

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

使用混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔
製作微小化帶通濾波器

**Novel Miniaturized Bandpass Filters
with Combined Microstrip-CBCPW Resonator**



研究生：郭信宜

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十五年 六月

使用混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔
製作微小化帶通濾波器
**Novel Miniaturized Bandpass Filters
with Combined Microstrip-CBCPW Resonator**

研究生：郭信宜

Student：Hsin-I Kuo

指導教授：張志揚 博士

Advisor：Dr. Chi-Yang Chang

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
In Partial Fulfillment of the Requirements
For the Degree of Master of Science
In
Communication Engineering
June 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十五年 六月

使用混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔 製作微小化帶通濾波器

研究生：郭信宜

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系

摘要



本論文提出使用混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔製作微小化帶通濾波器。在論文第一部份，將簡介耦合係數法，並利用此方法分析外部品質因數與內部耦合係數，再透過電磁模擬軟體，找出相對應的濾波器諧振腔尺寸，讓整個複雜的濾波器設計流程變得簡單、快速。在論文第二部份，以柴比契夫響應設計梳型、指叉型、折疊型和渦型之帶通濾波器。論文的最後，利用準橢圓濾波器的之合成方式，設計出在有限頻率的範圍內，產生一對傳輸零點高選擇性的帶通濾波器。

Novel Miniaturized Bandpass Filters with Combined Microstrip-CBCPW Resonator

Student : Hsin-I Kuo Advisor : Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract



This thesis presents the novel miniaturized bandpass filters with combined microstrip-CBCPW (conductor-backed coplanar waveguide) resonator. The filters are designed by coupling coefficient method. Using this method the external quality factors and the internal coupling coefficients can be obtained. Then, utilizing EM simulation software obtains relative resonator dimensions corresponding to previously determined external quality factors and the internal coupling coefficients. The whole filter design procedure is simple and concise. In this thesis, combine, interdigital, folded and spiral bandpass filters with Chebyshev response are designed. Finally, a quasi-elliptic filter synthesis method is used to design highly selective narrow bandpass filters with a pair of finite frequency transmission zeros.

誌 謝

能夠完成碩士學位首先要感謝我的指導教授張志揚老師，在這兩年的學習過程中，張老師不但在專業領域研究給我莫大的教導與幫助，他的研究態度與待人處世也一直是學習的對象。我也要感謝口試委員郭仁財教授、林育德教授、邱煥凱教授，他們提供了寶貴意見以及對我的論文指正與建議，使我受益良多。

感謝實驗室同儕好友中宏、佩綾、永順、哲慶在這兩年研究所的生活中照顧與包容；當然也要感謝博士班學長金雄、竟谷、鈞翔、慧諄平日教導與幫助，有了你們的陪伴，使得實驗室裡充滿歡樂的氣氛，讓平淡的研



究生活增添了不少樂趣。

接著，我要感謝我的女朋友—劉桓璣小姐，每當在實驗中受挫折而心情沮喪的時候，總是安慰並鼓勵我，使我能調整心情完成研究。

最後，我要感謝我最偉大的母親—馬淑琪女士，謝謝您這麼多年的辛苦栽培，以及無怨無悔的付出與關懷。

感謝所有曾經幫助過我的人，謝謝你們！

郭信宜

交通大學電信所電波組

2006 / 06 / 21

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
第一章 簡介.....	1
第二章 諧振腔介紹.....	3
2.1 混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔介紹.....	3
2.2 諧振腔頻率之求法.....	5
第三章 濾波器設計參數.....	7
3.1 耦合係數法(Coupling Coefficient Method).....	7
3.1.1 低通原型濾波器.....	8
3.1.2 插入J型轉換器.....	8
3.1.3 低通原型濾波器利用J型轉換器表示.....	9
3.1.4 低通原型濾波器轉換成帶通濾波器.....	9
3.1.5 帶通濾波器利用電納斜率參數表示.....	10
3.1.6 帶通濾波器使用耦合係數表示.....	11
3.2 內部耦合係數與外部品質因數之求法.....	12
3.2.1 內部耦合係數(Internal Coupling Coefficient)之求法.....	12
3.2.2 外部品質因數(External Quality Factor)之求法.....	13
3.3 步階阻抗諧振腔(Stepped Impedance Resonator , SIR).....	16
3.3.1 步階阻抗諧振腔之分析.....	16
第四章 設計柴比契夫帶通濾波器.....	22

4.1 指叉型帶通濾波器設計.....	22
4.1.1 使用混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔.....	22
4.2 梳型帶通濾波器設計.....	25
4.2.1 使用混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔.....	26
4.2.2 將二次諧振頻率推遠和濾波器微小化之分析.....	28
4.2.3 使用混合低阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔.....	30
4.2.4 使用混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔.....	33
4.3 折疊型帶通濾波器設計.....	36
4.3.1 使用混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔.....	36
4.4 渦型帶通濾波器設計.....	39
4.4.1 使用渦型佈局逆繞式之諧振腔.....	39
4.4.2 使用渦型佈局反折式之諧振腔.....	42
第五章 設計準橢圓函數帶通濾波器.....	46
5.1 準橢圓函數之介紹.....	46
5.2 濾波器合成(Filter Synthesis)使用最佳化(Optimization)之分析.....	49
5.2.1 理想J型轉換器之分析.....	50
5.2.2 四階交錯耦合低通濾波器之雙埠網路分析.....	50
5.2.3 傳輸零點(Transmission Zero)之分析.....	52
5.2.4 濾波器合成使用 ADS 最佳化.....	53
5.3 四階交錯耦合帶通濾波器設計.....	55
5.3.1 使用混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔.....	55
5.3.2 使用混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔.....	58
5.3.3 零點位置飄移之分析.....	61
第六章 結論.....	64
參考文獻.....	65

圖目錄

第二章 諧振腔介紹

2.1 混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔介紹

圖 2.1-1(a)(b)(c) 同軸電纜梳型諧振腔.....4

圖 2.1-2(a) 微帶線梳型諧振腔.....4

圖 2.1-2(b) 混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔.....4

2.2 諧振腔頻率之求法

圖 2.2-1 量測混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔的諧振頻率.....5

圖 2.2-2 混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔中心頻率(1GHz).....6

圖 2.2-3 主諧振頻率與二次、三次和四次諧振頻率.....6

第三章 濾波器設計參數

3.1 耦合係數法(Coupling Coefficient Method)

3.1.1 低通原型濾波器

圖 3.1-1(a) n 為奇數的低通原型濾波器.....8

圖 3.1-1(b) n 為偶數的低通原型濾波器.....8

3.1.2 插入J型轉換器

圖3.1-2 J型轉換器.....8

3.1.3 低通原型濾波器利用J型轉換器表示

圖3.1-3 低通原型濾波器利用J型轉換器表示.....9

3.1.4 低通原型濾波器轉換成帶通濾波器

圖 3.1-4 帶通濾波器.....9

3.1.5 帶通濾波器利用電納斜率參數表示

圖3.1-5 帶通濾波器利用電納斜率參數表.....10

3.1.6 帶通濾波器使用耦合係數表示

圖3.1-6 使用耦合係數表示帶通濾波器.....11

3.2 內部耦合係數與外部品質因數之求法

3.2.1 內部耦合係數(Internal Coupling Coefficient)之求法	
圖 3.2-1 耦合電路.....	12
圖 3.2-2 f_1 及 f_2 諧振頻率.....	13
3.2.2 外部品質因數(External Quality Factor)之求法	
圖 3.2-3 單輸入端饋入耦合電路.....	13
圖 3.2-4 S_{11} 相位之單輸入端饋入耦合.....	14
圖 3.2-5 雙輸入端饋入耦合電路.....	14
圖 3.2-6 S_{21} 大小之雙輸入端饋入耦合.....	15
3.3 步階阻抗諧振腔(Stepped Impedance Resonator , SIR)	
3.3.1 步階阻抗諧振腔之分析	
圖 3.3-1 步階阻抗諧振腔結構.....	17
圖 3.3-2 步階阻抗諧振腔之諧振條件.....	18
圖 3.3-3 正規化諧振腔長度與阻抗比值之關係.....	20
圖 3.3-4 正規化諧振頻率與阻抗比值之關係.....	21
	
第四章 設計柴比契夫帶通濾波器	
4.1 指叉型帶通濾波器設計	
4.1.1 使用混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔	
圖 4.1-1 混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔結構.....	23
圖 4.1-2 1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數.....	24
圖 4.1-3 外部品質因數.....	24
圖 4.1-4 濾波器模擬電路.....	24
圖 4.1-5 濾波器實際電路.....	24
圖 4.1-6 通帶模擬結果.....	25
圖 4.1-7 通帶量測結果.....	25
圖 4.1-8 全頻帶模擬結果.....	25
圖 4.1-9 全頻帶量測結果.....	25
4.2 梳型帶通濾波器設計	
4.2.1 使用混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔	

圖 4.2-1	混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔結構.....	26
圖 4.2-2	1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數.....	27
圖 4.2-3	外部品質因數.....	27
圖 4.2-4	濾波器模擬電路.....	27
圖 4.2-5	濾波器實際電路.....	27
圖 4.2-6	通帶模擬結果.....	28
圖 4.2-7	通帶量測結果.....	28
圖 4.2-8	全頻帶模擬結果.....	28
圖 4.2-9	全頻帶量測結果.....	28
4.2.2 將二次諧振頻率推遠和濾波器微小化之分析		
圖 4.2-10	背地共平面波導鑽孔接地位於上端.....	29
圖 4.2-11	背地共平面波導鑽孔接地位於上、下端.....	29
圖 4.2-12	多條訊號與接地線以平行插入共平面波導.....	30
圖 4.2-13	背地共平面波導之阻抗($Z_{CBCPW}=16\Omega$).....	30
4.2.3 使用混合低阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔		
圖 4.2-14	混合低阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔結構	31
圖 4.2-15	1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數.....	32
圖 4.2-16	外部品質因數.....	32
圖 4.2-17	濾波器模擬電路.....	32
圖 4.2-18	濾波器實際電路.....	32
圖 4.2-19	通帶模擬結果.....	33
圖 4.2-20	通帶量測結果.....	33
圖 4.2-21	全頻帶模擬結果.....	33
圖 4.2-22	全頻帶量測結果.....	33
4.2.4 使用混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔		
圖 4.2-23	混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔結構	34
圖 4.2-24	1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數.....	34
圖 4.2-25	外部品質因數.....	35
圖 4.2-26	濾波器模擬電路.....	35

圖 4.2-27	濾波器實際電路.....	35
圖 4.2-28	通帶模擬結果.....	35
圖 4.2-29	通帶量測結果.....	35
圖 4.2-30	全頻帶模擬結果.....	36
圖 4.2-31	全頻帶量測結果.....	36
4.3 折疊型帶通濾波器設計		
4.3.1 使用混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔		
圖 4.3-1	混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔結構..	36
圖 4.3-2	1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數.....	37
圖 4.3-3	2、3 腔之內部耦合係數.....	37
圖 4.3-4	外部品質因數.....	38
圖 4.3-5	濾波器模擬電路.....	38
圖 4.3-6	濾波器實際電路.....	38
圖 4.3-7	通帶模擬結果.....	38
圖 4.3-8	通帶量測結果.....	38
圖 4.3-9	全頻帶模擬結果.....	39
圖 4.3-10	全頻帶量測結果.....	39
4.4 渦型帶通濾波器設計		
4.4.1 使用渦型佈局逆繞式之諧振腔		
圖 4.4-1	渦型佈局逆繞式之諧振腔.....	39
圖 4.4-2	1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數.....	40
圖 4.4-3	2、3 腔之內部耦合係數.....	40
圖 4.4-4	外部品質因數.....	41
圖 4.4-5	濾波器模擬電路.....	41
圖 4.4-6	濾波器實際電路.....	41
圖 4.4-7	通帶模擬結果.....	41
圖 4.4-8	通帶量測結果.....	41
圖 4.4-9	全頻帶模擬結果.....	42
圖 4.4-10	全頻帶量測結果.....	42

4.4.2 使用渦型佈局反折式之諧振腔

圖 4.4-11	渦型佈局反折式之諧振腔.....	42
圖 4.4-12	1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數.....	43
圖 4.4-13	2、3 腔之內部耦合係數.....	43
圖 4.4-14	外部品質因數.....	44
圖 4.4-15	濾波器模擬電路.....	44
圖 4.4-16	濾波器實際電路.....	44
圖 4.4-17	通帶模擬結果.....	44
圖 4.4-18	通帶量測結果.....	44
圖 4.4-19	全頻帶模擬結果.....	45
圖 4.4-20	全頻帶量測結果.....	45

第五章 設計準橢圓函數帶通濾波器

5.1 準橢圓函數之介紹

圖 5.1-1	函數 $F_n(\Omega) = P_n(\Omega)/a^2 - \Omega^2$ 之圖形.....	47
圖 5.1-2	4 階準橢圓函數濾波器與 4 階柴比契夫濾波器之比較.....	49

5.2 濾波器合成(Filter Synthesis)使用最佳化(Optimization)之分析

圖 5.2-1	4 階低通原型濾波器.....	49
圖 5.2-2	4 階交錯耦合低通濾波器.....	50

5.2.2 四階交錯耦合低通濾波器之雙埠網路分析

圖 5.2-3	4 階交錯耦合低通濾波器之雙埠網路.....	51
---------	------------------------	----

5.2.3 傳輸零點(Transmission Zero)之分析

圖 5.2-4(a)	一對零點在 $j\Omega$ 軸上.....	53
圖 5.2-4(b)	一對零點在 Σ 軸上.....	53
圖 5.2-5(a)	1、4 腔為電耦合，2、3 腔為磁耦合.....	53
圖 5.2-5(b)	1、4 腔為磁耦合，2、3 腔為電耦合.....	53

5.2.4 濾波器合成使用 ADS 最佳化

圖 5.2-6	使用 ADS 最佳化之等效電路.....	54
圖 5.2-7	使用 ADS 最佳化之模擬結果.....	54

5.3 四階交錯耦合帶通濾波器設計

5.3.1 使用混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔

圖 5.3-1	1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數.....	56
圖 5.3-2	2、3 腔之內部耦合係數.....	56
圖 5.3-3	1、4 腔之內部耦合係數.....	56
圖 5.3-4	外部品質因數.....	57
圖 5.3-5	濾波器模擬電路.....	57
圖 5.3-6	濾波器實際電路.....	57
圖 5.3-7	通帶模擬結果.....	58
圖 5.3-8	通帶量測結果.....	58
圖 5.3-9	全頻帶模擬結果.....	58
圖 5.3-10	全頻帶量測結果.....	58

5.3.2 使用混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔

圖 5.3-11	1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數.....	59
圖 5.3-12	2、3 腔之內部耦合係數.....	59
圖 5.3-13	1、4 腔之內部耦合係數.....	59
圖 5.3-14	外部品質因數.....	60
圖 5.3-15	濾波器模擬電路.....	60
圖 5.3-16	濾波器實際電路.....	60
圖 5.3-17	通帶模擬結果.....	61
圖 5.3-18	通帶量測結果.....	61
圖 5.3-19	全頻帶模擬結果.....	61
圖 5.3-20	全頻帶量測結果.....	61

5.3.3 零點位置飄移之分析

圖 5.3-21	1、3 腔和 2、4 腔交錯耦合.....	61
圖 5.3-22	1、3 腔和 2、4 腔交錯耦合使用 ADS 最佳化之等效電路....	62
圖 5.3-22	1、3 腔和 2、4 腔交錯耦合使用 ADS 最佳化之模擬結果....	62

第一章 簡介

以目前而言，無線通訊對高性能小型化的濾波器需求量十分龐大，尤其是在用戶端，如何能製作出體積小、價格低、性能高的濾波器十分的重要。目前研究小型化濾波器可以分成兩個主要的方向，第一即為將諧振腔縮小它可利用高介電係數材料製成同軸諧振腔來縮小[1]或者利用多層技術將平面式諧振腔加以折疊形成三度空間結構來縮小[2]；另一為使用準橢圓函數之頻率響應以降低階數。在無線通訊中似乎使用後者較為容易，因為不必折疊太多層即可達微小化的目的。

第二章中將介紹混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔的概念，進一步地說明此諧振腔結構是如何產生。

第三章的內容是介紹耦合係數法之概念，利用 J 型轉換器改變串聯電感到並聯電容或 K 型轉換器改變並聯電容到串聯電感，進而將低通原型濾波器之集總式(Lump Element)等效電路，取代成由外部品質因數(External Quality Factor)與內部耦合係數(Internal Coupling Coefficient)所表示的帶通濾器等效電路。本章的推導結論，將作為論文往後章節的濾波器設計基礎。在當中會詳細敘述如何利用電磁模擬軟體完成模擬結果。

文章裡也提及如何利用步階阻抗諧振腔的特性，不但可以縮小長度，即為濾波器微小化，並且可以將二次諧振頻率推至遠處，使得上止帶(Upper Stopband)具有較好的止帶抑制能力。

第四章將使用混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔製作一系列四階柴比契夫梳型(Compline)與指叉型(Interdigital)帶通濾波器，其中包括低阻抗微帶線與背地共平面波導、高阻抗微帶線與背地共平面波導、低阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導、高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導、折

疊高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導，而濾波器結構均是由諧振腔以同方向(梳型)或反方向(指叉型)排列而成。

之後將上述所使用之諧振腔的背地共平面波導接地面移除，又製作以渦型(Spiral)佈局逆繞式、渦型佈局反折式。

第五章先是說明濾波器的合成、交錯耦合的概念，利用第四章的低阻抗微帶線與背地共平面波導、高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔以準橢圓函數設計四階交錯耦合(Cross-Couple)濾波器。

最後，第六章為本篇論文的結論，將對於所設計出的四階柴比契夫和準橢圓函數帶通濾波器作一個整體的評論。



第二章 諧振腔介紹

諧振腔的注意焦點包括諧振腔的結構、特性阻抗以及中心頻率是否準確。微帶線四分之一波長短路之諧振腔(一端短路、一端開路)的好處不只是可以使得電路的尺寸變得更小，而且也使得無論是電性或是磁性的交錯耦合成為可能。

以前製作四分之一波長短路之濾波器大都使用等效電路的分析[3]，所得到誤差相對而言亦會比較大；而之中最大的缺點，只能製作交錯耦合濾波器，梳形耦合濾波器因為耦合長度為 90° ，其耦合量為零，故無法製作。

此章節介紹一個創新的架構「混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔」，利用等效並聯阻抗的低降與等效對地電容的上昇，使諧振腔微小化，更重要的是，適當的調整微帶線與背地共平面波導的阻抗比值，可將二次諧振頻率推至遠處，注意，此時諧振腔的長度已經小於四分之一波長，沒有耦合量為零(耦合長度為 90°)之問題，所以欲設計交錯耦合濾波器以及梳形耦合濾波器均可實現。

2.1 混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔介紹

首先考慮一個以同軸電纜製作的四分之一波長短路梳型諧振腔，如圖 2.1-1(a)，訊號線的底端與外層接地面底端相接，而訊號線的上方則與外層接地面頂端有一小段間隙，而間隙提供了電容性的耦合，能使諧振腔小於四分之一波長，接著，利用一個圓柱導體伸入同軸電纜中，但圓柱導體同時與外層接地面頂端相接，如圖 2.1-1(b)，此時可適當的調整圓柱導體伸入的長短，代表調整間隙的大小，即為電容性耦合增強或減小。利用這種方法，可微調諧振腔的諧振頻率；最後，將訊號線挖孔貫穿讓圓柱導體直接

伸入其內，如圖 2.1-1(c)，這時電容性耦合為最強，因此諧振腔長度可大幅度縮短。

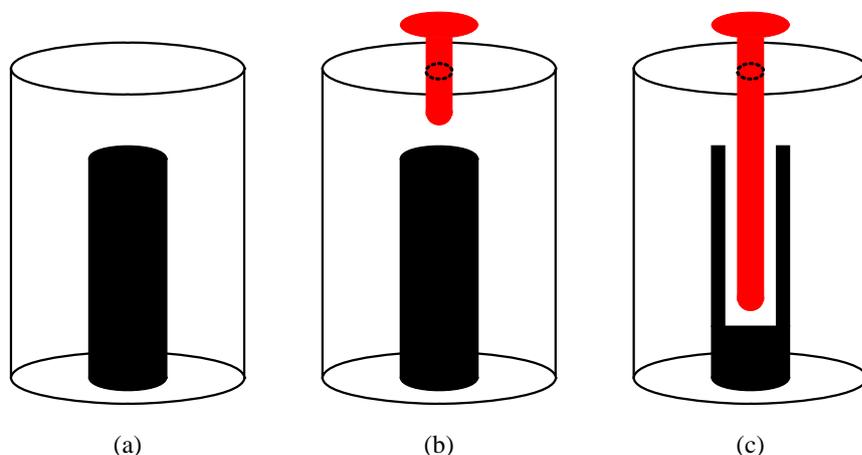


圖 2.1-1(a)(b)(c) 同軸電纜梳型諧振腔

接下來，讓圖 2.1-1(a)立體結構變為圖 2.2-1(a)平面結構，換句話說，就是將同軸電纜梳型諧振腔以微帶線梳型諧振腔來實現，利用相同的手法，也可把圖 2.1-1(c)立體結構變為圖 2.2-1(b)平面結構。

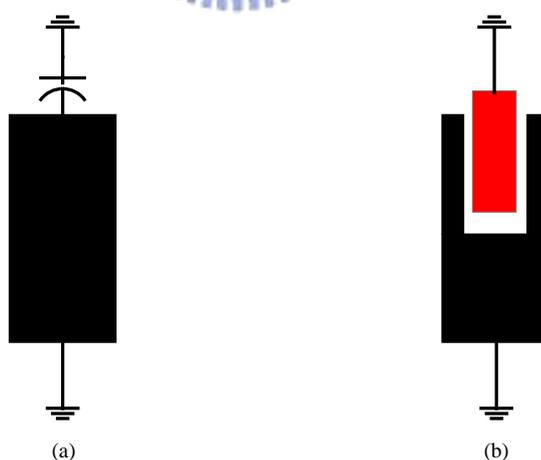


圖 2.1-2(a) 微帶線梳型諧振腔

圖 2.1-2(b) 混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔

觀察此結構可以發現，諧振腔的上半部為背地共平面波導，而下半部

為一般的微帶線，因此我們將上下結合，稱這個新的諧振腔為「混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔」。

2.2 諧振腔頻率之求法

分析了諧振腔的基本結構之後，濾波器設計的第一要務便是要注意讓諧振腔的諧振頻率落在所要的頻率上，一般來說也就是濾波器的中心頻率。

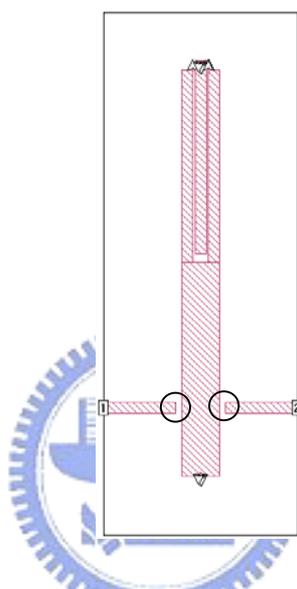


圖 2.2-1 量測混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔的諧振頻率

至於要知道諧振腔的頻率可以採取如圖 2.2-1 的方法，使用兩段 50Ω 阻抗線在諧振腔的兩邊以間隙(Gap)的方式將諧振腔中的電場、磁場能量用弱耦合的機制取出，利用電磁模擬可得出諧振腔的中心頻率，其中下凹處即為諧振頻率，但是要注意別耦合太多的能量以免影響到諧振腔本身應有的諧振頻率；本論文之後的章節所採用的中心頻率均為 1GHz，其所模擬出來之結果如圖 2.2-2。

傳統四分之一波長短路之諧振腔的二次諧振頻率會在三倍頻時出現，而混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔的二次諧振頻率卻出現在約 2.1 倍頻處，此特性可經由電磁模擬得知，如圖 2.2-3，如何改善，將此諧振腔的二次諧振頻率推遠和使面積之微小化，在第四章會有詳細的說明，至於

實作之結果也會一併討論。

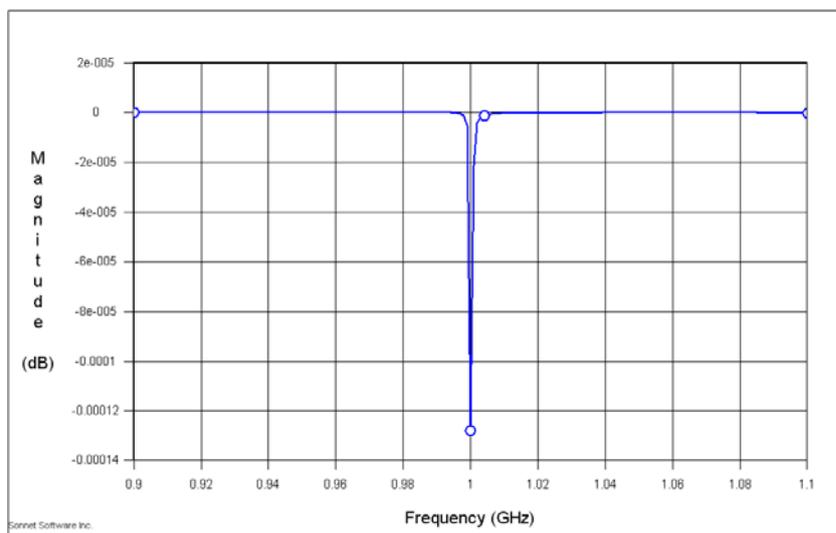


圖 2.2-2 混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔中心頻率(1GHz)

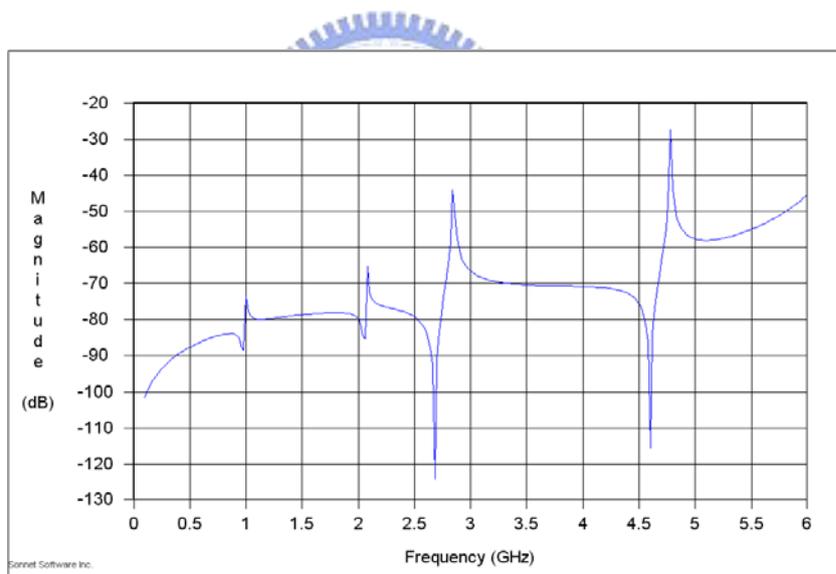
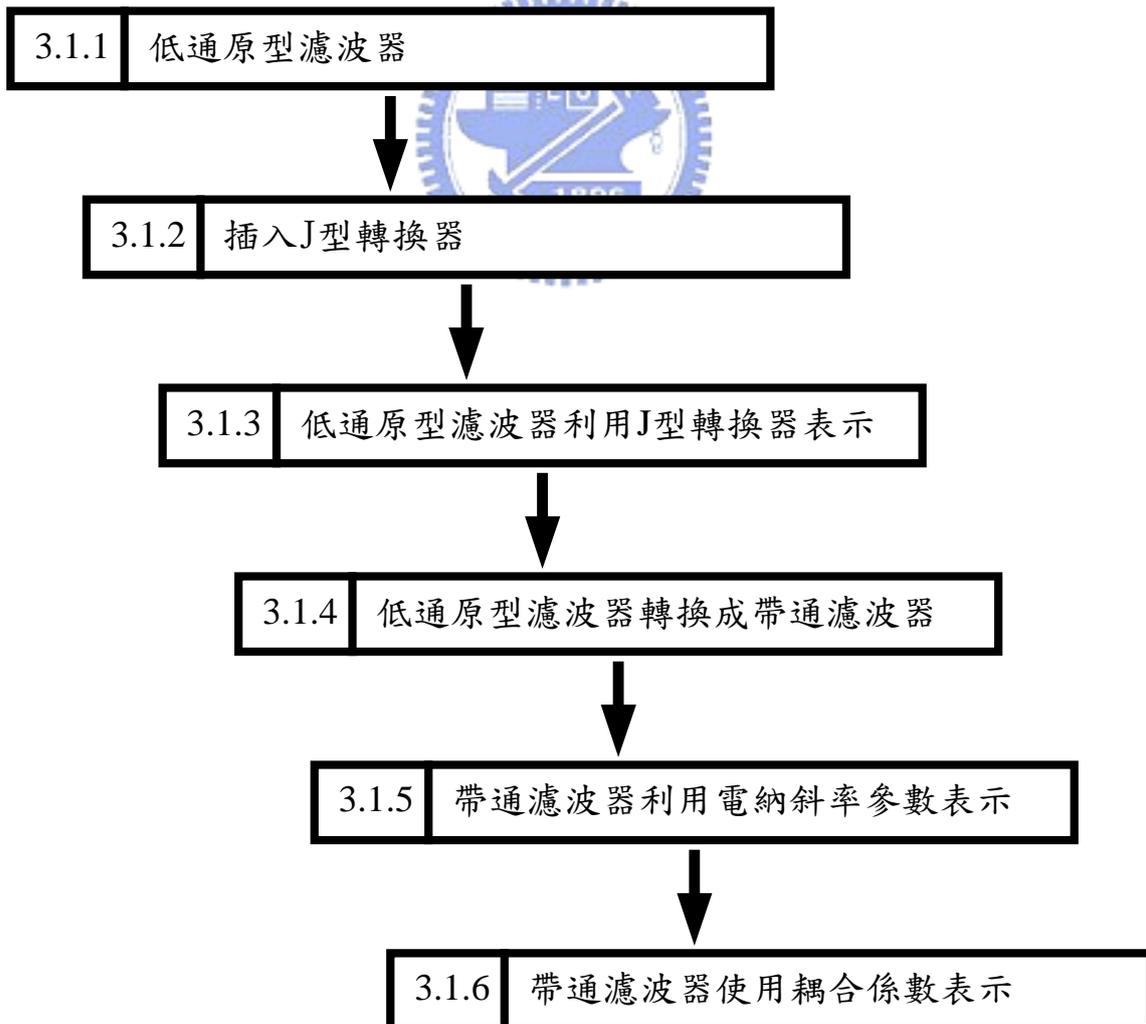


圖 2.2-3 主諧振頻率與二次、三次和四次諧振頻率

第三章 濾波器設計參數

耦合係數法(Coupling Coefficient Method)的優點，是能將現有的濾波器標準原型，如廣泛使用的柴氏響應(Chebyshev Response)，透過電磁模擬軟體分析求出諧振腔耦合量和濾波器尺寸間的對應，簡單快速的完成濾波器設計。其中，外部品質因數(External Quality Factor)與內部耦合係數(Internal Coupling Coefficient)是兩個最重要的參數。本章將介紹從低通濾波器原型轉換成由這兩個重要參數來設計帶通濾波器的過程及原理。在此利用耦合係數法，作為往後帶通濾波器設計之依據。

3.1 耦合係數法(Coupling Coefficient Method)



3.1.1 低通原型濾波器

濾波器的標準原型，通常是從集總式元件所設計出的低通原型濾波器，如圖 3.1-1(a)(b)。

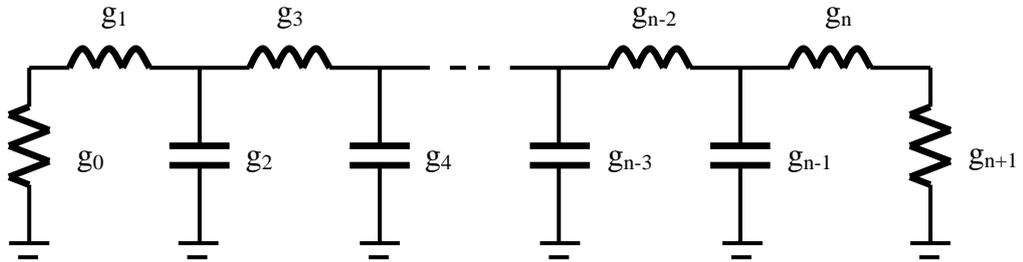


圖 3.1-1(a) n 為奇數的低通原型濾波器

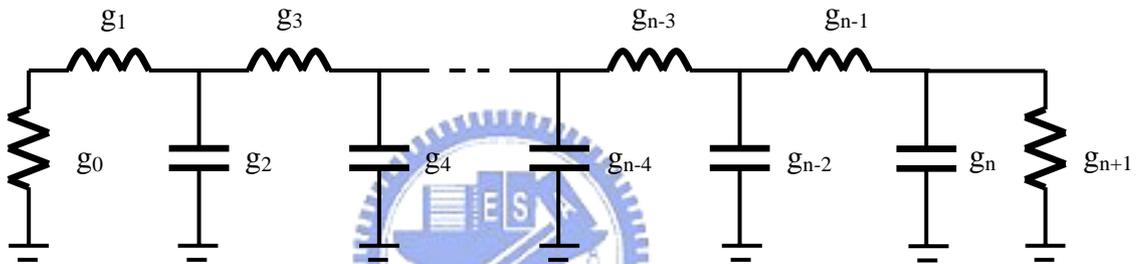


圖 3.1-1(b) n 為偶數的低通原型濾波器

3.1.2 插入J型轉換器

利用 J 型轉換器(Admittance Inverter ; J Inverter)去改變串聯電感到並聯電容；利用 K 型轉換器(Impedance Inverter ; K Inverter)去改變並聯電容到串聯電感。圖 3.1-2 為利用 J 型轉換器去改變串聯電感到並聯電容的例子。

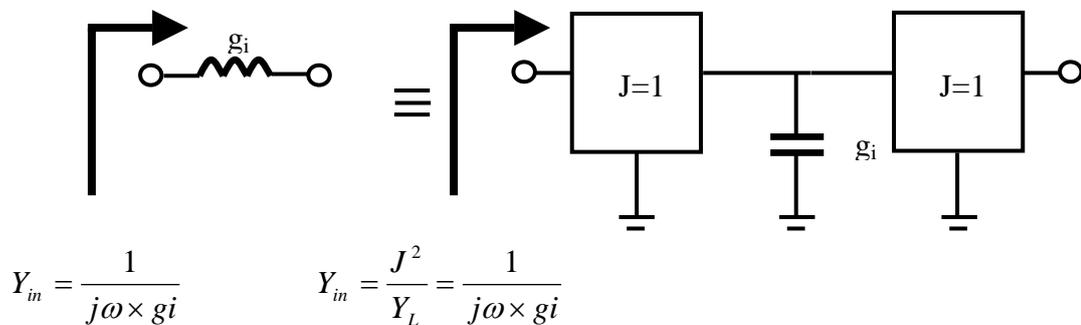


圖 3.1-2 J 型轉換器

3.1.3 低通原型濾波器利用J型轉換器表示

將圖 3.1-2 中的等效電路代換掉圖 3.1-1(b)電路中的電感，則圖 3.1-1(b)可變換成如圖 3.1-3。

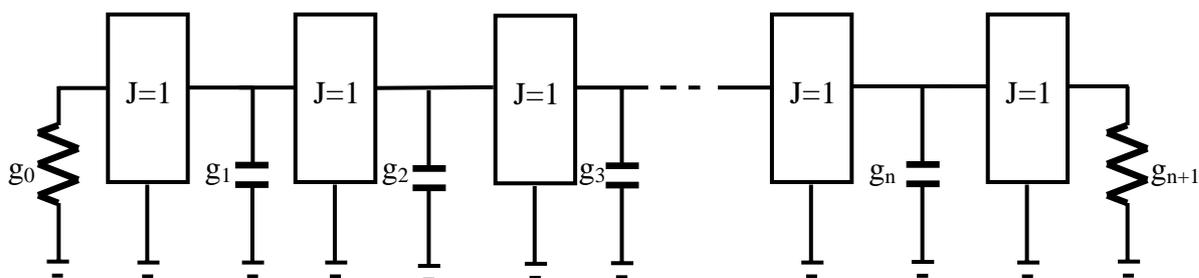


圖 3.1-3 低通原型濾波器利用 J 型轉換器表示

3.1.4 低通原型濾波器轉換成帶通濾波器

將圖 3.1-3 的低通原型濾波器轉換成圖 3.1-4 的帶通濾波器。

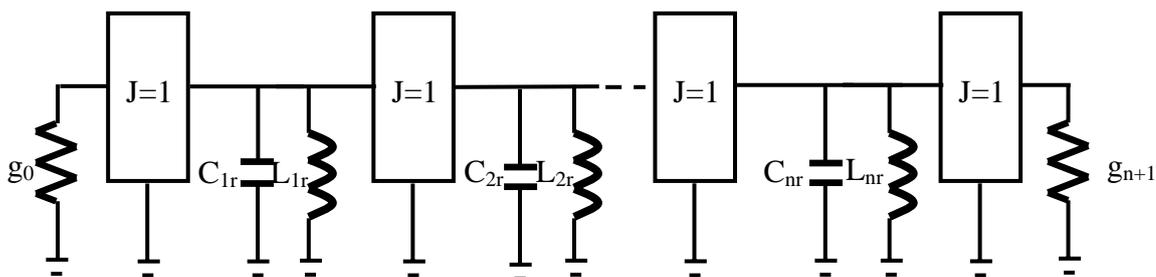


圖 3.1-4 帶通濾波器

低通濾波器到帶通濾波器的頻率轉換：

$$\frac{\Omega}{\Omega_c} = \frac{1}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$\omega_0 = 2\pi \times f_0$ f_0 為帶通濾波器中心頻

$$jB_j = j \frac{\Omega}{\Omega_c} g_j = \frac{1}{W} \left(\frac{\omega_0}{j\omega} + \frac{j\omega}{\omega_0} \right) g_j = j\omega \times C_{jr} + \frac{1}{j\omega \times L_{jr}}$$

$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ 為比例頻寬(Fractional Bandwidth)

Ω_c 為正規化後的低頻濾波器截止頻率(通常 $\Omega_c = 1$)

$$C_{jr} = \frac{g_j}{W\omega_0} \quad ; \quad L_{jr} = \frac{W}{g_j\omega_0} \quad j = 1, 2, 3 \dots n$$

$$b_{jr} = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_{jr}}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 C_{jr}$$

其中 b_{jr} 為第 j 個諧振腔的導納斜率參數(Susceptance Slope Parameter)

3.1.5 帶通濾波器利用電納斜率參數表示

將帶通濾波器使用斜率參數來表示諧振腔以及非正規化訊源與負載之阻抗，其轉換如圖 3.1-5

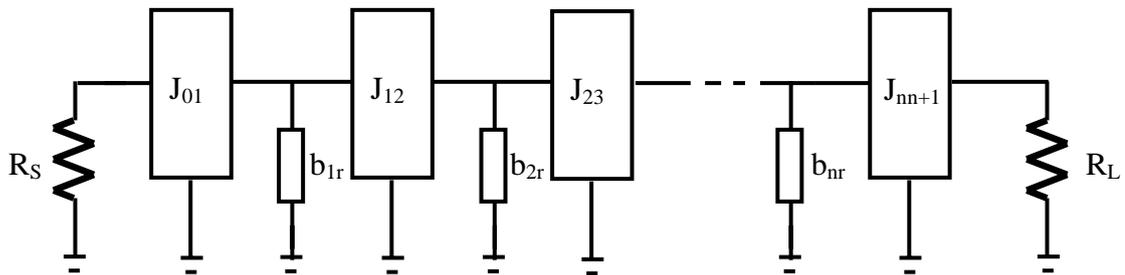


圖 3.1-5 帶通濾波器利用電納斜率參數表

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_S b_{1r} W}{g_0 g_1}} \quad J_{nn+1} = \sqrt{\frac{G_L b_{nr} W}{g_n g_{n+1}}} \quad J_{jj+1} = \sqrt{\frac{G_{jr} b_{j+1r} W}{g_j g_{j+1}}} \quad j = 1, 2, 3 \dots n$$

其中 $G_S = \frac{1}{R_S}$; $G_L = \frac{1}{R_L}$ $b_{jr} = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_{jr}}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 C_{jr}$

所有諧振腔之諧振頻率均為 ω_0

3.1.6 帶通濾波器使用耦合係數表示

最後，利用外部品質因數(External Quality Factor)和內部耦合係數(Internal Coupling Coefficient)[4]來表示的帶通濾波器等效電路，如圖3.1-6。

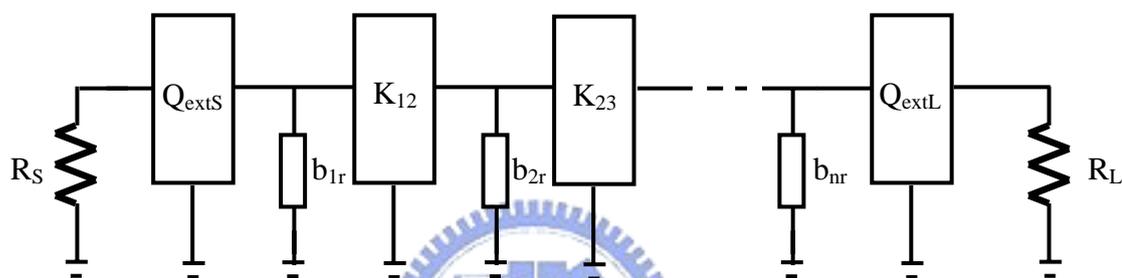


圖 3.1-6 使用耦合係數表示帶通濾波器

$$Q_{extS} = \frac{b_{j1}}{J_{01}^2 / G_S} = \frac{g_0 g_1}{W} \qquad Q_{extL} = \frac{b_{n+1}}{J_{nn+1}^2 / G_L} = \frac{g_n g_{n+1}}{W}$$

Q_{extS} 和 Q_{extL} 分別表示第一和最後一個共振腔的外部品質因數之值，也就是說耦合量存在於 R_S/R_L 與 b_{1r}/b_{nr} 之間。

$$K_{jj+1} = \frac{J_{jj+1}}{\sqrt{b_{jr} b_{j+1r}}} = \frac{W}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}$$

K_{jj+1} 則表示第j和第j+1個共振腔間的耦合係數

耦合係數法所提出的外部品質因數和內部耦合係數，使複雜的濾波器設計變成了一個清楚又簡單的設計概念。

3.2 內部耦合係數(Internal Coupling Coefficient)與外部品質因數(External Quality Factor)之求法

這一節將會介紹如何利用電磁模擬軟體[5]模擬圖形，設計出與耦合係數法中外外部品質因數和內部耦合係數相對應的共振腔尺寸大小，再將每一個諧振腔排列，即完成了帶通濾波器的設計。

將共振腔尺寸變化量分別對外外部品質因數和內部耦合係數的關係做成圖表，建立參數資料庫，如此就可以選擇不同的外外部品質因數和內部耦合係數值，簡單、快速設計出不同規格的帶通濾波器。

3.2.1 內部耦合係數(Internal Coupling Coefficient)之求法

3.1.6 節所提到 K_{ij} 和 Q_{ext} 是說明濾波器欲設計的規格，以下，是實際利用二個鄰近的諧振腔求出耦合係數。

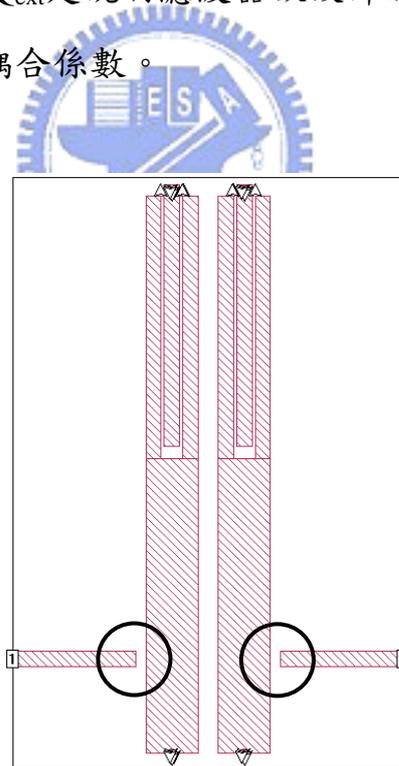


圖 3.2-1 耦合電路

- (1) 利用微弱耦合方式來模擬二個相鄰諧振腔之間的耦合量，如圖 3.2-1。
- (2) 經過模擬後可觀察到有二個分開的諧振頻率分別為 f_1 及 f_2 ，這二個諧振

頻率的位置與耦合強度有關，若耦合愈強則 f_1 及 f_2 間距離愈遠，耦合愈弱則 f_1 及 f_2 間距離愈近，如圖 3.2-2。

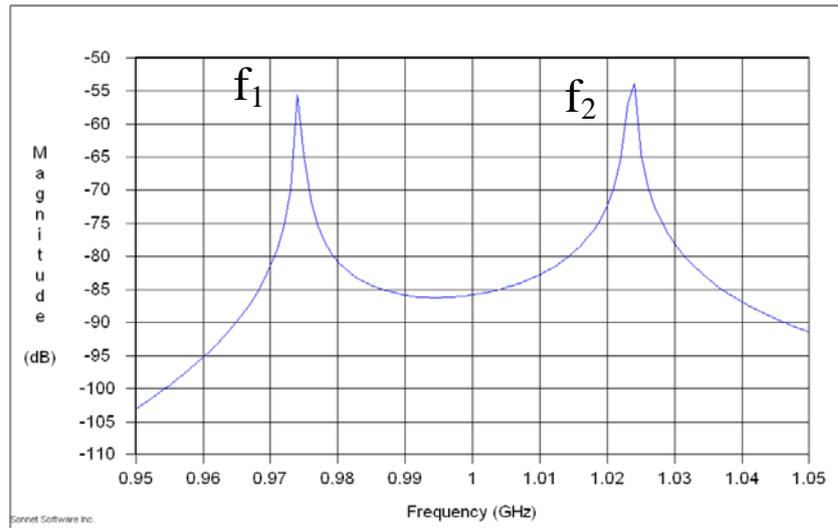


圖 3.2-2 f_1 及 f_2 諧振頻率

耦合係數可表示為： $k = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$ 其中 f_0 為中心頻率。

3.2.2 外部品質因數(External Quality Factor)之求法

(I) 單輸入端饋入耦合(Singly Loaded)

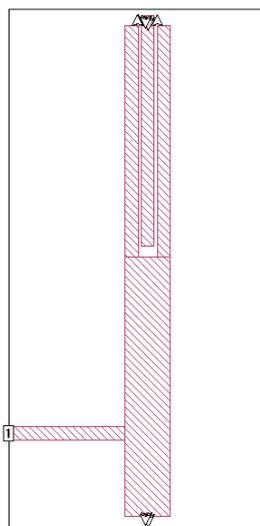


圖 3.2-3 單輸入端饋入耦合電路

將輸入端饋入，利用模擬軟體，觀察圖 3.2-4 S_{11} 相位，首先，找出中心頻率 f_0 所對應之相位，然後將此相位加 90° 以及減 90° ，找出這二組所新對應的頻率，最後利用這三個頻率點即可求出外部品質因數。

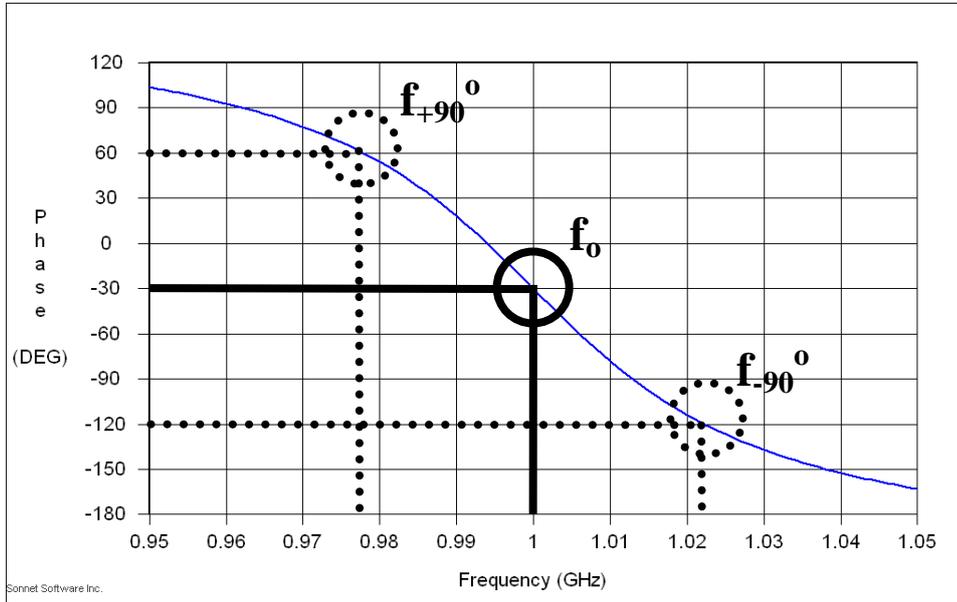


圖 3.2-4 S_{11} 相位之單輸入端饋入耦合

外部品質因數可表示為：
$$\Delta\omega_{\pm 90^\circ} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_o}{Q_e} \quad Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}}$$

(II) 雙輸入端饋入耦合(Doubly Loaded)

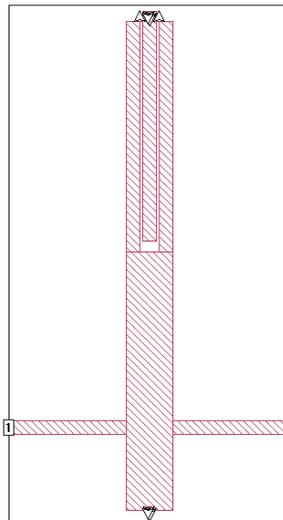


圖 3.2-5 雙輸入端饋入耦合電路

圖 3.2-6， f_0 下降 3dB 的頻率點分別對應到 f_1 和 f_2 ，同樣地，利用這三個頻率點即可求出外部品質因數。值得一提，當越強的輸入、輸出耦合結構，能產生相對中心頻率越寬的頻率響應。

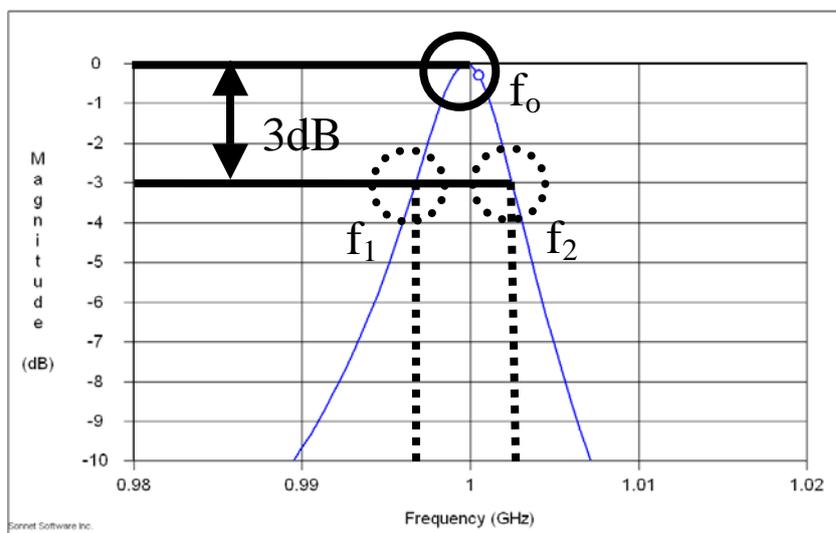


圖 3.2-6 S_{21} 大小之雙輸入端饋入耦合

$$\text{外部品質因數可表示為：} \Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_o}{\left(\frac{Q_e}{2}\right)} \quad Q_{ext} = 2 \times \left(\frac{f_0}{f_2 - f_1} \right)$$

以上詳細說明了內部耦合係數與外部品質因數之求法，但要特別注意，輸入端插入點與接地點之間的距離[6-7]，會因為不同輸入端插入點與接地點之距離會得到不同的 Q 值，而微帶線寬度與 Q 值的關係，在線愈寬的情況之下， Q 值會愈大而阻值愈小；也就是說諧振腔的微帶線選擇越窄，則頻寬會越寬，但損耗也會越大。

爾後所設計之柴比契夫或準橢圓函數之帶通濾波器之諧振腔中心頻率均設為 1GHz，而柴比契夫或準橢圓函數之帶通濾波器其外部 Q 值，均以上述單輸入端饋入耦合(Singly Loaded)[8]方法求得。

3.3 步階阻抗諧振腔(Stepped Impedance Resonator , SIR)

一般設計濾波器最常使四分之一波長短路和二分之一波長開路之均勻阻抗諧振腔(Uniform Impedance Resonator , UIR)，在製作過程中，二分之一波長開路諧振腔的面積，通常為四分之一波長短路諧振腔的兩倍。另外，二分之一波長開路諧振腔的二次諧振頻大約在主諧振頻的二倍頻附近，而四分之一波長短路諧振腔在三倍頻附近，相較之下，四分之一波長短路諧振腔的面積小，上止帶(Upper Stopband)的抑制力較佳，因此之所設計的帶通濾波器都以此結構為出發。

以下會介紹步階阻抗諧振腔[9]之特性，設計的過程中，適當選取高阻抗長度(θ_1)與低阻抗的長度(θ_2)，可以使諧振腔長度最短(微小化)，巧妙的選擇高阻抗(Z_1)和低阻抗(Z_2)的比值($R=Z_2 / Z_1$)，可將二次諧振頻推至遠處，使得上止帶有較好的止帶抑制能力。

綜合上述，面積尺寸微小化、二次諧振頻率推遠，將是本論文設計濾波器精神所在。



3.3.1 步階阻抗諧振腔之分析

圖 3.3-1 即為四分之一波長短路步階阻抗諧振腔，圖中可看到有開路端、接地端和阻抗步階處，而我們在分析此諧振腔時，會忽略步階不連續的效應以及開路端邊緣之洩漏電容，這樣的假設可以減少分析複雜度，而利用簡單的數學式表示諧振腔的特性，最後，利用淺顯易懂的圖表設計出最重要的二個參數；長度與阻抗比。

根據傳輸線原理輸入阻抗 Z_i 和 Z_{in} 為

$$Z_i = jZ_1 \tan \theta_1 \quad (3.1)$$

$$Z_{in} = Z_2 \frac{jZ_1 \tan \theta_1 + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_1 + j(jZ_1 \tan \theta_1) \tan \theta_2} = jZ_2 \frac{jZ_1 \tan \theta_1 + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_1 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (3.2)$$

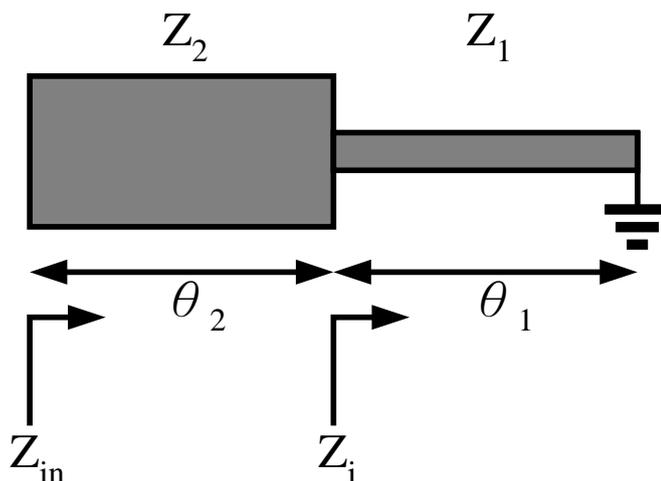


圖 3.3-1 步階阻抗諧振腔結構

此諧振腔在諧振時為並聯諧振，諧振條件： $Y_{in} = 1/Z_{in} = 0$

$$Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 0 \rightarrow \tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} \equiv R \quad (3.3)$$

接著可以由方程式(3.3)推導出 θ_T 和 θ_1 的關係式：

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_T = \theta_1 + \theta_2 = \theta_1 + \tan^{-1}\left(\frac{R}{\tan \theta_1}\right) \quad R \neq 1 \\ \theta_T = \frac{\pi}{2} \quad R = 1 \end{array} \right. \quad (3.4)$$

其中 $R=1$ 表示是一個均勻阻抗的四分之一波長短路諧振腔

可利用步階阻抗四分之一波長短路諧振腔的電氣長度相較於均勻阻抗的四分之一波長短路諧振腔電氣長度，表示成正規化長度：

$$L_n = \frac{\theta_T}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} = 2 \frac{\theta_T}{\pi} \quad (3.5)$$

步階阻抗諧振腔之諧振條件如圖 3.3-2，我們可以先計算出欲設計的步階阻抗諧振腔之阻抗比值 R (微帶線寬度)，從圖中選定阻抗比值曲線後，再決定

電氣長度 θ_1 ，此時 θ_1 會對應到一點正規化長度 L_n ，這表示說諧振腔長度為 $L_n \cdot (\pi/2)$ 。

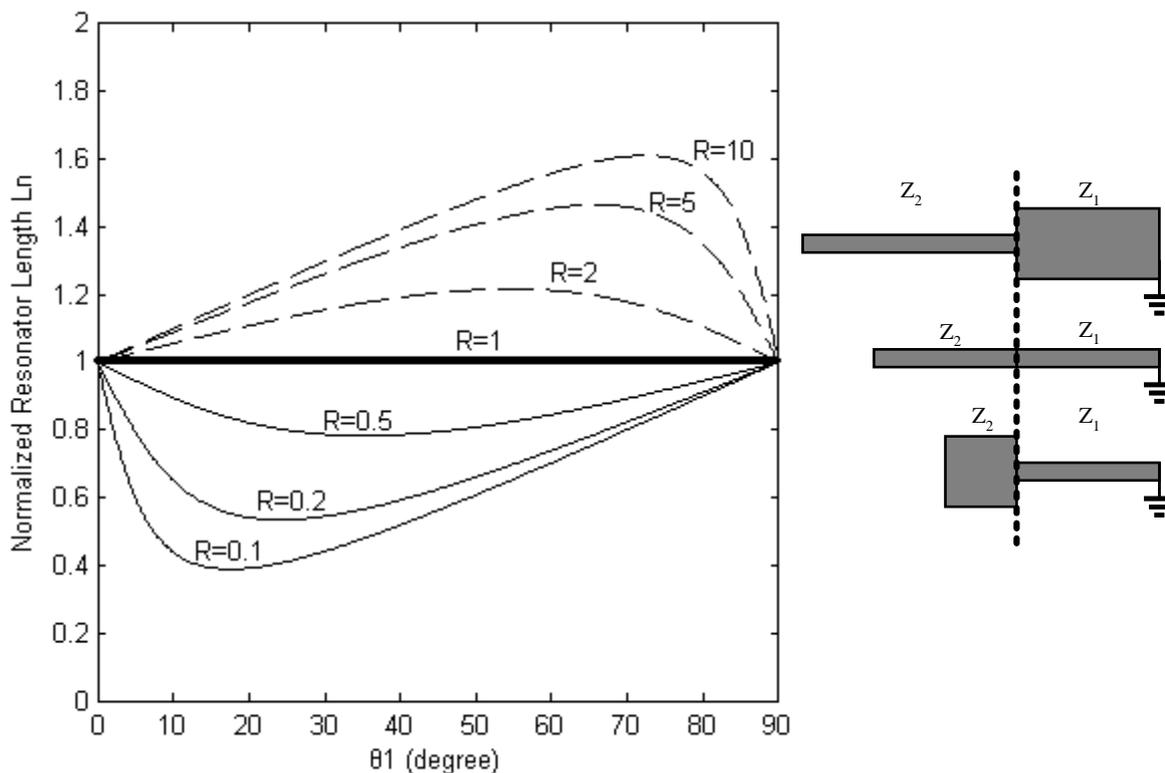


圖 3.3-2 步階阻抗諧振腔之諧振條件

- (1) $R = Z_1 / Z_2 > 1$ 為圖 3.3-2 右邊上面的步階阻抗諧振腔，此時諧振腔長度比四分之一波長長。
- (2) $R = Z_1 / Z_2 = 1$ 為圖 3.3-2 右邊中間的均勻阻抗諧振腔，此時諧振腔長度為四分之一波長。
- (3) $R = Z_1 / Z_2 < 1$ 為圖 3.3-2 右邊下面的步階阻抗諧振腔，此時諧振腔長度比四分之一波長短。

接下來我們將(3.3)以 $\theta_2 = \theta_T - \theta_1$ 取代

$$R = \tan \theta_1 \tan \theta_2 = \tan \theta_1 \tan(\theta_T - \theta_1) = \frac{\tan \theta_1 (\tan \theta_T - \tan \theta_1)}{1 + \tan \theta_T \tan \theta_1} \quad (3.6)$$

$$\tan \theta_T = \frac{1}{1-R} \left(\tan \theta_1 + \frac{R}{\tan \theta_1} \right) \quad (3.7)$$

(1) 當 $0 < R < 1$ 和 $0 < \theta_T < \pi/2$ ，有極小值 $\theta_{T(\min)}$

$$\tan \theta_T = \frac{1}{1-R} \left(\tan \theta_1 + \frac{R}{\tan \theta_1} \right) = \frac{\sqrt{R}}{1-R} \left(\frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R}} + \frac{\sqrt{R}}{\tan \theta_1} \right) \geq \frac{2\sqrt{R}}{1-R}$$

$$\text{假設 } \frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R}} = \frac{\sqrt{R}}{\tan \theta_1} \rightarrow \tan^2 \theta_1 = R \rightarrow \theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (3.8)$$

$$\theta_{T(\min)} = \theta_{1(\min)} + \theta_{2(\min)} = 2\theta_{1(\min)} = 2 \tan^{-1}(\sqrt{R}) \quad (3.9)$$

(2) 當 $R > 1$ 和 $\pi/2 < \theta_T < \pi$ ，有極大值 $\theta_{T(\max)}$

$$\tan \theta_T = -\frac{\sqrt{R}}{R-1} \left(\frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R}} + \frac{\sqrt{R}}{\tan \theta_1} \right)$$

$$\text{假設 } \frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R}} = \frac{\sqrt{R}}{\tan \theta_1} \rightarrow \tan^2 \theta_1 = R \rightarrow \theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (3.10)$$

$$\theta_{T(\max)} = \theta_{1(\max)} + \theta_{2(\max)} = 2\theta_{1(\max)} = 2 \tan^{-1}(\sqrt{R}) \quad (3.11)$$

可以從方程式(3.8)、(3.10)發現，當 $\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R}$ ，步階阻抗諧振腔的長度 θ_T 有極大或極小值(3.9)、(3.11)。

進一步，我們設定 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ ，將正規化長度(L_{no})表示為阻抗比值(R)的函數

$$L_{no} = \frac{2\theta_T}{\pi} = \frac{4\theta_0}{\pi} = \frac{4 \tan^{-1} \sqrt{R}}{\pi} \quad (3.12)$$

如圖 3.3-3，在 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ 條件下，每一點的阻抗比值 R 都會對應到最短的正規化長度 L_{no} ，這是說明了，此時步階阻抗諧振腔為最短，進而達成微小化目的。

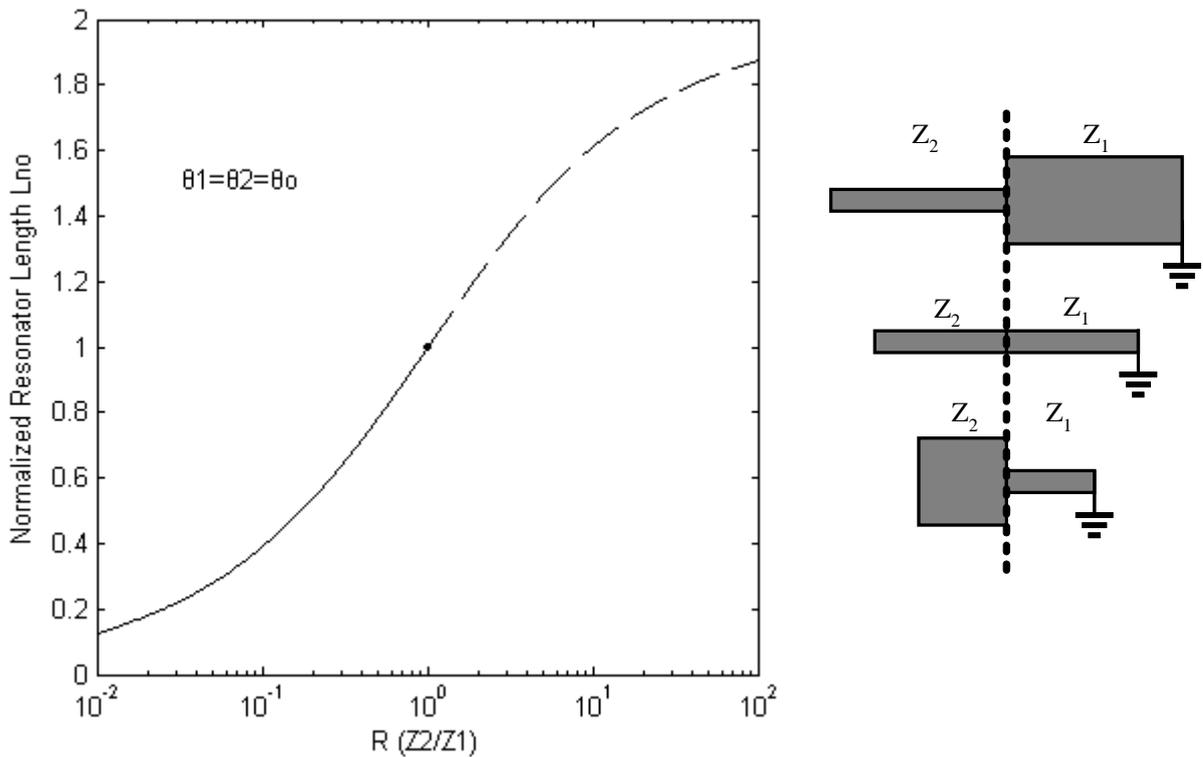


圖 3.3-3 正規化諧振腔長度與阻抗比值之關係

最後將 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ 代回(3.3)，可以得到主諧振頻率的諧振條件：

$$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (3.13)$$

二次、三次以及高次諧振頻率 $f_{sn} (n=1,2,\dots)$ 和所對應的電氣長度 $\theta_{sn} (n=1,2,\dots)$

$$\tan \theta_{s1} = \tan \theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (3.14)$$

$$\tan \theta_{s2} = \tan(\pi - \theta_0) = -\tan^{-1} \sqrt{R} \quad (3.15)$$

$$\tan \theta_{s3} = \tan(\pi + \theta_0) = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (3.16)$$

由(3.14)、(3.15)、(3.16)式，可求得下列結果

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\theta_0}{\theta_0} = 1 \quad (3.17)$$

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = \frac{\pi - \theta_0}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{R}} - 1 \quad (3.18)$$

$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = \frac{\pi + \theta_0}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{R}} + 1 \quad (3.19)$$

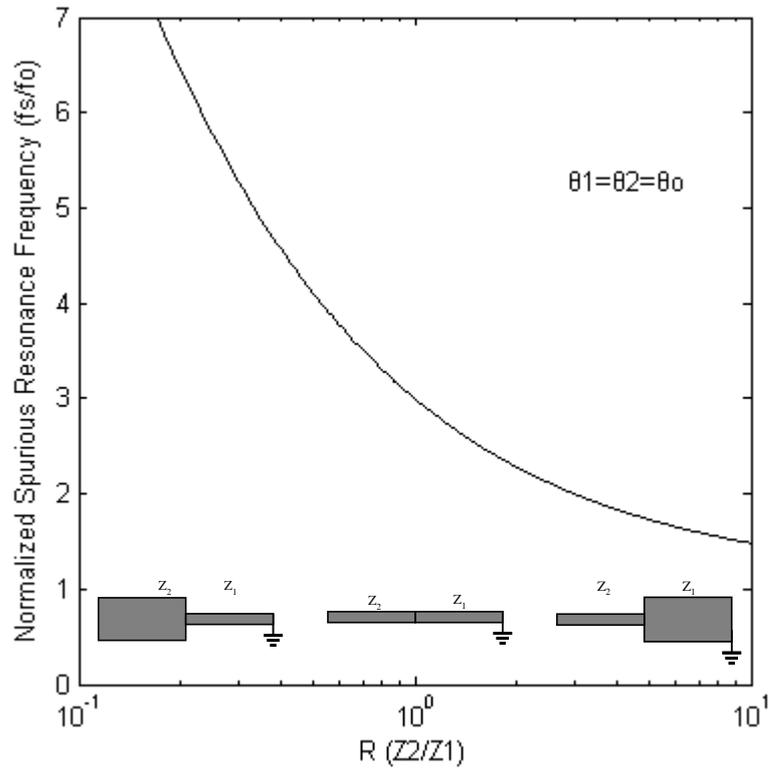


圖 3.3-4 正規化諧振頻率與阻抗比值之關係

由圖 3.3-4 所示，當 $R=1$ 時，二次諧振頻率為主諧振頻率的 3 倍， $R>1$ 時大於 3 倍，而 $R<1$ 時小於 3 倍。

由上述的結果可以知道，其他高次諧振頻率為 R 的函數值，換言之，控制阻抗的比值 R ，就可以預估其他高次諧振頻率與主諧振頻率的比值，可以利用這種關係，將二次諧振頻率推遠，而從方程式(3.18)得知，要將諧振頻率推遠的方式就是將 R 值降低，使得步階阻抗諧振腔的長度 θ_T 也跟著縮小(微小化)。

第四章 設計柴比契夫帶通濾波器

本章節將利用前面兩章所敘述之方法，設計四階柴比契夫梳型(Compline)、指叉型(Interdigital)、折疊型(Folded)與渦型(Spiral)帶通濾波器。這次使用的印刷電路板為Rogers公司所生產RO4003C高頻電路板，介電常數 $\epsilon_r=3.38$ ，板材厚度 $H=20\text{mil}$ ，金屬厚度 $T=0.7\text{mil}$ ，損耗正切 $\tan \delta=0.002$ 。

濾波器設計流程：

- (1)決定濾波器所需的物理結構(Physical Structure)、中心頻率(Center Frequency)、頻寬(Bandwidth)、階數(Order)、漣波大小(Ripple)、響應(Response)。
- (2)利用耦合係數法計算外部品質因數和內部耦合係數。
- (3)利用電磁模擬軟體模擬頻率響應，求出與耦合係數法相同的外部品質因數和內部耦合係數，並建立內部耦合係數與外部品質因數的設計曲線。
- (4)利用電磁模擬軟體做整體濾波器模擬並加以微調。

4.1 指叉型帶通濾波器設計

在論文的第二章，介紹了混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔，我們將利用此諧振腔設計型帶通濾波器，接著會說明，這個結構無法製作梳型帶通濾波器。而適當的讓結構作變化，可製作出一系列之梳型帶通濾波器，參看 4.2 節。

4.1.1 使用混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔

設計中心頻率為 1GHz，漣波值為 0.05dB、5%頻寬、四階柴氏指叉型帶通濾波器，諧振腔之結構為圖 4.1-1，首先經查表得知一個漣波值為 0.05dB 之四階柴氏低通雛型濾波器的元件值，之後將內部耦合係數與外部品質因數求出。

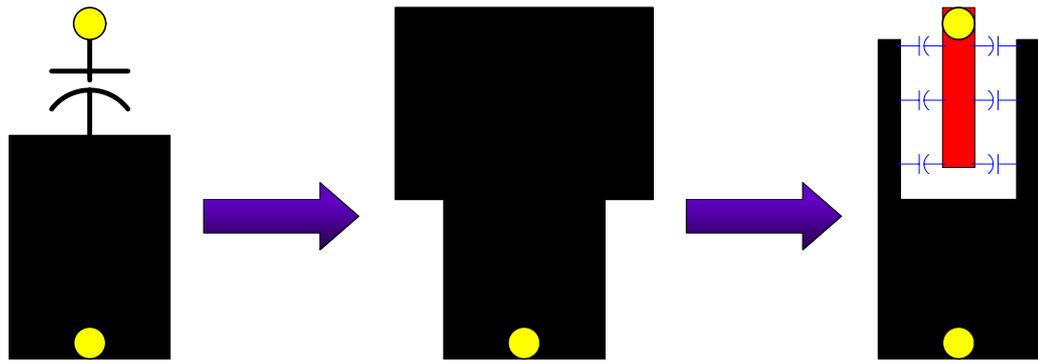


圖 4.1-1 混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔結構

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1.0000	0.9588	1.2970	1.6078	0.7735	1.2396

$$k_{12} = \frac{W}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.05}{\sqrt{0.9588 \times 1.2970}} = 0.0448$$

$$k_{23} = \frac{W}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.05}{\sqrt{1.2970 \times 1.6078}} = 0.0346$$

$$k_{34} = \frac{W}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0.05}{\sqrt{1.6078 \times 0.7735}} = 0.0448$$

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{W} = \frac{1.0000 \times 0.9588}{0.05} = 19.176$$

$$Q_{extL} = \frac{g_4 g_5}{W} = \frac{0.7735 \times 1.2396}{0.05} = 19.176$$

先以電磁模擬軟體求出第一和第二諧振腔之耦合係數 k_{12} ，然後將兩個諧振腔間之距離變化經模擬所求得之耦合係數值與距離間之變化結果畫成如圖 4.1-2，由於此濾波器為一對稱電路，所以第一和第二諧振腔、第二和第三諧振腔以及第三和第四諧振腔之耦合係數相等($k_{12}=k_{23}=k_{34}$)。

接著考慮輸入端饋入點與接地點之間的距離，因為不同輸入端饋入點與接地點之距離會對應到不同的 Q 值，圖 4.1-3 為使用不同饋入點與接地點位置所得到之曲線圖。

綜合上述內部耦合係數和外物品質因數，其模擬電路及實際電路如圖 4.1-4 及圖 4.1-5。通帶模擬結果和量測結果如圖 4.1-6 及圖 4.1-7，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 4.1-8 及圖 4.1-9。

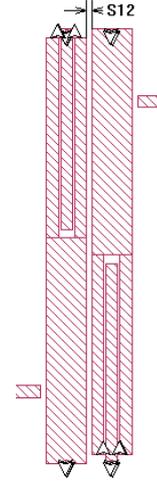
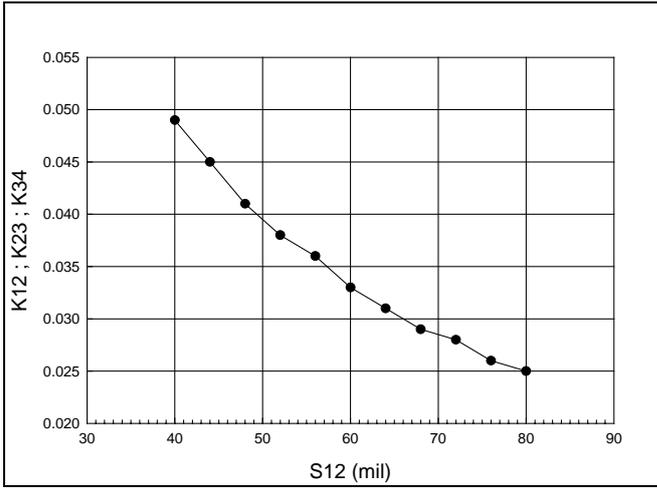


圖 4.1-2 1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數

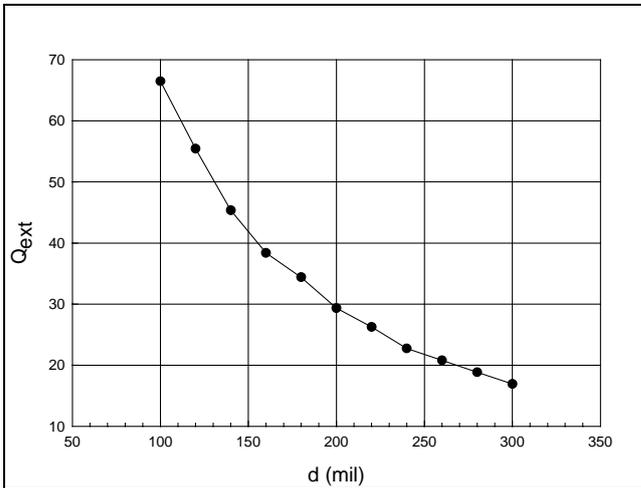


圖 4.1-3 外部品質因數

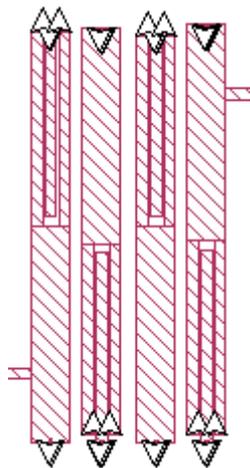


圖 4.1-4 濾波器模擬電路

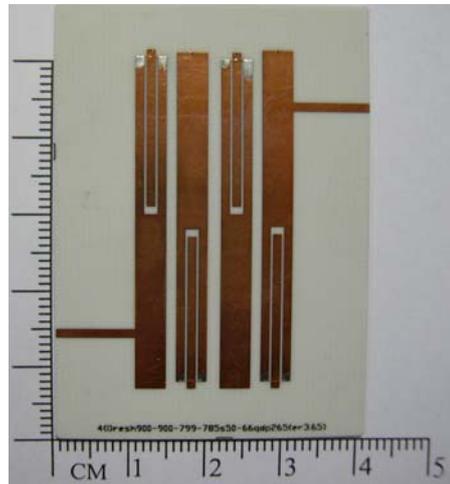


圖 4.1-5 濾波器實際電路

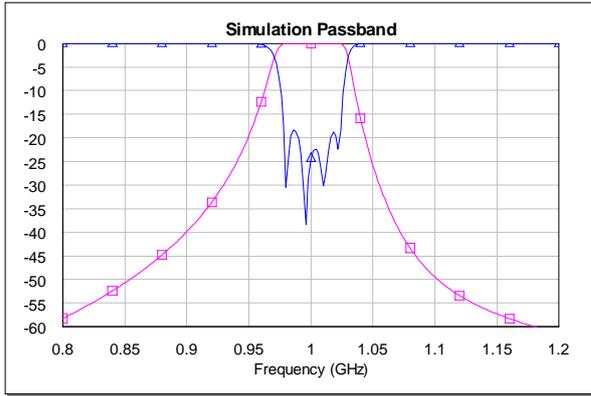


圖 4.1-6 通帶模擬結果

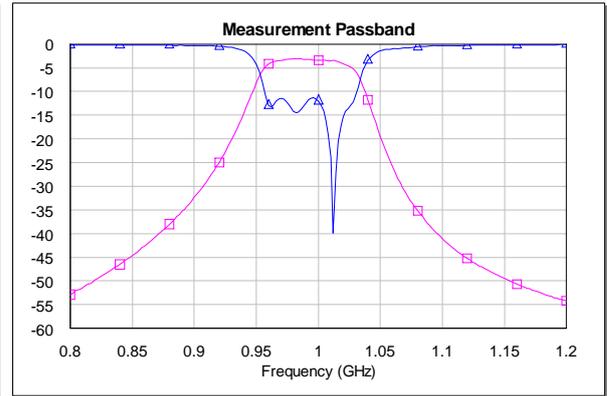


圖 4.1-7 通帶量測結果

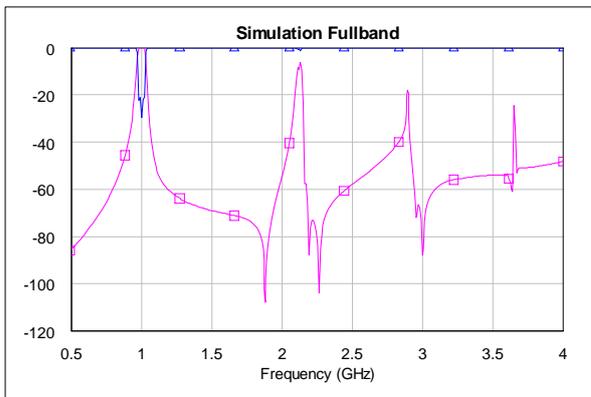


圖 4.1-8 全頻帶模擬結果

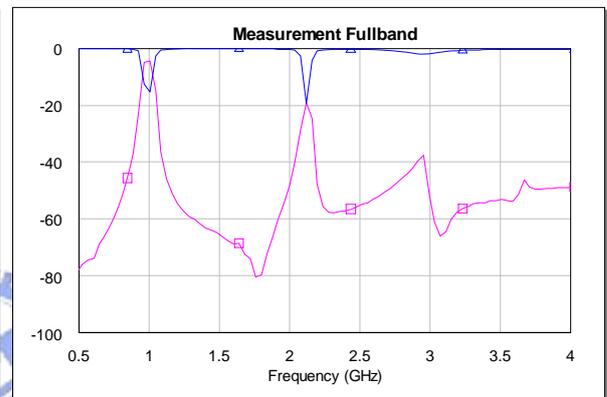


圖 4.1-9 全頻帶量測結果

從圖 4.1-4 可以知道，混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔的佈局結構和一般均勻阻抗諧振腔的佈局結構幾乎相同，所以將諧振腔設計在四分之一波長短路時，梳型濾波器無法實現，因為耦合量為零(耦合長度為 90°)。改善的方法，就是使耦合量增加，因此必須使用指叉型濾波器。至於如何讓圖 4.1-8 與圖 4.2-8 中的二次諧振頻率和三次諧振頻率推遠或消除，與第三章所介紹的步階阻抗諧振腔R值有關，在 4.2.2 節會有詳細的討論。

4.2 梳型帶通濾波器設計

4.1.1 節利用混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔製作了梳型帶通濾波器。這一節，會先以高阻抗微帶線製作梳型帶通濾波器，接著會

利用阻抗並聯方法和增加鑽孔接地，製作低阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導以及高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導兩個梳型帶通濾波器。

4.2.1 使用混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔

設計中心頻率為 1GHz，漣波值為 0.05dB、5% 頻寬、四階柴氏梳型帶通濾波器，諧振腔之結構為圖 4.2-1。

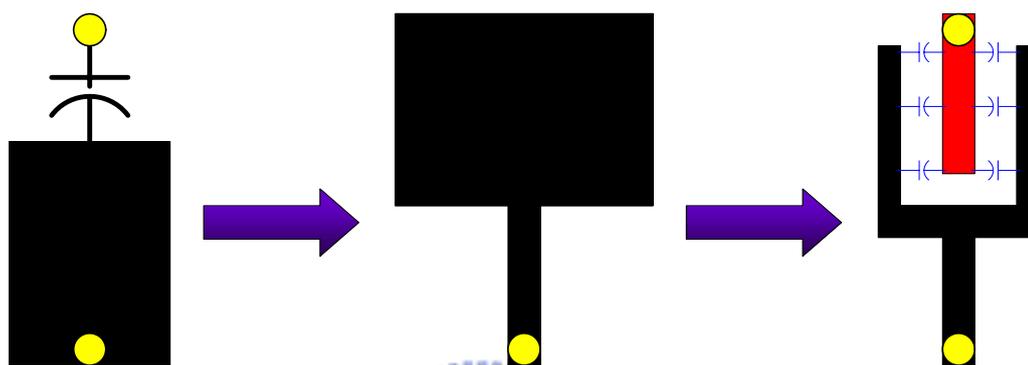


圖 4.2-1 混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔結構

g ₀	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅
1.0000	0.9588	1.2970	1.6078	0.7735	1.2396

$$k_{12} = \frac{W}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.05}{\sqrt{0.9588 \times 1.2970}} = 0.0448$$

$$k_{23} = \frac{W}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.05}{\sqrt{1.2970 \times 1.6078}} = 0.0346$$

$$k_{34} = \frac{W}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0.05}{\sqrt{1.6078 \times 0.7735}} = 0.0448$$

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{W} = \frac{1.0000 \times 0.9588}{0.05} = 19.176$$

$$Q_{extL} = \frac{g_4 g_5}{W} = \frac{0.7735 \times 1.2396}{0.05} = 19.176$$

利用電磁模擬軟體將內部耦合係數和外部品質因數求出，如圖 4.2-2 和圖 4.2-3。

模擬電路及實際電路如圖 4.2-4 及圖 4.2-5。通帶模擬結果和量測結果如圖 4.2-6 及圖 4.2-7，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 4.2-8 及圖 4.2-9。

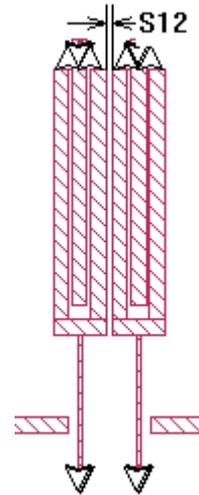
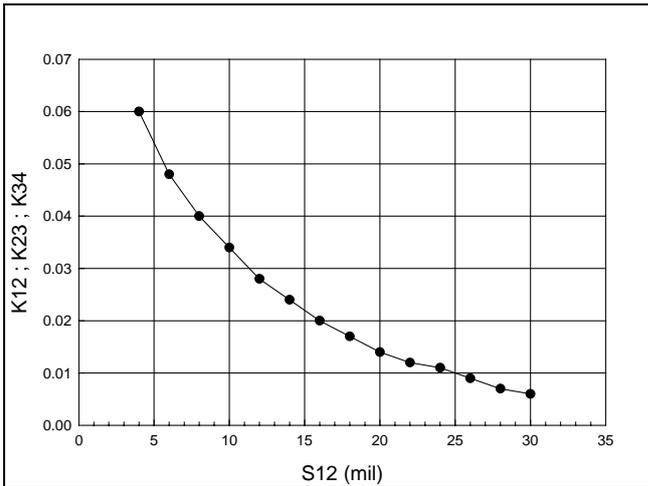


圖 4.2-2 1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數

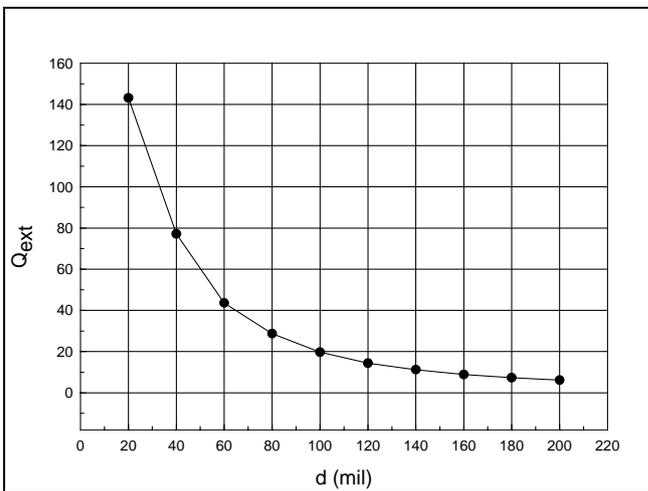


圖 4.2-3 外部品質因數

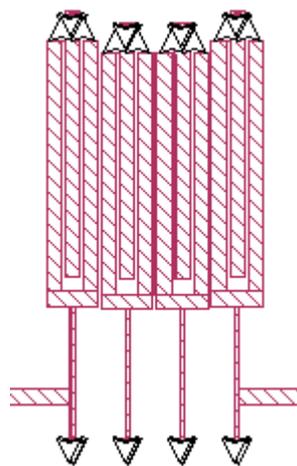


圖 4.2-4 濾波器模擬電路

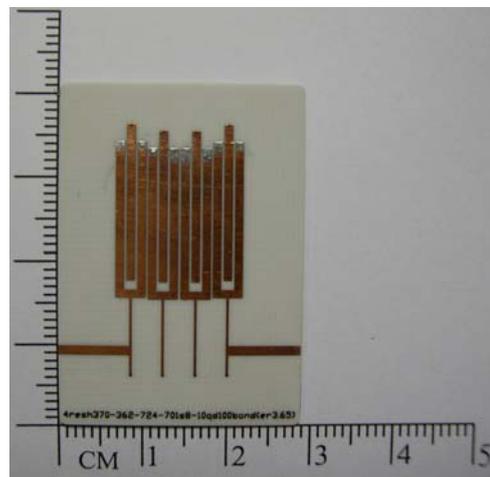


圖 4.2-5 濾波器實際電路

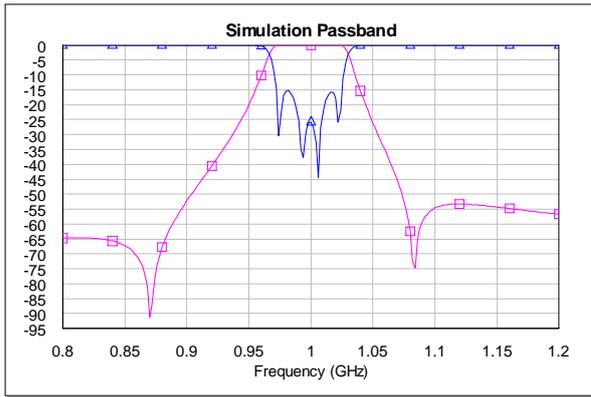


圖 4.2-6 通帶模擬結果

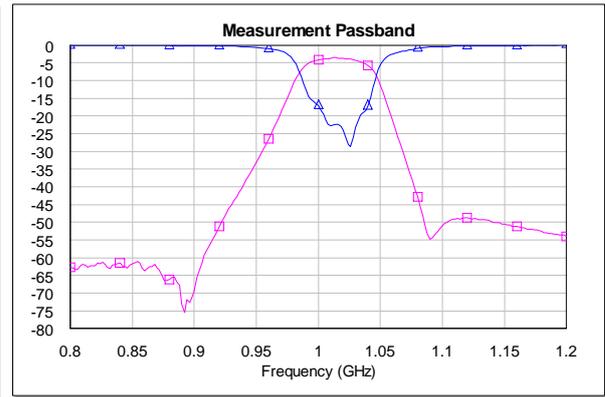


圖 4.2-7 通帶量測結果

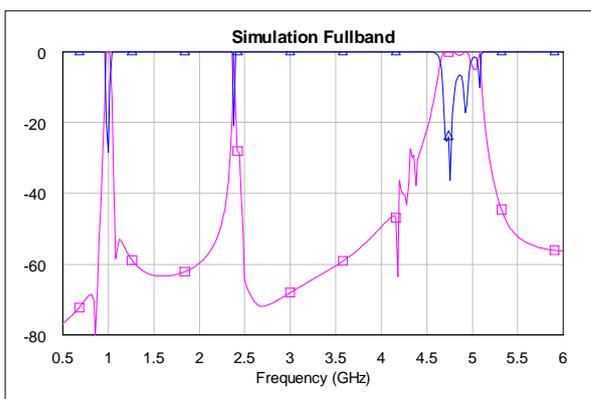


圖 4.2-8 全頻帶模擬結果

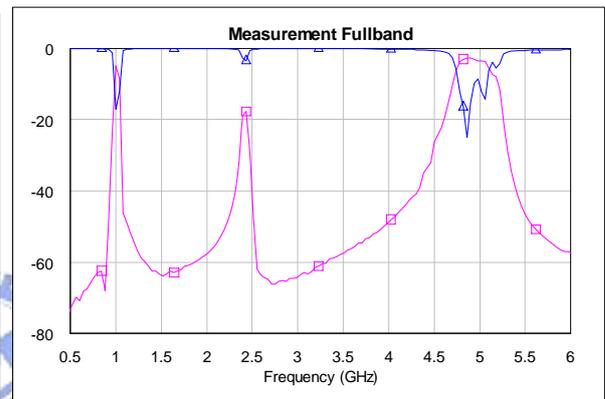


圖 4.2-9 全頻帶量測結果

4.2.2 將二次諧振頻率推遠和濾波器微小化之分析

我們從微帶線與背地共平面波導之結構可得知，整體為一個諧振腔，但是由兩個諧振腔所組成，第一個諧振腔，是下半部的微帶線與上半部的背地共平面波導訊號線所組成，第二個諧振腔為上半部的背地共平面波導接地線所組成，此為傳統四分之一波長短路之諧振腔。觀察圖 4.1-8 與圖 4.2-8，二次諧振頻率提早發生是因為第二個諧振腔的主諧振頻率所造成，而三次諧振頻率為第一個諧振腔的二次諧振頻率。

以下會先利用方法(I)增加鑽孔接地之數量，將二次諧振頻率消除，再利用方法(II)降低背地共平面波導之阻抗，我們使用到第三章步階阻抗諧振腔之阻抗比值的觀念，經過適當的設計，可讓三次諧振頻率能推至遠處。

(I) 增加鑽孔接地之數量

分析一個混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔，首先背地共平面波導之接地線只有一個鑽孔接地位於上端，如圖 4.2-10，接著我們讓下端也鑽孔接地，如圖 4.2-11，可以看出，我們使二次諧振頻率消除了，這個機制是將原本四分之一波長短路變成現在二分之一波長短路。

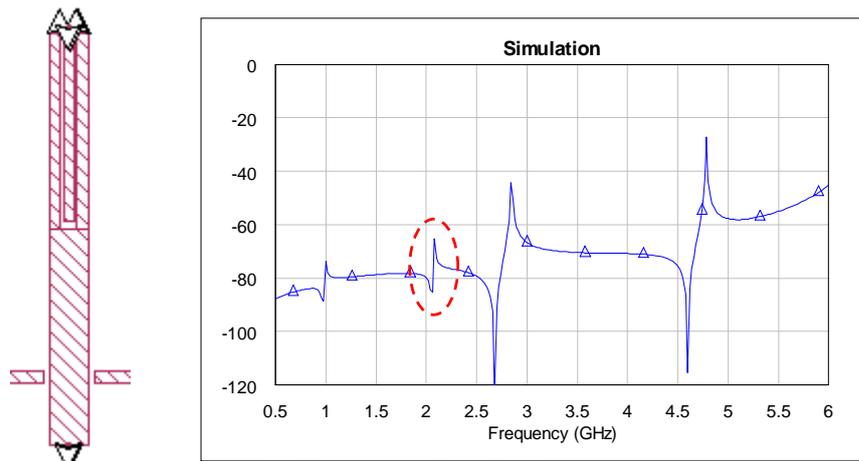


圖 4.2-10 背地共平面波導鑽孔接地位於上端

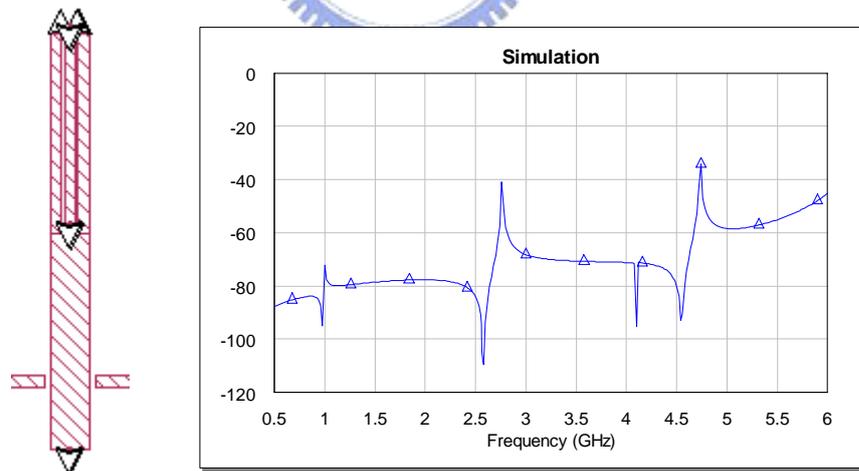


圖 4.2-11 背地共平面波導鑽孔接地位於上、下端

(II) 降低背地共平面波導之阻抗

利用並聯的方式將多條訊號與接地線以平行插入，降低背地共平面波導之阻抗，進而將二次諧振頻率推遠，如圖 4.2-12。可藉由電磁模擬軟體算

出共平面波導之阻抗，如圖 4.2-13。

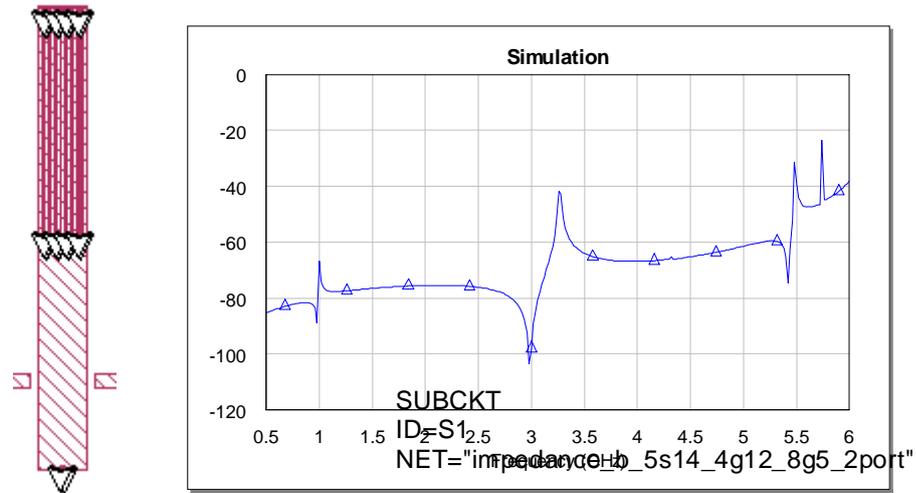


圖 4.2-12 多條訊號與接地線以平行插入共平面波導

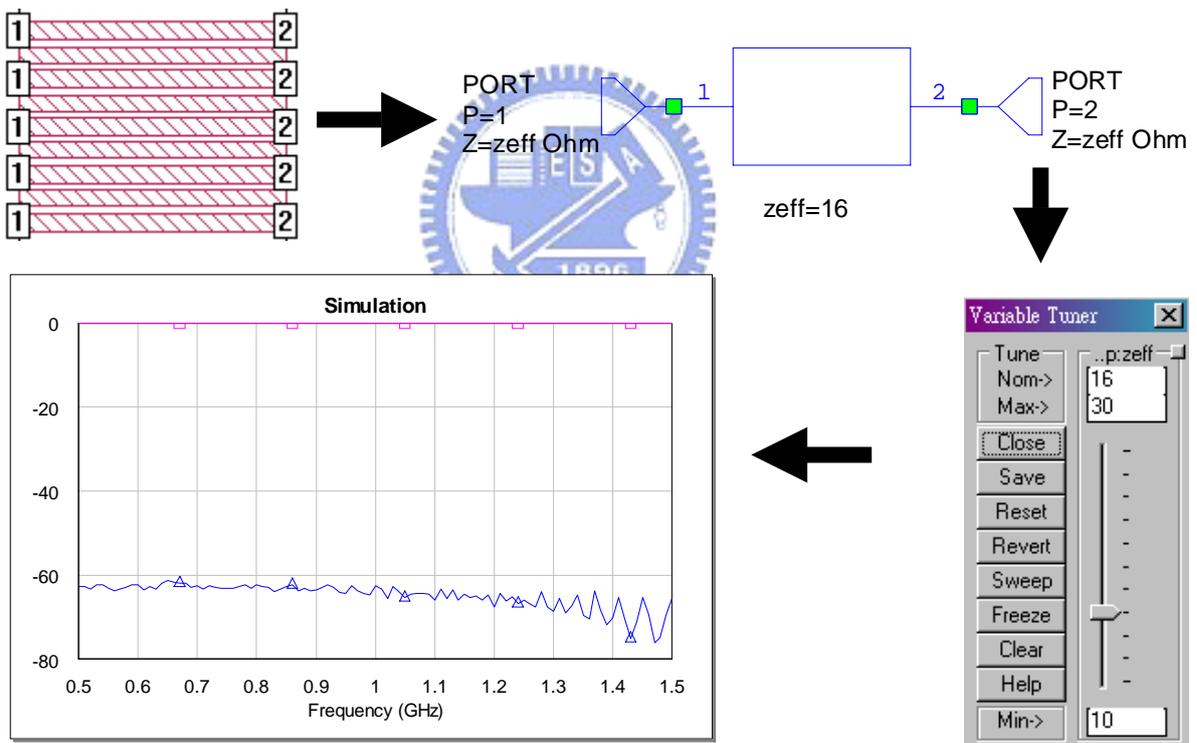


圖 4.2-13 背地共平面波導之阻抗($Z_{\text{CBCPW}}=16\Omega$)

4.2.3 使用混合低阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔

利用 4.2.2 節所提出的方法，製作微帶線阻抗為 23Ω ($Z_{\text{Microstrip}}=23\Omega$)、背地共平面波導阻抗為 16Ω ($Z_{\text{CBCPW}}=16\Omega$) 之諧振腔。

設計中心頻率為 1GHz，漣波值為 0.05dB、6% 頻寬、四階柴氏梳型帶通濾波器，諧振腔之結構為圖 4.2-14。

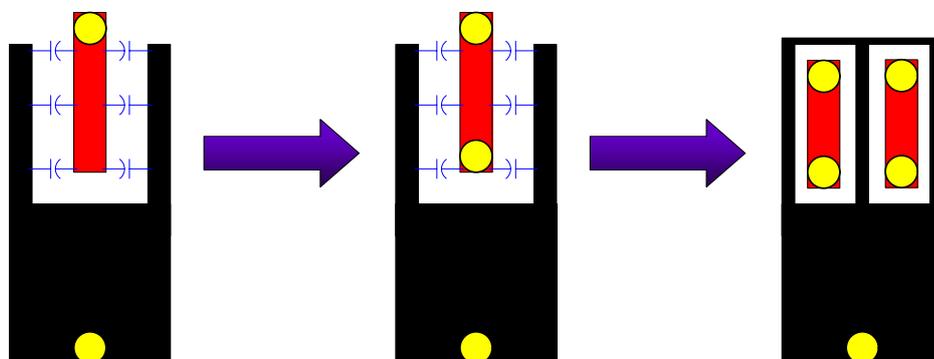


圖 4.2-14 混合低阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔結構

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1.0000	0.9588	1.2970	1.6078	0.7735	1.2396

$$k_{12} = \frac{W}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.06}{\sqrt{0.9588 \times 1.2970}} = 0.0538$$

$$k_{23} = \frac{W}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.06}{\sqrt{1.2970 \times 1.6078}} = 0.0415$$

$$k_{34} = \frac{W}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0.06}{\sqrt{1.6078 \times 0.7735}} = 0.0538$$

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{W} = \frac{1.0000 \times 0.9588}{0.06} = 15.98$$

$$Q_{extL} = \frac{g_4 g_5}{W} = \frac{0.7735 \times 1.2396}{0.06} = 15.98$$

利用電磁模擬軟體將內部耦合係數和外部品質因數求出，如圖 4.2-15 和圖 4.2-16。

模擬電路及實際電路如圖 4.2-17 及圖 4.2-18。通帶模擬結果和量測結果如圖 4.2-19 及圖 4.2-20，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 4.2-21 及圖 4.2-22。

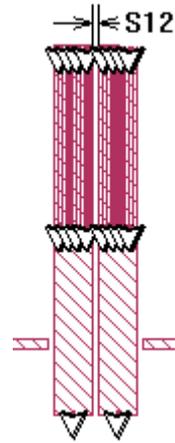
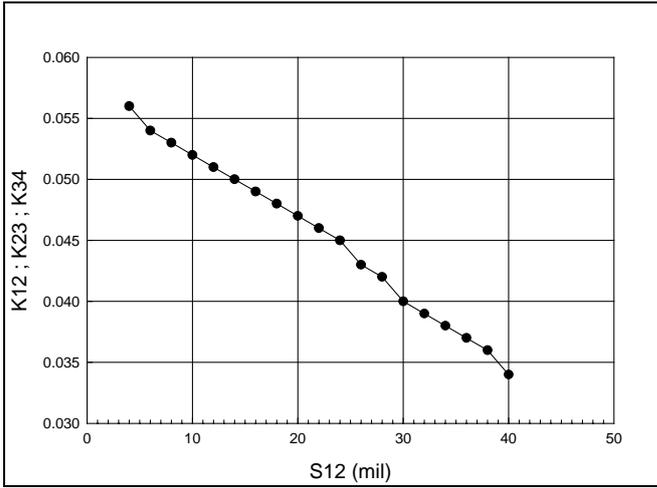


圖 4.2-15 1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數

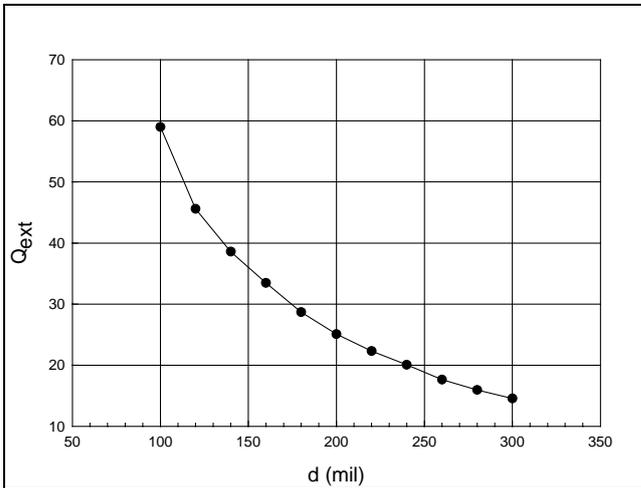


圖 4.2-16 外部品質因數

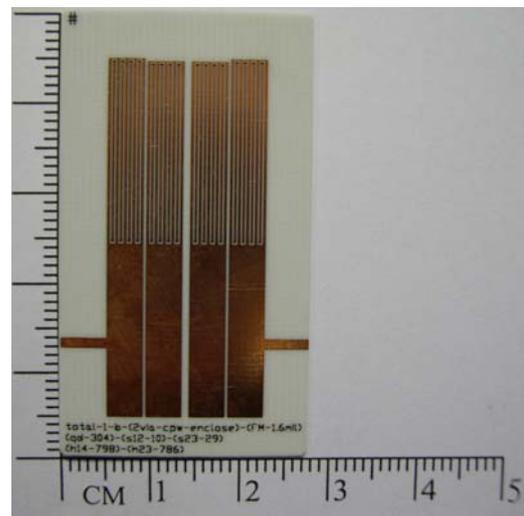
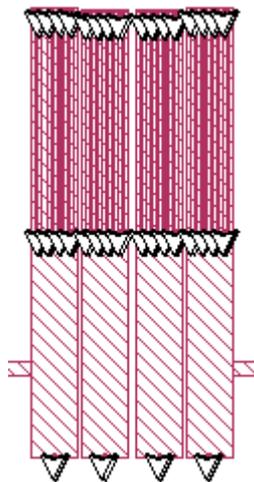


圖 4.2-17 濾波器模擬電路

圖 4.2-18 濾波器實際電路

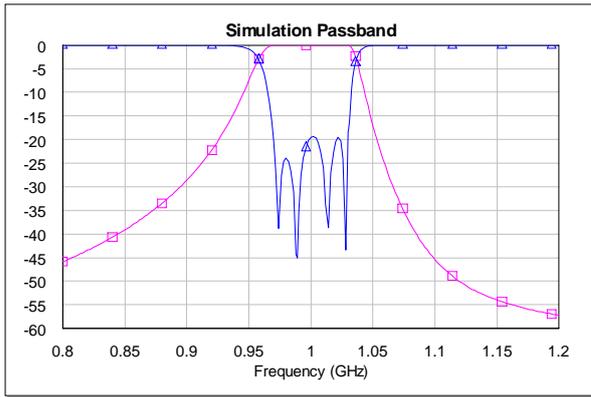


圖 4.2-19 通帶模擬結果

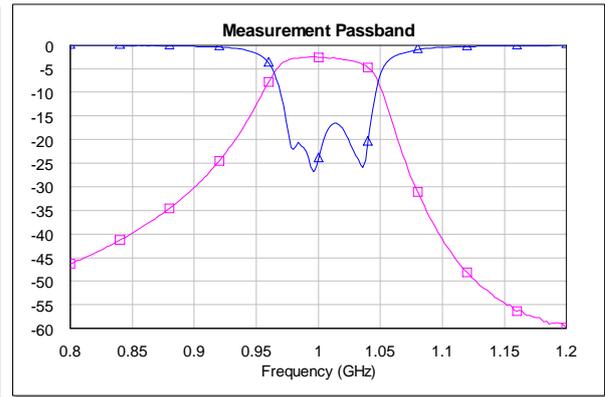


圖 4.2-20 通帶量測結果

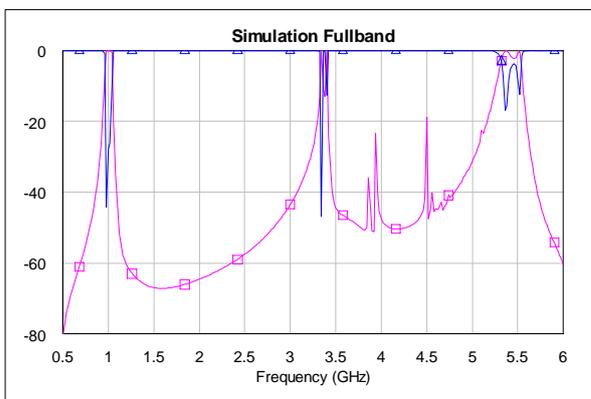


圖 4.2-21 全頻帶模擬結果

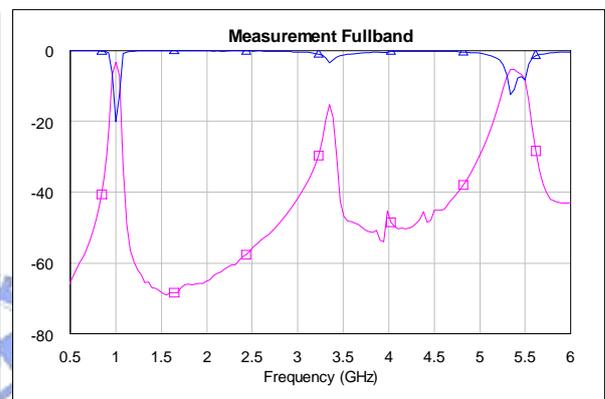


圖 4.2-22 全頻帶量測結果

4.2.4 使用混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔

利用 4.2.2 節所提出的方法，製作微帶線阻抗為 $97\ \Omega$ ($Z_{\text{Microstrip}}=97\ \Omega$)、背地共平面波導阻抗為 $20\ \Omega$ ($Z_{\text{CBCPW}}=20\ \Omega$) 之諧振腔。

設計中心頻率為 1GHz，漣波值為 0.05dB、6% 頻寬、四階柴氏梳型帶通濾波器，諧振腔之結構為圖 4.2-23。

利用電磁模擬軟體將內部耦合係數和外物品質因數求出，如圖 4.2-24 和圖 4.2-25。

模擬電路及實際電路如圖 4.2-26 及圖 4.2-27。通帶模擬結果和量測結果如圖 4.2-28 及圖 4.2-29，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 4.2-30 及圖 4.2-31。

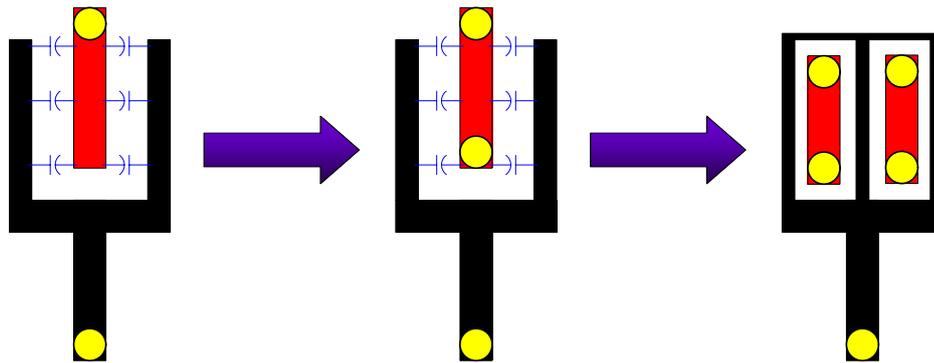


圖 4.2-23 混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔結構

g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1.0000	0.9588	1.2970	1.6078	0.7735	1.2396

$$k_{12} = \frac{W}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.06}{\sqrt{0.9588 \times 1.2970}} = 0.0538$$

$$k_{23} = \frac{W}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.06}{\sqrt{1.2970 \times 1.6078}} = 0.0415$$

$$k_{34} = \frac{W}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0.06}{\sqrt{1.6078 \times 0.7735}} = 0.0538$$

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{W} = \frac{1.0000 \times 0.9588}{0.06} = 15.98$$

$$Q_{extL} = \frac{g_4 g_5}{W} = \frac{0.7735 \times 1.2396}{0.06} = 15.98$$

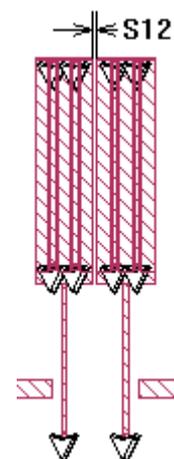
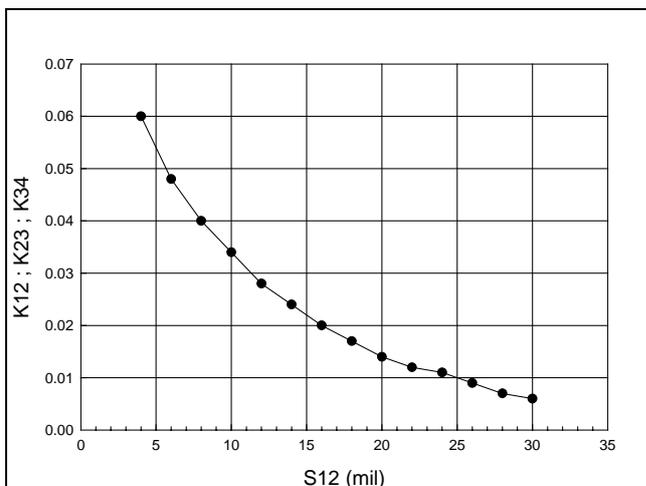


圖 4.2-24 1、2 腔與 2、3 腔和 3、4 腔之內部耦合係數

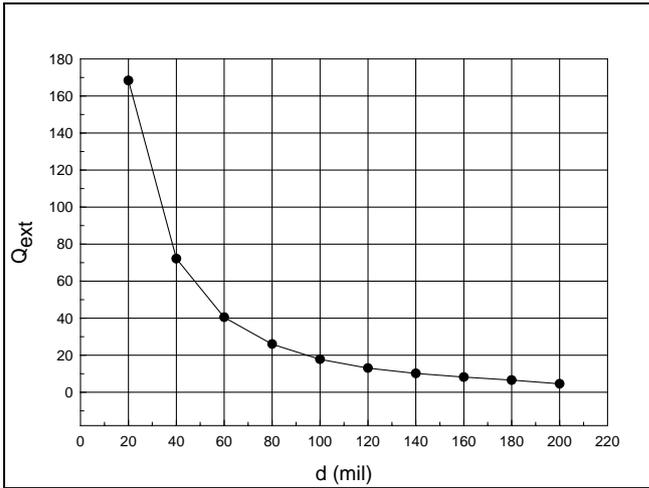


圖 4.2-25 外部品質因數

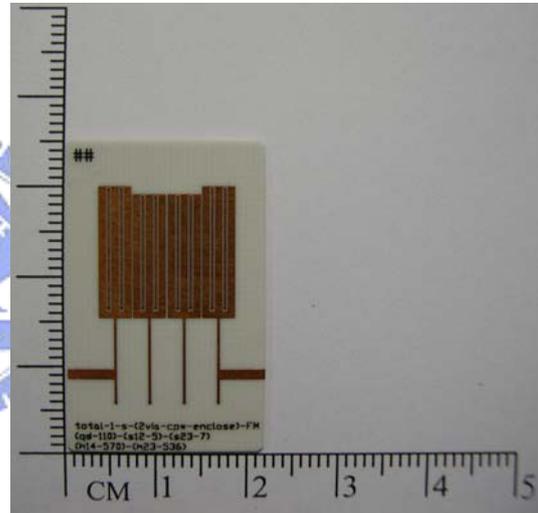
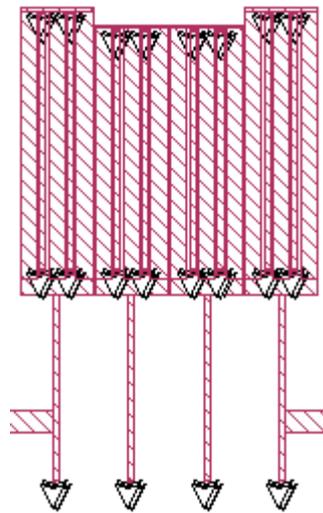


圖 4.2-26 濾波器模擬電路

圖 4.2-27 濾波器實際電路

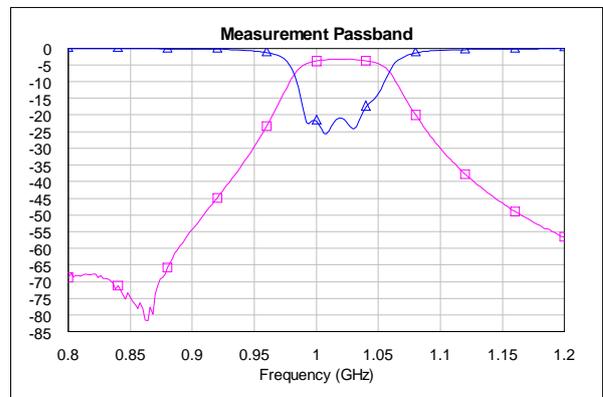
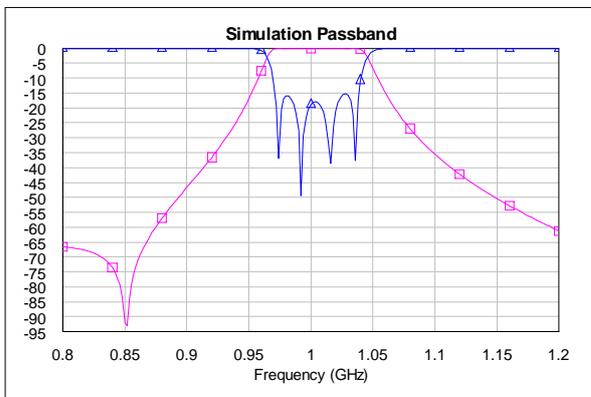


圖 4.2-28 通帶模擬結果

圖 4.2-29 通帶量測結果

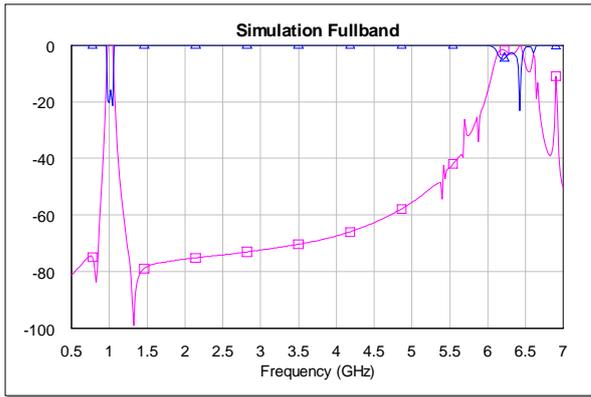


圖 4.2-30 全頻帶模擬結果

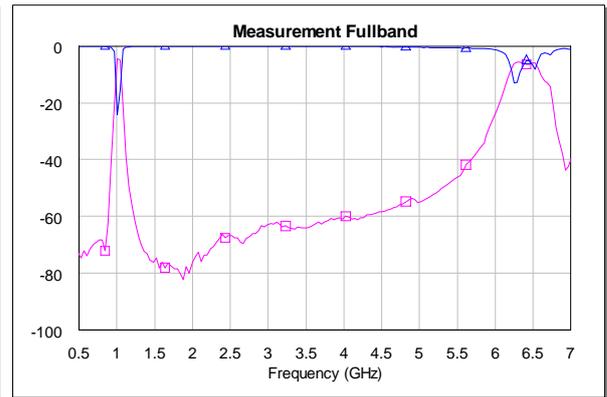


圖 4.2-31 全頻帶量測結果

4.3 折疊型帶通濾波器設計

由 4.2.4 節所使用混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔，可將二次諧振頻率推至 6.4 倍，並且讓濾波器微小化。這一章節，我們要把高阻抗微帶線往上折，使得濾波器更加微小化。

4.3.1 使用混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔

如同 4.2.4 節，製作微帶線阻抗為 $97\ \Omega$ ($Z_{\text{Microstrip}}=97\ \Omega$)、背地共平面波導阻抗為 $20\ \Omega$ ($Z_{\text{CBCPW}}=20\ \Omega$) 之諧振腔。

設計中心頻率為 1GHz，漣波值為 0.05dB、5% 頻寬、四階柴氏折疊型帶通濾波器，諧振腔之結構為圖 4.3-1。

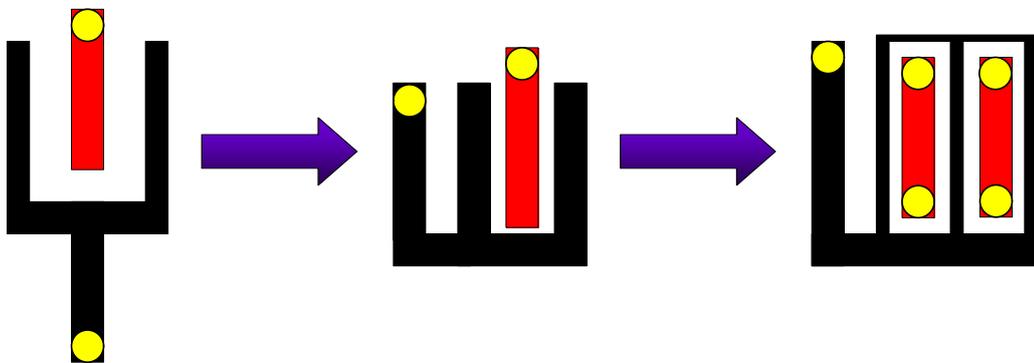


圖 4.3-1 混合高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔結構

g0	g1	g2	g3	g4	g5
1.0000	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554

$$k_{12} = \frac{W}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.05}{\sqrt{1.1088 \times 1.3061}} = 0.04155$$

$$k_{23} = \frac{W}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.05}{\sqrt{1.3061 \times 1.7703}} = 0.03288$$

$$k_{34} = \frac{W}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0.05}{\sqrt{1.7703 \times 0.8180}} = 0.04155$$

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{W} = \frac{1.0000 \times 1.1088}{0.05} = 22.176$$

$$Q_{extL} = \frac{g_4 g_5}{W} = \frac{0.818 \times 1.3554}{0.05} = 22.174$$

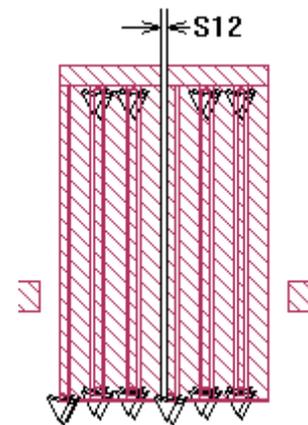
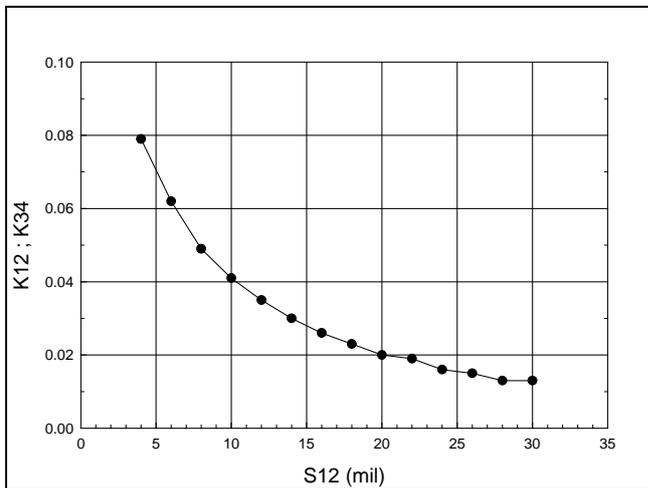


圖 4.3-2 1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數

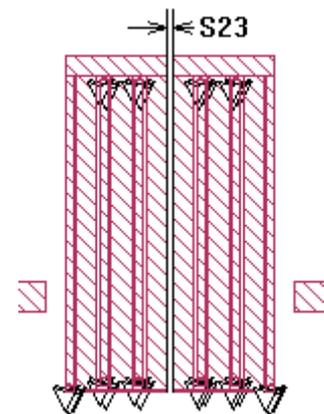
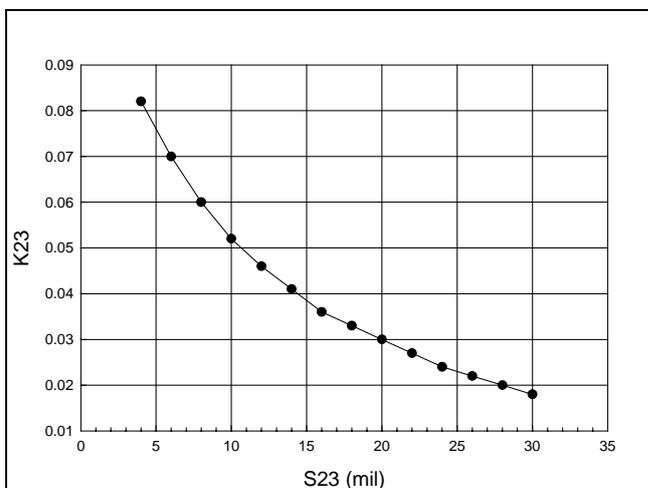


圖 4.3-3 2、3 腔之內部耦合係數

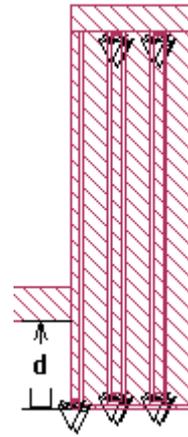
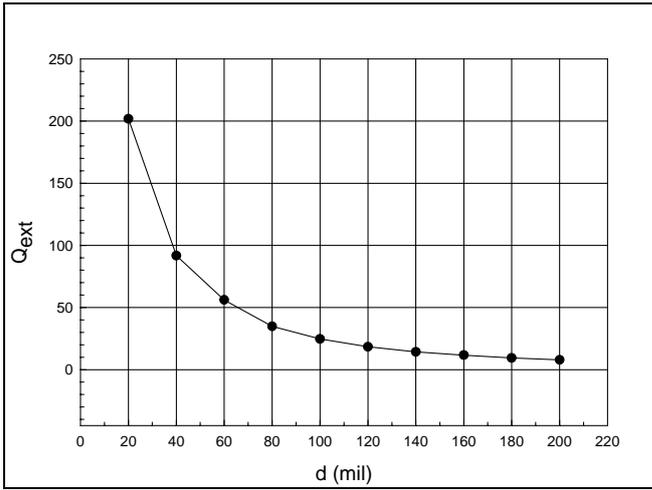


圖 4.3-4 外用品質因數

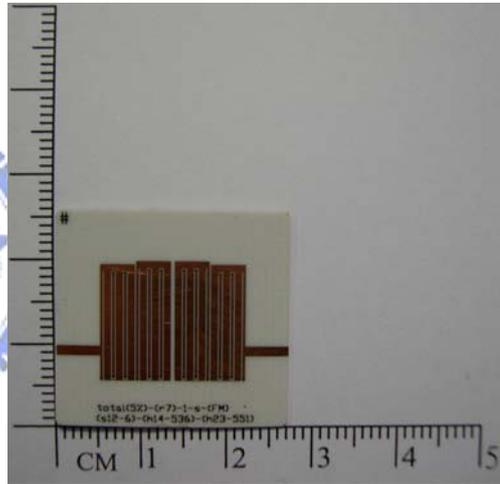
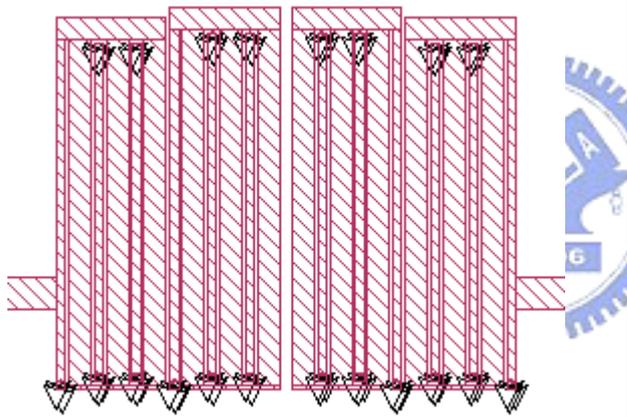


圖 4.3-5 濾波器模擬電路

圖 4.3-6 濾波器實際電路

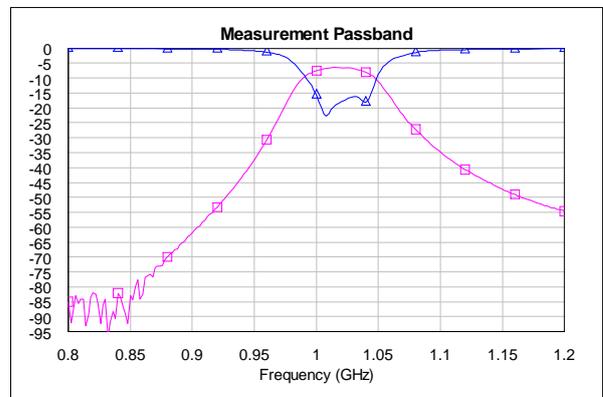
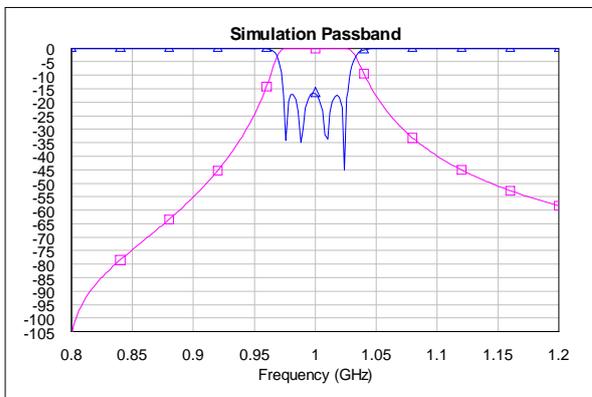


圖 4.3-7 通帶模擬結果

圖 4.3-8 通帶量測結果

利用電磁模擬軟體將內部耦合係數和外部品質因數求出，如圖 4.3-2、圖 4.3-3 和圖 4.3-4。

模擬電路及實際電路如圖 4.3-5 及圖 4.3-6。通帶模擬結果和量測結果如圖 4.3-7 及圖 4.3-8，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 4.3-9 及圖 4.3-10。

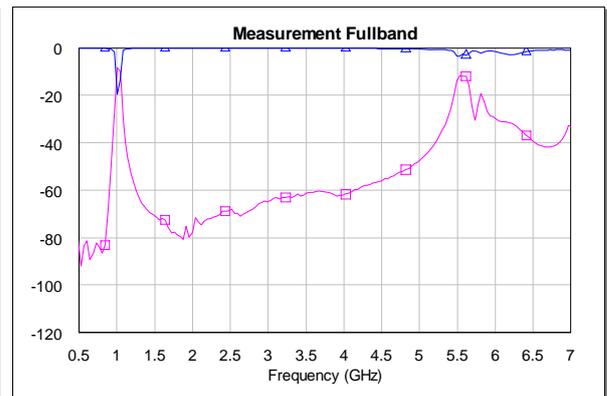
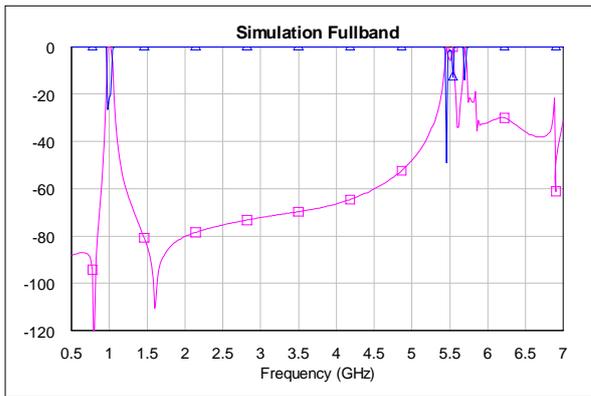


圖 4.3-9 全頻帶模擬結果

圖 4.3-10 全頻帶量測結果

4.4 渦型帶通濾波器設計

這一節我們會將背地共平面波導的接地線移除，利用微帶線和背地共平面波導的訊號線以渦型佈局的方式，設計逆繞式和反折式兩種帶通濾波器，最大的目的，是讓濾波器微小化。

4.4.1 使用渦型佈局逆繞式之諧振腔

設計中心頻率為 1GHz，漣波值為 0.05dB、8% 頻寬、四階柴氏折疊型帶通濾波器，諧振腔之結構為圖 4.4-1。

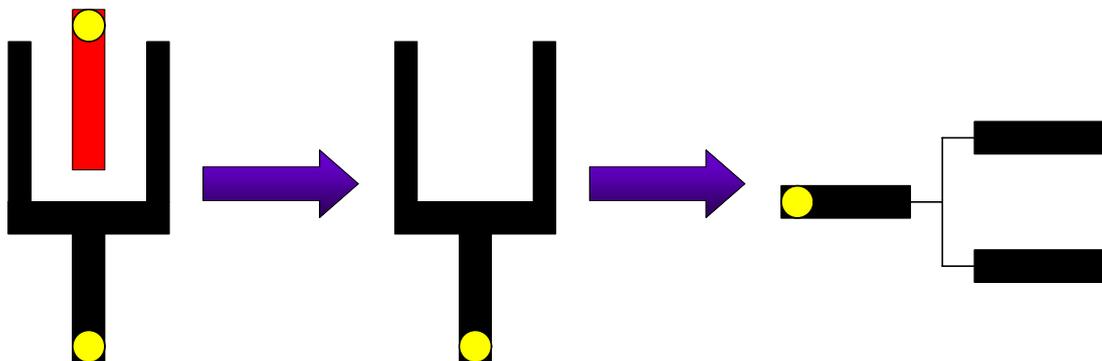


圖 4.4-1 渦型佈局逆繞式之諧振腔

g0	g1	g2	g3	g4	g5
1.0000	0.9588	1.2970	1.6078	0.7735	1.2396

$$k_{12} = \frac{W}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.08}{\sqrt{0.9588 \times 1.2970}} = 0.0717$$

$$k_{23} = \frac{W}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.08}{\sqrt{1.2970 \times 1.6078}} = 0.0554$$

$$k_{34} = \frac{W}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0.08}{\sqrt{1.6078 \times 0.7735}} = 0.0717$$

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{W} = \frac{1.0000 \times 0.9588}{0.08} = 11.985$$

$$Q_{extL} = \frac{g_4 g_5}{W} = \frac{0.7735 \times 1.2396}{0.08} = 11.895$$

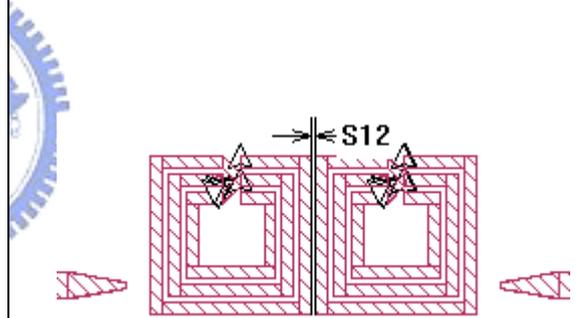
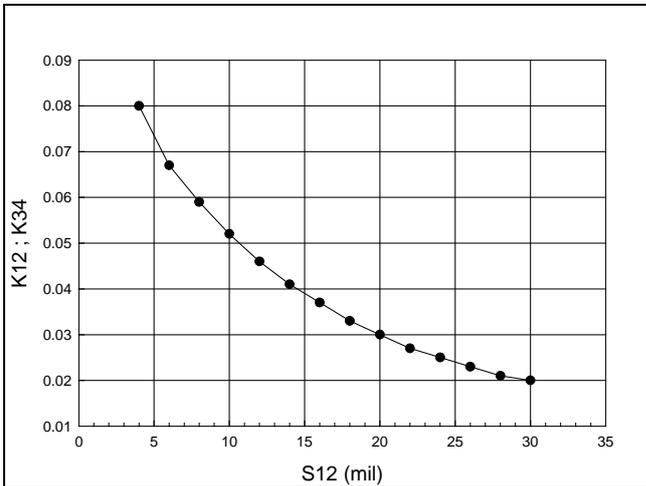


圖 4.4-2 1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數

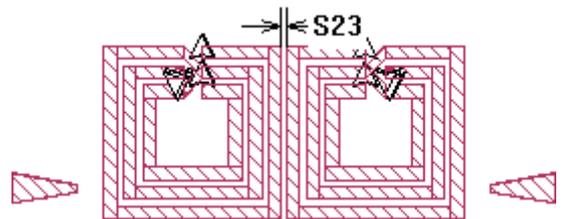
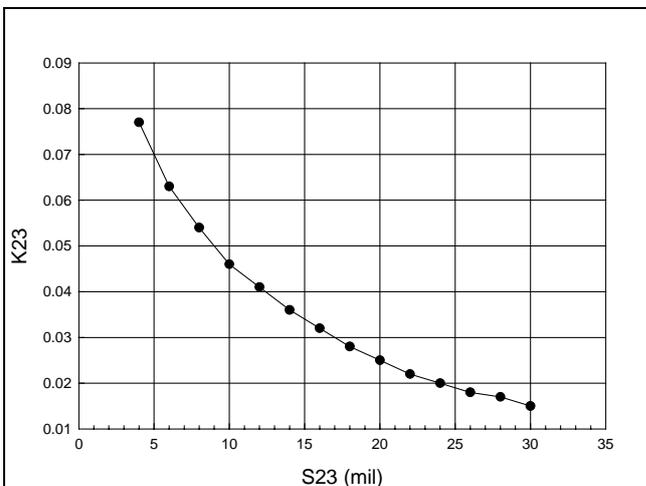


圖 4.4-3 2、3 腔之內部耦合係數

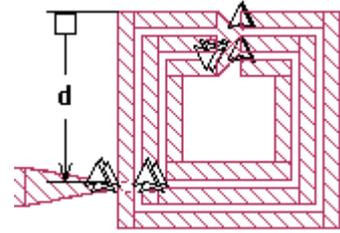
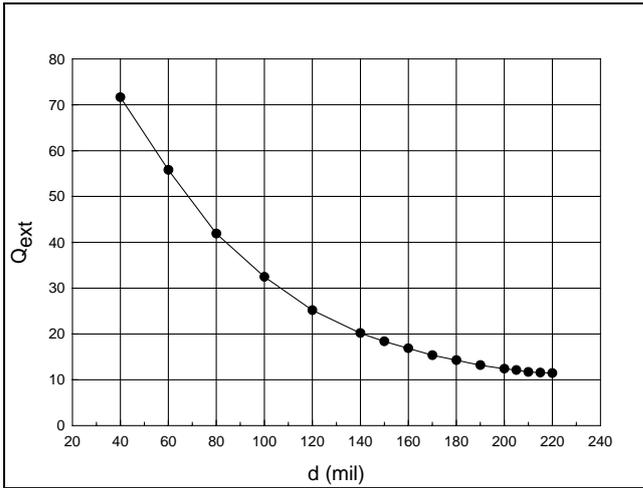


圖 4.4-4 外用品質因數

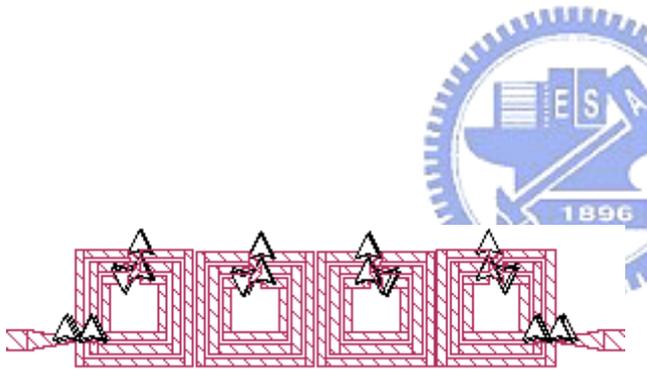


圖 4.4-5 濾波器模擬電路

圖 4.4-6 濾波器實際電路

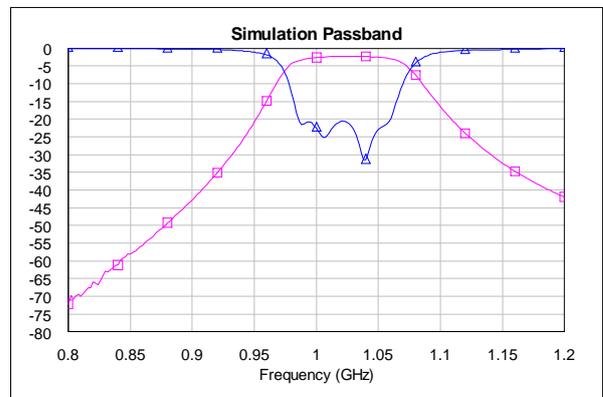
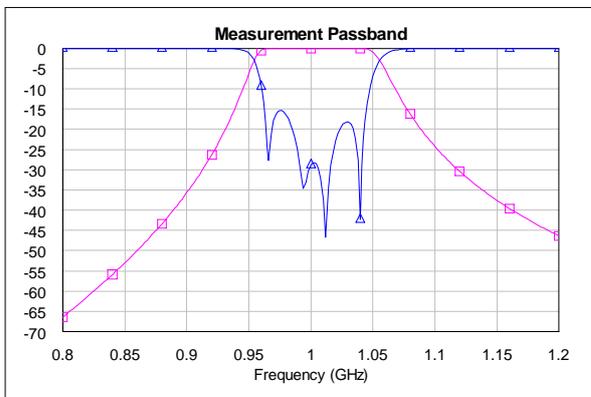


圖 4.4-7 通帶模擬結果

圖 4.4-8 通帶量測結果

利用電磁模擬軟體將內部耦合係數和外部品質因數求出，如圖 4.4-2、圖 4.4-3 和圖 4.4-4。

模擬電路及實際電路如圖 4.4-5 及圖 4.4-6。通帶模擬結果和量測結果如圖 4.4-7 及圖 4.4-8，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 4.4-9 及圖 4.4-10。

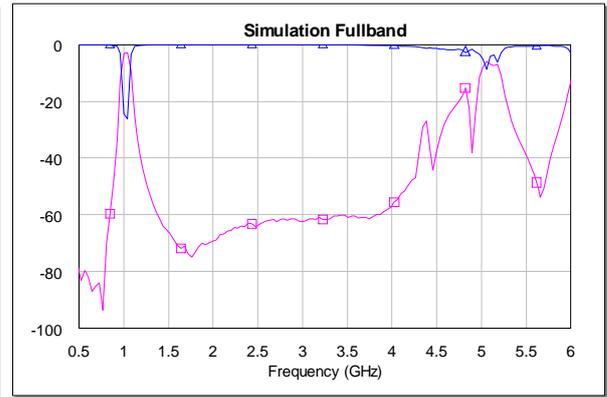
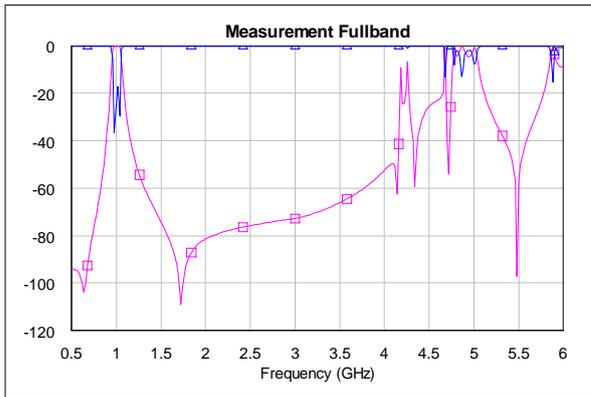


圖 4.4-9 全頻帶模擬結果

圖 4.4-10 全頻帶量測結果

4.4.2 使用渦型佈局反折式之諧振腔

設計中心頻率為 1GHz，漣波值為 0.05dB、8% 頻寬、四階柴氏折疊型帶通濾波器，諧振腔之結構為圖 4.4-11。

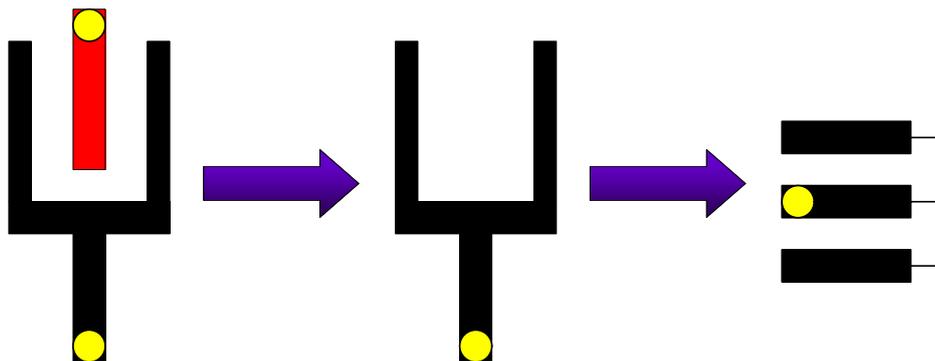


圖 4.4-11 渦型佈局反折式之諧振腔

利用電磁模擬軟體將內部耦合係數和外部品質因數求出，如圖 4.4-12、圖 4.4-13 和圖 4.4-14。模擬電路及實際電路如圖 4.4-15 及圖 4.4-16。通帶模擬結果和量測結果如圖 4.4-17 及圖 4.4-18，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 4.4-19 及圖 4.4-20。

g0	g1	g2	g3	g4	g5
1.0000	0.9588	1.2970	1.6078	0.7735	1.2396

$$k_{12} = \frac{W}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{0.08}{\sqrt{0.9588 \times 1.2970}} = 0.0717$$

$$k_{23} = \frac{W}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{0.08}{\sqrt{1.2970 \times 1.6078}} = 0.0554$$

$$k_{34} = \frac{W}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{0.08}{\sqrt{1.6078 \times 0.7735}} = 0.0717$$

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{W} = \frac{1.0000 \times 0.9588}{0.08} = 11.985$$

$$Q_{extL} = \frac{g_4 g_5}{W} = \frac{0.7735 \times 1.2396}{0.08} = 11.895$$

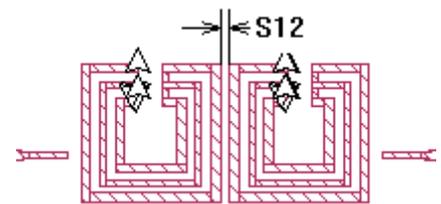
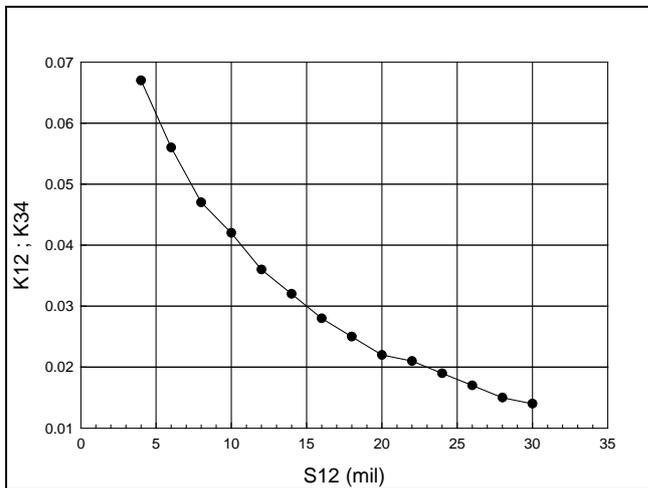


圖 4.4-12 1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數

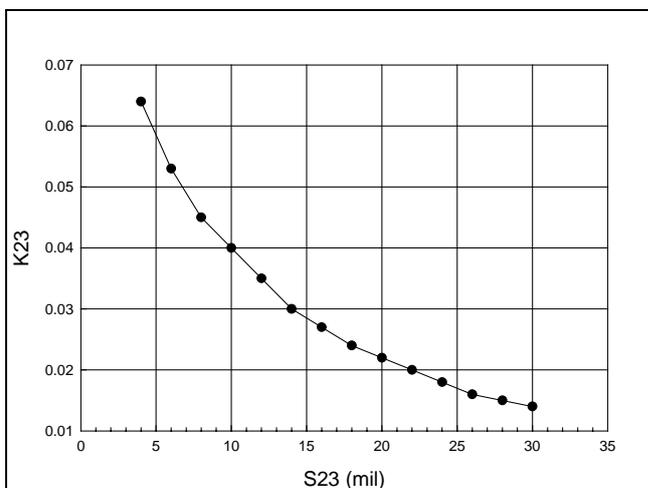


圖 4.4-13 2、3 腔之內部耦合係數

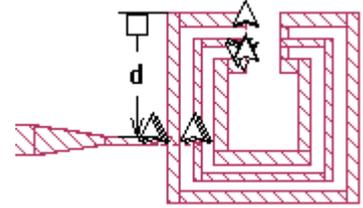
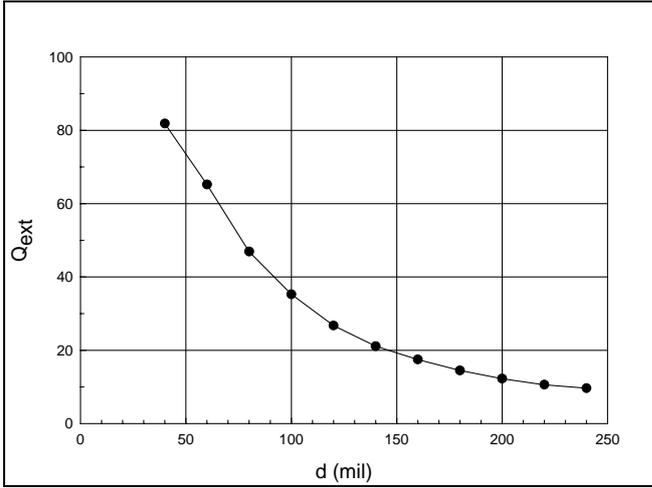


圖 4.4-14 外部品質因數

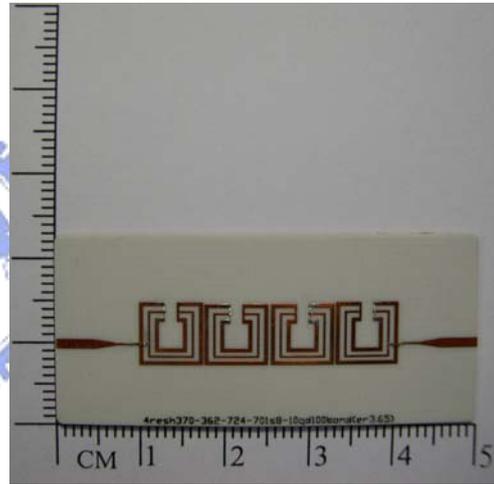
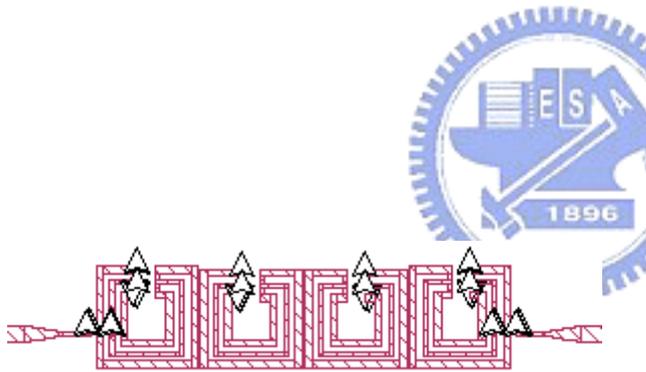


圖 4.4-15 濾波器模擬電路

圖 4.4-16 濾波器實際電路

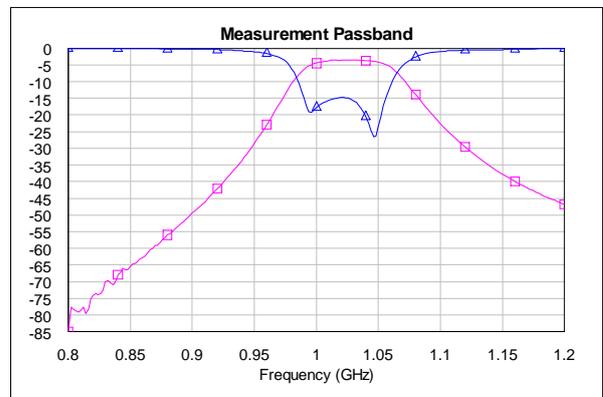
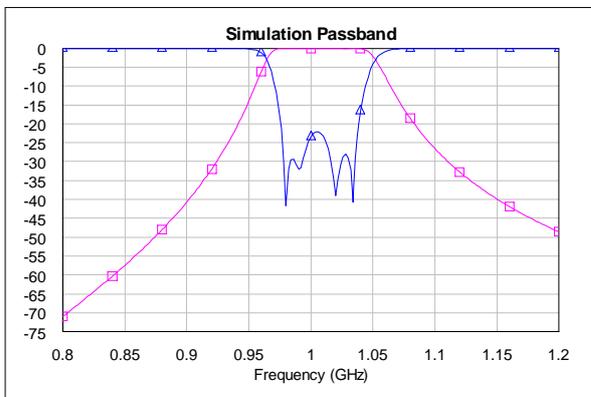


圖 4.4-17 通帶模擬結果

圖 4.4-18 通帶量測結果

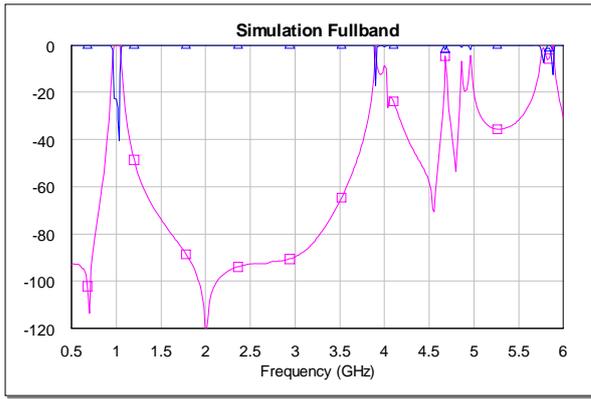


圖 4.4-19 全頻帶模擬結果

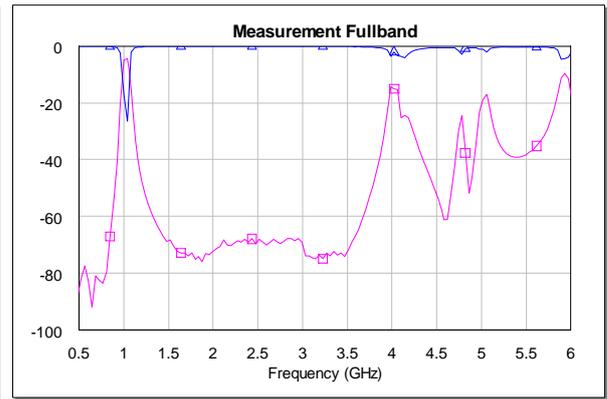


圖 4.4-20 全頻帶量測結果



第五章 設計準橢圓函數帶通濾波器

在濾波器合成中，較常使用的響應為巴特沃茲(Butterworth)和柴比契夫(Chebyshev)來做合成，這兩種方式都屬於由多項式來加以合成，其傳輸零點是出現在頻率等於零或頻率等於無限大，使得無法讓截止頻帶設計得很陡峭，亦然無法達到高選擇性之要求。

新的濾波器響應函數可分為準橢圓函數響應(Quasi-Elliptic Function Response)[10]或橢圓函數響應(Elliptic Function Response)[11]。其特性可在有限頻率出現傳輸零點，若我們需要濾波器在某個頻率有很高的拒斥力則可以將新的傳輸零點置於想要的拒斥的頻率便可以利用很少的階數達成想要的通帶與止帶的規格，這是一個非常有設計價值的特性。

本章將使用準橢圓函數響應製作四階交錯耦合濾波器。這個研究的目的是在於縮小濾波器的尺寸，利用新的濾波器響應函數來減少濾波器的階數(亦為減少諧振腔的數目)，自然濾波器的面積也相對的縮小。

5.1 準橢圓函數之介紹

準橢圓函數又稱為廣義柴比契夫(Generalized Chebyshev)，函數的表示式有二種。

$$F_n(\Omega) = \frac{P_n(\Omega)}{a^2 - \Omega^2}$$

$$F_n(\Omega) = \cos[(n-2)\phi + 2\theta]$$

(I) 利用柴比契夫多項式(Chebyshev Polynomial)合成準橢圓函數

有理函數 $F_n(\Omega) = \frac{P_n(\Omega)}{a^2 - \Omega^2}$ 介於 ± 1 之間變化，但超過 ± 1 時具有極點在 $\Omega = \pm a$ ，

如圖 5.1-1。

$$F_n(\Omega) = \frac{P_n(\Omega)}{a^2 - \Omega^2} = \frac{(a + \sqrt{a^2 - 1})^2 \Omega T_{n-1}(\Omega) + (a - \sqrt{a^2 - 1})^2 \Omega T_{n-3}(\Omega) - 2a^2 T_{n-2}(\Omega)}{2(a^2 - \Omega^2)} \quad (5.1)$$

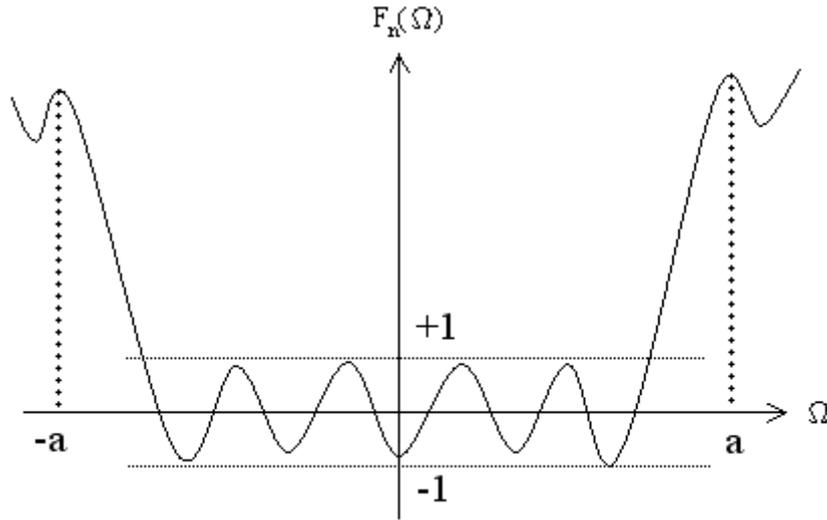


圖 5.1-1 函數 $F_n(\Omega) = \frac{P_n(\Omega)}{a^2 - \Omega^2}$ 之圖形

四階帶通濾波器，取 $n=4$ ，柴比契夫多項式如下

$$T_{n-1} = T_3 = 4\Omega^3 - 3\Omega$$

$$T_{n-2} = T_2 = 2\Omega^2 - 1$$

$$T_{n-3} = T_1 = \Omega$$

$$F_4(\Omega) = \frac{4(a + \sqrt{a^2 - 1})^2 \Omega^4 + [-3(a + \sqrt{a^2 - 1})^2 + (a - \sqrt{a^2 - 1})^2 - 4a^2] \Omega^2 + 2a^2}{2(a^2 - \Omega^2)}$$

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

(II) 利用三角函數(Trigonometric Function)合成準橢圓函數

$$F_n(\Omega) = \cos[(n-2)\phi + 2\theta] \quad (5.2)$$

其中

$$\cos \phi = \Omega$$

$$\cos \theta = \frac{\Omega \sqrt{a^2 - 1}}{\sqrt{a^2 - \Omega^2}}$$

$$\sin \theta = \frac{a \sqrt{1 - \Omega^2}}{\sqrt{a^2 - \Omega^2}}$$

利用文獻[12]，可將(5.2)式寫成(5.3)雙曲線函數

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left(\frac{a \cdot \Omega - 1}{a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{a \cdot \Omega + 1}{a + \Omega} \right) \right\} \quad (5.3)$$

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

其中， Ω 代表低通原型濾波器的通帶截止頻率正歸化後的頻率變化， a 代表低通原型濾波器的通帶截止頻率正歸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 $\Omega = \pm a$ ($a > 1$)為一對傳輸零點的座落位置時，注意到若是 $a \rightarrow \infty$ 的情況，則 $F_n(\Omega)$ 將會退化成一般的柴比契夫函數。

在完成低通濾波器設計後，其帶通濾波器的頻率響應可利用下式來進行頻率之轉換(Frequency Mapping)

$$\Omega = \frac{1}{W} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)$$

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

$$\omega_{a1} = \omega_o \cdot \frac{-a \cdot W + \sqrt{(a \cdot W)^2 + 4}}{2} \quad (5.4)$$

$$\omega_{a2} = \omega_o \cdot \frac{a \cdot W + \sqrt{(a \cdot W)^2 + 4}}{2} \quad (5.5)$$

圖 5.1-2 為四階、 $L_R=-17.69\text{dB}$ 準橢圓函數濾波器與柴比契夫濾波器的頻率響應比較，從圖形中可以觀察出準橢圓函數濾波比柴比契夫濾波器的選擇性高了許多。此外，傳輸零點愈是靠近截止頻率($\Omega=1$)，濾波器的通帶邊緣愈是陡峭則選擇性愈高。

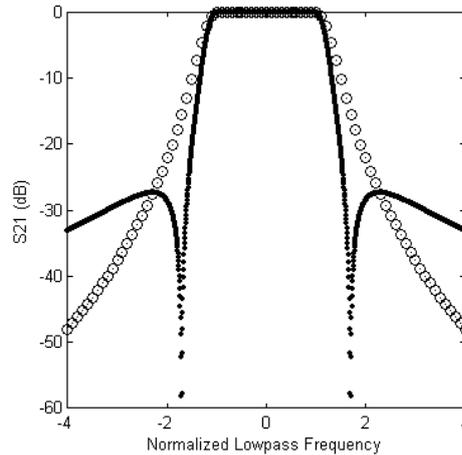


圖 5.1-2 4 階準橢圓函數濾波器與 4 階柴比契夫濾波器之比較

5.2 濾波器合成(Filter Synthesis)使用最佳化(Optimization)之分析

首先，將四階低通原型濾波器圖 5.2-1 利用 J 型轉換器(Admittance Inverter ; J Inverter)表示成四階交錯耦合低通濾波器圖 5.2-2，其原理為，讓低通原型濾波器裡的 g_0 、 g_1 、 g_2 、 g_3 、 g_4 、 g_5 對應到交錯耦合低通濾波器裡的 Y_S 、 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 Y_L ，其中， Y_S 、 Y_L 是代表輸入端波源阻抗和輸出端負阻抗其值為 1， C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 為並連電容其值也均為 1，而最重要的參數 J_{S1} 、 J_{12} 、 J_{23} 、 J_{34} 、 J_{4L} 就是低通的正規化耦合係數。

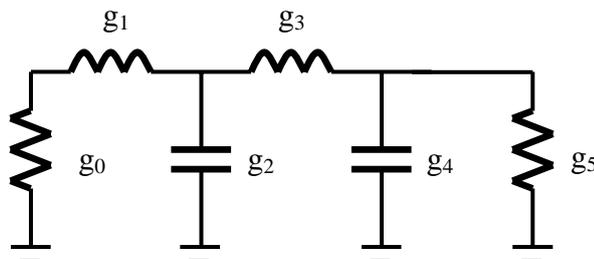


圖 5.2-1 4 階低通原型濾波器

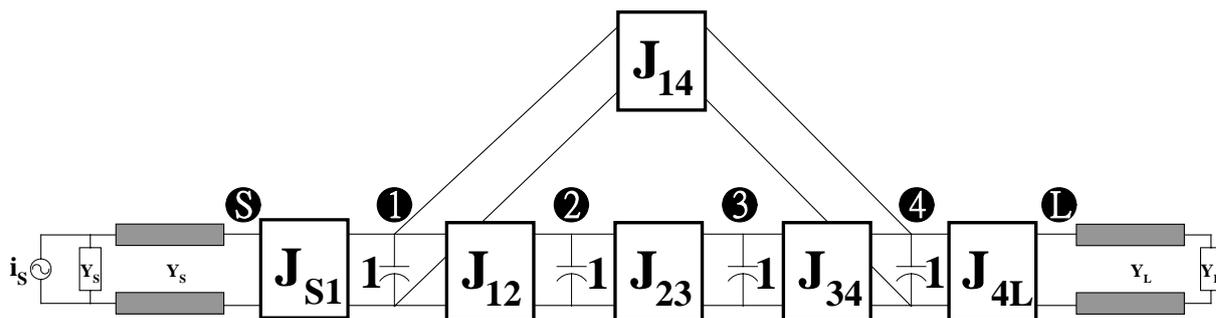


圖 5.2-2 4 階交錯耦合低通濾波器

5.2.1 理想 J 型轉換器之分析

一個理想 -90° 的J型轉換器，意思是代表在任何頻率範圍都有 -90° 轉換，不會因為不同的頻率，而使角度有所不同，其ABCD矩陣為

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{-iJ} \\ -iJ & 0 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

轉換成 Y 矩陣為

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -iJ \\ -iJ & 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

之後在 5.2.4 節會利用(5.7)式的導納矩陣，以 ADS 模擬軟體作為濾波器合成之最佳化運算。

5.2.2 四階交錯耦合低通濾波器之雙埠網路分析

在合成濾波器時，我們會先將圖 5.2-2 中的傳輸線長度設為 0，如圖 5.2-3 所示。再利用節點方程式，推導出雙埠網路之 Y 矩陣

$$\begin{bmatrix} Y_{SS} & Y_{S1} & Y_{S2} & Y_{S3} & Y_{S4} & Y_{SL} \\ Y_{1S} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{1L} \\ Y_{2S} & Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} & Y_{2L} \\ Y_{3S} & Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} & Y_{3L} \\ Y_{4S} & Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} & Y_{4L} \\ Y_{LS} & Y_{L1} & Y_{L2} & Y_{L3} & Y_{L4} & Y_{LL} \end{bmatrix}_{(6 \times 6)} \begin{bmatrix} v_S \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_L \end{bmatrix}_{(6 \times 1)} = \begin{bmatrix} i_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}_{(6 \times 1)}$$

$$[Y]_{(6 \times 6)} = \begin{bmatrix} Y_{SS} & Y_{S1} & Y_{S2} & Y_{S3} & Y_{S4} & Y_{SL} \\ Y_{1S} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{1L} \\ Y_{2S} & Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} & Y_{2L} \\ Y_{3S} & Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} & Y_{3L} \\ Y_{4S} & Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} & Y_{4L} \\ Y_{LS} & Y_{L1} & Y_{L2} & Y_{L3} & Y_{L4} & Y_{LL} \end{bmatrix}_{(6 \times 6)} = \begin{bmatrix} Y_S & -iJ_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -iJ_{S1} & i\Omega & -iJ_{12} & 0 & -iJ_{14} & 0 \\ 0 & -iJ_{12} & i\Omega & -iJ_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -iJ_{23} & i\Omega & -iJ_{34} & 0 \\ 0 & -iJ_{14} & 0 & -iJ_{34} & i\Omega & -iJ_{4L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -iJ_{4L} & Y_L \end{bmatrix}_{(6 \times 6)} \quad (5.8)$$



圖 5.2-3 4 階交錯耦合低通濾波器之雙埠網路

其中 $V_1 = v_S$ $V_2 = v_L$ $Y_S = Y_L = 1$

$$I_1 = i_s - v_S Y_S = i_s - v_S$$

$$a_1 = \frac{i_s}{2} \quad b_1 = \frac{2v_S - i_s}{2}$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = v_L$$

因此
$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2v_L}{i_s}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2v_S - i_s}{i_s} = -1 + \frac{2v_S}{i_s}$$

又
$$v_S = [Y]_{SS}^{-1} i_s \quad v_L = [Y]_{LS}^{-1} i_s$$

所以
$$S_{21} = 2 [Y]_{LS}^{-1} \quad (5.9)$$

$$S_{11} = -1 + 2 [Y]_{SS}^{-1} \quad (5.10)$$

下節會接著說明如何在頻率軸上，如何使用(5.9)式設計高拒斥力的零點。

5.2.3 傳輸零點(Transmission Zero)之分析

在許多文獻中，直接將低通的正規化耦合係數假設成

$$M_{ij} = -J_{ij}$$

我們將 Y_S 、 $Y_L=1$ 代入(5.8)式改寫成(5.11)和(5.12)式

$$[Y]_{(6 \times 6)} = \begin{bmatrix} 1 & -iJ_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -iJ_{S1} & i\Omega & -iJ_{12} & 0 & -iJ_{14} & 0 \\ 0 & -iJ_{12} & i\Omega & -iJ_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -iJ_{23} & i\Omega & -iJ_{34} & 0 \\ 0 & -iJ_{14} & 0 & -iJ_{34} & i\Omega & -iJ_{4L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -iJ_{4L} & 1 \end{bmatrix}_{(6 \times 6)} \quad (5.11)$$

$$[Y]_{(6 \times 6)} = \begin{bmatrix} 1 & iM_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ iM_{S1} & i\Omega & iM_{12} & 0 & iM_{14} & 0 \\ 0 & iM_{12} & i\Omega & iM_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & iM_{23} & i\Omega & iM_{34} & 0 \\ 0 & iM_{14} & 0 & iM_{34} & i\Omega & iM_{4L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & iM_{4L} & 1 \end{bmatrix}_{(6 \times 6)} \quad (5.12)$$

現在將零點設計在 $\Omega = \pm\Omega_a$ 處，令 $S_{21} = 2[Y]_{LS}^{-1} = 0$ ，行列式為零(5.13)可推導出公式(5.14)

$$\begin{vmatrix} M_{12} & \Omega_a & M_{23} \\ 0 & M_{23} & \Omega_a \\ M_{14} & 0 & M_{34} \end{vmatrix} = 0 \quad (5.13)$$

$$\Omega_a^2 = M_{23}^2 - \frac{M_{12}M_{23}M_{34}}{M_{14}} \quad (5.14)$$

- (1) 當 $\Omega_a^2 > 0$ 時， $M_{12}M_{23}M_{34}M_{14} < 0$ ，會有一對零點在 $j\Omega$ 軸上，而此為高拒拆力或高選擇性濾波器。圖 5.2-4(a)
- (2) 當 $\Omega_a^2 < 0$ 時， $M_{12}M_{23}M_{34}M_{14} > 0$ ，會有一對零點產生在 Σ 軸上，此濾波器在通帶內有極平坦的群速延遲。圖 5.2-4(b)

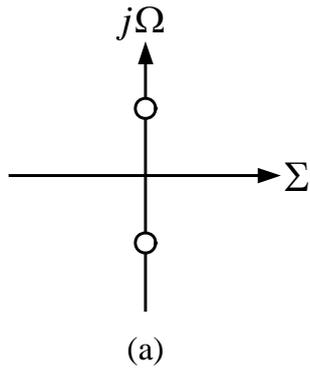


圖 5.2-4(a) 一對零點在 $j\Omega$ 軸上

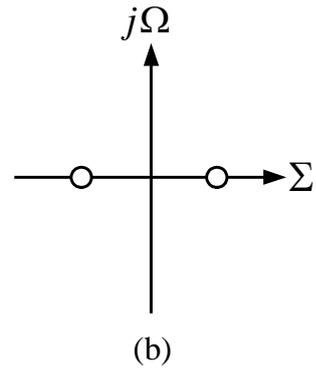


圖 5.2-4(b) 一對零點在 Σ 軸上

由(5.14)式可以發現，欲設計四階交錯耦合濾波器，要注意諧振腔之極性，整理如下。

- (1) 假設 1、4 腔為電耦合，則 2、3 腔就必須為磁耦合，但 1、2 腔和 3、4 腔電耦合或磁耦合均可，如圖 5.2-5(a)。
- (2) 假設 1、4 腔為磁耦合，則 2、3 腔就必須為電耦合，但 1、2 腔和 3、4 腔電耦合或磁耦合均可，如圖 5.2-5(b)。

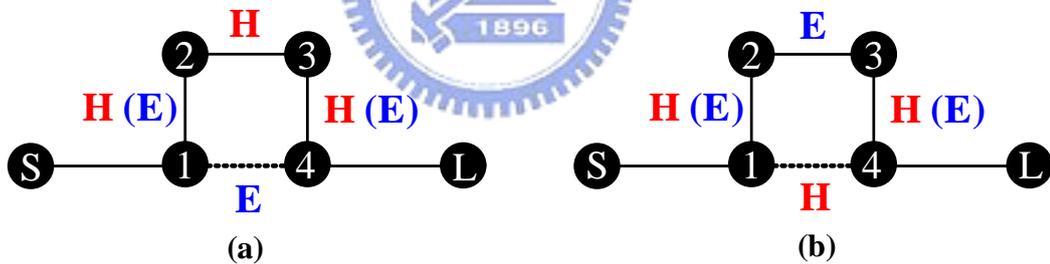


圖 5.2-5(a) 1、4 腔為電耦合，2、3 腔為磁耦合

圖 5.2-5(b) 1、4 腔為磁耦合，2、3 腔為電耦合

5.2.4 濾波器合成使用 ADS 最佳化

利用 ADS 模擬軟體將(5.7)和(5.11)式以等效電路方式實現，規格設計如下。

- $N = 4$;
- $VSWR = 1.3$ ($RL = -17.69dB$) ;
- Finite Transmission Zeros @ ± 1.7 ;
- Quasi-Elliptic Function Response ;

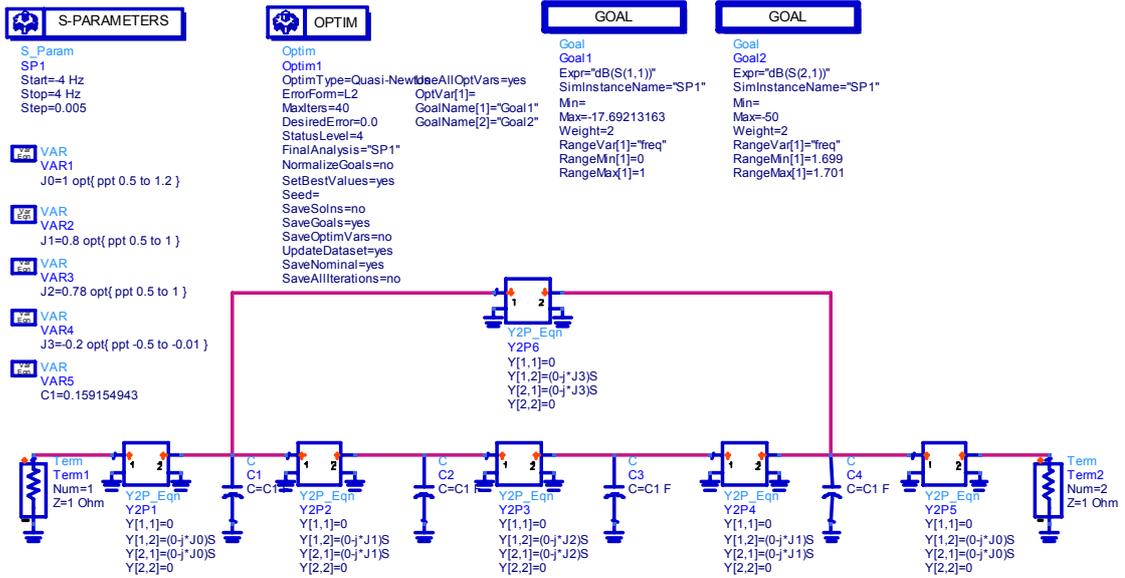


圖 5.2-6 使用 ADS 最佳化之等效電路

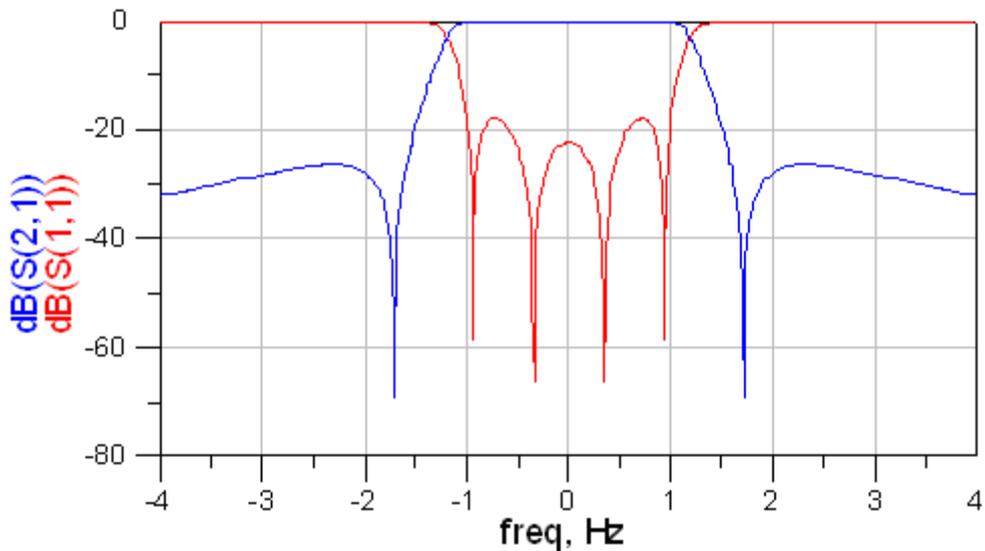


圖 5.2-7 使用 ADS 最佳化之模擬結果

J0	J1	J2	J3
0.9679	0.8078	0.7634	-0.2154

圖 5.2-6 為 ADS 最佳化的等效電路，將濾波器的規格輸入在 GOAL 裡，並將 J0、J1、J2、J3 設為最佳化變數，按下執行，即可得到圖 5.2-7 與最佳化的 J0、J1、J2、J3 值，但是要注意，等效電路的 C 值都已經除以 2π ，其目的是為了將角頻率轉成頻率。

5.3 四階交錯耦合帶通濾波器設計

5.3-1 和 5.3-2 節將會利用第四章所提的「低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔」與「高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔」製作四階交錯耦合帶通濾波器，而所使用的耦合結構是 1、4 腔為電耦合，2、3 腔為磁耦合，1、2 腔和 3、4 腔為混合型耦合。

5.3.1 使用混合低阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔

設計中心頻率為 1GHz，VSWR 為 1.3(RL = -17.69dB)、5% 頻寬且傳輸零點在 1.7 的位置之四階準橢圓函數交錯耦合帶通濾波器，利用 5.2.4 節 ADS 最佳化結果，將內部耦合係數與外部品質因數求出。

$$k_{12} = W \times J_1 = 0.05 \times 0.8078 = 0.04039$$

$$k_{23} = W \times J_2 = 0.05 \times 0.7634 = 0.03817$$

$$k_{34} = W \times J_1 = 0.05 \times 0.8078 = 0.04039$$

$$k_{14} = W \times J_3 = 0.05 \times (-0.2154) = -0.01077$$

$$Q_{extS} = \frac{1}{W \times J_0^2} = \frac{1}{0.05 \times (0.9679)^2} = 21.348$$

$$Q_{extL} = \frac{1}{W \times J_0^2} = \frac{1}{0.05 \times (0.9679)^2} = 21.348$$

先以電磁模擬軟體求出第一和第二諧振腔之耦合係數 k_{12} ，然後將兩個諧振腔間之距離變化經模擬所求得之耦合係數值與距離間之變化結果畫成如圖 5.3-1，由於此濾波器為一對稱電路，所以第三和第四諧振腔之耦合係數相等($k_{12}=k_{34}$)。

接下來以相同的方法求出第二和第三諧振腔之耦合係數 k_{23} 以及第一和第四諧振腔之耦合係數 k_{14} ，將兩個諧振腔間的距離變化經模擬所求得之耦合係數值與距離間的變化結果分別畫成如圖 5.3-2、圖 5.3-3。

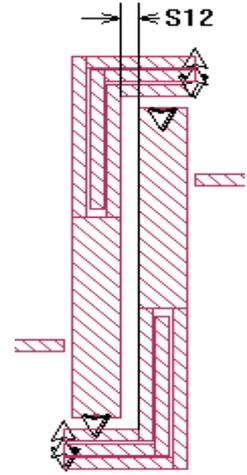
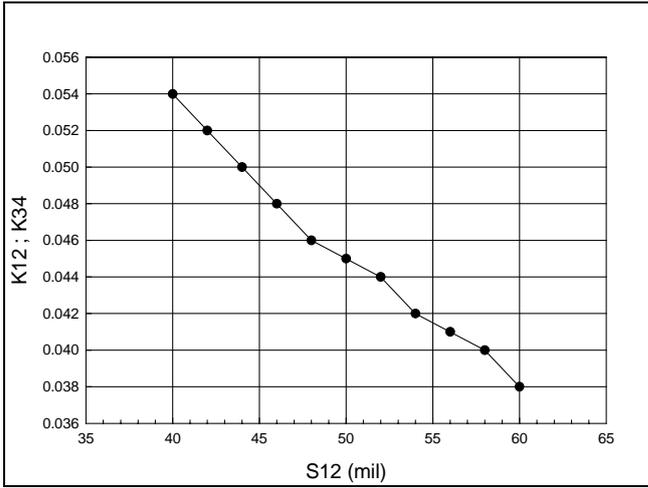


圖 5.3-1 1、2 腔與 3、4 腔之內部耦合係數

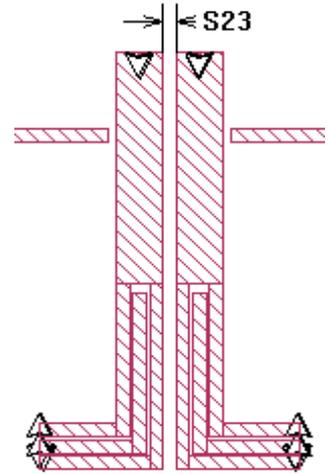
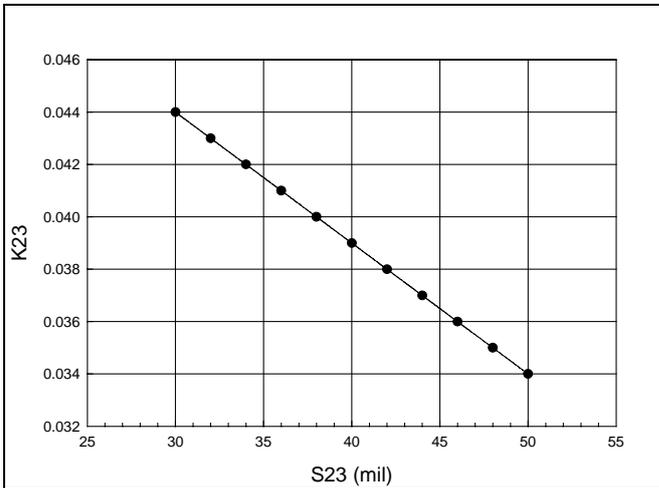


圖 5.3-2 2、3 腔之內部耦合係數

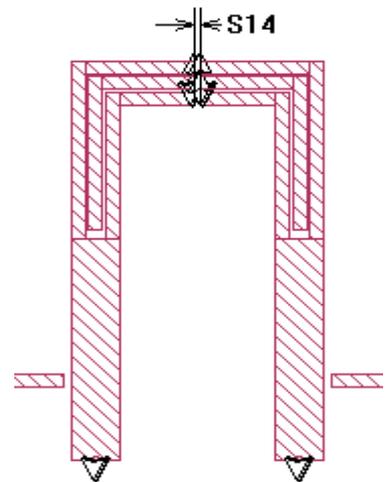
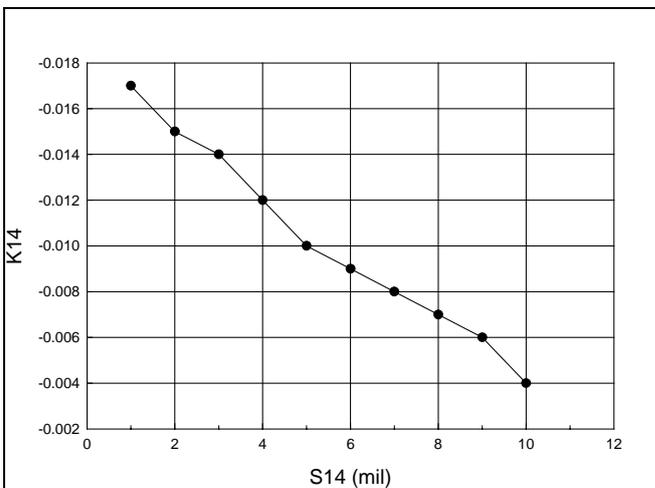


圖 5.3-3 1、4 腔之內部耦合係數

尚需考慮輸入端饋入點與接地點之間的距離，因為不同輸入端饋入點與接地點之距離會對應到不同的 Q 值，圖 5.3-4 為使用不同饋入點與接地點之位置所得到之曲線圖。

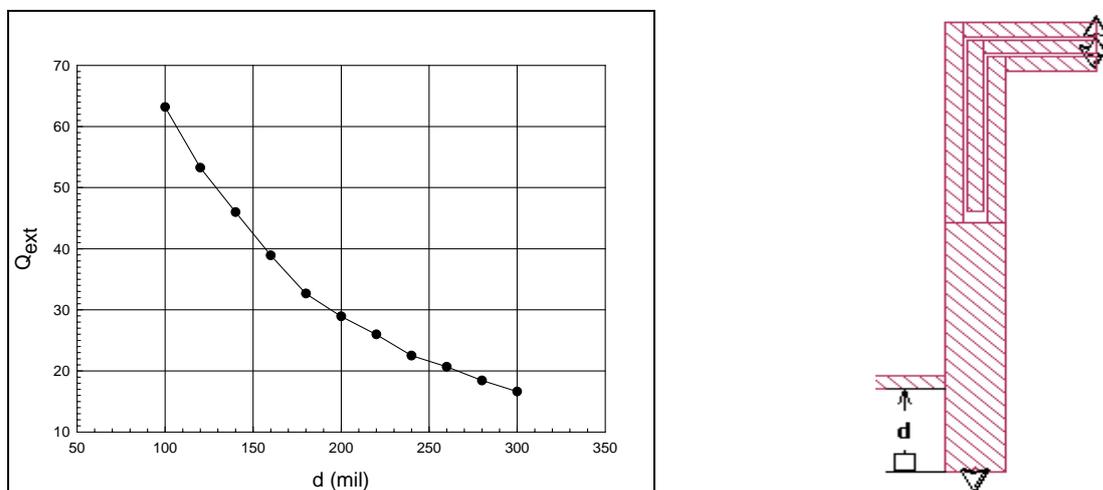


圖 5.3-4 外部品質因數

綜合上述內部耦合係數和外部品質因數，其模擬電路及實際電路如圖 5.3-5 及圖 5.3-6。通帶模擬結果和量測結果如圖 5.3-7 及圖 5.3-8，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 5.3-9 及圖 5.3-10。

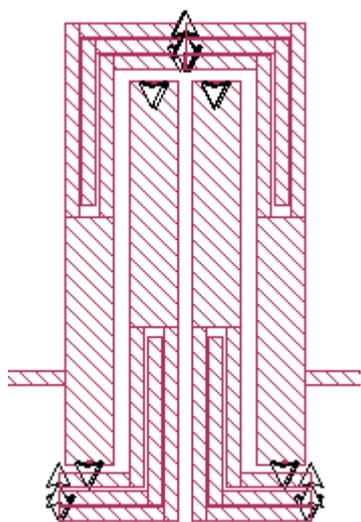


圖 5.3-5 濾波器模擬電路

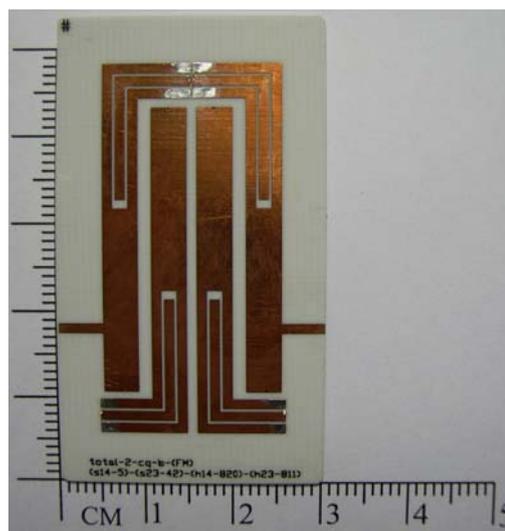


圖 5.3-6 濾波器實際電路

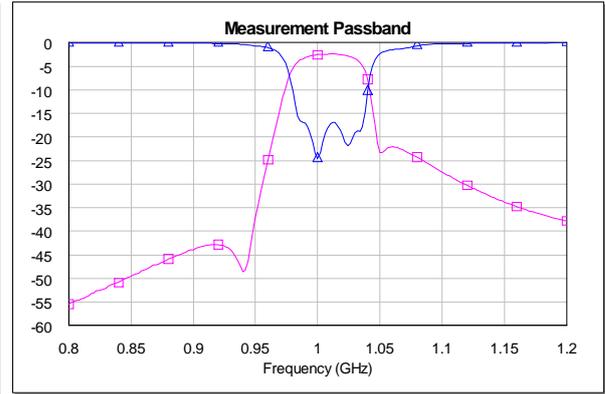
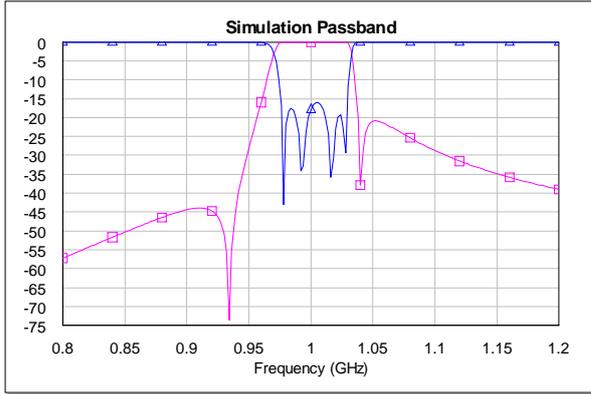


圖 5.3-7 通帶模擬結果

圖 5.3-8 通帶量測結果

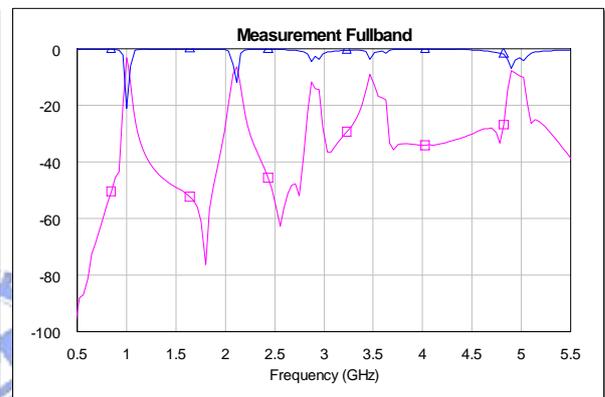
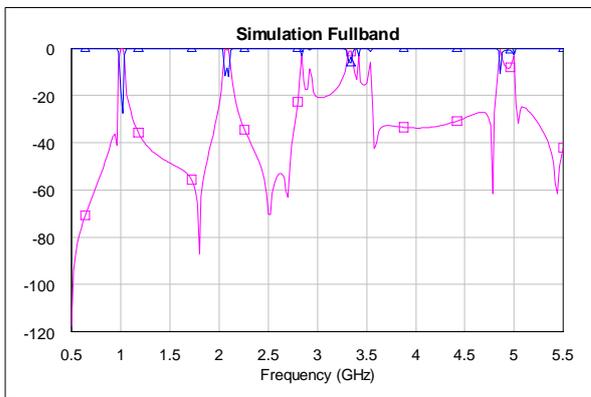


圖 5.3-9 全頻帶模擬結果

圖 5.3-10 全頻帶量測結果

5.3.2 使用混合高阻抗微帶線與背地共平面波導之諧振腔

設計中心頻率為 1GHz，VSWR 為 1.3(RL = -17.69dB)、5% 頻寬且傳輸零點在 1.7 的位置之四階準橢圓函數交錯耦合帶通濾波器，利用 5.2.4 節 ADS 最佳化結果，將內部耦合係數與外部品質因數求出。

$$k_{12} = W \times J_1 = 0.05 \times 0.8078 = 0.04039$$

$$k_{23} = W \times J_2 = 0.05 \times 0.7634 = 0.03817$$

$$k_{34} = W \times J_1 = 0.05 \times 0.8078 = 0.04039$$

$$k_{14} = W \times J_3 = 0.05 \times (-0.2154) = -0.01077$$

$$Q_{extS} = \frac{1}{W \times J_0^2} = \frac{1}{0.05 \times (0.9679)^2} = 21.348$$

$$Q_{extL} = \frac{1}{W \times J_0^2} = \frac{1}{0.05 \times (0.9679)^2} = 21.348$$

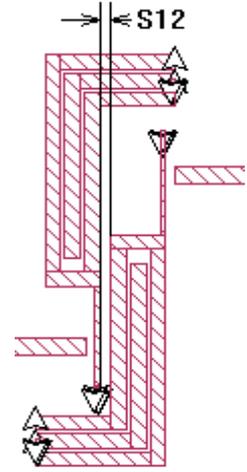
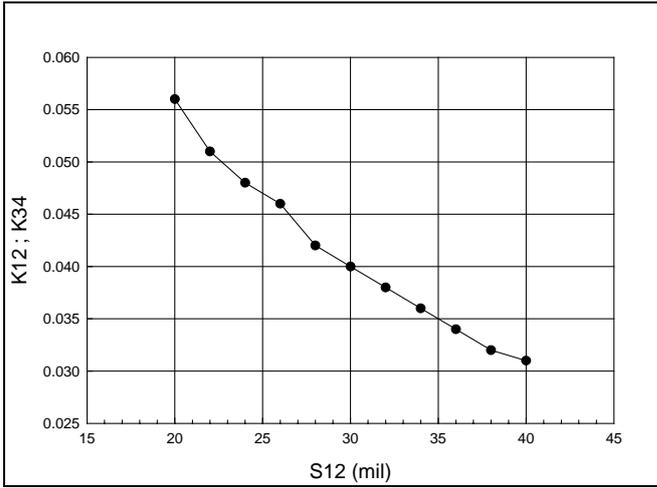


圖 5.3-11 1、2腔與3、4腔之內部耦合係數

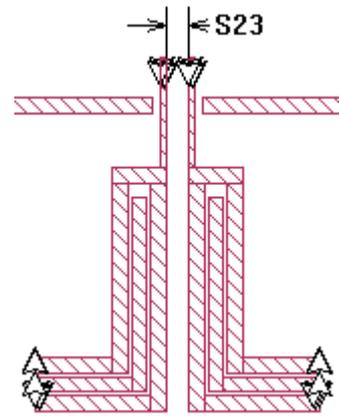
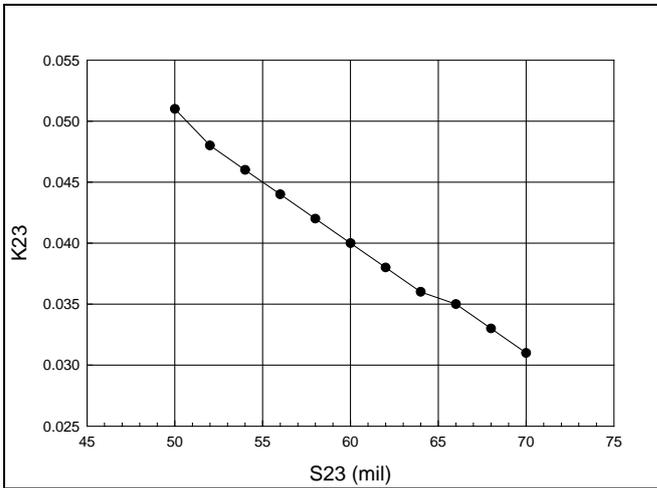


圖 5.3-12 2、3腔之內部耦合係數

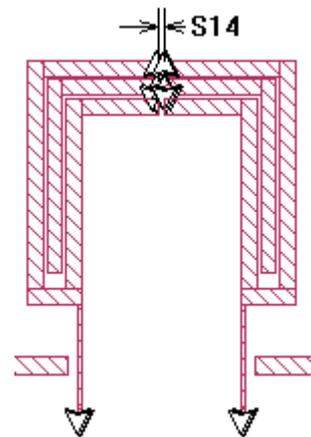
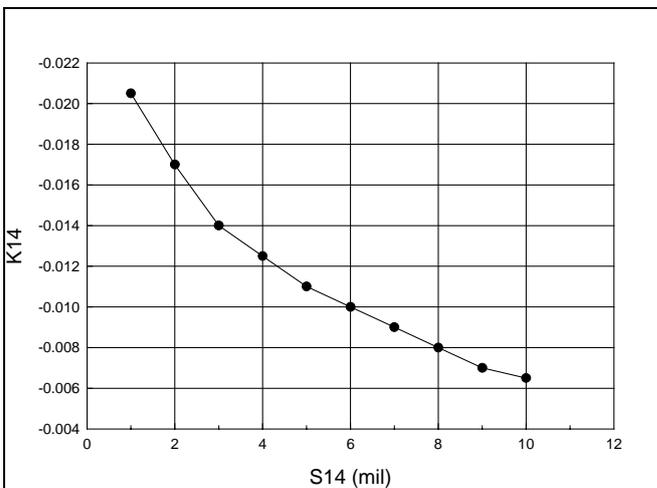


圖 5.3-13 1、4腔之內部耦合係數

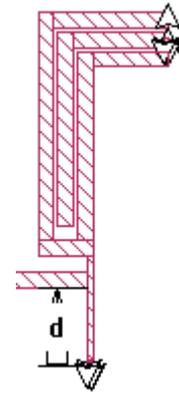
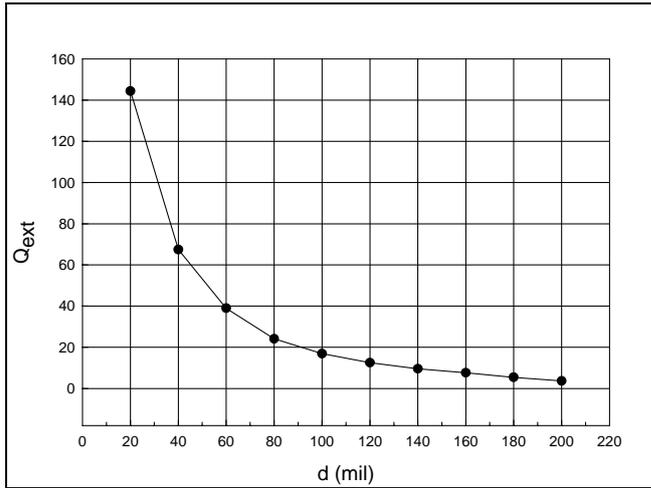


圖 5.3-14 外部品質因數

依照 5.3-1 節方法，將第一和第二諧振腔之耦合係數 k_{12} 、第二和第三諧振腔之耦合係數 k_{23} 、第一和第四諧振腔之耦合係數 k_{14} 以及外部品質因數 Q_{ext} 利用電磁模擬軟體分別求出，如圖 5.3-11、圖 5.3-12、圖 5.3-13、圖 5.3-14。

模擬電路及實際電路如圖 5.3-15 及圖 5.3-16。通帶模擬結果和量測結果如圖 5.3-17 及圖 5.3-18，全頻帶模擬結果和量測結果如圖 5.3-19 及圖 5.3-20。

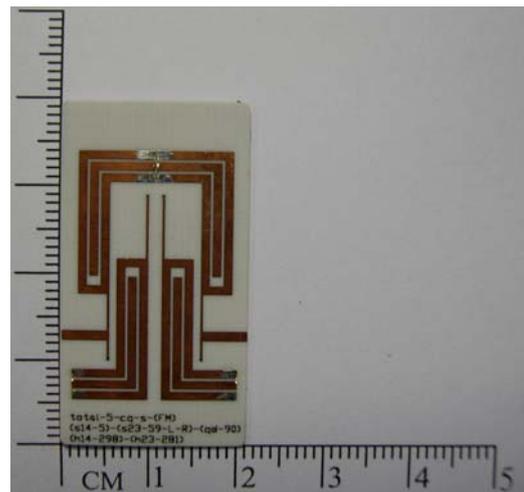
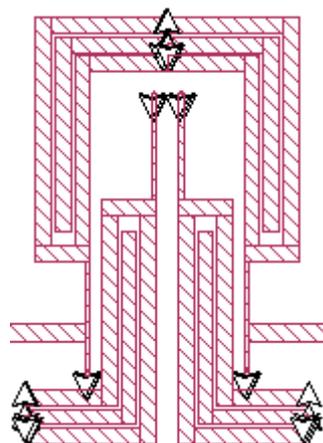


圖 5.3-15 濾波器模擬電路

圖 5.3-16 濾波器實際電路

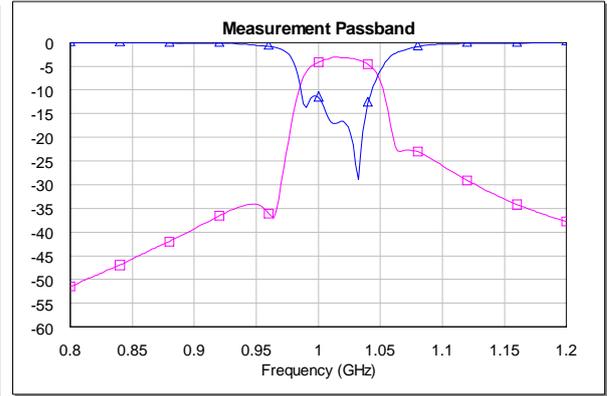
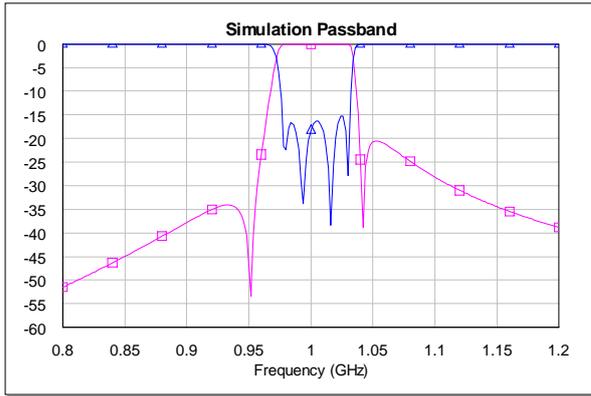


圖 5.3-17 通帶模擬結果

圖 5.3-18 通帶量測結果

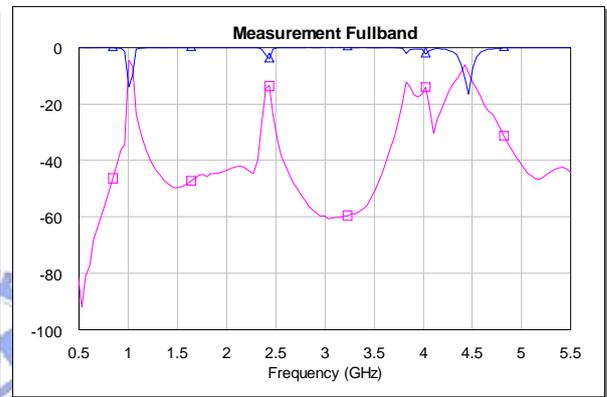
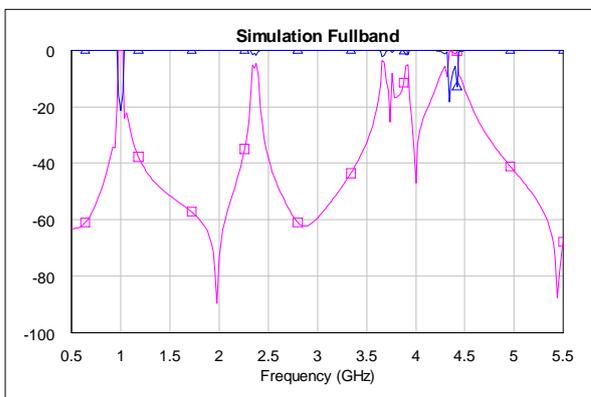


圖 5.3-19 全頻帶模擬結果

圖 5.3-20 全頻帶量測結果

5.3.3 零點位置飄移之分析

觀察圖 5-3.7 和 5-3.17 可以清楚的發現，這個結果與之前使用 ADS 最佳化之模擬結果有少許不同，上止帶零點和下止帶零點均往低頻側邊傾斜。諧振腔與諧振腔之間一定有其它多餘的耦合透過不同的路徑影響到原本零點設計位置，接下來我們合理的假設 1、3 腔和 2、4 腔多餘的交錯耦合，為影響零點位置飄移的首要因素，如圖 5.3-21。

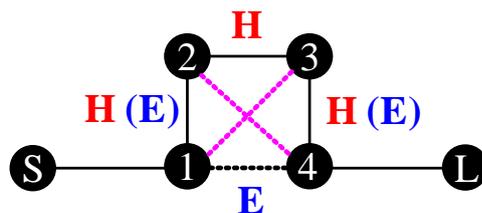


圖 5.3-21 1、3 腔和 2、4 腔交錯耦合

我們將圖 5.2-6 改為圖 5.3-22 之等效電路，現在引入了一個新的耦合參數 J4，此參數代表了 1、3 腔和 2、4 腔多餘的交錯耦合量，同樣的，使用 ADS 作最佳化分析，模擬結果為圖 5.3-23，而假設與模擬完全相同，最後證明了 1、3 腔和 2、4 腔多餘的交錯耦合為影響零點位置飄移之因素。

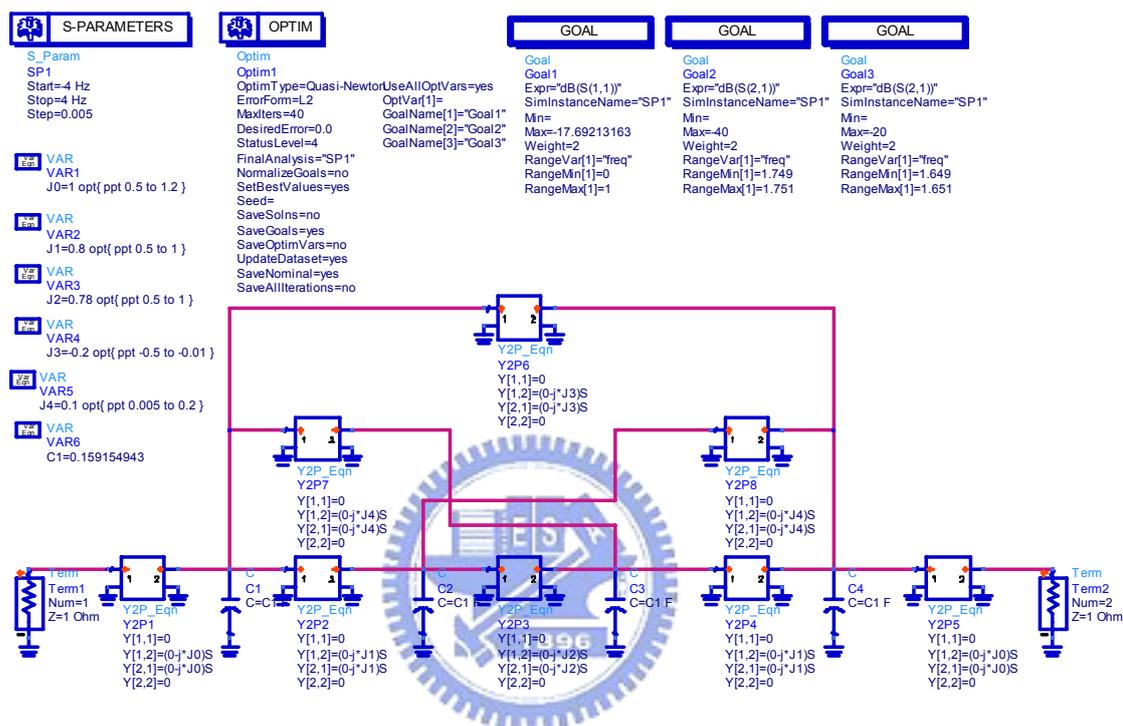


圖 5.3-22 1、3 腔和 2、4 腔交錯耦合使用 ADS 最佳化之等效電路

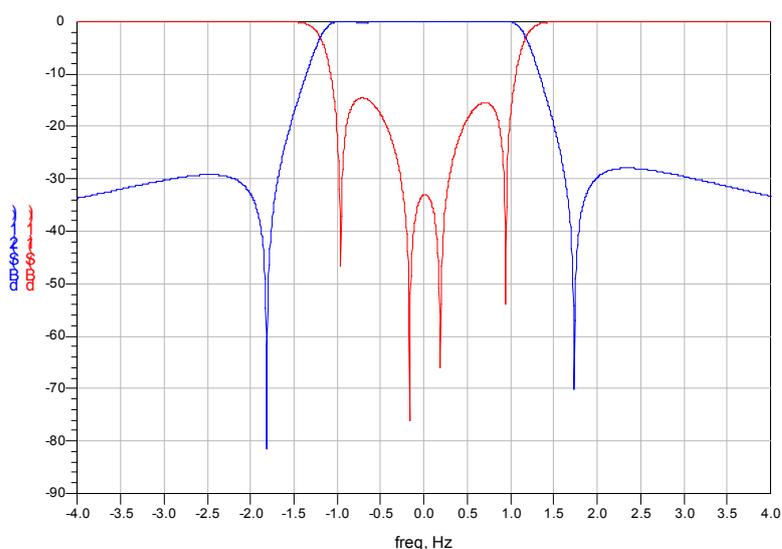


圖 5.3-22 1、3 腔和 2、4 腔交錯耦合使用 ADS 最佳化之模擬結果

J0	J1	J2	J3	J4
1.000	0.802	0.781	-0.198	0.010

(1) 電耦合：1、4腔

(2) 磁耦合：1、2腔；2、3腔；3、4腔；1、3腔；2、4腔



第六章 結論

本篇論文，開始先介紹了諧振腔的結構以及諧振頻率的求法，並透過耦合係數法的外部品質因數與內部耦合係數之方法求得其值，接著分析了步階阻抗諧振腔的諧振特性，使得濾波器尺寸微小化，並且將二次諧振頻率推至遠處，改善上止帶的抑制能力。

第四章使用了混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔，設計出四階柴比契夫梳型(Compline)、指叉型(Interdigital)、折疊型(Folded)與渦型(Spiral)帶通濾波器，並且實際製作與測量，設計尺寸相較於傳統四分之一波長短路之帶通濾波器大幅的縮小。最後量測結果顯示，中心頻率往高頻飄移之現象，這是因為，利用諧振腔所量測出的介電常數與高頻电路板的介電常數有少許的不同，是造成頻飄的主要原因。另外，使用高阻抗微帶線，可以使面積縮小和將二次諧振頻率推遠，但由於線寬較細，使得 Q 值較差，造成通帶內的介入損耗變差，反之，使用低阻抗微帶線，面積較大，無法將二次諧振頻率推遠，因為線寬較粗，Q 值較佳，通帶內的介入損耗也跟著變好。

因此利用高阻抗微帶線與低阻抗背地共平面波導之諧振腔所設計的濾波器，對於尺寸的縮小與二次諧振頻率推遠有最好的成效，不過這種設計在製程上的誤差必須要能夠儘量的降低。

第五章使用了混合微帶線與背地共平面波導之諧振腔，設計出四階準橢圓函數帶通濾波器(四階交錯耦合濾波器)，量測結果展現出交錯耦合濾波器的實用性，在有限頻率中產生一對傳輸零點，具有高拒斥力和高選擇性是其一大優點。而微帶線的粗細造成 Q 值和通帶內介入損耗好壞，且中心頻率往高頻頻飄，均與第四章相同。

參考文獻

- [1]H-W.Yao, C.Wang, and K.Zaki, “Analysis of quarter wavelength ceramic filter”, *IEEE Trans. Microwave and Theory Tech.*, vol. MTT-S, no.1, pp473-476, 1996.
- [2]H.-C.Chang, C.-C.Yen, W.-C Ku, and K.-C.Tao, “A multilay bandpass filter integrated into RF module board”, *IEEE Trans. Microwave and Theory Tech.*, vol. MTT-S, no.1, pp619-622, 1996.
- [3]David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [4]G. L. Matthiae, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [5]EM User’s Manual, Sonnet Software, Liverpool, Ny, 2005.
- [6]J. S. Wong, “Microstrip tapped-line filter design”, *IEEE Trans. Microwave and Theory Tech.*, vol. MTT-27, no.1, pp44-55, Jan. 1979.
- [7]Edward G Cristal, “Tapped-line coupled transmission lines with applications to interdigital and comblines filters”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-23, no.12, pp1007-1012, December. 1975.

[8]JIA-SHEN G, HONG and M. J. LANCASTER, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, New York: Wiley and Sons, 2001.

[9]S. Morikazu, M. Mitsuo, Y. Sadahiko, “Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-45, no.7, pp1078-1085, July. 1997.

[10]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.

[11]Ian Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, The institution of Electrical Engineers, London.



[12]Jia-Sheng Hong and Michael J. Lancaster, “Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 7, pp.1098-1107, July. 2000.