

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線與
三頻雙工環路器之設計

**Designs of Switched CRLH Leaky-Wave Antennas
with Multi-Plane Scanning Capability and
Triplex Bi-Directional Ring-Hybrids**

研究生：張榮原

(Rung-Yuan Chang)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiarng Chen)

中華民國九十八年八月

切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線與
三頻雙工環路器之設計

**Designs of Switched CRLH Leaky-Wave Antennas
with Multi-Plane Scanning Capability and
Triplex Bi-Directional Ring-Hybrids**

研究生：張榮原

Student : Rung-Yuan Chang

指導教授：陳富強 博士

Advisor : Dr. Fu-Chiang Chen

國立交通大學
電信工程研究所
碩士論文



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

August 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十八年 八月

切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線與 三頻雙工環路器之設計

學生：張榮原

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

本論文前半部提出一新型多平面掃描複合左右手(composite right/left handed, CRLH)洩漏波天線之設計，採用後設材料(metamaterial)所擁有的獨特性質，將葦狀結構與MIM(metal-isolator-metal, MIM)電容作結合，建構出一維平衡型 CRLH 洩漏波天線，其擁有輻射波束隨頻率由後向至前向作連續性掃描之特性。接著將兩組一維平衡型 CRLH 洩漏波天線作十字交叉擺設，並於交叉點之電路單元旁設置射頻切換電路，藉由著控制二極體導通狀態而切換不同的洩漏路徑，使天線具有數個掃描平面可供選擇，為將波束切換與掃描功能合為一體之新型天線。此外，本設計採用平面印刷電路板技術所實現，其電路結構輕薄簡單，易與其他平面印刷電路作整合。

本論文後半部提出一種新型微波電路之設計，此微波電路稱為三頻雙工環路器，它亦基於後設材料之電磁帶隙(electromagnetic band-gap, EBG)性質所建構出。首先，將傳統單層葦狀結構結合懸置微帶線之理論，推廣至多層結構，使其擁有多頻 EBG 特性，達到電路縮小化效果。接著將三組所設計的雙頻 EBG 電路作環形串聯，並經過妥善的阻抗匹配，進而完成三頻雙工環路器之設計，它結合了雙工器與環路器之功能，適合在 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 系統之間，作多頻段與多通道的資料整合。

Designs of Switched CRLH Leaky-Wave Antennas with Multi-Plane Scanning Capability and Triplex Bi-Directional ring-Hybrids

Student: Rung-Yuan Chang Advisors: Dr. Fu-Chiang Chen

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University



Abstract

In the first part of this thesis, a novel CRLH leaky-wave antenna with multi-plane scanning capability is designed and fabricated. By utilizing unique properties of the meta-materials, a 1-D balanced CRLH leaky-wave antenna is realized with unit cells consisting of mushroom structures and MIM capacitors. Consequently, the radiation beam of the antenna is capable of continuous scanning from backward to forward angles. Furthermore, we place two sets of 1-D balanced CRLH leaky-wave antenna in a cross-type structure, and install RF switching circuits aside to the intersectional unit cell. By controlling those PIN-diodes, we can switch different leaky paths to achieve multi-plane scanning capability. This novel circuit combines the properties of beam-switching and beam-scanning antennas. In addition, all proposed elements of this invention are implemented by planar printed circuit board technique, which is low-profile, simple and easy to be integrated with other planar printed circuits.

A novel three-port microwave circuit called triplex bi-directional ring-hybrid is proposed in the second part of this thesis. It is accomplished on the basis of the electromagnetic band-gap (EBG) characteristic of the meta-materials. Firstly, we extend the concept of the

traditional single-layered mushroom structure with the suspending microstrip line to the multi-layered structure. In this way, the multi-layered structure can reveal multi-band EBG characteristic and achieve miniaturization. Moreover, we use three sets of proposed dual-band EBG circuit to be series-connected in a ring-type structure. By using proper impedance matching, the design of the triplex bi-directional ring-hybrid is completed. It combines the capabilities of the diplexer, the duplexer and the circulator. The triplex bi-directional ring-hybrid can integrate three kinds of communication systems with each other, which operate at frequencies including GSM 1800MHz, WiFi 2.45GHz, and WiMAX 3.5GHz, respectively. It is suitable for the information integration of multi-band and multi-system communication applications.



誌 謝

首先，我要特別感謝我的指導教授—陳富強老師，這兩年來老師對我不論是在學術研究上的指導，或是待人處世上的導引，都使我受益無窮，同時也給予我自由又舒適的研究空間得以恣意發揮，讓本論文能夠順利完成。這段匆忙卻充實的日子裡，我學到的不只是專業領域上的知識，更重要的是面對困境時應有的態度與自信，深信這些對我未來的工作或生活都有極大的幫助。

接著要感謝這兩年來同我一起奮鬥的夥伴們，同屆的 juby 和 giant，不管是在課業及學術研究、或是日常生活上都能不吝相互交換經驗及給予建議。已畢業的王董、小潘、小莊、帥哥與小 k 學長，有你們的帶領之下，使我在研究上獲得相當大的幫助，並能快速地適應研究所生活。還有新加入的實驗室成員：政男學長、昌儒、佑俞、哲宇及佳聲學弟，相信實驗室有你們的加入將會更加茁壯，你們都是未來的扛霸子。另外也要感謝我的大學死黨們，能在生活上能給予許多的樂趣與歡笑，令我的交大生涯是非常值得回味的。

最後，我要誠摯地感謝我的父母親，長久以來對我細心栽培與無微不至地照料，在我求學階段時總能給予最大的支持與關愛，讓我毫無後顧之憂。還有我的女友香爾，也感謝她能體諒我研究所的忙碌生活，在期間能時常給予我關心與鼓勵。在此僅以此篇論文獻給所有幫助或關心我的人，表達我內心最真誠的感激。

榮原 謹誌

2009 年 8 月 於新竹交大

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iv
目錄	v
圖目錄	viii
表目錄	xii
第一章 導論	1
1.1 工程背景與研究動機	1
1.2 內容提要	3
第二章 後設材料	5
2.1 概述	5
2.2 人造傳輸線之原理	6
2.3 人造傳輸線之實現	9
2.4 人造傳輸線之應用	11
2.4.1 導波應用	11
2.4.2 輻射與折射應用	13
2.5 葷狀結構	14
2.5.1 人造磁導特性	15
2.5.2 電磁帶隙特性	16
第三章 複合左右手洩漏波天線	19
3.1 概述	19
3.2 洩漏波天線之原理	19

3.3	CRLH 洩漏波天線之原理	21
3.4	電路單元設計	22
3.5	電路單元模擬與量測分析	26
3.5.1	TRL 校準	26
3.5.2	模擬結果與實作量測	31
3.6	電路單元之等效電路萃取	36
3.6.1	簡易型等效電路模型	36
3.6.2	複合型等效電路模型	39
3.7	一維 CRLH 洩漏波天線	43
3.7.1	天線結構	44
3.7.2	電路實作與量測結果	46
3.8	心得與討論	50
第四章	切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線	52
4.1	概述	52
4.2	智慧型天線	52
4.2.1	智慧型天線的優點	53
4.2.2	智慧型天線的類型	54
4.3	直角型 CRLH 洩漏波天線	55
4.3.1	直角型電路單元	55
4.3.2	直角型電路單元之模擬與量測分析	56
4.3.3	直角型 CRLH 洩漏波天線	58
4.4	PIN 二極體控制電路	64
4.5	切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線	66
4.5.1	天線結構	66
4.5.2	電路實作與量測結果	70
4.6	心得與討論	74

第五章 多層葦狀結構結合懸置微帶線之多頻 EBG 特性	75
5.1 概述	75
5.2 葦狀結構結合懸置微帶線之 EBG 特性與等效電路	75
5.3 葦狀結構結合懸置微帶線之多頻 EBG 特性	78
5.4 多層葦狀結構結合懸置微帶線之多頻 EBG 特性	82
5.5 心得與討論	86
第六章 三頻雙工環路器	87
6.1 概要	87
6.2 電路原理	87
6.3 三頻雙工環路器	90
6.3.1 雙頻帶止濾波器之設計	90
6.3.2 電路設計與阻抗匹配	93
6.3.3 三頻雙工環路器之模擬與量測	98
6.4 心得與討論	103
第七章 結論	104
參考文獻	106

圖目錄

圖 1-1 葦狀結構功能分類圖	3
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	10
圖 2-6 NRI 共平面帶線傳輸線	11
圖 2-7 傳輸線之相位差關係圖	12
圖 2-8 葦狀結構(a)俯視圖(b)電路單元	14
圖 2-9 AMC 之等效電路模型	15
圖 2-10 AMC 等效電路之修正模型	15
圖 2-11 表面波之 EBG 特性(a)量測示意圖(b)量測結果	16
圖 2-12 葦狀結構結合懸置微帶線結構(a)俯視圖(b)剖面圖	17
圖 2-13 葦狀結構結合懸置微帶線之量測圖	18
圖 3-1 複合波(complex wave)	20
圖 3-2 (a)洩漏波現象(b)洩漏波天線示意圖	21
圖 3-3 平衡型 CRLH 傳輸線之色散圖區域劃分	22
圖 3-4 葦狀結構(a)俯視圖(b)電路單元	23
圖 3-5 改良型葦狀結構(a)結合交指電容(b)結合 MIM 電容	24
圖 3-6 電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖(c)剖面圖	25
圖 3-7 實測示意圖	26
圖 3-8 TRL 電路示意圖(a)短路(b)開路(c)傳輸線段	27
圖 3-9 電路單元實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖	31
圖 3-10 TRL 電路實作圖(a)短路(b)開路(c)傳輸線段	32

圖 3-11 電路單元之反射與透射損耗.....	32
圖 3-12 二埠電路之電位與電流表示圖.....	33
圖 3-13 電路單元之色散圖.....	34
圖 3-14 電路單元之布洛赫阻抗.....	35
圖 3-15 簡易型電路單元之等效電路.....	36
圖 3-16 T 模型.....	36
圖 3-17 簡易型等效電路之相關參數.....	38
圖 3-18 簡易型等效電路之色散圖.....	39
圖 3-19 複合型等效電路(a)電路單元(b)對應模型.....	40
圖 3-20 T_1 模型之相關參數.....	41
圖 3-21 T_2 模型之相關參數.....	42
圖 3-22 複合型等效電路之色散圖.....	43
圖 3-23 四分之一波長轉換器示意圖.....	45
圖 3-24 一維 CRLH 洩漏波天線(a)俯視圖(b)仰視圖.....	45
圖 3-25 有無四分之一波長轉換器之反射損耗模擬圖.....	45
圖 3-26 一維 CRLH 洩漏波天線之實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖.....	46
圖 3-27 一維 CRLH 洩漏波天線之反射損耗.....	46
圖 3-28 一維 CRLH 洩漏波天線於 $x-z$ 平面之遠場輻射場型.....	48
圖 3-29 一維 CRLH 洩漏波天線於 $x-z$ 平面之遠場輻射場型.....	49
圖 4-1 智慧型天線示意圖.....	53
圖 4-2 智慧型天線類型(a)適應性天線陣列(b)切換波束天線.....	54
圖 4-3 直角型電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖.....	56
圖 4-4 直角型電路單元實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖.....	57
圖 4-5 直角型電路單元之反射與透射損耗.....	57
圖 4-6 直角型電路單元之色散圖.....	58
圖 4-7 直角型 CRLH 洩漏波天線(a)俯視圖(b)仰視圖.....	59

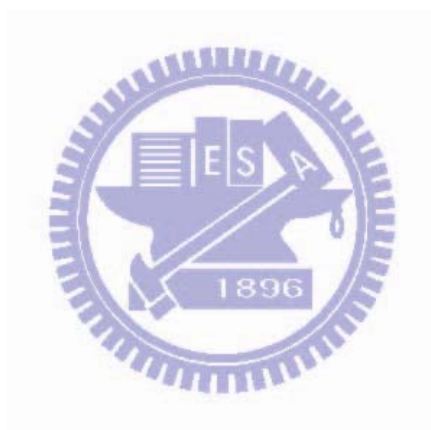
圖 4-8 直角型 CRLH 洩漏波天線之實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖	60
圖 4-9 直角型 CRLH 洩漏波天線之反射損耗	60
圖 4-10 直角型 CRLH 洩漏波天線於 $\phi = 45^\circ$ 平面之遠場輻射場型	62
圖 4-11 直角型 CRLH 洩漏波天線於 $\phi = 45^\circ$ 平面之遠場輻射場型	63
圖 4-12 PIN 二極體控制電路(a)電路圖(b)實作圖	65
圖 4-13 PIN 二極體控制電路之散射參數量測結果(a)不導通(b)導通	66
圖 4-14 切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線	68
圖 4-15 切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線實作圖	69
圖 4-16 切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線之反射損耗量測結果	70
圖 4-17 切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線之遠場輻射場型量測結果	73
圖 5-1 葦狀結構結合懸置微帶線之電路單元(a)俯視圖(b)剖面圖	76
圖 5-2 葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的模擬圖	76
圖 5-3 四個葦狀結構結合懸置微帶線之示意圖	77
圖 5-4 四個葦狀結構結合懸置微帶線電路單元的模擬圖	77
圖 5-5 葦狀結構結合懸置微帶線之等效電路圖	78
圖 5-6 雙頻 EBG 之電路結構示意圖	79
圖 5-7 雙頻 EBG 的散射參數之模擬與量測結果	79
圖 5-8 三頻 EBG 之電路結構示意圖	80
圖 5-9 三頻 EBG 的散射參數之模擬與量測結果	80
圖 5-10 三頻 EBG 之等效電路模型	81
圖 5-11 三頻 EBG 等效電路模型之模擬結果	81
圖 5-12 雙層葦狀結構結合懸置微帶線之電路單元示意圖	82
圖 5-13 雙層葦狀結構的散射參數之模擬結果	83
圖 5-14 雙層葦狀結構結合懸置微帶線之等效電路圖	83
圖 5-15 三層葦狀結構結合懸置微帶線之電路單元示意圖	85

圖 5-16 三層葦狀結構的散射參數之模擬結果.....	85
圖 6-1 Duplexer、Diplexer 與 Bi-directional diplexer 功能示意圖.....	88
圖 6-2 circulator 之功能示意圖.....	88
圖 6-3 三頻雙工環路器之功能示意圖.....	89
圖 6-4 雙頻 EBG 電路圖.....	91
圖 6-5 雙頻 EBG 電路之散射參數的模擬結果.....	92
圖 6-6 三頻雙工環路器之操作示意圖.....	93
圖 6-7 三頻雙工環路器之輸入阻抗示意圖.....	95
圖 6-8 傳輸線效應之阻抗匹配示意圖.....	97
圖 6-9 三頻雙工環路器之完整電路圖.....	98
圖 6-10 三頻雙工環路器之實作電路圖.....	100
圖 6-11 三頻雙工環路器之散射參數模擬結果.....	101
圖 6-12 三頻雙工環路器之散射矩陣表示圖.....	102



表目錄

表 3-1 電路單元之相關參數.....	25
表 3-2 複合型等效電路之相關參數的對應值.....	42
表 3-3 一維 CRLH 洩漏波天線於 x-z 平面之遠場輻射場型數據.....	50
表 4-1 直角型 CRLH 洩漏波天線於 $\phi = 45^\circ$ 平面遠場輻射場型數據.....	63
表 4-2 切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線之遠場輻射場型量測數據.....	74



第一章 導論

(Introduction)

1.1 工程背景與研究動機

後設材料(metamaterials, MTMs)是近年來非常熱門的研究主題之一，它是一種經由後天人為加工與設計出來的特殊材料，擁有自然界中天然材料所沒有的獨特性質，這些獨特性質也吸引了許多近代科學家的關注，並爭先恐後地參與研究，開創了不論是在電磁波、材料科學或是光電等領域中嶄新的研究方向。

後設材料的歷史可以追溯到 1968 年，當時由前蘇聯物理學家 V. G. Veselago 發表了一篇對於具有負介電係數與負導磁係數之物質的假說[1]，此物質顛覆了大眾對於傳統物質中電磁波的概念，V. G. Veselago 也預測許多在傳統物質中的物理現象，在他所假想的物質裡將被推翻或作修正，如都卜勒效應(Doppler effect)、司乃耳定律(Snell's law)等，不過以當時製程技術還無法直接經由實驗證明這套假說。

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。爾後，越來越多關於後設材料的結構與研究相繼被發現，並建立起相當完備的理論和架構，將此門學問應用於光波、微波和紅外光波段等，進而使得琳瑯滿目的產品也如雨後春筍般地被發明出來，豐富了現代人的生活。

智慧型天線(smart antenna)也是現今電信領域中很熱門的研究之一，近期由於無線通訊產業的興起，為了因應大量的多媒體資訊傳輸，如何在有限的頻寬內作到最有效率地使用，達到更完美的通訊品質，成為現代無線通訊系統最大的議題。而智慧型天線可利用空間多樣(spatial diversity)，透過控制天線的波束方向來提高增益與訊號雜訊比，藉此增加通道容量(channel capacity)，除此之外，天線空間多樣也能降低接收訊號因多重路徑(multipath)而產生的相差、時間延遲和衰減的影響，抑制不必要的干擾，提升天線輻

射效率與系統涵蓋範圍。

而目前智慧型天線主要類型分為切換波束(switched beam)與自適型陣列(adaptive array)系統，切換波束型天線擁有某些固定波束方向，可依使用者需求作特定方向輻射；自適型天線陣列則是控制相位與天線陣列分佈，利用波束形成(beam forming)技術，可使其作任意方向輻射，不過通常相位陣列與饋入網路目當複雜，相較而言，洩漏波(leaky wave)天線因其主波束隨頻率掃瞄特性，並擁有較簡易的饋入網路，如今亦被廣泛地研究。

本論文第一部分利用後設材料中蕈狀結構(mushroom structure)所具有的複合左右手(composite right/left handed, CRLH)傳輸線特性，將此觀念應用到洩漏波天線上，使其擁有優於傳統洩漏波天線的輻射效能，在結構上也較為簡單且輕薄，不需額外複雜的饋入電路，大幅提高洩漏波天線之價值。此外，我們將前述所設計出的一維 CRLH 洩漏波天線作適度擺設，並結合 PIN 二極體控制電路作路徑切換，成功設計出別於一般天線陣列結構之新型切換式洩漏波天線。

此新型切換式洩漏波天線，它不僅保有本質的波束頻率掃瞄功能之外，也提供三個不同平面的掃瞄，將傳統洩漏波天線之二維平面掃瞄推廣至三維空間，並且觀念簡單，可依使用者需求作設計，達到更多平面掃瞄，視整體電路大小而定。相當適合現今智慧型天線、雷達、聲納及方向(direction-of-arrival, DOA)估測等系統上的應用。

本論文第二部分之重點則放在後設材料中蕈狀結構所具有的電磁帶隙特性(Electromagnetic band-gap, EBG)，於本論文中我們將提出一種新型 EBG 電路理論，為多層蕈狀結構結合懸置微帶線之架構，其擁有多頻 EBG 之特性，且透過多層電路概念，將傳統結構作電路縮小化之處理。此外，我們將三個基於前述之理論而設計成的雙頻 EBG 電路圍成迴路，並附上三個埠且作妥善的阻抗匹配，成功設計出一種新型三埠微波環狀電路。

此新型三埠微波環狀電路我們稱為三頻雙工環路器，它結合了雙工器、分頻器及環路器之功能，透過此微波電路，我們可將 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 及 WiMAX 3.5GHz 訊號作多系統與多通道之收發處理，適用於現今各種整合型之多通訊系統。

1.2 內容提要

本論文分為兩部分，第一部分將後設材料中 CRLH 觀念應用到洩漏波天線上，設計出利用蕈狀結構結合 MIM 電容所構成的 CRLH 洩漏波天線，並將其與 PIN 二極體控制電路作整合，設計出新型切換波束掃描洩漏波天線，其擁有多平面掃描功能，並達到三維空間掃描可能。第二部分則是利用後設材料中的 EBG 性質，將傳統單層蕈狀結構延伸至多層結構，與懸置微帶線結合而產生多頻 EBG 現象，達到電路縮小化效果，並利用此概念設計出兼具分頻與雙向功能的環形微波電路，藉此達到多頻多通道的系統整合之目的。本論文內容將會清楚交代天線與微波電路之設計原理，並針對所設計之特性加以探討。以下分為七個章節作說明：

第一章 導論：粗略敘述本論文之工程背景與研究動機，針對本論文內容作摘要整理。

第二章 後設材料：簡介後設材料的發展與理論及其應用，並將後設材料中具有代表性的蕈狀結構作進階討論，討論內容包括蕈狀結構之人造磁導(artificial magnetic conductor, AMC)、EBG、CRHL 與負折射(negative refraction index, NRI)特性，

圖 1-1 為我們依照蕈狀結構之各項功能所作的簡易分類圖。

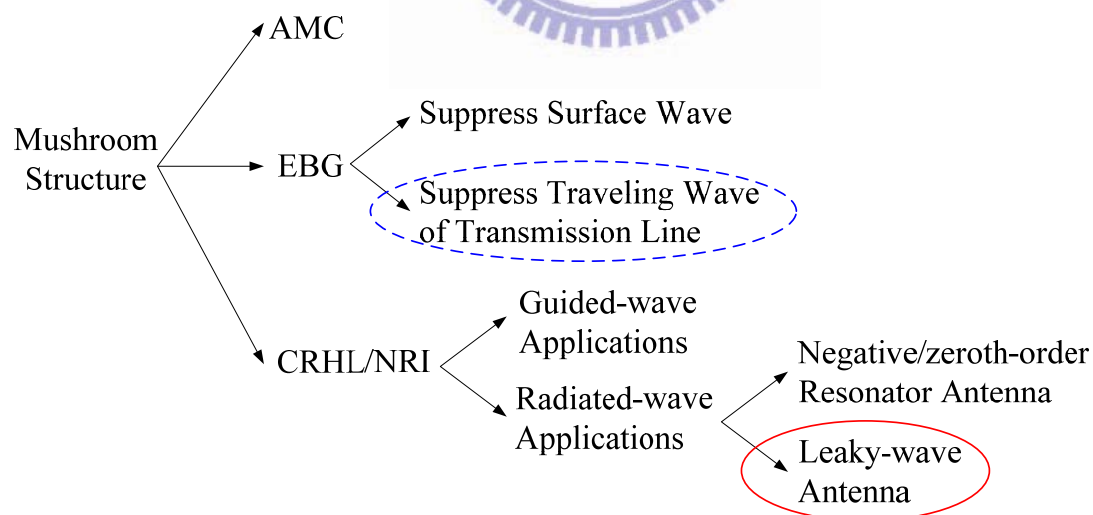


圖 1-1 蕈狀結構功能分類圖

第三章 CRLH 洩漏波天線：簡述洩漏波天線原理，接著利用 CRLH 傳輸線設計出一個平衡式電路單元，同時介紹如何透過 TRL 校準與散射參數轉換取得色散曲線，

並萃取其等效電路作為佐證，然後基於此單元結構設計出一維 CRLH 洩漏波天線，最後附上模擬分析與實作測量結果。

第四章 切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線：概述智慧型天線功能與類型，再利用 PIN 二極體控制電路與前述天線作整合，提出新型切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線，於本論文設計中可達到三個平面的波束掃瞄功能，並在章節最後附上模擬與量測結果。

第五章 多層葦狀結構結合懸置微帶線之多頻 EBG 特性：說明傳統結構之 EBG 原理，接著提出多層葦狀結構之多頻 EBG 的概念，改良傳統結構之電路面積過大的缺點，達到電路縮小化效果，同時將附上模擬與量測結果作為驗證。

第六章 三頻雙工環路器：首先介紹雙工器與環路器之功能，接著提出一種新型微波電路—三頻雙工環路器。承接前一章的多層多頻 EBG 特性，加以設計出具有分頻、雙向功能的環形微波電路，適合作多頻段之系統整合之用途，並在章節最後附上模擬與量測結果。

第七章 結論：將本論文所提出的切換式多平面掃瞄 CRLH 洩漏波天線與三頻雙工環路器作總結。

第二章 後設材料

(Metamaterial)

2.1 概述

後設材料(metamaterials, MTMs)的定義非常廣泛，任何經由後天人為加工後而具有別於一般傳統電磁特性之材料皆可通稱為後設材料，它的操作頻帶範圍相當寬廣，上至光波、紅色光波段，下至微波、毫米波段都能見到它的存在，其應用可以說是琳瑯滿目，為二十一世紀最熱門的研究主題之一。

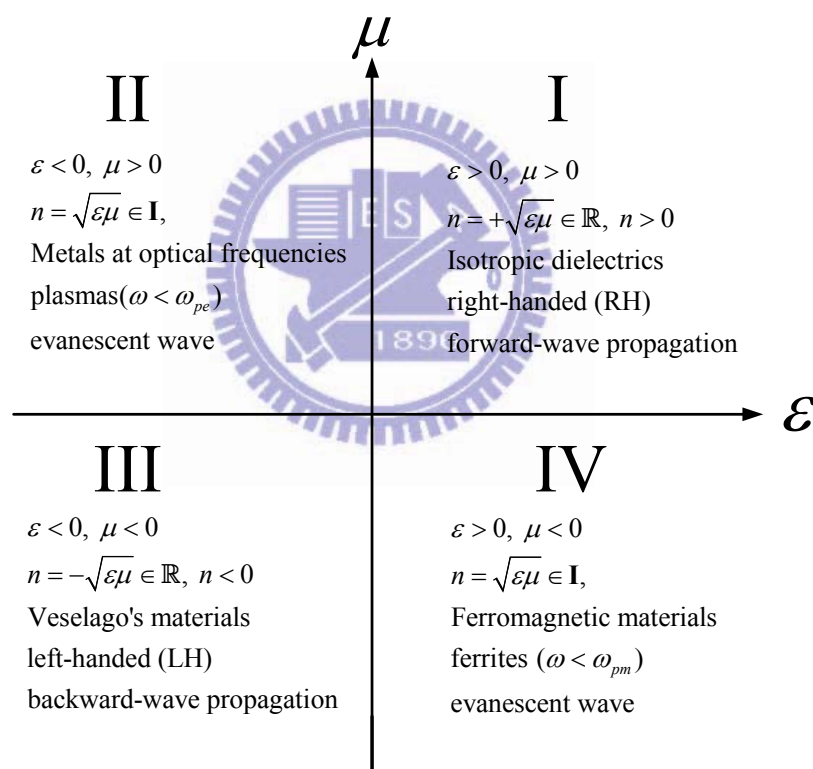


圖 2-1 介電係數與導磁係數關係圖

後設材料的起源可以追逐至 1967 年，由前蘇聯科學家 V. G. Veselago 率先提出同時具有負介電係數與負導磁係數的物質概念，若將介電係數與導磁係數關係作歸納，可得圖 2-1，V. G. Veselago 所假設的物質可歸納至第三象限，第一象限為我們熟知的傳統材質，其電磁波傳遞行為遵守右手定則，而第二象限與第四象限分別為電漿材質與超磁性

材料，在此我們不作深入討論，第三象限之物質因電磁波傳遞行為遵守左手定則，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)等奇特性質，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，以下將對微波領域中的人造傳輸線作更深入地介紹。

2.2 人造傳輸線之原理

一般傳輸線又稱為右手傳輸線，因發展淵源久遠，其理論分析也已經相當完備，而 T. Itoh 與他的學生 C. Caloz 將左手材料概念引入舊有傳輸線理論中，建立起更廣義的架構[4]，替人造傳輸線領域開拓出更寬廣的康莊大道。

傳統右手(right-hand, RL)傳輸線之電路單元模型為一個串聯電感和一個並聯電容，如圖 2-2 (a)所示，而左手(left-hand, LH)傳輸線結構恰好相反，為一個串聯電容和一個並聯電感，如圖 2-2 (b)所示，但是在現實世界裡，純左手傳輸線是難以實現的，因為在傳輸線的火線上只要有電流經過，必定會貢獻出串聯電感，而火線與地線之間必定會因金屬表面累積電荷而產生並聯電容。因此，T. Itoh 和 C. Caloz 將右手傳輸線與左手傳輸線結合，設計出符合現實條件之複合左右手(composite right/left-handed, CRLH)傳輸線，這才建立起人造傳輸線的理論基礎，其電路單元模型如圖 2-2(c)所示。

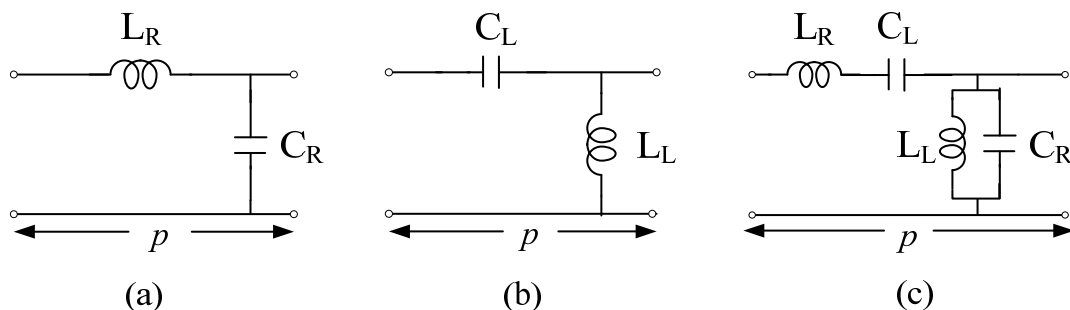


圖 2-2 傳輸線電路單元模型

(a)右手傳輸線(b)左手傳輸線(c)CRLH 傳輸線

根據傳輸線理論，我們經由電報方程式(telegraphist's equation)，將傳輸線上之電壓波與電流波作運算，可求得傳輸線的傳播常數(propagation constant)，其表示式為

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

其中 α 與 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)，若單純只考慮理想傳輸線情況下，即損耗為零($R=0, G=0, \alpha=0$)，(2.1)式只存在 β 項，右手傳輸線之相位常數將可簡化為 $\beta_R = \omega\sqrt{L'_R C'_R}$ ，對 ω 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 $\beta_L = -1/\omega\sqrt{L'_L C'_L}$ ，其色散圖如圖 2-3(b)所示。另外，右手傳輸線之相速(phase velocity, v_p)與群速(group velocity, v_g)表示式為

$$v_p = \omega / \beta = \sqrt{L'_R C'_R} > 0, \quad (2.2)$$

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

，兩者皆為同向，即 $v_p v_g > 0$ 。但左手傳輸線卻正好相反，其 v_p 與 v_g 表示式分別為

$$v_p = \omega / \beta = -\omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} < 0, \quad (2.4)$$

$$v_g = (\partial\beta / \partial\omega)^{-1} = \omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} > 0. \quad (2.5)$$

而 CRLH 傳輸線包含了這兩種傳輸線特性，其相位常數表示式為

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

$$\text{where } s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ LH range,} \\ +1 & \text{if } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ RH range,} \end{cases} \quad (2.6)$$

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

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

其色散圖如圖 2-3(c)所示。

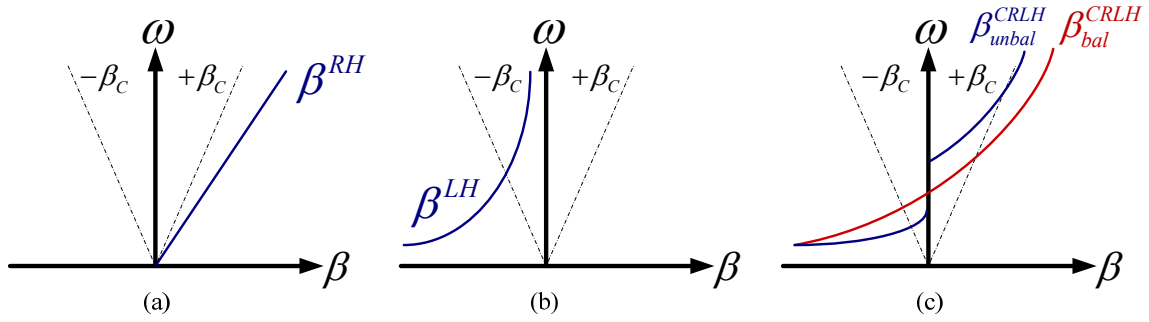


圖 2-3 傳輸線色散圖

(a)右手傳輸線(b)左手傳輸線(c)複合左右手傳輸線

從(2.6)式，我們可得知當在低頻時 CRLH 傳輸線會表現出左手傳輸線特性，即相位常數為負值，而在高頻時則表現出右手傳輸線特性，即相位常數為正值。另外，圖 2-3(c) 中有兩條曲線， β_{unbal}^{CRLH} 為一般 CRLH 傳輸線常見狀態，在相位常數為零時存在帶隙 (band-gap)，我們將其稱為非平衡(unbalanced)狀態。若對 CRLH 傳輸線特別作設計，使得電路單元中串聯共振頻率($\omega_{se}' = 1/\sqrt{L_R' C_L'}$)等於並聯共振頻率($\omega_{sh}' = 1/\sqrt{L_L' C_R'}$)，此情況我們稱為平衡(balanced)狀態，如圖 2-3(c)中 β_{bal}^{CRLH} 曲線，在相位常數為零時不存在帶隙。

接著我們從另一個角度探討帶隙成因，從電報方程式(telegraphist's equation)也可求得 CRLH 傳輸線之特徵阻抗(characteristic impedance)，其表示式為

$$Z_C(\omega) = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = Z_L \sqrt{\frac{(\omega/\omega_{se}')^2 - 1}{(\omega/\omega_{sh}')^2 - 1}}, \quad (2.7)$$

$$\text{where } Z_L = \sqrt{\frac{L_L'}{C_L'}}.$$

當平衡狀態($\omega_{se}' = \omega_{sh}'$)時，CRLH 傳輸線之特徵阻抗為定值，即

$$Z_C = Z_L = Z_R, \text{ where } Z_R = \sqrt{\frac{L_R'}{C_R'}}, \quad (2.8)$$

若處於非平衡狀態($\omega_{se}' \neq \omega_{sh}'$)時，特徵阻抗為非線性曲線，

$$\begin{aligned}
Z_C [0 < \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh})] &\in \mathbb{R} && \text{(LH pass band)} \\
Z_C [\min(\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega < \max(\omega_{se}, \omega_{sh})] &\in \mathbf{I} && \text{(band-gap)} \\
Z_C [\omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh})] &\in \mathbb{R} && \text{(RH pass band)}
\end{aligned} \tag{2.9}$$

此外，當處於帶隙頻段時，特徵阻抗將為純虛數，這對微波電路系統而言難以作到阻抗匹配，導致能量無法在此頻段傳遞，形成截止頻帶。

2.3 人造傳輸線之實現

最早將後設材料實現於微波頻段是由 2001 年美國聖地牙哥加州大學的 David Smith 等人，基於先前 J. B. Pendry 所提出來的概念而實現出來的，它由金屬細線(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[5]，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，但由於此結構尺寸與損耗過大，頻寬窄也難以與微波電路整合，故未受到廣泛地應用，不過經過後人日以繼夜地研究，各式各樣更有應用價值的左手材料結構不斷地被研發出來，目前以 T. Itoh 與他的學生 C. Caloz 等人所提出的 CRLH 傳輸線為主流[6]，如圖 2-5，另外還有蕈狀結構(mushroom structure)也具有二維左手材料特性，蕈狀結構原先是由 D. Sievenpiper 針對高阻抗平面而設計出的，該結構將於下面章節作更深入地介紹。

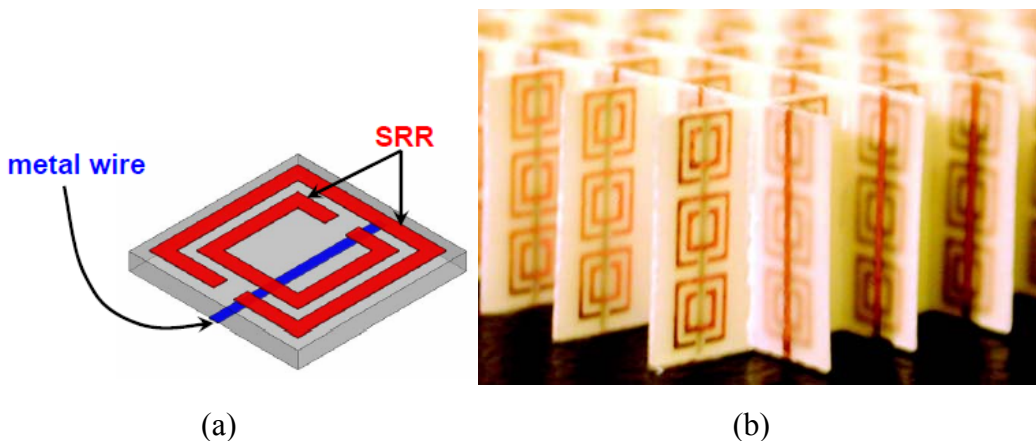


圖2-4 裂隙環形共振器與金屬細線陣列(a)電路單元(b)實體圖

(圖2-4(b)取材自參考文獻[7])

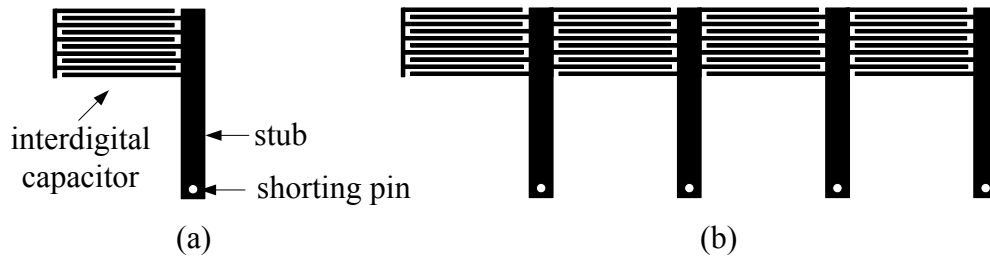


圖2-5 CRLH微帶傳輸線(a)電路單元(b)一維週期排列

實現後設材料的關鍵在於如何在舊有右手材料中創造出左手材料之元素，即圖2-2(c)中 L_L 與 C_L ，一般在微波電路中達到此目的的方法有兩種，一種是利用集總元件(lump element)，另一種則是透過散佈式元件(distributed element)。集總元件將一些非色散或低色散特性的電容與電感晶片，採用表面附著技術(surface mount technology, SMT)來實現，該方法在分析與模擬上較為簡易，設計也較為快速，不過SMT晶片因其自振(self-resonance)緣故通常有高频限制，此外，這些晶片之數值是離散的，並且難以於微波積體電路(microwave integrated circuit, MIC)或單晶微波積體電路(monolithic microwave integrated circuit, MMIC)中實現，再加上電磁特性難以控制以及不利於輻射上的應用，諸多缺點導致散佈式元件方法較受到青睞。散佈式元件主要是透過微帶線(microstrip line)、帶線(stripline)、共平面波導(coplanar waveguide)等技術來呈現，設計上深具彈性，且高频響應與輻射效率較佳，雖然目前散佈式電容與電感無法經由精確公式而設計，但仍可藉著模擬軟體輔助分析並加以萃取其數值。

圖2-5即為散佈式元件方法之一例，為微帶線結構，我們可觀察出CRLH傳輸線之電路單元中的 L_L 與 C_L ，分別由該圖中的接地殘段(shorting stub)電感與交指(interdigital)電容所提供，再結合微帶線原有的 L_R 與 C_R ，完成如圖2-2(c)中CRLH傳輸線之電路單元所需參數，將其電路單元作週期性排列即為一維CRLH傳輸線。

而圖2-6是另一結構之CRLH傳輸線，它由G. V. Eleftheriades等人所設計的[8]，G. V. Eleftheriades也是活躍於後設材料的研究學者之一，別於T. Itoh等人，他對於後設材料較著重於負折射(negative refraction)研究，也將具有左手特性傳輸線稱為負折射傳輸線(NRI-TL)。由圖2-6中可觀察出，該結構為共平面帶線(coplanar stripline)，其電路單元中

的 L_L 與 C_L ，分別由迂迴繞折(meander line)電感與交指(interdigital)電容所貢獻。

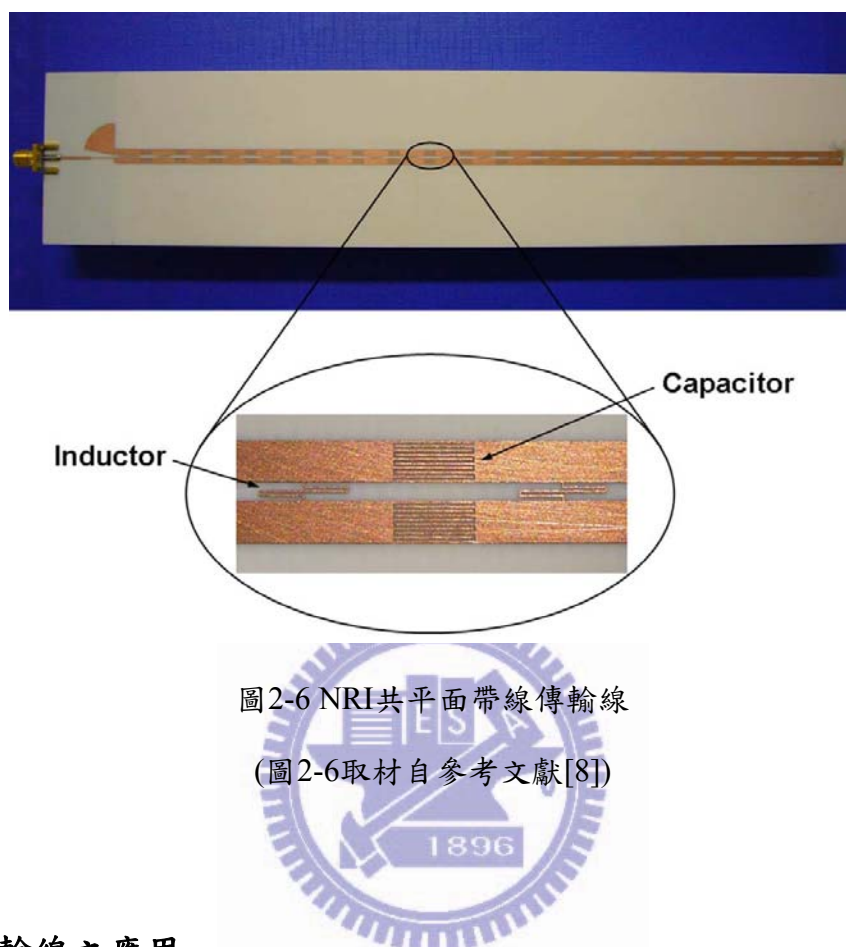


圖2-6 NRI共平面帶線傳輸線

(圖2-6取材自參考文獻[8])

2.4 人造傳輸線之應用

伴隨著 CRLH 傳輸線之理論建立，諸多在微波領域上的應用也迅速地發展起來，目前應用大致可分為三大類：導波(guided-wave)、輻射(radiated-wave)以及折射應用。

2.4.1 導波應用

在導波應用上，目前 CRLH 傳輸線擁有眾多高度價值的特性，這些特性包括了雙頻(dual-band)操作、增加頻寬、多層緊密結構(multilayer-architecture super-compactness)、任意耦合強度(arbitrary coupling level)以及負或零階共振(negative/zeroth-order resonance)等。

雙頻操作主要是利用 CRLH 傳輸線中的傳播常數與頻率為非線性關係，經由妥善設計 L_L 、 C_L 、 L_R 、 C_R ，即可將 CRLH 傳輸線達到任意雙頻操作，別於一般右手傳輸線之固定高階模頻帶，適用於各式各樣的微波電路上，如分枝耦合器(branch line coupler)、鼠競耦合器(rat-race coupler)、移相器(phase shifter)、維爾金森功率分波器(Wilkinson power divider)和混波器(mixer)等[9]。

增加頻寬則是將微波電路中的部分右手傳輸線用CRLH傳輸線取代，利用其之間的相位差變化較為緩慢而達到寬頻。如圖2-7所示，圖(a)中為兩段不同長度右手傳輸線之相位差變化，隨頻率作線性增加；而圖(b)為一段右手傳輸線與一段CRLH傳輸線之相位差變化，於兩者相位斜率較接近之頻段內，相位差較為平坦，即不隨頻率作很明顯變化。將其應用於微波電路中，如各類耦合器(coupler)、平衡至非平衡轉換器(balance to unbalance, balun)、移相器(phase shifter)等，可大幅增加其頻寬[10]。

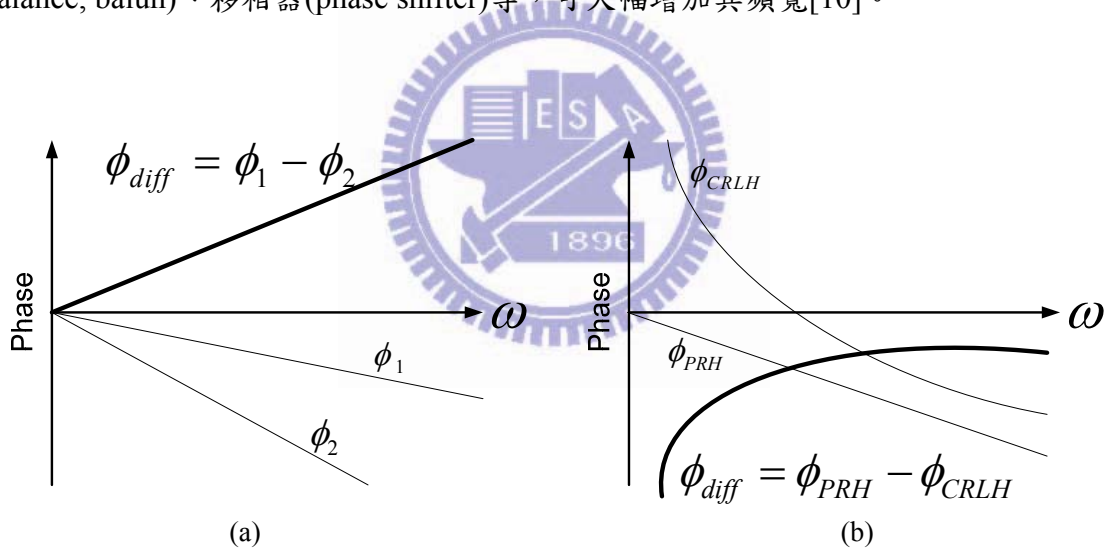


圖2-7 傳輸線之相位差關係圖

(a)兩段不同長度右手傳輸線之相位差(b)右手與CRLH傳輸線之相位差

多層緊密結構的概念為垂直傳輸線[11]，別於一般傳統的平面微波電路，它將微波元件或傳輸線利用多層繞折方式達到縮小化，尤其因CRLH電路中常用的交指電容或MIM(metal-insulator-metal)電容等元件面積過大，若採用此方法再結合低溫共燒陶瓷(low-temperature cofired ceramics, LTCC)技術來製作，即可有效縮小電路尺寸。

任意耦合強度的耦合線耦合器(coupled-line couplers, CLCS)主要是利用左手材料的後向傳播特性，設計出不需對稱定向之耦合器[12]，藉此可改善傳統耦合線耦合器之頻寬。此外，透過改變CRLH傳輸線中的單元個數或者耦合線的間隙可獲得任意耦合度，甚至於最高可接近0dB，揮別過去低耦合量的困境，且與傳統的右手不對稱定向耦合器相比，其電路尺寸大為減小。

至於負階或零階共振，在傳統右手傳輸線中，若將其一端開路或短路，將會產生駐波(standing wave)而形成共振器。CRLH傳輸線也有相同特性，且因其相位常數包括零與負值，故相較於右手傳輸線，CRLH傳輸線中擁有負階和零階共振點。零階共振的應用很多，不但可以縮小電路面積，也可以利用無限大波長的特性做多埠分波器。

2.4.2 輻射與折射應用

最普遍的輻射應用即為天線，目前利用CRLH傳輸線特性而設計的天線大略有兩類，分別為負或零階共振天線與洩漏波天線(leaky wave antenna)。

負或零階共振天線之原理如同前一小節所述，其為利用CRLH傳輸線獨有的負或零階共振點來設計天線[13]。由於零階共振點處於相位常數為零時，故波長可視為無限大，並無傳統共振型天線至少需要二分之一波長的限制，其共振頻率全由電路單元中的電容和電感之數值決定，與天線尺寸無關，自然也達到天線縮小化效果。除了零階共振點可以輻射外，其他正負階共振點當然也可作輻射應用，特別是一對共振點情況，例如正負一階時，因為傳播常數之絕對值相等，即等效波長相等，所以會呈現出類似的場形分佈與阻抗特性，可利用其特點設計雙頻天線。

洩漏波為行波(traveling-wave)沿著導波結構邊傳遞邊洩漏能量，洩漏波現象通常伴隨著高指向性(high directivity)與波束隨頻率掃瞄(frequency-scanning)特性，其為本論文第一部分之研究重點，詳細原理容後面章節作解說。運用CRLH傳輸線所構成的洩漏波天線與傳統洩漏波天線相較之下有兩個主要優點：其一，傳統洩漏波天線需操作在高階模(high-order mode)，而CRLH洩漏波天線則可操作於主模(dominant mode)，故在輻射效

率與饋入結構上都遠優於傳統洩漏天線。其二為掃瞄角度範圍，傳統洩漏波天線的波束只能隨頻率作前向(forward)掃瞄，而CRLH洩漏波天線因其相位常數於左手區為負值，故能作後向(backward)掃瞄，除此之外，當相位常數等於零且為平衡情況時，還擁有垂向(broadside)輻射能力，大幅提升波束掃瞄性能。

除了前述兩大應用外，利用CRLH傳輸線的負折射性質也可能創造出許多應用，如微波成像、極化偏振器和極化天線等，不過負折射應用需要較為複雜的二維或三維CRLH傳輸線之網路結構，於實作上稍具難度。

最後，後設材料的特性相當豐富，光是其中的左手材料這塊領域的應用就已經是包羅萬象了，目前所研究出來的成果相信也只是冰山一角，更多深具價值的設計與發明必須仰賴各位學者繼續投入研究。

2.5 蕈狀結構

蕈狀結構(mushroom structure)為一種很特別的後設材料，是由上層金屬片(蕈傘)、中間層接地的金屬棒(蕈柄)與下層的接地金屬面構成的，如圖2-8所示，為D. Sievenpiper於1999年所提出的[14][15]，它除了擁有前述左右手傳輸線特性之外，在其它微波領域也擁有令人驚豔的性質，如人造磁導(artificial magnetic conductor, AMC)以及電磁帶隙(electromagnetic band-gap, EBG)等，下述將針對這兩大性質作深入探討。

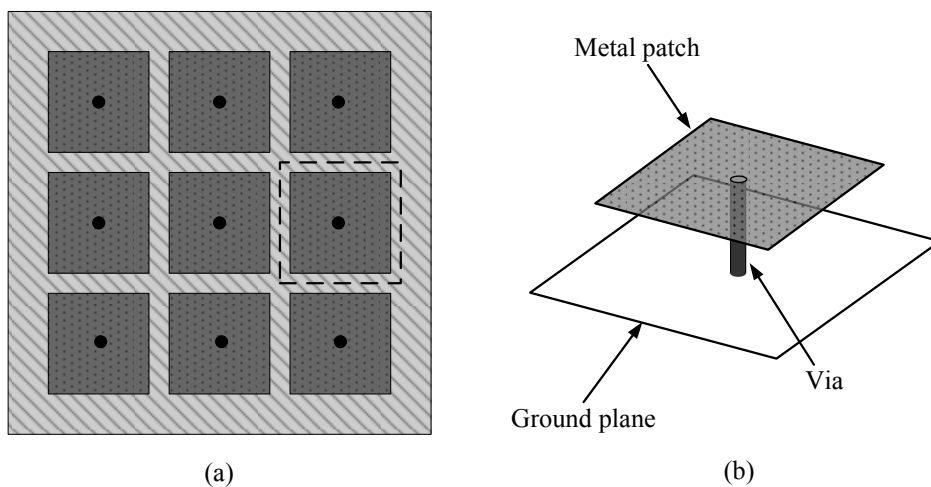


圖2-8 蕈狀結構(a)俯視圖(b)電路單元

2.5.1 人造磁導特性

完美電導(perfect electrical conductor, PEC)與完美磁導(perfect magnetic conductor, PMC)為對偶關係, PEC具有磁通量連續與切線電場為零之特性, 用常見之高導電係數金屬即可實現, 但自然界的PMC卻難以尋覓, 大多需要利用人造而成的特殊結構來實現, 而蕈狀結構即為其中一例。根據D. Sievenpiper所提出的論點, 他認為蕈狀結構的AMC電路模型為一並聯 LC 共振電路, 如圖2-9, 兩個蕈狀結構相鄰的金屬片之間形成等效電容 C , 而兩個蕈狀結構的金屬棒和接地面的迴路形成等效電感 L , 當 $\omega=1/\sqrt{LC}$ 時, 正向入射波看進去的阻抗為無限大。

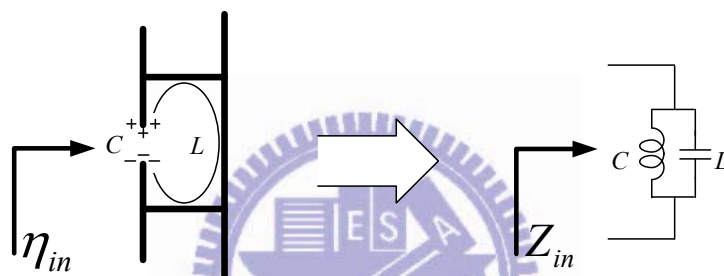


圖2-9 AMC之等效電路模型

不過此論點之模型已被後人所修正, 在文獻[16]中, H. Mosallaei將蕈狀結構的接地金屬棒省略其卻可得到相同的AMC特性, 直接證明D. Sievenpiper所認為的等效電感之成因是錯誤的, H. Mosallaei也提出了新的解釋, 他認為等效 LC 電路中的電感應為由金屬地走了一小段傳輸線距離, 如圖2-10中的基板厚度 d , 所等效而成的電感值, 文獻[17]也驗證了上述理論。

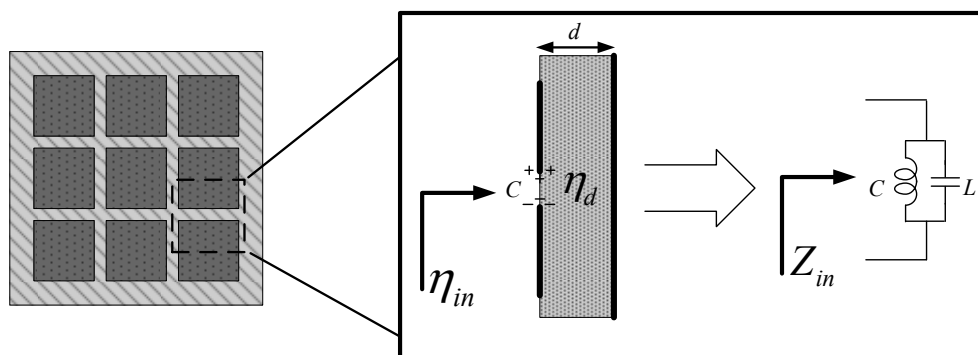


圖2-10 AMC等效電路之修正模型

2.5.2 電磁帶隙特性

D. Sievenpiper當時認為AMC與EBG會發生於同一頻段上，這論點也被後來的一些研究團隊推翻[18][19]，發現AMC與EBG操作頻率並不會落在同一個頻段上，而目前葷狀結構之EBG特性大概可分為兩種，第一種是用以抑制表面波，另一種則是用以壓抑傳輸線行波，此需額外與微帶線作結合。

葷狀結構對於表面波的EBG特性，最典型的應用即運用於微帶平面天線(microstrip patch antenna)，微帶平面天線常因為表面波的邊緣輻射效應，導致天線之輻射後波瓣(back lobe)過大，若採用葷狀結構之EBG特性將表面波抑制掉，將可有效減小輻射後波瓣，提升天線之指向性。

葷狀結構對於表面波的EBG頻段的量測方法，D. Sievenpiper當時也提供了一項作法[14]，他利用兩組同軸電纜接上微探針天線作為發射與接收端，將其置於待測面兩端，使微探針天線貼近待測面，如圖2-11(a)所示。當能量由天線發射至另一接收天線時，接收天線將會收到兩種經不同路徑而來的能量，一種是發射天線在空間中傳播的輻射能量，另一種則是發射天線藉由表面波的形式耦合傳遞至接收天線的能量。而待測面之EBG特性將抑制表面波，故在圖2-11(b)所量測到的透射係數(S21)之波谷，即這個待測面的能量帶隙(band gap)，EBG頻段之量測即可完成。

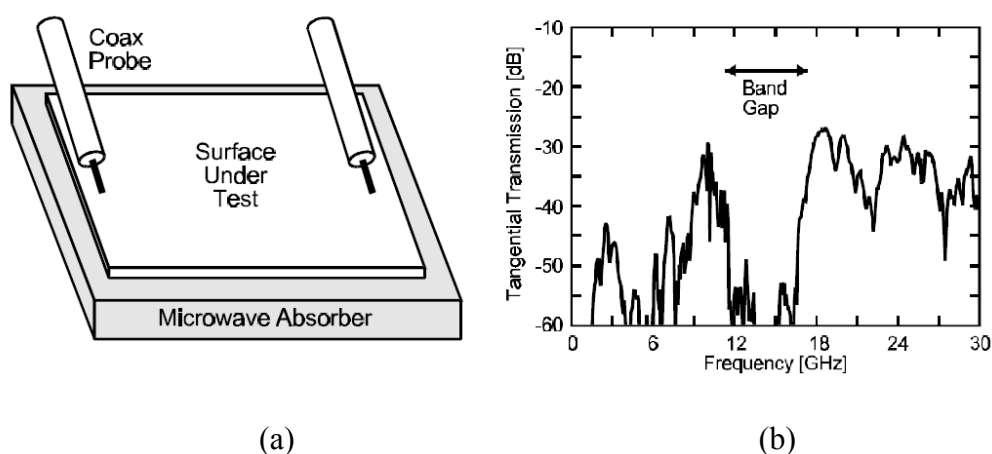


圖2-11 表面波之EBG特性(a)量測示意圖(b)量測結果

(圖2-11 取材自文獻[14])

蕈狀結構對於傳輸線行波之EBG特性，其架構最早由中國清華大學的研究團隊所提出的[20]，為蕈狀結構平面結合懸置微帶線所組成，如圖2-12。原先他們目的是為了簡化傳統平面波EBG特性之量測方法而構想出的，由圖2-13之量測結果也較易於辨認出EBG頻段，但實際上他們量錯了對象，根據文獻[21]，其所量測到的EBG特性應為抑制傳輸線行波，並非表面波之EBG頻段，因為其所量測到的EBG頻段會隨著懸置微帶線改變而變動，這是不合理的，故此懸置微帶線應該與EBG成因息息相關，不可僅將其視為作輔助量測所用之工具，而此EBG特性，我們將其稱為蕈狀結構結合懸置微帶線之EBG特性。

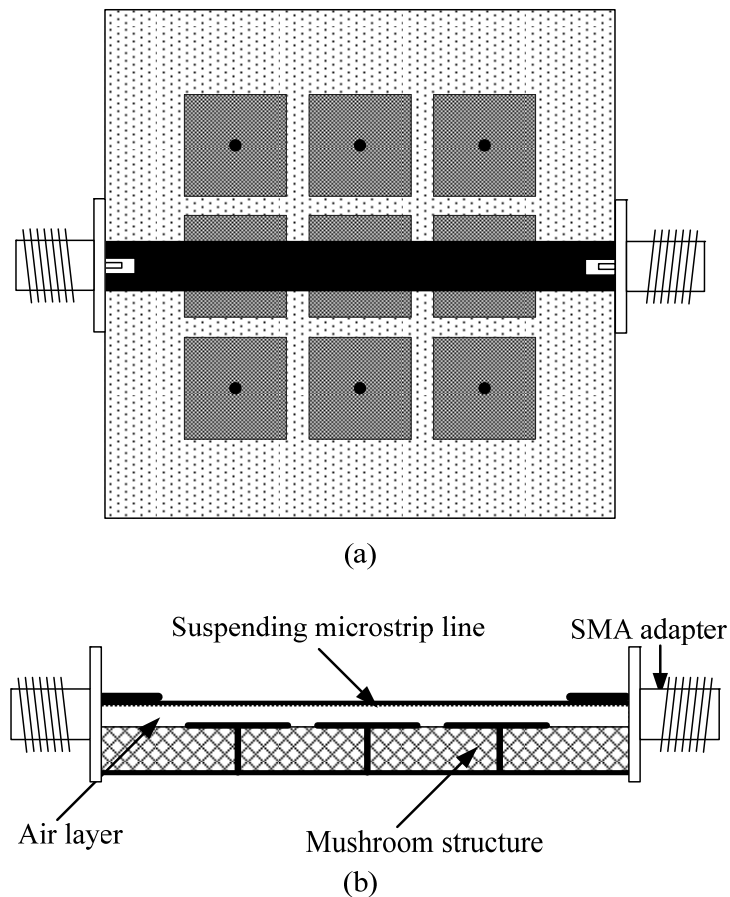


圖2-12 蕈狀結構結合懸置微帶線結構(a)俯視圖(b)剖面圖

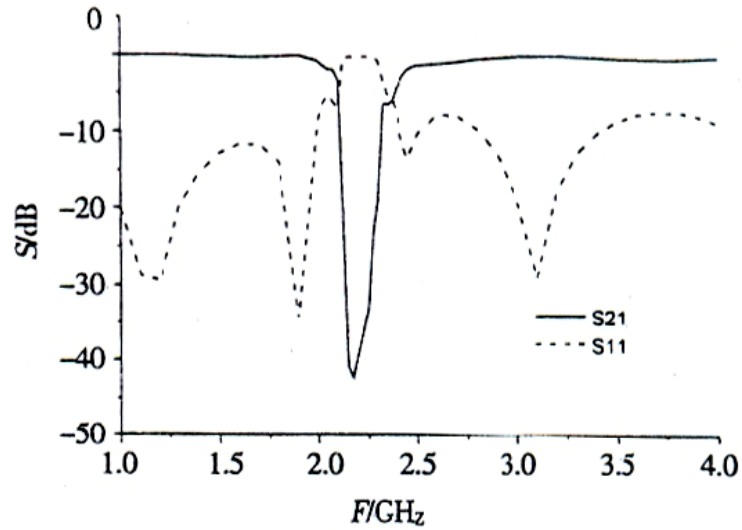


圖2-13 蕈狀結構結合懸置微帶線之量測圖

(圖 2-13 取材自文獻[20])

雖然這種蕈狀結構結合懸置微帶線的量測方法無法取代傳統表面波 EBG 的量測方式，但仍深具研究價值，本論文第二部份將對於此架構作更深探討，並改良文獻[21]中的結構，提出新型蕈狀結構，最後運用其特殊特性而設計出新型微波電路。

第三章 複合左右手洩漏波天線

(Composite Left/Right-Handed Leaky-Wave Antenna)

3.1 概述

前一章節中，我們已經了解後設材料於微波領域中的應用，其輻射應用上包括了利用 CRLH 傳輸線來設計負或零階共振天線與洩漏波天線，而本章節我們將葦狀結構結合 MIM 電容，設計出一個具低剖面(low profile)特性的平衡型 CRLH 洩漏波天線，以應用於下一章的切換波束掃描(switchable beam-scanning)天線。

在設計 CRLH 洩漏波天線之前，我們將以解說洩漏波天線之原理作為揭幕，提出以葦狀結構為主軸之電路單元設計，且詳細說明電路之量測與校準方法，再來將萃取其電路單元的等效電路，用以驗證本設計之理論，接著我們將此電路單元串接成一維 CRLH 洩漏波天線，並附上模擬與量測結果，最後在本章結尾作簡短結論。

3.2 洩漏波天線之原理

洩漏波天線的物理觀念，別於一般共振型天線利用駐波(standing-wave)輻射，為行波(traveling-wave)沿著導波結構一邊傳遞，一邊洩漏能量出去。若依導波結構分類，分為介質波導和金屬波導，介質洩漏波天線主要作法是將介質波導的表面上放置多個平行的金屬帶，利用其作為洩漏元件；而金屬洩漏波天線則主要是於金屬波導管上設置槽孔，電磁波藉此洩漏出去。最早利用微帶線結構設計出洩漏波天線是由 W. Menel 於 1979 年所提出的[22]，而 1986 年時，A. A. Oliner 與 K. S. Lee 精確推導出微帶線上高階模橫向共振之傳播及輻射特性的公式，使得微帶洩漏波天線的設計更加系統化[23]。

接著我們從數學角度來說明洩漏波原理，並解釋其伴隨著高指向性(high directivity)與波束隨頻率掃描(frequency-scanning)特性之成因。假設一行進波往+z方向傳遞且部分能量往+x方向傳播，若導波結構位於 $x=0$ ，其電磁場 $u(x, z)$ 滿足波動方程式(wave equation)，即

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right)u(x, z) = 0, \quad (3.1)$$

得知 $u(x, z) = \exp(-\gamma_x x - \gamma_z z)$ 為(3.1)式之一解，並得到下列條件：

$$\gamma_x^2 + \gamma_z^2 = k^2, \quad (3.2)$$

，其中 γ_x 和 γ_z 分別為 x 方向與 z 方向之複合傳播係數(complex propagation constant)，令

$\gamma_x = \alpha_x + j\beta_x$ 及 $\gamma_z = \alpha_z + j\beta_z$ ，代入(3.2)式可得

$$\alpha_x^2 - \beta_x^2 + \alpha_z^2 - \beta_z^2 = k^2, \quad (3.3)$$

$$\alpha_x \beta_x + \alpha_z \beta_z = 0, \quad (3.4)$$

重新改寫 $u(x, z)$ 為

$$u(x, z) = \exp[-j(\beta_x x + \beta_z z) - (\alpha_x x + \alpha_z z)] = \exp(-j\bar{\beta} \cdot \bar{r} - \bar{\alpha} \cdot \bar{r}), \quad (3.5)$$

其中等相(constant-phase)平面為

$$\bar{\beta} \cdot \bar{r} = \text{constant}, \quad \bar{\beta} = \beta_x \hat{x} + \beta_z \hat{z}, \quad \bar{r} = x\hat{x} + z\hat{z}, \quad (3.6)$$

等幅(constant-amplitude)平面為

$$\bar{\alpha} \cdot \bar{r} = \text{constant}, \quad \bar{\alpha} = \alpha_x \hat{x} + \alpha_z \hat{z}, \quad (3.7)$$

而(3.4)式可視為 $\bar{\alpha}$ 與 $\bar{\beta}$ 作內積等於零，故代表等相平面與等幅平面互相垂直，如圖3-1

所示。

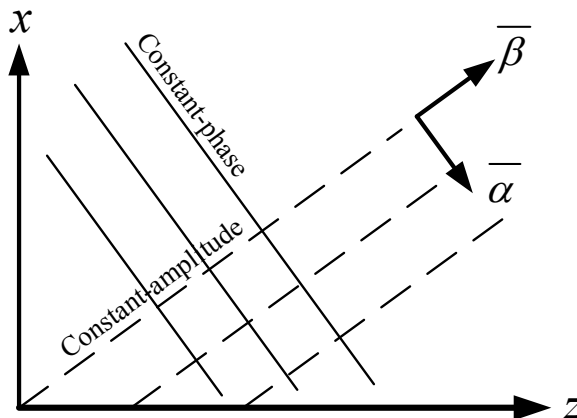


圖3-1 複合波(complex wave)

若考慮為快波(fast-wave)沿著導波表面往+z方向傳遞，即 $\beta_z = \omega/v_p < k_0$ ，一般而言，電磁波在導波結構上傳輸必定存在損耗，故 $\alpha_z > 0$ ，根據(3.4)式可推得 $\alpha_x \beta_x < 0$ 。假設洩漏方向為+x，即 $\beta_x > 0$ ，我們將可歸納出 $\alpha_x < 0$ ，代表行進波的振幅隨著+x方向作指數型遞增，但隨著+z方向作指數型遞減，此為洩漏波現象，如圖3-2所示，而洩漏角度大略可表示成

$$\theta_c = \sin^{-1} \frac{\beta_z}{k_0} = \sin^{-1} \frac{\omega}{k_0 v_p}, \quad \beta_x = \sqrt{k_0^2 - \beta_z^2}, \quad (3.8)$$

此式涵義為洩漏波只存在於 θ_c 方向上，且 θ_c 隨頻率增加而遞增，換言之，洩漏波天線擁有高指向性與波束隨頻率掃瞄特性[24]。

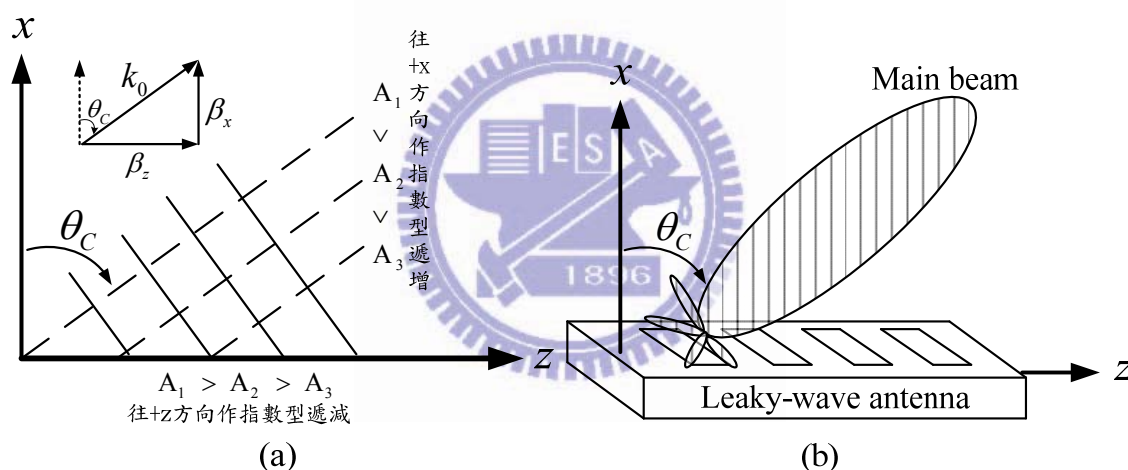


圖3-2 (a)洩漏波現象(b)洩漏波天線示意圖

3.3 CRLH 洩漏波天線之原理

在第二章，我們已知道CRLH傳輸線之原理與特性，若將其運用於洩漏波天線可大幅提升效能，除了擁有一般洩漏波天線缺少的後向與垂向輻射能力外，且因CRLH傳輸線不需要激發高階模才能達到快波條件，所以饋入結構也較為簡單。

CRLH傳輸線在右手與左手區時，分別擁有正與負值相位常數，若為平衡型情況時，相位常數為零之頻段範圍只有一點，即無帶隙形成，將其作區域分類可得圖3-3，圖中I

區與IV區稱為左手與右手導波區，因為電磁波於此頻率範圍下為慢波(slow-wave)，即 $v_p < c$ 或 $|\beta_z| > k_0$ ，由(3.8)式得知 β_x 為純虛數，所以能量沿著 $+x$ 作指數型衰減而無法輻射出去。而II區與III區分別稱為左手與右手洩漏區，左手洩漏區之相位常數 $\beta_z < 0$ ，故洩漏角度 $\theta_c < 0$ ；右手洩漏區之 $\beta_z > 0$ ，洩漏角度 $\theta_c > 0$ ；當頻率為 ω_0 ，或稱零階點時，相位常數為零，故 $\theta_c = 0$ ，所以利用平衡型CRLH傳輸線製成洩漏波天線，將可達到波束自後向(backward)至前向(forward)並包含垂向(broadside)角度作連續掃瞄能力。

此外，因左手與右手洩漏區符合快波條件，且本身為主模(dominant mode)，不像傳統洩漏波天線需激發高階模(high-order mode)才能達到快波條件，不僅大幅改善輻射性能，其饋入結構也不需過於複雜。所以基於上述種種優勢，將CRLH傳輸線觀念引進洩漏波天線已為目前頗為熱門之研究議題。

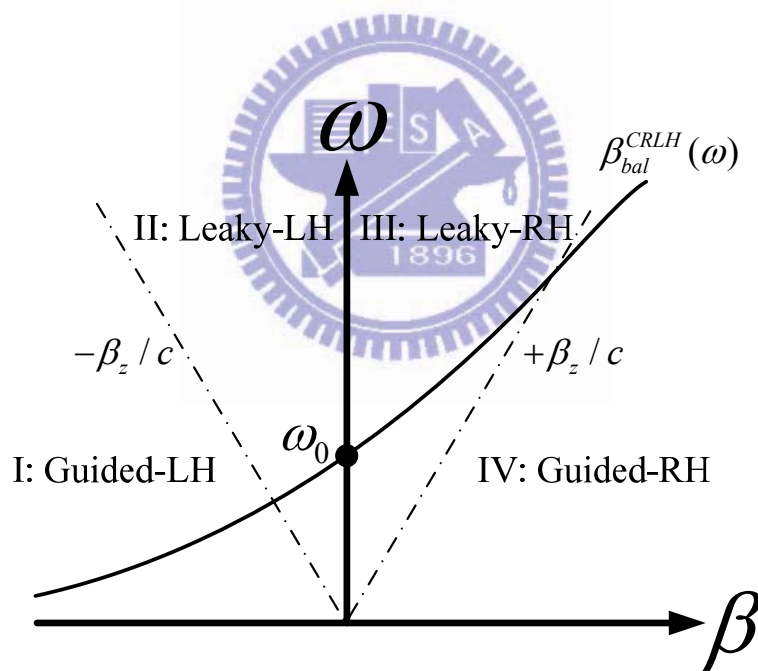


圖 3-3 平衡型 CRLH 傳輸線之色散圖區域劃分

3.4 電路單元設計

本論文採用蕈狀(mushroom)結構為設計主軸，結合MIM電容進而構成CRLH傳輸線，並利用蕈狀結構之二維對稱特點，為下一章內容之設計理念埋下伏筆。

蕈狀結構是由上層金屬片(蕈傘)、中間層接地的金屬棒(蕈柄)與下層的接地金屬面

構成的，如圖3-4所示。分析其等效電路可發現，因為上層金屬片與下層接地面之間的耦合效應產生右手電容(C_R)，電流經過中間接地的金屬棒而產生左手電感(L_L)，上層金屬之電流分佈產生右手電感(L_R)，而CRLH傳輸線之電路單元中的左手電容(C_L)，傳統作法是利用兩片上層金屬片邊緣間的耦合電容所貢獻的，但耦合強度過小，很難提供較高的電容值，而諸多改良方法也相繼被提出，如集總元件、交指電容與MIM電容等。

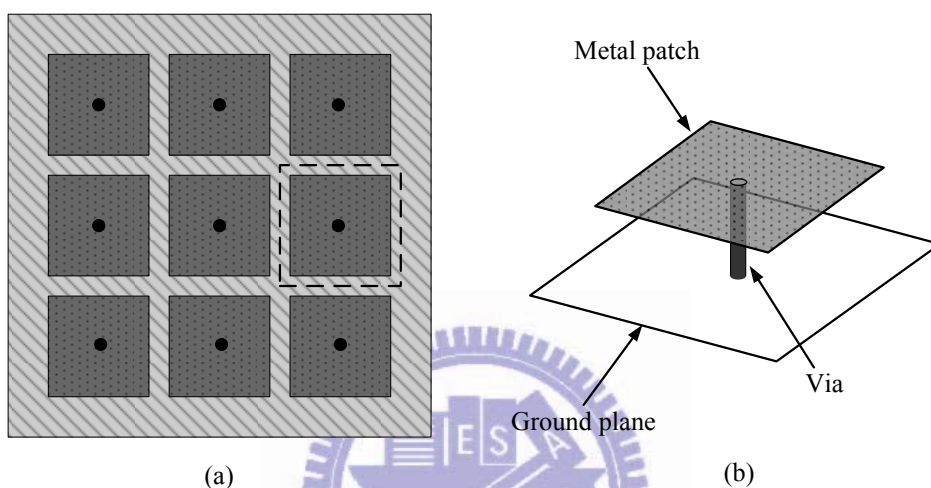


圖3-4 蕈狀結構(a)俯視圖(b)電路單元

使用集總元件來提供左手電容，如同第二章所介紹，有許多缺點，但較易設計也可將電路縮小化；交指電容相較之下因為利用交叉排列方式，提高兩片金屬片邊緣之有效耦合長度，進而增加耦合強度，但交指電容也因此需要較大面積，如圖3-5(a)所示；MIM電容是利用兩片平行金屬片來提供耦合電容，相較交指電容線與線電荷之間的耦合，MIM電容為面與面電荷之間耦合，自然耦合強度較大，在相同電容值情況下所需要的電路面積也較小，此外，其對於非主模態具有較高的免除力，但缺點就是要再加一層基板來支持MIM電容之其中一片金屬片[25]，如圖3-5(b)。

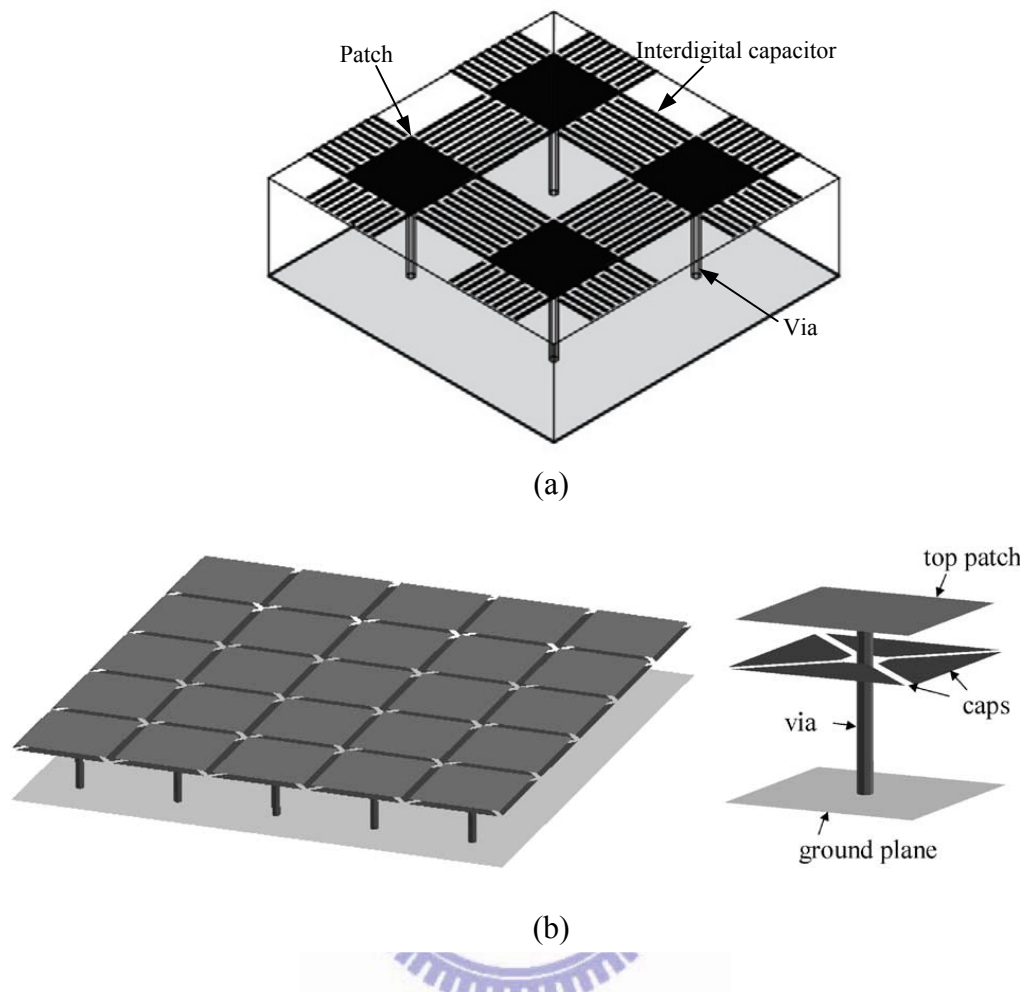


圖3-5 改良型蕈狀結構(a)結合交指電容(b)結合MIM電容

(圖3-5取材自參考文獻[25])

本設計將部分接地金屬面挖空，使MIM電容之一片金屬片能鑲嵌在其中，因此只需一層基板，進而達到節省電路成本與低剖面(low-profile)優點，因為我們是採用微帶線結構，所以再加一小段傳輸線和連接其與MIM電容下層金屬片之金屬棒，再結合蕈狀結構，完成二維對稱CRLH傳輸線之電路單元，如圖3-6所示。

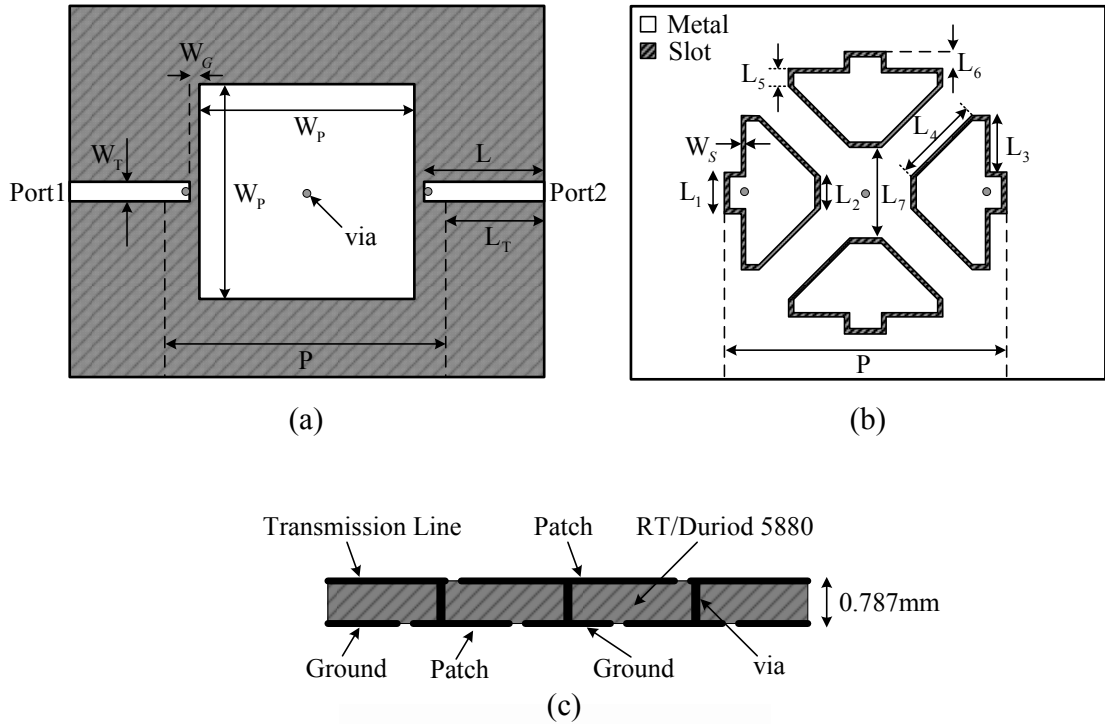


圖3-6 電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖(c)剖面圖

我們設計之CRLH傳輸線為平衡型，即代表無電磁帶隙情況，而零階共振頻率點設計在2.48GHz附近，使用的基板為Roger RT/Duroid 5880高頻軟性基板，其介電係數(ϵ_r)為2.2，損耗正切(loss tangent)為0.0009，基板厚度為0.787mm，圖3-5之相關參數於表3-1中所示，其電路單元中微帶傳輸線之特徵阻抗為50歐姆，接地金屬棒(via)之半徑為0.4mm，電路單元之長度(P)為25.3mm。

參數名稱	W_T	W_G	W_P	W_S	L	L_T	P
對應值(mm)	2.42	0.5	19.3	0.3	11	8.5	25.3
參數名稱	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7
對應值(mm)	3.42	2.4	4.87	7.6	1	2	8.54

表 3-1 電路單元之相關參數

3.5 電路單元模擬與量測分析

接著我們將上述電路單元利用Ansoft公司所出產的全波電磁模擬軟體HFSS來分析，量測則以HP8720網路分析儀來進行散射參數測量。在作模擬與量測分析之前，由於色散圖需準確地取得真實電路單元之數據，故必須將SMA接頭和多餘傳輸線(圖3-6(a)中 L_T 部分)作校準，即去嵌化(de-embedding)技術，才能獲得正確的電路單元之色散圖。

3.5.1 TRL 校準

我們在使用網路分析儀之前，一定會作所謂的標準校準(calibration standard)程序，而這步驟只能將一般誤差項消除掉，即網路分析儀內部電路、外接的同軸電纜以及轉接頭的效應，但校準完之後的量測參考平面(aa')，仍然與待測電路之真實參考平面(bb')有所不同，如圖3-7所示，中間的SMA接頭與多餘傳輸線所造成的誤差，必須透過額外的校準程序才能消除。

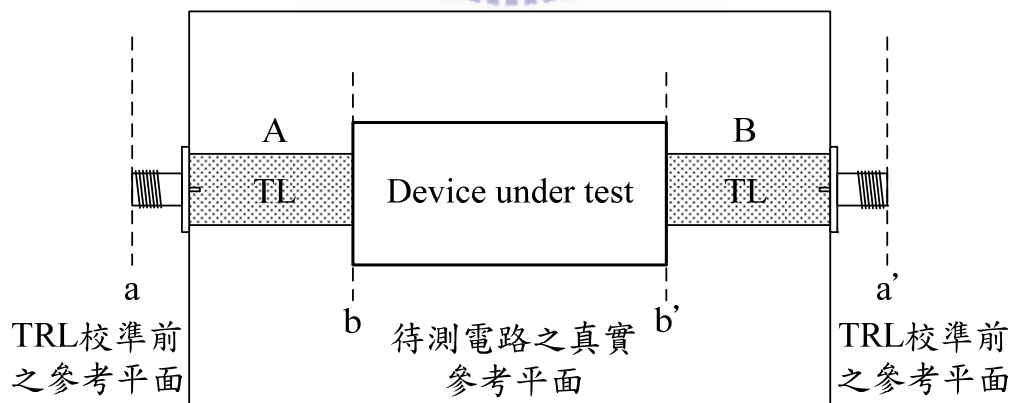


圖3-7 實測示意圖

將量測參考平面aa'移至bb'有許多作法，有些網路分析儀可利用電氣延遲(electrical delay)功能來將量測參考平面作移動，但前提是假設SMA接頭到傳輸線之轉換是理想

的，即 $S_{11}, S_{22} = 0$ ，但實際情形並非如此，所以此作法無法將 $S_{11}, S_{22} \neq 0$ 之誤差消除掉。目前最常使用的方法為TRL(thru-reflect-line)校準程序，來達到de-embedding效果。

操作TRL校準程序時，我們需額外製作三個測試電路作校準，分別為短路、開路及一段傳輸線電路，如圖3-8所示，其中TRL測試電路與待測電路中多餘傳輸路之長度須相同，SMA接頭最好也使用同型號，因為不同型號的SMA接頭之間也會有些許誤差，如此一來才可達到最精確的校準效果。在實際操作上，我們仍先透過標準校準程序把一般誤差消除，接著再使用網路分析儀中TRL校準功能，將上述三個TRL電路與50歐姆負載接頭，依序遵循網路分析儀的指示作校準，完成後再將待測電路接上，即可獲得其經過de-embedding後的量測結果。

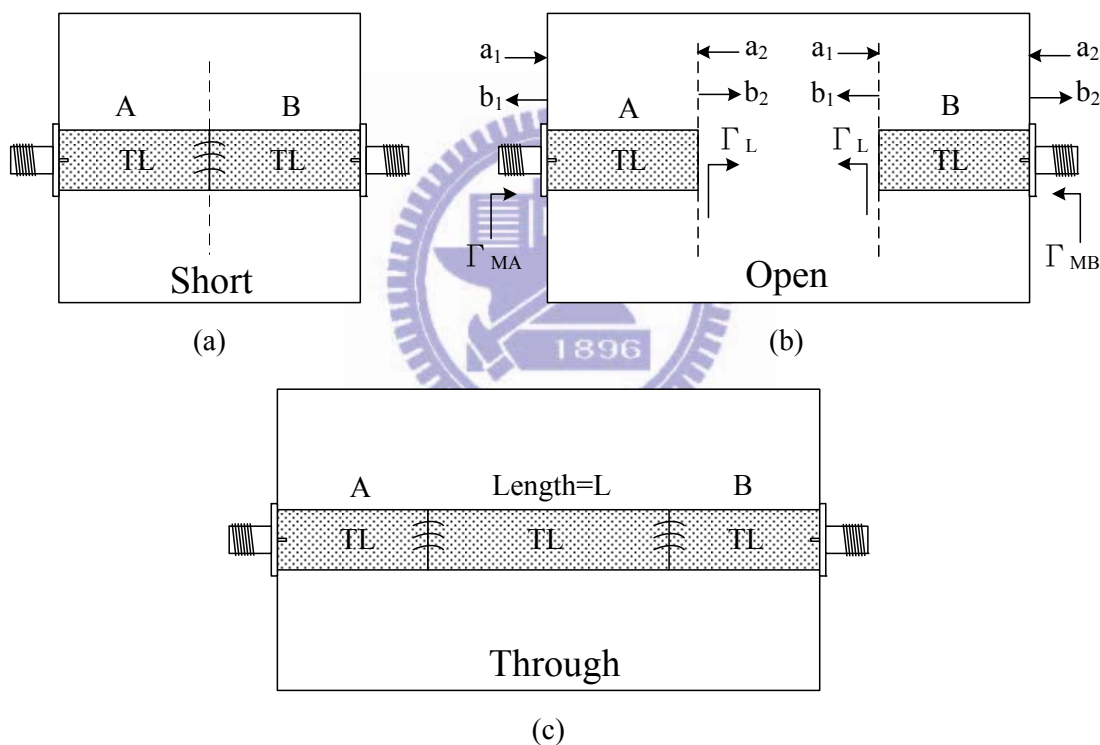


圖3-8 TRL電路示意圖(a)短路(b)開路(c)傳輸線段

接著說明TRL校準原理，為了方便分析串聯電路，我們將圖3-8中的電路化為T矩陣 (transmission matrix) 作運算，圖3-8(a)(c)的T矩陣分別為 $[T_{AB}] = [T_A][T_B]$ 及 $[T_{ALB}] = [T_A][T_L][T_B]$ ，其中 $[T_A]$ 與 $[T_B]$ 為傳輸線A、B的T矩陣， $[T_L]$ 為長度等於L的傳輸

線之T矩陣，假設圖3-7為待測電路，其在作TRL校準前所量到的T矩陣為 $[M_{DUT}] = [T_A][T_{DUT}][T_B]$ ，其中 $[T_{DUT}]$ 為待測電路之真實T矩陣，故我們接下來所推導的一切，都是為了解出 $[T_A]$ 與 $[T_B]$ ，而最終目的是求得 $[T_{DUT}]$ 。

首先，我們先定義一個新的矩陣 $[M]$

$$[M] = [T_{ALB}][T_{AB}]^{-1} = [T_A][T_L][T_B][T_B]^{-1}[T_A]^{-1} = [T_A][T_L][T_A]^{-1}, \quad (3.9)$$

由於圖3-8(c)中的三段傳輸線為完全相同，所以之間沒有反射，其T矩陣如下：

$$[T_L] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma L} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma L} \end{bmatrix}, \quad \begin{array}{l} \gamma = \alpha + j\beta \\ \alpha : \text{attenuation constant,} \\ \beta : \text{propagation constant.} \end{array} \quad (3.10)$$

代入(3.9)式整理可得

$$[M][T_A] = [T_A][T_L] \Rightarrow \begin{bmatrix} M_1 & M_2 \\ M_3 & M_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{A1} & T_{A2} \\ T_{A3} & T_{A4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{A1} & T_{A2} \\ T_{A3} & T_{A4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\gamma L} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma L} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

接著將(3.11)式乘開

$$M_1 T_{A1} + M_2 T_{A3} = T_{A1} e^{-\gamma L}, \quad (3.12)$$

$$M_3 T_{A1} + M_4 T_{A3} = T_{A3} e^{-\gamma L}, \quad (3.13)$$

$$M_1 T_{A2} + M_2 T_{A4} = T_{A2} e^{+\gamma L}, \quad (3.14)$$

$$M_3 T_{A2} + M_4 T_{A4} = T_{A4} e^{+\gamma L}, \quad (3.15)$$

由(3.12)式及(3.13)式：

$$\frac{T_{A1}}{T_{A3}} = \frac{M_2}{e^{-\gamma L} - M_1} = \frac{e^{-\gamma L} - M_4}{M_3}, \quad (3.16)$$

$$e^{-2\gamma L} - e^{-\gamma L}(M_1 + M_4) + (M_1 M_4 - M_2 M_3) = 0, \quad (3.17)$$

同理，由(3.14)式及(3.15)式：

$$\frac{T_{A2}}{T_{A4}} = \frac{M_2}{e^{+\gamma L} - M_1} = \frac{e^{+\gamma L} - M_4}{M_3}, \quad (3.18)$$

$$e^{+2\gamma L} - e^{+\gamma L}(M_1 + M_4) + (M_1M_4 - M_2M_3) = 0, \quad (3.19)$$

其中 $e^{-\gamma L}$ 與 $e^{+\gamma L}$ 分別為 $x^2 - x(M_1 + M_4) + (M_1M_4 - M_2M_3) = 0$ 之兩個根

$$x = \frac{(M_1 + M_4) \pm \sqrt{(M_1 + M_4)^2 - 4(M_1M_4 - M_2M_3)}}{2}, \quad (3.20)$$

接著當傳輸線 A、B 分別接上相同的反射係數 Γ_L ，如圖 3-8 (b) 中的開路電路， Γ_{MA} 及 Γ_{MB}

為量測到的反射係數 (S_{11} , S_{22})，先從 $[T_A]$ 出發：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix}_A &= \begin{bmatrix} T_{A1} & T_{A2} \\ T_{A3} & T_{A4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}_A = T_{A4} \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}_A, \\ \Rightarrow [T_A] &= T_{A4} \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & 1 \end{bmatrix} = T_{A4} [A], \quad A_i = \frac{T_{Ai}}{T_{A4}}, \quad i=1,2,3 \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\Gamma_{MA} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_A = \frac{A_1 a_2 + A_2 b_2}{A_3 a_2 + b_2} = \frac{A_1 \left(\frac{a_2}{b_2} \right)_A + A_2}{A_3 \left(\frac{a_2}{b_2} \right)_A + 1} = \frac{A_1 \Gamma_L + A_2}{A_3 \Gamma_L + 1}. \quad (3.22)$$

令 $R_1 = \frac{T_{A1}}{T_{A3}} = \frac{A_1}{A_3}$, $R_2 = \frac{T_{A2}}{T_{A4}} = A_2$ ，由(3.16)式及(3.18)式

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{T_{A1}}{T_{A3}} = \frac{e^{-\gamma L} - M_4}{M_3} = \frac{M_2}{e^{-\gamma L} - M_1}, \\ R_2 &= \frac{T_{A2}}{T_{A4}} = \frac{e^{+\gamma L} - M_4}{M_3} = \frac{M_2}{e^{+\gamma L} - M_1}. \end{aligned} \quad (3.23)$$

因 $e^{\pm\gamma L}$, M_1 , M_2 , M_3 , M_4 均為已知，故 R_1 及 R_2 可求出，而由(3.22)式可得

$$A_1 = \frac{\Gamma_{MA} - R_2}{\Gamma_L \left(1 - \frac{\Gamma_{MA}}{R_1} \right)} \quad (3.24)$$

其中除了 Γ_L 與 T_{A4} 之外， $[T_A]$ 中之其它變數均為已知。

同理，求 $[T_B]$ ：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix}_B &= \begin{bmatrix} T_{B1} & T_{B2} \\ T_{B3} & T_{B4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}_B = T_{B4} \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}_B, \\ \Rightarrow [T_B] &= T_{B4} \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & 1 \end{bmatrix} = T_{B4} [B], \quad B_i = \frac{T_{Bi}}{T_{B4}}, \quad i=1,2,3 \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix}_B = \frac{1}{\Gamma_L} = \frac{B_1 a_2 + B_2 b_2}{B_3 a_2 + b_2} = \frac{B_1 + B_2 \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_B}{B_3 + \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_B} = \frac{B_1 + B_2 \Gamma_{MB}}{B_3 + \Gamma_{MB}}. \quad (3.26)$$

再將圖 3-8(a)的短路電路化成 T 矩陣：

$$[T_{AB}] = \begin{bmatrix} T_{AB1} & T_{AB2} \\ T_{AB3} & T_{AB4} \end{bmatrix} = T_{AB4} \begin{bmatrix} AB_1 & AB_2 \\ AB_3 & 1 \end{bmatrix}, \quad AB_i = \frac{T_{ABi}}{T_{AB4}}, \quad i=1,2,3 \quad (3.27)$$

因為

$$[T_B] = [T_A]^{-1} [T_{AB}], \quad [T_A]^{-1} = \frac{1}{T_{A4}(A_1 - A_2 A_3)} \begin{bmatrix} 1 & -A_2 \\ -A_3 & A_1 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

由(3.27)式與(3.28)式可得

$$[T_B] = \frac{T_{AB4}}{T_{A4}(A_1 - A_2 A_3)} \begin{bmatrix} 1 & -A_2 \\ -A_3 & A_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} AB_1 & AB_2 \\ AB_3 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

再將(3.25)式與(3.29)式作比對可得：

$$T_{B4} = (-A_3 \cdot AB_2 + A_1) \frac{T_{AB4}}{T_{A4}(A_1 - A_2 A_3)}, \quad (3.30)$$

$$B_1 = \frac{AB_1 - R_2 AB_3}{A_1 \left(1 - \frac{AB_2}{R_1}\right)}, \quad (3.31)$$

$$B_2 = \frac{AB_2 - R_2}{A_1 \left(1 - \frac{AB_2}{R_1}\right)}, \quad (3.32)$$

$$B_3 = \frac{AB_3 \cdot \frac{AB_1}{R_1}}{1 - \frac{AB_2}{R_1}}. \quad (3.33)$$

所以運算到這，我們只要再將 A_1 求出即可解出 $[A]$ 和 $[B]$ ，由(3.24)式與(3.26)式可推得

$$\frac{A_1}{B_1} = \frac{(\Gamma_{MA} - R_2)(1 + (\frac{B_2}{B_1})\Gamma_{MB})}{(1 - \frac{\Gamma_{MA}}{R_1})(B_3 + \Gamma_{MB})}, \quad (3.34)$$

再將(3.31)式中的 B_1 代入即可得

$$A_1 = \pm \sqrt{\frac{(\Gamma_{MA} - R_2)(1 + (\frac{B_2}{B_1})\Gamma_{MB})(AB_1 - R_2 \cdot AB_3)}{(\Gamma_{MB} + B_3)(1 - \frac{\Gamma_{MA}}{R_1})(1 - \frac{AB_2}{R_1})}}. \quad (3.35)$$

如此一來，上述各項變數皆為已知，而 $[A]$ 與 $[B]$ 也可解出了，最後再把我們所要的 $[T_{DUT}]$ 作運算：

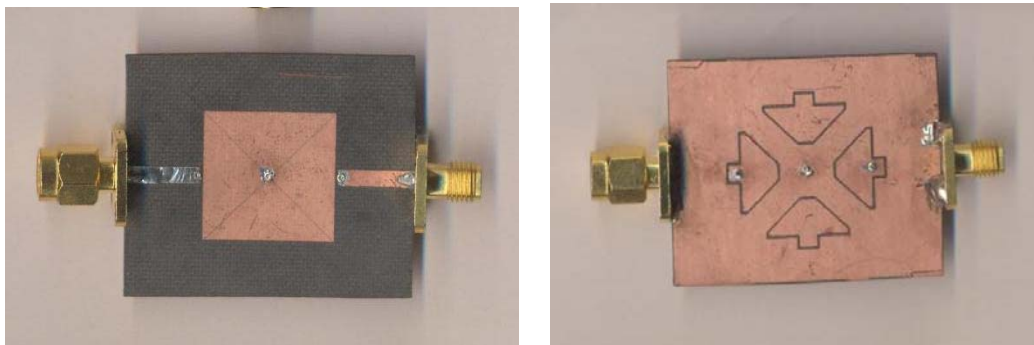
$$\begin{aligned} [M_{DUT}] &= [T_A][T_{DUT}][T_B] = T_{A4}T_{B4}[A][T_{DUT}][B] \\ \Rightarrow [T_{DUT}] &= \frac{1}{T_{A4}T_{B4}}[A]^{-1}[M_{DUT}][B]^{-1} \end{aligned} \quad (3.36)$$

而上式即為待測電路的真實 T 矩陣，將其與散射矩陣作轉換，就能得到我們想要的結果。



3.5.2 模擬結果與實作量測

圖3-9為電路單元實作圖，圖3-10為TRL校準程序之三個電路實作圖，而圖3-11為電路單元之反射損耗(return loss)與透射損耗(insertion loss)的模擬與量測圖，其數據皆經過 de-embedding 校準程序，即已將SMA接頭與多餘傳輸線所造成的誤差去除掉，能真實呈現電路單元之特性。



(a)

(b)

圖3-9 電路單元實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖

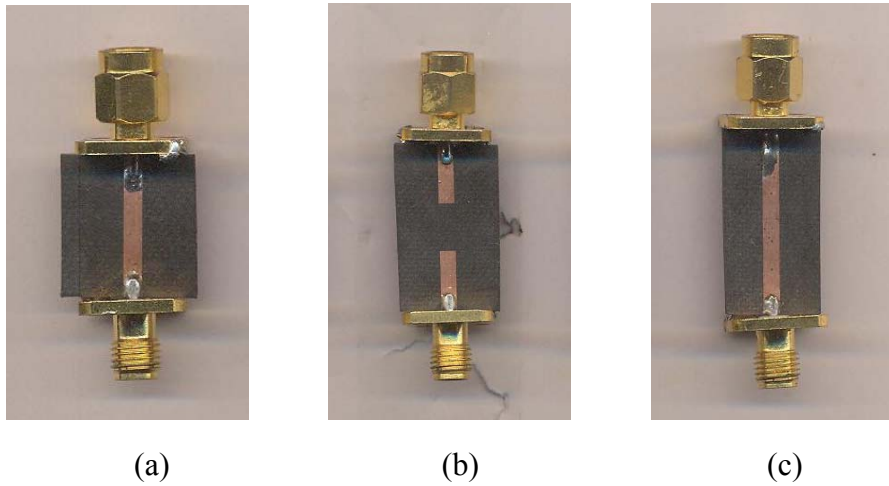


圖3-10 TRL電路實作圖(a)短路(b)開路(c)傳輸線段

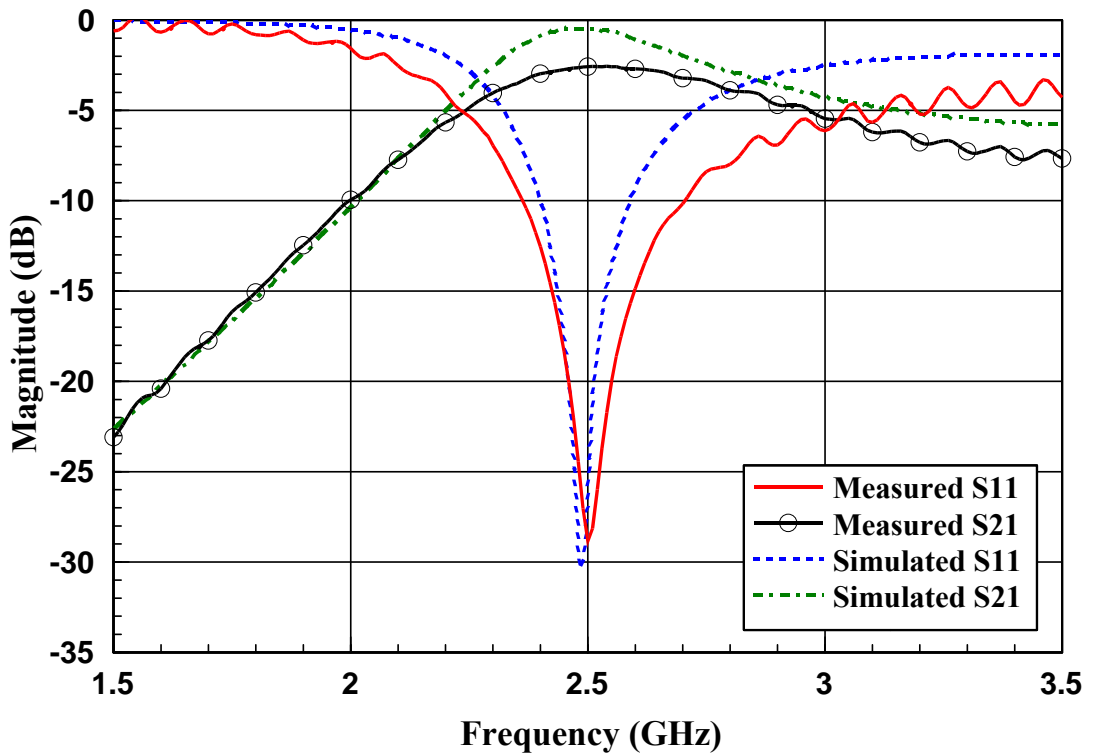


圖3-11 電路單元之反射與透射損耗

色散圖(dispersion diagram)為相位常數對頻率作變化的關係圖，我們將散射參數作下列運算即可獲得相位常數：

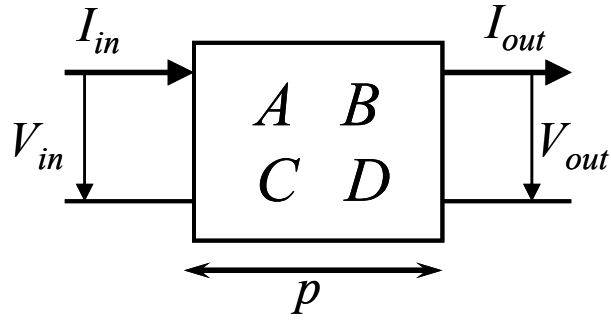


圖3-12 二埠電路之電位與電流表示圖

參考圖3-12，我們將二埠電路利用ABCD矩陣表示，而其電位與電流關係為

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = e^{\gamma p} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix}, \quad (3.37)$$

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma p} & B \\ C & D - e^{\gamma p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = 0,$$

若上式具有非零解，即其為行列式(determinant)為零，可推得

$$\begin{aligned} (A - e^{\gamma p})(D - e^{\gamma p}) - BC &= 0 \\ AD - (A + D)e^{\gamma p} + e^{2\gamma p} - BC &= 0, \end{aligned} \quad (3.38)$$

因為電路之互易(reciprocity)定理，即 $S_{12} = S_{21}$ ，所以 $AD - BC = 1$ ，將其代入(3.38)式，

可得

$$\begin{aligned} 1 - (A + D)e^{\gamma p} + e^{2\gamma p} &= 0 \\ 2 \cosh \gamma p - (A + D) &= 0, \end{aligned}$$

我們即可獲得傳播常數 γ 為

$$\gamma = \frac{1}{p} \cosh^{-1} \left(\frac{A + D}{2} \right). \quad (3.39)$$

將ABCD參數與散射參數作轉換之後可得

$$\gamma = \frac{1}{p} \cosh^{-1} \left(\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \right). \quad (3.40)$$

相位常數為傳播常數 γ 之虛部，我們將已經過de-embedding校準程序之模擬與量測的散射參數代入(3.40)式，再對其取虛部之後，即可得到電路單元之色散圖，如圖3-13所示。

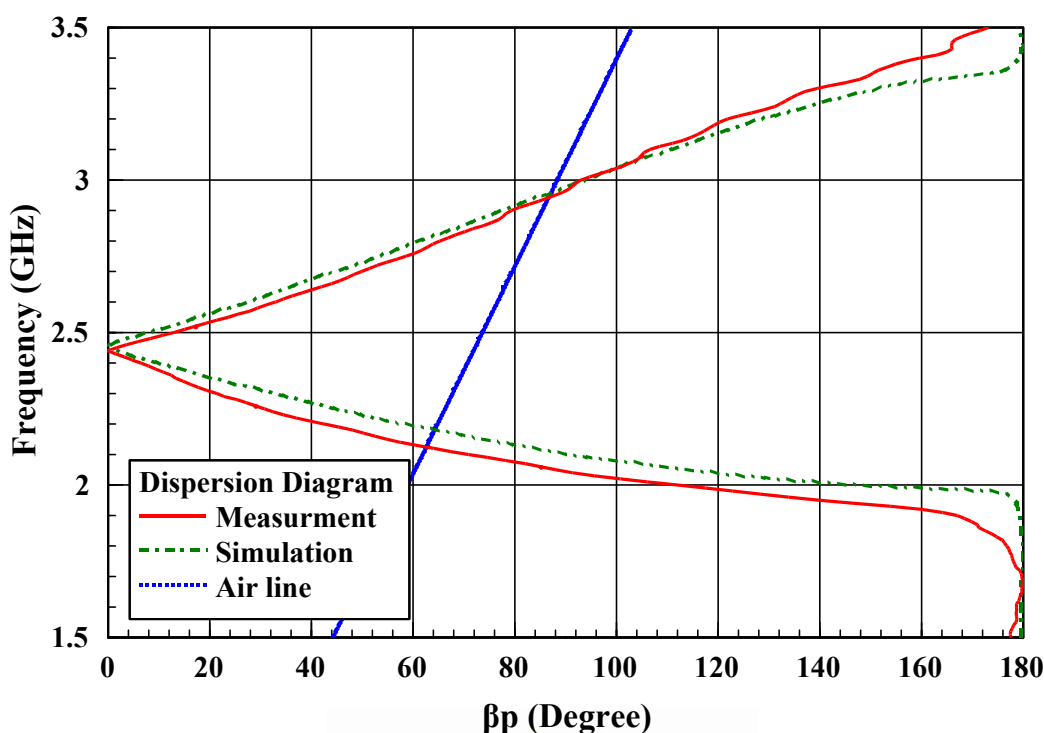


圖3-13 電路單元之色散圖

由圖中可以很清楚得知，我們所設計的CRLH傳輸線之電路單元為平衡型，即在相位常數為零時，無帶隙形成。比照圖3-3，我們所設計的CRLH傳輸線之平衡頻率點為2.48GHz，左手洩漏區之頻段為2.26GHz~2.48GHz，而右手洩漏區之頻段則為2.48GHz~2.88GHz。

接著我們介紹一下布洛赫阻抗(Bloch impedance)，一般描述傳統傳輸線上的電壓波與電流波的關係是採用特徵阻抗(characteristic impedance)，但若傳輸線為不連續或是週期性結構時，則是利用布洛赫阻抗來代表電磁波於此結構傳遞時的特徵阻抗，利用(3.37)式，我們一樣也可解出電路單元之布洛赫阻抗 Z_B ：

$$Z_B = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{B}{e^{\gamma p} - A} = \frac{e^{\gamma p} - D}{C}, \quad (3.41)$$

$$1 - (A + D)e^{\gamma p} + e^{2\gamma p} = 0, \quad (3.42)$$

$$e^{\gamma p} = \frac{A + D \pm \sqrt{(A + D)^2 - 4}}{2}, \quad (3.43)$$

因為我們所設計之電路單元為對稱型($A = D$)，所以(3.43)式可簡化為

$$e^{\gamma p} = A \pm \sqrt{A^2 - 1}, \quad (3.44)$$

把(3.44)式代入(3.41)式，對其作運作之後，並將ABCD參數轉換成散射參數，可推得

$$Z_B = Z_0 \frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{\pm 2S_{21} \sinh \gamma p}. \quad (3.45)$$

我們再將已經過de-embedding校準程序之模擬與量測的散射參數代入(3.45)式，即可獲得電路單元之布洛赫阻抗對頻率的關係，如圖3-14，其布洛赫阻抗於洩漏區之頻段內時，實部為20歐姆左右，而虛部接近零；但在其他頻段時實部則為零，因此電磁波無法傳遞，可與圖3-11作比對，由此可見，CRLH傳輸線為帶通濾波器，其結果與第二章所介紹的原理不謀而合。此外，取得布洛赫阻抗之資訊，其對於我們之後所要作的阻抗匹配將有很大的幫助。

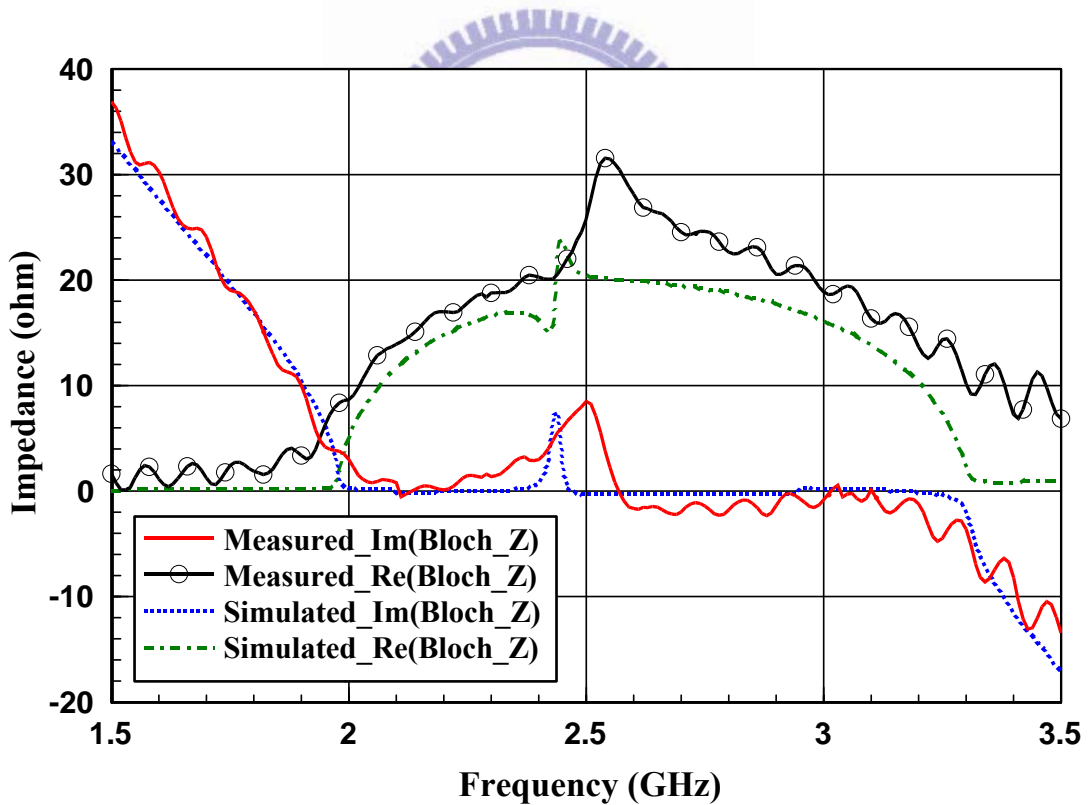


圖3-14 電路單元之布洛赫阻抗

3.6 電路單元之等效電路萃取

在此將探討如何萃取出電路單元之等效電路，藉由著等效電路作為輔助，可使我們的理論與設計達到雙重驗證，而且我們將透過兩個不同之等效電路作比較，並討論其差異。

3.6.1 簡易型等效電路模型

首先，基於Itoh與Caloz他們所建構出的對稱型CRLH傳輸線之等效電路模型[4]，如圖3-15所示，我們先採用此模型於所設計的電路單元作為開始。

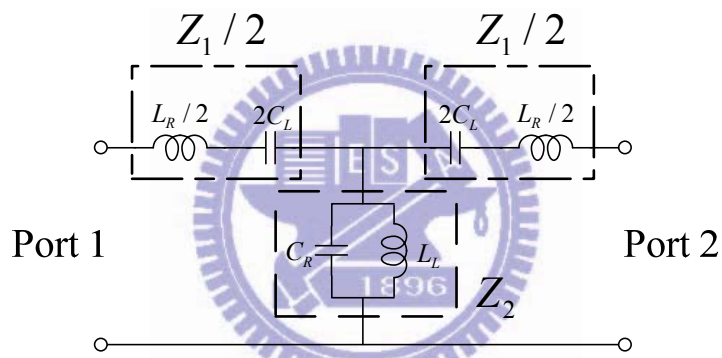


圖3-15 簡易型電路單元之等效電路

由於圖3-15為一T電路模型，如圖3-16所示，故我們先將其以Z參數作轉換，方便之後運算：

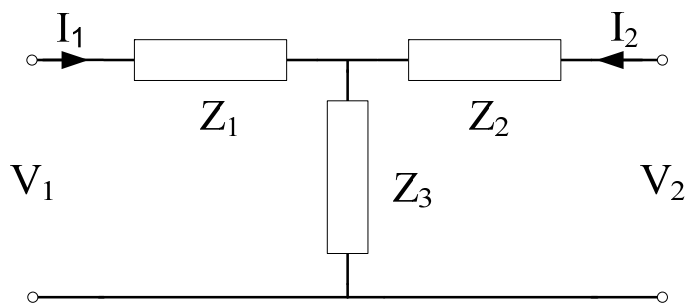


圖3-16 T模型

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} Z_1 = Z_{11} - Z_{21} \\ Z_2 = Z_{22} - Z_{21} \\ Z_3 = Z_{21} \end{cases} \quad (3.46)$$

接著將(3.46)式應用到圖3-15可得：

$$Z_1 / 2 = Z_{11} - Z_{21}, \quad Z_2 = Z_{21} \quad (3.47)$$

$$Z_1 = j\omega \frac{L_R}{2} + \frac{1}{j2\omega C_L}, \quad (3.48)$$

$$Z_2 = \frac{L_L / C_R}{j\omega L_L + \frac{1}{j\omega C_R}}, \quad (3.49)$$

由(3.48)式可推得

$$\text{Im}(Z_1) = \omega \frac{L_R}{2} - \frac{1}{2\omega C_L}, \quad (3.50)$$

$$\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}(Z_1) = \omega \frac{L_R}{2} + \frac{1}{2\omega C_L}, \quad (3.51)$$

而由(3.49)式也可推得

$$\text{Im}\left(\frac{1}{Z_2}\right) = \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}, \quad (3.52)$$

$$\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}\left(\frac{1}{Z_2}\right) = \omega C_R + \frac{1}{\omega L_L}, \quad (3.53)$$

接著利用(3.50)式與(3.51)式：

$$L_R = \frac{\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}(Z_1) + \text{Im}(Z_1)}{\omega}, \quad (3.54)$$

$$C_L = \frac{1}{\omega(\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}(Z_1) - \text{Im}(Z_1))}, \quad (3.55)$$

同理，利用(3.52)式與(3.53)式：

$$C_R = \frac{\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}\left(\frac{1}{Z_2}\right) + \text{Im}\left(\frac{1}{Z_2}\right)}{2\omega}, \quad (3.56)$$

$$L_L = \frac{2}{\omega(\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}\left(\frac{1}{Z_2}\right) - \text{Im}\left(\frac{1}{Z_2}\right))}. \quad (3.57)$$

再將(3.47)式代入上述四個表示式，並利用模擬模體將電路單元之 Z 參數引入，即可得到圖3-17，其為 C_L 、 C_R 、 L_L 與 L_R 與頻率關係圖。

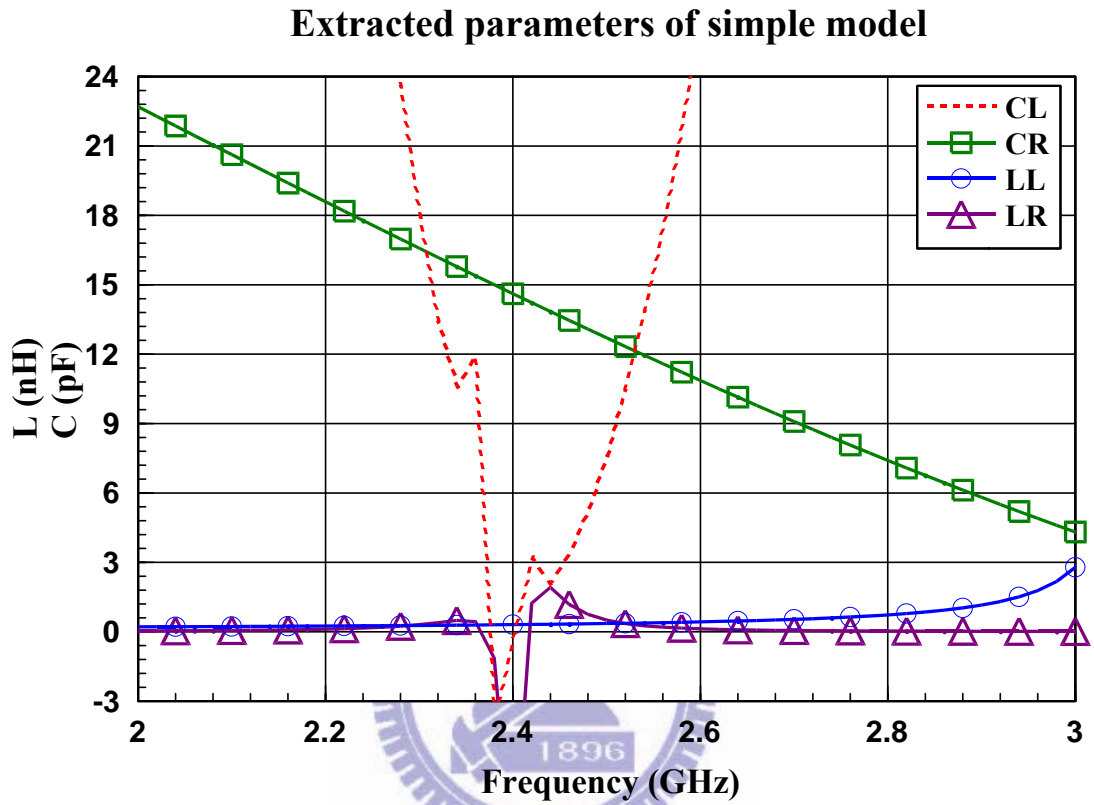


圖3-17 簡易型等效電路之相關參數

觀察圖3-17可以發現， C_L 與 L_R 曲線是很不自然的，表示此等效電路過於簡略，也許無法完全呈現我們所設計的電路單元之特性，若我們仍以平衡頻率點為萃取點，將該頻率點的數值代入圖3-15之中，進而得到簡易型等效電路之色散圖，如圖3-18所示，除了平衡點有符合電磁模擬軟體的模擬值之外，其餘地方之曲線差異相當大，洩漏區的頻段也不同，縱觀一切，顯示此簡易型等效電路並不適用於我們所設計的電路單元。

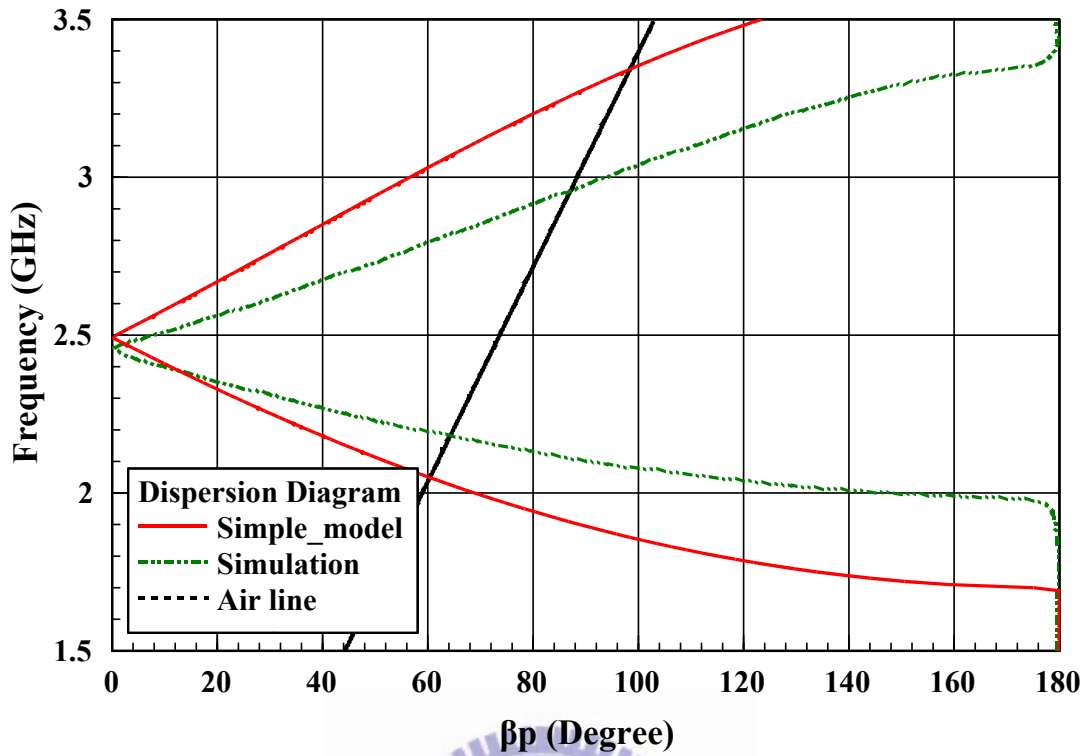


圖3-18 簡易型等效電路之色散圖

3.6.2 複合型等效電路模型

重新觀察我們所設計的電路單元，可將其拆解成三個子電路，如圖3-19(a)所示，其中 T_1 模型為一小段傳輸線與MIM電容所組成，故 T_1 模型之等效電路應為一組右手傳輸線結構(L_R 和 C_R)串聯MIM所產生的電容(C_S)，而 T_2 模型為葷狀結構所組成，其因為電流經過上層金屬片而形成串聯電感(L_S)，上層金屬片與接地面之間電荷耦合而感應的並聯電容(C_M)，再加上接地金屬棒所產生的並聯電感(L_M)，完整的等效電路為此三個子電路所串接而成的，如圖3-19(b)所示。

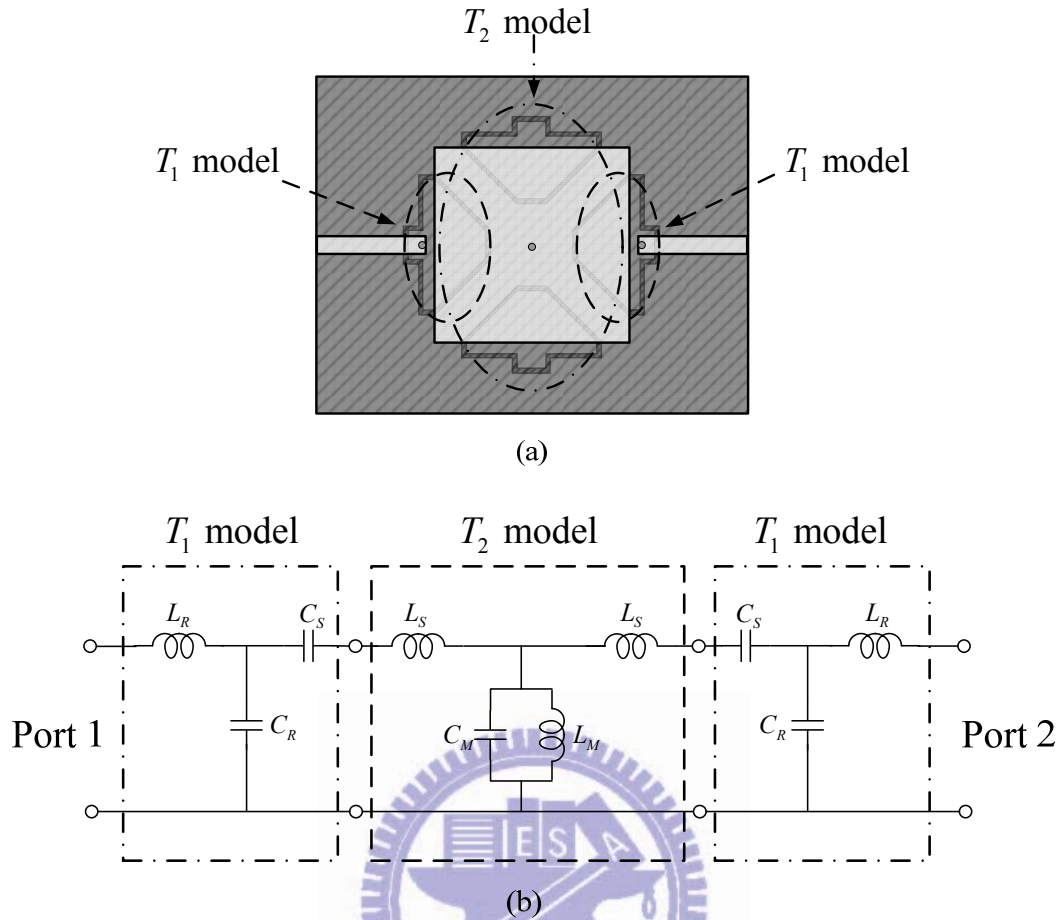


圖3-19 複合型等效電路(a)電路單元(b)對應模型

同理，運用圖3-16與(3.46)式，我們分別把 T_1 模型與 T_2 模型化為 Z 參數，重覆前一小節的步驟做化簡。

T_1 模型：

$$\begin{aligned}
 Z_1^{T1} &= j\omega L_R \\
 Z_2^{T1} &= \frac{1}{j\omega C_S} \\
 Z_3^{T1} &= \frac{1}{j\omega C_R}
 \end{aligned}
 \Rightarrow
 \begin{cases}
 L_R = \frac{\text{Im}(Z_1^{T1})}{\omega} \\
 C_S = -\frac{1}{\omega \text{Im}(Z_2^{T1})}, \\
 C_R = \frac{1}{\omega \text{Im}(Z_3^{T1})}
 \end{cases}
 \quad (3.58)$$

T_2 模型：

$$Z_1^{T2} = Z_2^{T2} = j\omega L_S \quad (3.59)$$

$$Z_3^{T2} = \frac{L_M / C_M}{j\omega L_M + \frac{1}{j\omega C_M}}, \quad (3.60)$$

由(3.60)式可推得

$$\text{Im}\left(\frac{1}{Z_3^{T2}}\right) = \omega C_M + \frac{1}{\omega L_M}, \quad (3.61)$$

$$\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}\left(\frac{1}{Z_3^{T2}}\right) = \omega C_M - \frac{1}{\omega L_M}, \quad (3.62)$$

利用(3.59)式、(3.61)式與(3.62)：

$$L_S = \frac{\text{Im}(Z_1^{T2})}{\omega}, \quad (3.63)$$

$$C_M = \frac{\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}\left(\frac{1}{Z_3^{T2}}\right) + \text{Im}\left(\frac{1}{Z_3^{T2}}\right)}{2\omega}, \quad (3.64)$$

$$L_M = \frac{2}{\omega \left(\omega \frac{\partial}{\partial \omega} \text{Im}\left(\frac{1}{Z_3^{T2}}\right) - \text{Im}\left(\frac{1}{Z_3^{T2}}\right) \right)}. \quad (3.65)$$

同理，將(3.47)式代入(3.58)式與上面表示式，並利用模擬軟體將子電路單元之Z參數引入，即可得到圖3-20和圖3-21，其分別為 T_1 模型與 T_2 模型中各參數與頻率之關係圖。

Extracted parameters of T1 model

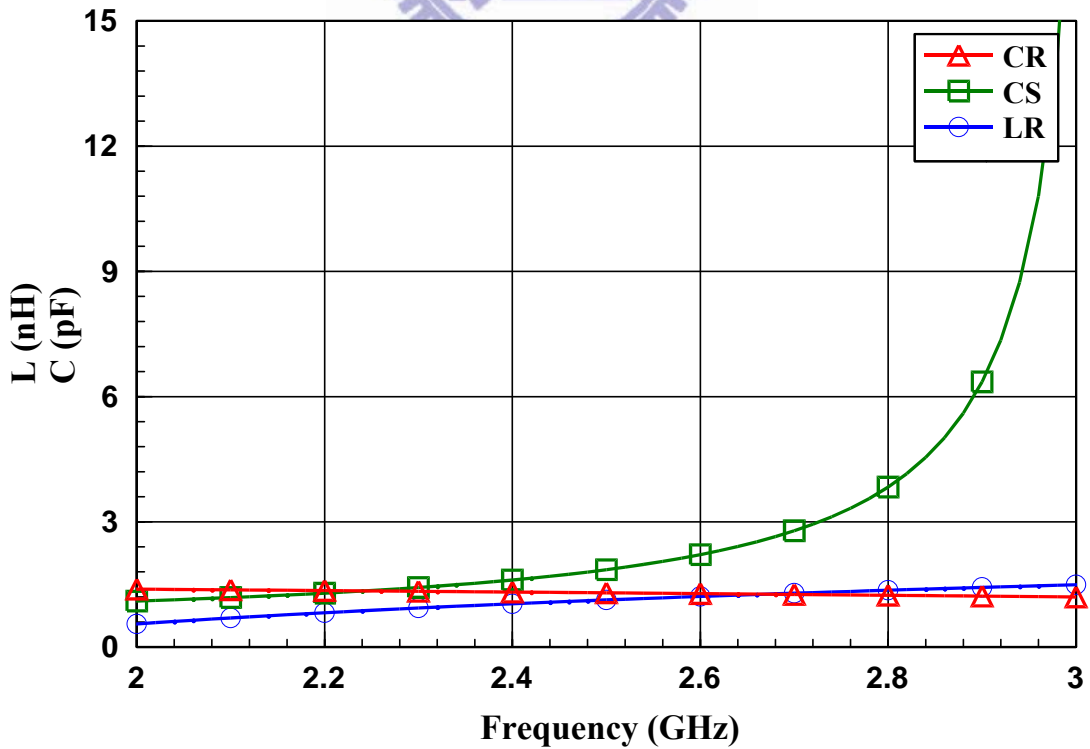


圖3-20 T_1 模型之相關參數

Extracted parameters of T2 model

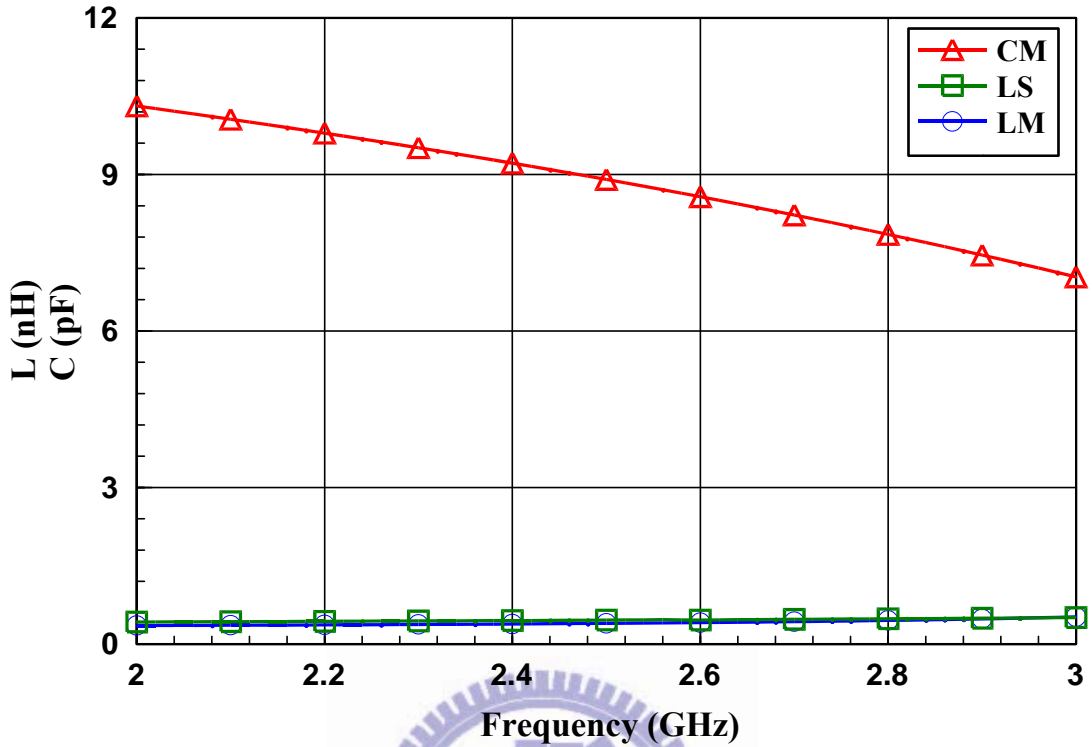


圖3-21 T_2 模型之相關參數

相較於圖3-17，圖3-20與圖3-21中的曲線較為自然，若以平衡頻率點為萃取點，將該頻率點的對應值(如表3-2)，代入圖3-19之中的電路內，我們將可得到複合型等效電路之色散圖，如圖3-22所示，由圖中可觀察出，複合型等效電路之色散曲線與電磁分析軟體所模擬的曲線相當吻合，除了皆為平衡型CRLH傳輸線且零階共振頻率都在2.48GHz附近之外，曲線變化的趨勢與洩漏區頻段都相符，洩漏區頻段皆為2.26GHz~2.88GHz，藉此證明我們所萃取出之複合型等效電路應該是非常接近實際電路之特性，再配合實作量測結果作輔助，達到對於我們的理論作雙重驗證。

參數名稱	C_R	L_R	C_S	L_S	C_M	L_M
對應值	1.3pF	1.13nH	1.85pF	0.46nH	8.9pF	0.39nH

表3-2 複合型等效電路之相關參數的對應值

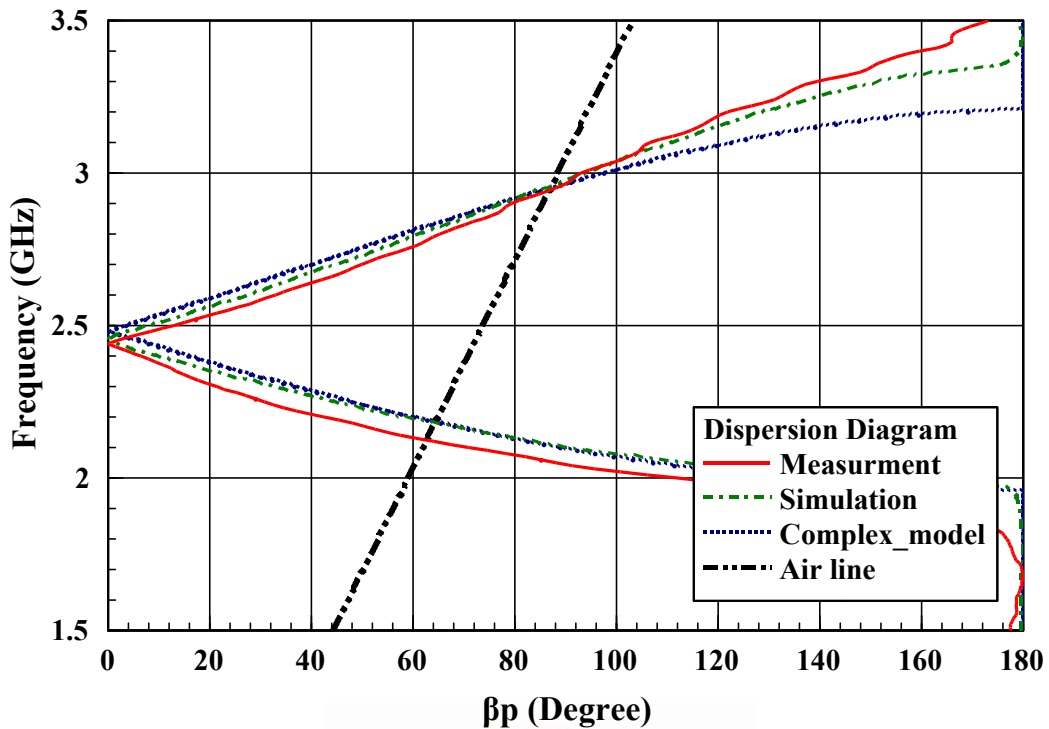


圖 3-22 複合型等效電路之色散圖

3.7 一維 CRLH 洩漏波天線

上述中，我們已設計出平衡型CRLH傳輸線之電路單元，而基於第二章所簡述的原理，可將其應用於輻射領域上。若把我們所設計的單一或是多個電路單元串聯起來，將其中一個饋入端作開路或短路，並從另一端饋入訊號，則可設計出正負或零階共振天線，其零階共振點為平衡頻率點，正負階共振點成對出現，而總共振點數目為 $2N-1$ 個， N 為所串聯的電路單元個數。但本研究把重心放在另一領域上，即CRLH洩漏波天線。

CRLH洩漏波天線之原理於先前章節已作深入探討，在此不再作多餘闡述，我們將所設計的平衡型CRLH傳輸線之電路單元串聯成一段具有洩漏特性之導波結構，作適當阻抗匹配後，將其中一個饋入埠接上50歐姆終端器(terminator)，即可完成一維平衡型CRLH洩漏波天線之設計。於本節中，我們除了清楚說明上述之設計流程，也將同時附上模擬分析與量測結果作驗證。

3.7.1 天線結構

電路單元通常用來描述將其串聯或並聯之週期性結構的特性，藉此可易於分析與設計整體電路結構，由電路單元所組成的週期性結構通常保有原有單元特性，甚至使特性更加顯著。故利用CRLH傳輸線電路單元所串聯的週期性結構，其色散特性也相同，即其洩漏區與導波區頻段與電路單元相符，而輻射特性也不例外，串聯之電路單元數量愈多，輻射增益(radiation gain)愈大，半功率波束寬(half-power beamwidth)愈窄，即指向性愈好，相對地電路尺寸也愈大。

基於電路尺寸與輻射效率的考量，我們選擇以七個電路單元之串聯結構，作為一維CRLH洩漏波天線的主體，由於CRLH傳輸線也是傳輸線的一種，具有描述其電壓波與電流波之比值的特徵阻抗，即先前已簡述過的布洛赫阻抗，觀察圖3-14，可發現電路單元之布洛赫阻抗於洩漏區頻段內時，實部值為20歐姆左右，而虛部值近乎為零，串聯而成的CRLH傳輸線也理當保持電路單元之特性，故我們可將其視為特徵阻抗為20歐姆的傳輸線，由於輸入阻抗需匹配至50歐姆，所以對於此CRLH洩漏波天線，匹配電路是必要的，在此我們選擇四分之一波長轉換器(quarter-wave transformer)，如圖3-23所示，而輸入阻抗為

$$Z_{in} = Z_l \frac{Z_L + jZ_l \tan \beta l}{Z_l + jZ_L \tan \beta l}, \quad (3.66)$$

當 $l = \lambda/4$ 且 $Z_l = \sqrt{Z_0 Z_L}$ 時，由(3.66)式可推得 $Z_{in} = Z_L$ ，故我們將四分之一波長轉換器的特徵阻抗設計為31.6歐姆左右，即微帶線寬度為4.3mm，而長度大約為平衡頻率點之四分之一波長，即20.3mm，將其置於CRLH洩漏波天線左右兩端，最後再各加上SMA接頭，完成一維CRLH洩漏波天線整體結構，如圖3-24所示，而圖3-25為有無四分之一波長轉換器的天線結構之反射損耗模擬結果，由此可證明此四分之一波長轉換器於洩漏區之頻段內，有確實達到阻抗匹配效果，即頻段內之反射損耗皆小於-10dB。

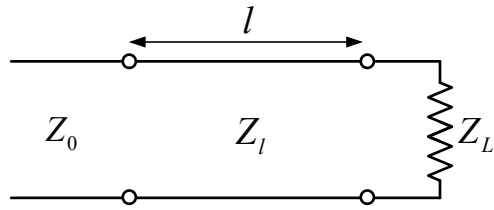
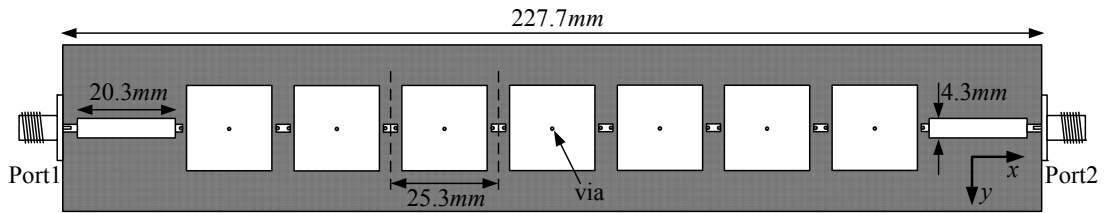
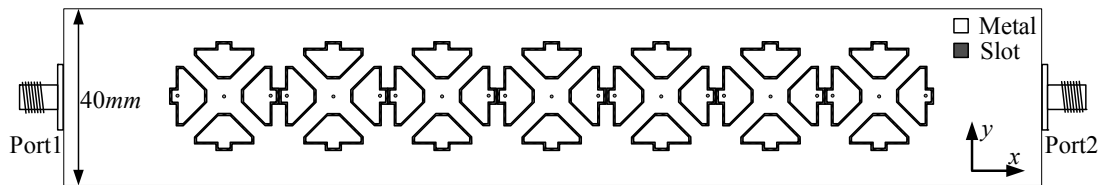


圖3-23 四分之一波長轉換器示意圖



(a)



(b)

圖3-24 一維CRLH洩漏波天線(a)俯視圖(b)仰視圖

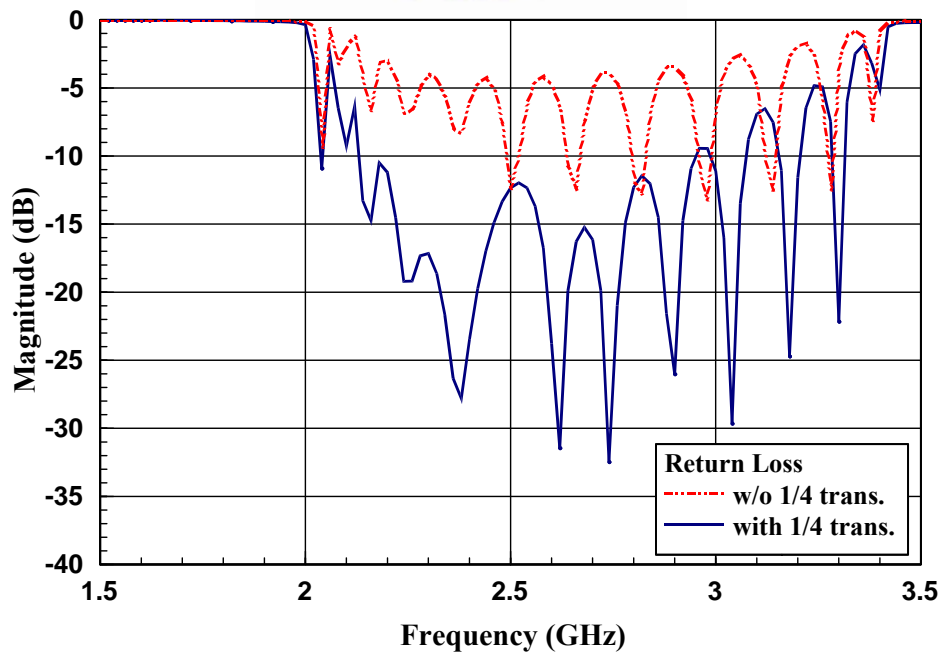


圖3-25 有無四分之一波長轉換器之反射損耗模擬圖

3.7.2 電路實作與量測結果

圖3-26為上述所設計之天線實作圖，電路整體長度為227.7mm，約 1.88λ (2.48GHz)，而圖3-27為其反射損耗之模擬與量測結果，大體而言，兩者於洩漏頻段內 (2.26GHz~2.88GHz) 皆在-10dB以下，顯示匹配效果良好，而天線的輸入阻抗頻寬約為750MHz，即30%。

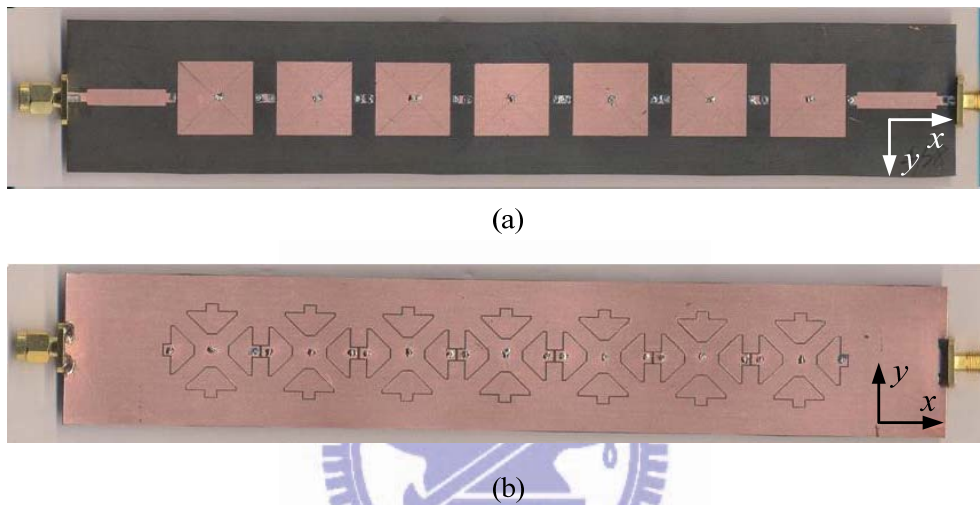


圖3-26 一維CRLH洩漏波天線之實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖

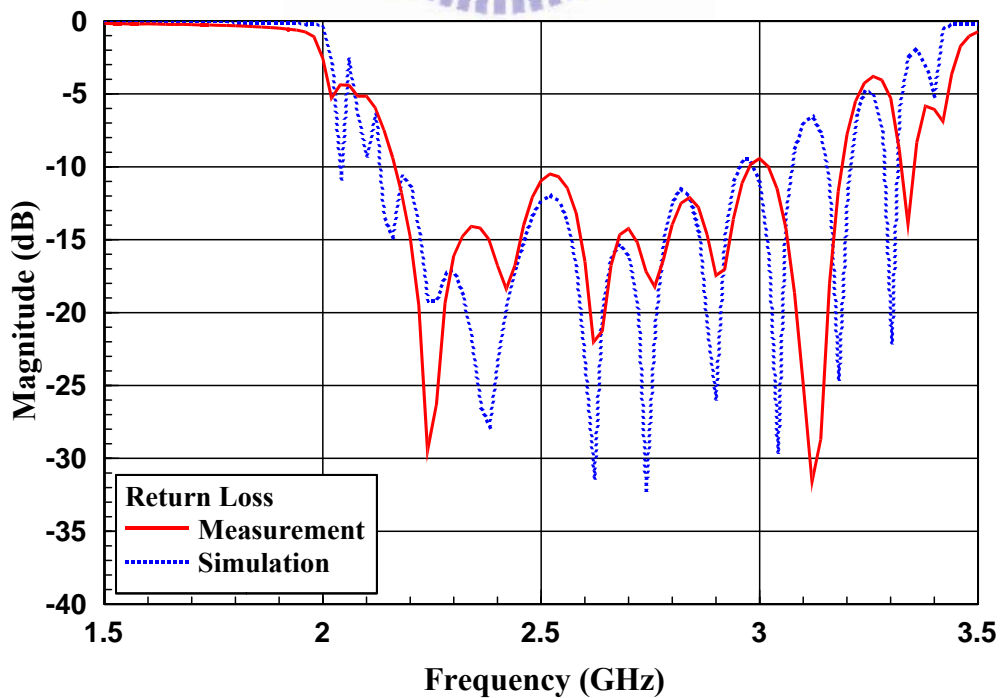
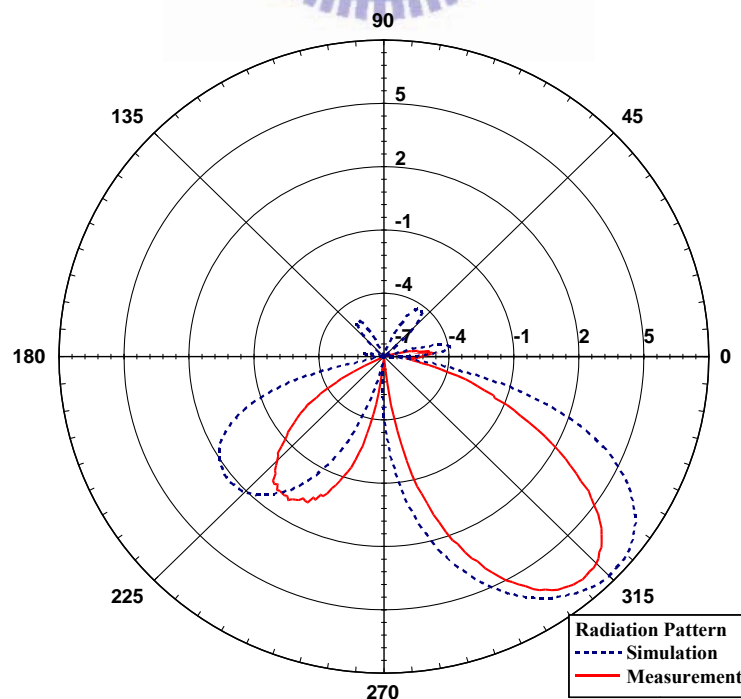


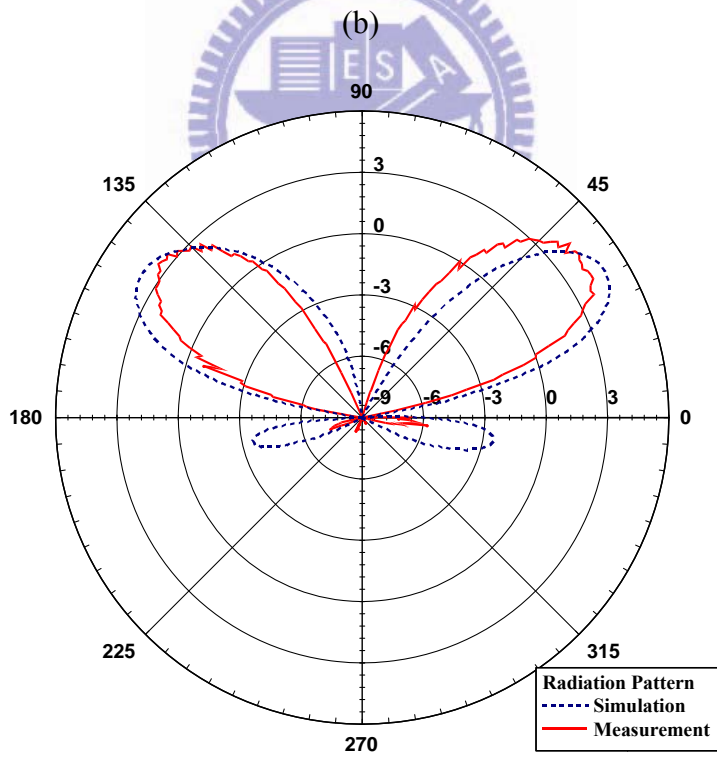
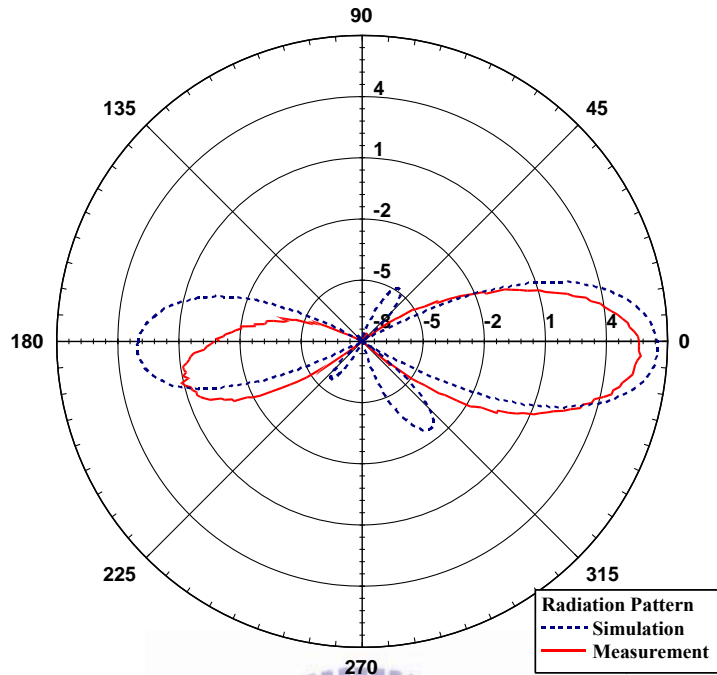
圖3-27 一維CRLH洩漏波天線之反射損耗

欲量測此天線的輻射特性時，我們需將另一端輸入埠接上50歐姆終端器，用以避免剩餘能量傳輸至尾端時，因為反射作二次洩漏而影響輻射效益。由於先前為了將MIM電容其中一片金屬片置於金屬接地面的電路層上，進而達到只使用單一基板結構之效果，我們在接地金屬面上有作挖空動作，故此天線於輻射時，部分洩漏能量也將從這些槽孔洩漏出去，即基板下方也會有洩漏波束存在，因為仍有金屬接地面的屏蔽效應影響，其輻射增益小於基板上方的主洩漏波束之增益。

圖3-28為此天線在 x - z 平面之遠場輻射場型(far-field radiation pattern)的模擬與量測結果，而操作頻率基於圖3-22之洩漏頻寬與圖3-27之反射損耗頻寬，我們分別選擇2.26GHz(後向輻射)、2.48GHz(垂向輻射)及2.88GHz(前向輻射)為作為參考基準點，當操作頻率為2.26GHz時，如圖3-28(a)所示，天線工作於左手洩漏波區，其量測的主波束方向在-49度，而量測最大增益值為6.9dBi，而操作頻率在2.48GHz時是工作在平衡頻率點，如圖3-28(b)所示，其量測的主波束方向在-3度，量測最大增益值為5.7dBi。若頻率操作在2.88GHz時，如圖3-28(c)所示，則處於右手之洩漏頻段內，其量測的主波束方向在37度，最大增益值為4.3dBi，而三個頻率點的量測半功率波束寬(half power beamwidth)分別為32度、30度和30度。



(a)



(c)

圖3-28 一維CRLH洩漏波天線於 x - z 平面之遠場輻射場型

(a)2.26GHz(b)2.48GHz(c)2.88GHz

將圖3-28之三個頻率點的輻射場型表示於同一張圖上，如圖3-29所示，而表3-3為輻射場型之相關數據。大體而言，量測之最大輻射增益皆略小於模擬結果，其成因可能包括實作電路上的誤差，或者是量測環境、測量天線之擺放高度及設備的校準等因素所造成，故存在些許誤差是可預期的。縱觀一切，量測與模擬之輻射場型之特徵仍相當吻合，其量測輻射波束之掃瞄角度可從-49度至37度，且包含垂直方向角度，總共達到86度之波束連續掃瞄效果，此為我們所悉知之洩漏波束之掃頻(frequency scanning)特性，由於此波導結構為平衡型CRLH傳輸線所組成，即擁有於快波區頻段內之負與零相位常數，所以相較於傳統洩漏波天線，其輻射角度額外擁有後向與垂向角度，大幅改善傳統洩漏波天線僅有的前向波束掃瞄能力。

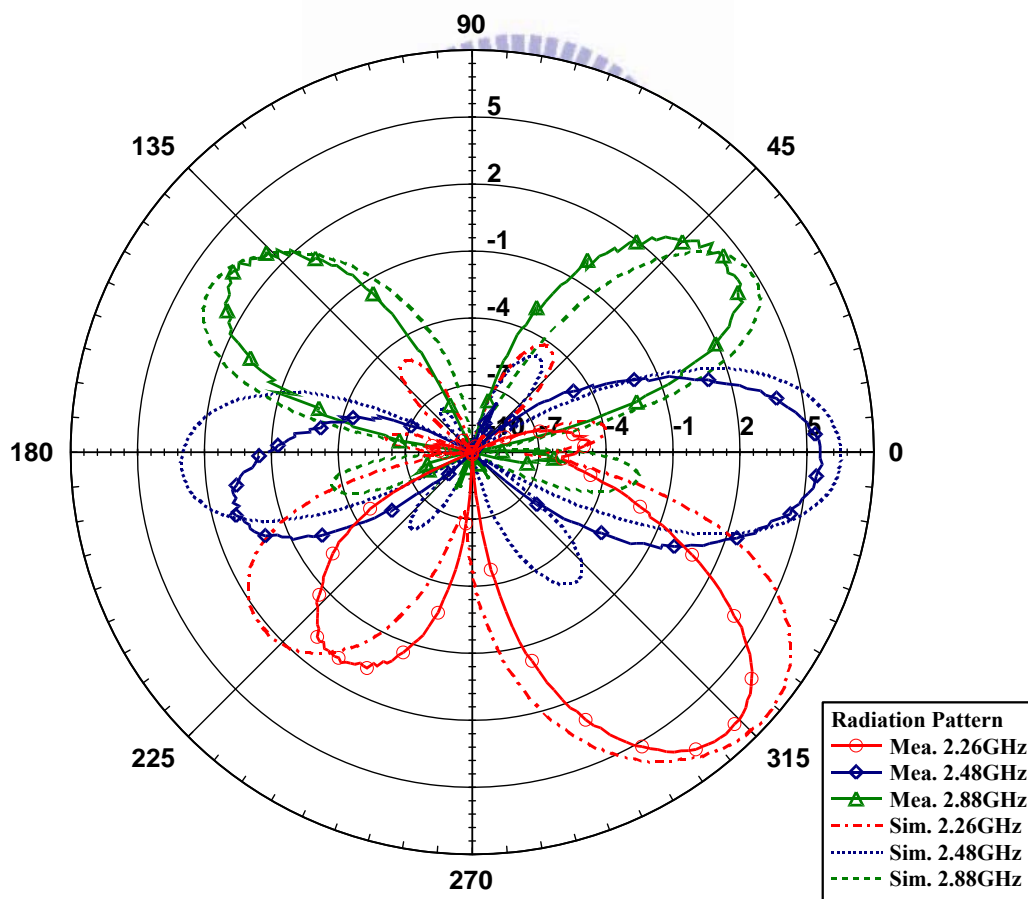


圖3-29 一維CRLH洩漏波天線於x-z平面之遠場輻射場型

頻率	2.26GHz	2.48GHz	2.88GHz
最大增益(dBi)	7.7	6.5	4.85
波束方向(degree)	-44	-1	31
半功率波束寬(degree)	42	29	28

(a)

頻率	2.26GHz	2.48GHz	2.88GHz
最大增益(dBi)	6.9	5.7	4.3
波束方向(degree)	-49	-3	37
半功率波束寬(degree)	32	30	30

(b)

表3-3 一維CRLH洩漏波天線於 $x-z$ 平面之遠場輻射場型數據

(a)模擬值(b)量測值



3.8 心得與討論

本章利用葦狀結構作為設計主體，結合MIM電容，並經由巧妙的方式將MIM電容之其中一塊金屬薄片嵌於接地金屬層，成功設計出平衡型CRLH傳輸線之電路單元結構，雖然我們犧牲掉微帶線結構的低後瓣(low back lobe)效果，即基板下方會存在部份洩漏波束，但卻使電路結構更簡單而易於實現，同時也達到低剖面(low profile)的優點，提供電路結構簡化上之另一思維。此外，於本章中我們除了透過模擬與實作結果來驗證所設計的電路單元原理之外，也萃取出其等效電路模型與原理作雙重驗證，使本設計之理論更臻於完整。

接著我們利用所設計的電路單元串聯成一維平衡型CRLH洩漏波天線，成功達到其特殊的後向、垂向及前向角度之輻射掃瞄效果，提升傳統洩漏波天線之掃瞄能力。另外，電路單元之串聯個數會影響輻射特性，其包括輻射增益、指向性等，串聯愈多則洩漏路

徑愈長，故輻射增益也愈高，且指向性也愈好，即半功率波束寬愈窄，但相對地犧牲了電路尺寸。考量上述因素，我們選擇以七個電路單元串聯作為洩漏結構主體，其天線的電路尺寸、輻射增益、指向性等皆有達到預期效果。



第四章 切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線

(Switched CRLH Leaky-Wave Antenna with Multi-Plane Scanning Capability)

4.1 概述

本章節將延續前一章所設計的 CRLH 洩漏波天線，基於此結構而提出一新型洩漏波天線，藉由著控制 PIN 二極體開關而改變洩漏路徑，達到波束合成效果，將原有單一平面波束掃描特性推廣至多平面切換掃描功能，適用於智慧型天線系統。

首先，我們將簡述智慧型天線系統的原理，接著利用前一章的天線結構作進一步延伸，將其彎折達到波束合成效果，進而擁有不同波束掃描平面，同時我們將仿造前一章的驗證過程，證明其可行性。再來我們將兩組 CRLH 洩漏波天線交叉擺設，設置 PIN 二極體開關於其上，藉此控制波束掃描平面，並附上模擬與量測結果，最後在本章結尾說明結論與設計巧思。

4.2 智慧型天線

由於近年來無線通訊系統的蓬勃發展，許多相關技術更是日益求精，而如何在有限的頻寬內作到最有效率地使用，達到更完美的通訊品質，成為現代無線通訊系統最大的議題，而具有控制天線波束方向能力的智慧型天線系統(smart antenna system)，即為目前最理想的解決方案之一。

智慧型天線系統的物理意義為『在空間中創造濾波器』，原理是採用經特定幾何排列的天線陣列，利用自適性或切換式方法來控制主動元件而達到改變天線輻射場型，使其指向欲收發訊號的方向，進而擁有降低多重路徑衰落(multipath fading)效應、提高系統容量負載與通訊品質、增加基地台涵蓋範圍等優點，下面將針對各項優點加以闡述。

4.2.1 智慧型天線的優點

電磁波在空間中傳遞時，常因遮蔽物反彈、路徑長度不同等因素影響，導致接收天線所收到的訊號為多重路徑成份的加成，使系統需作額外的解調步驟將原訊號還原。智慧型天線系統可利用波束形成(*beamforming*)技術，依據目標產生一特定方向的窄波束來收發訊號，其它方向則因為輻射場型的限制而降低其收發功率，因此使得智慧型天線系統在收發訊號時，能有效減少多重路徑數目、集中特定路徑之功率與降低其他路徑的訊號干擾效果，如圖 4-1(a)所示。

智慧型天線系統也可利用空間特徵的差異而分離訊號，可允許更多的使用者分享相同頻譜資源，並藉著波束形成技術，使系統操作功率降低，進而達到增加系統容量的負載。此外，其針對使用者方位而形成適當的輻射場型，使得智慧型天線具有抵抗多使用者所造成的多重接取干擾(*multiple access interference*)，進而提高訊號雜訊比(*signal-to-noise ratio, SNR*)，達到提高通訊品質效果，如圖 4-1(b)所示。

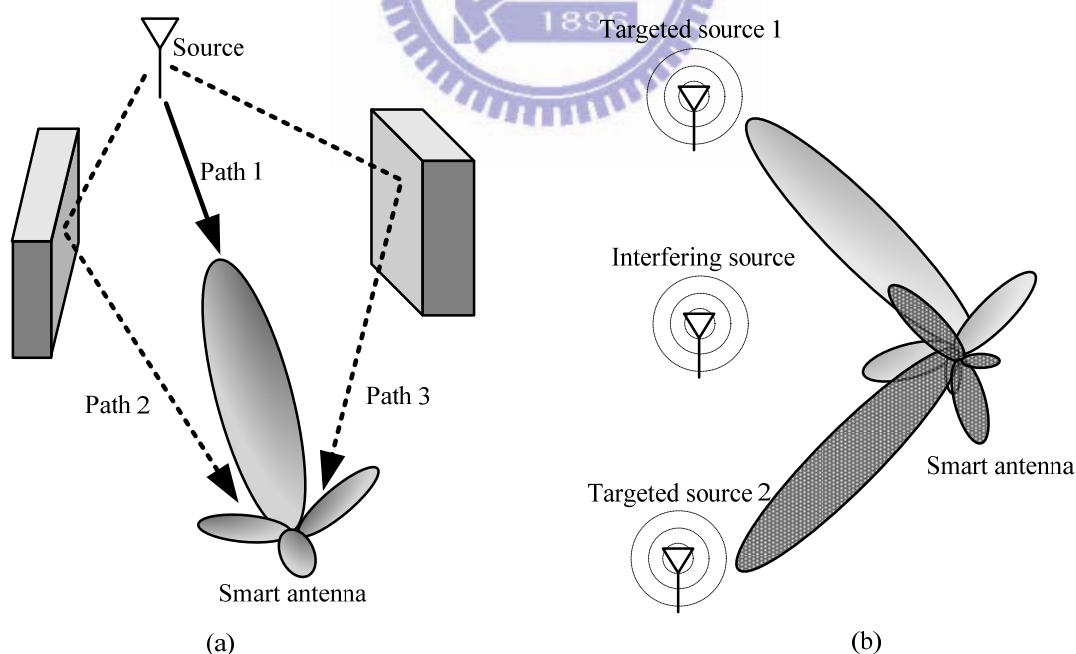


圖 4-1 智慧型天線示意圖

(a)降低多重路徑衰落效應(b)提高系統容量與通訊品質

由於智慧型天線系統會依據目標產生一特定方向的窄波束來傳遞訊號，相較於傳統全向性天線系統，其目標所接收的能量較為集中，故在相同發射功率的條件下，採用智慧型天線系統的基地台之涵蓋範圍也較大。

4.2.2 智慧型天線的類型

智慧型天線主要分為兩種類型，為適應性天線陣列(adaptive antenna array)與切換波束(switched beam)天線，兩者皆需透過主動元件來控制天線的輻射場型。

適應性天線是結合天線陣列與數位訊號處理這兩大理論，使其可因應不同的頻道特性與訊號傳遞方向而適應性地調整天線陣列中的濾波器權重(filter weight)與相位陣列(phased array)，利用波束形成技術來產生適當的輻射場型，如圖 4-2(a)所示，進而擁有先前已簡述過的智慧型天線之各項優勢。但因為適應性天線需要龐大的饋入網路與天線陣列結構，且系統亦須透過複雜的數位訊號處理演算法來達成其適應性質，導致電路成本與實現難度相當高。

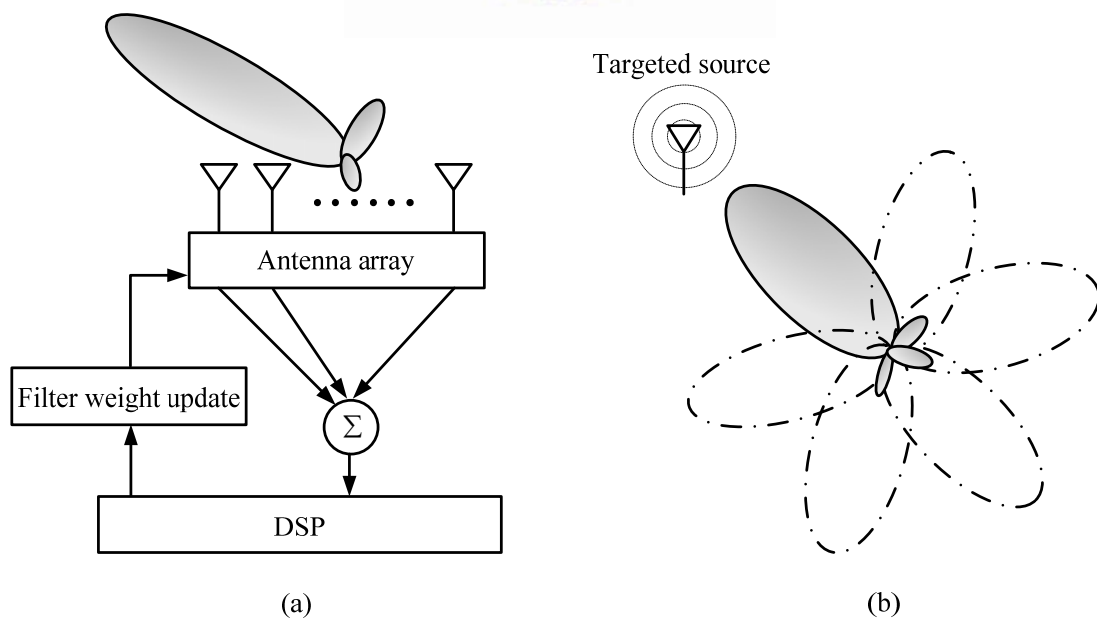


圖 4-2 智慧型天線類型(a)適應性天線陣列(b)切換波束天線

切換波束天線為利用多種不同波束方向的固定輻射場型涵蓋通訊區域，其依據目標方位而切換對應的指向性波束來收發訊號，達到提高收發訊號的強度與降低干擾源，如圖 4-2(b)所示，但由於波束的數量有限，所以相較於適應性天線，切換波束天線的效能較低，採用其基地台的涵蓋範圍也較小。儘管如此，因為切換波束天線的原理較為簡單，不需額外複雜的演算法，亦為目前智慧型天線中最被廣泛應用的類型。

4.3 直角型 CRLH 洩漏波天線

於前一章節中，我們已提出利用葦狀結構結合 MIM 電容之電路單元設計，將其應用於 CRLH 洩漏波天線，達到單一平面的波束掃瞄功能。而在本節中，我們把所設計的一維 CRLH 洩漏波天線作局部修改，使其結構作九十度彎折，而呈現出直角型 CRLH 洩漏波天線樣式，進而達到另一平面的波束掃瞄效果，為了證明其可行性，我們將重複前一章節所作的驗證步驟。



4.3.1 直角型電路單元

由於我們所採用的葦狀結構為正方形，其具有二維對稱特性，故將先前所設計電路單元之其中一隻支幹與 MIM 電容轉移九十度，即兩個饋入埠呈正交擺設，其餘元件與結構不作任何改變，如圖 4-3 所示，其相關參數同表 3-1。因為電路單元之中的電容與電感皆使用散佈式元件實現，所以當所有散佈式元件不作幾何結構上的改變時，僅利用電路之二維對稱特質，將 MIM 電容與饋入支幹作方向的轉置，故理論上其電路單元之電容與電感值亦不會改變。

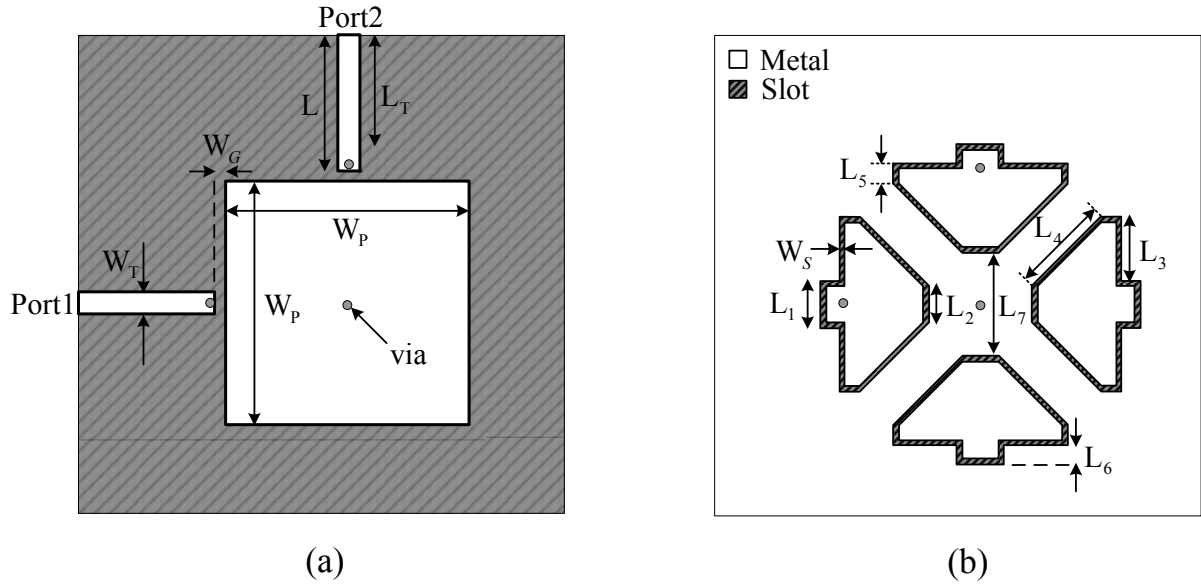
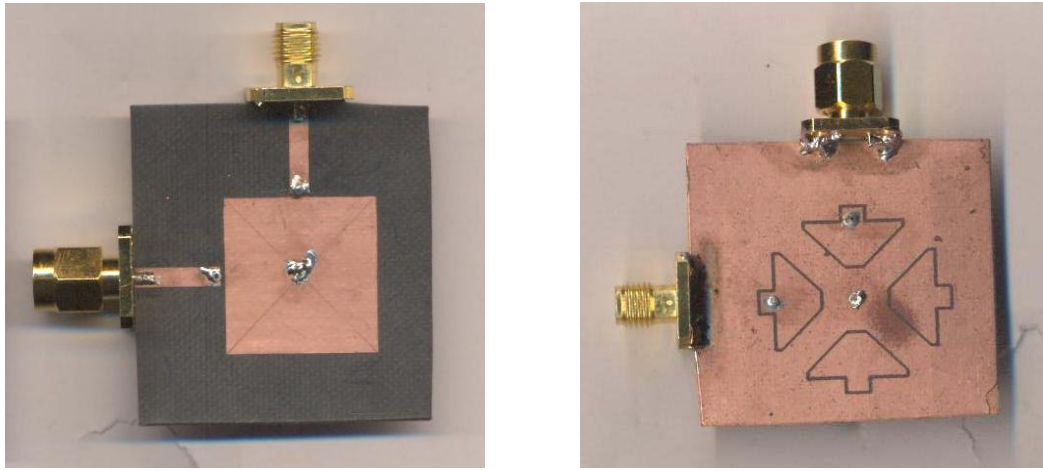


圖 4-3 直角型電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖

4.3.2 直角型電路單元之模擬與量測分析

將上述直角型電路單元透過 Ansoft 公司所出產的全波電磁模擬軟體 HFSS 來分析，量測則以 HP8720 網路分析儀來進行散射參數之測量，且亦採用前一章所介紹的 de-embedding 校準程序取得真實電路特性。圖 4-4 為直角型電路單元實作圖，圖 4-5 為其反射損耗與透射損耗的模擬與量測圖，圖 4-6 為色散圖，依序將上述結果與先前電路單元設計之數據作比對，其結果相當吻合，散射參數與相位常數曲線皆相似，洩漏區频段約為 2.26GHz 至 2.85GHz，僅零階共振點存在些微頻飄(約 20MHz)，但電路特徵相同，亦為平衡型 CRLH 傳輸線，其代表此直角型電路單元與前一章所設計的電路單元之特性幾乎相同。



(a)

(b)

圖4-4 直角型電路單元實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖

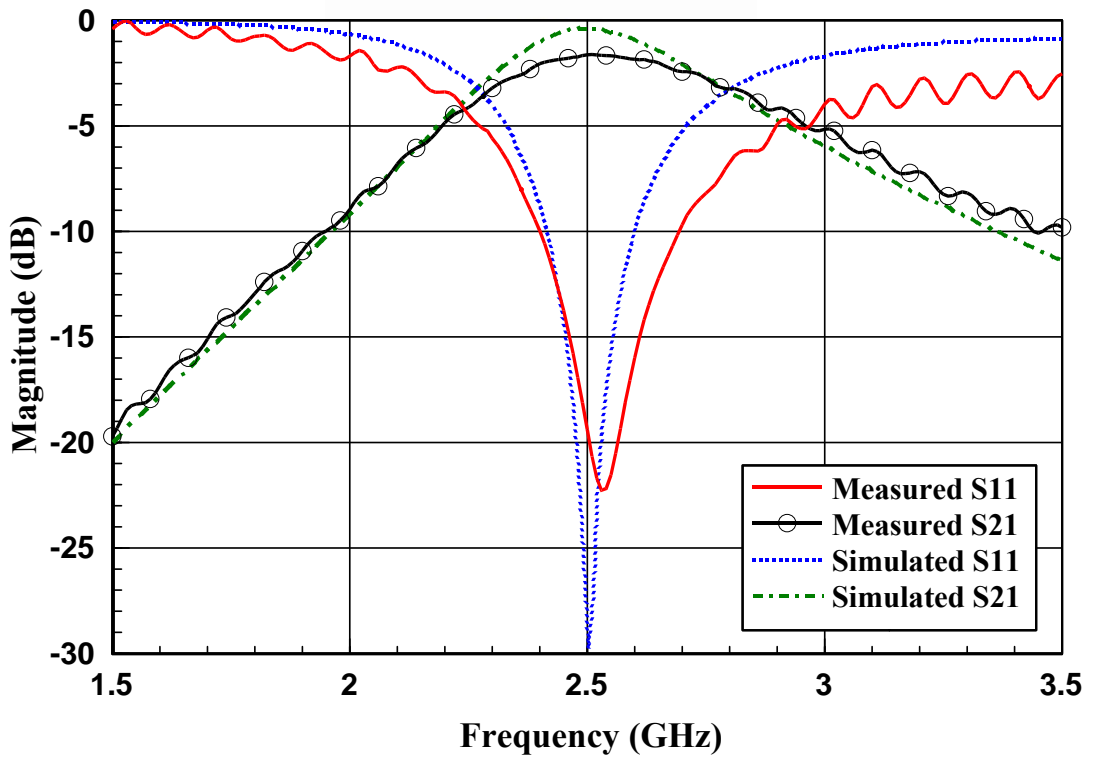


圖 4-5 直角型電路單元之反射與透射損耗

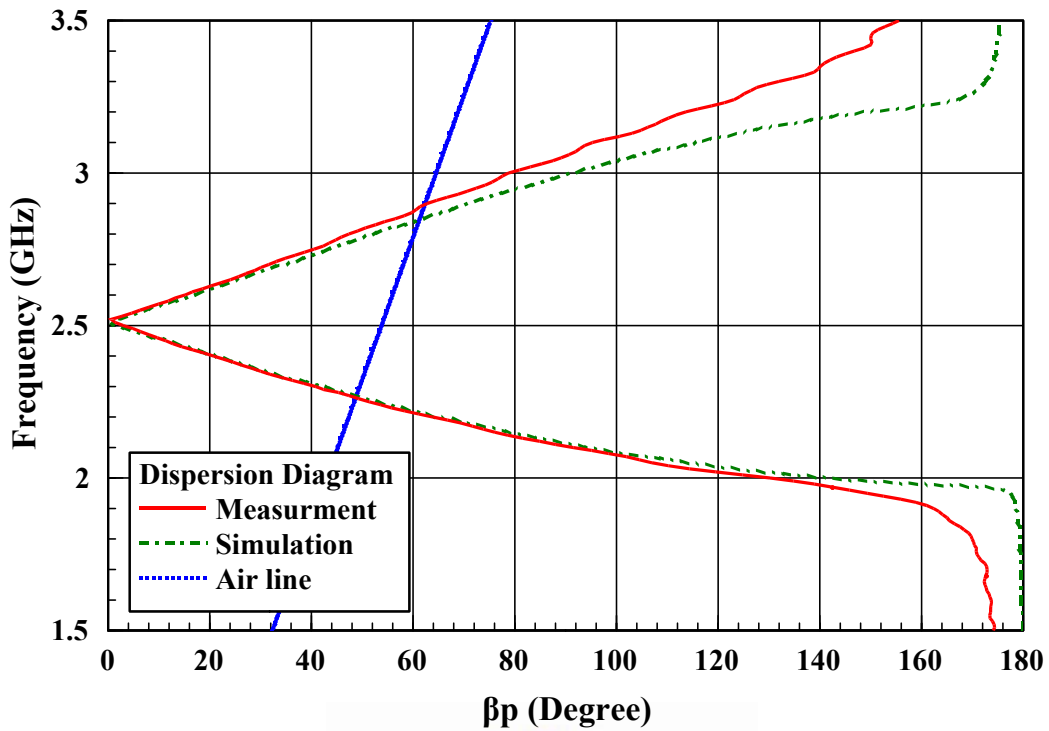


圖4-6 直角型電路單元之色散圖

4.3.3 直角型 CRLH 洩漏波天線

前述中，我們提出直角型 CRLH 傳輸線電路單元設計，並證明其特性與前一章所設計的電路單元之特性幾乎相同，所以將其兩者串聯而成的結構，理當亦為平衡型 CRLH 傳輸線，其電路特性應與先前一維 CRLH 傳輸線相同，故我們仍採用原先設計的四分之一波長轉換器作為匹配電路，如圖 4-7 所示，此為我們所提出的直角型 CRLH 洩漏波天線設計。

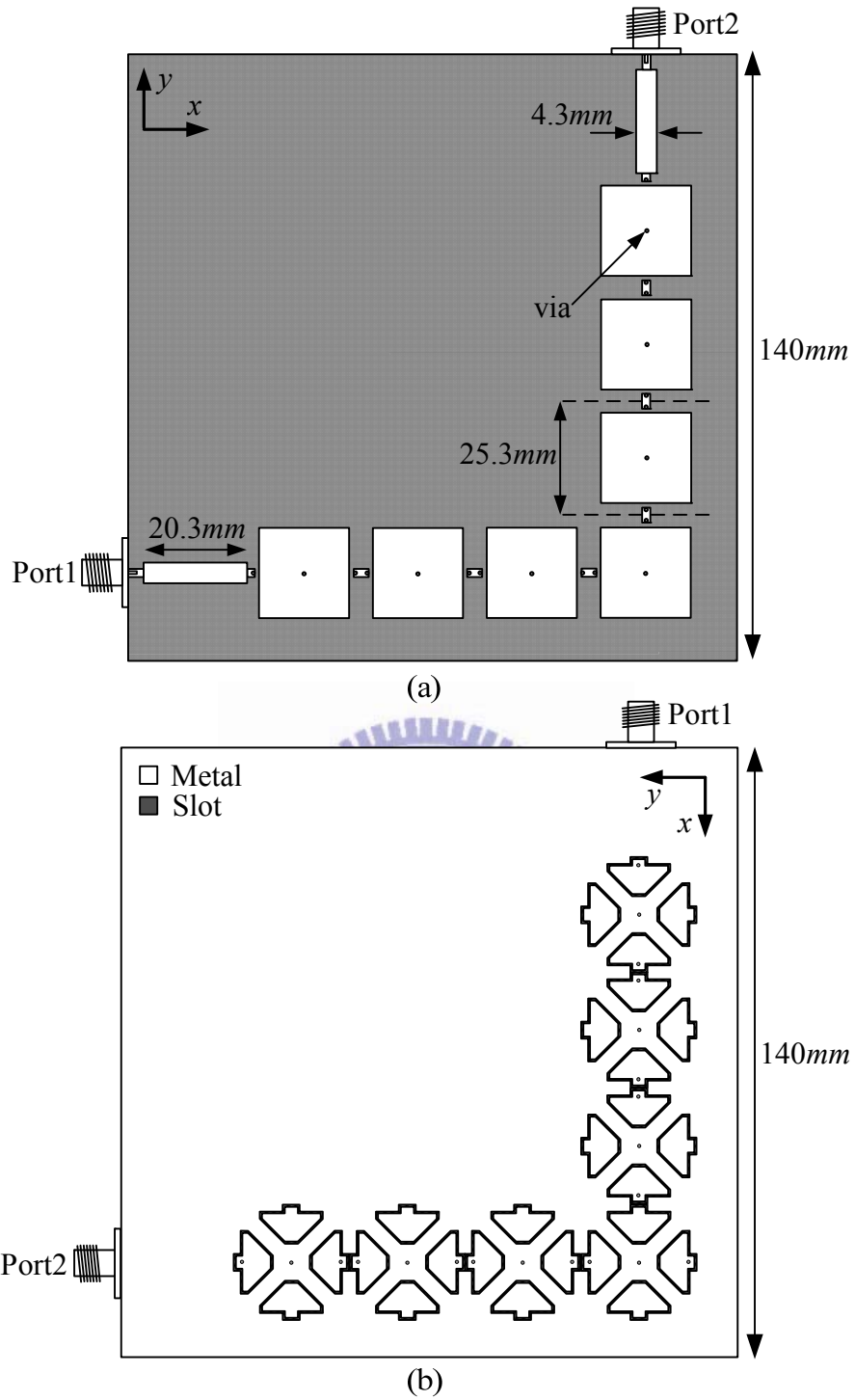


圖4-7 直角型CRLH洩漏波天線(a)俯視圖(b)仰視圖

圖 4-8 為直角型 CRLH 洩漏波天線實作圖，整體面積為 $140\text{mm} \times 140\text{mm}$ ，約 $1.15 \lambda \times 1.15 \lambda$ (2.48GHz)，而圖 4-9 為其反射損耗之模擬與量測結果，其於洩漏頻段內 ($2.26\text{GHz} \sim 2.88\text{GHz}$) 皆在 -10dB 以下，表示阻抗匹配效果良好，而天線之輸入阻抗頻寬約

700MHz，即 28%，與原先所設計的一維 CRLH 洩漏波天線之結果相差不大。

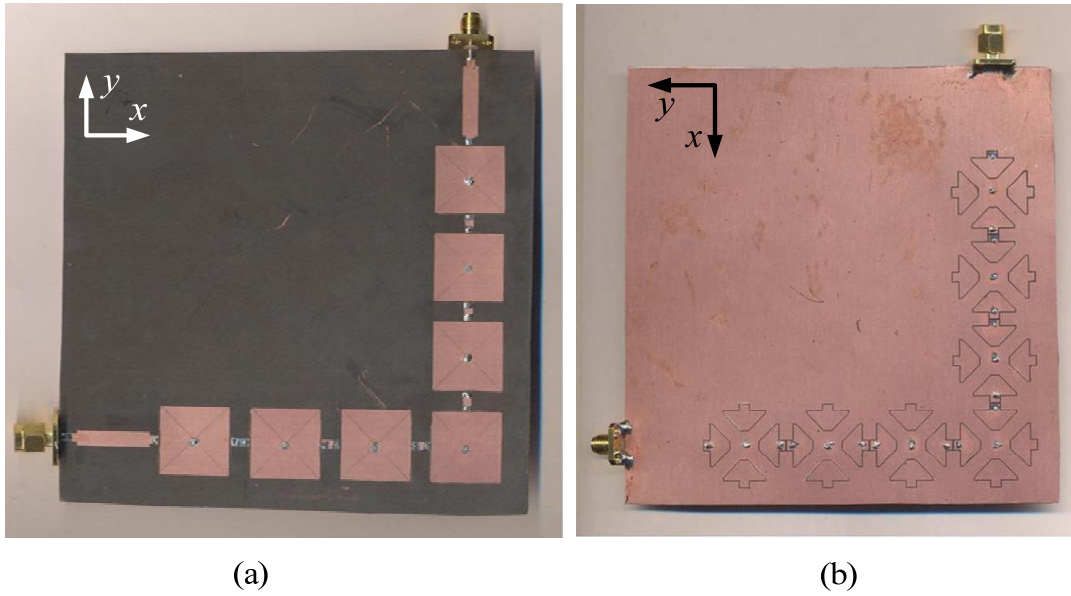


圖4-8 直角型CRLH洩漏波天線之實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖

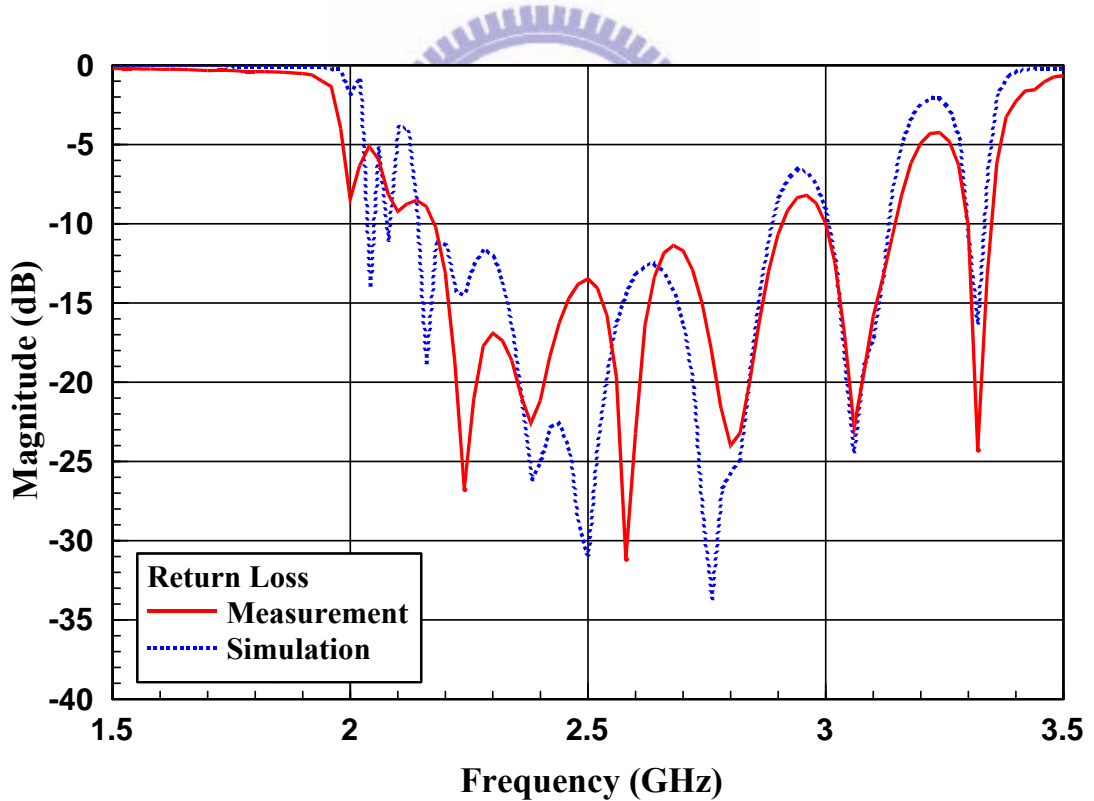
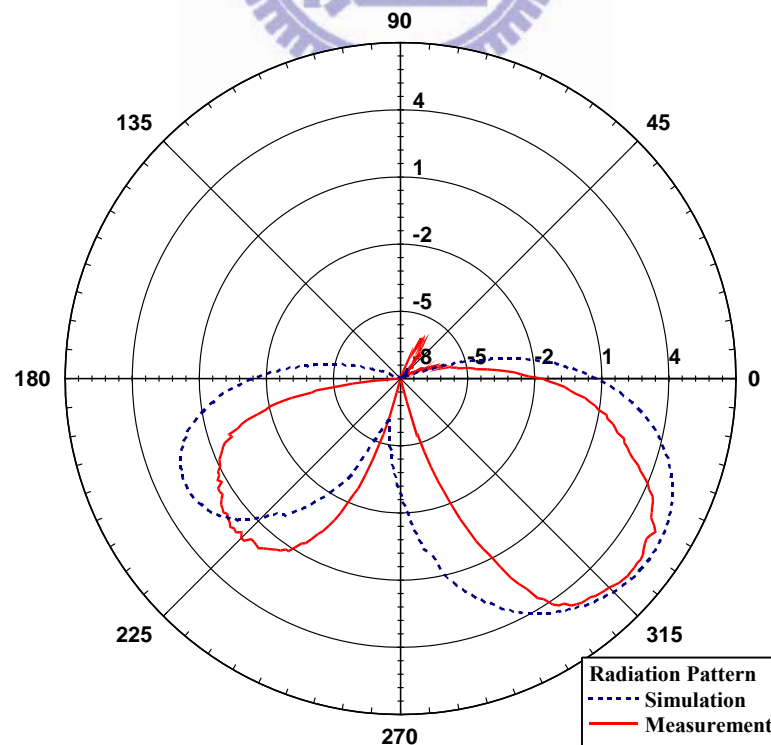


圖4-9 直角型CRLH洩漏波天線之反射損耗

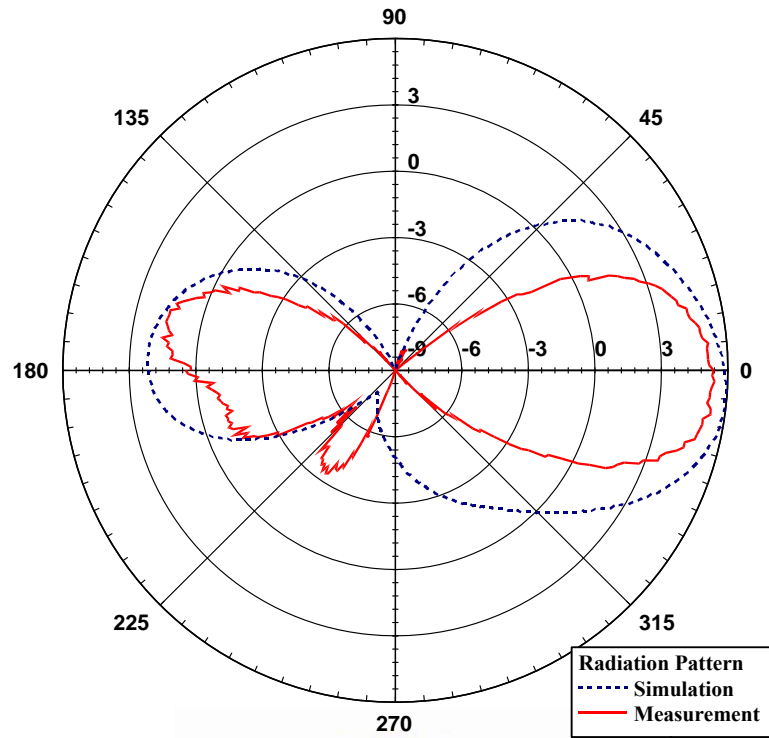
接著我們分析直角型 CRLH 洩漏波天線之輻射特性，由於洩漏路徑已作九十度彎折，故可視為兩段一維 CRLH 洩漏波天線呈正交擺設，而這兩段 CRLH 洩漏波天線應

保有原來輻射特性，即波束隨著頻率作掃瞄性質，我們利用向量分析可推論，其兩段 CRLH 洩漏波天線之波束將合成為一個主波束，且此主波束亦具有隨頻率作掃瞄功能，掃瞄平面亦可由向量分析得知，約為 $\phi = -45^\circ$ 時之平面，不過因主波束為兩個子波束所合成，故其波束應較寬而不集中，即指向性較差，但其仍不影響我們的目標與理念，此設計只是為了驗證洩漏波束合成之理論。

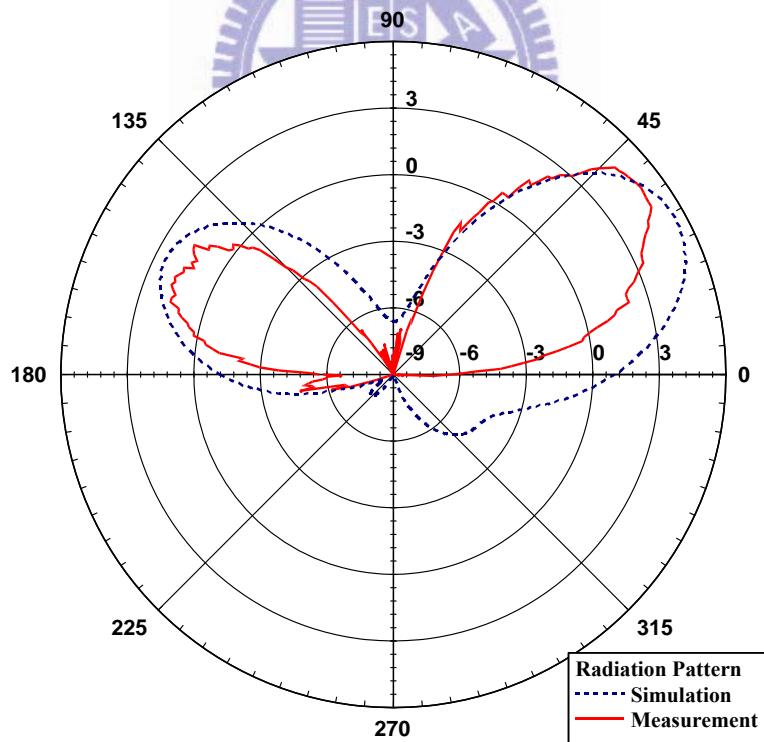
圖 4-10 為此天線在 $\phi = 45^\circ$ 平面之遠場輻射場型的模擬與量測結果，而操作頻率我們亦選擇 2.26GHz(後向輻射)、2.48GHz(垂向輻射)及 2.88GHz(前向輻射)為作為基準，當操作頻率為 2.26GHz 時，如圖 4-10(a)所示，天線工作於左手洩漏波區，其量測的主波束方向在-39 度，而量測最大增益值為 5.4dBi，而操作頻率在 2.48GHz 時是工作在平衡頻率點，如圖 4-10(b)所示，其量測的主波束方向在-2 度，量測最大增益值為 5.4dBi。若頻率操作在 2.88GHz 時，如圖 4-10(c)所示，則處於右手之洩漏頻段內，其量測的主波束方向在 37 度，最大增益值為 4.95dBi，而三個頻率點的量測半功率波束寬分別為 43 度、41 度和 35 度，如先前所提的，指向性較一維 CRLH 洩漏波天線差，因為其主波束為兩子波束所合成，故能量較不集中。



(a)



(b)



(c)

圖4-10 直角型CRLH洩漏波天線於 $\phi = 45^\circ$ 平面之遠場輻射場型

(a)2.26GHz(b)2.48GHz(c)2.88GHz

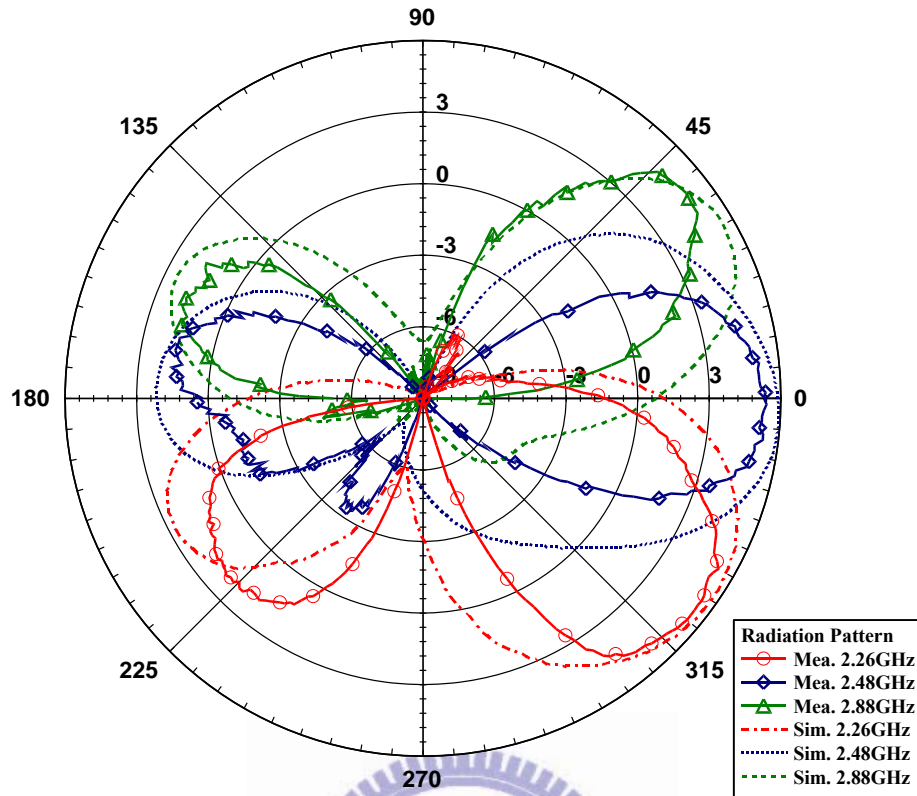


圖4-11 直角型CRLH洩漏波天線於 $\phi = 45^\circ$ 平面之遠場輻射場型

頻率	2.26GHz	2.48GHz	2.88GHz
最大增益(dBi)	5.7	5.9	5.5
波束方向(degree)	-36	-4	29
半功率波束寬(degree)	57	59	43

(a)

頻率	2.26GHz	2.48GHz	2.88GHz
最大增益(dBi)	5.4	5.4	4.95
波束方向(degree)	-39	-2	37
半功率波束寬(degree)	43	41	35

(b)

表4-1 直角型CRLH洩漏波天線於 $\phi = 45^\circ$ 平面遠場輻射場型數據

(a)模擬值(b)量測值

將圖 4-10 之三個頻率點的輻射場型表示於同一張圖上，如圖 4-11 所示，而表 4-1 為輻射場型之相關數據。大體而言，量測之最大輻射增益值亦略小於模擬值，其成因如同先前所提到的，可能包括實作電路上的誤差，或者是量測環境、測量天線之擺放高度及設備的校準等因素所造成。縱觀一切，量測與模擬之輻射場型之特徵仍相當吻合，其量測輻射波束之掃瞄角度可從-39 度至 37 度。故基於上述所有結果證明，我們所提出的直角型洩漏波天線亦可利用兩個子洩漏波束而合成為一個主洩漏波束，且其仍具有前向至後向之波束連續掃瞄效果，符合預期的結果。

4.4 PIN 二極體控制電路

於微波電路設計中，為了使訊號在不同路徑上作切換，所以開關(switch)是必要的，而開關電路主要分兩類，為電子式與機械式開關。二極體屬於電子式開關，相較於機械式的開關，除了面積較小之外，也易於與平面式電路整合，擁有機械式開關所沒有的高速切換特性，通常切換時間在10ns以下，更適合應用在高頻的射頻電路設計中。

二極體處於逆向偏壓工作區時，內部的串聯電容使整個輸入阻抗變成高輸入阻抗，因此具有關閉的效果；而處於順向偏壓工作區時，順向電流會使接面電容效應消失，此時二極體就處於低輸入阻抗狀態，整個二極體便可視為導通狀態。在實際電路設計上，為了確保直流與射頻訊號不互相干擾，需要在二極體的正負兩端加入直流阻斷電路(DC block)和射頻抗流圈(RF choke)。直流阻斷電路可利用晶片電容來實現，因電容對直流訊號而言視為斷路，至於射頻抗流圈的部分，我們則是利用高感值的電感(100nH)來取代傳統的1/4波長轉換器，末端再接晶片電容(100pF)接地，因對高頻於言，電感值越大越可視為斷路，而對低頻如直流而言則是短路，故高頻訊號就不會往直流埠傳遞。最後我們再利用相同的原理，額外設計一個接地，透過高感值電(100nH)讓直流訊號直接流到地面，如此直流偏壓才具備完整直流迴路，不過量測時我們仍需於SMA接頭外另外直流阻斷電路來確保測量儀器的安全

我們所使用的二極體為英飛凌公司所提供PIN二極體，型號為BAR89-02L E6327，順向偏壓約為0.83~0.95伏特，在2.45GHz的隔離度(isolation)理想為值-11dB，但實作可能更差一些，所以我們串接兩個二極體以增加其隔離度，圖4-12為所設計的控制電路，而圖4-13為其散射參數之量測結果。

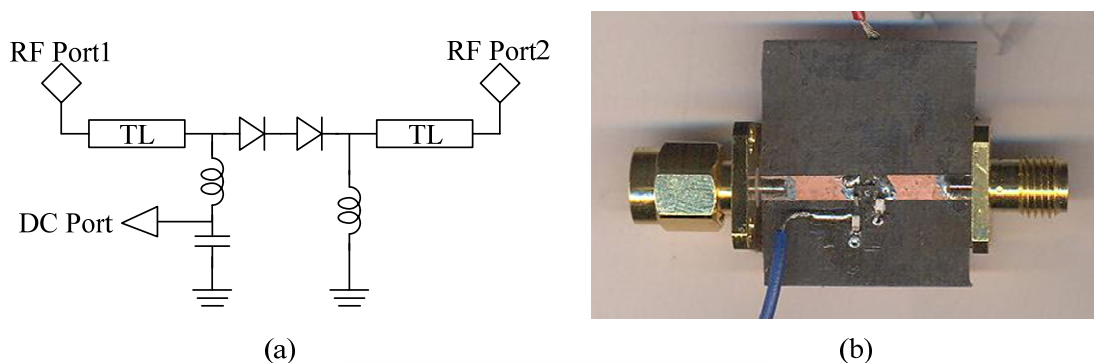
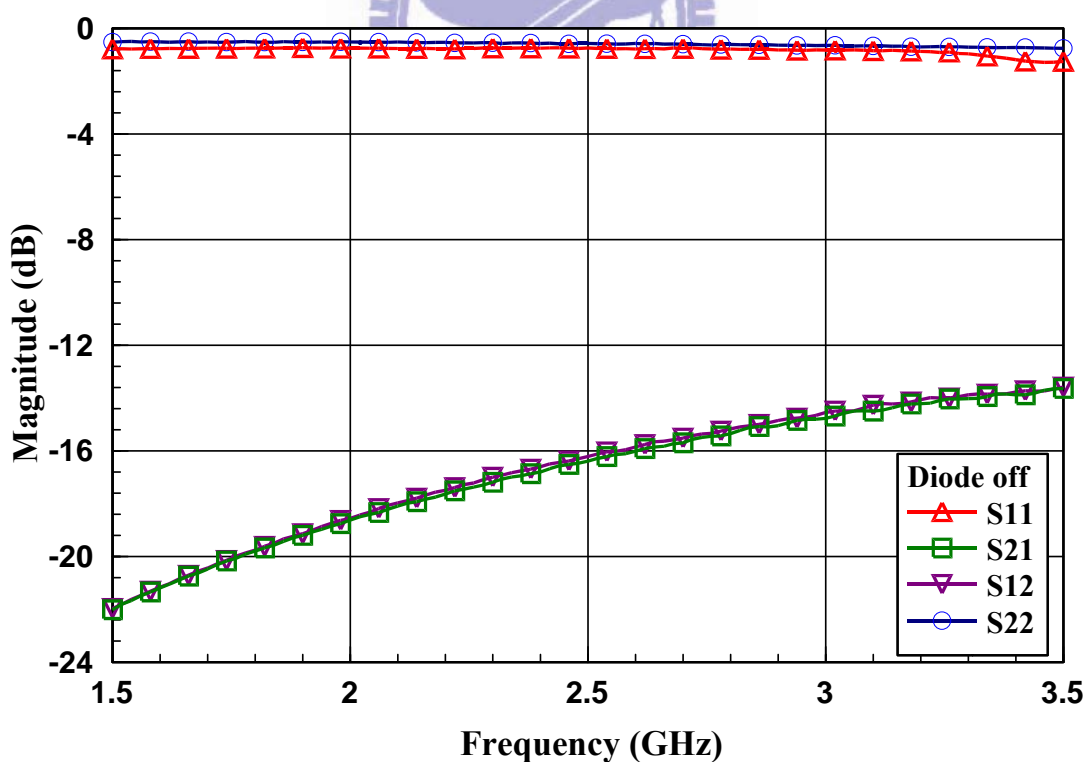
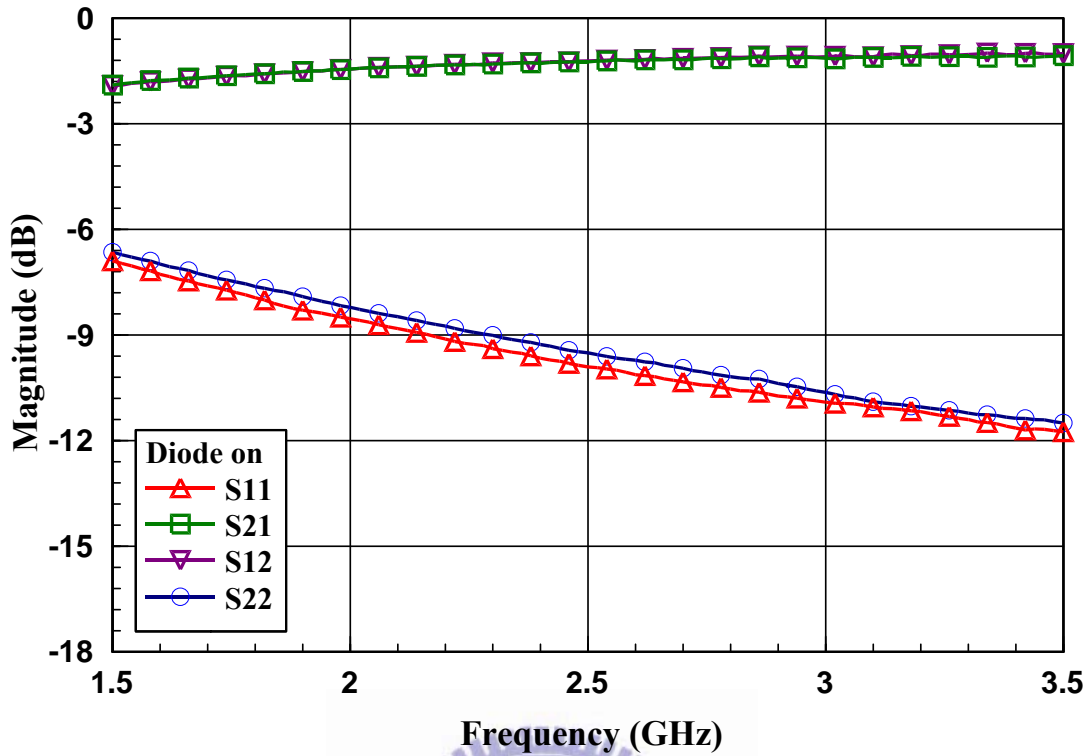


圖4-12 PIN二極體控制電路(a)電路圖(b)實作圖



(a)



(b)
圖 4-13 PIN 二極體控制電路之散射參數量測結果(a)不導通(b)導通

4.5 切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線

本節中，我們將敘述如何基於先前所提出的一維與直角型CRLH洩漏波天線，結合前一小節的PIN二極體控制電路，設計出一新型多平面掃描CRLH洩漏波天線，其可利用偏壓來控制二極體控制開關，進而改變洩漏路徑，達到切換波束之掃描平面效果，同時我們將附上模擬與量測結果作為佐證，證明此設計之可行性。

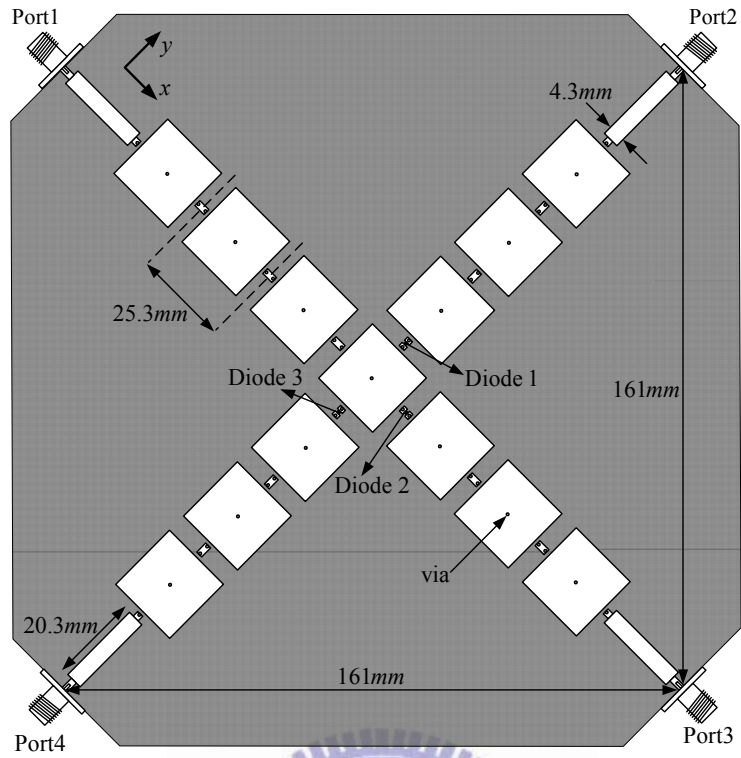
4.5.1 天線結構

圖4-14為所設計的切換式多平面掃描CRLH洩漏波天線之詳細架構，其相關參數值參考表3-1，電路尺寸為161mm×161mm，約 $1.33\lambda \times 1.33\lambda$ (2.48GHz)。大體而言，我們可

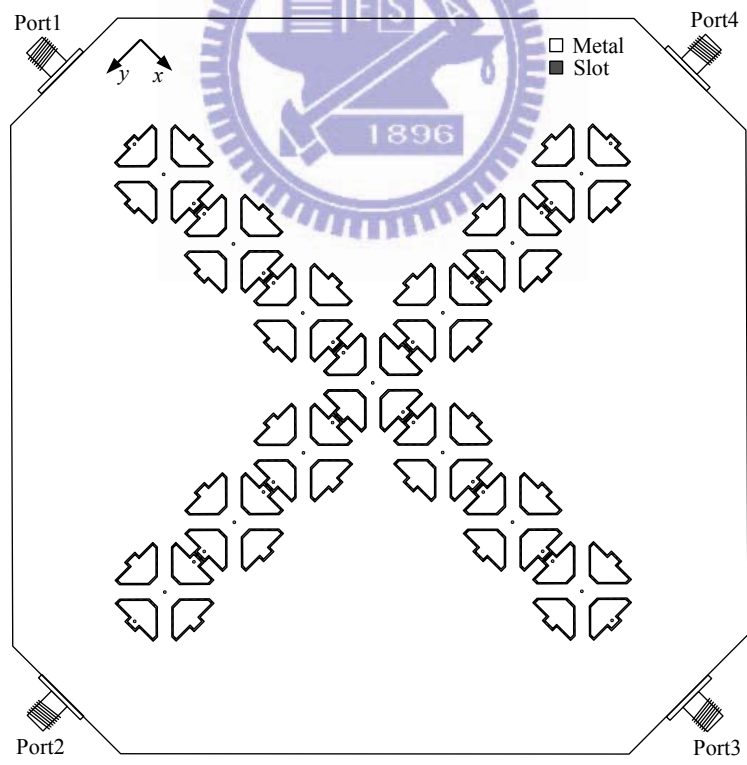
將其視為兩組一維CRLH洩漏波天線正交擺設，並於中間的電路單元之部份傳輸線上設置三組PIN二極體控制電路，由於控制電路上的射頻抗流圈是採用高數值晶片電感(100nH)，相較於電路單元的等效電路而言可視為開路，而PIN二極體控制電路的射散參數量測結果已於前一小節附上，證明其可正常運作，故開關之存在理當不會造成改變CRLH洩漏波天線的等效電路進而影響輻射能力。

在實際操作上，我們將能量從埠一饋入，其他輸出埠則接上50歐姆終端器以避免剩餘能量反彈作二次洩漏輻射，並於二極體控制電路加上直流偏壓，藉此改變二極體之工作區域，即順向偏壓導通，逆向偏壓則不導通。當Diode1導通，而Diode2與Diode3不導通時，能量將由埠一流至埠二，其電路特性如同先前所設計的直角型CRLH洩漏波天線，其洩漏波束為兩個正交子洩漏波束合成，掃瞄平面約為 $\phi = 45^\circ$ ；當Diode2導通，而Diode1及Diode3不導通時，能量將由埠一流至埠三，特性同前一章所提出的一維CRLH洩漏波天線，掃瞄平面為 $\phi = 0^\circ$ ；當Diode3導通，且Diode1和Diode2不導通時，能量自埠一流向埠四，即掃瞄平面約為 $\phi = -45^\circ$ 之直角型CRLH洩漏波天線，故於本設計中，一共有三個波束掃瞄平面可供切換，即 $\phi = -45^\circ$ 、 0° 及 45° 。

本設計之自由度相當高，可依使用者需求而改變掃瞄平面，甚至於增加掃瞄平面，只需將電路單元中的葦狀結構由正方形改為正多邊形，如正八邊形，即可設計出四組一維CRLH洩漏波天線正交擺設之結構，達到七個波束掃瞄平面效果，其它結構依此類推。此外如同先前所述，保持電路單元之結構而只改變其串接方向並不影響其色散特性，且輸入阻抗也相似，不僅使每個掃瞄平面之輻射特性接近，也不需額外複雜的饋入網路，大幅簡化傳統二維天線陣列或洩漏波天線陣列之結構，而且掃瞄平面之角度範圍大，不因傳統陣列中的天線數量與移相器所限制，設計原理也較為簡易且直觀。



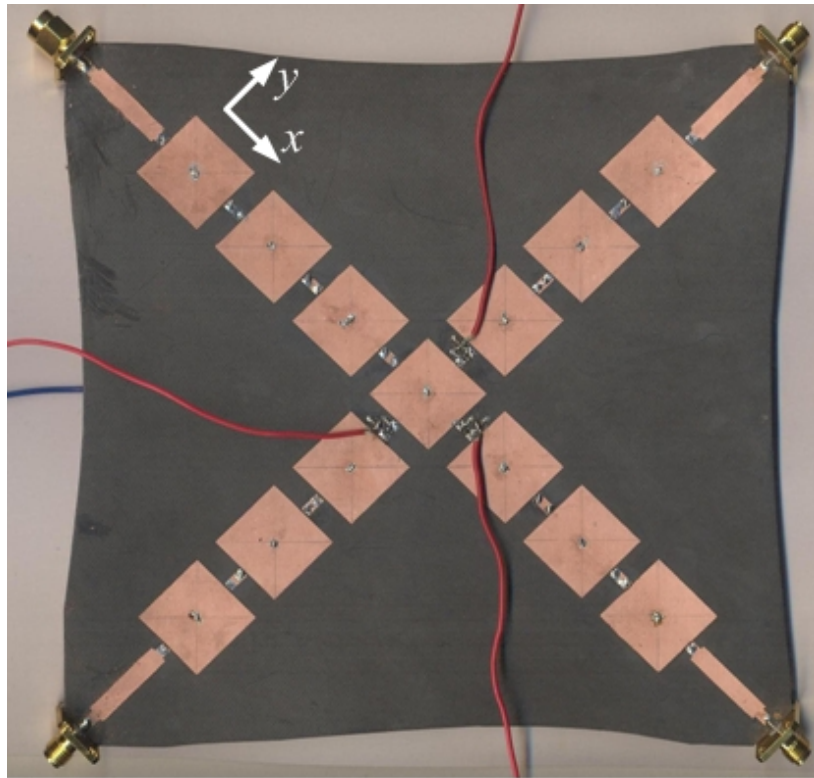
(a)



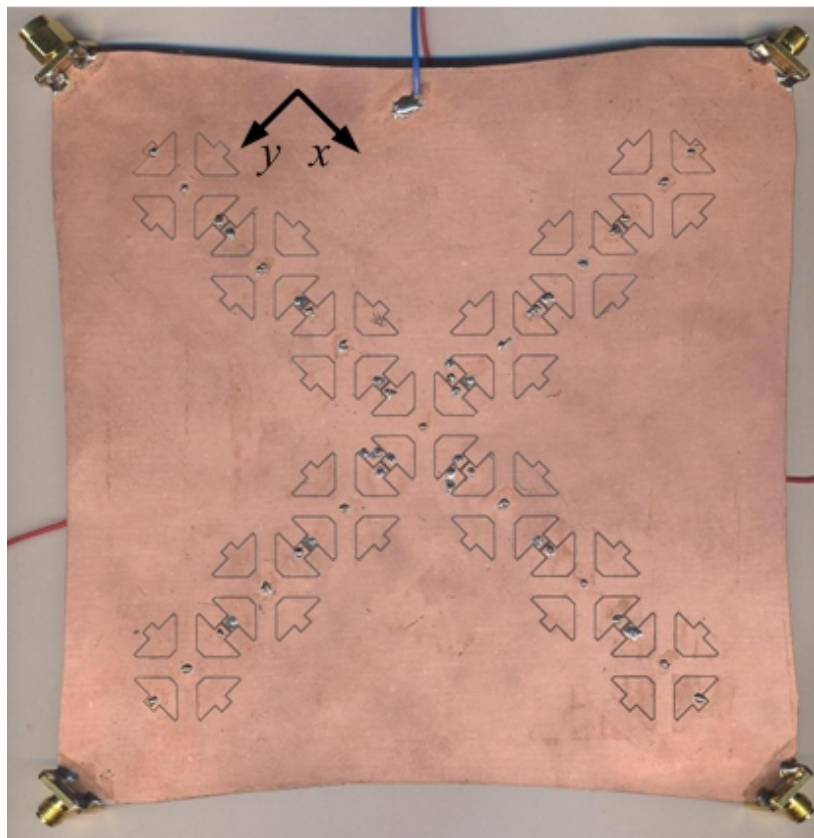
(b)

圖4-14 切換式多平面掃描CRLH洩漏波天線

(a)俯視圖(b)仰視圖



(a)



(b)

圖4-15 切換式多平面掃瞄CRLH洩漏波天線實作圖

(a) 俯視圖(b)仰視圖

4.5.2 電路實作與量測結果

圖4-15為上述所設計之整體電路實作圖，而圖4-16為其反射損耗量測結果，圖中有三種二極體電路導通情況之反射損耗曲線，雖然與先前設計所模擬的結果有稍微差異，其成因可能為電路實作上的誤差，且PIN二極體控制電路或多或少的影響等因素所造成，其結果是可以預期的。但依據量測結果，三組反射損耗曲線皆於我們所設計的頻寬內(2.26GHz~2.88GHz)達到低於-10dB以下，顯示其匹配效果良好，無需額外的匹配電路，即可有效將能量導入天線內，初步證明我們的切換波束是可行的。

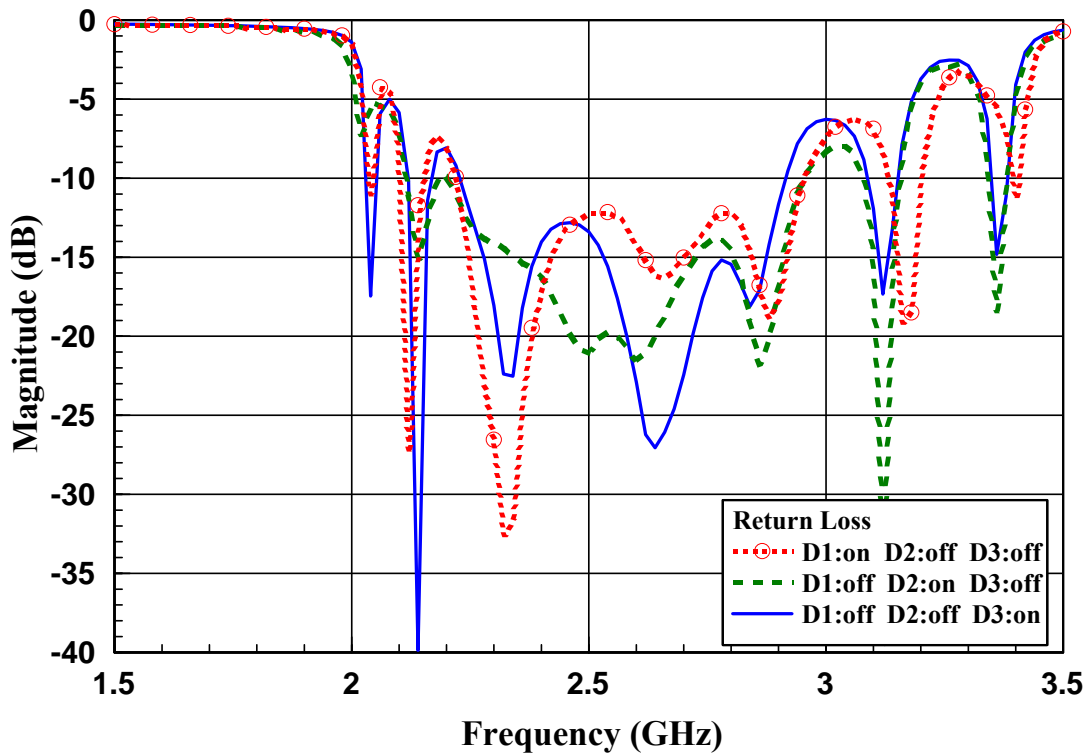
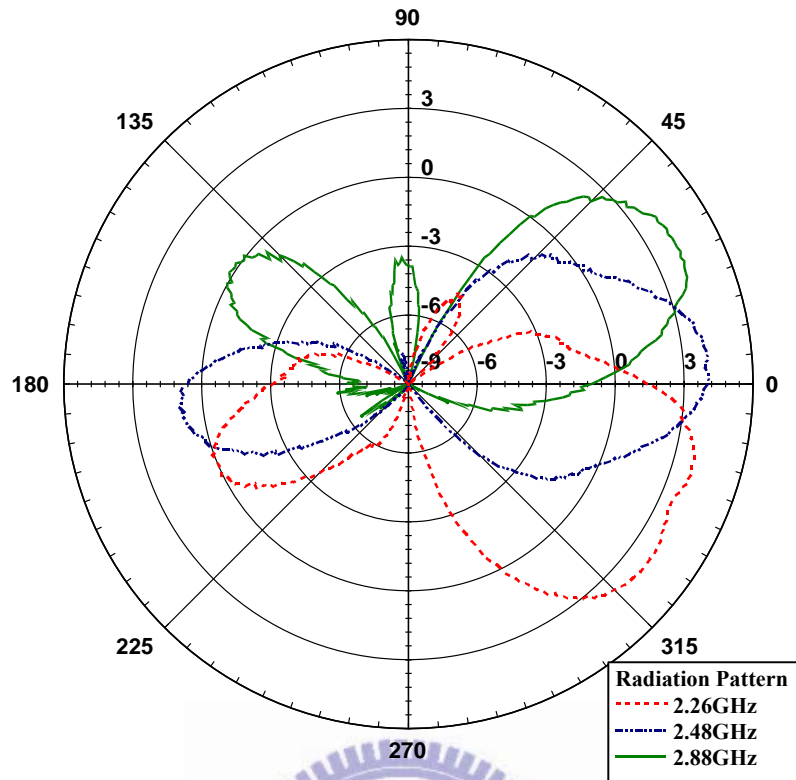


圖4-16 切換式多平面掃描CRLH洩漏波天線之反射損耗量測結果

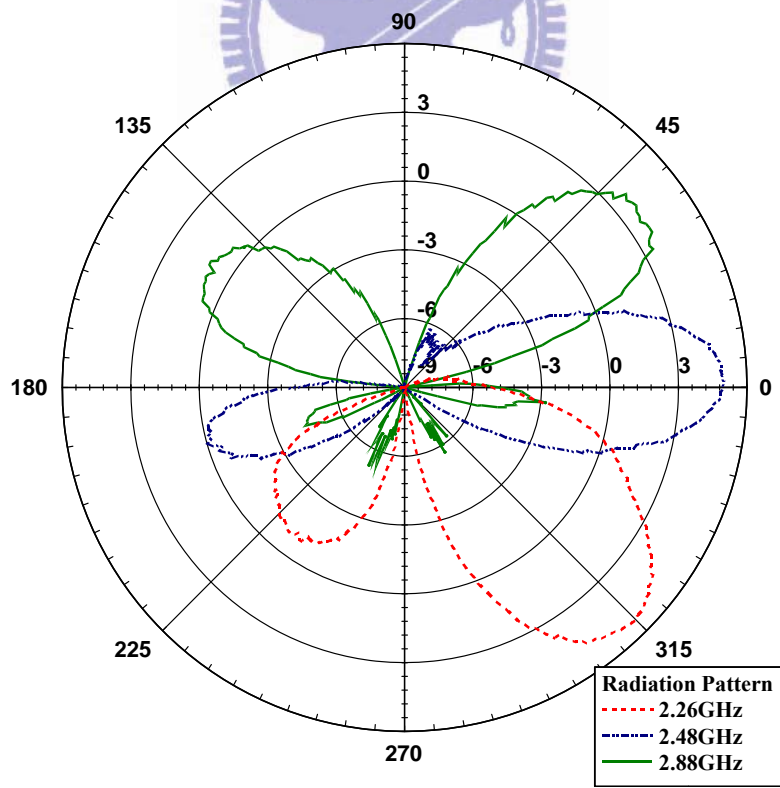
接著我們觀察此切換波束天線之輻射特性，圖4-17為三個不同平面之遠場輻射場型量測結果，圖4-17(a)為Diode1導通，而Diode2與Diode3不導通時之情況，掃描平面為 $\phi = 45^\circ$ ，圖4-17(b)為Diode2導通，而Diode1與Diode3不導通時之情況，掃描平面為 $\phi = 0^\circ$ ，圖4-17(c)則為Diode3導通，而Diode1與Diode2不導通時之情況，其掃描平面為

$\phi = -45^\circ$ 。當操作頻率為2.26GHz時，天線工作於左手洩漏波區(後向輻射)，其三種掃瞄平面之量測主波束方向分別在-39度、-45度及-29度，量測最大增益值分別為3.99dBi、5.3dBi與3.97dBi，而量測半功率波束寬(half power beamwidth)分別為58度、37度和61度；操作頻率為2.48GHz時是工作在平衡頻率點(垂向輻射)，其三種掃瞄平面之量測主波束方向分別在5度、1度及5度，量測最大增益值分別為4.1dBi、4.96dBi與4.02dBi，而量測半功率波束寬分別為44度、30度和59度；若頻率操作在2.88GHz時，則處於右手之洩漏頻段內(前向輻射)，其三種掃瞄平面之量測主波束方向分別在26度、38度及34度，量測最大增益值分別為4.2dBi、3.89dBi與4.1dBi，而量測半功率波束寬分別為41度、26度和43度，將上述量測數據歸納起來，如表4-2所示。

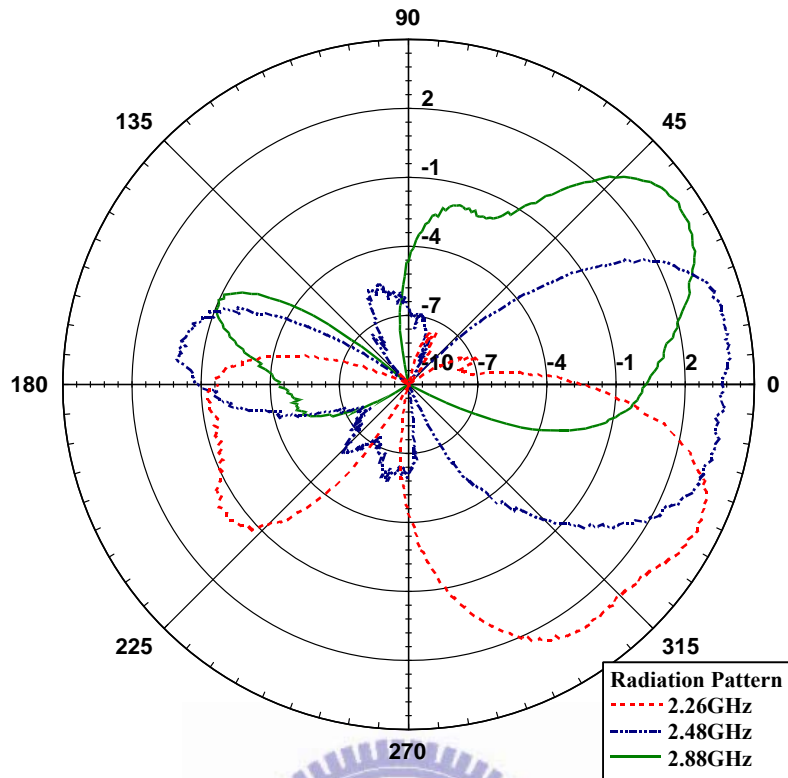
經由遠場輻射場型之結果顯示，我們所設計的切換式多平面掃瞄CRLH洩漏波天線利用波束合成概念，確實有達到三個不同平面波束掃瞄效果，且因為平衡型CRLH傳輸線之特殊性質，如同前一章所述，電磁波於低頻時，相位常數為負值，即所謂的左手區域，洩漏波束向後方輻射，如(3.8)式所示，洩漏波束方向將隨著頻率升高而從負角度連續掃瞄至正角度，即從左手洩漏區頻段至右手洩漏區頻段，其中包含平衡型零階共振點，為相位常數等於零，此時平衡型CRLH洩漏波天線將作垂向輻射，總計三個切換平面分別可掃瞄65度、83度與63度，雖然量測最大增益值略小於先前單一天線之量測結果，推測應為PIN二極體控制電路本身的透射損耗，如圖4-13所示，此外電路實作的誤差、測量環境、擺放高度與儀器的校準等因素，皆有可能造成差異，故這樣的結果是可預期且可接受的。大體而言，我們得到的遠場輻射場型結果，確實支持所設計的電路理論，證明其切換式多平面掃瞄CRLH洩漏波天線的概念是可行的。



(a)



(b)



(c)

圖4-17 切換式多平面掃瞄CRLH洩漏波天線之遠場輻射場型量測結果

(a) $\phi = 45^\circ$ 平面 (b) $\phi = 0^\circ$ 平面 (c) $\phi = -45^\circ$ 平面

頻率	2.26GHz	2.48GHz	2.88GHz
最大增益(dBi)	3.99	4.1	4.2
波束方向(degree)	-39	5	26
半功率波束寬(degree)	58	44	41

(a) $\phi = 45^\circ$ 平面(D1 on ; D2 off ; D3 off)

頻率	2.26GHz	2.48GHz	2.88GHz
最大增益(dBi)	5.3	4.96	3.89
波束方向(degree)	-45	1	38
半功率波束寬(degree)	37	30	26

(b) $\phi = 0^\circ$ 平面(D1 off ; D2 on ; D3 off)

頻率	2.26GHz	2.48GHz	2.88GHz
最大增益(dBi)	3.97	4.02	4.1
波束方向(degree)	-29	5	34
半功率波束寬(degree)	61	59	43

(c) $\phi = -45^\circ$ 平面(D1 off ; D2 off ; D3 on)

表4-2 切換式多平面掃描CRLH洩漏波天線之遠場輻射場型量測數據

(a) $\phi = 45^\circ$ 平面(b) $\phi = 0^\circ$ 平面(c) $\phi = -45^\circ$ 平面

4.6 心得與討論

本章所提出的切換式多平面波束掃描天線，其電路原理簡單，為利用波束合成概念，別於傳統切換掃描天線為複雜且龐大的電路元件陣列所組成，深具低成本、高效能之特點。此外，而本設計之整體電路採用平面印刷電路板技術所實現，其電路結構輕薄、簡單，易與其它平面印刷電路系統作整合。

本設計之設計自由度相當高，可依使用者需求增加切換掃描平面之數量，本論本之設計為利用正方形葦狀結構所構成的十字形 CRHL 洩露波天線，其可產生三種切換掃描平面，若利用八邊形葦狀結構作為電路單元，則可將四組一維 CRLH 洩漏波天線交叉作米字擺設，進而產生七種切換掃描平面，其它依此類推，可將其推廣至更全方位掃描功能，用以因應複雜的通訊環境而操作在適合的切換模態，提升無線通訊系統之接取能力。

第五章 多層蕈狀結構結合懸置微帶線之多頻 EBG 特性

(The Multi-Band EBG Characteristic of Multi-Layer Mushroom Structures with the Suspending Microstrip Line)

5.1 概述

蕈狀結構(mushroom structure)為後設材料中一項很熱門的研究主題，其所具有諸多的特殊性質與應用也被學者相繼地挖掘出來，而本論文第二章所作的簡介中，目前蕈狀結構的功能與運用可大略分類為：複合左右手傳輸線、人造磁導以及電磁帶隙。其中電磁帶隙又可分為抑制表面波之 EBG 性質與結合懸置微帶線的抑制傳輸線行波之 EBG 性質，而本論文第二部份的重點將放在抑制傳輸線行波之 EBG 性質，至於抑制表面波之 EBG 性質已於先前作介紹，在此我們不作過多贅述。

將同一種電路單元作週期性排列，為傳統蕈狀結構結合懸置微帶線之 EBG 特性之結構，而文獻[21]提出一全新觀念，將不同尺寸的蕈狀結構作穿插排列，進而得到多頻 EBG 性質，並利用其特性設計出新型多頻雙工器，而本章節將介紹此文獻作為揭幕，接著提出將不同尺寸之蕈狀結構堆疊而成之新型多層架構，不僅具有多頻 EBG 性質，也達到電路縮小化效果，最後利用模擬結果作為驗證。

5.2 蕈狀結構結合懸置微帶線之 EBG 特性與等效電路

根據文獻[21]，利用一個蕈狀結構即可達到 EBG 效果，其架構為兩塊電路基板分別做為懸置微帶線的支撐基板與蕈狀結構之基板，其型號為 RT/Duroid 5880，厚度為 0.787mm，蕈狀結構的接地金屬棒半徑為 0.45mm，而在上下兩板的中間，利用塑膠墊片支撐出厚度為 1mm 的空氣層，整體結構猶如一個三明治結構，而傳輸線寬度為此架構所對應的 50 歐姆匹配寬度，如圖 5-1 所示。

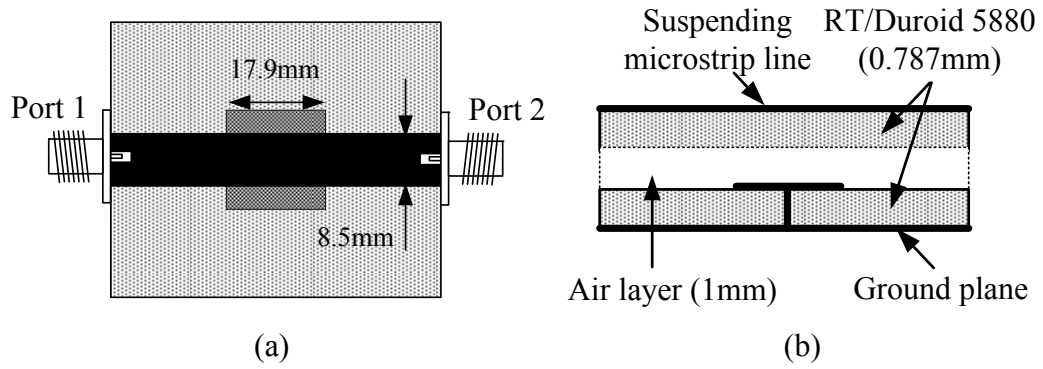


圖5-1 蕈狀結構結合懸置微帶線之電路單元(a)俯視圖(b)剖面圖

由圖5-2之模擬結果可輕易觀察出WiFi 2.45GHz頻段上出現EBG效果，即 S_{21} 出現波谷， S_{11} 出現波峰，也代表能量於頻段無法作傳遞，此證明單一蕈狀結構即可達到單頻EBG效果，電路可易作到縮小化效果，但利用多個蕈狀結構可使EBG較顯著，即濾波效果較好，如圖5-3與圖5-4所示。

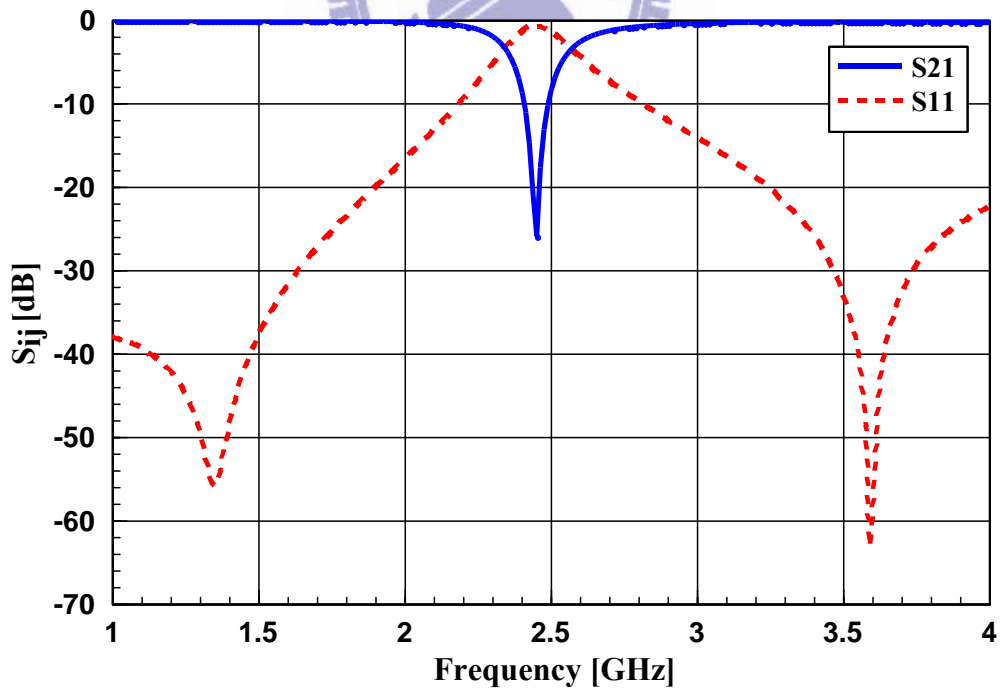


圖 5-2 蕈狀結構結合懸置微帶線電路單元的模擬圖

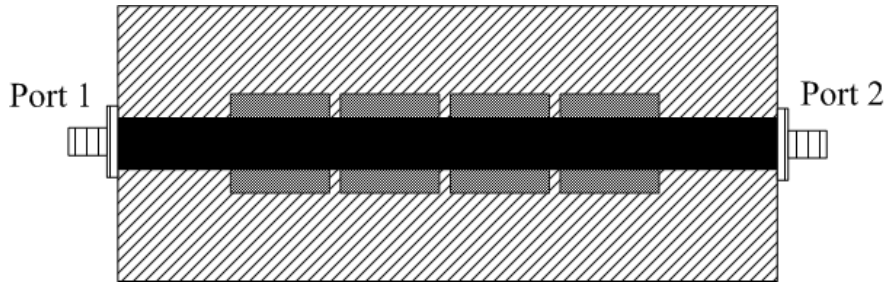


圖 5-3 四個蕈狀結構結合懸置微帶線之示意圖

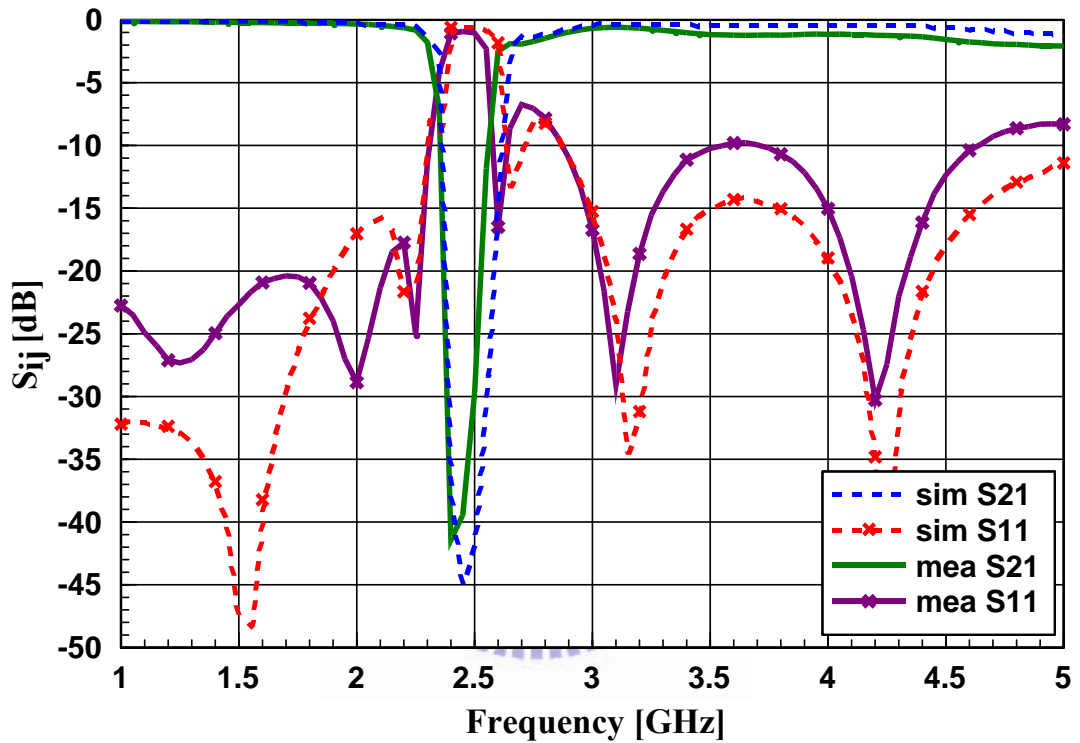


圖 5-4 四個蕈狀結構結合懸置微帶線電路單元的模擬圖

(圖 5-2、圖 5-3、圖 5-4 皆取材自文獻[21])

接著探討 EBG 之成因，我們試著建構出其等效電路結構，當懸置微帶線通過電流時，微帶線與接地面之間會存在電場，使蕈狀結構之上層金屬片產生感應電荷，其與微帶線和接地面將分別造成耦合電容，即圖 5-5 中的 C_m 和 C_1 ，而蕈狀結構的接地金屬棒因感應電流通過而貢獻出電感 L_1 ，整體電路如圖 5-5 所示。

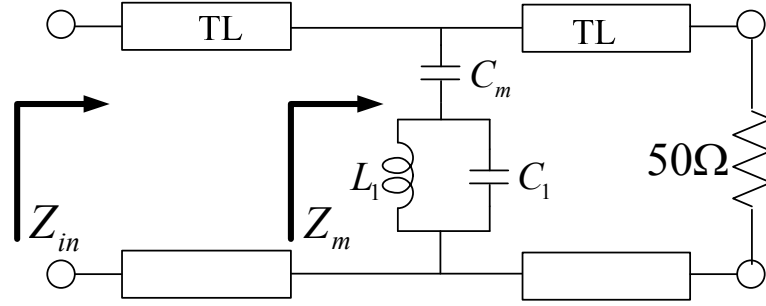


圖 5-5 蕈狀結構結合懸置微帶線之等效電路圖

接著我們計算 Z_m ， Z_m 可表示為下式：

$$Z_m = \left(\frac{1}{j\omega C_m} + \frac{L_1/C_1}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \right) // 50 = \frac{1 - \omega^2 L_1 (C_1 + C_m)}{j\omega C_m (1 - \omega^2 L_1 C_1)} // 50. \quad (5.1)$$

而 ω_{pole} 與 ω_{zero} 分別為：

$$\omega_{pole} = 0, \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \omega_{zero} = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_1 + C_m)}}. \quad (5.2)$$

其中 ω_{zero} 亦為 EBG 頻率點，當操作頻率 $\omega = \omega_{zero}$ 時， $Z_m = 0$ ，能量將因電路被短路掉而無法通過，進而造成 EBG 效果，故改變蕈狀結構之上層金屬片尺寸、接地金屬棒、下層基板之型號與厚度將改變 L_1 與 C_1 數值，而改變懸置微帶線之高度與寬度、上層基板之型號與厚度將改變 C_m 數值，調整上述參數即可控制 EBG 之頻率點，此結構也與先前第二章所提到的論點不謀而合。

5.3 蕈狀結構結合懸置微帶線之多頻 EBG 特性

前一節已說明蕈狀結構結合懸置微帶線之 EBG 特性與原因，而本節將作進一步延伸，將其推廣至多頻 EBG 效果。根據文獻[21]所述，一組蕈狀結構決定一個 EBG 頻段，若能量經由微帶線傳輸線通過兩組不同尺寸的蕈狀結構時，將產生雙頻 EBG 效果，且其互不干擾，為正交性質，可將其視為獨立共振腔結構。圖 5-6 為兩組不同尺寸的蕈狀結構水平排列並與懸置微帶線作結合之示意圖，而圖 5-7 為其模擬與量測結果，由此可

清楚辨別出，當頻率為 WiFi 2.45GHz 及 WiMAX 3.5GHz 時皆出現了 EBG 效果，即 S_{11} 為波峰而 S_{21} 為波谷，代表能量被阻隔無法傳遞。

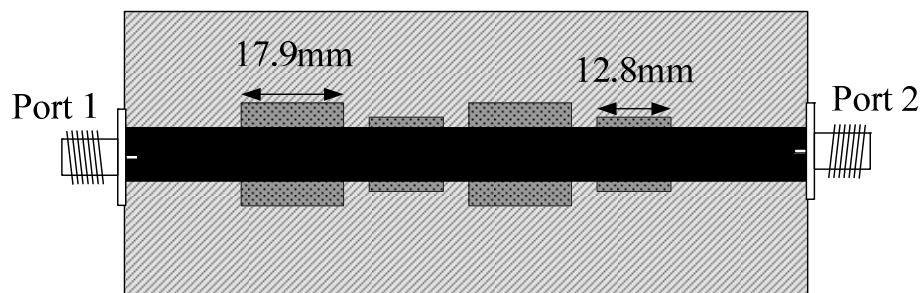


圖 5-6 雙頻 EBG 之電路結構示意圖

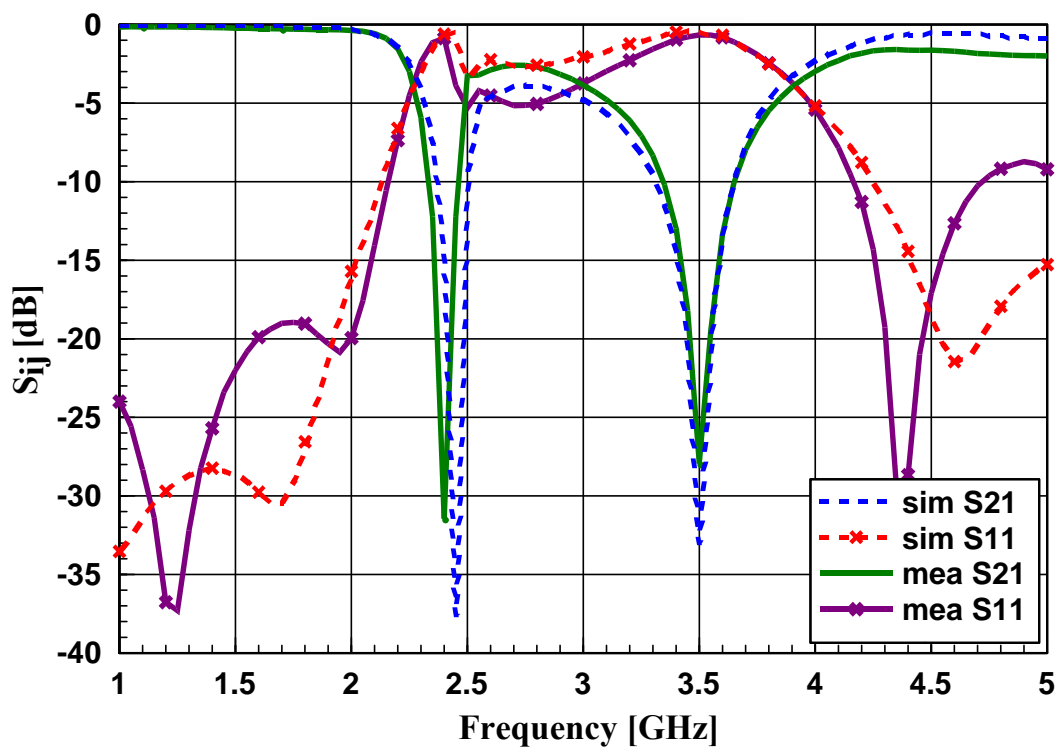


圖 5-7 雙頻 EBG 的散射參數之模擬與量測結果

(圖 5-7 取材自文獻[21])

同理，假若採用三組不同尺寸之葷狀結構與懸置微帶線作結合，如圖 5-8 所示，理論上，應當出現三個 EBG 頻段，而圖 5-9 為其散射參數之模擬與量測結果，由圖中可

觀察出，當頻率為 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 時，皆出現了 EBG 效果。

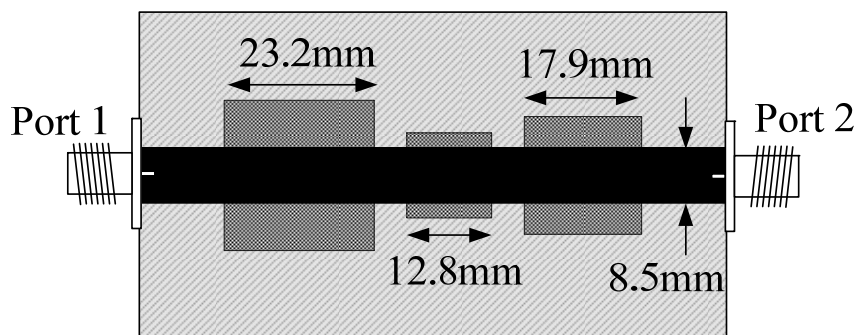


圖 5-8 三頻 EBG 之電路結構示意圖

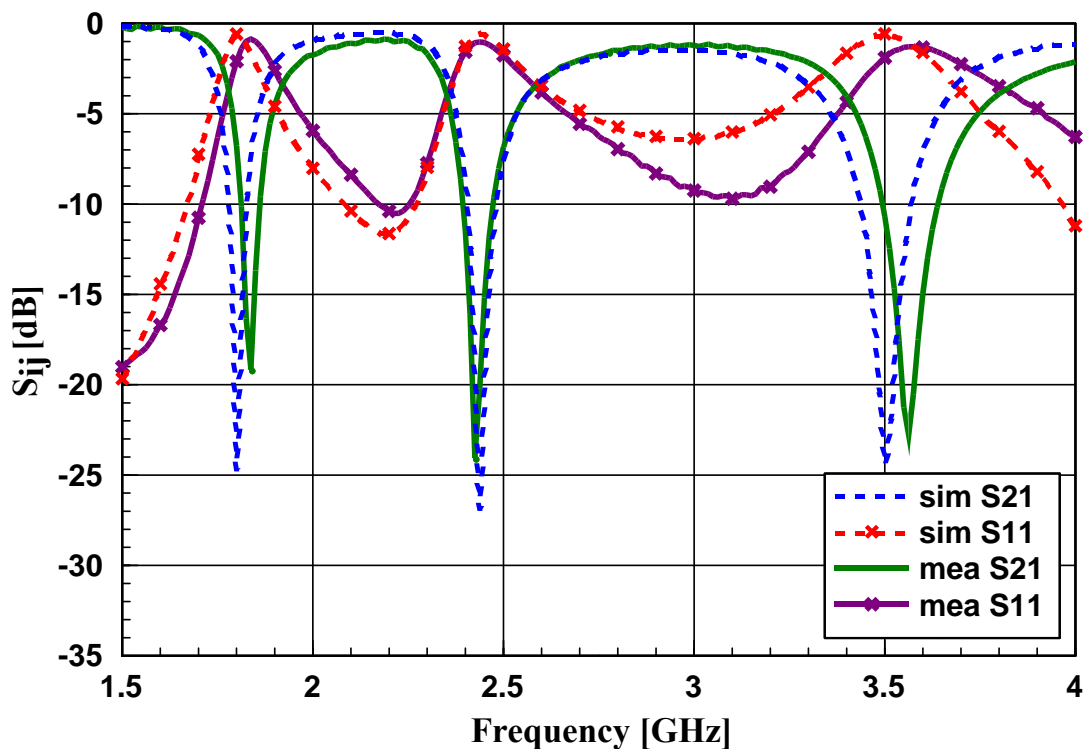


圖 5-9 三頻 EBG 的散射參數之模擬與量測結果

(圖 5-9 取材自文獻[21])

為了驗證先前所提出的等效電路模型，我們試著萃取一組等效 LC 參數與模擬結果作比較，圖 5-10 為圖 5-8 之等效電路模型，其中 C_1 、 C_2 和 C_3 分別等於 $0.1pF$ 、 $0.14pF$ 與 $0.163pF$ ，而 L_1 、 L_2 和 L_3 分別等於 $16.356nH$ 、 $9nH$ 與 $4.6nH$ ， C_{m1} 、 C_{m2} 和 C_{m3} 則分

別等於 $0.376pF$ 、 $0.33pF$ 與 $0.286pF$ 。圖 5-11 為此等效電路模擬結果，與圖 5-9 作比較可發現其曲線非常相近，也與先前所假設的電路單元之等效電路作雙重驗證。

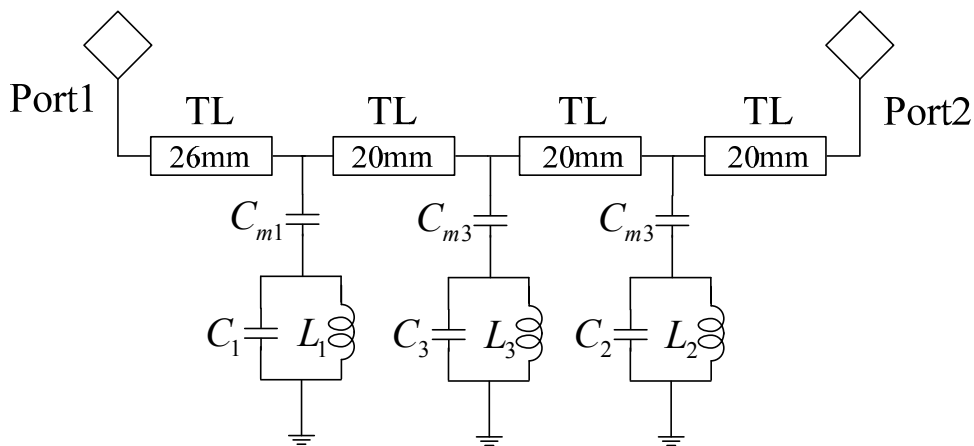


圖 5-10 三頻 EBG 之等效電路模型

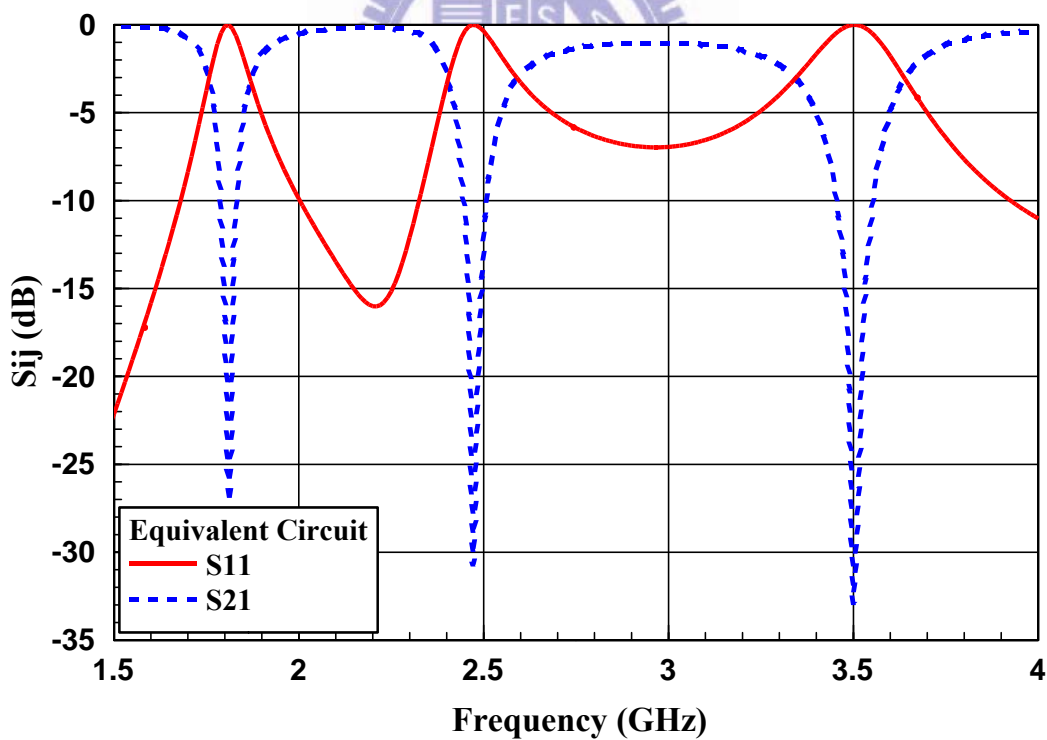


圖 5-11 三頻 EBG 等效電路模型之模擬結果

5.4 多層葦狀結構結合懸置微帶線之多頻 EBG 特性

上述中，我們介紹了如何利用葦狀結構結合懸置微帶線之架構，使其具有抑制傳輸線行波之 EBG 特性，此外，利用不同尺寸之葦狀結構作水平排列之架構，將原先單頻 EBG 性質推廣至雙頻甚至於多頻。而此小節我們將提出全新多頻 EBG 之電路架構，其為針對先前多頻 EBG 電路之尺寸過於龐大所作的改良。

我們得知兩組不同尺寸之葦狀結構作水平排列，將產生雙頻 EBG 效果，假若將不同尺寸之葦狀結構作垂直排列，是否也擁有雙頻 EBG 效果？為了驗證我們的假設，我們設計了如圖 5-12 所示之電路。

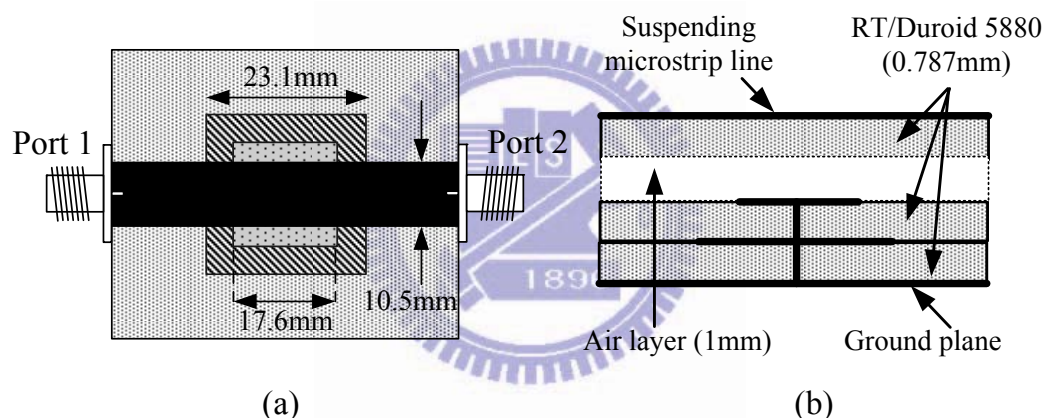


圖 5-12 雙層葦狀結構結合懸置微帶線之電路單元示意圖

(a)俯視圖(b)剖面圖

圖 5-12 中的三塊電路基板分別做為懸置微帶線的支撐基板與兩組葦狀結構之基板，其型號為 RT/Duroid 5880，厚度為 0.787mm，在上下兩板中間，利用塑膠墊片支撐出的厚度為 1mm 的空氣層，接地金屬棒之半徑為 0.3mm，其由上層葦狀結構之金屬片穿過下層葦狀結構之金屬片，連接至最下層之接地金屬面，而傳輸線寬度為此架構所對應的 50 歐姆匹配寬度。圖 5-13 為此結構之散射參數的模擬結果，由圖中可清楚觀察出，當頻率為 GSM 1800MHz 及 WiFi 2.45GHz 附近時，皆出現了 EBG 效果，顯示將兩組不

同尺寸的葦狀結構作垂直排列時，亦擁有雙頻 EBG 性質。

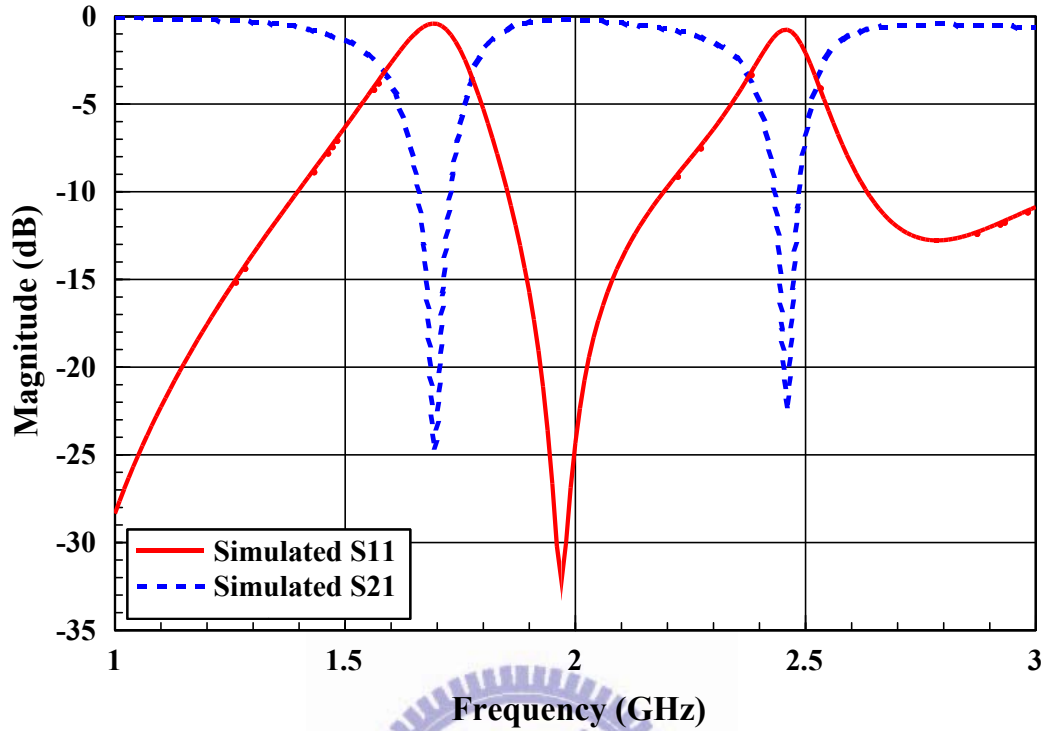


圖 5-13 雙層葦狀結構的散射參數之模擬結果

而我們所推測的雙層葦狀結構結合懸置微帶線之等效電路，如同先前所介紹的單層結構之原理，當懸置微帶線通過電流時，微帶線與接地面之間會存在電場，使兩塊葦狀結構之金屬片皆產生感應電荷，其分別貢獻耦合電容 C_m 、 C_1 與 C_2 ，而葦狀結構的接地金屬棒因感應電流通過而貢獻出電感 L_1 與 L_2 ，整體電路如圖 5-14 所示。

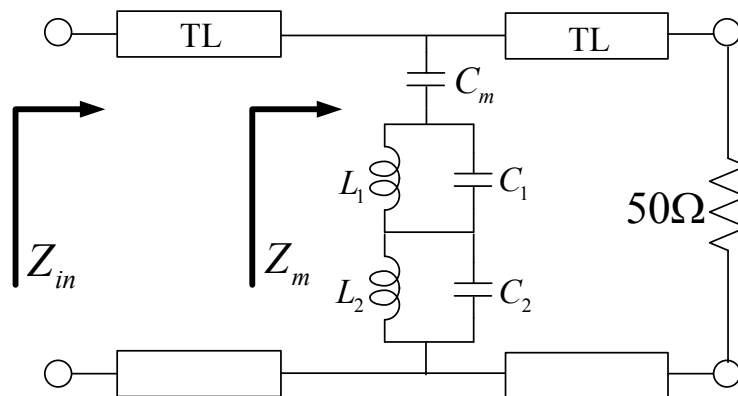


圖 5-14 雙層葦狀結構結合懸置微帶線之等效電路圖

接著我們計算 Z_m ， Z_m 可表示為下式：

$$\begin{aligned} Z_m &= \left(\frac{1}{j\omega C_m} + \frac{L_1/C_1}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} + \frac{L_2/C_2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \right) // 50 \\ &= \left(\frac{1 - \omega^2 L_1 (C_1 + C_m)}{j\omega C_m (1 - \omega^2 L_1 C_1)} + \frac{j\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_2} \right) // 50 \\ &= \frac{1 - \omega^2 (L_1 C_1 + L_1 C_m + L_2 C_2 + L_2 C_m) + \omega^4 L_1 L_2 (C_1 C_2 + C_1 C_m + C_2 C_m)}{j\omega C_m (1 - \omega^2 L_1 C_1) (1 - \omega^2 L_2 C_2)} // 50 \end{aligned}$$

令 $A = L_1 L_2 (C_1 C_2 + C_1 C_m + C_2 C_m)$ ， $B = L_1 C_1 + L_1 C_m + L_2 C_2 + L_2 C_m$

$$\Rightarrow Z_m = \frac{1 - \omega^2 B + \omega^4 A}{j\omega C_m (1 - \omega^2 L_1 C_1) (1 - \omega^2 L_2 C_2)} // 50. \quad (5.3)$$

接著我們考慮辨別式：

$$\begin{aligned} B^2 - 4A &= (L_1 C_1 + L_1 C_m + L_2 C_2 + L_2 C_m)^2 - 4L_1 L_2 (C_1 C_2 + C_1 C_m + C_2 C_m) \\ &= (L_1 C_1 + L_1 C_m)^2 + 2(L_1 C_1 + L_1 C_m)(L_2 C_2 + L_2 C_m) + (L_2 C_2 + L_2 C_m)^2 \\ &\quad - 4L_1 L_2 (C_1 C_2 + C_1 C_m + C_2 C_m) \\ &= (L_1 C_1 + L_1 C_m)^2 - 2(L_1 C_1 + L_1 C_m)(L_2 C_2 + L_2 C_m) + (L_2 C_2 + L_2 C_m)^2 \\ &\quad + 4L_1 L_2 C_m^2 \\ &= (L_1 C_1 + L_1 C_m - L_2 C_2 - L_2 C_m)^2 + 4L_1 L_2 C_m^2 > 0. \end{aligned}$$

故我們可求出

$$\begin{aligned} \omega_{zero} &= \pm \sqrt{\frac{B + \sqrt{B^2 - 4A}}{2A}}, \quad \pm \sqrt{\frac{B - \sqrt{B^2 - 4A}}{2A}} \\ \omega_{pole} &= 0, \quad \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

其中 ω_{zero} 為 EBG 頻率點，當操作頻率 $\omega = \omega_{zero}$ 時， $Z_m = 0$ ，能量將因電路被短路掉而無法通過，進而造成 EBG 效果，若不考慮負頻，則基於(5.4)式，我們可推得 ω_{zero} 有兩解，即代表此等效電路有雙頻 EBG 特性，此結論也與之前的模擬或量測結果不謀而合。

接著我們試著採用三組不同尺寸的葷狀結構作垂直排列測試，看是否符合預期出現三頻 EBG 特性，圖 5-15 即為所設計之三頻 EBG 測試電路，其使用到四塊電路基板及厚度為 1mm 的空氣層、三塊不同尺寸的葷狀結構之金屬片、葷狀結構的接地金屬棒，其半徑為 0.4mm，以及此架構所對應的懸置微帶線。

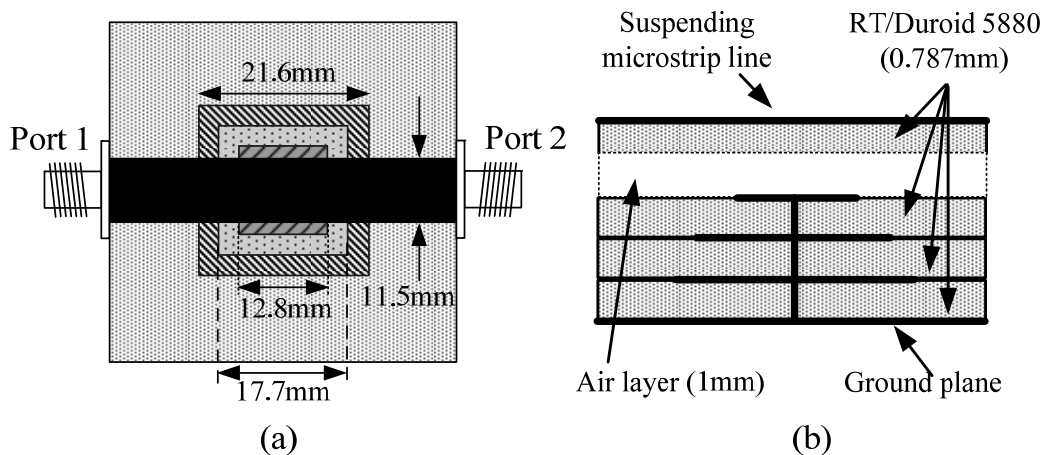


圖 5-15 三層蕈狀結構結合懸置微帶線之電路單元示意圖

(a)俯視圖(b)剖面圖

圖 5-16 為此結構之散射參數的模擬結果，由圖中可清楚觀察出，當頻率為 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 及 WiMAX 3.5GHz 附近時，皆出現 EBG 效果，顯示將三組不同尺寸的蕈狀結構作垂直排列時，亦擁三頻 EBG 性質，證明我們所提出的理論可推廣至多頻性質，而三層蕈狀結構之等效電路，如同前述之單層和雙層結構之架構，將為 C_m 與三組 LC 並聯電路作串聯，因其數學推導過於繁複且無意義，在此我們不再贅述。

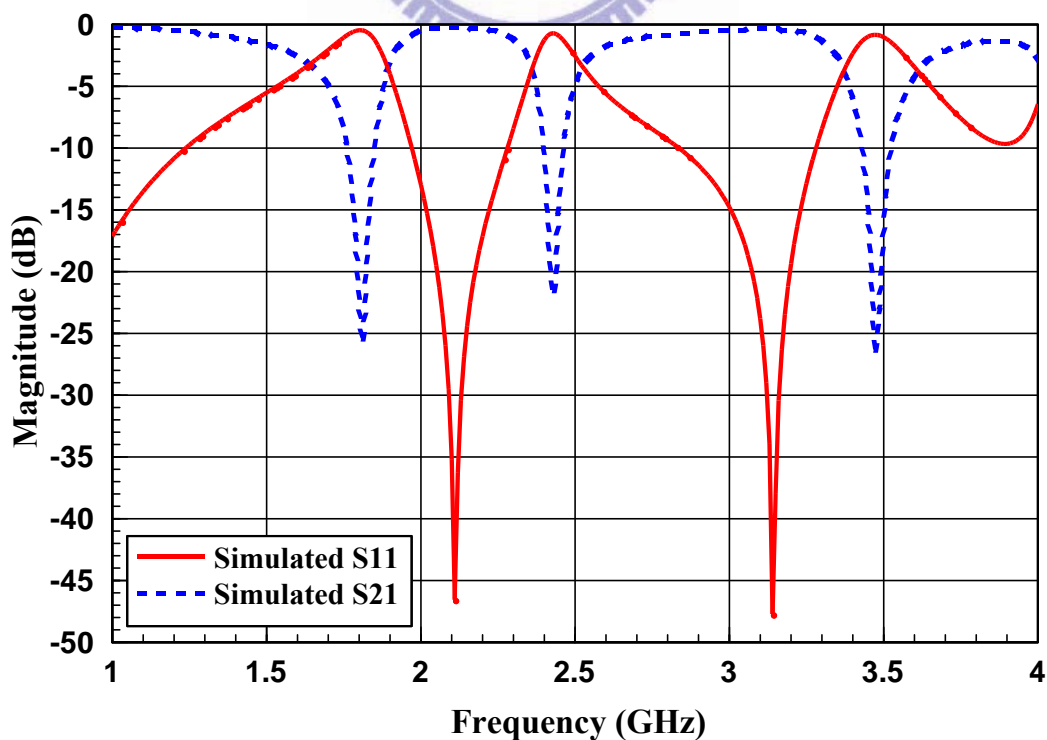


圖 5-16 三層蕈狀結構的散射參數之模擬結果

5.5 心得與討論

本章延續文獻[21]的理論，將水平排列的葦狀結構結合懸置微帶線之 EBG 性質加以改良，設計出了多層葦狀結構結合懸置微帶線之結構，而此結構保有不同尺寸之葦狀結構數量所對應的多頻 EBG 特性，並經過模擬分析作為驗證，證明將水平排列的多頻 EBG 性質推廣至垂直排列之理論是可行的，透過此設計可大幅減少電路面積，達到縮小化效果。

原水平排列的多頻 EBG 結構擁有獨立共振腔特性，即改變其中一組葦狀結構的尺寸不會影響其它 EBG 頻段，但本設計結構較為複雜，等效電路為多組 LC 共振腔串聯，故改變其中一組葦狀結構之尺寸會對於其它 EBG 頻段有些許影響，但其仍不失此設計之價值，本理論所提出的多層結構設計適用於現今多層印刷電路板技術，可將微波領域中各類帶止濾波器(band-stop filter)作電路縮小化，而下一章，我們將採用本章節所提出的理論，設計出一個全新的微波電路。



第六章 三頻雙工環路器

(Triplex Bi-Directional Ring-Hybrid)

6.1 概要

本章將延續上一章節後半部所建立的新型多層架構之理論，經由妥善的電路設計與阻抗匹配，設計出一種新式三埠微波電路，此電路我們稱之為三頻雙工環路器，適用於多系統之資料傳輸整合。

首先，我們將簡述各類常見微波電路之原理，再提出三頻雙工環路器之電路原理，之後說明電路之設計流程，敘述如何利用多層葦狀結構結合懸置微帶線之結構來實現上述電路，最後在本章結尾說明結論與設計巧思。



6.2 電路原理

以下我們將針對幾種微波電路之原理作簡介，其包括 duplexer、diplexer 與 circulator 等。duplexer 與 diplexer 的中譯名稱皆為雙工器，但其功能卻大不相同。

duplexer 為具有雙通功能之微波電路，已廣泛被應用於雷達、無線電及其它通訊系統中，它將接收端與發射端作隔離，使其之間不會互相干擾，接著再經由天線作發射或接收，如圖 6-1(a)所示，埠二與埠三分別為接收端與發射端，訊號之頻段分別為 f_1 與 f_2 ，其訊號皆透過 duplexer 傳至埠一，而埠一將訊號導至天線或傳輸線等媒介作收發動作。

相較於 duplexer，diplexer 則表示的是一種分頻概念，常用於作通訊系統中的分頻多工技術，如圖 6-1(b)所示，雙頻(f_1 和 f_2)訊號由埠一饋入，經過 diplexer 之後，訊號一分為二， f_1 頻率的訊號由埠二輸出，而 f_2 頻率的訊號則從埠三輸出，達到分頻效果，若將此延伸至三頻即為三工器(triplexer)，多頻則為多工器(multiplexer)。

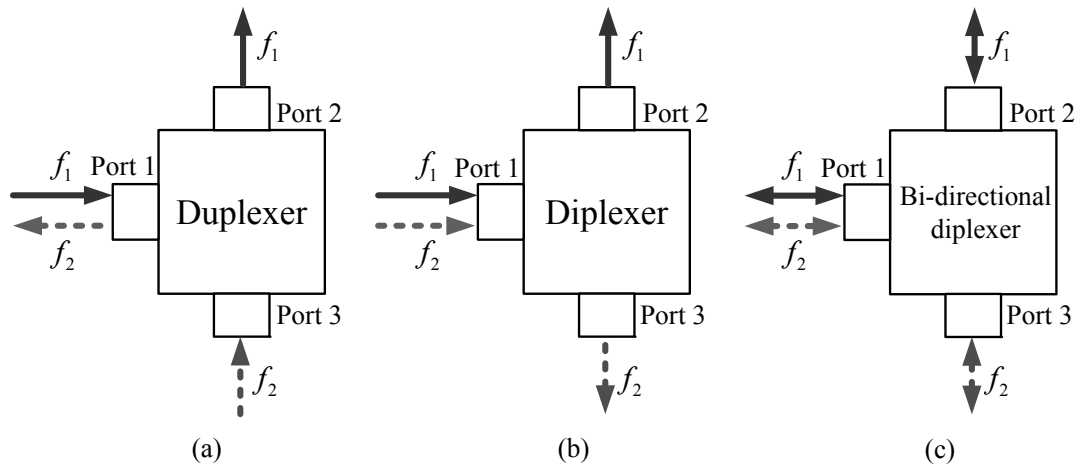


圖 6-1 Duplexer、Diplexer 與 Bi-directional diplexer 功能示意圖

假若將 duplexer 的雙通性質與 diplexer 的分頻性質結合，即成為雙向雙工器 (bi-directional diplexer)，如圖 6-1(c)所示，其不僅能將訊號作分頻處理，也擁有雙向傳輸之特性，而文獻[21]利用單層葦狀結構結合懸置微帶線之 EBG 特性，亦可實現此微波電路。

circulator 的中譯名稱為環路器，顧名思義為一種環狀電路，常見類型如圖 6-2 所示，為一種三埠電路，主要功能是將訊號作整合，並使訊號順著迴路作順時針或逆時針傳導，圖 6-2(a)即為一逆時針環路器，訊號由埠三饋入而從埠二輸出、由埠二饋入則從埠一輸出、由埠一饋入則回到埠三，訊號從埠三輸出；反之，圖 6-2(b)則為順時針環路器，其訊號之傳遞方向與逆時針環路器相反。

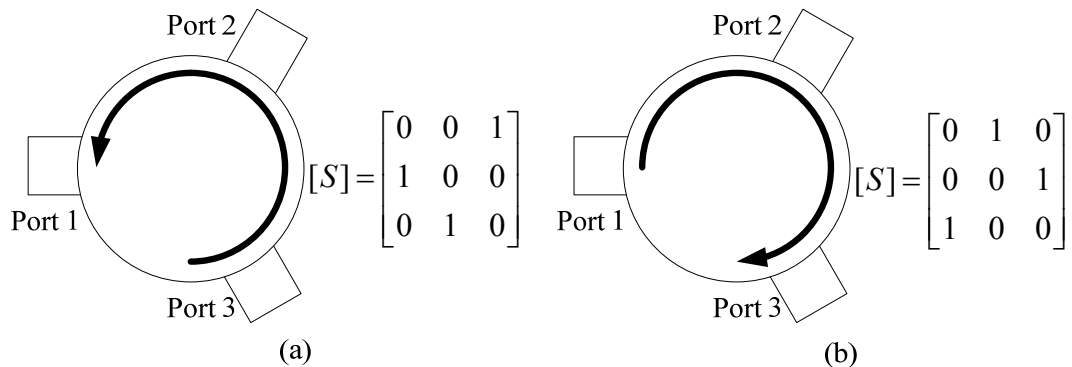


圖 6-2 circulator 之功能示意圖

接著開始進入主題，我們試著將上述微波電路之功能全結合起來，提出一種新型微波電路，其具有雙向傳通、分頻多工與迴路傳輸之功能，此電路我們稱之為三頻雙工環路器(triplex bi-directional ring-hybrid)，如圖 6-3 所示，大致上，其結構為三個相異雙向雙工器所圍成的一個三埠環狀電路。

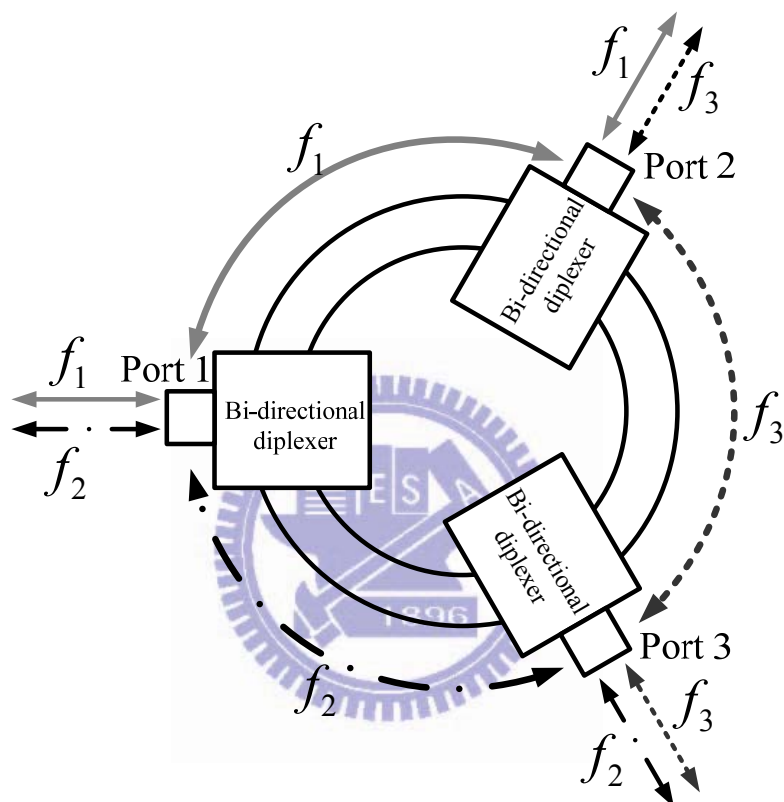


圖 6-3 三頻雙工環路器之功能示意圖

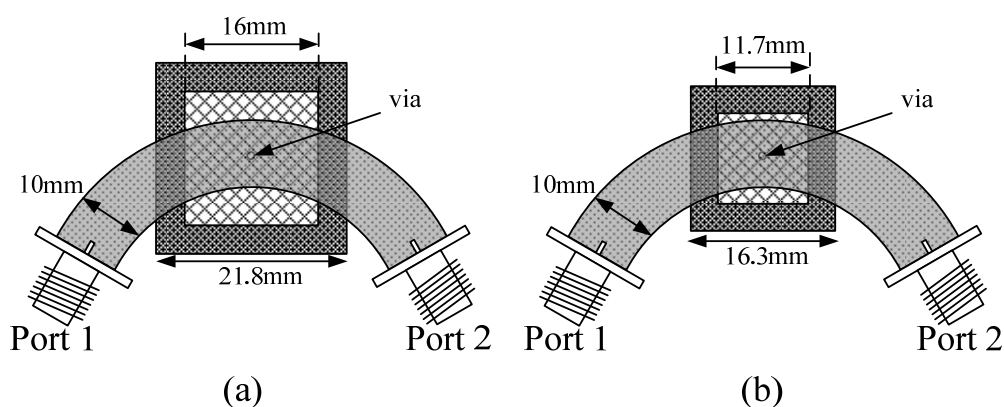
透過這個三頻雙工環路器，我們可將三個不同頻率之訊號作不同通訊系統之間的資訊整合與傳遞，其適用於多系統與多頻段之通訊系統。當頻率為 f_1 與 f_2 之訊號由埠一饋入時， f_1 與 f_2 訊號將分別傳遞至埠二與埠三，反之，若 f_1 與 f_2 訊號分別由埠二與埠三饋入時，亦可回傳至埠一，至於頻率為 f_3 之訊號則無法於埠一作傳遞或接收動作。同理，埠二與埠三亦只分別允許兩個頻率之訊號作收發處理，埠二收發頻率為 f_1 與 f_3 之訊號，而埠三收發頻率為 f_2 與 f_3 之訊號。

6.3 三頻雙工環路器

我們打算延伸上一章節所提出的雙層葦狀結構結合懸置微帶線之理論，利用其雙頻EBG特性來實現三頻雙工環路器之設計，並使其可應用於 GSM、WiFi 及 WiMAX 系統，而設計過程、模擬分析之結果，亦將於本節作清楚說明。

6.3.1 雙頻帶止濾波器之設計

首先，我們先利用雙層葦狀結構結合懸置微帶線之理論，設計出三組雙頻 EBG 電路，或稱為雙頻帶止濾波器(band-stop filter)，其電路圖如圖 6-4 所示，圖 6-4(a)為 1.8GHz 與 2.45GHz 之雙頻帶止濾波器，電路結構大致上與圖 5-12 相同，由三塊厚度為 0.787mm 之 RT/Duroid 5880 基板來支撐微帶線與葦狀結構之上層金屬片，而中間夾一層厚度為 1mm 的空氣層，唯獨懸置微帶線之外型改為弧形，以易於與其它兩組濾波器圍成環狀電路，微帶線寬度為 50 歐姆特徵阻抗之匹配寬度，而圖 6-4(d)為其剖面圖，接地金屬棒連接兩組葦狀結構之上層金屬片至接地面，其半徑為 0.3mm。而圖 6-4(b)為 2.45GHz 與 3.5GHz 之雙頻帶止濾波器，圖 6-4(c)則為 1.8GHz 與 3.5GHz 之雙頻帶止濾波器。



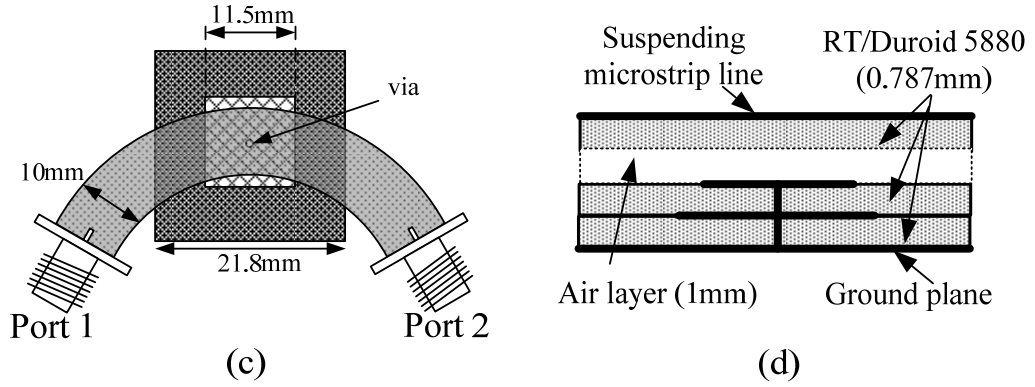
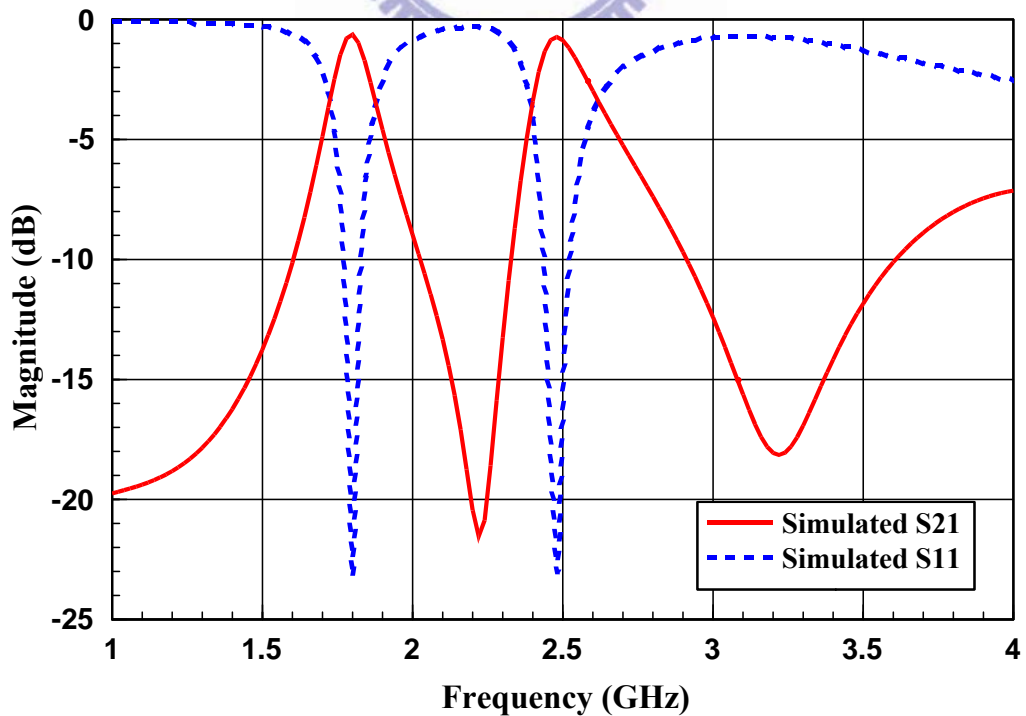


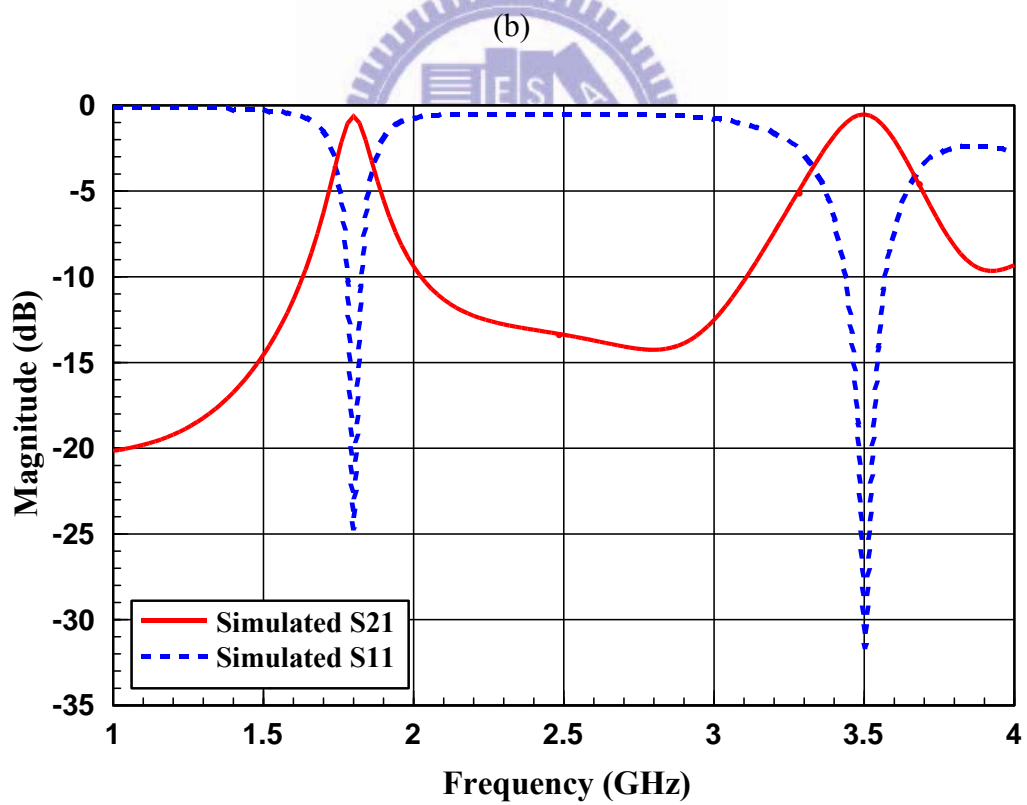
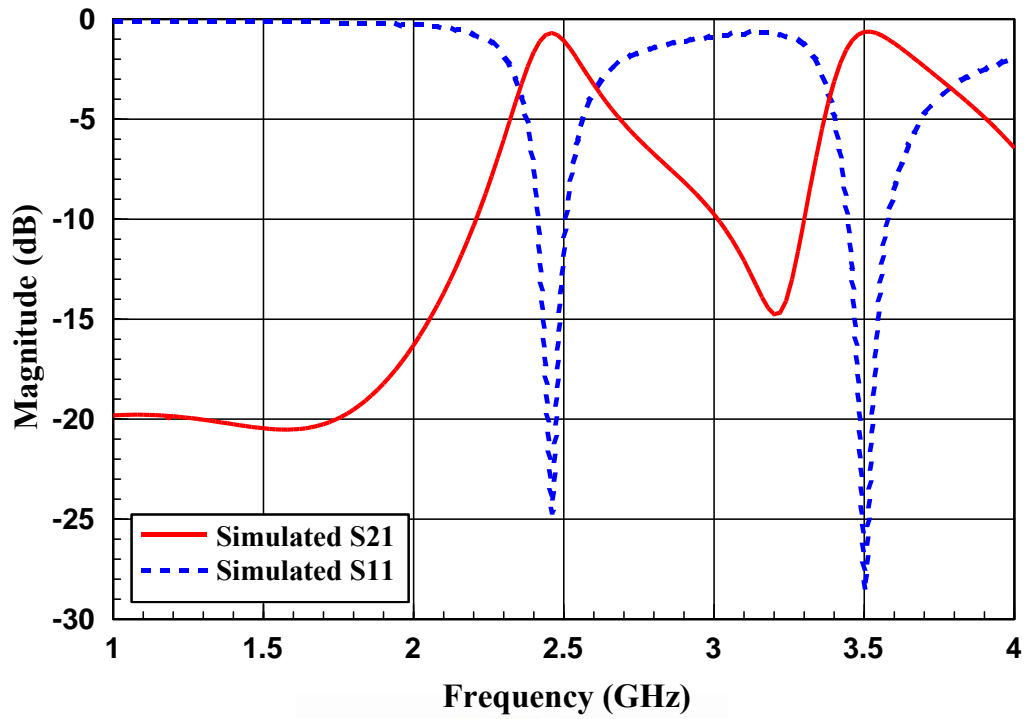
圖 6-4 雙頻 EBG 電路圖

(a)1.8GHz 和 2.45GHz(b)2.45GHz 和 3.5GHz(c)1.8GHz 和 3.5GHz(d)剖面圖

圖 6-4(a)(b)(c)中的電路之模擬結果分別如圖 6-5(a)(b)(c)所示，圖 6-5(a)為 1.8GHz 和 2.45GHz 之 EBG 電路模擬結果，由結果顯示此電路於頻率為 1.8GHz 與 2.45GHz 皆產生 EBG 效果，即 S_{11} 為波峰而 S_{21} 為波谷，能量被阻隔而無法傳遞而圖 6-5(b)顯示出 2.45GHz 和 3.5GHz 雙頻 EBG 電路之模擬結果，圖 6-5(c)則為 1.8GHz 和 3.5GHz 雙頻 EBG 電路之模擬結果，三者皆擁有良好的帶止濾波效果。



(a)



(c)

圖 6-5 雙頻 EBG 電路之散射參數的模擬結果

(a)1.8GHz 和 2.45GHz(b)2.45GHz 和 3.5GHz(c)1.8GHz 和 3.5GHz

6.3.2 電路設計與阻抗匹配

我們將上一節所設計的三組雙頻帶止濾波器圍成環形，並於其上設置三個埠，希冀能實現圖 6-3 中提出的新型微波電路，由於我們所設計的 EBG 電路具有雙向通道之特點，倘若妥善能善設計雙頻 EBG 電路之頻段，搭配良好的阻抗匹配，應當能完成三頻雙工環路器之設計，而整體電路之大略架構如圖 6-6 所示。

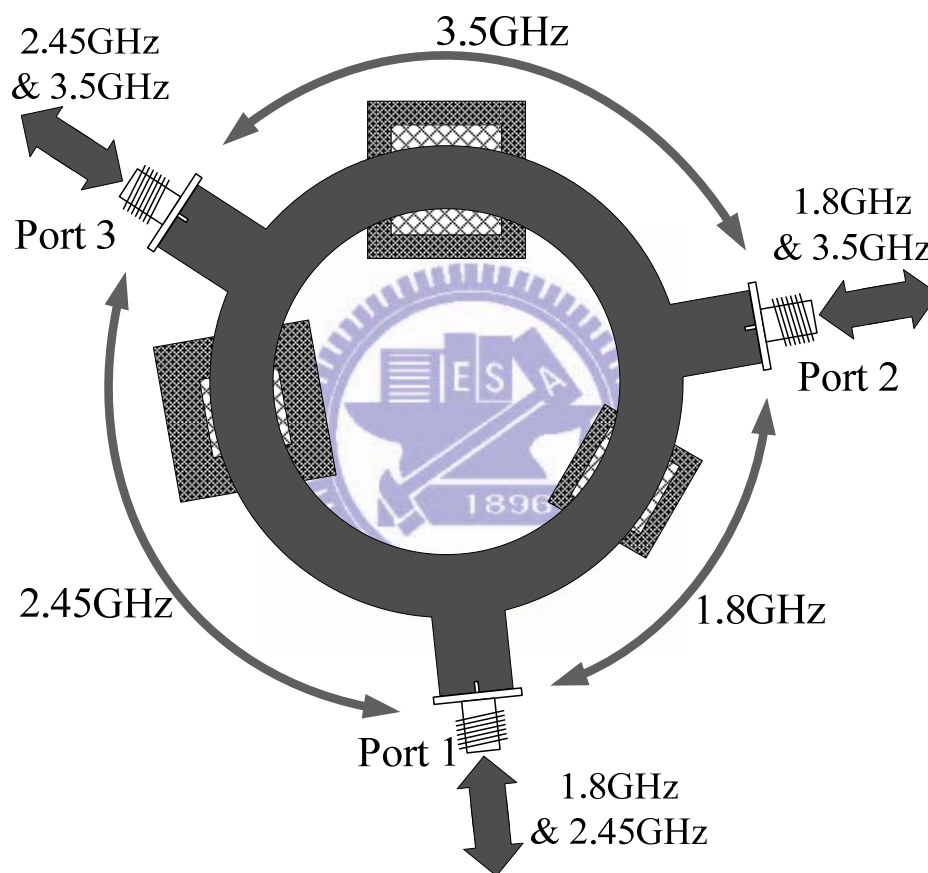


圖 6-6 三頻雙工環路器之操作示意圖

圖 6-6 之中，埠一與埠二之間為 2.45GHz 和 3.5GHz 之雙頻 EBG 電路，故僅能允許 GSM 1800MHz 之訊號流通，代表埠一與埠二之間為 GSM 1800MHz 之訊號通道，而埠一與埠三之間為 1.8GHz 和 3.5GHz 之雙頻 EBG 電路，所以之間只容許 WiFi 2.45GHz 之訊號於其上傳遞，即埠一與埠三之間為 WiFi 2.45GHz 之訊號通道。此外，與埠一相

接的兩組雙頻 EBG 電路皆包括 3.5GHz 之頻段，故 WiMAX 3.5GHz 的訊號將被阻隔，無法由埠一傳至埠二和埠三，而埠二與埠三亦無法傳遞 WiMAX 3.5GHz 之訊號至埠一，埠一亦可稱為 WiMAX 3.5GHz 之隔離埠(isolated port)。

同理，操作於埠二與埠三亦然，因其皆連接兩組雙頻 EBG 電路，埠二僅能將 GSM 1800MHz 與 WiMAX 3.5GHz 的訊號分別傳遞至埠一與埠三，而埠三亦只能將 WiFi 2.45GHz 與 WiMAX 3.5GHz 的訊號分別傳遞至埠一與埠二，另外，埠二與埠三分別無法收發 WiFi 2.45GHz 與 GSM 1800MHz 之訊號，故分別為 WiFi 2.45GHz 與 GSM 1800MHz 的隔離埠。

三頻雙工環路器的基本架構大致上已經完成，但仍有問題有待考慮，那就是阻抗匹配問題，如圖 6-7 所示，因為傳輸線分岔的緣故，埠一的輸入阻抗 Z_{in}^1 應等於分岔端兩側看進去的阻抗(Z_3^1 與 Z_2^1)作並聯，同理，埠二與埠三亦然，若我們不作任何阻抗匹配時，將產生許多能量損耗之情況。例如，當 GSM 1800MHz 之訊號由埠一饋入時，訊號將同時向埠二與埠三方向傳遞，雖然往埠三方向之訊號會被傳輸路徑上的 EBG 電路濾掉，而無法傳遞至埠三，但卻使得埠一傳遞至埠二的訊號強度減少。此外，當 GSM 1800MHz 訊號由埠一傳遞至埠二前端時，亦可能存在部分能量繼續往埠三傳遞，即使其將依舊被路徑上的 EBG 電路濾掉，仍使得訊號實際由埠二輸出的能量減少。再則，由於埠一的輸入阻抗 Z_{in}^1 不等於饋入埠阻抗(50 歐姆)，其將造成頻飄，並同時使饋入時的反射損耗過大，造成訊號反彈而無法饋入。相同道理，其它操作模式也將遭遇同樣的阻抗不匹配而造成反射損耗及透射損耗問題，故上述情形皆將使得我們所設計的三頻雙工環路器無法正常工作。

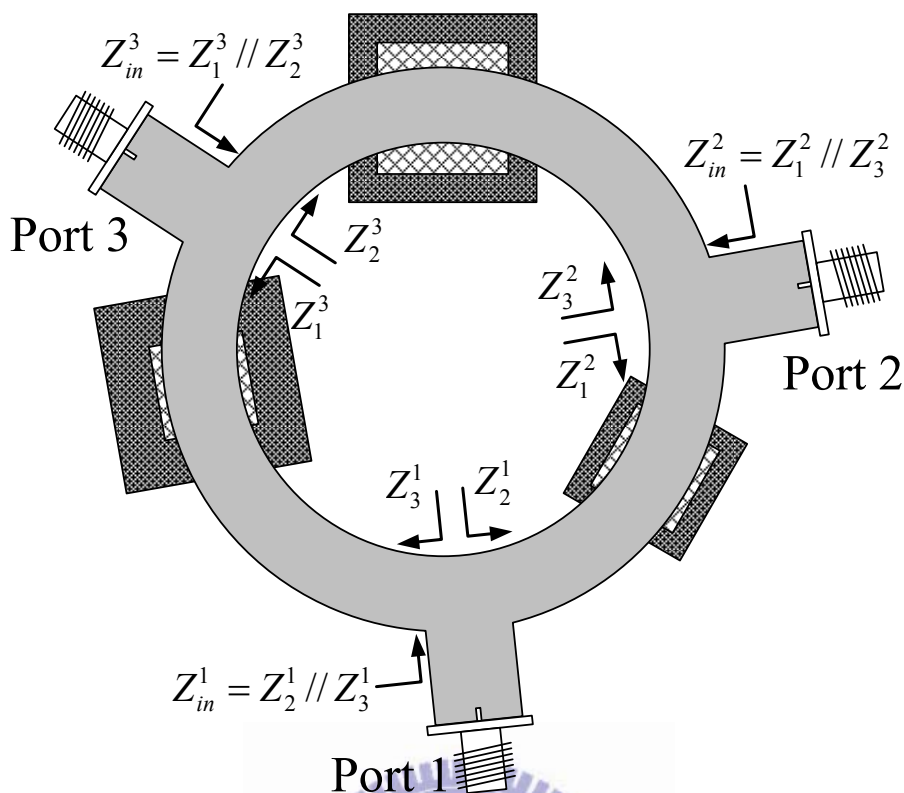


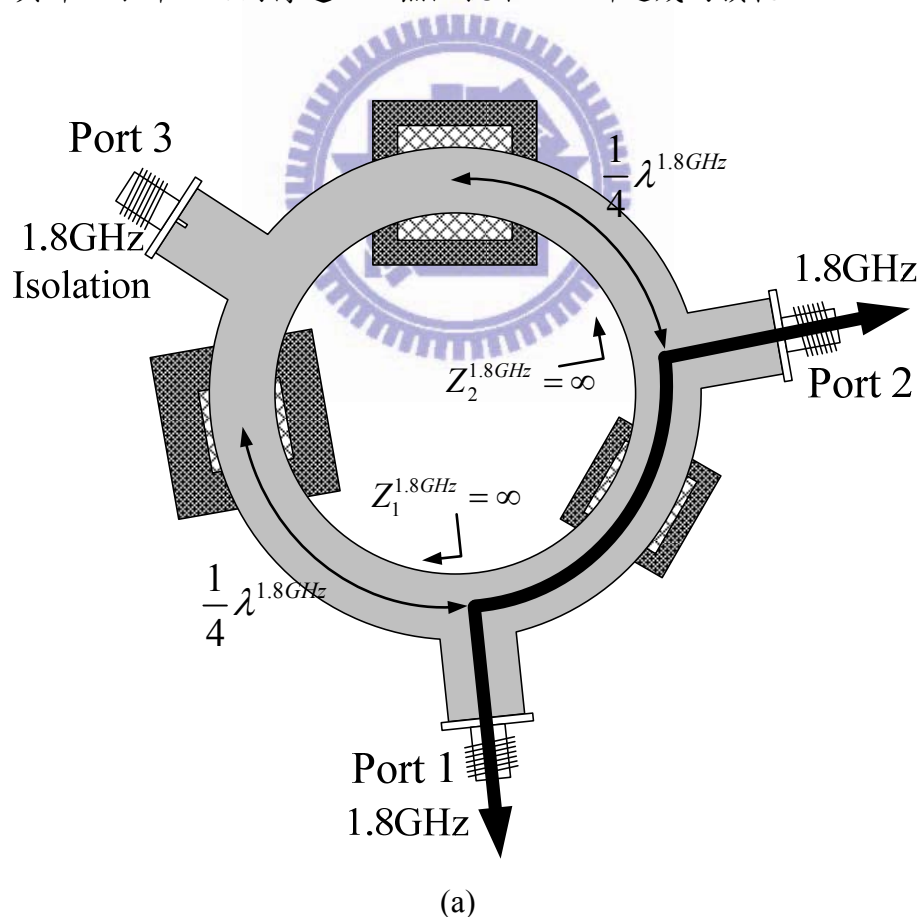
圖 6-7 三頻雙工環路器之輸入阻抗示意圖

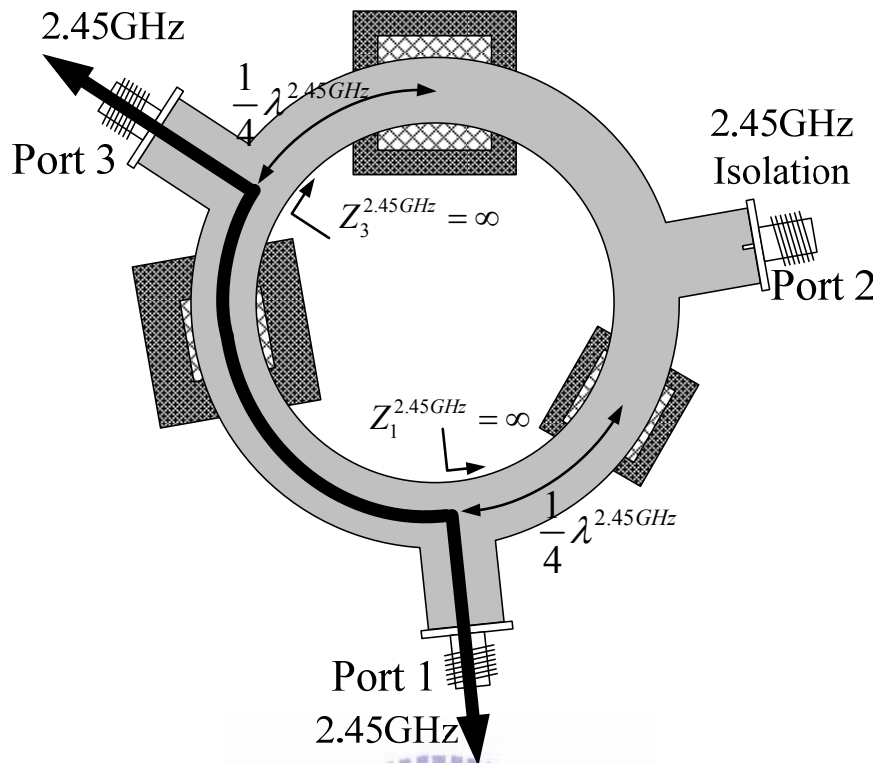
為了使三頻雙工環路器能正常工作，我們需正視岔路端之阻抗不匹配問題，而解決辦法為何？我們想到了利用傳輸線效應。由前一章節中的內容得知，葦狀結構操作於 EBG 頻段(ω_{zero})時，看進去的阻抗 Z_m 為零，真實的輸入阻抗則為 Z_{in} ，如圖 5-17 所示， Z_{in} 應為 Smith chart 上的零點順時針走了傳輸線長度 l 而所在位置，即 $Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l$ ，當 $l = \lambda/4$ 時， Z_{in} 則為無限大。假使我們能利用當葦狀結構與輸入端之距離為四分之一波長時，輸入阻抗為無限大之特點，或許岔路端的阻抗不匹配問題可以獲得改善。

首先由 GSM 1800MHz 訊號自埠一輸入之情況來著手，我們調整埠一與埠三之間的雙層葦狀結構位置，使其與埠一前端的分岔點之距離為頻率操作於 1.8GHz 之四分之一波長，埠二與埠三之間的雙層葦狀結構之位置，亦調整至與埠二前端的分岔點之距離為頻率操作於 1.8GHz 之四分之一波長，如圖 6-8(a)所示，當 GSM 1800MHz 之訊號由埠一饋入而進入分岔點時，往埠三方向看進去的阻抗為 $Z_1^{1.8GHz}$ ，因為埠一與埠三之間的雙層葦狀結構於頻率 1.8GHz 時為短路阻抗，而其與分岔點之距離為頻率操作於 1.8GHz

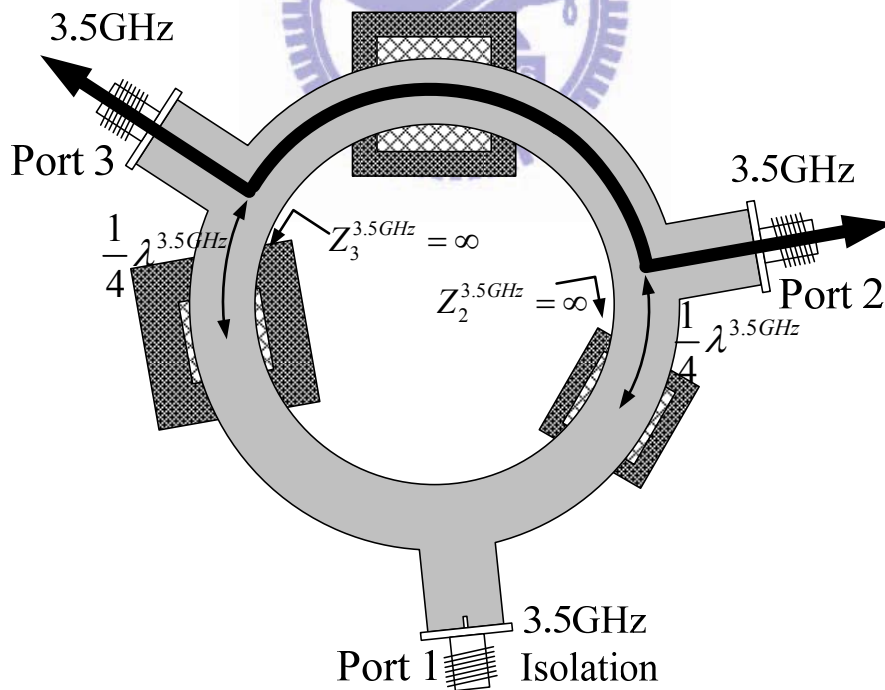
的四分之一波長，則因傳輸線效應使 $Z_1^{1.8GHz}$ 為無限大，可視為開路，所以 GSM 1800MHz 之訊號將全部往埠二方向傳遞，同理，當 GSM 1800MHz 之訊號從埠一傳至埠二前的分岔點時，往埠三方向看進去的阻抗 $Z_2^{1.8GHz}$ 因傳輸線效應關係而等於無限大，GSM 1800MHz 之訊號將自埠一全部傳遞至埠二。而同樣的，若 GSM 1800MHz 之訊號由埠二饋入時，亦無任何阻抗不匹配所造成的損耗產生，能量將全部由埠二傳遞至埠一，而不會傳遞至埠二與埠三之間或是埠一與埠三之間的路徑上被 EBG 濾掉。

同理，仿照上述作法，我們也分別考慮了 WiFi 2.45GHz 與 WiMAX 3.5GHz 的操作情形，分別調整各自的葦狀結構與分岔點之距離，使其於操作頻率時的輸入阻抗為開路，如圖 6-8(b)與(c)所示，藉此 WiFi 2.45GHz 與 WiMAX 3.5GHz 之訊號將分別順利於埠一跟埠三與埠二跟埠三之間傳遞，且無阻抗不匹配所造成的損耗。





(b)



(c)

圖 6-8 傳輸線效應之阻抗匹配示意圖

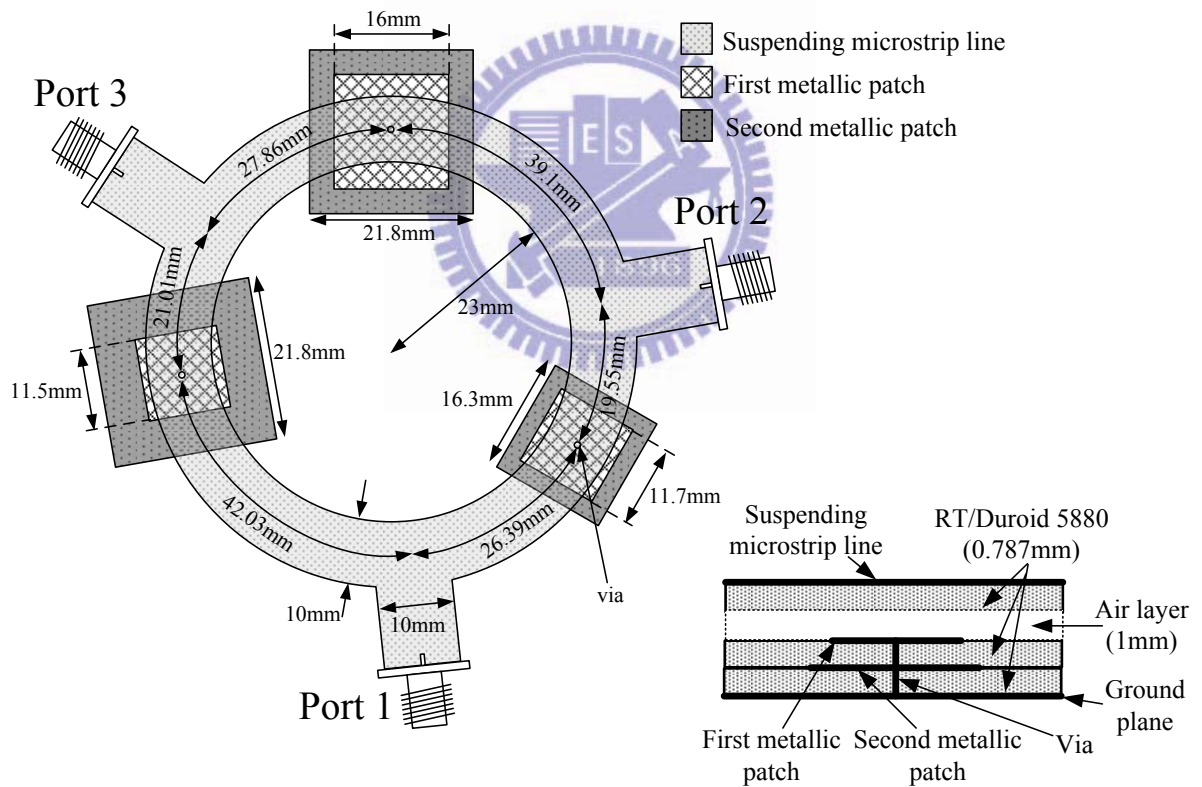
(a)GSM 1800MHz(b)WiFi 2.45GHz(c)WiMAX 3.5GHz

6.3.3 三頻雙工環路器之模擬

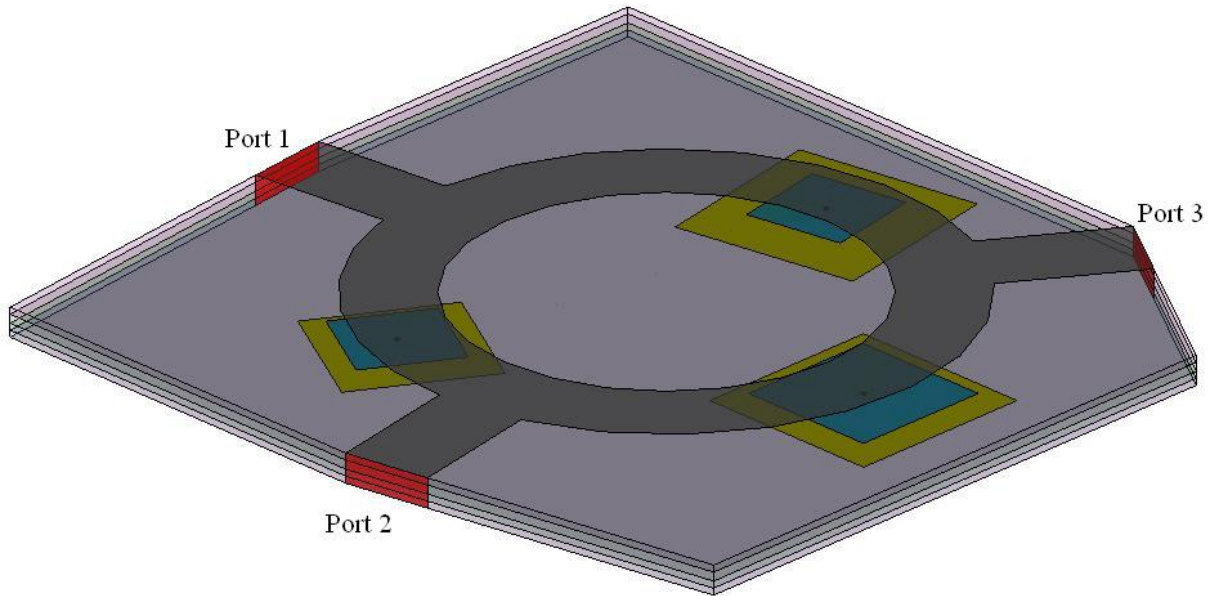
透過上述所作的阻抗匹配處理，我們即可完成三頻雙工環路器之電路設計，其將能順利達到如圖 6-6 所示的功能，且使得透射損耗與反射損耗降到最低，此外，我們亦同時獲得此三頻雙工環路器之迴路長度，即圓周長為

$$2\pi R = 2 \times \frac{1}{4} (\lambda_{1.8\text{GHz}} + \lambda_{2.45\text{GHz}} + \lambda_{3.5\text{GHz}}). \quad (6.1)$$

且三組雙層葷狀結構與埠的位置亦可依照各段傳輸線之弧度，大略推算出其適當位置，而此三頻雙工環路器也將擁有一整套有系統的設計流程，藉此我們將可依據不同的系統需求作調整，設計出符合規格的電路。



(a)



(b)

圖 6-9 三頻雙工環路器之完整電路圖(a)俯視圖(b)立體圖

圖 6-9 為我們設計的三頻雙工環路器之完整電路圖，如同先前所設計的雙頻帶止濾波器，整體電路構也是用三塊板厚為 0.787mm 的 Rogers RT/Duroid 5880 高頻電路板所組成，分別做為懸置微帶線的支撐板與雙層蕈狀結構之基板。在懸置微帶線的支撐板與雙層蕈狀結構之間，利用塑膠墊片支撐出高度為 1mm 的空氣層，蕈柄之接地金屬棒半徑為 0.3mm，而傳輸線寬度則為 50 歐姆特徵阻抗之寬(10mm)，蕈狀結構的尺寸與傳輸線長度則如圖所標示。

圖 6-10 為三頻雙工環路器之實作電路圖，而圖 6-11 為電路之散射參數模擬結果，我們所使用的模擬軟體為 Ansoft 公司生產的高頻電磁分析軟體 Designer。

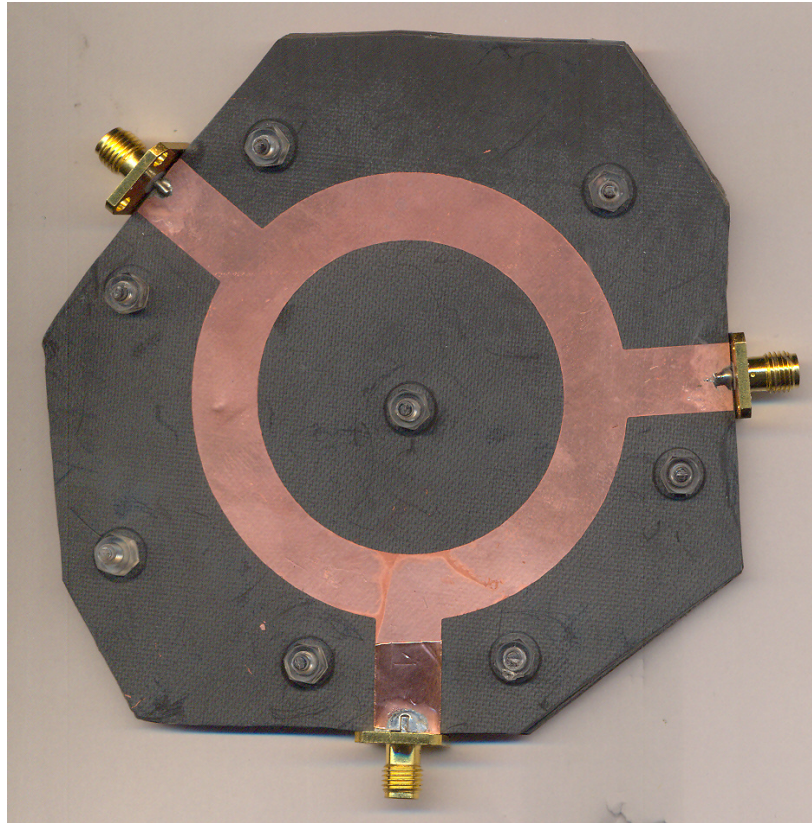
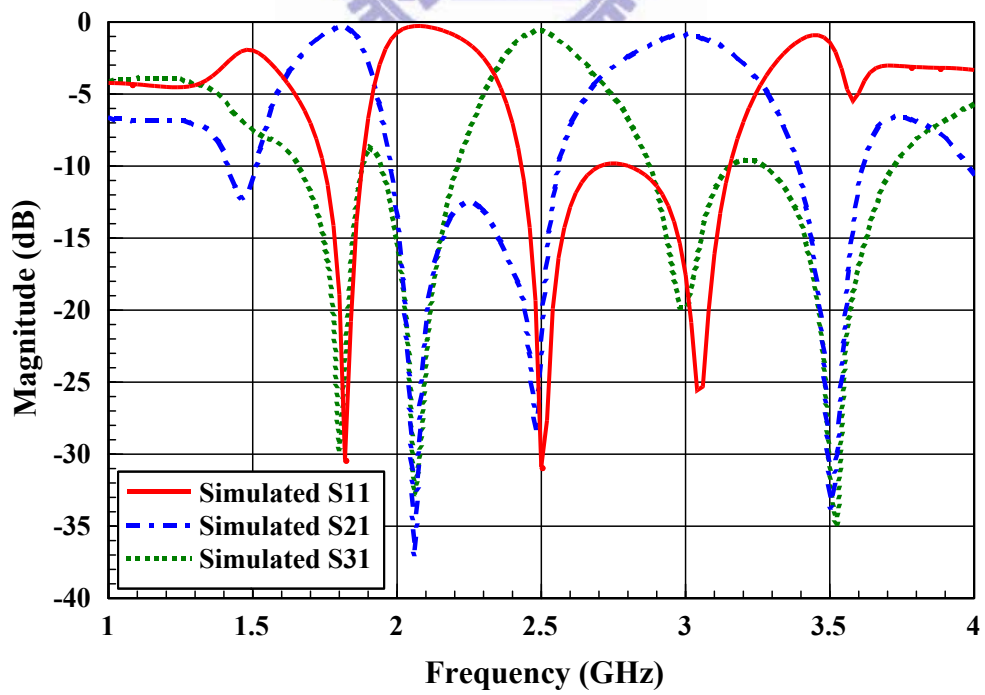
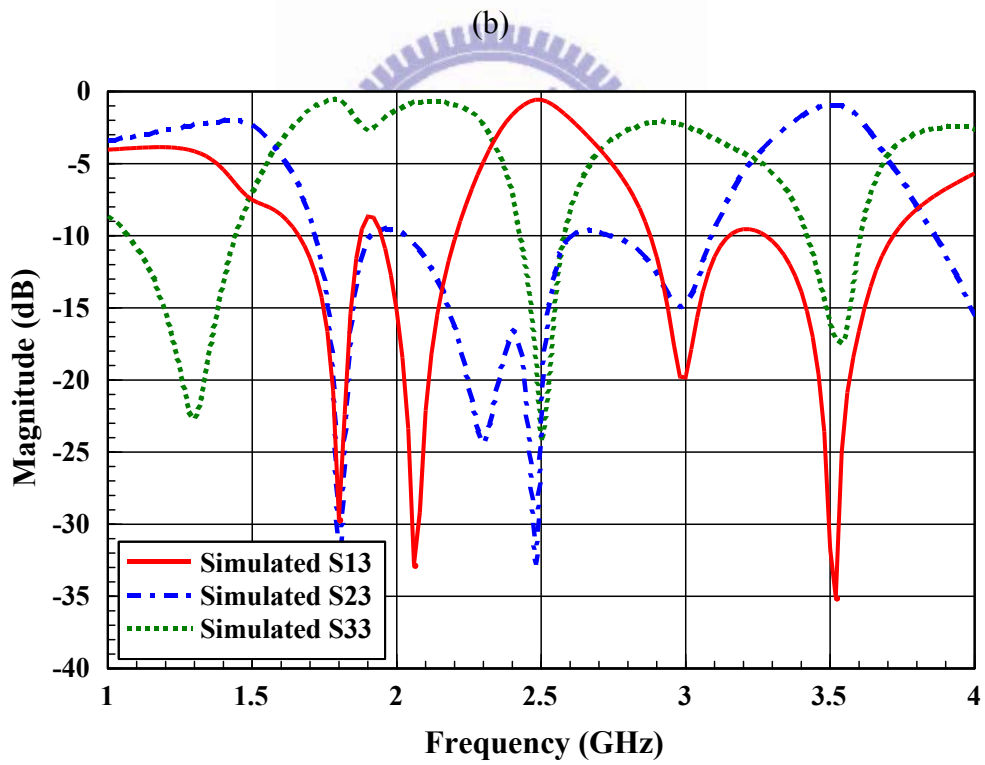
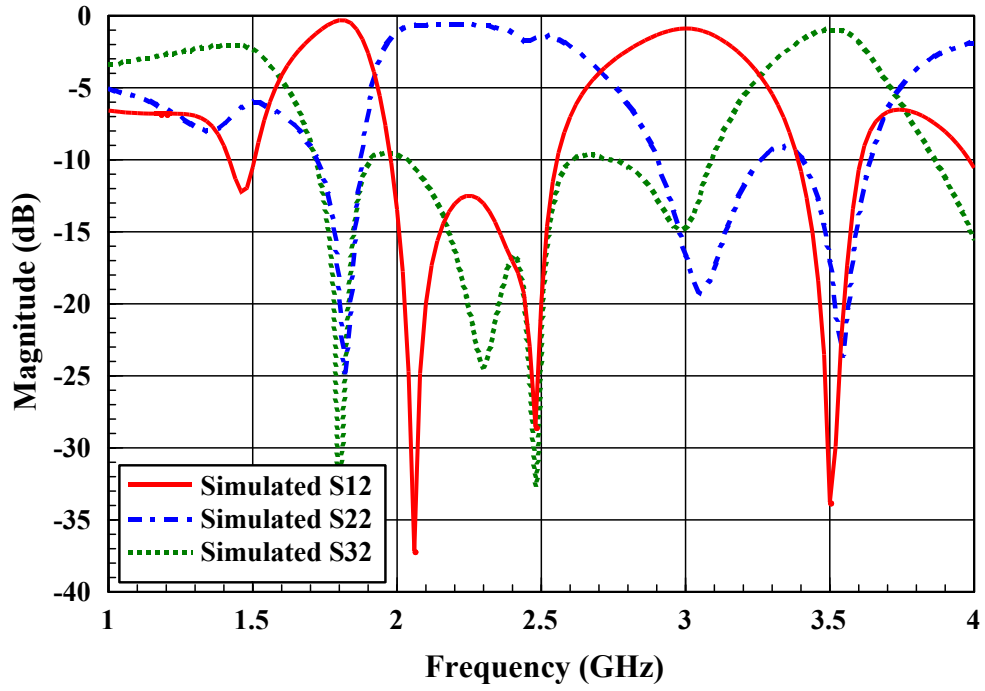


圖 6-10 三頻雙工環路器之實作電路圖



(a)



(c)

圖 6-11 三頻雙工環路器之散射參數模擬結果

(a)埠一饋入(b)埠二饋入(c)埠三饋入

觀察上述三頻雙工環路器的散射參數之模擬結果，我們發現結果是符合所預期的，即 GSM 1800MHz 訊號僅於埠一與埠二之間互傳，而 WiFi 2.45GHz 訊號亦僅於埠一與埠三之間傳遞，WiMAX 3.5GHz 訊號則只會在埠二與埠三間傳輸。另外，埠一、埠二與埠三分別為 WiMAX3.5GHz、WiFi 2.45GHz 與 GSM 1800MHz 之隔離埠，即表示所對應的訊號無法由該埠饋入三頻雙工環路器之內，而其它埠亦無法傳遞對應的訊號至該埠，顯示其擁有相當良好的特性。

最後將三頻雙工環路器之所有散射參數作匯整，並採用三個散射參數矩陣來描述此微波電路之特性，如圖 6-12 所示，透過圖中的散射參數矩陣，我們即可以清楚知道 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 及 WiMAX 3.5GHz 之三種操作頻帶下的電路特性，有利於使用者作不同模式下的操作。

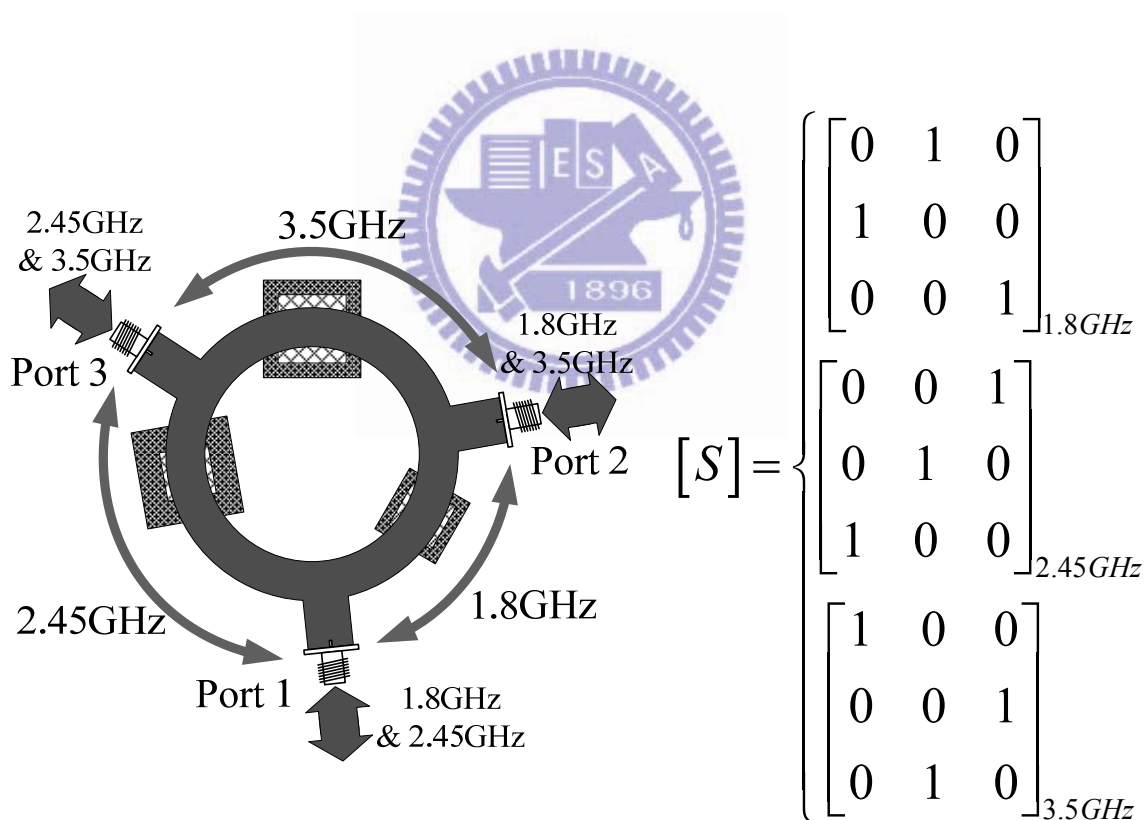


圖 6-12 三頻雙工環路器之散射矩陣表示圖

6.4 心得與討論

本章所提出的三頻雙工環路器之電路原理簡單，別於傳統雙工器或環路器之複雜結構，不僅成本較低之外，其效能更是一般傳統微波電路所無法比擬，且結構精巧，完全使用到結構上每一種元件，設計上極具巧思，為集聚分頻、雙向通道、環路器之功能為一身之特殊微波電路。

另外，本電路之設計深具彈性，能依據不同通訊系統之規格而調整，改變葦狀結構之尺寸即可調整操作頻段，除此之外，更可將其延伸至更多操作頻段與通訊系統。例如，若利用四組三層葦狀結構之三頻 EBG 特性作環狀串聯，且附上四個埠，並遵照一整套有系統的設計流程，即可完成四頻雙工環路器，其它依此類推，相當適合應用於現今多通訊系統之資料整合技術。



第七章 結論

(Conclusion)

本論文「切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線與三頻雙工環路器之設計」中提出了兩個新穎的微波電路與天線設計概念，兩者皆以後設材料中的葦狀結構為設計主軸，第三、四章為切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線設計，第五、六章為三頻雙工環路器設計。

在多平面掃描天線部分，本論文提出以葦狀結構結合 MIM 電容之結構，實現一平衡型 CRLH 傳輸線之電路單元，其利用於接地面挖洞使 MIM 電容之金屬片可鑲嵌其中，達到整體電路僅需一層基板而實現。而利用其所構成的平衡型 CRLH 洩漏波天線，將擁有傳統洩漏波天線所沒有的優點，即輻射波束能從後向至前向方向作連續性掃描，且天線之操作模態皆處於基模，而非傳統洩漏波天線之高階模態，饋入結構較為簡單。接著將兩組所設計的一維平衡型 CRLH 洩漏波天線作十字交叉擺設，並於交叉點之電路單元旁設置射頻切換電路，藉由著控制二極體導通狀態而切換不同的洩漏路徑，使天線具有三個掃描平面可供選擇，為將波束切換與掃描功能合為一體之新型天線，此外，本設計之電路原理簡單，為利用波束合成概念，別於傳統切換掃描天線為複雜且龐大的電路元件陣列所組成，深具低成本、高效能之特點。

在三頻雙工環路器部分，本論文提出多層葦狀結構結合懸置微帶線之架構，其具有多頻 EBG 特性，別於傳統多頻單層結構之電路將過於龐大的情形，達到電路縮小化效果。接著將三組所設計的雙頻 EBG 電路作環形串聯，利用簡單的傳輸線效應而達到良好的阻抗匹配，進而完成三頻雙工環路器之設計，它結合了 diplexer 的分頻、duplexer 的雙向通道與環路器的迴路傳輸之功能，其可使 GSM 1800MHz、WiFi 2.45GHz 和 WiMAX 3.5GHz 系統之間，作多頻段與多通道的資料傳輸與整合。此外，本設計之電路概念簡單，但卻擁有傳統微波電路所無法比擬的功能，且完全利用到電路結構上每一個元件與傳輸線段，深具低成本、高效能與結構精巧之特點。

至於本論文還有數項研究空間，是未來從事相關研究學者可深入探討並加以改善之處，例如：

1. 多平面掃描 CRLH 洩漏波天線的尺寸過大，面積約為 $16\text{cm}\times 16\text{cm}$ ，其原因為使用的基板之介電係數過低之緣故，未來可以改用其它高介電係數及低損耗的基板來實現，使天線尺寸能有效縮小。
2. 多平面掃描 CRLH 洩漏波天線的指向性仍有提升之空間，作法為串聯更多的電路單元，但其亦使天線尺寸變大，若能採取前項建議以爭取額外的空間，以作更多電路單元串聯，使改善天線指向性，將使得本設計更臻完美。
3. 三頻雙工環路器在其它頻率上並無濾波效果，若未來能於饋入埠之前接所對應的雙頻帶通濾波器，此三頻雙工環路器將擁有對其他頻率之濾波功能，使三頻雙工環路器之功能更將完整。



參考文獻

- [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] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley, 2004.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] M. A. Antoniades and G. V. Eleftheriades, "A CPS leaky-wave antenna with reduced beam squinting using NRI-TL metamaterials," *IEEE Trans. Ant. And Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 708-721, Mar. 2008.
- [9] I. Lin, M. DeVincentis, C. Caloz, and T. Itoh., "Arbitrary dual-band components using composite right/left handed transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1142-1149, Apr. 2004.
- [10] H. Okabe, C. Caloz, and T. Itoh, "A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using an artificial lumped-element left-handed transmission-line section," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 798-804, March 2004.
- [11] Y. Horii, C. Caloz, and T. Itoh, "Super-compact multi-layered left-handed transmission line and diplexer application," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1527-1534, Apr. 2005.
- [12] 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.*

- Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 980-992, Mar. 2004.
- [13] A. Sanada, K. Murakami, I. Awai, H. Kubo, C. Caloz, T. Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line," in *Proc. Eur. Microw. Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, pp. 1341-1344, Oct. 2004.
- [14] D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," ph. D. dissertation, Dept. lect. Eng., Univ. California at Los Angeles, Los Angeles, CA, 1999.
- [15] D. Sievenpiper, Z. Lijun, R. F. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2047, Nov. 1999.
- [16] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 9, pp. 2403-2414, Sep. 2004.
- [17] L. Li, X. Dang, L. Wang, B. Li, H. Liu, and C. Liang, "Reflection phase characteristics of plane wave oblique incidence on the mushroom-like electromagnetic band-gap structures," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf., Suzhou, China, 2005*, vol. 3, Page(s): 4 pp.
- [18] G. Goussetis, A. Feresidis, and J. Vardaxoglou, "Tailoring the AMC and EBG characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 1, pp. 82-89, Jan. 2006.
- [19] A. Aminia, F. Yang, and Y. Rahmat-Samii, "In-phase reflection and EM wave suppression characteristics of electromagnetic band gap ground planes," in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, Columbus, OH, Jun. 22-27, 2003, vol. 4, pp. 430-433.
- [20] M. Y. Fan, R. Hu, Q. Hao, X. X. Zhang, and Z. H. Feng, "Advance in 2D-EBG research," *J. Infrared Millim. Waves*, vol. 22, no. 2, 2003.
- [21] 王士元, "蕈狀結構結合懸置微帶線的多頻EBG特性," 國立交通大學電信工程所碩士論文, 民國 97 年
- [22] W. Menzel, "A new travelling wave antenna in microstrip," *Arch. Elektron. Uebertrag. Tech.*, vol. 33, no. 4, pp. 137-140, Apr. 1979.
- [23] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, 1986, pp. 57-60.
- [24] A. Ishimaru, *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.

- [25] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Planar distributed structures with negative refractive index," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1252-1263, Apr. 2004.

