

國立交通大學

電子物理學系

碩士論文

1.8GHz 微小型高溫超導微波帶通濾波器之研究

**Study of 1.8GHz Miniaturized
HTS Microwave Bandpass Filters**



研究生：林東漢

指導教授：吳光雄 教授

中華民國九十四年六月

**1.8GHz 微小型高溫超導
微波帶通濾波器之研究**
**Study of 1.8GHz Miniaturized
HTS Microwave Bandpass Filters**

研究生：林東漢

Student : Dung-Han Lin

指導教授：吳光雄 教授

Advisor : Kaung-Hsiung Wu

國立交通大學



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 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年六月


1.8GHz 微小型高溫超導 微波帶通濾波器之研究

學生：林東漢

指導教授：吳光雄 教授

國立交通大學電子物理學系碩士班

摘要



本論文主要之目的為利用準橢圓濾波器的合成方式，設計出在有限頻率的範圍內，產生一對傳輸零點的窄頻高選擇性的帶通濾波器。並利用交錯耦合特性的優點，藉由微小化共振腔彼此之間距的調整，來產生適當的耦合值，如此一來，便可實現出該對零點。此外， 0° 饋入結構的使用，還能產生額外的一對傳輸零點，因此通帶邊緣陡峭度可再提升。現在，已製作出用脈衝雷射濺鍍方式，將鈮鉕銅氧超導薄膜鍍在 $1 \times 1 \text{ cm}^2$ 的矽酸鋁單晶基板雙面的 1.8G 微小化交錯耦合型的平面式微波濾波器。由量測的結果顯示，其具有低插入損耗及窄頻帶邊緣陡峭的優勢，有潛力應用在無線通訊工業。

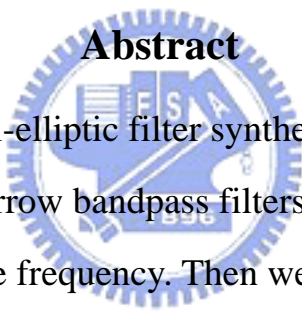
Study of 1.8GHz Miniaturized HTS Microwave Bandpass Filters

Student : Dung-Han Lin

Advisor : Prof. Kaung-Hsiung Wu

Department of Electrophysics
National Chiao Tung University

Abstract



In this thesis, the quasi-elliptic filter synthesis method is used to design highly selective narrow bandpass filters which produces a pair of transmission zeros at finite frequency. Then we take advantage of the cross coupling property by adjusting the relative spacing among the miniaturized resonators to establish adequate couplings to produce a pair of finite frequency zeros. Besides, a zero-degree feed structure, which can create a pair of extra transmission zeros, and hence the out-of-band rejection of the designed filter is improved.

The 1.8GHz miniaturized cross-coupled planar microwave filters fabricated using YBCO superconducting thin films deposited on both sides of a $1 \times 1 \text{ cm}^2$ LaAlO_3 single crystal substrate by pulsed laser deposition. From the measurement results, the advantage of low insertion loss and sharp band edge skirts are attractive candidates for wireless communication industry.

誌謝

回首在交大電物固態實驗室的兩年研究生涯裡，首先要感謝指導老師吳光雄教授的熱心指導，培養我積極動手作實驗的觀念，以及郭義雄教授、莊振益教授、林俊源教授和溫增明教授在研究上的幫助，鍛練我的思考邏輯並建立物理圖像，讓我吸收更多的知識和經驗。

在微波領域的研究裡，特別要感謝的是鄭慧愷學長的幫忙，引領我學習鍍膜、蝕刻以及量測的技術，更提供我許多寶貴的資料，讓我順利完成碩士的論文研究；還有賴良星學長、謝志昌學長、鄭燦耀學長和張維仁學長，謝謝你們在實驗上灌輸許多經驗，省下我自己摸索的時間。同期的研究生蔡政益、陳裕仁、陳建利和劉漢琦，有你們的相陪，在實驗室一同共甘苦，讓研究生的生活充實不少，特別是政益，沒有你製造歡樂，實驗室會黯淡無光。另外，劉弛翊、施伯宗、石訓全、林明炎、黃正馨、游家鑑、馬文元、蔡於聰和蔡政展學弟們，感謝你們在實驗室裡大大小小的幫忙。

接著，我要謝謝我的家人，在經濟和精神上的支持，使我無後顧之憂，全力完成碩士學業。尤其是我的女朋友林芝廷小姐，在作實驗中受挫折而心情沮喪的時候，成為我的避風港，總是安慰並鼓勵我，使我能整調心情來繼續完成研究。最後，我要感謝所有曾幫助我的人，謝謝你們！

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 研究動機與目標	1
1.2 章節概要	3
第二章 實驗裝置與步驟	4
2.1 薄膜製備	4
2.2 電阻-溫度(R-T)量測系統	10
2.3 黃光微影蝕刻	13
2.4 X-ray 繞射儀	15
2.5 原子力顯微鏡(AFM)	16
2.6 向量網路分析儀	17
2.7 電腦模擬	22
第三章 理論分析	22
3.1 散射參數(S-parameter)	22
3.2 奇偶模對稱分析	25
3.3 導納與阻抗反轉子(J/K inverters)	27
3.4 共振腔微小化設計	29
3.5 具高選擇性的交錯耦合結構	31
3.5.1 電耦合	32
3.5.2 磁耦合	34
3.5.3 混合型耦合	35
3.5.4 交錯耦合型帶通濾波器	41
3.6 饋入裝置的應用	41
3.6.1 0°饋入結構	42
3.6.2 180°饋入結構	44
3.6.3 0°與 180°饋入結構的實際應用	46
第四章 濾波器設計	47
4.1 濾波器設計流程	47
4.2 濾波器規格	48
4.3 共振腔尺寸	52
4.4 共振腔間距	53

4.5	選擇饋入裝置並最佳化	57
4.6	實際製作	61
第五章	實驗結果與討論	62
5.1	HTS 薄膜特性量測與分析	62
5.2	實際量測結果與討論	65
第六章	結論及未來展望	72
6.1	結論	72
6.2	未來展望	74
附錄		76
參考文獻		78

圖目錄

圖 2.1	雷射鍍膜系統示意圖	7
圖 2.2	四點量測法示意圖	10
圖 2.3	R-T 量測系統	11
圖 2.4	黃光微影蝕刻流程	15
圖 2.5	HP8510C 向量網路分析儀系統簡示圖	18
圖 2.6	(a)微波量測系統 (b)低溫量測系統	18
圖 2.7	波濾波器元件及樣品測試座	21
圖 3.1	雙埠網路及其電壓波與電流波	23
圖 3.2	對稱的雙埠網路其(a)偶模激發(b)奇模激發	25
圖 3.3	(a)用 J 反轉子將串聯阻阮等效為並聯導納 (b)用 K 反轉子將並聯導納等效為串聯阻抗	28
圖 3.4	反轉子之集總元件 π 型等效電路(a)電感(b)電容	29
圖 3.5	微帶傳輸線簡示圖	29
圖 3.6	鈦銀銅氧之微帶線且共振頻率約為 1.8GHz 時，(a)微帶共振腔 (b)髮夾型共振腔(Hairpin resonator) (c)方型開迴路共振腔(Square open-loop resonator) (d)具耦合線之內摺式微小化髮夾型共振腔	31
圖 3.7	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	32
圖 3.8	(a)電耦合共振腔結構 (b)電耦合共振腔等效電路 (c)利用導納轉換子 $J = \omega C_m$ 轉換的電耦合等效電路	38
圖 3.9	(a)磁耦合共振腔結構 (b)磁耦合共振腔等效電路 (c)利用阻抗轉換子 $K = \omega L_m$ 轉換的磁耦合等效電路	39

圖 3.10	(a)混合型耦合共振腔結構	40
	(b)混合型耦合共振腔等效電路	40
	(c)磁耦合和電耦合的混合型耦合等效電路	40
圖 3.11	具有一對傳輸零點的四階微帶線帶通濾波器的耦合結構	41
圖 3.12	0°饋入結構的等效電路及其參數	42
圖 3.13	180°饋入結構的等效電路及其參數	44
圖 3.14	四階交錯耦合結構共振腔 1 與 4 之(a) 0°饋入(b) 180°饋入	46
圖 4.1	濾波器的設計流程圖	48
圖 4.2	具一對傳輸零點的四階濾波器和柴比雪夫的頻率響應之比較	50
圖 4.3	四階共振電路之交錯耦合型濾波器的低通原型電路	50
圖 4.4	共振頻率 1.82GHz 時(a)單一內藏式微小化共振腔的尺寸圖	53
	(b)其傳輸響應的模擬圖	53
圖 4.5	四階微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器的微帶線結構圖形	54
圖 4.6	任意兩個共振腔在適當距離的 S ₂₁ 頻率響應模擬結果	55
圖 4.7	(a)共振腔之間的耦合量 M ₁₂ 與距離 D ₁₂ 的關係圖表	55
	(b)共振腔之間的耦合量 M ₂₃ 與距離 D ₂₃ 的關係圖表	56
	(c)共振腔之間的耦合量 M ₁₄ 與距離 D ₁₄ 的關係圖表	56
圖 4.8	(a)180°饋入式四階之交錯耦合型帶通濾波器的模擬結果	59
	(b)180°饋入式四階交錯耦合式帶通濾波器的圖形及尺寸	59
圖 4.9	(a)0°饋入式四階之交錯耦合型帶通濾波器的模擬結果	60
	(b)0°饋入式四階交錯耦合式帶通濾波器的圖形及尺寸	60
圖 4.10	0°與 180°饋入裝置之頻率響應比較圖	61
圖 4.11	L 型標記內面積為 10*10mm 的光罩圖形	61
圖 5.1	R-T 量測結果	63
圖 5.2	α-step 量測結果	64
圖 5.3	XRD 量測結果	64
圖 5.4	薄膜的 AFM 影像分析	65
圖 5.5	實際的濾波器元件	65
圖 5.6	180°饋入式四階微型之交錯耦合型帶通濾波器的量測結果	67
圖 5.7	0°饋入式四階微型之交錯耦合型帶通濾波器的量測結果	67
圖 5.8	(a)0°饋入式帶通濾波器之模擬結果	68
	(b)180°饋入式帶通濾波器之模擬結果	68
	(c)0°饋入式帶通濾波器之量測結果	68
	(d)180°饋入式帶通濾波器之量測結果	68
圖 5.9	比例頻寬 4%之濾波器元件及頻率響應圖	69
圖 5.10	0°饋入式帶通濾波器之 S ₂₁ 相位與波群延遲時間之頻率響應	70
圖 5.11	180°饋入式帶通濾波器之 S ₂₁ 相位與波群延遲時間之頻率響應	70

圖 A.1 四階的共振電路之交錯耦合型濾波器的低通原型電路.....76
圖 A.2 低通原型的單埠偶、奇模網路(a)偶模(b)奇模.....76

表目錄

表 2.1 薄膜與基板的結構及晶格常數.....5
表 4.1 準橢圓函數之四階低通原型元件近似值($RL=-20\text{dB}$).....51
表 5.1 不同饋入裝置的濾波器之電腦模擬與實際量測數據.....68



第一章 緒論

1.1 研究動機與目標

1911年荷蘭實驗物理學家H. K. Onnes首次發現水銀在4K左右表面電阻突然變為零，在1913年他首次使用「超導電性」這個名詞來解釋這個現象[1]。在1987年，吳茂昆博士等人發現臨界溫度在90K以上的鈇銀銅氧化合物[2]，高溫超導體的問世，更提高了超導體的實用性及應用範圍。

微波濾波器是一個雙埠網路，其功能是：若信號的頻率在其通帶中，信號就可以通過；若信號的頻率在其截止帶中，信號就會被傳輸；也就是說濾波器控制了微波系統在某頻率點附近的頻率響應。幾乎所有的微波通訊系統中，如雷達、測試、與量測系統，都有微波濾波器。

在無線通訊工業的蓬勃發展下(例如行動電話與衛星通訊等)，在發射與接收端需要高效率的窄頻帶通濾波器作頻道選擇用，為了提高頻譜使用效率，需要提高濾波的旁波帶的抑制能力，以縮小相鄰頻道間的防護帶(**Guard Band**)，並隔絕通帶信號外的雜訊干擾，所以具有低插入損耗(**Insertion Loss**)且高選擇性(**Selectivity**)特性的濾波器之需求更顯得重要。此外，元件的微小化也是一個重要的方向，元件體積愈縮小，就更容易整合積體化，例如應用在輕、薄、短小的手機上，且成本可以降低。

超導體臨界溫度下超導電性，比起現今任何金屬的導電性還要好，適合用在被動式微波元件的製作上，在相同頻率的微波應用下，高溫超導的表面電阻值，遠低於一般金屬材料，具低損耗的特性，可變化更多高品質密集的微小化共振腔結構。對於微波濾波器而言，傳統體積龐大的平行耦合線設計結構，可用具耦合線之微小化髮夾型共振腔的高溫超導微帶線來取代，將濾波器元件的尺寸縮小在 1 平方公分的鋁酸鋇單晶基板上。而高溫超導的微波濾波器應用於 GSM1800 行動通信基地台接收器前端電路的濾波器，具有增加基地台容量、擴大覆蓋面積、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[3]。



本論文主要在研究具發展潛力的平面式 1.8GHz 的微小型高溫超導帶通濾波器，利用四階密集化微小型共振電路之交錯耦合結構 [4],[5]，來設計產生一對傳輸零點的高選擇性(High selectivity)的微波濾波器具有插入損耗低、頻寬窄、體積小、傳輸零點的頻率位置可調、通帶邊緣陡峭及帶外抑制好等優點[6]-[10]。其次， 0° 的饋入裝置可以增加一對額外傳輸零點，可以提升截止帶的阻絕能力[11]。

目前在實驗上，我們已找出之前學長製作的 1.8GHz 交錯耦合型帶通濾波器元件，其帶通信號的高頻端傳輸零點消失的原因，詳細過程在第五章節裡討論，並在本論文研究裡的加以改善，由 180° 饋入之交

錯耦合型帶通濾波器的量測信號，顯示一對傳輸零點得以實現。另外， 0° 饋入裝置的應用，可再增加一對傳輸零點，來提高元件通帶外的雜訊阻絕能力，以增加濾波器元件的實用性。最後由低溫 77K 下的微波量測結果，來驗證與模擬設計相符合。但在實驗的過程中，我們免不了也遇到了模擬設計與元件製備上的問題，其中的細節將在本論文一一探討。

1.2 章節概要

本論文總共分為五個章節：第一章為緒論，闡述研究的動機與目標。第二章為實驗裝置與步驟，在此將會介紹實驗的儀器與操作步驟，包括有雷射鍍膜系統、電阻-溫度量測系統、黃光微影蝕刻、向量網路分析儀量測以及高頻電磁軟體模擬濾波器元件。第三章是理論分析，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、共振腔微小化、設計具有高選擇性的耦合結構、 0° 與 180° 饋入裝置的應用原理。第四章是濾波器的設計，應用第三章所敘述的理論，來制定所需的規格並按照設計流程來完成濾波器元件。第五章是實驗的結果與討論，對薄膜的特性作分析，以及實際量測結果與電腦模擬的結果作比較。第六章為結論，針對本論文的成果以及尚需改進之處做總結，並敘述未來的研究方向。

第二章 實驗裝置與步驟

本章節將介紹實驗的儀器設備以及實驗的步驟。首先是利用準分子雷射鍍膜系統去磊晶成長所需要的雙面薄膜，之後再利用電阻-溫度(R-T)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及利用 AFM 量測薄膜表面之平整度等，以鑑定薄膜品質的好壞。透過 Ansoft 的軟體來模擬並找出最佳的濾波器元件尺寸，再利用濕式蝕刻技術去蝕刻出所需的濾波器結構圖形，最後再利用向量網路分析儀(HP8510C)去量測其頻率之響應，並與 Ansoft 軟體的模擬結果做比較。詳細實驗步驟分述如下。



2.1 薄膜製備

本實驗需要製作雙面的高溫超導薄膜，也就是在基板的兩面鍍上鈮鉕銅氧($YB_2Cu_3O_{7-\delta}$ ，簡稱YBCO)的薄膜。在此選擇與薄膜晶格匹配接近 96.66 %且介電損失低的鋁酸鐳($LaAlO_3$ ，簡稱LAO)基板，其相關特性參數如表 2.1 所示。製備好的薄膜，一面蝕刻作濾波器元件的結構圖形，另一面則完整作接地使用。

	YBCO 薄膜	LAO 基板
晶體結構	Perovskite 堆疊	Perovskite
晶系	長方晶系	立方—正方晶系
晶格常數	a=3.82 Å、b=3.89 Å c=11.66 Å	a=b=c=3.79 Å (立方晶系)

表 2.1 薄膜與基板的結構及晶格常數。

本實驗所使用的鍍膜技術，是利用脈衝雷射蒸鍍(Pulsed Laser Deposition，簡稱 PLD)在鋁酸釧(LAO)基板之兩面蒸鍍上鈣鉕銅氧(YBCO)薄膜，此系統的雷射光源是使用 KrF 準分子雷射(Lambda Physika Lextra 200)，波長是 248nm，脈衝寬度為 20~30nm，能量密度設定為 5J/cm²；其原理簡單的說，當脈衝雷射光射至靶材表面時，其能量被靶材吸收，轉化為熱能，然後靶材表面底下約幾十埃的分子被加熱而氣化，體積瞬間急速膨脹，將表面材料以電漿形式迸射出靶材，此乃鍍膜時觀察到的「火焰」，蒸發物落在加熱的基板上，藉熱擴散(thermal diffusion)運動而進行分子重整排列，以達到磊晶成長。

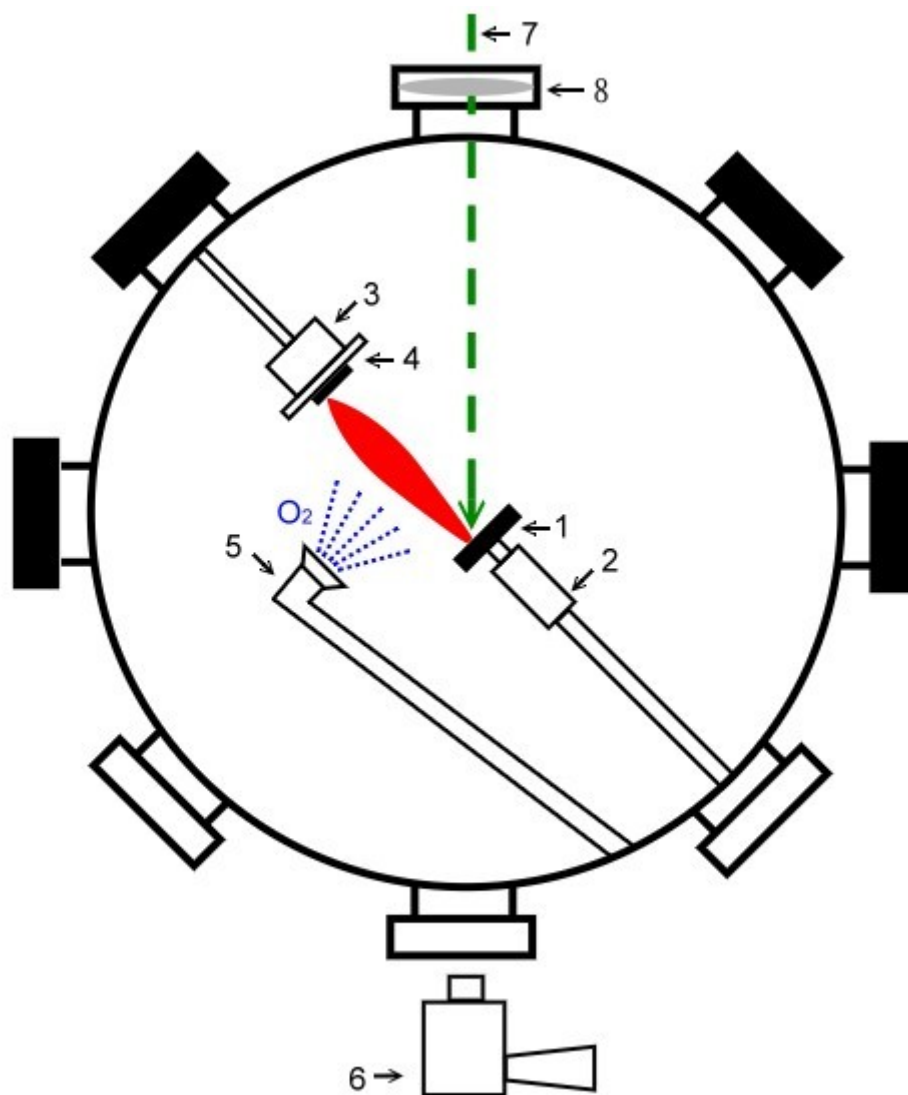
脈衝雷射鍍膜技術的特色，具有蒸鍍速率高，可作同靶材成份組成蒸鍍，以及不需額外電源即可產生電漿環境等優點，因此可蒸鍍出特性良好之高溫超導薄膜，其最大特色在於薄膜的成份，幾乎與靶材相同材料的化學組成，所以已被廣泛的運用在高溫超導及組成較複雜的各種氧化物薄膜的製作。由過去實驗的經驗中，發現基板溫度在

790°C，氧壓為 0.3 Torr，準分子雷射功率的能量為 350 mJ，每秒脈衝次數的重覆率為 5 Hz，總次數 3000 下，其量測出來的臨界溫度(T_c)值可達 90 K 以上，故以此條件製作薄膜。

製備鈮鉕銅氧(YBCO)高溫超導薄膜過程，需在真空的環境底下完成，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，其實驗裝置如圖 2.1 所示。

薄膜在高溫下的矽晶片(silicon wafer)上的鋁酸釧 (LAO) 基板上磊晶成長，因此基板必須乾淨無附著物，透過固定的清洗程序，將附著在基板表面的灰塵或其他細小顆粒完全清除，如此才能確保薄膜成長的品質。





1. 鈮鉬銅氧靶材座
2. 直流馬達
3. 鹵素燈泡
4. 矽晶片與基板
5. 氧氣吹嘴
6. 紅外線測溫槍
7. Excimer Laser Beam
8. 聚焦透鏡

圖 2.1 雷射鍍膜系統示意圖。

鍍膜實驗步驟如下：

1. 將一片面積大小為 $10 \times 10 \text{ mm}^2$ 且厚度為 0.5 mm 雙面拋光，晶格軸向為(100)的鋁酸釷基板。放入丙酮溶液的燒杯中，以超音波振盪器振 5 分鐘，取出基板，用氮氣槍將基板吹乾；放入裝有去甲醇(Mathonal)溶液的燒杯中，用超音波振盪器振 5 分鐘後，用氮氣槍將基板吹乾；取出基板，用氮氣槍將基板吹乾，放入裝有去離子水(D.I. water)的燒杯中，用超音波振盪器振 5 分鐘後，用氮氣槍將基板吹乾。
2. 以相同步驟清洗大小為 $2.4 \text{ cm} \times 4.5 \text{ cm}$ 的矽晶片(silicon wafer)。
3. 將清洗好之鋁酸釷(LaAlO_3)基板用高溫銀膠(silver paint, TED PELLA 公司出品，LEITSILBER 200 型)黏著基板邊緣，將之固定在一矽基板上，並且注意銀膠不可滲入鋁酸釷基板與矽基板之間。放入防潮箱陰乾，以將銀膠中之有機溶劑完全揮發，避免後續蒸鍍過程可能產生的污染，再將矽基板固定在鹵素燈泡座上，與石英晶板貼緊。
4. 熱電偶(thermal couple)置放在基板的正後方，固定住，以確保鍍膜時基板的溫度感測值平穩。
5. 將鈮鉕銅氧(YBCO)靶材做一小角度的傾斜，再將靶材用螺絲固定於直流馬達上，靶材與基板的距離約為 $4.5 \sim 5 \text{ cm}$ 。鍍膜時火焰會

- 環繞基板做小角度旋轉，以增加鍍膜面積與薄膜的均勻度。
6. 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。
 7. 啟動機械幫浦先將壓力粗抽至 5×10^{-2} Torr，開閘閥(gate valve)，將渦輪幫浦轉速加到全速(指示燈到六格)，再將壓力抽至 10^{-6} Torr以下。
 8. 利用鹵素燈泡加熱基板，設定三階段加熱，分別以每分鐘 10°C 的速度，從室溫加熱到 200°C ；再以每分鐘 20°C 的速度，從 200°C 加熱到 400°C ；最後以每分鐘 30°C 的速度，從 400°C 加熱到 960°C 上下，可由手控調整輸出功率來改變溫度，直至紅外線測溫槍(MINOLTA SPOT THERMOMETER IR-308)所測得的基板的溫度達 790°C 為準。
 9. 將渦輪分子幫浦降半速(指示燈到四格)，並將閘閥(gate valve)開一小縫，接著通入氧氣，將腔內的氧壓維持在 0.3 Torr。
 10. 啟動直流馬達以轉動靶材，並固定在同一轉速。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，以致於造成薄膜厚度不均勻。
 11. 設定條件：350mJ、5Hz 及 3000 下，啟動 KrF 準分子雷射，開始鍍膜。

12. 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，取出樣品即完成鍍膜工作。
13. 用刀片輕刮下樣品的四邊銀膠，取下樣品，再以相同的方法備製第二面薄膜；即可完成雙面鍍膜。

2.2 電阻-溫度(R-T)量測系統

電阻對溫度變化的量測，所用的原理即是四點量測法。如圖 2.2 所示，係由樣品上接出四條線，分別接 I^+ 、 I^- 、 V^+ 、 V^- ，外側的兩條線輸入一定電流，並由內側兩條線間的伏特計讀取電壓值，將所測得的電壓值除以輸入的定電流值，其公式為： $R_m = \frac{V}{I} = \frac{IR}{I} = R$ ，即可得到內側兩條線之間的薄膜的電阻值。

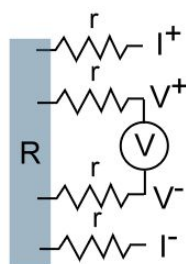


圖 2.2 四點量測法示意圖。

利用電阻 - 溫度量測系統，來測量超導薄膜之電阻值，分析薄膜之臨界溫度(T_c)，成為檢驗材料是否具超導性的重要依據，藉此以決定薄膜品質的好壞。其系統裝置如圖 2.3 所示。

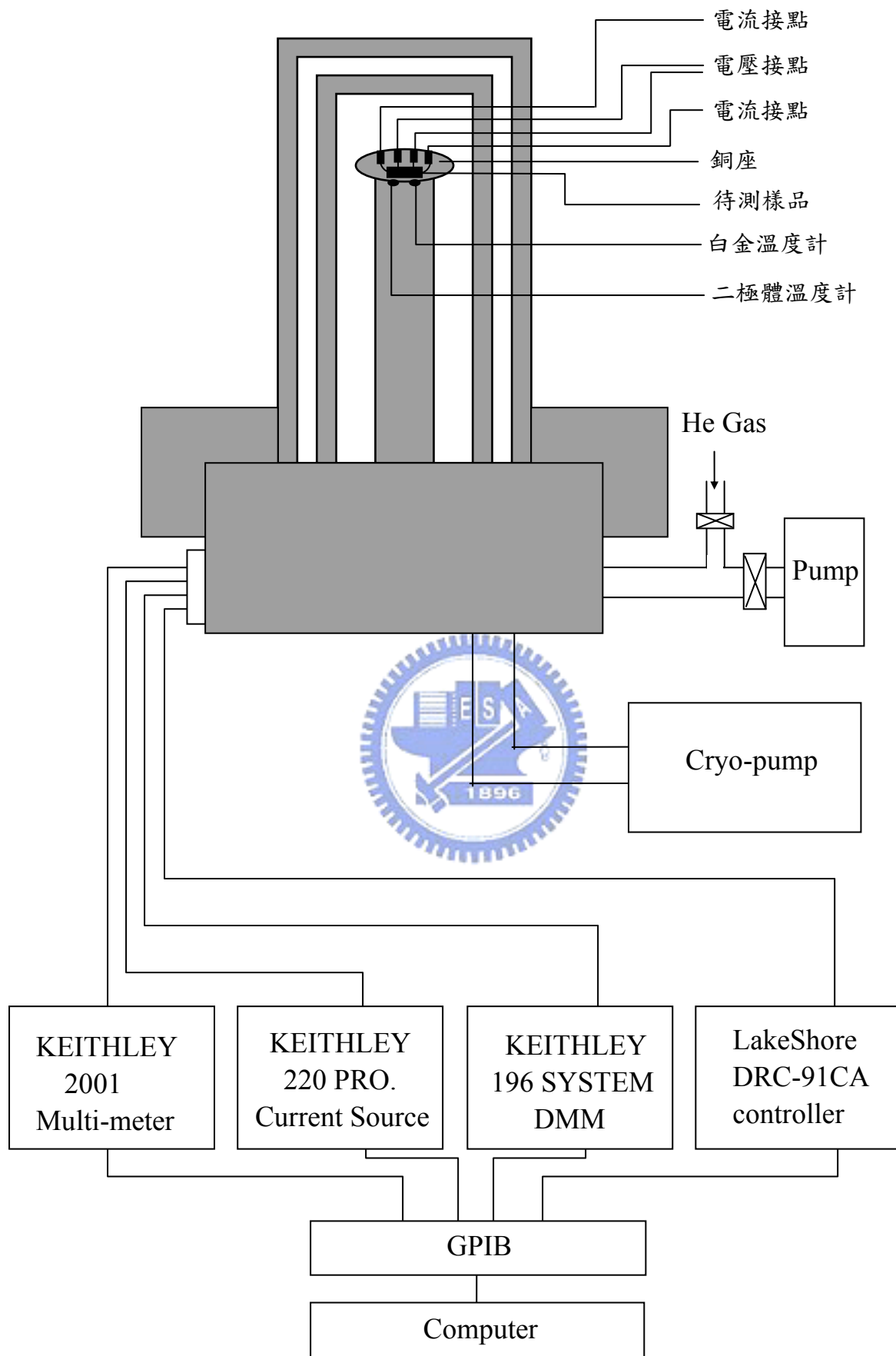


圖 2.3 R-T 量測系統。

系統裝置包括：

真空系統：用機械幫浦(Mechanical Pump)連接真空腔。

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。

2.3 黃光微影蝕刻

製備完成的鈮鉬銅氧薄膜元件，透過濕式蝕刻技術，如圖 2.4 所示，在雙面薄膜的其中一面上，蝕刻出濾波器微帶線結構圖形。其實驗步驟如下：

1. 清洗薄膜(Clean)：以氮氣將薄膜表面吹乾淨，若表面仍有髒垢，以棉花棒沾丙酮輕輕地拭擦薄膜表面，以去除薄膜表面的髒垢。
2. 上光阻(Photoresist)：將樣品用作接地的膜面，貼上 3M 膠帶，該面樣品平置於塗佈機(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正光阻液(AZ5214E)，以 1500rpm 的轉速轉 10 秒，將光阻液塗滿在樣品表面，再以 5000rpm 的轉速轉 30 秒，將光阻液鋪平厚度變薄，按下 VACUUN 鍵，取下樣品。
3. 軟烤(Soft Baking)：將上過光阻的樣品，送進 80°C 烤箱，烤 20 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，用肉眼觀察顏色不再變化，表示顯影大致完成，再搖晃約 5 秒取出，以去離子水洗去樣品上的顯影液，之後再以氮氣吹乾，用顯微鏡觀察樣品是否顯影完整，若不完整，則重覆顯影步驟，直至顯影完成。
6. 蝕刻(Etching)：將顯影完成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，用肉眼觀察，待圖案呈現出來後，迅速以去離子水洗去樣品上的酸液，勿浸太久以免微帶線側蝕，影響濾波器的效能，最後再以氮氣吹乾，用顯微鏡觀察樣品是否蝕刻不完全，若不完全，則重覆蝕刻步驟，直至樣品完全呈現。
7. 去光阻：蝕刻完後，撕下膠帶，再以丙酮除去樣品上的光阻液，即完成元件的製作。

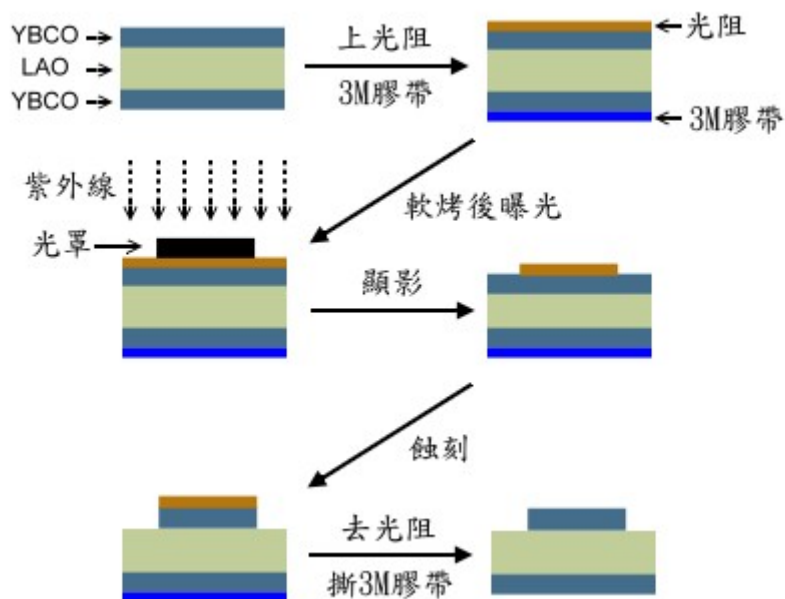


圖 2.4 黃光微影蝕刻流程。

2.4 X-ray 繞射儀


利用 X 光繞射儀的量測，可以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 X-ray 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。


2.5 原子力顯微鏡(AFM)



原子力顯微鏡(Atomic Force Microscope, AFM)是觀察樣品表面特性的一項重要儀器。其基本原理為藉由具有 X、Y、Z 三軸位移的壓電陶瓷掃描器(piezoelectric ceramic scanner)讓探針可以在樣品表面做 X 與 Y 方向的掃描，且利用掃描器的垂直軸 Z 軸具有微調的能力使探針可以隨樣品表面的高低起伏變化而上下移動，使探針與樣品間的交互作用在掃描過程中維持固定，而兩者間的距離通常在數埃至數百埃之間，若紀錄掃描時樣品上每點的 Z 方向(垂直軸)的微調距離，就可以得到樣品表面的等交互作用圖像，進而推導出樣品表面的特性。

AFM 的操作模式可區分為三種：接觸式(contact mode)、非接觸式(non-contact mode)及輕敲式(tapping mode)。我們所利用的操作模式為接觸式(contact mode)，其探針的頂端為原子的數量級，而探針與樣品間的作用力為原子與原子之間的作用力，所以經由作用力大小的變化，很容易得到原子級的解析度。其作用力之值，經由電腦處理轉換為相對的高度差，依據相對位置將影像接在一起，可作 2D 與 3D 圖的影像解析。

2.6 向量網路分析儀



向量式網路分析儀(Vector Network Analyzer, VNA)[12]，網路分析儀是一個雙(或四)路的微波接收器，用以處理待測網路的穿透及反射波大小與相位，不論是主動或被動網路，均可用網路分析儀測量其 S 參數。本實驗室所使用的微波量測儀器 HP8510C 如圖 2.5 所示，主要分成四大部分：合成掃描儀(Synthesized Sweeper 45MHz ~ 20GHz)、S 參數測試(S Parameter Test)、網路分析儀(Network Analyzer)、顯示儀(Display)。元件進行量測時，由微波訊號源(RF source)產生一個入射訊號，透過傳輸線抵達元件時，會產生一個反射訊號與一個穿透訊號，這些 S 參數訊號等資料由微處理器分析而得到各項所需的參數。

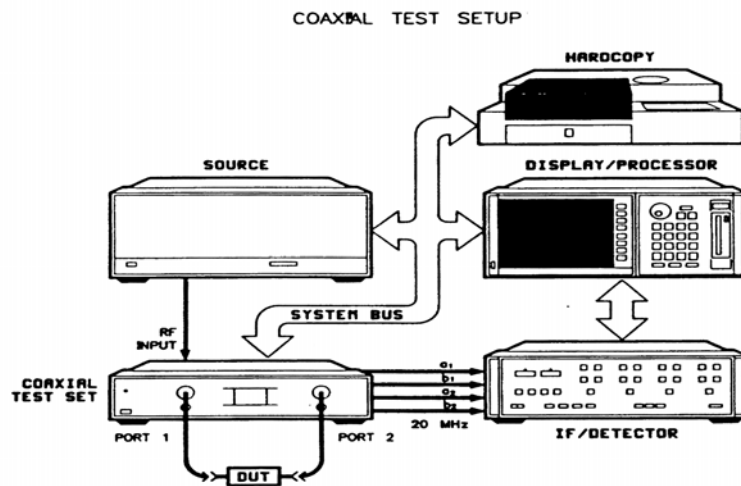


圖 2.5 HP8510C 向量網路分析儀系統簡示圖。

濾波器元件製備完成後，利用微波低溫(77k)量測系統來量測濾波器元件的散射參數，藉以分析濾波器元件的品質，其裝置如圖 2.6 所示。

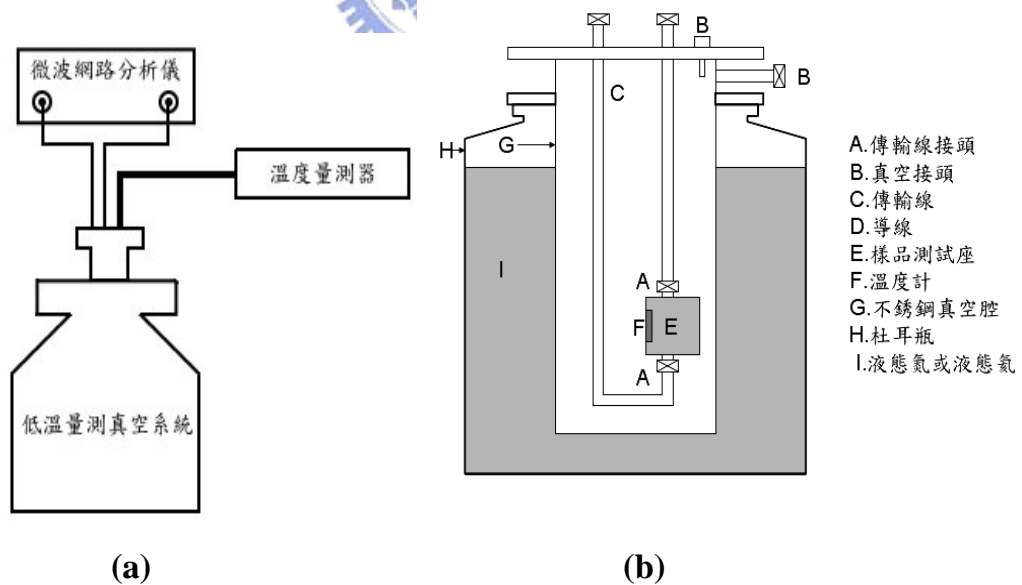


圖 2.6 (a) 微波量測系統；(b) 低溫量測系統。

由於高溫超導體微波濾波器的工作溫度是在 77K 底下，因此量測的溫度也必須是在 77K，所以在量測之前，須針對 77K 溫度下做儀器校正的工作，以提高量測時的準確性。其校正的步驟如下：

1. 選擇所要校正的頻率範圍，首先按下 **START**，輸入開始的頻率，接著按下 **STOP**，輸入結束的頻率。
2. 按下 **CAL**，之後依序選擇 **CAL1**, **CALIBRATE**，**FULL 2-PORT** 及 **REFLECT' N**。
3. 針對 S_{11} 1-PORT 進行校正，在端埠 1 接上 **OPEN KEY**、**SHORT KEY** 及 **LOAD KEY** 的同時，再分別按下 **OPEN**、**SHORT**、**LOADS**。
4. 針對 S_{22} 1-PORT 進行校正，在端埠 2 接上 **OPEN KEY**、**SHORT KEY** 及 **LOAD KEY** 的同時，再分別按下 **OPEN**、**SHORT**、**LOADS**。
5. 按下 **REFLECT' N DONE**，以完成反射誤差係數的計算。
6. 按下 **TRANSMISSION**。
7. 將 **THRU KEY** 連接在端埠 1 與端埠 2 之間。
8. 按下 **FWD. TRANS. THRU**，以完成 S_{21} 頻率響應的量測。
9. 按下 **FWD. MATCH THRU**，以完成 S_{21} 負載匹配的量測。
10. 按下 **REV. TRANS. THRU**，以完成 S_{12} 頻率響應的量測。
11. 按下 **REV. MATCH THRU**，以完成 S_{12} 負載匹配的量測。
12. 按下 **TRANS. DONE**，以完成穿透誤差係數的計算。

13. 按下 ISOLATION。
14. 在端埠 1 和端埠 2 分別各自接上 LOAD KEY。
15. 按下 FWD. ISOL'N ISOL'N STD，以完成 S₂₁ 雜訊的量測。
16. 按下 REV. ISOLN ISOLN STD，以完成 S₁₂ 雜訊的量測。
17. 按下 ISOLATION DONE，以完成隔離誤差係數的計算。
18. 按下 SAVE 2-PORT CAL，儲存校正的參數。

待向量網路分析儀(HP8510C)校正完成之後，即可開始進行量測的工作。其量測的步驟如下：

1. 將濾波器元件固定在樣品測試座上，並且注意濾波器的輸出端埠要與樣品的測試座兩探針平行接觸到，可用 OLYMPUS SZ-STB1 光學顯微鏡底下觀看是否對齊，完成 Contact 動作，再用螺絲及彈簧固定，注意避免力量不均將樣品壓壞，如圖 2.7 所示。
2. 將測試座的 SMA 接頭連接到傳輸線接頭上，再放入不銹鋼真空腔中，開始抽真空。
3. 當真空腔內壓力達到約 10^{-6} Torr 時，再將此不銹鋼真空腔放入裝有液態氮氣的杜耳瓶中，開始進行降溫。
4. 接上溫控器接線及微波訊號線，並打開網路分析儀及溫度量測器。

5. 當溫度達 77K 時，按下 CAL 及 CORRECTION ON，選擇並讀出之前所校正的檔案，按下 SCALE 及 REF VALUE，輸入每格 10dB 及 0dB 參考值後，按下 LOG MAG，即可顯示出校正後的散射參數數據。
6. 放入 3.5 磁片於網路分析儀中，儲存量測結果記錄。



圖 2.7 微波濾波器元件及樣品測試座。

2.7 電腦模擬

在本實驗濾波器微小化的設計，主要是利用 Ansoft 公司所出版之高頻電磁模擬軟體 Maxwell 來設計微帶線濾波器，得到一最佳的四階交錯耦合之帶通濾波器尺寸大小以及各個模擬結果，並藉由軟體模擬的設計結果與實作結果逐一比較。

第三章 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[12],[14]，與網路的奇偶模對稱分析法[13]及JK反轉子[12]，以方便說明原理。接著說明微帶線共振腔結構如何微小化，以及共振腔基本的三種耦合結構：電耦合、磁耦合及混合耦合[4],[14]。進而產生一對傳輸零點的交錯耦合結構[15]。最後說明的 0° 饋入裝置的應用，能另外產生一對額外的傳輸零點，提升截止頻帶的阻絕能力[16]。

3.1 散射參數(S-parameter)

在處理實際微波電路分析與設計的問題，通常都用簡單而直覺的電路分析概念來處理微波的問題，而非使用場論來解決，因為完整場論，包含分析空間中每一點的電場與磁場分佈，而我們所需要可能僅是電路中某一端的功率、行進波或駐波大小與相位、或者是類似電路的物理量而已。此外，透過網路模型分析，可將微波電路的問題簡化，或整合數個元件，再計算其頻率響應；相對地，如果採用馬克斯威爾方程式，以及場論的觀點來解析電路每個環節，無疑是將問題複雜化。

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：

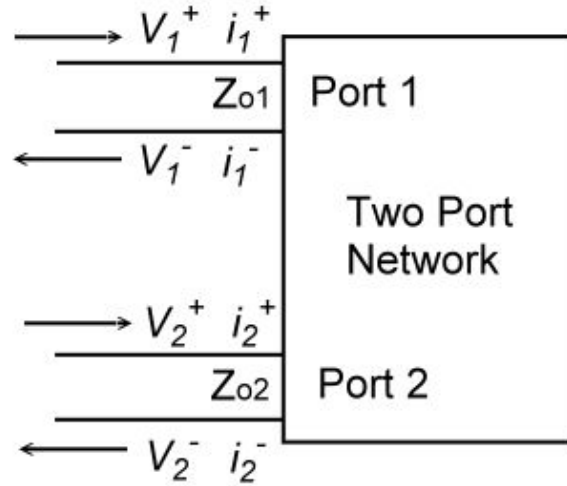
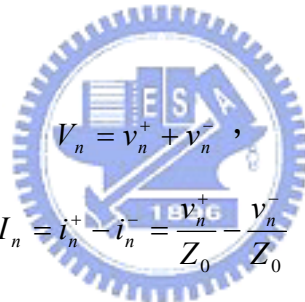


圖 3.1 雙埠網路及其電壓波與電流波。



$$V_n = v_n^+ + v_n^- , \quad (3.1)$$

$$I_n = i_n^+ - i_n^- = \frac{v_n^+}{Z_0} - \frac{v_n^-}{Z_0} , \quad (3.2)$$

此雙埠網路如圖 3.1，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：

$$a_1 = \frac{v_1^+}{\sqrt{Z_{01}}} = \sqrt{Z_{01}} i_1^+ , \quad (3.3)$$

$$a_2 = \frac{v_2^+}{\sqrt{Z_{02}}} = \sqrt{Z_{02}} i_2^+ , \quad (3.4)$$

$$b_1 = \frac{v_1^-}{\sqrt{Z_{01}}} = \sqrt{Z_{01}} i_1^- , \quad (3.5)$$

$$b_2 = \frac{v_2^-}{\sqrt{Z_{02}}} = \sqrt{Z_{02}} i_2^- , \quad (3.6)$$

其中 a_n 表示第 n 端埠的入射波， b_n 表示反射波，而 Z_{o1} 和 Z_{o2} 分別代表端埠 1 和端埠 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：

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad (3.7)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \quad (3.8)$$

將上式表示成矩陣的形式：

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \quad (3.9)$$

[S]矩陣的任意一個元素可由下式決定：

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} = \frac{v_i^- \sqrt{Z_{0j}}}{v_j^+ \sqrt{Z_{0i}}}, \quad (3.10)$$

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，在介入損失函數法(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} ：

$$P_{LR} = \frac{\text{由波源可獲得的功率}}{\text{送到負載的功率}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2}, \quad (3.11)$$

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)及反射損耗(RL)為：

$$IL = 10\log|P_{LR}| = \frac{1}{|S_{21}|^2}, \quad RL = 10\log|S_{11}|^2 = 10\log|1 - |S_{21}|^2|, \quad (3.12)$$

3.2 奇偶模對稱分析

當分析的網路具對稱性時，由此網路對稱面處一分為二，拆成兩個相同電路，將有利於分析複雜的網路[13]。當網路作偶模態激發時，如圖 3.2(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，當網路作奇模態激發時，如圖 3.2(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。

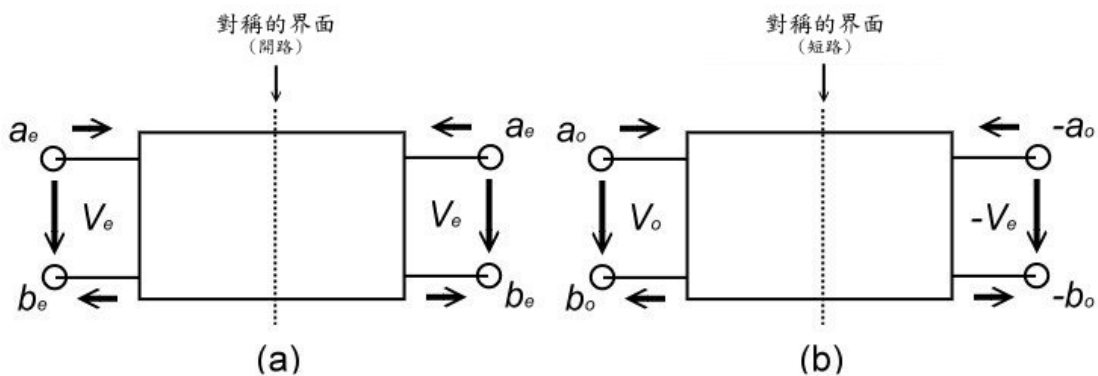


圖 3.2 對稱的雙埠網路其(a)偶模激發，和(b)奇模激發。

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：

$$S_{11e} = \frac{b_e}{a_e} \quad S_{11o} = \frac{b_o}{a_o}, \quad (3.13)$$

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：

$$\begin{aligned} a_1 &= a_e + a_o & a_2 &= a_e - a_o, \\ b_1 &= b_e + b_o & b_2 &= b_e - b_o \end{aligned} \quad (3.14)$$

令 $a_2 = 0$ ，由(3.13)和(3.14)可得：

$$\begin{aligned} a_1 &= 2a_e = 2a_o \\ b_1 &= S_{11e}a_e + S_{11o}a_o, \\ b_2 &= S_{11e}a_e - S_{11o}a_o \end{aligned} \quad (3.15)$$

用(3.15)代入雙埠 S 參數的定義(3.10)：

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}) \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}), \\ S_{22} &= S_{11} \\ S_{12} &= S_{21} \end{aligned} \quad (3.16)$$

由(3.16)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(3.10)、(3.1)

及(3.2)得：

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1/\sqrt{Z_{o1}} - \sqrt{Z_{o1}}I_1}{V_1/\sqrt{Z_{o1}} + \sqrt{Z_{o1}}I_1}, \quad (3.17)$$

用 $Z_{in1}I_1$ 替代 V_1 ：

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{o1}}{Z_{in1} + Z_{o1}}, \quad (3.18)$$

從(3.18)裡，可將(3.13)化成：

$$S_{11e} = \frac{Z_{ine} - Z_{o1}}{Z_{ine} + Z_{o1}} \quad S_{11o} = \frac{Z_{ino} - Z_{o1}}{Z_{ino} + Z_{o1}}, \quad (3.19)$$

將(3.19)代入(3.16)，可獲得一些有用的公式：

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{Z_{ine}Z_{ino} - Z_{o1}^2}{(Z_{ine} + Z_{o1}) \cdot (Z_{ino} + Z_{o1})} = \frac{Y_{o1}^2 - Y_{ine}Y_{ino}}{(Y_{o1} + Y_{ine}) \cdot (Y_{o1} + Y_{ino})}, \\ S_{21} = S_{12} &= \frac{Z_{ine}Z_{o1} - Z_{ino}Z_{o1}}{(Z_{ine} + Z_{o1}) \cdot (Z_{ino} + Z_{o1})} = \frac{Y_{ino}Y_{o1} - Y_{ine}Y_{o1}}{(Y_{o1} + Y_{ine}) \cdot (Y_{o1} + Y_{ino})} \end{aligned} \quad (3.20)$$

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(3.20)簡化成：

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{z_{ine}z_{ino} - 1}{(z_{ine} + 1) \cdot (z_{ino} + 1)} = \frac{1 - y_{ine}y_{ino}}{(1 + y_{ine}) \cdot (1 + y_{ino})}, \\ S_{21} = S_{12} &= \frac{z_{ine} - z_{ino}}{(z_{ine} + 1) \cdot (z_{ino} + 1)} = \frac{y_{ino} - y_{ine}}{(1 + y_{ine}) \cdot (1 + y_{ino})} \end{aligned} \quad (3.21)$$

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。

3.3 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，但有些情況下，必須做串、並聯的轉換，其中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。

阻抗與導納反轉子的操作概念可由圖 3.3 解釋，由於此兩個反轉子會反轉負載的阻抗或導納(電感轉為電容，或電容轉為電感)，所以也可用以將串、並聯的元件分別轉換為並、串聯的元件。反轉子的優點是，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， $Y_p = J^2 Z_s$ 或 $Z_s = K^2 Y_p$ ，例如：在圖 3.3(a)中，令 $J=1$ 時， $Y_p = Z_s$ ，其導納轉換即可作單純化，在奇、偶模態激發時，就有利於低通原型電路分析。

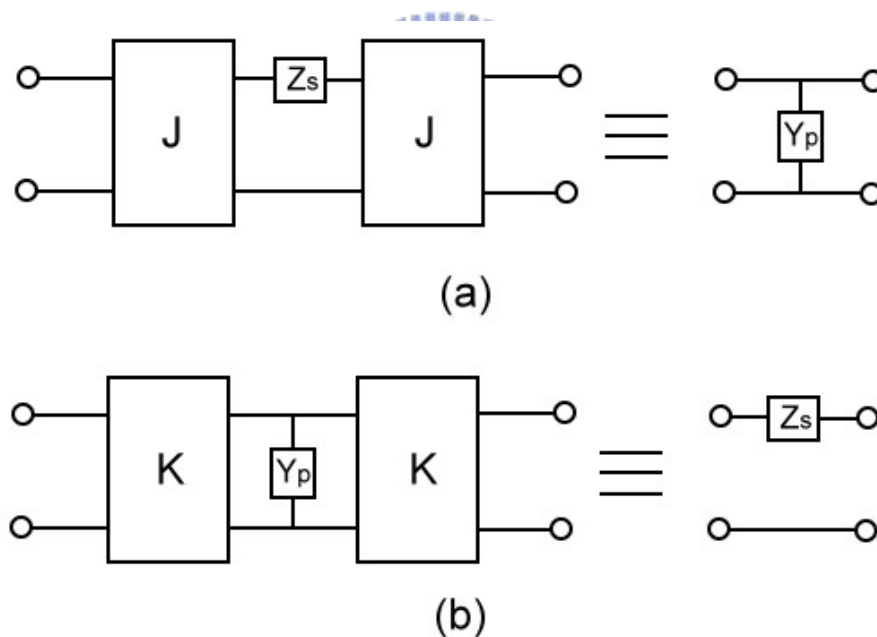


圖 3.3 (a)用 J 反轉子將串聯阻阮等效為並聯導納；
(b)用 K 反轉子將並聯導納等效為串聯阻抗。

另外，在濾波器設計上使用反轉子，可使得整個濾波器電路共振腔與共振腔之間的複雜關係，予以簡化，藉由電容或電感之 π 型網路的集總元件等效電路作適當轉換， $J = \omega_o C = 1/(\omega_o L)$ 或

$K = \omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$ ，如圖 3.4 所示。當電路網路複雜不易分析時，等效化作 J 或 K 值，可將網路模型簡化[17]。到了後面 3.5 節交錯耦合的介紹時，我們會發現這種反轉子的運用，使得電路設計更富彈性，有助於交錯耦合型共振腔濾波器的設計與分析。

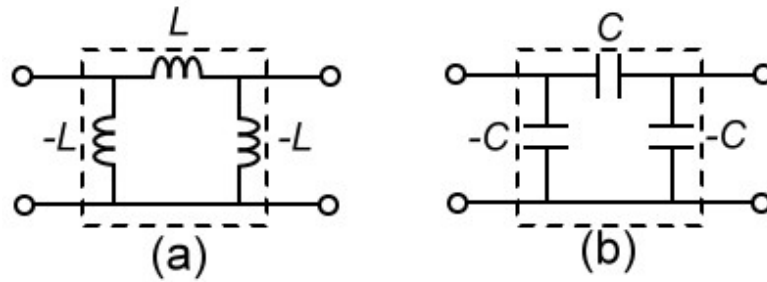


圖 3.4 反轉子之集總元件 π 型等效電路(a)電感，(b)電容。

3.4 共振腔微小化設計

本論文所設計的平面式微帶線濾波器元件為集總式元件(Lumped elements)，其傳輸線的結構為最廣泛使用的微帶線(Microstrip Lines)如圖 3.5 所示，主要的原因是微帶線可用照相蝕刻法(Photo etching)製造，也非常容易與其他的主動或被動微波電路連接且積體化。

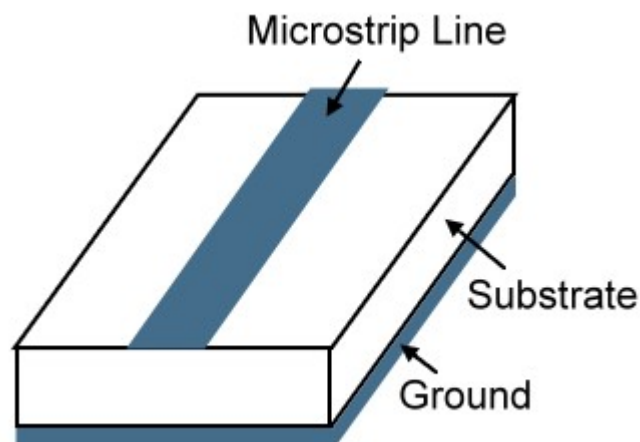


圖 3.5 微帶傳輸線簡示圖。

共振腔為構成濾波器的基本元件，本論文主要的研究目的之一，是製造 $1\text{cm}\times 1\text{cm}$ 面積內的微小化濾波器元件，所以微帶線共振腔的結構及尺寸是微小化的關鍵。準橫向電磁(Quasi-TEM)波在通過微帶線時，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，透過此現象的應用，改變幾何結構可達成微小化的目的。一些不同結構的微帶線共振腔如圖 3.6 所示。圖 3.6(a)的結構是一般傳統的二分之一波長共振腔的類型，通常當作平行耦合線的濾波器來使用，實際設計上極佔空間，而不符合尺寸微小化的要求。圖 3.6(b)的結構是將圖 3.6(a)拗成 U 字型如髮夾(hairpin)結構的共振腔，雖然已縮小面積，但尺寸面積仍然過大。再將髮夾型拗成圖 3.6(c)方型開迴路式結構，由於方形開迴路式的設計，在此共振腔的末端會產生上述共振腔本身的電容效應，得以縮小共振腔面積的尺寸 [4],[18]，總面積比髮夾型縮小約 7%。此結構的缺點侷限在末端的耦合面積，為了進一步增加電容效應及縮短尺寸，將圖 3.6(c)加入耦合線如圖 3.6(d)，其面積大約縮小約 27%，形成密集化內摺式微小化共振腔的架構[19]，此結構末端的兩條平行耦合線為主要聚集的電容效應，是內摺式髮夾型的主結構，在設計時為了增加耦合量，將結構末端的兩條平行耦合線之長度適當地延長，寬度適當地加寬，耦合線的間隙也愈窄愈好，其目的都是為了增加電容效應。

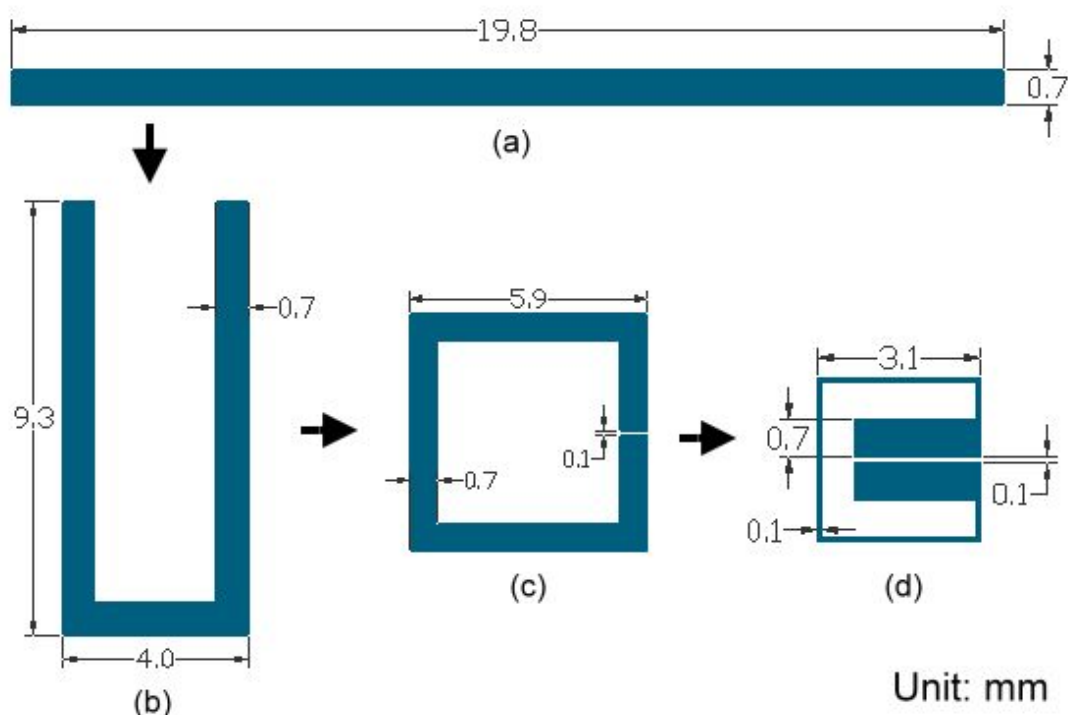


圖 3.6 鈦銀銅氧之微帶線且共振頻率約為 1.8GHz 時，
 (a)微帶線共振腔(Microstrip resonator) (b)髮夾型共振腔(Hairpin resonator)
 (c)方型開迴路共振腔(Square open-loop resonator)
 (d)具耦合線之內摺式微小化髮夾型共振腔(Miniaturized hair-pin resonator with folded coupled lines)

3.5 具高選擇性的交錯耦合結構

本論文所使用的 2×2 排列交錯耦合型濾波器(cross-coupled microstrip filter)，是藉由交錯耦合結構使通帶兩側產生一對傳輸零點，使截止頻帶外側附近的雜訊，得以迅速衰減，不致於佔據太多頻寬，提高濾波器元件本身的選擇性(selectivity)[4],[14],[20]。首先說明交錯耦合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)[14]，如圖 3.7 所示。

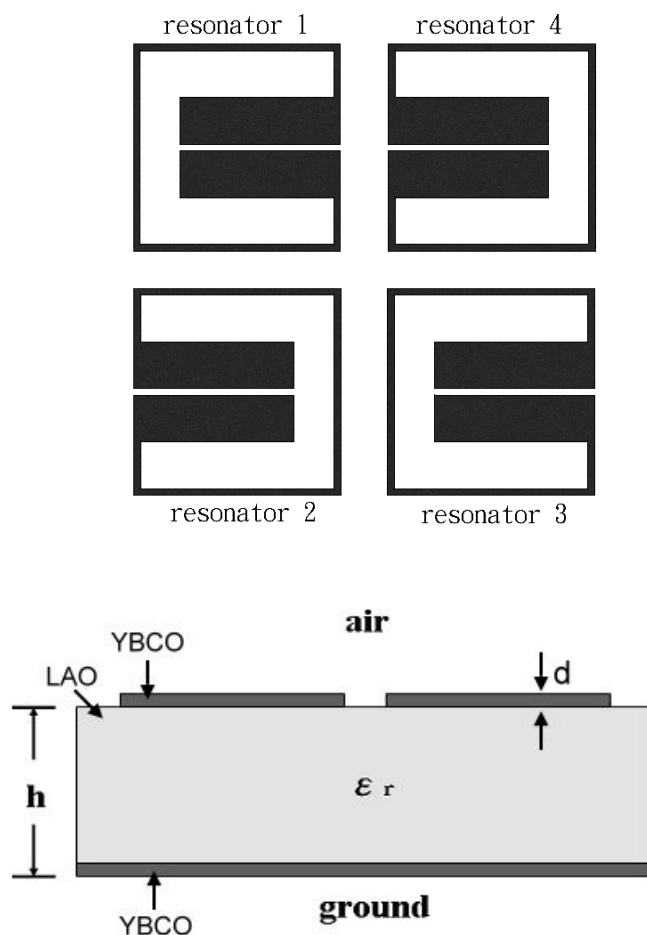


圖 3.7 交錯耦合型濾波器的 2×2 排列結構，基板介電常數 ϵ_r 和厚度 h 。

3.5.1 電耦合(Electric Coupling)

兩個共振腔的排列如圖 3.8(a)所示時，當共振腔發生共振時，在有間隙(open-gap)端會有最大的電場密度產生，就會產生電耦合。圖 3.8(b)為圖 3.8(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頻率即為 $(2\pi\sqrt{LC})^{-1/2}$ ，而 C_m 則是表示兩個共振腔之間的耦合電容(mutual capacitance)。

從 T_1 - T_1' 和 T_2 - T_2' 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：

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2, \quad (3.22a)$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1, \quad (3.22b)$$

由數學式(3-22a)和(3-22b)可以得出 Y 參數矩陣：

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C, \quad (3.23a)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_m \quad (3.23b)$$

根據網路理論[21]及前面 3.3 節所敘述，可以將圖 3.8(b)的等效電路轉換為圖 3.8(c)，其中兩個共振腔之間的電耦合可以用導納反轉子 (J inverter) $J = \omega C_m$ 來取代。接著用 3.2 節的奇偶模對稱分析來分析此電路：當奇模態激發分析時，則中心對稱的 T-T' 參考平面即為短路(或電牆(electric wall))，此時等效電路的共振頻率為：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}}, \quad (3.24)$$

此時共振腔之間的耦合效應會提升單一共振腔的電容效應，因此共振頻率較低於單一微帶線共振腔的共振頻率；當偶模態激發態分析時，則中心對稱的 T-T' 參考平面即為開路(或磁牆(magnetic-wall))，此時等效電路的共振頻率為：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}}, \quad (3.25)$$

此共振頻率會較高於單一微帶線共振腔的共振頻率，因為共振腔之間的耦合效應降低單一共振腔的電容效應。由(3.24)及(3.25)可知，當電

耦合發生時，將會產生兩個高、低頻共振頻率。

藉由(3.24)和(3.25)式定義電耦合係數 M_{14} ：

$$M_{14} = \frac{C_m}{C} = \frac{f_e^2 - f_o^2}{f_e^2 + f_o^2} \quad (3.26)$$

此時耦合量以電容來表示，因此又可將電耦合結構稱為電容性耦合結構，且因 f_o 比 f_e 小，所 M_{14} 必為負值，。

3.5.2 磁耦合(Magnetic Coupling)

兩個共振腔的排列如圖 3.9(a)所示時，當共振腔發生共振時，相對於間隙的窄線端會有最大的磁場密度產生，就會產生磁耦合。圖 3.9(b)為圖 3.9(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頻率即為 $(2\pi\sqrt{LC})^{-1/2}$ ， L_m 則是表示兩個共振腔之間的耦合電感(mutual inductance)。從 T_1 - T_1' 和 T_2 - T_2' 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：

$$V_1 = j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \quad (3.27a)$$

$$V_2 = j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1 \quad (3.27b)$$

由(3.27a)和(3.27b)式可得 Z 參數矩陣：

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (3.28a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L_m \quad (3.28b)$$

根據網路理論[21]及前面 3.3 節所敘述，可以將圖 3.9(b)的等效電

路轉換為圖 3.9(c)，用阻抗反轉子(K inverter) $K=\omega L_m$ 來取代兩個共振腔之間的磁耦合。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：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}}, \quad (3.29)$$

兩個共振腔之間的耦合效應會降低單一共振電路的電感效應，因此共振頻率較高於單一共振腔的共振頻率；若使用偶模態激發分析時，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：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}}, \quad (3.30)$$

兩個共振腔之間的耦合效應增加單一共振腔的電感效應，因此共振頻率會較低於單一共振腔的共振頻率。由(3.29)及(3.30)可知，當電耦合發生時，將會產生兩個高、低頻的共振頻率。藉由(3.29)和(3.30)定義磁耦合係數 M_{23} ：

$$M_{23} = \frac{L_m}{L} = \frac{f_o^2 - f_e^2}{f_o^2 + f_e^2}, \quad (3.31)$$

此時耦合量以電容來表示，因此又可將磁耦合結構稱為電感性耦合結構，且因 f_e 比 f_o 小，所 M_{23} 必為正值。

3.5.3 混合型耦合(Mixed Coupling)

兩個共振腔的排列如圖 3.10(a)的耦合結構，在這兩個共振腔相鄰

處分別有電場和磁場的分佈，因此同時會產生電耦合和磁耦合，稱之為混合型耦合。圖 3.10(b)是共振腔 1 和 2 的等效電路模型，圖 3.10(c)中L、C分別是單一共振腔本身的電感和電容， C'_m 、 L'_m 則表示兩個共振腔之間的耦合電容、耦合電感。從 $T_1-T'_1$ 和 $T_2-T'_2$ 的參考平面看入整個電路，其Y參數與Z參數可以由以下的數學式定義：

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C, \quad (3.32a)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C'_m, \quad (3.32b)$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L, \quad (3.33a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L'_m, \quad (3.33b)$$

根據網路理論[21]及前面 3.3 節所敘述，圖 3.10(c)為圖 3.10(b)等效電路模型的 JK 轉換，圖中磁耦合可用阻抗反轉子(J inverter)

$K=\omega L_m$ 來取代；而電耦合可用導納反轉子(K inverter) $J=\omega C_m$ 來取代。

分別用奇、偶模態來分析此電路，若使用奇模態激發分析時，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：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}}, \quad (3.34)$$

兩個共振腔之間的耦合效應降低單一共振腔的電容及電感效應，因此共振頻率會高於單一共振腔的共振頻率。若使用偶模態激發分析時，

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：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} , \quad (3.35)$$

兩個共振腔之間的耦合效應增加單一共振腔的電容及電感效應，因此共振頻率會高於單一共振腔的共振頻率。由(3.29)及(3.30)可知，當混合耦合發生時，將會產生兩個高、低頻共振頻率。藉由(3.34)及(3.35)式定義耦合係數 M_{12} 或 M_{34} ：

$$M_{12} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} = \frac{f_o^2 - f_e^2}{f_o^2 + f_e^2} , \quad (3.36)$$

假設 $LC \gg L'_m C'_m$ ，則(3.36)變成：

$$M_{12} \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = M'_{14} + M'_{23} , \quad (3.37)$$

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，所 M_{12} 必為正值。

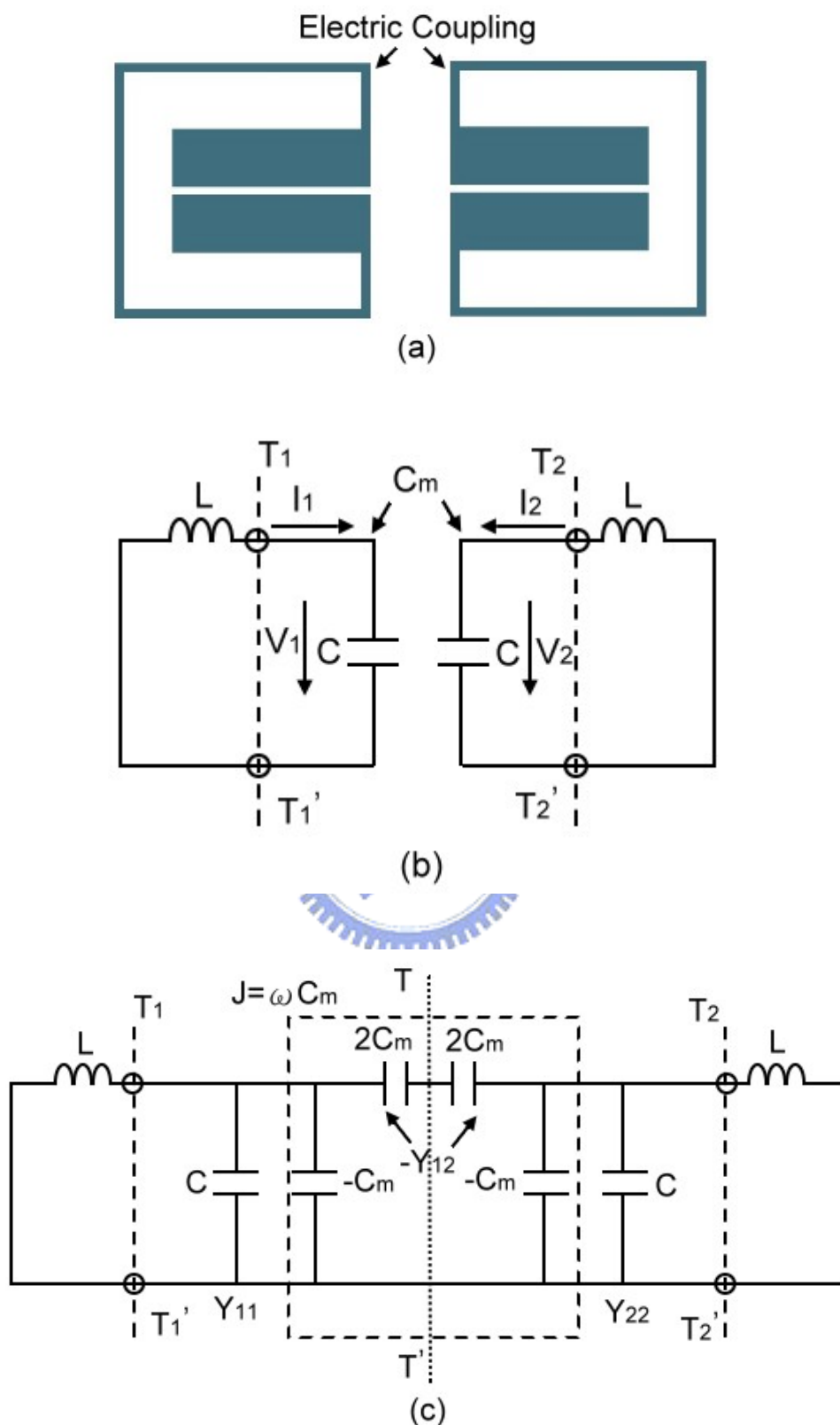


圖 3.8 (a)電耦合共振腔結構；(b)電耦合共振腔等效電路；
(c)利用導納反轉子 $J = \omega C_m$ 轉換的電耦合等效電路。

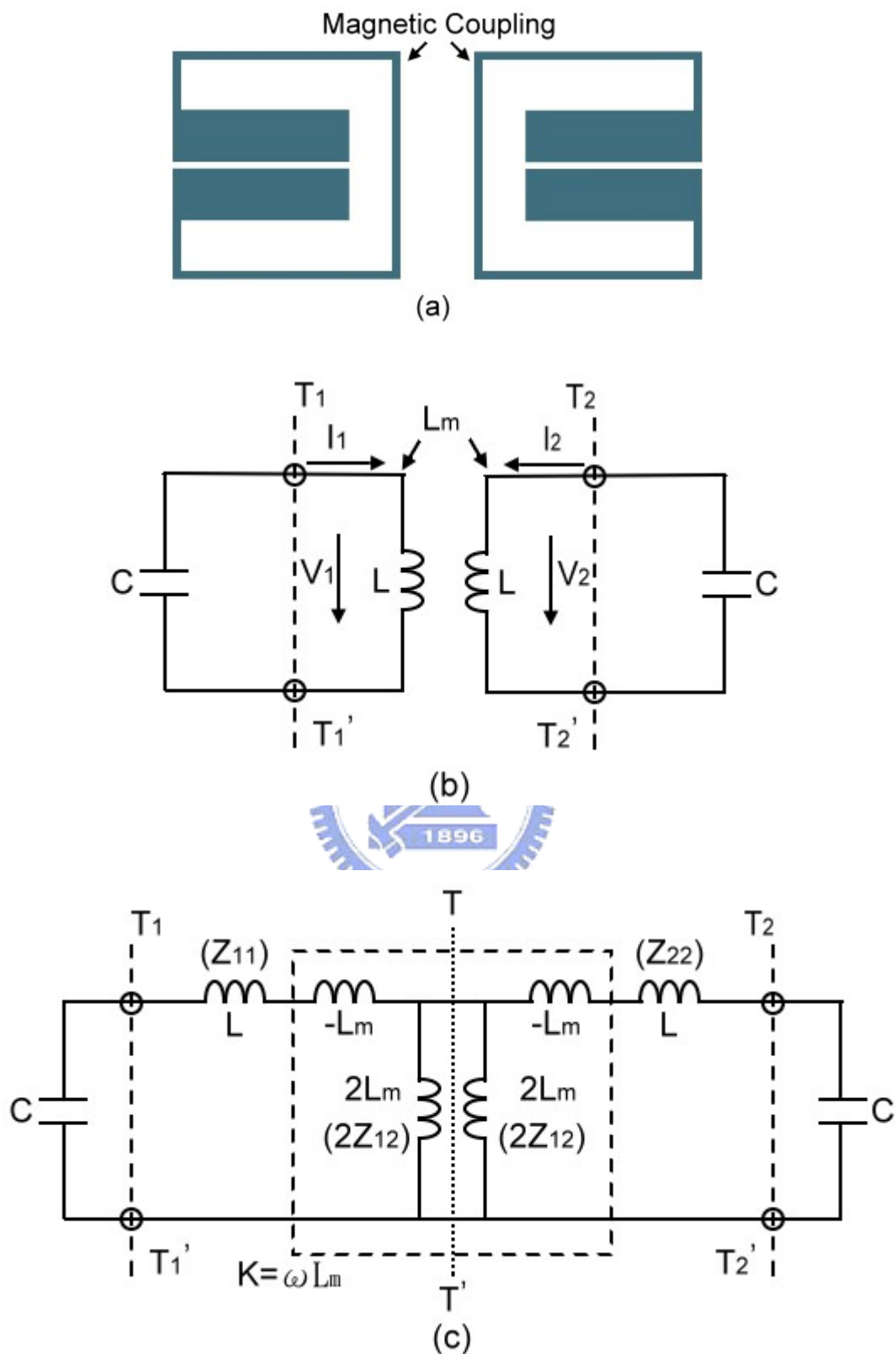


圖 3.9 (a)磁耦合共振腔結構；(b)磁耦合共振腔等效電路；
(c)利用阻抗反轉子 $K = \omega L_m$ 反轉的磁耦合等效電路。

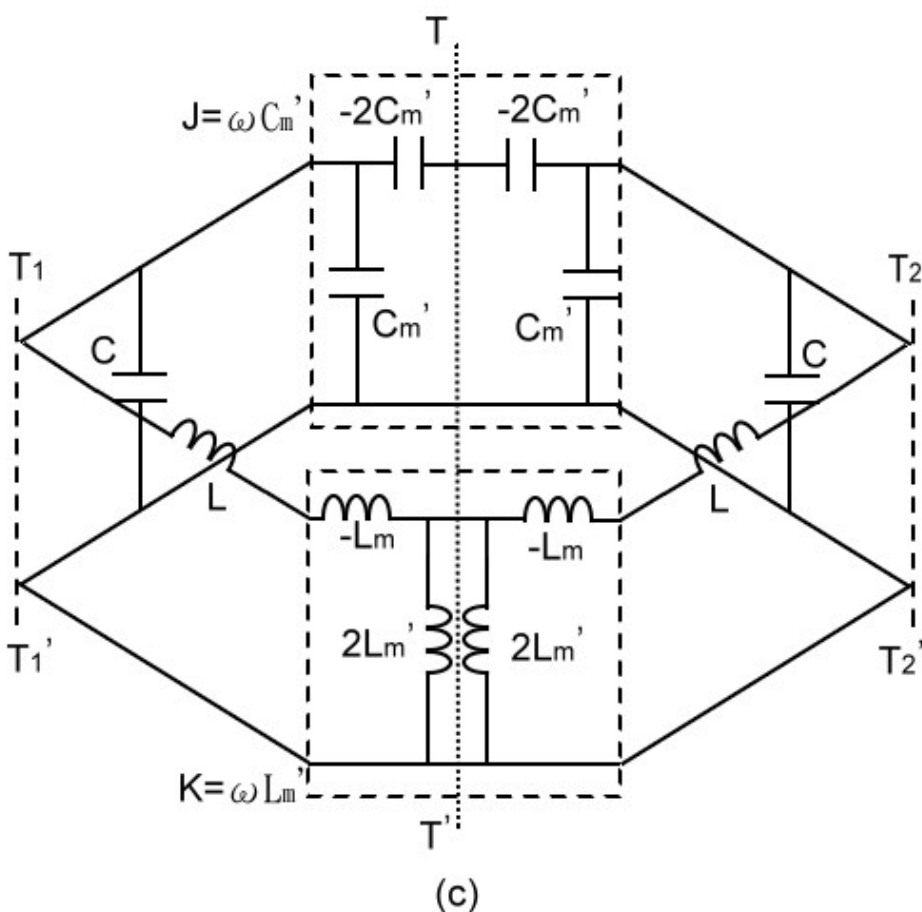
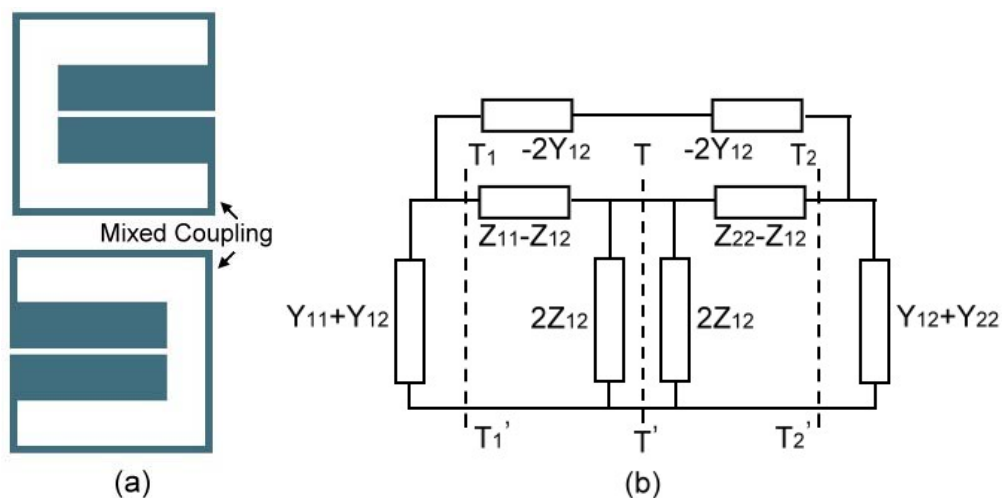


圖 3.10 (a)混合型耦合共振腔結構；(b)混合型耦合共振腔等效電路；
(c)利用阻抗反轉子 $K = \omega L_m'$ 和導納反轉子 $J = \omega C_m'$ 表示磁耦合和電耦合的混合型耦合等效電路。

3.5.4 交錯耦合型帶通濾波器

本論文研究的濾波器的主要架構為四階共振電路之交錯耦合型帶通濾波器，濾波器的耦合結構必需滿足圖 3.11 之耦合結構，其中 Q_{ei} 、 Q_{eo} 為內外部品質因數， $M_{1,2}$ 、 $M_{2,3}$ 、 $M_{3,4}$ 為正耦合值， $M_{1,4}$ 為負耦合值，也就是說交錯耦合是由共振腔 1 與 4 的耦合相位，不同於其它的耦合相位產生的，讓通帶外兩側出現一對傳輸零點[6],[15]。

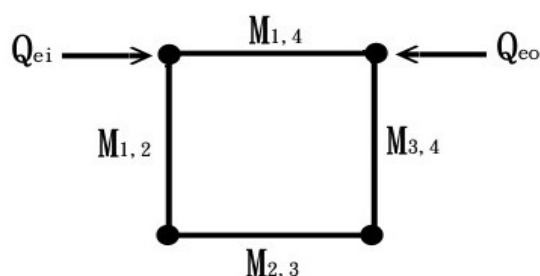


圖 3.11 具有一對傳輸零點的四階微帶線帶通濾波器的耦合結構。

3.6 饋入裝置的應用

平面濾波器不同的饋入裝置應用，分為 0° 與 180° 饋入結構，利用傳輸矩陣來分析饋入結構，發現其中一種饋入方式，可增加額外一對傳輸零點，使得帶通信號邊緣響應的陡峭度大幅提升，提高阻絕能力。在此我們先利用簡單的髮夾型共振腔(hairpin resonator)結構，來述敘 0° 饋入裝如何產生一對傳輸零點，然後再以相同的原理，應用在四階交錯耦合型濾波器。

利用兩個髮夾型半波長開路傳輸線共振腔，隔著一小間隙佈置成

環狀，每條傳輸線有特性阻抗 Z_o ，並隔成兩區域，其電氣長度(electrical length)分別為 θ_1 和 θ_2 。如圖 3.13 所示，耦合結構的上、下傳輸路徑的電氣延遲時間(electrical delays)，在基本共振頻率下並不相同，這種稱為 180° (180-degree)饋入結構。如圖 3.12 所示，上、下路徑的電氣延遲時間(electrical delays)相同，則稱為 0° (zero-degree)饋入結構 [11],[16],[22]。

3.6.1 0° 饋入結構

如圖 3.12，兩共振腔的耦合間隙，在微波高頻段準 TEM 波的傳輸下，可視為一電容。

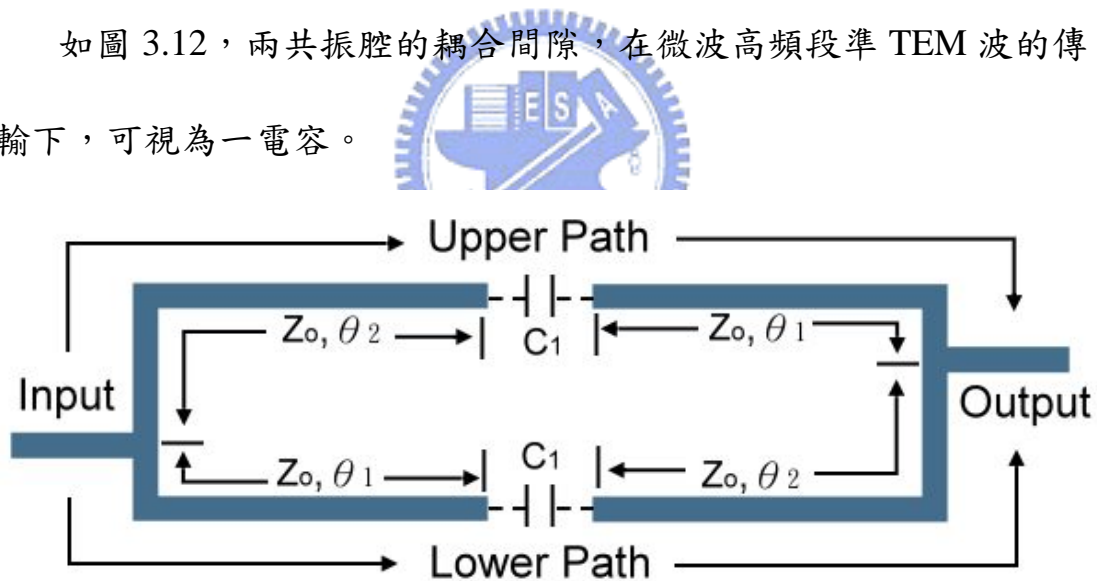


圖 3.12 0° 饋入結構的等效電路及其參數。

在 0° 饋入結構中，上、下信號傳輸路徑的傳輸矩陣為：

$$\begin{bmatrix} A_u & B_u \\ C_u & D_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_o \sin \theta_2 \\ jY_o \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C_1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_o \sin \theta_1 \\ jY_o \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix}, \quad (3.38)$$

$$= \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) + \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin \theta_1 \cos \theta_2 & jZ_o \sin(\theta_1 + \theta_2) - j \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\omega C_1} \\ jY_o \sin(\theta_1 + \theta_2) + j \frac{Y_o^2}{\omega C_1} \sin \theta_1 \sin \theta_2 & \cos(\theta_1 + \theta_2) + \frac{Y_o}{\omega C_1} \cos \theta_1 \cos \theta_2 \end{bmatrix}$$

和

$$\begin{bmatrix} A_l & B_l \\ C_l & D_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) + \frac{Y_o}{\omega C_1} \cos \theta_1 \sin \theta_2 & jZ_o \sin(\theta_1 + \theta_2) - j \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\omega C_1} \\ jY_o \sin(\theta_1 + \theta_2) + j \frac{Y_o^2}{\omega C_1} \sin \theta_1 \sin \theta_2 & \cos(\theta_1 + \theta_2) + \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin \theta_1 \cos \theta_2 \end{bmatrix}, \quad (3.39)$$

將傳輸參數化為導納參數後，並聯相加，再還原為傳輸參數：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_u B_l + A_l B_u}{B_u + B_l} & \frac{B_u B_l}{B_u + B_l} \\ \frac{[A_u B_l + A_l B_u][B_u D_l + B_l D_u] - (B_u + B_l)^2}{(B_u + B_l)B_u B_l} & \frac{B_u D_l + B_l D_u}{B_u + B_l} \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

對照(3.38)及(3.39)，可清楚知道， $A_u = D_l$ 、 $B_u = B_l$ 、 $C_u = C_l$ 和 $D_u = A_l$ 的

關係，因此， 0° 饋入結構的傳輸矩陣可簡化成：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_u + A_l}{2} & \frac{B_u}{2} \\ \frac{(A_u + A_l)^2 - 4}{2B_u} & \frac{A_u + A_l}{2} \end{bmatrix}, \quad (3.41)$$

藉由網路參數轉換， S 參數可由傳輸參數獲得：

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_o + CZ_o + D} = \frac{4B_u Z_L}{B_u^2 + 2(A_u + A_l)B_u Z_L + [(A_u + A_l)^2 - 4]Z_L^2}, \quad (3.42)$$

其中， Z_L 為系統阻抗(50 歐姆)。

當 B_u 是有限時，傳輸零點存在的充要和必要條件為 $B_u=0$ ，並且 S_{21} 的分母不為0。假設 $B_u=0$ ，整理後可得：

$$jZ_o \sin(\theta_1 + \theta_2) - j \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2}{\omega C_1} = 0 \quad \Rightarrow \quad \tan \theta_1 + \tan \theta_2 = 1/Z_o \omega C_1, \quad (3.43)$$

對一般濾波器設計在低微波頻率範圍而言，其比例頻寬約在 2% ~ 15% 之間， $C_1 \leq 0.1 \text{pF}$ ， θ_1 和 θ_2 通常因所需負載Q值被設計在

$1.2\theta_1 < \theta_2 < 1.8\theta_1$ 。因此，(3.43)可進一步簡化為：

$$\tan \theta_1 \approx 1/Z_o \omega C_1 \quad \text{或} \quad \tan \theta_2 \approx 1/Z_o \omega C_1, \quad (3.44)$$

因為 C_1 很小，所以傳輸零點將會發生在當 $\theta_1 \approx \pi/2$ 或 $\theta_2 \approx \pi/2$ 。檢查傳

輸零點的存在，考慮(3.42)的 $(A_u + A_l)^2 - 4$ 項，在 $B_u=0$ 的情況下，

$(A_u + A_l)^2 - 4 = (\cos \theta_1 / \cos \theta_2 + \cos \theta_2 / \cos \theta_1)^2 - 4 \neq 0$ 。因此，傳輸零點可在

$\lim_{B_u \rightarrow 0} S_{21} = 0$ 的條件下產生。由於 θ_1 比半波長共振腔的一半長還短，所以

會造成高頻位置的零點；而 θ_2 比半波長共振腔的一半長還長，所以會

造成低頻位置的零點。這一對額外的傳輸零點，用來增加截止頻帶的

衰減深度而言，很有幫助。

3.6.2 180°饋入結構

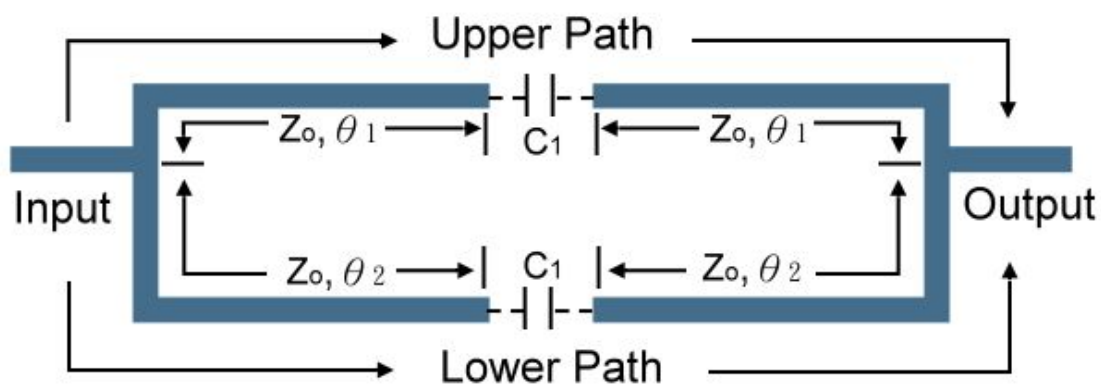


圖 3.13 180°饋入結構的等效電路及其參數。

180°饋入結構的分析與斜對稱饋入結構相似， C_1 為間隙等效電

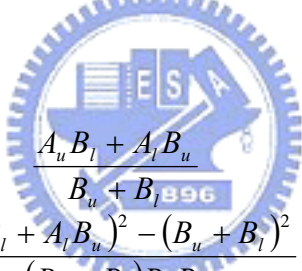
容。如圖 3.13，180°饋入結構的上、下信號路徑的傳輸矩陣：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A_u & B_u \\ C_u & D_u \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_o \sin \theta_1 \\ jY_o \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C_1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_o \sin \theta_1 \\ jY_o \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos 2\theta_1 + \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin \theta_1 \cos \theta_1 & jZ_o \sin 2\theta_1 - j \frac{\cos^2 \theta_1}{\omega C_1} \\ jY_o \sin 2\theta_1 + j \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin^2 \theta_1 & \cos 2\theta_1 + \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin \theta_1 \cos \theta_1 \end{bmatrix}, \quad (3.45) \end{aligned}$$

和

$$\begin{bmatrix} A_l & B_l \\ C_l & D_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_2 + \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin \theta_2 \cos \theta_2 & jZ_o \sin 2\theta_2 - j \frac{\cos^2 \theta_2}{\omega C_1} \\ jY_o \sin 2\theta_2 + j \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin^2 \theta_2 & \cos 2\theta_2 + \frac{Y_o}{\omega C_1} \sin \theta_2 \cos \theta_2 \end{bmatrix}, \quad (3.46)$$

對照(3.45)及(3.46)兩式可知， $A_l = D_l$ 及 $A_u = D_u$ 的關係。因此，將 180° 饋入結構的傳輸參數化為導納參數後，並聯相加後，再還原為傳輸參數矩陣：



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_u B_l + A_l B_u}{B_u + B_l} & \frac{B_u B_l}{B_u + B_l} \\ \frac{(A_u B_l + A_l B_u)^2 - (B_u + B_l)^2}{(B_u + B_l) B_u B_l} & \frac{A_u B_l + A_l B_u}{B_u + B_l} \end{bmatrix}, \quad (3.47)$$

藉由網路參數轉換， S 參數可由傳輸參數獲得：

$$S_{21} = \frac{2B_u B_l (B_u + B_l) Z_L}{B_u^2 B_l^2 + 2(A_u B_l + A_l B_u) B_u B_l Z_L + [(A_u B_l + A_l B_u)^2 - (B_u + B_l)^2] Z_L^2}, \quad (3.48)$$

當 B_u 和 B_l 是有限時，傳輸零點必須滿足下列任一條件方能產生：

(a) $B_u = 0$ ，(b) $B_l = 0$ 或 (c) $B_u = B_l = 0$ 。然而，在 (c) 的情況下， $\theta_1 = \theta_2$ ，

並不適合一般濾波器。而在 (a) 或 (b) 的情況時，整理後分別得：

$$\tan \theta_1 = 1/Z_o \omega C_1, \quad (3.49)$$

或

$$\tan \theta_2 = 1/Z_o \omega C_1, \quad (3.50)$$

但不論在(a)或(b)任一情況，其 $(A_u B_l + A_l B_u)^2 - (B_u + B_l)^2$ 該項為零，這表示在(3.48)中， $\lim_{B_u \rightarrow 0} S_{21}$ 或 $\lim_{B_l \rightarrow 0} S_{21}$ 皆為有限值且傳輸零點無法產生。

3.6.3 0°與 180°饋入結構的應用

從 3.5 節可知四階的交錯耦合型結構的等效電路極為複雜，不易由傳輸參數矩陣來分析，但由之前所述敘的原理可知，0°饋入之耦合結構的上、下傳輸路徑的電氣延遲時間相同時，即可產生一對傳輸零點。因此，由圖 3.7 共振腔 1 與 4 中，我們可選擇饋入點的位置，即可達到 0°饋入與 180°饋入的效果，如圖 3.14 所示。在此須注意，0°饋入點的位置不可太靠近共振腔之中心紅線位置，若太靠近則產生的零點會太接近通帶邊緣，會影響到通帶的效能表現；其次，饋入線的寬度，最好與共振腔線寬相同，如此一來，才不會造成阻抗不匹配，使得信號的反射損耗(RL)嚴重。

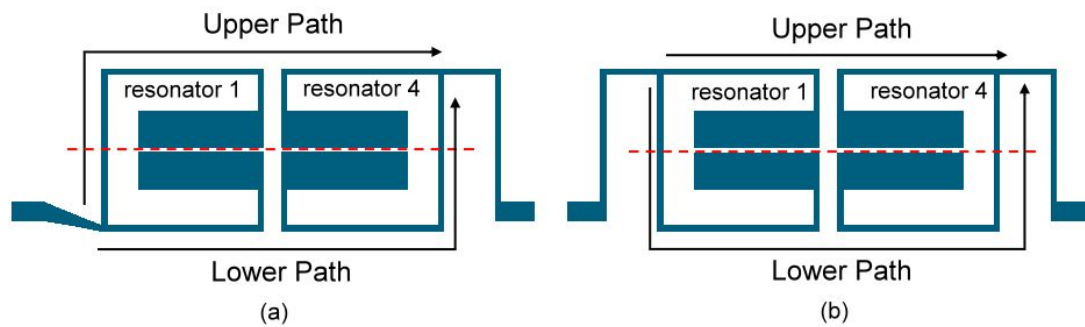


圖 3.14 四階交錯耦合結構共振腔 1 與 4 之(a) 0°饋入，(b) 180°饋入。

第四章 濾波器設計

一般設計傳統濾波器乃採用**插入損耗法(Insertion Loss Method)**來實現濾波器元件，但在本論文裡，無法直接套用此方法，原因在於**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。因此，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，經由耦合距離之耦合量關係的換算，直接將四階共振電路的濾波器推導出來[23],[24]。



4.1 濾波器設計流程

本章節主要說明實際帶通濾波器的設計流程[13],[25]，首先制定規格，接著由電腦模擬求得共振腔之尺寸，再由耦合係數找出共振腔之間的相對距離，然後選擇饋入裝置並以高頻電磁軟體模擬，之後，再**微調(Fine tuned)**共振腔的間距以得到最佳化的頻率響應等。最後，由模擬所得的結果來比較產生一對額外零點的頻率響應，對濾波器的效能表現提供了什麼改進。

整個設計的流程如下圖 4.1 所示：

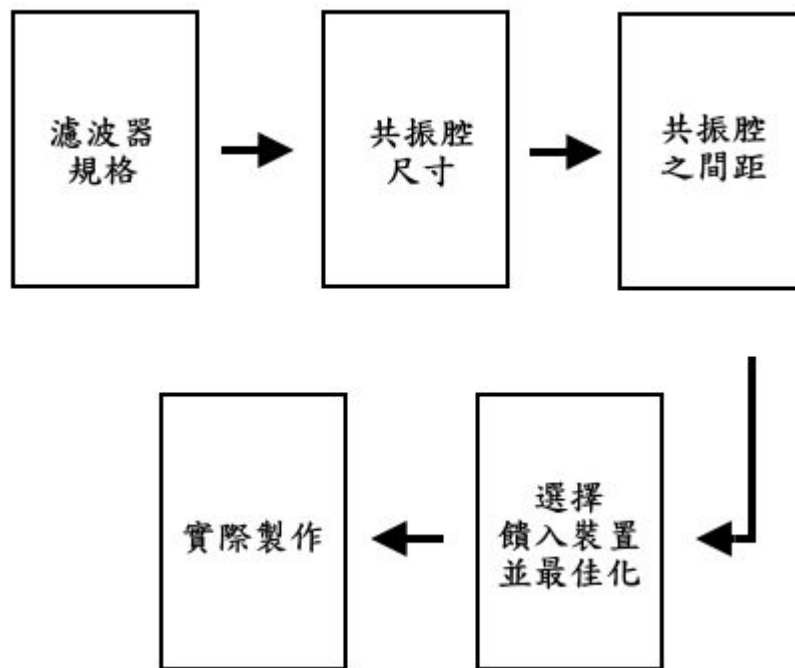


圖 4.1 濾波器的設計流程圖。

4.2 濾波器規格

本論文之濾波器頻率響應函數，是採用準橢圓頻率響應函數 (**Quasi-elliptic function**)，為一種合成近似(Approximation)的頻率響應函數，其特色是兼具柴比雪夫(**Chebyshev**)響應函數(又稱等連波響應函數)低插入損耗信號通帶和橢圓(**elliptic**)響應函數信號通帶邊緣陡峭的特性[6],[26]。

其頻率函數的功能表示式為：

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}, \quad \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{RL}{10}} - 1}}, \quad (4.1)$$

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

其中， Ω 代表低通原型濾波器的通帶截止頻率歸一化後的頻率變

化， Ω_a 代表低通原型濾波器的通帶截止頻率歸一化後的傳輸零點位置， ε 代表相對於反射損失 L_R 的漣波常數， n 代表濾波器的階數。當 $\Omega = \pm\Omega_a (\Omega_a > 1)$ 為一對傳輸零點的座落位置時，注意到若是 $\Omega_a \rightarrow \infty$ 的情況，則 $F_n(\Omega)$ 衰減，使得濾波器函數的表現與柴比雪夫(Chebyshev)函數相似。

帶通濾波器的傳輸頻率響應決定的各項頻率參數：

$$\Omega_a = \frac{1}{FBW} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right), \quad FBW = \frac{\Delta f}{f_o}, \quad (4.2)$$

其中， ω 代表帶通濾波器的頻率變化， ω_o 代表中頻角頻率、 FBW 代表比例頻寬及 Δf 代表頻寬。而帶通濾波器的兩個傳輸零點在有限頻率的位置，可由下列式子決定：

$$\begin{aligned} \omega_{a1} &= \omega_o \cdot \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2}, \\ \omega_{a2} &= \omega_o \cdot \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \end{aligned}, \quad (4.3)$$

由圖 4.2 可看出四階且 $RL = -20dB$ 的此類型濾波器與柴比雪夫(Chebyshev)濾波器的頻率響應比較[6]，在信號的選擇性上有顯著的改善。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。

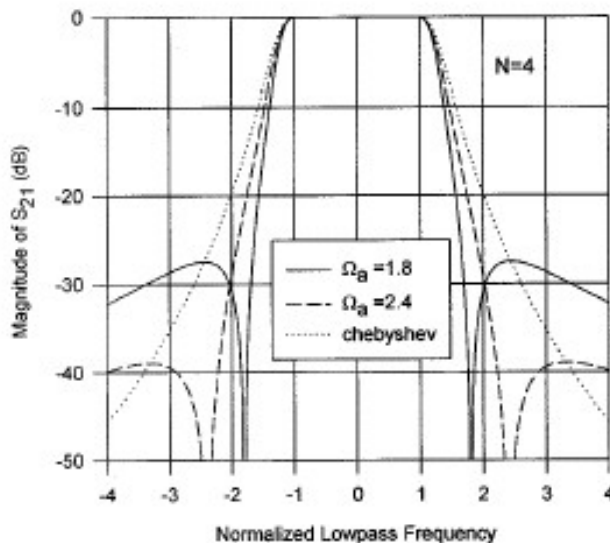


圖 4.2 具一對傳輸零點的四階濾波器和柴比雪夫濾波器的頻率響應之比較。

本論文研究的濾波器的主要架構為四階共振電路之交錯耦合型帶通濾波器，對照在 3.5 節中交錯耦合路徑結構，其歸一化後的低通原型電路，如圖 4.3 所示，令 $J=1$ 為理想導納，使低通電路為最單純的情形，而 J_1 、 J_2 、 g_1 、 g_2 為基本元件值[6],[25]。

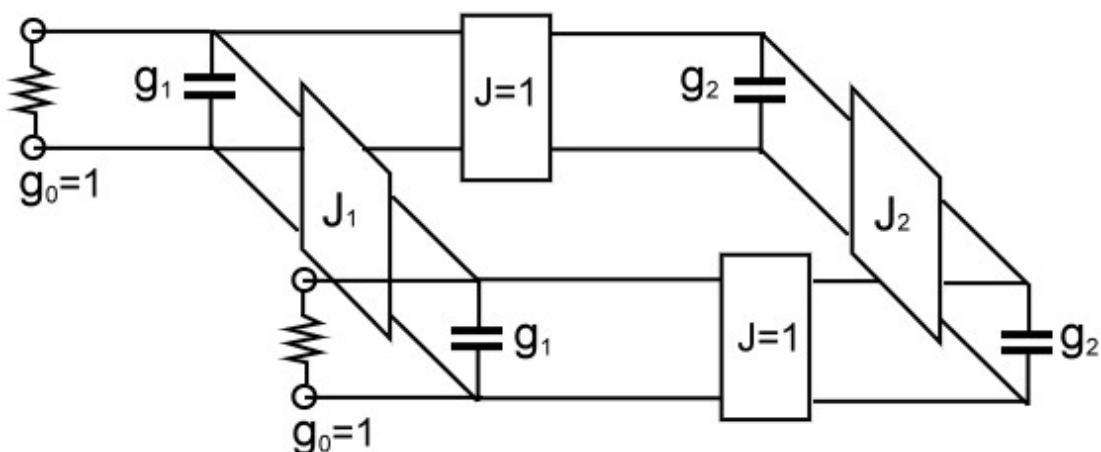


圖 4.3 四階共振電路之交錯耦合型濾波器的低通原型電路。

以下是引用[6]，在 $RL = -20dB$ 時，用曲線匹配(curve fitting)經電腦計算所得的元件值近似式：

$$\begin{aligned}
 g_1(\Omega_a) &= 1.22147 - 0.35543 \cdot \Omega_a + 0.18337 \cdot \Omega_a^2 - 0.0447 \cdot \Omega_a^3 + 0.00425 \cdot \Omega_a^4 \\
 g_2(\Omega_a) &= 7.22106 - 9.48678 \cdot \Omega_a + 5.89032 \cdot \Omega_a^2 - 1.65776 \cdot \Omega_a^3 + 0.17723 \cdot \Omega_a^4 \\
 J_1(\Omega_a) &= -4.30192 + 6.26745 \cdot \Omega_a - 3.67345 \cdot \Omega_a^2 + 0.9936 \cdot \Omega_a^3 - 0.10317 \cdot \Omega_a^4 \\
 J_2(\Omega_a) &= 8.17573 - 11.36315 \cdot \Omega_a + 6.96223 \cdot \Omega_a^2 - 1.94244 \cdot \Omega_a^3 + 0.20636 \cdot \Omega_a^4
 \end{aligned} \quad (4.4)$$

$(n=4 \text{ and } 1.8 \leq \Omega_a \leq 2.4)$

Ω_a	g_1	g_2	J_1	J_2	Ω_a	g_1	g_2	J_1	J_2
1.4	0.97694	1.61655	-0.39735	1.37599	1.75	0.96133	1.43597	-0.22637	1.13721
1.45	0.97415	1.57918	-0.3645	1.3277	1.8	0.95974	1.42193	-0.21085	1.11766
1.5	0.97156	1.5464	-0.33491	1.28499	1.85	0.95827	1.40981	-0.1969	1.10053
1.55	0.96917	1.51773	-0.30829	1.24731	1.9	0.95691	1.39934	-0.18434	1.0855
1.6	0.96697	1.49274	-0.28438	1.21417	1.95	0.95565	1.39027	-0.173	1.07228
1.65	0.96494	1.47103	-0.26292	1.18506	2	0.95449	1.38238	-0.16274	1.06059
1.7	0.96306	1.45223	-0.24365	1.15955	2.05	0.95341	1.37548	-0.15342	1.05021

表 4.1 準橢圓函數之四階低通原型元件近似值($RL=-20dB$)。

四階帶通濾波器的各設計參數值，耦合係數和外部品質因數，可由下列公式計算，可獲得內外部品質因數及耦合係數值：

$$\begin{aligned}
 Q_{ei} = Q_{eo} &= \frac{g_1}{FBW} \quad , \quad M_{1,2} = M_{3,4} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad , \\
 M_{2,3} &= \frac{FBW \cdot J_2}{g_2} \quad , \quad M_{1,4} = \frac{FBW \cdot J_1}{g_1}
 \end{aligned} \quad (4.5)$$

此函數透過網路合成方式達到指定而完整的頻率響應分佈，且在設計上，對於通帶的低插入損耗與截止帶的大小與位置，有很高的選擇自由度。因此，針對濾波器的用途及需要，訂立合適的規格，其中包括中心頻率 f_o 、濾波器的階數 N 、比例頻寬 FBW 、通帶中反射損失

的大小 RL 、頻率響應函數及傳輸零點的位置 Ω_a 。

特別注意的是，對於選擇性愈高的濾波器，則 Ω 須愈小($\Omega > 1$)，信號通帶邊緣愈是陡峭。而階數 N 代表濾波器之中的共振腔數目，如果階數愈大，則其通帶邊緣的衰減量就會愈大，信號的濾波效果就會愈好，但相對的，濾波器的尺寸就會變大。

對本篇論文研究的四階交錯耦合型帶通濾波器，所制定的規格為：準橢圓函數、 $f_o=1.8\text{GHz}$ 、 $N=4$ 、 $FBW=3\%$ 、 $RL=-20\text{dB}$ 、 $\Omega_a=1.40$ 、 $\text{ripple}=0.1\text{dB}$ 。

4.3 共振腔尺寸

藉由先前所定好的中心頻率 f_o ，可決定單一共振腔的長度大小，共振腔若要產生共振，則整個共振電路的電氣長度(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：

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (4.6)$$

可求得整個共振電路的電氣長度，其中 c 為光速、 f 為頻率、 ϵ_r 為介質的等效介電常數。但是由於共振腔末端耦合線的電容效應，無法計算真正的共振電路長度。於是藉由 Ansoft 的軟體模擬的方式，來確定共振腔的長度大小。圖 4.4 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。但要注意的是，共振腔必須為對稱結構。若所模擬出來的中心頻率大於或小於原先所設定的中心頻率，則可藉由加長或減少共振電路的電氣長度，來減少或增加降低中心頻率，將共振頻率趨近中心頻率，如此就可確定單一共振腔的尺寸大小。

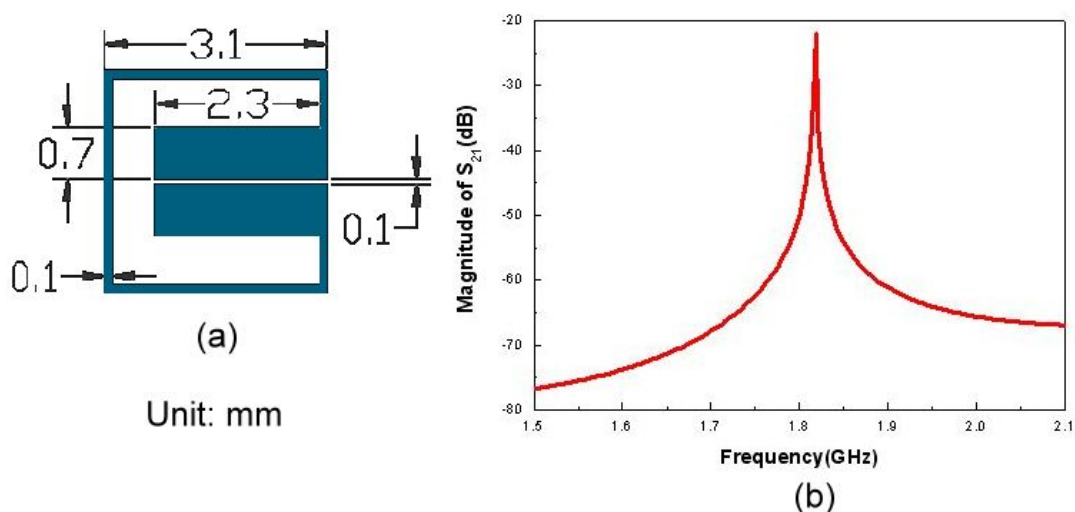


圖 4.4 共振頻率為 1.82GHz 時，(a)單一內摺式微小化共振腔的尺寸圖；(b)其傳輸響應的模擬圖。

4.4 共振腔之間距

接下來確定具有一對傳輸零點的四階的微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器，其任意兩共振腔之間的距離如圖 4.5。首先，由查表 4.1 得知 $\Omega=1.4$ 的各元件值為： $g_1=0.97694$ 、 $g_2=1.61655$ 、 $J_1=-0.39735$ 、 $J_2=1.37599$ ；再代入(4.5)式中可得理論上共振腔之間的耦合係數， $M_{2,3}=0.02553$ 、 $M_{1,4}=-0.0122$ 、 $M_{1,2}=M_{3,4}=0.02387$ 。

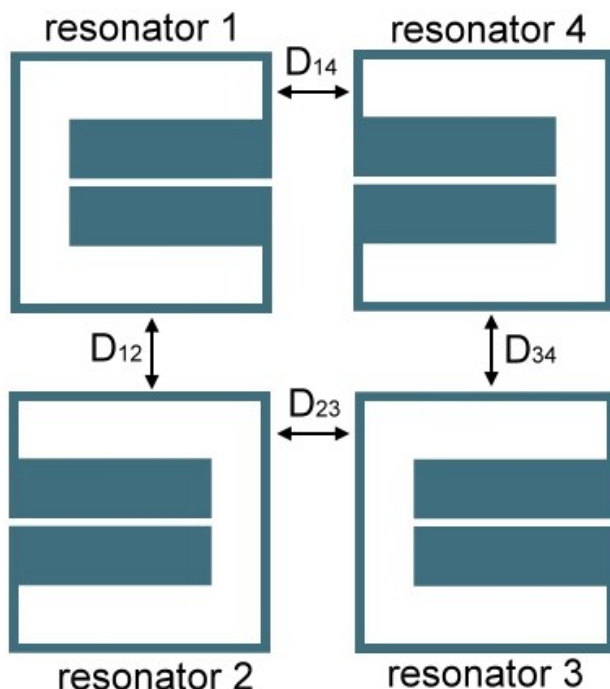


圖 4.5 四階微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器的微帶線結構圖形。

而根據[4]，得知共振腔之間的耦合量是由共振腔之間的距離所決定的，因此各別在兩個共振腔之間依不同的距離來進行Ansoft的軟體模擬，其 S_{21} 頻率響應的模擬結果如圖 4.6 所示，在圖上可以明顯的觀測到有兩個共振頻率的峰值。當兩共振腔之間的距離接近時，耦合現象明顯兩個峰值分得很開；當兩共振腔之間的距離變大時，耦合變弱兩個峰值就會接近。在此定義高頻端的峰值為 f_1 ，低頻端的峰值為 f_2 ，於是我們就可以根據[27]，在固定距離下將兩個共振腔之間的耦合量算出來，並介定相位為正或負的耦合量，其定義如下：

$$M = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2}, \quad (4.7)$$

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 4.7(a)、(b)、(c)所示。

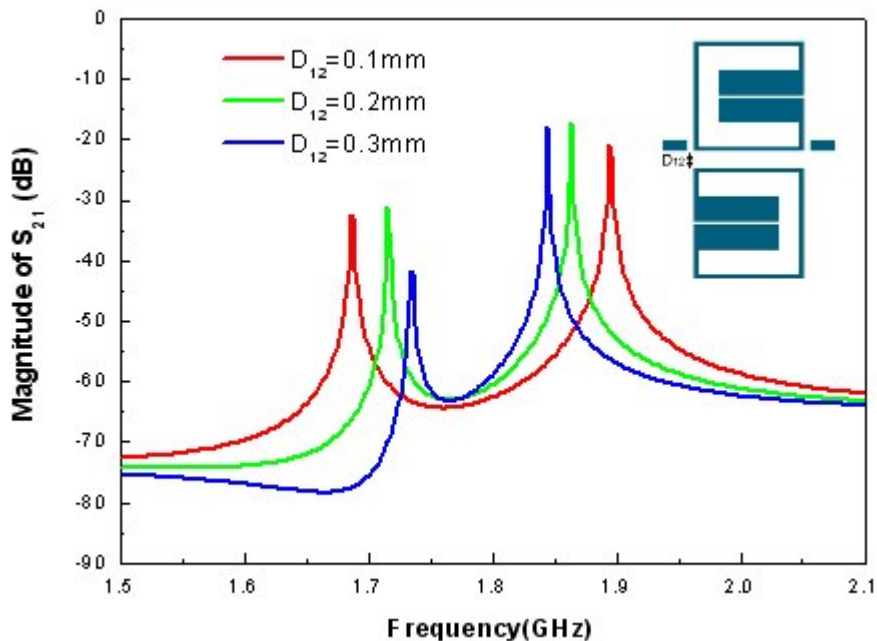


圖 4.6 任意兩個共振腔在適當距離的 S_{21} 頻率響應模擬結果。

如此一來，便可依(4.5)算出來之耦合量，在耦合量與距離的圖 4.7(a)、(b)、(c)上對照，決定共振腔與共振腔之間的距離，可獲得 $D_{12}=D_{34}=0.688417\text{mm} \doteq 0.69\text{mm}$ 、 $D_{23}=0.71783\text{mm} \doteq 0.72\text{mm}$ 、 $D_{14}=0.2686\text{mm} \doteq 0.27\text{mm}$ 等耦合距離的初始值。

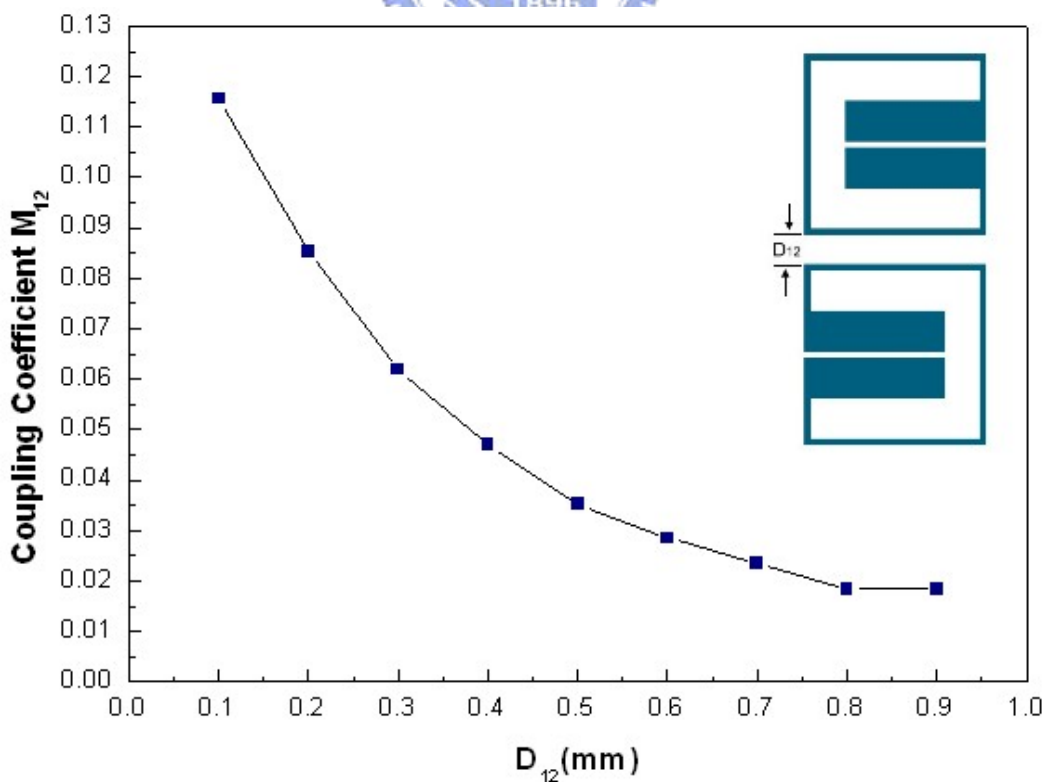


圖 4.7(a) 共振腔之間的耦合量 M_{12} 與距離 D_{12} 的關係圖表。

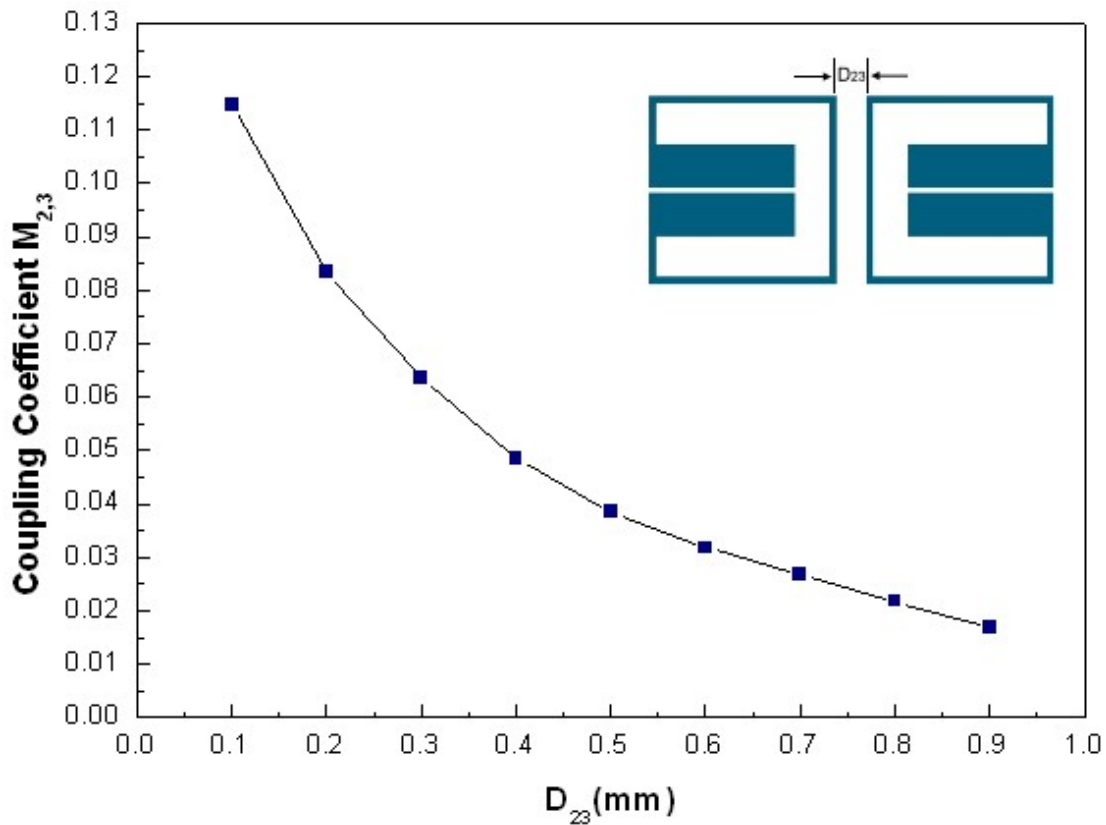


圖 4.7(b) 共振腔之間的耦合量 M_{23} 與距離 D_{23} 的關係圖表。

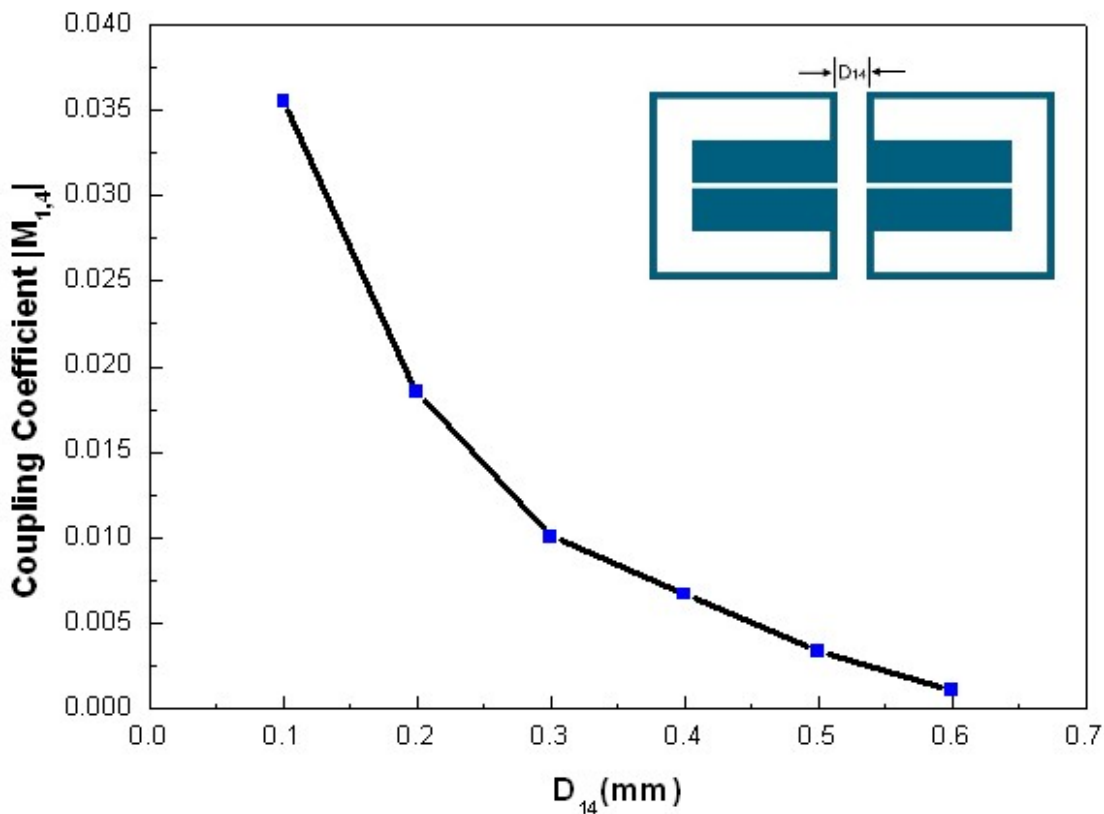


圖 4.7(c) 共振腔之間的耦合量 M_{14} 與距離 D_{14} 的關係圖表。

4.5 選擇饋入裝置並最佳化

在確定了共振腔之間的相對距離之後，分別給予 0° 饋入及 180° 饋入裝置，在此要注意的是，饋入裝置的線寬須與共振腔線寬相同，方能匹配以致於減少反射損耗。在四階微型之交錯耦合型共振電路的帶通濾波器構置完成後，透過高頻電磁軟體的頻率響應電腦模擬，會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，這是因為理論與實際上的差異，以及多餘的耦合(**unwanted couplings**)影響所致[28]。

理論上單純兩個共振腔的耦合係數，與實際四個共振腔中兩個的耦合係數，是不相同的。另外，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，這是我們無法去估算的。而以上這些因素，通常在非對稱頻率響應裡，扮演著重要的關鍵因素，通常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**)，在調整共振腔距離的過程中，須注意的是距離要對稱性的移動，以避免信號因耦合距離不對稱，造成信號扭曲失真，直到找出適當的相對距離，讓信號的頻率響應達到最佳化。

設計四階微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器的主要目的，為了使濾波器的插入損耗低，其通帶的兩側要陡峭且具有傳輸零點，方能提高濾波的效果。讓濾波器的操作頻率可以應用在GSM系統之行動電話基地台上，所以將中心頻率定在 1.8 GHz，以符合現今的通訊系統。在本論文 180° 與 0° 饋入式四階微型之交錯耦合型帶通濾波器的最佳模擬結果及濾波器的尺寸大小如圖 4.8(a)、(b)及圖 4.9(a)、(b)所示[29]。在四階的微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器，其共振腔之間距離皆相同的條件下，分別針對不同的饋入裝置，從圖 4.8(a)、4.9(a)的 S_{11} 與 S_{21} 頻率響應的模擬結果，顯示 180° 饋入的濾波器，其中心頻率為 1.788GHz、比例頻寬為 3.27%、通帶中最小的插入損耗約為 0.1dB、反射損失為 12.3dB； 0° 饋入的濾波器，其中心頻率為 1.785GHz、比例頻寬為 3.03%、通帶中最小的插入損耗約為 0.09dB、反射損失為 11.3dB。

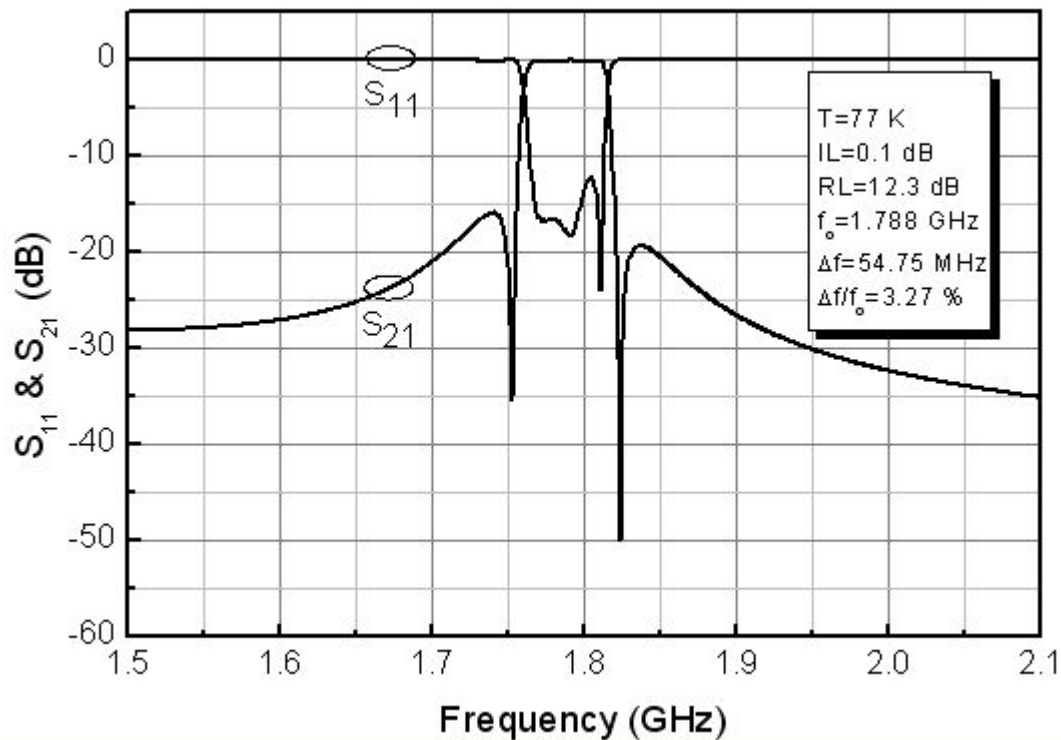


圖 4.8(a) 180°饋入式四階微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器的模擬結果。

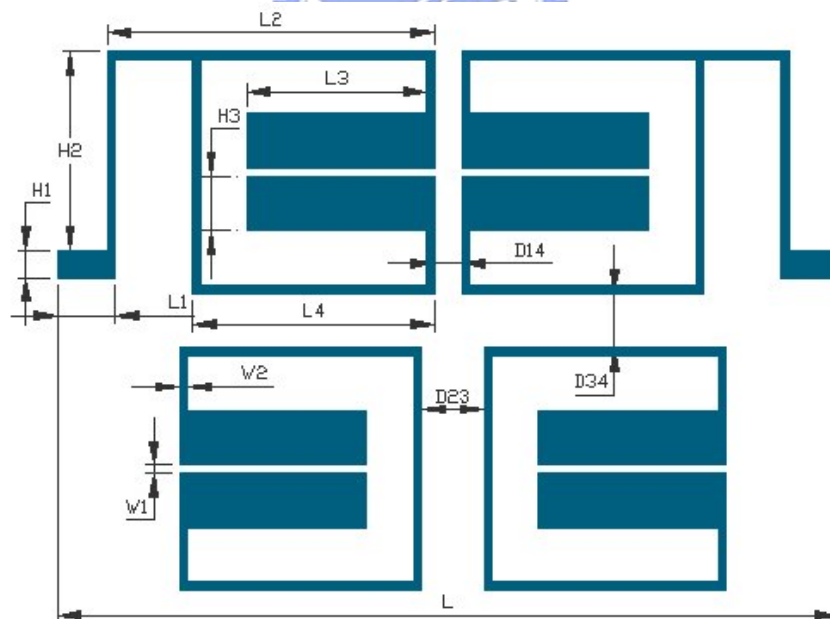


圖 4.8(b) 180°饋入式四階微型共振電路之交錯耦合式帶通濾波器的光罩圖形及尺寸。其中 $H_1=0.35\text{mm}$ 、 $H_2=2.55\text{mm}$ 、 $H_3=0.7\text{mm}$ 、 $L=10\text{mm}$ 、 $L_1=0.735\text{mm}$ 、 $L_2=4.19\text{mm}$ 、 $L_3=2.3\text{mm}$ 、 $L_4=3.1\text{mm}$ 、 $W_1=W_2=0.1\text{mm}$ 、 $D_{12}=D_{34}=0.7\text{mm}$ 、 $D_{23}=0.8\text{mm}$ 、 $D_{14}=0.35\text{mm}$ 。

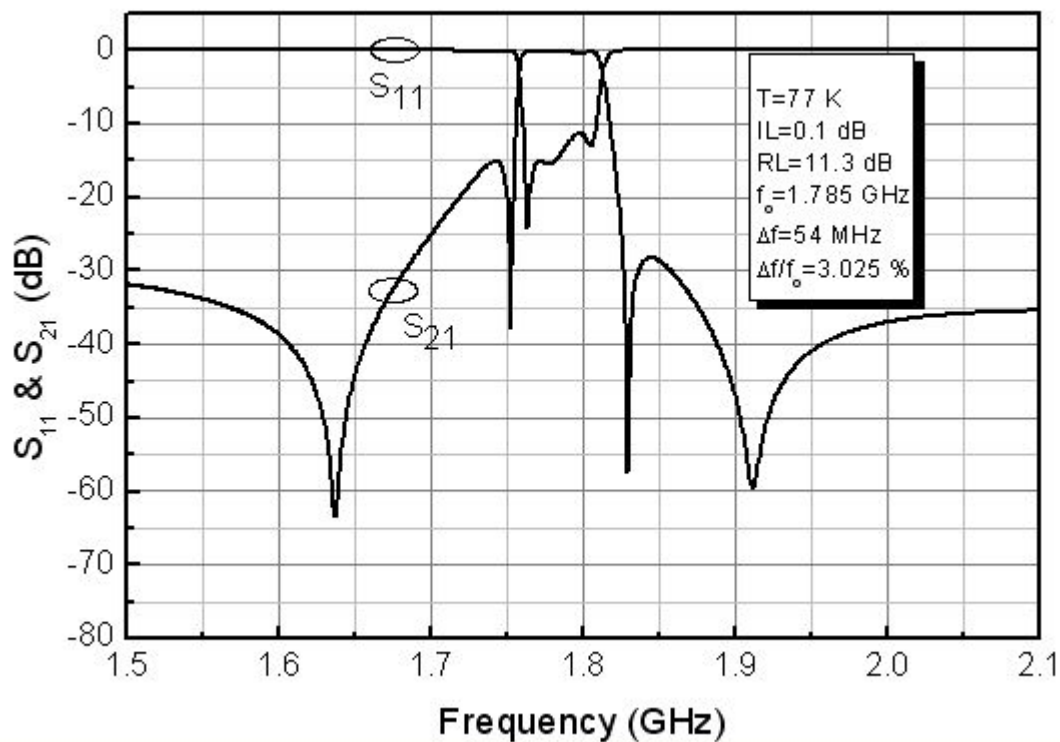


圖 4.9(a) 0° 饋入式四階微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器的模擬結果。

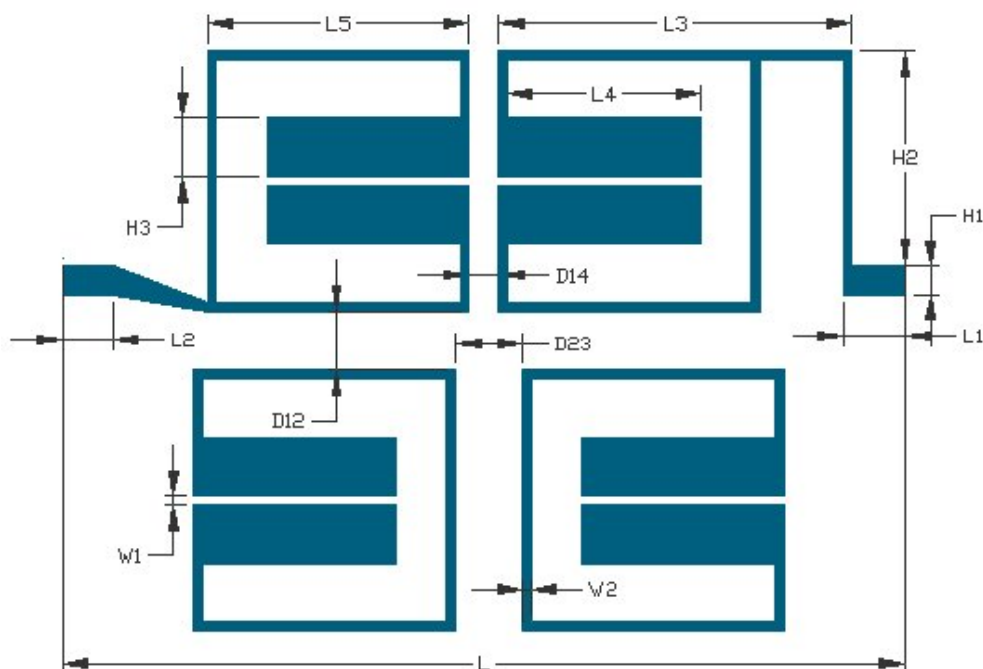


圖 4.9(b) 0° 饋入式四階微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器的光罩圖形及尺寸。其中 $H_1=0.35\text{mm}$ 、 $H_2=2.55\text{mm}$ 、 $H_3=0.7\text{mm}$ 、 $L=10\text{mm}$ 、 $L_1=0.735\text{mm}$ 、 $L_2=0.6\text{mm}$ 、 $L_3=4.19\text{mm}$ 、 $L_4=2.3\text{mm}$ 、 $L_5=3.1\text{mm}$ 、 $W_1=W_2=0.1\text{mm}$ 、 $D_{12}=D_{34}=0.7\text{mm}$ 、 $D_{23}=0.8\text{mm}$ 、 $D_{14}=0.35\text{mm}$ 。

由此可看出，在 0° 饋入式濾波器產生額外一對零點的功能下，從圖 4.10 頻率響應的比較看來，其插入損耗比 180° 饋入式的濾波器低，在通訊系統中的靈敏度(Sensitivity)較好，而通帶邊緣更加陡峭，旁波帶的抑制能力佳，並且截止帶的阻絕能力更好，更適合商業化的需求。

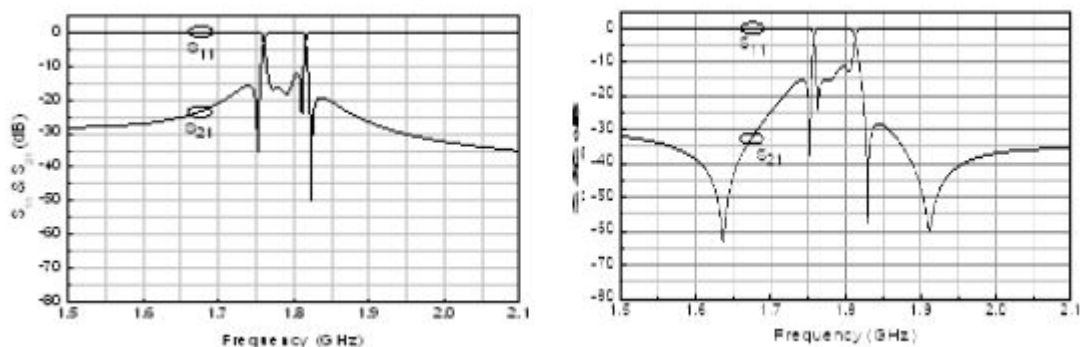


圖 4.10 0° 與 180° 饋入裝置之頻率響應比較圖。

4.6 實際製作

決定了共振腔的尺寸大小後，接著用AutoCAD軟體將濾波器元件劃成光罩圖形，以進行黃光微影蝕刻，另外，用L型標示 $10*10\text{mm}^2$ 範圍，以利在微影蝕刻過程中，光罩和樣品容易對準，如圖 4.11 所示，即完成整個設計流程。

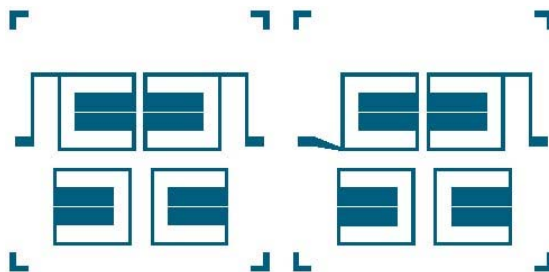


圖 4.11 L 型標記內面積為 $10*10\text{mm}$ 的光罩圖形。

第五章 實驗結果與討論

在製備高溫超導薄膜元件的過程中，各項實驗步驟的處理，都有可能會是影響元件效能的因素之一，而薄膜的品質的好壞是最直接的因素。因此，需要對薄膜特性作各項量測及分析，以確保該薄膜的品質，才不會花費時間與耗材在製作品質不好的濾波器元件上。

在本章節中，首先將介紹我們所製作的高溫超導雙面薄膜特性的量測與分析；接著再介紹用此高溫超導雙面薄膜所製作出來的濾波器之微波量測結果，並將之與電腦模擬的結果來做比較，最後分析 180° 饋入與 0° 饋入之差異。

5.1 HTS 薄膜特性量測與分析

本實驗使用脈衝雷射蒸鍍系統(PLD)製作高溫超導的雙面薄膜，並利用Chapter 2 所介紹的各項儀器系統，對製備好的HTS薄膜作特性的量測與分析。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 89.3K，其表面電阻(R_s)在臨界溫度附近衰減快速，代表超導性佳；利用 α -step的量測結果，如圖 5.2 所示，圖中顯示此薄膜的厚度約在 230nm左右，且膜面大致平整，突波處為顆粒所致；利用XRD量測系統的量測結果，如圖 5.3 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)；此薄膜的AFM影像如圖 5.4 所示，由圖中可看出薄膜表面之粗糙度(roughness)大約為 2.455 nm，顆粒的寬度為 250nm，且薄膜表面的顆粒大小很接近，因此薄膜表面的平整度佳。而HTS薄膜磊晶好壞會直接影響平表面平整度，這與鍍膜的條件息息相關，例如：溫度、能量等。而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。

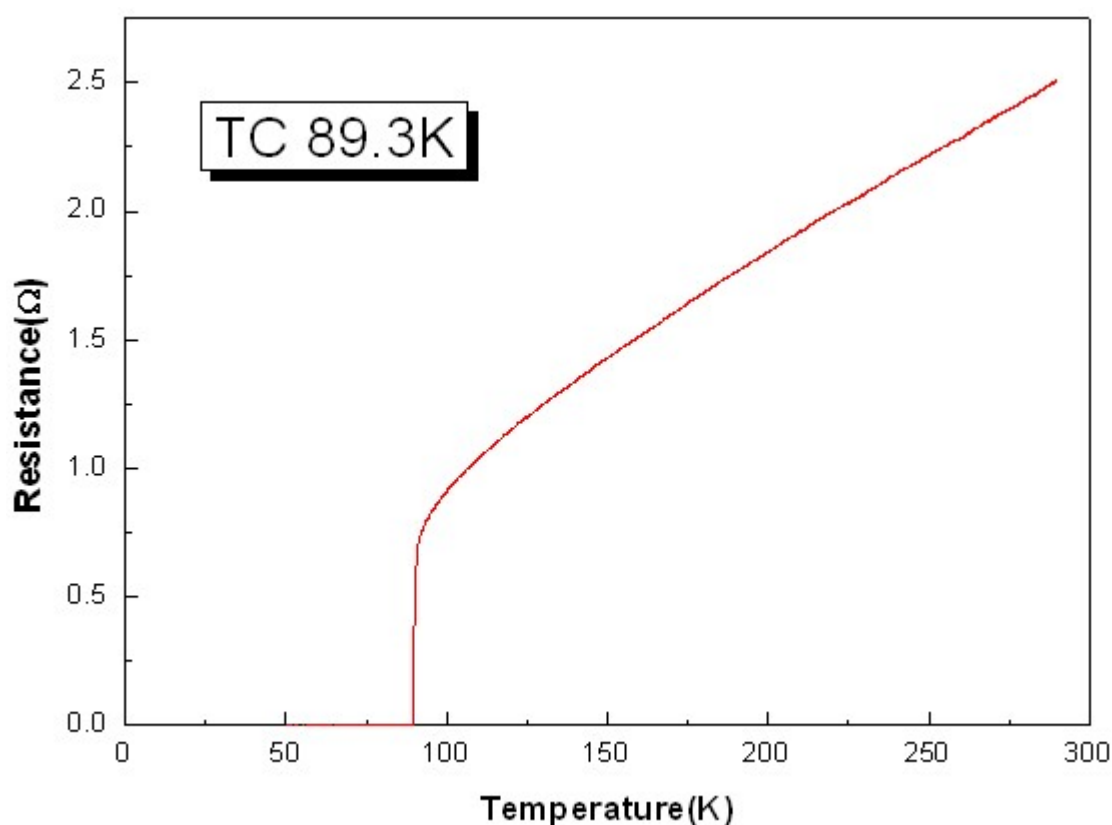


圖 5.1 R-T 量測結果。

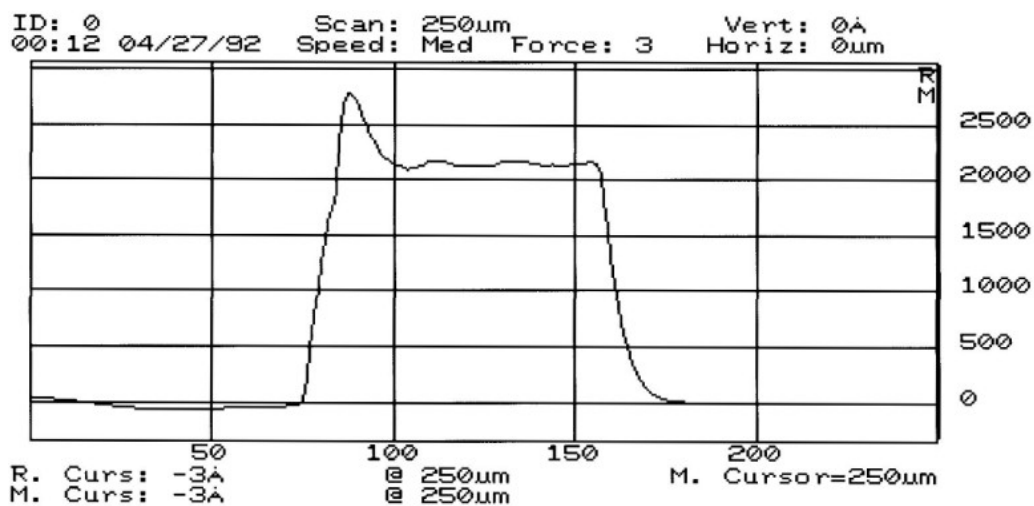


圖 5.2 α -step 量測結果。

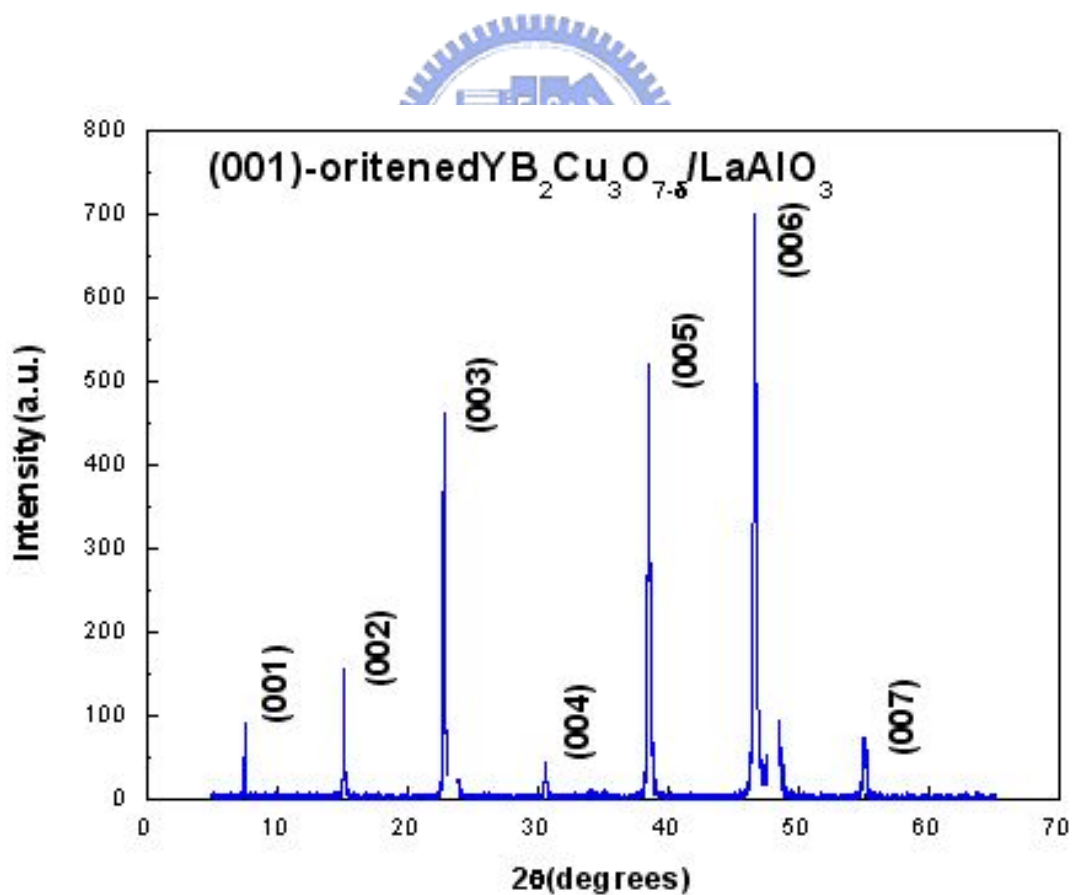


圖 5.3 XRD 量測結果。

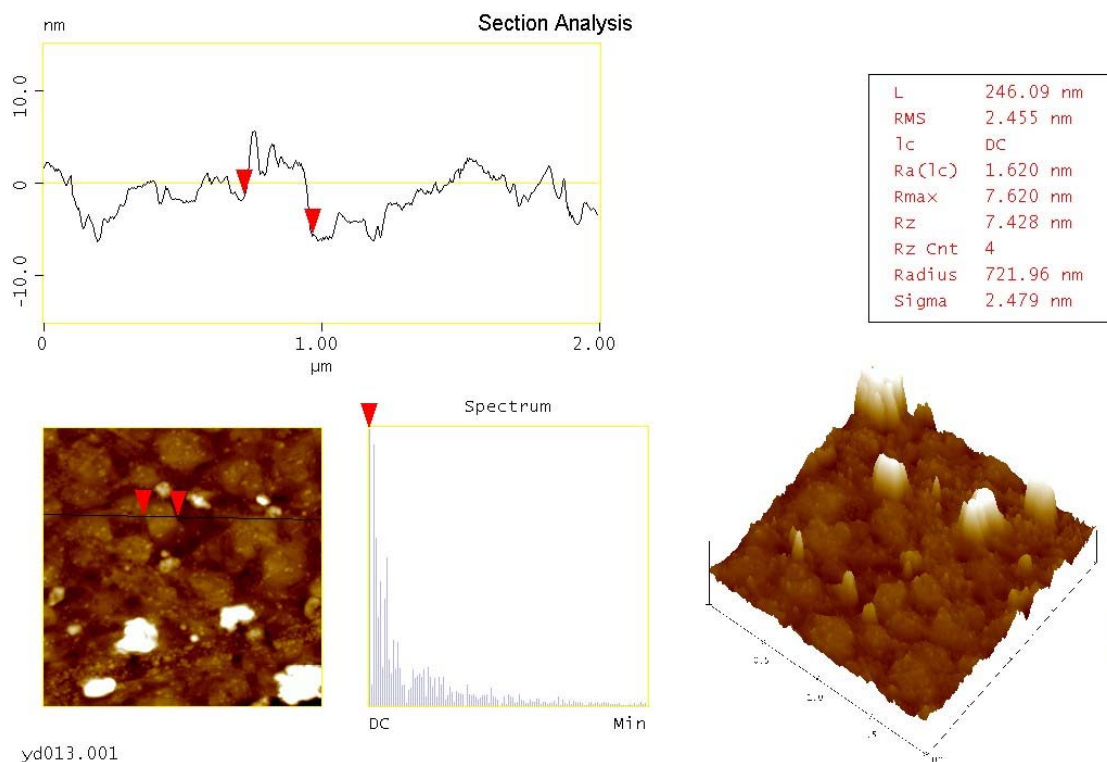


圖 5.4 薄膜的 AFM 影像分析。

5.2 實際量測結果與討論

本實驗所設計的濾波器元件， 0° 與 180° 饋入的四階微型共振電路之交錯耦合型帶通濾波器，其實際製作出來的元件如圖 5.5 所示。

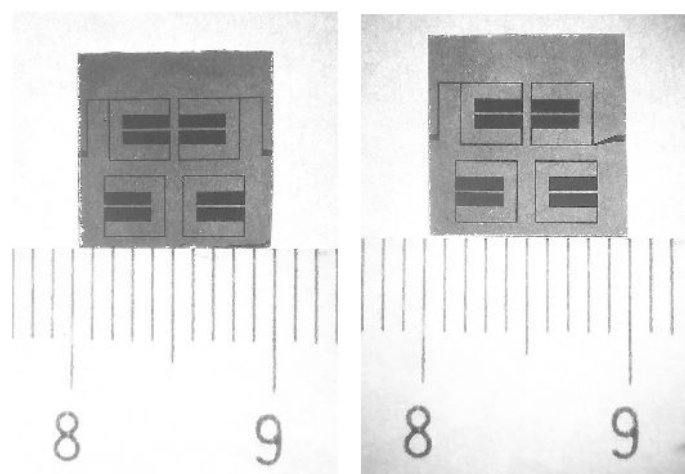


圖 5.5 實際的濾波器元件。

在溫度 77K，利用 Chapter 2.6 章節介紹的儀器 HP8510C 微波向量網路分析儀進行微波量測，其量測結果如圖 5.6、圖 5.7 所示，圖中為 S_{11} 與 S_{21} 的頻率響應曲線。將實際量測結果與上一章所作的 Ansoft 的軟體之模擬結果比較，如圖 5.8 所示，並將實際量測結果與電腦模擬結果的各項參數匯整成表 5.1，由數據分析可看出量測的結果與電腦模擬的結果大致吻合。

而模擬與實際量測誤差的原因，為實際與設計上濾波器元件的差異，造成與原來的耦合值之不一致，以致於信號扭曲失真，讓損耗增加與中心頻率偏移。在此歸納為兩種因素[28]：

(1) 實際與設計的耦合值之不一致(discrepancy between the actual and designed couplings)，主要是由元件製備上的誤差造成，例如經蝕刻後的微帶線有側蝕現象，與理想線寬必定存在誤差，在此，側蝕若太嚴重，將會造成信號的中心頻率向低頻飄移；以及薄膜表面平整度不佳，也會影響元件的效能。諸如這些在設計時未能排除且必定存在的因素，在本論文中，此項原因的影響佔最多。

(2) 非同步共振頻率(asynchronous resonant frequencies)，其造成的原因與(1)的情況相同，也是由元件製備的誤差造成，最主要是因為側蝕，蝕刻使得的線寬大小不同，因而共振腔各別之間的大小不一致，其共振頻率亦不一致，也會使信號產生失真現象。

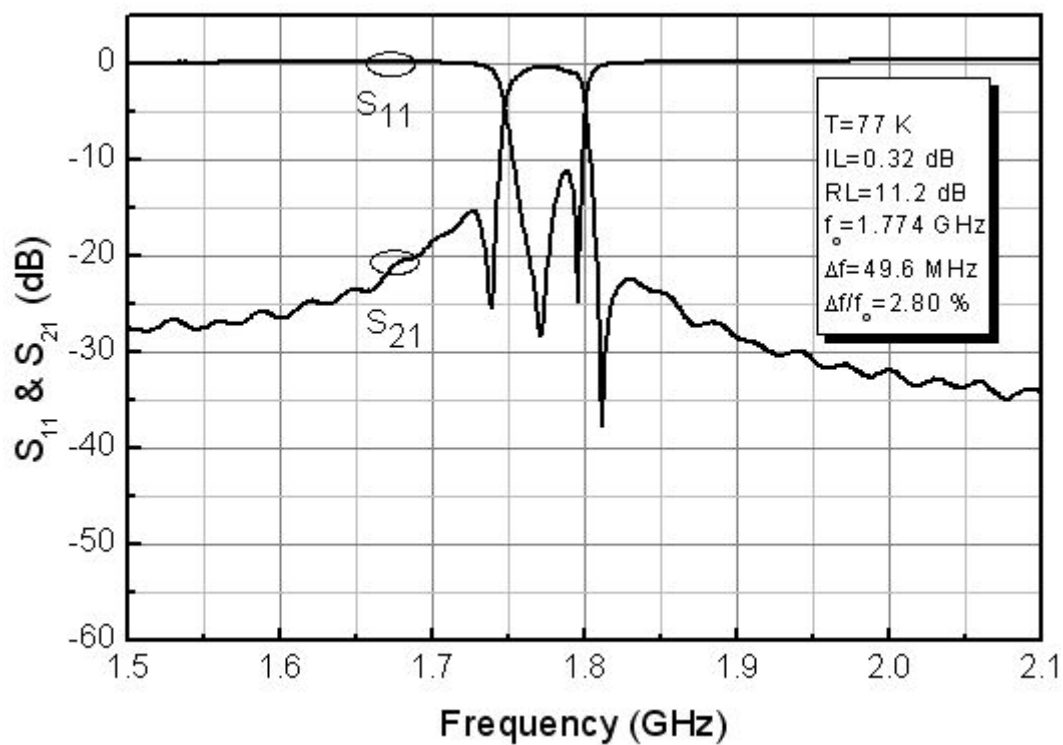


圖 5.6 180°饋入式四階微型之交錯耦合型帶通濾波器的量測結果。

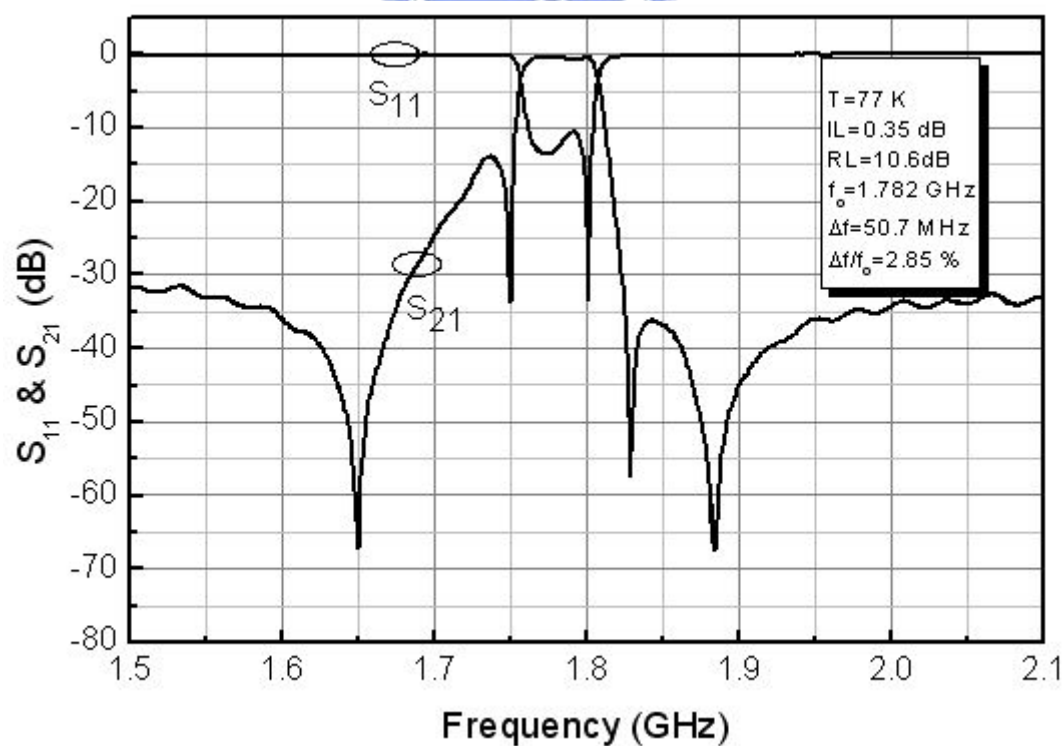


圖 5.7 0°饋入式四階微型之交錯耦合型帶通濾波器的量測結果。

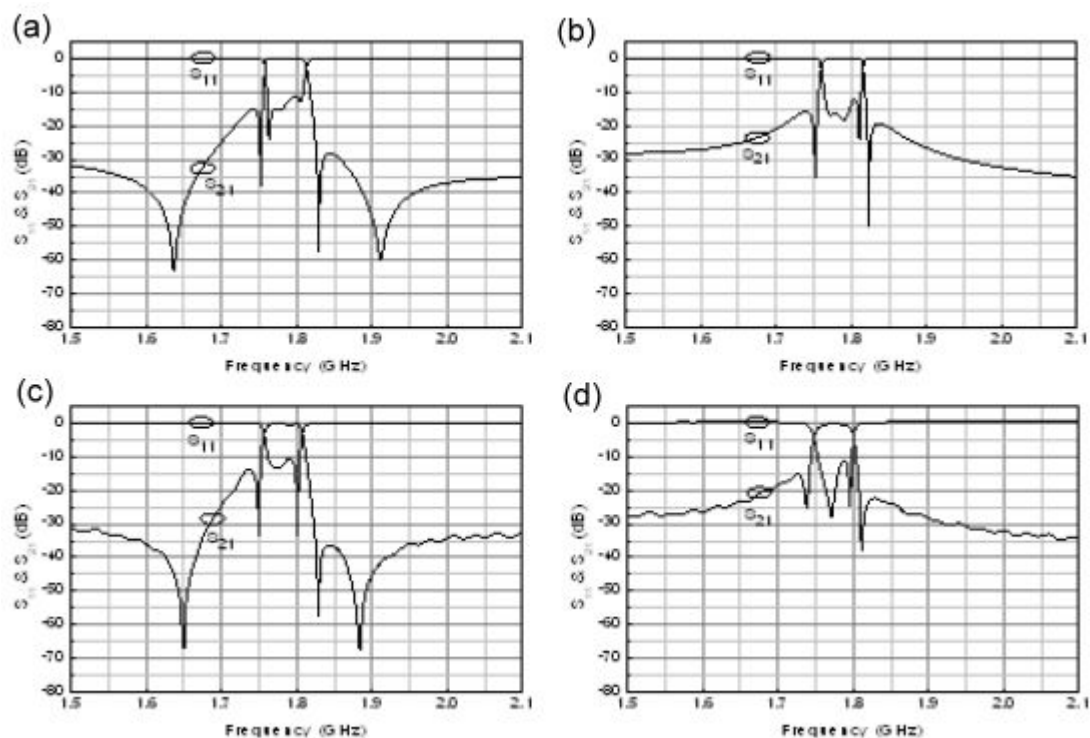


圖 5.8 (a) 0° 饋入式帶通濾波器之模擬結果。
 (b) 180° 饋入式帶通濾波器之模擬結果。
 (c) 0° 饋入式帶通濾波器之量測結果。
 (d) 180° 饋入式帶通濾波器之量測結果。

饋入結構	180° 饋入		0° 饋入	
	電腦模擬	實際量測	電腦模擬	實際量測
中心頻率	1.788GHz	1.774GHz	1.785GHz	1.782GHz
比例頻寬	3.27%	2.8%	3.03%	2.85%
最小插入損耗	0.1dB	0.32dB	0.09dB	0.35dB
反射損耗	12.3dB	11.2dB	11.3dB	10.6dB

表 5.1 不同饋入裝置的濾波器之電腦模擬與實際量測數據。

由實驗與模擬的經驗中可知，當零點位置越靠近通帶的時候，其交錯耦合量就越大；反之，當零點越遠離通帶，其交錯耦合量就越小，當它小到幾乎為零，則濾波器變成直接耦合型(Directly Coupled)濾波

器，此時頻率響應會接近傳統的Chebyshev響應，而共振腔之間也幾乎成為同調(Synchronously Tuned)，也就是第四章圖 4.5 中，共振頻率 f_1 與 f_2 的峰值已重疊在一起的情況。因此，在設計上須注意比例頻寬與共振腔 1 與 4 距離的關係，若比例頻寬太大則共振腔 1 與 4 距離須加長，會使其耦合量太低，使高頻端的零點往右飄移，甚至消失。例如陳琦楓學長所作的帶通濾波器元件，比例頻寬太大且 D_{14} 距離太寬，讓 M_{14} 耦合量降太低，導致高頻位置的零點往右飄移，如圖 5.9 所示[14]。

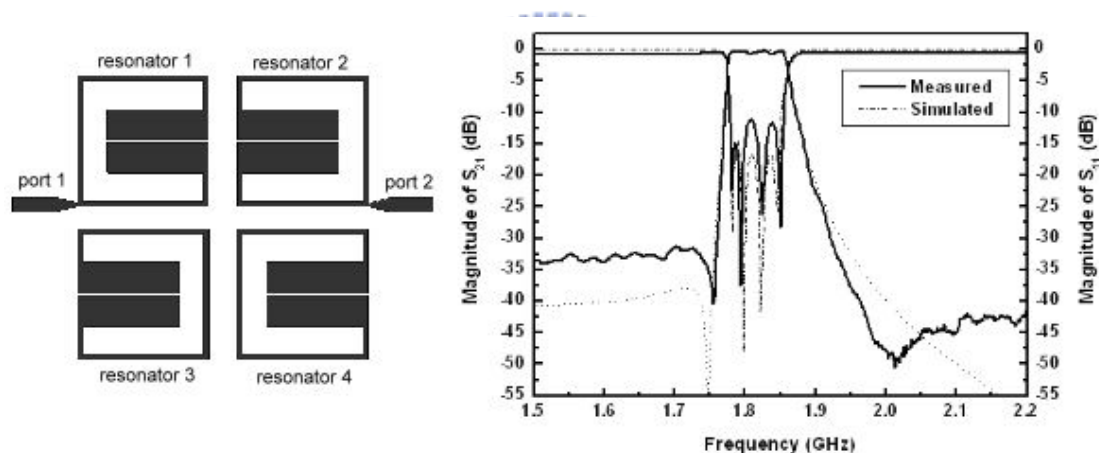


圖 5.9 比例頻寬 4% 之濾波器元件及頻率響應圖。

另外，在本論文我們討論濾波器的色散現象[14]，散射參數的相位可由量測的散射參數之實部與虛部換算而得，此 0° 饋入式與 180° 饋入式之濾波器的 S_{21} 參數相位與頻率的關係如圖 5.10 及圖 5.11 所示。而相位的式子如下所示：

$$\varphi = \beta x - \omega t, \quad (5.1)$$

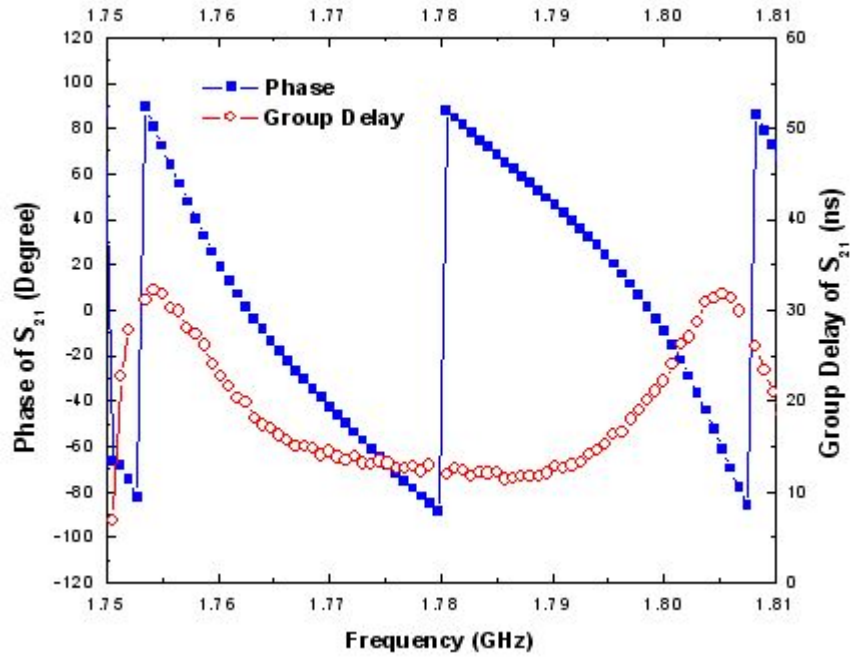


圖 5.10 0° 饋入式帶通濾波器之 S_{21} 相位與波群延遲時間之頻率響應。

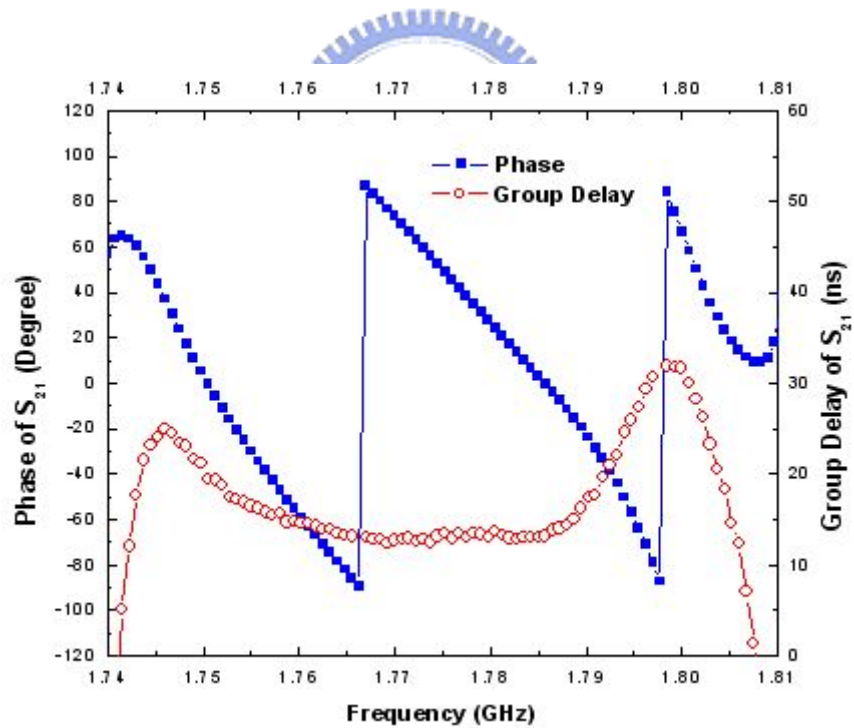


圖 5.11 180° 饋入式帶通濾波器之 S_{21} 相位與波群延遲時間之頻率響應。

其中 x 為電磁波所走的距離； β 為相位常數； t 為電磁波所走的時間； ω 為電磁波的角頻率。如果傳輸線的相位速度($v_p = \omega / \beta$)及衰減常數

(attenuation constant)不隨頻率改變，在一組不同頻率分量的信號以相同的速度即群速度($v_g = (d\omega/d\beta)^{-1}$)傳播時，信號波形就不會失真；但若相位速度隨頻率改變，則訊號的不同頻率分量以不同的速度沿傳輸線傳播時，訊號將遭受到扭曲而產生失真，此種效應稱為色散 (dispersion)。一個介質若具損耗性，則為一個色散介質(dispersion medium)，因此色散的情形也可當作介質的損耗性大小的參考依據。

另外，我們定義波群延遲時間(group delay)[30]：

$$\tau_d = -\frac{d\varphi}{d\omega}, \quad (5.2)$$

為信號通過元件時，所改變的相位與角頻率的比值。因此，我們作波群延遲時間與頻率之關係圖，如圖 5.10 及圖 5.11 所示。圖中顯示此帶通濾波器信號在通帶間的相位與頻率呈現線性關係，亦可說波群延遲時間幾乎為定值，其值大約在 14~15 ns 左右，說明鈮鉕銅氧 (YBCO)化合物的高溫超導體材料之損耗性低，以及濾波器元件的結構設計佳，讓信號的色散效應降低，減少信號扭曲或失真的現象。

第六章 結論及未來展望

6.1 結論

利用微小化的共振腔設計以及交錯耦合型結構的帶通濾波器的架構，將中心頻率為 1.8GHz 的帶通濾波器製造在面積為 $1 \times 1 \text{ cm}^2$ 的鋁酸鐳 (LaAlO_3) 基板上，達到微小化目的。比起現今的金屬微帶線而言，相同的中心頻率規格，可能需要 $3 \times 3 \text{ cm}^2$ 以上的面積空間，其中心頻率容易飄移，以及插入損耗至少約 2dB，無法與 YBCO 材料的低插入損耗 ($< 0.1 \text{ dB}$) 相比，足見 YBCO 高溫超導的優勢。

高溫超導需要配合冷卻裝置使用，而冷卻面積愈大愈昂貴，因此元件愈小愈適合積體化以降低成本。再配合 0° 與 180° 饋入裝置，來設計高溫超導濾波器，其量測的結果顯示， 0° 饋入式四階微型之交錯耦合型帶通濾波器的中心頻率在 1.782GHz、比例頻寬為 2.85%、通帶的插入損耗為 0.35dB； 180° 饋入式微型之交錯耦合型帶通濾波器的中心頻率在 1.774GHz、比例頻寬為 2.8%、通帶的插入損耗為 0.32dB，此量測的結果與電腦模擬的結果大致吻合。並且改進實驗室之前製作的濾波器元件，其高頻端的傳輸零點往右飄移，造成通帶邊緣衰減緩慢的問題，提高了濾波器的選擇性 (Selectivity)。而 0° 饋入式結構的應用設計證明，在通帶插入損耗及衰減邊緣陡峭度與截止帶的阻絕能力比 180° 饋入式的結構之濾波器佳。

元件的信號通帶插入損耗小，可降低功率損耗，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，未來極有潛力應用在無線通訊的基地台的前端電路上。

但美中不足的是，元件在製備上仍有以下兩項問題：

(1) 薄膜良率不穩定：

脈衝雷射蒸鍍系統，雖然有許多優點，但樣品的良率卻不穩定，即使在相同的鍍膜條件之下，蒸鍍一批樣品，每片薄膜的各項物理參數如表面平整度、薄膜平均厚度及臨界溫度值等，仍有些許差異。主要的因素來自於，基板的加熱溫度不均勻所致，因為是基板四周黏銀膠，基板與矽基板仍有空隙，導致基板加熱時，基板表面的溫度未能平均之下，以致於薄膜的磊晶成長不穩定。但任何一項物理參數未達標準，皆可能導致濾波器元件的品質變差。

(2) 濕式微影蝕刻的問題：

本實驗是以濕式微影蝕刻的方式來製備高溫超導微波濾波器元件，用此方式蝕刻的線寬大約只能達數個 μm ，而我們濾波器的最小線寬是 $100\mu\text{m}$ ，就設計的濾波器而言，微帶線邊緣的粗糙程度仍會造成影響。另外，濕式蝕刻的缺點，是還會造成線邊側蝕的現象，且依側蝕的程度不同，影響的程度亦不同，這些都會影響元件的效能表現。

6.2 未來展望

在製作高品質的濾波器，需要更穩定的製造方式，每個高溫超導薄膜的樣品，最好能維持在一定的水準，這樣在製備元件時，才不致於產生太大的誤差，因此提供兩種方法來減少實驗誤差：

(1) 改進薄膜良率的穩定性：

採用 LAO 基板背面貼緊加熱源，作為均勻加熱的方式，以解決熱不均勻的問題，蒸鍍的加熱溫度之均勻與否，連帶著影響薄膜的磊晶成長，磊晶的情況良好，相對地薄膜的表面平整度、厚度及臨界溫度也會相對改善，藉此以提升鍍膜的良率的穩定性。

(2) 改進蝕刻方式：

採用黃光微影蝕刻在製程上有一定的限制，若是採用濕式蝕刻的方式來製作微波濾波器，在我們所要求的線寬的大小下，邊緣呈鋸齒狀與側蝕之現象是無可避免的。所以若用更好的蝕刻技術來製作濾波器的話，例如：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，元件的傳輸線邊緣鋸齒狀與側蝕之現象應當可以改善，以減少對信號效能表現的影響。

最後，未來我們希望能使讓濾波器的尺寸更微小化以降低成本。最直接的方法是，利用更密集化共振腔結構圖形的設計技術，在更小的面積內，容納階數一樣的共振腔，並且不會影響其耦合關係，以達

到縮小元件面積；或者使用介電常數較高的基板，例如 TiO_2 基板 ($\epsilon_r=105$)、STO 基板 (ϵ_r 隨厚度不同) 等，如(4.6)式所提過的原理，可縮小濾波器中共振腔的長度，間接達到縮小整體元件的尺寸。利用以上兩個方法均可達到縮小濾波器尺寸的目的。



附錄

具一對傳輸零點的四階交錯耦合低通原型電路奇偶模分析

本論文研究的濾波器的主要架構為四階的共振電路之交錯耦合型帶通濾波器，則其濾波器的低通原型電路如圖 A.1 所示。

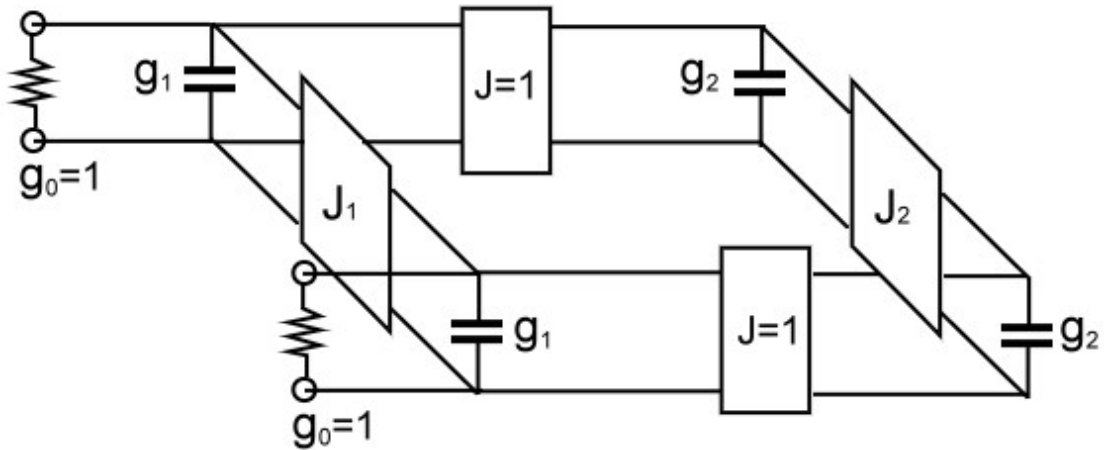


圖 A.1 四階的共振電路之交錯耦合型濾波器的低通原型電路。

將圖 A.1 作奇偶模態激發，可得單埠偶、奇模的低通原型網路如

圖 A.2(a)、(b)所示：

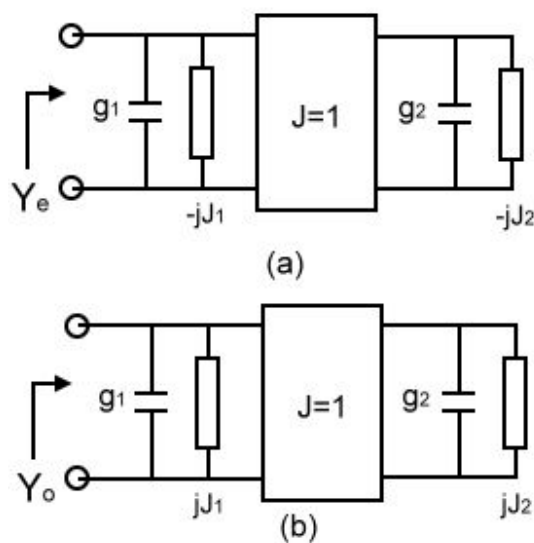


圖 A.2 低通原型的單埠偶、奇模網路(a)偶模 (b)奇模。

頻率響應可由(3.21)得知：

$$S_{21}(\Omega) = \frac{Y_o(\Omega) - Y_e(\Omega)}{(1 + Y_e(\Omega)) \cdot (1 + Y_o(\Omega))} , \quad (a.1)$$

$$S_{11}(\Omega) = \frac{1 - Y_e(\Omega)Y_o(\Omega)}{(1 + Y_e(\Omega)) \cdot (1 + Y_o(\Omega))}$$

其中， Y_e 和 Y_o 分別為偶、奇模濾波器的輸入導納如圖 A.2 所示，由此可知當濾波器沿著對稱面作開路或短路時，輸出入埠中間的導納轉換子的導納為 $\mp J_{m-1}$ 和 $\mp J_m$ 。因此， Y_e 和 Y_o 可由元件值以階梯結構簡單地表示：

$$Y_e(\Omega) = j(\Omega g_1 - J_1) + \frac{1}{j(\Omega g_2 - J_2)} \quad \text{for } n = 4 , \quad (a.2)$$

$$Y_o(\Omega) = j(\Omega g_1 + J_1) + \frac{1}{j(\Omega g_2 + J_2)}$$

一對傳輸零點的頻率位置，可利用(a.1)使 $|S_{21}(\Omega)| = 0$ 的條件來決定。則須讓 $|Y_o(\Omega) - Y_e(\Omega)| = 0$ ，也就是使 $Y_o(\Omega) = Y_e(\Omega)$ ，其 $\Omega = \pm \Omega_a$ 。從(a.2)可得：

$$j(\Omega_a g_1 + J_1) + \frac{1}{j(\Omega_a g_2 + J_2)} = j(\Omega_a g_1 - J_1) + \frac{1}{j(\Omega_a g_2 - J_2)} , \quad (a.3)$$

最後可獲得：

$$\Omega_a = \frac{1}{g_2} \sqrt{J_2^2 - \frac{J_2}{J_1}} , \quad (a.4)$$

舉例來說，從表 4.1 中， $\Omega_a = 1.8$ 的元件值各為： $g_1 = 0.95974$ 、 $g_2 = 1.42193$ 、 $J_1 = -0.21085$ 、 $J_2 = 1.11766$ ，代入(a.4)後得到 $\Omega_a = 1.7999$ ，極為相配。甚至將 J_m 和 J_{m-1} 的正負號對調，傳輸零點的位置也不會改變，由此推敲，耦合係數 $M_{m,m+1}$ 和 $M_{m-1,m+2}$ 具有相對關係，這使得濾波器在實現上容易的多了。

參考文獻

- [1] H. K. Onnes, "The resistance of pure mercury at helium temperature," *Leiden Comm.* 120b, 3 (1911).
- [2] M. K. Wu, J. R. Ashburn, C. J. Torng, P. H. Hor, P. L. Meng, L. Gao, Z. J. Huang, Y. Q. Wang, C. W. Chu, "Superconductivity at 93 K in a new mixed-phase Yb-Ba-Cu-O compound system at ambient pressure," *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 58, pp.908-911, Mar. 1987.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] B. A. Willemsen , "HTS Filter Subsystems for Wireless Telecommunications," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity* , Vol.11, pp.60-67, Mar. 2001.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] Sheng-Yuan Lee, and Chih-Ming Tsai, “New Cross-Coupled Filter Design Using Improved Hairpin Resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.48, pp.2482-2490, Dec. 2000.
- [12] David M. Pozar, “*Microwave Engineering*,” John Wiley & Sons, New York. 1998, 2nd ed.
- [13] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, “*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*,” John Wiley & Sons, INC. New York, 2001, ch2.
- [14] 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).
- [15] 陳昱志, “具可調式零點的高選擇微波及毫米波帶通濾波器,” 國立交通大學電信工程學系碩士論文(2002).
- [16] 李勝源, “具有額外傳輸零點之小型化微波平面式濾波器設計,” 國立成功大學電機工程學系博士論文(2004).
- [17] 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).
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.

- [21] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, *Principles of Microwave Circuits*. New York: McGraw-Hill, 1948, ch. 4.
- [22] J. S. Wong, "Microstrip Tapped-Line Filter Design," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-27, pp. 44-50, Jan. 1979.
- [23] 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.
- [24] 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).
- [25] R. Levy, R. V. Snyder, G. Matthaei, "Design of Microwave Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 50, pp. 783-793, Mar. 2002.
- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] 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
- [29] 由交通大學電子物理所固態實驗室博士後研究員鄭慧愷學長提供零度饋入與非零度饋入之 1.8GHz 帶通濾波器的高頻電磁模擬結果。
- [30] H. K. Zeng, "Study of Microwave Properties of the YBCO Thin Film Using Microstrip Ring Resonator," 國立交通大學電子物理系博士論文(2001).