

東海大學電機工程研究所

碩士論文

Graduate Institute of Electrical Engineering

Tunghai University

Master Thesis

微型化之多頻段微帶線帶通濾波器設計

Design of Compact Microstrip Multi-band Bandpass

Filters

張勝發

Sheng-Fa Chang

指導教授：陳錡楓

Advisor: Chi-Feng Chen

中華民國 104 年 7 月

July, 2015

# 口試委員會審定書

東海大學電機工程學系碩士學位

## 考試委員審定書

電機工程學系研究所 張勝發 君所提之論文

微型化之多頻段微帶線帶通濾波器設計

經本考試委員會審查，符合碩士資格標準。

學位考試委員會 召集人：鄧博 (簽章)

委員：趙世輝

陳錡楓

鄧博

中華民國 104 年 07 月 13 日

# 致謝

首先感謝指導教授陳錡楓老師。在面對一片黑暗而且未知的碩士生涯中，老師宛如波濤洶湧的海上屹立不搖的一座燈塔，給我指引方向，並且無私的、細心的、不遺餘力的指導我，不僅讓我對課本上的知識更加了解，還教會了我許多做人處事的道理，真的是非常感謝。接著感謝口試委員鄧卜華老師與趙世峰老師，在百忙中撥空前來參加我的學位考試，並在口試過程中提供寶貴的意見，以及給予修改的方向，讓我的碩士論文更加完整。

接下來要感謝我的實驗室同學，首先是跟我同一個指導老師的夥伴柏豪，在我的研究過程遇到瓶頸時，總是為我加油打氣，真得令人非常欣慰。接著是實驗室學長振輝、德裕，每當我心情低落的時候，總是會適時的給我幫助，並且提供我抒發情緒的管道，讓我每天都能保持著好心情學習。接著感謝溫老師的研究生于鈞和育甄，當我碰到難題的時候，每次都毫無保留或是默默的幫助我，超令人感動。接下來要感謝龔老師的研究生湧昌、俊富、傑文，幫助我解決許多書本上的難題，特別是傑文，不僅在碩士生涯的最後一年帶給我許多歡樂，更讓我了解到什麼是正確的金錢觀。

在來是最重要的，就是要感謝我的父母，她們辛勤的工作提供我讀書，從無怨言。每次都擔心我的三餐是否正常，身體健不健康，課業是否順利等等，無論遇到什麼樣的挫折，都在背後默默的支持我。對於身處外地讀書的我，家人的關心真得讓人溫暖許多，好幾次接到家人關心的電話後，都讓我忍不住躲在棉被裡痛哭一陣子，以後一定要好好的孝順父母。再來要感謝我的兩位哥哥，雖然他們怪怪的，但還是要感謝一下，每當想要偷懶時，就會忽然想起他們切換到工作狂模式的認真態度，讓我消極的意念瞬間蒸發，立刻打起精神繼續奮鬥。後來仔細想想，有兩個工作狂當哥哥似乎也不錯！?

其實要感謝的人真的太多，包括系上的所有老師、同學、行政人員以及會計室的報帳小姐，在我兩年的碩士生涯中幫助我許多事，不僅讓我一路走來非常順遂，還分享了一些寶貴的人生經驗給我，讓我獲益良多。最後，真心感謝東別飲料店包括英國藍、首採、功夫茶的可愛店員，每當我心情鬱悶時，看見妳們的微笑總會讓我心理的陰霾一掃而空，妳們甜美的笑容點燃了我的靈魂，讓我更有活力，迎向未知的明天，感謝妳們！

論文名稱：微型化之多頻段微帶線帶通濾波器設計

研究生：張勝發

指導教授：陳錡楓博士

## 摘要

本篇論文提出了一種設計方法來實現多頻段與微型化的帶通濾波器，主要是藉由不同特性的共振器來分別設計出雙頻段、三頻段、與七頻段的微型化帶通濾波器。為了驗證，本篇論文採用步階式阻抗共振器、雙模態、四模態等共振器來實現微型化與多頻段的性能，並利用端埠負載耦合來產生傳輸零點，達成高選擇度的特性。此設計方法不僅大幅減少了原本所需的共振器數目，還增加了操作頻段的數量。所有設計的電路皆以微帶線結構來實現，其中雙頻段、三頻段、七頻段帶通濾波器的電路面積分別為  $0.05 \lambda_g \times 0.09 \lambda_g$ ， $0.12 \lambda_g \times 0.13 \lambda_g$ ， $0.15 \lambda_g \times 0.19 \lambda_g$ 。在最後的模擬與量測結果皆有良好的一致性，驗證了本篇論文的設計概念。

**關鍵字：**微帶線、殘段負載、微型化、濾波器、多頻段。

Title of Thesis: Design of Compact Microstrip Multi-band Bandpass Filters

Student Name: Sheng-Fa Chang

Advisor Name: Dr. Chi-Feng Chen

## **Abstract**

This paper proposes a type of design method that enables the realization of a multi-band miniature bandpass filter, primary using resonators with different characteristic to design dual-band, triple-band, and hepta-band miniature bandpass filters respectively. For verification, this paper uses stepped impedance resonators, bimodal resonators, and quad-mode resonators to achieve the miniaturized and multi-band functionalities. It also uses source-load coupling to create transmission zeroes, thereby attaining high selectivity. This design method not only significantly decreases the volume of resonators originally required, but it also increased the volume of operated bands. Microstrip structures were used to achieve all designed circuits, in which the circuit areas of the dual-band,

triple-band, and hepta-band bandpass filters were  $0.05 \lambda_g \times 0.09 \lambda_g$  ,  
 $0.12 \lambda_g \times 0.13 \lambda_g$  , and  $0.15 \lambda_g \times 0.19 \lambda_g$  respectively. The final  
simulation and measurement results showed good consistency, thereby  
verifying this paper's design concept.

**Keywords:** Microstrip 、 Stub-loaded 、 Miniaturize 、 Filter 、 Multi-band.



# 目錄

口試委員會審定書.....	i
致謝.....	ii
摘要.....	iv
Abstract.....	v
圖目錄.....	x
表目錄.....	xiv
<b>第一章 緒論</b> .....	<b>1</b>
1.1 研究動機.....	1
1.2 文獻探討.....	2
1.3 論文貢獻.....	5
1.4 章節介紹.....	5
<b>第二章 濾波器基本理論</b> .....	<b>6</b>
2.1 濾波器介紹.....	6
2.1.1 濾波器種類.....	6
2.1.2 柴比雪夫響應.....	8



2.2	奇偶模分析 .....	9
2.3	共振器耦合理論 .....	12
2.3.1	電耦合 .....	12
2.3.2	磁耦合 .....	15
2.3.3	混合型耦合 .....	17
2.3.4	耦合係數萃取 .....	19
2.4	外部品質因子 .....	21
2.5	柴比雪夫響應帶通濾波器設計 .....	25
<b>第三章</b>	<b>共振器種類及分析 .....</b>	<b>28</b>
3.1	步階式阻抗共振器 .....	28
3.2	殘段負載共振器 .....	31
3.3	雙殘段負載四模態共振器 .....	34
3.4	非均勻阻抗雙模態共振器 .....	39
<b>第四章</b>	<b>微型化與多頻段之帶通濾波器設計 .....</b>	<b>43</b>
4.1	微型化雙頻段帶通濾波器設計 .....	43
4.1.1	設計概念 .....	43

4.1.2	電路設計 .....	45
4.1.3	模擬與量測結果 .....	50
4.2	微型化三頻段帶通濾波器設計 .....	53
4.2.1	設計概念 .....	53
4.2.2	電路設計 .....	54
4.2.3	模擬與量測結果 .....	59
4.3	微型化七頻段帶通濾波器設計 .....	62
4.3.1	設計概念 .....	62
4.3.2	電路設計 .....	64
4.3.3	模擬與量測結果 .....	72
<b>第五章 結論與未來展望 .....</b>		<b>76</b>
<b>參考文獻 .....</b>		<b>78</b>

# 圖目錄

圖 2.1	四種型式濾波器之理想頻率響應圖 .....	6
圖 2.2	柴比雪夫低通響應圖 .....	8
圖 2.3	雙埠網路示意圖 .....	9
圖 2.4	奇偶模信號網路示意圖 .....	10
圖 2.5	偶模信號示意圖 .....	10
圖 2.6	奇模信號示意圖 .....	11
圖 2.7	共振器耦合示意圖 .....	12
圖 2.8	(a)電耦合共振電路 (b)電耦合等效模型電路 .....	14
圖 2.9	(a)磁耦合共振電路 (b)磁耦合等效模型電路 .....	17
圖 2.10	混合型耦合等效模型電路 .....	18
圖 2.11	(a)共振器耦合結構 (b)頻率響應圖 .....	20
圖 2.12	耦合係數設計曲線圖 .....	20
圖 2.13	(a)單端負載共振器等效電路 (b) $S_{11}$ 相位響應圖 .....	22
圖 2.14	(a)共振器饋入結構 (b) $S_{11}$ 相位響應圖 .....	24
圖 2.15	外部品質因子設計曲線圖 .....	24

圖 2.16 $N$ 階柴比雪夫響應帶通濾波器耦合結構圖 .....	25
圖 2.17 二階柴比雪夫帶通濾波器(a)電路佈局圖 (b)理想頻率響應圖	27
圖 3.1 四分之波長步階式阻抗共振器結構圖 .....	29
圖 3.2 四分之波長步階式阻抗共振器電氣長度關係圖 .....	30
圖 3.3 殘段負載共振器結構圖 .....	31
圖 3.4 殘段負載共振器(a)偶模等效電路 (b)奇模等效電路.....	32
圖 3.5 (a)殘段負載共振器電路結構 (b)頻率響應圖 .....	33
圖 3.6 雙殘段負載四模態共振器電路模型 .....	34
圖 3.7 雙殘段負載四模態共振器(a)偶模等效電路 (b)奇模等效電路	35
圖 3.8 雙殘段負載四模態共振器(a)、(c)結構參數圖 (b)、(d)頻率 響應圖 .....	38
圖 3.9 非均勻阻抗雙模態共振器電路模型 .....	39
圖 3.10 非均勻阻抗雙模態共振器(a)偶模等效電路 (b)奇模等效電路	40
圖 3.11 奇偶模頻率比值與殘段短路負載關係圖 .....	42
圖 4.1 雙頻段帶通濾波器耦合結構圖 .....	44
圖 4.2 雙頻段帶通濾波器電路佈局圖 .....	47

圖 4.3	共振器 $A_1$ (a)耦合係數萃取圖 (b)外部品質因子萃取圖 (c)共振器 $B$ 通帶響應圖 .....	49
圖 4.4	雙頻段帶通濾波器模擬與量測結果(a)反射損失與介入損失 (b)、(c)導體損耗與介質損耗.....	51
圖 4.5	雙頻段帶通濾波器實際電路圖 .....	52
圖 4.6	三頻段帶通濾波器耦合結構圖 .....	54
圖 4.7	三頻段帶通濾波器電路佈局圖 .....	56
圖 4.8	共振器 $C_1$ (a)耦合係數萃取圖 (b)外部品質因子萃取圖 (c)共振器 $D$ 通帶響應圖 .....	58
圖 4.9	三頻段帶通濾波器模擬與量測結果(a)反射損失與介入損失 (b)、(c)導體損耗與介質損耗.....	60
圖 4.10	三頻段帶通濾波器實際電路圖 .....	61
圖 4.11	七頻段帶通濾波器耦合結構圖 .....	63
圖 4.12	七頻段帶通濾波器電路佈局圖 .....	67
圖 4.13	共振器 $E_1$ (a)耦合係數萃取圖 (b)外部品質因子萃取圖 (c)共振器 $F_1$ 、 $F_2$ 、 $G_1$ 、 $G_2$ 通帶響應圖 .....	71

圖 4.14 七頻段帶通濾波器模擬與量測結果(a)反射損失與介入損失  
(b)、(c)導體損耗與介質損耗.....73

圖 4.15 七頻段帶通濾波器實際電路圖 .....74



# 表目錄

表 2.1 柴比雪夫低通原件值 .....	26
表 4.1 雙頻段濾波器通帶特性比較表 .....	52
表 4.2 三頻段濾波器通帶特性比較表 .....	61
表 4.3 多頻段濾波器通帶特性比較表 .....	74



# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機

在現今的微波系統中，帶通濾波器在射頻前端(RF Frond End)扮演非常重要的角色。伴隨著無線科技快速的發展，多元化的通信系統越來越多，例如藍芽無線通信(Blue tooth)、全球行動通訊(GSM)、全球定位系統(GPS)、無線區域網路(Wi-Fi)、超寬頻系統(UWB)等，而在電子相關產品中，輕薄短小的特性也成為時代的趨勢。因此，為了滿足多元化的通信設備以及不同電子產品的頻段需求，在電路方面不僅需要顧及微型化的設計，多頻段的操作性能也成了重要考量。

本篇論文所設計的帶通濾波器是使用微帶線結構來實現，並藉由運用不同種類、特性的共振器來實現具有多操作頻段、電路微型化的特性，以滿足未來多元化無線通信系統的需求。



## 1.2 文獻探討

在現代的無線通訊系統中，濾波器在射頻前端扮演著非常重要的角色。隨著時代快速的發展，濾波器的設計方法已經被廣泛的研究。在濾波器的研究議題中，微型化與多頻段等相關議題已經有許多技術被提出，分別包括分佈式耦合、共用共振器、多模態共振器等設計方法。

微型化濾波器的設計在先前的文獻中已經被許多學者提出，在[1]中，作者提出了步階式阻抗共振器的研究，藉由調整共振器的阻抗比值來控制其諧波響應，當阻抗比值在特定範圍時，共振器的總電氣長度相較於一般二分之波長共振器要來的低，在設計上能夠縮小共振器的尺寸。[2]-[5]延伸步階式阻抗共振器的概念，提出網型共振器與四分之波長阻抗共振器，進而達到共振器微型化的目的。除此之外，還藉由步階式阻抗共振器其控制諧波的特性，把每組共振器的倍頻設計在不同頻率，使其無法形成通帶，達成了寬阻帶的性能。[6]-[8]中，作者採用分佈式耦合的技術，使用了四分之波長步階式阻抗共振器與雙模態共振器來縮小電路尺寸，並在結構上加入了端埠負載耦合，使得信號產生雙重路徑，在通帶兩側產生傳輸零點，提高通帶的選擇度。在[9]-[10]中，作者採用了共用共振器的技術，使用了網型共振器與步階式阻

抗共振器來當作共用共振器使用，並實現了四階帶通濾波器，在電路的設計上不僅結合了網型共振器、四分之波長步階式阻抗共振器來縮小電路尺寸，在耦合結構上使用了指叉型耦合來增加可行性。在通帶的選擇度上，除了利用交錯耦合的機制產生傳輸零點之外，還使用了反對稱饋入法來增加更多傳輸零點。共用共振器的技術能減少共振器的數目，使的電路面積能有效的縮減，在設計的靈活度上也非常高。在[11]-[13]中，作者採用了單一共振器耦合的技術，藉由兩組單一共振器前面的共振模態來個別耦合，在電路設計上使用了對稱與非對稱型的殘段負載共振器來實現，此種設計技術在共振器的數量可以減少許多，但是在設計的靈活度比較低。在[14]-[16]中，作者採用多模態共振器耦合的技術，使用了單一個殘段負載四模態共振器來實現帶通響應，在共振器的數目上減少許多，並在結構上加入了端埠負載耦合，使得信號產生雙重路徑，在通帶兩側產生傳輸零點。此種設計方法不僅能有效的縮小電路面積，更能提高通帶的選擇度。

多頻段的濾波器在先前的文獻中已經有許多學者提出，在[17]-[26]中，作者採用分佈式耦合的技術，使用了四分之波長步階式阻抗共振器來實現出更多頻段的濾波器，在結構上使用端埠負載耦合來產生傳輸零點，此種設計除了能夠縮小電路面積之外，在通帶選擇度也非常

高。在[27]-[32]中，作者採用單一共振器耦合的技術，藉由兩組單一共振器前面的共振模態來個別耦合，並結合更多組共振器來設計出更多的頻段數，在電路的結構上使用了非對稱的步階式阻抗共振器來實現，並使用端埠負載耦合的方式來產生傳輸零點，此種設計在共振器的數量可以減少許多，通帶也有良好的選擇度，但是在設計的靈活度上卻比較低。在[33]-[35]中，作者採用多模態共振器耦合的技術，使用了單一個三模態殘段負載步階式阻抗共振器來實現三階帶通響應，並結合更多個三模態共振器來擴充更多頻段數量，在設計多頻段濾波器時，可以預期共振器的數目會減少許多。此三模態共振器的會使得在通帶的一側產生傳輸零點，不僅能有效的縮小電路面積，更能提高通帶的選擇度。

在上述的文獻中提出了許多濾波器的設計方法，包括分佈式耦合、共用共振器、多模態共振器等，也包含了微型化、寬阻帶、多頻段等相關研究議題，但如果要往更多的操作頻段發展，其中仍然有許多可以改進或延伸的空間。本篇論文的設計延伸了分佈式耦合的概念，並結合了多模態共振器的技術。此種設計方法能夠有效的縮減共振器數目，不僅達成電路微型化的設計，並實現出更多操作頻段的性能。

### 1.3 論文貢獻

本篇論文的濾波器設計延伸了分佈式耦合的概念，以少數的共振器來實現微型化的多頻段帶通濾波器。本篇論文不僅利用各種不同種類的共振器來設計操作頻段，更結合端埠負載耦合的方式。此種設計方法在頻段的選擇上更為靈活，而且在信號傳輸上勢必形成雙重路徑，使得在通帶兩旁產生傳輸零點，增加通帶的選擇度，在整體電路的部分，此設計方法縮減了共振器的數目，可以預期電路面積能有效的縮減。目前文獻中最多頻段的帶通濾波器為六頻段，本篇論文設計的帶通濾波器最高為七頻段，電路面積為  $0.15 \lambda_g \times 0.19 \lambda_g$ 。

### 1.4 章節介紹

本篇論文共分成五章，第一章為緒論，藉由研究動機來延伸出本篇所針對的微型化與多頻段之需求。第二章為濾波器基本理論，將介紹與探討濾波器的基本概念。第三章為共振器種類及分析，分別探討不同種類、特性的共振器。第四章為多頻段帶通濾波器設計，主要是結合不同種類、特性之共振器，來實現電路微型化與多操作頻段的特性。第五章為結論與未來展望，為本篇論文的總結。

## 第二章 濾波器基本理論

### 2.1 濾波器介紹

微波濾波器是一個雙埠的電路原件，其主要功能是使傳輸的信號在特定的頻段通過，並且抑制不需要的信號，意即傳輸的信號如果在通帶上，信號就會通過；反之，若是傳輸的信號在截止帶上，則信號將會被衰減。

#### 2.1.1 濾波器種類

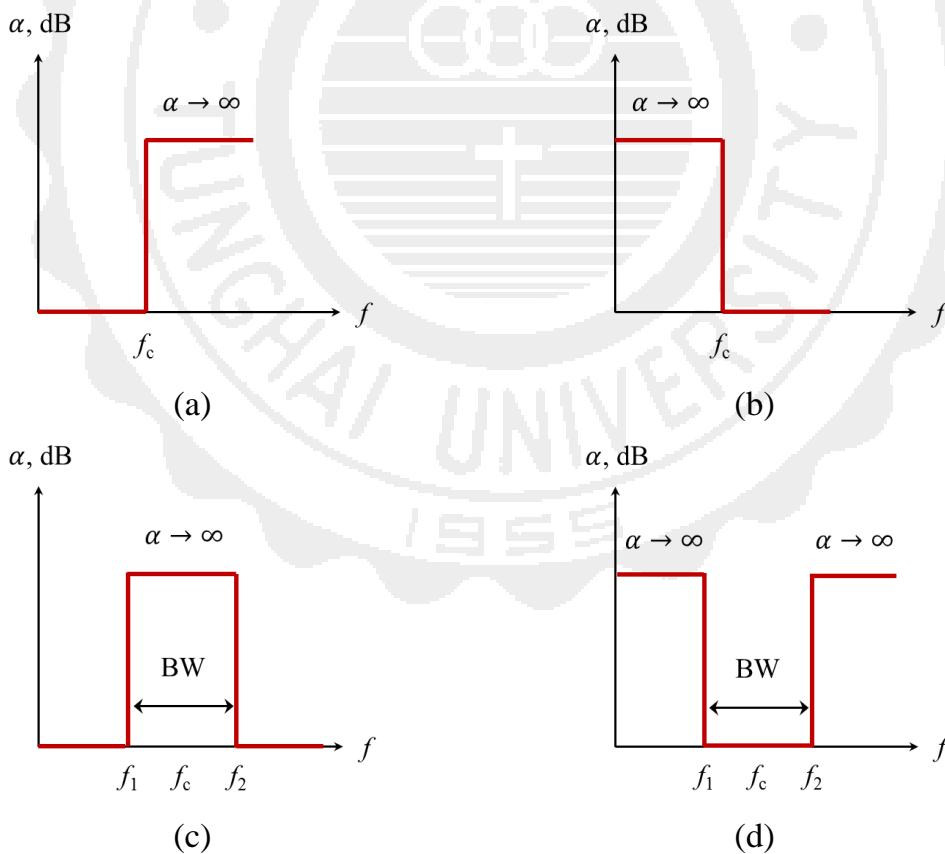


圖 2.1 四種型式濾波器之理想頻率響應圖 (a)低通濾波器 (b)高通濾波器 (c)帶止濾波器 (d)帶通濾波器

由濾波器的頻率響應特性( $\alpha$  為衰減量, Bandwidth (BW) 為頻寬),

可以把濾波器分為四種:

低通濾波器(Lowpass filter): 圖 2.1(a)是理想的低通濾波器頻率響應圖。

從圖中能看出, 當傳輸的信號低於截止頻率  $f_c$  時,  $\alpha = 0$ , 信號沒有衰

減, 意即信號會通過; 當信號高於截止頻率  $f_c$  時,  $\alpha$  趨近於無窮大,

信號被無窮衰減, 意即信號不會通過。

高通濾波器(Highpass filter): 圖 2.1(b)是理想的高通濾波器頻率響應圖。

從圖中能看出, 當傳輸的信號低於截止頻率  $f_c$  時,  $\alpha$  趨近於無窮大,

信號被無窮衰減, 意即信號不會通過; 當信號高於截止頻率  $f_c$  時,  $\alpha =$

0, 信號沒有衰減, 意即信號會通過。

帶止濾波器(Bandstop filter): 圖 2.1(c)是理想的帶止濾波器頻率響應圖。

圖中  $f_1$  與  $f_2$  分別為低高兩個截止頻率, BW 為頻寬, 當傳輸的信號介

於頻寬範圍內時,  $\alpha$  趨近於無窮大, 信號被無窮衰減, 意即信號不會

通過; 反之, 當信號在頻寬外,  $\alpha = 0$ , 意即信號會通過。

帶通濾波器(Bandpass filter): 圖 2.1(d)是理想的帶通濾波器頻率響應圖。

圖中  $f_1$  與  $f_2$  分別為低高兩個截止頻率, BW 為頻寬, 當傳輸的信號介

於頻寬範圍內時,  $\alpha = 0$ , 信號沒有衰減, 意即信號會通過; 反之, 當

信號在頻寬外,  $\alpha$  趨近於無窮大, 意即信號不會通過。

## 2.1.2 柴比雪夫響應

濾波器的頻率響應可分為巴特沃斯響應(Butterworth response)，柴比雪夫響應(Chebyshev response)，橢圓函數響應(Elliptic response)。柴比雪夫響應具有通帶等漣波的性質，在本篇論文的電路設計皆使用此響應，其傳遞函數振幅平方特性可表示為[36]

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.1)$$

其中  $\varepsilon$  為漣波常數，在通帶漣波  $L_{Ar}$  以 dB 表示為

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2.2)$$

$T_n(\Omega)$  是第一種  $n$  階柴比雪夫函數，其定義為

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2.3)$$

由(2.1)式可得到柴比雪夫低通響應，如圖 2.2 所示。

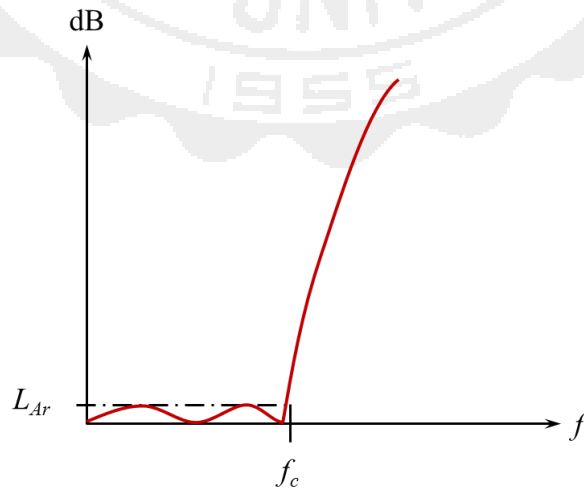


圖 2.2 柴比雪夫低通響應圖

## 2.2 奇偶模分析

在分析電路時，使用單端埠的分析比較複雜。為了達到簡化分析的目的，會將原本電路拆解為兩組獨立的電路，再經由重疊定理將其結果疊加。此種分析方法不僅降低電路的複雜度，也簡化了分析過程。

此分析方法的前提為電路結構必須具有對稱性，圖 2.3 為對稱的雙埠網路示意圖，兩端埠的  $V_{s1}$  與  $V_{s2}$  為信號源。

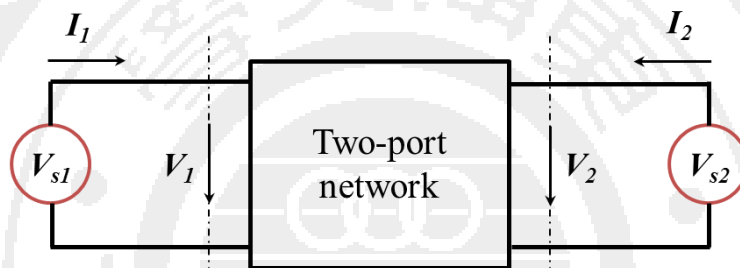


圖 2.3 雙埠網路示意圖

$V_{s1}$  與  $V_{s2}$  可表示成

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_{s1} + V_{s2}) \\ \frac{1}{2}(V_{s1} + V_{s2}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_{s1} - V_{s2}) \\ -\frac{1}{2}(V_{s1} - V_{s2}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

定義偶模信號為

$$V_{even} = \frac{1}{2}(V_{s1} + V_{s2}) \quad (2.5)$$

奇模信號為

$$V_{odd} = \frac{1}{2}(V_{s1} - V_{s2}) \quad (2.6)$$



(2.4)式可以改寫成

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{even} \\ V_{even} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{odd} \\ -V_{odd} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

由(2.7)奇模與偶模的信號關係式，可表示成如圖 2.4 所示。

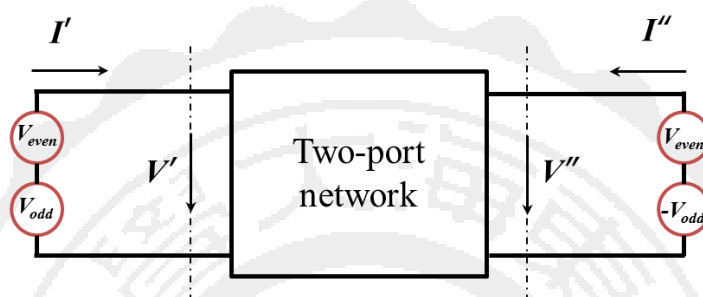


圖 2.4 奇偶模信號網路示意圖

由(2.7)式結果得知，可以將原本的信號源拆解為奇模信號與偶模信號的疊加，圖 2.5 為偶模信號示意圖。

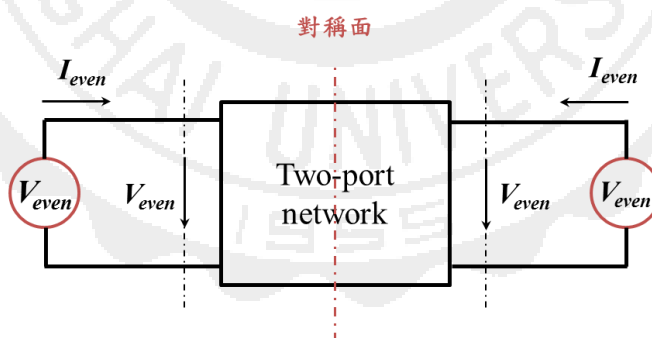


圖 2.5 偶模信號示意圖

由圖 2.5 可以觀察出，當偶模信號輸入時，對稱面上的電流等於零，相當於在對稱面有虛開路，因此可以將電路拆解為一半來分析。

圖 2.6 為奇模信號示意圖。

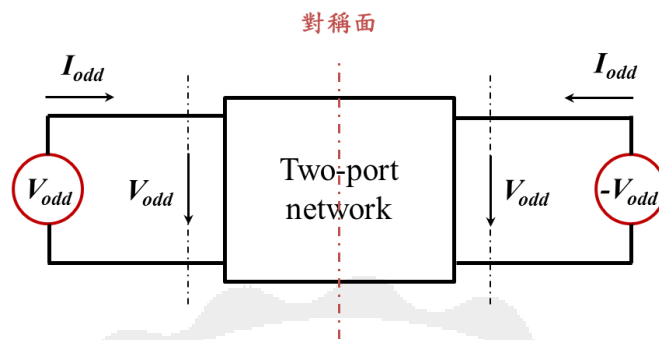


圖 2.6 奇模信號示意圖

由圖 2.6 可以觀察出，當奇模信號輸入時，在對稱面上電位相等，相當於在對稱面有虛短路，因此可以將電路拆解為一半來分析。在接下來的第二、三章節，將利用其電路結構的對稱性來進行奇偶模分析，並根據重疊定理將其結果疊加，以達到簡化分析過程的目的。

## 2.3 共振器耦合理論

廣義上來說，耦合式濾波器的工作原理是靠著共振器之間的耦合來傳遞信號，相較於不同耦合結構與不同共振頻率的共振器，其共振器之間的耦合係數也會相對的改變，如圖 2.7 所示。而耦合的方式可以分成電耦合、磁耦合、混合型耦合三種，這三種耦合方式在接下來的小章節做一些簡單的介紹。

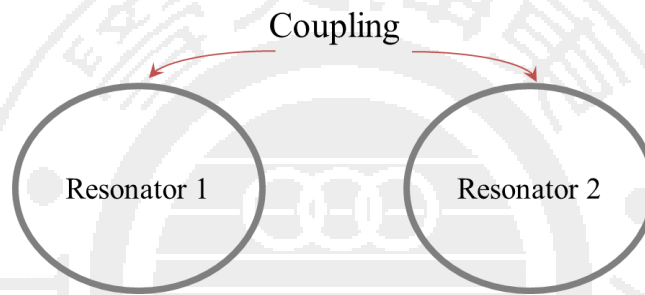


圖 2.7 共振器耦合示意圖

### 2.3.1 電耦合

電耦合的共振電路模型與等效電路如圖 2.8(a)、(b)所示。電路模型中的  $L$  和  $C$  分別代表共振器本身的自身電感(self inductance)和自身電容(self capacitance)， $C_m$  代表兩共振器之間的互容(mutual capacitance)。將圖 2.8(a)中電路模型的參考平面定義在  $T_1-T_1'$  以及  $T_2-T_2'$ ，可觀察到一組雙埠網路方程式[36]

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \quad (2.8)$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \quad (2.9)$$

寫成  $Y$  矩陣形式可表示為

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C & -j\omega C_m \\ -j\omega C_m & j\omega C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C & -j\omega C_m \\ -j\omega C_m & j\omega C \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

為了使分析簡化，將利用電路的對稱性來進行奇偶模分析。若將圖 2.8(b) 對稱平面  $T-T'$  用電牆或是短路取代，所得到的此電路共振頻率為

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \quad (2.12)$$

此共振頻率會低於單一個非耦合共振器的共振頻率。從物理的觀點來看，是因為在耦合結構的對稱平面上置入電牆時，會增加單一個共振器儲存電荷的能力。

若將圖 2.8(b) 對稱平面  $T-T'$  用磁牆或是開路取代，所得到的此電路共振頻率為

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (2.13)$$

此共振頻率會高於單一個非耦合共振器的共振頻率，是由於在對稱平面置入磁牆時，降低了單一個共振器儲存電荷的能力。

由(2.12)、(2.13)式的結果，帶入電耦合係數定義  $k_E = C_m/C$ ，可得

電耦合係數為

$$k_E = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (2.14)$$

此電耦合係數定義為電場耦合能量與非耦合單一個共振器儲存能量的比值。

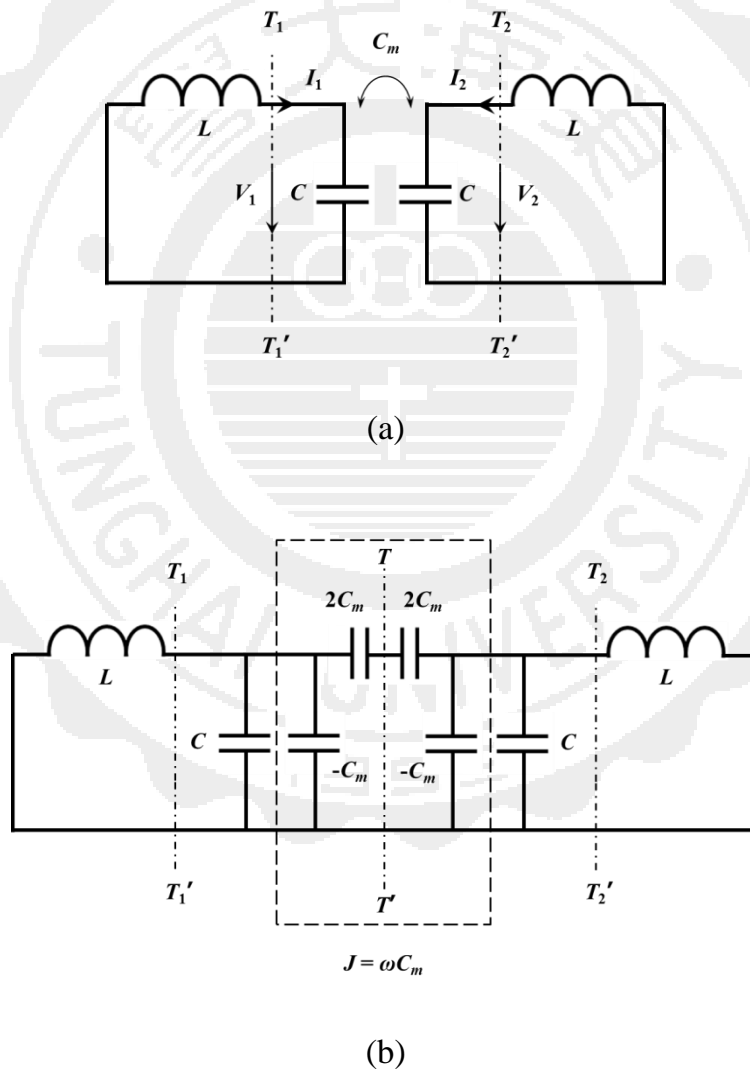


圖 2.8 (a)電耦合共振電路 (b)電耦合等效模型電路

### 2.3.2 磁耦合

磁耦合的共振電路模型與等效電路如圖 2.9(a)、(b)所示，電路模型中的  $L$  和  $C$  分別代表共振器本身的自身電感(self inductance)和自身電容(self capacitance)， $L_m$  代表兩共振器之間的互感(mutual inductance)。若將圖 2.9(a)中電路模型的參考平面定義在  $T_1-T_1'$  以及  $T_2-T_2'$ ，可觀察一組雙埠網路方程式[36]

$$V_1 = j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2.15)$$

$$V_2 = j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1 \quad (2.16)$$

若寫成  $Z$  矩陣形式可表示為

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L & j\omega L_m \\ j\omega L_m & j\omega L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L & j\omega L_m \\ j\omega L_m & j\omega L \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

若將圖 2.9(b)對稱平面  $T-T'$  用電牆或是短路取代，所得到的此電路共振頻率為

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)C}} \quad (2.19)$$

此共振頻率會高於單一個非耦合共振器的共振頻率。從物理的觀點來看，是因為在耦合結構的對稱平面上置入電牆時，會減少單一個共振器儲存的磁通量。

若將圖 2.9(b)對稱平面  $T-T'$  用磁牆或是開路取代，所得到的此電路共振頻率為

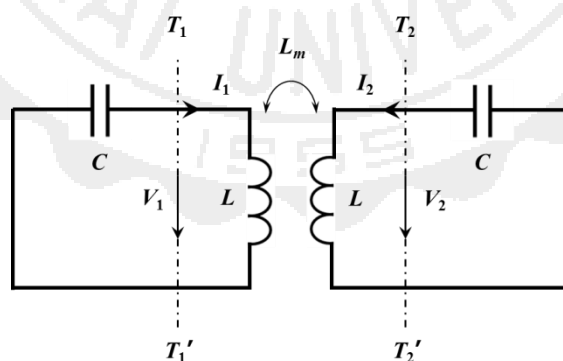
$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}} \quad (2.20)$$

此共振頻率會低於單一個非耦合共振器的共振頻率。從物理的觀點來看，是因為在耦合結構的對稱平面上置入磁牆時，會增加單一個共振器儲存的磁通量。

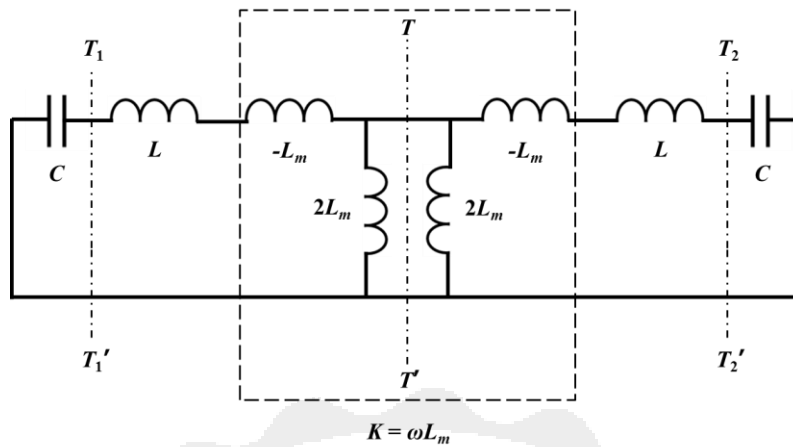
由(2.19)、(2.20)式的結果，帶入磁耦合係數定義  $k_M = L_m/L$ ，可得磁耦合係數為

$$k_E = \frac{L_m}{L} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (2.21)$$

此磁耦合係數定義為磁場耦合能量與非耦合單一個共振器儲存能量的比值。



(a)



(b)

圖 2.9 (a)磁耦合共振電路 (b)磁耦合等效模型電路

### 2.3.3 混合型耦合

混合型耦合的共振電路模型如圖 2.10 所示，此種耦合共振器之間同時具有電耦合與磁耦合，而且沒有一種耦合特別強烈。電路模型中的  $L$  和  $C$  分別代表共振器本身的自身電感(self inductance)和自身電容(self capacitance)， $L_m$  和  $C_m$  則是代表兩共振器之間的互感(mutual inductance)和互容(mutual capacitance)。若將圖 2.10 中電路模型的參考平面定義在  $T_1-T_1'$  以及  $T_2-T_2'$ ，並將對稱平面  $T-T'$  用電牆取代，可得到此電路的共振頻率為

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)(C-C_m)}} \quad (2.22)$$



若將圖 2.10 對稱平面  $T-T'$  用磁牆取代，可得到此電路的共振頻率為

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)(C+C_m)}} \quad (2.23)$$

由(2.22)、(2.23)式的結果，可得混合型耦合係數  $k_X$  為

$$k_X = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m + LC_m}{LC + L_m C_m} \quad (2.24)$$

假設  $L_m C_m \ll LC$ ，(2.24)式可以化簡為

$$k_X \approx \frac{L_m}{L} + \frac{C_m}{C} = k_M + k_E \quad (2.25)$$

由(2.25)式可以得知，混合型耦合可以視為電耦合與磁耦合的相加。

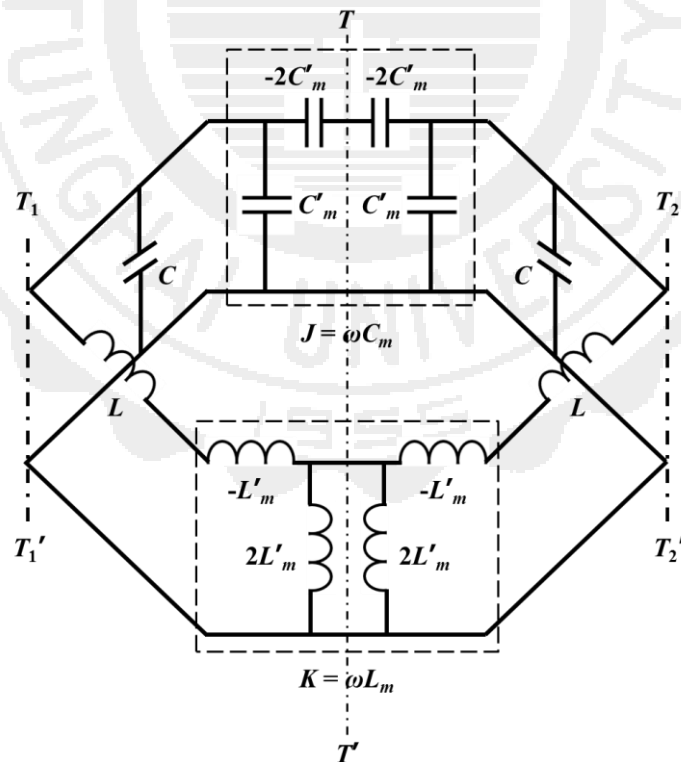


圖 2.10 混合型耦合等效模型電路

### 2.3.4 耦合係數萃取

本章節以實際電路的例子來萃取耦合係數。

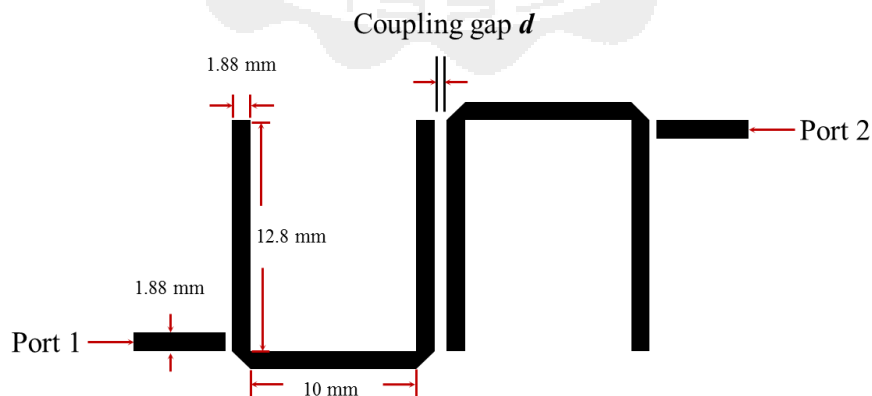
- 中心頻率: 2.4 GHz

#### 基板參數

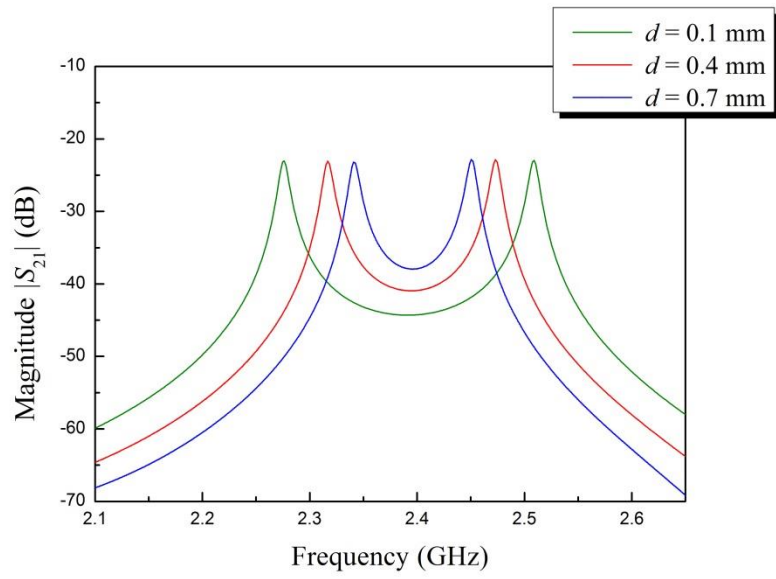
- 介電係數: 3.38
- 正切損耗: 0.002
- 板材厚度: 0.8128 mm

圖 2.11(a)、(b)為共振器耦合結構與模擬的 $S_{21}$ 頻率響應圖。當給予兩個共振器不同的間距 $d$ ，並藉由弱耦合的方式激發，可由頻率響應上觀察到兩個頻率 $f_{p1}$ 與 $f_{p2}$ 。頻率比較高的為 $f_{p2}$ ，頻率比較低的為 $f_{p1}$ ，其耦合係數萃取公式為

$$M = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (2.26)$$



(a)



(b)

圖 2.11 (a)共振器耦合結構 (b)頻率響應圖

圖 2.12 為耦合係數的設計曲線圖，藉由改變兩共振器間不同的間距  $d$ ，可萃取出不同的耦合係數。

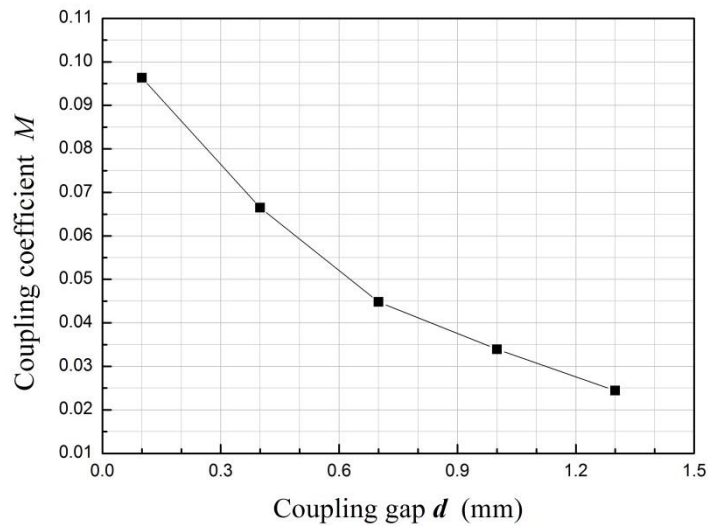


圖 2.12 耦合係數設計曲線圖

## 2.4 外部品質因子

耦合係數定義為共振器之間能量的關係，而外部品質因子為濾波器中輸入與輸出共振器其饋入能量的多寡。欲萃取共振器的外部品質因子，有兩種方法可以求得，一種是使用單端負載共振器(Singly Loaded Resonator)，一種是使用雙端負載共振器(Double Loaded Resonator)。

圖 2.13 為單端負載共振器等效電路模型與  $S_{11}$  相位響應圖， $G$  為外部電導， $LC$  並聯電路為無損的共振器等效電路，此電路的反射係數為

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in}/G}{1 + Y_{in}/G} \quad (2.27)$$

其  $Y_{in}$  為

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.28)$$

$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  為共振頻率，並假設  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ，令  $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$ ，(2.28)式可化簡為

$$Y_{in} = j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (2.29)$$

帶回(2.27)式，並定義外部品質因子  $Q_e = \omega_0 C/G$ ，可得反射係數為

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)} \quad (2.30)$$

$S_{11}$  的相位會伴隨著頻率變化而一起改變，由(2.30)式可得到外部品質因

子  $Q_e$  為

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} \quad (2.31)$$

由(2.33)式的結果，可藉由模擬  $S_{11}$  相位響應來萃取共振器的外部品質因

子。

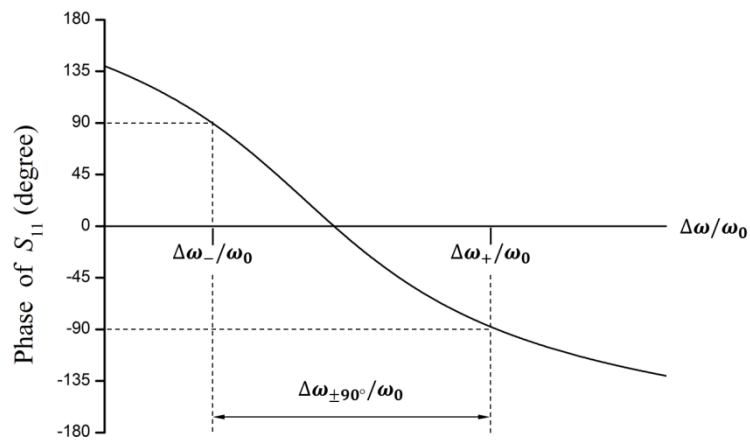
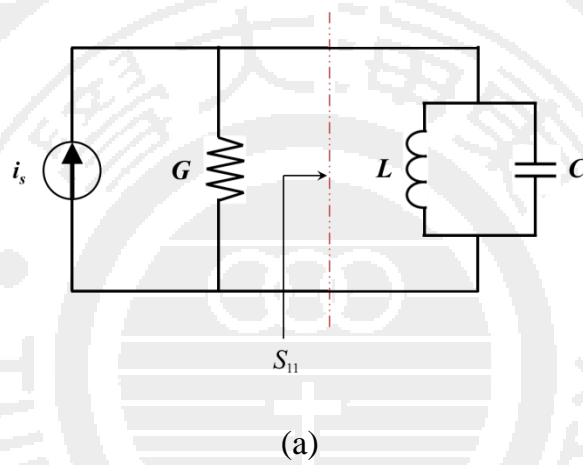


圖 2.13 (a)單端負載共振器等效電路 (b) $S_{11}$  相位響應圖

## 外部品質因子萃取

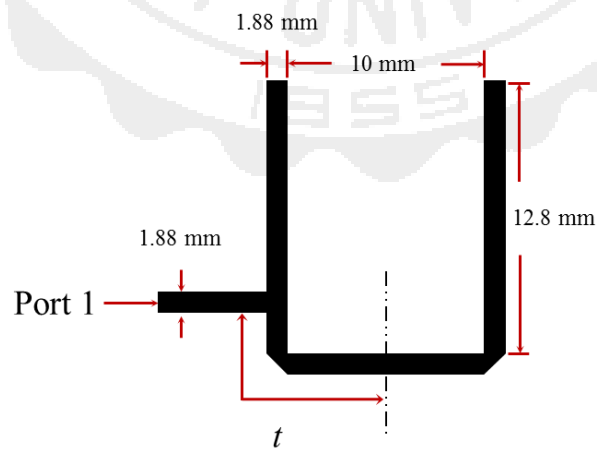
- 中心頻率: 2.4 GHz

## 基板參數

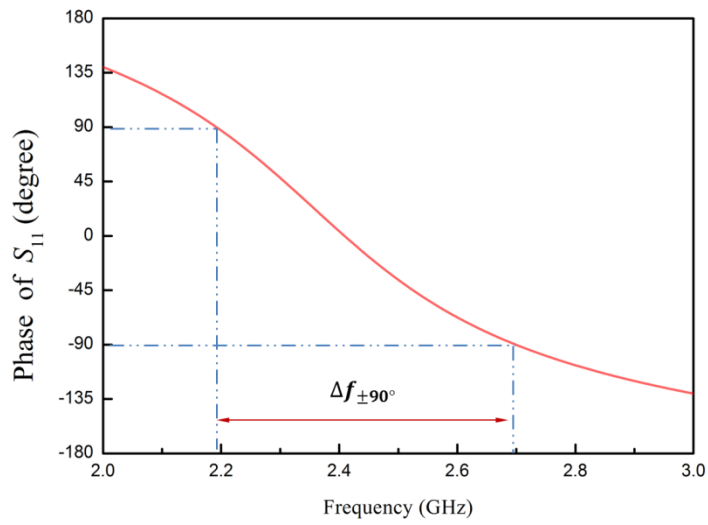
- 介電係數: 3.38
- 正切損耗: 0.002
- 板材厚度: 0.8128 mm

圖 2.14 (a)、(b)為共振器輸入端埠的饋入結構與模擬的  $S_{11}$  相位響應圖。饋入的方式採用直接饋入的方式，當不同的饋入位置  $t$ ，可由頻率響應上觀察到相位  $\pm 90^\circ$  兩個頻率  $f_{+90^\circ}$  與  $f_{-90^\circ}$ ，其外部品質因子萃取公式為

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}} \quad (2.32)$$



(a)



(b)

圖 2.14 (a)共振器饋入結構 (b) $S_{11}$  相位響應圖

圖 2.15 為外部品質因子的設計曲線圖，藉由改變饋入點的位置  $t$ ，可萃取出不同的外部品質因子。

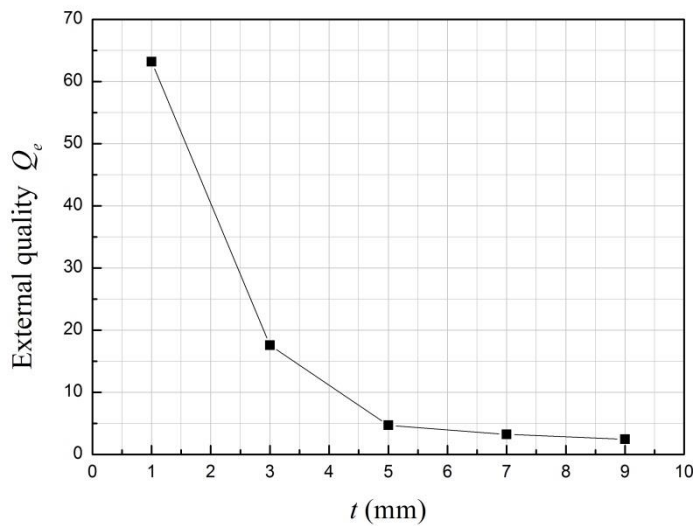


圖 2.15 外部品質因子設計曲線圖

## 2.5 柴比雪夫響應帶通濾波器設計

本章節將介紹柴比雪夫響應的帶通濾波器設計，並藉由實際的例子來實現帶通響應。圖 2.16 為  $N$  階柴比雪夫響應帶通濾波器耦合結構圖。

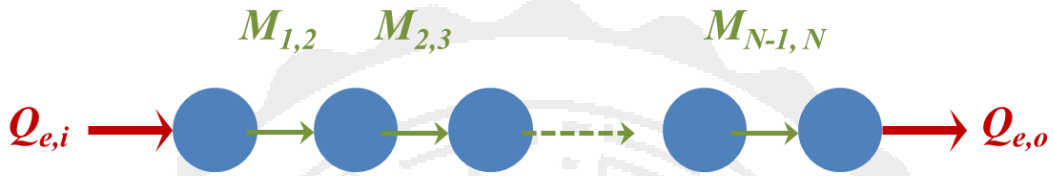


圖 2.16  $N$  階柴比雪夫響應帶通濾波器耦合結構圖

在耦合結構圖中，藍色節點代表共振器， $Q_{e,i}$  與  $Q_{e,o}$  分別代表輸入與輸出的外部品質因子， $M_{j,j+1}$  代表共振器間的耦合係數，其理論值可由公式計算得知為[36]

$$M_{j,j+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad \left| \quad j = 1 \text{ to } N-1 \right. \quad (2.33)$$

外部品質因子  $Q_e$  為

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} \quad (2.34)$$

其中  $g$  值為柴比雪夫低通原件值，可由[36]-[37]查表得知。表 2.1 為通帶漣波 0.04321 dB 的柴比雪夫低通原件值，在設計帶通濾波器時，可先行計算耦合係數與外部品質因子的理論值，在利用模擬的方法來進行萃取，以符合所對應的設計參數。



表 2.1 柴比雪夫低通原件值

通帶漣波= 0.04321 dB ( $g_0 = 1$ )										
$n$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

接下來將延續前兩小節來設計二階響應的帶通濾波器。

### 設計規格

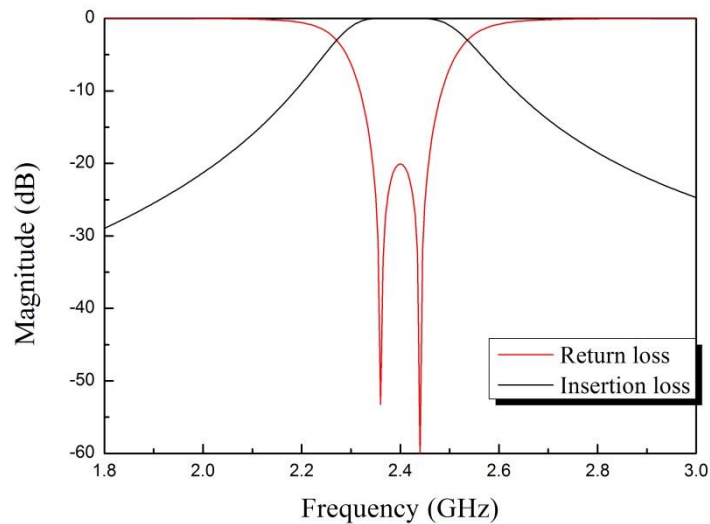
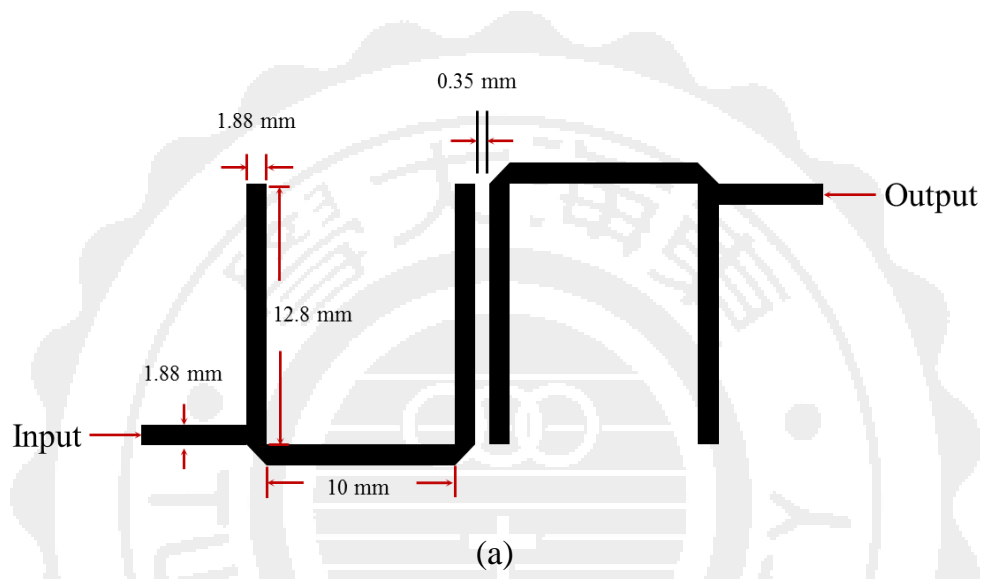
- 中心頻率: 2.4 GHz
- 比例頻寬: 5 %
- 響應: 柴比雪夫響應
- 階數: 二階
- 通帶漣波: 0.04321 dB

### 基板參數

- 介電係數: 3.38
- 正切損耗: 0.002
- 板材厚度: 0.8128 mm

圖 2.17(a)、(b)為二階帶通濾波器電路佈局圖與理想頻率響應圖。

當比例頻寬設計為 5%時，所對應的耦合係數為 0.083，外部品質因子為 13.3。並根據設計參數曲線，找出其理論值所對應的耦合間距與饋入點位置，便能預期形成二階帶通響應。



(b)

圖 2.17 二階柴比雪夫帶通濾波器 (a)電路佈局圖 (b)理想頻率響應圖

## 第三章 共振器種類及分析

本章節將介紹本篇論文所使用的各種共振器，並藉由理論的推導，分析所使用的每種共振器特性，並藉由不同特性的共振器來設計出所需規格的帶通濾波器，達成多頻段與微型化的性能。

### 3.1 步階式阻抗共振器

在一般濾波器的設計上所使用的共振器，通常為均勻式阻抗共振器(Uniform Impedance Resonator, UIR)，而步階式阻抗共振器(Stepped Impedance Resonator, SIR)在 1980 年由兩位學者提出[1]。步階式阻抗共振器是由兩段不同特性阻抗的傳輸線所構成，可以藉由改變兩段傳輸線的阻抗與長度比值來有效的控制其頻率的諧波響應。當選擇某個特定範圍的阻抗比值時，更能有效的縮減共振器的長度，因此在濾波器的設計上被廣泛的應用。

在本論文的電路設計中採用的為四分之一波長步階式阻抗共振器，結構如圖 3.1 所示，是由兩段傳輸線所構成，其特性阻抗分別為  $Z_1$  與  $Z_2$ ，所對應的電氣長度分別為  $\theta_1$  與  $\theta_2$ ，而四分之一波長步階式阻抗共振器的總電氣長度為  $\theta_T = (\theta_1 + \theta_2)$ ，其兩段傳輸線的阻抗比值定義為

$$K = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.1)$$

圖 3.1 為四分之波長步階式阻抗共振器結構圖，阻抗比值  $K < 1$  如圖 3.1(a) 所示，阻抗比值  $K > 1$  如圖 3.1(b) 所示。

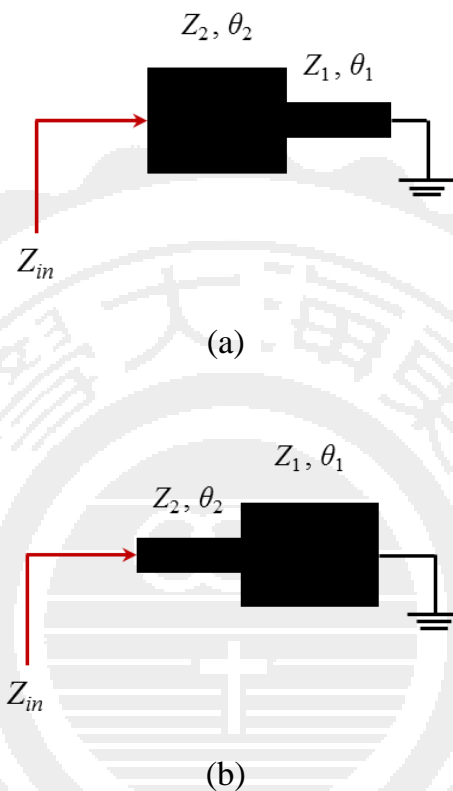


圖 3.1 四分之波長步階式阻抗共振器結構圖 (a) 阻抗比值  $K < 1$ ，(b) 阻抗比值  $K > 1$ 。

由傳輸線公式[37]得知，從一端看進去的輸入阻抗為

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\theta)}{Z_0 + jZ_L \tan(\theta)} \quad (3.2)$$

當共振時，輸入導納

$$Y_{in} = 0 \quad (3.3)$$

由(3.2)、(3.3)式可推導出四分之波長步階式阻抗共振器的共振條件為

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \quad (3.4)$$

由(3.4)式可推導出總電氣長度 $\theta_T$

$$\theta_T = \tan^{-1} \left[ \frac{K \cot \theta_2 + \tan \theta_2}{1 - K} \right] \quad (3.5)$$

藉由(3.5)的關係式，可將其結果表示成如圖 3.2 所示。

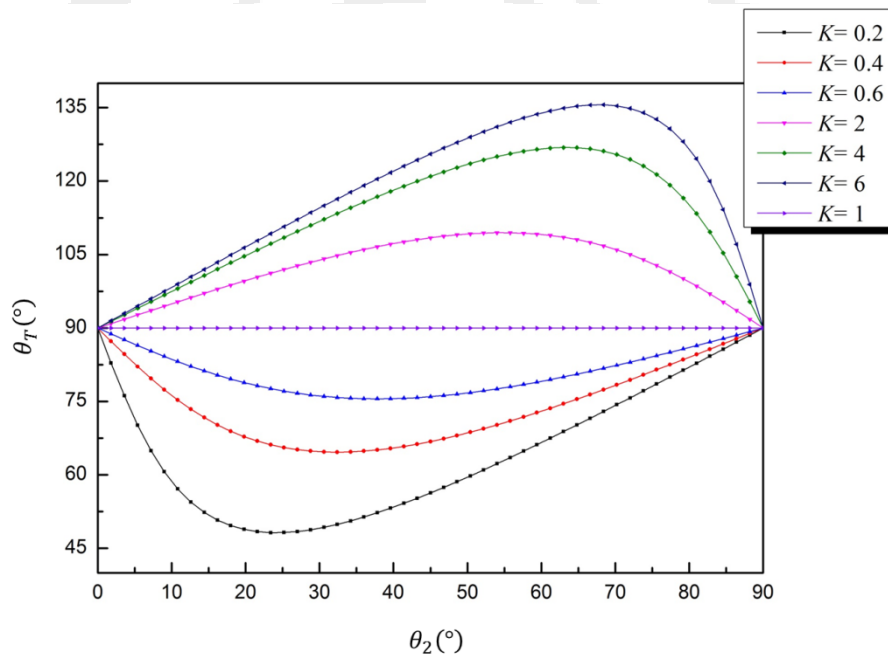


圖 3.2 四分之波長步階式阻抗共振器電氣長度關係圖

藉由圖 3.2 的四分之波長步階式阻抗共振器電氣長度關係圖可以觀察出，當阻抗比值 $K < 1$ 時，共振器的總電氣長度會低於四分之波長，因此在微型化的設計上會採用此種類型的共振器。

## 3.2 殘段負載共振器

在設計帶通濾波器時經常使用二分之波長均勻式阻抗共振器來實現，藉由兩共振器間的耦合來形成通帶。本章節所要討論的雙模態共振器是在二分之波長共振器的中間加入一段短路的殘段負載，並藉由奇偶模的分析來推導出其共振條件。接著利用電磁模擬軟體來驗證兩個共振模態皆為獨立控制，最後再給予適當的耦合量使其形成通帶。利用此設計方法不僅可以縮減共振器的數目，在比例頻寬的設計上也比較具有靈活性，在本篇論文的濾波器電路中，大多使用此種設計方式。

圖 3.3 為殘段負載共振器電路模型，由一段均勻阻抗的傳輸線與一段短路殘段負載所構成。

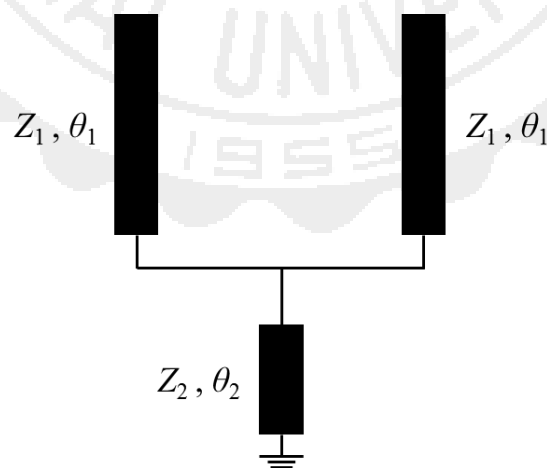


圖 3.3 殘段負載共振器電路模型

從圖 3.3 可觀察出，由於是在均勻阻抗傳輸線的中間加入一段短路殘段負載，此結構為一個對稱的結構，因此可以進行奇偶模的分析。其偶模與奇模的等效電路如圖 3.4(a)、(b)所示。

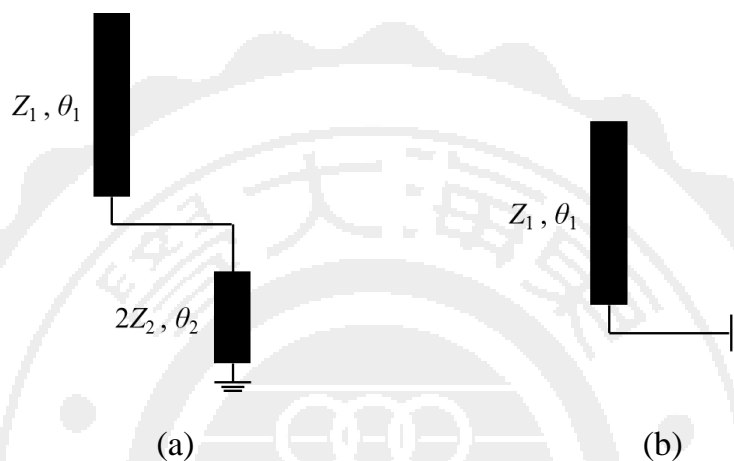


圖 3.4 殘段負載共振器 (a)偶模等效電路，(b)奇模等效電路

由(3.2)、(3.3)式，可推導出偶模共振條件為

$$Z_1 \cot \theta_1 = 2Z_2 \tan \theta_2 \quad (3.6)$$

奇模共振條件為

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \quad (3.7)$$

由共振條件可看出，短路殘段負載的電氣長度並不影響奇模的共振頻率，表示兩個模態的共振頻率是可以個別獨立控制的，在設計的靈活度上有著極大的優勢。圖 3.5(a)、(b)為殘段負載共振器電路結構與模擬結果，可以觀察出當改變短路殘段負載的長度時，偶模的共振頻

率是不受影響的。

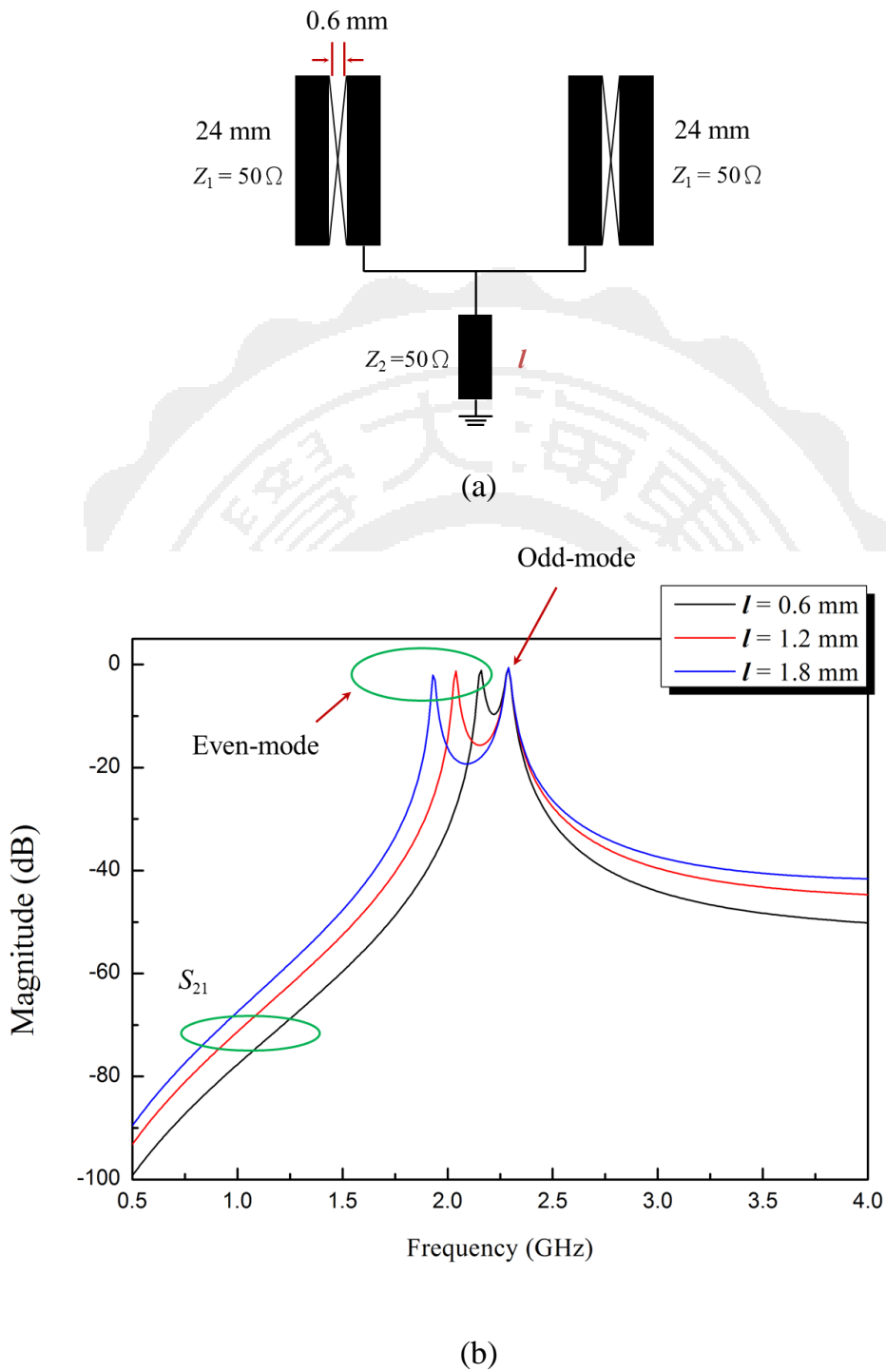


圖 3.5 (a)殘段負載共振器電路結構 (b)頻率響應圖



### 3.3 雙殘段負載四模態共振器

前一章節所介紹的共振器是藉由加入短路殘段負載來形成雙模態的響應，再給予適當的耦合量來使其形成通帶，在設計上靈活度非常高。為了延伸此設計概念，使用共同接地的方式來結合兩組殘段負載共振器，使其形成四模態共振器。由於四個模態的共振頻率皆可獨立控制，因此在設計上有很大的選擇性。

圖 3.6 為雙殘段負載四模態共振器的電路模型，以共同接地的方式來結合兩組殘段負載共振器。

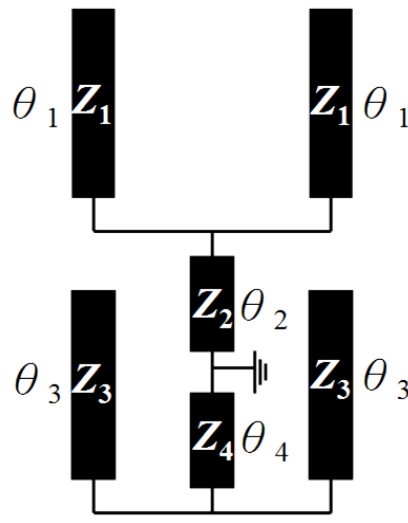


圖 3.6 雙殘段負載四模態共振器電路模型

從圖 3.6 可觀察出，由於是在均勻阻抗傳輸線的中間加入兩段短路殘段負載，並使用共同接地的方式結合，可以看出此結構為一個對稱的結

構，因此可以進行奇偶模的分析，其偶模與奇模的等效電路如圖 3.7(a)、(b)所示。

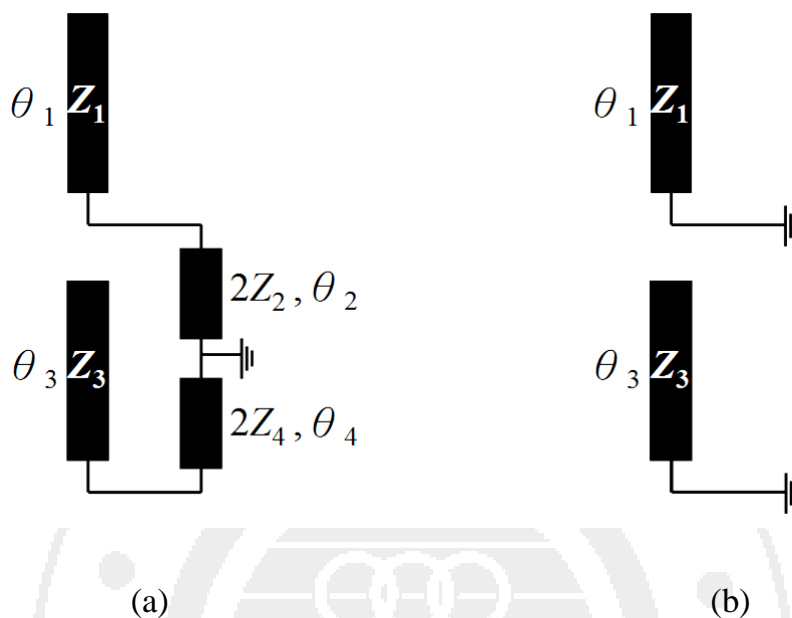


圖 3.7 雙殘段負載四模態共振器 (a)偶模等效電路，(b)奇模等效電路

由(3.2)、(3.3)式，可推導出偶模的共振條件為

$$Z_1 \cot \theta_1 = 2Z_2 \tan \theta_2 \quad (3.8)$$

$$Z_3 \cot \theta_3 = 2Z_4 \tan \theta_4 \quad (3.9)$$

奇模的共振條件為

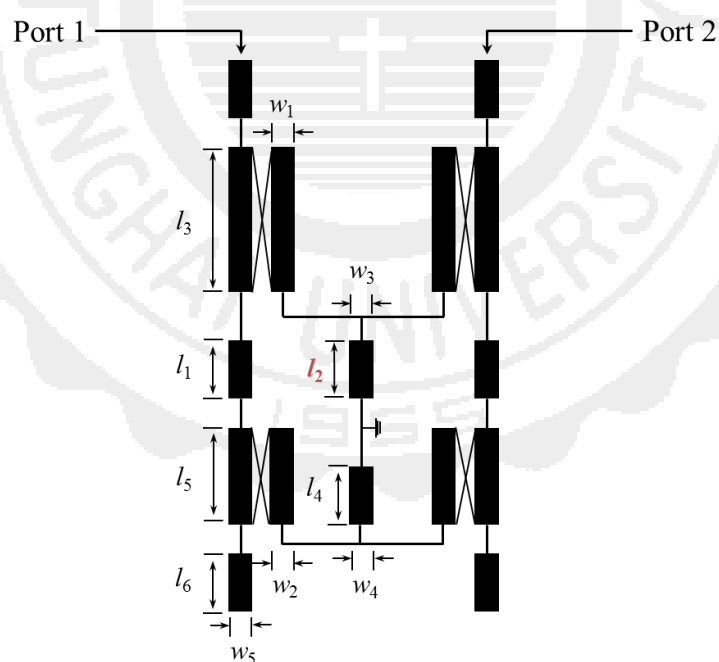
$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \quad (3.10)$$

$$\theta_3 = \frac{\pi}{2} \quad (3.11)$$

由(3.8)、(3.9)、(3.10)、(3.11)共振條件可看出，兩組共振器的短路殘段

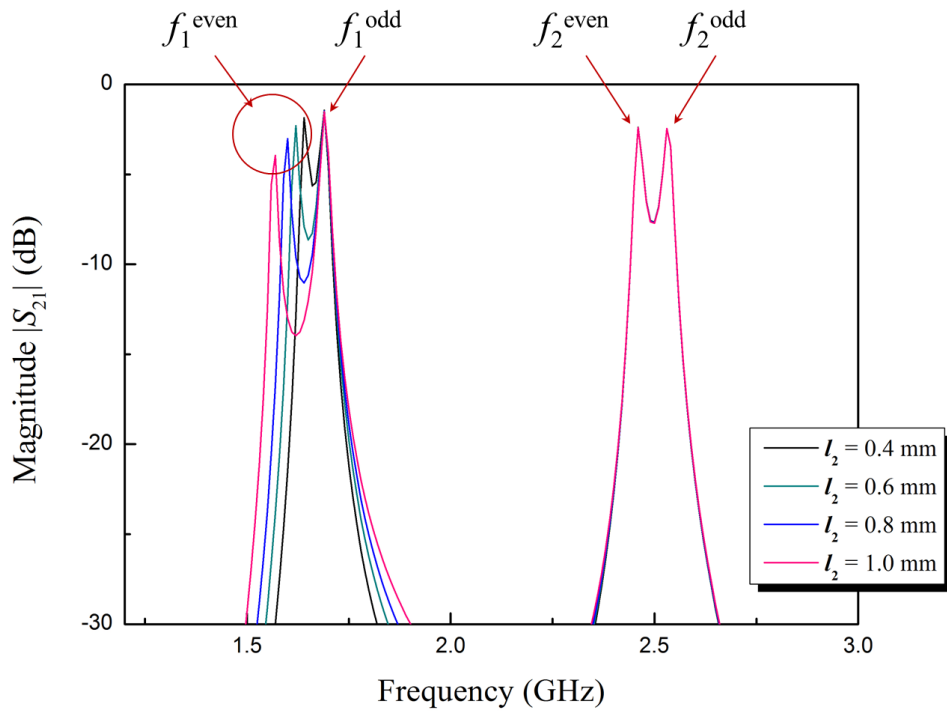
負載其電氣長度皆不影響奇模的共振頻率，表示這四個模態的共振頻率是可以個別獨立控制的。由於使用共接地的方式，因此只需要一個接地孔，大幅降低了電路的複雜度。相較於雙模態共振器，四模態共振器在設計上有更好的靈活度。

圖 3.8(a)、(b)、(c)、(d)為雙殘段負載四模態共振器的電路模型與模擬結果。當結構參數固定，並分別改變短路殘段負載  $l_2$  與  $l_4$  的長度時，可以明顯看出，僅調整  $l_2$  或  $l_4$  的長度時，只有其對應的偶模頻率會改變，其它三個模態的共振頻率皆不受影響。

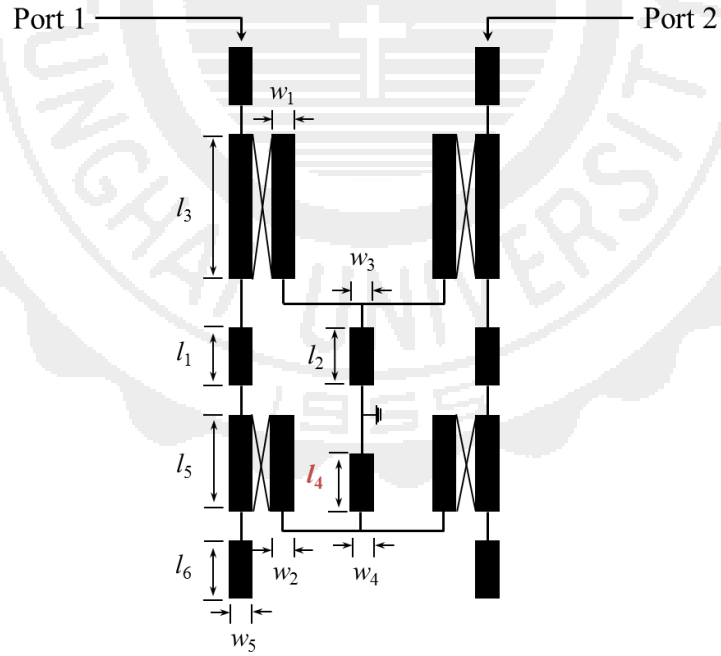


	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$w_4$	$w_5$	$l_1$	$l_3$	$l_4$	$l_5$	$l_6$
mm	0.6	0.6	0.6	0.6	1.2	0.3	20	0.3	15	0

(a)

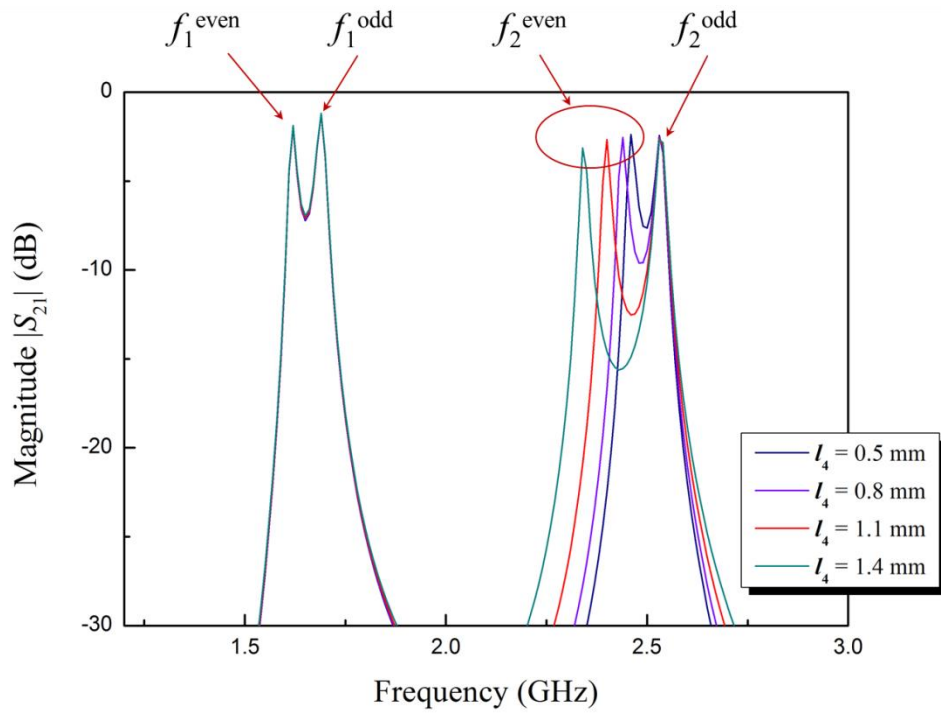


(b)



	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$w_4$	$w_5$	$l_1$	$l_3$	$l_2$	$l_5$	$l_6$
mm	0.6	0.6	0.6	0.6	1.2	0.3	20	0.3	15	0

(c)



(d)

圖 3.8 雙殘段負載四模態共振器 (a)耦合結構圖 (b)頻率響應圖 (c)耦合結構圖 (d)頻率響應圖

從以上的模擬結果可以看出，雙殘段負載四模態共振器的四個共振模態皆可個別獨立控制，驗證了所推導出的共振條件。

### 3.4 非均勻阻抗雙模態共振器

本章節所要討論的雙模態共振器是在非均勻阻抗的二分之波長共振器中間加入一段短路的殘段負載，並藉由奇偶模的分析來推導出其共振條件。在本篇論文的七頻段濾波器設計採用此種共振器。圖 3.9 為非均勻阻抗雙模態共振器的電路模型，由兩段非均勻阻抗的傳輸線與一段短路殘段負載所構成。

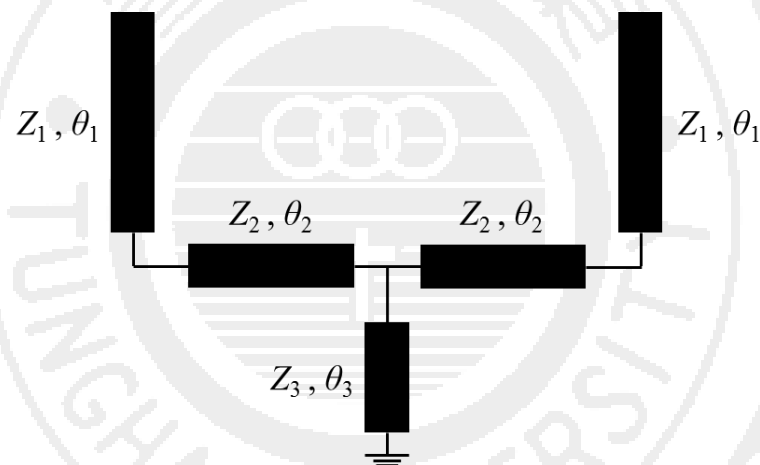


圖 3.9 非均勻阻抗雙模態共振器電路模型

從圖 3.9 可觀察出，由於是在兩段非均勻阻抗傳輸線的中間加入一段短路殘段負載，可以看出此結構為一個對稱的結構，因此可以進行奇偶模的分析，其偶模與奇模的等效電路如圖 3.9(a)、(b)所示。

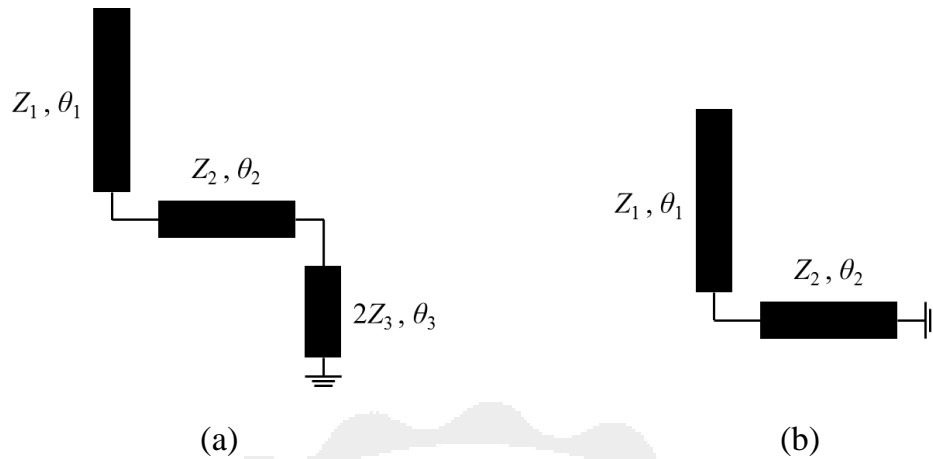


圖 3.10 非均勻阻抗雙模態共振器 (a)偶模等效電路 (b)奇模等效電路

為了使推導簡化，假設

$$Z_3 = \frac{1}{2} Z_2 \quad (3.12)$$

由(3.2)、(3.3)式，可推導出偶模共振條件為

$$Z_1 \cot \theta_1 = Z_2 \tan(\theta_2 + \theta_3) \quad (3.13)$$

奇模共振條件為

$$Z_1 \cot \theta_1 = Z_2 \tan \theta_2 \quad (3.14)$$

由(3.13)、(3.14)共振條件可看出，短路殘段負載的電氣長度並不影響奇模的共振頻率，代表兩個模態的共振頻率是可以個別獨立控制，在設計的靈活度上有著極大的優勢。圖 3.11 為奇偶模頻率比值與短路殘段負載的關係圖，當給予非均勻阻抗雙模態共振器適當的耦合量時，會形成具有二階響應的通帶，此時，濾波器的通帶頻寬幾乎是由奇偶模

的頻率所決定，因此在設計上需要考量奇偶模頻率的關係。假設非均勻阻抗雙模態共振器的阻抗比值

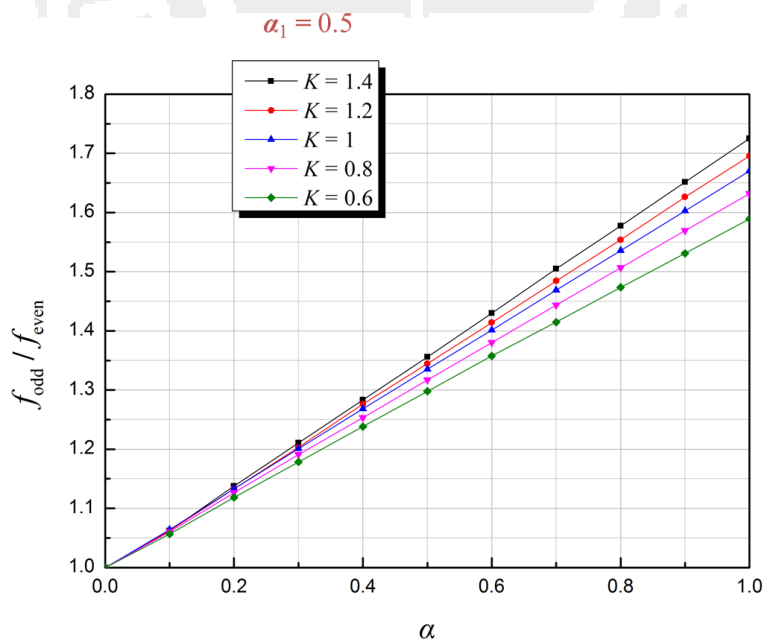
$$K = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (3.15)$$

假設

$$\alpha = \frac{\theta_3}{\theta_2} \quad (3.16)$$

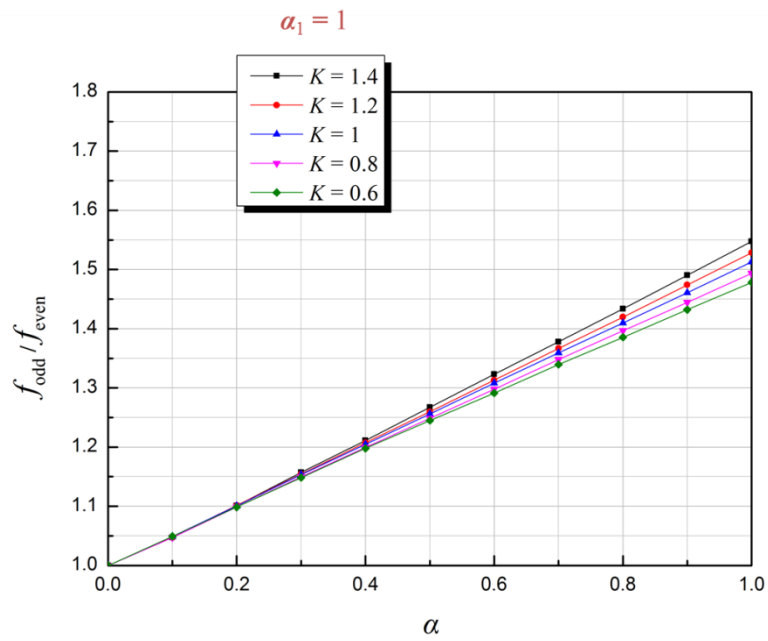
$$\alpha_1 = \frac{\theta_1}{\theta_2} \quad (3.17)$$

可推導出奇偶模頻率與短路殘段負載的關係，如圖 3.11(a)、(b)、(c)所示。

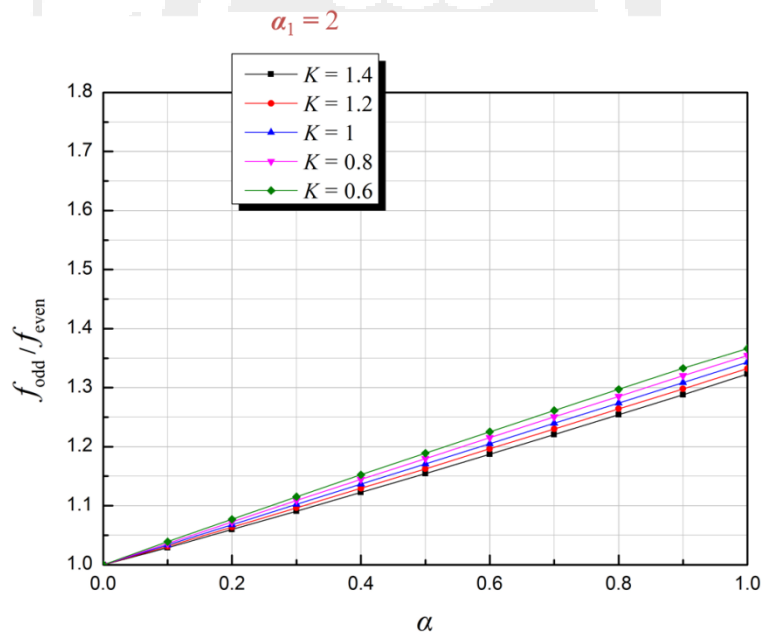


(a)





(b)



(c)

圖 3.11 奇偶模頻率比值與短路殘段負載關係圖

## 第四章 微型化與多頻段之帶通濾波器設計

此章節將介紹本篇論文所設計的微型化與多頻段帶通濾波器。其主要概念是結合多種不同特性的共振器，並藉由分佈式耦合與共同接地的方式來降低電路的複雜度。接著並延伸此設計概念，實現具有更多操作頻段的帶通濾波器，並使用多模態共振器來減少共振器的數目，達成微型化的效果。

### 4.1 微型化雙頻段帶通濾波器設計

本小節將介紹本篇論文中微型化雙頻段帶通濾波器的設計。此設計主要是採用四分之波長步階式阻抗共振器與殘段負載共振器來實現，並藉由共同接地的方式來降低整體電路的複雜度，達成微型化的目的。在頻段的選擇上則是選取兩個不同頻率來驗證此設計概念。

#### 4.1.1 設計概念

圖 4.1 為本篇論文所提出的雙頻段帶通濾波器耦合結構圖，圖中  $S$  為輸入端埠， $L$  為輸出端埠，每個黑色節點分別代表單一個共振器，黑色與紅色的箭號方向分別代表兩條不同的耦合路徑。共振器  $A_1$  與  $A_2$  為單頻共振器，共振器  $B$  為雙模態的共振器。從耦合結構圖可以發現，

此設計的雙頻段帶通濾波器分成兩條不同的耦合路徑，當信號走黑色箭號的耦合路徑時，藉由兩個單頻共振器間的耦合來傳遞信號。當走紅色箭號的耦合路徑時，共振器  $B$  的輸入端埠為  $S_1$  ( $S$  與共振器  $A_1$ )，輸出端埠為  $L_1$  (共振器  $A_2$  與  $L$ )，當給予共振器  $B$  適當的耦合量時，便能形成通帶。

對於共振器  $B$  而言， $S$  與共振器  $A_1$  可以視為一段饋入線，因此可以把  $S$  與共振器  $A_1$  當成新的輸入端埠  $S_1$ ，同理，新的輸出端埠  $L_1$  也是一樣。此種設計方法能縮減共振器的數目，並降低整體電路設計的複雜度，可以預期電路面積能有效的縮減。

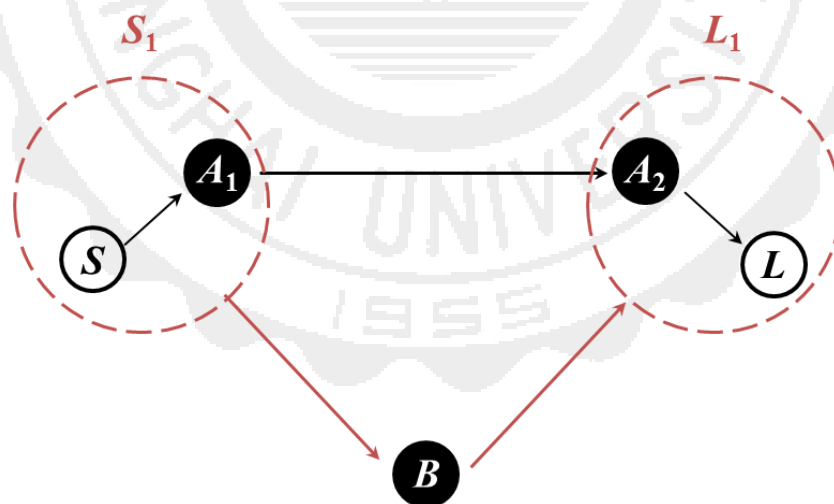


圖 4.1 雙頻段帶通濾波器耦合結構圖

## 4.1.2 電路設計

### 設計規格

- 中心頻率: 1.3 GHz, 2.6 GHz
- 比例頻寬: 16.8 %, 8.4 %
- 響應: 柴比雪夫響應
- 階數: 二階
- 通帶漣波: 0.1 dB

### 基板參數

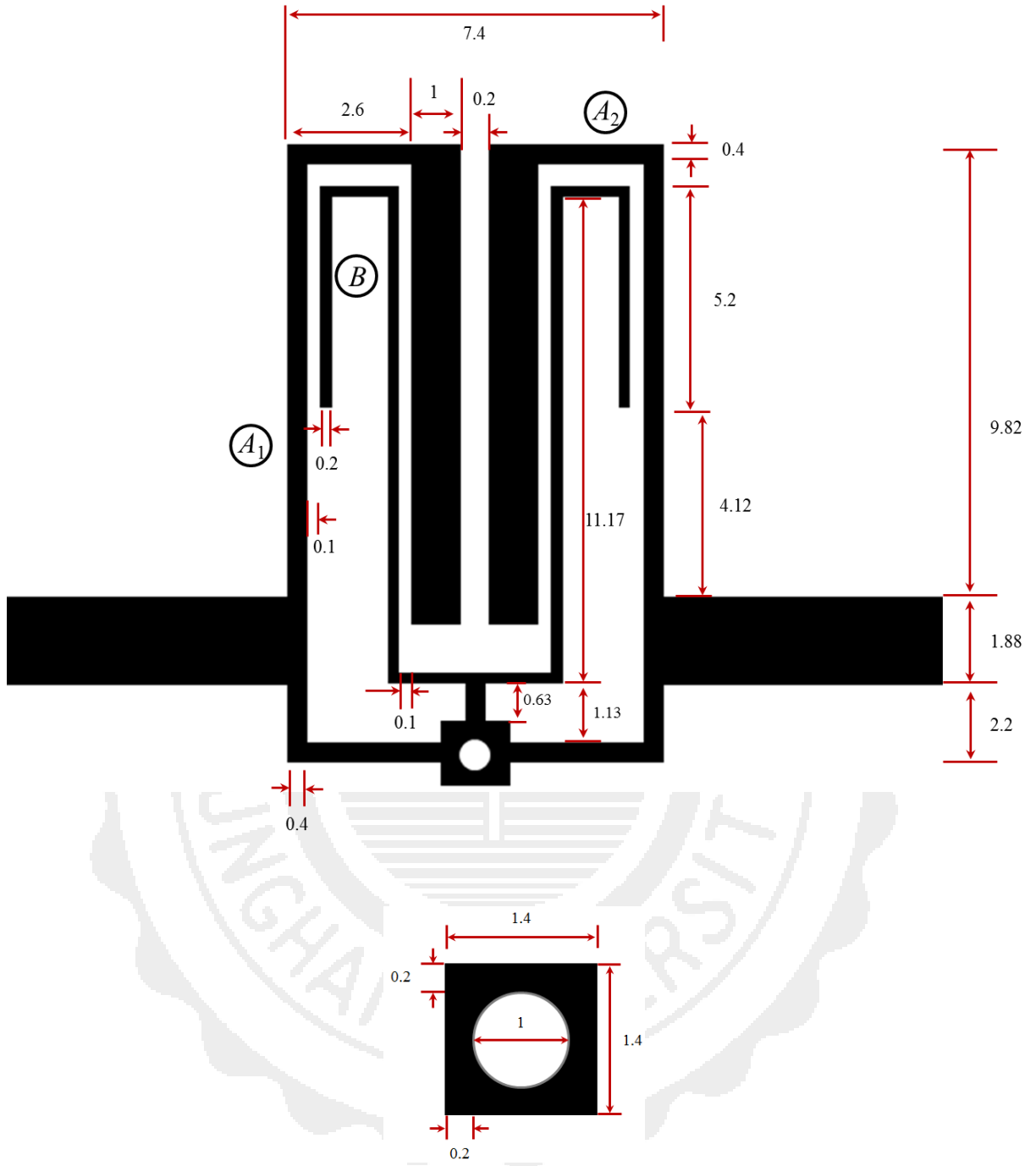
- 介電係數: 3.54
- 正切損耗: 0.002
- 板材厚度: 0.8128 mm

在本論文中，為了實現此雙頻段帶通濾波器的耦合結構，單頻共振器  $A_1$  與  $A_2$  是採用四分之一波長共振器來實現，共振器  $B$  是採用殘段負載共振器來實現。在微型化的考量下，四分之一波長共振器能有效的縮小共振器結構的尺寸，為了更進一步的縮小，進而採用步階式的結構，而透過殘段負載共振器的耦合能夠減少共振器的數目。在整體方面，為了使電路更加微型化與降低複雜度，將四分之一波長步階式阻抗共振器以彎折的型式來設計，並且在兩個四分之一波長步階式阻抗共振器與殘段負載共振器的接地端以共同接地的方式實現，將這三個共振器結合在一起。此設計結構不僅降低了整體電路的複雜度，更達到微型化

的效果。

圖 4.2 為本篇論文提出的雙頻段帶通濾波器的電路佈局圖。從電路佈局與耦合結構圖的對應可看出，共振器  $A_1$  與  $A_2$  是採用彎折型四分之一波長步階式阻抗共振器來實現，共振器  $B$  是採用殘段負載共振器來實現，並藉由共同接地的方式將這三個共振器結合在一起。共振器  $A_1$  與  $A_2$  的中心頻率為 1.3 GHz，共振器  $B$  的中心頻率為 2.6 GHz。

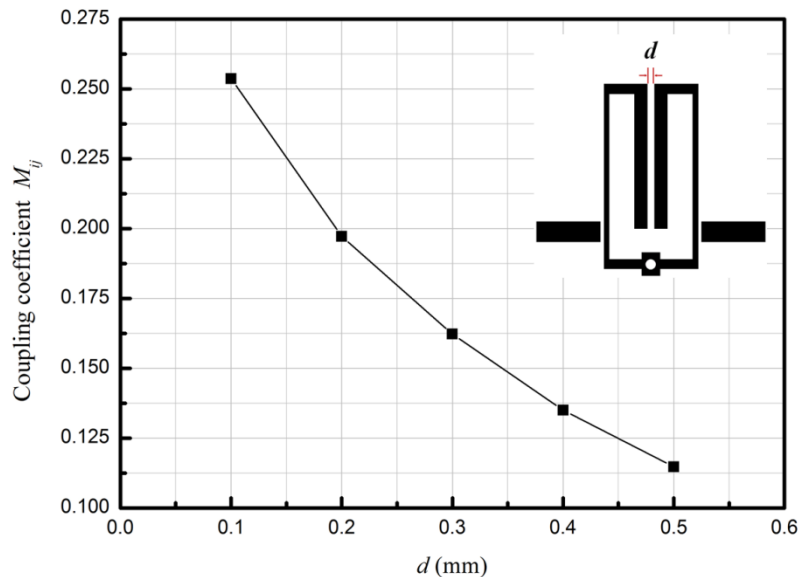
此雙頻段帶通濾波器的設計規格採用 0.1 dB 等漣波的柴比雪夫響應，其對應的低通原件值可由[36]查表得知。藉由(2.33)、(2.34)式可計算出所設計的二階帶通響應濾波器其對應的耦合係數  $M$  值= 0.207，外部品質因子  $Q_{ei} = Q_{eo} = 5.62$ 。萃取耦合係數的方式是使用模擬的方法來進行。



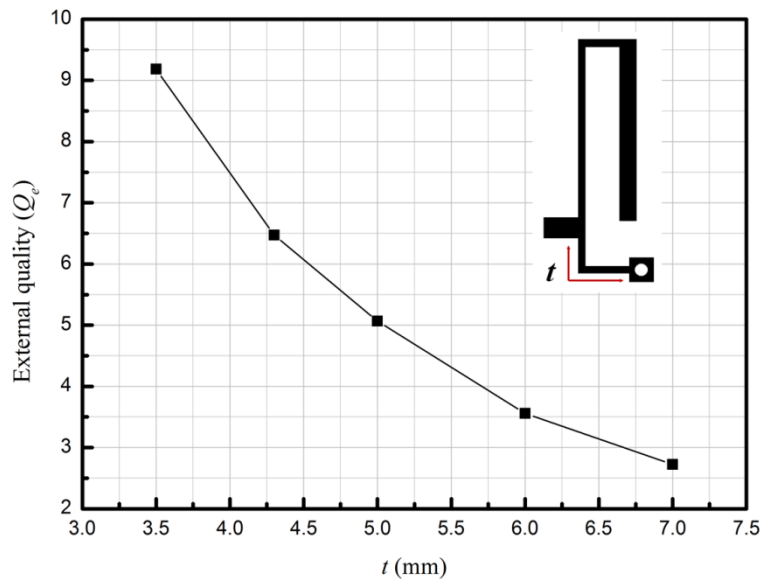
單位: mm

圖 4.2 雙頻段帶通濾波器電路佈局圖

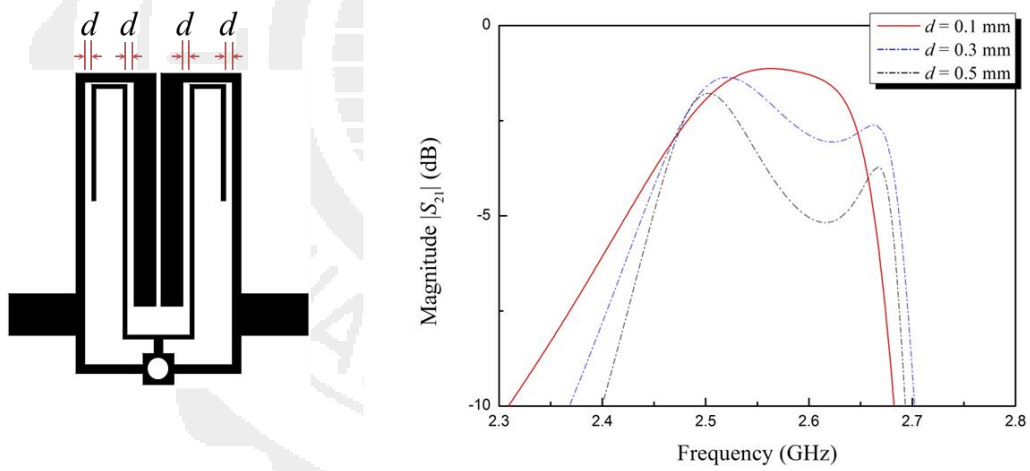
圖 4.3(a)、(b)為共振器  $A_1$  的耦合係數與外部品質因子參數萃取圖，圖 4.3(c)為共振器  $B$  的通帶形成示意圖。在設計時可以藉由模擬的方法來決定饋入點的位置與共振器之間的耦合間距，以滿足所對應的耦合係數與外部品質因子理論值。共振器  $B$  的奇偶模頻率分別為 2.67 GHz 與 2.53 GHz，當給予共振器  $B$  適當的耦合量時，會逐漸形成通帶。可以觀察到當通帶形成時，奇偶模的頻率會比較偏往低頻，這是因為電容的負載效應造成頻率些微頻偏的現象，因此在設計上能適當的作一些小微調來調整通帶的位置。



(a)



(b)



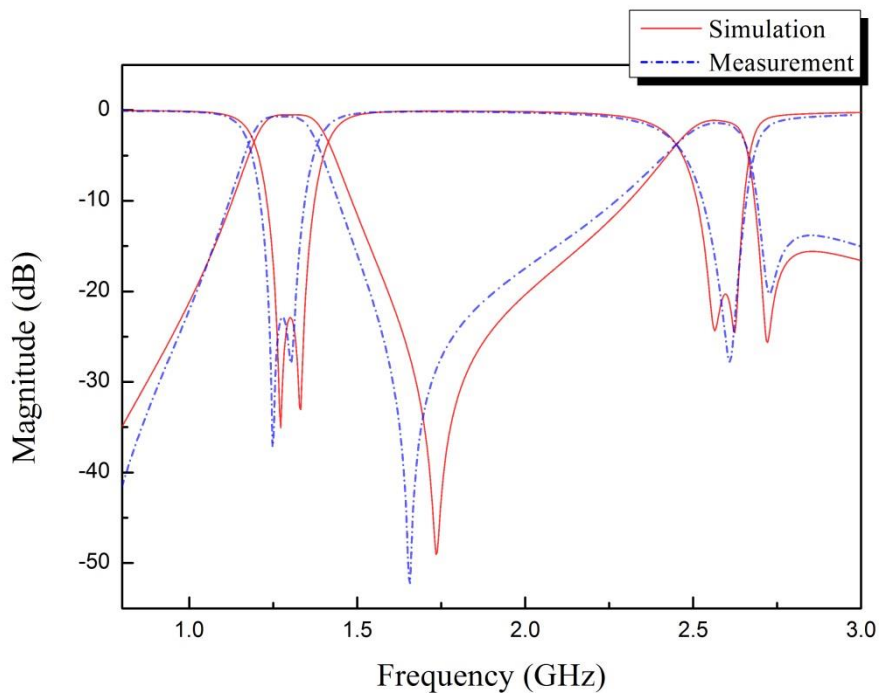
(c)

圖 4.3 (a) 共振器  $A_1$  耦合係數萃取圖 (b) 共振器  $A_1$  外部品質因子萃取圖 (c) 共振器  $B$  通帶響應圖



### 4.1.3 模擬與量測結果

圖 4.4(a)、(b)、(c)為雙頻段帶通濾波器的反射損失與介入損失模擬與量測結果。兩頻段量測的中心頻率分別為 1.26 GHz、2.56 GHz，比例頻寬為 15.6%、10.8%，反射損失為 23.5 dB、22.8 dB。介入損失分別為 0.61 dB、1.32 dB，介入損失主要是由導體的損耗所造成。從量測結果可以觀察到在 1.6 GHz 與 2.72 GHz 有兩個傳輸零點，由於結構上有端埠負載耦合，在信號傳遞時產生雙重路徑，因此在高頻通道的兩側產生傳輸零點。



(a)

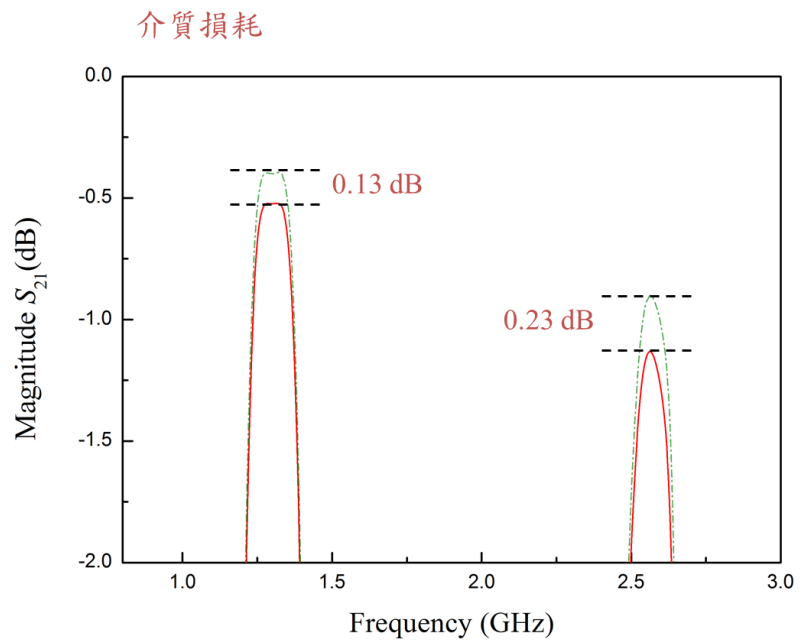
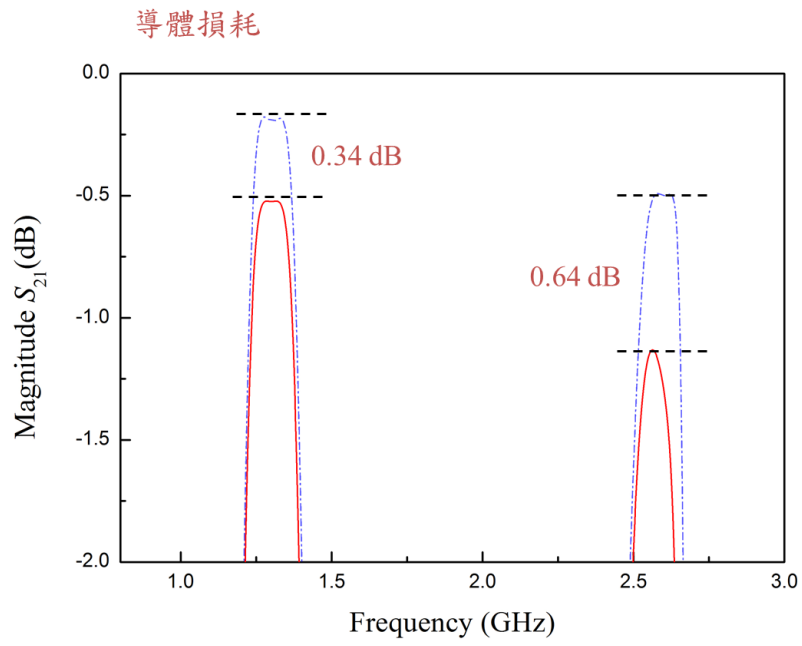


圖 4.4 雙頻段帶通濾波器模擬與量測結果 (a)反射損失與介入損失 (b)、(c)

導體損耗與介質損耗

圖 4.5 與表 4.1 為雙頻段帶通濾波器的實際電路圖與通帶特性比較表。電路尺寸大小為  $7.4 \text{ mm} \times 13.9 \text{ mm}$  ( $0.05 \lambda_g \times 0.09 \lambda_g$ )， $\lambda_g$  為中心頻率在 1.3 GHz 的導波波長。

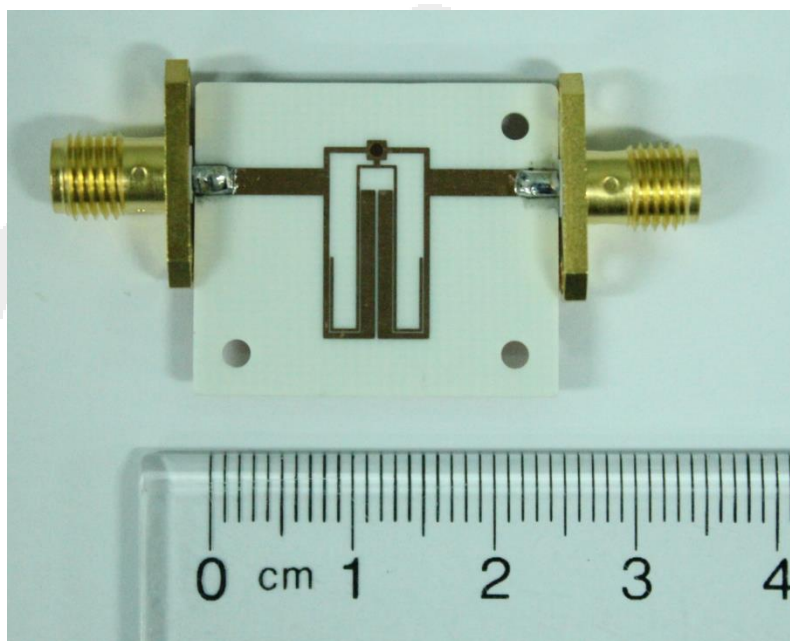


圖 4.5 雙頻段帶通濾波器實際電路圖

表 4.1 雙頻段濾波器通帶特性比較表

	頻段數	階數	比例頻寬 (%)	介入損失 (dB)	面積( $\lambda_g^2$ )
[10]	2	4	6.6, 4.8	2.7, 2.4	0.037
[14]	2	2	9.6, 12	1.1, 0.4	0.012
[15]	2	2	14, 10	0.8, 0.9	0.018
[32]	2	2	8.5, 5.3	1.5, 2.4	0.035
<b>This work</b>	2	2	15.6, 10.8	0.6, 1.3	<b>0.004</b>

## 4.2 微型化三頻段帶通濾波器設計

本小節將介紹本篇論文中微型化三頻段帶通濾波器的設計，此電路是延伸前一小節的設計概念，將頻段數增加至三頻段。在共振器方面，主要是採用螺旋型二分之波長共振器與雙殘段負載四模態共振器來實現，並藉由共同接地的方式來降低整體電路的複雜度，達成微型化的目的。在頻段的選擇上則是選取三個不同頻率來驗證此設計概念。

### 4.2.1 設計概念

圖 4.6 為本篇論文所提出的三頻段帶通濾波器耦合結構圖，圖中  $S$  為輸入端埠， $L$  為輸出端埠，每個黑色節點分別代表單一個共振器，黑色與紅色的箭號方向分別代表兩條不同的耦合路徑。共振器  $C_1$  與  $C_2$  為單頻共振器，共振器  $D$  為四模態的共振器。從耦合結構圖可以發現，此設計之三頻段帶通濾波器分成兩條不同的耦合路徑，當信號走黑色箭號的耦合路徑時，藉由兩個單頻共振器間的耦合來傳遞信號，當走紅色箭號的耦合路徑時，共振器  $D$  的輸入端埠為  $S_2$  ( $S$  與共振器  $C_1$ )，輸出端埠為  $L_2$  (共振器  $C_2$  與  $L$ )。由於共振器  $D$  為四模態共振器，當給予適當的耦合量時，會形成兩個通帶。

對於共振器  $D$  而言， $S$  與共振器  $C_1$  可以視為一段饋入線，因此可

以把  $S$  與共振器  $C_1$  當成新的輸入端埠  $S_2$ ，同理，新的輸出端埠  $L_2$  也是一樣。此種設計方法能縮減共振器的數目，並降低整體電路設計的複雜度，可以預期電路面積能有效的縮小。

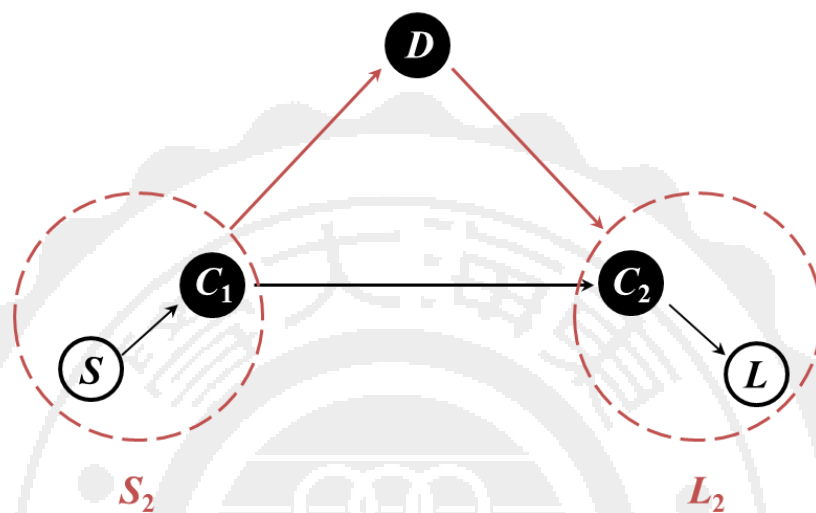


圖 4.6 三頻段帶通濾波器耦合結構圖

#### 4.2.2 電路設計

##### 設計規格

- 中心頻率: 1.5 GHz, 2.1 GHz, 2.6 GHz
- 比例頻寬: 3.8%, 4.4%, 5.5%
- 響應: 柴比雪夫響應
- 階數: 二階
- 通帶漣波: 0.1 dB

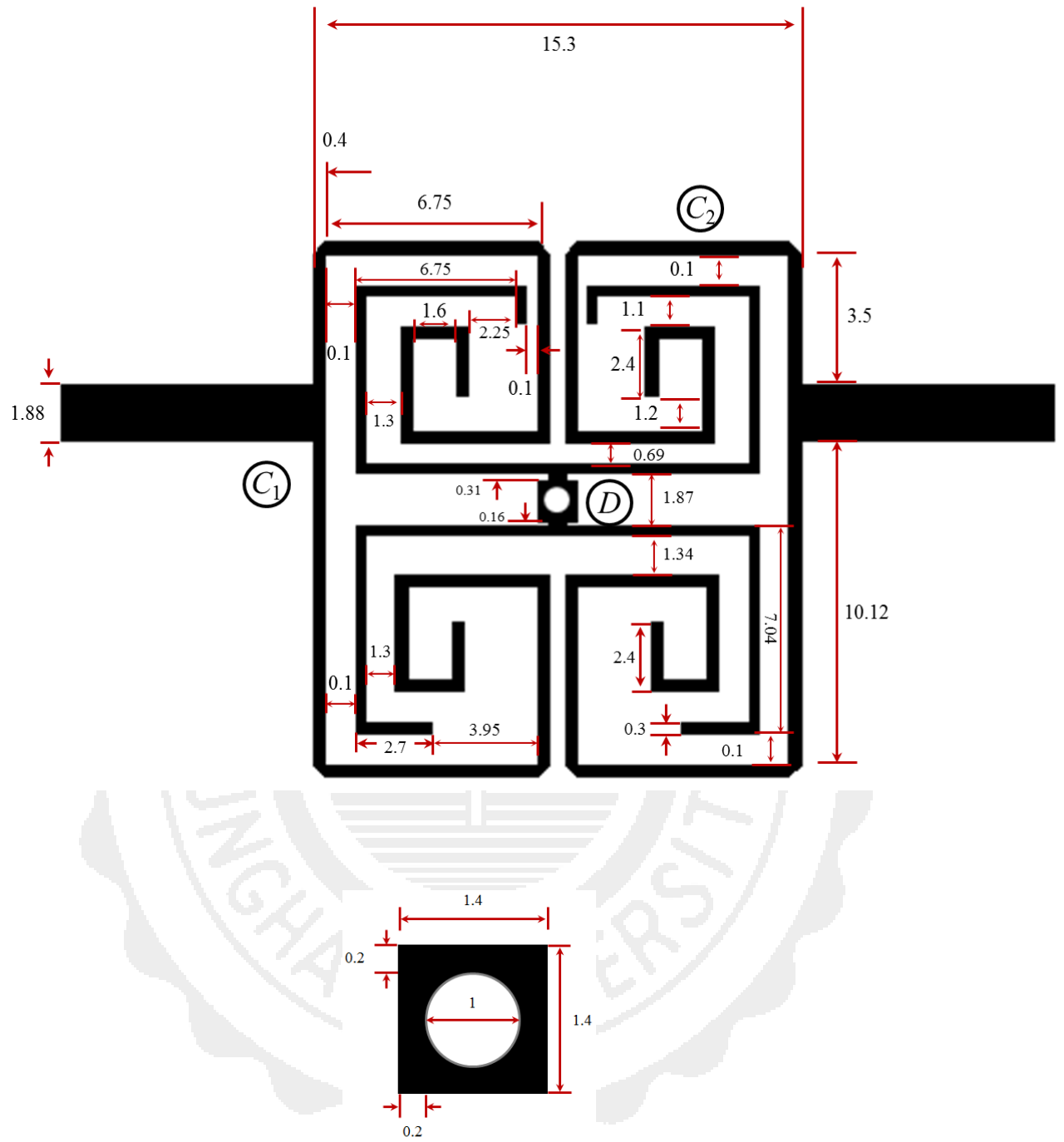
##### 基板參數

- 介電係數: 3.54
- 正切損耗: 0.002
- 板材厚度: 0.8128 mm

在本論文中，為了實現三頻段帶通濾波器的耦合結構，單頻共振器  $C_1$  與  $C_2$  是採用均勻式二分之波長共振器來實現，共振器  $D$  是採用雙殘段負載四模態共振器來實現。在微型化的考量下，均勻式二分之波長共振器是以螺旋型的結構實現，能夠有效的縮小共振器所占的電路面積，而透過雙殘段負載四模態共振器的耦合能夠減少共振器的數目。此設計結構不僅達到微型化的效果，並且增加了頻段數量。

圖 4.7 為本篇論文提出的三頻段帶通濾波器的電路佈局圖。從電路佈局與耦合結構圖的對應可看出，共振器  $C_1$  與  $C_2$  是採用螺旋型二分之波長共振器來實現，共振器  $D$  是採用雙殘段負載四模態共振器來實現。共振器  $C_1$  與  $C_2$  的中心頻率為 1.5 GHz，共振器  $D$  的中心頻率為 2.1 GHz 與 2.6 GHz。

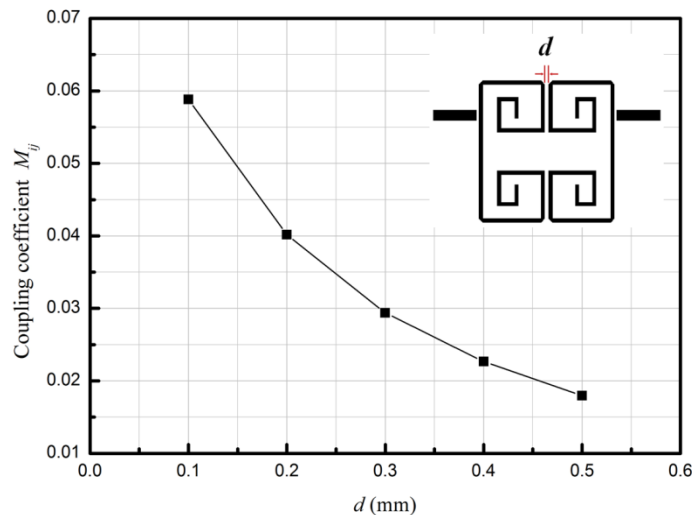
此三頻段帶通濾波器的設計規格採用 0.1 dB 等漣波的柴比雪夫響應，由(2.33)、(2.34)式可計算出所設計的二階帶通響應濾波器對應的耦合係數  $M$  值= 0.052，外部品質因子  $Q_{ei} = Q_{eo} = 22.1$ 。萃取耦合係數的方式是使用模擬的方法來進行。



單位: mm

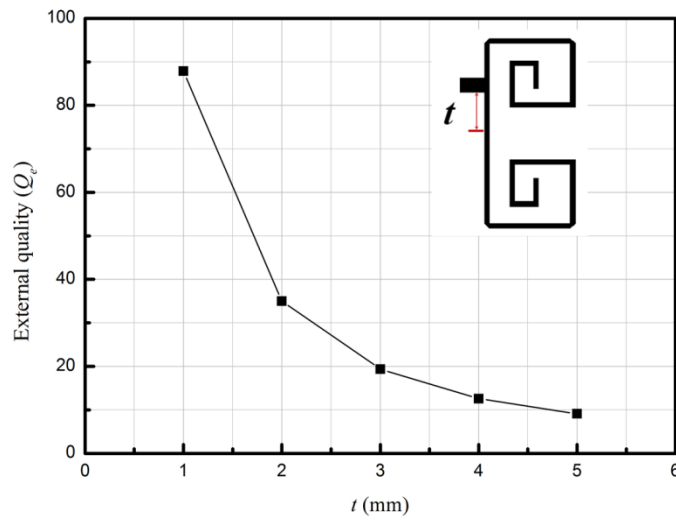
圖 4.7 三頻段帶通濾波器電路佈局圖

圖 4.8(a)、(b)為共振器  $C_1$  的耦合係數與外部品質因子參數萃取圖，圖 4.8(c)、(d)共振器  $D$  的通帶形成示意圖。在設計時可以藉由模擬的方法來決定饋入點的位置與共振器之間的耦合間距，以滿足所對應的耦合係數與外部品質因子理論值。共振器  $D$  的奇模頻率分別為 2.15 GHz 與 2.76 GHz，偶模頻率分別為 2.1 GHz、2.7 GHz，當給予共振器  $D$  適當的耦合量時，會逐漸形成通帶。可以觀察到當通道形成時，奇偶模的頻率會比較偏往低頻，這是因為電容的負載效應造成頻率些微頻偏的現象，因此在設計上能適當的作一些小微調來調整通道的位置。

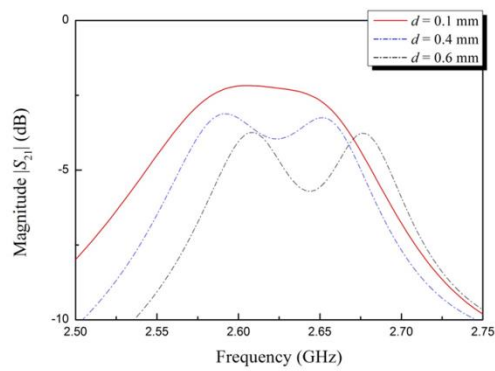
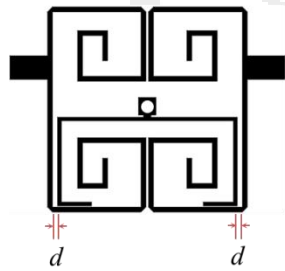
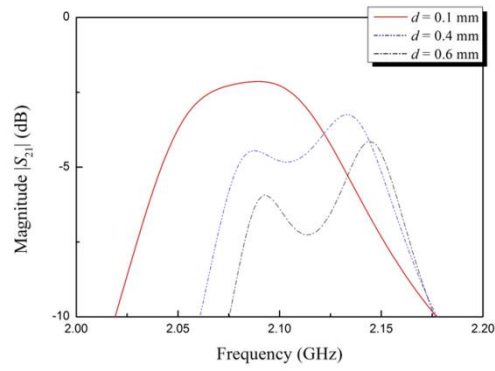
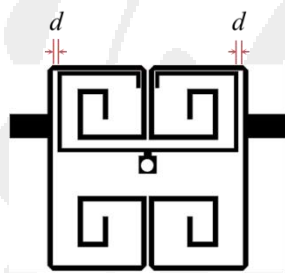


(a)





(b)



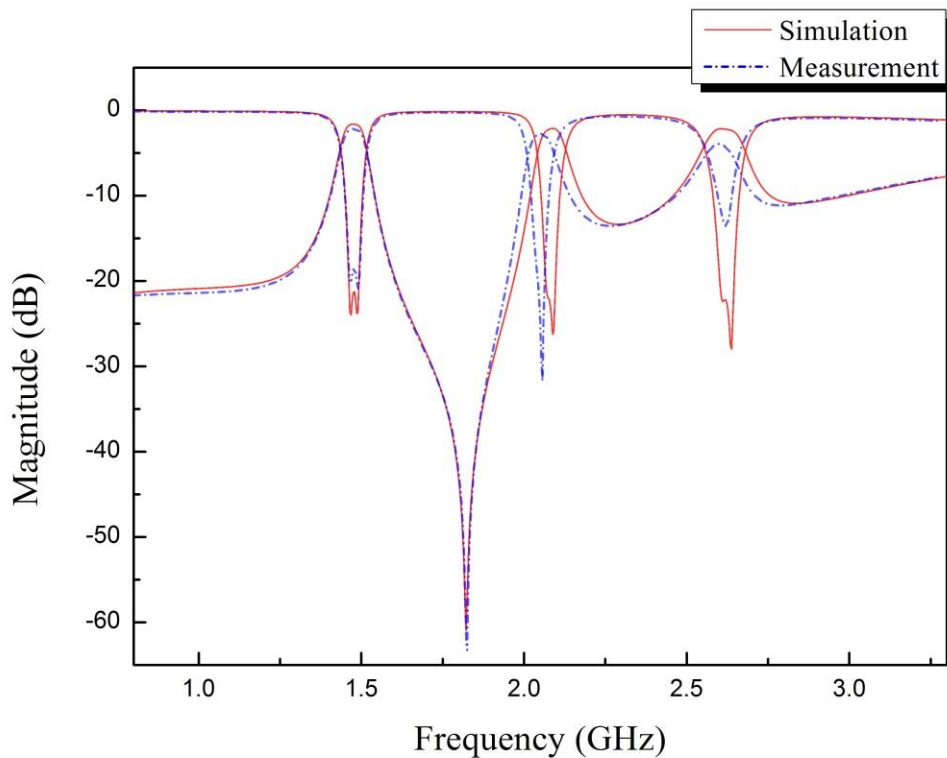
(c)

圖 4.8 (a) 共振器  $C_1$  耦合係數萃取圖 (b) 共振器  $C_1$  外部品質因子萃取圖 (c)

共振器  $D$  通帶響應圖

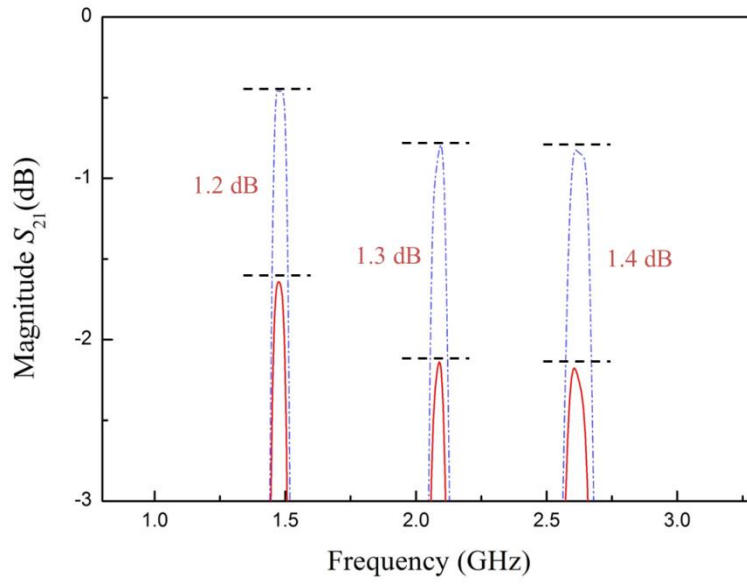
### 4.2.3 模擬與量測結果

圖 4.9 (a)、(b)、(c)為三頻段帶通濾波器的反射損失與介入損失的模擬與量測結果。三個頻段量測的中心頻率分別為 1.47 GHz、2.03 GHz、2.6 GHz，比例頻寬為 3.9%、4.2%、7.1%。三個頻段量測的反射損失分別為 19.2 dB、22.3 dB、15 dB，介入損失分別為 2.19 dB、2.78 dB、3.93 dB，介入損失主要為導體的損耗與製作誤差所造成。從量測結果可以觀察到在 1.84 GHz 產生一個傳輸零點，由於在結構上有端埠負載耦合，會在通帶間產生傳輸零點。



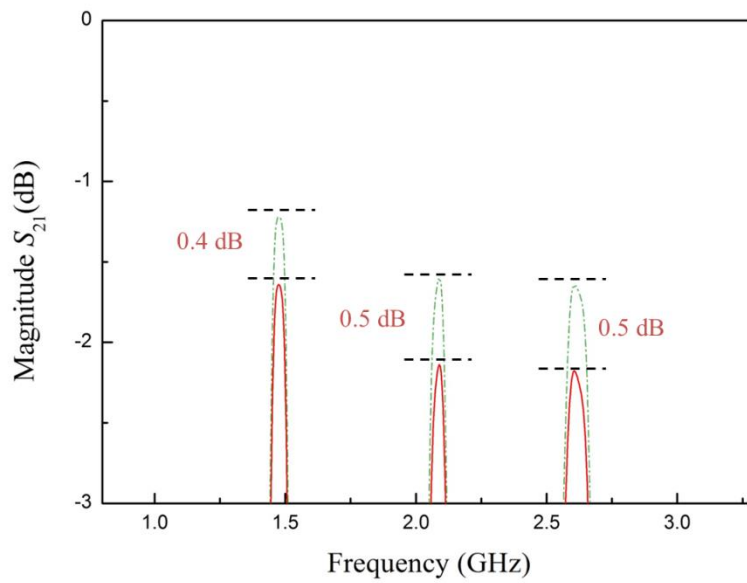
(a)

導體損耗



(b)

介質損耗



(c)

圖 4.9 三頻段帶通濾波器模擬與量測結果 (a)反射損失與介入損失 (b)、(c)

導體損耗與介質損耗

圖 4.10 與表 4.2 為三頻段帶通濾波器的實際電路圖與通帶特性比較表。電路尺寸大小為  $15.3 \text{ mm} \times 16.3 \text{ mm}$  ( $0.12 \lambda_g \times 0.13 \lambda_g$ )， $\lambda_g$  為中心頻率在 1.5 GHz 的導波波長。

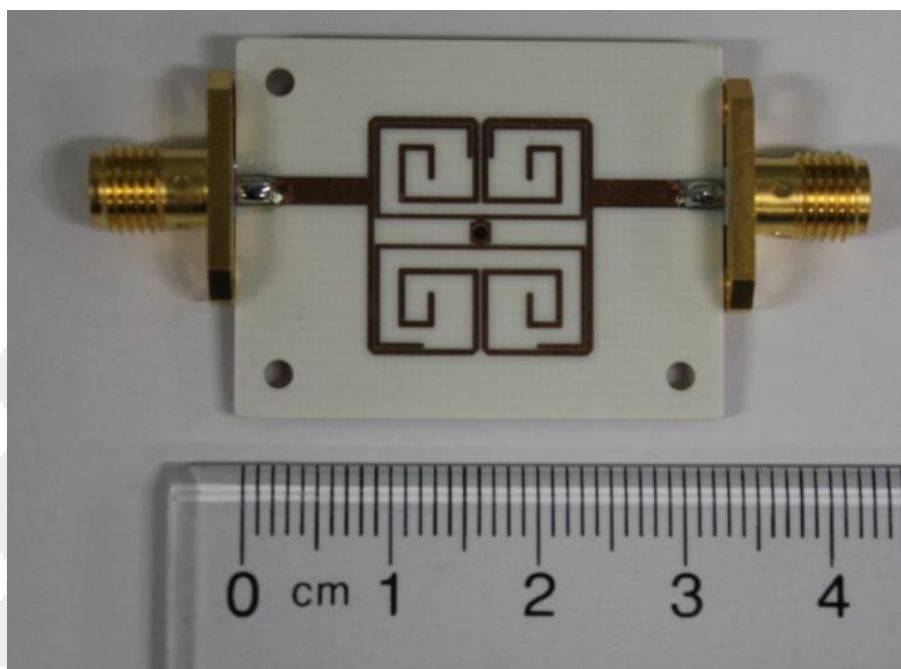


圖 4.10 三頻段帶通濾波器實際電路圖

表 4.2 三頻段濾波器通帶特性比較表

	頻段數	階數	比例頻寬 (%)	介入損失 (dB)	面積( $\lambda_g^2$ )
[7]	3	2	7, 5, 3.5	0.88, 1.33, 1.77	0.056
[8]	3	2	2.5, 1.71, 4.95	2, 2.4, 1.7	0.083
[12]	3	2	4.9, 3.5, 5.7	0.9, 1.6, 0.8	0.059
[13]	3	2	4.4, 5.9, 2.7	1.7, 1.8, 2.5	0.033
<b>This work</b>	3	2	3.9, 4.2, 7.1	2.2, 2.78, 3.93	<b>0.015</b>

### 4.3 微型化七頻段帶通濾波器設計

本小節將介紹本篇論文中微型化七頻段帶通濾波器的設計。此設計主要是延伸前兩節的概念，將頻段的數量擴充至七個頻段。在電路設計上結合多種不同種類的共振器來實現，並使用共同接地的方式來降低整體電路的複雜度，達成微型化與多頻段的目的。在頻段的選擇上則是選取七個不同頻率來驗證此設計概念。

#### 4.3.1 設計概念

圖 4.11 為本篇論文所提出的七頻段帶通濾波器耦合結構圖，圖中  $S$  為輸入端埠， $L$  為輸出端埠，每個黑色節點分別代表單一個共振器，黑色與紅色的箭號方向分別代表兩條不同的耦合路徑。共振器  $E_1$  與  $E_2$  為單頻共振器，共振器  $F_1$  與  $F_2$  為雙模態的共振器，共振器  $G_1$  與  $G_2$  為四模態共振器。從耦合結構圖可以發現，此設計的七頻段帶通濾波器分成五條耦合路徑，當信號走黑色箭號的耦合路徑時，藉由兩個單頻共振器間的耦合來傳遞信號，當走紅色箭號的耦合路徑時，共振器  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $G_1$ 、 $G_2$  的輸入端埠為  $S_3$  ( $S$  與共振器  $E_1$ )，輸出端埠為  $L_3$  (共振器  $E_2$  與  $L$ )，由於共振器  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $G_1$ 、 $G_2$  分別為雙模態與四模態共振器，當給予適當的耦合量時，這四組共振器會形成六個通帶。

對於共振器  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $G_1$ 、 $G_2$  而言， $S$  與共振器  $E_1$  可以視為一段饋

入線，因此可以把  $S$  與共振器  $E_1$  當成新的輸入端埠  $S_3$ ，同理，新的輸出端埠  $L_3$  也是一樣。此種設計方法能縮減共振器的數目，並降低整體電路設計的複雜度，能預期電路面積能有效的縮小，更讓頻段數量增加。

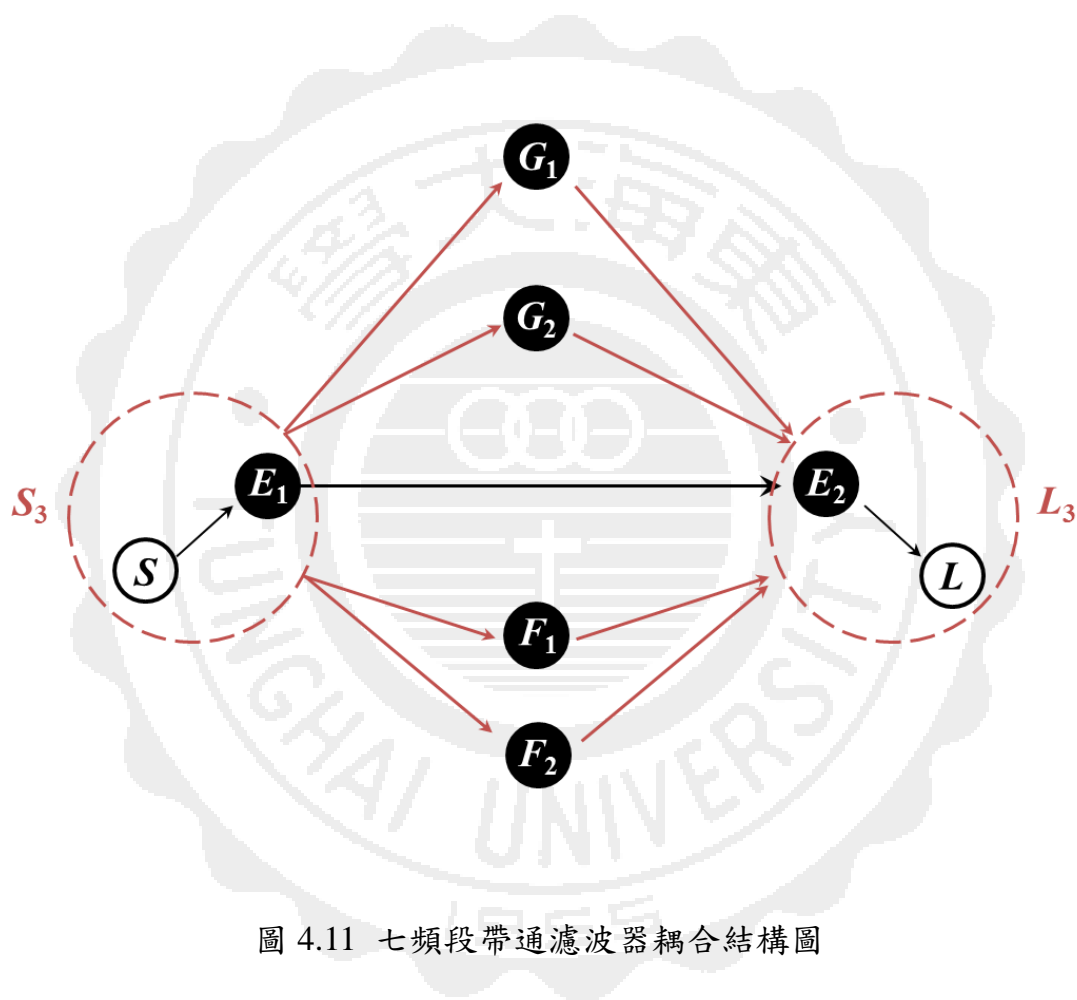


圖 4.11 七頻段帶通濾波器耦合結構圖

### 4.3.2 電路設計

#### 設計規格

- 中心頻率: 1 GHz, 1.3 GHz, 1.5 GHz, 1.8 GHz, 2 GHz, 2.3 GHz, 2.8 GHz
- 比例頻寬: 8%, 4%, 5%, 7%, 4%, 5%, 7%
- 響應: 柴比雪夫響應
- 階數: 二階
- 通帶漣波: 0.01 dB

#### 基板參數

- 介電係數: 3.54
- 正切損耗: 0.002
- 板材厚度: 0.8128 mm

在本論文中，為了實現七頻段帶通濾波器的耦合結構，單頻共振器  $E_1$  與  $E_2$  是採用均勻式二分之波長共振器來實現，共振器  $F_1$  與  $F_2$  是採用殘段負載共振器來實現，共振器  $G_1$  與  $G_2$  是採用雙殘段負載四模態共振器來實現。由於所設計的頻段數量很多，在微型化的考量下，單頻共振器  $E_1$  與  $E_2$  的均勻式二分之波長共振器是以開迴路的結構實現，此種設計結構的能將其它所需的共振器集中擺置，能避免分散式的擺設方式，因此能有效的縮小共振器所占的電路面積。共振器  $F_1$  與  $F_2$  是採用非均勻阻抗雙模態共振器來實現，為了達到微型化，所設計的

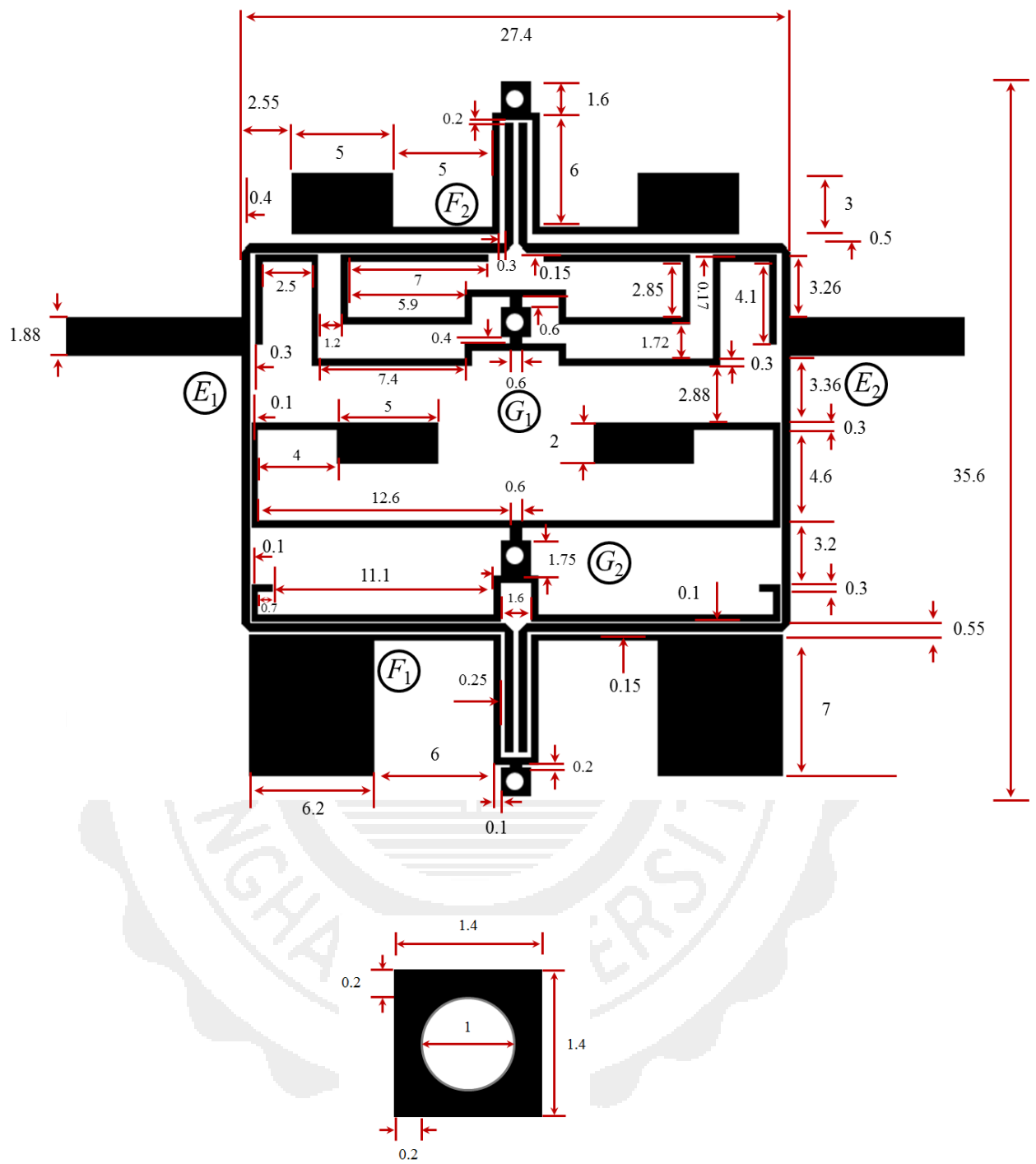
非均勻阻抗雙模態共振器是以彎折的型式實現。共振器  $G_1$  與  $G_2$  是採用雙殘段負載四模態共振器來實現，此種共振器是將兩組殘段負載共振器以共同接地的方式結合起來。在七頻段濾波器的設計上，考量到耦合量的多寡與微型化的性能，因此在共振器  $G_1$  與  $G_2$  雙殘段負載四模態共振器的連結配置上，是以均勻與非均勻阻抗的殘段負載共振器來結合，由於接地端都是採用共同接地的方式來呈現，因此在電路的複雜度上降低許多。

在共振器擺放位置的部分，由於考慮到微型化的設計，因此會把共振器集中擺置。但是集中擺置後可能會有耦合量不足的情況發生，因此在設計時，需藉由電流分佈圖的模擬來調整共振器的適當位置，以滿足耦合量的需求。在頻率的選擇上，由於多頻段的濾波器很有可能會發生倍頻互相衝突的問題，因此在共振器的選擇會採用步階式的型式來實現。因為步階式阻抗共振器能藉由調整其阻抗比值來控制倍頻的位置，並且當阻抗比值  $K < 1$  時，不僅能將倍頻往更高頻的地方移動，更能有效的縮小共振器的尺寸。本篇論文設計的七頻段濾波器電路中的第1、2和第4頻段所使用的步階式阻抗共振器  $K$  值分別為0.16、0.41 與 0.31，其第一倍頻分別為 6.4 GHz、4.4 GHz 與 7.4 GHz，皆不在操作頻段範圍內。



在設計多頻段的濾波器時，頻寬的配置相當重要，在此電路設計中，雙模態共振器的耦合方式是藉由給予適當的耦合量使其形成通帶，此時通帶的頻寬幾乎是由共振器的奇模與偶模頻率來決定。從前面第三章節共振器分析與共振條件推導中可以發現，均勻與非均勻阻抗共振器的奇模與偶模的頻率都是可以獨立控制的，因此在頻寬配置的靈活度非常高。此設計結構不僅可以達到微型化的效果，也將頻段數量擴充為七頻段。

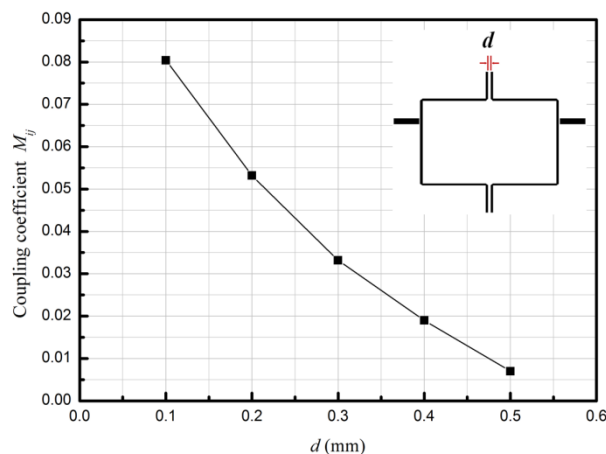
圖 4.12 為本篇論文提出的七頻段帶通濾波器的電路佈局圖。從電路佈局與耦合結構圖的對應可看出，共振器  $E_1$  與  $E_2$  是採用兩個開迴路二分之波長共振器來實現，共振器  $F_1$  與  $F_2$  是採用兩組非均勻阻抗雙模態共振器來實現，共振器  $G_1$  與  $G_2$  是採用兩組雙殘段負載四模態共振器來實現。共振器  $E_1$  與  $E_2$  的中心頻率為 1.5 GHz，共振器  $F_1$  與  $F_2$  的中心頻率分別為 1 GHz 與 1.8 GHz，共振器  $G_1$  與  $G_2$  的中心頻率分別為 1.3 GHz、2.8 GHz 與 2 GHz、2.3 GHz。此七頻段帶通濾波器的設計規格採用 0.01 dB 等連波的柴比雪夫響應，由(2.33)、(2.34)式可計算出所設計的二階帶通響應濾波器對應的耦合係數  $M$  值= 0.08，外部品質因子  $Q_{ei} = Q_{eo} = 11.81$ 。萃取耦合係數的方式是使用模擬的方法來進行。



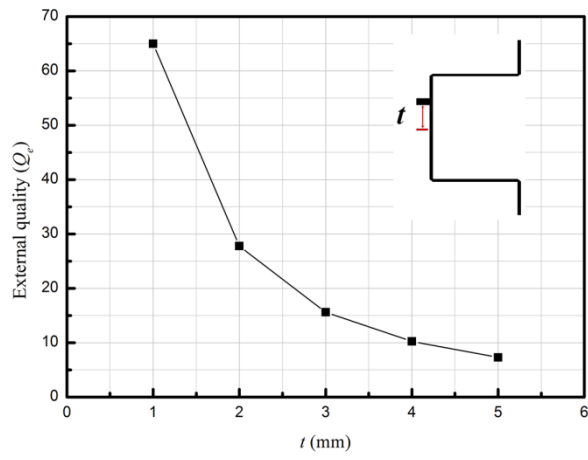
單位: mm

圖 4.12 七頻段帶通濾波器電路佈局圖

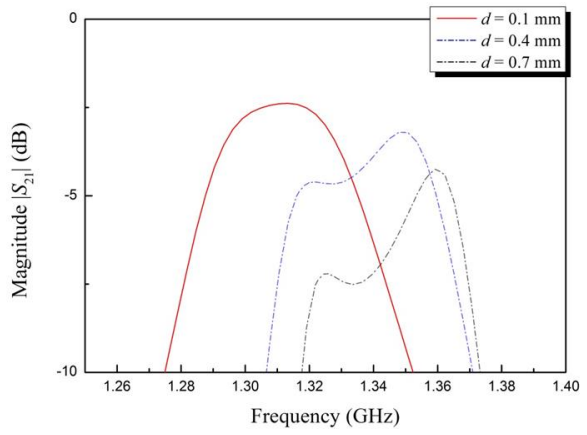
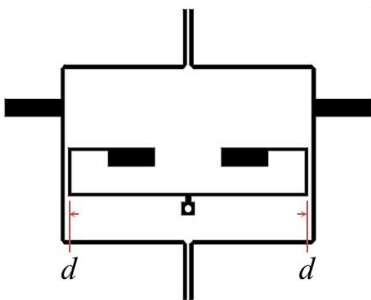
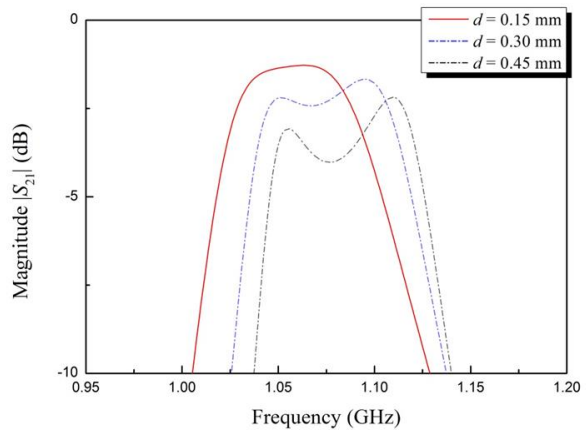
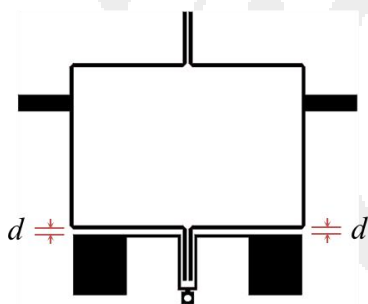
圖 4.13 (a)、(b)為共振器  $E_1$  的耦合係數與外部品質因子參數萃取圖，圖 4.13(c)為共振器  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $G_1$ 、 $G_2$  的通帶形成示意圖。在設計時可以藉由模擬的方法來決定饋入點的位置與共振器之間的耦合間距，以滿足所對應的耦合係數與外部品質因子理論值。共振器  $F_1$ 、 $F_2$  的奇模頻率分別為 1.1 GHz 與 1.84 GHz，偶模頻率分別為 1.04 GHz 與 1.75 GHz。共振器  $G_1$ 、 $G_2$  的奇模頻率分別為 1.35 GHz、2.11 GHz、2.44 GHz 與 2.87 GHz，偶模頻率分別為 1.31 GHz、2.07 GHz、2.35 GHz 與 2.76 GHz，當給予共振器  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $G_1$ 、 $G_2$  適當的耦合量時，會逐漸形成通帶。可以觀察到當通帶形成時，奇偶模的頻率會比較偏往低頻，這是因為電容的負載效應造成頻率些微頻偏的現象，因此在設計上能適當的做一些小微調來調整通帶的位置。

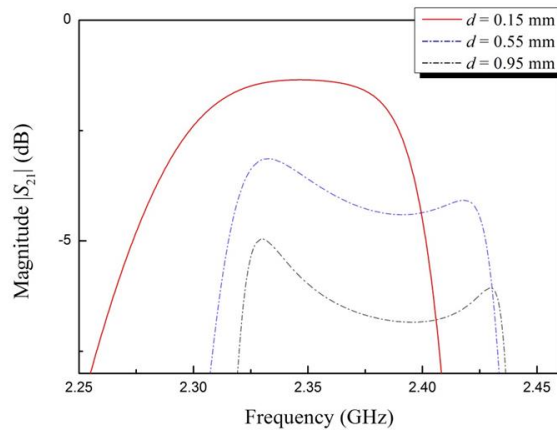
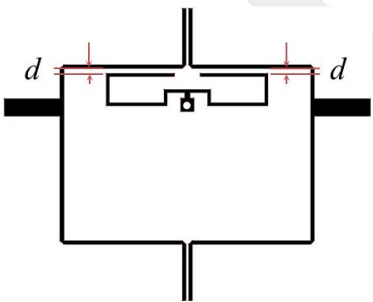
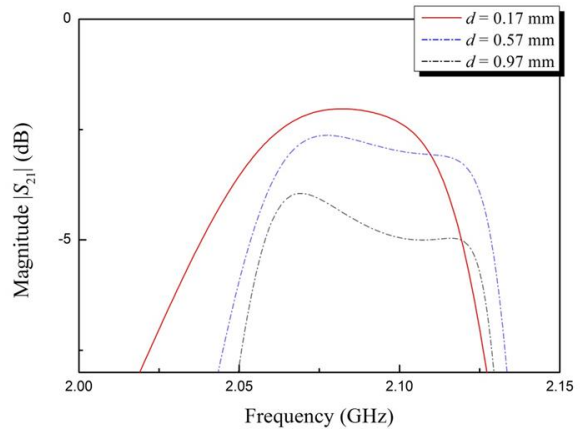
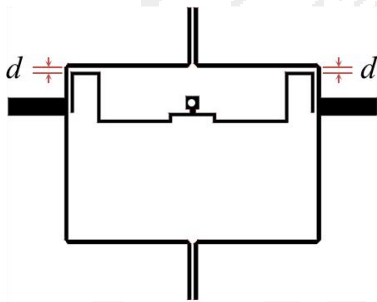
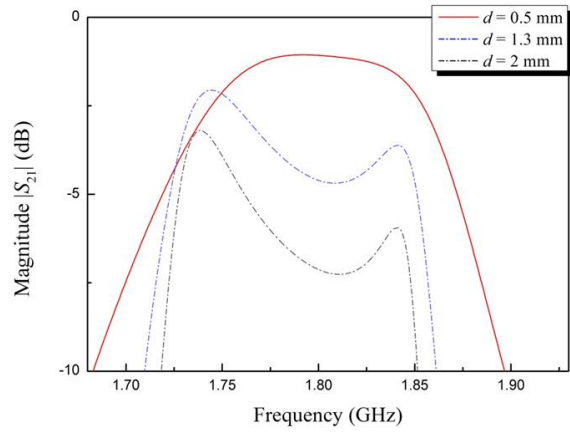
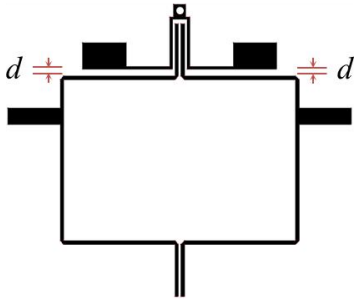


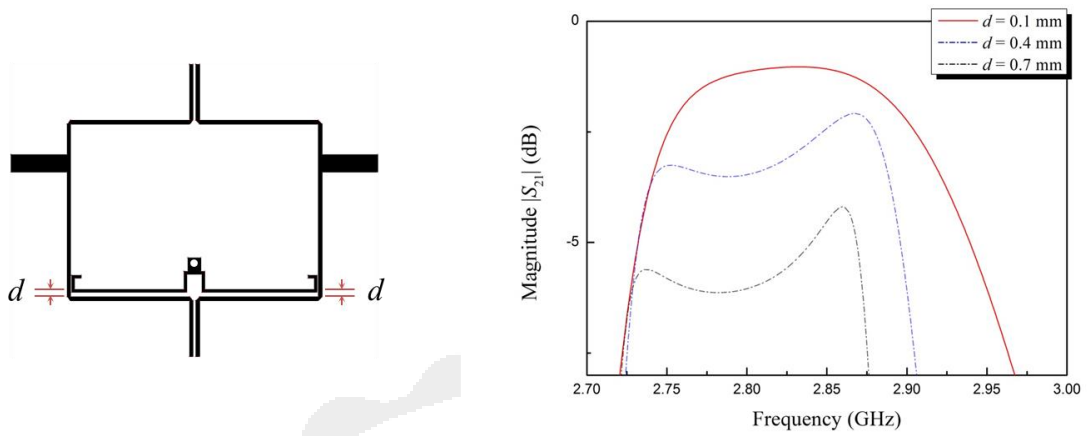
(a)



(b)







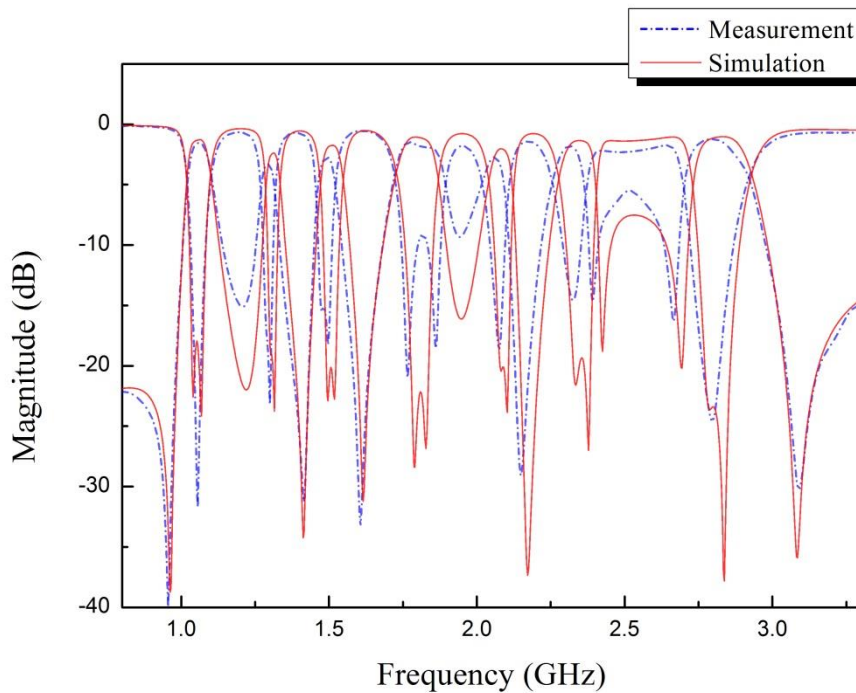
(c)

圖 4.13 (a)共振器  $E_1$  耦合係數萃取圖 (b)共振器  $E_1$  外部品質因子萃取圖 (c)

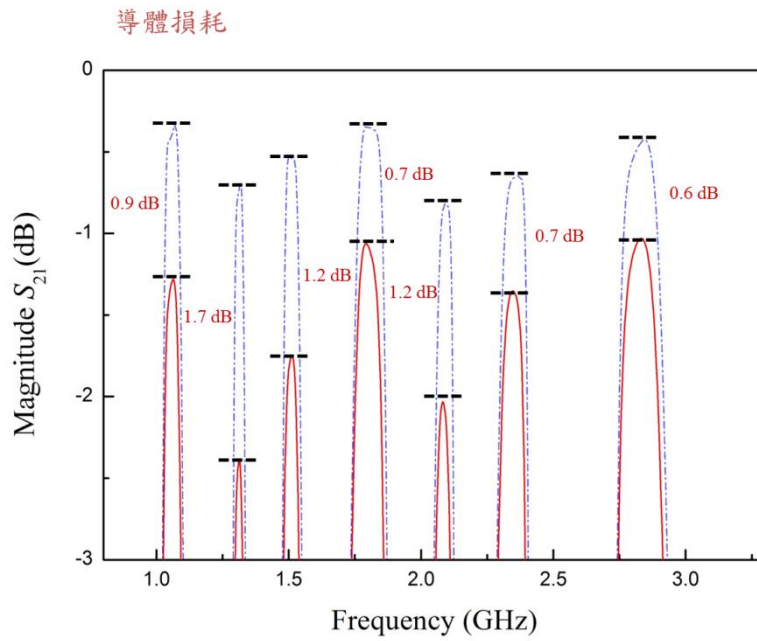
共振器  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $G_1$ 、 $G_2$  通帶響應圖

### 4.3.3 模擬與量測結果

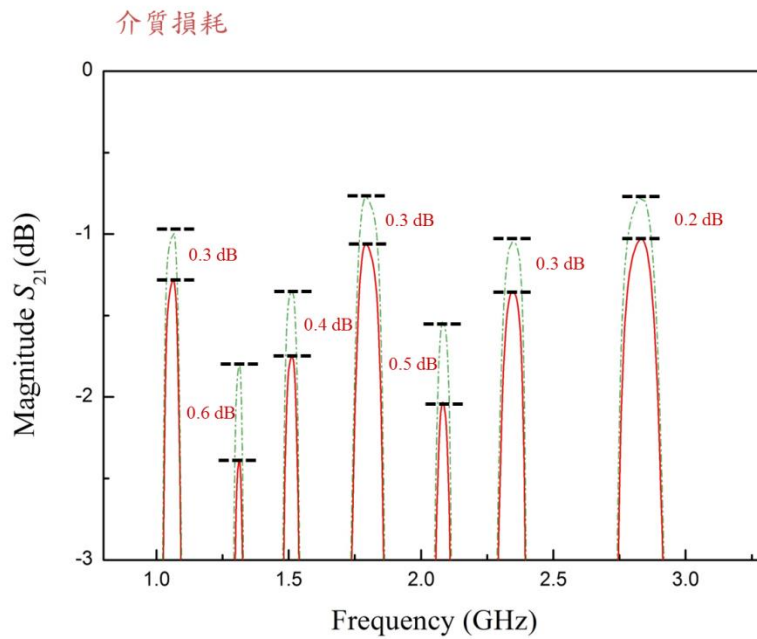
圖 4.14 (a)、(b)、(c)為七頻段帶通濾波器反射損失與介入損失的模擬與量測結果。七個頻段量測的中心頻率分別為 1.05 GHz、1.29 GHz、1.49 GHz、1.8 GHz、2.05 GHz、2.3 GHz、2.78 GHz，比例頻寬分別為 8.2%、4.6%、4%、9.7%、4.8%、5.8%、8.4%。七個頻段量測的反射損失分別為 25 dB、18 dB、15 dB、10 dB、18 dB、14 dB、24 dB，介入損失分別為 1.54 dB、3.3 dB、2.75 dB、1.48 dB、2.72 dB、1.8 dB、1.25 dB，介入損失主要為導體的損耗與製作誤差所造成。從量測結果可以觀察到在每個通帶間皆有傳輸零點產生，由於在耦合結構上有端埠負載耦合，會在通帶間產生傳輸零點。



(a)



(b)



(c)

圖 4.14 七頻段帶通濾波器模擬與量測結果 (a)反射損失與介入損失 (b)、(c)

導體損耗與介質損耗



圖 4.15 與表 4.3 為七頻段帶通濾波器的實際電路圖與通帶特性比較表。電路尺寸大小為  $27.4 \text{ mm} \times 35.6 \text{ mm}$  ( $0.15 \lambda_g \times 0.19 \lambda_g$ )， $\lambda_g$  為中心頻率在 1 GHz 的導波波長。

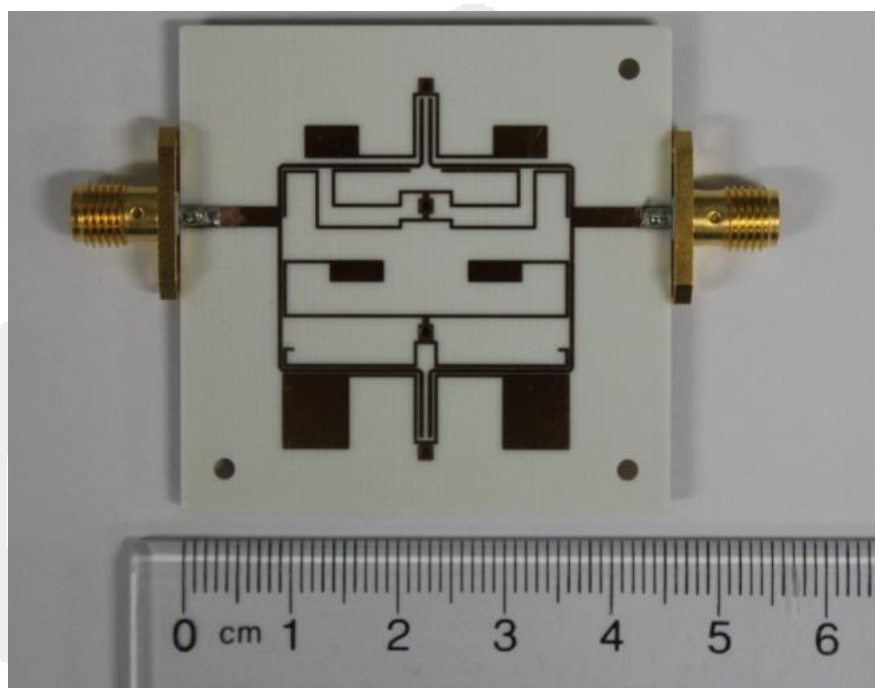


圖 4.15 七頻段帶通濾波器實際電路圖

表 4.3 多頻段濾波器通帶特性比較表

	頻段數	階數	比例頻寬 (%)	介入損失 (dB)	面積( $\lambda_g^2$ )
[17]	4	2	5.0, 1.9, 0.5, 0.6	1.9, 2.6, 2.8, 2.3	0.034
[18]	4	2	1.9, 1.9, 1.3, 1.4	1.8, 2.3, 0.9, 1.8	0.011
[19]	4	2	1.3, 1.9, 0.5, 0.9	2.6, 2.1, 2.9, 2.1	0.036

[20]	4	2	3.0, 2.1, 1.1, 0.9	2.7, 2.3, 3.9, 4.	0.044
[21]	4	2	8.3, 31, 10.8, 14	0.3, 0.3, 0.3, 0.7	3.52
[22]	5	2	4.5, 4.5, 3.6, 4.5, 2.7	1.5, 1.8, 0.9, 1.2, 2.5	0.04
[23]	6	2	1.5, 1.3, 1.4, 1.3, 1.5, 1.4	2.3, 2.3, 2.5, 2.9, 2.2, 2.4	0.039
[24]	4	2	2.1, 2.3, 2.4, 3.2	3.1, 3.0, 3.2, 3.3	0.1
[25]	6	2	2.3, 2.9, 3.3, 3.2, 2, 2	2.9, 2.3, 2.6, 2.2, 2.7, 2.6	0.048
[26]	4	2	6.4, 9.4, 3.8, 4.9	0.5, 1.3, 1.3, 1	0.048
[27]	4	2	5.5, 12, 11, 4.3	2, 1.7, 3.6, 3.4	0.09
[28]	4	2	6.7, 5.4, 12, 15	2.2, 2.1, 1.4, 0.9	0.07
[29]	4	2	3.4, 2.3, 2.8, 1.5	1.2, 1, 1.3, 3.3	0.14
[30]	4	2	12, 11, 8.5, 5	0.7, 0.7, 1.3, 1.4	0.065
[31]	6	2	9.3, 8.5, 3.3, 4.4, 2.8, 3	0.8, 1.1, 2.1, 2.0, 2.5, 2.2	0.22
[32]	4	2	3.1, 3.2, 2.8, 2.3	3.6, 2.5, 2.9, 4.5	0.019
[33]	4	2	7.1, 4.6, 9.6, 5	1.1, 2.2, 1.2, 2.3	0.048
[34]	4	2	5.3, 3.4, 3.5, 3	2.3, 3.6, 3.5, 3.4	0.03
[35]	5	3	5.8, 5.2, 5.8, 8.2, 8	2.8, 2.9, 2.9, 2.6, 2.3	0.023
<b>This work</b>	<b>7</b>	2	8.2, 4.6, 4, 9.7, 4.8, 5.8, 8.4	1.5, 3.3, 2.7, 1.4, 2.7, 1.8, 1.2	<b>0.028</b>

## 第五章 結論與未來展望

本篇論文的濾波器設計著重於微型化與多頻段的開發，藉由不同種類的共振器特性來設計出多頻段的帶通濾波器。在雙頻段濾波器的設計上是採用四分之一波長步階式阻抗共振器與殘段負載共振器來實現，在電路佈局上採用共同接地的方式把三組共振器結合起來，達成微型化的目標，並藉由雙重路徑的耦合來使通帶兩側產生傳輸零點，提高了通帶的選擇度。接著延伸雙頻段濾波器的設計概念，使用螺旋型共振器來實現微型化的性能，並結合兩組殘段負載共振器，使頻段數目增加。在最後的七頻段帶通濾波器，是綜合前面雙頻段、三頻段的設計概念，結合多種不同類型的共振器來實現七頻段的帶通響應，在共振器的設計部份，是採用多組殘段負載共振器來實現雙模態與四模態的響應，由於每個模態皆可以獨立控制，因此在比例頻寬的配置上增加許多設計空間。從模擬與量測結果可以觀察出，由於端埠負載耦合效應會在通帶的兩側產生傳輸零點，使得各通帶的選擇度更為明顯。本篇論文設計的帶通濾波器最高頻段數為七頻段，電路面積為  $0.15 \lambda_g \times 0.19 \lambda_g$ ，在未來無線通信系統上，勢必需要微型化、多頻段、高選擇度性能的帶通濾波器，因此，本篇論文的設計非常適合應用於未來多

頻段無線通信系統。

在設計微帶線帶通濾波器時，若要往更多頻段或是寬頻的方向開發，也許會有耦合量不足的情形發生。因此在設計更多頻段或是寬頻的帶通響應時，可以選擇低介電係數與高厚度的板材，並善用電流分佈模擬，來達成電路的最佳配置。此種方法不僅能避免耦合量不足的問題，並且擁有更靈活的設計空間，以符合未來多元化的無線通信系統。



## 參考文獻

- [1] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 12, pp. 1413–1417, Dec. 1980.
- [2] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "Design of microstrip bandpass filters with multiorder spurious-mode suppression," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3788–3793, Dec. 2005.
- [3] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "A miniaturized net-type microstrip bandpass filter using  $\lambda/8$  resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 7, pp.481–483, Jul. 2005.
- [4] P. H. Deng, C. H. Wang, Y. S. Lin, and C. H. Chen, "Compact microstrip bandpass filters with good selectivity and stopband rejection," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, pp. 533–539, Feb. 2006.
- [5] S. C. Lin, P. H. Deng, Y. S. Lin, C. H. Wang, and C. H. Chen, "Wide-stopband microstrip bandpass filters using dissimilar quarter-wavelength stepped-impedance resonators", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp.1011–1018, Mar. 2006.
- [6] C. F. Chen, T. M. Shen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "Design of multimode net-type resonators and their applications to filters and multiplexers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 4, pp.848–856, Apr. 2011.
- [7] S. Zhang and L. Zhu, "Compact tri-band bandpass filter based on  $\lambda/4$  resonators with U-folded coupled-line," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 5, pp.258–260, May 2013.
- [8] F. C. Chen and Q. X. Chu, "Design of compact tri-band bandpass filters using assembled resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 1, pp.165–171, Jan. 2009.
- [9] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "Design of dual- and triple-passband filters using alternately cascaded multiband resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 9, pp. 3550–3558, Sep. 2006.
- [10] C. H. Tseng and H. Y. Shao, "A new dual-band microstrip bandpass filter using net-type resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.20, no. 4, pp.196–198, Apr. 2010.
- [11] C. Y. Hsu, C. Y. Chen, and H. R. Chuang, "Microstrip dual-band bandpass filter design with closely specified passbands," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.

- 61, no. 1, pp.98–106, Jan. 2013.
- [12] X. Y. Zhang, Q. Xue, and B. J. Hu, "Planar tri-band bandpass filter with compact size," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 5, pp.262–264, May 2010.
- [13] S. W. Lan, M. H. Weng, S. J. Chang, C. Y. Hung, and S. K. Liu, "A tri-band bandpass filter with wide stopband using asymmetric stub-loaded resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 1, pp.19–21, Jan. 2015.
- [14] J. Xu, W. Wu and C. Miao, "Compact microstrip dual-/tri-/quad-band bandpass filter using open stubs loaded shorted stepped-impedance resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 9, pp.3187–3199, Sep. 2013.
- [15] S. J. Sun, T. Su, B. Wu, and C. H. Liang, "Compact microstrip dual-band bandpass filter using a novel stub-loaded quad-mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 9, pp.465–467, Sep. 2013.
- [16] L. Gao and X. Y. Zhang, "High-selectivity dual-band bandpass filter using a quad-mode resonator with source-load coupling," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 9, pp.474–476, Sep. 2013.
- [17] K. W. Hsu and W. H. Tu, "Design of a novel four-band microstrip bandpass filter using double-layered substrate," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Boston, MA, USA, pp. 1041–1044, Jun. 2009.
- [18] K. W. Hsu and W. H. Tu, "Compact wide-stopband quad-band bandpass filter with tunable transmission zeros," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Montreal, QC, Canada, pp. 1–3, Jun. 2012.
- [19] K. W. Hsu and W. H. Tu, "Sharp-rejection quad-band bandpass filter using meandering structure," *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 15, pp. 935–937, Jul. 2012.
- [20] K. W. Hsu, J. H. Lin, W. C. Hung, and W. H. Tu, "Design of compact quad-band bandpass filter using semi-lumped resonators," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Seattle, WA, USA, pp. 1–4, Jun. 2013.
- [21] C. M. Cheng and C. F. Yang, "Develop quad-band (1.57/2.45/3.5/5.2 GHz) bandpass filters on the ceramic substrate," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 5, pp. 268–270, May 2010.
- [22] K. W. Hsu, W. C. Hung, and W. H. Tu, "Compact quint-band microstrip bandpass filter using double-layered substrate," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Seattle, WA, USA, pp. 1–4, Jun. 2013.
- [23] K. W. Hsu, J. H. Lin, and W. H. Tu, "Compact sext-band bandpass filter with sharp rejection response," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 9, pp.593–595, Sep. 2014.

- [24] S. C. Weng, K. W. Hsu, and W. H. Tu, "Independently switchable quad-band bandpass filter," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, no. 14, pp. 1113–1119, Nov. 2013.
- [25] W. H. Tu and K. W. Hsu, "Design of sext-band bandpass filter and sextaplexer using semilumped resonators for system in a package," *IEEE Trans. Compon., Packaging Manufacturing Tech.*, vol. 5, no. 2, pp. 265–273, Feb. 2015.
- [26] H. W. Wu and R. Y. Yang, "A new quad-band bandpass filter using asymmetric stepped impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 4, pp. 203–205, Apr. 2011.
- [27] J. Y. Wu and W. H. Tu, "Design of quad-band bandpass filter with multiple transmission zeros," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 8, pp. 502–503, Apr. 2011.
- [28] J. C. Liu, J. W. Wang, B. H. Zeng, and D. C. Chang, "CPW-fed dual-mode double-square-ring resonators for quad-band filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 3, pp. 142–144, Mar. 2010.
- [29] S. Sun, B. Wu, S. Yang, K. Deng, and C. H. Liang, "A novel quad-band filter using centrally shorted-stub loaded resonator and stepped impedance resonator," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Montreal, QC, Canada, pp. 1–3, Jun. 2012.
- [30] J. C. Liu, F. S. Huang, and C. P. Kuei, "Quad-band dual-mode resonator with dual-square-loop for WLAN and WiMAX systems," in *Proc. Cross Strait Quad-Regional Radio Sci. Wireless Technol. Conf.*, Taipei, Taiwan, pp. 100–103, Jul. 2012.
- [31] R. Gómez-García, J. M. Muñoz-Ferreras, and M. Sánchez-Renedo, "Microwave transversal six-band bandpass planar filter for multi-standard wireless applications," in *Proc. IEEE Radio Wireless Symp.*, Phoenix, AZ, USA, pp. 166–169, Jan. 2011.
- [32] S. C. Lin, "Microstrip dual/quad-band filters with coupled lines and quasi-lumped impedance inverters based on parallel-path transmission," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 8, pp. 1937–1946, Aug. 2011.
- [33] M. J. Tsou and W. H. Tu, "Multi-transmission-zero quad-band bandpass filter based on quad-mode resonator," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Melbourne, Australia, pp. 147–150, Dec. 2011.
- [34] J. Xu, C. Miao, L. Cui, Y. X. Ji, and W. Wu, "Compact high isolation quad-band bandpass filter using quad-mode resonator," *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 1, pp. 28–30, Jan. 2012.
- [35] C. F. Chen, "Design of a compact microstrip quint-band filter based on the tri-mode stub-loaded stepped-impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless*

*Compon. Lett.*, vol. 22, no. 7, pp. 357–359, Jul. 2012.

[36] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc, 2001.

[37] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.

