

國立臺灣大學工學院工程科學及海洋工程學研究所

碩士論文

Department of Engineering

Institute of Engineering Science and Ocean Engineering

National Taiwan University

Master Thesis

組合式可控制聲源於管道聲場之消音性能研究

Active Control on the Acoustic Fields in Duct Using
the Combined Acoustic Source



康家瑋

Jia-Wei Kang

指導教授：陳國在 博士

Advisor : Kuo-Tsai Chen, Ph.D

中華民國九十九年六月

June.2010

誌謝

本論文得以順利完成，首先感謝恩師陳國在教授，在學業上指引我方向與生活上各方面的指導教誨，對待學生如師如父，心中萬分感激。

感謝口試委員柯文俊老師、周俊宏學長、張淑華學姊，於論文審核期間，對本論文的指導與建議，使本論文更臻於完善；感謝音響實驗室學長陳宗志對於隔音業務上的傳承指導還有四十五度角擦板，感謝學長陳家豐於我碩一時扮演搖滾樂的知音，在學長的帶領之下，使研究室氣氛歡愉；感謝學弟葉桐江在我碩二的日子補上陳宗志畢業後的中距離空缺，學弟王智弘則是補上了陳家豐在知音上的空缺，你們使我的碩二生活增添許多樂趣。

最後，感謝父母這二十幾年來的栽培，在求學的路途上給我完全的自由，讓我完全沒有後顧之憂，才有今天的我，期許未來的成就能令父母以我為榮。

摘要

本論文利用共振腔被動式消音原理結合適應性主動控制方法，對管道中低頻聲音進行消音效果探討。本文利用 FIR(Finite Impulse Response)數位濾波器，來作為本論文之控制系統的主體架構，並以 LMS(Least Mean Square)演算法來即時修正數位濾波器之係數，以求得最佳的控制效果。

在適應性主動控制實驗方面，本論文之主要噪音源以及 LMS 控制器的參考訊號，均由訊號產生器直接提供，以單純化控制系統，進而研討共振腔消音能力與揚聲器之關係，達到消音目的，故可不須考慮第二音源所產生的回饋聲場。

本論文之研究結果顯示，共振腔針對共振頻率中心有近 30dB 的消音效果，且頻寬可達 50Hz，而傳統揚聲器聲源針對單頻的聲音，在管道下游其聲音強度皆可達約 30~50dB 的消音效果，而對於訊號產生器發出共振頻率與另一低於 1000Hz 的雙頻訊號，共振腔仍對共振頻率亦有約 30dB 的消音效果，而揚聲器也保有一定效能，第二聲源之揚聲器與霍姆赫茲共振器可同時存在於一裝置中。最後本論文亦討論此方式輔助適應性主動控制消音，於寬頻與雙頻效果之優劣。

ABSTRACT

There are two techniques in noise control, which are passive and active noise controls. This study is to provide a new approach, of which a conventionally used loudspeaker is combined with a resonator, to active noise control (ANC).

Speaking to the compound sources as used, the acoustic waves produced by the controllable loudspeaker in the resonator can reduce its downstream sound pressure greatly at the resonant frequency of the resonator, which is generated from the primary noise sources. Impressively, the two techniques as used don't interfere negatively to each other.

Regarding to the experiment, it is to use a FIR digital filter as the main structure of the involved, and meanwhile to directly take single- or dual- frequency signal from function generator as the reference input. To achieve the best active control performance, the weighting coefficients of the digital filter are adjusted by using an appropriate LMS algorithm.

The results of this study show adding a conventional loudspeaker in a resonator can provide attenuation of downstream pressure level by almost 40 dB below 1000 Hz. Otherwise, use of a single Helmholtz resonator can provide an attenuation of downstream pressure level by about 30 dB at its resonant frequency.

~~~目錄~~~

摘要	I
目錄	III
圖目錄	V
表目錄	VIII
第一章 緒論	1
<hr/>	
1-1 前言	1
1-2 文獻回顧	4
1-3 研究目的及研究方法	6
第二章 主動控制基本理論	7
<hr/>	
2-1 一維管道之聲音主動控制	7
2-2 控制系統的組成	10
2-3 信號取樣	13
2-4 數位濾波器	16
2-5 LMS 演算法	20
第三章 管道聲場	27
<hr/>	

3-1	管道聲場結構	27
3-2	管道消音機制	32
第四章 荷姆霍茲共振器		35
<hr/>		
4-1	荷姆霍茲共振器	35
4-2	共振頻率公式	36
第五章 主動控制系統與實驗架構		38
<hr/>		
5-1	實驗設備	38
5-2	實驗架構	42
第六章 實驗結果與分析討論		44
<hr/>		
6-1	500ml 玻璃瓶之降噪能力	46
6-2	組合式可控制音源之共振腔降噪能力	53
6-3	組合式可控制音源之揚聲器單頻降噪能力	60
6-4	組合式可控制音源之雙頻降噪能力	71
第七章 結論		82
參考文獻		84

圖 1.1	主動式噪音物理概念圖	2
圖 1.2	Lueg 專利圖	5
圖 2.1	音響干涉主動控制架構簡圖	7
圖 2.2	音響干涉主動控制方塊圖	8
圖 2.3	取樣與量化	10
圖 2.4	取樣頻率不夠快時造成訊號失真的現象	11
圖 2.5	控制系統方塊圖	15
圖 2.6	IIR 數位濾波器結構圖	17
圖 2.7	FIR 數位濾波器結構圖	17
圖 2.8	z 轉換示意圖	19
圖 2.9	適應性濾波器方塊圖	20
圖 2.10	長度為 L 階之 FIR 數位濾波器示意圖	21
圖 2.11	權重向量 W 為 2 階時的性能曲線	24
圖 3.1	達蘭貝爾解(d'Alembert solution)	28
圖 3.2	管道中的喇叭可比為無質量活塞	30
圖 3.3	單極性面聲源之壓力與質點速度分佈圖	31
圖 3.4	管道主要聲源與第二聲源配置圖	32
圖 3.5	最佳聲場干涉圖	34

圖 4.1	Helmholtz Resonator 參數圖	35
圖 5.1	SCHOTT DURAN 500ml 德國製試瓶	40
圖 5.2	組合式可控制聲源	40
圖 5.3	實驗系統架構圖	42
圖 6.1	Random 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖	46
圖 6.2	175Hz 正弦波訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖	47
圖 6.3	頻寬 6.25Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖	48
圖 6.4	頻寬 12.5Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖	49
圖 6.5	頻寬 25Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖	50
圖 6.6	頻寬 50Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖	51
圖 6.7	Random 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖	53
圖 6.8	158Hz 正弦波訊號安裝裝置瓶前後聲壓頻譜圖	54
圖 6.9	頻寬 6.25Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖	55
圖 6.10	頻寬 12.5Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖	56
圖 6.11	頻寬 25Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖	57
圖 6.12	頻寬 50Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖	58
圖 6.13	揚聲器單頻率 200Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	60
圖 6.14	揚聲器單頻率 250Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	61
圖 6.15	揚聲器單頻率 300Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	62

圖 6.16	揚聲器單頻率 315Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	63
圖 6.17	揚聲器單頻率 400Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	64
圖 6.18	揚聲器單頻率 500Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	65
圖 6.19	揚聲器單頻率 600Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	66
圖 6.20	揚聲器單頻率 630Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	67
圖 6.21	揚聲器單頻率 750Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	68
圖 6.22	揚聲器單頻率 800Hz 控制前後之聲壓頻譜圖	69
圖 6.23	雙頻 158Hz&315Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖	71
圖 6.24	雙頻 158Hz&315Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖	72
圖 6.25	雙頻 158Hz&400Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖	73
圖 6.26	雙頻 158Hz&400Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖	74
圖 6.27	雙頻 158Hz&500Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖	75
圖 6.28	雙頻 158Hz&500Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖	76
圖 6.29	雙頻 158Hz&630Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖	77
圖 6.30	雙頻 158Hz&630Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖	78
圖 6.31	雙頻 158Hz&800Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖	79
圖 6.32	雙頻 158Hz&800Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖	80

~~~表目錄~~~

|       |                          |    |
|-------|--------------------------|----|
| 表 6.1 | 組合式可控制聲源之揚聲器單頻降噪能力比較     | 70 |
| 表 6.2 | 裝置作動前後共振腔降噪效能比較          | 81 |
| 表 6.3 | 裝置作動後揚聲器降噪效能與 AllPass 衰減 | 81 |

# 第一章 緒論

## 1-1 前言

凡是使人感到不舒服的聲音，即是噪音。長期處於噪音充斥的環境，對於身心都有不良的影響，而噪音卻是文明的產物，在這科技日新月異的時代反而更顯諷刺。對於環境中的噪音問題，一般可分為三種基本型態，即音源、傳播路線與接收器，而降低噪音的方法，主要可分為主動式(Active)與被動式噪音控制(Passive noise control)。

對於中高頻率的處理方式，通常使用傳統被動式的消音措施，如隔音板、消音管、多孔吸音材.... 等等降低或隔絕聲音傳播能量，由於高頻率的波長較短，小於一般隔音牆的厚度，而低頻率的波長大於一般隔音牆的厚度，所以對於低頻率若仍想以被動式控制的話，隔音牆厚度勢必增厚，此方式則在成本上顯得不符經濟效益，所以要改善低頻率的噪音，必需仰賴主動式控制之消音技術。

主動式噪音控制的方法是運用聲波疊加的原理如圖 1.1 所示。

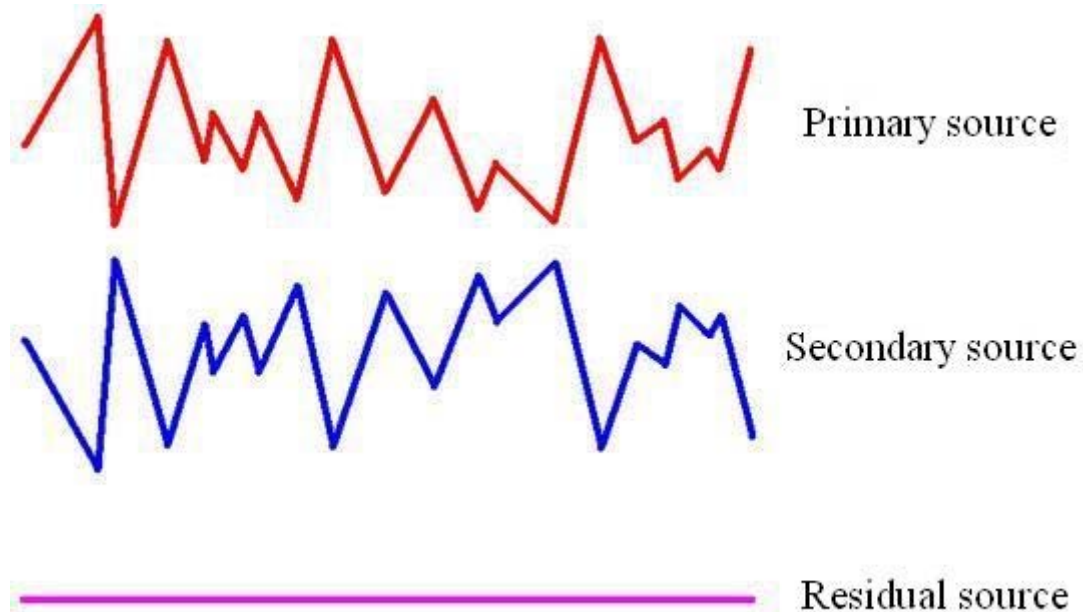


圖 1.1 主動式噪音物理概念圖

圖 1.1 中可以說明，可控制聲源(Controllable Sound Source)，也就是 Secondary source，產生與主噪音源(Primary source)大小相同、相位相反的聲波，兩者互相干涉、抵消的效果。

主動式噪音控制是一種可以在小空間達到大量噪音衰減的控制技術，特別是針對於較低的頻率範圍之內，然而對高頻聲音，則效果較為有限，其原因乃是系統本身需要相當長的取樣值。另外主動式的體積通常較為被動式要來的小，較不佔空間，因此大量運用在車輛、船隻、空氣輸送管路，以及工業中較為吵雜的場合，因此近年來受到高度的重視。

總而言之，主動式噪音控制屬一種數位訊號處理技術，具有

以下的優點：

1. 低頻控制效果佳：

被動式噪音控制在低頻的控制，既不符合經濟效益，性能亦不甚理想，相較之下主動噪音控制在低頻環境有較佳控制效果表現。

2. 精確度高：

一般的類比元件，其精確度都較差，很難達到小於 0.1% 的誤差，而主動控制所涉及之數位訊號處理，只要使用 16 位元，即可達到  $10^{-5}$  以下的誤差。

3. 可靠度高：

數位系統較不易受環境的影響，因此具較佳穩定性及可靠性。

4. 可實現複雜的訊號處理演算：

數位訊號處理可利用其可程式化的特性，來實現複雜的訊號處理演算，以提昇性能。

5. 重量輕：

控制設備相較於被動式的隔音材料，不但體積縮小且重量也減輕許多。

## 1-2 文獻回顧

主動噪音控制是二十世紀三十年代，電子學應用到物理系統中的一種科技；於 1934 年 Paul Lueg 提出主動噪音控制的相關構想，並且獲得美國專利[1]，根據此構想，可使不同聲波混合後產生疊加性的、且破壞性的干涉現象。因此 Lueg 試著運用這個重疊原理，以一個破壞性干擾音源加入管路音場中，進行聲波的重疊以降低噪音量。

控制效果的好壞程度，受頻率、噪音型態、及控制系統的影響。如圖 1.1 Lueg 專利之圖樣中，顯示這樣的一組主動消音系統，需要一麥克風(M)感測聲波，經放大器(V)，再以揚聲器(L)在下游放出聲波，若聲波從麥克風處傳到揚聲器處的過程中並未改變，且電波訊號在傳遞時，其時間的延遲導致放出的聲波有 180 度的相位差，亦或 180 度的單倍數的相位差時，噪音將可被削減掉，對於如此時間延遲的影響，使得每一特定的延遲時間能讓某一特定的單頻波產生最佳的波形重疊破壞效果。

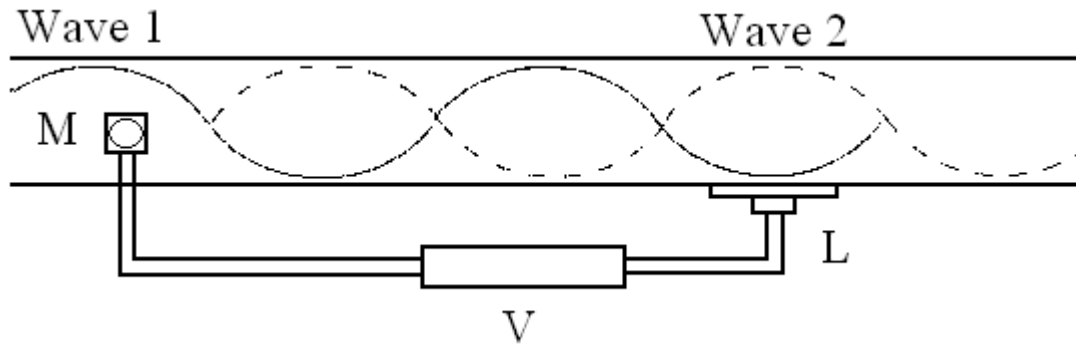


圖 1.2 Lueg 專利圖

1981 年 J.C.Burgess 結合閉回路控制系統與 LMS 演算法，以應用於管道主動控制消音電腦模擬[2]。1982 年 F.Ross 用兩平行控制系統進行主動控制消音[3]。1987 年，S.J.Elliott、I.M.Stothers and P.A.Nelson 利用 FIR 數位濾波器配合 LMS 演算法進行主動控制消音[4]。其後之主動式控制也由平面波擴展到三維空間聲場上[5-9]。

隨著積體電路的蓬勃發展，尤其是數位信號處理器(Digital Signal Processor 簡稱 DSP)，加上電腦記憶的成長，使得運算速度大幅提昇，導致主動式噪音控制效率，亦大幅提昇其效率，故近年來亦已將聲音主動控制技術導入商品化。

### 1-3 研究目的與研究方法

噪音主動控制方法發展至今的六十餘年當中，聲場回授問題的改善與控制理論的演進大致已趨於成熟階段，種種不穩定原因的克服，應有助於提高實際聲場情況與理論假設推導間相互符合的程度。又進一步突發異想噪音主動控制方法再結合被動式消音器是否可突破其各自之優點，故本論文針對一維的圓形管道，特別模擬在穩定狀態的主動控制條件下進行以上目的之研究。

研究目的：

1. 尋找主動式消音與被動式消音結合之可能性。
2. 對單頻率及雙頻率固定聲源作即時主動式與被動式結合消音控制。

研究方法：

故此，本文內容主要可分為三個部分：

- 第一部分：針對結合後之裝置，即組合式可控制聲源未作動時，共振箱之被動式消音效能進行分析，了解其物理性質。
- 第二部分：證明在第二聲源結合 Helmholtz 共鳴箱後，不影響其原始消音性能。
- 第三部分：試驗此裝置結合後，第二聲源同時作動時，二理論消音效能不會有所衝突，而可線性相加。



## 第二章 主動控制基本理論

### 2-1 一維管道之聲音主動控制

適應性主動控制系統架構，如圖 2.1。

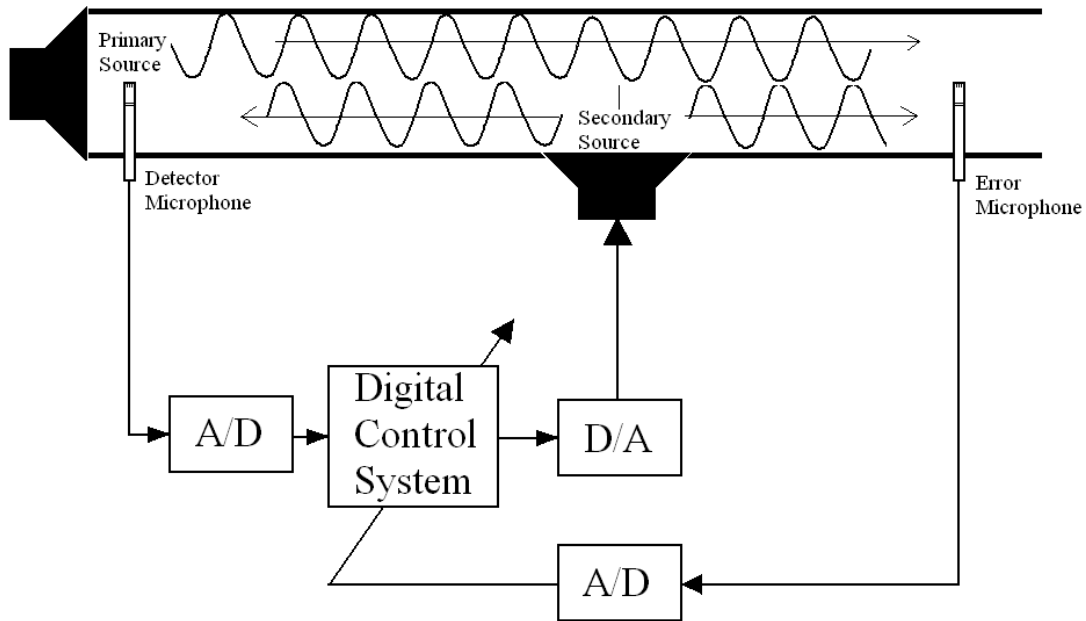


圖 2.1 音響干涉主動控制架構簡圖

聲音互相干涉的基礎，是將主要聲源(Primary Source)產生之聲波視為平面波。根據文獻[10-11]，當主要聲源的頻率小於管道之截止頻率時，管道內聲波，可視為以一維平面波模式之傳播，即當：

$$f < \frac{1.84c}{2\pi r}$$

其中  $f$  為主要噪音源聲音頻率(Hz)， $c$  為聲波在介質中傳遞之速度(m/s)， $r$  為圓管的半徑(m)。

又如圖 2.1 所示，前置感測麥克風(Detector Microphone)量測主要音源後，再將前置麥克風量測到之類比訊號，經由類比數位轉換

(Analog to Digital Converter)成數位訊號，轉換的過程就是將連續時間轉換成離散時間，也就是信號取樣的原理，而此時所得到的數位訊號即可作為數位控制系統(Digital Control System)的輸入。

以上之控制系統是以一數位濾波器為核心，目的在於經數位/類比轉換(Digital to Analog Converter)後，將類比訊號經擴大器產生一個干涉音場，此干涉音場即是上圖之第二聲源(Secondary Source)，而此干涉音場與主要音源具相同振幅，但相反的相位，藉此方式達到第二聲源的下游能夠大幅消音。

於第二聲源的下游，放置的誤差麥克風(Error Microphone)，其作用是量測第二聲源作動後，經聲音干涉相消後的下游殘留聲場，並透過類比/數位轉換成數位訊號，提供給數位控制系統經由演算法來作系統係數即時修正的工作，整個系統的方塊圖如圖 2.2 所示。

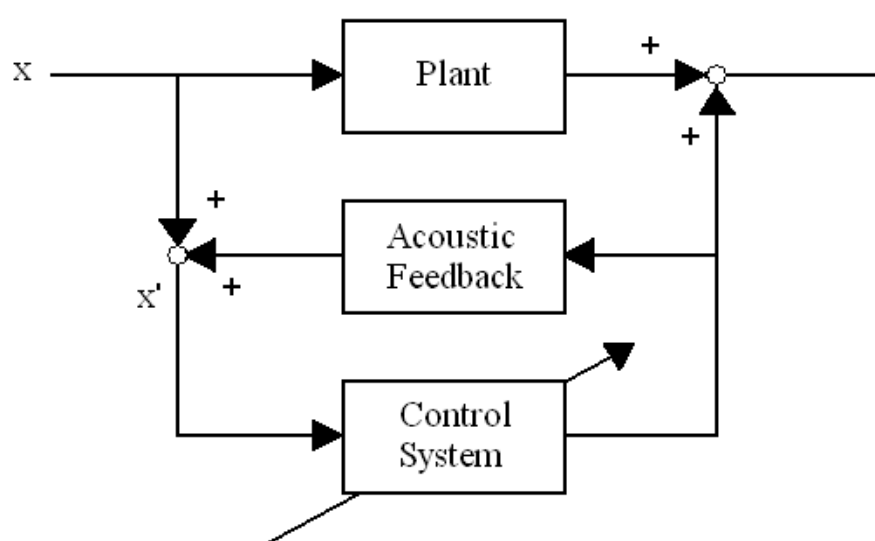


圖 2.2 音響干涉主動控制方塊圖

由圖 2.2 可知，量測訊號之麥克風會同時量測到主要音源所產生之音以及第二聲源所回授的音，也就是圖 2.2 的  $x'$ 。

本論文將主要噪音源以及 LMS 控制器之參考訊號  $x$ ，由訊號產生器直接提供，希望能夠把共鳴箱與第二聲源所產生之聲場應用於管道消音上，進而來探討此方法是否有良好效果，由於其不是使用參考麥克風，所以對於第二聲源所產生的聲學回授問題將可暫不考慮。



## 2-2 信號取樣

由於在日常生活中各種現象，如溫度變化、時間、速度、電壓、聲音波形等等連續的訊號，是屬於類比訊號，但在數位系統中，訊號取樣工作是在不連續的時間點，所以在數位系統中的訊號大小就不再是連續的，是以量化表示之。

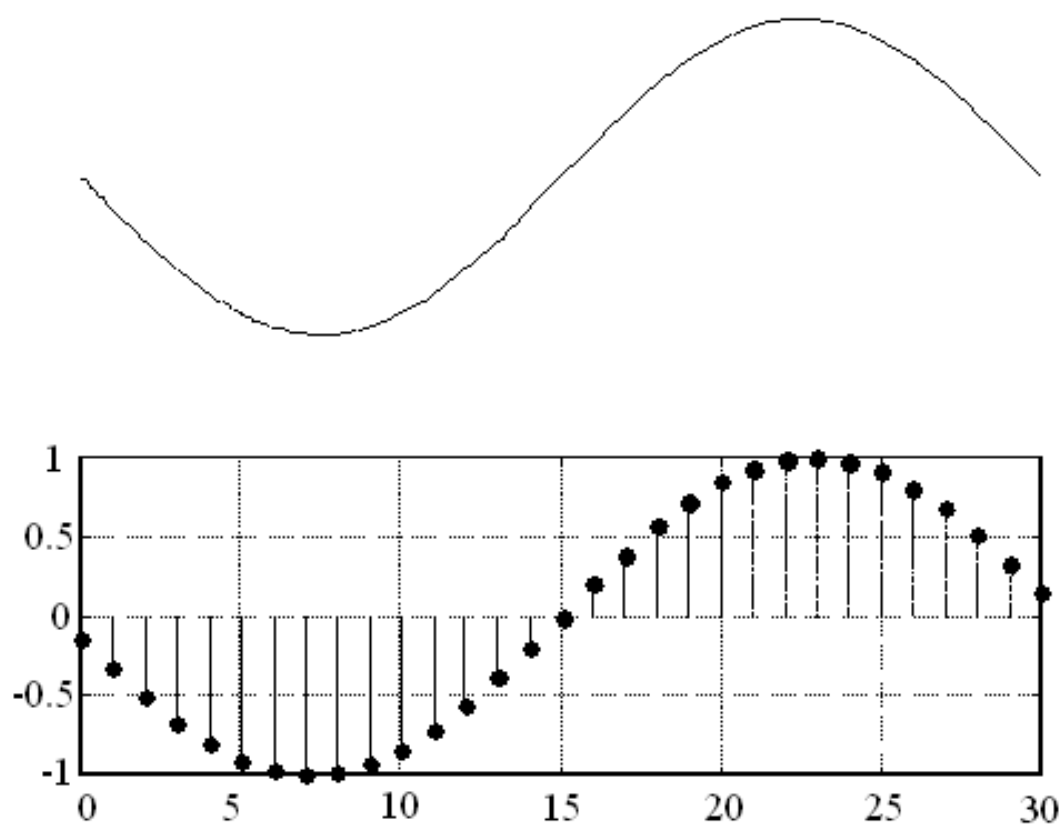


圖 2.3 取樣與量化

如上圖 2.4，原本類比系統中的連續訊號，經過取樣成離散訊號後，再加以量化即成為了數位訊號，在設計數位系統時，必須考慮取樣頻率的選擇，依據訊號取樣定理(Nyquist Theorem)[12]可知，在

類比取樣成數位訊號的過程中，取樣的頻率( $F_s$ )，至少要大於類比訊號頻率( $F_0$ )的二倍，也就是  $F_s \geq 2F_0$ 。

取樣的頻率( $F_s$ )的一半稱為 Nyquist 取樣頻率(Nyquist Rate)，若取樣頻率低於類比訊號頻率的兩倍時，會造成訊號失真(Aliasing Signal)，所謂失真的訊號，係指取樣後所得到的訊號和原始訊號不同，如圖 2.4 所示。

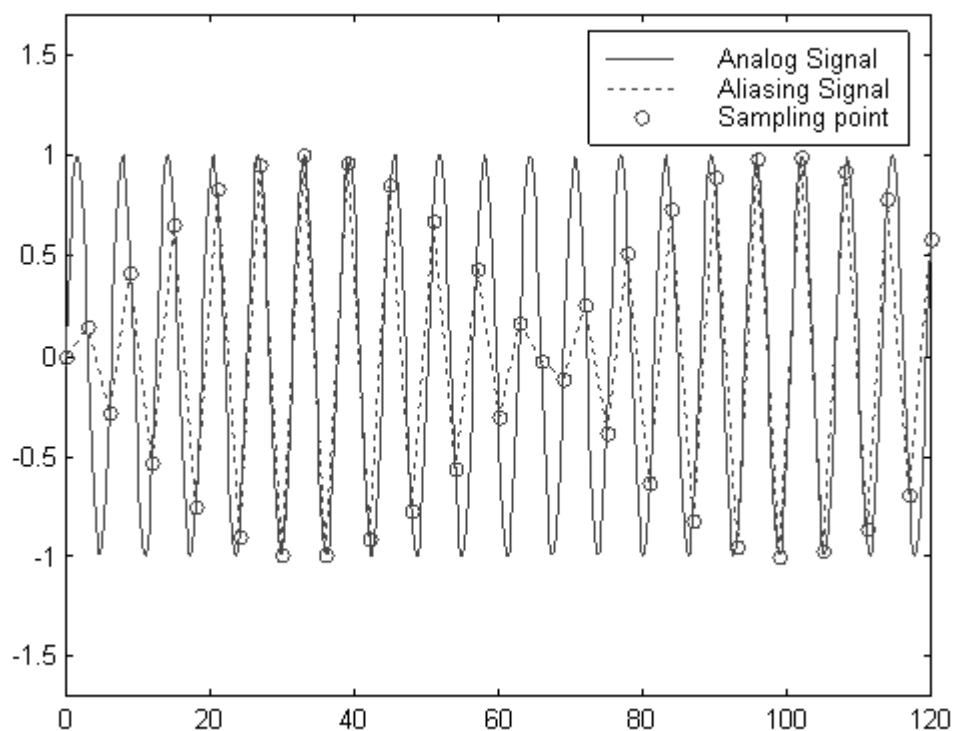


圖 2.4 取樣頻率不夠快時造成訊號失真的現象

設計取樣頻率時，要注意的是系統的穩定性，在數位系統中，若使用較低的取樣頻率，會增加系統模型中系統參數的靈敏度，如果控制器對系統參數太過敏感，則可能會因為參數的變化而造成系統之不穩定。

由於本論文是使用數位控制器進行主動式控制管道內消音，須先經由類比至數位轉換卡轉換電壓的類比訊號成離散訊號並加以量化成數位訊號，再送至數位控制器以進行控制輸出，因此在整個控制系統皆是以離散訊號處理，即是以數位訊號序列來取代原本的類比訊號，以 $z$ 定義域來替代原本的 $s$ 時間域。



## 2-3 控制系統的組成

控制系統基本要件包括:控制的目標、控制系統的組件、結果或輸出，目標就是輸入(Input)，結果就是輸出(Output)，一般而言，控制系統的目的就是通過控制系統元件，將輸入用已設定的方式來控制輸出[13]，如圖 2.5 所示。



圖 2.5 控制系統方塊圖

考慮一線性非時變系統，其輸入為  $u(t)$  而輸出為  $y(t)$ 。系統的特性可用脈衝響應  $g(t)$  來表示，脈衝響應的定義是當輸入為單位脈衝函數  $\delta(t)$  時的輸出。

一線性非時變系統的轉移函數定義為脈衝響應的拉氏轉換 (Laplace Transform)，當一單輸入單輸出系統輸入為  $u(t)$ ，輸出為  $y(t)$ ，且脈衝響應為  $g(t)$  的轉移函數。則轉移函數  $G(s)$  的定義為：

$$G(s) = L[g(t)] \dots \dots \dots (2-1)$$

轉移函數  $G(s)$  與輸入和輸出的拉氏轉換有下列的關係：

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \dots\dots\dots(2-2)$$

其中  $Y(s)$  和  $U(s)$  分別為  $y(t)$  和  $u(t)$  的拉氏轉換。

考慮一線性非時變系統，其輸入-輸出關係以微分方程式描述如下：

$$\begin{aligned} & a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots\dots\dots + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + y \\ & = b_m \frac{d^m u(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u(t)}{dt^{m-1}} + \dots\dots\dots + b_1 \frac{du(t)}{dt} + b_0 u(t) \dots\dots\dots(2-3) \end{aligned}$$

$$\text{則 } G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{L[y(t)]}{L[u(t)]} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + 1} \dots\dots\dots(2-4)$$

上述為古典控制理論，主要是以微分方程式來表示類比信號系統，但在現代控制系統中常使用數位控制器，本論文亦是採取數位控制系統，由於在數位計算機裡，差分方程式較易設計和求解，故差分方程式是用來近似微分方程式的，而差分方程式即是用來表示離散或數位訊號系統。

將(2-3)式離散化，表示成差分方程式可表示成：

$$\begin{aligned} & y(k) + a_1 y(k-1) + \dots\dots\dots + a_{n-1} y(k-n+1) + a_n y(k-n) \\ & = b_0 u(k) + b_1 u(k-1) + \dots\dots\dots + b_{m-1} u(k-m+1) + b_m u(k-m) \dots(2-5) \end{aligned}$$



而式(2-5)可改寫成

$$y(k) = \sum_{i=0}^m b_i u(k-i) - \sum_{j=1}^n a_j y(k-j) \dots\dots\dots(2-6)$$

而在轉移函數方面，對具有離散或數位資料的線性系統即線性差分方程式，則適合使用  $z$  轉換， $z$  轉換的定義如下：

$$X(z) = L[x(k)] = \sum_{k=0}^{\infty} x(k)z^{-k} \dots\dots\dots(2-7)$$

其中  $z$  是具有實部和虛部的複變數，而  $z$  轉換是將一序列的數字轉換成複數  $z$  領域的表示式。

因此，對(2-6)式取  $z$  轉換得

$$\begin{aligned} Y(z) &= \sum_{k=0}^{\infty} y(k)z^{-k} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \sum_{i=0}^m b_i u(k-i) - \sum_{j=1}^n a_j y(k-j) \right] z^{-k} \\ &= \sum_{i=0}^m b_i \left[ \sum_{k=0}^{\infty} u(k-i)z^{-k} \right] - \sum_{j=1}^n a_j \left[ \sum_{k=0}^{\infty} y(k-j)z^{-k} \right] \\ &= \sum_{i=0}^m b_i z^{-i} U(z) - \sum_{j=1}^n a_j z^{-j} Y(z) \dots\dots\dots(2-8) \end{aligned}$$

故(2-4)式的轉移函數經  $z$  轉換後即可表示成

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i z^{-i}}{1 + \sum_{j=1}^n a_j z^{-j}} \dots\dots\dots(2-9)$$

## 2-4 數位濾波器

所有將一個輸入的序列轉換成另一個輸出序列的演算法，都可以稱為數位濾波器(Digital Filter)[14-17]，而數位濾波器可說是數位控制系統之理論核心，而離散時間域下之輸入與輸出的關係，以下列差分方程式表示之：

$$y(k) = \sum_{i=0}^m b_i x(k-i) - \sum_{j=1}^n a_j y(k-j) \dots\dots\dots(2-10)$$

而其間之轉移函數可經由  $z$  轉換表示成

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i z^{-i}}{1 + \sum_{j=1}^n a_j z^{-j}} \dots\dots\dots(2-11)$$

該形式之數位濾波器為無限脈衝響應濾波器(Infinite Impulse Response Filter)，簡稱 IIR 數位濾波器。

在(2-10)式中，當  $j=1$  至  $m$  時的係數  $a_j$  皆等於 0，則(2-10)式可改寫成

$$y(k) = \sum_{i=0}^m b_i x(k-i) \dots\dots\dots(2-12)$$

此時的轉移函數經  $z$  轉換可表示成

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \sum_{i=0}^m b_i z^{-i} \dots\dots\dots(2-13)$$

此種形式之數位濾波器為有限脈衝響應濾波器(Finite Impulse Response Filter)，簡稱 FIR 數位濾波器。

圖 2.6 及圖 2.7 分別為 IIR 及 FIR 數位濾波器的理論架構。

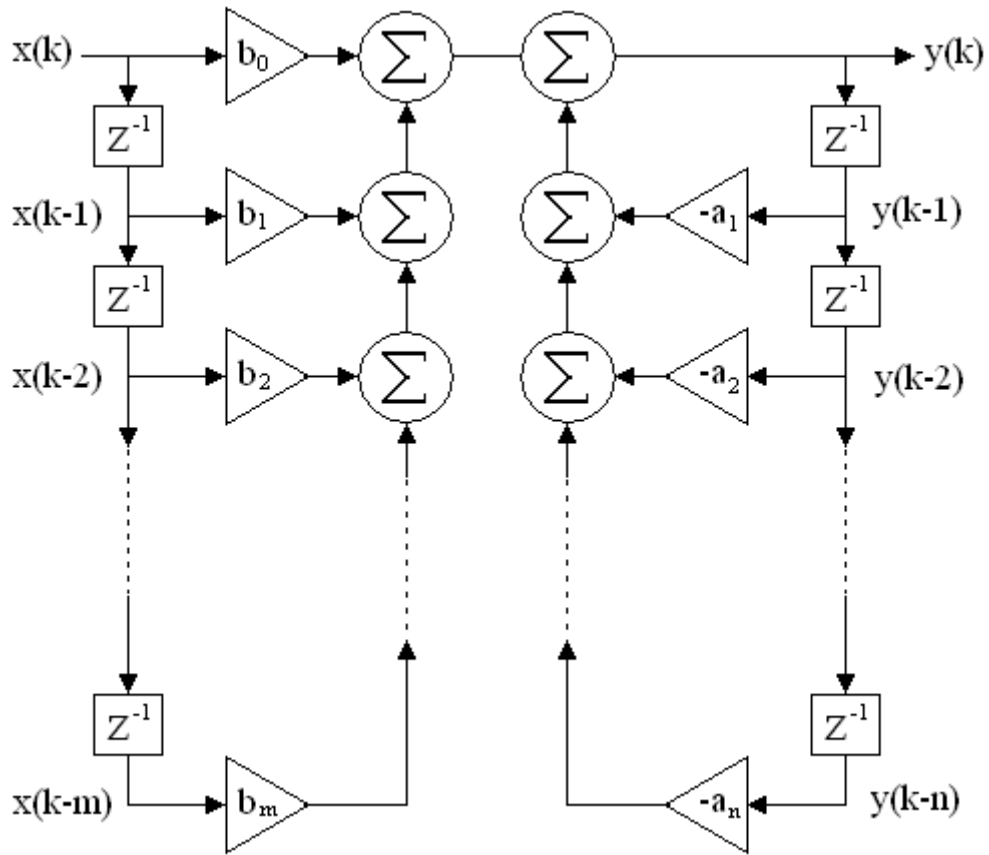


圖 2.6 IIR 數位濾波器結構圖

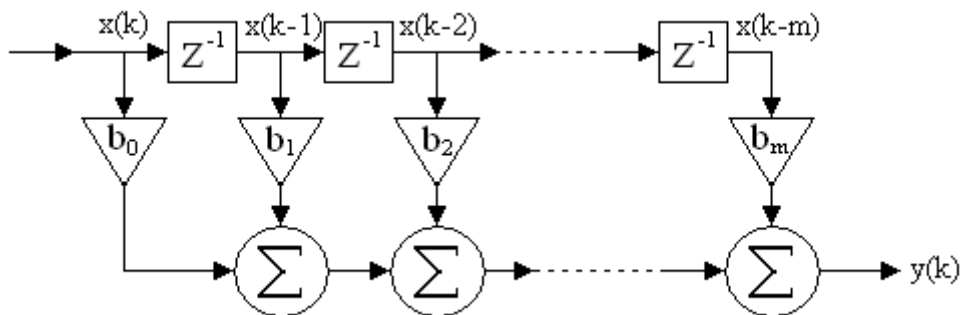


圖 2.7 FIR 數位濾波器結構圖

要探討數位系統中的穩定性，則需從連續時間訊號探討起。

由(2-1)式中的定義可知

$$G(s) = L[G(t)] = \int_0^{\infty} G(t)e^{-st} dt \dots\dots\dots(2-14)$$

$G(s)$ 經過拉氏轉換過程後，可拆成部分分式如下：

$$G(s) = \frac{A}{s+a} + \frac{B}{s+b} + \dots\dots\dots(2-15)$$

則反拉氏轉換到時間域後

$$G(t) = Ae^{-at} + Be^{-bt} + \dots\dots\dots(2-16)$$

由(2-16)式可以發現，若  $G(t)$  為收斂的穩定系統，則相對的  $a$  必須大於 0，所以對應至(2-15)中， $G(s)$  的特性根  $s = -a < 0$ ，所以在複數  $s$  平面上，系統的特性根在虛軸之左半平面。

接著考慮離散時間訊號，根據  $s$  連續時間域與  $z$  離散定義域之間的對應關係

$$z = e^{sT} \dots\dots\dots(2-17)$$

$$s = \sigma + j\omega \dots\dots\dots(2-18)$$

此處的  $T$  表示取樣的週期。依據(2-17)式中的關係，複數  $s$  平面虛軸之左半平面對應在  $z$  平面上  $|z|=1$  之單位圓內，如圖 2.8 所示。

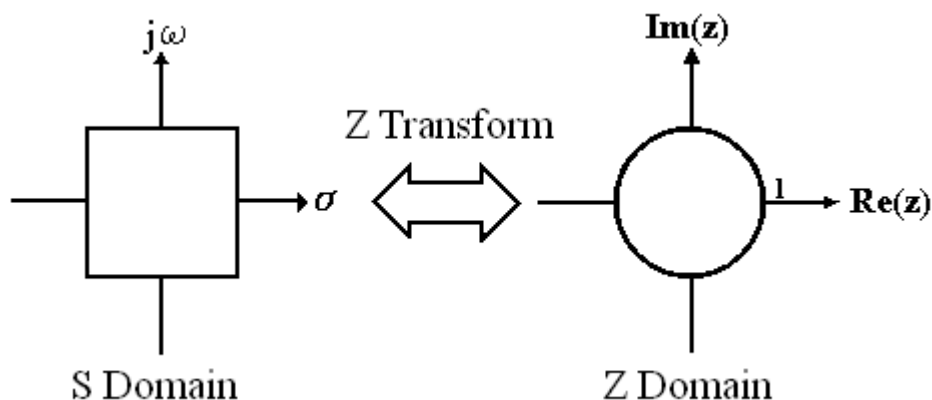


圖 2.8 z 轉換示意圖

我們可將(2-11)式以極點、零點的表示式呈現如

$$G(z) = \frac{C \cdot \prod_{i=0}^m (1 - c_i z)}{\prod_{j=1}^n (1 - d_j z^{-1})} \dots\dots\dots(2-19)$$

其中  $c_i$  稱為系統的零點， $d_j$  稱為系統的極點，(2-19)式中為 IIR 數位濾波器的轉移函數，共有  $m+1$  個零點與  $n$  個極點，(2-19)式中系統的零點也就是  $c_k$  可以在  $z$  平面上任意放置，而極點如果在  $|z|=1$  之單位圓之外，系統則會不穩定，而 FIR 濾波器的系統轉移函數可表示成

$$G(z) = C \cdot \prod_{i=0}^m (1 - c_i z) \dots\dots\dots(2-20)$$

由於 FIR 濾波器沒有極點，因此沒有系統穩定性的問題。IIR 與 FIR 濾波器的比較，IIR 在系統的設計上，由於有極點的存在，若極點靠近  $z$  平面上的單位圓  $|z|=1$ ，則可能會造成系統不穩定。

## 2-5 LMS 演算法

適應性數位濾波器 (Adaptive Digital Filter) 的組成：

- (1) 數位濾波器：處理訊號輸出
- (2) 演算法：調整數位濾波器之參數或權重

本文將於本章節中介紹主動式噪音控制所常被使用的 FIR 模式濾波器及其演算法。

數位濾波器的基本形式可藉由圖 2.9 來表示。

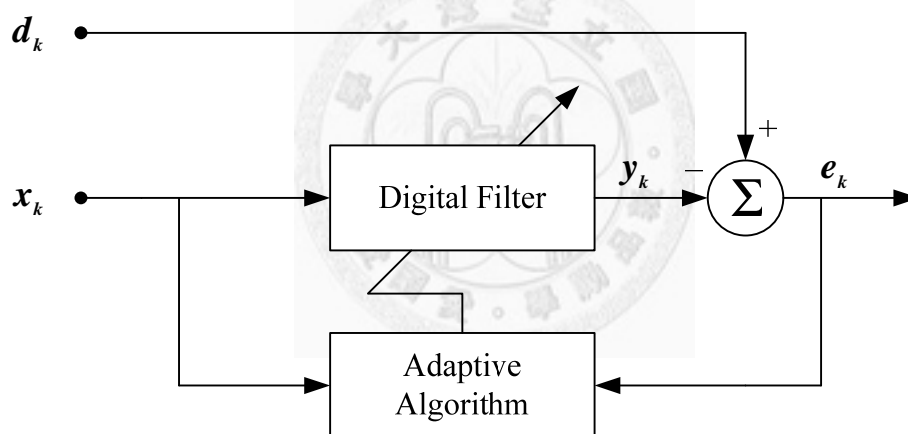


圖 2.9 適應性濾波器方塊圖

圖 2.9， $d_k$  為期望響應 (Desired Response)； $x_k$  為參考輸入 (Input Signal)，而經可程式控制之數位濾波器計算而得之實際輸出訊號 (Actual Output) 為  $y_k$ ； $e_k$  (Error Signal) 為實際輸出訊號  $y_k$  與期望響應  $d_k$  之差值訊號。

適應性演算法用於調整數位濾波器參數(即權重)，使誤差訊號  $e_k$  的均方值(Mean-square)為最小。

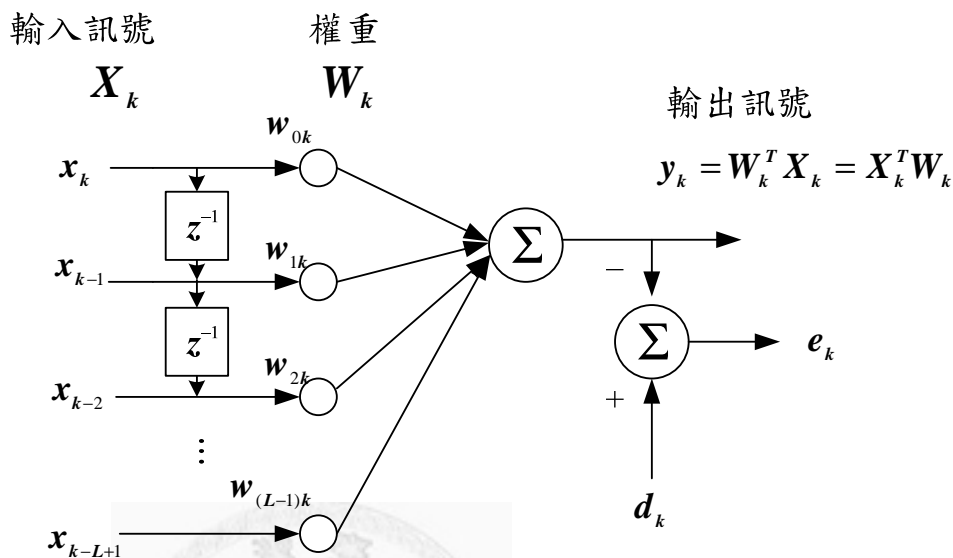


圖 2.10 長度為 L 階之 FIR 數位濾波器示意圖

如圖 2.10 所示，假設一以 FIR 為結構的 L 階線性離散時域濾波器 (Linear Discrete-time Filter)，若其參考輸入訊號以向量形式表示，則在時間  $k$  時：

$$X_k = [ x_k \quad x_{k-1} \quad \dots \quad x_{k-(L-1)} ]^T \dots\dots\dots(2-21)$$

此時可以看出濾波器的輸入與輸出關係為：

$$y_k = \sum_{l=0}^{L-1} w_{lk} x_{k-l} \dots\dots\dots(2-22)$$

其中濾波器對應的權重係數  $w_{lk}$ ，如果也以向量表示，可以得到一組長度為 L 的權重向量：

$$W_k = [w_{0k} \quad w_{1k} \quad \dots \quad w_{(L-1)k}]^T \dots\dots\dots(2-23)$$

其中符號 T 表示矩陣之轉置運算 (Transpose)。根據

(2-21)、(2-23)式，可將(2-22)式以向量的形式表示為：

$$y_k = W_k^T X_k = X_k^T W_k \dots\dots\dots(2-24)$$

在時間  $k$  時的誤差訊號可以表示為：

$$e_k = d_k - y_k \dots\dots\dots(2-25)$$

再將(2-24)式帶入，可得：

$$e_k = d_k - W_k^T X_k = d_k - X_k^T W_k \dots\dots\dots(2-26)$$

將上式取平方，我們可得到誤差之能量：

$$e_k^2 = d_k^2 + W_k^T X_k X_k^T W_k - 2d_k X_k^T W_k \dots\dots\dots(2-27)$$

在推導過程中，吾人假設期望響應  $d_k$  與參考輸入訊號  $x_k$  在統計學上都是穩定訊號 (Statistically Stationary Signal)，而且最終目的為求一濾波器最佳權重向量，使誤差訊號  $e_k$  的均方值為最小。

大致上，適應性濾波器會利用某些性能趨勢來作為數位濾波器參數更新之標準，最普遍的莫過於 MSE 性能曲面 (Mean-square Error Performance Surface)。吾人可定義一目標函數如下：

$$\xi_k = E[e_k^2] \dots\dots\dots(2-28)$$

其中  $E[ ]$  代表期望值的運算子。

以此標準可用來調整系統之參數，使得  $\xi_k$  達到



儘可能之最小值，如果我們假設濾波器之權重向量  $W_k$  為一已知序列，則可得到：

$$\xi_k = E[e_k^2] = E[d_k^2] + W_k^T E[X_k X_k^T] W_k - 2E[d_k X_k^T] W_k \dots\dots(2-29)$$

分別定義輸入參考訊號之自我相關矩陣  $R$  (Auto-correlation Matrix)，以及期望響應與輸入參考訊號之交互相關向量  $P$  (cross-correlation vector) 如下：

$$R = E[X_k X_k^T] = E \begin{bmatrix} x_0^2 & x_0 x_1 & \cdots & x_0 x_{L-1} \\ x_1 x_0 & x_1^2 & \cdots & x_1 x_{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{L-1} x_0 & x_{L-1} x_1 & \cdots & x_{L-1}^2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2-30)$$

$$= E \begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \cdots & r_{xx}(L-1) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & \cdots & r_{xx}(L-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{xx}(L-1) & r_{xx}(L-2) & \cdots & r_{xx}(0) \end{bmatrix}$$

$$r_{xx}(l) = E[x_k x_{k-l}] = r_{xx}(-l) \dots\dots\dots(2.31)$$

而，

$$P = E[d_k X_k] = E[d_k x_k \quad d_k x_{k-1} \quad \cdots \quad d_k x_{k-(L-1)}]^T \dots\dots\dots(2-32)$$

$$= E[r_{dx}(0) \quad r_{dx}(1) \quad \cdots \quad r_{dx}(L-1)]^T$$

$$r_{dx}(l) = E[d_k x_{k-l}] \dots\dots\dots(2-33)$$

其中， $r_{xx}(l)$  為輸入參考訊號的自我相關函數， $r_{dx}(l)$  為期望響應與輸入參考訊號的交互相關函數。

綜合(2-30)及(2-32)式，可將(2-29)式改

寫成如下誤差均方值：

$$MSE \equiv \xi_k = E[e_k^2] = E[d_k^2] + W_k^T R W_k - 2P^T W_k \dots \dots \dots (2-34)$$

由上式可以看出  $\xi_k$  為權重向量  $W_k$  的二次函數 (Quadratic Function)，因此可以在三維空間中形成權重向量維度為 2 的 MSE 性能曲線，如圖 2.11 所示，由於二次函數的特性，我們可以看出 MSE 性能曲面只有一個最小值，所以將只有一組權重係數  $W_k = W^*$  能得到 MSE 函數的最小值  $\xi_{\min}$ 。

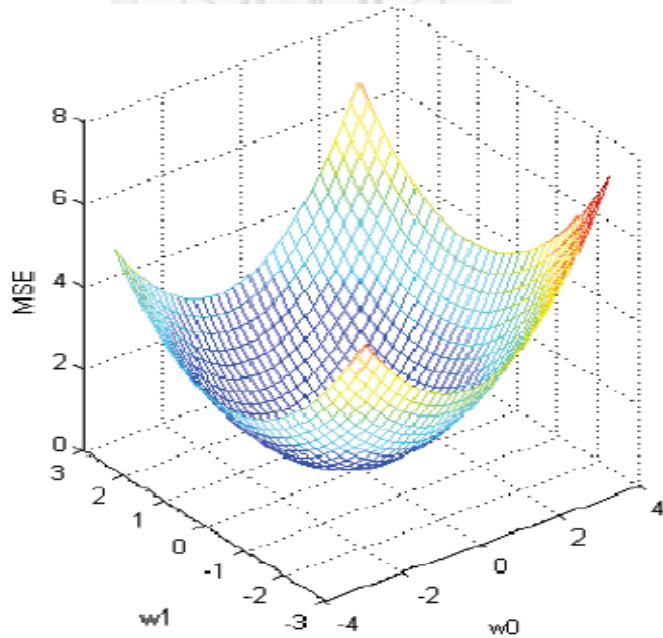


圖 2.11 權重向量  $W$  為 2 階時的性能曲線

對(2-34)式取偏微分，可得到 MSE 的梯度為：

$$\begin{aligned} \nabla \xi_k &= \frac{\partial \xi_k}{\partial W_k} = \left[ \frac{\partial \xi_k}{\partial W_{0k}} \quad \frac{\partial \xi_k}{\partial W_{1k}} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi_k}{\partial W_{(L-1)k}} \right]^T \\ &= 2RW_k - 2P \dots\dots\dots(2-28) \end{aligned}$$

當 MSE 梯度為零的時候，可以得到最佳權重向量  $W^*$  (又稱 Wiener 權重向量)[13,16]，而此時的平均誤差能量亦為最小。亦即，

$$\nabla \xi_k = 0 = 2RW^* - 2P \dots\dots\dots(2-36)$$

$$W^* = R^{-1}P \dots\dots\dots(2-37)$$

由(2-37)式中，我們可以知道欲求得最佳化的權重向量  $W^*$ ，必須先估算出矩陣  $R$  及向量  $P$ ，然而，無法事先得知期望響應  $d_k$ ，因此無法直接地被應用於實際控制的系統裡，於是 Widrow 利用了瞬時平方誤差 (Instantaneous Squared Error)  $e_k^2$  來估算(2-28)式中的平均誤差能量  $\xi_k$ ：

$$\hat{\xi}_k = e_k^2 \dots\dots\dots(2-38)$$

由(2-26)式可知  $e_k = d_k - W_k^T X_k$

故對(2-38)式作梯度運算後可得：

$$\nabla \hat{\xi} = 2 \begin{bmatrix} \frac{\partial e_k^2}{\partial w_0} \\ \frac{\partial e_k^2}{\partial w_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial e_k^2}{\partial w_{L-1}} \end{bmatrix} = 2e_k \begin{bmatrix} \frac{\partial e_k}{\partial w_0} \\ \frac{\partial e_k}{\partial w_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial e_k}{\partial w_{L-1}} \end{bmatrix} = -2e_k X_k \dots \dots \dots (2-39)$$

根據最陡下降(Steepest Decent)法則 [13,16]，

可以得到權重向量疊代的公式如下：

$$W_{k+1} = W_k - \frac{1}{2} \mu \nabla \hat{\xi} \dots \dots \dots (2-40)$$

$$= W_k + \mu e_k X_k$$

上式即為研究學者廣泛應用的 LMS 法則，其中  $\mu$  為每次疊代的步階參數(Step Size Parameter)。

由(2-40)式可知，濾波器權重的疊代更新，僅需要誤差值  $e_k$  及輸入向量  $X_k$ ，乘以步階參數  $\mu$ ，即可完成權重係數最佳化的目的，不需要作平方、平均或微分的運算。

根據文獻[16]指出，若欲使(2-40)式收斂，則步階參數之限定範圍應為：

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \dots \dots \dots (2-41)$$

其中  $\lambda_{\max}$  為輸入參考訊號之自我相關矩陣  $R$  的最大特徵值。

## 第三章 管道聲場

### 3-1 管道聲場結構

對於一維管道聲場的干涉，可以利用單極性面聲源(Plane Monopole Source)作為基本元件[18]，來描述干涉的音場機制。在低頻的使用環境下可固定揚聲器在管道壁上，將其視為單極性點聲源。

根據文獻[19]，限定為一維的平面波傳遞的管道，揚聲器所發出的聲波頻率必須小於管道截止頻率(Cut-off Frequency)。即

$$f < \frac{1.84c}{2\pi r} \dots\dots\dots(3-1)$$

其中  $f$  為聲波頻率(Hz)， $c$  為聲波在介質中傳遞之速度(m/s)， $r$  為圓管半徑(m)。

而本論文所使用之管道由式(3-1)計算得知管道截止頻率為 2235.4Hz，而實驗選取頻率由於皆低於 1000Hz，因此可視為一維平面波傳遞。

若揚聲器所發出聲波頻率大於管道截止頻率時，易使管道發出其他的高階模態(High Order Mode)，使主動控制的噪音訊號變得較不單純，降低可行性。

於一維聲場的假設下，只考慮  $x$  方向，波動方程式

可以表 (3-2) 式：

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \dots\dots\dots(3-2)$$

(3-2) 式可改寫成“達蘭貝爾解”(D'Alembert solution)，如下式：

$$p(x,t) = f_1(x - ct) + f_2(x + ct) \dots\dots\dots(3-3)$$

如圖 3.1，(3-3) 式可以解釋為一個向右傳遞的波  $f_1$  加上一個向左傳遞的波  $f_2$ ，假設聲波為諧波 (Harmonic Wave)，則聲壓  $p(x,t)$  有著下式的複數解：

$$p(x,t) = Ae^{j(\omega t - kx)} + Be^{j(\omega t + kx)} \dots\dots\dots(3-4)$$

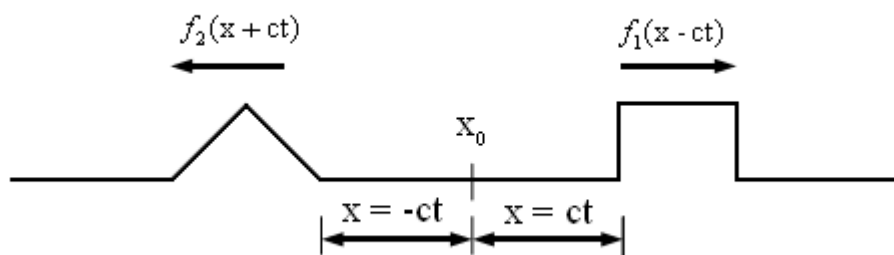


圖 3.1 達蘭貝爾解 (d'Alembert solution)

考慮一維聲場，則粒子速度由動量方程式 (Momentum Equation) 可得：

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} &= -\frac{1}{\rho_0} \nabla p \\ \Rightarrow \vec{u} &= \frac{j}{\rho_0 \omega} [-jkAe^{j(\omega t - kx)} + jkB e^{j(\omega t + kx)}] \\ &= \frac{1}{\rho_0 c} [Ae^{j(\omega t - kx)} - B e^{j(\omega t + kx)}] \dots \dots \dots (3-5) \end{aligned}$$

將 (3-4)、(3-5) 式整理如下：

向右傳遞的波

$$\left\{ \begin{aligned} p(x,t) &= Ae^{j(\omega t - kx)} \\ u(x,t) &= \frac{1}{\rho_0 c} [Ae^{j(\omega t - kx)}] \end{aligned} \right\} x > x_0 \dots \dots \dots (3-6)$$



向左傳遞的波

$$\left\{ \begin{aligned} p(x,t) &= Be^{j(\omega t + kx)} \\ u(x,t) &= \frac{1}{\rho_0 c} [Be^{j(\omega t + kx)}] \end{aligned} \right\} x < x_0 \dots \dots \dots (3-7)$$

其中  $p(x,t)$  為壓力函數， $u(x,t)$  為質點速度函數， $\rho_0$  為介質密度 ( $kg/m^3$ )。

如圖 3.2 所示，喇叭可以假設為一個無質量的活塞置於管道中，則其表面的質點速度如下：

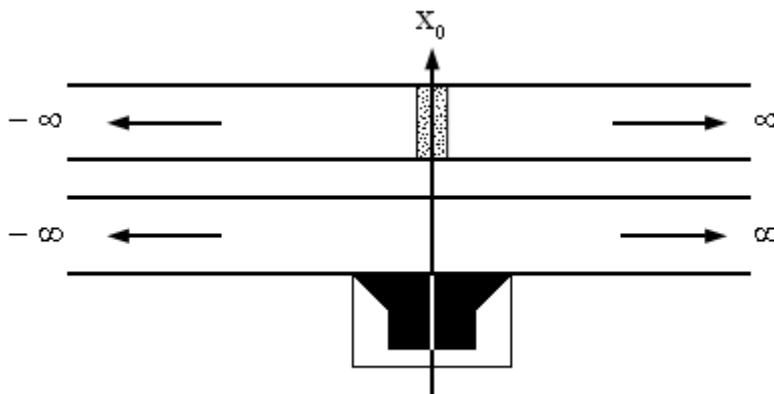


圖 3.2 管道中喇叭可比為無質量活塞

$$u(x_{0+}, t) = \frac{q(x_0, t)}{2S} e^{j\omega t} \dots\dots\dots(3-8)$$

$$u(x_{0-}, t) = \frac{-q(x_0, t)}{2S} e^{j\omega t} \dots\dots\dots(3-9)$$

其中  $S$  為管道截面積， $q$  為單極性面聲源 (Plane Monopole Source) 的複數聲源強度 (Source Strength)。(3-6)、(3-7)

式的  $A$  與  $B$  可由 (3-8)、(3-9) 的初始條件求得。

由 (3-8) 式，可以求得 (3-6) 式的  $A$  為：

$$A = \rho_0 c \frac{q(x_0, t)}{2S} \quad x > x_0 \dots\dots\dots(3-10)$$

由 (3-9) 式，可以求得 (3-7) 式的  $B$  為：

$$B = \rho_0 c \frac{q(x_0, t)}{2S} \quad x < x_0 \dots\dots\dots(3-11)$$



取  $t=0$ ，則 (3-6)、(3-7) 式可以改寫如下：

向右傳遞的波

$$\left\{ \begin{array}{l} p(x) = \rho_0 c \frac{q(x_0)}{2S} e^{-jkx} \\ u(x) = \frac{q(x_0)}{2S} e^{-jkx} \end{array} \right\} \quad x > x_0 \dots\dots\dots(3-12)$$

向左傳遞的波

$$\left\{ \begin{array}{l} p(x) = \rho_0 c \frac{q(x_0)}{2S} e^{jkx} \\ u(x) = \frac{-q(x_0)}{2S} e^{jkx} \end{array} \right\} \quad x < x_0 \dots\dots\dots(3-13)$$

(3.12)、(3.13) 式可用下圖 3.3 表示

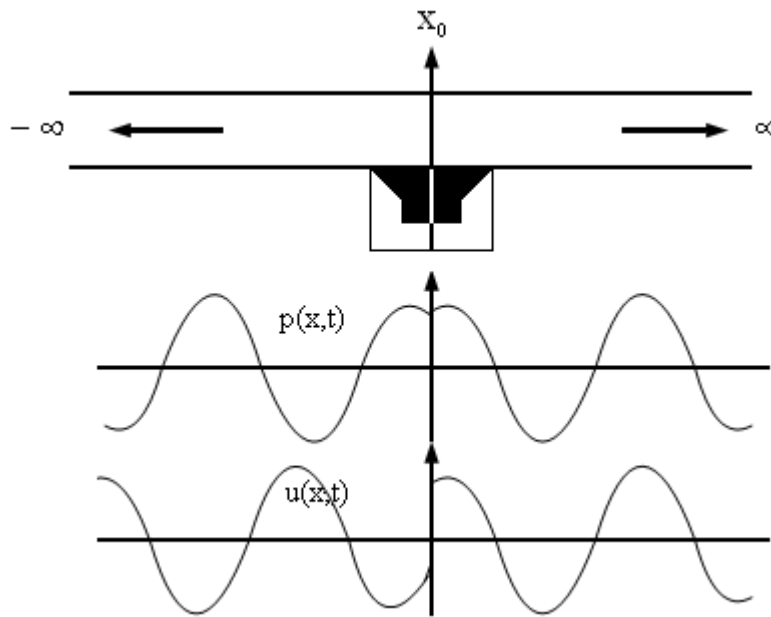


圖 3.3 單極性面聲源之壓力與質點速度分佈圖

由 (3-12)、(3-13) 式知管內壓力場分佈為

$$p(x) = \rho_0 c \frac{q(x_0)}{2S} e^{-jk|x-x_0|} \dots\dots\dots(3-14)$$

因此得知管內聲壓值與聲源強度的大小有直接的關係。

### 3-2 管道消音機制

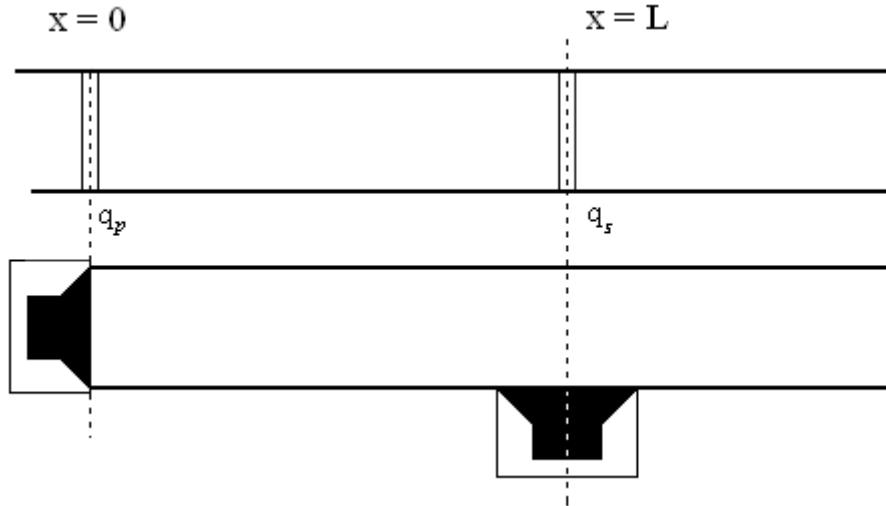


圖 3.4 管道主要聲源與第二聲源配置圖

如圖 3.4，假設在  $x=0$  之主聲源，其複數聲源強度  $q_p$ ，第二聲源置於下游  $x=L$  處，其複數聲源強度  $q_s$ ，由兩聲源所產生之複數壓力可分別表為：

$$p_p(x) = \rho_0 c \frac{q_p}{2S} e^{-jk|x|} \dots\dots\dots(3-15)$$

$$p_s(x) = \rho_0 c \frac{q_s}{2S} e^{-jk|x-L|} \dots\dots\dots(3-16)$$

欲使管道下游成為靜音區 (Silence Zone)，

則當  $x \geq L$ ， $p(x) = 0$ 。

利用聲波疊加原理，可以得到管道第二聲源下游

任一點之複數聲壓：

$$\begin{aligned} p(x) &= p_p(x) + p_s(x) \\ &= \rho_0 c \frac{q_p}{2S} e^{-jkx} + \rho_0 c \frac{q_s}{2S} e^{-jk(x-L)} = 0 \quad x \geq L \dots\dots\dots(3-17) \end{aligned}$$

則主聲源與第二聲源之複數強度間應滿足如下的關係式：

$$q_s = -q_p e^{-jkL} = -q_p e^{-j\omega(\frac{L}{c})} \dots\dots\dots(3-18)$$

對(3.18)式做逆傅利葉轉換(Inverse Fourier Transfrom)：

$$q_s(t) = -q_p(t - \frac{L}{c}) \dots\dots\dots(3-19)$$

由(3-19)式可以了解為了消除第二聲源下游輻射，第二聲源的強度必須與主聲源相同，不但要反相，還須具備  $L/c$  的時間延遲。此時間延遲為聲波自主聲源移動至第二聲源所需的時間。

如圖 3.5 所示，為最佳聲場干涉示意圖。假設主聲源發出一連續週期正弦波，往管道下游傳播，其抵達第二聲源時，若其亦精確發出與主聲源相位相反之連續週期正弦波，理論上下游方向之正弦波將被消除。

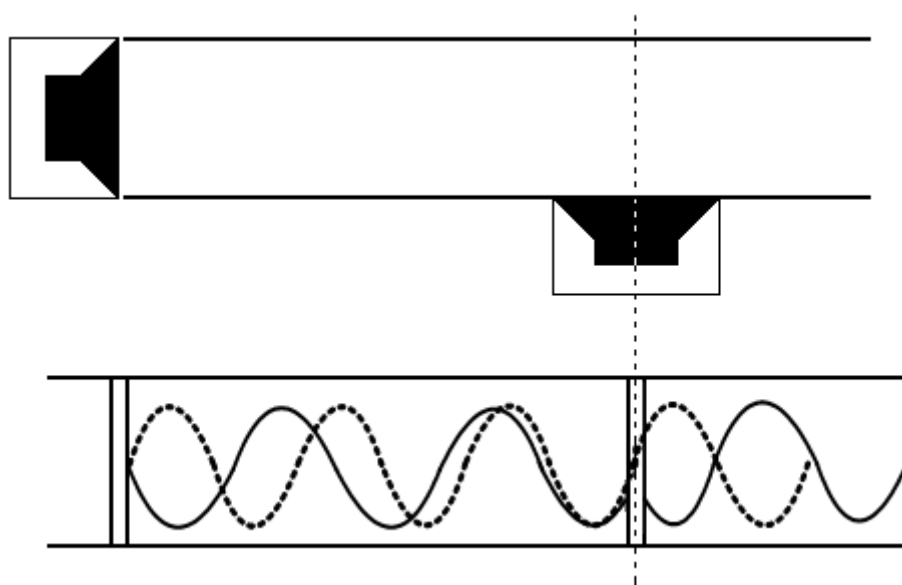


圖 3.5 最佳聲場干涉圖

第二聲源在管道噪音控制主要之效應是破壞主噪音源的聲波，使管道下游能夠產生靜音區[20]。

## 第四章 荷姆霍茲共振器

### 4-1 荷姆霍茲共振器(Helmholtz Resonator)結構

它的結構就像是一個瓶子，配合能夠與外界空氣相通的孔道組成，藉著改變頸口面積、空腔空氣容積、孔頸深度等參數，達到控制共振頻率的目的。如圖 4.1，當瓶頸的深度與瓶頸口徑比特定聲波波長還小時，由於瓶頸內的空氣會變成高阻尼低彈性的「空氣塊」，而瓶內空氣就會變成空氣彈簧。其機制是當射入空腔體的聲波頻率與空腔體的共振頻率一樣時，瓶頸部分的空氣塊就會因為共振而劇烈振動摩擦，而把該聲波能量耗盡。

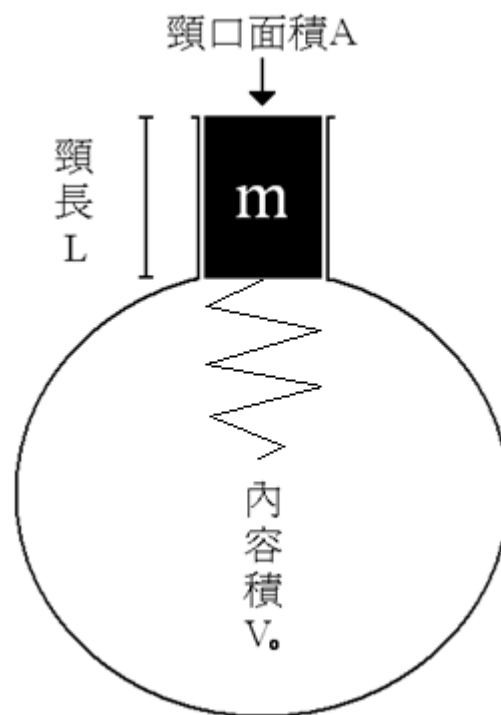


圖 4.1 Helmholtz Resonator 參數圖

## 4-2 共振頻率公式[21]

假設理想情況：通過空腔體之聲波波長遠大於共振腔尺寸，

$\lambda \gg L, S^{\frac{1}{2}}, V^{\frac{1}{3}}$ ，其中  $\lambda$  為入射聲波波長， $S$  為頸口截面積， $V$  為空腔體積。

### 1. 等效質量 $m$

$$m = \rho_0 S L_{eff} \dots\dots\dots (4-1)$$

其中  $L_{eff}$  為頸部有效長度，又

$$L_{eff} = L + 1.7a \text{ (outer end flanged)} \dots\dots\dots (4-2)$$

$$L_{eff} = L + 1.4a \text{ (outer end unflanged)} \dots\dots\dots (4-3)$$

其中  $a$  為頸口半徑。

### 2. 彈簧係數 $s$

$$\text{聲壓 } p = \rho_0 c^2 \left( \frac{\Delta \rho}{\rho} \right) = \rho_0 c^2 \frac{S \xi}{V} \dots\dots\dots (4-4)$$

其中  $p$  為通過截面積  $S$  每單位之聲壓、 $\rho$  為密度、 $c$  為音速、 $\xi$  為空氣流體之位移量。

作用於頸部截面積之力  $f$

$$f = Sp = s\xi = SPe^{j\omega t} \dots\dots\dots (4-5)$$

$$s = \frac{pS}{\xi} = \rho_0 c^2 \frac{S^2}{V} \dots\dots\dots (4-6)$$

3. 阻尼  $R_r$

$$R_r = \rho_0 c \frac{k^2 S^2}{2\pi} \text{ (outer end flanged)} \dots\dots\dots (4-7)$$

$$R_r = \rho_0 c \frac{k^2 S^2}{4\pi} \text{ (outer end unflanged)} \dots\dots\dots (4-8)$$

其中  $k = \frac{\omega}{c}$  為波數。

4. 運動方程式

$$m \frac{d^2 \xi}{dt^2} + R_r \frac{d\xi}{dt} + s\xi = SPe^{j\omega t} \dots\dots\dots (4-9)$$

其中外力為簡諧時，表示為  $f = SPe^{j\omega t}$ 。

5. 總阻抗  $Z_m$

$$Z_m = R_r + j\left(\omega m - \frac{s}{\omega}\right) \dots\dots\dots (4-10)$$

6. 共振頻率  $f_0$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{s}{m}} = \sqrt{\frac{\rho_0 c^2 \frac{s^2}{V}}{\rho_0 S L_{eff}}} = c \sqrt{\frac{S}{L_{eff} V}} \dots\dots\dots (4-11)$$

$$\text{又 } \omega_0 = 2\pi f_0$$

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{L_{eff} V}} \dots\dots\dots (4-12)$$

本論文中所使用之裝置，由公式求得共振頻率約為 162Hz，  
並以實測方式驗證共振腔之共振頻帶。

此種理論已被廣泛應用在吸音構件，處理偏重在提高中低頻  
之吸音率，而目前許多市售洞洞板的吸音作用也可以看做許多微小荷  
姆霍茲共振器的作用。

## 第五章 主動控制系統與實驗架構

### 5-1 實驗設備

第二章中介紹了適應性主動控制的理論架構，而在管道內音響干涉與消音的實現上，除了設計良好的數位控制架構外，還需要建立良好的軟硬體設備，而本論文之實驗架構中以一長 1 公尺，管徑 9 公分的透明壓克力圓管為主體架構，其材質厚度 0.3 公分，其他的儀器設備，將其於本實驗中之功能，分別介紹於下：

#### I. 上游部分

##### (1) 訊號產生器(Function Generator)：

利用 B&K Signal Analyzer Unit Type 2035 型號頻譜分析儀內建之訊號產生功能(Generator)，產生單頻、雙頻、窄寬頻訊號。

##### (2) 功率放大器(Power Amplifier)：

採用 Sunlight Model-160 型號之功率放大器。

##### (3) 主要聲源(Primary Source)：

利用直徑 7 cm，有音箱外罩之喇叭，發出由訊號產生器(Generator)所產生的相同頻率訊號，作為實驗之主要聲源。



## II. 下游消音部分

選用的功率放大器皆與上游部分相同。

### (1) 帶通濾波器(Bandpass Filter)：

為 RION 公司製造之 SA-59A 1/3 Octave Band Analyzer，在主要音源為雙頻率時使用，用以過濾組合式可控制音源輸出所產生共振頻率的雜訊。

## III. 下游誤差訊號部分

### (1) 誤差麥克風(Error Microphone)：

採用 B&K 4190 型號，直徑 1/2 英吋，靈敏度 45.4 mV/Pa

### (2) 麥克風電源供應器(Microphoner Power Supply)：

其型號為 B&K 2804，主要功能是提供給麥克風以及前置放大器所需電源。

### (3)實驗室玻璃器皿

如圖 5.1 所示，選用 SCHOTT DURAN 500ml 德國製試瓶表現共振腔理論之消音效能。



圖 5.1 SCHOTT DURAN 500ml 德國製試瓶

### (4)組合式可控制聲源：

如圖 5.2 所示，直徑 5cm，有音箱外罩之喇叭連結壓克力製共振瓶，作為實驗之第二聲源。

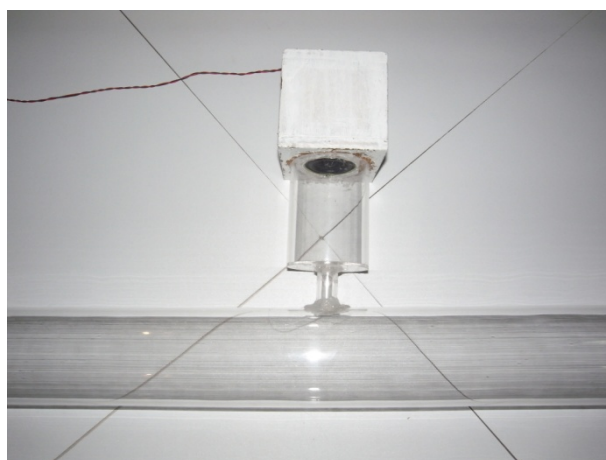


圖 5.2 組合式可控制聲源

#### IV. 系統處理部分

(1) 類比/數位-數位/類比(A/D-D/A)擷取卡：

採研華公司的 PCI-1712，解析度 12bit。

(2) 個人電腦

(3) 訊號分析儀(Analyzer):

為 B&K2035 之訊號分析儀，擁有兩組輸入裝置，另外還有一組訊號輸出端，可觀察訊號於頻率域與時間域，利用分析儀觀察控制實驗結果，分析儀具儲存數據之功能，可將實驗結果儲存於 3.5 磁片。



#### V. 系統軟體部分

採用 Borland C++ version 3.0 之程式語言軟體作為架構數位控制系統及演算過程之應用軟體。

## 5-2 實驗架構

本實驗架構如下圖 5.1 所示，組合式可控制聲源安置於離主要噪音源 50 公分處，並在末端放置吸音棉以模擬無線長之管道。

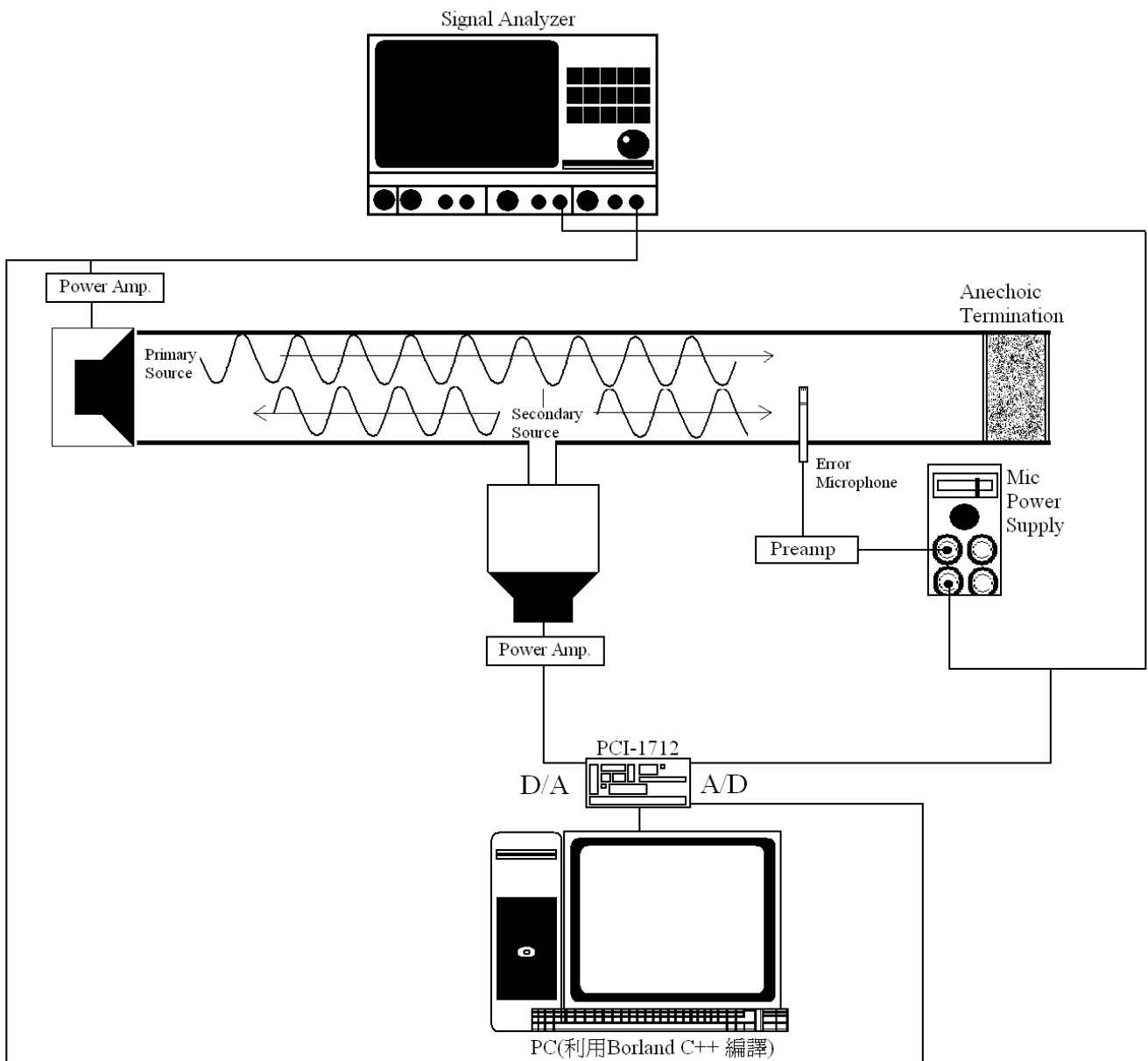


圖 5.3 實驗系統架構圖

主要噪音源以及 LMS 控制器之參考訊號  $x$ ，是由訊號分析儀 B&K 2035 內建功能訊號產生器(Generator)直接提供，如此配置之目的是希望能夠把共鳴箱與第二聲源所產生之聲場應用於管道消音上，進而探討此方法是否有良好效果，也因為沒有使用參考麥克風，所以對於第二聲源所產生的聲學回授問題可不用考慮，對於本實驗將減少一個不可確定的因子，將系統單純化。



## 第六章 實驗結果與分析討論

針對本論文組合型可控制聲源於管道聲傳適應性主動消音控制實驗，因為所使用之帶通濾波器屬 1/3 八音度頻帶(1/3 Octave Band) 之比例型頻寬(Proportional Bandwidth)濾波器，故降雙頻部分選取 315Hz、400Hz、500Hz、630Hz、800Hz 等固定頻率，來作為本實驗輸入訊號之頻率，在選取數位濾波器的形式上，採用 FIR 數位濾波，作為實驗的控制核心。

圖 6.1 到圖 6.6 為本次實驗 500ml 玻璃瓶之降噪能力表現，對於共振頻率在實驗採用尺寸管道下游的殘留音壓位準，皆能達到平均 20~30dB 左右的衰減。

圖 6.7 到圖 6.12 為本次實驗組合式可控制音源未作動之降噪能力表現，對於共振頻率在實驗採用尺寸管道下游的殘留音壓位準，皆能達到平均 25~35dB 左右的衰減。

圖 6.13 到圖 6.22 與表 6.1 為本次實驗組合式可控制音源作動後對於單頻噪音之控制結果，對於單一頻率之噪音，在實驗採用尺寸管道下游的殘留音壓位準，皆能達到平均 30~50dB 左右的衰減。

圖 6.23 到圖 6.32 與表 6.2 和表 6.3 為本次實驗組合式可控制音源作動後對於雙頻噪音之控制結果，對於共振腔共振頻率之噪音，在實驗採用尺寸管道下游的殘留音壓位準，皆能達到約 25dB 左右的

衰減，對於另一頻率之噪音，在實驗採用尺寸管道下游的殘留音壓位準，皆能達到平均 20~30dB 左右的衰減。



## 6-1 500ml 共振器玻璃瓶之降噪能力

相關結果中，紅線為原始管道數據，藍線為安裝 500ml 玻璃瓶之管道數據。

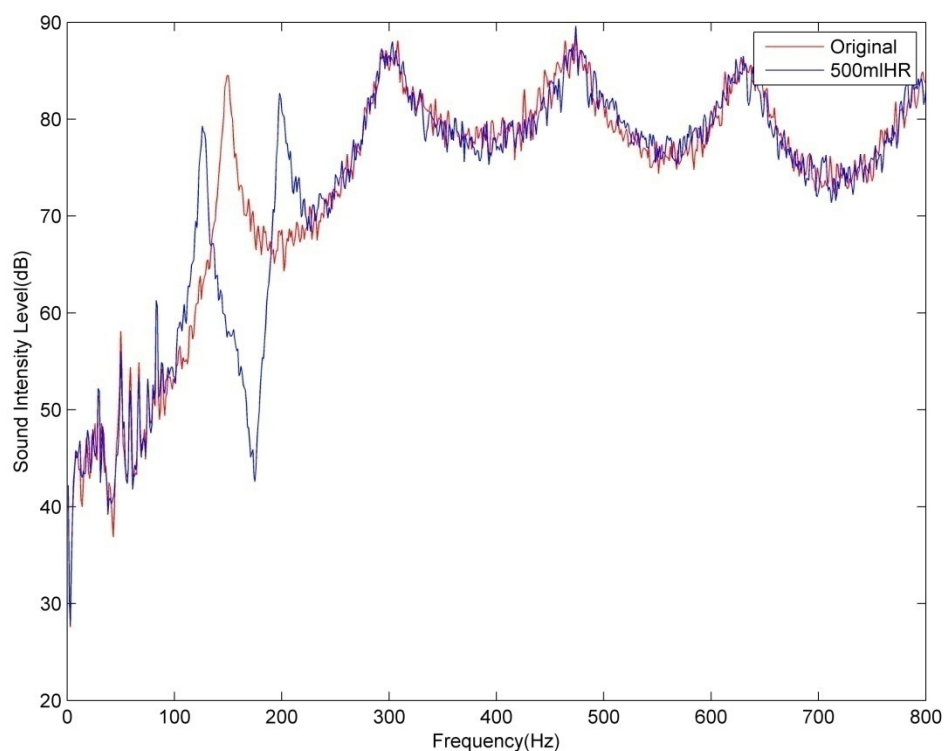


圖 6.1 Random 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖

於 175Hz 為中心頻率處能量明顯下降，約於 150Hz 與 210Hz 處能量呈現升高趨勢，而在其他頻率則無明顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：Random

意義：判斷 500ml 共振器玻璃瓶之共振頻率以 175Hz 為主要頻率，降噪能力約 25dB。



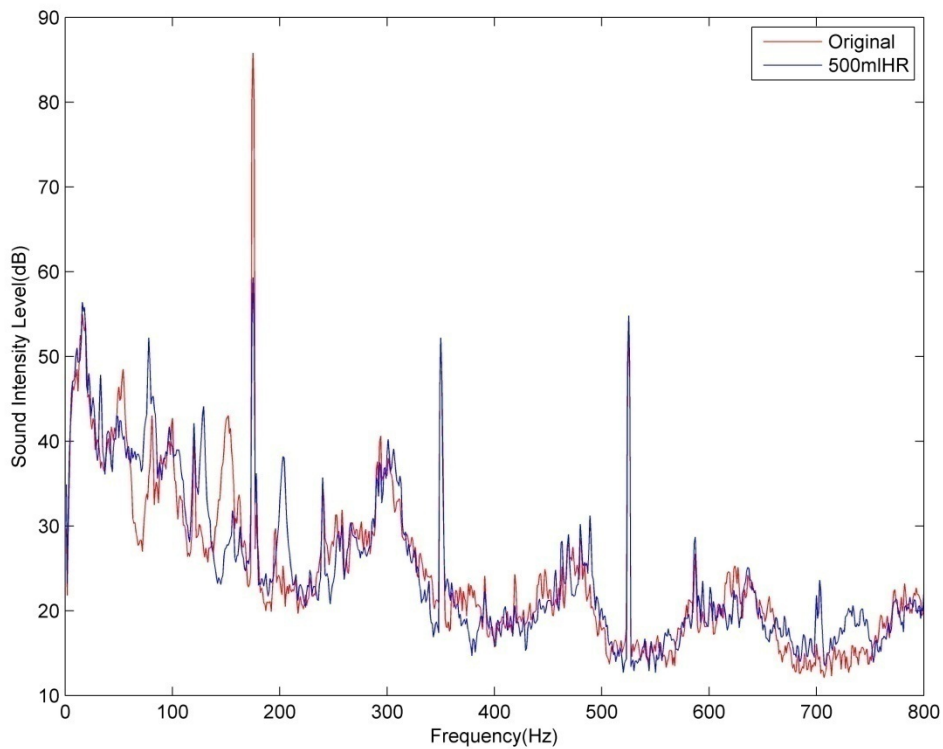


圖 6.2 175Hz 正弦波訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖

於 175Hz 處能量下降，至於其他倍頻高階

(350Hz&525Hz&700Hz)能量與其他頻率亦無明顯變化，相關測定資

料如下：

第一聲源：175Hz 正弦波

意義：可觀察出 500ml 共振器玻璃瓶於 175Hz 之訊號，其降噪能力

為 25dB。

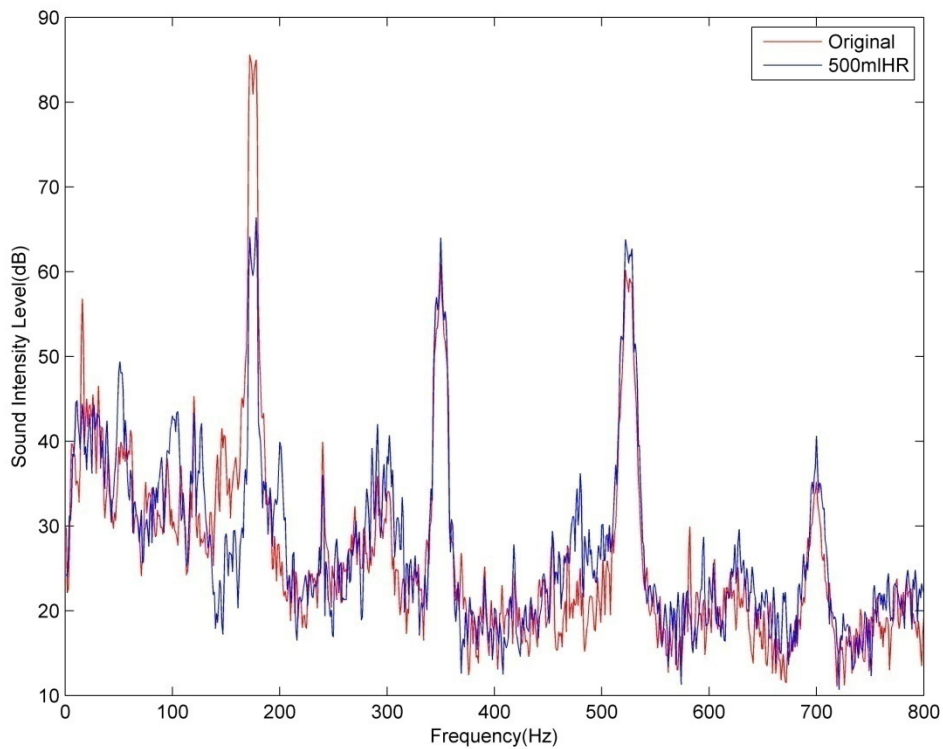


圖 6.3 頻寬 6.25Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖

於 175Hz 為中心處能量下降，至於其他倍頻高階

(350Hz&525Hz&700Hz)能量與其他頻率亦無明顯變化，相關測定資

料如下：

第一聲源：Random    Central Freq:175Hz    Band-Width:6.25Hz

意義：可觀察出 500ml 共振器玻璃瓶對於中心頻率 158Hz 頻寬 6.25Hz

之訊號，有 25dB 降噪能力。

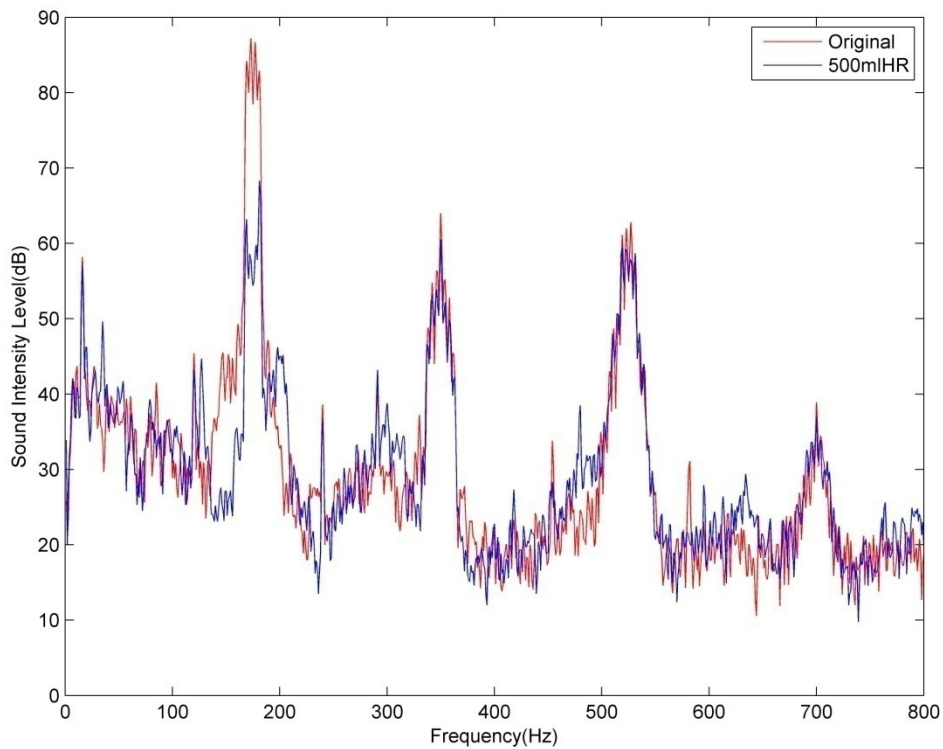


圖 6.4 頻寬 12.5Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖

以 175Hz 為中心處能量下降，其他倍頻高階

(350Hz&525Hz&700Hz)與其他頻率亦無明顯變化，相關測定資料如下。

第一聲源：Random    Central Freq:175Hz    Band-Width:12.5Hz

意義：可觀察出 500ml 共振器玻璃瓶對於中心頻率 175Hz 頻寬 12.5Hz 之訊號，其降噪能力為 20dB。

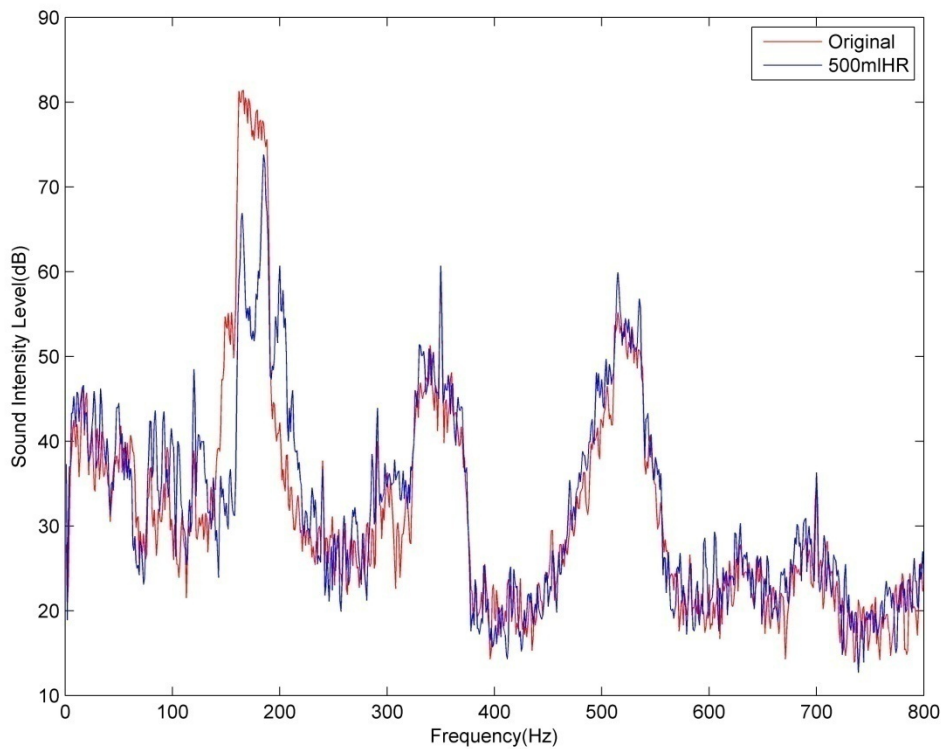


圖 6.5 頻寬 25Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖

以 175Hz 為中心之能量下降，其他倍頻高階

(350Hz&525Hz&700Hz)與其他頻率亦無明顯變化，相關測定資料如下。

第一聲源：Random    Central Freq:175Hz    Band-Width:25Hz

意義：可觀察出 500ml 共振器玻璃瓶對於中心頻率 175Hz 頻寬 25Hz 之訊號，具有 15dB 降噪能力，但狀態不穩定，漸漸忽大忽小發散。

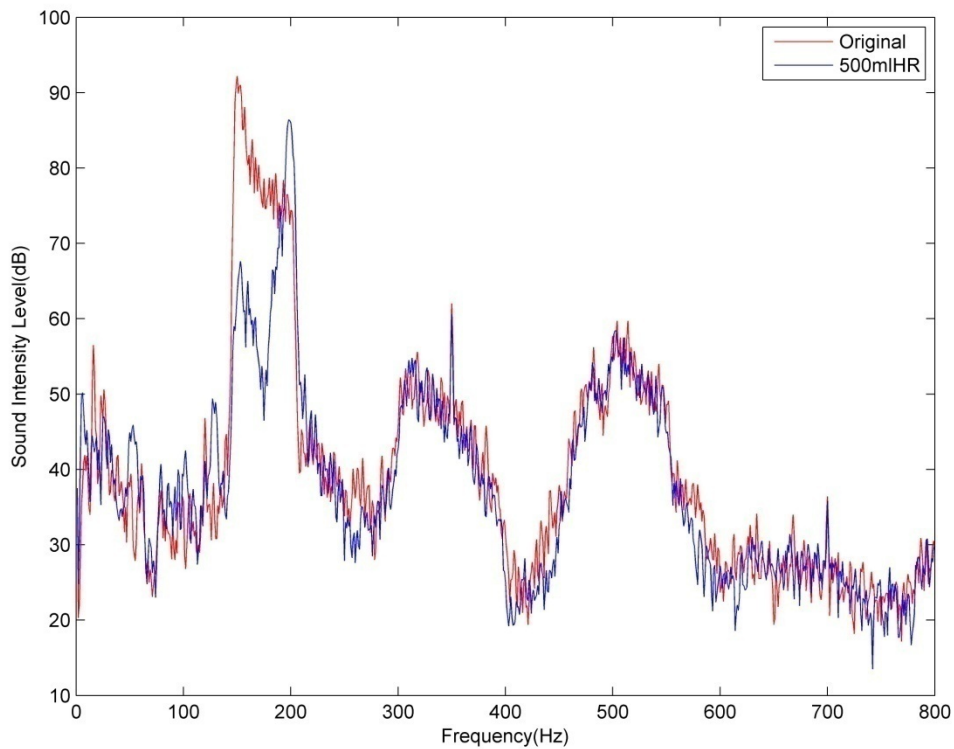


圖 6.6 頻寬 50Hz 訊號玻璃瓶前後聲壓頻譜圖

以 175Hz 為中心之能量下降，其他倍頻高階

(350Hz&525Hz&700Hz)與其他頻率頻譜則無明顯變化，相關測定資料如下。

第一聲源：Random    Central Freq:175Hz    Band-Width:50Hz

意義：可觀察出 500ml 共振器玻璃瓶對於中心頻率 175Hz 頻寬 50Hz 之訊號，其降噪能力為 15dB，但開始不穩定。

由於計算樣瓶之瓶頸、頸長、共振腔容積精密度不高，採用實際測量方式尋找其共振頻率。在主要聲源發出 Random 訊號時，可以由圖 6.1 判斷出其共振頻率約為 175Hz，並持續測試其降噪頻寬能力，分別以 175Hz 為中心頻率，以 6.25Hz、12.5Hz、25Hz、50Hz 不等頻寬逐一測量。

實驗結果與原始管道結果比較，後如圖 6.1 至圖 6.6 所示。對於上述中心頻率 175Hz，頻寬 6.25Hz 到 50Hz 的訊號，在管道下游的殘留聲壓位準(Sound Pressure Level)，皆能達到約 25dB 的衰減，在較大頻寬之降噪能力，亦有不錯的表現。

值得注意的是當主要聲源發出以 175Hz 訊號為中心頻率時，各頻譜圖在其他階模態呈現，如 350Hz、525Hz、700Hz 等其他 175Hz 之倍數頻率，其能量上升趨勢明顯，其整體降噪效果不甚理想。

## 6-2 組合式可控制音源之共振腔降噪能力

紅線為原始管道數據，藍線為安裝組合式可控制聲源之管道數據。

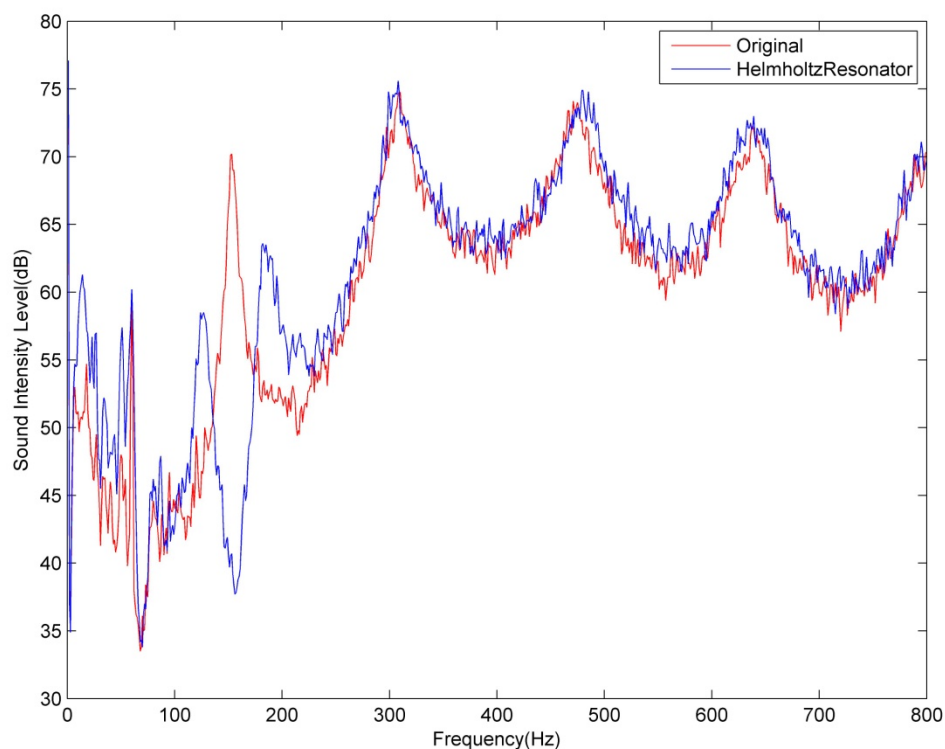


圖 6.7 Random 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖

於 158Hz 為中心頻率處能量明顯下降，而於 200Hz 與 130Hz 附近處，能量具升高趨勢，而其他頻率則無明顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：Random

第二聲源：未作動

意義：判斷揚聲器聲源未作動之共振頻率，以 158Hz 為中心頻率，降噪能力約 35dB。

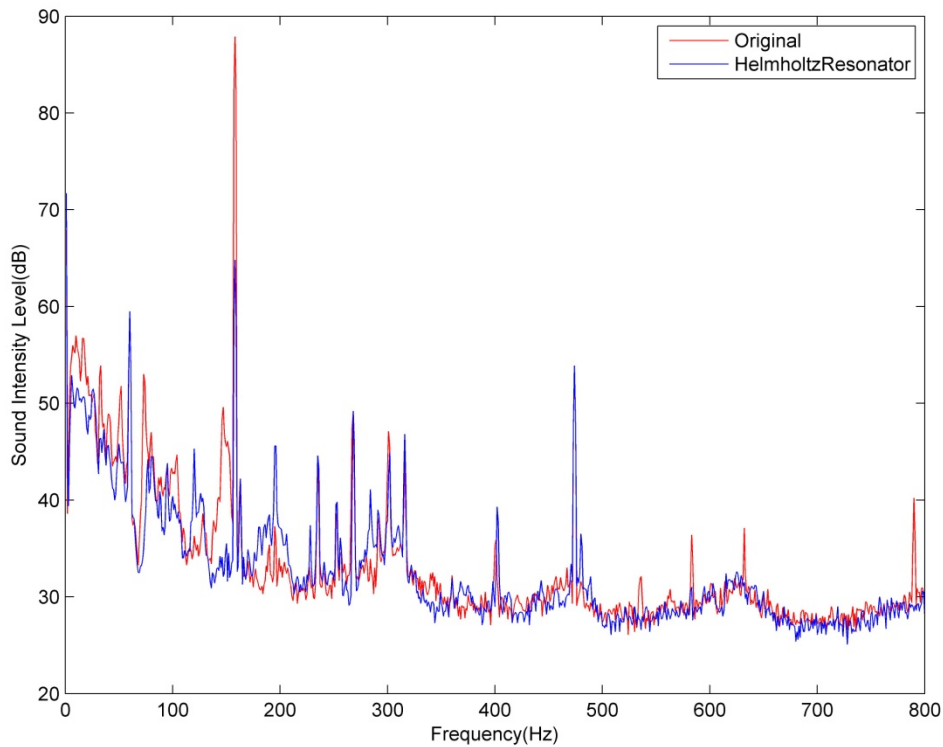


圖 6.8 158Hz 正弦波訊號裝置前後聲壓頻譜圖

於 158Hz 處能量下降，其他倍頻高階(316Hz&474Hz)能量也有些微消減，而其他頻率則無明顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：158Hz 正弦波

第二聲源：未作動

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，於共振頻率 158Hz 具有 25dB 降噪能力。



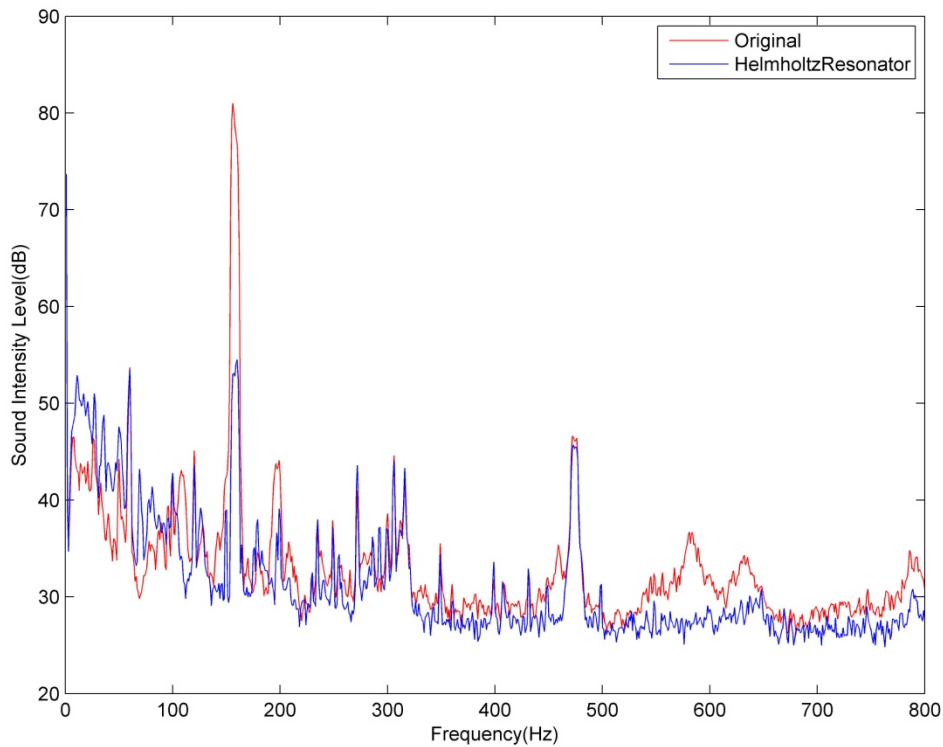


圖 6.9 頻寬 6.25Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖

以 158Hz 為中心之能量下降，其他倍頻高階(316Hz&474Hz)

能量也有些微消滅。在其他頻率則無明顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：Random      Central Freq:158Hz      Band-Width:6.25Hz

第二聲源：未作動

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對中心頻率 158Hz 頻寬 6.25Hz

之訊號，具有 25dB 降噪能力。

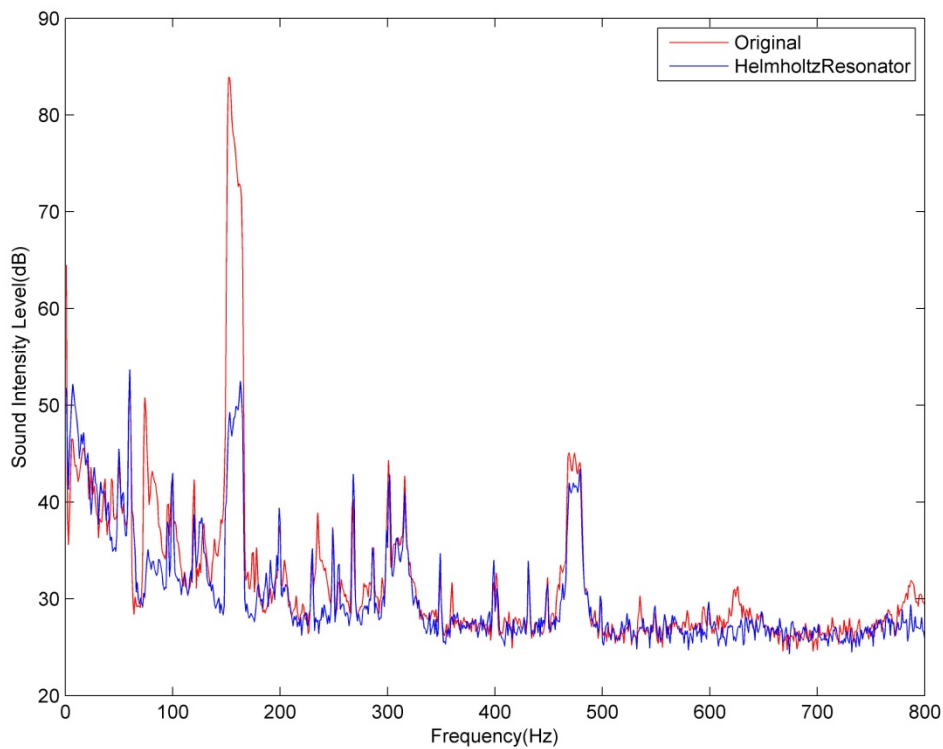


圖 6.10 頻寬 12.5Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖

以 158Hz 為中心處能量下降，其他倍頻高階(316Hz&474Hz)

能量也有些微消滅。其他頻率則無明顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：Random    Central Freq:158Hz    Band-Width:12.5Hz

第二聲源：未作動

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對中心頻率 158Hz 頻寬 12.5Hz

之訊號，具有 35dB 降噪能力。

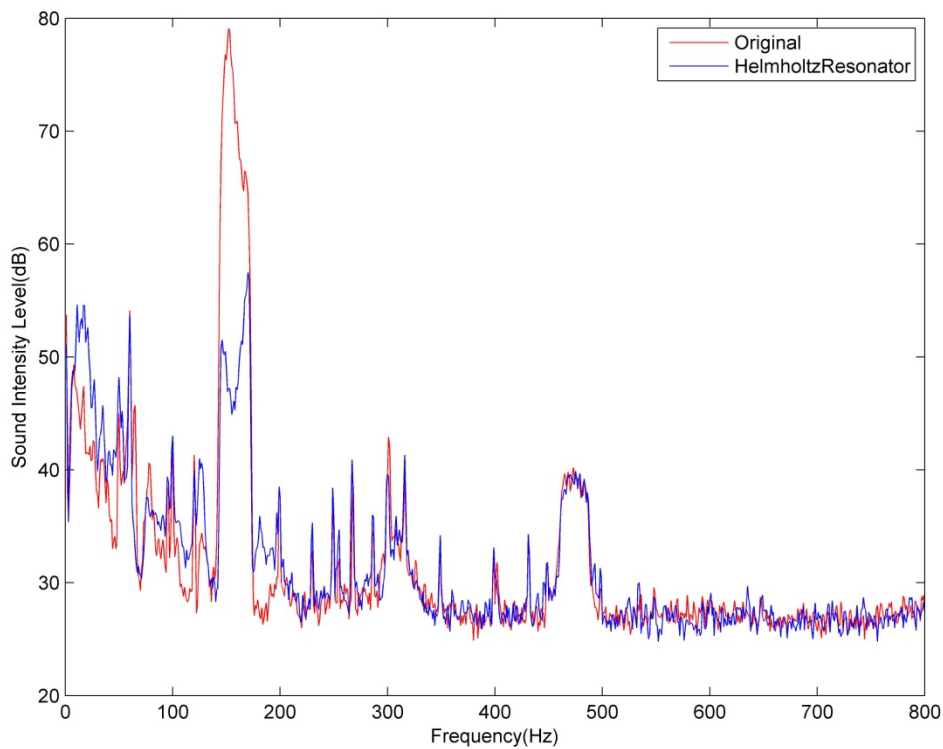


圖 6.11 頻寬 25Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖

以 158Hz 為中心之能量下降，其他倍頻高階(316Hz&474Hz)

能量也有些微消滅。其他頻率則無明顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：Random    Central Freq:158Hz    Band-Width:25Hz

第二聲源：未作動

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動對於中心頻率 158Hz 頻寬 25Hz 之

訊號，具有 30dB 降噪能力。

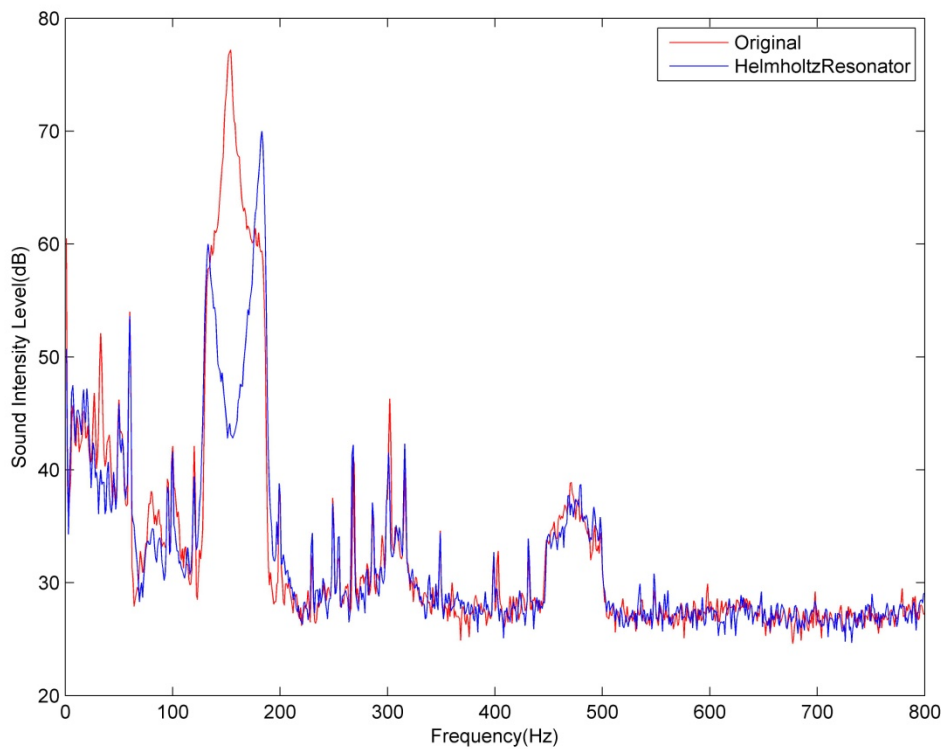


圖 6.12 頻寬 50Hz 訊號安裝裝置前後聲壓頻譜圖

以 158Hz 為中心處能量下降，其他倍頻高階(316Hz&474Hz)

能量也有些微消減。其他頻率則無明顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：Random      Central Freq:158Hz      Band-Width:50Hz

第二聲源：未啟動

降噪：46.5dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動對於中心頻率 158Hz 頻寬 50Hz 之

訊號，具有 25dB 降噪能力，但效能開始不佳，190Hz 處能量增大。

計算樣瓶經由公式計算得共振頻率，並採用實際測量方式驗證其共振頻率，在主要聲源發出 Random 訊號時，可以由圖 6.7 判斷出其共振頻率約為 158Hz(公式計算之共振頻率為 162Hz，與實際量測相去不遠，採實際量測值為共振頻率)，並持續測試其對具頻寬訊號之降噪能力，分別以 158Hz 為中心頻率，頻寬則以 6.25Hz、12.5Hz、25Hz、50Hz 等，逐一測量。

實驗結果，與原始管道之頻譜比較後，如圖 6.7 至圖 6.12 所示。由於共振腔之底部為可振動的揚聲器薄膜，此設置可增加其能量的消耗、轉換，效果優於對於上述中心頻率 158Hz，頻寬 6.25Hz 到 50Hz 的訊號，在管道下游的殘留聲壓位準(Sound Pressure Level)，皆能達到 25~35dB 的衰減，在對較寬頻寬訊號之降噪能力也有不錯的效果。

### 6-3 組合式可控制聲源之揚聲器單頻降噪能力

紅線為未開啟第二聲源數據，藍線為開啟後第二聲源之數據。

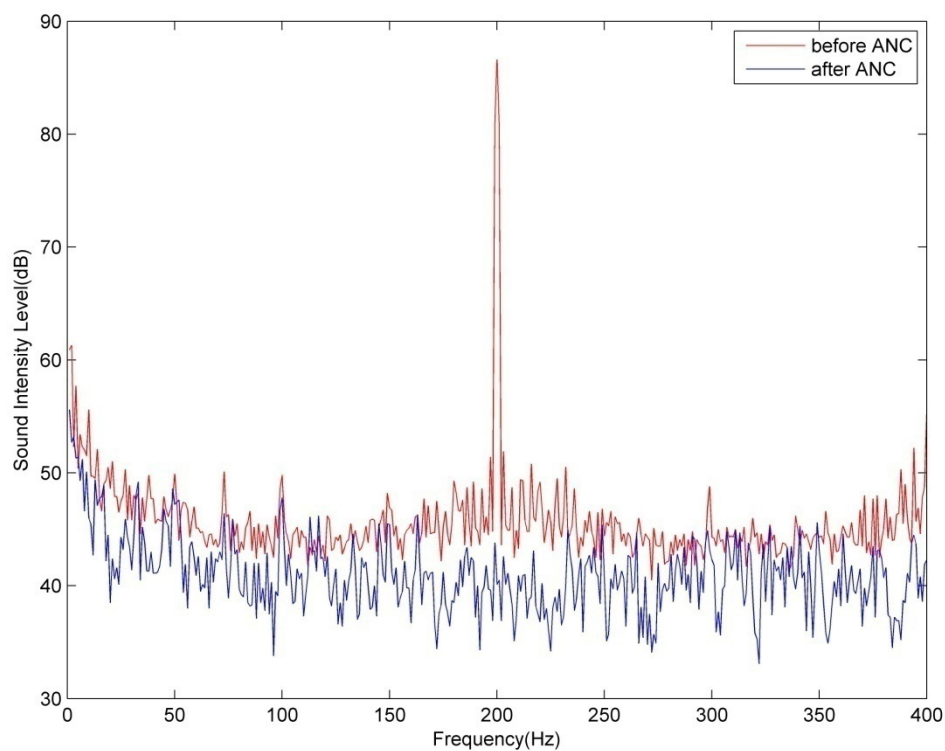


圖 6.13 揚聲器單頻率 200Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 200Hz 頻率處之聲音能量大幅下降，在其他頻率則無明

顯變化，相關測定資料如下：

第一聲源：200Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=86.2dB,after=59.9dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動時，對 200Hz 之噪音訊號，具 46.5dB

降噪能力。

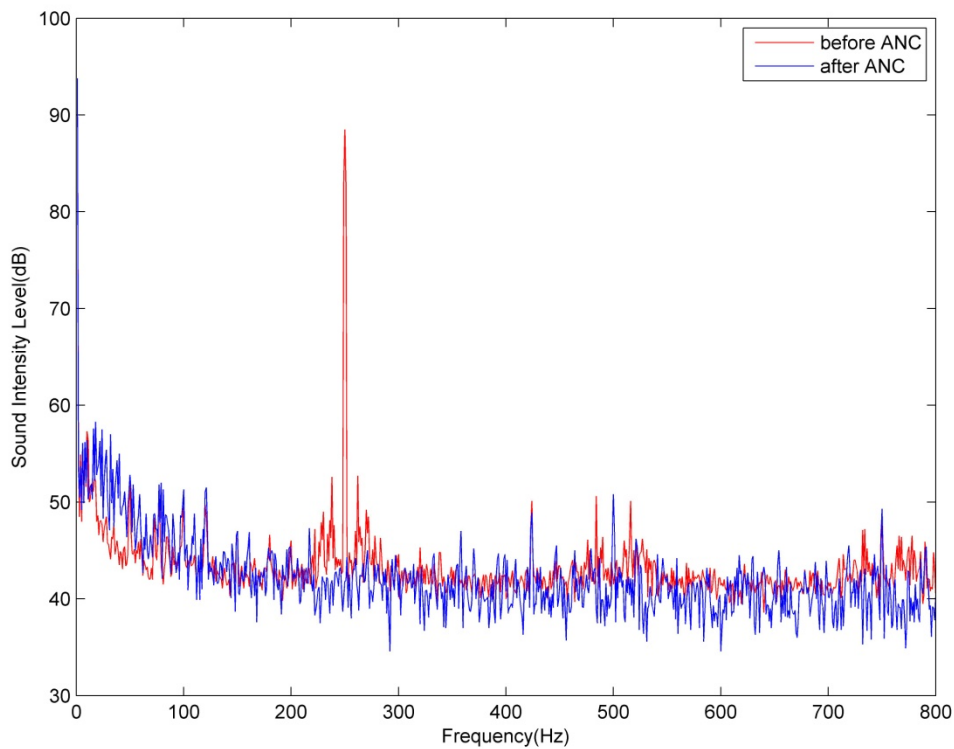


圖 6.14 揚聲器單頻率 250Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 250Hz 處能量大幅下降，其他頻率則無明顯變化，相關

測定資料如下：

第一聲源：250Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=86.2dB,after=59.9dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動時，對 250Hz 之噪音訊號，具 46.7dB

降噪能力。

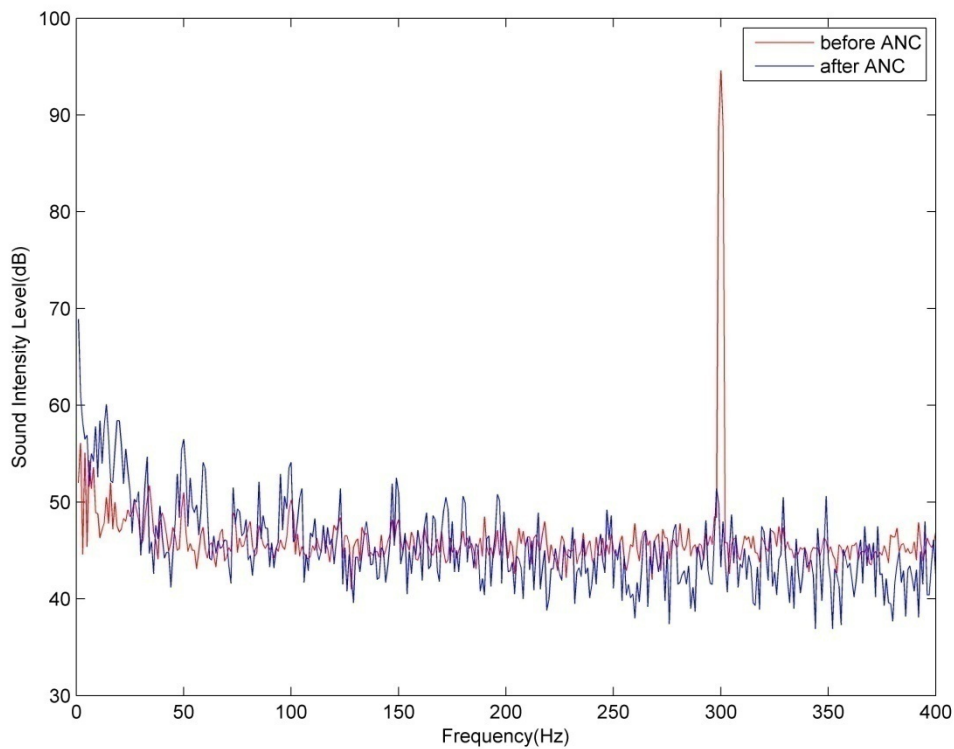


圖 6.15 揚聲器單頻率 300Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 300Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定

資料如下：

第一聲源：300Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=93.9dB,after=59.5dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 300Hz 之噪音訊號，具 51.3dB

降噪能力。



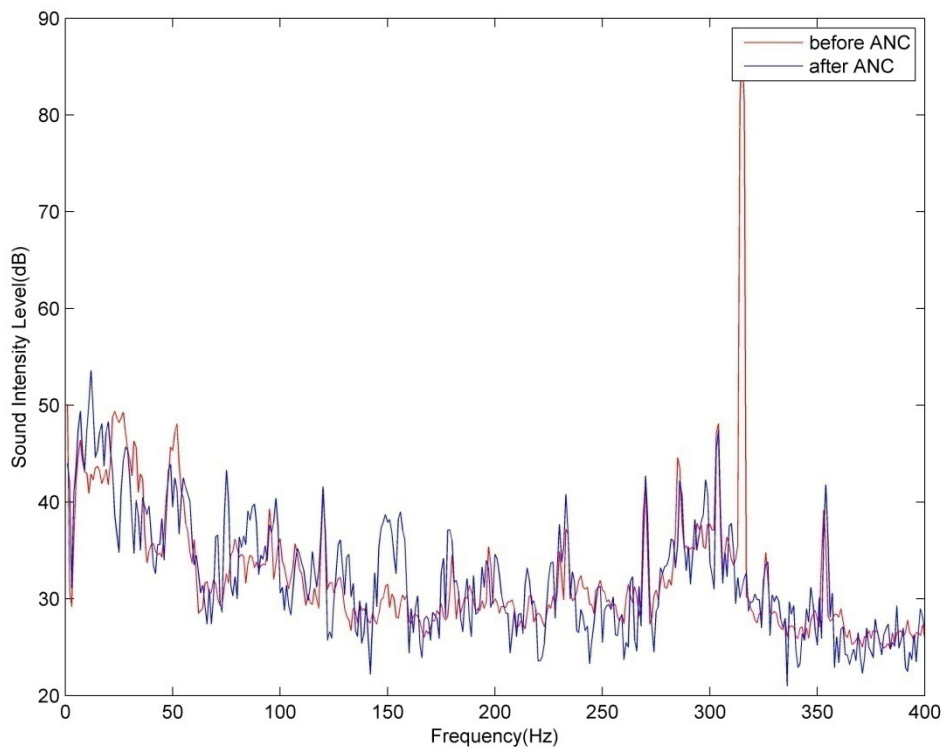


圖 6.16 揚聲器單頻率 315Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 315Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定

資料如下：

第一聲源：315Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=87.2dB,after=58.5dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 315Hz 之噪音訊號，具 56.1dB

降噪能力。

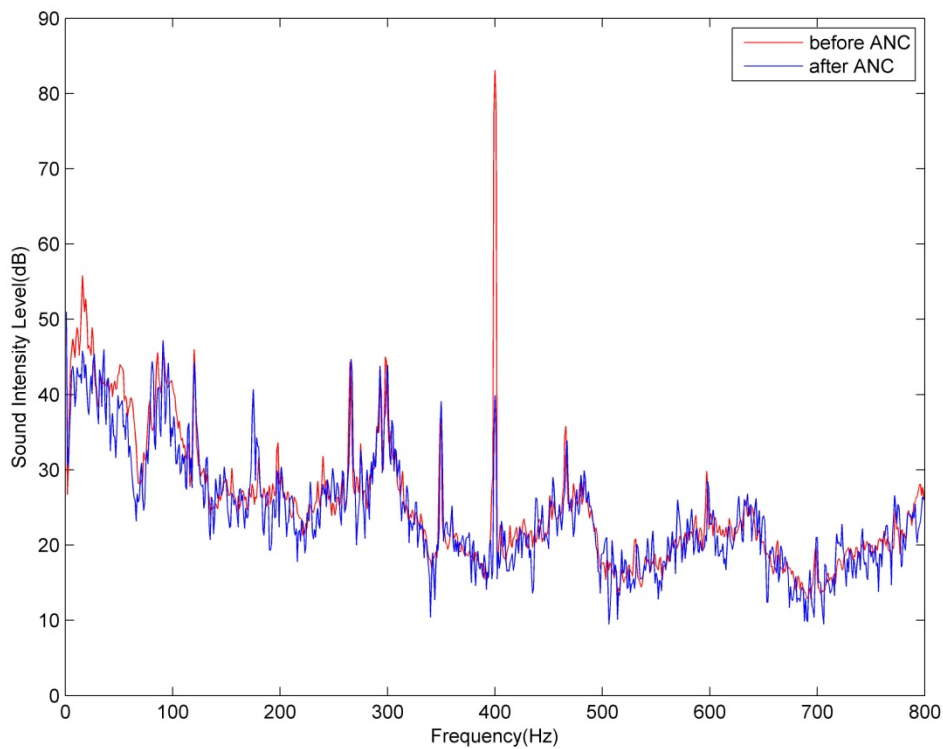


圖 6.17 揚聲器單頻率 400Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 400Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定

資料如下：

第一聲源：400Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=88.3dB,after=63.7dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 400Hz 之噪音訊號，具 43.2dB

降噪能力。

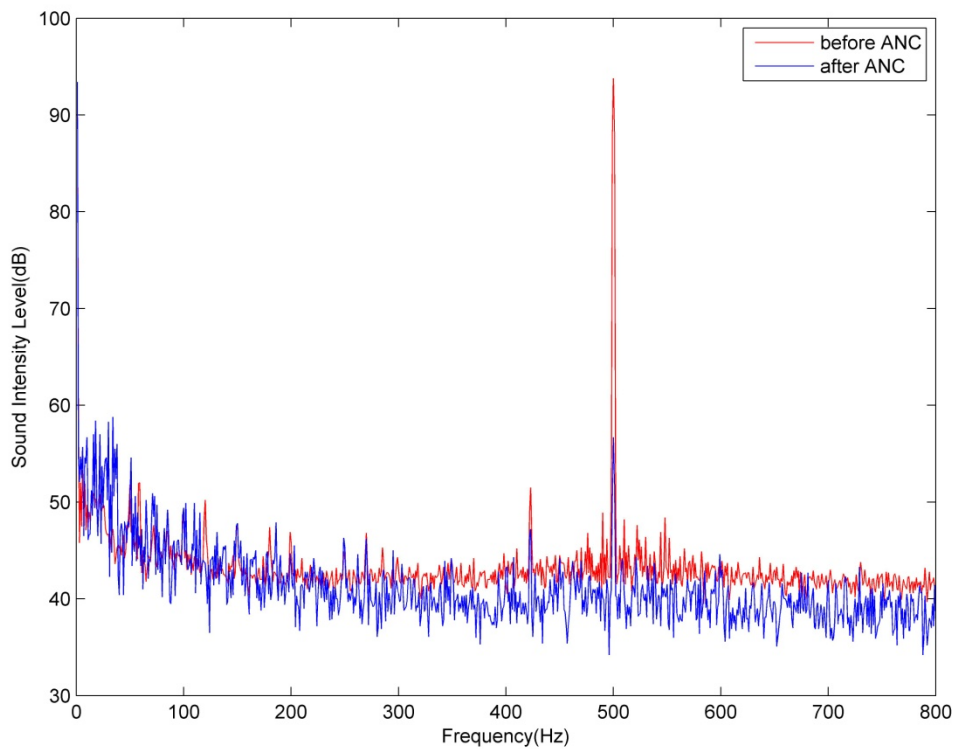


圖 6.18 揚聲器單頻率 500Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 500Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定

資料如下：

第一聲源：500Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=90.7dB,after=63.2dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 500Hz 之噪音訊號，具 31.7dB

降噪能力。

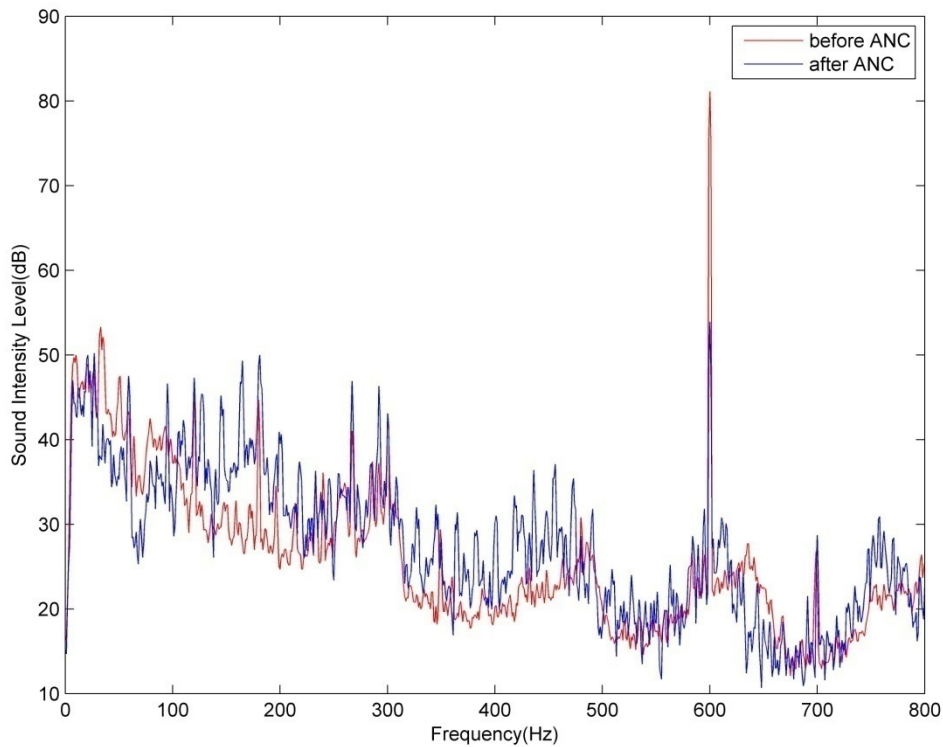


圖 6.19 揚聲器單頻率 600Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 600Hz 處能量下降，其他頻率稍有爬升，相關測定資料如下：

下：

第一聲源：600Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=81.2dB,after=64.7dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 600Hz 之噪音訊號，具 27.2dB

降噪能力，雖其他頻率稍加爬升，但整體效能尤佳。

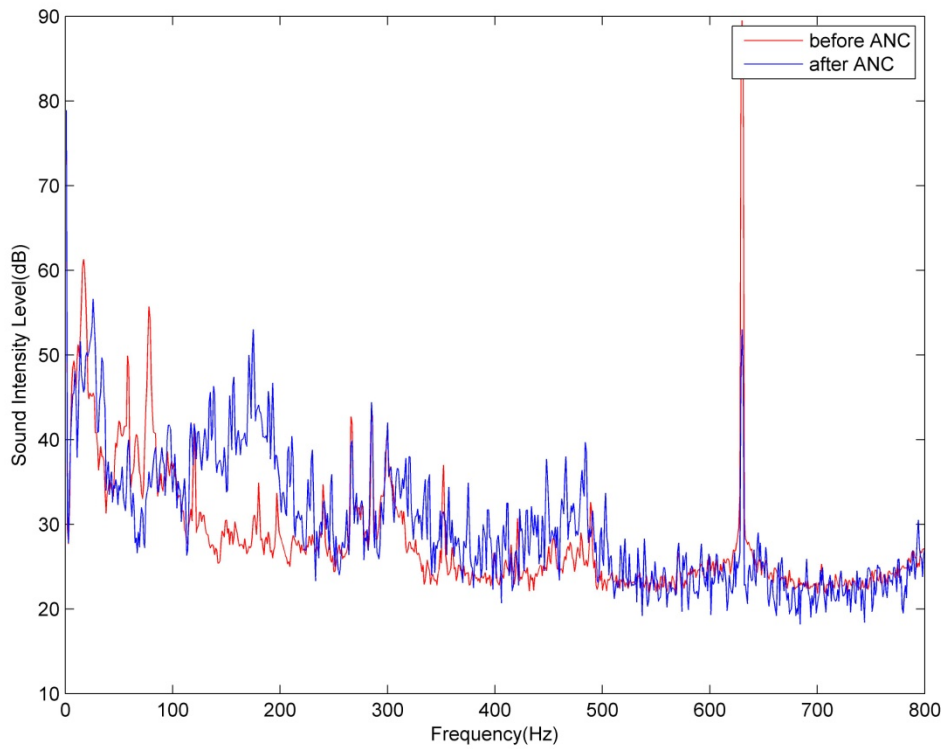


圖 6.20 揚聲器單頻率 630Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 630Hz 處能量下降，相關測定資料如下：

第一聲源：630Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：All Pass:before=89.1dB,after=62.5dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 630Hz 之噪音訊號，具 36.5dB 降噪能力。

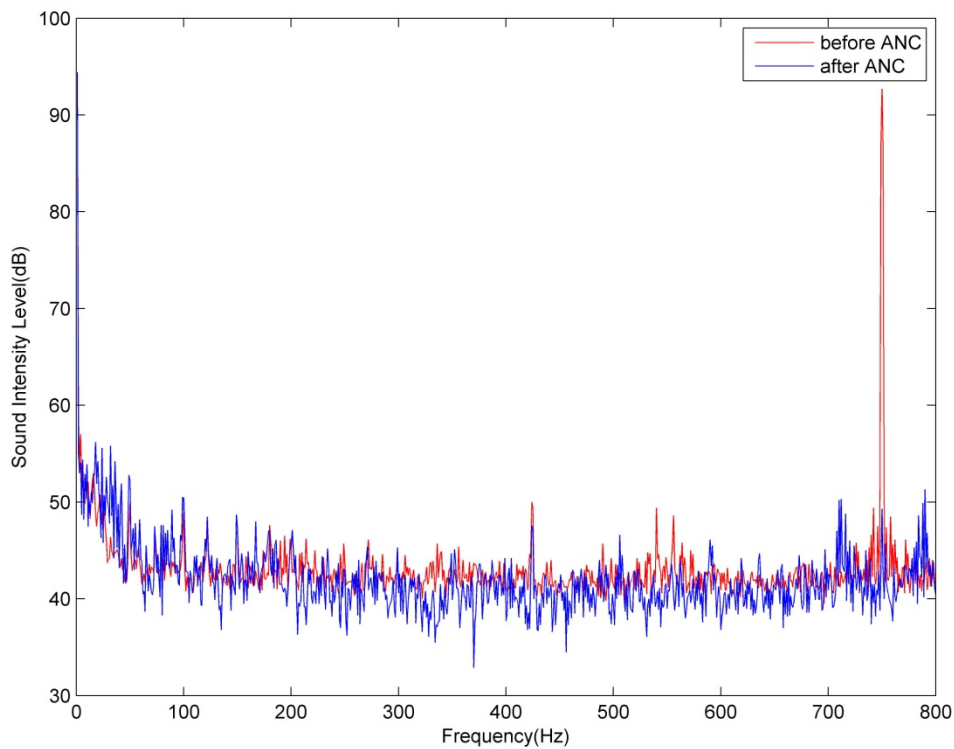


圖 6.21 揚聲器單頻率 750Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 750Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，參數如下。

第一聲源：750Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=89.7dB,after=64.6dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 750Hz 之噪音訊號，具 43.4dB

降噪能力。

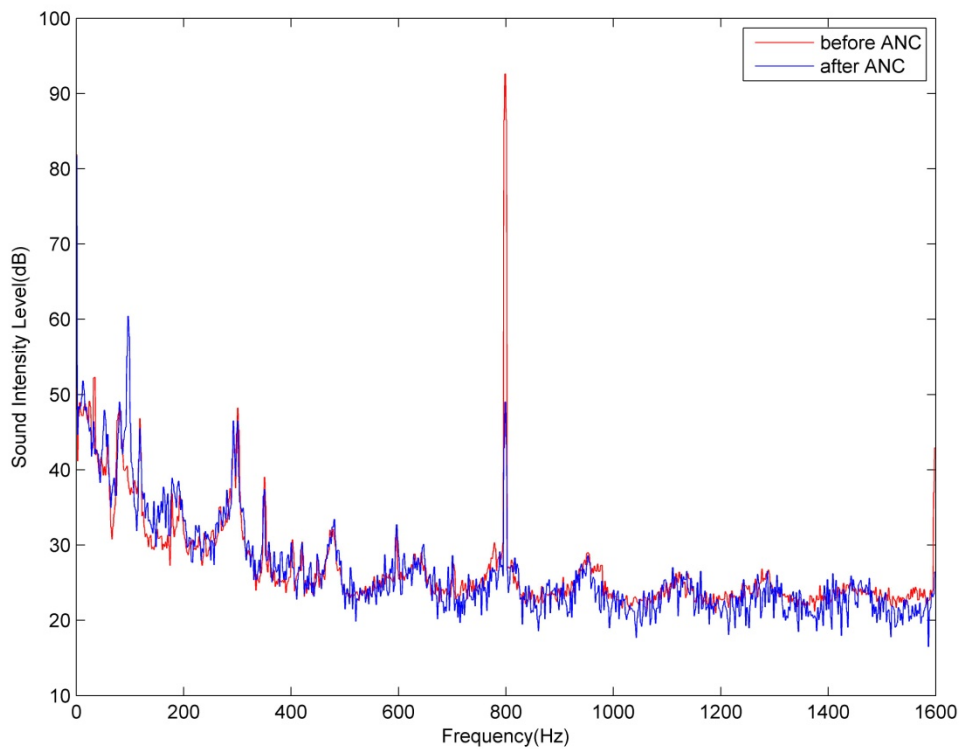


圖 6.22 揚聲器單頻率 800Hz 控制前後之聲壓頻譜圖

於 800Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定

資料如下：

第一聲源：800Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：before=93.5dB,after=61.3dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動後，對 800Hz 之噪音訊號，具 43.6dB

降噪能力。

此節係討論第二聲源，是否會因揚聲器加裝共振腔，而影響其降噪性能。據此，針對主要聲源發出 200Hz、250Hz、300Hz、315Hz、400Hz、500Hz、600Hz、630Hz、750Hz、800Hz 訊號時，測試其降噪能力。

實驗結果，如表 6.1 所示。與原始管道之聲壓頻譜比較後，如圖 6.13 至圖 6.22 所示。上述頻率訊號之測試，在管道下游的殘留聲壓位準(Sound Pressure Level)，皆能達到 30~55dB 的衰減，具有不錯的表現。

值得注意的是當主要聲源發出以 158Hz 訊號時，而第二聲源發出 158Hz 之反相波時，由於其同於共振腔之共振頻率，此時第二聲源的訊號會快速發散，至無法發揮有效的降噪效能。

表 6.1 列出每一頻率降噪的效能與總音壓(All-pass)衰減。

|                 |      |      |      |      |      |
|-----------------|------|------|------|------|------|
| 頻率(Hz)          | 200  | 250  | 300  | 315  | 400  |
| 降噪前(dB)         | 86.6 | 88.5 | 94.6 | 87.2 | 83.1 |
| 降噪後(dB)         | 40.1 | 41.8 | 43.3 | 31.1 | 39.9 |
| 降噪效能(dB)        | 46.5 | 46.7 | 51.3 | 56.1 | 43.2 |
| All-pass 衰減(dB) | 26.3 | 26.3 | 34.4 | 28.7 | 24.6 |

|                 |      |      |      |      |      |
|-----------------|------|------|------|------|------|
| 頻率(Hz)          | 500  | 600  | 630  | 750  | 800  |
| 降噪前(dB)         | 93.8 | 81.1 | 89.5 | 92.7 | 92.6 |
| 降噪後(dB)         | 62.1 | 53.9 | 53   | 49.3 | 49   |
| 降噪效能(dB)        | 31.7 | 27.2 | 36.5 | 43.4 | 43.6 |
| All-pass 衰減(dB) | 27.5 | 16.5 | 26.6 | 25.1 | 32.2 |

表 6.1 組合式可控制聲源之揚聲器單頻降噪能力比較



## 6-4 組合式可控制聲源之雙頻降噪能力

相同實驗結果中，紅線為原始管道數據，藍線為安裝組合式可控制聲源之管道數據，黑線為第二聲源運作時之數據。

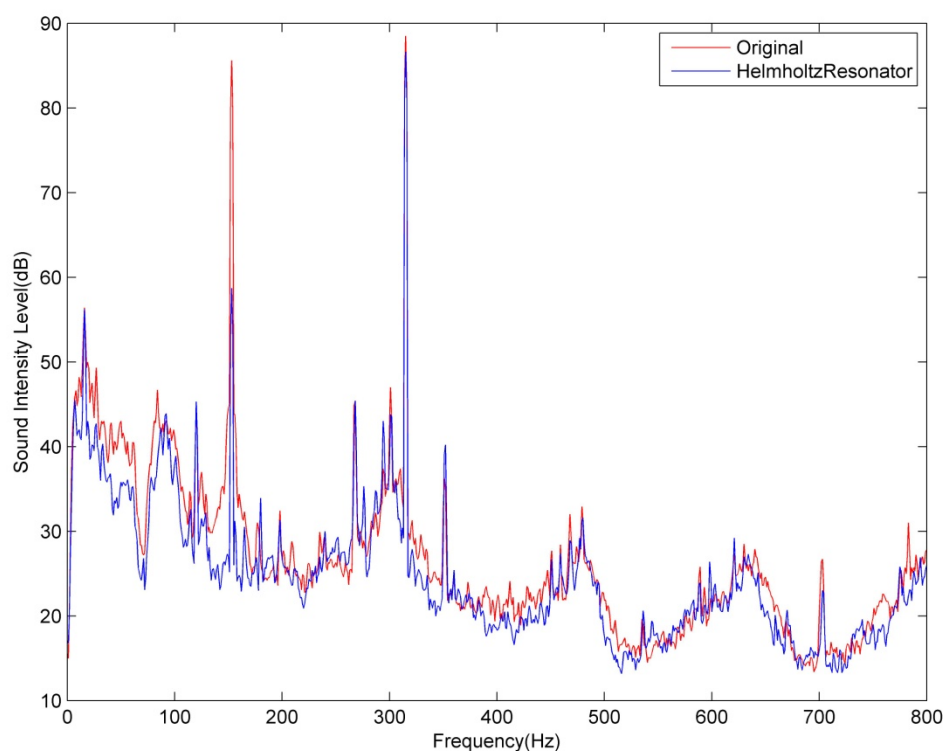


圖 6.23 雙頻 158Hz and 315Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz 處能量下降，在其他頻率則無明顯變化，相關測

定資料如下：

第一聲源：158Hz and 315Hz 正弦波

第二聲源：未作動

All Pass：原始管道音壓：94.9dB，加入共振腔管道音壓：89.8dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，共振腔對 158Hz 之噪音訊號，

具 24.5dB 降噪能力。

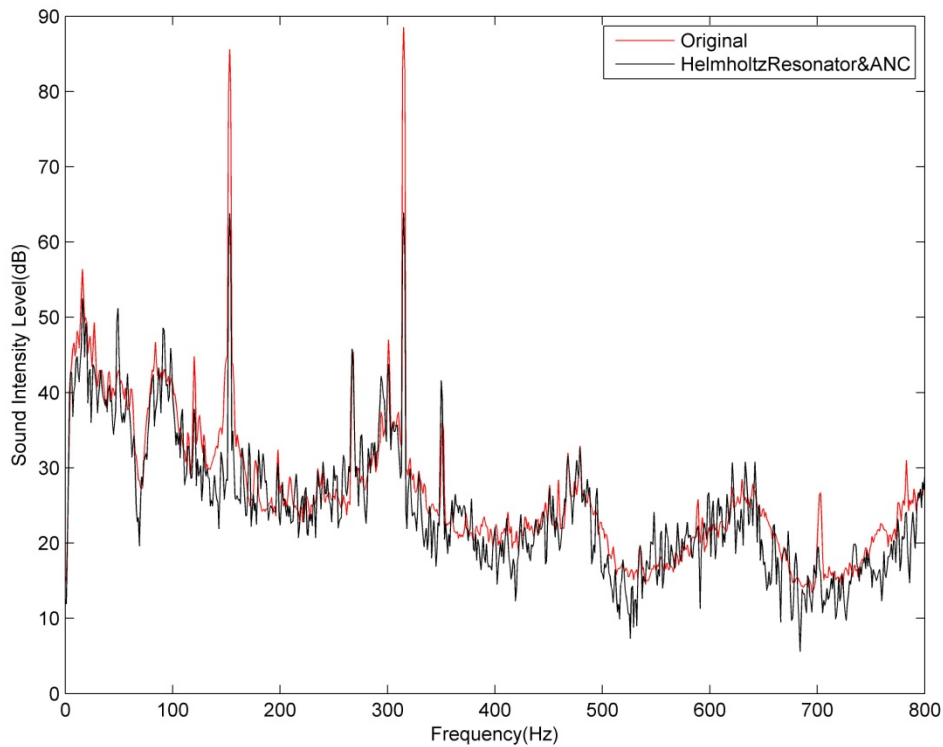


圖 6.24 雙頻 158Hz and 315Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz and 315Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，

相關測定資料如下：

第一聲源：158Hz&315Hz 正弦波

第二聲源：啟動

All Pass：原始管道音壓：94.9dB

組合式可控制音源作動後管道音壓：66.7dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 21.8dB

降噪能力，對 315Hz 之噪音訊號，具 25.5dB 降噪能力。

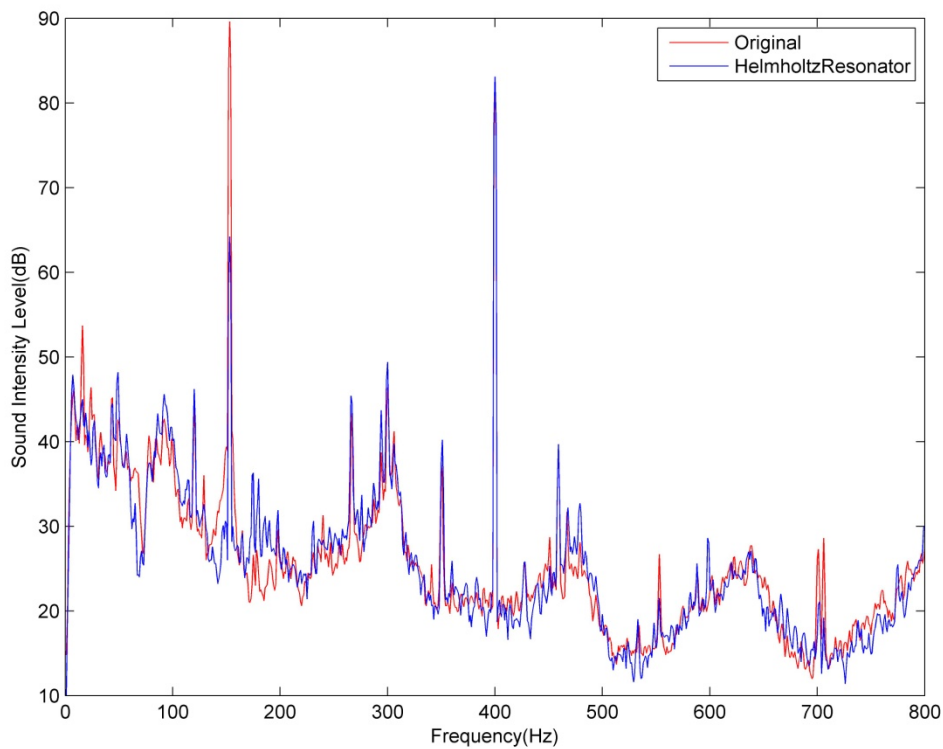


圖 6.25 雙頻 158Hz and 400Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定資

料如下：

第一聲源：158Hz and 400Hz 正弦波

第二聲源：未作動

All Pass：原始管道音壓：92.3dB，加入共振腔管道音壓：85.2dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 25.4dB

降噪能力。

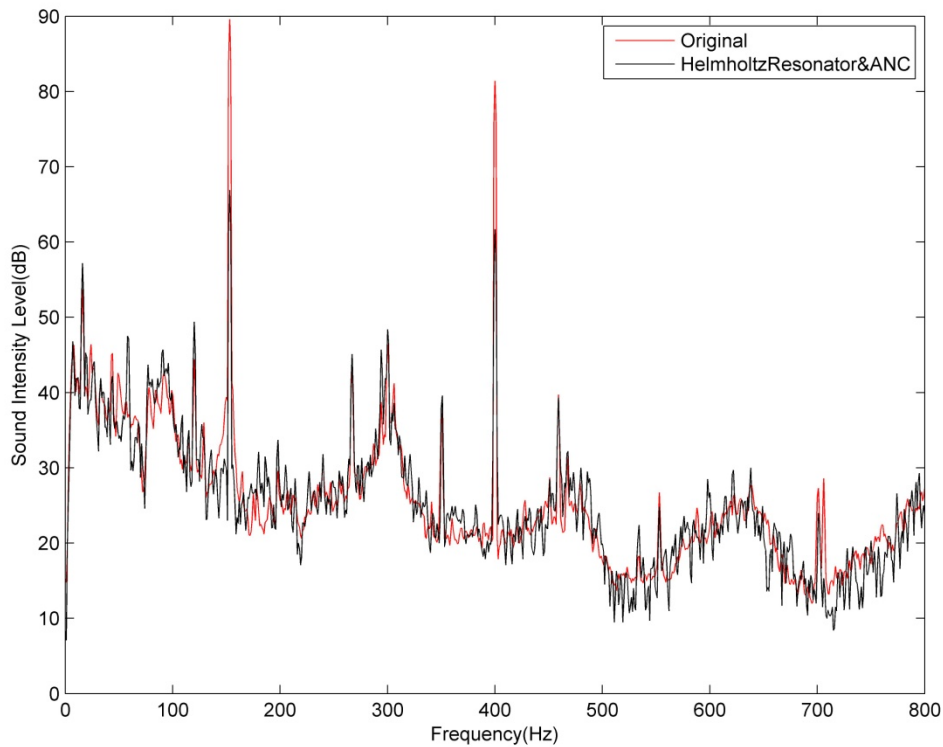


圖 6.26 雙頻 158Hz and 400Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz and 400Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，

相關測定資料如下：

第一聲源：158Hz and 400Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：原始管道音壓：92.3dB

組合式可控制音源作動後管道音壓：64.7dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 22.7dB

降噪能力，對 400Hz 之噪音訊號，具 19.7dB 降噪能力。

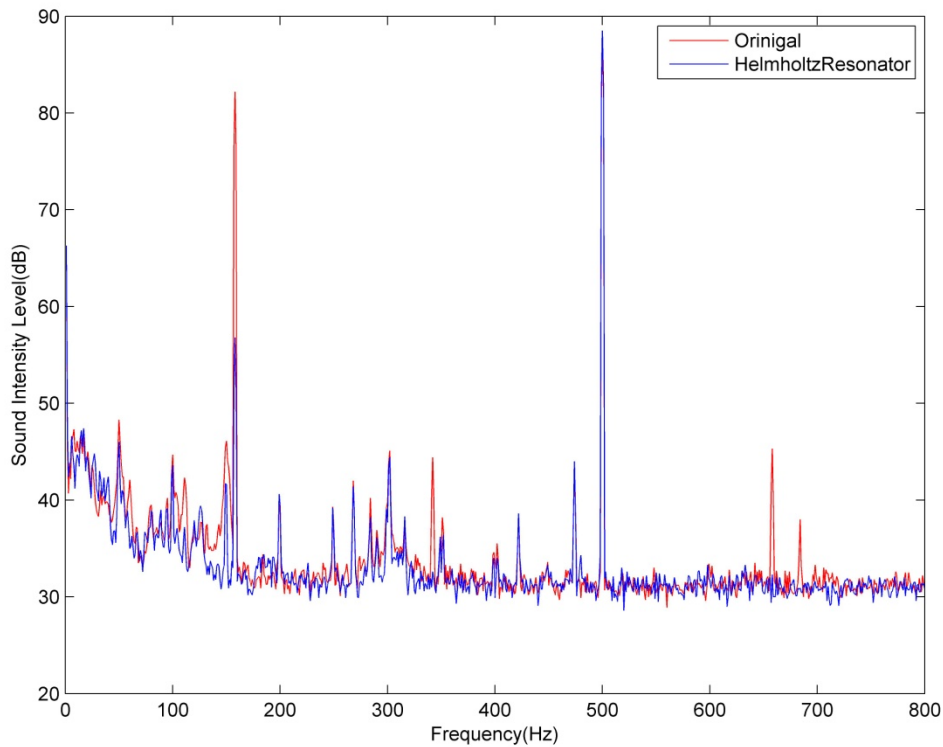


圖 6.27 雙頻 158Hz and 500Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定

資料如下：

第一聲源：158Hz and 500Hz 正弦波

第二聲源：未作動

All Pass：原始管道音壓：=91.2dB，加入共振腔管道音壓：85.9dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 24.5dB

降噪能力。

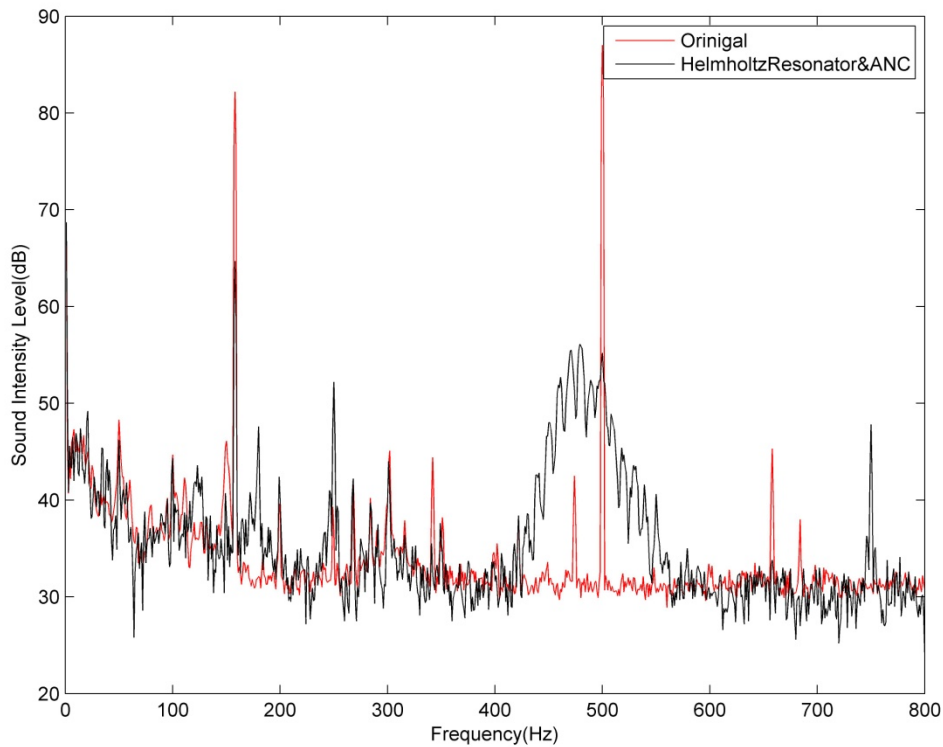


圖 6.28 雙頻 158Hz and 500Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz&500Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相

關測定資料如下：

第一聲源：158Hz and 500Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：原始管道音壓：86.3dB

組合式可控制音源作動後管道音壓：67.8dB

意義：可觀察出揚聲器聲源作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 17.7dB

降噪能力，對 500Hz 之噪音訊號，具 31.8dB 降噪能力。

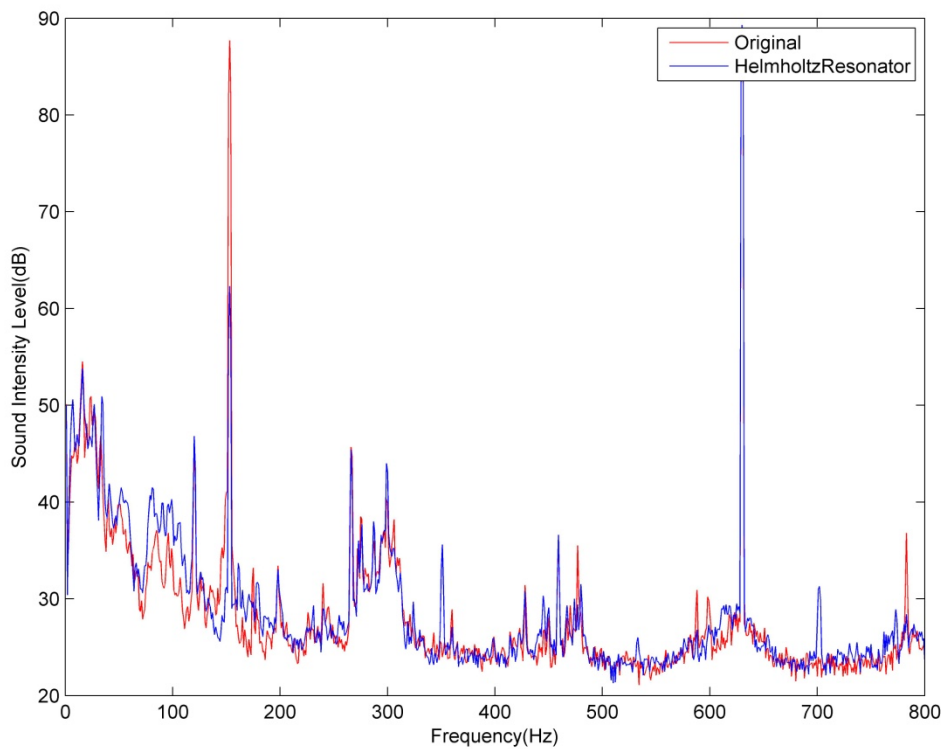


圖 6.29 雙頻 158Hz and 630Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定

資料如下。

第一聲源：158Hz and 630Hz 正弦波

第二聲源：未作動

All Pass：原始管道音壓：93.2dB，加入共振腔管道音壓：90.8dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 31.4dB

降噪能力。

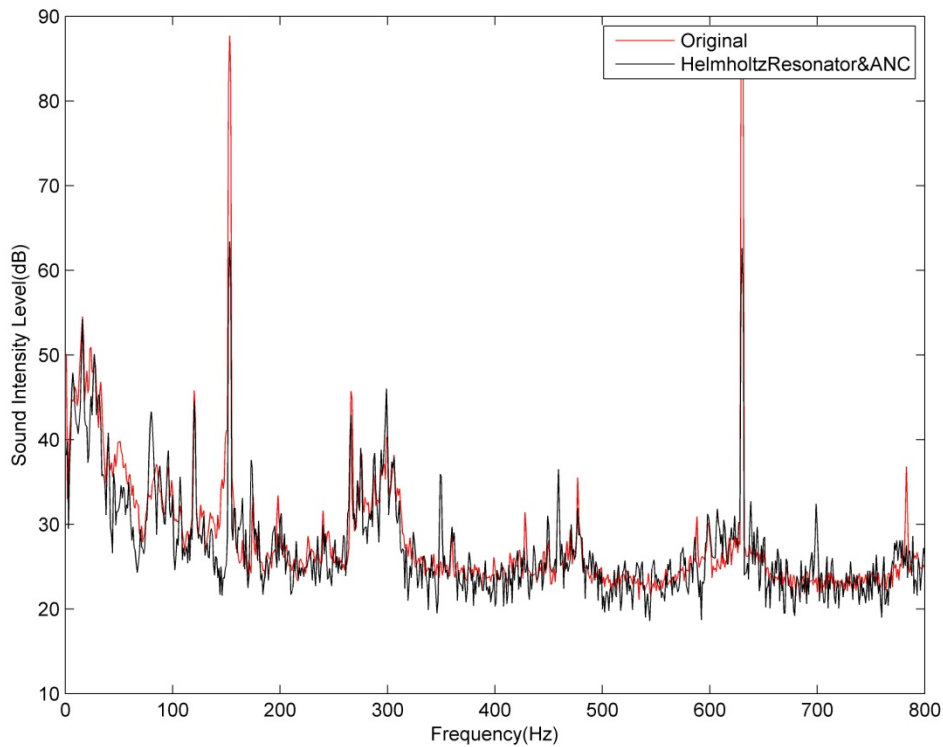


圖 6.30 雙頻 158Hz and 630Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz and 630Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，

相關測定資料如下：

第一聲源：158Hz and 800Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：原始管道音壓：93.2dB

組合式可控制音源作動後管道音壓：61.3dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 24.3dB

降噪能力，於 630Hz 之噪音訊號，具 26.2dB 降噪能力。



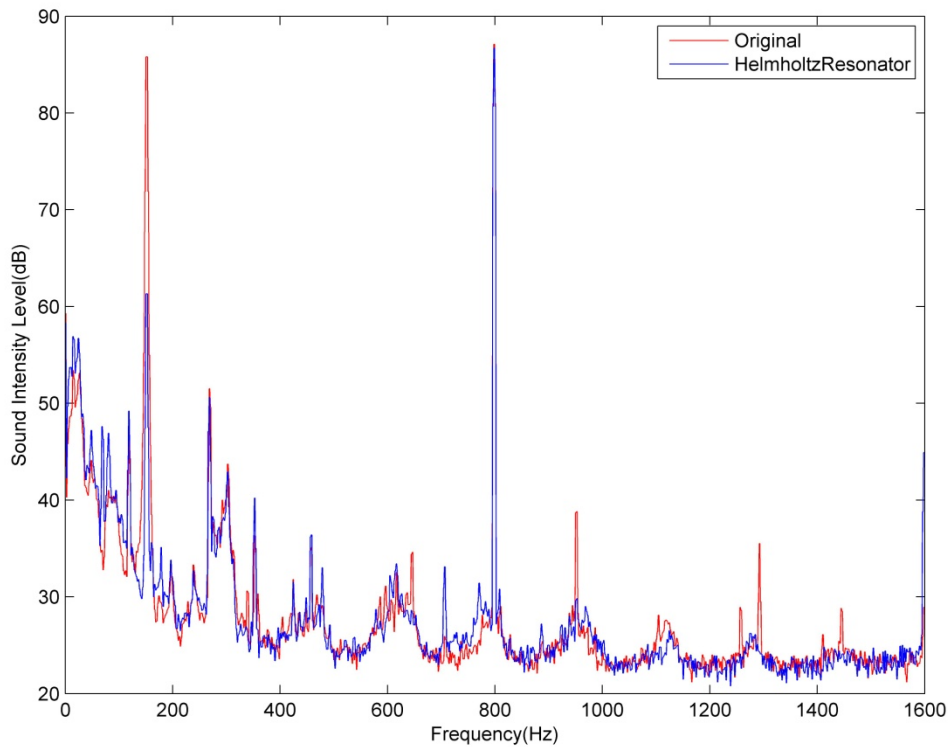


圖 6.31 雙頻 158Hz and 800Hz 共振腔前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，相關測定資

料如下：

第一聲源：158Hz and 800Hz 正弦波

第二聲源：未作動

All Pass：原始管道音壓：91.2dB，加入共振腔管道音壓：85.9dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 24.5dB

降噪能力。

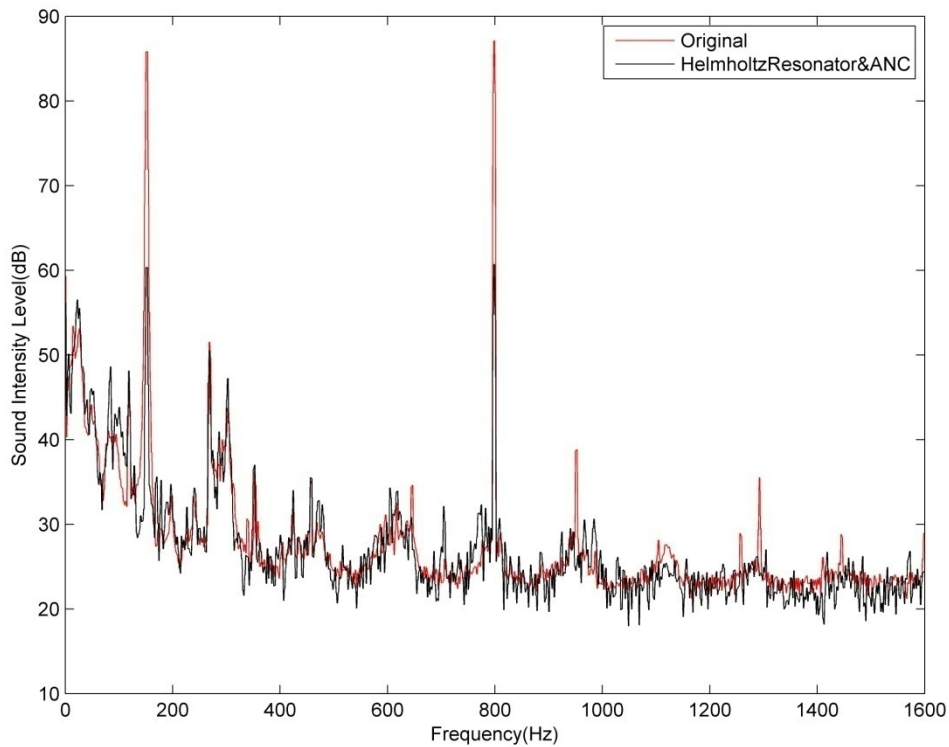


圖 6.32 雙頻 158Hz and 800Hz 裝置作動前後之聲壓頻譜圖

於 158Hz and 800Hz 處能量下降，其他頻率則無明顯變化，

相關測定資料如下：

第一聲源：158Hz and 800Hz 正弦波

第二聲源：作動

All Pass：原始管道音壓：91.2dB

組合式可控制音源作動後管道音壓：64.6dB

意義：可觀察出揚聲器聲源未作動時，對 158Hz 之噪音訊號，具 25.5dB

降噪能力，對 800Hz 之噪音訊號，具 26.4dB 降噪能力。

此節係討論組合式可控制聲源作動後，是否影響共振腔於其共振頻率之降噪能力。首先在組合式可控制聲源輸出處，以帶頻濾波器將低頻訊號過濾，使第二聲源不發出影響共振腔共振頻率之訊號。利用濾波器的選擇性，主要聲源發出之訊號選擇 158Hz and 315Hz、158Hz and 400Hz、158Hz and 500Hz、158Hz and 630Hz、158Hz and 800Hz 等雙頻訊號，測試二種控制方法結合後的降噪能力。實驗結果，如表 6.2 與表 6.3 所示。與原始管道比較後如圖 6.23 至圖 6.32 所示。在上述頻率測試，在管道下游的殘留聲壓位準(Sound Pressure Level)，共振腔消音皆達到 25dB 的衰減，效果不會受揚聲器發聲影響；而揚聲器消音達到 25~35dB 的衰減。值得注意的是共振腔消音並不受揚聲器影響，而揚聲器消音會因為濾波器能力影響，致效率減低。

| 頻率(Hz)              | 158  |      |      |      |      |
|---------------------|------|------|------|------|------|
| 揚聲器聲源未作動共振腔降噪效能(dB) | 24.5 | 25.4 | 24.5 | 31.4 | 24.5 |
| 揚聲器聲源作動後共振腔降噪效能(dB) | 21.8 | 22.7 | 17.7 | 24.3 | 25.5 |

表 6.2 裝置作動前後共振腔降噪效能比較

| 頻率(Hz)              | 315  | 400  | 500  | 630  | 800  |
|---------------------|------|------|------|------|------|
| 揚聲器聲源作動後揚聲器降噪效能(dB) | 25.5 | 19.7 | 31.8 | 31.4 | 26.4 |
| AllPass 衰減(dB)      | 28.2 | 27.6 | 18.5 | 31.9 | 26.6 |

表 6.3 揚聲器聲源作動後揚聲器降噪效能與 AllPass(總音壓)衰減

## 第七章 結論

本論文分別採用 Helmholtz Resonator 與揚聲器做適應性控制消除噪音之試驗，再結合兩項裝置討論其結合後的消音性能，利用兩種控制技術之結合，對管道內之聲音傳輸進行干涉消音處理。根據實驗結果，可以得到以下之結論：

- (1) 對於共振腔之消音能力在共振頻率附近，其降噪能力可達 50Hz 之頻寬，且音壓位準衰減可達約 30dB，如 6-1 節與 6-2 節所示。
- (2) 結合之後裝置(於 6-2 節所示)，共振腔之降噪表現，不因腔體內安置揚聲器，而造成影響。
- (3) 結合後裝置(於 6-3 節所示)，針對單一頻率之主要噪音源，可降低 30dB 以上之音壓位準衰減量，參數調整至最佳時甚至可達 50dB 之音壓位準衰減，但在共振頻率時系統輸出會發散，造成反效果。
- (4) 對於組合式可控制音源之揚聲器作動後，共振腔消音表現下降約 3dB(於表 6.2)。
- (5) 組合式可控制音源之揚聲器作動後，由於帶通濾波器之濾波效果不佳而導致揚聲器消音效能減弱。

在現實的生活上，以隨機寬頻之噪音較普遍，此方式可以輔助適應性控制在較低頻、較寬頻之降噪。

針對利用主動控制消音之未來展望，以及本論文架構中的改進方向，可歸納出下列之建議：

- (1) 在現實的生活上，以隨機寬頻之噪音較普遍，有效解決辦法則需將誤差路徑與回授聲場的轉移函數作線上的即時估測，如此才能真正達到適應性控制的要求。
- (2) 針對微處理器處理速度方面的問題，若要解決隨機寬頻之噪音，勢必要大幅增加數位濾波器係數之階數，其對微處理機的運算絕對會造成相當大的負擔，於是數位訊號處理器(DSP)的應用與大型積體電路的合成，將是未來處理即時性控制問題的重要課題。
- (3) 高頻率的訊號較低頻率訊號複雜許多，這是由於高頻率的訊號有較使得控制不易，利用主動與被動式控制的結合，以突破主動控制只針對低頻率聲音控制的限制。
- (4) 帶通濾波器之濾波效果不佳而導致揚聲器消音效能減弱之問題，可嘗試於訊號處理之方式過濾共振頻帶訊號，相信可提升消音性能。

## 參考文獻

1. Lueg, P. 1936. “Process Of Silencing Sound Oscillations.” U.S. Patent No. 2043416 .
2. Burgess ,C. 1981. “Active Adaptive Sound Control in a duct : A Comupter Simulation” , J. Acoustic. Soc. Am. 70, pp.715-726,
3. Ross ,F. 1982. “An Algorithm For Designning A Broadband Active Sound Control System ”, J. Sound & Vib. 80(3), pp. 373-380.
4. Elliott,S. J. Stothers ,I. M. and Nelson,P. A. 1987. “A Multiple Error LMS Algorithm And Its Application To The Active Control Of Sound And Vibration”, Ieee Transaction On Acoustics, Speech, And Signal Processing, 35(10), pp. 1423-1434.
5. Bao,C. Sas ,P. and Brussel,H. Van. 1993. “ Adapative Active Control Of Noise In 3-D Reverberant Enclosures ”, J. Sound & Vib. 161(3), pp. 501-514.
6. Sommerfeldt, S. D. Parkins, J. W. and Park,Y. C. 1995. “ Global Active Noise Control In Rectangular Enclosures ”, Proceeding Of Active 95, pp. 477-488.
7. Houston,B. H. Marcus ,M. H. and Bucaro,J. A. 1995. “Mechanism Based Control Of Aircraft Interior Noise ”, Proceeding Of Active 95, pp. 583-594.
8. Warnwe ,J. V. and Rubenstein,S. P. 1995. “ Application Of Active Sound Control In An Off-Road Vechicle Cab ”, Proceeding Of Active 95, pp. 767-778.
9. Bremigan,C. D. Eriksson,L. J. Eppli ,R. J. and Stroup,E. S. 1995. “ Future Of Active Sound And Vibration Control In Vechile ”, Proceeding Of Active 95, pp. 791-802.
10. Morse ,P. M. and Ingard,K. U. 1968 . “ Theoretival Acoustics ”, McGraw-Hill.

11. Snyder ,S. D. and Hansen,C. H. 1989. “ Active Noise Control In Ducts : Some Physical Insights ”, J.Acoust. Soc. Amer. 86(1).
12. Stanley,William D. Dougnerty, Gary R. Ray 1991. “ Digital Signal Processing ”, Prentice Hall Internation Editions.
13. Kuo,Benjamin C. 1962. ” Automatic Control Systems ”, Prentice Hall.
14. Widrow ,B. and Stearns,S. D. 1985. “ Adaptive Signal Processing ”, Prentice Hall.
15. Nelson ,P. A. and Elliott,S. J. 1992. “ Active Control Of Sound ”, Academic Press.
16. Cowan ,C. F. N. and Grant, P. M. 1985. “ Adapative Filters ”, Prentice Hall.
17. Haykin,S. 1991 .“ Adapative Filter Theory” , Prentice Hall.
18. Nelson,P.A.andElliott,S. J. 1992 .“Active Control Of Sound” Academic Press. New York.
19. Morse,P.M.andIngard,K.U.1968.“TheoreticalAcoustic” McGraw-Hill.New York.
20. 劉雲輝，民國 85 年，圓形管道聲場之適應性主動控制研究，國立台灣大學造船工程學系，博士學位論文。
21. Kinsler,L.E. Frey,A.R. Coppens,A.B. and Sanders, J. V. John Wiley & Sons, 2000 “Fundamentals of Acoustics”,pp. 284-286