

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

應用互補裂隙矩形共振腔於新型複合式左右手寬頻任意耦合量設計之方向耦合器



**A Novel Composite Right-/Left-Handed Broad Bandwidth
Coupled-Line Directional Coupler With Arbitrary
Coupling Level Based On Complementary Split- Rectangle
Resonators(CSRR)**

研究生：古哲宇

(Che-Yu Ku)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiang Chen)

中華民國九十九年七月

應用互補裂隙矩形共振腔於新型複合式左右手寬頻任意耦合量設計之方向耦合器

**A Novel Composite Right-/Left-Handed Broad
Bandwidth Coupled-Line Directional Coupler With
Arbitrary Coupling Level Based On Complementary
Split- Rectangle Resonators (CSRR)**

研究生：古哲宇

Student : Che-Yu Ku

指導教授：陳富強 博士

Advisor : Dr. Fu-Chiang Chen



Submitted to Institute of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Communication Engineering

July 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十九年 七月

應用互補裂隙矩形共振腔於新型複合式左右手寬頻任意耦合量設計之方向耦合器

學生：古哲宇

指導教授：陳富強 博士

國立交通大學電信工程研究所碩士班

摘要

本論文主要以裂隙矩形共振腔為電路基礎，提出兩大類任意耦合量傳輸線耦合器設計。其中包含非對稱型相位耦合器、新型單頻方向選擇耦合器以及雙頻方向選擇耦合器。裂隙矩形共振腔是一種後設材料，因為它擁有很多獨特的電磁特性，所以近年來被廣泛的應用在微波電路及天線設計上。

論文前半部利用裂隙矩形共振腔(complementary split-rectangle resonators, CSRR)實現複合式左右手傳輸線(composite right/left-handed transmission line, CRLH)，並配合耦合模理論(coupled-mode theory, CMT)提出應用互補式裂隙矩形共振腔之耦合器縮小化概念及非對稱型相位耦合器設計。其擁有相當高的耦合量及方向性，且可藉由結構彈性大的裂隙矩形共振腔作電路尺寸縮小化的設計。

論文後半部同樣利用裂隙矩形共振腔實現所需的電路單元，且另外提出創新的類傳輸線耦合概念，並充分運用此概念設計出新型單頻方向選擇耦合器以及雙頻方向選擇耦合器，此耦合電路不僅可達到高耦合量及方向性，甚至能打破傳統耦合理論的限制，大幅的增加耦合頻寬，且達到電路縮小化的效果。

在本研究中，新型 CRLH 方向耦合器無論在耦合量、隔離度或是耦合頻寬的表現上都遠比一般傳統耦合器突出，所提出的類傳輸線耦合概念甚至能解決以往微波電路設計的矛盾(trade-off)。在保持優良的耦合效能下，大幅縮小電路尺寸，並增加與其它電路的整合性。

A Novel Composite Right-/Left-Handed Broad Bandwidth Coupled-Line Directional Coupler With Arbitrary Coupling Level Based On Complementary Split-Rectangle Resonators (CSRR)

Student: Che-Yu Ku Advisor: Dr. Fu-Chiang Chen

Department (Institute) of Communication Engineering

Nation Chiao Tung University



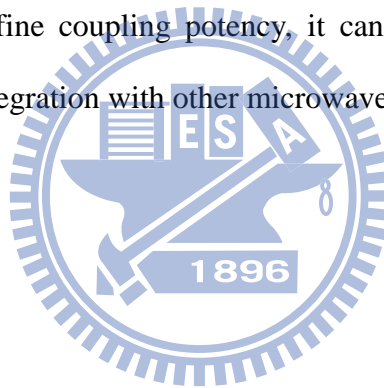
In this thesis, we propose the design of coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level based on complementary split-rectangle resonators (CSRR), which can be broadly classified into two major categories. The directional coupler includes an asymmetry phase coupler and two novel directional couplers, which are designed for single band and dual band. Complementary split-rectangle resonator, which is one kind of the meta-materials exhibits unique electromagnetic properties that lead to a wide range of application in design of microwave circuit and antenna.

In the first part of this thesis, a CRLH transmission line is implemented by utilizing the CSRR. And then we adopt the coupled-mode theory based on the new

structure to propose the concept of size reduction and design of the asymmetry phase coupler. This coupler exhibits the superior coupling and direction; furthermore, its size also can be reduced by means of CSRR.

In the last part of this thesis, a novel coupled line concept based on CSRR is proposed, and realized the single-band and dual-band couplers which feature not only high coupling and direction, but also breakthrough of the conventional coupled way to increase the coupling bandwidth and even miniature the circuit.

In the research, the coupling, isolation, and bandwidth of the novel CRLH directional coupler are more excellent than conventional couplers. Furthermore, the novel coupled line concept we propose can solve the trade-off in the microwave circuit design. Under the fine coupling potency, it can reduce the size of coupler largely, and increase the integration with other microwave circuit.



誌 謝

本論文研究能有今日之成果，首先將誠摯的感謝指導教授-陳富強博士，由於老師悉心的教導，以及適時的指正研究方向，讓我無論是在尋找題目期間遇到的迷失亦或是在論文的研究過程中遇到困難，皆能以事半功倍的效率突破瓶頸，順利向前，且能從中得到更高的自信。除了學術研究以外，老師更是我的心靈指導，不管是在人生方向或是做人的道理，皆可以從老師的寶貴經驗及溫心提醒中得到面臨選擇時的最佳解答，使我這兩年中在各方面皆獲益匪淺。最重要的是，由老師對學問嚴謹的態度，讓我能在面對未來之前學習到如何謹慎的處理生活及工作中的任何事情。

在這兩年的日子裡，實驗室就像是我的另一個家，在這一個家中，除了充滿了研究上的討論以及趕報告時的團隊感動以外，也夾帶的言不及義的瞎扯及互相鼓勵的友情，感謝眾位學長、同學、學弟的共同砥礪，你們的陪伴讓這兩年的研究生活變得更多采多姿。

感謝實驗室中的各位學長，由於陪打網球的運動咖-王小寧、愛玩無線遙控的史帝夫、超強的 Salmax、擁有不能說的秘密的超帥 Juby、結婚正在幸福中的 Giant 以及去澳洲遊學的小 K 學長們不厭其煩的指出我研究中的缺失，使的我總能在失去方向時及時導正。同時也感謝常一起吃消夜的 Jester、愛轉頭亂笑的阿儒以及軍事達人佳聲同學，有你們的互相扶持，讓我在失去研究動力時能及時充電，恭喜我們能順利且充實的走過這兩年。另外，還有新進實驗室的各位學弟們，擁有無限笑點的大餅、撞球小子-書瑋、交大林義傑-Webber、網球維以及提供各式點心的洪神，你們將來一定都超強的，感謝你們帶來生活中的歡樂以及研究上的新思維。當然，還有最重要的撲啾，感謝你一直以來的鼓勵及打氣，我永遠都會記住的。

最後，將以此文獻及研究成果獻給我最摯愛的父母，感謝您們從小到大的無條件支持與照顧，讓我在研究中能毫無後顧之憂。也感謝俞茹的體諒以及包容，陪伴我度過這忙碌又充實的兩年。在此僅以此篇論文獻給所有支持或關心我的人，表達我內心最真摯的感激。

目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌 謝.....	IV
目 錄.....	V
圖目錄.....	VII
表目錄.....	X
第一章 導論.....	1
1.1 工程背景與研究動機.....	1
1.2 論文架構.....	3
第二章 人造後設材料.....	5
2.1 簡介及概述.....	5
2.1.1 人造傳輸線原理.....	6
2.1.2 實現人造傳輸線.....	8
2.2 裂隙環形共振器(SPLIT RING RESONATOR).....	10
2.2.1 裂隙環形共振器(SRR)/互補裂隙環形共振器(CSRR)電磁特性.....	10
2.2.2 互補裂隙環形共振器(CSRR)內共振特性.....	11
2.2.3 互補裂隙環形共振器(CSRR)環裂旋轉特性.....	16
2.2.4 互補裂隙環形共振器(CSRR)傳輸線偏移特性.....	19
2.3 電路單元之等效電路萃取.....	21
2.3.1 萃取原理推導.....	21
2.3.2 電路萃取流程.....	25
2.3.3 等效電路萃取實際驗證.....	26
第三章 耦合線耦合器原理分析及設計.....	28
3.1 耦合線耦合器推導及分析.....	28
3.2 既有耦合線耦合器設計.....	33
3.2.1 耦合線耦合器 (Coupled-Line Coupler).....	34
3.2.2 藍基耦合器(Lange Coupler).....	34
3.2.3 複合式左右手傳輸線耦合器(CRLH-Line Coupler).....	35

第四章 任意耦合量耦合器設計	38
4.1 概述.....	38
4.2 電路單元設計.....	38
4.3 應用裂隙矩形共振器之耦合器縮小化設計概念	39
4.4 應用裂隙矩形共振器之對稱型阻抗耦合器分析	40
4.4.1 耦合原理分析.....	40
4.4.2 耦合器電路單元設計.....	41
4.5 應用裂隙矩形共振器之非對稱型相位耦合器.....	41
4.5.1 耦合原理分析.....	41
4.5.2 耦合電路單元設計.....	42
4.5.3 電路模擬與實作量測.....	43
4.6 討論.....	46
第五章 新型可調式方向選擇耦合器設計	48
5.1 概述.....	48
5.2 電路原理.....	48
5.3 單頻方向選擇耦合器設計.....	50
5.3.1 耦合量設計.....	51
5.3.2 頻寬設計	56
5.3.3 阻抗匹配分析.....	58
5.3.4 電路模擬與實作量測.....	61
5.4 雙頻任意耦合量耦合器設計.....	65
5.4.1 零點-極點分析(ZERO-POLE).....	65
5.4.2 電路模擬與實作量測.....	66
5.5 討論.....	71
第六章 結論 (CONCLUSION)	72
參考文獻 (REFERENCE).....	74

圖目錄

圖 1-1 耦合器與分波器示意圖.....	2
圖 1-2 傳統平行微帶線耦合器.....	2
圖 2-1 介電係數與導磁係數關係圖.....	5
圖 2-2 傳輸線電路單元模型.....	6
圖 2-3 傳輸線色散圖.....	8
圖 2-4 裂隙環形共振器與金屬細線陣列 (A)電路單元(B)實體圖.....	9
圖 2-5 CRLH 微帶傳輸線(A)電路單元(B)一維週期排列.....	9
圖 2-6 SRR 與 CSRR 電磁場形式.....	10
圖 2-7 CPW 感應 SRR (A)結構圖 (B)等效電路圖.....	11
圖 2-8 微帶傳輸線感應 CSRR (A)結構圖 (B)等效電路圖.....	11
圖 2-9 CSRR 等效電路單元模型.....	12
圖 2-10 內共振電路模型推導流程.....	14
圖 2-11 短間距多級 CSRR 等效電路圖.....	15
圖 2-12 長間距多級 CSRR 等效電路圖.....	15
圖 2-13 SRR 共振結構及等效電路.....	16
圖 2-14 CSRR 共振結構及等效電路.....	17
圖 2-15 SRR/CSRR 裂隙旋轉特性 (A) 90° (B) 45°.....	18
圖 2-16 CSRR 電路單元結構及去嵌化.....	18
圖 2-17 CSRR 裂隙旋轉特性模擬.....	19
圖 2-18 CSRR 共振腔偏移結構.....	20
圖 2-19 CSRR 共振腔偏移特性模擬.....	20
圖 2-20 互補裂隙環形共振器(CSRR)結構及等效電路模型.....	21
圖 2-21 CSRR 電路單元 (A)S 參數圖 (B)色散圖.....	25
圖 2-22 CSRR 電路單元 (A)相位圖 (B)布洛齊阻抗圖.....	25
圖 2-23 CSRR 等效電路單元.....	26
圖 2-24 CSRR 等效電路單元-ADS 模擬結構.....	27
圖 2-25 CSRR 等效電路單元-ADS 模擬 S 參數.....	27
圖 3-1 CRLH 耦合器等效電路模型.....	28
圖 3-2 平行微帶線耦合器.....	34
圖 3-3 各種藍基耦合器 (A)藍基耦合器 (B)包利諾結構 (C)W&L 結構.....	34
圖 3-4 新型複合式左右手耦合線方向耦合器.....	35
圖 3-5 縮小化 MIM CRLH 耦合線耦合器.....	35

圖 3-6 縮小化耦合線前進耦合器.....	36
圖 3-7 縮小化舷側耦合方向耦合器.....	36
圖 3-8 新型(傳統/雙)複合式左右手架構雙頻耦合器.....	37
圖 4-1 電路單元設計示意圖.....	39
圖 4-2 對稱型耦合器縮小化概念圖.....	39
圖 4-3 對稱型阻抗耦合電路單元及耦合頻段.....	41
圖 4-4 非對稱型耦合器設計流程圖.....	42
圖 4-5 非對稱型相位耦合電路單元結構圖.....	43
圖 4-6 非對稱型相位耦合電路 (A) 正面 (B) 背面.....	44
圖 4-7 非對稱型相位耦合電路-S 參數模擬圖.....	44
圖 4-8 非對稱相位耦合器實作電路圖.....	45
圖 4-9 非對稱相位耦合器-S 參數模擬與實作比較圖 I.....	45
圖 4-10 非對稱相位耦合器-S 參數模擬與實作比較圖 II.....	46
圖 5-1 新型方向選擇耦合器電路單元.....	49
圖 5-2 四級電路單元串接布里淵區共振形式.....	50
圖 5-3 CSRR 共振單元 (A) 互補裂隙環形共振器 (B) 互補裂隙矩形共振器.....	50
圖 5-4 互補裂隙環形共振器耦合量設計示意圖.....	51
圖 5-5 環形方向選擇耦合器耦合量設計模擬圖 (A) S_{21} (B) S_{31} (C) S_{21} 及 S_{31}	52
圖 5-6 互補裂隙矩形共振器耦合量設計示意圖.....	53
圖 5-7 新型方向選擇耦合器改良設計示意圖.....	54
圖 5-8 矩形方向選擇耦合器耦合量設計模擬圖(A) S_{21} (B) S_{31} (C) S_{21} 及 S_{31}	56
圖 5-9 雙級電路單元串接布里淵區共振形式.....	56
圖 5-10 新型雙級耦合電路單元 (A)結構圖 (B) 3D 電路模型.....	57
圖 5-11 新型雙級耦合電路單元-S 參數模擬圖.....	57
圖 5-12 阻抗匹配設計示意圖.....	58
圖 5-13 電路本體輸入阻抗.....	58
圖 5-14 匹配網路設計.....	59
圖 5-15 消除虛部阻抗-ADS 模擬.....	60
圖 5-16 電路本體阻抗調整.....	60
圖 5-17 調整實部阻抗-ADS 模擬.....	61
圖 5-18 新型單頻方向選擇耦合器 (A)側面 (B)正面 (C)背面.....	63
圖 5-19 新型單頻方向選擇耦合器-S 參數模擬.....	63
圖 5-20 新型單頻方向選擇耦合器-實作電路圖.....	64
圖 5-21 新型單頻方向選擇耦合器-S 參數模擬與量測比較圖.....	64
圖 5-22 新型雙頻方向選擇耦合器 (A)正面 (B)背面.....	66
圖 5-23 新型雙頻方向選擇耦合器-S 參數模擬圖.....	67

圖 5-24 新型雙頻方向選擇耦合器-實作電路圖67

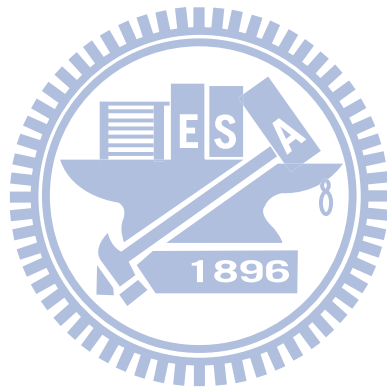
圖 5-25 新型雙頻方向選擇耦合器-S 參數模擬與量測比較圖.....69



表目錄

表 2-1 CSRR 等效電路各參數值27

表 5-1 各種耦合器效能比較.....71



第一章 導論

1.1 工程背景與研究動機

近幾年來，隨著無線通訊技術的蓬勃發展以及大幅開放電信自由化，許多相關通訊產品之需求已與日俱增，各種微波關鍵技術的研究與發展亦備受重視。眾多學者及研發人員為了突破傳統電磁特性的限制以及改善以往微波元件及天線之效能，致力於發展各式各樣的技術與材料。後設材料(meta-materials, MTMs)即為其中非常重要的一項突破性技術，無論在固態物理、光電、材料科學亦或是應用電磁領域皆為相當熱門的研究主題之一。

後設材料(metamaterials, MTMs)，是一種經由後天人為加工所設計出來的一種特殊材料，擁有自然界中天然材料所缺乏的獨特性質。其發展歷史可由 1967 年前蘇聯物理學家 V. G. Veselago 發表的一篇對於具有負介電係數與負導磁係數之物質的假說[1]開始，此假說打破了眾學者對於傳統物質中電磁波的概念，然而，以他的概念為基礎，將有許多傳統物理概念將被推翻或修正，如都卜勒效應(Doppler effect)、司乃耳定律(Snell's law)等，但以當時的研究及科學技術無法完整證實此假說。但近年來因電路與製程技術不斷地日新月異，終於在 1999 年，由英國倫敦帝國學院的 J. B. Pendry，利用金屬細線(metal thin-wire, TW)[2]和裂隙環形共振器(split-ring resonator, SRR)陣列結構[3]，實現當初 V. G. Veselago 於三十年前所假想的材質。

後設材料(meta-materials, MTMs)的研究與應用之範圍相當之廣泛，大致可分為光子晶體、人造磁導(artificial magnetic conductor, AMC)、電磁帶隙(EBG)[4]、人造傳輸線與負折射(negative refraction index, NRI)[5]特性。其中，在微波的研究領域中，人造傳輸線為最常用的應用特性，以 T. Itoh 與其學生 C. Caloz 所提出的複合式左右手傳輸線(composite right/left-handed transmission line)架構[6]、[7]為基礎，延伸及分支出更廣泛且更具創意性的概念及電路設計。

在一般的微波電路設計中，輕、薄、短、小、因應不同需求結合不同特性以及性能最佳化一直是電路設計者嚮往且極力追求的成果，但礙於許多電磁波特性的基本限制，所嚮往的成果常常侷限於自然現象的瓶頸，複合式左右手傳輸線(composite right/left-handed transmission line)架構的獨特性質即為突破瓶頸的關鍵技術。本論文中所提出的對稱型阻抗耦合器、非對稱型相位耦合器以及新型方向選擇耦合器皆利用後設材料(meta-materials, MTMs)的獨特性質打破傳統耦合器的自然限制，達到輕、薄、短、小且性能最佳化的創新設計。

分波器與方向耦合器是分別用作微波功率分流及合併的被動元件，如圖 1-1 所示。在分波器中，輸入訊號會被耦合器分為兩個或更多較低功率的信號，該耦合器可以具有損耗性或非損耗性的三端埠或四端埠元件。三端埠網路可以是一

個 T 形的微波電路接面或是其他網路，而四端埠網路則可以是方向耦合器或功率分合波器。通常分波器指的是均分功率(3dB)的元件，但也有功率不均匀分配的分波器。經過適當設計的方向耦合器，可以將微波功率作任意比例的分配。

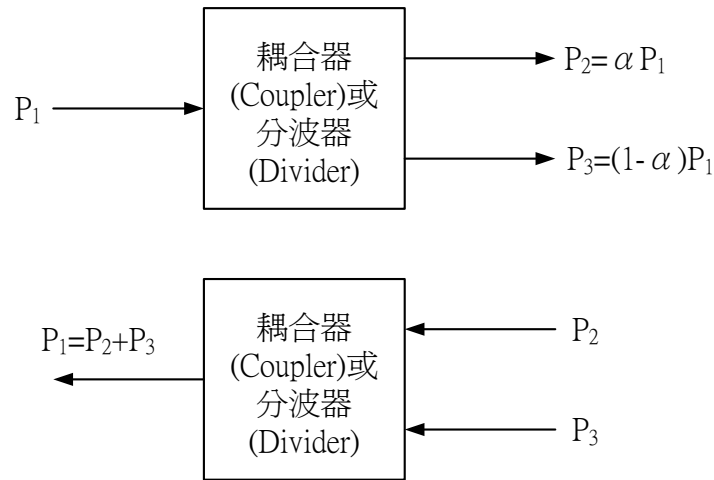


圖 1 - 1 耦合器與分波器示意圖

方向耦合器一般常用於增益放大器、功率放大器或是功率位準控制器電路中，其功用是耦合一部分信號功率經由檢測與控制電路處理後，以便作增益控制。除大家所熟悉的枝幹耦合器(90 hybrid coupler)[8]、[9]與環型耦合器(180 rat-race coupler)[10]的結構外，亦可使用平行微帶線組成，稱之為平行微帶線耦合器[11]，如圖 1 - 2 所示。但由於此平行微帶線耦合方式以線電容電磁耦合為主，結構長度以及兩條傳輸線之間的間距成為主要的影響因素，耦合量也因此受到許多自然限制，一般在實作時，化學蝕刻之精度有限，單節平行線耦合器耦合量大致在 -10dB~-30dB 之間，若要更大的耦合量，需串接多節的平行耦合線，或是使用其他耦合結構加以改良，一般來說，藍基耦合器[12]就是一個很有名的例子。以上所述雖然能適當的增加耦合量，但卻大大的增加了電路尺寸以及製作困難度。綜觀以上傳統耦合器之缺點，更顯示出本論文所提出加入後設材料(meta-materials, MTMs)之創新結構的突破及優勢，不僅在耦合量及電路尺寸上大大改善，甚至在隔離度及電路設計與製作上都有明顯的提升及簡化。



圖 1 - 2 傳統平行微帶線耦合器

1.2 論文架構

本論文大致分為六個章節。以下將以條列式的方式有條理的說明每一章節的主要內容以及章節與章節之間的連貫，讓讀者在閱讀本論文時更能清楚了解整個研究的過程及成果：

第一章----導論

其中包含本論文整體的大綱及簡介，以簡單扼要的方式說明研究動機以及工程背景，最重要的是能讓讀者更迅速了解本論文中所提出新型方向耦合器的研究價值及在設計觀念上的嶄新思維。

第二章----人造後設材料

本章節前半段簡單的說明後設材料的應用及發展，並詳細的說明本論文中所應用到的基本觀念。後半段將針對論文中的主要結構---裂隙環形共振器(SRR)及互補裂隙環形共振器(CSRR)做深入的電磁特性分析，進而利用數學方程式的推導及電磁模擬軟體(HFSS)的輔助萃取出此結構單元的等效電路，有助於整體耦合器架構之設計。

第三章----耦合線耦合器原理分析及設計

一項完整的研究，理論推導、電磁模擬、電路模擬以及實作量測的相互驗證是基本的要求。本章前半段將針對各種結構的耦合器作微波理論的推導，其中包含適用於對稱型阻抗耦合器的奇偶模分析(even/odd mode)以及非對稱型相位耦合器的 c/π 模分析，但主要以針對常用的耦合器原理，作更廣義的分類以及通用於各種耦合器的廣義耦合模態分析為主，希望能讓讀者更清楚了解傳輸線耦合器的種類、特性及耦合原理。然而，在後半段，將蒐集並提出傳統既有的耦合器結構，其中包含最廣為人知的基本耦合線耦合器、多平行傳輸線耦合的藍基耦合器以及最近五年以內較新穎的複合式左右手傳輸線耦合器[13]、[14]、[15]、[16]、[17]，希望能藉由多方面的比較，更加突顯出本研究論文之創新價值。

第四章----任意耦合量耦合器設計

本章節將以前面章節所介紹及研究之互補裂隙環形共振器(CSRR)為基礎，設計各種複合式左右手(CRLH)的耦合器結構。第四章主要分為兩個部份，第一部分為應用互補式裂隙矩形共振腔之耦合器縮小化概念以及對稱型阻抗耦合器分析，第二部份為非對稱型的相位耦合器。兩者雖然設計結構不同，但耦合原理相似，因此放在同一章節說明。其後者附上電路的阻抗匹配分析以及模擬與量測結果作為驗證。

第五章----新型可調式方向選擇耦合器設計

由於耦合方式與其他傳統耦合器不同，所以首先將介紹新型可調式方向選擇耦合器的耦合原理，善用左手材料產生之獨特性質是此耦合器的創新之處。章節內容主要分為兩大部份：

- (1) 單頻方向選擇耦合器設計：此耦合器設計主要強調”方向選擇”，希望能以簡單小巧之結構呈現想要的效能。使用容易掌控且設計的概念，扣除繁瑣且複雜的數學推導，大大增強傳統耦合器之性能是本耦合器研究的主要目的。
- (2) 雙頻任意耦合量耦合器設計：以單頻方向選擇耦合器為其設計基礎，希望能利用創新概念改善以往任意耦合量耦合器之特性，透過清楚掌握極點(pole)與零點(zero)，設計出可調式的雙頻任意耦合量耦合器，大幅提升耦合量、隔離度以及電路尺寸，達到最佳效能的最終目的。

第六章----結論

將整個耦合器研究做最後總結，討論各項優缺點，並提出改善方法，以及未來可延伸與發展的研究方向。



第二章 人造後設材料

2.1 簡介及概述

後設材料的定義相當之廣泛，任何經過後天加工而產生獨特電磁特性之特殊材料，皆可稱為後設材料。其可操作之頻帶相當寬廣，無論是在低頻如紅外光波段、光波段，甚至高頻如微波、毫米波段(300MHz~300GHz)，都能看到後設材料的相關文獻，他的研究價值以及發展空間已漸漸在二十一世紀的學術界及工業界嶄露頭角，掀起一股驚人的研究熱潮。下面的象限圖 2-1 可大致為後設材料之特性做一個大概的分類。

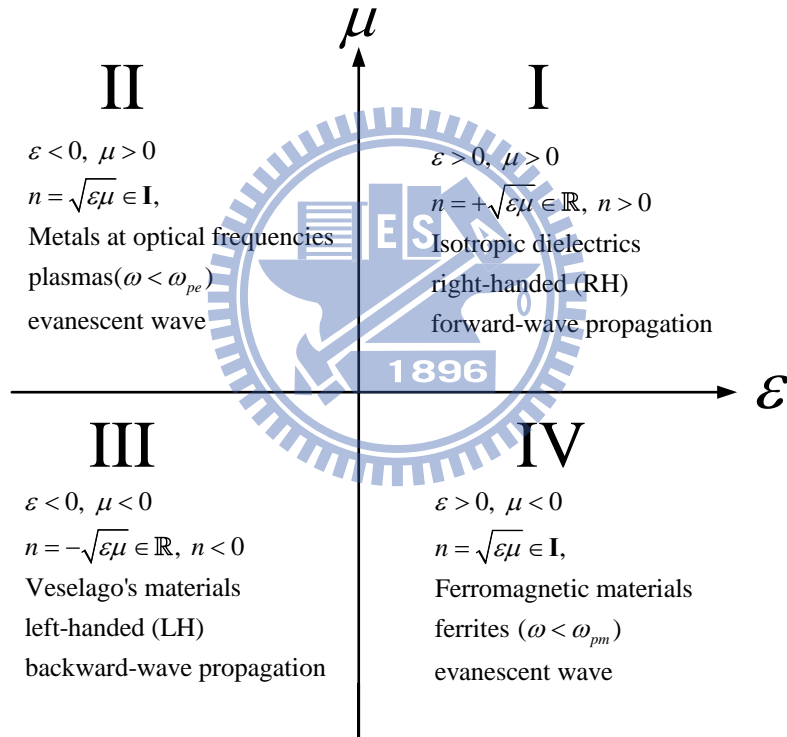


圖 2-1 介電係數與導磁係數關係圖

(圖 2-1取材自參考文獻[6])

第一象限即為我們所熟知的傳統電磁材料，介電係數與導磁係數皆為正的，電磁波依循右手定則，也因為如此，在很多電路的設計上受到很大的限制。1967年前蘇聯物理學家 V. G. Veselago 發表的一篇對於具有負介電係數與負導磁係數之物質之假說，徹底的打破這個限制，此突破即為第三象限之特性，在此物質中之電磁波遵循左手定則，故又稱為左手材料，除此之外，它還具有負相速(negative

phase velocity)、負折射率(negative refraction index, NRI)、逆都普勒效應(reverse Doppler effect)和逆司乃耳定律(reverse Snell's law)等反物理性質。目前已廣泛地應用於光子晶體、微波電路、電磁吸收材質或是其它週期性結構等領域上，第二及第四象限分別為電漿材質與超磁性材料，在本論文中並無應用，因此不多加贅述。由於複合式左右手傳輸線(CRLH)為論文中的主要角色，以下將針對微波領域中人造傳輸線之電磁原理及特性作更深入地介紹。

2.1.1 人造傳輸線原理

由前述可知，後設材料之發展歷史相當久遠，因此在理論分析上具有非常完整的架構，T. Itoh 及其學生 C. Caloz 提出左手概念[7]，對舊有的傳輸理論作一個具體的詮釋，為後繼研究學者提供一條更明確的思考方向。

一般的傳統右手(right-hand, RL)傳輸線，其電路單元模型主要由一個串聯電感及一個並聯電容組成，如圖 2-2(a)所示。而其左手傳輸線剛好相反，為一個串聯電容及一個並聯電感，如圖 2-2(b)所示。但由於寄生效應之影響，實現純左手材料的同時，勢必附帶右手效應的產生，它們的影響隨著頻率的上升而漸漸增加，因此，一般左手傳輸線又稱複合式左右手傳輸線(composite right/left-handed, CRLH)，其電路單元架構如圖 2-2(c)所示，包含一個左手電容(C_L)串聯一個右手電感(L_R)以及一個左手電感(L_L)並聯一個右手電容(C_R)。

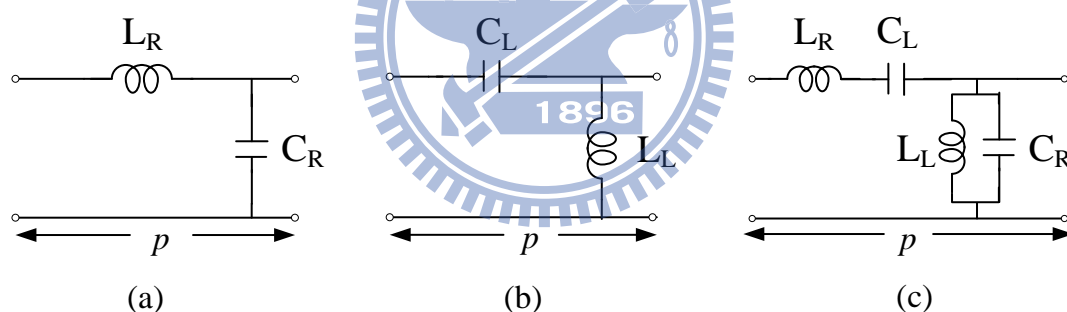


圖 2-2 傳輸線電路單元模型

(a) 右手傳輸線 (b) 左手傳輸線 (c) CRLH 傳輸線

根據一般右手傳輸理論，利用電報方程式(telegraphist's equation)對此複合式架構作電壓波及電流波之分析，可求得傳輸線的傳播常數(propagation constant)，如式(2.1)。

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (2.1)$$

其中實部 α 與虛部 β 分別為衰減常數(attenuation constant)與相位常數(phase constant)，而 Z' 與 Y' 則分別為單位長度之串聯阻抗(impedance)與並聯導納(admittance)，假使只考慮非損耗傳輸線($R=0, G=0, \alpha=0$)，則在式(2.1)中可僅保留相位常數 β 項，其中右手傳輸線之相位常數將可簡化為 $\beta_R = \omega\sqrt{L_R C_R}$ ，其

值為正且隨頻率作線性增加，對頻率作圖可得色散圖(dispersion diagram)，如圖 2-3 (a)所示；左手傳輸線相位常數則為 $\beta_L = -1/\omega\sqrt{L'_L C'_L}$ ，其值為負且呈非線性特性，色散圖如圖 2-3 (b)所示。

由圖 2-3 中可以看出，在右手傳輸線之相速度(phase velocity)與群速度(group velocity)為同向，即 $v_p v_g > 0$ ，反之，在左手傳輸線卻是反向的，即 $v_p v_g < 0$ 。

其表示式分別為

$$v_p = \omega / \beta = -\omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} < 0 \quad (2.2)$$

$$v_g = (\partial\beta / \partial\omega)^{-1} = \omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} > 0 \quad (2.3)$$

然而，CRLH 傳輸線則擁有此兩種特性，其相位傳播常數之表示式為

$$\beta_{CRLH} = s(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L'^2}$$

其中 $s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ LH range} \\ +1 & \text{if } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ RH range} \end{cases} \quad (2.4)$

$$\omega_R' = 1/\sqrt{L'_R C'_R}, \quad \omega_L' = 1/\sqrt{L'_L C'_L}, \quad \kappa = L'_R C'_L + L'_L C'_R$$

$$\omega_{se}' = 1/\sqrt{L'_R C'_L}, \quad \omega_{sh}' = 1/\sqrt{L'_L C'_R}$$

由式(2.4)能清楚發現，低頻因受到左手區影響，相位常數為負，然而在高頻時，則因受到右手區影響，相位常數為正，特別值得一提的是，在相位常數 β 為零時會在串聯共振點(ω_{se})與並聯共振點(ω_{sh})之間產生帶隙(band-gap)現象，在此頻段

之間，電磁波是不傳導的。一般當 CRLH 傳輸線存在帶隙時 ($\omega_{se} \neq \omega_{sh}$)，稱之為

非平衡狀態(unbalanced)；而當滿足 $L_R C_L = L_L C_R$ 時($\omega_{se} = \omega_{sh}$)，色散曲線在 $\beta=0$ 時呈連續，則將此情況稱之為平衡狀態(balanced)。

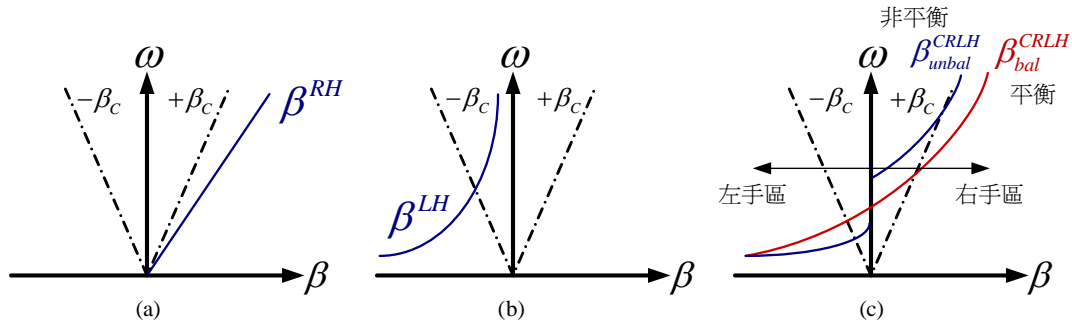


圖 2-3 傳輸線色散圖

(a) 右手傳輸線 (b) 左手傳輸線 (c) CRLH 傳輸線

另一方面，由 CRLH 的本質阻抗 (intrinsic impedance) 與特徵阻抗 (characteristic impedance) 可推導出介電係數及磁導係數，如式 (2.5)。

$$\mu = \frac{Z'}{j\omega} = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L}$$

$$\varepsilon = \frac{Y'}{j\omega} = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L}$$
(2.5)

由上式可知，在特定頻段的介電係數及磁導係數為正；當然，亦有頻段的介電係數及磁導係數為負，充分展現 CRLH 融合兩種特性的特色，也證明此電路傳輸概念與其理論相符合。

2.1.2 實現人造傳輸線

2001 年美國聖地牙哥加州大學的 David Smith 等物理學家將後設材料實現於微波頻段，此材料利用金屬細線 (metal thin-wire, TW) 陣列與裂隙環形共振器 (split-ring resonator, SRR) 作週期性排列而成 [18]，如圖 2-4 所示，此結構由金屬細線產生負磁導係數，裂隙環形共振器產生負介電係數，進而產生出左手材料之特性，首度證實當年物理學家 V. G. Veselago 所發表的假說，但由於此結構尺寸與損耗過大，且頻寬較窄與微波電路難以整合，故在應用上較不受青睞，但經過後來學者的研究與改良，許多更有應用價值的左手材料結構相繼被研發出來，而目前以 T. Itoh 與他的學生 C. Caloz 等人所提出的 CRLH 傳輸線及為主要的發展方向 [6]，如圖 2-5。

一般實現有 CRLH 傳輸架構有兩種方式，第一種為集總元件 (lump element)，其實現方式乃以表面附著技術 (surface mount technology, SMT)，常利用一些非色散或是弱色散性質的電容電感，使用此種實作方式，無論在模擬或分析上皆相當方便及快速，但在應用上卻有一定的頻率範圍限制，特別是在高頻時，特性常會受到影響，且集總元件的值為離散的，有許多特定頻率無法設計，難以實現於微波積體電路 (microwave integrated circuit, MIC) 或單晶微波積體電路 (monolithic

microwave integrated circuit, MMIC) 中。第二種則是散佈式元件(distributed element)，一般以微帶線(microstrip line)、帶線(stripline)、共平面波導(coplanar waveguide)等技術實現，設計上深具彈性，且在高頻時表現較佳，雖然散佈式電容與電感較難使用精確公式求得並設計，但亦可藉由模擬軟體輔助分析並加以萃取其容值與感值。

圖 2 - 5(a)則為利用散佈元件設計的實例，接地殘段(shorting stub)電感與指叉(interdigital)電容產生左手架構的電容電感，加上寄生的右手傳輸線 L_R 與 C_R ，及完成圖 的電路單元參數，圖 2 - 5(b)則為週期排列電路單元的一維 CRLH 傳輸線。

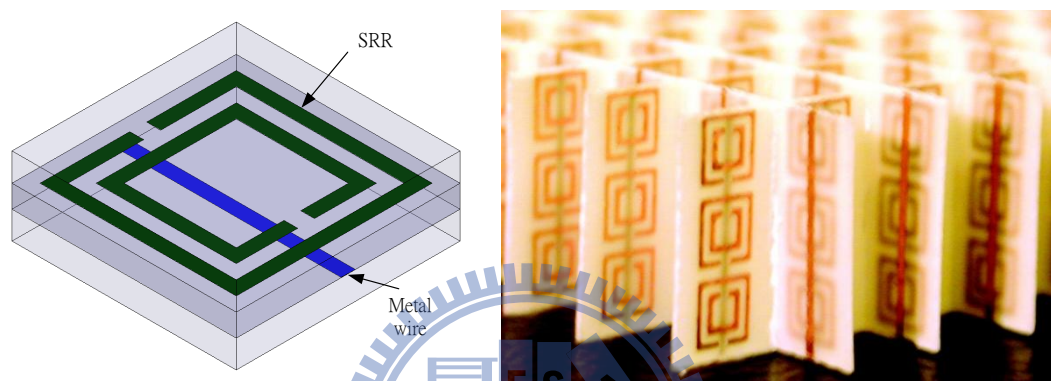


圖 2 - 4 裂隙環形共振器與金屬細線陣列 (a)電路單元(b)實體圖

(圖2-4(b)取材自參考文獻[19])

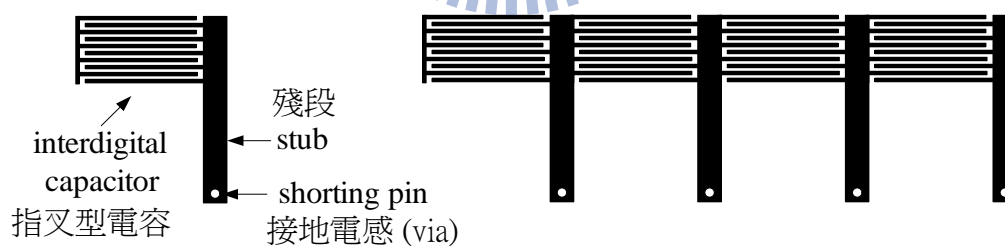


圖 2 - 5 CRLH微帶傳輸線(a)電路單元(b)一維週期排列

由於本耦合器研究主要以互補式裂隙環形共振器為基礎設計架構，因此往後的章節將以此結構為主要探討對象。

2.2 裂隙環形共振器(Split Ring Resonator)

在上節中介紹了許多複合式左右手結構的基本結構以及相關應用。由於本論文之耦合器結構主要以互補式裂隙環形共振器為基礎架構，因此在此節，將針對裂隙環形共振器及互補式裂隙環形共振器的各種特性做分析及探討。其中包含說明基本的電磁特性[20]，以及提出能使整個耦合器設計更富彈性的獨特性質，分別為內共振特性[21]、環裂旋轉特性以及傳輸線偏移特性。以下將一一說明。

2.2.1 裂隙環形共振器(SRR)/互補裂隙環形共振器(CSRR)電磁特性

裂隙環形共振器(SRR)與互補裂隙環形共振器(CSRR)在結構上呈現金屬線與槽線(slot line)之間互補關係，因此在電磁特性上也有互補的現象。首先，先說明SRR上之電磁場分布，進而延伸至CSRR的電磁現象。

(1) 裂隙環形共振器(SRR):

裂隙環形共振器之電磁場分佈如圖 2-6 所示，兩環之間的電位差產生電場，環與環之間的槽孔產生磁場，磁場與金屬環上之電流相應而生，外部磁通量之變化與電場互相感應，在這一個結構中產生可調式共振腔。

(2) 互補裂隙環形共振器(CSRR):

互補式裂隙環形共振器之電磁場分佈如圖 2-6 所示，由於在結構上呈現金屬與槽孔之間的互補，因此在電磁場上亦呈互補，兩邊槽孔之間的電位差產生電場，金屬周圍則環繞相應而生之磁場，由圖 2-6 中可以清楚發現 SRR 的電場形式與 CSRR 的磁場形式相同，反之，SRR 之磁場形式亦同於 CSRR 之電場形式。

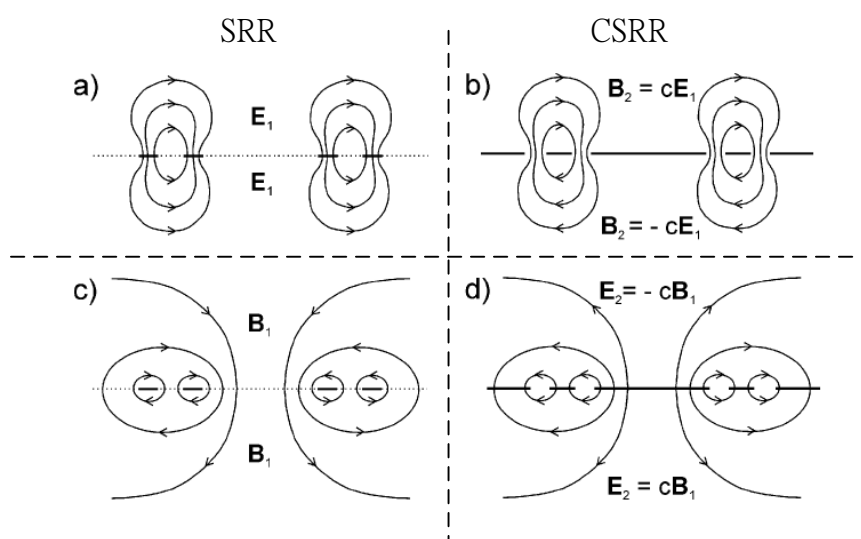


圖 2-6 SRR 與 CSRR 電磁場形式
(取材自參考文獻[20])

值得一提的是，SRR 與 CSRR 共振器結構之電磁場主要由外界感應而生，一般而言，許多研究者常使用共平面波導(coplanar waveguide, CPW)感應 SRR 共振器，如圖 2-7 所示，利用 SRR 共振器之 L、C 產生等效電路單元之串聯共振腔，藉此完成左手材料之實現。反之，則利用微帶傳輸線感應 CSRR 共振結構，所感應出之 CSRR 共振 L、C 產生等效電路單元之並聯共振腔，如圖 2-8 所示。然而，在本論文研究中，主要以後者 CSRR 感應結構為主，因此在之後的小節中，將只針對 CSRR 之相關特性作深入的討論。

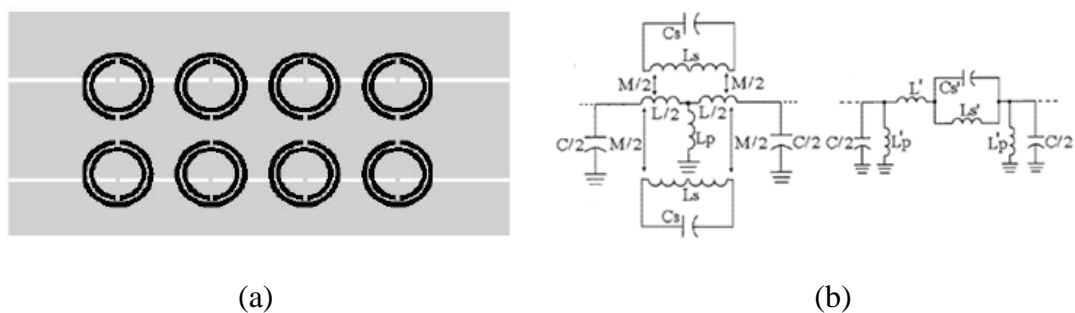


圖 2-7 CPW 感應 SRR (a)結構圖 (b)等效電路圖

(取材自參考文獻[22])



圖 2-8 微帶傳輸線感應 CSRR (a) 結構圖 (b)等效電路圖

(取材自參考文獻[22])

2.2.2 互補裂隙環形共振器(CSRR)內共振特性

互補裂隙環形共振器的最大特色在於電容及電感並非使用鉚釘接地所得，而是由電場及磁場感應所產生，雖在結構及實作上爭取到了很大的便利，但卻也因為「感應」造成另一個必須被考慮的問題---內共振(inter-resonator)。

此節，將針對裂隙環形結構的內共振特性做一個詳細的分析[21]，所謂內共振，即當兩個以上裂隙環形結構互相接近時所造成的互相感應，其結構及等效電路模型如圖 2-9 所示。

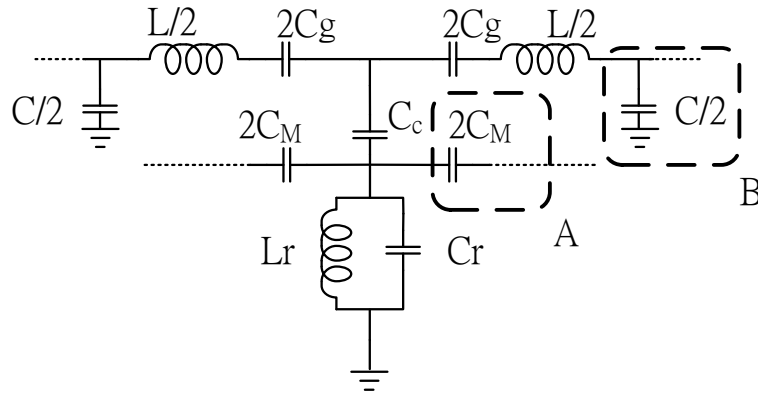
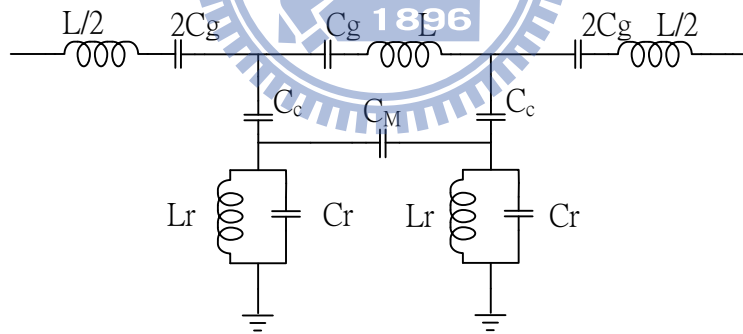


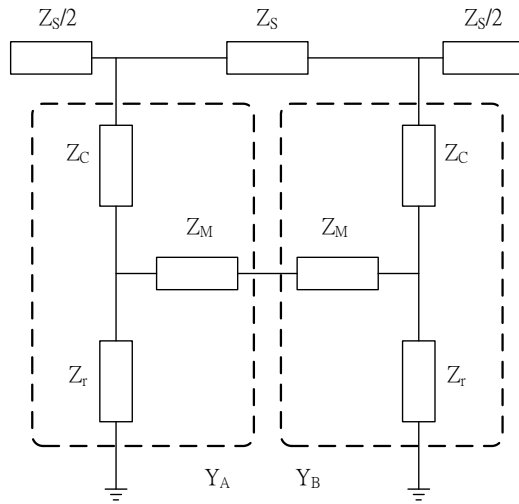
圖 2-9 CSRR 等效電路單元模型

由上圖可知，當兩個共振結構有一定距離相隔時，不需考慮內共振效應 C_M ，只需將間隔中傳輸線對地電容引入即可，如圖中的 B 區塊所示，由於電路形式已可直接分析，因此不需要再作簡化。反觀，當兩個共振結構漸趨接近時，就必須考慮之間的耦合電容 C_M ，如 A 區塊所示，且為了方便分析電路特性，簡化內共振電路為首要的第一步。

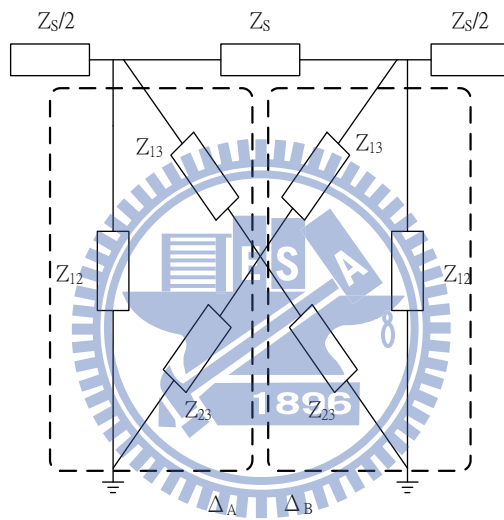
在電路學中，簡化封閉電路，第一個想到的應該是 Δ -Y 轉換公式，以下將由此切入，將電路簡化成易於分析的形式，其簡化流程如圖 2-10(a)-(f)所示。



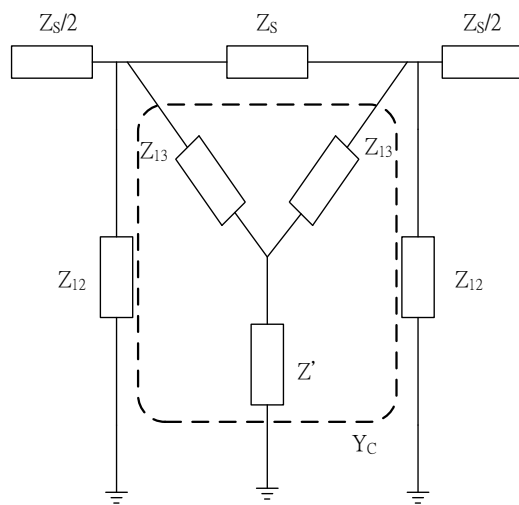
(a)



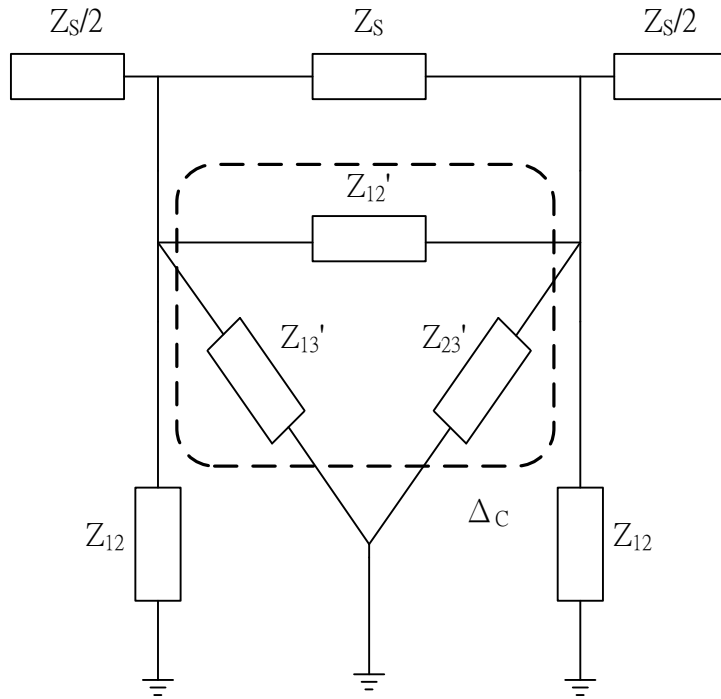
(b)



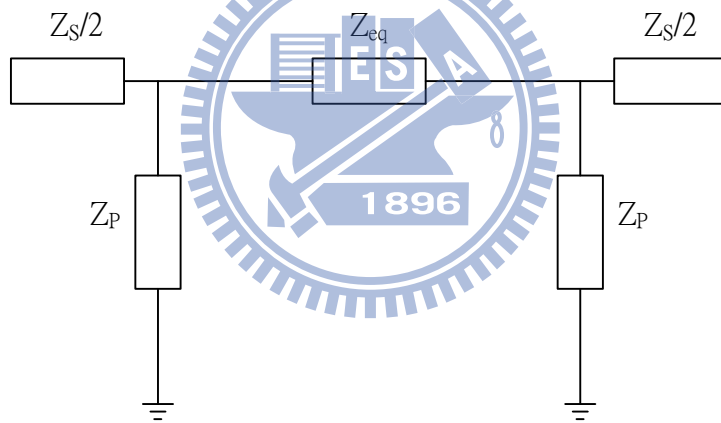
(c)



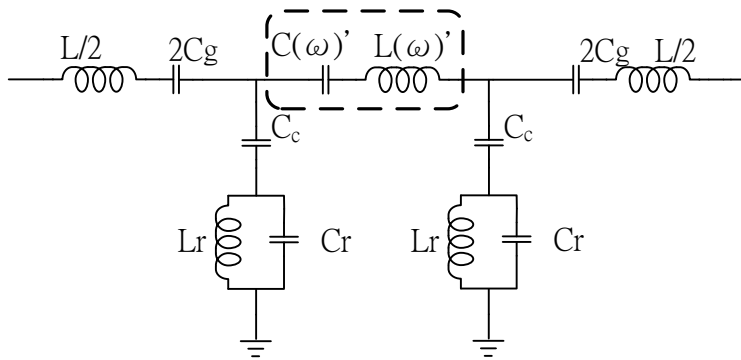
(d)



(e)



(f)



(g)

圖 2 - 10 內共振電路模型推導流程

首先，先將 L、C 電路模型等效為方塊圖 2-10 (b) 以便化簡工作，從 (b) 圖中可以發現，兩邊的阻抗 Z_C 、 Z_T 、 Z_M 組成兩個對稱的 Y 型電路 Y_A 、 Y_B ，利用 Δ -Y 轉換公式可以將此電路轉換成方塊圖 2-10 (c) 中的 Δ_A 及 Δ_B ，且由於轉換後的阻抗 Z_{12} 、 Z_{13} 、 Z_{23} 均接地，因此可以容易地將兩邊的 Z_{23} 並聯合併為 Z' ，如方塊圖 2-10 (d) 所示。將阻抗 Z_{23} 並聯合併為 Z' 之後，能輕易發現 Z_{13} 、 Z' 組成另一個 Y 型電路 Y_C ，依循前述之轉換公式，可以將此轉換成方塊圖 2-10 (e) 中由 Z_{12}' 、 Z_{13}' 、 Z_{23}' 組成的 Δ_C ，再利用接地特性將 Δ_C 展開， Z_{13}' 與 Z_{12} 及 Z_{23}' 與 Z_{12} 並聯為 Z_P ， Z_{12}' 與 Z_S 並聯為 Z_{eq} ，如方塊圖 2-10 (f) 所示。最後再將方塊圖 2-10 (f) 轉換回 LC 電路圖 2-10 (g)，且成功利用 Δ -Y 轉換公式將封閉迴路拆開，得到較易於分析的電路形式。

在順利簡化圖 2-9 中區塊 A 中所造成的封閉迴路之後將以其與區塊 B 之狀況作一個電路特性的比較與分析，由於探討結構之間的內共振特性為本論文的主要目的，因此在本節中，將以兩個電路單元串接為例說明 CSRR 互相共振與否對整個電路造成之影響。圖 2-11 及圖 2-12 所示為兩個電路單元分別在短距以及長距之等效電路圖。

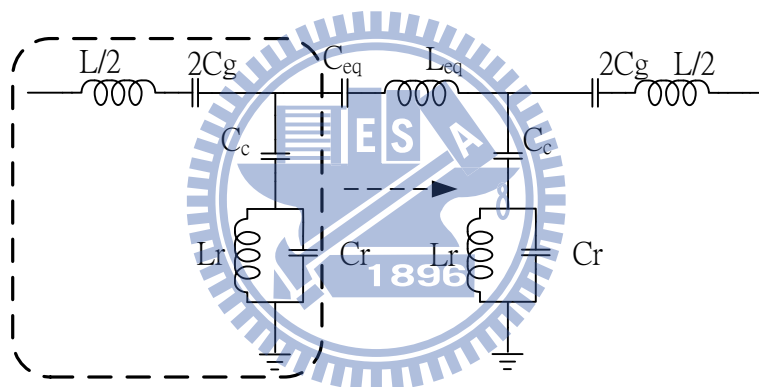


圖 2-11 短間距多級 CSRR 等效電路圖

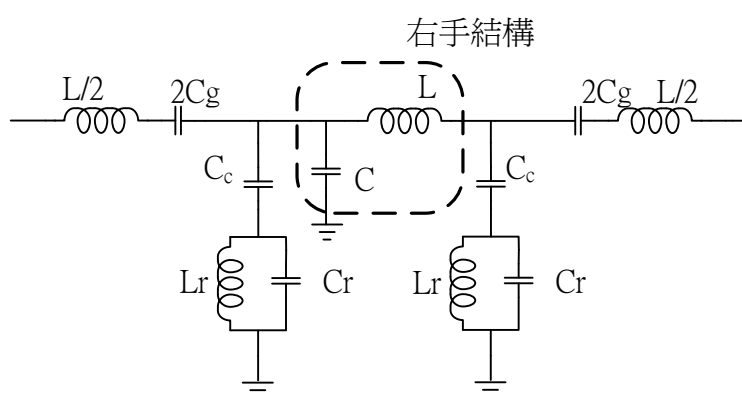


圖 2-12 長間距多級 CSRR 等效電路圖

由圖 2-11 及圖 2-12 中可以明顯看出，兩個 CSRR 共振單元串接之間距大小將產生兩種不同的電路形式，如前所述，當兩者間距較小，考慮內共振效應，其串接後等效電路如圖 2-11 所示，串接處等效為電容 C_{eq} 串聯電感 L_{eq} ，使整個電路維持複合式左右手之架構，並保有左手材料之特性，可利用此特性設計電路頻寬。反之，當間距漸趨增大時，耦合效應產生之感應電容遠小於傳輸線對地電容，因此在電路中不予以考慮，如圖 2-12 所示。但由於沒有耦合效應之連接，複合式左右手結構中出現純右手結構打破整體電路特性，因此，在應用 CSRR 多單元串接設計電路時，應注意單元之間的間距以及內共振特性。

2.2.3 互補裂隙環形共振器(CSRR)環裂旋轉特性

當研究人員在設計微波電路時，電路的操作頻率是否具有可調特性是評斷電路效能優越與否時一個非常重要的依據。而本研究之耦合器電路皆以裂隙環形共振器為單元與以設計，因此本節將針對共振單元頻率之可調特性加以探討及研究。

如前幾節所述，此共振腔以電磁場感應產生電容及電感，其一般 SRR 共振結構及等效電路如圖 2-13 所示。圖中結構之裂隙相差 180° ，由電磁場分佈可以看出金屬線部分為造成電感之主要來源，電容則由以裂隙為界之兩邊槽孔互相串聯所致。如在等效電路圖中的電感 L_s 可以被趨近為平均半徑 r_0 及單環線寬 c 之感應電流，電容 $C_0=2\pi r_0 C_{pul}$ ，整個結構之電容為左半邊 $(\pi r_0 C_{pul})$ 與右半邊 $(\pi r_0 C_{pul})$ 之串聯電容 C_s ，其共振頻率為 $f_0=(L_s C_s)^{-1/2}/2\pi$ 。

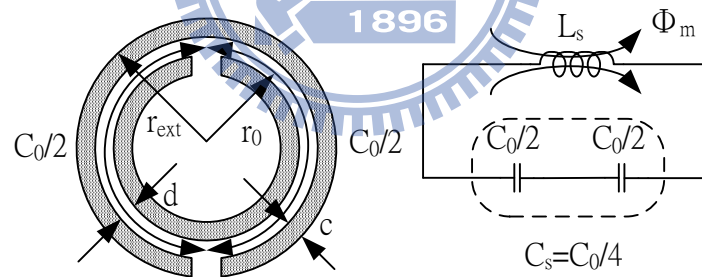


圖 2-13 SRR 共振結構及等效電路

反之，CSRR 共振結構與等效電路如圖 2-14 所示，由電磁場的對稱性可知，槽孔部分為造成電容之主要來源，電感則由以裂隙為界之兩邊金屬線互相並聯所致。如在等效電路圖中的電容 C_c 可以被趨近為平均半徑 $r_0-c/2$ 之圓盤與地之邊緣距離 c 的電位差耦合，完整圓環電感為 $L_0=2\pi r_0 L_{pul}$ ，但整個結構之電感為左半邊 $(\pi r_0 L_{pul})$ 與右半邊 $(\pi r_0 L_{pul})$ 之串聯電感 L_c ，其共振頻率為 $f_0=(L_c C_c)^{-1/2}/2\pi$ 。

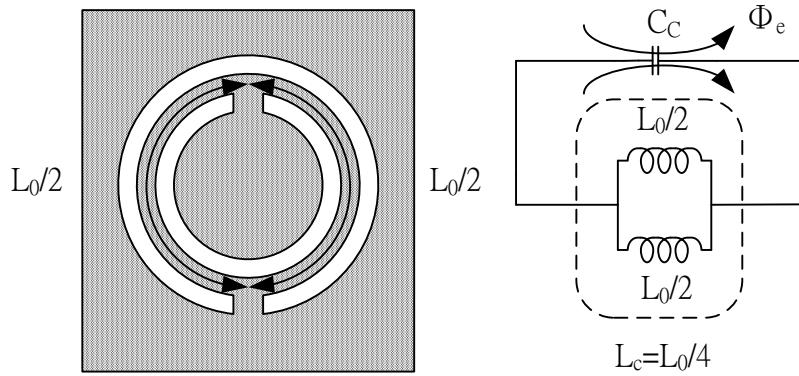
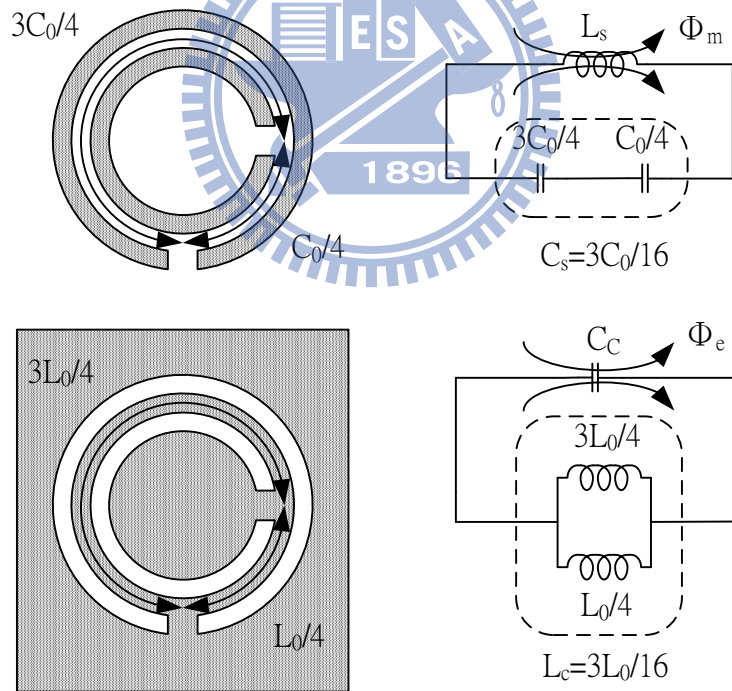


圖 2-14 CSRR 共振結構及等效電路

由於本研究主要以互補式共振器作為設計單元，因此以下將以互補式結構分析為主。由上述的電容電感來源可知，為了在不額外增加電路尺寸的情況下達到頻率的可調性，裂隙的旋轉是一個新的想法。

一般調整共振頻率，設法降低電容電感，能將頻率向高頻調整；反之，則向低頻調整。利用電容的串聯與電感的並聯，使電容電感有規則的降低及升高，對於設計電路時的可調性有相當大的幫助。如圖 2-15(a)、(b)所示，在裂隙相差 45° 、 90° 各得到之電容電感比例。 180° 則為圖 2-14。



(a)

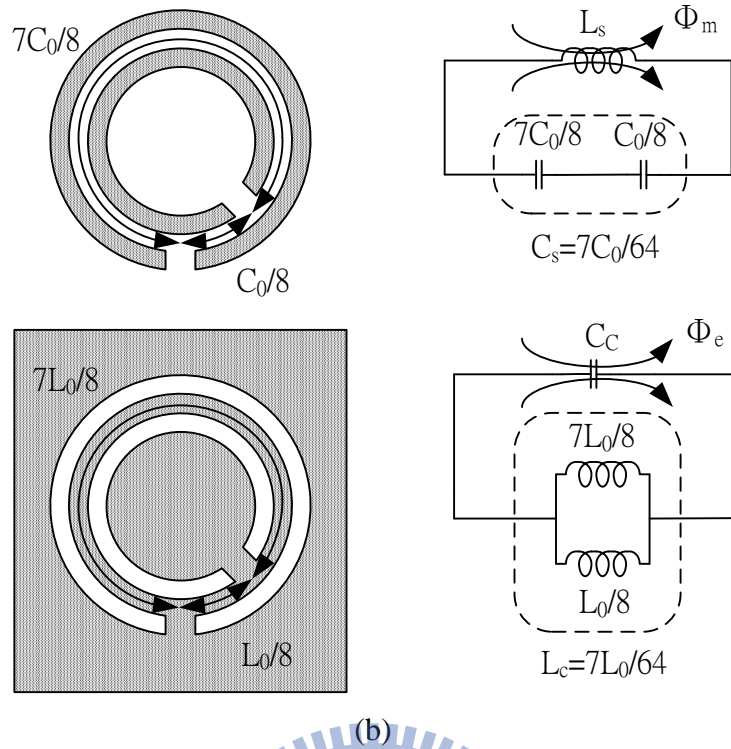


圖 2 - 15 SRR/CSRR 裂隙旋轉特性 (a) 90° (b) 45°

最後，與前幾節相同，將以電磁模擬軟體 HFSS 驗證所提出之可調式概念，由於本論文中主要以互補式結構為主，為了不額外增加篇幅，以下僅列出互補式結構的可調性質，如圖 2 - 17 所示，SRR 部分則並不多加贅述。

我們將取結構如圖 2 - 16， $r_{ext} = 4.2 \text{ mm}$ 、 $r_0 = 3.6 \text{ mm}$ 、 $c = 0.4 \text{ mm}$ 、 $d = 0.4 \text{ mm}$ 、 $W = 1.6 \text{ mm}$ 、 $s = 0.3 \text{ mm}$ 、板材厚度 $h = 0.8 \text{ mm}$ ，並利用電磁模擬軟體 HFSS 去嵌化(de-embedding)以得更精準之模擬結果。

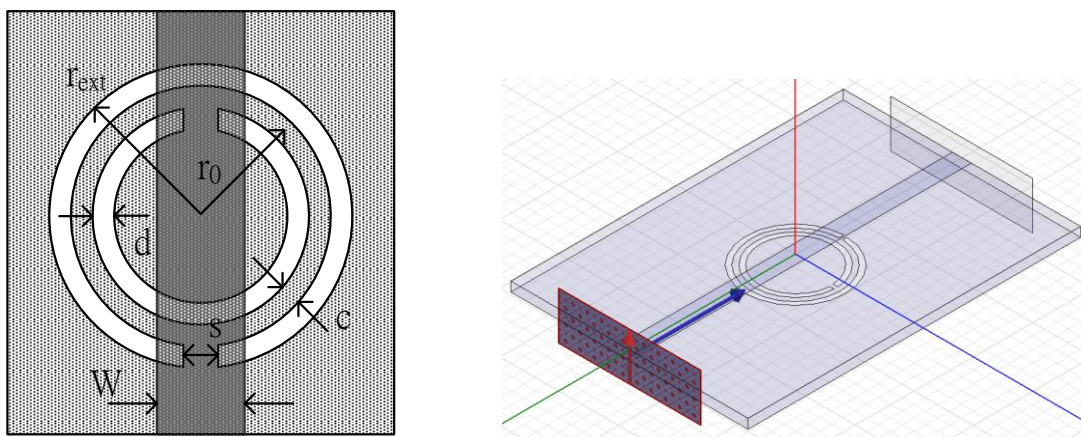


圖 2 - 16 CSRR 電路單元結構及去嵌化

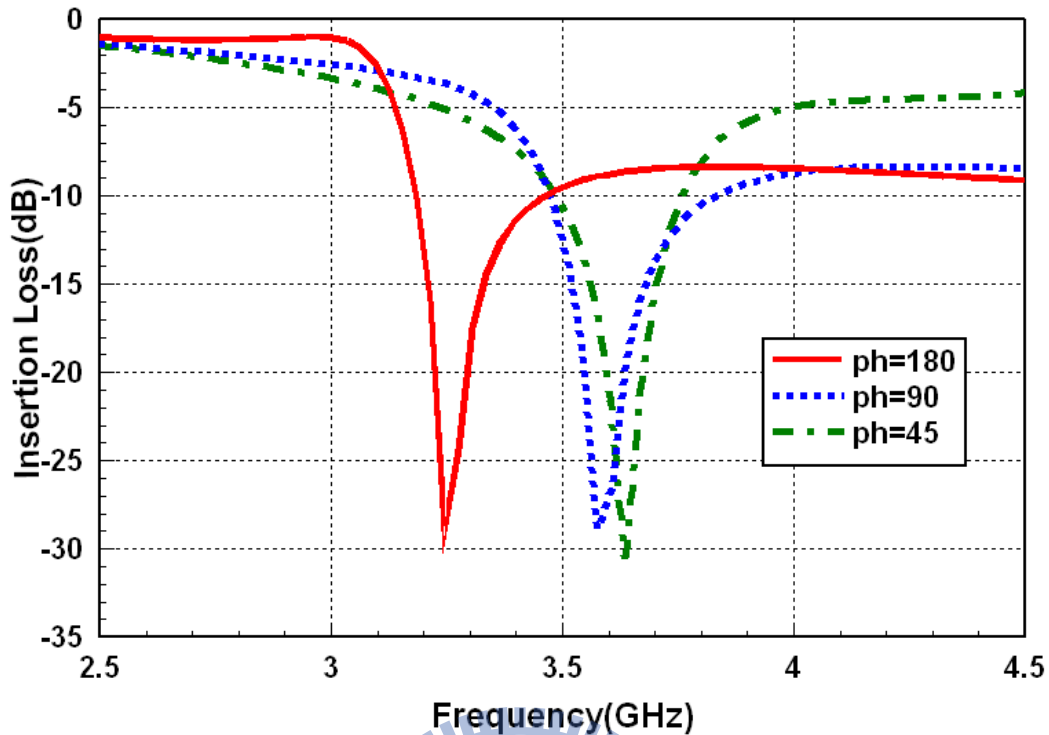


圖 2-17 CSRR 裂隙旋轉特性模擬

由圖 2-17 可以明顯發現，當環形共振器之裂隙由 $0^\circ \sim 180^\circ$ 旋轉時，頻率點在 $ph = 45^\circ$ 時為 3.63GHz、 $ph = 90^\circ$ 時為 3.57GHz，而在 $ph = 180^\circ$ 時則較大幅度降至 3.24GHz，其頻率降低幅度與上述理論（在 $ph = 45^\circ$ 時電感為 $7/64 L_0$ 、 $ph = 90^\circ$ 時為 $12/64 L_0$ ，而在 $ph = 180^\circ$ 時則較大幅度升至 $32/64 L_0$ ）相吻合。此旋轉特性的發現在電路設計中不只可達到可調性之目的亦可應用於尺寸之縮小化。

2.2.4 互補裂隙環形共振器(CSRR)傳輸線偏移特性

本論文所提出之耦合器主要分為兩大類，第一類為利用一般耦合理論推導之任意耦合量耦合器，第二類為利用左手材料傳輸原理之方向選擇耦合器。而無論是第一類為了打破耦合間距設計的最小限制，亦或是第二類的共振腔共用結構，共振腔的偏移現象皆在所難免。因此在本節的最後，將配合電路單元之等效電路萃取，對共振腔偏移特性作詳細的探討。

延續前一小節，我們取同一結構作共振腔偏移之分析，其偏移結構如圖 2-18 所示。

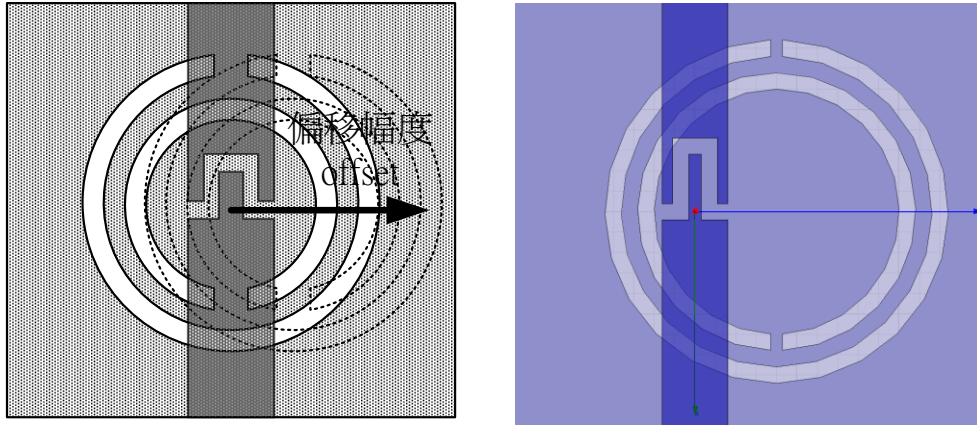


圖 2-18 CSRR 共振腔偏移結構

在完成 3D 建模之後，同樣地，我們以電磁模擬軟體 HFSS 去嵌化(de-embedding)得到圖 2-19 之結果。

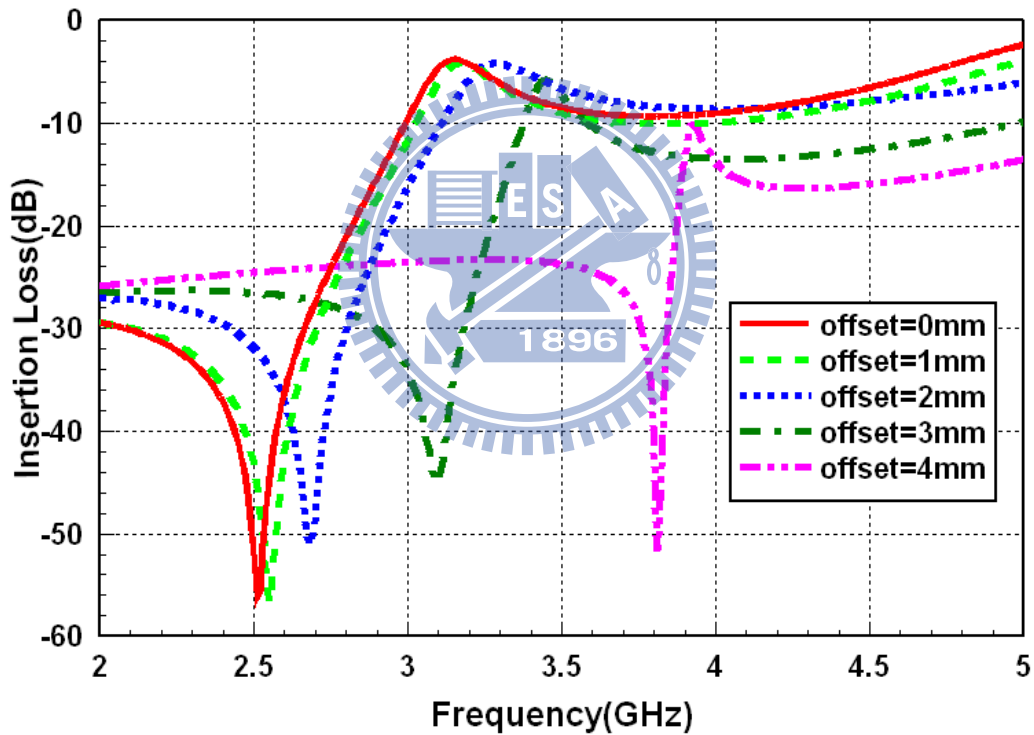


圖 2-19 CSRR 共振腔偏移特性模擬

由上圖可知，當共振腔偏移幅度增加時，所感應之電容電感相對縮小，導致頻率隨之升高。進一步分析，我們發現當傳輸線進入共振腔槽線區時，電容及電感之縮小幅度明顯降低，以模擬結果為例，當 offset 由 0 mm ~ 2 mm (還在內部 ground 區) 時，頻率上升約 8%，而當 offset 由 2 mm ~ 4 mm (開始進入槽線區) 時，頻率則大幅上升 37%。

2.3 電路單元之等效電路萃取

為了使互補裂隙環形共振器(CSRR)更加具有理論性且可與結構設計達到雙重驗證，在本節中將詳細探討其等效電路模型及電容電感萃取方式[23]，一旦我們能準確將傳輸線結構電路化，不只能夠更了解整體結構之電路特性，對於耦合頻段之設計亦或是零(zero)/極點(pole)的掌握也將更具理論及精確性。因此，以下主要分為三小節，由理論推導、電路萃取方式至等效電路之實作及驗證，循序向大家介紹電路單元萃取的過程。

2.3.1 萃取原理推導

由前節所提之電磁特性所知，互補裂隙環形共振器(CSRR)中的電容及電感主要由傳輸線與地(ground)之間的電容耦合感應所產生，因此我們以圖 2 - 20 所示之電路模型來表示此單元結構。

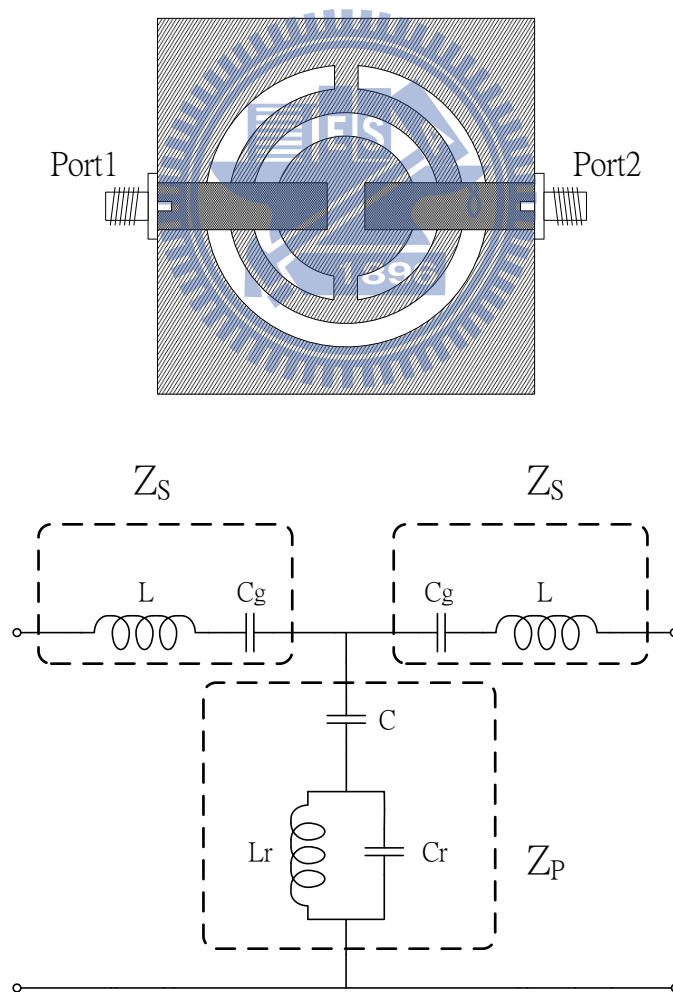


圖 2 - 20 互補裂隙環形共振器(CSRR)結構及等效電路模型

一般由此單元串接所形成之週期結構有相當明顯之色散性質，因此我們可由電路單元的布洛齊阻抗(Bloch impedance)以及相位平移(phase shift)，當作整個電路萃取的初始方程式，經由 ABCD 矩陣之推導無限週期結構[11]，可由式(2.6)得到布洛齊阻抗以及相位平移之解，如式(2.7)、(2.8)。

$$\begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_s}{Z_p} & 2Z_s + \frac{Z_s^2}{Z_p} \\ \frac{1}{Z_p} & 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$Z_B^\pm(j\omega) = \frac{\pm B}{\sqrt{A^2 - 1}} = \sqrt{Z_s(j\omega)[Z_s(j\omega) + 2Z_p(j\omega)]} \quad (2.7)$$

$$\cos \phi = \frac{A + D}{2} = 1 + \frac{Z_s(j\omega)}{Z_p(j\omega)} \quad (2.8)$$

而這兩個方程式即為萃取 CSRR 的核心條件。

首先，先將電路單元的串聯阻抗(Z_s)及並聯阻抗(Z_p)帶入式(2.7)、(2.8)，可得到式(2.9)、(2.10)。

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_c / C_c \quad 1 \quad 1}{\frac{1}{C_c \omega} - L_c \omega \quad C_g \omega \quad 4C_g^2 \omega^2} - \frac{1}{CC_g \omega^2}} \quad (2.9)$$

$$\cos \phi = 1 + \frac{1/2C_g \omega}{\frac{1}{C \omega} + \frac{L_c / C_c}{L_c \omega} - \frac{1}{C_c \omega}} \quad (2.10)$$

由於式(2.9)、(2.10)過於複雜，為了簡化推導，利用取代法以及移項分別將此二式重新表示，如式(2.11)。

$$\frac{1}{4C_g^2} + \frac{1}{CC_g} = -\frac{\omega^2 Z_B^2}{\omega^2 \tau(\omega)^2 + 1} \quad (2.11)$$

其中，

$$\tau(\omega) = \sqrt{\frac{\omega_H^2}{\omega^2 - \omega_H^2} \left[\frac{1}{\omega_L^2 - \omega_H^2} \right]} \quad (2.11-1)$$

$$C_g = \sqrt{\frac{1 + \cos \phi}{1 - \cos \phi} \frac{1}{4D_1(E(\omega)A + 1)}} \quad (2.11-2)$$

其中，

$$A = \frac{1}{w_L^2} - \frac{1}{w_H^2} \quad (2.11-3)$$

$$E(w) = \frac{w^2 w_H^2}{w^2 - w_H^2} \quad (2.11-4)$$

$$D_1 = \frac{w^2 Z_B^2}{w^2 \tau(w)^2 + 1} \quad (2.11-5)$$

推導出式(2.11)之後，再配合全波模擬軟體(HFSS)所得到的結果，即可找到方程式中每一項之間的關係，進而解出所需要的電容電感值。以下，將針對由 HFSS 模擬中所得到的結果與推導方程式之間的關係作詳細的說明。

在 HFSS 中須先得到電路單元結構的 S 參數圖、色散圖(Dispersion Diagram)、布洛齊阻抗圖以及相位圖，由這些圖中分別得到解推導方程式的必要條件。

首先，最重要的是從 S 參數圖及色散圖中得到左手區通帶的上界及下界 (ω_H 、 ω_L)，有這兩個重要的條件，再加上一般理想情況下，布洛齊阻抗圖中 $Z_B=50$ 所對應的頻率 ω_1 以及相位圖中 $\varphi=90^\circ$ 所對應之 ω_2 ，就能夠固定 $\tau(\omega)$ 、A 以及 $E(\omega)$ ，有確定的 $\tau(\omega)$ 在第一步就能先將式(2.11)的右項變為常數 D_1 ，找出 C 與 C_g 的關係。接著，將 D_1 、A 以及 $E(\omega)$ 帶入式(2.11-2)中解出 C_g ，再配合之前 C 與 C_g 的關係得到式(2.12)。

$$C = \frac{-4C_g}{4C_g^2 D_1 + 1} \quad (2.12)$$

由式(2.12)能輕易解出所要求的 C 值。但因為 C 值必為正的，所以必須為此加入一些條件以保證求出的 C 值必為正值，其條件如式(2.13)、(2.14)、(2.15)。

$$C > 0 \rightarrow 4C_g^2 D_1 + 1 < 0 \quad (2.13)$$

$$\frac{1 + \cos \phi}{1 - \cos \phi} \frac{1}{(E(w)A + 1)} < -1 \quad (2.14)$$

$$C_g > 0 \rightarrow 4D_1(E(w)A + 1) > 0 \quad (2.15)$$

將 A 以及 $E(\omega)$ 帶入後，可以得到式(2.16)。

$$\frac{1 + \cos \phi}{1 - \cos \phi} > \frac{w_H^2}{w_L^2} \frac{w^2 - w_L^2}{w_H^2 - w^2} \quad (2.16)$$

$$\phi_L = \cos^{-1} \left(\frac{F - 1}{F + 1} \right) \quad (2.17)$$

$$F = \frac{w_H^2}{w_L^2} \frac{w^2 - w_L^2}{w_H^2 - w^2} > 1 \quad (2.18)$$

在確定 C 值為正之後，上述推導所解出的 C_g 、C 已完成整個萃取過程最困難的部分。

在求並聯共振腔之前，先回到式(2.7)、(2.8)，由於左手區上下界有布洛齊阻抗以及相位的條件，一般而言，在下界 f_L ， $Z_B=0$ 、 $\varphi=\pi$ ；在上界 f_H ， $Z_B=\infty$ 、 $\varphi=0$ ，將這兩個邊界條件帶入式(2.7)、(2.8)，得到 f_L 、 f_H 的 L、C 值表示式，如式(2.19)、(2.20)。

$$f_L = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_c \left(C_c + \frac{4}{\frac{1}{C_g} + \frac{4}{C}} \right)}} \quad (2.19)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_c C_c}} \quad (2.20)$$

此時，將已確定的 C_g 、C 帶入式(2.19)，經過下式移項化簡之後，解出 L_c 。
令

$$B = \frac{4}{\frac{1}{C_g} + \frac{4}{C}} \quad (2.21)$$

$$w_L^2 = \frac{1}{\frac{1}{w_H^2} + L_c B} \Rightarrow L_c = \frac{\frac{1}{w_L^2} - \frac{1}{w_H^2}}{B} = \frac{A}{B} \quad (2.22)$$

最後，將 L_c 帶入式(2.23)，即可解出 C_c 。

$$C_c = \frac{1}{w_H^2 L_c} \quad (2.23)$$

附帶一提的是，由於從 S 參數圖、色散圖以及阻抗圖中能夠找到串聯共振腔的共振頻率，伴隨著前面所求出的 C_g ，讓夠輕易的解出傳輸線電感 L 。由上述的數學推導配合全波模擬軟體(HFSS)完整地萃取出 CSRR 複合式左右手電路單元的電容電感值。在下兩節，將為此萃取流程作一個清楚的整理且進行實際模擬與電路實作以驗證上述推導之精確性。

2.3.2 電路萃取流程

在結束前一節的數學推導之後，本節將對整個電路萃取流程作一個簡單且清晰的整合，其萃取步驟如下：

步驟一：由 S 參數圖及色散圖，如圖 2-21 所示，找出左手區上下界(ω_H 及 ω_L)。

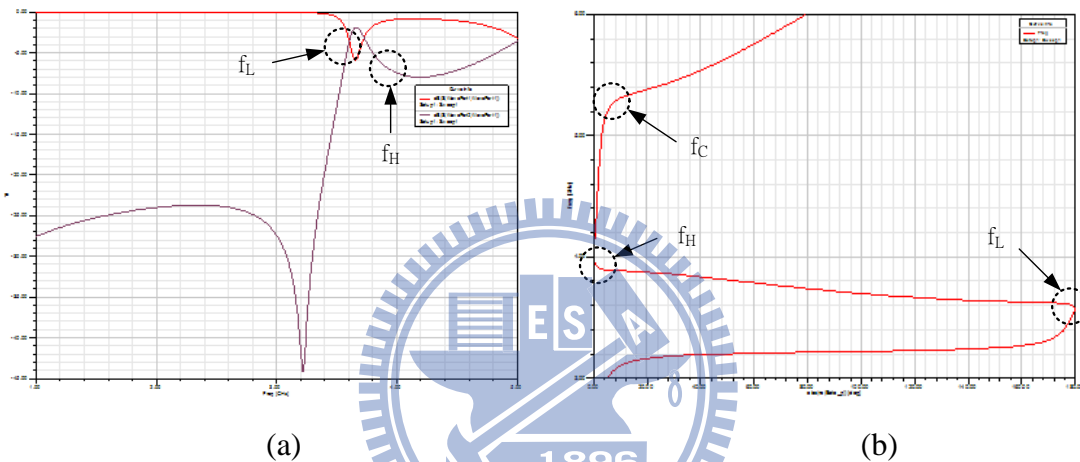


圖 2-21 CSRR 電路單元 (a) S 參數圖 (b) 色散圖

步驟二：在理想萃取條件下，再由相位圖及布洛齊阻抗圖中找出其 $\text{phase} = 90$ 度及 $Z_B = 50\Omega$ 所對應之頻率(ω_1 及 ω_2)。

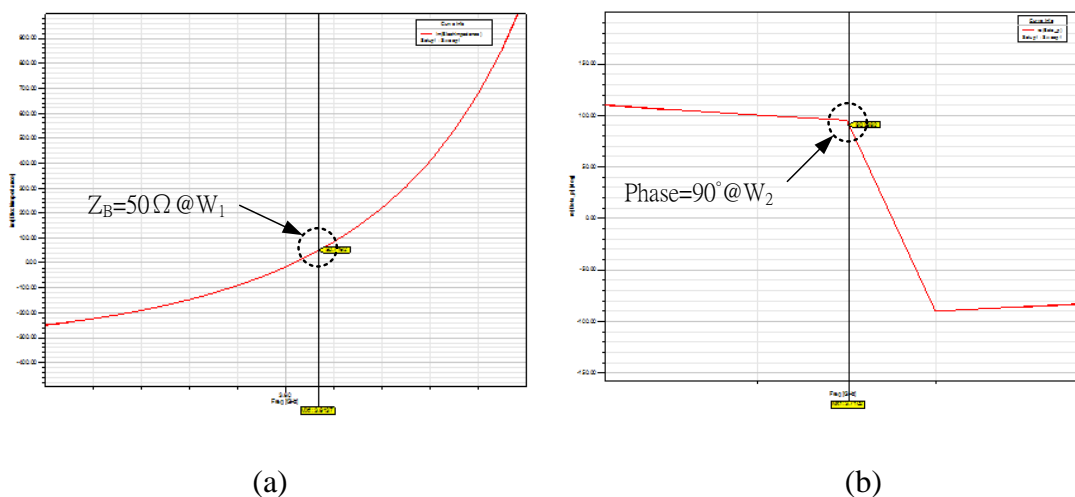


圖 2-22 CSRR 電路單元 (a) 相位圖 (b) 布洛齊阻抗圖

步驟三：由上述四個條件(ω_1 , ω_2 , ω_H , ω_L)求出 T、A、E、D1，帶入 bloch impedance (Z_B)及 phase(ϕ)兩簡化後之方程式，解聯立後可得 C、Cg。(其中必須注意 C、Cg 需大於零之條件)。

步驟四：再由 C、Cg 帶入由 bloch impedance (Z_B)及 phase(ϕ)邊界條件所得之 ω_H 及 ω_L 即可得 Lc、Cc。

步驟五：最後再把 Cg 帶入由色散圖中所得之 Wc 求 L。

最後將前述所有推導過程利用數學軟體(Matlab)運算，即可求出如表 2 - 1 中所示之電容及電感值。

2.3.3 等效電路萃取實際驗證

延續前節之電路萃取流程，為了達到實際驗證之目的，本節將針對電路單元進行實作、模擬及萃取之比較，由基本的裂隙環形共振結構為例，其結構尺寸如圖 2 - 23 所示。

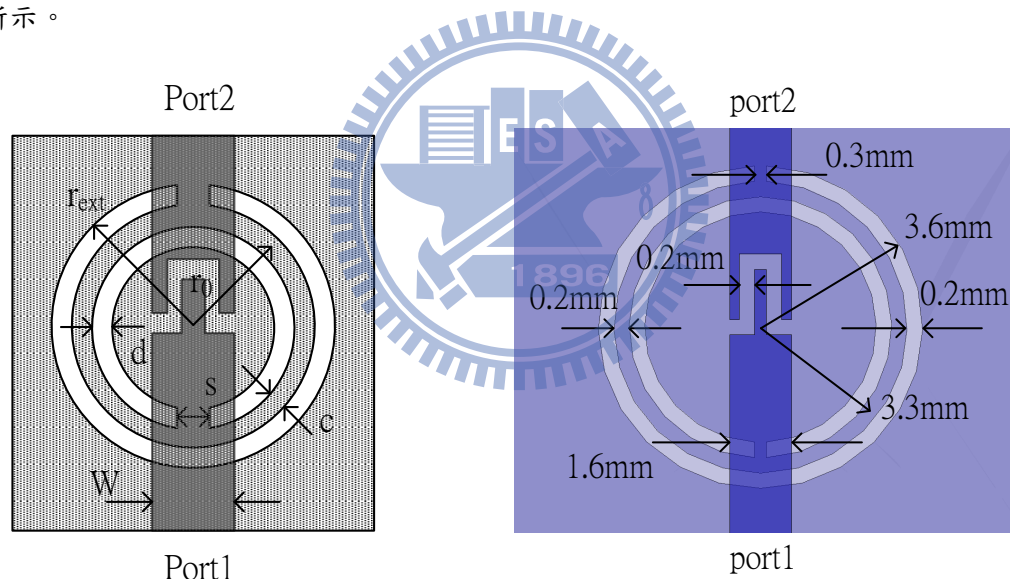


圖 2 - 23 CSRR 等效電路單元

板材為厚度 $h = 0.8$ mm 的玻璃纖維環氧樹脂基板(FR-4)， $r_{ext} = 3.6$ mm、 $r_0 = 3.3$ mm、 $c = 0.2$ mm、 $d = 0.2$ mm、 $W = 1.6$ mm、 $s = 0.3$ mm，操作頻率在 3.4GHz。首先，先利用全波模擬軟體 HFSS 得到 S 參數之模擬圖，再根據前小節所提出電路萃取步驟，所得到之電容及電感值如表 所示，最後使用電路模擬軟體 ADS 得到萃取結果，如圖 2 - 24、圖 2 - 25 為等效電路及與全波模擬的比較圖。

參數名	L (nH)	C _g (pF)	C (pF)	C _c (pF)	L _c (nH)
阻抗值	0.281	3.274	10.67	30.6	0.0605

表 2-1 CSRR 等效電路各參數值

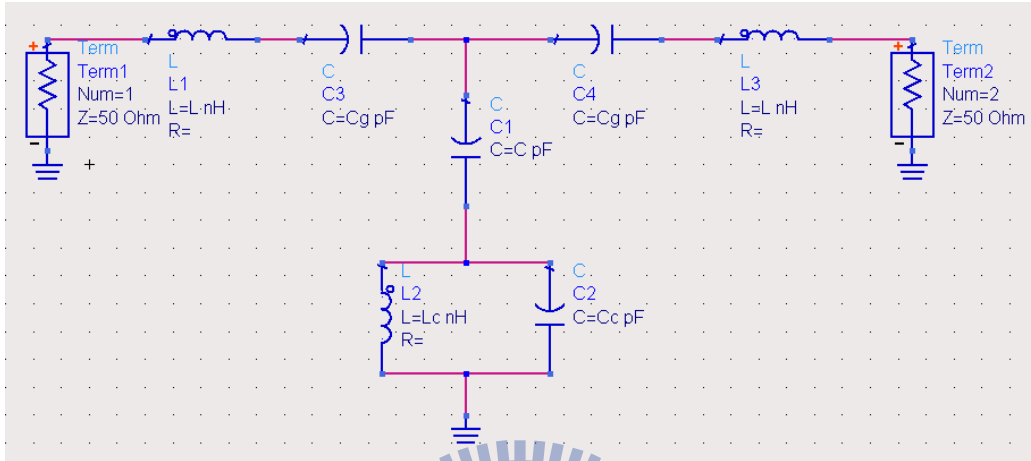


圖 2-24 CSRR 等效電路單元-ADS 模擬結構

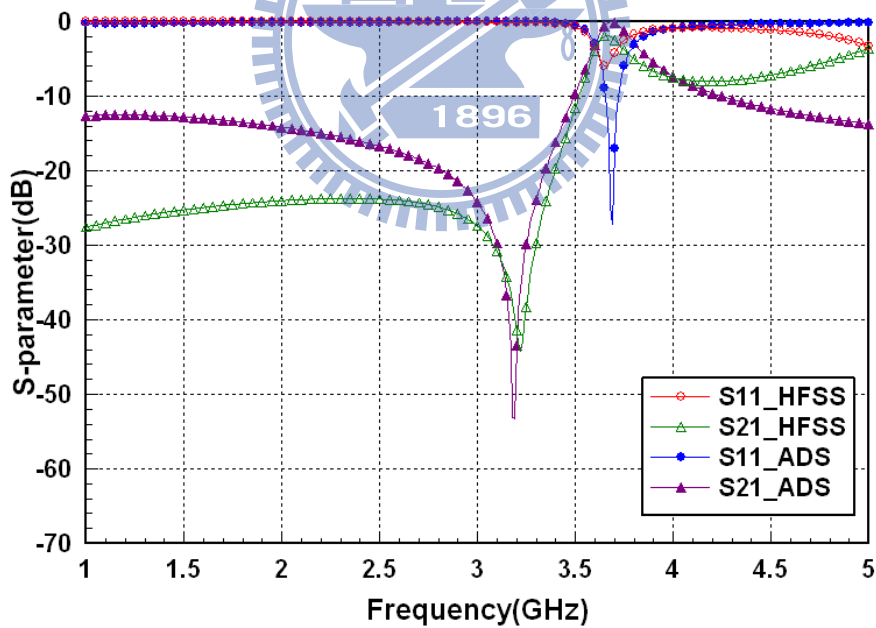


圖 2-25 CSRR 等效電路單元-ADS 模擬 S 參數

由上圖可明顯看出，利用前節所述之萃取方式並經電路模擬軟體 ADS 所得之散設參數曲線與全波模擬軟體 HFSS 之結果頗為吻合，尤其在等效電路零點以及極點的位置上幾乎一致，此結果代表所使用之萃取方法具有相當之精確性，對於之後的耦合器設計在頻率點上有相當大的幫助，且可達到雙重驗證之目的。

第三章 耦合線耦合器原理分析及設計

3.1 耦合線耦合器推導及分析

延續第二章CSRR電路單元之探討，本章之後將正式進入耦合器研究，其中對稱型阻抗耦合器及非對稱型相位耦合器設計與傳統的耦合理論(traditional coupled-mode theory, CMT)較為相似，因此本節將針對此理論進行詳細的探討，耦合器理論分析包含大家較為熟悉的奇偶模態分析[11]、 c/π 模態分析以及最近提出的超穎材料耦合線耦合器的廣義耦合模態分析[24](Generalized Coupled-Mode Approach of Meta-material Coupled-Line Couplers)，由於本論文的耦合器設計主要以廣義耦合模態分析為耦合理論基礎，因此本節將詳細介紹此理論之推導，基本的奇偶模態分析及 c/π 模態分析在此則不另加贅述。

廣義耦合模態分析為傳統耦合理論的延伸，推導嚴謹且適用於對稱型、非對稱型、傳統型甚至後設材料結構的耦合器，能利用簡單的方式整合每一種耦合器結構且對其作清晰的歸類。在微波領域中，主要以反向耦合器(Contra-directional coupler)設計為主，因此更進一步提出 Quasi-TEM 的近似方法，以簡化原有的公式，提升其設計效率。

首先將介紹CRLH廣義耦合模態理論，圖 3-1為耦合器等效電路模型，其推導可由等效電路的電報方程式開始，兩條傳輸線的電壓及電流方程如式(3.1)。

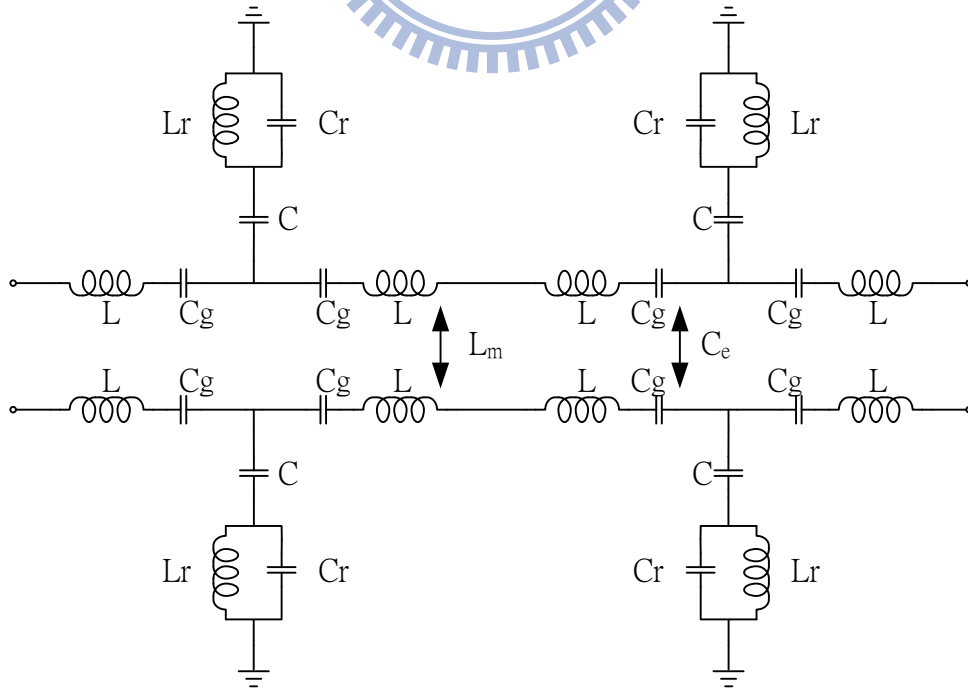


圖 3-1 CRLH 耦合器等效電路模型

$$\begin{aligned}
\frac{\partial V_1}{\partial z} + j\omega(L_{R1} - \frac{1}{\omega^2 C_{L1}})I_1 + j\omega I_2 L_m &= 0 \\
\frac{\partial I_1}{\partial z} + j\omega(C_{R1} - \frac{1}{\omega^2 L_{L1}})V_1 - j\omega V_2 C_e &= 0 \\
\frac{\partial V_2}{\partial z} + j\omega(L_{R2} - \frac{1}{\omega^2 C_{L2}})I_2 + j\omega I_1 L_m &= 0 \\
\frac{\partial I_2}{\partial z} + j\omega(C_{R2} - \frac{1}{\omega^2 L_{L2}})V_2 - j\omega V_1 C_e &= 0
\end{aligned} \tag{3.1}$$

為了將其簡化，先將兩條傳輸線之間的耦合效應忽略($L_m = C_e = 0$)，求出獨立傳輸線的電壓及電流解為式(3.2)。

$$\begin{aligned}
V_n(z) &= V_n^+ e^{-j\beta_{CRLHn}z} + V_n^- e^{+j\beta_{CRLHn}z} \\
I_n(z) &= \frac{V_n^+}{Z_n} e^{-j\beta_{CRLHn}z} - \frac{V_n^-}{Z_n} e^{+j\beta_{CRLHn}z}
\end{aligned} \tag{3.2}$$

其中

$$\beta_{CRLHn} = \omega \sqrt{L_{Rn}^{iso} C_{Rn}^{iso} - \frac{1}{\omega^2 L_{Ln}^{iso} C_{Ln}^{iso}}} \tag{3.2-1}$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_{Rn}^{iso}}{C_{Rn}^{iso}}} = \sqrt{\frac{L_{Ln}^{iso}}{C_{Ln}^{iso}}} \tag{3.2-2}$$

且可以將獨立傳輸線的L、C近似如式(3.3)。

$$\begin{aligned}
L_{Rn/Ln}^{iso} &= L_{Rn/Ln} + L_m \\
C_{Rn/Ln}^{iso} &= C_{Rn/Ln} - C_e
\end{aligned} \tag{3.3}$$

將式(3.2)作聯立運算，可以得到正規化的前進波(forward wave)及後退波(backward wave)形式，如式(3.4)。

$$a_n^\pm(z) = \frac{1}{2\sqrt{Z_n}} [V_n(z) \pm Z_n I_n(z)] = \frac{1}{\sqrt{Z_n}} V_n^\pm e^{\mp j\beta_{CRLHn}z} \tag{3.4}$$

再把此形式的波帶入式(3.2)，可以得到電壓及電流的解如式(3.5)。

$$\begin{aligned}
V_n(z) &= \sqrt{Z_n} [a_n^+(z) + a_n^-(z)] \\
I_n(z) &= \frac{1}{\sqrt{Z_n}} [a_n^+(z) - a_n^-(z)]
\end{aligned} \tag{3.5}$$

在得到以上未考慮耦合效應的電壓電流解之後，將此一部份帶入式(3.1)，可列出四個有考慮耦合效應的線性系統方程式，如式(3.6)。

$$\begin{aligned}
\frac{\partial a_1^+}{\partial z} &= -j\beta_{CRLH1} a_1^+ - jK_{FW} a_2^+ + jK_{BW} a_2^+ \\
\frac{\partial a_1^-}{\partial z} &= +j\beta_{CRLH1} a_1^- - jK_{BW} a_2^+ + jK_{FW} a_2^- \\
\frac{\partial a_2^+}{\partial z} &= -j\beta_{CRLH2} a_2^+ - jK_{FW} a_1^+ + jK_{BW} a_1^- \\
\frac{\partial a_2^-}{\partial z} &= -j\beta_{CRLH2} a_2^- - jK_{BW} a_1^+ + jK_{FW} a_1^-
\end{aligned} \tag{3.6}$$

其中

$$K_{FW} = \sqrt{\beta_{RH1}\beta_{RH2}} \left(\frac{k_m - k_e}{2} \right) \tag{3.6-1}$$

$$K_{BW} = \sqrt{\beta_{RH1}\beta_{RH2}} \left(\frac{k_m + k_e}{2} \right) \tag{3.6-2}$$

$$k_m = \frac{1L_m}{\sqrt{L_{R1}L_{R2}}} \tag{3.6-3}$$

$$k_e = \frac{C_e}{\sqrt{C_{R1}C_{R2}}}$$

$$\beta_{RH_n} = \omega \sqrt{L_{R_n} C_{R_n}} \tag{3.6-4}$$

當然在考慮耦合效應後，特徵阻抗也會受到影響，如式(3.7)，為耦合模態的特徵阻抗。

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_{R_n/L_n}^{iso} - L_m}{C_{R_n/L_n}^{iso} + C_e}} \tag{3.7}$$

接下來，將解出考慮耦合效應後的前進波及後退波，在解之前，先假設解的形式如下：

$$a_n^\pm(z) = A_0 e^{-j\beta z} \tag{3.8}$$

式(3.8)中的 β 為複數的耦合傳播常數，也是最後所需解出的重要常數。把這一個解的形式帶入前述的四個線性系統方程式，可以得到一個4*4的齊性的矩陣方程，如式(3.9)。

$$[F] \begin{bmatrix} a_1^+(z) \\ a_1^-(z) \\ a_2^+(z) \\ a_2^-(z) \end{bmatrix} = [0] \quad (3.9)$$

移項後得到

$$[F] = \begin{bmatrix} \beta + \beta_{CRLH1} & 0 & K_{FW} & -K_{BW} \\ 0 & \beta - \beta_{CRLH1} & K_{BW} & -K_{FW} \\ K_{FW} & -K_{BW} & \beta + \beta_{CRLH2} & 0 \\ K_{BW} & -K_{FW} & 0 & \beta - \beta_{CRLH1} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

[F]矩陣的特徵值為零，可求出非平凡解(non-trivial solution)，如式(3.11)。

$$\beta_{I,II} = \sqrt{(K_{FW}^2 - K_{BW}^2 + \frac{\beta_{CRLH1}^2 + \beta_{CRLH2}^2}{2}) \pm \sqrt{(\frac{\beta_{CRLH1}^2 + \beta_{CRLH2}^2}{2})^2 - K_{BW}^2(\beta_{CRLH1} - \beta_{CRLH2})^2 + K_{FW}^2(\beta_{CRLH1} + \beta_{CRLH2})^2}} \quad (3.11)$$

在解出耦合傳播常數 β 之後，將進一步利用邊界條件求出 A_0 ，由於計算過程過於複雜，因此在此並不多加贅述。

在微波電路的研究中，S參數是最重要效能依據，由前述電壓電流波推導出的前進波及後退波形式，可以得到S參數如式(3.12)。

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{a_1^-(z=0)}{a_1^+(z=0)} = C + D \\ S_{21} &= \frac{a_1^+(z=L)}{a_1^+(z=0)} = Ae^{-j\beta_I L} + Be^{-j\beta_{II} L} \\ S_{31} &= \frac{a_2^-(z=0)}{a_1^+(z=0)} = \frac{X \cdot K_{BW} + Y \cdot K_{FW}}{K_{BW}^2 - K_{FW}^2} \Bigg|_{z=0} \\ S_{41} &= \frac{a_2^+(z=L)}{a_1^+(z=0)} = \frac{X \cdot K_{FW} + Y \cdot K_{BW}}{K_{BW}^2 - K_{FW}^2} \Bigg|_{z=L} \end{aligned} \quad (3.12)$$

由於一般微波領域之耦合器主要以反向為主，且本論文以微帶傳輸線為設計的主要結構，因此將再提出Quasi-TEM簡化以上方程式。

在Quasi-TEM的情況下，先假設電耦合係數趨近於磁耦合係數($k_e \approx k_m$)，並

利用這一個假設消掉在設計上較不在乎的變數，達到簡化方程式的目的，以下為 Quasi-TEM 近似法之推導過程。

當電耦合係數趨近於磁耦合係數時，可以很明顯的發現前進波耦合係數將趨近於零，如式(3.13)。

$$K_{FW} = \sqrt{\beta_{RH1}\beta_{RH2}} \left(\frac{k_m - k_e}{2} \right) \approx 0 \quad (3.13)$$

少了前進波耦合係數，由於方程式的對稱性，可以將式(3.6)簡化為兩個方程式，如式(3.14)。

$$\begin{aligned} \frac{\partial a_1^+}{\partial z} &= -j\beta_{CRLH1}a_1^+ + jK_{BW}a_2^- \\ \frac{\partial a_2^-}{\partial z} &= +j\beta_{CRLH2}a_2^- - jK_{BW}a_1^+ \end{aligned} \quad (3.14)$$

同樣地，移項之後可以得到一個2*2的齊性的矩陣方程，如式(3.15)。

$$\begin{bmatrix} F_{Quasi-TEM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^+(z) \\ a_2^-(z) \end{bmatrix} = [0] \quad (3.15)$$

其中

$$\begin{bmatrix} F_{Quasi-TEM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta + \beta_{CRLH1} & -K_{BW} \\ K_{BW} & \beta - \beta_{CRLH2} \end{bmatrix} \quad (3.15-1)$$

[F]矩陣的特徵值為零，可求出 β 的非平凡解(non-trivial solution)，如式(3.16)。

$$\beta_{I,II} = \beta_d \pm \beta_r \quad (3.16)$$

其中

$$\beta_d = \frac{|\beta_{CRLH1} - \beta_{CRLH2}|}{2} \quad (3.16-1)$$

以及

$$\begin{aligned} \beta_r &= \sqrt{\beta_a^2 - K_{BW}^2} \\ \beta_a &= \frac{(\beta_{CRLH1} + \beta_{CRLH2})}{2} \end{aligned} \quad (3.16-2)$$

如前述，在推導出耦合傳播常數 β 之後，可以利用其整合對稱型耦合器、非對稱

型耦合器、傳統型耦合器以及複合式左右手型耦合器的效能及特性。以下，將大致分為三類：

(1) RH-RH coupler :

此類為一般傳統的耦合器，由兩條右手的微帶傳輸線組成。

由於 $\beta_{CRLH1} = \beta_{CRLH2} = \beta_{RH}$ ，所以 $\beta_d = 0$ 且

$\beta_{I,II} = \pm\beta_r = \pm\sqrt{\beta_a^2 - K_{BW}^2} = \pm\beta_{RH}\sqrt{1 - [(k_e + k_m)/2]^2}$ ，電耦合係數及磁耦合係數皆小於1，因此為兩個純實數解。

(2) CRLH-CRLH coupler :

第二類為對稱型複合式左右手傳輸線耦合器，由兩條左右手微帶傳輸線組成。由於 $\beta_{CRLH1} = \beta_{CRLH2}$ ，所以 $\beta_d = 0$ ，又

$\beta_{CRLH} = \beta_{RH} + \beta_{LH} = \omega\sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}}$ ，所得之耦合傳播常數為

$\beta_{I,II} = \pm\sqrt{(\beta_{RH} + \beta_{LH})^2 - \beta_{RH}^2 [(k_e + k_m)/2]^2}$ ，隨頻率點之變化傳播常數可能為純實數解或是純虛數解。

(3) RH-CRLH coupler :

最後一類為非對稱型相位耦合器，由一條純右手微帶傳輸線及一條複合式左右手傳輸線組成。由於 $\beta_{CRLH1} = \beta_{RH}$ ，所以

$\beta_d = \frac{(\beta_{RH1} - \beta_{CRLH2})}{2} \neq 0$ ，而其耦合傳播常數在耦合頻段內為純實數解

或是複數解，在此 β_r 為分別為純實數或是純虛數。

在本論文中，將以裂隙矩形共振腔為基本電路單元，配合第二類及第三類之耦合理論，設計出操作頻率為3.4GHz ~ 3.5GHz之非對稱型相位耦合器。

3.2 既有耦合線耦合器設計

在前一節中已詳細推導各類型耦合線耦合器之電路原理，適用於許多耦合器電路的設計與研究。在這一節中，將有系統的介紹耦合器研究的相關文獻，由最傳統的耦合線耦合器[11]、藍基耦合器[12]、[25]、[26]至這幾年結合左手材料的複合式左右手傳輸線耦合器。

3.2.1 耦合線耦合器 (Coupled-Line Coupler)

耦合線耦合器 (Coupled-Line Coupler) 單純利用兩條傳輸線之間的電磁耦合以及能量交換達到訊號耦合的目的。但礙於實作時化學蝕刻之精度以及傳輸線之線電容遠小於面電容，弱耦合成為耦合線耦合器的致命缺點。一般耦合線耦合器之耦合量大概落於 -30 dB ~ -10 dB 之間，即使經過妥善設計，亦難以提升。其結構如圖 3-2 所示。



圖 3-2 平行微帶線耦合器

3.2.2 藍基耦合器 (Lange Coupler)

為了改善耦合線耦合器在耦合量及頻寬上的限制，藍基於1969年提出了多條平行線之結構[12]，如圖 3-3，而後，為了電路佈局之便，變化的結構相繼被提出[25]、[26]，如圖 3-3。其中藍基結構需要4根跳線，包利諾需要3根跳線，而W&L結構則只需要2根跳線，跳線數目越少，製作上愈簡易。

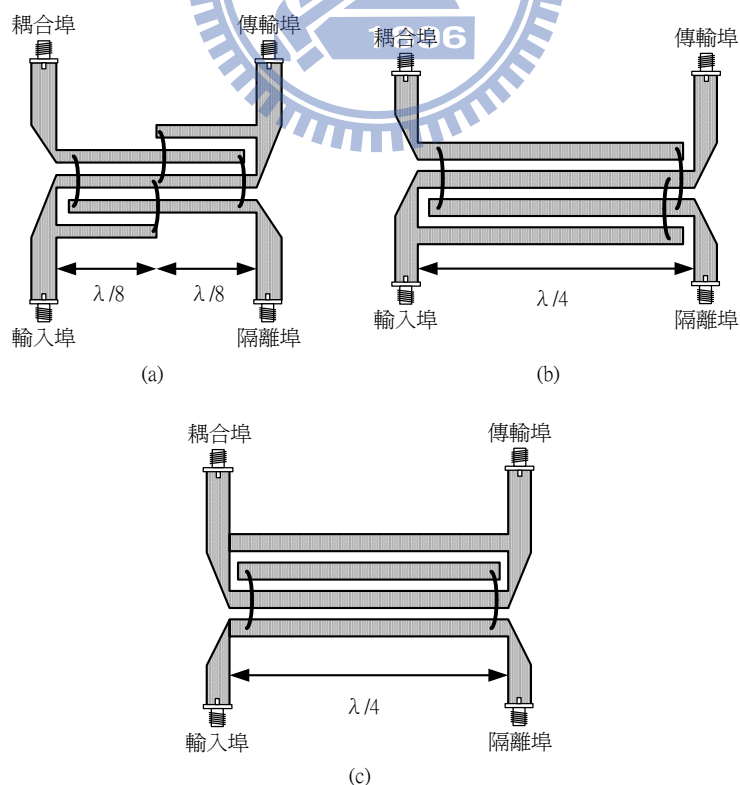


圖 3-3 各種藍基耦合器 (a)藍基耦合器 (b)包利諾結構 (c)W&L 結構

3.2.3 複合式左右手傳輸線耦合器(CRLH-Line Coupler)

近年來，隨著左手材料概念及理論漸趨於完整，許多學者及研究人員開始將其獨特性質應用在許多微波電路設計上，當然耦合器也不例外。為了突顯本論文研究在耦合器研究上的創新性，本節將介紹近幾年來左手材料應用在耦合器上之相關研究，並整理其優缺點以及可加以改善之空間。以下將逐一介紹：

- (1) 新型複合式左右手耦合線方向耦合器(A Novel Composite Right-/Left-Handed Coupled-Line Directional Coupler) [13]: 利用指叉型電容為串聯左手電容，並聯共振腔則使用接地電感(via)以及金屬線與地電容所組成，其實際結構如圖 3-4 所示。

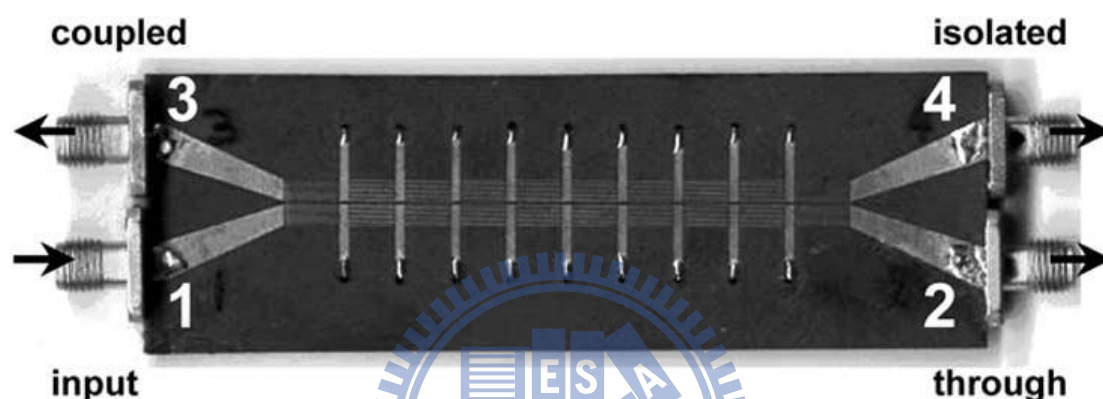


圖 3-4 新型複合式左右手耦合線方向耦合器

此對稱型結構特點在能產生較寬的頻帶，耦合量亦達-0.5dB，但缺點在於結構較長，約為1.05波長，且由於使用接地電感，可調式特性較難掌握，在實作時也較困難，易產生誤差。

- (2) 縮小化金屬-絕緣體-金屬(metal-insulator-metal, MIM) CRLH耦合線耦合器(Simple-Design and Compact MIM CRLH Microstrip 3-dB Coupled-Line Coupler) [14]: 延續之前的設計概念，將指叉型電容改為MIM電容，由於左手電容由線電容變為面電容，電容值大幅增加，順利降低頻率達到縮小化之效果。其實際結構如圖 3-5 所示。

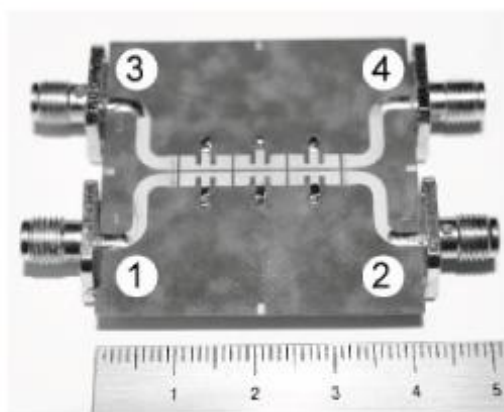


圖 3-5 縮小化 MIM CRLH 耦合線耦合器

在大幅縮小的狀況下(約為0.91波長)，此結構耦合量僅達3dB，且由於使用MIM電容及接地電感，在實作上難度大為提升之餘，精確度亦較難控制。

(3) 縮小化耦合線前進耦合器(A Compact Coupled-Line Forward Coupler using Composite Right-/Left-Handed Transmission Lines) [15]：類似前一種縮小化耦合電路，亦利用漂浮金屬與上層金屬產生MIM電容，其結構如圖 3-6所示。

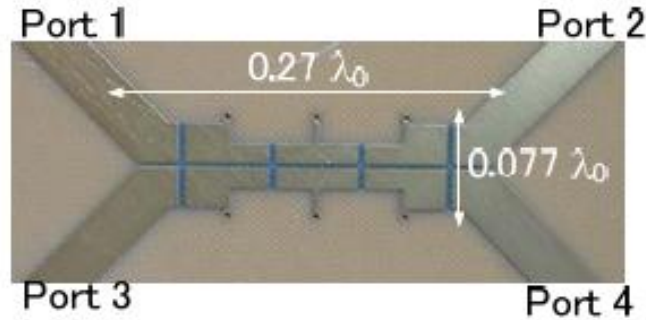


圖 3-6 縮小化耦合線前進耦合器

由上圖可知，此結構縮小幅度相當大，尺寸降至0.27波長，但耦合量卻只有-9.2dB，

15dB耦合頻寬亦僅15%。

(4) 縮小化舷側耦合方向耦合器(Compact Broadside Coupled Directional Coupler Based On Coplanar CRLH Waveguides) [16]：此耦合器應用共平面波導當作餽入線，左手電容及電感同樣的應用指叉型電容及接地電感，其結構如圖 3-7所示。

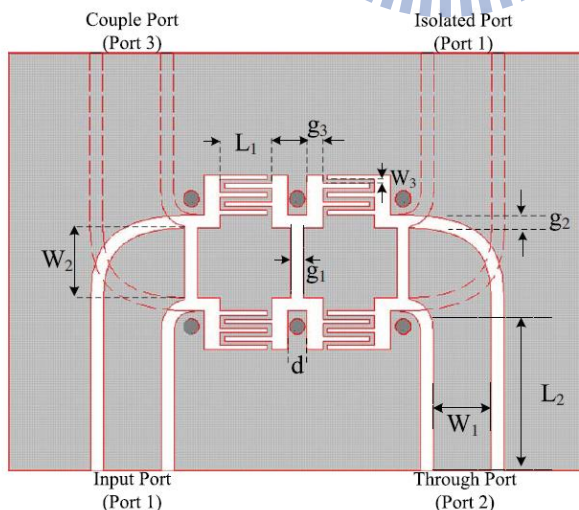


圖 3-7 縮小化舷側耦合方向耦合器

此結構擁有較寬的頻帶，約為40%，耦合量亦高達-0.8dB，但礙於結構之因，尺寸相較於操作頻率過於大，約為1.14*0.82波長，是其一大缺點之一。

(5) 新型(傳統/雙)複合式左右手架構雙頻耦合器(Novel broadband conventional and dual-composite right/left-handed (C/D-CRLH) meta-materials: properties, implementation and double-band coupler application) [17]:此耦合器與前幾種結構較不相同，其為應用傳統複合式左右手傳輸線及雙複合式左右手傳輸線架構所組成，利用MIM電容左手電容及右手電容，以及虛擬地(virtual ground)產生左手電感，結構如圖 3-8所示。

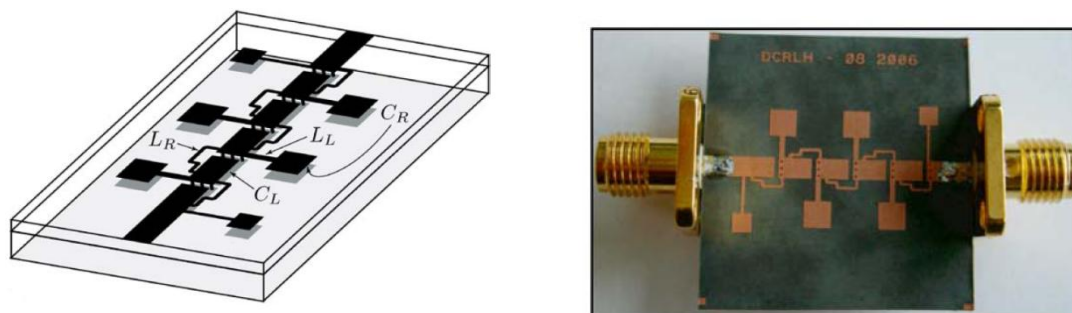


圖 3-8 新型(傳統/雙)複合式左右手架構雙頻耦合器

此結構應用兩種不同的複合式左右手傳輸線產生非對稱型耦合電路，雖在尺寸上縮小至0.34波長，但頻寬相對較小，皆僅10%左右，在隔離度上的表現亦差強人意，且無論在實作或是理論上皆顯得較為複雜，實際精確度較難掌握。

以上所介紹之耦合電路為近幾年來與後設材料相關之耦合器研究，由其中可以發現，耦合量、隔離度、方向性、耦合頻寬以及電路尺寸常常使電路設計者須做其取捨(trade-off)，因此，在電路縮小的情況下提升耦合效能，為微波電路設計之最終目的，在第四章及第五章，即將以此目標做進一步深入的探討及研究。

第四章 任意耦合量耦合器設計

4.1 概述

本章節將延續前一章的廣義耦合模態理論，提出應用裂隙環形共振器的縮小化耦合器設計概念以及非對稱型相位耦合器，其中包含電路單元的設計、阻抗匹配的分析以及電路縮小化的改良，同樣地，在最後附上實作量測圖，以便驗證模擬結果之正確性。

4.2 電路單元設計

整合設計之前，發現了一個限制耦合器耦合間距(space)的問題，礙於環形共振器的結構，當將此環形單元放入耦合結構時，產生設計的矛盾(trade-off)。以下分兩部分說明：如圖 4-1所示。

- (1) 兩條傳輸線間距小時，環形共振器勢必相當接近，如2-2節中所提到的內共振特性，兩條傳輸線之並聯共振腔將產生不可忽略的耦合干擾，將對最後的耦合器效能造成極大的影響。
- (2) 為了避免內共振產生的耦合干擾，傳輸線間距增大以及將環形共振腔分開是最直觀的兩種設計方式。但是，由於傳統耦合理論的耦合方式主要是利用電磁場交換使能量轉移，造成前者在設計上的不可行。因此在傳輸線間距不增大的情況下分離環形共振腔變成唯一的方式，但由於環形結構本身的限制，在此情況下容易造成過度偏移，導致並聯共振特性的消失。

為了改善上述設計上的矛盾且將電路尺寸縮小，在本設計中，提出互補式裂隙矩形共振器。不僅能順利改善以上所述的兩個大問題，且由於結構本身能在相同面積下產生更大的電容及電感，因此附帶達到耦合電路縮小化的結果。如圖 4-1中所示可以看出，利用互補式裂隙矩形共振器整合至耦合電路時，無論是設計對稱型阻抗耦合器亦或是非對稱型相位的耦合間距時，皆有更大的彈性以及自由度。

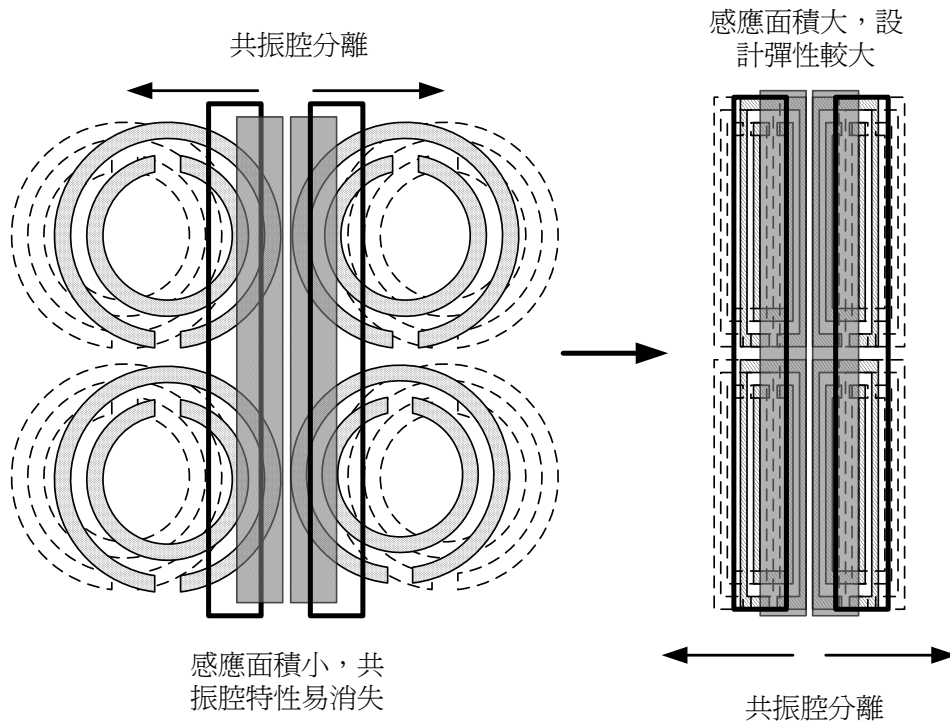


圖 4 - 1 電路單元設計示意圖

4.3 應用裂隙矩形共振器之耦合器縮小化設計概念

以對稱型耦合器設計為例，為了希望能進一步達到電路縮小化的目的，因此在本小節，利用矩形共振腔的結構特色及善用微帶線周圍空出的額外空間，有效縮小耦合電路之面積。如圖 4 - 2所示。

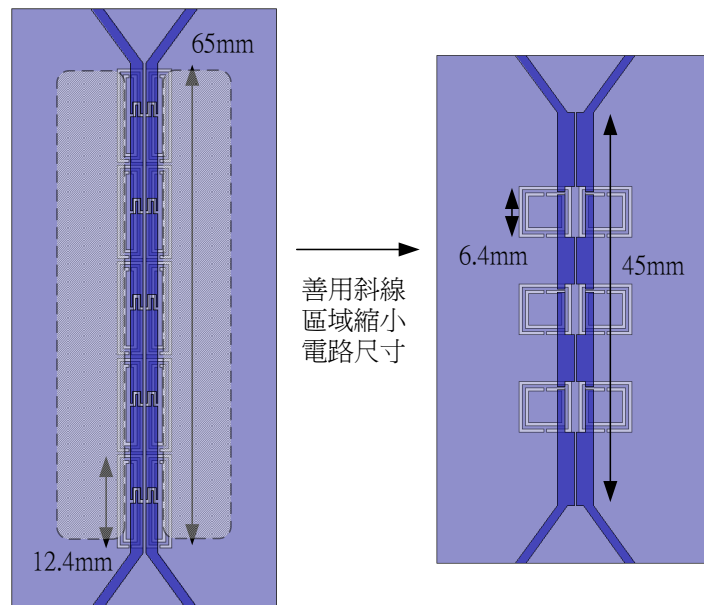


圖 4 - 2 對稱型耦合器縮小化概念圖

利用上述之設計概念，可順利將對稱型阻抗耦合器尺寸由65 mm降至45 mm，約由1波長縮至0.7波長，此應用互補式裂隙矩形共振器之縮小化設計概念可適用於對稱型阻抗耦合器及非對稱型相位耦合器設計，但由於耦合長度的縮短，依據傳統耦合理論耦合量難免受到影響。

4.4 應用裂隙矩形共振器之對稱型阻抗耦合器分析

本節，將進行應用裂隙環形共振器之對稱型阻抗耦合器分析，其對稱型，是由兩條裂隙環形共振器構成的複合式左右手材料所組成。本論文中，先將此耦合器設計在3.5GHz，由前述理論可知，其電路的耦合頻段為色散圖中的電磁帶隙區(band gap)，當然，此區域隨著左手傳輸線並聯共振腔及串聯共振腔的適當設計，富有彈性且自由的可調式特性。

4.4.1 耦合原理分析

如同3.1.3節所述，當兩條左右手傳輸線之相位傳播常數 β_{CRLH1} 與 β_{CRLH2} 同為零且耦合傳播常數 β 為純虛數時，能將式(4.1)的散射參數化簡為指數函數以及雙曲正切函數，如式(4.2)。

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{a_1^-(z=0)}{a_1^+(z=0)} = 0 \\
 S_{21} &= \frac{a_1^+(z=L)}{a_1^+(z=0)} = \frac{2\beta_r e^{j(\beta_r - \beta_a)L}}{\beta_r(1 + e^{j2\beta_r L}) - \beta_a(1 - e^{j2\beta_r L})} \\
 S_{31} &= \frac{a_2^-(z=0)}{a_1^+(z=0)} = K_{BW} \frac{(1 - e^{j2\beta_r L})}{\beta_r(1 + e^{j2\beta_r L}) - \beta_a(1 - e^{j2\beta_r L})} \\
 S_{41} &= \frac{a_2^+(z=0)}{a_1^+(z=0)} = 0
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

$$\begin{aligned}
 S_{21} &= \sec h(\beta_r L) \\
 S_{31} &= -j \tanh(\beta_r L)
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

由上式可知，當兩條傳輸線所串的電路單元越多，長度L漸漸增長時，流向port2的能量將越來越小，相對耦合至port3的訊號量將越來越大，利用此法，能順利增加耦合電路之耦合量，但仍與電路尺寸存在取捨關係(trade-off)。

4.4.2 耦合器電路單元設計

利用互補式裂隙矩形共振器作電路單元設計，同樣地，先將矩形共振器以及微帶線上之隙縫電容分別設計至所要操作頻段的上限與下限，所設計之單元結構如圖 4-3 所示，並聯共振點以及串聯共振點亦能由電路單元之色散圖得到驗證，如圖 4-3 所示。

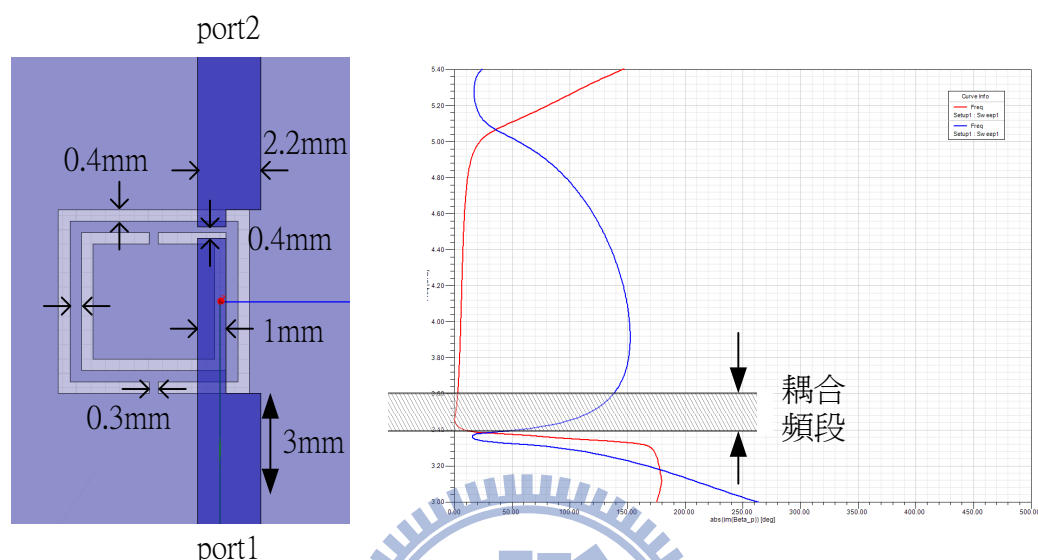


圖 4-3 對稱型阻抗耦合電路單元及耦合頻段

由圖中可以發現，傳播相位常數為零之頻段相當窄，且帶隙頻段較難設計，是造成應用互補式裂隙矩形共振器之對稱型阻抗耦合器效能不佳的原因，由於頻寬窄且頻段難以控制，結構又較為複雜，因此本章節中以非對稱相位耦合器為主要設計對象。

4.5 應用裂隙矩形共振器之非對稱型相位耦合器

延續上一節的對稱型阻抗耦合器，本節將提出應用裂隙矩形共振器之非對稱型相位耦合器，是由一條右手傳輸線與一條複合式左右手傳輸線所組成。在本論文中，將此耦合器設計在3.4GHz~3.5GHz，由前述理論可知，其電路的耦合頻段發生在兩條傳輸線的相位傳播常數關係為 $\beta_{RH1} = -\beta_{CRLH2}$ 時，但也因此頻寬將受到的限制比較大。

4.5.1 耦合原理分析

同樣根據3.1.3節所述，當左右手傳輸線 β_{CRLH2} 為右手傳輸線 β_{RH1} 之負數時，能將式(4.1)的參數化簡為指數函數以及雙曲正切函數，如式(4.3)。

$$\begin{aligned}
 S_{21} &= e^{-j\beta_d L} \sec h(\beta_r L) \\
 S_{31} &= -j \tanh(\beta_r L)
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

由上式可知，當電路所串的電路單元越多，長度L漸漸增長時，流向port2的能量將越來越小，耦合至port3的訊號量將越來越大，利用此法，能順利增加耦合電路之耦合量。

以下為利用複合式左右手傳輸線與既有純右手傳輸線作相位傳播常數 β 相關之設計。其步驟如圖4-4所示。

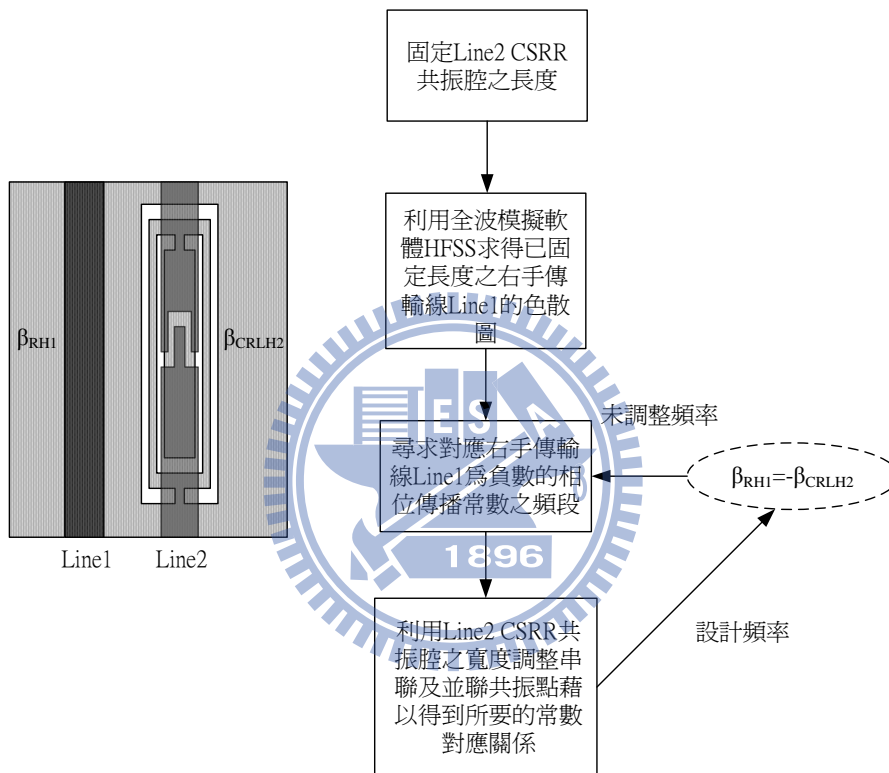


圖 4 - 4 非對稱型耦合器設計流程圖

4.5.2 耦合電路單元設計

非對稱型相位耦合器由兩條不同特性的傳輸線組成，因此在頻率的控制上相較於對稱型耦合器相對困難，所幸由於右手傳輸線的色散特性較固定，因此，我們只要控制好複合式左右手傳輸線的左手區位置，同樣能夠順利的達到可調性的特性。

如同設計對稱型耦合器之方式，以相同方式控制串聯共振腔與並聯共振腔，只是在此時，需注意的是左手區 β_{CRLH2} 與右手傳輸線 β_{RH1} 的相對關係。依循此法，為了達到操作頻率 3.4GHz，所設計之結構尺寸為 $c = 0.4 \text{ mm}$ 、 $d = 0.4 \text{ mm}$ 、 $W_1 = 3.3 \text{ mm}$ 、 $L_1 = 10.4 \text{ mm}$ 、 $W = 1.6 \text{ mm}$ 、 $s = 0.3 \text{ mm}$ 、 $\text{gap} = 0.4 \text{ mm}$ ，如圖 4 - 5 所示。

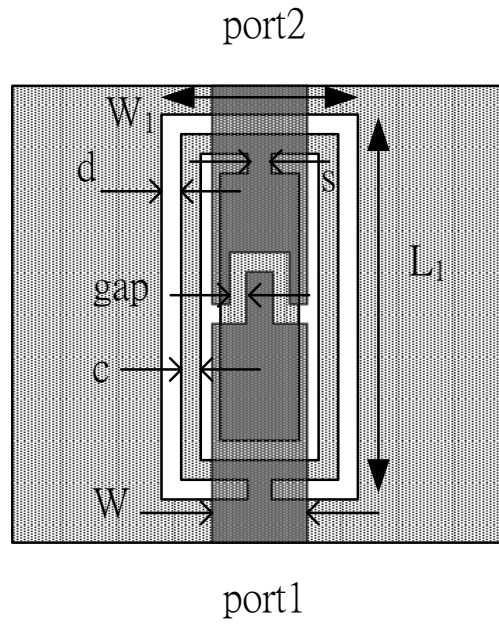
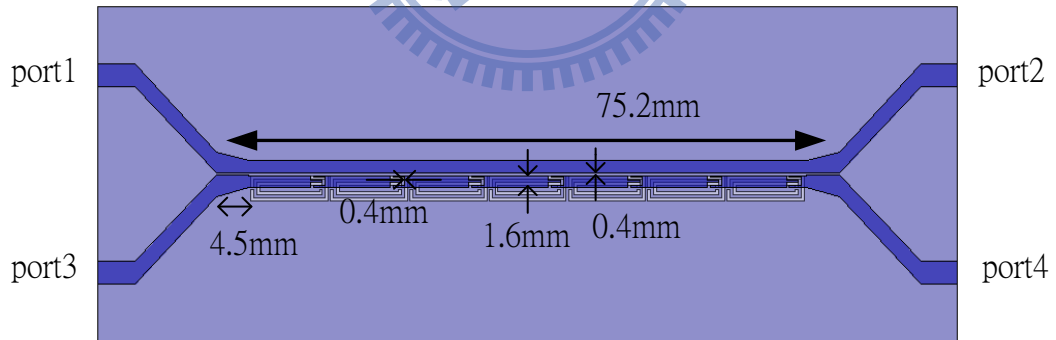


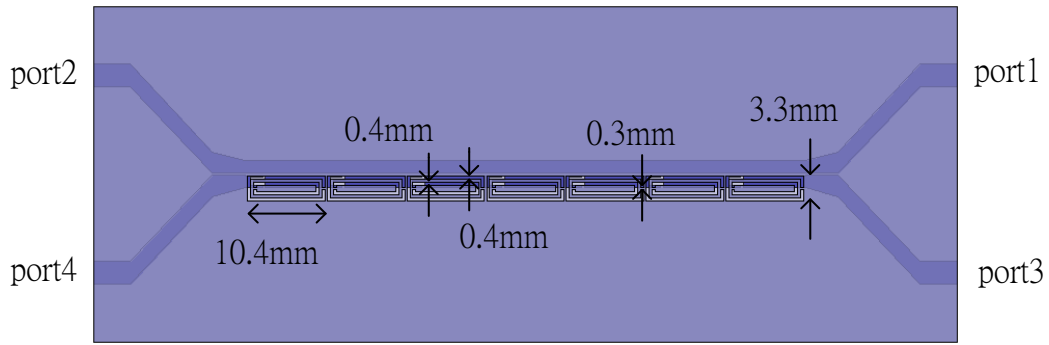
圖 4-5 非對稱型相位耦合電路單元結構圖

4.5.3 電路模擬與實作量測

在本研究中，為了在耦合量與電路尺寸之間取得平衡，選擇串七個前節所設計之電路單元，形成非對稱型耦合電路中的複合式左右手傳輸線。圖 4-6 為耦合器之整體結構，並附上電路尺寸。同樣利用高頻模擬軟體(HFSS)進行模擬，其散射參數模擬結果如圖 4-7 所示。



(a)



(b)

圖 4-6 非對稱型相位耦合電路 (a) 正面 (b) 背面

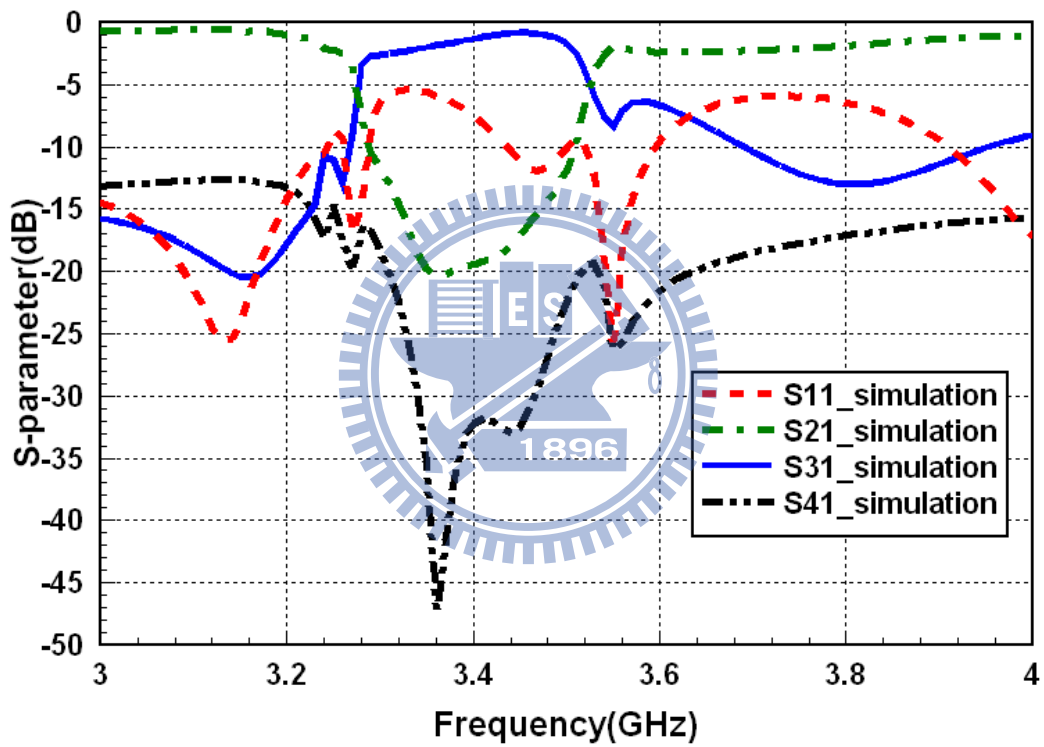


圖 4-7 非對稱型相位耦合電路-S 參數模擬圖

圖 4-8 為非對稱相位耦合器的實作電路，將利用網路分析儀所量測出來的結果與模擬的散射參數比較，如圖 4-9、圖 4-10 所示。

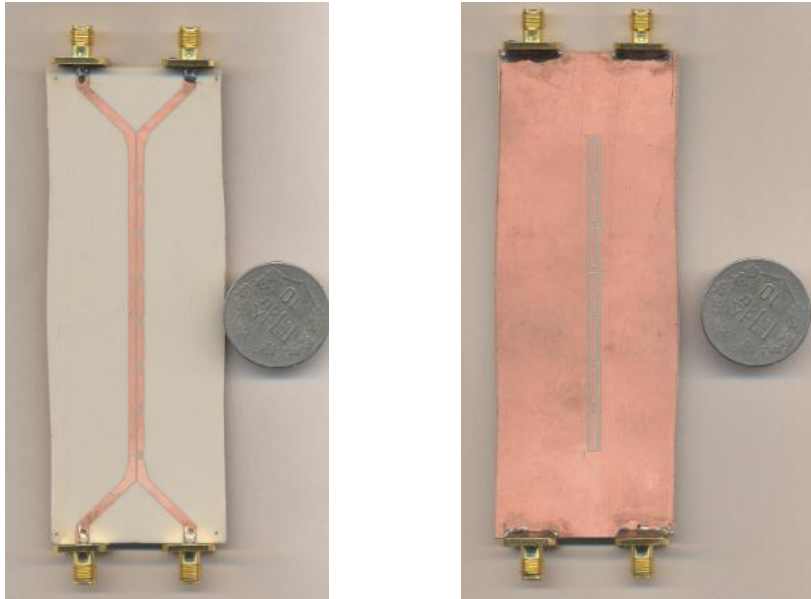


圖 4-8 非對稱相位耦合器實作電路圖

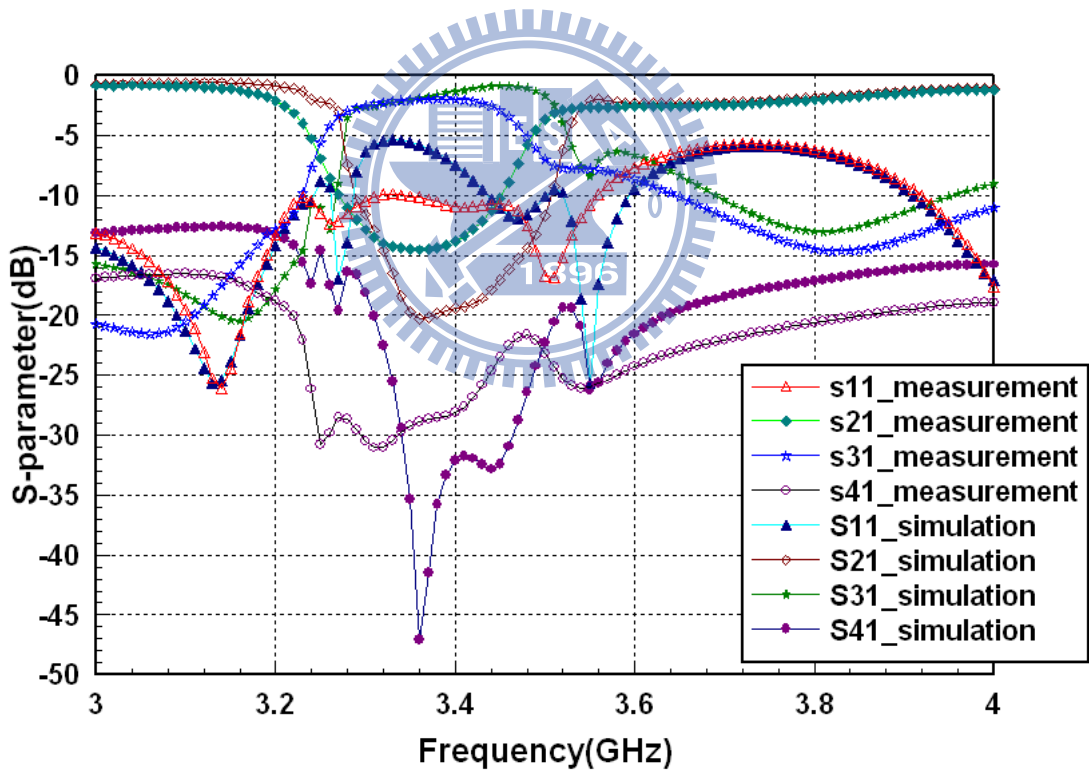


圖 4-9 非對稱相位耦合器-S 參數模擬與實作比較圖 I

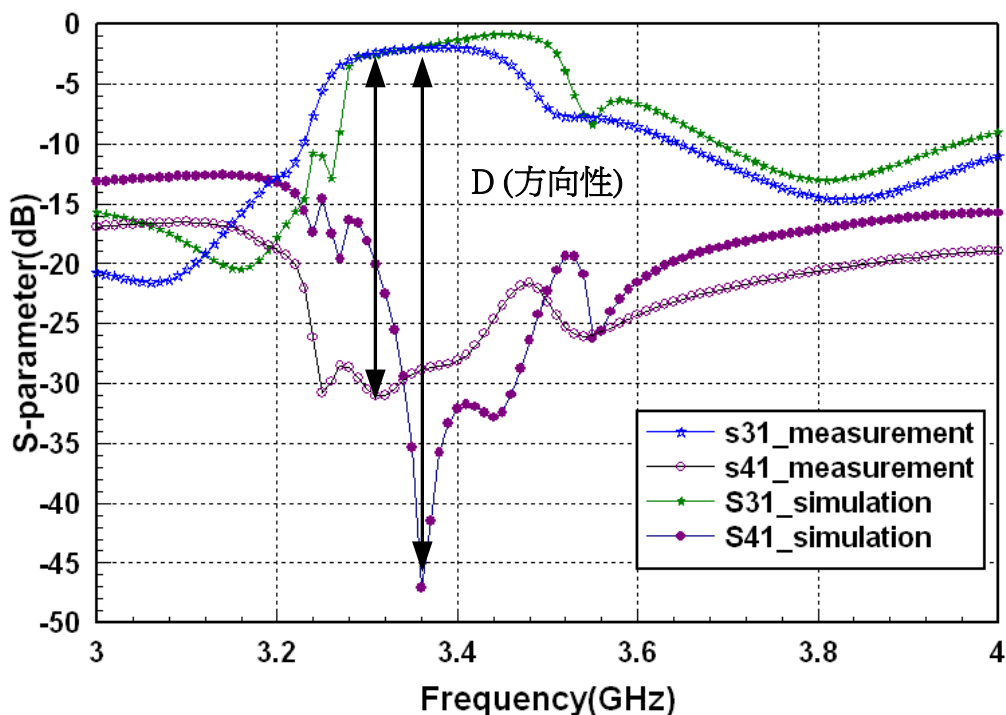


圖 4-10 非對稱相位耦合器-S 參數模擬與實作比較圖 II

由模擬與量測的對照圖可以發現散射參數的曲線大致吻合，且耦合量皆為-1 dB左右，達到所需的要求，不管是模擬或是實作，耦合電路的方向性D皆達30dB以上，耦合效能相當完善。

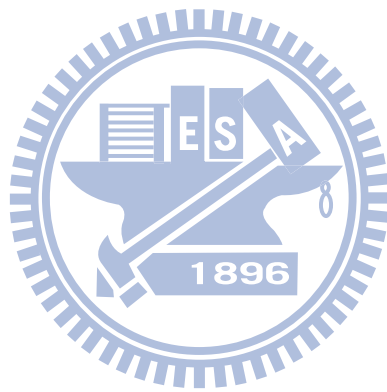
4.6 討論

本章節利用改良式的裂隙矩形共振器配合傳統耦合理論提出耦合器縮小化概念、對稱型阻抗耦合器分析以及非對稱型相位耦合器設計，其結構在耦合量、隔離度以及方向性皆有良好的表現，且電路尺寸與相關研究相比亦明顯縮小，唯獨在耦合頻寬上因受限於傳統耦合理論的相位傳播常數，無法有效提升。其透過第五章所提出的新型耦合方法能大幅改善在此方面的問題。

除了效能上的問題以外，在電路結構的設計上亦有些值得討論的地方。如在縮小化非對稱型相位耦合器部份，有空間能繼續作縮小的設計，例如選定更小的CSRR共振腔長度，並以其寬度補償其共振的頻率點，亦或是縮短單元與單元之間的耦合長度。但無論使用哪一個方式，礙於傳統耦合之限制，在耦合長度L過小的狀況下皆無法得到較高的耦合量，且當CSRR共振腔寬度越來越寬時，偏移越趨嚴重，傳輸線能感應到的有效電容及電感亦必隨之下降，容易影響左右手傳輸結構，可嘗試利用指叉型電容取代中間的耦合電容，解決此電路耦合面積不足的問題。

然而綜觀整個耦合電路設計，應用裂隙矩形共振器設計的優點，即藉由結構

的可調彈性，能大幅提升與其他微波電路的整合性。



第五章 新型可調式方向選擇耦合器設計

5.1 概述

延續前兩章應用複合式左右手材料之耦合器研究，本章將以另一種觀點巧妙應用左手特性，提出新型可調式方向選擇耦合器，經過妥善設計，充分掌握等效電路單元零點(zero)與極點(pole)的位置，即可以方便簡單的設計概念完成更完善的耦合器效能。

首先，我們將簡述此新型耦合器的電路設計原理，以此為基礎，延伸出兩個電路應用。第一部份為單頻方向選擇耦合器，能在同一頻率點任意設計所需的耦合量，且大幅縮小電路尺寸；第二部份為雙頻耦合器設計，此設計充分使用零點(zero)與極點(pole)之特性。因此章節後半段也會對電路阻抗匹配以及零點(zero)與極點(pole)作深入探討及分析，並附上實作量測圖，與模擬圖相互驗證，以增加理論與電路之精確性。

5.2 電路原理

前兩章所述較為傳統的耦合器皆需要輔以複雜的數學，無論是對稱型阻抗耦合器亦或是非對稱型相位耦合器皆無可避免，且因為最大耦合量皆須在相位常數符合各種條件的狀況下方能達成，頻寬也因此大幅受限，電路尺寸之縮小也有一定的限制。為了改善種種缺點，提出以下新型的耦合方式。

此新型耦合方式充分利用原本互補裂隙環形共振器(CSRR)的結構特色以及雙平行傳輸線之耦合電容。其耦合結構單元如圖 5-1 所示。

互補裂隙環形共振器(CSRR)的結構最大特色在於它如圓環式的共平面波導(CPW)，內環的空間提供了共振腔共用的特性，如圖 5-1 所示，我們可以在同一個互補裂隙環形共振器中同時讓兩條傳輸線共用，此方法及構想打破了許多結構上的限制，由前一章的左手傳輸線耦合器可知，由於互補裂隙環形共振器的存在，兩條傳輸線之間的間距受到相當大的設計限制，以共用共振腔概念取代以後，我們能在共振腔中自由設計其耦合距離。

以往傳輸線耦合器皆利用傳輸線之間的電耦合作為耦合量的來源，但通常雙線之間的線電容耦合遠小於傳輸線與地線之間的面電容耦合，經由奇偶模分析之後發現，耦合量幾乎都小於-10dB 以下，即使大幅加長結構長度，也不可能提升至 0dB 的耦合量，因為當結構加長使線電容增加時，上下板之間的面電容亦會相對增加。然而前一章所提出之左手特性耦合器能大幅增加耦合量，但由於受限於太多數學條件，因此頻寬無法輕易提升。

然而，此新型電路第二大特點在於善用兩條傳輸線之間的間距大幅度的縮小耦合結構，且能改善前述耦合器的耦合量及頻寬。如圖 5-1 所示，我們將兩條傳輸線之間的間距當作複合式左右手材料中的左手電容，不只使兩條直向傳輸線共用共振腔，亦使橫向耦合線加入共用的特性，三線共用在耦合方向製造出一條類(Quasi)傳輸線的左手區傳輸路徑，以此種創新概念能輕易將耦合量提升至 0dB。

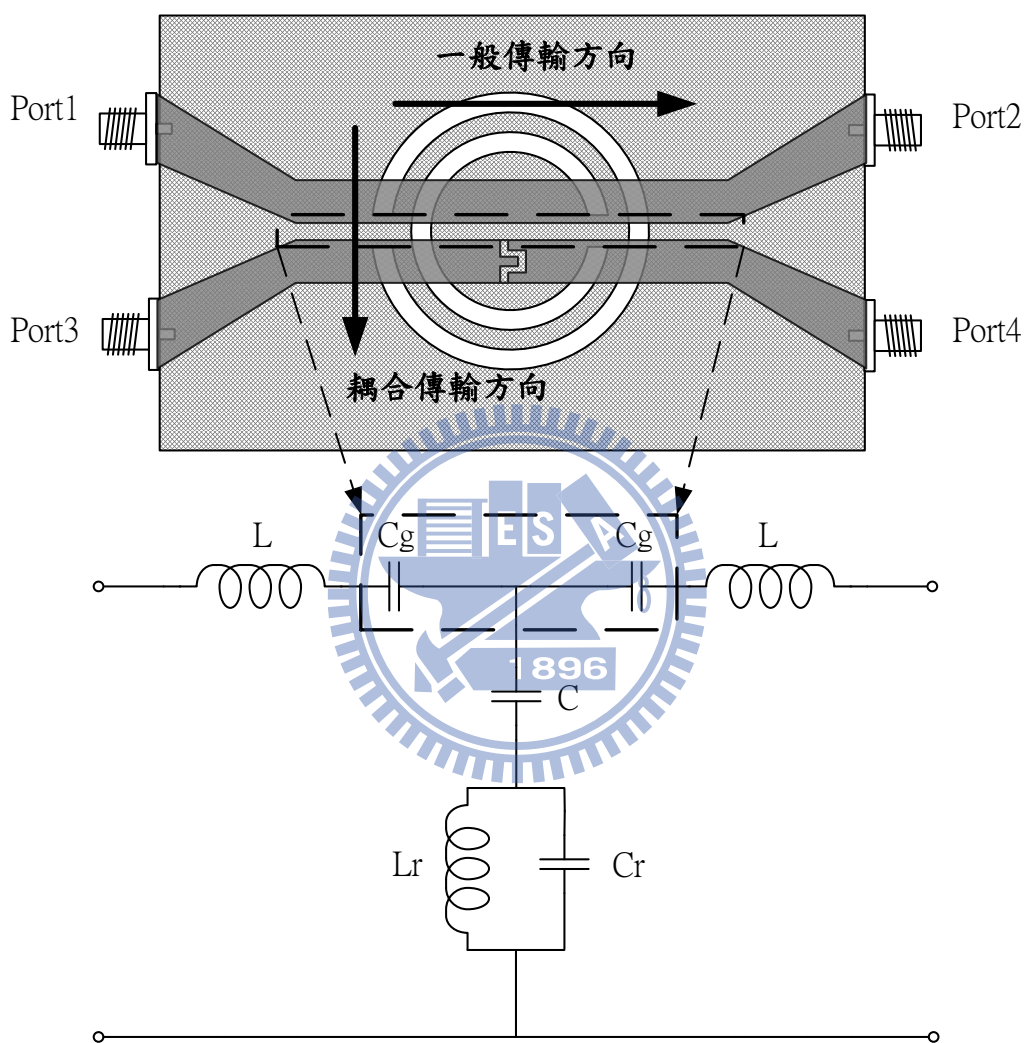


圖 5-1 新型方向選擇耦合器電路單元

耦合量提升以後，頻寬也是我們的主要設計重點之一。增加布里淵區中左手區的共振階數是主要的設計概念。我們將已設計好的電路單元串接起來，如圖 5-2 所示。

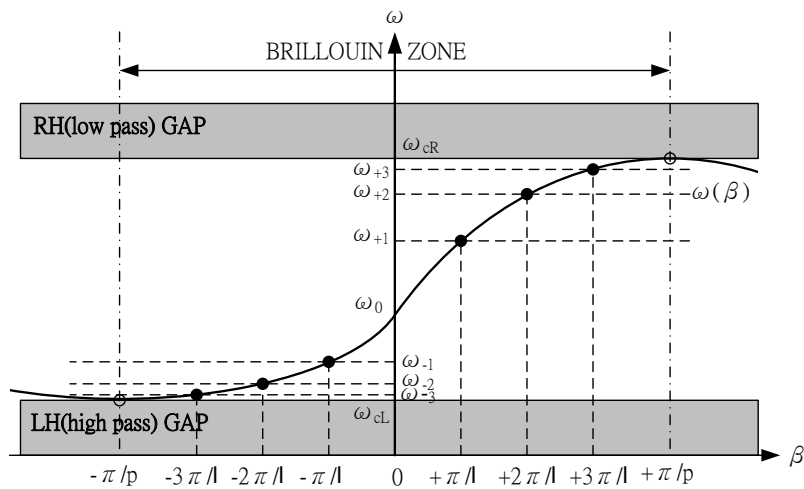


圖 5-2 四級電路單元串接布里淵區共振形式

如上圖由四個電路單元所組成，在布里淵區中可以產生-3、-2、-1、0、+1、+2、+3 階共振，在此電路中我們只操作在左手區，因此扣除+1、+2、+3 階，我們能夠在操作頻段中產生 S_{21} 的四個傳輸零點以及 S_{31} 的四個傳輸極點。當然， N 個 unit cells 在左手區能產生 N 個共振點(含零階共振點)。以此簡單的觀念及設計能輕易增加操作頻寬。

5.3 單頻方向選擇耦合器設計

在本論文中，為了讓寬頻帶中包含 2.4GHz、2.45GHz... 等重要的微波頻率，選擇 1.8GHz~2.8GHz 為我們的設計頻段。

首先，我們先利用互補裂隙環形共振器之理論並配合第二章所提出的電路萃取方法加以驗證，將並聯的共振腔設計在我們所要的耦合頻帶之起始頻率 1.8GHz，其結構如圖 5-3 所示，(a)、(b)分別為互補裂隙環形共振器及互補裂隙矩形共振器。

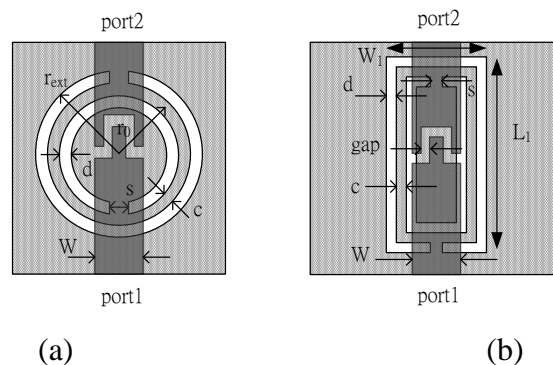


圖 5-3 CSRR 共振單元 (a) 互補裂隙環形共振器 (b) 互補裂隙矩形共振器

上圖所設計之互補裂隙環形共振器在 1.8GHz 時共振，在 S_{21} 的路徑產生所需要的零點，在 S_{31} 的耦合路徑產生要的極點，如此特性幫助我們完成完全耦合的效能。以下我們將分為三小節進行細部的耦合量、頻寬提升、以及阻抗匹配設計。

5.3.1 耦合量設計

耦合量是本電路設計的主要重點之一。首先，利用上述的共振腔共用之耦合傳輸概念將 S_{31} 之耦合量提升至接近 0dB，如圖 5-4 之結構。

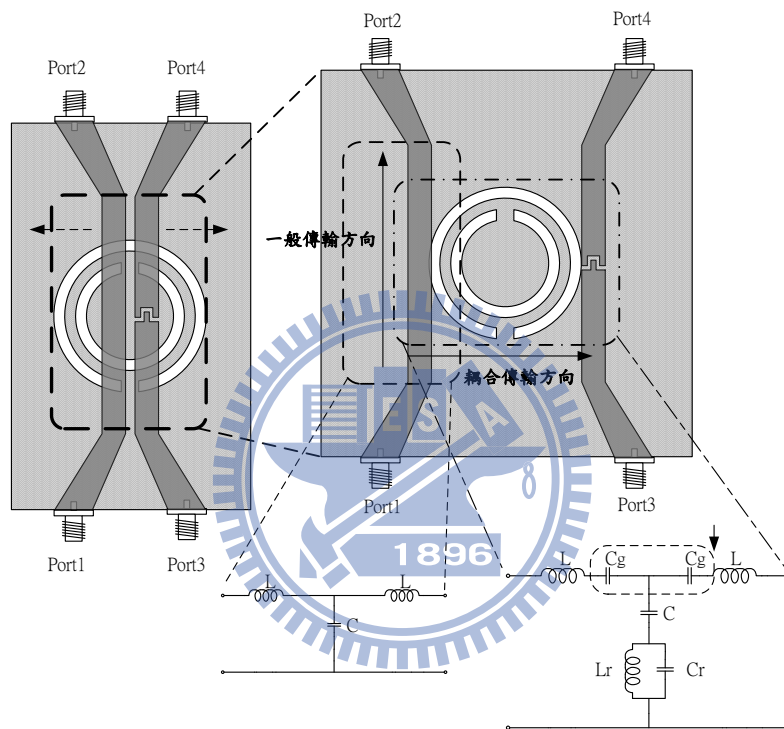
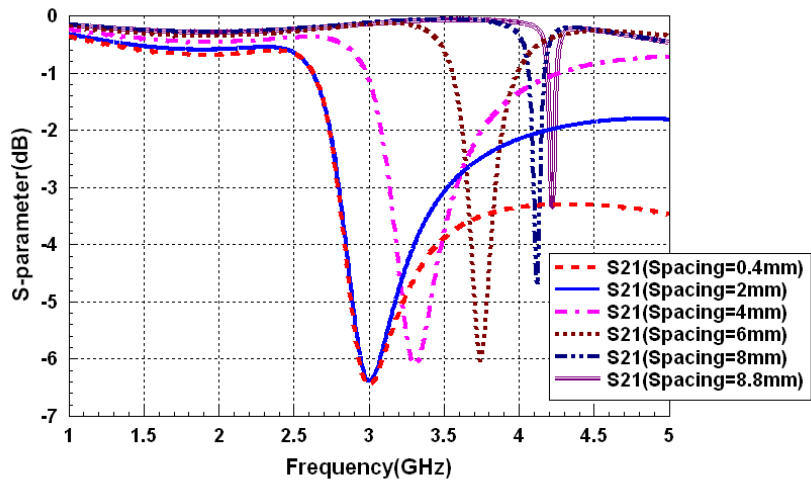


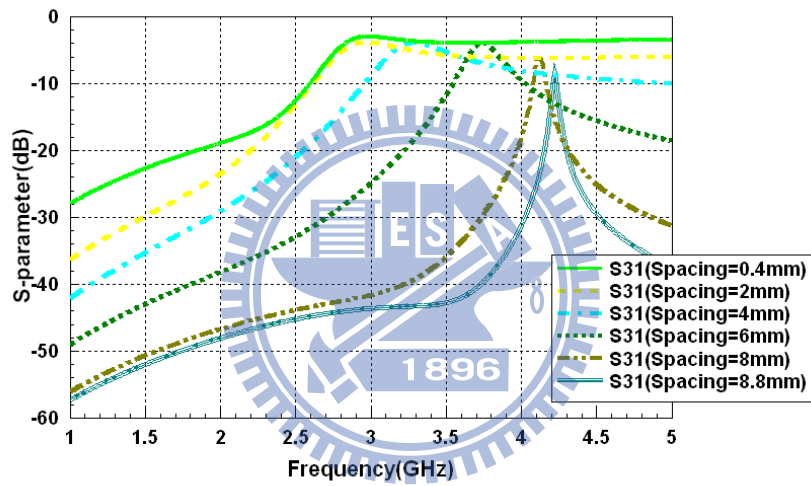
圖 5-4 互補裂隙環形共振器耦合量設計示意圖

接著，必須將耦合量慢慢降低至 0，其方法即將能量隨著設計漸漸往 S_{21} 增加，如圖 5-4 所示，隨著耦合線間距的增加，左手電容值逐漸下降，耦合方向阻抗越來越大，能量往第三埠(port3)之耦合量隨之下降，與此同時，傳輸線亦漸漸離開互補裂隙環形共振器， S_{21} 路徑上的零點隨著間距的增加逐漸升高，表示能量往第二埠(port2)的傳輸量相對提升，當傳輸線完全離開互補裂隙環形共振器時，所有能量將直接向第二埠(port2)傳輸，此一設計概念不僅能達到完全耦合，亦能完成方向選擇之目的。

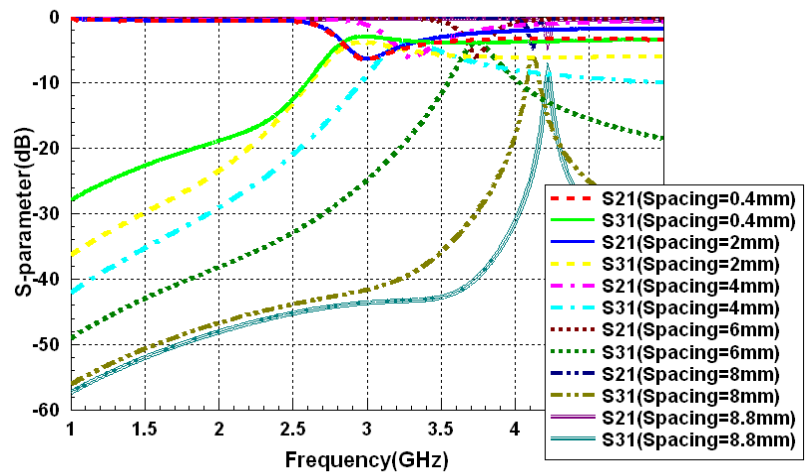
以下，將進入正式的模擬設計，使用全波模擬軟體(HFSS)模擬上面所提出之設計概念，其結果如圖 5-5 所示。



(a)



(b)



(c)

圖 5-5 環形方向選擇耦合器耦合量設計模擬圖 (a) S_{21} (b) S_{31} (c) S_{21} 及 S_{31}

由上圖可以明顯發現，當兩條傳輸線之間距隨設計增大時，由於傳輸線漸漸離開互補裂隙環形共振器， S_{21} 路徑之等效電路在離開共振腔之後變為一般右手傳輸線，因此其傳輸量漸漸增加；反之，由於 C_g 漸漸變小，耦合傳輸方向之複合式左右手等效電路受到破壞，耦合量明顯下降。此一連串設計及結果如前述所預期，達到方向選擇之目的。

但與此同時，我們也發現了此電路設計的兩個重要缺點。第一，由於互補裂隙環形共振器之電容電感是經由傳輸線與地線之間的電場所感應，因此當傳輸線漸漸離開環形共振器時，所感應之電容電感將漸漸變小，導致所設計之頻率將隨之往高頻飄移，發生無法在同一頻率設計耦合量的問題。第二，由於使用環形共振器，當設計在低頻時，圓環的半徑較大，兩條傳輸線離開環形共振器的距離將大幅增加，耦合量從 100% 降至 0% 的設計幅度將被拉長，造成耦合量較難掌控且進而讓電路尺寸增加之問題。

為了改善上述之缺點，在本論文中提出“互補裂隙矩形共振器”，其希望能藉由設計可塑性較高的共振腔解決上述的兩個設計頻頸。互補裂隙矩形共振器之結構如圖 5-6 所示。

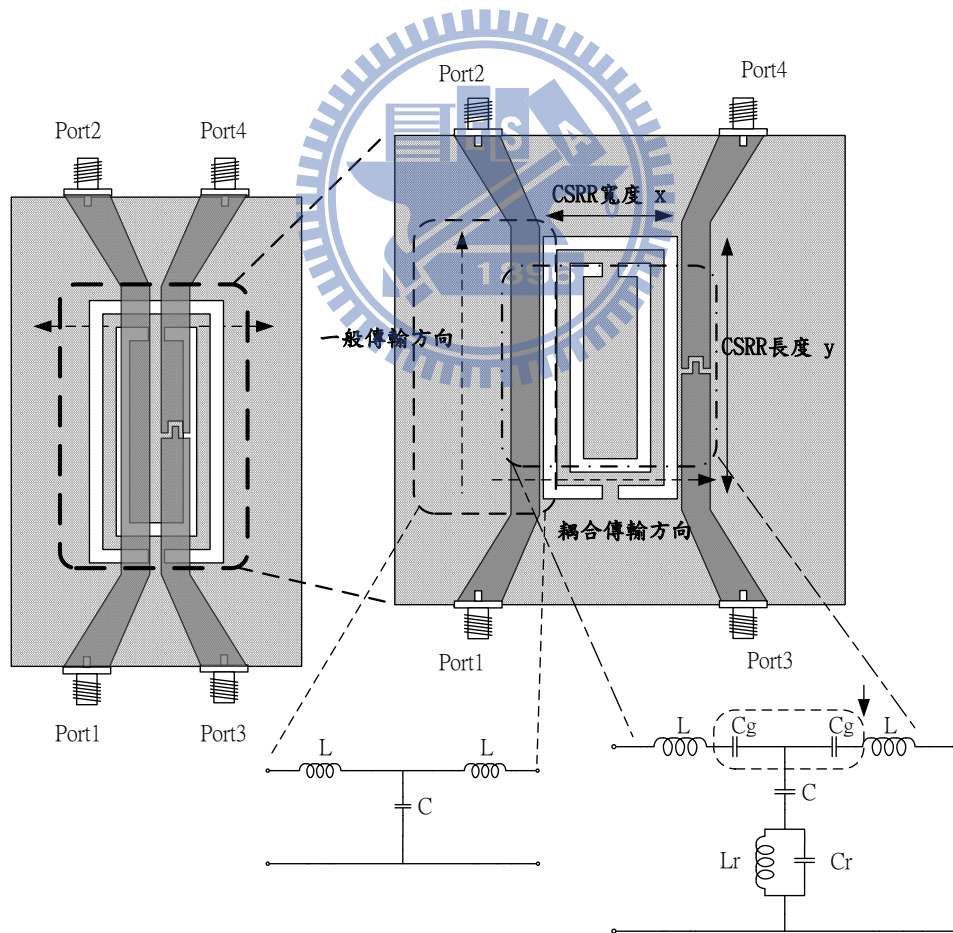


圖 5-6 互補裂隙矩形共振器耦合量設計示意圖

將互補裂隙環形共振器改為互補裂隙矩形共振器對於電路設計有兩大優點，皆與結構形狀有關，可分別解決前面所提到的兩大缺點。以下將循序說明：

優點一：改為互補裂隙矩形共振器後，可在寬度 x 不變的狀況下自由的操控結構的長度 y ，當所設計的頻率點隨著傳輸線離開互補裂隙矩形共振器而往高頻飄移時，可藉由增加矩形共振器的長度 y ，加強傳輸線感應出的電容及電感，補償因共振腔偏移所造成的頻飄。

優點二：反之，矩形共振器也可以在長度 y 不變的狀況下自由的操控結構的寬度 x ，即使設計在低頻，只要將長度 y 調至適當的頻率點，補償寬度 x 的縮小，即可將兩條傳輸線離開矩形共振器的距離將大幅縮減，有效壓縮耦合量從 100% 降至 0% 之設計幅度，解決耦合量較難掌控的問題。

值得一提的是，由於平行微帶線耦合器為微波電路裡的關鍵零組件，常為增益放大器、功率放大器或是功率位準控制器電路中的一部分，互補裂隙矩形共振器長度 y 及寬度 x 的自由控制，可增加其與其他放大器電路空間整合的設計彈性。圖 5-7 為上述電路改良之設計示意圖。

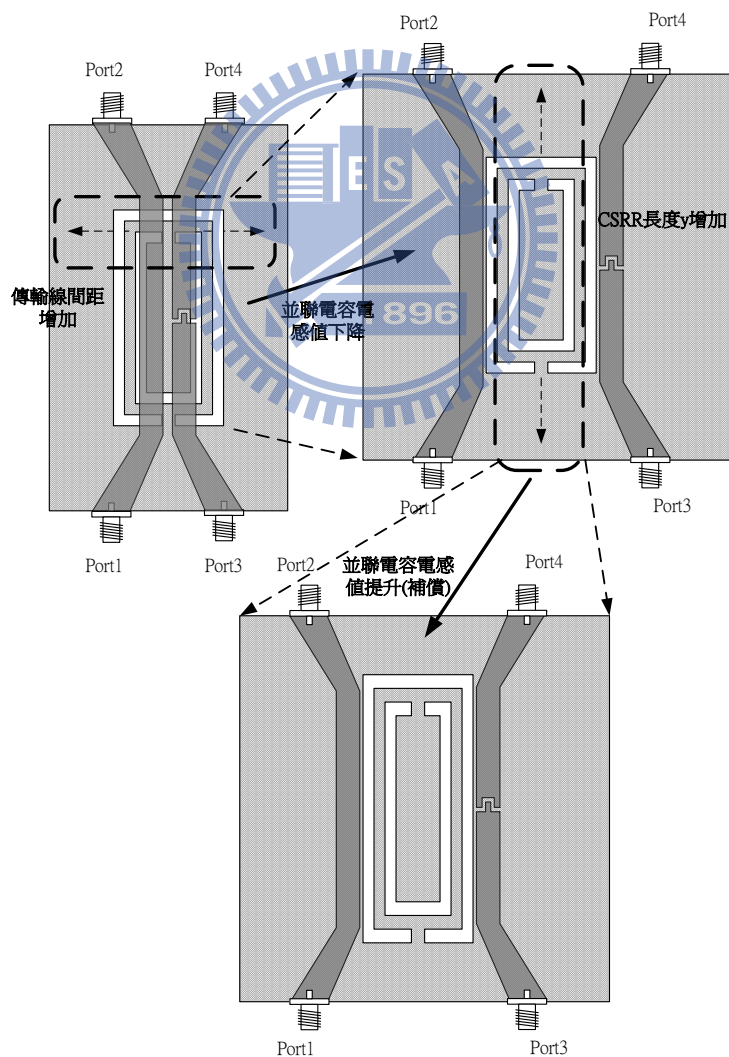
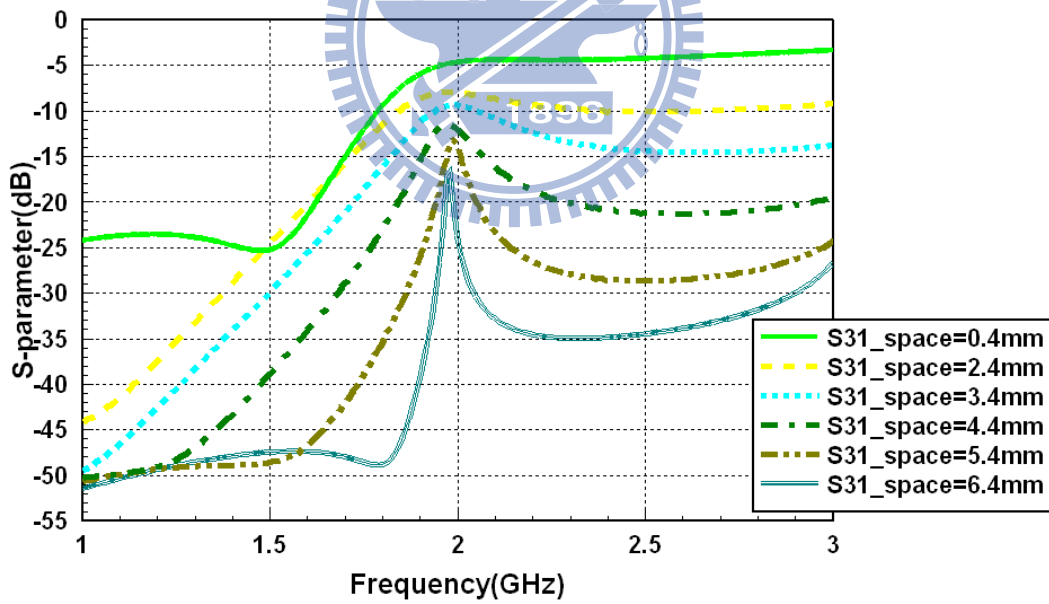
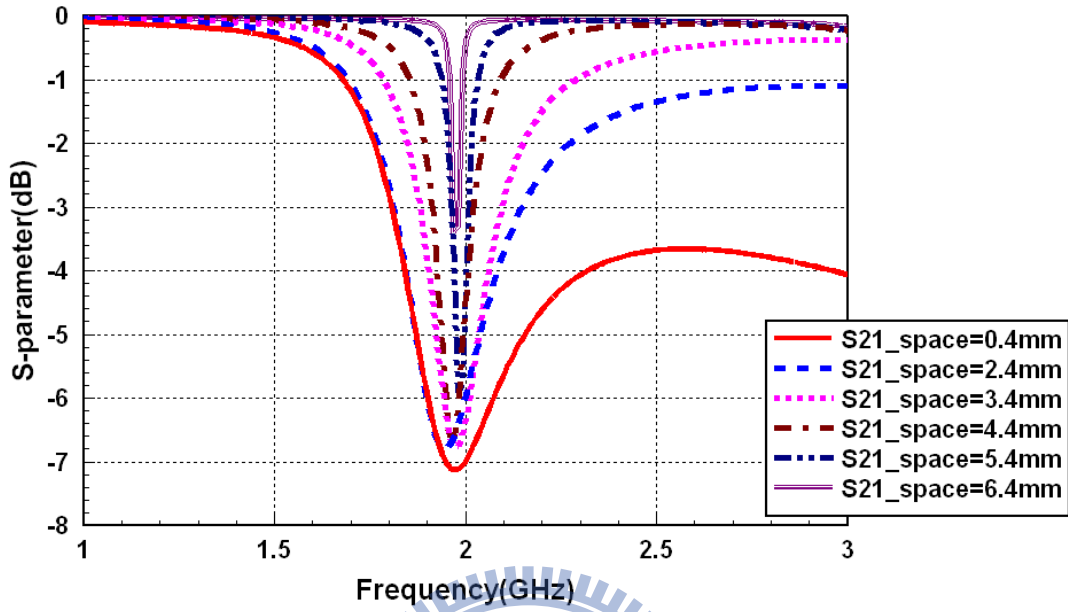
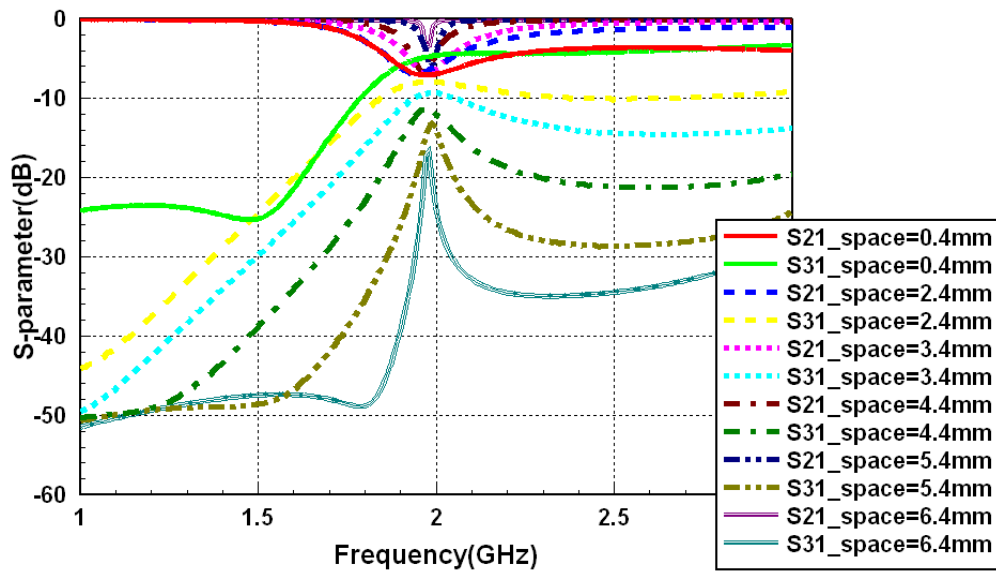


圖 5-7 新型方向選擇耦合器改良設計示意圖

上述提出電路改良方式以後，將使用全波模擬軟體(HFSS)模擬以驗證所提出之想法。圖 5-8 即為模擬之結果。



(b)



(c)

圖 5-8 矩形方向選擇耦合器耦合量設計模擬圖(a) S_{21} (b) S_{31} (c) S_{21} 及 S_{31}

由上圖可得知，經由改良的方向選擇耦合器確實改善了前述的兩大問題，不僅能在所設計的另一頻率點設計任意的耦合量，且隨著傳輸線分開導致耦合量縮減之幅度更加均勻，使在耦合量設計上更加容易掌握。

5.3.2 頻寬設計

猶如 5-2 節電路原理中所說明之概念，善用布里淵區中的共振模態，在耦合通帶中增加所需要的零點與極點。本章的單頻方向選擇耦合器中，選擇兩級電路單元串接，產生 -1、0、1 階共振，如圖 5-9 所示。由於此電路之耦合通帶在左手區，因此在通帶中可以得到 -1、0 階共振點，共振點的增加能輕易的增加耦合頻寬。

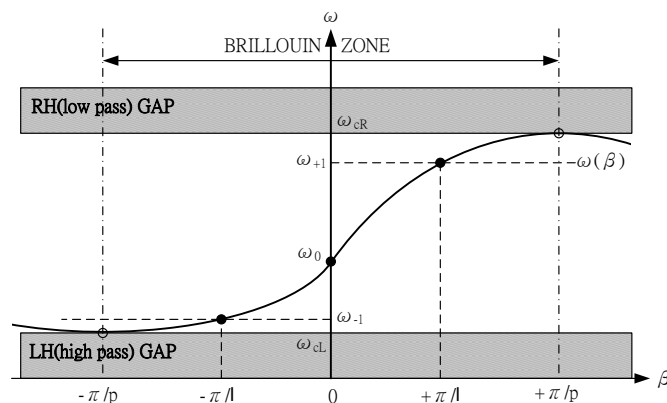


圖 5-9 雙級電路單元串接布里淵區共振形式

首先，應用上述概念，串接兩級所設計好的複合式左右手電路單元，利用全波模擬軟體(HFSS)模擬，其將起始頻率點設計在 1.8GHz 的耦合器結構尺寸為圖 5 - 10(a)(b)、圖 5 - 11 分別為結構圖、3D 電路模型以及 S 參數模擬結果。

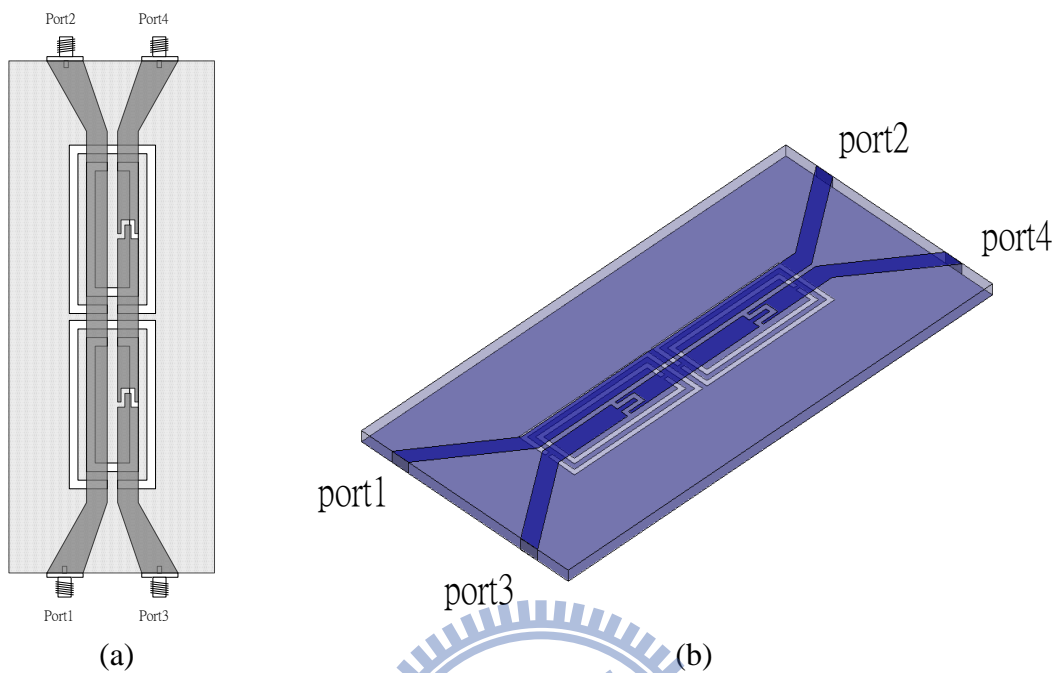


圖 5 - 10 新型雙級耦合電路單元 (a)結構圖 (b) 3D 電路模型

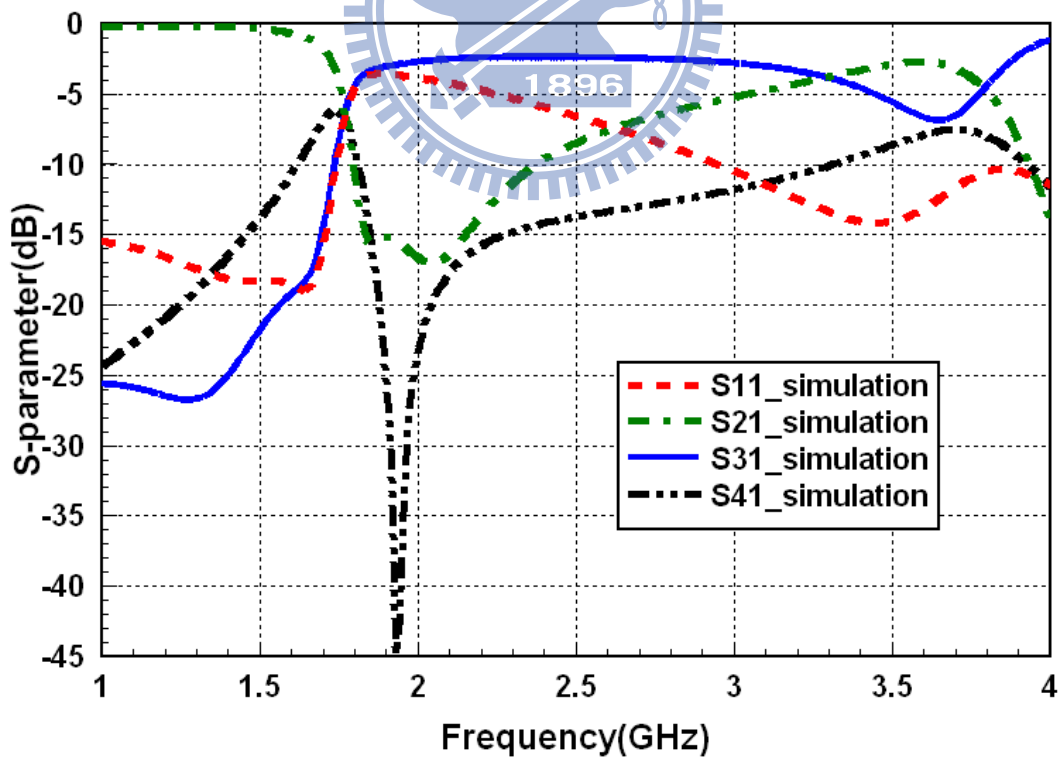


圖 5 - 11 新型雙級耦合電路單元-S 參數模擬圖

由該圖中可發現，由於在所設計的頻段 return loss 過大，造成耦合量只能到達-4dB 左右，為了改善此問題，在下一節將針對阻抗匹配試圖降低 return loss 以有效提升所需的耦合量。

5.3.3 阻抗匹配分析

在前一節提出的兩級串接單頻方向選擇耦合器中發現，雖然頻寬已達到預期的設計要求，但因為阻抗匹配的關係，在設計頻段中的 Return loss 無法降低，造成耦合量大幅下降，無法達到接近 0dB 的目的。因此，此節將針對整體電路之阻抗匹配分析作深入的探討。

一般微波電路量測均以 50Ω SMA 接頭為基準，因此欲解決阻抗匹配問題的方式如圖 5-12 所示。

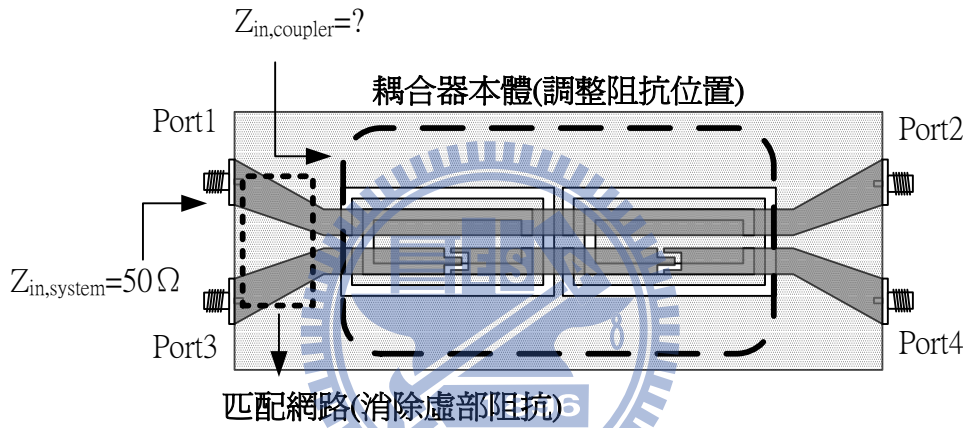


圖 5-12 阻抗匹配設計示意圖

首先，將先利用電路模擬軟體(ADS)確定除了饋入匹配網路以外電路本體架構的輸入阻抗，如圖 5-13 所示。

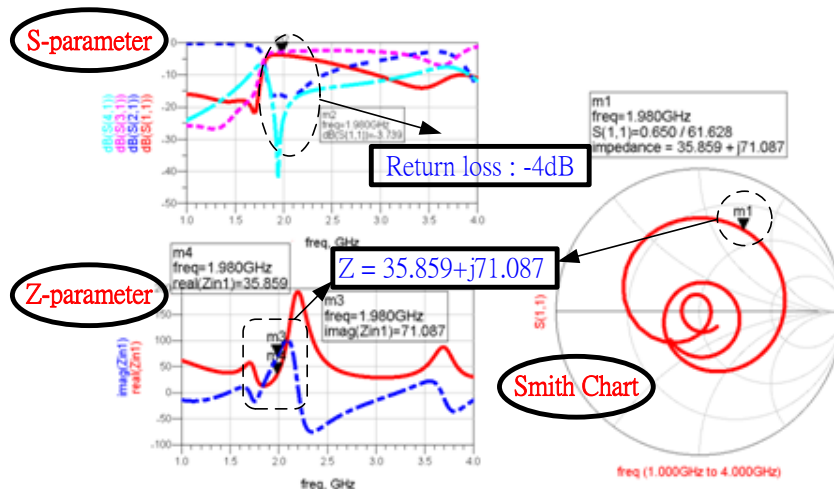


圖 5-13 電路本體輸入阻抗

由上圖中得知，電路本體之輸入阻抗為 $35.859 + j71.087\Omega$ ，為了達到與 50Ω 匹配之輸入阻抗，希望能藉由結構本身的改變以及匹配網路將虛部阻抗消除且調整實部阻抗至 50Ω 。

接著，將先進行虛部阻抗的消除，由上圖的 smith chart 中可以發現電路本體主要為電感性，因此須想辦法在饋入訊號時，利用饋入網路直接降低其電感性，亦或是利用增加電容性作阻抗補償，在該研究中，選擇以直接降低輸入阻抗電感性，希望能在不加任何額外結構的狀況下達到匹配，以下即為饋入網路設計過程：

(1) 消除虛部阻抗：

一般傳輸線電感性強弱主要取決於電流的分布密度，電流密度越高電感性越強，反之則越弱。以此觀點，作如圖 5 - 14 之設計。

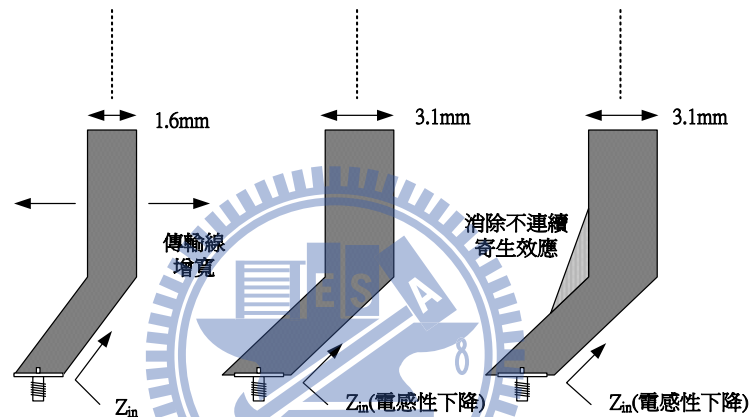


圖 5 - 14 匹配網路設計

如上圖所示，為了降低其電感性，將饋入網路的傳輸線寬度增加，使訊號在饋入時，電流分布密度下降，降低電路本體含饋入網路的輸入阻抗電感性，其線寬由原本的 mm 漸漸加寬，可以看到當線寬增加時，電感性逐漸降低。延續此種設計方式，以下將應用電路模擬軟體(ADS)模擬出消除電感性的過程。如圖 5 - 15 所示。

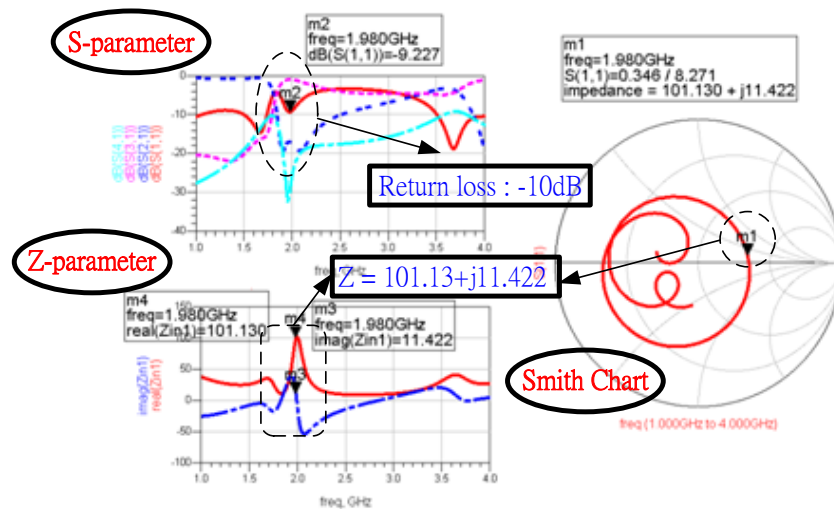


圖 5 - 15 消除虛部阻抗-ADS 模擬

由上圖模擬結果可以看出，在電路本體外加入所設計的匹配網路之後，smith chart 上輸入阻抗由 $35.859 + j71.087\Omega$ 移至 $101.130 + j11.422\Omega$ ，虛部阻抗明顯降低，符合所期待之結果。

(2) 將實部阻抗微調至 50Ω ：

由圖 5 - 15 的電感消除過程中發現，雖然匹配網路能順利消除感抗，阻抗位置在 smith chart 上可以回到實部線，但卻無法匹配至中心點。為了避免讓饋入網路擴大及複雜化而影響整體電路尺寸，在不影響耦合器效能的情況下，藉由改變電路本體結構以修正本體阻抗在 smith chart 上的位置是本設計的主要構想，如圖 5 - 16 所示。以下，將利用 HFSS 及 ADS 進行模擬，驗證此想法的正確性。

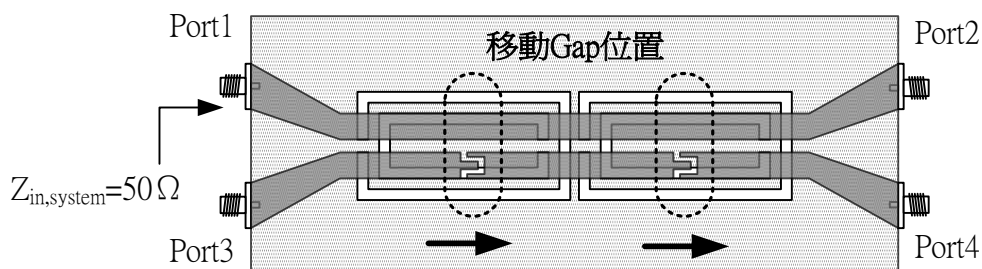


圖 5 - 16 電路本體阻抗調整

由上圖所見，為了在不額外增加匹配網路的狀況之下調整電路的實部阻抗，選擇直接調整電路本體的 Gap 位置，以改變原來電路輸入阻抗在 smith chart 上的位置，再配合上一步消除虛部阻抗，希望能順利將阻抗匹配至 50Ω 。同樣的，以下將使用 ADS 模擬軟體，驗證以上的想法，如圖 5 - 17 所示。

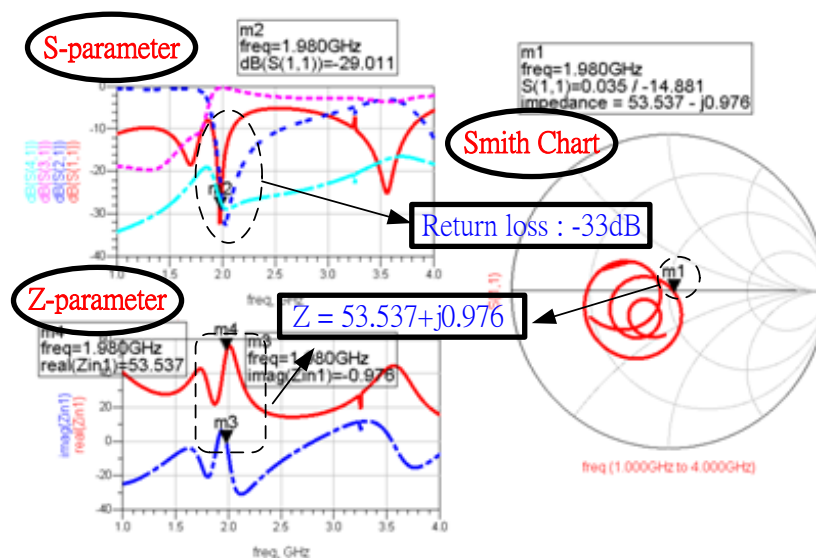
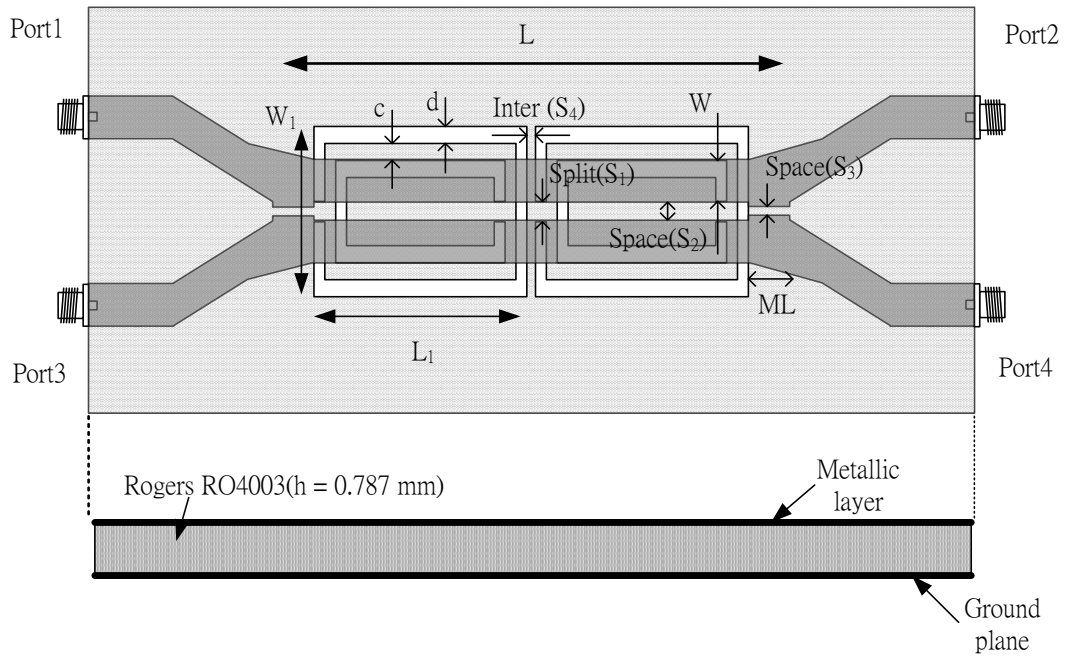


圖 5 - 17 調整實部阻抗-ADS 模擬

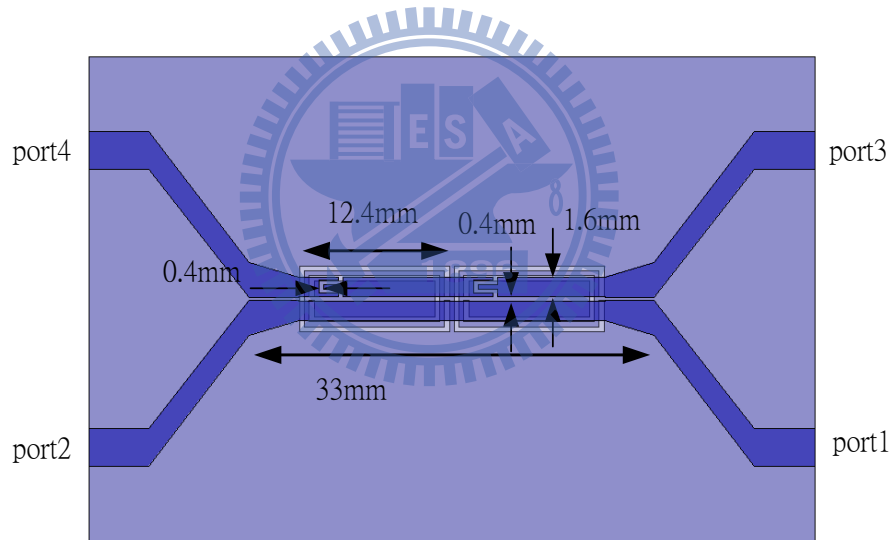
由上圖中發現，當 Gap 位置上移 4 mm 後，所設計頻率 1.98GHz 的輸入阻抗由 $101.130+j11.422\Omega$ 移至 $53.537-j0.976\Omega$ ，接近論文中所期待的 50Ω ，從上述兩步驟的結果得知，本章節所提出之阻抗匹配方法是可行的。

5.3.4 電路模擬與實作量測

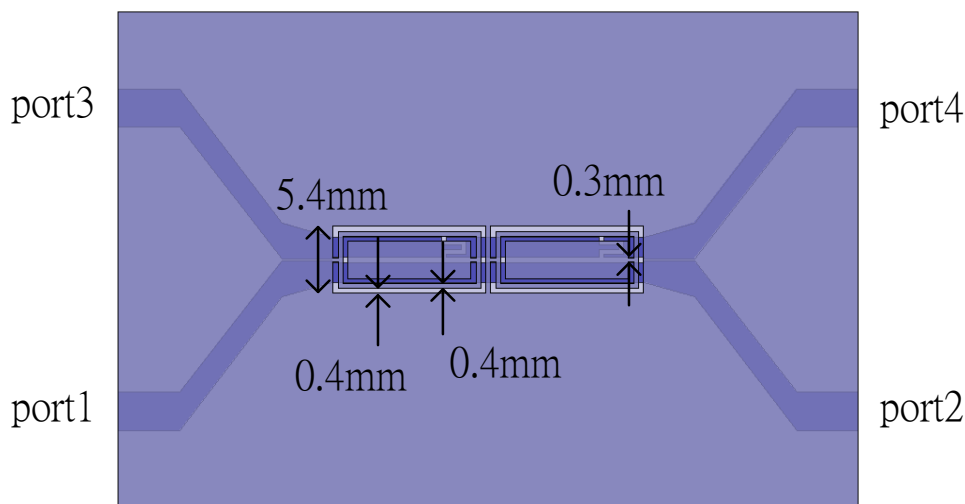
為了驗證前述理論之正確性，本節將以高頻模擬軟體(HFSS)進行實際模擬，其整體電路結構主要由金屬層的耦合線以及地線之槽孔所組成。基板為 Rogers RO4003，板材厚度 h 為 0.787 mm，CSRR 共振腔之矩形金屬線寬度 $c = 0.4$ mm、槽線寬度 $d = 0.4$ mm、共振腔裂隙 $S_1 = 0.3$ mm、CSRR 單元寬度 $W_1 = 5.4$ mm、CSRR 單元長度 $L_1 = 12.4$ mm、兩個 CSRR 共振腔之內間距 $S_4 = 0.4$ mm；耦合傳輸線寬度 $W = 1.6$ mm、耦合線之間距 $S_2 = 0.4$ mm、 $S_3 = 0.2$ mm，然而阻抗匹配網路之長度 $ML = 4$ mm，整體耦合器電路長度 L 為 33 mm，約為 0.35 波長。其結構如圖 5 - 18(a)、(b)、(c)所示。



(a)



(b)



(c)

圖 5 - 18 新型單頻方向選擇耦合器 (a)側面 (b)正面 (c)背面

同樣地，在此將利用高頻模擬軟體(HFSS)模擬經妥善設計之耦合電路結構，其散射參數如圖 5 - 19 所示。

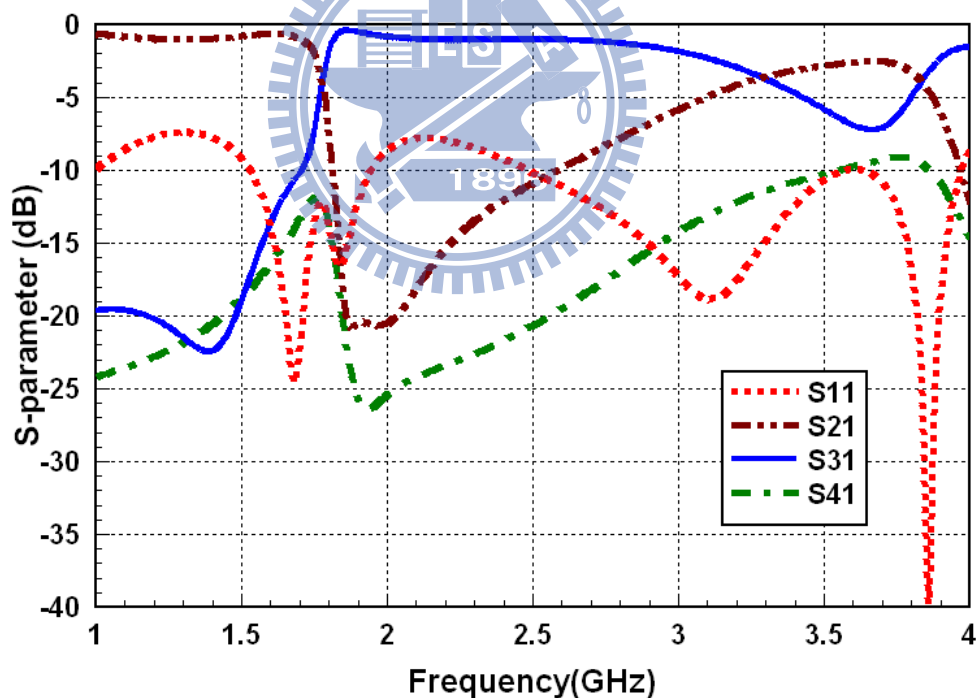


圖 5 - 19 新型單頻方向選擇耦合器-S 參數模擬

由上圖可發現，利用新型耦合概念，確實可大幅提升耦合電路效能，最高耦合量 C 可達-0.4dB，隔離度(isolation) I 亦在-20 dB~-25 dB 以下，使耦合器最重要的方向性(directional) D 維持在 25 dB 左右，其 3dB 耦合頻寬高達 78%。以下，將進行實作與量測。圖 5 - 20 及圖 5 - 21 為電路實作圖及量

測結果。

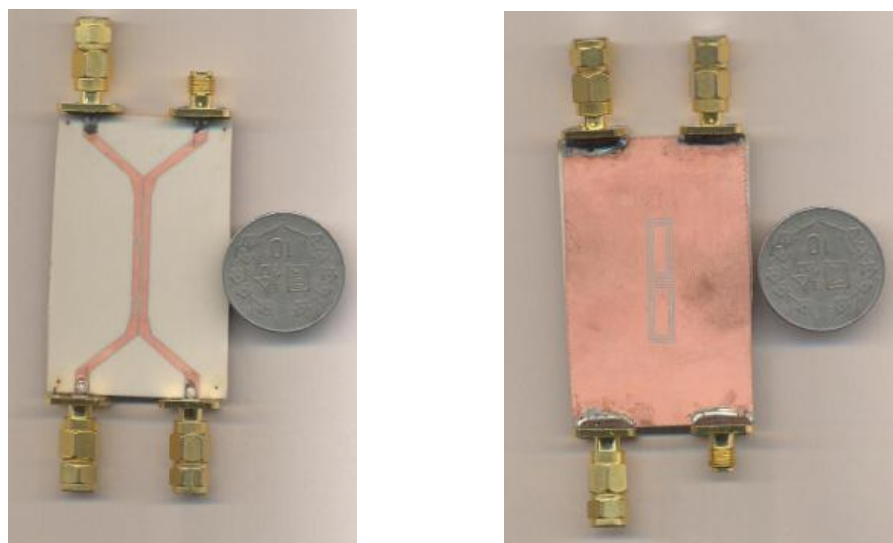


圖 5 - 20 新型單頻方向選擇耦合器-實作電路圖

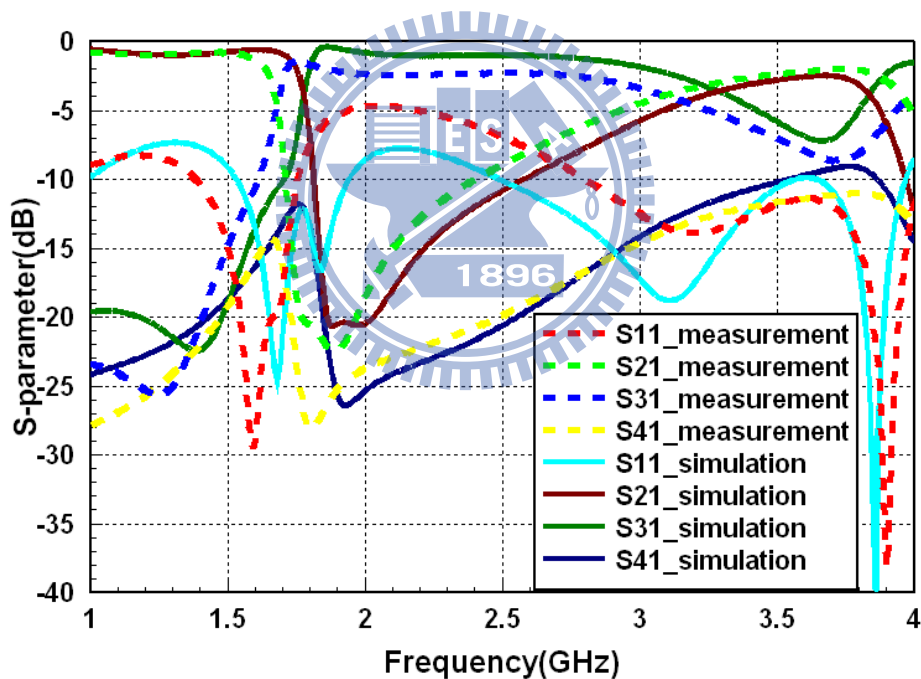


圖 5 - 21 新型單頻方向選擇耦合器-S 參數模擬與量測比較圖

由圖 5 - 21 可看出模擬與量測的曲線幾乎一致，僅由於實作上的些許誤差，頻率點稍微向低頻偏移 0.05GHz，誤差率在 5% 以內，在可接受的範圍之內。由前述一連串模擬與實作的雙重驗證，大幅增加此創新概念及電路效能的正確性與應用性。

5.4 雙頻任意耦合量耦合器設計

因應目前通訊產品規格之發展趨勢，微波電路多頻段之操作已為重點的研究方向之一。本節延續前兩節的電路原理及單頻耦合器設計，進而將雙頻操作帶入任意耦合量耦合器，其所利用的主要概念為電路零點與極點之掌握，扣除掉複雜數學推導之限制，可以在大幅縮小電路尺寸的狀況下達到優於以往傳統耦合器之效能。本論文中，將此雙頻耦合器設計在 1.8 GHz~2.8 GHz 及 3.7 GHz~4.6 GHz 兩個操作頻帶，在此兩個頻帶中皆可將耦合量提升至接近 0 dB，隔離度(isolation) 降至在 -35 dB 以下，遠優於許多傳統微帶線耦合器。以下，將由電路設計原理至電磁軟體模擬循序說明，最後並附上電路實作量測加以驗證，確保電路理論之精確性。

5.4.1 零點-極點分析(ZERO-POLE)

由前幾章可知，由於此互補式裂隙矩形共振結構主要是因為傳輸線對地電容感應所產生，因此電路單元結構與一般複合式左右手材料不盡相同，並聯共振腔多了一個對地耦合電容讓此結構多產生了一個零點，且由前節可知，由於此對地電容，使產生零點之頻率將略小於電路的極點。本論文所提出之雙頻任意耦合量耦合器及善用此特性作串接的設計。

互補式裂隙矩形共振結構無論設計在哪一個頻段，皆有一個零點與極點。首先，先將共振結構設計在所需的兩個頻段，得到兩組零極點，在此，以 (Z_1, P_1) 、 (Z_2, P_2) 表示。設計的概念中，極點為有耦合作用的左手區，也是電路的操作區，零點則可用來當作操作區的上限或是下限。大致來說， Z_1 為第一頻段的下限， P_1 為第一頻段起始操作區； Z_2 則可說是第一頻段的上限或是第二頻段的下限，也是將 P_1 拉下來區別兩個操作頻段的主要因素，同樣的， P_2 為第二頻段的操作區。

由於 (Z_1, P_1) 、 (Z_2, P_2) 可以利用互補式裂隙矩形共振結構做任意的設計，因此，雙頻可調式的任意耦合量耦合器將輕易的被上述的概念所實現。以下，將由電磁模擬軟體(HFSS)開始設計兩個頻段的共振結構。

延續前一節的單頻方向選擇耦合器，第一頻段將設計在 1.8 GHz~2.8 GHz，第二頻段則設計在 3.7 GHz~4.6 GHz，其結構及模擬結果將在下一小節中詳細介紹。

5.4.2 電路模擬與實作量測

圖 5 - 22 為雙頻耦合電路的 3D 模擬結構圖，基板亦為 Rogers RO4003，板材厚度 h 為 0.787 mm，CSRR 共振腔之矩形金屬線寬度 $c = 0.4$ mm、槽線寬度 $d = 0.4$ mm、共振腔裂隙 $S_1 = 0.3$ mm、CSRR 單元寬度 $W_1 = 5.4$ mm、CSRR 單元長度 $L_1 = 12.4$ mm、 $L_2 = 6.4$ mm、兩個 CSRR 共振腔之內間距 $S_4 = 0.4$ mm；耦合傳輸線寬度 $W = 1.6$ mm、耦合線之間距 $S_2 = 0.4$ mm、 $S_3 = 0.2$ mm，然而阻抗匹配網路之長度 $ML = 7$ mm，整體耦合器電路長度 L 為 53 mm，約為 0.55 波長。

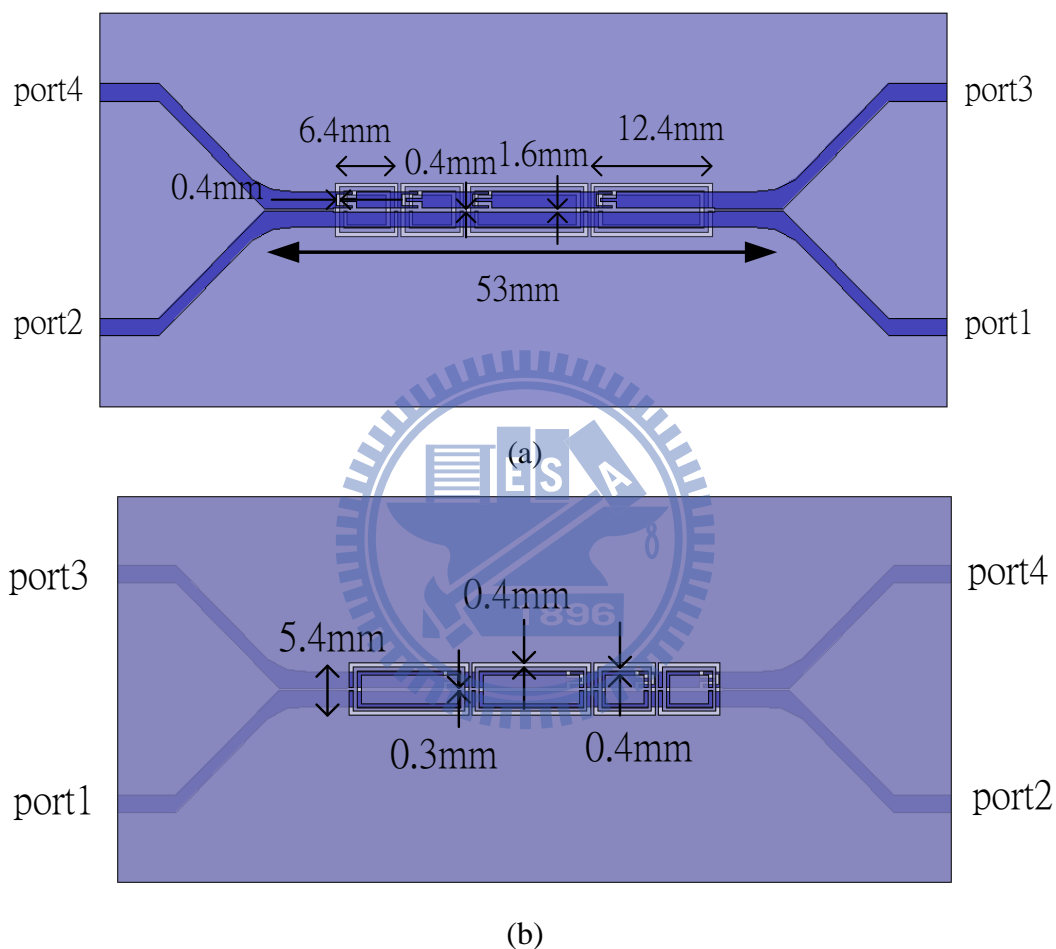


圖 5 - 22 新型雙頻方向選擇耦合器 (a)正面 (b)背面

經由高頻模擬軟體(HFSS)模擬之後，得到此耦合電路的散射參數，如圖 5 - 23 所示。

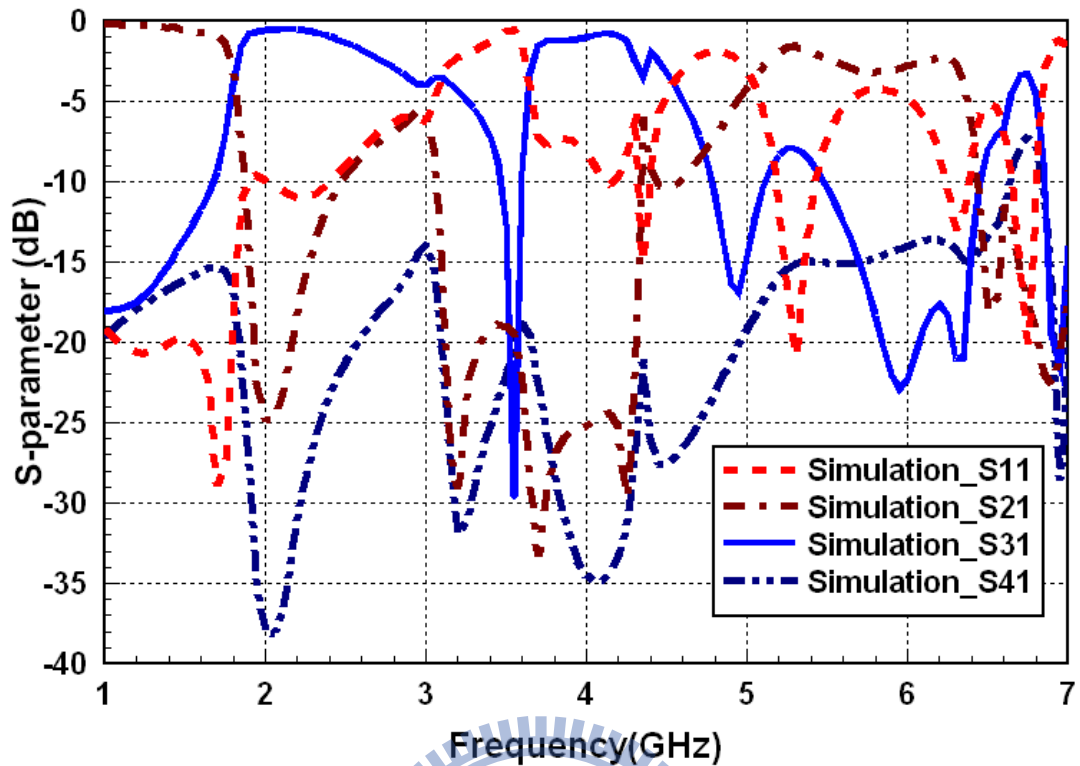


圖 5 - 23 新型雙頻方向選擇耦合器-S 參數模擬圖

由圖 5 - 23 中可以發現，在 1.8 GHz~2.8 GHz 及 3.7 GHz~4.6 GHz 兩個頻段之耦合量達-0.5 dB、-0.8 dB，隔離度(isolation)亦達-35 dB ~ -40 dB，方向性(directional) D 為 35 dB ~ 40 dB。其 3 dB 耦合頻寬則為 56%、28%。圖 5 - 24 及圖 5 - 25 為電路實作圖以及量測與模擬 S 參數比較圖。

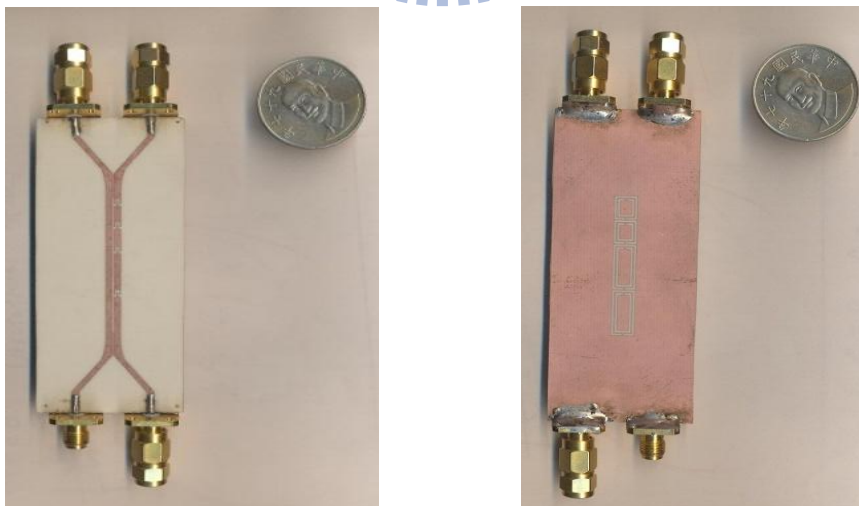
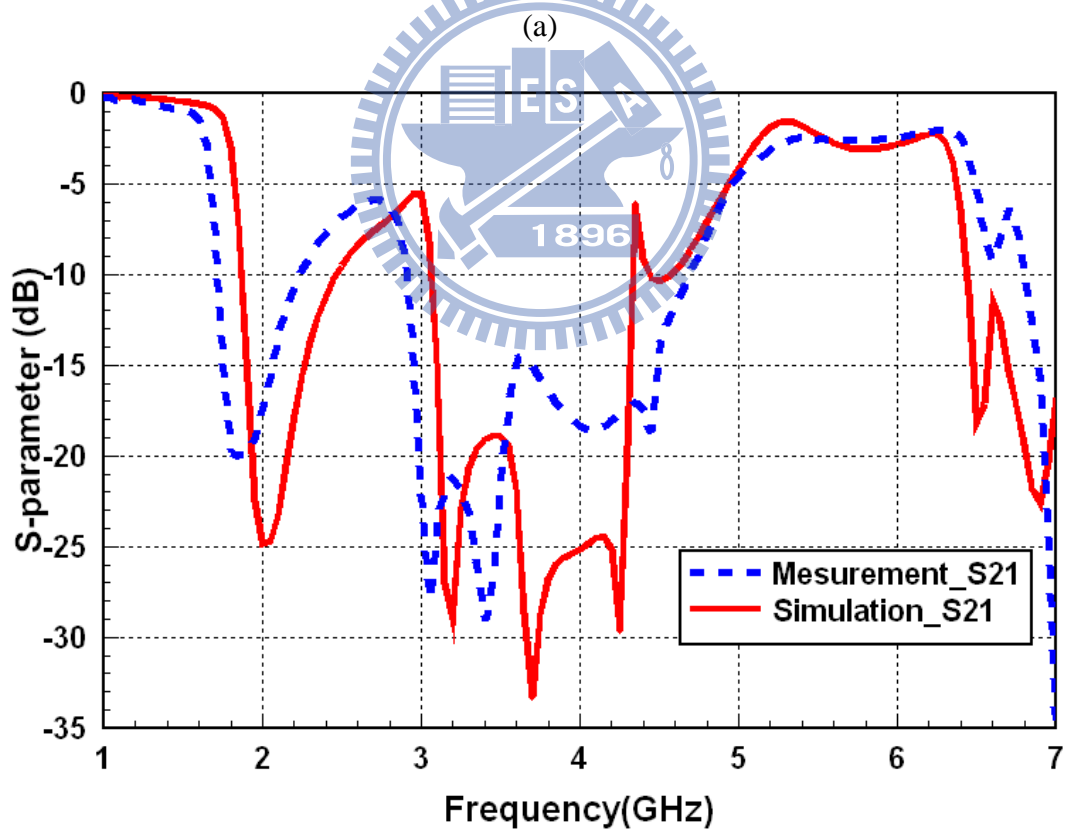
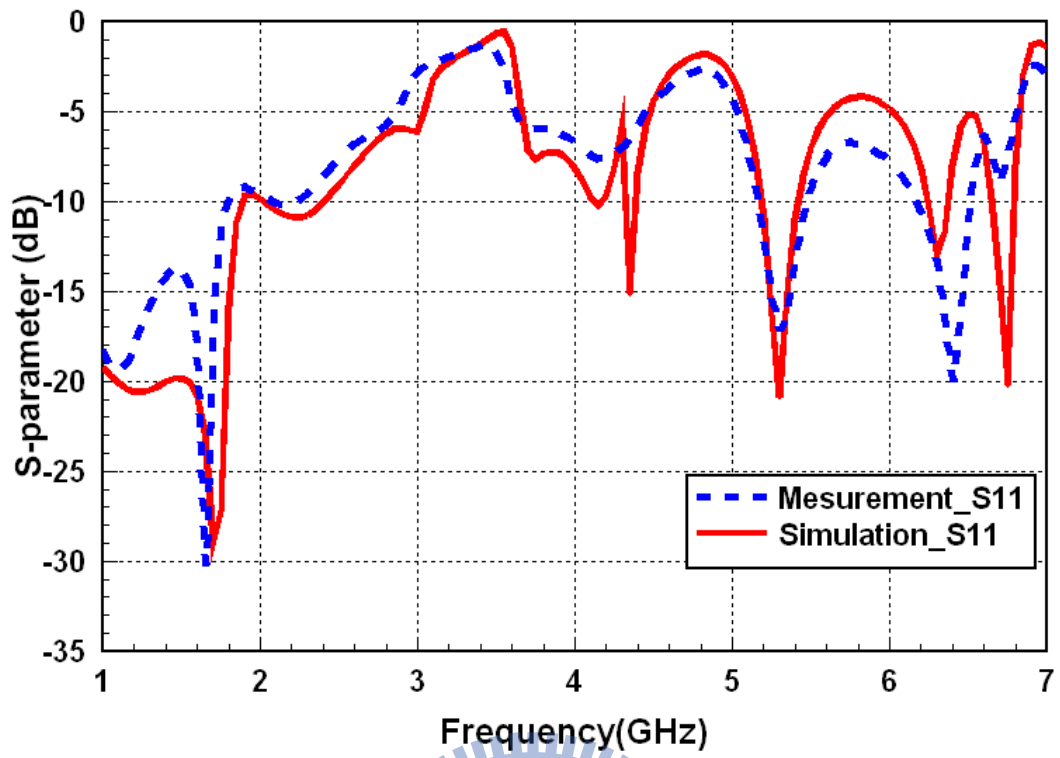
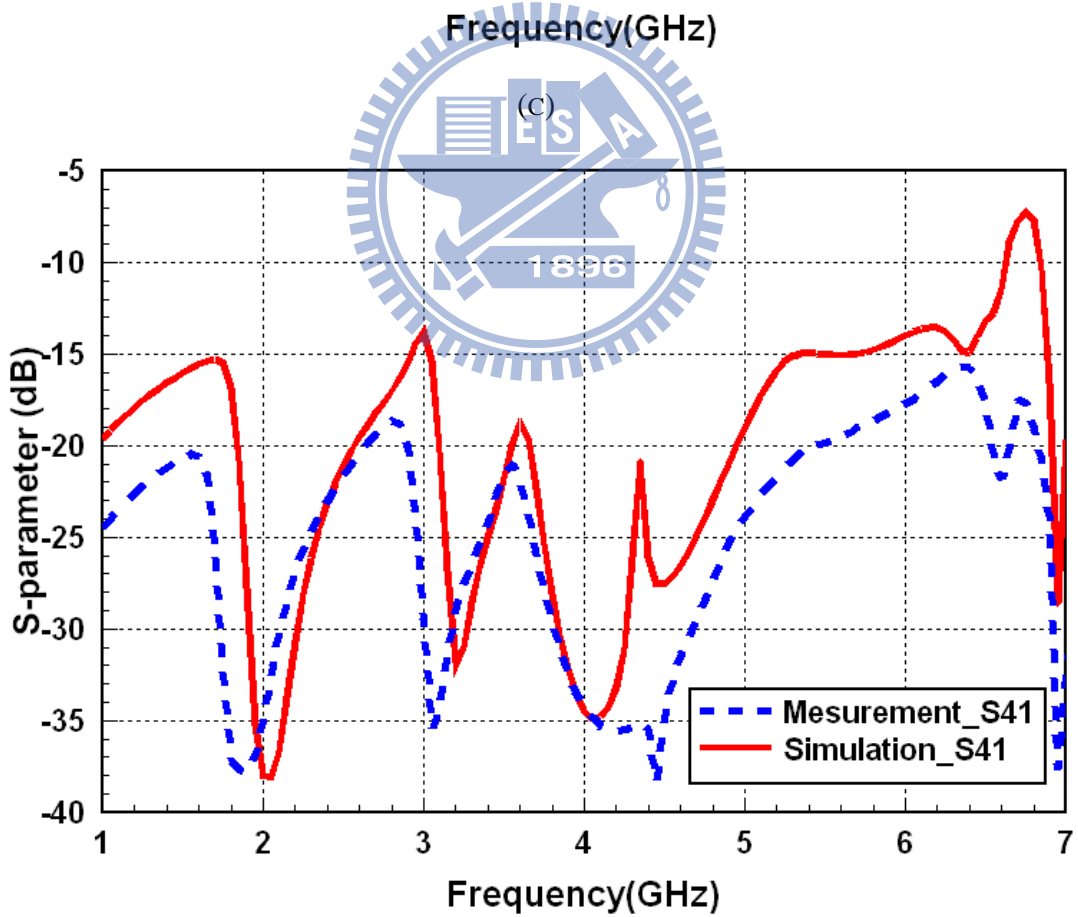
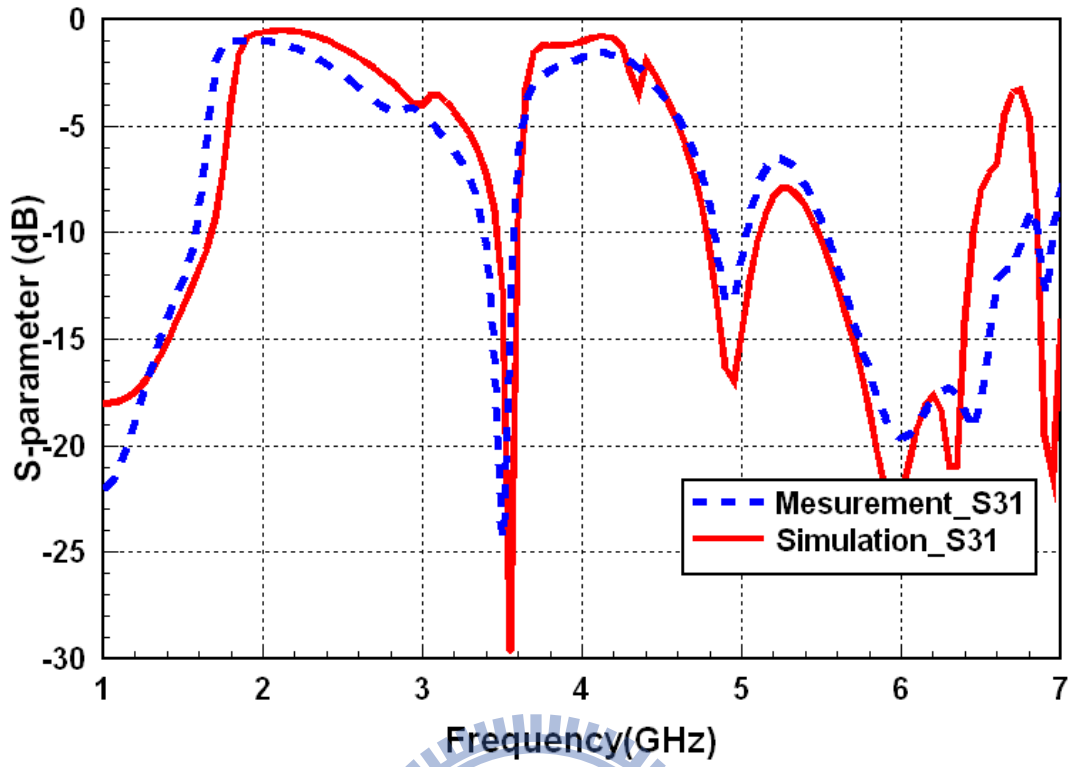


圖 5 - 24 新型雙頻方向選擇耦合器-實作電路圖



(b)



(d)

圖 5 - 25 新型雙頻方向選擇耦合器-S 參數模擬與量測比較圖

(a) S_{11} (b) S_{21} (c) S_{31} (d) S_{41}

由圖 5 - 25 可看出模擬與量測的曲線幾乎一致，僅由於實作上的些許誤差，頻率點稍微向低頻偏移 0.05GHz，誤差率在 3% 以內，在可接受的範圍之內。經由前述一連串模擬與實作的雙重驗證，證明本章節所提出之單頻及雙頻方向選擇耦合器能依據有根據之理論做最適當的效能設計。



5.5 討論

綜合以上理論分析、模擬及實作之結果，雖因實作誤差而造成量測與模擬結果之差異，但是更證明本章節所提出之單頻、雙頻方向選擇耦合器確實能以簡單創新且完整之理論及短小之結構呈現出相當優異的耦合效能。在本節中，將第三章所整理近幾年來相關的耦合器研究（包含傳統式、複合式左右手型、對稱型及非對稱型）與本研究所提出之新型耦合結構加以比較，更清楚地說明本論文所提出之創新概念的應用價值。

在 3-2 節中整理了歷年以來的多種耦合器結構，其各種耦合器之效能比較如表 5-1 中所示。

	Bandwidth	C (dB)	I (dB)	D (dB)	Size (λ)
[1]	20%	-3	-30	-27	0.91
[2]	15% (-15dB)	-9.2	-26	16	0.27*0.077
[3]	36%	-0.5	-25	24.5	1.05
[4]	40%	-0.8	-35	34.2	1.14*0.82
[5]	10% / 10%	-1.5	-16.5	15	0.34
NEW_single	78%	-0.4	-25	24.6	0.35
NEW_dual	56% / 28%	-0.5 / -0.8	-39 / -35	38.5 / 34.2	0.55

表 5-1 各種耦合器效能比較

由上表中可以明顯看出，本論文提出的新型單頻及雙頻方向選擇耦合器，無論在頻寬、耦合量、隔離度以及方向性上皆優於其他耦合電路，且在尺寸上亦大幅度縮小，有效打破利用傳統耦合理論的限制，在保持良好耦合效能的條件下順利達到電路尺寸縮小化的設計目的。

第六章 結論 (Conclusion)

本論文應用裂隙矩形共振腔(CSRR)成功設計三種高耦合量耦合器電路，幾乎可達完全耦合之效能，其中包含第四章的耦合器縮小化概念、非對稱型相位耦合器，其利用裂隙矩形共振腔創造出複合式左右手傳輸線(CRLH)之結構，產生獨特的左手特性，輔以數學的推導以及分析，順利在所需的耦合頻段達到所需要的耦合效能；為了能夠進一步優化及縮小化第四章之耦合電路結構，第五章提出的新型方向選擇耦合器，其利用共振腔共用的新設計，輔以簡單的電路推導以及零極點位置控制，完成縮小化的寬頻可調式單頻及雙頻方向選擇耦合器。

由於本研究皆以裂隙矩形共振腔的電路單元(Unit-cell)為設計基礎，因此在第二章對此單元結構做詳細的分析及探討，前半部包含裂隙矩形共振腔的基本電磁、濾波特性以及內共振特性，甚至依據電路感應概念提出裂隙旋轉特性，以增加耦合電路可調式設計之彈性，共振腔偏移特性則是因應共振腔共用設計所作的電路分析；為了能更精確的達到單元結構以及頻率設計的控制，並且能與實作、模擬雙重驗證，後半部則提出裂隙矩形共振腔等效電路之萃取方法及步驟，以增加整個耦合電路研究之完整性。

第四章前半部提出應用互補式裂隙矩形共振器之耦合器縮小化概念，適用於對稱型阻抗耦合器以及非對稱型相位耦合器，能善用矩形共振器之結構，達到縮小的效果，但礙於耦合長度與結構尺寸之取捨(trade-off)，所產生的耦合器效能未臻完美。然而後半部的非對稱型相位耦合器亦利用類似的耦合方式，嘗試找出兩條傳輸線相位傳播常數 β 的特殊關係，能在數學上產生耦合量增加的結果，但由於要在色散圖上找到這樣的關係較容易受限，因此將嚴重影響耦合器的耦合頻寬。

第五章則利用創新的耦合傳輸概念加以改良及突破，首先設計所要的裂隙矩形共振腔的共振頻率，產生所要的左手傳輸區，接著再利用多電路單元串接的布里淵區 N 階共振特性增加耦合頻寬，最後再利用阻抗匹配網路及串聯結構的改變，完成整個耦合電路的設計。由實作量測與模擬的結果可知，在耦合量、頻寬、隔離度及方向性各方面皆有明顯的提升，尺寸也進一步的縮小，但由於共用結構及傳輸概念較新穎，因此在訊號的相位上較少著墨，可以是未來的研究方向之一。除此之外，新型的方向選擇耦合器的整體結果可以證明此為一不錯的耦合器設計概念。

附帶一提的是，由於新型方向選擇耦合器是利用新建立的一條複合式左右手類傳輸線進行耦合效應，此傳輸路徑結構有別於一般的一維濾波電路，因此可嘗試利用二維的左右手色散概念加以解釋及研究，希望能將此創新的耦合概念發展得更為完整。

綜合以上所述，本論文所提出之新型方向選擇耦合器擁有相當優良的耦合量及方向性且可任意調整耦合量的大小，此優良之特性相當適合應用於許多微波電

路當中。方向耦合器一般常用於增益放大器、功率放大器或是功率位準控制器電路中，其功用是耦合一部分信號功率經由檢測與控制電路處理後，以便作增益控制。隨著微波電路的蓬勃發展，耦合器電路尺寸的縮小化以及耦合效能的優化已更趨重要，此方向選擇耦合器亦達到所需要的效能需求。本論文提出之耦合概念雖極具創新性，但未來仍有許多需要改良以及進步的空間：第一，在對稱型阻抗耦合器與非對稱型相位耦合器部份，可調整單元結構的並聯及串聯共振頻率，以增加電路的耦合頻寬。且可嘗試增加電路單元已提升耦合器之耦合量。第二，在新型的單頻及雙頻方向選擇耦合器部份，可利用二維的左右手色散特性對此電路進行分析及探討，進而延伸有關訊號相位之研究。第三，實際探討及驗證方向選擇耦合器在放大器中之助益。本論文之研究為新型耦合傳輸概念之基石，未來對耦合電路有興趣之研究學者可以本論文為基礎參考，針對以上所提出之研究方向與設計問題作更深入的研究及改善，使整個耦合電路研究能更加完整，相信對未來的通訊系統發展必然有卓越之貢獻。



参考文献 (Reference)

- [1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Sov. Phys.-Usp.*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, Jan.-Feb. 1968.
- [2] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin wire structures," *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [3] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory. Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-1084, Nov. 1999.
- [4] D. Qu, L. Shafai and A. Foroozesh, "Improving microstrip patch antenna performance using EBG substrates". *IEEE Proceedings -Microwave and Antennas Propagation*, Vol. 153, No. 6, December 2006.
- [5] Eleftheriades, G.V., "Enabling RF/microwave devices using negative-refractive-index TransmissionLine (NRI-TL) metamaterials. *Ieee Antennas and Propagation Magazine*, 2007. 49(2): p. 34-51.
- [6] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley, 2004.
- [7] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Sep. 2004.
- [8] Hayati, M. and M. Nosrati, "Loaded coupled transmission line approach of left-handed (LH) structures and realization of a highly compact dual-band branch-line coupler," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 10, 75-86, 2009.
- [9] J. Bonache, G. Siso', M. Gil, A. Iniesta, J. García-Rincón, and F.Martín, "Application of composite right/left handed (CRLH) transmission lines based on complementary split ring resonators (CSRRs) to the design of dual-band microwave components, *IEEE Microwave Wireless Compon Lett* 18 (2008), 524-526.

- [10] G. Siso', M. Gil, J. Bonache, and F. Martín, Applications of resonant type metamaterial transmission lines to the design of enhanced bandwidth components with compact dimensions, *Microwave Opt Technol Lett* 50 (2008), 127–134.
- [11] Pozar DM. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley: New York, 1993.
- [12] J. Lange, “Interdigitated stripline quadrature hybrid”, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 17, no. 12, Dec. 1969, pp. 1150-1151.
- [13] C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, “A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 980–992, Mar. 2004.
- [14] H.V. Nguyen and C. Caloz, Simple-design and compact MIM CRLH microstrip 3-dB coupled-line coupler, *IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig*, (2006), 1733–1736.
- [15] Hirota, A., et al., A Compact Coupled-Line Forward Coupler using Composite Right-/Left-Handed Transmission Lines, in 2009 Ieee/Mtt-S International Microwave Symposium, Vols 1-3. 2009. p. 617-620.
- [16] Zhang, Q. and S.N. Khan, *COMPACT BROADSIDE COUPLED DIRECTIONAL COUPLER BASED ON COPLANAR CRLH WAVEGUIDES*. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2009. **23**(2-3): p. 267-277.
- [17] C. Caloz and H. V. Nguyen, Novel broadband conventional and dual composite right/left-handed (C/D-CRLH) metamaterials: properties, implementation and double-band coupler application, *Appl. Phys. A*, submitted (2006).
- [18] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.
- [19] R.A. Shelby, D.R. Smith, and S. Schultz, “Experimental verification of a negative index of refraction,” *Science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79,

2001.

- [20] J.D. Baena, J. Bonache, F. Marti'n, R. Marque's, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Garc'a, I. Gil, and M. Sorolla, Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines, *IEEE Trans Microwave Theory Tech*
- [21] I. Gil, J. Bonache, M. Gil, J. Garc'a-Garc'a, F. Mart'n, and R. Marqu'es, "Accurate circuit analysis of resonant type left handed transmission lines with inter-resonator's coupling," *J. Appl. Phys.*, vol. 100, ct. 2006, Paper 074908-1-10.
- [22] Aznar, F., et al., SRR- and CSRR-based Metamaterial Transmission Lines: Modeling and Comparison. 2009 International Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects. 2009. 37-40
- [23] Gil, M., J. Bonache, I. Gil, J. Garc'a-Garc'a, F. Mart'n, "On the transmission properties of left handed microstrip lines implemented by complementary split rings resonators," *Int. Journal Numerical Model.*, Vol. 19, 87-103, 2006. Pozar DM. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley: New York, 1993.
- [24] Nguyen, H. V. and C. Caloz, "Generalized coupled mode approach of metamaterial coupled line couplers: coupling theory, henomenological explanation, and experimental demonstration," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, Vol. 55, No. 5, 1029-1039, May 2007.
- [25] R. Waugh and D. LaCombe, "Unfolding the Lange coupler," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 20, No. 11, November 1972, pp. 777-779.
- [26] D. D. Paolino, "Design more accurate interdigital couplers," *Microwaves*, Vol. 15, No. 5, May 1976, pp. 34-38.