

國立交通大學

電子物理學系

碩士論文

微型高溫超導微波濾波器之設計與製作

**Design and Fabrication of Miniaturized HTS
Microwave Filter Using Various Types of Microstrip
Resonators**



研究生：劉弛翊

指導教授：郭義雄 教授

吳光雄 教授

中華民國九十五年六月

微型高溫超導微波濾波器之設計與製作
**Design and Fabrication of Miniaturized HTS
Microwave Filter Using Various Types of Microstrip
Resonators**

研究生：劉弛翊

Student : Chih-Yi Liu

指導教授：郭義雄 教授

Advisor : Yih-Shun Gou

吳光雄 教授

Advisor : Kaung-Hsiung Wu



A Thesis
Submitted to Department of Electrophysics
College of Science
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
In
Electrophysics

June 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年六月

微型高溫超導微波濾波器 之設計與製作

學生：劉弛翊

指導教授：郭義雄 教授

吳光雄 教授

國立交通大學電子物理學系碩士班

摘要



本論文主要之目的，是利用三種不同類型的共振腔，以交錯耦合型帶通濾波器的設計架構，去設計中心頻率為 1.8GHz的高溫超導濾波器。目前已將中心頻率為 1.8GHz的帶通濾波器製造在 $1 \times 1 \text{cm}^2$ 的鋁酸釶 (LaAlO_3) 基板上。由量測結果顯示，此元件具有低插入損耗、高反射損耗及窄頻帶邊緣陡峭的優勢，有應用在無限通訊工業的潛力。

Design and Fabrication of Miniaturized HTS Microwave Filter Using Various Types of Microstrip Resonators

Student : Chih-Yi Liu

Advisor : Prof. Yih-Shun Gou

Prof. Kaung-Hsiung Wu

Department of Electrophysics

National Chiao Tung University



Abstract

In this thesis , three kinds of resonances are used to design cross-coupled high-temperature superconducting (HTS) microstrip bandpass filters with center frequency 1.8GHz. A HTS microstrip filter have been fabricated on $1\times 1\text{cm}^2$ LaAlO_3 substrate. From the measurement results , the advantage of low insertion loss , high return loss and sharp narrowband edge skirts are attractive candidates for wireless communication Industry.

誌謝

在固態實驗室兩年的時光裡，首先感謝指導教授吳光雄老師兩年的辛勤指導，訓練我並讓我有獨自解決問題的能力。感謝郭義雄老師兩年的教誨，時時關心我並指導我許多基本物理觀念。感謝莊振益老師、溫增明老師、林俊源老師以及郭仁財老師的指導，讓我獲益匪淺。

感謝實驗室裡的學長、同學與學弟，首先要感謝林東漢學長，鉅細靡遺的指導我進行鍍膜、微影蝕刻、以及微波量測，讓我在實驗方面能夠駕輕就熟。感謝鄭慧愷學長，指導我許多實驗技巧和微波原理。感謝謝志昌學長、張維仁學長、賴良星學長與鄭燦耀學長，提供我許多實驗經驗以及幫助我解決實驗問題。感謝同期的伯宗、明炎、訓全、正馨、家鑑、文元以及於聰，與你們一同打拼，讓我在研究生活中不孤單。感謝明道學弟提供我薄膜量測的數據。

感謝電信所的邱逸群學長和從大學時代就幫我很多忙的郭信宜同學，教導我微波濾波器的設計原理。感謝大葉大學的王立民老師與陳立訓同學，能夠讓我使用網路分析儀進行量測，特別是陳同學，每次都協助我量測到早上，實在太感謝了！感謝中山科學研究院的黃銅武博士與何焱騰學長，在我實驗遭遇到瓶頸時能夠幫助我突破，特別是提供我兩吋的 YBCO 薄膜，讓我的研究能夠更完備。

最後感謝所有幫助過我的人，謝謝你們讓我能夠順利完成學業。

目錄

中文摘要	I
英文摘要	II
致謝	III
目錄	IV
圖目錄	V
表目錄	VII
第一章 緒論	1
1.1 高溫超導體的發展	1
1.2 研究動機與目標	1
1.3 章節概要	2
第二章 理論分析	4
2.1 散射參數(S-parameter)	4
2.2 奇偶模對稱分析	7
2.3 阻抗與導納反轉子(J/K inverters)	9
2.4 步階組抗共振腔之分析	11
2.5 共振腔結構	13
2.6 基本耦合結構	15
2.6.1 電耦合	17
2.6.2 磁耦合	18
2.6.3 混合型耦合	20
第三章 濾波器設計	25
3.1 濾波器設計流程	25
3.2 濾波器規格	26
3.3 共振腔尺寸之設計	31
3.4 共振腔間距	33
3.5 選擇饋入點	36
3.6 電腦模擬並最佳化	37
第四章 實驗裝置及步驟	44
4.1 電腦模擬	44
4.2 薄膜製備	48
4.3 電阻-溫度(R-T)量測系統	53
4.4 X-ray 繞射儀	56
4.5 黃光微影蝕刻	57
4.6 微波量測	59
第五章 實驗結果與討論	61
5.1 高溫超導薄膜特性量測與分析	61

5.2 高溫超導濾波器量測結果	65
5.3 具有金接點高溫超導濾波器量測結果	72
第六章 結論及未來展望	79
6.1 結論	79
6.2 未來展望	80
參考文獻	81

圖目錄

圖 2.1 雙埠網路及其電壓波與電流波	5
圖 2.2 對稱的雙埠網路其(a)偶模激發(b)奇模激發	7
圖 2.3 (a)阻抗與導納反轉子的操作方式	10
(a)用 J 反轉子將串聯阻阮等效為並聯導納	10
(b)用 K 反轉子將並聯導納等效為串聯阻抗	10
圖 2.4 步階阻抗共振腔(a)四分之一波長型(b)半波長型	11
圖 2.5 L_n 與 Θ_1 的關係圖	13
圖 2.6 共振頻率 f_0 共振腔微小化的過程，(a)微帶線共振腔	15
(b)步階阻抗共振腔，阻抗比值 $R(R < 1)$	15
(c)步階阻抗共振腔加上並聯殘段	15
(d)步階阻抗共振腔，阻抗比值 $R'(R' < R)$	15
(e)密集化共振腔(A type)	15
(f)密集化共振腔(D type)	15
(g)具耦合線之內折式微小化髮夾型共振腔	15
圖 2.7 交錯耦合型濾波器的 2×2 排列結構，基板介電常數 ϵ_r 和厚度	16
圖 2.8 (a)電耦合共振腔結構	22
(b)電耦合共振腔等效電路	22
(c)利用導納轉換子 $J = \omega C_m$ 轉換的電耦合等效電路	22
圖 2.9 (a)磁耦合共振腔結構	23
(b)磁耦合共振腔等效電路	23
(c)利用阻抗轉換子 $K = \omega L_m$ 轉換的磁耦合等效電路	23
圖 2.10 (a)混合型耦合共振腔結構	24
(b)混合型耦合共振腔等效電路	24
(c)磁耦合和電耦合的混合型耦合等效電路	24
圖 3.1 濾波器的設計流程圖	26
圖 3.2 Chebyshev 與準橢圓濾波器之頻率響應比較圖	28
圖 3.3 四階帶通濾波器基本耦合結構圖	28
圖 3.4 四階交錯耦合型濾波器的低通原型電路	29
圖 3.5 單一共振腔尺寸與其頻率響應圖(a)密集化共振腔(A type)	32

(b)密集化共振腔(D type).....	32
(b)具耦合線之內折式微小化髮夾型共振腔.....	32
圖 3.6 四階交錯耦合型帶通濾波器的微帶線結構圖形.....	33
圖 3.7 任意兩個共振腔在適當距離的 S_{21} 頻率響應模擬結果.....	34
圖 3.8 (a)共振腔之間的耦合量 M_{12} 與距離 D_{12} 的關係圖表.....	35
(b)共振腔之間的耦合量 M_{23} 與距離 D_{23} 的關係圖表.....	35
(c)共振腔之間的耦合量 M_{14} 與距離 D_{14} 的關係圖表.....	36
圖 3.9 輸入埠與共振腔不同間距 t 與 Q_e 的關係圖表.....	34
圖 3.10 (a)未微調的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type) 頻率響應模擬結果.....	38
(b)未微調的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type) 其圖形及尺寸.....	38
圖 3.11 (a)四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)頻率響應 模擬結果.....	40
(b)四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)其圖形及 尺寸.....	40
圖 3.12 (a)四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(D type)頻率響應 模擬結果.....	41
(b)四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(D type)其圖形及 尺寸.....	41
圖 3.13 (a)四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器頻率響應模擬結 果.....	42
(b)四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器其圖形及尺 寸.....	42
圖 4.1 (a)四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)在中心頻 率附近電流密度分佈圖.....	47
(b)四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)在中心頻 率附近電荷密度分佈圖.....	47
圖 4.2 雷射鍍膜系統示意圖.....	49
圖 4.3 四點量測法示意圖.....	54
圖 4.4 R-T 量測系統.....	54
圖 4.5 黃光微影蝕刻流程.....	57
圖 4.6 雙面鍍金之超導薄膜經黃光微影蝕刻之前後示意圖.....	59
圖 4.7 Agilent E5071B 向量網路分析儀.....	60
圖 5.1 R-T 量測結果.....	62
圖 5.2 XRD 量測結果.....	63
圖 5.3 α -step 量測結果.....	63

圖 5.4	薄膜的 AFM 影像分析	64
圖 5.5	未點銀膠的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type) 頻率響應量測結果	66
圖 5.6	四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)頻率響應量測結果	66
圖 5.7	四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(D type)頻率響應量測結果	67
圖 5.8	四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器頻率響應量測結果	67
圖 5.9	(a)實際量測結果與電腦模擬結果的比較(A type)	68
	(b)實際量測結果與電腦模擬結果的比較(D type)	68
	(c)實際量測結果與電腦模擬結果的比較(微小化髮夾型)	69
圖 5.10	探針與輸入輸出埠的接觸問題	71
圖 5.11	實際量測結果與學長量測結果的比較(微小化髮夾型)	69
圖 5.12	商購薄膜 R-T 量測結果	73
圖 5.13	商購薄膜 α -step 量測結果	73
圖 5.14	商購薄膜的 AFM 影像分析	74
圖 5.15	具有金接點的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器 (A type)頻率響應量測結果	75
圖 5.16	具有金接點的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器 (D type)頻率響應量測結果	75
圖 5.17	具有金接點的四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器頻率響應量測結果	76
圖 5.18	去掉金接點的四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器頻率響應量測結果	77

表目錄

表 3.1	準橢圓函數低通濾波器原型元件近似值(N=4 ; $RL=-20\text{dB}$)	30
表 5.1	不同類型濾波器之電腦模擬與實際量測數據	69
表 5.2	四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾器各個量測結果參數的比較	78

第一章 緒論

1.1 高溫超導體的發展

人類首次發現超導體，是於1911年荷蘭實驗物理學家H.K. Onnes將水銀泡在液態氦中，他發現水銀在4.2k左右電阻值突然變成零，因此稱電阻值為零的水銀為「超導體」。到了1987年，朱經武與吳茂昆的研究小組首先證實 $YBa_2Cu_3O_{7-x}$ 臨界溫度在90k以上，這個發現不僅是提高了超導體的臨界溫度，更重要的意義在於可以在液態氦溫度應用，因此我們將臨界溫度高於液態氦溫度的超導體稱為高溫超導體 (High Temperature Superconductor, HTS)，高溫超導體的問世，更提高了超導體的實用性與範圍。現今，高溫超導體發展迅速，已經走出了實驗室，進入實際應用階段，如：磁共振成像器、超導磁懸浮列車、超導變壓器、超導線材，超導濾波器....等皆已經有商業化的產品。未來的電子工業、生醫檢測、無線通信產業、電力能源工業、高速大眾捷運系統、航太產業及國防應用....等面臨到的問題，超導應用技術將會是解決方案的重要選項之一。

1.2 研究動機與目標

近年來，隨著無線通訊的蓬勃發展，利用超導技術改善通訊品質開始備受重視，由於高溫超導薄膜材料在微波頻段的表面電阻比普

通金屬低兩個數量級以上，因此可以設計更密集的微小化共振腔合成濾波器，以縮小元件的尺寸使之益於整合積體化，而且濾波器具有極低的插入損耗、頻寬窄、通帶邊緣陡峭等近於理想的濾波性能[1]-[4]。將高溫超導濾波器用於基地台前端的射頻濾波器上，其覆蓋面積與同時間的使用量是一般基地台的兩倍，並且還有提高抗干擾能力、改善通話品質及降低手機發射功率等優勢[5]。

本實驗室已在 $1\text{cm}\times 1\text{cm}$ 的鋁酸鐳 (LaAlO_3) 基板上製備出具有插入損耗低、頻寬窄、體積小、通帶邊緣陡峭及帶外抑制好的 1.8GHz 的微小型高溫超導帶通濾波器[6]-[8]，但可惜反射損耗不夠高，使得通帶訊號平整度不夠，因此離商業化的目標還有一段距離。所以本篇論文要利用 M.G. Banciu 提出的密集化微小型共振腔[9]與微小化髮夾型共振腔，以交錯耦合型微帶線帶通濾波器的設計架構來製作濾波器[10]，製備出具有低插入損耗、高於 15dB 的反射損耗、頻寬窄、通帶邊緣陡峭及體積小的高溫超導濾波器，以達到可商業化的目標。

1.3 章節概要

本論文總共分為六個章節：第一章為緒論。第二章是理論分析，在此將會介紹散射參數的定義與其物理意義、奇偶模網路分析、阻抗與導納反轉子、步階阻抗共振腔、共振腔結構、基本的耦合結構。第

三章是濾波器設計，應用第三章所敘述的理論，依照濾波器設計的流程來完成濾波元件。第四章為實驗裝置及步驟，在此將會介紹如何利用電腦來模擬濾波器元件以及實驗的儀器與設備，包括有雷射鍍膜系統、電阻-溫度量測系統、黃光微影蝕刻、微波量測步驟。第五章是實驗結果與討論，針對薄膜特性做分析以及三種類型濾波器之頻率響應的實際量測結果並做各種比較。第六章為結論及未來展望，針對本論文做個總結，並敘述未來可能的發展方向。



第二章 理論分析

本章首先介紹用來描述微波網路的散射參數，並說明其物理意義[8],[11]。接著依序說明網路的奇偶模對稱分析法[12]、JK 反轉子[11]及步階阻抗共振器[13]等基本原理解，最後再說明共振腔結構如何微小化與交錯耦合型濾波器基本的耦合結構[8],[10],[20]。

2.1 散射參數(S-parameter)

在微波頻段中，因為整個元件尺寸與電磁波的波長大小差不多，所以在元件中任意兩點的電流電壓相位與大小都可能有很大的差異，因此我們不能用分析低頻電路的方法直接用於微波電路，必須擴充我們所熟知的基本電路及網路概念，以處理微波電路分析與設計的問題。

在微波頻段量測電壓與電流，有實際上的困難，因為若是直接量測，通常量到的是往某方向的行進波或駐波大小與相位；所以在處理高頻網路時，等效電壓、等效電流、阻抗與矩陣的想法，就顯得有點抽象。在各種網路表示法中，最常使用的是與直接測量、入射、反射、及穿透波觀念比較一致的散射參數。散射參數是以歸一化的電壓波或電流波來描述網路。以一傳輸線為例， v^+ 及 i^+ 為往+z 方向的電壓波與電流波， v^- 及 i^- 表示往-z 方向的電壓波與電流波， Z_0 為傳輸線的特性阻抗。而電壓波與電流波有以下的關係：

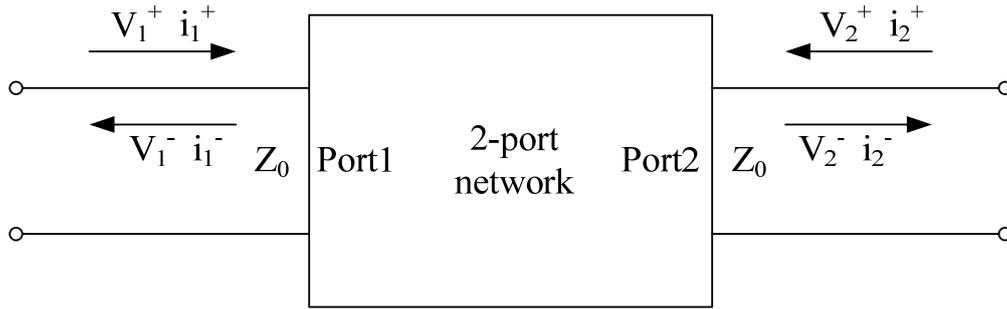


圖 2.1 雙埠網路及其電壓波與電流波。

$$V_n = v_n^+ + v_n^- \quad (2.1)$$

$$I_n = i_n^+ - i_n^- = \frac{v_n^+}{Z_0} - \frac{v_n^-}{Z_0} \quad (2.2)$$

此雙埠網路如圖 2.1，為了要讓電波振幅定義更符合物理意義的功率關係式，必須要重新定義一組電波振幅如下：

$$a_1 = \frac{v_1^+}{\sqrt{Z_{01}}} = \sqrt{Z_{01}} i_1^+ \quad (2.3)$$

$$a_2 = \frac{v_2^+}{\sqrt{Z_{02}}} = \sqrt{Z_{02}} i_2^+ \quad (2.4)$$

$$b_1 = \frac{v_1^-}{\sqrt{Z_{01}}} = \sqrt{Z_{01}} i_1^- \quad (2.5)$$

$$b_2 = \frac{v_2^-}{\sqrt{Z_{02}}} = \sqrt{Z_{02}} i_2^- \quad (2.6)$$

其中 a_n 表示第 n 埠的入射波， b_n 表示反射波，而 Z_{01} 和 Z_{02} 分別代表埠 1 和埠 2 接到外面系統的特性阻抗。 b_n 及 a_n 之間的關係即為散射參數：

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.7)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.8)$$

將上式表示成矩陣的形式：

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

[S]矩陣的任意一個元素可由下式決定：

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} = \frac{v_i^- \sqrt{Z_{0j}}}{v_j^+ \sqrt{Z_{0i}}} \quad (2.10)$$

當端埠特性阻抗相等時， S_{ij} 可由如下的方式決定：在第 j 端埠加入射波 v_j^+ ，並在第 i 端埠量測反射波，條件是除了第 j 個端埠外，其他端埠的入射波均必須設為零，也就是這些端埠的負載均需完全匹配。所以 S_{ii} 就是從第 i 個端埠看進去的反射係數，條件是其他端埠均接匹配負載； S_{ij} 就是從第 j 個端埠到第 i 個端埠的穿透係數，條件是其他端埠與負載均完全匹配。

在介紹本章節之前，首先需瞭解一些界定濾波器品質的參數定義，在插入損耗函數法(Insertion Loss Method)中，濾波器頻率響應函數的定義就是其插入損失的頻率響應，或功率損失比 P_{LR} ：

$$P_{LR} = \frac{\text{由波源可獲得的功率}}{\text{送到負載的功率}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.11)$$

這裡的 P_{LR} 就是當波源與負載均匹配時， $|S_{21}|^2$ 的倒數。以dB表示的插入損耗(IL, insertion loss)及反射損耗(RL, return loss)為：

$$IL = 10 \log |P_{LR}| = 10 \log \frac{1}{|S_{21}|^2}, \quad RL = 10 \log |S_{11}|^2 = 10 \log |1 - |S_{21}|^2| \quad (2.12)$$

通常量測被動元件的S參數，主要是關心 S_{11} 與 S_{21} 的頻率響應。就應用而言， S_{11} 要求低於-15dB為佳， S_{21} 則越大越好，理論上超導濾波器可以做到接近0dB。

2.2 奇偶模對稱分析

假如網路具對稱性，我們可以由對稱面處將此網路拆解成兩個相似的半網路，這樣有利於分析複雜的網路。當網路處於偶模態激發時，如圖 2.2(a)，輸入與輸出同相位且等電位，對稱的界面處開路，將原來雙埠網路變成兩個完全相同的單埠網路，是為偶模網路。同理，當網路處於奇模態激發時，如圖 2.2(b)，輸入與輸出反相位且等電位，對稱的界面處短路，將原來雙埠網路變成兩個完全相同的單埠網路，是為奇模網路。

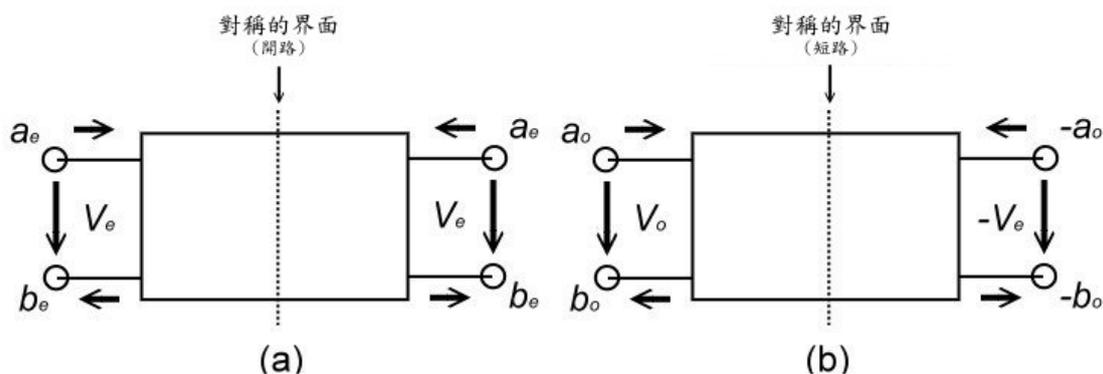


圖 2.2 對稱的雙埠網路其(a)偶模激發，和(b)奇模激發。

由於任何對稱性的雙埠網路激發後，可由激發的偶模和奇模的網路，經線性組合後獲得。因此，藉由基本的偶模和奇模網路的個別分

析後，從奇偶模的參數決定雙埠網路的所有參數，將複雜對稱的網路簡化分析。

舉例來說，單埠，奇偶模的 S 參數：

$$S_{11e} = \frac{b_e}{a_e} \quad S_{11o} = \frac{b_o}{a_o} \quad (2.13)$$

下標符號 e 和 o 分別代表偶模和奇模。就對稱網路而言，其電波傳遞之間的關係：

$$\begin{aligned} a_1 &= a_e + a_o & a_2 &= a_e - a_o \\ b_1 &= b_e + b_o & b_2 &= b_e - b_o \end{aligned} \quad (2.14)$$

令 $a_2 = 0$ ，由(2.13)和(2.14)可得：

$$\begin{aligned} a_1 &= 2a_e = 2a_o \\ b_1 &= S_{11e}a_e + S_{11o}a_o \\ b_2 &= S_{11e}a_e - S_{11o}a_o \end{aligned} \quad (2.15)$$

用(2.15)代入雙埠 S 參數的定義(2.10)：

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}) \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) \\ S_{22} &= S_{11} \\ S_{12} &= S_{21} \end{aligned} \quad (2.16)$$

由(2.16)的最後兩式，可顯而易見其對稱性。

令 Z_{ine} 和 Z_{ino} 代表單埠，偶、奇模網路的輸入阻抗。並由(2.10)、(2.1)

及(2.2)得：

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1/\sqrt{Z_{o1}} - \sqrt{Z_{o1}}I_1}{V_1/\sqrt{Z_{o1}} + \sqrt{Z_{o1}}I_1} \quad (2.17)$$

用 $Z_{in1}I_1$ 替代 V_1 ：

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{o1}}{Z_{in1} + Z_{o1}} \quad (2.18)$$

從(2.18)裡，可將(2.13)化成：

$$S_{11e} = \frac{Z_{ine} - Z_{o1}}{Z_{ine} + Z_{o1}} \quad S_{11o} = \frac{Z_{ino} - Z_{o1}}{Z_{ino} + Z_{o1}} \quad (2.19)$$

將(2.19)代入(2.16)，可獲得一些有用的公式：

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{Z_{ine}Z_{ino} - Z_{o1}^2}{(Z_{ine} + Z_{o1}) \cdot (Z_{ino} + Z_{o1})} = \frac{Y_{o1}^2 - Y_{ine}Y_{ino}}{(Y_{o1} + Y_{ine}) \cdot (Y_{o1} + Y_{ino})} \\ S_{21} = S_{12} &= \frac{Z_{ine}Z_{o1} - Z_{ino}Z_{o1}}{(Z_{ine} + Z_{o1}) \cdot (Z_{ino} + Z_{o1})} = \frac{Y_{ino}Y_{o1} - Y_{ine}Y_{o1}}{(Y_{o1} + Y_{ine}) \cdot (Y_{o1} + Y_{ino})} \end{aligned} \quad (2.20)$$

其中 $Y_{ine} = 1/Z_{ine}$ ， $Y_{ino} = 1/Z_{ino}$ 和 $Y_{o1} = 1/Z_{o1}$ 。再將阻抗及導納歸一化後，

$z = Z/Z_{o1}$ 和 $y = Y/Y_{o1}$ ，使(2.20)簡化成：

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{z_{ine}z_{ino} - 1}{(z_{ine} + 1) \cdot (z_{ino} + 1)} = \frac{1 - y_{ine}y_{ino}}{(1 + y_{ine}) \cdot (1 + y_{ino})} \\ S_{21} = S_{12} &= \frac{z_{ine} - z_{ino}}{(z_{ine} + 1) \cdot (z_{ino} + 1)} = \frac{y_{ino} - y_{ine}}{(1 + y_{ine}) \cdot (1 + y_{ino})} \end{aligned} \quad (2.21)$$

由此可知，雙埠網路的散射參數藉奇偶模態激發後，簡化成奇、偶單埠網路，透過線性組合之後獲得。

2.3 阻抗與導納反轉子(J/K inverters)

用某一種類的傳輸線完成濾波器時，通常我們會希望整個電路中，只有串聯或並聯的傳輸線殘段，因此在某些情況下，必須做串、並聯的轉換，除了利用黑田恆等式做串、並聯轉換之外，另一種方法便是阻抗與導納反轉子。這兩種反轉子的運用特別適合窄頻帶(<10%)的帶通或帶止濾波器的設計。

阻抗與導納反轉子為一段四分之一波長的阻抗轉換器，如圖 2.3(a) 所示，若一負載阻抗接在反轉子一端，則從另一端看進去的輸入阻抗相當於特性阻抗之平方除此負載阻抗。其中阻抗反轉子以 K 表示，為四分之一波長轉換器的特性阻抗；導納反轉子以 J 表示，為四分之一波長轉換器的特性導納。利用反轉子的阻抗轉換特性可將串聯電路轉為並聯電路，或將並聯電路轉成串聯電路。反轉子最好用的地方是使原本電路中之元件值如電感、電容或電阻值，隨著 J 或 K 值改變，如圖 2.3(b)、(c)。

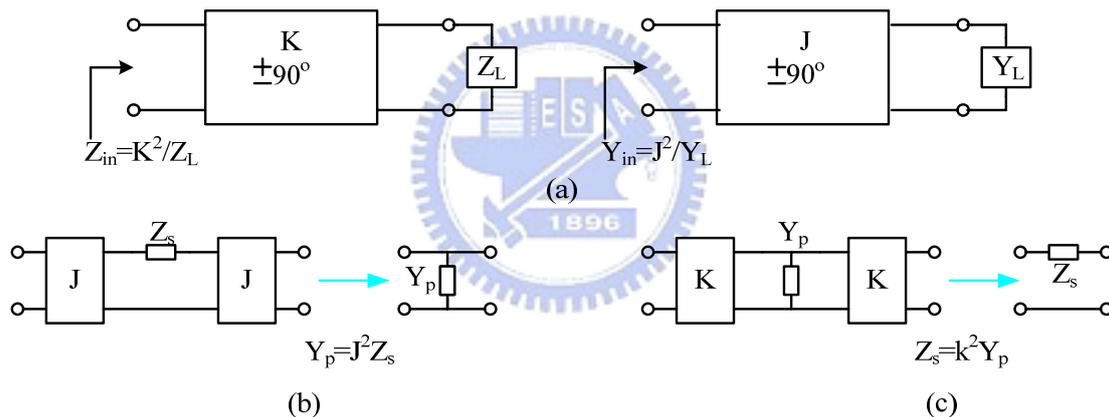


圖 2.3 (a) 阻抗與導納反轉子的操作方式；
 (b) 用 J 反轉子將串聯阻抗等效為並聯導納；
 (c) 用 K 反轉子將並聯導納等效為串聯阻抗。

濾波器即是用此方法將原本並聯共振的部份轉成串聯共振，或將原本串聯共振的部份轉為並聯共振，經由適當地選擇 J 或 K 值可使每一個共振腔皆完全一樣，如此便大大降低電路的複雜度[14]。

2.4 步階阻抗共振腔之分析

本節探討步階阻抗共振腔(SIR, stepped impedance resonator)的特性，常見的步階阻抗共振腔有四分之一波長與半波長兩種，如圖 2.4 (a)、(b)，一般的共振腔是由阻抗均勻的四分之一或半波長微帶線所組成，而步階阻抗共振腔其特色在於是由兩種不同阻抗的微帶線串接形成共振腔，因此可控制阻抗的比值來改變共振頻率。

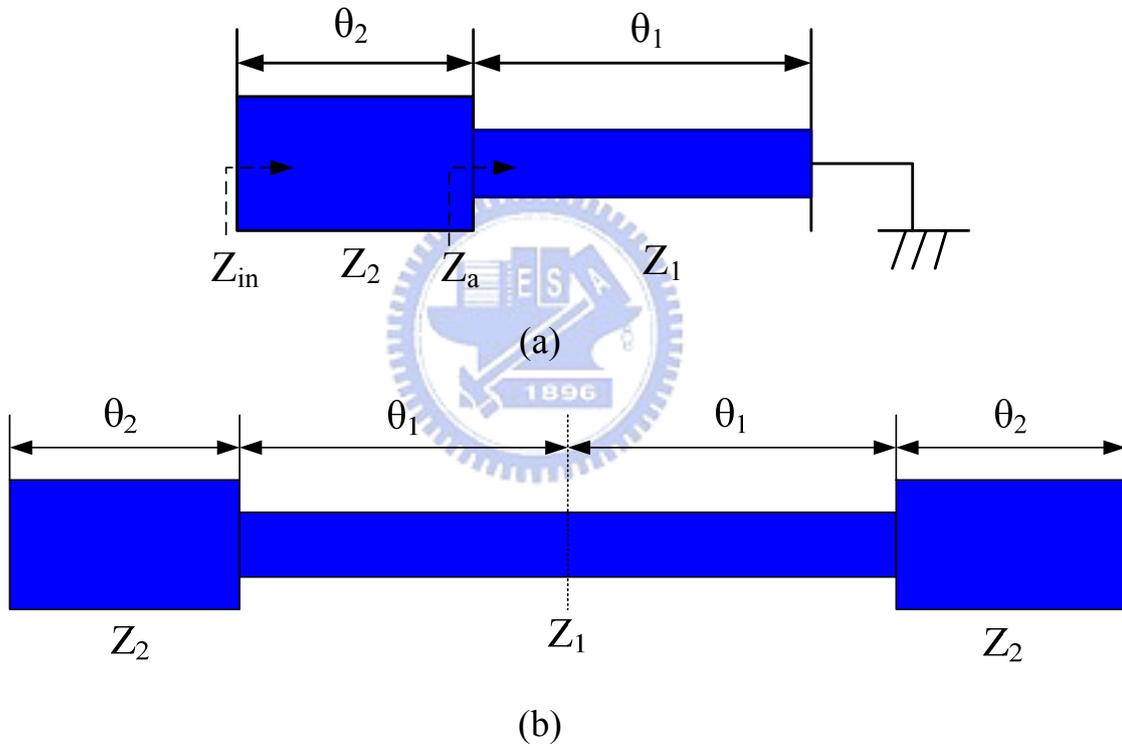


圖 2.4 步階阻抗共振腔(a)四分之一波長型；(b)半波長型。

圖 2.4 中，我們忽略阻抗界面不連續的影響， Z_a 與從開路面看到的阻抗 Z_{in} 為

$$Z_a = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + jZ_L \tan \theta_1} = jZ_1 \tan \theta_1 \quad (2.22)$$

$$Z_{in} = Z_2 \frac{Z_a + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 + jZ_a \tan \theta_2} = jZ_2 \frac{Z_1 \tan \theta_1 + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2}$$

當共振發生時， $Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = 0$ ，此時

$$Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 0 \quad (2.23)$$

我們令 $R = \frac{Z_2}{Z_1}$ ，則(2.23)式可改寫為

$$\tan \theta_1 \tan \theta_2 = R \quad (2.24)$$

對一般的均勻阻抗共振腔(UIR, uniform impedance resonator)而言，只能靠著微帶線的長度來決定共振條件，而步階阻抗共振腔不只可以靠線長，還可以用阻抗比值 R 來決定共振條件，因此步階阻抗共振腔可使設計變的更加靈活[15]。

我們令圖 2.4(a)的總電性長度(electric length)為 θ_{TA} ，圖 2.4(b)的總電性長度為 θ_{TB} ，則可以表示為

$$\begin{aligned} \theta_{TA} &= \theta_1 + \theta_2 \\ &= \theta_1 + \tan^{-1}\left(\frac{R}{\tan \theta_1}\right) \\ &= \theta_{TB} / 2 \end{aligned} \quad (2.25)$$

我們定義正規化的共振腔長度為

$$L_n = \frac{\theta_{TA}}{(\pi/2)} = \theta_{TB} / \pi \quad (2.26)$$

由於兩者經正規化的共振腔長度相等，表示其共振條件都相同，都可由(2.24)式決定，將(2.24)式作圖可得如圖 2.5

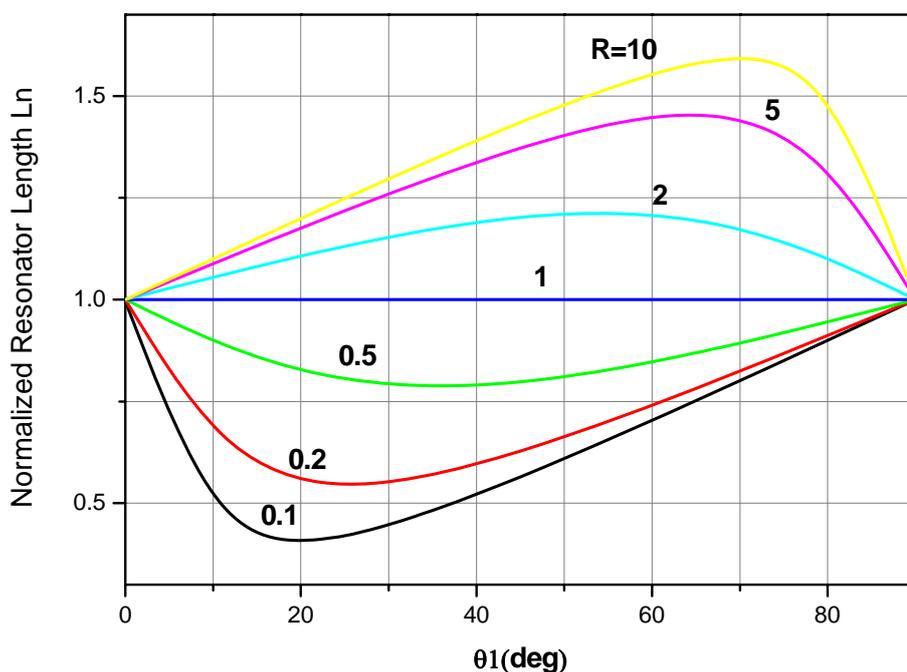


圖 2.5 L_n 與 θ_1 的關係圖

從圖中可以知道，當阻抗比值 $R=1$ 時， $L_n=1$ ，此為一般四分之一波長或半波長共振腔。當 $R<1$ 時，共振腔長度 L_n 可獲得較小值，在相同頻率下， L_n 下降，總電性長度 θ_T 則下降，而 $\theta_T = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l$ ，在頻率不變的情況下，波長也不改變，因此共振腔長度 l 縮短。所以阻抗比值的不同，關係著共振腔的尺寸，我們可以靠著設計較小的 R 值，使共振腔進一步微小化。

2.5 共振腔結構

共振腔是構成濾波器的基本元件，而我們主要的研究目的是製造微小型濾波器元件，所以微帶線共振腔的結構與尺寸是非常關鍵

的。電磁波通過微帶線時，電荷分佈因延遲現象而不均勻，造成電荷量的變動，因而在共振腔內形成電容效應，透過此現象可以改變幾何結構達成為小化的目的。圖 2.6(a)為一般傳統的半波長共振腔，此種共振結構的濾波器尺寸顯得過大，不符合講求輕便的通訊系統。圖 2.6(b)為步階阻抗共振腔，我們使其 $R = \frac{Z_1}{Z_0} < 1$ ，由上一節知道，隨著 R 愈小，共振腔的尺寸愈能縮短。圖 2.6(c)為加上並聯殘段($l < \lambda_0/4$)步階阻抗共振腔，由於加上了並聯殘段增加了電容效應，可使共振腔進一步縮小。或者我們可以從 Z_{in} 處看進去，可知 Z_{in} 為 Z_1' 與 Z_2' 並聯，我們知道並聯阻抗值會下降，所以可等效成 2.6(d)，其中 $Z_3 < Z_1$ ，因此阻抗比值 $R' < R$ ，所以共振腔的尺寸會比圖 2.6(b)更小。我們將圖 2.6(c)的共振腔內摺成方形開迴路共振腔，即可得如圖 2.6(e)、(f)，因為產生了共振腔本身的電容效應，增加了耦合量，所以能有效的縮小共振腔的尺寸[9]。圖 2.6(g)為具耦合線之內折式微小化髮夾型共振腔[16]，由於此結構末端的兩條平行耦合線長且寬且耦合線之間的間隙也非常窄，增加了許多電容效應[10],[17]，再加上結構末端的兩條平行耦合線加寬，也代表阻抗比值 R 變小，此圖中的 R 值達到 $1/7$ ，因此共振腔的尺寸能縮的非常小，甚至比 2.6(e)、(f)還小。

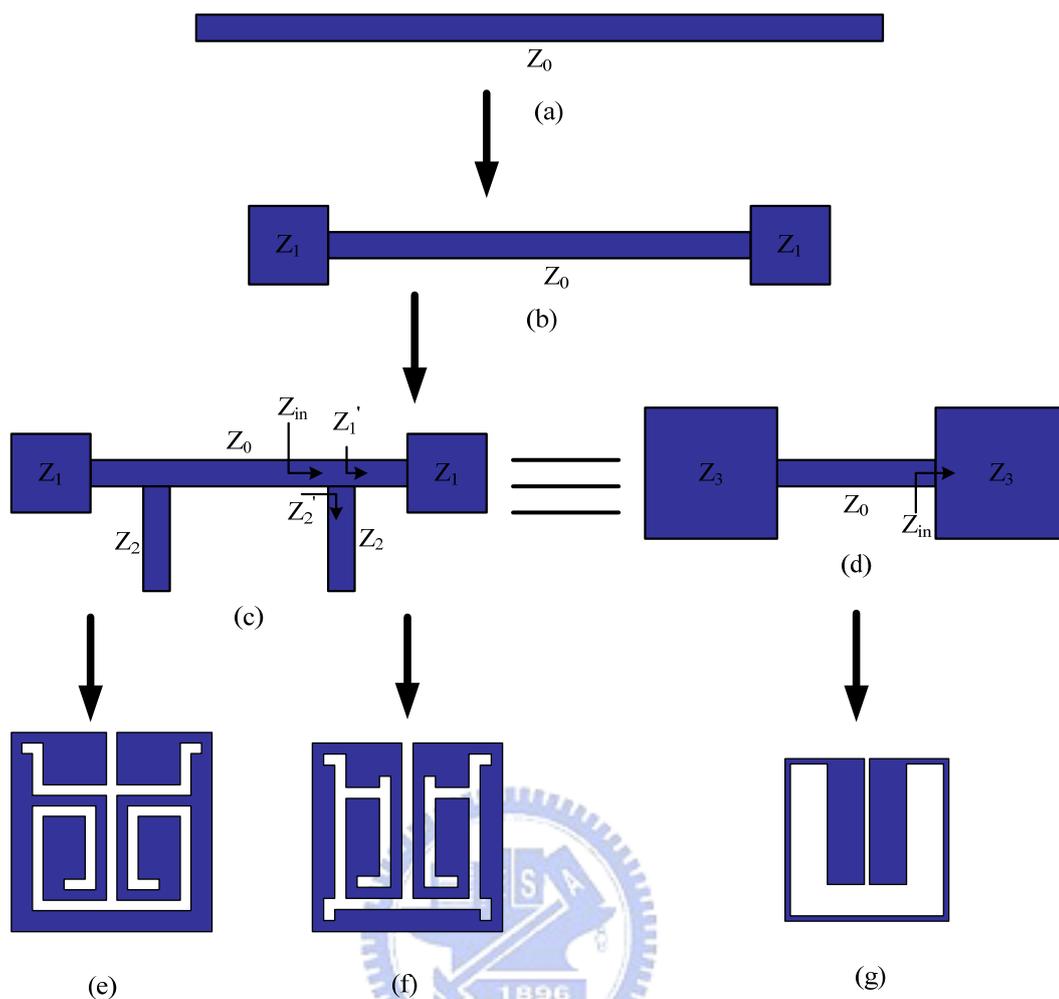


圖 2.6 共振頻率 f_0 共振腔微小化的過程

- (a) 微帶線共振腔；
- (b) 步階阻抗共振腔，阻抗比值 $R(R < 1)$ ；
- (c) 步階阻抗共振腔加上並聯殘段；
- (d) 步階阻抗共振腔，阻抗比值 $R'(R' < R)$ ；
- (e) 密集化共振腔(A type)；
- (f) 密集化共振腔(D type)；
- (g) 具耦合線之內折式微小化髮夾型共振腔；

2.6 基本耦合結構

我們將利用共振腔之間的交叉耦合，來設計具有高選擇性的濾波器。因為交錯耦合能使信號有更多不同的路徑由輸入端至輸出端，可使通帶兩側產生一對傳輸零點，使通帶外側的雜訊迅速的被衰減掉

[10],[18]。我們採用的是微帶線方形開回路交錯耦合型濾波器，因此本節將說明交錯耦合型濾波器的三個基本的耦合結構：共振腔 1 和 4 為電耦合(Electric coupling)、共振腔 2 和 3 為磁耦合(Magnetic coupling)、共振腔 1 和 2 或共振腔 3 和 4 為混合型耦合(Mixed coupling)[7]，如圖 2.7 所示。

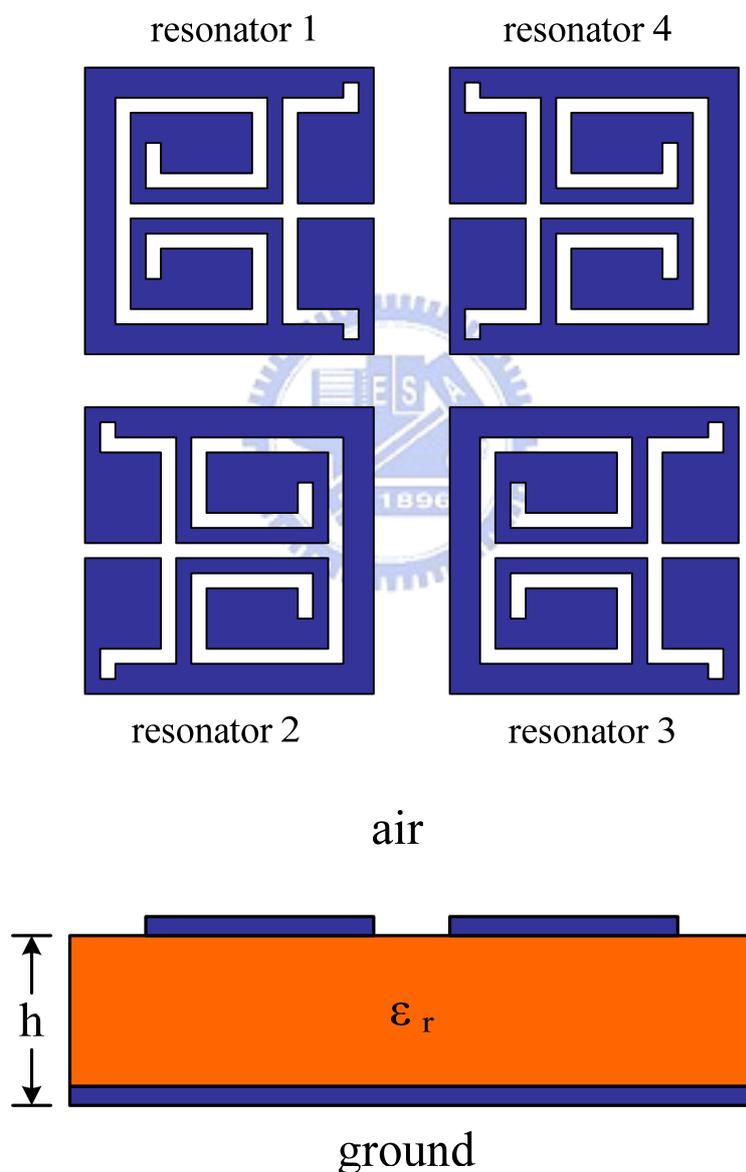


圖 2.7 2×2 排列之交錯耦合型濾波器的結構，基板介電常數 ϵ_r 和厚度 h 。

2.6.1 電耦合(Electric Coupling)

當共振腔發生共振時，每個開回路共振腔在有間隙(open-gap)端會有最大的電場密度產生，所以我們將兩個共振腔的排列如圖 2.8(a)所示時，就會產生電耦合。圖 2.8(b)為圖 2.8(a)的等效電路模型，其中 L、C 表單一共振腔本身的電感和電容，因此單一共振腔本身的共振角頻率即為 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，而 C_m 則是表示兩個共振腔之間的耦合電容。

從 T1-T1'和 T2-T2'的參考平面看入整個電路，相當於一個雙埠網路，此等效電路模型可以由下面的兩個數學式來描述：

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \quad (2.27a)$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \quad (2.27b)$$

由數學式(2.27a)和(2.27b)可以得出 Y 參數矩陣：

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \quad (2.28a)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_m \quad (2.28b)$$

根據網路理論[19]，可以將圖 2.8(b)的等效電路轉換為圖 2.8(c)，其中兩個共振腔之間的電耦合可以用導納轉換子(Admittance inverter) $J = \omega C_m$ 來取代。接著我們利用 2.2 節所討論的奇偶模來分析此電路：若使用奇模態激發分析，則中心對稱的 T-T' 參考平面即為短路(或電牆)，此時等效電路的共振頻率為：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (2.29)$$

此共振頻率將會低於單一未經耦合共振腔的共振頻率，是因為當 T-T' 參考平面為短路時，耦合的效應會提升單一共振腔儲存電荷的能力；同樣的，若使用偶模態激發分析，則中心對稱的 T-T' 參考平面即為開路(或磁牆)，此時等效電路的共振頻率為：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (2.30)$$

由於耦合效應減弱了單一共振腔儲存電荷的能力，所以此共振頻率會較高於單一共振腔的共振頻率。由上述可知，當電耦合發生時，將會有兩個共振頻率產生。

因此可藉由(2.29)和(2.30)算得電耦合係數 M_{14} ：

$$M_{14} = \frac{f_e^2 - f_o^2}{f_e^2 + f_o^2} = \frac{C_m}{C} \quad (2.31)$$

此時耦合量可以以電容來表示，因此又可以將電耦合結構稱為電容性耦合結構，又因 f_o 比 f_e 小，故 M_{14} 為負值。

2.6.2 磁耦合(Magnetic Coupling)

當共振腔發生共振時，每個開回路共振腔在間隙相對端會有最大的磁場密度產生，所以當兩個共振腔的排列如圖 2.9(a)所示時，就會產生磁耦合。圖 2.9(b)為圖 2.9(a)的等效電路模型，其中 L、C 表單一共振腔本身的電感和電容，因此單一共振腔本身的共振角頻率即為 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ， L_m 則是表示兩個共振腔之間的耦合電感。

從 T1-T1'和 T2-T2'的參考平面看入整個電路，相當於一個雙埠網

路，此等效電路模型可以由下面的兩個數學式來描述：

$$V_1 = j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2.32a)$$

$$V_2 = j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1 \quad (2.32b)$$

由數學式(2.32a)和(2.32b)可以得出 Z 參數矩陣：

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2.33a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \quad (2.33b)$$

根據網路理論[19]，可以將圖 2.9(b)的等效電路轉換為圖 2.9(c)，其中兩個共振腔之間的磁耦合可以用阻抗轉換子(Impedance inverter)

$K=\omega L_m$ 來取代。若使用奇模態激發分析，則中心對稱的 T-T'參考平面即為短路(或電牆)，此時此等效電路的共振頻率為：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}} \quad (2.34)$$

此共振頻率較高於單一未經耦合共振腔的共振頻率，是因為當 T-T'參考平面為短路時，耦合的效應會降低單一共振電路所儲存的磁通量；同樣的，若使用偶模態激發分析，則中心對稱的 T-T'參考平面即為開路(或磁牆)，此時等效電路的共振頻率為：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}} \quad (2.35)$$

由於耦合效應增加了單一共振腔儲存磁通量的能力，所以此共振頻率會較低於單一未經耦合共振腔的共振頻率。由上述可知，當磁耦合發生時，將會有兩個共振頻率產生。

因此可藉由(2.34)和(2.35)算出磁耦合係數：

$$M_{23} = \frac{f_o^2 - f_e^2}{f_o^2 + f_e^2} = \frac{L_m}{L} \quad (2.36)$$

此時耦合量可以以電感來表示，因此又可以將磁耦合結構稱為電感性耦合結構，又因 f_e 比 f_o 小，故 M_{23} 為正值。

2.6.3 混合型耦合(Mixed Coupling)

如圖 2.10(a)的耦合結構，在這兩個共振腔之耦合臂上皆有電場與磁場分佈，因此此結構同時會有電耦合和磁耦合產生，稱之為混合型耦合。圖 2.10(b)為圖 2.10(a)的等效電路模型，從參考平面 T_1-T_1' 往左看入及參考平面 T_2-T_2' 往右看入可得 Y 參數，而 Z 參數可由參考平面 T_1-T_1' 往右看入及參考平面 T_2-T_2' 往左看入獲得。Y 參數與 Z 參數的定義如下：

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \quad (2.37a)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C_m' \quad (2.37b)$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2.37c)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m' \quad (2.37d)$$

式中的 C 、 L 、 C_m' 以及 L_m' 之意義可參考圖 2.10(c)，分別代表單一共振腔的電容、電感、兩共振腔之間的耦合電容以及耦合電感。根據網路理論[19]，圖 2.10(c) 為圖 2.10(b)的等效電路模型的 JK 轉換，

圖中磁耦合可以用阻抗反轉子(K inverter) $K=\omega L_m$ 來取代；電耦合可以用導納反轉子(J inverter) $J=\omega C_m$ 來取代。

分別用奇模與偶模態激發來分析此電路，即 T-T'參考平面分別用短路(電牆)和開路(磁牆)來取代，則我們就可以得此等效電路的共振頻率分別為：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \quad (2.38)$$

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \quad (2.39)$$

由(2.38)與(2.39)式可知，當混合型耦合發生時，也會有兩個共振頻率產生，它們將會衰減或增強單一共振電路所儲存的電荷或磁通量。

由(2.38)、(2.39)可計算出混合型偶合係數 M_{12} 或 M_{34} ：

$$M_{12} = \frac{f_o^2 - f_e^2}{f_o^2 + f_e^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m}, \quad (2.40)$$

假設 $L'_m C'_m \ll LC$ ，則(2.40)變成：

$$M_{12} \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = M_{14}' + M_{23}', \quad (2.41)$$

由上式之結果，如我們所預期的混合型耦合是由磁耦合和電耦合所組成的，且因 f_e 比 f_o 小，故 M_{12} 為正值。

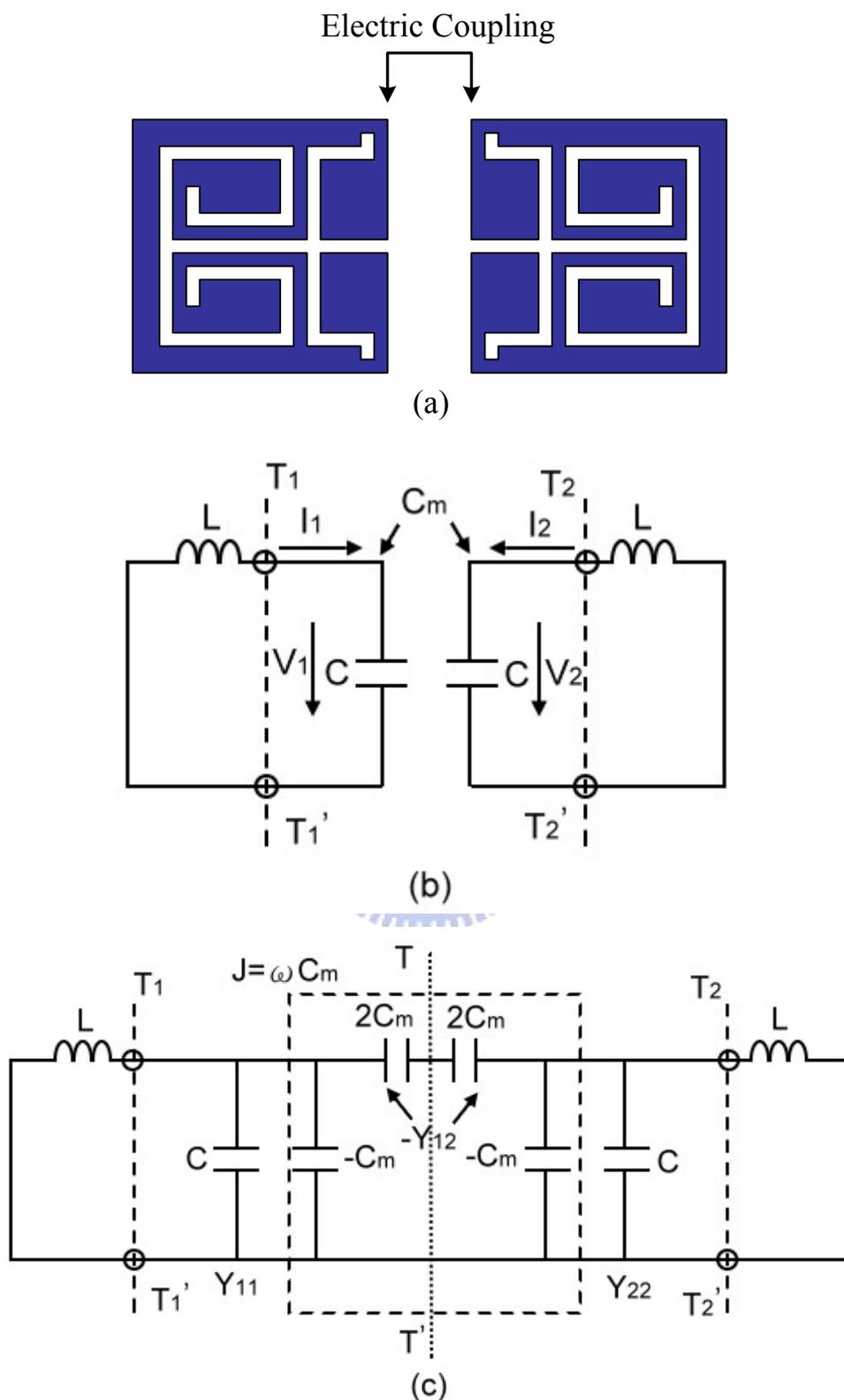


圖 2.8 (a)電耦合共振腔結構；(b)電耦合共振腔等效電路；
(c)利用導納反轉子 $J = \omega C_m$ 轉換的電耦合等效電路。

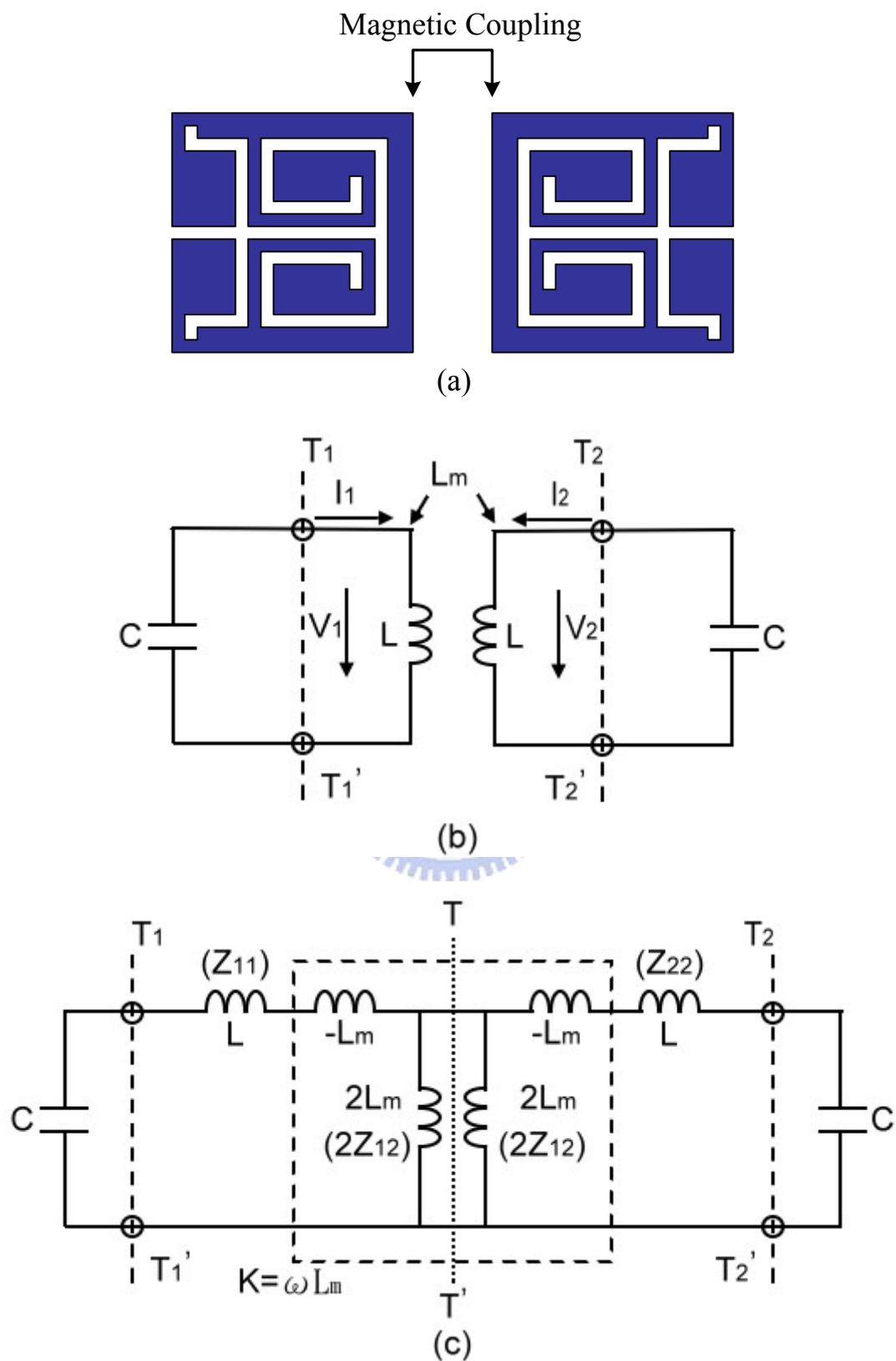


圖 2.9 (a)磁耦合共振腔結構；(b)磁耦合共振腔等效電路；
(c)利用阻抗反轉子 $K = \omega L_m$ 反轉的磁耦合等效電路。

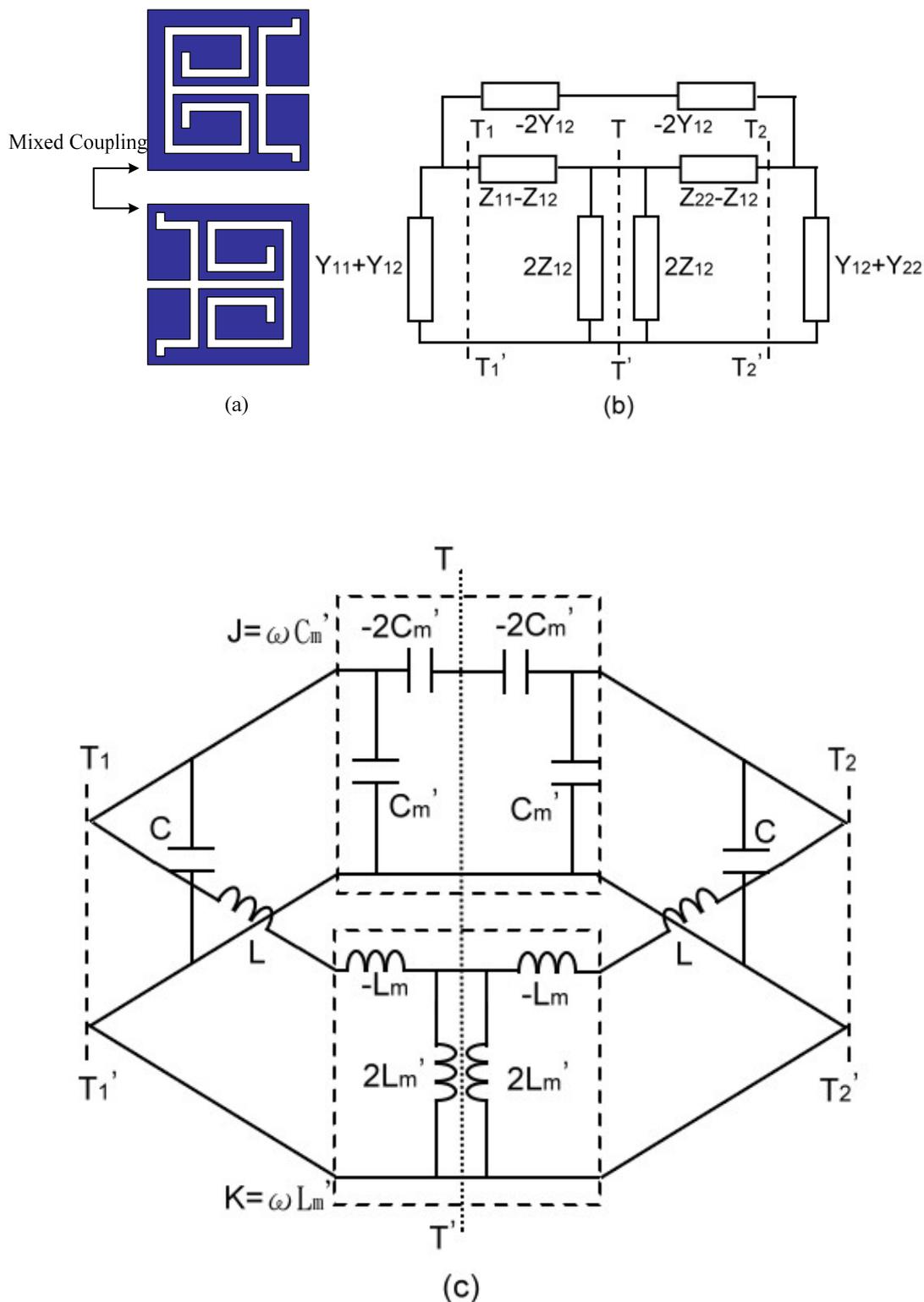


圖 2.10 (a)混合型耦合共振腔結構；(b)混合型耦合共振腔等效電路；
 (c)利用阻抗反轉子 $K = \omega L_m'$ 和導納反轉子 $J = \omega C_m'$ 表示磁耦合和電耦合的混合型耦合等效電路。

第三章 濾波器設計

一般設計濾波器，是採用插入損耗法(**Insertion Loss Method**)來實現濾波器元件，訂立濾波器規格後由低通濾波器的原型出發，再做數值縮放與轉換使其變為集總式元件的帶通濾波器，最後再由耦合係數與共振腔間距的關係得到散布式元件的帶通濾波器。但因為我們是採用準橢圓(**Quasi-elliptic**)低通轉換函數合成函數，並非實係數之函數，即使經由數值縮放後產生的帶通函數仍舊非實係數函數，其集總式帶通濾波器電路自然也無法獲得。所以，我們利用準橢圓函數所給定的低通各基本元件近似值及低通原型電路，經由耦合係數與共振腔間距的關係，將電路實現[20],[21]。

3.1 濾波器設計流程

濾波器設計流程如圖 3.1 所示[12],[22]，首先，決定濾波器中心頻率、比例頻寬、所採用的合成函數等規格，再由電磁模擬軟體求得共振腔的尺寸，然後再依據耦合係數由電磁軟體找出共振腔之間距、由外部品質因素 Q_e (**External Quality Factor**)找出最佳饋入點位置，最後再由電磁軟體模擬並微調(**Fine tuned**)共振腔的間距以得到最佳化的頻率響應。

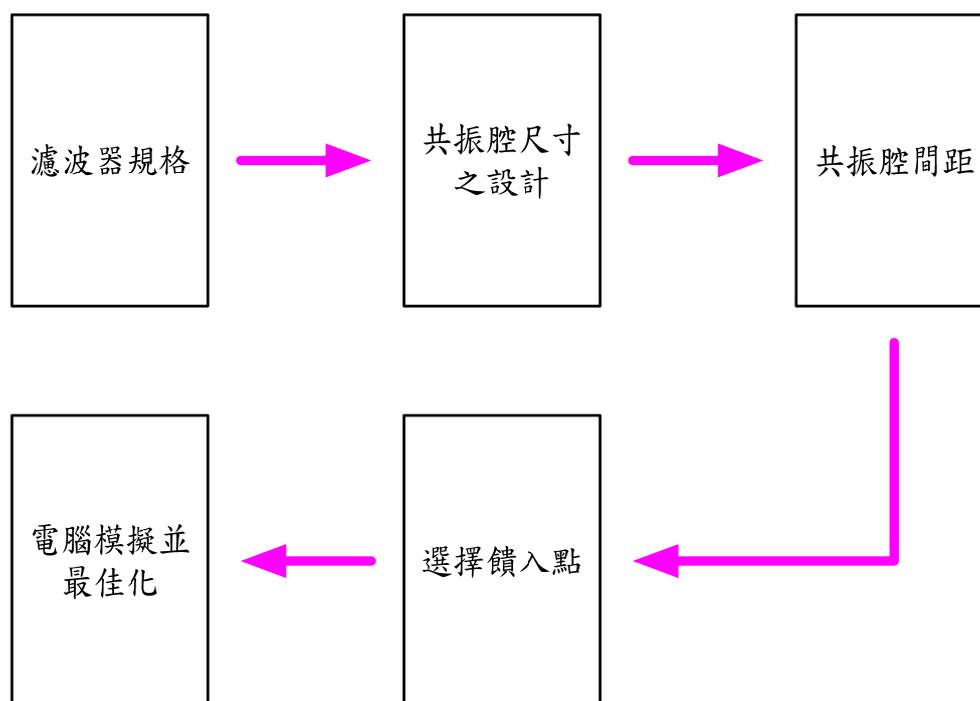


圖 3.1 濾波器的設計流程圖。

3.2 濾波器規格

在各種濾波器合成函數中，最常見的為極平坦頻率響應函數 (Butterworth) 與等漣波頻率響應函數 (Chebyshev)[11]，但此兩種函數其傳輸零點在無限大的頻率處，使得濾波器通帶邊緣無法設計的很陡峭，所以無法達到高選擇性的需求。所以本論文選擇的濾波器合成函數為準橢圓 (Quasi-elliptic) 頻率響應函數，此響應與橢圓 (elliptic) 頻率響應函數一樣通帶邊緣陡峭且會有一對傳輸零點，以及具有 Chebyshev 濾波器響應函數的低插入信號損耗的特性[23],[24]，其數學式為：

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}, \quad \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{RL}{10}} - 1}} \quad (3.1)$$

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\}$$

其中 Ω 為低通原型濾波器的通帶截止頻率正規化後的頻率變數， Ω_a 代表低通原型濾波器的通帶截止頻率正規化後的傳輸零點位置，當 Ω_a ($\Omega_a > 1$) 越小，表示信號通帶邊緣愈陡峭，頻率選擇性愈高。 n 代表濾波器的階數，階數愈大，其通帶邊緣衰減量就會愈大。 ε 則是與反射損耗 RL 有關的漣波常數。當 $\Omega = \pm \Omega_a$ ($\Omega_a > 1$) 時頻率落在通帶旁的傳輸零點，若是 $\Omega_a \rightarrow \infty$ 時， $F_n(\Omega)$ 將會衰減，使得濾波器函數退化為 **Chebyshev 濾波器響應函數**。

我們將此低通原型濾波器轉換成帶通濾波器可利用以下公式：

$$\Omega_a = \frac{1}{FBW} \cdot \left(\frac{\omega - \omega_o}{\omega_o - \omega} \right), \quad FBW = \frac{\Delta f}{f_o} \quad (3.2)$$

其中 ω 是帶通濾波器的頻率變數， ω_o 是中心頻率、 FBW 為比例頻寬而 Δf 代表頻寬。帶通濾波器兩個傳輸零點所處於的頻率位置，可由下列式子決定：

$$\omega_{a1} = \omega_o \cdot \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2}$$

$$\omega_{a2} = \omega_o \cdot \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (3.3)$$

圖 3.2 為此濾波器與 **Chebyshev 濾波器** 的頻率響應比較圖[24]，其中階數都定為四階，RL 皆為 -20dB，從圖可知**準橢圓濾波器**在信號

的選擇性上比 **Chebyshev** 濾波器有顯著的改善。此外，傳輸零點愈是靠近截止頻率($\Omega = 1$)，信號通帶邊緣愈是陡峭且選擇性愈高。

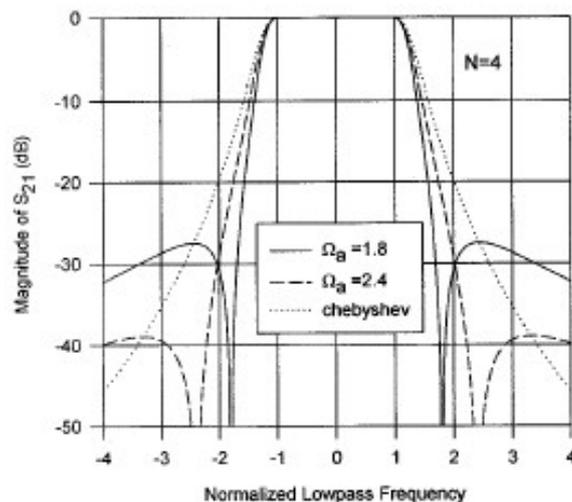


圖 3.2 Chebyshev 與準橢圓濾波器之頻率響應比較圖。

圖 3.3 為此四階帶通濾波器耦合結構圖，途中每一點代表一個共振器， Q_{ei} 與 Q_{eo} 為輸入端與輸出端的外部品質因素， $M_{1,4}$ 、 $M_{1,2}$ 、 $M_{2,3}$ 、 $M_{3,4}$ 為耦合值，其中 $M_{1,4}$ 與 $M_{2,3}$ 之間的相位需相差 180° ，才能使通帶外側產生一對傳輸零點 [20],[24]，而我們各採用電耦合(electric coupling)與磁耦合(magnetic coupling)，這兩種耦合相位剛好相反，如此才能符合我們的要求。

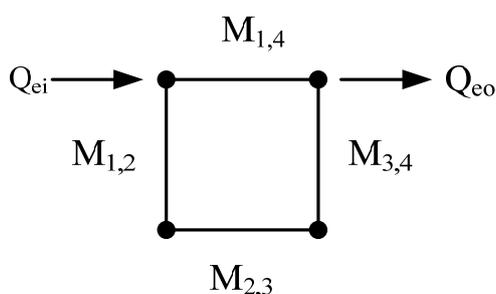


圖 3.3 四階帶通濾波器基本耦合結構圖。

圖 3.4 為四階交錯耦合型濾波器的低通原型電路，圖中的 g_0 為正規化的波源阻抗， g_1 、 g_2 、 J_1 、 J_2 為基本元件值[24]，我們可以靠著這些參數求得圖 3.3 所示之共振器之間的耦合值及外部品質因素。

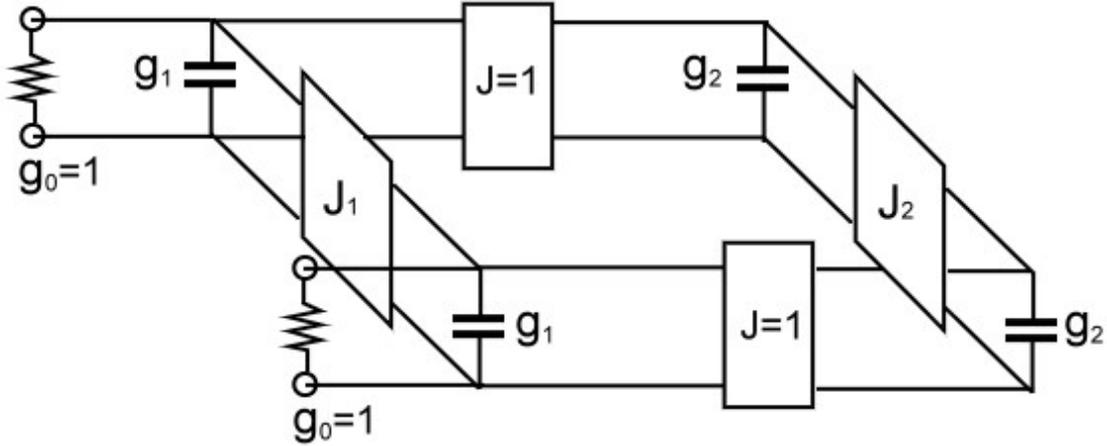


圖 3.4 四階交錯耦合型濾波器的低通原型電路。

四階帶通濾波器的設計參數值可由下列公式求出：

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW}, \quad M_{1,2} = M_{3,4} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (3.4)$$

$$M_{2,3} = \frac{FBW \cdot J_2}{g_2}, \quad M_{1,4} = \frac{FBW \cdot J_1}{g_1}$$

由於此濾波器的合成函數相當複雜，因此我們引用[24]，用曲線

匹配(curve fitting)所得到的元件值近似公式：

$$\begin{aligned} g_1(\Omega_a) &= 1.22147 - 0.35543 \cdot \Omega_a + 0.18337 \cdot \Omega_a^2 - 0.0447 \cdot \Omega_a^3 + 0.00425 \cdot \Omega_a^4 \\ g_2(\Omega_a) &= 7.22106 - 9.48678 \cdot \Omega_a + 5.89032 \cdot \Omega_a^2 - 1.65776 \cdot \Omega_a^3 + 0.17723 \cdot \Omega_a^4 \\ J_1(\Omega_a) &= -4.30192 + 6.26745 \cdot \Omega_a - 3.67345 \cdot \Omega_a^2 + 0.9936 \cdot \Omega_a^3 - 0.10317 \cdot \Omega_a^4 \\ J_2(\Omega_a) &= 8.17573 - 11.36315 \cdot \Omega_a + 6.96223 \cdot \Omega_a^2 - 1.94244 \cdot \Omega_a^3 + 0.20636 \cdot \Omega_a^4 \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$(RL = -20dB, n = 4, 1.8 \leq \Omega_a \leq 2.4)$$

Ω_a	g_1	g_2	J_1	J_2
1.80	0.95947	1.42192	-0.21083	1.11769
1.85	0.95286	1.40972	-0.19685	1.10048
1.90	0.95691	1.39927	-0.18427	1.08548
1.95	0.95665	1.39025	-0.17297	1.07232
2.00	0.95449	1.38235	-0.16271	1.06062
2.05	0.95341	1.37543	-0.15337	1.05022
2.10	0.95242	1.36934	-0.14487	1.04094
2.15	0.95148	1.36391	-0.13707	1.03256
2.20	0.95063	1.35908	-0.12992	1.02499
2.25	0.94982	1.35473	-0.12333	1.0181
2.30	0.94908	1.35084	-0.11726	1.01187
2.35	0.94837	1.3473	-0.11163	1.00613
2.40	0.94772	1.34408	-0.10642	1.00086

表 3.1 準橢圓函數低通濾波器原型元件近似值(N=4；RL=-20dB)

我們決定好中心頻率 f_o 、濾波器階數N、傳輸零點位置 Ω_a 、比例頻寬FBW、反射損耗RL後，即可依 3.4、3.5 式或表 3.1 將外部品質因數與耦合係數值求出。在本論文中，我們選擇的濾波器規格為：

$f_o=1.8\text{GHz}$ 、 $N=4$ 、 $FBW=2.5\%$ 、 $RL=-20\text{dB}$ 、 $\Omega_a=1.4$ 、 $\text{ripple}=0.1\text{dB}$ 。

其中，由於我們選擇 $\Omega_a=1.4$ ，低通濾波器原型元件值無法由表 3.1 獲得，因此我們由 3.5 式得到各元件的近似值： $g_1 \cong 0.97694$ ， $g_2 \cong 1.61655$ ， $J_1 \cong -0.39735$ ， $J_2 \cong 1.37599$ ，可依這些數值由 3.4 式求出外部品質因數

與四個共振器之間的耦合係數值，值如下：

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_1}{FBW} = 39.1 \quad , \quad M_{1,2} = M_{3,4} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.01989$$

$$M_{2,3} = \frac{FBW \cdot J_2}{g_2} = 0.02128 \quad , \quad M_{1,4} = \frac{FBW \cdot J_1}{g_1} = -0.01017$$

3.3 共振腔尺寸之設計

我們決定好中心頻率 f_0 之後，單一共振腔的大小也隨之確定，對一般傳統的均勻阻抗共振腔而言，若要產生共振，則整個共振電路的電性長度(electric length)必須為 $\lambda/2$ ，其中 λ 為共振腔的波模波長，經由下面的公式：

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.6)$$

可求得整個共振腔的電性長度，其中 c 為光速、 f 為頻率、 ϵ_e 為微帶線的等效介電常數。但是由於我們採用的共振腔其阻抗比值 R 非為1，故整個共振腔的電性長度會變小，再加上內摺成方形開回路共振腔所產生的電容效應，使得我們無法算出真正的共振腔長度。於是我們只好藉由電磁模擬的方法，來確定共振腔的長度大小。圖 3.5(a)、(b)、(c)為針對單一共振腔做模擬的響應圖，圖中峰值的所在位置即為共振頻率的位置，也就是濾波器的中心頻率的位置。若所模擬出來的中心頻率大於原先所設定的中心頻率，則可藉由加長共振腔的電性長度，來降低中心頻率；反之，若所模擬出來的中心頻率小於原先所設定的中心頻率，則可藉由減短共振腔的電性長度，來提高中心頻率，不斷的用此方法來逼近，直到模擬出來的中心頻率與原先的設定值一致為止，如此就可確定共振腔的長度大小。

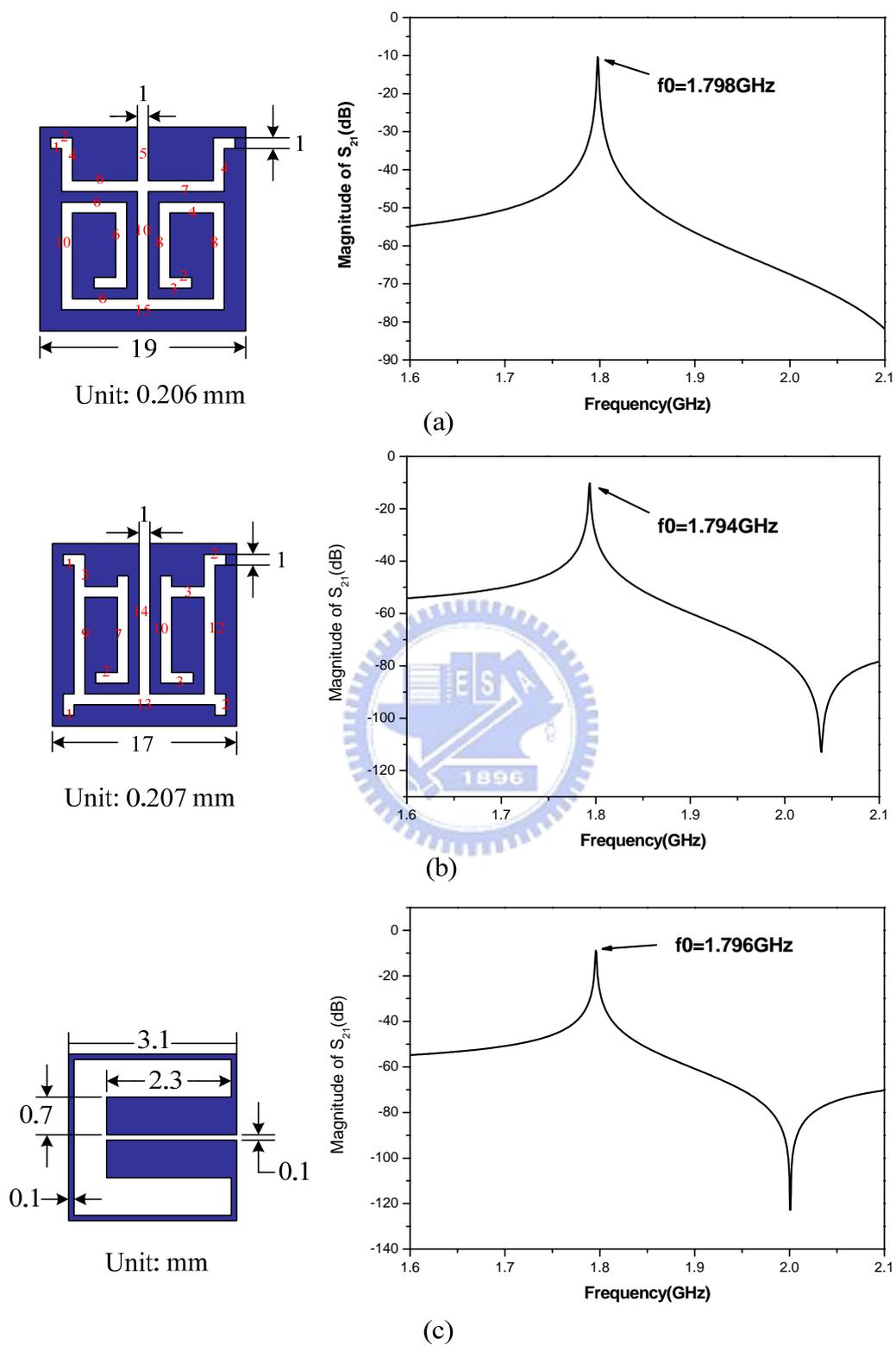


圖 3.5 單一共振腔尺寸與其頻率響應圖。

- (a) 密集化共振腔(A type)；(b) 密集化共振腔(D type)；
 (c) 具耦合線之內折式微小化髮夾型共振腔。

3.4 共振腔間距

由 3.2 節中，我們決定了濾波器的耦合係數， $M_{2,3} = 0.02128$ 、 $M_{1,4} = -0.01017$ 、 $M_{1,2} = M_{3,4} = 0.01989$ ，與共振腔的尺寸，接下來就是要決定如圖 3.6 的四階交錯耦合帶通濾波器的兩兩共振腔之距離。

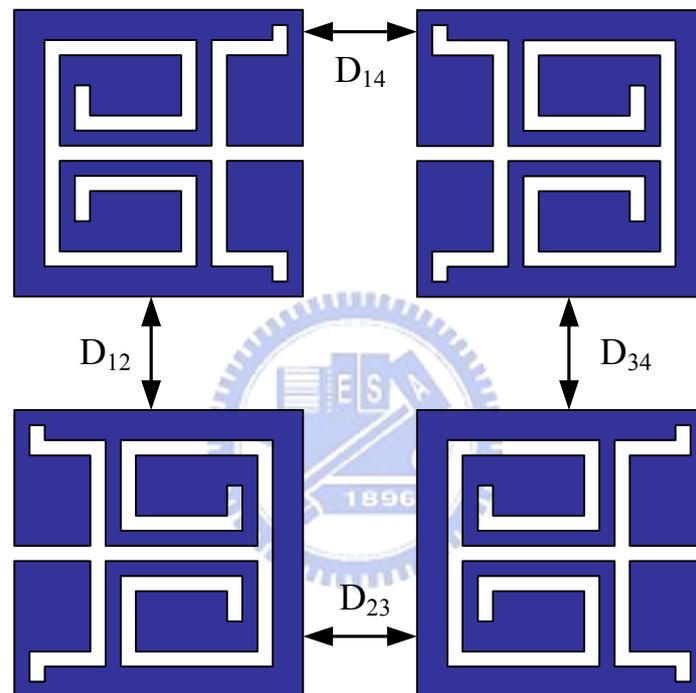


圖 3.6 四階交錯耦合型帶通濾波器的微帶線結構圖形。

我們由[10]，知道共振腔之間的耦合量是由共振腔之間的距離所決定的，因此我們在任兩個共振腔之間選擇不同的距離來進行電磁模擬，其 S_{21} 頻率響應的模擬結果如圖 3.7 所示，在圖上可以明顯的觀測到在中心頻率的兩側有兩個共振峰值。當將兩共振腔之間的距離拉近時，這兩個峰值就會分開；相對的，若將兩共振腔之間的距離拉開時，這兩個峰值就會接近。我們定義峰值較高的為 f_1 ，峰值較低的為

f_2 ，於是我們就可以根據[25]，在固定距離下將兩個共振腔之間的

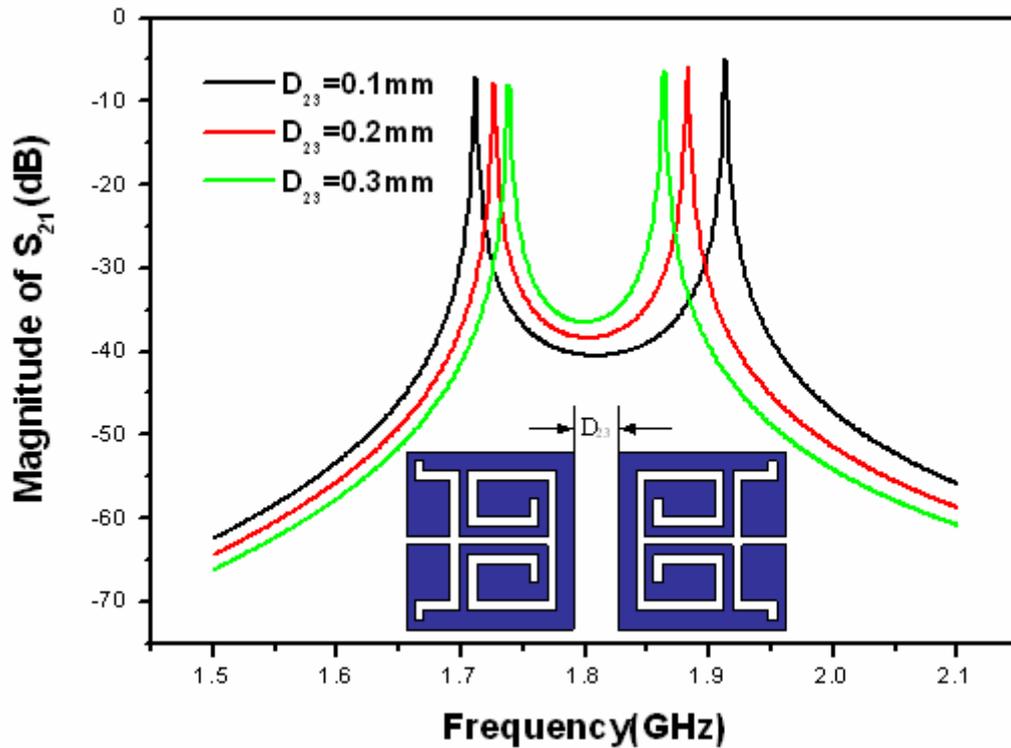


圖 3.7 任意兩個共振腔在適當距離的 S_{21} 頻率響應模擬結果。

耦合量算出來，其定義如下：

$$M = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (3.7)$$

為了方便起見，我們將共振腔之間的耦合量與距離的關係建立一個圖表，如圖 3.8(a)、(b)、(c)所示。如此一來，我們便可依 3.2 節算出來之耦合量，在耦合量與距離的圖表上對照，決定共振腔與共振腔之間的距離，可獲得 $D_{23} \cong 0.97\text{mm}$ 、 $D_{12} = D_{23} \cong 0.68\text{mm}$ 、 $D_{14} \cong 0.48\text{mm}$ 等耦合距離初始值。

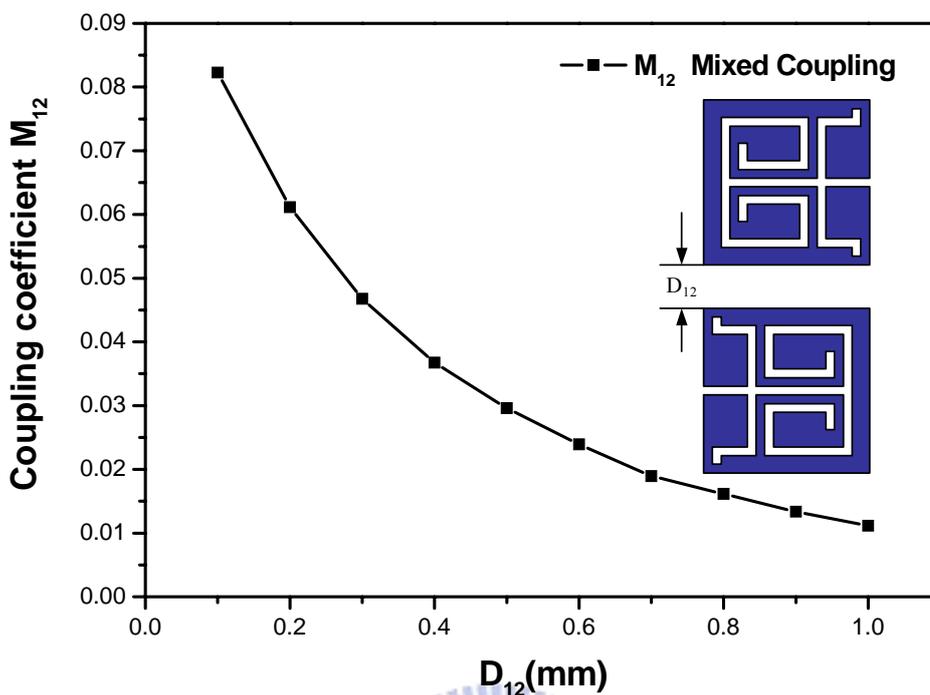


圖 3.8(a) 共振腔之間的耦合量 M_{12} 與距離 D_{12} 的關係圖表。

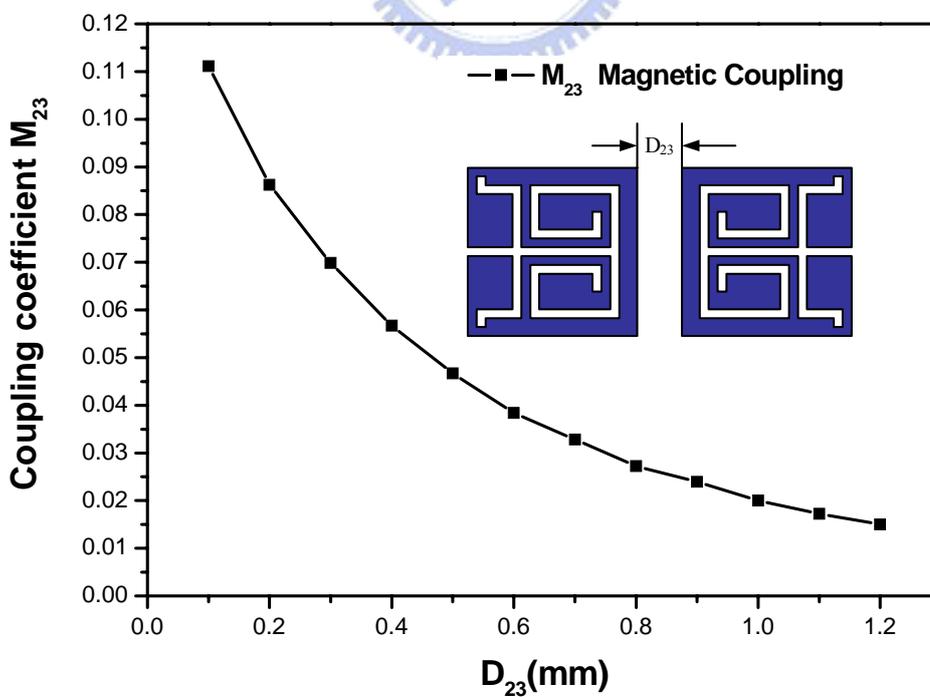


圖 3.8(b) 共振腔之間的耦合量 M_{23} 與距離 D_{23} 的關係圖表。

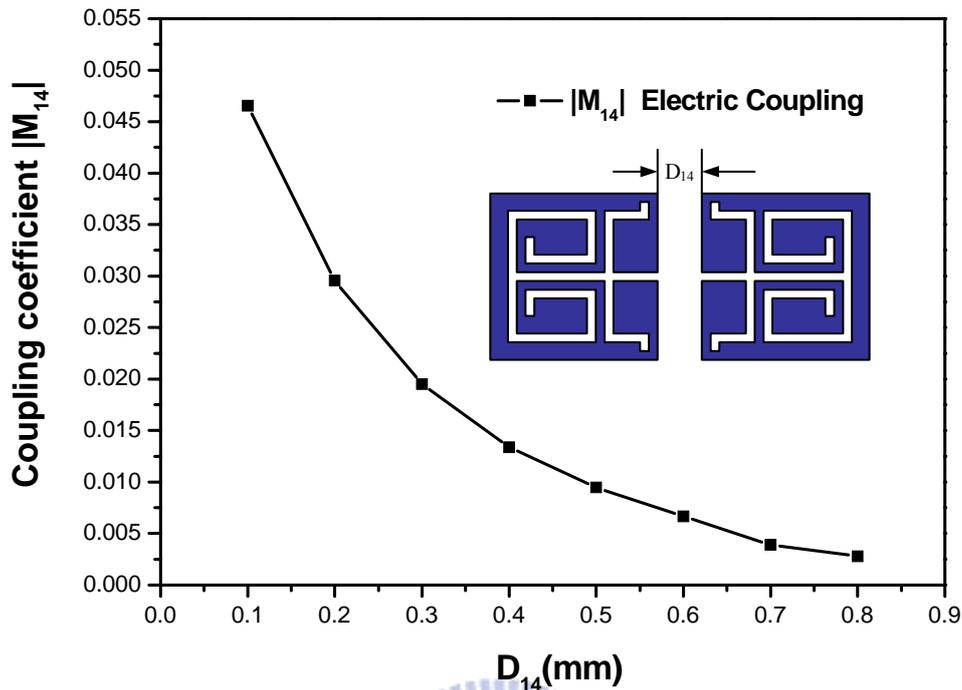


圖 3.8(c) 共振腔之間的耦合量 M_{14} 與距離 D_{14} 的關係圖表。

3.5 選擇饋入點

信號如何進入濾波器對於濾波器的性能影響甚巨，因此我們決定好共振腔之間的距離後，剩下就是尋找最佳饋入點。由 3.2 節，我們計算出了外部品質因素 $Q_e = 39.1$ ，接下來就是找出最佳饋入點，使共振腔的外部品質因素與理論值最接近。由 [12]，我們知道共振腔的外部品質因素可利用單一輸入埠 (Single Load) 的方式，用電磁模擬軟體模擬信號經輸入端耦合至共振腔後，量測其 S_{11} 值，由其相位與中心頻率的關係，求出 Q_e 值，其定義如下：

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}} \quad (3.8)$$

我們將輸入埠與共振腔不同間距 t 與 Q_e 關係建立一個圖表，如圖 3.9 所示。如此一來，我們便可依 3.2 節算出來之 Q_e 值，在間距 t 與 Q_e 的圖表上對照，可獲得最佳的饋入點位置 $t \cong 1.854\text{mm}$ 。

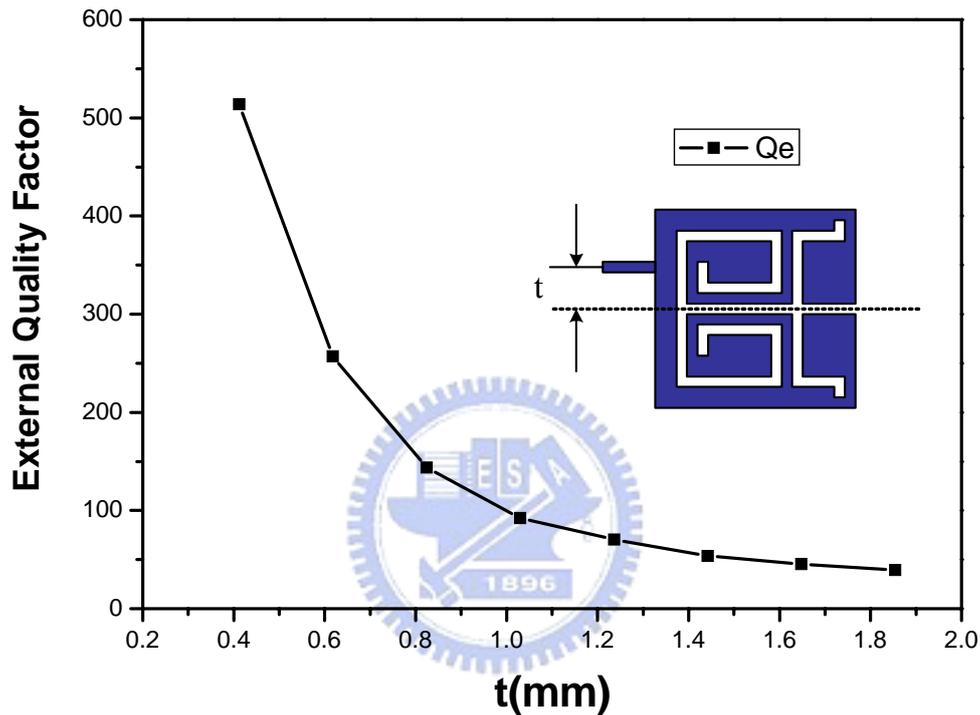


圖 3.9 輸入埠與共振腔不同間距 t 與 Q_e 的關係圖表。

3.6 電腦模擬並最佳化

決定好共振腔尺寸、之間的相對距離、最佳饋入點位置後，我們即可透過電磁軟體的頻率響應模擬其結果，此未微調的四階新型密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)的頻率響應模擬結果如圖 3.10(a)所示，其圖形及尺寸如圖 3.10(b)所示。

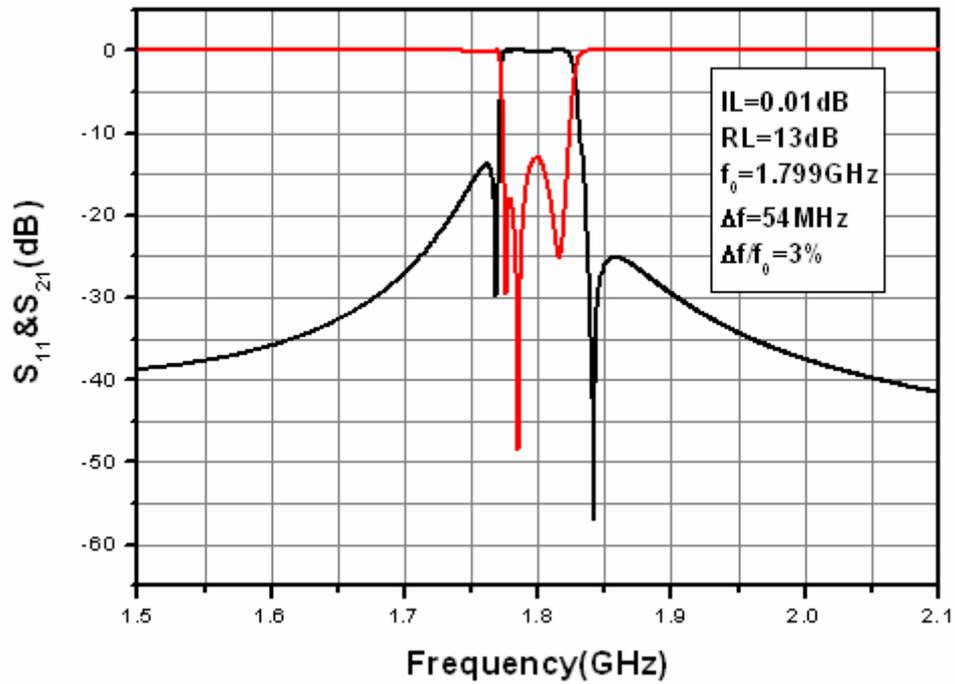


圖 3.10(a) 未微調的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器 (A type) 頻率響應模擬結果。

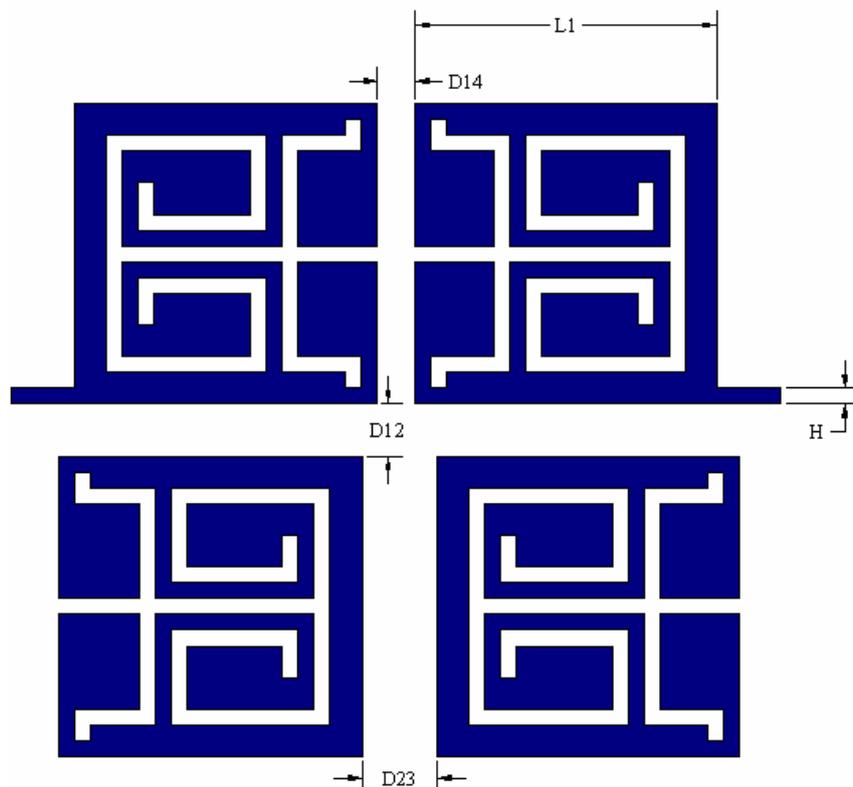


圖 3.10(b) 未微調的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器 (A type) 其圖形及尺寸。其中 $D_{12}=0.68\text{mm}$ 、 $D_{23}=0.97\text{mm}$ 、 $D_{14}=0.48\text{mm}$ 、 $L_1=3.914\text{mm}$ 、 $H=0.206\text{mm}$ 。

從圖中我們發現，濾波器在插入損耗及反射損耗的效能表現上未能達到理想，其中包含了許多未考慮的因素，這是因為我們由 3.5 式所得到的低通濾波器原型元件值只是近似值，因此所求得外部品質因數與四個共振器之間的耦合係數值真正的值有所差距。另外，單純兩個共振腔的耦合係數，也與實際四個共振腔中兩個的耦合係數，是不相同的。最後再加上多餘的耦合影響，在此為共振腔 1、3 與 2、4 之間耦合值，對於 $M_{1,4}$ 、 $M_{2,3}$ 、 $M_{1,2}$ 及 $M_{3,4}$ 的影響，使信號的效能表現與原先的預期有所出入[26]，這是我們無法去估算的。由於以上種種因素，通會造成信號失真及中心頻率偏移。其補救方法，可藉由調整共振腔之間的距離，改變其耦合量，用軟體模擬不斷嘗試微調(Fine tuned)，讓信號的頻率響應達到最佳化。此微調過後的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)的頻率響應模擬結果如圖 3.11(a)所示，其圖形及尺寸如圖 3.11(b)所示。該濾波器的中心頻率為 1.799GHz、比例頻寬為 2.45%、通帶中最小的插入損耗約為 0.0004dB、反射損失為 21.3dB。

同理，我們可以由上述的方法使用密集化共振腔(D type)與具耦合線之內折式微小化髮夾型共振腔設計出四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器，如圖 3.12(a)、(b)，3.13(a)、(b)所示。由圖 3.12(a)的模擬結果顯示該濾波器的中心頻率為 1.795GHz、比例頻寬為

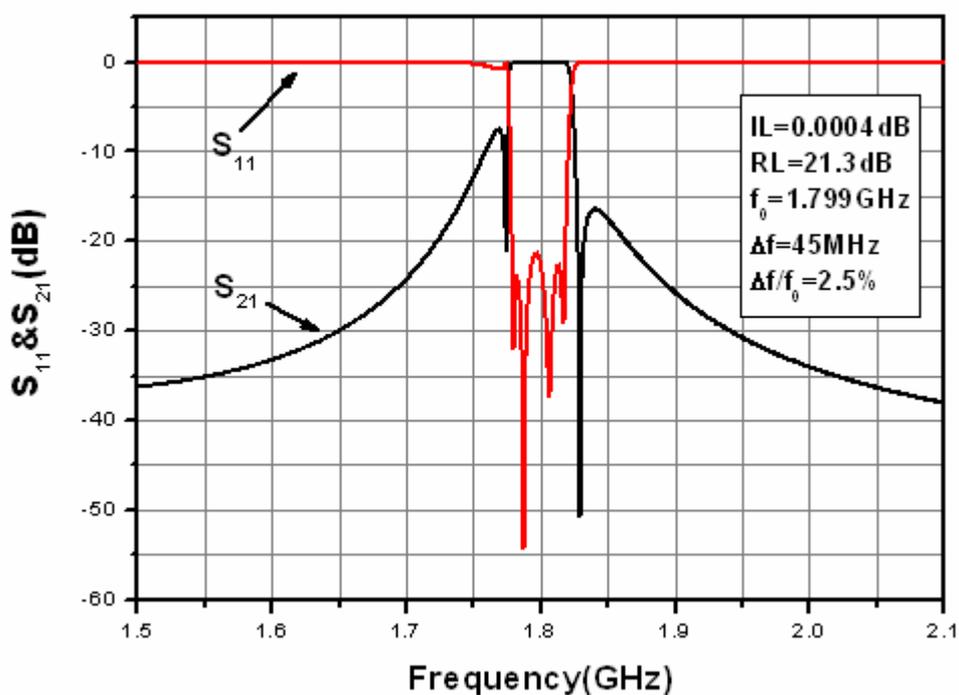


圖 3.11(a) 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)的頻率響應模擬結果。

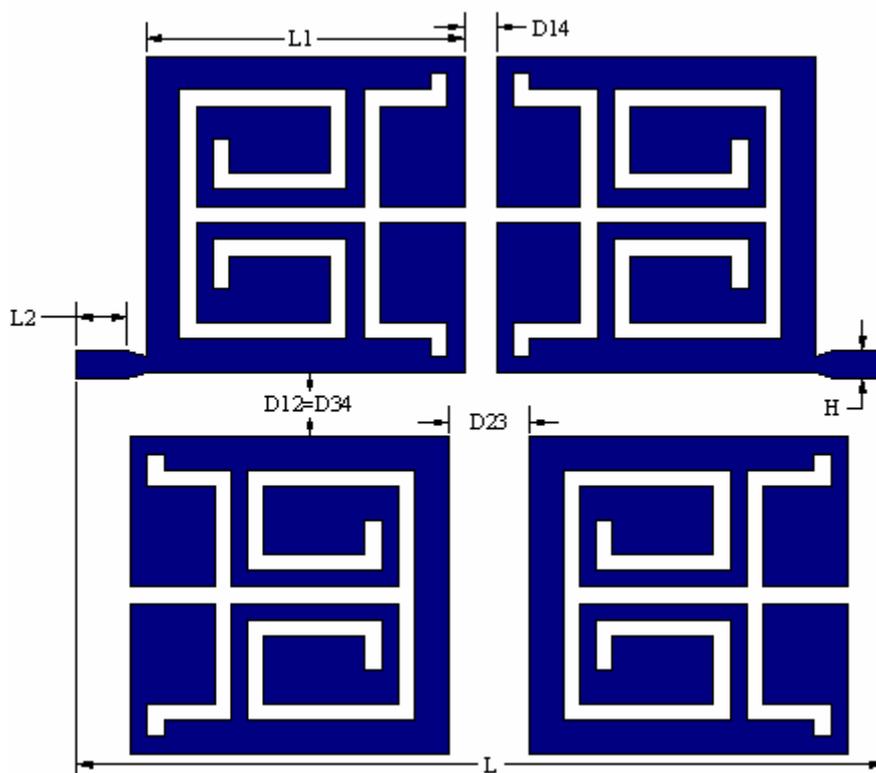


圖 3.11(b) 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)其圖形及尺寸。其中 $D_{12}=D_{34}=0.8\text{mm}$ 、 $D_{23}=0.99\text{mm}$ 、 $D_{14}=0.4\text{mm}$ 、 $L_1=3.914\text{mm}$ 、 $L_2=0.508\text{mm}$ 、 $H=0.35\text{mm}$ 、 $L=9.7\text{mm}$ 。

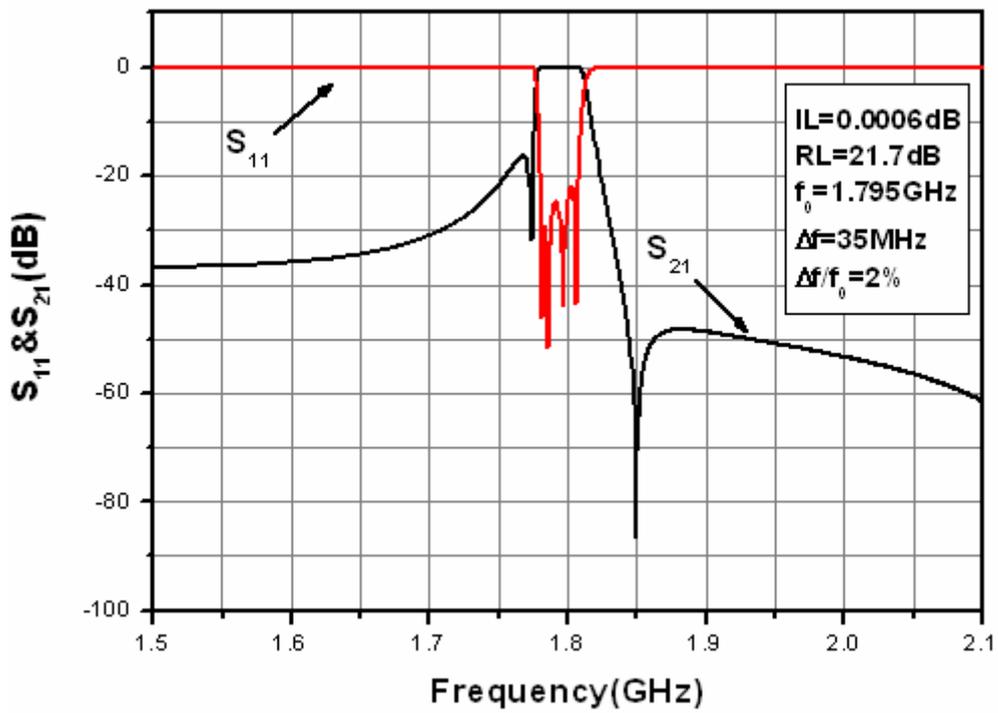


圖 3.12(a) 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(D type)的頻率響應模擬結果。

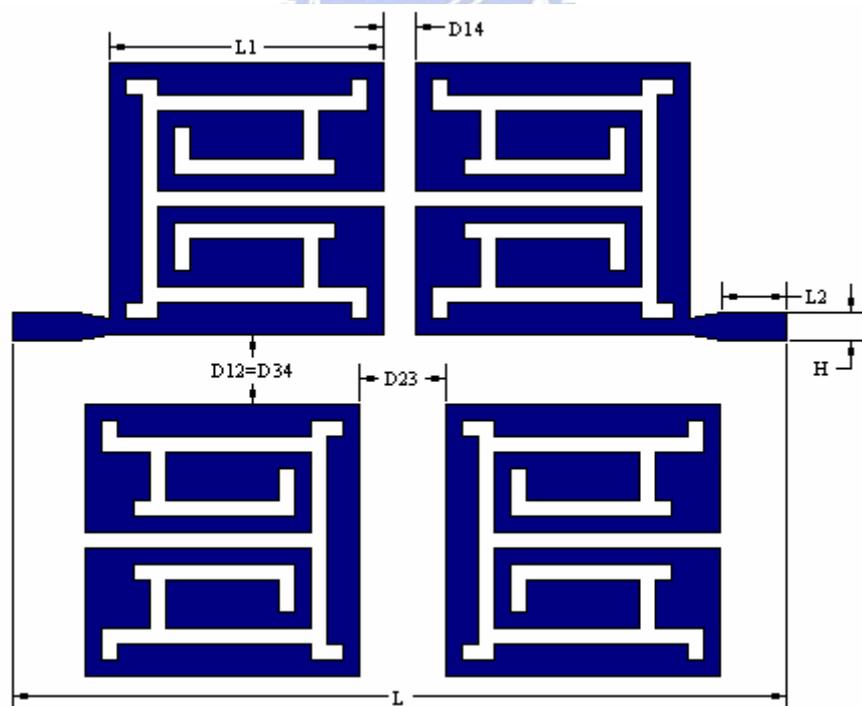


圖 3.12(b) 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)其圖形及尺寸。其中 $D_{12}=D_{34}=0.91\text{ mm}$ 、 $D_{23}=1.13\text{ mm}$ 、 $D_{14}=0.4\text{ mm}$ 、 $L_1=3.519\text{ mm}$ 、 $L_2=0.718\text{ mm}$ 、 $H=0.35\text{ mm}$ 、 $L=9.7\text{ mm}$ 。

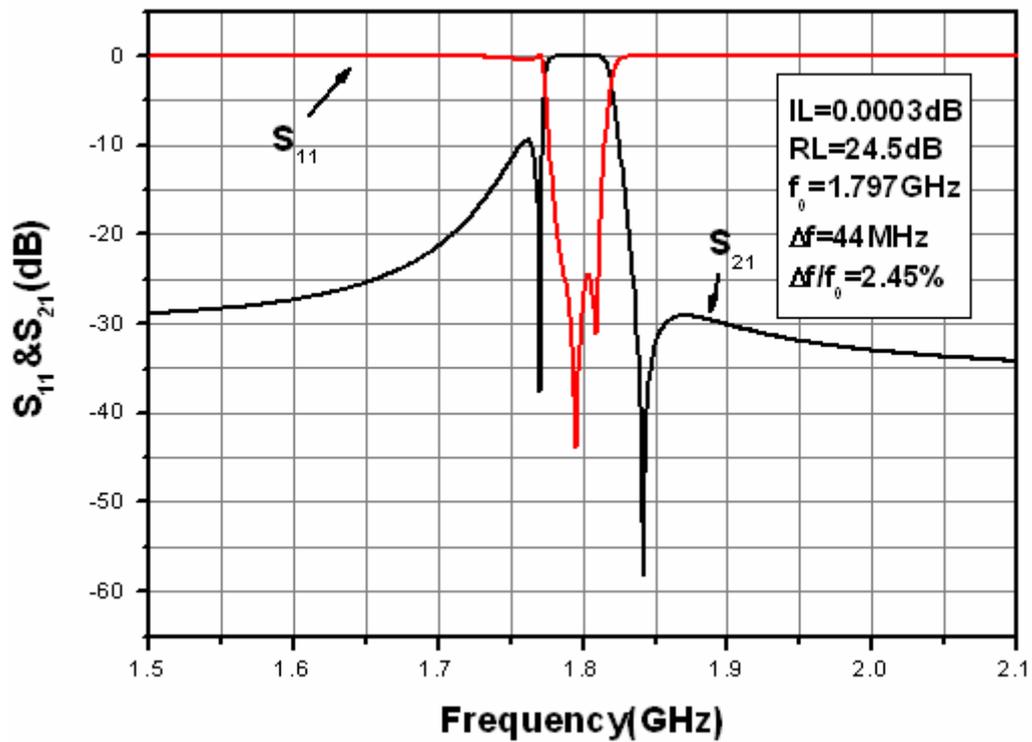


圖 3.13(a) 四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器的
頻率響應模擬結果。

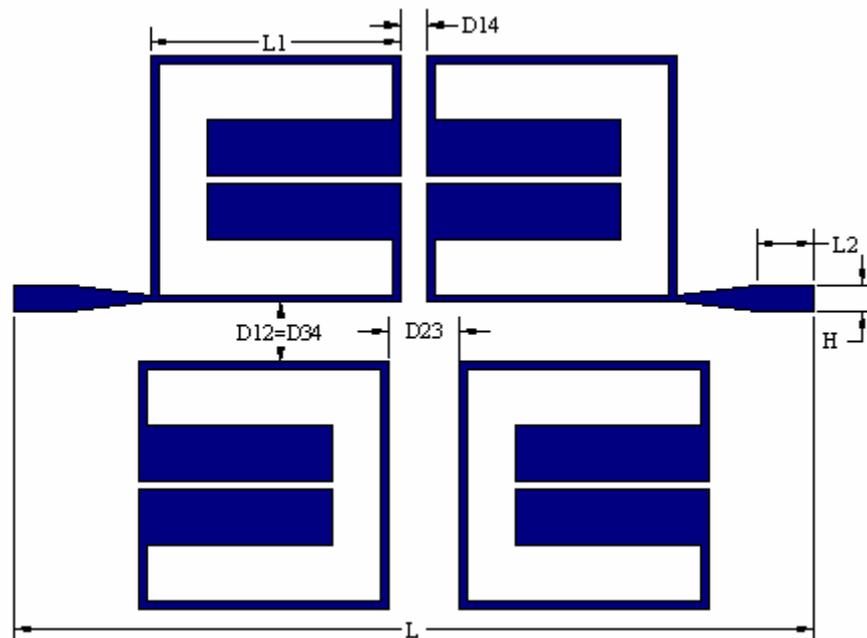


圖 3.13(b) 四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器
其圖形及尺寸。其中 $D_{12}=D_{34}=0.75\text{mm}$ 、 $D_{23}=0.99\text{mm}$ 、 $D_{14}=0.35\text{mm}$ 、
 $L_1=3.1\text{mm}$ 、 $L_2=0.575\text{mm}$ 、 $H=0.35\text{mm}$ 、 $L=9.7\text{mm}$ 。

2%、通帶中最小的插入損耗約為 0.0006dB、反射損失為 21.7dB。由圖 3.13(a)的模擬結果顯示該濾波器的中心頻率為 1.797GHz、比例頻寬為 2.45%、通帶中最小的插入損耗約為 0.0003dB、反射損失為 24.5dB。由模擬的結果可以看出此三種類的濾波器其反射損耗 RL 值皆可達到 15dB 以下，故通帶非常平整，尤其以密集化共振腔(A type)所設計的濾波器，其通帶邊緣非常陡峭，非常適合商業化的需求。



第四章 實驗裝置及步驟

本章將介紹實驗的儀器設備以及實驗的步驟。實驗步驟首先是利用電腦模擬軟體設計濾波器圖形，接下來開始製備元件，使用雷射鍍膜系統去成長我們所需要的雙面薄膜，之後再利用電阻-溫度量測系統量測薄膜的臨界溫度(T_c)；利用 XRD 量測薄膜之結晶結構，以鑑定薄膜品質的好壞。再利用濕式蝕刻技術去蝕刻出我們所要的濾波器結構圖形，最後再利用向量網路分析儀去量測其頻率之響應，並與電腦模擬的結果做比較。所使用到的儀器設備包含有電腦模擬軟體 IE3D 與 Sonnet、雷射鍍膜系統、電阻-溫度量測系統、XRD、黃光微影蝕刻、向量網路分析儀等，詳細實驗步驟分述如下。

4.1 電腦模擬

在本實驗濾波器微小化的設計，主要是利用高頻電磁波模擬軟體 IE3D 為主、Sonnet 為輔來設計微帶線濾波器，得到最佳的四階交錯耦合濾波器尺寸大小，並藉由軟體模擬的理論結果與實做的結果來做一比較。以下將介紹如何使用此兩套軟體來模擬濾波器的頻率響應。

IE3D 的操作步驟如下：

1. 首先點選 **Zeland Program Manager**，開 IE3D 模擬軟體，點選 **Mgrid** 選項後，會出現一個新的設計視窗。

2. 點選 **New**，並設定濾波器的基板與微帶線的參數，接開始繪畫元件的微帶線結構圖形，點選 **Input**，選擇 **Key In Absolute Location**，輸入圖形的起始位置，再選擇 **Key In Relative Location**，輸入線的長度及方向，重覆此步驟，最後回到起始位置，即完成圖形設計。
3. 點選 **Port**，選擇 **Define Port** 並勾選 **50 Ohms for Waves** 選項，然後去設定端埠 1(輸入)與端埠 2(輸出)的位置。
4. 點選 **File**，選擇 **Save As**，輸入檔名以儲存檔案。
5. 點選 **Process**，選擇 **Simulate** 去設定模擬的起始頻率與終止頻率以及模擬的取樣點數，即可開始進行模擬。
6. 模擬完後，便會自動開啟 **Modua** 視窗，點選 **Control**，選擇 **Define Display Graph**，勾選 **dB and Phase of S-Parameters**，再勾選 **dB[S(1,1)]**、**dB[S(2,1)]**、**dB[S(1,2)]** 及 **dB[S(2,2)]**，以顯示模擬的 S_{11} 、 S_{21} 、 S_{12} 及 S_{22} 的頻率響應圖。

Sonnet 的操作步驟如下：

1. 打開 Sonnet 模擬軟體，點選 **Edit Project** 選項後，選擇 **New Geometry** 會出現一個新的設計視窗。
2. 點選 **Unit**，設定尺寸與頻率的單位，
3. 點選 **Box**，設定 Cells 數與 Cell size。Cell size 愈小，相同面積下 Cells 數愈多，模擬的愈精確。

4. 設定介質與金屬的參數。
5. 點選 **Add a rectangle** 或 **Adds a polygon** 繪畫元件的微帶線結構圖形。
6. 點選，**Add port** 設定端埠 1(輸入)與端埠 2(輸出)的位置。
7. 點選 **File**，選擇 **Save as**，以儲存檔案。
8. 點選 **Analysis**，選擇 **Setup** 設定模擬的起始頻率與終止頻率以及模擬的速度，並勾選 **Compute Current Density**，這樣可順便模擬圖形上電流與電荷的分布。
9. 點選 **Analyze**，開始模擬。
10. 模擬完後，會自動開啟分析視窗，點選 **View Response** 可看頻率響應，點選 **View Current** 可看電流分布。

圖 4.1(a)、(b)為使用高頻電磁波模擬軟體 Sonnet 模擬的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)在中心頻率附近電流與電荷密度分布圖。

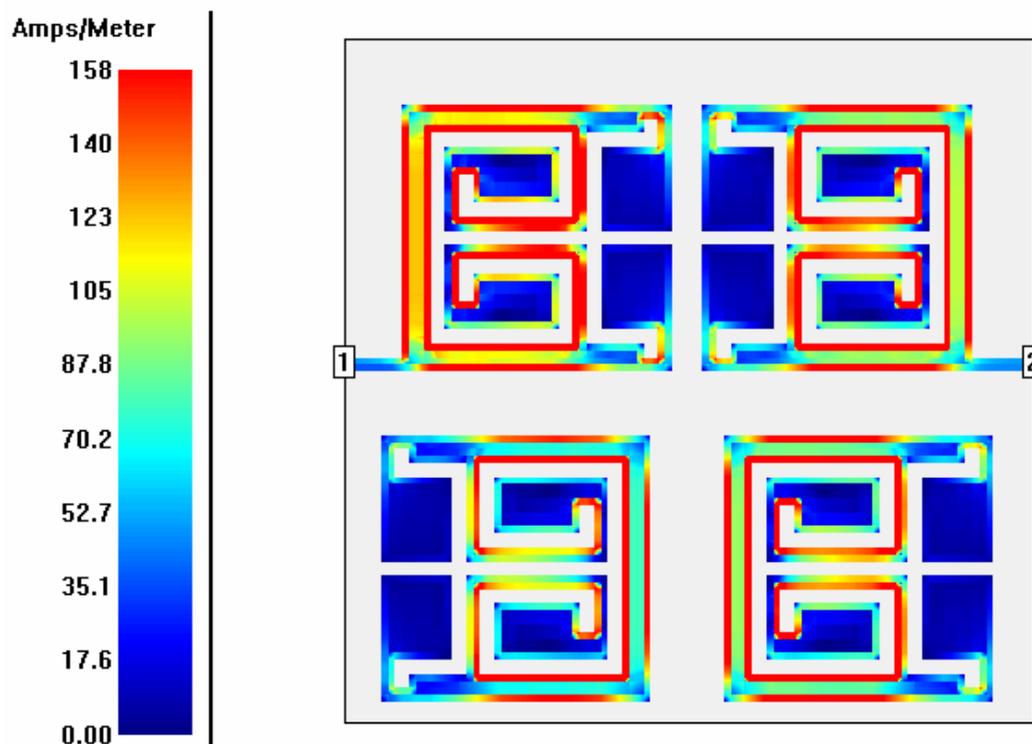


圖 4.1(a) 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)在中心頻率附近電流密度分布圖。

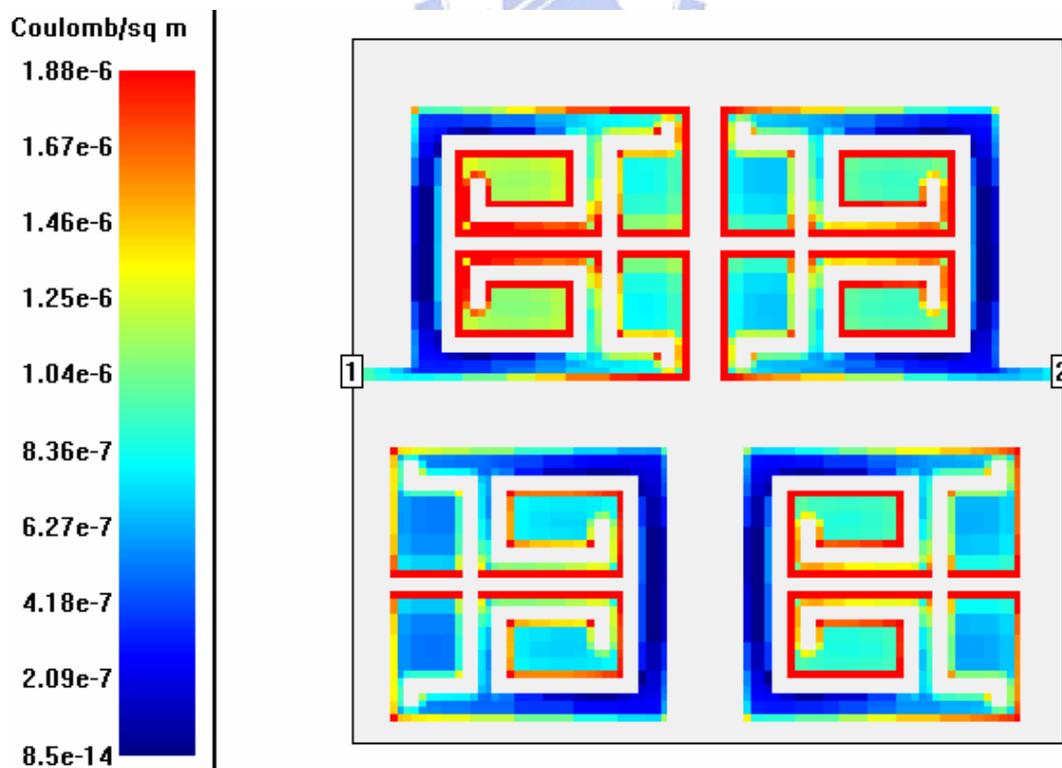


圖 4.1(b) 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)在中心頻率附近電荷密度分布圖。

4.2 薄膜製備

本實驗鍍膜方式是利用脈衝雷射蒸鍍系統(PLD, Pulsed Laser Deposition System)在 $1 \times 1 \text{ cm}^2$ 的鋁酸釶基板(LaAlO_3 , 簡稱LAO)上蒸鍍雙面的高品質鈮鉕銅氧($\text{YB}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$, 簡稱YBCO)高溫超導薄膜。

脈衝雷射鍍膜技術具有蒸鍍效率高, 可做同組成蒸鍍, 以及不需額外電源即可產生電將環境等優點, 因此可蒸鍍出特性良好的高溫超導薄膜。本實驗室的雷射蒸鍍系統如圖 4.2 所示, 此系統的雷射光源是使用 KrF 準分子雷射(Lambda Physik Lextra 200), 波長是 248nm, 脈衝寬度為 20~30ns, 每秒的脈衝次數和能量密度分別設定為 5Hz 及 5 J/cm^2 。雷射光輸出後會先經過一個對波長為 248nm 全反射的反射鏡, 再經過一凸透鏡聚焦後, 進入真空腔打向正在旋轉中的 YBCO 靶材表面, 靶材表面底下約幾十埃的分子將以電漿形式飛濺出來成長於 LAO 基板上。

單面鍍膜實驗步驟如下：

1. 將一片面積為 $1 \times 1 \text{ cm}^2$ 且厚度為 0.5 mm 的鋁酸釶(LaAlO_3)基板放入裝有丙酮溶液的燒杯中, 以超音波振盪器振 5 分鐘, 取出基板用氮氣槍吹乾; 同理放入裝有甲醇溶液的燒杯中, 以超音波振盪器振 5 分鐘, 取出基板用氮氣槍吹乾, 再放入裝有去離子水(D.I.water)的燒杯中, 以超音波振盪器振 5 分鐘, 取出基板用氮氣

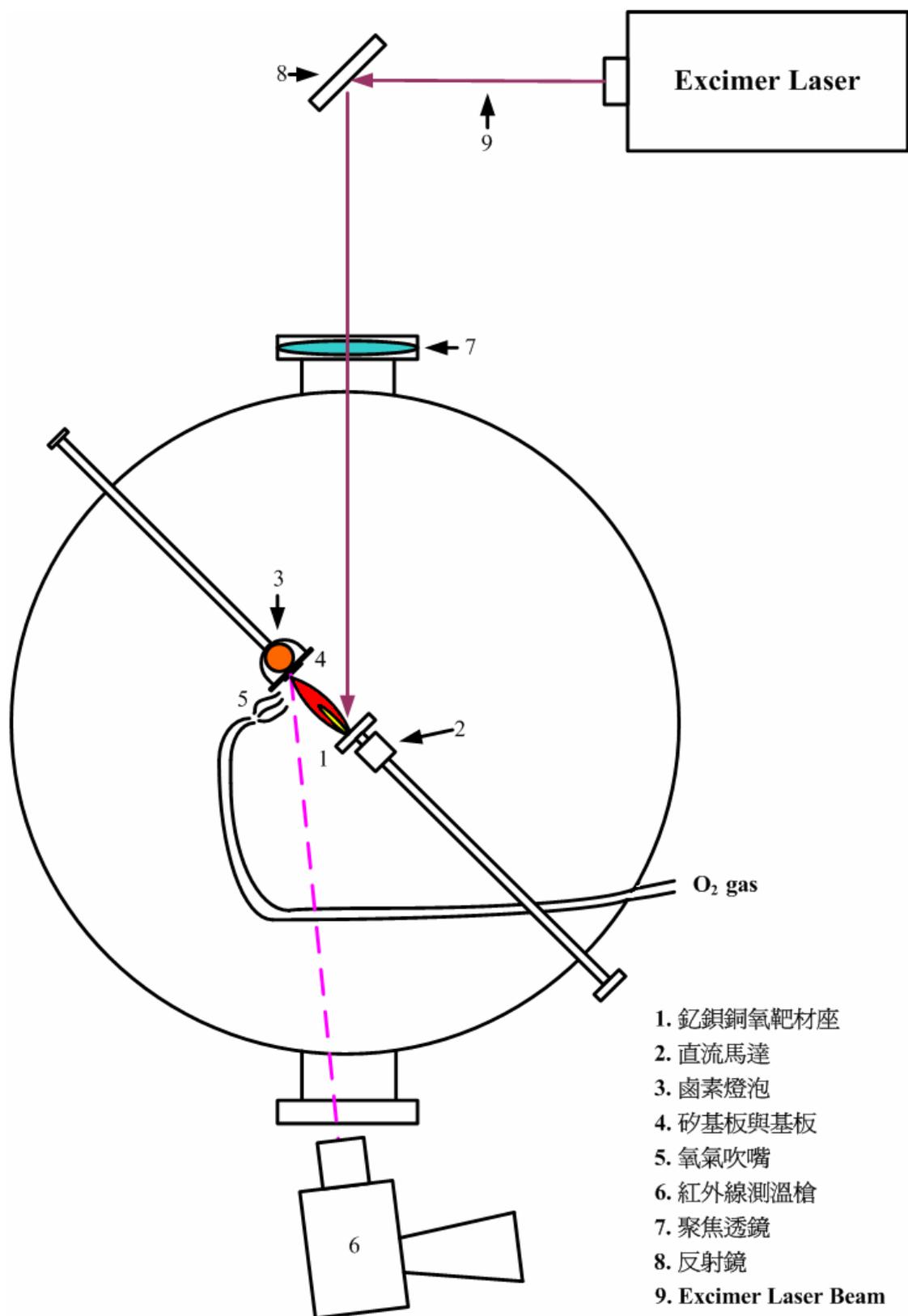


圖 4.2 雷射鍍膜系統示意圖。

槍吹乾。

2. 切一塊 2.4cm×2.5cm 的矽基板(silicon wafer)，以相同步驟清洗乾淨。
3. 將清洗好之鋁酸鏷(LaAlO₃)基板用高溫銀膠黏於矽基板上。用銀膠仔細地在矽基板上描繪出基板的形狀後，再將基板蓋上，以牙籤輕壓基板四周，使矽基板與鋁酸鏷間藏於銀膠內的空氣擠壓出，避免銀膠內的氣泡影響熱傳播，最後在放置於加熱器上以 50°C 烘烤半小時。
4. 將鈮鉕銅氧(YBCO)靶材用螺絲固定於直流馬達上。靶材與基板的距離約為 4~4.5 cm。而我們會將靶材做一小角度的傾斜，使鍍膜時火焰會做小角度旋轉，以增加鍍膜面積與薄膜的均勻度。
5. 利用與準分子雷射光光路相同的倍頻 Nd-YAG Laser 可見光來進行校正，以確定準分子雷射光會準確的打在靶材上。
6. 啟動機械幫浦先將壓力抽至 5×10^{-2} Torr，再以渦輪分子幫浦將壓力抽至 10^{-6} Torr。
7. 利用鹵素燈泡加熱基板，設定以每分鐘 10°C 的升溫速度加溫到 200°C，持溫 5 分鐘，讓銀膠內因加熱而產生出的氣體被渦輪分子幫浦抽出，再以每分鐘 20°C 的升溫速度加溫到 400°C，最後以每分鐘 30°C 的升溫速度加溫直到 960°C，由手控調整輸出功率改變

溫度，直到由紅外線測溫槍(MINOLTA SPOT THERMOMETER IR-308)所測得的基板的溫度達 790°C。

8. 將渦輪分子幫浦降半速，並將閥門關小。接著通入氧氣，將腔內的氧壓維持在 0.3 Torr。
9. 啟動直流馬達以轉動靶材。轉動靶材可使得在鍍膜時，雷射光能均勻的打在靶材上，避免只打在靶材上的同一點，以致於造成靶材的傷害。
10. 設定條件：準分子雷射功率的能量為 350mJ，每秒脈衝次數的重複率為 5Hz，總次數 3000 下，啟動 KrF 準分子雷射，開始鍍膜。
11. 當薄膜蒸鍍完成後，隨即關閉鹵素燈泡加熱電源與渦輪分子幫浦閥門，並大量通入氧氣以進行淬冷(Quench)。待腔內溫度達室溫時，即可取出樣品，完成鍍膜工作。

由於本實驗需要製作雙面高溫超導薄膜，一面蝕刻做濾波器元件的結構圖形，另一面則做接地之用，而上述的步驟只適用於單面。因此我們需要將實驗步驟加以改良，在此提供兩種方法：

方法一：

1. 依照單面鍍膜實驗步驟順序鍍完第一面。
2. 將第一面均勻地塗上光阻並等半小時後，將樣品浸入 HCl : H₂O = 1 : 10 中的溶液 20 秒，取出樣品後以去離子水清洗。浸 HCl 溶液

是為了要讓附著在第二面上的銀膠更好清理，由於我們第一面已上光阻，故浸入HCl溶液中並不太會傷害膜面。

3. 用美工刀將第二面的銀膠刮乾淨，刮不掉的部分用棉花棒沾 HCl 溶液塗抹之，即可用美工刀刮去。
4. 第二面刮乾淨後，用丙酮將光阻除去，再依照單面鍍膜實驗步驟 1，將鋁酸鍍基板清洗乾淨。
5. 將鋁酸鍍基板用銀膠黏其四個邊緣，將之固定在一清洗過的矽基板上（第二面朝上），並且注意銀膠不可滲入鋁酸鍍基板與矽基板之間。之後再將黏有鋁酸鍍基板的矽基板固定在真空腔內的鹵素燈泡座上。
6. 接下來依照單面鍍膜實驗步驟 4~11，完成第二面鍍膜工作。

我們將第一面蝕刻做濾波器元件的結構圖形，第二面則做接地之用。這是因為鍍第一面時背面全塗滿銀膠，因此受熱會比較均勻，薄膜的品質較佳。而鍍第二面時銀膠只黏其四個邊緣，基板四周的溫度比中心高，受熱不均勻，薄膜品質較差。但鍍第二面時，第一面又必須受熱一次，所以對第一面的薄膜品質會有影響，根據實驗，第一面的 Tc 會掉個 1、2k，但薄膜的品質還是比第二面佳。

方法二：

1. 依照單面鍍膜實驗步驟順序鍍完第一面，但步驟 10 要改變，需要

將脈衝總次數由 3000 下改成 10000 下。

2. 依照方法一的步驟 2、3、4，將鋁酸釧基板清洗乾淨。
3. 依照單面鍍膜實驗步驟 4~11 完成第二面鍍膜工作，但步驟 7 要改變，我們必須以手控增加輸出功率的方式，在 10 分鐘之內將溫度從 200°C 迅速升到鍍膜溫度，這是因為第一面塗滿了整面銀膠，而在高溫下銀膠會滲入 YBCO 膜內破壞薄膜，所以我們須趕在銀膠還沒完全穿透薄膜前鍍完第二面。

我們將第一面鍍得那麼厚的原因就是防止薄膜被銀膠穿透，所以用品質佳的第二面蝕刻做濾波器元件的結構圖形，而第一面做接地之用，因此只要第一面還有薄薄的一層 YBCO 膜，沒被銀膠穿透就行了。此方法的好處是第二面的品質比方法一的第一面好，但風險卻很高，因為只要接地面被銀膠穿透，整個樣品就報銷了。兩個方法各有優點和缺點，如何選擇就看自己的經驗，建議經驗不夠還是採用方法一比較保險，等到累積一定的經驗，技術提昇後再採用方法二比較好。

4.3 電阻-溫度(R-T)量測系統

我們鍍完膜之後，接下來要分析此薄膜的品質，我們利用此系統來量測薄膜在不同溫度的電阻值，分析薄膜的臨界溫度(T_c)，藉此判斷薄膜品質的好壞。實驗所用的原理是四點量測法，如圖 3.3 所示。此系統裝置如圖 3.4 所示。

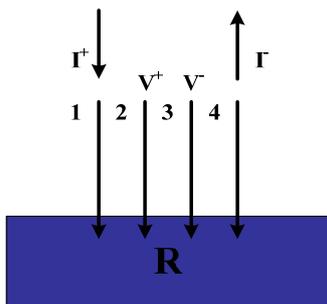


圖 4.3 四點量測法示意圖。

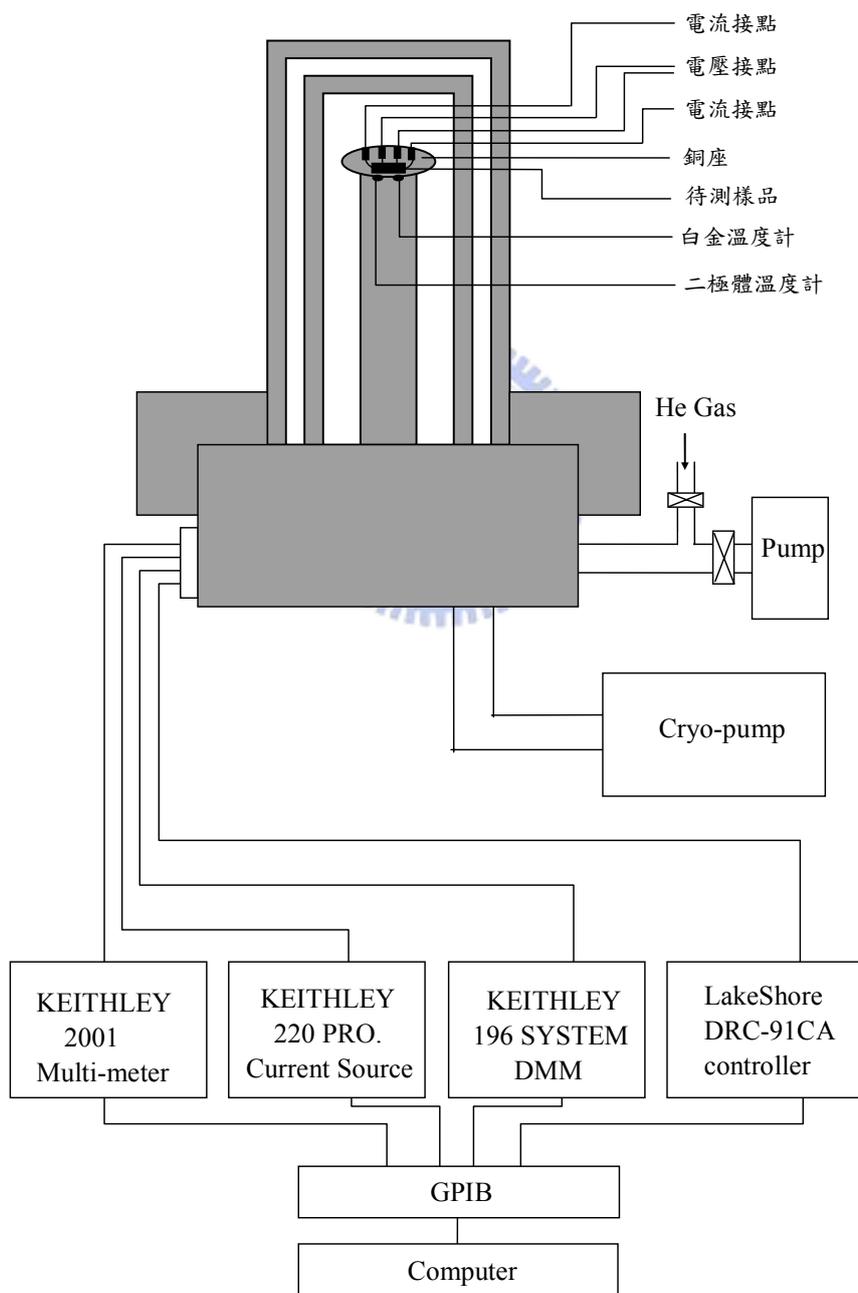


圖 4.4 R-T 量測系統。

系統裝置包括：

真空系統：機械幫浦(Mechanical Pump)、真空腔。

電性量測系統：電流供應器(KEITHLEY 220 PROGRAMMABLE CURRENT SOURCE)、多功能電表(HEWLETT PACKARD 34401A MULTIMETER)。

低溫系統：閉路液氦冷凍機(Closed Cycle Liquid Helium Refrigerator)。

控溫系統：二極體溫度計(Silicon Diode Thermometer)、溫控器(LAKE SHORE DRC-91CA CONTROLLER)。

電腦系統：GPIB 卡、LabVIEW 軟體及電腦。

R-T 量測實驗步驟如下：

1. 剪裁四條長度適當且相同的銅線，用錫槍加熱錫後，去銅線首尾部份銅漆，再將銅線一端用銀膠黏在待測樣品上，並將此四條銅線依序平行地黏在待測樣品上，加熱讓銀膠烤乾。
2. 用丙酮(Acetone)先將銅座擦拭清理乾淨，再將樣品以 3M 雙面膠固定於銅座上，接著再把此四條銅線的另一端，用錫槍銲接於銅座的四個接點上。
3. 蓋上真空腔，並啟動機械幫浦開始抽真空，待 VACUUM GAUGE 指針讀數在 70cmHg 以上即可。

4. 在電腦上設定量測溫度範圍從 290K 到 30K，並設定輸送電流大小為 0.1mA，以及設定最大電壓限制為 1Volt。完成設定後，即可開始降溫進行量測。

4.4 X-ray 繞射儀

我們利用 X-ray 繞射儀檢視薄膜的結構與晶格軸向。在本實驗中，藉由 REGAKU 二環式薄膜繞射儀之 X-ray 繞射儀的分析，得知薄膜的晶格長度，來確認薄膜的晶格軸向。使用繞射儀做掃描時，首先，挖一些黏土置於待測基版上，再將薄膜樣品蓋在黏土上，用載玻片隔一層紙輕壓，將樣品放置平整，並輕晃之以確保樣品不會掉，將其放入測試座，開啟直流馬達，讓基版垂直作三百六十度的旋轉，打開 X-ray 的遮片讓 X 光源(CuK_α $\lambda \sim 1.54 \text{ \AA}$)經由一片單晶樣品再入射至要量測的薄膜樣品上，入射光與薄膜樣品面夾角為 θ ，反射光與入射光的夾角為 2θ ，而偵測器放置於 2θ 角的位置。當 X 光入射至薄膜樣品，會產生繞射，由布拉格(Bragg)繞射條件：

$$2d \sin \theta = n\lambda$$

其中 d 某一晶格平面間的距離， θ 為入射光與薄膜平面間的夾角， λ 為 X 光波長， n 為正整數；一般而言，因使用之波長為銅靶的 K_α 特性波長 λ 可視為單色光，故 $n=1$ 。當 θ 角變化時，偵測器在水平面上

隨著 2θ 角的改變而移動，若分佈於空間中的繞射亮點與偵測器相交，才可量到此建設性干涉的峰值，則偵測器會將此亮點的強度訊號經過處理而以光電流的數量顯示，最後由電腦存取資料，再經由繪圖軟體畫出圖形。

4.5 黃光微影蝕刻

本實驗所製作高溫超導濾波器，是以濕式蝕刻法在樣品的其中一面上刻畫出濾波器的圖形，其流程如圖 3.5 所示。

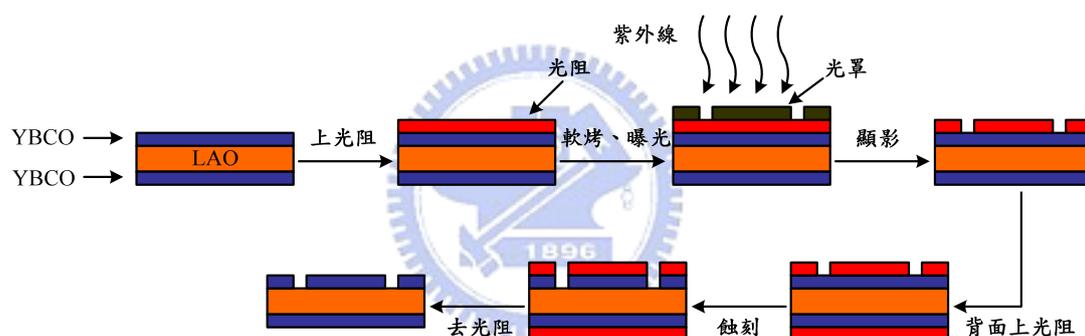


圖 4.5 黃光微影蝕刻流程。

實驗步驟如下：

1. 清洗薄膜：以棉花棒沾丙酮輕輕地拭擦薄膜表面，再以氮氣將之吹乾，以去除薄膜表面的髒垢。
2. 上光阻：將薄膜樣品至於塗佈機(Spinner)上，按下 VACUUN 鍵，將樣品固定於旋轉座上，再均勻地在樣品上滴上數滴正光阻液 (AZ5214E)，以 1000rpm 的轉速轉 10 秒，再以 5000rpm 的轉速轉 30 秒，將光阻液鋪平，再按下 VACUUN 鍵，取下樣品。

3. 軟烤(Soft Baking)：將上過光阻的樣品以 80°C 進行軟烤 15 分鐘，使光阻液內的有機溶劑揮發，增加光阻的附著性。
4. 曝光(Exposure)：將軟烤後的樣品置於曝光機的樣品座上，透過光學顯微鏡進行調整光罩與樣品的相對位置，再設定汞燈能量為 350mW 、曝光時間為 90 秒，之後即可進行曝光。
5. 顯影：調配一杯顯影液與去離子水的比例為 1：2 的溶液，再將樣品置於此溶液中輕輕搖晃顯影，直至顯影完全為止，再的去離子水洗去樣品上的顯影液，之後再以氮氣吹乾。
6. 背面上光阻：將樣品做接地面的膜面，用棉花棒的尾端均勻的在整個膜面塗上光阻，並靜置 30 分鐘。
7. 蝕刻(Etching)：將靜置 30 分鐘後的樣品置於稀酸溶液(鹽酸：去離子水=1：50)中搖晃數秒，將樣品上沒有被光阻液覆蓋的 YBCO 完全去除，再的去離子水洗去樣品上的鹽酸，最後再以氮氣吹乾。
8. 去光阻：蝕刻完後，再以丙酮除去樣品上的光阻液，即完成元件的製作。

一般商業化的高溫超導微波元件，都會在輸入和輸出埠的部分做歐姆接觸(Ohmic Contact)的金接點，在接地面上再鍍一層金，這是因為超導體與一般金屬材料性質差異很大，當與金屬電路做電性連接時，若沒有好的歐姆接觸，可能會因升降溫時因膨脹係數的不同產生

接觸抵抗，造成元件電路的寄生電阻而使電性變差[27]。所以我們也可在雙面 YBCO 薄膜上各再鍍一層金，如此我們就需要用到兩道光罩，一道是超導薄膜的光罩圖案，另一道則是做歐姆接觸的金接點光罩圖案。製程時需先將金接點用碘化鉀蝕刻後才能蝕刻 YBCO 薄膜。微影蝕刻前後的圖形如圖 3.6。



圖 4.6 雙面鍍金之超導薄膜經黃光微影蝕刻之前後示意圖。

4.6 微波量測

我們利用 Agilent 公司所出產的向量網路分析儀 E5071B (300kHz~8.5GHz)來量測濾波器元件的散射參數，藉此分析此元件的品質，如圖 4.7 所示。其量測步驟如下：

1. 校正網路分析儀。
2. 在測試座兩探針上點上低溫銀膠後，將濾波器元件以快乾銀膠固定在測試座上，並注意濾波器的輸入輸出埠要與測試座兩探針平行接觸到，最後用螺絲與彈簧完成封裝。
3. 將封裝完成的樣品測試座放到加熱器上烤乾銀膠或用吹風機吹

乾。

4. 待樣品測試座冷卻後，將測試座的 SMA 接頭連接到傳輸線接頭上，並用衛生紙與鋁箔紙包起來。
5. 將包裝好的樣品測試座緩慢地方入液態氮中，不得太快，否則會使樣品與傳輸線龜裂。
6. 當溫度達 77k 即可記錄量測結果。
7. 量測完後，將樣品測試座與傳輸線從網路分析儀上拆下，並用吹風機吹樣品測試座，使其儘速回復到室溫而不使濾波器元件結冰損壞。



圖 4.7 Agilent E5071B 向量網路分析儀。

第五章 實驗結果與討論

在本章節中，我們要先用上一章所介紹的儀器來量測與分析本實驗室所製作的高溫超導薄膜，觀察其特性以確保薄膜品質；接著介紹使用這些特性優良的高溫超導薄膜製作出來的濾波器之量測結果，並將之與電腦模擬的結果作比較；再來我們將使用中科院商購的THEVA YBCO 薄膜，將其雙面鍍金，製作出具有金接點的高溫超導濾波器，比較其鍍金與去金後量測的結果；最後與本實驗室以 PLD 系統所製備出的超導薄膜濾波器做比較。

* 此商購 YBCO 薄膜係由中科院電子系統研究所黃銅武博士與何焱騰先生提供，特此誌謝。



5.1 高溫超導薄膜特性量測與分析

我們將利用脈衝雷射蒸鍍系統(PLD)製作高溫超導的雙面薄膜，以上一章所介紹的各項儀器系統，對製備好的HTS薄膜進行特性的量測與分析。利用電阻-溫度(R-T)量測系統的量測結果，如圖 5.1 所示，圖中顯示此薄膜的臨界溫度(T_C)在 90.5K，其表面電阻(R_S)隨著溫度降低而沿著金屬線下降，並於臨界溫度附近衰減快速，代表超導性佳；利用XRD量測系統的量測結果，如圖 5.2 所示，由圖中偵測到的強度對角度的位置，顯示此YBCO薄膜的磊晶成長方向為c軸(001)；。利

用 α -step的量測結果，如圖 5.3 所示，圖中顯示此薄膜的厚度約在 260nm 左右，且膜面大致平整；利用 AFM 量測的結果如圖 5.4 所示，表面崎嶇度約 5.775nm，且顆粒大小接近。由於薄膜表面的平整度會影響到表面電阻的大小，進而影響到元件的損耗，所以會希望薄膜表面整體的顆粒愈小愈好，則其表面電阻就會愈小，元件本身的損耗也就愈低。

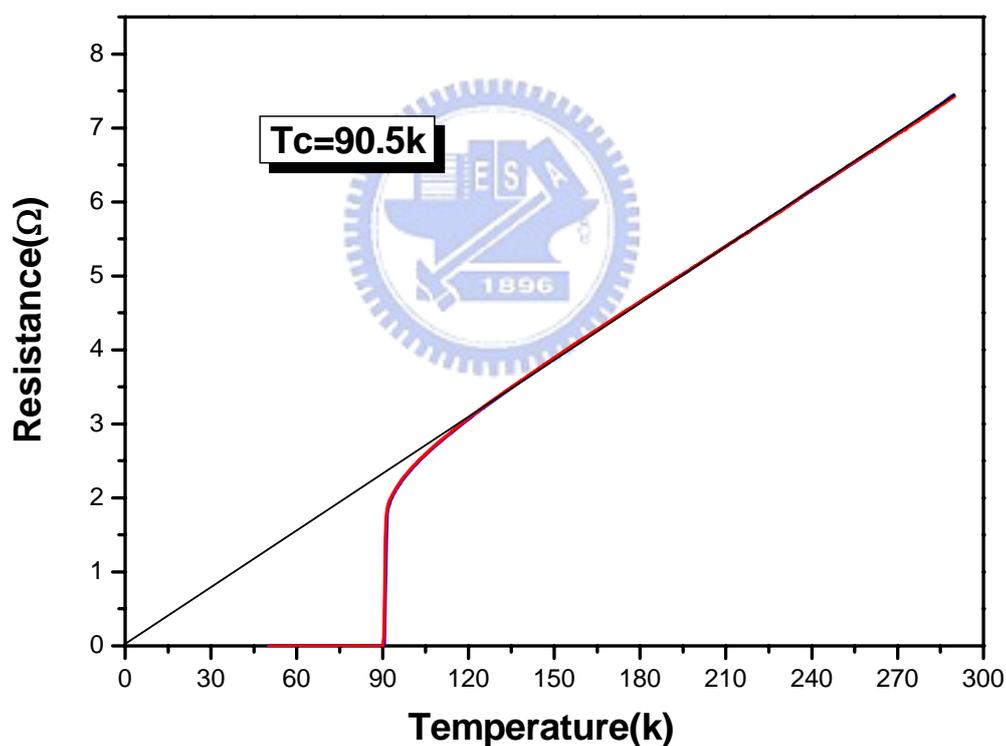


圖 5.1 R-T 量測結果。

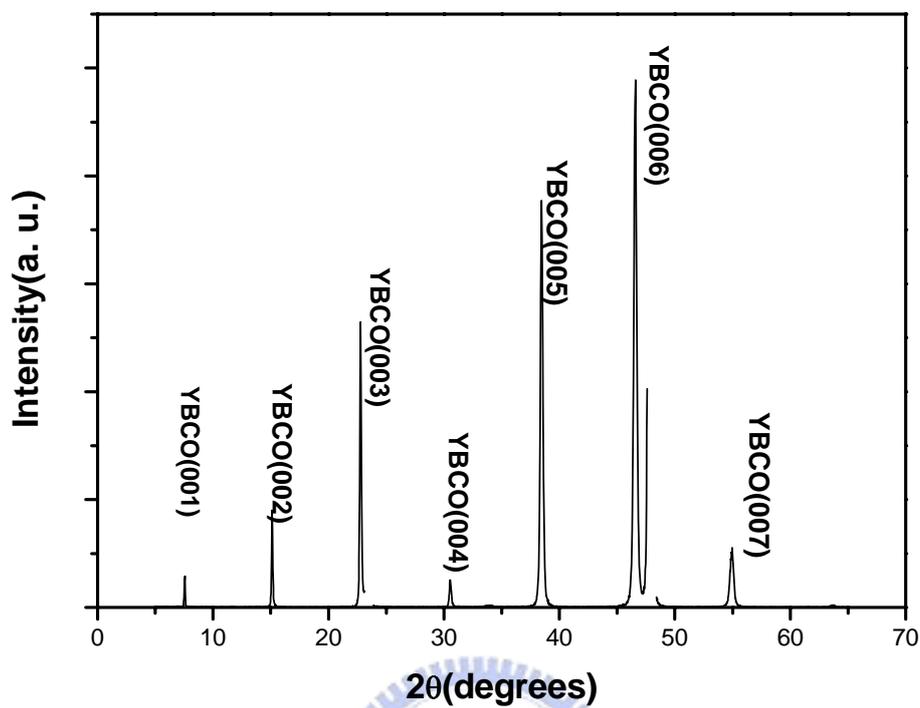


圖 5.2 XRD 量測結果。

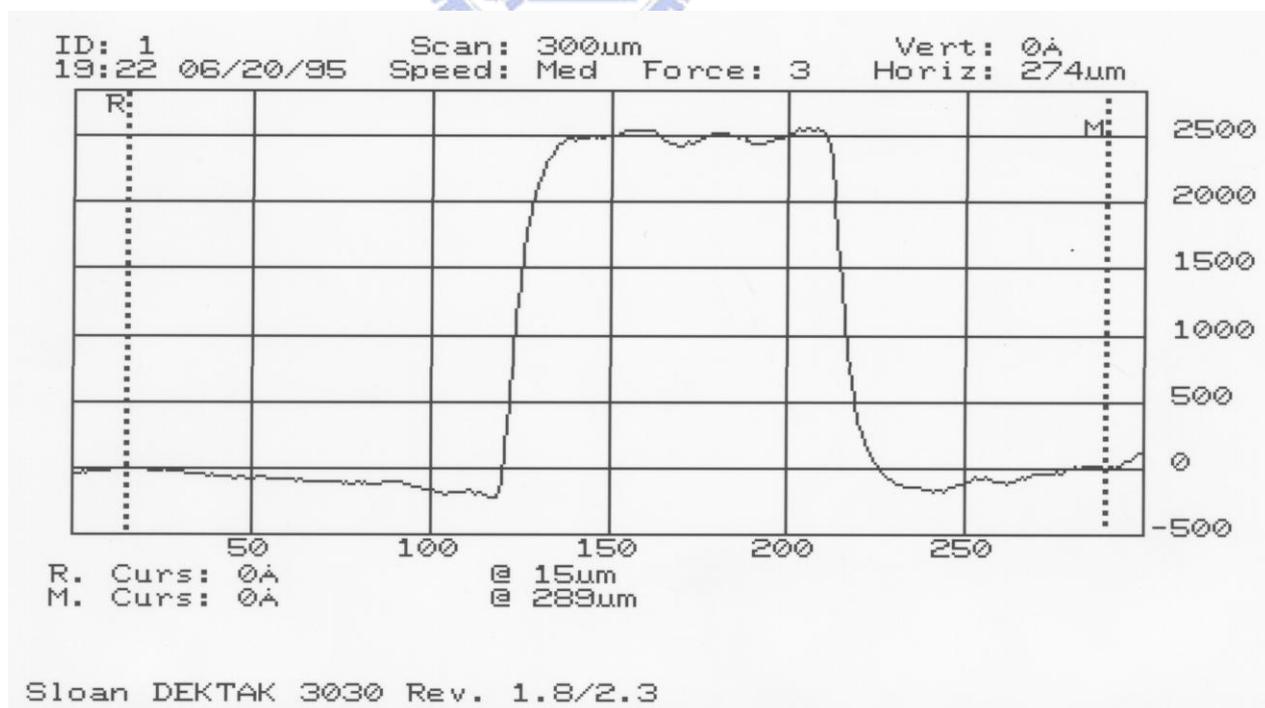


圖 5.3 α -step 量測結果。

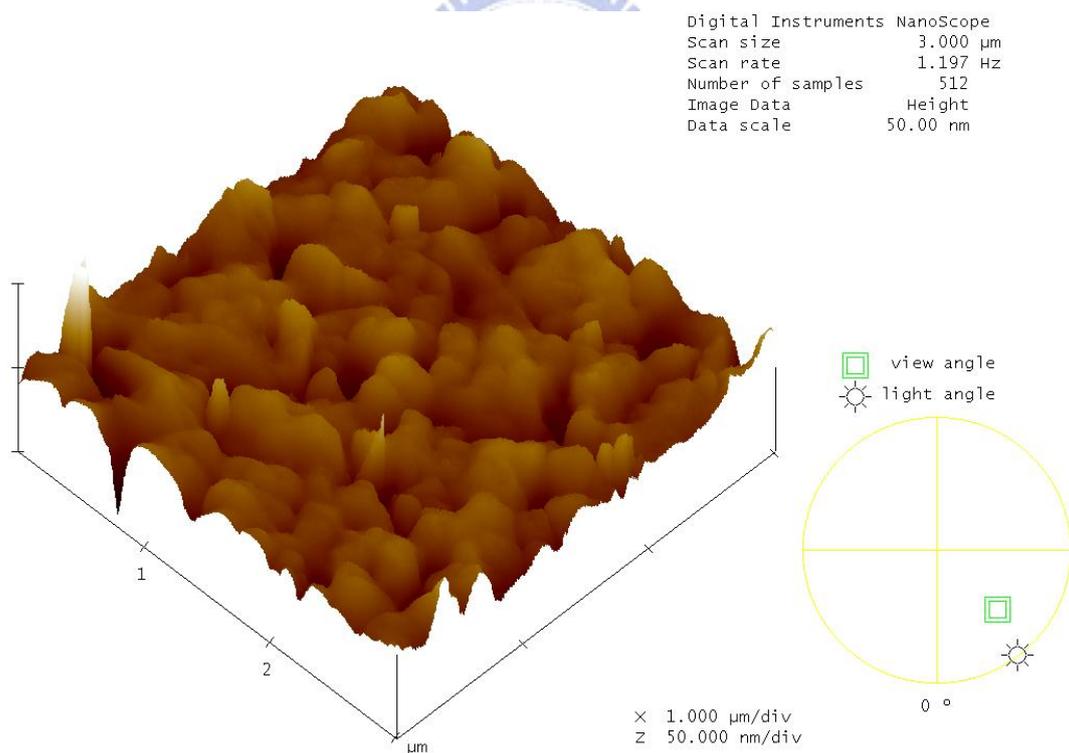
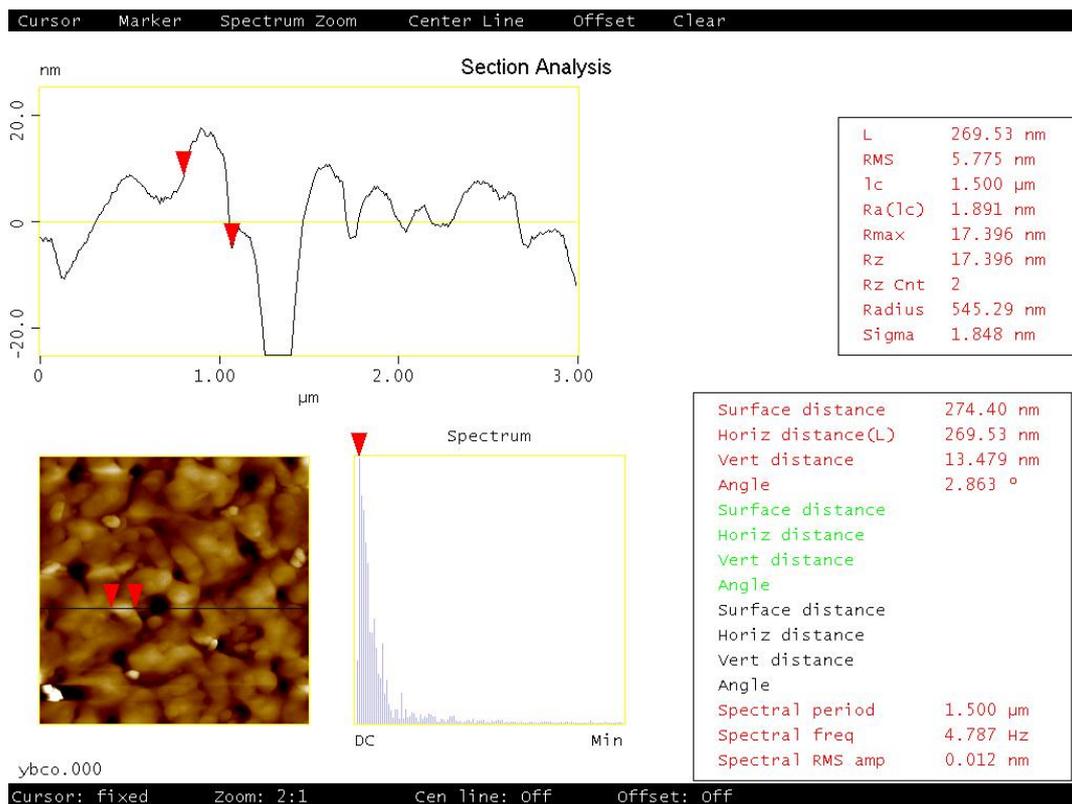


圖 5.4 薄膜的 AFM 影像分析。

5.2 高溫超導濾波器量測結果

實驗初期，我們封裝樣品時並沒有在測試座兩探針上點低溫銀膠，微波量測結果如圖 5.5 所示，圖中為 S_{11} 與 S_{21} 的頻率響應曲線。量測結果很不理想，因為其最小插入損耗甚至比反射損耗大。檢討原因後懷疑可能是濾波器輸入輸出埠與測試座兩探針接觸不良產生寄生電阻，尤其我們是直接將樣品測試座浸泡在液態氮中，可能也會有液態氮滲入輸入輸出埠與探針之間。於是我們點上銀膠重新量測後，其量測結果如圖 5.6 所示，結果顯示中心頻率為 1.86GHz、比例頻寬(FBW)為 2.96%、通帶中最小的插入損耗約為 1.19dB、反射損耗為 5.4dB。比較兩張圖，我們可以發現插入損耗與反射損耗皆明顯地改善。現在我們用此方法量測另外兩類型濾波器，其結果如圖 5.7、圖 5.8 所示。圖 5.7 中，結果顯示中心頻率為 1.85GHz、比例頻寬(FBW)為 2.27%、通帶中最小的插入損耗約為 0.12dB、反射損耗為 15.2dB。圖 5.8 中，結果顯示中心頻率為 1.82GHz、比例頻寬(FBW)為 2.46%、通帶中最小的插入損耗約為 0.41dB、反射損耗為 23.5dB。將實際量測結果與模擬的結果作比較，如圖 5.9(a)、(b)、(c)所示，並將實際量測結果與電腦模擬結果的各項參數彙整成表 5.1。

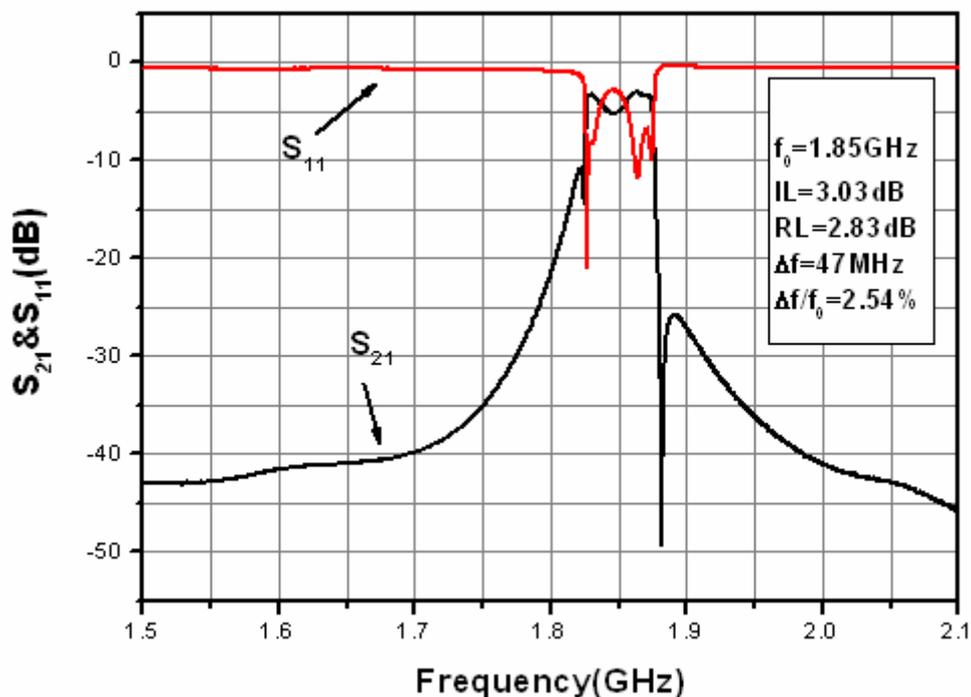


圖 5.5 未點銀膠的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器 (A type) 頻率響應量測結果。

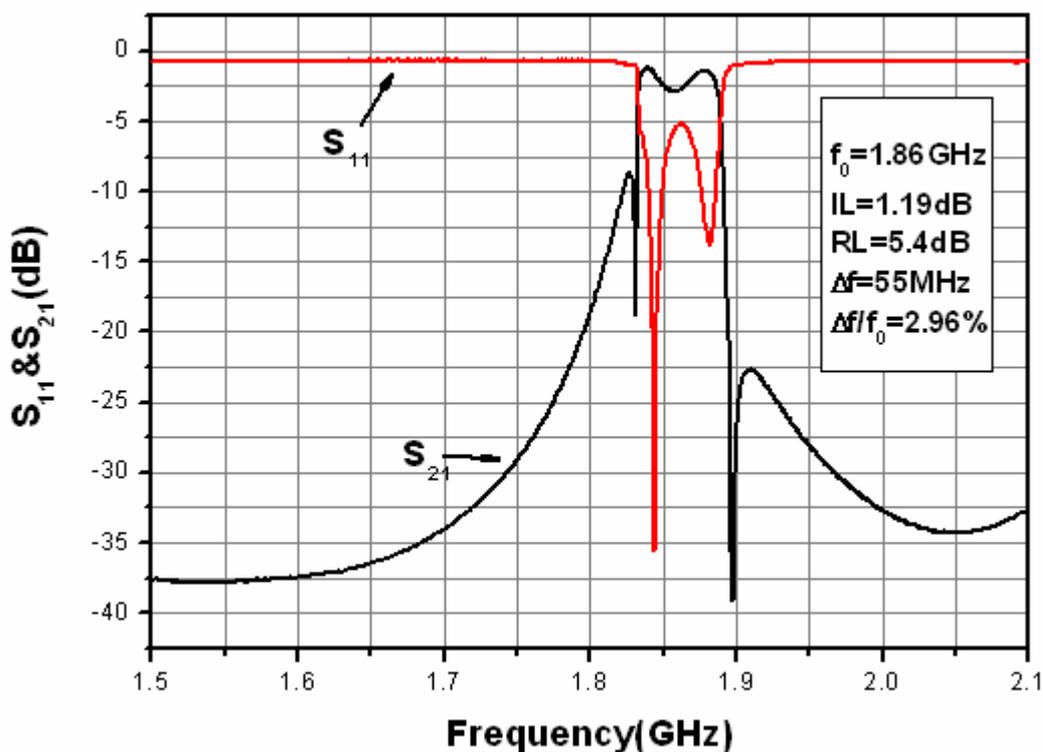


圖 5.6 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(A type)的 頻率響應量測結果。

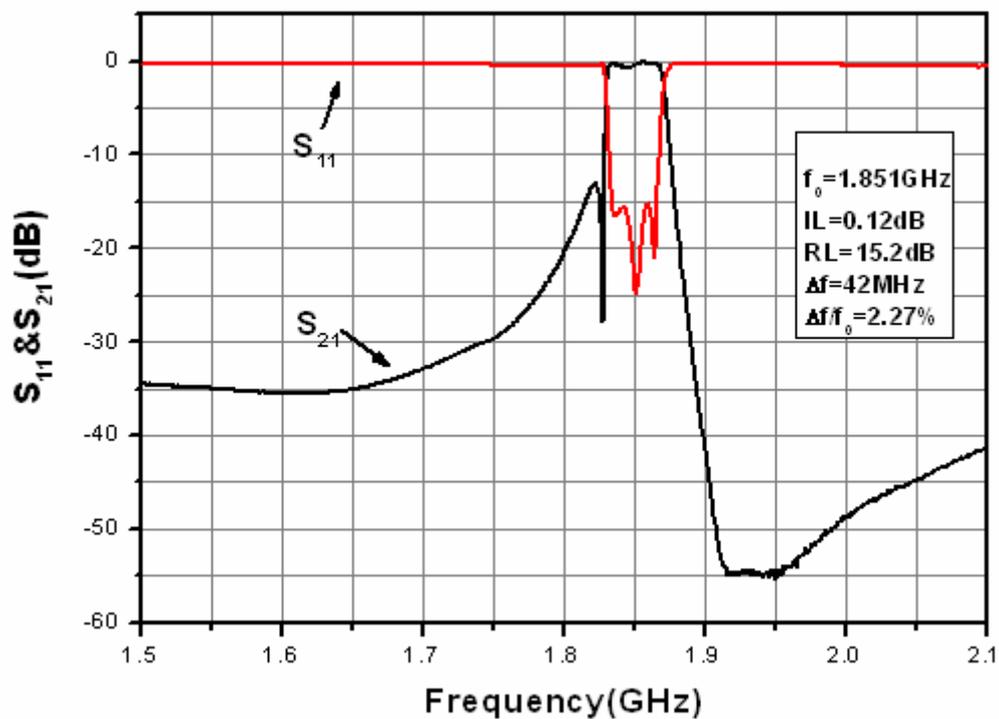


圖 5.7 四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器(D type)的頻率響應量測結果。

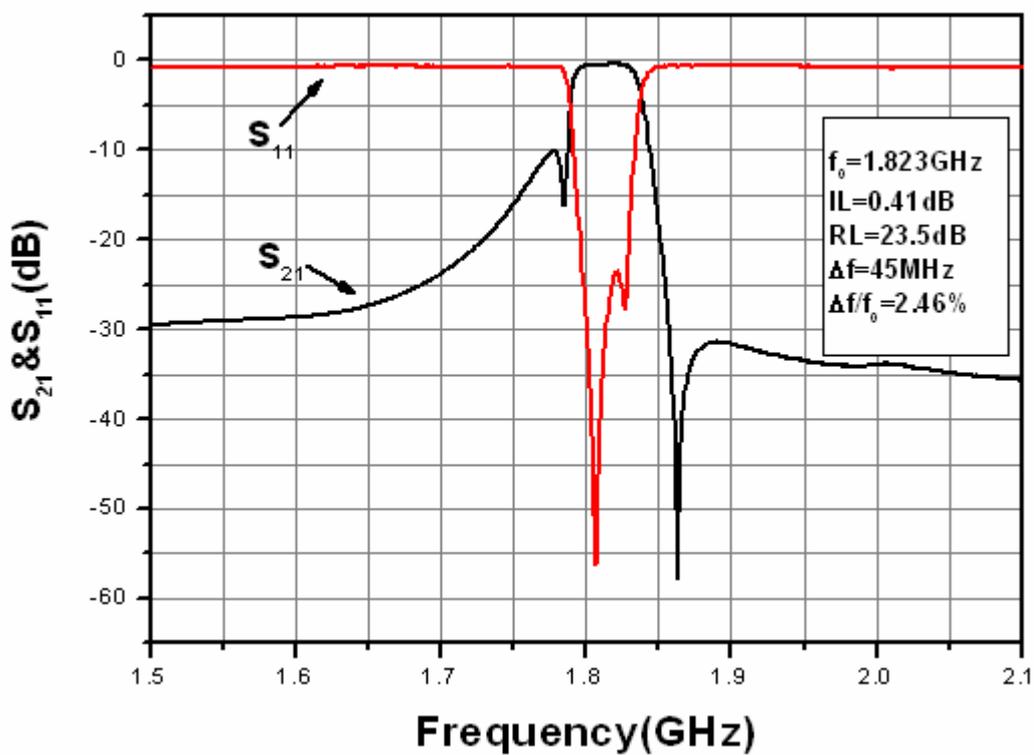


圖 5.8 四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器的頻率響應量測結果。

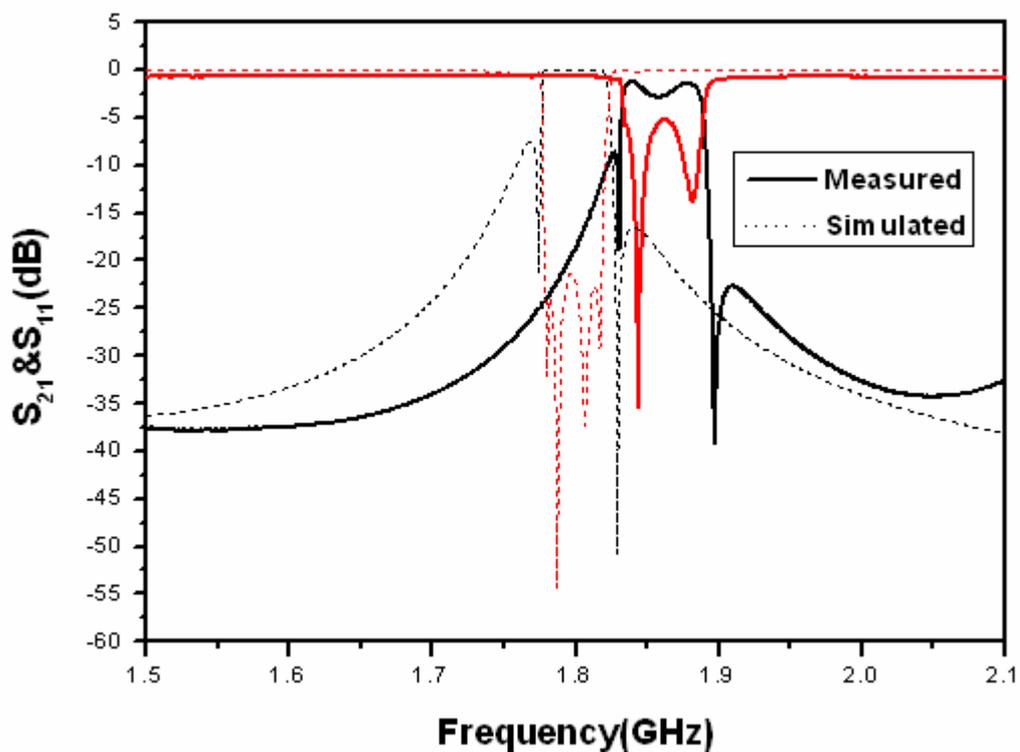


圖 5.9(a) 實際量測結果與電腦模擬結果的比較(A type)。

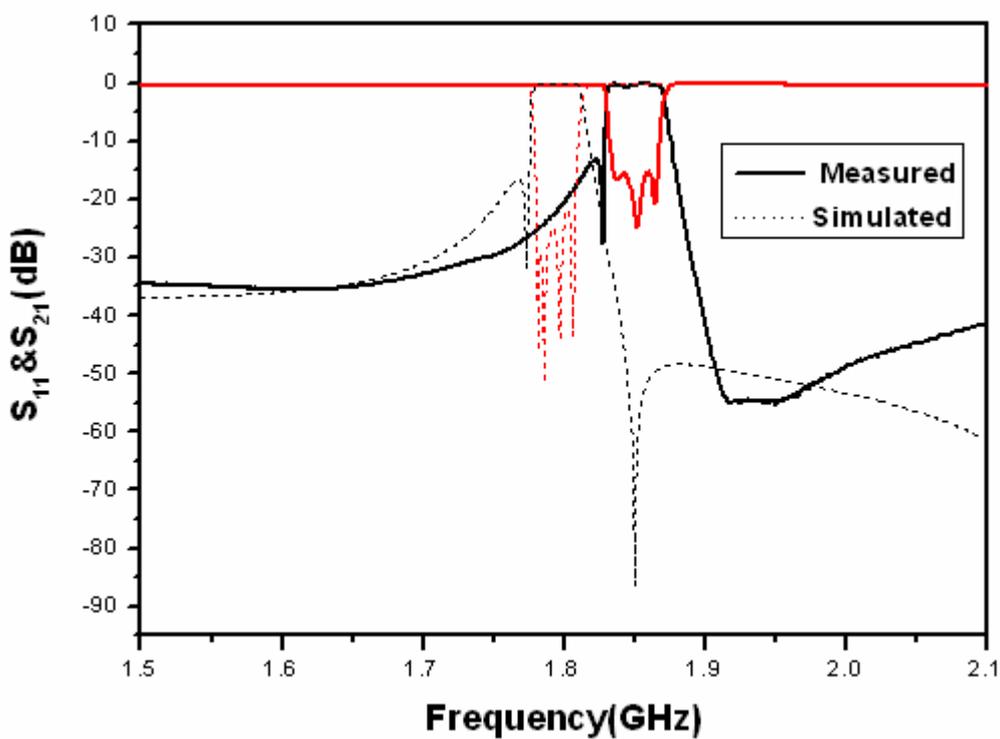


圖 5.9(b) 實際量測結果與電腦模擬結果的比較(D type)。

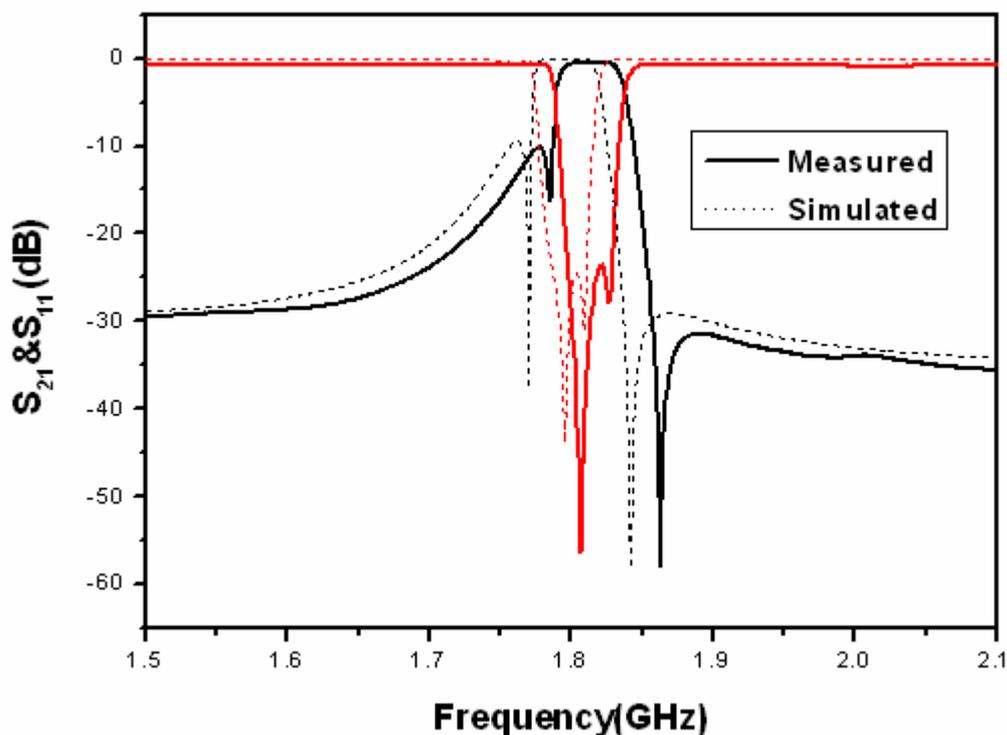


圖 5.9(c) 實際量測結果與電腦模擬結果的比較(微小化髮夾型)。

Type		f_0	FBW	IL	RL
A type	電腦模擬	1.799GHz	2.5%	0.0004dB	21.3dB
	實際量測	1.86GHz	2.96%	1.19dB	5.4dB
D type	電腦模擬	1.795GHz	2%	0.0006dB	21.7dB
	實際量測	1.85GHz	2.27%	0.12dB	15.2dB
微小化髮夾型	電腦模擬	1.797GHz	2.45%	0.0003dB	24.5dB
	實際量測	1.82GHz	2.46%	0.41dB	23.5dB

表 5.1 不同類型濾波器之電腦模擬與實際量測數據。

由以上數據可以看出，用微小化髮夾型共振腔設計的濾波器，其量測結果與電腦模擬的結果大致吻合；用密集化共振腔（D type）設

計的濾波器結果也十分接近，但中心頻率偏移了 50MHz；用密集化共振腔（A type）設計的濾波器，其量測結果與電腦模擬的結果差異最大。

我們分析模擬與實際量測誤差的原因，歸納出下列幾個因素：

1. **微帶線側蝕**：由於我們是使用濕式蝕刻法製備元件，因此微帶線經蝕刻後必定會有側蝕現象，側蝕會使中心頻率飄移，這對新型共振腔而言十分嚴重，因為經由模擬與實驗，我們知道密集化共振腔的中心頻率對共振腔的尺寸大小十分敏感，線寬只要比原本少 $1\mu\text{m}$ ，中心頻率就會向上飄移 10MHz 左右，另外側蝕也會使得各共振腔的線寬大小不同，其共振頻率也不一致，使信號失真。
2. **薄膜表面平整度**：薄膜表面若不平整，會使表面電阻過大而影響元件的效能，我們用密集化共振腔（A type）所設計的濾波器所佔的面積太大，因此薄膜表面一定得十分平整才行。
3. **探針與輸入輸出埠的接觸**：這個因素主要也是針對用密集化共振腔（A type）所設計的濾波器，如圖 5.10 所示，因為面積大，若要在 $1\text{cm}\times 1\text{cm}$ 的基板上實現元件，會使得輸入輸出埠不夠長，這樣導致我們點的銀膠太接近共振腔而使電性變差。

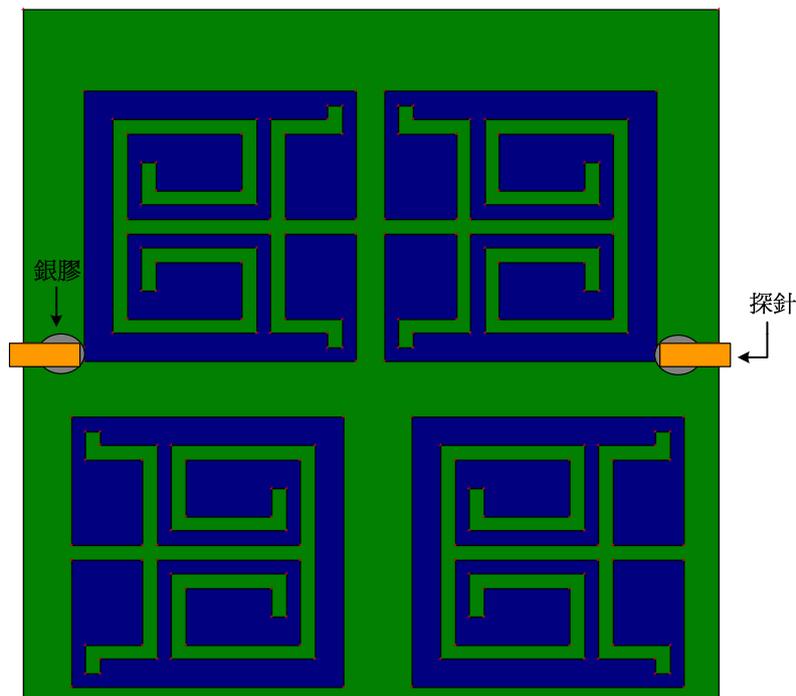


圖 5.10 探針與輸入輸出埠的接觸問題。

最後，我們將林東漢學長所設計的濾波器與我們所設計之相同類型共振腔的濾波器比較其量測結果，如圖 5.11 所示。從圖中可以看出，學長所設計的濾波器其插入損耗約為 11dB，而我們所設計的可達 23dB，因此通帶的平整度更佳。

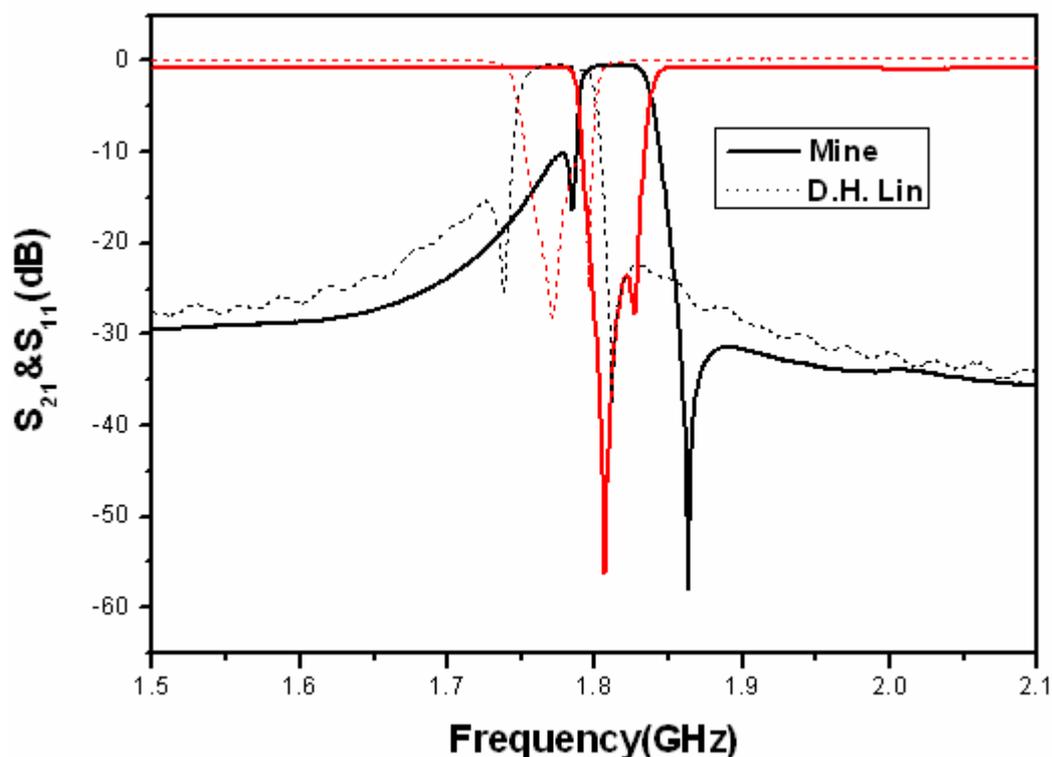


圖 5.11 實際量測結果與學長量測結果的比較(微小化髮夾型)。

5.3 具有金接點高溫超導濾波器量測結果

我們使用商購的THEVA 雙面YBCO薄膜，將其雙面鍍金，製作出具有金接點與金接地的高溫超導濾波器。在製作元件之前，我們先來量測薄膜特性，利用電阻-溫度(R-T)量測系統的量測結果，如圖 5.12 所示，圖中顯示此薄膜的臨界溫度(T_C)在 92K，其表面電阻(R_S)於臨界溫度附近迅速衰減，代表超導性十分良好；利用 α -step的量測結果，如圖 5.13 所示，圖中顯示此薄膜的厚度約在 700nm左右且膜面大致平整；利用AFM量測的結果如圖 5.14 所示，表面崎嶇度約 4.126nm，且顆粒十分地小，比我們鍍的要小的多，因此膜面十分平整。

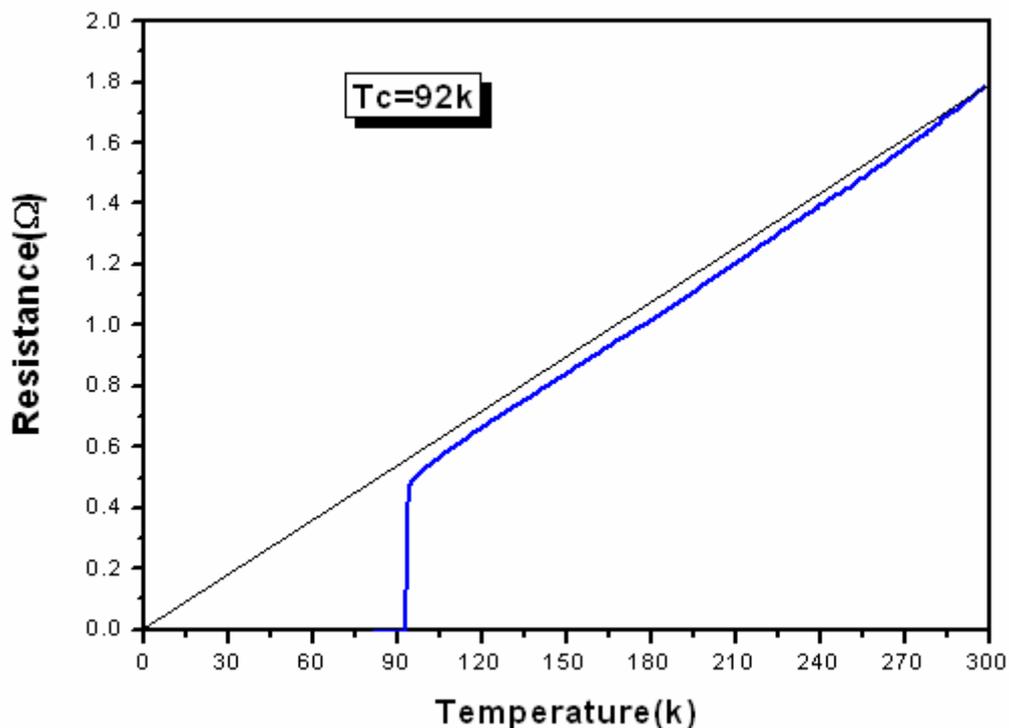


圖 5.12 商購薄膜 R-T 量測結果。

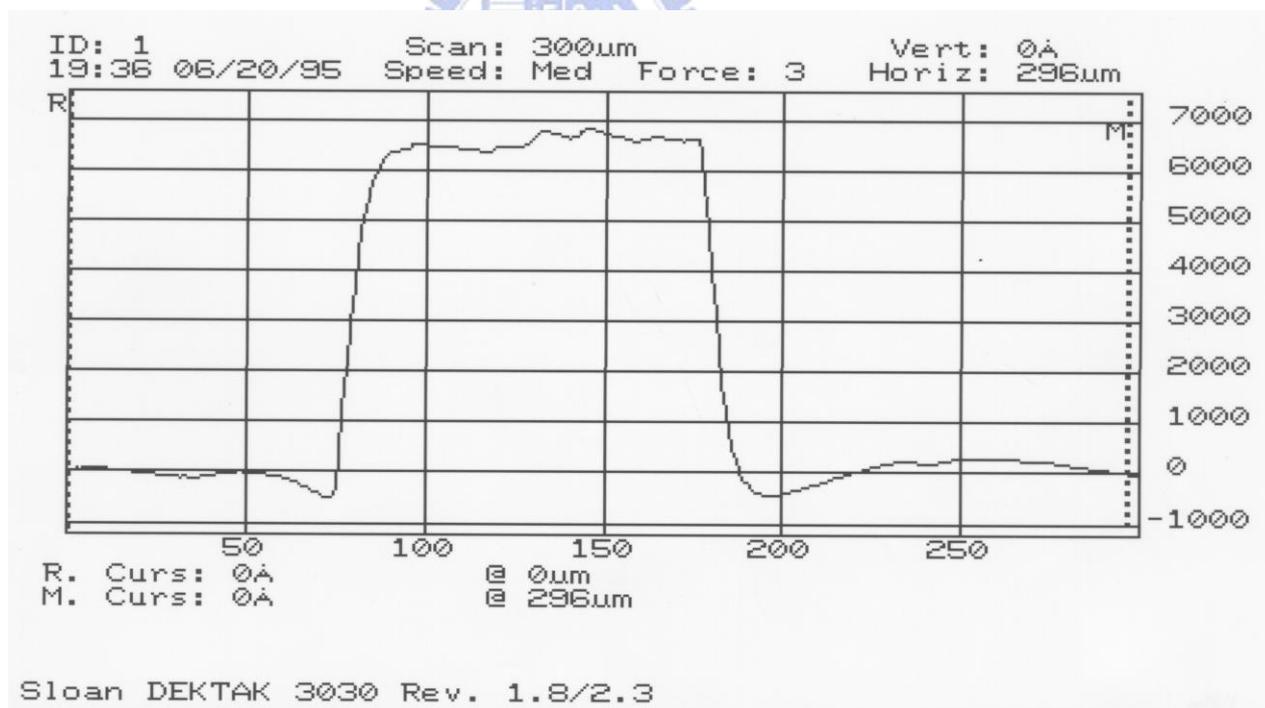


圖 5.13 商購薄膜 α -step 量測結果。

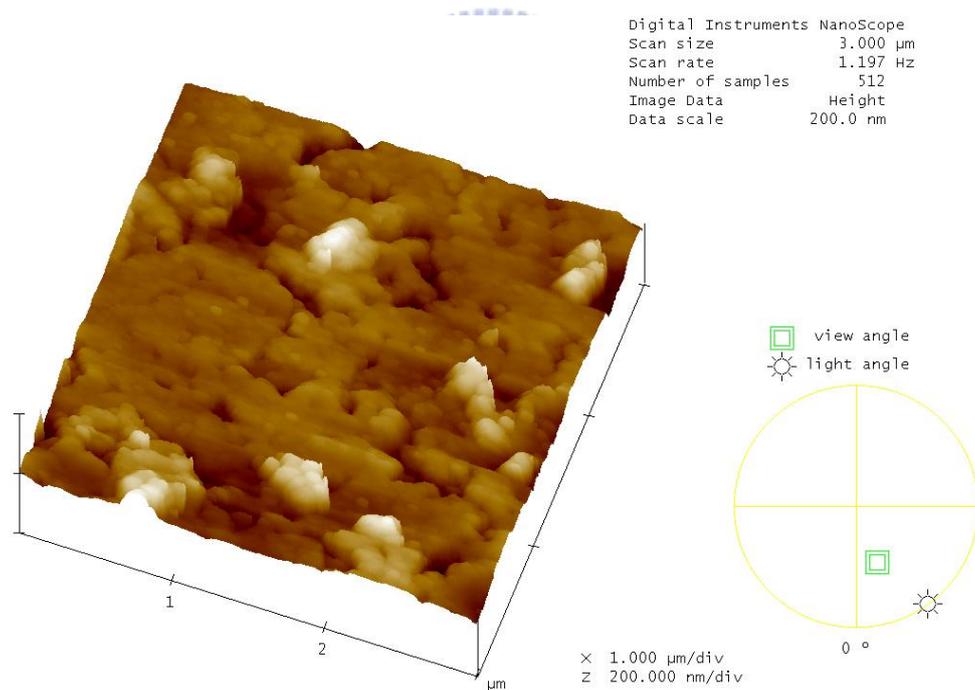
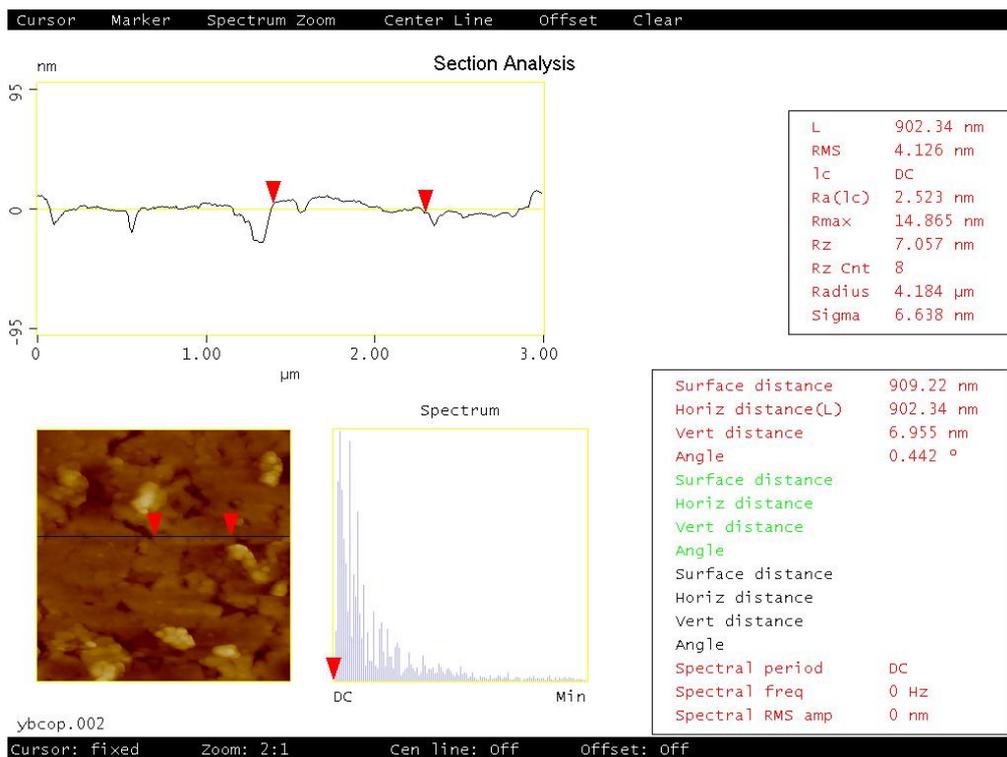


圖 5.14 商購薄膜的 AFM 影像分析。

分析完薄膜特性後，我們開始製備具有金接點與金接地的高溫超導濾波器，其量測結果如圖 5.15、圖 5.16、圖 5.17 所示。

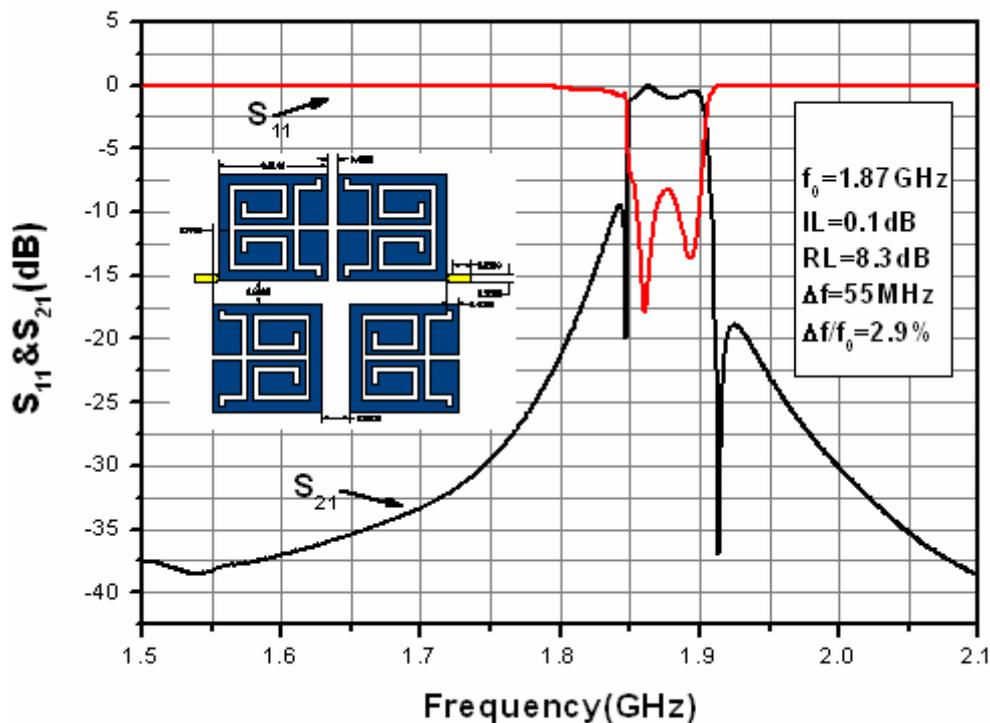


圖 5.15 具有金接點的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器 (A type) 頻率響應量測結果。

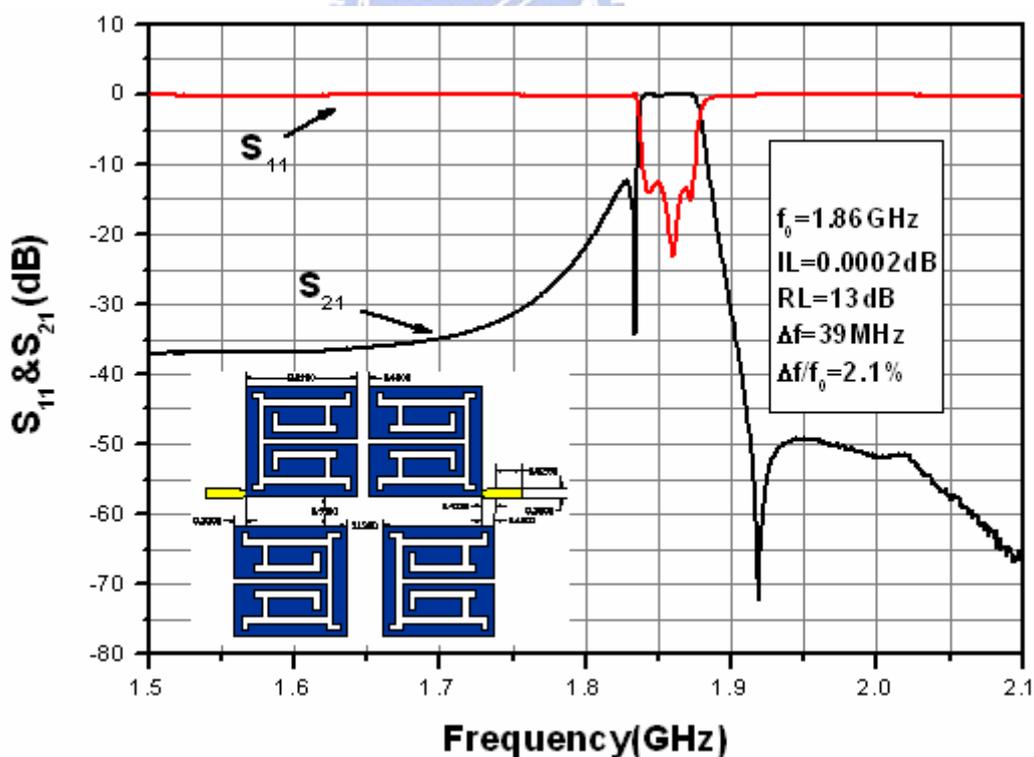


圖 5.16 具有金接點的四階密集化共振電路之交錯耦合式帶通濾波器 (D type) 頻率響應量測結果。

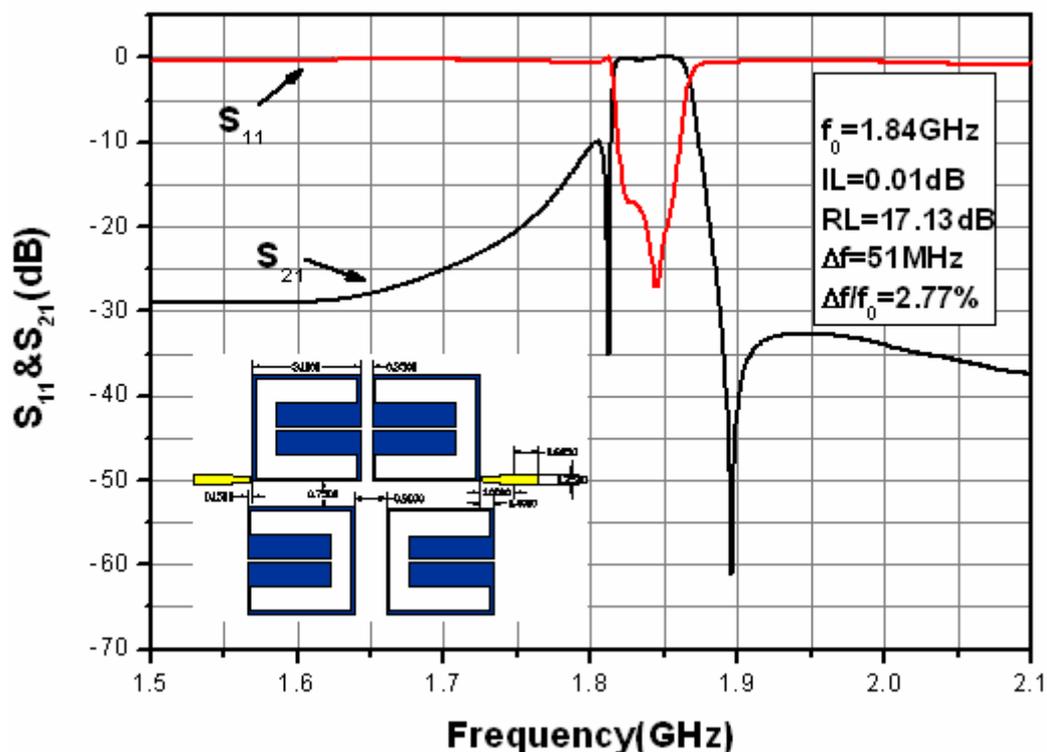


圖 5.17 具有金接點的四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾器頻率響應量測結果。

圖 5.15 中，結果顯示中心頻率為 1.87GHz、比例頻寬(FBW)為 2.9%、通帶中最小的插入損耗約為 0.1dB、反射損失為 8.3dB；圖 5.16 中，結果顯示中心頻率為 1.86GHz、比例頻寬(FBW)為 2.96%、通帶中最小的插入損耗為 0.0002 dB、反射損失為 13dB；圖 5.17 中，結果顯示中心頻率為 1.84GHz、比例頻寬(FBW)為 2.77%、通帶中最小的插入損耗為 0.01 dB、反射損失為 17.1dB。由以上數據我們發現濾波器的插入損耗皆大大提升了，因此我們知道，在樣品在輸入輸出埠上與背面再鍍一層金，可降低接觸電阻並使接地效果更好。另外我們也發現中心頻率偏移的更厲害，這是因為我們是將兩吋的超導樣品直接

做黃光微影蝕刻，蝕刻完時再將之切為許多 $1\text{cm} \times 1\text{cm}$ 的樣品，因為面積大，所以做濕式蝕刻時需花比較久的時間讓每個圖案都成形，以致於會有蝕刻過頭的情形。

最後我們將圖 5.17 的樣品浸碘化鉀將背面的金與金接點除去，量測其頻率響應，結果如圖 5.18 所示，並將這類型濾波器的各個量測結果的各項參數彙整成表 5.2。

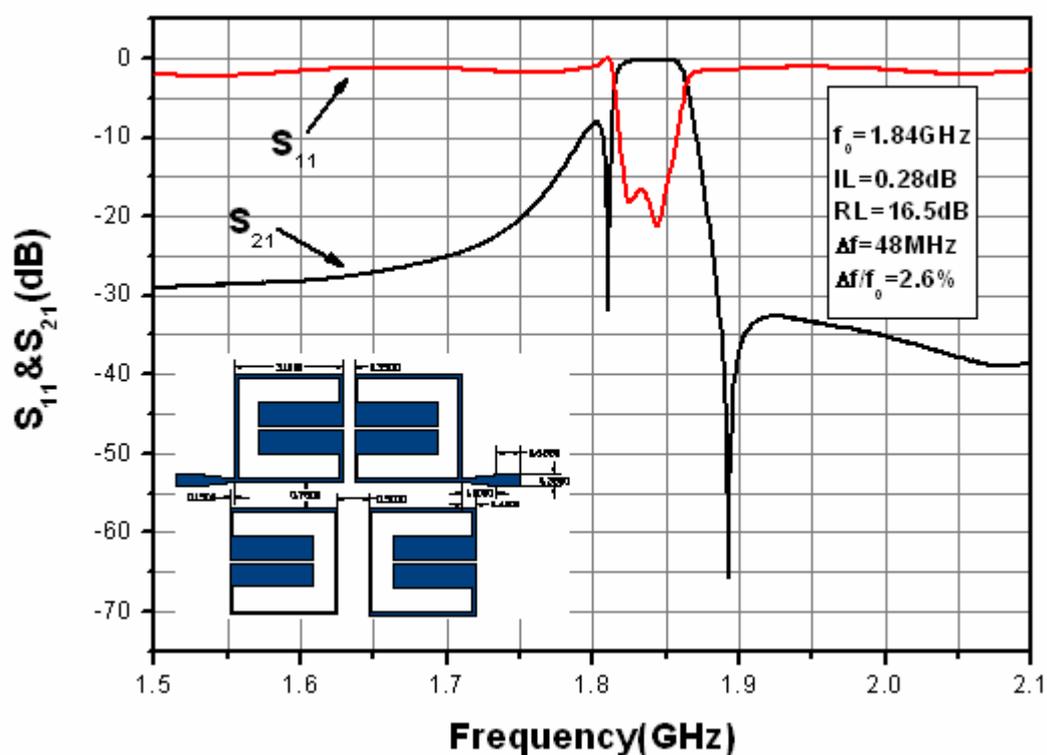


圖 5.18 去掉金接點的四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾器頻率響應量測結果。

	電腦模擬	PLD 蒸鍍	商購鍍金	商購去金
中心頻率	1.797GHz	1.82GHz	1.84GHz	1.84GHz
比例頻寬	2.45%	2.46%	2.77%	2.6%
最小插入損耗	0.0003dB	0.41dB	0.01dB	0.28dB
反射損耗	24.5dB	23.5dB	17.1dB	16.5dB

表 5.2 四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾器
各個量測結果參數的比較。

分析此表，我們可以得到下列幾點：

1. 除了最小插入損耗外，我們自己蒸鍍的薄膜所製成的樣品與電腦模擬的最為接近，這是因為側蝕情況較輕微所致，原因前面已討論。
2. 比較鍍金和去金後量測的結果，可以發現有鍍金的樣品其插入損耗與反射損耗均改善許多，最小插入損耗甚至趨近於零，可以說影響非常大。
3. 因為反射損耗都在 15dB 以下，故這四種參數的通帶皆十分平整。
4. 本實驗室利用 PLD 蒸鍍的超導薄膜，雖然薄膜厚度不到商購薄膜的厚度的一半，但比較 PLD 蒸鍍與商購製成的樣品，發現最小插入損耗差異並不大，因此可知薄膜厚度的影響並不大，而且超導薄膜有水準直逼商購超導薄膜的趨勢。

第六章 結論及未來展望

6.1 結論

我們成功地利用兩種不同類型的共振腔，以交錯耦合型帶通濾波器的架構，在 $1\text{cm}\times 1\text{cm}$ 的鋁酸釶 (LaAlO_3) 基板上設計中心頻率為 1.8GHz 的高溫超導濾波器，而且元件有極低的插入損耗，可降低功率損耗；反射損耗高於 15dB ，使通帶十分平整；信號在通帶外衰減迅速，能減少頻寬資源的浪費與提升抗雜訊干擾的能力，離應用在無線通訊的基地台的前端電路上又更進一步。

比較無金接點和接地的高溫超導濾波器與具有金接點和接地的高溫超導濾波器，量測結果顯示，最小插入損耗從 0.28dB 降到 0.01dB ，插入損耗從 16.5dB 提高到 17.1dB ，因此證明了金接點能有效地降低接觸電阻，而金接地可更易於電性的傳導。

尺寸微小化的高溫超導濾波器，雖然有節省冷卻成本、容易整合積體化等優點，但製備元件時也得更嚴謹才行。由於面積小，所以在做濕式蝕刻時，側蝕問題比大面積的元件來的嚴重。因此最好用更好的蝕刻技術來製作濾波器，如：電子束微影蝕刻 (E-Beam Lithography) 技術或離子蝕刻 (Ion Milling) 等乾式蝕刻技術，如此元件的傳輸線側蝕現象應可改善。

本實驗室用脈衝雷射蒸鍍系統所製成的超導薄膜雖然品質直逼

商購薄膜，但樣品的良率實在太低，尤其若要做大面積的超導濾波器元件，不僅臨界溫度要高、薄膜磊晶成長要佳，薄膜表面平整度還得十分良好才行。而我們即使是在相同鍍膜條件下蒸鍍一批樣品，每片薄膜的表面平整度、平均厚度及臨界溫度等，仍有些許差異。導致良率太低的因素很多，可能是基板加熱不均勻、雷射能量改變、靶材經雷射打後的凹陷程度、反射鏡的角度等。任何參數一改變，皆可能導致濾波器元件的品質改變。

6.2 未來展望

本實驗最讓人遺憾的地方，就是使用密集化共振腔（A type）所設計的濾波器元件，其量測結果並沒有達到我們的目標，因為輸入輸出埠不夠長，導致我們點的銀膠太接近共振腔而使電性變差。未來若可以改良測試座，改以金線Wire Bond的方式連接探針與具有金接點的輸入輸出埠，如此可有效降低接觸電阻與寄生電容。若能用此方法，相信量測結果會接近我們的目標。最後我們希望能結合之前實驗室所做的研究，以 0° 饋入的方式製作出低插入損耗、反射損失高於 15dB 的高溫超導濾波器，如此再多產生一對零點更能提高濾波器的選擇性（Selectivity）。

參考文獻

- [1] T. Kinpara, M. Kusunoki, M. Mukaaida, and S. Ohsima, "Design of cross-coupled microstrip bandpass filter," *Physica C*, vol. 357-360, pp.1503-1506, Aug. 2001.
- [2] B. A. Willemsen, "HTS Filter Subsystems for Wireless Telecommunications," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Vol.11, pp.60-67, Mar. 2001.
- [3] H. T. Kim, B. C. Min, Y. H. Choi, S. H. Moon, S. M. Lee, Byungdu Oh, J. T. Lee, I. Park, and C. C. Shin, "A Compact Narrowband HTS Microstrip Filter for PCS Applications," *IEEE Trans. on Applied Superconductivity*, Vol. 9, pp.3909-3912, June 1999.
- [4] M. S. Gashinova, M. N. Goubina, G. Zhang, I. A. Kolmakov, Y. A. Kolmakov, and I. B. Vendik, "High-Tc Superconducting Planar Filter With Pseudo-Chebyshev Characteristic," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.51, pp.792-795, Mar. 2003.
- [5] R. W. SIMON, R. B. HAMMOND, S. J. BERKOWITZ, and B. A. WILLEMSSEN, "Superconducting Microwave Filter Systems for Cellular Telephone Base Station," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 10, pp. 1585-1596, Oct. 2004.
- [6] Hui-Kai Zeng, Andy Hsiao, Wei-Hsiu Hsu, Shao-Wei Wu, Jiunn-Yuan Lin, Kaung-Hsiung Wu, Jenh-Yih Juang, Tseng-Ming Uen, Yi-Shun Gou, and Jen-Tsai Kuo "Miniaturized 3GHz Cross-Coupled Planar Microwave Filters," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Vol. 14, No. 1, pp.107-111, Mar. 2004.
- [7] 陳錡楓, "微小型高溫超導微波濾波器之設計與製作," 國立交通大學電子物理系碩士論文(2003).
- [8] 林東漢, "1.8GHz 微小型高溫超導微波帶通濾波器之研究," 國立交通大學電子物理系碩士論文(2005).
- [9] M. G. Banciu, R. Ramer, and A. Ioachim, "Compact Microstrip Resonators for 900 MHz Frequency Band," *IEEE Microwave and Wireless Components letters*, VOL. 13, NO. 5, MAY 2003.

- [10] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, MTT-44, pp.2099-2109, Nov.1996.
- [11] David M. Pozar, "*Microwave Engineering*," John Wiley & Sons, New York. 1998, 2nd ed.
- [12] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*," John Wiley & Sons, INC. New York, 2001, ch2.
- [13] Morikazu Sagawa, Mitsuo Makimoto, and Sadahiko Yamashita, "Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, VOL. 45, NO. 7, JULY 1997.
- [14] 莊嘉成, "三階交錯耦合微帶線帶通濾波器之研製," 國立成功大學電機工程學系碩士論文(2002).
- [15] 林健倫, "微波雙頻帶(2.4/5.2GHz)濾波器設計," 國立台灣科技大學電子工程學系碩士論文(2003).
- [16] M. Sagawa, K. Takahashi, and M. Makimoto, "Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application Receiver Front-End MIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.37, pp.1991-1997, Dec. 1989.
- [17] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 45, pp.2358-2365, Dec. 1997.
- [18] Jen-Tasi Kuo, Ming-Jyh Maa, and Ping-Han Lu, "A Microstrip Elliptic Function Filter with Compact Miniaturized Hairpin Resonators," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.10, pp.94-95, Mar. 2000.
- [19] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, *Principles of Microwave Circuits*. New York: McGraw-Hill, 1948, ch. 4.
- [20] 陳奕璋, "具高選擇性微帶線方形開迴路共振濾波器," 國立台灣科技大學電子工程學系碩士論文(2001).
- [21] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, and Robert B. Greed, "On the

- Development of Superconducting Microstrip Filters for Mobile Communications Applications,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 47, No. 9, pp. 1656-1663, Sep. 1999.
- [22] R. Levy, R. V. Snyder, G. Matthaei, “Design of Microwave Filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 50, pp. 783-793, Mar. 2002.
- [23] R. LEVY, “Filters with Single Transmission Zeros at Real or Imaginary Frequencies,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-24, No. 4, pp.172-181, Apr. 1976.
- [24] J.S. Hong, and M. J. Lancaster, “Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 48, No.7, pp.1098-1107, July. 2000.
- [25] Jia-Sheng Hong, and Michael J. Lancaster, “Cross-Coupled Microstrip Hairpin-Resonator Filters,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.46, pp.118-122, Jan. 1998.
- [26] J. S. Hong, M. J. Lancaster, D. Jedamzik, R. B. Greed, and Jean-Claude Mage, “On The Performance of HTS Microstrip Quasi-Elliptic Function Filters for Mobile Communications Application,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 48, No. 7, pp. 1240-1246, July. 2000
- [27] 梁忠熙, “高溫超導微波濾波器之研製與特性量測分析,” 國立中央大學機械工程學系碩士論文(2003).