cos^4 q}{(4\pi)^3 d^4} L_t L_p L_r e^{-2\alpha d \sec q} \quad (2.2.2)$$

其中 q 为垂直方向与雷达散射回波路径之间的夹角， d 为埋设物体的垂直深度， α 为地下媒质的吸收导致的电磁波衰减系数， L_r 为接收天线与大地的耦合损耗， L_p 为地下电波传播损耗， L_t 为发射天线与大地的耦合损耗。

当最小的接收功率 $P_{r\min}$ 等于接收机内部噪声时的距离为最大探测距离（最大探测深度） d_{\max} 时，而

$$P_{r\min} = k T_0 B_{\text{eff}} F_n \frac{S}{N} \quad (2.2.3)$$

其中 $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ， B_{eff} 为接收机的有效带宽， T_0 为接收机等效噪声温度， S/N 为信噪比， F_n 为接收机的噪声系数。

由式 (2.2.2) 及 (2.2.3) 可以得到最大的探测深度 d_{\max} 。

$$d_{\max} = \left[\frac{P_t G^2 L_t L_p L_r \sigma \lambda^2 e^{-2\alpha d \sec \theta}}{(4\pi)^3 k T_0 B_{\text{eff}} F_n \frac{S}{N}} \right]^{1/4} \cos \theta \quad (2.2.4)$$

从上面的式子中可以看出探地雷达的接收信号的大小除了与目标的深度、雷达天线的特征、雷达的发射功率和目标的散射截面积有关外，另外一个重要的原因就是地下媒质对电磁波的吸收作用，这也是地下媒质中电磁波衰减的主要原因，然而探地雷达的中心频率和地下媒质及其含水量主要决定了电磁波的衰减系数。对于确知的雷达系统，最大的探测深度主要由上面的因素决定，其最小接收功率是个未知的定量。

2.2.2 探地雷达的分辨率

分辨率决定了雷达分辨最小异常介质体的能力，因此它是雷达的一个重要指标。分辨率可以分为垂直分辨率与水平分辨率。

垂直分辨率是指探地雷达在时间上区分地下不同界面引起的脉冲回波波形的能力，用时间间隔表示为^[28]

$$\Delta t = \frac{1}{B_{\text{eff}}} \quad (2.2.5)$$

式中 B_{eff} 为接收信号频谱的有效带宽。Dt 为双程时间，转换为深度时，我们应取单程时间，则探地雷达垂直分辨率为：

$$Dh = \frac{uDt}{2} = \frac{u}{2B_{\text{eff}}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r} f_c} \quad (2.2.6)$$

式中 f_c 为天线的中心频率， u 为电磁波在媒质中的传播速度，如果 Dh 越小，探地雷达的垂直分辨率就越高。

从式子 (2.2.6) 可见，(1) 雷达的垂直分辨率会提高，当介质中的电磁波传播速度减小时，即在介电常数越大的介质中，雷达的垂直分辨率越高；(2) 雷达的垂直分辨率较高，当接收信号频谱的有效带宽 B_{eff} 较大时。而 B_{eff} 取决于发射信号的带宽同时，同样还受地下媒质的影响。脉冲波在地下媒质的传播过程中，因为媒质色散的影响，高频分量迅速地衰减，脉冲就会越来越宽，因此 B_{eff} 下降。所以，深度越深，分辨率越低。此外， B_{eff} 还受接收电路带宽的影响。

对于探地雷达系统而言，地下媒质的影响是无法调整因为是外部因素，所以要提高雷达的分辨率，就必须采用相应的宽带接收电路及提高雷达的发射信号带

宽。

虽然探地雷达的天线系统是收发分置的，但从数学上来说，我们可以把它看成收发合置的天线系统。是因为它们之间间隔很近。决定水平分辨率的主要因素是天线的方位图和地下媒质对电磁波的衰减等。假定该系统从埋设物体的上方沿水平方向移动时，如图 2.3 所示。衰减常数为 a ，假设接收信号功率衰减按距离 4 次方成反比的话，接收到信号正比于 $\cos^4 \theta e^{-2ad \sec \theta} / d^4$ 。水平分辨率由接收功率的半功率点的宽度决定，则探地雷达的水平分辨率 D_x 可近似的由下面的式计算：

$$D_x = 4d \sqrt{\frac{\ln 2}{2 + ad}} \quad (2.2.7)$$

式子中 a ， d 与为衰减系数和垂直深度， D_x 越小，探地雷达水平分辨率就越高。当 ad 很大时，上面式子就可简写为

$$D_x = 3.3 \sqrt{d/a} \quad (2.2.8)$$

从式子 (2.2.7) 和 (2.2.8) 可以看出，衰减系数越大，探地雷达的水平分辨率越高，探地雷达的水平分辨率越低当埋设物体越深。

2.2.3 探测深度与分辨率

由分析可见，分辨率与探测深度是相互制约的。从公式 (2.2.2) 可以看出，探测深度主要由衰减系数决定对于一个确定的雷达系统来说，探测深度越浅当衰减系数越大时，而衰减系数主要由媒质的电性能参数和雷达的中心频率决定。而对于确定的探测情况下，降低电磁波的频率是增加探测深度的有效方法，也就是加大脉冲宽度，但是这样会导致 B_{eff} 的减小从而带来分辨率的下降；反之，要提高分辨率，就要减小脉冲宽度，但是这样探测深度会减小。所以，实际应用中必须在分辨率和探测深度之间做出个适当的选择。不过，我们可以通过增大发射功率一定程度上来增加雷达探测深度，缓和探测深度与分辨率之间的矛盾，但这样又会使体积、重量随之增大，系统功耗增大，不利于野外工作。表 2.2.1 给出了 SIR-10 型雷达在频率为 100MHz 时实例统计的探测深度^[29]。我们从表 2.2.1 可以看出，对于确定的天线中心频率，探地雷达探测深度主要由媒质及其含水量来决定的。

表 2.2.1 频率为 100MHz 时实例统计的探测深度

岩 性	电阻率 ($\Omega \cdot m$)	探测深度 (m)
基岩花岗岩	7000—15000	20—50
基性岩	7000—15000	20—50
辉长岩	10000—40000	30—50
石 英	5000—10000	20—50
	20000—80000	25—40
土壤粗沙 (干)	1000—5000	10—15
卵石 (湿)	5000—20000	15—30
沙 (干)	200—1000	5—10
(湿)	400—2000	5—10
	30—200	3—8
粉沙 (干)	1000—15000	10—20
(湿)	200—10000	5—10
耕作土 (干)		
(湿)		

2.3 探地雷达的接收数据类型

我们根据扫描的维数可以分成三种类型探地雷达接收的数据：A、B 和 C 扫描，如图 2.4 所示这三种扫描数据的形成过程。如图 2.5 所示当中实测数据的 A-scan，它是一时间（采样点）-幅度图，它表示了探地雷达天线接收到的单脉冲回波波形在地面某一具体位置。如图 2.6 所示 B 扫描是个二维图像，由一组在水平方向的 A 扫描数据所组成，它表示的是探地雷达天线扫描得到的雷达图像在 Y 轴某一具体位置沿着一直线（X 轴）。如图 2.7 所示 C 扫描是三维图像，它是由一组在 Y 轴上的 B 扫描组成。它相应的数学表达式为：

A 扫描：

$$f_A(z) = f(x, y, z) | x = x_0, y = y_0, z = 1:N \quad (2.3.1)$$

其中 x_0 和 y_0 为 X 轴和 Y 轴上的某一具体位置，N 值我们一般选择为：128, 256, 512, 1024。

B 扫描：

$$f_B(x, z) = f(x, y, z) | y = y_0, x = 1:M, z = 1:N \quad (2.3.2)$$

其中，为了后续使用小波分析的方便， M 我们一般选择为 2^n 。

C 扫描：

$$f_C(x, y, z) = f(x, y, z) | x = 1:M, y = 1:K, z = 1:N \quad (2.3.3)$$

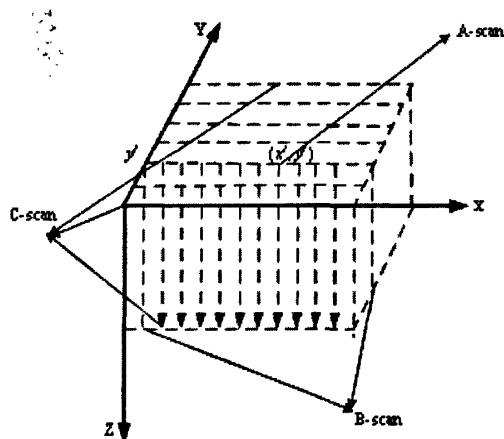


图 2.4 三种数据形式的基本示意图

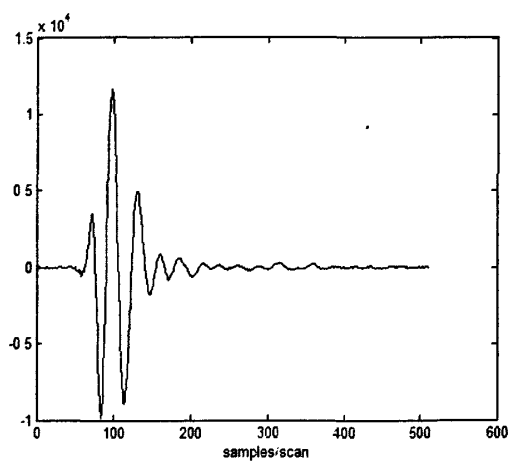


图 2.5 探地雷达 A-scan 示意图

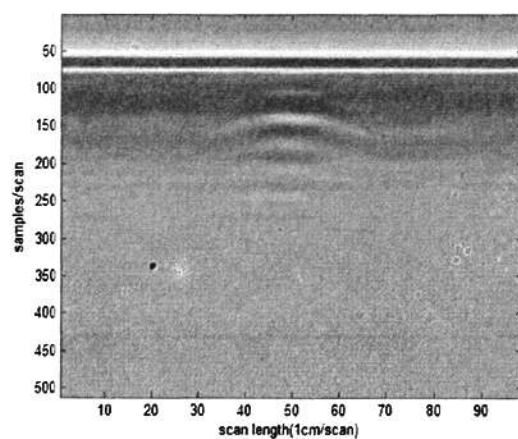


图 2.6 探地雷达 B-scan 示意图

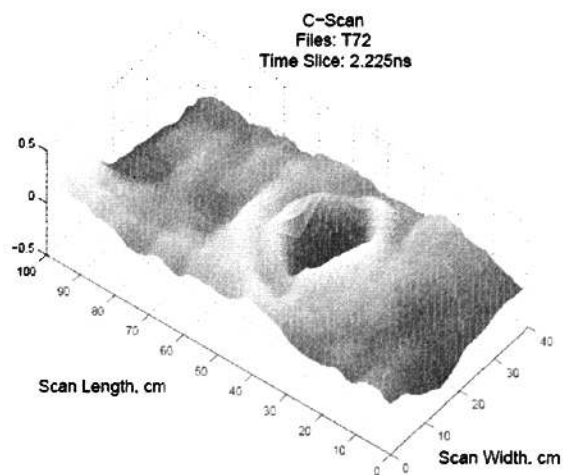


图 2.7 探地雷达 C-scan 示意图

第三章 探地雷达回波信号杂波抑制算法

3.1 引言

使用探地雷达对地下物体进行检测其实是非常简单的：地下所有物体会产生回波信号，地下介质的不均匀也会产生回波信号。因为探地雷达是准双站体制，发射天线发射的电磁波通过地面直接到达接收天线的直达波的能量非常大，而且有很强的相关性。所以，很强的噪声常常掩盖目标信号。所以探地雷达信号处理的首要任务就是抑制探地雷达杂波信号^[31-36]。

H. Brunzell 假定回波信号由接收机噪声、背景噪声和目标信号组成，同时假设当雷达在光滑的表面上移动时，产生的背景噪声是缓变信号，我们可以看成一未知的确定性信号（非随机信号），然而噪声为高斯白噪声，它们与目标信号是独立相加^[37-39]。L.V. Kempen 等假定回波信号由噪声和目标信号组成，两者是独立相加模型，我们然后利用 wiener 滤波器去噪和反卷积来改进雷达回波信号的解^[40-42]。以上方法都是假定了回波信号在整个信号采集过程中是近似平稳的和接收回波信号的独立相加模型。可实际上探地雷达回波信号主要由三部分组成：(1) 杂散回波信号主要包括由于地下分层介质的不均匀行产生的散射回波信号和发射天线的地磁泄露导致的信号直接由发射线性到达接收天线（直达波）。而且，探地雷达接收的回波信号是非平稳的，因为杂散回波信号信号具有很强的非平稳特性。(2) 接收机内部噪声和雷达附近其它信号源产生的干扰信号。(3) 目标回波信号，即层界面反射信号。

去除探地雷达图像中的非层界面反射信号就是抑制探地雷达杂散信号，提高探地雷达图像的信噪比，这样就可以提高层界面检测的精度。地下介质的非均匀等产生的杂散信号及地表反射的回波信号通常是探地雷达杂散信号的抑制重点，对于天线间的电磁泄露所产生的杂散信号我们不做重点研究。对于实际使用的探地雷达，一般由天线间的电磁泄露产生的杂散信号在一次测量中的各个 A 扫描数据上出现的幅度与时间均相等，它是一个确定性信号，它是可去除的通过天线设计及对探地雷达图像中的每个 A 扫描数据减去一个确定性信号等方法。

[M. Fritze,1995; R. Ekstein,1997]对合成的探地雷达回波信号进行杂散信号的

抑制使用了几种滤波算法, 其中这个合成的探地雷达回波信号包括一些背景噪声信号和一个绕射双曲线, 并且对这几种滤波算法进行了比较^[43-44]:

(1) 均值法: 将一次测量中的每个 A 扫描数据求和取平均得到的信号我们作为背景噪声, 然后将各个 A 扫描数据再减去这个背景噪声, 即对于一 B 扫描数据, 该二维矩阵为 $N \times M$, 其中 N 为每个 A 扫描数据的采样点数, M 为 B 扫描数据中包含的 A 扫描数据的总数, 则均值法的数学表达式为:

$$\hat{x}_j(i) = x_j(i) - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M x_j(k) \quad (3.1.1)$$

其中 $j=1, 2, \dots, M$, $i=1, 2, \dots, N$; x 为原始的 B 扫描数据, \hat{x} 为处理后的 B 扫描数据。

传统上最简单且常用的杂散信号抑制的方法就是均值法, 但是它只能去除水平方向的背景杂散信号。均值相减法往往得不到好的效果当雷达在移动过程中的抖动或地面凹凸不平时。采用均值法对 DeTeC 的实验室采集的数据 (如图 3.1 所示) 进行了背景去噪, 其结果如图 3.2 所示。

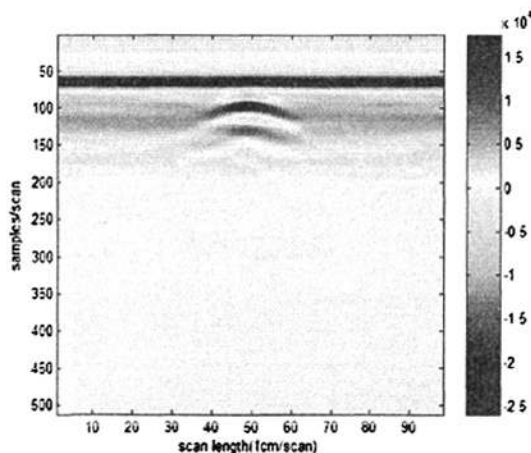


图 3.1 原始地雷图像

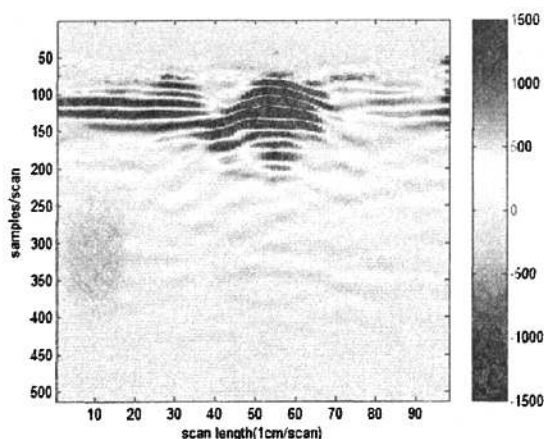


图 3.2 采用均值背景噪声消除法后的地雷图像

- (2) 频率-波数域滤波 (F-K Filtering)。该方法结果不佳而且计算代价非常高。
- (3) 使用水平的 Butterworth 高通滤波器能有效地去除各种杂散信号,但它同时也会改变绕射双曲线的形状,这样就会降低这个方法的有效性。
- (4) 离散小波变换,采用 Donoho 和 Johnstone 统一阈值对经过离散小波变换的探地雷达数据进行去噪。它采用的全局阈值 T 的表达式为:

$$T = s \sqrt{2 \ln N} \quad (3.1.2)$$

式中 s 为噪声的标准方差, N 为信号的长度。这些系数被设置为 0 当探地雷达回波信号的离散小波变换系数小于全局阈值 T 时,然后用去噪后的系数进行小波重构。

3.2 原始数据预处理 (滑动平均法)

探地雷达经常收到与目标无相关或者干扰的信号。这是因为探地雷达数据在采集时候,高频电磁波要通过介电特性不同的复杂介质,而不像探空雷达电磁波通过的介质比较的单一,而且探地雷达高频电磁波经过的介质的温度,湿度等也都不同。所以不仅仅是硬件系统的性能决定了探地雷达技术是否有用,它还取决于信号处理和数据解释技术。探地雷达探测过程中,常使用宽频带记录为的是取得更多反射波特征。探地雷达回波剖面图不能直接清晰地反映目标体,这是因为探地雷达记录下了各种有效波的同时,由于使用宽频带记录因此也记录下了各种干扰噪声。同时没有经过处理的剖面图是不可能正常地解释,探地雷达波在传播

时会衰减,且波幅会有很大的减小。因此必须对回波信号处理,主要的处理过程有目标检测,成像,识别和介质分层,这样可以改善数据质量为进一步地解释提供清晰图象。但我们还是要在此前加信号预处理工作,有直达波抑制和噪声抑制等。本课题的 GPR 接收的原始数据是个图象矩阵,也是一个 512×3366 的数据矩阵,其中他有 3366 个列,每个列有 512 个取样点。探地雷达扫描到路面地下内部层有三层。给原始探地雷达数据预处理后,我们以后要做的工作是用阈值法对路面地下内部三层进行层界面检测,利用检测结果求到需要的幅值,然后求到土壤介电常数,进一步去求取土壤含水量。

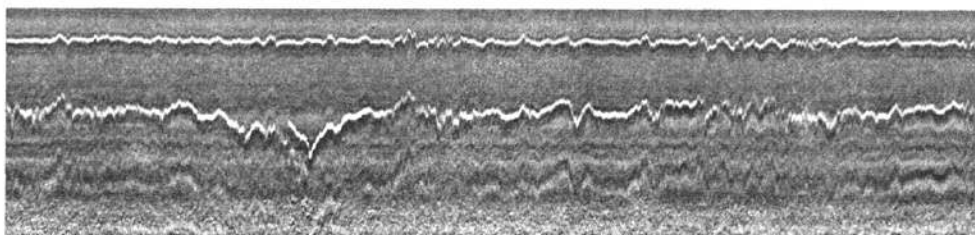


图 3.3 原始数据灰度成像图

为了使得探地雷达目标回波得以相对地加强,有效地对有用的数据处理及有利地探测地下介质,我们要对探地雷达原始数据进行预处理,即去除探地雷达数据中的非目标回波及抑制探地雷达杂波。地表回波,地下介质非均匀产生的回波及天线直耦波是常见的三种杂波。因为层界面检测通常受到杂波阻碍及干扰,所以我们必须除去杂波利用对探地雷达原始数据进行预处理方法。此外,我们这里要先消除测量信号中的不确定噪声的起伏使用滑动平均法因为滑动平均滤波器可以快速平滑噪声图象。

我们假设信号模型用一个 P 阶差分方程来描述:

$$y(n) + a_1 y(n-1) + \dots + a_p y(n-p) = w(n) + b_1 w(n-1) + \dots + b_q w(n-q) \quad (3.2.1)$$

等式中方差为 σ_w^2 的白噪声, $y(n)$ 为我们研究的信号序列, $w(n)$ 为零均值。当 $a_i = 0, i=1, 2, 3, \dots, p$ 时, 这个模型就成了滑动平均模型。

模型差分方程及系统函数分别用下面的式表示:

$$y(n) = w(n) + b_1 w(n-1) + \dots + b_q w(n-q) \quad (3.2.2)$$

$$H(z) = 1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_q z^{-q} \quad (3.2.3)$$

滑动平均模型是一个全零模型,因为它没有原点以外的极点只有零点。如果

要滑动平均模型是个可逆的最小相位系统，那么它的零点就必须全在单位圆内部。

平滑探地雷达原始图象数据，就可以有效地抑制信号中的杂波，我们可以从图 3.5 的 a,b 相对比中发现，原始信号图象进行平滑后原始图象中的杂波成分明显被滤除了。我们也可以从第 1257 列数据平滑前后波形比对中发现，图 3.4 的 a 图是没有滑动平均的第 1257 列探地雷达原始信号波，从图形中可以明显发现信号波是被干扰了的，不够平滑，而 b 图中滑动平均后的波形，连续性就很好，去除了干扰。

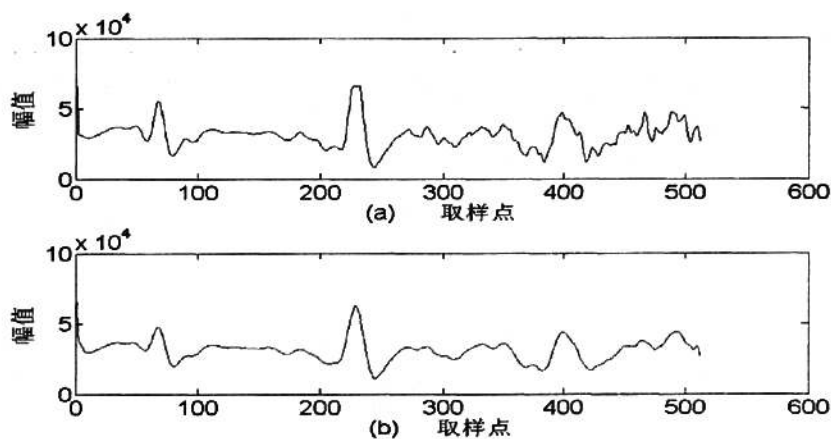


图 3.4 (a) 第 1257 列探地雷达原始信号波 (b) 其滑动平均后的波形

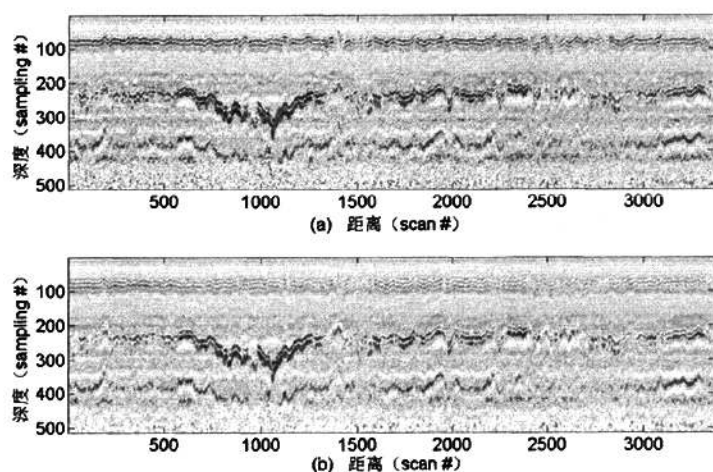


图 3.5 (a) 探地雷达原始信号图像 (b) 原始信号图象进行平滑后的图像

3.3 基于小波包的杂波抑制算法

文中将采用小波包阈值去噪和基于信息熵的最佳基选择相结合来对 B 扫描数据中的各个 A 扫描数据进行小波包最佳基去噪,这些都是在自适应背景噪声消除的基础上。

小波包在信号的整个带宽内选择性的去除小于某个阈值的噪声,然后再对信号进行小波包重构。采用小波包对信号进行子空间分解,自适应地去除噪声在保持目标特征的同时。D.L. Donoho^[45-46]提出了去除噪声的准则函数,也就是阈值的选择标准。小波包中包含了多组 $L^2(\hat{A})$ 的规范正交基,根据什么评价标准来确定和选择最优基对于具体信号 $f(t)$ 来说?这当然与信号的分解目的和性质有关。Coifman 与 Wickerhauser^[47]提出了最佳基选择算法在去噪和信号压缩方面的应用。信号压缩方面的应用的评价标准应是使所谓的“信息代价函数”最小。然而如此这样,这里可供选择的信息代价函数仍然很多。例如,超过一定阈值的系数的数目、对数熵、 l_p 范数 ($p \in 2$)、能量对数等都可以采用。

3.3.1 最优小波包基的选择

最佳小波包将时频空间分成了最适应于逼近一特定信号的基本原子。对于一有限维 (N 维) 信号空间中规范正交基的并所构成的基字典:

$$D = \bigcup_{\lambda \in \Lambda} B^\lambda$$

对于每一规范正交基都包含了 N 个向量:

$$B^\lambda = \{\psi_{m,\lambda}\}_{1 \leq m \leq N}$$

这些基字典中包含多于 $2^{N/2}$ 个基,所以对应于 f 的最佳基使花费

$$C(f, B^\lambda) = \sum_{m=0}^{N-1} \Phi \left(\frac{|\langle f, \psi_{m,\lambda} \rangle|^2}{\|f\|^2} \right) \quad (3.3.1)$$

极小化。当中 $\Phi(\cdot)$ 为代价函数, $\|\cdot\|^2$ 为 l_2 范数。通过穷举搜索来逐个比较所有小波包它需要多于 $N2^{N/2}$ 次的运算,因此以使上述花费到极小的这种方法是笨拙的,实际不可行由于其计算量过大。而 Coifman 和 Wickerhauser 利用基字典的树结构通过快速动态规划算法来寻找最佳基仅需要 $O(N \log_2^N)$ 次运算。

一个二元树就是一个正交的基字典,如果它满足下列条件:

(1) 基向量所组成的子集等价于非负整数集 Z_+ 中一个具有如下形式的子集合

$$I_{j,n} = \{2^j n, \dots, 2^j(n+1)-1\}; j \in Z, n \in Z_+$$

(2) 若 $U_{j,n}$ 是与 $I_{j,n}$ 等价的子空间, 则 $U_{j,n} = U_{j-1,2n} \oplus U_{j-1,2n+1}$;

(3) 字典中的每一个正交基对应于 Z_+ 的一个由 $I_{j,n}$ 组成的不相交的覆盖。

在小波包的二元树中, 每一节点对应于一个空间 W_j^k , 这个空间有一个小波包正交基。该空间被分解成为位于子节点上的两个正交子空间:

$$\Omega_j^k = \Omega_{j+1}^{2k} \oplus \Omega_{j+1}^{2k+1} \quad (3.3.2)$$

除 B_j^k 以外, 我们可以用 W_{j+1}^{2k} 和 W_{j+1}^{2k+1} 的正交基的并构造 W_j^k 的一个正交基。二元树的根对应一个 N 维空间, 对于小波包基, 这个空间是 Ω_L^0 , 其中 $2^L = N^{-1}$ 。

f 在 $B = \{\psi_m\}_{0 \leq m \leq N}$ 的 $M \leq N$ 个正交向量上的花费我们定义为如下的部分和:

$$C(f, B) = \sum_{m=0}^{M-1} \Phi \left(\frac{|\langle f, \psi_m \rangle|^2}{\|f\|^2} \right) \quad (3.3.3)$$

对于两个正交空间的规范正交基 B^0 和 B^1 , 上面所述花费在如下意义下是可加的:

$$C(f, B^0 \cup B^1) = C(f, B^0) + C(f, B^1) \quad (3.3.4)$$

子空间 W_j^k 的最优基 O_j^k 是在能用树向量构造出来的 W_j^k 所有基中使得花费最小的。

设 C 为一可加的花费函数, 则:

$$\begin{aligned} O_j^k &= O_{j+1}^{2k} \cup O_{j+1}^{2k+1} & \text{if } C(f, O_{j+1}^{2k}) + C(f, O_{j+1}^{2k+1}) < C(f, B_j^k); \\ &= B_j^k & \text{if } C(f, O_{j+1}^{2k}) + C(f, O_{j+1}^{2k+1}) \geq C(f, B_j^k); \end{aligned} \quad (3.3.5)$$

在树根处的空间的最佳基我们可以通过自上而下地寻找树上所有空间 W_j^k 而获得。

使用小波包对探地雷达数据进行杂散信号抑制, 我们首先要把每个 A 扫描数据完全分解成一系列的基字典, 然后使用基于信息熵来选取阈值, 然后决定要去除哪些小波包基系数。Coifman 和 Wickerhauser 定义了在第 j 层第 n 个子空间的熵 v_j^n :

$$v_j^n = - \langle p_j^n, \ln p_j^n \rangle \quad (3.3.6)$$

其中 $p_j^n = \left\{ |C_{j,1}^n|^2, |C_{j,2}^n|^2, \dots, |C_{j,2^{j-j}}^n|^2 \right\}$, $C_{j,k}^n$ 第 j 层第 n 个子空间内的第 k 个小波包系数, $k=1, 2, \dots, 2^{J-j}$, $J = \log_2 N$, $j=1, 2, \dots, J$; $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 表示的是向量的内积。

所以, 最优小波包基的获取过程如下:

- (1) 使用小波包对信号 f 进行完全地小波包分解;
- (2) 使用式 (3.3.6) 来计算小波包树中的每个子空间的熵;
- (3) 使用公式 (3.3.5) 自底向上对两个子空间与其母空间的花费进行比较, 如果两个子空间的花费大于母空间的花费, 则删除这两个子空间, 否则, 使用子空间的花费代替母空间的花费。
- (4) 如步骤 3 逐步右推及逐级上推, 直到最高一级为止。

3.3.2 小波包噪声标准方差的估计

采用硬阈值对小波包树中的每个子空间去除噪声系数在使用最优基选择算法构建了最优的小波包树后。D.L. Donoho 提出了阈值的选择标准, 这个全局阈值与式 (3.1.2) 一致。然而信号与噪声的标准方差都是未知的在实际信号处理应用中, 因此首先要估计噪声的方差在使用全局阈值去噪前。噪声的小波系数具有随尺度的增大而快速衰减的特点在小波分解过程中。所以, 小尺度上的小波系数集中反映了信号高频部分 (主要是噪声) 的能量。尤其是信号的小波系数被淹没在噪声的小波系数中在最小分解尺度上, 我们可以根据这个特性来估计信号中的噪声的标准方差。文献^[48-49]中介绍了利用小波系数的区域相关性来估计噪声的标准方差。相似地, 我们也可以借鉴小波噪声的标准方差估计的方法用来估计小波包噪声的标准方差。

定义尺度间的相关计算式为:

$$Corr_l(j, n) = \prod_{i=0}^{l-1} W(j+i, n) \quad n=1, 2, \dots, N \quad (3.3.7)$$

式中 $W(j, n)$ 为小波变换系数, j 为尺度, $l < J - j + 1$, J 为最大分解尺度, 一般选择 $l = 2$ 。当 $l = 2$ 时, 尺度间的相关系数为:

$$Corr_2(1, n) = W(1, n) \cdot W(2, n) \quad (3.3.8)$$

对尺度相关系数进行归一化处理, 可得:

$$NewCorr_2(j, n) = Corr_2(j, n) \sqrt{PW(1, n) / PCorr(1, n)} \quad (3.3.9)$$

当中,

$$PW(1, n) = \sum_n W(1, n)^2 \quad (3.3.10)$$

$$PCorr(1, n) = \sum_n Corr(1, n)^2 \quad (3.3.11)$$

归一化的尺度相关系数和最小分解尺度上的小波系数进行比较, 若

$|NewCorr_2(j,n)|^3 |W(1,n)|$ ，则 $W(1,n) = 0$ ；否则， $\hat{W}(1,n) = W(1,n)$ 。假定通过上述的判断过程，去除了 K 个小波系数，则噪声的 s 可估计为：

$$s = \sqrt{P\hat{W}_1/(N-k)/\|g\|} \quad (3.3.12)$$

式中 $\|g\|$ 为高通滤波器的范数。

然后我们使用该全局阈值对最优的小波包树每个子空间去除噪声，就是当子空间中的小波包系数 $C_{j,k}^n < T$ 时， $C_{j,k}^n = 0$ 。再使用去噪后的小波包系数进行信号的重构。

图 3.6 给出了原始波形，和小波软阈值去噪后的波形，从图中对比可以发现小波包杂波抑制后波形明显连续平滑，去除了噪音部分影响。

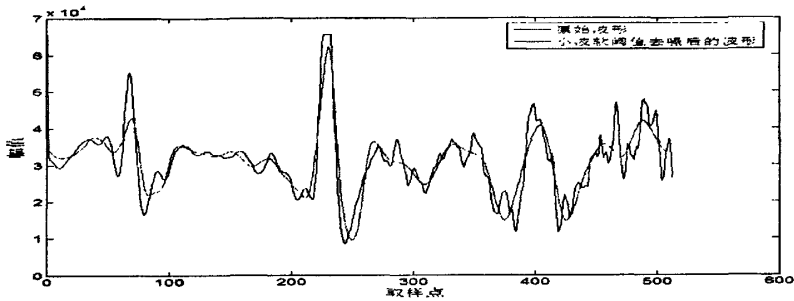


图 3.6 基于小波包的杂波抑制

因为探地雷达接收机采集的原始数据中，不仅仅是只有目标回波信号一种，同样，还伴随有了杂散回波信号，接收机内部噪声等等。如果就这样直接使用原始探地雷达数据来进行层界面的检测，则会出现有很高的误警率。滑动平均法和基于小波硬阈值的杂波抑制算法其实都是用来处理原始探地雷达数据的，抑制掉原始数据的杂波噪声。使用滑动平均法抑制杂波得到的图 3.4，图 3.5 和使用基于小波硬阈值的杂波抑制算法得到的图 3.6。通过对图形的比较分析，发现使用这两种方法都是可以达到抑制杂波噪声的作用。而杂波噪声被抑制后得到的探地雷达信号，我们就可以用来做层界面检测（为求取每层层界面反射信号的幅度作好准备，而每层层界面反射信号的幅度值是用来反演介电常数的，最后反演得到含水量）。因为被去除干扰，所以我们进行层界面检测的结果就会更准确。

第四章 层界面检测

4.1 引言

含水量分析的这个章节主要工作是层界面检测，也就是检测上一章节杂波抑制后得到的探地雷达数据。路面结构有三层，第一层是空气-沥青层；第二层就是土壤层，也就是我们要来分析含水量的一层。因为我们要用介电常数和含水量的经验公式来分析第二层（土壤层）含水量的结果，所以我们首先必须要得到该层的介电常数数据。而本论文用来求取第二层（土壤层）介电常数的方法是回波振幅法（求到每层层界面反射信号幅度，然后通过公式反演出第二层的介电常数）。用层界面检测就可以检测出我们需要的每层层界面反射信号，这里我们介绍的用来层界面检测的方法主要有阈值检测和时延估计算法。

由异常体或者不同层界面反射产生的各类探地雷达脉冲时延信号就是探地雷达回波信号。超宽带雷达信号从发射器到接收器信号脉冲变形非常厉害，而探地雷达回波信号中界面反射脉冲和入射脉冲基本一致，这样就形成了鲜明的对比。但主要原因有两点：第一探地雷达脉冲波长比，反射的目标（层界面）非常大；第二，GPR 脉冲传播路径相对比较的短（通常整个路面层厚度不超过一米）。相邻反射的重叠通常是产生探地雷达反射脉冲仅有变形的原因。所以，探地雷达信号 $y_r(t)$ 时域表达式可用下面等式来表示：

$$y_r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i x(t - \sum_{j=0}^i t_j) + n(t) \quad (4.1.1)$$

式中 N 是路面内部层的总层数， $x(t)$ 是探地雷达随机脉冲， t_j ($i = 0, 1, \dots, N-1$) 是反射时延或双程旅行时间， $n(t)$ 是加性噪声， A_i ($i = 0, 1, \dots, N-1$) 是反射脉冲的相对幅度。

路面浅层每层含水量，介电常数，病害检测和特征提取系统的性能都由层界面检测的性能决定了，所以层界面检测是探地雷达技术数据分析的基础。所以，我们必须检测出每层层界面上的反射脉冲为了分析探地雷达数据。探地雷达数据分析的最重要的一个步骤就是检测层界面反射。产生错误的层数是由检测反射脉冲的错误导致的，进而产生错误的层厚度，这一类错误可以分为两种：

- (1) 第 I 类错误叫虚警，也叫误警。雷达（或其他检测系统）会被误认为

发现目标当噪声信号的幅度超过检测门限时，这种错误称为“虚警”。对于探地雷达来说，这种错误通常只产生于反射脉冲与噪声水平相当的情形下。

(2) 第II类错误叫漏警。有噪声干扰的情况下，目标回波信号会被误判为没有目标当目标回波信号幅度低于检测门限时，这种错误称为“漏警”。对于探地雷达来说，这类错误产生于反射脉冲跟噪声一样小或反射脉冲的重叠的情形下。

通常用误警率和检测概率来度量信号检测器的性能。好的检测器能在保证很高的检测率的同时有最小的误警概率。我们也应该考虑另外的性能参数当检测的信号含有多个脉冲时。脉冲检测的解析度就是这个参数，它表征相邻两个脉冲间的最小时延，这个时延可以确保反射脉冲的检测成功。

检测层反射我们既可以看作是估计问题，也可以看作是检测问题。检测器的检测性能通过误警率 P_f （或误检比例）和检测概率 P_d （或成功检测的比例）来估测时，漏检率 P_m 与检测率 P_d 成下列关系：

$$P_m = 1 - P_d \quad (4.1.2)$$

因此高的漏检率等于了低的检测率，同样，高检测率等于了低漏检率。误警率接近0而检测率接近1的检测器是好的检测器是我们理论上要求的。但实际上，奈曼—皮尔逊准则才是我们实际上的一个定义检测器是否优良的准则。使用奈曼—皮尔逊准则，我们设计一个检测器达到最大的检测概率但前提是误警率要先选到所能承受的最大的概率。

4.2 常用的层界面检测算法

4.2.1 匹配滤波器

匹配滤波器的传输函数可以表示为：

$$h(t) = s(T-t) \quad (4.2.1)$$

其中，T 是信号 $s(t)$ 的长度；

把被测回波信号 $r(t)$ 带入匹配滤波器传输函数 $h(t)$ 就可以得到匹配滤波器的输出表达式：

$$y_{MF}(t) = r(t) * h(t) = \sum_{\tau} r(\tau)h(t-\tau) = \sum_{\tau} r(\tau)s(T-t+\tau) \quad (4.2.2)$$

振幅估计时，匹配滤波器设定了一个阈值 S_t ，表达式如下：

$$S_t = \text{erfc}^{-1}(P_f)\sqrt{\sigma^2 E} \quad (4.2.3)$$

匹配滤波器检测信号的流程图如下：

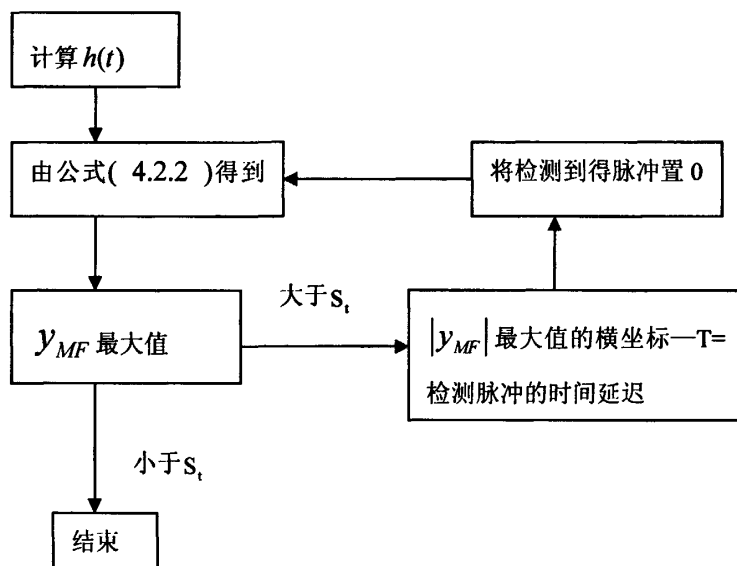


图 4.1 匹配滤波器检测信号的流程

4.2.2 阈值检波法

最简单的用于检测掩埋在噪声中的信号的检测法是阈值检测。阈值检测是对比分析信号的值来确定一个阈值，然后它用来判断信号是否存在根据这个分析信号是否超过了设定的阈值。这种检测方法假设了最小目标反射波值大于噪声值，这样才适合用阈值法。但是，如果所选择的阈值太小了，误警率将出乎意料地发生了。

对于探地雷达数据，反射脉冲可能比入射脉冲有不同极性。就必须使用两个阈值：正阈值用来检测正的反射波并且负阈值用来检测负反射波。这种办法导致至少要检测三个峰值（一个正峰值被两个负峰值包围，那么一个负峰值就被两个正峰值包围）对应于每个反射脉冲。虽然获取的峰值可以组合形成一个实用检测脉冲。但这个过程是繁琐的，因为不同数量的峰值从每个脉冲中检测出，尤其对于低幅值反射波。

如果用包络检测器在使用阈值检测前，那么多峰值问题就能消除。包络检测器通常用于调幅通信系统来提取调制包络并剔除高频载波信号。尽管探地雷

达信号是由超宽带脉冲构成的，但没有载波频率，一个包络检测器提供这样类型的信号将仍然提取包络来描述幅值的变化规律。数学上，任何实信号 $x(t)$ 的实包络 $x_e(t)$ 被定义为对应分析信号的大小，像如下给出：

$$x_e(t) = |x_a(t)| = |x(t) + j\hat{x}(t)| \quad (4.2.4)$$

这里 $x_a(t)$ 和 $\hat{x}(t)$ 是分析信号和信号 $x(t)$ 的 Hilbert 变换信号。

有一个包络检测器，脉冲可以被检测出来如果分析信号的包络幅值超过了根据高于噪声值而定的设定阈值。如果一个信号包络被确定是正极的，那么只要一个正阈值就可以了。

用来找到探地雷达分析信号的包络的局部极值的算法如下：(1)用等式 (4.2.4) 计算出不同信号 $d(t)$ 的真实包络；(2)找到包络的极值；(3)与选定的阈值 v_i 对比，如果极值小于阈值，那么结束检测步骤。否则，把极值的时延作为检测脉冲的时延 t_j 。对于雷达数据分析，用于阈值检测的阈值通常依靠奈曼-皮尔逊标准来选择的。有了这个标准，误警率可以像应用中可容忍的大小一样来选择。检测器可以设计到最大检测概率。如果噪声淹没于探地雷达信号，噪声假设为方差为 σ^2 的白高斯，然后在包络检测输出将有一个瑞利概率密度公式如下：

$$P(u) = \frac{u}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) \quad u \geq 0 \quad (4.2.5)$$

当噪声值大于选定阈值，误警率就产生。因此，误警率 P_f 是噪声超过阈值的概率，在等式中给出了，

$$P_f = P(v_i < r < \infty) = \int_{v_i}^{\infty} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) dr = \exp\left(-\frac{v_i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.2.6)$$

这里 v_i 是选定的阈值。从等式 (4.2.6) 中，检测阈值可以被确定，由误警率找出根据如下方程：

$$v_i = \sqrt{-2\sigma^2 \log P_f} \quad (4.2.7)$$

等式 (4.2.7) 中显示用于检测工程中的阈值依赖于噪声功率。实际上，噪声方差 σ^2 可以从探地雷达信号中估计出依靠假设信号最后分割的仅由噪声组成。

使用层界面检测检测出我们需要的层界面检测曲线，如图 4.2 所示。并得到了我们用来分析含水量的每层层界面上的反射脉冲信号图（图 4.3，图 4.4，图 4.5）

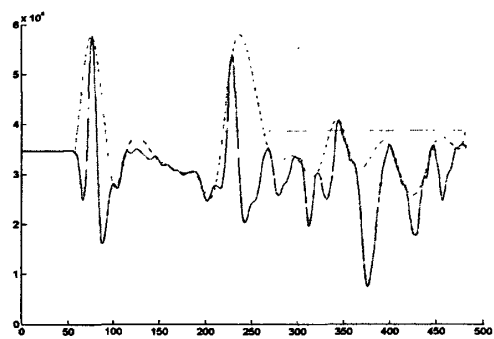


图 4.2 层界面曲线

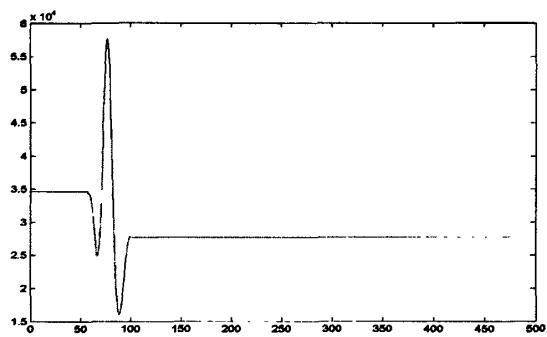


图 4.3 空气-沥青层层界面反射信号波形

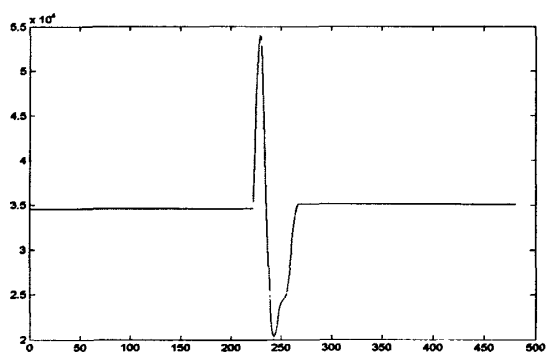


图 4.4 第二层层界面反射信号波形

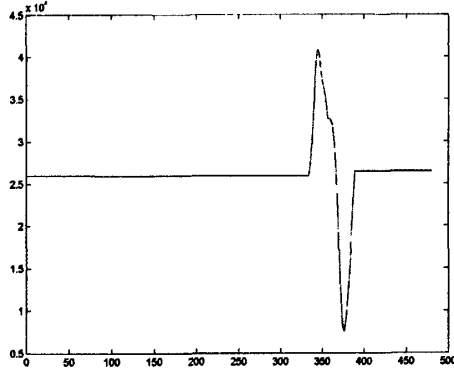


图 4.5 第三层层界面反射信号波形

4.3 层界面平滑

Savitzky-Golay 和小波包滤波两种方法用来对层界面反射波波峰波形进行平滑滤波。在比较之下, Savitzky-Golay 滤波更好。

通过在点 x_i 左右两边取一定数量个点的值进行平均, 得到与点 x_i 相对应的平滑数值 g_i [13] 是 Savitzky-Golay 滤波的主要思想。比较一般的方法是使用固定数量的点来拟合成为一个多项式, 又由 x_i 点上的多项式的值然后给出平滑数值 g_i 。这是相对于最简单方法求滑动平均而言的比较一般的方法。我们假设 x_i 右边有 n_R 个数据点, 左边有 n_L 个数据点, 我们得到 $g_i = p_i(x_i)$, 是 $p_i(x)$ 为了通过 $n_L + n_R + 1$ 个点进行的最小二乘意义下拟合的 M 阶多项式, 如下

$$g_i = p_i(x_i) = \sum_{k=0}^M b_k \left(\frac{x - x_i}{\Delta x} \right)^k \quad (4.3.1)$$

等式中间距 $\Delta x = x_{i+1} - x_i$ 。我们必须确定系数 b_k , 为的是用测量数据 f_j 在最小二乘意义下拟合成 $p_i(x)$, 使

$$\sum_{j=i-n_L}^{i+n_R} (p_i(x_j) - f_j)^2 = \min \quad (4.3.2)$$

定义矩阵:

$$A = \begin{pmatrix} (-n_L)^M & \cdots & (-n_L) & 1 \\ \vdots & & & \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & & & \\ n_R^M & \cdots & n_R & 1 \end{pmatrix} \in R^{(n_L+n_R+1) \times (M+1)} \quad (4.3.3)$$

$$b = \begin{bmatrix} b_M \\ \vdots \\ b_1 \\ b_0 \end{bmatrix} \in R^{M+1} \quad (4.3.4)$$

$$f = \begin{bmatrix} f_{i-n_L} \\ \vdots \\ f_i \\ \vdots \\ f_{i+n_R} \end{bmatrix} \in R^{n_L+n_R+1} \quad (4.3.5)$$

利用上述定义，我们用矩阵论术语把最小二乘问题表述如下：

$$\|Ab - f\|_2 = \min \quad (4.3.6)$$

可能可以求出 (4.3.6) 中的 b ，通过对 A 进行 QR 分解。我们仅需要知道 b_0 ($b_0 = g_i = p_i(x_i)$) 的值就可以了，出于平滑滤波的目的。式 (4.3.6) 中的 b 的求解可使用下面的等式来求：

$$A^T Ab = A^T f \quad (4.3.7)$$

由此而得到：

$$g_i = e_{M+1}^T (A^T A)^{-1} A^T f \quad (4.3.8)$$

式中 e_{M+1} 表示第 $(M+1)$ 个单位向量。

非常明了， g_i 可以表示成为 f_i 的线性组合。定义矢量：

$$c = A(A^T A)^{-1} e_{M+1} \quad (4.3.9)$$

c 包含平滑滤波系数 c_{-n_L}, \dots, c_{n_R} 。 c 只需要估算一次，因为 c 的值不依赖于 x_i 和 Δx 。因而，用简单的数量积可以计算所有的平滑数值 g_i ，即：

$$g_i = c^T f = \sum_{j=i-n_L}^{i+n_R} c_j - i f_j \quad (4.3.10)$$

式子 (4.3.10) 计算出来的矢量 \bar{c} 不准确，如果 M 的值很大。大家知道，式子 (4.3.6) 的最小二乘肯定能解决的，通过 QR 分解， A 的 QR 分解：

$$|\bar{A}| = |\bar{Q}||\bar{R}| \quad (4.3.11)$$

式子中 $|\bar{R}|$ 为 $(M+1) \times (M+1)$ 的上三角矩阵, $|\bar{Q}|$ 为 $(n_L + n_R + 1) \times (M+1)$ 的正交矩阵。把式子(4.3.11)代入式子(4.3.9), 得到的向量 \bar{c} 的表达式:

$$c = \frac{1}{r_{M+1,M+1}} Q e_{M+1} \quad (4.3.12)$$

最后, 平滑数值 g_i 就可以求出来了通过式子(4.3.10)的数乘运算。

图4.6是第二层原始波峰波形和 Savitzky-Golay 平滑后的第二层波峰波形的对比图。从对比中可以发现, Savitzky-Golay 平滑后图形效果更好了。

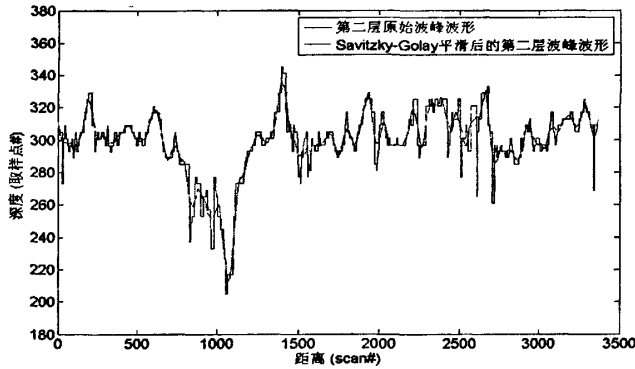


图 4.6 平滑第二层波峰前后形状对比图

某列层界面曲线图 4.2, 是使用了希尔波特变换和阈值检测法。首先是使用希尔波特变换求包络(虚线所示), 然后根据噪声功率率来确定阈值(直线所示)。就可以检测出三个波峰, 也就是检测出了该列每一层的层界面反射信号波形, 图 4.3 的空气-沥青层层界面信号波形, 图 4.4 的第二层层界面反射信号波形, 图 4.5 的第三层层界面反射信号波形。我们取图 4.3 的幅值和图 4.4 的幅值通过公式就可以反演出该列的第二层土壤的介电常数了, 再通过介电常数-含水量公式反演该列的土壤含水量。而探地雷达接收的原始数据它有 3366 个列(图 3.3), 所以我们要分析出所有这些列, 才能得到完整的结果。

第五章 介电常数法求土壤含水量

5.1 介电常数的作用

电导率和介电常数数值的不一样是因为物体内部各部分电性差异。我们对接收到的信号进行处理,可得到目标介质的许多特性,我们利用这些特性可分析土壤水分含量。而此时介电常数是个非常重要的参数。所以分析土壤的水含量,就要先掌握好介电常数的知识,如何求得介电常数,如何利用所求得的介电常数分析出土壤含水量。尤其在本课题中要求用探地雷达获取的回波检测后获取的有用回波幅值 A_1 (空气-沥青层层界面反射信号波幅值), A_2 (第二层层界面反射信号波幅值) 来分析出土壤界面的介电常数。

5.2 介电常数的概念

介质的极性特征是由介质的介电常数来描述的,介电常数他是表明电场作用下介质的储存电荷的能力,单位为 F/m。介电常数越大,说明了极化能力越强。介电常数,电导率,磁导率都是复数是因为滞后效应。我们用真空的 ϵ_0 作为参考值 ($\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-9}$ F/m), 相对介电常数简称介电常数就是其它介质的介电常数与真空介电常数的比值:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (5.2.1)$$

相对介电常数 ϵ_r 为一个无量纲复数,一个介质对电磁波的储存能力由我们介电常数的实部 ϵ_r' 表示;内部电荷电场作用下位移摩擦时转化为热能多少就由介电常数虚部 ϵ_r'' 来量度,同时电磁波在介质中的损耗多少也是由虚部 ϵ_r'' 反映的:

$$\epsilon_r'' = \frac{\sigma}{\omega} \quad (5.2.2)$$

其中, σ 为介质的电导率, ω 为角频率^[50]。

5.3 土壤介电常数的常用求取方法

土壤介电常数获取的方法有许多如下有三种^[51]：

1. 基于电磁波正演模型反演介质参数

一种理论严谨的探地雷达数据分析方法就是通过探地雷达的电磁波正演模型来反演介质介电特性。探地雷达理论研究的重要内容有效途径就是通过建立探地雷达电磁波的正演模型，也就是建立其在地下介质的传播模型，用这些来研究探地雷达电磁波在地下的介质中的传播规律。正演模型法的理论原理就是利用雷达波正演模型模拟计算雷达回波，让雷达波与实际测得的回波进行比对进而验证两者的拟合是不是满足了我们的精度要求和正演模型参数设置的正确性。实测数据的准确性，正演模型的合理性以及反算方法的有效性都决定了介质参数识别的准确性。

2. 用波速计算介电常数

对于低损耗介质就是损耗角正切 $\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} \ll 1$ 的介质，他的速度和电导率无关，又是非磁性材料的土木材料，它的介电常数可以用波速来计算：

$$\sqrt{\varepsilon} = \frac{c}{v} \quad (5.3.1)$$

其中， v 是电磁波速， c 为真空中的光速（0.3m/ns）， ε 为介电常数。

3. 探地雷达反射回波波幅变化计算介电常数

利用探地雷达反射回波波幅变化求取介电常数是因为结构层介电常数与探地雷达反射回波的波幅有着紧密的关系，如下：

$$\varepsilon_{k2} = \varepsilon_{k1} \left(\frac{1+R}{1-R} \right)^2 \quad (5.3.2)$$

其中， R 是反射系数，即是反射波幅 A 和全反射波幅 A_m 的比值，就是等式（4-5）， ε_{k1} 是上层材料的介电常数， ε_{k2} 是下层材料的介电常数。

$$R = \frac{A}{A_m} \quad (5.3.3)$$

表 5.1 探地雷达获取介电常数三类方法的优缺点

名 称	优 点	缺 点	应 用
正反演法	理论性强,精度非常的高相对于其他两种方法,	多模拟均匀结构层,算法很是复杂,	均匀结构层的数值模拟常用此方法。
波速法	计算方法快捷方便,公式比较的简单,	波速的求取很不容易,而且精度比较的差,	应用起来非常的广泛。
回波振幅法	第一计算的精度比较适中,第二应用起来很方便,第三采用公式比较简单,	第一不方便识别因为受干扰大,第二直达波反射振幅比较难分析因为空气耦合波的干扰,	比较多的应用于结构层介电常数的求取,本论文就采用了该方法。

5.4 基于回波振幅反演土壤介电常数

基于探地雷达的土壤含水量分析的分析土壤介电常数的方法,根据上一节的比较,及根据实际情况,本课题采用的了探地雷达回波振幅法来分析。

Roddis 等人 1995 年提出的土壤介电常数求法如下(第二层土壤层)

$$\varepsilon = \left(\frac{A_1 + A_2}{A_1 - A_2} \right)^2 \quad (5.4.1)$$

其中, A_1 是空气-沥青层层界面反射信号波幅值(图 4.3), A_2 是第二层层界面反射信号波幅值(图 4.4), ε 为第二层的介电常数。

根据公式 (5.4.1) 使用层界面反射信号波幅值求取第二层介电常数所得的波形图如下:

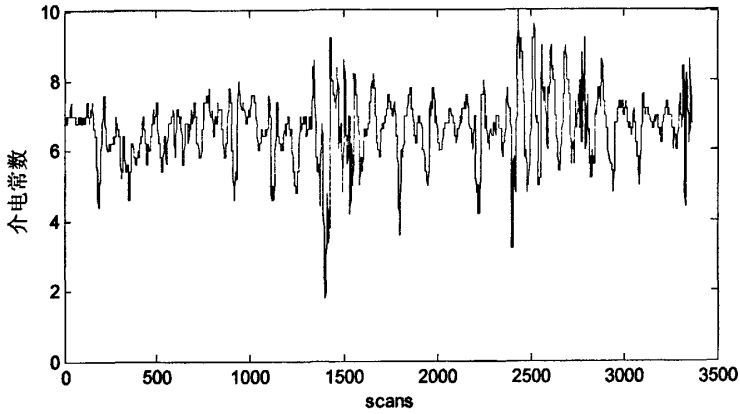


图 5.1 第二层介电常数

5.5 根据介电常数反演土壤含水量

Topp 等人发现, 土壤的介电常数和含水量有着非常紧密的关系, 并且这种关系是独立于土壤容重, 土壤温度, 土壤质地, 土壤湿润以及土壤溶液含盐量的, 我们经过证明得出了可以通过测定土壤介电常数, 再利用 $\theta-\varepsilon$ 关系式很准确地计算土壤体积含水量。这些年来国内外的学者们为了很好的描述土壤介电常数和含水量的关系, 所以提出了很多经验模型公式。下面我们列举了几种著名的经验模型, 其中有适合砂性土的 Alharathi 公式和 Ferre 公式:

$$\theta = 1.28 \times 10^{-1} \varepsilon^{\frac{1}{2}} - 2.04 \times 10^{-1} \quad (5.5.1)$$

$$\theta = 1.181 \times 10^{-1} \varepsilon^{\frac{1}{2}} - 1.841 \times 10^{-1} \quad (5.5.2)$$

也有在现场实测的基础上拟合得出的 Roth 公式:

$$\theta = -7.8 \times 10^{-2} + 4.48 \times 10^{-2} \varepsilon - 1.95 \times 10^{-3} \varepsilon^2 + 36.1 \times 10^{-5} \varepsilon^3 \quad (5.5.3)$$

Topp 公式则是我们应用最广泛的, 而且我们将在下面的内容里更详细的介绍该方法:

$$\theta = -5.3 \times 10^{-2} + 2.92 \times 10^{-2} \varepsilon - 5.5 \times 10^{-4} \varepsilon^2 + 4.3 \times 10^{-6} \varepsilon^3 \quad (5.5.4)$$

土壤的介电常数 ε_b 也可通过土壤各组分 (土壤固相, 水, 空气) 的介电常数的混合介质模型来描述, 因为土壤是土壤, 水和空气的三相混合体:

$$\varepsilon_b = \left[\theta \varepsilon_w^a + (1-n) \varepsilon_s^a + (n-\theta) \varepsilon_a^a \right]^{\frac{1}{a}} \quad (5.5.5)$$

式子中, θ 为土壤体积含水量; n 为土壤孔隙度; ε_a 、 ε_w 、 ε_s 分别是空气, 水和土壤固相的介电常数; a 是一个与电场方向有关的因子, $a=0.5$ 代表各向同性介质, $a=1$ 时电场方向平行于土壤层, $a=-1$ 时电场方向垂直于土壤层。

1991 年 Herkelrath 等人将公式 (5.5.5) 简化, 提出了土壤含水量和土壤介电常数的半理论关系式:

$$\theta = a\sqrt{\varepsilon} - b \quad (5.5.6)$$

式子中 a 、 b 为校正参数, 可以通过 TDR 确定。

Topp 关系式是目前应用最广的土壤含水量模型关系式, 特别是适合高频率域轻质地的土壤含水量与土壤介电常数的关系拟合。Stoffregen 等人用测渗法试验数据和探地雷达法建立的 θ - ε 关系式 ($\theta = 2.45\varepsilon - 3.04$) 与公式 (5.5.3)、(5.5.4)、(5.5.5) 进行比较, 发现 Topp 关系式得到的结果相关性最好的。Jacobsen 等人也采用不同质地土壤验证 Topp 关系式的准确性和适用性, 得出结果是其体积含水量测定精度为 $0.022\text{m}^3\text{m}^{-3}$ 。Huisman 等人尝试将干容重作为参数加入 θ - ε 关系式中, 发现 GRP 和 TDR 结果相当的一致, 证明了用探地雷达测定从砂土到粘土的一系列不同质地土壤的水分时就可以直接采用点尺度的 Roth 公式或者 Topp 公式。而且这两种公式是目前实际常应用的两种根据介电常数分析土壤含水量的方法, 我们这里分别用这两种方法进行了土壤含水量反演分析^{[20][52]}。

前面我们重点介绍了几种经验模型及个别混合模型下面我们再介绍两种混合模型公式如下^[52]:

Malicki 等人提出的修正土壤容重的 θ - ε 关系公式:

$$\theta = \frac{\varepsilon^{0.5} - 0.819 - 0.168\rho_b - 0.519\rho_b^2}{7.17 + 1.18\rho_b} \quad (5.5.7)$$

Jacobsen 等人提出的考虑了粘粒含量, 有机质含量, 土壤容重的公式:

$$\begin{aligned} \theta = & -3.41 \times 10^{-2} + 3.45 \times 10^{-2} \varepsilon \\ & -11.4 \times 10^{-4} \varepsilon^2 + 17.1 \times 10^{-6} \varepsilon^3 \\ & -3.70 \times 10^{-2} \rho_b + 7.36 \times 10^{-4} \% \text{clay} \\ & + 47.7 \times 10^{-4} \varepsilon \% \text{org.mat} \end{aligned} \quad (5.5.8)$$

以上的混合模型公式中, θ 为土壤含水量; ε 为土壤的介电常数; clay 为土壤粘粒含量; org.mat 为土壤有机质含量; ρ_b 为土壤容重。增加了考虑容重对土壤含水量的影响所以 Malicki 公式只是对完全经验公式加以扩展。Jacobsen 公式的提出是因为粘粒作为带电固相, 它的含量的增加会改变了土壤中固相介电性

质，引起了介电损失，降低测定时的土壤介电常数和含水量。Kim 等在富含有机质的森林土壤上实验后认为在相同含水量条件下，有机质含量高的土壤介电常数大，因此 Jacobsen 等人提出了考虑了粘粒含量，有机质含量，土壤容重的公式。

最后我们根据常用的两种经验模型来反演土壤含水量：

1. Topp 等人提出的 Topp 公式，利用上节求取到的第二层介电常数来反演：

$$\theta = -5.3 \times 10^{-2} + 2.92 \times 10^{-2} \varepsilon - 5.5 \times 10^{-4} \varepsilon^2 + 4.3 \times 10^{-6} \varepsilon^3 \quad (5.5.9)$$

根据 Topp 公式分析出的对应第二层介电常数的土壤含水量变化曲线如下：

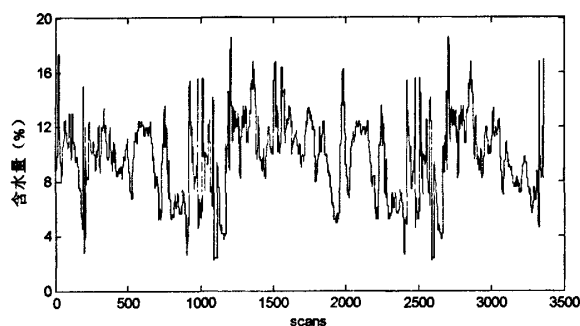


图 5.2 Topp 公式求取的含水量

2. 由 Roth 等人提出的 Roth 公式，同样利用上节求取到的第二层介电常数来反演：

$$\theta = -7.8 \times 10^{-2} + 4.48 \times 10^{-2} \varepsilon - 1.95 \times 10^{-3} \varepsilon^2 + 36.1 \times 10^{-5} \varepsilon^3 \quad (5.5.10)$$

根据 Roth 公式分析出的对应第二层介电常数的土壤含水量变化曲线如下：

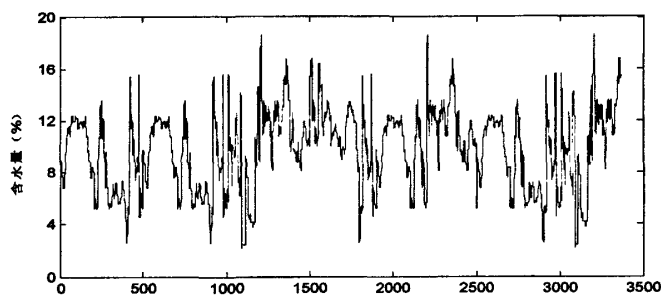


图 5.3 Roth 公式求取的含水量

其实两个含水量变化曲线相比较发现，两者的相关性都比较好。

第六章 结论与展望

6.1 结论

本文根据探地雷达法具有便捷，快速，无损，可重复探测，适合大面积测定等特点，利用探地雷达估计土壤含水量。但是探地雷达数据人工解释存在耗时、多解性等缺点，本文采用了一种自动的基于探地雷达数据解释算法。本文的主要研究内容和成果为：

1. 探地雷达回波信号杂波抑制算法：本文采用了滑动平均和基于小波包去噪两种杂波抑制算法实现了探地雷达回波信号杂波抑制，提高回波信号的信噪比，从而提高后续层界面检测算法的精度；
2. 层界面检测和层界面平滑：本文主要采用了基于阈值检波算法实现层界面检测；且由于层界面曲线中存在奇异点和噪声，本文采用 Savitzky-Golay 算法实现层界面平滑；
3. 介电常数反演和含水量估计：本文主要利用经验公式来反演介电常数，该经验公式根据发射信号的幅度和层界面反射信号幅度来计算每层介电常数；且利用介电常数估计结果，根据 TOPP 和 ROTH 经验模型来估计含水量。

6.2 展望

由于本人的水平和时间有限，在介电常数反演和含水量估计部分都是采用经验模型来反演介电常数和含水量。而经验模型并不适合所有的应用场景。因此，未来进一步的研究重点应集中于以下两点：

1. 如何不依赖于经验公式反演介电常数，未来研究重点将集中于利用层剥离技术估计每层介电常数。
2. 研究如何根据实测数据来修正 TOPP 和 ROTH 经验模型。

致 谢

我的学位论文是源于导师的课题。在论文完成之际,首先要感谢的是我的导师周辉林副教授。工作四年后有幸再进南昌大学工程硕士班学习是一件很庆幸的事情,更为庆幸的是,我遇到了周辉林老师。本论文是在老师的悉心指导下完成的,它凝聚着恩师的心血和学术思想。两年多的硕士研究生学习期间,自始至终受到尊敬的导师的亲切关怀和悉心指导。导师渊博的学识、严谨踏实的治学态度、实事求是的科研作风给我留下了深刻的印象。恩师精深的学术造诣,博大的思想体系,是我一生学习的榜样和追求的目标。

南昌大学工程硕士班的两年多学习,充实了我的学习生活,增加了我的专业知识,非常庆幸有这样的一个工作后的再进校园学习的机会。能与学友们,及导师们讨论问题,增长自己的专业素养。非常感谢!

谢国兰

2009年12月

参考文献

- [1] Basic fact sheet, UN demining data base[EB]. <http://www.un.org/Depts/dha/mct/facts.htm>.
- [2] Bureau of Political-Military Affairs. Hidden killers[EB]. U.S. Department of State Publication 10575. 1998, http://www.state.gov/global/arms/rpt/_9809/demin/_demine/_toc.html.
- [3] J D Nicoud. Mine clearance. not only a problem for the military any more[J]. in Proc. of ISMCR, 1996, 6-10.
- [4] B S G Janzen. Improving the technology for humanitarian demining[C]. Proc, 1996, IEE/EUREL Conf. on the Detection of Hidden Land Mines, Edinburgh, UK, 1996, 11-15.
- [5] T Kaneko. Radar image processing for locating underground linear objects[J]. IEICE Transaction (Japan), Oct. 1991, 74(10): 3451-3459.
- [6] E Fisher and G A Mcmechan. Examples for reverse-time migration of single-channel ground penetrating radar profiles[J]. Geophysics(USA), Apr. 1992, 57(4): 577-586.
- [7] Lakshman W Galagedara. The GPR direct ground wave method for soil moisture content estimation : field experiments and modeling [D]. University of Guelph, 2003.
- [8] D J Daniels. Surface-Penetrating Radar[J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1996, 8 : 165-182.
- [9] D J Daniels, D J Gunton and H E Scott. Introduction to Subsurface Radar[J]. IEEE Proc. 1988, 35(4): 278-320.
- [10] 范国新, 陈平. 探地雷达原理、设计思想及其实现[J]. 电波科学学报, 1992, 7(9) : 1-20
- [11] 刘传孝, 蒋金泉, 杨永杰. 国外探地雷达技术的比较与分析[J]. 煤炭学报, 2002, 27(2): 123-127.
- [12] J D Young and R Caldecott. Underground pipe detector[P]. U.S. Patent, 3967282, 1976.
- [13] A C Eberle and J D Young. Development and field testing of a new locator for buried plastic and metallic utility lines[J]. in Transportation Research Record 631. National Academy of Science, 1977.
- [14] J J Daniels and R L Roberts. Ground Penetrating Radar for Geotechnical Application[J]. Geophysical Characterization of Sites, American Society of Civil Engineers, ISSMFE TC #10 Publication on Geophysics, special vol. 3 ICSMFE, 1994, New Delhi, India.
- [15] J J Daniels. Locating caves, tunnels and mines: the leading edge of exploration[J]. Soc. Expl. Geophy. Jan-Feb, 1988.

- [16] J J Daniels, R Roberts, M Vendl. Site studies of ground penetrating radar for monitoring petroleum product contaminants[J]. in Trans. Symp. On the Application of Geophysics to Engineering and Environmental Problems, Apr. 26-29, 1992.
- [17] <http://diwww.epfl.ch/lami/detec/mine10links.html>
- [18] 李太全. 探地雷达天线系统的设计, 实现与优化[D]. 武汉大学, 2004.
- [19] 刘恒柏, 朱安宁, 张佳宝, 等. 不同水分条件下粗砂土剖面中目标物的 GPR 图象特征及其解译[J]. 土壤, 2009, 41(1): 112-117
- [20] 朱安宁, 吉丽青, 张佳宝, 等. 基于探地雷达的土壤水分测定方法研究进展[J]. 中国生态农业学报, Sept. 2009, 17(5): 1039-1044.
- [21] 刘恒. 路用探地雷达在道路工程中的应用研究[D]. 大连理工大学, 2002.
- [22] 黎春林. 探地雷达检测路面含水量和压度的应用研究[D]. 郑州大学, 2003.
- [23] M Storme. Microwave characterization of wet soils[D]. Tech. Rep. HuDEM F97-06-WG1, Universite Catholique de Louvain, April 1998.
- [24] Y Wakita and Y Yamaguchi. Estimation of the soil permittivity and conductivity by a GPR antenna[C]. GPR'96: International conference on Ground Penetrating Radar, Sep.30-Oct.3 1996, 123-127.
- [25] D J Daniels, D J Gunton and H E Scott. Introduction to Subsurface Radar[J]. IEEE Proc. 1998, 35(4): 278-320.
- [26] Hollis C Chen. Theory of Electromagnetic Waves, A Coordinate-Free Approach[M]. McGraw-Hill, New York, 1983.
- [27] J W Brooks. The Detection of Buried Non-Metal Anti-Personnel Land Mines[D]. University of Alabama, Huntsville, 2000.
- [28] D J Daniels. Surface Penetrating Radar[J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1996, 8: 165-182
- [29] 李大心. 探地雷达方法与应用[M]. 地质出版社, 1994.
- [30] <http://diwww.epfl.ch/lami/detec/gprimages.html>
- [31] J W Brooks, L van Kempen & H Sahli. Primary Study in Adaptive Clutter Reduction and Buried Minelike Target Enhancement from GRP Data[J]. in Proc.of SPIE, AeroSense 2000: Detect. and Rem. Techn. for Mines and Minelike Targets, 2000, 4038: 1183-1192.
- [32] D Carevic. Clutter Reduction and Target Detection in Ground Penetrating Radar Data Using Wavelets[J]. in Proc. of SPIE Conference on Detect. and Rem. Techn. for Mines and Minelike Targets, 1999, 3710: 973-976.
- [33] R Wu, A Clement, J Li and E Larsson. Adaptive ground bounce removal[J]. Electron. Letter,

- 2001, 37: 1250-1252.
- [34] K Gu, J Li, M Bradley and G Maksymenko. Adaptive ground bounce removal[J]. in Proc. SPIE-Int. Soc. Opt. Eng., 2001, 4742: 700-711.
- [35] H Deng & H Ling. Clutter Reduction for Synthetic Aperture Radar Images Using Adaptive Wavelet Packet Transform[J]. in Proc. of IEEE Int. Antennas and Propagation Society Symposium, 1999, 3: 1780-1783.
- [36] J L Salvati, C C Chen & J T Johnson. Theoretical Study of a Surface Clutter Reduction Algorithm[J]. in Proc. of 1998 IEEE International Geoscience and Remote Sensing, 1998, 3: 1460-1462.
- [37] H Brunzell. Clutter Reduction and Object Detection in Surface Penetrating Radar[J]. in IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, 1999, 37(2): 875-878.
- [38] H Brünzell. Detection and Classification of buried objects Using Impulse Radar Measurements[J]. Technical report no. 2431, Chalmers University of Technology, Sweden, 1998.
- [39] H Brunzell. Pre-processing of Ground Penetrating Radar Data for Improved Detection Capability[J]. in IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, 1998, 36: 1478-1580.
- [40] L V Kempen, H Sahli. Ground Penetrating Radar data processing: a selective survey of the state of the art literature[J]. Technical Report, Vrije Universiteit Brussel, Brussel, Belgium, 1999, 1-35.
- [41] L V Kempen, H Sahli, E Nyssen, and J Cornelis. Signal processing and patterns recognition methods for radar mine detection and identification[C]. in Proc. 1998 IEEE/EUREL Conf. on the Detection of Hidden Land mines, Edinburgh, UK, 1998, 458: 81-85.
- [42] M P Kolba, I I Jouny. Clutter suppression and feature extraction for landmine detection using ground penetrating radar[J]. Symposium on Antennas and Propagation Society, 2003, 2: 203-206.
- [43] M Fritze. Detection of buried landmines using ground penetrating radar[J]. in SPIE Proc., 1995, 2496: 100-108.
- [44] R Ekstein. Anti-Personal Mine Detection-Signal Processing and Detection Principles[J]. Technical Report, vrije Universiteit Brussel, Brussel, Belgium, 1997, 1-123.
- [45] D L Donoho, I M Johnstone. Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage[J]. Biometrika, 1994, 81: 425-455.
- [46] D L Donoho, I M Johnstone. Threshold Selection for wavelet shrinkage of noisy data[C]. Engineering in Medicine and Biology Society, 1994, Engineering Advances: New

- Opportunities for Biomedical Engineering. IEEE Proceedings of the 16th Annual International Conference, 1994, A25-A25.
- [47] R R Coifman and M V Wickerhauser. Entropy-based algorithms for best basis selection[J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1992, 38(2): 713-719.
- [48] H Krim, D Tucker, S G Mallat. On Denoising and Best Signal Representation[J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1999, 5(7): 2225-2238.
- [49] Q Pan, L Zhang and G Z Dai. Two Denoising Methods by Wavelet Transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(12): 3401-3406.
- [50] 张蓓. 路面结构层材料介电特性及其厚度反演分析的系统识别方法—路面雷达关键技术研究[D]. 重庆大学, 2003.
- [51] 侯晓冬. 利用探地雷达(GPR)进行土中水油盐含量的快速确定研究[D]. 中国海洋大学, 2008.
- [52] 何亮, 王旭东, 杨放, 等. 探地雷达测定土壤含水量的研究进展[J]. 地球物理学进展, 2007, 22(5): 1673-1679.

基于探地雷达的土壤含水量分析

作者：[谢国兰](#)
学位授予单位：[南昌大学](#)

本文链接：http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1656464.aspx

授权使用：湖州师范学院(hzsf)，授权号：ce7b8069-f490-4bc7-8ca3-9e1001145817

下载时间：2010年10月15日