

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

以接地細帶降低低阻抗微帶線阻抗的方式來設計小型化微帶線四分之一波長步階阻抗濾波器



Miniaturization of Microstrip $\lambda/4$
Stepped-Impedance-Resonator Filters Using Low
Impedance Microstrip with Inserted Ground Strips

研究生：梁正憲

指導教授：張志揚 博士

中華民國九十六年六月

以接地細帶降低低阻抗微帶線阻抗的方式來設計小型
化微帶線四分之一波長步階阻抗濾波器

Miniaturization of Microstrip $\lambda/4$
Stepped-Impedance-Resonator Filters Using Low
Impedance Microstrip with Inserted Ground Strips

研究生：梁正憲

Student：Cheng-Hsien Liang

指導教授：張志揚 博士

Advisor：Dr. Chi-Yang Chang



A Thesis Submitted to
Department of Communication Engineering
College of Electrical Engineering
National Chiao Tung University
In Partial Fulfillment of the Requirements
For the Degree of Master of Science
In
Communication Engineering
June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年六月

以接地細帶降低低阻抗微帶線阻抗的方式來設計小型 化微帶線四分之一波長步階阻抗濾波器

研究生：梁正憲

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系



本論文提出一種新方式來將傳統的步階阻抗微帶線諧振腔縮小化。在此諧振腔結構中低阻抗部份的微帶線插入接地細帶，可以提高微帶線的等效電容，使得其特性阻抗值更為降低；與傳統的微帶線架構相比較，使用文章中所提出的方式，可以將微帶線的特性阻抗值轉換成有很大一部份由在同一平面上的訊號線及接地細帶所控制；論文中對於在諧振腔中插入接地細帶的觀念及特性有詳細地討論，同時也探討了將此種結構實際應用於平面濾波器電路上，接著也引入了交錯耦合的觀念，使濾波器在通帶二側產生一對傳輸零點來增加其選擇率，模擬及實際量測結果在文章中均有所提出。

Miniaturization of Microstrip $\lambda/4$ Stepped-Impedance-Resonator Filters Using Low Impedance Microstrip with Inserted Ground Strips

Student : Cheng-Hsien Liang

Advisor : Dr. Chi-Yang Cheng

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University



A new method to miniaturize microstrip step impedance resonator structure is proposed in this theses. Inserting ground strips in the low impedance microstrip segment results in a high effective capacitance that makes the characteristic impedance lower. Therefore, the characteristic impedance of the microstrip line is mainly controlled by the signal strips and the inserted ground strips in coplanar manner. The concepts and characteristics of this modified resonator structure are described in detail. Practical applications for planar bandpass filters employing the features of this resonator structure are discussed and fabricated. Besides, additional cross coupling structure which produces a pair of transmission zeros near the passband is also introduced to improve the skirt characteristics. Both simulated and measured results are presented.

誌 謝

在二年的學習過程中，能夠順利完成碩士學位，首先要感謝我的指導教授張志揚博士，老師不但在專業研究領域中給我莫大的教導與幫助，而且其豁達樂觀的處世態度，更是我學習的對象，同時老師對於大自然及腳踏車的熱愛，讓我們在辛苦做研究之餘也可以適時放鬆心情；我也要感謝口試委員郭仁財教授、邱煥凱教授、鍾世忠教授，他們提供了寶貴的意見及指正，使我的論文更加豐富完整。

感謝實驗室的同儕好友為崧、惟婷、英弘、慶鴻在這二年研究所生活中的照顧與包容，也要感謝博士班學長金雄、竟谷、鈞翔、建育、哲慶平日的教導與幫助，有了大家的陪伴，使得實驗室充滿歡樂的氣氛，讓研究所生活增添不少樂趣；同時，我也要感謝求學過程中眾多的好友們：維欣、玳嘉、翰丞、惠心、智仁、又澄…等，還有大學同學以及共同登山的伙伴們，有你們的陪伴真好。

我要感謝眾多疼愛我的親人們，有了你們的支持和鼓勵，讓我在求學路上即使遇到挫折時仍舊充滿信心不放棄；最後，我想將這篇論文，獻給辛苦養育我的父親—梁進通，母親—梁郭貴滿，雖然內心很遺憾慈祥的母親沒有機會看到我今日的表現，但是我相信今日努力的成果是會讓您滿意的。

梁正憲

交通大學電信所電波組

2007年6月27日

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vii
表目錄.....	xv
第一章 簡介.....	1
第二章 插入接地細帶的諧振腔介紹.....	3
2.1 插入接地細帶的微帶線諧振腔之介紹.....	5
2.2 諧振腔頻率之求法.....	6
2.3 改良加入接地細帶的諧振腔.....	7
第三章 濾波器設計參數.....	9
3.1 耦合係數法.....	9
3.1.1 低通原型濾波器.....	10
3.1.2 插入J型轉換器.....	10
3.1.3 低通原型濾波器利用J型轉換器表示.....	11
3.1.4 低通原型濾波器轉換成帶通濾波器.....	11
3.1.5 利用電納斜率參數表示帶通濾波器.....	12
3.1.6 使用耦合係數來表示帶通濾波器.....	13
3.2 內部耦合係數與外部品質因數之求法.....	15
3.2.1 內部耦合係數K之求法.....	15

3.2.2 外部品質因數 Q_{ext} 之求法.....	16
第四章 步階阻抗諧振腔及準橢圓函數帶通濾波器.....	19
4.1 步階阻抗諧振腔之分析.....	19
4.2 準橢圓函數帶通濾波器.....	26
4.2.1 準橢圓函數之介紹.....	26
4.2.2 四階交錯耦合濾波器.....	29
第五章 諧振腔特性分析.....	31
5.1 介電常數 ϵ 為 3.5.....	34
5.2 介電常數 ϵ 為 6.8.....	36
5.3 介電常數 ϵ 為 10.2.....	38
5.4 表格結果討論.....	40
5.5 諧振腔間的耦合.....	44
第六章 濾波器實作.....	46
6.1 介電常數 $\epsilon=3.5$ ，厚度 $H=20\text{mil}$	49
6.1.1 規格.....	49
6.1.2 Q 值及 K 值.....	49
6.1.3 模擬及實作結果.....	52
6.1.3-1 1 – 4 腔有耦合 (經由細線).....	52
6.1.3-2 1 – 4 腔無耦合.....	55
6.2 介電常數 $\epsilon=3.5$ ，厚度 $H=60\text{mil}$	58
6.2.1 規格.....	58
6.2.2 Q 值及 K 值.....	58
6.2.3 模擬及實作結果.....	61
6.2.3-1 1 – 4 腔有耦合 (經由細線).....	61

6.2.3-2 1 – 4 腔無耦合.....	64
6.3 介電常數 $\epsilon=10.2$ ，厚度 $H=25\text{mil}$	67
6.3.1 規格.....	67
6.3.2 Q 值及 K 值.....	67
6.3.3 模擬及實作結果.....	70
6.3.3-1 1 – 4 腔有耦合 (經由細線).....	70
6.3.3-2 1 – 4 腔無耦合.....	73
6.4 介電常數 $\epsilon=10.2$ ，厚度 $H=50\text{mil}$	76
6.4.1 規格.....	76
6.4.2 Q 值及 K 值.....	76
6.4.3 模擬及實作結果.....	79
6.4.3-1 1 – 4 腔有耦合 (經由細線).....	79
6.4.3-2 1 – 4 腔無耦合.....	82
6.5 模擬結果、量測結果數據整理及討論.....	85
第七章 其它設計實例.....	91
7.1 另一種準橢圓函數帶通濾波器.....	91
7.1.1 規格.....	92
7.1.2 Q 值及 K 值.....	92
7.1.3 模擬及實際量測結果.....	94
7.2 步階阻抗環.....	96
7.2.1 規格.....	96
7.2.2 模擬及實際量測結果.....	97
第八章 結論.....	99
參考文獻.....	101

圖目錄

第二章 加入接地細帶的諧振腔介紹

圖 2.0-1 四分之一波長交錯柵型濾波器..... 4

圖 2.0-2 四分之一波長梳形濾波器..... 4

2.1 插入接地細帶的微帶線諧振腔之介紹

圖 2.1-1-(1) 傳統負載電容短路微帶線諧振腔..... 5

圖 2.1-1-(2) 將(1)的等效電容以插入接地細帶的方式取代之.. 5

圖 2.1-1-(3) 增加更多的平行接地細帶來降低傳輸線的特性阻抗
值..... 5

2.2 諧振腔頻率之求法

圖 2.2-1-(1) 量測諧振腔其諧振頻率的方式..... 6

圖 2.2-1-(2) 諧振腔中心頻率為 1GHz 時的情形..... 6

2.3 改良加入接地細帶的諧振腔

圖 2.3-1-(1) 在接地細帶的另一端加上另一個貫孔接地來消除二
次諧振頻率..... 7

圖 2.3-1-(2) 增加貫孔接地於接地細帶另一端的前後變化..... 7

圖 2.3-2 將圖 2.3-1-(1)上半部的訊號線相連起來，使訊號線等電
位並且讓諧振腔上半部的等效電容盡可能增加..... 8

第三章 濾波器設計參數

3.1 耦合係數法

圖 3.1-1 n 分別為奇數(1)及偶數(2)的低通原型濾波器..... 10

圖 3.1-2 利用 J 型轉換器將串聯電感改變至並聯電容..... 11

圖 3.1-3 低通原型濾波器利用 J 型轉換器表示..... 11

圖 3.1-4	帶通濾波器結構.....	12
圖 3.1-5	將帶通濾波器利用電納斜率參數來表示.....	13
圖 3.1-6	使用耦合係數來表示帶通濾波器.....	13
3.2 內部耦合係數與外部品質因數之求法		
圖 3.2-1	求內部耦合係數 K 之電路.....	15
圖 3.2-2	求內部耦合係數的 f_1 及 f_2 諧振頻率.....	16
圖 3.2-3-(1)	單輸入端饋入耦合電路.....	17
圖 3.2-3-(2)	單輸入端饋入耦合模擬結果之 S_{11} 相位.....	17
圖 3.2-4-(1)	雙輸入端饋入耦合電路.....	18
圖 3.2-4-(2)	雙輸入端饋入耦合模擬結果之 S_{21} 大小.....	18
第四章 步階阻抗諧振腔及準橢圓函數帶通濾波器		
4.1 步階阻抗諧振腔之分析		
圖 4.1-1	四分之一波長步階阻抗諧振腔結構.....	20
圖 4.1-2	步階阻抗諧振腔之諧振條件.....	21
圖 4.1-3	正規化諧振腔長度 L_{no} 與阻抗比值 R 之關係.....	23
圖 4.1-4	正規化二次諧振頻率與阻抗比值 R 之關係.....	25
4.2 準橢圓函數帶通濾波器		
圖 4.2-1	函數 $F_n(\Omega) = P_n(\Omega) / a^2 - \Omega^2$ 之圖.....	27
圖 4.2-2	四階準橢圓函數濾波器與四階柴比契夫濾波器之比較.....	29
圖 4.2-3-(1)	1、4 腔為電耦合，2、3 腔為磁耦合.....	30
圖 4.2-3-(2)	1、4 腔為磁耦合，2、3 腔為電耦合.....	30
第五章 諧振腔特性分析		
圖 5.0-1	傳統的四分之一波長步階阻抗諧振腔.....	31

圖 5.0-2-(1) 諧振腔的正面圖.....	32
圖 5.0-2-(2) 諧振腔的側視圖.....	32
圖 5.0-3 將 5.0-2-(1)中電路高阻抗 Z_1 部份予以上折.....	32
5.1 介電常數 ϵ 為 3.5	
圖 5.1-1 表格 5.1-4 的變化示意圖.....	35
5.2 介電常數 ϵ 為 6.8	
圖 5.2-1 表格 5.2-4 的變化示意圖.....	37
5.3 介電常數 ϵ 為 10.2	
圖 5.3-1 表格 5.3-4 的變化示意圖.....	39
5.4 表格結果討論	
圖 5.4-1-(1) 模擬諧振腔其諧振頻率的電路圖.....	41
圖 5.4-1-(2) 對於不同介質 ϵ 及不同厚度 H 的基板其二次諧振頻率發生位置模擬圖.....	41
圖 5.4-2 Z_2 有加入接地細帶後的阻抗比值 R 與 W_L 、 ϵ 、 H 之關係.....	43
5.5 諧振腔間的耦合	
圖 5.5-1 諧振腔於主諧振頻率時的電流分佈圖.....	44
圖 5.5-2-(1) 電耦合結構.....	45
圖 5.5-2-(2) 磁耦合結構.....	45
第六章 濾波器實作	
圖 6.0-1 設計出來的濾波器結構.....	47
圖 6.0-2 模擬所設計濾波器的電流分佈圖.....	47
6.1 介電常數 $\epsilon=3.5$ ，厚度 $H=20\text{mil}$	

6.1.2 Q 值及 K 值

圖 6.1-1 外部品質因數..... 49

圖 6.1-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數..... 50

圖 6.1-3 2-3 腔內部耦合係數..... 51

6.1.3 模擬及實作結果

6.1.3-1 1 - 4 腔有耦合 (經由細線)

圖 6.1-4 模擬電路圖..... 52

圖 6.1-5 實際電路圖..... 52

圖 6.1-6 窄頻模擬結果..... 53

圖 6.1-7 窄頻量測結果..... 53

圖 6.1-8 寬頻模擬結果..... 54

圖 6.1-9 寬頻量測結果..... 54

6.1.3-2 1 - 4 腔無耦合

圖 6.1-10 模擬電路圖..... 55

圖 6.1-11 實際電路圖..... 55

圖 6.1-12 窄頻模擬結果..... 56

圖 6.1-13 窄頻量測結果..... 56

圖 6.1-14 寬頻模擬結果..... 57

圖 6.1-15 寬頻量測結果..... 57

6.2 介電常數 $\epsilon=3.5$ ，厚度 $H=60\text{mil}$

6.2.2 Q 值及 K 值

圖 6.2-1 外部品質因數..... 58

圖 6.2-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數..... 59

圖 6.2-3 2-3 腔內部耦合係數..... 60

6.2.3 模擬及實作結果

6.2.3-1 1 - 4 腔有耦合 (經由細線)

圖 6.2-4 模擬電路圖.....	61
圖 6.2-5 實際電路圖.....	61
圖 6.2-6 窄頻模擬結果.....	62
圖 6.2-7 窄頻量測結果.....	62
圖 6.2-8 寬頻模擬結果.....	63
圖 6.2-9 寬頻量測結果.....	63

6.2.3-2 1 - 4 腔無耦合

圖 6.2-10 模擬電路圖.....	64
圖 6.2-11 實際電路圖.....	64
圖 6.2-12 窄頻模擬結果.....	65
圖 6.2-13 窄頻量測結果.....	65
圖 6.2-14 寬頻模擬結果.....	66
圖 6.2-15 寬頻量測結果.....	66

6.3 介電常數 $\epsilon=10.2$ ，厚度 $H=25\text{mil}$

6.3.2 Q 值及 K 值

圖 6.3-1 外部品質因數.....	67
圖 6.3-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數.....	68
圖 6.3-3 2-3 腔內部耦合係數.....	69

6.3.3 模擬及實作結果

6.3.3-1 1 - 4 腔有耦合 (經由細線)

圖 6.3-4 模擬電路圖.....	70
圖 6.3-5 實際電路圖.....	70

圖 6.3-6 窄頻模擬結果.....	71
圖 6.3-7 窄頻量測結果.....	71
圖 6.3-8 寬頻模擬結果.....	72
圖 6.3-9 寬頻量測結果.....	72
6.3.3-2 1 - 4 腔無耦合	
圖 6.3-10 模擬電路圖.....	73
圖 6.3-11 實際電路圖.....	73
圖 6.3-12 窄頻模擬結果.....	74
圖 6.3-13 窄頻量測結果.....	74
圖 6.3-14 寬頻模擬結果.....	75
圖 6.3-15 寬頻量測結果.....	75
6.4 介電常數 $\epsilon=10.2$ ，厚度 $H=50\text{mil}$	
6.4.2 Q 值及 K 值	
圖 6.4-1 外部品質因數.....	76
圖 6.4-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數.....	77
圖 6.4-3 2-3 腔內部耦合係數.....	78
6.4.3 模擬及實作結果	
6.4.3-1 1 - 4 腔有耦合 (經由細線)	
圖 6.4-4 模擬電路圖.....	79
圖 6.4-5 實際電路圖.....	79
圖 6.4-6 窄頻模擬結果.....	80
圖 6.4-7 窄頻量測結果.....	80
圖 6.4-8 寬頻模擬結果.....	81
圖 6.4-9 寬頻量測結果.....	81

6.4.3-2 1 - 4 腔無耦合	
圖 6.4-10 模擬電路圖.....	82
圖 6.4-11 實際電路圖.....	82
圖 6.4-12 窄頻模擬結果.....	83
圖 6.4-13 窄頻量測結果.....	83
圖 6.4-14 寬頻模擬結果.....	84
圖 6.4-15 寬頻量測結果.....	84
6.5 模擬結果、量測結果數據整理及討論	
圖 6.5-1 經由跳線消除耦合槽線模.....	89
第七章 其它設計實例	
7.1 另一種準橢圓函數帶通濾波器	
圖 7.1-1 另一種準橢圓函數帶通濾波器完成電路圖.....	91
7.1.2 Q 值及 K 值	
圖 7.1-2 外部品質因數.....	92
圖 7.1-3 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數.....	92
圖 7.1-4 2-3 腔內部耦合係數.....	93
圖 7.1-5 1-4 腔內部耦合係數.....	93
7.1.3 模擬及實際量測結果	
圖 7.1-6 模擬電路及窄頻模擬結果.....	94
圖 7.1-7 實際電路及窄頻量測結果.....	94
圖 7.1-8 寬頻模擬結果.....	95
圖 7.1-9 寬頻量測結果.....	95
7.2 步階阻抗環	
圖 7.2-1 環型諧振腔結構.....	96

7.2.2 模擬及實際量測結果

圖 7.2-2 模擬電路圖.....	97
圖 7.2-3 窄頻模擬結果.....	97
圖 7.2-4 寬頻模擬結果.....	97
圖 7.2-5 實際電路圖.....	98
圖 7.2-6 窄頻量測結果.....	98
圖 7.2-7 寬頻量測結果.....	98



表 目 錄

第五章 諧振腔特性分析

5.1 介電常數 ϵ 為 3.5

表格 5.1-1 高阻抗部份 Z_1 的傳統微帶線結構 ($W_H=5\text{mil}$)，根據不同的厚度 H 來量測其阻抗:(圖 5.0-1).....	34
表格 5.1-2 低阻抗部份 Z_2 未加入接地細帶時的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗:(圖 5.0-1).....	34
表格 5.1-3 低阻抗部份 Z_2 加入接地細帶後的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗:(圖 5.0-3).....	34
表格 5.3-4 傳統步階阻抗微帶線諧振腔其高低阻抗比值 R 及加入接地細帶後其阻抗比值 R 的變化.....	35

5.2 介電常數 ϵ 為 6.8

表格 5.2-1 高阻抗部份 Z_1 的傳統微帶線結構 ($W_H=5\text{mil}$)，根據不同的厚度 H 來量測其阻抗:(圖 5.0-1).....	36
表格 5.2-2 低阻抗部份 Z_2 未加入接地細帶時的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗:(圖 5.0-1).....	36
表格 5.2-3 低阻抗部份 Z_2 加入接地細帶後的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗:(圖 5.0-3).....	36

表格 5.2-4 傳統步階阻抗微帶線諧振腔其高低阻抗比值 R 及加入接地細帶後其阻抗比值 R 的變化..... 37

5.3 介電常數 ϵ 為 10.2

表格 5.3-1 高阻抗部份 Z_1 的傳統微帶線結構 ($W_H=5\text{mil}$)，根據不同的厚度 H 來量測其阻抗:(圖 5.0-1)..... 38

表格 5.3-2 低阻抗部份 Z_2 未加入接地細帶時的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗:(圖 5.0-1)..... 38

表格 5.3-3 低阻抗部份 Z_2 加入接地細帶後的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗:(圖 5.0-3)..... 38

表格 5.3-4 傳統步階阻抗微帶線諧振腔其高低阻抗比值 R 及加入接地細帶後其阻抗比值 R 的變化..... 39

第六章 濾波器實作

6.5 模擬結果、量測結果數據整理及討論

表格 6.5-1 模擬及實作結果整理 (介電常數 $\epsilon = 3.5$)..... 85

表格 6.5-2 模擬及實作結果整理 (介電常數 $\epsilon = 10.2$)..... 86

表格 6.5-3 濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 3.5$, 厚度 $H = 20\text{mil}$)... 87

表格 6.5-4 濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 3.5$, 厚度 $H = 60\text{mil}$)... 87

表格 6.5-5 濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 10.2$, 厚度 $H = 25\text{mil}$).. 88

表格 6.5-6 濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 10.2$, 厚度 $H = 50\text{mil}$).. 88

第一章 簡介

現代的無線通訊對於高性能濾波器的需求十分龐大，如何做出體積小、價格低廉、高性能的濾波器是目前的趨勢，以往四分之一波長微帶線諧振腔是常用的一種結構，而目前研究縮小化濾波器主要可以分為幾個方面來討論：(1)、使用高介電常數的材料 [1]，(2)、將平面的諧振腔折疊彎曲或使用多層技術形成三度空間結構來縮小 [2]-[4]，(3)、使用準橢圓函數 (quasi-elliptic function) 之頻率響應來降低其階數 [3],[5]-[7]，(4)、使用步階阻抗 (stepped-impedance) 的方式 [8]-[10]。另外，如何消除或推遠偽頻通帶 (spurious passband) 更是目前重要的一門課題。

第二章介紹本論文所採用加入接地細帶 (ground strips) 來降低傳輸線特性阻抗的概念，並且循序漸進的說明如何將接地細帶應用在所要設計的諧振腔內部。

第三章引入論文中設計濾波器所採用的耦合係數法概念，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的特性，巧妙地將低通原型濾波器的集總式 (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) 所表示的帶通濾波器等效電路，這些推導結論將作為往後章節濾波器的設計基礎。

第四章首先介紹步階阻抗諧振腔的特性，適當選擇諧振腔中高低阻抗比值，不僅可以將濾波器尺寸縮小，同時更將第一個偽頻通帶推至遠處，使得上止帶 (upper stopband) 具有良好的抑制能力。

接下來說明準橢圓函數的特性，控制諧振腔彼此間電耦合

(electric coupling) 及磁耦合 (magnetic coupling) 的極性，利用交錯耦合 (cross coupling) 的概念，設計出一對傳輸零點 (transmission zero) 在濾波器的通帶 (passband) 二側，以提高其選擇率 (selectivity)，所以文章中我們運用此觀念設計出具有一對傳輸零點的四階交錯耦合濾波器。

第五章將前面所提到的步階阻抗及接地細帶的觀念結合，觀察四分之一波長步階阻抗諧振腔加入接地細帶後的特性，在本論文中，我們是採取在低阻抗處加入接地細帶使得微帶線其特性阻抗值在相同的寬度及厚度大小下更為降低，諧振腔中低阻抗對高阻抗的比值因而下降，所以達到濾波器縮小化的目的，同時將第一個偽頻通帶推至更遠處。

第六章將前面章節所探討的觀念理論遵循第三章耦合係數法的推導結果，利用四種不同的材料：(1)、介電常數 $\epsilon=3.5$ ，厚度為 20mil，(2)、介電常數 $\epsilon=3.5$ ，厚度為 60mil，(3)、介電常數 $\epsilon=10.2$ ，厚度為 25mil，(4)、介電常數 $\epsilon=10.2$ ，厚度為 50mil，做成實際的電路成果，並且盡可能利用交錯耦合的觀念設計出有傳輸零點的濾波器，最後再將所有電路的模擬及實際量測結果做總整理，比較彼此間的關係。

第七章則表現了使用加入接地細帶的方式可應用於其它有步階阻抗結構的濾波器上（如：步階阻抗環…等），使電路能具有更小的面積及更好的性能。

第八章為本篇論文的結論，將對於前面章節所探討的觀念及所做的濾波器做一個整體的評論，可以印證本論文所提出的方式能夠做出體積小、高性能的濾波器。

第二章 插入接地細帶的諧振腔介紹

在微波積體電路 (MIC) 及單晶微波積體電路 (MMIC) 中，微帶線是最常用的傳輸線結構，它具有許多優點，例如：價格低廉、體積小、沒有截止頻率 (cutoff frequency) 以及很好的重覆性 (repeatability) 便於大量生產…等，但是使用微帶線有品質因數 (quality factor) Q 值較低的缺點，所以能量損耗會較大；在傳統的濾波器設計上，會使用不同的諧振腔長度來製作，如：二分之一波長、四分之一波長…等，其中使用微帶線四分之一波長短路諧振腔（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，而且也使得電性 (electric) 或磁性 (magnetic) 的交錯耦合成為可能。

以往利用四分之一波長短路諧振腔來製作濾波器大都是使用等效電路來分析 [11]，但是所得到的誤差相對而言會比較大；而其中使用四分之一波長諧振腔最大的缺點，就是只能製作交錯柵型 (interdigital) 濾波器，如圖 2.0-1；梳形 (compline) 濾波器則因為耦合長度為 90° ，所以其耦合量為零，故無法製作，如圖 2.0-2。

對於傳統的四分之一波長微帶線諧振腔，其第一個偽頻通帶 (spurious passband) 出現在三倍的中心頻率 [12]；以往為了將微帶線的尺寸更為縮小，可以在四分之一波長微帶線的開路端加上一個集總式電容元件 (lumped-element capacitor)，而且當此電容值越大時，則微帶線的長度更為縮短，同時也造成第一個偽頻通帶會在更遠的頻率位置出現；另一個很熱門的架構是使用步階阻抗 (stepped-impedance) 的方式，也可以讓微帶線諧振腔的長度大幅縮短，並且將偽頻通帶推至遠處，同時以上二種方式因為諧振腔的長度均小於四分之一波長，

所以沒有耦合量為零 (耦合長度為 90°) 的問題存在。

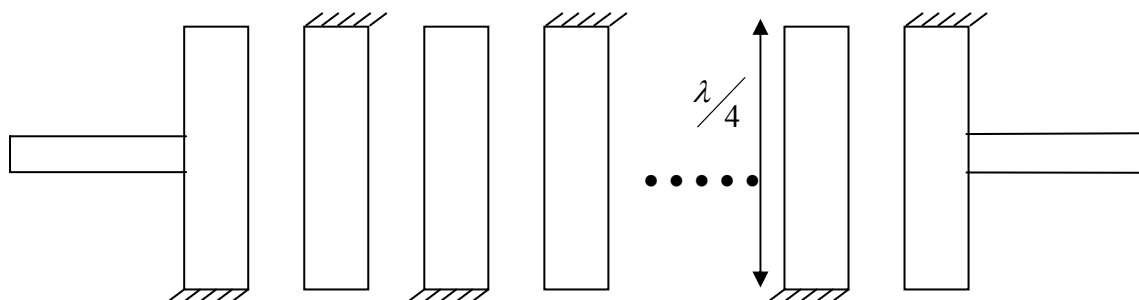


圖 2.0-1 四分之一波長交錯柵型 (interdigital) 濾波器

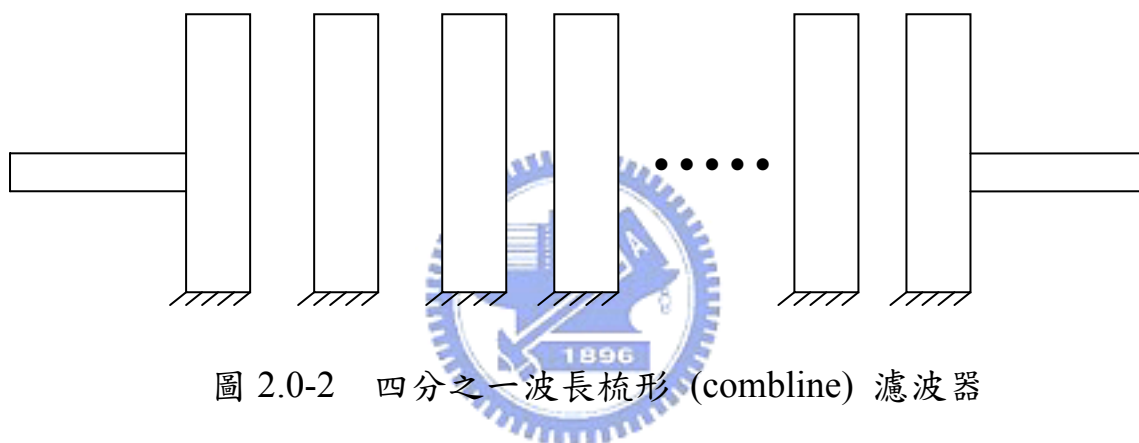


圖 2.0-2 四分之一波長梳形 (comblines) 濾波器

以往改變微帶線諧振腔的特性可以採用在其上層訊號線內部加入金屬細線或在接地面上挖槽 [13],[14]，而在本論文中，我們提出了在諧振腔內部加入接地細帶 (ground strips) 的方式，以此降低傳輸線特性阻抗來設計小型化微帶線四分之一波長步階阻抗濾波器；使用插入接地細帶的方式，我們可以增加微帶線的等效電容，使得其特性阻抗值與傳統微帶線在相同尺寸大小下更為降低，將此種結構搭配步階阻抗諧振腔，應用在步階阻抗濾波器上，進而將濾波器的尺寸更為縮小，並且讓偽頻通帶推至更遠處。

2.1 插入接地細帶的微帶線諧振腔之介紹：

首先，如圖 2.1-1-(1)所示，考慮一個傳統的負載電容短路微帶線諧振腔，諧振腔的上半部跟下半部可以經由貫孔 (via hole) 接地；接著，將 2.1-1-(1)的電路轉換成如圖 2.1-1-(2)所示，諧振腔的上半部使用插入接地細帶的方式來取代圖 2.1-1-(1)的負載電容，同時經由微帶線理論 [11]，當傳輸線上的等效電容值越大時，其所對應的特性阻抗值越小，所以我們可以将更多的接地細帶平行插入，產生更大的等效電容，進而來降低微帶線的特性阻抗值，如圖 2.1-1-(3)所示 (在後面章節中，我們是使用加入接地細帶的方式來降低步階阻抗諧振腔中低阻抗部份的特性阻抗值)，觀察圖 2.1-1-(3)的結構，諧振腔的上半部為加入接地細帶後的微帶線，而下半部為傳統的微帶線架構，將此二種架構結合，完成之後我們所需要的諧振腔基本型式。

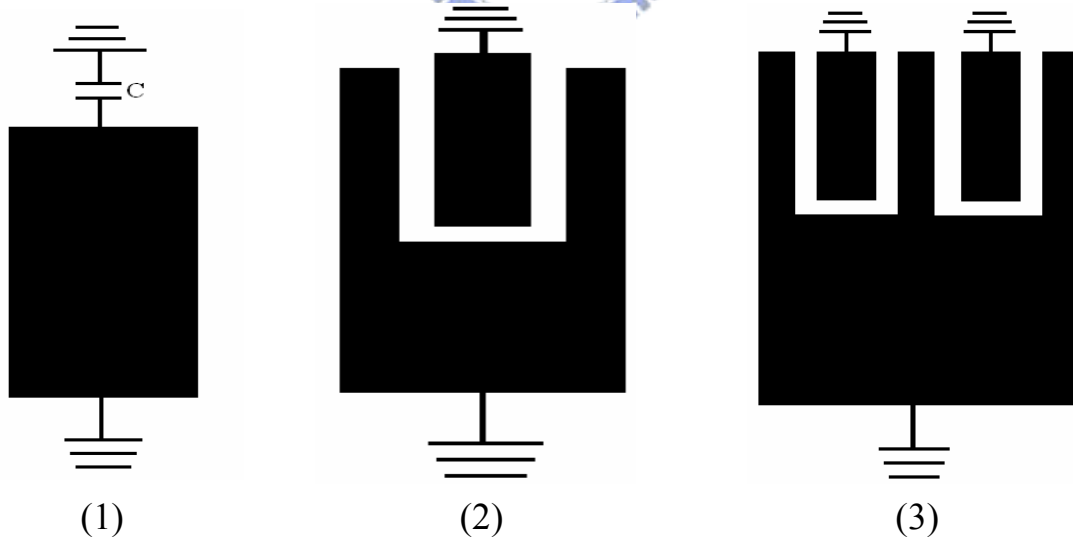


圖 2.1-1 (1)傳統負載電容短路微帶線諧振腔 (2)將(1)的等效電容以插入接地細帶的方式取代之 (3)增加更多的平行接地細帶來降低傳輸線的特性阻抗值

2.2 諧振腔頻率之求法：

經由前一小節的說明，我們對於之後所要設計的諧振腔有了基本認知後，接下來探討如何讓諧振腔的諧振頻率落在所要求的頻率上，此頻率一般說來也就是所要設計的濾波器中心頻率；要明瞭此諧振腔的諧振頻率可以採取圖 2.2-1-(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，利用電磁模擬軟體，觀察其反射損耗 (return loss) 即可得到諧振腔的中心頻率，其中下凹處即為此諧振腔的諧振頻率，但是要注意不可以耦合太多的能量，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設計採用的中心頻率均為 1GHz，其諧振腔所模擬出來的結果如圖 2.2-1-(2)所示。

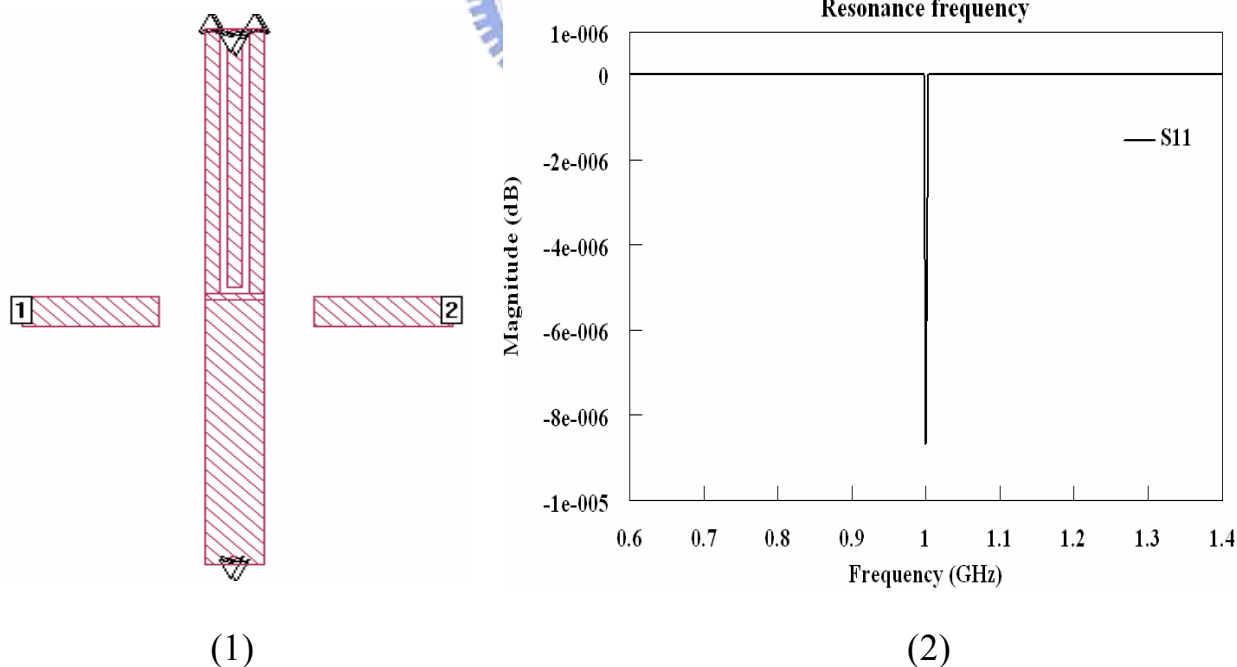


圖 2.2-1 (1)量測諧振腔其諧振頻率的方式 (2)諧振腔中心頻率為 1GHz 時的情形

2.3 改良加入接地細帶的諧振腔：

先前圖 2.1-1-(3) 可以看成是二個不同傳輸線結構的電路，但是其整體架構可以看成是一個諧振腔，但是由二個諧振腔所組合而成；第一個諧振腔，由上半部加入接地細帶後的微帶線以及下半部的傳統微帶線結構所共同組成；第二個諧振腔則為上半部的接地細帶所組成，每一根接地細帶為傳統的四分之一波長短路諧振腔，而圖 2.1-1-(3) 諧振腔其整體的第二次諧振頻率的發生就是由接地細帶的主諧振頻率所造成，而第三次諧振頻率則為整體諧振腔的二次諧振頻率，所以我們在接地細帶的另一端多增加一個貫孔接地，如圖 2.3-1-(1) 所示，來消除由接地細帶所額外產生的第二次諧振頻率，其變化示意如圖 2.3-1-(2)，而第三次諧振頻率的改善，則在後面章節會有所敘述。

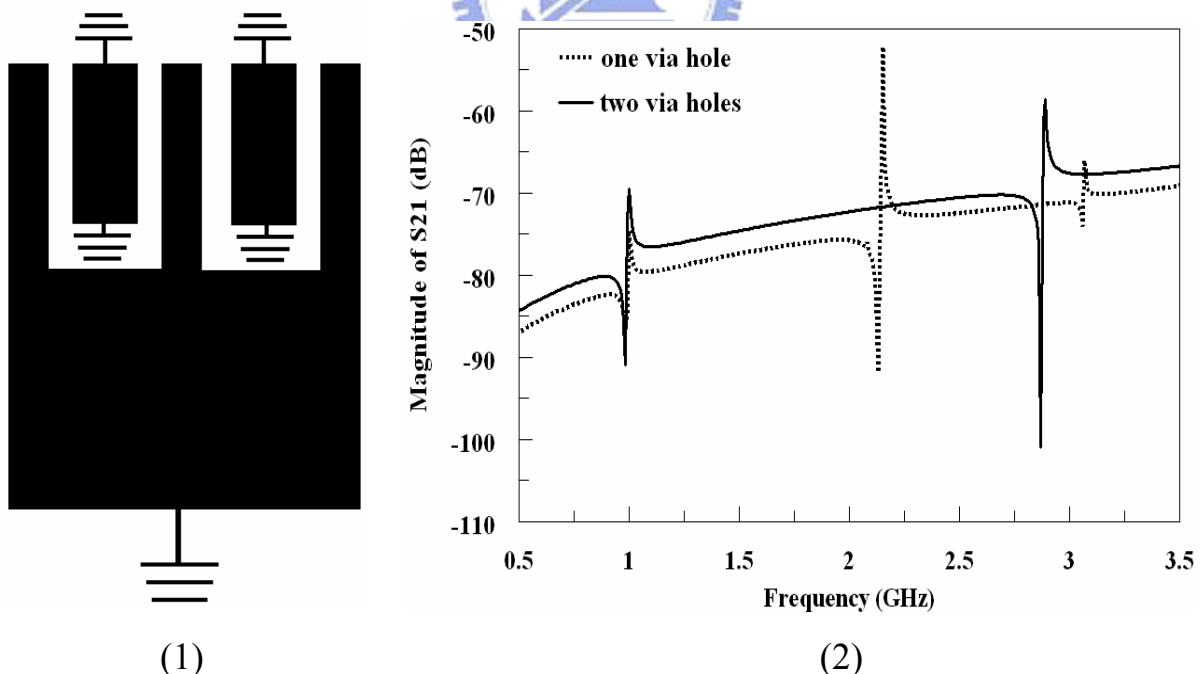


圖 2.3-1 (1)在接地細帶的另一端加上另一個貫孔接地來消除二次諧振頻率 (2)增加貫孔接地於接地細帶另一端的前後變化

為了讓訊號線等電位，同時將電路上半部的等效電容盡可能增加，所以我們再將圖 2.3-1-(1)的諧振腔結構轉換成如下圖 2.3-2。

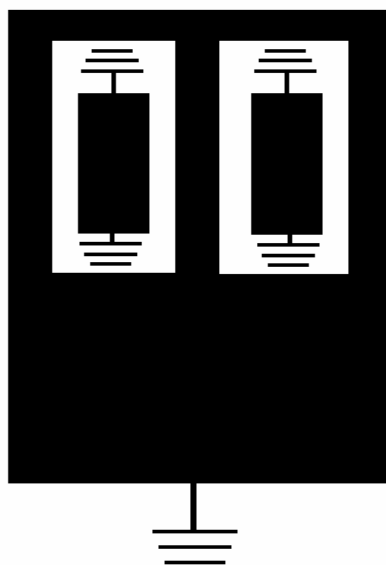


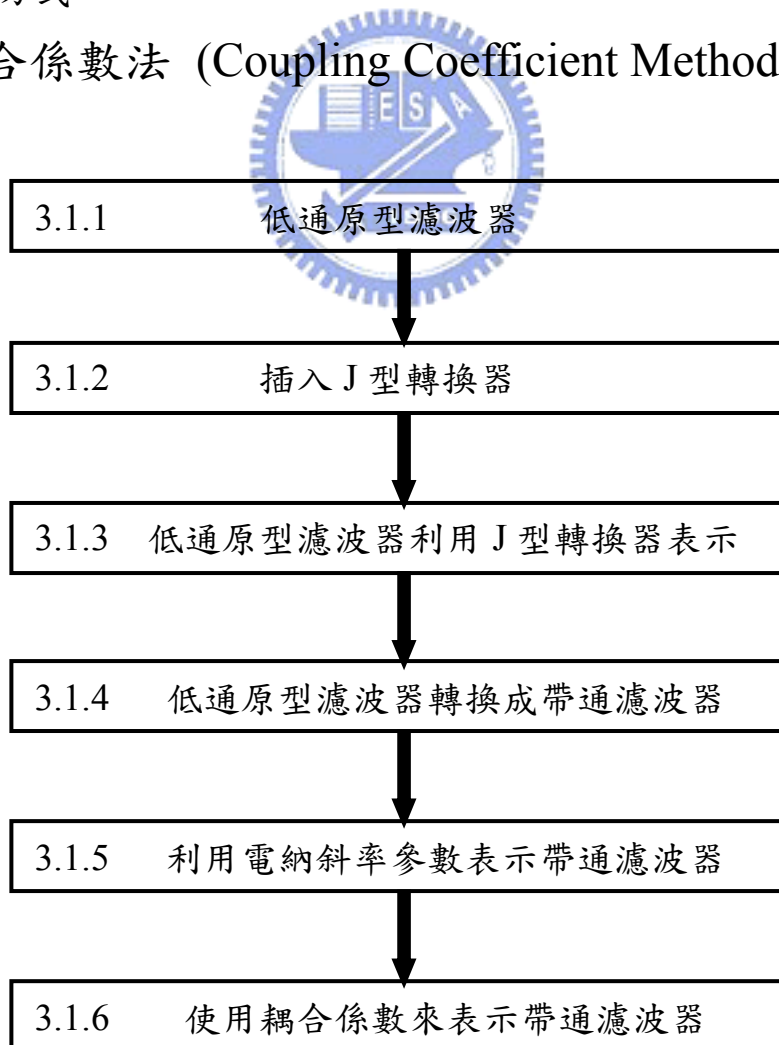
圖 2.3-2 將圖 2.3-1-(1)上半部的訊號線相連起來，使訊號線等電位並且讓諧振腔上半部的等效電容盡可能增加

有了此章對於諧振腔插入接地細帶後的基本認知，接下來的章節將會把步階阻抗 (stepped-impedance) 的觀念引入，討論此種諧振腔之特性，證明使用加入接地細帶的方式可以將傳統的步階阻抗諧振腔縮小化，同時把二次諧振頻率推至更遠處，之後再引入交錯耦合 (cross coupling) 的觀念，使濾波器在通帶 (passband) 二側產生一對傳輸零點 (transmission zero) 來提高其選擇率 (selectivity)，最後設計出合乎我們所要求的濾波器。

第三章 濾波器設計參數

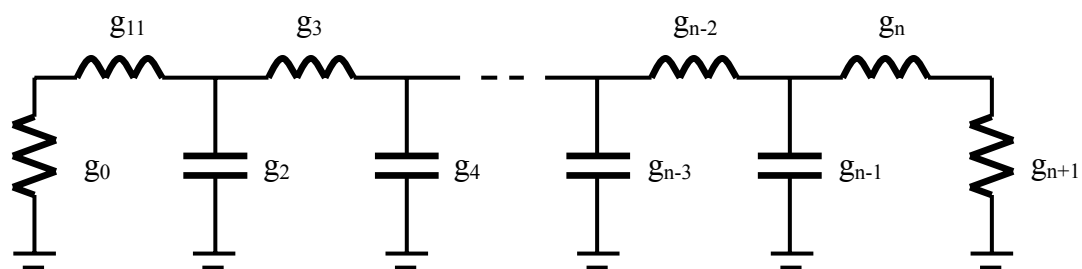
耦合係數法 (coupling coefficient method) 的優點，是能將現有濾波器的標準原型，例如廣泛使用的柴氏響應 (Chebyshev response)，透過電磁模擬軟體分析求出諧振腔耦合量以及濾波器尺寸間的對應，簡單快速的完成濾波器設計，其中外部品質因數 (external quality factor) 與內部耦合係數 (internal coupling coefficient) 是兩個最重要的設計參數；本章將介紹耦合係數法的理論，從低通原型濾波器轉換成由這兩個重要參數來設計帶通濾波器的過程，之後的濾波器設計也將採用此方式。

3.1 耦合係數法 (Coupling Coefficient Method)

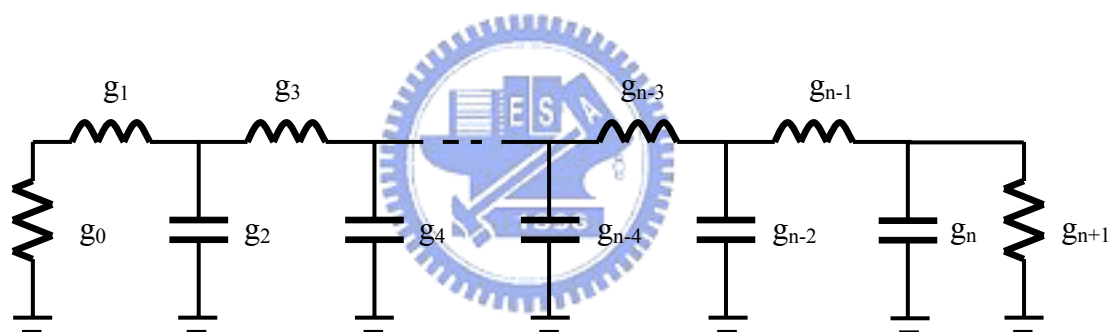


3.1.1 低通原型濾波器：

濾波器的設計，通常是從集總式元件所設計出的低通原型濾波器開始，如圖 3.1-1-(1)及 3.1-1-(2)所示， g_0, \dots, g_n 的值在給定濾波器的規格後可經由查表得知。



(1)、 n 為奇數



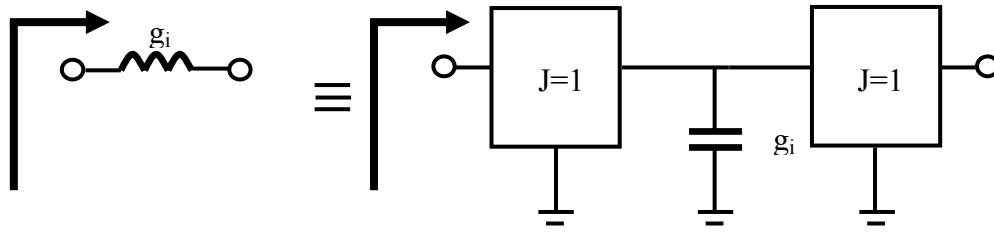
(2)、 n 為偶數

圖 3.1-1 n 分別為奇數 (1) 及偶數 (2) 的低通原型濾波器

3.1.2 插入J型轉換器：

如上圖 3.1-1 所示，因為低通原型濾波器上有並聯及串聯二種結構，但是在實際的濾波器製作上，我們希望其結構是全部使用並聯或全部使用串聯的型式，所以可以利用 J 型轉換器 (admittance inverter ; J inverter) 將串聯電感改變至並聯電容；也可利用 K 型轉換器 (impedance inverter ; K inverter) 將並聯電容改變至串聯電

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。



$$Y_{in} = \frac{1}{j\omega \times gi} \qquad Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} = \frac{1}{j\omega \times gi}$$

圖 3.1-2 利用 J 型轉換器將串聯電感改變至並聯電容

3.1.3 低通原型濾波器利用 J 型轉換器表示：

將圖 3.1-2 中的等效電路代換至圖 3.1-1-(2) 電路中的電感，則圖 3.1-1-(2) 可以變換如下圖 3.1-3。

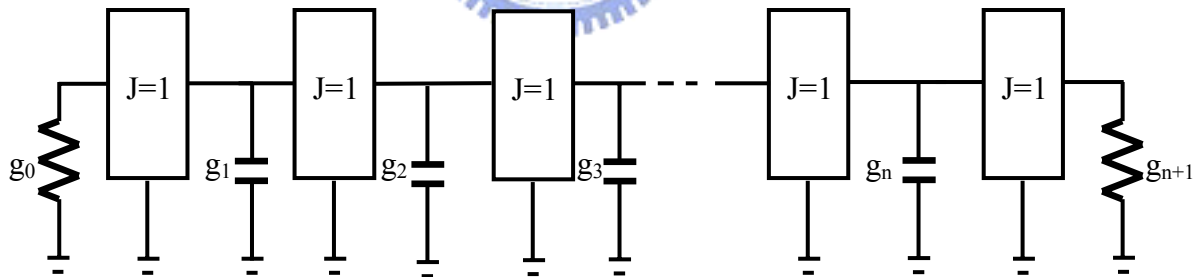


圖 3.1-3 低通原型濾波器利用 J 型轉換器表示

3.1.4 低通原型濾波器轉換成帶通濾波器：

經由頻率轉換的方式，將圖 3.1-3 的低通原型濾波器轉換成圖 3.1-4 的帶通濾波器結構。

低通濾波器到帶通濾波器間的頻率轉換如下所示：

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

$\omega_0 = 2\pi \times f_0$ f_0 為帶通濾波器的中心頻率

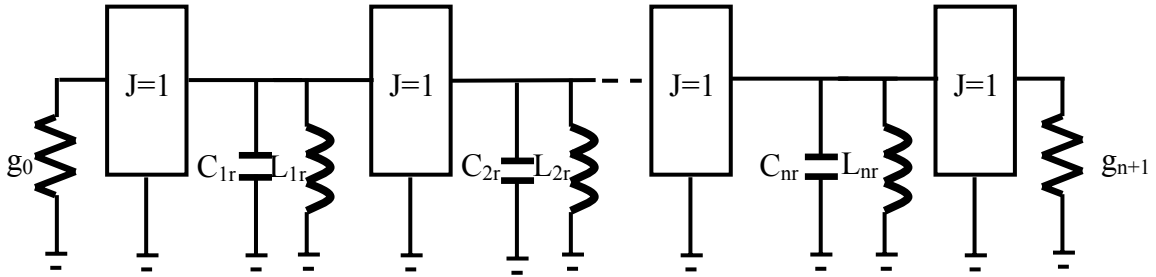


圖 3.1-4 帶通濾波器結構

其中：

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

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \text{ 為比例頻寬 (fractional bandwidth)}$$

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

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

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

b_{jr} 為第 j 個諧振腔的電納斜率參數 (susceptance slope parameter)

3.1.5 利用電納斜率參數表示帶通濾波器：

將帶通濾波器使用電納斜率參數來表示諧振腔以及非正規化訊

源 (source) 與負載 (load) 之阻抗，其轉換如圖3.1-5所示。

(所有諧振腔之諧振頻率均為 ω_0)

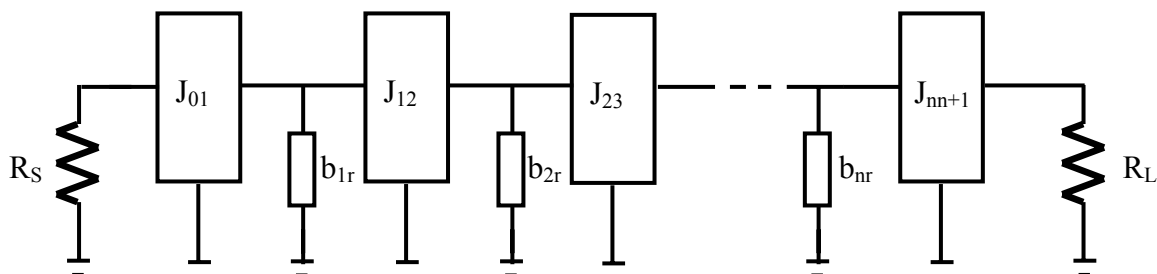


圖 3.1-5 將帶通濾波器利用電納斜率參數來表示

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

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

3.1.6 使用耦合係數來表示帶通濾波器：

最後，利用外部品質因數 Q_{ext} (external quality factor) 和內部耦合係數 K (internal coupling coefficient) [3] 來表示帶通濾波器的等效電路，如圖3.1-6。

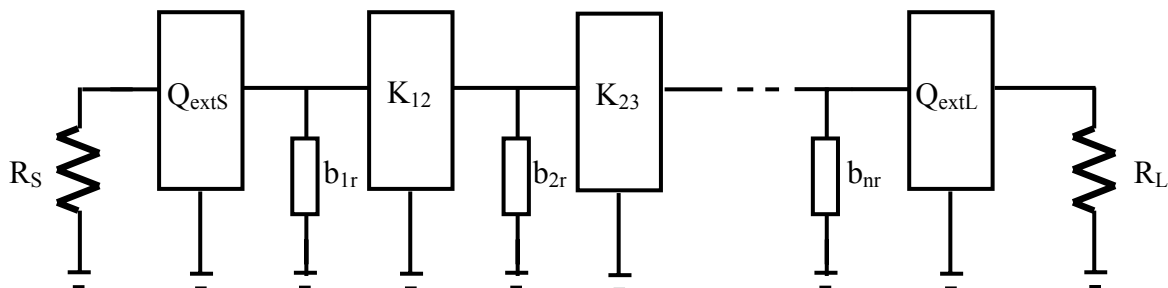


圖 3.1-6 使用耦合係數來表示帶通濾波器

其中：

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

Q_{extS} 和 Q_{extL} 分別表示第一個和最後一個諧振腔的外部品質因數之值，也就是說耦合量存在於 R_S 與 b_{1r} 以及 R_L 與 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 個和第 $j+1$ 個諧振腔間的耦合係數。

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

最後，利用電磁模擬軟體模擬頻率響應圖形，設計出與耦合係數法中外部品質因數 Q_{ext} 和內部耦合係數 K 所相對應的諧振腔尺寸，再將一個個的諧振腔接連在一起，經過些許的調整，即完成所要的帶通濾波器設計；同時可以將諧振腔尺寸變化量分別對於外部品質因數 Q_{ext} 和內部耦合係數 K 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部品質因數 Q_{ext} 和內部耦合係數 K ，將所對應的諧振腔加以組合，簡單又快速設計出所要求規格的帶通濾波器。

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 [15] 模擬電路結構，設計出與耦合係數法中外部品質因數 Q_{ext} 和內部耦合係數 K 所相對應的諧振腔尺寸大小，因為之後的濾波器設計其中心頻率均為 1GHz，諧振腔結構如圖 2.3-2 所示，因此以下的說明均以此為範例。

3.2.1 內部耦合係數 K 之求法：

在 3.1.6 節所提到的 K_{ij} 和 Q_{ext} 是說明濾波器欲設計的規格，而實際利用二個相鄰諧振腔求出內部耦合係數的電路如圖 3.2-1 [3]。

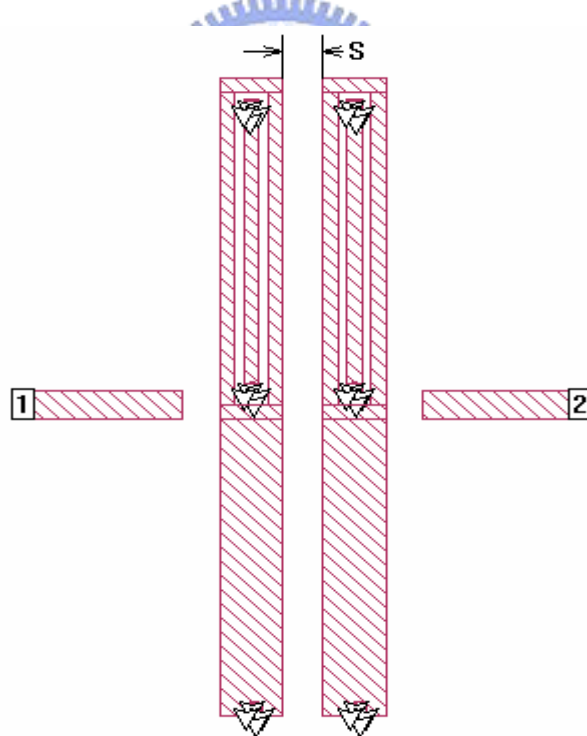


圖 3.2-1 求內部耦合係數 K 之電路

- (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，其耦合量跟二個諧振腔間的距離 S 有關。

(2)、經過模擬後可以觀察到有二個分開的諧振頻率分別為 f_1 及 f_2 ，如圖 3.2-2 所示，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 距離相隔愈遠，耦合量愈弱則 f_1 及 f_2 間距離愈近。

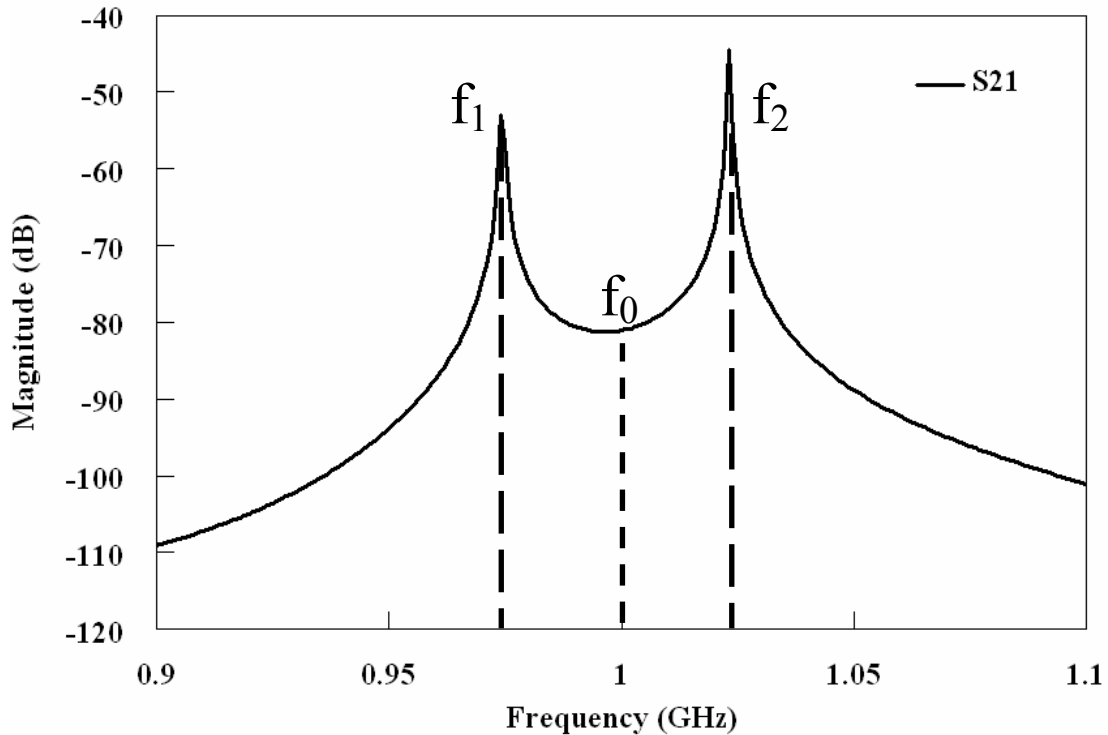


圖 3.2-2 求內部耦合係數的 f_1 及 f_2 諧振頻率

內部耦合係數 K 可用 f_1 及 f_2 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 Q_{ext} 之求法：

要求外部品質因數 Q_{ext} 可以有二種方式，分別為：(1)、單輸入端饋入耦合 (singly loaded) 及 (2)、雙輸入端饋入耦合 (doubly loaded)，分別敘述如下 [3]：

(1)、單輸入端饋入耦合 (Singly Loaded)：

將輸入端饋入，利用電磁模擬軟體，觀察圖 3.2-3-(1) S_{11} 的相

位；首先，調整諧振腔的長度，使中心頻率 f_0 所對應之 S_{11} 相位的斜率值為最大，然後以中心頻率 f_0 的相位為基準，分別加上 90° 以及減去 90° ，找出這二組相位數值分別所對應的新頻率 (f_{+90° 、 f_{-90°)，最後利用這三個頻率點 (f_{+90° 、 f_0 、 f_{-90°) 即可求出外部品質因數 Q_{ext} ，如圖 3.2-3-(2) 所示。

所以外部品質因數 Q_{ext} 可表示如下：

$$\Delta\omega_{\pm 90^\circ} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{Q_e} \quad Q_{ext} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}}$$

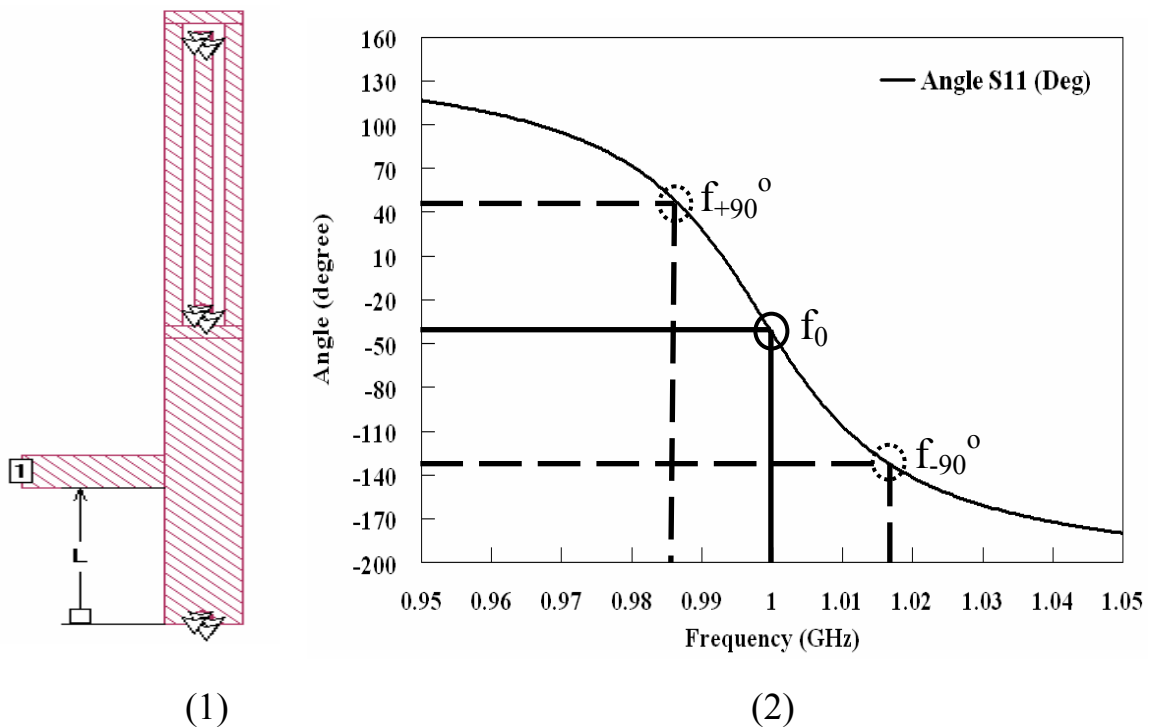


圖 3.2-3 (1)單輸入端饋入耦合電路 (2)單輸入端饋入耦合模擬結果之 S_{11} 相位

(2)、雙輸入端饋入耦合 (Doubly Loaded)：

電路如圖 3.2-4-(1)所示，由 S_{21} 中心頻率 f_0 下降 3dB 的頻率

點分別對應到頻率 f_1 及 f_2 ，同樣地，利用這三個頻率點 (f_1 、 f_0 、 f_2) 即可求出外部品質因數 Q_{ext} ，如下圖 3.2-4-(2) 所示。

所以外部品質因數 Q_{ext} 可表示為：

$$\Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_o}{\left(\frac{Q_{ext}}{2}\right)} \quad Q_{ext} = 2 \times \left(\frac{f_0}{f_2 - f_1}\right)$$

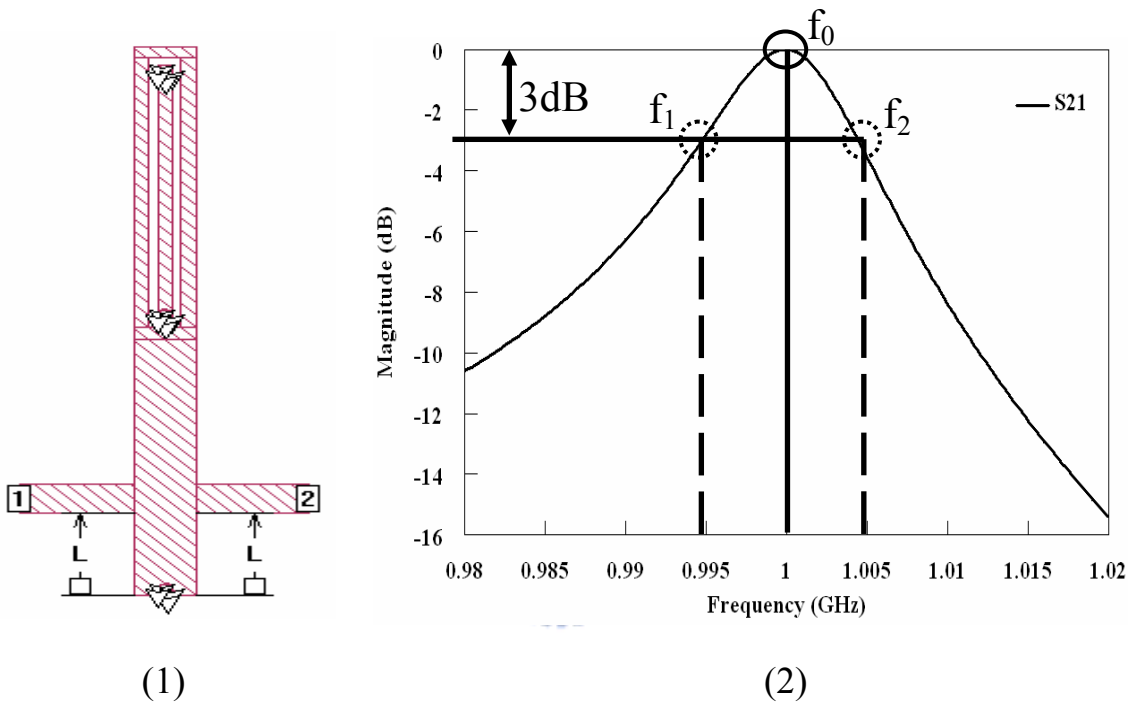


圖 3.2-4 (1) 雙輸入端饋入耦合電路 (2) 雙輸入端饋入耦合模擬結果之 S_{21} 大小

由以上二種方式所求得的 Q_{ext} 值，會因為不同輸入端插入點與接地點之間的距離 L 而有所不同；在之後章節所設計的帶通濾波器，其外部品質因數 Q_{ext} 均以上面所敘述的單輸入端饋入耦合方法求得。

第四章 步階阻抗諧振腔及準橢圓函數帶通濾波器

4.1 步階阻抗諧振腔之分析：

因為之後的濾波器設計是採用步階阻抗 (stepped-impedance) 諧振腔的型式，所以接下來會介紹步階阻抗諧振腔的特性 [10]，此種諧振腔結構包括了高阻抗及低阻抗傳輸線兩部份，適當選取高阻抗傳輸線長度 (θ_1) 與低阻抗傳輸線長度 (θ_2)，可以使得諧振腔長度為最小值 (微小化)，再調整所選擇的高阻抗值 (Z_1) 和低阻抗值 (Z_2) 的比值 ($R = Z_2 / Z_1$)，可以將二次諧振頻率推至遠處，這將使得濾波器的上止帶有較好的止帶抑制能力。

圖 4.1-1 即為四分之一波長短路步階阻抗諧振腔，由圖中可看出此諧振腔包括開路端、短路接地端和高低阻抗步階處，當我們在分析此諧振腔時，會採取忽略步階阻抗不連續處的效應以及開路端邊緣之洩漏電容的影響，這樣的假設將可以減少分析的複雜度，推導出簡單的數學式來表示此諧振腔的特性，最後再利用圖表設計出此種諧振腔結構最重要的二個參數：諧振腔長度 (L_T) 與高低阻抗比值 (R)。

根據傳輸線理論，圖 4.1-1 的輸入阻抗 Z_i 和 Z_{in} 為：

$$Z_i = jZ_1 \tan \theta_1 \quad (4.1)$$

$$Z_{in} = Z_2 \frac{jZ_1 \tan \theta_1 + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_1 + j(jZ_1 \tan \theta_1) \tan \theta_2} = jZ_2 \frac{jZ_1 \tan \theta_1 + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_1 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (4.2)$$

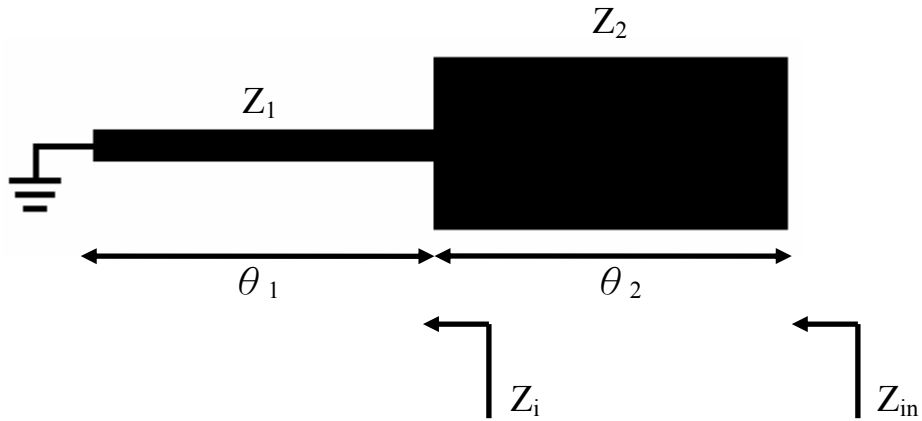


圖 4.1-1 四分之一波長步階阻抗諧振腔結構

此諧振腔結構在諧振時為並聯諧振，其諧振條件為： $Y_{in} = 1/Z_{in} = 0$

$$Z_2 - Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 = 0 \quad \rightarrow \quad \tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} \equiv R \quad (4.3)$$

接著可以由方程式 (4.3) 推導出 θ_T (諧振腔全部長度) 和 θ_1 的關係式如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_T = \theta_1 + \theta_2 = \theta_1 + \tan^{-1}\left(\frac{R}{\tan \theta_1}\right) \quad R \neq 1 \\ \theta_T = \frac{\pi}{2} \quad R = 1 \end{array} \right. \quad (4.4)$$

其中 $R = 1$ 表示一個均勻阻抗 (UIR) 的四分之一波長短路諧振腔。

把四分之一波長步階阻抗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其電氣長度，將之表示成正規化長度 L_n 如下：

$$L_n = \frac{\theta_T}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} = 2 \frac{\theta_T}{\pi} \quad (4.5)$$

步階阻抗諧振腔之諧振條件如圖 4.1-2 所示，我們可以先算出欲設計的步階阻抗諧振腔其阻抗比值 R (調整微帶線寬度)，從圖 4.1-2 中選定阻抗比值 R 的曲線，再決定電氣長度 (electrical length) θ_1 ，此時 θ_1 會對應到一點正規化長度 L_n ，這表示說諧振腔整體的電氣長度為： $\theta_T = L_n \times (\pi/2)$ 。

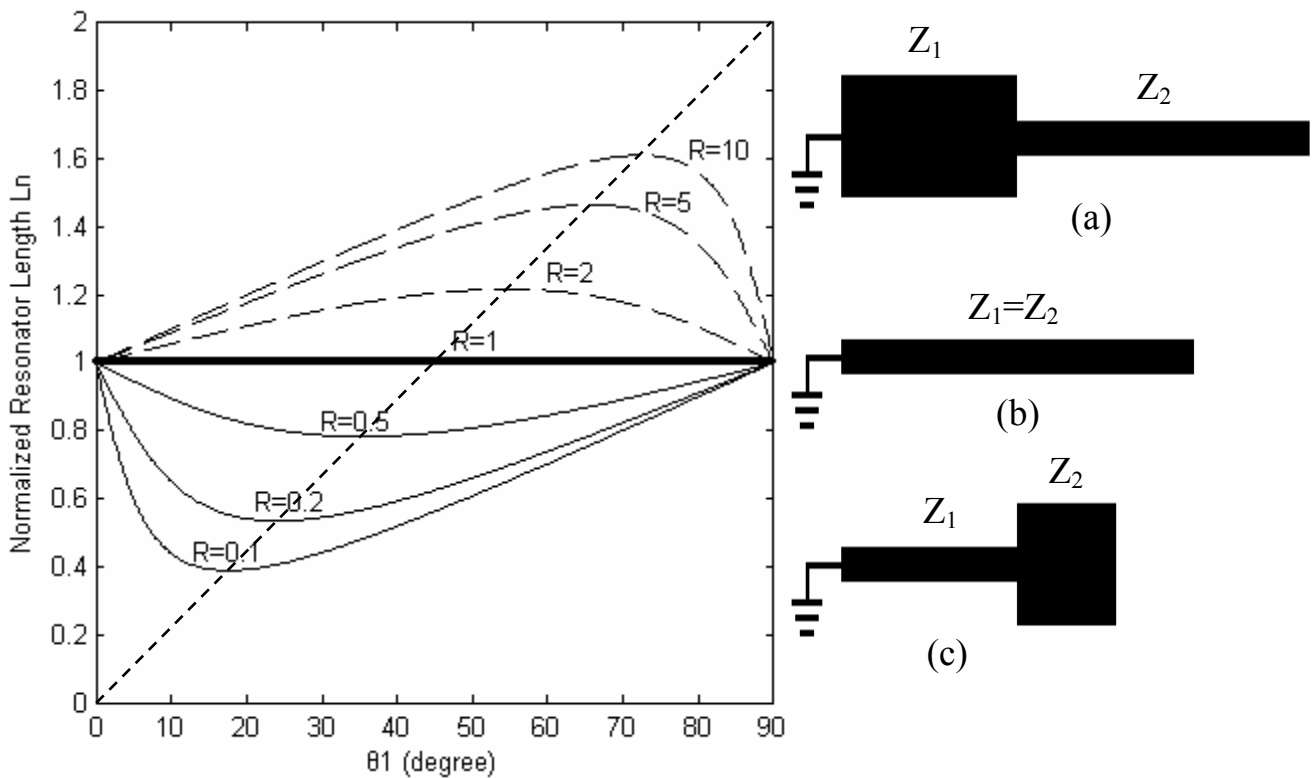


圖 4.1-2 步階阻抗諧振腔之諧振條件

- (1)、當 $R = Z_2 / Z_1 > 1$ 時，為圖 4.1-2 右邊上面 (a) 的步階阻抗諧振腔，此時諧振腔長度比四分之一波長長。
- (2)、當 $R = Z_2 / Z_1 = 1$ 時，為圖 4.1-2 右邊中間 (b) 的均勻阻抗諧振腔，此時諧振腔長度為四分之一波長。
- (3)、當 $R = Z_2 / Z_1 < 1$ 時，為圖 4.1-2 右邊下面 (c) 的步階阻抗諧振腔，此時諧振腔長度比四分之一波長短。

接下來我們將式子 (4.3) 以 $\theta_2 = \theta_T - \theta_1$ 取代：

$$R = \tan \theta_1 \tan \theta_2 = \tan \theta_1 \tan(\theta_T - \theta_1) = \frac{\tan \theta_1 (\tan \theta_T - \tan \theta_1)}{1 + \tan \theta_T \tan \theta_1} \quad (4.6)$$

$$\tan \theta_T = \frac{1}{1-R} \left(\tan \theta_1 + \frac{R}{\tan \theta_1} \right) \quad (4.7)$$

(1)、當 $0 < R < 1$ 及 $0 < \theta_T < \pi/2$ 時，有極小值 $\theta_{T(\min)}$ ，證明如下：

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

假設 $\frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R}} = \frac{\sqrt{R}}{\tan \theta_1}$ (上式等號成立的條件)

$$\rightarrow \tan^2 \theta_1 = R \rightarrow \theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (4.8)$$

$$\theta_{T(\min)} = \theta_{1(\min)} + \theta_{2(\min)} = 2\theta_{1(\min)} = 2 \tan^{-1}(\sqrt{R}) \quad (4.9)$$

(2)、當 $R > 1$ 及 $\pi/2 < \theta_T < \pi$ 時，有極大值 $\theta_{T(\max)}$ ，證明如下：

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

$$\text{假設 } \frac{\tan \theta_1}{\sqrt{R}} = \frac{\sqrt{R}}{\tan \theta_1} \rightarrow \tan^2 \theta_1 = R \rightarrow \theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (4.10)$$

$$\theta_{T(\max)} = \theta_{1(\max)} + \theta_{2(\max)} = 2\theta_{1(\max)} = 2 \tan^{-1}(\sqrt{R}) \quad (4.11)$$

從方程式 (4.8)、(4.10) 可以發現，當 $\theta_1 = \theta_2 = \tan^{-1} \sqrt{R}$ ，步階阻抗諧振腔的長度 θ_T 分別有極小值 (4.9) 或極大值 (4.11)。

接著，我們設定 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{R}$ ，將正規化長度 (L_{no}) 表示為阻抗比值 (R) 的函數：

$$L_{no} = \frac{2\theta_T}{\pi} = \frac{4\theta_0}{\pi} = \frac{4 \tan^{-1} \sqrt{R}}{\pi} \quad (4.12)$$

如下圖 4.1-3，在 $R < 1$ 的條件下，若 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ ，則每一點的阻抗比值 R 都會對應到最短的正規化長度 L_{no} (比值越小時，則諧振腔長度越短)，這正好說明了當 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ 時，此時步階阻抗諧振腔的長度為最短，進而達成將諧振腔縮小的目的。

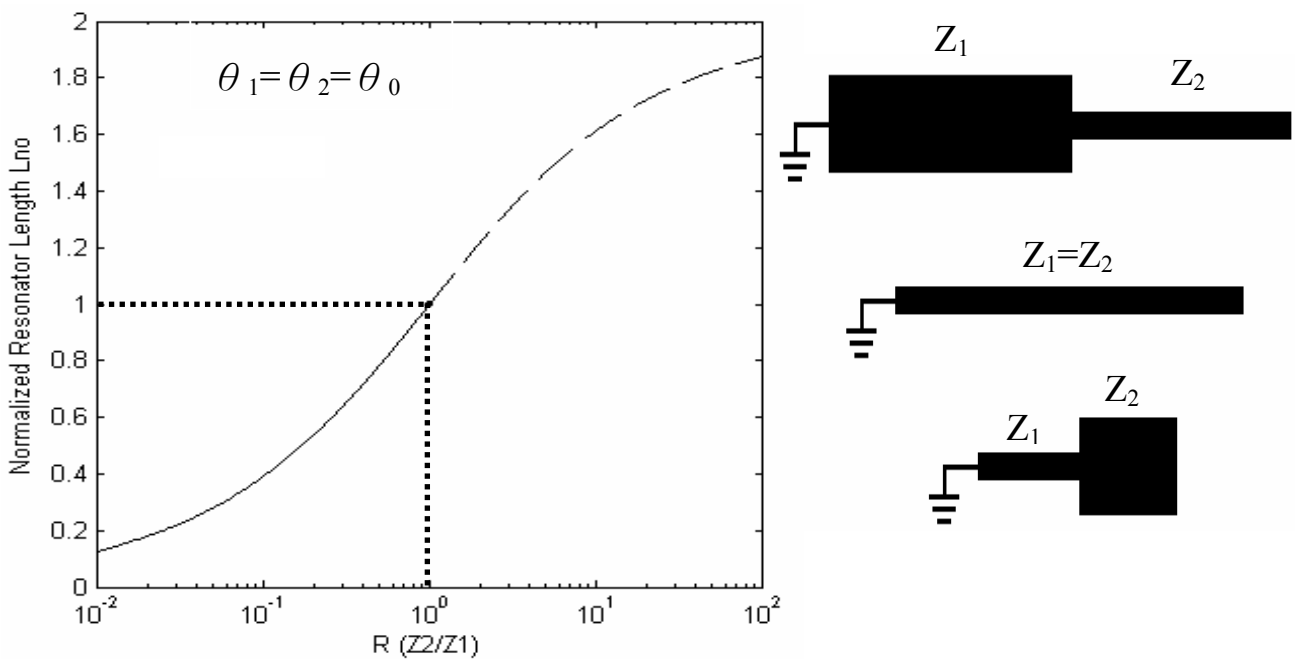


圖 4.1-3 正規化諧振腔長度 L_{no} 與阻抗比值 R 之關係

最後將 $\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$ 代回 (4.3)，可以得到步階阻抗諧振腔其主諧振頻率的諧振條件為：

$$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (4.13)$$

而其二次、三次以及高次諧振頻率 $f_{sn} (n=2,3\dots)$ 和分別所對應的電氣長度 $\theta_{sn} (n=2,3\dots)$ 如下：

$$\tan \theta_{s1} = \tan \theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (4.14)$$

$$\tan \theta_{s2} = \tan(\pi - \theta_0) = -\tan^{-1} \sqrt{R} \quad (4.15)$$

$$\tan \theta_{s3} = \tan(\pi + \theta_0) = \tan^{-1} \sqrt{R} \quad (4.16)$$

由 (4.14)、(4.15)、(4.16) 式，可求得下列之結果：

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\theta_0}{\theta_0} = 1 \quad (4.17)$$

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = \frac{\pi - \theta_0}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{R}} - 1 \quad (4.18)$$

$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = \frac{\pi + \theta_0}{\theta_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{R}} + 1 \quad (4.19)$$

將 (4.18) 式步階阻抗諧振腔的二次諧振頻率對阻抗比值 R 的關係作圖於下 (圖 4.1-4)，由圖 4.1-4 所示，當 $R=1$ 時，二次諧振頻率約為主諧振頻率的 3 倍，當 $R < 1$ 時則大於 3 倍，而 $R > 1$ 時小於 3 倍。

由上述的結果可以得知，其它高次諧振頻率也均為 R 的函數值，所以控制步階阻抗諧振腔上的高低阻抗比值 R ，即可預估其他高次諧振頻率與主諧振頻率的比值，利用這種關係，可以將諧振腔的高次諧振頻率推遠；從方程式 (4.18) 及圖表 4.1-4 可以得知，要將二次諧振頻率推遠的方式就是將高低阻抗比值 R 盡可能降低，同時步階阻抗諧振腔的長度 L_T 也會因此跟著縮小，達成濾波器微小化的目的。

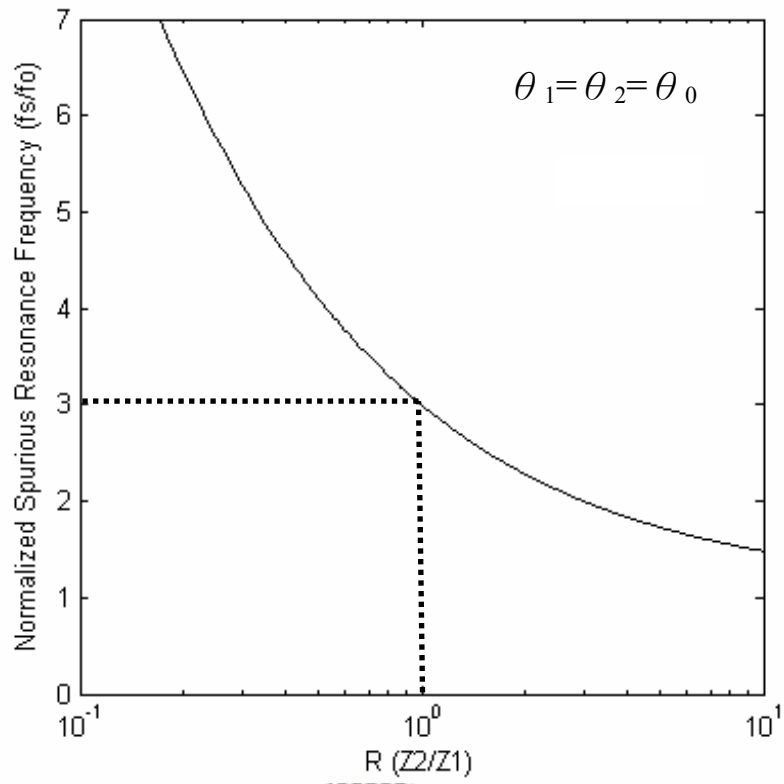


圖 4.1-4 正規化二次諧振頻率與阻抗比值 R 之關係



4.2 準橢圓函數帶通濾波器：

在濾波器的合成中，較常使用的響應為巴特沃茲 (Butterworth) 和柴比契夫 (Chebyshev) 二種來達成，這兩種方式都是屬於由多項式來加以合成，而其傳輸零點 (transmission zero) 是出現在頻率等於零或頻率等於無窮大時，因而無法將截止頻帶設計得很陡峭，所以無法達到高選擇性 (selectivity) 之要求。

其它的濾波器響應函數可分為橢圓函數響應 (elliptic function response) [6] 或準橢圓函數響應 (quasi-elliptic function response) [7]，這二種響應的特性是可以在有限的頻率產生傳輸零點，所以當濾波器在某個頻率需要有很高的拒斥力時，則可以將傳輸零點置於想要拒斥的頻率，如此便可以利用很少的階數來達成想要的通帶 (passband) 與截止帶 (stopband) 的規格；因為之後我們的濾波器設計運用到橢圓函數響應的觀念，所以將其理論及特性結果整理如下。

4.2.1 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，函數的表示式有以下二種：

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

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

(1)、利用柴比契夫多項式 (Chebyshev polynomial) 合成準橢圓函數：

下頁圖 4.2-1 為有理函數 $F_n(\Omega) = \frac{P_n(\Omega)}{a^2 - \Omega^2}$ 介於 ± 1 之間的變化

，可以觀察到當 $F_n(\Omega)$ 超過 ± 1 時具有極點在 $\Omega = \pm a$ 。

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

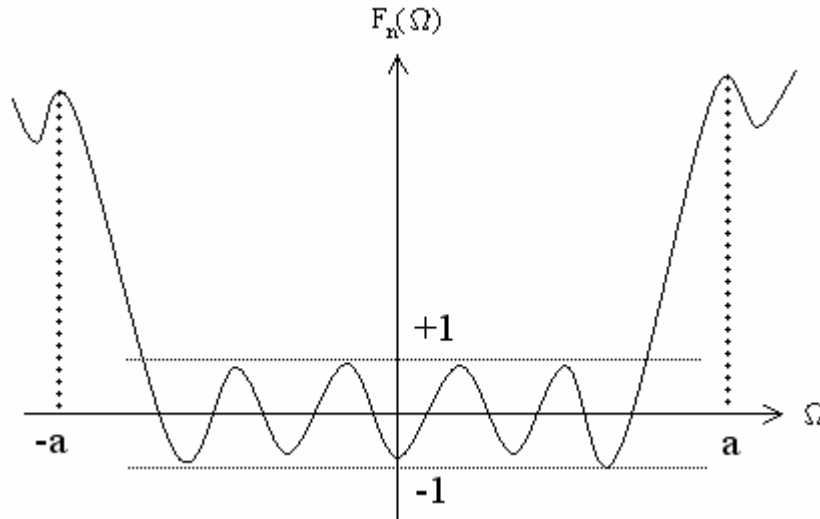


圖 4.2-1 函數 $F_n(\Omega) = \frac{P_n(\Omega)}{a^2 - \Omega^2}$ 之圖形

若要設計四階帶通濾波器，則取 $n=4$ ，其柴比契夫多項式如下所示：

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

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

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

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

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

(2)、利用三角函數 (trigonometric function) 合成準橢圓函數：

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

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 [16]，可將 $F_n(\Omega)$ 寫成雙曲線函數如下：

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

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

其中， Ω 代表低通原型濾波器的通帶截止頻率正歸化之後的頻率變化， a 代表低通原型濾波器的通帶截止頻率正歸化之後的傳輸零點位置， 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，而在 a 趨近無窮大的情況下，則 $F_n(\Omega)$ 將會退化成一般的柴比契夫函數。

在完成低通濾波器的設計後，其帶通濾波器的頻率響應便可利用下式來進行頻率轉換 (frequency mapping)：

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

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o} \text{ 為比例頻寬 (fractional bandwidth)}$$

而帶通濾波器的兩個傳輸零點在有限頻率的位置，可以由下列二個式子決定：

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

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

圖 4.2-2 為四階、 $L_R = -17.69\text{dB}$ 的準橢圓函數濾波器與柴比契夫濾波器的頻率響應比較，從圖中可以看出準橢圓函數濾波器比柴比契夫濾波器的選擇性高了許多，而且也可以了解到，當傳輸零點愈是靠近截止頻率 ($\Omega=1$) 時，則濾波器的通帶邊緣愈是陡峭，其選擇性愈高。

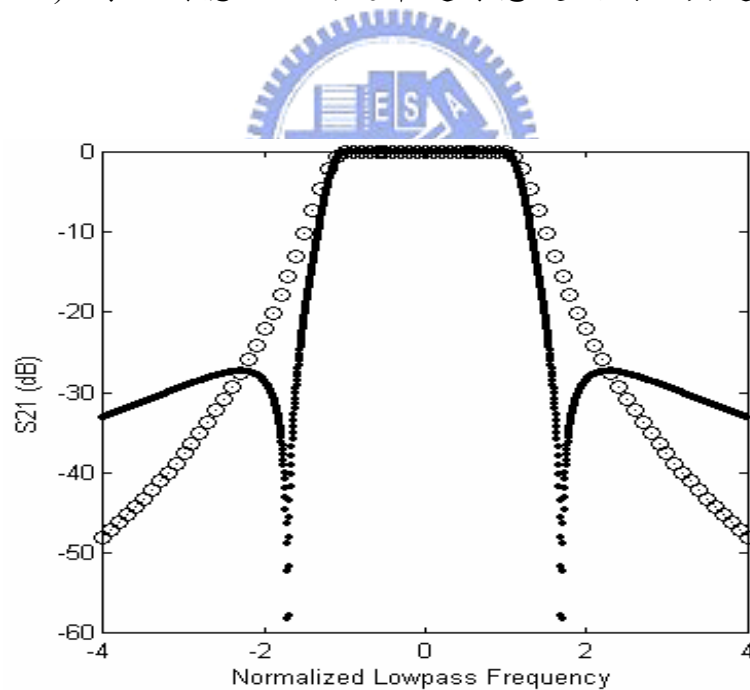


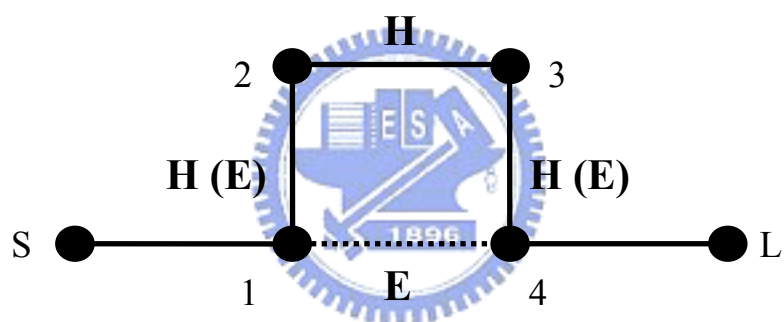
圖 4.2-2 四階準橢圓函數濾波器與四階柴比契夫濾波器之比較

4.2.2 四階交錯耦合濾波器：

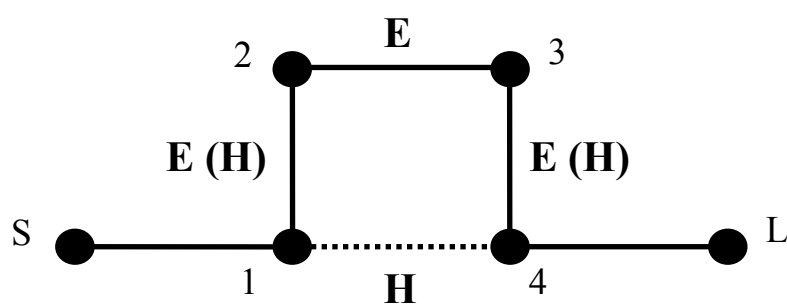
在之後的濾波器設計中，為了增加濾波器的選擇率，所以使用

交錯耦合 (cross coupling) 的觀念，使非相鄰的二個諧振腔間能量有所耦合，以此來製造一對傳輸零點在通帶的兩側，而我們所設計的是四階交錯耦合濾波器，設計時要注意諧振腔間彼此的極性，在此將四個諧振腔彼此間的極性關係整理如下，如圖 4.2-3 所示：

- (1)、假設 1、4 腔為電耦合，則 2、3 腔就必須為磁耦合，但是 1、2 腔和 3、4 腔電耦合或磁耦合均可，如下圖 4.2-3-(1)。
- (2)、假設 1、4 腔為磁耦合，則 2、3 腔就必須為電耦合，但是 1、2 腔和 3、4 腔電耦合或磁耦合均可，如下圖 4.2-3-(2)。



(1)



(2)

圖 4.2-3 (1)1、4 腔為電耦合，2、3 腔為磁耦合

(2)1、4 腔為磁耦合，2、3 腔為電耦合

第五章 諧振腔特性分析

圖 5.0-1 為前面章節所討論的傳統四分之一波長步階阻抗諧振腔結構，此結構包括了高阻抗 (Z_1) 及低阻抗 (Z_2) 二部份，整個諧振腔的長度為 L_T ($L_T = L_1 + L_2$)，而高阻抗 (Z_1) 和低阻抗 (Z_2) 的阻抗比值 R 定義如下：

$$R = Z_2 / Z_1$$

同時由前面章節的討論 [10]，可以知道當 $L_1 = L_2$ 時，整個諧振腔的長度有最小值，所以在以下的討論中，我們令 $L_1 = L_2 = L$ 。

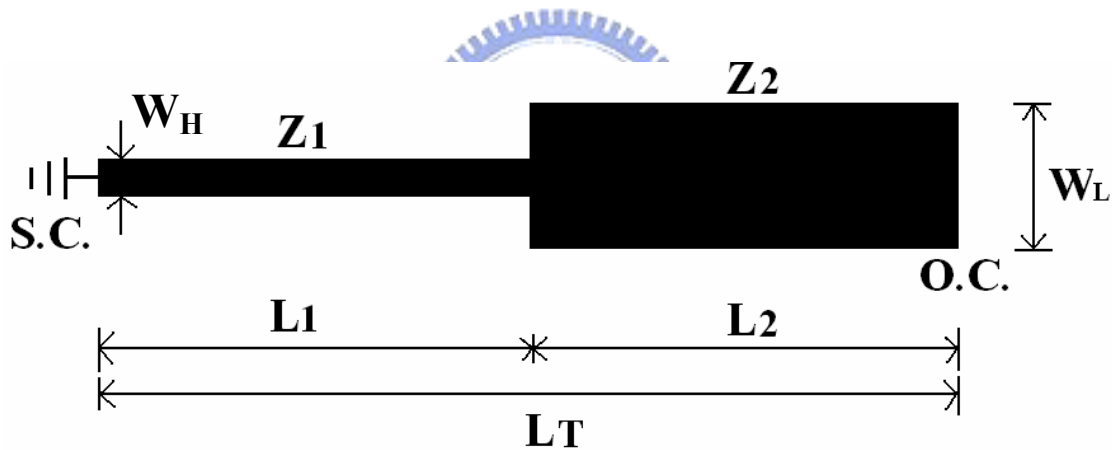


圖 5.0-1 傳統的四分之一波長步階阻抗諧振腔

在前面第二章的圖 2.3-2 中，發現諧振腔上半部和下半部傳輸線的結構不一樣，所以其特性阻抗值自然不相同，因此可以將步階阻抗的觀念引入，此為四分之一波長步階阻抗諧振腔；在本論文的電路中，我們希望諧振腔的特性阻抗其上半部為低阻抗，而下半部為高阻抗，而諧振腔的正面圖及側視圖如下頁圖 5.0-2-(1)、5.0-2-(2) 所示，同時由圖中，我們令諧振腔上半部的整體寬度為 W_L ，其中接地細帶

的寬度為 W_s ，內部間隔距離為 W_g ，諧振腔下半部的寬度令為 W_H ，基板的厚度令為 H ；為了減少諧振腔的面積，所以再將圖 5.0-2-(1)諧振腔的下半部（高阻抗 Z_1 ）予以上折，最後如圖 5.0-3 所示，之後的濾波器設計其諧振腔結構均採用此種型式。

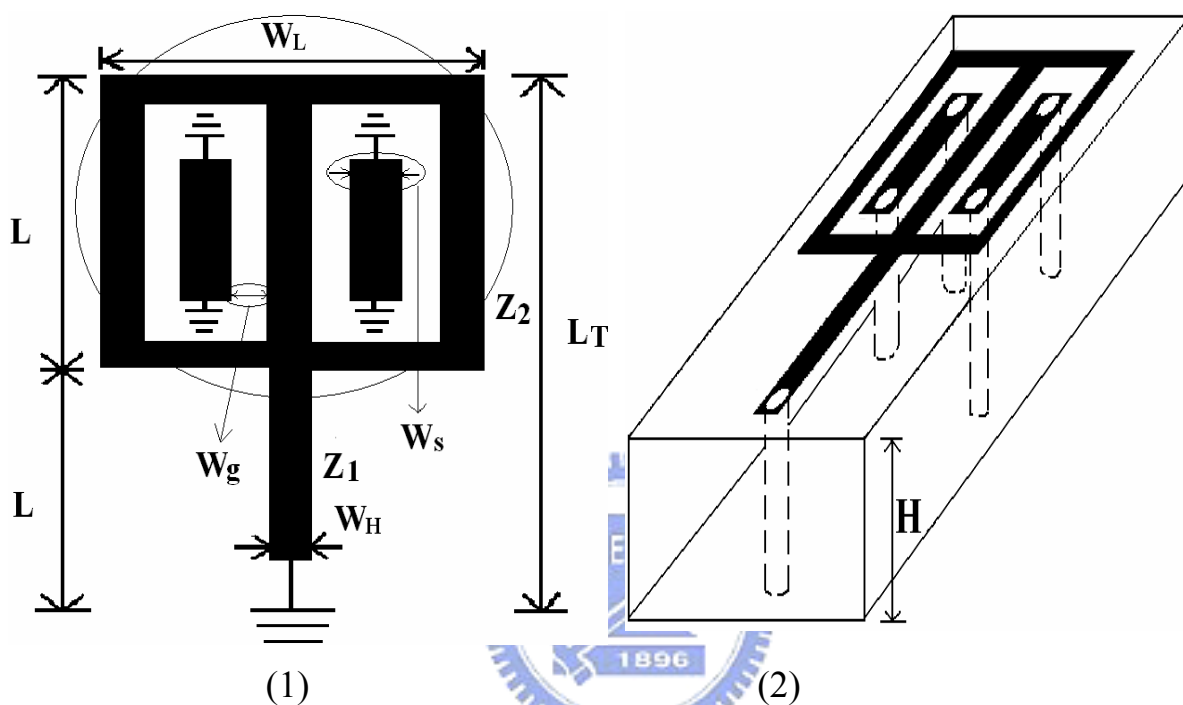


圖 5.0-2 (1)諧振腔的正面圖 (2)諧振腔的側視圖

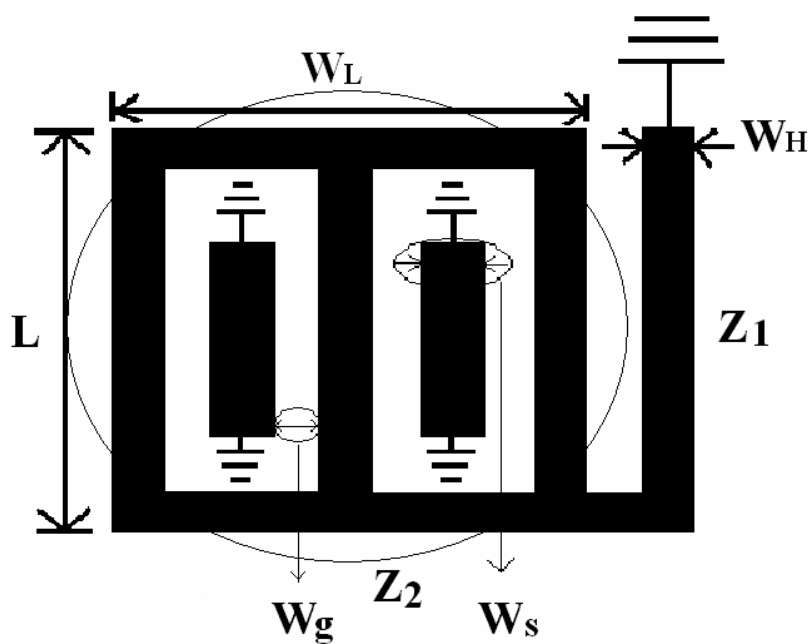
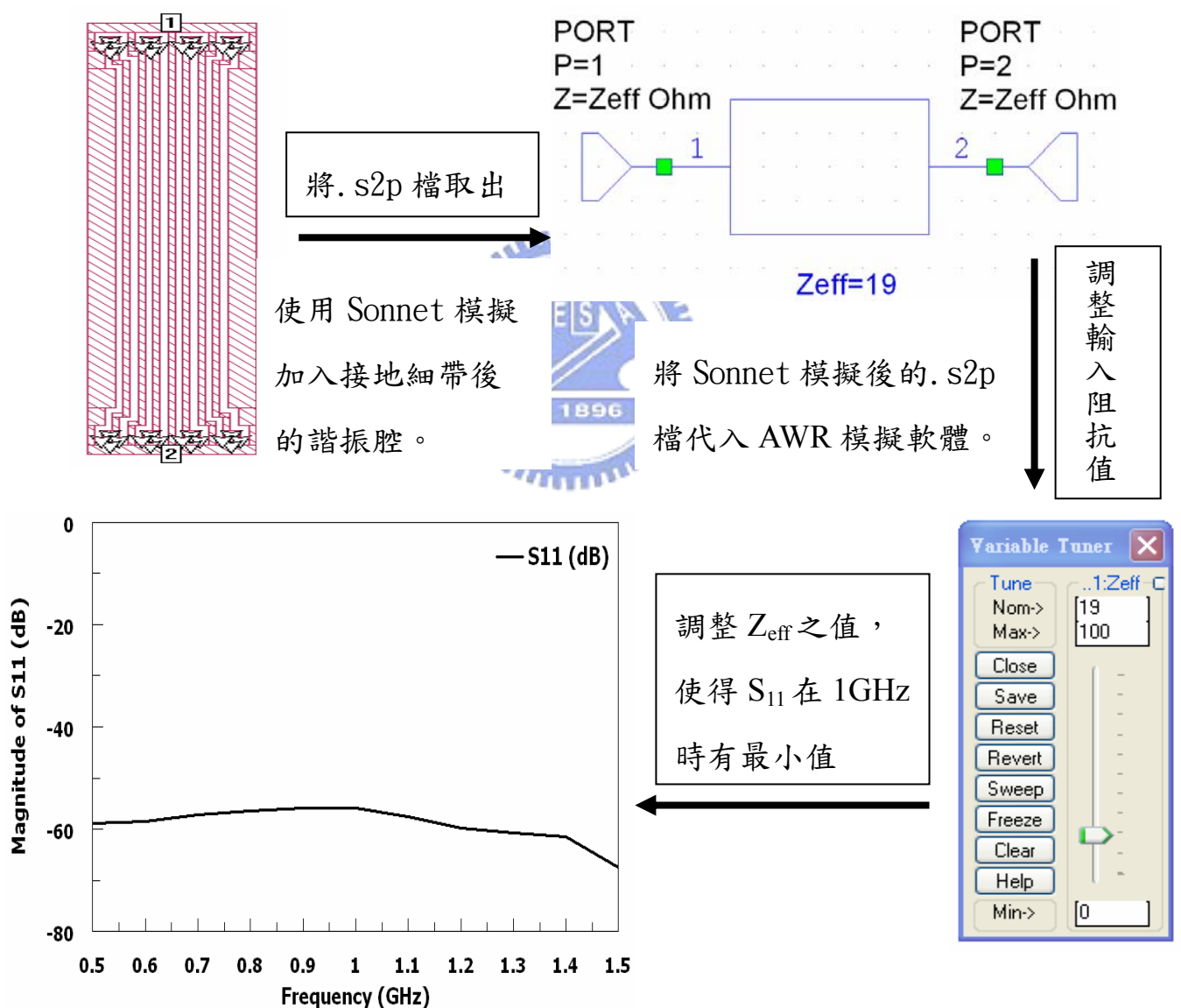


圖 5.0-3 將 5.0-2-(1)中電路高阻抗 Z_1 部份予以上折

在此，我們令 $W_g = W_S = W_H = 5\text{mil}$ (此值約為一般外面 PCB 板廠所能製作的最細線寬及最小線距，同時為了讓阻抗比值 R 盡可能縮小，所以高阻抗 Z_1 部份取所能達到的最小線寬 5mil)，設定諧振腔的主諧振頻率為 1GHz ，分別對於不同的介電常數 ϵ (取 3.5 、 6.8 、 10.2) 及不同的厚度 H (取 20 、 25 、 40 、 50 、 60mil) 的板材觀察其特性阻抗。

首先，先將使用模擬軟體量測特性阻抗的方式示意如下：



在 AWR 模擬軟體中，調整 Z_{eff} 的值，使得 S_{11} 在 1GHz 時有最小值，此 Z_{eff} 之值即為傳輸線的特性阻抗。

5.1 介電常數 ϵ 為 3.5 :

表格 5.1-1、高阻抗部份 Z_1 的傳統微帶線結構 ($W_H=5\text{mil}$)，根據不同的厚度 H 來量測其阻抗：(圖 5.0-1)

characteristic impedance Z_1 (Ω)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
	132.5	141.4	159.4	168.3	174.8

表格 5.1-2、低阻抗部份 Z_2 未加入接地細帶時的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗：(圖 5.0-1)

$Z_2(\Omega)$ / W_L (mil)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
59	41.6	48.1	63.2	70.6	77.2
113	25.8	30.5	42.4	48.6	54.3
167	18.8	22.4	32	36.8	42.1

表格 5.1-3、低阻抗部份 Z_2 加入接地細帶後的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗：(圖 5.0-3)
(括號內的數字表示插入接地細帶的個數)

$Z_2(\Omega)$ / W_L (mil)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
59 (2)	32.5	34.4	38.2	39.8	41.2
113 (4)	19.3	20.5	22.8	23.9	24.8
167 (6)	14	14.8	16.5	17.3	18

表格 5.1-4、傳統步階阻抗微帶線諧振腔其高低阻抗比值 R 及加入接地細帶後其阻抗比值 R 的變化：

- 1、未插入接地細帶 (No inserted) : R = 表格 5.1-2 / 表格 5.1-1
- 2、有加入接地細帶 (inserted) : R = 表格 5.1-3 / 表格 5.1-1

R		substrate thickness H (mil)				
		20	25	40	50	60
59	No inserted	0.314	0.34	0.396	0.42	0.442
	inserted	0.245	0.243	0.24	0.237	0.236
113	No inserted	0.195	0.216	0.266	0.289	0.311
	inserted	0.146	0.145	0.143	0.142	0.142
167	No inserted	0.142	0.158	0.201	0.219	0.241
	inserted	0.106	0.105	0.104	0.103	0.103

將表格 5.1-4 的變化圖示如下：

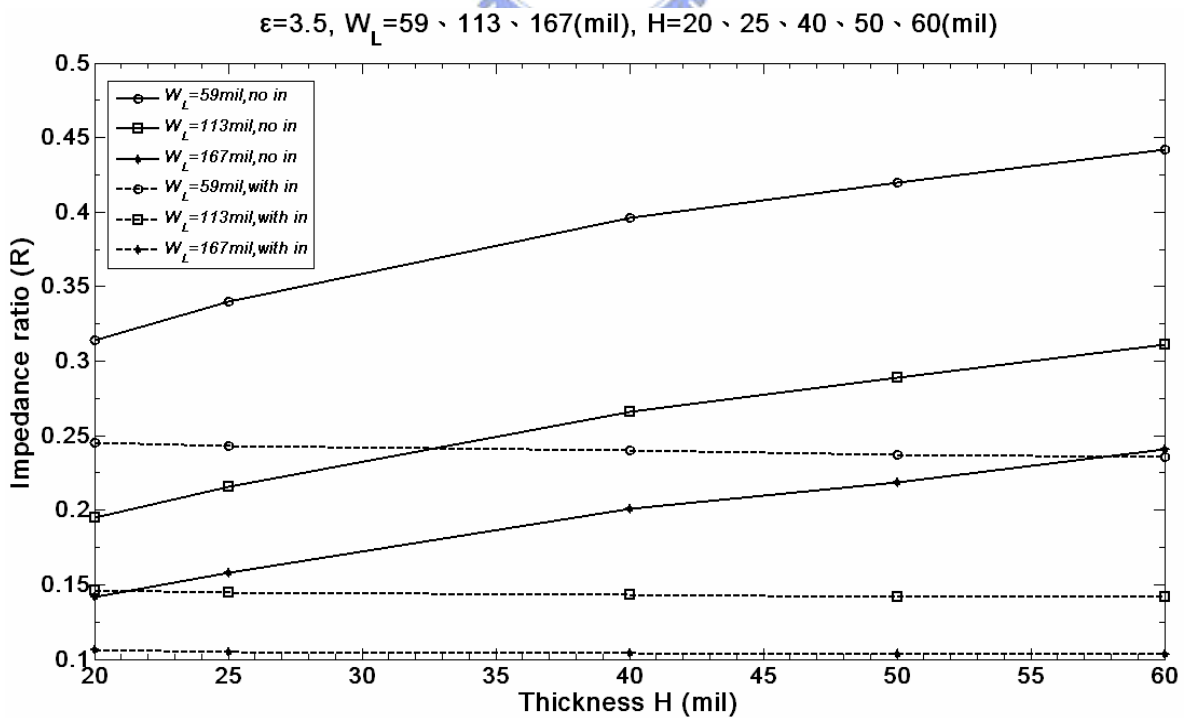


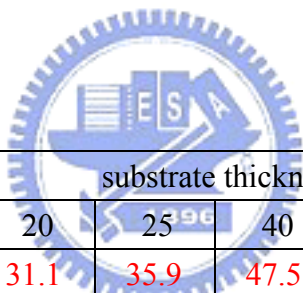
圖 5.1-1 表格 5.1-4 的變化示意圖

5.2 介電常數 ϵ 為 6.8 :

表格 5.2-1、高阻抗部份 Z_1 的傳統微帶線結構 ($W_H=5\text{mil}$)，根據不同的厚度 H 來量測其阻抗：(圖 5.0-1)

characteristic impedance Z_1 (Ω)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
	100.8	107.5	121.4	128	133.2

表格 5.2-2、低阻抗部份 Z_2 未加入接地細帶時的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗：(圖 5.0-1)



$Z_2(\Omega)$ / W_L (mil)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
59	31.1	35.9	47.5	53.2	58.1
113	19.1	22.5	31.6	35.7	40.6
167	13.9	16.5	23.6	27.4	31

表格 5.2-3、低阻抗部份 Z_2 加入接地細帶後的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗：(圖 5.0-3)
(括號內的數字表示插入接地細帶的個數)

$Z_2(\Omega)$ / W_L (mil)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
59 (2)	24.6	26.1	29	30.3	31.3
113 (4)	14.6	15.5	17.3	18.1	18.8
167 (6)	10.6	11.2	12.5	13.2	13.7

表格 5.2-4、傳統步階阻抗微帶線諧振腔其高低阻抗比值 R 及加入接地細帶後其阻抗比值 R 的變化：

1、未插入接地細帶 (No inserted)：R = 表格 5.2-2 / 表格 5.2-1

2、有加入接地細帶 (inserted)：R = 表格 5.2-3 / 表格 5.2-1

R		substrate thickness H (mil)				
		20	25	40	50	60
59	No inserted	0.309	0.334	0.391	0.416	0.436
	inserted	0.244	0.243	0.239	0.237	0.235
113	No inserted	0.19	0.209	0.26	0.279	0.305
	inserted	0.145	0.144	0.143	0.141	0.141
167	No inserted	0.138	0.153	0.194	0.214	0.233
	inserted	0.105	0.104	0.103	0.103	0.103

將表格 5.2-4 的變化圖示如下：

$\epsilon=6.8$, $W_L=59$ 、113、167(mil), $H=20$ 、25、40、50、60(mil)

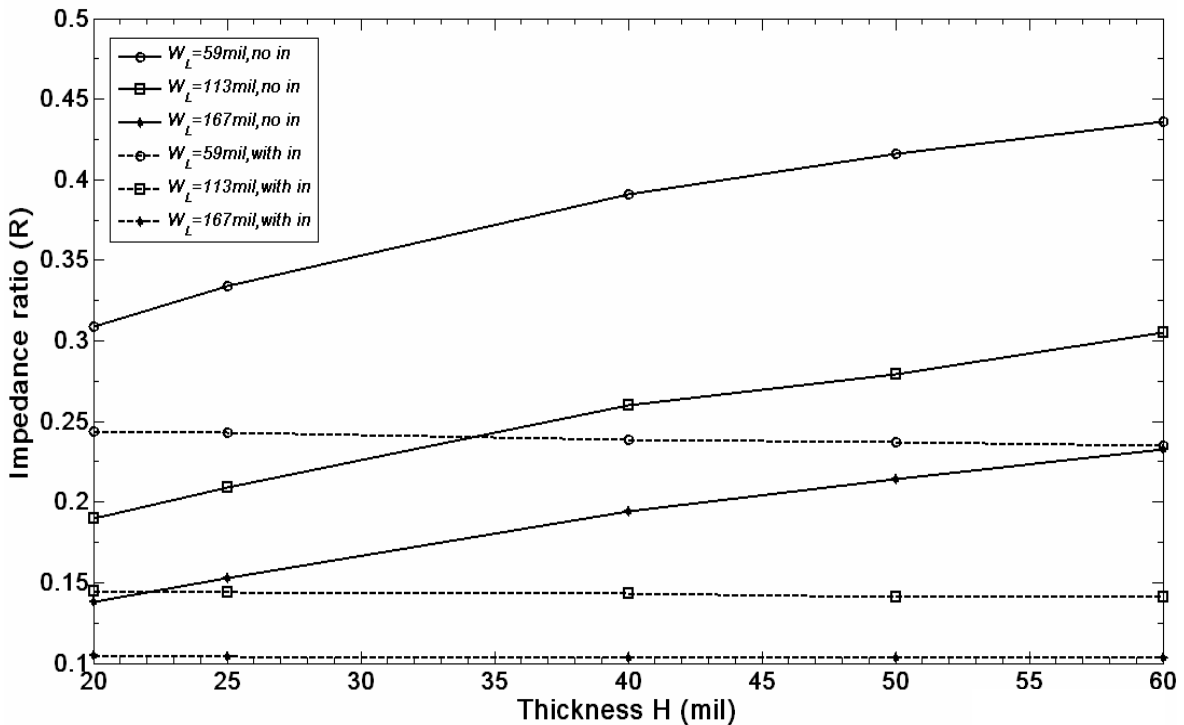


圖 5.2-1 表格 5.2-4 的變化示意圖

5.3 介電常數 ϵ 為 10.2 :

表格 5.3-1、高阻抗部份 Z_1 的傳統微帶線結構 ($W_H=5\text{mil}$)，根據不同的厚度 H 來量測其阻抗：(圖 5.0-1)

characteristic impedance Z_1 (Ω)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
	83.7	89.3	101	104.6	109

表格 5.3-2、低阻抗部份 Z_2 未加入接地細帶時的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗：(圖 5.0-1)

$Z_2(\Omega)$ W_L (mil)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
59	25.6	29.7	39.3	44.3	47.3
113	15.7	18.7	26.1	30.2	33
167	11.4	13.7	19.5	23	25.2

表格 5.3-3、低阻抗部份 Z_2 加入接地細帶後的微帶線結構，根據不同的厚度 H 及寬度 W_L 來量測其阻抗：(圖 5.0-3)
(括號內的數字表示插入接地細帶的個數)

$Z_2(\Omega)$ W_L (mil)	substrate thickness H (mil)				
	20	25	40	50	60
59 (2)	20.4	21.7	24	24.6	25.5
113 (4)	12.1	12.9	14.4	14.8	15.3
167 (6)	8.8	9.3	10.4	10.8	11.2

表格 5.3-4、傳統步階阻抗微帶線諧振腔其高低阻抗比值 R 及加入接地細帶後其阻抗比值 R 的變化：

1、未插入接地細帶 (No inserted)：R = 表格 5.3-2 / 表格 5.3-1

2、有加入接地細帶 (inserted)：R = 表格 5.3-3 / 表格 5.3-1

R		substrate thickness H (mil)				
		20	25	40	50	60
59	No inserted	0.306	0.333	0.389	0.424	0.434
	inserted	0.244	0.243	0.238	0.235	0.234
113	No inserted	0.188	0.209	0.258	0.289	0.303
	inserted	0.145	0.144	0.143	0.142	0.141
167	No inserted	0.136	0.153	0.193	0.22	0.231
	inserted	0.105	0.104	0.103	0.103	0.103

將表格 5.3-4 的變化圖示如下：

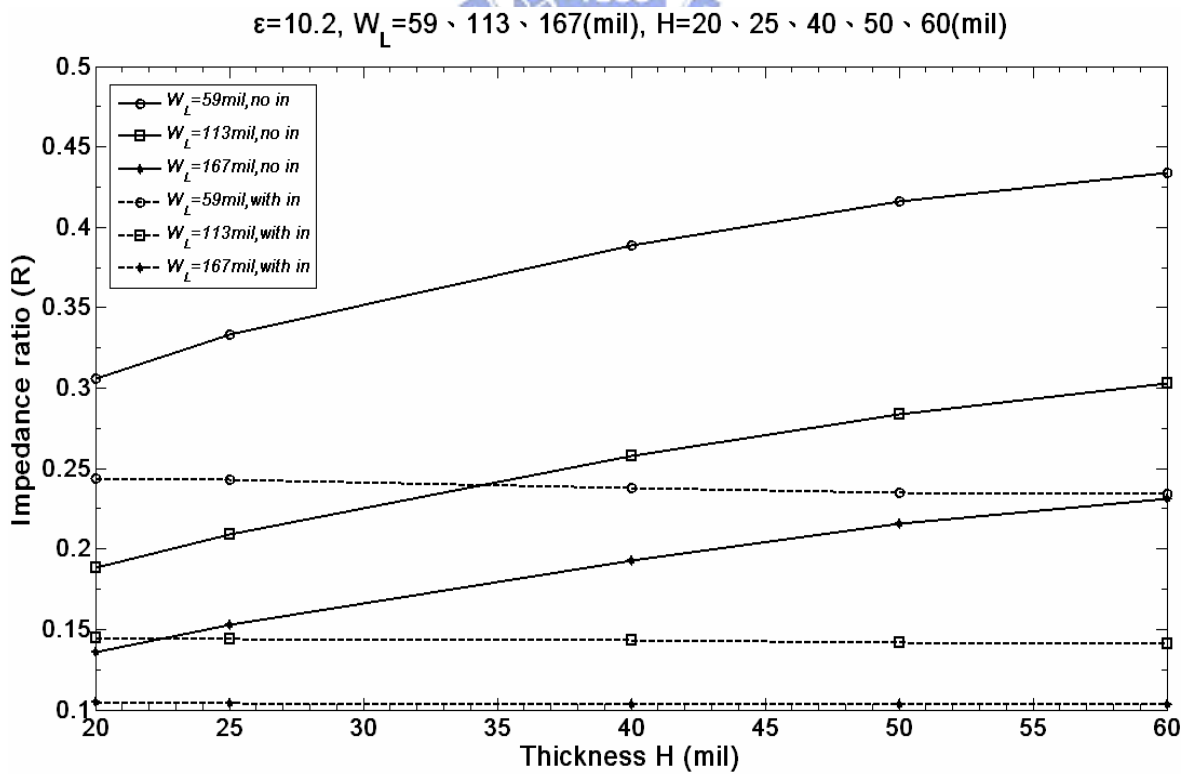


圖 5.3-1 表格 5.3-4 的變化示意圖

5.4 表格結果討論：

(1)、在表格 5.1-2 中，以厚度 $H = 20\text{mil}$ 、介電常數 $\epsilon = 3.5$ 的基板為例，若低阻抗 Z_2 的傳輸線其寬度 W_L 為 113mil ，則對於傳統的微帶線結構而言，其特性阻抗值 Z_2 為 25.8Ω ；但若使用加入接地細帶的方式 (表格 5.1-3)，則可以將 Z_2 的值降為 19.3Ω ，在高阻抗部份 Z_1 保持不變的情形下，可以更為降低阻抗比值 R ；同時從表格 5.1-2、5.1-3 可以看出，對於相同的整體寬度 W_L 來說，當基板厚度 H 越大時，則傳統的微帶線特性阻抗和改良後加入接地細帶的微帶線其特性阻抗值差距越大，其它介電常數 ($\epsilon = 6.8$ 及 10.2) 均有相同的現象，這是因為我們增加了傳輸線的等效電容值，以此來降低特性阻抗。

(2)、以介電常數 $\epsilon = 3.5$ 為例說明，比較表格 5.1-2 及 5.1-3，在相同的整體寬度 W_L 狀況下，諧振腔中加入接地細帶後的微帶線其低阻抗值 Z_2 隨基板厚度 H 的變化程度遠小於傳統微帶線結構，這是由於等效電容因為所加入接地細帶的原因，所以有很大一部份是分佈在微帶線的表面，因而低阻抗 Z_2 主要是受到內部間隔距離 W_g 、金屬線的寬度 W_s 、和整體傳輸線寬度 W_L (隨著加入接地細帶的個數而有所不同) 所影響，所以可以大幅減少特性阻抗 Z_2 與基板厚度 H 之間的關係，也因此減少了板材介質對電路的影響，同時了解到當所加入的接地細帶越多時 (即 W_L 的值越大)，則特性阻抗值 Z_2 隨基板厚度 H 的變化量越小 (比較 $W_L = 59$ 、 113 、 167mil)，同樣的特性結果當介電常數 $\epsilon = 6.8$ 及 10.2 時均

有顯現出來。

(3)、以之後所要設計的濾波器其低阻抗微帶線的寬度 $W_L = 113\text{mil}$ 為例，觀察對於不同的介電常數 ϵ 及不同的基板厚度 H ，其二次諧振頻率發生的位置，因為由上述表格可以發現，阻抗比值 R 與介質厚度 H 和介電常數 ϵ 幾乎無關，所以第二次諧振頻率發生的位置幾乎相同（約在 6.9GHz 左右），諧振腔電路及諧振頻率模擬結果如圖 5.4-1-(1)及 5.4-1-(2)所示。

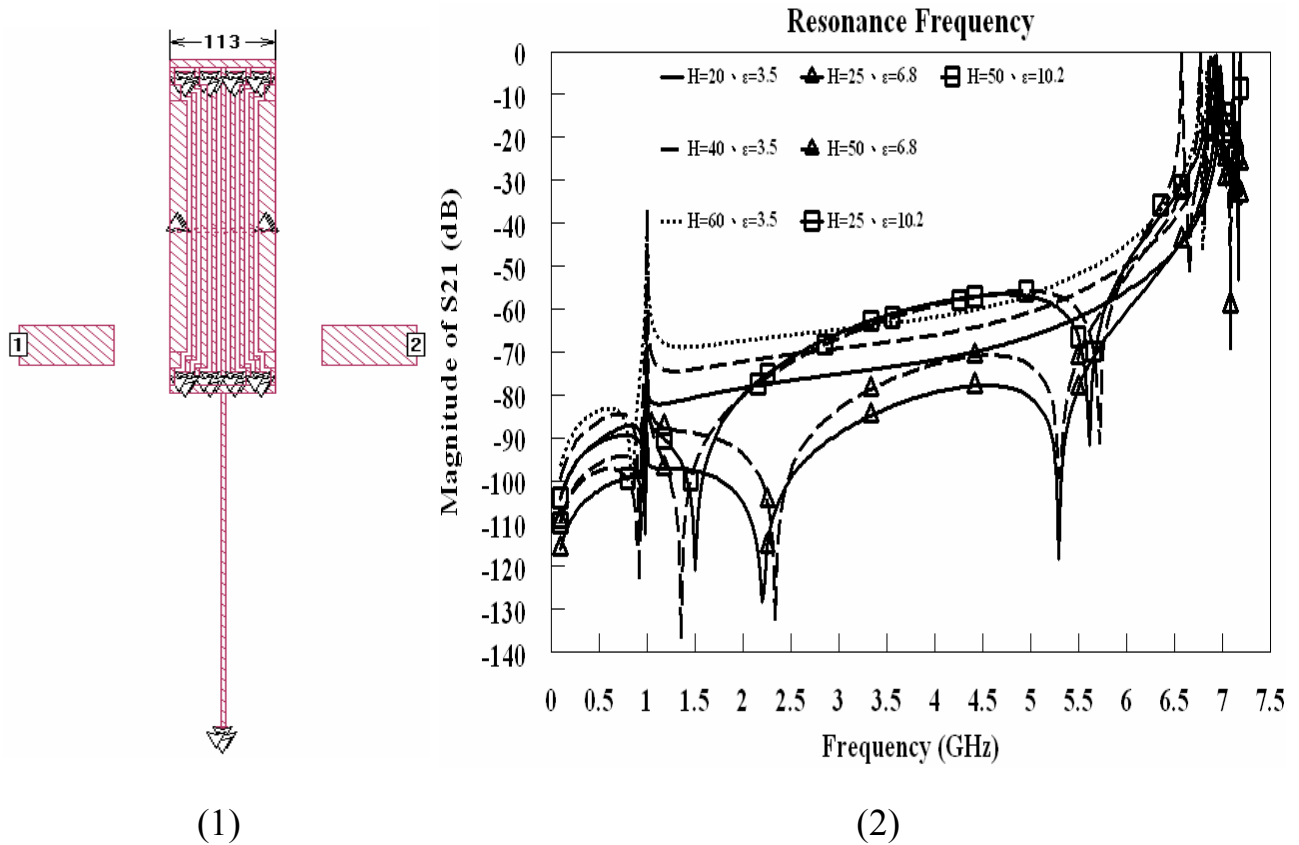


圖 5.4-1 (1)模擬諧振腔其諧振頻率的電路圖 (2)對於不同介質 ϵ 及不同厚度 H 的基板其二次諧振頻率發生位置模擬圖

(4)、同傳統的微帶線結構，在相同的基板厚度 H 下，當寬度 W_L 越寬時，則低阻抗值 Z_2 更為下降，所以當要求更小的低阻抗值 Z_2 時，可以加入更多的平行接地細帶來達成；因為我們使步階阻抗諧振腔中高阻抗部份 Z_1 的線寬 W_H 固定，所以儘管對於不同的基板厚度 H 及介電常數 ϵ ，其高阻抗值 Z_1 均甚大；由表格中也可以發現，使用加入接地細帶的方式，可以將諧振腔中低阻抗值 Z_2 快速下降，然而因為高阻抗部份 Z_1 我們使其盡可能的大，所以從表格 5.1-4、5.2-4、5.3-4 中顯示，當阻抗比值 R 分子的部份越小，而分母的部份越大時，整個阻抗比值 R 幾乎跟基板厚度 H 和介電常數 ϵ 無關，這是因為經由加入接地細帶的方式，可以使得低阻抗值 Z_2 隨著基板厚度 H 的變化幅度大為下降，在高阻抗部份 Z_1 的寬度 W_H 固定之情況下，透過此種方式，可以使得高阻抗值 Z_1 隨基板厚度 H 變化的幅度與低阻抗值 Z_2 約略相近，因而造成阻抗比值 R 幾乎跟基板厚度 H 無關，同時當阻抗比值 R 越小時，此種關係越顯著，而且濾波器也會擁有較寬的截止帶；圖 5.4-2 為將有加入接地細帶後（圖 5.0-3）的阻抗比值 R 對於不同的寬度 W_L 、介電常數 ϵ 及基板厚度 H 所做之圖。

(5)、以表格 5.1-4，介電常數 $\epsilon = 3.5$ 、 $W_L = 113\text{mil}$ 為例，對於五個不同厚度 H 的基板（20、25、40、50、60 mil），在其它條件均相同的狀況下，其阻抗比值幾乎都在 0.143，所以在一般製程上，可以使用較薄或較便宜的基板，來降低成本、減少表面波的發生，但是電路整體的結構大小幾乎不受影響；相反的，從表格 5.1-4，可以看出傳統的微帶線結構其阻抗比值 R 與基板厚度 H

卻有很大的關係；而加入接地細帶的結構也可以達到阻抗比值 R 與介電常數 ϵ 幾乎無關，所以當我們要求的濾波器其尺寸更小時，可以使用介電常數 ϵ 較大的基板，來減少其電路面積而不影響濾波器將二次頻率推遠的表現。

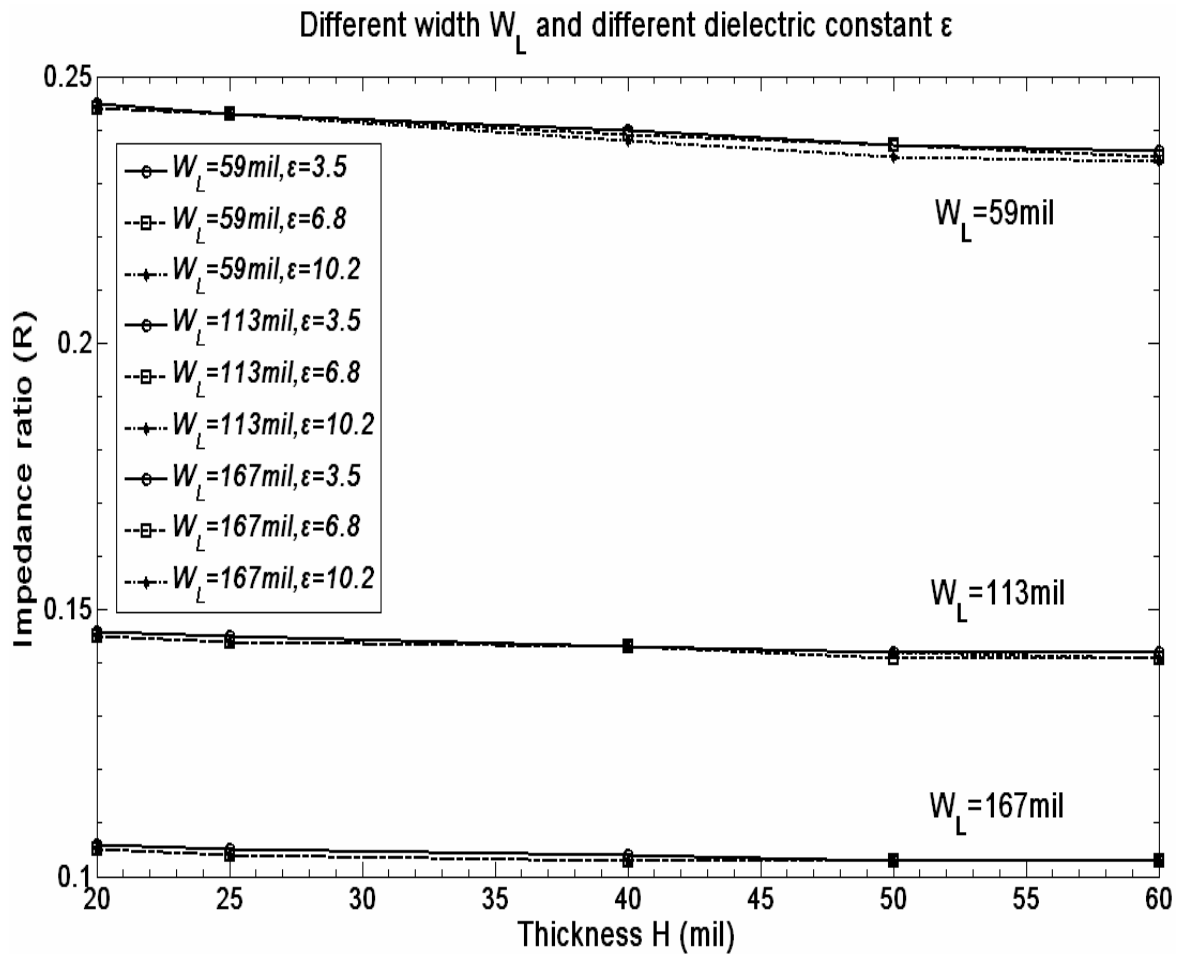


圖 5.4-2 Z_2 有加入接地細帶後的阻抗比值 R 與 W_L 、 ϵ 、 H 之關係

5.5 諧振腔間的耦合：

如圖 5.0-3 所採用的四分之一波長步階阻抗諧振腔架構，因為一端為短路接地（高阻抗值 Z_1 處），而另一端為開路（低阻抗值 Z_2 處），當其發生諧振時，開路端的電位為最大，因而電場分佈最強，而短路端因為電路接地，所以電流最大，其所擁有的磁場為最大，此結果也可以由電磁模擬軟體得到驗證（以後面章節所會用來設計濾波器之介電常數 $\epsilon = 3.5$ 、厚度 $H = 20\text{mil}$ 、 $W_L = 113\text{mil}$ 、 $W_H = W_g = W_s = 5\text{mil}$ 為例），如圖 5.5-1 所示。

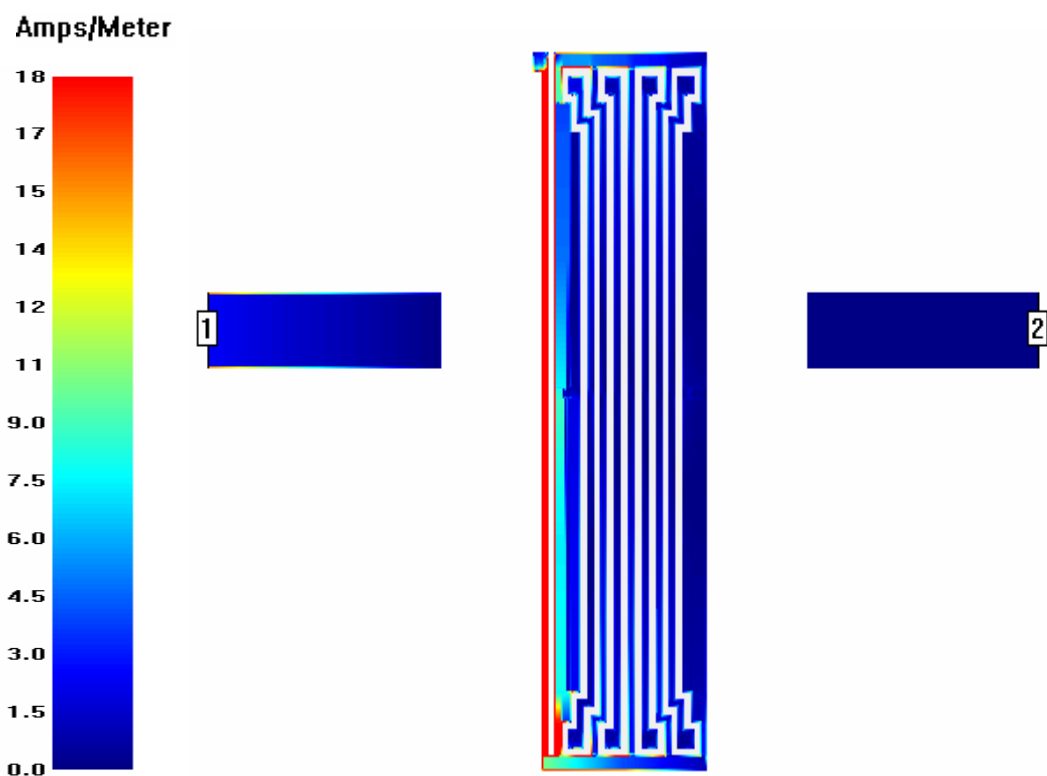


圖 5.5-1 諧振腔於主諧振頻率時的電流分佈圖

在之後的濾波器設計中，我們分別會用到電耦合及磁耦合二種方式，而此二種電路架構如圖 5.5-2-(1)及 5.5-2-(2)所示，其中二個諧振

腔的間隔距離為 S ，當距離 S 越大時，二者的耦合量均愈弱；對於相同的介電常數 ϵ ，耦合的強弱跟場的分佈以及基板的厚度 H 有關，對於電耦合而言，當基板越厚時，在相同的間隔距離 S 下，其電場彼此間的能量耦合強度越大，這是因為對於薄基板來說，電場均被限制在介質中，而金屬線邊緣較少場量分佈在空氣與介質中，所以耦合量較小，因此由這個特性我們可以知道，當我們所設計的濾波器需要較大的頻寬時，則需要選擇較厚的基板來製作；當微帶線越細時，則邊緣場 (fringe field) 越強，電耦合及磁耦合均越大 [17]。

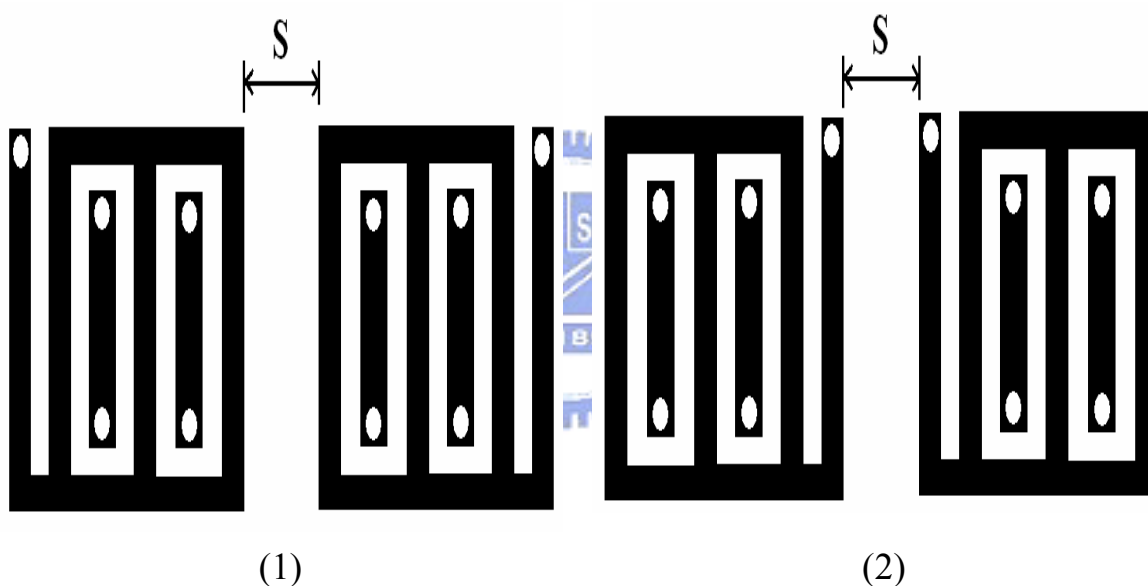


圖 5.5-2 (1)電耦合結構 (2)磁耦合結構

第六章 濾波器實作

以下，我們將分別使用二種不同的介電常數 ($\epsilon = 3.5$ 及 10.2) 以及不同厚度 H 的基板設計出四個四階廣義柴比契夫 (generalized Chebyshev) 步階阻抗帶通濾波器，諧振腔的結構如前面圖 5.0-3 所示，在其低阻抗 Z_2 部份我們都加入接地細帶來使阻抗比值 R 更為降低，而每個接地細帶的寬度 W_s 都為 5mil ，內部間隙距離 W_g 為 5mil ，所有的濾波器其低阻抗部份加入的接地細帶個數均為 4 根，所以低阻抗部份的寬度 W_L 為 113mil ，對於高阻抗部份我們則設定其寬度 W_H 均為 5mil ，而所對應的高低阻抗值 (Z_1 、 Z_2) 及其阻抗比值 R 則由前面章節的表格 5.1-1 ~ 5.3-4 可得知；濾波器的中心頻率設定為 1GHz ，輸入端及輸出端經由饋入 (tapped) 的方式 [18]，同時盡可能的製造出傳輸零點 (transmission zero) 在通帶二側來提高濾波器的選擇率 (selectivity)，所預計產生的傳輸零點位置為 0.8GHz 及 1.2GHz ，而整體完成的濾波器架構如下頁圖 6.0-1 所示，同時，我們也以相同的微帶線規格 ($W_L = 113\text{mil}$ 、 $W_H = 5\text{mil}$) 設計出無加入接地細帶的濾波器，並比較有無插入接地細帶二者的結果。

根據前面章節所討論，諧振腔 1-2 及諧振腔 3-4 主要是經由電耦合，而諧振腔 2-3 則是經由磁耦合，所以經由圖 4.2-3-(1)，濾波器的傳輸零點可以經由諧振腔 1-4 間的電耦合來產生，此耦合量是在濾波器的上端加上一條 5mil 的細線來達成，經由分析可以發現諧振腔 1-4 間的電耦合量非常微弱，所以設計濾波器時，可以先忽略諧振腔 1-4 間的微小耦合量，使用第三章所介紹的耦合係數法將四階的柴比契夫 (Chebyshev) 濾波器設計出來，最後再加上 5mil 的細線，經由簡單 (因

為耦合量極弱，所以幾乎不會影響通帶的響應) 的微調，即可將有傳輸零點的四階交錯耦合濾波器設計出來，而傳輸零點的位置可以經由細線的寬度、長度、距離諧振腔的遠近來調整，交錯耦合量越大則傳輸零點位置越靠近通帶，圖 6.0-2 為實際完成濾波器的電流分佈圖 (以 $\epsilon = 3.5$ 、厚度 $H = 20\text{mil}$ 為例)，從圖中可看出以上所說明的諧振腔間耦合型式，最後會將所設計出來的濾波器電路 (包括無接地細帶及有接地細帶、有無傳輸零點) 加以整理比較。

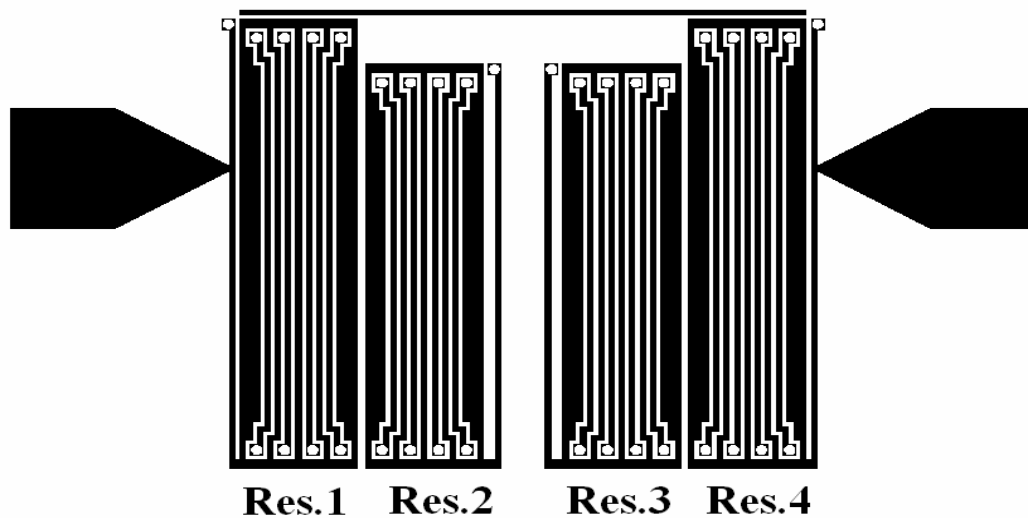


圖 6.0-1 設計出來的濾波器結構

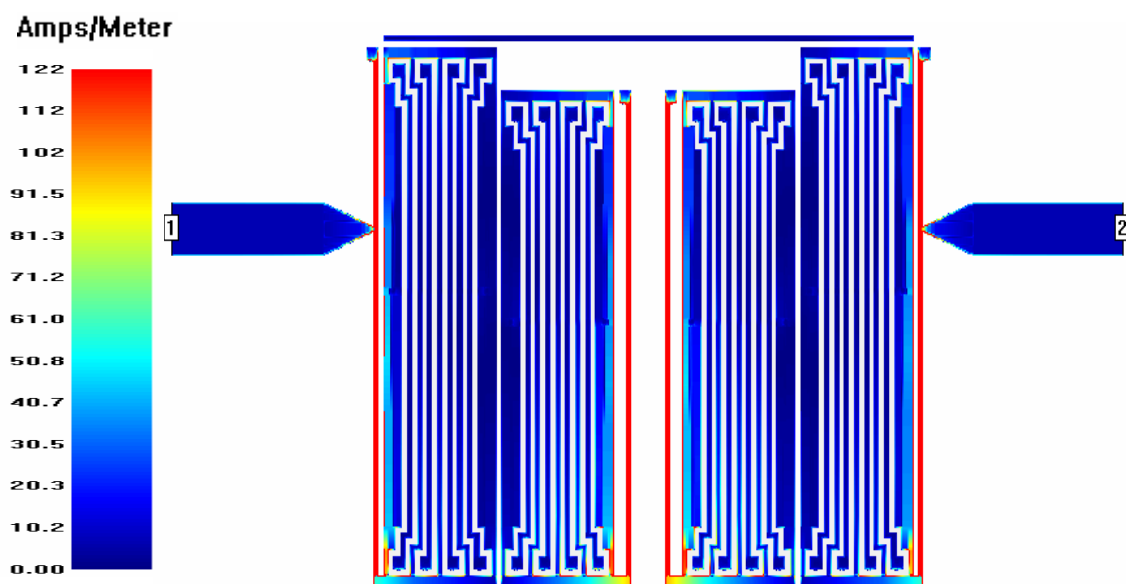


圖 6.0-2 模擬所設計濾波器的電流分佈圖

要設計濾波器，必須先根據規格知道其低通原型時的 g 值，因為此篇論文的濾波器均為四階，通帶漣波值為 0.05dB，因此其對應的 g 值如下所示：

$$g_0 = 1、g_1 = 0.958792、g_2 = 1.29702、g_3 = 1.60782、$$

$$g_4 = 0.77345、g_5 = 1.23963$$

根據以上的 g 值，可以計算出使用耦合係數法所需要的外部品質因數 Q_{ext} 及內部耦合係數 K ，公式如下：

$$Q_{extS} = \frac{b_{j1}}{J_{01}^2 / G_S} = \frac{g_0 g_1}{W}$$

$$Q_{extL} = \frac{b_{n+1}}{J_{m+1}^2 / G_L} = \frac{g_n g_{n+1}}{W}$$

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

$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ 為所設計濾波器的比例頻寬 (fractional bandwidth)

有了以上及前面章節的設計步驟說明，接下來便可以開始我們的濾波器設計，在以下的模擬電路中，均是使用理想無損耗的傳輸線模組來完成，而電路的實現則是根據模擬結果使用四種不同的板材分別來製作 ($\epsilon = 3.5$ 、 $H = 20$ 及 60 mil； $\epsilon = 10.2$ 、 $H = 25$ 及 50mil)，完成電路的量測結果及電路實體依序如下所示。

6.1 介電常數 $\epsilon = 3.5$ ，厚度 $H = 20\text{mil}$ ：

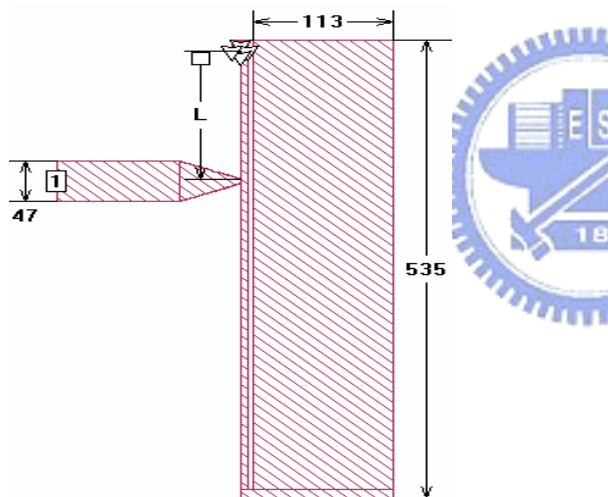
6.1.1、規格：

- (1)、中心頻率：1GHz
- (2)、頻寬：8% \rightarrow 0.96GHz ~ 1.04GHz
- (3)、通帶漣漪：0.05dB

6.1.2、Q 值及 K 值：

- (1)、 $Q_{\text{extS}} = Q_{\text{extL}} = 11.9849$ ：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

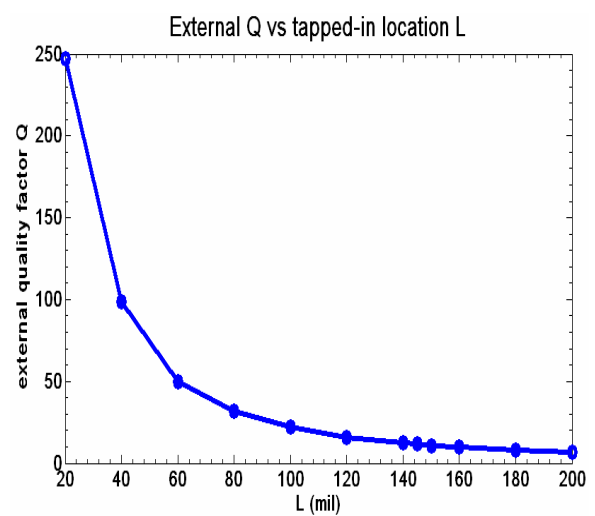
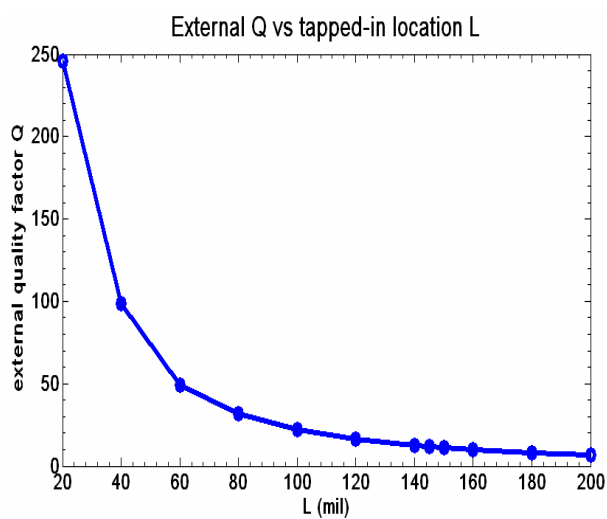
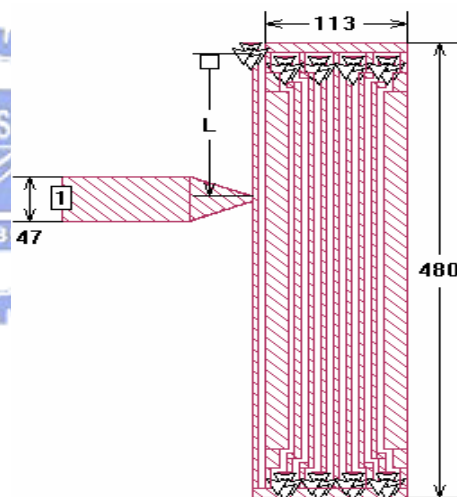


圖 6.1-1 外部品質因數

(2)、 $K_{12} = K_{34} = 0.072$:

a、無接地細帶 :

b、有接地細帶 :

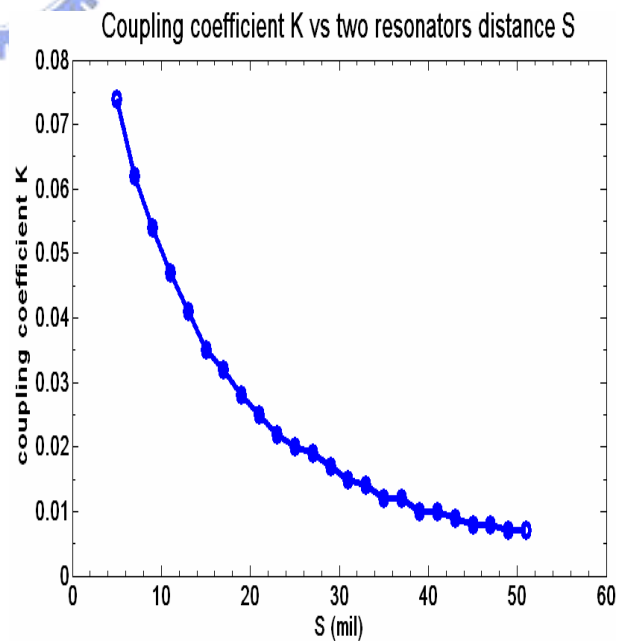
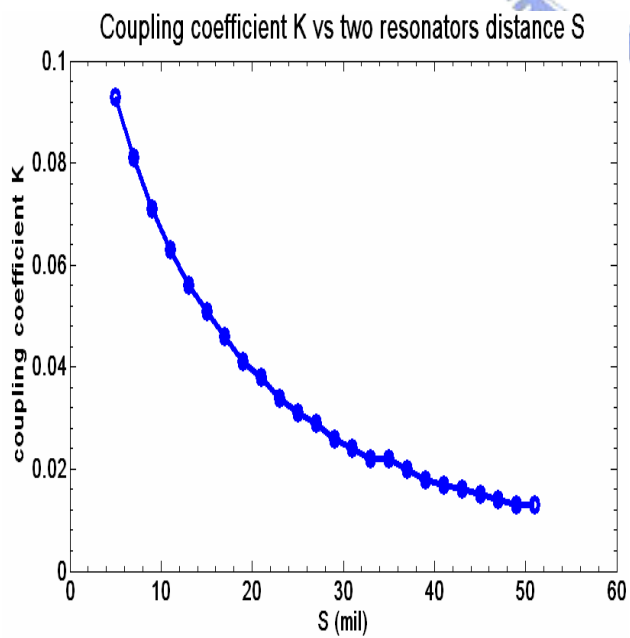
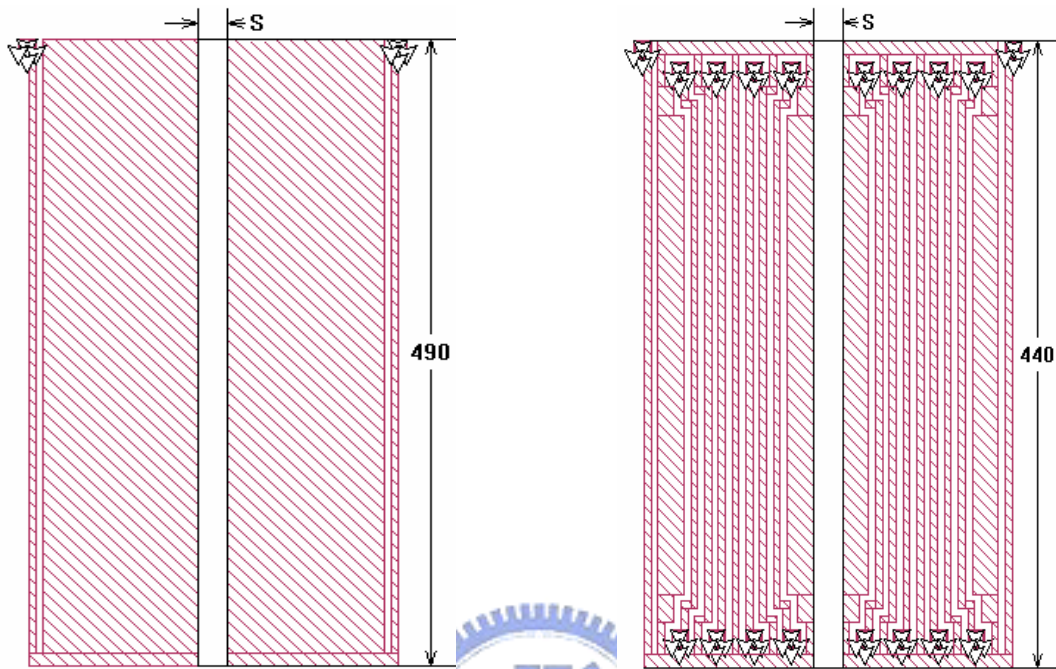
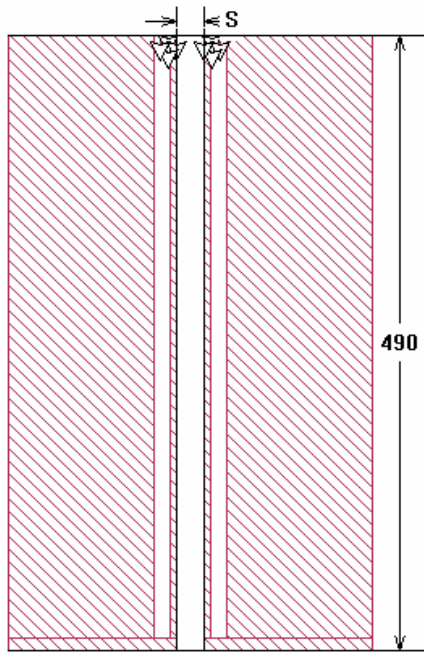


圖 6.1-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數

(3)、 $K_{23} = 0.055$:

a、無接地細帶 :



b、有接地細帶 :

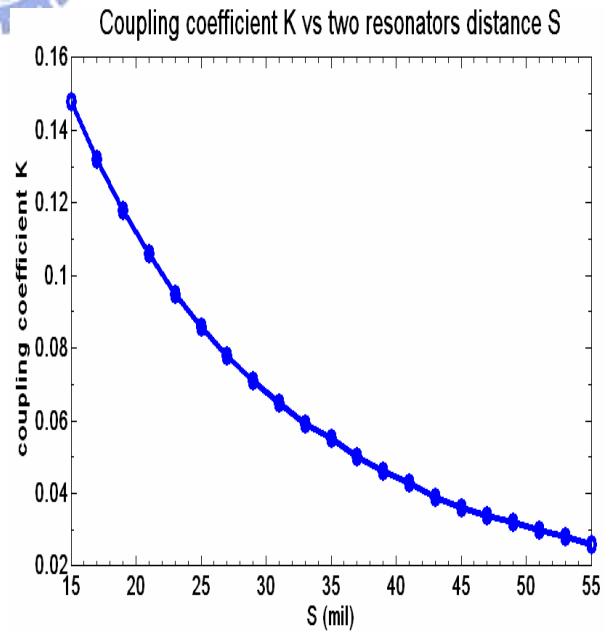
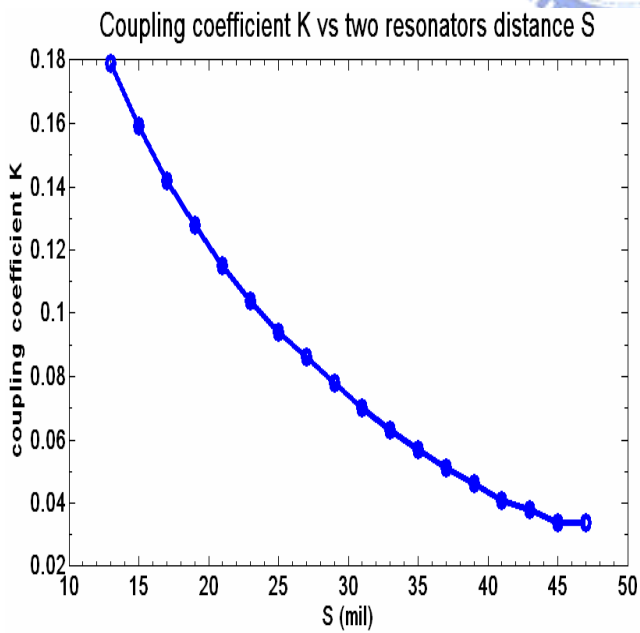
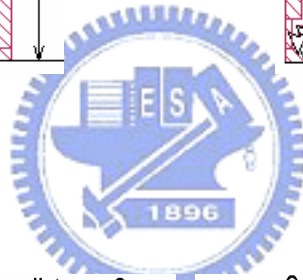
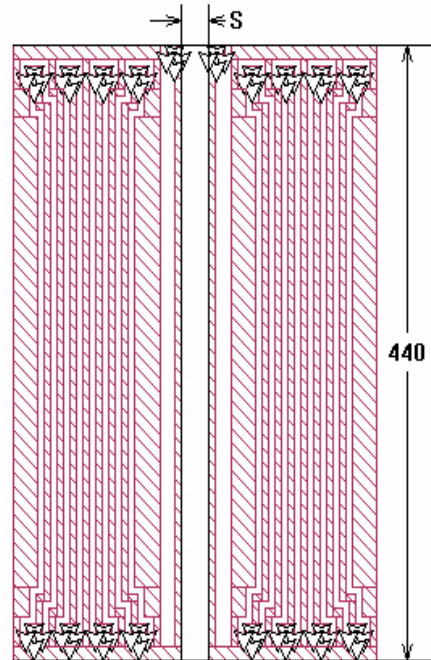


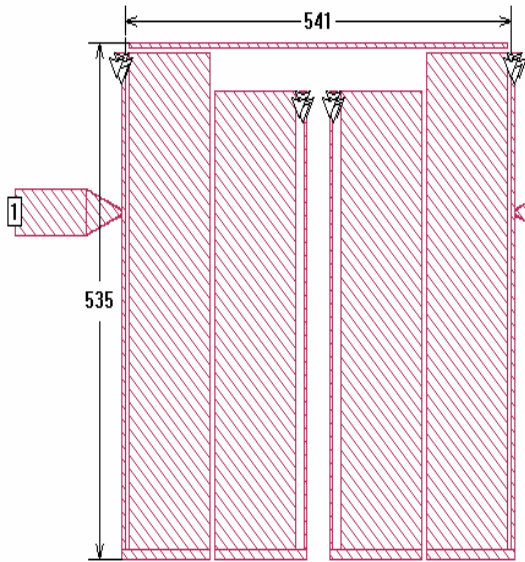
圖 6.1-3 2-3 腔內部耦合係數

6.1.3 模擬及實作結果：

6.1.3-1、1-4 腔有耦合 (經由細線)：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

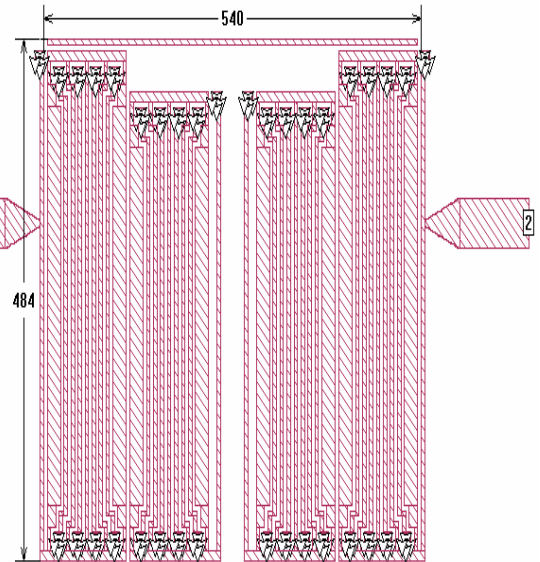


圖 6.1-4 模擬電路圖

(2)、實際電路圖：

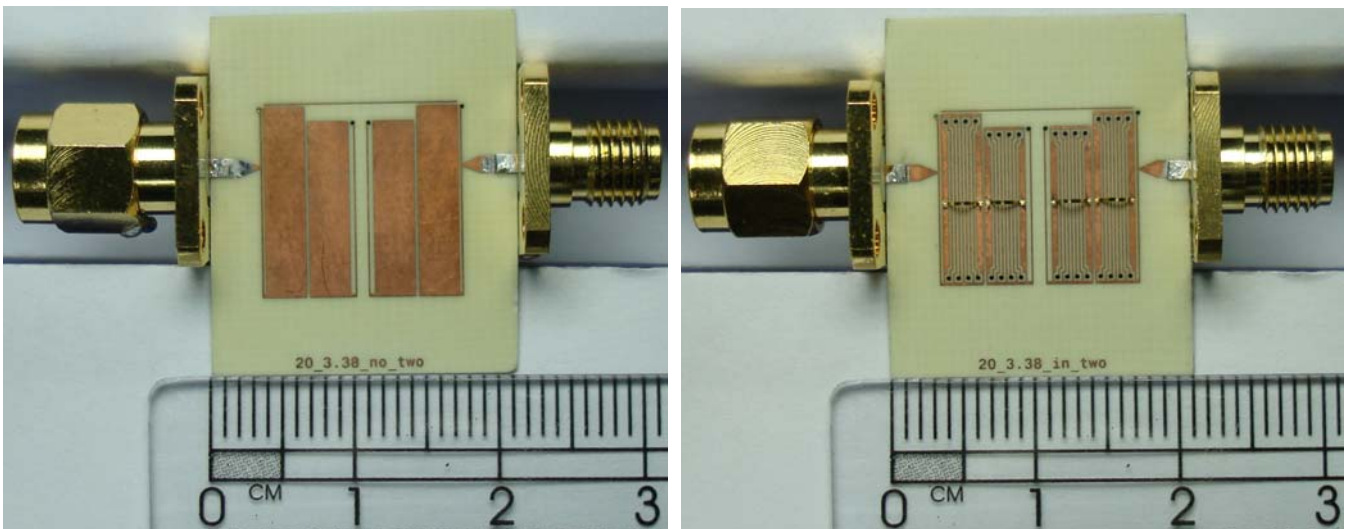
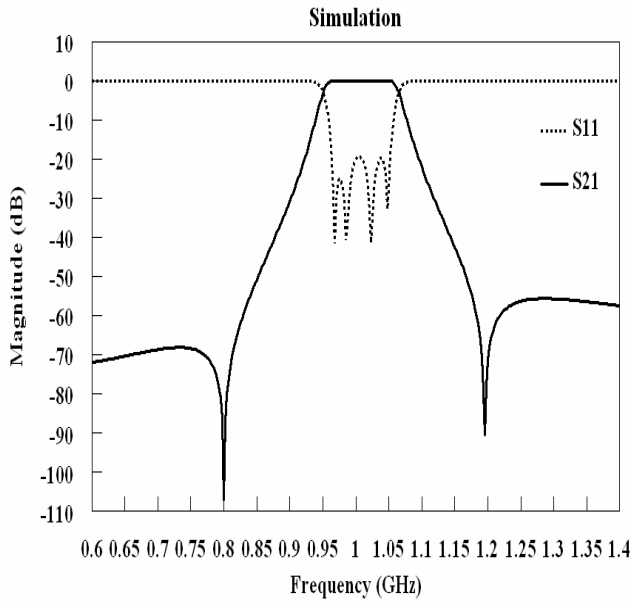


圖 6.1-5 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

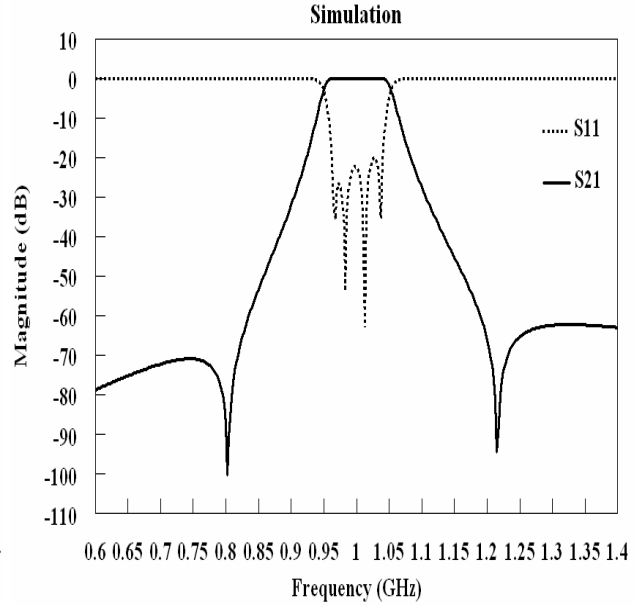
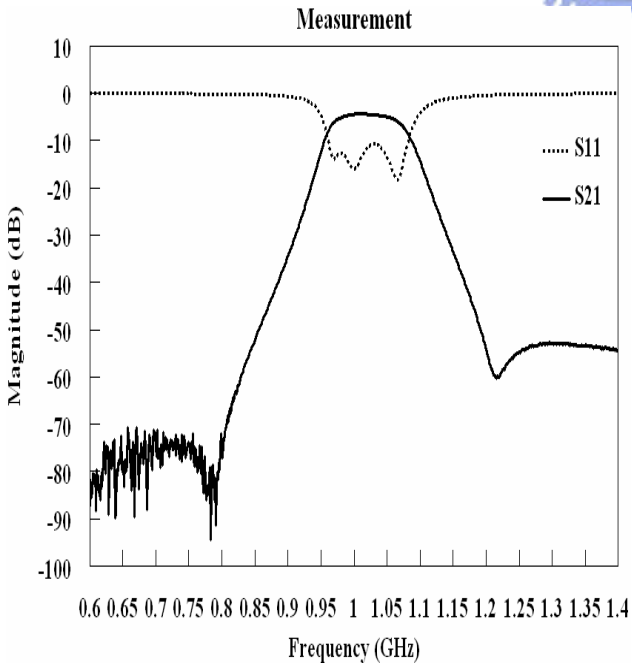


圖 6.1-6 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

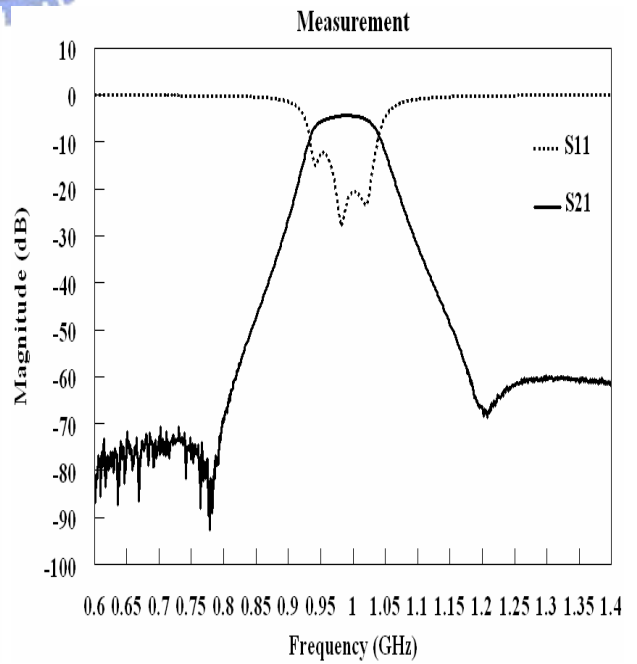
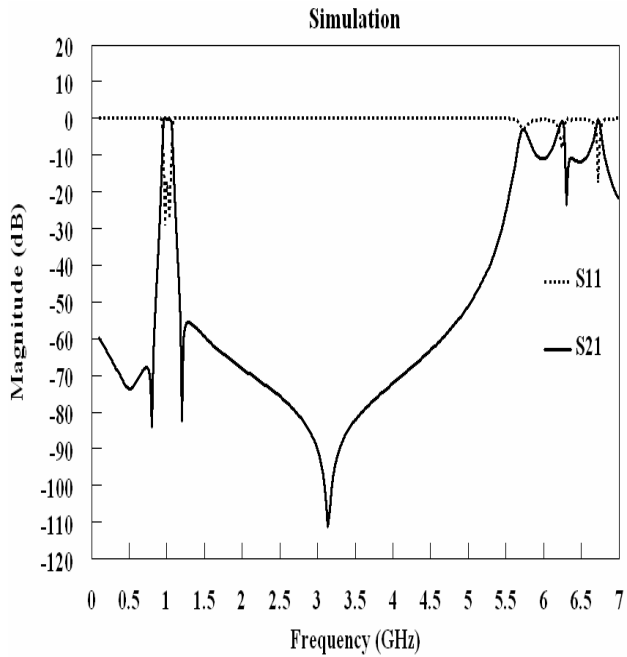


圖 6.1-7 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

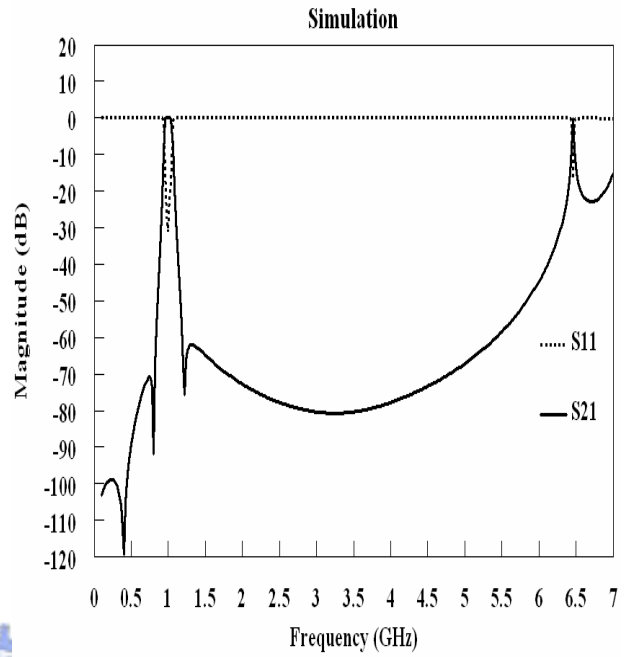
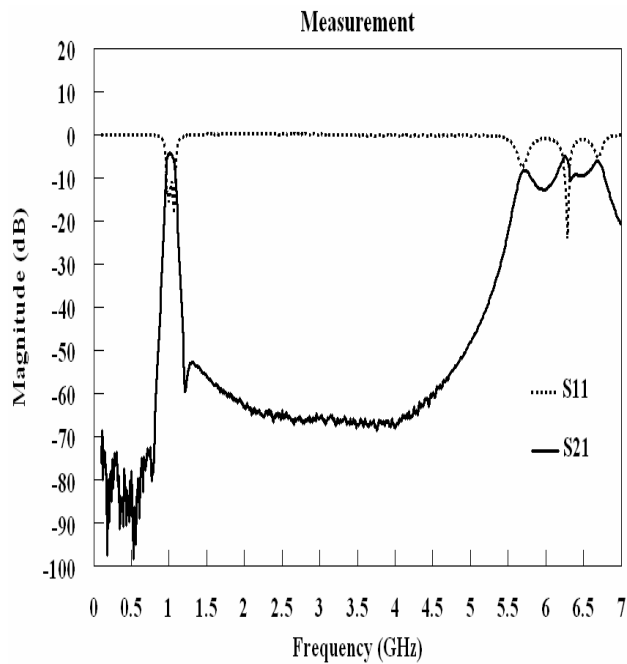


圖 6.1-8 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

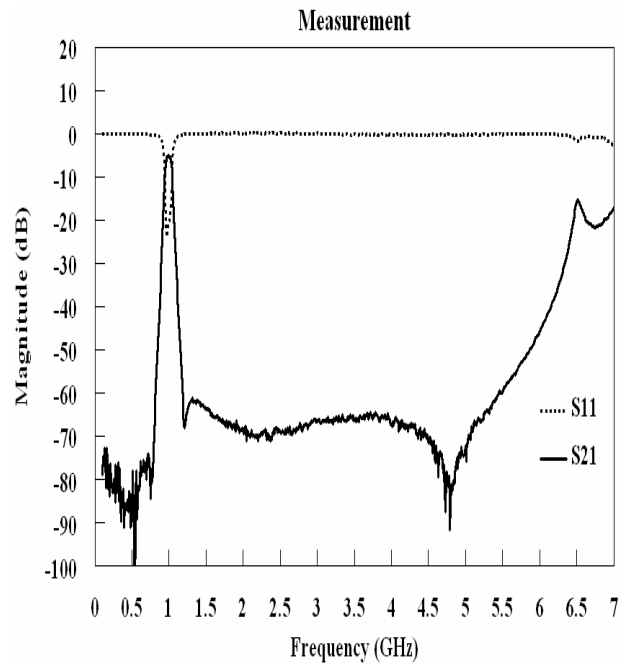
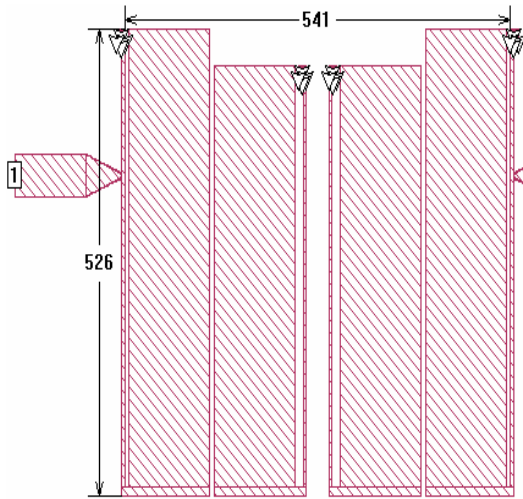


圖 6.1-9 寬頻量測結果

6.1.3-2、1-4 腔無耦合：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

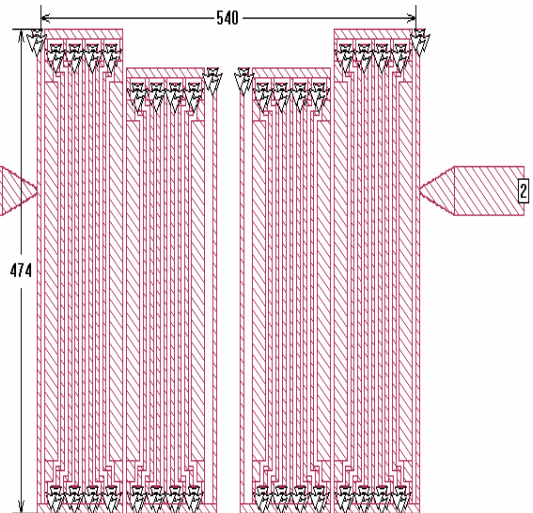


圖 6.1-10 模擬電路圖



(2)、實際電路圖：

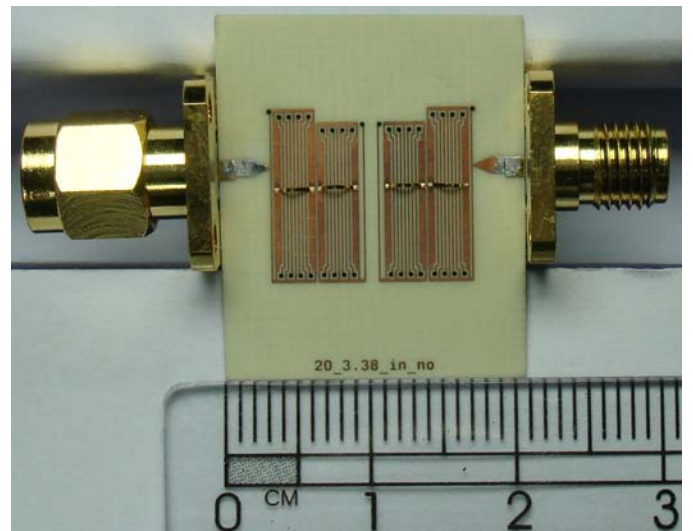
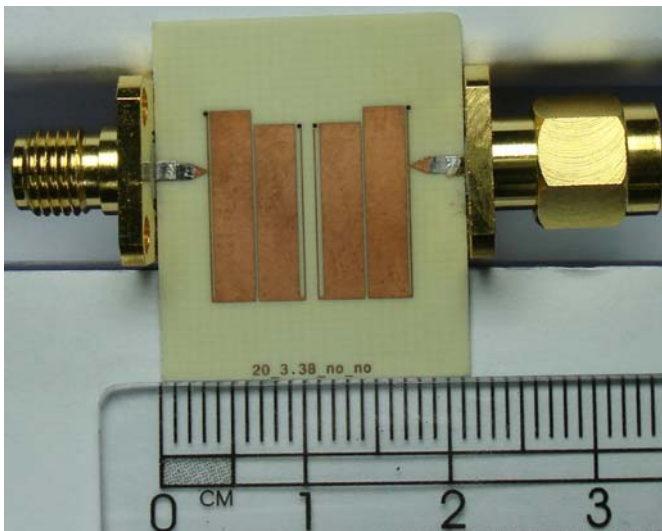
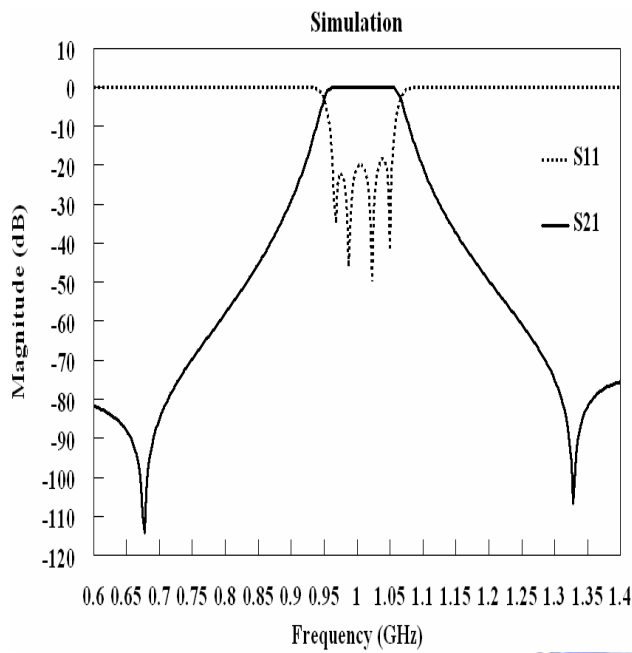


圖 6.1-11 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

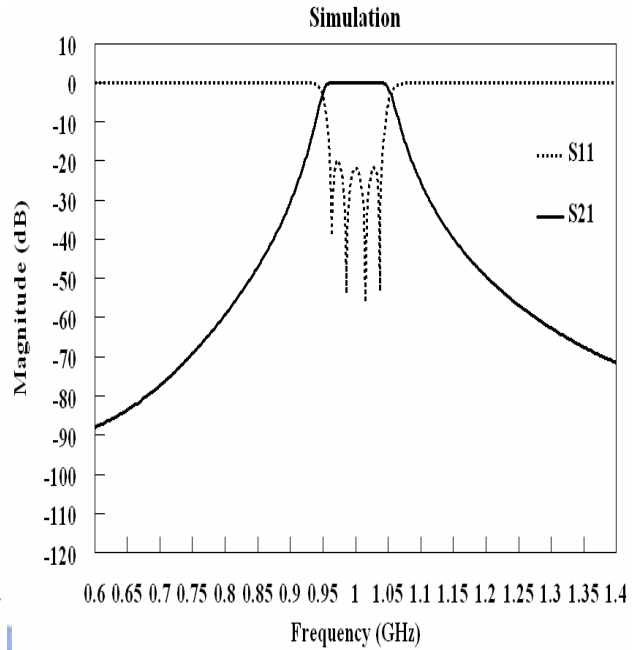
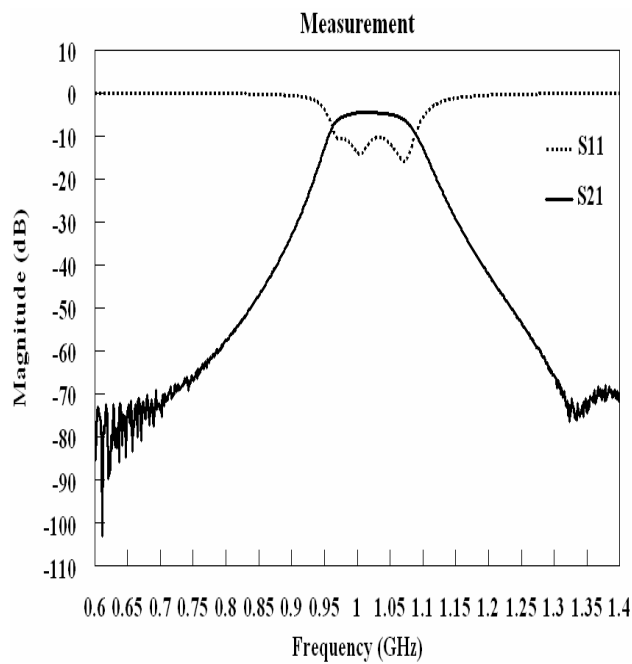


圖 6.1-12 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

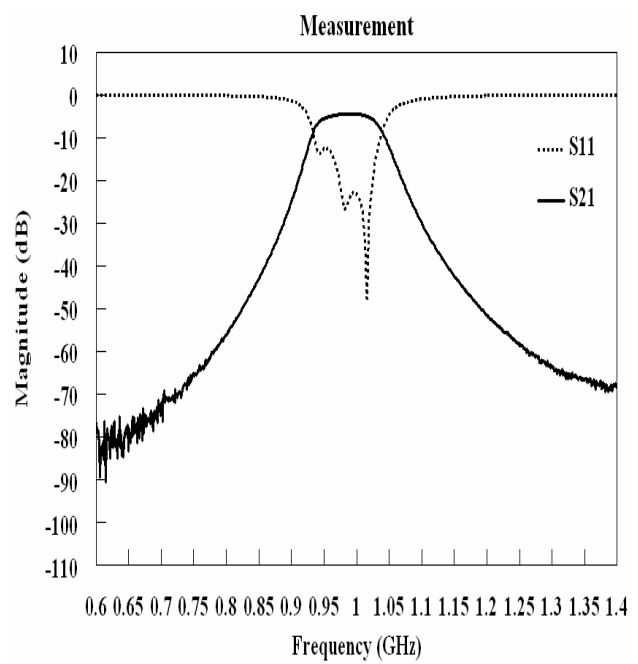
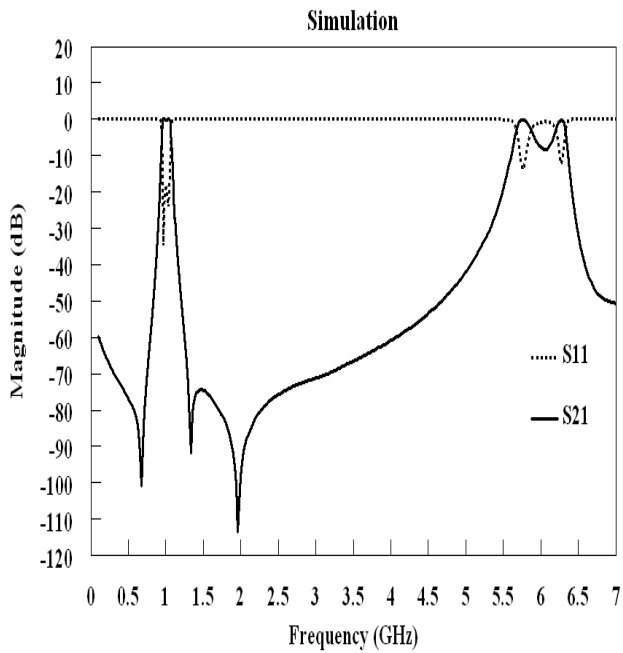


圖 6.1-13 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

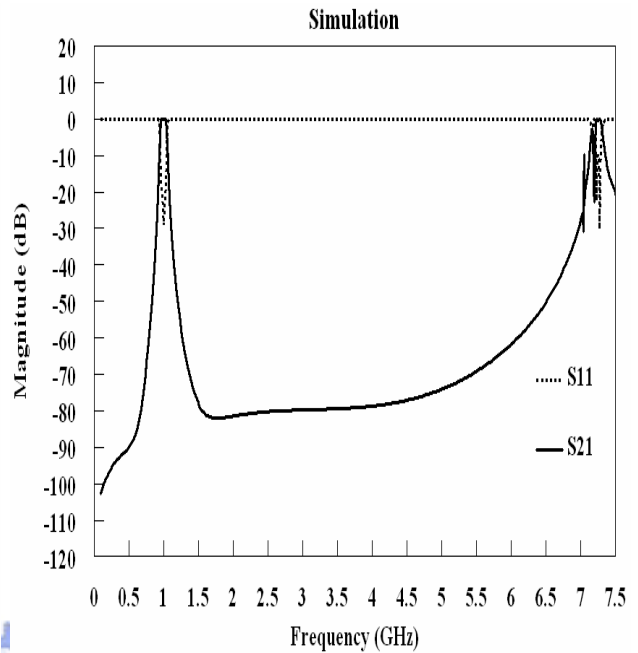
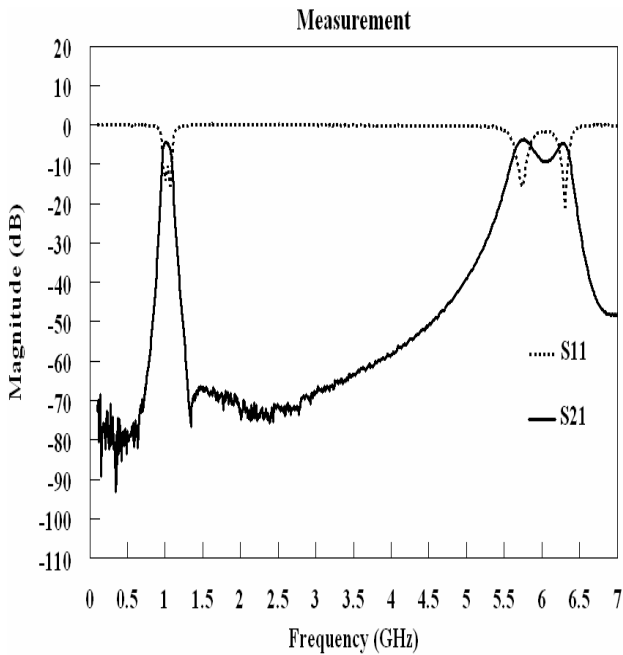


圖 6.1-14 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

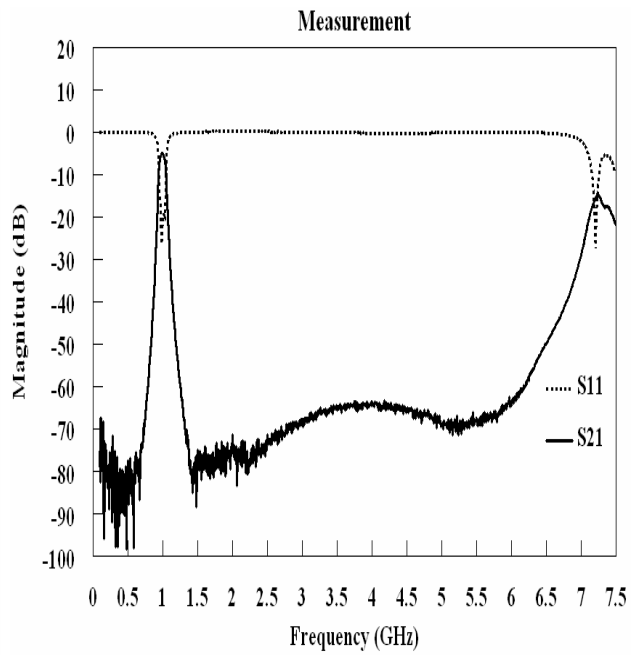


圖 6.1-15 寬頻量測結果

6.2 介電常數 $\epsilon = 3.5$ ，厚度 $H = 60\text{mil}$ ：

6.2.1、規格：

- (1)、中心頻率：1GHz
- (2)、頻寬：10% \rightarrow 0.95GHz ~ 1.05GHz
- (3)、通帶漣漪：0.05dB

6.2.2、Q 值及 K 值：

- (1)、 $Q_{\text{extS}} = Q_{\text{extL}} = 9.588$ ：

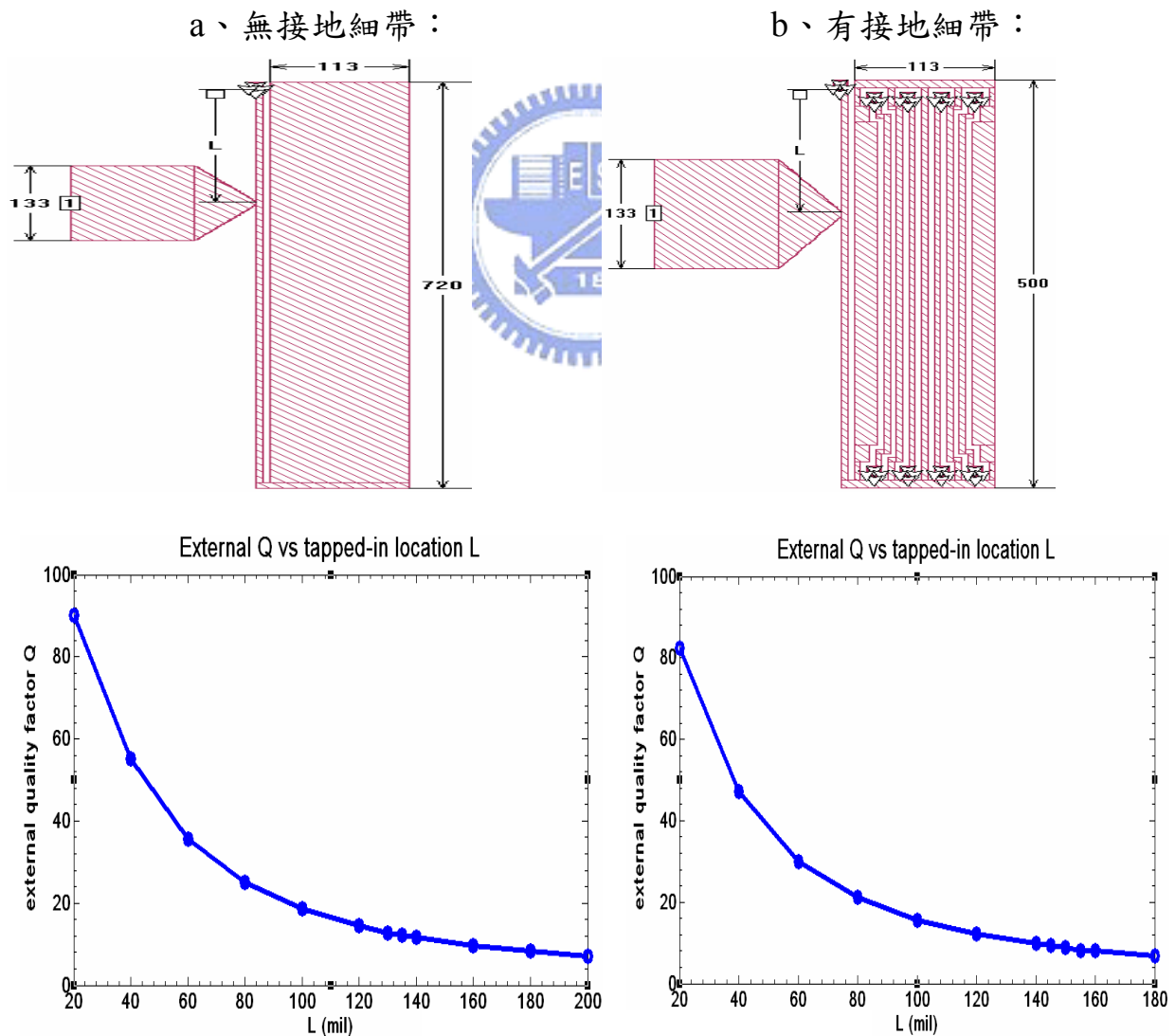


圖 6.2-1 外部品質因數

(2)、 $K_{12} = K_{34} = 0.09$:

a、無接地細帶 :

b、有接地細帶 :

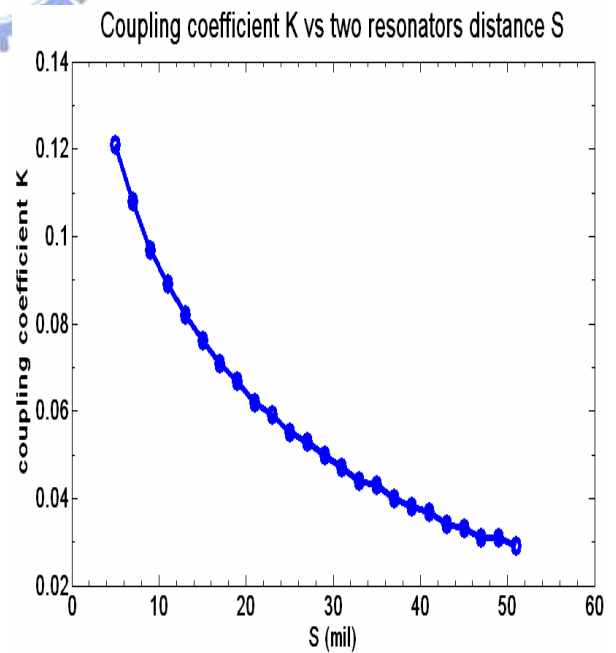
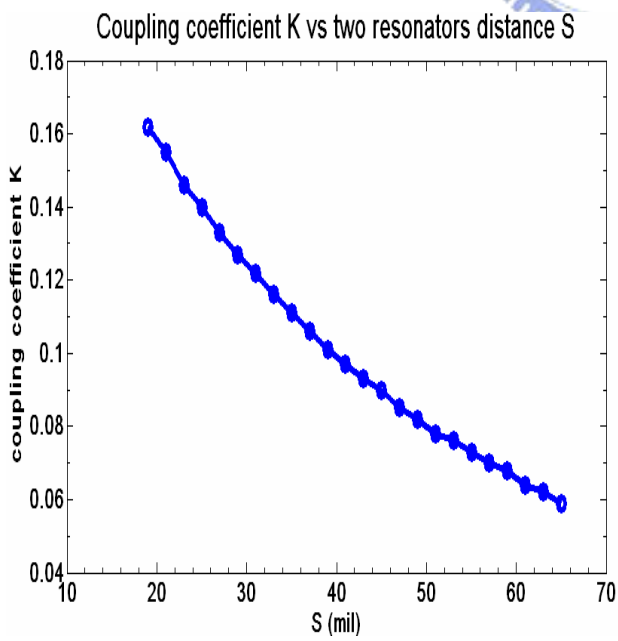
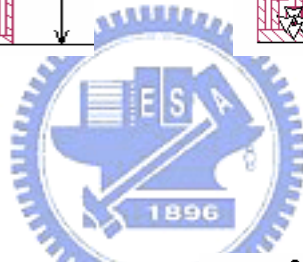
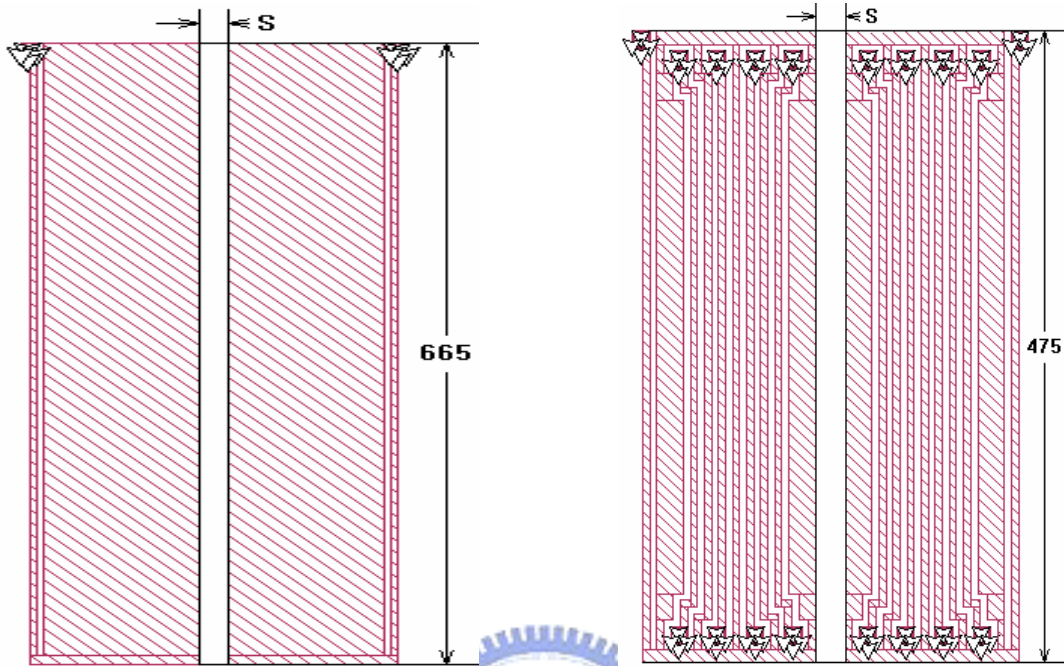
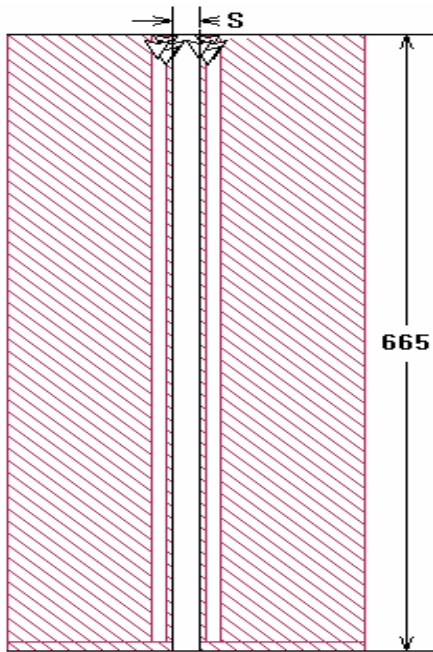


圖 6.2-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數

(3)、 $K_{23} = 0.0692$:

a、無接地細帶 :



b、有接地細帶 :

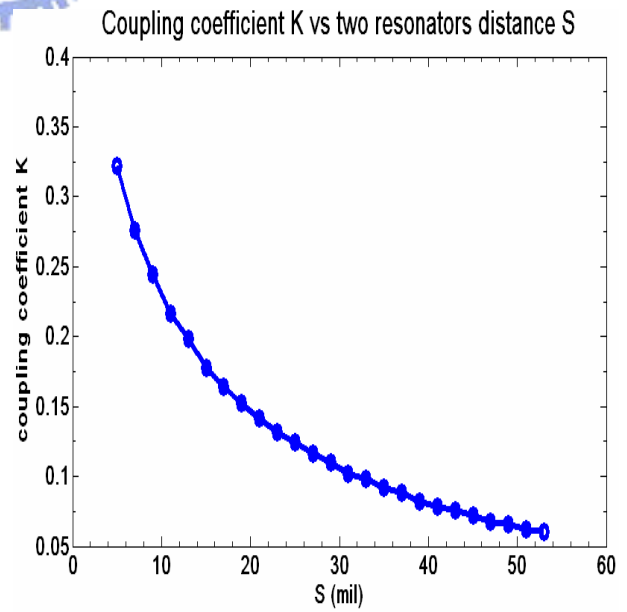
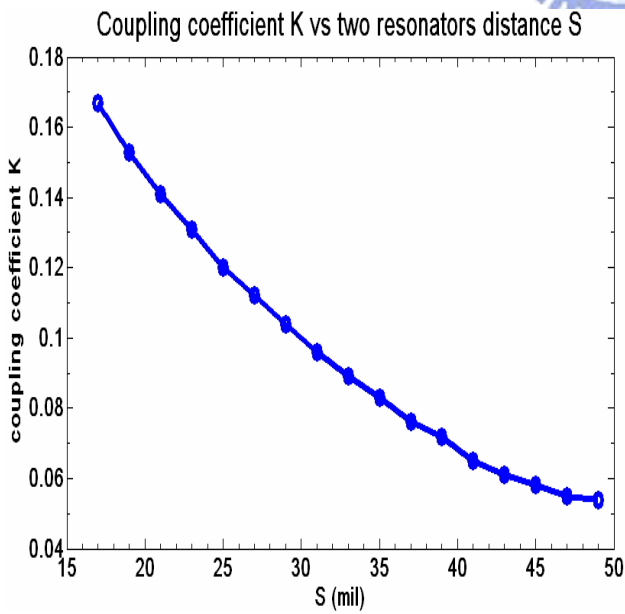
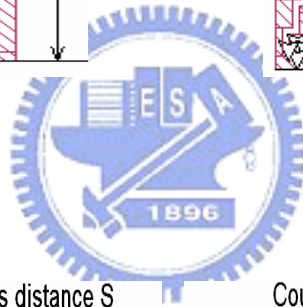
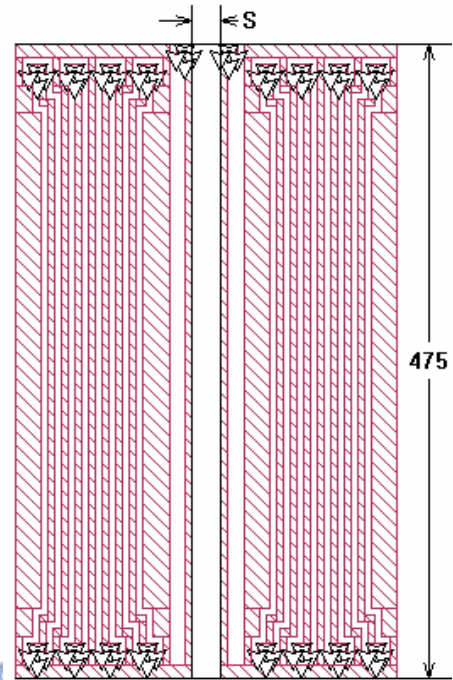


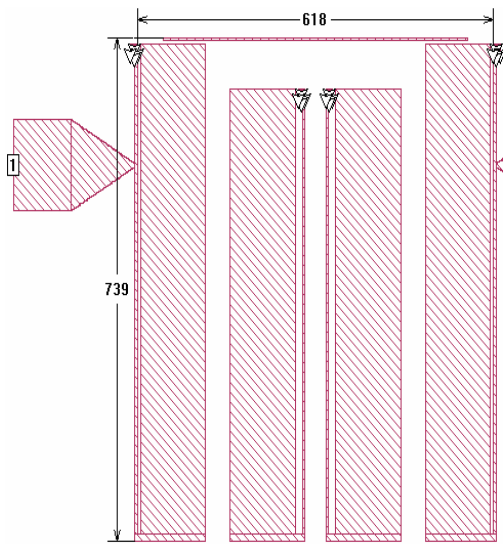
圖 6.2-3 2-3 腔內部耦合係數

6.2.3 模擬及實作結果：

6.2.3-1、1-4 腔有耦合 (經由細線)：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

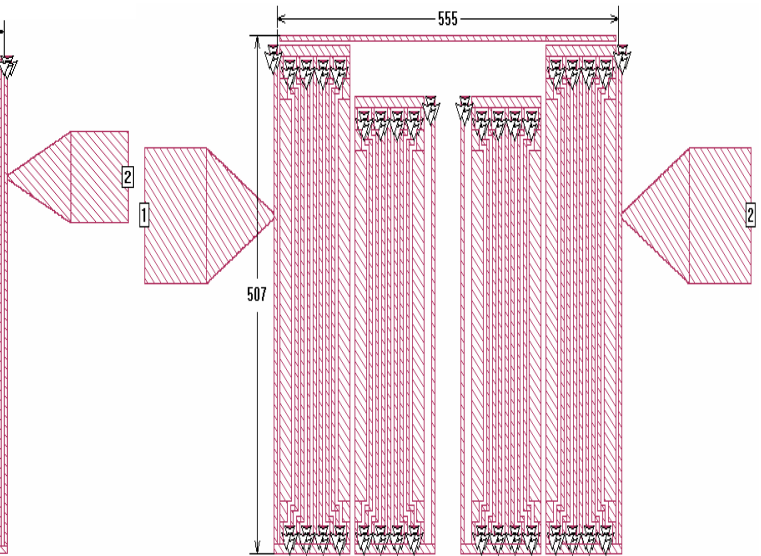


圖 6.2-4 模擬電路圖

(2)、實際電路圖：

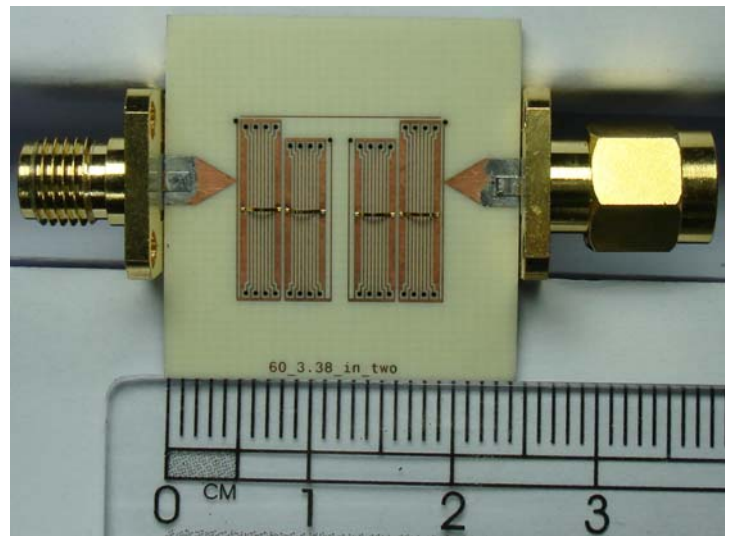
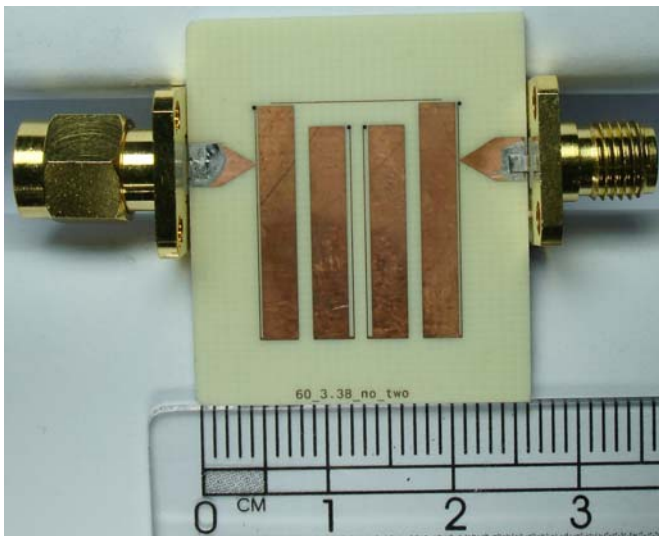
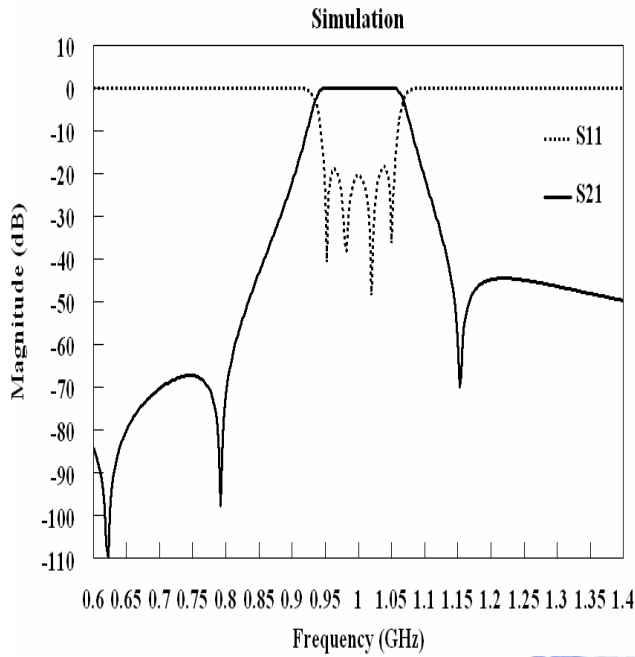


圖 6.2-5 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

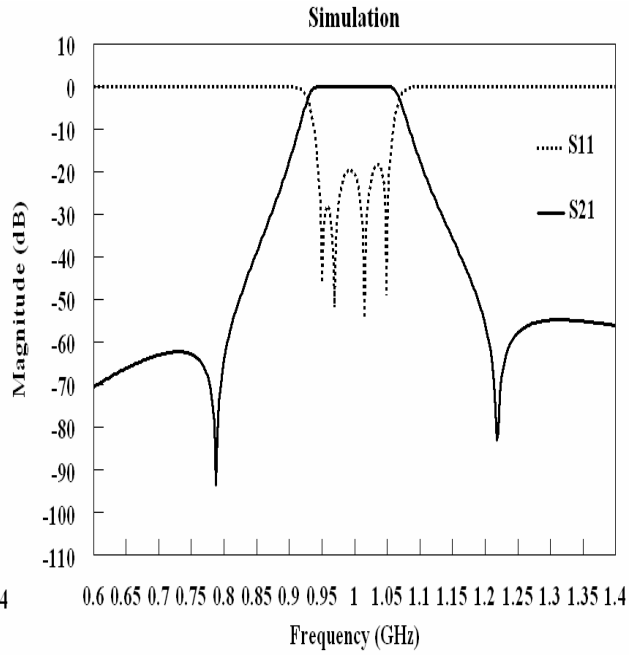
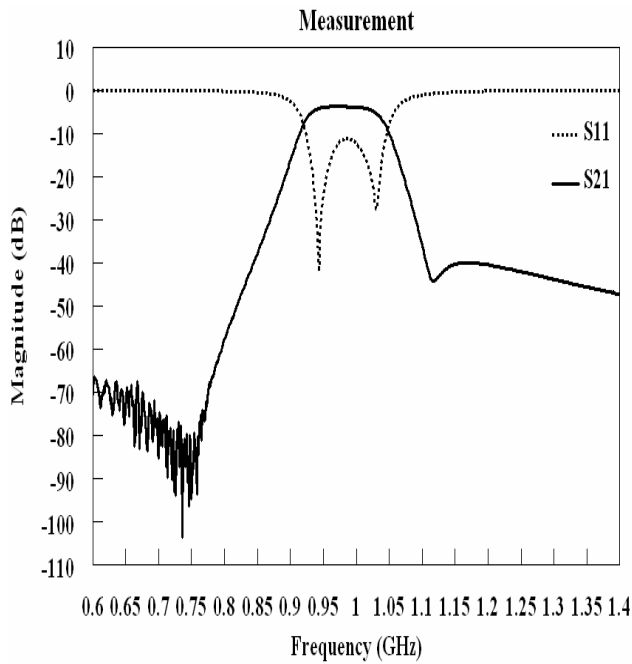


圖 6.2-6 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

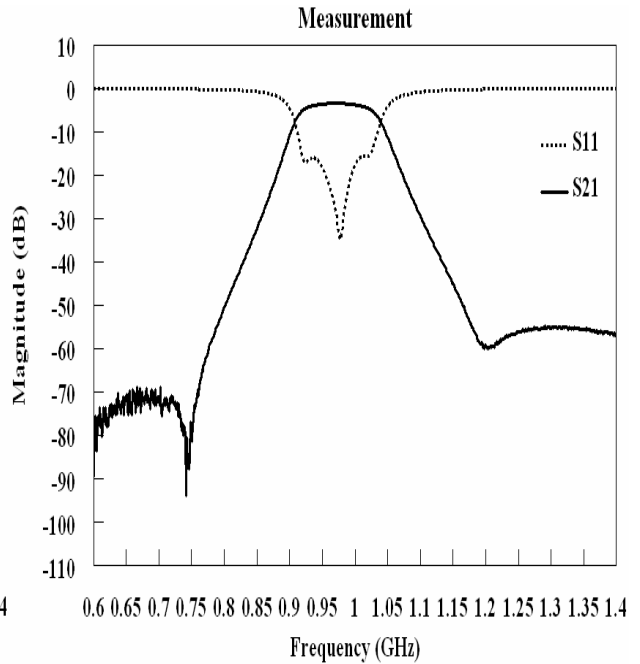
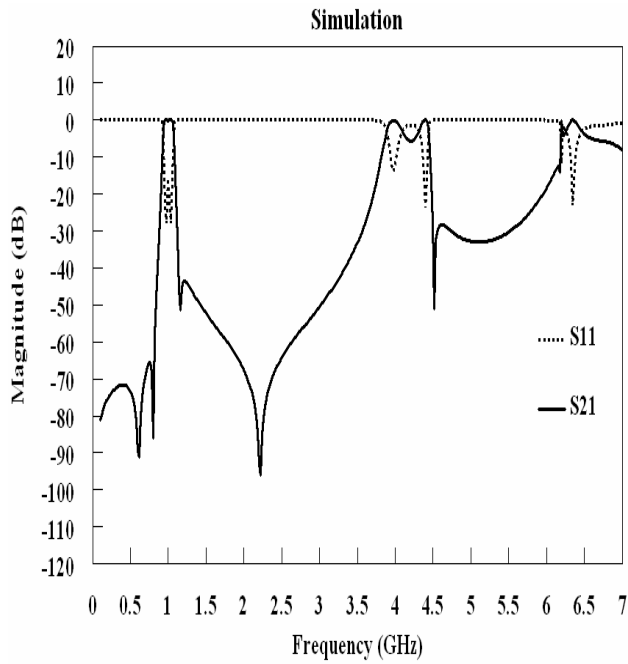


圖 6.2-7 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

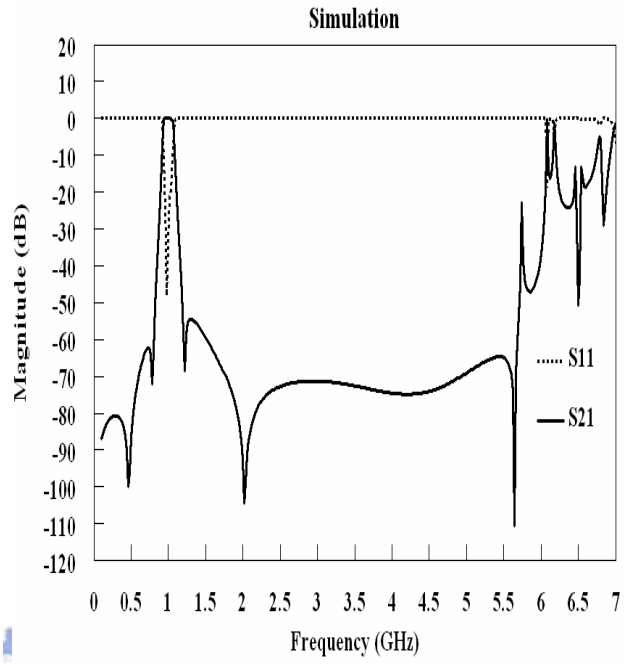
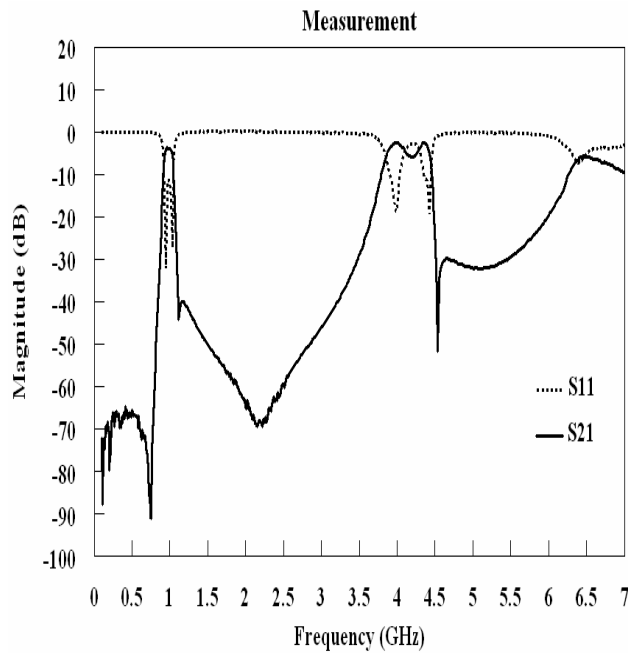


圖 6.2-8 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

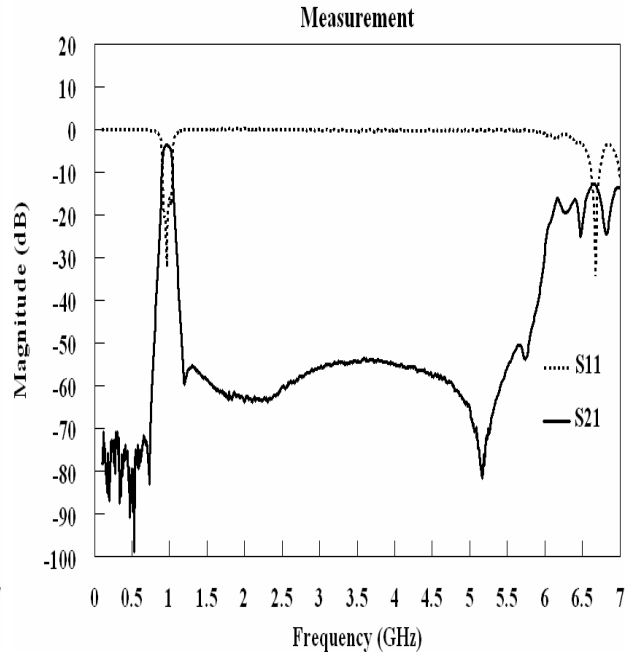


圖 6.2-9 寬頻量測結果

6.2.3-2、1 - 4 腔無耦合：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：

b、有接地細帶：

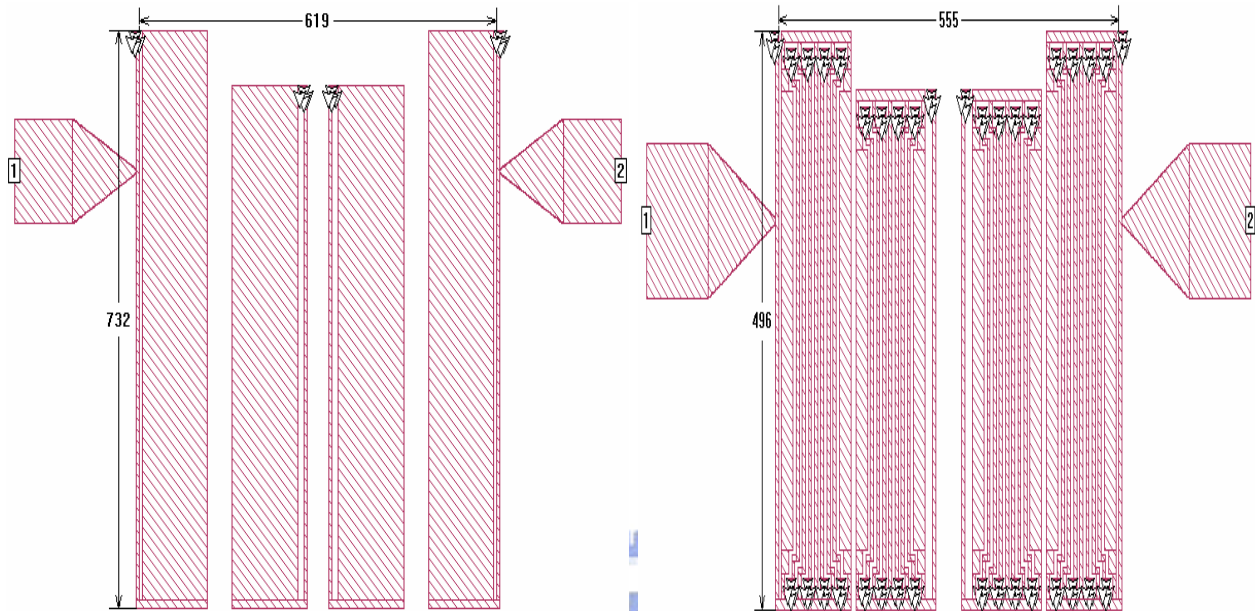


圖 6.2-10 模擬電路圖

(2)、實際電路圖：

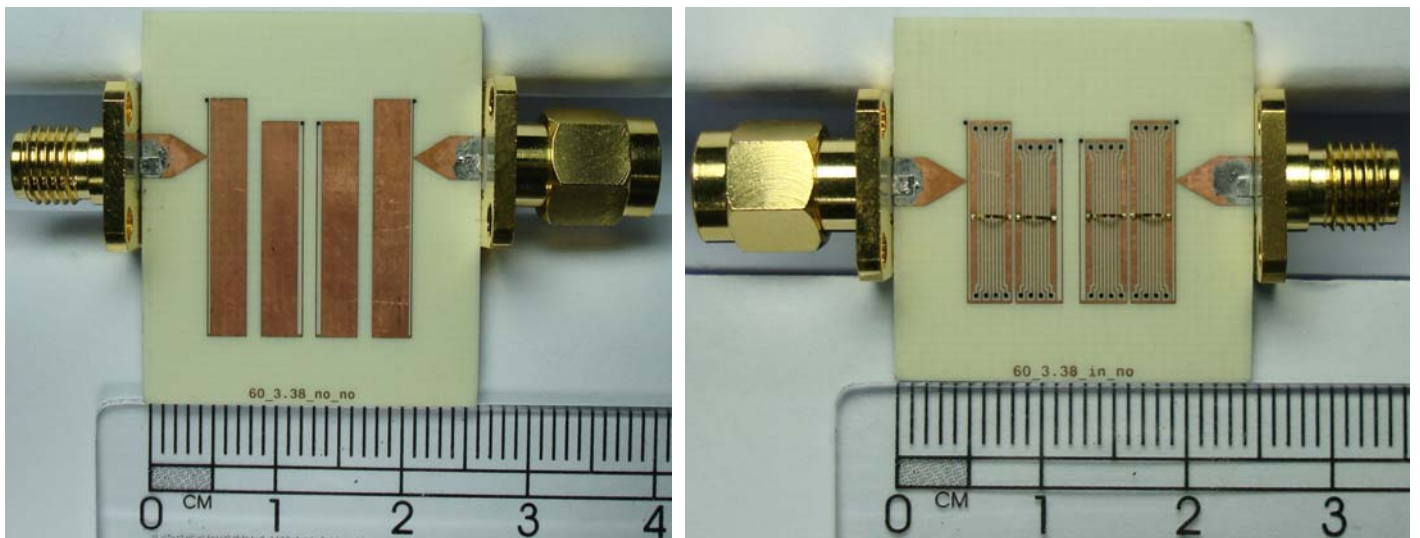


圖 6.2-11 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：

b、有接地細帶：

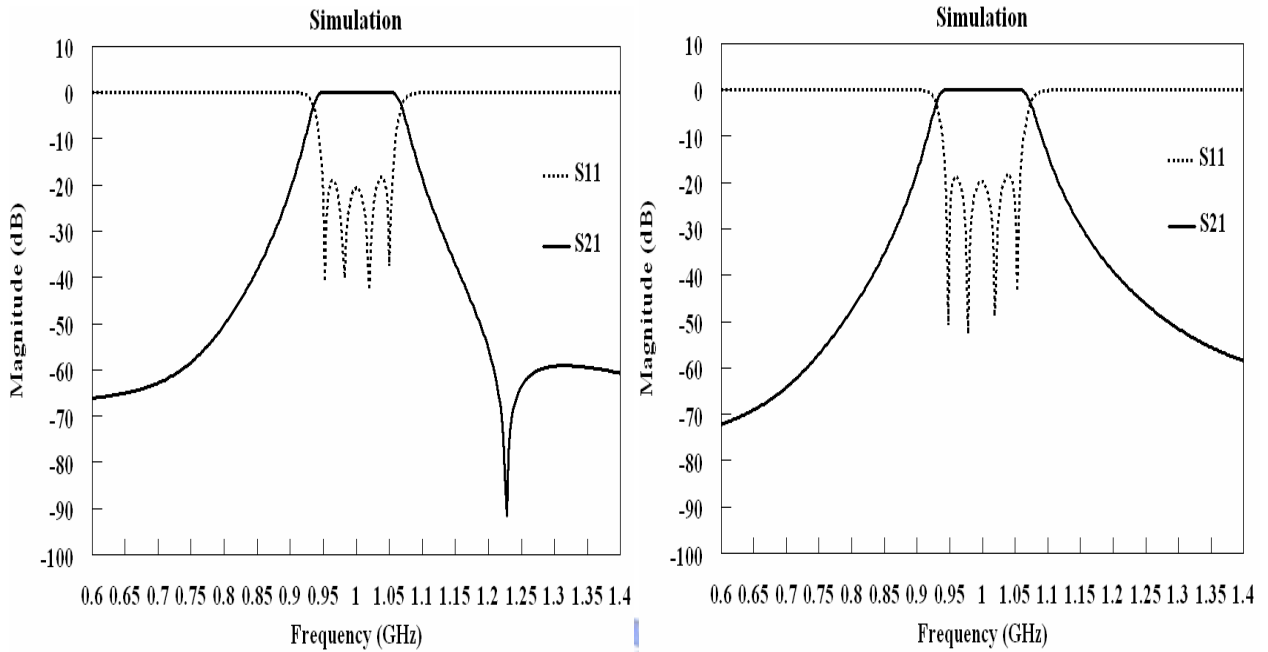


圖 6.2-12 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：

b、有接地細帶：

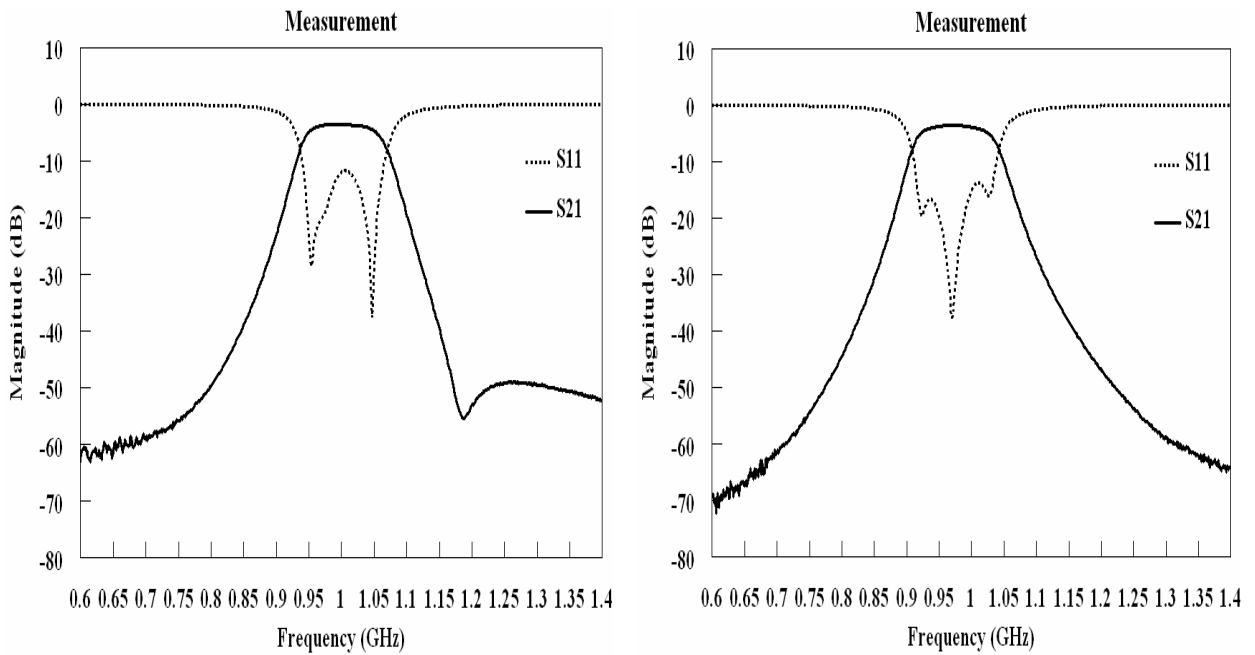
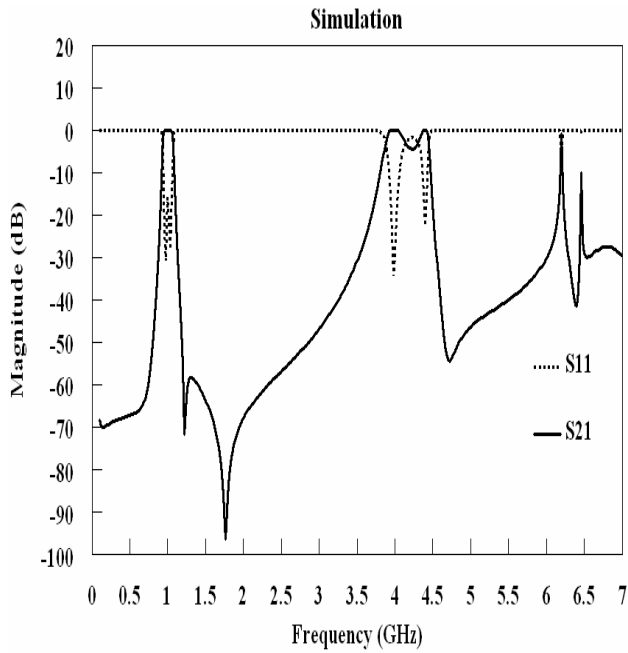


圖 6.2-13 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

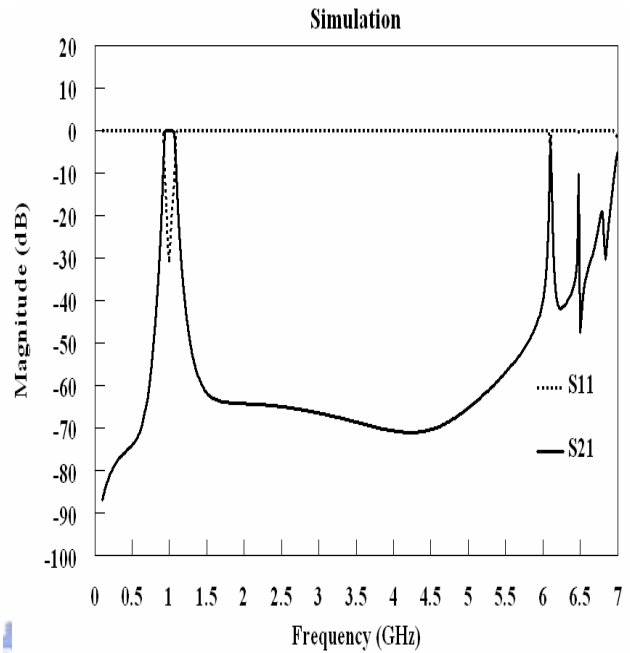
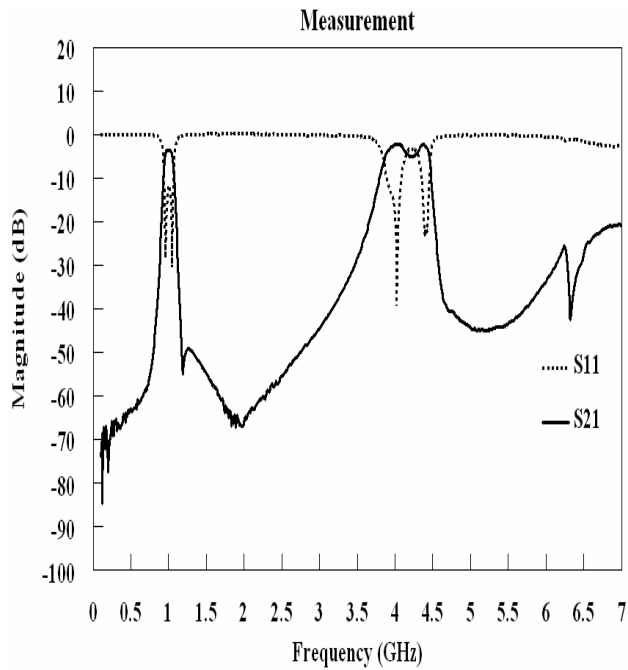


圖 6.2-14 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

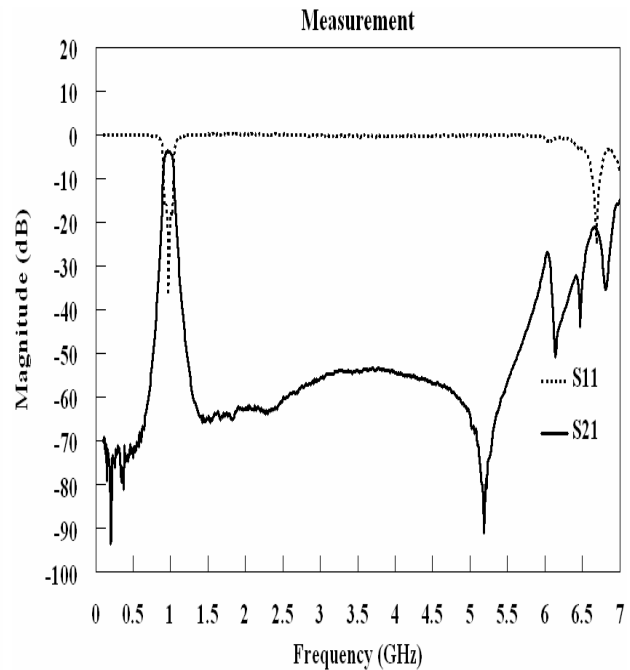


圖 6.2-15 寬頻量測結果

6.3 介電常數 $\epsilon = 10.2$ ，厚度 $H = 25\text{mil}$ ：

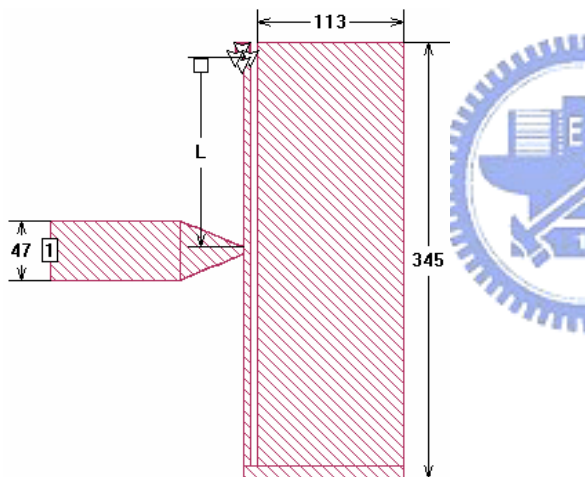
6.3.1、規格：

- (1)、中心頻率：1GHz
- (2)、頻寬：7% \rightarrow 0.965GHz ~ 1.035GHz
- (3)、通帶漣漪：0.05dB

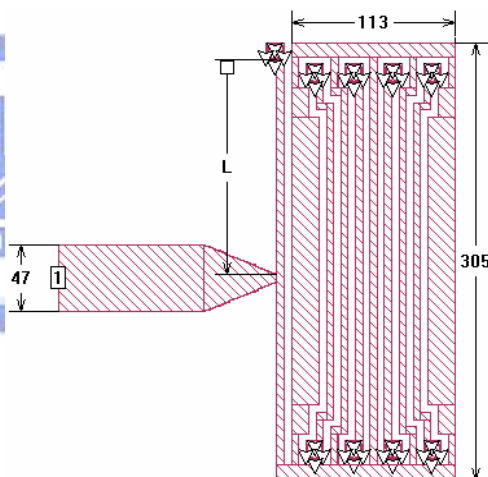
6.3.2、Q 值及 K 值：

- (1)、 $Q_{\text{extS}} = Q_{\text{extL}} = 13.7$ ：

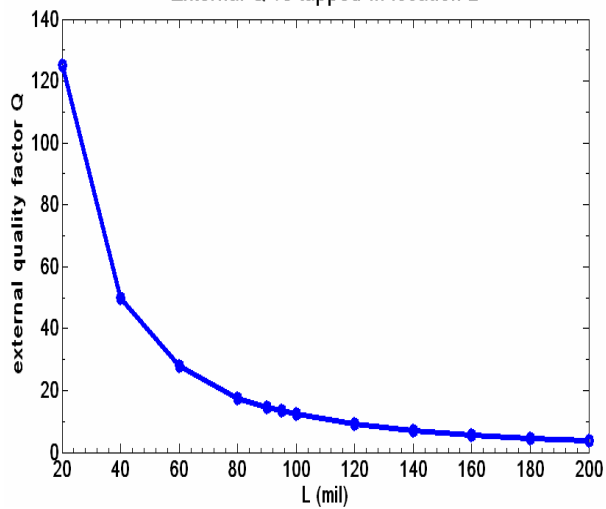
a、無接地細帶：



b、有接地細帶：



External Q vs tapped-in location L



External Q vs tapped-in location L

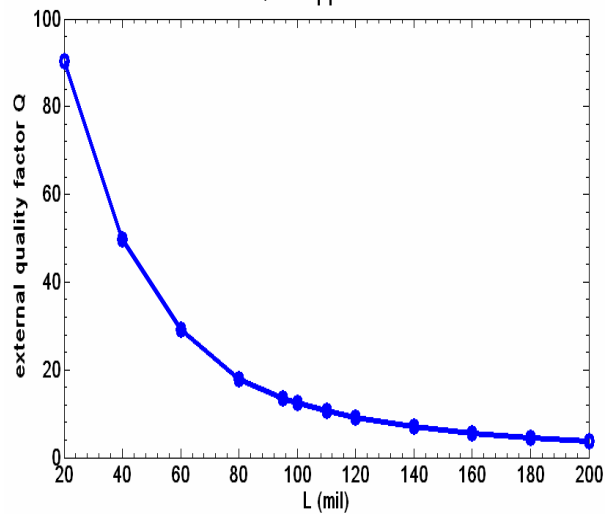


圖 6.3-1 外部品質因數

(2)、 $K_{12} = K_{34} = 0.063$:

a、無接地細帶 :

b、有接地細帶 :

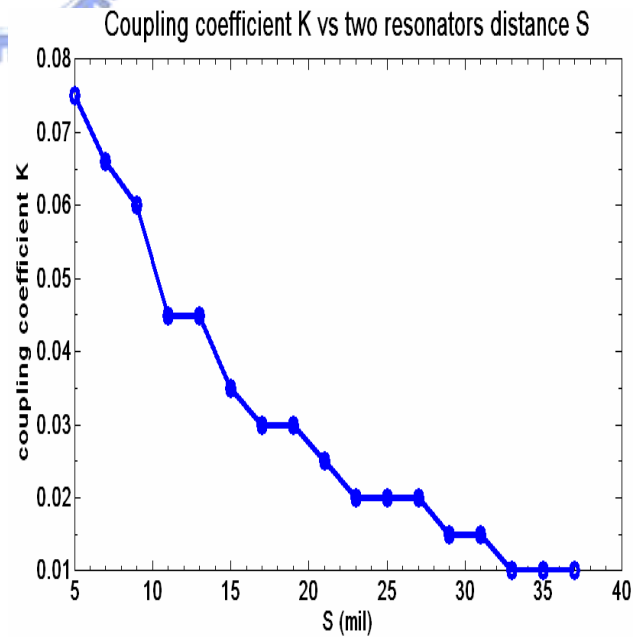
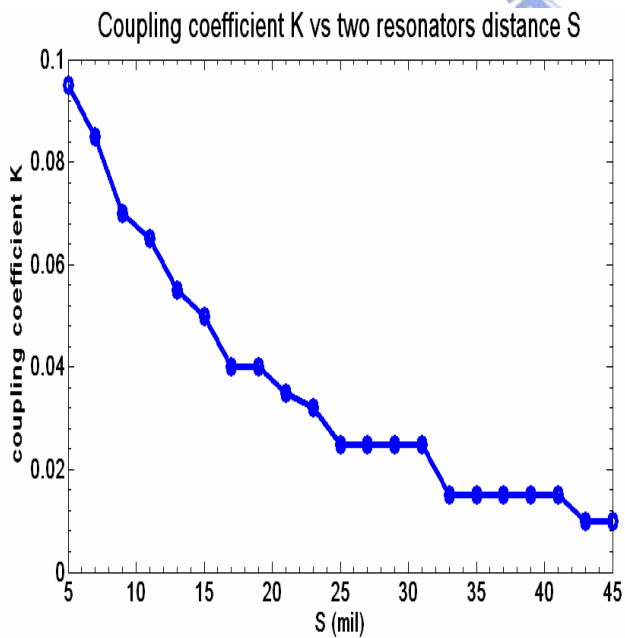
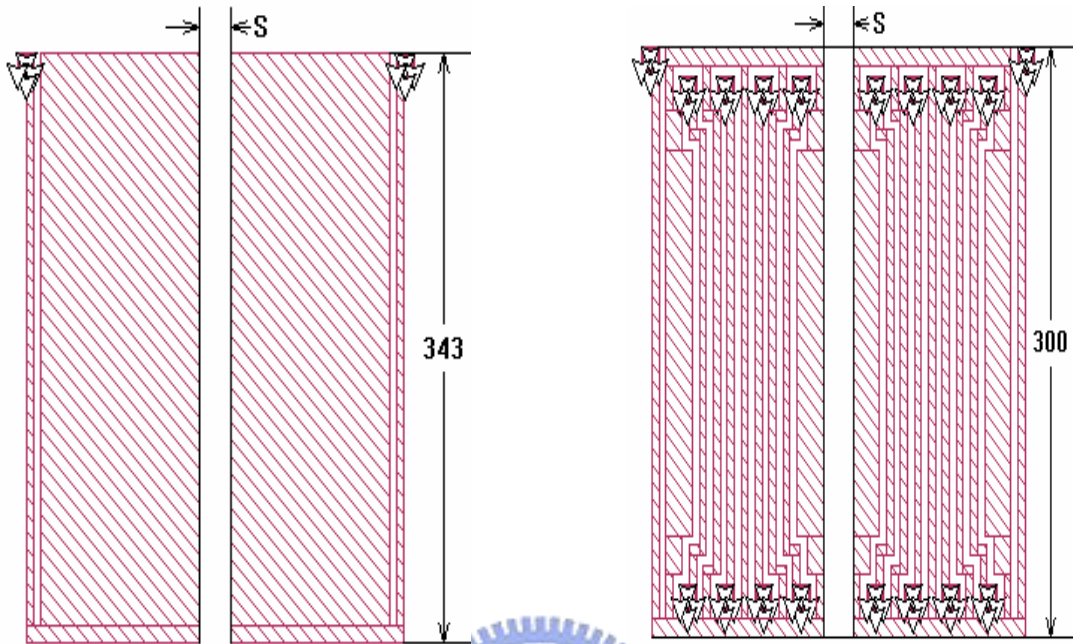
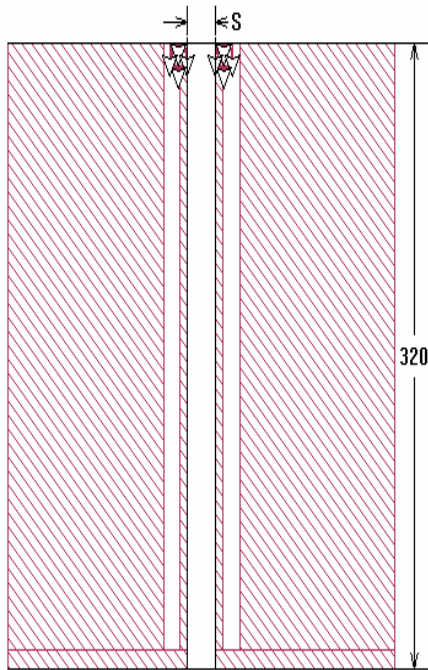


圖 6.3-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數

(3)、 $K_{23} = 0.048$:

a、無接地細帶 :



b、有接地細帶 :

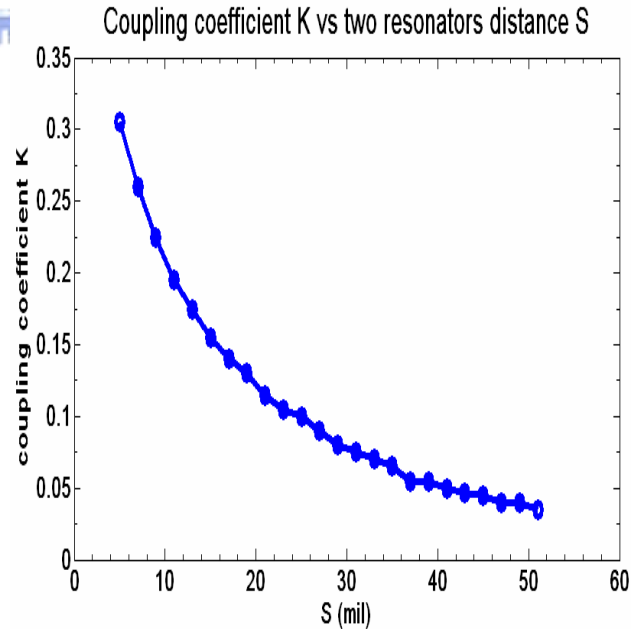
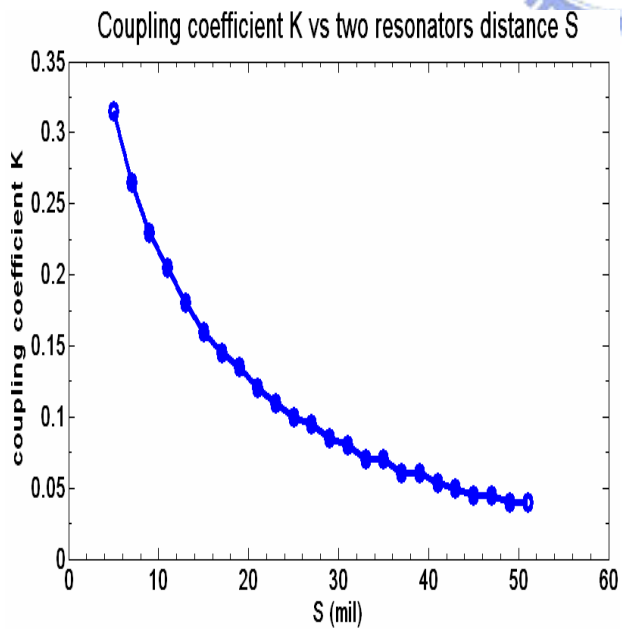
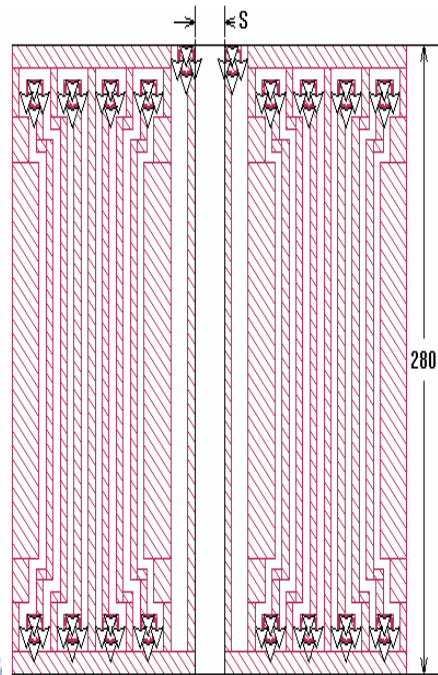


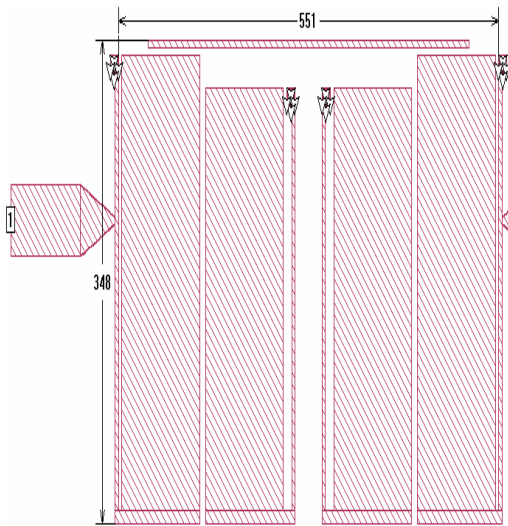
圖 6.3-3 2-3 腔內部耦合係數

6.3.3 模擬及實作結果：

6.3.3-1、1-4 腔有耦合 (經由細線)：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

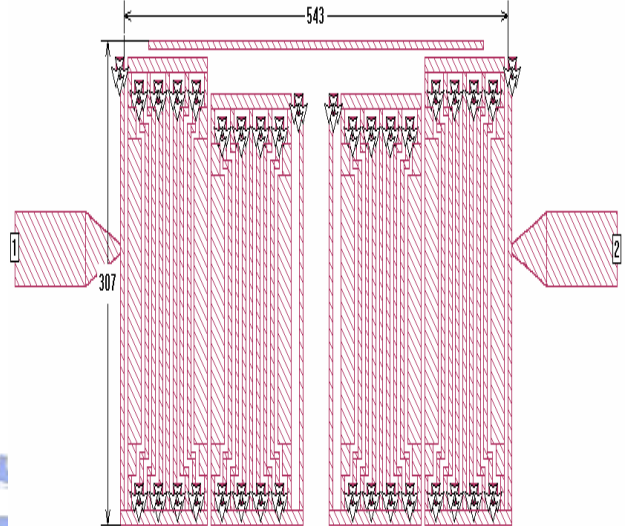


圖 6.3-4 模擬電路圖

(2)、實際電路圖：

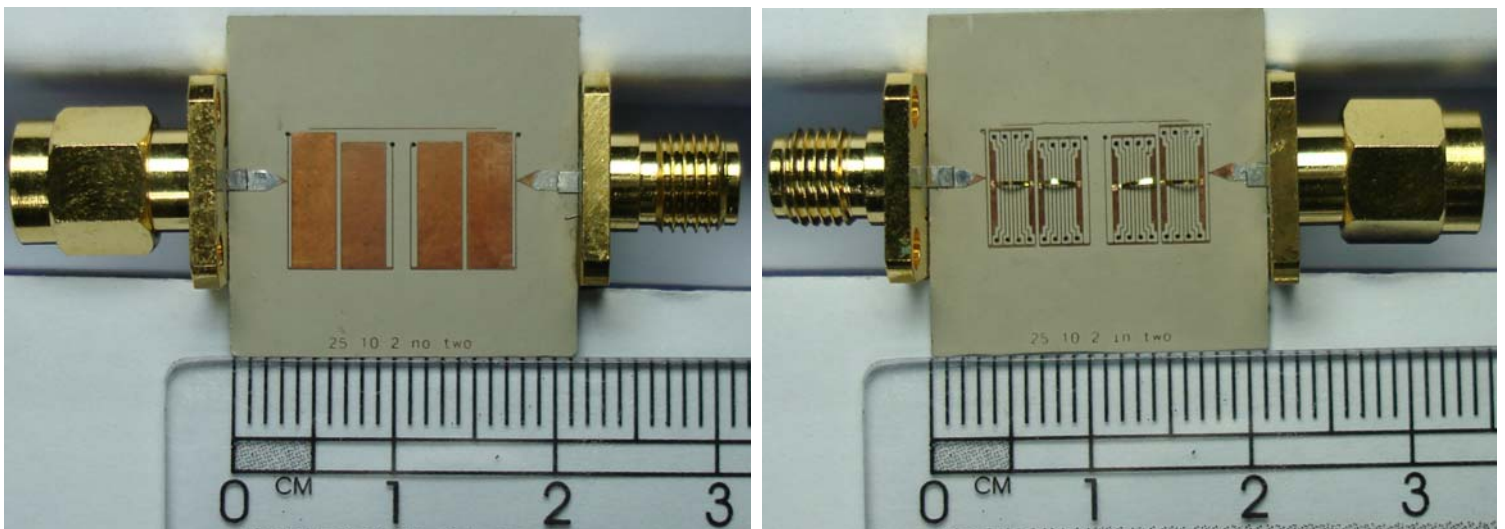
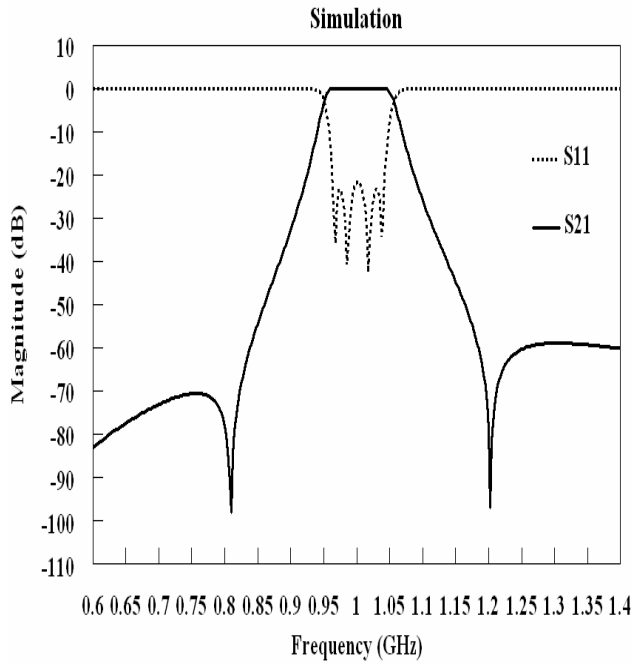


圖 6.3-5 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

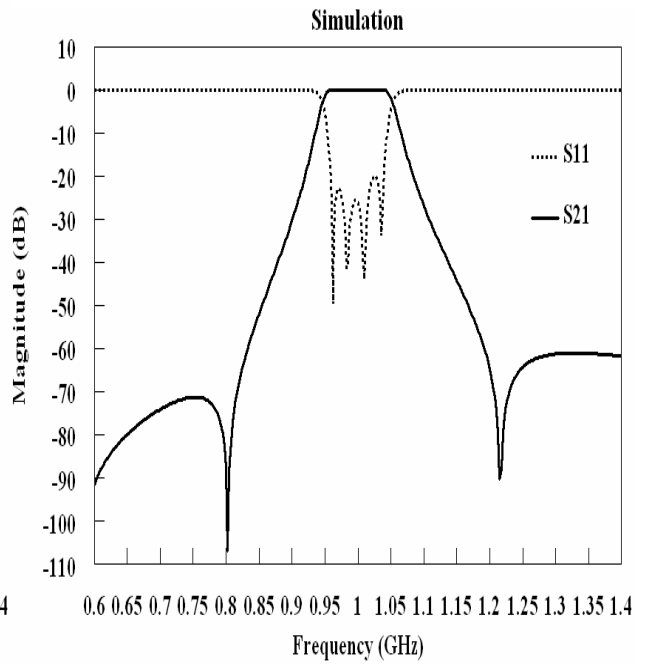
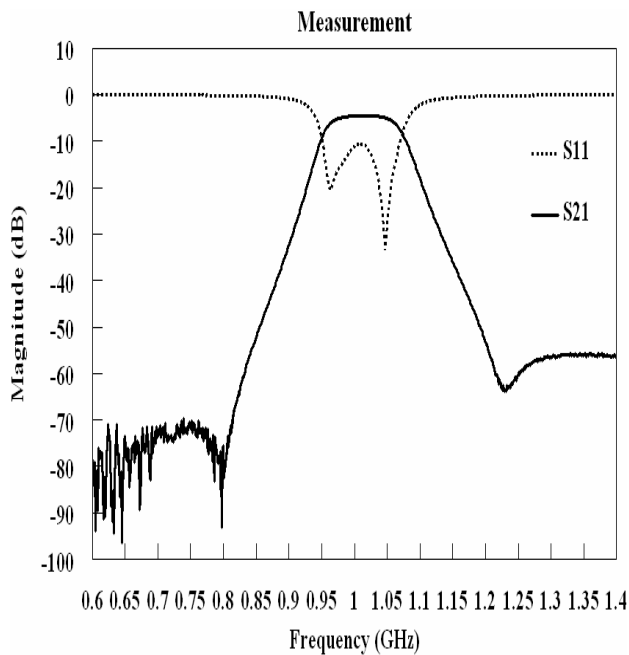


圖 6.3-6 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

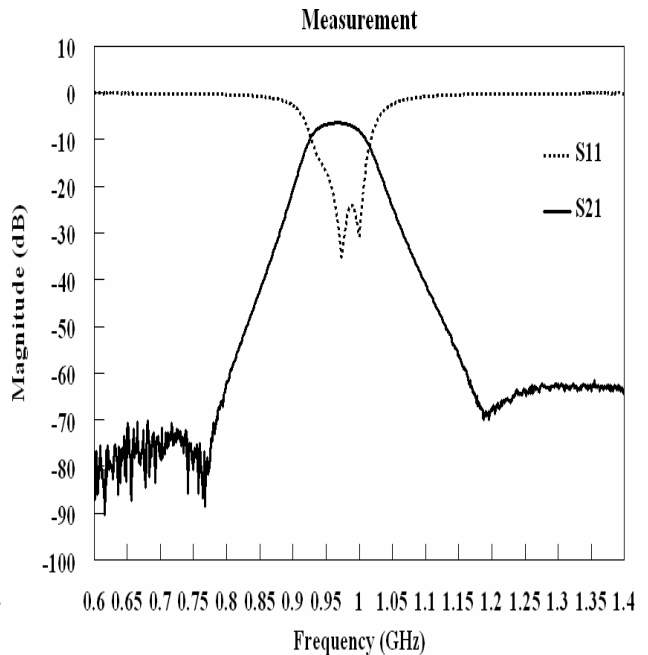
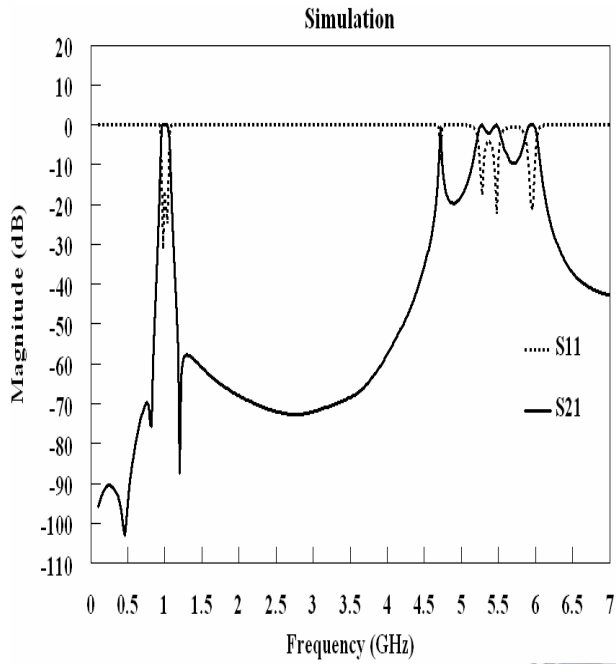


圖 6.3-7 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

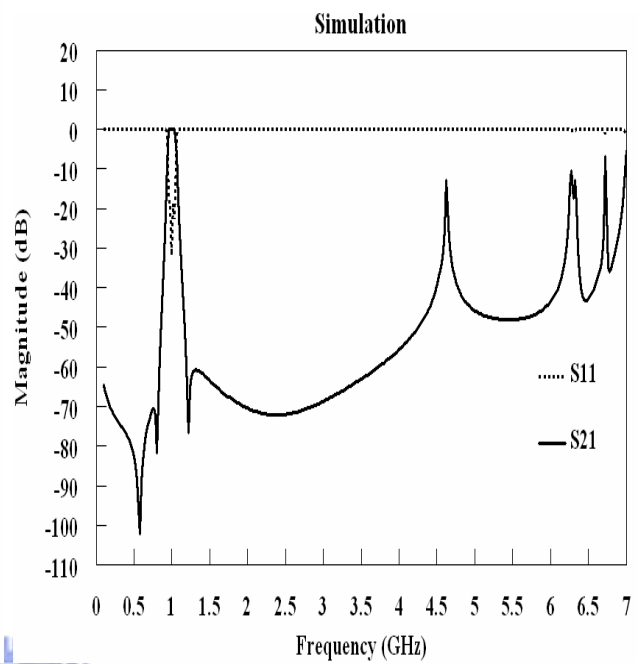
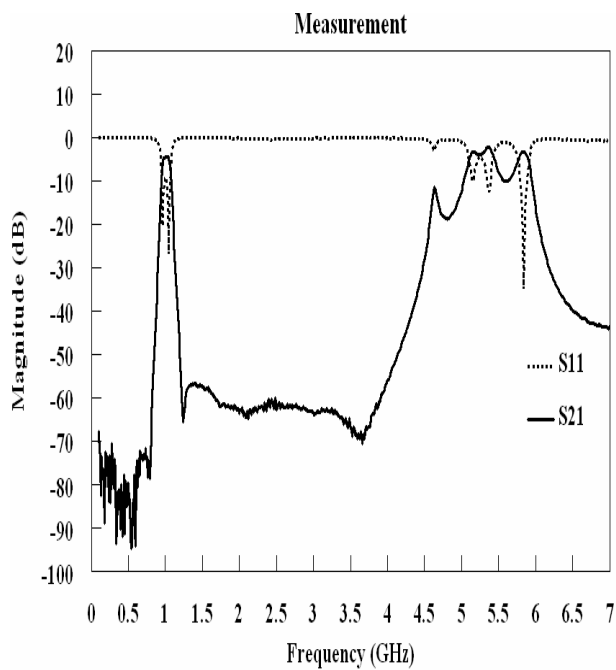


圖 6.3-8 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

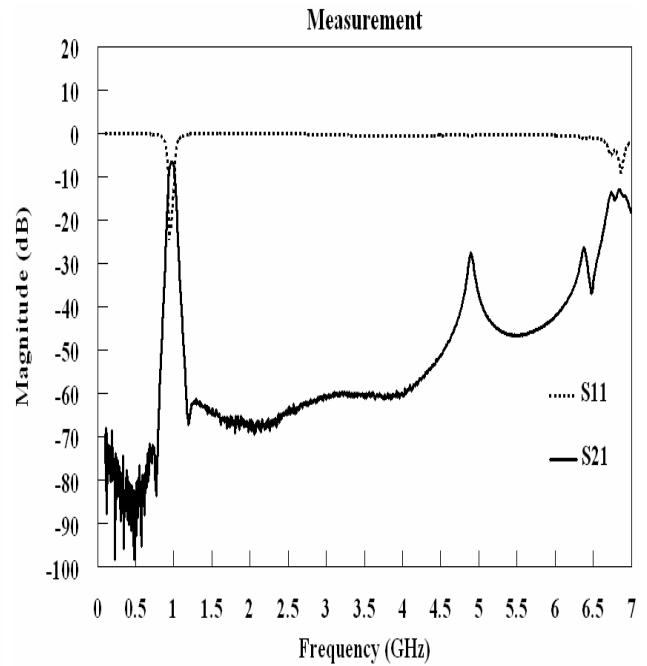
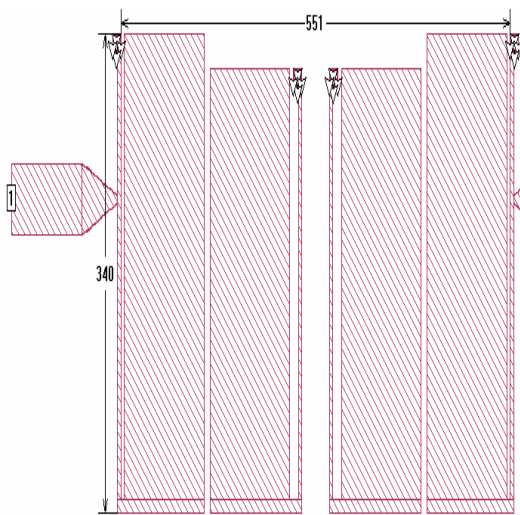


圖 6.3-9 寬頻量測結果

6.3.3-2、1 - 4 腔無耦合：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

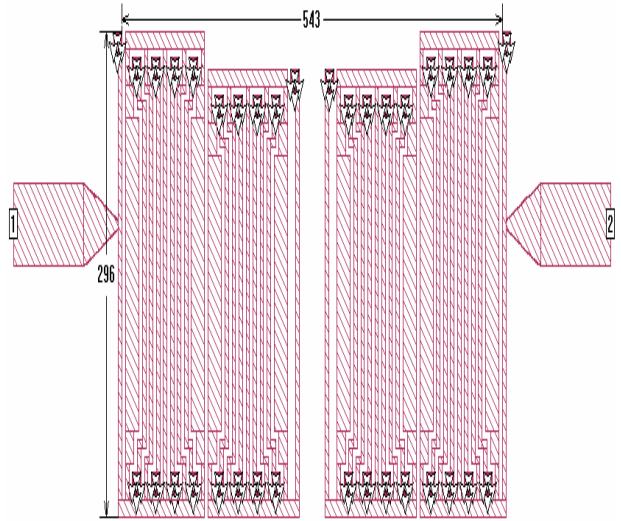


圖 6.3-10 模擬電路圖



(2)、實際電路圖：

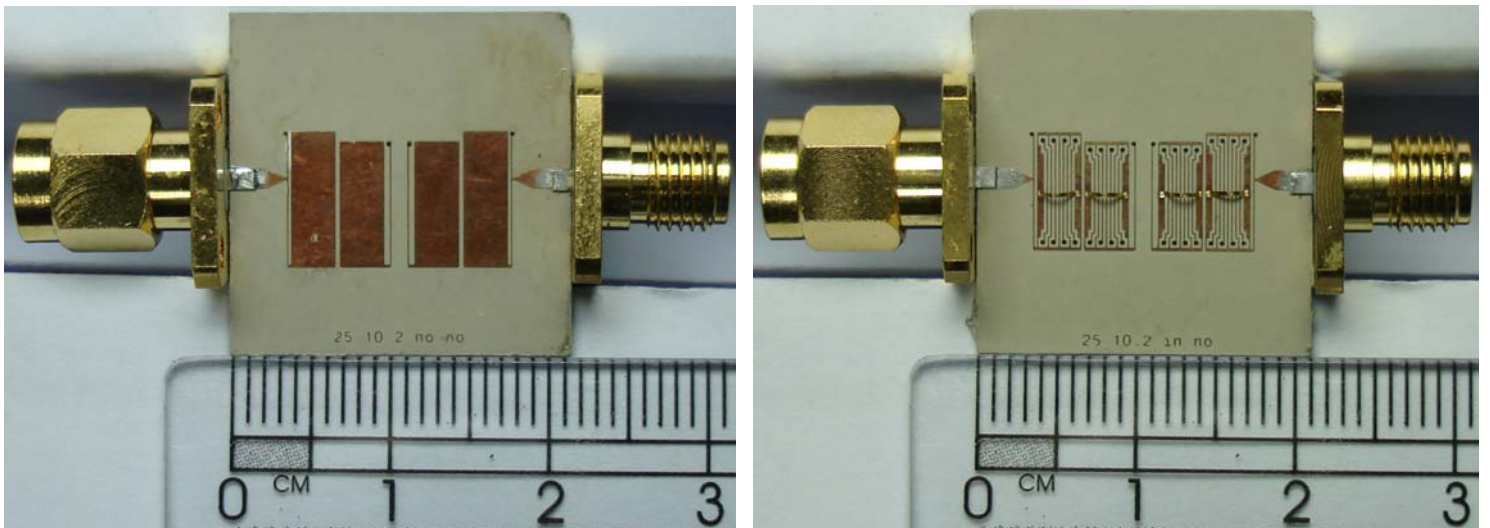
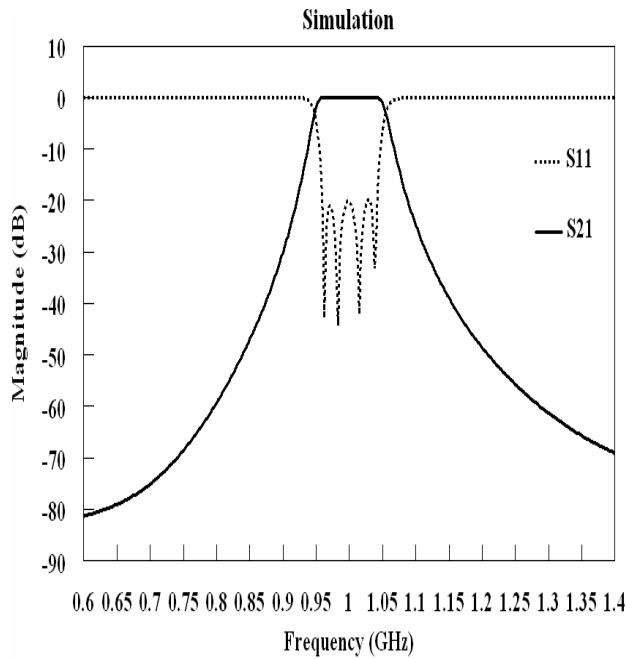


圖 6.3-11 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

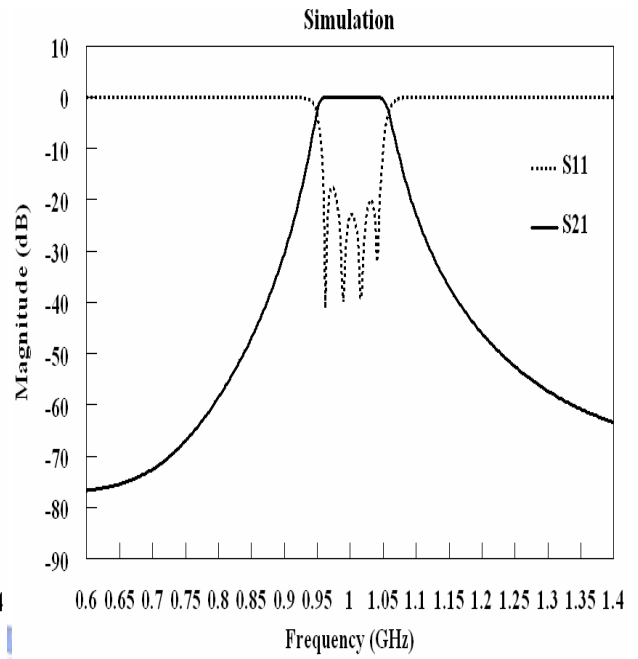
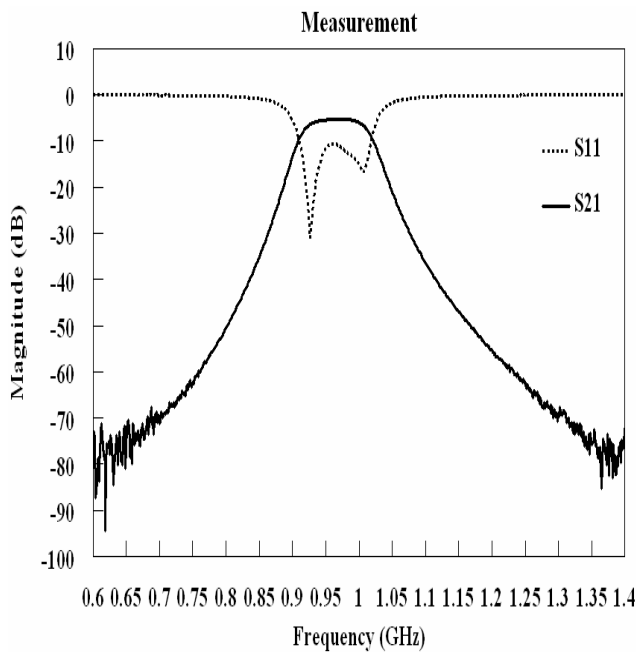


圖 6.3-12 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

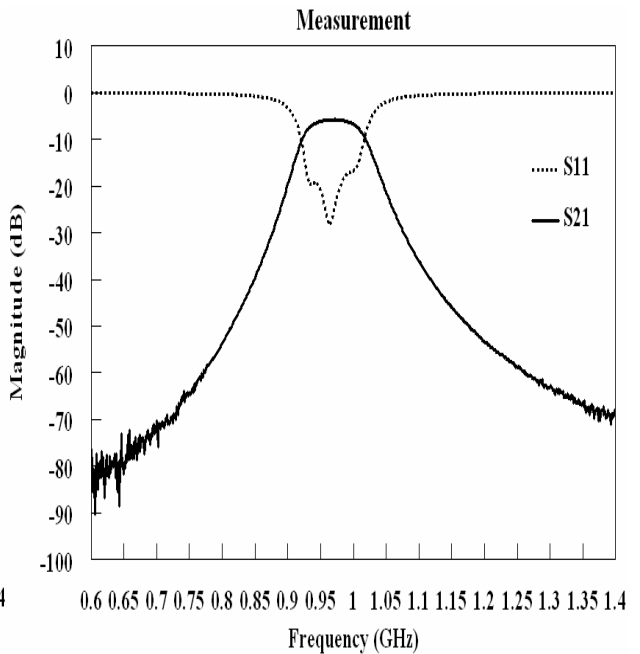
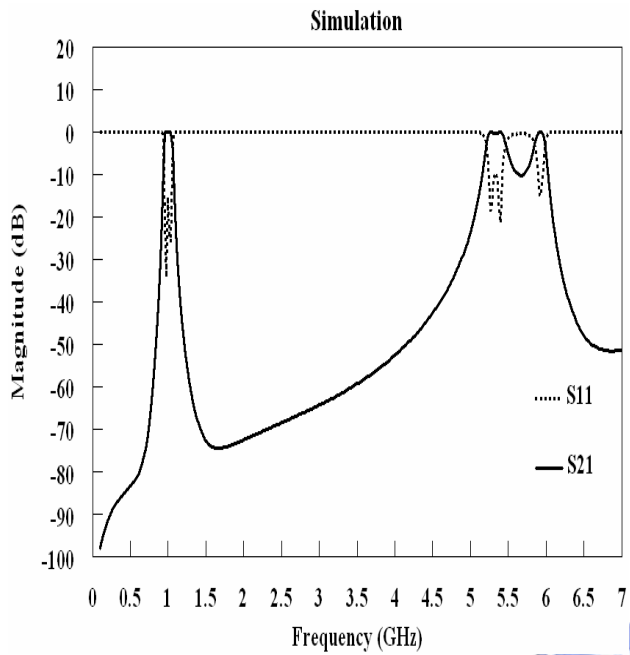


圖 6.3-13 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

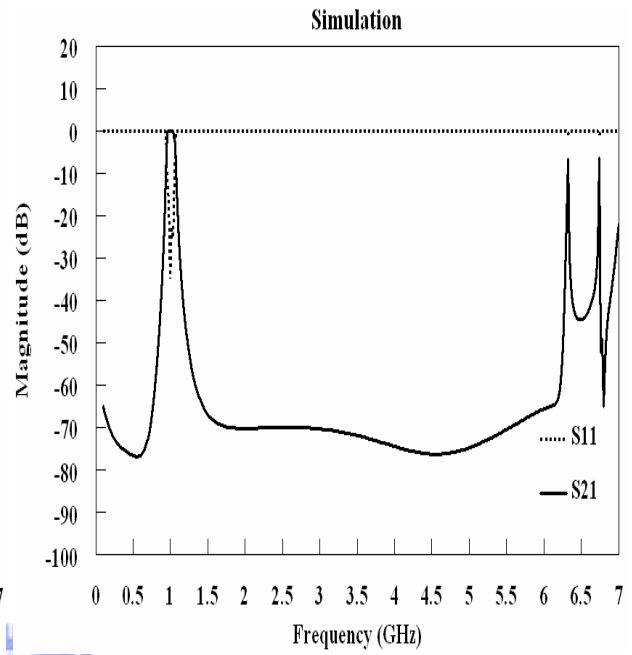
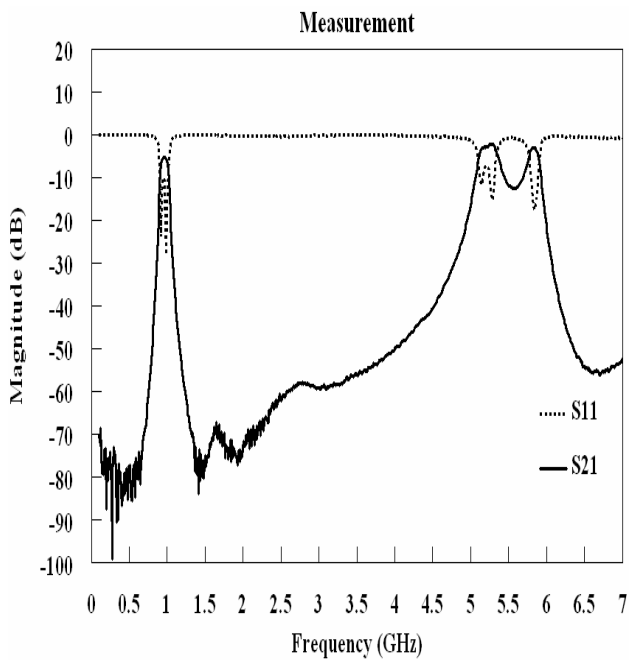


圖 6.3-14 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

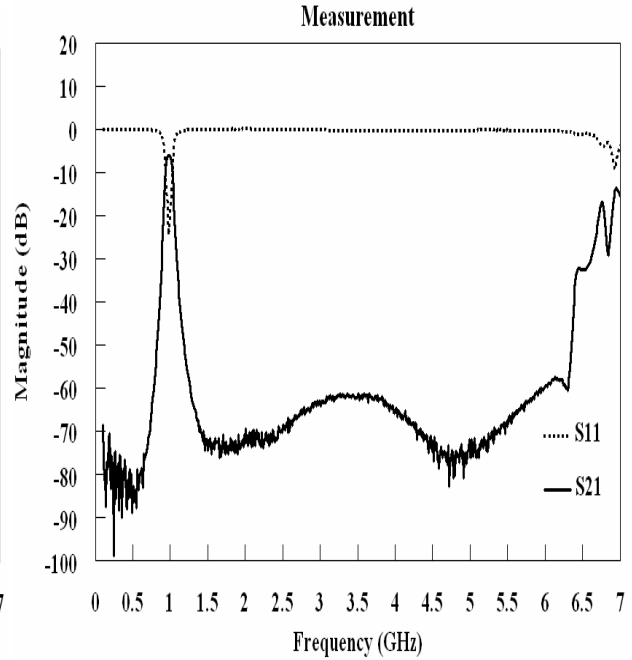


圖 6.3-15 寬頻量測結果

6.4 介電常數 $\epsilon = 10.2$ ，厚度 $H = 50\text{mil}$ ：

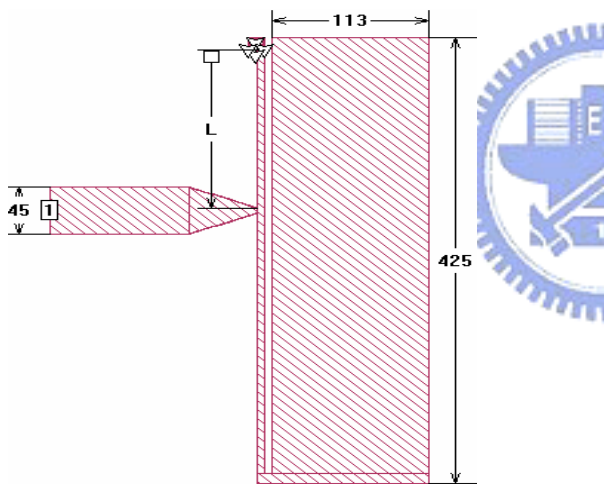
6.4.1、規格：

- (1)、中心頻率：1GHz
- (2)、頻寬：10% \rightarrow 0.95GHz ~ 1.05GHz
- (3)、通帶漣漪：0.05dB

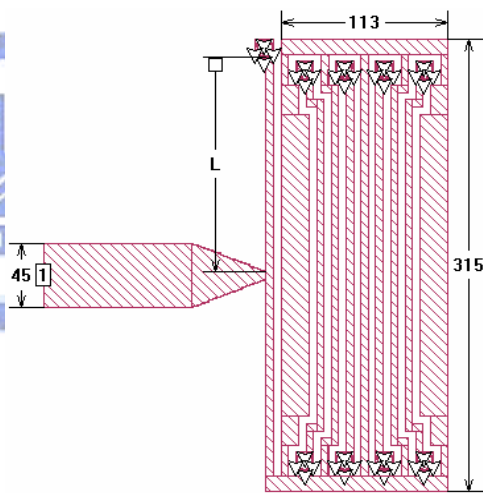
6.4.2、Q 值及 K 值：

- (1)、 $Q_{\text{extS}} = Q_{\text{extL}} = 9.588$ ：

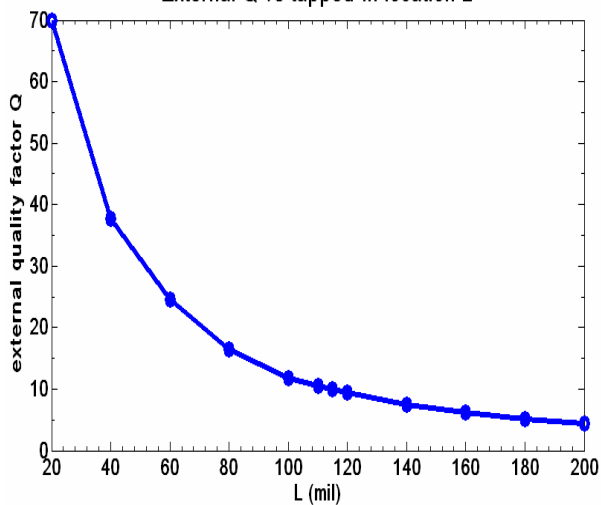
a、無接地細帶：



b、有接地細帶：



External Q vs tapped-in location L



External Q vs tapped-in location L

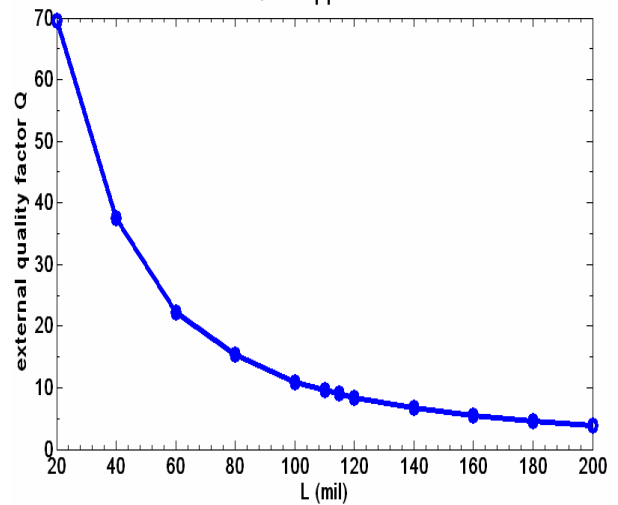


圖 6.4-1 外部品質因數

(2)、 $K_{12} = K_{34} = 0.09$:

a、有接地細帶 :

b、無接地細帶 :

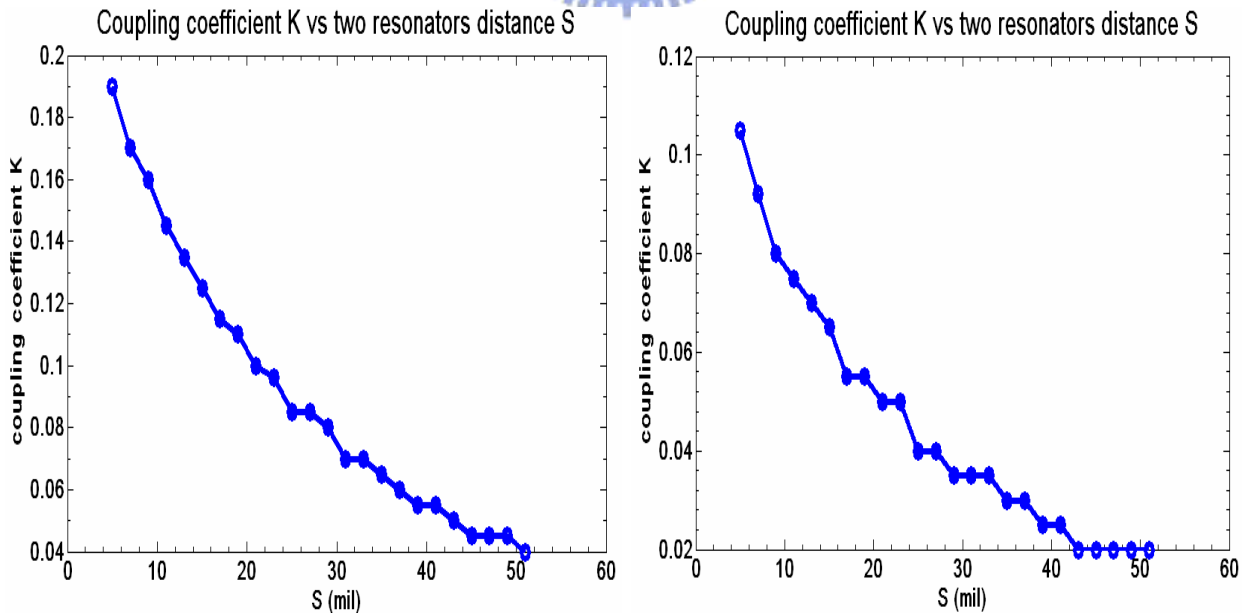
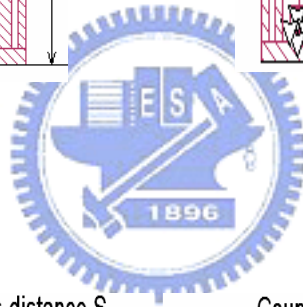
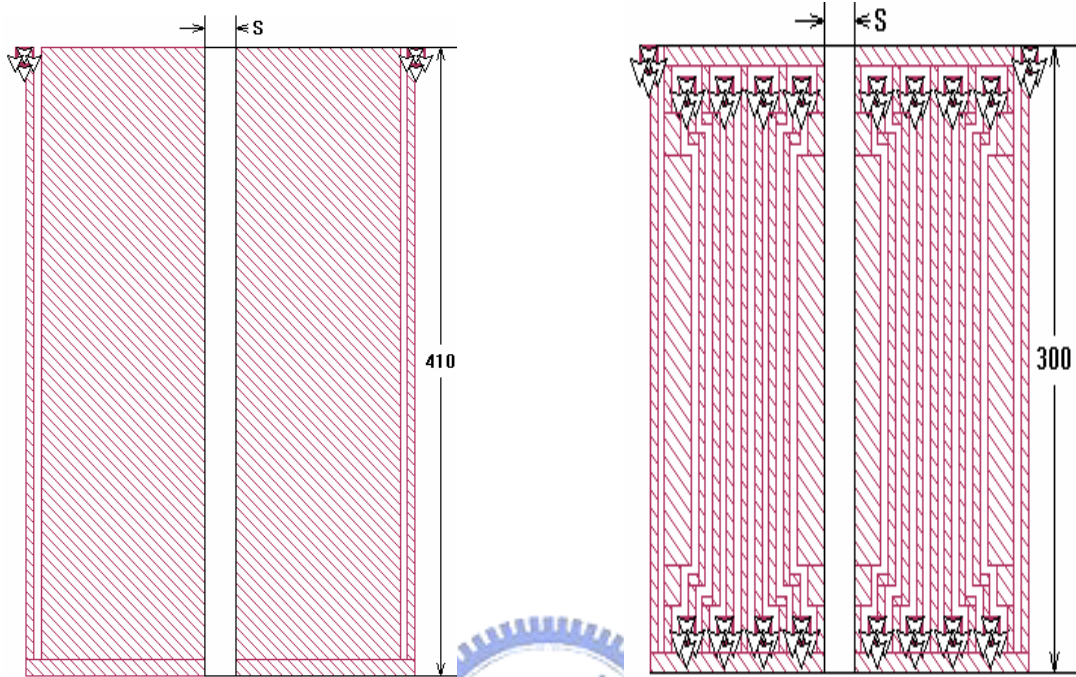
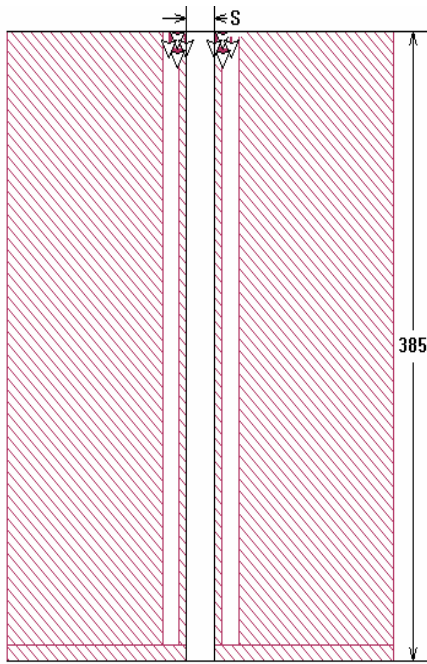


圖 6.4-2 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數

(3)、 $K_{23} = 0.0692$:

a、無接地細帶 :



b、有接地細帶 :

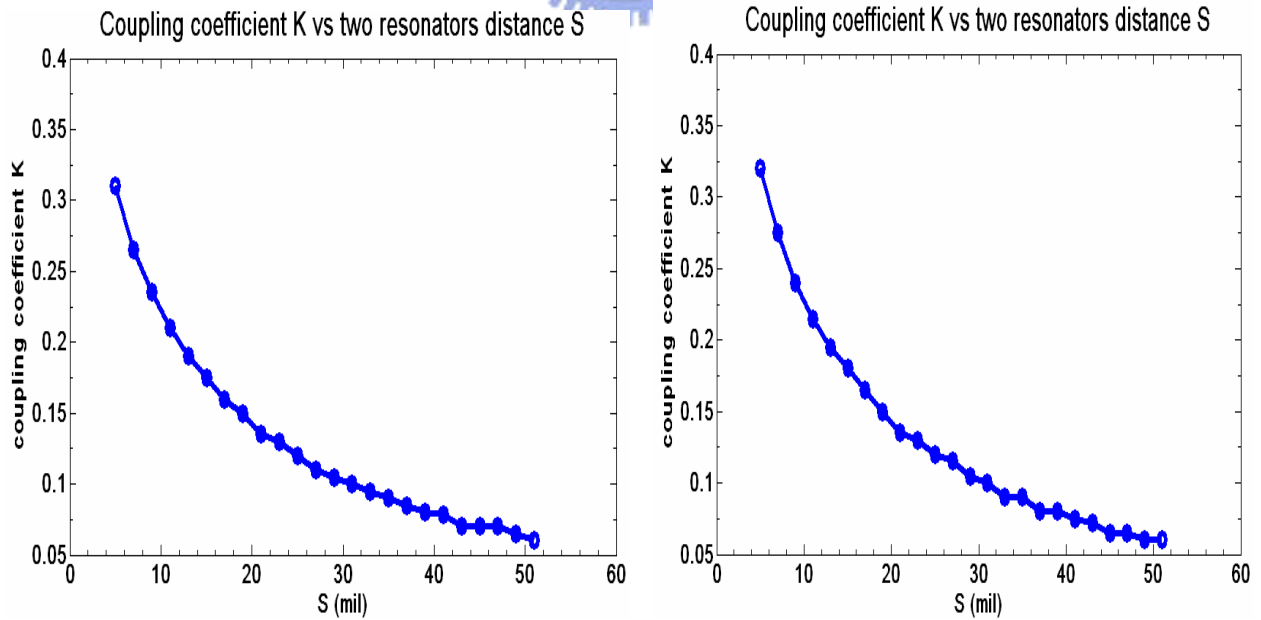
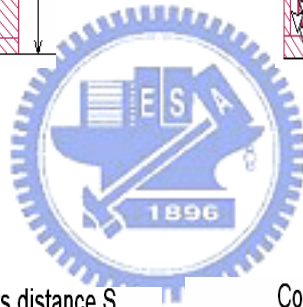
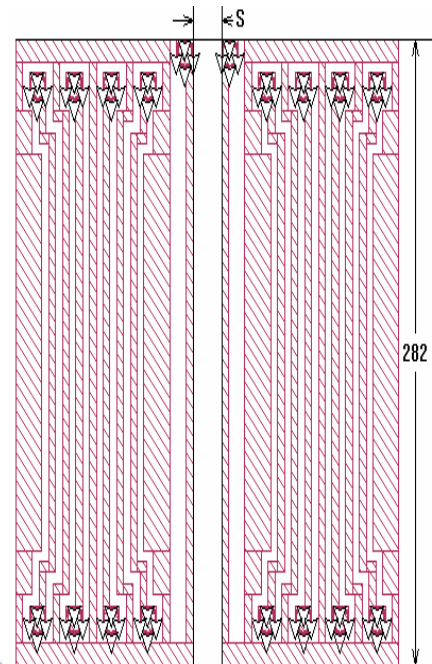


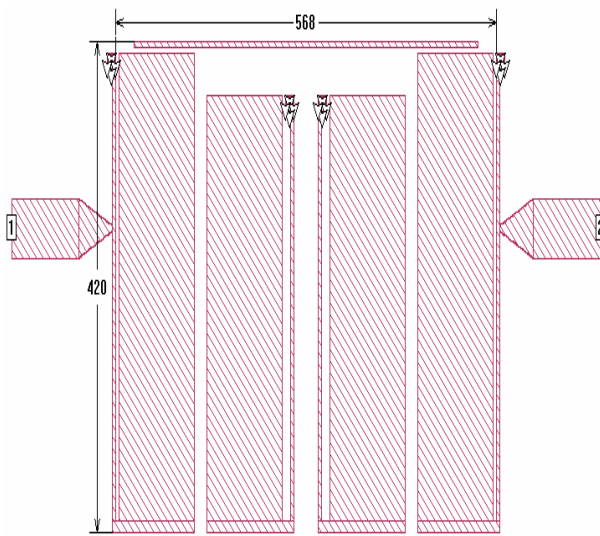
圖 6.4-3 2-3 腔內部耦合係數

6.4.3、模擬及實作結果：

6.4.3-1、1-4 腔有耦合 (經由細線)：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

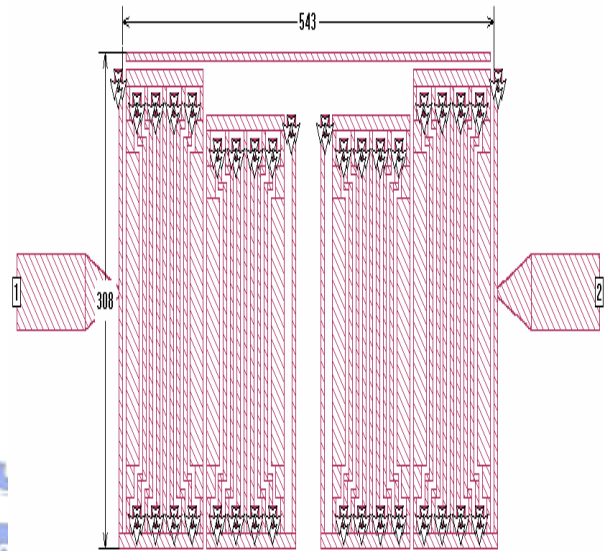


圖 6.4-4 模擬電路圖

(2)、實際電路圖：

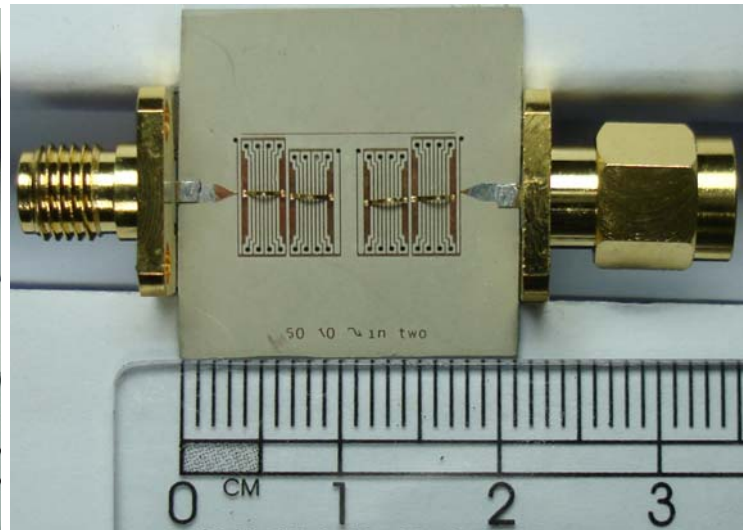
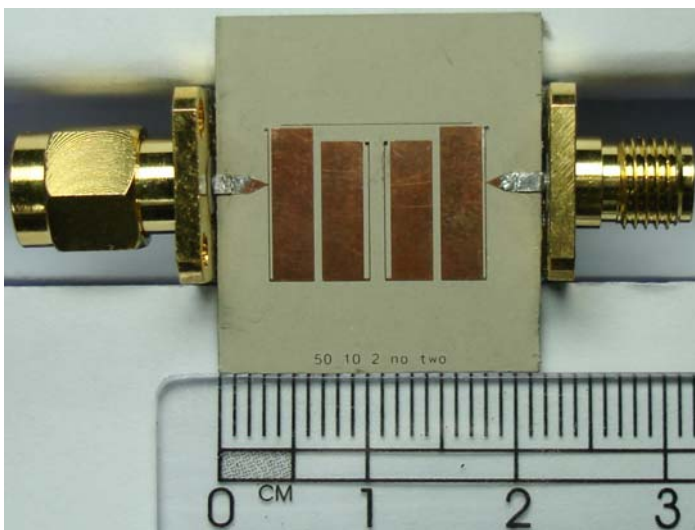
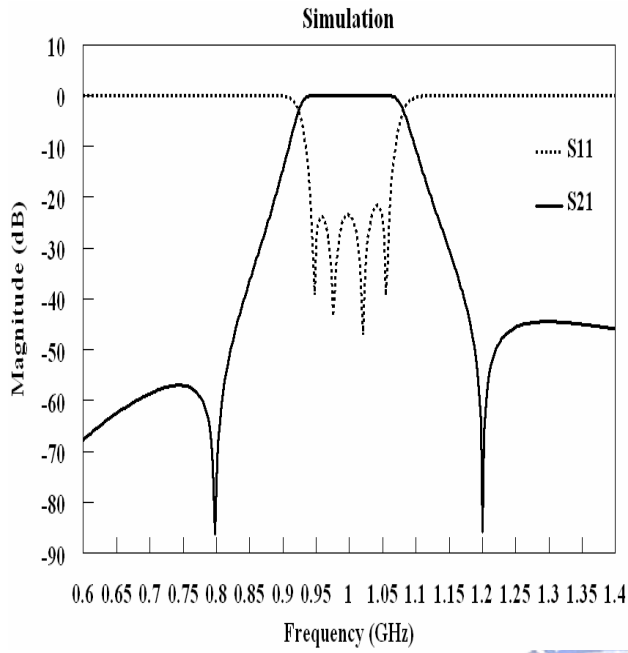


圖 6.4-5 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

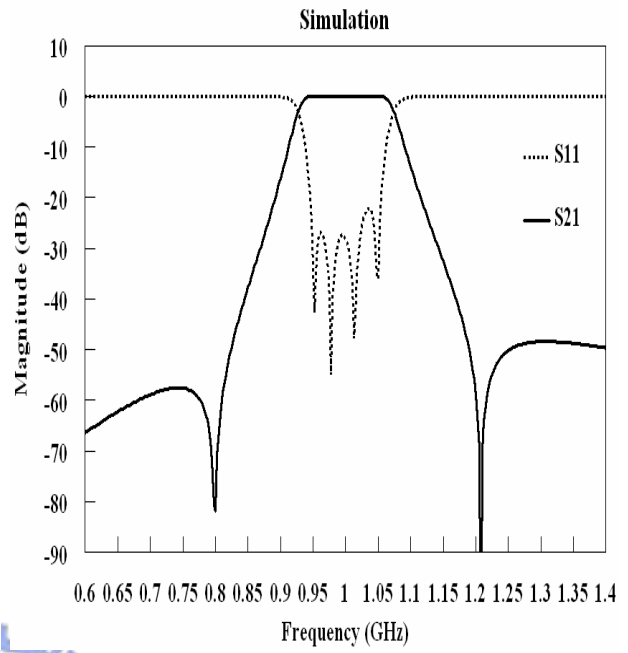
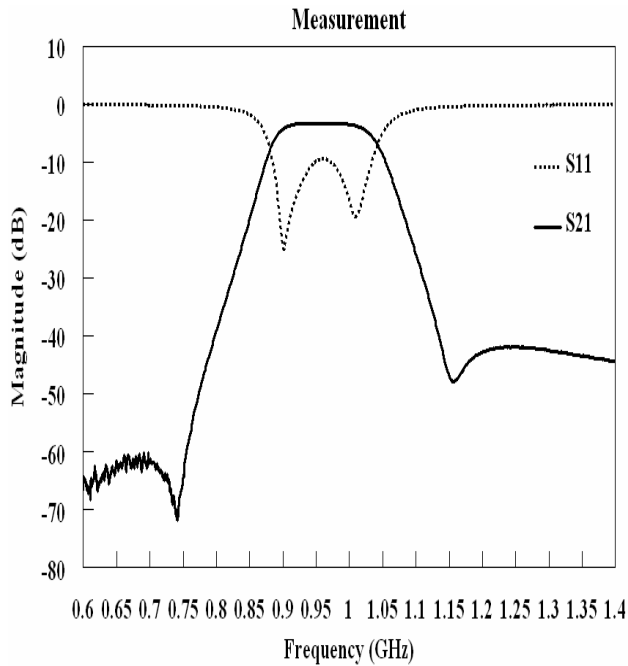


圖 6.4-6 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

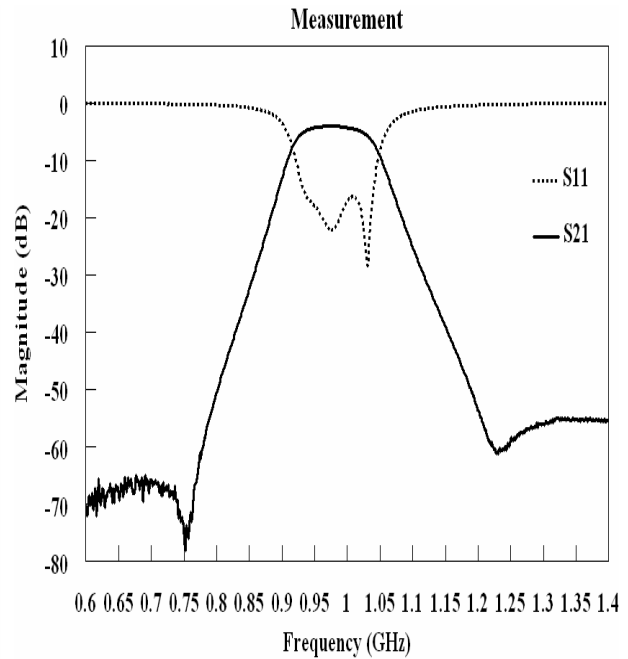
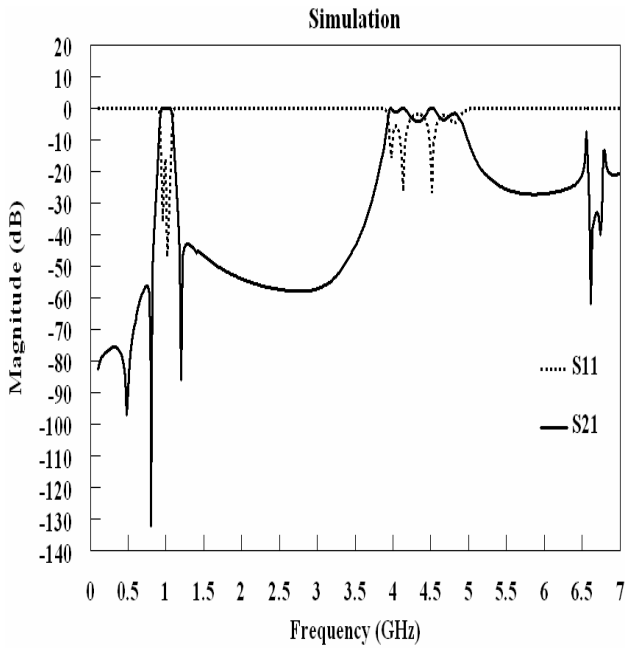


圖 6.4-7 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

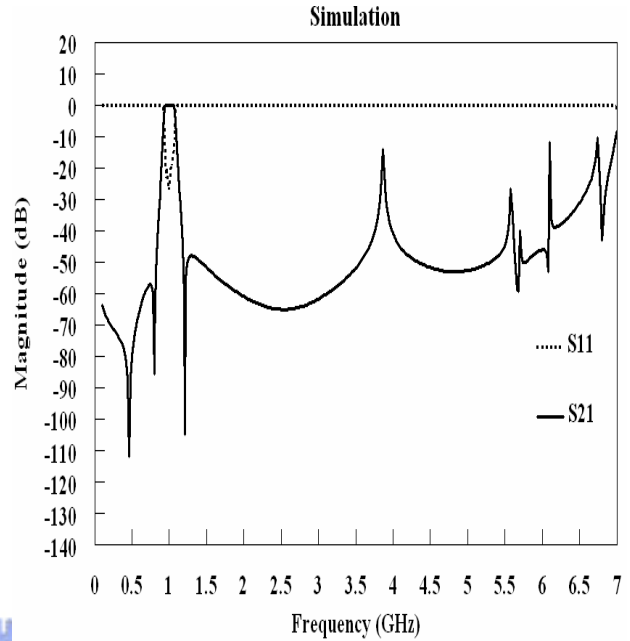
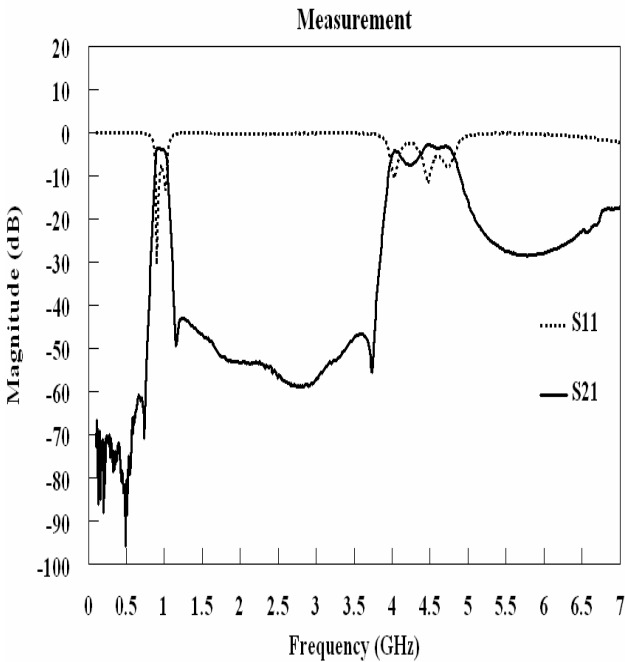


圖 6.4-8 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

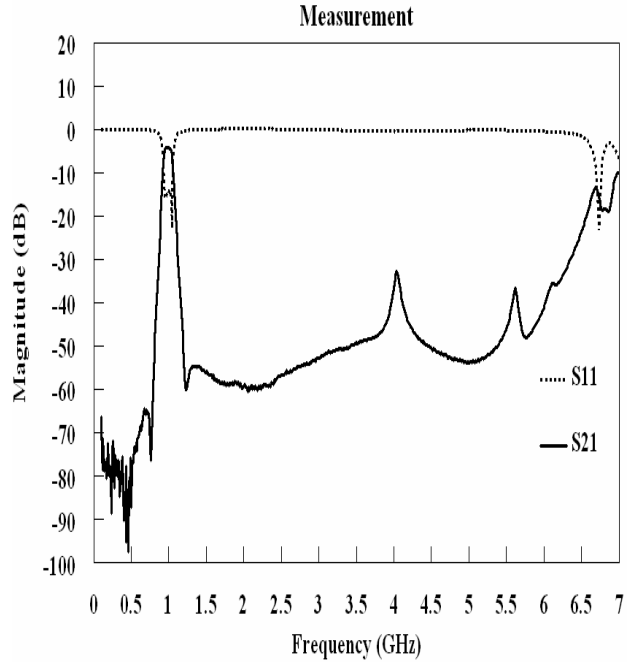


圖 6.4-9 寬頻量測結果

6.4.3-1、1-4腔無耦合：

(1)、模擬電路圖：

a、無接地細帶：

b、有接地細帶：

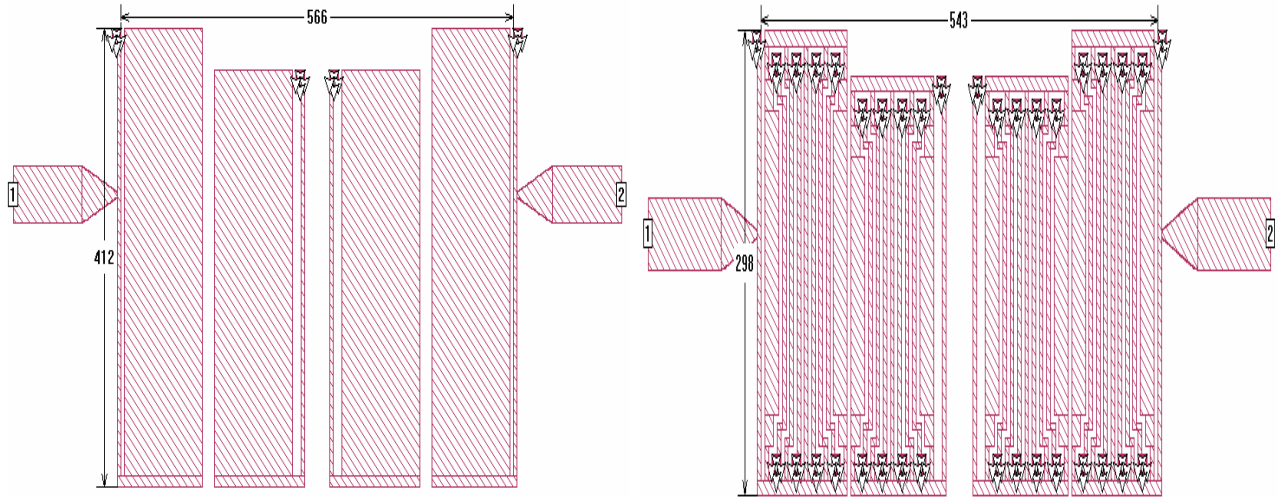


圖 6.4-10 模擬電路圖



(2)、實際電路圖：

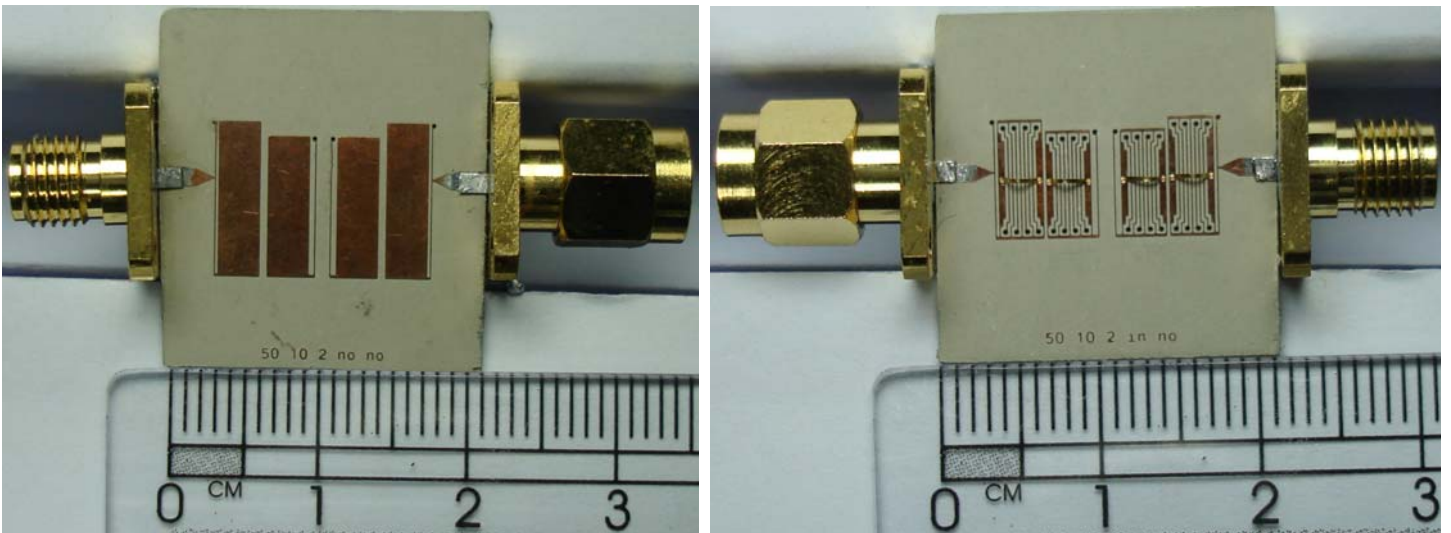
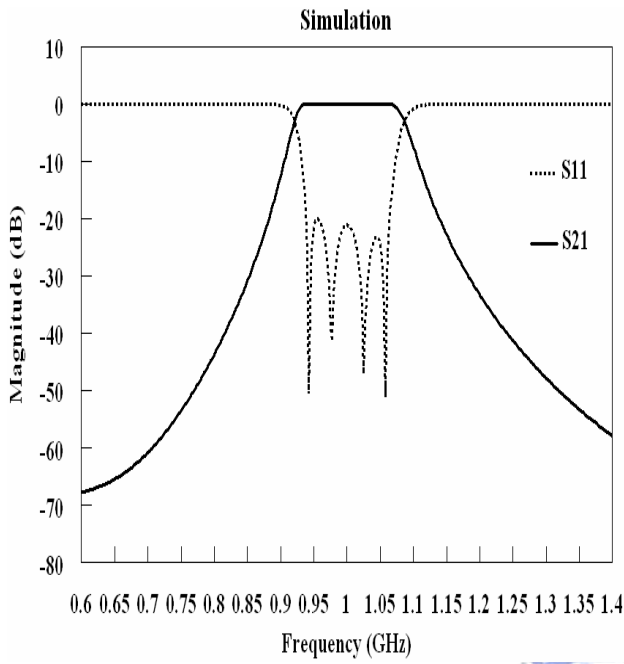


圖 6.4-11 實際電路圖

(3)、窄頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

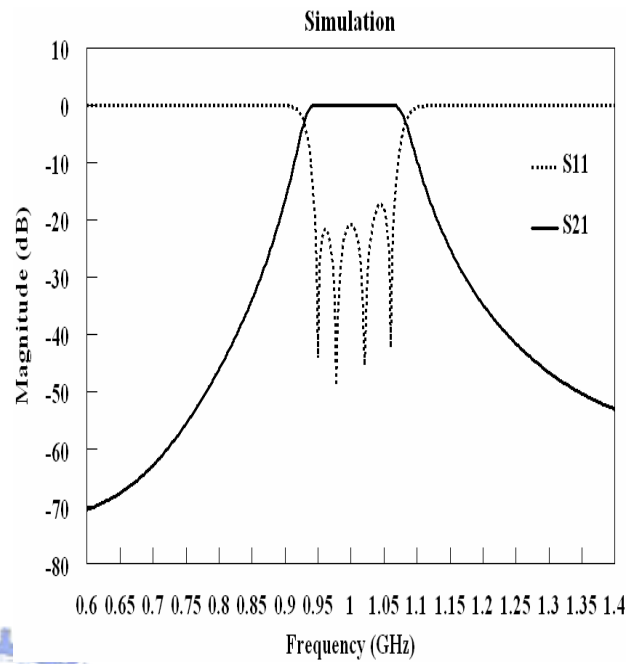
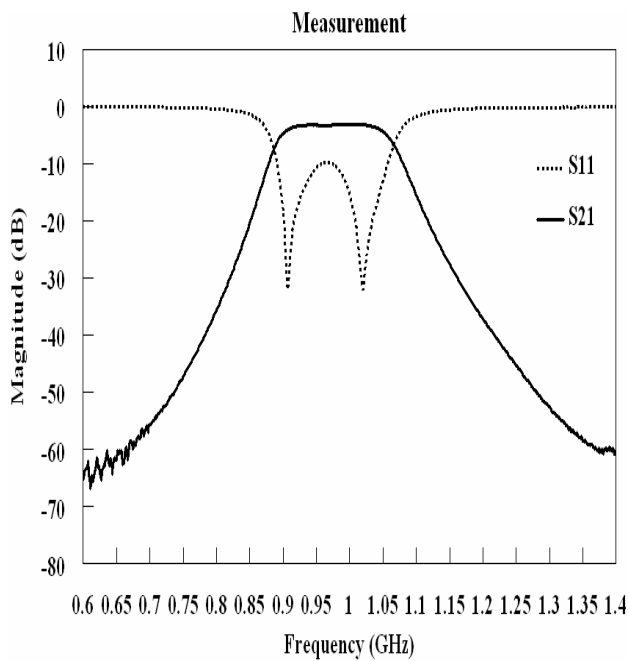


圖 6.4-12 窄頻模擬結果

(4)、窄頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

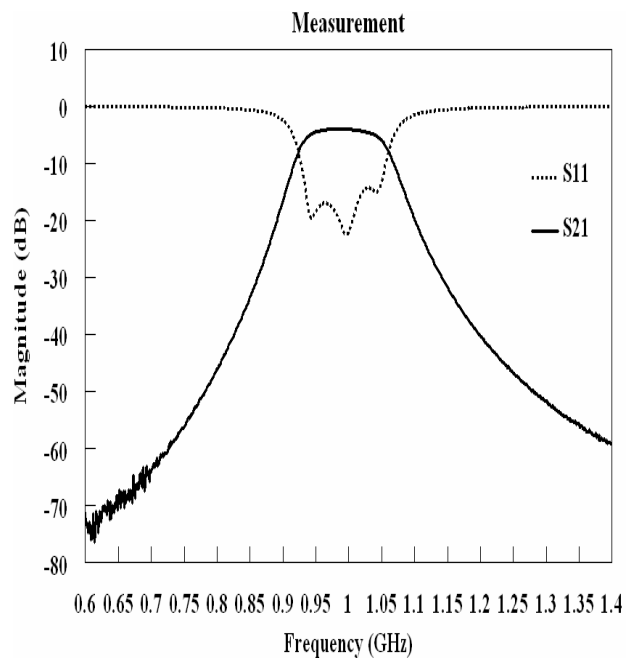
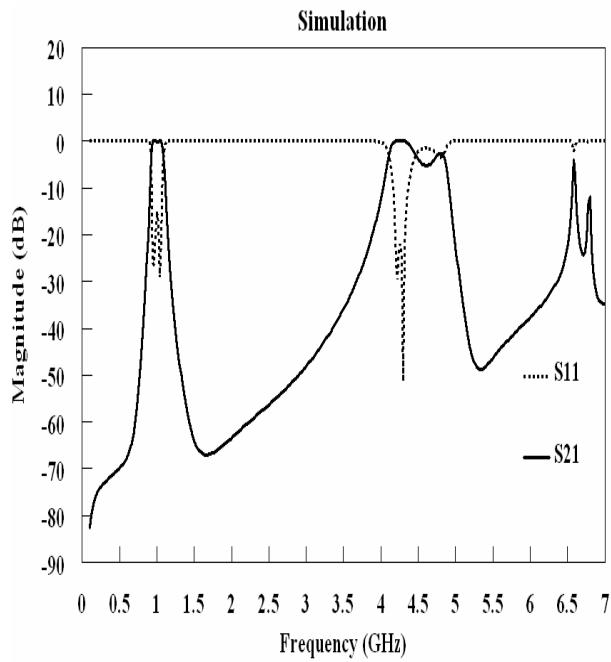


圖 6.4-13 窄頻量測結果

(5)、寬頻模擬結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

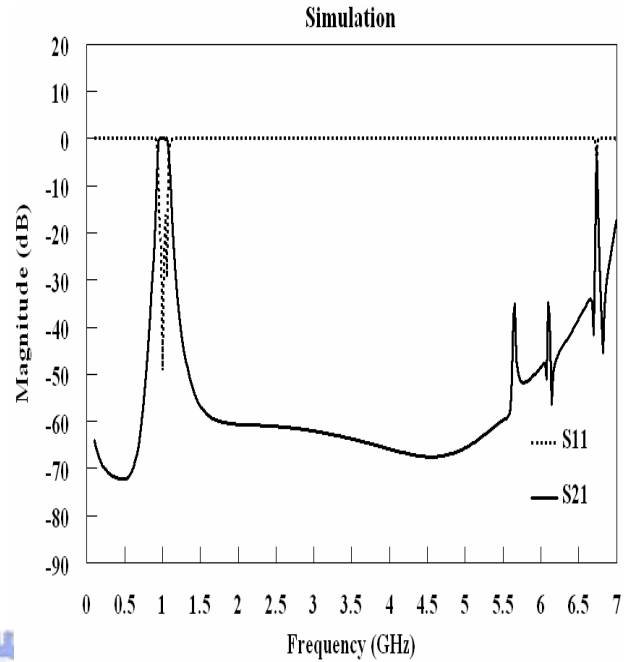
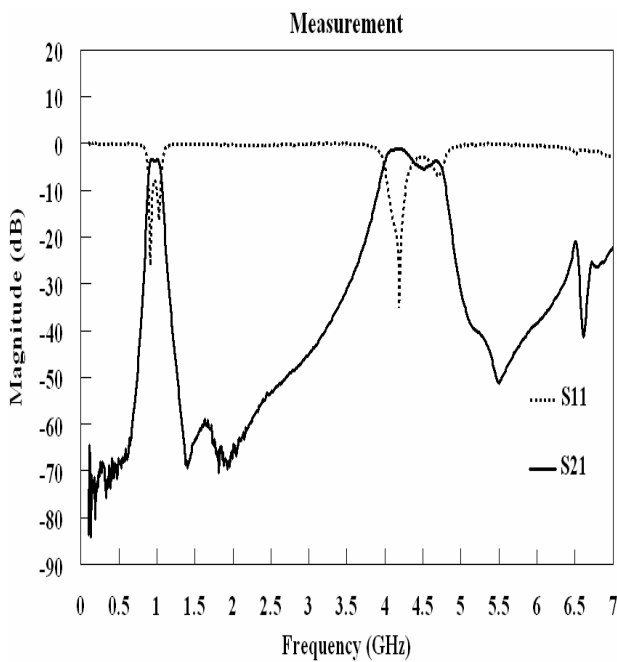


圖 6.4-14 寬頻模擬結果

(6)、寬頻量測結果：

a、無接地細帶：



b、有接地細帶：

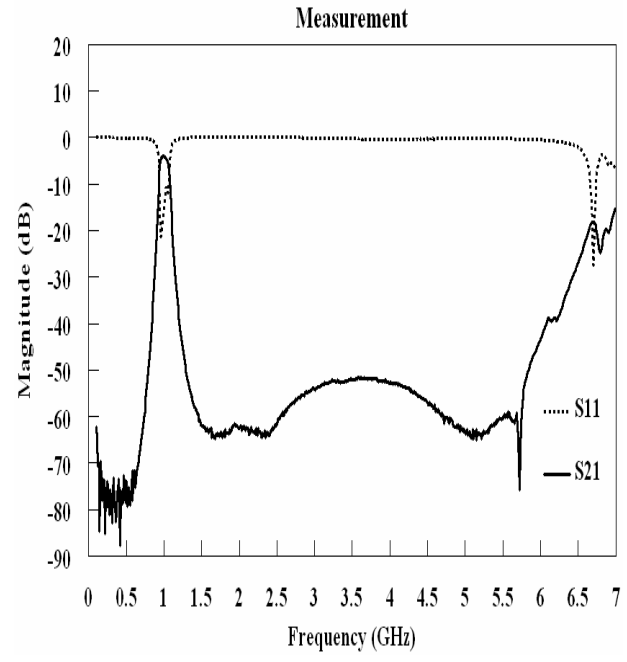


圖 6.4-15 寬頻量測結果

6.5 模擬結果、量測結果數據整理及討論：

在以上的電路中，所有諧振腔的寬度 ($W_L = 113\text{mil}$ ， $W_H = 5\text{mil}$) 及結構 (步階阻抗形式) 均相同，諧振腔分為無加入接地細帶及有加入接地細帶二部份，中心頻率均為 1GHz，頻寬因為濾波器隨不同的基板所以其耦合強弱不同而有所差異，所設計的各個濾波器頻寬大小如前面所述，模擬及量測數據整理至表格 6.5-1 及 6.5-2，表格中經由細線特地製造 1-4 腔的耦合與否以「(1-4)」表示，有無加入接地細帶以「(有)或(無)」表示，諧振腔的高低阻抗值分別為 Z_1 、 Z_2 ，阻抗比值 $R = Z_2/Z_1$ ，介電常數 $\epsilon = 3.5$ 及 10.2。

表格 6.5-1、介電常數 $\epsilon = 3.5$ ：

諧振腔特性、基板厚度			模擬及量測結果	中心頻率 f_c (GHz)	傳輸零點位置 (f_1 、 f_2)(GHz)	偽通頻帶位 置 $f_{sp.}$ (GHz)
厚度 H = 20 mil (無)	$Z_1 = 132.5 \Omega$	R = 0.195	模擬	1	0.6775 ; 1.3275	5.76
	$Z_2 = 25.8 \Omega$		實作	1.024	0.671 ; 1.323	5.767
厚度 H = 20 mil (有)	$Z_1 = 132.5 \Omega$	R = 0.146	模擬	1	無	7.055
	$Z_2 = 19.3 \Omega$		實作	0.987	無	7.241
厚度 H = 20 mil (無) (1-4)	$Z_1 = 132.5 \Omega$	R = 0.195	模擬	1	0.8 ; 1.195	5.74
	$Z_2 = 25.8 \Omega$		實作	1.022	0.791 ; 1.216	5.723
厚度 H = 20 mil (有) (1-4)	$Z_1 = 132.5 \Omega$	R = 0.146	模擬	1	0.8025 ; 1.215	6.46
	$Z_2 = 19.3 \Omega$		實作	0.988	0.783 ; 1.202	6.517
厚度 H = 60 mil (無)	$Z_1 = 174.8 \Omega$	R = 0.311	模擬	1	1.2275	3.98
	$Z_2 = 54.3 \Omega$		實作	1.004	1.187	4.042
厚度 H = 60 mil (有)	$Z_1 = 174.8 \Omega$	R = 0.142	模擬	1	無	6.1
	$Z_2 = 24.8 \Omega$		實作	0.976	無	6.034

厚度 H=60 mil (無) (1-4)	$Z_1=174.8\Omega$	R = 0.311	模擬	1	0.7925 ; 1.1525	3.98
	$Z_2=54.3\Omega$		實作	0.982	0.758 ; 1.118	3.998
厚度 H=60 mil (有) (1-4)	$Z_1=174.8\Omega$	R = 0.142	模擬	1	0.7875 ; 1.2175	6.08
	$Z_2=24.8\Omega$		實作	0.975	0.751 ; 1.205	6.172

表格 6.5-2、介電常數 $\epsilon=10.2$:

模擬及量測結果			中心頻率 f_c (GHz)	傳輸零點位置 (f_1 、 f_2)(GHz)	偽通頻帶位 置 f_{sp} (GHz)	
諧振腔特性、基板厚度						
厚度 H=25 mil (無)	$Z_1=89.3\Omega$	R = 0.209	模擬	1	無	5.26
	$Z_2=18.7\Omega$		實作	0.966	無	5.158
厚度 H=25 mil (有)	$Z_1=89.3\Omega$	R = 0.144	模擬	1	無	6.32
	$Z_2=12.9\Omega$		實作	0.971	無	6.448
厚度 H=25 mil (無) (1-4)	$Z_1=89.3\Omega$	R = 0.209	模擬	1	0.81 ; 1.2025	4.68
	$Z_2=18.7\Omega$		實作	1.014	0.798 ; 1.229	4.637
厚度 H=25 mil (有) (1-4)	$Z_1=89.3\Omega$	R = 0.144	模擬	1	0.8025 ; 1.215	4.62
	$Z_2=12.9\Omega$		實作	0.968	0.768 ; 1.188	4.896
厚度 H=50 mil (無)	$Z_1=104.6\Omega$	R = 0.289	模擬	1	無	4.26
	$Z_2=30.2\Omega$		實作	0.98	無	4.085
厚度 H=50 mil (有)	$Z_1=104.6\Omega$	R = 0.142	模擬	1	無	6.1
	$Z_2=14.8\Omega$		實作	0.993	無	6.103
厚度 H=50 mil (無) (1-4)	$Z_1=104.6\Omega$	R = 0.289	模擬	1	0.7975 ; 1.2	3.98
	$Z_2=30.2\Omega$		實作	0.965	0.742 ; 1.156	4.042
厚度 H=50 mil (有) (1-4)	$Z_1=104.6\Omega$	R = 0.142	模擬	1	0.8 ; 1.2075	3.86
	$Z_2=14.8\Omega$		實作	0.981	0.753 ; 1.229	4.042

討論：

(1)、由以上的表格，比較有無加入接地細帶的前後結果，可以看出使用加入接地細帶的方式，可以有效降低阻抗比值 R ，達到讓濾波器尺寸縮小，同時將第一個偽頻通帶 (spurious passband) 推遠的結果；將有無加入接地細帶前後的濾波器大小整理成表格如下 (表格 6.5-3~表格 6.5-6)，從表格中可以看出，在相同的介電常數 ϵ 下，當基板的厚度 H 越大時，則有加入接地細帶與無加入接地細帶的濾波器尺寸大小相差越多，越可以得知其縮小化的能力。

表格 6.5-3、濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 3.5$ ，厚度 $H = 20\text{mil}$)：

有無插入 接地細帶	無	有	無	有
1-4 腔之耦合	無	無	有	有
長：mil	541	540	541	540
寬：mil	526	474	535	484

表格 6.5-4、濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 3.5$ ，厚度 $H = 60\text{mil}$)：

有無插入 接地細帶	無	有	無	有
1-4 腔之耦合	無	無	有	有
長：mil	619	555	618	555
寬：mil	732	496	739	507

表格 6.5-5、濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 10.2$ ，厚度 $H = 25\text{mil}$)：

有無插入 接地細帶	無	有	無	有
1-4 腔之耦合	無	無	有	有
長：mil	551	543	551	543
寬：mil	340	296	348	307

表格 6.5-6、濾波器大小 (介電常數 $\epsilon = 10.2$ ，厚度 $H = 50\text{mil}$)：

有無插入 接地細帶	無	有	無	有
1-4 腔之耦合	無	無	有	有
長：mil	566	543	568	543
寬：mil	412	298	420	308

(2)、在濾波器電路中，我們在 (1-4) 諧振腔的上方加上一條寬度為 5mil 的細線來製造 1-4 腔間的耦合，以此來產生二個傳輸零點，增加濾波器的選擇率，但是要注意所加入的細線其諧振頻率不可在我們所預計的截止頻帶內，否則將產生一個偽頻通帶在截止頻帶內，影響我們使用步階阻抗 (stepped-impedance) 架構將偽頻通帶推遠的目的，尤其在上面的表格 6.5-2 中，當介電常數 $\epsilon = 10.2$ 時，則此 1-4 腔耦合細線的諧振頻率約為 4GHz，這造成了若要使用此方式在濾波器上製造傳輸零點於此種介電常數的板

材上，其偽頻通帶提早在 4GHz 左右產生；對於介電常數 $\epsilon = 3.5$ 的基板而言，其產生傳輸零點的 5mil 細線主諧振頻率約為 9.5GHz，在所要求的截止頻帶之外，因此可以利用其製造傳輸零點以增加濾波器的選擇率。

(3)、使用厚度 H 較大的基板時，可以增加諧振腔間彼此的耦合量，使濾波器可以擁有較大的頻寬，但是當基板厚度較大時，則容易產生較多的表面波 (surface wave)，不僅會使得通帶的介入損耗 (insertion loss) 增加，同時會有額外的模態產生，影響濾波器的頻率響應。

(4)、在我們的設計中，因為訊號線及接地細帶在微帶線的另一平面上，所以會產生耦合槽線模 (coupled slot mode) 影響濾波器的頻率響應，尤其是造成二次諧振頻率稍微的提早出現，因此在前面的電路中，我們是採取加上跳線的方式來消除這個模態，使二次諧振頻率落於理論上的頻率處，如圖 6.5-1 所示。

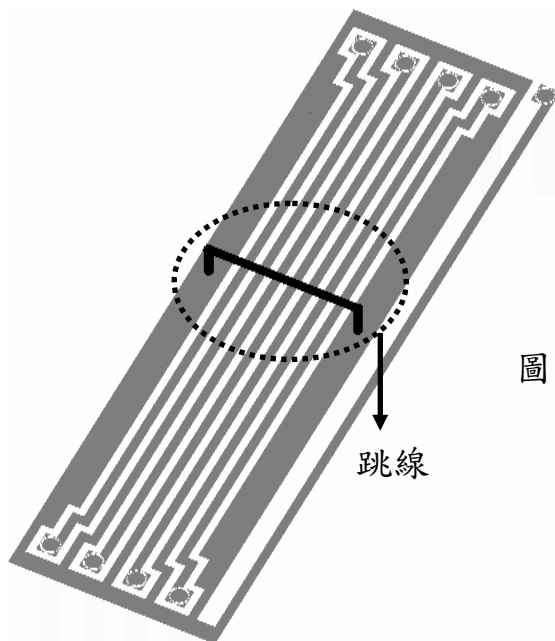


圖 6.5-1 經由跳線消除耦合槽線模

(5)、因為所設計出來的濾波器電路為對稱性結構，所以基本上不相鄰的諧振腔之間耦合量極弱，所以不論是模擬或量測的結果，可以發現通帶頻率均有很好的對稱性，尤其經由濾波器上方細線所故意製造出來的二個傳輸零點大都很對稱的分佈在通帶二側，沒有零點飄移的問題，但是在以上的模擬及量測結果，卻有三個與預料中的有所不同，敘述如下：

1、在圖 6.1-10 的 a 電路中($\epsilon=3.5$ 、 $H=20\text{mil}$)，有一對傳輸零點在通帶二側。

2、在圖 6.2-4 的 a 電路中($\epsilon=3.5$ 、 $H=60\text{mil}$)，雖然我們有加上 5mil 的細線在濾波器上端故意製造 1-4 腔間的耦合，但是二個零點呈現很明顯的不對稱。

3、在圖 6.2-10 的 a 電路中($\epsilon=3.5$ 、 $H=60\text{mil}$)，有一個傳輸零點在通帶的右側。

以上三個與預料中不同的結果，推測是有其它不相鄰諧振腔間未考慮到的耦合量所產生。

第七章 其它设计实例

此章节利用先前所介绍插入接地细带的方式，另外举出了二个电路。

7.1 另一种准椭圆函数带通滤波器：

前面章节所探讨的滤波器，其传输零点 (transmission zero) 是先將典型的柴比契夫 (Chebyshev) 滤波器设计完成后，再经由一条细线让非相邻的二个谐振腔 (1-4 腔) 产生弱耦合来达成，但是因为此方式的耦合量极弱，所以比较无法让传输零点位置非常靠近通带 (前面章节所设计的传输零点分别为 0.8GHz 及 1.2GHz)，若我们要设计的滤波器其传输零点要更靠近通带，则可以採用另一种电路分佈的结构，在设计时，直接将传输零点的效应考虑进去，而谐振腔的耦合方式如图 4.2-3-(2)，整体完成的滤波器架构如图 7.1-1 所示。

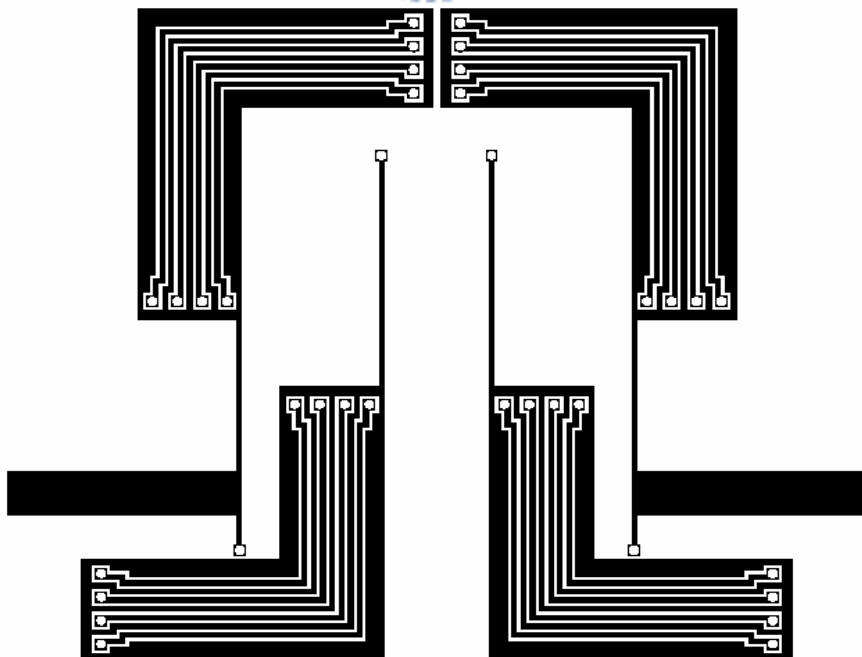


图 7.1-1 另一种准椭圆函数带通滤波器完成电路图

7.1.1、規格：

- (1)、中心頻率：1GHz
- (2)、頻寬：5% → 0.975GHz ~ 1.025GHz
- (3)、通帶漣漪：0.075dB
- (4)、傳輸零點：0.95GHz、1.05GHz
- (5)、板材厚度 $H = 60\text{mil}$ ，介電常數 $\epsilon = 3.5$

7.1.2、Q 值及 K 值

- (1)、 $Q_{\text{extS}} = Q_{\text{extL}} = 21.348$ ：

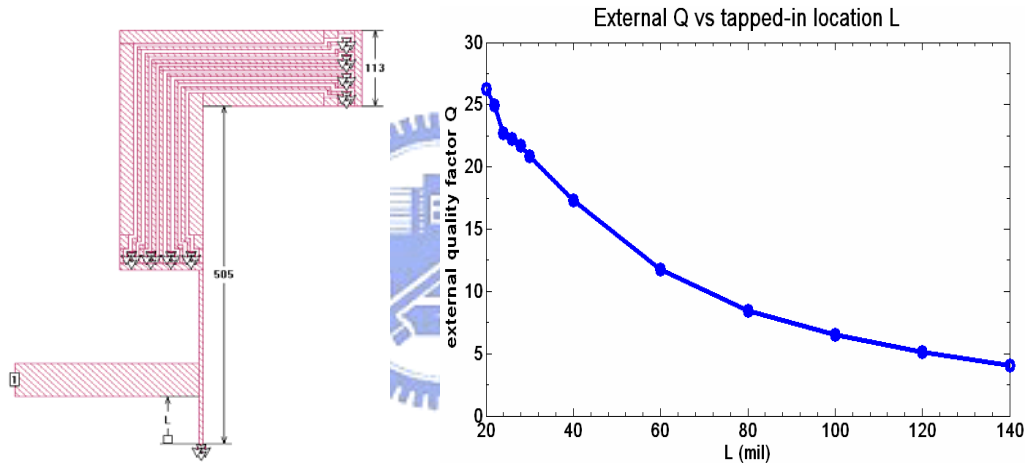


圖 7.1-2 外部品質因數

- (2)、 $K_{12}=K_{34}=0.04039$ ：

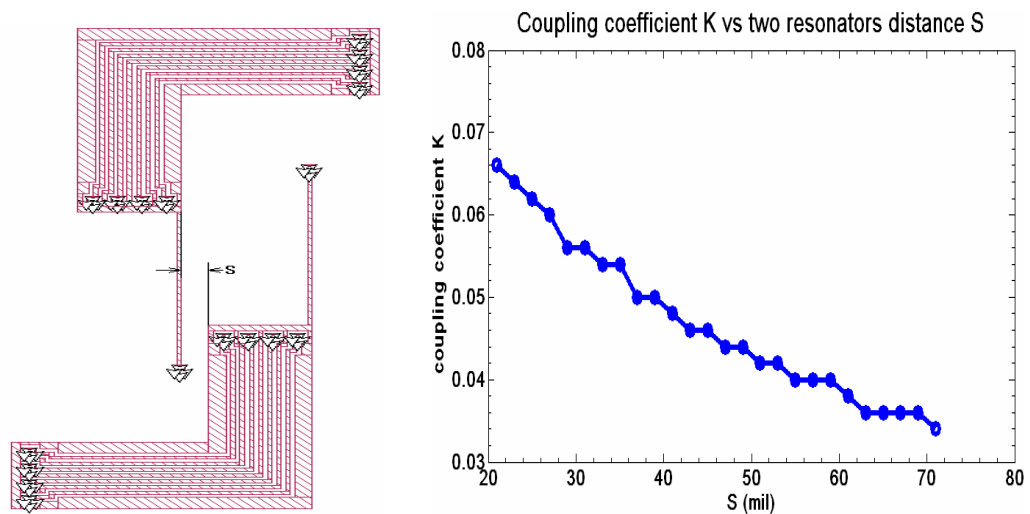


圖 7.1-3 1-2 腔與 3-4 腔內部耦合係數

(3)、 $K_{23}=0.03817$:

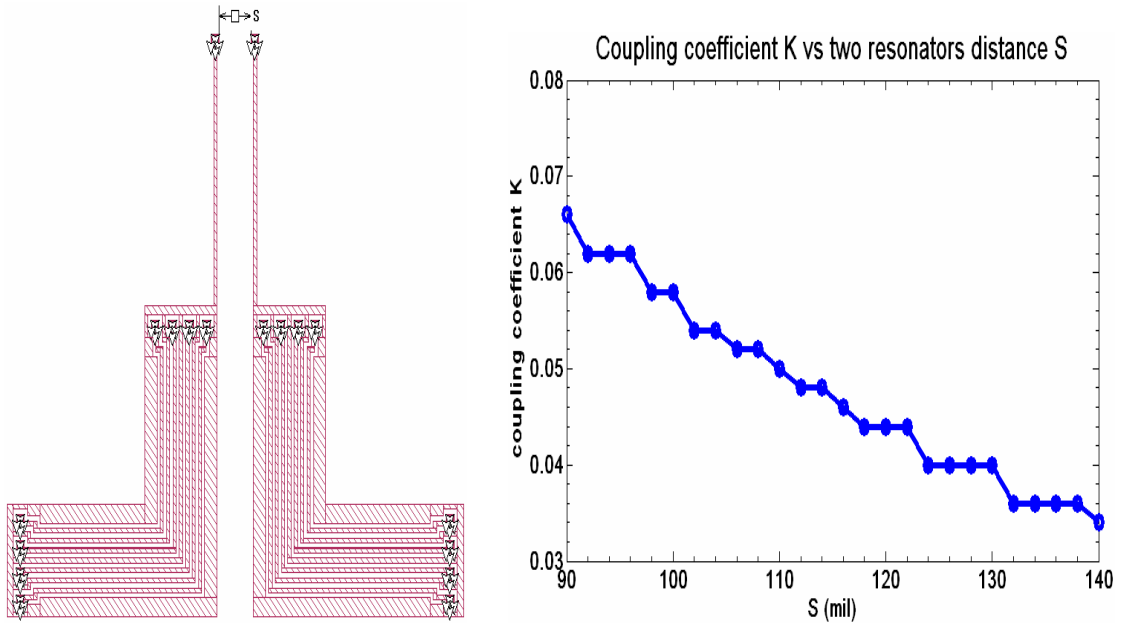


圖 7.1-4 2-3 腔內部耦合係數

(4)、 $K_{14}=-0.01077$:

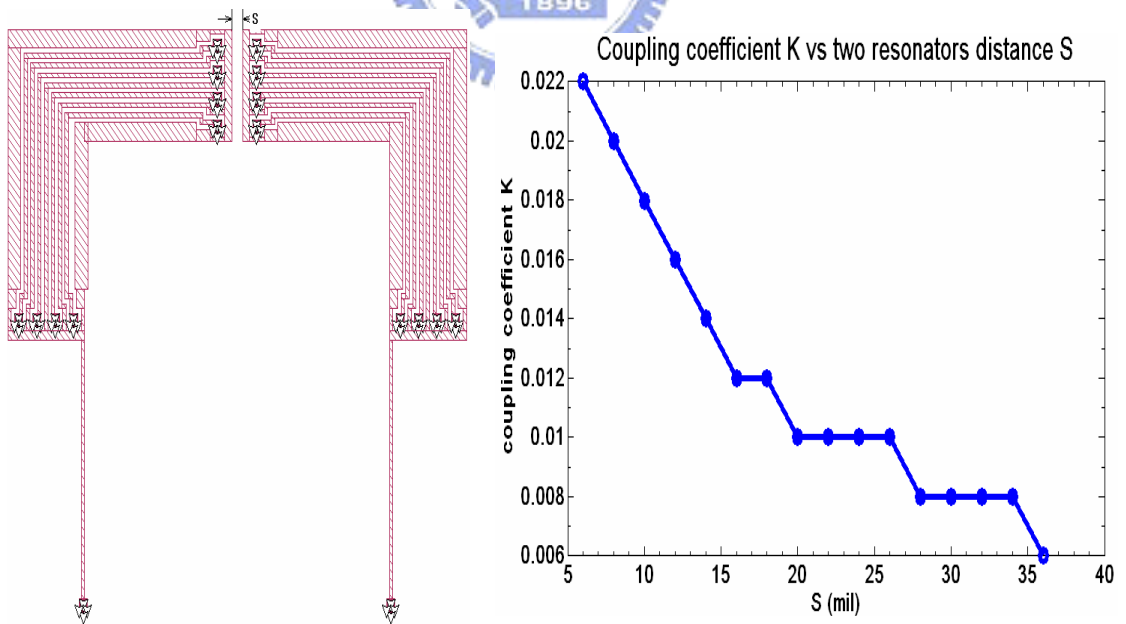
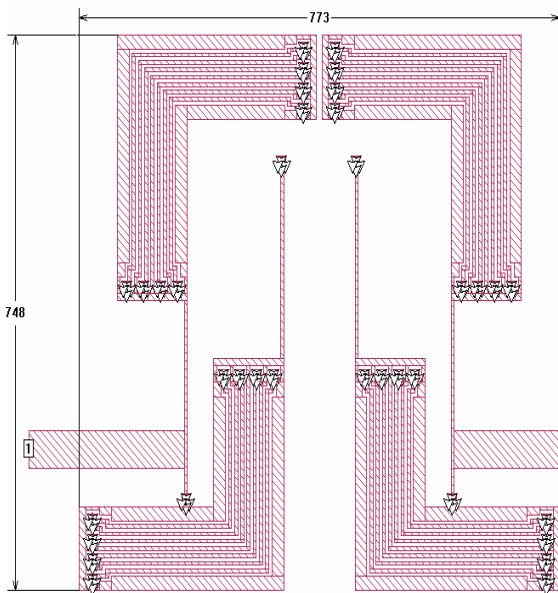


圖 7.1-5 1-4 腔內部耦合係數

7.1.3、模擬及實際量測結果：

1-a、模擬電路圖：



1-b、窄頻模擬結果：

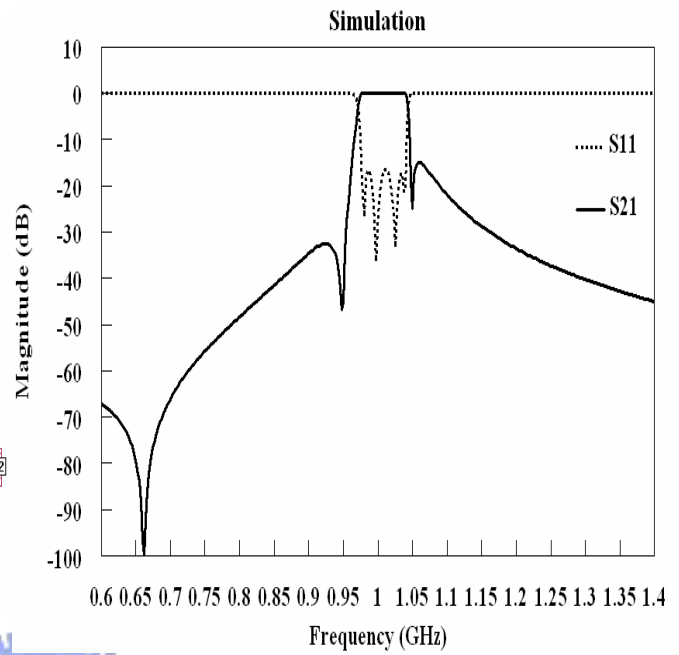
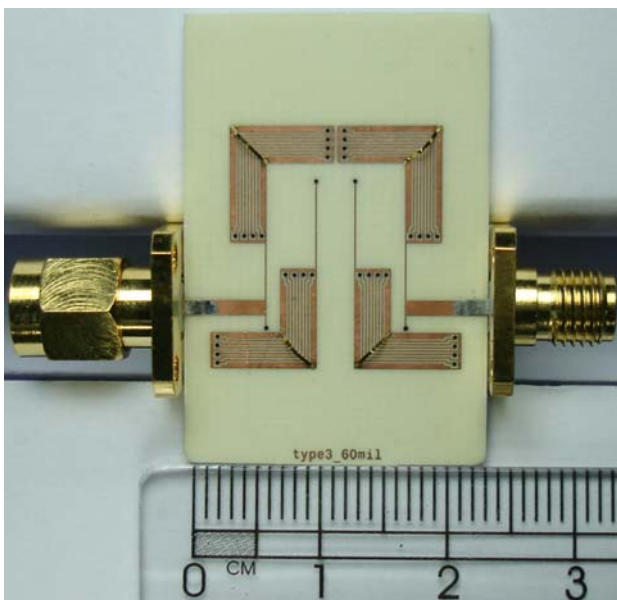


圖 7.1-6 模擬電路及窄頻模擬結果

2-a、實際電路圖：



2-b、窄頻量測結果：

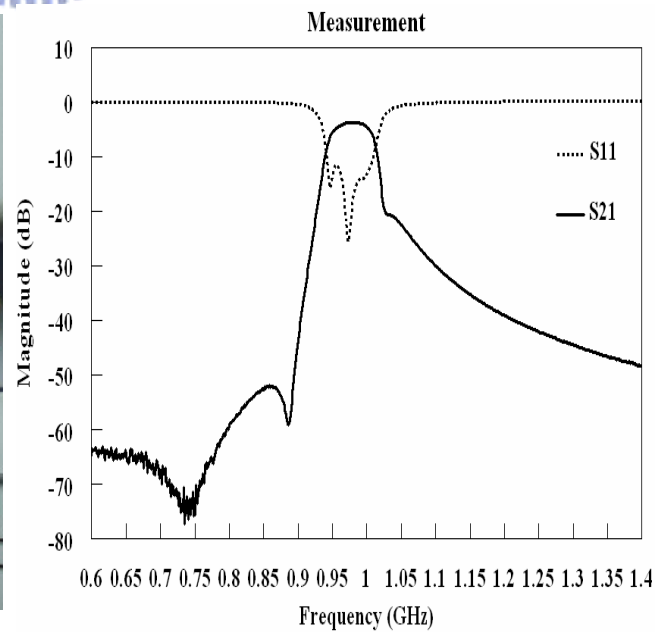


圖 7.1-7 實際電路及窄頻量測結果

3-a、寬頻模擬結果：

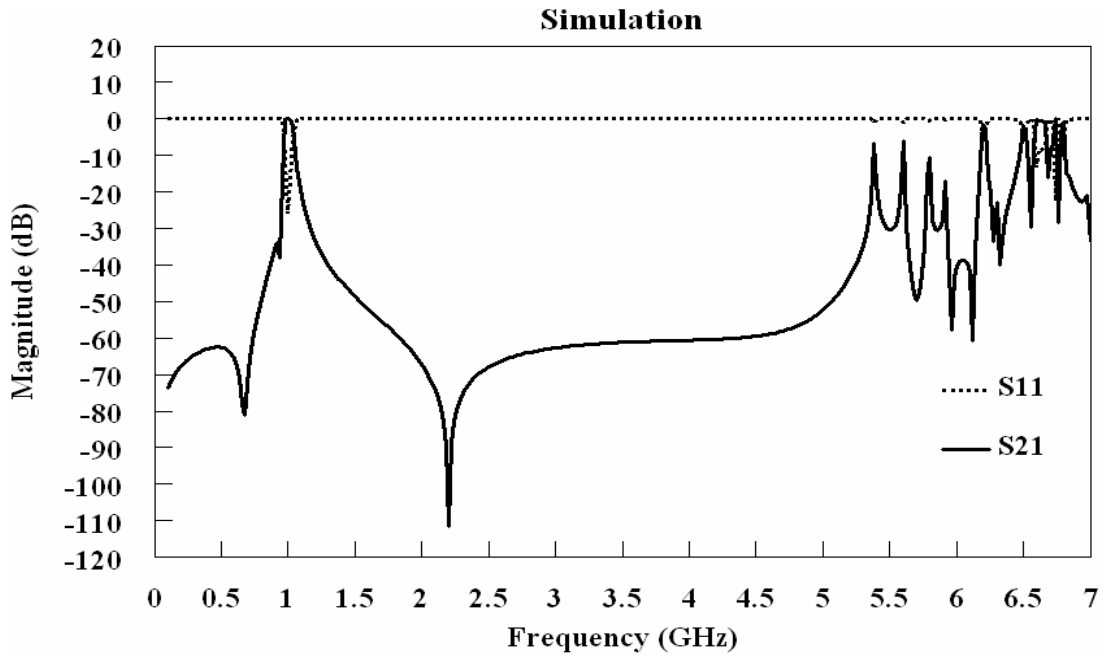


圖 7.1-8 寬頻模擬結果



3-b、寬頻量測結果：

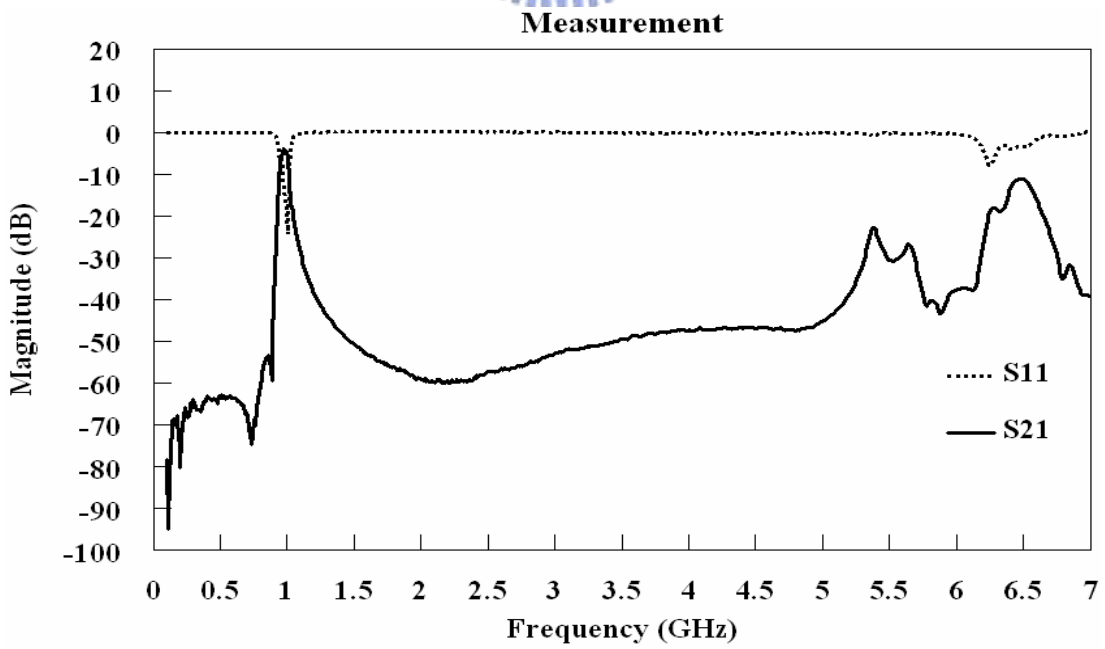


圖 7.1-9 寬頻量測結果

7.2 步階阻抗環 (stepped-impedance ring resonator) :

諧振腔中加入接地細帶的方式，同樣可以應用在步階阻抗雙模濾波器中 - 環型諧振腔 (ring resonator)，將環縮小化及使第一個偽頻通帶 (spurious passband) 推至遠處。

環型諧振腔的架構如圖 7.2-1，其設計的一些準則說明如下 [10]:

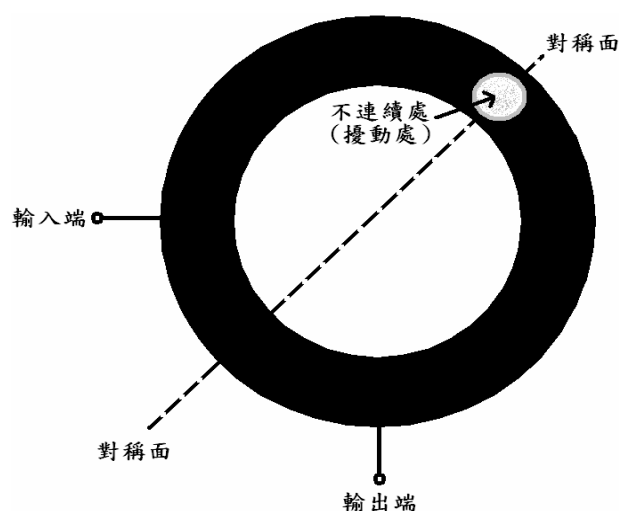


圖 7.2-1 環型諧振腔結構

- 1、環一圈的長度為一個波長 λ 。
- 2、輸入端及輸出端的電氣長度 (electrical length) 為 90 度。
- 3、必須要有不連續處 (擾動處) 在環中，如此才能讓環中的二個簡並模 (degenerate mode) 有耦合，而且我們希望可以在通帶二側產生一對傳輸零點，所以不連續處 (擾動處) 必須在環的對稱面上。

7.2.1、規格：

- (1)、中心頻率：2GHz
- (2)、頻寬：4% → 1.98GHz ~ 2.02GHz
- (3)、通帶漣漪：0.05dB
- (4)、板材厚度 $H = 60\text{mil}$ ，介電常數 $\epsilon = 3.5$

7.2.2、模擬及實際量測結果：

1-a、模擬電路圖：

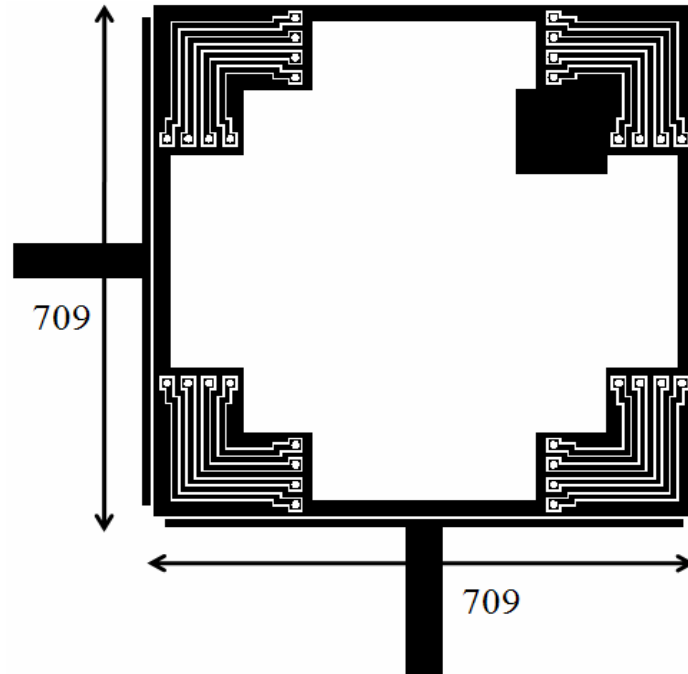


圖 7.2-2 模擬電路圖

1-b、窄頻模擬結果：

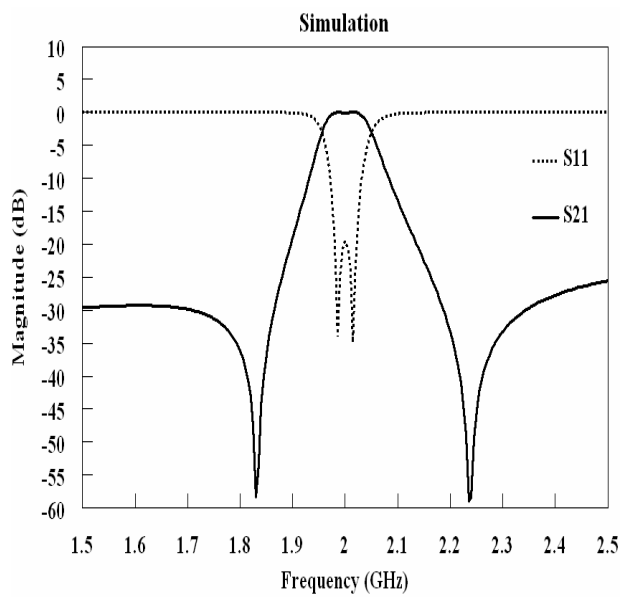


圖 7.2-3 窄頻模擬結果

1-c、寬頻模擬結果：

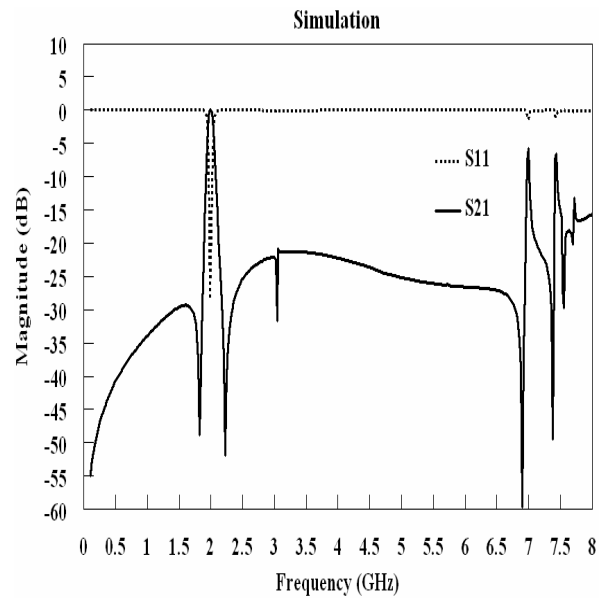


圖 7.2-4 寬頻模擬結果

2-a、實際電路圖：

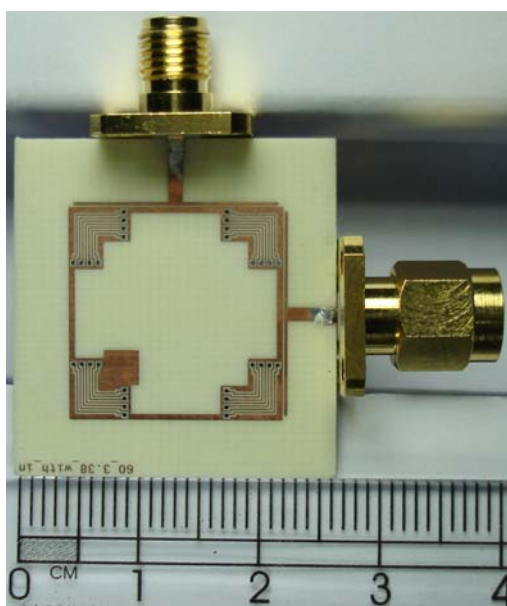


圖 7.2-5 實際電路圖

2-b、窄頻量測結果：

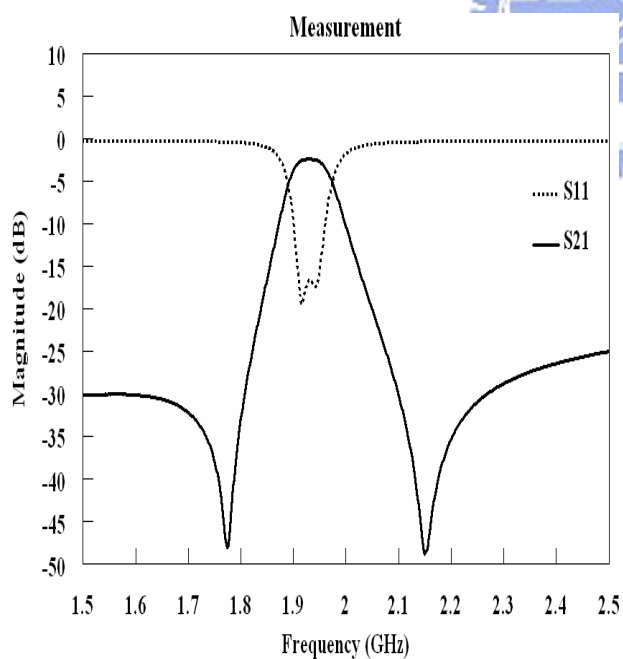


圖 7.2-6 窄頻量測結果

2-c、寬頻量測結果：

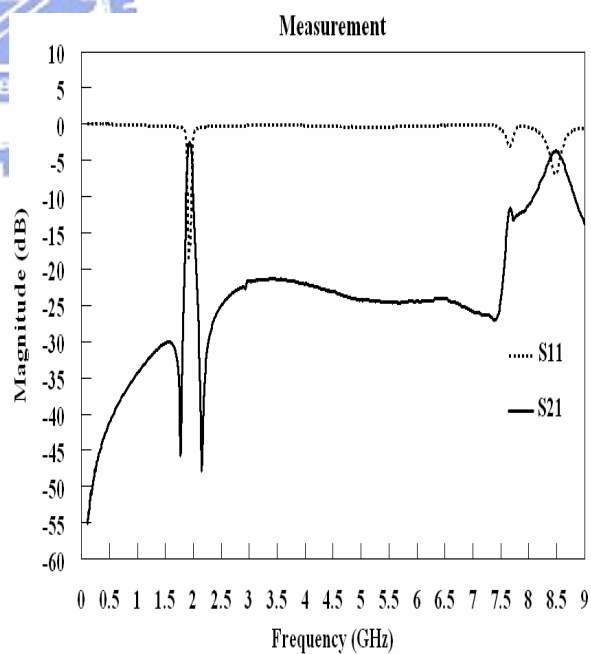


圖 7.2-7 寬頻量測結果

第八章 結論

本論文的研究著重於以微帶線製作小型化四分之一波長步階阻抗濾波器，文章中提出了使用加入接地細帶的結構，可以將濾波器的面積縮小化，並且使第一個偽頻通帶推遠，提升濾波器的性能。

第二章說明了諧振腔加入接地細帶的觀念可以由最原始的微帶線搭載一個負載電容架構出發，解釋其轉變之由來，並介紹了加入接地細帶後諧振腔之結構以及諧振頻率的求法，而諧振腔其諧振頻率的準確性對濾波器製作是很重要的，這不但於模擬軟體上可以預知，而且在實作上多次的體驗也是如此。

第三章及第四章則分別說明了之後設計濾波器時所採用的耦合係數法、步階阻抗觀念及準橢圓函數頻率響應，利用這二章的觀念及方式，可以輕易地將濾波器快速設計出來，並且具有良好的性能；當使用耦合係數法將濾波器所分別對應的諧振腔尺寸關係求出來後，接下來便是加以組合微調，第一步驟先確定所有調振腔的頻率，稍微調整諧振腔的長度，則濾波器的響應圖雛形將會自然呈現，第二步驟則是調整輸入輸出端饋入的位置，改善反射損耗，最後則是調整諧振腔間的耦合量。

第五章及第六章為本論文的重點所在，使用四種不同的基板，分別模擬及實作，首先說明了將傳統的步階阻抗諧振腔在其低阻抗部份加入接地細帶後所產生的優點及特性，最重要的觀念是將傳統上微帶線的特性阻抗是由上層金屬經介質對地的方式，轉變成有很大一部份是只跟上層金屬線路佈局的結構有關，降低基板介質對電路的影響，並且發現若適當的選擇高低阻抗部份的訊號線寬及所加入接地細帶

的線寬及線距（即高低阻抗值），可以使得其阻抗比值跟基板厚度及介電常數幾乎無關，這個現象可以方便濾波器之設計，因為在相同的介電常數下，即使用不同厚度的基板，其所設計出來的濾波器尺寸及性能幾乎相同，因此可以針對不同的需求選擇適當的板材來控制其成本，例如：介電常數大及較薄的基板耦合量較弱，適合窄頻的設計，若需要較大的頻寬，則選擇厚度較厚及介電常數小的基板，但是要注意厚基板所產生的表面波效應較嚴重，這會影響濾波器的通帶介入損耗及諧振腔間額外的模態干擾；另外，若在濾波器上方加入一條細線來製造一對傳輸零點在通帶二側，則須注意所加入細線的主諧振頻率要高於原本濾波器所要求的第一個偽頻通帶之外；在本論文中，濾波器的中心頻率為 1GHz，第一個偽頻通帶約為 6GHz，中心頻率跟第一個偽頻通帶之間有很深的截止頻帶，為一個很不錯的結果，同時實作過程中也發現了此種結構對於製程上的誤差敏感度很低。

論文中所設計出的濾波器，其能量損耗主要來自金屬線的阻值，我們所採用的線寬約為電路板廠所能提供的最小線寬，因為線寬極細，所以諧振腔的 Q 值較小，因而造成濾波器的介入損耗較大，這方面可以經由加大線寬增加其 Q 值或材料選擇的加強（例如：使用超導體）來改善此現象；而模擬及實作結果中心頻率的飄移，主要是因為基板介電常數的變化不是完全如板廠所提供的數據，所以設計濾波器之前，可以先量取板材於工作頻率的參數，而實際量測時經由 TRL 去除接頭、夾具、系統介質損耗，以取得實際電路更精準之響應。

第七章則說明了使用加入接地細帶的方式，可以應用到任何有步階阻抗結構的濾波器上，提升其性能，縮小尺寸，並保有前面文章所提到的特性。

參 考 文 獻

- [1] H-W. Yao, C. Wang, and K. A. Zaki, "Analysis of quarter wavelength ceramic combline filter," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1996, pp. 473-476.
- [2] G. Zhang, M. J. Lancaster, and F. Huang, "A high-temperature superconduction bandpass filter with microstrip quarter-wavelength spiral resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 559-563, Feb. 2006.
- [3] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [4] H.-C. Chang, C.-C. Yen, W.-C. Wu, and K.-C. Tao, "A multilayer bandpass filter integrated into RF module board," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1996, pp. 619-622.
- [5] R. Levy, "Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters," *IEEE Trans., Microwave and Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2940-2945, Dec. 1995.
- [6] Ian Hunter, *Theory and Design of Microwave Filter*, The institution of Electrical Engineers, London, 2000.

- [7] R. Levy, "Filters with single transmission zeros at real or imaginary frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 24, no. 4, pp. 172-181, Apr. 1976.
- [8] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 28, no. 12, pp.1413-1417, Dec. 1980.
- [9] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 7, pp. 1078-1805, July 1997.
- [10] M. Makimoto and S. Yamashita, *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication Theory, Design and Application*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001.
- [11] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Edition, New York: Wiley, 2003.
- [12] B. C. DeLoach, "Direct- and quarter-wave-coupled microwave bandpass filters with adjustable transmission characteristics and fixed centre frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 12, no. 1, pp.73-77, Jan. 1964.

- [13] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Capacitively loaded microstrip loop resonator," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 18, pp. 1484-1495, Sept. 1994.
- [14] Velazquez-Ahumada, Md. C., J. Martel, F. Medina, "Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band suppression and enhanced coupling," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1082-1086, March 2004.
- [15] Em User's Manual, Sonnet Software, Liverpool, NY, 2004.
- [16] Jia-Sheng 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 Tech.*, vol. 48, no. 7, pp.1098-1107, July 2000.
- [17] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupling planar microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 11, pp. 2099-2109, Nov. 1996.
- [18] J. S. Wong, "Microstrip tapped-line filter design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 27, no. 1, pp.44-50, Jan. 1979.

個人資料

姓名：梁正憲

性別：男

出生年月日：民國 71 年 11 月 5 日

籍貫：台灣省屏東縣

學歷：

高雄市立高雄高級中學 (民國 87 年 9 月~民國 90 年 6 月)

國立交通大學電信工程學系 (民國 90 年 9 月~民國 94 年 6 月)

國立交通大學電信工程研究所 (民國 94 年 9 月~民國 96 年 6 月)



論文題目：

以接地細帶降低低阻抗微帶線阻抗的方式來設

計小型化微帶線四分之一波長步階阻抗濾波器

Miniaturization of Microstrip $\lambda/4$ Stepped-Impedance-Resonator

Filters Using Low Impedance Microstrip with Inserted Ground Strips