

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

二維無限波長多埠分波器與
PIN 二極體控制切換波束天線之設計

**Design of 2-D N-Port Power Divider
Using Infinite Wavelength and
PIN-Diode-Controlled Switched-Beam Antenna**

研究生：潘君睿

(Jun-Rui Pan)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiarng Chen)

中華民國九十七年九月

二維無限波長多埠分波器與
PIN 二極體控制切換波束天線之設計

**Design of 2-D N-Port Power Divider
Using Infinite Wavelength and
PIN-Diode-Controlled Beam-Switching Antenna**

研究生：潘君睿

Student : Jun-Rui Pan

指導教授：陳富強

Advisor : Dr. Fu-Chiarng Chen



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Communication Engineering

June 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年九月

二維無限波長多埠分波器與 PIN 二極體控制切換波束天線之設計

學生：潘君睿

指導教授：陳富強 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要

在無線通訊系統中，使用傳統全向性天線，訊號的傳輸易受到多重路徑衰減 (multi-path fading) 和同類信號干擾的影響而遭受破壞，為此，我們常希望能透過改變天線波束方向與形狀來達到減少同頻干擾的效應，以及因多重路徑傳輸所造成的信號衰弱現象，以增加訊號增益，提高通訊品質。在本論文中，我們將提出一個採用平面印刷電路板技術所實現的 2.45GHz 切換波束式天線。本篇論文的第一個主題是先設計一個二維多埠分波器。由於後設材料 (metamaterials) 具有很多獨特的性質，我們利用葦狀結構來設計一個二維複合左右手傳輸線 (composite right/left handed transmission line)，並利用後設材料的無限波長特性來設計出二維無限波長多埠分波器，並運用在後面的切換波束天線上。在第二個主題中，我們將提出一個新型的切換波束天線，結合了我們所設計的二維多埠分波器、PIN 二極體控制電路，與具單波束指向性的彎折式半波長偶極天線。透過利用 PIN 二極體的導通與否，來激發一支天線、或同時激發兩支天線做波束合成，使得主波束有 45 度的旋轉可能，於整個平面共可提供八種方位以配合實際應用需求。設計出來的天線具有尺寸適中、容易設計以及不錯的天線輻射特性。

Design of 2-D N-Port Power Divider Using Infinite Wavelength and PIN-Diode-Controlled Beam-Switching Antenna


Student : Jun-Rui Pan

Advisors : Dr. Fu-Chiarng Chen

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract



In wireless communications, using traditional omni-directional antennas will be subjected to the effect of multi-path fading and co-channel interference. Thus, we often hope to change the direction and the shape of the antenna beams to increase the signal gain and improve communication quality. In this thesis, we present a PIN-diode-controlled beam-switching antenna operating at 2.45GHz which can be realized by planar printed circuit board. A two-dimensional N-port power divider is proposed in the first topic. Since metamaterials exhibit many specific electromagnetic properties, we use 2-D mushroom structure to create 2-D composite right/left-handed transmission line, and design our 2-D N-port power divider using infinite wavelength phenomena. In the second topic, we combine the 2-D N-port power divider, PIN-diode-controlled circuit, and meander line half wave dipole with single beam to realize a novel beam-switching antenna. By controlling the PIN-diodes, the proposed antenna provides eight directivities, and each directive pattern can be rotated by 45 degrees with different switching states. The antenna we present in this thesis is easy to design. It also has medium dimension and good radiation performance.

誌 謝

首先，我要誠摯地感謝我的指導教授-陳富強老師，感謝他這兩年來對我耐心的指導與鼓勵，在學術研究及專業領域上給我很大的幫助，當我們遇到瓶頸和困難時給予方向與意見，平日也教導我們作研究應有的態度與解決問題的能力，相信這對我未來的工作會受用無窮。老師平時待人也很親切，與學生之間互動良好，當我們在生活上遭遇挫折或困難時，老師都會大力相挺，給予我們支持，在做人處事方面也提供我們許多的建議，讓我獲益良多。

接著我也要感謝這兩年來陪我一起努力的實驗室同伴，同屆的士元、帥哥還有瑞廷，在修課上彼此幫助，在研究領域上互相經驗分享與討論研究，在我遇到問題也給我不錯地建議與解決方法。謝謝阿南學長在微波領域上幫我解決理論上的問題，還有濬朋學長陪我們聊天，說一些社會上的歷練與經歷。再來也要感謝上一屆的邱仔、Eric、阿筆以及 Local King 學長，在你們的帶領下讓我很快的熟悉實驗室生活，很快的進入狀況與跟上腳步，也給我們在研究上很多的導引與幫助。還有就是下一屆的小 K、Juby、Salmax 和 Giant 學弟，感謝你們帶給實驗室更多的歡樂，也幫助學長很多忙，減輕學長的負擔，並適時的給予一些不一樣的建議。謝謝實驗室的大家，讓我有一個充實與美好的碩士生活。當然，我要另外感謝我的眾多大學死黨們，感謝你們陪我解悶，在生活上給我帶來更多的樂趣，在研究上也幫我加油，讓我在研究之外可以充滿歡樂。

最後，我要非常的感謝我的父母親，辛苦的拉拔我長大，對我細心的栽培與關心，總是在背後全力支持著我，讓我沒有後顧之憂，也感謝我的哥哥在研究生活上額外的幫助與鼓勵，還有經驗的傳遞。當然也要感謝我的女友佳蓁，謝謝她這兩年來包容我的忙碌生活，總是給我最大的關心與鼓勵，幫我加油，一起分享著這兩年來的點點滴滴，也幫我修改論文句子，默默地給予我支持。

要感謝的人實在太多了，僅以此篇論文與小小的成果獻給所有關心我的大家。

目	錄	
中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
表目錄	vi
圖目錄	vii
一、	導論.....	1
1.1	工程背景與研究動機.....	1
1.2	章節內容介紹.....	2
二、	後設材料.....	4
2.1	概述.....	4
2.2	人造傳輸線.....	5
2.3	人造傳輸線的工作原理.....	6
2.4	人造傳輸線的實現.....	9
2.4.1	一維複合左右手傳輸線.....	10
2.4.2	二維葦狀結構複合左右手傳輸線.....	11
2.5	人造傳輸線的應用.....	13
2.5.1	導波應用.....	13
2.5.2	輻射及折射應用.....	14
三、	二維無限波長多埠分波器.....	16
3.1	概述.....	16
3.2	零階共振.....	16
3.2.1	原理.....	16

3.2.2	電路實現.....	18
3.2.3	零階共振特性.....	19
3.3	無限波長的 N 埠串接分波器.....	21
3.4	二維無限波長多埠分波器.....	23
3.4.1	二維三埠分波器之架構與設計原理.....	24
3.4.2	二維四埠分波器.....	31
3.4.3	模擬結果與實作量測.....	32
3.4.4	萃取等效電路.....	40
3.4.5	心得與討論.....	48
四、	PIN 二極體控制切換波束天線.....	49
4.1	概述.....	49
4.2	印刷半波長偶極天線設計.....	50
4.2.1	半波長偶極天線的原理.....	50
4.2.2	八木天線.....	52
4.2.3	彎折式半波長偶極天線.....	54
4.3	PIN 二極體與控制電路.....	60
4.4	新型切換波束天線.....	61
4.5	模擬結果與實作量測.....	64
4.6	心得與討論.....	74
五、	結論.....	75
參考文獻	77

表目錄

表 3-1	二維無限波長四埠分波器之相關參數·····	31
表 3-2	二維無限波長四埠分波器之量測效能表·····	40
表 4-1	彎折式半波長偶極天線之相關參數·····	56
表 4-2	新型切換波束天線之相關疵數·····	62
表 4-3	新型切換波束天線之量測效能表·····	70



圖目錄

圖 2-1	電磁波傳遞方向(a)遵守右手定則(b)遵守左手定則·····	5
圖 2-2	電路單元模組 (a)右手傳輸線(b)左手傳輸線(c)複合左右手傳輸線·····	7
圖 2-3	傳輸線的色散圖 (a)右手傳輸線(b)左手傳輸線(c)複合左右手傳輸線·····	8
圖 2-4	實現左手材料的週期性結構 Split-ring resonators (SRRs)·····	9
圖 2-5	微帶線實現 1-D 複合左右手傳輸線(a)電路單元 (b)1-D 週期排列·····	10
圖 2-6	2-D 蕈狀結構複合左右手傳輸線(a)電路單元 (b)2-D 週期排列·····	11
圖 2-7	二維複合左右手傳輸線等效電路單元·····	12
圖 2-8	二維蕈狀結構複合左右手傳輸線的色散圖·····	12
圖 3-1	複合左右手傳輸線所實現的共振器(a)共振型態的場型分埠(b)色散圖·····	17
圖 3-2	複合左右手傳輸線和等效電路·····	19
圖 3-3	等效電路實現的複合左右手傳輸線共振器色散圖·····	19
圖 3-4	複合左右手傳輸線零階共振等效架構(a)兩端開路(b)兩端短路·····	21
圖 3-5	三埠串接分波器架構·····	22
圖 3-6	三埠串切分波器模擬與量測結果(a)能量大小(b)相位·····	23
圖 3-7	二維無限波長三埠分波器 (a)剖面圖(b)俯視圖(c)等效電路·····	25
圖 3-8	二維無限波長三埠分波器 (a)三輸出埠的能量大小 (b)三輸出埠的相位 (c)兩輸出埠一開路的能量大小(d)兩輸出埠一開路的相位(e)一輸出埠 兩開路的能量大小·····	30
圖 3-9	二維無限波長四埠分波器(a)剖面圖(b)俯視圖·····	31
圖 3-10	二維無限波長四埠分波器量測圖 (a)實作圖(b)埠 2 輸出的大小(c)埠 3 輸出的大小(d)埠 4 輸出的大小(e)埠 5 輸出的大小(f)埠 2 和埠 3 輸出的 大小(g)埠 2 和埠 3 輸出的相位(h)埠 3 和埠 4 輸出的大小(i)埠 3 和埠 4 輸出的相位(j)埠 4 和埠 5 輸出的大小(k)埠 4 和埠 5 輸出的相位(l)埠 5 和埠 2 輸出的大小(m)埠 5 和埠 2 輸出的相位(n)一個埠輸出的色散圖·····	5 39
圖 3-11	二維無限波長四埠分波器等效架構·····	41
圖 3-12	分波器簡化等效電路·····	42
圖 3-13	共振頻率隨傳輸線長短頻飄圖·····	42
圖 3-14	萃取等效電路值之圖·····	44
圖 3-15	無傳輸線的等效電路驗證(a)散射參數圖(b)色散圖·····	45
圖 3-16	二維無限波長四埠分波器之完整等效架構·····	46
圖 3-17	完整等效電路驗證(a)散射參數圖(b)色散圖·····	47

圖 4-1	半波長偶極天線電流分佈.....	50
圖 4-2	半波長偶極天線場型分佈 (a)E 場輻射場型(b)H 場輻射場型.....	51
圖 4-3	八木天線(a)架構(b)E 場(XZ 平面)輻射場型.....	52
圖 4-4	微帶線饋入的寬頻八木天線.....	53
圖 4-5	簡化饋入端的改良式印刷八木天線(a)3 D 架構(b)基板上層(c)基板下層	54
圖 4-6	彎折式半波長偶極天線架構 (a)3-D 架構(b)基板上層(c)基板下層.....	56
圖 4-7	有無地金屬線的散射參數比較.....	57
圖 4-8	有無地金屬線的天線場型比較.....	57
圖 4-9	天線實作圖(a)基板上層(b)基板下層.....	58
圖 4-10	天線量測(a)散射參數圖(b)場型增益圖.....	59
圖 4-11	PIN 二極體控制電路(a)電路圖(b)實作散射參數圖.....	61
圖 4-12	新型切換波束天線(a)基板上層(b)基板下層.....	62
圖 4-13	波束合成圖(a)場型說明(b)增益說明.....	63
圖 4-14	切換波束天線不同導通情形的散射參數模擬圖(a)只導通一個輸出埠(b) 同時導通兩相鄰輸出埠.....	65
圖 4-15	切換波束天線的模擬場型增益(a)直角坐標圖(b)極座標圖.....	67
圖 4-16	切換波束天線實體圖(a)基板上層(b)基板下層.....	68
圖 4-17	切換波束天線不同導通情形的實作散射參數圖(a)只導通一個輸出埠(b) 同時導通兩相鄰輸出埠.....	69
圖 4-18	量測天線場型增益 (a)導通埠 2(b)導通埠 3(c)導通埠 4(d)導通埠 5(e) 同時導通埠 2 和埠 3(f)同時導通埠 3 和埠 4(g)同時導通埠 4 和埠 5(h) 同時導通埠 5 和埠 2.....	74

第一章 導論

(Introduction)

1.1 工程背景與研究動機

近年來，物理學領域出現了一個新興名詞-後設材料(Metamaterials)，它經常出現在各類的科學文獻裡。所謂的後設材料，是指一種經後天加工設計的人造複合結構，由於它存在著很多自然界所沒有的獨特電磁特性，因而引起了大家的關注，無論在固態物理、材料科學、光學和應用電磁學等領域，後設材料都獲得越來越多的青睞和矚目，其研究發展也越來越迅速。

目前後設材料應用的範圍很廣，大致可分為光子晶體、週期性結構、超磁性材料以及人造傳輸線等。在微波的世界中，以人造傳輸線的應用為主，其中 T. Itoh 和他的學生 C. Caloz 將左手傳輸線的理论集大成，更設計出了複合左右手的傳輸線 (composite right/left-handed transmission line) 架構[1]，為人造傳輸線以及微波電路設計開啟了新的局面。

在微波電路的設計上，除了希望能夠順利工作外，我們還希望可以設計出更小、性能更好、有更多不同的特性以因應不同的需求，而複合左右手傳輸線有很多不同以往的電磁特性，我們可以利用它來設計出更具應用價值的微波電路。在本論文的第一個主題中，我們將利用無限波長的特性，提出一個二維無限波長多埠分波器，不但尺寸小而且設計方式簡單，更有許多不同以往傳統分波器的特性與功能，適合應用於其他通訊系統或微波電路之整合。除此之外，我們也將它應用於後面切換波束天線的設計之中。

隨著近期無線通訊技術的蓬勃發展和大幅開放電信自由化，相關產業的需求與日劇增，各大企業紛紛投入這潛力無限的市場競爭中，也因而加速了無線通訊產業的進步腳步，許多相關的應用產品也有如雨後春筍般上市並融入人類生活中，其中個人通訊發展速度更是一日千里。面對這股趨勢，許多不同的通訊協定規格與技術相繼而生，也因為消費者對於高品質的需求，越來越多能提升系統特性的天線被陸

續提出。如今的天線設計，除了要能符合規格需求外，輕薄短小、價格低廉和具有低姿態的設計也是現今的趨勢。

無線通訊系統已成為通訊技術發展的核心，然而因社會快速發展，多媒體訊息交流的急劇增加，為了因應大量的資料傳輸與多媒體，頻譜已逐漸匱乏，因此在有限的頻寬裡如何才能創造更好的通訊品質，便是現代無線通訊系統所面臨的最大議題。未來的無線通訊技術將藉由加強用戶端無線接取(radio access)能力，以期能提高頻譜效率及系統容量，使系統運作更具彈性之需求。在上述的要求中，智慧型天線技術可說是一個非常好的改良方法。智慧型天線有很多優點，可增加通道容量、改善訊號品質、提供降低時間延遲與多重路徑衰退(multi-path fading)的影響、對干擾抑制或消除、提升發射效率與系統涵蓋範圍等。

智慧型天線系統可以利用空間分集效應(spatial diversity)，透過改變天線的波束方向來增加訊號增益與提高通訊品質，並減少不必要的干擾，其技術日益受到重視。依設計考量不同，智慧型天線可分為自適性天線陣列(adaptive antenna array)與切換波束式(switch beam)系統兩種。在本論文中，為了能符合輕薄短小與低姿態的潮流，我們將提出一個利用平面印刷電路板(printed circuit board)所實現的切換波束天線，透過與論文前半段的二維無限波長多埠分波器做整合，運用 PIN 二極體的導通狀況，來切換波束的方向，其尺寸適中，適合應用在無線通訊系統之中。

目前無線區域網路(Wireless LAN)頻段已經有 802.11b/g、Zigbee、RFID 等多種通訊系統使用，使用頻段約 2.4GHz~2.5GHz。本論文所設計之二維無限波長多埠分波器與切換波束天線的工作中心頻率約為 2.45GHz，頻寬約可涵蓋 ISM 頻段(2400MHz~2483.5MHz)，因而此天線可應用於無線區域網路頻段中，透過波束掃描，因應不同的使用者，以達到更好的通訊品質，確信對未來通訊系統的發展會有所幫助。

1.2 章節內容簡介

本論文共分為五個章節。第一章為導論，是關於本論文的摘要與簡介，利用精簡扼要的方式來描述本研究的相關背景與實驗動機，並說明論文中天線之設計流程、

功能與其應用範圍；第二章則簡單描述後設材料的發展與應用；第三章先簡單介紹零階共振的性質，接著再利用無限波長的特性，我們提出了一個二維無限波長多埠分波器，並在章節後半分析模擬與量測數據，以佐證此分波器可以正常工作於 2.45GHz；第四章一開始先簡單介紹智慧型天線，再提出我們所設計的彎折式半波長偶極天線架構，並附上模擬與實作討論，接著再說明本論文所提出的新型切換波束天線的架構、設計方法與切換過程。此天線是採用 PIN 二極體與控制電路來設計出開關，透過二極體的導通與否來切換波束方向，利用單一天線輻射或是兩支天線的波束合成，設計出在平面上主波束有 45 度的旋轉可能，共八個切換方位的切換波束天線，並在章節最後附上模擬與實作量測結果與討論。最後於第五章中做結論，說明本論文的結果與心得討論。



第二章 後設材料 (Metamaterials)

2.1 概述

後設材料(metamaterials)是本世紀物理學領域所出現的一個新興名詞,近年來經常出現在各類科學文獻裡。後設材料是一種人造複合結構或複合材料,它是將材料經過後天的設計與加工而得名,也因此後設材料存在著很多一般自然界或天然材料所沒有的獨特電磁特性。後設材料所產生的性質,往往決定於其人工結構,而非構成材料的本質特性。近年來,無論在固態物理、材料科學、光學和應用電磁學等領域,後設材料都獲得越來越多的青睞和矚目,其研究發展也越來越迅速,然而它的出現卻是源於上世紀 60 年代的前蘇聯科學家的假想。

在原本的物理學中,對於介質層而言,介電係數(permittivity- ϵ)和磁導係數(permeability- μ)皆為正值,電場、磁場和波的傳遞方向遵守了右手(right-handed)定則,如圖 2-1a 所示,這樣的介質也被稱為右手材料(right-handed materials, RHM)。右手定則一直以來被認為是物理世界的常規,然後在西元 1967 年前蘇聯科學家 Victor Veselago 卻提出不一樣的假想[2]。他假想有某種材料同時具有負的介電係數和磁導係數,如此電場、磁場和波傳遞方向就會符合左手定則,見圖 2-1b。電磁波在其中傳播會產生很多奇特的性質,這假想的材料即為後設材料,也被稱為左手材料(left-handed materials, LHM)。這種後設材料有著很多顛覆以往傳統的特性,為日後的物理世界翻開嶄新的一頁。

後設材料的研究發展並不順利,儘管它有很多神奇的性質,但由於只停留在理論上,當時自然界並沒有發現實際的後設材料,因而這種理論並未受到重視。一直到 1987 年,兩位美國科學家 E. Yablonovitch 以及 S. John 各自在不同的研究下,同時提出了後設材料中的光子晶體(photonic crystal)以及與其相關的光子帶隙(photonic bandgap)和負折射的概念[3][4]。相較於光學方面,電磁領域則發展得較為緩慢。一直到 1998~1999 年英國科學家 Pendry 等人才提出了一種巧妙的設計結

構，通過細金屬導線和諧振環陣列構造實現出負的介電係數與負的磁導係數[5]，也為後來的周期性結構以及應用在微波電路的人造傳輸線開啟了一道窗。至今，後設材料已引起了全球科學界的關注，人們對於後設材料投入越來越多的興趣，迅速成為科學界的研究重點。

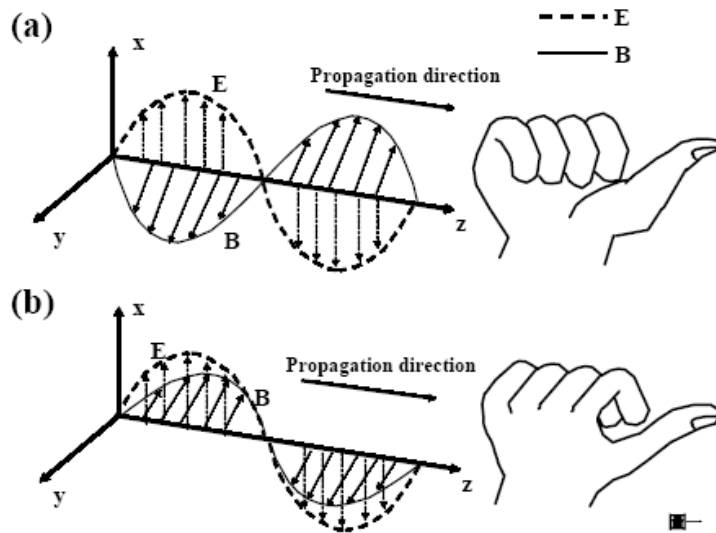


圖2-1 電磁波傳遞方向(a)遵守右手定則(b)遵守左手定則
(圖取材自物理雙月刊-廿四卷四期)

後設材料具有很多特性，除了前面所說的符合左手定則外，它還有負的群速度、負折射率、理想成像、逆都普勒效應(Doppler effect)和逆切倫科夫(Cerenkov)輻射等奇特的物理性質。後設材料發展至今，在各科學領域都有不錯的發展，大致可分為幾個方向，有光子晶體、周期性結構、超磁性材料以及人造傳輸線等。由於本論文主要研究的方向是微波電路中的人造傳輸線，也是一般通稱的左手材料，以下將著重於人造傳輸線做概略的介紹。

2.2 人造傳輸線

對一般的右手傳輸線而言，傳輸線的理论以及分析發展，至今已經相當成熟且是相當完整的理論。人造傳輸線的最早提出也有一段時間了，但是真正把人造傳輸線設計成後設材料用左手架構實現出來的卻是西元兩千年之後才發展出來的。近年

來很多研究者從原本的光子晶體到仿照周期性結構來設計電路架構，希望可以用在微波電路上。科學家們朝著利用傳輸線來設計左手材料，其中 T. Itoh 和他的學生 C. Caloz 把左手傳輸線的理论集大成，更設計出了複合左右手的傳輸線(composite right/left-handed transmission line)，為人造傳輸線以及微波電路設計開啟了新的局面。

2.3 人造傳輸線的工作原理

一般的傳輸線，即一般的右手傳輸線，其電路單元模型(unit cell model)為一個串聯電感以及一個並聯電容，如圖 2-2(a)所示；而左手傳輸線的電路單元模型則剛好相反，是一個串聯電容和一個並聯的電感，如圖 2-2(b)所示。但實際上，卻很難有純理論的左手傳輸線，因為設計上會有一些不可避免的右手寄生效應所產生的寄生串聯電感和寄生並聯電容，它們的影響隨著頻率的上升而增大，因此，複合左右手的傳輸線才是一般左手材料屬性的架構。複合左右手傳輸線的電路單元模型如圖 2-2(c)所示，包含了一個右手電感(L_R)串聯一個左手電容(C_L)以及並聯一個右手電容(C_R)及一個左手電感(L_L)。

一般我們研究傳輸線，可以從傳輸線的傳播常數(propagation constant)來做探討。一條傳輸線的傳播常數為

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (2-1)$$

其中實部 α 及虛部 β 分別為衰減常數(attenuation constant)及相位常數(phase constant)，而 Z' 和 Y' 是單位長度的阻抗和導納(admittance)。如果我們考慮非損耗的傳輸線($R=0, G=0$)，我們便可忽略衰減常數 $\alpha(\alpha=0)$ 而只探討相位常數 β 。一般右手傳輸線的相位常數 $\beta_R = \omega\sqrt{C_R L_R}$ ，其值是正的且隨頻率做線性增加，可參考圖 2-3(a)；而左手傳輸線的相位常數 $\beta_L = \frac{-1}{\omega\sqrt{C_L L_L}}$ ，其值卻是負的且為非線性的，如圖 2-3(b)。我們也可以由圖 2-3 的相位常數對頻率作圖，也稱為色散圖(dispersion diagram)，看出右手傳輸線的群速度(group velocity, $v_g = \partial\omega / \partial\beta$)和相速度(phase velocity, $v_p = \omega / \beta$)是同向的，即 $v_g v_p > 0$ ，但是左手傳輸線卻是反向，即 $v_g v_p < 0$ ，而複合左右手傳輸線則是很特別的同時具有左手與右手的特性，其相位常數為

$$\beta = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L}\right)}, \quad (2-2)$$

$$\text{其中 } s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{當 } \omega < \min\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \\ +1 & \text{當 } \omega > \max\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \end{cases}$$

從圖 2-3(c)可看出相位常數在低頻的時候受左手特性的影響而為負，在高頻時受右手特性的影響而為正。一般複合左右手傳輸線在相位常數為零的地方會有一個帶隙 (band-gap)，在這個頻率帶隙下波是不傳導的，一般稱有帶隙的複合左右手傳輸線為非平衡狀態(unbalanced)。當滿足 $L_R C_L = L_L C_R$ 這個條件時，只有一個頻率 ω_0 相位常數為零，且沒有帶隙，我們將此情形稱為平衡狀態(balanced)。一般平衡狀態有較多的優點，除了沒有帶隙外，因為阻抗不隨頻率變動，比起非平衡狀態可以在較寬的頻帶範圍內實現良好匹配。另外當相位常數為零時，電磁波在該頻率上的波長趨近於無窮大。當頻率小於 ω_0 ，相位常數就小於零，是相位領先的，該結構出現左手特性；而當頻率大於 ω_0 ，相位常數大於零，相位是落後的，該結構屬於右手特性。

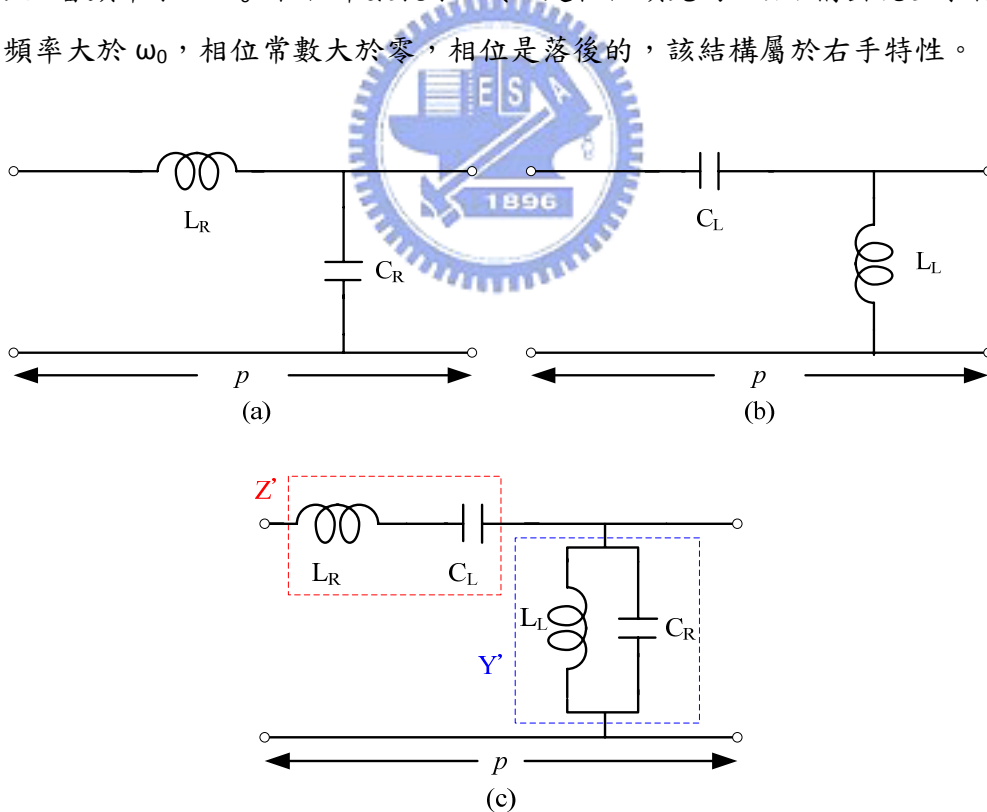


圖 2-2 電路單元模組(a)右手傳輸線(b)左手傳輸線
(c)複合左右手傳輸線

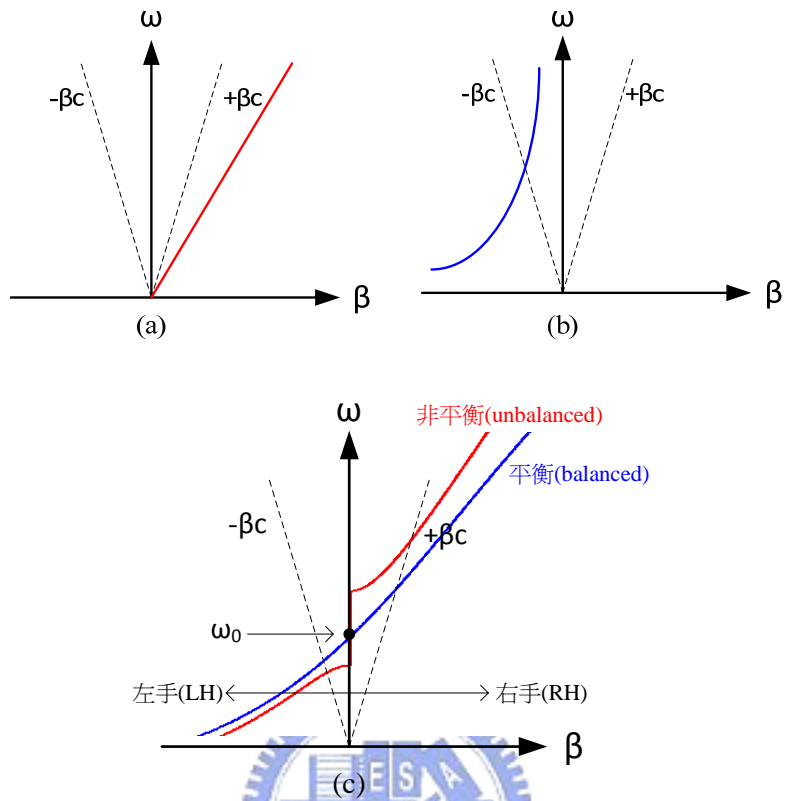


圖 2-3 傳輸線的色散圖(a)右手傳輸線(b)左手傳輸線(c)複合左右手傳輸線

當然也可以從傳輸線的特徵阻抗(characteristic impedance)和本質阻抗(intrinsic impedance)推導出介電係數以及磁導係數如下

$$\mu = \frac{Z'}{j\omega} = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L} \quad , \quad (2-3a)$$

$$\varepsilon = \frac{Y'}{j\omega} = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L} \quad \circ \quad (2-3b)$$

上述兩個式子可以發現有些頻段介電係數和磁導係數是正的，而在某些頻段介電係數和磁導係數可以是負的，這就表示所設計的複合左右手傳輸線同時具有左手及右手的特性，也證明說複合左右手傳輸線有後設材料的性質。當然複合左右手傳輸線在左手特性時有負的折射率(index of refraction)，在右手特性時有正的折射率。

2.4 人造傳輸線的實現

微波電路的設計是從 2001 年美國聖地牙哥加州大學的 David Smith 等物理學家根據 Pendry 等人的建議，提出了具有諧振型結構的左手材料，此種左手材料是由細金屬導線陣列和金屬諧振環組合而成的複合材料，首次創造出在微波波段有負介電常數與負磁導係數的物質，即當時做出來的 Split-ring resonators(SRRs)[6]，如圖 2-4 所示，其中細金屬導線產生負的磁導係數，金屬諧振環提供負的介電係數。由於該結構的尺寸和損耗都較大，且工作頻寬較窄，因此很難在微波及毫米波電路中獲得廣泛的應用。在 2002 年美國加州大學的 T. Itoh 和他的學生 C. Caloz 等人則提出了用傳輸線結構來實現左手材料特性的新理念。



圖 2-4 實現左手材料的周期性結構 Split-ring resonators(SRRs)

(圖取材自參考文獻[6])

這種人造傳輸線所實現的左手材料是一種非諧振結構，比起之前提出的諧振型左手材料更具有小尺寸、低損耗和寬頻帶的特性。我們由前一節知道複合左右手傳輸線的等效電路是由電感和電容所組成，這一章節將探討如何物理實現出複合左右手傳輸線。

目前，實現複合左右手傳輸線的方法有兩種，一種是透過集總元件(lump elements)來進行合成，而另一種是散佈式元件方法(distributed components)。利用集總元件來實現複合左右手傳輸線主要是利用一種叫表面附著技術

(surface-mount technology, SMT)，它是採用一些非色散或弱色散性質的電感、電容元件來實現。一般用集總元件來設計的電路，無論是分析或者模擬都較快速且簡單，而且集總元件是可得到的，不需要另外設計，但是這些元件的應用卻有一定的頻率範圍限制，尤其是在高頻時的特性很不理想，且集總元件的值是離散的，它並不能設計出特定的值，當然對於一些輻射應用也並不適用。而另一種散佈式元件方法主要是透過微帶線(microstrip)、帶線(stripline)、共平面波導(coplanar waveguide)或者一些其它技術來實現，相較於集總元件，分析和模擬較為不易，但在高頻時的性能較好，且它的設計比較具彈性，可以設計出任意值來實現於任意頻率，且該結構可以進行一維、二維甚至三維空間的電磁波傳播，因而從某種程度上來說，此種方法更加類似於實現真正意義上的左手材料。



圖 2-5 微帶線實現 1-D 複合左右手傳輸線(a)電路單元(b)1-D 週期排列

2.4.1 一維複合左右手傳輸線

在此我們探討散佈式元件方法來實現人造傳輸線。圖2-5就是一個用來實現一維複合左右手傳輸線的例子，它的結構結合交指電容(interdigital capacitors)和接地的殘段電感(stub inductors)，透過微帶線來呈現。這個結構的電路單元就如同圖2-2(c)的電路模組一樣，接指電容產生左手電容，而殘段電感是產生右手電感，當然這些電路也會產生不可避免的右手效應。微帶線本身和地之間會產生右手電容，而在指間電容上流動的電流會造成磁場效應而產生右手電感。這些效應綜合起來就成了複合左右手傳輸線的電路單元，將這電路單元串在一起，便可實現成傳輸線，如圖2-5(b)。這個電路就是由T. Itoh和他的學生C. Caloz等人所設計的，可以成功

的實現出有後設材料性質的傳輸線，在低頻是左手特性，在高頻是右手特性，中間可能因為不平衡而有帶隙產生，能夠傳播在一維的空間。

2.4.2 二維蕈狀結構複合左右手傳輸線

接著討論如何實現二維複合左右手傳輸線的架構，較常見且容易實現的方法就是透過蕈狀結構(mushroom structure)。最簡單的蕈狀結構是由上層的金屬薄片(patch)，透過中間的金屬棒(via)連接到金屬地所組成，如圖 2-6 所示，這個結構最早是 1999 年由 D. Sievenpiper 所提出的[7]，當初是為了要實現高阻抗面(high-impedance surface)。這個結構的提出可算是一個重大的發展，後人根據這個結構做了很多的研究，發現了更多蕈狀結構所存在的特性。蕈狀結構的特性主要有三種，第一種就是原本被提出用來實現高阻抗面，這種特性我們把它歸類為人造磁導(artificial magnetic conductor, AMC)特性；其二就是週期性結構所擁有的電磁帶隙(electromagnetic bandgap, EBG)特性；最後就是我們把它用來當作二維人造傳輸線的左手材料特性。基於上述三種特性，蕈狀結構所能應用的範圍相當廣，但在此我們僅探討二維人造傳輸線的理論及應用。

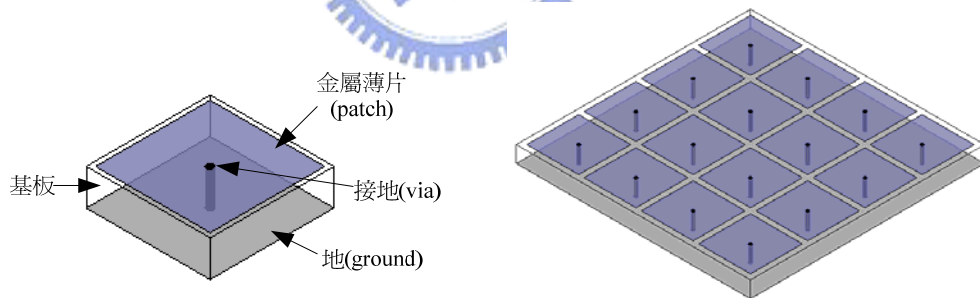


圖 2-6 2-D 蕈狀結構複合左右手傳輸線(a)電路單元(b)2-D 週期排列

首先探討蕈狀結構實現二維人造傳輸線的等效電路架構。由圖 2-7 中，我們可以看到二維複合左右手傳輸線的等效電路，在 $Z/2$ 的部分，主要是由電流在金屬薄片上流動所形成的自感，即為右手電感，與鄰近的金屬薄片間耦合所產生的左手電容，兩者串聯在一起。一般也可以透過在金屬薄片上面或下面另外加一層金屬罩(caps)，以增加或調整其左手電容值。在 Y 的部分，是由金屬棒接地產生左手電感，

並聯金屬薄片和地之間兩平行金屬板所產生的右手電容。圖 2-6(b) 蕈狀結構二維複合左右手傳輸線可以利用微帶線來加以實現。

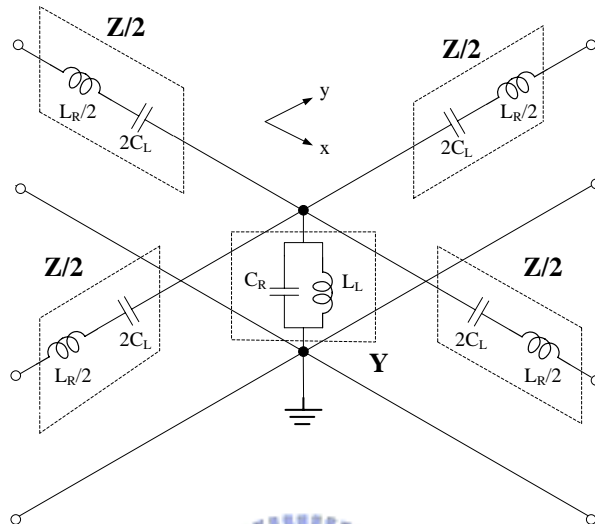


圖 2-7 二維複合左右手傳輸線等效電路單元

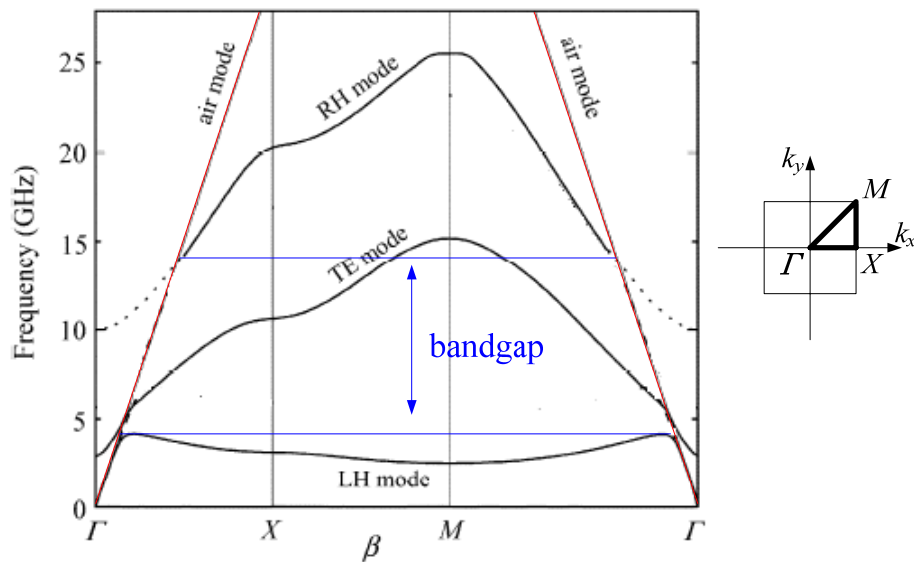


圖 2-8 二維蕈狀結構複合左右手傳輸線的色散圖

(圖取材自參考文獻[8])

接著來看二維葦狀結構複合左右手傳輸線的色散圖，見圖 2-8。從圖中可見葦狀結構第一模態(first mode)的斜率從 Γ - X 以及 Γ - M 線段都是負的，可知第一模態是左手特性，但在靠近 Γ 點的區域與 TM(transverse magnetic)空氣模態相耦合，因此它的主模態並不是純左手特性，而是一個混合左右手的模態。假如結構是封閉於空氣，像是用帶線來實現，上下都有金屬地，如此便可以使主模態是純左手特性。第一模態的主模態是一個準 TEM(quasi-transverse electromagnetic)模態。此外，可以在色散圖上找到兩個右手模態，第一個右手模態是一個衰退的 TE(transverse electric)模態，它對等效電路模組的右手模態並沒有關係，主要都是由第二個右手模態所決定，而第二個右手模態也是一個準 TEM 模態。從圖上可以發現第一模態和第二右手模態中間有帶隙，那是因為電路的不平衡所導致的，這也是週期性結構常用的電磁帶隙特性。

至於三維空間的後設材料，或者人造介質(artificial dielectrics)已研究了一段時間了，但至今仍沒有有效的成果或特別的發現，還有很多問題等著科學家們的解決與克服。



2.5 人造傳輸線的應用

複合左右手傳輸線的建立，引導了微波領域新的研究方向，各種被動元件也隨之迅速的發展。利用複合左右手傳輸線獨特的性質，可將其應用在導波(guided wave)、輻射以及折射三大方向。

2.5.1 導波應用

複合左右手傳輸線應用在導波上有很多令人驚艷的特性，這些特性像是雙頻操作、增加頻寬、多層緊密結構(super-compact multilayer architecture)、任意耦合強度以及負的與零階共振(zeroth-order resonance)。

雙頻操作主要可以用來設計移相器(phase shifter)、枝幹耦合器(branch line coupler)、維爾京森分波器(Wilkinson power divider)或混波器(mixer)等微波電路 [9]，其原理是因複合左右手傳輸線的傳播常數和頻率為非線性的關係，透過設

計後可使特徵阻抗匹配於任意雙頻，而達到雙頻微波電路的操作。增加頻寬主要是在某個具有兩條右手傳輸線架構的情況下去研究它們的相位移，若將其中一條右手傳輸線改為複合左右手傳輸線，而另一條不變，那麼便可發現最大的頻寬將會出現在右手傳輸線與複合左右手傳輸線的相位移斜率相近處。相位移斜率相近，傳輸線的相位差就固定，如此便可實現一個很寬頻的微波電路，這原理可以應用在鼠競器或稱為環型分合波器(rat-race coupler)等微波電路[10]。

接著介紹多層緊密縮小結構-垂直的傳輸線，它垂直於介質層傳播，不像之前所介紹的微波電路是利用接指電容和殘段電感所設計的平面式複合左右手傳輸線，波是在介質層平面傳導。這樣的設計，可以使複合左右手傳輸線結構更加緊密而縮小。

再來介紹任意耦合強度的耦合線耦合器(coupled-line couplers, CLCS)。傳統的耦合線耦合器存在著寬頻的優點，通常可以達到大於25%的工作帶寬，但是其耦合強度卻很低，一般小於-10dB，而傳統的枝幹耦合器像是直交(90°)分合波器或是鼠競器在3dB耦合下卻有著窄頻，一般小於10%，雖然常用的藍基耦合器(lange coupler)可以滿足寬頻帶與高耦合的要求，但是該結構卻因跳線(bonding wires)複雜可能產生寄生效應而不適用於高頻。利用左手材料的後向傳波特性的特性，可以設計新型不對稱定向耦合器[11]，其頻寬大於50%，並且可以透過改變傳輸線材料中單元的個數或者耦合線的間隙來獲得任意耦合度，甚至可以得到0dB的耦合量，且與傳統的右手不對稱定向耦合器相比，其尺寸大為減小。

最後探討用在導波上的最後一個特性：負的以及零階共振。之前的介紹都是在傳輸線末端接上匹配的附載，若不接上附載而是將它開路(open)或短路(short)，就會產生駐波(standing waves)而變成共振器。傳統右手傳輸線只會有正的共振點，但複合左右手傳輸線卻可以產生負的以及零階共振。零階共振的應用很多，不但可以縮小面積，也可以利用無限大波長的特性做多埠分波器。

2.5.2 輻射及折射應用

最常見的輻射應用就是天線，而利用複合左右手傳輸線可以設計出零階共振天線以及洩漏波天線(leaky wave antenna)。零階共振天線就如同上段所說的利用零

階共振點來做出零階共振天線[12]，且零階共振天線有一個最大的優點就是所佔面積會小很多。由於零階共振天線是在相位常數為零時輻射，其波長為無窮大，並沒有一般微帶天線要二分之波長的限制，其大小只設限於電路單元所需要的電感電容值，所以面積可以大大的縮減。當然也可以利用零階共振做出雙頻天線，利用零階與一階或者利用負一階與正一階。正負一階做出來的天線其兩種特性幾乎完全相同，不論是特徵阻抗、天線場型或者是其他參數，唯獨增益部分負階會較小；而另一項是利用左手材料在平衡條件時，在快波區有能量洩漏的特性而設計成的洩漏波天線。複合左右手傳輸線所構成的洩漏波天線[13]與傳統的相比有兩種獨特的優點，其一為可以工作在主模下。傳統的天線必須工作在高次模，因為傳統的主模一般都是導模，導模是慢波，並不能輻射，為了要建立高次模其電路設計就會更複雜而降低天線效率。其二優點就是可以隨著頻率的改變而從後向到前向在 -90° 至 $+90^{\circ}$ 的範圍內連續掃描，而傳統的天線並不能向後輻射，因為它相位常數大於零，同時也不能側向輻射，因為相位常數為零時群速度也為零。

在折射應用方面，我們知道複合左右手傳輸線可以有負折射的現象，因此可以將它利用在光學方面，設計出負折射透鏡，也可以研究它在微波成像、極化偏振器和極化天線的可能應用。

最後，利用左手材料的特性，可以設計出很多的微波電路，這些電路都具有一些不同於普通同類型微波電路的電磁特性，這些都可以讓我們知道人造傳輸線的應用是非常具有前景的，科學家們也努力往這方面做深入的研究。

第三章 二維無限波長多埠分波器

(2-D N-Port Power Divider Using infinite Wavelength)

3.1 概述

在上一章中，我們已經瞭解了很多複合左右手傳輸線的特性以及應用，在這一章我們將要利用左手材料的無限波長特性，來設計出新型二維無限波長多埠分波器，以應用在下一章的切換波束天線(beam-switching antenna)。在設計分波器之前，首先了解零階共振以及無限波長的原理，因此在本章一開始就先做簡單說明，接著再介紹一個由 T. Itoh 和他的學生所發表的一個無限波長的 N 埠串接分波器，最後根據之前的分波器做一些改造與變化，同樣利用無限波長特性提出一個二維的多埠分波器架構，並將其實現之。所設計的分波器，不但有多埠的功能，比起傳統分波器，也具有縮小化的優點。

3.2 零階共振

3.2.1 原理

在這節先來簡單介紹零階共振的原理以及零階共振器，相關介紹可以參考文獻 [15]。前面章節有提到，要讓一條傳輸線產生共振，必須在傳輸線的兩端設計成開路或短路，透過這些邊界條件使其產生駐波，而具有共振的效果。

為什麼零階共振這麼特別呢？首先來看一般的共振器，傳統右手傳輸線實現的共振器，它的共振條件如下

$$l = n \frac{\lambda}{2} \quad \text{or} \quad \theta_n = \beta_n l = \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \cdot \left(\frac{n\lambda}{2} \right) = n\pi \quad (3-1)$$

$$n = +1, +2, \dots + \infty。$$

其中 l 是共振器的長度，要能夠產生共振必須設計在半波長的正整數倍，或者電子長度 (electrical length) θ 是 π 的正整數倍，我們也可以從式子中發現在一個理想連續分布的傳輸線中存在著無窮的共振點。但是右手傳輸線的電子長度必須是正的，只有非零且正的共振點才能存在，且它的相位常數 β 對頻率的作圖是線性的，所以共振點都會是基頻 ω_1 的諧波(harmonics)，也就是 $\omega_n = n\omega_1$ 。

接著我們看複合左右手傳輸線所實現的共振器。不同於右手傳輸線，複合左右手傳輸線不但可以使相位常數為零，也可小於零，使它工作在左手區域，因此，其電子長度 $\theta = \beta l$ 可以為零或為負，表示共振點將對稱於零點兩側。複合左右手傳輸線的共振條件

$$l = |n| \frac{\lambda}{2} \quad \text{or} \quad \theta_n = \beta_n l = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \cdot \left(\frac{n\lambda}{2}\right) = n\pi \quad (3-2)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm \infty。$$

圖 3-1 為相位常數對頻率的作圖，此為非平衡狀態下的複合左右手傳輸線，所以有帶隙，若是理想連續分布的傳輸線，將存在著無窮多個共振點。它在相位常數為零時有兩個交點，一個是傳輸線兩端開路所決定的，另一個是短路所決定的，但只有一個會產生共振，端看傳輸線的架構為何。

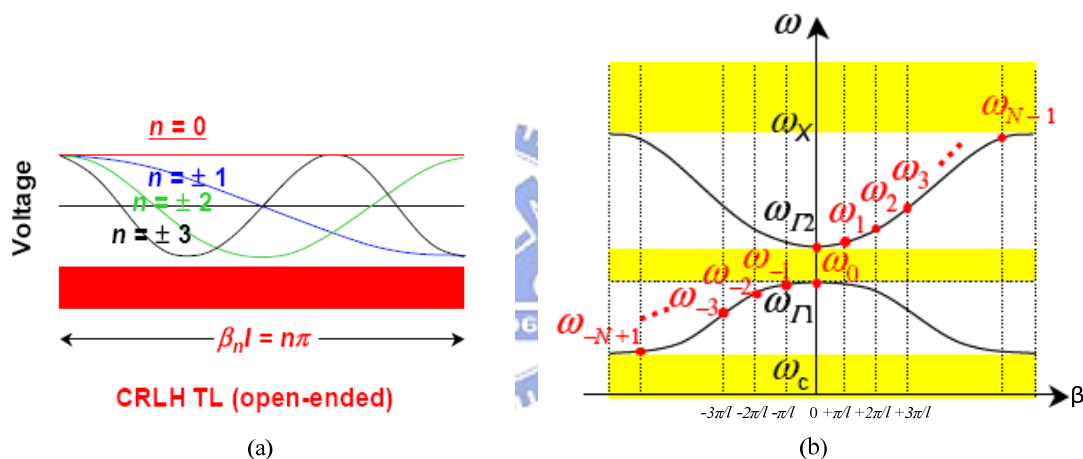


圖 3-1 複合左右手傳輸線所實現的共振器(a)共振型態的場型分布(b)色散圖

(圖取材自參考文獻[14])

最後我們來做一個總結，複合左右手傳輸線共振器有很多不同於傳統右手傳輸線共振器的部分，其不同點可分為四個部分。其一為複合左右手傳輸線有負的($n < 0$)以及零的($n = 0$)共振點，而一般傳統只有正的($n > 0$)；其二是除了零階狀態，每一個共振模態都有一個相對應的負階模態，這兩個相對應的模態($\pm n$)無論是場型分布或是阻抗都會相同，因此可以用這特性來設計雙頻的微波電路；其三是複合左右手傳輸線的色散關係是非線性的，特別是在左手區域內，所以共振頻率不會是諧波，也就是非整數倍；最後一點是最特別的，在零階模態時，波長 $\lambda = 2\pi/\beta$ ，相位常數為零也就意味著波長為無窮大，此時它所相對應的場型分布是相當平坦的，沒有電壓梯度(*gradient*)，所以在零階工作時

與傳輸線的物理長度並沒有關係，因此可以利用這種特性設計出很小的共振器或其他的微波電路。

3.2.2 電路實現

在前面已經簡單介紹了共振的原理，接下來要用等效電路來實現複合左右手傳輸線共振器，利用電感、電容及電阻像上一章一樣將它組合起來，如圖 3-2 所示。理想的複合左右手傳輸線和等效電路所構成的傳輸線有一個很大的不同，那就是前者的頻寬是無窮大的，因此可以有無限多個共振點，但是後者卻有限制的頻寬，所以只存在著有限數目的共振點。假設在無損耗的情況下，也就是電阻為零，導納為零，我們可以從複合左右手傳輸線的色散關係套用 Bloch-Floquet 理論，就可得到共振頻率點，如下式所示

$$\beta_n d = \frac{n\pi d}{l} = \frac{n\pi}{N} = \cos^{-1} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{\omega_L^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega_n^2}{\omega_R^2} - \left(\frac{\omega_L^2}{\omega_{se}^2} + \frac{\omega_n^2}{\omega_{sh}^2} \right) \right] \right\} \quad (3-3)$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N - 1$$

其中 $\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}$ ， $\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}$ ， $\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$ ， $\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$ ，而 d 是電路單元的長度， N 是電路單元的個數。圖 3-3 為等效電路所實現的複合左右手傳輸線共振器的色散圖，由此圖我們可以發現，除了在中間因為不平衡而有的帶隙外，在低頻時有左手高通特性而有低頻帶隙，在高頻時有右手低通特性而有高頻帶隙，這就是等效電路的頻寬限制，一般將這頻寬內的區域稱為布里淵區(Brillouin Zone)。假如共振器是用 N 個電路單元所組成的，那麼便可在布里淵區內找到 $N-1$ 個正共振點，以及 $N-1$ 個負共振點，再加上所謂的零階共振，共可找到 $2N-1$ 個共振點。必須特別注意的是我們用空心結點來表示布里淵區邊緣的點，而那個點並不會產生共振。

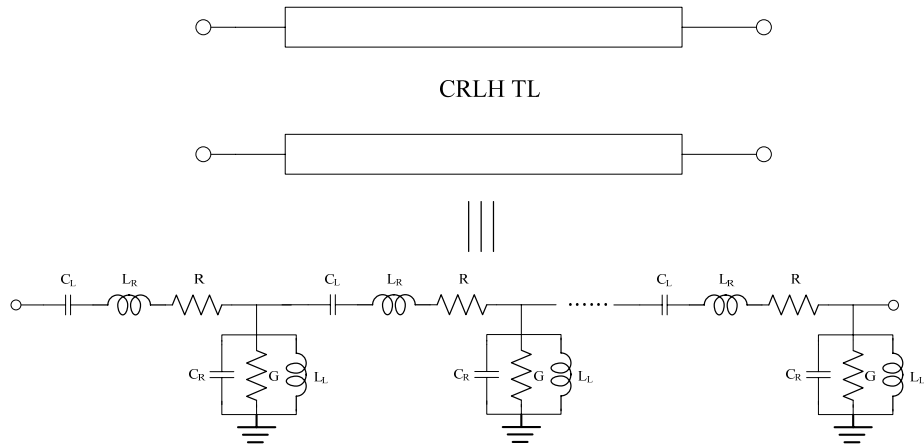


圖 3-2 複合左右手傳輸線和等效電路

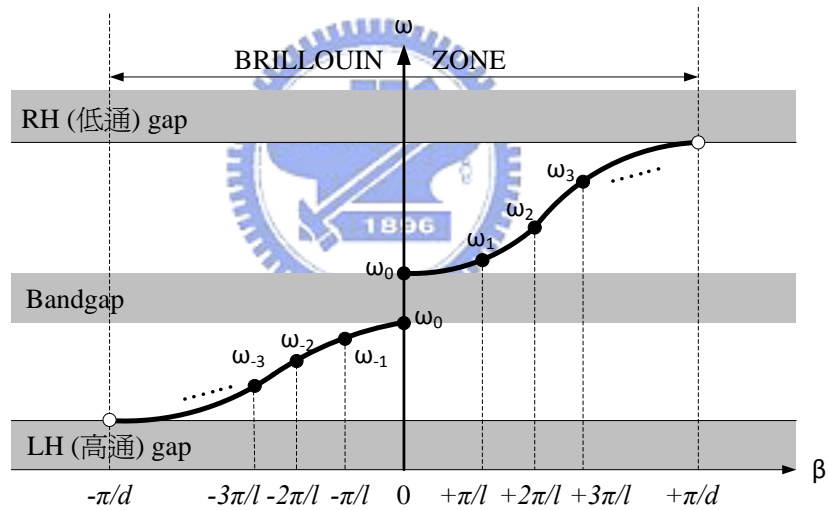


圖 3-3 等效電路實現的複合左右手傳輸線共振器色散圖

3.2.3 零階共振特性

最後來看零階共振的特性。在不平衡的複合左右手傳輸線可以找到兩個零階共振頻率， ω_{se} 和 ω_{sh} 。在共振器中這兩個共振頻率點誰會產生共振，取決於共振器的兩端是開路或是短路，我們將分別討論這兩種情況。

先考慮在共振器兩端開路的情況，如圖 3-4(a)。我們觀察在零階時電路看進去的輸入阻抗為

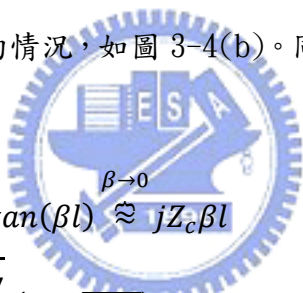
$$\begin{aligned}
Z_{in}^{open} &= -jZ_c \cot(\beta l) \stackrel{\beta \rightarrow 0}{\approx} -jZ_c \frac{1}{\beta l} \\
&= -j \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \left(\frac{1}{-j\sqrt{Z'Y'}} \right) \frac{1}{l} = \frac{1}{Y'l} = \frac{1}{Y'(Nd)} = \frac{1}{NY}
\end{aligned} \tag{3-4}$$

其中 Y 是複合左右手電路單元的導納，若是考慮無損耗情況下，則導納 $Y = j[\omega C_R - 1/(\omega L_L)]$ 。從結果中可以發現，在相位常數為零時，開路端的輸入阻抗是並聯電路中導納的 $1/N$ 倍，只和右手電容與左手電感有關，也就是說在零階時看進去串聯電路被短路，只剩下並聯電路。其中 N 只是一個簡單的整數，並不會影響電納(susceptance)，因此共振器的零階共振將決定於並聯電路中導納所產生的共振頻率，其共振頻率只有一個，

$$\omega_{res}^{open} = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}, \tag{3-5}$$

而串聯電路的阻抗將不會產生共振(ω_{sc})。

再來看共振器兩端短路的情況，如圖 3-4(b)。同樣的我們先觀察在零階時的輸入阻抗



$$\begin{aligned}
Z_{in}^{short} &= jZ_c \tan(\beta l) \stackrel{\beta \rightarrow 0}{\approx} jZ_c \beta l \\
&= j \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \left(-j\sqrt{Z'Y'} \right) l = Z'l = Z'(Np) = NZ
\end{aligned} \tag{3-6}$$

其中 Z 是複合左右手傳輸線電路單元中串聯的阻抗，若是在無損耗條件下，則阻抗 $Z = j[\omega L_R - 1/(\omega C_L)]$ 。根據結果可以發現，在相位常數為零時，短路端的輸入阻抗是串聯電路中阻抗的 N 倍，且只與右手電感及左手電容有關，也就是在零階時看進去只剩下串聯電路，並聯電路被開路了。其中 N 是簡單的整數，並不影響電抗值(reactance)，因此整個共振器在零階共振的頻率將會是串聯電路中阻抗所產生的共振頻率，其共振頻率只有一個，

$$\omega_{res}^{short} = \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \tag{3-7}$$

且並聯電路並不會產生共振(ω_{sh})。若在平衡狀態下，零階共振無論在開路或短路其共振頻率皆相等。

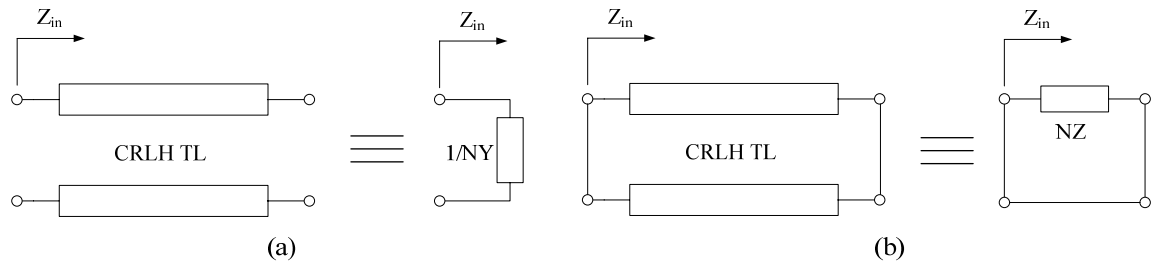


圖 3-4 複合左右手傳輸線零階共振等效架構(a)兩端開路(b)兩端短路

零階共振器有一個特別的性質，無論是在開路架構或是在短路架構，其共振頻率只和電路單元中的右手電容與左手電感或右手電感與左手電容有關，與實際共振器的大小長度無關。因為這個特性，零階共振器可以做得相當小，其整體的大小只取決於電感和電容值。充分利用這個特性，就可以設計出許多比傳統電路還要縮小化的微波電路了。

最後，可以參考T. Itoh和他的學生C. Caloz在[14]中所做的零階共振器，裡面有詳細的原理介紹、模擬以及實作，從論文中也可以發現零階共振器比起傳統共振器還要縮小了61%的面積。當然，零階共振有很多特性，除了拿來做共振器外，還有相當多的應用，例如做零階共振天線，以及下一節將要介紹的多埠分波器等微波電路。

3.3 無限波長的 N 埠串接分波器

在介紹我們所設計的二維無限波長多埠分波器之前，先來看由I. Itoh和他的學生所發表的一個無限波長N埠串接分波器(N-port series power divider)，可以參考文獻[15]。這個分波器是由複合左右手傳輸線所組成，主要是利用零階點提供無限波長的特性，在行波(travelling wave)模式下，可以分出等大小以及等相位的能量，且頻率和輸出埠的數目無關，可以設計出任意N埠的分波器。也因為無限波長的特性，輸出埠的位置並不會影響分波器，因此可以任意選擇輸出埠的位置。

分波器是一個常用的微波電路，在很多系統的前端或者饋入端都需要用到分波器。一般的分波器可分為串接(series)與並接(parallel)兩種型式。在一般的情況下，若需要用到多埠分波器，當輸出埠數目越多，串接分波器比起並接分波器面積較小且較好設計與應用；但在傳統串接分波器上，每個輸出埠之間需要連接彎折線(meander line)以確保相位可以相同，而彎折線的長度是波長的整數倍。因為這些彎折線的存在，會使得整體架構設計變得複雜，且面積會大很多，再加上輸出埠的位置不能隨意設計，間隔必須是波長的整數倍，因此在應用上有些許困難。

在[15]這篇論文中，作者提到利用無限波長的特色來實現分波器。首先要設計出一個零階共振器，如上節所述，找出零階共振點，可以是開路或是短路，再來就能將它設計成無限波長 N 埠串接分波器，如圖 3-5。因為是設計在零階點，相位常數為零，波長就變得無限大，從無限大的波長看進去，我們可以將複合左右手傳輸線看成是一個等電位點(common potential point)或是節點。整個分波器工作在行波(travelling wave)模式下，當能量從輸入埠進去，只要輸出埠的阻抗相同，無論輸出埠的數量或位置為何，能量都將被平均的分配到每個輸出埠，且每個輸出埠都會是等相位的。圖 3-5 是一個設計在 Rogers RT/Duroid 5880 基板上的三埠分波器，串接了八個電路單元，其中基板介電係數是 2.2，厚度是 1.57mm；輸入端有一個耦合電容 1.5pF，目的是為了能夠傳輸最大的能量到輸出埠，而輸出埠和電路單元間則有 0.2pF 的電容阻隔；另外在輸出部分還加上了四分之一波長轉換器(quarter-wave length transformer)來做阻抗匹配。

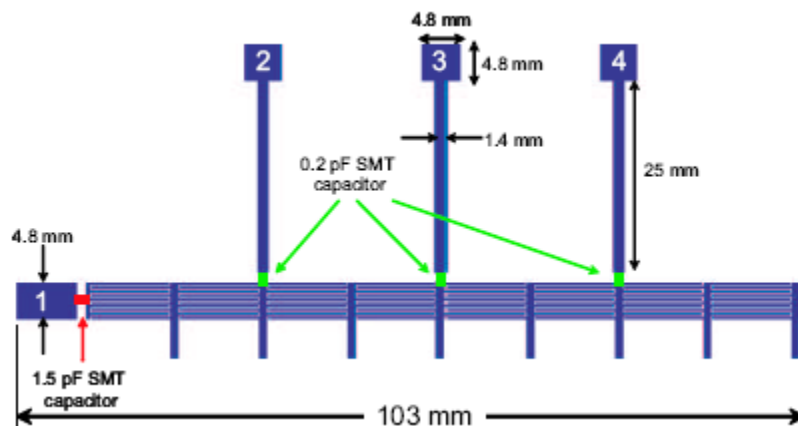


圖3-5 三埠串接分波器架構

(圖取材自參考文獻[15])

圖3-6是圖3-5三埠串接分波器的量測結果，可以發現工作頻率在2.37GHz，圖3-6(a)是能量大小，3-6(b)是相位。其量測的 $|S_{11}| = -10.02\text{dB}$ ，輸出埠部分最大能量差距為0.22dB，最大的相位差為 1.32° ，另外還有因輻射和集總元件電感、電容等的消耗以及基板損耗所造成的能量損失是-1.12dB。無論模擬或實作都可以證實作者的理論是可行的，能夠成功設計出N埠串接分波器，不但面積縮小，且輸出埠位置可以任意設計，工作效能也很好。

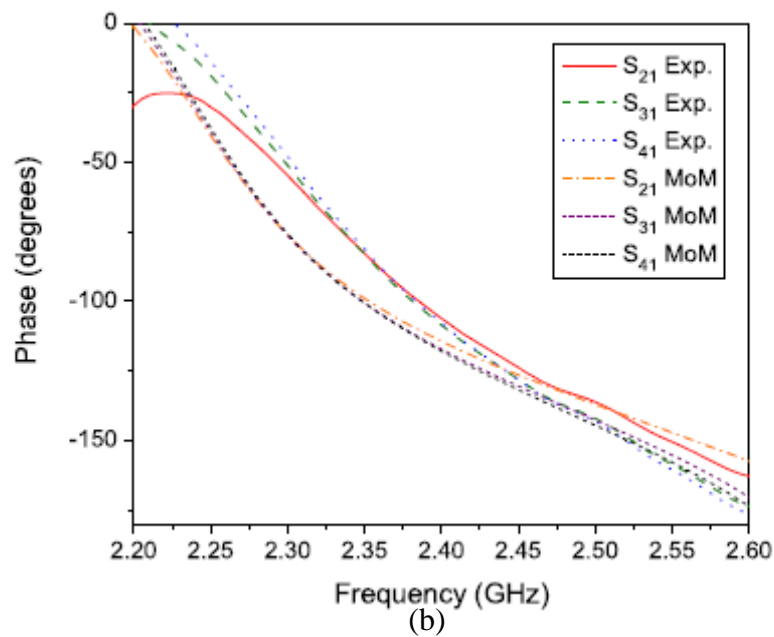
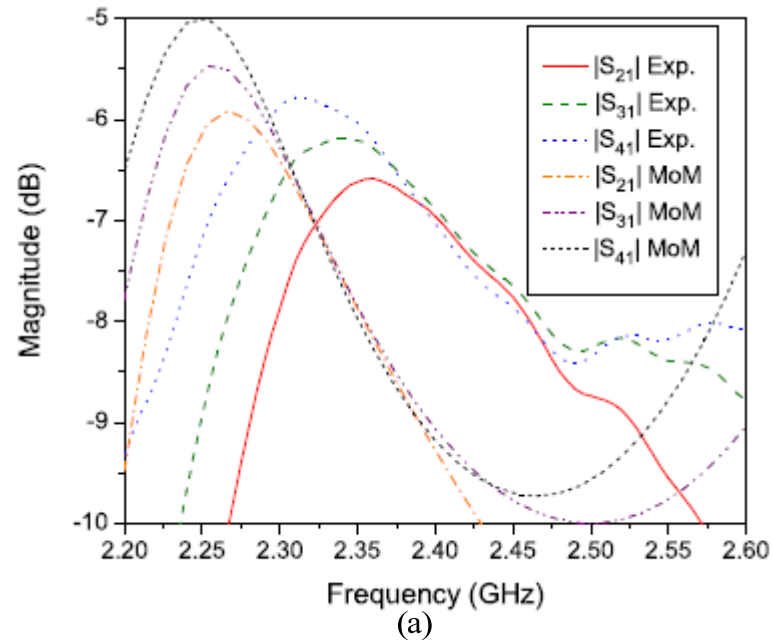


圖3-6 三埠串接分波器模擬與量測結果(a)能量大小(b)相位
(圖取材自參考文獻[15])

3.4 二維無限波長多埠分波器

介紹完前一節的分波器後，接著我們要用相同的原理-無限波長來設計分波器，但不同的是前面所介紹的是一維空間的分波器，我們所需要的不只是應用在一維空間，而是能夠應用在二維空間。要改成應用在二維空間最簡單的作法就是利用彎折線將輸出埠

分配在我們所需要的方向，或是利用一維的分波器將電路單元繞成環型使其輸出埠可以在二維空間，但這樣設計會變得複雜且面積會變大。在此我們不用上述的方法，而是利用第二章所提到的蕈狀結構來實現二維複合左右手傳輸線，利用無限波長的特性來實現所要的二維多埠分波器。蕈狀結構現今主要都是應用在人造磁導與電磁帶隙，而二維複合左右手傳輸線的應用卻是相當稀少，少數利用在設計天線，其主要原因是二維的分析將會變得比一維還來的複雜，且大部分微波電路在一維架構就可以實現，沒有必要用到二維架構，所以目前所看到的都是利用一維架構來做設計的。為了配合後面所要設計的切換波束天線，我們需要設計出一個簡單的二維多埠分波器，之所以會命名為多埠，是因我們在運用時會改變輸出埠的數目，因此不以固定數目來命名。

3.4.1 二維三埠分波器之架構與設計原理

先看圖 3-7(a)(b)，利用簡單的蕈狀結構所設計出的二維無限波長三埠分波器，其中埠一是輸入埠，另外三個是輸出埠。我們是設計在 Rogers RT/Duriod 5880 的基板上，介電係數為 2.2，板厚 1.57mm，圖中 w 的寬度為 14mm， L_T 是 6mm， W_T 是匹配於 50 歐姆的傳輸線為 4.8mm，電容為 0.2pF，金屬接地為 0.6mm*1.57mm。通常一維分波器若要有多個輸出埠，就必須要將多個電路單元串接在一起，但因為蕈狀結構是對稱的，與一維複合左右手傳輸線電路單元不同，對稱的結構有利於將多個輸出埠設計在一個電路單元上，如圖 3-7 所示，只使用一個電路單元就能擁有多個輸出埠，大大縮小了面積。一般情況下，要將左手材料等效成傳輸線，要串接多個電路單元。串接多個電路單元有一些好處，除了前面一維的設計要有多個輸出埠外，也可用來設計天線，為了得到高增益的輻射，通常電路單元越多，面積越大，其輻射增益會越大。當然，串接多個電路單元會使其複合左右手的特性較明顯，整體電路較完整，較不易受到其它電路的影響而破壞複合左右手的特性導致頻飄。但我們所設計的二維分波器，可以將多個輸出埠放在同一個電路單元中，且操作在行波模態下，若要避免輻射，電路單元越少越好，再加上其整體電路簡單，我們只著重在是否操作在無限波長的頻率下，因此一個電路單元即可實現。

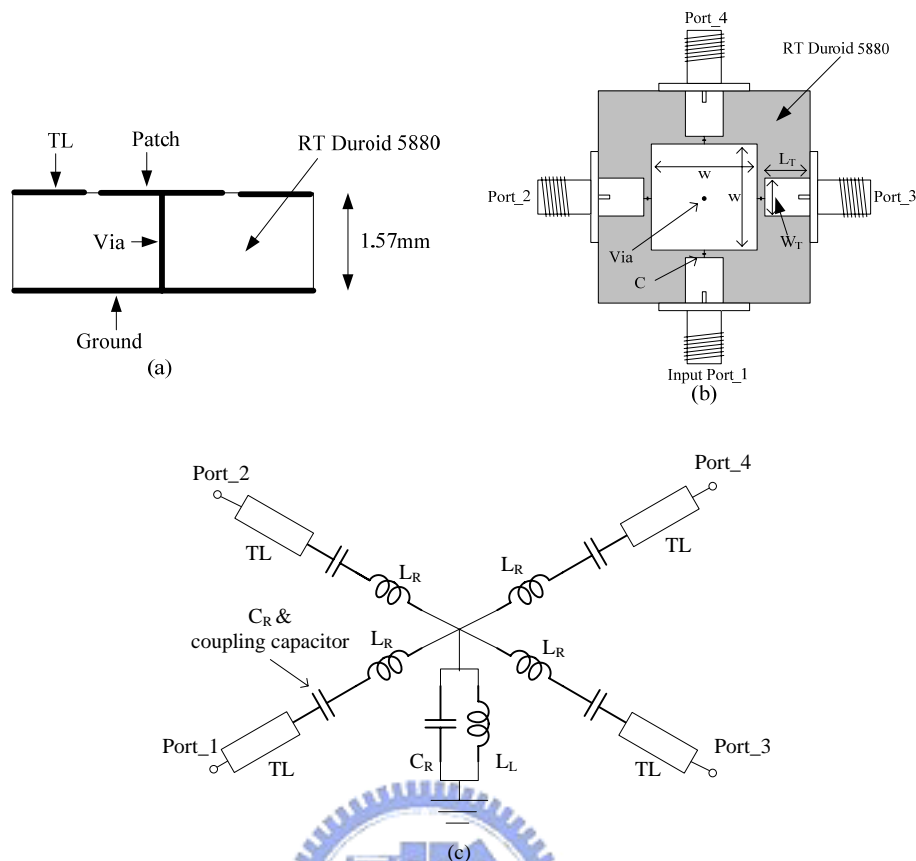


圖 3-7 二維無限波長三埠分波器(a)剖面圖(b)俯視圖(c)等效電路

根據上一章所提我們將等效電路架構找出來，如圖 3-7(c)。我們可以發現由薄片與地之間會產生平行電板的右手電容，金屬棒接地會產生左手電感，這兩者組成並聯電路；薄片上面的電流分佈會產生右手電感，且在每個輸出入埠與薄片間，我們加上集總元件電容來當作左手電容，也可以利用與傳輸線間留間隙來耦合產生電容。我們所加的集總元件電容，除了可以拿來當作左手電容外，也可以把它當作是隔離薄片與輸出入埠間的耦合電容(coupling capacitor)。在我們所設計的電路中，其實左手電容是不重要的，因為我們並沒有要利用它來決定共振頻率，如果將它拿掉，雖然左手特性會消失，也就是在相位常數為負的部分會失效，但零階點依然會存在，還是有無限波長的特性。那為什麼要加上這個耦合電容呢？一般來說，設計一個零階共振器其電路的兩端需要是開路或短路，因此需要在電路中加上很小很小的電容隔開當作開路、亦或是接上一個很小很小的電感到地當作短路。在我們的設計中，主要是利用開路的特性，也就是共振頻率決定於並聯電路的電感電容，所以要加上電容來隔開才会有共振的效果；若沒有加上電容，會發現在色散圖中雖然無限波長頻率依然存在，但是在 S 參數的圖中卻發現零階點並不

會產生共振，也就是零階共振點不在了，如此反射損失(return loss)在我們所設計的工作頻率下會變得相當差，能量打不進去。當然加上這個電容也具有保護的作用，使其電容外所加的無論是傳輸線或 SMA 接頭還是匹配負載不至於直接影響電路單元而導致電路單元被破壞，它具有緩衝隔開的效果。

耦合電容的大小是需要我們思考的一個問題。一般共振器都是加上很小的電容隔開來使其產生共振，其電容值可能為 0.01pF ，在這樣的情況下，可以發現無論是 S 參數或是色散圖，在我們設計的頻率下都相當精準的共振，且零相位常數對著共振點。但是我們知道電容值若很小，就如同開路，其耦合量是相當低的，導通的能量會很少，大部分都被阻擋反彈，能量損耗就相當的嚴重，這對分波器而言是相當嚴重的，是我們所不想遇到的情況；如果電容值非常大，就好像短路，其耦合量很高，能量可以傳遞完全，損耗就低，但卻會發現因為短路，和後面電路接在一起，前面所說的情況就會發生，其零階點並不會產生共振，就算電容值沒有大到如短路一樣，普通的電容值也會使其零相位常數和 S 參數的共振點不一致。也就是說，若工作頻率選在我們共振頻率點下，因為相位常數非零，沒有無限波長的特性，就會導致分波器分出去的能量與相位在每個輸出埠不同，這樣分波器就失去了功能而得不償失。這是因為加了電容後，相位常數並不會有所改變，但是在 S 參數的共振點卻會產生頻飄的問題，隨著電容值的增加而往低頻飄，直到飄到某最低頻率再往高頻飄，飄到某頻率後便趨於穩定而不再變化，因此電容值的選擇必須於傳遞能量大小與零階共振準確間做取捨。在我們的設計中，我們先取一個不會損耗太多能量的電容值，其值大約為 0.2pF 到 1.5pF 之間，再利用外加的傳輸線長度來改變相位，使其 S 參數的共振點與零相位常數兩者一致，這樣我們所設計的分波器不但能量損耗低，也確實工作在無限波長的特性下。

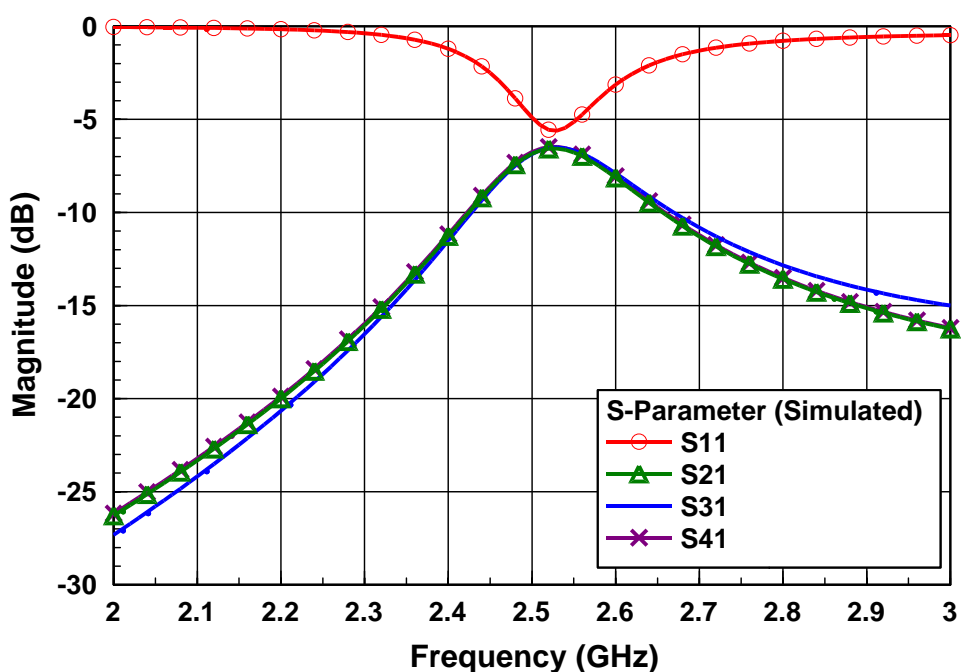
接著來看我們所設計的二維無限波長三埠分波器有什麼特色。除了前面所提到的它是二維架構，為了配合後面的應用之外，最主要的特色就在於無限波長。無限波長的好處有很多，讓我們一一解釋。在我們所設計的二埠分波器其實是屬於並接分波器，輸出埠設計在同一個電路單元上，但這樣的設計比起傳統並接分波器有何優點呢？首先是傳統並接分波器，在輸出埠多的時候，它的設計就會變得比較複雜且面積大，但是我們所設計的二維無限波長三埠分波器其面積卻是很小的，整體面積約 $2.7\text{cm} \times 2.7\text{cm}$ ，主要是因為我們利用了零階點的特性，頻率只決定於並聯電路的電感電容，

$$f_{sh} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C_R}} \quad (3-8)$$

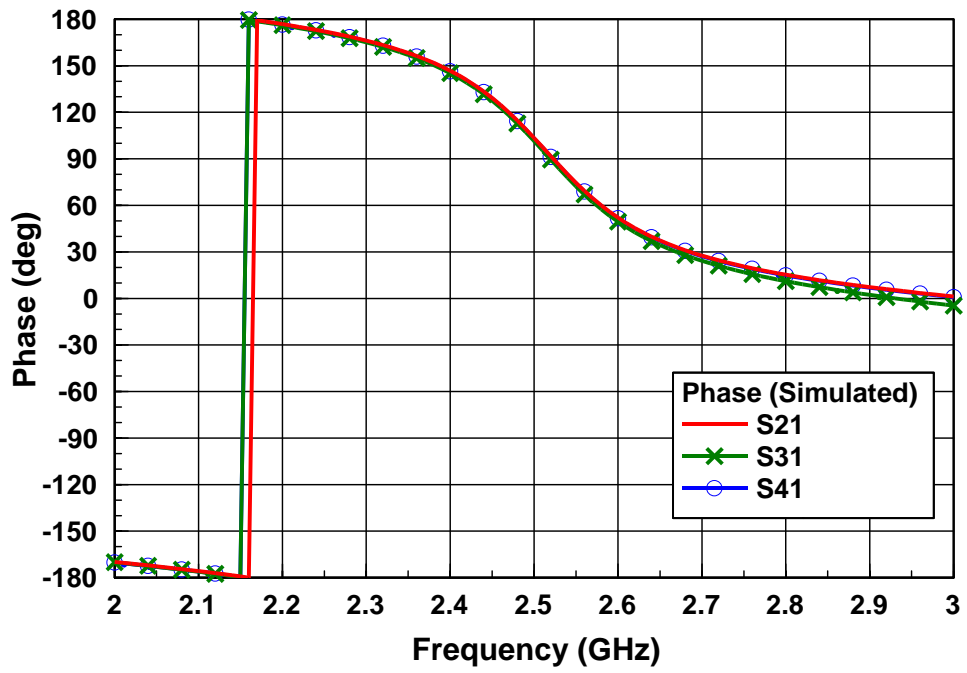
且因為二維架構，輸出埠已分配在四個方位，相差 90 度，距離足夠，彼此不會互相干擾，不用像傳統一維架構需要另外用彎折線將輸出埠分開，這樣面積理所當然會減小很多。此外，在傳統並接分波器中，若要得到同大小同相位的能量，每個輸出埠與輸入埠間的距離就要相等，但是在無限波長的特性下，只要每個輸出埠的阻抗相同，不需要考慮輸出埠位置與距離，能量進去就可以平均分配到每一個輸出埠，且相位相同，在我們的設計中其輸出埠與輸入埠的距離就不相等，利用這種特性來讓分波器能正常工作。再者因無限長的波長，整個葦狀結構可看作是一個節點，當我們希望改變輸出埠的數目時，傳統的分波器必須將沒有使用到的輸出埠接匹配電阻，使其能量消耗掉，如此分波器才能夠正常工作。若不接匹配電阻而讓它直接開路的話，電流就會流到開路端，使整體匹配電路被破壞且反射損失相當的差，甚至能量因開路端而不知流向，導致分波功能失效，整個電路不能正常工作，或者會產生很嚴重的頻飄問題，不能在原本頻率順利工作；但若在我們設計的分波器中，當改變輸出埠數目時，沒利用到的輸出埠不接任何匹配電阻而將它直接開路，開路端就形同斷路，能量只往有接負載的輸出埠流，開路端並不會有所影響。也就是說，當只接一個輸出埠，其他開路，那能量就全都流到一個輸出埠，其它輸出埠開路不會影響，不但可以正常工作，能量也不會損失；若接兩個輸出埠，剩一個開路，那能量就會平均分配給兩個輸出埠，且同相位；同理三個輸出埠也是一樣的。這就是我們所設計的二維無限波長多埠分波器的最大特點，可隨意利用開路來改變輸出埠的數目而不需接匹配電阻來損失能量，它會自動平均分配能量，輸出埠的位置也可以自行設計，不需要在相同距離的地方。除了輸出埠數目的不同，需要的匹配要稍做調整外，基本上都是可以正常工作的。

介紹完架構、理論以及特性後，再來要觀察模擬結果以驗證我們的想法與理論是正確的。本設計之分波器是應用由 Ansoft 公司所出的電磁分析軟體 HFSS 來分析模擬，圖 3-8 為模擬結果，附了很多張圖，分別為三個輸出埠的能量大小與相位(a)(b)、兩個輸出埠一個埠開路的能量大小與相位(c)(d)以及一個輸出埠另外兩個埠開路(e)，因怕圖太多而混亂失去焦點，這裡只截取其中幾個圖來做驗證。從模擬圖的結果中可以發現，所設計的二維無限波長三埠分波器工作頻率是在 2.52GHz 附近，能量平均分配於輸出埠，輸出能量大小相同，相位也相同，開路並不會影響其工作，可以視而不見，能量只往輸

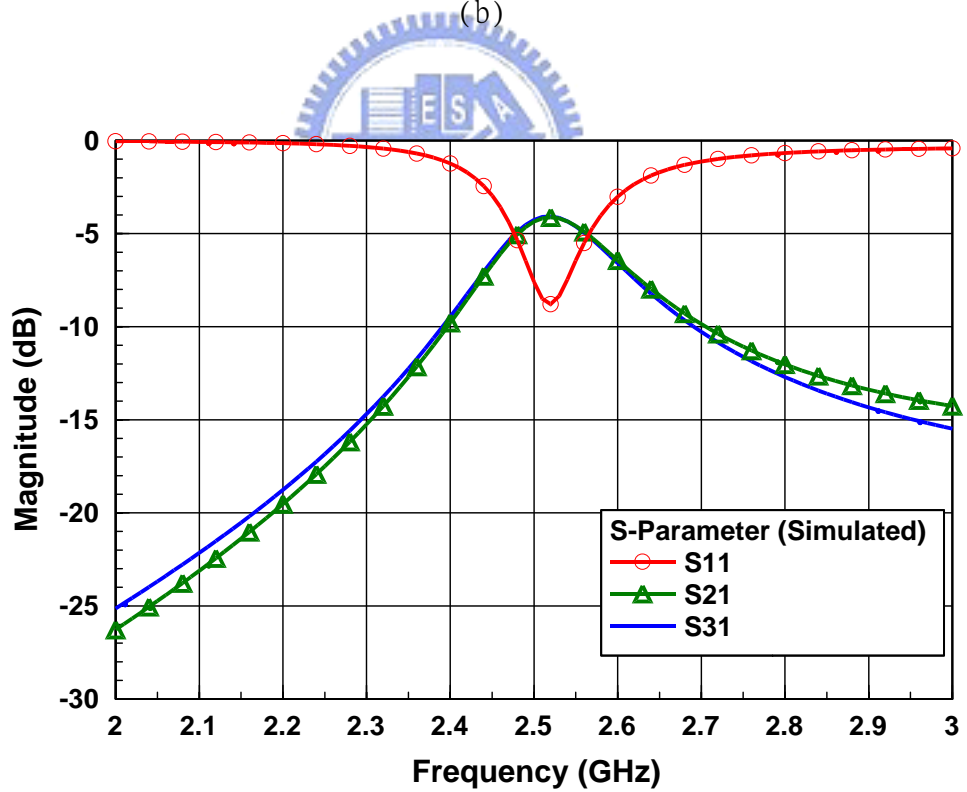
出埠流去；而輸出埠的數目會影響到匹配好壞，但是並不會影響到工作頻率，因為前面有說到頻率只受並聯電路的影響。由於這個分波器並不是設計匹配於三個輸出埠，而是匹配於一個輸出埠，所以圖 3-8(a)的反射損耗並沒有很好，在此我們只是為了驗證其理論是正確的，因此並沒有多加做匹配電路。最後來看這個設計的能量損耗，大約是 1dB 多，其損耗的原因可能是電感電容的消耗、基板的損失、匹配的好壞、蕈狀結構在零階點可能產生輻射等。這些模擬結果足以驗證我們所設計的二維無限波長分波器是可行的。



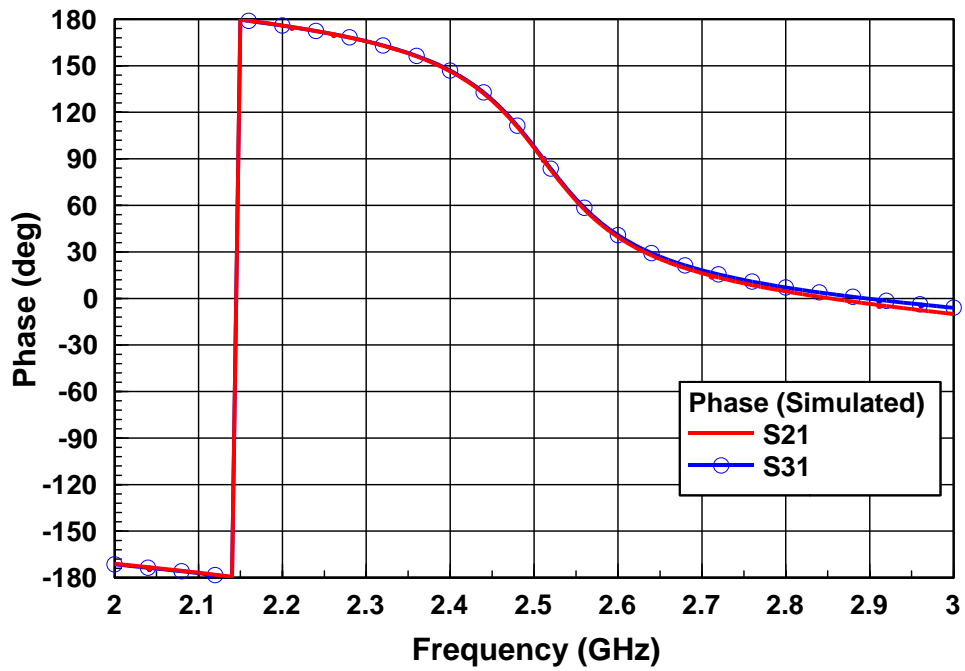
(a)



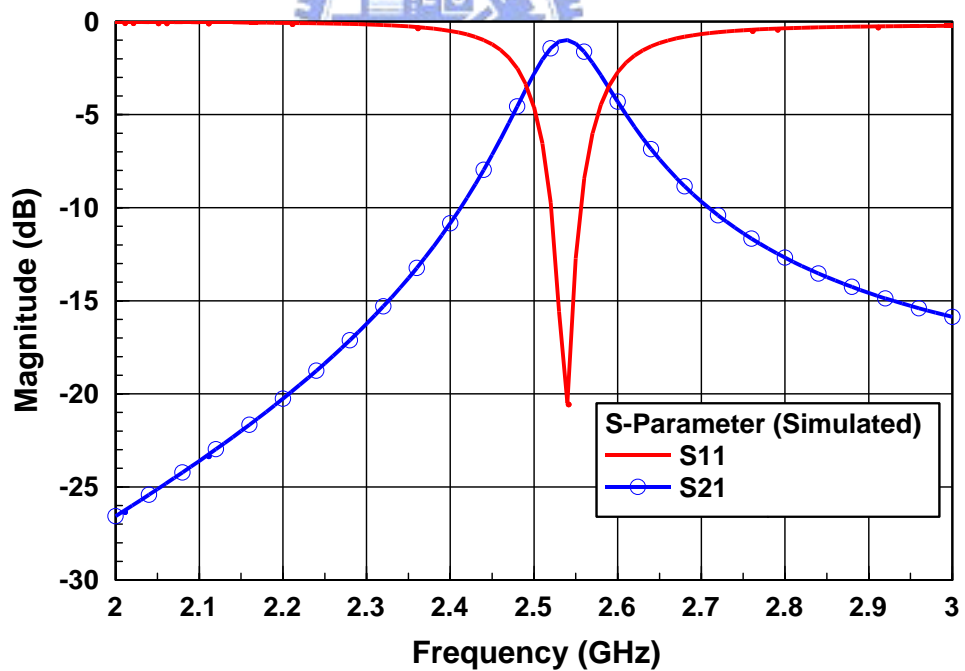
(b)



(c)



(d)



(e)

圖 3-8 二維無限波長三埠分波器(a)三輸出埠的能量大小(b)三輸出埠的相位(c)兩輸出埠一開路的能量大小(d)兩輸出埠一開路的相位(e)一輸出埠兩開路的能量大小

3.4.2 二維四埠分波器

前面小節已成功設計了二維無限波長三埠分波器，但這樣的分波器在我們的應用是不足夠的。我們的目標是設計出一個切換波束天線，可切換波束方向於整個平面，掃描三百六十度，但上節所設計的三埠分波器只能掃描半個平面，也就是一百八十度。為了要能夠掃描整個平面，我們需要設計出二維四埠分波器，且四個輸出埠的位置要在正四個方位，也就是輸出埠之間相差九十度。這樣的設計並不困難，我們利用上節的原理與架構，再做一些調整與變化即可達到，參考圖 3-9，這就是我們所設計的二維無限波長四埠分波器。

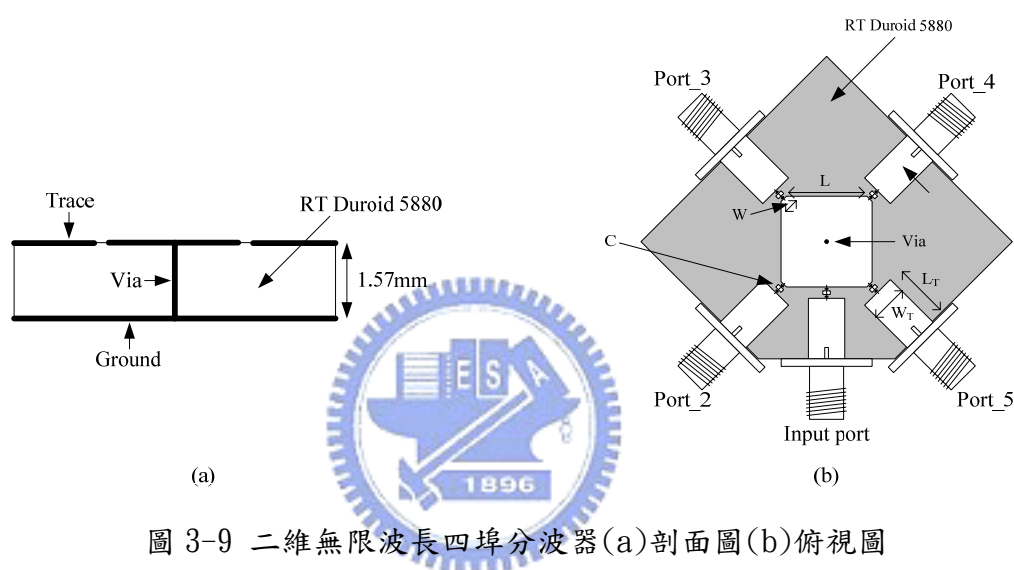


圖 3-9 二維無限波長四埠分波器(a)剖面圖(b)俯視圖

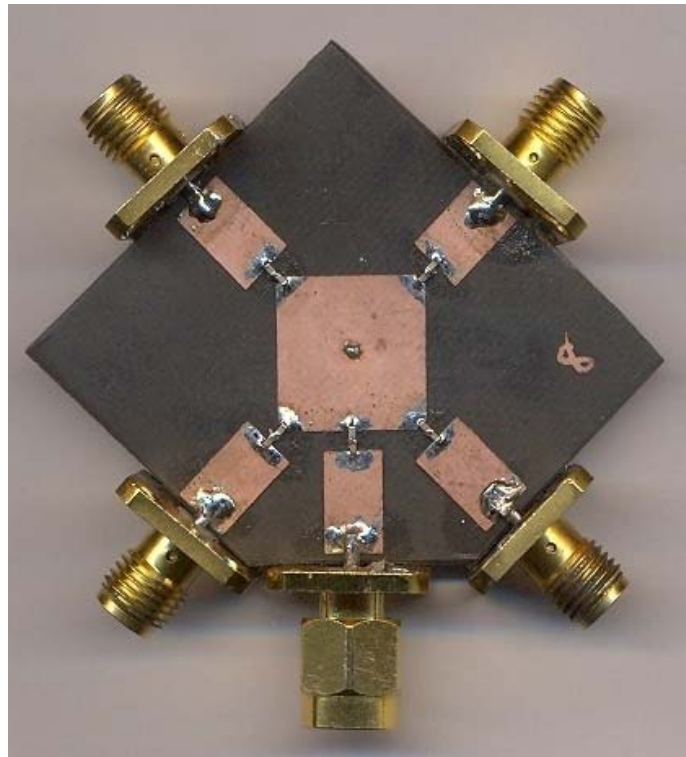
同樣的利用對稱的結構，因對稱結構有利於多埠設計與分波效果，將原本的結構稍作修改，除了改變埠的位置外，還在邊上多做了截角，截角的目的是為了做匹配，以及方便將輸出埠放置在同一電路單元上，當然截角也會改變薄片面積，因而稍微影響到工作頻率。所設計的分波器是利用 Rogers RT/Duroid 5880 的基板，其基板厚度為 1.57mm，介電係數為 2.2，整體面積小於 35mmX35mm，比起傳統多埠分波器小很多。其它分波器上的相關參數請參考表 3-1。

	Patch parameters		TL & capacitor			Via	
對應圖表	L	W	L _T	W _T	C	radius	height
圖 3-9	8.77mm	0.55mm	6mm	4.8mm	0.34pF	0.3mm	1.57mm

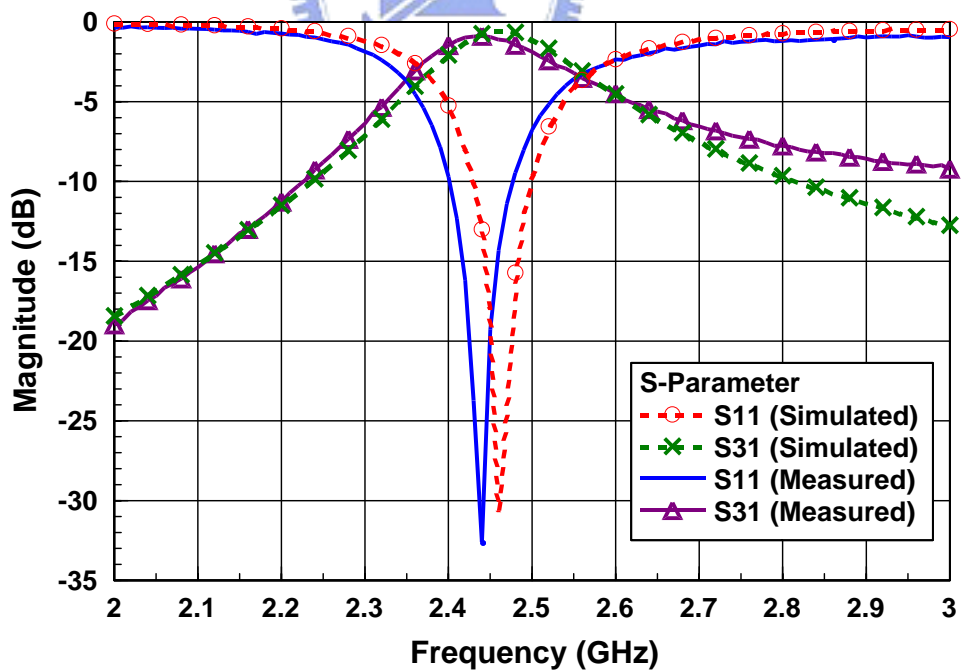
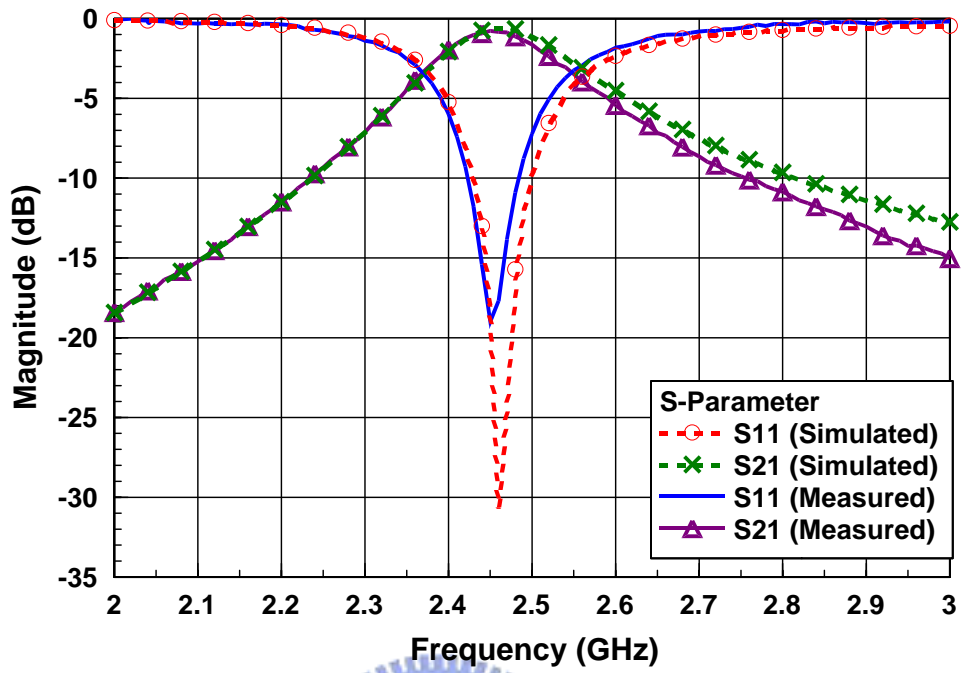
表 3-1 二維無限波長四埠分波器之相關參數

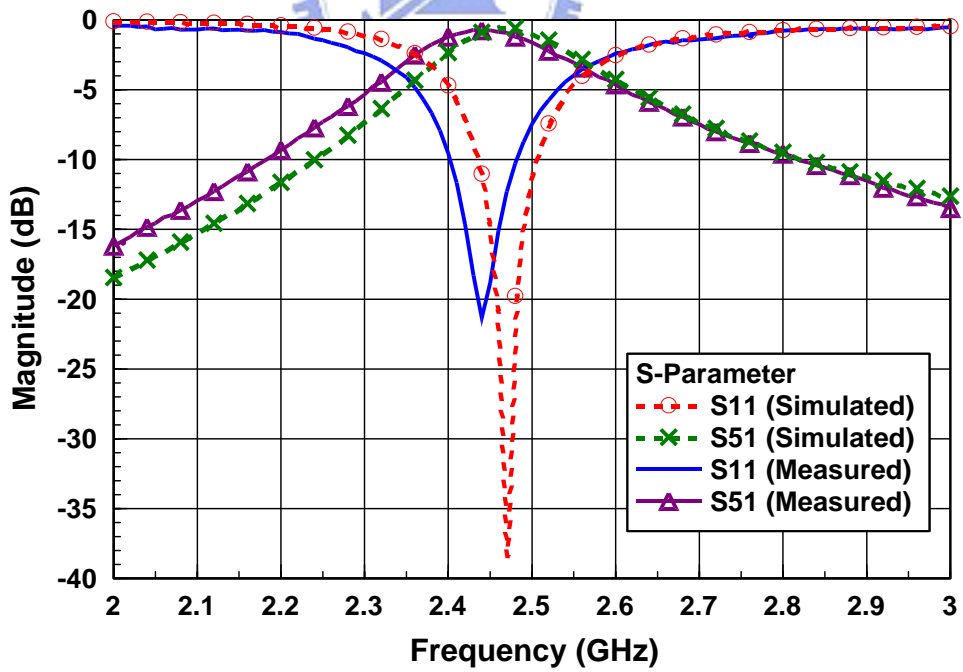
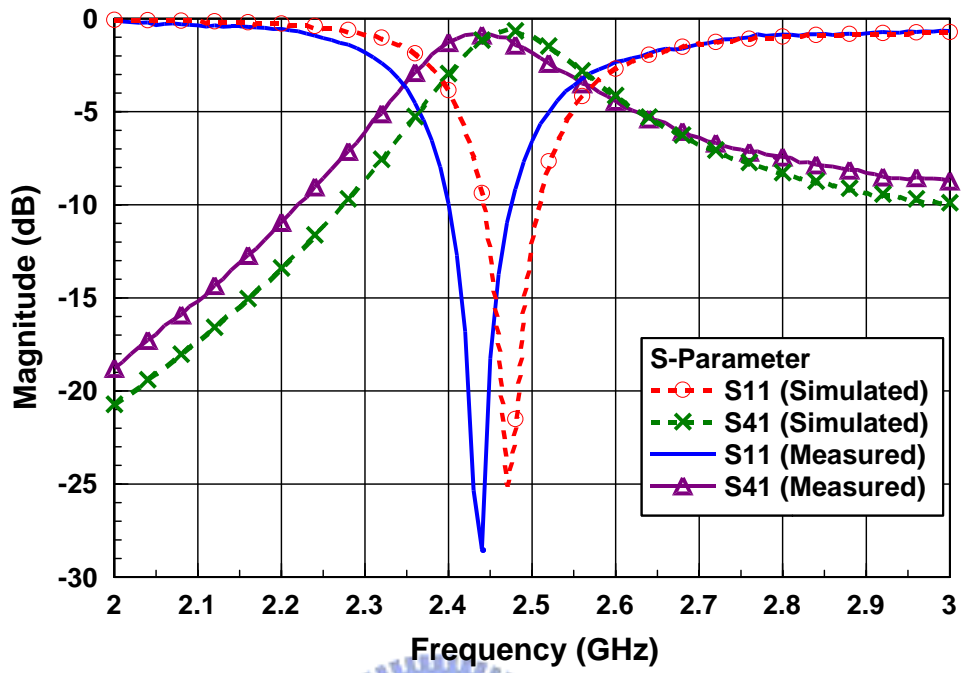
3.4.3 模擬結果與實作量測

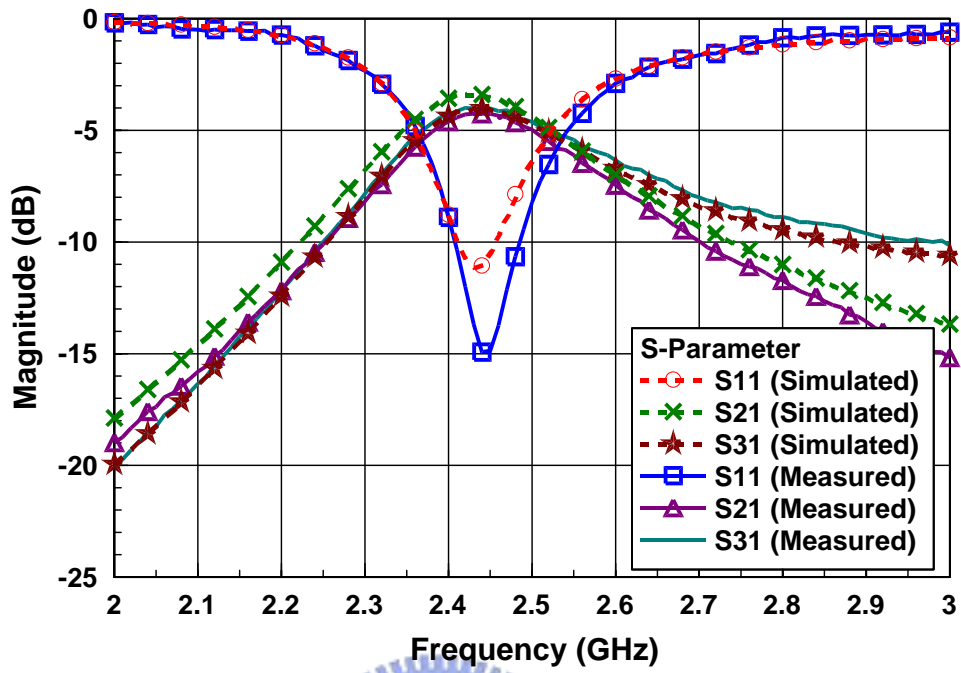
前面介紹完整個二維無限波長四埠分波器的原理以及架構後，接著來看模擬以及實作結果，來驗證分波器的性能。我們將分波器的工作頻率設計在 2.45GHz，這是屬於 ISM 頻段。考慮在之後的切換波束天線應用，我們只需要觀察只有一個輸出埠時，以及輸出為相鄰兩個埠的情況。當只有一個輸出埠時，則能量就全部集中給單一輸出埠；當輸出為相鄰兩個埠時，要看到兩個輸出埠得到等大小且等相位的能量。我們將匹配設計於一個輸出埠時，因此在只一個輸出埠時反射損失相當好，但在有兩個輸出埠時也能同時兼備，一樣能具有小於-10dB 的反射損失，可以正常工作，能量不會損耗太大。本設計是應用由 Ansoft 公司所出的電磁分析軟體 HFSS 來分析模擬，而實作量測則是以 HP8720 網路分析儀來進行散射參數對頻率的數據量測。



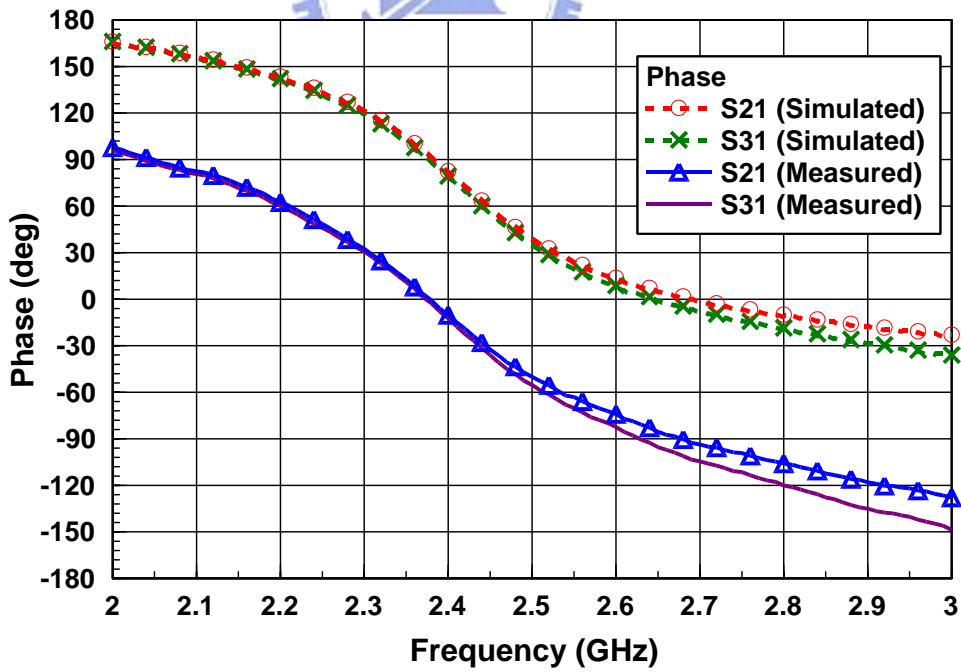
(a)



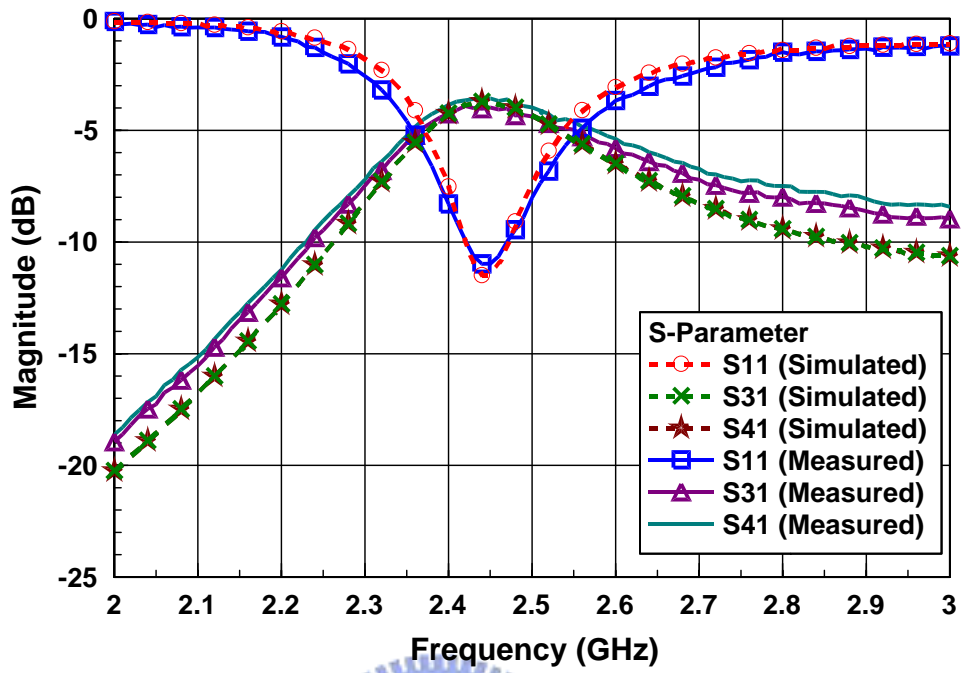




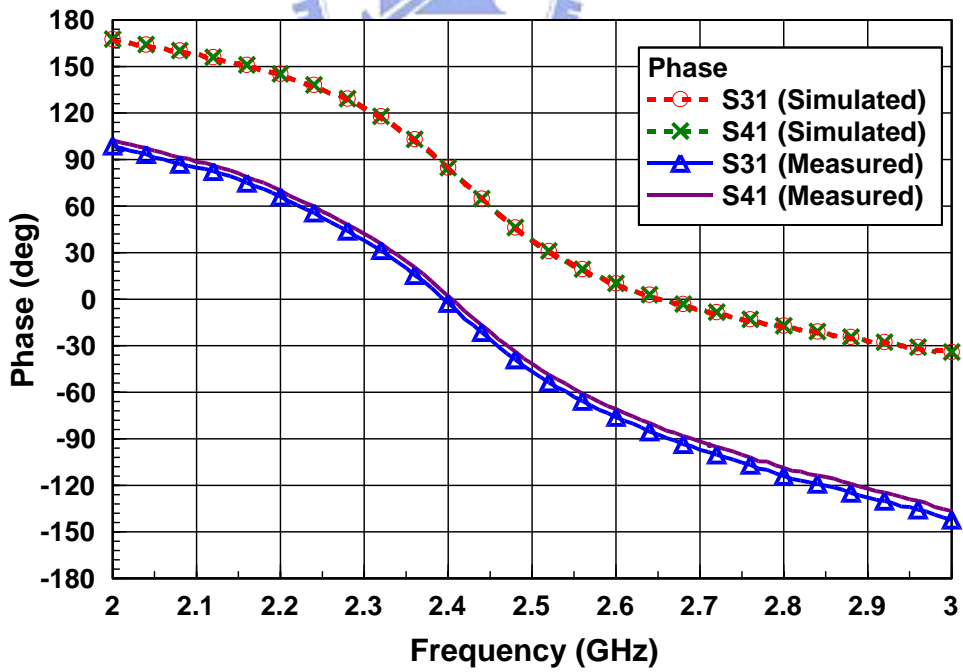
(f)



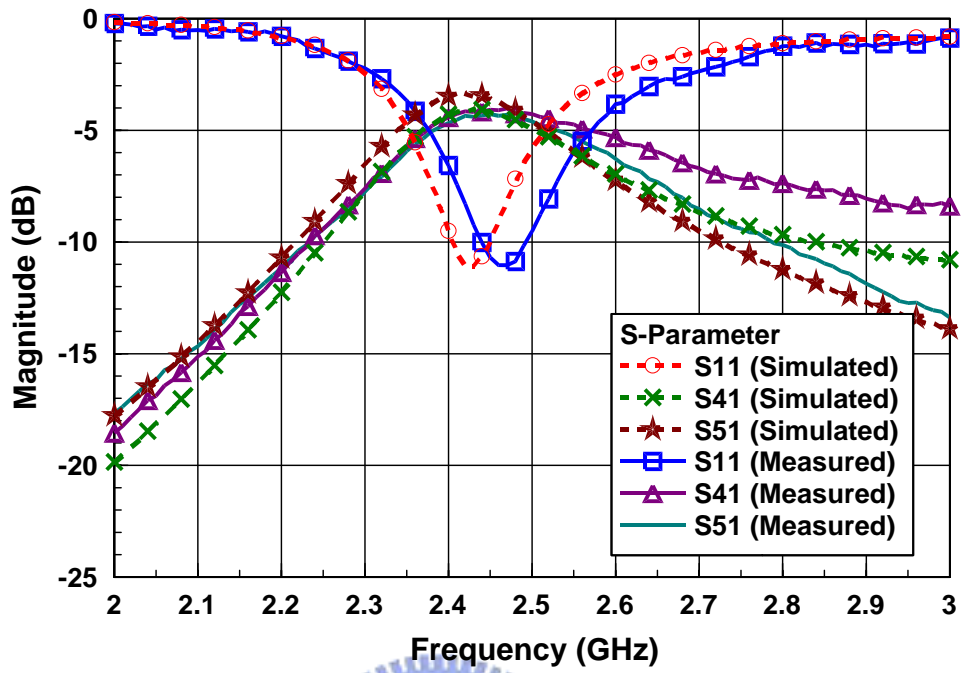
(g)



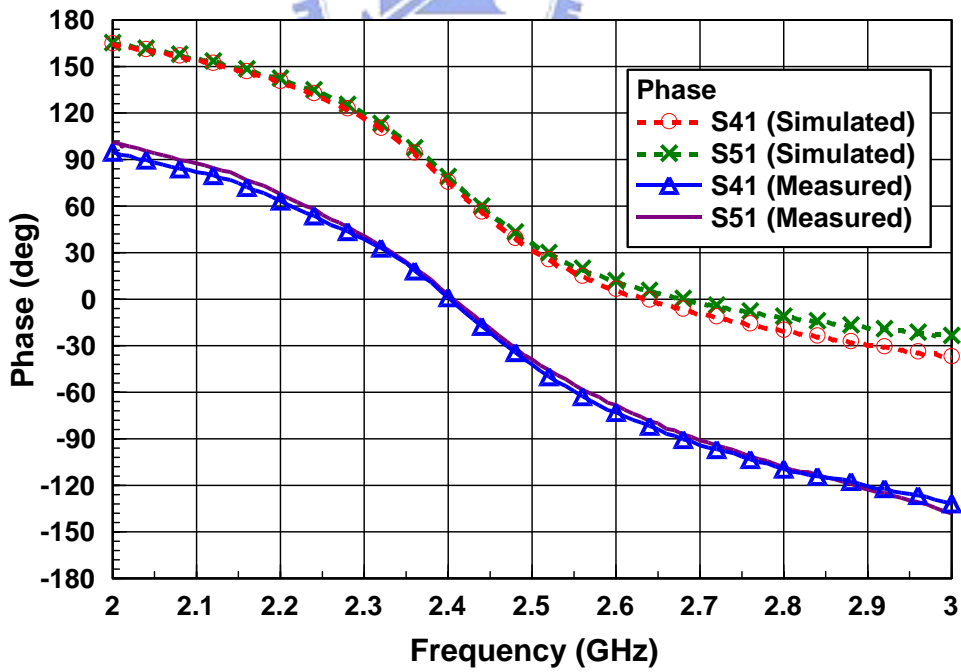
(h)



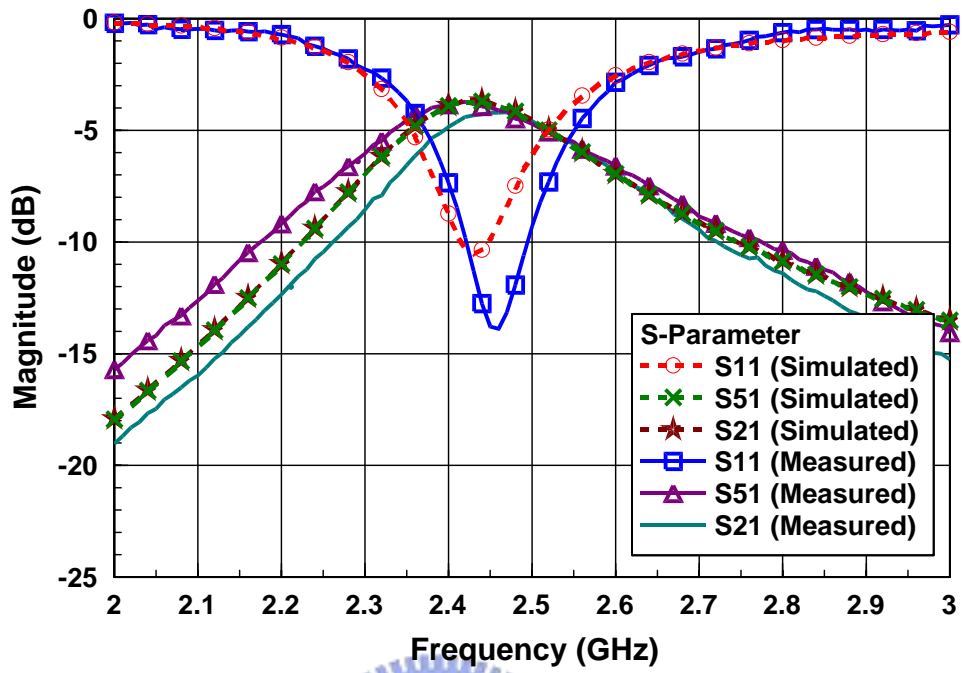
(i)



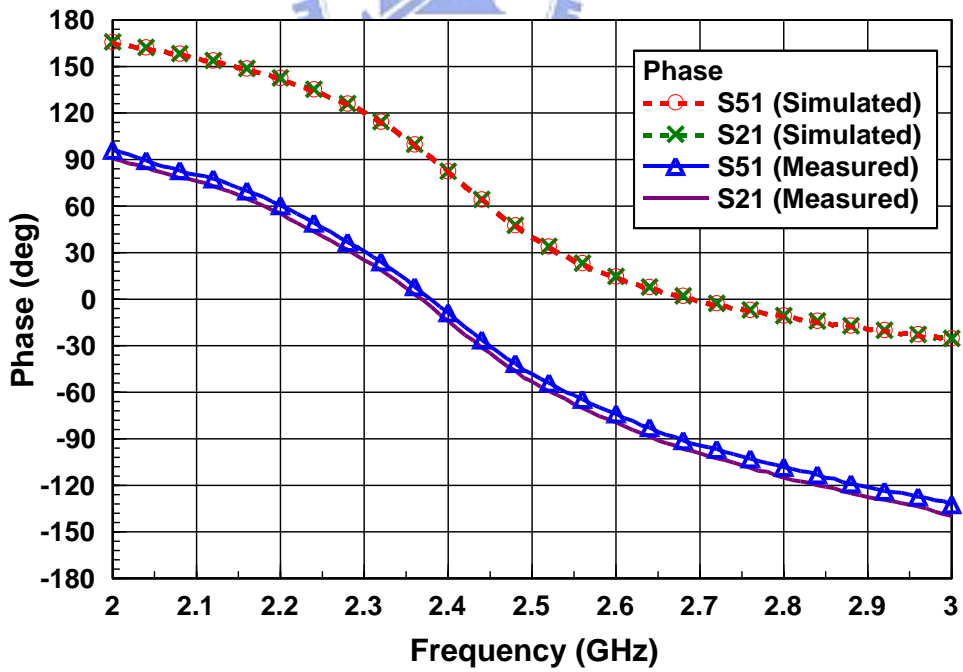
(j)



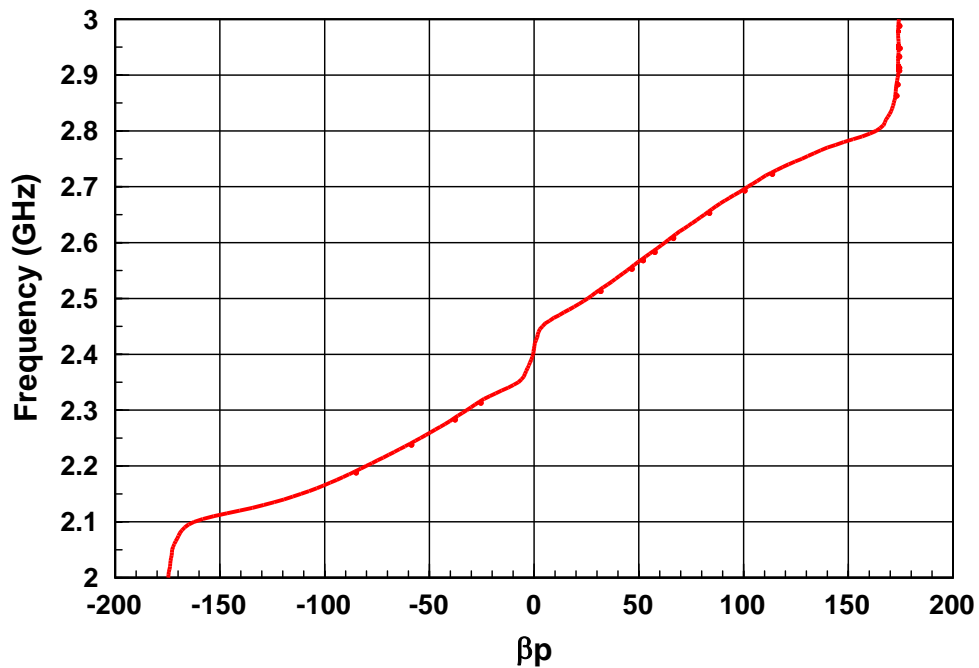
(k)



(1)



(m)



(n)

圖 3-10 二維無限波長四埠分波器量測圖(a)實作圖(b)埠 2 輸出的大小

- (c)埠 3 輸出的大小(d)埠 4 輸出的大小(e)埠 5 輸出的大小(f)埠 2 和埠 3 輸出的大小
 (g)埠 2 和埠 3 輸出的相位(h)埠 3 和埠 4 輸出的大小(i)埠 3 和埠 4 輸出的相位
 (j)埠 4 和埠 5 輸出的大小(k)埠 4 和埠 5 輸出的相位(l)埠 5 和埠 2 輸出的大小
 (m)埠 5 和埠 2 輸出的相位(n)一個埠輸出的色散圖

圖 3-10(a)是實作圖，而圖 3-10(b)(c)(d)(e)分別為一個輸出埠時的四個埠輸出，我們觀察 S_{11} 與 S_{21} 的散射參數，圖中包含了模擬與實作的結果。圖 3-10(g)(h)(i)(j)(k)(l)(m)為兩個相鄰輸出埠時的情形，我們分別看它的反射損失以及兩個輸出埠的介入損失(insertion loss)，當然也要看兩個輸出埠的相位。從圖 3-10 中可見，設計的工作頻率落在 2.45GHz 附近，其中為了修正實作所造成的頻飄效應，微帶金屬薄片的長度 L 由模擬之 8.77mm 修正為量測所使用的 8mm，修正後的實作與模擬相當接近。由結果可知，無論模擬或實作，其輸出的反射損失都小於 -10dB，且兩個埠輸出時大小相位都差不多，實作時最大能量差為 0.25dB，最大相位差為 4.9° ，分波器可順利工作；而我們所設計的分波器損耗大約為 1.2dB，其造成的原因可能是電感電容值的消耗、基板的損耗、蕈狀結構的輻射，以及兩個輸出埠時的匹配問題。模擬與量測得到

一致的結論，足以佐證我們的設計是可行的，此二維無線波長多埠分波器能夠順利工作。最後圖 3-10(o)是實作所得到的色散圖，為相位常數 β 對頻率的關係，我們只取一個輸出埠時的圖來做參考，可以發現在靠近我們設計的工作頻率 2.45GHz 時，其相位常數接近零，證實所設計的分波器的確是工作在無限波長的頻率下。最後我們將所設計的二維無限波長四埠分波器的量測結果整理在表 3-2。

導通一個輸出埠	埠二		埠三		埠四		埠五	
介入損失(dB)	-0.76		-0.89		-0.85		-0.75	
導通相鄰輸出埠	埠二和埠三		埠三和埠四		埠四和埠五		埠五和埠二	
介入損失(dB)	-4.25	-4.05	-3.98	-3.77	-4.27	-4.07	-4.12	-4.37
相位(deg)	-32.4	-36	-25.9	-21	-21.6	-18.9	-34.8	-30.4

表 3-2 二維無限波長四埠分波器之量測效能表

3.4.4 萃取等效電路

在這一小節中我們要探討如何萃取出等效電路，有了等效電路做驗證，我們的理論與設計才會更完整。首先來看圖 3-11，如同前面介紹，將所設計的分波器等效架構排列出來，這些都是由電感電容所組成的，每個輸出入埠間還有一小段的傳輸線。我們將透過一些簡單的數學運算，將等效電路的電感電容值萃取出來，再透過觀察散射參數是否相同來做根據，搭配相位常數對頻率的色散圖，來驗證所萃取出來的等效電路是否正確，如此也可以觀察到所設計的分波器是否工作在無限波長的頻率下。

在介紹如何萃取等效電路之前，要先知道如何取得相位常數對頻率的色散圖。從式子(2-1)中可以知道傳播常數與電路間的關係，其中傳播常數包含了衰減常數與相位常數。一個電路我們可以經量測得知它的散射參數，再透過數學運算，便能利用散射參數來表示出傳播常數，取其虛部就能得到相位常數對頻率的關係，參考式子 3-9

$$\beta_p = \cos^{-1} \left(\frac{1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \right), \quad (3-9)$$

透過這個式子就可以從任意電路中得到所要的色散圖。

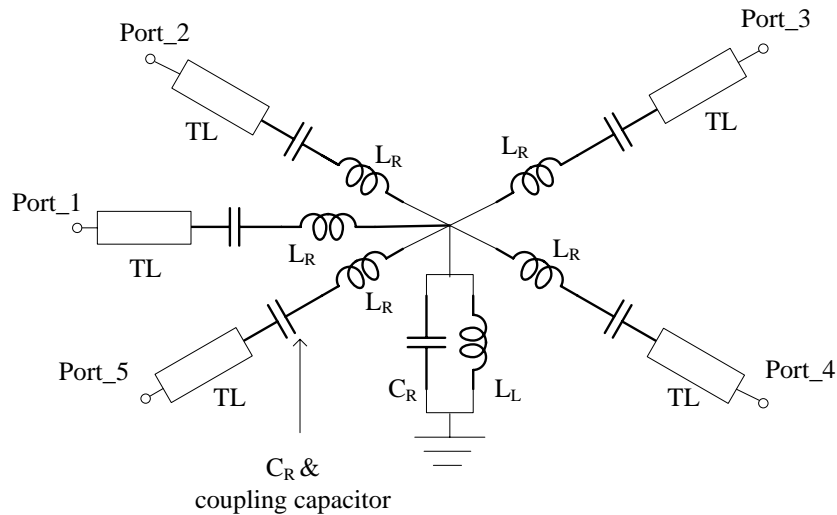


圖 3-11 二維無限波長四埠分波器等效架構

我們只先考慮在一個輸出埠的情況下。在萃取之前，先來看圖 3-12，它是由簡單的電路所組成，其共振頻率決定於並聯電路中的電感電容。若在電路的兩旁，也就是在耦合電容之外加上匹配的傳輸線，並任意的改變傳輸線長度來觀察其影響，我們會發現傳輸線的長短並不會影響反射損失的共振頻率，圖還是和原本一樣，但是卻會影響相位，所以色散圖會有頻飄的現象。同樣的情形，在我們設計的二維無限波長四埠分波器中，理論上共振頻率只決定於中間薄片的等效電感電容，傳輸線並不會影響反射損失，但我們卻發現事實不然；當改變傳輸線長短時會使共振頻率產生頻飄，若傳輸線越長，共振頻率就越低頻，參考圖 3-13。這是為什麼呢？其原因是受到開路端的傳輸線所影響。雖然開路端的輸出埠並不會影響能量傳遞，可是傳輸線上依然會有電流流過，所以整體看進去的電路單元會把開路端的傳輸線影響一起算進去，因此產生頻飄，且傳輸線越長，其寄生與等效電容電感也越大，頻率就會越低，這也就是為什麼在模擬中，兩個輸出埠與一個輸出埠的共振頻率會有些微頻飄。

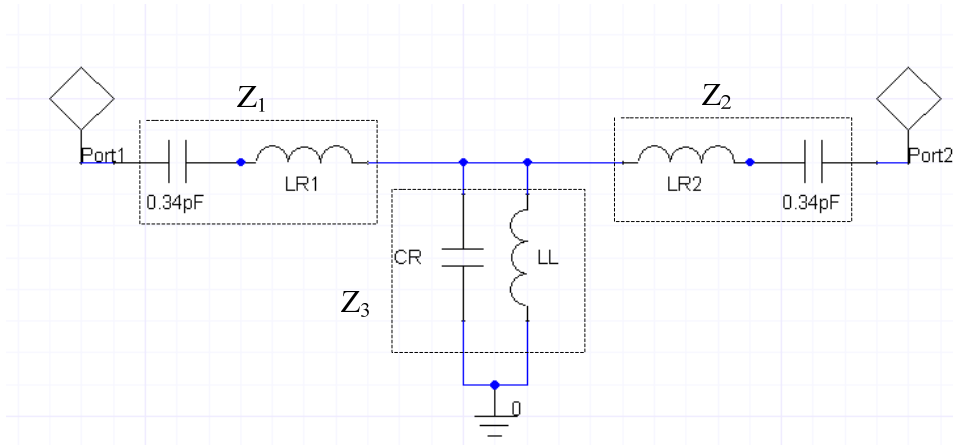


圖 3-12 分波器簡化等效電路

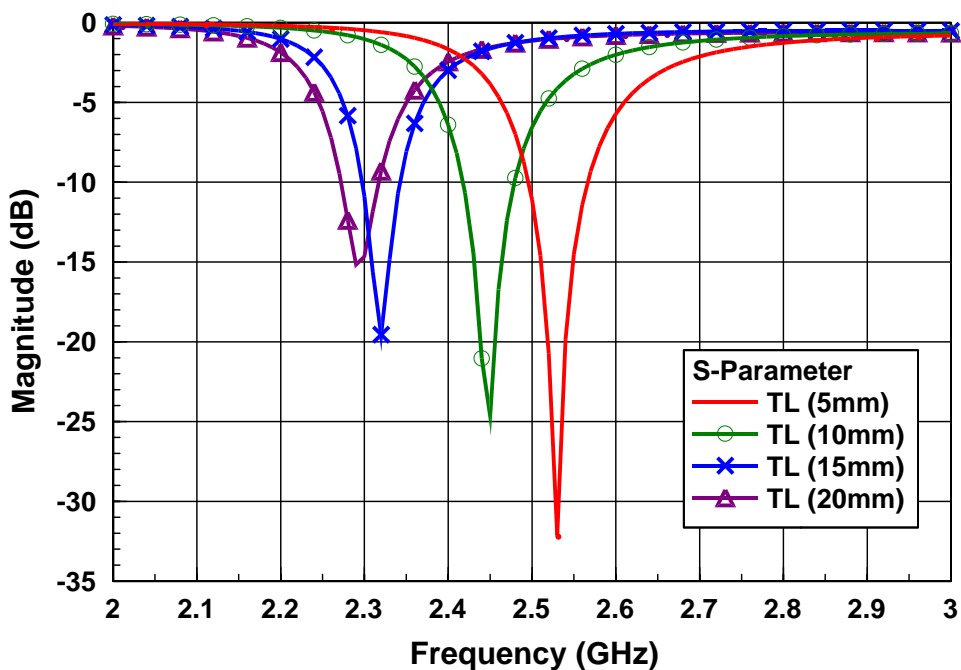


圖 3-13 共振頻率隨傳輸線長短頻飄圖

我們先將電路作簡化，把開路端的輸出埠都拿掉，包含開路端的耦合電容與傳輸線，最後再來考慮。拿掉之後便可發現剛剛上面所提到情形，傳輸線的長短並不會影響共振頻率，只會影響相位。確定傳輸線並不會影響共振頻率後，我們再簡化將輸入埠與輸出埠的傳輸線拿掉，就是所謂的反嵌入(de-embedded)，將焦點集中在蕈狀結構的等效電路。拿掉之後最後就剩下輸入埠直接接到耦合電容，經過截型的蕈狀結構，再接上耦合電容到輸出埠。假設在低損耗的情況下，也就是忽略電阻與導納，其等效電路可化為圖

3-12。圖 3-12 很明顯的忽略了所有傳輸線與開路端的部分，和我們的情形一樣，其中 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 分別代表輸入端串聯電路、中間並聯電路以及輸出端串聯電路。我們可以從電路中量出它的 Z 矩陣，再從 Z 矩陣經過簡單計算把 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 用 Z 參數表示出來，

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} Z_1 = Z_{11} - Z_{21} \\ Z_2 = Z_{22} - Z_{21} \\ Z_3 = Z_{21} \end{cases} \quad (3-10)$$

再回到電路上，我們知道 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 分別是由電感電容所組成，因此透過算出 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 的電抗，與所量出來的 Z 參數做對照，便可得到想要萃取的等效電路值。

首先考慮 Z_1 和 Z_2 的部分，我們已經知道耦合電容為 0.34pF ，因此

$$Z_1 = j\omega L_{R1} - j \frac{1}{\omega \times 0.34 \times 10^{-12}}$$

$$Z_2 = j\omega L_{R2} - j \frac{1}{\omega \times 0.34 \times 10^{-12}} \quad , \quad (3-11)$$

再取其虛部讓它變成

$$\text{Im}(Z_1) = \omega L_{R1} - \frac{1}{\omega \times 0.34 \times 10^{-12}} = \text{Im}(Z_{11} - Z_{21})$$

$$\text{Im}(Z_2) = \omega L_{R2} - \frac{1}{\omega \times 0.34 \times 10^{-12}} = \text{Im}(Z_{22} - Z_{21}) \quad , \quad (3-12)$$

其頻率為已知，且 Z 矩陣可以從電路中模擬萃取出，因此我們就可以算出右手電感 L_{R1} 和 L_{R2} 。

接著再來看 Z_3 的部分，是由左手電感與右手電容並聯組成。同樣的先表示出它的電抗

$$Y_3 = \frac{1}{Z_3} = j\omega C_R - j \frac{1}{\omega \times L_L} \quad (3-13)$$

只有一個式子卻有兩個未知數(C_R 與 L_L)，因此要再創造出另一個式子。我們可以透過將式子對頻率 ω 作微分，即可得到另一個式子，再將這兩個式子解聯立方程，就可以得到等效電路中左手電感與右手電容的值。如下式，

$$\text{Im}(Y_3) = \omega C_R - \frac{1}{\omega \times L_L}$$

$$\omega \times \frac{d[\text{Im}(Y_3)]}{d\omega} = \omega C_R + \frac{1}{\omega \times L_L} \quad , \quad (3-14)$$

因此

$$C_R = \frac{\text{Im}(Y_3) + \omega \times \frac{d[\text{Im}(Y_3)]}{d\omega}}{2\omega}$$

$$L_L = \frac{2}{\omega \left\{ \omega \times \frac{d[\text{Im}(Y_3)]}{d\omega} - \text{Im}(Y_3) \right\}} \quad (3-15)$$

經過這些算式便可將等效電路萃取出來，如下圖 3-14。

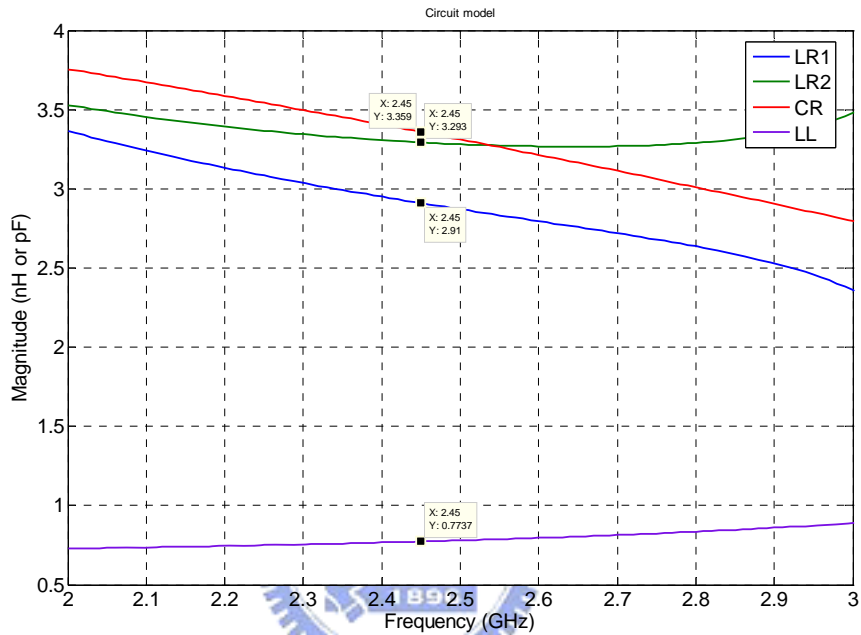
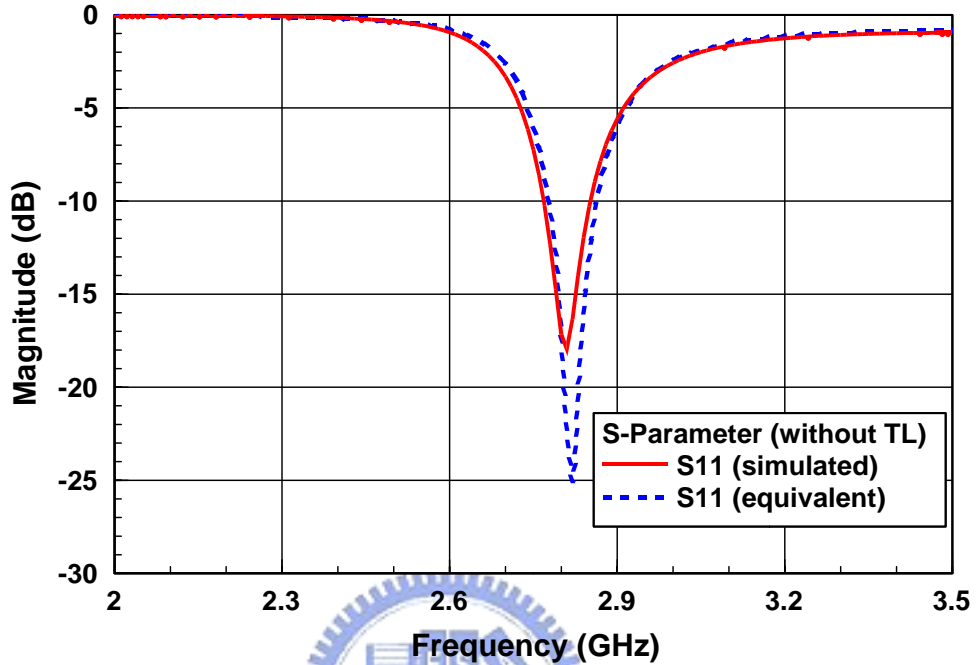


圖 3-14 萃取等效電路值之圖

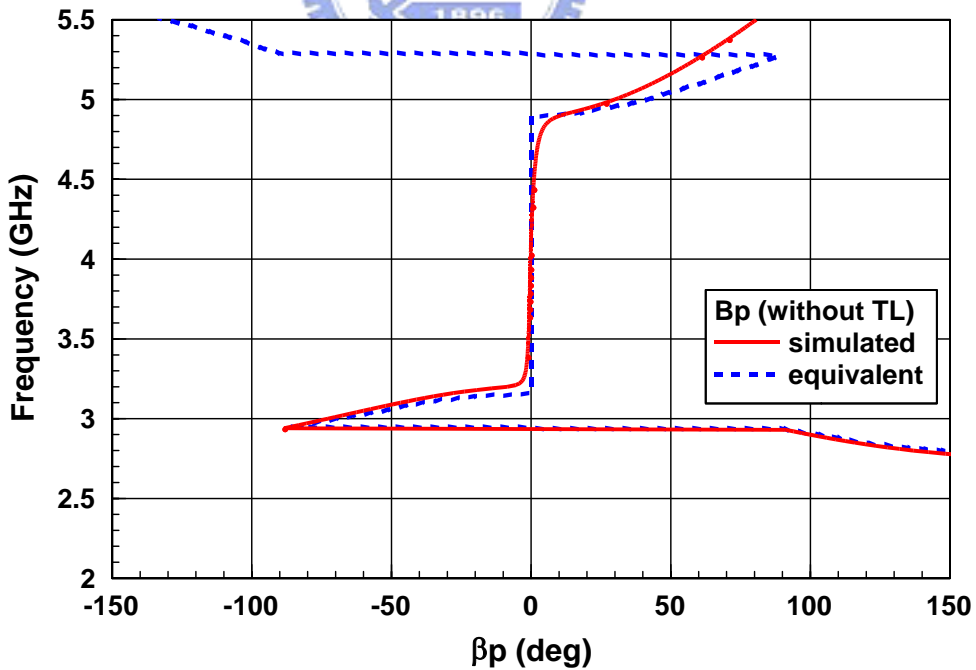
再來要思考電阻與導納。先前假設在低損耗的情況下而將其忽略，可是事實真是如此嗎？我們是將電路設計在 Rogers RT/Duriod 5880 的基板上，其損耗正切(loss tangent)為 0.0009，損耗相當低，因此電阻和導納的值很小且為可預期的。當然也能從剛剛電路中的 Z_1 、 Z_2 以及 Z_3 分別取其實部，就可以得到電阻與導納，而所取出來的值的確相當小，且這樣的電阻與導納在這個電路中並不會影響共振頻率或無限波長頻率，只會讓色散圖在無限波長頻率時比較圓滑平順而已，並不會有所影響，因此將它忽略是沒有問題的。

接著來做驗證的工作。因萃取出來的等效電路值是隨頻率而變動的，我們不可能將每個頻率值都代入，因此選擇所設計的工作頻率 2.45GHz 之值，其 L_{R1} 為 2.91nH， L_{R2} 為 3.293nH， C_R 為 3.359pF，而 L_L 為 0.7737nH。萃取出值後，我們將其帶回圖 3-12 的等效電路中，觀察它的散射參數圖以及色散圖，參考圖 3-15。由圖中可見萃取出來的值和原

本模擬電路均共振在 2.81GHz，且色散圖相當的接近，在兩個零階點相當吻合，可以證明所萃取出等效電路應該是接近的。當然我們也可以看到共振頻率決定於並聯電路的電感電容，其頻率 $f_{sh} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_L C_R}} = 3.12\text{GHz}$ ，和色散圖的零階點相對應，與理論相符。



(a)



(b)

圖 3-15 無傳輸線的等效電路驗證(a)散射參數圖(b)色散圖

最後再將當初拿掉的開路端電路以及傳輸線加上去，如圖 3-16，其中每個輸出埠的右手電感值應該相近，所以我們設為 3.1nH 。我們已將原本的情況都考慮進去了，再來比較兩者的散射參數以及色散圖，參考圖 3-17。先看圖 3-17(a)的散射參數圖，其共振頻率模擬是在 2.47GHz ，而等效電路和它幾乎差不多，只些微頻飄；圖 3-17(b)的色散圖在兩個零階點也是相當接近的，雖然在零階點外有些許誤差。誤差的來源可能是在等效電路模擬中並沒有考慮到高階模態的影響，以及等效電路的值是隨頻率而變動的，只取其工作頻率，在零階點相當吻合是可以預期的，而在零階點之外就可能會有所差別；當然也有可能是因在模擬電路中傳輸線之間靠近會有耦合效應，還有其它一些不可避免的寄生效應所產生，這些在等效電路中是不存在的；此外，模擬電路中的地是固定大小的，但在等效電路模擬中，地是以無窮大來做計算。有這些誤差的來源，會導致色散圖有所差異，但是我們主要是觀察分波器是否工作在在無限波長的頻率下。從圖 3-17(b)中可見兩者的零階點相當接近，且在工作頻率 2.45GHz 時相位常數接近零，因此可以證明所萃取的等效電路是可行的，且分波器確實工作在無限波長的特性下。

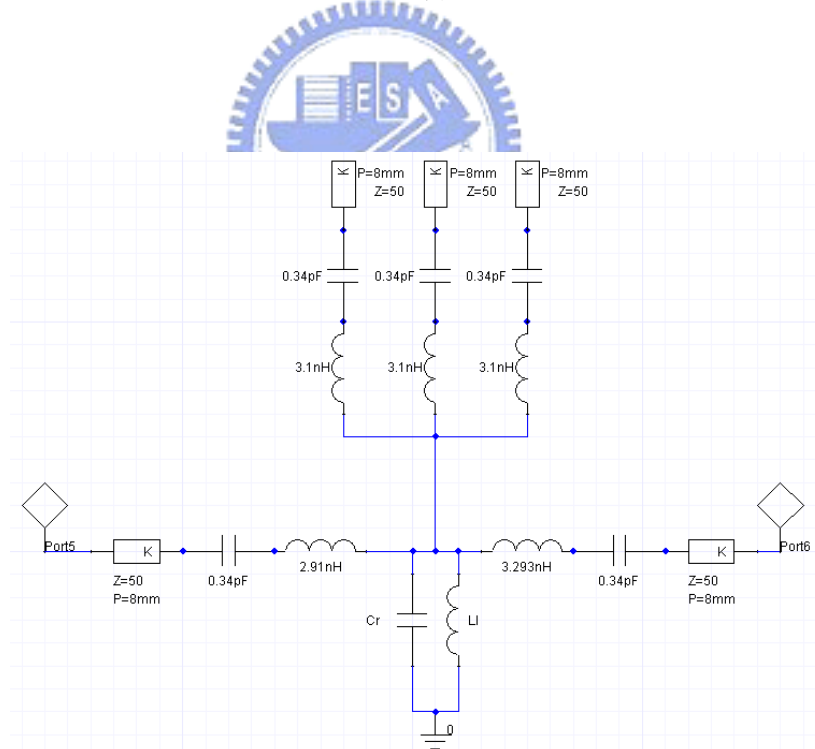


圖 3-16 二維無限波長四埠分波器之完整等效架構

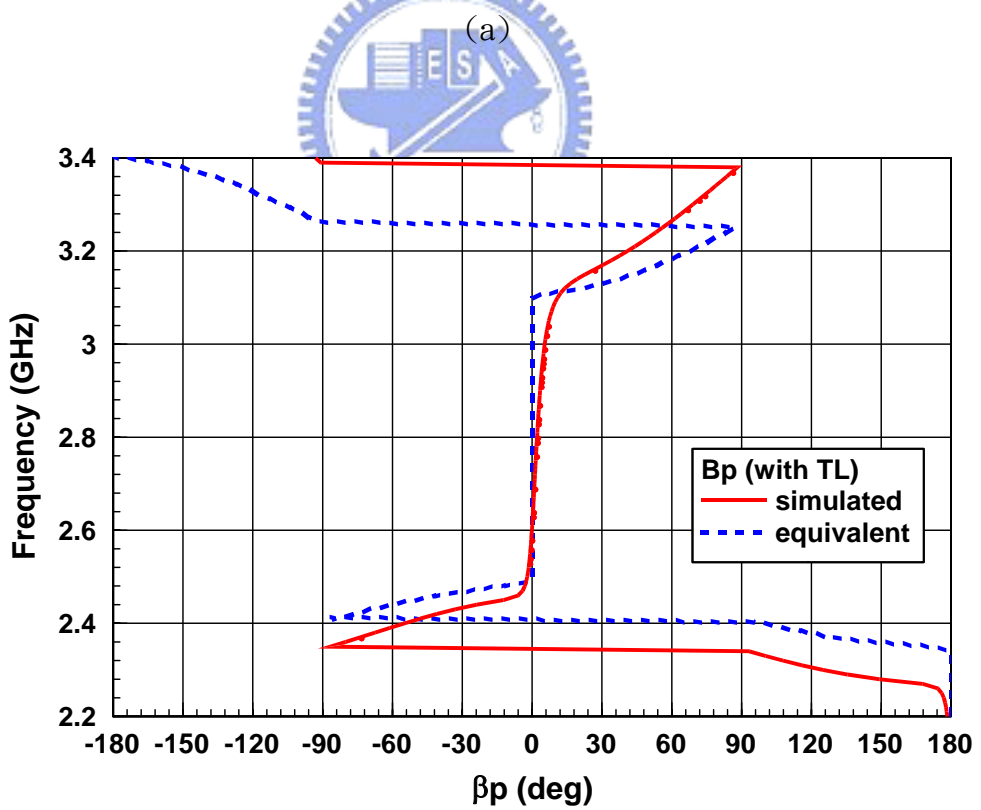
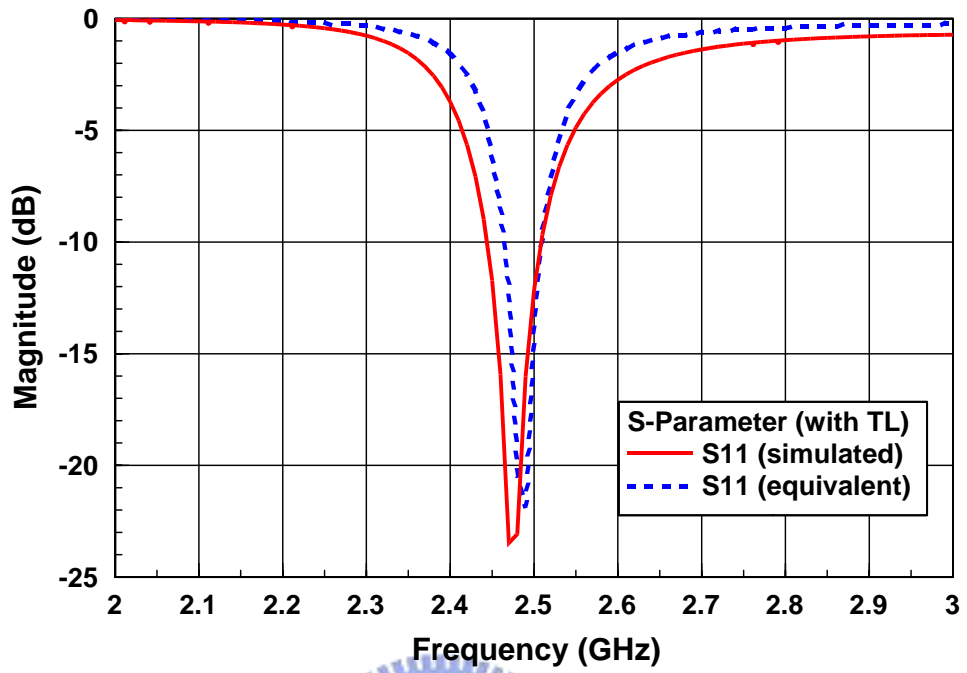


圖 3-17 完整等效電路驗證(a)散射參數圖(b)色散圖

3.4.5 心得與討論

在這節中我們介紹了所設計的二維無線波長多埠分波器的架構與原理，當然也從模擬與實作中驗證了我們的設計，確定其可行性，最後也針對一個輸出埠透過一些簡單的數學運算來萃取出它的等效電路來與理論做結合。這章節所設計的二維無線多埠分波器是相當成功的，對於其它微波電路可以提供相當良好的應用，但在此要特別強調，除了我們所設計的三埠與四埠分波器外，只要稍作調整便可得到任意多埠分波器。我們是利用一個電路單元來做設計，但如果要得到更多輸出埠的分波器，除了稍微改變形狀外，也可以透過串接多個電路單元來實現，如此便能將它延伸成多埠分波器。另外，前面有提到，在不同輸出埠數目時，其匹配會造成影響。雖然我們的應用只著重在一個輸出埠時以及相鄰兩個輸出埠時，正常的匹配可以同時讓兩者反射參數小於-10dB，但若在其它需要改變輸出埠數目應用時，我們可以在前端多設計一個可調的匹配電路，利用簡單的可變電容電感來做調整，如此便可以在一個電路中任意改變輸出埠數目，這是一個相當有趣的設計。



第四章 PIN 二極體控制切換波束天線 (Pin-Diode-Controlled Beam-Switching Antenna)

4.1 概述

在無線通訊系統中，我們常希望能夠改變天線的波束方向與場型來增加訊號增益、改善通訊品質，並減少同類信號干擾與多重路徑衰減的影響。為了達成此目的，智慧型天線(smart antenna)技術日益受到重視。

智慧型天線之概念源自於適應性天線陣列(adaptive antenna array)，最初是應用於雷達、聲納與軍事通訊領域，近年來由於數位訊號處理技術的迅速發展、IC 處理速度的提高與價格的普及，使得智慧型天線技術在商用無線通訊系統中的運用可能性大幅提高。所謂智慧型天線，是由一組採特定幾何陣列的天線元件所組成，利用適應性或切換式的方法控制主動元件來改變電波輻射場型，應用空間分集式特性(spatial diversity)來區分與合成不同方位的使用者與路徑訊號，透過適應性波束調整的機制，使其增加通道容量和改善訊號品質、提供降低時間延遲與多重路徑衰退的影響、對干擾抑制或消除和提升發射效率與系統涵蓋範圍等。一般而言，根據設計不同可將智慧型天線分為適應性天線與切換波束兩類。

適應性天線是運用數位訊號處理和陣列天線觀念，充分利用訊號方向性及傳波通道特性計算並適應性地調整天線權值(weights)，運用波束構成(beanforming)技術來產生所需要之波束場型。目的在將主波束對準目標訊號並適應性地即時追蹤訊號，且同時抑制或消除其他干擾訊號，透過空間分集的技術將多重路徑訊號結合，來最大化訊號對干擾比(signal to noise ratio, SNR)，以提升接收品質、增加容量、擴大涵蓋面和提高傳輸速率。適應性天線的效益雖高，但因為需要執行複雜的適應性演算法，實現成本與難度也相對較高。

切換波束在智慧型天線中是最簡單的技術，只有簡單的切換功能，利用多個指向不同方向的波束覆蓋整個通訊區域，當用戶端進入某特定波束的涵蓋區時，視接收訊號位置所在而切換不同的對應波束以接收訊號，使得接收訊號強度達到最大，同時消除干擾訊號源。因固定波束不一定會處於波束的中心點，因此限制了性能改善程度，儘管如此，由於方法簡單且不需複雜的運算，依然為目前最廣為使用的類型。本章節將設計能以平

面印刷電路板(printed circuit board)技術來實現的切換波束天線，以期能配合實際應用需求來自由切換場型。

4.2 印刷半波長偶極天線設計

由於 PCB 印刷天線體積小，架構簡單，因此近年來在無線通訊市場上逐漸受到重視與利用。所謂印刷天線是將天線設計在介質基板上，利用位在介質基板上的金屬輻射元件產生電能與磁能的振盪，因而將電磁波輻射出去。印刷偶極天線由於將電路實現於印刷電路板上，因此印刷電路板對天線具有相當大的影響，包括接地面及線長、線寬都對其共振頻率影響甚鉅。在本節中，我們將要在 Rogers RT/Duriod 5880 基板上設計出一個簡單的印刷半波長偶極天線(printed half-wave dipole)，並將它利用於後面所設計的切換波束天線。

4.2.1 半波長偶極天線的原理

半波長偶極天線為一種被廣泛使用的天線，我們可以將它想像為電流流在無限細長且長度為半波長的導線上。根據傳輸線原理，當一傳輸線兩端為開路，且傳輸線的總長度為半個波長時，若在中點饋入與波長對應的訊號源，將會產生駐波共振。由於此種半波長天線似為兩極等相訊號源所組成，相位相差 180 度，故稱之為偶極天線，這種天線的好處是方便設計，且在共振頻率下它可以提供一個幾近為零的電抗值，因此可以容易達到共軛匹配。此種單純的偶極天線有固定的天線增益約為 2.3dB 及 78 度左右的波束寬度。

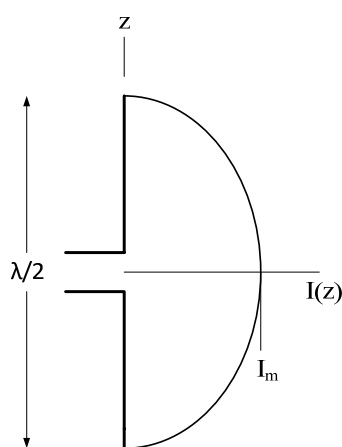


圖 4-1 半波長偶極天線電流分佈

我們可以想像將天線放在 Z 軸座標上，而它的電流分佈如下

$$I(z) = I_m \sin \left[\beta \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (4-1)$$

電流分佈如圖4-1。我們可以發現電流在兩端趨近於零，而在中點有最大值 I_m 。透過電流來計算半波長偶極天線的輻射場型，同樣地想像將天線置於 Z 軸座標上，經過一連串數學計算後，可得電場場型簡化如式子4-2。

$$E_\theta = j\omega\mu \frac{2I_m e^{-j\beta r}}{\beta} \frac{\sin \theta \cos[(\pi/2) \cos \theta]}{4\pi r \sin^2 \theta} \quad (4-2)$$

從展開式中可以得到 $g(\theta) = \sin \theta$ ，因此正規化場型因子即為

$$f(\theta) = j \frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin^2 \theta}, \quad (4-3)$$

如此天線遠場正規化的場型分佈如下

$$F(\theta) = g(\theta)f(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} \quad (4-4)$$

從式子中可以發現在 $\theta = \pi/2$ 時會有最大的場型，而在沿著偶極天線擺放的 Z 軸則有最小的輻射。圖4-2為半波長偶極天線在 Z 軸上的遠場輻射場型。

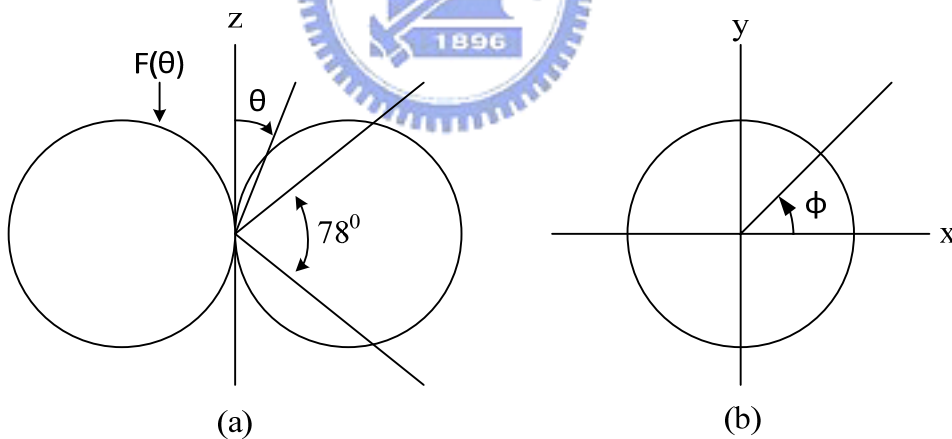


圖 4-2 半波長偶極天線場型分佈(a)E 場輻射場型(b)H 場輻射場型

當半波長偶極天線為理想無窮細的天線時，則輸入阻抗除了輻射電阻外還有虛部項，且此虛部為電感性；但實際在設計偶極天線時不可能無窮細，且一方面為了將虛部匹配掉，所以整個天線長度往往比半波長還短一點。

4.2.2 八木天線

八木天線是一種被動偶極天線的線性陣列，由於它具有簡單製作及高的相對增益，所以非常的實用。最基本的八木天線包含三個成分：驅動元件(driven element)、反射元件(reflector element)以及導波元件(director element)，一般驅動元件多半採用半波長偶極天線。八木天線的場型會如此簡單漂亮，主要原因為來自於寄生單元的長度不同，藉由寄生單元的變化，原本兩個端射(endfire)的波束會趨向為我們所希望的單一波束。

假設驅動元件是一個半波長的偶極天線，當寄生單元為一個略長於驅動元件的直線，並與偶極天線間隔 0.04λ ，如此主波束將由寄生單元射向驅動元件，這種寄生單元稱之為反射元件，因為對驅動元件而言它呈現反射的效果；假如寄生單元長度略小於驅動元件，且將它放置在驅動元件的另一邊，這樣的架構對天線幅射場型的影響跟放置一個反射元件在天線另一邊有相類似的效果，且主波束的輻射方向相同，因此這樣的寄生元件稱之為導波元件，這是因為對驅動元件而言它具有牽引場型的效果。為了讓主波束更具方向性，我們可藉由加入反射元件或導波元件來達成，也可以將反射元件與導波元件分別放在驅動元件的兩邊，以加強主波束的方向性，如此簡單的架構與漂亮的輻射特性在指向性天線的設計上運用極為廣泛。圖 4-3 所示為三個單元的八木天線，我們可以明顯看出其主波束的輻射場型比起原本的半波長偶極天線更具方向性。

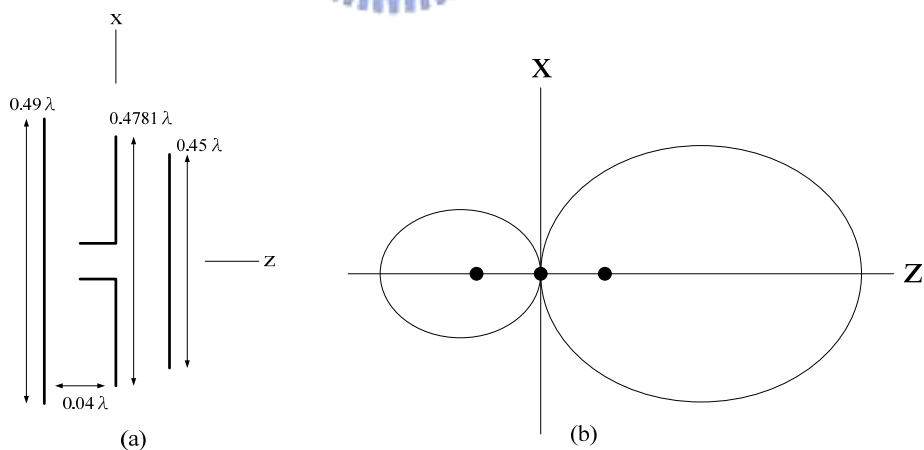


圖4-3 八木天線(a)架構(b)E場(XZ平面)輻射場型

接著要介紹一個實作出來的八木天線，參考文獻[17]。圖4-4(a)為文獻[17]所提的八木天線架構，它是設計在印刷電路板上，包含了一個半波長偶極天線、一個導波元件以及前端的輸入電路。前端輸入電路是由微帶線做饋入，再經過寬頻的平衡轉換器

(balun)將微帶線轉換到共平面帶線(coplanar strip, CPS)。平衡轉換器是用來將九十度訊號轉換為一百八十度訊號或者相反，我們都知道半波長偶極天線需要兩個相差一百八十度的訊號源，即一正一負，但在微帶線輸入時卻是一正一地，也就是相位相差九十度，因此需要平衡轉換器來做轉換。這個架構特別的地方在於它巧妙地利用截型微帶線地平面當作八木天線的反射元件，如此八木天線的整體架構就都完成，它是一個緊密且共平面的天線設計，在X頻帶上可量測到17%的頻寬，相當的寬頻，且這隻天線有著6.5dB的天線增益。我們可以看圖4-4(b)的輻射場型，和預期一樣，主波束往地的另一邊輻射出去，不但有18dB的前後比(front-to-back ratio)，指向性不錯，還有小於-15dB的交叉極化(cross-polarization)，可說是設計良好的八木天線。

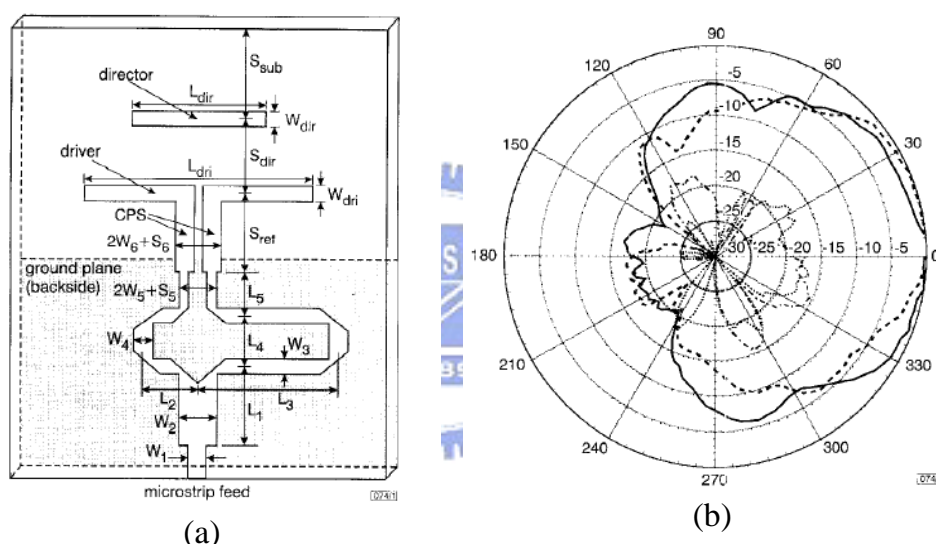


圖4-4 微帶線饋入的寬頻八木天線(a)架構(b)輻射場型

(圖取材自參考文獻[17])

最後來看一個簡化饋入的改良式印刷八木天線的設計。上面所介紹的八木天線，是利用微帶線轉共平面帶線的平衡轉換器。由於要另外設計平衡轉換器，不但會增加面積，也會增加設計複雜度，還會因相位延遲線而使頻寬受到限制。因此文獻[18]就設計了一個簡化饋入的八木天線，它由微帶線饋入，接著連接到一對平行的帶線(strip line)，再接到半波長偶極天線，另外還有一個導波元件。它特別的地方是在於那一對平行的帶線與偶極天線是分別設計在基板的兩端，可參考圖4-5。基板的一端是微帶線，接著其中一條帶線，再連接偶極天線的一支，另外還加上了引向器，而另一端則是由截型的地

平面連接到另一條帶線再連著偶極天線的另一支。這樣的設計，同樣是利用截型的地平面當作反射元件，在饋入端卻不需要另外設計微帶線轉共平面帶線的轉換器，就能將訊號由九十度轉成一百八十度，大大的簡化饋入端設計，還可以減小輻射損耗。

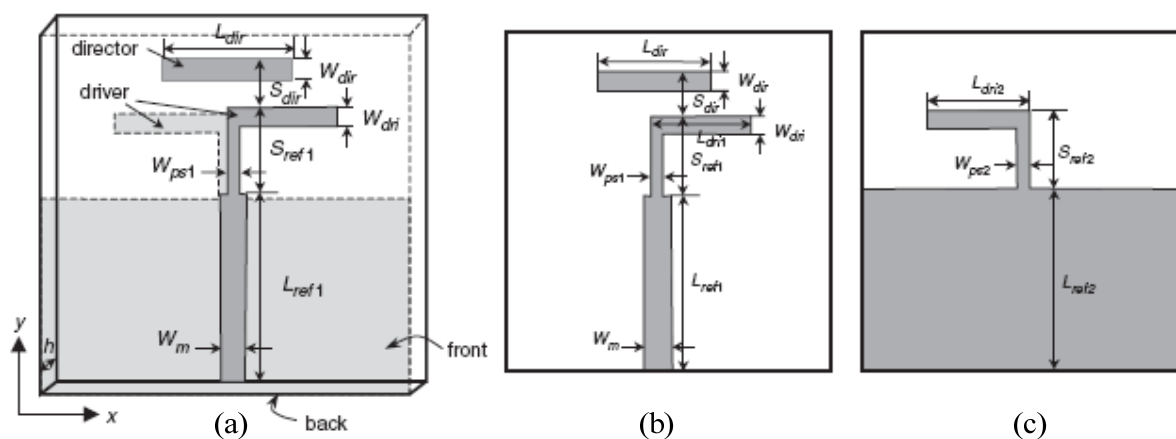


圖4-5 簡化饋路端的改良式印刷八木天線(a)3-D架構(b)基板上層(c)基板下層

(圖取材自參考文獻[18])

4.2.3 彎折式半波長偶極天線

看完前面的介紹後，緊接著來看我們所設計的天線。基本上是利用前面所介紹的原理來當作天線設計的基礎，透過簡化饋入端設計出彎折式半波長偶極天線，實現於印刷電路板上，工作頻率在 2.45GHz，利用地平面當作反射元件。為了能夠縮小整體天線面積，我們捨棄了高指向性而將導波元件拿掉，並將架構上的地平面做一些修改與改進。為了方便在後面與我們的分波器做整合，我們同樣將天線設計在與分波器同一種基板上，Rogers RT/Duroid 5880，厚度為 1.57mm，介電係數為 2.2。

天線的架構請參考圖 4-6，天線上的相關參數請參考表 4-1。此天線先從微帶線饋入，連接到一對平行的帶線，設計在基板的兩面，最後再接到半波長偶極天線，這樣的設計在前面提到可以簡化饋入端，不需要另外設計一個平衡轉換器而增加面積與設計複雜度。其中，為了能夠再減小面積，我們將偶極天線放置距離地平面只有 5mm 處，在設計中地平面是當作反射元件。一般八木天線的設計反射元件相當接近驅動元件，但在這種簡化饋入端的設計中，若地平面與天線本身太靠近，會使地平面產生映像電流(image current)，距離越近映像電流就越大，此電流與天線電流反向，會互相抵消，進而影響

到匹配與增益。在我們的設計中只取 5mm 的距離，其匹配部分的確受到了很大的影響，這部分的影響我們將在後面利用別的方法來做改善，稍後再做介紹。

除了將天線與地平面之間的距離設計在只有 5mm 來縮小面積外，另外也在偶極天線上以及地平面上做了一些修改。在偶極天線上，因為在設計反射元件時，其長度要比半波長偶極天線還長才具有反射功能，而在 2.45GHz 的頻率下，其半波長約為 60mm 左右。在我們所設計的切換波束天線中要在四個方位都放置天線，為了能夠容納四支天線，且天線之間還需要一些距離做緩衝，因此當作反射元件的地平面就勢必要更大，整體面積就相當可觀。若根據原本的設計，其整體面積需要 12.5 公分 x 12.5 公分，這樣的面積是相當大的，因此我們在偶極天線上做了一些修改，來縮減偶極天線所佔的長度，以期能減小地平面的面積。我們所做的修改是將半波長偶極天線利用彎折的方法來縮短長度，這邊的彎折是指像彎折線(meander line)一樣，但不同的是我們將天線彎折在基板的兩側，並利用鉚釘將天線路徑連接起來。參考圖 4-6，電流在基板一側的天線上傳導，再經過鉚釘將電流引到基板的另一側金屬線繼續傳導而激發天線，而另一側的金屬線則往回彎以減小所佔面積。這樣設計的天線，電流依然有流經半波長的路徑，因此共振頻率仍為 2.45GHz，且原本所佔長度為 60mm 的半波長天線，現在只需要 40mm 而已，比起原本的天線縮短了許多，如此地平面也可以減小很多尺寸。

另一方面，在地平面上，我們在地兩端角做了一些修改，沿著地的兩端角以 45 度往外延伸出兩金屬線，如圖 4-6。這樣的設計有很多好處，首先是剛剛前面提到當天線距離地平面很近時，其匹配會變得很差，但我們可以從原本的設計得知，輸入阻抗在實部為 50 歐姆時虛部並不接近零，而且呈現電感性，因此導致匹配不好；然而當在地的兩端角做延伸金屬線時，因與天線之間有電容性的耦合，電感電容互相抵消，使虛部在共振頻率時接近零，因此匹配就能大大改善。其次是這樣的設計可以讓共振頻率往低頻飄，可以參考圖 4-7，加入地金屬線後，其共振頻率從原本的 2.69GHz 降低到了 2.45GHz 附近，這樣的改善等於是有效的縮小天線長度，其原因可能是因耦合效應導致。再來就是增益的部分，在我們的切換波束天線應用中是希望天線場型向外輻射，就是往地平面的另一邊輻射，且指向性越大越好；但在原本的設計中因只有地平面當作反射元件，且拿掉了導波元件，因此指向性並不好，場型還是呈現甜甜圈型，主波束往天線的兩側輻射，並非單一波束，這樣的設計是不夠好的。而透過我們所加的地金屬線，將能量沿著地金屬線 V 型往地的另一邊輻射出去，將主波束趨向單一波束往外輻射，大大的改善了

指向性。我們可以從模擬中看出這樣的改善，參考圖 4-8，雖然往外的主波束只提升約 0.5dB 的增益，從 3dB 到 3.5dB，但是其指向性卻有很大的改善，其前後比從原本 -1.13dB 左右改善成 10.8dB 左右。由於最終我們的設計是要在四個方位都擺上天線，也就是每個天線相差 90 度，若在地平面上將四個端角都做這樣的修改，往外延伸出地金屬線，那麼增益將會再提升到 4.6dB，其改善是相當明顯的，而增益提升的原因也與地平面的面積增加有所關連。最後一個好處就是在輸入的部分，在最終的設計中，我們可以將延伸出去的地金屬線當作是微帶線饋入進來的地，如此便可直接利用微帶線來做饋入，而不需要另外設計地或是設計其它饋入如探針饋入(probe fed)，使饋入端不至於太複雜，大大簡化輸入電路。因此加入地金屬線不但可以使天線輻射場型更具指向性，也可使天線的匹配更好、共振頻率更低、縮小天線面積，使其在設計上多了一種可以有效控制天線的機制。

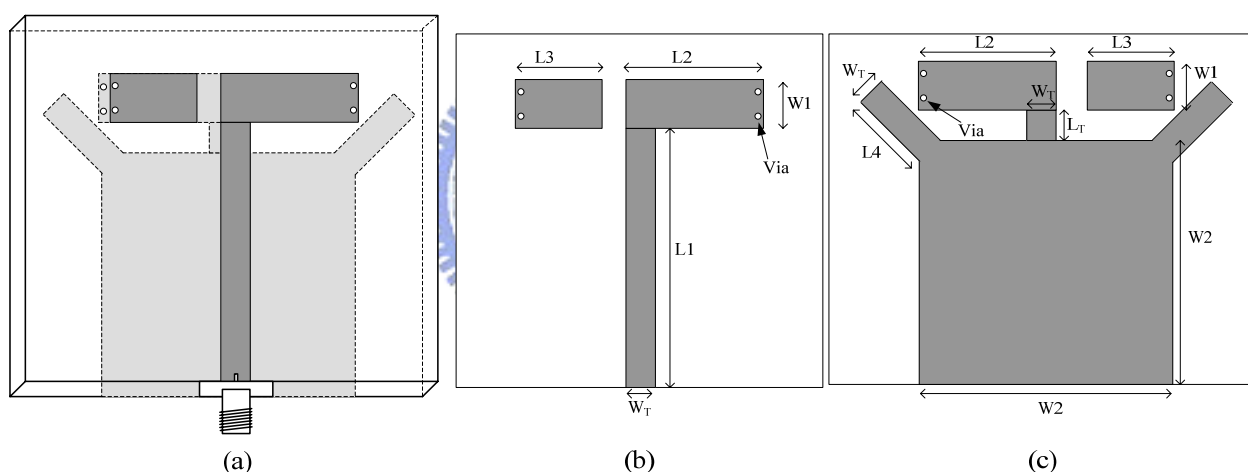


圖 4-6 彎折式半波長偶極天線架構(a)3-D 架構(b)基板上層(c)基板下層

對應圖表	基板上層 (mm)					基板下層 (mm)			Via (mm)	
	L1	L2	L3	W _T	W1	L _T	L4	W2	radius	height
圖 4-6	45	22.5	14.2	4.8	8	5	13.8	40	0.4	1.6

表 4-1 彎折式半波長偶極天線之相關參數

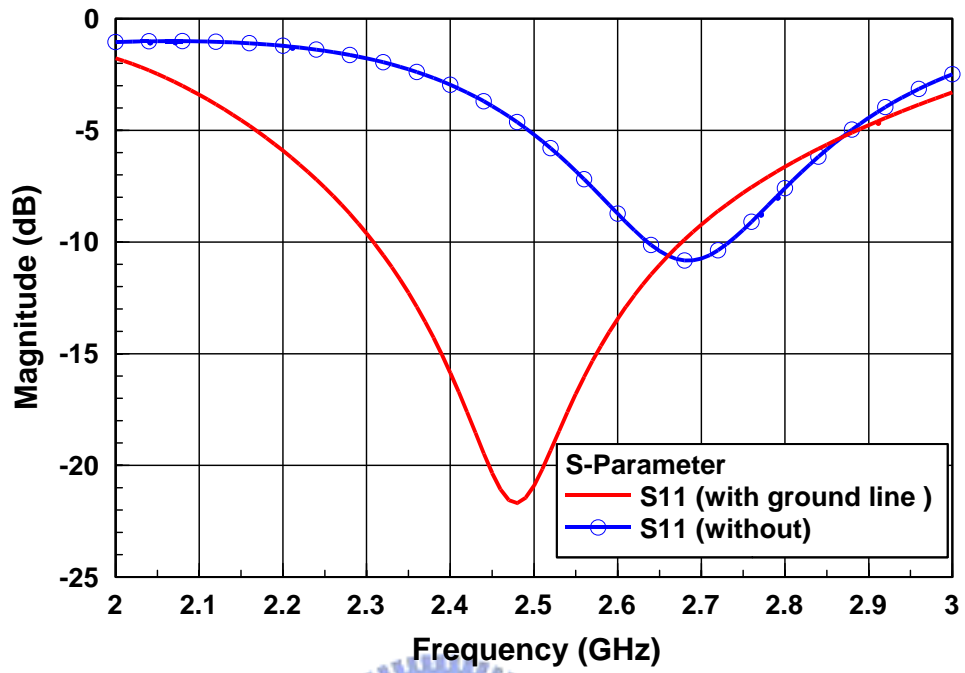


圖 4-7 有無地金屬線的散射參數圖比較

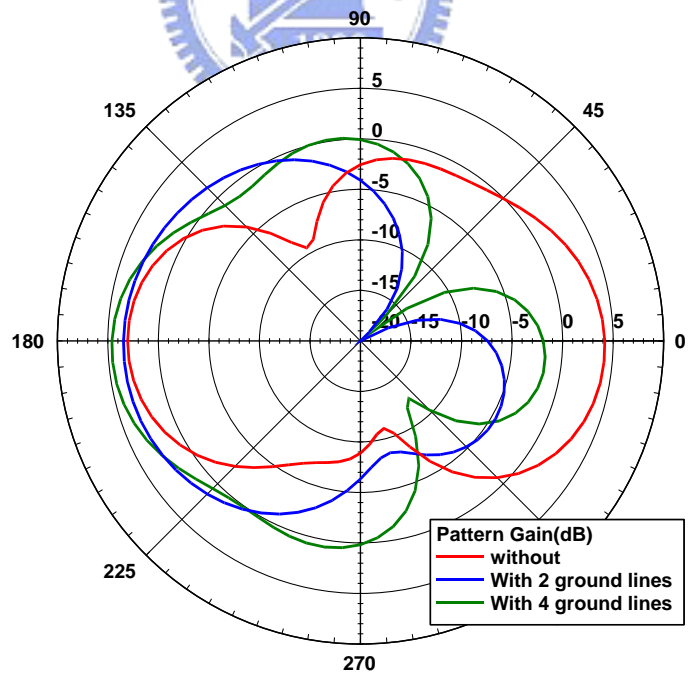


圖 4-8 有無地金屬線的天線場型比較

我們所設計的彎折式半波長偶極天線大致介紹完畢後，我們來看看模擬與實作的部分，此節中所使用的天線模擬軟體為 Ansoft 公司的 HFSS，實作量測則是以 HP8720 網路分析儀來進行散射參數對頻率的數據量測，輻射場型則是以 HP 8530A 天線量測系統在無反射實驗室內量測得到輻射場型與增益。圖 4-9 為實作天線圖，圖 4-10(a)為模擬與量測的反射損失，從圖中可見實作與模擬相當一致，都共振在 2.45GHz 附近，其反射損失也很好，都有-20dB 以下，表示匹配部分良好，且頻寬還不錯，由 2.31GHz 到 2.67GHz，頻寬為 15%，包含我們所要設計的 ISM 頻段。圖 4-10(b)為量測天線的場型與增益的圖，其量測與模擬相近，輻射場型向外輻射，前後比為 11.23dB，指向性還不錯，且交叉極化相當小，表示所設計的天線線性極化很好；在增益的部分，我們量測到 2.5dB 的天線增益，雖然與模擬 3.44dB 差了快 1dB，但實作部分本來就會有所誤差，也可能有能量在鉚釘損耗，且天線增益跟量測實驗室環境、設備的校準與天線高度等有很大的關係，因此這樣的誤差是可預期的，而 2.5dB 的天線增益在我們的設計中也是可以接受的。

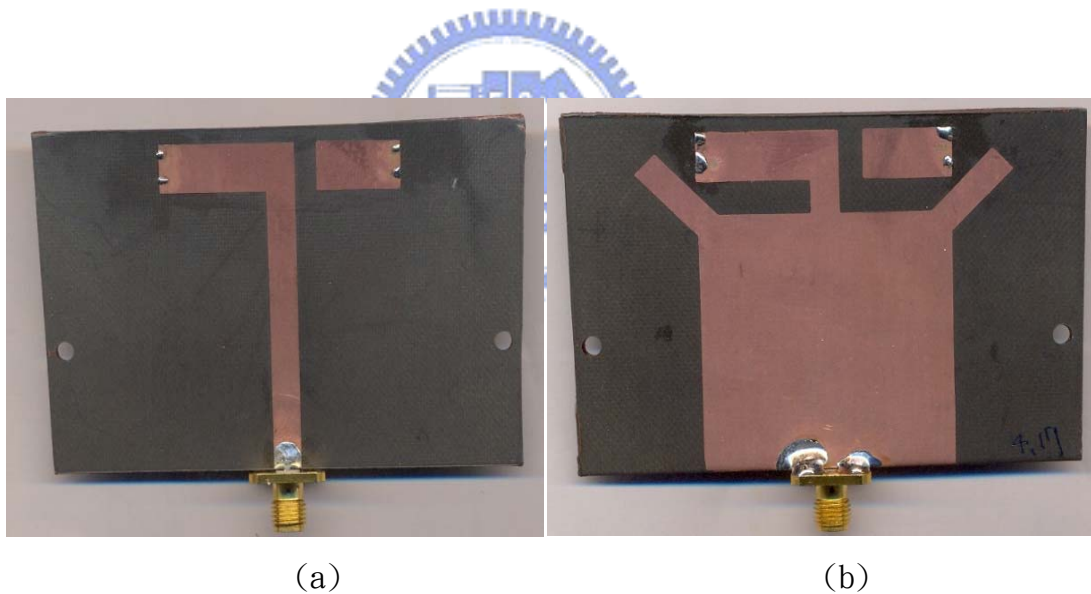


圖 4-9 天線實作圖(a)基板上層(b)基板下層

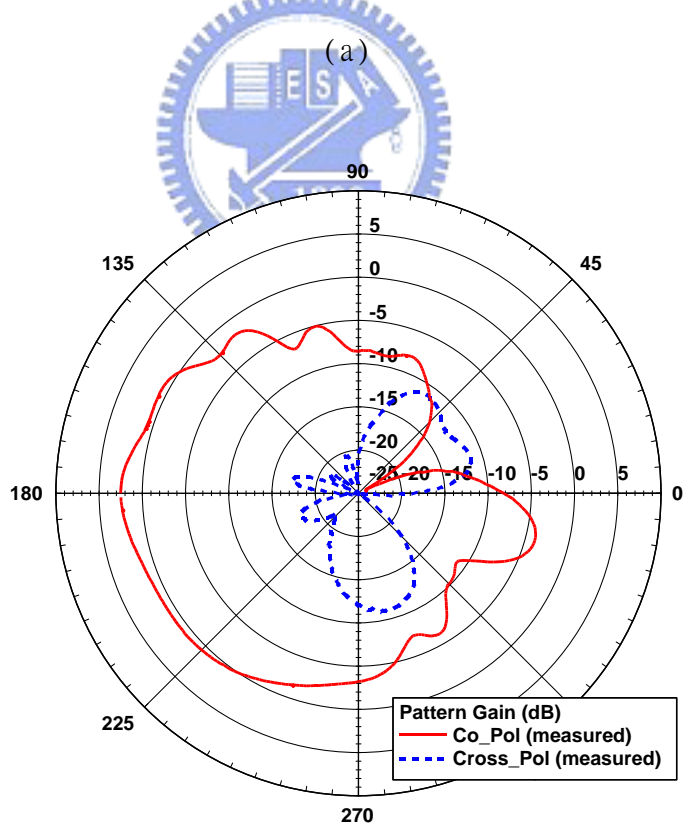
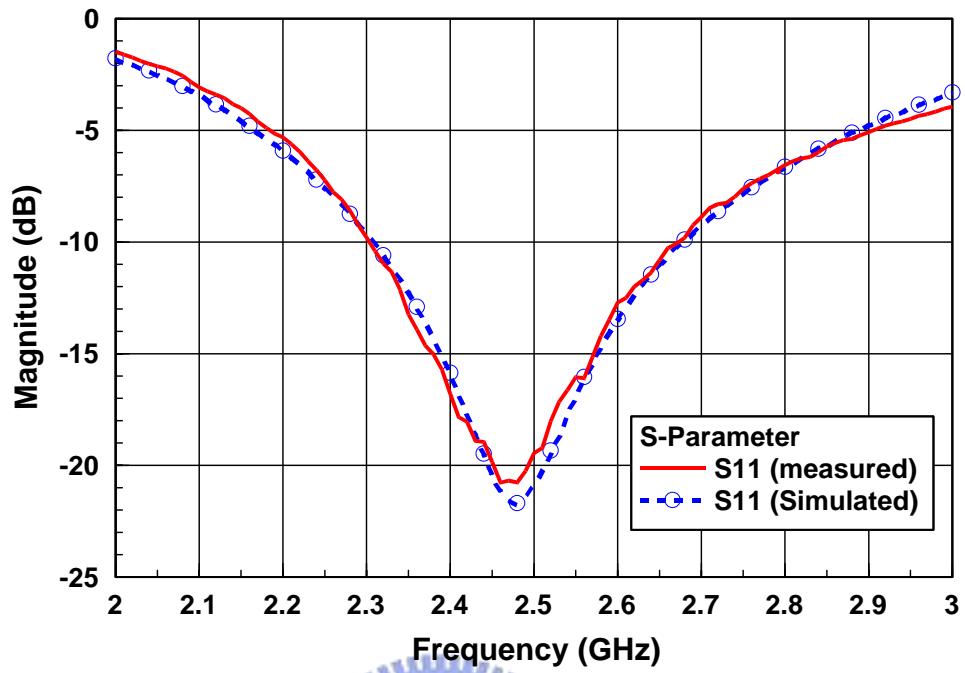
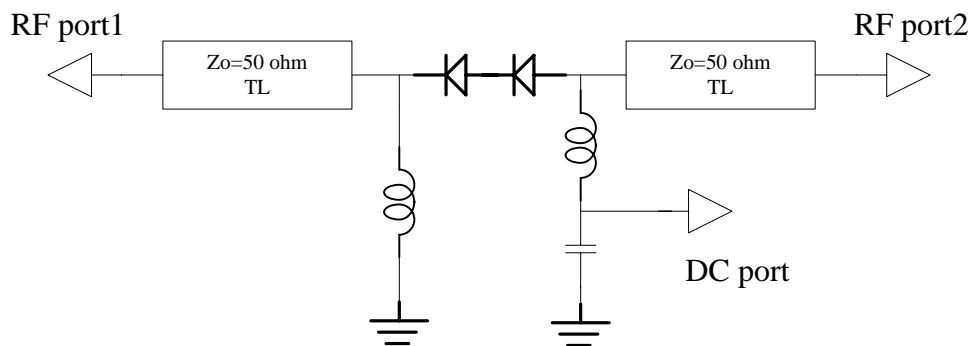


圖 4-10 天線量測(a)散射參數圖(b)場型增益圖

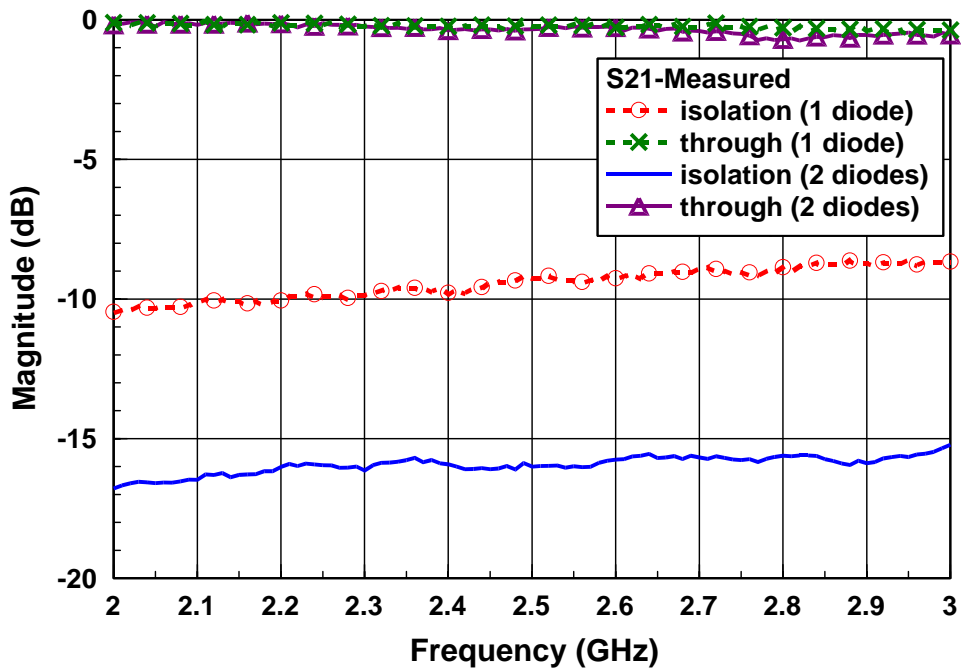
4.3 PIN 二極體與控制電路

在微波電路設計中常需要使用到開關，目的是為了能在不同電路元件之間做訊號或是能量路徑的導引。而二極體屬於電子式的開關，比起機械式的開關，除了面積較小外，也容易與平面式電路整合，更具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，適合應用在高頻的射頻電路設計中。

當PIN二極體屬於逆向偏壓時，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；當PIN二極體屬於順向偏壓時，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PIN二極體便可視為導通狀態。在實際電路設計上，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)，目的是為了將直流訊號與高頻的射頻訊號做區隔，使其工作在各自的工作頻率範圍而不受影響。簡單的利用晶片電容來設計直流阻斷電路，因電容對直流訊號而言視為斷路，但對高頻訊號卻為虛數阻抗，我們的耦合電容便可作為直流阻斷電路，另外我們也可在SMA接頭外另加直流阻斷電路來確保電路安全。至於射頻抗流圈設計，我們則是利用高感值的電感(68nH)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，如此高頻訊號就不會往直流埠流。另外我們利用相同的原理額外設計一個接地，透過高感值電感(68nH)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。本設計天線所用之PIN二極體為英飛凌所提供，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-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，參考圖4-11為所設計的控制電路與實作結果。



(a)



(b)

圖 4-11 PIN 二極體控制電路(a)電路圖(b)實作散射參數結果

4.4 新型切換波束天線

在本節中要敘述如何將操作在 2.45GHz 的彎折式半波長偶極天線利用二極體做開關的設計概念，以達到切換波束的效果，最後我們會將電路切換器的控制電路與天線做整合，以平面印刷電路板技術來實現。圖 4-12 為所設計的新型切換波束天線的詳細架構，而設計過程中的各參數值參考表 4-2。這個架構主要先由微帶線作饋入，再接到上一章所設計的二維無限波長四埠分波器，經過上一節的 PIN 二極體與控制電路做開關，最後連接到我們所設計的彎折式半波長偶極天線。在這個設計中為了能夠於整個平面作波束切換掃描，我們將四支天線分別擺設在四個方位，也就是天線之間相差九十度。

接下來討論如何做波束切換的功能，當能量從輸入端打進來，緊接著能量就會送到我們所設計的分波器中，透過 PIN 二極體與控制電路來決定讓哪個輸出埠導通。首先我們只導通四個方位開關的其中一個，因為分波器是利用無限波長的特性設計的，因此可看作是一個電路學上的節點，不導通的輸出埠不會有所影響而形同開路，能量將全部集中到導通的輸出埠而激發所設計的半波長偶極天線，使其向外輻射，如此我們便可透過這樣簡單的機制，利用開關來切換波束方向，任意導通某個二極體使其場型指向那個方位，波束方向有 90 度的旋轉可能，設計出具四個方位切換的切換波束天線。

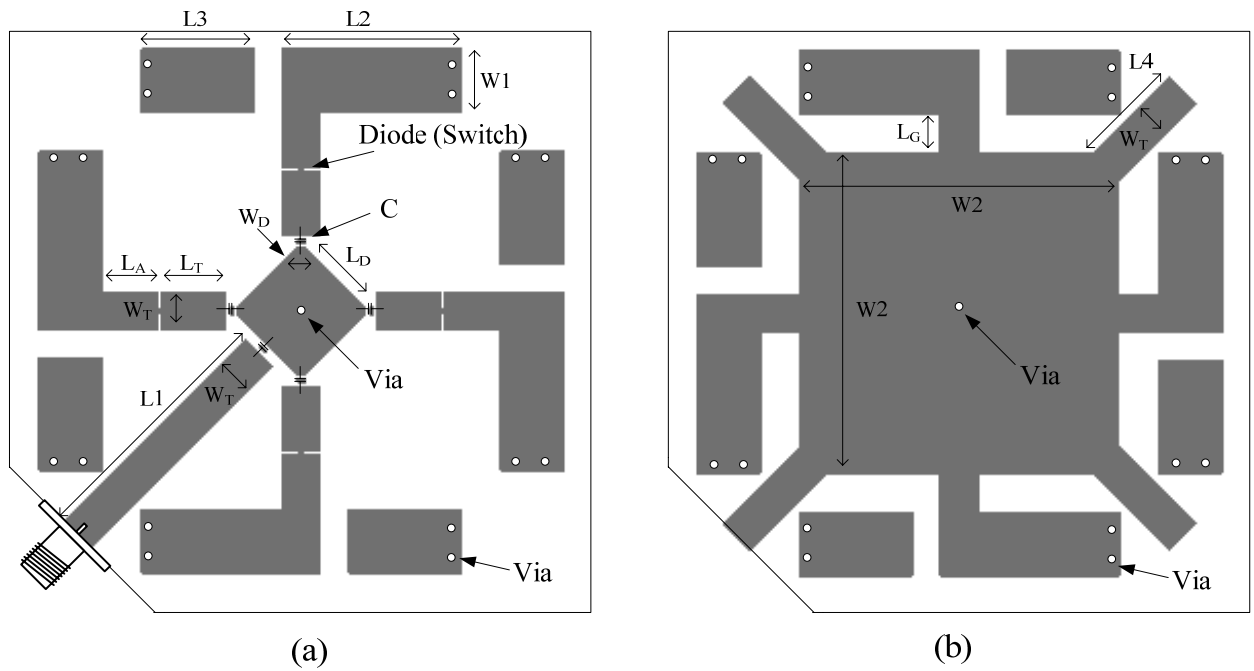


圖 4-12 新型切換波束天線(a)基板上層(b)基板下層

對應圖表	TL (mm)				Divider (mm)				Antenna (mm)				Via (mm)		
	L_1	L_T	W_T	L_4	W_2	L_D	W_D	C	L_A	L_G	L_2	L_3	W_1	半徑	高度
圖 4-12	32.15	6	4.8	13.8	40	8	0.55	0.34pF	7	5	22.5	14.2	8	0.3	1.6

表 4-2 新型切換波束天線之相關參數

然而這樣的設計對於實際應用是不足夠的，只有四個切換方向的固定波束不一定會處於波束的中心點，性能的改善將受到限制，因此需要更多的切換方向，期望可以每 45 度就有一個切換波束。當天線已固定設計於四個方位，若增加天線數目不但會增加設計複雜度也會使面積增加很多，因此我們要在不增加天線數目的情況下增加切換方向，這就是為什麼我們要設計出無限波長特性的分波器。當我們讓兩個相鄰的輸出埠同時導通時，能量會平均分配給兩個輸出埠，並同時激發兩支偶極天線，若兩支天線距離相近時，同時被激發就會產生波束合成的效果，請參考圖 4-13 的合成說明。當有兩支天線被激發時，假設兩支偶極天線分別放在 x 軸和 y 軸上，其電流方向如圖用箭頭所示，我們可以分別將其天線上的電流分成 a 軸與 b 軸分量的合成。當兩天線靠近的時候，可以發現在 b 分量兩天線電流方向相反，因而互相抵消，而在 a 分量兩者電流方向相同，因而合

成更大的電流，如圖所示。因此我們可以將同時激發兩支天線合成後的結果看作是有一支偶極天線放在 a 軸上，其電流為原本的 $\sqrt{2}$ 倍，當利用地作反射元件時，輻射場型將指向 b 軸，也就是往兩支天線中間 45 度角輻射出去。接著我們來研究合成增益，由式子 4-5 所示

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} = j\omega\sin\theta \cdot A_z\hat{\theta} = \hat{\theta} \cdot j\omega\mu\sin\theta \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int I(z') e^{j\beta z'\cos\theta} dz' , \quad (4-5)$$

電流跟電場成正比，因此合成後電場也會是 $\sqrt{2}$ 倍。而由式子 4-6，

$$U(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}) \cdot r^2 \hat{r} = U_m |F(\theta, \varphi)|^2$$

$$P = \iint U(\theta, \varphi) d\Omega = U_m \iint |F(\theta, \varphi)|^2 d\Omega , \quad (4-6)$$

其輻射能量的大小與電場平方成正比，因此合成後輻射能量會是原本單一天線的兩倍大。當一支天線增益為 4dB 時，表示天線輻射能量與輸入的能量比為 4dB；若同時激發兩支天線，因為經過分波器，能量被平均分配到兩個輸出埠，因此能量變為原本的 1/2 倍，但是單一支天線的增益並不會有所改變，因此單一支天線輻射的能量變成 1/2x4dB 為 2dB。前面有提到當兩支天線合成時輻射能量會變為原本單一天線的兩倍大，所以輻射能量 2x2dB 就變為 4dB，但是在輸入部分能量維持和單一天線一樣為 1，因此兩支天線合成的場型增益就為 4dB，和原本單一支天線增益一樣。也就是說我們所設計的切換波束天線，無論是激發一支天線或者同時激發兩支天線來做合成，其天線增益大小是一致的。

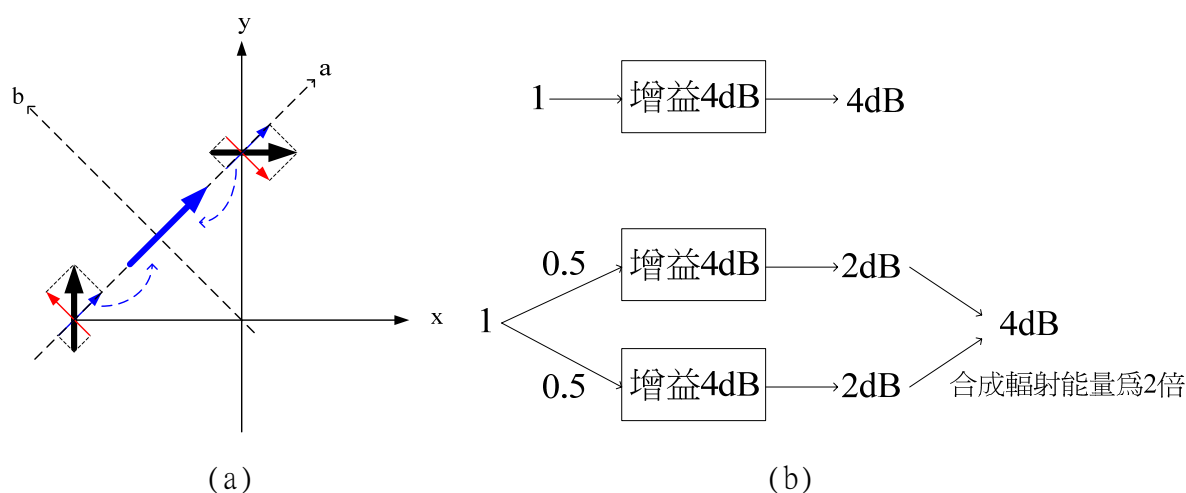


圖 4-13 波束合成圖(a)場型說明(b)增益說明

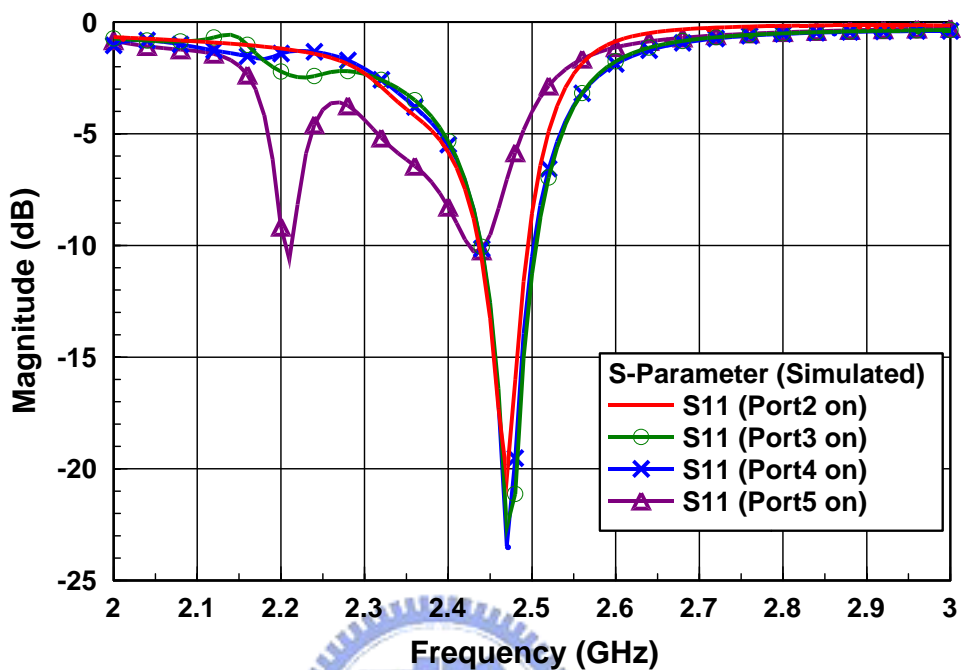
最後來做個總結，在我們所設計的切換波束天線，可導通任一輸出埠來激發單一支天線，使其波束切換於正四個方位；若同時導通兩相鄰輸出埠來激發兩支天線做合成時，就可切換波束於兩天線間 45 度角的方向。也就是說，透過 PIN 二極體的開關來切換波束，主波束有 45 度的旋轉可能，可於整個平面提供八種切換方位，且八個方位的天線增益都是一致的。

4.5 模擬結果與實作量測

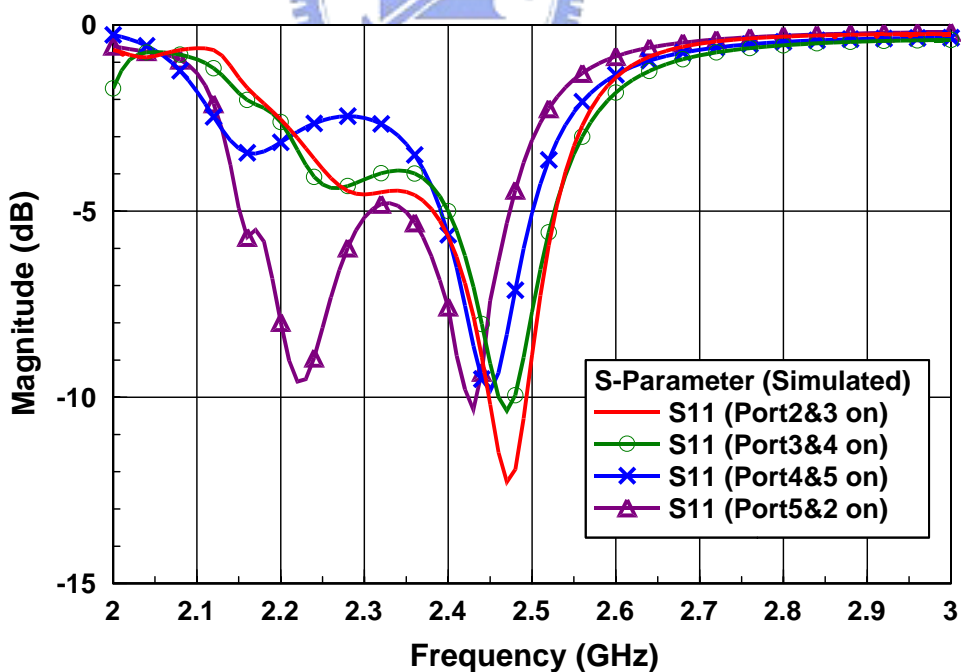
接下來我們將透過 Ansoft 公司的 EM 模擬軟體 HFSS 來分析討論所設計的切換波束天線的反射損失與輻射場型。在利用 EM 模擬軟體設計天線的過程中，我們假設直流阻斷器與射頻抗流圈是理想的，因此可以忽略切換電路器的實際影響。而當作電路切換開關的 PIN 二極體操作在短路時則用一條金屬銅線來取代 PIN 二極體；當二極體偏壓低於操作電壓時，二極體開路就用一寬度為 0.5mm 左右的狹縫來取代 PIN 二極體。這樣的假設有助於我們在天線設計與模擬上更為簡單與快速。

接著就來看整體的模擬結果，我們將工作頻率設計在 2.45GHz，每個部分都設計匹配於 50 歐姆，從一開始的微帶線饋入，到最後的彎折式半波長偶極天線。電路切換器的位置在微帶線上並不會對天線造成很大的影響，只要能夠設計在有效範圍內，其改變切換器與天線距離並不會影響天線共振頻率，對於匹配影響也不大，但是由於前面無限波長分波器已設計固定傳輸線長度，若改變微帶線長度勢必會導致頻飄，因此切換電路器的位置必須以分波器為主，且必須設計在與原本分波器設計好固定長度傳輸線之後。首先來看不同導通情形時的散射參數，圖 4-14(a)為只導通一個開關來激發一支天線，共有四種方向的導通，圖 4-14(b)為同時導通兩相鄰輸出埠來激發兩支天線做合成的情形，一樣有四種方向的導通。從圖中可以發現，由於我們將匹配設計於一個輸出埠，所以在只導通一輸出埠時匹配相當好，但是在導通相鄰兩個輸出埠時匹配就稍微差了一點，不過反射損耗在兩種情形都有在 -10dB 以下，可以順利工作。另外也可以發現在導通不同輸出埠數目時，會發生些微頻飄的情形，導通兩個輸出埠比只導通一個輸出埠還來的低頻，這是因為前面所提當利用電路切換器控制輸出埠數目時，因整體看進去的等效電路會產生不同的寄生效應而有些微差異，所以會導致些微頻飄，但不影響我們設計的結果，仍可包含 2.45GHz。再來可以發現當導通埠五、或同時導通埠二與埠五時，反射損

耗除了在設計的工作頻率有波谷外，還另外有一個波谷，其原因推測是受到饋入微帶線的耦合所產生的影響，但不影響整體工作。



(a)

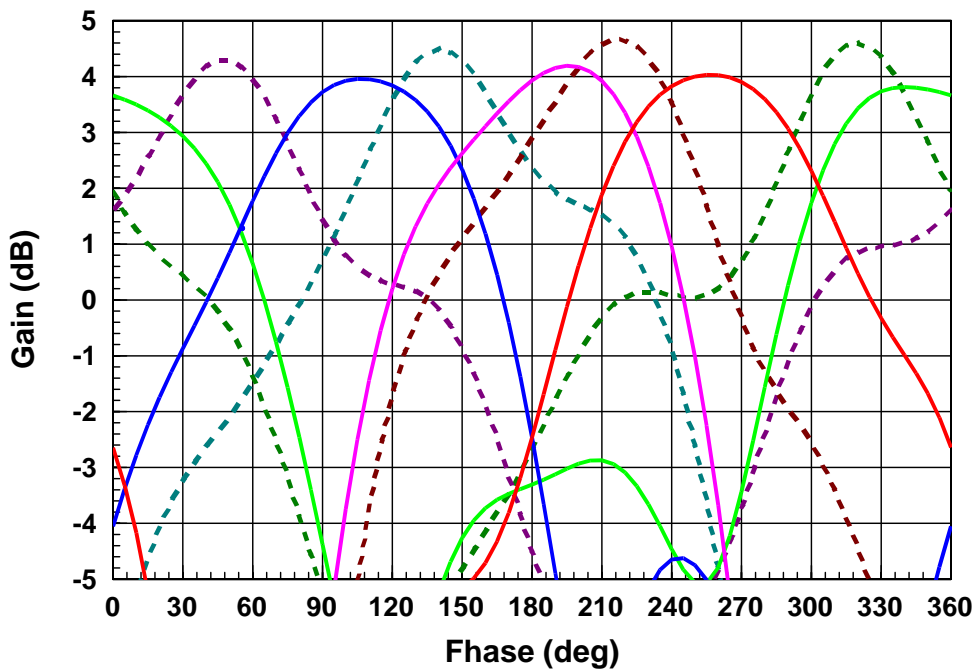


(b)

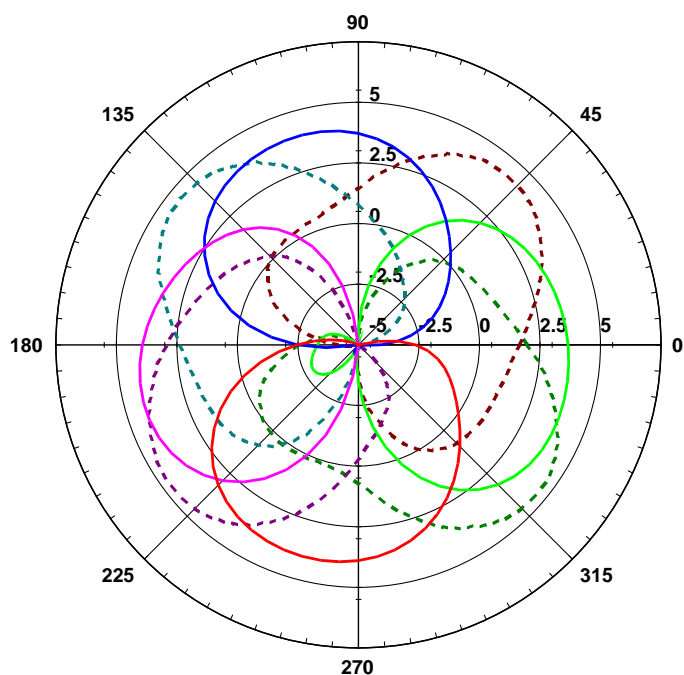
圖 4-14 切換波束天線不同導通情形的散射參數模擬圖(a)只導通一個輸出埠

(b)同時導通兩相鄰輸出埠

緊接著來看所設計的切換波束天線的輻射場型，圖 4-15 是將切換八個方向的場型都表示在同一張圖上。我們利用二極體的導通與否，成功的切換波束方向，以每隔 45 度角為一個切換方位，每個方位的輻射增益都約為 4dB，且具指向性。在我們的設計中，因天線間彼此互相垂直，即使距離很近，彼此間互相耦合(mutual coupling)的效應會相當的小而不會造成影響；此外，地平面的四個端角延伸出去的金屬線設計以及彎折天線的設計，使得整體面積可以大大的縮小，從原本設計的 12.5 公分 x12.5 公分縮小至 7 公分 x7 公分內，改善相當明顯；不僅如此，從模擬中我們也得知當地平面的面積越大，除了增益越高之外，合成波型也會更完美，更具指向性，不易受到其它寄生或偶合效應的影響。由模擬的結果看來我們所設計的切換波束天線是成功的。



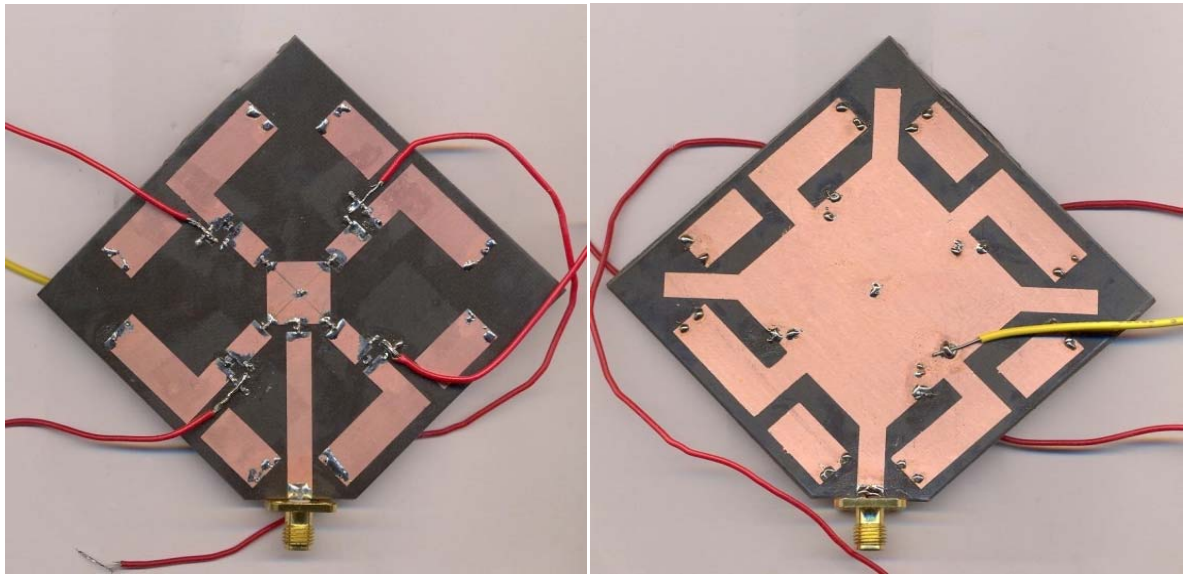
(a)



(b)

圖 4-15 切換波束天線的模擬場型增益(a)直角座標圖(b)極座標圖

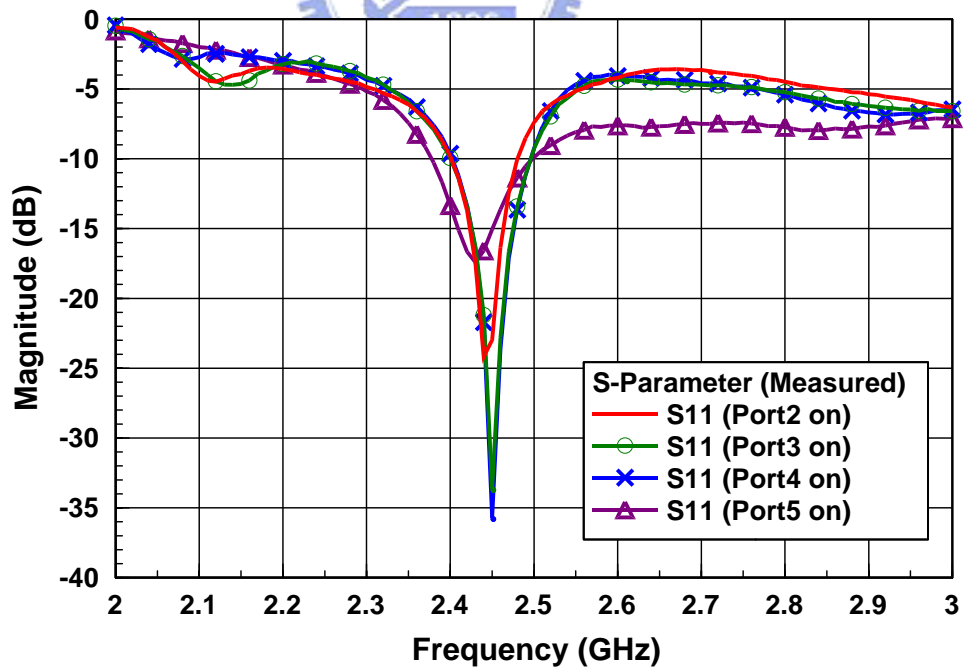
在實作量測的部分，我們是以 HP8720 網路分析儀來進行散射參數對頻率的數據量測，輻射場型則是以 HP 8530A 天線量測系統在無反射實驗室內量測得到的輻射場型與增益，圖 4-16 為考慮了實際的射頻阻擋器與二極體控制電路的實體照片。首先來看散射參數，圖 4-17(a)為只導通一個輸出埠的四種情形，而圖 4-17(b)為同時導通兩相鄰輸出埠的四種情形。在實作部分反射損失的波谷剛好坐落於 2.45GHz，圖中除了產生一些頻率飄移、以及導通埠五與同時導通埠二和埠五受到微帶線饋入的影響較差外，其走勢與模擬大致相同，至於產生頻飄原因可能是在實作時因為曝光過程造成大小有些微的誤差，也有可能是在利用模擬軟體設計的過程中，我們無法將電路切換器與射頻抗流圈的實際影響考慮進去，而假設電路切換器為理想所導致的誤差，當然也有可能來自實作時的人為誤差。另外，在量測部分涵蓋了 ISM 頻段，無論導通一個輸出埠還是導通相鄰輸出埠都有低於-10dB，其天線頻寬約為 3.33%，而反射損失在導通一個輸出埠時匹配得相當好，在導通兩個輸出埠時則尚可接受。



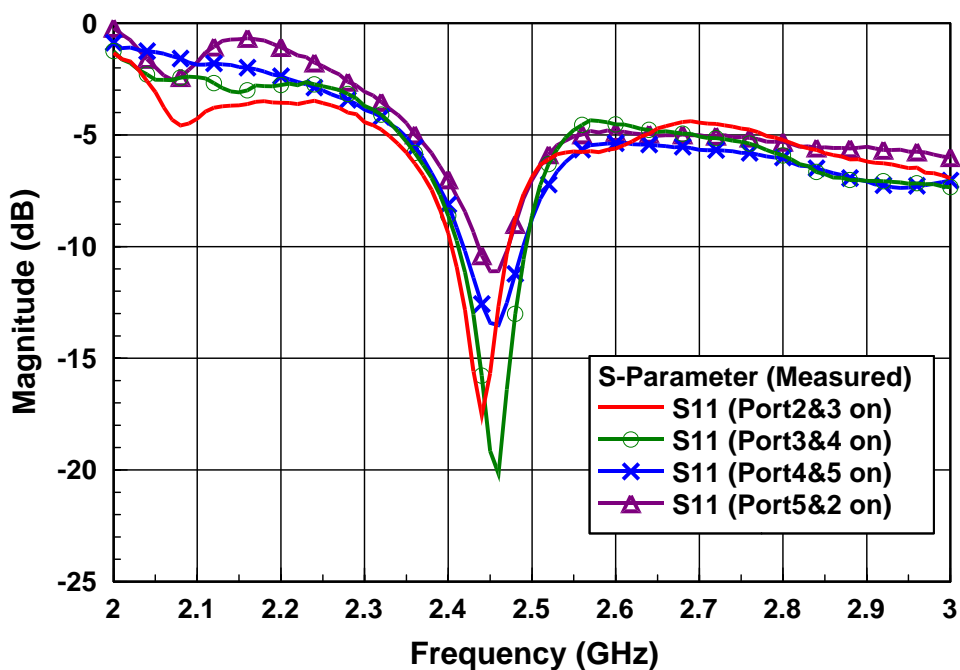
(a)

(b)

圖 4-16 切換波束天線實體圖(a)基板上層(b)基板下層



(a)



(b)

圖 4-17 切換波束天線不同導通情形的實作散射參數圖(a)只導通一個輸出埠

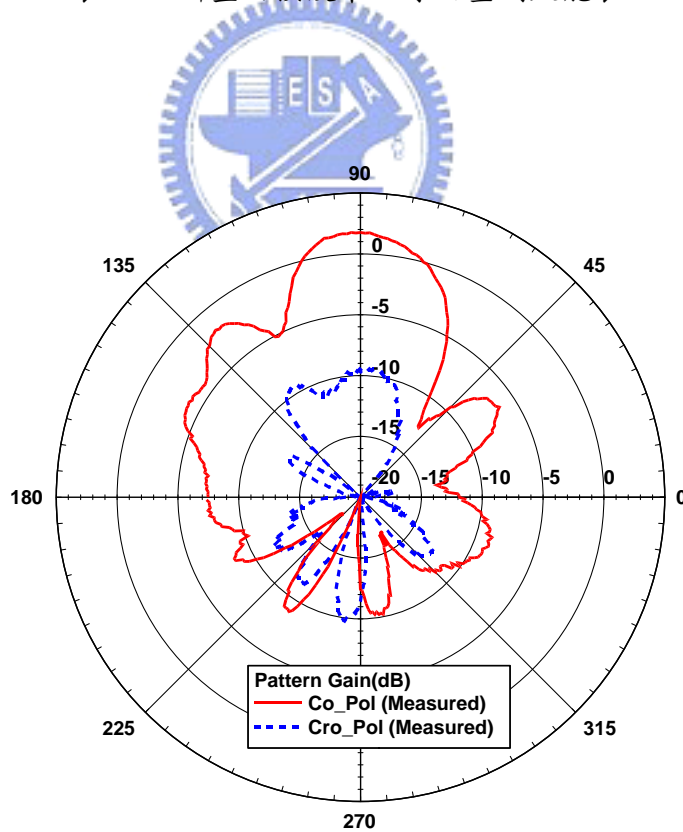
(b)同時導通兩相鄰輸出埠

接著來看量測的輻射場型，如圖 4-18 所示。由圖中可見模擬與實作波束切換情形完全相同，但由於實作時受到同軸電纜饋入的影響使得場型有些變化，導致最後的場型不夠完美。當然，在合成波束的部分，也會因每支天線間有些許差異，所需要的高度可能不同，或者匹配的好壞不同，以及二極體效能的些微不同，導致每支天線的輻射場型、方向以及增益都有差別，因此合成波束的場型就會變得更不完美。當然，其場型的不完美，可以透過將地平面增大，地平面增大反射功能就變強，且增益也會跟著提高，使整體輻射趨近我們所想要的完美場型，不過相對的就要付出整體面積變大的代價。至於天線增益與能量損耗的部分，我們可以看到每個切換波束方向所量測出來的增益大都是在 2dB 附近，最大為 2.5dB，最小為 1.5dB 左右，其增益的差異因上述誤差所造成。量測增益比模擬少了約 2dB，這是因為在我們原本設計的偶極天線其實作增益就只有 2.5dB 左右，且在之前就討論過，模擬與實作本來就會有所誤差，再加上與量測環境、擺設高度以及設備的校準都有很大的關係，因此這樣的誤差是可以預期的。而在整體合併之後，更會因分波器所消耗能量，還有切換天線所使用的 PIN 二極體開關當導通時介入損失為

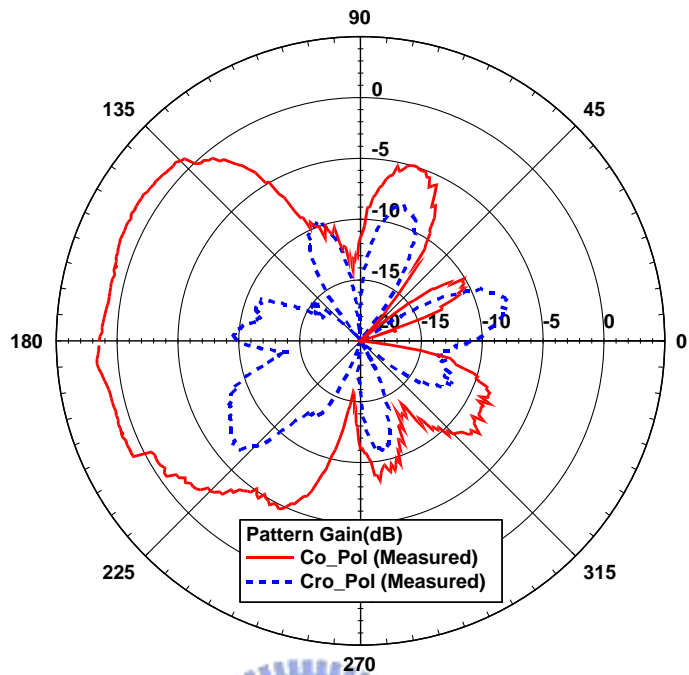
0.35dB，且當開關導通時需外加直流電流通過，使整體功率消耗增加。因為這些原因損耗能量，所以會使整體切換波束天線增益比起單一支天線的 2.5dB 來得更小，而實際量測出來為 1.7dB 附近，這樣的結果是可以預期也可接受的。表 4-3 為量測數據之彙整，可作為該天線性能之評估與分析。

激發天線	埠二	埠三	埠四	埠五
波束方向(deg)	92	185	273	7
增益(dB)	1.76	1.73	1.8	1.76
激發天線	埠二和埠三	埠三和埠四	埠四和埠五	埠五和埠二
波束方向(deg)	136	223	317	43
增益(dB)	1.55	1.84	1.66	1.85

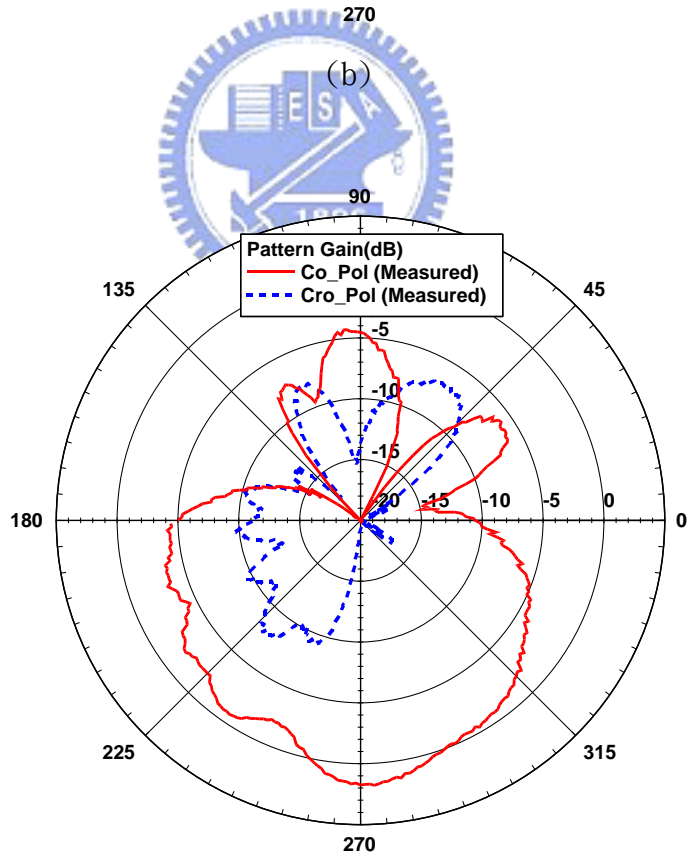
表 4-3 新型切換波束天線之量測效能表



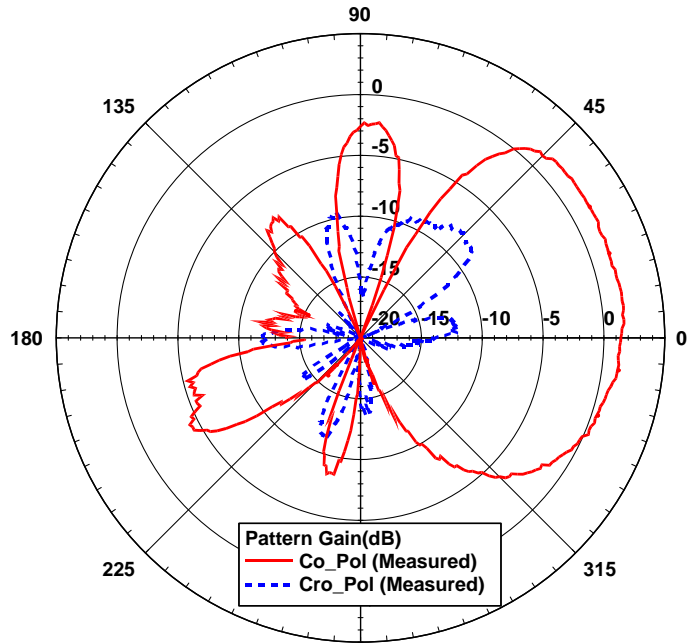
(a)



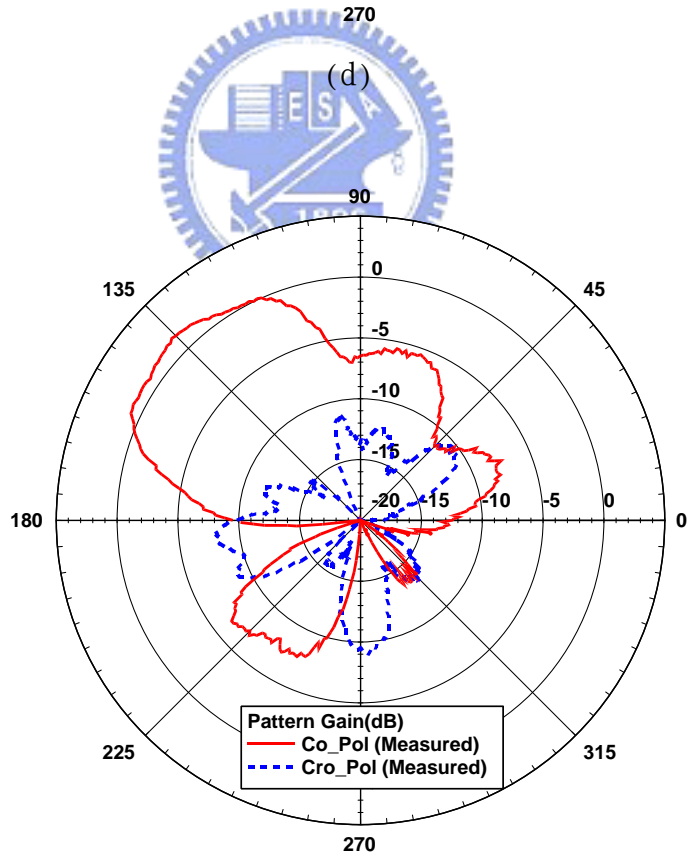
(b)



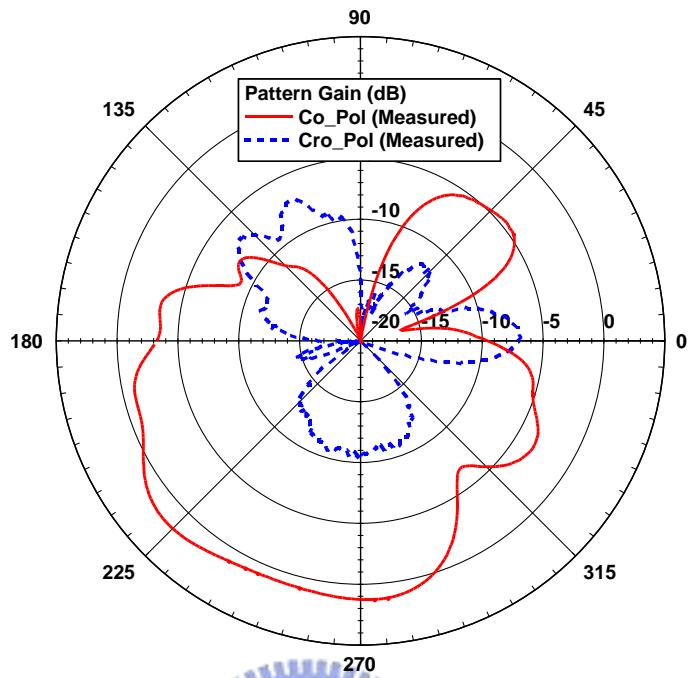
(c)



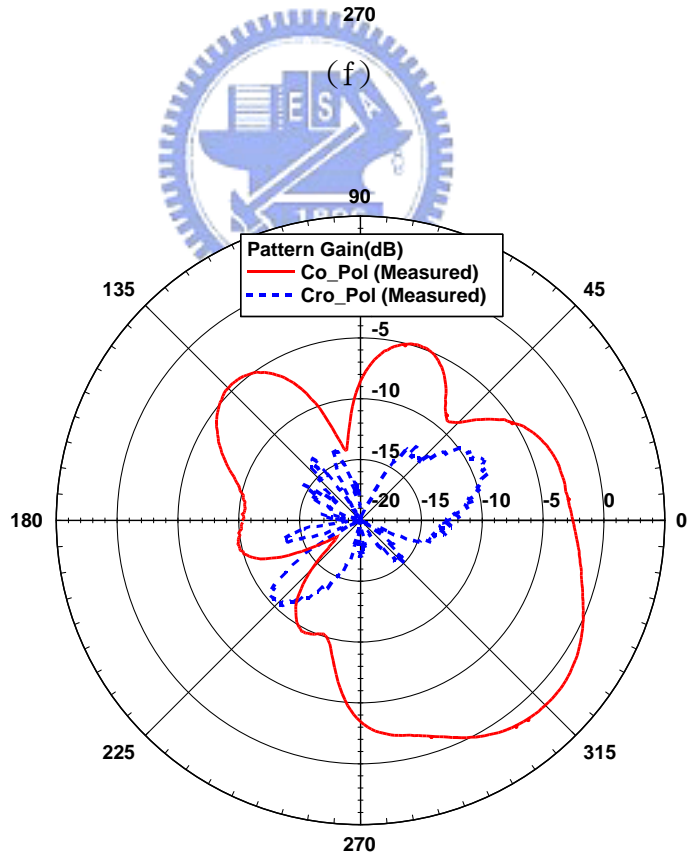
(d)



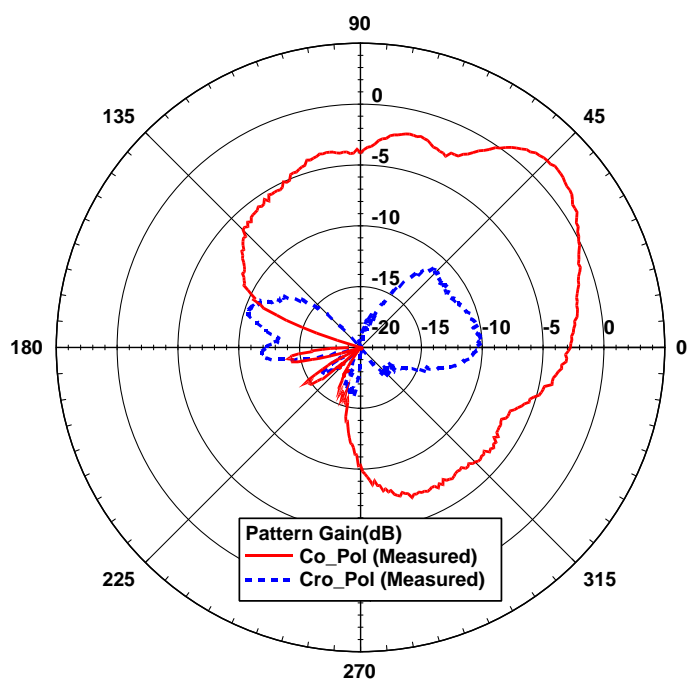
(e)



(f)



(g)



(h)

圖 4-18 量測天線場型增益(a)導通埠 2(b)導通埠 3(c)導通埠 4(d)導通埠 5

(e)同時導通埠 2 和埠 3(f)同時導通埠 3 和埠 4(g)同時導通埠 4 和埠 5

(h)同時導通埠 5 和埠 2

4.6 心得與討論

本章所提出的切換波束天線是屬於空間分集式的天線，其所設計的概念是將 PIN 二極體嵌入在分波器的輸出埠，透過導通不同 PIN 二極體來切換波束天線，可因應複雜的通訊環境而操作在某個切換模態，以提升無線接取能力，對於天線之間也不會有互相耦合的問題。綜合上面分析與所有量測數據結果，證明天線無論在散射參數、增益和場型皆有不錯的效能，僅有些微和模擬的誤差，誤差的討論在前面都已經討論過，整體上大致與所提出之理論差異不大，也足以證明此設計概念為可行的，並成功的實現出可控制切換波束方向天線，達到掃描整個平面的效能，以印刷技術達成完全平面化的要求。

第五章 結論

(Conclusions)

本論文在第三章先提出了一個二維無限波長多埠分波器，這是為了配合後面的切換波束天線運用，因此我們將分波器設計成二維，且四個輸出埠位在四個方位，也就是每個輸出埠相差九十度。這個分波器是利用葦狀結構來設計複合左右手傳輸線，並運用無限波長的特性，由於葦狀結構是二維且對稱的，有利於將輸出埠設計在一個電路單元上，可以藉此縮小整體面積。所設計的二維無限波長四埠分波器，有很多不同以往傳統分波器的優點，首先是因共振頻率只決定於並聯電路的電感電容值，因此可以設計的比傳統還要小；再來是因為無限波長的特性，使得整體電路可以看作是一個電路節點，也就是等電位點，當能量輸入進來，只要輸出埠的阻抗相同，便可分出等大小與等相位的能量；此外，我們也可以自行設計輸出埠的位置與改變輸出埠的數目，並不會影響分波器工作。設計出來的二維無限波長多埠分波器大小約為 2.7 公分 x 2.7 公分，損能約 1.2dB。

在第四章，我們先是設計了一個彎折式半波長偶極天線，為了有效縮小面積，我們利用彎折的方法來縮短半波長偶極天線所佔長度，並加上在地平面上兩端角的延伸金屬線，不但可以縮小天線面積、改善匹配，也可以當作饋入微帶線之地，更可以增強天線的指向性，使其單一波束向外輻射。所設計的天線為單一指向性的天線，頻寬為 15%，前後比為 11.23dB，交叉極化小，實作天線增益為 2.5dB。最終我們結合所有設計，利用 PIN 二極體的開關來切換波束，可以激發一支天線來指向四個方位、或者透過同時激發兩支天線做波束合成來指向兩天線間的 45 度角。這樣的設計，主波束有 45 度的旋轉可能，於整個平面共可提供八種方位以配合實際應用需求，且八個方位的天線增益都是一致的，實作增益約為 2dB，因此可進而增加系統容量及改善通訊品質，這是本論文在天線設計上的一些關鍵技術所在。

本論文雖具創新性但是仍不盡完美，在未來仍有許多可以改善以及進步的空間。第一，在分波器的部分，雖然改變輸出埠數目仍可正常工作，但是卻會影響匹配的好壞，所以才會造成設計中一個輸出埠匹配相當好，而兩個輸出埠尚可接受，若將其變成三個輸出埠，那匹配就會更差了；為了解決這個問題，應可在前端多設計一個可調匹配電路，利用可調電容或電感，根據不同的輸出埠數目來改變匹配電路值，以期能在一個電路中

任意改變輸出埠數目。第二，所設計的分波器頻寬其實並不大，這也跟在零階點頻寬窄有關，是否可以透過改變相位來使零相位點在其他共振頻率以改善頻寬問題，有待研究。第三，本論文的天線增益並不大，且合成場型有些並不完美，可能需要設計更高指向性的天線來取代。第四，此切換波束天線整體的耗能太大，除了前端分波器會消耗 1dB 多的能量外，另外在主動元件 PIN 二極體也會消耗不少能量，更有其它輻射或損耗，這是需要我們另外去克服的。第五，微帶線的饋入可能對天線場型會有所影響，在散射參數部分雖然在實作看不出來，但在模擬卻會造成多一個波谷，可能需要另外設計新的饋入網路，並減少主動元件 PIN 二極體數量以減小模擬與實作的誤差。這些都是需要我們日後努力的方向，冀望未來研究能提出改進方式來改善這些問題。



參考文獻

(References)

- [1] 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.
- [2] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.
- [3] E. Yablonovitch, "Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics," *Phys. Rev. Lett.* 58, 2059(1987).
- [4] S. John, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices," *Phys. Rev. Lett.* 58, 2486(1987).
- [5] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47, 2075(1999).
- [6] 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.
- [7] D. Sievenpiper, L. Zhang, F.J. Broas, N.G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2059-2074, Nov. 1999.
- [8] 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, April 2004.
- [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, April 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] 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, March 2004.
- [12] 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, Oct. 2004, pp. 1341-1344.
- [13] L. Liu, C. Caloz, T. Itoh, "Dominant mode (DM) leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 23, pp. 1414-1416, Nov. 2002.
- [14] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Seoul, Korea, Nov. 2003, vol. 3, pp. 1588-1592.
- [15] A. Lai, K.M.K.H. Leong, and T. Itoh, "A novel N-port series divider using infinite wavelength phenomena," in *IEEE-IMS Symp., Conf., Proc.*, California, CA, USA, June 2005, pp. 1001-1004.
- [16] C. Caloz and T. Itoh Eds., *Electromagnetic Metamaterials : Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley, 2004.
- [17] Y. Qian, W. R. Deal, N. Kaneda, and T. Itoh, "Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 23, pp. 2194-2196, 1998.
- [18] G. Zheng, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and A. B. Yakovlev, "Simplified feed for a modified printed Yagi antenna," *Electron. Lett.*, vol. 40, no. 8, pp. 464-465, Apr. 2004.