

基于瞬态电磁响应的埋地细长良导体目标长度和方位估计

周丽军^① 欧阳缮^{*①②} 廖桂生^① 晋良念^②

^①(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

^②(桂林电子科技大学广西无线宽带通信与信号处理重点实验室 桂林 541004)

摘 要: 对地下管道电缆等目标的几何特征估计在城市建设和市政基础设施维护中尤为重要, 针对此类埋地细长良导体目标, 该文提出一种基于瞬态电磁响应的管道目标长度与方位角估计方法。建立了介电媒质中水平极化电磁波在布鲁斯特角入射下细长良导体目标后向散射回波时延差模型, 通过分析瞬态响应时频分布, 建立了其谐振态与目标长度的关系, 并由此估计目标的长度。利用瞬态响应早时部分首达回波与晚时部分谐振回波的能量变化趋势, 判断电磁波到达目标两端点的时间顺序, 再根据首达时间延迟差估计目标的方位角。数值仿真结果表明在电场方向与目标轴线方向偏离不大的情况下, 提出方法有效并且对噪声具有鲁棒性, 适用于信噪比 $\text{SNR} \geq 5 \text{ dB}$ 的长度估计以及 $\text{SNR} > 10 \text{ dB}$ 的方位角估计。

关键词: 瞬态响应; 谐振; 长度估计; 方位估计

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)06-1424-08

DOI: 10.11999/JEIT160718

Estimation of Length and Orientation of Subsurface Thin-wire Structures Based on Transient Electromagnetic Responses

ZHOU Lijun^① OUYANG Shan^{①②} LIAO Guisheng^① JIN Liangnian^②

^①(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Guangxi Key Laboratory of Wireless Wideband Communication & Signal Processing, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: It is particularly important to estimate the geometric features of buried pipe cables in urban construction and municipal infrastructure maintenance. For this kind of subsurface thin-wire structure targets, a method for estimation of the length and orientation of a target based on transient electromagnetic responses is proposed. In this method, a time delay difference model of the backscattering responses from such thin-wire structures illuminated by electromagnetic wave at Brewster's angle with horizontal polarization is established. By analyzing the time-frequency distribution of the transient responses, the relationship between the resonant state and the target length is established and the length of the target is estimated. The energy change between the early time responses and late time resonances is applied to determining the time sequence of the arrival of the electromagnetic wave to the target. Then the target orientation is estimated by the time delay difference of early time responses. Numerical simulation results show that the proposed method is effective in the case of the direction of electric field close to the target axial direction. Meanwhile, the proposed method is robust to noise, and can be applied to length estimation for $\text{SNR} \geq 5 \text{ dB}$ and orientation estimation for $\text{SNR} > 10 \text{ dB}$.

Key words: Transient responses; Resonances; Length estimation; Orientation estimation

1 引言

随着城市规模的迅速扩大, 错综复杂的地下市

政管网经常遭受施工中的人为损坏, 严重影响生产生活^[1-3]。目前对地下管网的无损探测主要依赖于探地雷达(GPR)技术, 即向地下空间发射高频电磁波, 利用地下物体与环境之间的介电差异对接收回波进行处理, 提取地下介质分布情况^[4,5]。应用最广泛的 GPR 探测技术主要是基于 B-Scan 扫描, 这是基于 1 维地电模型的目标位置估计^[6]。为了改善对细长良导体目标的探测, Tsouflias 等人^[7]利用线目标的电磁波极化效应从 B-scan 能量图中检测目标, 这一

收稿日期: 2016-07-07; 改回日期: 2016-12-15; 网络出版: 2017-02-28

*通信作者: 欧阳缮 hmoys@guet.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61371186, 61162007), 广西自然科学基金(2013GXNSFFA019004)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61371186, 61162007), Guangxi Natural Science Foundation (2013GXNSFFA019004)

方法需要确保电场方向与细长目标轴向一致, Liu 等人^[8]利用混合双极化可以在电场方向与线性目标轴向不一致时也能实现目标探测。研究表明对于高品质因数的细长目标, 当电场极化方向与目标轴线方向一致时, 回波中还包含持续时间较长的大幅值谐振晚时响应^[9]。Li 等人^[10]利用 B-scan 图中谐振特性估计目标的长度。这些方法只适合于对水平方位目标探测, 而对于地下倾斜方位目标却往往失效, 而且, GPR 回波中一般包含了目标与周围环境之间的交互信息, 使得对地下目标的几何参数信息获取困难^[11]。

对于埋地目标, 回波谐振(CNR)可以分为内部谐振与外部谐振, 前者是由目标内部的多次反射波产生, 与内部碰撞模式有关, 且是独立于外部环境的; 而后者是由目标体外表面爬行波产生, 依赖于目标与环境媒质的介电差异^[12]。对介质球体的研究表明其外部谐振衰减因子比内部谐振衰减因子大得多, 实际中多以内部谐振为主^[12]。但是对于细长良导体目标, 当电场极化方向与目标轴向一致时, 会产生不可忽略的外部谐振。对此, Lui 等人^[13]研究了自由空间与半空间的 PEC 目标的波前和谐振事件, 通过混合波前 SEM(HWSEM)的方法将早时局部波前散射现象与晚时全局谐振行为联合分析, 从物理角度研究瞬态散射问题中的散射事件与机制, 解释了不同方位角目标在不同环境下时频分布中波前与谐振的交互现象。文中分析了不同方位目标对波前与谐振交互的影响, 但并没有研究目标几何参数探测方法。

本文针对地下细长良导体目标的长度与方位估计问题, 通过研究地下目标体瞬态散射特性, 对目标的几何属性进行定量的描述与分析, 为实际地下细长良导体如管道缆线等勘测提供指导意义。文章安排如下: 第 2 节针对地下细长良导体目标构建了基于瞬态电磁散射的后向散射回波时延差模型; 第 3 节建立了电磁波在目标体上的晚时部分谐振态与目标长度的关系以及目标长度与方位角估计算法; 第 4 节给出仿真结果与分析; 第 5 节总结全文。

2 埋地细长良导体回波模型

本文将半径与长度之比小于 5% 的良导体作为地下细长良导体模型^[14], 设目标位于电磁波入射平面内, 接收的回波为后向散射波, 接收方式为同极化方式。定义电场垂直于入射平面的电磁波为垂直极化, 电场平行于入射平面的电磁波为水平极化。为了充分利用电磁波在目标体外表面耦合产生的谐振获取大幅值回波, 取水平极化方式, 且假定电磁

波全部入射到地下介质, 使得反射系数为 0, 那么入射角度应为布鲁斯特角 $\theta_i = \theta_B = \text{asin}\left(\sqrt{\varepsilon_r/(\varepsilon_r + \varepsilon_0)}\right)$ 。

将长度为 L 的目标倾斜放置在地下, 设目标等分成 N 段(即 N 个散射中心), 每段长度为 $\Delta l = L/N$, 每段的雷达横截面 RCS 为 σ_T/N 。将入射平面波看成 N 个波束, 每个波束传播距离分为空气中传播距离 d_1 与地下传播距离 d_2 两部分。则埋地目标的散射电场写成^[15]

$$E_S = \sum_{n=1}^N E_S(n) = \frac{|E_0|}{16\pi^2 N} \sigma_T T_1(\theta_i) T_2(\theta_i) \cdot \sum_{n=1}^N \frac{1}{d_1(n)} \exp[-j2k_1 d_1(n) - j2k_2 d_2(n)] \quad (1)$$

其中 σ_T 为目标的雷达横截面 RCS, 且 $\sigma_T = [2L\sigma_{2D} \sin^2(kL \sin \theta)]/[\lambda(kL \sin \theta)^2]$, $\theta = \theta_T - \theta_c$, θ_T 为电磁波在地下下的折射角, θ_c 为目标在地下下的方位角, σ_{2D} 为 2 维 RCS^[16]。 T_1 表示从空气到地下的透射系数, T_2 表示从地下到空气中的透射系数。需要注意的是这里仅考虑经典的高频电磁散射问题, 并未考虑散射中心之间的相位干涉效应。

设空气中波数 $k = 2\pi f/c$, 则有 $k_1 = k$, $k_2 = \sqrt{\varepsilon_r}k$ 。目标中点离地面的高度为 h_c , 雷达位于 $(0, 0, H_r)$, 可得对于第 1 段目标电磁波在空气与地下的传播距离分别为 $d_1(1) = H_r/\cos \theta_i$ 与 $d_2(1) = (h_c + L \sin \theta_c / 2)/\cos \theta_T$ 。由此得到目标回波中第 n 个散射中心在径向上的位置为

$$d(n) = d_1(1) + \sqrt{\varepsilon_r}d_2(1) + \frac{n-1}{N}L \cdot \left[(\sin \theta_c \tan \theta_T + \cos \theta_c) \sin \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r} \frac{\sin \theta_c}{\cos \theta_T} \right] \quad (2)$$

其对应的时间延迟为 $t(n) = 2d(n)/c$ 。从此模型可以看出, 目标体每个散射中心的回波时间延迟均不相同。目标两个端点的时延差及目标回波强度不仅与环境的介电常数 ε_r 有关, 还与目标长度 L 和方位角 θ_c 有关。考虑到目标的瞬态响应回波充分体现了各个散射事件的回波时间延迟, 可以研究电磁波在目标体以及目标与环境之间的散射事件传播机制, 利用不同散射事件的回波时延差估计目标长度及方位角。

3 目标体长度与方位角估计

3.1 长度估计

电磁波在目标体上除了如式(1)的镜面反射, 还存在绕射波、爬行波等散射事件^[17-19]。考虑到能量泄漏引起绕射波能量较小^[18], 这里主要研究电磁波在有限长目标体上的爬行波, 即目标体的外部谐振。

图1给出了地下掩埋目标的电磁波传播示意图。这时散射电场不仅包含如式(1)所示的镜面反射,也包含电磁波在目标体上的爬行波,因此式(1)可以扩展为

$$E_S = \sum_{n=1}^N E_S(n) + E_{S(O|B)} + E_{S(A|O)} + E_{S(A \rightarrow B)} + E_{S(B \rightarrow A)} \quad (3)$$

其中,

$$E_{S(O|B)} = \frac{|\mathbf{E}_0|}{16\pi^2 d_1^2(1)} \sigma_T T_1(\theta_i) T_2(\theta_i) \cdot \exp[-j2k_1 d_1(1) - j2k_2 m d_2(1) - jk_2 q L] \quad (4)$$

$$E_{S(A|O)} = \frac{|\mathbf{E}_0|}{16\pi^2 d_1^2(N)} \sigma_T T_1(\theta_i) T_2(\theta_i) \cdot \exp[-j2k_1 d_1(N) - j2k_2 m d_2(N) - jk_2 q L] \quad (5)$$

$$E_{S(A \rightarrow B)} = \frac{|\mathbf{E}_0|}{16\pi^2 d_1^2(1)} \sigma_T T_1(\theta_i) T_2(\theta_i) \cdot \exp[-jk_1 d_1(1) - jk_2 m d_2(1) - jk_1 d_1(N) - jk_2 d_2(N) - jk_2 q L] \quad (6)$$

$$E_{S(B \rightarrow A)} = \frac{|\mathbf{E}_0|}{16\pi^2 d_1^2(1)} \sigma_T T_1(\theta_i) T_2(\theta_i) \cdot \exp[-jk_1 d_1(1) - jk_2 d_2(1) - jk_1 d_1(N) - jk_2 m d_2(N) - jk_2 q L] \quad (7)$$

因篇幅所限,仅给出4种典型电磁波传播事件的示意图。图1(a)与图1(b)分别表示电磁波从目标一端入射经目标体表面多次传播并由此端点反射回接收机,其散射模型分别如式(4)与式(5)所示。图1(c)与图1(d)分别表示电磁波从目标一端入射经目标体表面两 endpoint 之间多次传播并由另一个 endpoint 多次反射回接收机,散射模型如式(6)与式(7)所示。式(4)~式(7)中 m, q 分别表示电磁波多次振荡(爬行)的次数。事实上与目标长度 L 相关的谐振是晚时响应部分与目标体表面爬行波有关的外部谐振^[12]。

由式(4)与式(5)可知,电磁波从一个 endpoint 入射且在目标体上多次爬行后从此 endpoint 返回,那么式中的 q 必为偶数,令 $q = 2w$, $w = 0, 1, 2, \dots$ 。由式(6)与式

(7)可知,电磁波从一个 endpoint 入射且在目标体上多次爬行后从另一个 endpoint 返回,那么式中 q 必为奇数,为了与式(4),式(5)统一格式,令 $q = 2w + 1$, $w = 0, 1, 2, \dots$ 。若忽略端点的多次反射,令式(4)~式(7)中的 $m = 1$, 则可以得到其式中的时间延迟分别为

$$t_{(O|B)}(w) = [2d_1(1) + 2\sqrt{\varepsilon_r} d_2(1) + 2w\sqrt{\varepsilon_r} L] / c \quad (8)$$

$$t_{(A|O)}(w) = [2d_1(N) + 2\sqrt{\varepsilon_r} d_2(N) + 2w\sqrt{\varepsilon_r} L] / c \quad (9)$$

$$t_{(A \rightarrow B)}(w) = [d_1(1) + \sqrt{\varepsilon_r} d_2(1) + d_1(N) + \sqrt{\varepsilon_r} d_2(N) + (2w - 1)\sqrt{\varepsilon_r} L] / c \quad (10)$$

很明显,对于每一个时间延迟,其内部都有一个跟谐振次数相关的谐振周期,这里称为自周期,可以计算得到

$$T_{(O|B)} = t_{(O|B)}(w + 1) - t_{(O|B)}(w) = 2\sqrt{\varepsilon_r} L / c = 2L / v \quad (11)$$

$$T_{(A|O)} = t_{(A|O)}(w + 1) - t_{(A|O)}(w) = 2\sqrt{\varepsilon_r} L / c = 2L / v \quad (12)$$

$$T_{(A \rightarrow B)} = t_{(A \rightarrow B)}(w + 1) - t_{(A \rightarrow B)}(w) = 2\sqrt{\varepsilon_r} L / c = 2L / v \quad (13)$$

式中 $v = c / \sqrt{\varepsilon_r}$ 表示电磁波在媒质中的速度。定义电磁波在目标体上从一端沿径向爬行到另一端所用的时间为目标时长,由式(11)~式(13)可以看出,在回波中存在2倍目标时长的自周期振荡。事实上图1中的散射事件是同时发生的,即对于式(8)~式(10)中还存在各时延之间的谐振周期,这里称为联合周期,可以得到

$$T_1 = t_{(O|B)}(w + 1) - t_{(A|O)}(w) = \frac{2L}{v} \left[1 \pm \frac{N - 1}{N} \sin(\theta_c - \theta_T) \right] \quad (14)$$

$$T_2 = t_{(A \rightarrow B)}(w + 1) - t_{(O|B)}(w) = \frac{L}{v} \left[1 \pm \frac{N - 1}{N} \sin(\theta_c - \theta_T) \right] \quad (15)$$

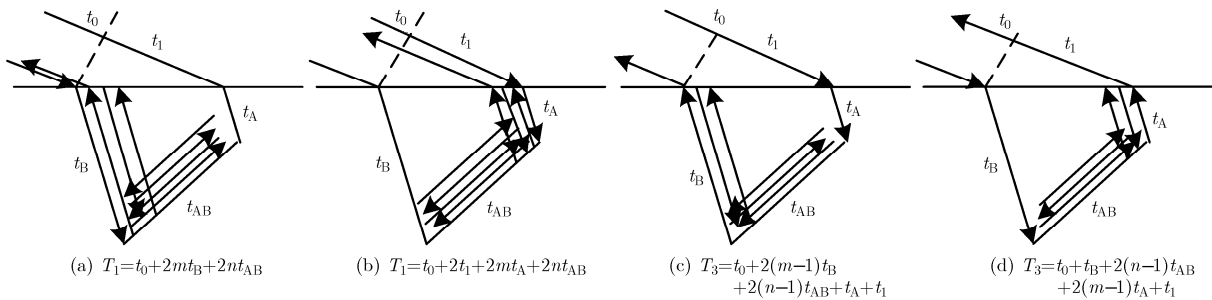


图1 地下掩埋目标的电磁波传播示意图

$$T_3 = t_{(A|O)}(w+1) - t_{(A \rightarrow B)}(w) \quad (16)$$

$$= \frac{L}{v} \left[3 \pm \frac{N-1}{N} \sin(\theta_c - \theta_T) \right]$$

式(14)~式(16)中，联合周期中显现出 1 倍，2 倍与 3 倍目标时长以及端点的时延差。显然联合周期除了与目标长度及周围介质电常数有关以外，还受目标角度 θ_c 的影响。当 $\theta_c = \theta_T$ ，电磁波在目标两端点的时延差为 0，联合周期会以目标时长的整数倍为周期谐振，当 $\theta_c \neq \theta_T$ ，电磁波到达目标两 endpoint 会产生时延差，使联合周期偏离目标时长的整数倍。将谐振周期转化成频率，得到谐振频率为 $f = 1/T$ ，其中 T 为式(11)~式(16)的自周期或联合周期。

考虑到时频分布能够很好地体现谐振状态与谐振频率的关系^[13]，基于此思想，可以从时频分布中寻找一谐振频率 f_m ，使得在晚时响应部分的时间段 $[\tau_0, \tau]$ 内瞬时能量最大，即

$$|X(f_m)|^2 = \max \left\{ |X(f_i)|^2 = \int_{\tau_0}^{\tau} W(t, f_i) dt, i=1, 2, \dots, M \right\} \quad (17)$$

其中 $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, $W(t, f)$ 表示瞬态响应回波的时频分布， $|X(f_m)|^2$ 表示谐振频率 f_m 处的瞬时能量。这里晚时响应部分的开启时间 τ_0 可参考文献[19, 20]，为了显示其谐振状态，而不是波前能量，晚时时间长度 $(\tau - \tau_0) > 2T_f/3$ ，其中 T_f 为采集数据的时间窗。结合式(11)~式(17)可以估计出目标的长度。

3.2 方位角估计

为了估计目标方位角，首先需要测得电磁波从目标一个 endpoint 经由目标爬行到另一个 endpoint 返回接收机的时间差。结合图 1 及式(6)与式(7)可知，目标两个 endpoint 返回时间的先后顺序与目标方位角有关，需要分两种情况讨论，即：

情况 1：从 endpoint B 返回的时间小于等于从 endpoint A 返回的时间：

$$\Delta t_1 = t_A + t_1 + t_{AB} - t_B = d_1(N) + \sqrt{\epsilon_r} d_2(N) + \sqrt{\epsilon_r} L - (d_1(1) + \sqrt{\epsilon_r} d_2(1)) = L\sqrt{\epsilon_r} [1 + \sin(\theta_T - \theta_c)]/c \quad (18)$$

情况 2：从 endpoint B 返回的时间大于等于从 endpoint A 返回的时间：

$$\Delta t_2 = t_B + t_{AB} - t_A - t_1 = d_1(1) + \sqrt{\epsilon_r} d_2(1) + \sqrt{\epsilon_r} L - (d_1(N) + \sqrt{\epsilon_r} d_2(N)) = L\sqrt{\epsilon_r} [1 - \sin(\theta_T - \theta_c)]/c \quad (19)$$

其中 Δt_m 为测得的目标 endpoint 时间差， $m = 1, 2$ 。由式(18)与式(19)可以解得 θ_c 为

$$\hat{\theta}_c = \theta_T \pm \arcsin \left[\Delta t_1 c / (L\sqrt{\epsilon_r}) - 1 \right] \quad (20)$$

这里 $0 \leq \theta_T, \hat{\theta}_c \leq \pi$ ，显然，对于同一个时间差会得到一个真实方位角，一个虚假方位角。

为了剔除虚假方位角，需要进一步研究电磁波从目标两个 endpoint 产生的行波的散射性能。图 2 与图 3 分别给出了相同入射方式下不同方位角目标上的行波传播机制与时域包络波形。从图 2 可以看出，当 $\theta_c = \theta_T$ 时，晚时行波在目标体上来回振荡后沿径向返回接收机，由于此时行波在径向上没有分量，所以每次谐振的振幅相差不大；当 $0 \leq \theta_c < \theta_T$ 时，行波可以分解为沿电场分量和沿径向传播分量，而此时径向传播分量为远离源的方向，即有部分回波并不能回到后向散射的接收方向，故在回波中晚时响应的幅值小于早时响应的幅值；当 $\theta_T < \theta_c < \pi/2 + \theta_T$ 时，行波的径向传播分量朝向源的方向，故回波中晚时响应的幅值大于早时响应的幅值；而当 $\pi/2 + \theta_T < \theta_c < \pi$ 时，行波的径向传播分量又远离了源的方向，情况同 $0 \leq \theta_c < \theta_T$ 。图 3 中的包络图反映了上述瞬态响应回波早时部分与晚时部分能量趋势，由此可以判断电磁波先到达目标的哪个 endpoint，从而能够通过式(18)与式(19)获取目标的正确方位信息。综上所述，可以做如下判决：

定义目标回波能量为 $E_i = |E_{p-p}^i|^2, i = 0, 1, 2, \dots$ ，其中 $i = 0$ 为早时响应部分， $i = 1, 2, \dots$ 为晚时响应部

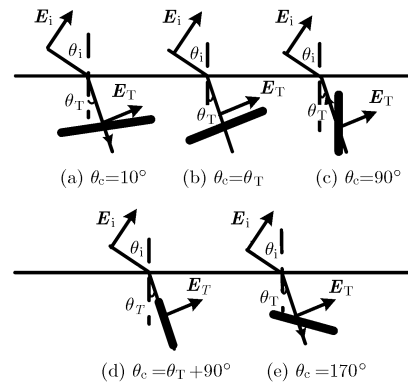


图 2 地下不同方位角目标上行波的传播机制

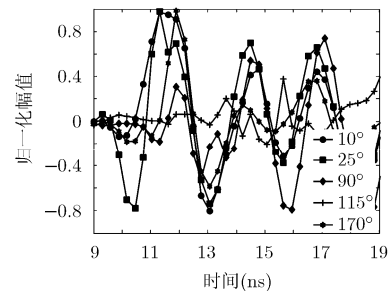


图 3 地下不同方位角目标回波的时域包络图

分, E_{p-p} 表示电场峰峰值。定义符号:

$$\text{sign} = \begin{cases} 1, & \left(0 \leq \theta_c < \theta_T \text{ 或 } \frac{\pi}{2} + \theta_T < \theta_c < \pi\right), \\ & E_{i=0} > E_{i=1,2,\dots} \\ 0, & (\theta_c = \theta_T), \\ & E_{i=0} = E_{i=1,2,\dots} \\ -1, & \left(\theta_T < \theta_c < \frac{\pi}{2} + \theta_T\right), \\ & E_{i=0} < E_{i=1,2,\dots} \end{cases} \quad (21)$$

式(21)表明瞬态响应早时部分与晚时部分回波峰峰值能量的关系。需要注意的是当 $\theta_c = \theta_T + \pi/2$ 时, 如图 2(d)与图 3 中 $\theta_c = 115^\circ$ 的例子所示, 电场方向与目标轴线方向垂直, 根据前面的分析可知, 此时从目标体散射的回波能量很小, 这时不适合用上述方法分析。

4 仿真结果与分析

为了验证提出算法的有效性, 利用电磁仿真软件 XFDTD 获取以下两种场景的电磁回波数据。每种场景的数值仿真中, 入射波均为高斯平面波, 中心频率为 1.5 GHz, 极化方式为水平极化, 接收回波为同极化远场后向瞬态回波, 分别考虑无噪声和有噪声的情况。对于加噪后的回波数据利用均方根误差 RMSE 表征算法的性能^[21]。

场景 1 利用提出算法对不同方位角目标进行长度估计, 设相对介电常数为 $\epsilon_r = 4.25$, $\sigma = 0$ 的地下依次掩埋长度为 $L = 0.20$ m, $L = 0.36$ m 与 $L = 0.50$ m, 中心深度为 $h_c = 0.15$ m, 方位角分别为 $\theta_c = 0^\circ, 10^\circ, 25^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 115^\circ, 140^\circ, 170^\circ$ 的目标, 对每次不同方位角目标的入射方式均相同, 且每次

入射的布鲁斯特角为 $\theta_B = 64.12^\circ$, 折射角为 $\theta_T = 25.88^\circ$ 。

根据场景 1 的目标散射回波对其做平滑伪 Wigner-Ville 时频分布^[22]如图 4 所示, 因篇幅所限, 这里仅给出几种典型方位角回波的时频分布图。从图中可以看出, 方位角为 25° 时, 在约 10 ns 处有很强的波前, 因为 25° 方位角约为电磁波在地下的折射角 θ_T , 即目标轴线与折射波电场方向平行。但当目标方位角偏离折射角时, 目标上各个散射中心的时间延迟不一样, 相同的首达时间上无法使所有散射中心的散射场同时到达接收机, 因此在其它角度下不存在大能量波前。同时, 对于同一长度目标, 尽管目标方位角不同, 却都有一个相同频率的谐振。而对于不同长度目标, 谐振频率不同。

表 1 给出长度分别为 $L = 0.20$ m 与 $L = 0.36$ m 的目标在不同方位角下的长度估计值。其中 $f_{\max}(E_n)$ 表示时频分析中能量最大的谐波频率, T 表示振荡周期(即 2 倍目标时长)。 \hat{L} 表示估计的目标长度值。表 1 中大多数方位角目标的估计结果与真实值吻合, 但在目标处于 115° 与 140° 时估计结果与真实值偏离较大, 主要因为在这两个角度下目标 RCS 在来波方向上很小, 使得电场在目标上很难耦合成大幅度爬行波。且当目标处于 90° 时, $L = 0.20$ m 的目标长度估计与真实值吻合, 而 $L = 0.36$ m 的目标长度估计与真实值偏差较大, 这是因为目标长度越长, 电磁波从目标两 endpoint 返回接收机的时延差越大, 将原本体现目标长度的爬行波在时间上分裂开, 导致时频分布中原本较大的谐振能量分裂成较小谐振能

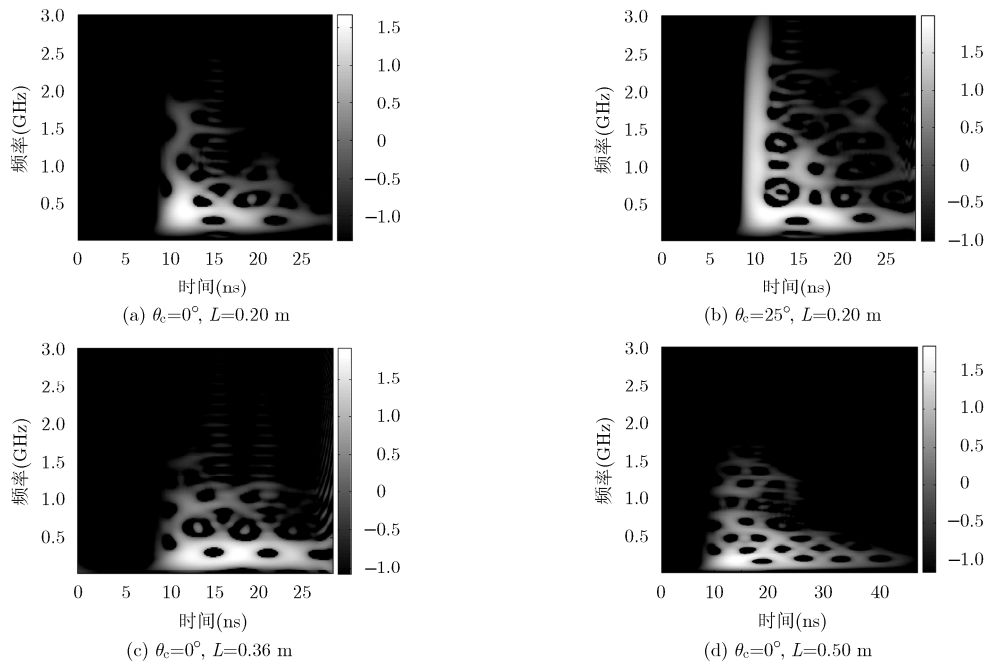


图 4 场景 1 中不同长度不同方位角目标回波的时频分布

表 1 场景 1 中利用不同方位角目标回波时频分析估计目标长度

方位角 (°)		0	10	25	45	60	90	115	140	170
$L=0.20$ m	$f_{\max(\text{En})}$ (MHz)	380.8	380.8	363.5	363.5	363.5	363.5	450.0	467.3	380.8
	T (ns)	2.63	2.63	2.75	2.75	2.75	2.75	2.22	2.14	2.63
	\hat{L} (m)	0.19	0.19	0.20	0.20	0.20	0.20	0.16	0.16	0.19
$L=0.36$ m	$f_{\max(\text{En})}$ (MHz)	207.7	207.7	207.7	225.0	225.0	502.0	553.9	519.3	207.7
	T (ns)	4.81	4.81	4.81	4.44	4.44	1.99	1.81	1.93	4.81
	\hat{L} (m)	0.35	0.35	0.35	0.32	0.32	0.14	0.13	0.14	0.35

量，使得估计不准确。

场景 2 为了验证提出算法对不同介电常数环境中目标的长度估计性能，以场景 1 中 $L = 0.2$ m 目标为例，将周围环境的相对介电常数更改为 $\epsilon_r = 7$ 。此时目标方位角分别为 $\theta_c = 0^\circ, 10^\circ, 21^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 111^\circ, 140^\circ, 170^\circ$ ，其它参数不变。对每次不同方位角目标的入射方式均相同，且每次入射的布鲁斯特角为 $\theta_B = 69.29^\circ$ ，折射角为 $\theta_T = 20.71^\circ$ 。

再次改变周围环境相对介电常数为 $\epsilon_r = 9$ ，其它参数不变，目标的方位角分别为 $\theta_c = 0^\circ, 10^\circ, 18^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 108^\circ, 140^\circ, 170^\circ$ ，对每次不同方位角目标的入射方式均相同，且每次入射的布鲁斯特角为 $\theta_B = 71.57^\circ$ ，折射角为 $\theta_T = 18.43^\circ$ 。

在场景 2 中，改变目标周围环境的介电常数，显然入射角布鲁斯特角与折射角会发生改变。为了与图 4 类比，将原来方位角为 25° 的目标分别改为方位角为 21° 与 18° 的目标，分析同场景 1，估计出的目标长度如表 2 所示。从表 2 可以看出，即使目标周围介电常数改变，电磁波依然在媒质中存在大量以 2 倍目标时长为周期的谐振，与场景 1 不同的是随着周围环境介电常数增大，谐振频率更低，这是因为电磁波在大介电常数的介质中传播速度减慢。

根据第 3 节的方位角估计方法，利用不同方位角目标的瞬态回波中两端点时间差以及早时、晚时部分能量计算，对两个场景中的目标进行方位角估计，结果如表 3 所示。

表 2 场景 2 中不同方位角目标的长度估计(以目标长度 $L = 0.20$ m，周围环境相对介电常数为 $\epsilon_r = 9$ ， $\sigma = 0$ 为例)

方位角 (°)	0	10	18	45	60	90	108	140	170
$f_{\max(\text{En})}$ (MHz)	249.2	249.2	249.2	259.6	259.6	301.2	311.6	311.6	311.6
T (ns)	4.01	4.01	4.01	3.85	3.85	3.32	3.21	3.21	3.21
\hat{L} (m)	0.20	0.20	0.20	0.19	0.19	0.17	0.16	0.16	0.16

表 3 两个场景中的目标估计方位角(无噪声)

场景	真实方位角	0	10	25.9/18	45	60	90	140	170
场景 1 $L=0.20$ m	方位角 (°)	0.19	9.99	24.44	7.40	58.73	85.18	83.11	60.74
	sign	51.56	41.76	27.31	44.36	173.00	136.90	148.60	171.01
	估计值 (°)	1	1	1	-1	-1	-1	1	1
场景 1 $L=0.36$ m	方位角 (°)	0.19	9.99	24.46	41.02	52.96	75.40	86.52	59.40
	sign	51.56	50.64	27.29	10.74	178.80	127.10	145.20	172.40
	估计值 (°)	1	1	1	-1	-1	-1	1	1
场景 2 $\epsilon_r = 9$	方位角 (°)	0.19	9.99	24.46	41.02	52.96	75.40	145.20	172.40
	sign	1.28	11.25	17.29	42.95	62.46	85.16	72.53	49.10
	估计值 (°)	35.59	25.62	19.58	173.90	154.40	131.70	144.30	167.80
$\epsilon_r = 9$	sign	1	1	1	-1	-1	-1	1	1
	估计值 (°)	1.28	11.25	17.29	42.95	62.46	85.16	144.30	167.80

从表 3 中的结果可以看出, 用此方法得到的方位角估计值与真实值吻合。

考虑加高斯噪声情况下的目标长度与方位角估计, 分别考虑信噪比 SNR 以 5 dB 为间隔从 0 增加到 30 dB 的情形, 因篇幅有限, 仅给出目标方位角 $\theta_c = 10^\circ$ 为例分析加噪声后目标长度估计与真实值之间的 RMSE, 如图 5(a)与图 5(b)所示。图中随着信噪比提高, 目标长度估计误差越来越小。而随着目标长度增加, 相同信噪比下估计误差越大, 原因同表 1 分析相同。当目标长度不变, 如图 5(b), SNR ≥ 5 dB 以后环境介电常数对估计结果影响不大。

考虑到低信噪比情况下很难检测先返回接收机的端点回波, 可以通过小波分解去噪的方法提取先返回接收机的目标端点回波信号^[23], 进一步获取两个端点时延差, 从而估计出目标的方位角。对加噪情况, 以目标方位角设置成折射角为例, 如图 5(c)与图 5(d)所示。随着信噪比增加, 方位角估计误差减小。在图 5(c)中, SNR ≥ 10 dB 时角度估计的归一化 RMSE 均小于 0.2, 而在较低信噪比时误差较大, 这是因为即使经过小波阈值滤波, 噪声对回波的影响依然很大, 对端点回波的检测产生较大误差。在图 5(d)中, 不同环境相对介电常数对估计的影响在 SNR ≥ 5 dB 时很小, 仅在 SNR = 0 dB 时有较大

差异。

从图 5 中不同情况的归一化均方根误差可以看出, 利用本文提出的方法能有效估计目标长度, 且适用于低信噪比(如 SNR = 5 dB, 10 dB)的情况, 亦能在非恶劣环境(SNR > 10 dB)下有效估计地下细长良导体目标的方位角。

5 结束语

本文利用水平极化电磁波在布鲁斯特角入射下对埋地细长良导体目标产生的瞬态响应估计目标的长度与方位角信息。根据电磁波在目标体上的爬行波构建了目标的散射回波时延差模型。建立了瞬态响应回波晚时谐振态与目标长度的关系, 推导了电磁波在介电媒质中以 2 倍目标时长为自周期以及与目标体方位角相关的联合周期的谐振关系, 从时频分布获得相应的谐振频率, 由此估计目标长度。根据瞬态响应回波早时部分首达时间的时延差, 结合首达回波与晚时谐振回波的能量变化趋势估计目标的方位角, 数值仿真结果与分析验证了提出方法的有效性并且指出此方法不适用于电场方向垂直于细长目标轴线方向的情况, 同时提出方法对噪声具有鲁棒性, 适用于 SNR ≥ 5 dB 的长度估计以及 SNR > 10 dB 的方位角估计。

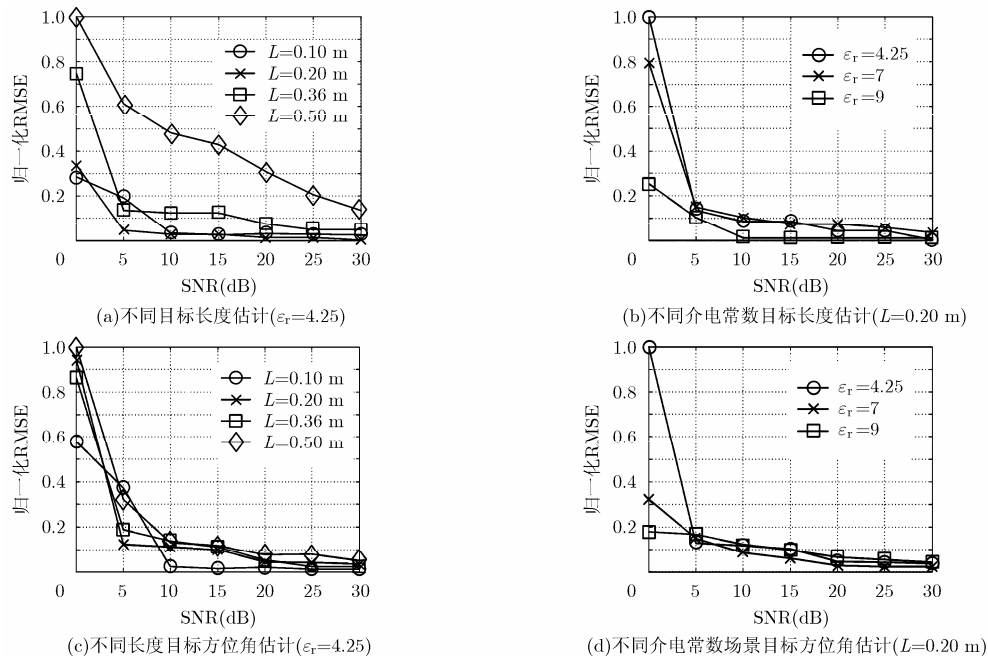


图 5 加噪声后目标长度估计与方位角估计均方根误差

参考文献

[1] DINGES M, AUSTIN R, and HAVEN J. Non-invasive Non-destructive Assessment of Underground Pipe[M]. Colorado: Amer Water Works Assn, 2002: 1-8.

[2] JOSHI N. Prestressed Concrete Pipes and Pipelines[M]. Oxford: Alpha Science International Ltd., 2012: 1-10.
 [3] 王强, 苗金明. 地下管网检测技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014: 1-6.

- WANG Qiang and MIAO Jinming. Underground Pipe Network Detection Technology[M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2014: 1-6.
- [4] YANG Hongwei, YANG Zekun, and PEI Yukun. Ground-penetrating radar for soil and underground pipelines using the forward modeling simulation method[J]. *Optik*, 2014, 125(23): 7075-7079. doi: 10.1016/j.ijleo.2014.08.099.
- [5] 曾昭发, 刘四新, 王者江, 等. 探地雷达方法原理及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2006: 71.
ZENG Zhaofa, LIU Sixin, WANG Zhejiang, *et al.* Principle and Application of Ground Penetrating Radar[M]. Beijing: Science Press, 2006: 71.
- [6] SNICKER E, MIKHNEV V, and OLKKONEN M. Discrimination of buried objects in impulse GPR using phase retrieval technique[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2015, 53(2): 1001-1007. doi: 10.1109/TGRS.2014.2331427.
- [7] TSOFLIAS G, PERLL C, BAKER M, *et al.* Cross-polarized GPR imaging of fracture flow channeling[J]. *Journal of Earth Science*, 2015, 26(6): 776-784. doi: 10.1007/s12583-015-0612-1.
- [8] LIU Hai, ZHAO Jianguo, and SATO M. A hybrid dual-polarization GPR system for detection of linear objects[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, 14: 317-320. doi: 10.1109/LAWP.2014.2363826.
- [9] CHEN K, NYQUIST D, ROTHWELL E, *et al.* Radar target discrimination by convolution of radar return with extinction pulse and single mode extraction signals[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, 34(7): 896-904. doi: 10.1109/TAP.1986.1143908.
- [10] LI Fenghua, LIU Qinghuo, and SONG Linping. Three-dimensional reconstruction of objects buried in layered media[C]. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, California, USA, 2004: 193-196. doi: 10.1109/APS.2004.1329592.
- [11] DANIELE V and LOMBARDI G. Arbitrarily oriented perfectly conducting wedge over a dielectric half-space: diffraction and total far field[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, 64(4): 1416-1433. doi: 10.1109/TAP.2016.2524412.
- [12] CHEN C. Electromagnetic resonances of immersed dielectric spheres[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, 46(7): 1074-1083. doi: 10.1109/8.704811.
- [13] LUI H, PERSSON M, and SHULEY N. Joint time-frequency analysis of transient electromagnetic scattering from a subsurface target[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2012, 54(5): 109-130. doi: 10.1109/MAP.2012.6348122.
- [14] JANG S, CHOI W, SARKAR T, *et al.* Exploiting early time response using the fractional Fourier transform for analyzing transient radar returns[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2004, 52(11): 3109-3120. doi: 10.1109/TAP.2004.835165.
- [15] 周智敏, 金添, 等. 超宽带地表穿透成像雷达[M]. 北京: 国防工业出版社, 2013: 154-180.
- ZHOU Zhimin, JIN Tian, *et al.* Ultrawideband Ground Penetrating Imaging Radar[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2013: 154-180.
- [16] BOWMAN J, SENIOR T, and USLENGHI P. *Electromagnetic and Acoustic Scattering by Simple Shapes* [M]. New York, John Wiley & Sons, INC. 1969: 92-127.
- [17] ALBANI M, CARLUCCIO G, and PATHAK P. A uniform geometrical theory of diffraction for vertices formed by truncated curved wedges[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 63(7): 3136-3143. doi: 10.1109/TAP.2015.2427877.
- [18] PATHAK P, CARLUCCIO G, and ALBANI M. The uniform geometrical theory of diffraction and some of its applications [J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2013, 55(4): 41-69. doi: 10.1109/MAP.2013.6645140.
- [19] XIAO Gaobiao, TIAN Xuezhe, LUO Wei, *et al.* Impulse responses and the late time stability properties of time-domain integral equations[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2015, 9(7): 603-610. doi: 10.1049/iet-map.2014.0318.
- [20] CHAD O, HARGRAVE I, VAUGHAN L, *et al.* Late-time estimation for resonance-based radar target identification[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(11): 5865-5871. doi: 10.1109/TAP.2014.2350507.
- [21] SUN Meng, BASTARD C, PINEL N, *et al.* Road surface layers geometric parameters estimation by ground penetrating radar using estimation of signal parameters via rotational invariance techniques method[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2016, 10(3): 603-609. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0374.
- [22] 粟嘉, 陶海红, 饶烜, 等. 时频面滑窗掩膜的多分量信号高效重构算法[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(4): 804-810. doi: 10.11999/JEIT140511.
SU Jia, TAO Hailong, RAO Xuan, *et al.* An efficient multi-component signals reconstruction algorithm using masking technique based on sliding window in time-frequency plane[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(4): 804-810. doi: 10.11999/JEIT140511.
- [23] HUSSEIN R, SHABAN K, and EL-HAG A. Wavelet transform with histogram based threshold estimation for online partial discharge signal denoising[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2015, 64(12): 3601-3614. doi: 10.1109/TIM.2015.2454651.
- 周丽军: 女, 1984年生, 博士生, 研究方向为超宽带雷达瞬态信号处理、超宽带雷达隐藏目标识别。
- 欧阳缙: 男, 1960年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达信号处理、自适应信号处理以及通信处理等。
- 廖桂生: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为自适应信号处理、阵列信号处理等。
- 普良念: 男, 1974年生, 副教授, 博士, 主要研究方向为自适应信号处理、超宽带雷达隐藏目标成像与识别。