

大地土壤表面与浅埋多目标宽带复合电磁散射研究

任新成 朱小敏 刘鹏

Wide-band composite electromagnetic scattering from the earth soil surface and multiple targets shallowly buried

Ren Xin-Cheng Zhu Xiao-Min Liu Peng

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 204101 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.204101

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.204101>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I20>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于胶囊内窥镜的胃部肿瘤检测方法

[A method of detecting stomach tumour based on capsule endoscopy](#)

物理学报.2016, 65(19): 194101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.194101>

基于多开口田字形宽频带低损耗左手材料

[Broadband and low-loss left-handed materials based on multi-opening cross shape structures](#)

物理学报.2016, 65(16): 164101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.164101>

单层高效透射型相位梯度超表面的设计及实验验证

[Design and experimental verification of single-layer high-efficiency transmissive phase-gradient metasurface](#)

物理学报.2016, 65(15): 154101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.154101>

基于梯度超表面的反射型线-圆极化转换器设计

[Design of reflective linear-circular polarization converter based on phase gradient metasurface](#)

物理学报.2016, 65(15): 154102 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.154102>

典型大气窗口太赫兹波传输特性和信道分析

[Atmospheric window characteristic and channel capacity of THz wave propagation](#)

物理学报.2016, 65(13): 134101 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.134101>

大地土壤表面与浅埋多目标宽带复合电磁散射研究*

任新成^{1)†} 朱小敏¹⁾ 刘鹏²⁾

1)(延安大学物理与电子信息学院, 延安 716000)

2)(复旦大学, 电磁波信息科学教育部重点实验室, 上海 200433)

(2016年3月15日收到; 2016年7月22日收到修改稿)

为了满足浅埋于粗糙面下方多目标测量和检测的需要, 采用土水混合物介电常数的 Topp 方程模型表示大地土壤的介电特性, 应用指数型分布粗糙面和 Monte Carlo 方法模拟大地土壤表面, 运用时域有限差分方法研究大地土壤表面与浅埋多目标的宽带复合电磁散射, 得出了复合散射系数的频率响应曲线. 结果表明, 复合散射系数随频率振荡地变化; 随土壤表面均方根、土壤含水率、目标截面高度和间距的增大而增大, 随目标截面宽度的增大而减小; 随电磁波入射角的变化较大且较为复杂; 随土壤表面相关长度、目标埋藏深度、目标介电参数的变化较小但较为复杂. 与其他数值计算方法相比较, 采用时域有限差分方法既可获得较高的准确性, 同时又可减少计算时间和内存占用量, 而且可以计算地、海粗糙面与附近任意多目标的宽带复合散射.

关键词: 时域有限差分方法, 宽带复合电磁散射, 大地土壤表面, 多目标

PACS: 41.20.Jb, 11.80.La

DOI: 10.7498/aps.65.204101

1 引言

地、海背景与目标的复合散射研究在军用雷达目标探测、目标识别等领域, 以及民用遥感、无线通信等领域均具有重要的研究意义和广泛的应用前景. 如陆地、海洋表面上方静止目标监测、运动目标识别与制导截获; 陆地表面下方埋藏或海洋表面下方悬浮目标探测; 陆地表面静止或运动战车、海洋表面漂浮或运动舰船监测等许多理论和工程问题都需要对地、海背景与目标的复合散射进行研究^[1-4].

在过去的地、海粗糙面与目标的复合散射研究中, 研究粗糙海面与目标复合散射较多^[5-12], 而研究粗糙地面与目标复合散射较少^[13,14], 不仅如此, 在粗糙地面与目标复合散射特性的研究中, 主要是

研究时谐电磁波入射条件下粗糙地面与上方或下方单个目标的复合散射. 实际上, 地球表面约 70% 为海洋所覆盖, 而其余约 30% 为陆地所覆盖, 研究地面与目标复合散射特性和研究海面与目标复合散射特性具有同样重要的意义, 浅埋的木质工事、边界界桩、矿柱等均属于粗糙地面与半埋多目标的复合模型.

随着超宽带雷达在探测、成像、精确定位、目标识别和遥感等技术中的广泛应用, 超宽带雷达需要目标的宽带雷达散射截面积 (RCS) 以实现远距离探测和稳定跟踪^[15,16], 因此, 粗糙面与目标的宽带复合散射特性研究具有更为实际的意义, 但目前鲜有数值计算微分高斯脉冲入射时粗糙地面与半埋多目标复合模型电磁散射的报道. 本文采用土水混合物介电常数的 Topp 方程模型^[17] 表示大地土壤的介电特性, 应用指数型分布粗糙面^[13] 和 Monte

* 国家自然科学基金 (批准号: 61379026)、陕西省科学技术研究发展计划 (工业攻关) (批准号: 2014K05-61)、陕西省高水平大学建设专项资金 (批准号: 2015SXTS02) 和复旦大学电磁波信息科学教育部重点实验室开放基金 (批准号: EMW201502) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: xchren@yau.edu.cn

Carlo 方法^[18]模拟大地土壤表面,运用时域有限差分(FDTD)方法^[19]研究大地土壤表面与浅埋多目标复合模型的宽带电磁散射特性,得到了一些有用的结果,这些结果对粗糙面与目标复合模型电磁散射特性的认识具有重要的意义,在雷达探测、地面遥感、地下矿井、隧道探测和目标识别等诸多领域均有广泛的应用。

2 复合散射模型

图1为大地土壤表面与半埋多目标复合散射几何示意图,土壤表面上方为自由空间,下方为半无限均匀土壤,木质柱 $abcd, a'b'c'd', a''b''c''d''$ 等浅埋于土壤中,为简便起见,其截面的几何尺寸、埋深、介电参数假设是完全一致的, h 表示 $ab, a'b', a''b''$ 等边到土壤表面距离,即木质柱埋入深度. 图2为大地土壤表面与半埋多目标复合散射计算的FDTD模型,其中连接边界 AB 取为平面并延伸至吸收边界层,连接边界 AB 下方为总场区,上方为散射场区,入射波通过在连接边界上设置等效电磁流引入总场区,在散射场区设置输出边界 CD ,输出边界与连接边界平行并延伸至吸收层,在FDTD计算区域外部设置各向异性介质完全匹配层(UPML)吸收边界,厚度取8个网格。

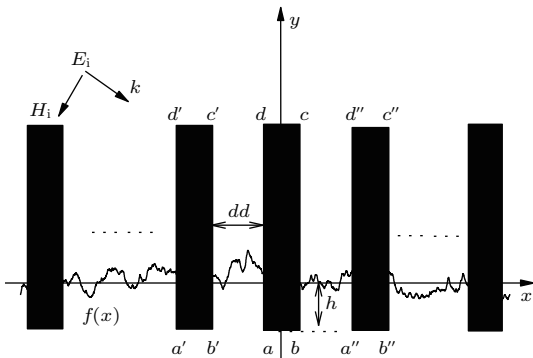


图1 土壤表面与半埋多目标复合散射几何示意图
Fig. 1. Geometry of composite scattering from soil surface and multiple targets shallow buried.

土壤介电常数与含水量的关系模型函数最具代表性的有Topp模型、混合模型、扩散模型等^[20], 相比而言, Topp模型公式形式简单, 更能满足实际工程的需要, 本文中, 土壤的介电特性选用Topp模型^[21], 公式的参量主要是土壤的体积含水量和介电常数的实部, 该公式如下所示:

$$w = -5.3 \times 10^{-2} + 2.92 \times 10^{-2} \varepsilon - 5.5 \times 10^{-4} \varepsilon^2$$

$$+ 4.3 \times 10^{-6} \varepsilon^3, \quad (1)$$

$$\varepsilon = 3.03 + 9.3w + 146.0w^2 - 76.7w^3, \quad (2)$$

其中 w 为土壤含水率, ε 为土水混合物介电常数。

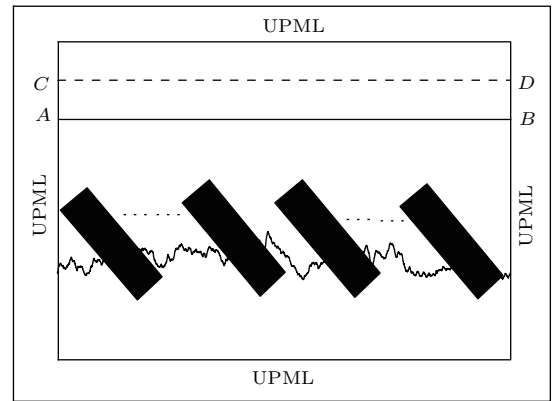


图2 土壤表面与半埋多目标复合散射计算的FDTD模型
Fig. 2. The FDTD model of calculation of composite scattering from soil surface and multiple targets shallow buried.

大地土壤表面高度起伏遵守指数谱分布规律, 指数谱分布的功率谱密度为

$$S(k) = \frac{\delta^2 l}{\pi(1 + k^2 l^2)}, \quad (3)$$

其中 δ, l 分别为土壤粗糙面高度起伏均方根、相关长度, k 为入射波波数。

土壤粗糙表面用Monte Carlo方法建模, 长为 L 的一维粗糙表面样本可表示为

$$f(x_n) = \frac{1}{L} \sum_{j=0}^{j=N-1} F(k_j) \cdot \exp(ik_j x_n), \quad (4)$$

其中 $x_n = n\Delta x (n = 1, \dots, N)$ 表示粗糙表面上第 n 个离散点, $k_j = 2\pi j/L$ 为空间波数, $F(k_j)$ 与 $f(x_n)$ 为傅里叶变换对, 定义为

$$F(k_j) = \frac{2\pi}{\sqrt{2\Delta K}} \sqrt{S(k_j)} \times \begin{cases} [N(0, 1) + iN(0, 1)], & j = 1, 2, \dots, N/2 - 1, \\ N(0, 1), & j = 0, \frac{N}{2}, \end{cases} \quad (5)$$

其中 ΔK 为谱域相邻的谱波样本的空间波数差, $N(0, 1)$ 表示均值为0, 方差为1的高斯随机变量. 当 $j > N/2$ 时, $F(k_j) = F(k_{N-j})^*$, 这样可以保证傅里叶逆变换后得到的粗糙面轮廓 $f(x_n)$ 为实数。

影响木材介电常数的因素^[22,23]主要包括木材含水率、密度、频率、树种、纹理方向、电场方向等. 在温度和频率不变的情况下, 木材的介电常数

随含水率的增加而增大、随密度的增加而增大; 在相同含水率、相同温度条件下, 木材介电常数随频率的增加而逐渐减小; 木材介电常数具有各向异性, 顺纹方向的介电常数比横纹方向的介电常数大 30%—60%. 为简便计, 本文中木材的相对介电常数在 2—10 之间取值^[24].

3 FDTD 方法

麦克斯韦方程组是支配宏观电磁现象的一组基本方程, FDTD 方法由微分形式的麦克斯韦旋度方程出发, 在空间和时间上对电场和磁场分量采取交替抽样的离散方式, 从而将麦克斯韦旋度方程转化为一组差分方程, 并在时间轴上逐步推进地求解空间电磁场. 对二维电磁散射问题, 电磁场的直角分量可划为独立的两组, 即 TM 波与 TE 波. 以 TM 波为例, FDTD 差分公式具有如下形式:

$$\begin{aligned} & H_x^{n+1/2}(i, j + 1/2) \\ &= CP(m)H_x^{n-1/2}(i, j + 1/2) \\ &\quad - CQ(m)\frac{E_z^n(i, j + 1) - E_z^n(i, j)}{\Delta y}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j) \\ &= CP(m)H_y^{n-1/2}(i + 1/2, j) \\ &\quad + CQ(m)\frac{E_z^n(i + 1, j) - E_z^n(i, j)}{\Delta x}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & E_z^{n+1}(i, j) \\ &= CA(m)E_z^n(i, j) + CB(m) \\ &\quad \times \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j) - H_y^{n+1/2}(i - 1/2, j)}{\Delta x} \right. \\ &\quad \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j + 1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j - 1/2)}{\Delta y} \right], \end{aligned} \quad (8)$$

式中 Δx , Δy 分别为 FDTD 计算域 x , y 方向的离散网格宽度, 系数 CA , CB , CP , CQ 分别为:

$$\begin{aligned} CA(m) &= \frac{\frac{\varepsilon(m)}{\Delta t} - \frac{\sigma(m)}{2}}{\frac{\varepsilon(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma(m)}{2}}, \\ CB(m) &= \frac{1}{\frac{\varepsilon(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma(m)}{2}}, \\ CP(m) &= \frac{\frac{\mu(m)}{\Delta t} - \frac{\sigma_m(m)}{2}}{\frac{\mu(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma_m(m)}{2}}, \end{aligned} \quad (9)$$

$$CQ(m) = \frac{1}{\frac{\mu(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma_m(m)}{2}}, \quad (10)$$

其中标号 m 的取值与 (6)—(8) 式左端场分量节点的空间位置相同.

FDTD 计算只能在有限区域进行, 对于开域电磁散射过程, 需在截断边界处设置吸收边界, 本文选择 UPML 吸收边界. UPML 层 FDTD 迭代次序为 $H_x, H_y \rightarrow P'_z \rightarrow P_z \rightarrow E_z$ 和 $E_z \rightarrow B_x, B_y \rightarrow H_x, H_y$, 截断导电介质的 UPML 层电场 E_z 迭代公式如下:

$$\begin{aligned} & P_z^{n+1}(i, j) \\ &= CA(m)P_z^n(i, j) + CB(m) \\ &\quad \times \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j) - H_y^{n+1/2}(i - 1/2, j)}{\Delta x} \right. \\ &\quad \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j + 1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j - 1/2)}{\Delta y} \right], \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} & P_z^{n+1}(i, j) \\ &= C1(m)P_z^n(i, j) \\ &\quad + C2(m) \cdot [P_z^{n+1}(i, j) - P_z^n(i, j)], \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} & E_z^{n+1}(i, j) \\ &= C3(m)E_z^n(i, j) \\ &\quad + C4(m) \cdot [P_z^{n+1}(i, j) - P_z^n(i, j)], \end{aligned} \quad (13)$$

其中系数 $CA(m)$, $CB(m)$ 与 (9) 式相同, 系数 $C1(m)$, $C2(m)$, $C3(m)$, $C4(m)$ 为:

$$C1(m) = \frac{\frac{\kappa_x(m)}{\Delta t} - \frac{\sigma_x(m)}{2\varepsilon_0}}{\frac{\kappa_x(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma_x(m)}{2\varepsilon_0}},$$

$$C2(m) = \frac{\frac{1}{\Delta t}}{\frac{\kappa_x(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma_x(m)}{2\varepsilon_0}}, \quad (14)$$

$$C3(m) = \frac{\frac{\kappa_y(m)}{\Delta t} - \frac{\sigma_y(m)}{2\varepsilon_0}}{\frac{\kappa_y(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma_y(m)}{2\varepsilon_0}},$$

$$C4(m) = \frac{\frac{1}{\Delta t}}{\frac{\kappa_y(m)}{\Delta t} + \frac{\sigma_y(m)}{2\varepsilon_0}}, \quad (15)$$

其中 σ_w 和 $\kappa_w(w = x, y)$ 的取值为:

$$\begin{cases} \sigma_w(w) = \sigma_{w,\max} \frac{|w - w_0|^m}{d^m}, \\ \kappa_w(w) = 1 + (\kappa_{w,\max} - 1) \frac{|w - w_0|^m}{d^m}, \end{cases} \quad (16)$$

其中 d 表示 UPML 层的厚度, w_0 表示 UPML 层靠近 FDTD 区的界面位置, 当 $m = 4$, $\sigma_{\max} = \frac{m+1}{\sqrt{\epsilon_r} 150\pi\delta}$, $\kappa_{\max} = 5-11$ 时吸收效果最佳.

在 FDTD 计算得到近场散射数据后, 记录外推边界上各个时刻场值, 运用瞬态场外推方法得到脉冲源激励下远区散射场的时间响应, 再进行傅里叶变换代入散射系数公式中获得散射系数的频率响应

$$\sigma = 10 \lg(\text{NRCS}) \text{ dB}, \quad (17)$$

式中 NRCS 表示归一化雷达散射截面, 其具体形式为

$$\text{NRCS} = \lim_{r \rightarrow \infty} \frac{2\pi r}{L} \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2}, \quad (18)$$

式中 r , E_s , E_i 分别表示观察点到原点的距离、远区散射场、入射波电场.

4 数值计算结果与讨论

限于篇幅, 本文所用瞬态场 FDTD 计算程序的有效性验证不再列出, 详细情况参见文献 [13].

在以下数值计算中, 如没有特殊说明, 入射波为 TM 极化高斯脉冲平面波, 入射角 $\theta_i = 30^\circ$, FDTD 空间网格宽度 $\Delta = 5 \text{ mm}$, 时间网格宽度 $dt = \Delta/(2c)$, c 为真空中光速. 土壤表面高低起伏满足指数谱分布规律, 取样长度 $L = 3600\Delta$, 统计个数 40 个. 木质柱截面边长 $ab = 20 \text{ cm}$, $bc = 70 \text{ cm}$, 倾角 $\varphi = 0^\circ$, 目标埋入深度 $h = 5 \text{ cm}$, 目标间距 $dd = 60 \text{ cm}$, 目标介电常数 $\epsilon = 2$, 大地土壤表面的高度起伏均方根 $\delta = 1 \text{ cm}$, 相关长度 $l = 50 \text{ cm}$. 土壤介电常数采用 (2) 式, 即 Topp 方程模型计算, 如无特殊说明, 取含水率 $w = 0.3$.

4.1 土壤表面粗糙度参数 δ 与 l 对宽带复合散射系数的影响

图 3 为宽带复合散射系数 σ 随土壤表面高度起伏均方根 δ 变化的频率响应曲线. 从图 3 可以看出, 在计算频域内, σ 随 f 振荡地变化, 且振荡的准周

期、幅度均随 δ 的增大而减小; 对于某一频点而言, 当 $f < 2.335 \text{ GHz}$ 时, σ 随 δ 的增大显著地增大; 当 $f > 2.335 \text{ GHz}$ 时, σ 随 δ 的增大略微增大.

土壤与浅埋多目标复合模型总的散射来自于土壤表面散射、目标散射、土壤表面与目标耦合散射、目标与目标耦合散射. 频率响应曲线振荡是由地物表面大量谐波分量与入射脉冲波中包含的相同频率成分发生耦合作用、从而出现干涉相长和相消所致, 下同, 不再赘述. σ 随 δ 的增大而增大是因为在其他参量一定的条件下, 随着 δ 增大, 土壤表面的粗糙程度增大, 其散射作用增强引起的. 总体来说, 土壤表面高度起伏均方根 δ 对宽带复合散射系数影响很大.

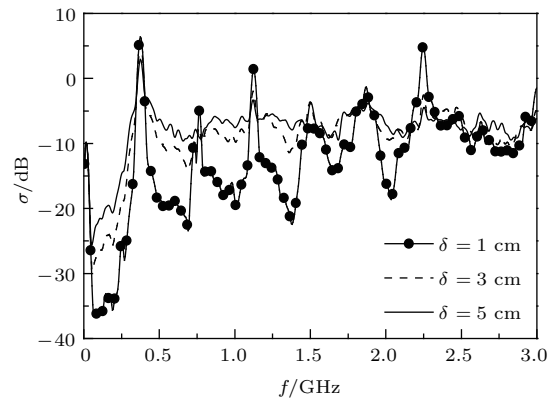


图 3 土壤表面均方根 δ 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 3. Influence of δ on wide-band composite scattering coefficient.

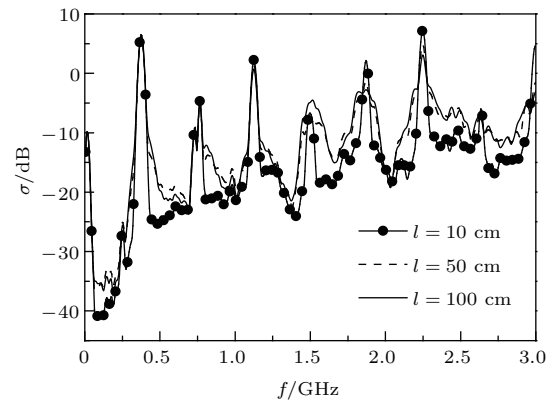


图 4 土壤表面相关长度 l 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 4. Influence of l on wide-band composite scattering coefficient.

图 4 为宽带复合散射系数 σ 随土壤表面相关长度 l 变化的频率响应曲线. 由图 4 可见, σ 随 f 振荡地变化, 在低频区, l 对振荡的准周期、幅度影响较小, 在高频区, l 对振荡的准周期、幅度影响稍大; 在

计算频域的一部分频点上, σ 随 l 增大而稍有增大, 在另一部分频点上, σ 随 l 增大而略有减小, 还有一部分频点上, σ 不随 l 的变化而变化, 总体来说, 并无固定的规律可循. 可见, 土壤表面相关长度 l 对宽带复合散射系数影响较小且比较复杂.

4.2 土壤含水率 w 对宽带复合散射系数的影响

图 5 为宽带复合散射系数 σ 随土壤含水率 w 变化的频率响应曲线. 可以看出, σ 随 f 振荡地变化, w 对振荡的准周期和幅度影响均不大; 在计算频域绝大部分频点上, w 越大, σ 也明显越大, 但是在部分频点处, 土壤含水率对宽带复合散射系数的影响较小. 总的来讲, 土壤含水率 w 对宽带复合散射系数的影响是显著的. 这是因为, 土壤含水率 w 增大, 则土壤的介电常数也随之显著增大, 土壤粗糙面上方的散射增强、土壤粗糙面下方的散射减弱.

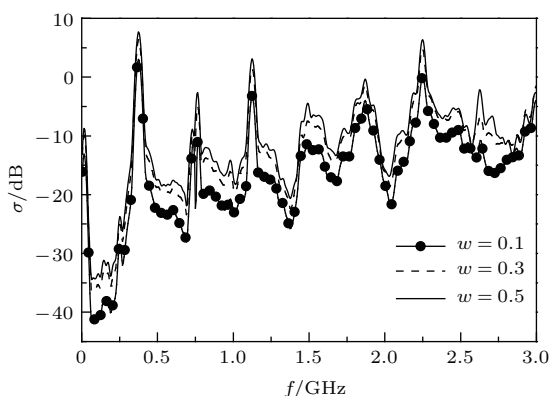


图 5 土壤含水率 w 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 5. Influence of water ratio of soil on wide-band composite scattering coefficient.

4.3 目标截面宽度 ab 、高度 bc 、间距 dd 、埋藏深度 h 、介电参数、倾角对宽带复合散射系数的影响

图 6 和图 7 分别计算了木质柱宽度 ab 、高度 bc 变化对宽带复合散射系数 σ 的影响. 由图 6 可以看出, 在计算的整个频率范围内, σ 随 f 振荡地变化, 振荡周期随 ab 增大而显著减小、振幅随 ab 增大略有减小; 对于绝大多数频点, σ 随 ab 的增大而减小, 但不明显. 由图 7 可以看到, σ 随 f 振荡地变化, 在低频区, 振荡的准周期、幅度随 ab 的变化不明显, 在高频区, 振荡的准周期、幅度随 ab 的变化较明显, 且振荡的准周期随 bc 的增大而减小, 而幅度随 bc

的增大而增大. 总体来说, 在高频区各频点上 bc 对 σ 大小的影响比低频区各频点上要大一些, 且 σ 随 bc 的增大而增大. 由图 1 和图 2 可知, 在计算区域内, 宽度 ab 越大, 目标数量越少, 土壤表面长度也相对减少, 土壤表面散射、土壤表面与目标耦合散射、目标与目标耦合散射减小, 因此宽带复合散射系数减小; 高度 bc 越大, 目标与电磁波波源距离越小, 目标与波源越近, 因此宽带复合散射系数增大.

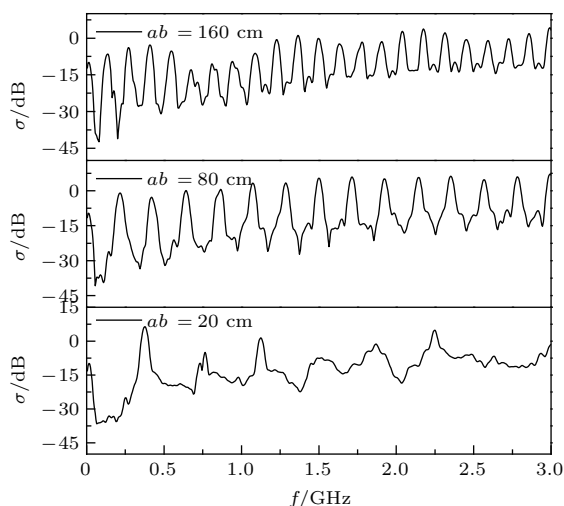


图 6 宽度 ab 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 6. Influence of ab on wide-band composite scattering coefficient.

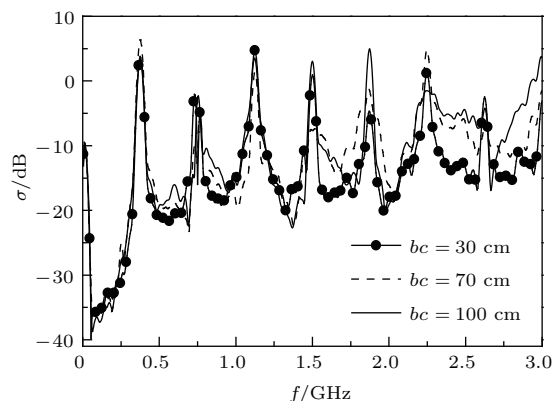


图 7 高度 bc 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 7. Influence of bc on wide-band composite scattering coefficient.

图 8 计算了木质柱间距 dd 对宽带复合散射系数 σ 的影响. 可以看出, σ 随频率 f 振荡地变化, 随着 dd 的增大, σ 的频率响应曲线峰值向低频端移动, 且振荡幅度变化显著, 即振荡准周期减小、幅度增大; 间距 dd 对 σ 影响较大且较为显著, 对于计算频域的大部分频点, dd 越大, σ 越大, 在低频区, 由于 dd 的不同, σ 差距较大, 在高频区, 由于 dd 的不

同, σ 差距较小. 这是由于 dd 增大时, 目标个数减少, 计算区域内粗糙面长度增大, 发生耦合散射的频率成分增多, 因此出现曲线响应峰值向低频端移动的现象; 同时, 由于 dd 增大时, 目标、粗糙面与目标、目标与目标的耦合作用减小, 但粗糙面散射显著增强, 因而宽带复合散射系数随之增大.

图9 计算了木质柱埋入深度 h 对宽带复合散射系数 σ 的影响. 可以看出, 在低频区, h 对 σ 影响较小, 在高频区, h 对 σ 影响较大. 总体而言, 在计算频域的各个频点上, ε 对 σ 的影响是非常复杂的, 在低频区各频点上, σ 的大小随 ε 的变化不明显, 在高频区 σ 的大小随 ε 的增大而减小, 在中间频域 σ 的大小随 ε 的变化出现反常, 即 σ 的大小随 ε 的增大而增大.

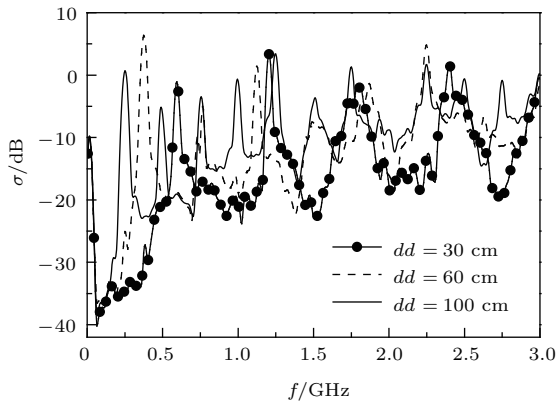


图8 间距 dd 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 8. Influence of dd on wide-band composite scattering coefficient.

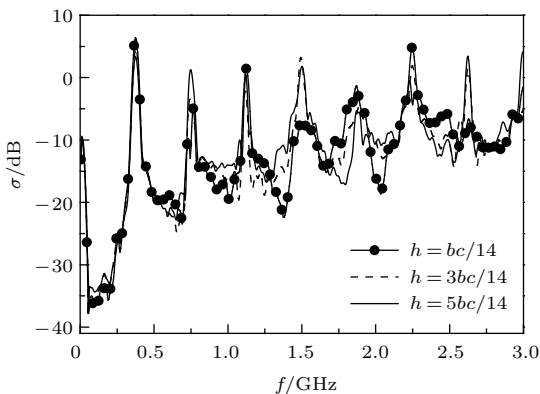


图9 埋藏深度 h 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 9. Influence of h on wide-band composite scattering coefficient.

图10 计算了木质柱介电常数 ε 对宽带复合散射系数 σ 的影响. 可以看出, ε 取不同值时, 频率响应曲线振荡的情况有明显的区别, 当 ε 较小时, 振

荡的准周期明显较大、频率响应曲线缓慢振荡, 而当 ε 较大时, 振荡的准周期明显减小且频率响应曲线急剧振荡; 在计算频域内, 介电常数对宽带复合散射系数的影响非常明显, 但却非常复杂, 无固定规律可循.

图11 计算了木质柱倾角 φ 对后向复合散射系数 σ 的影响. 可以看出, 不同的目标倾角 φ 下, 后向复合散射系数 σ 随频率的变化曲线在几处相同频点出现极大值, 并且相邻极大值之间频率间隔基本相同, 但 φ 对后向复合散射系数大小的影响非常复杂, 并无固定的规律可循.

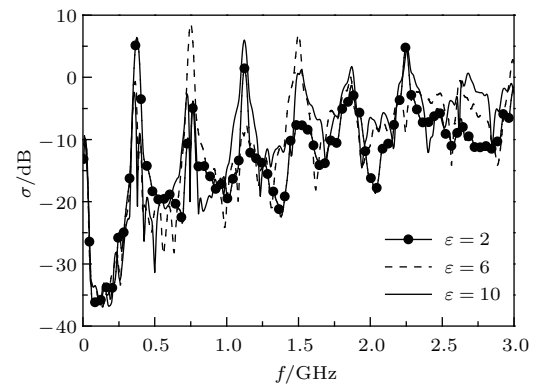


图10 目标介电常数 ε 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 10. Influence of ε on wide-band composite scattering coefficient.

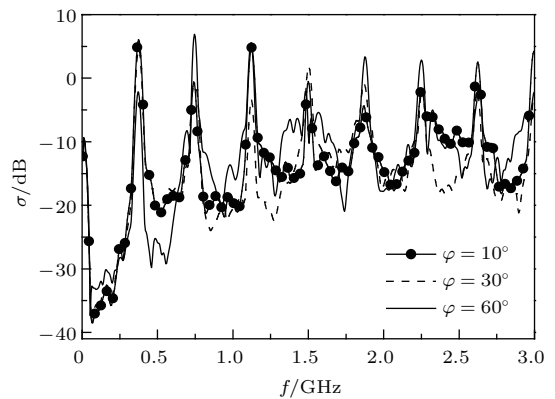


图11 倾角 φ 对宽带复合散射系数的影响
Fig. 11. Influence of φ on wide-band composite scattering coefficient.

4.4 电磁波入射角对宽带复合散射系数的影响

图12 计算了电磁波入射角 θ_1 对宽带复合散射系数 σ 的影响. 不难看出, θ_1 取不同值时, 频率响应曲线振荡的情况有明显的区别, 当 θ_1 较小时, 振荡

的准周期明显较大、频率响应曲线缓慢振荡,而当 θ_i 较大时,振荡的准周期明显减小且频率响应曲线急剧振荡;在整个计算频域内,入射角 θ_i 对 σ 影响较大且较显著,但对于某一确定的频点, σ 随 θ_i 的变化却非常复杂,并无固定的规律可循。

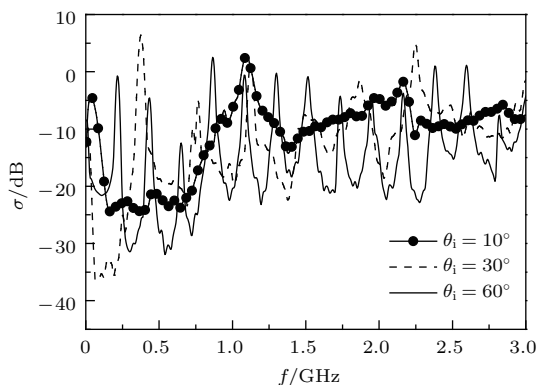


图 12 入射角 θ_i 对宽带复合散射系数的影响

Fig. 12. Influence of θ_i on wide-band composite scattering coefficient.

5 结 论

本文运用时域有限差分方法研究了大地土壤表面与浅埋多目标复合模型的电磁散射问题,分析了复合散射系数随土壤表面高度起伏均方根、相关长度,土壤含水率,木质柱间距、几何参数、埋藏深度、介电常数,电磁波入射角等变化而变化的规律.本文计算结果对粗糙地物表面与目标宽带复合电磁散射特性的认识以及复杂环境中目标的识别具有一定的应用价值.当然,本文的讨论仅限于大地土壤表面高度起伏为一维指数型分布的情形,目标也仅限于多个木质柱,对于其他类型一维粗糙面、二维粗糙面与更复杂的浅埋目标、二维浅埋目标的宽带复合散射问题还有待于进一步深入研究,本文有关计算结果还有待于进一步的实验验证。

参考文献

[1] Nasr M A, Eshrah I A, Hashish E A 2014 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 2702

[2] Bellez S, Bourlier C, Kubick G 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **63** 5003
 [3] Rashidi-Ranjbar E, Dehmollaian M 2015 *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.* **12** 1481
 [4] Altuncu Y 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **63** 3634
 [5] Xu X K 2010 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **58** 1425
 [6] Tao R, Li Y, Bai X, Waheed A 2012 *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **50** 3627
 [7] Li N, Zhang M, Nie D, Sun R Q 2015 *Wave Random Complex* **25** 1
 [8] Li J, Guo L X 2015 *Wave Random Complex* **25** 60
 [9] Jia C G, Guo L X, Yang P J 2015 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **14** 217
 [10] Guo L X, Xu R W 2015 *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **53** 3885
 [11] Liang Y, Guo L X, Wu Z S, Liu Q H 2016 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **15** 186
 [12] Tian W, Ren X C, Guo L X 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 174101 (in Chinese) [田炜, 任新成, 郭立新 2015 物理学报 **64** 174101]
 [13] Zhu X M, Ren X C, Guo L X 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 054101 (in Chinese) [朱小敏, 任新成, 郭立新 2014 物理学报 **63** 054101]
 [14] Xu R W, Guo L X, Wang R 2014 *Chin. Phys. B* **23** 114101
 [15] Zhang H H, Ding D Z, Fan Z H, Chen R S 2015 *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **14** 579
 [16] Pan X M, Sheng X Q 2015 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **62** 4304
 [17] Topp G C, Davis J L, Annan A P 1980 *Water Resour. Res.* **16** 574
 [18] Yang G D, Du Y 2014 *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **52** 2607
 [19] Ge D B, Yan Y B 2011 *Finite-Difference Time-Domain Method for Electromagnetic Waves* (Third Edition) (Xi'an: Xidian University Press) (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)]
 [20] Khankhoje U K, Burgin M, Moghaddam M 2014 *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.* **11** 1345
 [21] Chen K S, Tsang L, Chen K L, Liao T H, Lee J S 2014 *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **52** 7048
 [22] Ramasamy S, Moghtaderi B 2010 *Energy Fuels* **24** 4534
 [23] Hollertz R, Arwin H, Faure B, Zhang Y, Bergström L, Wagberg L 2013 *Cellulose* **20** 1639
 [24] Kol S H 2009 *Bioresources* **4** 1663

Wide-band composite electromagnetic scattering from the earth soil surface and multiple targets shallowly buried*

Ren Xin-Cheng^{1)†} Zhu Xiao-Min¹⁾ Liu Peng²⁾

1) (School of Physics and Electronic Information, Yanan University, Yan'an 716000, China)

2) (Key Laboratory for Information Science of Electromagnetic Waves (MoE), Fudan University, Shanghai 200433, China)

(Received 15 March 2016; revised manuscript received 22 July 2016)

Abstract

Wide-band electromagnetic scattering from multiple objects shallowly buried beneath rough earth soil surfaces has been an important research topic in recent years because of its extensive applications in detecting the buried objects such as mines, pipes, and tunnels. Due to the advantages of finite-difference time-domain (FDTD) method in simulating wide-band electromagnetic scattering from rough surface in the presence of multiple objects, the FDTD method under Gaussian differential pulse wave incidence is utilized in the present study to analyze the frequency response of rough soil surfaces with shallowly buried objects, which serves as a basis for the detection and discrimination of objects buried below rough soil surfaces. The Topp equation model that can predict the dielectric constant of soil-water mixture is adopted in the present study to properly describe the dielectric property of earth soil with water. The actual rough land surface is modeled as the realization of a Gaussian random process with exponential spectrum by using Monte Carlo method. Simulation results show that the variation of composite scattering coefficient with frequency is oscillatory. It is also shown that the composite scattering coefficient versus frequency increases with the increase of root-mean-square of soil surface, water ratio of soil, the target section height, and the separation distance of target. However, simulation results indicate that the composite scattering coefficient versus frequency decreases with the increase of target section width. In summary, the variation of wide-band scattering coefficient is very complicated and is very sensitive to the incidence angle of electromagnetic wave. However, the wide-band scattering coefficient under Gaussian differential pulse wave incidence is less sensitive to the correlation length of rough soil surface, the depth of buried objects, and the dielectric constant of target. These qualitative results relating to the frequency response of rough soil surfaces in the presence of multiple objects are potentially valuable for detecting and discriminating the objects buried below rough soil surfaces by utilizing a wide-band ground penetrating radar system, although the present study is limited to one-dimensional rough soil surface due to the severe computational burden encountered in the large-scale Monte Carlo simulations. In addition, compared with frequency-domain numerical methods, the FDTD method has significant advantages in calculating wide-band composite scattering from rough surfaces in the presence of multiple objects, and thus has extensive applications in radar imaging simulation of multiple objects below or above rough surfaces, which goes beyond the scope of this paper.

Keywords: finite-difference time-domain, wide-band composite electromagnetic scattering, the earth soil surface, multiple targets

PACS: 41.20.Jb, 11.80.La

DOI: 10.7498/aps.65.204101

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61379026), the Science and Technology Research and Development Program Project in Shaanxi Province (Industrial Research), China (Grant No. 2014K05-61), the Foundation of Construction of High-level University Project in Shaanxi Province, China (Grant No. 2015SXTS02), and the Open Foundation of Fudan University Key Laboratory for Information Science of Electromagnetic Waves (MoE), China (Grant No. EMW201502).

† Corresponding author. E-mail: xchren@yau.edu.cn