

國立臺灣大學工學院應用力學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Applied Mechanics

College of Engineering

National Taiwan University

Master Thesis

微弱及複雜敲擊回音之分析

Analysis of Weak and Complex Impact-Echo Signal



Shao-Yu Hung

指導教授：劉佩玲 博士

Advisor: Pei-Ling Liu, Ph.D.

中華民國 99 年 7 月

July, 2010

## 誌謝

兩年的求學及研究過程中，許多老師給予適時的協助與指導，使本論文得以順利完成。首先要感謝恩師 劉佩玲教授，在論文撰寫過程中費心的指正，在老師的指導下養成了我獨立思考的能力，在此獻上衷心的敬意。

論文定稿期間，承蒙弘光科技大學 童建樺教授與蘭陽技術學院 蔡崇道教授對本文的指正，使本文更臻完善。

在應力所的兩年裡，特別感謝葉柏涼學長的指導以及志源、人文、鈞博學長、好翎學姐、昭庭、家紳、力立、瑋廷同學在生活與學業上的扶持，感謝威霖、志峰學弟的熱心協助。

最後感謝我的家人，在求學的路上讓我衣食無虞，不計代價的給予鼓勵與照顧。感謝女友仔庭，從大學時期便陪伴我至今。僅以本文獻給所有關心我的人。





## 摘要

本研究主旨在於利用一個有效的訊號處理方法，以檢測隱藏於敲擊回音訊號中的微弱訊號，或複雜的幾何情況造成回傳的應力波互相干擾，以期提升敲擊回音法的極限，有效提升工程品質。

黃鐸院士所提出的訊號處理方法是利用經驗模態分解法將原訊號內的各本質模態函數析出，林佳慶[14]率先利用此法將敲擊回音訊號進行經驗模態分解，再對本質模態函數進行快速傅立葉轉換，結果顯示，此法能得到更清楚且具物理意義的頻譜。

本研究先以有限元素軟體模擬四種狀況的孔洞，分別為 1. 孔洞直徑 4cm，8cm，12cm，保護層深度皆為 6cm。2. 孔洞直徑 6cm，保護層深度分別為 12cm、18cm、24cm。3. 兩孔洞間距小。4. 孔洞上方有鋼筋干擾。最後進行模型試驗。經由數值算例和模型試驗分析比較，此法確實有效的提取出隱藏於敲擊回音內微弱及複雜的訊號，或是互相干擾的應力波。而且由回音訊號的傅立葉頻譜發現，孔洞的回音訊號大都具有數個大小相似的尖峰群。

配合短時傅利葉轉換，可觀察各本質模態函數的時頻分布，即可判斷出各本質模態函數所代表的物理意義。其中表面波能量消散最快；內部缺陷回音訊號能量消散次之；模態振動能量最大，消散最慢。

關鍵詞：敲擊回音、經驗模態分解、本質模態函數，非破壞檢測



# 目錄

致謝 .....	I
摘要 .....	III
目錄 .....	V
圖目錄 .....	VII
表目錄 .....	X
<b>第一章. 前言 .....</b>	<b>1</b>
1.1 研究動機 .....	1
1.2 文獻回顧 .....	2
1.3 研究方法 .....	3
<b>第二章. 敲擊回音法 .....</b>	<b>5</b>
2.1 應力波傳行為 .....	5
2.2 敲擊回音法 .....	6
2.3 敲擊回音試驗參數 .....	8
2.3.1 敲擊源 .....	8
2.3.2 總取樣時間 .....	10
2.3.3 取樣時距 .....	11
2.4 波速量測 .....	11
2.5 敲擊回音法算例 .....	12
<b>第三章. 訊號處理方法 .....</b>	<b>18</b>
3.1 傅立葉轉換 .....	18
3.2 短時傅立葉轉換 .....	19
3.3 經驗模態分解 .....	19
3.3.1 本質模態函數 .....	20
3.3.2 經驗模態分解 .....	22
<b>第四章. 數值模型 .....</b>	<b>30</b>
4.1 有限元素分析軟體簡介 .....	30
4.2 有限元素分析步驟 .....	31

4.2.1	幾何模型建立 .....	31
4.2.2	網格畫分 .....	31
4.2.3	元素定義 .....	32
4.2.4	負載與束制 .....	32
4.2.5	求解 .....	33
4.2.6	結果分析 .....	33
4.3	數值模型訊號分析 .....	34
4.3.1	數值算例一 .....	34
4.3.2	數值算例二 .....	37
4.3.3	數值算例三 .....	39
4.3.4	數值算例四 .....	41
4.4	小結 .....	42
<b>第五章.</b>	<b>模型試驗 .....</b>	<b>67</b>
5.1	實驗設備 .....	67
5.2	實驗參數 .....	67
5.3	模型實驗訊號分析 .....	68
5.3.1	模型試驗一 .....	68
5.3.2	模型試驗二 .....	70
5.3.3	模型試驗三 .....	74
5.4	小結 .....	76
<b>第六章.</b>	<b>結論與展望 .....</b>	<b>102</b>
	<b>參考文獻 .....</b>	<b>104</b>

## 圖目錄

圖 2.1	應力波的折射與反射.....	14
圖 2.2	P 波的折射與反射.....	14
圖 2.3	敲擊回音法示意圖.....	15
圖 2.4	(a) 混凝土/空氣 (b) 混凝土/鋼.....	15
圖 2.5	波速量測理論值.....	16
圖 2.6	波速量測高階統計法.....	16
圖 2.7	(a) 試體示意圖 (b) 時間域訊號 (c) 頻率域訊號.....	17
圖 3.1	傅立葉轉換示意圖.....	25
圖 3.2	短時傅立葉轉換示意圖.....	25
圖 3.3	人工疊加訊號.....	26
圖 3.4	EMD 過程.....	27
圖 3.5	EMD 轉移過程.....	28
圖 3.6	IMF 與餘數.....	29
圖 4.1	數值算例一示意圖.....	43
圖 4.2	數值算例一試體一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜.....	43
圖 4.3	數值算例一試體一之 EMD + FFT 分析結果.....	44
圖 4.4	數值算例一試體二 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	45
圖 4.5	數值算例一試體二之 EMD + FFT 分析結果.....	45
圖 4.6	數值算例一試體三敲擊源 6mm (a)原訊號歷時曲線(b)傅立葉頻譜圖.....	46
圖 4.7	數值算例一試體三之 EMD + FFT 分析結果.....	47
圖 4.8	數值算例一試體三 IMF2 之短時傅立葉轉換.....	48
圖 4.9	數值算例一試體三敲擊源 3mm 之 EMD + FFT 分析結果.....	48
圖 4.10	數值算例二示意圖.....	49
圖 4.11	數值算例二試體一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	50
圖 4.12	數值算例二試體一之 EMD + FFT 分析結果.....	50
圖 4.13	數值算例二試體二 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	51
圖 4.14	數值算例二試體二之 EMD + FFT 分析結果.....	52



圖 4.15	數值算例二試體三 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	53
圖 4.16	數值算例二試體三之 EMD + FFT 分析結果.....	53
圖 4.17	數值算例二試體三之短時傅立葉轉換.....	54
圖 4.18	數值算例二試體四之 EMD + FFT 分析結果.....	55
圖 4.19	數值算例二試體四之 IMF2 短時傅立葉轉換.....	56
圖 4.20	數值算例三示意圖.....	57
圖 4.21	數值算例三敲擊點一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜.....	57
圖 4.22	數值算例三敲擊點一之 EMD + FFT 分析結果.....	58
圖 4.23	數值算例三敲擊點二 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	59
圖 4.24	數值算例三敲擊點二之 EMD + FFT 分析結果.....	59
圖 4.25	數值算例三敲擊點二短時傅立葉轉換.....	60
圖 4.26	數值算例四示意圖.....	61
圖 4.27	數值算例四敲擊點一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	61
圖 4.28	數值算例四敲擊點一之 EMD + FFT 分析結果.....	62
圖 4.29	數值算例四敲擊點一之短時傅立葉轉換.....	63
圖 4.30	敲擊源歷時曲線.....	64
圖 4.31	數值算例一模態分析.....	64
圖 4.32	數值算例一模態分析.....	65
圖 4.33	數值算例二模態分析.....	65
圖 4.34	數值算例三模態分析.....	66
圖 4.35	數值算例四模態分析.....	66
圖 5.1	敲擊回音軟硬體示意圖.....	77
圖 5.2	敲擊回音實驗設備.....	77
圖 5.3	垂直位移感測器.....	77
圖 5.4	模型試驗一敲擊點一(a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜.....	78
圖 5.5	模型試驗一敲擊點一之 EMD + FFT 分析結果.....	78
圖 5.6	模型試驗一敲擊點二(a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜.....	80
圖 5.7	模型試驗一敲擊點二之 EMD + FFT 分析結果.....	80
圖 5.8	模型試驗一敲擊點二之短時傅立葉轉換(a) IMF34(b) IMF5.....	82

圖 5.9	模型試體二示意圖.....	83
圖 5.10	模型試體二示意圖.....	84
圖 5.11	模型試驗二敲擊點三 (a)原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜.....	85
圖 5.12	模型試驗二敲擊點三之 EMD + FFT 分析結果.....	85
圖 5.13	模型試驗二敲擊點三之短時傅立葉轉換.....	87
圖 5.14	模型試驗二敲擊點四 (a)原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜.....	87
圖 5.15	模型試驗二敲擊點四之 EMD + FFT 分析結果.....	88
圖 5.16	模型試驗二敲擊點四之短時傅立葉轉換(a) IMF3 (b) IMF5.....	90
圖 5.17	模型試驗二敲擊點五 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖.....	91
圖 5.18	模型試驗二敲擊點五之 EMD + FFT 分析結果.....	91
圖 5.19	模型試驗二敲擊點五之短時傅立葉轉換.....	93
圖 5.20	模型試驗二敲擊點六 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	93
圖 5.21	模型試驗二敲擊點六之 EMD + FFT 分析結果.....	94
圖 5.22	模型試驗二敲擊點六之短時傅立葉轉換.....	95
圖 5.23	模型試驗三敲擊點七 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖.....	96
圖 5.24	模型試驗三敲擊點七之 EMD + FFT 分析結果.....	96
圖 5.25	試驗三敲擊點七 IMF4 之短時傅立葉轉換.....	98
圖 5.26	模型試驗三敲擊點八 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜.....	98
圖 5.27	模型試驗三敲擊點八之 EMD + FFT 分析結果.....	99
圖 5.28	模型試驗三敲擊點八之短時傅立葉轉換 (a)IMF3 (b)IMF4.....	100
圖 5.29	敲擊源接觸時間 $30 \times 10^{-6}$ sec，傅立葉頻譜圖.....	101

## 表目錄

表 1.1	英國近十年大規模檢測國內預力橋梁.....	2
表 2.1	波速比較.....	12
表 4.1	數值模型一試體尺寸.....	34
表 4.2	數值模型二試體尺寸.....	37
表 5.1	模型試驗一各參數.....	68
表 5.2	模型試驗二各參數.....	70
表 5.3	模型試驗三各參數.....	74



# 第一章. 前言

## 1.1 研究動機

國家的經濟發展程度可藉由公共設施與基本建設的品質做出鑑別。公共建設的品質連繫著人民生命與財產的安全，所以檢測結構安全的重要性日益突顯。為了保持結構的完整性與量測結構內部的缺陷且不影響結構安全的前提下，非破壞檢測技術提供良好的檢測方法。

Sansalone 與 Carino 在美國國家標準及科技院(National Institute of Standards and Technology)與康乃爾大學(Cornell Univ.)的資助下，於 1986 年發展出敲擊回音法[1]，至今已廣泛應用於混凝土的非破壞檢測技術，此法突破了超音波法再混凝土的檢測限制。敲擊回音法是利用一機械性外力作用於待測物表面以產生應力波，應力波傳至待測物內部時會產生反射與繞射，接著利用位移感測器量取作用點附近的時間位移訊號，將所得訊號透過快速傅立葉轉換變換至頻率域，由頻率峰值可判斷出缺陷位置與試體厚度。

然而敲擊回音法應用在大面積的裂縫，或是裂縫深度在適當的距離時才能有效的檢測。對於 1. 保護層深度淺，敲擊回音表現在高頻部分的能量低。2. 保護層深度大於三倍的孔洞直徑，應力波易消散。3. 兩孔洞間距小，回傳的應力波互相干擾。4. 現場量測時，試體內部通常有鋼筋的干擾。基於以上的四點動機，本文討論各種狀況下的敲擊回音反應。

土木結構中，最常見的小孔洞案例為鋼建套管的灌漿，下表為英國近十年來對於英國國內預力橋樑的灌漿品質進行大規模的檢測，結果發現超過半數的預力橋樑皆有灌漿不全的問題，此次大規模的檢測用了多種檢測法，其中敲擊回音法正確檢測出灌漿不全的比率約為百分之六十。

Voids size	占所有檢測橋梁的百分比
No voids	46%
Small voids	20%
Medium voids	12%
Large voids	9%
UngROUTED	12%

表 1.1 英國近十年大規模檢測國內預力橋梁[30]

對於非穩定訊號的分析方式通稱為時間－頻率域分析，其中最廣為應用的是短時傅立葉轉換(Short-time Fourier Transform)與小波轉換(Wavelet Transform)。本研究希望能藉由探討時間－頻率域分析的特性，以找出更適合敲擊回音法的訊號處理方式，期能使頻率域訊號的干擾降低，讓檢測人員能更準確地判讀訊號。

## 1.2 文獻回顧

關於敲擊回音法應用於鋼腱套管灌漿品質的研究，台灣目前的研究有許有智[2]以固定深度相同直徑之套管改變敲擊能量，並對不同直徑及其位置之變化，探討因敲擊而產生波動行為之差異，以瞭解應力波與套管間的互制行為。

Sansalone et al(1996)[3]以敲擊回音法檢測鋼腱套管灌漿品質，以數值模型與實驗試體互相比較，並以實地檢測驗證其結果。Cheng and Sansalone(1993)[4]討論鋼筋周圍的裂縫對於敲擊回音法檢測時的影響，由模擬各種不同鋼筋與保護層厚度藉由曲線訂出求鋼筋保護層之修正公式。Jaeger and Sansalone(1997)[5]歸納出當孔洞保護層深度大於孔洞直徑的三倍時，敲擊回音法已不易檢測出孔洞位置。Martin and Hardy et al(1995)[6]歸納出當鋼腱套管的直徑小於 0.4 倍的直徑時，敲擊回音法已無法檢測，所以敲擊源的選定至關重要。Tinkey and Olson(2006)[7]以敲擊回音法與超音波法與表面波譜法交叉比較，並製作大量試體以實驗方式尋找非破壞檢測法的使用限制。Abraham(2002)[8]以數值模擬法提出當兩鋼腱套管間距大於四倍套管直徑時，敲擊回音法才能正確診斷。基於以上幾點敲擊回音法的極限，Abraham and Philippe(2002)[9]以 B-Scan 掃描含有未灌漿的鋼腱套管試體，當敲擊點慢慢移置未灌漿的套管上方時，因為應力波傳距離的增加導致底部頻率值降低，藉此找出缺陷位置。

傅立葉轉換是目前最常被使用的訊號處理方法，但是因為計算量龐大，不易於在實際上應用。1965年，Cooley and Turkey 提出了快速傅立葉轉換，有效的簡化了傅立葉轉換的計算量。但是傅立葉轉換是建構在穩定訊號的基礎上，對於非穩定訊號，在轉換中換產生干擾項，不巧的是，自然界的訊號都是非穩定的訊號，因此必須開發出新的訊號處理方法。

1998年黃鐸發表了一個新的資料處理法「經驗模態分解法」(Empirical Mode Decomposition, 簡稱EMD)[10]，這個方法最重要的是使用資料變化的內部時間尺度來作能量的直接析出，將資料表達成多個本質模態函數(Intrinsic Mode Function, 簡稱IMF)的疊加，這樣可以看作是將原來的訊號用IMF展開，而把IMF當做展開的基底，它也可以是非線性或非平穩性的，完全基於原來訊號的性質。經驗模態分解法搭配希爾伯特轉換，稱為希爾伯特-黃轉換，可以來做時-頻分析。

在工程上的應用，Loh et al.(2001)[11]透過經驗模態分解法和希爾伯特頻譜對地表運動進行時-頻分析，並且透過地震反應對建築與橋樑進行結構評估。Li et al.(2003)[12]利用HHT解析RC橋柱擬動態響應，結合擬動態試驗結果及希爾伯特-黃轉換，了解RC結構物受地震作用下之行為，及新建和修復試體在各時間瞬時頻率變化。Douka and Hadjileontiadis (2005)[13]研究含有開口裂縫的懸臂梁之非線性反應，並使用HHT取代傳統傅利葉分析，以突顯開口裂縫懸臂梁的非線性特徵。Lin et al.(2009)[14]將EMD法帶入敲擊回音，解釋每個IMF分量的物理意義，使得訊號更加容易辨識。郭(2009)[15]以EMD法辨識鋼筋回音與孔洞回音的特徵。童(2010)[31]以HHT提升合成影像聚焦法的品質，除此之外HHT尚有被利用在分析海流，心率變異度及語音辨識等地方。

為了解釋經驗模態分解法所分解出的本質模態函數，林(2007)[32]以短時傅立葉轉換，對經驗模態分解法應用於敲擊回音所分解出的本質模態函數解讀其物理意義。

### 1.3 研究方法

本研究利用黃鐸[11]所提出的訊號處理方法，應用於敲擊回音法檢測各種結構的狀況，文中將此法與快速傅利轉換法做比較，由數值模擬與模型試驗的結果，證明能有效的提升敲擊回音法的極限。

本文內容安排如下：

## 第一章 前言

## 第二章 敲擊回音法

介紹敲擊回音法之原理，與各檢測參數，最後介紹一種量測應力波波速的新方法。

## 第三章 訊號處理法

首先介紹快速傅立葉轉換、短時傅立葉轉換等處理方法，最後介紹經驗模態分解法。

## 第四章 數值模型

以有限元素軟體模擬內含不同直徑、深度、幾何形狀的孔洞，驗證 EMD 法應用於檢測微弱且複雜敲擊回音訊號的可行性。

## 第五章 模型試驗

以真實工程尺寸灌製三個混凝土試體，以實驗結果與數值模型比對，驗證數值模型的正確性。

## 第六章 結論與展望

總結全文並對未來研究方向提出建議。



## 第二章. 敲擊回音法

### 2.1 應力波傳行為

考慮一等向、均質之半無限域的彈性體，當此半無限域表面受敲擊時，會以敲擊點為中心產生應力波在試體表面與內部傳遞。於試體傳遞的應力波包含有速度最快的縱波(P wave)、次快的橫波(S wave)以及傳遞速度最慢的表面波(R wave)。其中，縱波與橫波以敲擊點為中心呈半球面的波前向試體內部傳遞，而表面波則以圓形波沿著試體表面向外傳遞且能量集中於試體表面附近。

彈性體的應力波波速與其材料性質如楊氏模數(E)、柏松比( $\nu$ )及密度( $\rho$ )有關，關係式如下：

縱波波速  $C_p$  為

$$C_p = \sqrt{\frac{E(1-\nu)}{\rho(1+\nu)(1-2\nu)}} \quad (2.1.1)$$

橫波波速  $C_s$  為

$$C_s = \sqrt{\frac{E}{2(1+\nu)\rho}} \quad (2.1.2)$$

表面波波速  $C_r$  與橫波波速  $C_s$  及縱波波速  $C_p$  存在一關係：

$$\left(2 - \frac{C_r^2}{C_s^2}\right)^2 = 4\left(1 - \frac{C_r^2}{C_p^2}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 - \frac{C_r^2}{C_s^2}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.1.3)$$

式 2.1.3 稱為雷利方程式(Rayleigh equation)，而式 2.1.3 又可改寫成如下之經驗公式，用來求得表面波波速  $C_r$  [19]：

$$\frac{C_r}{C_s} = \frac{0.87 + 1.12\nu}{1 + \nu} \quad (2.1.4)$$

當應力波由於不同介值中傳遞時，由介質 1 入射至介質 2，部分應力波會被反射回介質 1，剩餘部分會穿透過介質 2 而形成折射，如圖 2.1 所示。而入射角與折射角之間遵循著 Snell's Law 如下：



$$\sin \beta = \frac{C_2}{C_1} \sin \theta \quad (2.1.5)$$

其中， $\beta$  為折射角， $\theta$  為入射角， $C_1$  為介質 1 波速， $C_2$  為介質 2 波速。

P 波與 S 波之波速不同，當入射 P 波遇到不同介質之界面時，會同時產生反射 P 波與 S 波及折射 P 波與 S 波，且由於 S 波波速小於 P 波波速，在通過界面後，將導致 P 波與 S 波以不同的路徑傳播，如圖 2.2 所示。

敲擊回音試驗中，敲擊點與接收點之距離相當近，僅約四公分，因此主要考慮正向入射，即  $\theta \cong 0$  的情形。彈性波在界面產生之反射波與折射波的振幅大小與兩種不同介質之聲阻抗(Acoustic impedance)  $Z$  有關，對 P 波而言， $Z = \rho C_p$ 。假設介質 1 的聲阻抗為  $Z_1$ ，介質 2 的聲阻抗為  $Z_2$ ，當 P 波從介質 1 入射到介質 2 時，反射波與折射波的振幅關係可用下列式子表示：

$$A_{reflected} = A_i \frac{(Z_2 - Z_1)}{(Z_2 + Z_1)} \quad (2.1.6)$$

$$A_{refracted} = A_i \frac{2Z_2}{(Z_2 + Z_1)} \quad (2.1.7)$$

$$R = \frac{A_{reflected}}{A_i} = \frac{(Z_2 - Z_1)}{(Z_2 + Z_1)} \quad (2.1.8)$$

其中， $A_i$  為入射波振幅， $A_{reflected}$  為反射波振幅， $A_{refracted}$  為折射波振幅， $R$  為反射係數。由上式可知，當  $Z_2 > Z_1$  時，則  $A_{reflected} > 0$ ，即反射波與入射波振幅同號，反之，當  $Z_2 < Z_1$  時，則  $A_{reflected} < 0$ ，即反射波與入射波振幅異號。由於試驗中所採用的是縱向位移感測器，因此所記錄到的訊號主要來自於 P 波。

本研究檢測混凝土缺陷之敲擊回音法即建構於彈性波遇到不同介質會反射的原理之基礎上。

## 2.2 敲擊回音法

敲擊回音法是由美國國家標準及科技院(National Institute of Standards and Technology)於 1983 年起所發展的非破壞檢測方法，此法利用低頻暫態應力波傳原理來偵測混凝土內部瑕疵。該法之開發主要是針對超音波在混凝土材料檢測之限制加以改良，如高頻波之散射衰減快、激發能量不足及訊號辨識不易等問題。發

展初期(1983~1991)主要是應用於混凝土板狀結構物的厚度及內部缺陷檢測，而現在的應用則更多元化，其中包含鋼筋保護層、桿狀結構物內部檢測、基樁檢測、鋼材檢測等等，使得敲擊回音法已成為全方位的混凝土結構品質檢測技術。美國測試暨材料學會(American Society for Testing and Materials, ASTM)已於 1998 年將敲擊回音法納入鋼筋混凝土版之厚度測量標準(ASTM C1383)。

敲擊回音法以一機械性外力如鋼珠或鐵錘敲擊試體表面以產生應力波，如前節所述，表面波沿試體表面向外傳遞，P 波與 S 波則以半球面波前傳入試體內部，當遇到內部缺陷或邊界時便會產生反射或繞射，並且會在接近敲擊點處放置位移接收器用以接收表面位移響應，其架構如圖 2.3。一般而言，傳達至位移接收器的訊號包含沿試體表面直接傳遞的縱波、橫波與表面波，以及由試體內部或邊界傳回的反射波或繞射波。不過，由位移接收器所接收到的時間域訊號通常只能定出縱波首達波(First arrival)及表面波，反射、繞射波能量較小，訊號又夾雜在一起，非常不易辨識。然而進行混凝土非破壞檢測時，所要偵測的試體界面或缺陷資訊都隱含於反射、繞射波中，故以時間域訊號來研判試體尺寸、保護層厚度或缺陷位置極端困難。因此，敲擊回音法並不直接判讀時間域訊號，而是將時間域訊號利用快速傅利葉轉換成頻率域訊號，並依以下的原理判讀。

在敲擊回音試驗中，當位移接收器與敲擊點位置很近且接收的是縱向位移時，則接收器所收到的主要訊號是由敲擊所產生向下傳的縱波及反射波，所以敲擊回音法主要是分析縱波的波傳行為。2-1 節介紹過應力波入射到不同介質時，反射波與折射波振幅的關係。當入射壓力波傳入試體內部，若遇到聲阻抗較小的材質如缺陷或試體底部時，則入射壓力波會反射為張力波，而當反射之張力波傳到試體表面時，會再反射成壓力波，如此不斷來回重複反射，直到能量衰退殆盡。應力波來回傳動便具有週期性，以波在試體表面與底部間震盪為例，如圖 2.4(a)，波來回一次的路徑長約為試體厚度的兩倍(2T)，所造成之週期為路徑除上 P 波波速  $C_p$ 。因頻率  $f$  為週期的倒數，則此位移波形的頻率可依下式計算：

$$f = \frac{C_p}{2T} \quad (2.2.1)$$

而當入射壓力波遇到聲阻抗較大之材質如鋼筋時，所產生之反射波同樣為壓力波，且由於表面為自由反射介面，此時，反射波將變成壓力波再傳入試體內，

如此重複反射壓力波與張力波。以波在表面與鋼筋間來回震盪為例，如圖 2.4(b)，若表面到鋼筋的距離為  $T$ ，在此情況下，波來回一次週期為四倍混凝土版表面到鋼筋距離除上 P 波波速，則位移波形的頻率為：

$$f_{steel} = \frac{C_p}{4T} \quad (2.2.2)$$

不管應力波遭遇的是阻抗較大或較小的材質，這種週期性的來回震盪都會在頻譜上出現一個尖峰，而尖峰出現的頻率就由式 2.2.1 或 2.2.2 決定。若波速已知，便可從尖峰的頻率值判斷界面的可能深度。如試體表面到缺陷距離為  $D$ ，則

$$D = \frac{C_p}{2f} \quad (2.2.3)$$

同理，若試體表面到鋼筋距離為  $D_{steel}$ ，則

$$D_{steel} = \frac{C_p}{4f_{steel}} \quad (2.2.4)$$

利用式 2.2.3 及 2.2.4，便可由敲擊回音試驗的頻率域訊號，判讀所要偵測的試體尺寸、保護層厚度或缺陷位置。

## 2.3 敲擊回音試驗參數

如前所述，敲擊回音法之檢測系統主要由敲擊源、位移感測器以及位移接收器組成。實驗時，藉由敲擊源產生應力波傳入試體內，以位移感測器接收試體表面之位移訊號，再經由訊號接收裝置儲存數據以進行分析。量測時參數設定攸關檢測結果，以下將針對敲擊源、總取樣時間及取樣時距等實驗參數的設定做討論。

### 2.3.1 敲擊源

影響敲擊回音結果的最重要因素便是敲擊源的選擇。以一鋼珠敲擊試體所形成的作用力  $F$ ，可近似為一半週期正弦函數[16]：

$$F = F_{max} \text{Sin}\left(\pi \frac{t}{t_c}\right) \quad 0 \leq t \leq t_c \quad (2.3.1)$$

其中， $F_{max}$  為最大敲擊力， $t_c$  為敲擊過程中鋼珠接觸試體的時間，稱為接觸時間 (Contact time)。當時間  $t$  等於  $\frac{t_c}{2}$  時，敲擊力量  $F$  達最大，其最大敲擊力量  $F_{max}$  可由

下列關係式計算[20]：

$$F_{\max} = \frac{1.140(V_0)^2 m_s}{\alpha_m} \quad (2.3.2)$$

$$\alpha_m = \left[ \frac{15\pi V_0^2}{16R^{0.5}} (\delta_s + \delta_p) m_s \right]^{0.4} \quad (2.3.3)$$

$$\delta_s = \frac{1 - \nu_s^2}{E_s} \quad (2.3.4)$$

$$\delta_p = \frac{1 - \nu_p^2}{E_p} \quad (2.3.5)$$

式中， $V_0$ ：鋼珠敲擊時之速度(m/s)

$m_s$ ：鋼珠質量(kg)

$R$ ：鋼珠半徑(m)

$\nu_s$ ：鋼珠之柏松比

$\nu_p$ ：混凝土版之柏松比

$E_s$ ：鋼珠之楊氏模數(N/m<sup>2</sup>)

$E_p$ ：混凝土版之楊氏模數(N/m<sup>2</sup>)

而最大接觸壓力可由下式關係式表示：

$$P_{\max} = 0.2515 \left[ \frac{V_0^2 m_s}{(\delta_s + \delta_p)^4 R^3} \right]^{0.2} \quad (2.3.6)$$

另外，接觸時間 $t_c$ 之長短可由下列的經驗公式求得：

$$t_c = 0.0043D \quad (2.3.7)$$

其中， $D$ 為敲擊鋼珠之直徑。

由式 2.3.7 可知，接觸時間與鋼珠半徑成正比。鋼珠越大接觸時間越長，鋼珠越小則接觸時間越短。而敲擊的接觸時間將決定所激發應力波的最大頻率，由經驗公式最大頻率為[17]：

$$f_{\max} = \frac{1.25}{t_c} \quad (2.3.8)$$

因此，接觸時間較短將激發出較高頻之應力波，接觸時間較長則激發出較低頻之應力波。

一般來說，高頻波容易衰減，但解析度高(波長短)，適合檢測淺層缺陷；低頻波衰減較慢傳遞較遠，解析度低(波長長)，較適合檢測深層缺陷。所以，進行敲擊回音檢測時，須依據待測試體之尺寸及可能缺陷大小與深度等資訊來選擇適當之敲擊源。若對待測物資訊不足，則必須試用不同的敲擊源，以涵蓋不同的檢測範圍。

通常敲擊源選擇的估算步驟如下：

1. 先從敲擊鋼珠大小計算接觸時間 $t_c$ 。
2. 由接觸時間計算敲擊產生的應力波頻率 $f$ ，約為接觸時間的倒數  
(或較寬鬆的條件 $f = 1.25/t_c$ )。
3. 由波速 $C$ 與頻率 $f$ ，計算波長 $\lambda$ ，即 $\lambda = C/f$ 。
4. 波長 $\lambda$ 需滿足下列條件：
  - (1) 等於或小於試體或缺陷的側向尺寸(長或寬)。
  - (2) 若想要量測的缺陷深度為 $d$ ，則波長要等於或小於 $2d$ 。

從上列步驟便可推算出偵測到某個尺寸敲擊鋼珠可能偵測到的缺陷尺寸或深度。

### 2.3.2 總取樣時間

作快速傅利葉轉換時，總取樣時間(或稱為終止時間，Termination time)，會影響到頻譜的頻率解析度。頻譜解析度為一單位頻率差 $\Delta f$ 之大小，此值越小表示頻率解析度越高。頻率差與總取樣時間 $t$ 有下列關係[28]:

$$\Delta f = \frac{1}{t} \quad (2.3.9)$$

所以，總取樣時間越長，其相對頻率解析度會越高。

雖然總取樣時間越長，頻率解析度越高，檢測結果精度越高，但是，總取樣時間若過長，將可能接收到邊界反射之訊號而干擾到底部或缺陷反射訊號，並且儲存資料量會過大，而且解析度過高也會使頻譜產生過多過密的頻率尖峰，而影響訊號之判讀。

依照 ASTM C1383 之規範，頻譜解析度與版厚頻率值之比最好在 3% 以內，若版厚頻率為 $f_t$ ，則

$$\frac{\Delta f}{f_i} < 0.03 \quad (2.3.10)$$

從式 2.3.10 可推算出最大的  $\Delta f$  值，其倒數即為最小之總取樣時間，所以總取樣時間之長短，需視待測試體之厚度而定，達到足夠解析度即可。

### 2.3.3 取樣時距

取樣時距(或稱為時間間隔, Duration time)  $dt$  也會影響檢測結果之判斷。取樣時距越小，相同的總取樣時間內，資料量就越大，但若取樣時距過大，則頻率訊號會失真。根據 Nyquist 定理:

$$dt = \frac{1}{2f_c} \quad (2.3.11)$$

上式中的  $f_c$  稱為截止頻率，截止頻率為訊號在不失真情況下最小的頻率，而兩倍的截止頻率稱為取樣頻率。

當時間域訊號轉換到頻率域時，頻譜圖的頻率上限即為  $f_c$ 。因此需要量測高頻訊號時，需要較大的  $f_c$ ，也就是需要較小的取樣時距。但若量測訊號屬較低頻時，過小的取樣時距除造成儲存資料量過大外，傅利葉轉換的計算量也增加，雖然可將頻譜涵蓋的頻率範圍提高，但對訊號判讀並無實際幫助，所以量測時只需選擇適當的取樣時距即可。依照 ASTM C1383 之規定，實驗時訊號取樣時距小於  $1 \times 10^{-6}$  秒，所得結果誤差較小。

## 2.4 波速量測

波速的決定是敲擊回音法中最為重要的參數，本節以數值模擬比較兩種找首達波的方法。孫[18]以互相關法找首達波，結果顯示此法比目測所得的波速更為準確且方便，本文另外提出以高階統計法找首達波，結果更比互相關係數法準確。

Lokajicek [19]以高階統計原理找尋聲音訊號的首達時間，本文嘗試以高階統計法找尋應力波首達時間，基本定義如下:

一階統計  $S_1(n)$  為訊號的平均值

$$S_1(n) = \bar{X} = \frac{\sum_{i=n-k}^n X_i}{k} \quad (2.4.1)$$

二階統計  $S_2(n)$  為訊號的標準差

$$S_2(n) = \sigma_x^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{k} \quad (2.4.2)$$

三階統計  $S_3(n)$  為訊號的對稱性

$$S_3(n) = \frac{(X_i - \bar{X})^3}{k\sigma_x^3} \quad (2.4.3)$$

數值模擬的兩個位移感測器距離 12cm，波傳遞時間為  $4.042 \times 10^{-5} - 1.178 \times 10^{-5}$  秒，所以理論波速為 4189m/s，我們將模擬的訊號帶入互相關係數法，得到波速為 4137m/s，經由高階統計的運算，如圖 2.6 所示，得波速為 4210m/s。整理結果如表 2.1 所示。

	波速(m/s)	誤差(%)
波速理論值	4189	0%
互相關係數法	4137	1.24%
高階統計法	4210	0.5%

表 2.1 波速比較

由上表我們可發現，以高階統計法得到的波速更加準確，因為高階統計法可有效的消除高斯白噪，對於計算波速有很好的的一致性，互相關係數法則受到雜訊的影響較大。另外，以電腦代替肉眼尋找訊號的首達波更能有效降低估算波速的誤差對於敲擊回音的影響並加快分析的速度。

## 2.5 敲擊回音法算例

我們以一數值算例來說明敲擊回音法以及試驗參數選取的考量，如圖 2.7，試體大小為 0.8m 長×0.8m 寬×0.2m 高，波速為 4000m/s，裂縫距試體表面 0.12m，以顏色較深者代表，圖上 S 為敲擊位置，R 為接收位置。

首先，選擇敲擊源是最重要的關鍵，此算例的裂縫深為 0.12m，除可依照 2.3.1 節所講的步驟選擇外，我們也可從另一方面考量，如果要量測深度 0.12m 的裂縫，利用式 2.2.3 換算的相應頻率約為 16.67 KHz，因為鋼珠敲擊產生的最大頻率約為  $\frac{1.25}{t_c}$ ，所以最大頻率需大於 16.67KHz 才能看到裂縫頻率，因此可以計算出  $t_c$  需要

小於  $75 \times 10^{-6}$  秒，然後再由式 2.3.7 反算出鋼珠的最大直徑約為 1.74cm。比最大直徑小的鋼珠都可用來檢測比 0.12m 更淺的缺陷，在此算例中我們所使用的敲擊鋼珠直徑為 0.6cm，其  $t_c$  為  $25 \times 10^{-6}$  秒，用來檢測 0.12m 深度的裂縫已經足夠，同樣也滿足 2.3.1 節的步驟。

總取樣時間的選取需大於應力波從試體表面到底部來回一次的時間，一般所選擇的總取樣時間數量級約在  $10^{-3}$  秒左右。而取樣時距的選取需考慮所要量測的缺陷深度，由式 2-3-11 中可知截止頻率  $f_c$  也需要大於裂縫頻率 16.67KHz，所以可算出取樣時距  $dt$  需小於  $30 \times 10^{-6}$  秒。在本算例中，我們所選取的總取樣時間為  $3 \times 10^{-3}$  秒，取樣時距為  $2.9 \times 10^{-6}$  秒。

圖 2.7(b) 為本算例的時間域訊號，圖 2.7(c) 為本算例的傅利業頻譜，裂縫頻率值為 16.5KHz，由式 2.2.3 可換算相應深度為 0.121m，與理論值相當接近。

由以上結果可看出，敲擊回音法適用於混凝土非破壞檢測且所得結果相當準確。





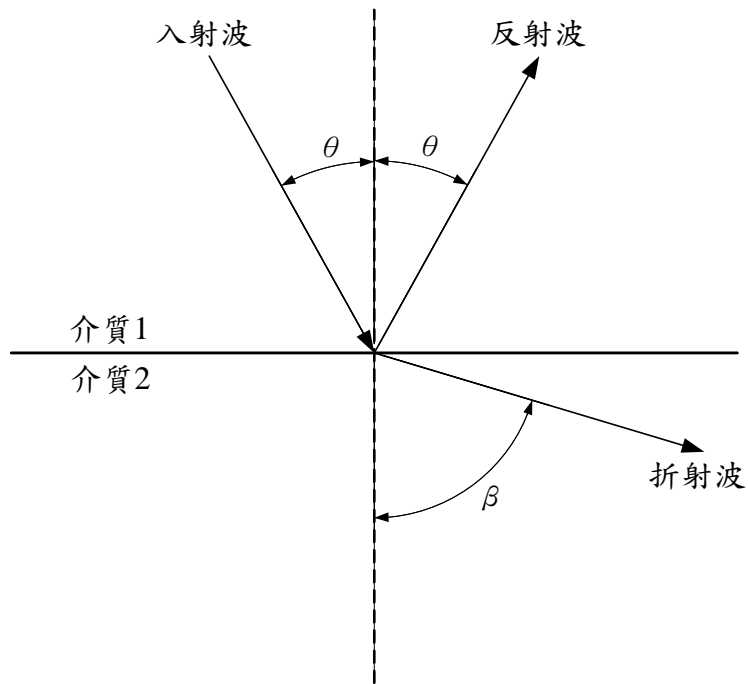


圖 2.1 應力波的折射與反射

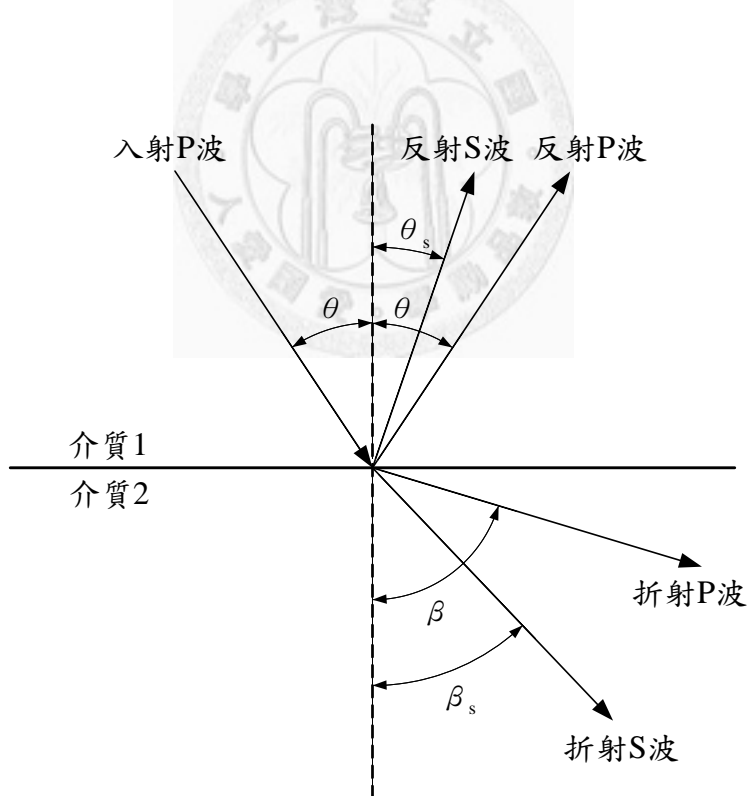


圖 2.2 P 波的折射與反射

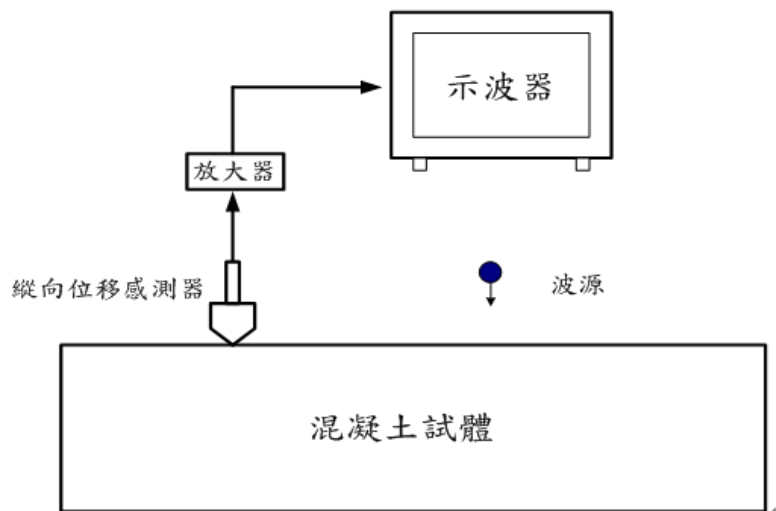
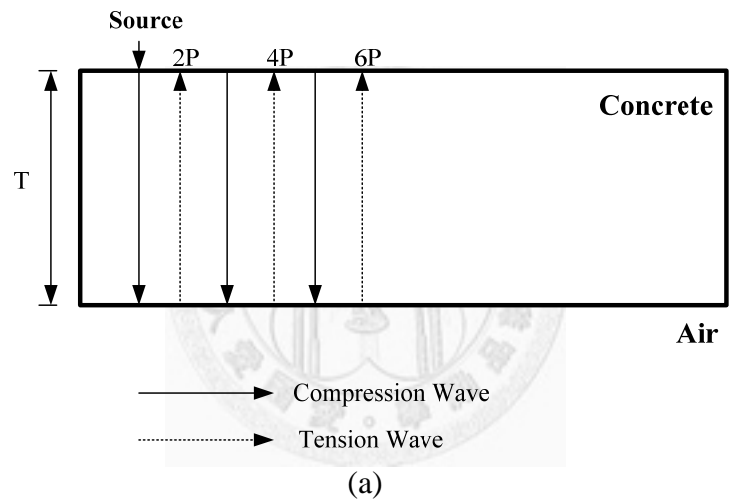
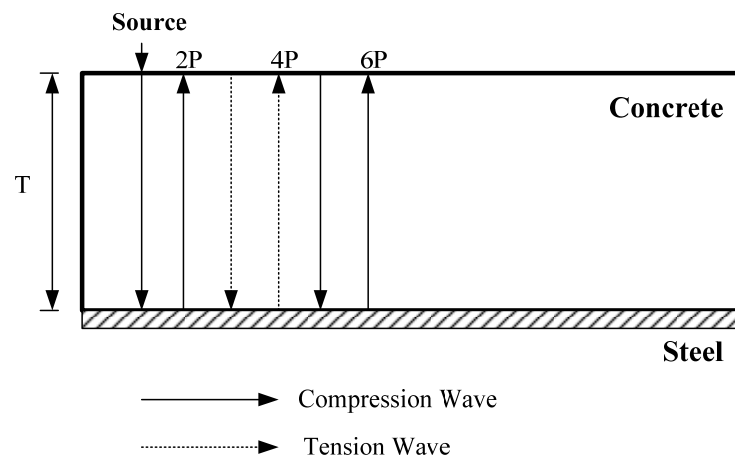


圖 2.3 敲擊回音法示意圖



(a)



(b)

圖 2.4 (a) 混凝土/空氣 (b) 混凝土/鋼

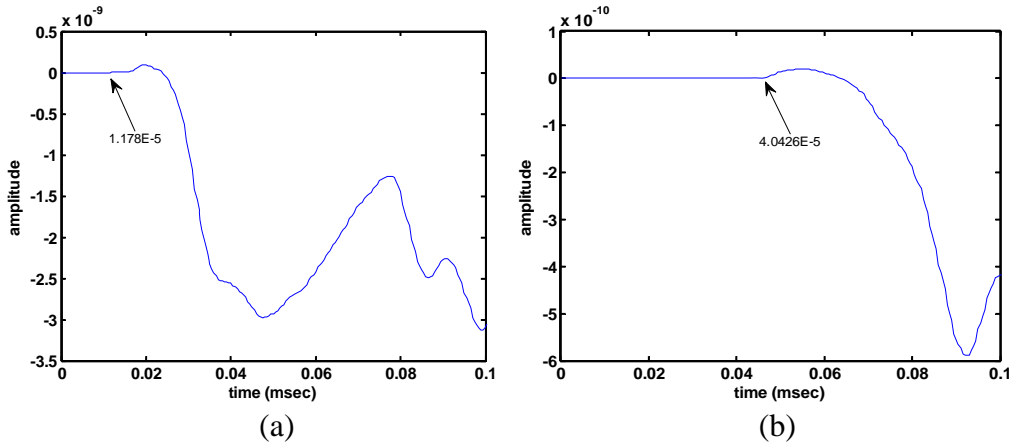


圖 2.5 波速量測理論值 (a)第一感測器 (b)第二感測器

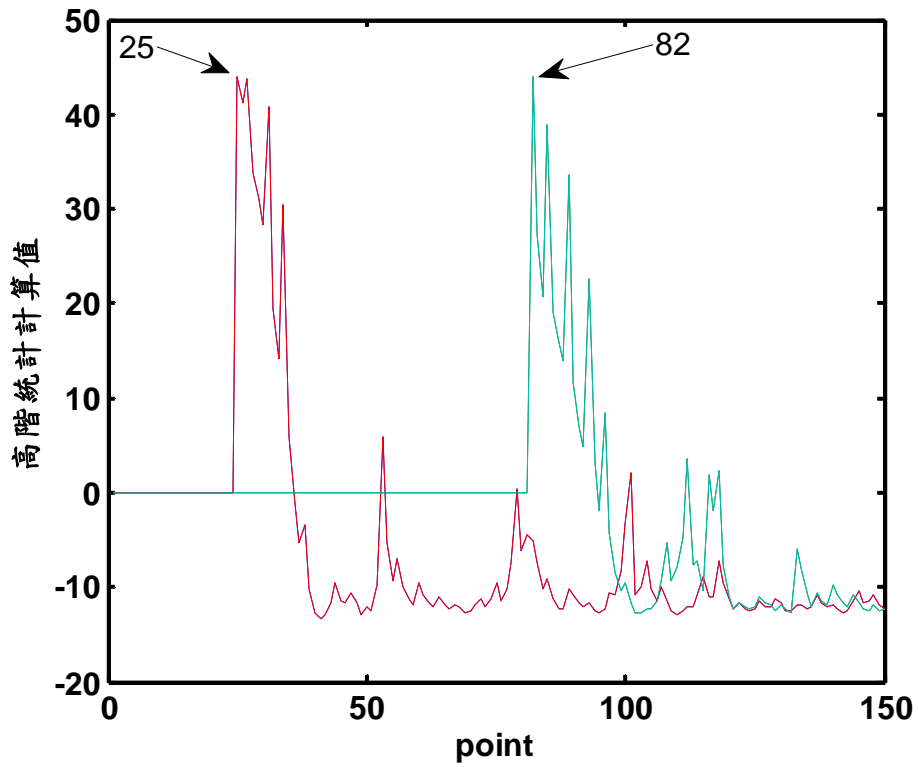


圖 2.6 波速量測高階統計法

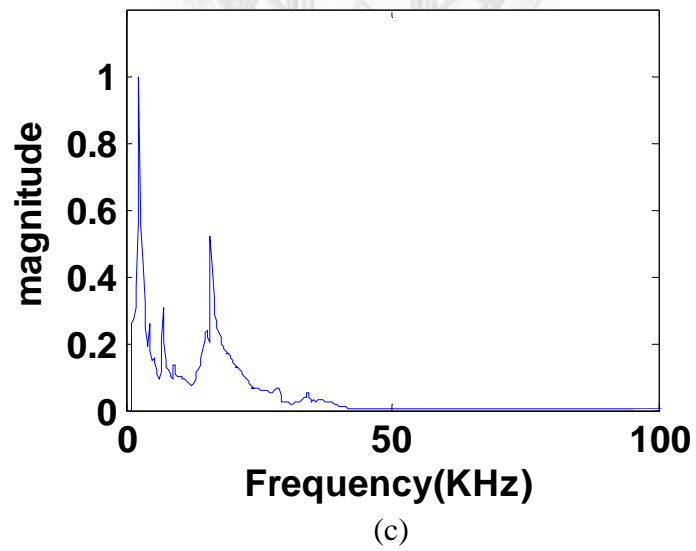
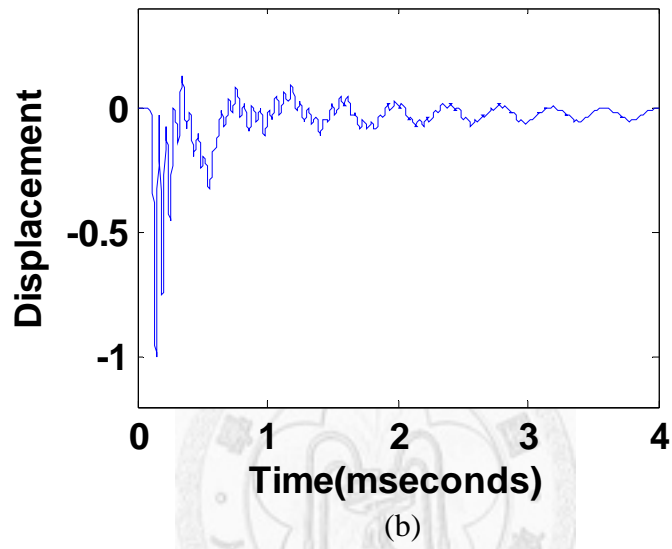
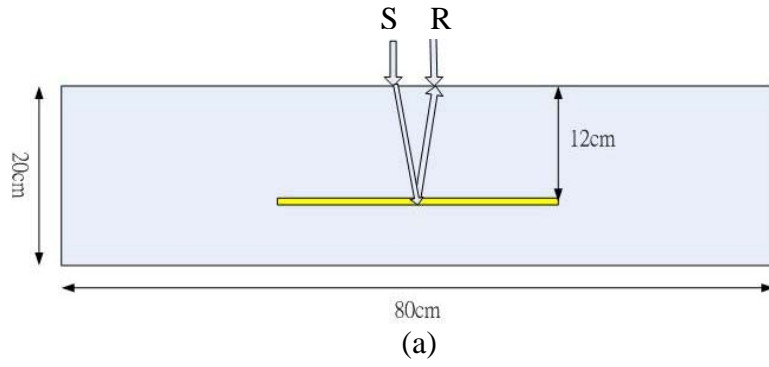


圖 2.7 (a) 試體示意圖 (b) 時間域訊號 (c) 頻率域訊號

## 第三章. 訊號處理方法

### 3.1 傅立葉轉換

傅利葉轉換之定義如下:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-i\omega t} dt \quad (3.1.1)$$

其中  $t$  為時間， $\omega$  為頻率， $X(\omega)$  為  $x(t)$  之傅利葉轉換，稱  $X(\omega)$  為  $x(t)$  的傅利葉頻譜，因此傅利葉轉換即是將時間函數轉換成頻率函數。根據式 3.1.1， $X(\omega)$  為  $x(t)$  與  $e^{i\omega t}$  的內積，也就是  $x(t)$  與  $e^{i\omega t}$  的相關係數，由於

$$e^{i\omega t} = \cos \omega t + i \cdot \sin \omega t \quad (3.1.2)$$

因此很明顯地傅利葉轉換就是以各種不同頻率的諧波作為基底，來展開整個  $x(t)$ ，而  $X(\omega)$  就代表  $x(t)$  在各基底的分量，所以當某一頻率  $\omega'$  的係數  $X(\omega')$  特別大時，表示  $x(t)$  與此  $e^{i\omega' t}$  相關性特別強，也就說  $x(t)$  主要是由頻率  $\omega'$  的諧波組成。圖 3-1 為傅利葉轉換的示意圖。

雖然傅利葉轉換已經是相當古老，但無疑地它仍是目前最重要的訊號分析方法；早在 1807 年傅利葉開創將周期訊號展開的想法，但因計算繁雜並未得到實際應用，直到 Cooley and Turkey [20] 提出快速傅利葉轉換(Fast Fourier Transform, FFT) 以及電腦計算能力增進後，大部分檢測儀器皆已內嵌 FFT，方便判讀結果，傅利葉轉換因此便廣泛地被應用於各種領域，本文後面所提到的傅利葉轉換都是快速傅利葉轉換。

傅利葉之理論乃建立於穩定訊號與線性運算上，即以振幅與頻率皆不隨時間改變的諧波分量作為分析基礎，對於頻率則是由整體積分來定義，但實際之訊號多為非穩定訊號，且難免存在一些非線性物理現象，因此轉換時便自然會產生不必要的干擾項[21]。另一方面傅利葉轉換將訊號從時間域完全轉換到頻率域，因此無法提供頻率分量隨時間變化的資訊，有鑑於此，更多研究人員便開始尋找新的訊號處理方法，嘗試結合時間域與頻率域，以另一種方式與觀點來分析訊號，首先被發掘的，就是下小節的短時傅利葉轉換。

## 3.2 短時傅立葉轉換

傅利葉轉換的主要缺點為無法表示某時段內的頻率組成，要解決此問題，最直接的方法就是一次僅在一小段時間間隔內作傅利葉轉換，如此可將一維時間域訊號轉換到二維時間-頻率域，改進了傅利葉轉換的缺點。

短時傅利葉轉換之基本運算方式為將訊號  $x(t)$  乘上一個窗函數(Window function)  $w(t)$ ，接著再作傅利葉轉換，其基本式如下所示：

$$STFT_x(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} [x(t) \cdot \bar{w}(\tau - t)] \cdot e^{-i\omega\tau} d\tau \quad (3.2.1)$$

其中  $|STFT_x(t, \omega)|^2$  稱為頻譜圖(Spectrogram)。因為這個方法是在一段相對短的時間間隔內看訊號頻率，所以稱為短時傅利葉轉換(Short Time Fourier Transform, STFT)，同時也像是在一個時間窗內看訊號頻率，因此也可稱之加窗傅利葉轉換(Windowed Fourier Transform)。圖 3-2 為其示意圖。

短時傅利葉轉換的時間與頻率解析度是由窗函數決定，一旦選定窗函數，解析度就跟著固定。若把資料分為高頻和低頻兩個部份來看，高頻的部份，訊號於短時間內急劇變化，故需要較佳的時間解析度，如此才能表示正確高頻發生的時間；低頻的部份一般持續的時間較長，但頻率較固定，所以我們在低頻需較佳之頻率解析度。因此有時在實際應用上，短時傅利葉轉換並無法具備合適的時間或頻率解析度，使得分析結果受到限制，為了改善此缺點，便有學者提出了小波的概念。

## 3.3 經驗模態分解

對於穩定訊號而言，透過傅立葉轉換，我們可以在頻譜上得到最好的頻率解析度。但是對於非穩定訊號而言，卻無法用一組固定的基底來展開訊號，這是因為在這種訊號中沒有固定的時間尺度，也因為這樣，非穩定訊號的局部性要求非常重要，必須要有一個簡單的方法從原來的訊號中直接分解出基底來。

基於這個原因，1998年美國太空總署(National Aeronautics and Space Administration, NASA)的黃鐸發表經驗模態分解(Empirical Mode Decomposition, EMD)[10]，利用信號內部時間尺度的變化為基底將原始訊號拆解為含有頻率與能量資訊的各個載波，稱為本質模態函數(Intrinsic Mode Function, IMF)，並利用希伯特轉換(Hilbert Transform, HT)獲得本質模態函數的瞬時頻率及振幅。這個

轉換法不同於傅立葉分析中所定義的整體頻率及能量，它結合了時間、振幅、頻率之分佈，使訊號能表現瞬時變化的訊息與特性，稱為希伯特黃轉換（Hilbert Huang Transform, HHT）。

經驗模態分解法所解析出的本質模態函數具有以下特性：

1. 完整性：確保展開之精確度。
2. 局部性：使訊號表現瞬時變化的特性。
3. 可適性：適應暫態、非線性及非穩定性之系統條件。

被分解出來的本質模態函數還有一個最特別的特性，那即是它們各有各的物理意義，也因此被廣泛的運用在各種研究中，去觀察原本複雜的訊號中所隱含的許多訊息，在本論文中本質模態函數即可能代表原始訊號的雜訊，振動的模態，裂縫的回彈或鋼筋的回彈訊號。

### 3.3.1 本質模態函數

#### 1. 即時頻率

在本質模態函數中，即時頻率（instantaneous frequency, IF）為不可缺少的元素，它指引分量函數所要的限制條件，在定義即時頻率之後，符合這些限制條件的函數，就是本質模態函數。此後才能利用經驗模態分解法將訊號解析成數個本質模態函數分量。

在傅立葉分析中，是以正弦及餘弦調和函數做為基底去定義頻率，並且振幅是固定不變，這與即時頻率表示每一瞬間的頻率值並不相同。對傅立葉分析而言，因取樣的訊號必須大於一個完整的振盪周期，因此最少要有一個完整的正弦波或餘弦波振盪周期來定義局部的頻率。

對於頻率隨著時間改變的非穩態訊號而言，若想求得即時頻率，直接對訊號做傅立葉轉換是不正確的。即時頻率一直是廣受討論的，為了得到有意義的瞬時頻率，1995年Cohen[22]提出了一個特殊單一分量信號的觀念，才使即時頻率有了一個具體的概念，而後Schwartz[23]也提出了窄頻寬的概念，Rice[24]則是定義了訊號的頻寬要窄，則其局部極值點與跨零點數必須相同。Bedrosian[25]研究而得的嚴格條件則是：「對於任一個函數要得到其有意義的瞬時頻率，它的傅立葉轉換的實部必須只能有正的頻率。」

上面的幾位學者把即時頻率做出了一個清楚的定義，然而要應用訊號分析上

時，必須要使這個條件變成具體可以實行，為此發展出了一個特別的方法。這個方法用來分解訊號成各個分量，並且各分量皆符合 Cohen 的單一分量，Schwartz 的窄頻寬之概念，如此一來，訊號的即時頻率才可以定義。符合上述條件之分量，基於其局部的特質，命名為本質模態函數，因為其即時頻率到處都可以定義。

## 2. 本質模態函數

在上一節已經定義即時頻率，它給予分量更多限制條件，為了使所有的分量都能滿足限制條件，接下來就這些限制條件來定義“本質模態函數”。物理上要定義一個有意義的即時頻率的必要條件是函數相對於局部零均值(local zero mean)是對稱的，且越零點(zero-crossings)的數目必須等於極值(extrema)數目總和。根據這些條件黃鰲定義了本質模態函數(Intrinsic Mode Functions, IMF) [26]。

本質模態函數必須是滿足下列條件的函數：

1. 在整個函數中，極值的數目必須要與跨零點的數目相等或者相差一；
2. 在任何時刻，由局部極大值包絡線(the envelope of local maximum)及局部極小值包絡線(the envelope of local minimum)所定義的均值包絡線(the envelope of local mean)必須是零。

第一個條件，符合了傳統窄頻寬(narrow band)的要求。第二個條件是一個新想法：將整體性要求改變成局部性的要求，這樣瞬時頻率才不會因為不對稱波形存在導致頻率不必要的晃動；理想上，要求信號的局部均值(local mean)應該要是零，但是對於非穩定性的訊號而言，局部均值为零需要一個局部的時間尺度(local time scale)來定義，而這是無法辦到的。

因此為了達成此目的，必須藉由局部極大值包絡線及極小值包絡線來強迫信號局部的對稱。本質模態函數它顯現深藏在信號內部的振盪模態，在每一個循環中藉由跨零點所定義的本質模態函數只包含一個振動模態，不會有很複雜的載波也不會被限制是一個固定頻寬的訊號，它的振幅及頻率是可以變動的，頻率或振幅完全變動的函數皆可以為本質模態函數，實際上本質模態函數可以是非穩定性。

為了使用這個即時頻率的唯一定義，必須解析一個原本不滿足即時頻率定義的訊號成為數個本質模態函數，如此一來即時頻率才可以應用到每一個分量；對於複雜的訊號來說，在同一時刻可能會得到超過一個以上的即時頻率。但是轉變成本質模態函數後即可把此問題解決，各時間點皆可求出唯一的即時頻率。



### 3.3.2 經驗模態分解

訊號為本質模態含數是使用希爾伯特轉換 (Hilbert Huang Transform, HHT) 的前置條件，但大部分未經處理的原始訊號在任意給定的時間內，可能包含了不只一個振動模態，因此不滿足本質模態函數的形式，這也就是為什麼 HHT 無法使用在未經處理的訊號上的原因。此時我們必須想辦法拆解信號使其成為數個本質模態函數。要達到這樣的目的，則必須使用經驗模態分解法 (Empirical Mode Decomposition, EMD)；簡單來說，經驗模態分解法就是將信號分解成數個帶有物理特性的本質模態函數的過程。而本質模態函數就是希伯特黃轉換的基底 (如同傅立葉轉換中的正弦、餘弦函數)。

在經驗模態分解法中較特別的是其基底的獲得是由解析信號而得，因此有下列限制條件：

- (1) 欲解析之信號至少有兩個極值，其中包括一個極大值和一個極小值；
- (2) 信號特徵時間尺度是定義成兩個極值之間時間的差值；這個方法是根據

經驗利用信號內部的特徵時間尺度來定義其振動模態，即是採用連續極值之間的時間差來做為一個內在振動模態時間尺度，它不但可以提供非常好的振動模態解析度，而且也可以應用到非零均值的資料上，甚至是所有都是正或都是負沒有跨零點的資料上，然後依據它來解析訊號。這是一個有系統性解析信號方法，又可稱為「轉移過程 (shifting process)」。

現在以一例解釋轉移過程，圖 3.3(a)及圖 3.3(b)分別是頻率為 0.015Hz 及 0.05Hz 之訊號，而圖 3.3(c)是兩訊號相加而成的訊號。我們對圖 3.3(c)的訊號做處理，轉移過程首先藉由找出局部極大值和局部極小值，再將所有的局部極值利用立方弧線 (cubic spline) 將其連接，產生上圍的包絡線 (局部極大值包絡線) 和下圍的包絡線 (局部極小值包絡線)，如圖 3.4(a)。

欲拆解之訊號會被上、下圍包絡線包覆，此時可以由極大值包絡線與極小值包絡線定義出均值包絡線 (mean envelope) 為  $m_1$ ，如圖 3.4(b)，而原始訊號減去均值包絡線之差值即是第一個分量，如圖 3.4(c)，稱為  $h_1$ ，如 (3.1.1) 式所示：

$$X(t) - m_1 = h_1 \quad (3.1.1)$$

其中  $X(t)$  是原始信號。要注意此時的  $h_1$  還不是本質模態函數，我們可以觀察

到圖 3.4(c)箭頭所指部份，其局部極小值大於零，這將使得  $h_1$  不滿足本質模態函數之定義。因此將須要第二次的轉移過程。

在第 2 次轉移過程中，將  $h_1$  當作要處理的訊號，找出  $h_1$  的極大值、極小值包絡線，然後求得  $h_1$  的均值包絡線  $h_{11}$ ，即

$$h_1 - m_1 = h_{11} \quad (3.1.2)$$

如圖 3.5(a)顯示做過兩次轉移過程的結果，此時經過兩次轉移過程所得到的  $h_{11}$  滿足了本質模態函數的第一個定義，但其波形還不夠對稱。利用轉移過程的目的有兩個，一個為消除載波，另一則是為了使波形更加對稱，因為本質模態函數的析出跟原始訊號有很大的關係，所以當原始訊號越複雜時，要想獲得符合本質模態函數條件的分量就需要較多次的轉移過程。

圖 3.5(b)即經過  $k$  次轉移過程的結果  $h_{1k}$ ，已經完全符合一個本質模態函數的條件，我們可以用數學式表示成

$$h_{1(k-1)} - m_{1k} = h_{1k} \quad (3.1.3)$$

最後指定

$$c_1 = h_{1k} \quad (3.1.4)$$

這即是原信號中第一個本質模態函數分量。

如上所述，這個過程從原來的訊號中分解出最佳的模態，藉著其特徵的時間尺度，轉移過程可消除載波以及使訊號變的對稱。對於一個複雜的訊號而言，它包含了許多不同的頻率，高頻與低頻的加成會使得無法判斷出原本的波形，如圖 3.4(a)深色方塊中的小緩坡，這即是載波所造成之結果，在取局部極值點時會漏掉這個部份，以致少掉了一個特徵尺度，但是經過了一次轉移過程所得到的  $h_1$ ，我們可以在 3.4(c)中看到載波的特徵被從原本的小緩坡中被抓取出來成為了一個局部極大值點，這也就是為什麼須要執行多次轉移過程的原因，就是為了抓取出複雜訊號中的載波。

不幸地，當將此過程使用到一定的極限，為了強迫訊號對稱將會抹殺掉一些有物理意義的振幅擾動。因此，轉移過程應用時要很小心，因為應用此過程到極限的話會使得分解出的 IMF 成為一個固定振幅且純頻率變動的訊號。為了確保 IMF 分量的振幅及頻率變動都能保有足夠的物理意義，必須決定一個使此轉移過程停

下來的收斂條件。其收斂條件如下：

根據標準偏差 (standard deviation, SD)

$$SD = \sum_{t=0}^T \left[ \frac{|h_{1(k-1)}(t) - h_{1k}(t)|^2}{h_{1(k-1)}^2(t)} \right] \quad (3.1.5)$$

標準偏差的值是可以自行定義的，黃鐸建議設定在 0.2~0.3 之間。

當滿足以上收斂條件時，即停止此一模態的轉移過程，再繼續下一個模態的轉移過程。整體來說， $C_1$  應該是包含信號中最短週期的分量。接著可以從原來信號中分離出  $r_1$ ，如下式所示：

$$X(t) - c_1 = r_1 \quad (3.1.6)$$

餘函數  $r_1$  包含較長週期分量，把它當成新的信號再利用上述相同的轉移過程處理，其後的餘數可表示成

$$\begin{aligned} r_1 - c_2 &= r_2 \\ r_2 - c_3 &= r_3 \\ &\vdots \\ r_{n-1} - c_n &= r_n \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

當餘數  $r_n$  變成常數或單調的函數，使得沒有 IMF 可以解析出即停止。由(3.1.6) 與 (3.1.7) 可以得到

$$X(t) = \sum_{i=1}^n c_i + r_n \quad (3.1.8)$$

由上式可以將一個資料分解成  $n$  個經驗模態(empirical modes)及一個可以當作均值趨勢(mean trend)或常數的餘數。如圖 3.6 即為分解後所得到的兩個 IMF 及一個趨近於零的餘數。

以上即為整個 EMD 演算的詳細過程，應用 EMD 時，不需要任何的均值或零值參考軸，只需要知道局部極值的位置。對每一個分量而言，靠著轉移過程，零值參考軸即會自動產生。而經過了 EMD 演算後所分解出之 IMF(本質模態函數)各有其相對之物理意義，且都可以求出即時頻率。

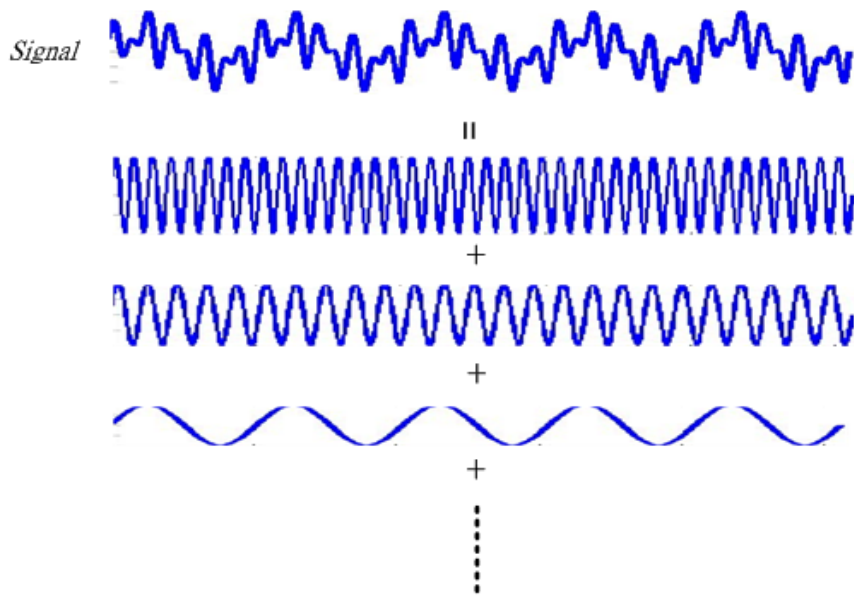


圖 3.1 傅立葉轉換示意圖

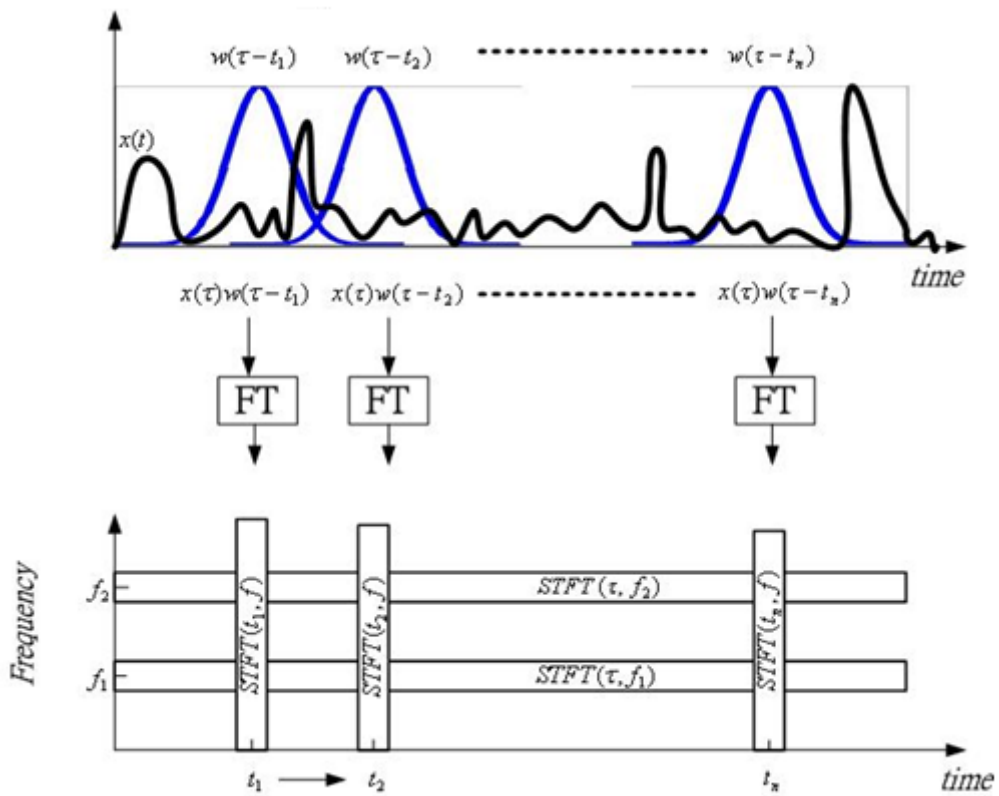
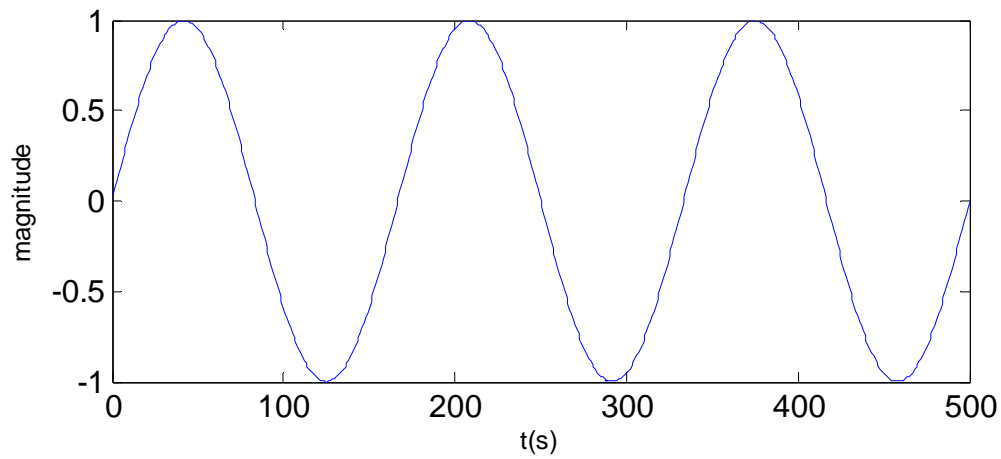
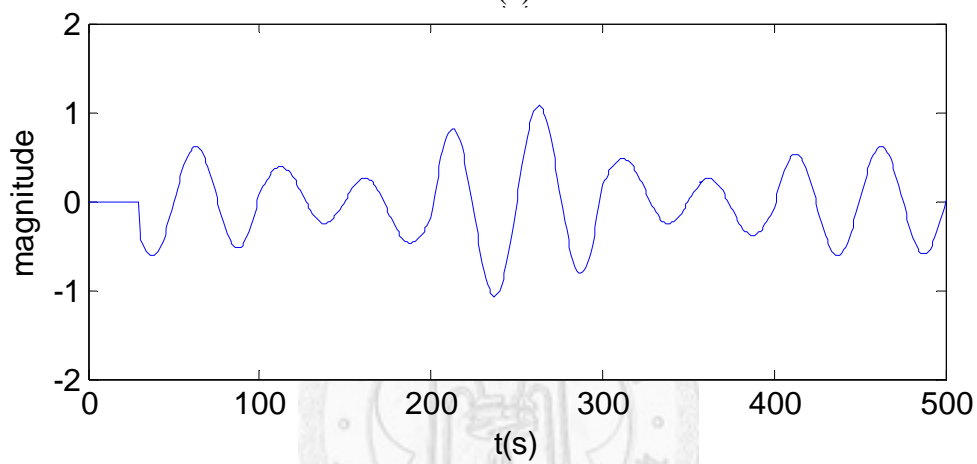


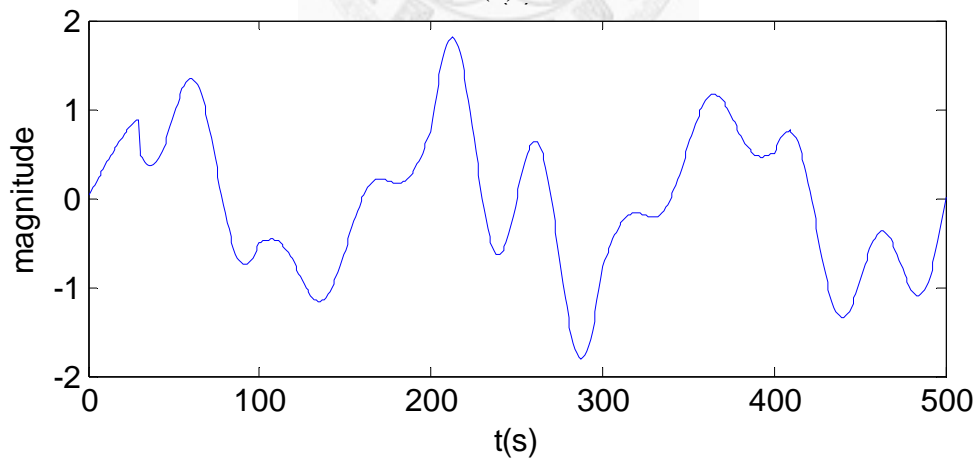
圖 3.2 短時傅立葉轉換示意圖



(a)

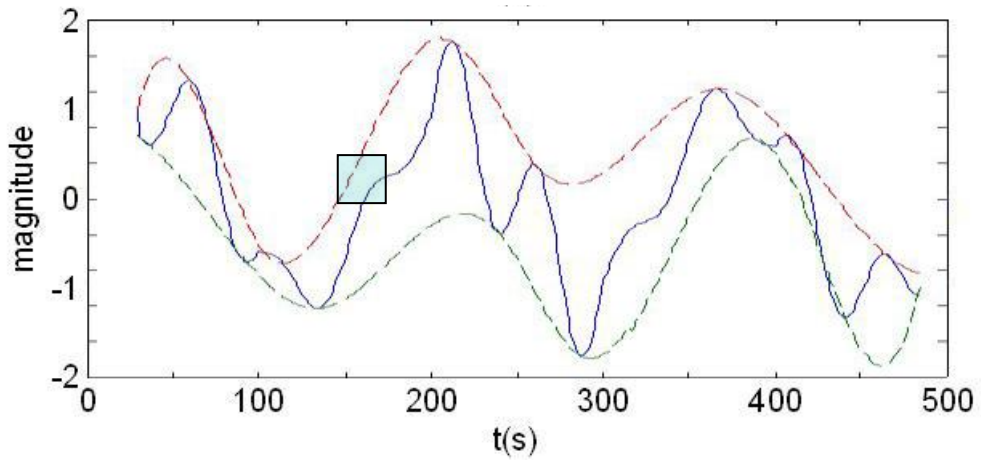


(b)

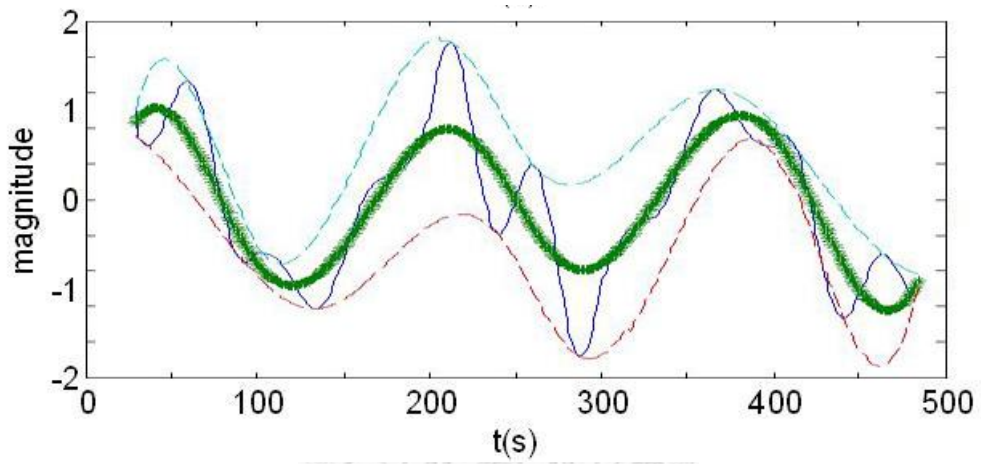


(c)

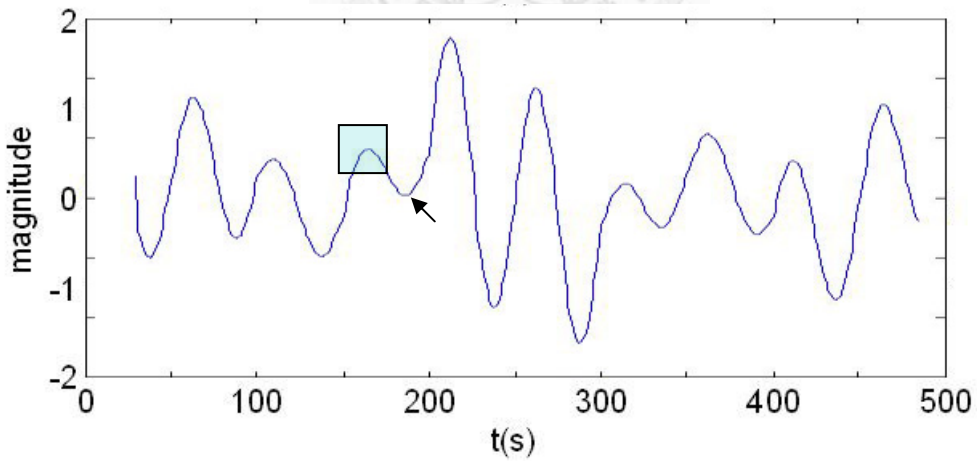
圖 3.3 (a)頻率 0.015Hz 的訊號 (b)頻率 0.05Hz 的訊號  
(c)由(a)與(b)相加所得之不平穩訊號



(a)



(b)



(c)

圖 3.4 (a)虛線為局部極大值和局部極小值包絡線 (b)深色線為均值包絡線  
(c)經過一次轉移所得  $h_1$

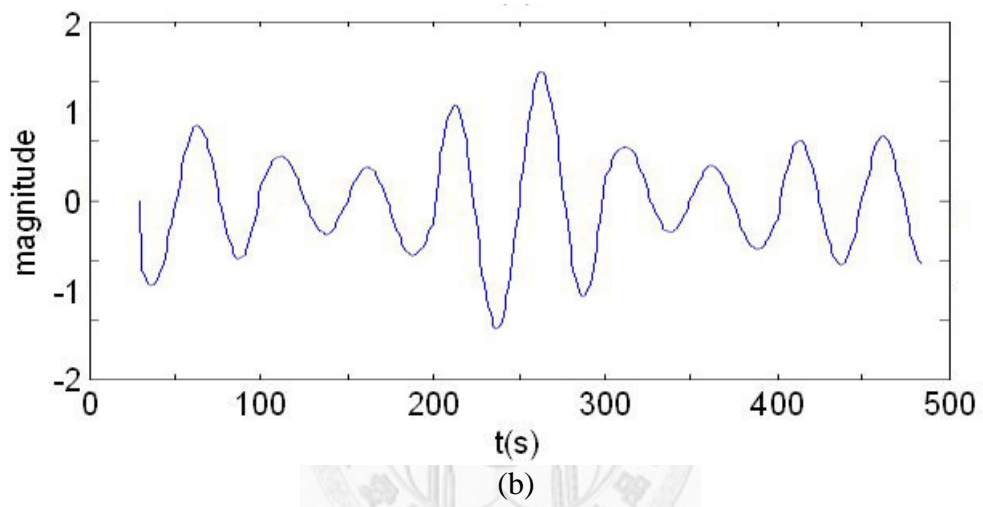
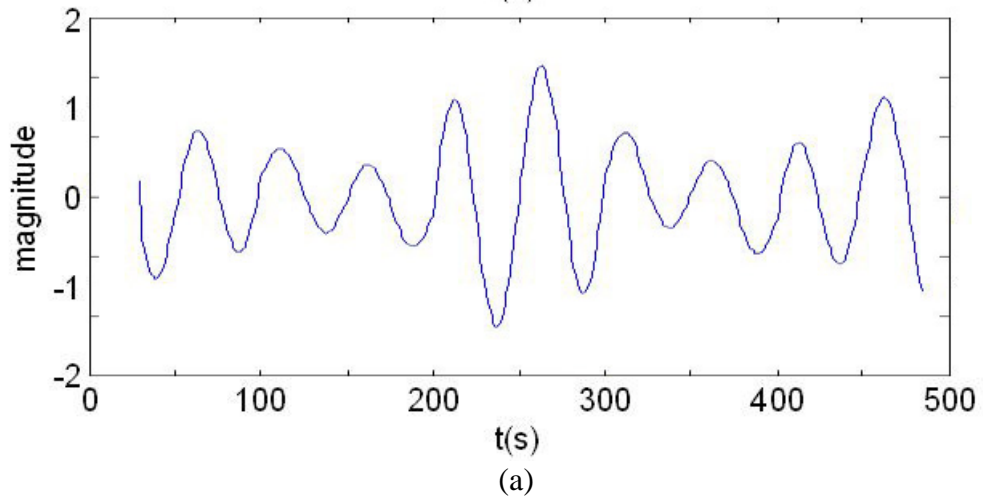


圖 3.5 (a)經過兩次轉移所得  $h_{11}$  (b)經過  $k$  次轉移所得  $h_{1k}$

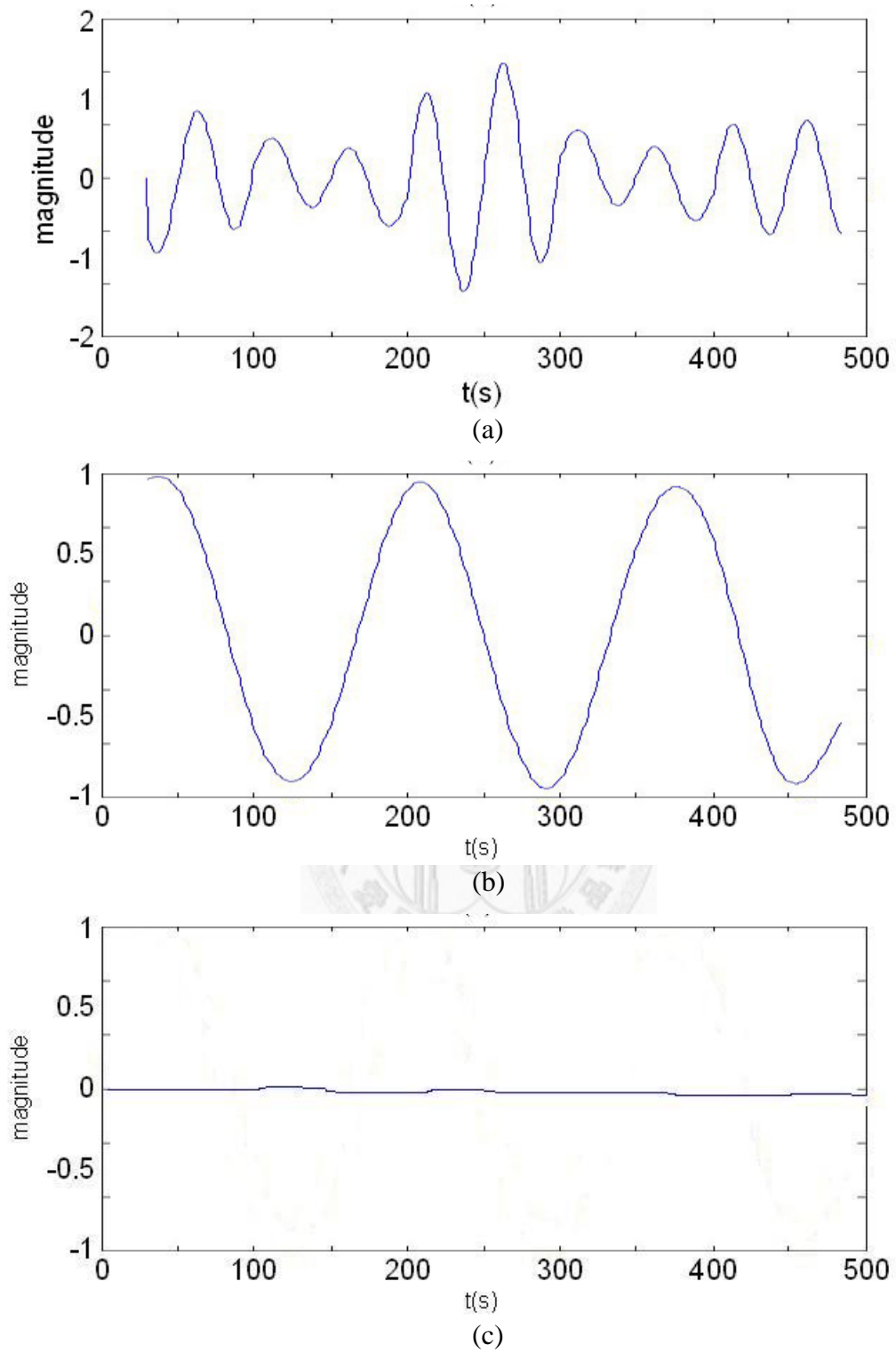


圖 3.6 (a)IMF1 (b)IMF2 (c)餘數



## 第四章. 數值模型

隨著電腦技術與計算方法的進步，複雜的工程問題可採用離散化的數值計算獲得符合分析設計需求的數值解。電腦輔助工程可說是現代工程進步發展的重要工具，一般通稱 CAE(Computer Aid Engineering)

目前 CAE 技術種類繁多，主要包括有限元素法(Finite Element Method, FEM)，邊界元素法(Boundary Element Method, BEM)及有限差分法(Finite Difference Method, FDM)等。各種方法各有其應用領域，其中有限元素法之應用最為廣泛，其應用範圍包含結構力學(線性與非線性)、結構動力學、流體力學、熱力學、電路學與電磁學等等，而現在發展趨勢為結合不同領域之多物理場(Multi-Physics)耦合分析，如流體與結構、固體與熱力、電路與電磁等，電腦的進步促使 CAE 發展更加快速，應用更廣泛。

對於內嵌缺陷的結構物，經鋼珠敲擊後所產生之暫態應力波響應並無解析解，一般皆採用數值方法(數值模擬)來求解。概括而言，數值模擬可對想要探討的主題，透過數學模型預測結果，有效地降低實驗成本與錯誤產生的機率。本文所使用數值方法為有限元素法，此方法之主要精神為將一連續體離散化成一組有限的元素組合體，使連續體之無限自由度轉化成有限自由度。

目前，有限元素的商業軟體眾多且各有其特色與專長，雖然使用商業軟體可節省自行開發軟體的成本，但仍需理解基本的計算理論，並與實驗互相比對，以避免「錯誤輸入，錯誤輸出」的情形發生。

本章將介紹本研究所進行之數值模型，包括軟體簡介、分析步驟及模擬結果，並於末小節作結論。

### 4.1 有限元素分析軟體簡介

本文使用之有限元素商業套裝軟體為 LSTC 研發的 LS-DYNA，此軟體於 1976 年發布，是最早的動態有限元素分析程式，前處理器則是選用套裝軟體 ANSYS12。

LS-DYNA 最初是為了國防而開發，現已發展成多功能計算軟體，用以模擬真實世界的各種複雜問題，如波傳現象、高速碰撞、掉落、裂縫擴展、爆炸等，其計算運動方程式所使用的演算法主要為中央差分法之顯式積分求解，利用此法計算時，時間步長必需小於特定值才可避免無法收斂的問題，因此較不適用於長時

間的分析，主要被應用在暫態分析方面。

此外，LS-DYNA 也具有隱式積分求解功能，相較於顯式法，隱式法計算需採用較大計算步長，適用於靜態及模態分析，該軟體同時具有顯/隱式自動切換求解的功能，為其最大賣點。

## 4.2 有限元素分析步驟

任何有限元素模擬主要皆可分為三大過程，前處理、求解及後處理。前處理部份包含幾何模型建立、網格劃分、元素定義、負載與邊界條件設定等，這些都必須在特定之前處理器(如支援 LS-DYNA 格式的 FEMB)中完成；求解步驟是解決離散化後之矩陣方程式，主要為 LS-DYNA 的工作；後處理則是將分析結果，如位移、應變、應力等，以圖表或動畫顯示，基本上使用 LS-DYNA 內建之後處理器 LS-PREPOST 即可滿足大部分的需求。

### 4.2.1 幾何模型建立

幾何模型的建立為方便前處理器可透過這些幾何資訊，點、線與面來劃分網格，一般而言，欲建立待分析物體的幾何模型，照理說應該利用專業的工程繪圖軟體(Solid Works, Pro/E...等)，但是當物體形狀較簡單時，也可直接利用前處理器所提供之功能建立幾何模型。本研究採用 ANSYS12 支援 LS-DYNA 格式的前處理軟體，提供由上而下(Top to Bottom)建模方式，就是直接建立幾何模型並自動劃分網格。

### 4.2.2 網格劃分

網格劃分是有限元素法中非常重要的步驟，網格的品質控制了大部分的變數，大體而言，採用較大的網格可以減少計算量，但可能使結果不準確；採用較小的網格可以增加結果的精確度，但會增加計算量以及時間成本；不過當網格細分到一定程度後，分析結果的精確度就不會再繼續提高，因此，分析者需根據精確度的要求，選擇適當之網格尺寸。靜態分析應根據應力分佈採用疏密不同的網格，動態分析則要求模型網格均勻，網格長、寬、高之大小兩兩互相之比例最好不要超過一比三，以三維分析為例，理想上應以正六面體為主。此外，對於節點的編號是否連續會影響到勁度矩陣的帶寬，劃分好網格後對於節點編號進行最佳化可縮短計算時間。

本研究之暫態波動的數值模擬，網格大小應由波長來決定，一般而言，網格大小取波長的八分之一至十分之一，即能描述出正確的波形。如 2-3-1 節所述，當鋼珠較大，與試體接觸時間較長，所激發的應力波波長較長，此時可以採用較大的網格；反之，當鋼珠較小，就應採用較小的網格，以求在計算成本和精確度取得平衡。在本節中，用來當敲擊源的鋼珠有兩種尺寸，分別為直徑 6mm 與 20mm。舉例來說，當使用直徑 6mm 鋼珠為敲擊源時，所激發的波長約為 16cm，如選擇小於波長的十分之一為其網格大小，則取網格為 1cm 長×1cm 寬×1cm 高。

利用 ANSYS 軟體為前處理器，ANSYS 提供自動化分網格的功能，只要設定好網格大小，軟體便自動切好實體網格，但是卻難以控制網格品質，所以在畫分網格前，需先在孔洞周圍以布林運算的方式，將孔洞畫分為幾個對稱的區塊，以利實體網格化。

#### 4.2.3 元素定義

網格劃分完成後，將之命名，稱之元素定義；建立有限元素模型時，元素型態的選擇相當重要，主要考慮結構之幾何形狀，其次是分析目的、加載條件及經濟性。目前有限元素所發展出的元素類型很多，如桿、殼及體元素等，由於一般的混凝土結構是三維物體，所以本研究使用三維體元素來分析。

體元素又有分為四面體與六面體，四面體網格劃分較容易，六面體的計算結果比較精確；為求計算結果準確，本文選定八節點六面體的線性體元素，每個節點有三個自由度，暫態分析中各自由度都能計算位移、速度及加速度。

在材料性質方面，敲擊回音試驗中，鋼珠彈性敲擊試體表面所產生的波屬於低頻(小於 10KHz)、低應變響應之應力波。由於該應力波的波長遠大於混凝土細部構造的尺寸，混凝土內部之細微孔隙及骨材對應力波傳遞造成的影響極小，因此可將混凝土視為均質等向的線彈性材料。本章節使用之三維線性體元素需輸入的材料其密度、楊氏係數與泊松比，分別取  $2300\text{kg}/\text{m}^3$ 、 $33.1\text{GPa}$  與 0.2，或者可藉由實驗之 P 波與 R 波之波速量測來反推。

至目前為止，我們已經成功地將混凝土的數值模型建立出來，接下來便是進入分析模式－負載與束制，以及求解之設定。

#### 4.2.4 負載與束制

LS-DYNA 將負載與束制都歸納於邊界條件選項中，以下分別介紹參數設定：

## 1. 負載

敲擊回音法是利用鋼珠撞擊試體表面以產生波動，體元素可承受集中力、壓力及分佈力等載重，我們以一隨時間變化的壓力形式來模擬敲擊源，將壓力變化加載於元素表面以產生波動。由式 2-3-1 可推算出敲擊力與時間關係，式中需代入  $F_{\max}$  與  $t_c$  兩個參數，但因模擬是設定為壓力負載，所以需將敲擊力  $F_{\max}$  改為壓力  $P_{\max}$ ，依照模擬所設之材料性質經由式 2-3-6 可計算最大壓力值  $P_{\max}$ ，再根據式 2-3-7，便可由敲擊鋼珠大小計算接觸時間，本研究所輸入的負載如圖 4.27。

## 2. 束制

LS-DYNA 提供較常用束制有對節點位移或角速度的束制、強制位移、初始速度與不反射面等，根據模擬試體之特性與實際情形選擇適合之束制可得到較好的分析結果。在文獻中，模擬混凝土的敲擊回音試驗，為了避免施加強制束制而激發結構的振動模態，所以在模型底部對節點不加任何約束。但若不設任何束制會使試體產生剛體運動，所得到的時間域訊號會隨時間有往下掉的情形，不過敲擊回音法主要是分析訊號的頻譜，剛體運動只會在頻譜中產生頻率為零尖峰，並不會影響分析結果，所以可以不加任何束制。

### 4.2.5 求解

在開始計算前，需設定取樣時間與時距，這兩項設定攸關頻率解析度與訊號失真，數值模擬中所設定的終止時間為  $3 \times 10^{-3}$  秒，取樣的時間間隔為  $1 \times 10^{-6}$  秒，經由 Nyquist 定理可算出截止頻率  $f_c$  為 500 KHz，頻譜解析度為 1000KHz，最後設定模擬結果的輸出為實驗時感測器所在位置之節點位移值，在設定好所有模擬參數後，前處理器會輸出一文字檔案提供 LS-DYNA 求解器讀入並運算。

### 4.2.6 結果分析

本研究採用 LS-PREPOST 作為後處理器來呈現計算結果，該軟體可擷取 LS-DYNA 之輸出並儲存、繪製輸出的曲線與數學運算如快速傅利葉轉換...等。在本研究利用 LS-PREPOST 讀取 LS-DYNA 之分析結果 Nodout 檔，裡頭記錄了感測器所在位置之節點的位移、應力、應變值...等，再讀取所需要的資訊 - 縱向(垂直試體表面)位移值後，將它轉成文字檔並匯入 MATLAB 做進一步的訊號處理。

### 4.3 數值模型訊號分析

本文利用有限元素模擬之重點為欲在實驗前先透過數值訊號來評估 EMD+FFT 是否能提升敲擊回音的極限。關於模擬訊號的可靠性，本實驗室 葉柏涼[27]已建構出一套最佳的建模步驟與模型參數，模擬與實驗之最大誤差僅約 5%。此數值模型與分析模式的確足以表現出真實混凝土波動反應，數值模擬的結果將提供日後做不同研究時使用。

#### 4.3.1 數值算例一

由式 2-3-7 與 2-3-8 可知，使用直徑為 6mm 的鋼珠為敲擊源時，接觸時間為  $25\mu$  秒，可激發的頻段為 0~50KHz，但是以為 6mm 的鋼珠為例，89% 的能量皆集中在頻段為 0~25KHz 的範圍內，說明如圖 5.29。此外 Martin et al.[6]指出，當孔洞直徑小於敲擊源所激發波長的 0.4 倍時，則不易檢測。雖然這個問題可由使用更小直徑的鋼珠為敲擊源來解決，但是越小的鋼珠所激發的能量越小。在無法兼得的情況下，我們嘗試藉由經驗模態分解法，提取此微弱的訊號。

本數值算例中，使用直徑 6mm 的鋼珠為敲擊源，可檢測的孔洞最小直徑為 6cm，孔洞回音頻率對應到理論值 33.3KHz，此頻率反應在頻譜上屬於高頻的頻段所以能量極小，於非破壞檢測中不易被發覺。

本數值算例共有三個試體，試體尺寸與示意圖分別如表 4.1 與圖 4.1 所示。三個試體的數值模擬結果茲將說明如下：

編號	長-寬-高(cm)	D(cm)	d(cm)	敲擊源
試體一	50-50-30	12	6	6mm
試體二	50-50-30	8	6	6mm
試體三	50-50-30	4	6	2、6mm

表 4.1 數值算例一

#### 1. 試體一：D=12cm，d=6cm

數值算例一試體一接收點的時間域訊號如圖 4.2(a)所示，將時間域訊號做快速傅立葉轉換至頻率域得到圖 4.2(b)，頻譜中較明顯的峰值分別為 4002Hz、32020Hz，前者為試體底部回音頻率，後者為孔洞的回音訊號。藉由試體一我們發現當孔洞直徑為 12cm 時，可由傅立葉頻譜圖清楚看到孔洞回音所對應的訊號，接

著我們藉助於 EMD 法，觀察是否能正確的提取出由孔洞反射的訊號。

圖 4.3A 行由上而下分別代表分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜。首先觀察 IMF1，從頻率域來看，頻譜能量分散在 0~500KHz，而且能量比其他 IMF 分量小了兩個數量級，為不具有物理意義的分量，可視為數值模擬的誤差。接下來觀察 IMF2，頻率域上出現 31.2KHz、32KHz 的多重峰值，對應到孔洞回音的頻率值，與原訊號的傅立葉頻譜比較，IMF2 清楚的表現出孔洞的回音頻率，另外，值得一提的是，IMF2 的頻譜圖出現了多重尖峰，與以往研究者的結果相似，推論可能是因為應力波傳遞至圓孔時，反射波並不是以平面波方式回傳。再來觀察 IMF3，從頻率域觀察，明顯的出現了模態混疊的現象，頻譜中出現了一明顯的峰值 4002Hz，所對應的為試體底部回音頻率，與一頻寬範圍 10~20KHz 的訊號，所對應的為表面波[14]，比較 IMF2 與 IMF3 我們發現孔洞回音的能量是小於表面波的。

IMF4~IMF6 (4252Hz、3750Hz、2001Hz、1251Hz)從時間域看，能量幾乎持續整個時間軸，這是模態振動的訊號，都可由模態分析(如附錄)得到驗證，最後結果驗證，孔洞回音能以經驗模態分解法法正確提取出。

## 2. 試體二: D=8cm，d=6cm

接下來看數值算例一的試體二，我們將孔洞的直徑減至 8cm，我們推論，孔洞的回音訊號強度會更微弱。圖 4.4(a)為原訊號歷時曲線，圖 4.4(b)為其對應的傅立葉頻譜圖，頻譜圖中有一明顯峰值 5253Hz 對應到底部頻率，這裡的底部頻率比上一個試體高，這是因為應力波傳遞至底部的距離減少了。在 30KHz~40KHz 有一微微凸起類似高原狀的頻帶，但已無法清楚觀察(箭頭處)，故此推論可由原訊號的傅立葉頻譜證實。

接著我們藉助於 EMD 法，圖 4.5 行由上而下分別代表分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜。首先從時間域上看 IMF1 能量遠小於其他 IMF，可視為系統雜訊。再來看 IMF2，尖峰出現在 32.77KHz，IMF2 能量消散速度比試體一的 IMF2 還快，約為  $3 \times 10^{-4}$  秒，這是因為孔洞的直徑縮小了，據此，我們可判定 IMF2 為孔洞的回音訊號。一樣的，IMF3 中仍出現模態混疊的現象，底部訊號 5253Hz 和表面波頻段出現在同一個 IMF 分量。

IMF4~IMF6(4752Hz、3502Hz、1501Hz、1251Hz)，能量延續時間長，為試體

振動模態，都可由模態分析(見附錄)得到驗證。在此更弱的訊號亦能由 EMD 法正確提取。

### 3. 試體三: $D=4\text{cm}$ ， $d=6\text{cm}$

最後看數值算例一試體三，孔洞直徑縮小至為  $4\text{cm}$  時，原訊號歷時曲線如圖 4.6(a)，原訊號的傅立葉頻譜圖 4.6(b)有一明顯峰值  $6253\text{Hz}$ ，對應到底部頻率，這裡代表底部的頻率又更高，這是因為波傳的距離又更遠了。而已無法得到孔洞回音的訊號。試體三符合文獻回顧所提到的，當孔洞直徑小於  $0.4$  倍敲擊源所產生的波長時，則不易量測，而試體三所用的敲擊源所能偵測的直徑為  $6\text{cm}$ 。

一樣的，我們藉助於 EMD 法，圖 4.7 的 A 行由上而下分別代表分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜，首先觀察 IMF1，如前所述為試體雜訊。IMF2 峰值出現在  $30\text{KHz}$  與  $33.27\text{KHz}$ ，但頻率值已經不像前兩個試體那麼明顯，還是可以正確對應到孔洞回音頻率，但是於現場檢測中有可能將此 IMF 分量歸類在在表面波中。有鑑於此，我們藉由時頻分析來作驗證，圖 4.8 為 IMF2 的短時傅立葉轉換，可以看到散佈在  $10\sim 30\text{KHz}$  的為表面波，延續時間不超過  $0.5\text{msec}$ ，而代表孔洞回音( $30\text{KHz}$  左右)則延續超過  $1\text{msec}$ 。另外此 IMF 再次出現多重峰值。所以 IMF2 判斷為孔洞回音。IMF3 代表底部的回音與表面波，仍舊發生模態混疊的現象，在此亦不多做討論。

IMF4~IMF6( $6253\text{Hz}$ 、 $4002\text{Hz}$ 、 $2001\text{Hz}$ 、 $1251\text{Hz}$ )為模態振動，都可由模態分析得到驗證，最後結果，代表孔洞的 IMF 分量已經明顯的和表面波發生了模態混疊，我們推測這個尺寸的孔洞可能已是敲擊回音法加 EMD 且用  $6\text{mm}$  的鋼珠為敲擊源的極限。

在數值算例一中，我們有提到當孔洞直徑小於  $0.4$  被敲擊源所產生的波長時，則不易量測，但是可藉由減小鋼珠直徑來解決。在此，我們將接觸時間改為  $12\mu$  秒，換算鋼珠直徑約為  $3\text{mm}$ ，模擬的結果如圖 4.9 所示。比較圖 4.6 與圖 4.9，明顯的改以  $3\text{mm}$  為敲擊源後， $30\text{KHz}\sim 50\text{KHz}$  所占整個頻譜的百分比大於以  $6\text{mm}$  為敲擊源時的頻譜圖，代表孔洞回音頻率更加明顯。EMD 處理後，代表孔洞回音的 IMF 分量，所占的頻寬極大，與先前研究相似。在這裡必須強調的是，此為數值模擬的結果，於實驗亦或是現場檢測時，往往有更多不可預期的情況發生，如邊界反射、模態振動、或能量消散往往都比數值模擬來的快。

### 4.3.2 數值算例二

一般來說，當孔洞的保護層深度大於三倍孔洞直徑時 Jaeger and Sansalone(1997)，因為訊號傳遞的距離增加使得能量更快速的遞減，訊號無法多次的來回孔洞與試體表面，所以這已經是敲擊回音法檢測的極限，檢測中不易發覺。種種誘因，皆引導我們嘗試藉由 EMD 提取微弱訊號。

本數值算例共有四個試體，試體尺寸與示意圖分別如表 4.2 與圖 4.10 所示。四個試體的數值模擬結果茲將說明如下：

編號	D(cm)	d(cm)
試體一	6	12
試體二	6	18
試體三	6	24
試體四	6	26

表 4.2 數值算例二

#### 1. D=6cm，d=12cm

數值算例二試體一的時間域訊號如圖 4.11(a)所示，將時間域訊號做快速傅立葉轉換至頻率域得到圖 4.11(b)，傅立葉頻譜中明顯的看到 17.41KHz 的峰值，對應到孔洞的回音頻率，而理論頻率值約為 16.6KHz。

接下來我們將訊號進行 EMD 處理來觀察各 IMF 的特徵，圖 4.12 行由上而下分別代表分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜，首先看到 IMF1，頻譜圖中出現了多個大小相似的峰值且頻段分散在 10~30KHz，與之前的經驗相符，我們判斷為表面波回音，接下來看到 IMF2，由時間域來看，延續的時間明顯比 IMF1 還久，頻譜中出現單一個峰值(17.41KHz)對應到孔洞回音，這一個峰值也能由原傅立葉頻譜中讀出，但是更過 EMD 處理後，更加的明顯。

IMF3~6(4802Hz、2401Hz、1801Hz、400Hz)能量延續了整個時間軸，此為試體模態，都可由模態分析得到驗證。

最後，IMF1 為表面波，IMF2 為孔洞回音，IMF3~6 為表面波，EMD 法能正確提取微弱的訊號。



## 2. $D=6\text{cm}$ ， $d=18\text{cm}$

數值算例二試體二的時間域訊號如圖 4.13(a)所示，將時間域訊號做快速傅立葉轉換至頻率域得到圖 4.13(b)，在這數值算例中我們將保護層深度增加到 18cm，理論孔洞回音頻率為 11.1KHz，原訊號的傅立葉頻譜中可看到一不明顯的尖峰(箭頭處)，此峰值即為孔洞回音訊號，在數值模擬的狀況下已經不能清楚判別，更遑論現場檢測了。種種誘因引導我們用 EMD 法進行分析。

圖 4.14A 行由上而下分別代表原訊號與分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜，我們先看到 IMF1，不論由時間域或是頻率域來看，能量都是所有 IMF 中最小的，可視為雜訊。再來看到 IMF2，能量延續時間短，且頻譜散佈在 10~30KHz，此為表面波特徵，IMF3 特徵集中在 10.5KHz，對應到孔洞回音頻率，且能量消散速率遠比 IMF2 慢，我們判斷此 IMF 分量為孔洞回音。

IMF4~6 能量延續了整個時間軸，此為試體模態，都可由模態分析得到驗證。

最後，IMF1 為雜訊，IMF2 為表面波，IMF3 為孔洞回音，IMF4~6 為試體模態振動。

## 3. $D=6\text{cm}$ ， $d=24\text{cm}$

數值算例二試體三接收點的時間域訊號如圖 4.15(a)所示，將時間域訊號做快速傅立葉轉換至頻率域得到圖 4.15(b)，在這數值算例中我們將保護層深度增加到 24cm，原訊號頻譜圖中已看不清楚孔洞回音所對應的頻率值(圖 4.15(b)左側箭頭)，這是文獻回顧所提到的，當孔洞保護層深度大於三倍孔洞直徑時以不易量測，這裡值得一提的是，我們有可能將孔洞回音判斷為右側箭頭處的峰值，於是我們將訊號進行 EMD 處理。

圖 4.16A 行由上而下分別代表分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜，IMF1 能量是所有 IMF 中最小的，可視為試體雜訊，IMF2 頻段散落在 10~30KHz 判斷為表面波，接下來看到 IMF3，頻譜圖中尖峰出現在 8603Hz，對應到孔洞的回音訊號頻率值，由時間域來看，此 IMF 能量延續了較長的時間，根據經驗，敲擊回音法很容易激發出低頻的試體振動模態，而且在數值模態分析中，有對應到的自然模態，所以我們不能斷定此頻率值為孔洞回音，為了解決這個問題，我們藉助於時頻分析，圖 4.17 為 IMF2~4 的短時傅立葉轉換，代表表面波的 IMF2 分量，能量延續不超過 0.5msec，IMF3 明顯的出現了 8603Hz 與表面波發生

模態混疊，8604Hz 延續到超過 1msec，IMF4 為試體模態，能量延續了整個時間軸。由以上分析，我們可以看出 IMF3 代表的是孔洞回音頻率。

IMF4~6(5020Hz、4802Hz、3001Hz、400Hz)能量延續了整個時間軸，判斷為試體模態，都可由模態分析得到驗證。

#### 4. D=6cm，d=26cm

上一個試體，試體三的保護層深度為 24cm，從頻譜圖中幾乎已不可得孔洞回音頻率，經由 EMD 處理後，雖然能找到代表孔洞回音的頻率值，但是卻和表面波發生了模態混疊。為了找到以 6mm 鋼珠為敲擊源、孔洞直徑為 6cm 時，以 EMD 法所能量測的保護層深度極限，於是我們減緩增加保護層深度的速度，試體四比試體三增加 2cm 的深度，模擬結果如圖 4.18 所示，原訊號的傅立葉頻譜圖以完全無法得到對應到孔洞的頻率值。我們將訊號進行 EMD 處理，看到 IMF1，依照之前的經驗，頻譜圖中見頭處所指似乎為孔洞回音頻率，為了進一步的確認，我們將訊號進行時頻分析，圖 4.19 為短時傅立葉轉換後的結果，從此圖我們看不到類似圖 4.17(b)的結果“代表孔洞回音的頻率值延續了較長的時間”。由這個數值模擬，我們大膽推斷，這個尺寸已經是 EMD 法的極限了。

#### 4.3.3 數值算例三

當兩個孔洞的距離過小時，因為孔洞回音訊號的互相干擾，造成檢測的不易，種種誘因，皆引導我們嘗試藉由 EMD 法，提升敲擊回音的極限。

本數值算例有一個試體，兩個敲擊點，試體尺寸與敲擊點示意圖分別如圖 4.20 所示。兩個敲擊點的分析茲將說明如下：

##### 1. 半孔洞上方 (R1、S1)

數值算例三敲擊點一的時間域訊號如圖 4.21(a)所示，將時間域訊號做快速傅立葉轉換至頻率域得到圖 4.21(b)，原訊號的頻譜圖中，可觀察到不明顯的峰值(兩箭頭處)分別為 13KHz 與 32KHz，分別對應到全孔洞與半孔洞的回音頻率，而半孔洞回音理論頻率值約為 33.3KHz，傅立葉頻譜一如預期的並無法判別出孔洞回音。

接著我們將訊號進行 EMD 處理，圖 4.22 A 行由上而下分別代表分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜，我們看到 IMF1，對應到半孔洞的回音訊號頻率值，但是卻不是一個明顯的峰值，而出現了多重峰值，分別為 33.02、

29.26KHz，多次的數值模擬皆有相同結果，所以我們推論 IMF1 代表半孔洞回音，接下來我們看 IMF2，對應到的是全孔洞的回音頻率，但是卻不是一個明顯的峰值，而是類似高原的峰值，從時間域來看類似表面波，但是由頻率域來看，卻有明顯的不同，表面波在多個頻段都會有峰值，而 IMF2 出現了單一的峰值，所以我們推論 IMF2 代表全孔洞回音。在此算例中我們發現保護層較深的全孔洞頻譜的能量是大於保護層較淺的半孔洞，這是因為淺孔洞回音頻率高，能量少且易消散，這個現象可再由圖 5.29 得知。

IMF3~6 能量延續了整個時間軸，判斷為試體模態，都可由模態分析得到驗證。最後 IMF1 為半孔洞回音，IMF2 為全孔洞回音，IMF3~6 為試體模態振動。敲擊點一獨缺表面波分量，我們將在敲擊點二一併探討。

## 2. 全孔洞上方 (R2、S2)

數值算例三敲擊點二的時間域訊號如圖 4.23(a)所示，將時間域訊號做快速傅立葉轉換至頻率域得到圖 4.23(b)，原訊號的頻譜圖中，可觀察到 14.76KHz 的峰值，對應到全孔洞的回音頻率，而理論頻率值約為 15.3KHz。

接著我們將訊號進行 EMD 處理，圖 4.24A 行由上而下分別代表分解出來的六個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜，我們看到 IMF1，明顯的，頻段散落在 10~30KHz，且能量延續時間短，為表面波分量。IMF2 尖峰出現在 19.2KHz，但是卻不是一個明顯的峰值，而是類似高原的峰值，從時間域來看類似表面波，由頻率域來看，也無明顯特徵，這個 IMF 在模型試驗中也會出現，會有更清楚說明。接下來我們看 IMF3，峰值出現在 14.76KHz，對應到的是全孔洞的回音頻率，與原訊號傅立葉頻譜值可觀察到的峰值一致，為了更清楚說明 IMF1~3，我們再次藉助時頻分析，圖 4.25 為 IMF1~3 的短時傅立葉轉換，IMF1 出現多個能量大小相當的峰值延續時間皆不超過 0.5msec，此為表面波分量，IMF2 能量也是不超過 0.5msec，但是和表面波不同的是，此分量出現單一峰值，在此我們推測此分量為半孔洞回音，IMF3(14.76KHz)能量延續時間大於 1msec，判斷為全孔洞回音。經由時頻分析，我們可以發現，敲擊點一無法分解出代表表面波的分量，這是因為他混疊在其他的 IMF 中了。

IMF4~6 能量延續了整個時間軸，判斷為試體模態，都可由模態分析得到驗證。

最後，IMF1 為表面波，IMF2 可能為半孔洞回音，IMF3 為全孔洞回音，IMF4~6

為試體模態振動。

#### 4.3.4 數值算例四

敲擊回音法應用於現場檢測時，試體內部通常會有鋼筋存在，而鋼筋往往會影響訊號的品質，致使辨識不易，本數值算例探討鋼筋存在時對檢測的影響。

數值算例四有一個試體，一個敲擊點，其示意圖為圖 4.26，分析結果茲將說明如下：

##### 1. 鋼筋與孔洞中間

數值算例四敲擊點一的時間域訊號如圖 4.27(a)所示，將時間域訊號做快速傅立葉轉換至頻率域得到圖 4.27(b)，原訊號的頻譜圖中，可觀察到 14KHz(箭頭處)的峰值，對應到鋼筋的回音頻率，而理論頻率值約為 13.5KHz，原傅立葉頻譜中一如預期的孔洞回音無法直接判別，於是我們將訊號進行 EMD 處理，圖 4.28A 行由上而下分別代表分解出來的七個 IMF，B 行則為所對應的傅立葉頻譜。

與之前的試體雜訊相比，IMF1 明顯異於其他試體的 IMF1，可能是因為試體內部的結構更加複雜了，推測 IMF1 為數值誤差與表面波發生了模態混疊，再來看到 IMF2，尖峰出現在 27.5KHz、28.1KHz，對應到孔洞的回音，再次出現了多重尖峰，IMF3 峰值出現在 14.7KHz、15.76KHz，與原訊號傅立葉頻譜所觀察到的峰值相差無幾，這裡值得一提的是代表鋼筋回音的 IMF3 分量，也出現了多重峰值，由本實驗室學長郭建成[15]所發現的現象完全吻合，接下來我們比較 IMF2 與 IMF3，鋼筋所對應到的頻域值低於孔洞所對應到的頻率值，所以理論上低頻的能量應大於高頻的能量，但由 IMF2 與 IMF3 來看卻非如此，這是因為應力波傳遞至鋼筋時，大部分的能量都透射，只有少部分反射回試體表面。

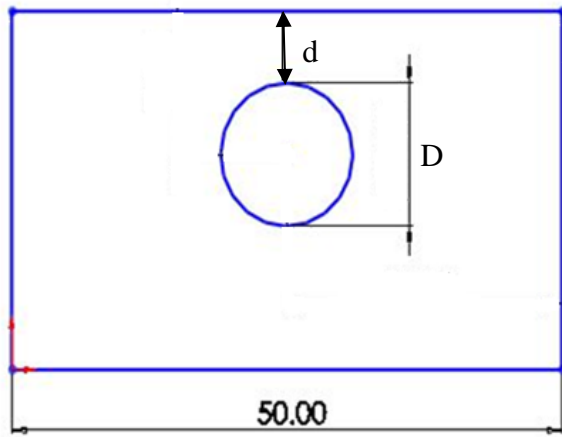
我們再次藉助時頻分析來做出更正確的判斷，圖 4.29 為 IMF2、3、4、6 的短時傅立葉轉換，IMF2 明顯的發生了表面波與孔洞回音的模態混疊，30KHz 左右的頻段，能量延續時間比表面波久，IMF3 為表面波與鋼筋回音發生模態混疊，代表鋼筋的回音能量延續了較久的時間，IMF6 為試體模態振動，能量持續整個時間軸。

IMF4~7(3502Hz、2251Hz、1751Hz、1501Hz、750Hz)代表試體模態，可由數值模態分析得到驗證。

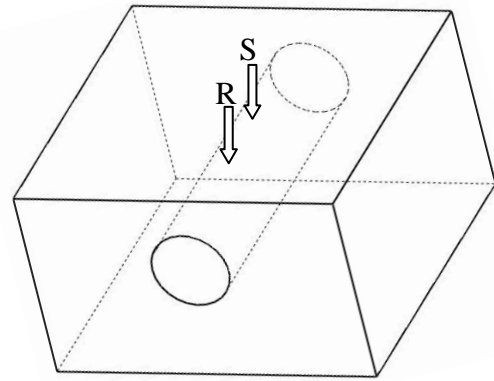
## 4.4 小結

綜合以上幾個數值算例，敲擊回音法對於尺寸較小的孔洞與幾何形狀複雜的缺陷有了更強的檢測能力，孔洞回音訊號在經 EMD+FFT 處理後，頻譜圖上出現了多重峰值，這是一個很明顯的特徵，又經 EMD 處理後的 IMF 分量，皆能找到所對應的物理意義，而且隱藏在原訊號中有用的頻率值亦能正確的提取出，不至於遺漏了重要的訊號。下一章將運用實驗觀察是否能將訊號做出正確的判斷。



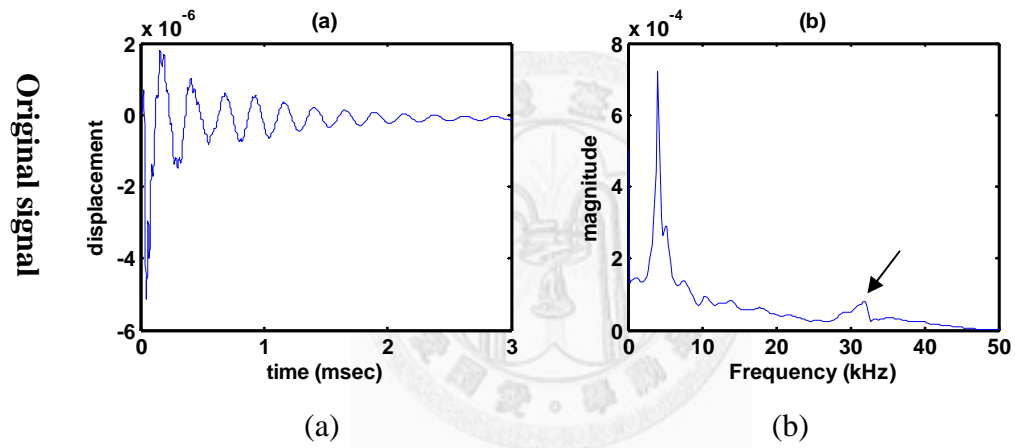


(a)



(b)

圖 4.1 數值算例一 (a)側視圖 (b)三維視圖與敲收點位置



(a)

(b)

圖 4.2 數值算例一試體一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜

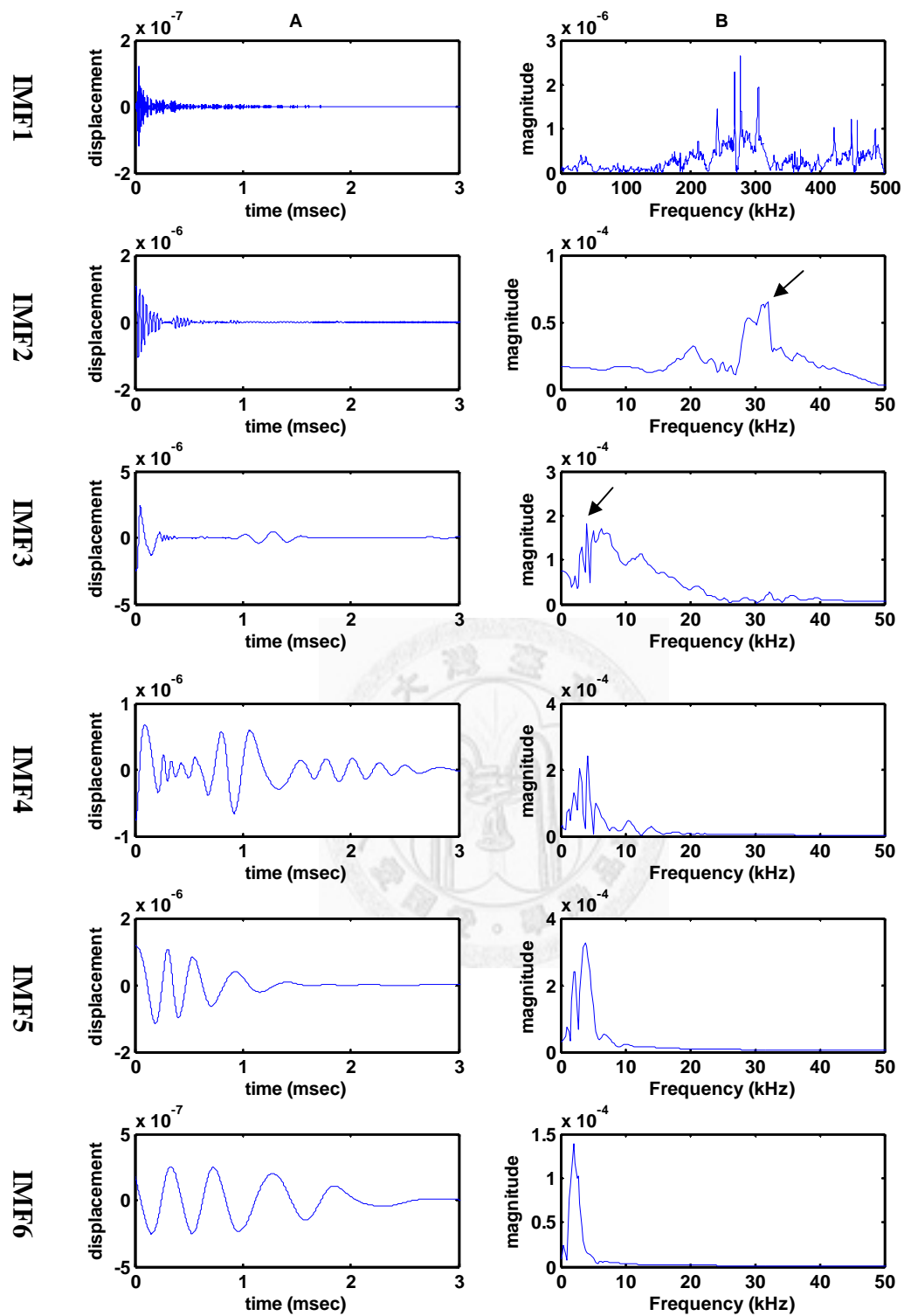


圖 4.3 數值算例一試體一之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下為 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

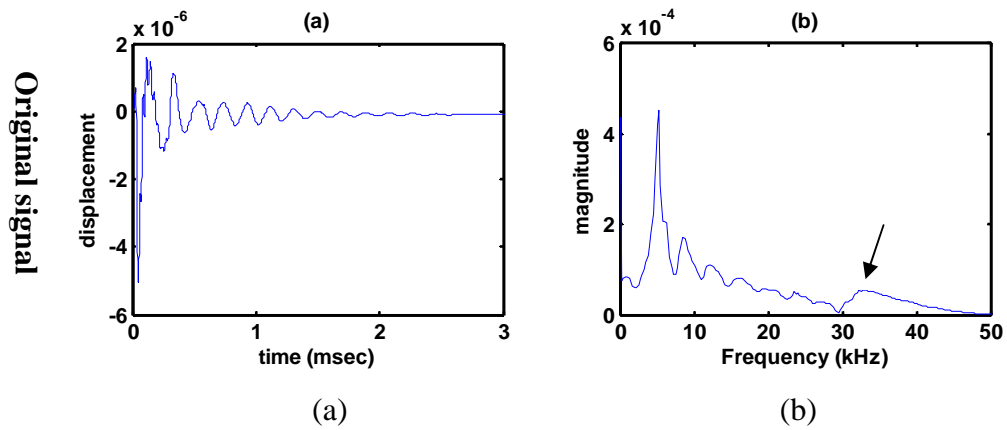


圖 4.4 數值算例一試體二 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖

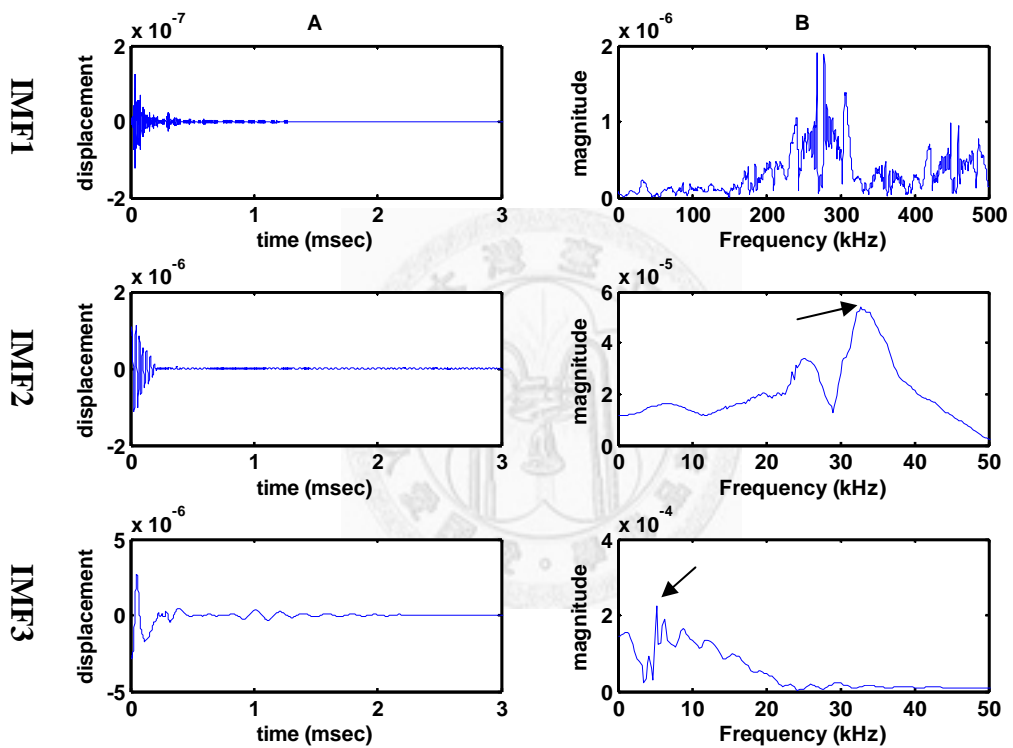


圖 4.5 數值算例一試體二之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜



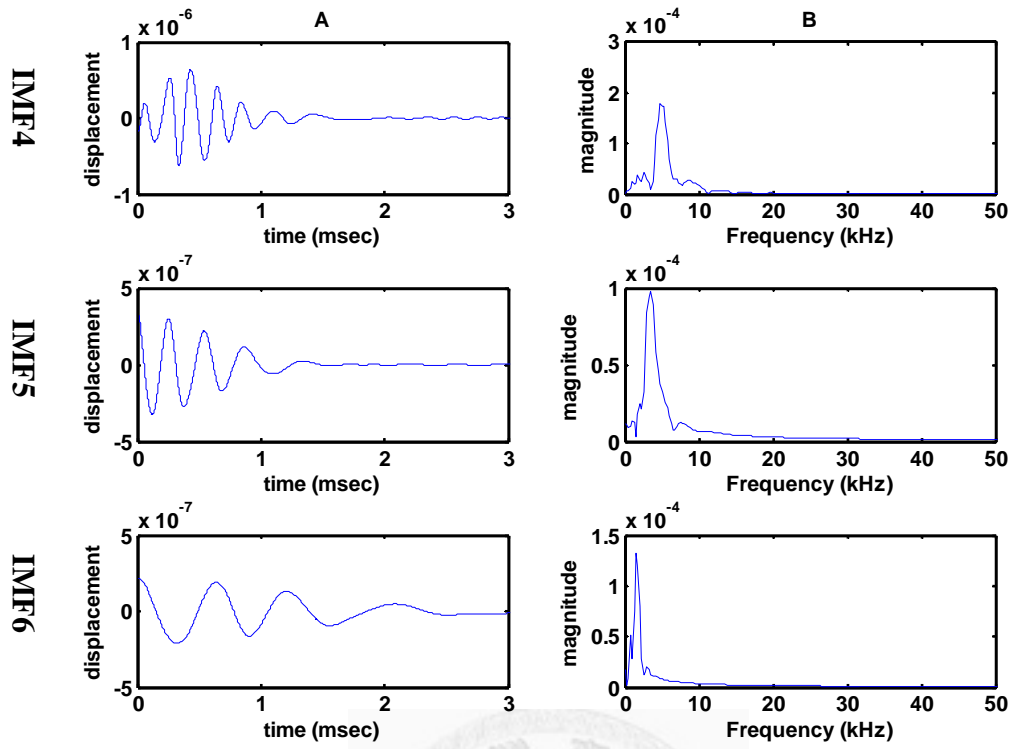


圖 4.5 (續)

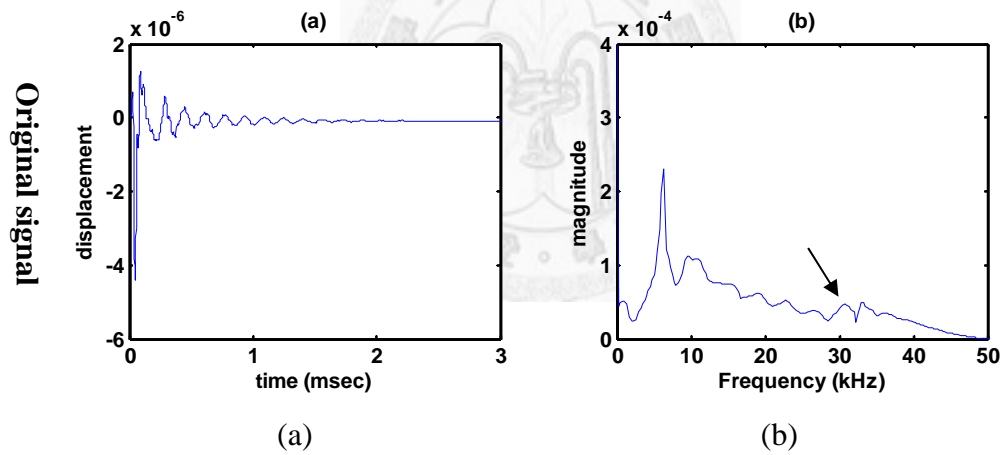


圖 4.6 數值算例一試體三敲擊源 6mm (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖

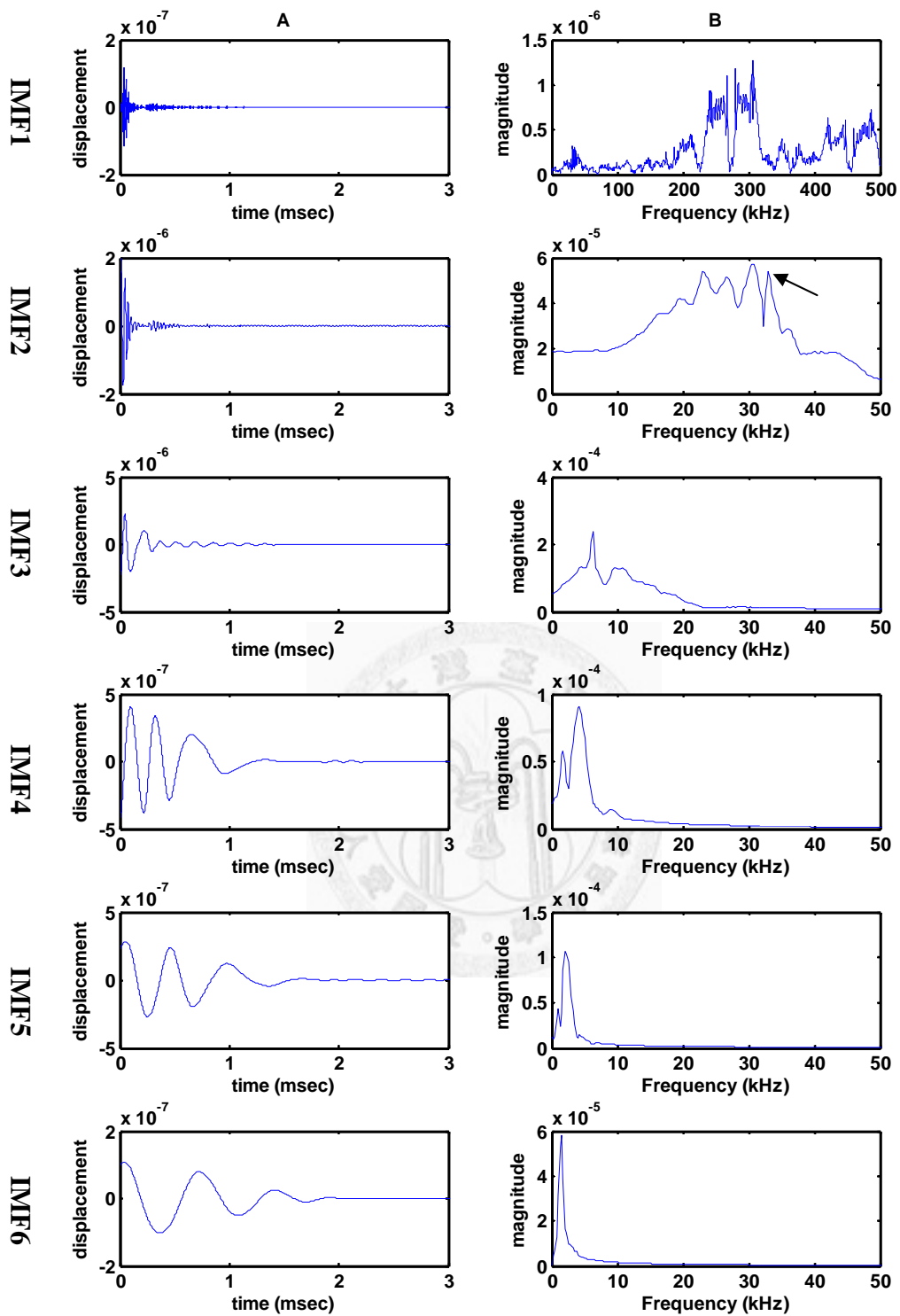


圖 4.7 數值算例一試體三之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

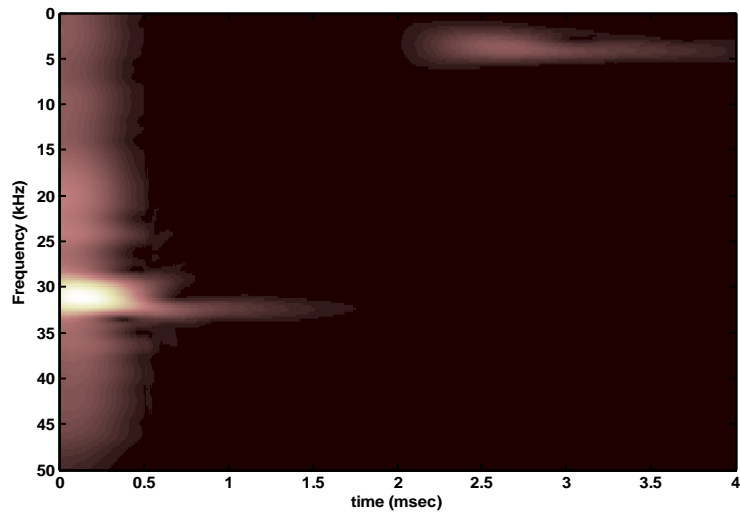


圖 4.8 數值算例一試體三 IMF2 之短時傅立葉轉換

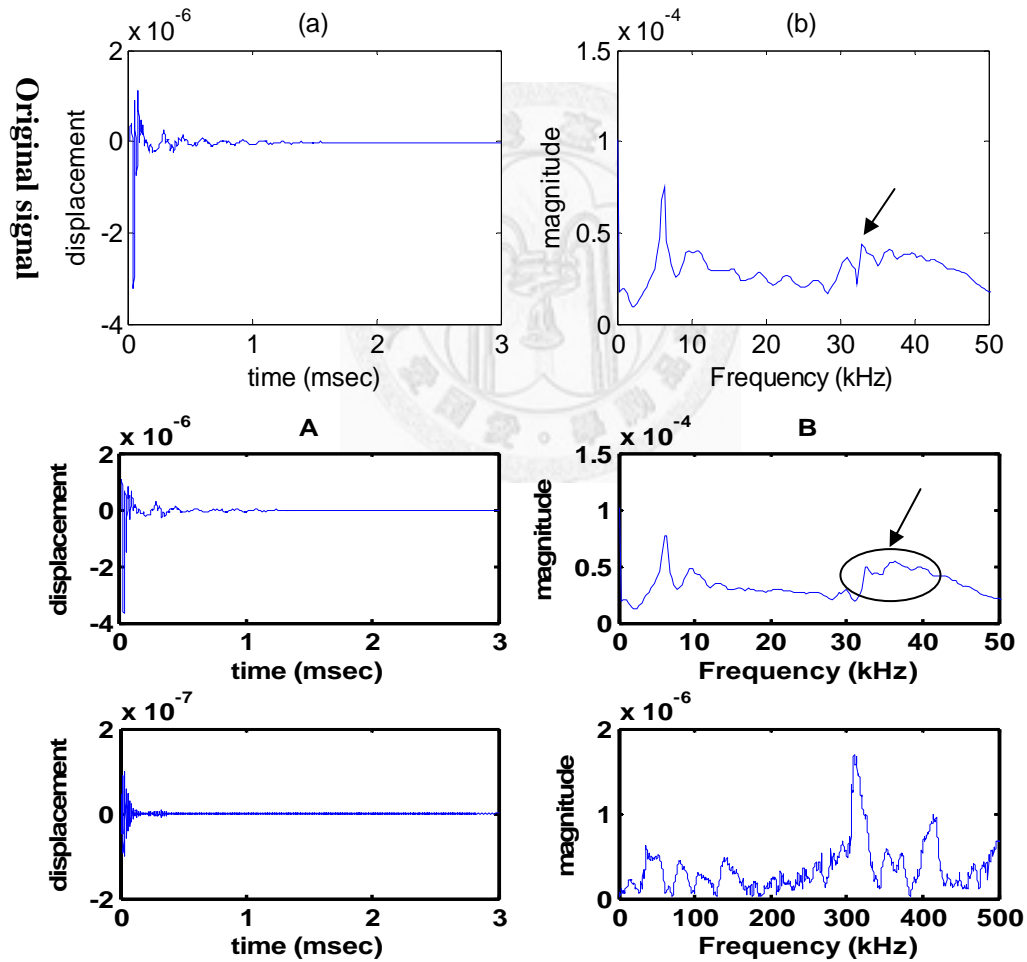


圖 4.9 數值算例一試體三敲擊源 3mm 之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其原訊號與 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

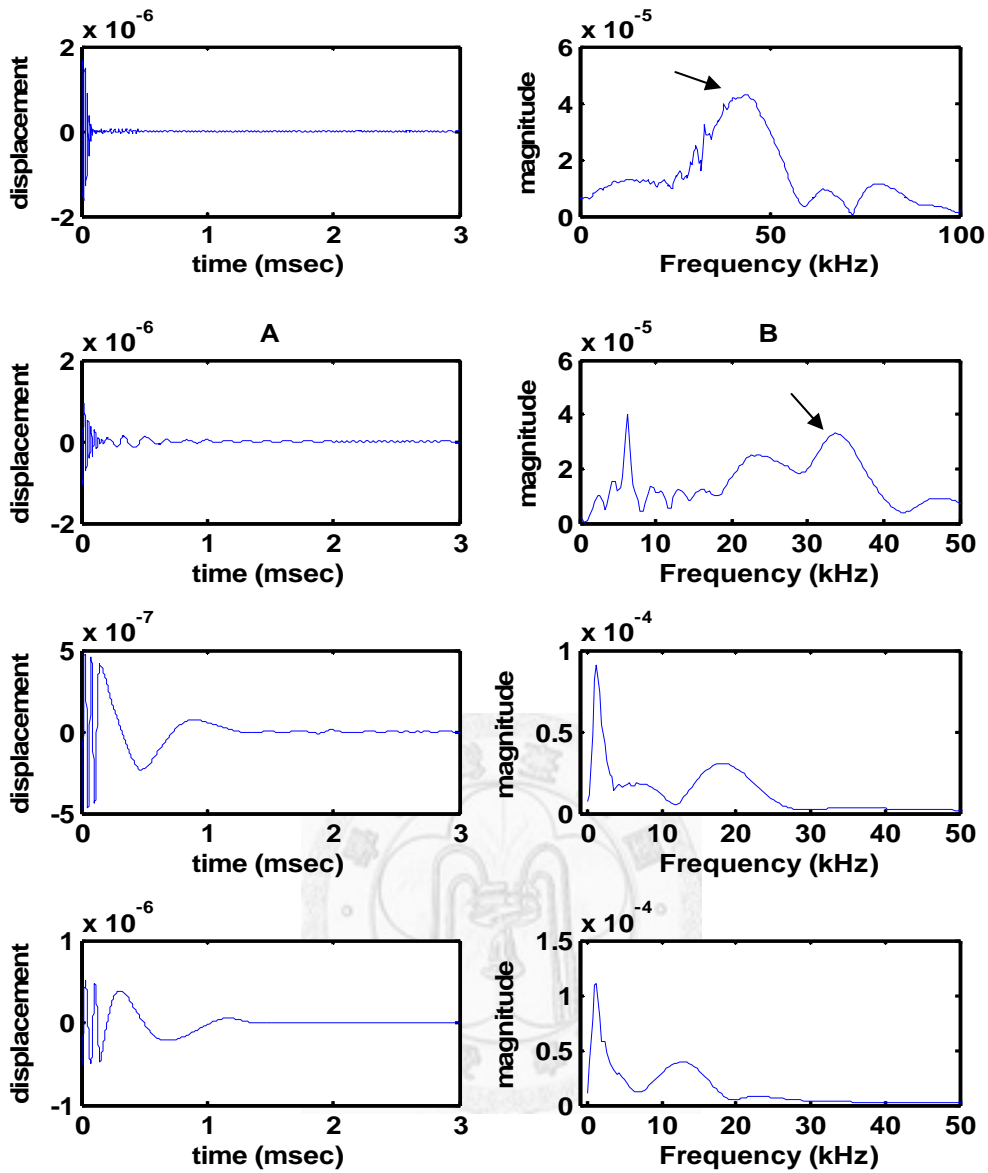


圖 4.9 (續)

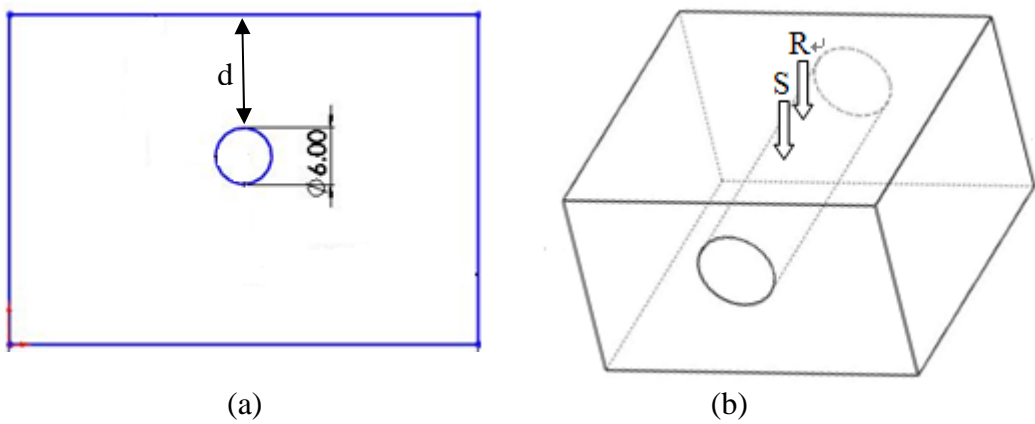


圖 4.10 數值算例二 (a)側視圖 (b)三維視圖與敲收點

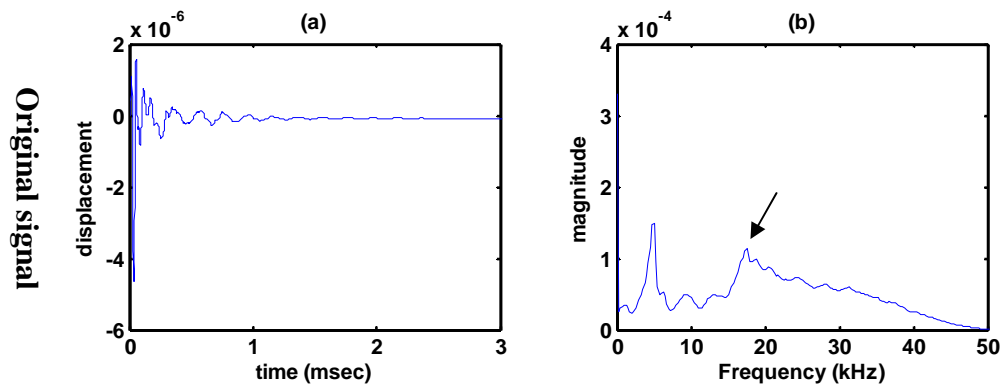


圖 4.11 數值算例二試體一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖

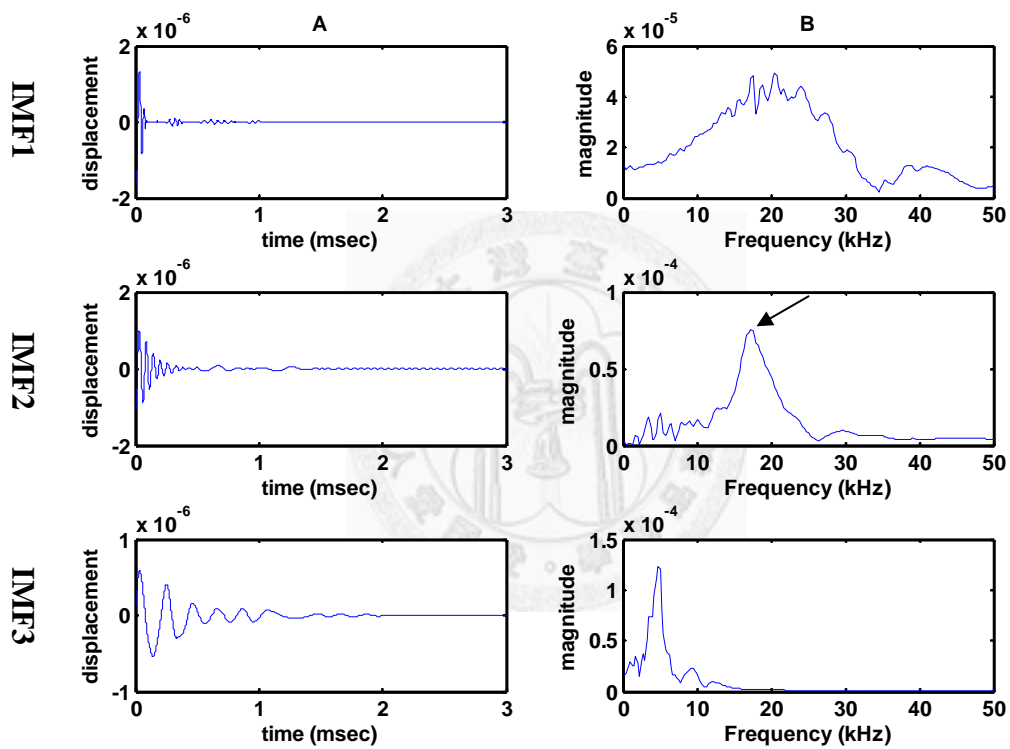


圖 4.12 數值算例二試體一之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

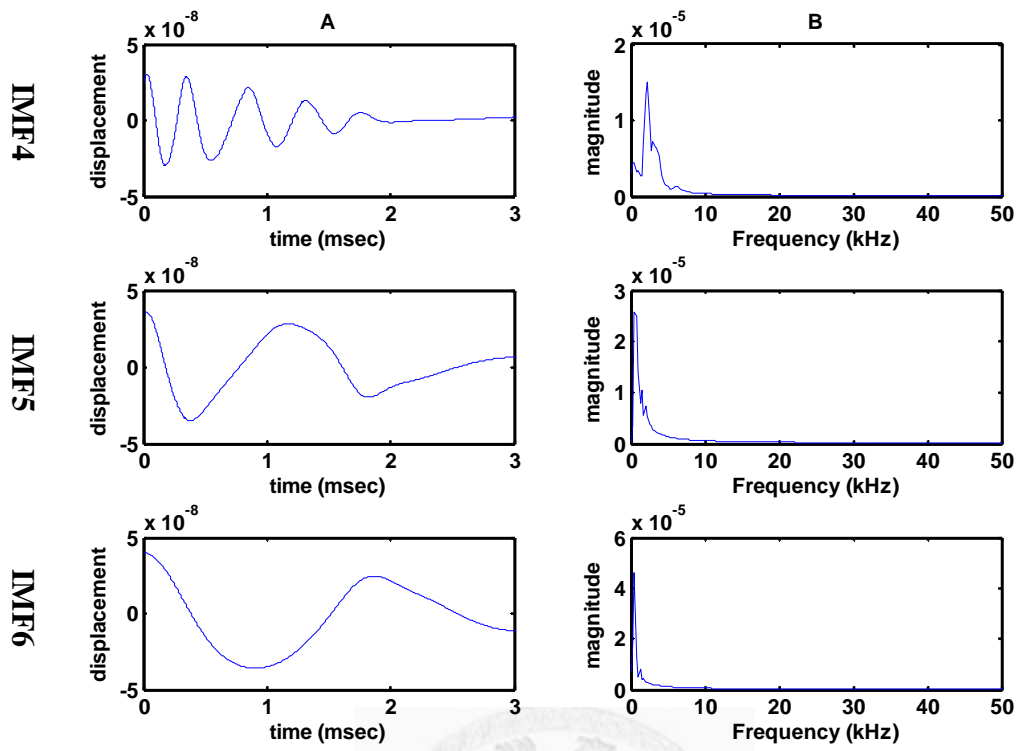


圖 4.12 (續)

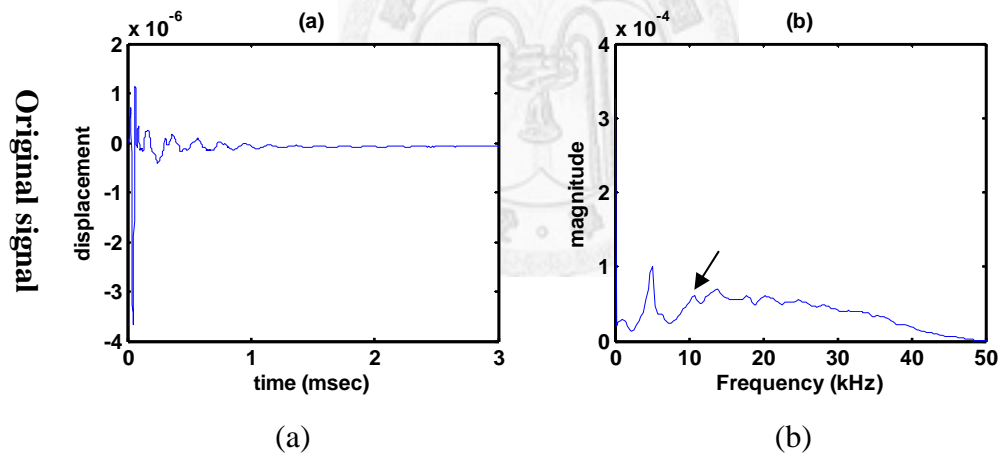


圖 4.13 數值算例二試體二 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖

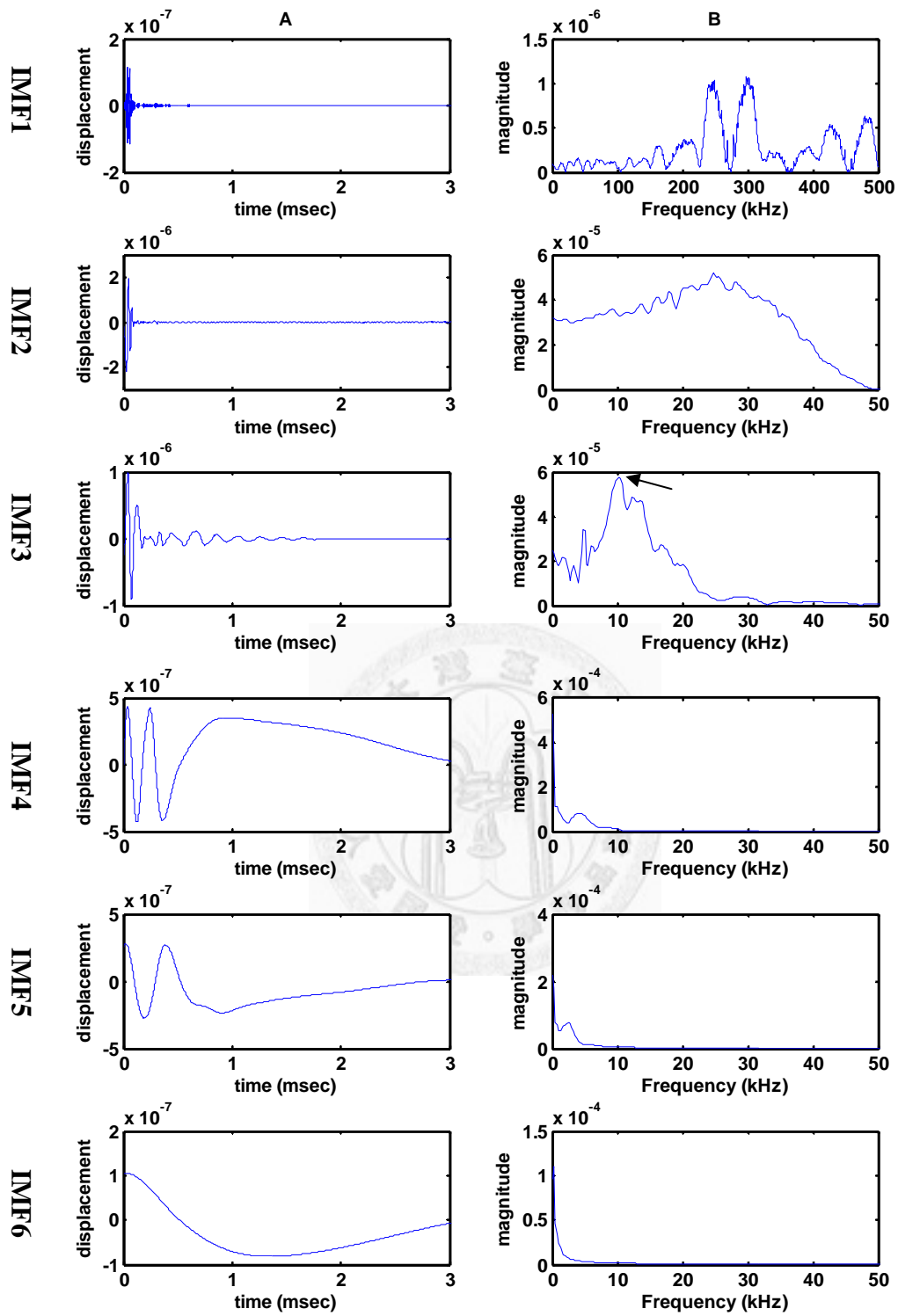


圖 4.14 數值算例二試體二之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

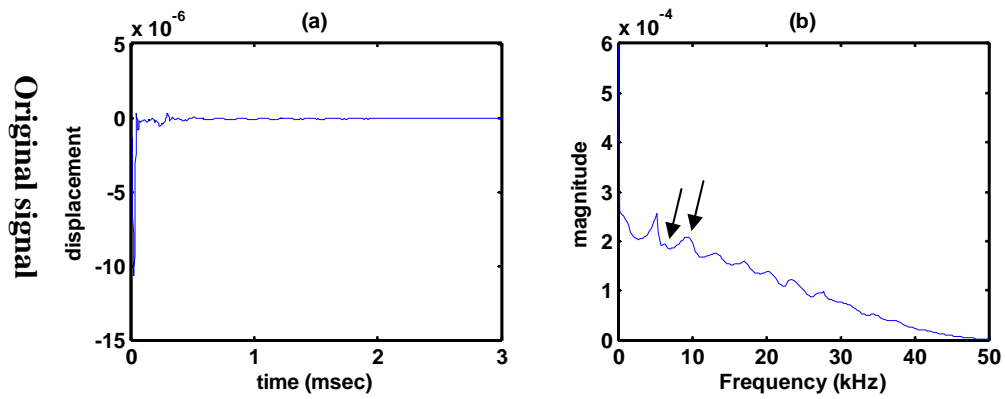


圖 4.15 數值算例二試體三 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖

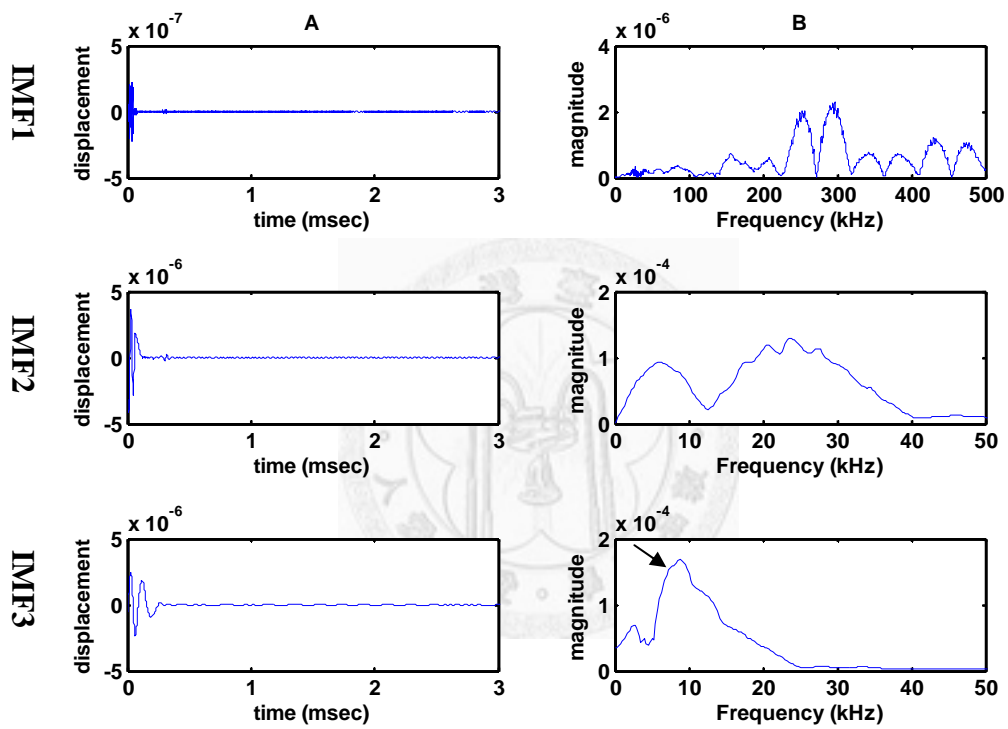


圖 4.16 數值算例二試體三之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為原訊號與其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜



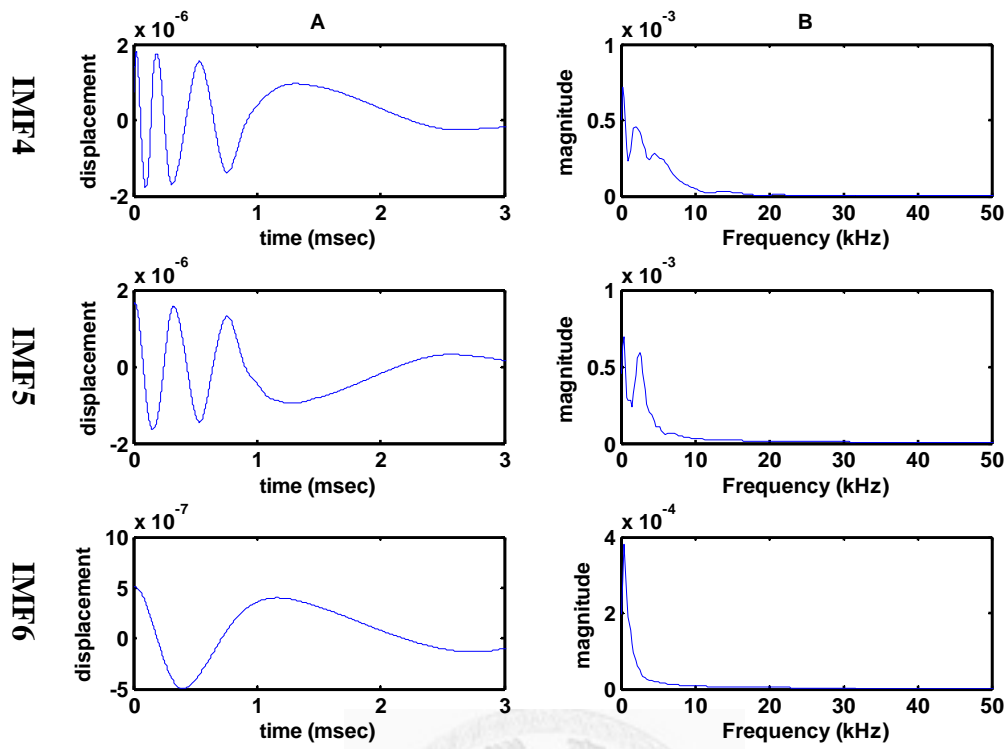


圖 4.16 (續)

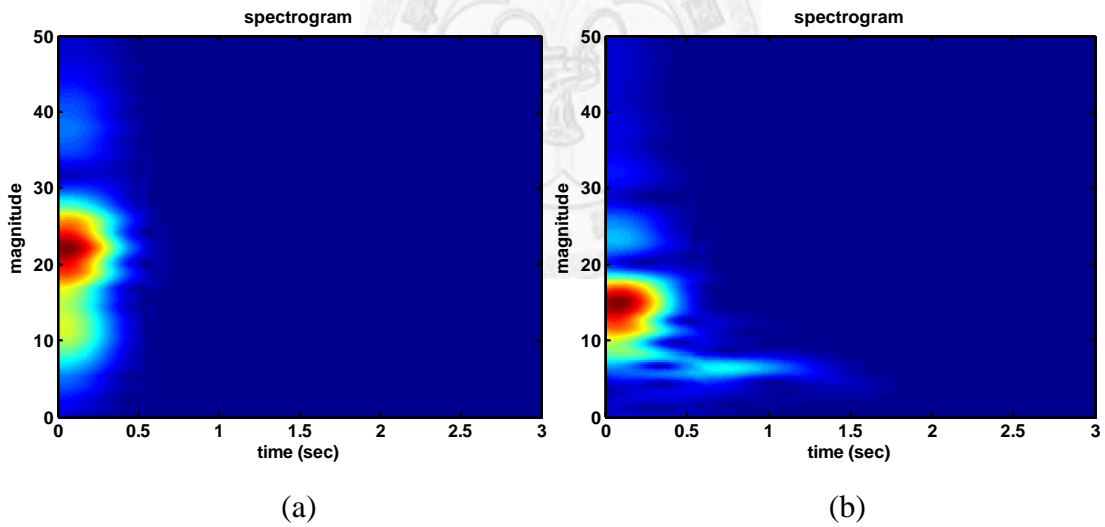
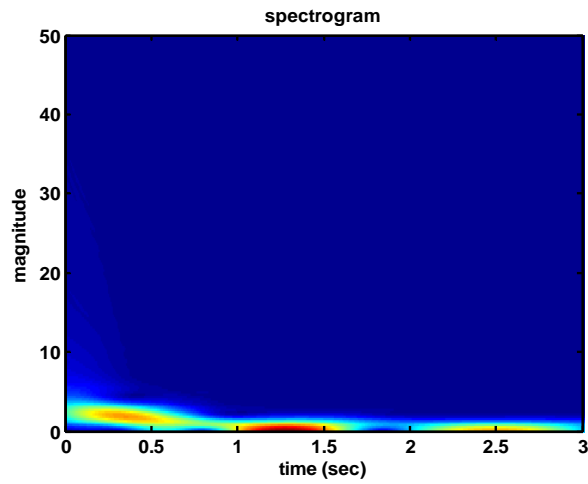


圖 4.17 數值算例二試體三之短時傅立葉轉換 (a) IMF2 (b) IMF3 (c) IMF4



(c)

圖 4.17 (續)

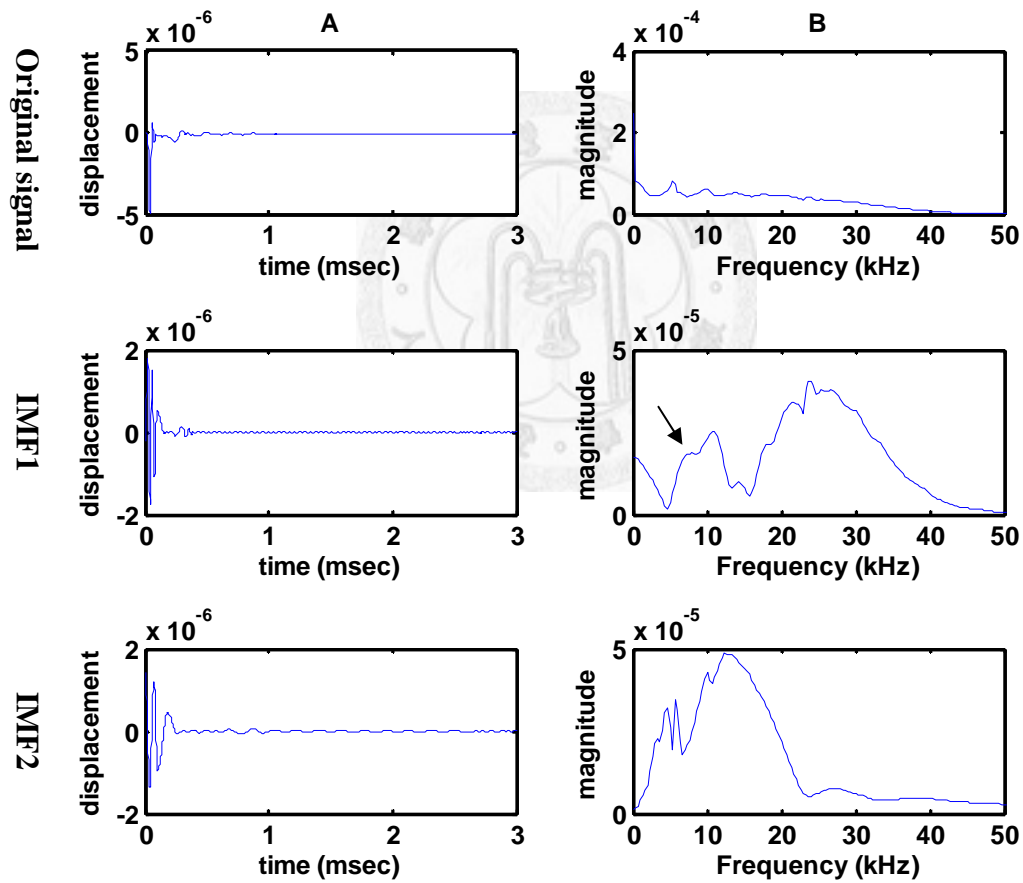


圖 4.18 數值算例二試體四之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為原訊號與其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

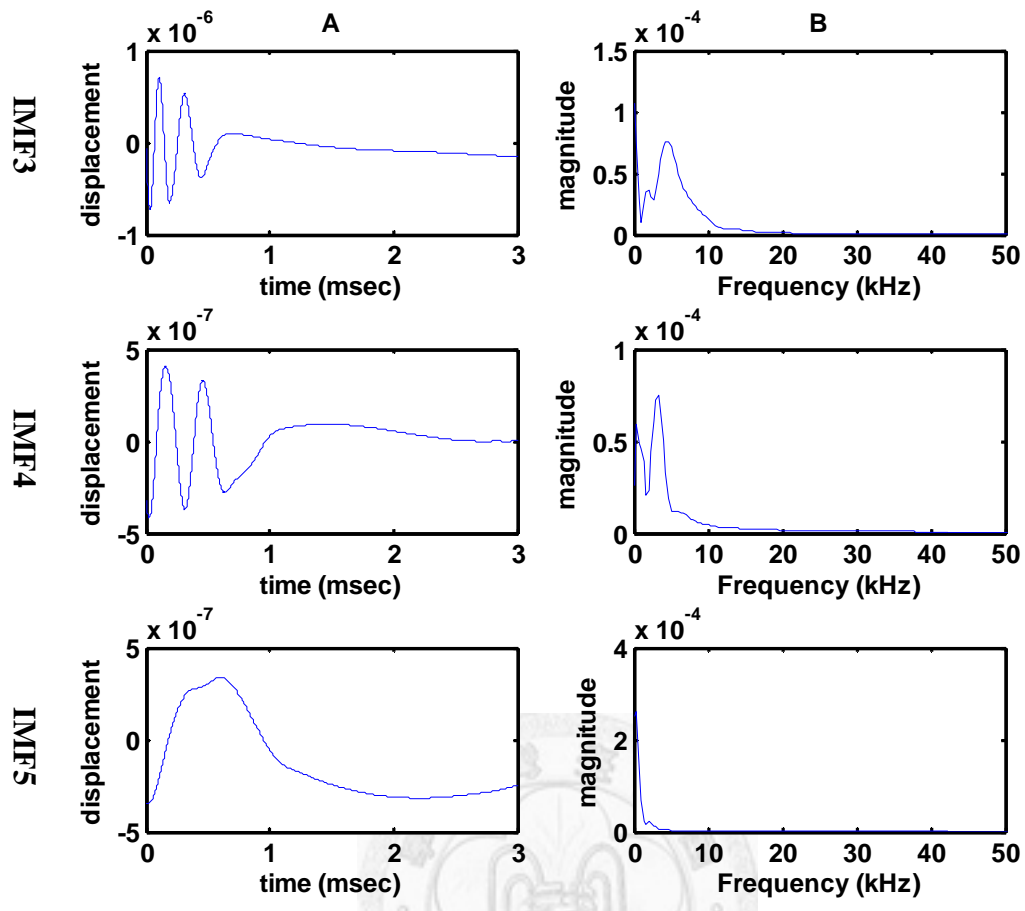


圖 4.18 (續)

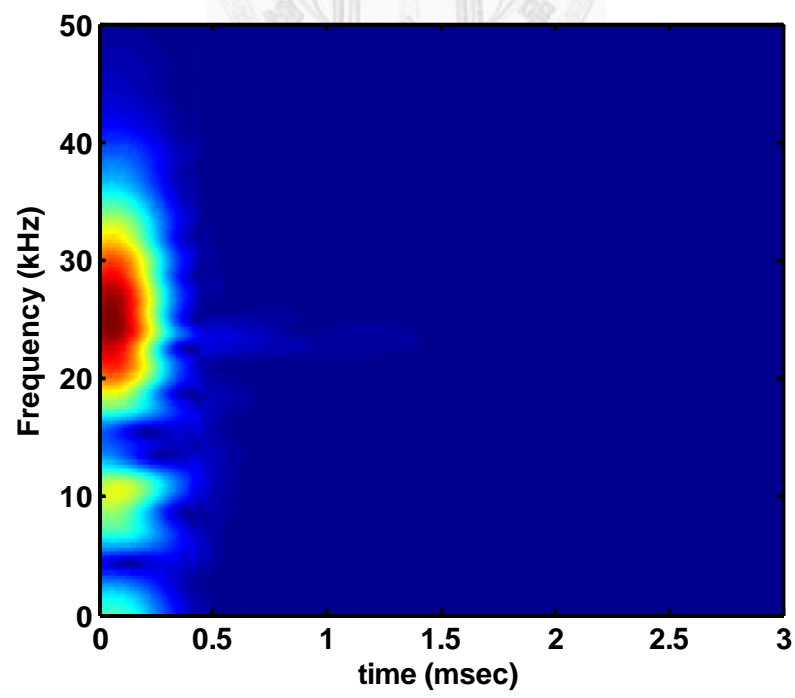


圖 4.19 數值算例二試體四之 IMF2 短時傅立葉轉換

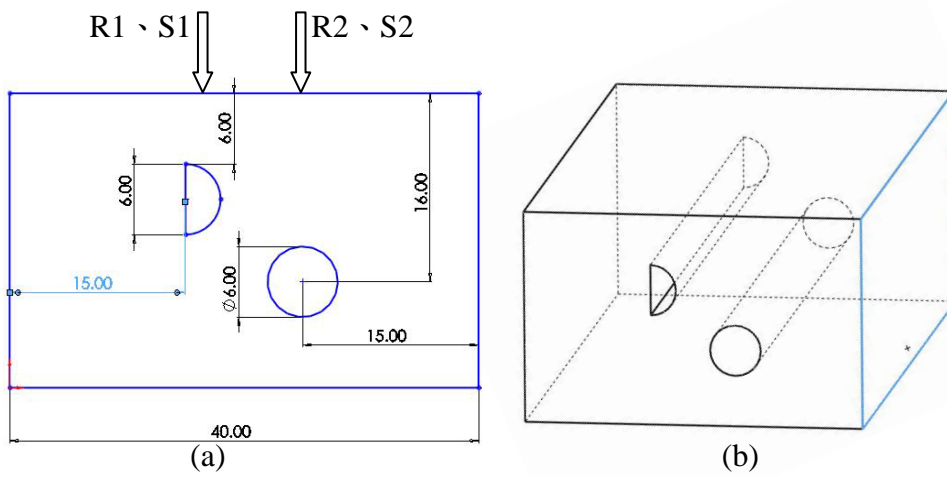


圖 4.20 數值算例三 (a)側視圖與敲收點 (b)三維視圖

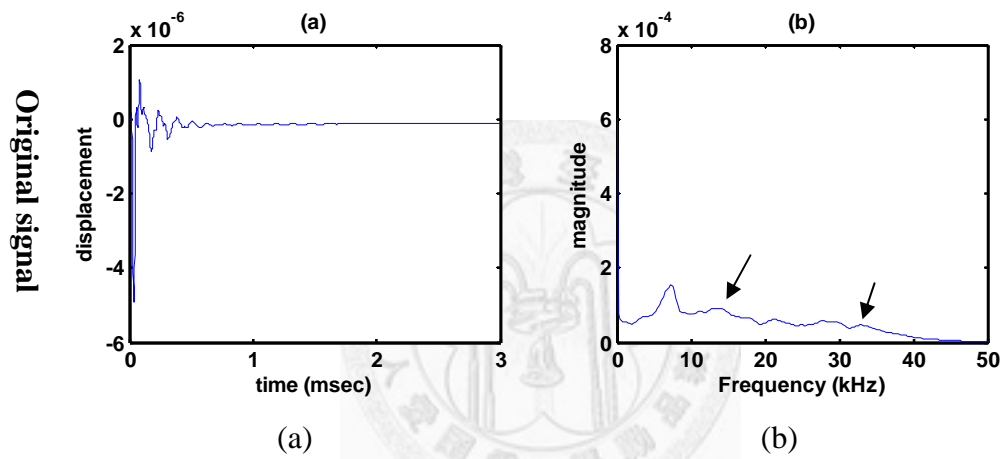


圖 4.21 數值算例三敲擊點一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖

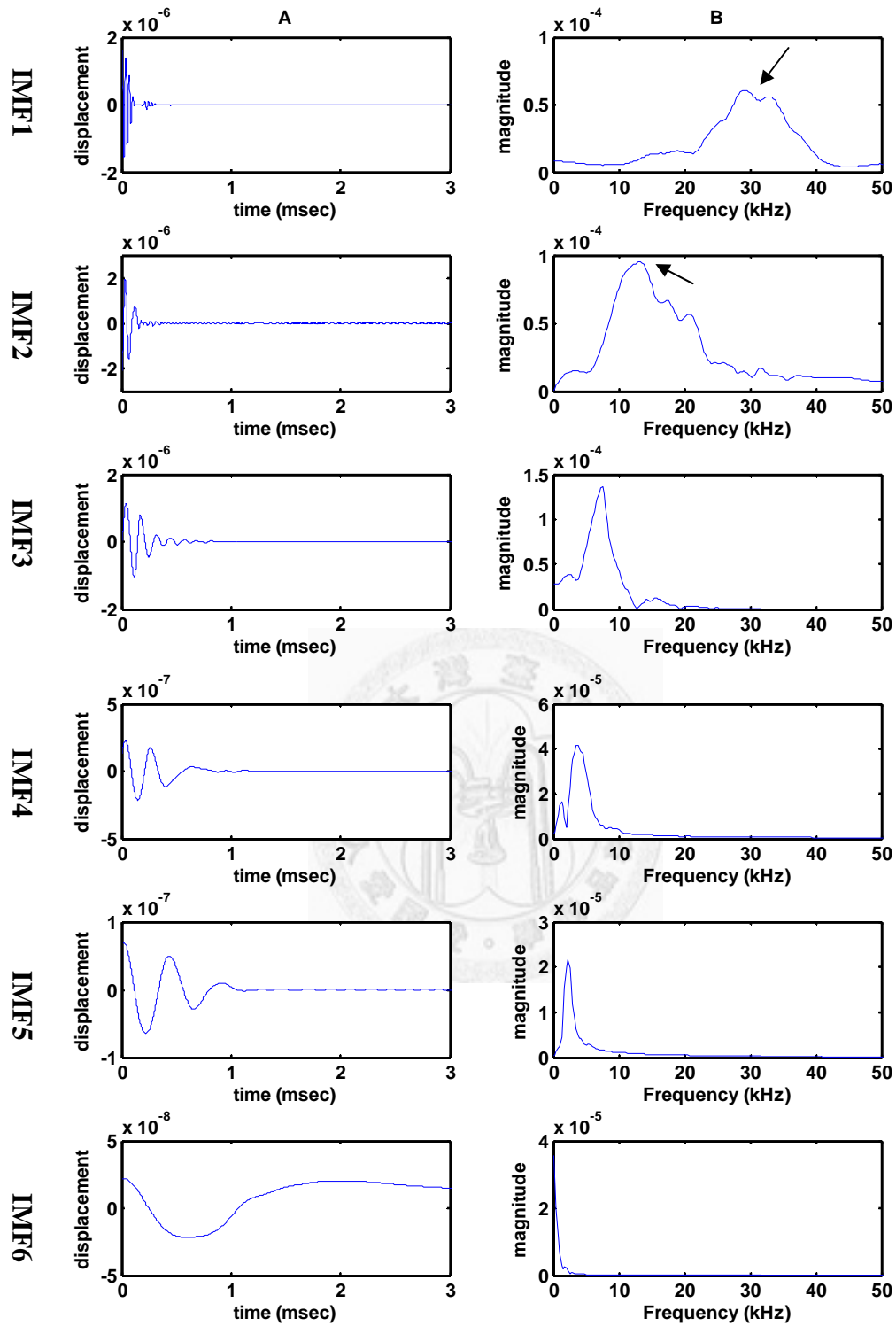


圖 4.22 數值算例三敲擊點一之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

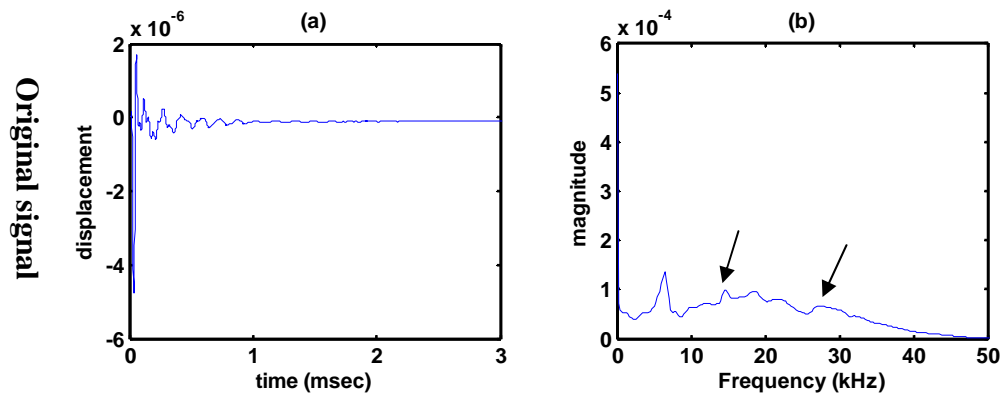


圖 4.23 數值算例三敲擊點二 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖

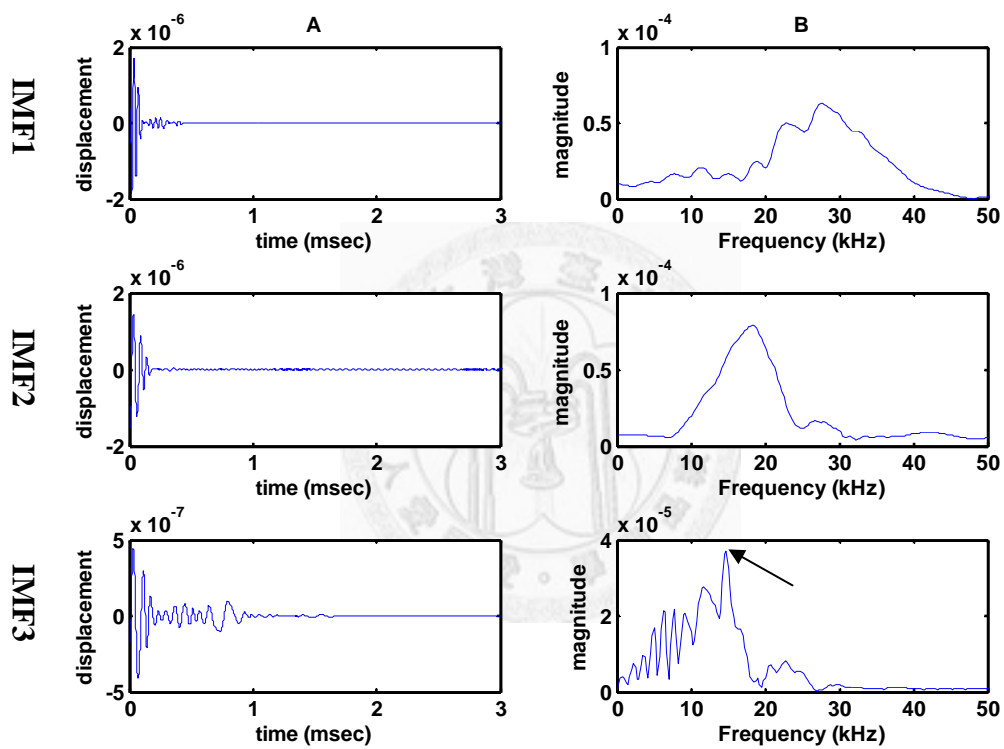


圖 4.24 數值算例三敲擊點二之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

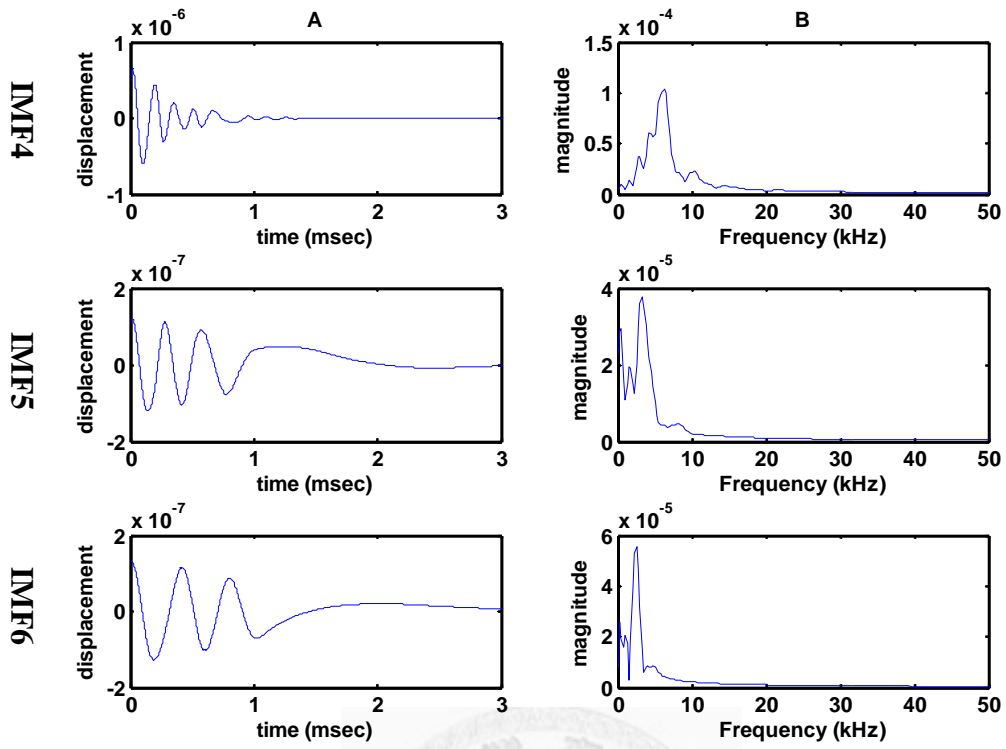


圖 4.24 (續)

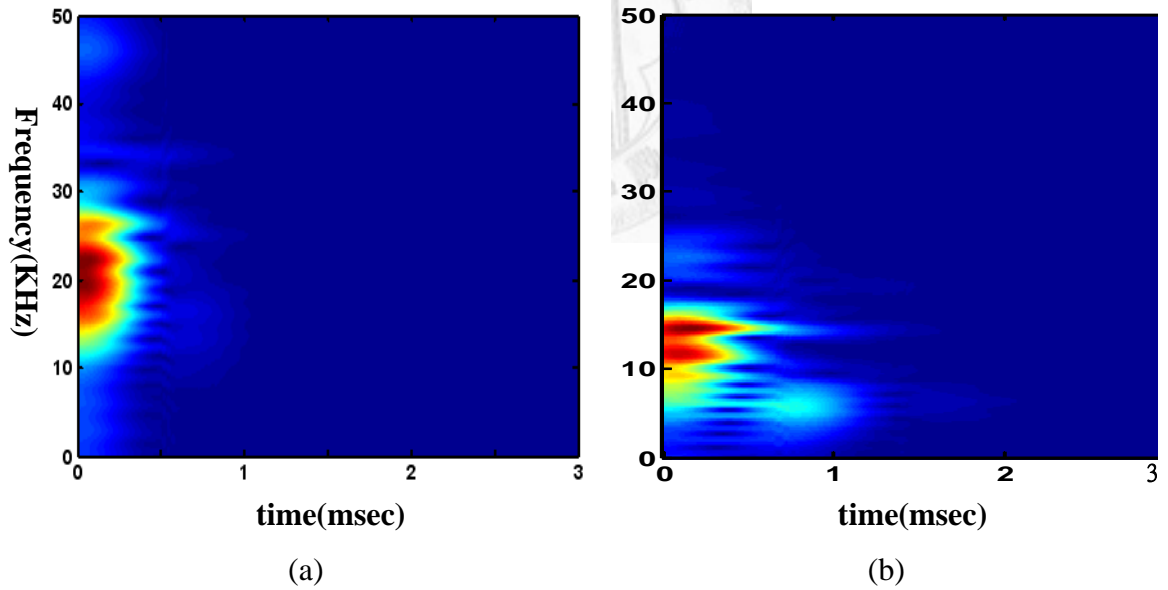
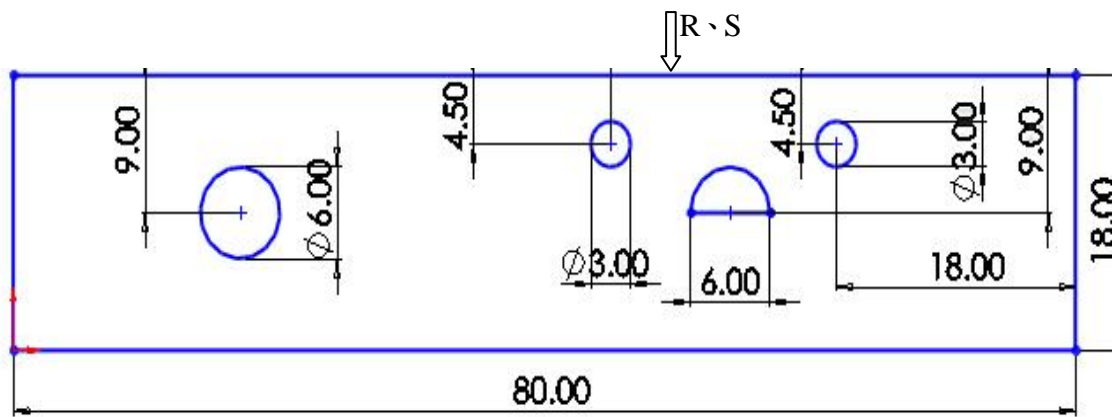
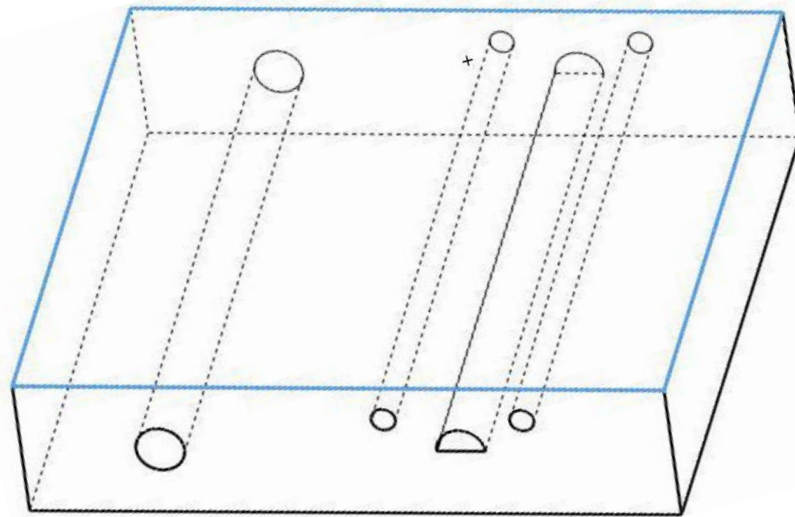


圖 4.25 數值算例三敲擊點二短時傅立葉轉換 (a)IMF2 (b)IMF3



(a)



(b)

圖 4.26 數值算例四 (a)側視圖與敲收點 (b)三維視圖

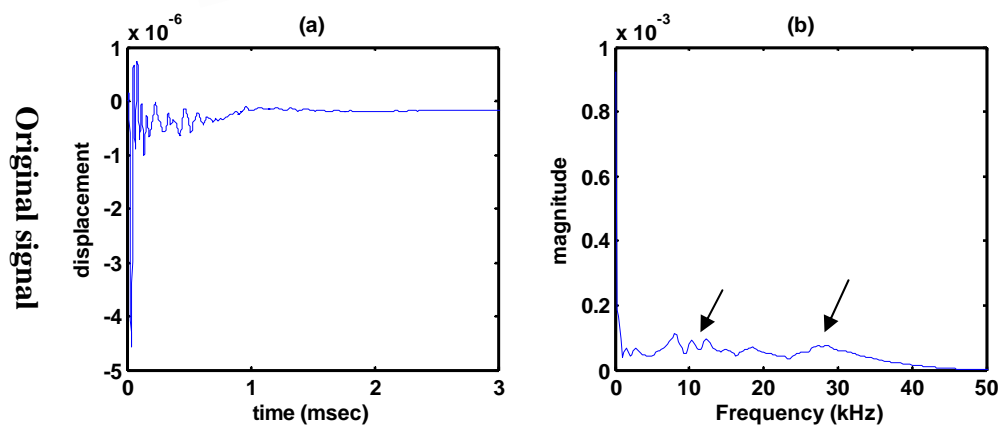


圖 4.27 數值算例四敲擊點一 (a)原訊號歷時曲線 (b)傅立葉頻譜圖



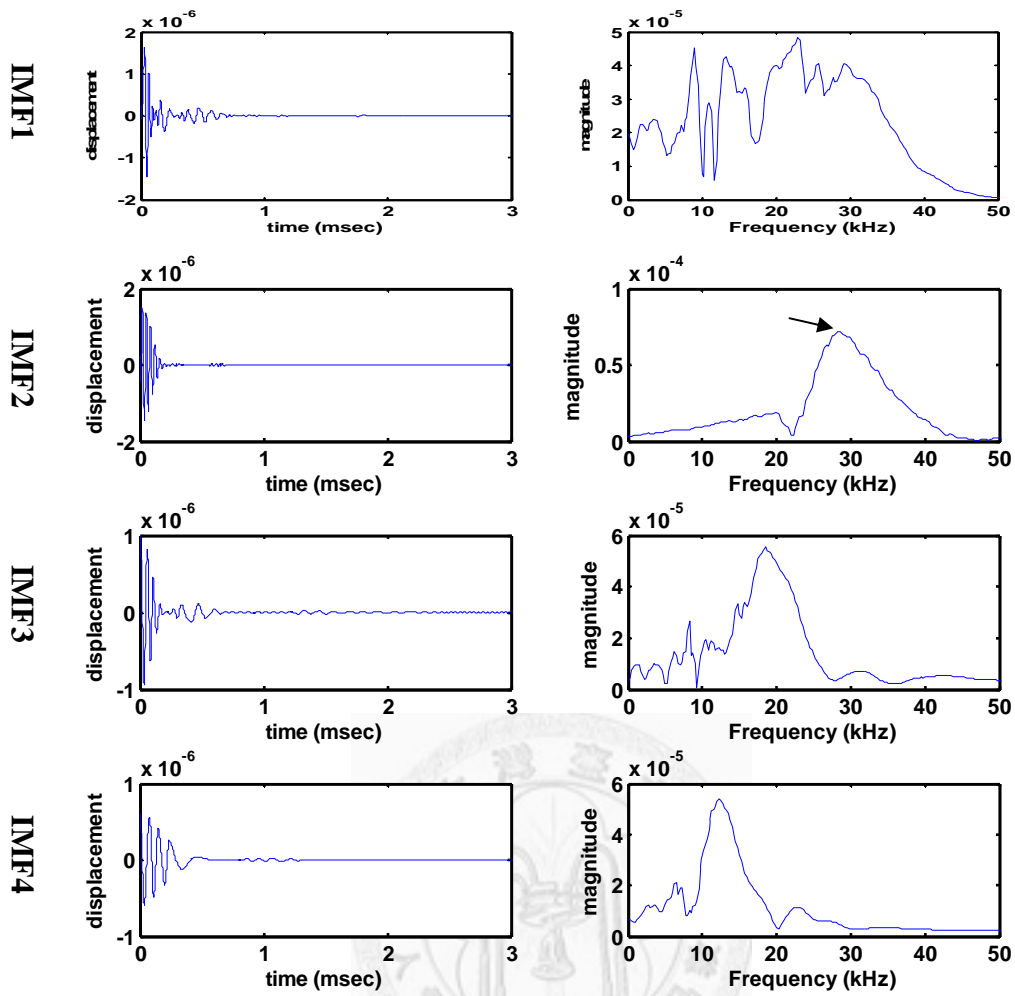


圖 4.28 數值算例四敲擊點一之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

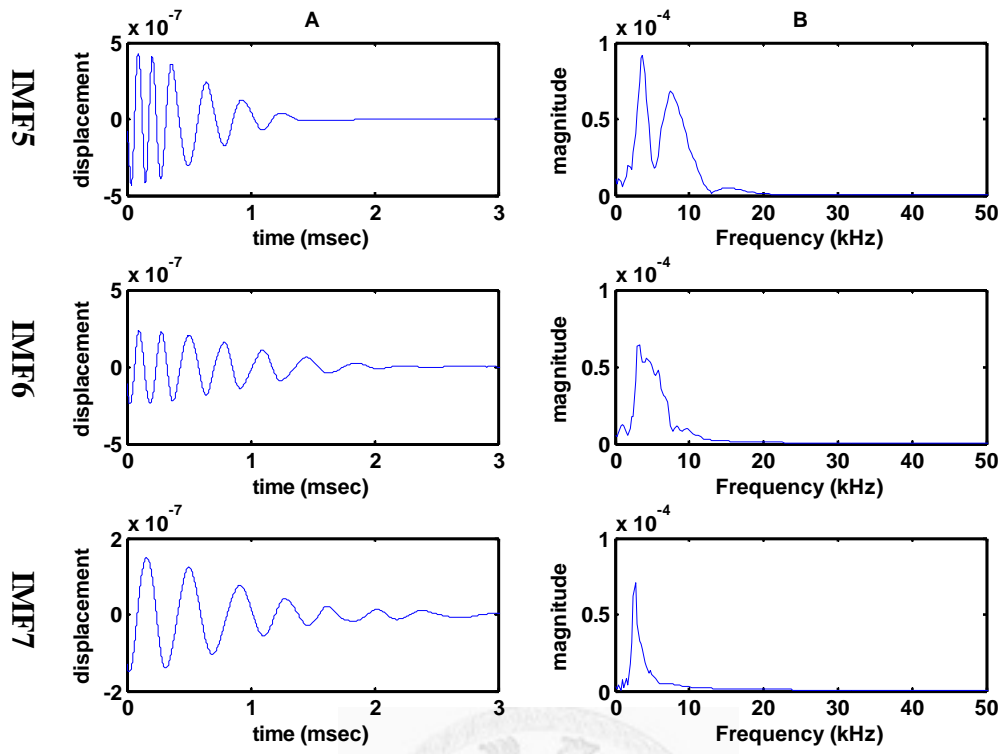


圖 4.28 (續)

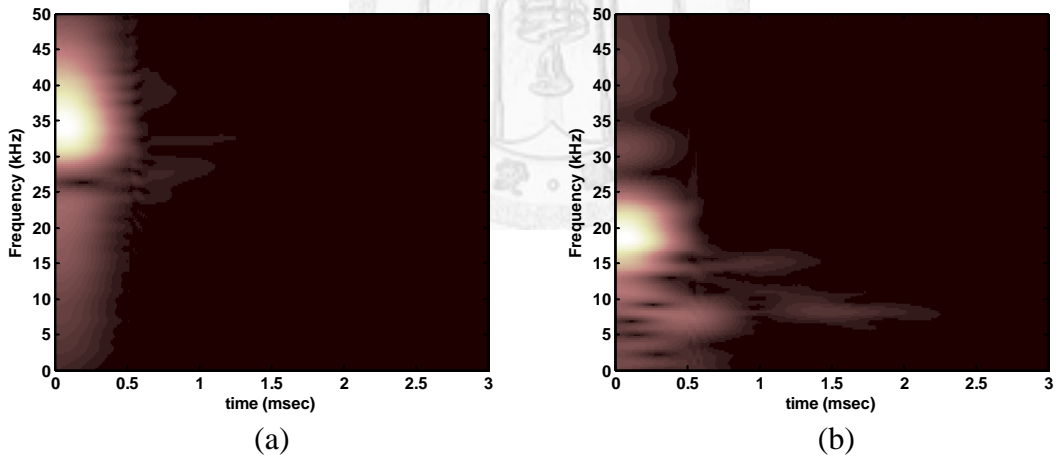
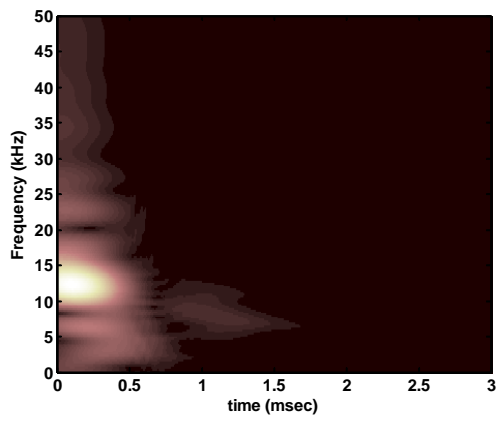
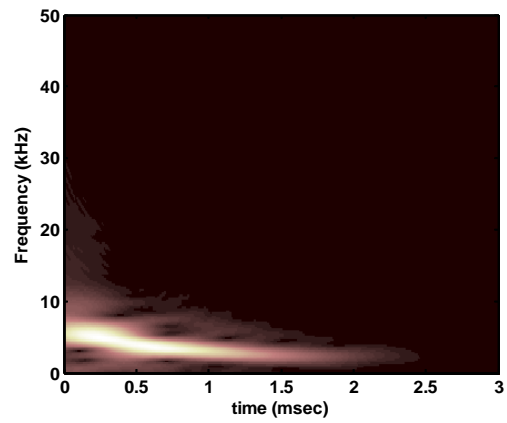


圖 4.29 數值算例四敲擊點一之短時傅立葉轉換 (a)IMF2 (b)IMF3 (c)IMF4 (d)IMF6



(c)



(d)

圖 4.29 (續)

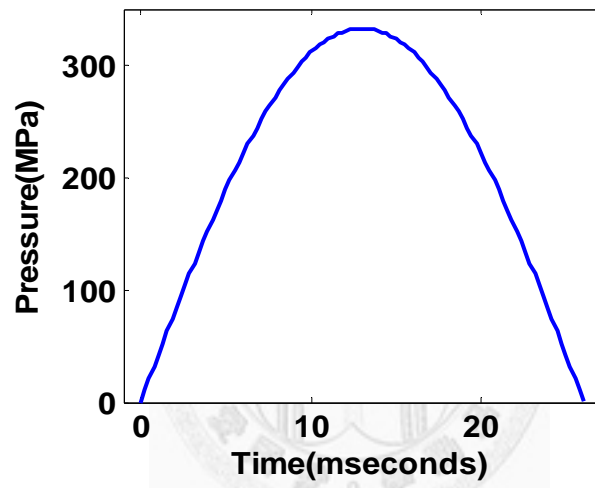


圖 4.30 敲擊源歷時曲線

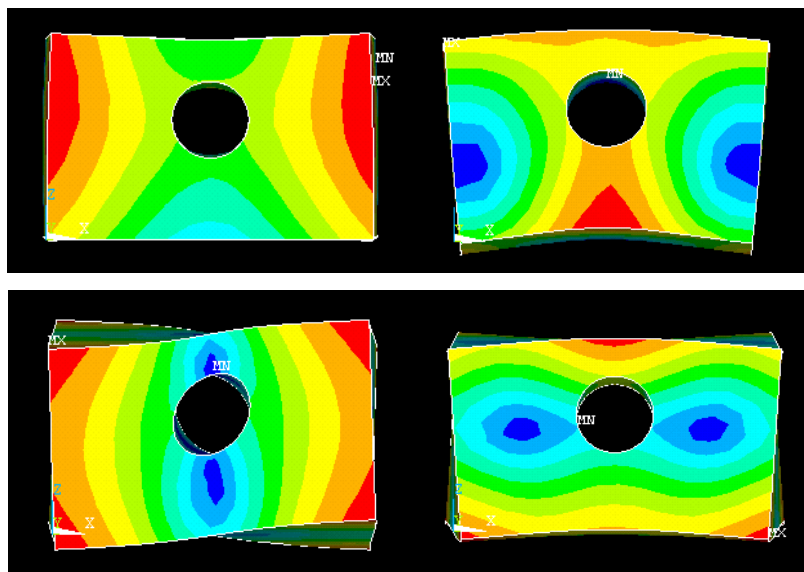


圖 4.31 數值算例一模態分析

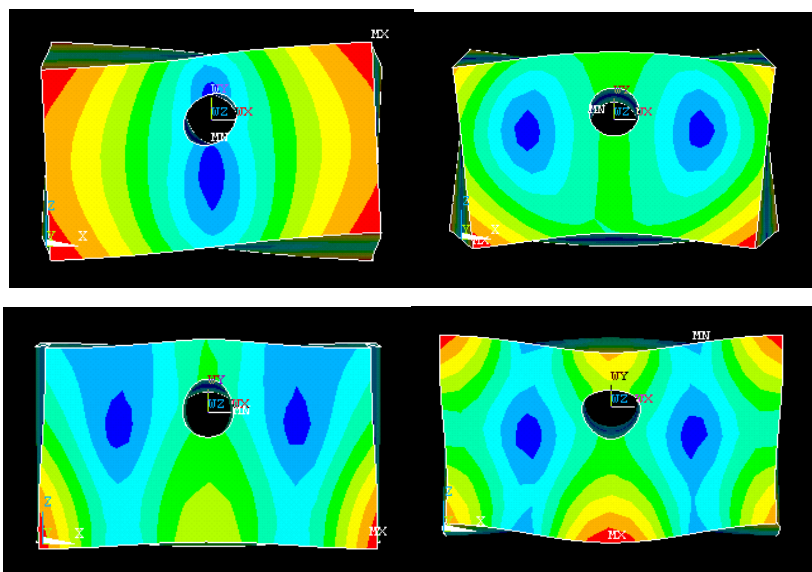


圖 4.32 數值算例一模態分析

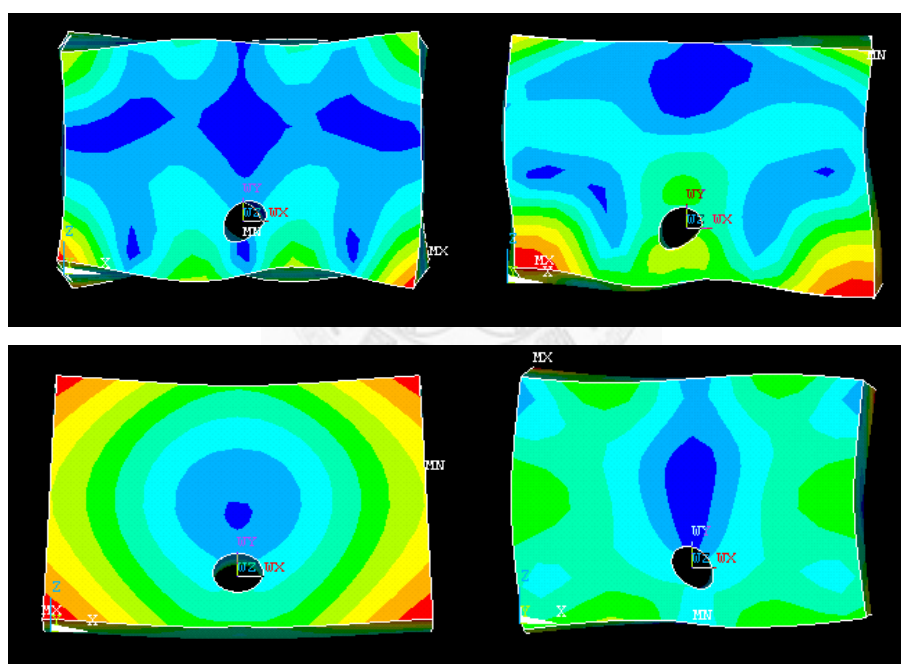


圖 4.33 數值算例二模態分析

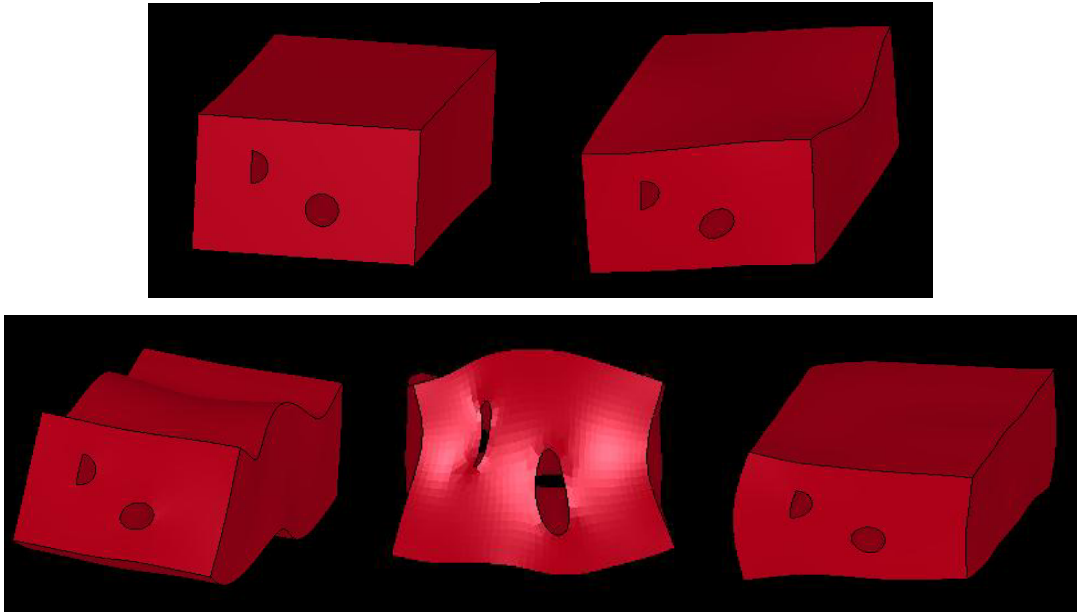


圖 4.34 數值算例三模態分析

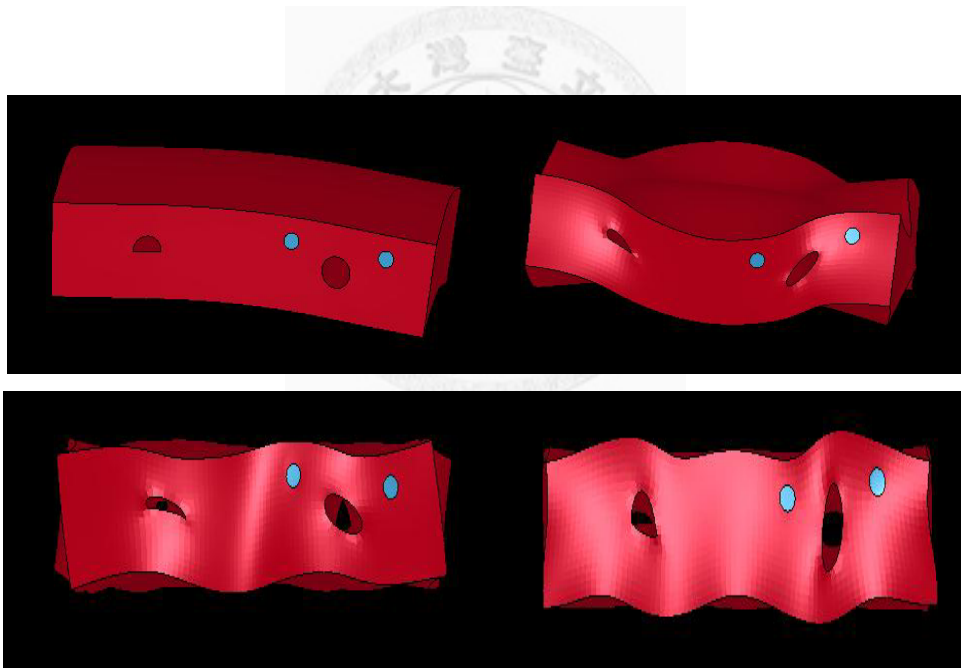


圖 4.35 數值算例四模態分析

## 第五章. 模型試驗

本章將介紹模型試驗，包括模型試體、實驗設備、測點佈置、實驗參數及實驗結果，並於末小節作結論。

### 5.1 實驗設備

圖 5.1 所示為實驗軟硬體配置示意圖。首先，由鋼珠落下撞擊試體表面引發波源，透過感測器量測縱向位移訊號後，經由放大器將訊號放大，再傳入示波器中轉換為數位訊號並儲存，所儲存之訊號在匯入個人電腦，所有的訊號處理皆透過 MATLAB 完成。

圖 5.2 為模型試驗之實驗設備，介紹如下：

#### 1. 縱向位移感測器

本研究採用台灣大學應用力學館超聲波實驗室所發展之縱向位移感測器，來量測垂直混凝土表面的位移(縱向位移)。此感測器與試體表面接觸部位為一壓電材料製成之倒錐形構造，如圖 5.3 所示，感測器與試體接觸原形面積之直徑僅 1.5mm，可視為點接收器。

#### 2. 鋼珠

為激發出不同頻率波源需要不同尺寸鋼珠，實驗中備有直徑由小至大分別為 3mm、6mm、10mm、15mm 與 20mm 五種，本研究採用 6mm 鋼珠。

#### 3. 示波器

本實驗使用 LeCroy 公司型號 WavePro940 示波器將接收訊號顯示於示波器螢幕上，並將類比訊號轉換成數位訊號儲存。

#### 4. 線路

位移感測器量測到的訊號經由線路輸入示波器。

### 5.2 實驗參數

如第二章所述，敲擊源是敲擊回音法最重要之實驗參數。模型試驗中，試體有不同厚度及裂縫深度，需根據試體之狀況選擇不同之敲擊源才能有效量測裂縫。

本研究使用直徑 6 mm 之鋼珠；依式 2-3-7，本研究所規劃之模型最淺孔洞為 6cm，使用直徑 6mm 鋼珠足以觀察到該孔洞。在實驗時，訊號量測終止時間定為

$5 \times 10^{-3}$  秒，由式 2-3-9 可換算頻率解析度為 200Hz。依照 ASTM C1383 規範之建議，如式 2-3-10，頻譜解析度與版厚頻率值之比在 3% 以內較佳，因此版厚 18cm 與 35cm 之試塊，解析度約需小於 300Hz，在避免資料量過大及解析度不足情形下，頻率解析度選擇為 200Hz。

取樣時間間隔則依照 ASTM C1383 之規定，取為  $1 \times 10^{-6}$  秒，因此取樣點數為 5000 點，取樣頻率為  $5 \times 10^5$  Hz。

### 5.3 模型實驗訊號分析

#### 5.3.1 模型試驗一

模型試驗一之尺寸與孔洞位置分別如圖 4.17 所示。敲擊點與接收點編號如表 5.1，此模型試驗主要用來驗證數值模擬三。帶入實驗量測 P 波波速於式 2-2-3 中換算，理想孔洞訊號回音頻率如表 5.1 所示，茲將分別說明如下。

模型試驗一	P 波波速 (m/s)	孔洞回音理論頻率 (KHz)		敲收點編號
		半孔洞	全孔洞	
敲擊點一	3804	31.	13	R1、S1
敲擊點二	3804	23	12.6	R2、S2

表 5.1 模型試驗一各參數

#### 1. 敲擊點一(R1、S1)

模型試驗一敲擊點一之歷時曲線如圖 5.4(a)，傅立葉頻譜如圖 5.4(b)，傅立葉頻譜上雖然可判讀全孔洞所對應的頻率值(箭頭處)，但是周圍有大小相差不大的峰，現場量測時容易造成誤判，將有用的訊號判斷成表面波或雜訊，這是因為孔洞尺寸過小，且兩相鄰孔洞非常接近，回音訊號易互相干擾，這已是敲擊回音法所不能避免的問題。

圖 5.5 為 EMD + FFT 分析之結果，A 行由上到下分別為其經 EMD 演算後所得之 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到九個 IMF，理想上這九個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、底部回音與模態振動。

分解後 IMF1~2 的能量都很小且變化不大，非常的雜亂沒有什麼特徵，其頻譜也是如此，因此研判都是雜訊的分量。IMF3 能量消散極快，而其頻譜能量雖然較

前兩個 IMF 大，特徵集中在頻率值為 30KHz，對應到半孔洞的回音頻率，但是我們不敢貿然斷定此 IMF 是半孔洞回音，因為它所占的頻寬極大，與經驗中代表孔洞回音的 IMF 並不相似，推測可能因為孔洞尺寸過小，受到更多雜訊的干擾，所以我們推測這個尺寸的孔洞可能已經是 EMD+FFT 法的極限了，值得一提的是，這個實驗的結果與數值模擬符合，都出現類似高原狀的峰值。接下來我們看到 IMF4，頻帶所占範圍很寬，且能量大小相當，能量消散極快，約在 0.5msec 前以消散殆盡，因此判斷為表面波回音。IMF5 有一最大的主峰，集中在 12.2KHz，對應到全孔洞的回音頻率，而在 5~25KHz 的頻寬內仍出現不少峰值，這有可能是試體模態與表面波發生了模態混疊，但是這並不影響我們的判別。

IMF6~9(6803Hz、5602Hz、4202Hz、1000Hz、600Hz)所代表的為試體自然振動頻率，在數值模態分析中都可找到相對應的自然頻率。

最後，代表半孔洞訊號為 IMF3 對應到 30KHz，換算深度為 6.3cm。代表全孔洞訊號為 IMF4 對應到 12.2KHz，換算深度為 15.6cm。

## 2. 敲擊點二(R2、S2)

模型試驗一敲擊點二之歷時曲線如圖 5.6(a)，傅立葉頻譜如圖 5.6(b)，傅立葉頻譜上雖然有對應到全孔洞的回音頻率(箭頭處)，不過已經無法正確辨識了，而代表半孔洞的回音頻率無法直接觀察，明顯的，有用的訊號被表面波所覆蓋了。

圖 5.7 為 EMD + FFT 分析之結果，A 行由上到下分別為其經 EMD 演算後所得 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到九個 IMF，理想上這九個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、底部回音與模態振動。

IMF1~3 的能量都很小且變化不大，非常的雜亂沒有什麼特徵，其頻譜也是如此，因此研判都是雜訊的分量，IMF4 的特徵分散在 10~30KHz 與表面波的特徵相似，IMF5 特徵集中在 18~19.5KHz 對應到半孔洞的回音頻率，IMF6 在 9~11KHz 的頻段內出現成群的峰值，這與我們在數值模擬的部分所發現的現象符合。接著為了解釋 IMF 分量所代表的物理意義，我們由時頻分析來比較 IMF4 與 IMF6，圖 5.8 可以看出代表孔洞的回音訊號能量延續的時間明顯大於代表表面波的 IMF4 分量，而且出現了兩條明顯的亮帶，代表的是多重峰值。在這個模型試驗中，和數值模型一樣的，代表半圓孔的 IMF 分量出現了高原狀的峰值，這可能已經是 EMD+FFT 的極限了，亦或是能量延續時間過短，被分類到表面波的頻段了。



IMF7~9 能量皆無明顯消散，幾乎是持續整個時間軸，與模態振動的特徵相符，在數值模態分析中都可找到相對應的自然頻率。

最後，IMF5 代表半孔洞回音頻率，對應到 18~19.5KHz，IMF6 代表全孔洞，換算深度 15cm，EMD 法將訊號有效拆解，使孔洞回音不互相影響。

### 5.3.2 模型試驗二

模型試驗二之尺寸與孔洞位置與材料常數分別如表 5.2 與圖 5.9 與 5.10 所示。敲擊點與接收點皆在孔洞的正上方，此模型試驗主要用來驗證數值模擬二。帶入實驗量測 P 波波速於式 2-2-3 中換算，理想孔洞訊號回音頻率如表 5.2 所示，茲將分別說明如下。

模型試驗二	P 波波速 (m/s)	孔洞位置(cm)	理想回音頻率 (KHz)	敲收點編號
敲擊點三	3798	直徑 5、深 16	11.8	R3、S3
敲擊點四	3825	直徑 5、深 19	10.03	R4、S4
敲擊點五	3800	直徑 6、深 18	10.5	R5、S5
敲擊點六	3897	直徑 6、深 23	8.4	R6、S6

表 5.2 模型試驗二，各實驗參數

#### 1. 敲擊點三(孔洞直徑 5cm，保護層深度 16cm)(R3、S3)

模型試驗二敲擊點一之歷時曲線如圖 5.11(a)，傅立葉頻譜如圖 5.11(b)，傅立葉頻譜上 20~30KHz 的頻段有一明顯的高原峰值，若是在現場檢測時我們有可能將它判斷為孔洞回音訊號，在這裡我們先推測為表面波回音，此小節中有更詳細的說明。一如預期無法見到孔洞所對應的頻率，這是因為孔洞尺寸過小，而且保護層深度已經超過三倍的孔洞直徑，已是敲擊回音的極限了。

圖 5.12 為 EMD + FFT 分析之結果，A 行由上到下分別為其經 EMD 演算後所得之 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到九個 IMF，理想上這九個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、底部回音與模態振動。

分解後 IMF1~2 的能量都很小且變化不大，非常的雜亂沒有什麼特徵，其頻譜也是如此，因此研判都是雜訊的分量，這裡值得注意的是，IMF1 於 330KHz 出現了單一的峰值，推測為電子儀器的雜訊干擾。IMF3 能量消散極快，而其時間域振幅明顯大於雜訊分量，且頻率值卻散佈在 15~30KHz，無單一明顯的主頻，上述特

徵皆與表面波相符。注意觀察 0.5msec 後的微小振盪，最大振幅出現在 1.5ms 處為 0.001，大小與前二個 IMF 相去不遠，研判為雜訊的分量，此現象說明了表面波消散地非常快，所以此 IMF 後半部抓到的幾乎都是來自雜訊的特徵。

IMF4 的能量也是隨時間慢慢地消散，但消散速率較 IMF3 慢，能量大小也大於雜訊，其頻譜在 11.4KHz 處有一相當明顯的頻率尖峰，我們推測此峰值為孔洞回音頻率。

IMF5~9(3802Hz、1601Hz、800Hz)能量皆無明顯消散，幾乎是持續整個時間軸，與模態振動的特徵相符，值得注意的是，在這裡找不到底部所對應的頻率，這是因為我們使用的鋼珠直徑為 6mm，而試體深度達 50cm，能量不足以傳遞至底部。

在此為了比較 IMF3 與 IMF4，我們選擇 IMF5 為比較的基礎，IMF5 代表的試體模態振動，能量最大、延續的時間最長。我們藉助於短時傅立葉轉換，使得訊號能更直觀的表現。圖 5.13 為 IMF3~5 之時頻分析結果，由上到下分別為 IMF3~5 之短時傅利葉時頻圖。IMF3 之特徵集中在 10~30KHz 且持續時間不超過 0.5ms，與表面波相符，IMF4 之特徵集中在 11KHz；而 IMF5 特徵集中在 3KHz。IMF3 與 IMF4 兩相比較下，IMF4 的能量延續時間明顯的比 IMF3(表面波)長，而比 IMF5 短，這是因為孔洞的回音訊號微弱，消散快、能量延續的時間短，而 IMF5 代表的是模態頻率延續了較長的時間，由此驗證了我們的推測。

綜合分析結果，IMF1~2 為雜訊，IMF3 為表面波，IMF4 為孔洞回音訊號，IMF5~7 為模態振動，每個 IMF 皆可找到相對應的物理意義；在此案例中，EMD + FFT 分析過程相當快速且易判讀。

時頻分析綜合了時間域與頻率域之資訊，給我們一個較為直觀的表達方式，但其計算量龐大，因此林佳慶[14]建議將它當作輔助工具，用來分析較具爭議之 IMF。譬如 IMF4 與 IMF5，其時間域特徵乍看之下相當類似，經驗不足者可能誤判，而光由頻譜透過一個明顯峰值來判斷也不夠嚴謹，但是做時頻分析後便可一目瞭然。

最後結果孔洞回音訊號為 IMF4，頻率 11.4KHz，換算深度為 16.6cm，驗證了 EMD 法據提取微弱訊號的能力。

## 2. 敲擊點四(孔洞直徑 5cm, 保護層深度 19cm)( R4、S4)

模型試驗二敲擊位置二之歷時曲線如圖 5.14(a), 傅立葉頻譜如圖 5.14(b)。傅立葉頻譜圖中亦無法見到孔洞所對應的頻率, 敲擊點二我們將深度加深到 19cm, 圖 5.15 為 EMD + FFT 分析之結果, A 行由上到下分別為原訊號與經 EMD 演算後所得之 IMF, B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到七個 IMF, 理想上這七個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、底部回音與模態振動。

敲擊點四, IMF1 為所有 IMF 分量中最小的, 可視為試體雜訊, 這裡又出現 330KHz 的單一峰值, 可能為電子儀器的雜訊。IMF2 在 10~30KHz 的頻段中出現多個峰值, 有了模型試驗一敲擊點一的經驗, 我們判斷 IMF2 為表面波訊號。IMF3 的能量隨時間慢慢地消散, 但消散速率較 IMF2 慢, 且能量小於表面波, 其頻譜在 10KHz 處有一相當明顯的頻率尖峰, 我們推測此峰值為孔洞回音頻率。IMF4~7(5202Hz、3601Hz、600Hz、400Hz)能量皆無明顯消散, 幾乎是持續整個時間軸, 與模態振動的特徵相符。此試驗中仍然沒有底部對應到的頻率值, 原因說明同敲擊點一, 在此便不贅述。

在此我們為了更清楚且直觀的判別 IMF2 與 IMF3, 再次藉助時頻分析, 選擇代表模態振動的 IMF4 做為比較基礎, 圖 5.16 由上而下分別為 IMF2~4 的短時傅立葉轉換, 明顯的, IMF2 頻帶寬, 且能量延續時間短約 1.8msec 為表面波, 而 IMF3 特徵集中在 10KHz, 且能量延續時間較表面波長約 3.8msec 且比 IMF4 短, 因此更能確定 IMF3 為孔洞回音。

最後結果孔洞回音訊號為 IMF3, 頻率 10KHz, 換算深度為 19.1cm, 驗證了 EMD 法據提取微弱訊號的能力。

## 3. 敲擊點五(孔洞直徑 6cm, 保護層深度 18cm)(R5、S5)

模型試驗二敲擊點五之歷時曲線如圖 5.17(a), 傅立葉頻譜如圖 5.17(b)。傅立葉頻譜圖中雖然有出現對應到孔洞回音的峰值(箭頭處), 但無論在有經驗的專業人員, 仍無法正確判別, 在此模型試驗的原訊號傅立葉頻譜圖中, 明顯的, 在 10~30KHz 出現了能量強大的表面波, 覆蓋住原本能量就不大的孔洞回音。圖 5.18 為 EMD + FFT 分析之結果, A 行由上到下分別為原訊號與經 EMD 演算後所得之 IMF, B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到八個 IMF, 理想上這八個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、底部回音與模態振動。

敲擊點五，IMF1 能量為所有 IMF 分量中最小的，可視為雜訊，一樣又出現了 330KHz 的單一峰值。IMF2 在 10~30KHz 的頻段中出現多個峰值，有了前兩個敲擊點的經驗，我們判斷 IMF2 為表面波訊號。IMF3 的能量隨時間慢慢地消散，但消散速率較 IMF2 慢，其頻譜在 11KHz 與 10.4KHz 處出現兩個能量大小相當的峰值，符合數值模型的多重峰值。因此我們推測 IMF3 為孔洞回音頻率是相當合理的。為了進一步驗證，我們進行了短時傅立葉轉換，圖 5.19 所示，分別代表表面波、孔洞回音、試體模態的 IMF 分量，能量延續的時間有明顯的不同。

IMF4~8(3802Hz、2201Hz、800Hz、600Hz)能量皆無明顯消散，幾乎是持續整個時間軸，與模態振動的特徵相符。

最後結果孔洞回音訊號為 IMF3，頻率 11KHz 與 10.4KHz，換算深度 18.3cm，驗證了 EMD 法具提取微弱訊號的能力。

#### 4. 敲擊點六(孔洞直徑 6cm，保護層深度 23cm)(R6、S6)

模型試驗二敲擊點六之歷時曲線如圖 5.20(a)，傅立葉頻譜如圖 5.20(b)。傅立葉頻譜圖中亦無法見到孔洞所對應的頻率，明顯的敲擊點四的孔洞回音頻率被混雜在試體的模態中。圖 5.21 為 EMD + FFT 分析之結果，A 行由上到下分別為其經 EMD 演算後所得之 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到七個 IMF，理想上這七個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、底部回音與模態振動。

敲擊點六，IMF1 能量為所有 IMF 分量中最小的，可視為雜訊，一樣出現 330KHz 的峰值。IMF2 在 10~30KHz 的頻段中出現多個峰值，有了前兩個敲擊點的經驗，我們判斷 IMF2 為表面波訊號，IMF3 的能量隨時間慢慢地消散，但消散速率較 IMF2 慢，其頻譜在 8603Hz 處出現相當明顯的峰值，根據以往經驗，較低頻的峰值極有可能是試體模態振動頻率，於是我們再次藉助時頻分析。圖 5.22

為 IMF3 與 IMF5 的短時傅立葉轉換，明顯的，IMF3 能量延續時間較 IMF5 短，在此我們再以相關係數為輔(右上方框處)，依照經驗，試體模態與原訊號的相關係數約為孔洞與原訊號的一倍以上，亦或是可由能量來做判斷，因此研判 IMF3 為孔洞回音。IMF5~7(4602Hz、3301Hz、800Hz、600Hz)能量皆無明顯消散，幾乎是持續整個時間軸，與模態振動的特徵相符。

最後結果孔洞回音訊號為 IMF3，頻率 8603Hz，換算深度 22.6cm，驗證了 EMD

法具提取微弱訊號的能力。

### 5.3.3 模型試驗三

敲擊回音應用於現場中試體內部通常會有鋼筋存在，鋼筋往往會影響訊號的品質，致使辨識不易。模型試驗三之尺寸與孔洞位置如圖 4.23 所示，敲擊點一在孔洞的正上方編號為 R1、S1，敲擊點二在孔洞左邊五公分處，即孔洞與鋼筋的中間。此模型試驗主要用來驗證數值模擬四。帶入實驗量測 P 波波速於式 2-2-3 中換算，理想孔洞訊號回音頻率與鋼筋回音頻率如表 5.3 所示，茲將分別說明如下。

模型試驗三	P 波波速 (m/s)	回音理論頻率 (KHz)		敲收點編號
		孔洞	鋼筋	
敲擊點七	3710	26.5	16.5	R7、S7
敲擊點八	3710	30.9	10	R8、S8

表 5.3 模型試驗三各參數

#### 1. 敲擊點七(R7、S7)

模型試驗三敲擊點七之歷時曲線如圖 5.23(a)，傅立葉頻譜如圖 5.23(b)，原訊號的傅立葉頻譜中，在 30KHz 左右出現了一微小的峰值，非常不易觀察，這個峰值對應到孔洞回音訊號，再看到 10KHz 左右，出現了兩個大小相似的峰值，對應到鋼筋的回音。目前看來，導致孔洞回音訊號微弱的原因雖然不能確定就是鋼筋所影響，但無論如何，這樣的回音訊號應用於現場檢測是有一定難度的。種種誘因引導我們藉由 EMD 來對訊號做出辨識。

圖 5.24 為 EMD + FFT 分析之結果，A 行由上到下分別為其經 EMD 演算後所得 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到九個 IMF，理想上這九個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、鋼筋回音、底部回音與模態振動。首先觀察 IMF1~2，能量都很小且變化不大，非常的雜亂沒有什麼特徵，其頻譜也是如此，因此研判都是雜訊的分量，IMF3 特徵集中在 30.43KHz 和分散在 10~30KHz 的頻段內，依照之前的經驗，我們可能將此 IMF 分量判斷為表面波，但是此 IMF 分量在 30KHz 左右出現了相當明顯的尖峰，我們推測 IMF3 發生了模態混疊，為了證明此現象，我們藉助於時頻分析，圖 5.25 為 IMF3 的短時傅立葉

轉換，分散在 10~30KHz 的訊號，能量延續的時間不超過 1msec，而我們推測代表孔洞回音的訊號延續到 2.5msec，故可驗證 30.43KHz 對應到的是孔洞回音。

IMF6~11(6303Hz、5222Hz、4142Hz、1441Hz、1261Hz、720Hz) 能量皆無明顯消散，幾乎是持續整個時間軸，與模態振動的特徵相符，在數值模態分析中都可找到相對應的自然頻率。

最後 IMF4 對應到孔洞回音，頻率值為 30.43KHz，換算深度為 6.2cm，至此我們已成功的使訊號不受鋼筋干擾。

## 2. 敲擊點八(R8、S8)

接下來我們將敲擊點更往鋼筋靠，模型試驗三敲擊點八之歷時曲線如圖 5.26(a)，傅立葉頻譜如圖 5.26(b)，原訊號的傅立葉頻譜中，25~30KHz(右邊箭頭處)有一段不明顯的峰值，已無法像敲擊點一出現單一峰值，此值對應到的是孔洞回音頻率，而代表鋼筋回音頻率的峰值被隱藏在頻譜圖中(左邊箭頭處)，不易發覺。

圖 5.27 為 EMD + FFT 分析之結果，A 行由上到下分別為其經 EMD 演算後所得 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜。此次分解一共得到九個 IMF，理想上這九個 IMF 分別代表了雜訊、表面波、孔洞回音、底部回音與模態振動。IMF1~3 的能量都很小且變化不大，非常的雜亂沒有什麼特徵，其頻譜也是如此，因此研判都是雜訊的分量，IMF4 主要特徵集中在 25.8KHz，對應到孔洞的回音頻率，這一個特徵雖然可由原訊號的傅立葉頻譜直接讀出，但是經過 EMD 的處理後，更加容易辨識，經由敲擊點七的經驗，IMF4 也是發生了模態混疊，在此我們便不再做一次時頻分析。IMF5 主要特徵集中在 11 與 19KHz，19KHz 對應到鋼筋的回音頻率。在這個模型試驗的結果獨缺代表表面波的 IMF 分量，這是因為表面波和之前的敲擊點一樣，被拆解到 IMF4 和 IMF5 了。我們推測，當試體內部孔洞與試體表面的距離(以 D 表示)與敲擊回音法的敲擊點接收點間距(以 R 表示)，當 D 與 R 相近時，表面波分量被拆解到兩個 IMF 分量。這裡值得一提的是，本實驗室學長郭建成[15]，將鋼筋訊號做 EMD+FFT 處理，發現鋼筋在頻譜上會出現多重尖峰，為了觀察這個現象，我們對這一個敲擊點，進行了短時傅立葉轉換，圖 5.28 分別為 IMF3 與 IMF4 的結果，我們可以看到，圖 5.28(a)代表鋼筋頻率在時頻圖上出現兩條亮帶(20KHz 與 21KHz)，這在頻譜圖上便是多重峰值。另外，在能量延續上有明顯的不同，代表孔洞與鋼筋的分量延續了較長的時間。

IMF6~9(7603Hz、7203Hz、5402Hz、3201Hz、1000Hz)能量皆無明顯消散，幾乎是持續整個時間軸，與模態振動的特徵相符，在數值模態分析中都可找到相對應的自然頻率。

最後，IMF4 對應到孔洞的回音頻率，頻率值為 25.8KHz，IMF5 對應到鋼筋回音頻率，頻率值 13.5KHz，換算深度分別為 7.3cm 與 7cm。EMD 結果將訊號拆解成各自獨立的分量，孔洞與鋼筋不互相干擾。

## 5.4 小結

由實驗結果驗證數值模擬，可得到幾點結論：

1. 能量大小：試體模態>表面波>孔洞回音
2. 具爭議性的 IMF 可以時頻分析輔助判別
3. 孔洞深度較深時，低頻峰值可能為試體模態，可以時頻分析輔助判別
4. 設  $D$  為試體內部孔洞到試體表面的距離； $R$  為敲擊點與接收點的距離，當  $D$  大於  $R$  的時候，EMD 處理的結果無法以單一個 IMF 分量來表示表面波。
5. 孔洞回音出現在表面波頻段時容易發生模態混疊，此時可以時頻分析做出區別。
5. 相鄰兩個孔洞的回音頻率亦能正確的拆解出。
6. 能不受鋼筋訊號的影響，正確拆解出孔洞回音頻率。

本章驗證了第四章數值模擬的結果，每一個 IMF 的分量皆能找出其物理意義，也能正確找到孔洞的回音。

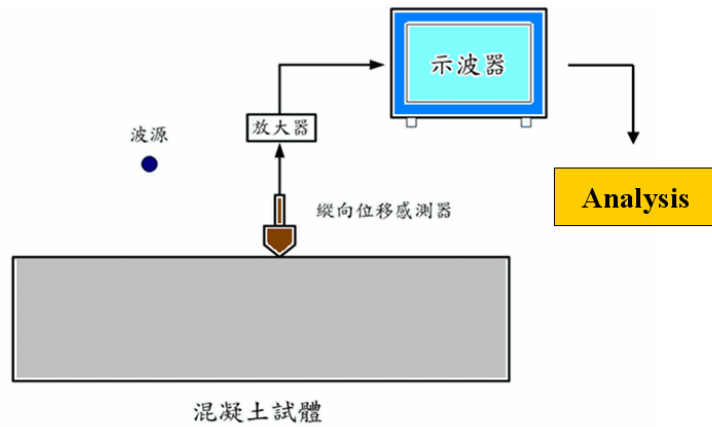


圖 5.1 敲擊回音軟硬體示意圖

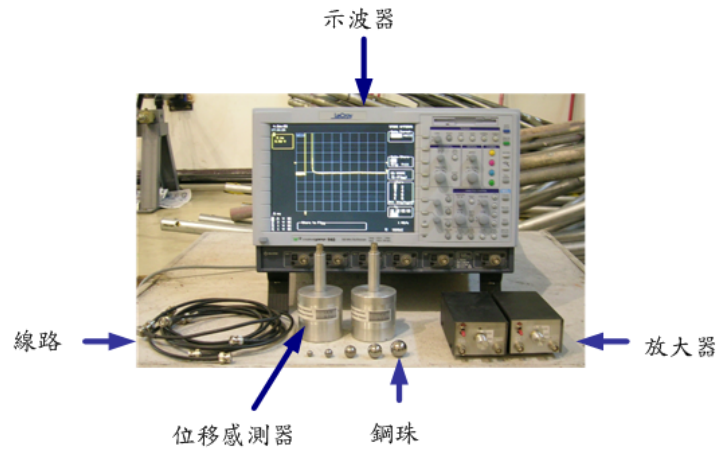


圖 5.2 敲擊回音實驗設備



圖 5.3 垂直位移感測器



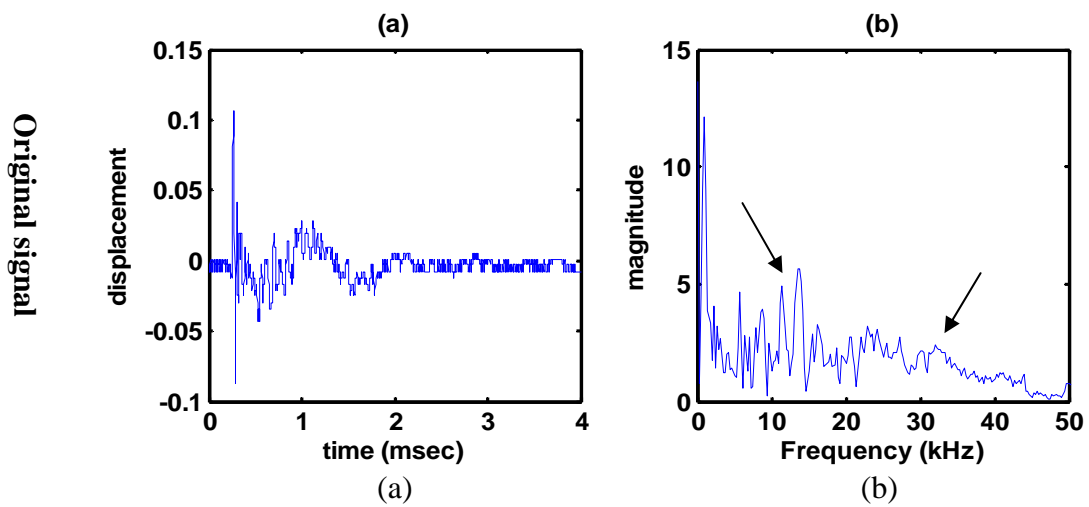


圖 5.4 模型試驗一敲擊點一 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖

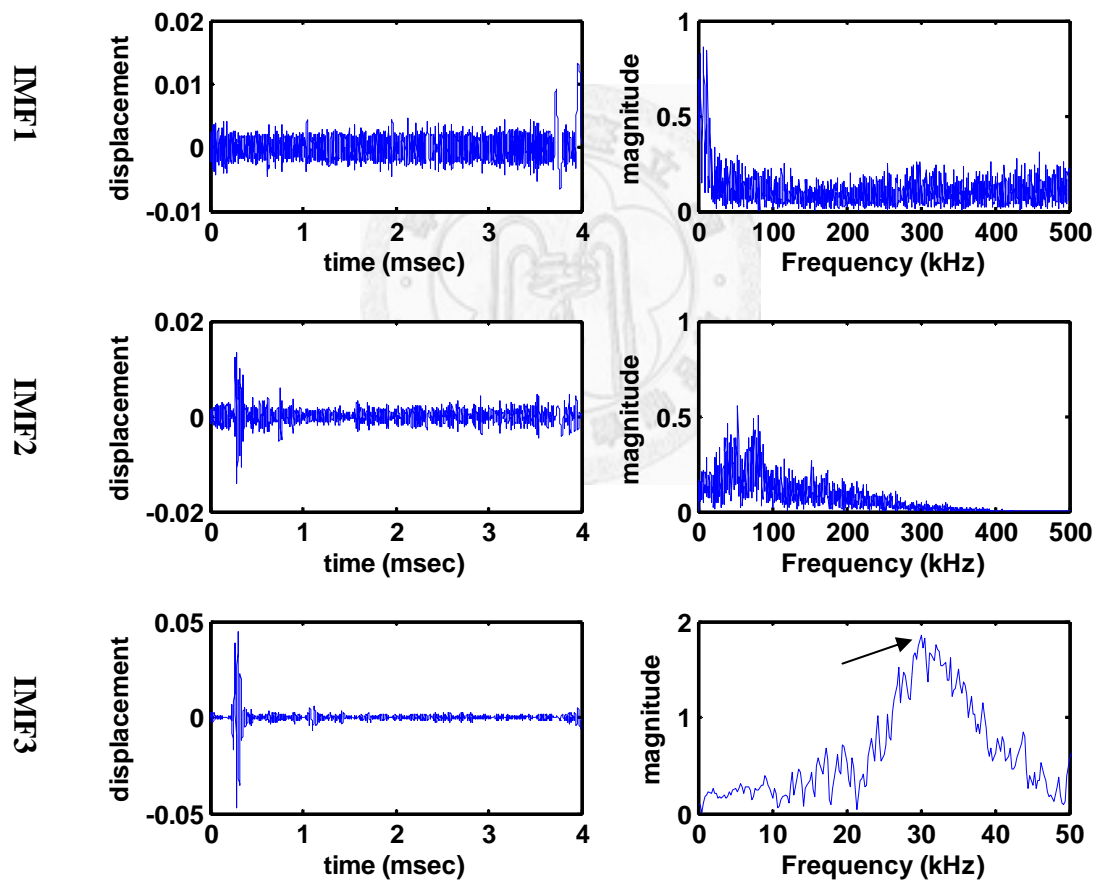


圖 5.5 模型試驗一敲擊點一之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為原訊號與其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

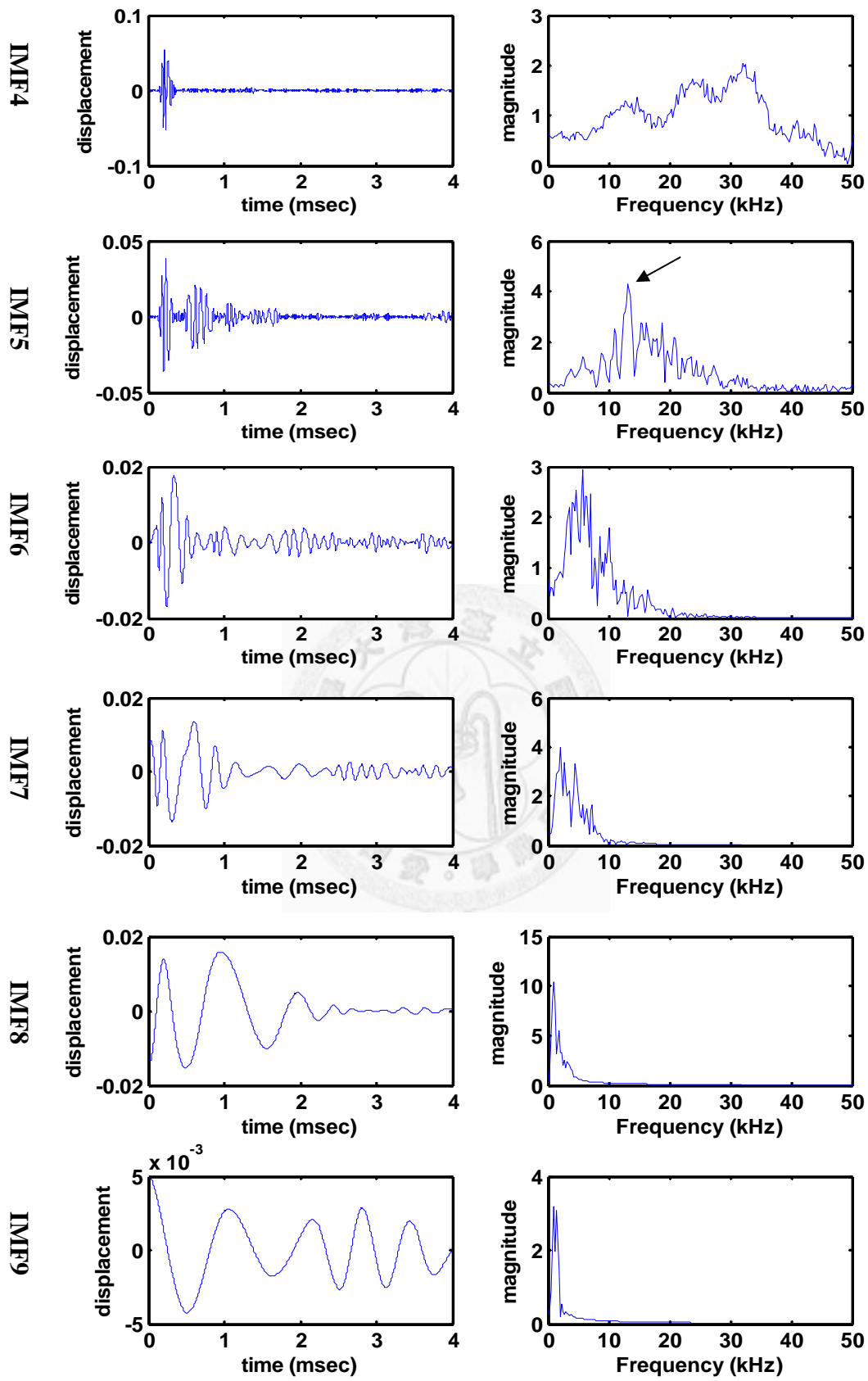


圖 5.5 (續)

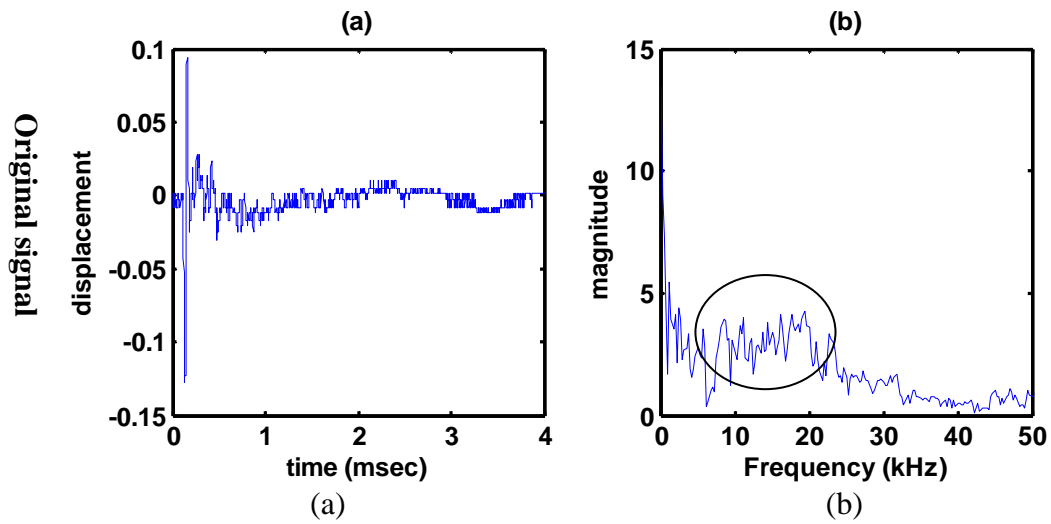


圖 5.6 模型試驗一敲擊點二 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖

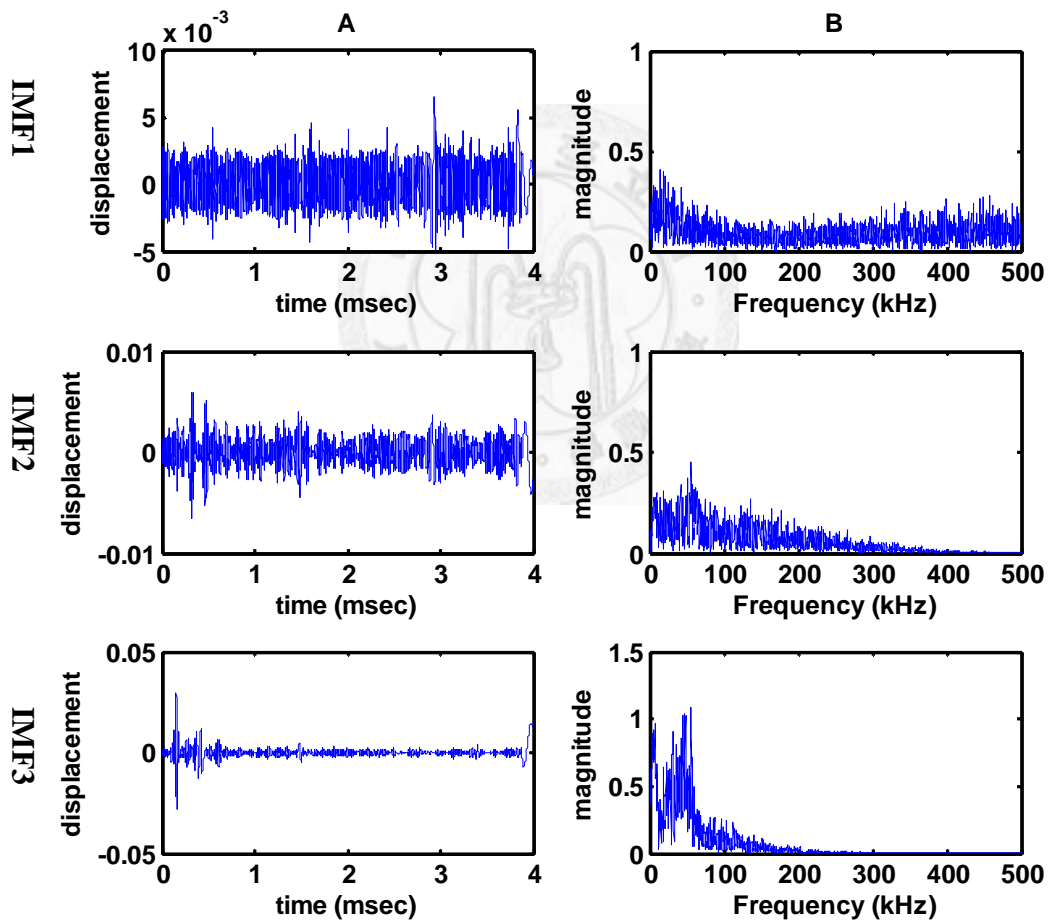


圖 5.7 模型試驗一敲擊點二之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

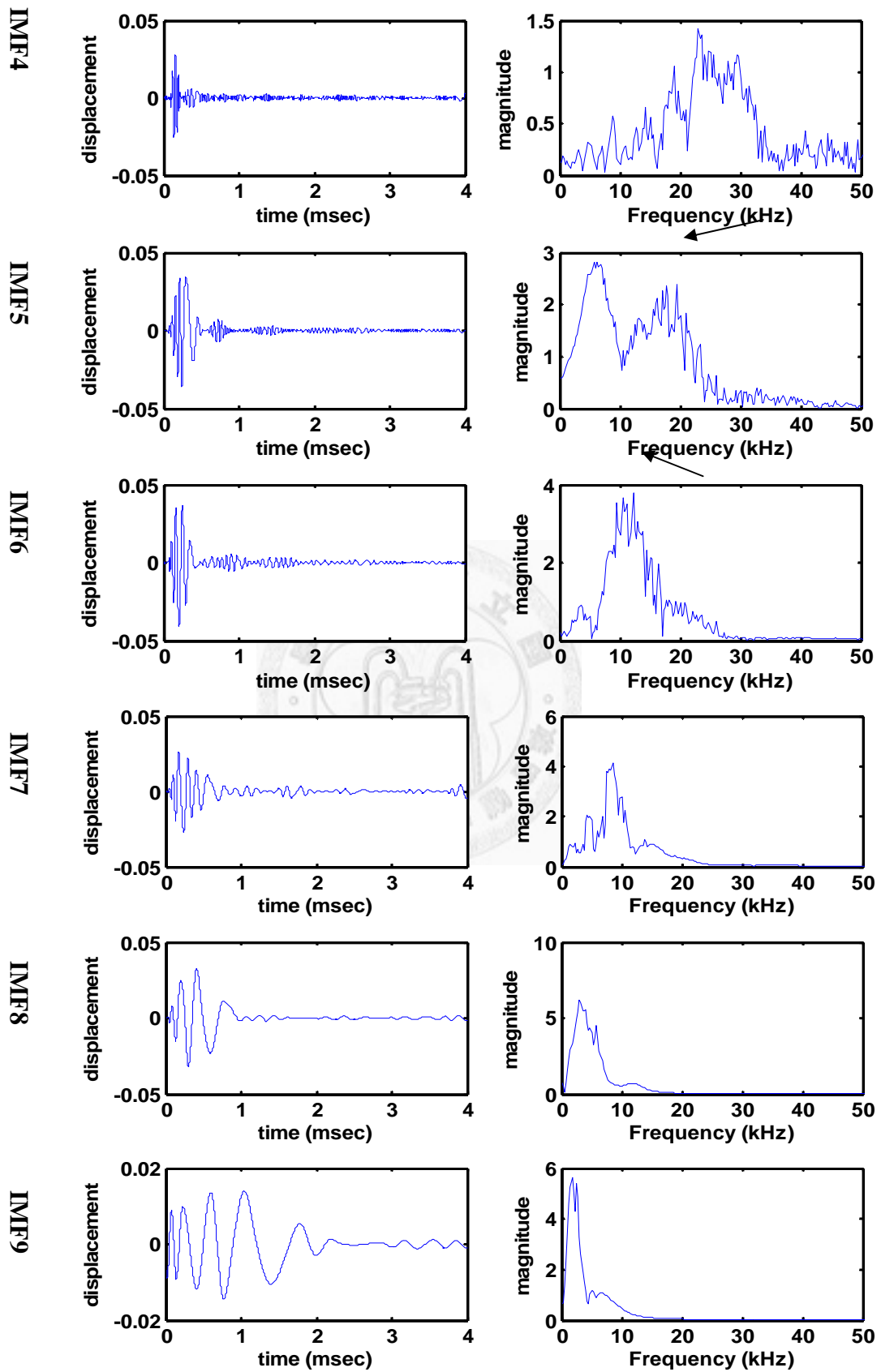


圖 5.7 (續)

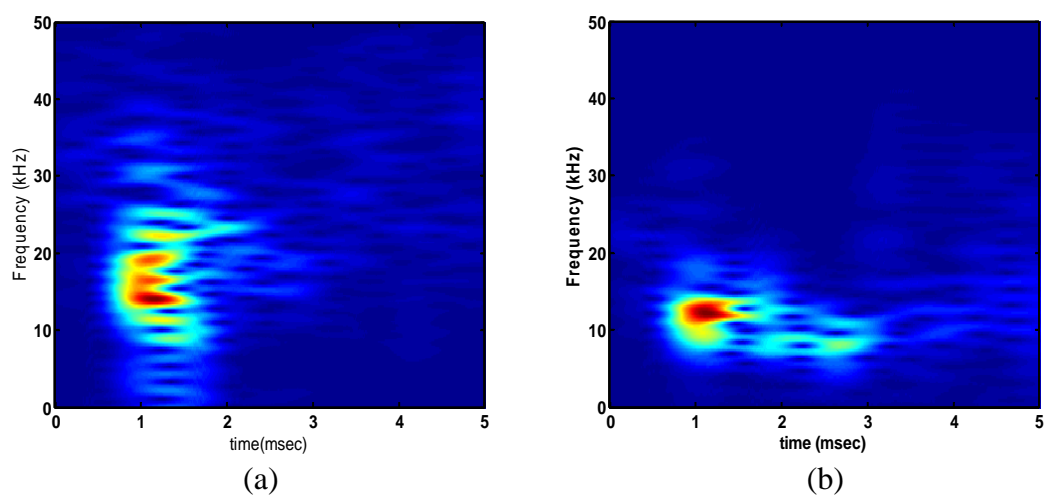


圖 5.8 模型試驗一敲擊點二之短時傅立葉轉換(a) IMF4 (b) IMF5



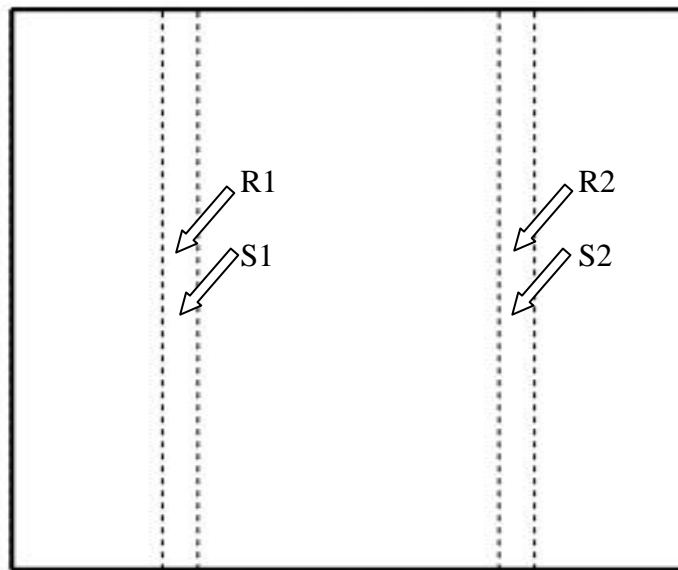
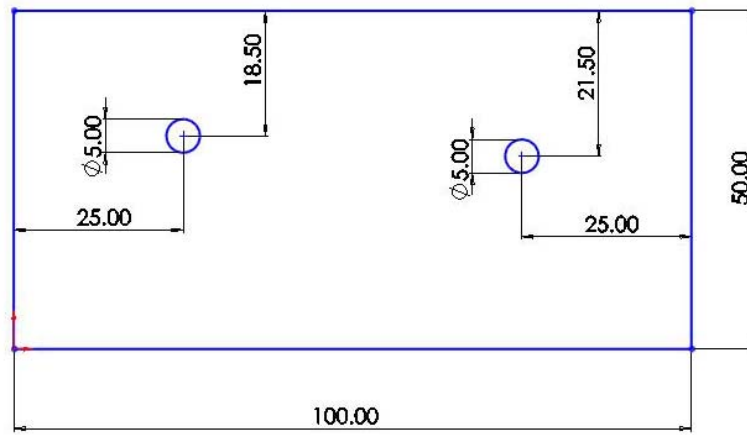


圖 5.9 模型試驗二敲擊點三與敲擊點四示意圖

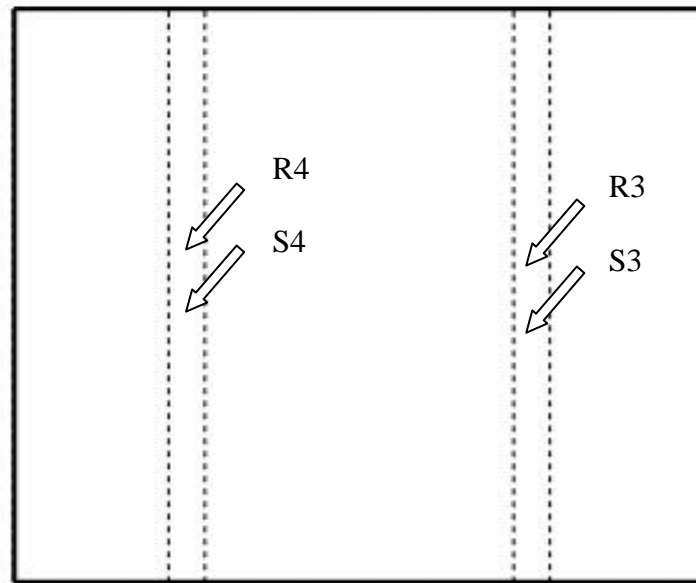
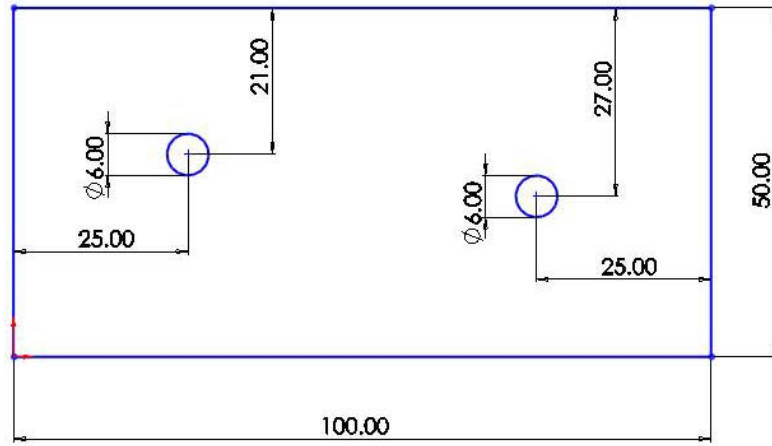


圖 5.10 模型試驗二敲擊點五與敲擊點六示意圖

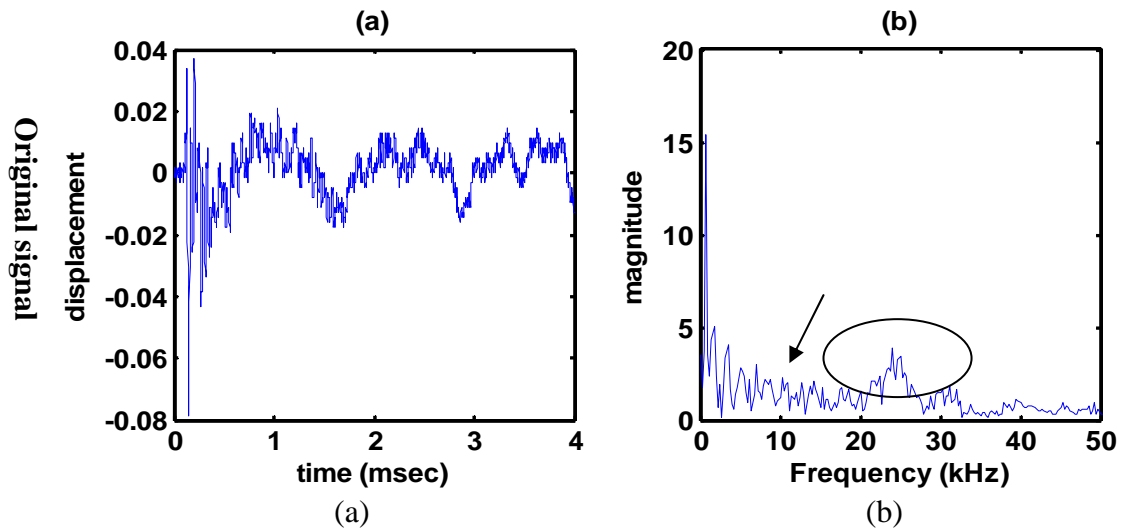


圖 5.11 模型試驗二敲擊點三 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖

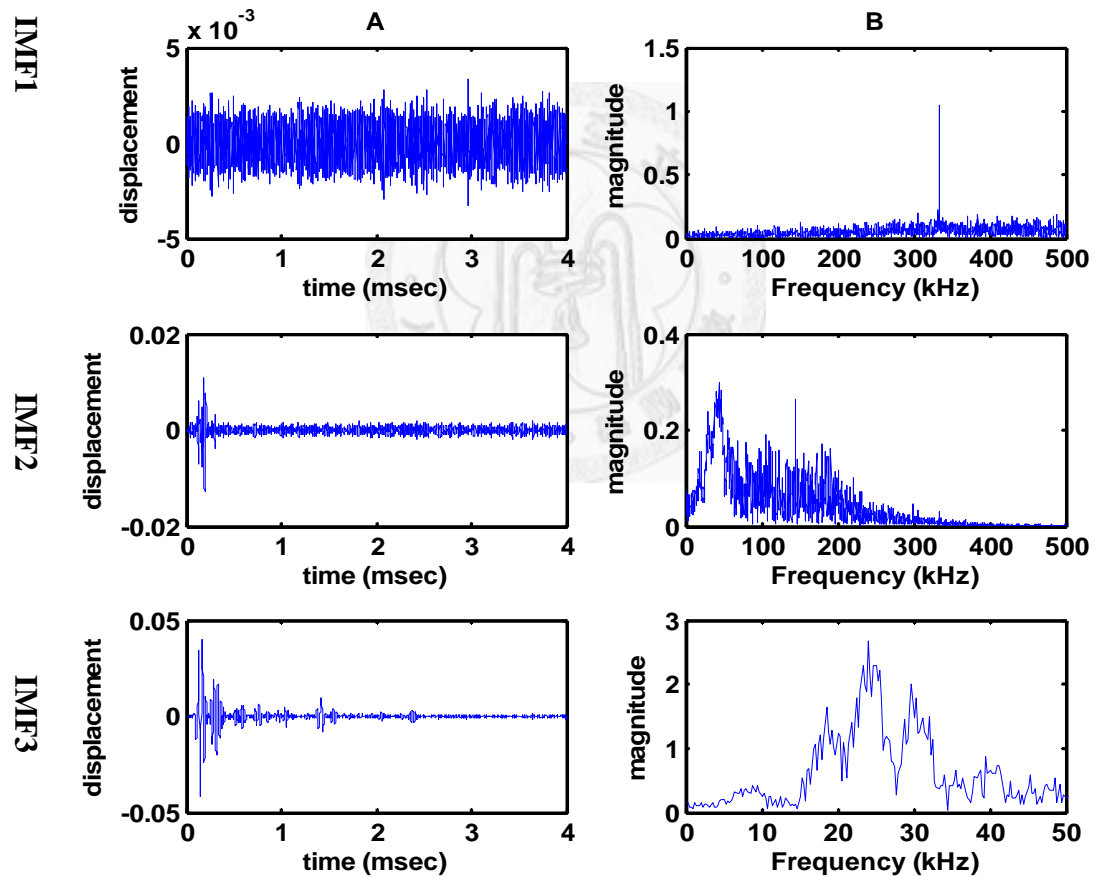


圖 5.12 模型試驗二敲擊點三之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜



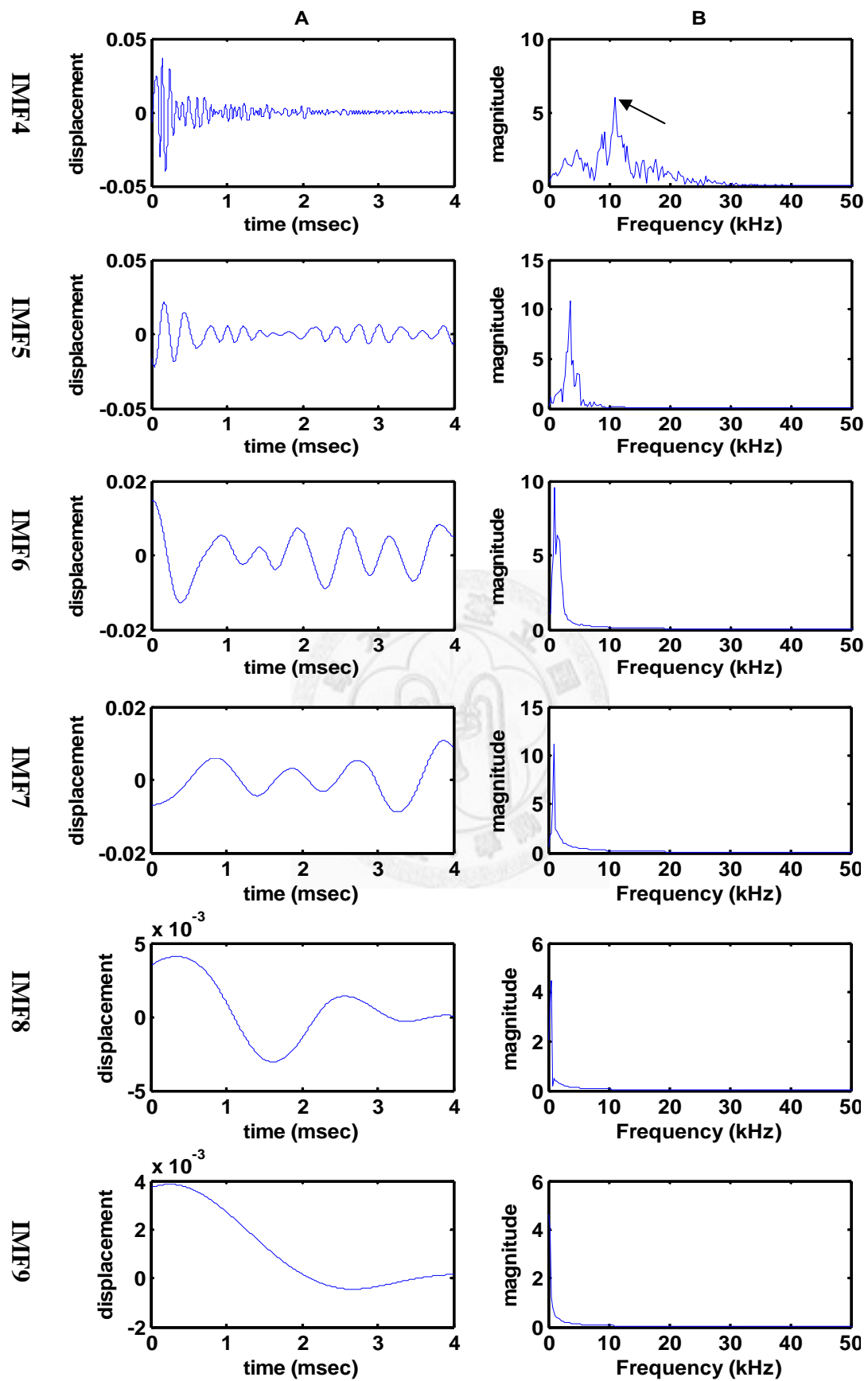


圖 5.12 (續)

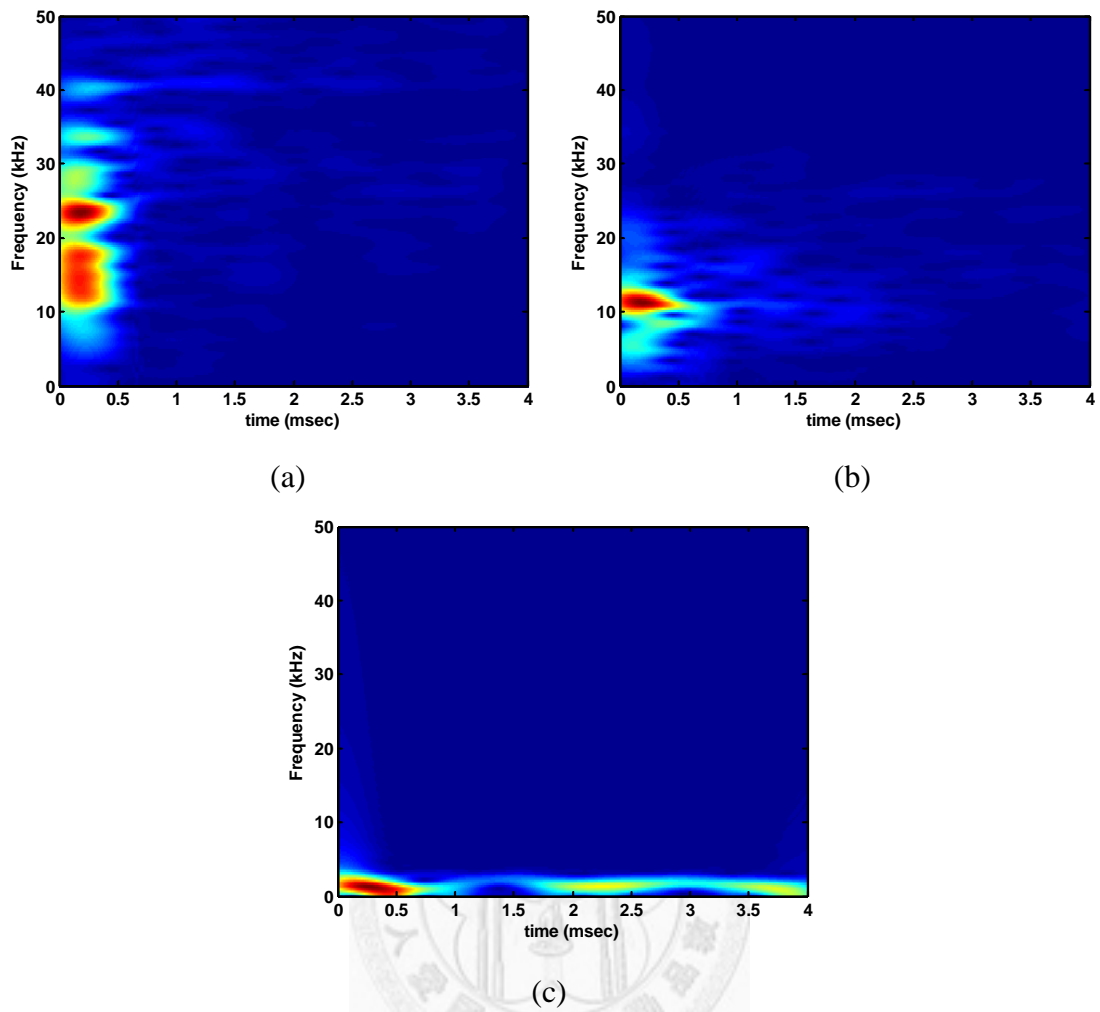


圖 5.13 模型試驗二敲擊點三之短時傅立葉轉換 (a) IMF3 (b)IMF4 (c)IMF5

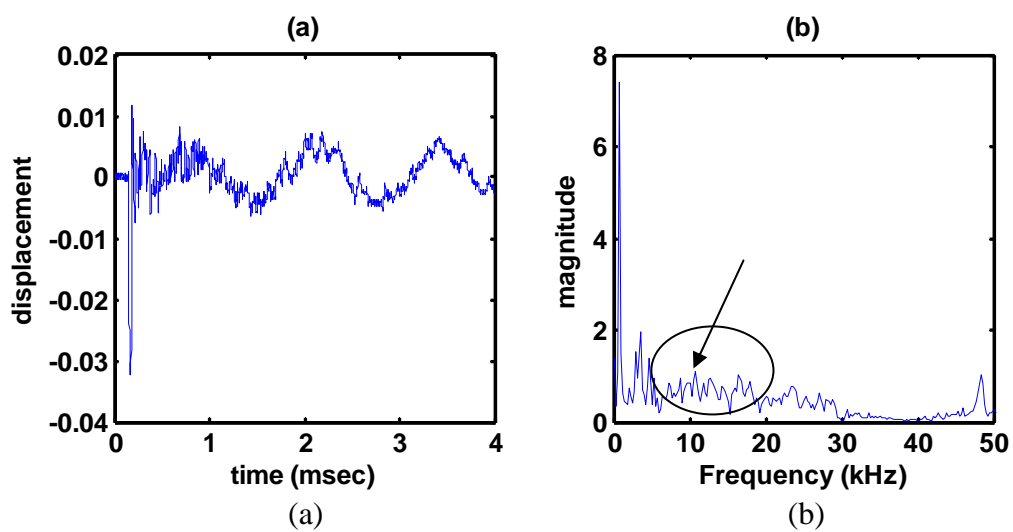


圖 5.14 模型試驗二敲擊點四 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖

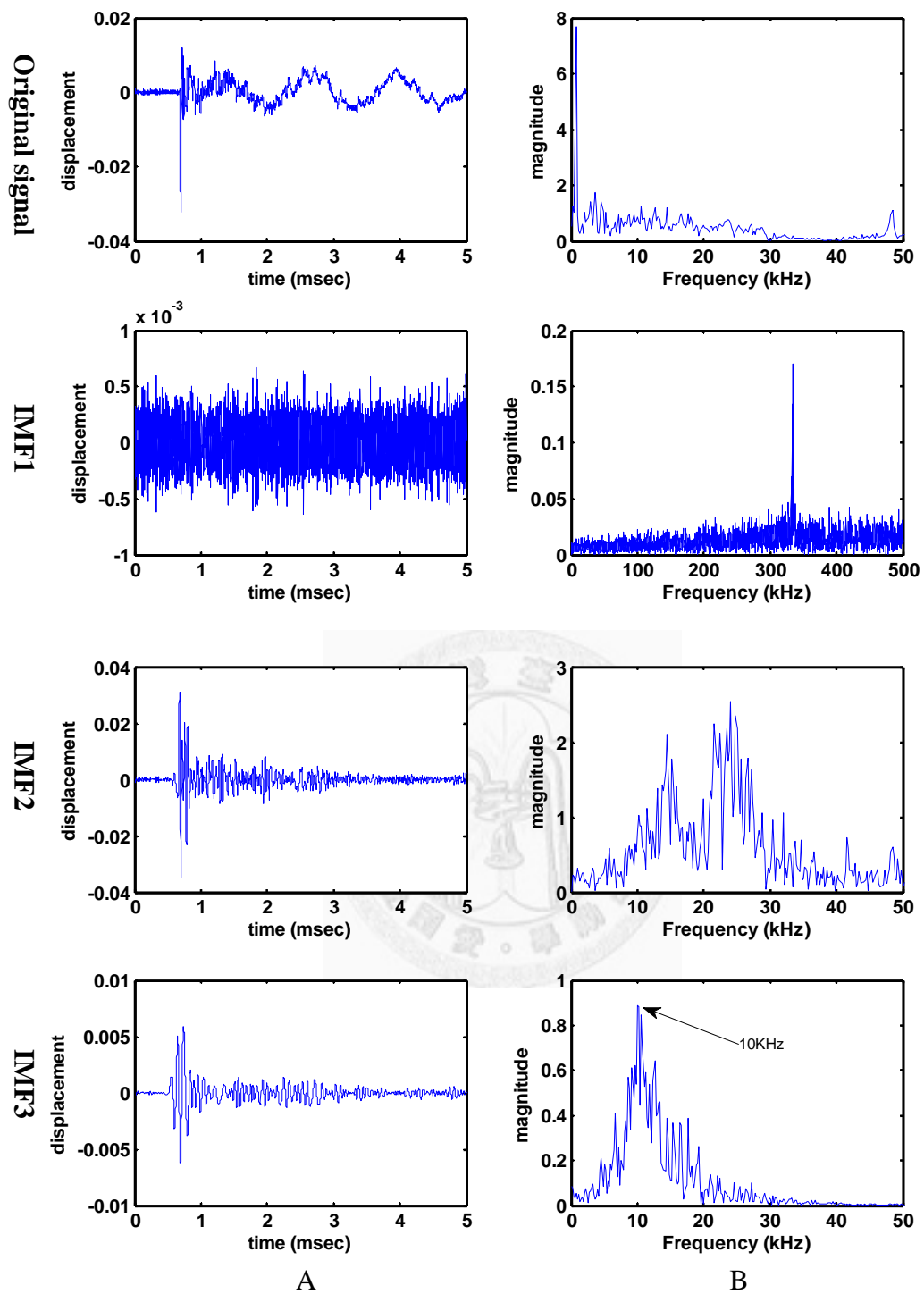


圖 5.15 模型試驗二敲擊點四之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為原訊號與其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

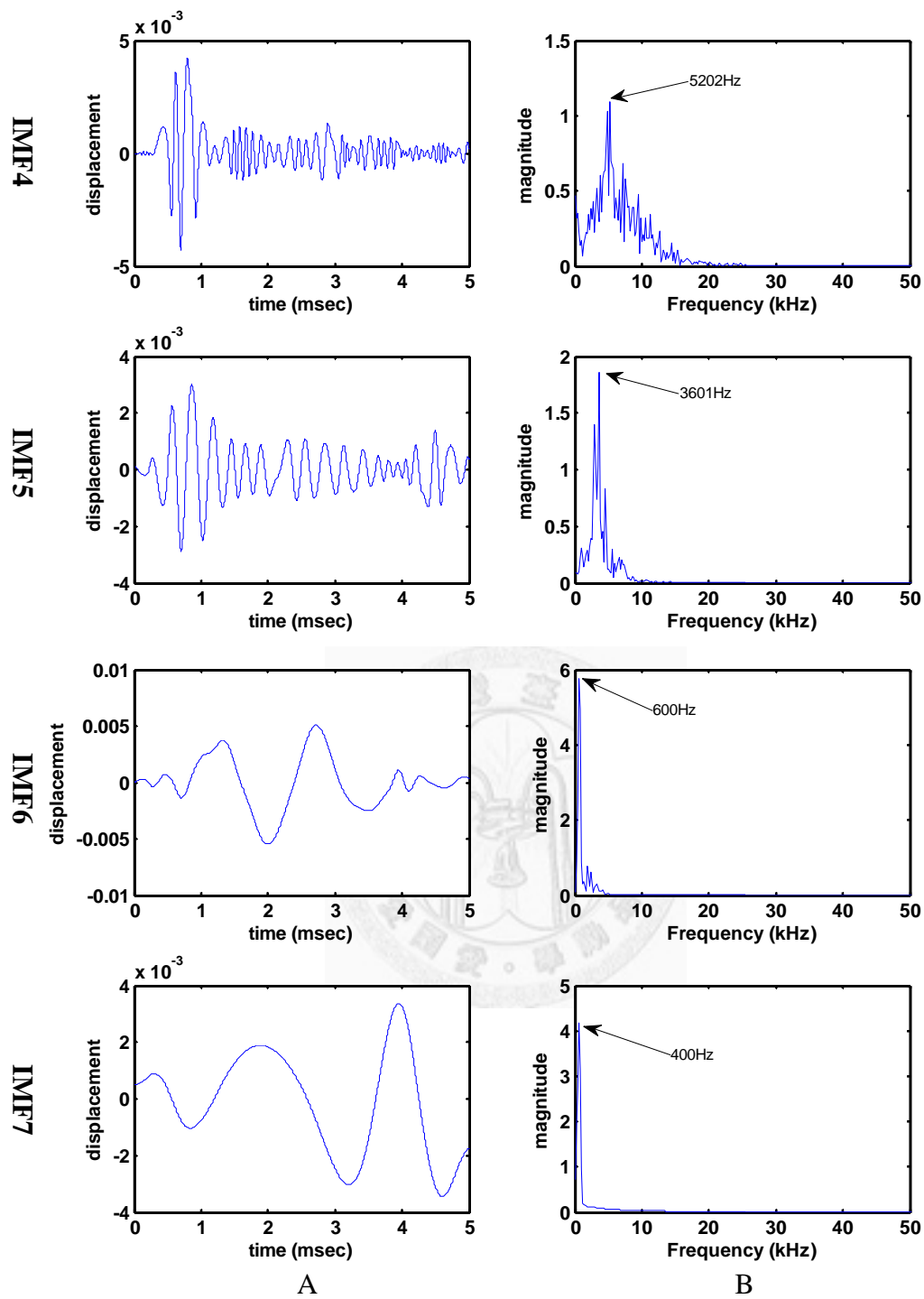
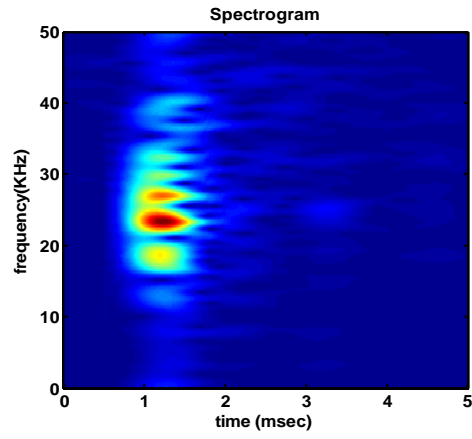
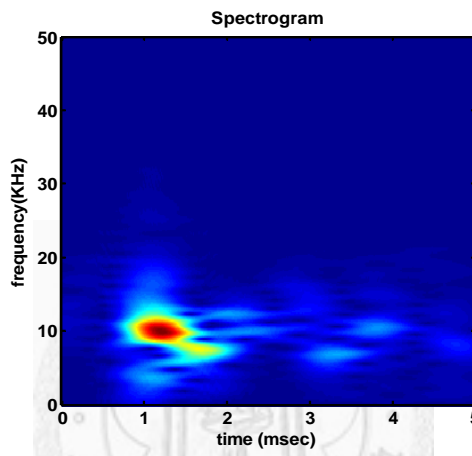


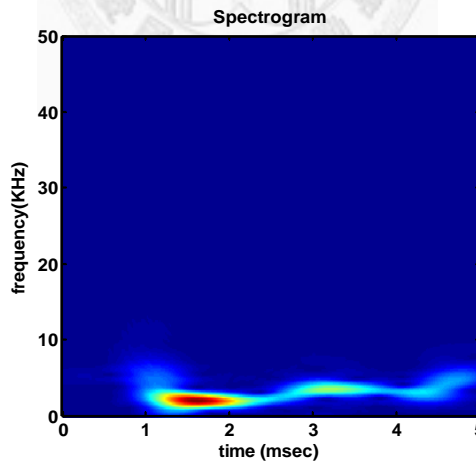
圖 5.15 (續)



(a)



(b)



(c)

圖 5.16 模型試驗二敲擊點四之短時傅立葉轉換 (a) IMF3 (b)IMF4 (c)IMF5

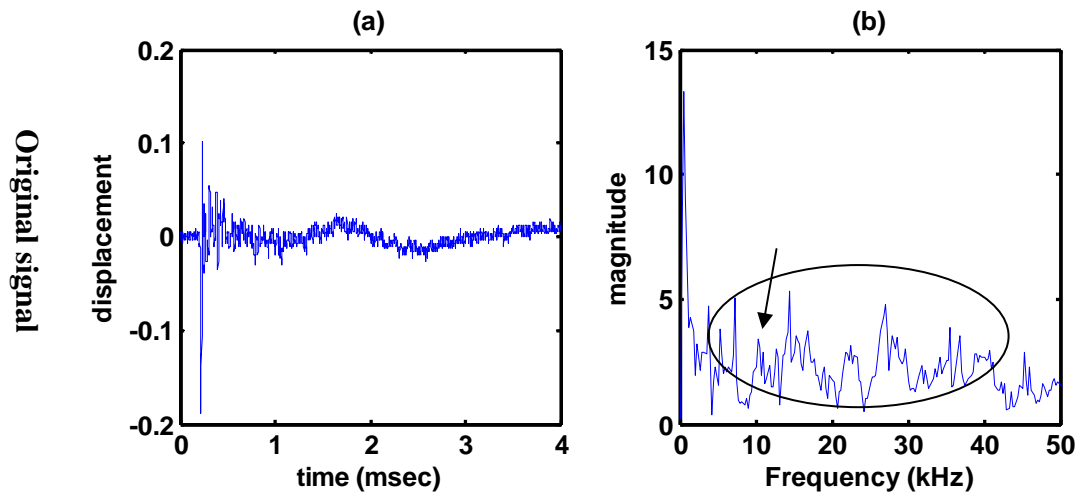


圖 5.17 模型試驗二敲擊點五 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖

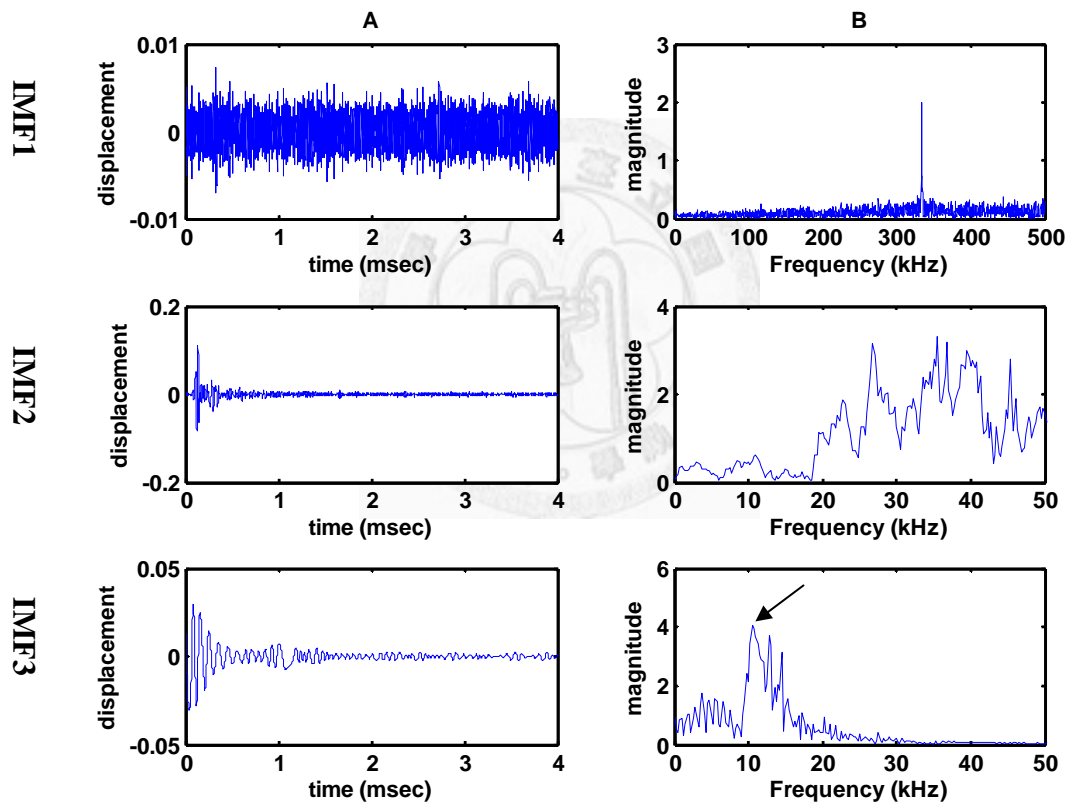


圖 5.18 模型試驗二敲擊點五之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

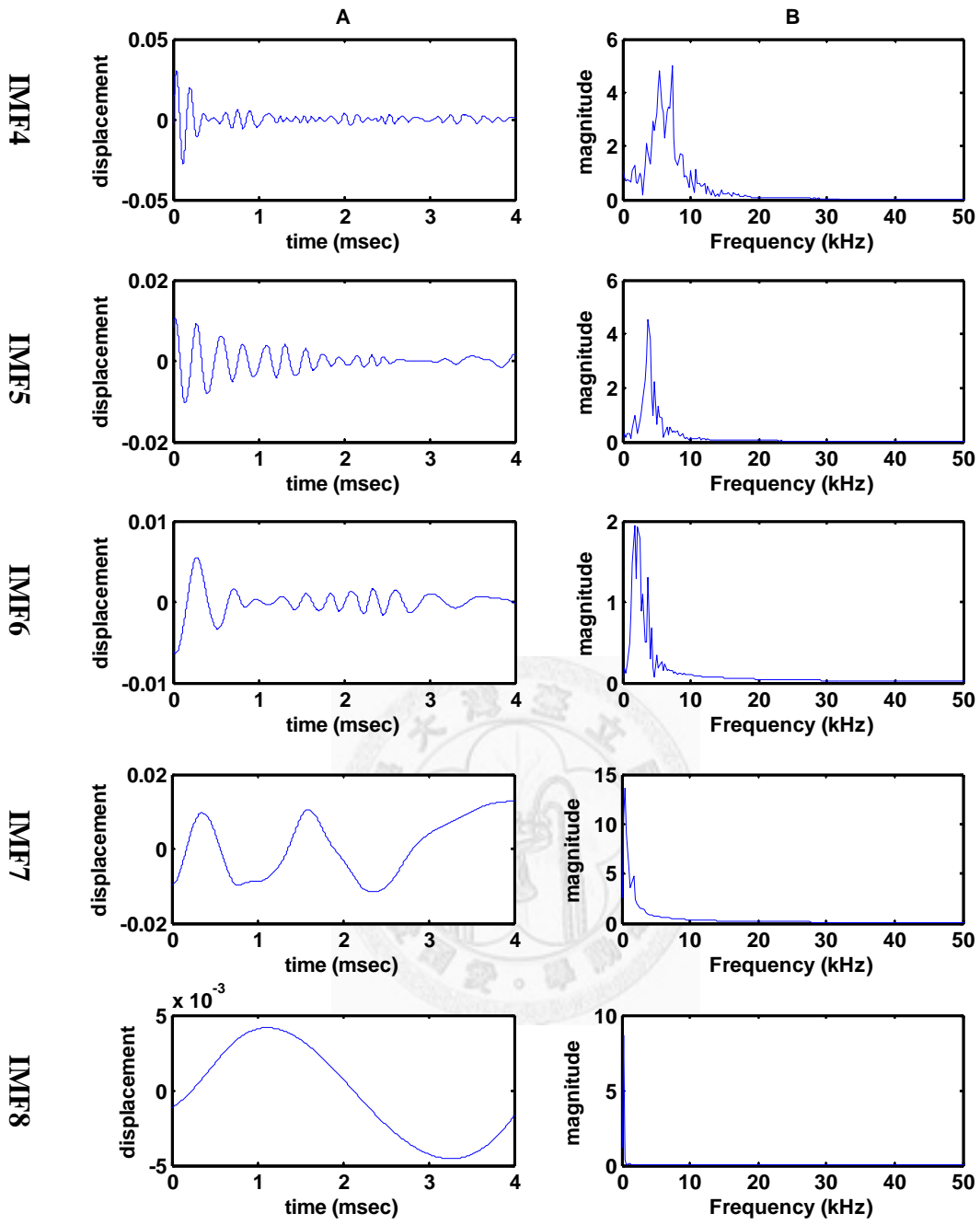


圖 5.18 (續)

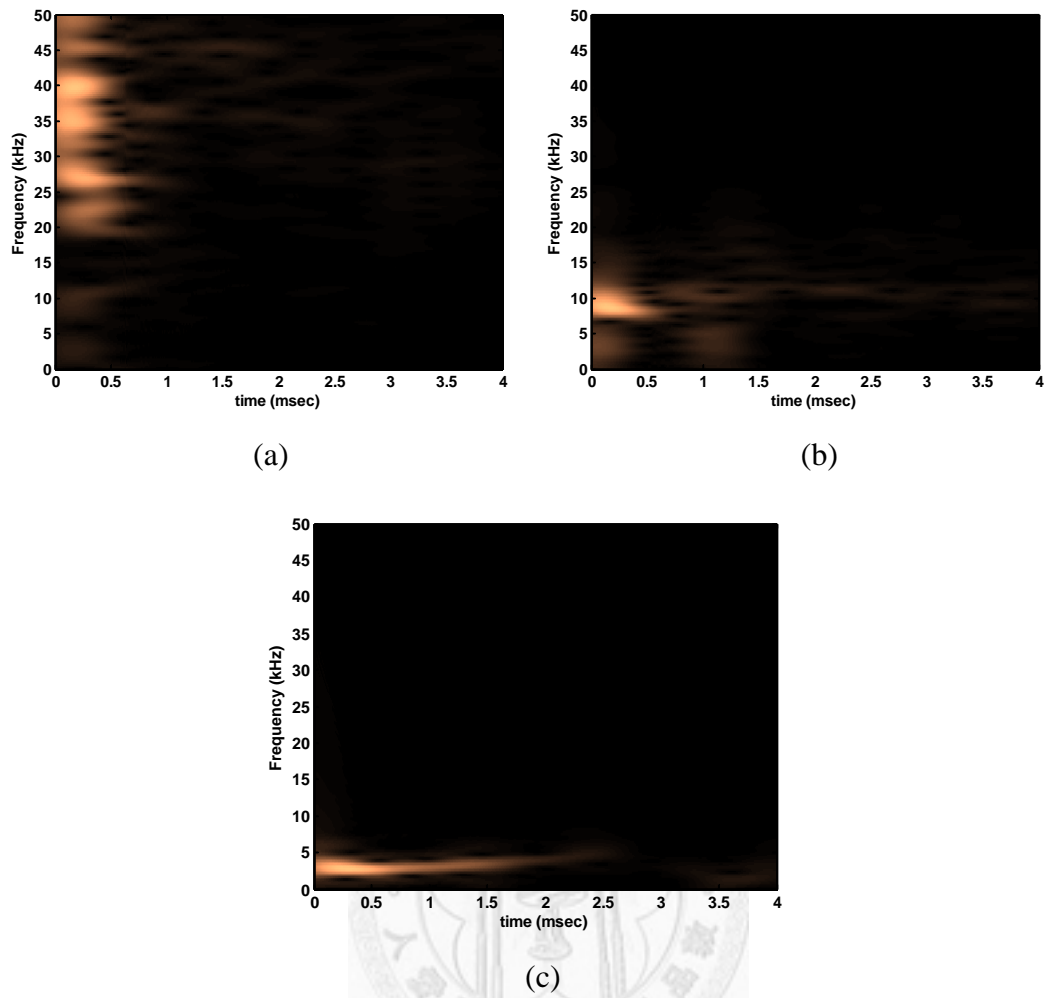


圖 5.19 模型試驗二敲擊點五之短時傅立葉轉換 (a) IMF2 (b) IMF3 (c) IMF5

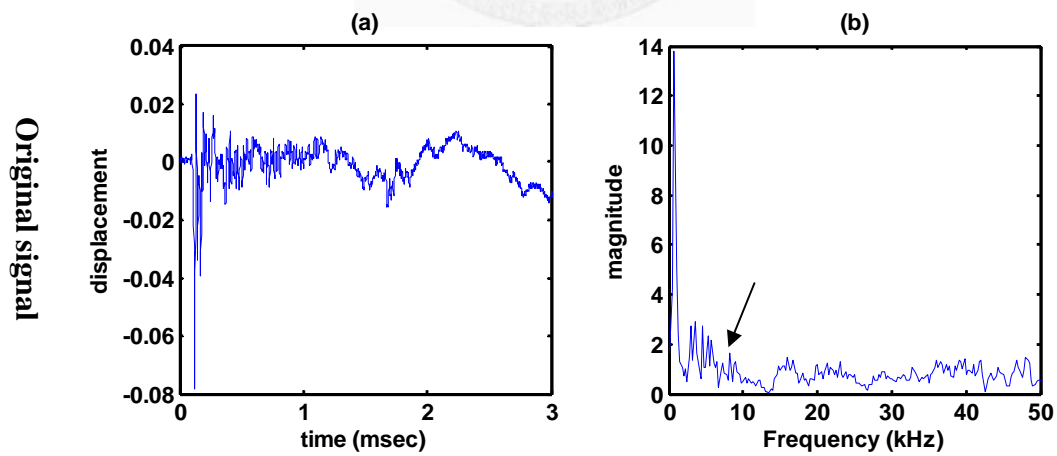


圖 5.20 模型試驗二敲擊點六 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖



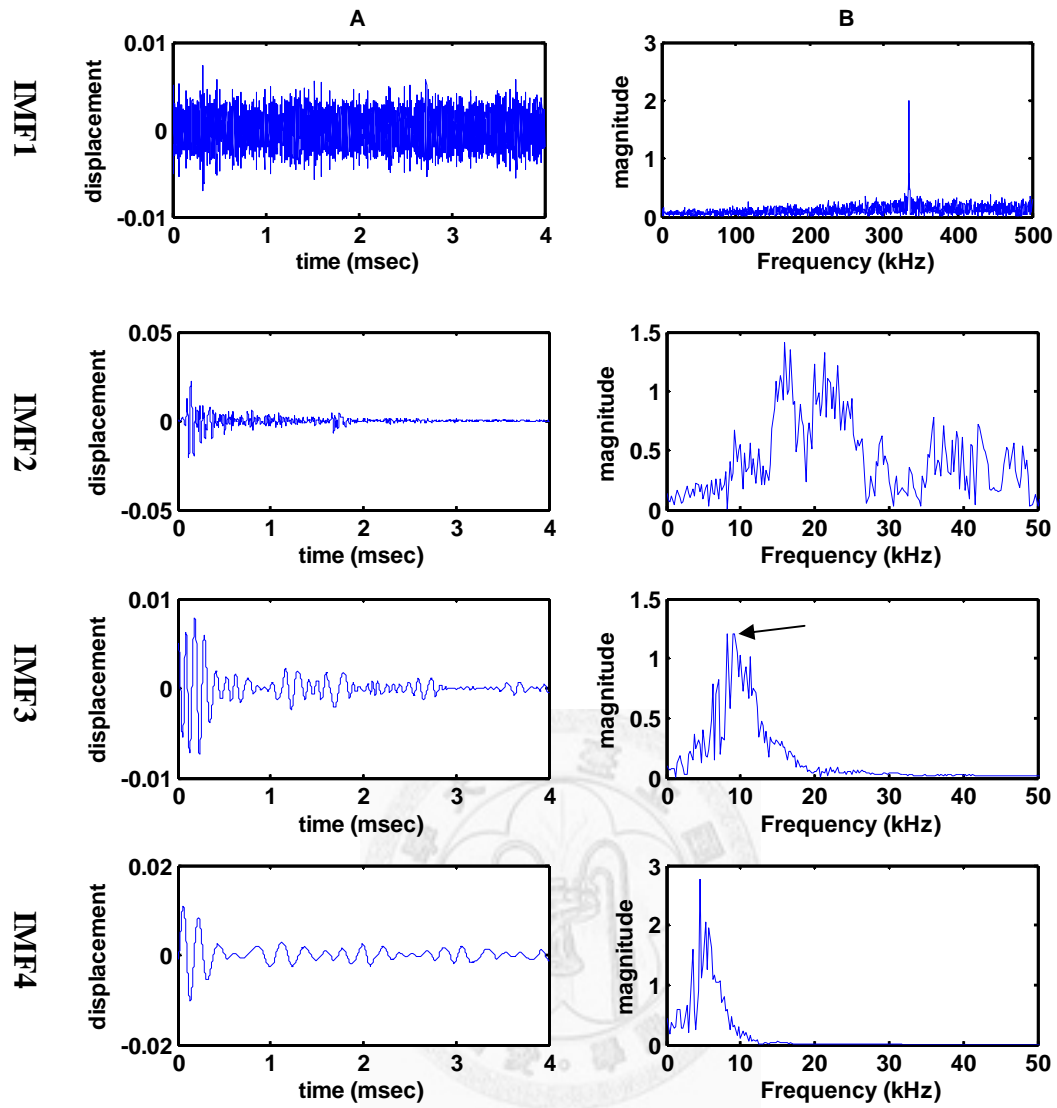


圖 5.21 模型試驗二敲擊點六之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

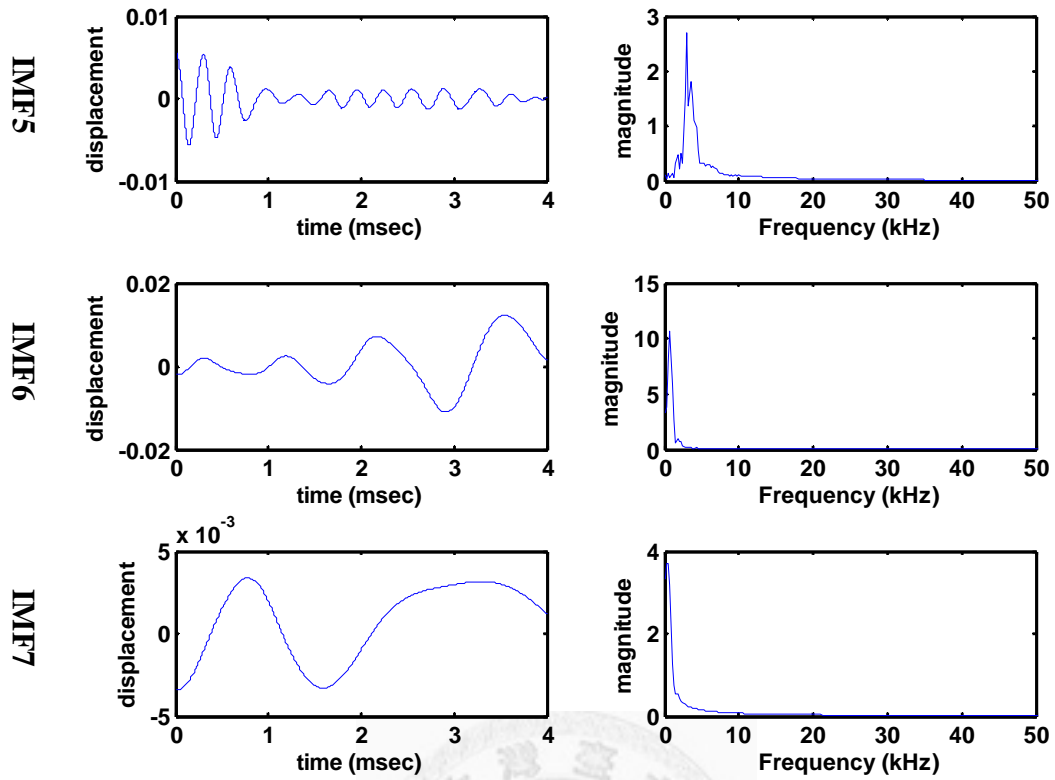


圖 5.21 (續)

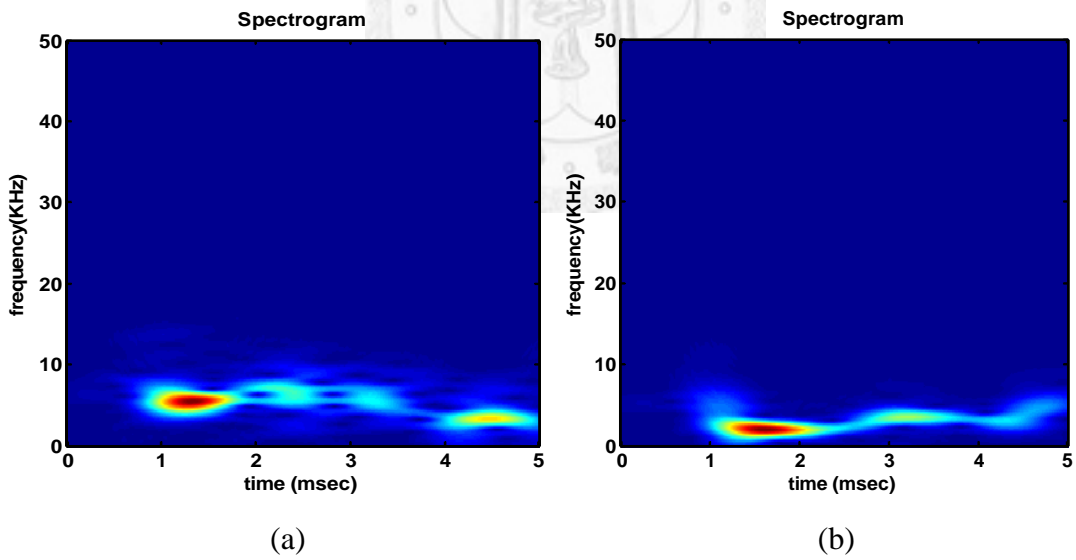


圖 5.22 模型試驗二敲擊點六之短時傅立葉轉換 (a) IMF3 (b) IMF4

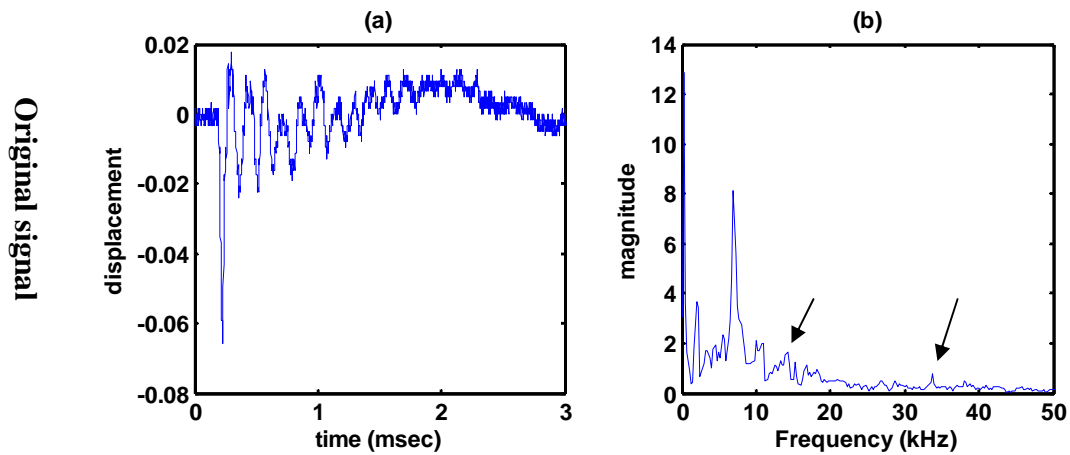


圖 5.23 模型試驗三敲擊點七 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜圖

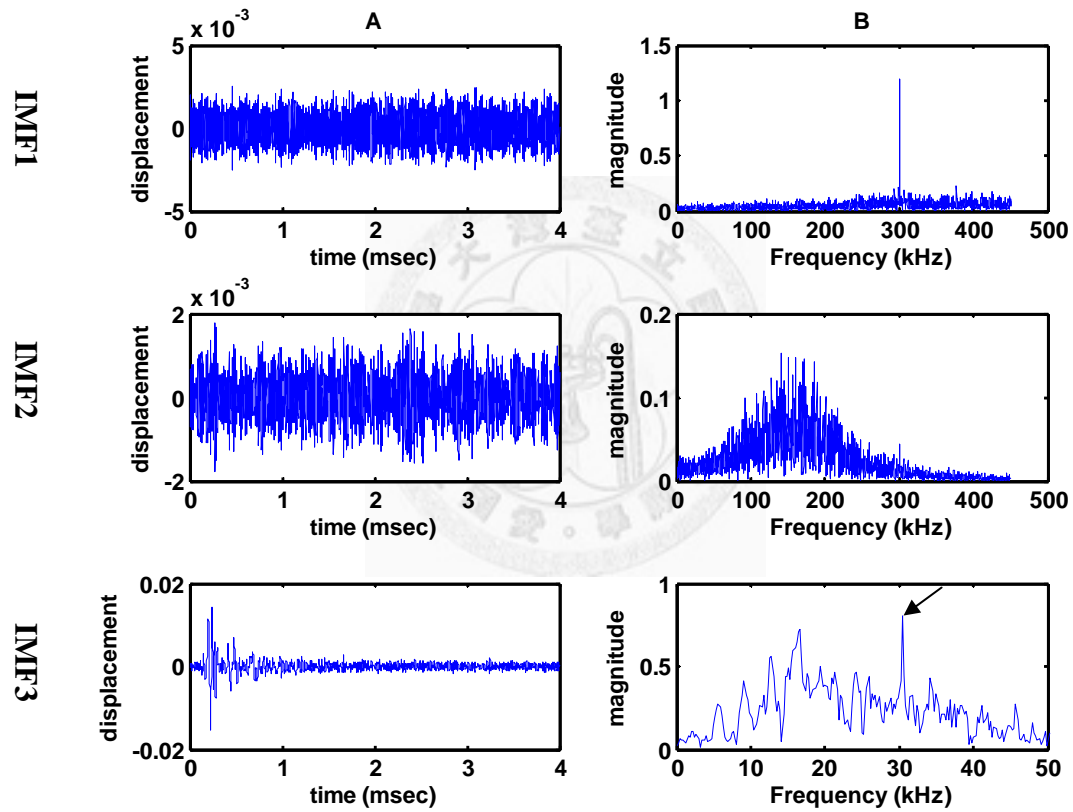


圖 5.24 模型試驗三敲擊點七之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

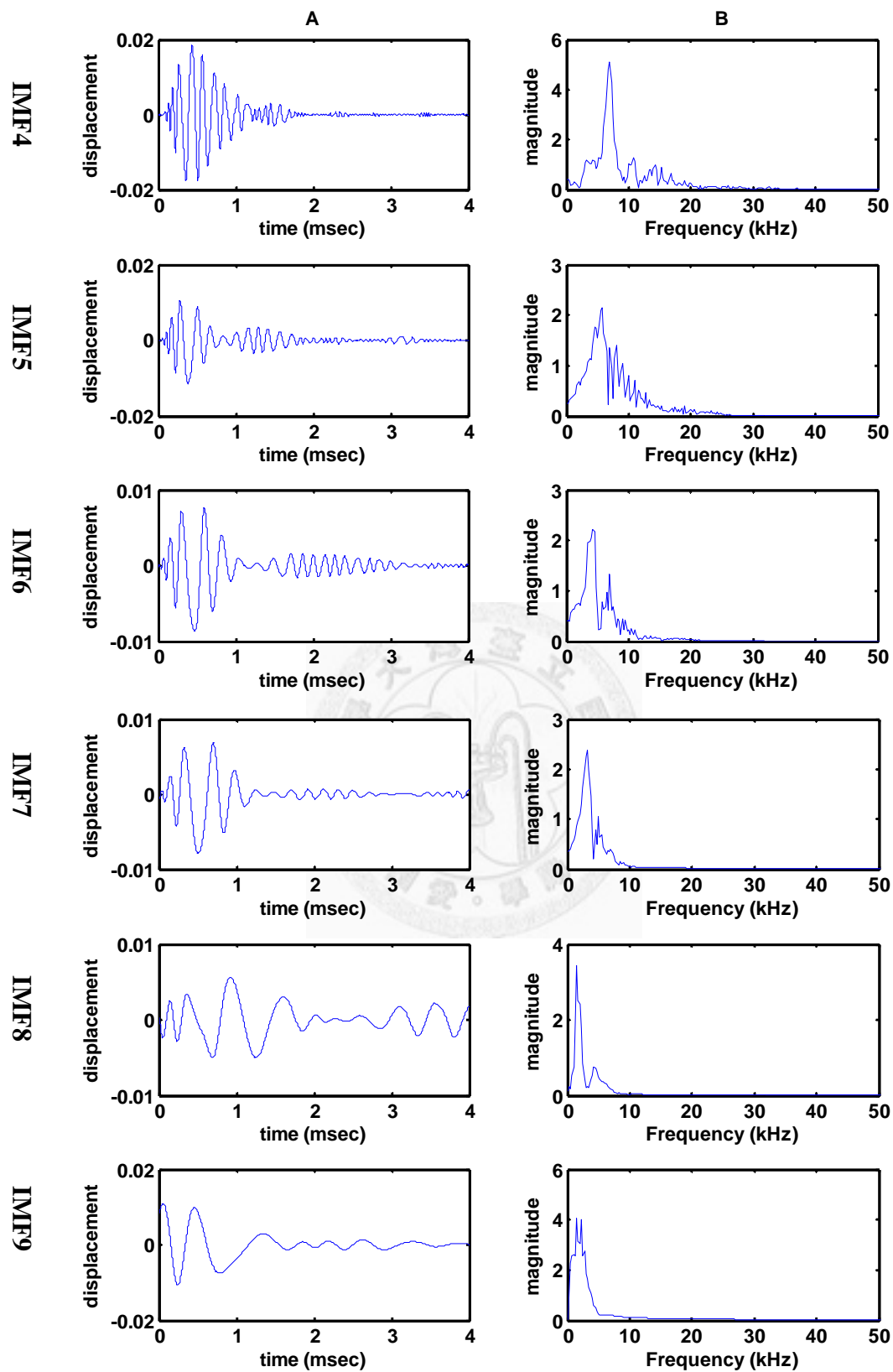


圖 5.24 (續)

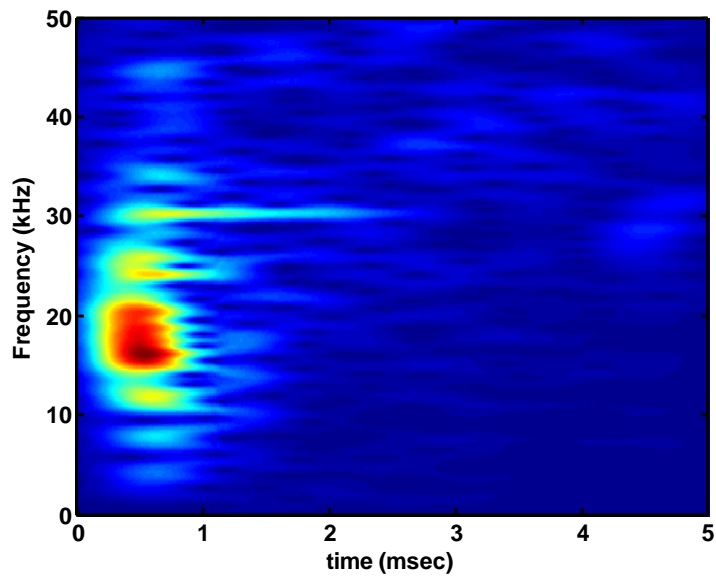


圖 5.25 試驗三敲擊點七 IMF4 之短時傅立葉轉換

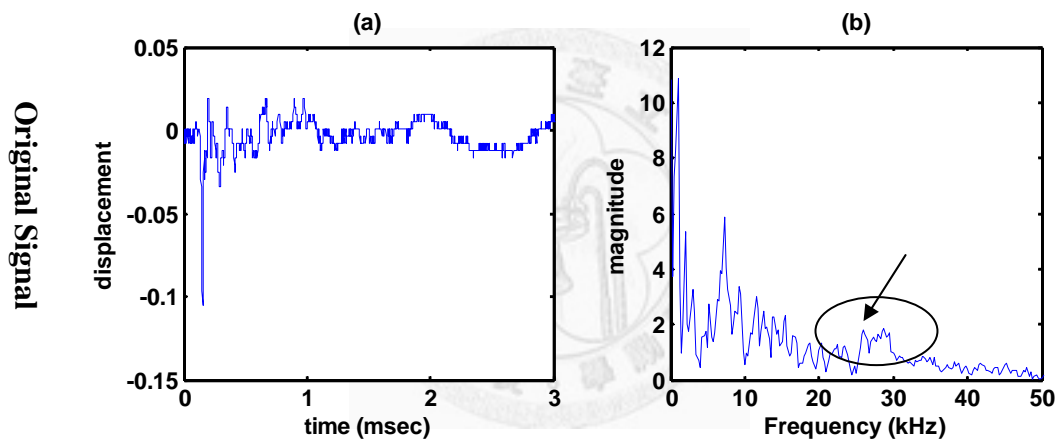


圖 5.26 模型試驗三敲擊點八 (a) 原訊號歷時曲線 (b) 傅立葉頻譜

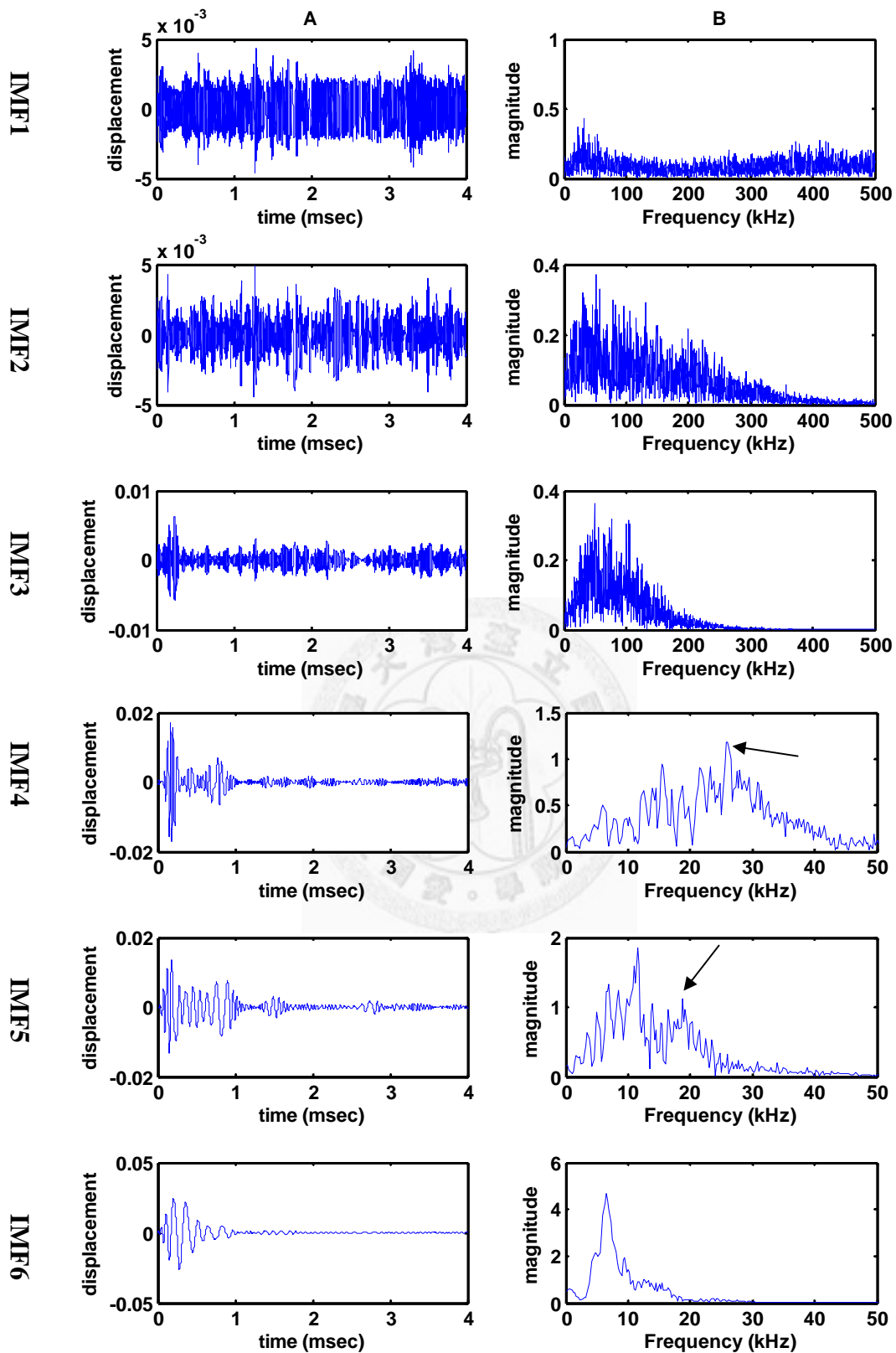


圖 5.27 模型試驗三敲擊點八之 EMD + FFT 分析結果，A 行由上到下分別為其 IMF，B 行為與 A 行相對應之傅利葉頻譜

圖 5.27 (續)

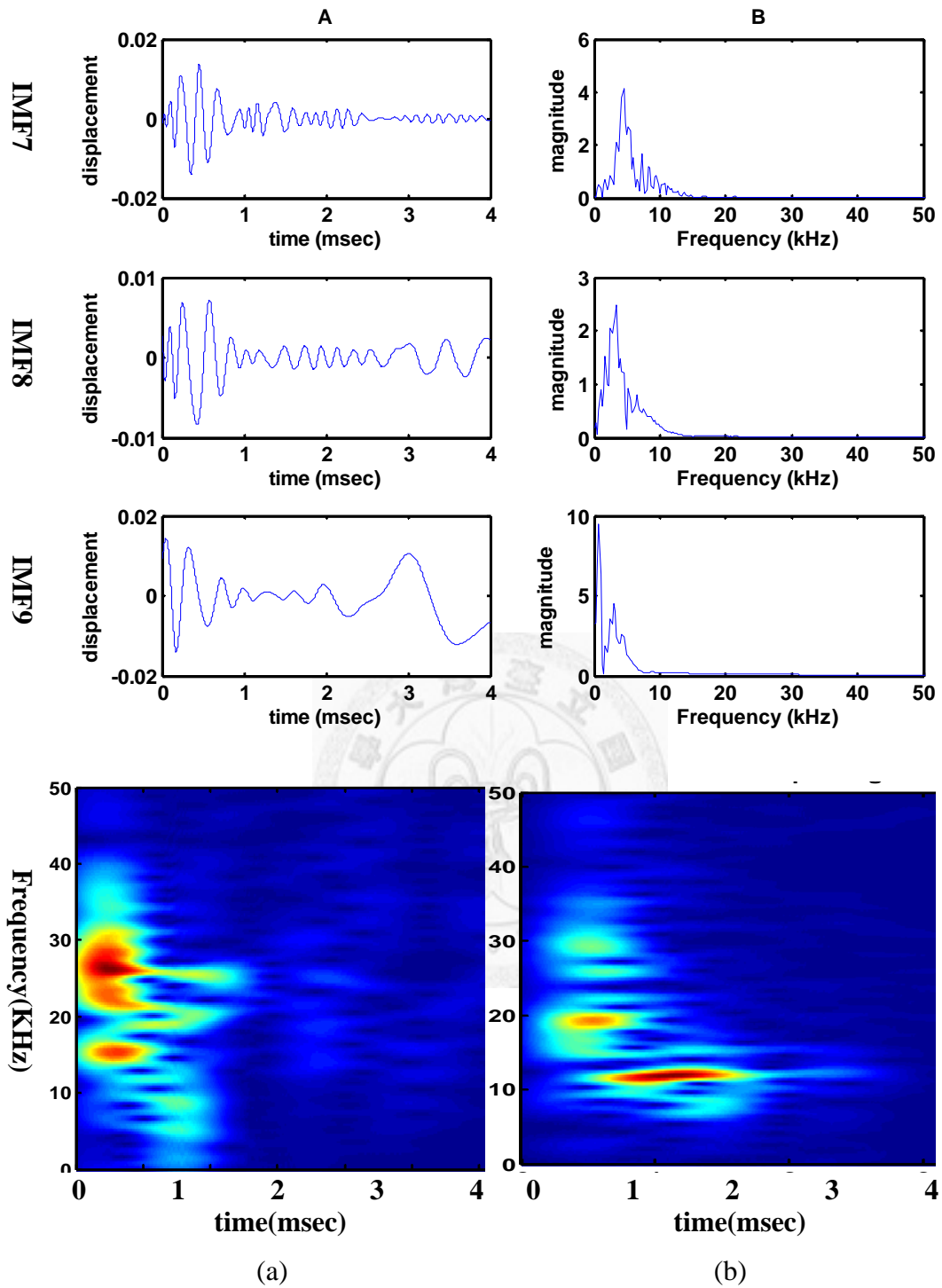


圖 5.28 模型試驗三敲擊點八之短時傅立葉轉換 (a)IMF3 (b)IMF4

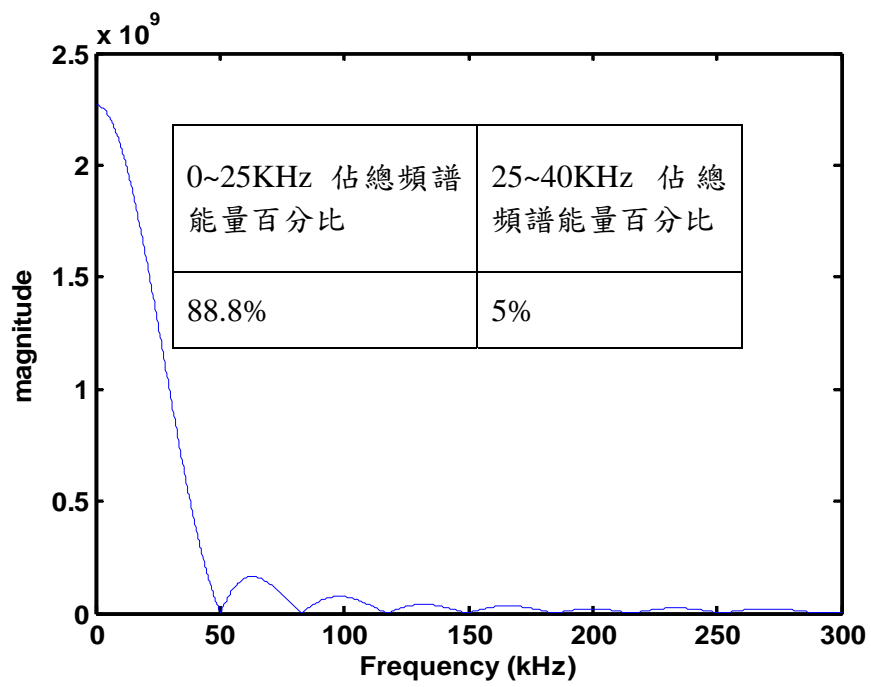


圖 5.29 敲擊源接觸時間  $30 \times 10^{-6}$  sec，傅立葉頻譜圖。





## 第六章. 結論與展望

本文主要研究目的在提出一個有效的訊號處理方法，以偵測鋼腱套管中是否有灌漿不全的情況。

訊號分析方法是利用經驗模態分解法將各個本質模態函數析出，再對本質模態函數進行快速傅立葉轉換，以期得到更清楚且容易解讀出各自物理意義之頻譜。研究中使用LS-DYNA模擬內部含有相異直徑、保護層深度、幾何情況之試體算例，並進行模型試驗。經由數值算例與模型試驗探討後，得出了以下結論。

1. 敲擊回音法是利用應力波之周期性來回偵測裂縫之存在。應力波遭遇到水平裂縫只會產生直下直上的應力回波，也因此只有一條固定的周期性來回路徑。但是當應力波打到鋼腱套管時，回傳的應力波並不像水平裂縫般單純，這可能是造成套管回音的頻譜中出現多個峰值的原因。
2. 將原訊號直接進行傅立葉轉換，常因模態振動能量太大、應力波傳遞距離太長導致能量消散、高頻的回波微弱或各個應力回波互相干擾，使灌漿不全的訊號被掩蓋，而難以判斷該尖峰是否真正具有物理意義。利用經驗模態分解法，可將各種不同能量、頻段的訊號做有效的分解，使能量較小的訊號亦能正確判讀。
3. 由經驗模態分解法所得之IMF分量及其傅立葉頻譜與短時傅立葉轉換，可用來辨別是屬於試體雜訊、表面波、孔洞回音，鋼筋回音、底部回音、或是模態振動訊號。若該IMF分量屬於孔洞回音，則時頻分析結果其能量延續時間會長於表面波而短於模態振動，而且代表孔洞回音的IMF分量通常都會出現多個峰值。
4. 本文發現，當鋼腱套管保護層與敲擊回音敲收點距離相近時，經驗模態分解法無法單獨析出代表表面波的IMF分量，表面波分量常與孔洞回音訊號發生模態混疊，但是這並不影響我們的結果，因為在時頻分析上我們可以看到孔洞回音的能量延續大於表面波。另外，當訊號出現在低頻處時，很容易被歸類在模態振動，這也可由時頻分析來解決。

以上歸納的結論提供了一個分析敲擊回音訊號中資訊的方法，透過經驗模態分解法加上快速傅立葉轉換與短時傅立葉轉換，確實能提升敲擊回音法檢測的極限，提升工程品質。

對後續研究上有幾個部分可以討論

1. 進一步發展推算鋼腱套管保護層深度的公式。
2. 製作更多不同保護層深度、直徑的實驗模型來做驗證。
3. 本研究無法以定量的方式來探討應力波在試體中消散的狀況，期待本實驗室陳家紳同學所開發中的自動化敲擊回音機構能補足本研究的不足。



## 參考文獻

1. Carino, N. J., Sansalone, M., and Hsu, N. N., 1986, "Flaw Detection in Concrete by Frequency Spectrum Analysis of Impact-Echo Waveforms", International Advances in Nondestructive Testing, 12th Edition, Gordon & Breach Science Publishers, New York, pp.117-146.
2. 許有智, 1995, "以敲擊回音法檢測鋼腱套管之灌漿品質", 碩士論文, 國立中興大學土木工程研究所
3. Jaeger, B., and Sansalone, M., 1996, "Detecting Voids in Grouted Tendon Ducts of Post-Tensioned Concrete Structures Using the Impact-Echo Method", ACI Structural Journal, Volume 90, no. 5, pp 462-473.
4. Cheng, C. C., and Sansalone, M., 1993, "Effect on Impact-Echo Signals Caused by Steel Reinforcing Bars and Voids around Bars", ACI Materials Journal, Volume 90, no. 5, pp 421-434.
5. <http://ndt.ce.cyut.edu.tw/ndt/IE0.pdf>
6. Martin, J.; Hardy, M. S. A.; Usmani, A. S.; and Forde, M. C., "Impact Echo Assessment of Post-Tensioned Concrete Bridge Beams," Proceedings of the 7<sup>th</sup> International Conference on Structure Fault and Repair, M. C. Forde, ed., Engineering Technics Press, Edinburgh, UK, 1997, pp.341-353.
7. Yajai Tinkey, Ph.D.; Larly D. Olson, P.E.; Olson Engineering, Inc. "Non-destructive Evaluation Method for Determination of Internal Grout Conditions inside Bridge Post-tensioning Ducts using Rolling Stress Vy'aves for Continuous Scanning", Washington, D.C., 2006.
8. Abraham O., "Thickness frequency profile for the detection of voids in tendon duct", ACI Structural Journal, 99(3), pp239-247, 2002a.
9. Abraham O., "Comments on void depth detection in tendon duct with the impact echo method based on finite element computations," NDT-CE, 2003
10. Huang, N. E., Shen, Z., Long, S. R., Wu, M. C., Shih, S. H., Zheng, Q., Tung, C. C., and Liu, H. H., 1998, "The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Nonstationary Time Series Analysis", Proceedings of the Royal Society A, vol. 454, no. 1971/March 08, pp. 903-995.
11. Loh, C. H., Wu, T. C., and Huang, N. E., 2001, "Application of the Empirical Mode

- Decomposition-Hilbert Spectrum Method to Identify Near-Fault Ground-Motion Characteristics and Structural Responses”, Bulletin of the Seismological Society of America, Volume 91, no. 5, pp. 1339-1357.
12. Li, Y. F., Chang, S. Y., Tzeng, W. C., and Huang, K., 2003, “The Pseudo Dynamic Test of RC Bridge Columns Analyzed Through The Hilbert-Huang Transform”, Journal of Mechanics, Volume 19, Issue 3, Pages 373-387.
  13. Douka, E., and Hadjileontiadis, L. J., 2005, “Time-Frequency Analysis of the Free Vibration Response of a Beam with a Breathing Crack”, NDT & E International, Volume 38, no. 1, pp. 3-10.
  14. Chia-Ching Lin, Pei-Ling Liu, Po-Liang Yeh, 2009, “Application of empirical mode decomposition in the impact-echo test,” NDT & E International, Volume 42, Issue 7, pp. 589-598.
  15. 郭建成，2007，” 經驗模態分解法應用於裂縫與鋼筋之辨識 ”，碩士論文，國立台灣大學應用力學研究所
  16. Carino, N. J., Sansalone, M., and Hsu, N. N., 1986, “Flaw Detection in Concrete by Frequency Spectrum Analysis of Impact-Echo Waveforms”, International Advances in Nondestructive Testing, 12<sup>th</sup> Edition, Gordon & Breach Science Publishers, New York, pp. 117-146.
  17. Colla, C., and Lausch, R., 2003, “Influence of Source Frequency on Impact-Echo Data Quality for Testing Concrete Structures”, NDT & E International, Volume 36, no. 4, pp. 203-213.
  18. 孫嘉宏，1997，” 以暫態彈性波量測鋼筋混凝土波速之研究 ” 碩士論文
  19. T Lokajicek, K Klima ;2006 “A first arrival identification system of acoustic emission(AE)signals by means of a high-order statistics approach,” Meas. Sci. Technol. 17 pp.2461-2466
  20. Cooley and Turkey(1965), ” An Algorithm for Machine Calculation of Complex Fourier Series”, Math. Comput. , Vol.19, pp297~301.
  21. Simpson W.A. (1974),” Time-frequency-domain Formulation of Ultra-sonic Frequency Analysis”, J. Acoust. Soc. Am., Vol.56, No.6, pp1776~1781.
  22. Cohen, L., 1995, Time-Frequency Analysis, New Jersey, Prentice Hall.
  23. 童建樺，2001，” 彈性波混凝土品質檢測系統之研製與應用 ”，博士論文
  24. Schwartz, M., Bennett, W. R., and Stein, S., 1966, Communications Systems and

- Techniques, New York, McGraw-Hill.
25. Rice, S. O., 1944a, "Mathematical Analysis of Random Noise", Bell System Technical Journal, no. 23, pp. 282-310.
  26. Bedrosian, E., 1963, "A Product Theorem for Hilbert Transforms", Proceedings of the IEEE, Volume 51, no. 5, pp. 868-869.
  27. Huang, N. E., Shen, Z., Long, S. R., Wu, M. C., Shih, S. H., Zheng, Q., Tung, C. C., and Liu, H. H., 1998, "The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Nonstationary Time Series Analysis", Proceedings of the Royal Society A, vol. 454, no. 1971/March 08, pp. 903-995.
  28. 葉柏涼，2006，"敲擊回音法之時間－頻率域分析與影像法"，博士論文，國立台灣大學應用力學研究所
  29. Lin, Y., Sansalone, M., and Carino, N. J., 1990, "Finite Element Studies of the Transient Response of Plates Containing Thin Layers and Voids", Journal of Nondestructive Evaluation, Volume 9, no. 1, pp. 27-47.
  30. Supratic Gupta, Yoshito Itoh & Jun-ichiro Niwa, (1994) "An Object-Oriented Diagnostic System for Pre-stressed Concrete Bridges", Department of Civil Engineering, Nagoya University, Microcomputers in Civil Engineering. Publish by Blackwell Publishers. USA.