

國立交通大學  
土木工程學系博士班  
博士論文

纜線電阻對於 TDR 量測影響之理論模擬與應用  
Effects of Cable Resistance on TDR Measurements —  
Theoretical Modeling & Applications



研究生：湯士弘

指導教授：林志平 博士

中華民國九十六年七月

纜線電阻對於 TDR 量測影響之理論模擬與應用

Effects of Cable Resistance on TDR Measurements —

Theoretical Modeling & Applications

研究生：湯士弘

Student: Shr-Hong Tang

指導教授：林志平 博士

Advisor: Dr. Chih-Ping Lin

國立交通大學

土木工程學系博士班



Submitted to Department of Civil Engineering  
College of Engineering  
National Chiao Tung University  
In Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Doctor of Philosophy  
in  
Civil Engineering

July 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China.

中華民國九十六年七月

# 纜線電阻對於 TDR 量測影響之理論模擬與應用

研究生：湯士弘

指導教授：林志平 博士

國立交通大學土木工程學系博士班

## 中文摘要

時域反射法 (time domain reflectometry, TDR) 屬於傳輸線式感測技術，具有上孔式、多功能及多工化特色，感測方式兼具機械式感測技術可靠耐久的優點及電子式可遠端自動化監測的能力，故逐漸被廣泛應用於大地工程監測，與諸如土壤科學、環境科學、農業工程等材料性質量測相關領域。上述大部份研究與應用目前多半忽略或不考慮傳輸線電阻影響，但現地監測實際上經常需要相當長度延長線，因此傳輸纜線中電阻影響不可忽略，需要進行相關修正，方能準確量測。本研究提出可正確描述傳輸纜線電阻影響的通用性波傳模型，藉此通用模型探討纜線電阻對於材料性質量測相關影響，並藉由本模型與室內試驗，進一步討論纜線電阻、材料互制、剪力帶寬度對於錯動變形監測之影響與改善建議。研究結果顯示本模型可靠精確，能有效考慮纜線電阻影響，不同應用領域範例皆證明本模型為一相對簡易、有效率、且具高解析度的工具，適合於探頭設計、參數研究、資料闡釋、與反算分析，能顯著改善監測應用與材料量測應用分析合理性與結果。

# Effects of Cable Resistance on TDR Measurements — Theoretical Modeling & Applications

Student: Shr-Hong Tang

Advisor: Dr. Chih-Ping Lin

Department of Civil Engineering

National Chiao Tung University

## Abstract

Time domain reflectometry (TDR), which is based on the transmission line sensing technology, consists of an up-hole device that interrogates various mechanical transducers, providing the reliability, durability and capability of remote monitoring. As a result, it is increasingly used in geotechnical instrumentation and measurements of material properties related to soil science, environmental science, agriculture engineering, etc. Existing researches and current practice do not take into account the effect of cable resistance in the transmission line, which frequently becomes important when long lead cables are used in the field. This study developed a comprehensive TDR wave propagation model which can correctly describe and deal with the effect of cable resistance on TDR measurements. The effect of cable resistance on measurements of dielectric properties was investigated based on the comprehensive TDR model. In the application of shear displacement monitoring, effects of cable resistance, cable-grout-soil interaction, and shear band were properly discussed via model simulations and laboratory shear tests. Results show that the comprehensive TDR model is reliable, accurate, efficient, and capable of taking account of the effect of cable resistance. Examples of using the TDR model on various geotechnical applications demonstrate the model as a relatively simple, efficient, and high resolution tool for probe design, parametric studies, and data interpretation. Better data interpretations of TDR measurements are achieved with the assistance of the comprehensive TDR model introduced in this study.

## 誌謝

本論文得以順利完成，首要感謝多年來吾師 林志平博士悉心與耐心指導與教誨，學生無論在學業方面、研究態度及待人處事皆獲益匪淺，在此致上萬分敬意與謝意。

研究期間，承蒙 廖志中博士、 潘以文博士、 黃安斌博士、方永壽博士、 單信瑜博士、及 葉克家博士在課業與研究上提供指導與建議，讓學生獲益良多，在此亦致上萬分謝意。

論文口試期間，承蒙成功大學土木工程學系 李德河博士、中興大學土木工程學系 蘇苗彬博士、中央大學應用地質研究所 董家鈞博士、交通大學電信工程學系 趙學永博士、以及 廖志中博士、 潘以文博士、 黃安斌博士於百忙中撥空親臨指教，並給予詳實之指正與寶貴之建議，使本論文得以更趨於完整與嚴謹，在此亦致上最深之敬意與謝意。

在學期間，感謝大地組與防災工程研究中心學長姊、同窗好友與學弟妹們在課業與研究方面不吝賜教，鼎力協助與支援試驗，並在各方面相互關懷與扶持，使本研究得以順利進行，在此由衷感謝。

最後，僅將本論文獻給我親愛的父母親、弟弟、雯雯與所有關心我的親朋好友，感謝您們這些年來的鼓勵與支持，是我持續努力的最大動力，也因為您們的包容與信賴，我才能順利完成博士班的研究。

*Dear dad, mom, brother, and Carol, I love you! Thank you!*

民國九十六年七月

于 新竹 交通大學

老大、志忠...吾師麾下的各位師兄弟，meeting 時的酸甜苦辣...、研究室內的喜怒哀樂...、以及在各地敲的佈的量的挖的裝的儀器與試驗...，我會永遠記得。謝謝大家，也再次感謝慧眼齊聚千里馬，我們敬愛的林老師。

# 目錄

中文摘要 .....	i
Abstract .....	ii
誌謝 .....	iii
目錄 .....	iv
圖目錄 .....	vi
表目錄 .....	vii
符號說明 .....	viii
第一章 緒論 .....	1
1.1 前言 .....	1
1.2 研究動機 .....	1
1.3 研究目標與方法 .....	2
第二章 文獻回顧 .....	4
2.1 時域反射法基本原理 .....	4
2.2 時域反射法應用形式 .....	6
2.3 界面與壓痕形式—工程監測應用 .....	8
2.3.1 界面形式—水位與地表位移監測 .....	8
2.3.2 壓痕形式—邊坡錯動變形監測 .....	9
2.4 介電度形式—土壤特性量測 .....	12
2.4.1 視介電度量測—土壤含水量 .....	13
2.4.2 導電度量測—土壤水質與鹽度 .....	15
2.4.3 介電頻譜分析—土壤組構特性 .....	15
第三章 考慮電阻的波傳模型推導 .....	26
3.1 通用時域反射波傳模型推導 .....	26
3.1.1 時域反射數學模型—集成電路模型 .....	26
3.1.2 電阻修正因子與時域反射模型參數化 .....	28
3.2 時域反射波形模擬 .....	30
3.3 時域反射波傳模型參數標定 .....	32
3.4 基於時域反射波傳模型之資料判釋 .....	33
3.5 小結 .....	35
第四章 材料性質量測之纜線電阻影響與改善 .....	39
4.1 時域反射波傳模型適用性驗證 .....	39
4.2 等值電阻概念—應用於材料量測 .....	40
4.3 纜線電阻對波傳模型參數之影響 .....	40
4.4 纜線電阻對波形所含訊息之影響 .....	41
4.5 纜線電阻對介電頻譜分析之影響 .....	43

4.6	小結 .....	46
第五章	錯動變形量化分析與改善 .....	56
5.1	幾何阻抗與變形唯一性驗證— 壓痕試驗 .....	56
5.2	多重壓痕影響探討 .....	57
5.3	纜線電阻與剪動模式探討— 直剪試驗 .....	57
5.4	等值電阻概念—應用於變形監測 .....	59
5.5	簡易纜線電阻修正法 .....	59
5.6	材料互制與剪力帶寬影響— 剪力盒試驗 .....	60
5.7	小結 .....	62
第六章	結論與建議 .....	75
6.1	結論 .....	75
6.2	建議 .....	76
參考文獻	.....	77
簡歷	.....	88





## 圖目錄

圖 1-1 研究架構與流程圖 .....	3
圖 2-1 時域反射量測系統 .....	19
圖 2-2 不同阻抗界面所產生 TDR 波形反應 (資料來源: modified Andrews, 1994) .....	19
圖 2-3 界面形式原理—人造界面所構成時域反射伸縮計 .....	19
圖 2-4 壓痕形式原理 .....	20
圖 2-5 TDR 波形影響因子 .....	20
圖 2-6 纜線電阻對於壓痕形式應用影響 .....	21
圖 2-7 長距離纜線對 TDR 波形反射值影響關係 (資料來源: Pierce et al., 1994) .....	21
圖 2-8 模擬波形與實際波形比較 (資料來源: Dowding et al., 2003) .....	22
圖 2-9 纜線變形(cable deformity)複雜機制照片 .....	22
圖 2-10 典型材料性質量測波形 .....	23
圖 2-11 纜線電阻對於時域反射材料量測影響 .....	23
圖 2-12 典型室內材料電學性質量測探頭 .....	24
圖 2-13 以頻率為函數溼潤土壤定性介電性質 (資料來源: Hilhorst and Dirksen, 1994) .....	24
圖 2-14 散射函數實部(a)分層剝離運算前, (b)分層剝離運算後 (資料來源: Lin, 2003b) .....	25
圖 3-1 (a)典型時域反射裝置配置, (b)無限小傳輸線段集成電路模型 .....	36
圖 3-2 以串聯均勻分段表示一非均勻傳輸線 .....	36
圖 3-3 時域反射模型系統參數對終端斷路時域反射波形影響模擬 (參考範例: $L = 5 \text{ m}$ , $Z_p = 75 \Omega$ , $\epsilon_r^* = 1.0$ , $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2}$ ) .....	37
圖 3-4 30 m RG-58A/U 纜線參數標定反算結果 .....	37
圖 3-5 水位監測室內實驗示意圖與對應多段傳輸線模型 .....	38
圖 3-6 水位監測量測與模擬時域反射波形比較 .....	38
圖 4-1 改良式 TDR 量測探頭 .....	48
圖 4-2 模擬接續 10m 延長線自來水量測結果 .....	49
圖 4-3 等值電阻概念應用於材料量測 .....	49
圖 4-4 電阻衰減因子對於波傳模型參數(a)纜線修正因子實部, (b)虛部, (c)波傳速度, (d)衰減係數的影響 (注意: 皆假設纜線無介電頻散) .....	50
圖 4-5 波形所受纜線段等值電阻效應影響(a)輸入電壓振幅, (b)輸入電壓波形, (c)上升時間與有效量測頻寬 .....	51
圖 4-6 相對視介電度 $K_r$ 受 (a)等值電阻, (b)樣本導電度, (c)樣本介	



電度差異之影響 (紅色粗實線為參考值 $\epsilon_{dc} = 10, \Delta\epsilon = 20, \sigma = 0$ S/m, $\alpha_R * L = 0 \text{ sec}^{-1/2} \text{ m}$ ).....	52
圖 4-7 長纜線下考慮或忽略 $\alpha_R$ ，反算不同 $\alpha_R$ 模擬波形所得介電頻譜 .....	53
圖 4-8 長纜線下考慮或忽略 $\alpha_R$ ，反算自來水所得介電頻譜 .....	53
圖 4-9 長纜線下考慮或忽略 $\alpha_R$ ，反算粉質細沙所得介電頻譜 .....	54
圖 4-10 長纜線下考慮 $\alpha_R$ ，自來水與代表性土壤量測與反算波形 ...	54
圖 4-11 直接頻譜分析法反算長纜線下不同土樣介電頻譜 .....	55
圖 4-12 以複數 Debye 模型反算長纜線下不同土樣介電頻譜.....	55
圖 5-1 (a)受壓纜線模擬模型，(b)同壓痕寬度下時域反射波形 .....	65
圖 5-2 (a)壓痕試驗所得傳統 $\rho_{peak} - \delta$ 關係，(b)以通用時域反射模型反 算壓痕試驗所得 $Z_p - \delta$ 關係 .....	66
圖 5-3 前方壓痕(upstream crimp)所造成後方壓痕反射量估算誤差 .	67
圖 5-4 局部剪力變形監測室內實驗設定與對應多段傳輸線模型 .....	67
圖 5-5 20 mm 剪力變形量測與模擬波形比較，延長段(a)10 m，(b)30 m .....	68
圖 5-6 (a)以傳統反射係數，(b)以特徵阻抗與剪力盒位移關係比較 .	69
圖 5-7 接續 10 m RG-58A/U 延長線纜線影響驗證 .....	70
圖 5-8 等值電阻概念—應用於變形監測 .....	70
圖 5-9 (a)簡易纜線電阻修正法所得影響曲線，(b)修正結果比較 .....	71
圖 5-10 土壤-灌漿-纜線組合物直剪試驗採用直剪盒.....	72
圖 5-11 應力-側向位移( $\gamma - \delta$ )曲線比較.....	72
圖 5-12 (a)土壤-灌漿互制，(b)剪力帶對 $\rho_{peak} - \delta$ 曲線影響 .....	73
圖 5-13 網狀編織外導體纜線 RG8 與 P3-500 比較 .....	74

## 表目錄

表 4-1 代表性土壤相關參數 .....	47
表 4-2 複數 Debye 模型相關參數設定與反算結果.....	47
表 5-1 應力-側向位移曲線相關參數 .....	64

## 符號說明

- $A$  : 電阻修正因子(resistance correction factor) [-]
- $A_s$  : 土壤比表面積(specific surface) [ $\text{m}^2/\text{g}$ ]
- $a, b$  : 公式 2-10 標定參數 [-]
- $c$  : 光速( $2.998 \times 10^8$  m/sec)
- $c$  : 公式 3-1 單位長度電容(per-unit-length capacitance) [F/m]
- $f$  : 頻率(frequency) [Hz]
- $f_{rel}$  : 極化鬆弛頻率(relaxation frequency) [Hz]
- $g$  : 單位長度電導(per-unit-length conductance) [S/m]
- $I$  : 傳輸線內電流 [Am]
- $j$  :  $\sqrt{-1}$
- $K_a$  : 視介電度(apparent dielectric constant) [-]
- $K_p$  : 探頭常數(probe constant) [ $\text{m}^{-1}$ ]
- $K_r$  : 相對視介電度(relative apparent dielectric constant) [-]
- $l$  : 單位長度電感(per-unit-length inductance) [H/m]
- $L$  : 長度 [m]
- $p$  : 方位指標(orientation index) [-]
- $r$  : 單位長度電阻(per-unit-length resistance) [ $\Omega/\text{m}$ ]
- $R_{cable}$  : 公式 2-11 標定纜線電阻修正因子
- $r_i$  : 同軸傳輸纜線內導線外徑 [mm]
- $R_L$  : 電阻(resistance) [ $\Omega$ ]
- $r_o$  : 同軸傳輸纜線外導線內徑 [mm]
- $r_s$  : 表面電阻(surface resistivity) [ $\Omega$ ]
- $S$  : 靈敏度(sensitivity) [ $\text{mm}^{-1}$ ]
- $S_{11}(f)$  : 散射函數(scattering function) [-]
- $T_R$  : 來回走時(round-trip travel time) [sec]
- $V$  : 傳輸線導體間電壓 [volt]
- $V(0)$  : 時域反射波形的傅立葉轉換 [volt]

- $v, v_{TDR}$ : 時域反射波形(TDR waveform) [volt]
- $V^+, V^-$ : 公式 3-3 通解中兩未知數 [volt]
- $v_\infty$ : 波形穩態值(steady state) [volt]
- $V_a$ : 視速度(apparent velocity) [m/sec]
- $V_i(f), V_S$ : 輸入訊號的傅立葉轉換 [volt]
- $v_i, v_S$ : 輸入方波(step pulse) [volt]
- $V_p(f)$ : 相位速度(phase velocity) [m/sec]
- $v_r$ : 反射訊號(reflection) [volt]
- $V_r(f)$ : 反射訊號的傅立葉轉換 [volt]
- $x$ : 界面、錯動變形位置 [m]
- $z$ : 為線段某位置 [m]
- $Z_c$ : 特徵阻抗(characteristic impedance) [ $\Omega$ ]
- $Z_{in}$ : 輸入阻抗(input impedance) [ $\Omega$ ]
- $Z_L$ : 終端阻抗(terminal impedance) [ $\Omega$ ]
- $Z_p$ : 介質為空氣時的幾何阻抗 [ $\Omega$ ]
- $Z_S$ : 時域反射儀特徵阻抗 [ $\Omega$ ]
- $\alpha(f)$ : 傳遞常數實部項，衰減常數(attenuation constant) [ $m^{-1}$ ]
- $\alpha_R$ : 電阻衰減因子(resistance loss factor) [ $sec^{-1/2}$ ]
- $\alpha_s$ : 不同導體材料對應集膚效應特性 [ $\Omega*sec^{1/2}$ ]
- $\beta(f)$ : 傳遞常數虛部 [ $m^{-1}$ ]
- $\gamma$ : 傳遞常數(propagation constant) [ $m^{-1}$ ]
- $\gamma_p$ : 為介質為空氣時的傳遞常數 [ $m^{-1}$ ]
- $\delta$ : 外在剪動量，滑動變形量 [mm]
- $\delta_0$ : 初始啟動量(threshold displacement) [mm]
- $\delta_{bw}$ : 受束制水分子平均厚度( $3*10^{-10}$  m)
- $\delta_{cable}$ : 纜線變形性(cable deformity) [mm]
- $\epsilon$ : 介電度(dielectric permittivity) [F/m]
- $\epsilon_\infty$ : 液體材料頻率無限大時的相對介電度 [-]
- $\epsilon_r$ : 相對介電度(relative dielectric permittivity) [-]

$\epsilon_r^*$	: 等值相對介電度 [-]
$\epsilon_r'$	: 相對介電度實部 [-]
$\epsilon_r''$	: 相對介電度虛部 [-]
$\epsilon_r^{ii}$	: 等值相對介電度虛部 [-]
$\epsilon_{dc}$	: 液體材料穩態時的相對介電度 [-]
$\epsilon_s^*$	: 土壤顆粒(solid)的等值相對介電度 [-]
$\epsilon_{fw}^*$	: 自由水(free water)的等值相對介電度 [-]
$\epsilon_{bw}^*$	: 受束制水(bound water)的等值相對介電度 [-]
$\epsilon_a^*$	: 空氣(air)的等值相對介電度 [-]
$\epsilon_0$	: 空氣介電常數( $8.854 \times 10^{-12}$ F/m)
$\eta_0$	: 固有阻抗(intrinsic impedance, $120\pi \Omega$ )
$\theta_i$	: 各相材料體積含量(volumetric content) [-]
$\Theta$	: 電感、電導、電容的幾何特性 [-]
$\mu$	: 導磁率(magnetic permeability) [H/m]
$\mu_0$	: 空氣磁導率(magnetic permeability, $4\pi \times 10^{-7}$ H/m)
$\mu_r$	: 相對導磁率 [-]
$\zeta$	: 公式 2-16 纜線特徵阻抗與量測探頭幾何阻抗比值 [-]
$\rho$	: 反射係數 [-]
$\rho^*(f)$	: 頻率域中不同頻率域的反射係數 [-]
$\rho_\infty$	: 波形達到穩態(steady state)時的反射係數 [-]
$\rho_d$	: 土壤乾密度 [ $\text{g/cm}^3$ ]
$\rho_{peak}$	: 反射尖峰強度(peak intensity of the reflection spike) [-]
$\rho_s$	: 土壤平均密度 [ $\text{g/cm}^3$ ]
$\rho_w$	: 水的密度 [ $\text{g/cm}^3$ ]
$\sigma$	: 導電度(conductivity) [S/m]
$\Psi$	: 電阻的幾何特性 [m]
$\omega$	: 重量含水量 [-]

# 第一章 緒論

## 1.1 前言

時域反射法(time domain reflectometry, TDR)在 1950 年代被應用於電子工業與有線電視(cable TV)工業監測並定位纜線幾何斷面缺陷，甚至也可用於檢測電子工業中電路設計與主機板缺陷(leakage)。1980 年代後期，有學者開始將纜線當作感測器(sensor)預埋於岩體中，當岩體變形錯動，會使得預埋纜線的幾何斷面產生缺陷，藉由時域反射法即可定位該錯動面位置(Dowding et al.,1988)，時域反射法因而逐漸被應用在大地工程監測。另一方面，Topp et al. (1980)從時域反射波形定義代表材料電學性質的視介電度，並在研究視介電度與土壤含水量關係上獲得開創性成果，使得時域反射法逐漸被廣泛應用於土壤科學、環境科學、農業工程等領域。

## 1.2 研究動機

時域反射儀器採用上孔式設置(up-hole)，其感測器無須複雜昂貴電子零件，同時兼具機械式與電子式感測技術經濟、耐久、可靠與準確等優點，以及遠端、自動化監測能力。過去二十年間，利用分析時域反射波形發生時間、反射量、或波形穩態值，發展了許多大地工程領域新穎應用，例如土壤含水量量測與錯動變形監測。

然而在時域反射法逐漸被廣泛應用的同時，不可忽略的課題逐漸浮現，例如前述大部份時域反射應用所依賴相對簡化分析方法多半忽略或不考慮傳輸線電阻(resistance)影響，然而現場應用時，待測材料或變形錯動監測地點與時域反射儀往往相隔相當長距離，必須以延長線(lead cable)連結，此時延長線內電阻影響將不可忽略。雖然藉由經驗方法可以修正延長線對於監測應用(Kim, 1989; Pierce et al., 1994; Dowding et al, 2002)或材料量測之影響(Heimovaara, 1995; Reece, 1998)，但由於監測與量測的簡化分析方法不同，所需考量亦不同，故兩派學者探討延長線影響的思維與方法不僅相異且無法互為通用。

近年來，時域反射法(TDR)在大地工程量測與監測的應用越來越廣，衍生對於精確時域反射波傳模型的需求。基於電磁波理論與頻譜分析的多段波傳模型(Feng et al., 1999; Lin, 2003a; 2003b)已能將監測應用或材料量測的多重反射(multiple reflections)與介電頻散(dielectric dispersion)行為考慮在內，相較於簡化分析方法具有通用性與正確性，具有極大的發展潛力。同樣地，目前的波傳模型亦無法考慮纜線電阻



影響。若能可正確描述傳輸纜線電阻影響，可利用波傳模型更精準地闡釋量測波形所包含的訊息。

## 1.3 研究目標與方法

本研究的目標為推導可正確描述傳輸纜線電阻影響的通用性理論模型，能同時考慮多重反射、介電頻散、以及纜線電阻等因素，同時滿足監測與量測應用所需考量，並藉此模型深入分析探討傳輸纜線電阻對於時域反射法應用於監測與量測的相關影響。

本研究方法主要分為考慮纜線電阻影響的通用時域反射波傳模型推導、模擬與驗證，纜線電阻相關影響參數分析(parametric study)、以及展示考慮纜線電阻影響後所帶來的材料介電性質量測以及錯動變形量化方法改善，詳細研究架構與流程如圖 1-1 所示，所得成果分別整理成本論文六個章節，茲簡單敘述如下：

1. 第一章為緒論，包含前言、研究動機、以及研究目標與方法。
2. 第二章為文獻回顧，包含時域反射法基本原理、應用形式與纜線電阻影響。
3. 第三章為考慮電阻的波傳模型推導、模擬，介紹如何標定模型參數標定並基於時域反射波傳模型進行資料判釋。
4. 第四章為材料介電性質量測改善，驗證波傳模型適用性，並參數分析電阻對於波形所含訊息以及基於波形的相關分析之影響。
5. 第五章為錯動變形量化方法改善，利用通用波傳模型提出一簡易纜線電阻修正法，並以室內試驗探討材料互制與剪力帶寬影響。
6. 第六章則是本論文結論與建議。



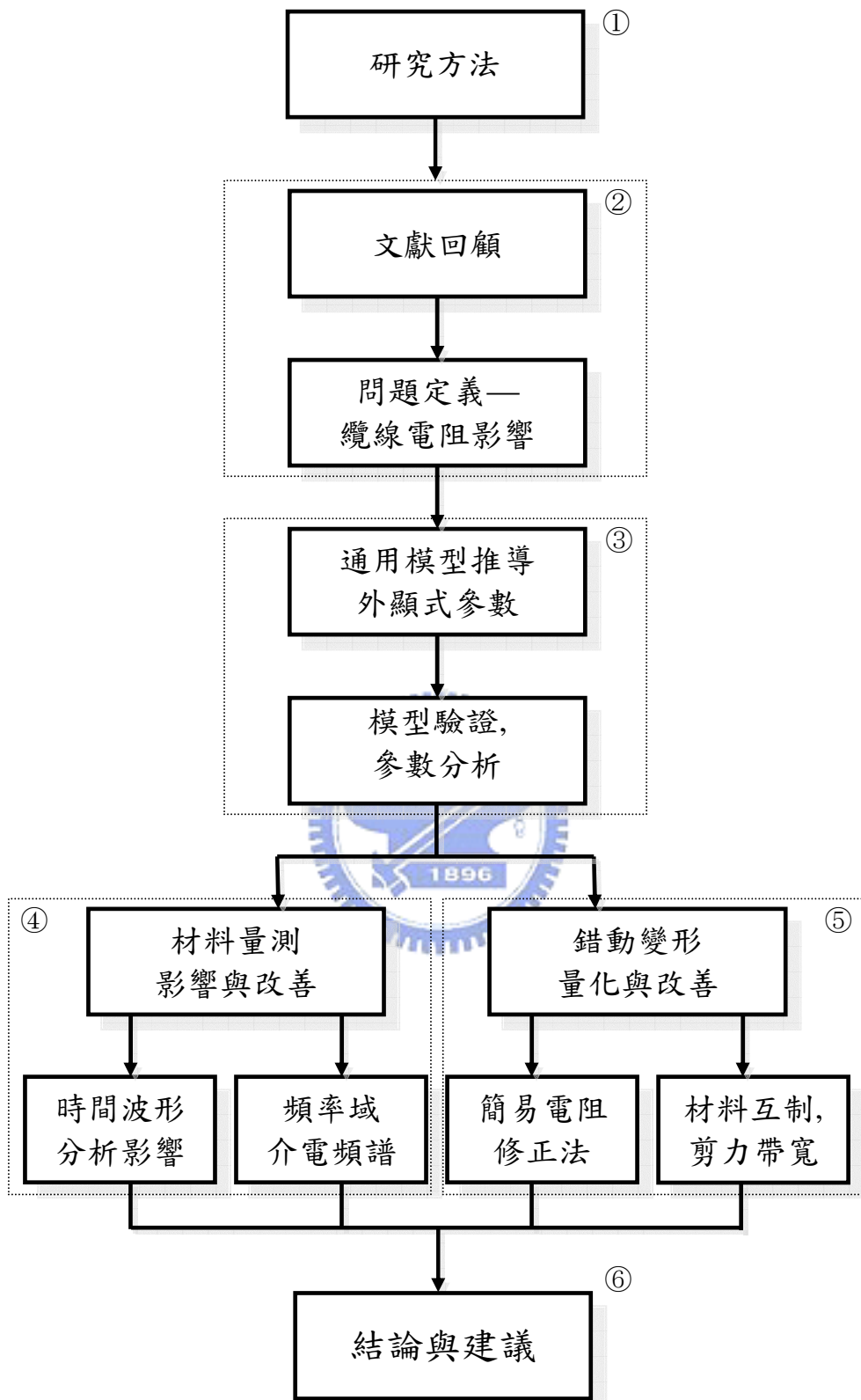


圖 1-1 研究架構與流程圖

## 第二章 文獻回顧

時域反射法為近年來嶄露頭角的新興技術，利用時域反射儀與不同感測導波器(sensor waveguide)設計，可進行數種大地工程量測(O'Connor and Dowding, 1999; Benson and Bosscher, 1999; Robinson et al., 2004)。與傳統電子傳感器不同，時域反射儀器採用上孔式設置(up-hole)，其感測器無須複雜昂貴電子零件，同時兼具機械式與電子式感測技術經濟、耐久、可靠與準確等優點，以及遠端、自動化監測能力。過去二十年間，利用分析時域反射波形發生時間、反射量、或波形穩態值，發展了許多大地工程領域新穎應用，例如土壤含水量量測與錯動變形監測，然而所依賴相對簡化分析方法卻常受到不同影響因子導致量測錯誤。因此將從時域反射法基本原理開始，逐步介紹和深入探討。

### 2.1 時域反射法基本原理

典型時域反射量測系統由時域反射儀與傳輸線系統(transmission line system)組成，如圖 2-1 所示。時域反射儀主要由電磁方波產生器(step generator)、訊號取樣器(sampler)與示波器(oscilloscope)組成，電磁方波產生器發送電磁方波至傳輸線系統中，藉由示波器顯示訊號取樣器所擷取反射訊號。傳輸線系統通常由傳輸線(transmission line)與感測導波器組成，感測導波器又稱為感測器(sensor)，是針對不同量測目的所設計量測探頭(measurement probe)；在某些應用中，傳輸線本身即可為感測導波器，但一般是作為延長線之用。為了使訊號在此特殊封閉電磁場傳輸時不會被外界干擾，傳輸線通常是外導體以封閉且同軸形式包圍內導體的同軸纜線(coaxial cable)。

傳輸線系統內電磁波傳遞行為由 Maxwell 方程式控制，因為同軸纜線具有特殊電磁場結構，電磁波在同軸纜線內的傳遞行為可用導線內電流與正負導線間電壓描述，因此 Maxwell 方程式可簡化為以電壓與電流為函數之波動方程，該波動方程解中兩個最重要的參數與本質特性為傳遞常數( $\gamma$  [ $\text{m}^{-1}$ ], propagation constant)及特徵阻抗( $Z_c$  [ $\Omega$ ], characteristic impedance) (Ramo et al., 1994)。

傳遞常數為傳輸線本質特性，受傳輸線內介質材料電學性質控制，傳遞常數實部控制電磁波相位速度(phase velocity)，虛部控制傳遞時衰減。非磁性材料電學性質，如水、酒精、鐵弗龍、土壤等，可用相對介電度(relative dielectric permittivity,  $\epsilon_r(f)$  [-])與導電度(conductivity,  $\sigma$  [S/m])兩種參數描述。相對介電度為材料介電度與空氣

的介電常數( $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$  F/m)的比值，故無因次[-](dimensionless)，為頻率函數且為複數，實部項( $\epsilon_r'(f)$ )代表材料在不同頻率下儲存外在電場的能力；虛部項( $\epsilon_r''(f)$ )則是材料在不同頻率下消耗外在電場能量的能力。對於導電度不高的材料( $\sigma < 1$  S/m)，導電度可視為非頻率的函數(Lin, 1999)，此時導電度( $\sigma$ )相當於頻率為零的導電度。

由於導電度亦是用以描述材料如何消耗能量，因此與同樣代表能量損耗的相對介電度虛部項合併，並加上相對介電度實部項成為等值相對介電度(equivalent relative dielectric permittivity,  $\epsilon_r^*(f)$  [-])：

$$\epsilon_r^*(f) = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0} = [\epsilon_r' - j \epsilon_r''] - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0} = \epsilon_r' - j \epsilon_r^{ii} \quad (2-1)$$

其中  $\epsilon_r^{ii}$  為等值相對介電度虛部項，包含相對介電度虛部  $\epsilon_r''$  與導電度  $\sigma$  [S/m]， $f$  [Hz] 為頻率， $j$  為  $\sqrt{-1}$ 。由上式可發現  $\epsilon_r^{ii}$  因為導電度而變得與頻率非常相依(frequency-dependent)(Stogryn, 1971)。介電度隨頻率改變，相位速度(傳遞常數實部)亦隨之改變，稱為頻散現象，時域反射波形即是各頻率在時間域的整體反應。

當材料為單相(one phase)，如液體，其等值相對介電度可以 Debye 模型(Debye, 1929; Hasted, 1973)描述：

$$\epsilon_r^* = \left[ \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_{dc} - \epsilon_\infty}{1 + f/f_{rel}} \right] - j \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0} \quad (2-2a)$$

其中  $\epsilon_{dc}$  為液體材料頻率為 0(穩態)時的相對介電度， $\epsilon_\infty$  為頻率無限大時的相對介電度， $f_{rel}$  [Hz] 則為極化鬆弛頻率(relaxation frequency)。當材料為多相，如土壤，則可以利用複數 Debye 模型進行描述(Dobson et al., 1985; Heimovaara, 1994b; Lin, 2003b)：

$$\epsilon_r^{*p} = \left( \frac{\rho_d}{\rho_s} \right) \epsilon_s^{*p} + (\theta - \delta_{bw} \rho_d A_s) \epsilon_{fw}^{*p} + (\delta_{bw} \rho_d A_s) \epsilon_{bw}^{*p} + \left( 1 - \frac{\rho_d}{\rho_s} - \theta \right) \epsilon_a^{*p} \quad (2-2b)$$

其中  $\epsilon_s^*$ ， $\epsilon_{fw}^*$ ， $\epsilon_{bw}^*$ ， $\epsilon_a^*$  分別為土壤顆粒(solid)、自由水(free water)、受束制水(bound water)與空氣(air)的等值相對介電度， $\epsilon_s^*$ ， $\epsilon_a^*$  通常與頻率無關，分別為常數 4.7, 1。 $\rho_d$  與  $\rho_s$  [g/cm<sup>3</sup>] 分別為土壤乾密度與平均密度， $A_s$  [m<sup>2</sup>/g] 為土壤比表面積(specific surface)， $\delta_{bw} = 3 \times 10^{-10}$  [m]，為受束制水分子平均厚度， $\delta_{bw} \rho_d A_s$  相當於受束制水含量。 $p$  稱為方位指標(orientation index)，描述顆粒方位與電磁場方向的相關性，為介於 -1 ~ 1 的回歸係數，對於均質等向性材料， $p = 0.5$ 。

特徵阻抗是傳輸線另一項本質特性，是傳輸線介質材料等值介電度與傳輸線幾何形狀之函數。若傳輸線內存在特徵阻抗不連續，電磁波則會在該不連續界面處產生反射訊號(reflection) $v_r$  [volt]與輸入方波(step pulse) $v_i$  [volt]，兩者疊加即為時域反射波形(TDR waveform)  $v$  [volt]。反射波與透射波的關係為  $v_r = \rho v_i$ ，其中  $\rho$  [-]為反射係數，為纜線間不同阻抗之函數(Dworak, 1977)：

$$\rho = \frac{v_r}{v_i} = \frac{v - v_i}{v_i} = \frac{Z'_c - Z_c}{Z'_c + Z_c} \quad (2-3)$$

典型纜線間不同阻抗界面產生 TDR 波形，反應如圖 2-2 所示，當  $Z'_c$  等於  $Z_c$ ，代表無阻抗不連續界面，即無反射發生， $\rho$  等於 0；當  $Z'_c$  大於  $Z_c$ ，則發生正反射， $\rho$  大於 0；當  $Z'_c$  小於  $Z_c$ ，為負反射， $\rho$  小於 0。 $Z'_c$  等於 0 時代表短路(shorted)， $\rho$  為 -1； $Z'_c$  等於  $\infty$  時代表斷路(open)， $\rho$  為 +1，為反射行為兩個極端狀況。圖 2-2 中  $T_R$  [sec] 為來回走時(round-trip travel time)，表示電磁波傳遞至阻抗不連續界面反射回傳儀器所需時間：

$$T_R = \frac{2L}{V_a} \quad (2-4)$$

其中  $L$  [m] 為界面與時域反射儀距離， $V_a$  [m/sec] 為視速度(apparent velocity)，代表電磁波傳速度在時間域整體反應。分析反射發生時間(與位置)的方法稱為走時分析法(travel-time analysis method)。藉由不同方法分析時域反射波形不同反應，可獲得代表不同意義的訊息，衍伸出時域反射法不同應用形式。

## 2.2 時域反射法應用形式

已知傳遞常數( $\gamma$ , propagation constant)為傳輸線介質材料電學性質函數，特徵阻抗( $Z_c$ , characteristic Impedance)為傳輸線介質材料電學性質與傳輸線幾何形狀之函數，依據固定感測器(sensor)材料電學性質或幾何形狀，分為下列應用形式：

### 1. 界面形式(interface type)：

界面形式主要關心感測器內不同介質材料間阻抗不連續界面位置，例如空氣與地下水界面—地下水位監測(Fellner-Feldegg, 1969, Ross, 1974; Rose, 1976; Dowding et al., 1996)，或者是雨量計(Yang, 2003)；河水與河床土壤界面—河床面沖蝕沈積變化監測(Yankiekun et al., 1999)；以及能量測界面相對位移的伸縮計設計(Lin and Tang, 2005)。亦有利用可讓特定液體滲入的纜線，測漏與



定位外部入滲液體界面(PermAlert, 1995)。

2. 壓痕形式(crimp type)：

壓痕形式使用介質材料固定的傳輸線，傳輸線本身即為感測器一部份。當外在環境剪動或伸張，將改變纜線幾何，引致時域反射波形變化，據此進行定位與量化，例如岩石或土壤相對變位造成預埋同軸纜線幾何形狀改變(Dowding et al., 1988; Aimone-Martin et al., 1994; Dowding and Pierce, 1994a; Dowding and Huang, 1994)；同理，亦有將同軸纜線埋設橋墩中之監測應用(Pierce and Dowding, 1993)。

3. 介電度形式(dielectric type)：

介電度形式固定感測器幾何性質，感測器介質則為待測材料，分析反射波形最終穩態值(steady-state)可估計材料導電度、鹽度(Giese and Tiemann, 1975; Clarkson et al., 1977; Topp et al., 1988; Nadler et al., 1991)。另一方面，利用走時分析可獲得視介電度，與土壤含水量與密度存在交互關係(Topp et al. 1980; Lin et al., 2000; Siddiqui et al. 2000, ASTM, 2002; Yu and Drnevich 2004)。事實上，因為等值相對介電度為頻率的函數，若能將時域反射波全波形(full waveform)藉由頻譜轉換到頻率域(frequency domain)，並利用傳輸線理論進行系統分析，可獲得更多的訊息，如描述等值相對介電度不同頻率反應的介電頻譜(dielectric spectroscopy)，進一步從不同頻率的反應獲得材料電學性質與物理特性的對應關係(Heimovaara, 1994, 1996; Feng et al., 1999; Lin, 2003b; Heimovaara et al. 2004)。相較於時間域僅能獲得單一視介電度或導電度，頻率域的介電頻譜分析具有更大的發展性與前瞻性。然而前述介電度形式應用往往僅於地表量測，Lin et al. (2006a; 2006b)發展了可進行地下視介電度與導電度量測時域反射圓錐貫入器，增加介電度形式應用範圍。

上述應用形式或研究都是假設傳輸線短，或無耗損(lossless)，然而實際上傳輸線存在纜線電阻(cable resistance)，而是存在耗損(lossy)；且由於現地應用時感測器埋設地點與時域反射儀常有段距離，此時兩者之間的延長線內纜線電阻影響將隨長度增加而變得非常顯著，強烈影響反射波形內相關訊息(Su, 1987; Kim 1989; Heimovaara, 1993; Pierce et al., 1994; Kroll, 1997; Chao, 2001; Dowding et al., 2003)。

纜線電阻於時間域主要造成上升時間(rise time)增加，波形平滑化，空間解析度減少，以及反射係數非線性減少。傳輸纜線電阻對於頻率域分析材料性質量測影響，截至目前尚無專題研究，僅有一些由研究過程衍生的初步觀察，如 Heimovaara (1993)與 Kroll (1997)指出長

纜線的影響相當於濾掉(fiter out)時域反射訊號高頻。本章後續將逐步探討不同應用形式與纜線電阻所造成影響。

## 2.3 界面與壓痕形式—工程監測應用

界面形式乃固定傳輸線幾何形狀，利用時域反射波形變化定義出傳輸線中內填兩相異介質材料界面位置。壓痕形式以利用介質材料固定的傳輸線為感測器，預埋在欲監測岩體或土體中，當發生變形錯動則改變傳輸線幾何形狀，產生對應時域反射波形，藉由分析波形定位甚至量化變形。

### 2.3.1 界面形式—水位與地表位移監測

界面形式所關心物理量為界面位置或其相對變位，因此僅與阻抗不連續界面所造成的反射來回走時(round-trip travel-time,  $T_R$ )有關。通常界面形式所採用傳輸線反應在時間域的視速度(apparent velocity,  $V_a$ )為常數且已知，由走時與視速度可計算得界面位置  $x$ ：

$$x = V_a \frac{T_R}{2} \quad (2-5)$$

利用適當地現地安裝配置，將地下水(空氣與水界面)換算成地下水壓，則成為時域反射水壓計；若結合可自動蓄積與排出雨水設計，則可延伸成時域反射雨量計(Dowding et al., 1996; Yang, 2003)。同理，Yankiekun et al. (1999)與 Yang (2003)設計可監測河床面(水-土壤界面)沖蝕沈積變化的儀器，但所得波容易受到外在雜訊影響與水質導電度衰減而效果不佳。

PermAlert (1995)埋設特殊設計纜線於油槽四周，當油料漏出，將滲入並蓄積於該纜線內，形成阻抗不連續界面，據以施作測漏檢核與定位。Lin and Tang (2005)則利用適當設計，在感測器內製造一人造界面(圖 2-3)，令該界面與感測器外部待測變位連動，成為可量測兩點間相對位移的時域反射伸縮計。

事實上，走時分析法正確性與波形品質相關，而纜線電阻平滑化波形，使走時不易正確估算。Lin and Tang (2005)提出參考線法(reference line method)，不但增加界面形式應用的分析精度，並可避免纜線電阻影響，相關細節請參考 Lin and Tang (2005)，然而由於應用原理不同，參考線法(reference line method)不適用於壓痕形式。



### 2.3.2 壓痕形式—邊坡錯動變形監測

邊坡滑動為主要大地工程災害，通常需要監測系統進行測定與預警，其中以局部剪力變形(localized shear deformation)為最重要問題。以人工施作的測傾儀(inclinometer)為目前較為採用的裝置，可提供以 50 cm 儀測長度(gauge length)構成線性變形剖面，但測傾管(IP)與地層之互制行為降低測傾儀對於薄剪動的反應，無法真實反應薄滑動面變形。孔內測傾儀(In-Place Inclinometer)雖可自動化監測，但解析度受限於單孔能置入測傾儀個數。此外，上述儀器採用下孔式(down-hole)電子感測器，先天上在諸如閃電、潮濕的嚴峻環境中缺乏長時耐久性。

1980 年代後期，已經有預埋同軸纜線於岩體，應用時域反射法監測岩體錯動變形的研究。當岩體產生錯動變形，則造成與岩體成為一體的纜線幾何斷面變化，連帶使產生如壓痕的負反射尖峰，故稱之為壓痕形式(crimp type)。數個時域反射法與鄰近測傾管變形量測的案例研究皆指出相較於測傾儀受限於儀測長度，時域反射法可在空間上連續性監測，對於局部剪動(localized shear)特別靈敏 (Anderson et al., 1996; Kane 1998; Dowding and O'Connor 2000)。但相對地，同軸纜線對於一般不會破壞回填材料與改變纜線斷面幾何的彈性撓曲變形類型不具辨識能力。

同軸纜線安裝時不需特製套管，設備成本與施工性亦優於測傾管或孔內測傾儀，時域反射法逐漸成為監測位移與岩石(Dowding et al., 1988; Dowding et al., 1989; Dowding and Huang, 1994)以及某些土壤邊坡(Dowding and Pierce, 1994; O'Connor et al., 1995; Dowding et al. 2001)局部剪動面的有效工具。

如同界面形式，藉由分析反射波形所需走時可得知錯動變形位置  $x$  (圖 2-4)。然而從反射波形中如何萃取出有關於錯動變形量大小卻是相對複雜。Su (1987)與 Dowding et al. (1989)利用不同外徑纜線進行剪力變形試驗，模擬纜線受到直剪(direct shear)行為，利用三塊分離塊體束制纜線，固定兩側邊塊體並施加力量於中間塊體造成位移，使得塊體間接觸面呈現直剪行為。雖然尚有其他學者探討室內試驗模擬纜線受張(Su, 1987; Aimone-Martin et al. 1994; Su and Chen, 1998)，或模擬剪力帶寬度對於纜線錯動變形影響(O'Connor, 1991; O'Connor et al., 1995; Lu, 2003, Tsui, 2004)，然而尚未具有足夠代表性可充分解釋室內試驗結果，僅能提供定性參考。

傳統被廣為採用的錯動變形量化方法為 Su (1987)藉由直剪試驗，所定義反射係數( $\rho$ )與變形( $\delta$  [mm])關係式：

$$\delta = (\rho_{peak}/S) + \delta_0 \quad (2-6)$$

其中  $\rho_{peak}$  為反射尖峰強度(peak intensity of the reflection spike)，與外在剪動量( $\delta$ )成比例關係， $S$  [ $\text{mm}^{-1}$ ]為反射尖峰強度相對於剪動量的靈敏度(sensitivity)， $\delta_0$  [mm]為初始啟動量(threshold displacement)，達到初始啟動量時，纜線幾何才足以變形並開始產生反射尖峰強度。Su and Chen (2000)曾提出利用反射訊號電壓降對時間積分，如圖 2-4 負反射尖峰內條紋面積，可以有效考慮剪力帶甚至纜線電阻影響，但事實上並不十分有效正確(Tsui, 2004)。

Dowding et al. (1989)指出不同纜線其靈敏度相異，外徑較小者初始啟動量較小，對於變位反應較快。除了纜線種類， $S$  與  $\delta_0$  亦受到纜線電阻(cable resistance)、材料互制(material interaction)與剪力帶(shear band)影響，如圖 2-5 所示。其中纜線變形性(cable deformity,  $\delta_{cable}$  [mm])呈現纜線中幾何斷面變化範圍與大小。雖然吾人關心的是滑動變形量( $\delta$ )本身，但實際上是纜線變形性( $\delta_{cable}$ )控制時域反射波形反應，該反應如前所述，可簡單地以反射尖峰強度( $\rho_{peak}$ )表示。

實務上延長線與預埋入岩體的監測用纜線常達數十公尺長，此時反射尖峰所回傳資訊受到纜線電阻(cable resistance)影響甚劇，將不可忽略纜線電阻影響。文獻指出，纜線衰減(lossy)特性使得時域反射波形高頻訊息隨著傳遞長度減少(Heimovaara, 1993; Kroll, 1997)，導致波形反應所需走時變長(上升時間增加)，波形變寬且變得平緩(圖 2-6)，若纜線存在多重反射(multiple reflection)，該多重反射波形也將變得平滑不明顯，也不易在分離兩相鄰變形，亦即解析度(resolution)減少(Su, 1987; Taflove, 1995; Chao, 2001)。

纜線長度對於時域反射波形另一個影響則是同樣變形條件下，纜線長度較長者其反應波形對應反射係數較小(Kim, 1989; Pierce et al., 1994)，然而反射係數與纜線長度並非線性關係(圖 2-7)，故傳統修正纜線電阻影響的方法乃在實驗室內以不同延長線長度施作數組直剪試驗，獲得不同延長線長度下變形量-反射係數標定曲線。然而此方法費時耗力，而且纜線種類一改變，就得重新標定(O'Connor and Dowding, 1999)。此外，研究者皆著眼於纜線長度所造成影響，若延長線與作為感測器的纜線為不同類型，單單就纜線長度進行探討將顯得不足且欠周全。

事實上，纜線電阻為纜線本身電學性質，理論上也可利用傳輸線理論描述與量化，但目前利用傳輸線理論進行纜線電阻影響探討的文獻寥寥無幾。目前僅有 Dowding et al. (2003)曾利用電學模型探討模擬剪力(shear)或壓痕(crimp)造成纜線不連續(discontinuity)行為的可行性

研究。

然而該模型運算費時，針對已知長度(變形位置)與固定變形量所得纜線衰減特性，無法再套用於其他長度。此外亦無法探討纜線電阻對於頻率域中波形振幅(amplitude)與相位角(phase angle)等因子影響。另一方面，即使該模型採用纜線廠商所提供衰減因子計算纜線電阻影響，但由於該衰減因子僅能描述波形振幅(amplitude)所受影響，無法描述相位角的變化，使得模擬波形無法如實呈現實際波形般不對稱(圖 2-8，虛線為對稱軸)，波形下降時急促，上升時波形緩和且走時變長的特性，顯然該模型於纜線電阻影響的模擬仍未完備，單純以纜線廠商所提供衰減因子計算纜線電阻影響亦有所不足。

雖然該研究無法深入頻率域探討各種參數(例如特徵阻抗  $Z_c$ 、波傳速度  $v_p(f)$  等)所受纜線電阻影響，通用性相對不足，但已顯示以頻譜轉換全波形於頻率域，藉由傳輸線理論進行系統分析的潛力。因此推導考慮纜線電阻與長度影響的通用性系統模型將具有助於深入了解纜線電阻對於壓痕形式，甚至界面形式應用影響。

除了纜線電阻問題，土壤-灌漿-纜線互制(soil-grout-cable interaction)影響滑動變形量( $\delta$ )與纜線變形性( $\delta_{cable}$ )之間關係。為了使時域反射法能應用在軟弱土壤，部份學者提出灌漿-纜線強度相應概念(compliance) (Pierce, 1998; Cole, 1999; Dowding et al., 2001)，建議在軟弱土壤中，灌漿勁度(stiffness)需夠低但又足夠強到能彎折(kink)纜線。Blackburn and Dowding (2004)透過有限元素模擬進一步提出最佳灌漿強度(optimal grout strength)，指出與土壤強度的最佳比例為 1 至 5。然而該研究把焦點放在灌漿相對於周遭土壤的剪力強度與勁度上，忽略了灌漿為張力強度低的灌漿-纜線複合物結構行為。

圖 2-9 為灌漿-纜線複合物經直剪試驗後所取出變形纜線，即使直剪盒之間間距極小，在灌漿內仍會變形及拉伸纜線，使得纜線在局部變形(localized deformity)兩側具有漸變段(transitional deformity)。當纜線周遭材料勁度降低，照片中纜線 S 形變形曲率將變得平緩。過於軟弱的灌漿容易碎裂，使灌漿與纜線分離，增加纜線漸變段長度，局部變形段纜線斷面變化量減少。反射尖峰大小不僅與纜線變形量有關，且與纜線變形段長度有關。當滑動變形量( $\delta$ )增加，纜線變形量與纜線變形段長度增加，兩者皆導致反射尖峰增加。同樣滑動變形量下，由於不同土壤-灌漿複合物將引致不同纜線變形量與纜線變形段長度組合，故需要適當物理模型以瞭解土壤-灌漿-纜線互制行為與時域反射波形關係。

最後，剪力帶寬度進一步複雜化上述問題。O'Connor (1991)、



O'Connor et al.(1995)以及 Tsui (2004)以灌漿-纜線複合物某段存在無灌漿空氣間距(air gap)描述剪力帶，實驗結果顯示靈敏度( $S$ )隨空氣間距增加而減少，當空氣間距過大則出現雙剪反射波形。事實上，良好灌漿不會存在空氣間距，以空氣間距代表剪力帶並不符合現地情況，剪力帶寬度如何影響以時域反射技術量化滑動變形仍需進一步討論。

綜觀而言，使用時域反射法監測軟弱土壤內滑動變形與量化該變形量仍然是件具有挑戰性的工作，因為現地存在纜線電阻，材料互制與剪力帶三個不可避免的影響因子，限制目前時域反射技術應用於錯動變形量化發展。顯然有必要針對這些影響因子進行探討，例如以適當理論模型描述纜線電阻在電學上對時域反射波形影響並予以修正；設計貼近現實材料互制與剪力帶狀況的室內直剪試驗，觀察確認現地應用尚待釐清之處。

本研究主要課題之一為探討纜線電阻如何在電學上衰減時域反射波形反應，嘗試提出一套簡易纜線電阻修正方法。並結合理想的室內直剪試驗，觀察材料互制與剪力帶在材料上的影響，探討與改良量化方法。

## 2.4 介電度形式—土壤特性量測

時域反射法介電度形式應用已逐漸成為被廣泛應用於量測土壤電學反應。研究已經指出，外加電磁波所引致土壤電學反應與控制土壤工程行為的物理特性相關，在大地工程與環境工程中，時域反射法對於決定土壤中含水量、乾密度、孔隙水中化學成分(如鹽度)、以及土壤結構物理特性方面具有相當的應用潛力(Babb, 1951, Mitchell, and Arulanandan, 1968, Arulanandan and Smith, 1973, and Selig and Mansukhanhi,1975)。

不同材料物理特性影響介電頻譜不同頻率，如導電度為材料在介電頻譜低頻的反應，介電頻散則為相對高頻的反應，分析時域反射波形可獲得與土壤孔隙水中化學成份(如鹽度)有關的導電度(Giese and Tiemann, 1975; Clarkson et al., 1977; Topp, 1988)，與土壤體積含水量以及乾密度(Topp et al., 1980; Ledieu et al., 1986; Roth et al., 1990; Dirksen and Dasberg, 1993; Lin et al., 2001, Yu and Drnevich 2004)相關的視介電度。介電頻譜(dielectric spectroscopy)則可進一步探討量測材料不同頻率反應，近年來，其優點與潛力逐漸被重視(Fellner-Feldegg 1969; Clarkson et al., 1977; Hilhorst and Dirksen, 1994, Heimovarra 1994, 1996; Lin 2003a; Heimovarra et al., 2004)。

## 2.4.1 視介電度量測—土壤含水量

已知描述時域反射法傳輸纜線系統兩個最重要參數分別為傳遞常數及特徵阻抗，與壓痕形式不同的是探頭斷面內材料通常具有介電頻散(dielectric dispersion)特性，亦即相位速度(phase velocity,  $V_p(f)$ )為頻率的函數，因此在介電度形式中，傳遞常數及特徵阻抗皆為頻率的函數。傳遞常數虛部  $\beta(f)$  控制電磁波在該傳輸纜線介質中相位速度 (von Hippel, 1954)：

$$V_p(f) = \frac{2\pi f}{\beta(f)} = \frac{c}{\sqrt{\frac{\epsilon_r'(f)}{2} \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{\epsilon_r''(f)}{\epsilon_r'(f)} \right)^2} \right]}} \quad (2-7)$$

其中光速  $c = 2.998 \times 10^8$  m/sec,  $\epsilon_r''(f)$  為等值相對介電度虛部項，包含介電度虛部與導電度( $\sigma$ )。雖然 Stogryn (1971) 指出  $\epsilon_r''(f)$  因為導電度而變得非常頻率相依(frequency-dependent)，但 Davis and Annan (1977) 提出在 1 MHz ~ 1 GHz 的頻率範圍，介電度虛部項影響小於實部項影響。據此 Topp(1980) 假設土壤材料在該範圍  $\epsilon_r''(f)/\epsilon_r'(f)$  可忽略，公式(2-7) 變成時間域視波傳速度( $V_a$ )與一視介電度( $K_a$ )存在下列關係：

$$V_a = \frac{c}{\sqrt{K_a}} \quad (2-8)$$

其中  $c$  為光速， $K_a$  [-] 為從時間域計算得材料視介電度，圖 2-10 為典型材料量測波形，此處  $T_R$  指電磁波材料界面與量測探頭終端斷路(open end)界面之間來回走時， $L$  為已知量測探頭探針長度，利用  $T_R$  定義可得：

$$K_a = \left( \frac{cT_R}{2L} \right)^2 \quad (2-9)$$

Topp et al (1980) 進一步提出具有良好關係的視介電度與土壤體積含水量( $\theta$ )經驗公式，帶動視介電度與材料物理性質關係相關研究。然而許多研究指出當土壤種類，例如有機(organic)土壤(Herkelrath et al., 1991)或細組織(fine-textured)土壤(Desberg and Hopmans, 1992)，以及土壤密度不同，Topp et al. (1980) 經驗公式參數將存在不同的標定參數值。當考慮土壤密度影響，視介電度與重量含水量( $\omega$ )關係可改為：

$$\frac{\sqrt{K_a}}{\rho_d} \rho_w = a + b\omega \quad (2-10)$$

其中  $\rho_d$  [g/cm<sup>3</sup>]與  $\rho_w$  [g/cm<sup>3</sup>]分別為土壤乾密度與水的密度， $\theta = \omega * \rho_d / \rho_w$ ， $a$ 與  $b$ 則為標定參數。上式的優點在於可同時求出現場土壤重量含水量與乾密度，進一步應用於現場土壤夯實品質管制(Siddiqui and Drnevich, 1995; Lin et al., 2000, Siddiqui et al., 2000, ASTM D6565, 2002; Yu and Drnevich, 2004)，然而含水量與視介電度之間的關係仍受到土壤種類些許的影響，例如必須為高塑性土壤特別標定。

事實上，用來走時分析的 short-term 反射波形受到材料導電度、介電頻散、延長線電阻影響甚劇(圖 2-11)，甚至受到不同走時分析方法(Timlin, 1996; Klemunes, 1997)與探頭設計影響。圖 2-12 為 Lin (2003a)所採用室內材料電學性質量測探頭(measurement probe)，主要由探頭上蓋(probe head)、轉接環(ring)與同軸夯模(coaxial cell)所構成。探頭上蓋具有 50 Ω BNC 型同軸接頭，接續金屬內外導體，內填德爾林(Derlin®)絕緣材料，該探頭上蓋下方由同軸形式轉成三根外導體與一根內導體的多導體探頭形式(multi-rod probe, MRP)，再利用轉接環接續同軸夯模。夯模尺寸與傳統夯實模相同，除了可量得待測材料反射波形，也可獲得傳統夯模試驗含水量與乾密度(ASTM D6565, 2002)，提供量測結果標定或驗證。

Lin (2003a)針對 TDR 量測系統前端 TDR 儀器上升時間(rise time)與終端探頭構造(探頭長度  $L$  與探頭特徵阻抗  $Z_c$ )、探頭內待測土壤本身電學上介電頻譜( $\epsilon(f)$ )消散特性與導電度( $\sigma$ )、待測土壤本身物理特性(soil type/texture/比表面積與乾密度)對於視介電度的影響做了詳盡探討，指出若儀器上升時間(rise time)變長，將使得時域反射有效量測頻寬(effective bandwidth)變窄，影響視介電度坐落的頻率範圍與估算結果，但並未實際探討位處 TDR 儀器與探頭之間延長線所帶來纜線電阻影響。

事實上，目前纜線電阻對於視介電度的影響也還是處於定性探討的階段(Logsdon, 2000, Robison, et al., 2003)。相較於不具實質物理意義的視介電度，材料介電頻譜可提供更多訊息，具有更大的研究價值(Weers, 2001; Huisman, 2002)。因此，近年研究趨向利用傳輸線系統分析，獲得真正代表材料實質物理意義的介電頻譜(Heimovaara, 1994, 1996; Feng et al. 1999; Lin, 1999; Heimovaara et al. 2004)。介電頻譜分析方法將於下列導電度量測章節後介紹。



## 2.4.2 導電度量測—土壤水質與鹽度

另一種常見時域反射波形分析為利用波形能量衰減程度估計材料導電度( $\sigma$ )，導電度實際上為材料在頻率域介電頻譜相當低頻的反應，與土壤內水質或鹽度相關，對應在時域反射波形 long-term 穩態反應。無論是利用 dc 電阻(dc resistance)分析方法(Nadler et al., 1991)或利用單段探頭量測系統(Clarkson et al., 1977; Topp et al., 1988)，皆可得到相同的 Giese and Tiemann (1975)導電度公式。在實務應用上，量測系統延長線電阻抬升波形穩態值(圖 2-11)，造成導電度低估，但若利用串接電阻(series resistor)RC 電路假設，可定量修正纜線電阻影響(Heimovaara, 1995; Reece, 1998, Huisman, 1999)：

$$\sigma = \frac{K_p}{R_L - R_{cable}} \quad (2-11a)$$

$$K_p = \frac{\epsilon_0 c Z_{p,probe}}{L} \quad (2-11b)$$

$$R_L = Z_S \left[ \frac{1 + \rho_\infty}{1 - \rho_\infty} \right] \quad (2-11c)$$

$$\rho_\infty = \frac{v_\infty}{v_i} - 1 \quad (2-11d)$$



其中  $K_p$  [ $m^{-1}$ ] 為探頭常數(probe constant)， $Z_{p,probe}$  為探頭內填材料為空氣時幾何阻抗，代表探頭幾何特性(Karuses, 1984)，特定斷面形式解析解則可參考 Ball (2002)。  $L$  為探頭長度， $R_L$  [ $\Omega$ ] 為待測材料的電阻， $Z_S$  為時域反射儀特徵阻抗，通常為  $50 \Omega$ 。當波形達到穩態(steady state,  $v_\infty$  [volt])時，定義反射係數為  $\rho_\infty$ 。  $c$  為光速， $\epsilon_0$  為自由空間介電常數， $R_{cable}$  為標定纜線電阻修正因子，如果忽略延長線纜線電阻， $R_{cable}$  則為 0，此時公式 2-11 與 Giese and Tiemann (1975)的導電度公式相同。

## 2.4.3 介電頻譜分析—土壤組構特性

視介電度為等值相對介電度在時間域的綜合反應，而導電度理論為等值相對介電度在頻率等於零的能量消耗特性，因此若能直接探討材料頻譜反應可獲得更多的訊息。Fellner-Felldog (1969)首先介紹利用時域反射法探討材料電學性質於不同頻率的反應，其後時域反射法開

始被利用於量測與探討液體材料頻率域反應(van Gemert, 1973; Giese and Tieman, 1975; Clarkson et al., 1997)，然而如何正確描述材料等值相對介電度，特別是像土壤本質上組成成分與相互作用複雜的多相材料，是目前仍需深入研究的課題。

多位學者利用不同方法量測並探討土壤材料介電性質與頻率關係(Hallikainen et al., 1985; Dobson et al., 1985; Campbell, 1990)，亦有學者配合電磁學理論模型由單相推廣至多相(multi-phase)材料電學性質與物理性質關係量測(Heimovaara, 1994b; Heimovaara et al., 1996; Feng et al., 1999; Huisman et al., 2002; Lin, 2003b; Heimovaara et al. 2004)。

Lin (1999)根據 Hilhorst and Dirksen (1994)研究成果與自身研究結論指出，以時域反射法配合走時分析方法不僅可在時間域獲得與土壤含水量、密度、導電度等性質，應用頻譜分析(spectrum analysis)可在頻率域描述不同頻率下，因為土壤材料非均質性(heterogeneity)所造成受束制水極化現象(polarization of bound water)、Maxwell-Wagner 效應、擴散雙層極化現象(polarization of double layer)(Hilhorst, 1998; Chen and Or, 2006)，進而獲得更多與土壤組構、組成成分相關的訊息(圖 2-13)，顯示介電頻譜分析的潛力。

已知傳遞常數及特徵阻抗描述時域反射法傳輸纜線系統反應，傳遞常數可表示為：

$$\gamma(f) = \frac{j2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_r^*(f)} = \gamma_p \sqrt{\epsilon_r^*(f)} = \alpha(f) + j\beta(f) \quad (2-12)$$

其中  $c$  為光速， $\alpha(f)$  [ $\text{m}^{-1}$ ] 為傳遞常數實部項，反應電磁波在介質材料中傳遞時不同頻率衰減現象，稱為衰減常數(attenuation constant)； $\beta(f)$  則為傳遞常數虛部項，將時間頻率( $2\pi f$ )除以  $\beta(f)$  可得電磁波在介質材料中傳遞時不同頻率的相位速度( $V_p(f)$ ) (Remo et al., 1994)；而  $\gamma_p$  [ $\text{m}^{-1}$ ] 為介質為空氣時( $\sigma = 0$  且  $\epsilon_r(f) = 1$ ，相當於  $\epsilon_r^*(f) = 1$ ) 的傳遞常數，此時沒有衰減常數  $\alpha(f)$ ，其對應相位速度  $V_p$  為常數，非頻率的函數。相對介電度隨不同頻率而改變，使得相位速度隨之改變，稱為頻散現象(dispersion)。

以同軸傳輸纜線形式為例，其特徵阻抗為：

$$Z_c = \left[ \frac{\ln(r_o/r_i)}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \right] \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r^*(f)}} = \frac{Z_p}{\sqrt{\epsilon_r^*(f)}} \quad (2-13)$$

其中  $r_i$  [mm] 與  $r_o$  [mm] 分別為同軸傳輸纜線內導線外徑與外導線內徑、 $\mu_0$  為空氣磁導率(magnetic permeability,  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m)、 $\epsilon_0$  為空氣

介電度常數、 $Z_p$  為探頭內填材料為空氣時的幾何阻抗。

Heimovaara (1994a)使用傅立葉轉換(Fourier transformation)直接在頻率域中進行計算與分析，由疊積理論(convolution theorem)(Press et al., 1986)可知頻率域中反射訊號  $V_r(f)$  [volt]為輸入訊號  $V_i(f)$  [volt]與代表系統反應的散射函數(scattering function,  $S_{11}(f)$  [-])乘積：

$$V_r(f) = S_{11}(f)V_i(f) \quad (2-14)$$

將時域反射儀本身所發出方波脈衝輸入訊號  $v_i$ ，與量測經過某系統反應後的反射訊號  $v_r$  轉換成頻率域  $V_i(f)$  與  $V_r(f)$ ，可以計算得系統反應  $S_{11}(f)$ ：

$$S_{11}(f) = \frac{V_r(f)}{V_i(f)} \quad (2-15)$$

時域反射儀所使用傳輸線系統多為同軸形式，因為同軸特殊電磁場結構，可由傳遞常數( $\gamma$ , propagation constant)及特徵阻抗( $Z_c$ , characteristic impedance)描述某傳遞長度( $L$ )系統電磁場傳遞情形與系統反應，而傳遞常數及特徵阻抗本身即為材料等值相對介電( $\epsilon_r^*(f)$ )的函數，顯示系統反應亦為材料介電頻譜的函數，顯然可以藉由分析系統反應獲得材料介電頻譜相關訊息。

Davidson (1978)以散射函數(scattering function,  $S_{11}(f)$ )描述終端為斷路(open end)單段同軸纜線傳輸系統的多重反射行為，定義散射函數  $S_{11}(f)$  與傳遞長度( $L$ )、傳遞常數( $\gamma(f)$ )、特徵阻抗( $Z_c(f)$ )、及材料等值介電頻譜( $\epsilon_r^*(f)$ )關係(Clarkson, 1977; Heimovaara, 1994a; Friel and Or, 1999; Huisman et al., 2002)：

$$S_{11}(f) = \frac{\rho^*(f) + e^{-2L\gamma(f)}}{1 + \rho^*(f)e^{-2L\gamma(f)}} \quad (2-16a)$$

$$\rho^*(f) = \frac{1 - \xi(f)\sqrt{\epsilon_r^*(f)}}{1 + \xi(f)\sqrt{\epsilon_r^*(f)}} \quad (2-16b)$$

$$\xi(f) = \frac{Z_{c,cable}(f)}{Z_{p,probe}} \quad (2-16c)$$

其中， $\rho^*(f)$  為頻率域中不同頻率域的反射係數， $Z_{c,cable}(f)$  為纜線特徵阻抗， $Z_{p,probe}$  為量測探頭幾何阻抗， $\xi$  為兩者的比值， $2L$  在物理意義上為電磁波在傳輸系統中來回傳遞長度。

前述 Heimovaara (1994a)或其後續研究(Huisman et al., 2002)所推

導模型僅能模擬單段(single-section)材料反應，實驗上需配合與時域反射儀內部阻抗大小相同傳輸纜線以及量測探頭，使得電磁波進入量測材料時才發生反射，藉以獲得僅包含單段(single-section)材料反射行為量測波形。Huisman et al. (2002)建議若是要考慮多段系統，可以參考Feng et al. (1999)或 Lin (2003b)的模型。

由於多段系統包含多個界面，各個界面存在複數次反射(透射)，若直接逐次計算將非常困難。Feng et al. (1999)與 Lin (2003b)分別利用系統分析(system analysis)中方塊圖(block diagram)演算法與輸入阻抗(input impedance)演算法，獲得足以代表整體系統反應的發散函數(scattering function)，得以描述多段系統複雜反射行為。Feng et al.(1999)或 Lin(2003b)的模型，在延長線極短(1m)，可忽略纜線電阻影響情況下，皆能有效模擬圖 2-12 所示多段量測系統的總體散射函數(圖 2-14 (a))。Lin (2003b)更進一步介紹分層剝離演算法(layer-peeling algorithm)，把上述複雜多段系統簡化成如同時域反射儀直接接續同軸奔模，獲得反映奔模內材料電學性質的單純化散射函數(圖 2-14 (b))，Lin (2003b)指出藉由分層剝離運算(layer-peeling processing)有助於降低現實量測系統複雜度，並提昇反算材料參數時穩定度。

雖然上述各種描述單段或多段系統模型推導過程與所採用理論方法不盡相同，但由於都是以相同傳遞常數( $\gamma$ )及特徵阻抗( $Z_c$ )參數描述系統電磁波傳遞行為，因此不論是用哪一種模型，對於某一系統其模擬結果理論上必須也必然相同。前述所有學者皆利用已標定系統參數反算對應介電頻譜，最佳化使電磁波傳模型模擬波形反應與量測材料波形反應間誤差，視反算所得介電頻譜為材料真實介電頻譜。

大部分研究者所使用電磁波傳模型皆未考慮也無法模擬纜線電阻影響，僅能假設纜線電阻可忽略，或採用長度極短的延長線進行實驗。如前所述，Dowding (2002)曾發表考量纜線電阻影響的模型，但該模型存在缺陷且不具通用性，無法應用於材料量測。Heimovaara et al. (2004)雖然保留 Feng, et al. (1999)多段式模型中集成電路(lumped circuit) (Ramo et al., 1994)纜線電阻參數，但該篇研究並未聚焦在探討纜線電阻參數所具意義與其影響。本研究目標即是推導考慮纜線電阻影響的通用性系統模型，並在應用上進行深入且全面性的探討。



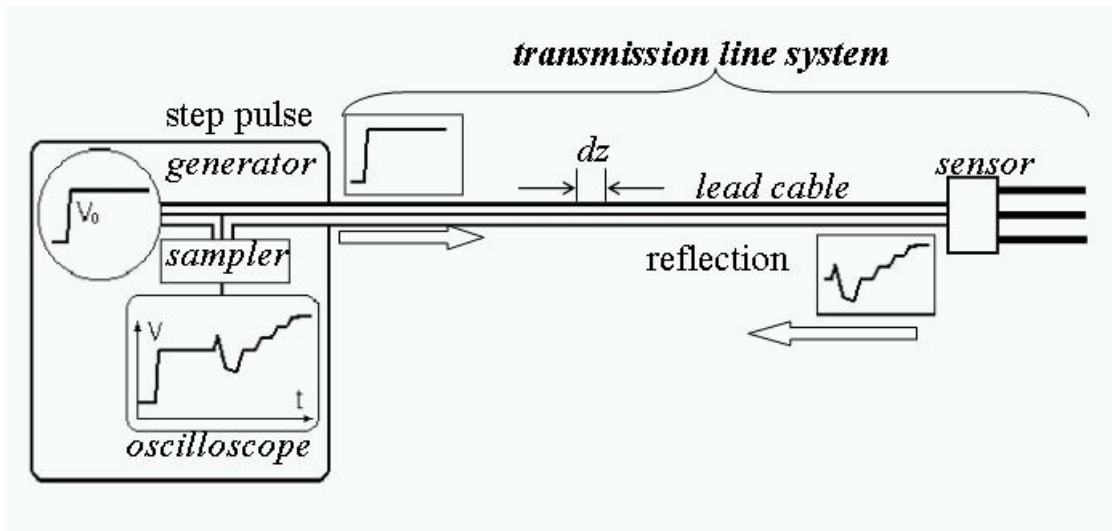


圖 2-1 時域反射量測系統

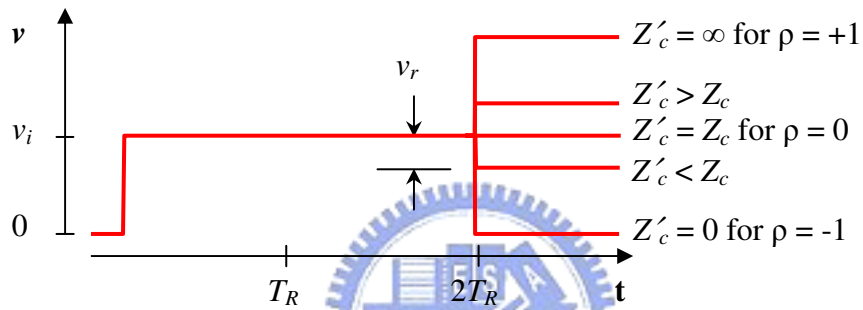


圖 2-2 不同阻抗界面所產生 TDR 波形反應  
(資料來源：modified Andrews, 1994)



圖 2-3 界面形式原理—人造界面所構成時域反射伸縮計

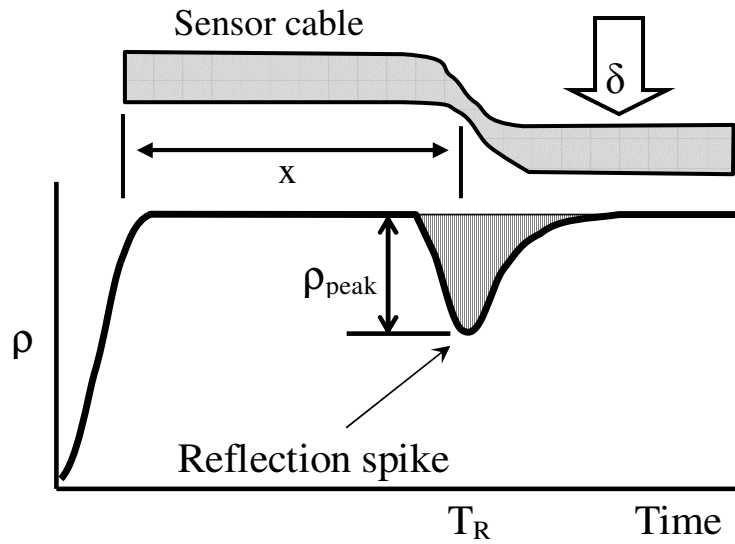


圖 2-4 壓痕形式原理

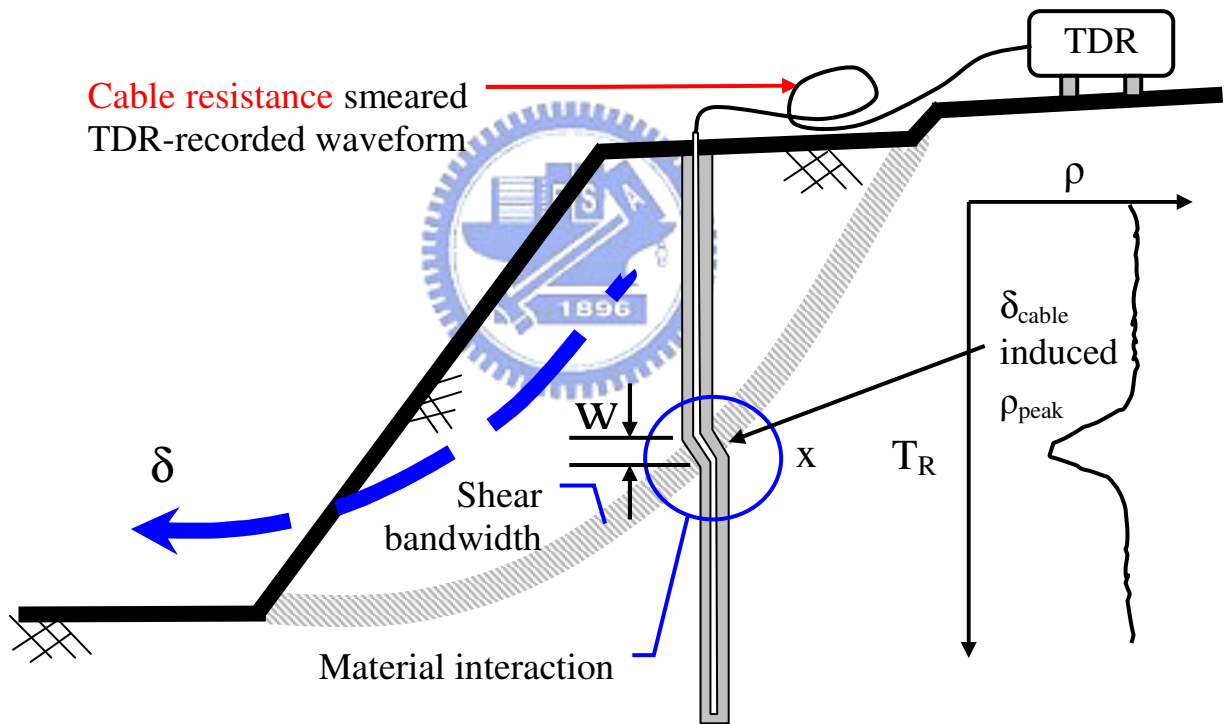


圖 2-5 TDR 波形影響因子



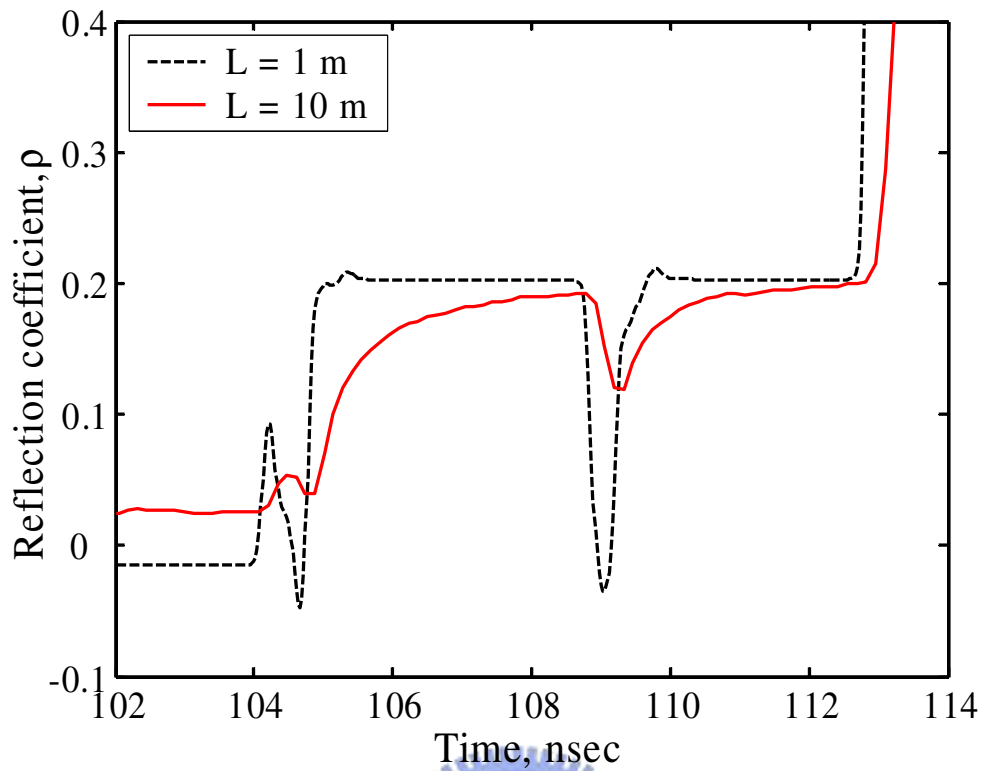


圖 2-6 纜線電阻對於壓痕形式應用影響

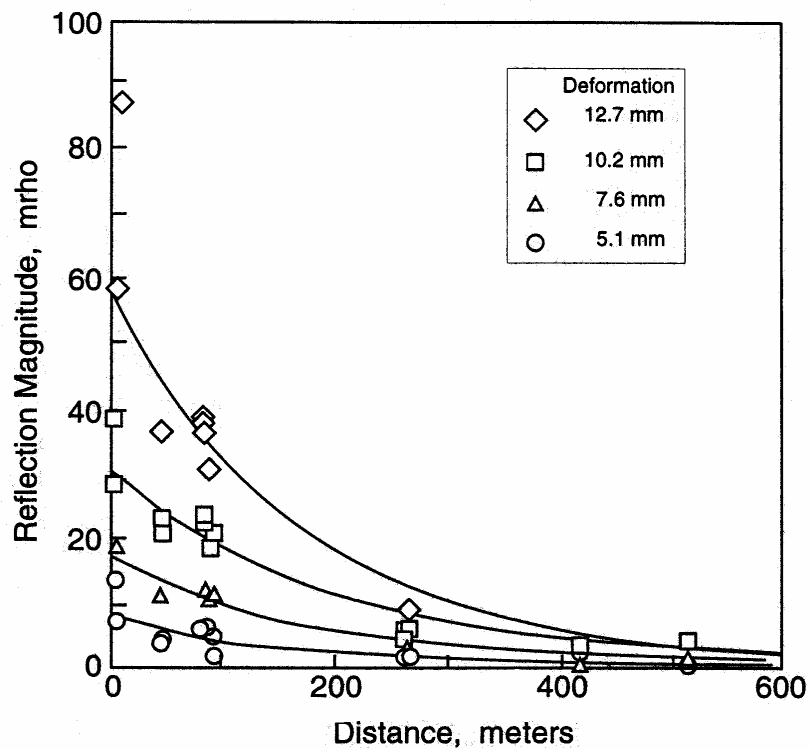


圖 2-7 長距離纜線對 TDR 波形反射值影響關係  
(資料來源：Pierce et al., 1994)

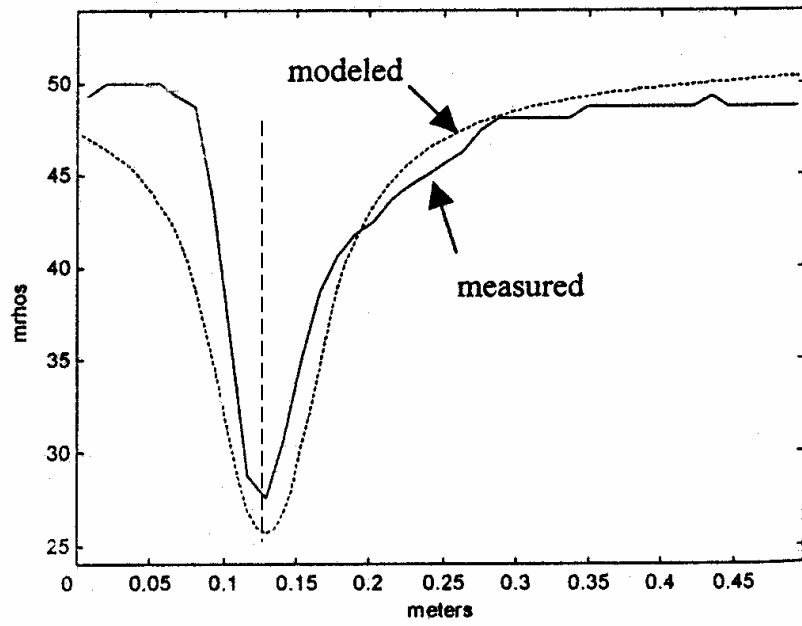


圖 2-8 模擬波形與實際波形比較  
(資料來源：Dowding et al., 2003)

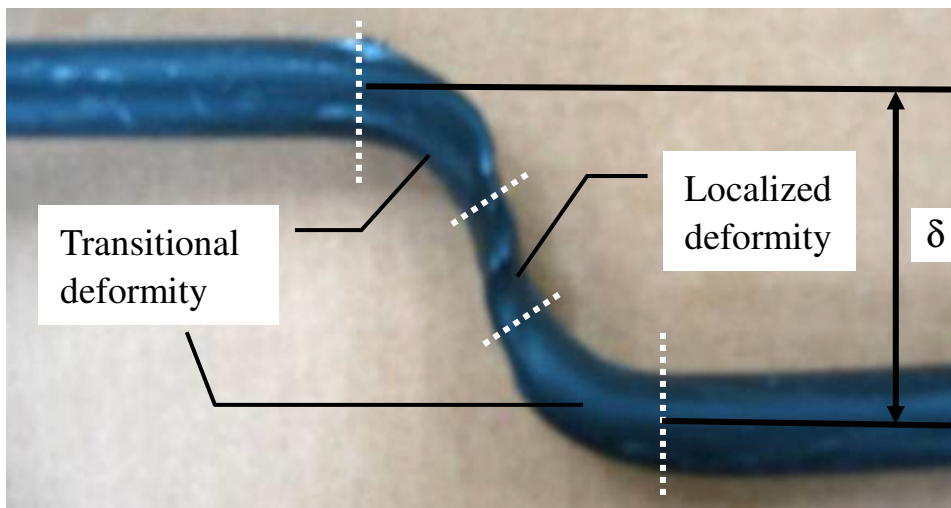


圖 2-9 纜線變形(cable deformity)複雜機制照片

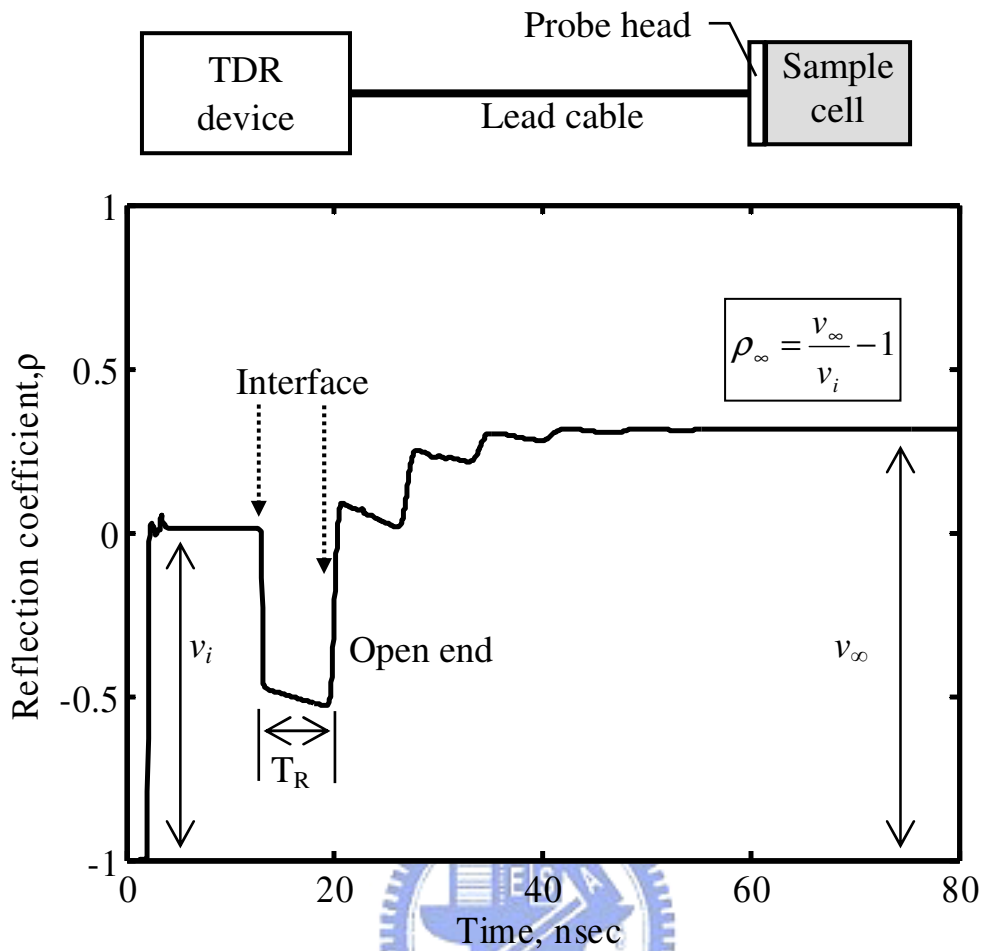


圖 2-10 典型材料性質量測波形

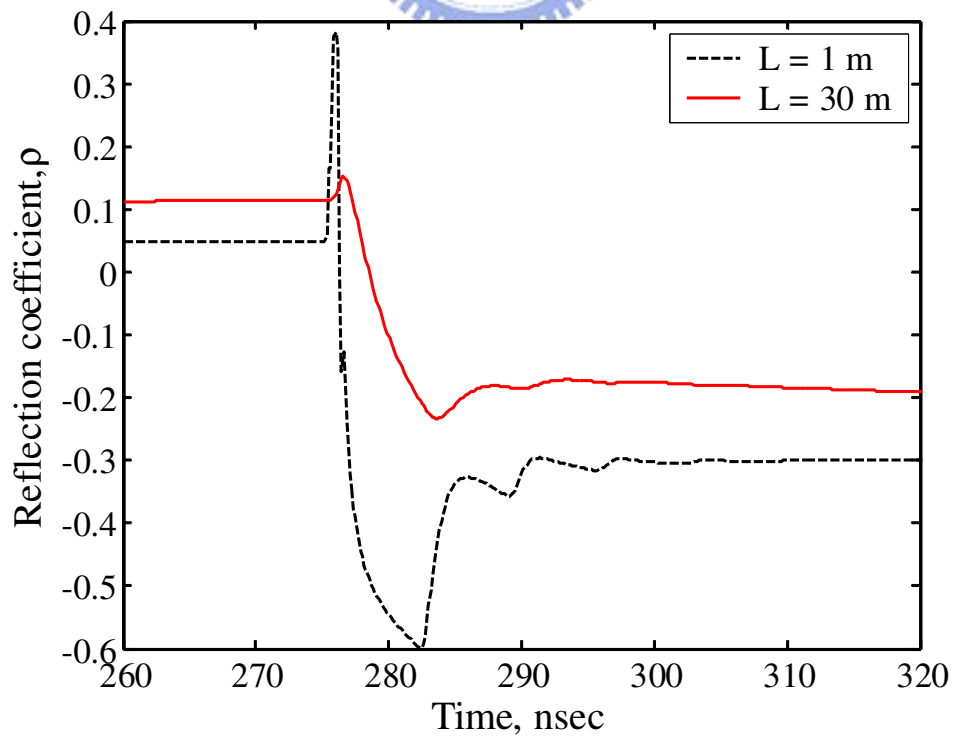


圖 2-11 纜線電阻對於時域反射材料量測影響

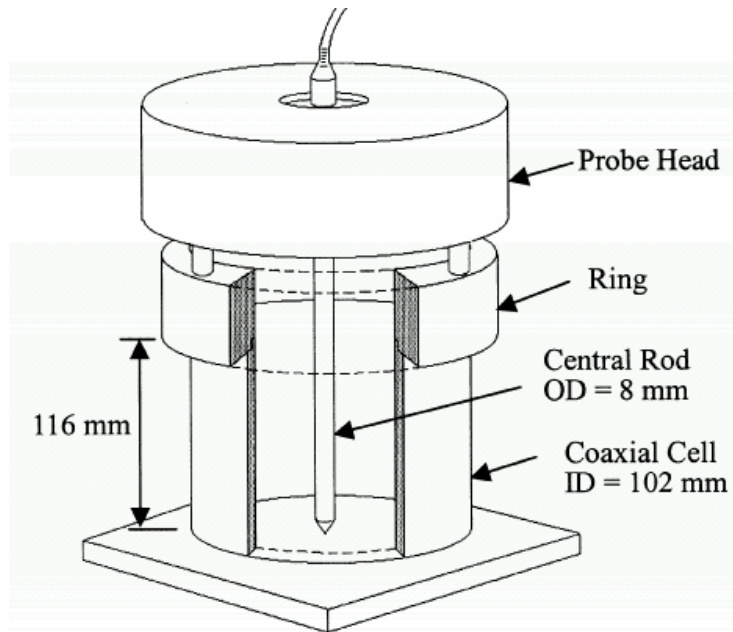


圖 2-12 典型室內材料電學性質量測探頭

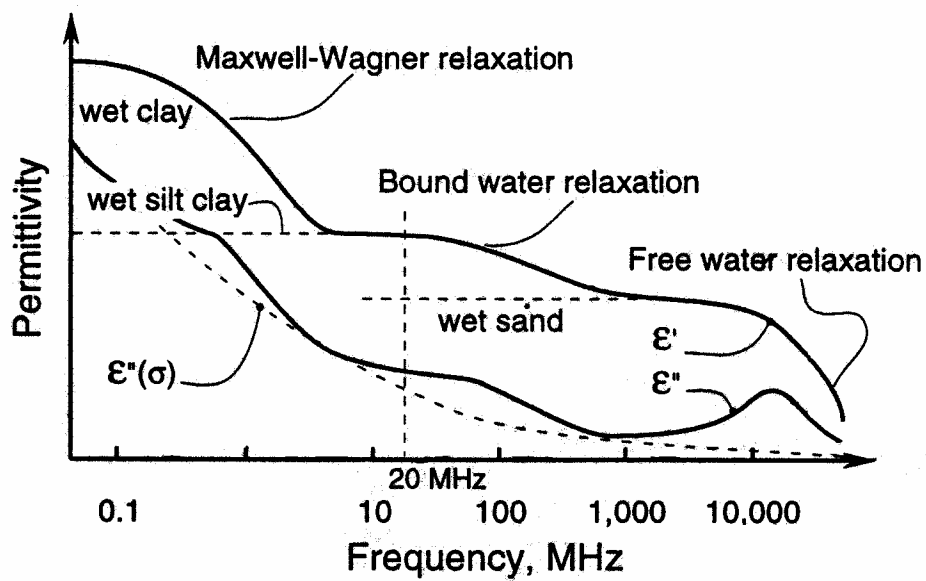


圖 2-13 以頻率為函數溼潤土壤定性介電性質  
(資料來源：Hilhorst and Dirksen, 1994)



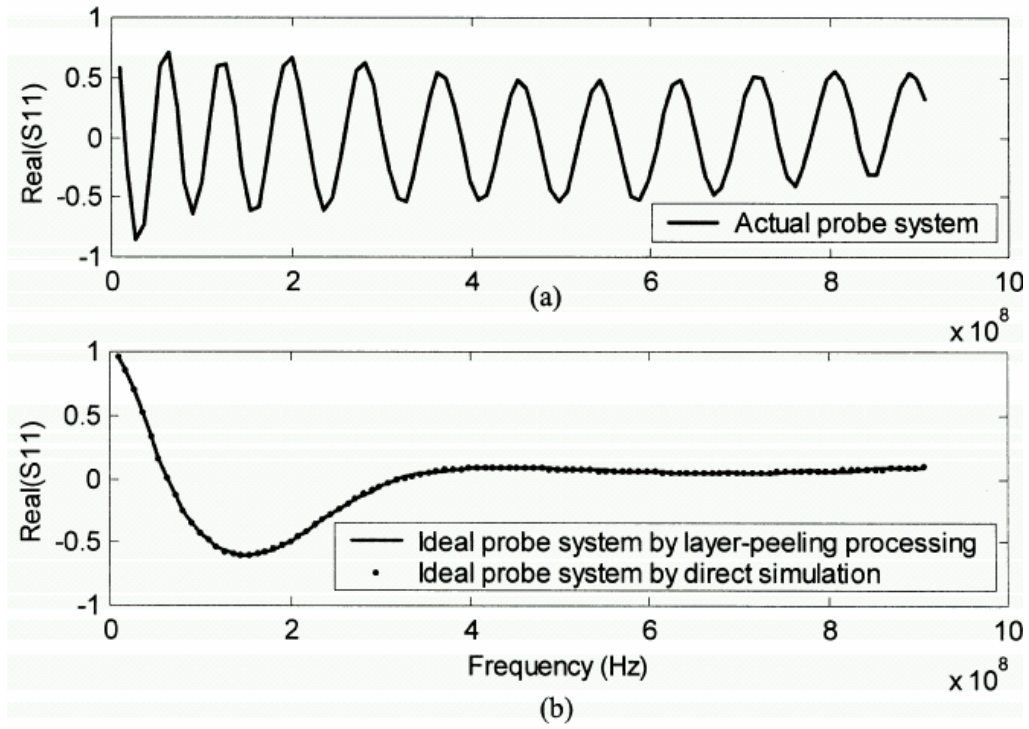


圖 2-14 散射函數實部(a)分層剝離運算前，(b)分層剝離運算後  
(資料來源：Lin, 2003b)



## 第三章 考慮電阻的波傳模型推導

如前所述，現地應用接續長纜線時，若忽略纜線電阻將導致不合理資料判釋。若能模擬完整時域反射波形反應將可獲得額外資訊並更精準地闡釋量測波形所包含的訊息。

在監測岩體變形應用上，Dowding et al. (2002)發展可考慮纜線電阻與多重反射波傳模型，在時間域利用有限差分運算模擬，僅在考量纜線衰減特性時轉換至頻率域進行處理，再反轉換回時間域進行下一步有限差分運算，但該模型相對耗時，且容易產生數值不穩定，亦無法探討纜線電阻對於頻率域相位角干擾(phase angle distortion)。此外，因為該研究僅著眼在纜線變形(壓痕形式)，該模型並沒有且不能考量介電度消散(dielectric dispersion)影響，使得模型不具通用性。

另一方面，基礎於頻譜分析的多段波傳模型(Feng et al., 1999; Lin, 2003a; 2003b)已能將多重反射(multiple reflections)與介電頻散(dielectric dispersion)考慮在內，然而該模型仍無法考慮纜線電阻影響。Heimovaara et al. (2004)參考上述多段波傳模型，在計算同軸纜線時加入了代表纜線電阻的參數，但該篇研究並未聚焦在探討纜線電阻參數所具意義與其影響。

本章將推導一個可同時考量多重反射、介電度消散、纜線電阻影響的通用時域反射波傳模型，運算有效率且通用於所有時域反射應用形式。此模型外顯式參數化(explicitly parameterize)特徵阻抗、傳遞常數與纜線電阻彼此間關係，易於全盤探討纜線電阻對於時域反射波形影響。

### 3.1 通用時域反射波傳模型推導

#### 3.1.1 時域反射數學模型—集成電路模型

數學上時域反射傳輸系統可由集成電路模型(lumped circuit model)等效分佈參數(equivalent distributed parameter)描述(Ramo et al., 1994)。考慮一無限小傳輸線段，如圖 3-1 所示，可由集成參數(lumped parameter)或稱單位長度(per-unit-length)電容  $c$  [F/m] (capacitance)、電感  $l$  [H/m] (inductance)、電導  $g$  [S/m] (conductance)、以及電阻  $r$  [ $\Omega$ /m] (resistance)描述。由於傳輸系統具有特殊電磁場結構，可以傳輸線內電流  $I$  [Am]與傳輸線導體間電壓  $V$  [volt]描述時域反射傳輸系統電磁波傳行為，對應控制方程式若在頻率域表示，可寫作：

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(r + j2\pi fl)I(z) \quad (3-1a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(g + j2\pi fc)V(z) \quad (3-1b)$$

$z$  [m]為線段上某位置， $f$ 為頻率。單位長度(per-unit-length (lumped))電阻  $r$  [ $\Omega/m$ ]代表纜線兩導體間引致能量消散，電感  $l$  [H/m]為感應係數，控制電流通導體所引致磁場強度，電導  $g$  [S/m]為電導，為纜線介質材料所含有的導電度所造成能量消耗，電容  $c$  [F/m]為兩導體間電容，反應纜線儲存能量能力，舉例來說，壓痕型式的負反射尖峰，相當於電學中纜線電容增加，而於現地常見正反射尖峰，往往是因為纜線外導體受腐蝕使得電感增加所致(Davidson, 1978; Dowding et al., 1989; O'Connor and Dowding, 1999)。

電阻  $r$ 、電感  $l$ 、電導  $g$ 、以及電容  $c$  皆為傳輸纜線斷面幾何(cross-sectional geometry)與導體間填充材料電磁特性函數，材料電磁特性可分別以介電度  $\epsilon$  [F/m]、導電度  $\sigma$  [S/m]、導磁率  $\mu$  [H/m] (permeability)表示，一般而言，三者亦為頻率的函數。通常材料介電特性以相對介電度(relative dielectric permittivity,  $\epsilon_r$ )表示，代表與空氣中介電度常數( $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$  F/m)的比值，因此介電度  $\epsilon(f) = \epsilon_0 \epsilon_r(f)$ 。同樣地，導磁率可定義為  $\mu = \mu_r \mu_0$ ， $\mu_0$ 為空氣導磁率( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m)，時域反射法所使用纜線介質與待測材料質，如土壤，通常為非強磁性材料，其相對導磁率  $\mu_r$ 為1，此外，土壤材料導電度  $\sigma$ 通常與頻率無關(亦即  $\sigma < 1$  S/m)。因此各單位長度參數通用式可進一步表示為：

$$r = \frac{r_s(f)}{\Psi} \quad (3-2a)$$

$$l = \frac{\mu}{\Theta} + \frac{r}{2\pi f} \quad (3-2b)$$

$$g = \Theta \sigma \quad (3-2c)$$

$$c = \Theta \epsilon(f) \quad (3-2d)$$

其中  $r_s$  [ $\Omega$ ]為因高頻傳輸電磁波時電荷集中傳輸纜線導體表面所造成集膚效應(skin effect)引發的表面電阻(surface resistivity) (Davidson, 1978; Wadell, 1991)， $\Psi$  [m]是電阻的幾何特性， $\Theta$  [-]則是電感、電導、電容的幾何特性。表面電阻  $r_s$ 為頻率的函數， $r_s = \alpha_s * 10^{-7} f^{1/2}$ ，其中  $\alpha_s$  [ $\Omega \cdot \text{sec}^{1/2}$ ]為不同導體材料對應集膚效應特性，常見導體材料  $\alpha_s$ 請參見 Ramo et al. (1994)。從公式(3-2)可發現參數間並非相互獨立，特別是電

導會因為集膚效應而產生額外電導反應( $r/2\pi f$ )。考慮時域反射傳輸系統電磁波傳行為控制方程式，可獲得一通解：

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (3-3a)$$

$$I(z) = \frac{V^+ e^{-\gamma z}}{Z_c} + \frac{V^- e^{\gamma z}}{Z_c} \quad (3-3b)$$

其中  $z$  [m] 為線段上某位置， $V^+$  [volt] 與  $V^-$  [volt] 為通解中兩未知數， $\gamma$  為傳遞常數，而  $Z_c$  則為特徵阻抗，兩者若以各單位長度參數表示，則為：

$$\gamma = \sqrt{(r + j2\pi f l)(g + j2\pi f c)} \quad (3-4a)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{r + j2\pi f l}{g + j2\pi f c}} \quad (3-4b)$$

上式可在許多電磁學教科書中發現，其中，若假設纜線為無耗損 (loseless) 的理想纜線 (ideal line)，電阻  $r$  與電導  $g$  為零， $\gamma = j2\pi f \sqrt{lc}$ ，衰減常數  $\alpha$  為 0 (公式 2-12)，而  $Z_c = \sqrt{l/c}$ ，然而，現實中的纜線是有耗損 (lossy) 纜線，電阻  $r$  與電導  $g$  不可忽略。上式各單位長度參數僅能在傳輸線為特殊斷面幾何 (如同軸纜線) 時被定義，因此有必要進一步推廣。

### 3.1.2 電阻修正因子與時域反射模型參數化

為了增進通用性並推廣到不同斷面幾何，將公式(3-2)以及介電度與導磁率的定義代入公式(3-4)可獲得：

$$\gamma = \sqrt{\left\{ \left( \frac{j2\pi f \mu_0}{\Theta} \right) \left[ \left( \frac{\Theta}{j2\pi f \mu_0 \Psi} \right) (1+j)r_s \right] + \left( \frac{j2\pi f \mu_0}{\Theta} \right) \mu_r \right\} * \left[ (j2\pi f \epsilon_0 \Theta) \frac{\sigma}{j2\pi f \epsilon_0} + (j2\pi f \epsilon_0 \Theta) \epsilon_r \right]} \quad (3-5a)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{\left( \frac{j2\pi f \mu_0}{\Theta} \right) \left[ \left( \frac{\Theta}{j2\pi f \mu_0 \Psi} \right) (1+j)r_s \right] + \left( \frac{j2\pi f \mu_0}{\Theta} \right) \mu_r}{(j2\pi f \epsilon_0 \Theta) \frac{\sigma}{j2\pi f \epsilon_0} + (j2\pi f \epsilon_0 \Theta) \epsilon_r}} \quad (3-5b)$$

將公式(3-5)開根號內  $(j2\pi f \mu_0 / \Theta)$  與  $(j2\pi f \epsilon_0 \Theta)$  提出，整理開根號內餘留項目，令  $\epsilon_r - j\sigma/2\pi f \epsilon_0 = \epsilon_r^*$  可得：



$$\gamma = (j2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}) \sqrt{\epsilon_r^*} * \sqrt{1 + (1-j) \left( \frac{\Theta}{\Psi} \right) \left[ \frac{r_s}{2\pi f \mu_0} \right]} \quad (3-6a)$$

$$Z_c = \left( \frac{1}{\Theta} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \right) \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r^*}} * \sqrt{1 + (1-j) \left( \frac{\Theta}{\Psi} \right) \left[ \frac{r_s}{2\pi f \mu_0} \right]} \quad (3-6b)$$

進一步整理後，傳遞常數與特徵阻抗可以如下表示：

$$\gamma = \frac{j2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_r^*} * A \quad (3-7a)$$

$$Z_c = \frac{Z_p}{\sqrt{\epsilon_r^*}} * A \quad (3-7b)$$

其中  $c$  為光速，等值相對介電度  $\epsilon_r^* = \epsilon_r - j\sigma/2\pi f \epsilon_0$  為頻率函數且為複數， $Z_p$  為幾何阻抗，定義為自由空間的特徵阻抗，而  $A [-]$  為代表纜線電阻影響的電阻修正因子(resistance correction factor)。幾何阻抗  $Z_p$  與電阻修正因子  $A$  可寫作：

$$Z_p = \frac{1}{\Theta} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (3-8a)$$

$$A = \sqrt{1 + (1-j) \left( \frac{\Theta}{\Psi} \right) \left( \frac{\alpha_s}{2\pi \mu_0 * 10^7 \sqrt{f}} \right)} = \sqrt{1 + (1-j) \left( \frac{\eta_0}{Z_p} \right) \frac{\alpha_R}{\sqrt{f}}} \quad (3-8b)$$

其中，幾何阻抗  $Z_p$  僅為幾何因子( $\Theta$ )函數，特定斷面形式解析解則可參考 Ball (2002)，電阻修正因子  $A$  則為幾何因子與表面電阻的函數， $\eta_0$  [ $\Omega$ ] 為固有阻抗(intrinsic impedance)，約等於  $120\pi$ 。由於傳輸纜線幾何因子與導體材料表面電阻通常為固定，所以兩者的效應可以合成為單一電阻衰減因子  $\alpha_R$  [ $\text{sec}^{-1/2}$ ] (resistance loss factor)。公式 3-7 為時域反射波傳模型中傳遞常數與特徵阻抗的外顯式表示式，如果忽略纜線電阻，如  $\alpha_s = 0$ ， $\alpha_R = 0$ ， $A = 1$ ，則公式 3-7 等於之前研究者的傳遞常數與特徵阻抗 (Clarkson et al. 1977; Heimovaara 1994; Feng et al. 1999, Lin 2003a)。

公式 3-7 外顯式地分離幾何特性(如幾何阻抗  $Z_p$ )、材料性質(如等值相對介電度  $\epsilon_r^*$ )、與纜線電阻(如電阻修正因子  $A$ )對於傳遞常數與特徵阻抗的影響。由於電阻修正因子  $A$  與頻率相關，因此定義電阻衰減因子  $\alpha_R$  為纜線電阻的控制參數。幾何阻抗  $Z_p$  與電阻衰減因子  $\alpha_R$  皆與傳輸線尺寸有關，雖然理論上可由其尺寸計算簡單構造傳輸線(例如同

軸纜線)的幾何因子( $\Theta$ 與 $\Psi$ )，但藉由標定可實際時域反射波形得到最佳幾何阻抗 $Z_p$ 與電阻衰減因子 $\alpha_R$ 。

藉由本節的參數推導，使得原本以相交互影響的電阻 $r$ 、電感 $l$ 、電導 $g$ 、以及電容 $c$ 內顯式描述的公式 3-4 變成參數相互獨立並與實際物理量相關，容易理解外顯式表示式，使得傳輸線特性可由幾何阻抗 $Z_p$ 、等值相對介電度 $\epsilon_r^*$ 、電阻衰減因子 $\alpha_R$ 唯一地描述。

## 3.2 時域反射波形模擬

真實的時域反射量測系統包含時域反射儀，以及由同軸電纜、接頭、轉接器或探頭前端(probe head)以及量測探頭(probe)或感測導波器所構成的非均勻(non-uniform)傳輸線系統。此非均勻傳輸線系統造成上節所述公式變成非常係數(non-constant-coefficient)微分方程，但若利用串聯(cascade)均勻分段表示(如圖 3-2)，則可離散化該非均勻傳輸線系統，使其每一均勻分段成為常係數微分方程。

在一條由具有不同特徵組成分段的傳輸線中，電磁波將在各分段間界面產生反射與透射。因為介質材料介電度與頻率相關，所以波傳速度亦為頻率的函數，時域反射波形將是多重反射與波形消散所組成。當各均勻分段傳遞常數與特徵阻抗以公式 3-7 決定後，參考 Lin (2003a)，時域反射取樣電壓如下所示：

$$V(0) = \frac{V_S}{2} (1 + S_{11}) \quad (3-9a)$$

$$S_{11} = \frac{Z_{in}(0) - Z_S}{Z_{in}(0) + Z_S} \quad (3-9b)$$

其中  $S_{11}$  為散射函數， $Z_S$  為時域反射裝置來源阻抗(source impedance)，通常為  $50 \Omega$ ，輸入阻抗(input impedance)  $Z_{in}(z)$  [ $\Omega$ ] 為由線段位置  $z$  往電路方向觀察所得等值阻抗(equivalent impedance)， $Z_{in}(0)$  即則為時域反射儀取樣位置的輸入阻抗，代表整段非均勻傳輸線總體阻抗(total impedance)， $V(0)$  [volt] 為線段位置等於 0 時，相當於時域反射儀取樣處所得時域反射波形的傅立葉轉換， $V_S$  [volt] 為電磁方波傅立葉轉換(圖 3-2)。各均勻分段傳遞常數與特徵阻抗可由終端阻抗(terminal impedance  $Z_L$  [ $\Omega$ ])開始，由後往前地推導：

$$\begin{aligned}
Z_{in}(z_n) &= Z_L \\
Z_{in}(z_{n-1}) &= Z_{c,n} \frac{Z_L + Z_{c,n} \tanh(\gamma_n L_n)}{Z_{c,n} + Z_L \tanh(\gamma_n L_n)} \\
Z_{in}(z_{n-2}) &= Z_{c,n-1} \frac{Z_{in}(z_{n-1}) + Z_{c,n-1} \tanh(\gamma_{n-1} L_{n-1})}{Z_{c,n-1} + Z_{in}(z_{n-1}) \tanh(\gamma_{n-1} L_{n-1})} \\
&\vdots \\
Z_{in}(0) &= Z_{c,1} \frac{Z_{in}(z_1) + Z_{c,1} \tanh(\gamma_1 L_1)}{Z_{c,1} + Z_{in}(z_1) \tanh(\gamma_1 L_1)}
\end{aligned} \tag{3-10}$$

其中  $Z_{c,i}$ 、 $\gamma_i$ 、以及  $L_i$ ，分別是各均勻分段特徵阻抗、傳遞常數、與長度， $Z_L$  則為終端阻抗。典型時域反射量測終端為斷路( $Z_L = \infty$ )或短路( $Z_L = 0$ )。公式 3-9 與 3-10 所示系統函數與 Lin (2003a) 相同，然而纜線電阻影響是以公式 3-7 與 3-8 內電阻修正因子  $A$  代入公式 3-9 與 3-10 特徵阻抗與傳遞常數計算。電阻修正因子  $A$  與系統函數皆為複數函數。顯示纜線電阻不僅影響振幅大小，而且也影響系統函數相位，相對地，Dowding et al. (2002) 所介紹波傳模型並無法探討纜線電阻對於相位的影響。

公式 3-9 與 3-10 所提供系統函數可模擬以不同形式傳輸線與介電材料所組成任一時域反射量測系統。對於給定時域反射量測系統，需了解傳輸系統各均勻分段長度  $L_i$ 、幾何阻抗  $Z_{p,i}$ 、代表纜線電阻的電阻衰減因子  $\alpha_{R,i}$ 、等值相對介電度  $\epsilon_{r,i}^*$ 、以及裝置來源阻抗  $Z_S$  與終端阻抗  $Z_L$ ，方能估算對應時域反射波形。在此，令  $v_S(t)$  表示為時域反射儀輸入方波電壓(step pulse)， $v_{TDR}(t)$  為時域反射儀取樣電壓反應，而函數 FFT() 代表快速傅立葉轉換演算法(FFT algorithm)，時域反射波形則可由下述步驟模擬：

1. 定義各均勻分段長度  $L_i$ 、幾何阻抗  $Z_{p,i}$ 、纜線電阻參數  $\alpha_{R,i}$ 、以及等值相對介電度  $\epsilon_{r,i}^*$
2. 定義適當時間與頻率視窗長度以避免離散傅立葉轉換(discrete Fourier transform)失真混疊問題(aliasing)。
3. 以快速傅立葉轉換  $v_S(t)$  到頻率域(frequency domain)， $V_S = \text{FFT}(v_S)$ 。
4. 依序代入公式 3-8、7、10、9，定義頻率域反應  $V(0)$ 。
5. 以快速傅立葉反轉換(inverse FFT)獲得  $v_{TDR}(t) = \text{IFFT}(V(0))$ 。

上述演算過程相當有效率，與(finite difference method)不同，傳輸線僅需要在線段特性改變之處分段。特別是對於相當長但性質均勻的

纜線，僅需要一個分段(與對應模型參數  $L_i, Z_{p,i}, \varepsilon_{r,i}^*, \alpha_{R,i}$ )，使得此演算過程相較於有限差分法(Dowding et al. 2002)來得有效率許多。

圖 3-3 顯示簡單的時域反射模擬波形，表示時域反射裝置連接不同模型參數組合構成的傳輸線，展示模型參數( $L, Z_p, \varepsilon_r^*, \alpha_R$ )如何影響時域反射波形訊號。由於市面常見纜線，例如市面常見的 RG-58/U 纜線，內填材料極化鬆弛頻率  $f_{rel}$  遠大 TDR 有效屏寬，因此材料相對介電度  $\varepsilon_r^*$  在 TDR 有效量測範圍內可視為常數 2.26(Ramo et al., 1994)，Heimovaara (1994)亦是假設其探頭內另一常見於纜線填充材料鐵氟龍(Teflon)  $\varepsilon_r^* = 2.1+0i$  (constant)。因此，可以很合理地在此假設傳輸線材料介電度與頻率無關(即  $\varepsilon_r^* = \text{constant}$ )。此外，邊界條件(boundary condition)為來源阻抗  $Z_S = 50 \Omega$ ，終端斷路阻抗  $Z_L = \infty \Omega$ ，並選擇  $L = 5 \text{ m}$ ,  $Z_p = 75 \Omega$ ,  $\varepsilon_r^* = 1.0$ ，and  $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2}$  為參考範例。為了表示上述各模型參數如何影響時域反射波形訊號，依序改變各模型參數後模擬終端為斷路的波形，並與參考範例波形相互比較。如圖 3-3 所示，終端反射發生時間隨長度  $L$  增加而延遲，而幾何阻抗  $Z_p$  影響反射量大小。材料特性( $\varepsilon_r^*$ )則同時影響時間延遲與反射量。因此不同  $L, Z_p, \varepsilon_r^*$  組合可能導致相同時域反射波形，此非唯一特性(non-uniqueness)亦可由波傳理論所證明。相較於纜線廠商所提供衰減因子僅能描述波形振幅所受影響，纜線電阻衰減因子  $\alpha_R$  則是藉由反應在於與頻率相關的纜線修正因子項  $A$ ，同時正確描述波形振幅與相位角所受影響。反射脈衝(reflected pulse)上升時間(rise time)與階段脈衝漸進上升現象(plateau of the step pulses)隨  $\alpha_R$  增加而增加。雖然介電頻散與導電度亦可增加上升時間與影響波形穩態反應，但僅纜線電阻衰減因子  $\alpha_R$  會引致階段脈衝漸進上升。

根據時域反射應用形式，三個參數( $L, Z_p, \varepsilon_r^*$ )其中一個將用於時域反射量測判釋之用。舉例來說，當時域反射法用於監測位移量(Lin and Tang, 2005)或地下水位(Dowding et al., 1996)，所判釋的是界面位置( $L$ )。而與  $Z_p$  直接相關的反射量，則與局部剪力變形有關(Dowding et al., 1988)。當時域反射法用於估算土壤物理性質，憑藉的是  $\varepsilon_r^*(f)$  或與  $\varepsilon_r^*(f)$  相關特性，如視介電度與導電度(Topp et al., 1980; Dalton, 1992; Heimovaara, 1994)。上述傳統資料判釋方法受到幾個因素所影響，如介電頻散、多重反射、及纜線電纜。本章節所提出通用時域反射波傳模型則可改善上述各種應用於大地工程應用時域反射形式判釋結果。

### 3.3 時域反射波傳模型參數標定

時域反射系統在實際用於量測前，除了可由傳統資料判釋所獲得部份系統參數進行假設，藉由適當標定可定義該系統相關參數。如前



所述，三個參數( $L, Z_p, \varepsilon_r^*$ )其中一個須已知或固定，其餘兩個參數與纜線電阻參數  $\alpha_R$  可由實際量測時域反射波形定義。在大地工程監測中，長度  $L$  通常先被決定並固定，然而由量測波形標定其餘  $Z_p, \varepsilon_r^*, \alpha_R$  參數。

配合已知( $Z_p, \varepsilon_r^*, \alpha_R$ )與反向計算法(back calculation)能決定  $L$  連續變化(由位移或地下水位改變導致)。配合已知( $\varepsilon_r^*, \alpha_R$ )與反向計算法可量化因局部剪力變形所引致  $Z_p$  與  $L$  變化。對於電學性質量測，則是在探頭放入已知介電性質( $\varepsilon_r^*$ )藉以標定參數( $L, Z_p, \alpha_R$ )，然後以標定過探頭進行介電頻譜(dielectric spectroscopy)量測，亦即估算  $\varepsilon_r^*(f)$ 。

考慮一個以 30 m 長，標稱阻抗(nominal impedance)50  $\Omega$  的 RG-58A/U 纜線連接時域反射儀(Tektronix 1502C)的簡單實例，纜線本身可作為局部剪力變形感測器或單純不同量測形式傳輸之用，因此在用於後續量測前，需先確定所用纜線參數精確與否(即  $Z_p, \varepsilon_r^*, \alpha_R$ )。首先，量測纜線終端為短路與斷路訊號，其次，進行反算前合理假設初始參數值，例如纜線內聚乙烯(Polyethylene)填充物其介電度在時域反射頻寬內可視為與頻率無關(即  $\varepsilon_r^* = \text{constant}$ )，再藉由單工演算法(Simplex algorithm) (Nelder and Mead, 1965)最小化量測波形與模擬波形平方差和(residual sum of squares)而獲得最佳參數。

由於纜線電阻強烈影響短路波形穩態值，建議由短路終端波形進行反算，可獲得纜線各參數  $[Z_p, \varepsilon_r^*, \alpha_R] = [75 \Omega, 1.9, 26 \text{ sec}^{-1/2}]$ 。圖 3-4 顯示斷路與短路時利用反算所得參數值模擬的波形與量測波形，模擬與量測波形相當一致，顯示通用時域反射波傳模型與全波形反算(full-waveform inversion)相當有效。忽略纜線電阻的模擬波形亦表示於圖 3-4，與量測波形差異頗大，證實考慮纜線電阻的重要性。明顯地，上升時間與穩態反應受到長纜線相當大影響，如果不考慮纜線電阻，將增加利用走時(travel time)、穩態反應(steady-state response)、反射量大小(magnitude of reflection spike)、頻譜反應(spectral response)等分析方法錯誤。下一個章節將展示通用時域反射波傳模型在不同大地工程應用適用性。

### 3.4 基於時域反射波傳模型之資料判釋

本節將以界面形式與介電度形式為例，展示時域反射波傳模型之資料判釋。在界面形式或介電度形式應用中，填充材料介電度可能會沿著傳輸線變化，界面形式所關心是何處介電性質開始改變(如空氣-水界面所構成地下水位或水-土界面所構成河床沖蝕深度)，相反地，介電度形式的界面則是固定。一般而言，以時域反射波傳模型為基礎的反算是能夠同時決定界面位置與介電特性，這是時域反射波傳模型很重要的優點與特性。圖 3-5 為顯示水位監測室內實驗範例，該水位

感測器為一空心同軸纜線(Andrew HJ5-50)，並連接前一章節所述 30 m 纜線。以該感測器置於空氣中進行量測，藉以標定該導波器與接頭傳輸線參數( $Z_p, \epsilon_r^*, \alpha_R$ )，然後將感測器放入蓄水管狀容器內，分別量測由纜線底部起算高為 20 cm 與 30 cm 資料。

傳統上空氣-水界面藉由切線法(tangent-line method)定位，切線法首先在反射波形最小值位置劃一水平切線，然後該最小值後方反射波形最大斜率處繪製第二條切線，以兩條線交點為界面反射位置。對應 20 cm 與 30 cm 水位，以切線法計算結果分別為 22.31 cm 與 33.72 cm，此乃切線法的本身不明確定義所導致不一致結果。當纜線長度增加，反射波形將因為纜線電阻而平滑化，使得切線法更無法精確決定。

配合已知感測器傳輸線參數( $Z_{ps}, \epsilon_{rs}^*, \alpha_{Rs}$ )，以波傳模型反算量測波形，可以獲得精準水位。感測導波器被分為兩部份，一部分內填材料為空氣，另一端為水。地下水等值相對介電度(包含導電度)可能隨溫度與污染而變化，因此將  $\epsilon_{rw}^*$  (感測導波器內地下水等值相對介電度)視為未知將較具通用性。以全波形模擬能力，是可以全波形反算同時定義水位與  $\epsilon_{rw}^*(f)$ ，在此範例中，監測系統分為三段均勻傳輸線，分別代表延長線、水位面上感測器段(內填材料為空氣)、以及水位面下感測器段(浸入水中，內填材料為水)(見圖 3-5)。為了簡單起見，接頭被當成延長線一部分。參數 ( $L_l, Z_{pl}, \epsilon_{rl}^*, \alpha_{Rl}$ ) 以及 ( $L_s, Z_{ps}, \epsilon_{rs}^*, \alpha_{Rs}$ ) 可以事先被標定，剩下未知參數為  $L_{sw}$  與  $\epsilon_{rw}^*$ 。由於水的介電頻散頻率(dielectric relaxation frequency)高於時域反射頻寬範圍，故在時域反射頻寬內，水的相對介電度可視為與頻率無關，公式 2-2 可改寫成：

$$\epsilon_{rw}^*(f) = \epsilon_{rw} - \frac{j\sigma_w}{2\pi f \epsilon_0} \quad (3-11)$$

其中  $\epsilon_{rw}$  與  $\sigma_w$  分別是水的相對介電度與導電度。

圖 3-6 顯示當反算收斂，波形將相符，同時顯示若忽略纜線電阻(視  $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2}$ )時的模擬波形差異。對於 20 cm 與 30 cm 水位，所估算得水位( $L_{sw}$ )分別為 20.01 cm 以及 30.48 cm。此外從反算可得  $\epsilon_{rw} = 79.9$ ， $\sigma_w = 0.0323 \text{ S/m}$ ，與利用三軸時域反射探頭以及導電度計預估的數值( $\epsilon_{rw} = 80.2$  and  $\sigma_w = 0.0323 \text{ S/m}$ )相當接近。

本節展示了以波傳模型從時域反射波形獲得阻抗不連續(impedance mismatch)界面與感測導波器內填材料電學性質有效性。沖蝕(scouring)與沉陷(sediment)監測資料判釋則是類似。當多導體探頭(MRP)或時域反射圓錐貫入器(TDR penetrometer)用作土壤量測，完整波傳模型同樣可以作為精確反算土壤介電頻譜之用，介電頻譜量測以

及錯動變形監測如何受到纜線電阻影響則將在後續章節探討。

### 3.5 小結

時域反射法(time domain reflectometry, TDR)在大地工程量測與監測的應用越來越廣，衍生對於精確時域反射波傳模型的需求。本研究發展了有效率、完整、且具通用性的時域反射波傳模型，能同時考慮多重反射、介電頻散、以及纜線電阻。

基於傳輸線理論(transmission line theory)，多段波傳模型可在頻率域一起考量介電頻散與纜線電阻影響。單段均勻傳輸線以其長度、斷面幾何、介電特性與纜線電阻所描述，可分別參數化為長度( $L$ )、幾何阻抗( $Z_p$ )、等值相對介電度( $\epsilon_r^*$ )、以及纜線衰減因子( $\alpha_R$ )。如果各段均勻傳輸線的上述參數已知，可模擬對應的時域反射波形。然而  $L$ 、 $Z_p$ 、 $\epsilon_r^*$  三者具有相關性，不同的  $L$ 、 $Z_p$ 、 $\epsilon_r^*$  組合可能導致相同時域反射波形。為了標定時域反射系統，三個參數( $L$ 、 $Z_p$ 、 $\epsilon_r^*$ )其中之一需已知並固定，其餘兩者與  $\alpha_R$  可由標定量測反算獲得。三個參數中一至二個會因為監測物理參數而改變，端賴探頭設計與針對應用而定。以反算分析量測波形可以定義該改變參數。

本章展示時域反射纜線標定方法，並以大地工程界面應用的實驗室試驗資料判釋，顯示具有同時量測相異材料界面與特性的能力，非常有助於實務上環工污染調查應用。相較於纜線廠商所提供衰減因子僅能描述波形振幅所受影響，纜線電阻衰減因子  $\alpha_R$  則能藉由反應在於與頻率相關的纜線修正因子項  $A$ ，同時正確描述波形振幅與相位角所受影響，極為吻合的量測與模擬波形指出本模型可靠且精確。範例顯示本研究提出數值程序對於探頭設計、參數研究、資料闡釋、與反算分析相對簡易、有效率、且具高解析度。

後續研究將把焦點放在該通用性理論模型參數分析與探討，逐步討論纜線電阻，亦即纜線電阻衰減因子  $\alpha_R$  對於時域反射其餘系統參數如特徵阻抗、傳遞常數，以及相位速度、頻譜訊息含量等特性的影響，爾後推廣相關應用研究。

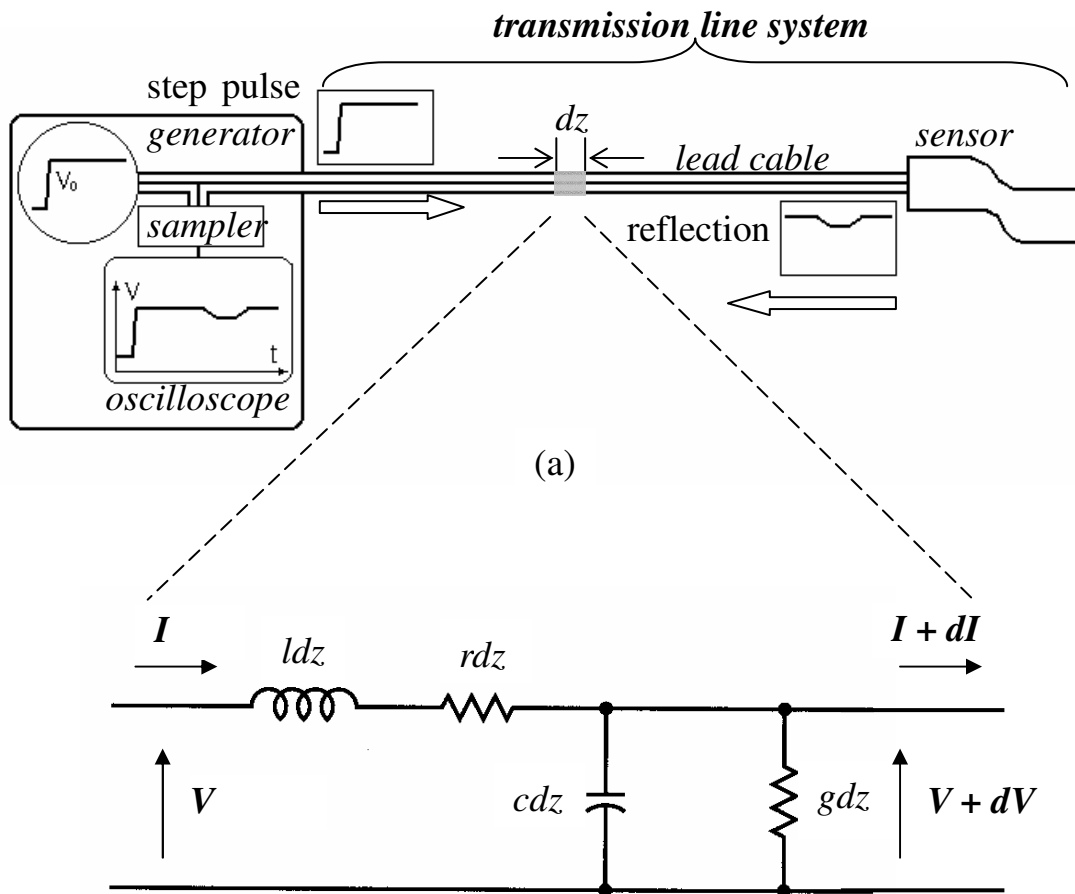


圖 3-1 (a)典型時域反射裝置配置，(b)無限小傳輸線段集成電路模型

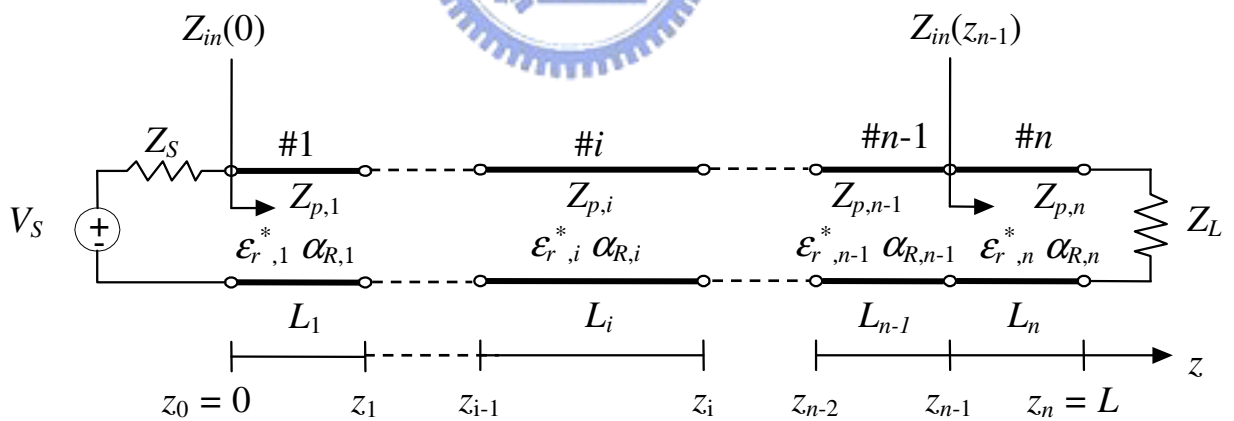


圖 3-2 以串聯均勻分段表示一非均勻傳輸線



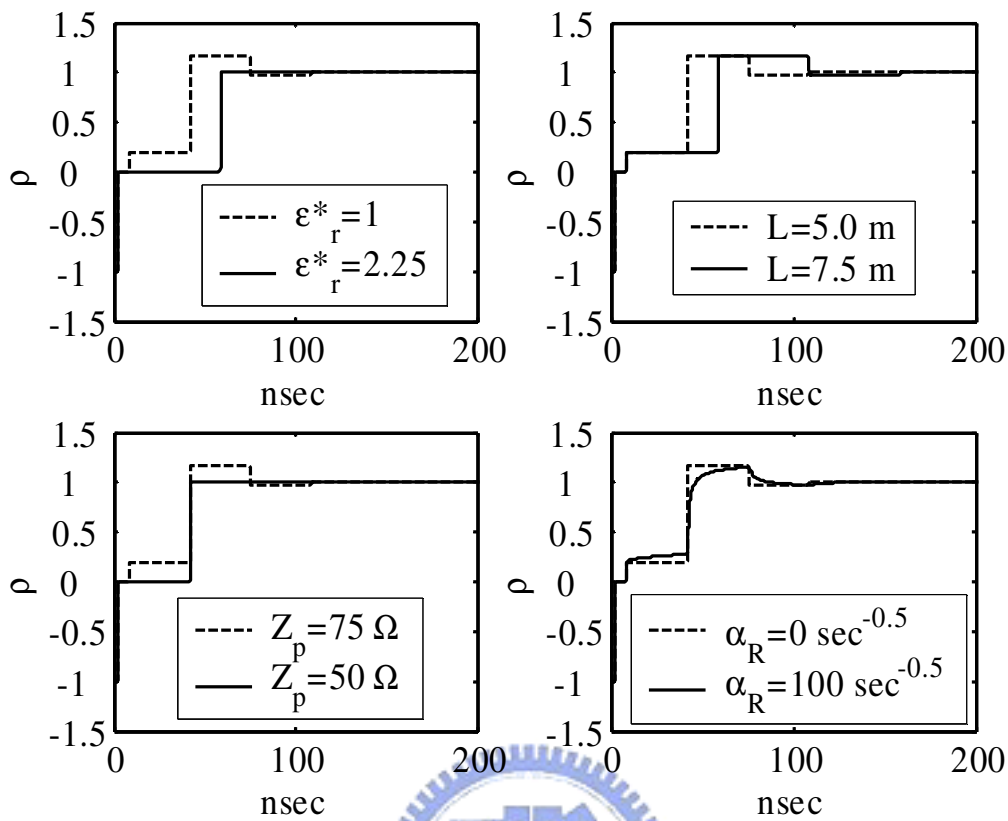


圖 3-3 時域反射模型系統參數對終端斷路時域反射波形影響模擬  
 (參考範例： $L = 5 \text{ m}$ ,  $Z_p = 75 \Omega$ ,  $\epsilon_r^* = 1.0$ ,  $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2}$ )

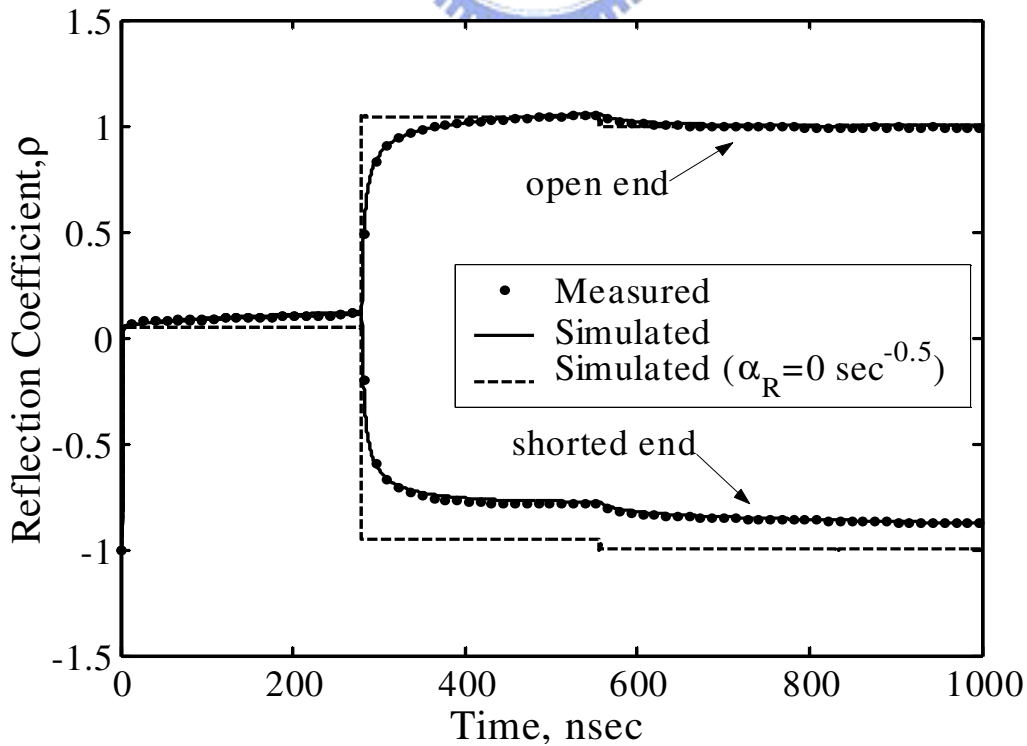


圖 3-4 30 m RG-58A/U 纜線參數標定反算結果

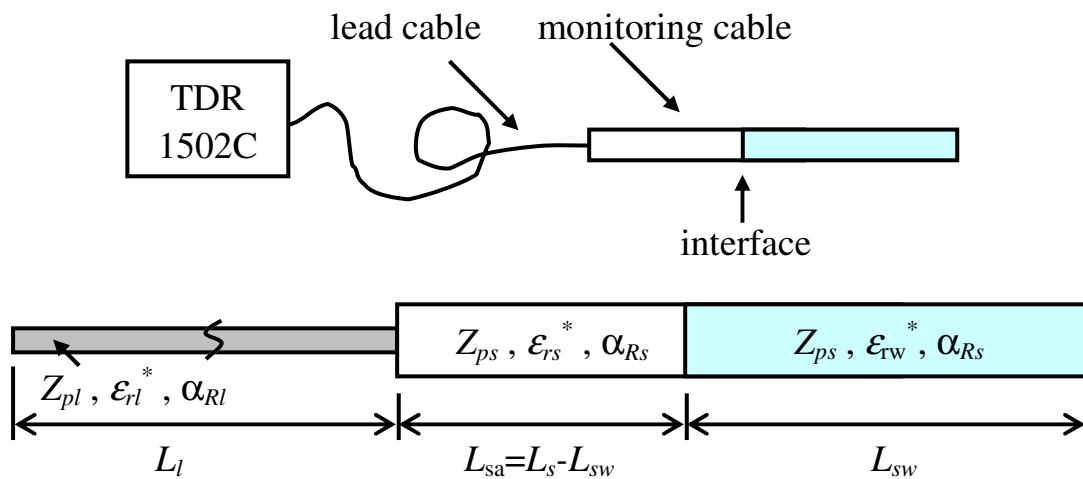


圖 3-5 水位監測室內實驗示意圖與對應多段傳輸線模型

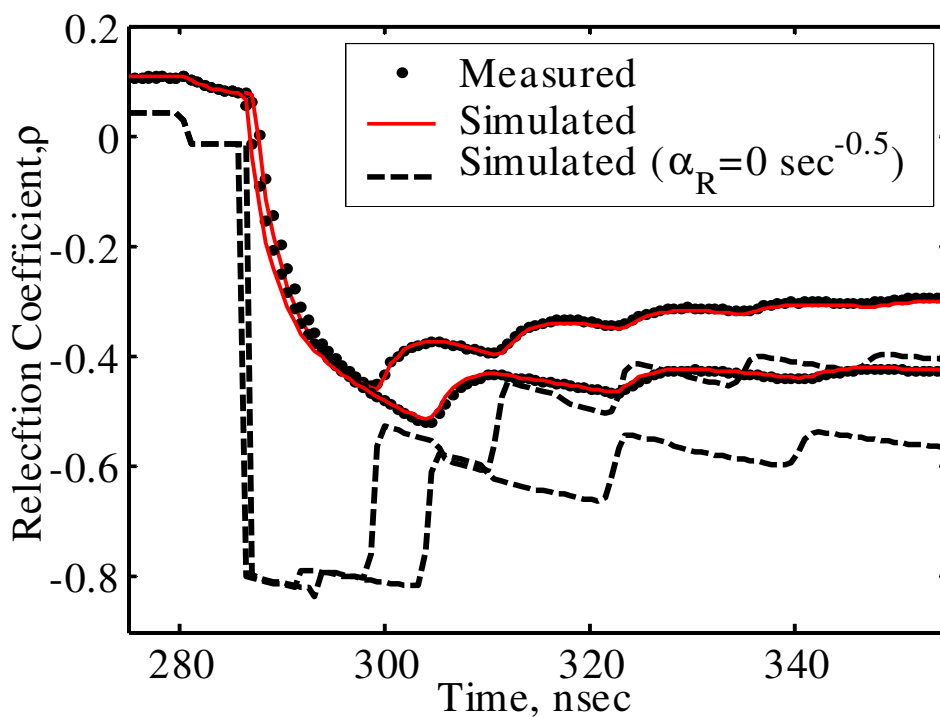


圖 3-6 水位監測量測與模擬時域反射波形比較

# 第四章 材料性質量測之纜線電阻 影響與改善

視介電度基本上僅是一個在時間域藉由走時分析，從受到材料導電度、介電頻散、延長線電阻影響甚劇的 short-term 反射波形人工定義的人造參數。Lin (2003a)針對 TDR 量測系統前端 TDR 儀器與終端探頭相關因子對於視介電度影響做了詳盡探討，但是並未深入探討纜線電阻實際影響。

相較於視介電度，材料介電頻譜可提供更多訊息，具有更大研究價值。因此，近來研究紛紛建議利用傳輸線系統分析，獲得真正代表材料實質物理意義的介電頻譜。同樣地，目前該領域的研究仍欠缺對纜線電阻的深入探討。通用時域反射波傳模型可分離獨立纜線電阻影響，得以清楚了解纜線電阻所扮演角色與作用，並初步獲得良好驗證，本章將針對纜線電阻對於材料量測的影響進行探討。

## 4.1 時域反射波傳模型適用性驗證

本節將先展示在纜線長的情況下，通用時域反射波傳模型對於材料電學量測的適用性與必要性。本節研究所採用探頭設計基本上參考 Lin (2003a; 2003b)所用 TDR 室內量測探頭(圖 2-12)，但探頭前端 (probe head)改採長度非常短( $L=15$  mm)的設計，相當於直接接續擺放材料樣本(sample)同軸夯模段(coaxial cell)，簡化探頭複雜度所造成非預期性影響。圖 4-1 顯示同軸夯模段同軸夯模內徑為 102 mm，中心剛棒內導體外徑為 8 mm，對應幾何阻抗值  $Z_p = 155 \Omega$ ， $L = 116$  mm， $\alpha_R$ 則非常小。

利用上述改良後探頭，接續 10 m RG-58A/U 延長線( $Z_p = 75.2 \Omega$ ， $\epsilon_r^* = 2.26$ ， $\alpha_R = 28 \text{ sec}^{-1/2}$ )量測自來水進行探討，其中自來水的 Debye 參數  $[\epsilon_{dc}, \epsilon_{\infty}, f_{rel}, \sigma]$ 為  $[76.64, 3.54, 15.5 \text{ GHz}, 0.036 \text{ S/m}]$ ，考慮探頭段截面積大， $\alpha_R$ 相對小，且探頭段長度相對短，探頭段可視為無電阻，假設量測探頭各段  $\alpha_R = 0$ ；相對地，由於纜線段截面積小，相對長，故纜線電阻則由纜線段完全貢獻，並將纜線材料介電度  $\epsilon_r^*$ 視為常數 (Ramo et al., 1994) (如第 3.2 節所述)，配合第 3.3 節標定程序獲得相關參數，以通用時域反射波傳模型進行模擬。

圖 4-2 顯示考慮纜線電阻的通用時域反射模型所模擬波形與實測波形極為相近，皆呈現第 3 章所述階段脈衝漸進上升與上升時間(rise time)增加所導致波形平滑化現象；另一方面，若假設纜線衰減因子為

0，則不管纜線多長，波形都會像圖 4-2 虛線，與實際波形差異甚大。顯然當存在長延長線，若忽略纜線電阻模型進行模擬或反算，將導致嚴重錯誤，顯示通用時域反射波傳模型對於材料電學量測的適用性與必要性。

## 4.2 等值電阻概念—應用於材料量測

在進一步深入探討前，本節將說明不同電阻衰減因子與長度組合，若兩者乘積相同，則對於波形某些影響效應將會相同。據此，分別選擇為  $L = 30$  m 搭配  $\alpha_R$  與  $L = 1$  m 搭配 30 倍  $\alpha_R$  的延長線參數進行模擬。進行適當時間平移(time shift)，讓  $L = 1$  m 進入量測探頭後的波形與  $L = 30$  m 波形走時一致，如圖 4-3 所示。可發現 30 倍  $\alpha_R$  造成  $L = 1$  m 纜線段階段脈衝急速上升現象，與  $L = 30$  m 波形在反射量大小上存在一偏差量(offset)，但進入量測探頭後的波形趨勢相近。仔細觀察，可發現兩者在 short-term 走時相同，但後續多重反射波形相異，最後 long-term 穩態值則又趨於一致。

圖 4-3 顯示若  $\alpha_R * L$  乘積相同，則對於 short-term(頻率域高頻)上升時間(rise time)增加以及所對應波形平滑化現象有相同效應，例如  $\alpha_R * L = 280 \text{ sec}^{-1/2} \text{ m}$ ，可視為 10 m RG-58A/U 纜線或 40 m P3-500 纜線等值組合，稱之為等值電阻效應。此效應與概念也暗示了 4.1 節關於探頭段可視為無電阻的假設於實務應用上是合理假設，後續將利用此概念探討若干課題。

## 4.3 纜線電阻對波傳模型參數之影響

觀察公式 3-5，電阻修正因子  $A$  相當於在各個頻率縮小(scale)之前研究者忽略纜線電阻時所推導傳遞常數與特徵阻抗。其中  $A$  直接由電阻衰減因子  $\alpha_R$  控制。延續第 4.1 節對於纜線各參數假設，並輸入  $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2}$ ，代表忽略纜線電阻或理想化無纜線電阻纜線； $\alpha_R = 7 \text{ sec}^{-1/2}$ ，代表纜線性質相對良好，用於第 5 章討論 TDR 變形監測的 P3-500 纜線；以及  $\alpha_R = 28 \text{ sec}^{-1/2}$ ，代表前述常用於延長之用的 RG-58A/U 纜線。圖 4-4(a)與圖 4-4(b)顯示電阻修正因子  $A$  實部與虛部隨頻率變化，當  $\alpha_R = 0$ ，電阻修正因子  $A$  無論是實部或虛部在各個頻率皆為 1，隨著電阻衰減因子增加，則電阻修正因子  $A$  實部在低頻增加，虛部在低頻減少。

接下來，先就實部與虛部皆具有物理意義的傳遞常數進行探討，由公式 2-11 可知道傳遞常數實部項  $\alpha(f)$  反應電磁波在介質材料中傳遞時不同頻率衰減現象；傳遞常數虛部項  $\beta(f)$  則與相位速度  $V_p(f)$  相關 (Remo et al., 1994)，若不考慮纜線電阻影響，可推導得公式 2-8 表示



式，若代以第 4.1 節假設的纜線各參數，當纜線  $\epsilon_r^*$  為常數，即沒有介電頻散特性，則相位速度  $V_p$  在各頻率應該不變。然而，一旦考慮纜線電阻影響時，公式 2-8 將不適用。

相位速度  $V_p(f)$  另一方面可直接由時間頻率 ( $2\pi f$ ) 除以受電阻修正因子  $A$  影響的傳遞常數虛部項  $\beta(f)$  求得，其正規化結果(所有  $\alpha_R$  的模擬結果除以  $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2}$  的模擬結果)如圖 4-4(c)，顯示即使沒有介電頻散，相位速度  $V_p$  仍會因為纜線電阻影響而在低頻變慢。反應在時間域，即是波形平滑化，影響走時分析；並使得波形達到穩態所需時間變長，影響 long-term(頻率域低頻)導電度估算。

同樣地，之前研究者忽略纜線電阻時所推導的衰減係數  $\alpha(f)$ (即傳遞常數實部)，當材料無介電頻散時應該等於零，但由圖 4-4(d)可發現，因為  $A$  的影響，即使材料無介電頻散，衰減係數在高頻仍會隨電阻衰減因子增加而增加，導致高頻訊號衰減，符合 Heimovaara (1993) 與 Kroll (1997)所持纜線衰減(lossy)特性導致時域反射波形高頻訊息隨著傳遞長度減少觀點。

雖然  $A$  也縮小特徵阻抗  $Z_c$  不同頻率的反應，但其影響需經由系統反應(散射函數 scattering function)整體轉換後，才能反映在時間域，造成波形階段脈衝漸進上升現象(plateau of the step pulses)減少波形應有反射量(Kim, 1989)，影響錯動形式量化，並抬升波形穩態值，導致導電度低估問題。下一節將討論纜線電阻對時域反射波形影響。

## 4.4 纜線電阻對波形所含訊息之影響

定性的研究觀察指出，纜線電阻導致波形上升時間增加 (Su, 1987; Taflove, 1995; Chao, 2001)。藉由通用時域反射波傳模型，可量化探討時域反射波形經過纜線段後，等值電阻效應與上升時間關係。遞波函數(traveling wave function)可以描述時域反射儀輸入電壓(voltage source,  $v_S(t)$ )於波傳路徑內特定長度時相位速度與衰減行為：

$$V_S(z) = V_S \exp(-\gamma z) \quad (4-1)$$

其中  $\gamma$  為傳遞常數， $z$  為波傳路徑長度(length along the path of propagation)， $\exp(-\gamma z)$  為遞波函數(Feng et al., 1999)。  $V_S$  為時域反射儀輸入電壓傅立葉轉換結果， $V_S(z)$  為傳遞  $z$  長度後輸入電壓，令  $z$  等於纜線段長度  $L$ ，即可獲得通過整段纜線後反應。圖 4-5(a)顯示即使沒有介電頻散，纜線電阻仍會造成通過纜線段的輸入電壓高頻能量衰減，符合前述時間域波形上升時間變長，波形平緩化(圖 4-5 (b))。

利用 TDR bandwidth  $\approx 1/(\pi * \text{rise time})$  的關係(Lin, 2003a)，可獲得上升時間與 TDR 最大有效量測頻率(maximum effective frequency)與隨

$\alpha_R * L$  關係，如圖 4-5(c)。TDR 1502C 儀器上升時間經過計算為 150 ps，符合儀器規格表所示 rise time < 200 ps (Tektronix, 1999)，對應有效量測頻寬為 2.1 GHz，然而隨  $\alpha_R * L$  增加，例如  $\alpha_R * L = 70 \text{ sec}^{-1/2} \text{m}$ ，上升時間變成 240 ps，最大有效量測頻率急遽降為 1.33 GHz； $\alpha_R * L = 280 \text{ sec}^{-1/2} \text{m}$ ，上升時間變成 2150 ps，最大有效量測頻率急遽降為 0.147 GHz。較大的等值電阻乘積引致較大能量衰減與上升時間，傳統時域反射波形模型完全無法描述這種現象。

除此之外，纜線電阻造成導電度低估問題，但可利用串接電阻 (series resistor) RC 電路假設定量地修正 (Heimovaara, 1995; Reece, 1998; Huisman, 1999)，雖然曾有研究聲稱串接電阻 RC 電路假設為錯 (Castiglione and Shouse, 2003)，但藉由通用時域反射波傳模型可證明串接電阻 RC 電路假設為正確，相關細節可參考 Lin et al. (2007)。

相對於纜線電阻對於導電度的影響已經被充分釐清並且修正，視介電度所受影響目前僅能定性化描述。Lin (2003a) 曾針對材料相對介電度、導電度與儀器上升時間影響，利用 Debye 模型參數 (公式 2-2) 定義一相對視介電度 (relative apparent dielectric constant,  $K_r$  [-])：

$$K_r = \frac{K_a - \epsilon_\infty}{\epsilon_s - \epsilon_\infty} \quad (4-2)$$

探討所視介電度所對應的實際介電度頻率範圍，依據上式，分別設定不同  $\sigma$  或  $\Delta\epsilon$  (即  $\epsilon_{dc} - \epsilon_\infty$ )，以及  $\alpha_R * L$ ，觀察  $K_r$  在不同  $f_{rel}$  下的變化趨勢，如圖 4-6，其中紅色粗實線為參考值 (reference)，其 Debye 參數設定為  $\epsilon_{dc} = 30$ 、 $\epsilon_\infty = 10$  ( $\Delta\epsilon = 20$ )、 $\sigma = 0 \text{ S/m}$ 、 $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2} \text{m}$ 。圖 4-6(a) 顯示隨  $\alpha_R * L$  增大， $K_r$  為常數且接近 0 的門檻頻率 (threshold frequency) 隨著降低， $\alpha_R * L$  主要影響時間域中整體波形平滑化，使得無論材料  $f_{rel}$  高低， $\alpha_R * L$  的影響皆約略相互平行。

導電度對於低  $f_{rel}$  的影響類似  $\alpha_R * L$  (圖 4-6(b))，但隨著材料  $f_{rel}$  變大而相互逼近，這是導電度主要影響為波形能量衰減，高  $f_{rel}$  波形相對明確 (sharp)，在圖 4-6(b) 的導電度範圍內可獲得接近的結果。圖 4-6(c) 則為不同  $\Delta\epsilon$  結果，越高的  $f_{rel}$  其波形相對明確， $K_r$  為常數且接近 0 的門檻頻率 (threshold frequency) 隨著降低。比對圖 4-6(a) 與圖 4-6(c)，明顯地，如果量測系統以 10 m RG-58A/U 或 40 m P-300 作為延長線，( $\alpha_R * L = 280 \text{ sec}^{-1/2} \text{m}$ )，將錯將  $\Delta\epsilon = 20$  的樣本視作  $\Delta\epsilon = 40$  樣本。若進一步比對 Lin (2003a)  $\Delta\epsilon$  與  $\sigma$  的  $K_r$  影響結果圖，亦可明顯發現僅是探頭前端的改變，對於  $K_r$  的影響即會大不相同。

本節研究結果明確地說明了視介電度  $K_a$  估算上存在的各式問題，諸如量測系統本身如探頭設計、延長線長度 ( $\alpha_R * L$ )，甚至材料本

身如  $\sigma$ 、 $\Delta\epsilon$ 、 $f_{rel}$  高低等皆會影響視介電度值，各種影響亦不易定量化修正。相反地，若能實際量測得材料實際介電頻譜，將可獲得更多可靠，具物理意義的訊息，故介電頻譜分析近年來成為時域反射法應用於材料性質測新興研究領域，然而目前介電頻譜分析多半忽略纜線電影響，如頻率域高頻能量衰減、相位速度在低頻變慢、導電度低估等，需要進一步深入探討。

## 4.5 纜線電阻對介電頻譜分析之影響

在材料電學性質量測應用中，量測系統幾何特性固定，僅探頭部份為性質未知的待測材料，TDR 波形反應同時由量測系統與待測材料介電頻譜所定義。公式 3-7a 顯示任何量測波形的實測散射函數  $S_{11}$  可直接由時域反射方波脈衝與量測得時域反射波形對應傅立葉轉換  $V_S$  與  $V(0)$  定義，而此散射函數與如長度等整體系統特性強烈相依(Lin, 2003b)，等值電阻概念將不適用，仍需要利用全波形進行分析。

每個頻率的未知待測材料等值相對介電度( $\epsilon_r^*$ )與已知實測散射函數  $S_{11}$  同樣可拆成實部與虛部，因此為 2\*1 變數問題。若已知量測系統相關參數，配合一待測材料初始猜測值(initial guess)，可由公式 3-9b 定義理論散射函數  $S_{11}$ ，利用最佳化方法，如單工演算法(Simplex algorithm)(Nelder and Mead, 1965)，可直接在每個頻率求取能使理論散射函數  $S_{11}$  最接近實測散射函數  $S_{11}$  最佳解，即視為該待測材料介電頻譜。此種直接介電頻譜分析方法的優點是直接獲得材料真實等值相對介電頻譜，不用受到介電模型，如 Debye 模型 (公式 2-2) 的參數自由度限制，然而長的傳輸纜線將使散射函數  $S_{11}$  波形呈現高頻震盪趨勢(Heimovaara, 1994)，並造成高頻介電頻譜反算結果對初始猜測值(initial guess)與資料品質敏感(Lin, 2003b)。

由於前人研究所採用傳統時域反射波傳模型無法考慮纜線電阻影響，因此，本節將先利用模擬方法說明如果以傳統時域反射波傳模型進行長纜線系統介電頻譜分析時會遭遇的反算問題，接著展示若改以通用時域反射波傳模型處理上述問題時可獲得改善，最後再以實測資料分別採用兩模型反算以進行驗證。

首先，配合第 4.1 節所得實測資料，固定纜線為 10 m RG-58A/U，輸入對應圖 4-1 量測系統標定參數，選擇  $\alpha_R = 0.7, 28 \text{ sec}^{-1/2}$ ，最後加入適當雜訊，模擬得不同纜線特性下自來水量測波形。相對於高頻，低頻的散射函數單純穩定，故根據 Lin (2003b) 的方法，由低頻任意選擇初始猜測值為  $40+1000j$ ，然後線性外插前一頻率所得最佳化結果為下一個頻率初始猜測值。



圖 4-7 顯示以無法考慮纜線電阻影響的傳統時域反射波傳模型，或可正確考慮纜線電阻影響的通用時域反射波傳模型進行介電頻譜分析所得結果。明顯地，當忽略電阻衰減因子( $\alpha_R = 7$  或  $28 \text{ sec}^{-1/2}$ , ignored)，最低頻的材料等值相對介電度實部( $\text{Re}(\epsilon_r^*)$ )誤差隨著電阻衰減因子  $\alpha_R$  增加變得顯著，這是因為即使沒有介電頻散，相位速度  $V_p$  仍會因為纜線電阻影響而在低頻變慢，傳統時域反射模型僅能以公式 2-8 反應相位速度  $V_p$ ，而等值相對介電度虛部( $\text{Im}(\epsilon_r^*)$ )主要受到  $\sigma$  強烈影響(Stogryn, 1971)，因此只能藉由減少低頻材料等值相對介電度實部( $\text{Re}(\epsilon_r^*)$ )，使得公式 2-8 分母項增加，藉此強迫公式 2-8 相位速度  $V_p$  與實際受纜線電阻影響的相位速度  $V_p$  相同。此外，電阻衰減因子固定，材料等值相對介電度實部低頻的誤差量與材料導電度成正比。

另一方面，因為越高頻的散射函數越複雜且不穩定，而在第 4.3 節已知衰減係數會隨電阻衰減因子增加而增加，導致高頻訊號衰減，傳統時域反射波傳模型無法反應此現象，所以只能獲得錯誤材料等值相對介電度。除了造成如圖中虛線上下震盪之外，電阻衰減因子  $\alpha_R$  越大，反算結果在越低的頻率即急遽地超過自來水介電頻譜上下 15% 範圍以外。此外，即使  $\alpha_R = 0 \text{ sec}^{-1/2}$  (實線)，超過 1.5 GHz 的反算結果也是不好，這是因為已經接近儀器有效量測頻寬，或高頻訊息已經衰減到小於雜訊所致。

相反地，圖 4-7 亦顯示若以吻合模擬設定的纜線電阻因子( $\alpha_R$  matched)進行介電頻譜分析，每一個模擬波形皆可在低頻至中高頻(4.5 MHz ~ 1.5 GHz)得到正確等值相對介電度，顯示通用時域反射波傳模型具有可精確、有效地改善介電頻譜分析方法的正確性與適用性。

圖 4-8 則為分別採用兩模型反算實測自來水量測資料的驗證結果，由於模擬波形相關參數即由此實測資料與第 4.1 節量測系統相關參數而來，因此可以發現，若忽略纜線電阻，或以傳統時域反射波傳模型反算，則結果近似圖 4-7 中  $\alpha_R = 28 \text{ sec}^{-1/2}$  結果，但是波形存在高頻震盪；相反地，考慮正確電阻衰減因子所反算結果雖然較能接近理論介電頻譜值，但仍像是圖 4-7 中  $\alpha_R = 7 \text{ sec}^{-1/2}$  結果加上高頻震盪，最高有效反算頻率因而略降低為 1 GHz。推測相較於模擬波形，實測波形高頻訊雜比(signal to noise ratio)較差，在高頻處有更複雜的複數模式(multimode)所致(Lin, 2003b)。

相對地，雖然利用 Debye 模型進行介電頻譜分析會限制各頻率的反算自由度，但卻可以較妥善描述液體材料各頻率(特別是高頻)的反應，因此改以反算 Debye 模型參數值來獲得介電頻譜。考慮正確纜線電阻影響進行反算，所得 Debye 模型參數 $[\epsilon_{dc}, \epsilon_{\infty}, f_{rel}, \sigma] = [76.6; 3.54; 15.5 \text{ GHz}; 0.0355 \text{ S/m}]$ ，與 Debye 模型理論值相當一致。對應介電頻譜



同樣繪製於圖 4-8，並在 2 GHz 內有良好結果，顯示以適當介電模型可較正確描述材料高頻反應。反之，若忽略纜線電阻或以傳統時域反射波傳模型反算，將獲得不合理的 Debye 模型參數 $[\epsilon_{dc}, \epsilon_{\infty}, f_{rel}, \sigma] = [79.8; -14.9; 0.0621 \text{ GHz}; 0.0355 \text{ S/m}]$ ，以及錯誤的介電頻譜。

另一方面，在土壤科學、環境科學、農業工程、大地工程等領域，許多學者利用複數 Debye 模型描述土壤這類多相材料，進行介電頻譜分析(Dobson et al., 1985; Heimovaara, 1994b; Lin, 2003b)，發現土壤材料非均質性(heterogeneity)所造成不同頻率的受束制水極化現象、Maxwell-Wagner 效應、擴散雙層極化現象(Hilorst, 1998; Chen and Or, 2006)等則都發生在相對低頻；在 250 MHz ~ 1 GHz 頻率範圍，土壤介電反應主要將由體積含水量(volumetric water content,  $\theta$ )控制，較不受土壤種類與組成影響，即是為何 Topp et al (1980)所定義視介電度( $K_a$ )，得以與土壤體積含水量( $\theta$ )具有相關性的本質原因。相較於易受到許多因子影響的視介電度，介電頻譜高頻處與含水量應該存在更直接的關係(Heimovaara et al., 1996; Lin, 2003a)。

利用三種代表性土壤，渥太華砂(Ottawa sand)、粉質細沙(silty sand)、蒙脫土(bentonite)，配合 10 m RG-58A/U 纜線與前述自來水為水樣，進行標準夯實試驗(ASTM D6565, 2002)，三種土樣相關參數如表 4-1，具有近似體積含水量( $\theta \approx 0.11$ )，探討不同土樣介電頻譜差異性。圖 4-9 顯示考慮或忽略  $\alpha_R$ ，反算粉質細沙所得介電頻譜，類似圖 4-8，忽略纜線電阻影響將導致錯誤的低頻與高頻介電頻譜。圖 4-10 為圖 4-8 與圖 4-9 反算正確性驗證，顯示反算結果與量測資料極為一致。三種土樣直接頻譜分析方法反算所得結果如圖 4-11，介電頻譜實部或虛部低頻處皆以黏土類的蒙脫土最大，渥太華砂最小。虛部的差異反映出即使是相同水樣與近似體積含水量，因為蒙脫土黏土顆粒具有擴散雙層極化現象，導電度最大，粉質砂土次之，而渥太華砂的導電度僅單純由水樣本身所提供。實部的差異則顯示介電頻譜分析低頻具有應用於土壤特性分類的潛力，特別是即使量測時存在延長線。

另一方面，渥太華砂介電頻譜在高頻處並無明顯震盪，粉質砂土約在 0.9 GHz，蒙脫土則約在 0.2 GHz 開始大量震盪，但就整體趨勢而言，似乎三種土樣介電頻譜實部約在 1 GHz 的值似乎將會相近。為了確定這個推論，因此利用適當的曲線函數(例如複數 Debye 模型)更進一步分析，結果如圖 4-12，相關設定與所得參數整理於表 4-2。圖 4-12 除了低頻反算結果與圖 4-11 非常一致，並顯示三種土樣介電頻譜實部在 1 GHz 處確實相近，顯示利用介電頻譜實部高頻反應代替視介電度，建立與含水量關係將更具實質物理意義，且更為正確。

本節揭示了通用時域反射波傳模型介電頻譜分析方法正確性與適

用性，利用正確電阻衰減因子進行介電頻譜分析，在高頻，則可應用於建立介電頻譜實部高頻反應與含水量關係，更精確地量得正確的含水量；在低頻，可正確估算土壤種類、特性所造成影響，反應在時間域，即是具有可正確估算導電度的能力，甚至未來應用於土壤分類的潛力，對於土壤科學、環境科學、農業工程、大地工程領域而言，具有極高的研究應用價值。

## 4.6 小結

若不考慮纜線衰減因子，則不管纜線長度多長的波形都會與短纜線波形一樣，將造成錯誤分析結果，本章針對纜線電阻對於材料量測影響進行探討，無論在時間域或頻率域，皆證明了通用時域反射波傳模型對於材料電學量測適用性與必要性。

等值電阻概念說明了纜線電阻影響主要由延長線所貢獻，可合理假設量測系統其他部份無纜線電阻。此概念適用於分析纜線段影響，short-term 走時分析、與以 long-term 穩態值估算導電度問題，然而不適用於強烈依存系統特性的介電頻譜分析問題。

參數分析顯示隨電阻衰減因子增加，相位速度  $V_p$  在低頻變慢、衰減係數在高頻增加，時域反射波形高頻訊息隨之減少。特徵阻抗所受影響反映在時間域，則是造成波形階段脈衝漸進上升(plateau of the step pulses)，減少波形應有反射量並抬升波形穩態值，導致導電度低估。纜線電阻造成導電度低估問題可利用串接電阻(series resistor)RC 電路假設或本研究之通用時域反射波傳模型定量修正，但纜線電阻對於視介電度  $K_a$  的影響則不易修正。

時域反射法逐漸被大量應用在土壤材料特性量測，相較於視介電度，介電頻譜分析具有較大發展潛力，然而傳統時域反射波傳模型無法考慮實務上量測應用時延長線所帶來的纜線電阻影響。以通用時域反射波傳模型處理上述問題時可獲得良好改善，雖然直接介電頻譜分析方法因為高頻訊雜比(signal to noise ratio)較差，且存在更複雜的複數模式(multimode)導致高頻反算結果不佳，但若改以適當的曲線函數則可獲得高頻處良好結果，未來可進一步應用於建立介電頻譜實部高頻反應與含水量關係；在低頻，則具有可正確估算土壤種類與特性所造成影響，即是具有可正確估算導電度的能力，甚至未來應用於土壤分類的潛力，對於土壤科學、環境科學、農業工程、大地工程領域而言，具有極高的研究應用價值。

表 4-1 代表性土壤相關參數

Soil type	$\omega\%$	$\rho_d$ [g/cm <sup>3</sup> ]	$\theta$
Ottawa sand	7.2	1.64	0.118
Silty sand	7.0	1.67	0.117
Bentonite	7.5	1.43	0.107

表 4-2 複數 Debye 模型相關參數設定與反算結果

Fixed parameters	$\epsilon_{fw}^* [\epsilon_{dc}, \epsilon_{\infty}, f_{rel}] = [76.6; 3.54; 15.5 \text{ GHz}]; \epsilon_a^* = 1.0$ $\epsilon_{bw}^* [\epsilon_{dc}, \epsilon_{\infty}, f_{rel}] = [76.6; 3.54; 9 \text{ kHz}]; \epsilon_s^* = 4.7$					
Inversion results	$\theta$	$\rho_d/\rho_s$	$A_s$ [m <sup>2</sup> /g]	$\sigma_{fw}$ [S/m]	$\sigma_{bw}$ [S/m]	$p$
Ottawa sand	0.308	0.001	128.1	0.053	4.544	0.287
Silty sand	0.151	0.156	247.7	0.010	5.446	0.649
Bentonite	0.182	0.424	1115.0	0.052	9.752	0.207



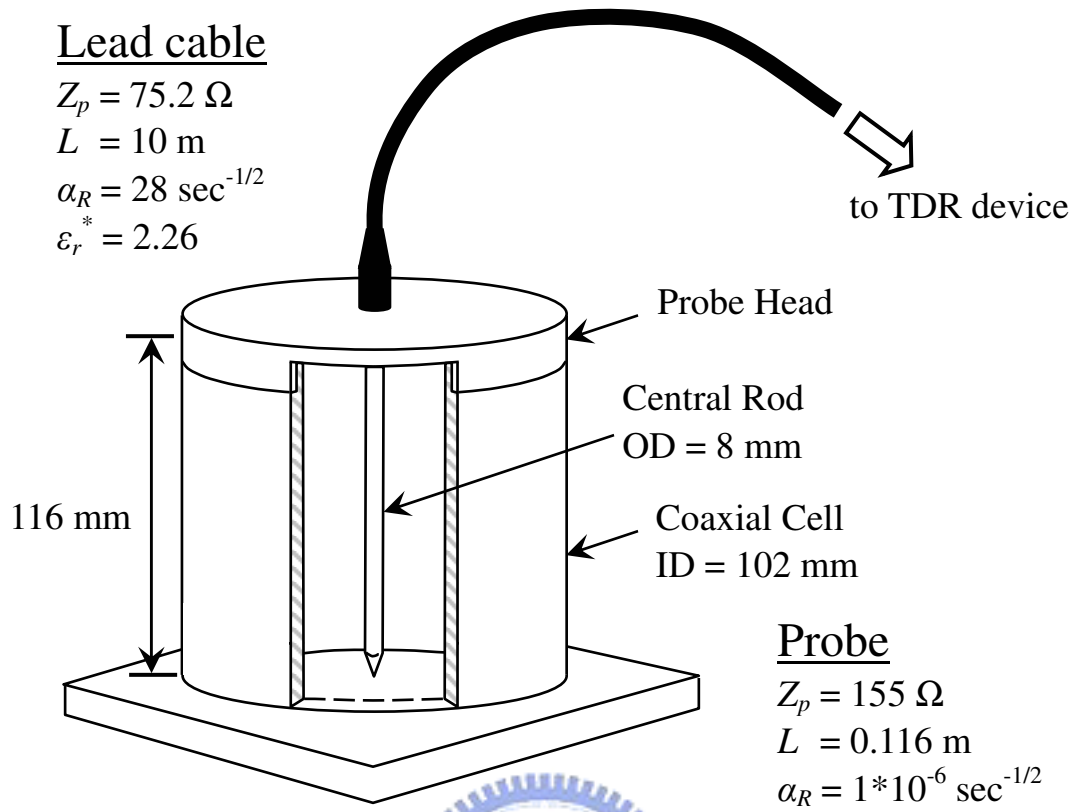


圖 4-1 改良式 TDR 量測探頭





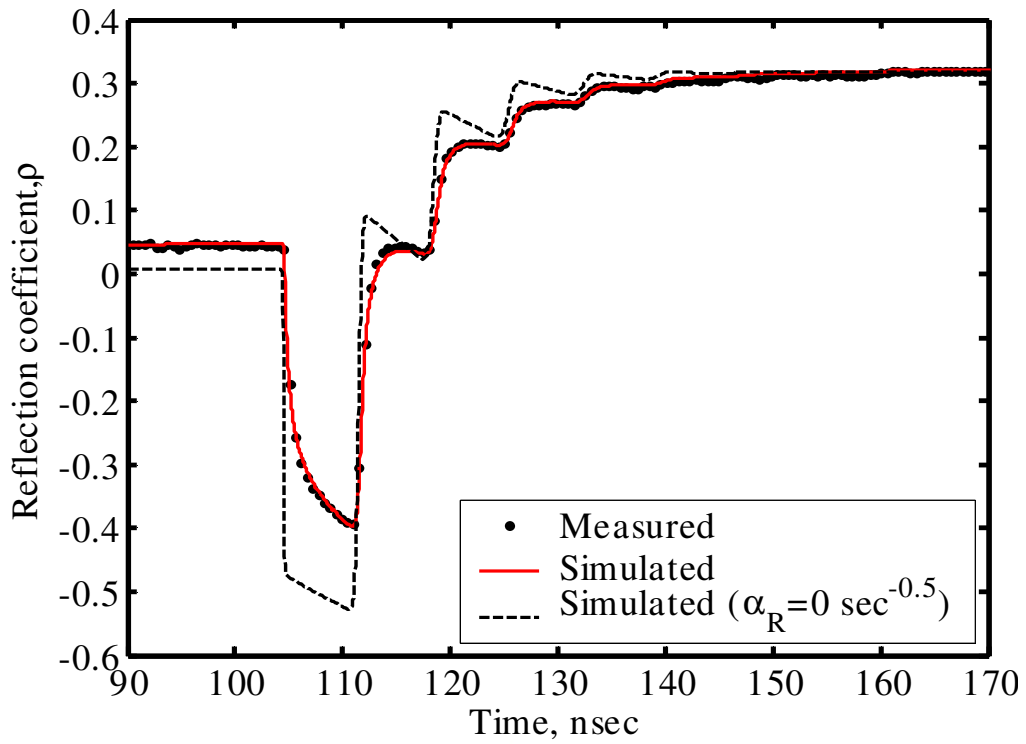


圖 4-2 模擬接續 10m 延長線自來水量測結果

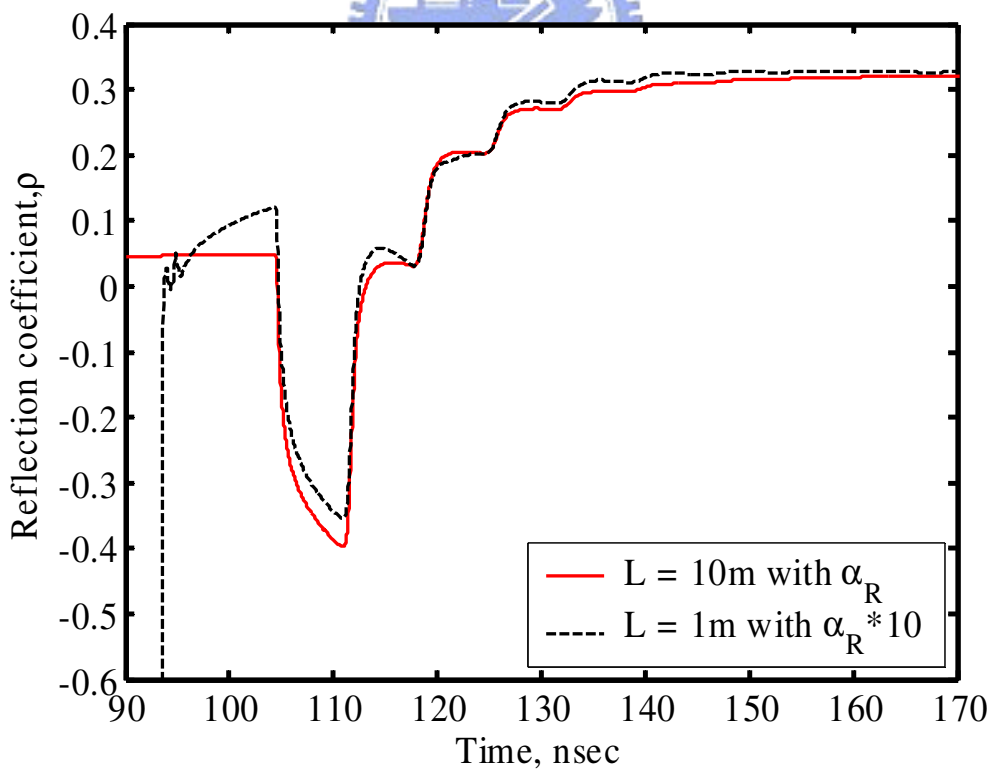


圖 4-3 等值電阻概念應用於材料量測

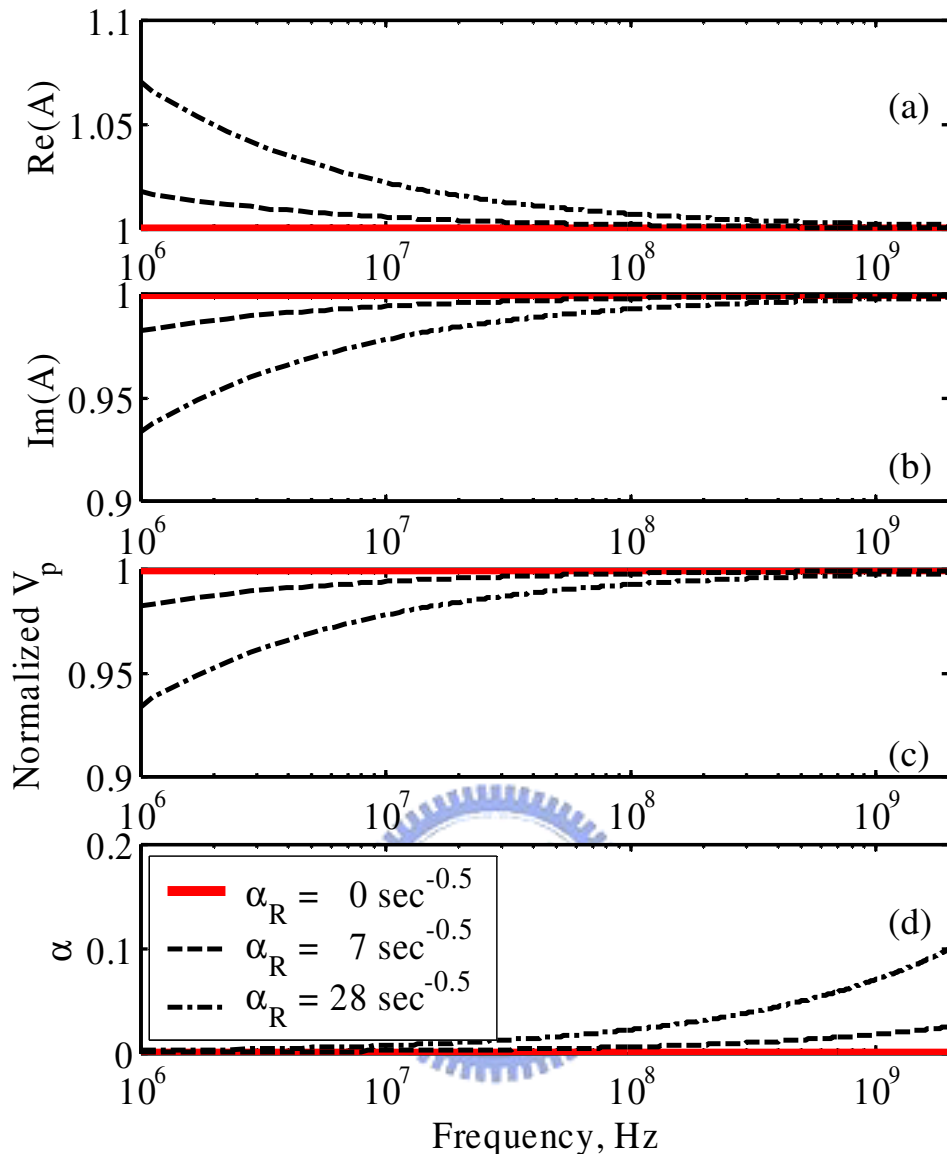


圖 4-4 電阻衰減因子對於波傳模型參數(a)纜線修正因子實部，(b)虛部，(c)波傳速度，(d)衰減係數的影響(注意：皆假設纜線無介電頻散)

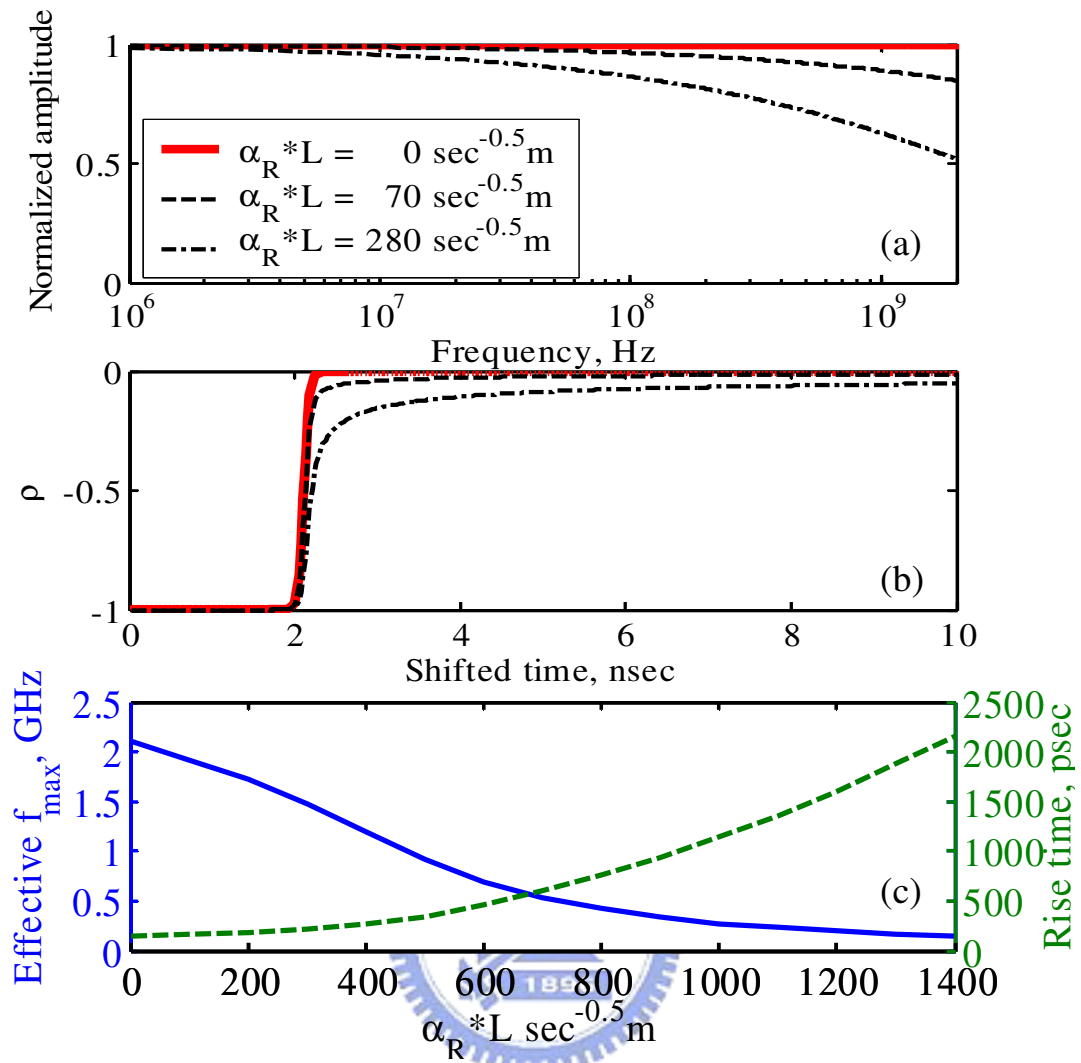


圖 4-5 波形所受纜線段等值電阻效應影響  
 (a)輸入電壓振幅，(b)輸入電壓波形，(c)上升時間與有效量測頻寬

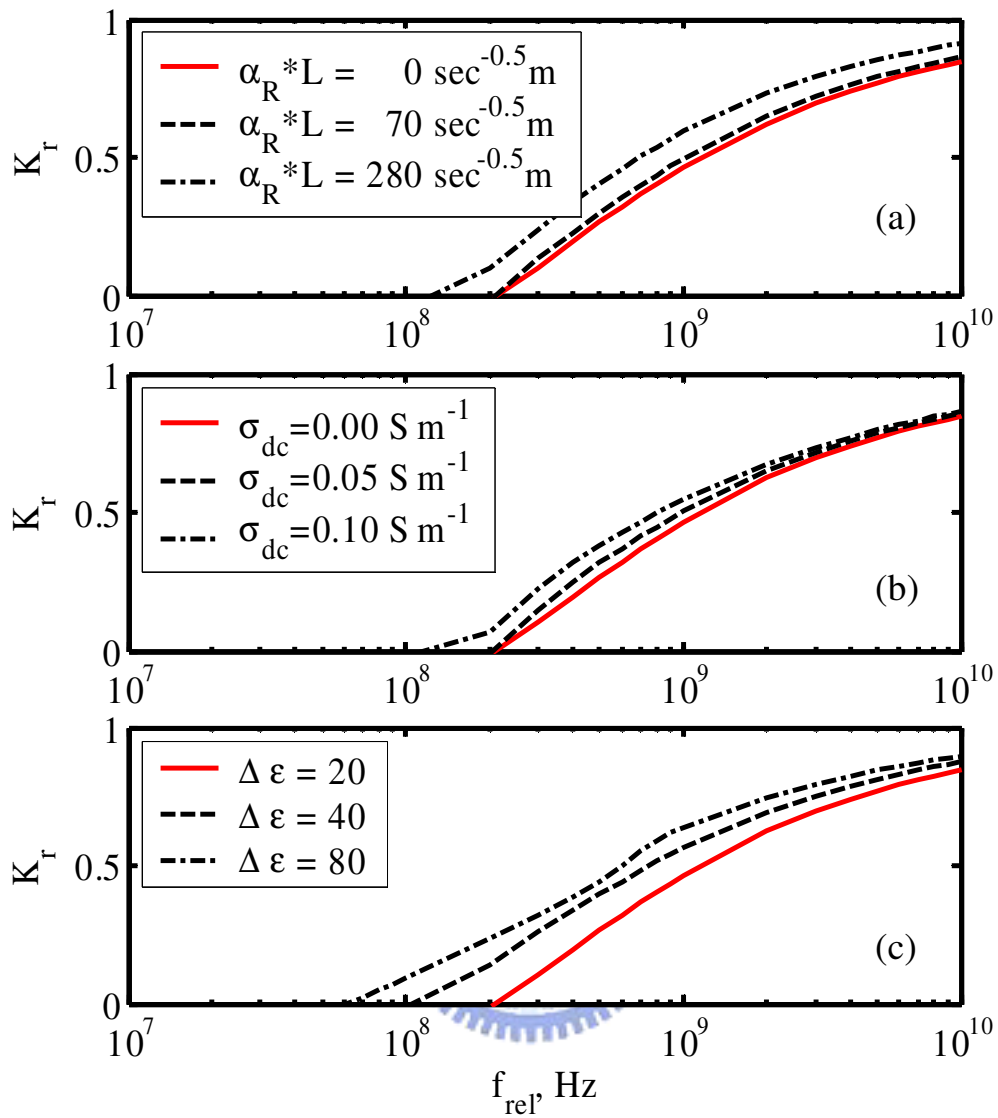


圖 4-6 相對視介電度  $K_r$  受  
 (a)等值電阻，(b)樣本導電度，(c)樣本介電度差異之影響  
 (紅色粗實線為參考值  $\epsilon_{dc} = 10$ ,  $\Delta\epsilon = 20$ ,  $\sigma = 0$  S/m,  $\alpha_R * L = 0$  sec $^{-1/2}$  m)



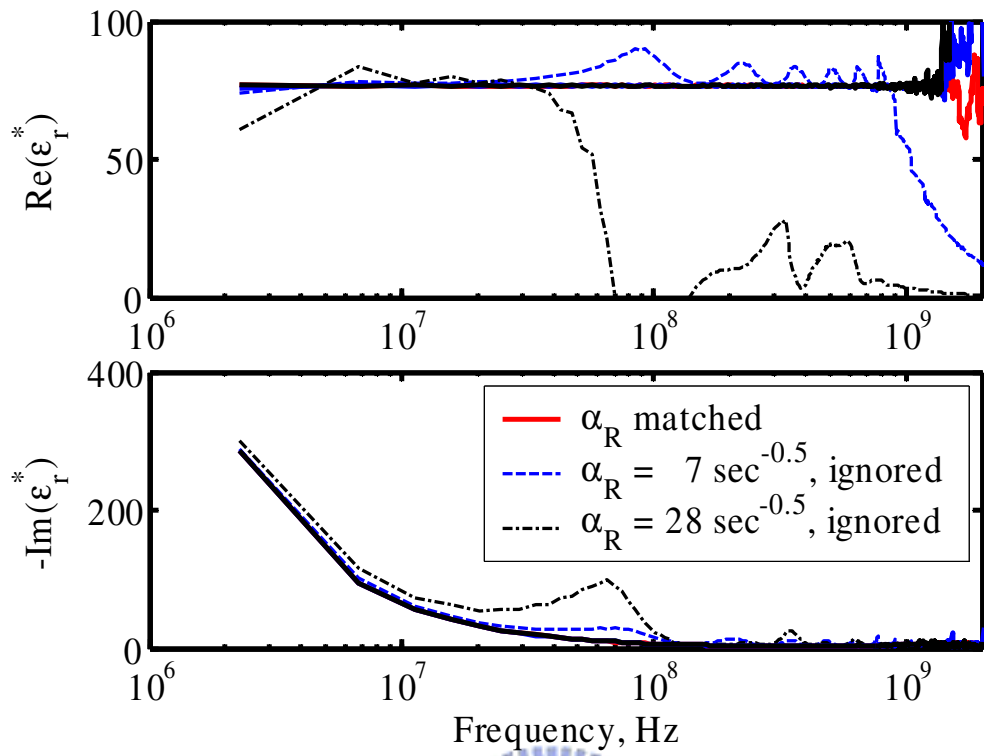


圖 4-7 長纜線下考慮或忽略  $\alpha_R$ ，反算不同  $\alpha_R$  模擬波形所得介電頻譜

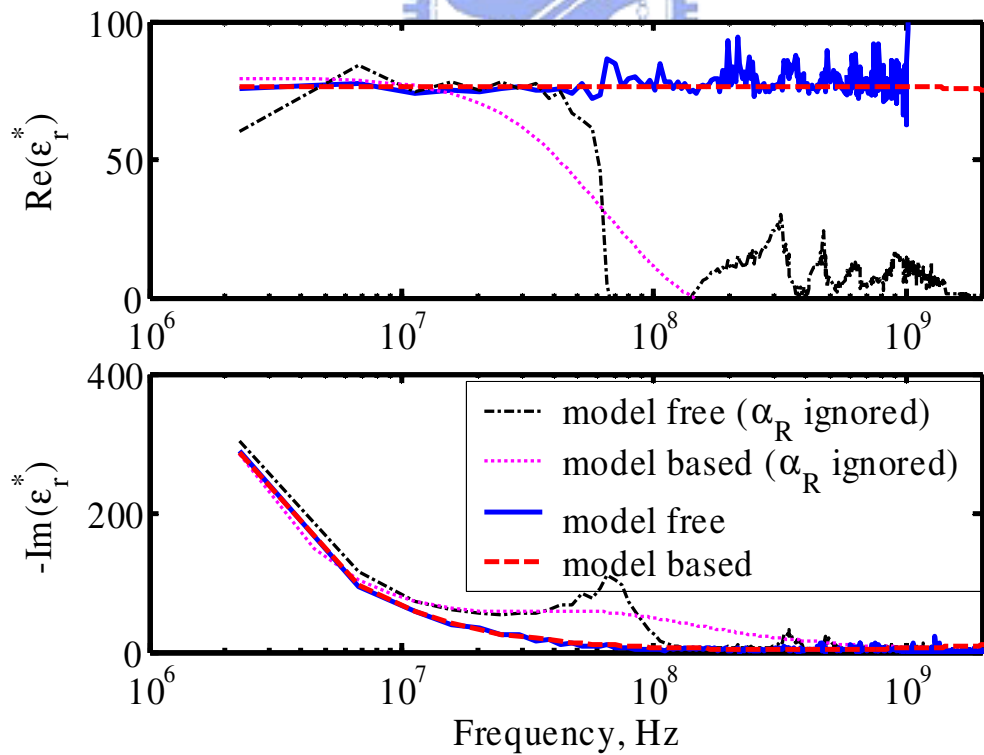


圖 4-8 長纜線下考慮或忽略  $\alpha_R$ ，反算自來水所得介電頻譜

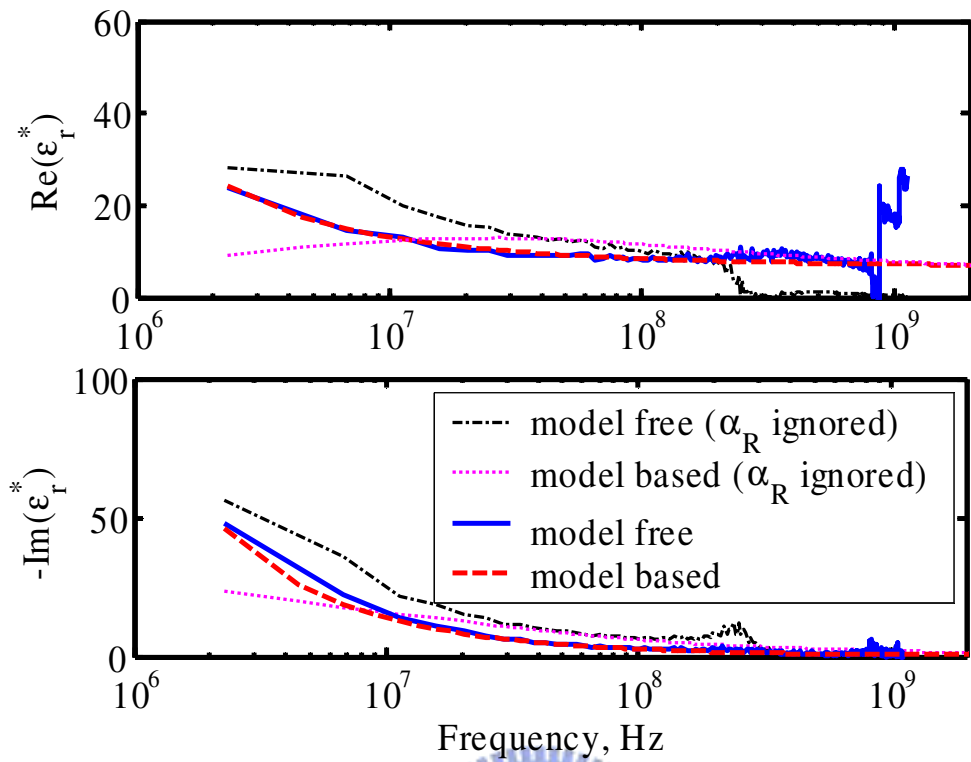


圖 4-9 長纜線下考慮或忽略  $\alpha_R$ ，反算粉質細沙所得介電頻譜

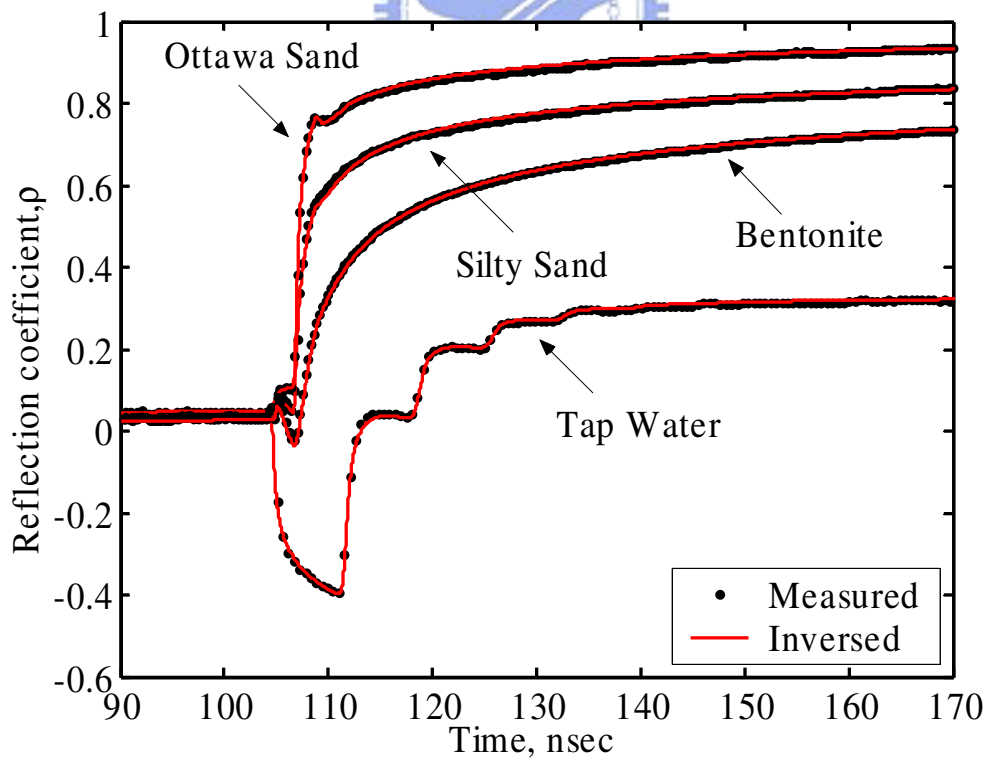


圖 4-10 長纜線下考慮  $\alpha_R$ ，自來水與代表性土壤量測與反算波形

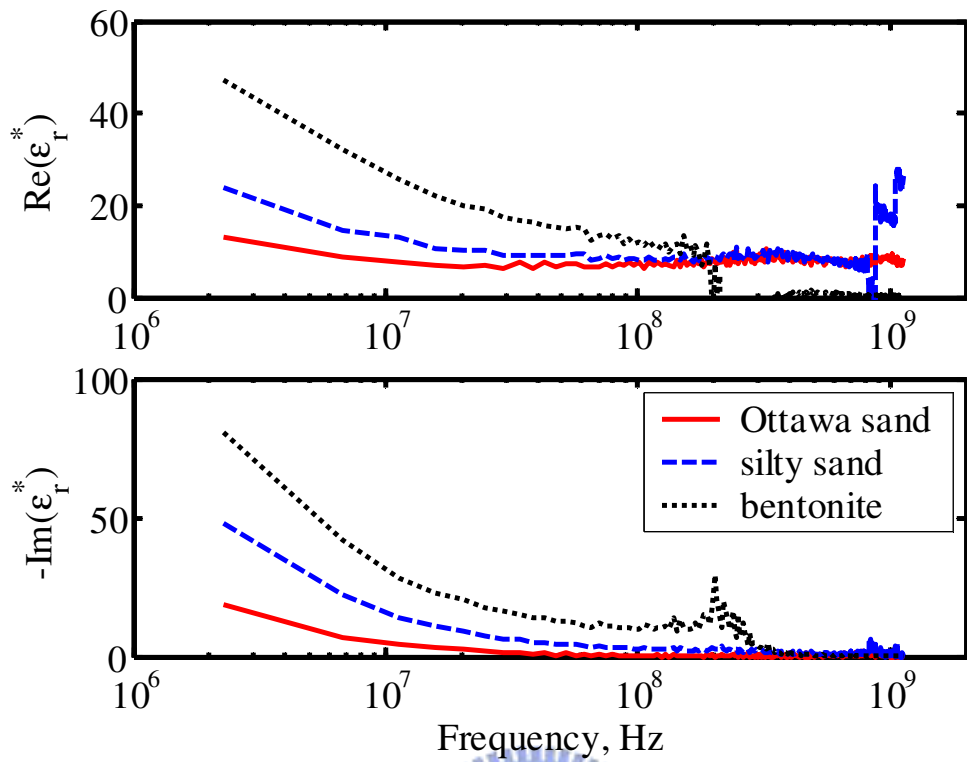


圖 4-11 直接頻譜分析法反算長纜線下不同土樣介電頻譜

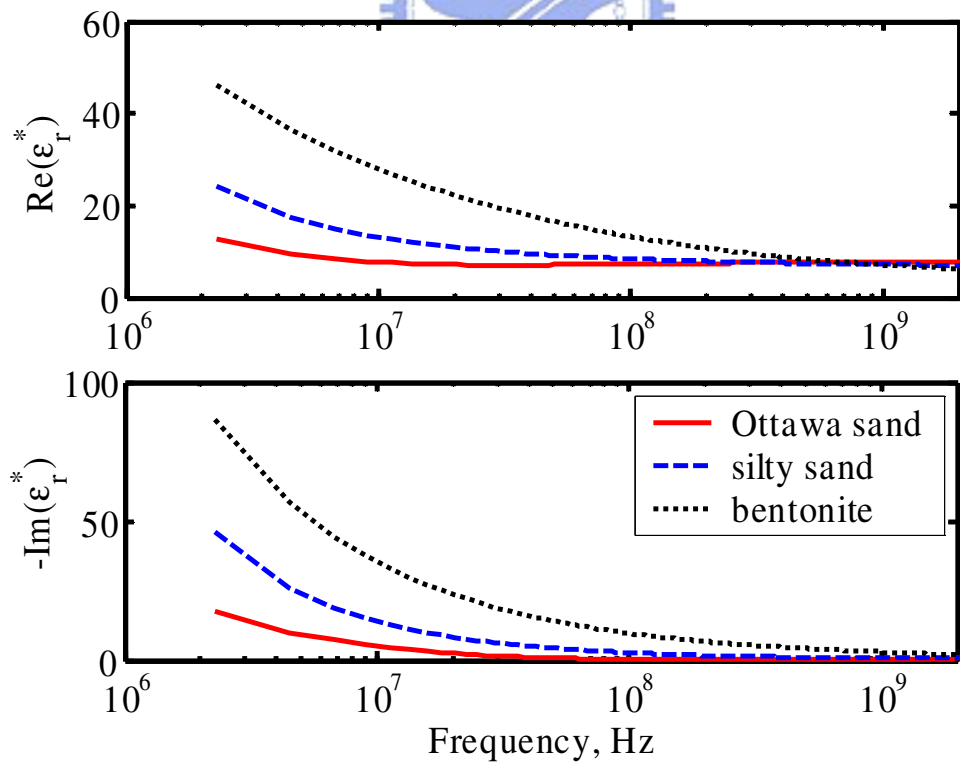


圖 4-12 以複數 Debye 模型反算長纜線下不同土樣介電頻譜

## 第五章 錯動變形量化分析與改善

傳統以反射尖峰推估滑動變形存在缺失，例如纜線電阻平滑化波形，減少反射尖峰，增加量化變形難度。建立傳統纜線電阻影響曲線圖相對費時耗力且不具通用性。本章將針對纜線電阻對局部剪動監測的影響進行電學方面深入且全面性探討，並提出適當修正方法。此外，材料互制，如土壤-灌漿-纜線互制(soil-grout-cable interaction)，以及剪力帶則為材料上決定邊坡滑動變形如何引致纜線變形性  $\delta_{cable}$  影響因子。

考慮纜線電阻的通用時域反射波傳模型可用來描述纜線變形後時域反射波形反應，本章節主要將藉由室內直剪盒試驗，探討纜線電阻、土壤-灌漿-纜線互制、剪力帶對於量化錯動變形的影響，提供電學與材料兩方面完整觀點。

### 5.1 幾何阻抗與變形唯一性驗證—

#### 壓痕試驗

已知土體或岩體變形(deformation)導致纜線變形性(cable deformity,  $\delta_{cable}$ )，發生波形反射。藉由能良好控制纜線上變形的壓痕試驗(indentation test)探討時域反射波形反應與纜線變形性關係，壓痕實驗示意圖如圖 5-1(a)所示，以 1 m RG-58 延長線連接 2 m 長，常見易得的 Commscope 公司 P3-500 型號商業化同軸纜線(75  $\Omega$ ，固狀(solid)鋁製外導體，內填聚乙烯(polyethylene)發泡材料包覆同軸中心黃銅內導體)與 Tektronix 1502C 時域反射儀進行系列試驗(Lu, 2003)。

利用寬度分別為 6、12、24 mm 的三個剛性不鏽鋼塊體在纜線中央製造不同壓痕寬度，每施加 0.1 mm 垂直位移量即紀錄相應 TDR 波形反應。接著以包含一主要變形段(main deformity section)，兩漸變段(transitional section)，以及兩未變形段(undeformed section)的非均質傳輸線模型描述受壓纜線，如圖 5-1(a)所示。傳遞常數、電阻衰減因子、以及原始幾何阻抗則事先利用標定獲得，纜線變形改變了三個受變形段幾何斷面(亦即幾何阻抗)與分段長度，為了減少變數數量，假設兩漸變段對稱地等於主要變形段與未變形段幾何阻抗平均值，再利用實測波形反算每一變形階段各段幾何阻抗與長度。

圖 5-1(b)顯示在 3 mm 位移下，量測與模擬波形，藉由反算所得阻抗模擬的波形十分吻合實測波形。值得注意的是，不僅反射尖峰(reflection spike)寬度隨著壓痕寬度增加，反射量大小亦隨之增加。此



現象乃因為上升時間所需完全反應的距離大於變形段寬度所致。當壓痕寬度過小，變形纜線處由高變低再變高的阻抗剖面導致負反射尚未完全反應完畢，即隨之而來一正反射，將使得原本應該是 U 型的反射尖峰變成急速變化的 V 型，其結果反應在同樣位移下，反射量隨壓痕寬度而增加，如圖 5-2(a)所示， $\rho_{peak} - \delta_{cable}$  關係受到壓痕寬度強烈影響。圖 5-2(b)則顯示通用時域反射波傳模型反算所得主要變形段幾何阻抗則與纜線變形性  $\delta_{cable}$  有一致關係。因此，相較於  $\rho_{peak} - \delta_{cable}$  關係受到斷面變形寬度強烈影響，幾何阻抗與纜線變形性具有較一致關係。

## 5.2 多重壓痕影響探討

利用單一壓痕變形試驗，展示通用時域反射波傳模型反算適用性，所得單一壓痕變形主要變形段幾何阻抗與纜線變形性  $\delta_{cable}$  有一致關係。然而在實務應用時，纜線可能存在多重變形，理論上前方變形將影響後方變形反射量。Pierce et al. (1994)利用實測波形研究前方多重壓痕(upstream multiple crimps)相關影響，指出當前方變形量相對小( $\rho_{peak} \approx 0.02$ )，對後方反射量的影響微小。

利用通用時域反射波傳模型亦可模擬多重壓痕相關影響，首先設定寬度 24 mm 位移 3 mm 單一壓痕，其位置、受壓模型參數與上一節相同，隨後在此壓痕前方 10 cm 位置增加一前方壓痕(upstream crimp)，寬度分別為 6、12、24 mm，以此前方壓痕  $\rho_{peak}$  為變量，探討前方壓痕大小對於後方壓痕(downstream crimp)反射量影響。圖 5-3 顯示前方壓痕所造成後方壓痕反射量估算誤差量，如 Pierce et al. (1994)所述，當前方壓痕  $\rho_{peak} \approx 0.02$ ，對後方反射量的影響微小。由三個壓痕寬度所對應曲線幾乎重疊，顯示此影響以前方壓痕  $\rho_{peak}$  為控制因子。事實上，現地主要變形以外的多重變形  $\rho_{peak}$  通常小於 0.05，所造成誤差僅約為 1%，此時可以忽略多重變形影響，顯示以單一變形施作壓痕、直剪、以及剪力盒試驗，其結果仍具有普遍性與適用性。

如前所述，在一般現地應用情況下可忽略多重變形影響，然而在極少數極端的例子中，例如前方纜線接近剪斷，反射量極大( $\rho_{peak} \approx 0.2$ )之變形，所造成的後方反射量估算誤差量將超過 10% (圖 5-3)，此時多重變形影響則不可忽略，需利用通用時域反射波傳模型進行全波形分析方能妥善考慮多重變形的影響。

## 5.3 纜線電阻與剪動模式探討—

### 直剪試驗

當纜線遭受局部剪力將產生壓痕，傳統資料判釋與受局部剪力壓

痕處反射尖峰值大小有關，然而反射尖峰值受纜線電阻與壓痕寬度極大影響。本節將以直剪試驗展示利用波傳模型可有效地考量上述影響因子。

圖 5-4 說明一變形感測纜線(deformation-sensing cable)置入直剪盒，內徑為 70 mm\*70 mm，總長 400 mm，以石膏填充的直剪試驗配置，以及對應模擬模型，此模擬模型相關參數考量如同上一節所述。纜線長度分別是 2、10、30 m。剪動模式為直剪(寬度為 0 cm)與寬度分別為 2、4 cm 的空氣間距(air gap)(Tsui, 2004)，以手動選轉螺桿位移控制直剪盒外加移動量。

圖 5-5 為通用時域反射波傳模型精確性與有效性範例，其中 10 m 與 30 m 纜線同樣受外部剪動位移 20 mm，顯示模擬波形十分吻合量測波形。而通用時域反射波傳模型能同時良好估算纜線電阻對於振幅衰減(amplitude attenuation)與相位速度消散(phase velocity dispersion)所造成影響，並且由於傳輸線僅需在性質改變處進行分段，而具有良好運算效率。相較之下，有限差分法(Dowding et al., 2002)運算效率較差，且不能精確估計纜線電阻對於相位速度消散影響。

圖 5-5 亦顯示忽略纜線電阻( $\alpha_R = 0$ )的模擬波形，以資比較。顯然地，若不考慮纜線電阻，將增加走時分析與反射係數估算錯誤，因為隨纜線電阻(或長度)增加，反射尖峰上升時間增加而減少反射量，導致空間解析度與靈敏度隨之減少。如圖 5-6 所示，從量測波形所得阻抗剖面(impedance profile)變化可以修正纜線電阻影響。

圖 5-7 為使用第 3.4 節所用高衰耗(high-loss)10 m RG-58A/U 纜線為延長線，接續 1 m Commscope P3-500 變形感測纜線波形，證明通用時域反射波傳模型可以模擬延長線與變形感測纜線相異的配置。與圖 5-5 相比，僅接續 10 m 長 RG-58A/U 纜線，其纜線電阻影響遠大於 30 m P3-500 纜線，顯示高衰耗纜線對於時域反射波形各方面影響甚劇。在實際應用，建議儘量使用低衰耗纜線以將纜線電阻所造成影響降到最低。

試驗結果亦顯示時域反射對於外在剪動位移的靈敏度隨空氣間距增加而減少(圖 5-6)，且當空氣間距過寬，將發生雙重反射。事實上，以空氣間距表示剪力帶是不適當，且其代表性令人存疑，因為現實的灌漿-纜線圓柱內的纜線即使在剪力帶處，也是受到灌漿材料所束制。因此有必要探討如何在試驗室合理地描述上述兩影響因子，特別是剪力帶的試驗室模擬。

在前一節與本節的研究主要是著眼在纜線存在單一變形時的行為。當纜線存在複數壓痕或變形，會影響後方應有反射量大小，後方

反射量隨著前方壓痕數量與反射量增加而減少，但此現象在壓痕數量少，反射量尚小時可以忽略。反之，則變成為複雜的波傳問題，難以藉由傳統  $\rho_{peak}-\delta$  關係描述。此時可描述全波形複雜反射現象的通用時域反射波傳模型將是一大利器。

雖然通用時域反射波傳模型可用在全波形判釋，亦即從電學上由量測波形修正纜線電阻影響，反算阻抗剖面，但阻抗剖面與滑動變形之間的關係還是受到土壤-灌漿-纜線互制與剪力帶(並非空氣間距)材料上的影響。

## 5.4 等值電阻概念—應用於變形監測

前面兩節已經充分驗證通用時域反射波傳模型適用性，由上一章可以得知代表纜線電阻參數，電阻衰減因子  $\alpha_R$  與長度  $L$  乘積具有等值電阻效應，本節將說明對於纜線錯動變形應用，仍具有同樣效應。

如第 4.2 節所述，同樣選擇分別選擇為  $L = 30\text{m}$  搭配  $\alpha_R$  與  $L = 1\text{m}$  搭配 30 倍  $\alpha_R$  延長線段參數進行模擬。利用上一節剪動段與漸變段參數，並進行適當時間平移(time shift)。圖 5-8 顯示 30 倍  $\alpha_R$  波形整體存在急速上升且在變形處後方急遽下降的偏差量(offset)，但模擬受剪所造成波形負反射量與  $L = 30\text{m}$  搭配  $\alpha_R$  例子是相等的。與 4.2 節不同，由於無材料影響且波形僅於短時程(short-term)局部變化，故可進一步地模擬兩例子未受剪原始波形，利用兩者相除所得比值修正 30 倍  $\alpha_R$  在反射量大小所造成偏差，可更明確發現修正後  $L = 1\text{m}$  搭配 30 倍  $\alpha_R$  波形負反射量與  $L = 30\text{m}$  搭配  $\alpha_R$  極為一致。

此結果充分顯示等值電阻概念亦適用於監測應用，但此概念為阻抗剖面反算(inverse)問題，相對於一般工程應用相對耗時且複雜，因此有必要研究基礎於正算(forward)方法、直觀簡易纜線電阻修正法。

## 5.5 簡易纜線電阻修正法

傳統上為了實務應用簡便，參數化與滑動變形相關波形反應為  $\rho_{peak}$ ，本節將提出藉通用時域反射波傳模型修正纜線電阻對於  $\rho_{peak}$  之影響的簡單程序：

1. 量測單一纜線連接時域反射儀波形。纜線參數( $Z_p, \epsilon_r^*, \alpha_R$ )可藉由通用時域反射波傳模型反算標定。
2. 模擬表示距離時域反射儀不同距離位置上合適纜線阻抗變化，獲得數筆時域反射波形。
3. 定義纜線電阻引致衰減比(attenuation ratio)為  $\rho_{peak}(L)/\rho_{peak}(2\text{ m})$ ，亦



即任一距離  $\rho_{peak}$  與參考距離(如本例為 2 m)  $\rho_{peak}$  的比率。繪製衰減比率與距離關係可得如圖 5-9(a)所示 Commscope P3-500 纜線修正曲線(correction curve)。

4. 根據此修正曲線，所有量得  $\rho_{peak}$  皆被修正或正規化為距離時域反射儀參考距離處(例如 2 m)的  $\rho_{peak}$  反應。此修正或正規化後  $\rho_{peak}$  隨後即可直接與滑動變形量關聯。

圖 5-9 (a)同時繪製 2、10、30 m 延長線直剪試驗結果，實驗資料與數值模擬所得修正曲線非常一致。應用上述流程，將原始  $\rho_{peak}$  與正規化  $\rho_{peak}$  與滑動變形關係  $\delta$  繪製於圖 5-9(b)，經纜線修正後，三種不同延長線長度的正規化  $\rho_{peak} - \delta$  曲線幾乎座落在一起。

簡易纜線電阻修正法的優點在於能有效地將纜線變形處複雜的  $\rho_{peak} - \delta$  關係與可以較簡易修正纜線電阻個別分離為兩個標定問題，僅需要一次纜線性質標定，即可獲得波形回傳時電阻對於原本  $\rho_{peak}$  的影響，隨後僅需標定參考長度之處  $\rho_{peak} - \delta$  關係即可。由 5.2 節探討可知，簡易纜線修正法可應用於一般現地應用情況下。僅在極少數多重變形影響不可忽略的情況下才不適用，需要改以通用時域反射波傳模型進行全波形分析方能同時妥善考慮多重變形與纜線電阻的影響。

## 5.6 材料互制與剪力帶寬影響— 剪力盒試驗

本節將探討材料互制與剪力帶影響，圖 5-10 顯示施作土壤-灌漿-纜線組成物直剪試驗示意圖，直剪盒尺寸如前所述。灌漿-纜線圓柱直徑為 40 mm，採用不同水灰比(W/C)水泥灌漿。周圍填充土壤包含粗砂(良級配， $d_{50} = 2$  mm)、渥太華砂(Ottawa sand)、以及玩具黏土，分別代表堅硬土壤、中等軟弱土壤、以及軟弱土壤。當研究剪力帶影響，使用粗砂為周圍填充土壤，並填充如玩具黏土軟弱材料作為剪力帶。灌漿-纜線圓柱在所有例子中皆是連續不存在空氣間距。

為了比較三種土壤強度，將土壤置入剪力盒予以直剪，在準備試體時，以直剪盒上蓋將土壤鎖進(lock-in)盒中，預施應力(pre-stress)於土壤。由於加載系統限制，在此比較中，直剪的是較小尺寸水泥圓柱，此試體斷面積為土壤試體 1/4，剩餘空間則填充滑動面預先分離的石膏。圖 5-11 為對應應力-側向位移( $\gamma - \delta$ )曲線比較，應力-側向位移( $\gamma - \delta$ )曲線相關參數則整理於表 5-1。明顯地，水泥類強度遠高於土壤類強度(圖 5-11)，其中粗砂強度則相對高於渥太華砂與玩具黏土，此外，水灰比等於 0.5 (W/C=0.5)的水泥具有最大強度。



圖 5-12(a)顯示不同灌漿與土壤組合的  $\rho_{peak} - \delta$  曲線。在圖 5-12(a) 亦顯示纜線放置在剪力盒內全是 W/C = 0.5 的灌漿內(標記為參考線)以及粗砂之內的結果。比較參考線與纜線放置在粗砂內結果，初始啟動量( $\delta_0$ )隨周遭材料勁度減少而增加，但纜線靈敏度(S)則幾乎保持恆定。纜線與周遭材的相對勁度影響纜線漸變段範圍以及開始纜線局部變形(localized deformity)所需外在滑動變形量。一旦產生局部變形，後續外在滑動變形主要在於加強局部變形，使得產生相近  $\rho_{peak} - \delta$  曲線斜率(亦即靈敏度)。

當試驗改用粗砂、W/C = 0.5 的灌漿、以及纜線三種材料的組合物，其  $\rho_{peak} - \delta$  曲線座落在纜線放置在剪力盒內全是 W/C = 0.5 的灌漿內以及粗砂之內所對應曲線之間。W/C = 0.5 的灌漿比粗砂堅硬許多，材料強度相應性問題(compliant problem)似乎不會減弱 TDR 反應。事實上，因為水泥灌漿易脆且抗張強度很低，比周圍土壤堅硬的灌漿並不會使纜線不受變形。受剪時，張力裂縫發生在剪力面附近，在灌漿圓柱內產生弱帶，傳遞外在變形至纜線變形上，一旦灌漿破壞，纜線變形即更靈敏於外在變形。彎折無灌漿(亦即完美的材料強度相應)纜線所需土壤變形是大於有灌漿的纜線因此，在纜線周圍具有灌漿實際上是使纜線容易受滑動變形。

W/C = 0.5 的灌漿非常堅硬，減低灌漿勁度(圖 5-12(a)內 W/C = 1.0 與 2.0)並不會顯著改變初始啟動值( $\delta_0$ )與靈敏度(S)。因此優先考量應該是確認灌漿比纜線足夠堅硬。本研究灌漿勁度與強度相較於 Blackburn and Dowding (2004)所建議最佳灌漿強度來得明顯地高。因此灌漿需在強度上近似土壤勁度的考量不應該為主要關注點。其中 W/C = 1.0 水泥灌漿由於具有低縮性與良好現地工作性，似乎是個好選擇。如果可以的話，採用無收縮(non-shrinkage)水泥更佳。

對於固定水灰比灌漿(例如 W/C=1.0)，粗砂、渥太華砂、玩具黏土的  $\rho_{peak} - \delta$  曲線繪製在圖 5-12(a)。一如預期，初始啟動量隨土壤勁度減少而增加，同樣地，靈敏度(S)則幾乎保持恆定。此種行為對於量化檢核到初始啟動值後相對變形量化是有用的。圖 5-12(b)顯示剪力帶對於  $\rho_{peak} - \delta$  曲線影響，周遭土壤為粗砂，剪力帶中軟弱材料為玩具黏土，初始啟動量隨剪力帶寬增加而增加，最終逼近土壤材料為黏土。由於本試驗是在無圍壓(僅有剪力盒閉合時預力)的情況下施作，預計一般情形啟動位移量會遠小於實驗值。

圖 5-12(b)亦顯示以無周遭土壤灌漿之空氣間距所模擬剪力帶結果，亦即灌漿在長軸上並未連續，使得灌漿不連續面(即空氣間距)兩端變成纜線固定端邊界，當滑動變形增加，纜線伸長並在兩端產生壓痕，此機制是與以連續灌漿配合周圍土壤進行剪動的例子大不相同，

因此空氣間距對應的  $\rho_{peak} - \delta$  曲線行為是不相同，無論初始啟動值  $\delta_0$  或靈敏度  $S$  皆與空氣間距寬度有關。較大空氣間距與滑動位移造成波形產生雙峰(double peak)而無法定義出具唯一的  $\rho_{peak} - \delta$  關係。良好灌漿圓柱不會有空氣間距，以空氣間距代表剪力帶並不符合現地情況。

最後探討纜線勁度，本試驗主要採用較硬固狀(solid)外導體纜線，較不易造成纜線變形，但由上述相關試驗得知，仍可獲得良好成果。預期網狀(braided)外導體纜線因為網狀外導體軟，將更容易造成顯著幾何斷面變形的彎折(kink)。故針對網狀(braided)外導體纜線 RG-8 與固狀外導體纜線 P3-500 進行比較，試驗結果如圖 5-13 所示，RG8 纜線各種情況的初始啟動量皆小於 P3-500 纜線。對於過軟土壤，可能需要使用網狀外導體纜線配合堅硬灌漿才可有較小初始啟動量。

## 5.7 小結

使用時域反射法早期監測軟弱土壤內的滑動變形與量化該變形量仍然是件具挑戰性的工作，本章主題為探討纜線電阻，材料互制與剪力帶三個關鍵因子。

纜線電阻為實務上的重要課題，特別是在纜線長度很長的深鑽孔與長距離監測佈線。考慮纜線電阻的通用時域反射波傳模型可以模擬延長線與變形感測纜線相異的配置，能精確地模擬非常小錯動區段處 TDR 對於纜線變形的反應，具有良好精確度與效率。高衰耗纜線對於時域反射波形各方面影響甚劇，因此在實際應用上，應該使用低衰耗纜線以將纜線電阻所造成的解析度與靈敏度減少等影響降到最低。

等值電阻概念可有效減少反算時間，但受限時間平移精確度。簡易纜線電阻修正法可直觀且快速地修正纜線電阻影響，將纜線變形處複雜的  $\rho_{peak} - \delta$  關係與可以較簡易修正纜線電阻個別分離為兩個標定問題，僅需要標定一次電阻對於  $\rho_{peak}$  的影響，隨後僅需標定參考長度之處  $\rho_{peak} - \delta$  關係即可獲得不同長度時的纜線變形反應。然而，當纜線存在複數變形，前方變形會影響後方應有反射量，造成複雜  $\rho_{peak} - \delta$  關係，建議在此情況下以通用時域反射波傳模型分析，才能獲得較正確結果。

本研究藉由施作一系列直剪盒室內實驗，充分探討土壤-灌漿-纜線互制與剪力帶對於反射尖峰與滑動變形影響。綜觀而言，纜線變形所需初始啟動量( $\delta_0$ )隨周遭材料勁度減少或剪力帶寬增加而增加，但靈敏度( $S$ )則幾乎保持恆定，似乎不受現地土壤材料條件影響。即纜線初始剪動後相對變形可被量化，將有助於簡化現地應用難度。

另一方面，因為水泥灌漿事實上易脆且抗張強度低，受剪時剪力

面附近的灌漿圓柱產生張力裂縫造成弱帶，迫使纜線承受局部剪動，材料強度相應性問題(例如灌漿比周圍土壤堅硬)並不會減弱 TDR 反應，彎折無灌漿(亦即完美的材料強度相應)的纜線所需土壤變形反而大於有灌漿的纜線。

顯然在實務上，確認灌漿比纜線堅硬比選擇最佳化灌漿相對重要且容易，例如本研究採用固狀(solid)外導體 P3-500 纜線，在配合灌漿後仍獲得良好成果。W/C = 1.0 的水泥灌漿由於具有低縮性與良好的現地工作性，似乎是個好的選擇。如果可以的話，採用無收縮(non-shrinkage)水泥更佳。對於過軟土壤，可考慮使用易造成顯著幾何斷面變形彎折(kink)的網狀(braided)外導體纜線，減少初始啟動量。

雖然現階段試驗受限於動力系統與現有直剪盒大小，可能存在尺寸效應，但上述新觀點應該仍值得參考。建議未來施作更符合現實的大尺寸直剪試驗進一步驗證與探討。



表 5-1 應力-側向位移曲線相關參數

Material type	Peak shear strength (kPa)	Shear stiffness (kPa/mm)
Cement (W/C=0.5)	1223.7	455
Cement (W/C=1)	1117.6	444
Cement (W/C=2)	1074.1	439
Coarse sand	77.6	17.5
Ottawa sand	13.1	2.5
Clay	5.7	0.85



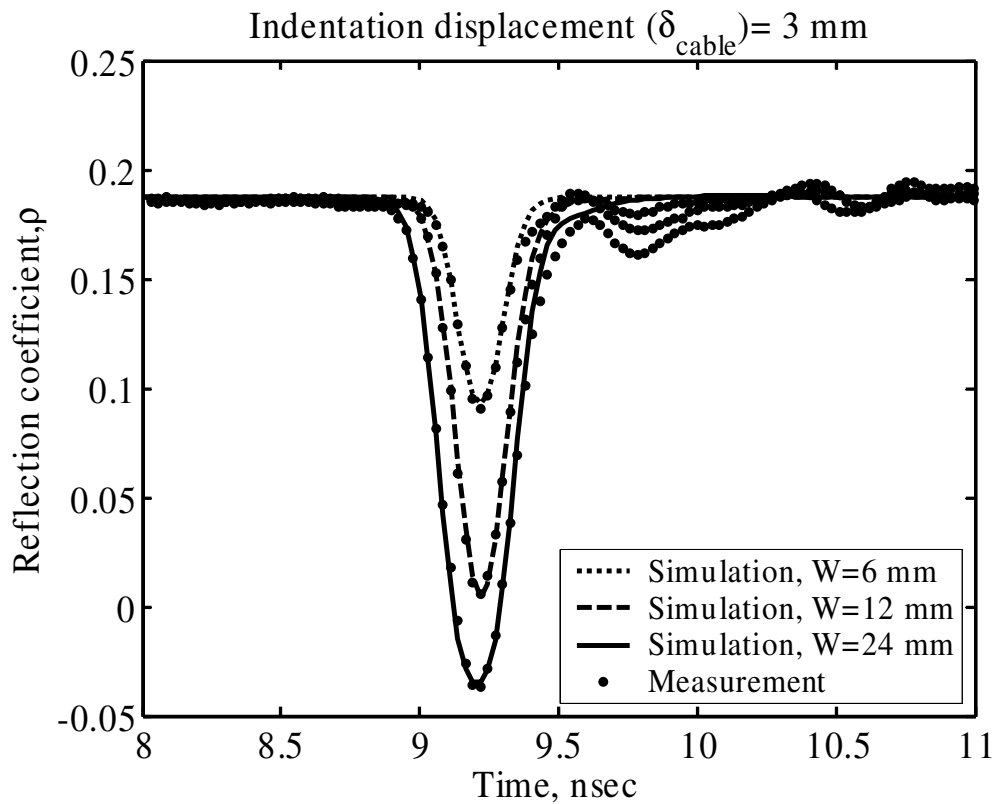
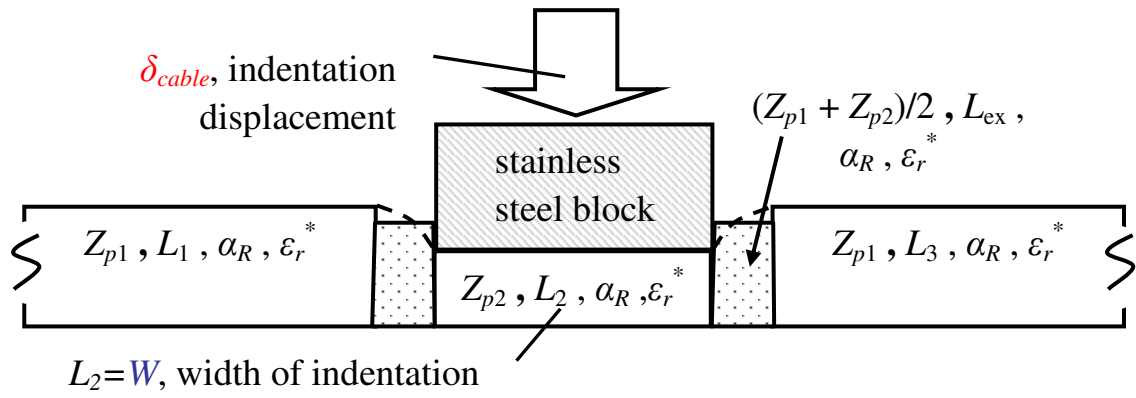
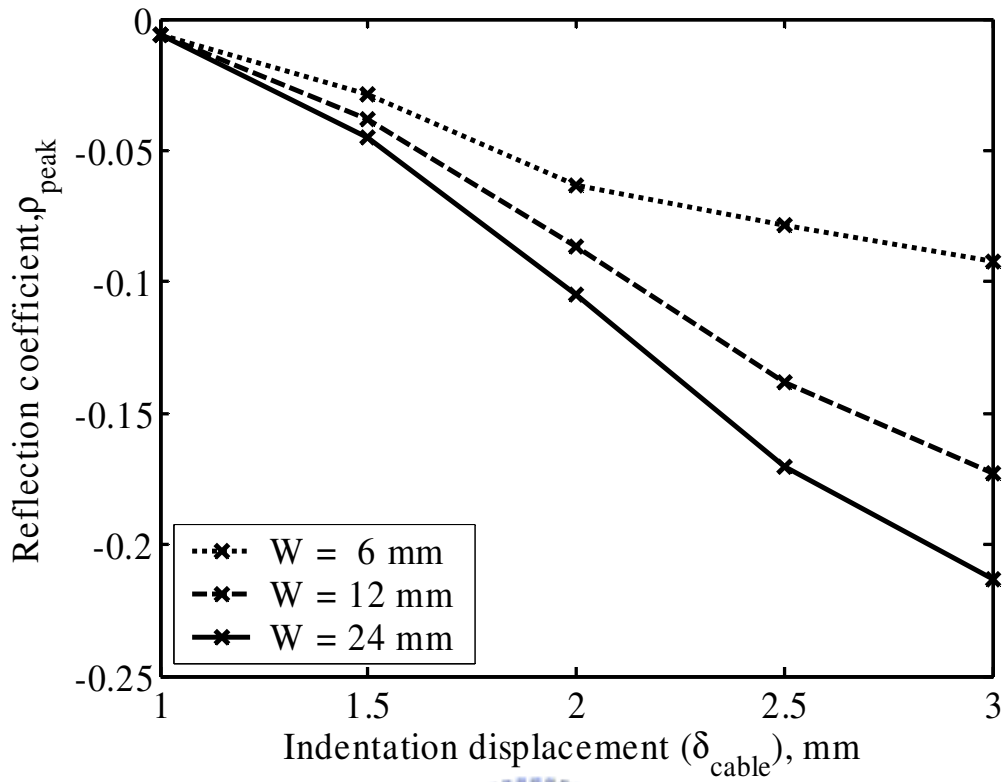
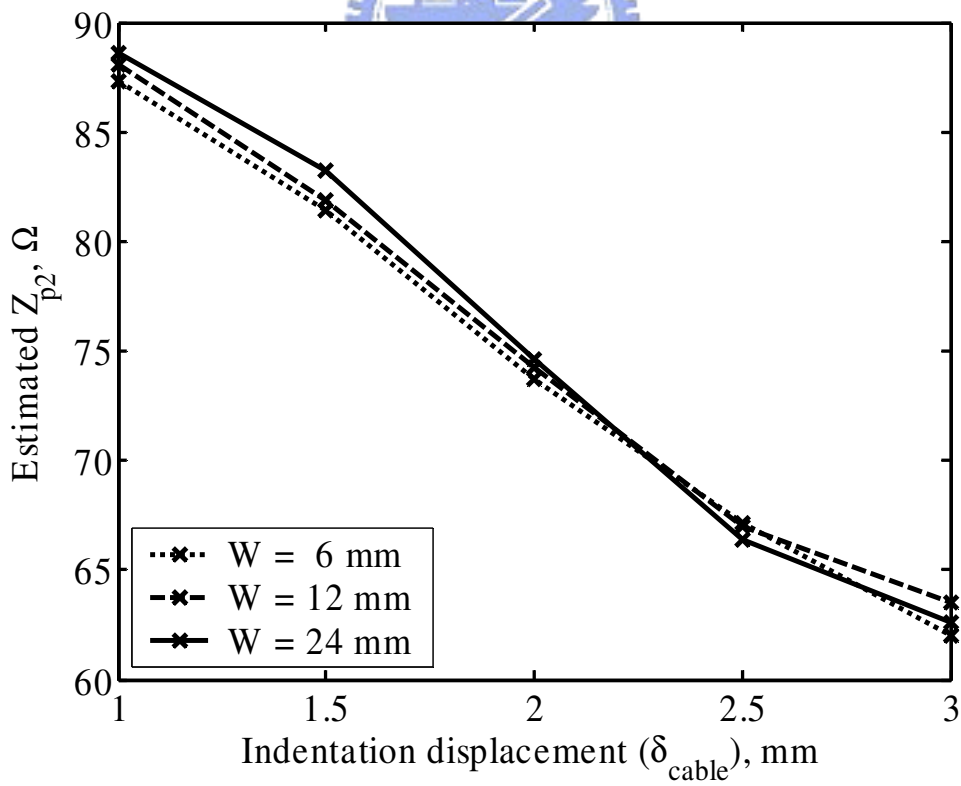


圖 5-1 (a)受壓纜線模擬模型，(b)同壓痕寬度下時域反射波形





(a)



(b)

圖 5-2 (a)壓痕試驗所得傳統  $\rho_{peak} - \delta$  關係，  
(b)以通用時域反射模型反算壓痕試驗所得  $Z_p - \delta$  關係

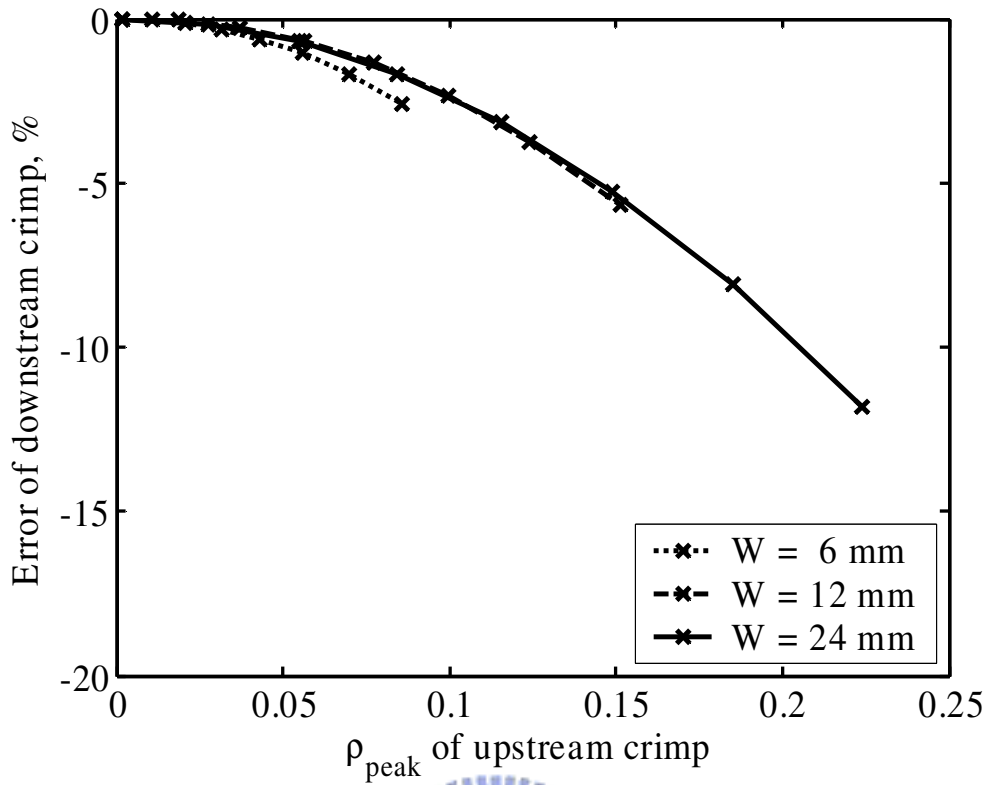


圖 5-3 前方壓痕(upstream crimp)所造成後方壓痕反射量估算誤差

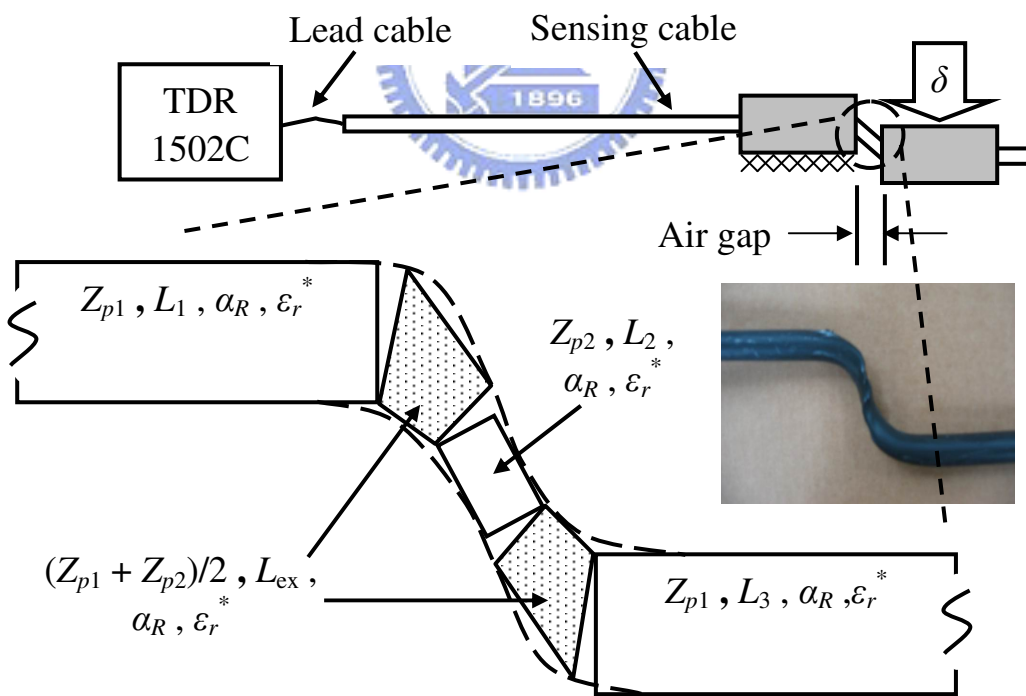
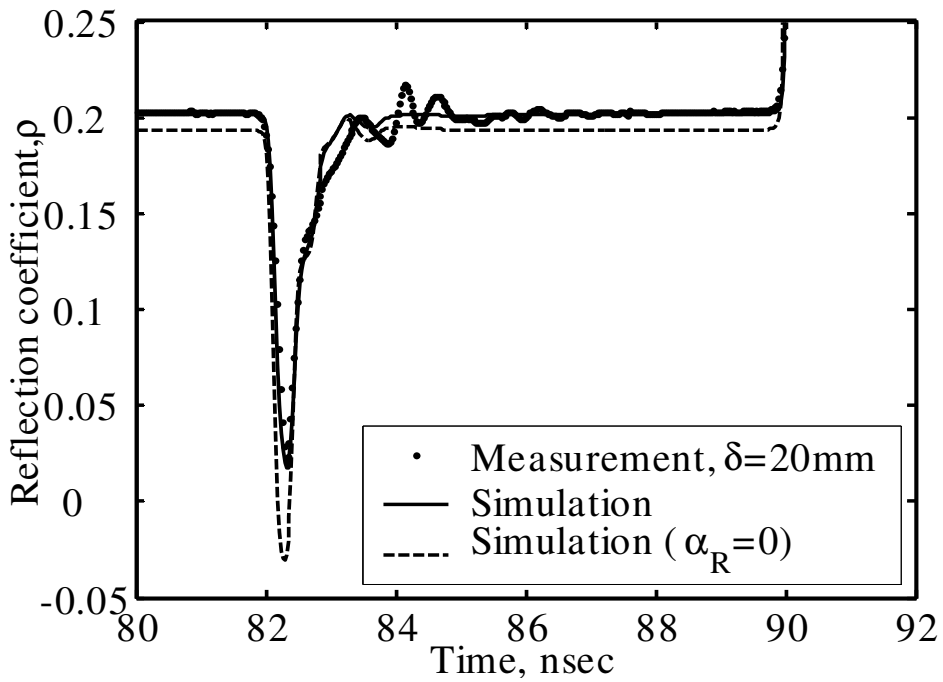
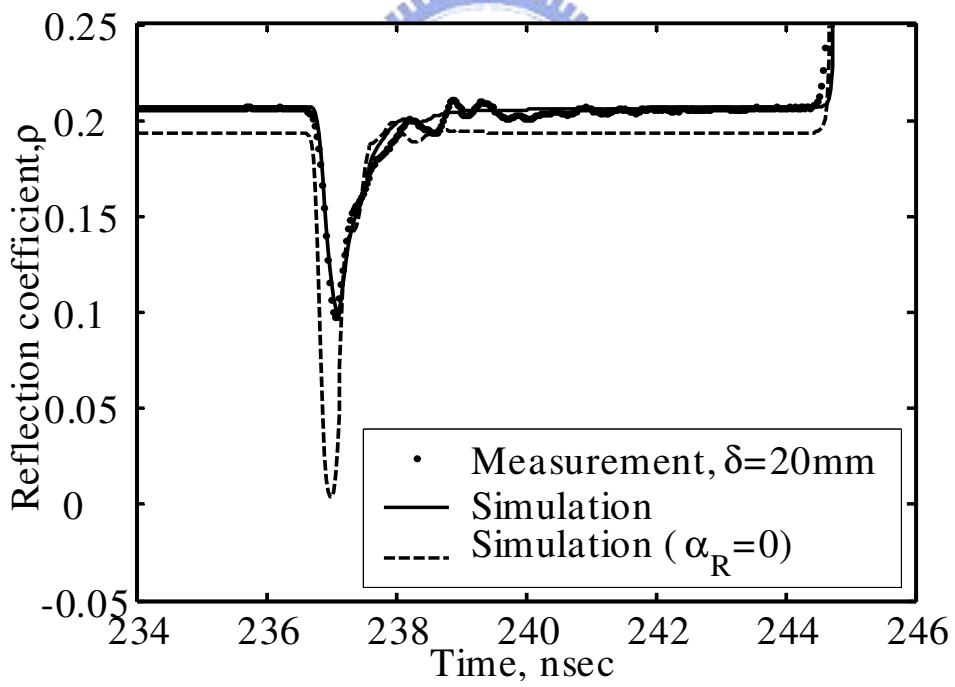


圖 5-4 局部剪力變形監測室內實驗設定與對應多段傳輸線模型

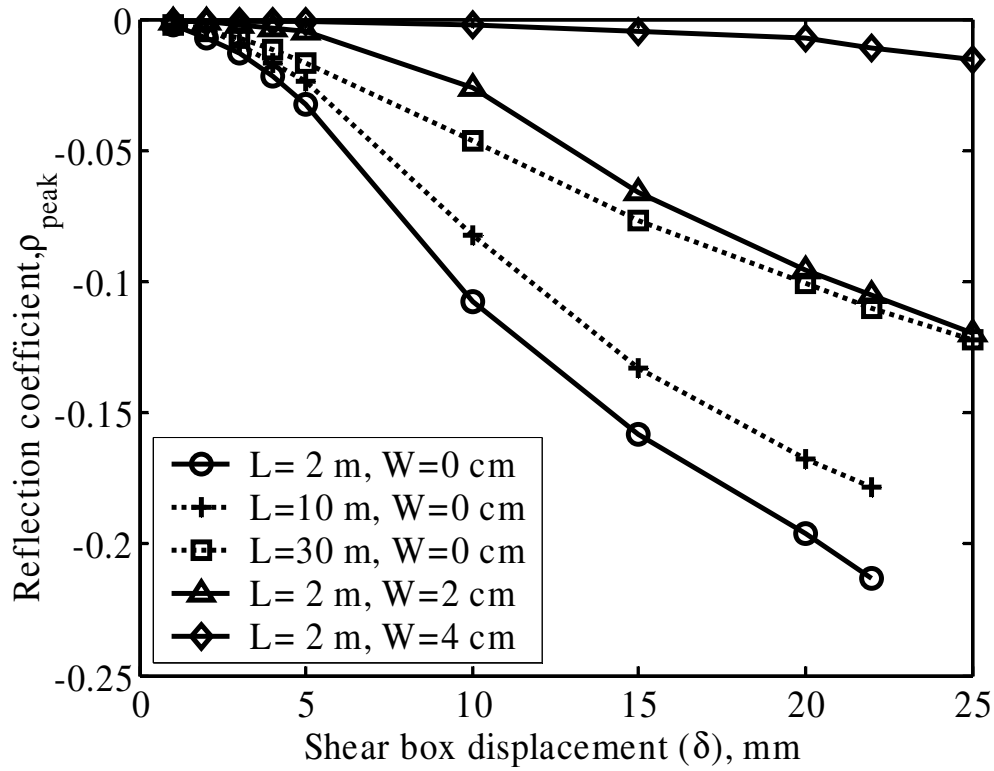


(a)

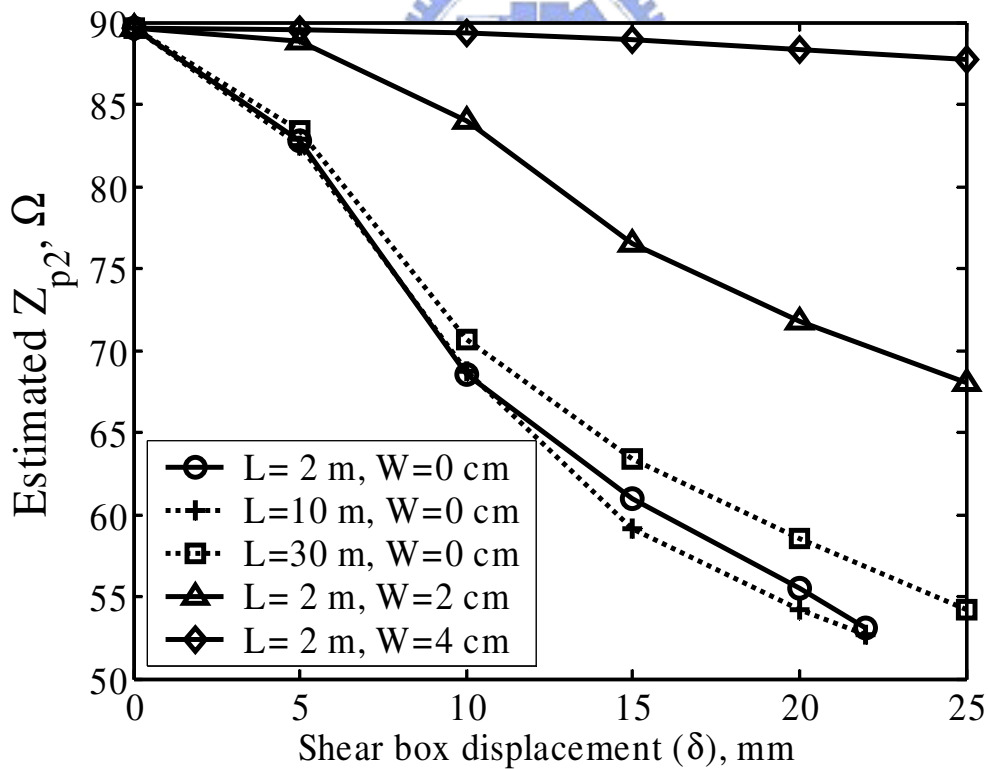


(b)

圖 5-5 20 mm 剪力變形量測與模擬波形比較，延長段(a)10 m，(b)30 m



(a)



(b)

圖 5-6 (a)以傳統反射係數，(b)以特徵阻抗與剪力盒位移關係比較

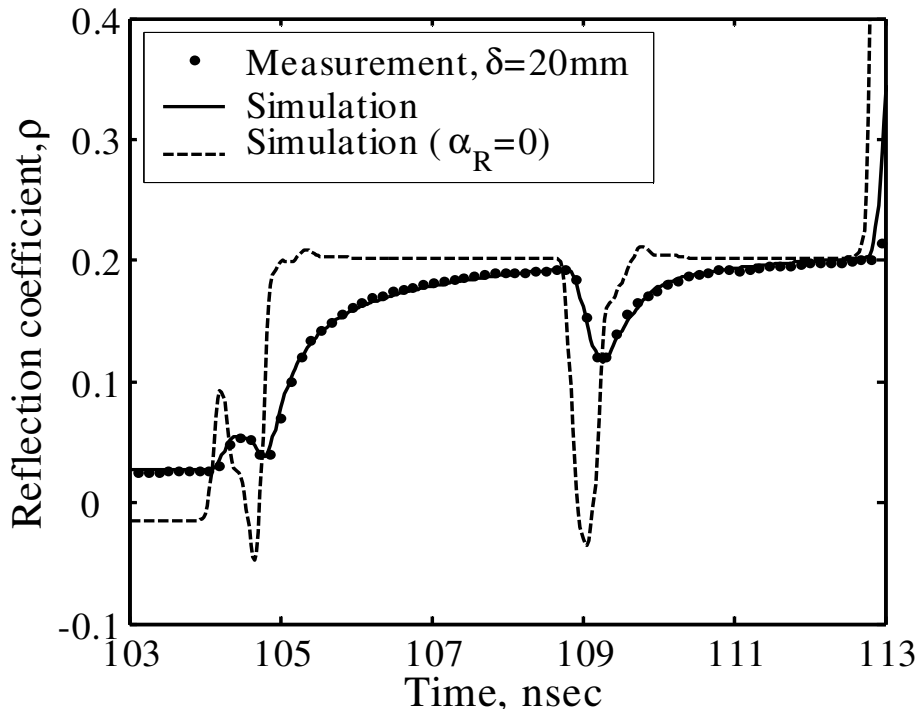


圖 5-7 接續 10 m RG-58A/U 延長線纜線影響驗證

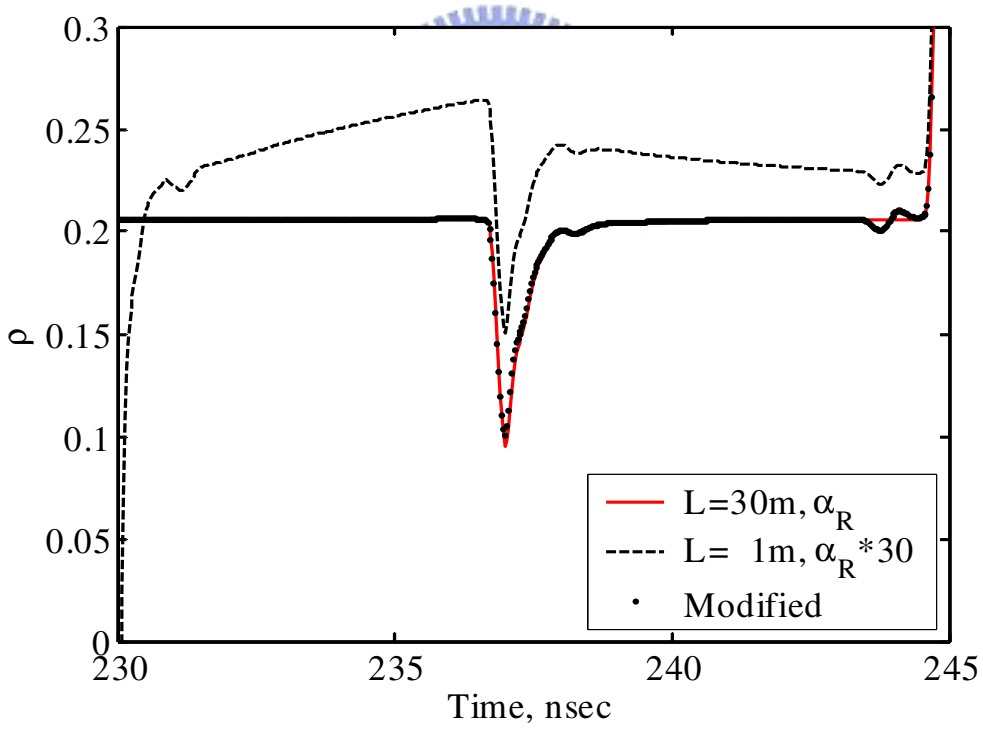
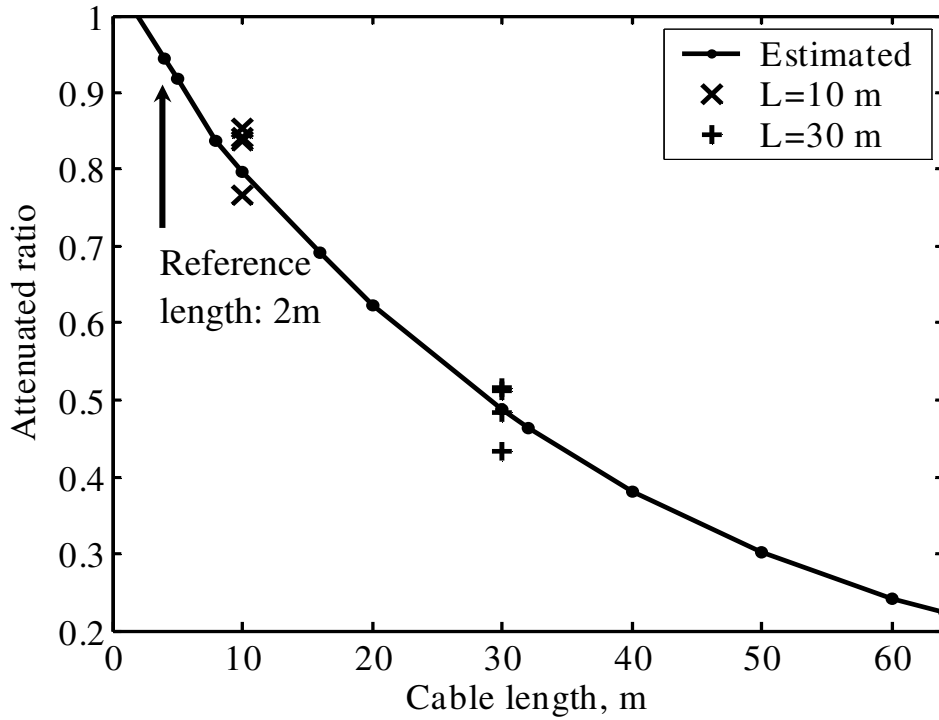
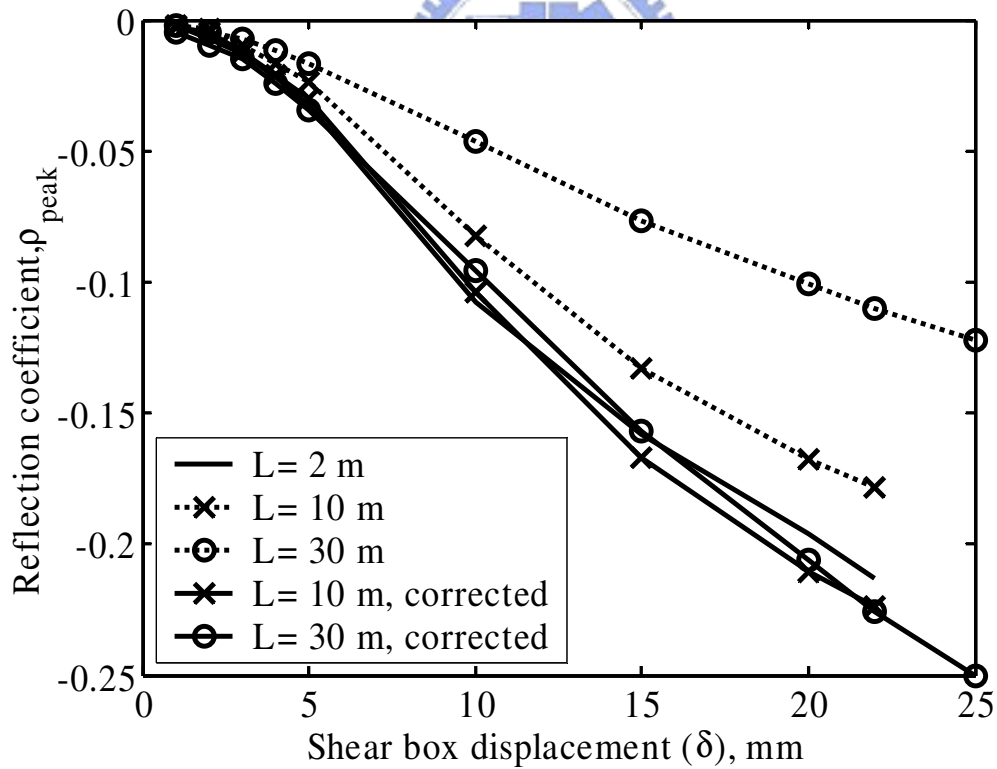


圖 5-8 等值電阻概念—應用於變形監測





(a)



(b)

圖 5-9 (a)簡易纜線電阻修正法所得影響曲線，(b)修正結果比較

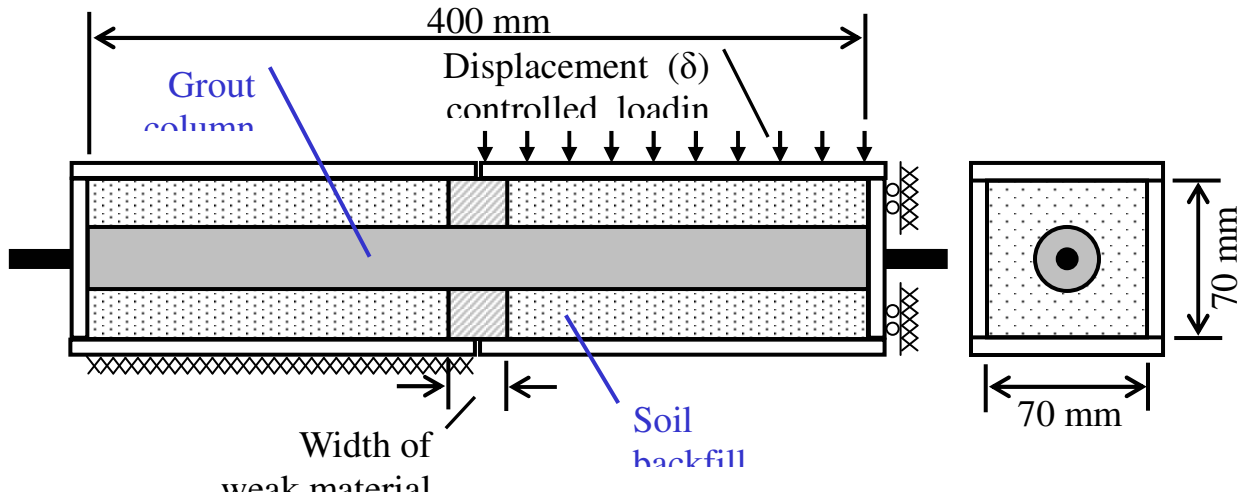


圖 5-10 土壤-灌漿-纜線組合物直剪試驗採用直剪盒

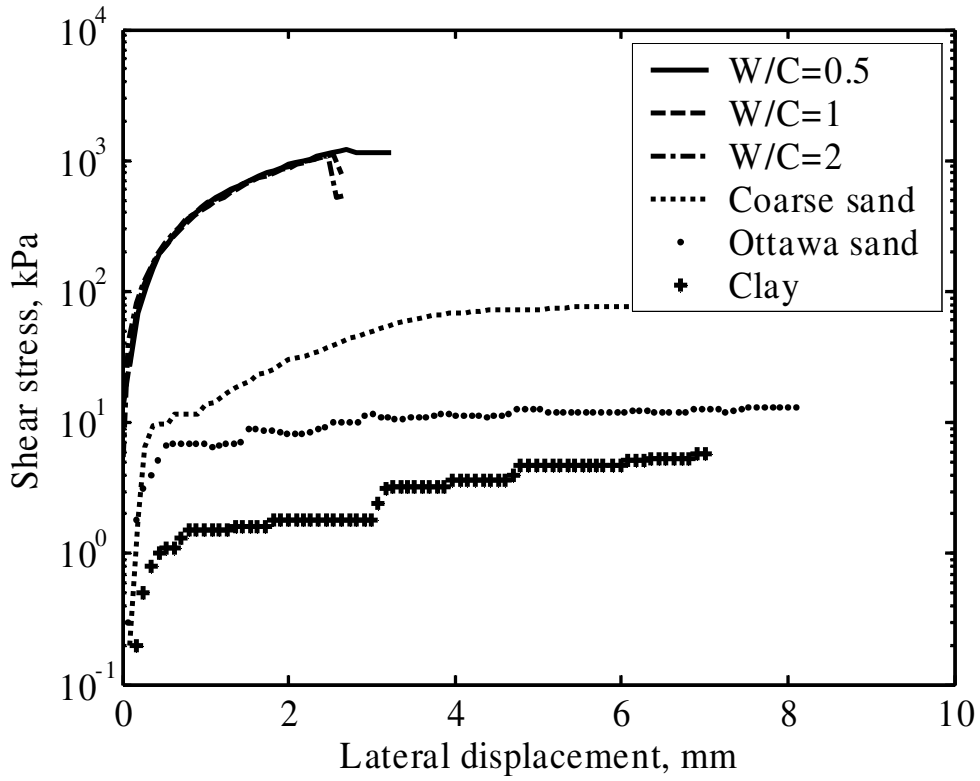


圖 5-11 應力-側向位移( $\gamma - \delta$ )曲線比較

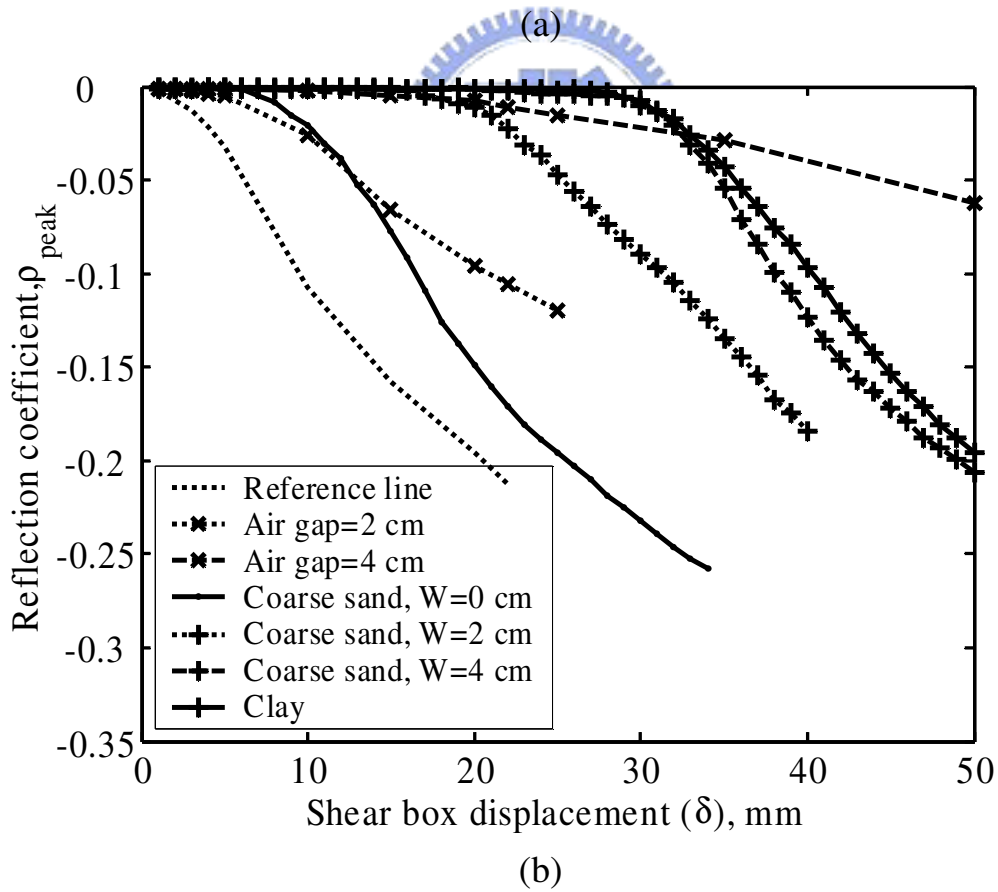
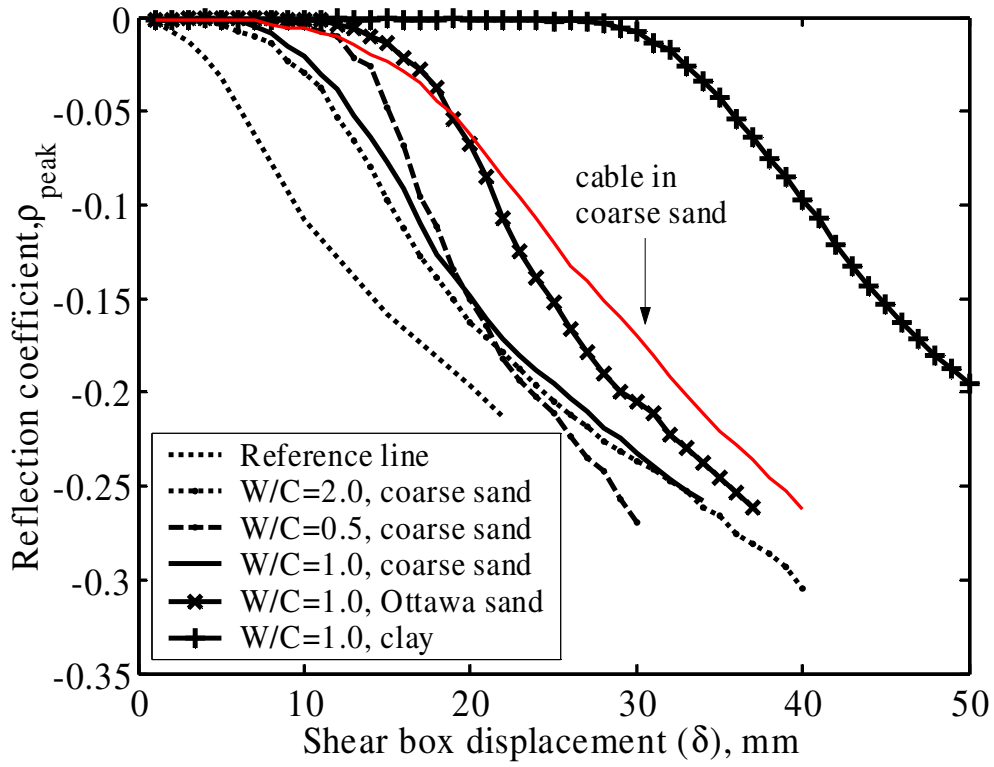


圖 5-12 (a)土壤-灌漿互制，(b)剪力帶對  $\rho_{peak} - \delta$  曲線影響

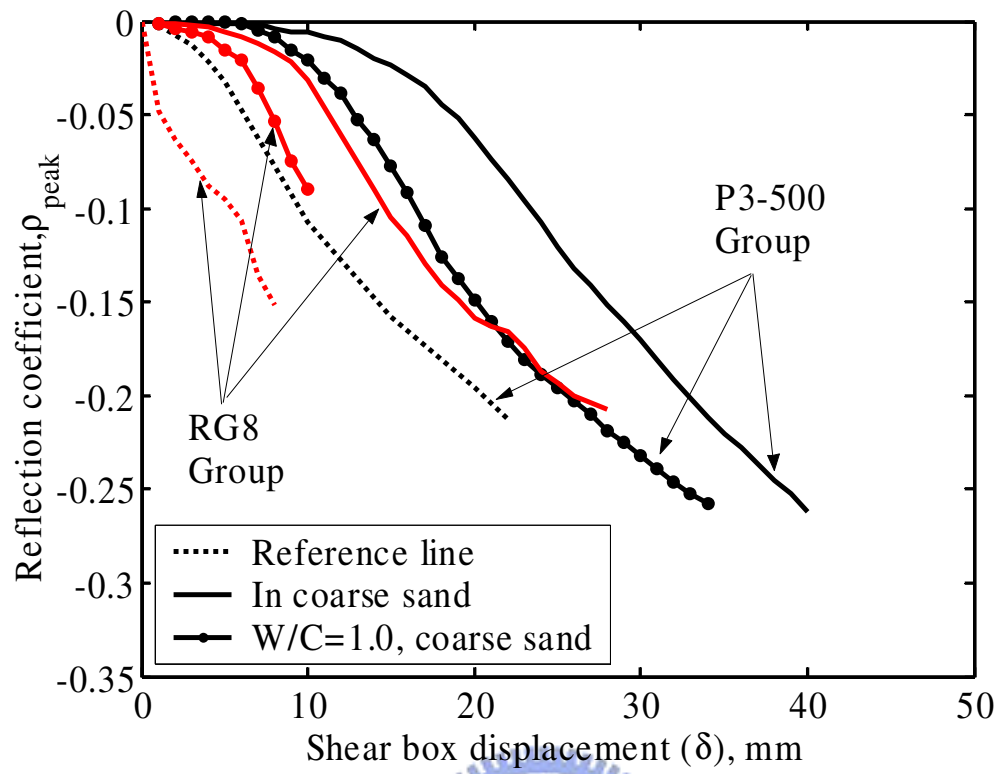


圖 5-13 網狀編織外導體纜線 RG8 與 P3-500 比較



# 第六章 結論與建議

## 6.1 結論

時域反射法(TDR)在大地工程量測與監測的應用越來越廣，衍生對於精確時域反射波傳模型的需求。特別是實務上常遭遇到延長線纜線電阻問題。本研究發展了有效率、完整、且具通用性的時域反射波傳模型，能同時考慮多重反射、介電頻散、以及纜線電阻等因素。本研究提出的多段系統時域反射波形模擬與標定程序，以長度、斷面幾何、介電特性與纜線電阻為長度( $L$ )、幾何阻抗( $Z_p$ )、等值相對介電度( $\epsilon_r^*$ )、以及纜線衰減因子( $\alpha_R$ )參數化每一單段均勻傳輸線，其中一至二個模型參數會因為監測的物理量而改變，端賴探頭設計與針對的應用而定。本模型能可靠且精確地模擬不同應用領域對應的時域反射波形，通盤性地釐清傳輸纜線電阻的相關影響，不僅可同時滿足監測與量測應用所需分析考量，也具有同時量測相異材料界面與特性(例如環工污染調查)的能力。

時域反射法逐漸被大量應用在土壤材料特性量測，纜線電阻造成導電度低估問題已可定量修正，但纜線電阻對於視介電度  $K_a$  的影響則不易修正。相較於視介電度，介電頻譜分析具有大的發展潛力，然而傳統時域反射波傳模型無法考慮實務上量測應用時，延長線所帶來纜線電阻影響。利用通用時域反射波傳模型分析介電頻譜，以適當的介電度模型可在高頻獲得良好結果，有助於建立介電頻譜實部高頻反應與含水量關係，以及延長線存在時的含水量監測應用。在低頻，可正確估算導電度，甚至未來應用於土壤分類的潛力，對於土壤科學、環境科學、農業工程、大地工程領域而言，具有極高的研究應用價值。

TDR 在大地工程另一項主要的應用是地層錯動監測，目前使用時域反射法監測土壤內的滑動面與量化該變形量仍然是件具挑戰性的工作，本研究針對纜線電阻，材料互制與剪力帶三個關鍵因子進行的詳盡的探討。通用時域反射波傳模型具有高精度、有效率、與穩定度，可模擬延長線與變形感測纜線相異的配置，精確模擬非常小的錯動區段，獲得不受纜線電阻影響的幾何阻抗與纜線變形關係。基於通用時域反射波傳模型所提出的簡易纜線電阻修正法，能有效分離電阻與變形量對於  $\rho_{peak}$  的影響，僅需標定一次纜線性質，以及施作一次獲得  $\rho_{peak} - \delta$  關係的剪力盒實驗即可獲得不同長度的纜線變形反應，大大增進工程上應用便利性。當纜線存在多重變形，雖然理論上前方變形將影響後方變形反射量，但根據文獻與本研究模擬顯示，在一般情況，現地多重變形影響可以忽略，簡易纜線電阻修正法仍可適用。



針對土壤-灌漿-纜線互制與剪力帶對於反射尖峰與滑動變形影響所施作一系列直剪盒室內實驗，顯示纜線變形所需初始啟動量( $\delta_0$ )隨周遭材料勁度減少或剪力帶寬增加而增加，但靈敏度( $S$ )則幾乎保持恆定，似乎不受現地土壤材料條件影響。即纜線初始剪動後相對變形可被量化，將有助於簡化現地應用難度。事實上，水泥灌漿易脆且抗張強度低，受剪時剪力面附近的灌漿圓柱產生張力裂縫造成弱帶，迫使纜線承受局部剪動，材料強度相應性問題(例如灌漿比周圍土壤堅硬)並不會減弱 TDR 反應，彎折無灌漿(亦即完美材料強度相應)的纜線所需土壤變形反而大於有灌漿的纜線。顯示實務上，確認灌漿比纜線堅硬比選擇最佳化灌漿相對重要且容易。

## 6.2 建議

本研究釐清纜線電阻對於材料電學性質量測與錯動變形監測的影響，並使長纜線的介電頻譜分析仍能精確，但高衰耗纜線對於時域反射波形各方面影響甚劇，建議實務上盡可能使用低衰耗纜線以將纜線電阻影響降到最低，再進行相關分析。另一方面，由於纜線電阻強烈影響短路波形穩態值，建議利用終端為短路的波形進行標定。

相較於視介電度，介電頻譜分析具有較好的發展潛力，但直接介電頻譜分析方法因為高頻訊雜較差且存在更複雜的複數模式導致高頻反算結果不佳，建議以適當曲線函數獲得高頻處結果，並從根本上改進量測系統設計，以全電磁場模擬探討不同量測系統尺寸與斷面設計的影響，使高頻資料所受干擾減至最低或求得更符合量測系統的散射函數，納入波傳模型模擬之中。通用時域反射波傳模型在低頻也具有土壤分類的潛力，未來可搭配非均勻取樣(nonuniform sampling)方法延長時域反射波形紀錄長度(降低最低量測頻率)，研究，例如土壤材料非均質性(heterogeneity)所造成受束制水極化等更低頻電學反應。

在時域反射應用於監測方面，簡易纜線修正法適用於一般情況，但在極少數不可忽略多重變形影響的情況，簡易纜線修正法將較不具適用性，建議利用通用時域反射波傳模型進行全波形分析，藉以同時妥善考慮多重變形與纜線電阻的影響。實務上建議採用具有低縮性與良好的現地工作性的  $W/C = 1.0$  水泥灌漿，如果可以的話，採用無收縮水泥更佳。對於過軟土壤，可考慮使用易造成顯著幾何斷面變形彎折的網狀外導體纜線，減少初始啟動量。現階段試驗受限於動力系統與現有直剪盒大小，可能存在尺寸效應，但上述新觀點應該仍值得參考。建議未來施作更符合現實的大尺寸直剪試驗進行驗證。

## 參考文獻

1. Aimone-Martin, C. T., Oravec, K. I., and Nytra, T. K., "TDR Calibration for Quantifying Rock Mass Deformation at WIPP Site, Carsbad, New Mexico," Proceedings of the Symposium on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining Applications, pp. 507-517, Evanston, Illinois, U.S. Bureau of Mines., Special Publication SP 19-94, September 7-9 1994.
2. Andrews, J. R., 1994, "Time Domain Reflectometry," Proceedings of the Symposium on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining Applications, pp. 4-13, Evanston, Illinois, U.S. Bureau of Mines, Special Publication SP 19-94, Ntis PB95-105789, September 7-9 1994.
3. Angeli, M. G., Gasparetto, P., Silvano, S., and Tonetti, G., "An Automatic Recording System to Detect the Critical Stability of Slopes," Proceedings, 5<sup>th</sup> International Symposium on Landslides, Vol. 1, A. A., pp.375-378, Lausanne, Balkema, Rotterdam, 1988
4. ASTM, D6565 Standard Test Method for Determination of Water (Moisture) Content of Soil by the Time-Domain Reflectometry (TDR) Method, ASTM International, West Conshohocken, PA. 2002.
5. Baker, T. H. W., Davis, J. L., Hayhoe, H. N.; and Topp, G. C., "Locating the Frozen-unfrozen Interface in Soils Using Time-domain Reflectometry," Canadian Geotechnical Journal, Vol. 19, No. 4, pp. 511-517, 1986.
6. Baker, J. M., and Allmaras, R. W., "System for Automating and Multiplexing Soil Moisture Measurement by Time-domain Reflectometry," Soil Science Society of American Journal, Vol. 54, pp. 1-6, 1990.
7. Ball. James A.R., "Characteristic Impedance of Unbalanced TDR Probes," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 51, No. 3, pp. 532-536, 2002.
8. Benson, C. H. and Bosscher, P. J., "Time-domain Reflectometry (TDR) in Geotechnics: a Review, Nondestructive and Automated Testing for Soil and Rock Properties." ASTM SPT 1350, W. A. Marr, C. E. Fairhurst, eds., American Society for Testing and Materials, West Conshohocken, PA, 1999.
9. Blackburn, J. T., and Dowding, C. H., "Finite-element Analysis of Time Domain Reflectometry Cable-grout-soil Interaction," Journal of Geotechnical and Geoenvironmental Engineering, Vol. 130, No. 3, pp.

231-239, 2004.

10. Bonnard, C. and Steinmann, G., "Continuous Measurement of Landslide Measurements," Geotechnical Instrumentation in Practice: Purpose, Performance and Interpretation, Institution of Civil Engineers, pp. 177-189, Thomas Telford, London, UK, 1990.
11. Birchak, J. R., Gardner, C. G., Hipp, J. E. and Victor, J. M. , "High Dielectric Constant Microwave Probes for Sensing Soil Moisture," Proceedings IEEE, Vol. 62, pp 93-98, 1974.
12. Campbell, J. E., "Dielectric properties and influence of conductivity in soils at one to fifty megahertz," Soil Science Society of American Journal, Vol. 54, pp. 322-341, 1990
13. Carlos Manoel Pedro Vaz, and Jan W. H., "Simultaneous Measurement of Soil Penetration Resistance and Water Content with a Combined Penetrometer–TDR Moisture Probe," Soil Science Society of American Journal, Vol. 65 pp. 4-12, 2001a.
14. Carlos Manoel Pedro Vaz, Luis H. B., and Jan W. H., "Contribution of Water Content and Bulk Density to Field Soil Penetration Resistance as Measured by a Combined Cone Penetrometer–TDR Probe," Soil and Tillage Research, Vol. 60, pp. 35-42, 2001b.
15. Castiglione, P. and Shouse, P. J., "The Effect of Ohmic Cable Losses on Time-Domain Reflectometry Measurements of Electrical Conductivity," Soil Science Society of American Journal, Vol. 67, pp. 414-424, 2003.
16. Chen, Y. and Or, D., "Effects of Maxwell-Wagner Polarization on Soil Complex Dielectric Permittivity under Variable Temperature and Electrical Conductivity," Water Resources Research, Vol. 24, W06424, 14 pp, 2006.
17. Cheng, D. K., Field and Wave Electromagnetics, 2<sup>nd</sup> ed. Addison-Wesley, USA, 1989.
18. Chou C. J., "Development of TDR Cone and Bore Hole Device," National Chiao Tung University, Taiwan, M.S. Thesis, 2001.
19. Claerbout, J., Fundamentals of Geophysical Data Processing, McGraw-Hill, New York, 1976.
20. Clarkson, T. S., Glasser, L., Tuxworth, R. W., and Williams, G., "An Appreciation of Experimental Factors in Time-Domain Spectroscopy," Advance Molecular Relaxation Processes, Vol. 10, pp. 173-202, 1977.
21. CommScope, Cable Manufacture Specifications, Hickory, North Carolina, 1995.

22. Cole, K. S. and Cole, R. H., "Dispersion and Absorption in Dielectrics: I. Alternating Current Characteristics," Journal of Chemical Physics, Vol. 9, pp. 341-351, 1941.
23. Corominas, J., Moya, J., Lloret, A., Gili, J. A., Angeli, Pasuto, A., Silvano, S., "Measurement of Landslide Displacements Using a Wire Extensometer," Engineering Geology, Vol. 55, pp. 149-166, 2000.
24. Davidson, C. W., Transmission Lines for Communications, MacMillan, New York, 1978.
25. Dalton, F. N., "Development of Time-Domain Reflectometry for Measuring Soil Water Content and Bulk Soil Electrical Conductivity," In G. C. Topp et al. (ed.) Advances in Measurement for Soil Physical Properties: Bringing Theory into Practice, Soil Science Society of American Special Publication, 30. Soil Science Society of American, Madison, WI., pp. 143-167, 1992
26. Dasberg, S., and Hopmans, J. W., "Time domain reflectometry field measurements of soil water content and electrical conductivity," Soil Science Society of American Journal, Vol. 56, pp. 1341-1345, 1992.
27. Davis, J. L., and Annan, A. P., "Electromagnetic Detection of Soil Moisture: Progress Report 1," Canadian Journal of Remote Sensing, Vol. 3, No. 1, pp. 76-86, 1977.
28. Debye, P., Polar Molecules, Dover, New York, 1929.
29. Dirksen, C. and Dasberg, S., "Effects of Bound Water and Bulk Density on Calibration of Soil Water Content Measurement by Time Domain Reflectometry," Soil Science Society of American Journal, Vol. 57, pp. 660-667, 1993.
30. Dowding, C. H. and F.-C., Huang, "Early Detection of Rock Movement with Time Domain Reflectometry," Journal of Geotechnical Engineering, Vol. 120, pp. 1413-1427, 1994.
31. Dowding, C. H. and Pierce, C. E., "Measurement of Localized Failure Planes in Soil with Time Domain Reflectometry," Proceedings of the Symposium on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining Applications, pp. 569-578, Evanston, Illinois, U.S. Bureau of Mines, Special Publication SP 19-94, NTIS PB95-105789, September 7-9 1994a.
32. Dowding, C. H. and Pierce, C. E., "Use of Time Domain Reflectometry to Detect Bridge Scour and Monitor Pier Movement," Proceedings of the Symposium on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining Applications, pp. 579-587, Evanston, Illinois, U.S. Bureau of Mines, Special Publication SP



19-94, NTIS PB95-105789, September 7-9 1994b.

33. Dowding, C. H., Huang, F.-C., and McComb, P. S., "Water Pressure Measurement with Time Domain Reflectometry Cables," Geotechnical Testing Journal, Vol. 19, No. 1, pp. 58-64, 1996.
34. Dowding, C. H., Su, M.-B., and O'Connor, K. M., "Principles of Time Domain Reflectometry Applied to Measurement of Rock Mass Deformation," International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences, Vol. 25, No. 5, pp.287-297, 1988.
35. Dowding, C. H., Su, M.-B., and O'Connor, K. M., "Measurement of Rock Mass Deformation with Grouted Coaxial Antenna Cables," Rock Mechanics and Rock Engineering, Vol. 22, pp. 1-23, 1989.
36. Dowding, C. H., and O'Connor, K. M., "Comparison of TDR and inclinometers for slope monitoring." Geotechnical Special Publication, No. 106, pp. 80-90, 2000.
37. Dowding, C. H., Pierce, C. E., and Cole, R. G., "Surveillance of Soil Slope Stability with Compliant Coaxial Cables," Proceedings of the Second International Symposium and Workshop on Time Domain Reflectometry for Innovative Geotechnical Applications, Infrastructure Technology Institute, Northwestern University, Evanston, IL, 2001.
38. Dowding, C. H., Summers, J. A., Taflove, A., and Kath, W. L., "Electromagnetic Wave Propagation Model for Differentiation of Geotechnical Disturbances Along Buried Cables," Geotechnical Testing Journal, Vol. 25, No. 4, pp. 449-458, 2002.
39. Dworak, R. A., Jordan A. G., and Thorne, J. S., Time Domain Relectometer Microcomputer (contract H0346138), BuMines OFR 106-77, 1977.
40. Dunicliff, J., Geotechnical Instrumentation for Monitoring Field Performance, John Wiley, New York, 1993.
41. Fellner-Feldegg, J., "The Measurement of Dielectrics in the Time Domain," Journal of Physical Chemistry, Vol.73, pp. 616-623, 1969.
42. Feng, W., Lin, C. P., Deschamps, R. J., and Drnevich, V. P. "Theoretical Model of a Multisection Time Domain Reflectometry Measurement System," Water Resources Research, Vol. 35, pp. 2321-2331, 1999.
43. Friel, R., and Or, D., "Frequency analysis of time-domain reflectometry (TDR) with application to dielectric spectroscopy of soil constituents," Geophysics, Vol. 64, pp. 707-718, 1999.
44. Frolik, J. L. and Yagle, A. E., "Forward and Inverse Scattering for



Discrete Layerd Lossy and Absorbing Media,” IEEE Transaction on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 44, No. 9, pp. 710-722, 1997.

45. Giese, K. and Tiemann, R., “Determination of the complex permittivity from thin-sample time domain reflectometry: Improved analysis of the step response wave form,” Advance Molecular Relaxation Processes, Vol. 7, pp. 45-59, 1975.
46. Hasted, J. B., Aqueous Dielectrics, Chapman and Hall, London, 1973.
47. Heath, M. T., Scientific Computing: an Introductory Study, WCB/McGraw-Hill, Boston, 1997.
48. Heimovaara, T. J., “Comments on “Time Domain Reflectometry Measurements of Water Content and Electrical Conductivity of Layered Soil Columns,” Soil Science Society of American Journal, Vol. 56, pp. 1567-1568, 1992.
49. Heimovaara, T. J., “Design of Triple-Wire Time Domain Reflectometry Probes in Practice and Theory,” Soil Science Society of American Journal, Vol. 57, pp. 1410-1417, 1993.
50. Heimovaara, T. J., “Frequency Domain Analysis of Time Domain Reflectometry Waveforms: 1 Measurement of the Complex Dielectric Permittivity of Soils,” Water Resources Research, Vol. 30, No. 2, pp. 189-199, 1994a.
51. Heimovaara, T. J., “Frequency Domain Analysis of Time Domain Reflectometry Waveforms: 2 A four-component complex dielectric mixing model for soils,” Water Resources Research, Vol. 30, No. 2, pp. 201-209, 1994b.
52. Heimovaara, T. J., and Bouten, W., “A Computer-controlled 36-Channel Time Domain Reflectometry System for Monitoring Soil Water Contents,” Water Resources Research, Vol. 26, pp. 2311-2316, 1990.
53. Heimovaara, T. J., and de Water, E., A Computer Controlled TDR System for Measuring Water Content And bulk Electrical Conductivity of Soils, Rep. 41. Laboratory of Physical Geography and Soil Science, University of Amsterdam, Amsterdam, 1993.
54. Heimovaara, T. J., Focke, A. G., Bouren, W. and Verstrate, J. M., “Assessing Temporal Variations in Soil Water Composition with Time Domain Reflectometry,” Soil Science Society of American Journal, Vol. 59, pp. 689-698, 1995.
55. Heimovaara, T. J., de Winter, E. J. G., van Loon, W. K. P., and Esveld,

- D. C., "Frequency-Dependent Dielectric Permittivity from 0 to 1 GHz: Time Domain Reflectometry Measurements Compared with Frequency Domain Network Analyzer Measurements," Water Resources Research, Vol. 32, No. 12, pp. 3603-3610, 1996.
56. Heimovaara, T. J., Huisman, J. A., Vrugt, J. A., and Bouten W., "Obtaining the Spatial Distribution of Water Content along a TDR Probe Using the SCEM-UA Bayesian Inverse Modeling Scheme," Vadose Zone Journal, No. 3, p. 1128-1145, 2004.
  57. Herkelrath, W. N., Hamburg, S. P., and Murphy, F., "Automatic, Real-time Monitoring of Soil Moisture in a Remote Field Area with Time-domain Reflectometry," Water Resources Research, Vol. 27, pp. 857-864, 1991.
  58. Hilhost, M. A. and Dirkson, C., "Dielectric Water Content Sensors: Time Domain versus Frequency Domain," Symposium and Workshop on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining Applications, pp. 23-33, Evanston, Illinois. Special Publication. SP 19-94, September 7-9 1994.
  59. Hilhorst, M. A., "Dielectric characterization of soil," Wageningen Agric. Univ., Wageningen, Netherlands, Ph.D. thesis, 1998.
  60. Hokett, S. L., Russell, C. E. and Gillespie, D. R., "Water Level Detection During Drilling Using Time Domain Reflectometry," Proceedings of the Symposium on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining Applications, pp. 259-269, Evanston, Illinois, U.S. Bureau of Mines, Special Publication SP 19-94, NTIS PB95-105789, September 7-9 1994.
  61. Huisman, J. A., and Bouten, W., "Comparison of Calibration and Direct Measurement of Cable and Probe Properties in Time Domain Reflectometry," Soil Science Society of American Journal, Vol. 55, pp 938-943, 1999.
  62. Huisman, J. A., Weerts, A. H., Heimovaara, T. J., and Bouten, W., "Comparison of Travel Time Analysis and Inverse Modeling for Soil Water Content Determination with Time Domain Reflectometry," Water Resources Research, Vol. 38, No. 6, pp. 1021-1029, 2002.
  63. Kachanoski, R. G., Pringle, E., and Ward, A., "Field Measurement of Solute Travel Times Using Time Domain Reflectometry," Soil Science Society of American Journal, Vol. 56, pp. 47-52, 1992.
  64. Kim, M. H., "Quantification of Rock Mass Movement with Grouted Coaxial Cables," Northwestern University, Evanston, Illinois, M.S. Thesis, 65 pp, 1989.

65. Klemunes, J. A., Mathew, W. W., and Lopez, Jr. A., "Analysis of Methods Used in Time Domain Reflectometry Response," Transportation Research Record, 1548, pp 89-96, 1997.
66. Knight, J. H., White, I., and Zegelin, S. J., "Sampling Volume of TDR Probes for Water Content Monitoring," Proceedings of the symposium on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining Applications, pp. 93-104, Evanston, Illinois, U.S. Bureau of Mines, Special Publication SP 19-94, 1994, NTIS PB95-105789, September 7-9 1994.
67. Krauss, J. D., Electromagnetics, McGraw-Hill, New York, 1984.
68. Kroll, C., "Numerical Simulation of Measurement Time Domain Reflectionetry Signatures," Northwestern University, Evanston, Illinois, M.S. thesis, 1997.
69. Ledieu, J., De Ridder, P., De Clerck, P., and Dauterbande, S., "A Method of Measuring Soil Moisture by Time-domain Reflectometry," Journal of Hydrology, Vol. 88, pp. 319-328, 1986.
70. Lin, C.-P., "Time Domain Reflectometry for Soil Properties," Purdue University, U.S, Ph.D. dissertation, 1999.
71. Lin, C.-P., Drnevich, V. P., Feng, W., and Deschamps, R. J., "Time Domain Reflectometry for Compaction Quality Control," Use of Geophysical Methods in Construction, Geotechnical Special Publication No. 108, ASCE, pp. 15-34, August 2000.
72. Lin, C.-P., "Frequency Domain versus Travelttime analyses of TDR waveforma for Soil Moisture Measuremetns," Soil Science Society of American Journal, Vol. 67, pp. 720-729, 2003a.
73. Lin, C.-P., "Analysis of a Non-uniform and Dispersive TDR Measurement System with Application to Dielectric Spectroscopy of Soils," Water Resources Research, Vol. 39, No.1, p SBH61-SBH611, 2003b.
74. Lin, C.-P., Tang, S.-H., and Chung, C.-C., "Development of TDR Penetrometer through Laboratory Investigations: 1. Measurement of Soil Dielectric Constant" Geotechnical Testing Journal, July, Vol. 29, No. 4, p 306-313, 2006a.
75. Lin, C.-P., Chung, C.-C., and Tang, S.-H., "Development of TDR Penetrometer through Laboratory Investigations: 2. Measurement of Soil Electrical Conductivity" Geotechnical Testing Journal, July, Vol. 29, No. 4, p 314-321, 2006b.
76. Lin, C.-P. and Tang, S.-H., "Development and Calibration of a TDR Extensometer for Geotechnical Monitoring," Geotechnical Testing

Journal, Vol. 28, No. 5, September, p 464-471, 2005.

77. Lin, C.-P. and Tang, S.-H., "Comprehensive Wave Propagation Model to Improve TDR Interpretations for Geotechnical Applications," Geotechnical Testing Journal, Vol. 30, Paper ID: GTJ100012, 2007.
78. Lin, C.-P., Chung, C.-C., and Tang, S.-H. "Accurate TDR Measurement of Electrical Conductivity Accounting for Cable Resistance and Recording Time," Soil Science Society of America Journal (under reviews).
79. Magnusson, P. G., Alexander, G. C., Tripathi, V. K., Transmission Lines and Wave Propagation, 3<sup>rd</sup> ed., CRC. Boca Raton, 1992.
80. Miner, G. F., Lines and Electromagnetic Fields for Engineers, Oxford University Press, New York, 1996.
81. Mooijeer, H., Microwave Techniques, Macmillan, London, 1971.
82. Nelder, J. A. and Mead, R., "A Simplex Method for Function Minimization," Computer Journal, Vol. 7, pp. 308-313, 1965.
83. O'Connor, K. M., Development of a System for Highwall Monitoring Using Time Domain Reflectometry, U.S. Bureau of Mines Sum. Report, prepared for Sincru Research Ltd., Edmonton, August 1991.
84. O'Connor, K. M. and Dowding, C. H., "Application of Time Domain Reflectometry to Mining," Proceedings of 25<sup>th</sup> Symposium of Rock Mechanics pp. 737-746, Northwestern University, Evanston, Illinois, 1984.
85. O'Connor, K. M. and Dowding, C. H., GeoMeasurement by Pulsing TDR and Probes, CRC Press LLC, 1999.
86. O'Connor, K. M., Peterson, D. E., and Lord, E. R., "Development of a Highwall Monitoring System using Time Domain Reflectometry," Proceeding, 35<sup>th</sup> U.S. Symposium of Rock Mechanics, pp. 79-84, Reno, Nevada, June 1995,.
87. Ogata, K., Modern Control Engineering, 3<sup>rd</sup> ed. Prentice-Hall, Inc, 1997.
88. Or, D., and Wraith, J. M., "Temperature Effects on Soil Bulk Dielectric Permittivity Measured by Time Domain Reflectometry: a Physical Model," Water Resources Research, Vol. 35, pp. 371-383, 1999.
89. Or, D., Hartwell, T., Fisher, B., Hubscher, R. A., and Wraith, J. M., "WinTDR99-User Guide", Utah Agric. Exp. Sta. Res. Rep., Logan, UT, 1998.

90. Pierce, C. E. and Dowding, C. H., "Long-term Monitoring of Bridge Pier Integrity with Time Domain Reflectometry Cables," Proceeding of Conference and Exposition of Sensors and Systems, *Sensors Magazine*, pp. 399-406, 1993.
91. Pierce, C. E., Bilaine, C., Huang, F.-C., and Dowding, C.H. 1994, "Effects of Multiple Crimps and Cable Length on Reflection Signatures from Long Cables," Proceedings of the Symposium on Time Domain Reflectometry in Environmental, Infrastructure, and Mining applications, pp.540-554, Northwestern University Evanston, Illinois, September 7-9 1994.
92. PermAlert ESP, "Leak Detection/Location Systems," Niles, Illinois, 1995
93. Press, W. H., Flannery, B. P., Teukolsky, S. A., and Vetterling, W. T., Numerical Recipes, Cambridge University Press, New York, 1986.
94. Proponatorios, E. N. and Wing, O., "Analysis and Intrinsic Properties of the General Non-uniform Transmission Lines," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 15, pp. 142-150, 1967.
95. Purvance, D. T., and Andricevic, R., "On the Electrical-hydraulic Conductivity Correlation in Aquifers," Water Resources Research, Vol. 36, pp. 2905-2913, 2000.
96. Ramo, S., Whinnery, J. R. and Van Duzer, T., Fields and Waves in Communication Electronics, 3<sup>rd</sup> ed., John Wiley, New York, 1994.
97. Reece, C. F., "Simple Method for Determining Cable Length Resistance in Time Domain Reflectometry Systems," Soil Science Society of American Journal, Vol. 62, No. 3, pp. 314-317, 1998.
98. Robinson D. A., Jones S. B., Wraithc J. M., Ord D., and Friedmane S. P., "A Review of Advances in Dielectric and Electrical Conductivity Measurement in Soils Using Time Domain Reflectometry," Vadose Zone Journal, No.2, pp. 444-475, 2003
99. Ross, G. F., "Apparatus and Method for Measuring the Level of a Contained Liquid," U.S. Patent No. 3,832,900, 1974.
100. Ross, G. F., "Apparatus and Method for Sensing a Liquid with a Single Wire Transmission Line," U.S. Patent No. 3,995,212, 1976.
101. Roth, K., Schulin, R., Fluhler, H., and Attinger, W., "Calibration of Time Domain Reflectometry for Water Content Measurement Using a Composite Dielectric Approach," Water Resources Researuch, Vol. 26, pp. 2267-2273, 1990.
102. Sen, P. N., Scala, C., and Cohen, M. H., "A Self-similar Model dor Sedimentary Rocks with Application to the Dielectric Constant of



- Fused Glass Beads,” Geophysics, Vol. 46, No. 5, pp. 781-785, 1981.
103. Siddiqui, S. I. and Drnevich, V. P., Use of Time Domain Reflectometry for the Determination of Water Content and Density of Soil, FHWA/IN/JHRP-95/9, Purdue University, 1995.
104. Siddiqui, S. I., Drnevich, V. P., and Deschamps, R. J., “Time Domain Reflectometry Development for Use in Geotechnical Engineering,” Geotechnical Testing Journal, Vol. 23, No. 1, pp. 9-20, 2000.
105. Stogryn, A., “Equations for calculating the dielectric constant of saline water,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-19: 733–736, 1971.
106. Su, M.-B., “Quantification of Cable Deformation with Time Domain Reflectometry,” Ph.D. Dissertation, Northwestern University, Evanston, Illinois, 1987.
107. Su, M.-B., and Chen, Y.-J., “Multiple Reflection of Metallic Time Domain Reflectometry,” Experimental Techniques, Vol. 22, No. 1, pp. 26-29, 1998.
108. Su, M.-B., and Chen, Y.-J., “TDR Monitoring for Integrity of Structural Systems,” Journal of Infrastructure Systems, Vol. 6, No. 2, pp. 67-72, 2000.
109. Taflove, A., Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time Domain Method, Artech House, Boston, 1996.
110. Tektronix, 1502C Metallic Time-Domain Reflectometer User Manual, Tektronix, Inc., Redmond, Oregon, 1999.
111. Timlin, D. J. and Pachepsky, Y. A., “Comparison of Three Methods to Obtain the Apparent Dielectric Constant from Time Domain Reflectometry Wave Traces,” Soil Science Society of American Journal, Vol. 60, pp. 970-977, 1996.
112. Topp, G. C., Davis, J. L., and Annan, A. P. “Electromagnetic Determination of Soil Water Content and Electrical Conductivity Measurement Using Time Domain Reflectometry,” Water Resources Research, Vol. 16, pp. 574-582, 1980.
113. Topp, G. C., Yanuka, M., Zebchuk, W. D., and Zegelin, S., “Determination of Electrical Conductivity Using Time Domain Reflectometry: Soil and Water Experiments in Coaxial Lines,” Water Resources Research, Vol. 24, No. 7, pp. 945-952, 1988.
114. Topp, G. C., Zegelin, S., and White, I., “Impacts of the Real and Imaginary Components of Relative Permittivity on Time Domain Reflectometry Measurement in Soils,” Soil Science Society of American Journal, Vol. 64, pp. 1244-1252, 2000.

115. Tsui, C.-L., "On the Slip Displacement Monitoring Using TDR and OTDR" National Chiao Tung University, Taiwan, M.S. Thesis, 2004.
116. van Gemert, M. J. C., "High-frequency Time-domain Methods in Dielectric Spectroscopy," Philips Research Report, Vol. 28, pp. 530-572, 1973.
117. von Hippel, A., Dielectric Materials and Applications, John Wiley & Sons., New York, 1954.
118. Wadell, B. C., Transmission Line Design Handbook, Artech House, London, 1991.
119. Ward, A. L., Kachanoski, R. G., and Elrick, D. E., "Laboratory Measurements of Solute Transport Using Time Domain Reflectometry," Soil Science Society of American Journal, Vol. 58, pp. 1031-1039, 1994.
120. Yang, P. H., "Application of TDR Water Level Measurement in Geotechnical and Hydraulic Engineering," National Chiao Tung University, Taiwan, M.S. Thesis, 2003.
121. Yankielun, N. E. and Zabilansky, L., "Laboratory Investigation of Time-Domain Reflectometry System for Monitoring Bridge Scour," Journal of Hydraulic Engineering, Vol. 125, No. 12 December, pp. 1279-1284, 1999.
122. Yanuka, M., Topp, G. C., Zegelin, S., and Zebchuk, W. D., "Multiple Reflection and Attenuation of Time Domain Reflectometry Pulses: Theoretical Considerations for Applications to Soil and Water," Water Resources Research, Vol. 24, No. 7, pp. 939-944, 1988.
123. Yeh, C.-S., "An Automatic Information System for Slope Monitoring Using TDR," National Chiao Tung University, M.S. Thesis, 2003.
124. Yu, X. and Drnevich, V.P., "Soil Water Content and Dry Density by Time Domain Reflectometry," Journal of Geotechnical and Geoenvironmental Engineering, ASCE, Vol. 130, No. 9, Sep 2004.
125. Zegelin, S. J., White, I., and Jenkins, D. R., "Improved Field Probes for Soil Water Content and Electrical Conductivity Measurement Using Time Domain Reflectometry," Water Resources Research, Vol. 25, pp. 2367-2376, 1989.

## 簡歷

湯士弘誕生於民國六十七年十一月十九日，台灣宜蘭縣羅東鎮，大學以前皆在羅東北城國小、國華國中、羅東高中就學。民國八十五年，推薦甄試進入新竹國立交通大學土木工程學系，對大地工程產生濃厚興趣。民國八十九年畢業取得土木工程學士學位後，直升交通大學土木工程研究所大地組，加入林志平博士時域反射技術研究團隊，開始接觸時域反射技術。受林志平博士鼓勵，民國九十年逕行攻讀博士，以深入研究時域反射技術，並於民國九十三年通過博士班資格考，取得博士候選人資格，民國九十六年通過博士班學位口試，取得土木工程博士學位。湯士弘主要研究項目為時域反射技術於土壤材料量測與邊坡工程監測，於博士班修業期間參與國科會等單位多項研究計畫，相關成果發表於國內外期刊、研討會、研究報告及專利。

