

國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班

碩士論文

新型極化可塑性四極化天線設計



Design of Novel Reconfigurable Patch Antennas for
Quadri-Polarization Diversity

研究生：吳逸凡

(Yi-Fan Wu)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiang Chen)

中華民國九十四年十月

新型極化可塑性四極化天線設計

Design of Novel Reconfigurable Patch Antennas for Quadri-Polarization Diversity

研究生：吳逸凡

Student: Yi-Fan Wu

指導教授：陳富強 博士

Advisor: Dr. Fu-Chiang 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 of Science

In

Communication Engineering

October 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年十月

新型極化可塑性四極化天線設計

研究生：吳逸凡

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

本論文為極化可塑性四極化天線設計。為了因應整合型通訊系統對於極化掃描的要求，本論文提出利用控制 pin diodes 的偏壓來切換天線的極化狀態，達成雙圓極化以及雙線性極化的操作。天線的極化狀態決定於天線共振結構的不同或是饋入訊號的差異，因此藉由控制 pin diodes 的偏壓來改變天線的共振結構，或改變天線饋入結構，四極化天線即很容易的被實現。目前為止，極少天線能夠設計成同時能操作於雙圓極化和雙線性極化，在本論文中將 pin diodes 應用於微帶天線以及槽孔耦合天線上，並藉由著不同的設計方法，成功設計出利用單一天線即可以操作於雙圓極化以及雙線性極化輻射。

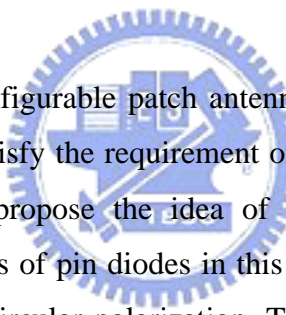
Design of Novel Reconfigurable Patch Antennas for Quadri-Polarization Diversity

Student: Yi-Fan Wu

Advisor: Dr. Fu-Chiarng Chen

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract



In this thesis, novel reconfigurable patch antennas for quadri-polarization diversity are designed and fabricated. To satisfy the requirement of polarization diversity in the integrated communication systems, we propose the idea of switching the polarization statuses of antennas by controlling the bias of pin diodes in this thesis. This way, antennas are operated between dual-linear and dual-circular polarization. The polarization statuses of antennas are decided by either different resonating structures or different feeding signals. Therefore, by controlling the bias of pin diodes to change the resonating structures or different feeding signals, quadric-polarization antennas can be realized easily. Presently few antennas can be operated both in dual-linear and dual-circular statuses. In this thesis we apply pin diodes in patch antenna and aperture coupled antenna. By the two design methods mentioned above, single antenna can be operated between dual-linear polarization and dual-circular polarization.

謝誌

在此非常感謝陳富強老師這兩年來的指導，不僅在課業上給我非常多的建議以及肯定，使得我在研究上有許多突破以及創新，在平常相處之中，亦師亦友的態度更是使我們的互動更加良好，非常感謝您的付出以及指導，除了感謝之外還是感謝。例外，也非常感謝實驗室裡的大家，俊南學長、小豪、阿德、小亨，以及各位學弟，很高興有這個緣份可以和大家度過這兩年的快樂時光，謝謝大家給了我這段美好的回憶，謝謝大家。



目 錄

中文摘要	i
英文摘要.....	ii
謝誌.....	iii
目錄.....	iv
圖錄	v
第一章 導論.....	1
1.1 工程背景與研究動機.....	1
1.2 內容提要.....	2
第二章 極化天線設計原理.....	4
2.1 概述.....	4
2.2 極化狀態概述.....	5
2.2.1 線性極化	5
2.2.2 橢圓極化	5
2.2.3 圓極化	6
2.3 極化天線設計.....	7
2.3.1 線性極化天線設計	7
2.3.2 圓極化天線設計	8
2.3.2.1 雙饋入圓極化天線.....	8
2.3.2.2 單饋入圓極化天線.....	9
2.3.2.3 圓極化天線增益	10
第三章 四極化微帶天線設計	11
3.1 概述	12
3.2 天線設計原理	14
3.2.1 四分之一波長阻抗轉換	15
3.2.2 支幹耦合器	16
3.2.3 雙圓極化微帶天線設計	18

3.2.4 雙線性極化微帶天線設計	18
3.3 模擬結果與實作分析	19
3.4 心得與討論	26
第四章 四極化槽孔耦合圍帶天線設計	27
4.1 概述	28
4.2 天線設計原理	30
4.2.1 饋入電路	33
4.2.2 雙圓極化操作	33
4.2.3 雙線性極化操作	34
4.3 實作分析	34
4.4 心得與討論	38
第五章 結論	39
參考文獻	41



圖 目 錄

圖 2-1 不同極化狀態其瞬間電場向量隨時間變動關係	5
圖 2-2 雙饋入圓極化微帶天線激發方式	8
圖 2-3 常見單饋入圓極化天線	9
圖 2-4 單饋入圓極化天線兩正交模態的振幅與相位隨頻率變化情形	9
圖 2-5 圓極化天線輻射場型說明	10
圖 3-1 利用雙天線做極化掃描之天線結構圖	12
圖 3-2 利用單一天線做極化掃描之天線結構圖	12
圖 3-3 利用 pin diodes 做雙圓極化之天線結構圖	13
圖 3-4 利用 pin diodes 做三種極化狀態之天線結構圖	14
圖 3-5 四極化天線結構示意圖	14
圖 3-6 微帶線結構圖	15
圖 3-7 微帶線饋入	16
圖 3-8 支幹耦合器架構示意圖	16
圖 3-9 雙圓極化天線反射損耗模擬圖	19
圖 3-10 雙圓極化天線輻射場形模擬圖	19
圖 3-11 雙線性極化天線反射損耗模擬圖	20
圖 3-12 雙線性極化天線輻射場形模擬圖	24
圖 3-13 實作天線照片	25
圖 3-14 雙圓極化之反射損耗量測圖	23
圖 3-15 雙線性極化之反射損耗量測圖	23
圖 3-16 雙圓極化之輻射場型	24
圖 3-17 雙線性極化之輻射場型	24
圖 4-1 雙線性極化槽孔天線	29
圖 4-2 圓極化槽孔天線	29
圖 4-3 四埠槽孔耦合天線	30

圖 4-4 四極化槽孔耦合天線	31
圖 4-5 雙圓極化槽孔耦合天線饋入端實作照片	35
圖 4-6 雙線性極化槽孔耦合天線饋入端實作照片	35
圖 4-7 雙圓極化反射損耗圖	36
圖 4-8 雙線性極化反射損耗圖	36
圖 4-9 雙圓極化輻射場形	37
圖 4-10 雙線性極化輻射場形.....	37



表 目 錄

圖 3-1 四極化微帶天線效能·····	25
圖 4-2 四極化槽孔耦合天線量測效能表·····	38



第一章 導論

(Introduction)

1.1 工程背景與研究動機

由於近幾年在無線通訊產業的快速發展的趨勢之下，極化掃描 (polarization diversity) 技術也逐漸被重視。在無線通訊系統中，如無線區域網路(wireless local area network)，極化掃描就被用來克服在高度多路徑 (high multipath) 散射的環境下，訊號在接收端所產生的衰減 (fading loss)。在微波標籤系統 (Microwave tagging systems) [1]亦利用圓極化調變技術 (circular polarization modulation)。

由於極化掃描的技術日趨被重視，越來越多天線設計者皆開始從事雙極化天線的設計，以往的雙極化天線設計方法包括利用兩根極化特性相互正交的極化天線[2]，或是利用單一天線上饋入兩個相互正交的訊號[3]來達成極化掃描的目的，但近年有人提出來利用 pin diodes 來設計雙極化天線的概念[4]- [10]，改變了傳統上雙極化天線設計的方法。藉由控制 pin diodes 的偏壓來改變相對的天線共振結構，只需利用單一天線以及單一饋入訊號，即可以達到雙極化天線的設計。

近年通訊系統的發展趨向將多個通訊系統整合在同一電路中，但是不同的通訊系統架構所要求的極化特性皆不相同，例如個人無線通訊以及手機通訊，天線極化方向即設計為線性極化，但是在其他的通訊系統架構中，例如衛星通訊系統，天線極化方向就被要求設計成圓極化的形式，因為圓極化輻射時，比較不會因為發射端和接收端的天線擺放位置的不同就有很大的差異性，因此也比較適合衛星通訊的應用。因此如果要在整合型通訊系統架構中使用極化掃描技術的話，勢必在天線端的設計必須能達到有雙圓型極化以及雙線性極化的輻射場形。

但是到目前為止，極少天線能夠設計成同時能操作於雙圓極化和雙線性極化，為了因應整合型通訊系統對於極化掃描技術的需求，在本論文中即將 pin diodes 應用於微帶天線以及槽孔耦合天線上，並藉由著不同的設計方法，成功設計出利用單一天線即可以操作於雙圓極化以及雙線性極化輻射。

1.2 內容提要

本論文主要是將 pin diodes 應用於四極化天線的設計中，利用控制 pin diodes 的偏壓，使得天線可以達到雙圓極化和雙線性極化輻射，論文內容中除了清楚交代設計流程，對於極化特性及極化天線的原理亦有詳細說明：

第一章 導論，簡單說明本論文的研究動機及應用價值

第二章 極化天線設計原理，內容中簡介極化特性以及一般極化天線設計的方法，包括線性極化與圓極化的饋入以及模態激發的簡單介紹。

第三章 四極化微帶天線設計，設計是將 pin diodes 嵌入矩形截角天線以及寄生金屬片中，利用控制 pin diodes 的導通與否來控制相對的天線共振結構，藉此激發不同的模態，使得在天線在不同的極化狀態操作。在 pin diodes 導通時，天線整體可以視為一矩形 patch 天線，利用支幹耦合器的饋入可達到雙圓極化操作；在 pin diodes 不導通時，共振天線為一矩形截角天線，矩形截角天線在單饋入時為圓極化輻射，不同饋入點對於矩形截角天線造成不同的圓極化，利用支幹耦合器的 90 度相位差與兩相異的圓極化場形的合成，即可以推得合成場形為線性極化，來達成雙線性極化的操作。

第四章 四極化槽孔耦合天線，由於微帶天線受限於結構的關係，頻寬較小，藉由槽孔耦合天線以厚空氣介質來達成較寬頻的特性，本章將 pin diodes 應用在槽孔耦合天線天線上，藉此達到較寬頻的四極化天線。本章節所設計的四極化槽孔耦合天線，較第三章中所設計之四極化微帶天線相比，除了有較大的頻寬之

外，本章節設計的重點是將 pin diodes 嵌入在槽孔耦合天線的饋入端(feeding network)，藉由控制 pin diodes 的導通狀態，來切換訊號流經不同的饋入結構，藉由控制不同的饋入訊號的路徑即可以提供不同訊號的相位差，藉此來達到雙圓極化以及雙線性極化的變化，與先前第三章中利用 pin diodes 來改變天線相對應共振結構的方法利用不同的設計技巧。

第五章 結論，將本文中所提出的四極化天線作一簡明的總結。



第二章 極化天線設計原理

(Design Theory of Dual-Polarized Antenna)

2.1 概述

全球近幾年在無線通訊產業的快速發展的趨勢之下，無線通訊系統已成為現代資訊傳遞的趨勢，然而在無線通訊上頻寬是有限的，該如何在有限的頻寬裡創造出更好的通訊品質便是現代無線通訊所面臨到最大的議題。極化掃描(polarization diversity)的方法有許多的優點，其中之一是能提高系統的效能(capacity)。無線通訊是受限於有限的頻寬利用，傳送資料的管道稱為通道(channel)，是使用某個特定的頻率來傳送資料，傳統的無線通訊只使用單一的極化，而極化掃描使用兩個以上的極化來傳送資料，同樣傳輸資料，多重極化在各個極化方向分別可攜帶有不同資訊，毫無疑問地，較傳統的方式效率更高了，換個角度來看，一個極化若代表一個通道，則極化掃描的方式相對地就提供了更多的通道來傳送資料。



在大都市或室內的環境中，由於極化特性經由多次反射(reflection)、散射(scattering)改變的較複雜，若以無線通訊系統為例，當訊號在基地台(base station)被接收時會產生多變極化現象(varying polarization)，如果還是使用傳統的單一極化天線接收訊號的話，那麼當訊號在基地台和可攜帶式(portable)接收機之間傳遞時，因多路徑的反射所造成不同的極化現象，會導致無法接收到完整的資訊，進而影響整個通訊品質。極化掃描(polarization diversity)另外一個優點就是被用來克服在高度多路徑(high multipath)散射的環境下，訊號在接收端所產生的衰減(fading loss)以及極化的改變。藉由極化掃描技術，通訊系統可以提高效能(capacity)及系統接收器的靈敏度(receiver sensitivity)。

2.2 極化狀態概述

對於電磁波而言，其極化狀態的定義是藉由觀測空間中一個固定位置，其瞬間電場向量（instantaneous electric field vector）隨時間變動的關係。瞬間電場向量在隨時間變動時，其向量頂點所繪製出的圖形，如圖 2.1，亦即可以表示電磁波的極化狀態。

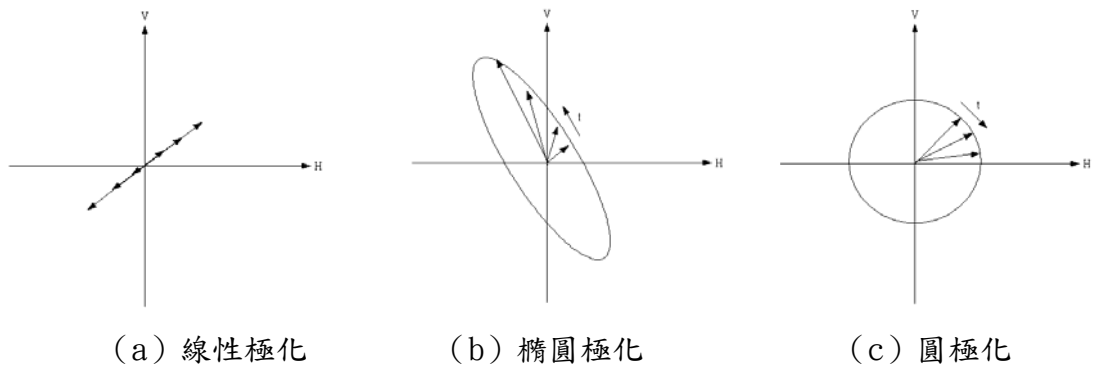


圖 2-1、不同極化狀態其瞬間電場向量隨時間變動的關係

2.2.1 線性極化

當電場向量的頂點隨時間變化時，在平面上所繪製出的圖形為一直線時，此電磁波可以定義為線性極化（Linear polarized），如圖 2.1 (a) 所示。通常會用一個平面來定義線性極化，通常是以地球表面作為基準面。對於水平極化（horizontally polarized）的電磁波來說，其電場向量振盪的方向即為平行地球表面（horizontally），反之若電磁波被定義為垂直極化（vertically polarized）時，其電磁波就只有垂直地球表面的成分。空間中任意的電磁波都可以被分解成兩個相互正交的線性極化，若這兩個正交的線性極化有相同的相位變化，合成在空間中的電磁波亦為一線性極化，如圖 2.1 (a) 所示。

2.2.2 橢圓極化

當空間中兩個正交的線性極化並非同相位（in phase）時，合成的電場向量便會依時間的變動而往某一特定的方向旋轉，而振幅亦有週期性的變化，如圖 2.1 (b) 所示。在這個情形下，電場向量的頂點依時間變動將會描繪出一個橢圓形，而橢圓形的形狀會

依著空間中的兩個正交線性極化向量的振幅以及相位差所決定。軸比 (axial ratio) 即是依照橢圓形的長短軸比來決定，定義如下：

$$|R| = \frac{\text{major axis length}}{\text{minor axis length}}, \quad R = 20\log|R| \text{ dB}$$

軸比 (axial ratio) 常常是用來決定電磁波的極化狀態，例如當軸比為 1 時，可以得知空間中的電磁場為圓極化形式，若當軸比為零或無限大時，即可得知空間中的電磁場為線性極化形式。

2.2.3 圓極化

當空間中兩個正交向量有相同振幅大小並相差 90 度相位時，此時的極化狀態即為圓極化。圓極化又可以依照電場向量頂點隨時間變化的軌跡，分成左手圓極化 (Left-Hand Circular Polarization, LHCP) 及右手圓極化 (Right-Hand Circular Polarization, RHCP)。就觀察者而言，若電磁波傳播方向為迎向觀測者，並且電場向量頂點隨時間變化的軌跡為逆時針旋轉時，此時即定義此電磁波的極化狀態為右手圓極化 (RHCP)。反之，若以相同的觀測位置而言，電場向量頂點隨時間變化的軌跡為順時針旋轉時，此時即定義此電磁波的極化狀態為左手圓極化 (LHCP)。

數學推倒如下。在平面前觀察電場向量頂點變化的軌跡，並假設電場為下式：

$$\begin{aligned} \vec{E} &= E_{0x} e^{-jkz} \hat{a}_x + E_{0y} e^{-jkz} * e^{j\phi} \hat{a}_y \\ &= E_{0x} \cos(\omega t - kz) \hat{a}_x + E_{0y} \cos(\omega t - kz + \phi) \hat{a}_y \end{aligned}$$

觀察 $z=0$ 的平面：

$$\vec{E}(z=0) = E_{0x} \cos(\omega t) \hat{a}_x + E_{0y} \cos(\omega t + \phi) \hat{a}_y$$

當空間中兩個正交向量有相同振幅大小並相差 90 度相位，亦即 $E_{0x} = E_{0y}$ 並且假設

$\phi = 90^\circ$ ，此時在 $z=0$ 的平面前觀察電場為：

$$\begin{aligned}\vec{E}(z=0) &= E_0 \cos(\omega t) \hat{a}_x + E_0 \cos(\omega t + 90^\circ) \hat{a}_y \\ &= E_0 \cos(\omega t) \hat{a}_x - E_0 \sin(\omega t) \hat{a}_y\end{aligned}$$

此時 $z=0$ 的平面前觀察電場向量頂點變化的軌跡即為圖 2.1 (c) 所示，為一左手圓極化，反之若 $\phi = -90^\circ$ 時，電場向量頂點變化的軌跡為一右手圓極化。

2.3 極化天線設計

依照不同的天線結構以及不同的饋入方式，天線可以產生任意的極化狀態，而天線極化狀態會依照不同通訊系統而有所不同，例如在手機通訊要求為線性極化，衛星通訊要求為圓極化。近年來由於近幾年在無線通訊產業的快速發展的趨勢之下，通訊品質也日漸受到重視，因此天線漸漸被要求不只設計為單一極化，雙極化天線的設計亦日漸受到重視。極化掃描 (polarization diversity) 技術即是利用一對相互正交的極化來達成，在無線通訊系統中，如無線區域網路 (wireless local area network)，極化掃描就被用來克服在高度多路徑 (high multipath) 散射的環境下，訊號在接收端所產生的衰減 (fading loss)

2.3.1 線極化天線設計

最常見可以提供線性極化的天線就是偶極天線 (dipole)，當電磁波由偶極天線輻射時，其電場方向便是和偶極天線長度的方向相同。許多類型的天線皆是結合數個偶極天線或者是偶極天線的變形，例如單極天線 (monopole)、對數週期天線 (log-periodic dipole antenna)、八木天線陣列 (Yagi-Uda arrays) 等等，皆為線性極化天線。常見的微帶天線 (microstrip antenna)，如外觀為矩形、圓形、環狀 (annular) 或是三角形的微帶天線，皆可以視為是偶極天線的變形，其極化特性亦跟偶極天線一樣為線性極化。

理想的線性極化天線應該只會存在單一線性極化，但事實上當天線被設計成線性極化時，除了當初想設計的線性極化外 (co-polarization)，亦會有另一個極化成分產生 (cross-polarization)。線性極化天線的品質好壞亦即決定於共同極化

(co-polarization) 和交叉極化 (cross-polarization) 的比值。理想的線性極化天線共同極化和交叉極化的比值為無限大，對於一般微帶天線而言，共同極化和交叉極化的比值約為 15-30dB。

2.3.2 圓極化天線設計

圓極化天線設計可以藉由適當設計天線的結構或是設計適當的饋入訊號方式來達成。最基本的圓極化天線即是利用天線結構本身的特性來達成圓極化場形輻射，例如螺旋形天線 (spiral antenna、helix antenna)。微帶天線通常設計為線性極化輻射，但藉由適當的選擇訊號饋入的方式或是改變結構，亦可以達成圓極化場形輻射，例如利用支幹耦合器(branchline coupler) 饋入，或者在天線上做截角或槽孔的改變，來激發一組正交的模態。

2.3.2.1 雙饋入圓極化天線

單一天線要產生圓極化的輻射情形，最簡單的方式是在天線上同時激發兩個正交的線性模態(orthogonal patch modes)，此兩模態強度相同(equal amplitude)並且給定 90度相位差 (90° out of phase)。圖2-2顯示此兩種形狀的雙饋入圓極化微帶天線激發方式，若是能設計良好的功率分配器(power divider circuit)，使兩個正交饋入的訊號強度相同且相位差90度，則圓極化效果就能產生。例如使用支幹耦合器(branchline coupler) 來當提供兩個正交饋入的訊號，由於它能在不錯的頻寬內符合上述要求，因此饋入的天線圓極化軸比頻寬理論上也相當寬頻。

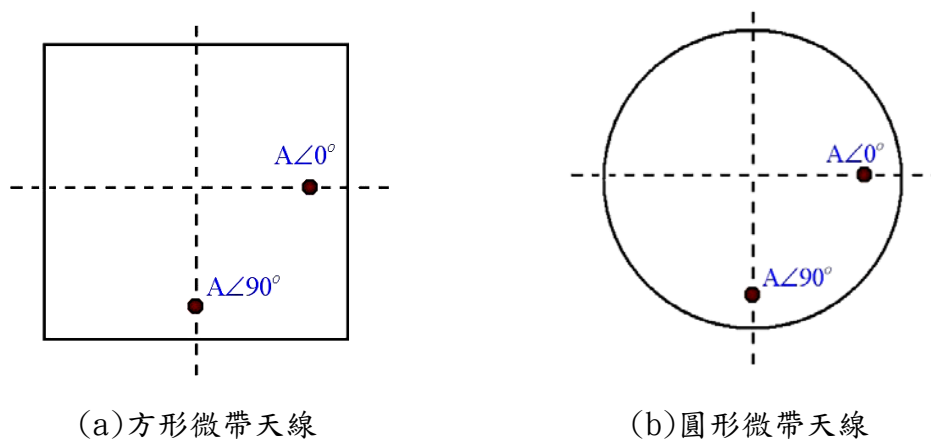


圖 2-2、雙饋入圓極化微帶天線激發方式

2.3.2.2 單饋入圓極化天線

圓極化輻射除了藉由如圖 2-2 所示饋入兩個正交的模態，並在激發時給定相同振幅大小以及 90 度的相位差來達成之外，亦可以利用改變天線結構，在單一饋入時基發兩個共振模態來達到圓極化輻射。

一般而言，以單一饋入的方式所激發的微帶天線輻射場型為線性極化(linear polarization)，為了能產生圓極化輻射情形，便需要稍微改變天線形狀與饋入位置，使天線產生兩種共振模態來達到圓極化輻射。藉由適當的調整天線形狀與饋入位置，在中心頻率 f_0 時可產生如圖 2-4 所示的兩強度相同相位角差 90 度的模態，滿足圓極化產生條件。隨著頻率偏離中心頻率 f_0 後，兩模態強度與相位角差會同時偏離圓極化產生條件，軸比也會跟著快速的衰減，使得 3dB 軸比頻寬較差。

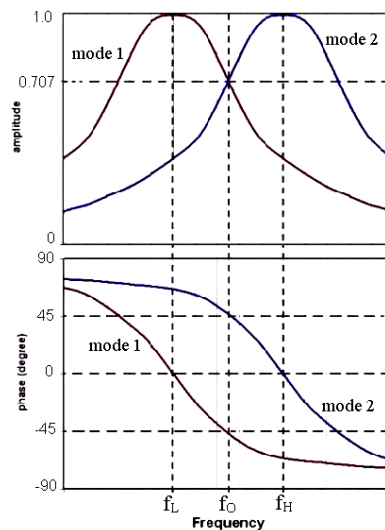
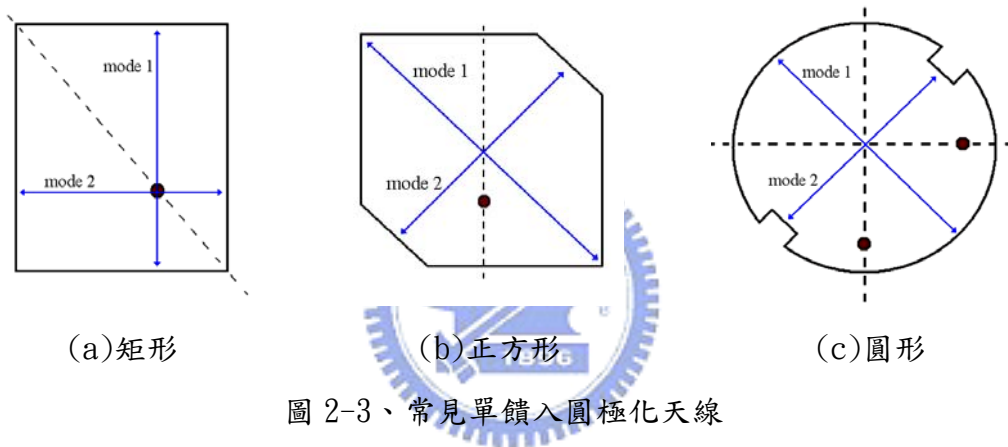


圖 2-4、單饋入圓極化天線兩正交模態的振幅與相位隨頻率變化情形

2.3.2.3 圓極化天線增益

圓極化天線在量測時，會旋轉線性極化訊號發射天線，使得待測天線量得如圖 2-5 的輻射場型。此天線的增益用此圖來定義卻有爭議，若定義最大的增益值或是最小的增益為此天線的增益值皆不合理。因此，藉由引進一修正因子 G_C (correction factor)[11] 來精確定義圓極化天線增益。

$$G_C(dB) = 20\log_{10}[0.5(1 + 10^{-AR/20})]$$

其中軸比(AR)可由圖 2-5 估計獲得。另外，將量測得到的最大天線增益以 $G_o(dBi)$ 表示，其單位中的 l 表示此天線增益是以等方向線性極化天線作基準(referenced to an linear isotropic antenna)。則新定義的圓極化天線可以 G_{CP} [11] 來表示。

$$G_{CP}(dBic) = G_o + G_C + 3$$

其單位中的 c 表示此天線增益是以等方向圓形極化天線作基準(referenced to an circular isotropic antenna)。

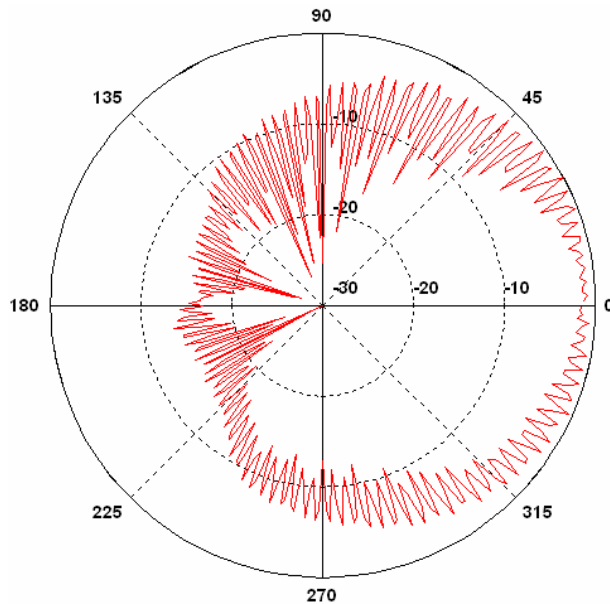


圖 2-5、圓極化天線輻射場型說明

第三章 四極化微帶天線設計

(A Novel Reconfigurable Patch Antenna for Quadri-Polarization Diversity)

近年來在天線設計方面，極化掃瞄 (polarization diversity) 技術被應用的相當廣泛，其中利用控制 pin diode 的偏壓來改變天線極化狀態的研究，在近些年被熱烈的探討。設計包括利用控制 pin diode 的偏壓來使得電流路徑相異，便以在相同天線上激發不同的模態來達到不同的極化狀態[4]-[8]。或者是以利用控制 pin diode 的偏壓來造成不同的共振路徑[9]、[10]，以達到頻率掃描 (frequency diversity) 的目的。

到目前為止，天線設計者雖然可以利用 pin diode 來達成極化掃瞄，但是都僅限於某些特定極化狀態的切換，極少天線被設計於同時可以操作於雙線性極化 (dual linear polarization) 以及雙圓型極化 (dual circular polarization)。若想要在整合型通訊系統中來使用極化掃瞄的技術，便需要所設計之天線必須可以操作於雙線性極化以及雙圓型極化，來滿足各種不同通訊系統所要求之天線極化狀態，以漫遊在各個通訊系統中。本章內容為四極化微帶天線設計。設計內容是將 pin diodes 應用於微帶天線上，並藉由控制 pin diodes 偏壓來改變天線共振結構以及所激發的共振模態。給定正偏壓時，此微帶天線將操作於雙線性極化 (dual linear polarization)，反之，給定負偏壓時，此微帶天線將操作於雙圓性極化 (dual circular polarization)。

3.1 概述

由於近年來無線通訊系統的發展，極化技術也日漸重要，傳統上天線都只設計成單極化，但是由於通訊品質的要求越來越高，天線系統亦被要求需要提供雙極化輻射。雙極化天線的設計最初就只是應用兩根天線，並設計其極化特性為相互正交，例如垂直極化和水平極化。圖 3-1 即為將極化掃描技術應用在 WLAN 上天線設計[2]的例子，便是利用兩根極化特性為相互正交的單極天線來達到極化掃描的目的。

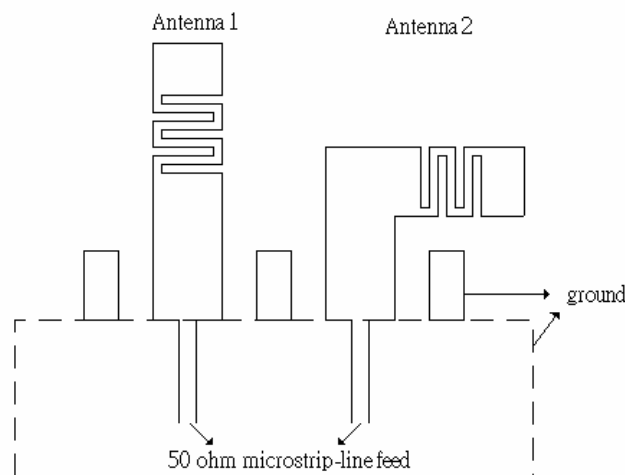


圖 3-1、利用雙天線做極化掃描之天線結構圖

除了利用兩根極化特性相互垂直的天線來達到極化掃描的技術之外，在單一天線上激發一組相互正交的輻射模態亦可以達到極化掃描的目的。圖 3-2 即兩個 H 型槽孔耦合所設計的雙線性極化天線[3]，利用兩個相互正交的饋入訊號，經過 H 形狀槽孔的耦合之後，便可以再單一天線上激發一組相互正交的輻射模態，達到極化掃描的目的。

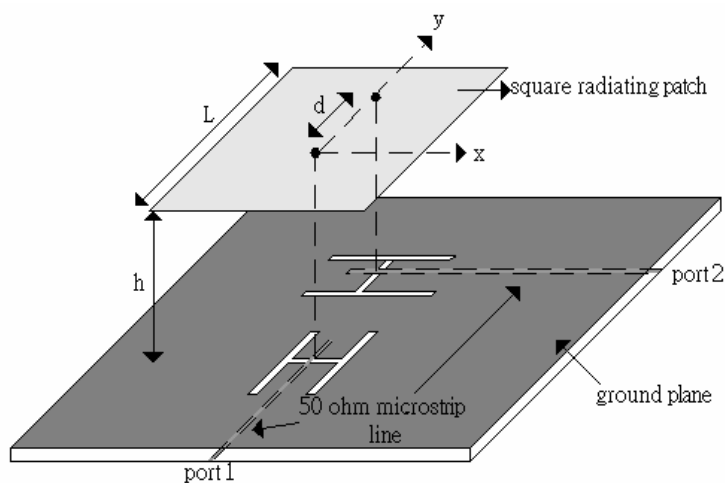


圖 3-2、利用單一天線做極化掃描之天線結構圖

在近些年的雙極化天線設計中，pin diodes 漸漸被廣泛的應用[4]-[10]。由於將 pin diodes 加入雙極化天線的設計中，天線設計者對於雙極化天線的設計便多了更多的選擇，藉由控制 pin diodes 的偏壓，相對的天線結構便會改變，所激發的模態亦大不相同，這與以往需要利用兩根天線或是利用兩個相互垂直的饋入訊號相比，設計概念大不相同。圖 3-3 即為一個 patch 天線[4]，其利用 pin diodes 來達到圓極化掃瞄(circular polarization diversity)。控制饋入訊號端的直流偏壓即可以控制 pin diode 1 和 pin diode 2 的導通狀態，天線的極化狀態可以操作於左手圓極化或是右手圓極化。

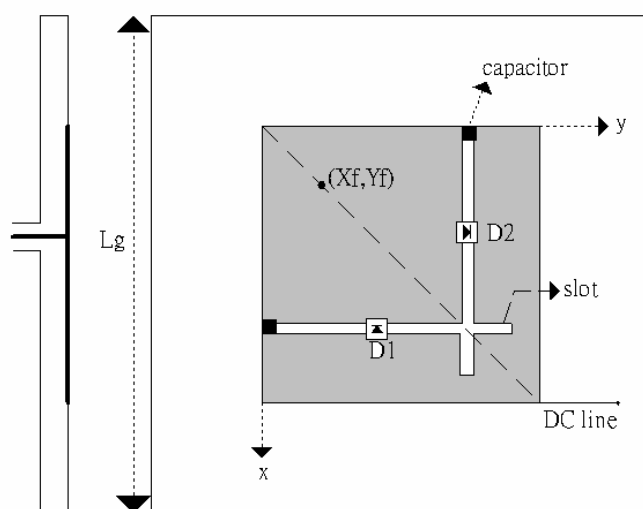


圖 3-3、利用 pin diodes 做雙圓極化之天線結構圖

利用控制 pin diodes 的偏壓可以改變天線的極化狀態，除了雙極化狀態之外，近年來亦有天線設計者利用 pin diodes 來達到單一天線上可以存在三種不同的極化狀態，包括左手圓極化、右手圓極化以及線性極化。圖 3-4 即利用單一個 patch 天線[5] 來達到三個不同的極化狀態，控制 pin diodes 的偏壓，假若 pin diode 1 和 pin diode 3 導通，且 pin diode 2 和 pin diode 4 不導通的狀態下，天線即為左手圓極化輻射，其操作原理如第二章中單饋入元極化原理所述。同理當 pin diode 2 和 pin diode 4 導通，且 pin diode 1 和 pin diode 3 不導通的狀態下，天線即為右手圓極化輻射。若 pin diodes 皆為導通或是皆為不導通的狀態下，天線結構對稱，所激發的模態即為最基本的線性極化操作。

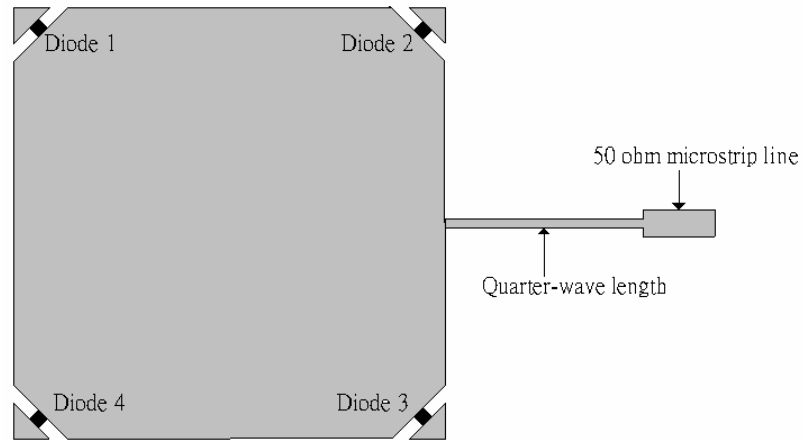


圖 3-4、利用 pin diodes 做三種極化狀態之天線結構圖

就一個整合型通訊系統而言，不同的通訊系統架構通常需要不同的極化狀態輻射，若必須提供整合型通訊系統極化掃描的技術，勢必天線必須設計成可以提供雙圓極化以及雙線性極化的操作。本章節所設計之天線即成功的設計出可以提供雙圓極化以及雙線性極化之四極化微帶天線。



3.2 天線設計原理

圖 3-5 為所設計之天線架構圖，其天線設計共振於 1.575GHz，主要包含一矩形截角的 patch 天線、四分之一波長阻抗轉換器、支幹耦合器(branch-line coupler)，兩顆 pin diode 以及兩片寄生金屬，並將 pin diodes 嵌入在矩形截角天線與寄生金屬間，藉以利用控制 pin diodes 的直流偏壓，以改變電流共振路徑以及所激發的模態，來達到不同極化狀態的操作。

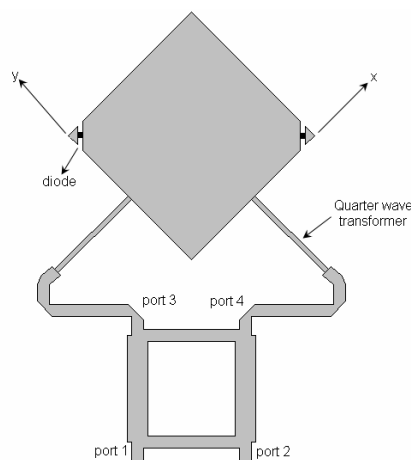


圖 3-5、四極化天線結構示意圖

3.2.1 四分之一波長阻抗轉換

在天線的寬度 W 或直徑 $2a$ 接近半波長的情形下，由天線邊緣饋入所得到的輻射電阻 R_{Ae} 約為 100Ω 至 200Ω ，若要直接利用微帶線由天線邊緣上饋入，則微帶線的特性阻抗 Z_0 需要和天線的輸入阻抗相同才會得到較好的饋入，才不會有反射。微帶線的結構圖如圖 3-6 所示。

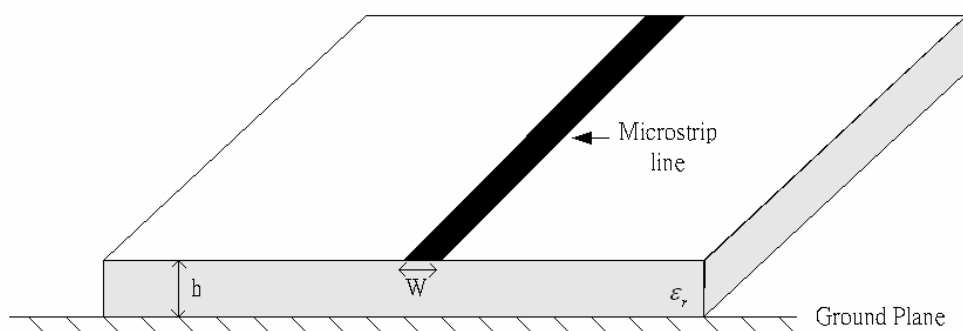


圖 3-6、微帶線結構圖

由 $Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} * \frac{h}{w}$ 可知，如果基板的厚度 h 太薄或是 ϵ_r 太大時，所需要的微帶線會因

為太窄而沒辦法實做出來。解決的方法可以如圖 3-7 所示，將微帶線伸入天線內，使饋入點在天線內。如此所需要的微帶線特性阻抗 Z_0 就會變小，但是這種方法的缺點就是必須在天線內挖槽孔，因此有可能會破壞天線共振特性。解決的方法二是在天線邊緣的饋入點與微帶線饋入線中間加入一段四分之一波長轉換器。此段轉換器的特性阻抗為

$$Z'_0 = \sqrt{Z_0 R_{Ae}} \text{。此時由饋入線所看到的輸入阻抗為 } Z_{in} = \frac{Z_0^2}{R_{Ae}} = \frac{Z_0 R_{Ae}}{R_{Ae}} = Z_0$$

所以經由適當設計四分之一波長轉換器的特性阻抗之後，由饋入線打入的功率可全部進到天線，並且四分之一波長轉換器所需的微帶線寬會比直接 200Ω 的微帶線寬要來的大，製作上亦比較方便。

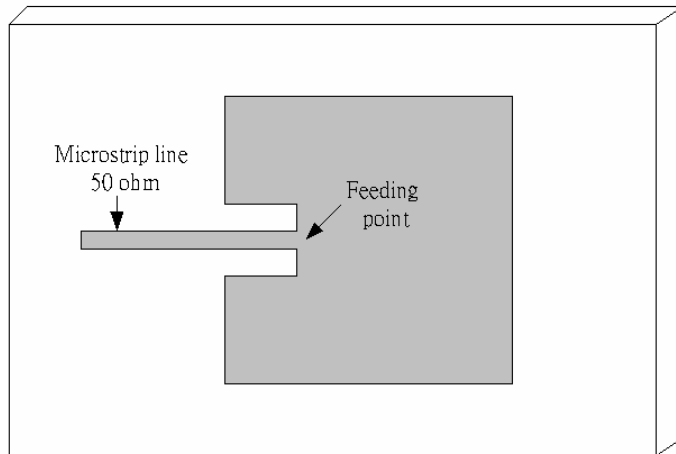


圖 3-7、微帶線饋入

3.2.2 支幹耦合器

由第二章可得知，若單一天線要產生圓極化的輻射情形，最簡單的方式是在天線上同時激發兩個正交的線性模態(orthogonal patch modes)，並且兩模態強度相同(equal amplitude)並且給定 90 度相位差 (90° out of phase)。由於支幹耦合器 (branch-line coupler) 結構簡單，如圖 3-8，除了具備的上述要求的特性，利用支幹耦合器饋入時，兩饋入端的隔絕度 (isolation) 會得到較佳的效果，所以常被用來作為雙圓極化的饋入。藉由適當設計，當訊號由 port 1 饋入時，port 3 與 port 4 得到的訊號有相同強度並相差 90 度的相位差，並且 port 1 和 port 2 有很好的隔絕度。

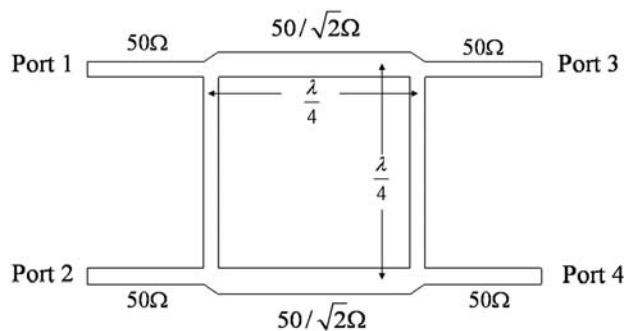


圖 3-8、支幹耦合器架構示意圖

3.2.3 雙圓極化微帶天線設計

給定之直流偏壓可以使得 pin diodes 導通的話，方形截角天線以及兩旁的寄生金屬片即可被視為一正方形之微帶天線，並且藉由支幹耦合器(branchline coupler)的饋入，以提供兩個正交並且相位差 90 度的饋入訊號，來達成圓極化之輻射場形。當由 port 1 饋入訊號時，port 3 端和 port 4 端得到訊號相同的振幅大小，並且 port 3 領先 port 4 有 90 度的相位差距，故在 port 1 饋入時可以得到右手圓極化之輻射場形；相同的，當由 port 2 饋入訊號時，port 3 端和 port 4 端得到訊號相同的振幅大小並且 port 4 領先 port 3 有 90 度的相位差距，故在 port 2 可以得到左手圓極化之輻射場形。

3.2.4 雙線性極化微帶天線設計

當給定 pin diodes 的電壓使得 pin diode 為負偏壓時，pin diodes 不導通，此時天線共振結構可視為一矩形截角的 patch 天線，矩形截角天線在單饋入時為圓極化輻射，並且由 port 3 與 port 4 饋入時天線截角位置剛好相異，導致由 port 3 和 port 4 分別產生右手圓極化以及左手圓極化。由於是以支幹耦合器(branchline coupler)作為饋入，port 3 與 port 4 會有相同訊號振幅強度以及 90 度的相位差，利用支幹耦合器的 90 度相位差與 port 3 與 port 4 造成的兩相異圓極化，即可以推得合成場形為雙線性極化。其數學推論如下：

假定電磁波傳播方向為+z 方向，左手圓極化 (LHCP) 及右手圓極化 (RHCP) 電場分別可以簡易定義如下：

$$\text{LHCP} : \vec{E}_{LHCP} = E_0 e^{-jkz} \hat{a}_x + E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_y$$


$$\text{RHCP} : \vec{E}_{RHCP} = E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_x + E_0 e^{-jkz} \hat{a}_y$$

若由 port 1 饋入訊號，port 2 連接 50Ω 負載時，藉由將 90 度功率分配器(quarter Hybrid)適當設計後，port 3 和 port 4 分別會得到相同的訊號強度，並且 port 3 會領先 port 4 九十度的相位。此時由 port 1 饋入訊號時，矩形截角對於 port 3 和 port 4

分別產生相異的圓極化，且有 90 度的相位差，此時所得到的合成場型如下：

$$\begin{aligned}
 & \vec{E}_{RHCP} * e^{j\frac{\pi}{2}} + \vec{E}_{LHCP} \\
 &= (E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_x + E_0 e^{-jkz} \hat{a}_y) * e^{j\frac{\pi}{2}} + (E_0 e^{-jkz} \hat{a}_x + E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_y) \\
 &= E_0 e^{-jkz} \left[(e^{j\frac{\pi}{2}} * e^{j\frac{\pi}{2}} + 1) \hat{a}_x + (e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{j\frac{\pi}{2}}) \hat{a}_y \right] \\
 &= E_0 e^{-jkz} \left[(-1+1) \hat{a}_x + (e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{j\frac{\pi}{2}}) \hat{a}_y \right] \\
 &= 2E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_y
 \end{aligned}$$

由數學推論可得證在 pin diodes 不導通時，亦是天線共振結構為一矩形截角天線時，由 port 1 饋入訊號，輻射場型的極化狀態為 y 方向的線性極化，同理可證，若訊號由 port 2 饋入時，合成場型為之極化狀態為 x 方向的線性極化，其數學推導如下：



$$\begin{aligned}
 & \vec{E}_{RHCP} + \vec{E}_{LHCP} * e^{j\frac{\pi}{2}} \\
 &= (E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_x + E_0 e^{-jkz} \hat{a}_y) + (E_0 e^{-jkz} \hat{a}_x + E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_y) * e^{j\frac{\pi}{2}} \\
 &= E_0 e^{-jkz} \left[(e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{j\frac{\pi}{2}}) \hat{a}_x + (1 + e^{j\frac{\pi}{2}} * e^{j\frac{\pi}{2}}) \hat{a}_y \right] \\
 &= E_0 e^{-jkz} \left[(e^{j\frac{\pi}{2}} + e^{j\frac{\pi}{2}}) \hat{a}_x + (1-1) \hat{a}_y \right] \\
 &= 2E_0 e^{-jkz} * e^{j\frac{\pi}{2}} \hat{a}_x
 \end{aligned}$$

3.3 模擬結果與實作分析

藉由控制 pin diodes 的偏壓，天線相對的共振結構即會改變，當 pin diodes 在導通時被視為理想的金屬片，其寬度和 pin diodes 相同，這種利用金屬片等效 pin diodes 導通的方式在[9]中已經被提出以及證明。圖 3-9 為雙圓極化天線反射損耗模擬結果，圖 3-10 為雙圓極化天線輻射場形模擬結果。同理，在雙線性極化操作時，pin diodes

為不導通的狀態，亦即天線為一矩形截角的 patch，圖 3-11 為雙圓極化天線反射損耗模擬結果，圖 3-12 為雙圓極化天線輻射場形模擬結果。

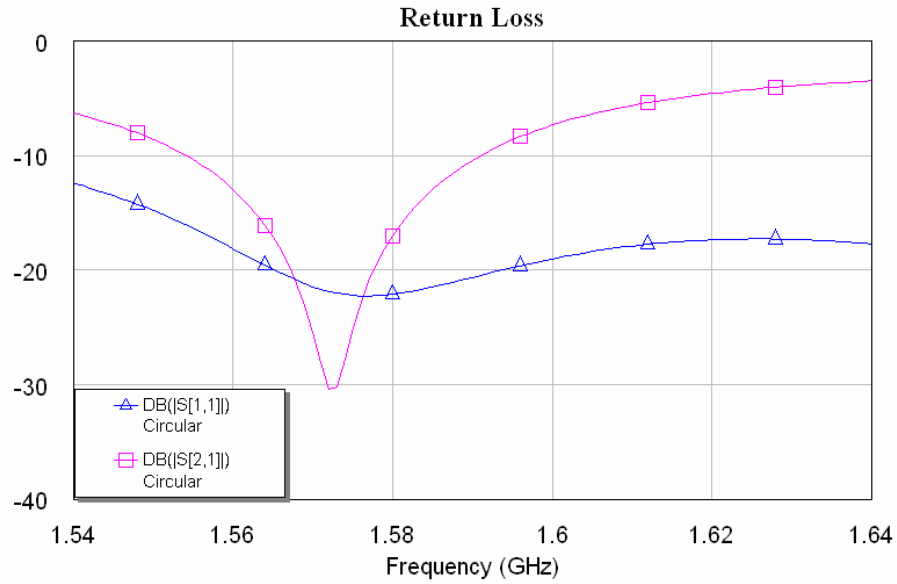
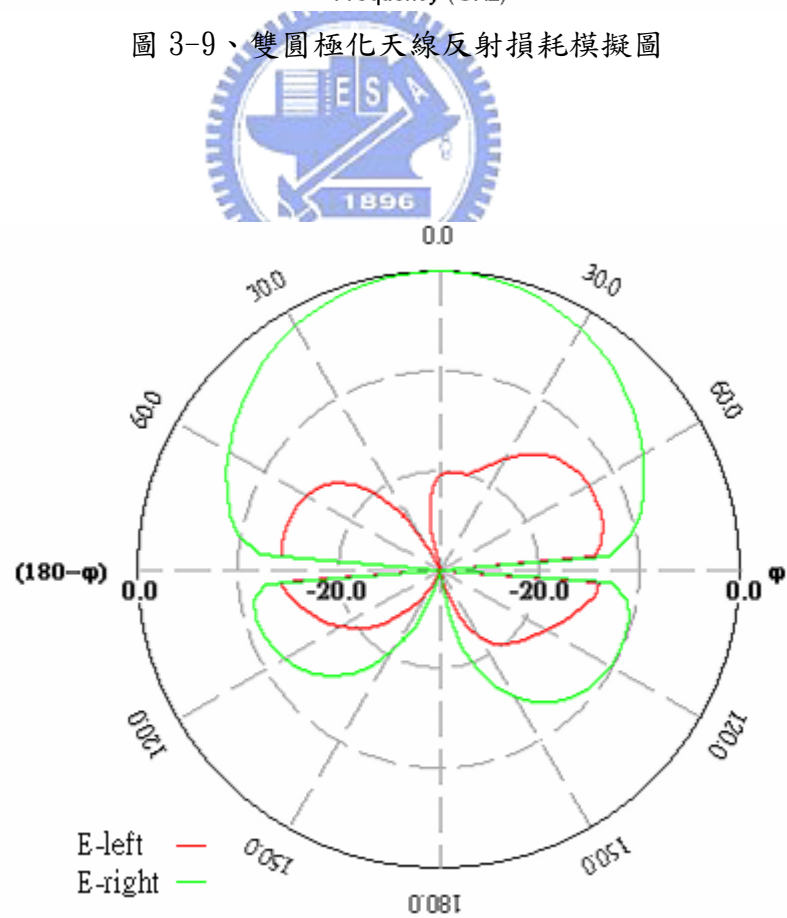


圖 3-9、雙圓極化天線反射損耗模擬圖



(a) xz 平面

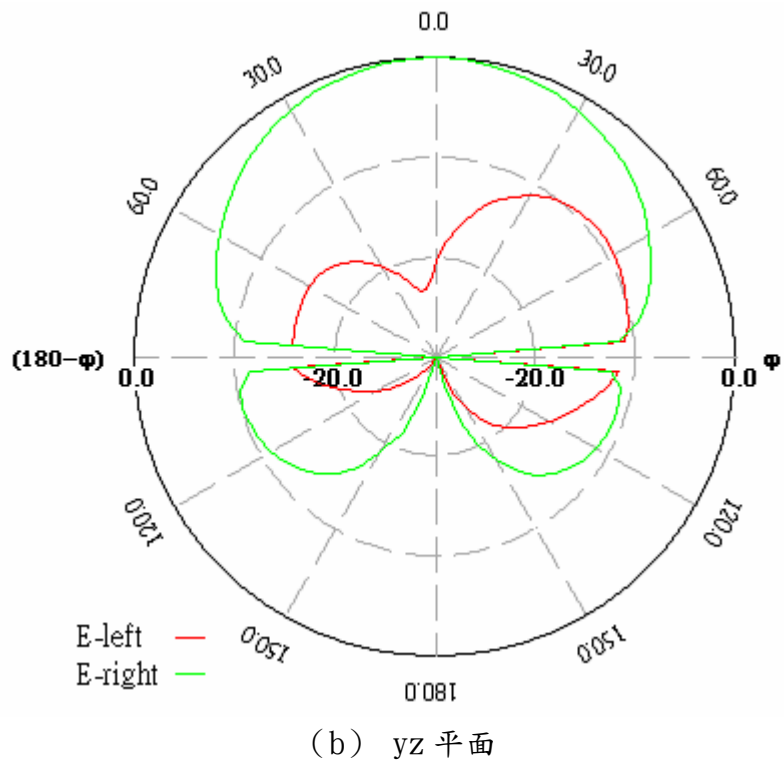


圖 3-10、雙圓極化天線輻射場形模擬圖

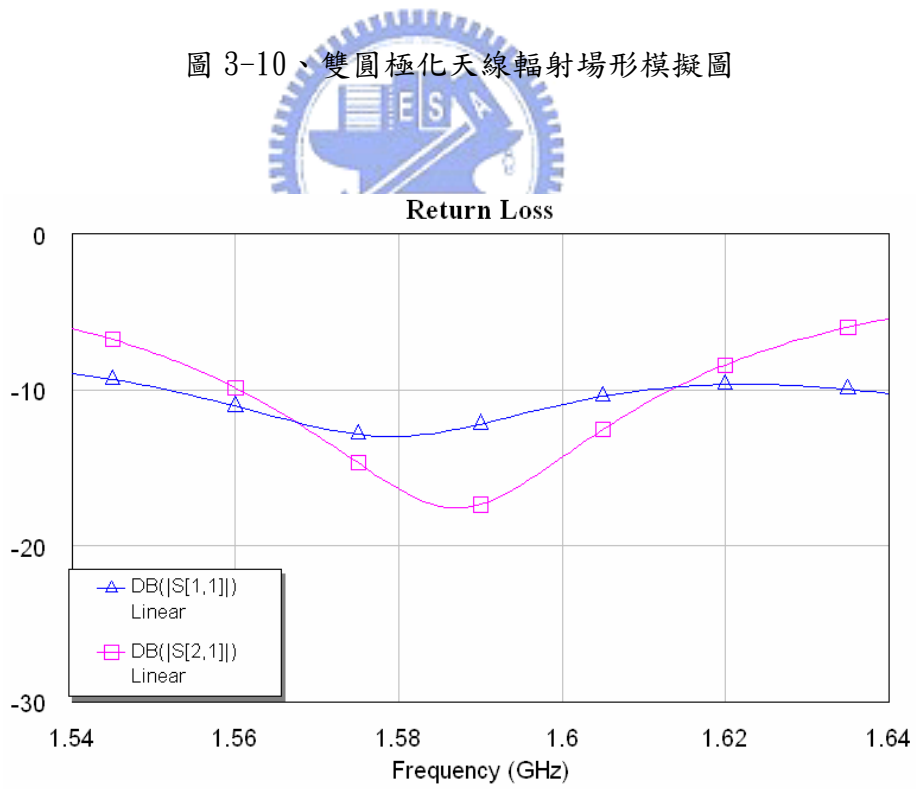
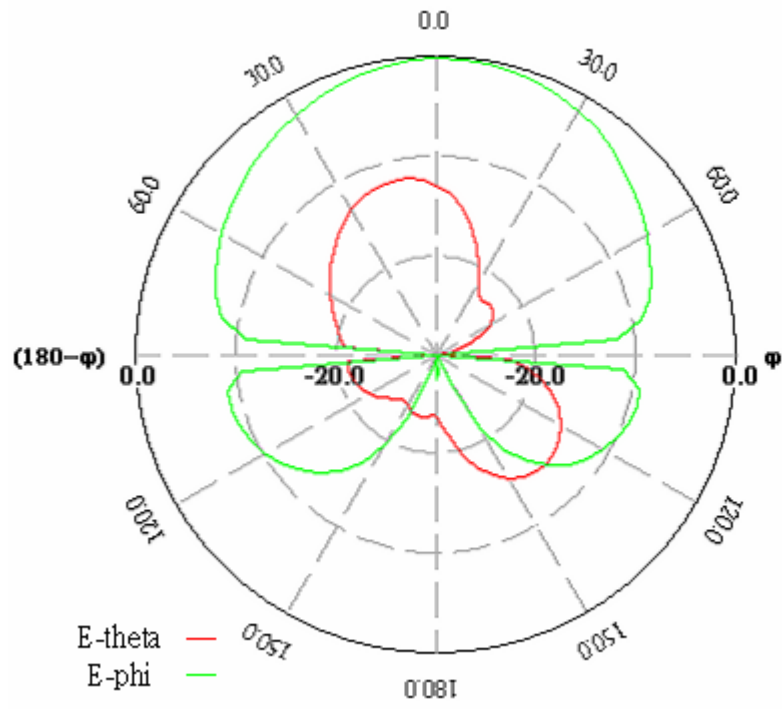
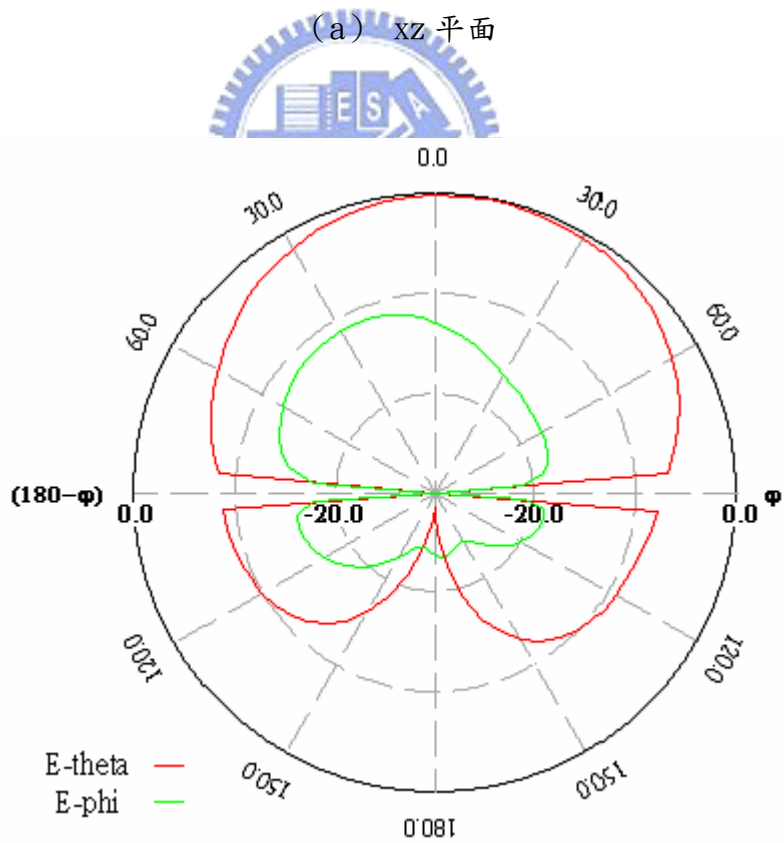


圖 3-11、雙線性極化天線反射損耗模擬圖



(a) xz 平面



(b) yz 平面

圖 3-12、雙線性極化天線輻射場形模擬圖

圖 3-13 為實作天線之照片，其中在位置 1. 為拉一段四分之一波長的細線並在端點打 via 接地，目的為使得矩形截角天線在直流時電位為零。由於細線長度為四分之一波長，並且在位置 1. 打 via 接地，使得在高頻時由細線饋入之輸入阻抗為無限大，導致細線僅在直流時提供零電位並在高頻時不影響天線之輸入組抗以及輻射。位置 2. 所示為 pin diodes，藉由控制 pin diodes 的導通，天線相對的共振結構路徑便可以改變。位置 3. 所示為電容，其功能是為了阻隔直流成分，避免干擾 RF 訊號。位置 4. 所示為直流偏壓電路。圖 3-14 和圖 3-15 為此雙極化天線在雙圓極化以及雙線性極化時所量測之 S 參數，其中定義 S_{11} 和 S_{21} 皆在 -10dB 以下的頻率範圍為操作頻寬。如圖 3-14 所示，雙圓極化實際量測之操作頻寬約為 2.3%。如圖 3-15 所示，雙線性極化實際量測之操作頻寬約為 2.8%。圖 3-16 和圖 3-17 為此雙極化天線在雙圓極化以及雙線性極化時所量測之輻射場型。表 3-1 為四極化微帶天線天線效能評估，其中包括模擬與實作之比較。

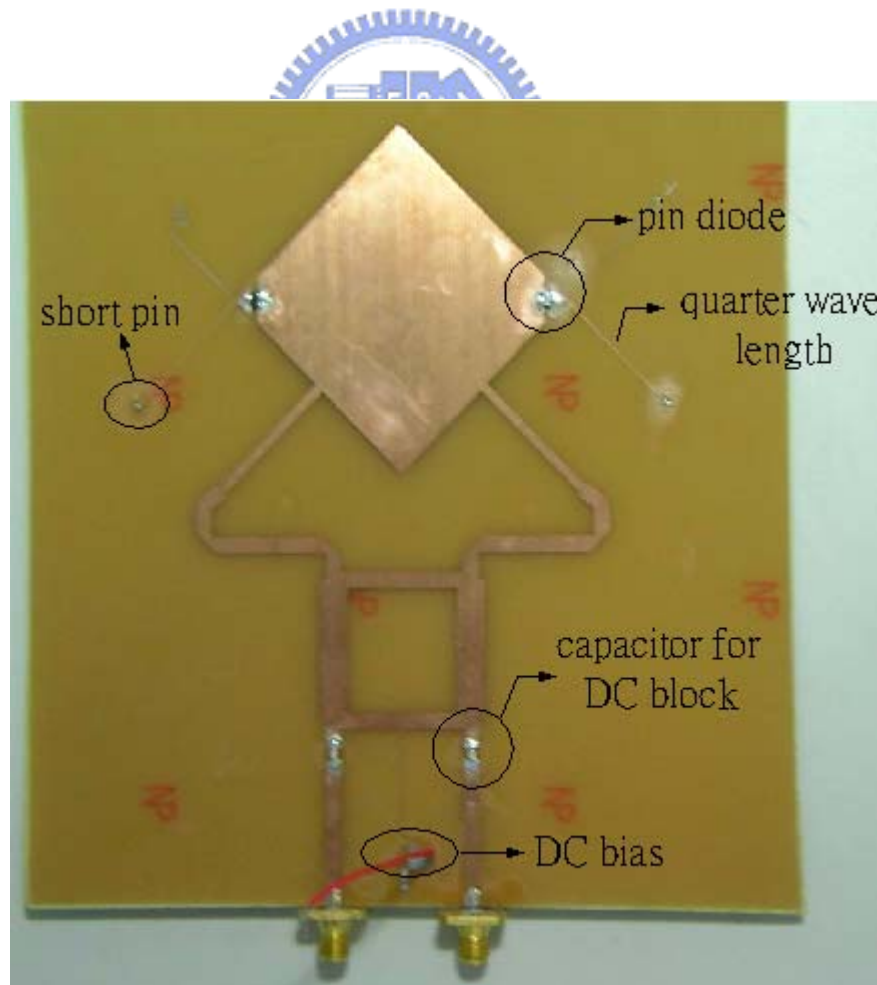


圖 3-13、實作天線照片

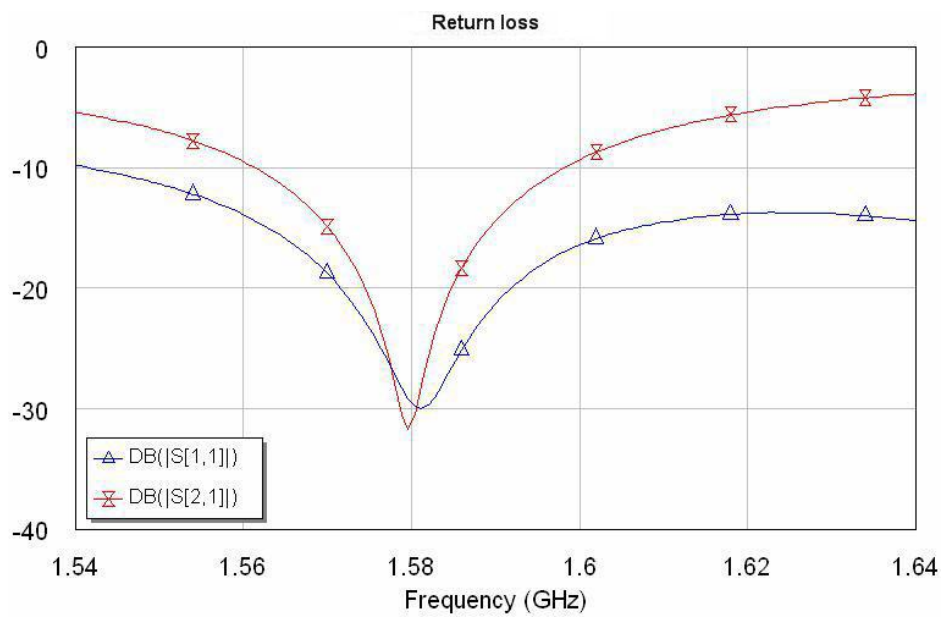


圖 3-14、雙圓極化之反射損耗量測圖

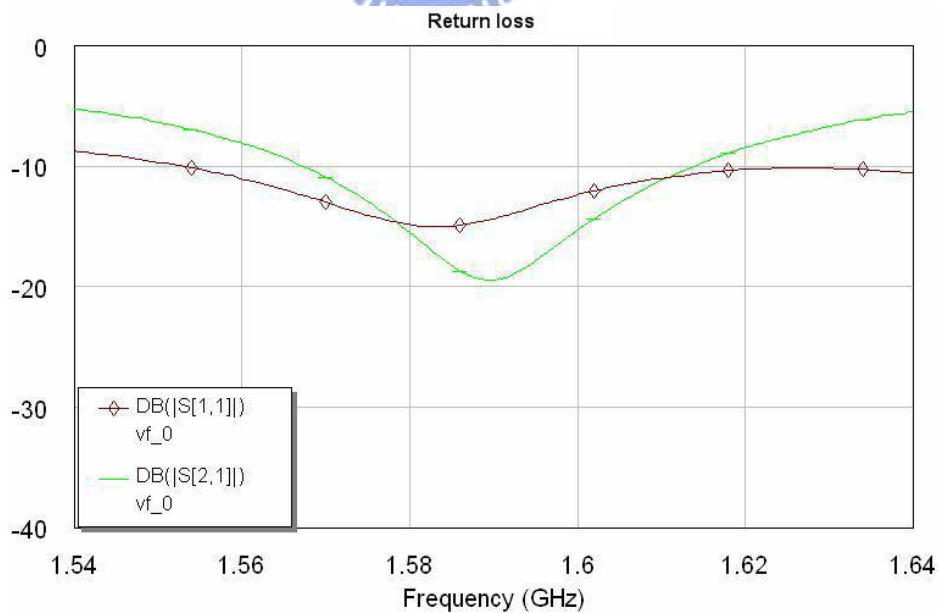


圖 3-15、雙線性極化之反射損耗量測圖

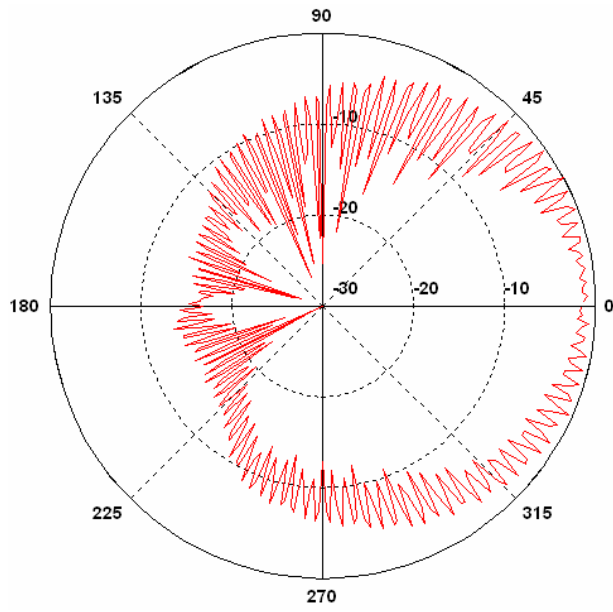
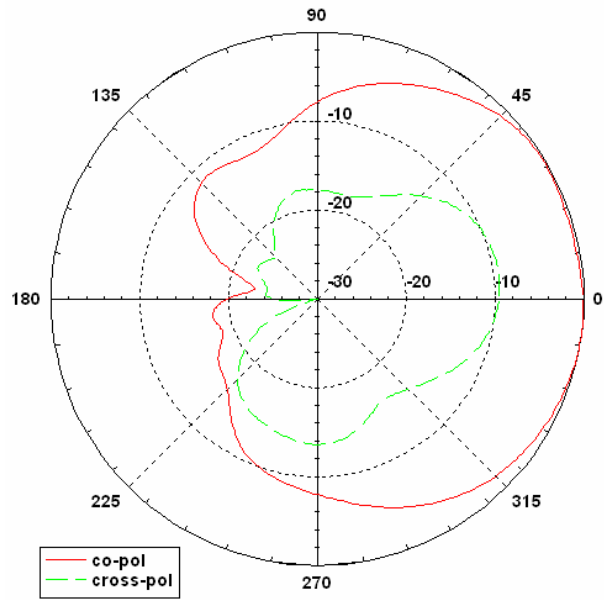
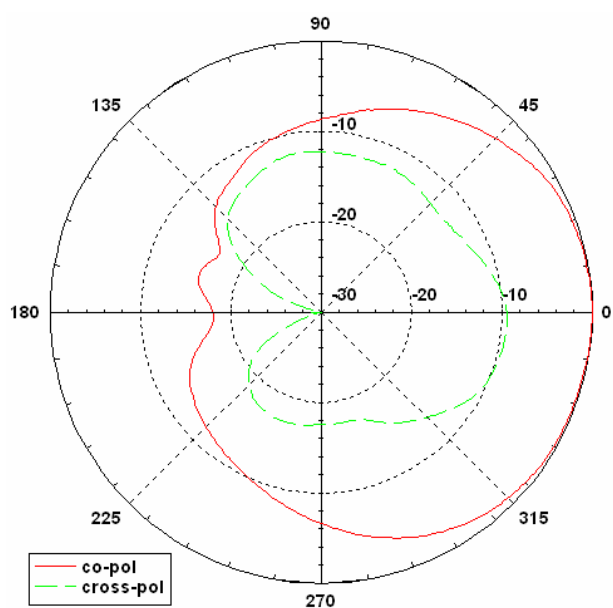


圖 3-16、雙圓極化之輻射場型



(a) xz 平面



(b) yz 平面

圖 3-17、雙線性極化之輻射場型

天線效能	極化狀態	中心頻率 (GHz)	頻寬 (MHz, %)
模擬結果	雙圓極化	1.572	36, 2.3%
模擬結果	雙線性極化	1.589	46, 2.9%
天線量測	雙圓極化	1.579	36, 2.3%
天線量測	雙線性極化	1.589	44, 2.8%

表 3-1、四極化微帶天線效能

3.4 心得與討論

在本章裡成功的利用 pin diodes 來設計出四極化微帶天線，經過量測後可發現與模擬非常接近。藉由控制 pin diodes 的直流偏壓來改變天線相對的共振結構，藉此激發不同的模態，即可以達雙線性極化以及雙圓極化的輻射場形，突破以往在單一天線端只有某些特定極化的限制，此項設計提高整合性通訊系統架構可以使用極化掃描技術的可行性。



第四章 四極化槽孔耦合微帶天線設計

(A Novel Reconfigurable Aperture Coupled Patch Antenna for Quadri-Polarization Diversity)

微帶天線由於其低成本、低姿態 (low profile)、製造簡單並且容易與主動電路結合，所以常被用於通訊系統中，如個人行動通訊以及衛星通訊中，但微帶天線卻會受限於其窄頻的特性。近年來槽孔耦合微帶天線被廣泛的討論及研究[12]-[21]，由於其利用較厚的空氣介質來改善傳統微帶天線窄頻的特性。槽孔耦合微帶天線除了有較大的頻寬之外，由於槽孔耦合微帶天線是以多層基板堆疊設計而成，訊號饋入端與天線端有一共同接地面，這使得饋入電路端與天線端有較好的隔離，天線輻射亦較不會受到饋入電路端所影響。

天線的極化狀態除了可以利用天線共振結構來達到不同的極化之外，利用不同的饋入訊號亦即可以達成不同的極化狀態，在第三章中成功的利用 pin diodes 設計出四極化微帶天線，其原理就是利用控制 pin diodes 的偏壓來改變天線相對應共振的結構，藉由在不同直流偏壓狀態下激發不同的模態輻射。在本章中，欲利用 pin diodes 設計出四極化槽孔耦合天線，較第三章所不同的，除了利用槽孔耦合天線利用厚空氣介質達到較大的頻寬之外，本章是將 pin diodes 嵌入在槽孔耦合天線的饋入端，藉由控制直流偏壓來切換天線饋入訊號，來達成雙線性極化以及雙圓極化場形輻射。當直流偏壓為正偏壓時，此槽孔耦合天線為雙圓極化操作；當直流偏壓為負偏壓時，此槽孔耦合天線為雙線性極化操作。

4.1 概述

天線的極化特性在第二章已經有詳盡的介紹，而極化天線的設計主要可以分為：

- (1) 利用天線的結構來達成不同的共振模態，藉此得到不同的極化特性。例如[5]中的極化天線設計即為利用 pin diodes 來控制天線相對共振結構的差異來達成極化狀態改變，當 pin diodes 全為導通或全為不通時，天線單一饋入只有激發某一特定極化（垂直極化或是水平極化），但是當某些特定的 pin diodes 導通時，天線所激發的模態就如同第二章所介紹的單饋入圓極化天線，由於天線截角，單一饋入時會產生兩個模態（兩共振頻），並在特定的頻率時有相同大小的振幅以及 90 度的相位差來達到圓極化的輻射。
- (2) 利用饋入訊號的相位差來達成天線極化不同，藉此得到不同的極化特性。例如第二章中所提到的雙饋入圓極化天線，即利用特定的饋入設計，如支幹耦合器，來提供 90 度的相位差藉此達到圓極化特性。但是若饋入端只是激發兩個互相正交的模態（例如 TM₀₁ 和 TM₁₀）而沒有提供 90 度的相位差，則此天線即為雙線性極化輻射，而並非圓極化輻射。以圖 4-1 和圖 4-2 為例，圖 4-1 為利用槽孔耦合所設計的雙線性極化天線，其利用兩個饋入訊號，經由槽孔耦合來激發兩個相互正交的模態，以達到雙線性極化的要求。圖 4-2 亦是利用槽孔耦合所設計的極化天線，相較圖 4-1 所不同的是除了經由槽孔耦合在天線上激發兩個相互正交的模態之外，並且利用威爾京生分波器（Wilkinson power divider）來提供此兩相互正交模態 90 度的相位差，以達成圓極化場形輻射。

先前所介紹利用控制 pin diodes 的直流偏壓來達到極化特性改變的極化天線 [4]-[10]即是利用上述第一種方法，為利用控制 pin diodes 的導通與否來改變整體天線相對應共振的結構，來達成極化狀態的改變。在第三章中，我們亦成功的利用 pin diodes 設計一四極化微帶天線，其極化狀態可以藉由控制 pin diodes 的偏壓來切換於雙圓極化以及雙線性極化之間，其原理亦是利用控制 pin diodes 的導通與否來改變天線相對的共振結構，來激發不同的模態。

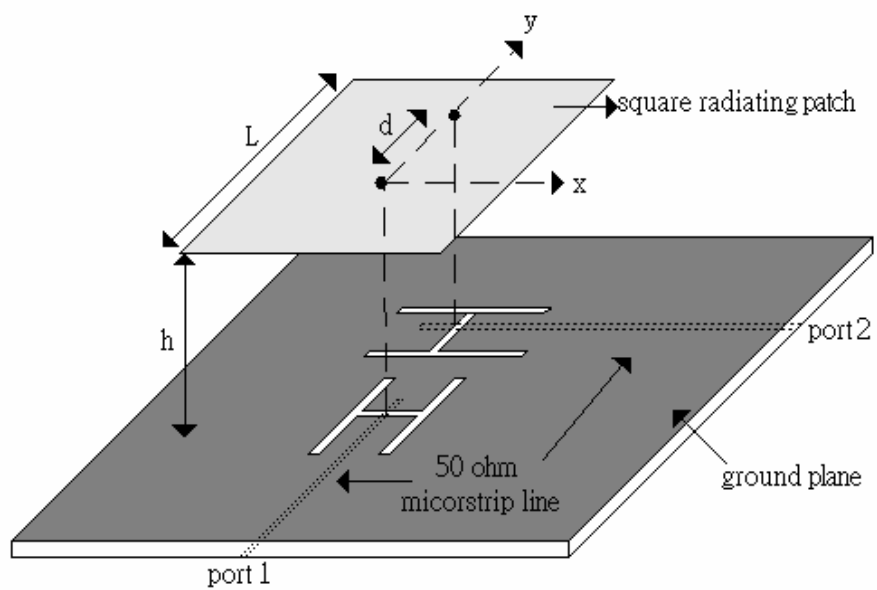


圖 4-1、雙線性極化槽孔天線

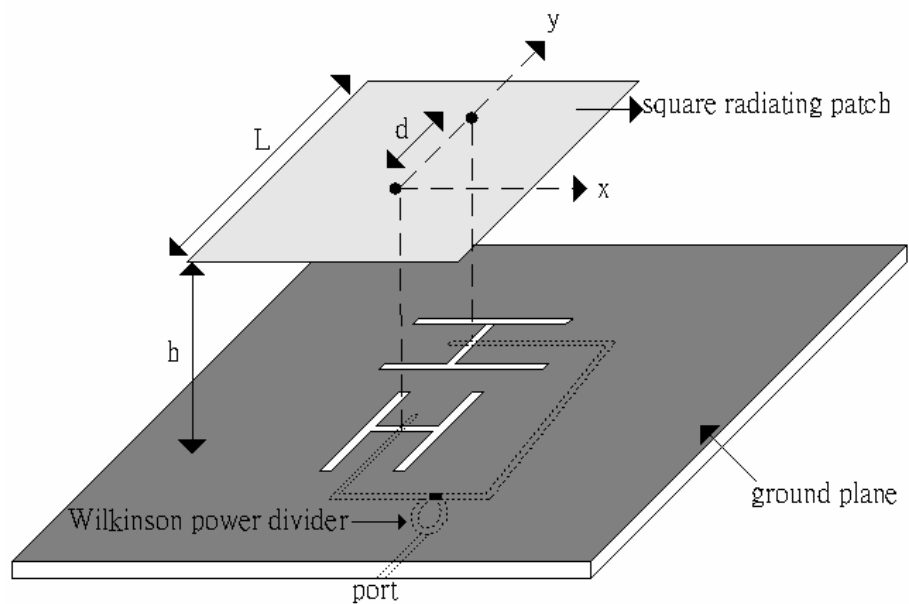
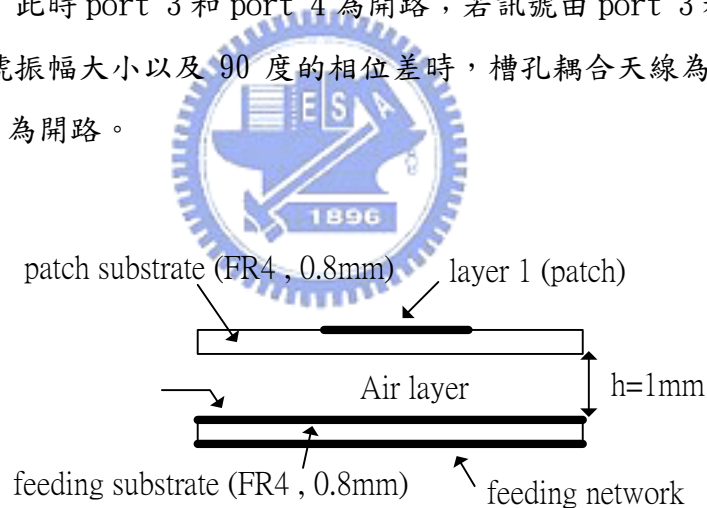


圖 4-2、圓極化槽孔天線

在本章中，我們試圖以第二種方法，亦即給定不同的饋入訊號來達成極化狀態的切換。本章所設計的天線是以槽孔耦合微帶天線為設計出發，除了因為槽孔耦合微帶天線有較大的頻寬之外，更由於槽孔耦合微帶天線是以多層基板堆疊設計而成，訊號饋入端與天線端有一共同接地面，這使得饋入電路端與天線端有較好的隔離，天線輻射亦較不會受到饋入電路端所影響，所以非常適合與主動電路結合設計。本章設計重點是利用將 pin diodes 鑲入於槽孔耦合微帶天線的饋入端，藉由控制 pin diodes 的導通與否來決定饋入端的微帶線結構。

4.2 天線設計原理

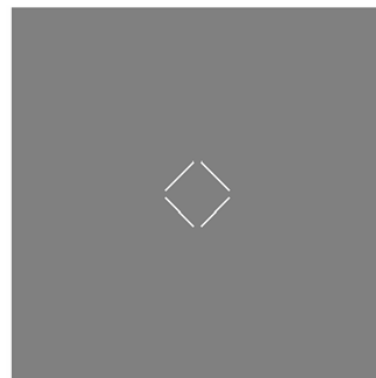
圖 4-3 為四埠槽孔耦合天線架構圖，設計概念即為以四埠槽孔耦合天線作為出發點，當給定各埠不同饋入訊號時，此四埠槽孔天線即有不同的極化特性表現。例如訊號由 port 1 和 port 2 饋入時，若給定相同的訊號振幅大小以及相位時，槽孔耦合天線為雙線性極化輻射，此時 port 3 和 port 4 為開路；若訊號由 port 3 和 port 4 饋入時，若給定相同的訊號振幅大小以及 90 度的相位差時，槽孔耦合天線為圓極化輻射，此時 port 1 和 port 2 為開路。



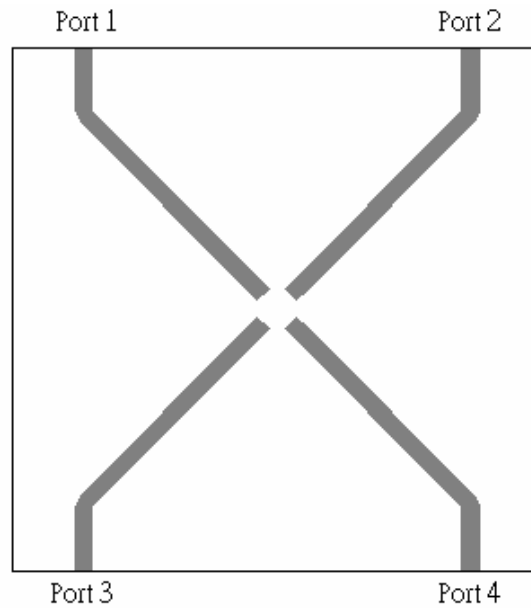
(a) 側視圖



(b) 矩形 patch 天線



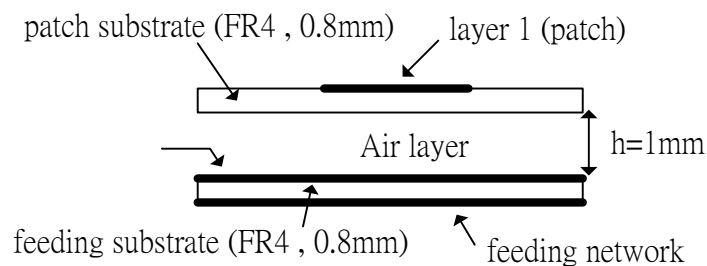
(c) 耦合槽孔與接地面



(d)、饋入端

圖 4-3、四埠槽孔耦合天線

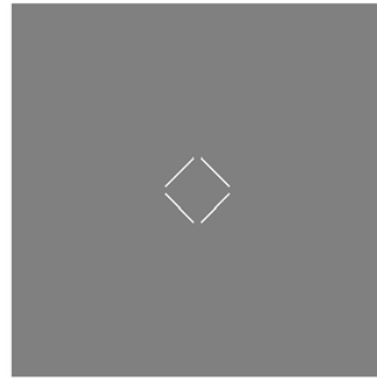
本章所設計的槽孔耦合天線，設計概念即為以四埠槽孔耦合天線作為出發點，藉由控制 pin diodes 的導通以及適當的設計饋入訊號端，來達到雙線性極化以及雙圓極化的極化特性，圖 4-4 為本章所設計之四極化槽孔耦合天線架構圖，主要包含三部份，第一部份為矩形 patch 天線，矩形 patch 天線的寬度設計共振於 5.25GHz；第二部份為接地面，接地面上有四個槽孔以提供不同饋入訊號耦合至 patch；第二部份為饋入端，在饋入端的微帶線上嵌入 8 顆 pin diodes，藉由控制 pin diodes 的偏壓，可以使得訊號經由不同的饋入路徑經過槽孔耦合至 patch 天線上，來達到不同的極化狀態，訊號饋入端與耦合槽孔分別印刷在饋入介質（feeding substrate）的兩面。



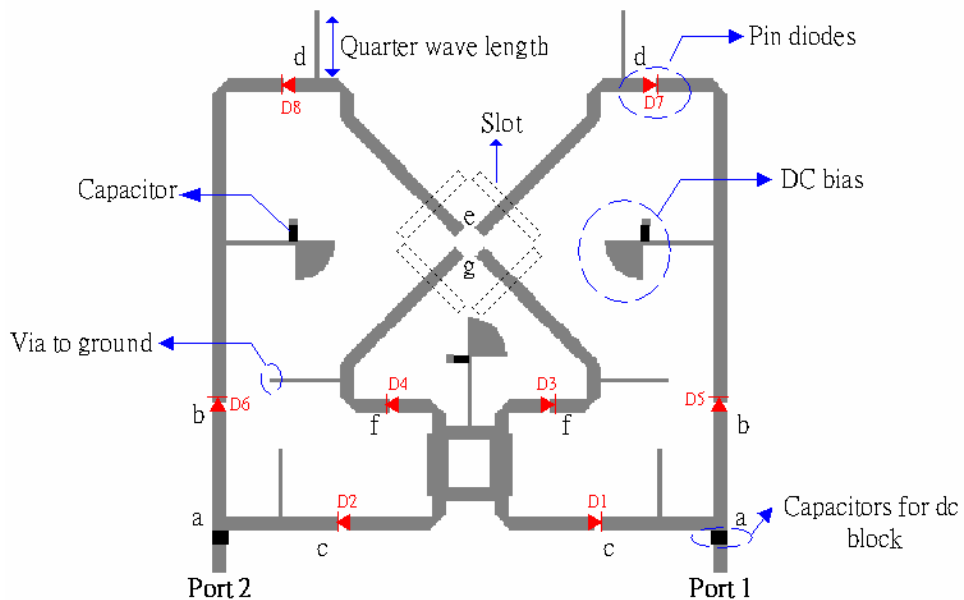
(a) 側視圖



(b) 矩形 patch 天線



(c) 耦合槽孔與接地面



(d)、饋入網路

圖 4-4、四極化槽孔耦合天線

本章所設計之四極化槽孔耦合天線的饋入介質 (feeding substrate) 以及 patch 天線介質 (patch substrate) 皆使用板厚為 0.8mm 介電係數為 4.4 的 FR4 基板，兩介質基板有高度 h 的空氣介質，如圖 4-4 (a) 所示。圖 4-4 (b) 所示，為一矩形 patch 天線，矩形 patch 天線的寬度 $L_p = 18.2\text{mm}$ ，主要設計共振於 5.25GHz。圖 4-4 (c) 接地面，接地面上有四個耦合槽孔，微帶線即利用此四個槽孔耦合至 patch 天線上，槽孔長度 $L_s = 9.8\text{mm}$ ，槽孔寬度 $W_s = 0.55\text{mm}$ 。圖 4-4 (d) 為饋入網路，其中包含八顆 pin diodes 以及直流偏壓電路，除了直流偏壓電路之外，微帶線寬皆為 50Ω 線寬。

4.2.1 饋入網路

正如先前所提到，本章的目的是利用不同的饋入訊號，經由槽孔耦合至天線端來達到不同的極化狀態，若以先前圖 4-3 中四阜槽孔耦合天線所提到，當 port 1 和 port 2 分別饋入振幅大小及相位皆相同的訊號，即可以達到雙線性極化操作；port 3 和 port 4 分別饋入振幅大小相同並且相位差 90 度的訊號的話，即可以達到圓線性極化操作。因此利用四阜耦合槽孔為出發設計其他的饋入訊號，設計圖如圖 4-4 (d) 所示。

在圖 4-4 (d) 中可以觀察到，若只觀察 \overline{de} 和 \overline{fg} 線段的微帶線的話，即與圖 4-3 中四阜微帶線的饋入端非常相似。在雙線性極化方面，只需在兩個饋入端給定一組正交的訊號，並且此正交訊號有著相同的振幅強度及相位大小；在雙圓極化方面，除了需要再兩個饋入端給定一組正交的訊號，並且需要適當設計使得饋入訊號除了有相同的振幅大小之外，又有著 90 度的相位差來達成圓極化操作，在本章設計中，利用支幹耦合器來達成雙圓極化操作，在第二章與第三章裡對於雙饋入圓極化和支幹耦合器已經有相當詳盡的介紹。

本章設計即利用控制 pin diodes 的偏壓來改變饋入訊號。圖 4-4 (d) 利用將 pin diodes 嵌入饋入微帶線路之間，控制直流偏壓電路即可以造成 pin diodes 有不同的導通狀態。利用一端接地的四分之一波長的細線分別連接至 \overline{cab} 線段、 \overline{de} 線段與 \overline{fg} 線段，使得 \overline{cab} 線段、 \overline{de} 線段與 \overline{fg} 線段在直流時候電位為零電位，因此經由控制直流偏壓即可以造成不同的 pin diodes 導通。一端接地的四分之一波長的細線僅在直流上提供貢獻，在交流時會因為一端接地與四分之一波長的特性，造成在 \overline{cab} 線段、 \overline{de} 線段與 \overline{fg} 線段看入細線的輸入阻抗為無限大，因此在高頻訊號時對於 \overline{cab} 線段、 \overline{de} 線段與 \overline{fg} 線段的微帶線有很小的影響。

4.2.2 雙圓極化操作

當訊號從 port 1 饋入，並且直流偏壓給定正偏壓時，D1、D2、D3、D4 導通，D5、D6、D7、D8 不導通。 \overline{ab} 設計為二分之一波長，當 D5 和 D6 不導通時， \overline{ab} 就如同一段一端段路的二分之一波長傳輸線，因此訊號由 a 點往 \overline{ab} 線段看進去時為斷路，造成訊號只會往 \overline{ac} 線段經由支幹耦合器饋入天線中。訊號經由支幹耦合器可以使得饋入時有相

同振幅大小以及 90 度的相位差，並且經由適當的設計，將此兩個訊號作正交饋入，經由槽孔耦合可以使天線達到圓極化輻射。當訊號由 port 1 饋入時，此槽孔耦合天線為右手圓極化；當訊號由 port 2 饋入時，此槽孔耦合天線為左手圓極化，藉由支幹耦合器，除了可以在 port 1 和 port 2 得到不同的圓極化之外，亦可以達到較好的隔離度。

4.2.3 雙線性極化操作

同理，當訊號從 port 1 饋入，並且直流偏壓給定負偏壓時，D1、D2、D3、D4 不導通，D5、D6、D7、D8 導通。 \overline{ac} 設計亦約為二分之一波長，當 D1 和 D2 不導通時， \overline{ac} 就如同一段一端段路的二分之一波長傳輸線，因此訊號由 a 點往 \overline{ac} 線段看進去時為斷路，造成訊號只會往 \overline{ab} 線段經由微帶線饋入天線中。將從 port 1 和 port 2 饋入的訊號正交的經由槽孔耦合至天線，由於訊號流經長度相同，亦即有同樣大小的訊號強度及相位，並且以正交的饋入，因此在天線上會造成雙線性極化輻射。訊號由 port 1 饋入時，此槽孔耦合天線為 x 方向的線性極化；訊號由 port 2 饋入時，此槽孔耦合天線為 y 方向的線性極化。

若只為了控制訊號饋入方向，只需要將 D1、D2 和 D5、D6 設計在二分之一波長的位置即可，但是基於圖 4-3 四阜槽孔耦合天線為出發點，當其中兩阜饋入訊號時，其他兩阜為開路，開路那兩阜的微帶線長度可視為在兩個槽孔上掛的負載，若開路的微帶線長度不同時即會影響天線的阻抗匹配，因此加入 D3、D4 和 D7、D8，可以使得在不同極化狀態時，開路那兩阜的微帶線長度不會造成不同的阻抗匹配。

4.3 實作分析

在實作方面，礙於目前能取得的 pin diodes 在本章所設計之頻帶內，在不導通狀態之下無法達到較好的隔離度，所以本章所設計之天線在實作時是以金屬片代替導通的 pin diodes，而這種利用金屬片等效 pin diodes 導通的方式在[9]中已經被提出以及證明。圖 4-5 為本章四極化槽孔耦合天線在雙圓極化操作時的實作照片，其中以金屬片來代替導通的 D1、D2、D3、D4。圖 4-6 為在雙線性極化操作時的實作照片，其中以金屬片來代替導通的 D5、D6、D7、D8。

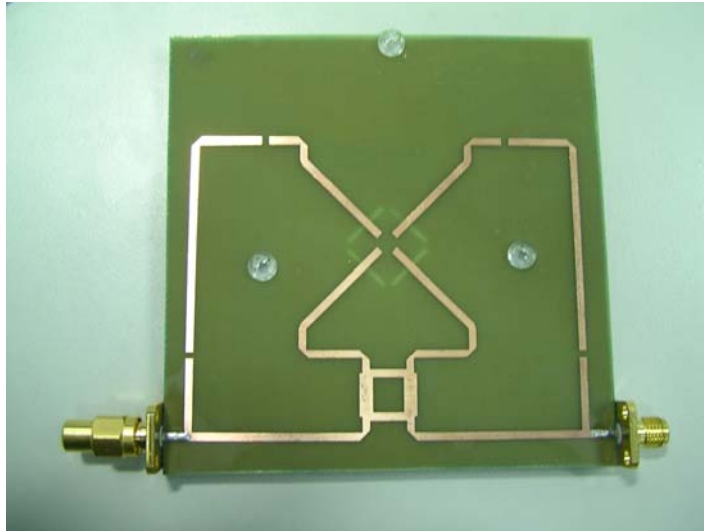


圖 4-5、雙圓極化槽孔耦合天線饋入端實作照片

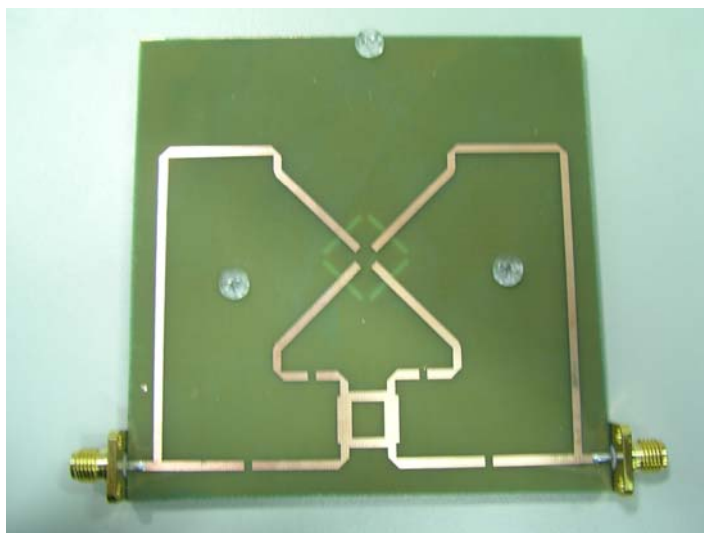


圖 4-6、雙線性極化槽孔耦合天線饋入端實作照片

圖 4-7 和圖 4-8 為四極化槽孔耦合天線在雙圓極化及雙線性極化所量測的反射損耗，其中定義 S_{11} 和 S_{21} 皆在 -10dB 以下的頻率範圍為操作頻寬。如圖 4-7 所示雙圓極化實際量測之操作頻寬從 5.14GHz 到 5.43GHz ，頻寬從約為 5.5% 。如圖 4-8 所示雙線性極化實際量測之操作頻寬從 5.06GHz 到 5.41GHz 為 6.8% 。圖 4-9 和圖 4-10 為此四極化槽孔耦合天線在雙圓極化以及雙線性極化時所量測之輻射場型，圖 4-1 為四極化槽孔耦合天線之效能評估，其內容為在不同極化狀態之量測結果。

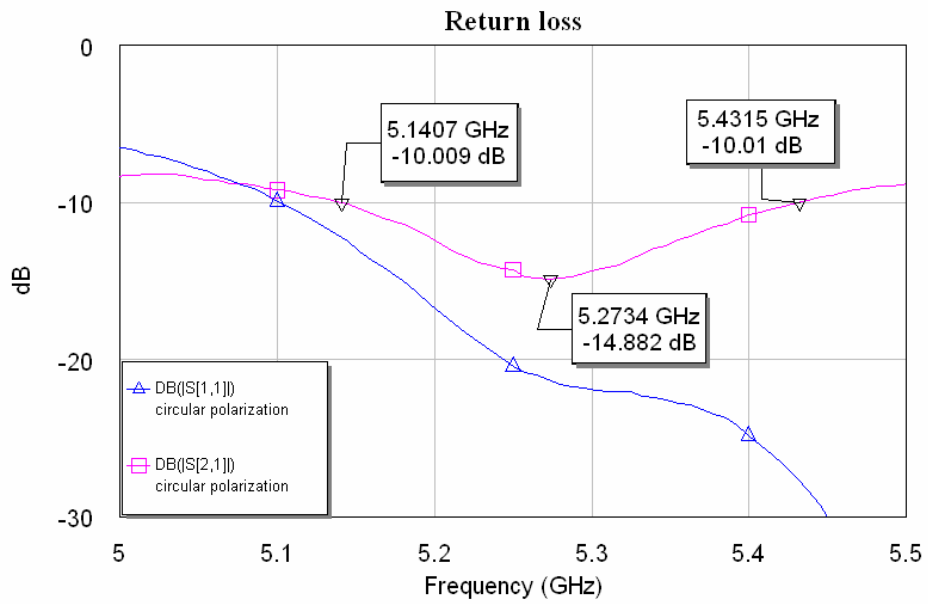


圖 4-7、雙圓極化反射損耗圖

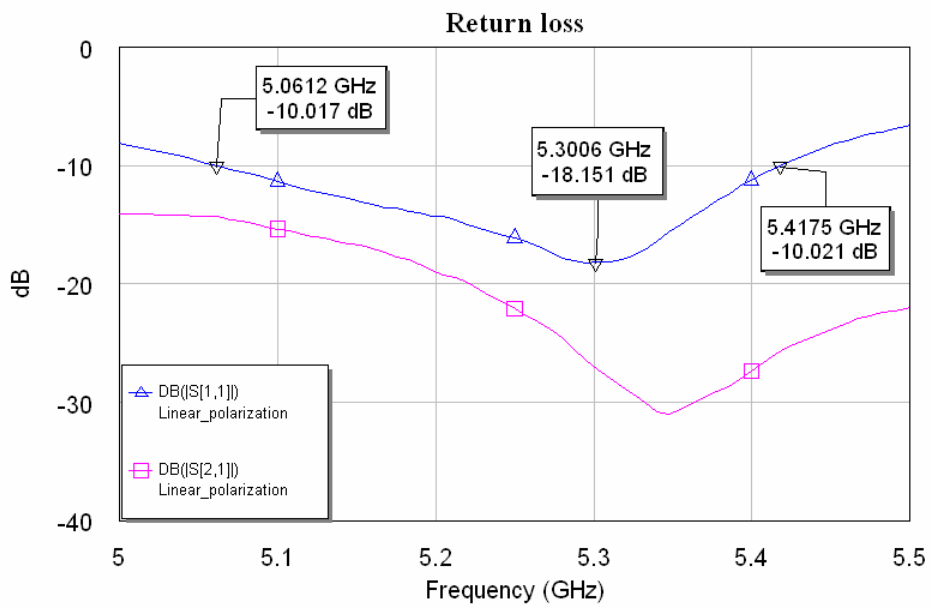


圖 4-8、雙線性極化反射損耗圖

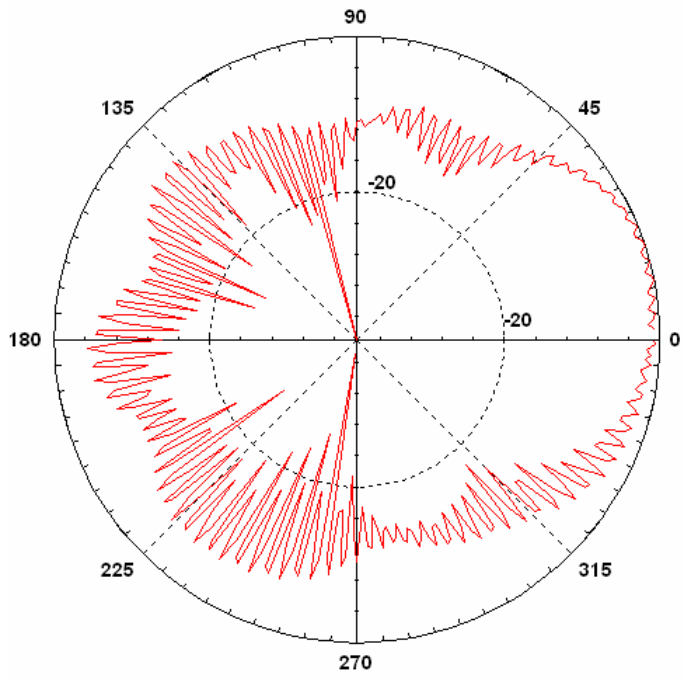
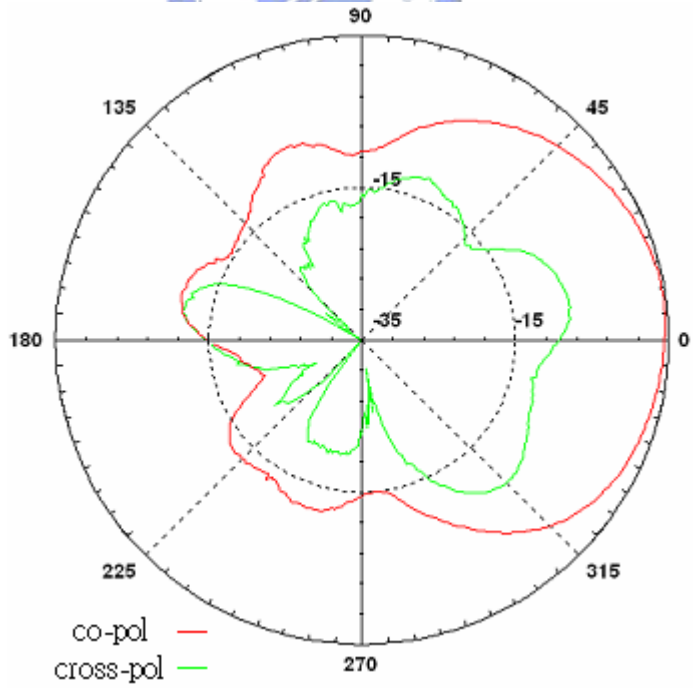
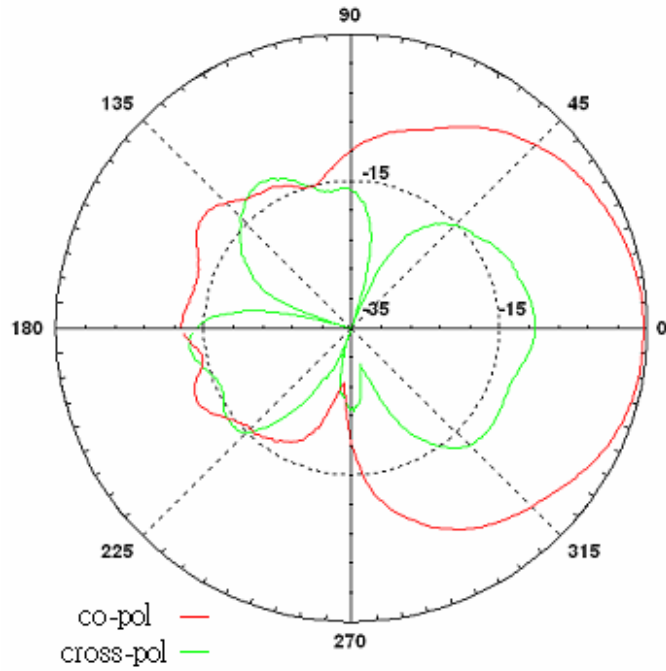


圖 4-9、雙圓極化輻射場形



(a) xz 平面輻射場形



(b) yz 平面輻射場形

圖 4-10、雙線性極化輻射場形

天線效能	極化狀態	中心頻率 (GHz)	頻寬 (MHz, %)	增益
天線量測	雙圓極化	5.273	290, 5.5%	3.55dBic
天線量測	雙線性極化	5.3	356, 6.7%	4.5dBi

表 4-1、四極化槽孔耦合天線量測效能表

4.4 心得與討論

本章中的設計概念是將 pin diodes 嵌入在槽孔耦合天線的饋入端，藉著控制 pin diodes 的導通與否，即可以切換饋入訊號流經的路徑。在實作量測方面，由於礙於目前所取得的 pin diodes 無法在所設計的頻帶內有較好的隔離度，所以用等效金屬片的有無來代替 pin diodes 的導通與否來證明設計的理念以及結果，經過等效金屬片所實作


量測的天線效能，可以證實藉由 pin diodes 的切換，亦即等效金屬片的有無，天線可以達到雙圓極化以及雙線性極化輻射。本章的設計除了利用槽孔耦合天線有較厚的空氣介質，來改善傳統微帶天線窄頻的特性之外，亦利用槽孔耦合微帶天線是以多層基板堆疊設計而成的特性，若將 pin diodes 嵌入在槽孔耦合天線的饋入端時，由於訊號饋入端與天線端有一共同接地面，這使得饋入電路端與天線端有較好的隔離，天線輻射亦較不會受到饋入電路端所影響的優點。



第五章 結論

(Conclusion)

本論文「新型四極化微帶天線設計」中成功的使用 pin diodes 在單一天線上，達成雙線性極化以及雙圓極化設計，藉由 pin diodes 與微帶天線的整合，突破傳統平面天線在極化上特性的限制，在本論文中一共討論兩種四極化微帶天線，包括第三章的四極化微帶天線 (A Novel Reconfigurable Patch Antenna for Quadri-Polarization Diversity)，其利用 pin diodes 來改變相對天線的共振結構來達成雙線性極化及雙圓極化操作；以及第四章的四極化槽孔耦合天線 (A Novel Reconfigurable Aperture Coupled Patch Antenna for Quadri-Polarization Diversity)，除了利用槽孔耦合天線以厚空氣介質來達成較寬頻的特性外，亦利用 pin diodes 來切換天線饋入訊號路徑，來達成雙線性極化及雙圓極化操作。



第三章提出的四極化微帶天線，將 pin diodes 嵌入矩形截角天線以及寄生金屬片之間，藉由控制 pin diodes 的直流偏壓來改變天線相對的共振結構，藉此激發不同的模態，即可以達雙線性極化以及雙圓極化的輻射場形，與近些年利用 pin diodes 來達成極化掃描的天線相比，此四極化微帶天線僅利用簡單的支幹耦合器饋入，天線結構亦為簡單的矩形截角天線，即可以達到四種極化狀態的操作，突破以往在單一天線端只有某些特定極化的限制。

第四章提出的四極化槽孔耦合天線，亦利用 pin diodes 來達到四種極化狀態，與第三章所不同的是，在第三章中是利用控制 pin diodes 的導通與否來達到不同的天線共振路徑，藉此激發不同的模態來達成不同的極化狀態。在本章中所利用的是將 pin diodes 嵌入在槽孔耦合天線的饋入端，藉著控制 pin diodes 的導通與否，即可以切換饋入訊號流經的路徑。在實作量測方面，由於在本章中所設計的天線礙於目前所取得的

pin diodes 無法在所設計的頻帶內有較好的隔離度，所以僅以等效金屬片的有無來代表 pin diodes 的導通狀態，無法以實際的 pin diodes 加以證明，日後將添購較高規格之 pin diodes，實際將 pin diodes 應用於第四章所設計之天線上，並將結果與等效之天線加以比較並發表。

本論文基於近幾年無線通訊產業的快速發展的趨勢之下，極化掃描的技術日趨被重視，為了利用單一天線在整合型通訊系統中達到極化掃描，因此在單一天線上設計出四種極化狀態，以針對整合型通訊系統中不同通訊系統有不同極化狀態的要求，來利用單一天線漫遊在不同的通訊系統中，在本論文中成功的以 pin diodes 來達成初步的理念，並在第三章與第四章中提出不同的設計技巧來達成在單一頻帶裡能達到雙圓極化以及雙線性極化的要求，在未來的研究中，將針對一個實際的整合型通訊系統作為設計，針對整合型通訊系統中所包含的不同通訊系統在不同頻帶內所需要不同極化狀態做實務性的設計，亦會朝向多頻帶以及更寬頻的設計。



參考文獻

1. M.-A. Kossel, R. Kung, H. Benedickter, and W. Bachtold, "An active tagging systems using circular-polarization modulation," *Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, No. 12, pp. 2242-2248, December 1999.
2. Shyh-Tirng Fang, "A Novel Polarization Diversity Antenna for WLAN Application," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2000. IEEE Vol. 1, pp. 282 - 285, July 2000.
3. Kin-Lu Wong and Tzung-Wern Chiou, "Finite Ground Plane Effects on Broad-Band Dual Polarized Patch Antenna Properties," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, NO. 4, 2003.
4. Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii, "A Reconfigurable Patch Antenna Using Switchable Slots for Circular Polarization Diversity," *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, Vol. 12, pp. 96 - 98, March 2002.
5. Y. J. Sung , T.U. Jang , "A Reconfigurable Microstrip Antenna for Switchable Polarization," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, pp. 534 - 536, Nov. 2004.
6. Matthias K. Fries, Mischa Grani, and Rudiger Vahldieck, "A Reconfigurable Slot Antenna With Switchable Polarization," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 13, pp. 490 - 492, Nov. 2003.
7. M. Boti, L. Dussopt and J.-M. Laheurte, "Circular polarized antenna with switchable polarization sense," *Electronics Letters*, Vol. 36, No. 18, 2000.
8. F. Tang and Y. Rahmat-Samii, "Switchable dual-band circularly polarised patch antenna with single feed," *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 16, 2001.

9. Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii, "Patch Antenna with Switchable Slot (PASS) : Dual-Frequency Operation," IEEE Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 31, No. 3, pp. 165-168, November 2001.
10. Nanbo Jin, Fan Yang and Yahya Rahmat-Samii, "A Novel Reconfigurable Patch Antenna with both Frequency and Polarization Diversities for wireless communications," IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, Vol. 2, pp.1796 - 1799, June 2004.
11. B.Y. Toh, R. Cahill, V.F. Fusco, "Understanding and measuring circular polarization," IEEE Transactions on Education, Vol. 46, Issue 3, Aug. 20 , pp. 313 - 318
12. S. D. Targonski, R. B. Waterhouse and D. M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked patch Microstrip Antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, NO.9, 1998.
13. David M. Pozar and Sean M. Duffy, " A Dual-Band Circularly Polarized Aperture-Coupled Stacked Microstrip Antenna for Global Positioning Satellite," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, NO.11, 1997.
14. C. H. Tsao, Y. M. Hwang, F. Kilburg and F. Dietrich, "Aperture-coupled Patch Antennas with Wide-bandwidth and Dual-polarization Capabilities," Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 3, pp. 936 - 939, June 1988.
15. R. Oostlander, Y. M. M. Anter, " Aperture Coupled Microstrip Antenna Element Design," Electronics Letters, Vol. 26, No. 4, 1990.
16. Kin-Lu Wong, Hao-Chun Tung and Tzung-Wern Chiou, "Broadband Dual-Polarized Aperture-Coupled Patch Antennas With Modified H-Shaped Coupling Slots," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 50, NO.2, 2002.
17. Marcel Kossel, Hansruedi Benedickter and Werner Baechtold, "Circular Polarized Aperture Coupled Patch Antennas for an RFID system in the 2.4 GHz ISM Band, " IEEE Radio and Wireless Conference, RAWCON 99, pp 235 - 238, Aug. 1999.
18. Tzung-Wern Chiou and Kin-Lu Wong, "Broadband Dual-Polarized Single Microstrip

- Patch Antenna With High Isolation and Low Cross Polarization,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 50, NO.3, 2002.
19. Ajay Kumar Sharma, Raghvendra Singh and Ashok Mittai, “Wide Band Dual Circularly Polarized Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna with Bow Tie Shaped Apertures,” IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, Vol. 4, pp. 3749 - 3752, June 2004.
 20. Tzung-Wern Chiou and Kin-Lu Wong, “A Compact Dual-Band Dual-Polarization Patch Antenna for 900/1800-MHz Cellular Systems,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, NO.8, 2003.
 21. Kum Meng Lum, Chanchai Laohapensaeng and Charles Free, “ A Novel Traveling-Wave Feed Technique for Circularly Polarized Planar Antennas,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.15, No. 3, 2005.

