

车载探地雷达信号在分层介质中的散射特性

李雪萍^{1)2)†} 纪奕才¹⁾ 卢伟¹⁾ 方广有¹⁾

1)(中国科学院电磁辐射与探测技术重点实验室, 北京 100190)

2)(中国科学院大学, 北京 100049)

(2013年9月7日收到; 2013年9月29日收到修改稿)

建立了多层分层介质散射的物理模型, 基于雷达方程和斯涅尔定律给出了多层分层介质散射场强度计算公式. 分析研究了分层介质的电特性参数(介电常数和损耗正切)对雷达系统的探测距离和散射场的影响. 以安装于探测车上的探地雷达系统为应用背景, 利用时域有限差分方法对整个车载探地雷达系统进行了建模和仿真计算, 对接收到的散射回波信号进行了研究. 最后将系统数值模拟结果和解析计算结果进行了对比, 并对结果做出了分析.

关键词: 车载探地雷达, 分层介质, 散射特性, 电特性参数

PACS: 42.25.Dd, 84.40.-x

DOI: 10.7498/aps.63.044201

1 引言

近年来, 随着深空探测技术的不断发展, 月球与火星等星球次表层结构的探测越来越受到学者的关注^[1-6]. 星球内部的结构记录着自身形成和演化的历史信息, 对其内部结构的探测, 可以使人类了解其地形地貌与内部地质构造、矿物组成和化学成分, 还可以为研究它的起源和演化历史提供可靠的证据. 探地雷达的无损探测、质量体积小和安装位置便利使得其成为深空探测中不可缺少的工具之一^[7].

以往研究中, 文献^[2]给出了行星浅表层结构对探地雷达天线电流分布和阻抗的影响; 文献^[7-9]对火星探测中探地雷达的天线特性进行了详细的描述; 文献^[10]对探地雷达系统的时域辐射波形进行了分析. 这些研究并没有深入讨论分析分层介质的电特性参数对探地雷达系统的探测距离和分层介质散射场的影响, 本文针对这一方面开展研究. 首先建立多层分层介质散射的物理模型, 基于雷达方程和斯涅尔定律给出了多层分层介质散射场强度计算公式. 分析研究了分层介质的电

特性参数(介电常数和损耗正切)对雷达系统的探测距离和分层介质散射场的影响. 结合应用背景, 将探地雷达系统安装在探测车上, 利用时域有限差分(FDTD)方法对整个车载探地雷达系统的回波信号进行了研究, 并将系统模拟仿真结果和解析计算结果进行了对比, 对结果做出了分析. 结果表明, 本文的方法能够实现分层介质散射场的快速计算和分析, 可以为开展太空星体地下结构的探测提供理论支持.

2 物理模型与计算方法

2.1 物理模型

分层介质电磁散射物理模型如图1所示, 除空气层外共有 n 层介质, 其中, 车载探地雷达天线距离土壤表层的高度为 R , 土壤层相对介电常数 $\epsilon_1 = 2$, 损耗正切 $\tan \delta_1 = 0.009$, 深度为 R_1 ; 岩石层的相对介电常数 $\epsilon_2 = 5$, 损耗正切 $\tan \delta_2 = 0.016$, 深度为 R_2 ; 深层岩石的相对介电常数 $\epsilon_3 = 8$, 损耗正切 $\tan \delta_3 = 0.03$, 深度为 R_3 . 天线系统向星体发射电磁波(P_T), 电磁波在土壤表面发生反射和折射, 后向散射被天线系统接收(P_1),

† 通讯作者. E-mail: lxpslxhhw@126.com

透射波则穿过土壤表层在岩石表面发生反射和折射, 其中这部分后向散射经土壤表层折射后被天线系统接收 (P_2), 而透射波穿过岩石表层在深层岩石表面被反射和折射, 被反射的电磁波经岩石表面和土壤表面折射后被天线系统接收 (P_3), 透射波则穿过深层岩石表面继续向前传播. 这个过程中雷达所探测到的距离和回波信号强度很大一部分依赖于电磁波在传播过程中介质的电特性参数.

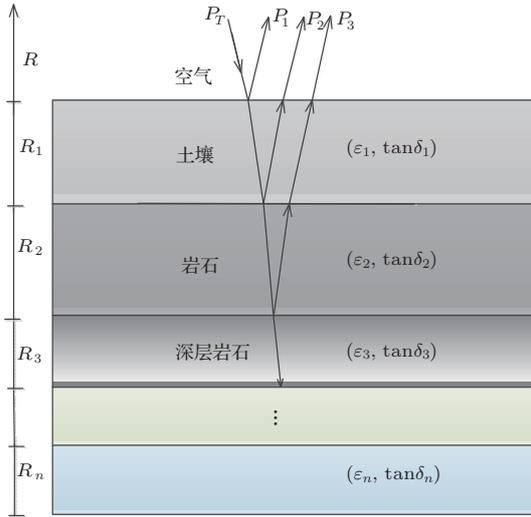


图1 分层介质电磁散射物理模型

2.2 散射场的解析计算方法

探地雷达一般采用收、发天线分置方式, 两天线距离很近, 即所谓的准双站雷达系统, 理论上一般采用单站雷达方程进行分析即可. 此外, 一般自由空间雷达方程推导时假定目标位于天线的远场, 而这些假设用于探地雷达时在很多情况下并不满足, 因为探地雷达的探测目标一般都位于天线的近场区和菲涅尔区. 但作为探测距离的一个粗略估计, 雷达方程的分析方法还是有效的, 所以工程上一般情况下均采用该方法来估算探地雷达的探测深度.

对于各向均匀的介质, 麦克斯韦方程组可以写成如下形式:

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}, \end{aligned} \quad (1)$$

其中, 介质的复相对介电常数 $\varepsilon^* = \varepsilon' \left(1 + \frac{i\sigma}{\varepsilon\omega}\right)$, ε' , ω 分别为相对介电常数和角频率, 这里定义介质的磁导系数 μ 与自由空间的磁导系数 μ_0 相同. 损耗

正切定义为 $\tan \delta = \frac{\sigma}{\varepsilon\omega}$.

电磁波能量通过单极子天线的传输可以用球形射线近似, 若天线位于球坐标的中心, 定义为 (r, θ, φ) , 从天线到土壤表面的距离定义为 $R(\theta, \varphi)$, 则距离天线 R 处土壤表面的功率密度 S_1 为

$$S_1 = \frac{P_T G(\theta, \varphi)}{4\pi R(\theta, \varphi)^2}, \quad (2)$$

其中, $G(\theta, \varphi)$, P_T 分别为雷达天线的增益和雷达发射功率. 对本文的研究来说, 假设所有的反射均为镜面反射, 且所有的反射都是由介质的电特性差异所引起. 则天线接收到的土壤表面回波信号功率为

$$P_1 = \frac{P_T G^2 \lambda^2}{4(4\pi R)^2} r_{0,1}(0), \quad (3)$$

这里, λ 为自由空间波长, $r_{0,1}(0) = \left(\frac{1 - \sqrt{\varepsilon_1}}{1 + \sqrt{\varepsilon_1}}\right)^2$, 为电磁波在空气层与土壤层分界面上的反射系数, ε_1 为土壤层的相对介电常数实部. 电磁波的一部分能量穿过土壤表面经过距离 R_1 后到达岩石层表面, 此时岩石层表面的功率密度 S_2 为

$$S_2 = \frac{P_T G}{4\pi(R + R_1)^2} t_{0,1} \exp(-\omega \tan \delta_1 R_1 / c_1), \quad (4)$$

其中, $t_{0,1}$ 为空气层到土壤层的透射系数, $\tan \delta_1 = \frac{\sigma_1}{\varepsilon_1 \varepsilon_0 \omega}$ 为土壤层的损耗正切, σ_1 为土壤层的电导率, $c_1 = (\mu_0 \varepsilon_1 \varepsilon_0)^{-1/2}$. 在岩石表面处介质的介电常数出现变化 (ε_1 到 ε_2), 此时电磁波的一部分能量被岩石表面反射, 然后经土壤表面的折射后天线系统接收到的回波信号功率为

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{P_T G^2 \lambda^2}{4(4\pi(R + R_1))^2} t_{0,1} t_{1,0} \\ &\quad \times \exp(-2\omega \tan \delta_1 R_1 / c_1) r_{1,2}(0) \\ &= \frac{P_T G^2 \lambda^2}{4(4\pi(R + R_1))^2} (1 - r_{0,1}(0))^2 \\ &\quad \times \exp(-2\omega \tan \delta_1 R_1 / c_1) r_{1,2}(0), \end{aligned} \quad (5)$$

这里, $t_{1,0}$ 为土壤层到空气层的透射系数, $r_{1,2}(0) = \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_1} - \sqrt{\varepsilon_2}}{\sqrt{\varepsilon_1} + \sqrt{\varepsilon_2}}\right)^2$, 为电磁波在土壤层与岩石层分界面上的反射系数, ε_2 为岩石层的相对介电常数实部.

而另一部分电磁波的能量穿过岩石层表面经过距离为 R_2 后继续向前传播, 此时在岩石层-深层岩石层分界面处发生反射, 反射信号经岩石表面和土壤表面折射后被天线系统接收, 接收到的回波信号功率为

$$\begin{aligned}
 P_3 &= \frac{P_T G^2 \lambda^2}{4(4\pi(R + R_1 + R_2))^2} t_{0,1} t_{1,2} t_{2,1} t_{1,0} \\
 &\times \exp(-2\omega \tan \delta_1 R_1 / c_1) \\
 &\times \exp(-2\omega \tan \delta_2 R_2 / c_2) r_{2,3}(0) \\
 &= \frac{P_T G^2 \lambda^2}{4(4\pi(R + R_1 + R_2))^2} \\
 &\times (1 - r_{0,1}(0))^2 (1 - r_{1,2}(0))^2 \\
 &\times \exp(-2\omega \tan \delta_1 R_1 / c_1) \\
 &\times \exp(-2\omega \tan \delta_2 R_2 / c_2) r_{2,3}(0), \quad (6)
 \end{aligned}$$

其中, $t_{1,2}$, $t_{2,1}$ 分别为土壤层到岩石层、岩石层到土壤层的透射系数. $r_{2,3}(0) = \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_2} - \sqrt{\varepsilon_3}}{\sqrt{\varepsilon_2} + \sqrt{\varepsilon_3}} \right)^2$, 为电磁波在岩石层与深层岩石层分界面上的反射系数, ε_3 为深层岩石层的相对介电常数实部, $\tan \delta_2 = \frac{\sigma_2}{\varepsilon_2 \varepsilon_0 \omega}$ 为岩石层的损耗正切, σ_2 为岩石层的电导率, $c_2 = (\mu_0 \varepsilon_2 \varepsilon_0)^{-1/2}$. 同样, 天线接收到的

$$\begin{aligned}
 \frac{P_n}{P_1} &= \frac{R^2}{(R + R_1 + R_2 + \dots + R_{n-1})^2} \cdot \frac{(1 - r_{0,1}(0))^2 (1 - r_{1,2}(0))^2 \dots (1 - r_{n-2,n-1}(0))^2}{r_{0,1}(0)} \\
 &\times \exp(-2\omega \tan \delta_1 R_1 / c_1) \exp(-2\omega \tan \delta_2 R_2 / c_2) \dots \exp(-2\omega \tan \delta_{n-1} R_{n-1} / c_{n-1}) r_{n-1,n}(0), \quad (8)
 \end{aligned}$$

实际工程中, 一般认为 P_n/P_1 的比值越大越好, 这样分界面的回波信号就都在整个系统的动态范围之内.

2.3 散射场的 FDTD 数值模拟方法

本文研究的车载探地雷达系统的中心频率为 60 MHz, 工作带宽 40 MHz, 发射峰值功率 139 W. 探地雷达安装在尺寸为 1.2 m × 0.8 m × 0.87 m 的探测车上, 天线长度为 1.25 m, 半径为 6 mm, 增益 -5.0 dB, 且天线距离地面高度为 1 m, 为保证探测车行走的安全性, 天线向上倾斜 16°.

FDTD 方法是麦克斯韦方程组的一种差分求解技术, 此方法在计算中将空间某一样本点电场 (或磁场) 与周围格点的磁场 (或电场) 直接相关联, 且介质参数已赋值给空间每一个细胞, 因此可以处理复杂形状目标和非均匀介质物体的电磁散射、辐射等问题, 同时随着时间的推进可以清晰地显示电磁场变化的物理过程, 便于分析和设计^[11]. 这里采用 FDTD 方法对车载探地雷达系统的回波信号进行研究, 系统模型如图 2 所示, 探测车、收发天线

第 n 层介质表面回波信号的表达式为

$$\begin{aligned}
 P_n &= \frac{P_T G^2 \lambda^2}{4(4\pi(R + R_1 + R_2 + \dots + R_{n-1}))^2} \\
 &\times (1 - r_{0,1}(0))^2 \times (1 - r_{1,2}(0))^2 \dots \\
 &\times (1 - r_{n-2,n-1}(0))^2 \exp(-2\omega \tan \delta_1 R_1 / c_1) \\
 &\times \exp(-2\omega \tan \delta_2 R_2 / c_2) \dots \\
 &\times \exp(-2\omega \tan \delta_{n-1} R_{n-1} / c_{n-1}) \\
 &\times r_{n-1,n}(0), \quad (7)
 \end{aligned}$$

这里, $r_{n-1,n}(0) = \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{n-1}} - \sqrt{\varepsilon_n}}{\sqrt{\varepsilon_{n-1}} + \sqrt{\varepsilon_n}} \right)^2$, 为电磁波在第 $n-1$ 层与第 n 层分界面上的反射系数; $\varepsilon_{n-1}, \varepsilon_n$ 分别为第 $n-1$ 层和第 n 层的相对介电常数实部; $\tan \delta_{n-1} = \frac{\sigma_{n-1}}{\varepsilon_{n-1} \varepsilon_0 \omega}$ 为第 $n-1$ 层的损耗正切, σ_{n-1} 为第 $n-1$ 层的电导率, $c_{n-1} = (\mu_0 \varepsilon_{n-1} \varepsilon_0)^{-1/2}$.

天线接收到的第 n 层与第 1 层分界面回波信号功率的比值为

以及分层介质均在 FDTD 建模之中. 其中, 探地雷达天线设计中为了减小天线末端的二次反射, 天线分段条带之间通过加载电阻连接, 此加载电阻的阻值按 Wu-King 方法来确定^[12]. 采用 FDTD 模拟加载电阻时, 从指定的电阻值 R 和尺寸 (电阻的长度 D 和横截面积 S) 计算电导率 $\sigma = \frac{D}{SR}$, 然后将这种有耗介质材料置于时域有限差分区域中. 计算时 FDTD 网格尺寸选为 $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.05$ m, $\Delta t = 117.932719$ ns.

3 数值计算与结果分析

3.1 解析计算中雷达探测距离和散射场

为了研究分层介质的电特性参数对雷达的探测距离和散射场的影响, 本文建立的分层介质电磁散射物理模型如图 1 所示, 这里仅分析除空气层外介质层为三层时雷达探测距离和散射场.

由文献 [13—16] 可知, 月球浅表层的相对介电常数从 2 到 8 变化, 损耗正切范围为 0.005—0.03. 在整个雷达系统的设计过程中, 宇宙噪声强度对雷达

能达到的探测深度有很大影响,对于本文的雷达系统来说,其噪声强度可达到 -79 dBm. 图3显示了土壤表面散射回波信号强度随土壤相对介电常数 ϵ_1 和天线距地面高度 R 变化的曲线. 由图中可以看到: 1) 同一高度下,随着土壤层介电常数的增加,其表面引起的散射回波增强,原因是土壤层介电常数的增加使得电磁波在介质表面的反射系数增大,从而增强了表面的散射场; 2) 同一介电常数下,随着垂直距离的增加,土壤层表面引起的散射回波的强度减小,这是由于探测深度的加大使得电磁波传播过程中经过的距离增大,导致电磁波损耗增大.

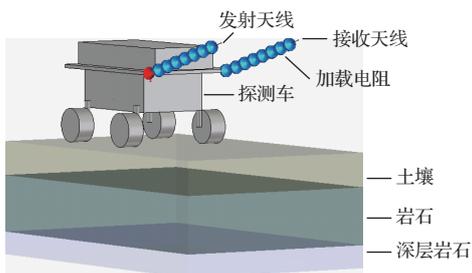


图2 车载探地雷达系统的三维模型示意图

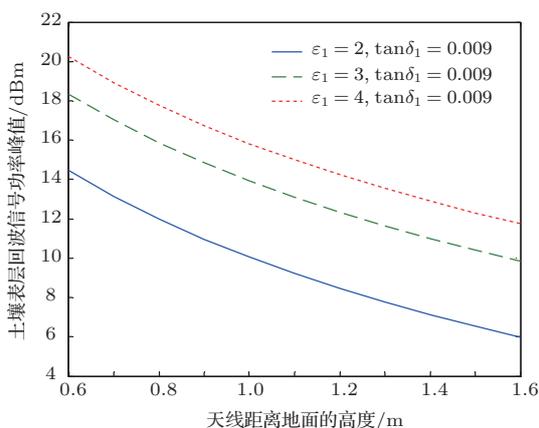


图3 土壤相对介电常数 ϵ_1 的变化对土壤表面散射回波信号强度的影响

图4显示了岩石表面散射回波信号强度随土壤相对介电常数 ϵ_1 和土壤层深度 R_1 变化的曲线. 在实际应用中,探地雷达安装于探测车上,且天线距离地面的高度为 1 m. 由图中可知: 1) 在 $\tan \delta_1 = 0.009$, $\epsilon_1 = 2-4$ 变化的过程中,雷达系统可以探测到的土壤层的最大深度从 $171-300$ m变化; 2) 同一高度下,随着土壤层介电常数的增加,岩石层表面引起的散射回波信号强度减弱,这可以从两个方面来分析,首先,土壤层介电常数的增加,导致其表面反射波增强,透射到岩石层的电磁波能量相应的减小;其次,土壤层介电常数的增大,使得

电磁波在岩石层表面上的反射减弱,这两方面的原因使得岩石层散射回波被削弱; 3) 同一介电常数下,随着垂直距离的增加,岩石层表面引起的散射回波强度也减小.

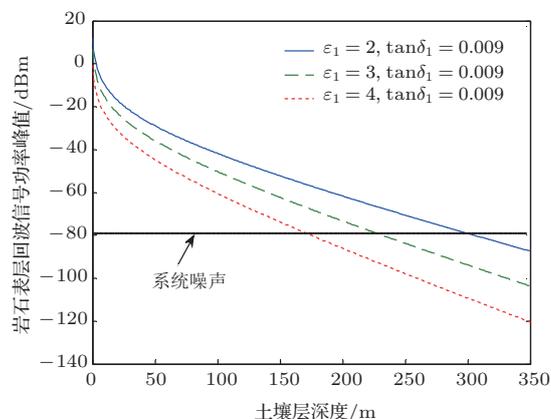


图4 土壤相对介电常数 ϵ_1 的变化对岩石表面散射回波信号强度的影响

图5显示了深层岩石表面散射回波信号强度随土壤相对介电常数 ϵ_1 和岩石层深度 R_2 变化的曲线. 实际应用环境中,土壤层的深度 R_1 在 30 m左右. 由图中可知: 1) 在 $\tan \delta_1 = 0.009$, $\epsilon_1 = 2-4$ 变化的过程中,雷达系统可以探测到的岩石层的最大深度从 $94-99$ m变化; 2) 同一高度下,随着土壤层介电常数的增加,深层岩石层表面引起的散射回波信号强度减弱,这是因为土壤层介电常数的增加,导致其表面反射波增强,透射到岩石层的电磁波能量相应地减小,那么最后到达深层岩石的电磁波能量也会减小; 3) 同一介电常数下,随着垂直距离的增加,岩石层表面引起的散射回波强度也减小.

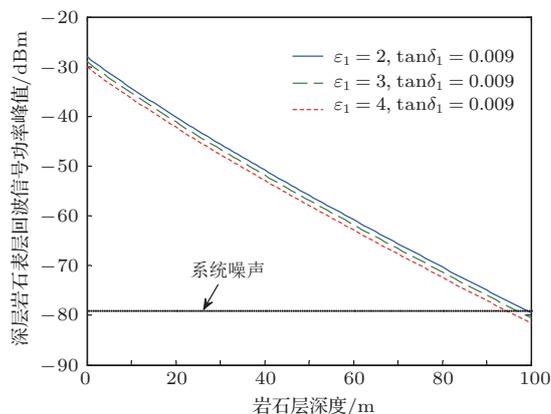


图5 土壤相对介电常数 ϵ_1 的变化对深层岩石层散射回波信号强度的影响

图6显示了岩石表面散射回波信号强度随土壤损耗正切 $\tan \delta_1$ 和土壤层深度 R_1 变化的曲线.

从图中可知: 1) 在 $\varepsilon_1 = 2$, $\tan \delta_1 = 0.005\text{—}0.009$ 变化的过程中, 雷达系统可以探测到的土壤层的最大深度从 300—487 m 变化; 2) 同一高度下, 随着土壤层损耗正切的增大, 岩石表面引起的散射回波强度减小, 这是由于损耗正切的增加使得介质中传导电流增大, 导致电磁波在介质中传播时损耗增大; 3) 同一损耗正切下, 随着土壤层深度的增加, 其表面引起的散射回波强度也处于减小状态。

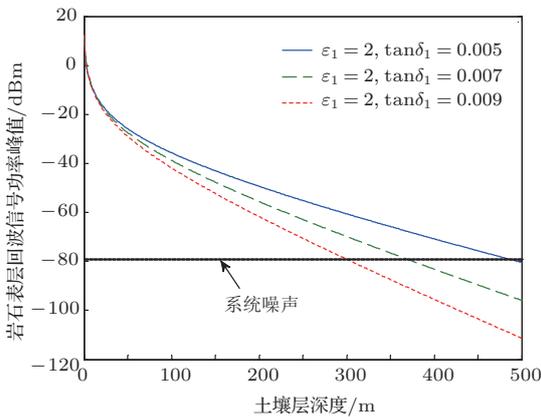


图6 土壤损耗正切 $\tan \delta_1$ 的变化对岩石表面散射回波信号强度的影响

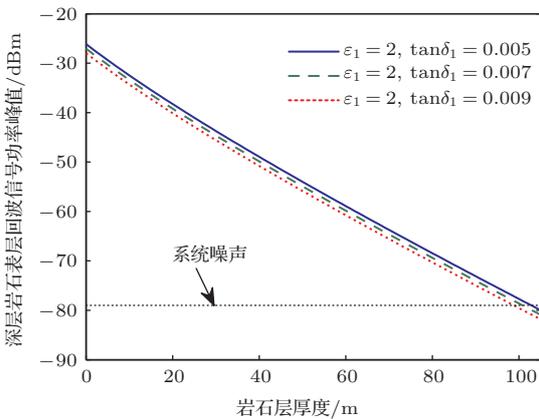


图7 土壤损耗正切 $\tan \delta_1$ 的变化对深层岩石表面散射回波信号强度的影响

图7显示了深层岩石表面散射回波信号强度随土壤损耗正切 $\tan \delta_1$ 和岩石层深度 R_2 变化的曲线。从图中可知: 1) 在 $\varepsilon_1 = 2$, $\tan \delta_1 = 0.005\text{—}0.009$ 变化的过程中, 雷达系统可以探测到的岩石层的最大深度从 99—103 m 变化; 2) 同一高度下, 随着土壤层损耗正切的增大, 深层岩石表面引起的散射回波强度减小, 这是由于土壤层损耗正切的增加使得土壤中传导电流增大, 导致电磁波在土壤中传播时损耗增大, 这样透射到岩石层的能量就会相应地减小, 最终导致到达深层岩石表面的能量减小; 3) 同一损耗正切下, 随着岩石层深度的

增加, 其表面引起的散射回波强度也处于减小状态。岩石层的电特性参数对雷达系统的探测距离和散射回波也有影响, 并与土壤层电特性参数的影响相似, 采用本文的解析计算公式同样可以进行计算分析, 限于篇幅这里不再详述。

从上述解析计算结果分析可知: 1) 若是逐渐增大上层介质的介电常数, 那么其表面散射场强度会逐渐增强, 次表面引起的散射回波强度则逐渐减小, 当上下两层介质的介电常数接近时, 次表面的回波将会变得非常小, 这将会给探测带来困难; 2) 逐渐增大上层介质的损耗正切, 则表面散射场强度不会有变化, 但次表面引起的回波逐渐减小直至雷达无法探测到回波, 这也会给雷达的探测带来影响。

3.2 FDTD 数值模拟中散射场的研究

以安装于探测车上的探地雷达系统为应用背景, 利用 FDTD 方法对整个车载探地雷达系统进行了建模和仿真计算, 其模型如图2所示。车载探地雷达天线系统距离地面 $R = 1\text{ m}$, 土壤层深度 $R_1 = 30\text{ m}$ 。图8是土壤层损耗正切 $\tan \delta_1 = 0.009$, 相对介电常数 ε_1 分别为 2 和 4 时天线接收到的散射回波。从图中可以看到, 随着土壤层介电常数的增加, 土壤层表面引起的散射回波增强, 而岩石层和深层岩石层表面引起的散射回波强度处于减弱状态。

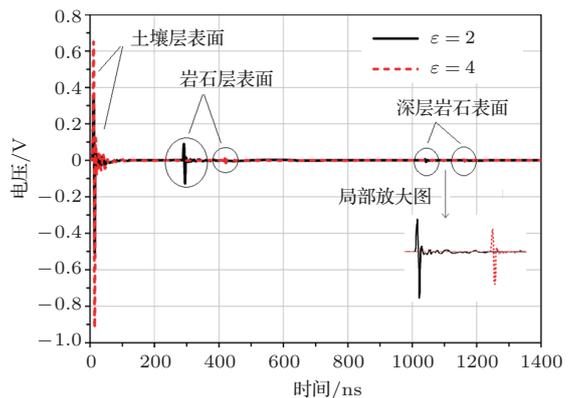


图8 土壤层相对介电常数不同的情况下天线接收到的散射回波

图9是土壤层相对介电常数 $\varepsilon_1 = 2$, 损耗正切 $\tan \delta_1$ 分别为 0.005 和 0.009 时天线接收到的散射回波。从图中可以看到, 随着土壤层损耗正切的增加, 土壤层表面引起的散射回波基本没有变化, 而岩石

层和深层岩石层表面引起的散射回波强度则减弱。

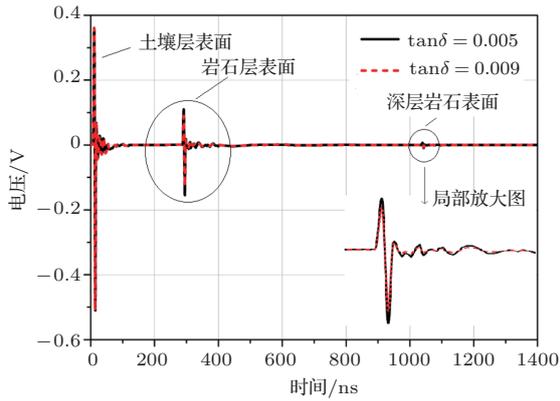


图9 土壤层损耗正切不同情况下天线接收到的散射回波

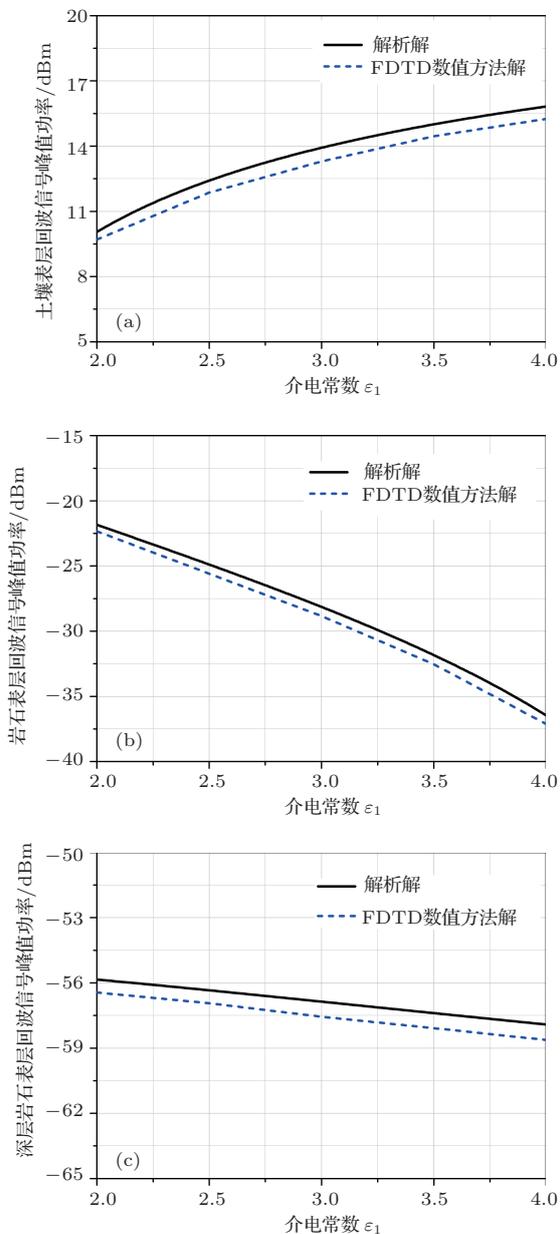


图10 两种方法下土壤相对介电常数 ϵ_1 的变化对散射回波信号强度影响的比较

3.3 解析计算方法与数值模拟方法比较分析

本文对上述的解析计算结果和整个车载系统模型的数值模拟结果进行了对比分析, 图10和11是解析计算和数值模拟两种方法下天线接收到的散射回波信号强度的比较. 由图可知, 整个车载探地雷达系统模型的数值模拟结果与解析计算结果符合良好, 这说明了系统模型的准确性. 但不难发现, 两者的结果仍然存在一定的差异, 这是由于解析计算过程中将车载天线等效为理想天线单元, 仅需提供天线的辐射增益, 而FDTD方法则充分考虑了加载电阻、探测车体以及地面对天线的影响, 并完整分析了车载探地雷达天线向地下分层介质辐射电磁波以及接收回波的整个过程, 能够更精确地分析车载探地雷达的工作过程.

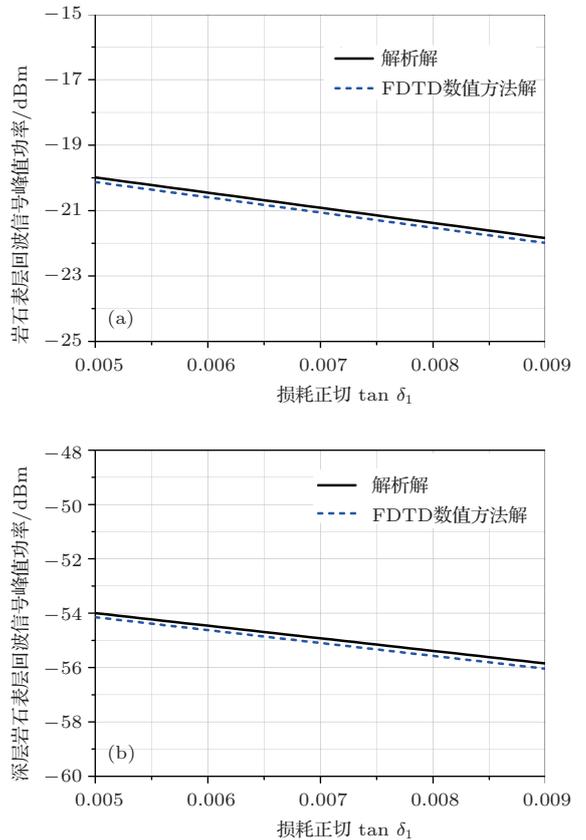


图11 两种方法下土壤损耗正切 $\tan \delta_1$ 的变化对散射回波信号强度影响的比较

4 结论

本文首先建立多层分层介质散射的物理模型, 采用雷达方程和斯涅尔定律给出了多层分层介质散射场强度计算公式, 分析研究了分层介质的电特

性参数对雷达系统的探测距离和分层介质散射场的影响. 结合应用背景, 将探地雷达系统安装在探测车上, 利用FDTD方法对整个车载探地雷达系统回波信号进行了研究, 并将系统模拟仿真结果和解析计算结果进行了对比, 最后对结果做出了分析. 结果表明, 本文的方法能够实现分层介质散射场的计算和分析, 研究结果对于太空星体地下结构的探测具有理论意义和参考价值.

参考文献

- [1] Kobayashi T, Lee S R, Ping J S 2012 *Proceedings of the 14th International Conference on Ground Penetrating Radar* Shanghai, June 4–8, 2012 p919
- [2] Gall A L, Reineix A, Ciarletti V, Berthelie J J, Ney R, Dolon F, Corbel C 2006 *J. Geophys. Res.* **111** 1
- [3] Picardi G, Biccari D, Seu R, Marinangeli L, Johnson W T K, Jordan R L, Plaut J, Safaenili A, Gurnett D A, Ori G G, Orosei R, Calabrese D, Zampolini E 2004 *Planetary and Space Science* **52** 149
- [4] Kobayashi T, Oya H, Ono T 2002 *Earth Planets Space* **54** 973
- [5] Zhang Y, Zhang X J, Fang G Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 184203 (in Chinese)[张宇, 张晓娟, 方广有 2012 物理学报 **61** 184203]
- [6] Zhang Y, Zhang X J, Fang G Y 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 044204 (in Chinese)[张宇, 张晓娟, 方广有 2013 物理学报 **62** 044204]
- [7] Ney R, Bonaime S, Dolon F, Nevejans D, Clairquin R, Duvanaud C, Martinat B, Berthelie J J, Ciarletti V 2003 *Ninth International Conference on HF Radio Systems and Techniques* UK, June 23–26, 2003 p282
- [8] Ciarletti V, Corbel C, Plettemeier D, Cais P, Clifford S M, Hamran S E 2011 *Proc. IEEE* **99** 824
- [9] Plettemeier D, Balling S, Benedix W S, Ciarletti V, Hamran S E, Corbel C, Linke S 2009 *IEEE EUROCON 2009 Russia*, May 18–23, 2009 p1557
- [10] Hamadi A, Guiffaut C, Reineix A, Ciarletti V, Plettemeier D 2010 *Antennas and Propagation Society International Symposium 2010 IEEE* Canada, July 11–17, 2010 p1
- [11] Ge D B, Yan Y B 2011 *Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetic Waves* (3rd Ed.) (Xian: Xidian University Publishing House) p1 (in Chinese) [葛德彪, 闫玉波 2011 电磁波时域有限差分方法 (第三版) (西安: 西安电子科技大学出版社) 第1页]
- [12] Wu T T, King R W P 1965 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **13** 369
- [13] Heiken G H, Vaniman D T, French B M 1991 *Lunar Sourcebook: A User's Guide to the Moon* (New York: Cambridge University Press) pp27–34
- [14] Shkuratov Y G, Bondarenko N V 2001 *Icarus* **149** 329
- [15] Shkuratov Y G, Kaydash V G, Opanasenko N V 1999 *Icarus* **137** 222
- [16] Ouyang Z Y 2005 *Introduction to Lunar Science* (Beijing: China Astronautic Publishing House) pp56–65 (in Chinese) [欧阳自远 2005 月球科学概论 (北京: 中国宇航出版社) 第56–65页]

Characteristics of electromagnetic scattering from the vehicle-mounted ground penetrating radar in layered media

Li Xue-Ping^{1)2)†} Ji Yi-Cai¹⁾ Lu Wei¹⁾ Fang Guang-You¹⁾

1) (*Key Laboratory of Electromagnetic Radiation and Sensing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

2) (*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

(Received 7 September 2013; revised manuscript received 29 September 2013)

Abstract

A physical model for the electromagnetic scattering of layered media is established. Radar equation and Snell's law are adopted to calculate the electromagnetic scattering field of multiple layer media. The effects of the electrical properties of the layer, i.e., permittivity and loss tangent on the detection range of the radar system and scattering field are studied. The vehicle-mounted ground penetrating radar (GPR) for the exploration of lunar subsurface is taken as the background. The finite difference time domain method is used to model and calculate the whole vehicle-mounted GPR, and the intensity of the scattering echoes is studied. The simulation results are compared with the theoretical results, and they are found to be in good agreement with each other. Finally some analyses of the results are presented.

Keywords: vehicle-mounted ground penetrating radar, layered media, scattering properties, electrical characteristic parameters

PACS: 42.25.Dd, 84.40.-x

DOI: [10.7498/aps.63.044201](https://doi.org/10.7498/aps.63.044201)

† Corresponding author. E-mail: lxpslxhwhw@126.com