

國立交通大學

電子工程學系

碩士論文

小型化寬頻帶印刷槽孔天線

The Compact Designs of Broadband Printed Slot Antennas



研究生：柯柏瑋

指導教授：張國明 教授

中華民國九十七年十一月

小型化寬頻帶印刷槽孔天線

The Compact Designs of Broadband Printed Slot Antennas

研究生：柯柏瑋

Student : Bo-Wei Ko

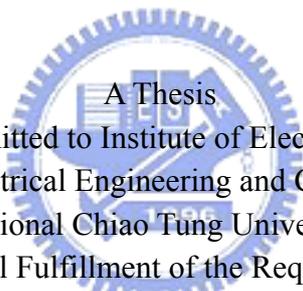
指導教授：張國明

Advisor: Dr. Kow-Ming Chang

國立交通大學

電子工程系 電子研究所碩士班

碩士論文



A Thesis  
Submitted to Institute of Electronics  
College of Electrical Engineering and Compute Science  
National Chiao Tung University  
In partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Master of Science  
In  
Electronics Engineering

July 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年十一月

中華民國九十七年十一月

## 小型化寬頻帶印刷槽孔天線

學生：柯柏瑋

指導教授：張國明博士

國立交通大學電子工程學系（研究所）碩士班

### 摘要

本論文的内容設計了新型的槽孔天線，針對其特性進行分析及探討。其中依不同的操作方式做了不同的設計。再線性極化方面，首先提出印刷槽孔天線之寬頻帶操作設計，即是在天線饋入線尾端，加入一階梯式補片，利用階梯尺寸的不同，造成寬頻帶操作方式，其操作頻寬可達到 17.4%。緊接著研究印刷槽孔天線之雙頻帶操作設計，也就是在微帶線饋入寬矩形槽孔天線上載入一個矩形槽孔造成雙頻的操作特性。此外，在圓極化方面，針對圓形微帶天線的特定圓環型槽孔結構，提出一種不對稱擾動方式之圓極化操作設計。此圓極化的印刷槽孔天線其圓極化頻寬可達到 24.8%。

# The Compact Designs of Broadband Printed Slot Antennas

Student : Bo-Wei Ko

Advisors : Dr. Kow-Ming Chang

Department (Institute) of Electronics Engineering  
National Chiao Tung University

## ABSTRACT

Novel design of printed slot antennas have been investigated in this dissertation. For the linearly polarized designs, the study of single-feed broadband printed slot antennas with patch is presented. As for the broadband printed slot antenna designs, a printed slot antenna with a coplanar-waveguide feed is shown. We use patch with different size to increase bandwidth. The impedance bandwidth obtained reaches about 17.4%. As for the dual-frequency slot antenna with dual-loop with microstrip feed is shown. For the circularly polarized designs, we propose a circularly polarized microstrip antenna with an asymmetry of the antenna structure. By choosing a suitable slot length, CP operation can be obtained. The obtained CP bandwidth of this design is greater than 24.8%.

Index Terms : Broadband 、 Dual-Frequency 、 Circularly Polarization 、  
Microstrip 、 Coplanar-Waveguide 、 Slot Antenna

## 誌 謝

對於本論文能夠完成，首先要感謝張國明教授及鄧一中教授在課業上的悉心指導以及生活上態度的指導，使我的研究所求學生涯獲益良多。再來要感謝研究所各位老師的授業指導，提供許多精闢的研究方向，使我在研究的時候可以順利進行。

在研究所期間，特別感謝史德智、張麗君、鄧志剛、何嘉政、李岱螢學長在實驗上的指導，亦感謝碩士班同窗好友羅斯允、黃靖謙、沈佑書、蘇建彰、林宏一以及學弟黃嘉民、魏正宇、吳政遠、張家齊在研究上的互相砥礪，生活上的互相扶持。感謝好朋友張可曦，研究所這一路上的扶持，讓我能夠順利完成本論文。

最後僅以此論文獻給我最敬愛的母親，因為她才能使我衣食無憂的讀書，並且給予我精神上的支持、生活上的照顧，才得以順利完成這階段的求學過程。再次感謝所有關心我的人，並以完成此論文的喜悅、榮耀與你們分享。

# 目錄

頁次

中文題要.....	i
英文題要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
表目錄.....	ix
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 文獻導覽.....	2
1.3 內容提要.....	3
第二章 天線原理.....	5
2.1 映像定理 ( Image Theory ).....	5
2.2 天線輻射原理.....	8
2.3 共振定義.....	10
2.4 天線性能的判別.....	11
2.4.1 阻抗匹配 ( Impedance Matching ).....	11
2.4.2 返回損失 ( Return Loss ).....	12
2.4.3 天線增益 ( Gain ).....	13
2.4.4 天線效率 $\eta$ .....	13



2.5 基本天線結構.....	13
2.5.1 微帶天線.....	13
2.5.2 共面波導饋入式天線.....	14
2.6 天線極化.....	16
第三章 共平面波導饋入式槽孔天線.....	18
(Coplanar Waveguide-Fed Printed Slot Antenna )	
3.1 概述.....	18
3.2 共平面波導饋入式槽孔天線設計.....	19
3.3 實驗結果與討論.....	21
第四章 微帶線饋入式雙頻槽孔天線.....	29
(Microstrip-Fed Printed Double-Frequency Slot Antenna )	
4.1 概述.....	29
4.2 微帶線饋入式雙頻槽孔天線設計.....	29
4.3 實驗結果與討論.....	32
第五章 微帶線饋入式圓極化槽孔天線.....	44
(Microstrip-Fed Printed Circularly Polarized Slot Antenna)	
5.1 概述.....	44
5.2 微帶線饋入式圓極化槽孔天線設計.....	44
5.3 實驗結果與討論.....	47
第六章 結論.....	55
參考文獻.....	57

# 圖目錄

頁次

圖 2-1 電流源垂直分量.....	5
圖 2-2 鏡像電流等效模型.....	6
圖 2-3 電流源水平分量.....	7
圖 2-4 鏡像電流等效模型.....	7
圖 2-5 電磁波輻射形成的方式.....	9
圖 2-6 矩形微帶天線實部和虛部阻抗匹配圖.....	10
圖 2-7 阻抗匹配設計.....	12
圖 2-8 微帶天線結構.....	14
圖 2-9 共平面波導 3D 視圖.....	15
圖 2-10 共平面波導剖面圖.....	15
圖 2-11 橢圓極化波.....	16
圖 2-12 天線極化場型量測.....	17
圖 3-1 共面波導饋入式槽孔天線幾何圖形.....	19
圖 3-2 共面波導饋入式槽孔天線 3D 結構圖.....	20
圖 3-3 顯示 $L_2$ 於不同長度之返回損失模擬圖.....	23
圖 3-4 顯示 $L_2$ 於不同長度之增益模擬圖.....	24
圖 3-5 顯示 $L_3$ 於不同長度之返回損失模擬圖.....	24
圖 3-6 顯示 $L_3$ 於不同長度之增益模擬圖.....	25
圖 3-7 顯示 $W$ 於不同寬度之返回損失模擬圖.....	25

圖 3-8 顯示 W 於不同寬度之增益模擬圖.....	26
圖 3-9 顯示於 5.76 GHz 之天線輻射場型 E-Plane 模擬圖.....	26
圖 3-10 顯示於 5.76 GHz 之天線輻射場型 H-Plane 模擬圖.....	27
圖 3-11 顯示於 5.76 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖.....	27
圖 3-12 顯示於 5.76 GHz 之天線向量電流分佈圖.....	28
圖 3-13 顯示模擬與測量之返回損失比較圖.....	28
圖 4-1 微帶線饋入式雙頻槽孔天線幾何圖形.....	30
圖 4-2 微帶線饋入式雙頻槽孔天線 3D 結構圖.....	31
圖 4-3 顯示 $L_{10}$ 於低頻之返回損失模擬圖.....	34
圖 4-4 顯示 $L_{10}$ 於低頻之增益模擬圖.....	34
圖 4-5 顯示 $L_{10}$ 於高頻之返回損失模擬圖.....	35
圖 4-6 顯示 $L_{10}$ 於高頻之增益模擬圖.....	35
圖 4-7 顯示 $W_3$ 於低頻之返回損失模擬圖.....	36
圖 4-8 顯示 $W_3$ 於低頻之增益模擬圖.....	36
圖 4-9 顯示 $W_3$ 於高頻之返回損失模擬圖.....	37
圖 4-10 顯示 $W_3$ 於高頻之增益模擬圖.....	37
圖 4-11 顯示 $W_{12}$ 於低頻之返回損失模擬圖.....	38
圖 4-12 顯示 $W_{12}$ 於高頻之返回損失模擬圖.....	38
圖 4-13 顯示於 2.9 GHz 之天線輻射場型 E-Plane 模擬圖.....	39
圖 4-14 顯示於 2.9 GHz 之天線輻射場型 H-Plane 模擬圖.....	39
圖 4-15 顯示於 2.9 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖.....	40

圖 4-16 顯示於 5.6 GHz 之天線輻射場型 E-Plane 模擬圖.....	40
圖 4-17 顯示於 5.6 GHz 之天線輻射場型 H-Plane 模擬圖.....	41
圖 4-18 顯示於 5.6 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖.....	41
圖 4-19 顯示於 2.9 GHz 之天線向量電流分佈圖.....	42
圖 4-20 顯示於 5.6 GHz 之天線向量電流分佈圖.....	42
圖 4-21 顯示低頻模擬與測量之返回損失比較圖.....	43
圖 4-22 顯示高頻模擬與測量之返回損失比較圖.....	43
圖 5-1 微帶線饋入式圓極化槽孔天線幾何圖形.....	45
圖 5-2 微帶線饋入式圓極化槽孔天線 3D 結構圖.....	46
圖 5-3 顯示 $L_4$ 於不同長度之返回損失模擬圖.....	49
圖 5-4 顯示 $L_4$ 於不同長度之增益模擬圖.....	49
圖 5-5 顯示 $L_4$ 於不同長度之軸向比例頻帶模擬圖.....	50
圖 5-6 顯示 $L_3$ 於不同長度之返回損失模擬圖.....	50
圖 5-7 顯示 $L_3$ 於不同長度之軸向比例頻帶模擬圖.....	51
圖 5-8 顯示 $L_2$ 於不同長度之返回損失模擬圖.....	51
圖 5-9 顯示 $\alpha$ 於不同角度之返回損失模擬圖.....	52
圖 5-10 顯示於 5.9 GHz 之軸向比率空間分佈模擬圖.....	52
圖 5-11 顯示於 5.8 GHz 之天線輻射場型模擬圖.....	53
圖 5-12 顯示於 5.8 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖.....	53
圖 5-13 顯示於 5.76 GHz 之天線向量電流分佈圖.....	54
圖 5-14 顯示模擬與測量之返回損失比較圖.....	54

# 表 目 錄

	頁次
表 3-1 共面波導饋入式槽孔天線之設計參數.....	20
表 4-1 微帶線饋入式雙頻槽孔天線之設計參數.....	31
表 5-1 微帶線饋入式圓極化槽孔天線之設計參數.....	46



# 第一章 序論

## (Introduction)

### 1.1 研究動機

由於電信自由化的腳步、網際網路的發展與個人行動通訊的普及化，帶動全球通訊設備及服務市場的大幅擴展，通訊產業成為各國建設的主要目標。隨著短距離無線傳輸需求的快速成長、區域網路的無線化以及個人行動通訊產品的多元化，無線通訊資料傳輸量以及傳輸速度亦隨之增加。根據美國聯邦通訊委員會對於超寬頻的最新定義，中央頻率大於2.5 GHz 的超寬頻系統，至少需具備500 MHz 的-10dB 頻寬；中央頻率小於2.5 GHz 的則需有25% 以上的載波頻寬[1]。超寬頻除了頻寬大，傳送速率快（最高可達500Mbps）之外，還具有低功耗、安全性高、高速傳輸、低干擾、定位功能精準、低成本晶片結構等特色。目前在IEEE 802.15.3a 工作小組審查中存在兩個超寬頻規格方案，一個是由美國Xtreme Spectrum、Motorola 等公司提出的「Impulse Radio DS-CDMA」實體層標準技術規格建議[2]；另一個為Texas Instruments 與Intel 等公司提出的「Multi-band OFDM」實體層標準技術規格建議[3]。

無論是「Impulse Radio DS-CDMA」或者是「Multi-band OFDM」規格，超寬頻通訊皆需要面臨克服與不同通訊系統之間相互干擾的問題。目前市面上出現許多通訊產品，而這些通訊產品的運作都必須藉由天線來傳送與接收訊號。而目前人們對通訊產品的需求日益增加，

造成在尺寸上的要求趨向微小化，使得負責訊號傳遞的天線尺寸也必須走向微小化，以符合現今的需求。

## 1.2 文獻導覽

過去的研究中發現，印刷槽孔天線 (slot antenna) 本身即具有較大的阻抗頻寬及受表面波影響很小的特性，所以越來越受到重視。尤其在目前各種通信設備的寬頻需求下，如何提升印刷槽孔天線的頻寬，變成相當重要。隨著科技日新月異，許多使用寬槽孔天線來形成寬頻操作應勢而生[4-5]或是在寬槽孔天線饋入結構上使用饋入線設計方式[6-7]。使用負載方式形成寬頻，像是加上金屬負載於槽孔邊緣[8]或是槽孔內部[9]；另外則是耦合另一共振而形成寬頻，像是槽孔天線加上背面微帶天線[10]或是加上另一槽孔天線[11]。也有使用較特殊槽孔形狀來形成寬頻，例如使用領結型槽孔[12-14]。

微帶天線隨著應用的廣泛，開始被大量研究。故有關雙頻帶操作的設計便一直陸續不斷地被研究[15-53]。而隨著個人通信時代的來臨，像GSM 900 MHz與1800 MHz的雙頻帶天線不僅被廣泛地使用，其設計技術更是日新月異。應用於微帶天線上的雙頻帶操作設計方法非常的多，舉例而言有利用單一饋入源饋入在不同的位置或者同時使用兩個獨立饋入源[15-18]，以及使用堆疊(stack)結構[19-22]、多個寄生元件(parasitic element) [23-24]、利用槽孔(slot)或狹孔 slit [25-41]、電抗性負載(integrated reactive loading)[42-44]，或是使用像晶片電阻(chip resistor)、電容(capacitor)或短路棒(shorting pin)等被動元件[27，

45-51]以及兩個獨立的輻射元件[52-53]等各種不同方式的設計。之後隨著頻率比、操作頻率的極化面以及整體天線體積上的要求，並配合不同的饋入方式，而有許多不同設計方法的結構出現。

圓極化操作設計是應用在衛星通訊傳播上使用的傳播方式。由於圓極化微帶天線除了具有一般線性微帶天線的優點外，其對於電磁波在傳送以及接收的方向上，也遠比線性微帶天線較無限制，更使得近年來在衛星通訊極具重要性。一般而言，可以饋入點多寡來將其分類，一種是雙饋入的圓極化微帶天線[54]，其基本原理，則在兩端饋入兩個等振幅且相位差90度的電流，來達到遠場上圓極化波的獲得。另一種則是單饋入的圓極化微帶天線[55-69]，這是一種簡化饋入而又能輻射出圓極化波的方式，其基本原理，則是利用微擾電流的方式，分離得到兩個等振幅且相位差90度的模態。相對於以上兩種獲得圓極化波的方式，比較之下，在結構上以單饋入的方式來的簡單、方便，且在製造上、誤差上也較小，這也是為什麼在實際應用上，圓極化微帶天線皆以單饋入的方式較多。

### 1.3 內容提要

本論文的内容係研究設計縮小化槽孔天線，分別以微帶線與共面波導這兩種饋入方式，並對其特性做詳細的分析與探討。論文内容共分為五章，將於下列做一簡要敘述：

第一章為序論。首先簡述超寬頻的發展經過，並說明其相關規格與用途，藉此引出本論文的研究動機。

第二章為天線設計原理。我們將設計天線時所需要注意的參數做扼要說明，並將本論文提及的兩種饋入方式做簡單的描述。

第三章為共平面波導饋入式槽孔天線。為了使天線更實際的應用於通訊系統上，設計的目的在於增加天線的頻寬。

第四章為微帶線饋入式雙頻槽孔天線。為了因應全球通訊產業的發展，雙頻帶操作的天線可作為收發共用的天線，以同步處理接收與發射的兩個分離頻段的信號。

第五章為微帶線饋入式圓極化槽孔天線。圓極化天線對電磁波在傳送以及接收的方向要求上較無限制，使得圓極化操作天線在微星通訊極具重要性。

第六章為結論。於本論文最後提出整體說明，針對第三、四、五章分別探討微帶線饋入式槽孔天線與共平面波導饋入式槽孔天線的特性作簡要的總結。



## 第二章 天線原理 (Antenna Theory)

### 2.1 映像定理 (Image Theory)

圖 2-1 首先考慮在無窮大的金屬面上有一個理想的電流源存在，並且其電流方向垂直於金屬面。由電磁理論可知，滿足相同邊界條件的波動方程式(wave equation)之解為唯一。根據金屬表面的邊界條件，可假想在金屬面之下有一個鏡像電流源存在，可以得到如圖 2-2 所示的等效模型：

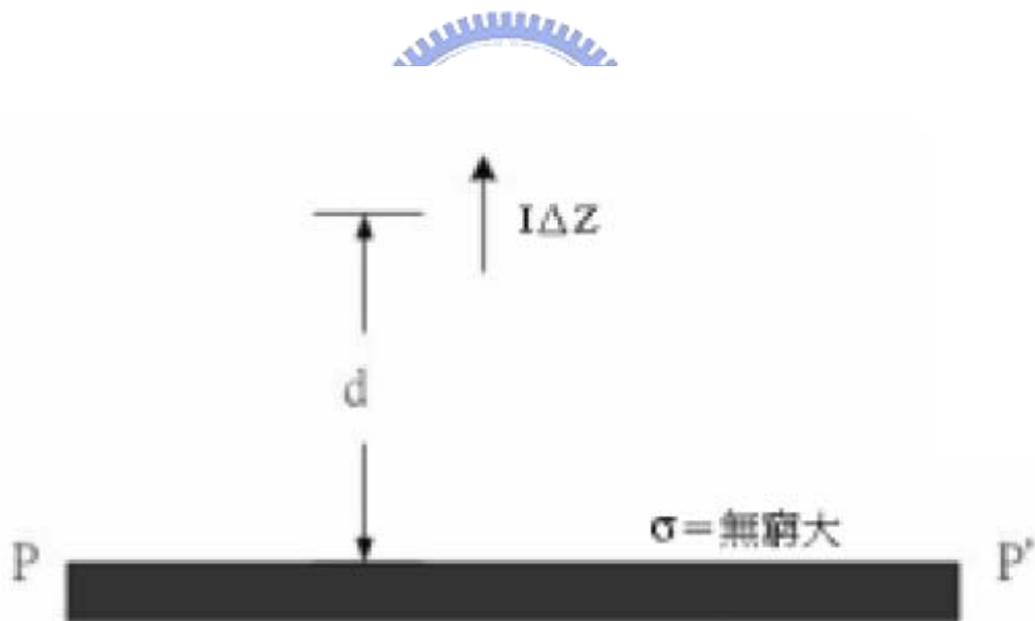


圖 2-1 電流源垂直分量

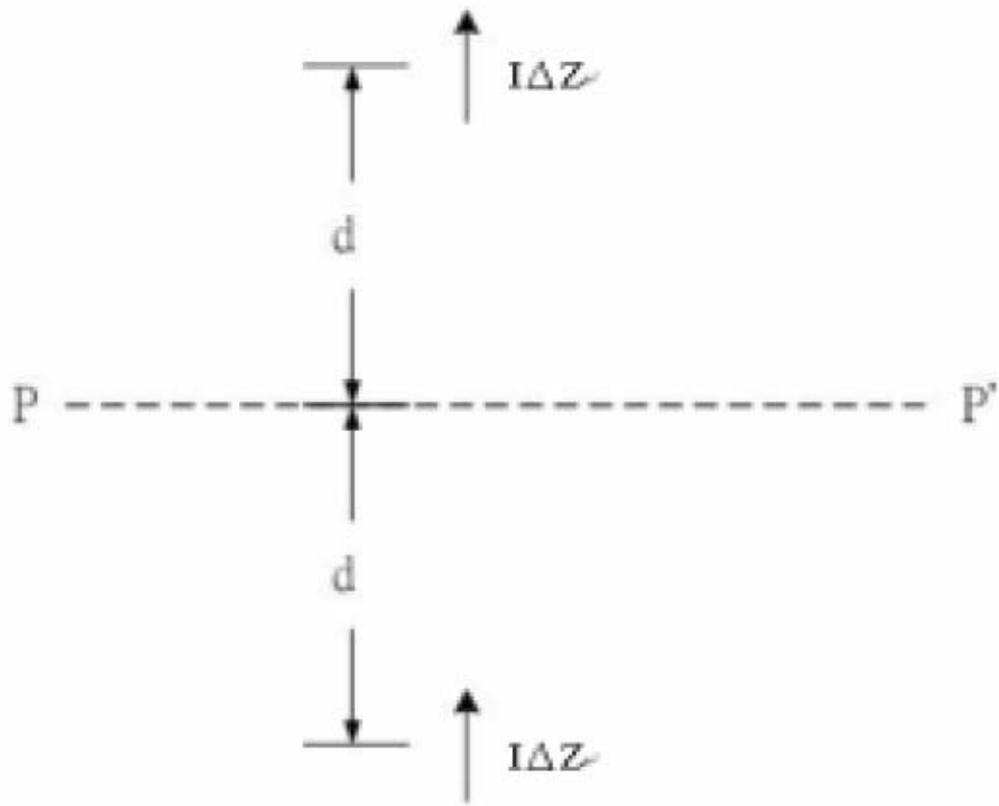


圖 2-2 鏡像電流等效模型

利用此等效模型雖然在平面  $PP'$  以下的解和原來的問題不同，但在平面  $PP'$  以上的部份可求得和原來問題相同的解，並且能滿足在平面  $PP'$  的邊界條件。若是平行於金屬面的電流源參考圖 2-3，並且可得到圖 2-4 所示的等效模型：

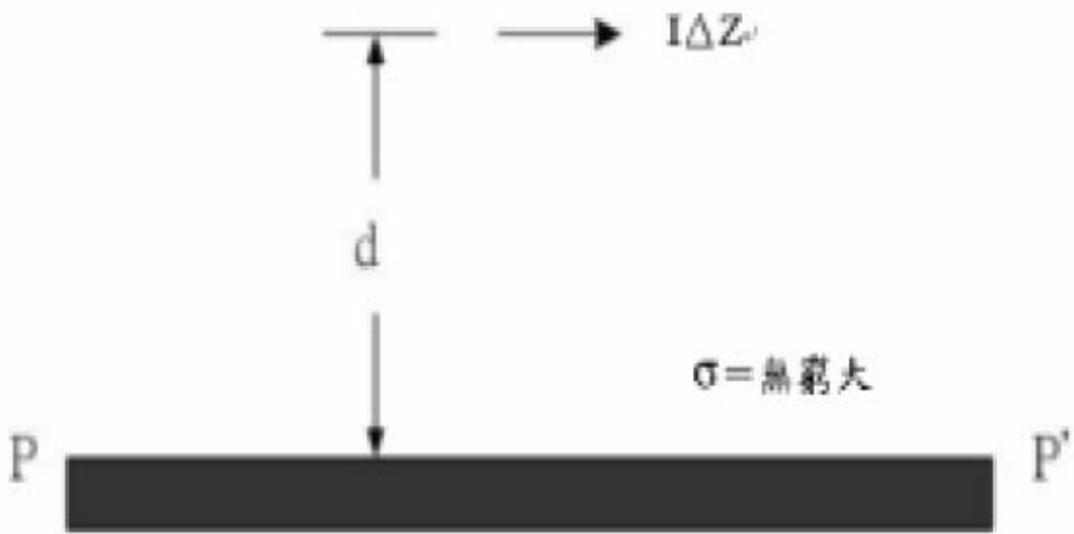


圖 2-3 電流源水平分量

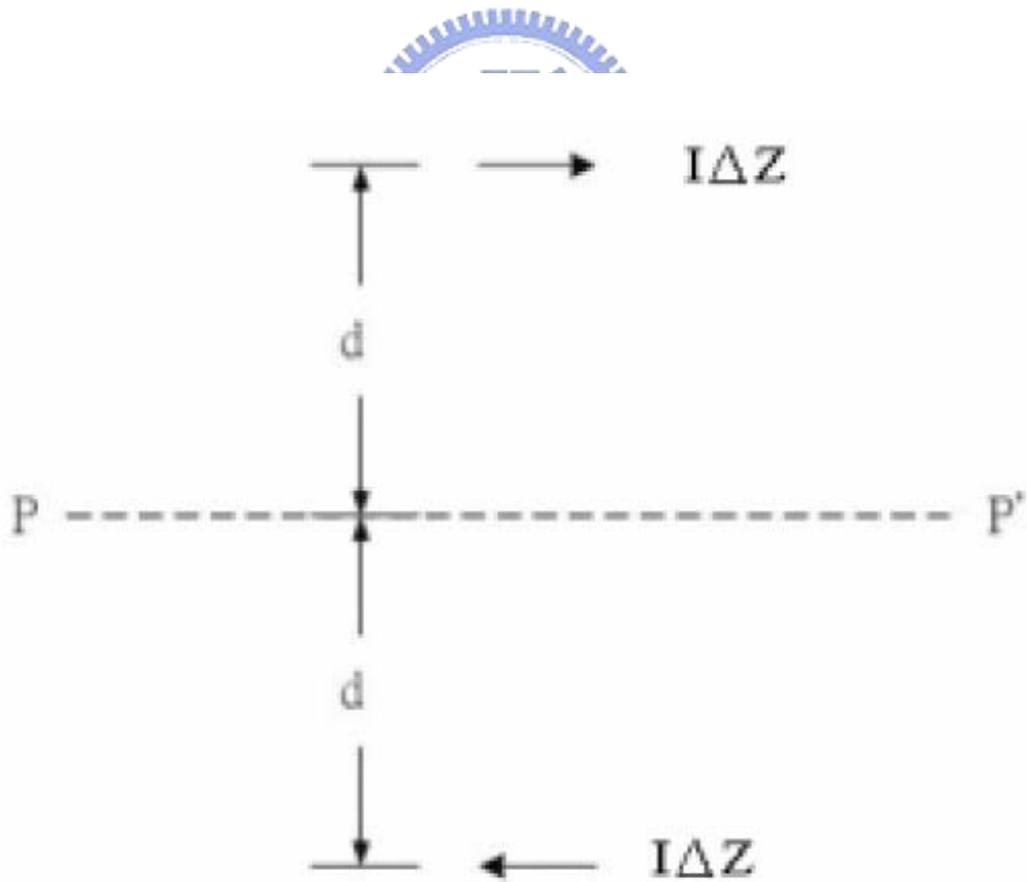


圖 2-4 鏡像電流等效模型

若在金屬面上有一任意方向的電流源，其可分解成垂直分量與水平分量。垂直分量用圖 2-2 所示之等效模型，水平分量則用圖 2-4 所示之等效模型。最後再把垂直分量和水平分量產生之鏡像電流向量相加，可求得其對應之鏡像電流。

## 2.2 天線輻射原理

無線通訊產品已經成為生活型態中的一部份，這些無線通訊產品可以置於車輛上，可以是公共設備，也可以是隨身攜帶的裝置。而這些無線電波的傳遞則必須透過天線發射及接收。天線的基本功能是耦合(couple)自由空間與導引裝置(guide device)間的電磁能量。電磁波的產生基本上是透過電場與磁場的變化過程將能量以波的方式在空間中傳遞。電荷於導體表面穩定的移動時，不會造成電荷從導體表面輻射到空間中，如圖 2-5(a)所示。圖 2-5(b)展示，當電荷移動到導體邊緣時，造成移動方向的改變，此時便會產生電磁波輻射至空間中。如圖 2-5(c)所示，當電荷移動到導體轉彎處，電荷發生加速或減速的情形，此時也會造成電磁波的輻射。當電荷於導體表面有震盪的情形時，也可能產生電磁波的輻射，如圖 2-5(d)所示。天線的存在提供了電場變化的環境，其幾何外型決定了電場可能振盪的空間。而產生天線效應的材質則以金屬材質為主。也就是說：金屬結構的幾何外型尺寸，將決定該結構所產生電磁波的頻率範圍，在分析輻射問題的來源時，可以先從金屬結構的尺寸上來思考該結構與天線尺寸及頻率的關

係。

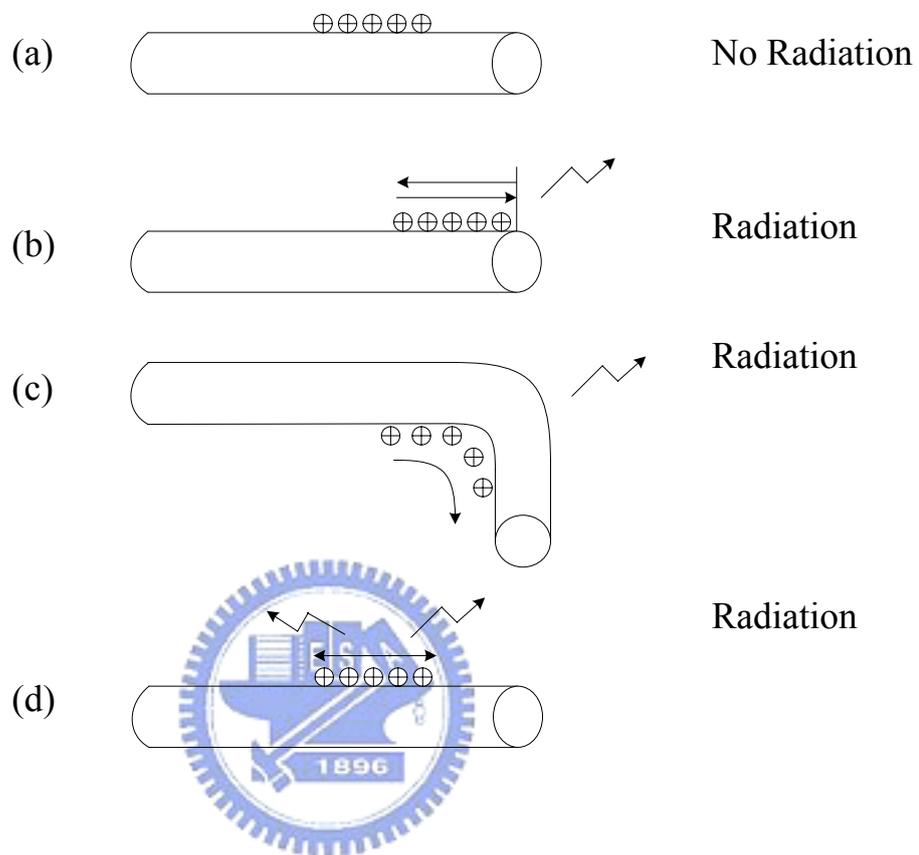


圖 2-5 電磁波輻射形成的方式

### 2.3 共振定義

一般而言輸入阻抗通常是複數形式實部阻抗及虛部阻抗會隨著頻率而有所變化最典型的模式如圖 2-6 所示：

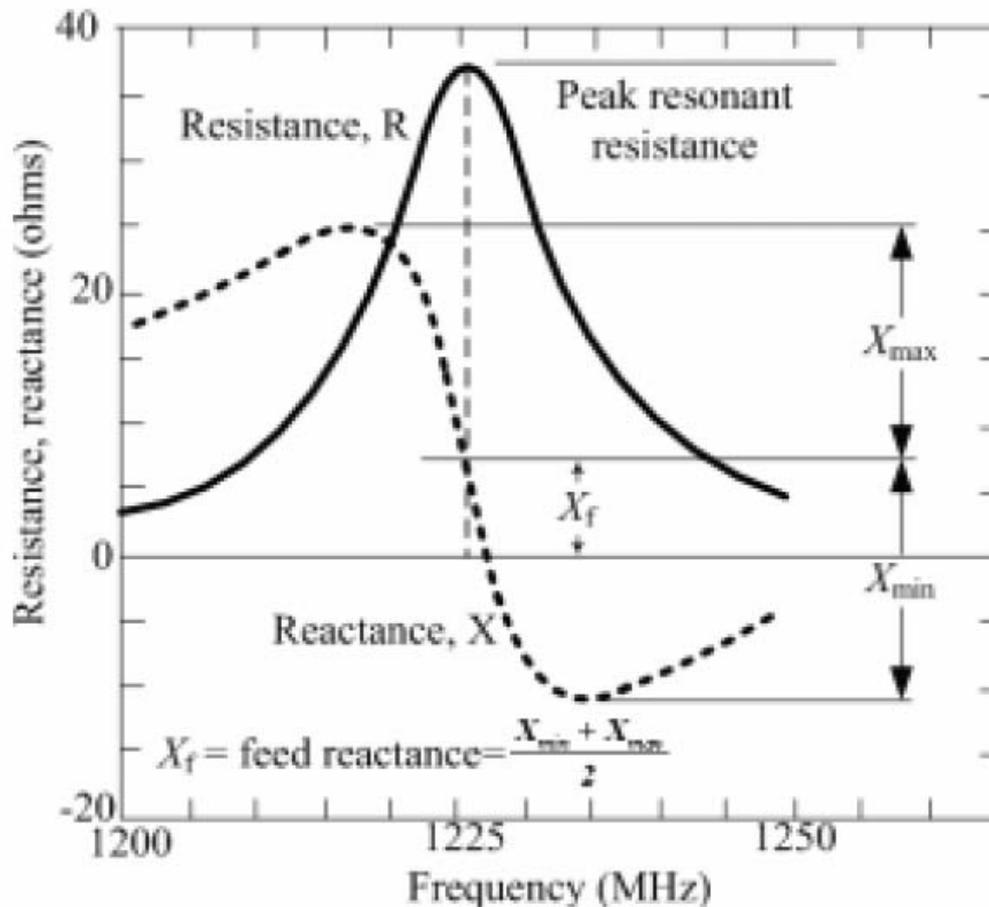


圖 2-6 矩形微帶天線實部和虛部阻抗匹配圖

然而一般在設計天線時，所說的共振頻率是指反射係數( $S_{11}$ )掉落最低點的頻率，而此點通常虛部阻抗為零，若實部阻抗為  $50\Omega$ ，則達到阻抗匹配。此時的阻抗圖形通常不會是標準共振。在設計天線時是以阻抗匹配為最重要考量點。當阻抗匹配時，饋入傳輸線的能量幾乎全部進入天線，因而能量得以輻射出去。因此最佳的天線設計是在

操作頻率點，所看到的虛部阻抗為零，實部阻抗為  $50\Omega$ 。

## 2.4 天線性能的判別

天線是收發機與空間中傳播的媒介，所以天線特性的好與壞是相當重要的。一般而言，天線可由輸入阻抗與返回損失來說明天線的操作頻率與頻寬；輻射場型說明了天線輻射出的電磁波在空間中分佈的情形；天線增益代表天線發射往某一指向的能力；效率則表示由收發機發送至天線的訊號有多少的能量能夠被天線輻射出去。以下針對這些參數逐一做簡單的介紹：

### 2.4.1 阻抗匹配 (Impedance Matching)

天線的輸入阻抗是天線饋電端輸入電壓與輸入電流的比值。天線與饋線的連接最佳情形是天線輸入阻抗是純電阻，而且等於饋線的特性阻抗。這時饋線終端沒有功率反射，因此饋線上沒有駐波產生，天線的輸入阻抗隨頻率的變化比較平緩。天線的阻抗匹配如圖 2-7，目的就是消除天線輸入阻抗中的電抗部份，使電阻部份盡可能地接近饋線的特性阻抗。通常使用駐波比(VSWR)和返回損失(Return Loss)這兩種參數來衡量匹配的優劣。

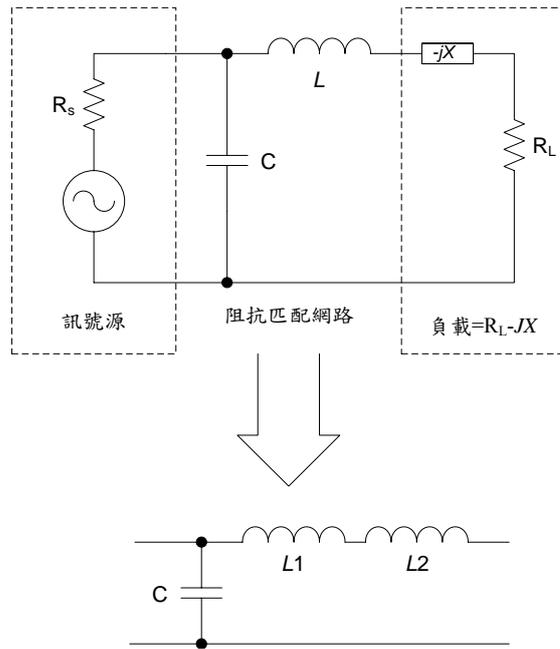


圖 2-7 阻抗匹配設計

## 2.4.2 返回損失 (Return Loss)

當天線的阻抗和收發機內的阻抗不匹配時，則天線的收發功率無法達到最大。此時天線無法將天線的所有功率接收到，無法接收到的功率稱為返回損失(Return Loss)，可表為式(2-1)

$$\mathbf{RL = -20\log|\Gamma| \text{ (dB)}} \quad (2-1)$$

其中的  $\Gamma$  為天線與收發機的反射係數，當反射係數越大，表示輸入的訊號被反射的越多。 $\Gamma$  可表為式(2-2)

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_t}{Z_a + Z_t} \quad (2-2)$$

$Z_a$  表示天線輸入阻抗  $Z_t$  表示收發機輸出阻抗

### 2.4.3 天線增益 (Gain)

天線增益是指天線將發射功率往某一指定方向發射的能力。天線增益定義為：取天線輻射方向的某一點，在該點強度不變的強況下，此時以無方向性天線輻射時，天線的輸入功率為  $P_{i0}$ ，與使用定向性天線輻射時，天線的輸入功率  $P_i$  之比稱為天線增益，以  $G$  表示

$$G = \frac{P_{i0}}{P_i} \quad (2-3)$$

### 2.4.4 天線效率 $\eta$

理論上，當操作頻率等於天線之共振頻率時，傳輸線上的入射能量可以全部經天線輻射出去。但由於天線本身會有損耗(如金屬損耗、材料損耗.....等)，使得天線的輻射功率不完全等於傳輸線上入射功率。因此天線效率表示天線是否有效地轉換能量，是天線的重要參數之一。天線效率  $\eta$  是指真正輻射出去的功率  $P_r$  與輸入到天線的總功率  $P_{in}$ (輻射功率  $P_r$  與天線損耗功率  $P_s$  之和)之比，即：

$$\eta = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{P_r}{(P_r + P_s)} \times 100\% \quad (2-4)$$

## 2.5 基本天線結構

本論文會使用微帶天線與共平面波導饋入式天線這兩種設計方式，接下來將針對這兩種天線的架構做簡單的說明：

### 2.5.1 微帶天線

微帶天線主要是使用介質基板，其基板厚度遠小於波長，並在

基板上層形成輻射元件，在背面則為接地的金屬層。如圖所示，微帶天線可在上層金屬設計不同的結構，形成所需要的天線特性。這種設計方法可以減少天線從設計到完成的時間。

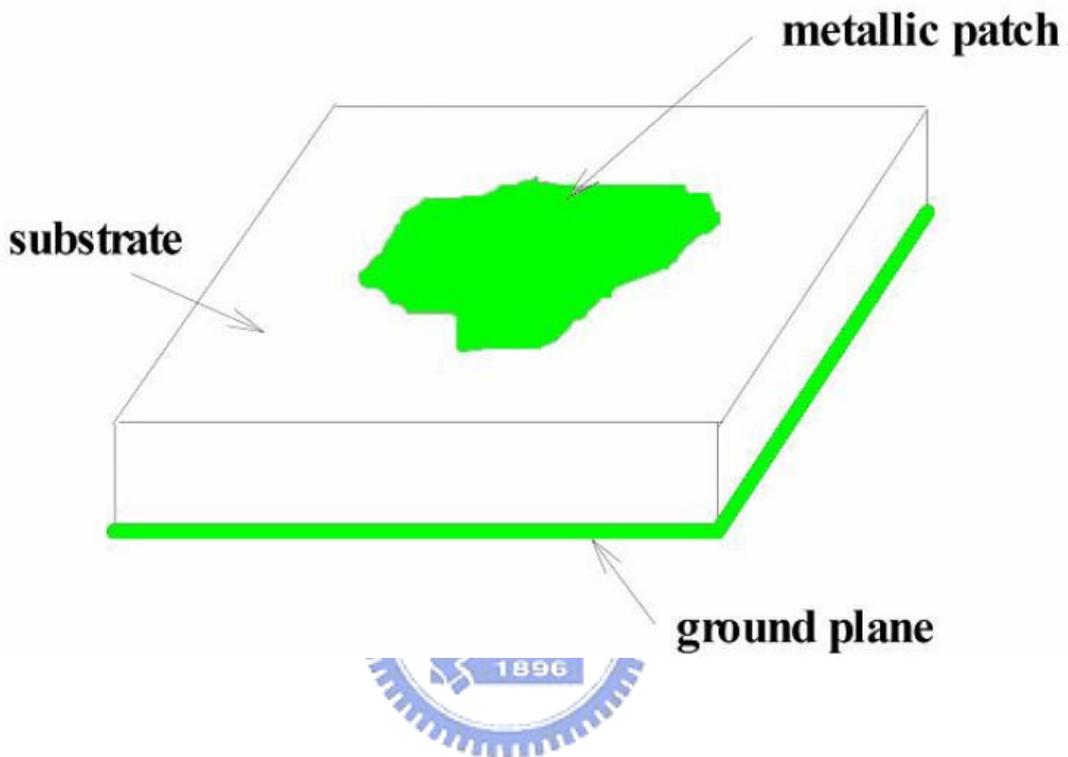


圖 2-8 微帶天線結構

### 2.5.2 共面波導饋入式天線

共平面波導的導體共有三個部份，中間為帶狀訊號線，與兩側接地平面各有一個窄小的間隙分隔，如圖2-9 所示。共平面波導的特性阻抗( $Z_0$ )、等效介電係數 ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) 與衰減常數( $\alpha$ )，由中間的帶狀訊號線大小( $W$ )、間隙寬度( $G$ )、介質的厚度( $h$ )與介電係數( $\epsilon_r$ )來決定，如圖 2-10 所示。

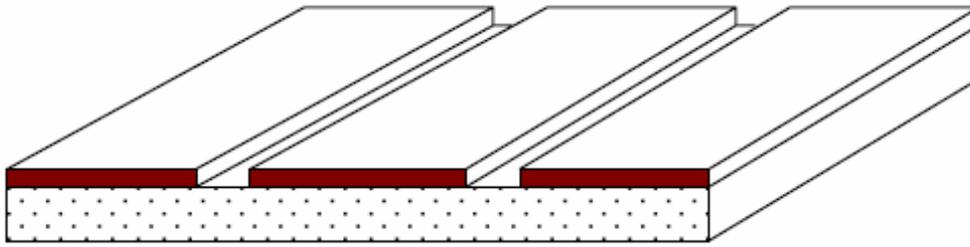


圖2-9 共平面波導3D視圖

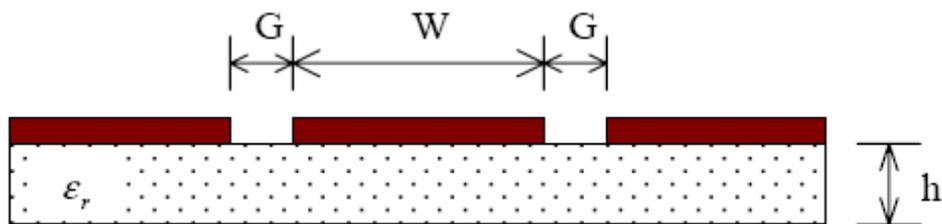


圖 2-10 共平面波導剖面圖

共平面波導有下列幾項優點：

- (1) 結構簡單
- (2) 表面黏著元件 (SMD) 容易安裝
- (3) 免除貫孔 (Via)
- (4) 低輻射損失與串音 (Cross talk) 現象
- (5) 低色散 (Dispersion)

基於上述的優點，共平面波導適合運用於微波積體電路和單晶積體電路的製作，並提供了最大的成本效應。

## 2.6 天線極化

電磁波之極化可用隨時間變化的電場向量頂點軌跡來描述。如果軌跡是一直線，則稱此波為線性極化，假如軌跡是一圓，則稱為圓極化，若軌跡為一橢圓，稱為橢圓極化。在許多的通訊系統裡，線性極化輻射通常只在單一方向，若輻射的方向是平行於地平面則為水平極化波，若輻射的方向垂直於地平面則為垂直極化波。圓形極化為輻射電波是週期性以圓形的方式旋轉。圓極化是非常理想的操作方式，但在實際的量測上通常是以橢圓極化的方式來輻射電磁波，如圖 2-11 所示：

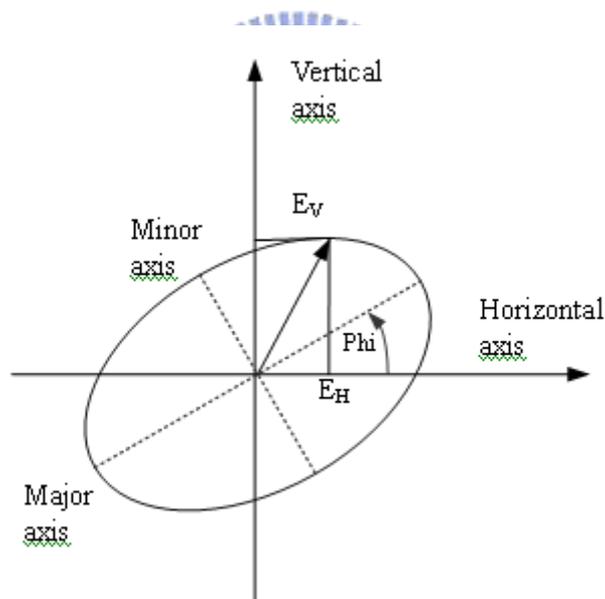


圖 2-11 橢圓極化波

輻射的電磁波可分為水平  $E_H$  與垂直  $E_V$  兩個方向的振幅，依據旋轉的方向決定天線以右旋（左旋）的方式輻射電磁波，以式(2-5)說明左旋與右旋極化波：

$$E_{RHCP} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_H + jE_V)$$

$$E_{LHCP} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_H - jE_V)$$

$$E_H = E_{Hr} + jE_{Hi} \quad (2-5)$$

where  $E_{Hr} = H_A \cos(H_p), E_{Hi} = H_A \sin(H_p)$

$$E_V = E_{Vr} + jE_{Vi}$$

where  $E_{Vr} = V_A \cos(V_p), E_{Vi} = V_A \sin(V_p)$

號角天線以旋轉的方式在  $\phi = 0^\circ$  和  $\phi = 90^\circ$  輻射電磁波， $H_A$  與  $V_A$  表示量測遠場的水平與垂直振幅， $H_p$  與  $V_p$  表示量測遠場的水平與垂直的相位可參考圖 2-12 量測天線極化的場形

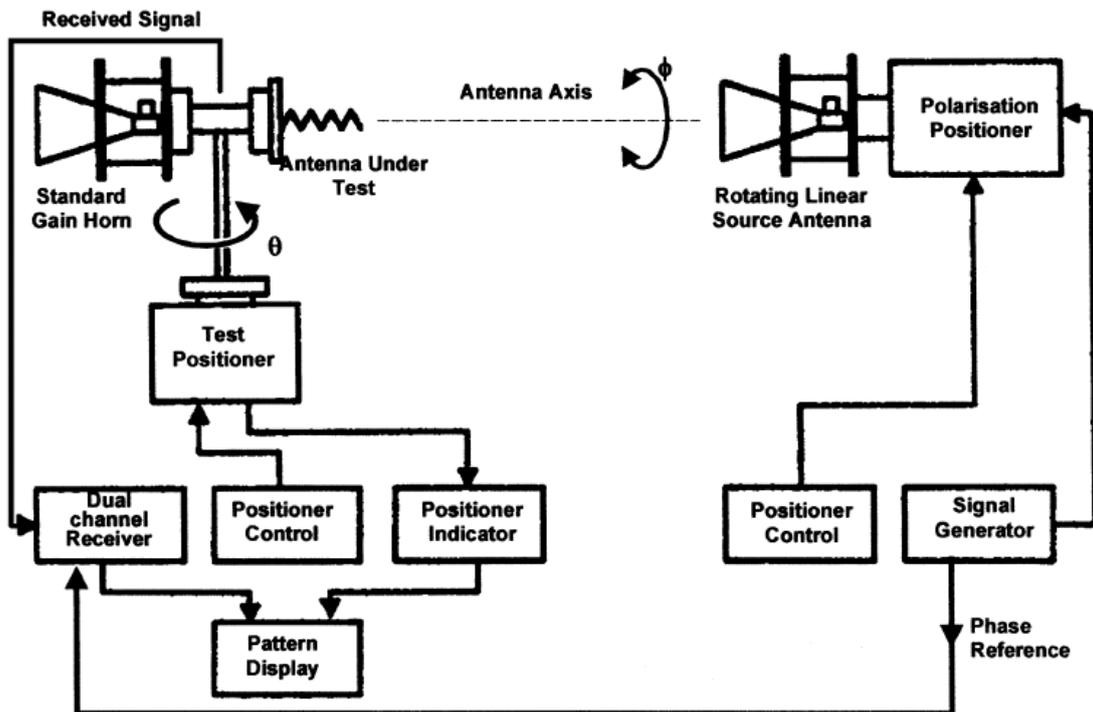


圖 2-12 天線極化場型量測。

## 第三章 共平面波導饋入式槽孔天線 (Coplanar Waveguide-Fed Printed Slot Antenna)

### 3.1 概述

2002年國家分配了5725 MHz~5850 MHz這一頻段，允許點對點或點對多點擴頻通信系統、寬帶無線接入系統、高速無線區域網、藍芽技術設備及車輛無線自動識別系統等無線電台站在此頻段共用。設置使用5.8 GHz頻段點對點或點對多點擴頻通信系統、無線區域網、寬頻帶無線接入系統的無線電台站，原則上用於公眾網無線接入通信，運營企業須取得相應的基礎電信業務經營許可。由於無線區域網路所需要的網路佈建及維護較有線網路為佳，同時其具有使用上的便利性，因此在無線區域網路標準規格由IEEE正式通過定案，使各個廠商產品間能夠有效地互通資訊後，無線區域網路的應用層面便逐漸受到重視與發展。本章將以無線區域網路系統裝置中所需用的全向性（**Omni-Directional**）輻射、具有輕薄短小的低剖面（**Low Profile**）外觀且可操作於一寬頻操作頻帶的平面式單極天線為設計目標，並同時操作於IEEE802.11a所規範的頻率範圍。

### 3.2 共平面波導饋入式槽孔天線設計

本論文所提出的共平面波導饋入式槽孔天線，如圖 3-3 所示。本天線在饋入線尾端，加上一階梯式補片利用不同階梯擁有不同尺寸的方式，增加天線之頻寬。此天線的尺寸為 25.5mmx25mm，製作在厚度(h)為 1.6，相對介電係數( $\epsilon_r$ )為 4.4，正切損耗為 0.0245 的 FR4 微波基板上。

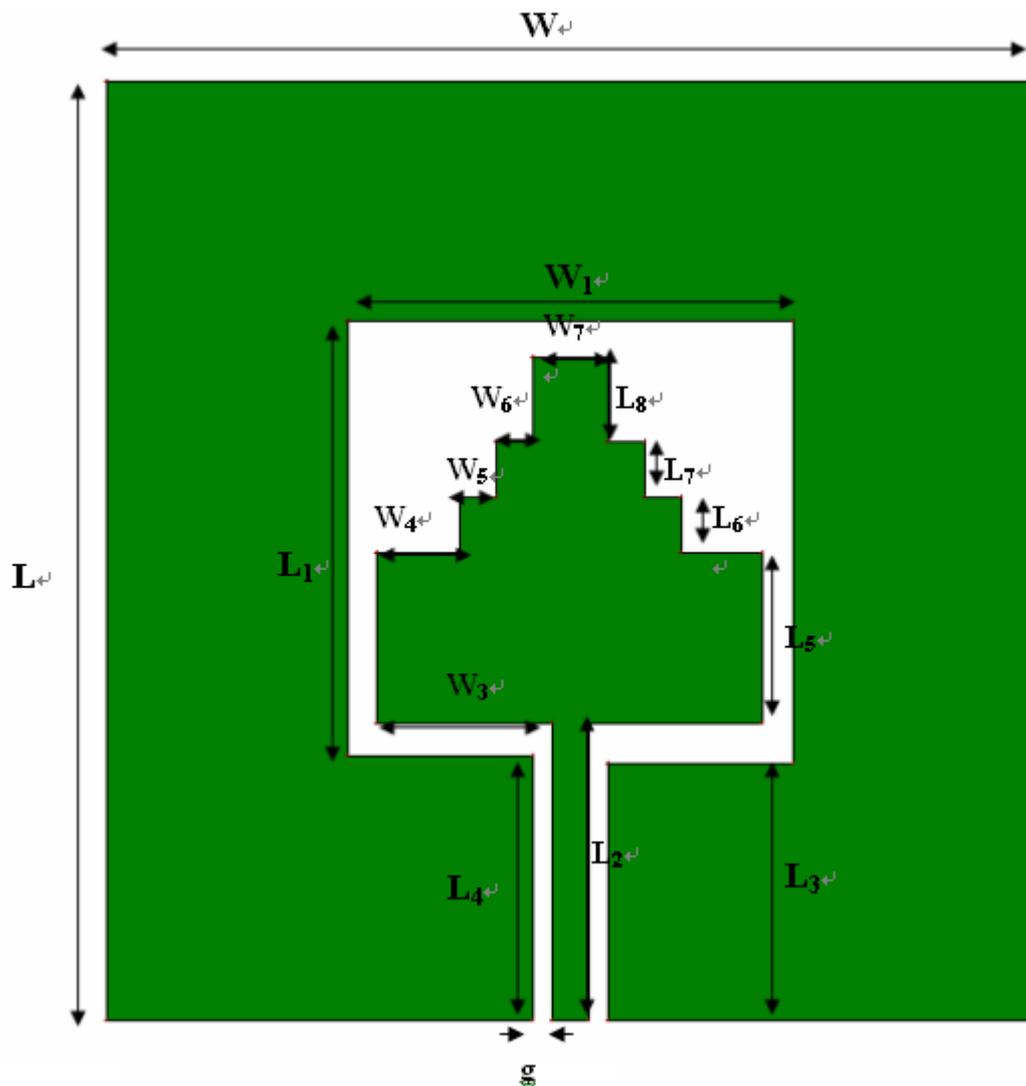


圖 3-1 共面波導饋入式槽孔天線

	L	L1	L2	L3	L4	L5
(mm)	25.5	11.8	8.1	7.0	7.2	4.6
	L6	L7	L8	W	W1	W2
(mm)	1.5	1.5	2.3	25	12	1
	W3	W4	W5	W6	W7	g
(mm)	4.7	2.2	1	1	2	0.5

表 3-1 共平面波導饋入式槽孔天線之設計參數

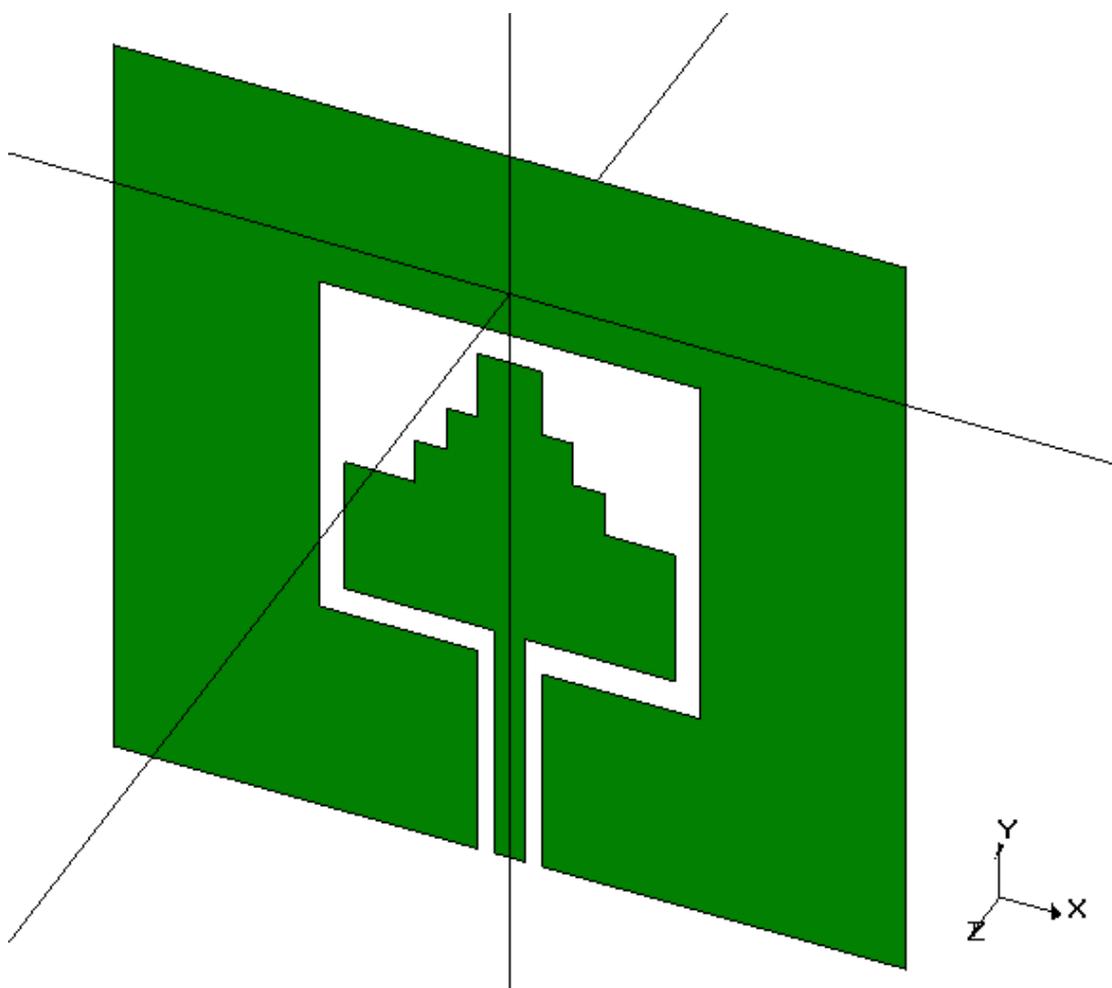


圖 3-2 共面波導饋入式槽孔天線 3D 結構圖

### 3-3 實驗結果與討論

由圖 3-3 中可以看出，改變饋入微帶線  $L_2$  的長度，可以調整共振頻率( $L_2$  的長度與共振頻率成反比)，當  $L_2$  為 8.1mm 時，在 5.76GHz 時達到最佳的阻抗匹配。透過多次嘗試之後，我們選定  $L_2$  長度由 7.9mm~8.2mm，每次增加 0.1mm 來進行模擬。由模擬結果可以看出共振頻率隨  $L_2$  的長度增加而降低。當我們選擇  $L_2$  長度為 8.1mm 時，其共振頻率發生在 5.76GHz。此時可以得到最佳的返回損失為 -68.55dB，而且天線的阻抗頻寬為 880MHz (5270MHz~6150MHz)。以百分比來看為 15.3%，也符合了第一章所提及的中央頻率大於 2.5 GHz 的超寬頻系統，至少需具備 500 MHz 的 -10dB 頻寬。再比較增益的特性，由圖 3-4 可以看出，當饋入微帶線  $L_2$  長度由 7.9mm~8.2mm 時，在共振頻率 5.76GHz 增益由 3.8dBi 變化至 3.6dBi，其變化幅度不大，故依照模擬結果我們選定  $L_2$  為 8.1mm 為最佳尺寸。接著比較  $L_3$  的尺寸影響，經過多次嘗試之後，我們選定  $L_3$  長度從 6.9mm~7.2mm，每次增加 0.1mm 來進行模擬，由圖 3-5 可以看出，當我們選擇  $L_3$  長度為 7mm 時，可以得到最佳返回損失值為 68.33dB，這個時候的天線阻抗頻寬為 890MHz (5270MHz~6160MHz)。接下來再比較增益的特性，由圖 3-6 可以發現雖然選擇  $L_3$  長度為 7mm 時，本天線可以得到最佳的返回損失值，但是得到的增益值卻不是最

高，雖然  $L_3$  長度為 7mm 時有最佳值，其返回損失頻寬為 890 MHz (5270 MHz~6160 MHz)，故故綜合返回損失與天線增益等特性比較之後，選擇  $L_3$  為 7mm 時為最佳尺寸。接下來選擇接地的寬度  $W$  的最佳尺寸，經過多次實驗之後，本論文選定較關鍵的  $W$  長度區間(23mm ~ 27mm)進行比較，每次增加 1mm 進行模擬，由圖 3-7 可以看見，當選擇  $W$  長度為 25mm 時，有最佳的返回損失此時的天線阻抗頻寬可達 930MHz (5290MHz~6220MHz)。接下來從圖 3-8 看出增益特性，雖然在  $W$  值越大(面積越大)，增益就越大，但是我們同時考慮返回損失的表現時，我們仍然選擇  $W$  為 25mm 時為  $W$  的最佳尺寸。本天線經最佳化調整後，天線頻寬可達 930MHz (16%)，天線增益在 5.8 GHz 時可達到最高(3.45 dBi)，在天線頻寬範圍內，天線增益變化不超過 1 dBi。由圖 3-9、圖 3-10 可知天線在 5.76 GHz 之 E-Plane 與 H-Plane 輻射場型模擬圖，具有垂向輻射場型，且圖 3-11 顯示 X-Y 平面具有天線之全方向性輻射場型，符合單極天線之輻射場型，並且也顯示此天線以線性極化的形式輻射電磁波。圖 3-12 所示為由 IE3D 模擬軟體所模擬出的電流分佈圖。輻射電流主要分佈在槽孔環到金屬邊緣之區域內。當槽孔環越大，電流路徑會越長，共振頻率也就越低。

圖 3-13 比較模擬與量測之返回損失值，可清楚的看出量測值的共振頻率(5.36 GHz)與模擬的共振頻率(5.76GHz)偏移約 400MHz，量測之阻抗頻寬為 1000MHz (5320MHz～6320MHz)，以百分比表示約為 17.4%。

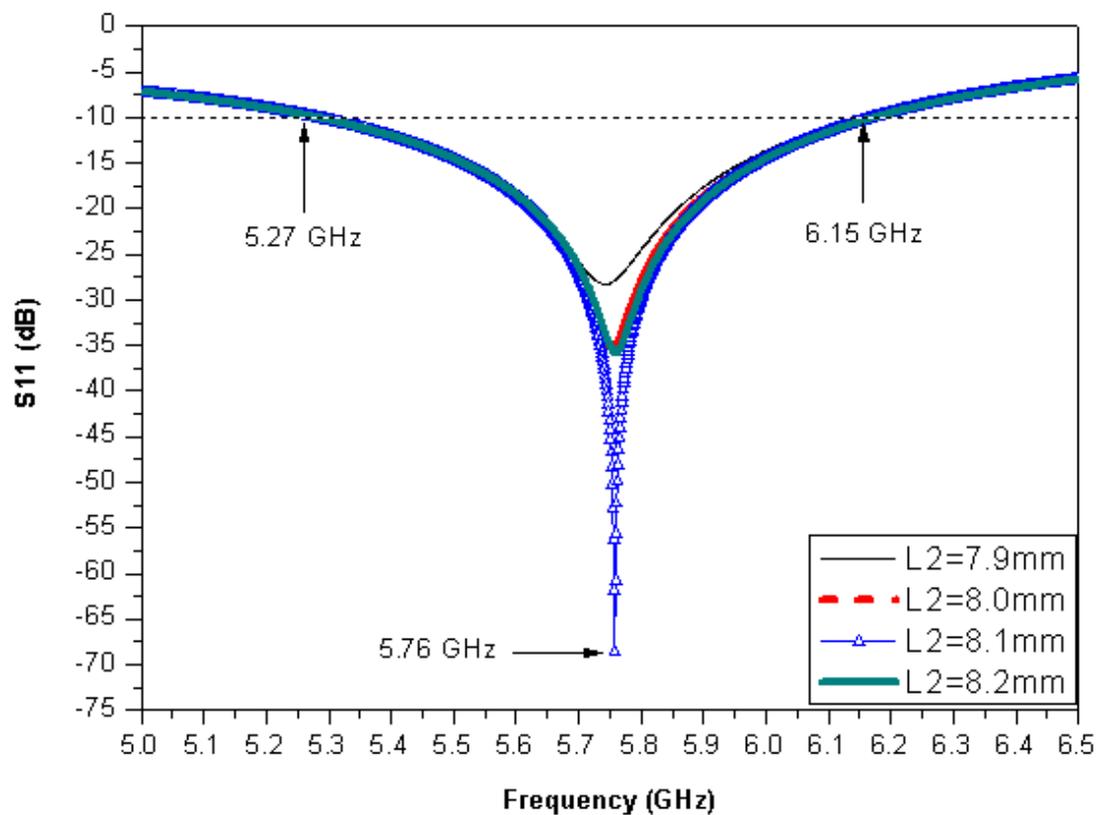


圖 3-3 顯示  $L_2$  於不同長度之返回損失模擬圖

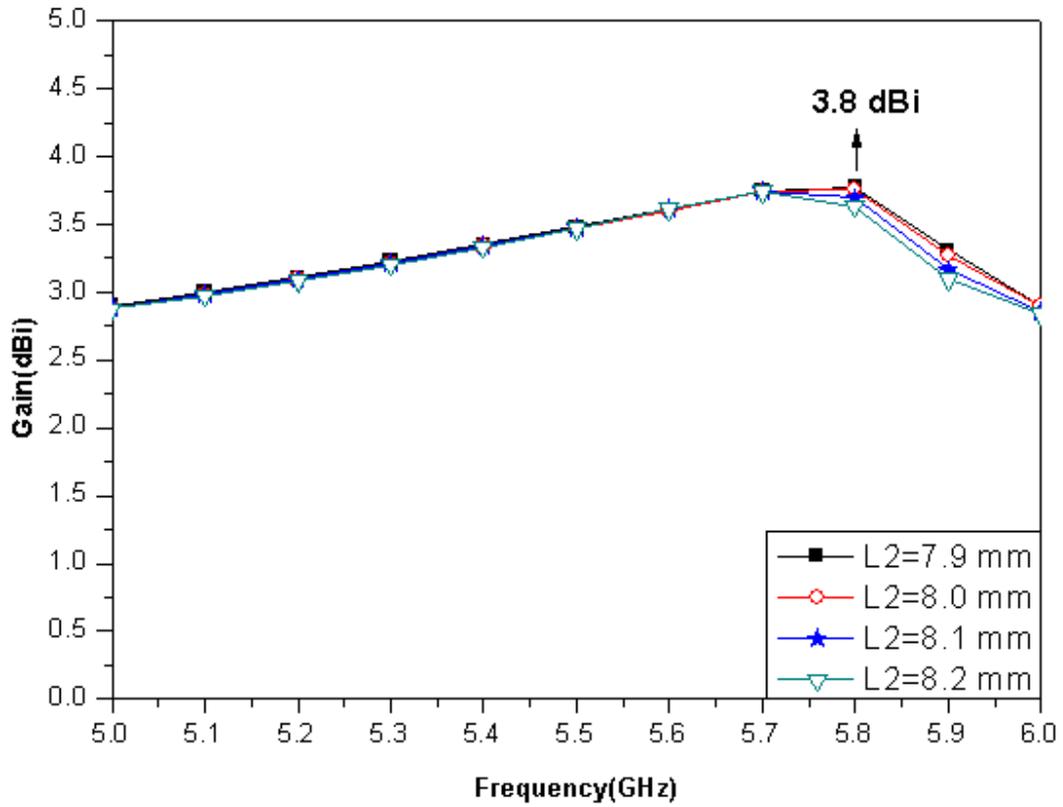


圖 3-4 顯示  $L_2$  於不同長度之增益模擬圖

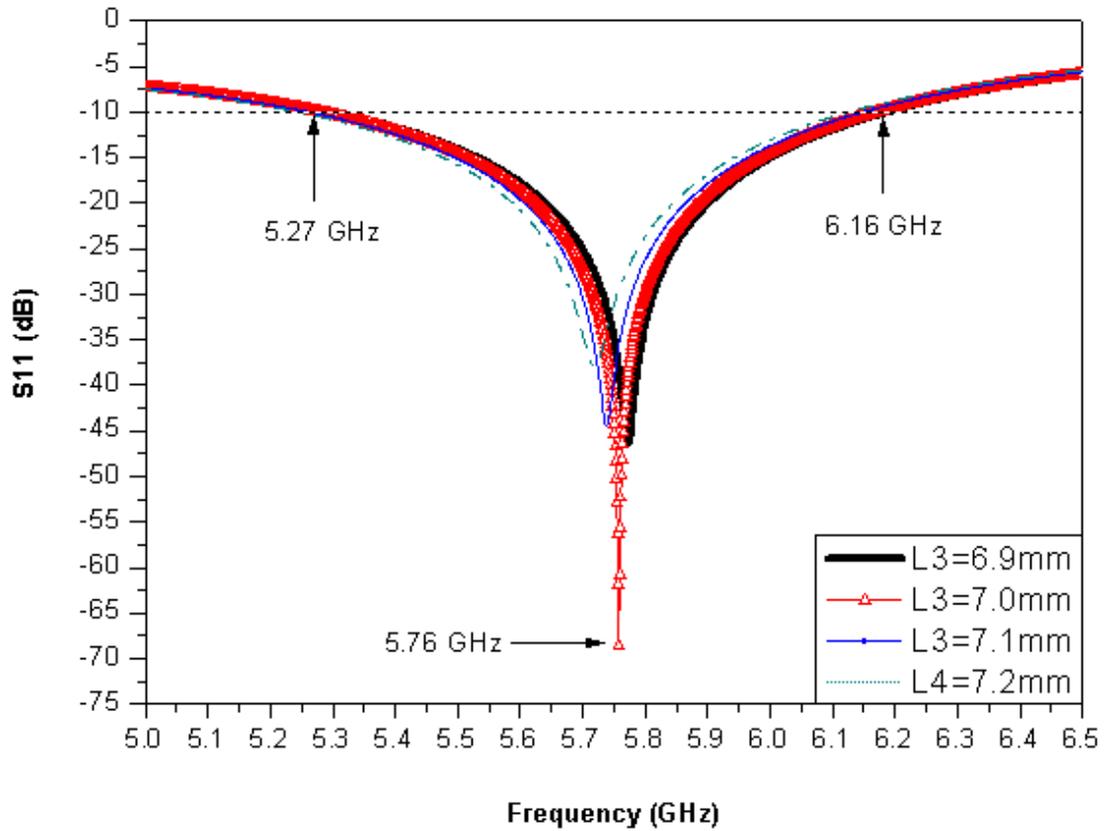


圖 3-5 顯示  $L_3$  於不同長度之返回損失模擬圖

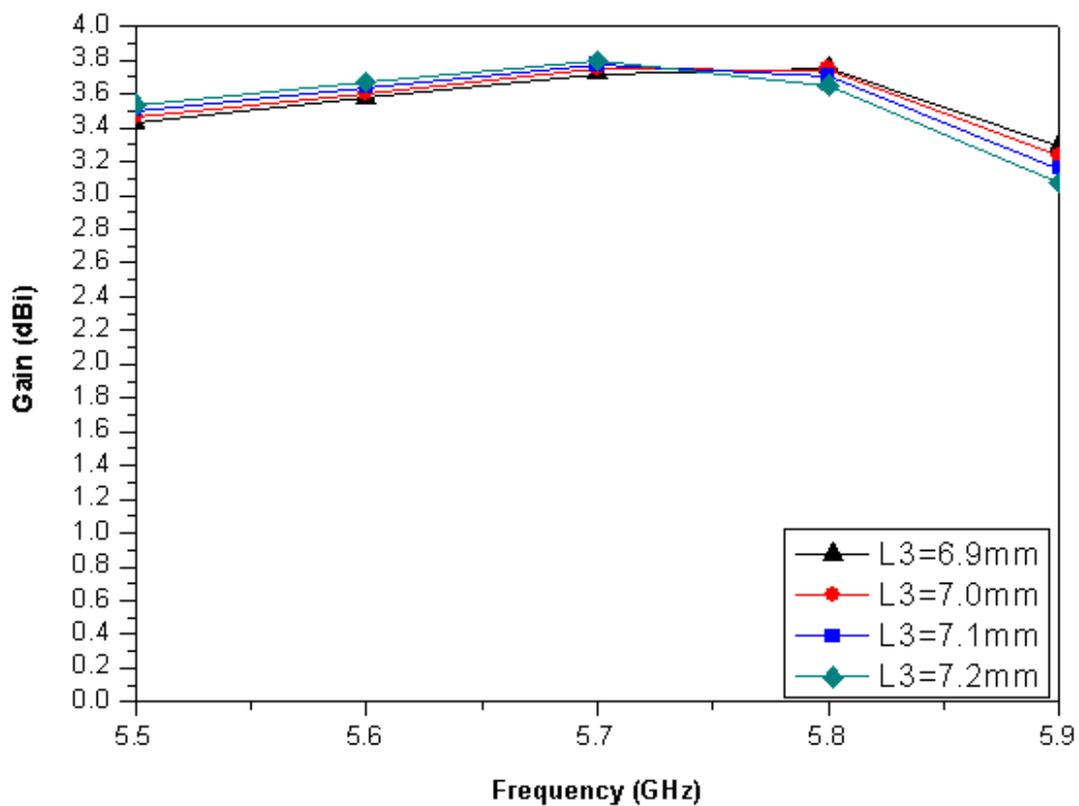


圖 3-6 顯示  $L_3$  於不同長度之增益模擬圖

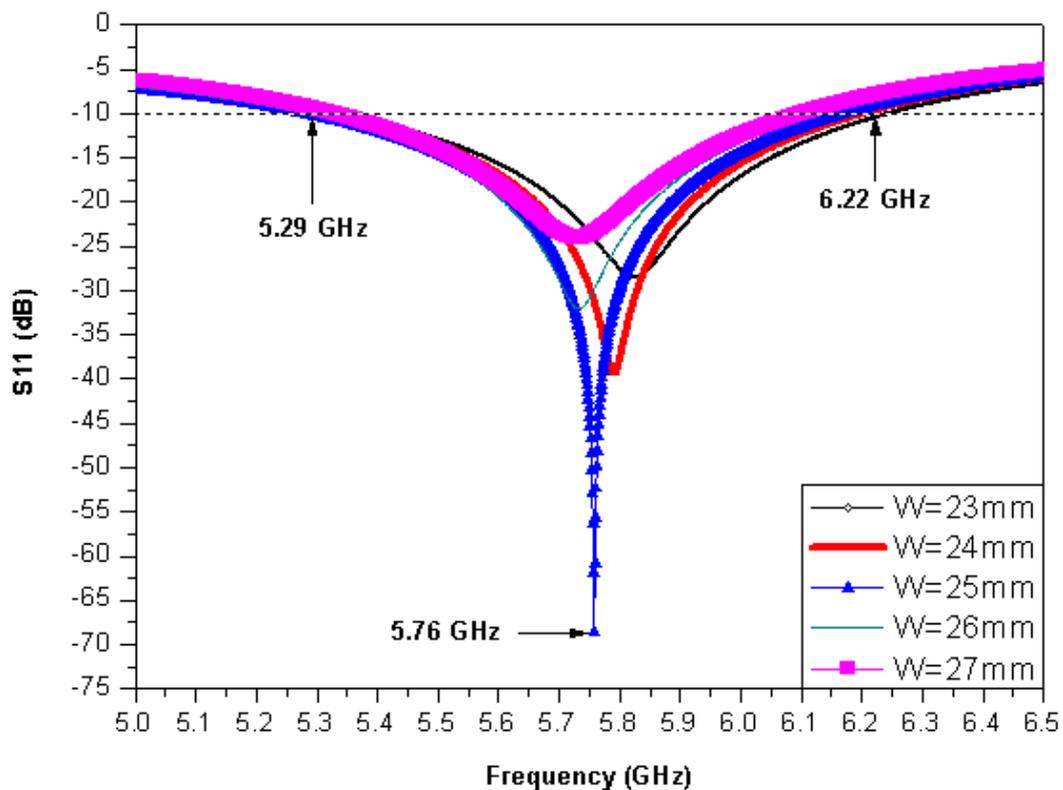


圖 3-7 顯示  $W$  於不同寬度之返回損失模擬圖

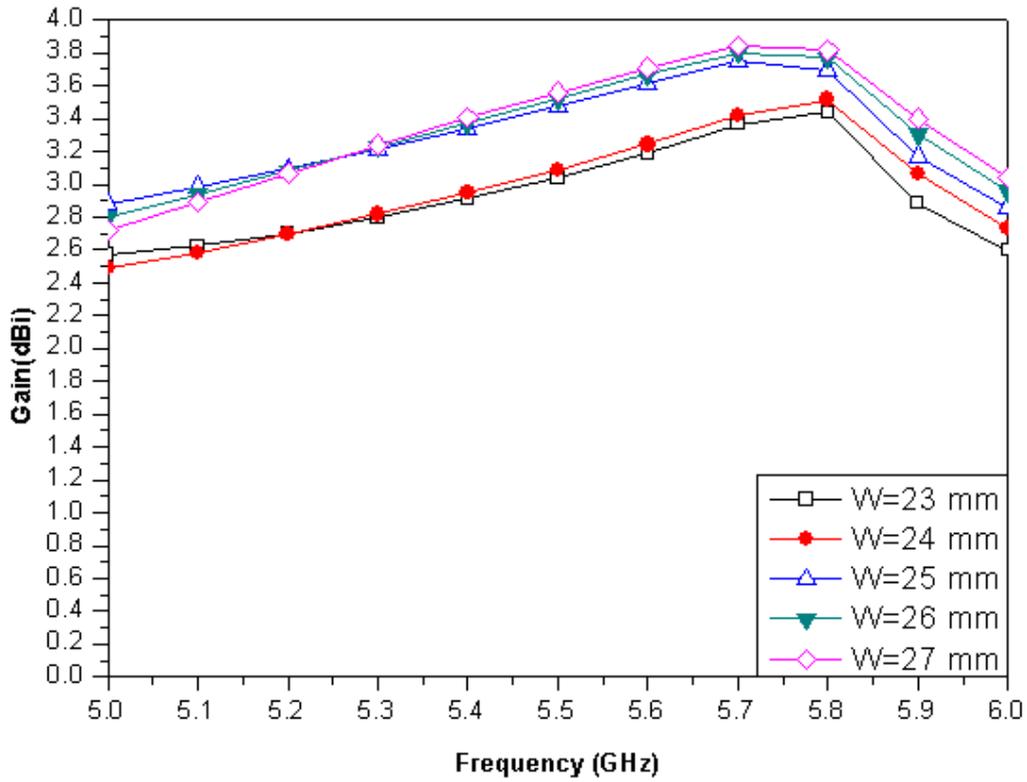


圖 3-8 顯示 W 於不同寬度之增益模擬圖

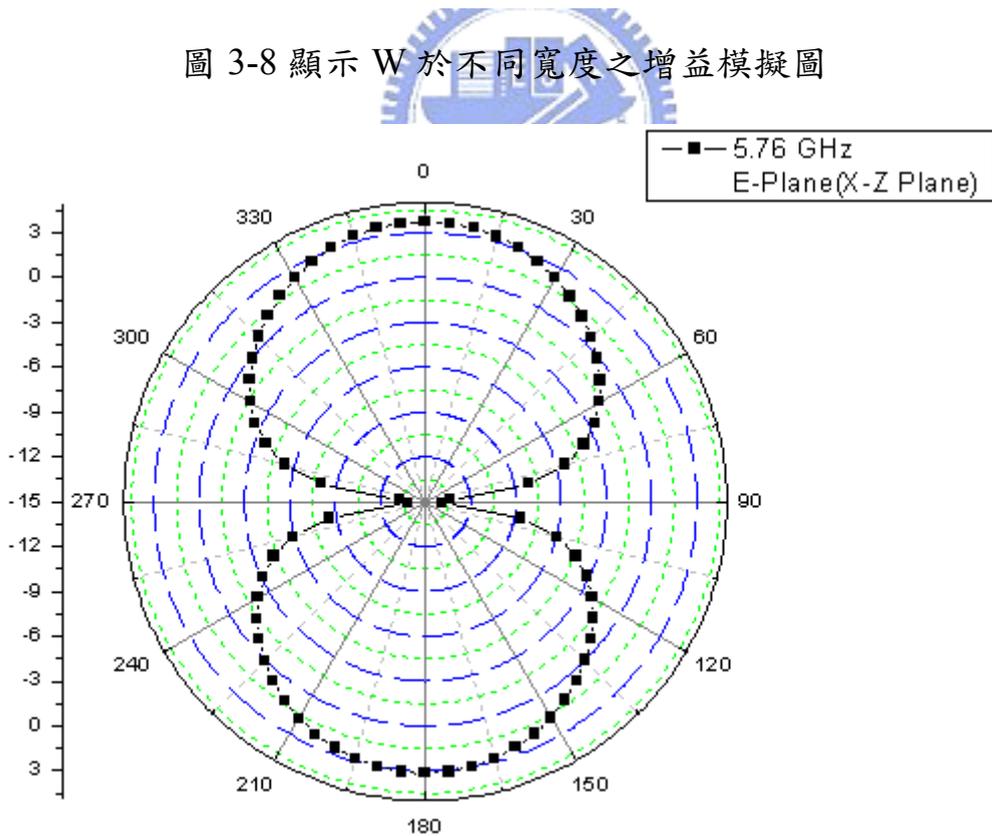


圖 3-9 顯示於 5.76 GHz 之天線輻射場型 E-Plane 模擬圖

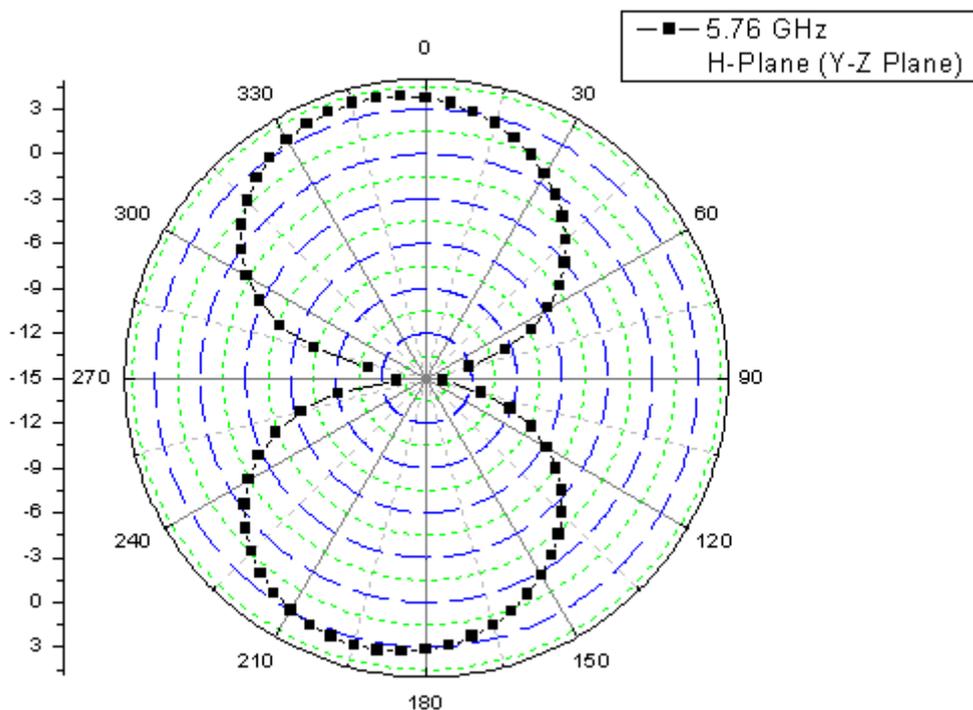


圖 3-10 顯示於 5.76 GHz 之天線輻射場型 H-Plane 模擬圖

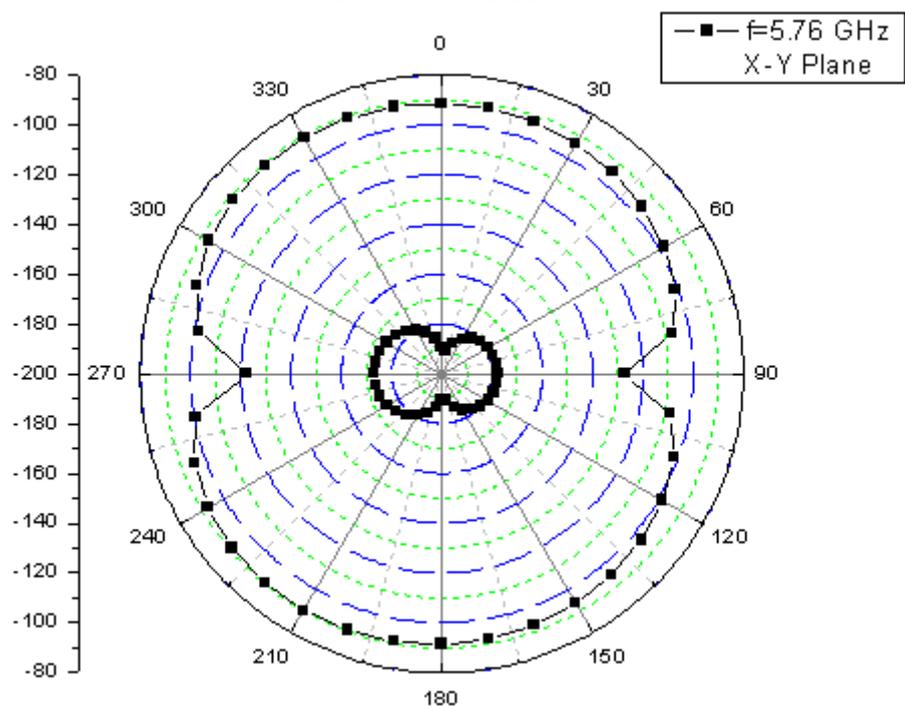


圖 3-11 顯示於 5.76 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖

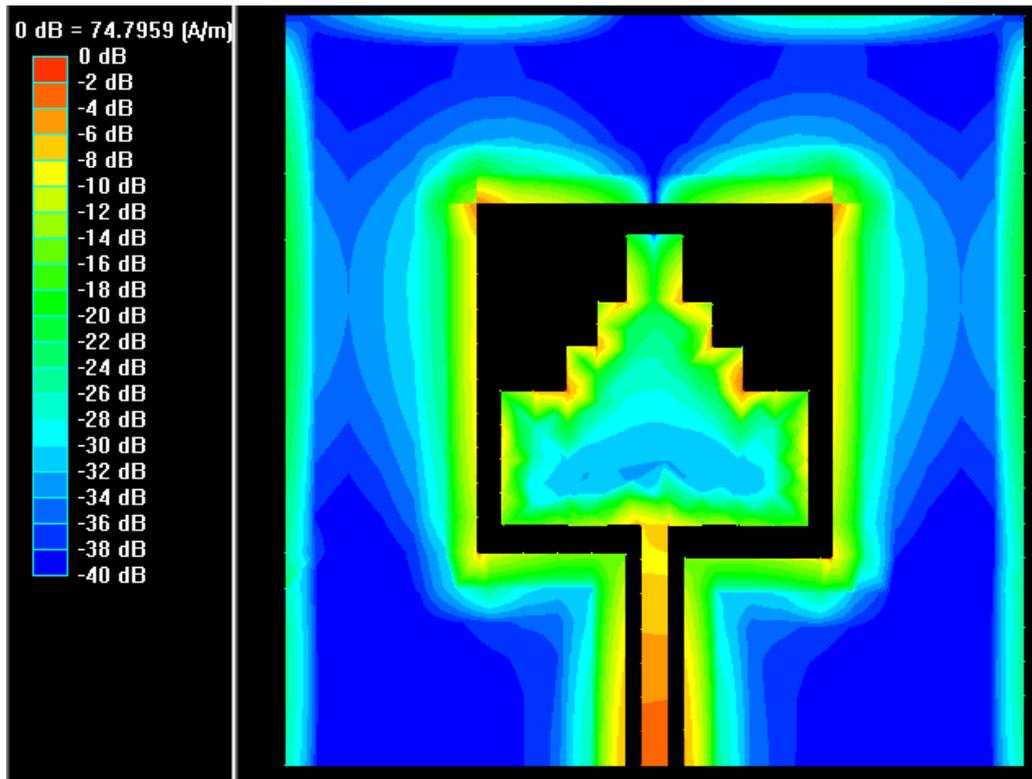


圖 3-12 顯示於 5.76 GHz 之天線向量電流分佈圖

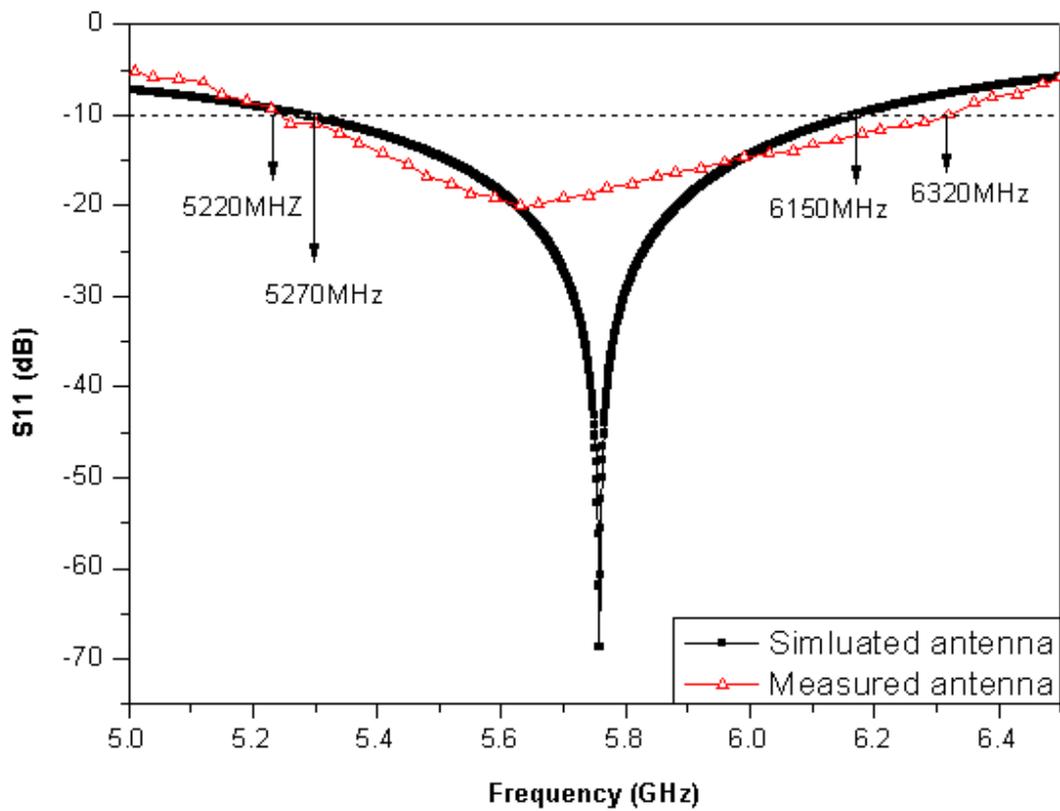


圖 3-13 顯示模擬與測量之返回損失比較圖

## 第四章 微帶線饋入式雙頻槽孔天線 (Microstrip-Fed Printed Double Frequency Slot Antenna )

### 4.1 概述

目前已經有許多關於共平面波導饋入的單饋入雙頻印刷槽孔天線的文獻[15-53]。其中文獻[43, 44]提出電容式共平面波導饋入雙頻印刷槽孔天線，而且不需要額外的匹配網路來達成阻抗匹配。所以較文獻[38, 39]所提出的共平面波導饋入雙頻雙迴路印刷槽孔天線的饋入結構簡單。文獻[43, 44]所提及的雙頻印刷槽孔天線為製作一個開路環型金屬於一個寬矩形印刷槽孔上，而形成兩個同時由電容式耦合的印刷槽孔天線，其中一個為矩形槽孔迴路天線，另一個為矩形槽孔天線。低的操作頻率由矩形槽孔迴路天線的周長長度所決定，而高的操作頻率是由矩形槽孔天線的長度所決定的。本論文中我們提出由微帶線饋入雙頻雙迴路印刷槽孔天線，並且這兩個矩形槽孔迴路天線都置於同一中心上。詳細的天線設計原理及相關結果將於 4-2 節到 4-3 節中予以顯示。

## 4.2 微帶線饋入式雙頻槽孔天線設計

本論文所提出之微帶線饋入式雙頻槽孔天線，其幾何結構圖形如圖 4-1 所示。此印刷雙頻槽孔天線製作在厚度 (h) 為 1.6mm 及相對介電係數 ( $\epsilon_r$ ) 為 4.4 正切損耗為 0.0245 的微波基板上，天線面積 ( $L \times W$ ) 為 25.54mm $\times$ 25.54mm。下層接地面有兩個方型環狀槽孔。

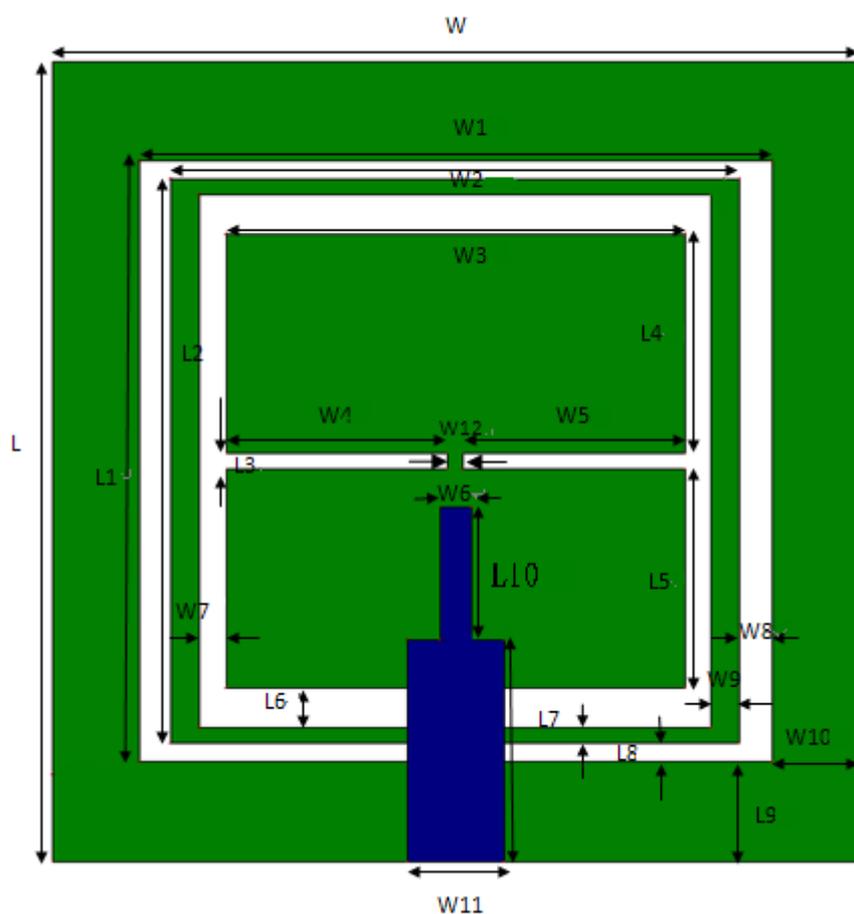


圖 4-1 微帶線饋入式雙頻槽孔天線

	L	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
(mm)	25.54	19.2	18	0.5	7	7	1.25	0.5	0.6
	L9	L10	L11	W	W1	W2	W3	W4	W5
(mm)	3.17	4.2	7.09	25.54	20	16.2	14.5	7	7
	W6	W7	W8	W9	W10	W11	W12		
(mm)	1	0.85	1	0.9	2.77	3.06	0.5		

表 4-1 微帶線饋入式槽孔天線之設計參數

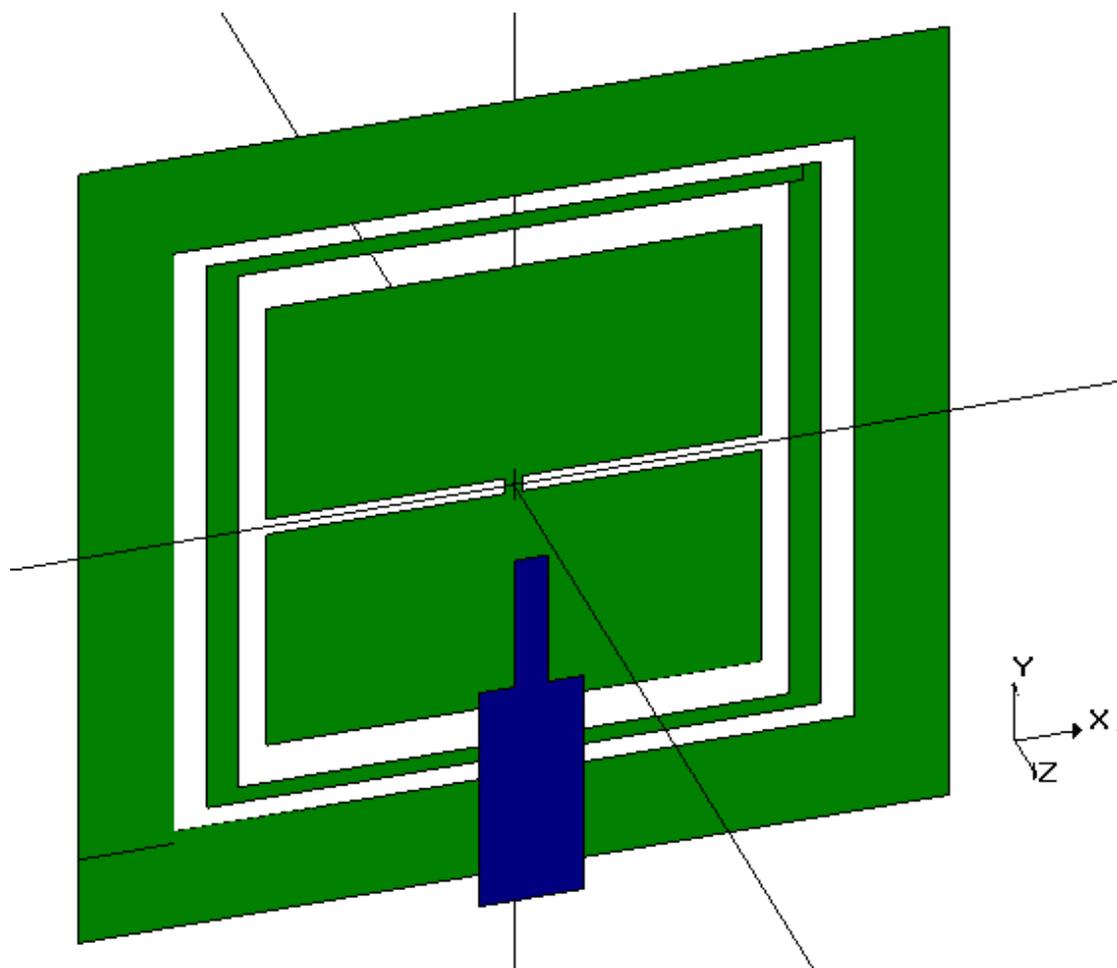


圖 4-2 微帶線饋入式雙頻槽孔天線 3D 結構圖

### 4.3 實驗結果與討論

由圖 4-3 可以看出，當  $L_{10}$  的長度由 3.7 mm 遞增到 4.7 mm 時，可以微調共振頻率。每次增加 0.5 mm 進行模擬，我們發現當  $L_{10}$  長度為 4.2mm 時，在低頻 2.85GHz，可以得到最佳返回損失-24.76dB。由圖 4-5 可以看出，當  $L_{10}$  長度為 4.2mm 時，在高頻 5.68GHz，可以得到最佳返回損失值-51.86dB。由圖 4-4 看出，在低頻共振頻率時大約為 1dBi，其中在 2.9GHz 時為最高，約可達 1.1dBi。由圖 4-6 看出，在高頻共振頻率 5.6GHz 時為最高，大約為 4dBi。接著比較  $W_3$  尺寸的影響，經過多次嘗試之後，我們選定  $W_3$  長度由 10.5mm ~ 14.5mm，每次增加 2mm 來進行模擬，由圖 4-7 可以看出，當我們選擇  $W_3$  長度為 14.5mm 時，在低頻 2.78 GHz，可以得到最佳返回損失值為 -45.88dB。由圖 4-9 可以看出，當我們選擇  $W_3$  長度為 14.5mm 時，在高頻 5.65 GHz，可以得到最佳返回損失值為-57.84dB。接下來再比較增益的特性，由圖 4-8 和圖 4-10 可以發現雖然選擇  $W_3$  長度為 14.5mm 時，天線在低頻及高頻均可得到最佳的返回損失值，但是得到的增益值卻不是最高，故綜合返回損失與天線增益特性比較之後，我們選擇  $W_3$  為 12.5mm 時為最佳尺寸。接下來選擇  $W_{12}$  的尺寸影響，經過多次實驗之後，我們選定  $W_4$  長度由 0.5mm ~ 1.5mm 進行比較，每次增加 0.5mm 進行模擬，由圖 4-11 可以看出，當我們選擇  $W_{12}$  長度為 0.5mm 時，在低頻 2.83 GHz，可以得到最佳返回損失值為-23.6dB。由圖 4-12 可以看出，當我們選擇  $W_{12}$  長度為 0.5mm 時，在高頻 5.62

GHz，可以得到最佳返回損失值為-47.8dB。

在輻射特性方面，由圖 4-13、4-14、4-15 可以看出，共振頻率在 2.9 GHz 時，其 E-平面(X-Z 平面)、H-平面(Y-Z 平面)、X-Y 平面的場型皆近似於單極天線的全向性輻射場型；由圖 4-16、4-17、4-18 可以看出，共振頻率在 5.6 GHz 時，其 E-平面(X-Z 平面)、H-平面(Y-Z 平面)、X-Y 平面的場型皆近似於單極天線的全向性輻射場型。故此天線之輻射場型適用於一般可全向性收發使用之無線通訊產品上。

圖 4-19 及圖 4-20 所示為由 IE3D 模擬軟體所模擬出的電流分佈圖。不論是低頻或高頻，輻射電流主要分佈在槽孔環到金屬邊緣之區域內。當槽孔環越大，電流路徑會越長，共振頻率也就越低。

圖 4-21 比較低頻模擬與量測之返回損失值，可清楚的看出量測值的共振頻率(2.95 GHz)與模擬的共振頻率(2.85GHz)偏移約 100MHz，量測之阻抗頻寬為 390MHz (2790MHz~3180MHz)，以百分比表示約為 13.2%。圖 4-22 比較高頻模擬與量測之返回損失值，可清楚的看出量測值的共振頻率(5.5 GHz)與模擬的共振頻率(5.67GHz)偏移約 170MHz，量測之阻抗頻寬為 630MHz (5120MHz~5750MHz)，以百分比表示約為 11.5%。

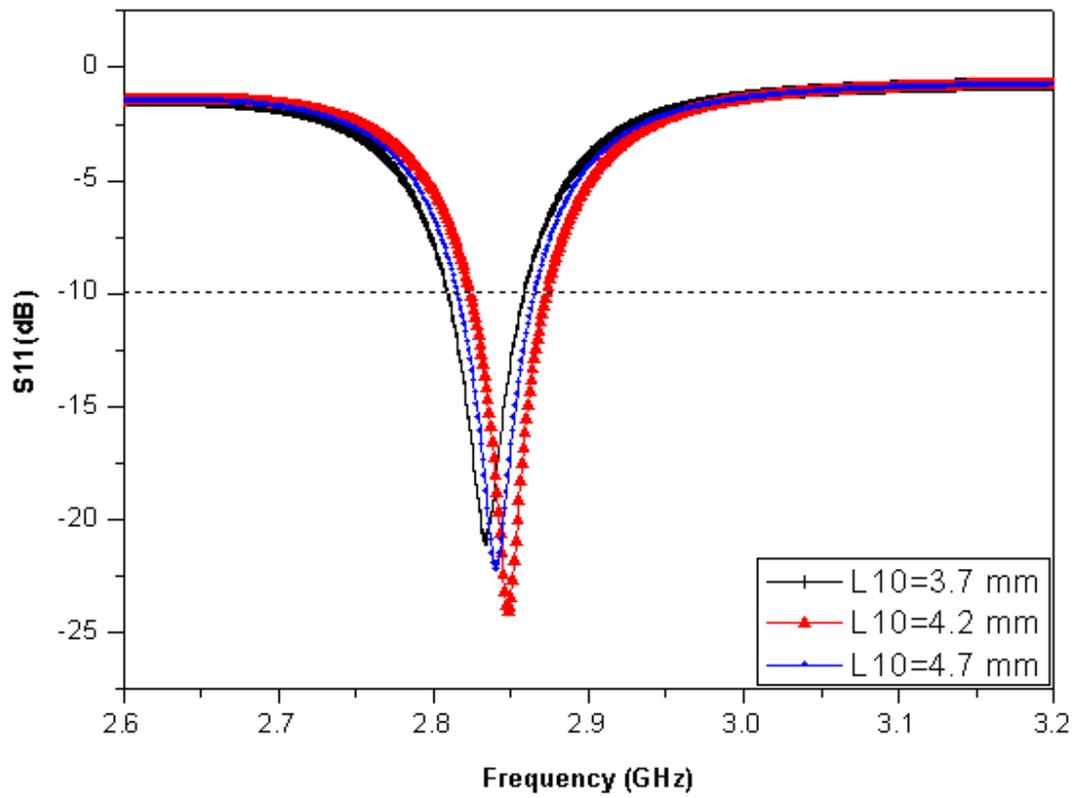


圖 4-3 顯示  $L_{10}$  於低頻之返回損失模擬圖

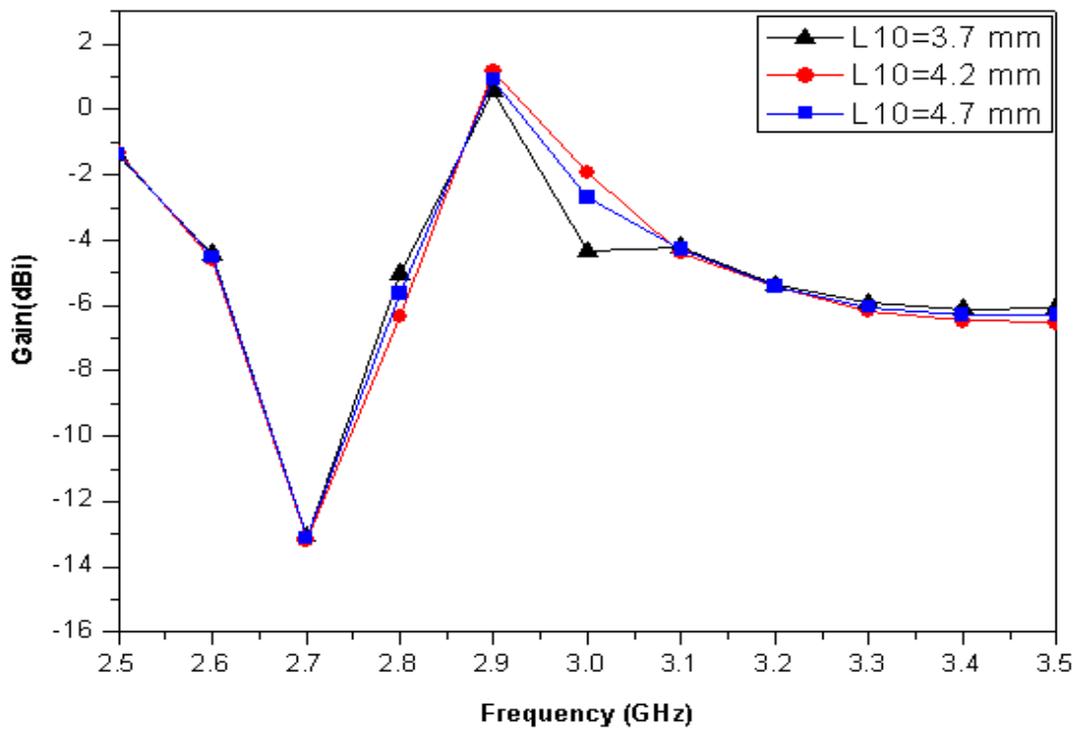


圖 4-4 顯示  $L_{10}$  於低頻之增益模擬圖

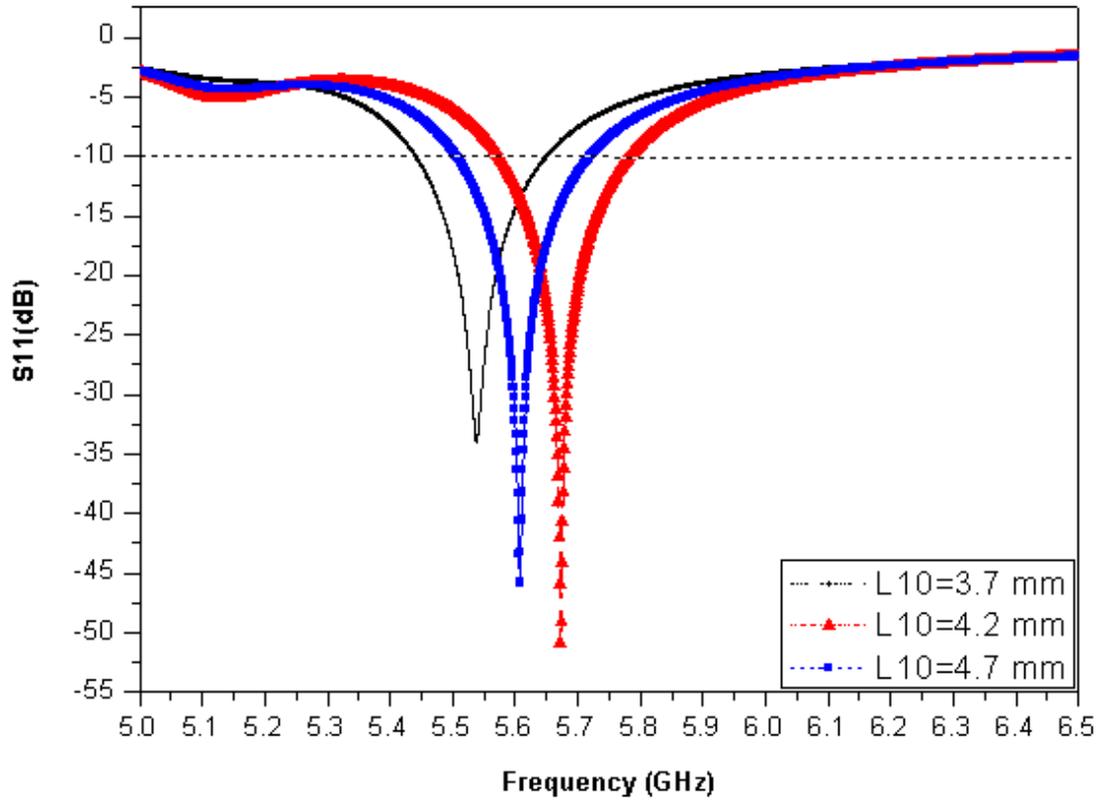


圖 4-5 顯示  $L_{10}$  於高頻之返回損失模擬圖

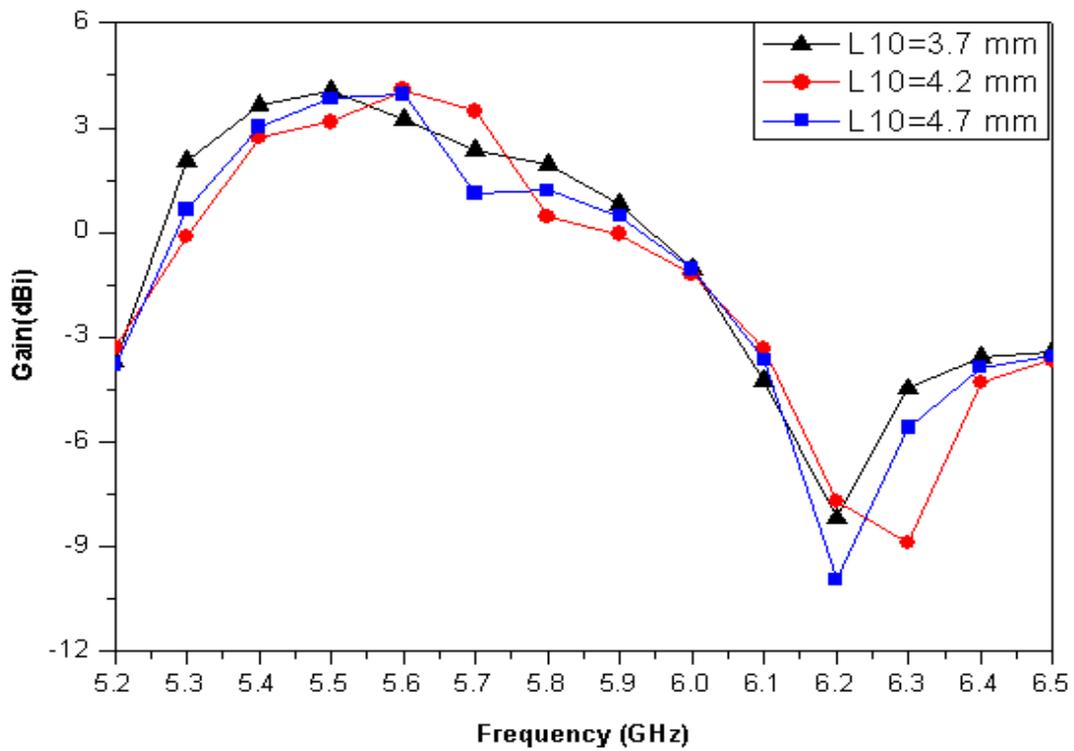


圖 4-6 顯示  $L_{10}$  於高頻之增益模擬圖

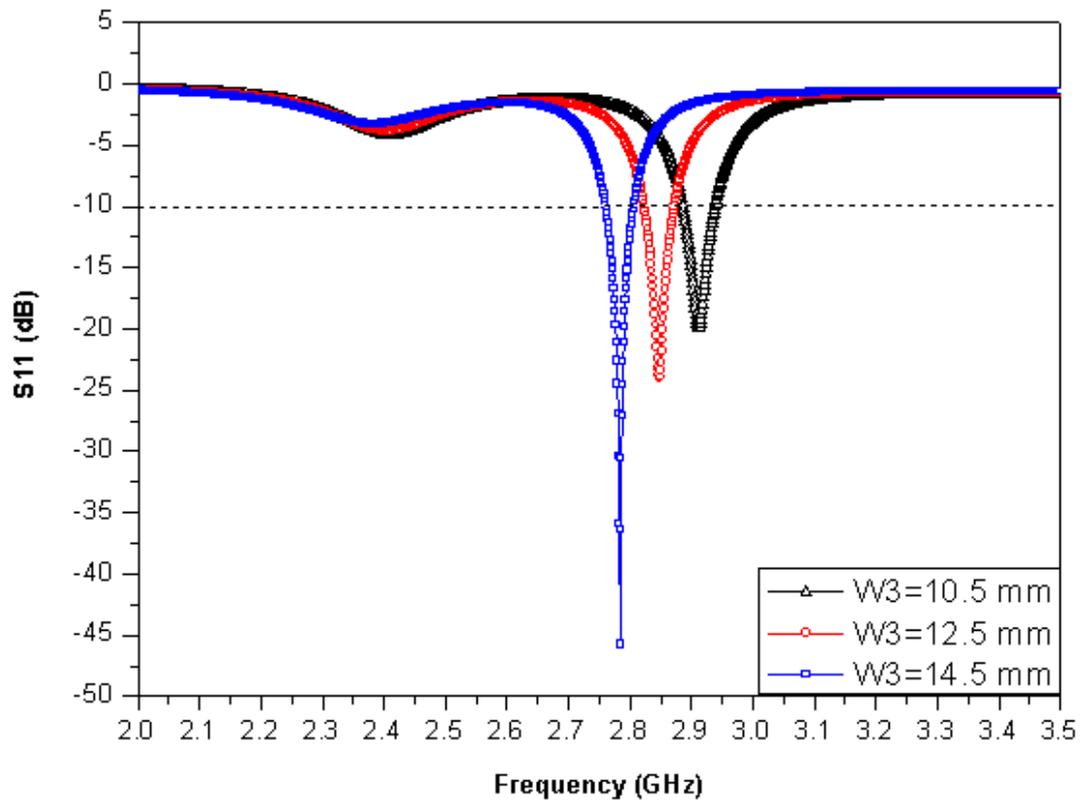


圖 4-7 顯示  $W_3$  於低頻之返回損失模擬圖

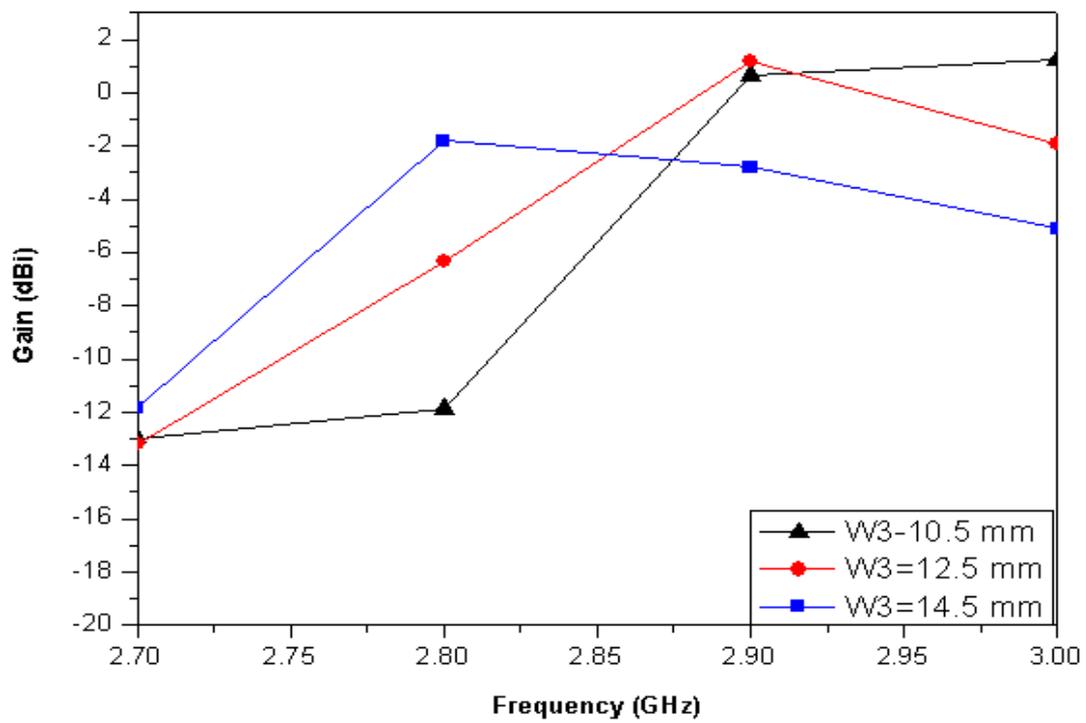


圖 4-8 顯示  $W_3$  於低頻之增益模擬圖

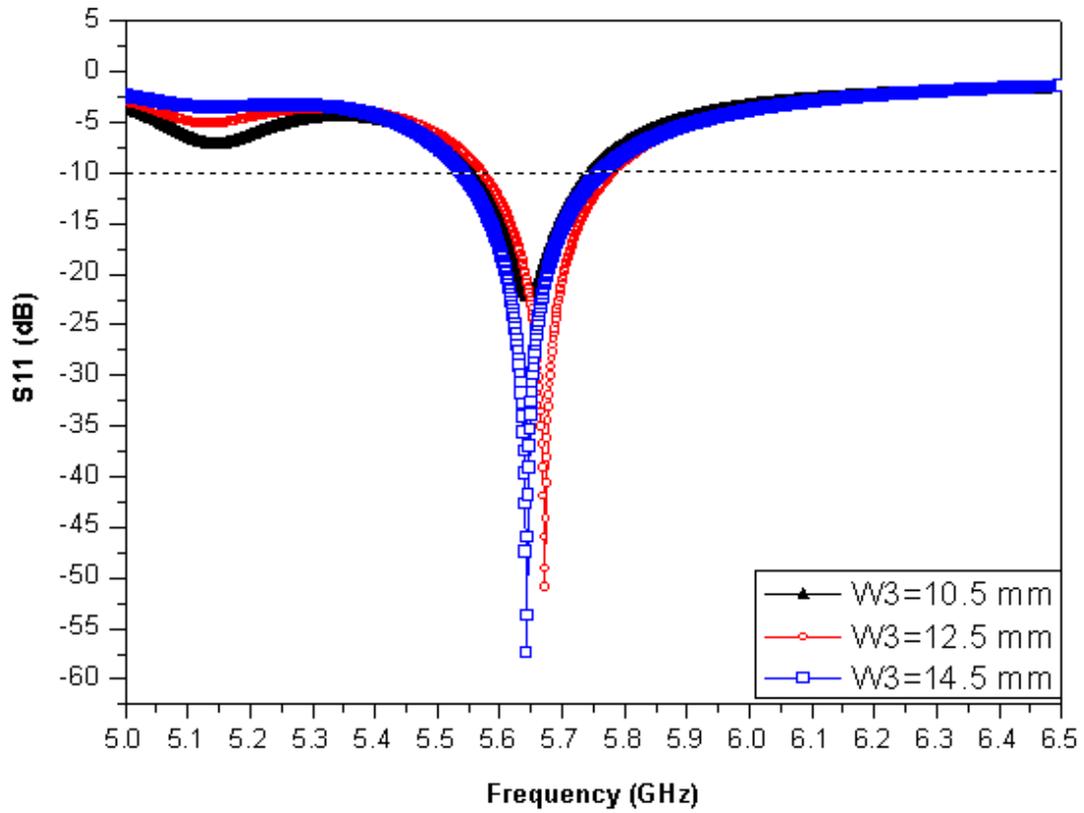


圖 4-9 顯示  $W_3$  於高頻之返回損失模擬圖

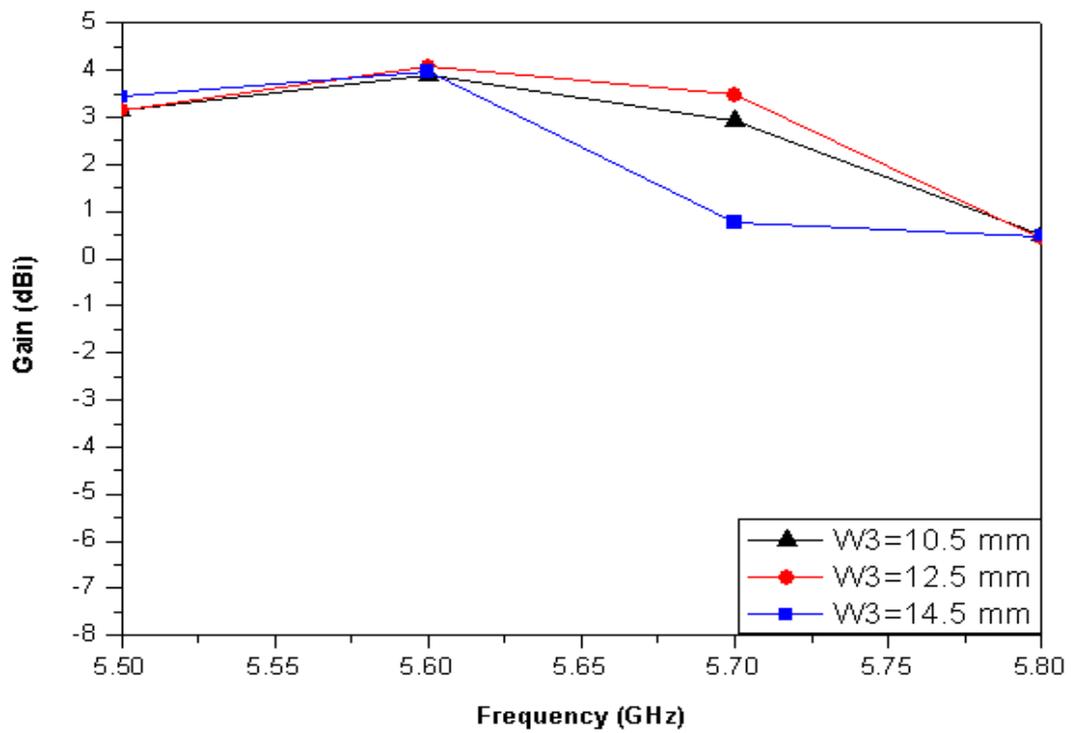


圖 4-10 顯示  $W_3$  於高頻之增益模擬圖

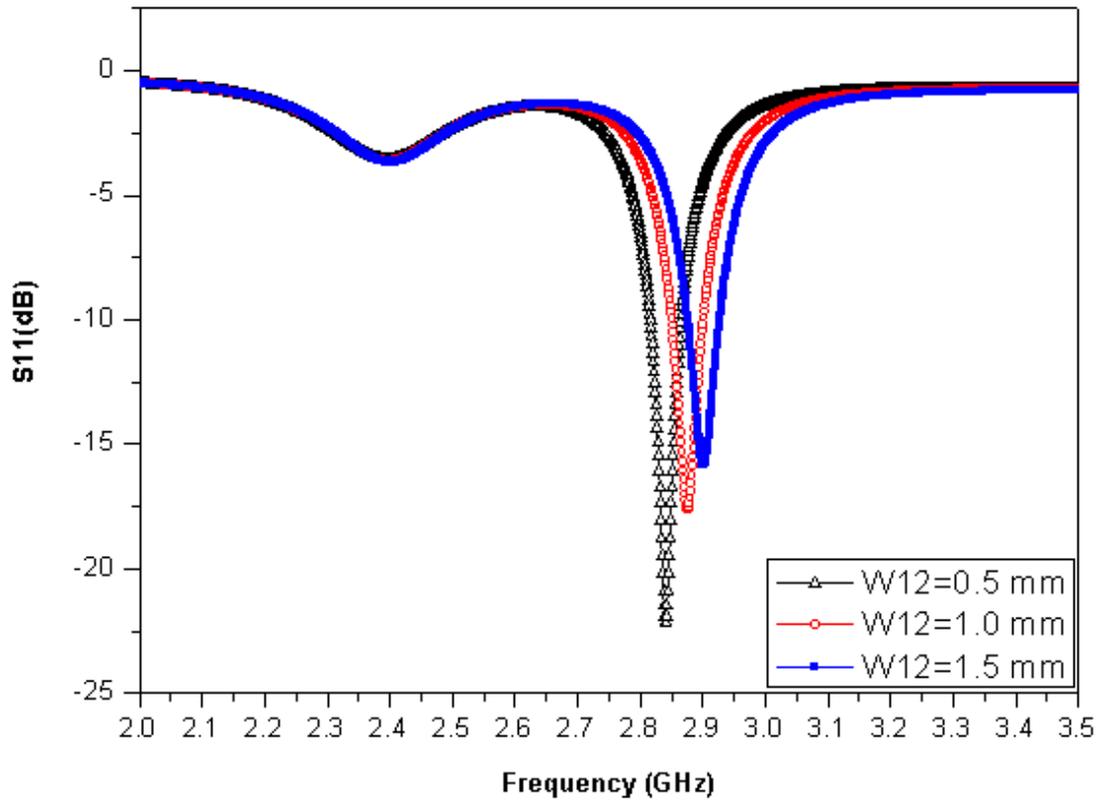


圖 4-11 顯示  $W_{12}$  於低頻之返回損失模擬圖

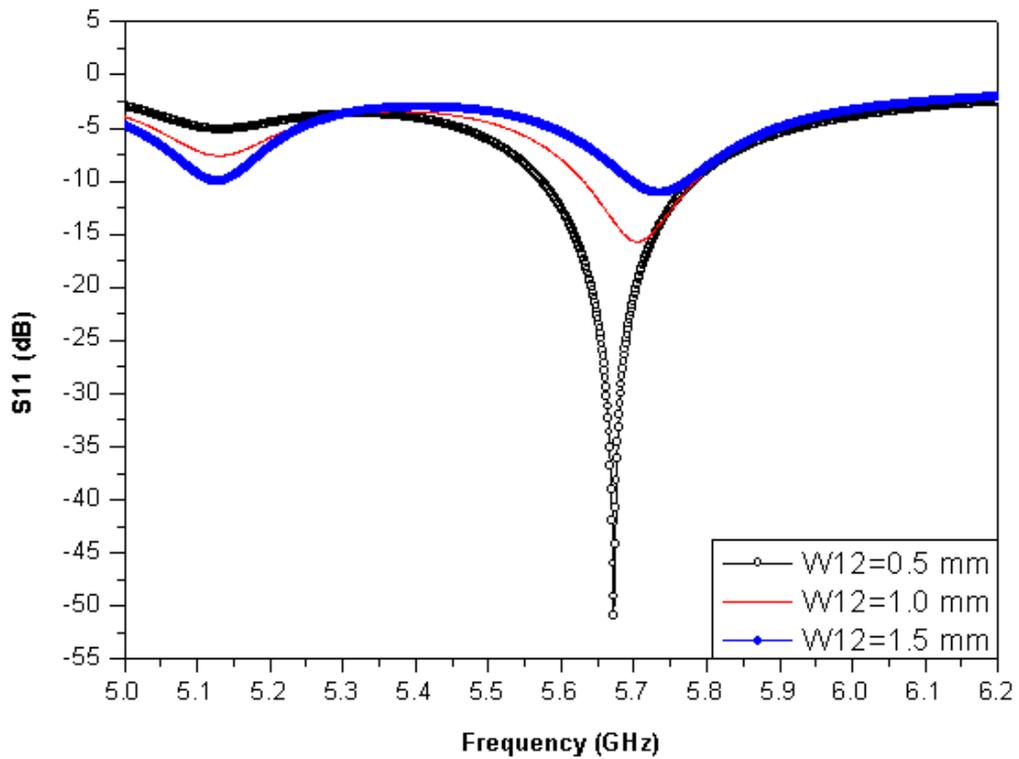


圖 4-12 顯示  $W_{12}$  於高頻之返回損失模擬圖

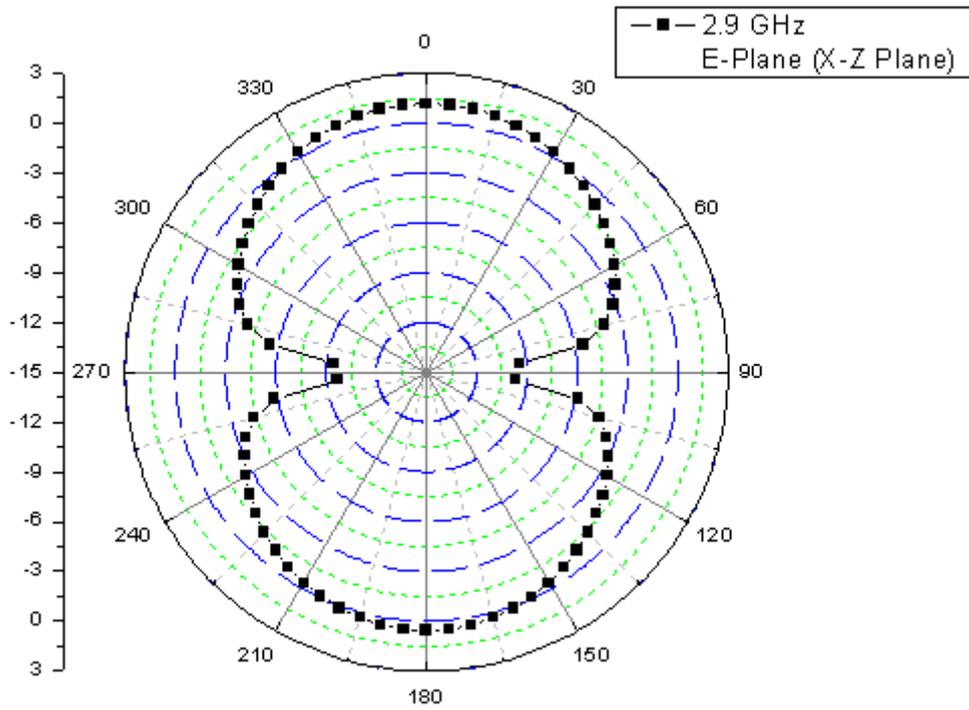


圖 4-13 顯示於 2.9 GHz 之天線輻射場型 E-Plane 模擬圖

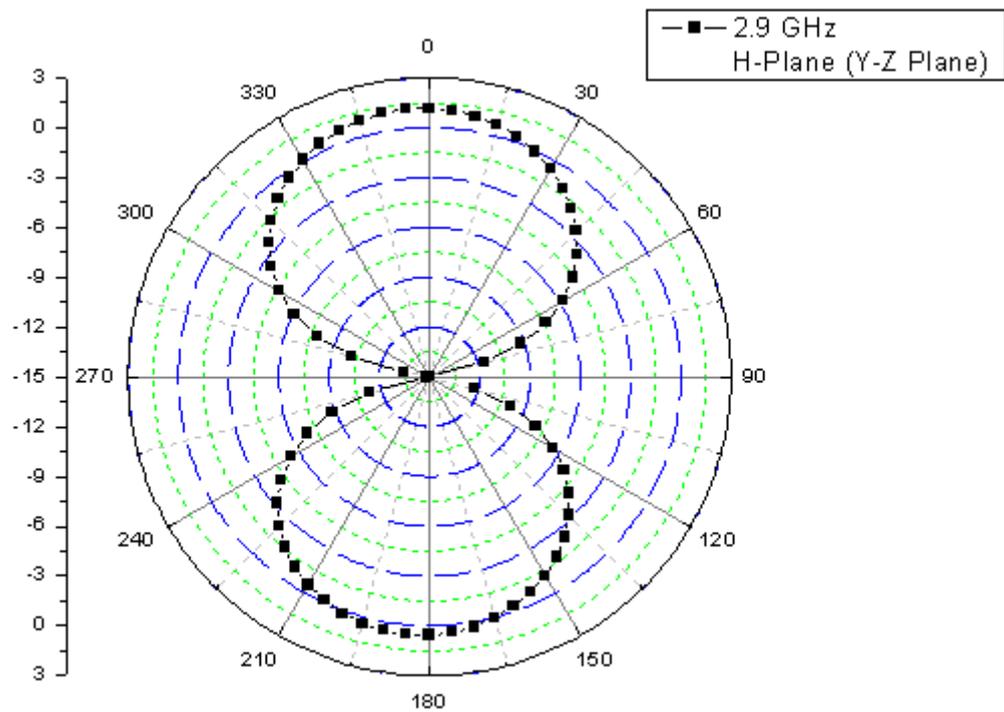


圖 4-14 顯示於 2.9 GHz 之天線輻射場型 H-Plane 模擬圖

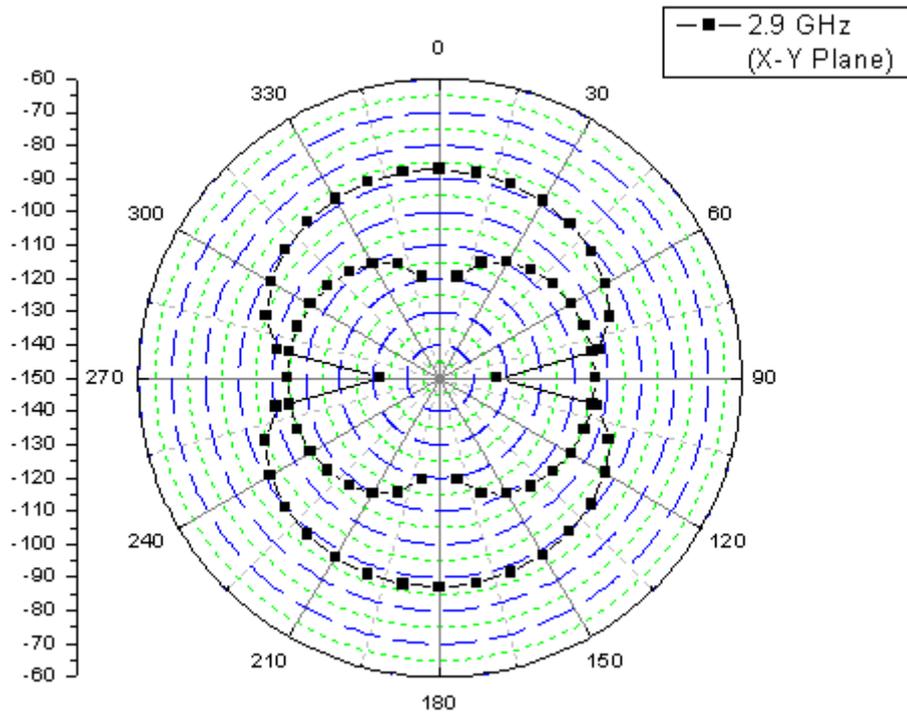


圖 4-15 顯示於 2.9 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖

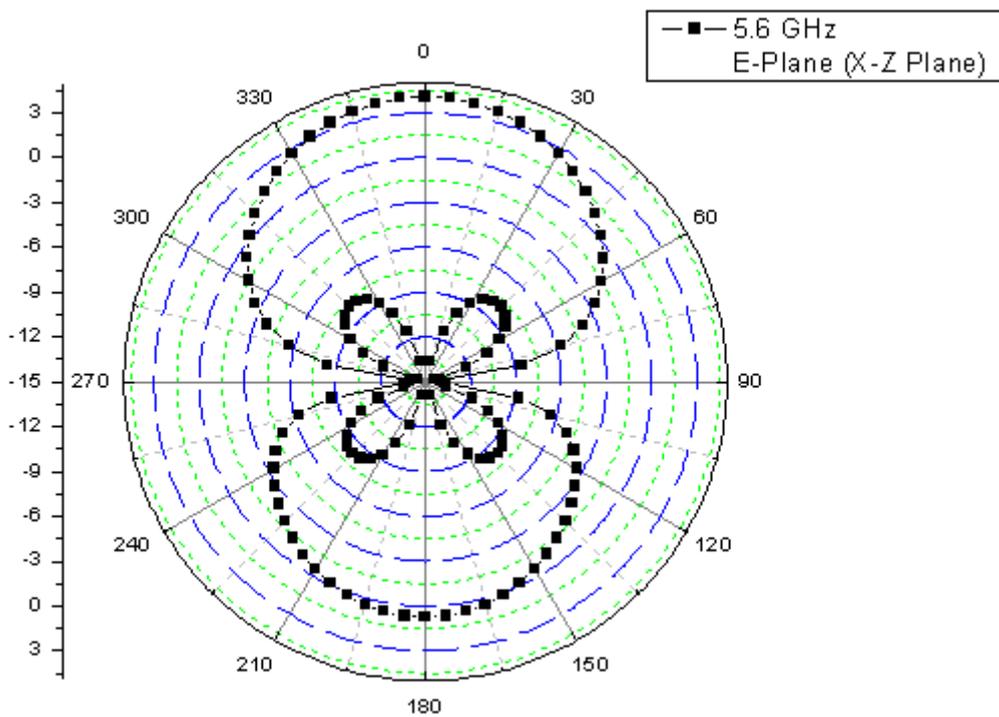


圖 4-16 顯示於 5.6 GHz 之天線輻射場型 E-Plane 模擬圖

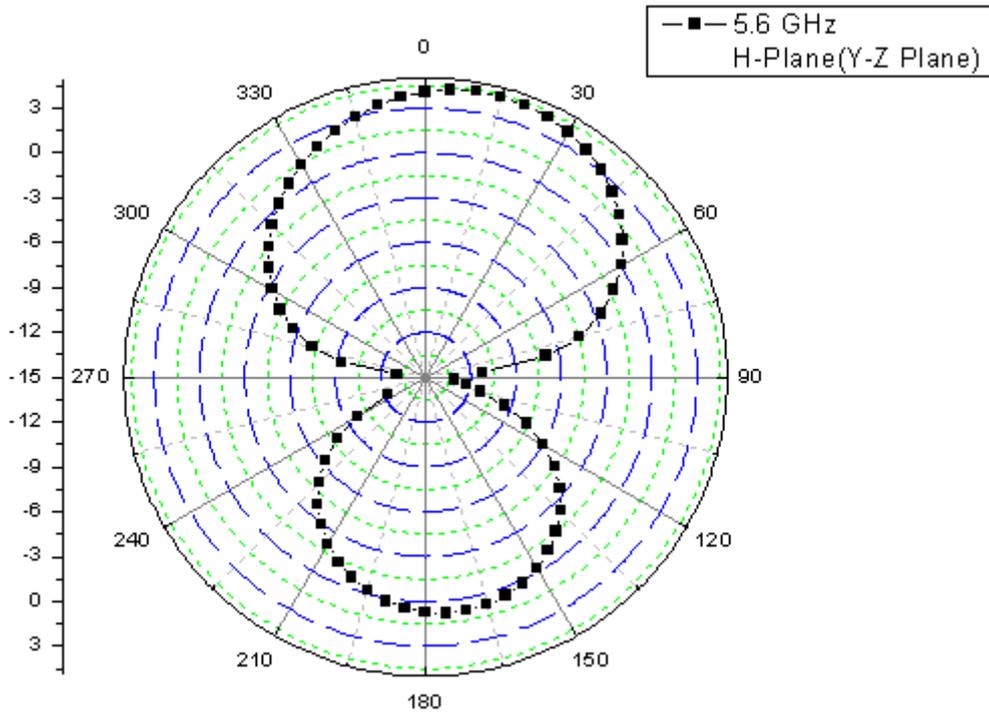


圖 4-17 顯示於 5.6 GHz 之天線輻射場型 H-Plane 模擬圖

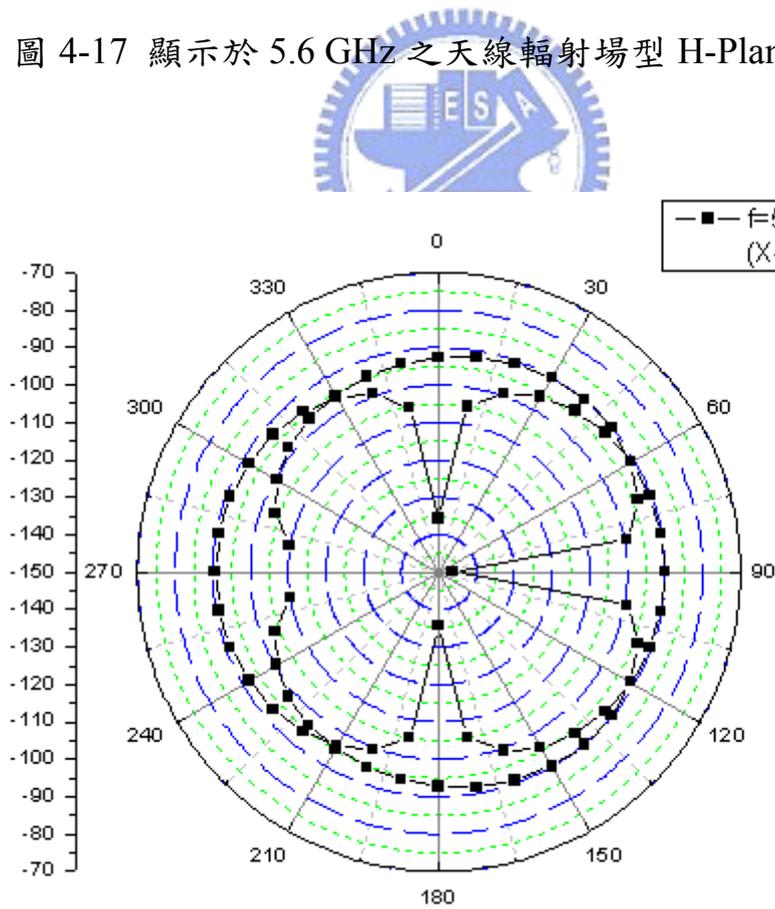


圖 4-18 顯示於 5.6 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖

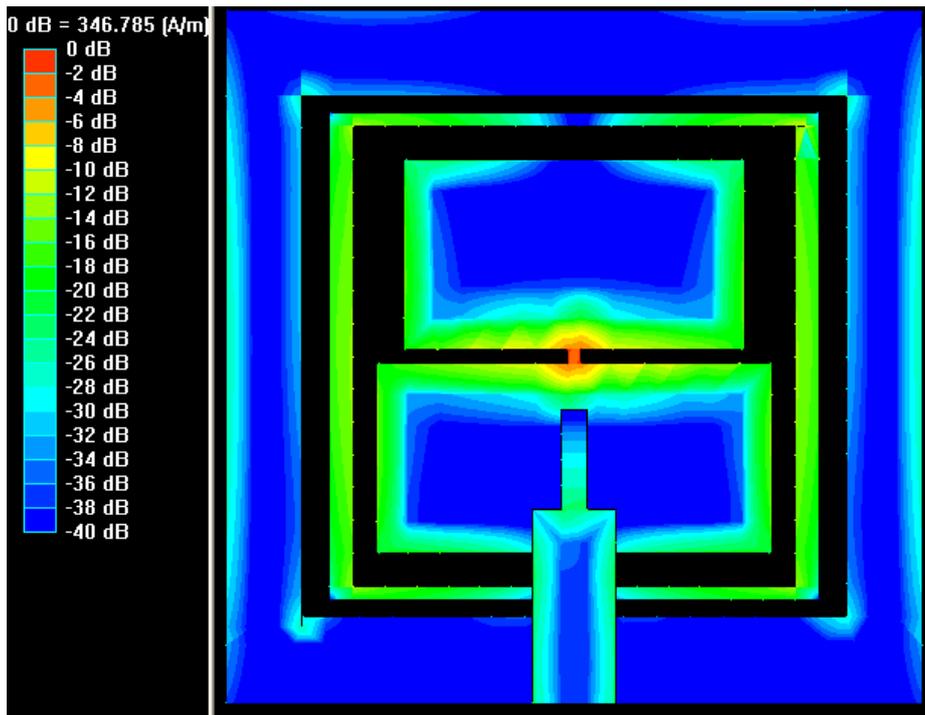


圖 4-19 顯示於 2.9 GHz 之天線向量電流分佈圖

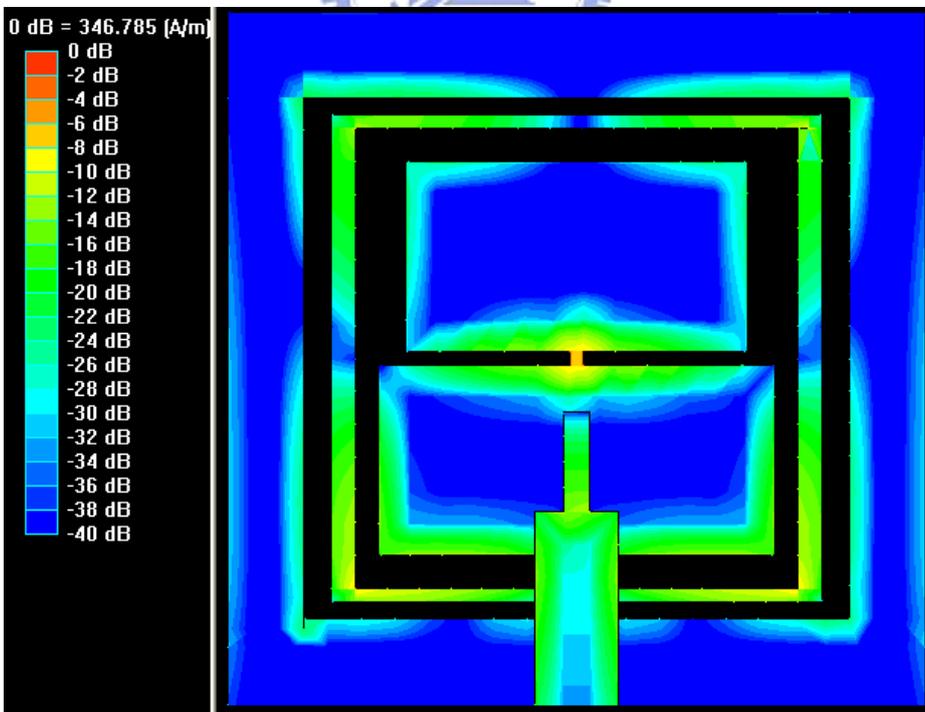


圖 4-20 顯示於 5.6 GHz 之天線向量電流分佈圖

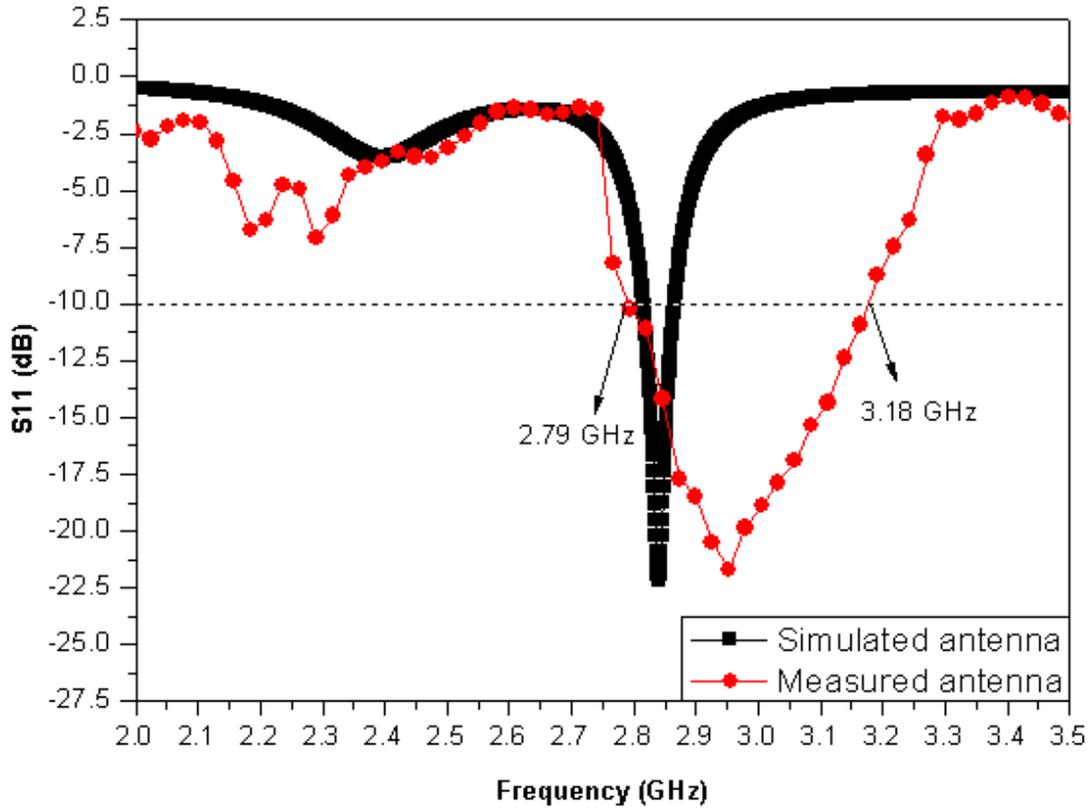


圖 4-21 顯示低頻模擬與測量之返回損失比較圖

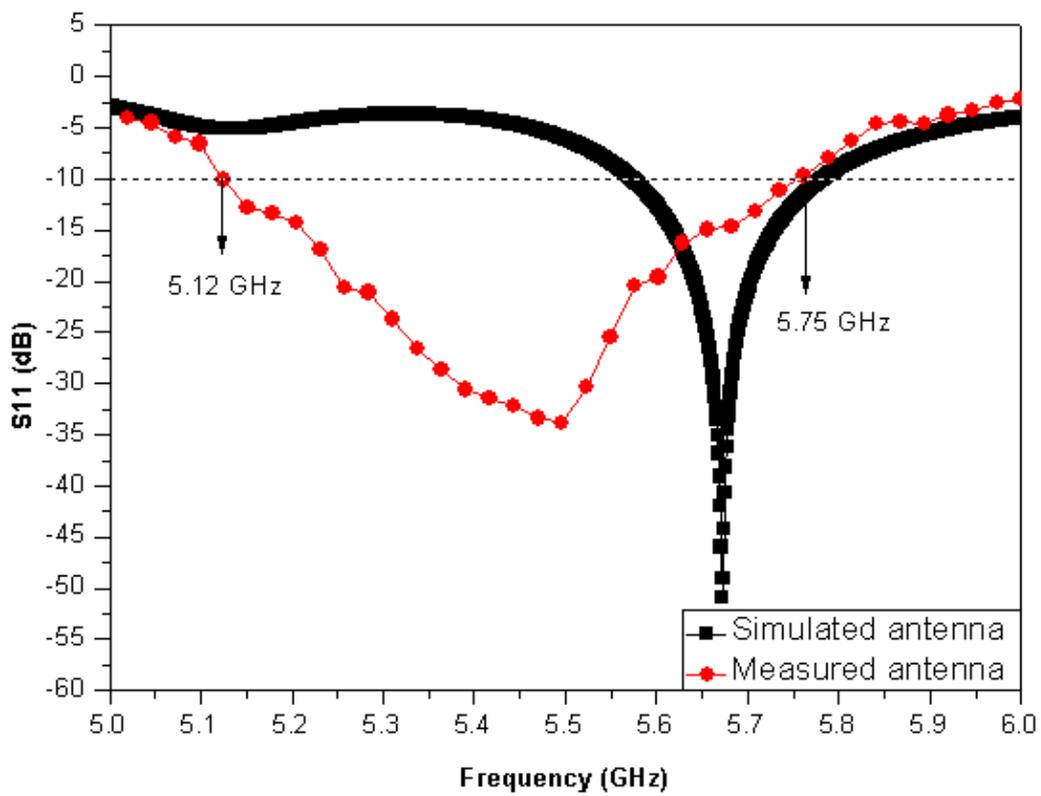


圖 4-22 顯示高頻模擬與測量之返回損失比較圖

## 第五章 微帶線饋入式圓極化槽孔天線 (Microstrip-Fed Printed Circularly Polarized Slot Antenna)

### 5.1 概述

圓極化操作設計是應用在衛星通訊傳播上使用的傳播方式。由於圓極化微帶天線除了具有一般線性微帶天線的優點外，其對於電磁波在傳送以及接收的方向上也遠比線性微帶天線較無限制。再加上電磁波會在電離層所產生的法拉第旋轉效應，更使得近年來在衛星通訊極具重要性。一般而言，可以依饋入點多寡來分類。最直接的一種方法是雙饋入的圓極化操作印刷槽孔天線設計。其基本原理是在微帶天線金屬片饋入兩個等振幅且相位差 90 度的電流源，來達到遠場處圓極化波的輻射。另一種相對地較簡單、方便且適合大量製造的是單饋入的圓極化操作的印刷槽孔天線設計。其基本原理則是使用各種能擾動等效磁流的方式，來達到遠場形成圓極化波的輻射。

### 5.2 微帶線饋入式圓極化槽孔天線

本論文所提出之微帶線饋入式圓形環狀槽孔天線幾何結構圖形如圖 5-1 所示。此印刷圓形環狀槽孔天線製作在厚度 (h) 為 1.6mm 及相對介電係數 ( $\epsilon_r$ ) 為 4.4 的微波基板上。天線面積 ( $L \times W$ ) 為 25.54mm $\times$ 25.54mm，此天線有一個內圈半徑為  $R_1$  及一個外圈半徑  $R_2$  的尺寸，並在中心形成一圓形之補片(patch)，為了產生圓極化輻射，

補片上在相對於水平線 45 度與 225 度處，分別製作長度 4.5mm、2mm 的槽孔各一，槽孔寬度為 0.5mm，圓形補片上槽孔的角度若改成相對於水平線 135 度與 315 度處，本天線將會由右旋圓極化波變為左旋圓極化波。並且將接地面右邊截去一小片面積，利用此種不對稱的方式，達到圓極化的特性。

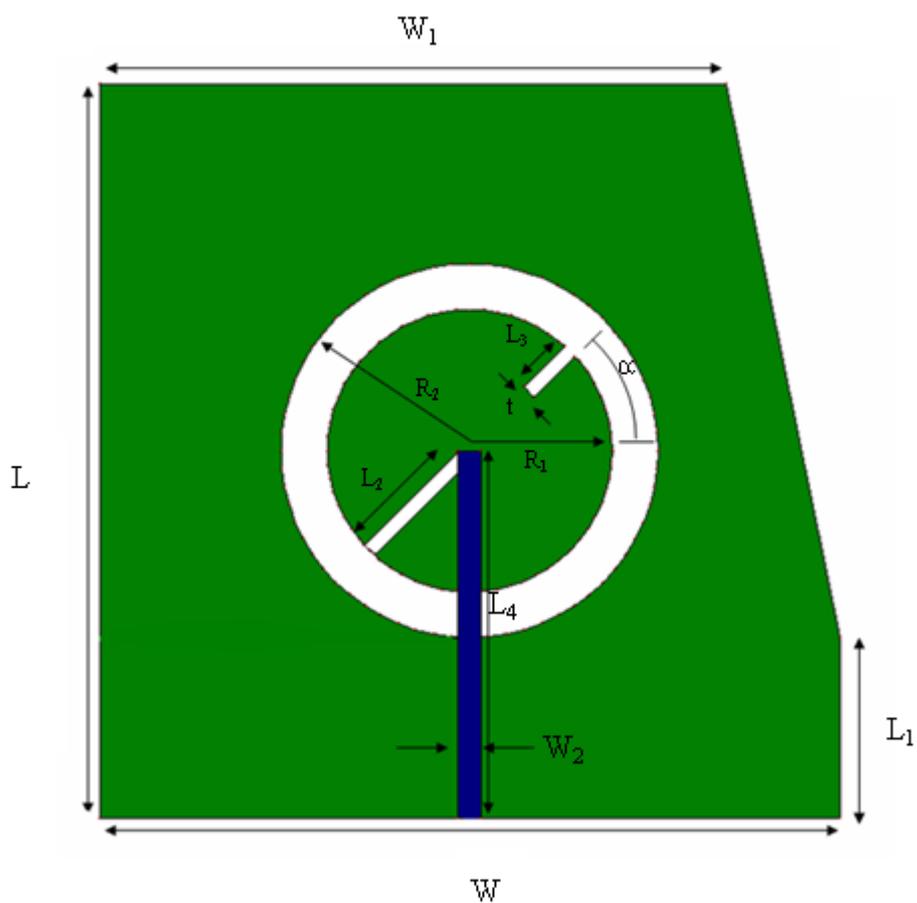


圖 5-1 微帶線饋入式圓極化槽孔天線

	L	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>4</sub>
(mm)	25.54	6.27	3.5	2	12.78
	W	W <sub>1</sub>	W <sub>2</sub>	R <sub>1</sub>	R <sub>2</sub>
(mm)	25.54	21.54	0.78	4.9	6.5
	t	$\alpha$			
(mm)	0.5	45°			

表 5-1 微帶線饋入式圓極化槽孔天線之設計參數

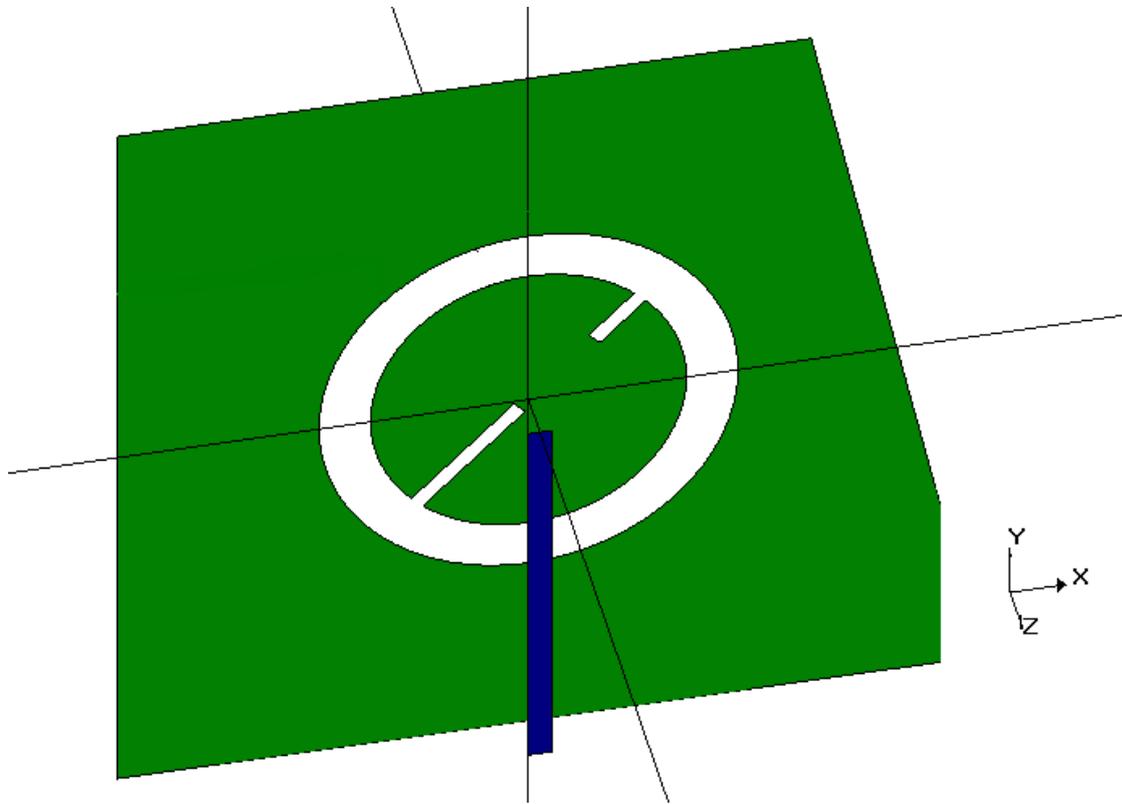


圖 5-2 微帶線饋入式圓極化槽孔天線 3D 結構圖

### 5.3 實驗結果與討論

由圖 5-3 中可以看出，改變饋入線  $L_4$  的長度，可以使共振頻率在 5.76GHz 時達到最佳化的阻抗匹配。經過多次嘗試之後，我們選定  $L_4$  長度由 11.78 mm 到 12.78 mm，每次增加 0.5 mm 進行模擬，模擬結果顯示出共振頻率隨  $L_4$  的長度增加而降低。因此當我們選擇  $L_4$  長度為 11.78 mm 時，共振頻率落在 5.76GHz，並可得到最佳返回損失值為 -44.8dB，且天線頻寬為 850MHz (5310MHz~6160MHz)，以百分比表示為 14.8%。接下來探討增益的特性，我們選定  $L_4$  長度由 11.78 mm 到 12.78 mm 進行增益特性的模擬。由圖 5-4 中可以看出增益的變化量大約在 1dBi。再來比較軸向比例的特性，由圖 5-5 可看出當  $L_4$  長度在 11.78 mm 時，在 5.9 GHz 的頻率時具有最低的軸向比例值，但綜合以上所探討的特性，我們選定  $L_4$  為 11.78 mm 時為最佳尺寸。接著探討  $L_3$  長度對天線特性的影響。由圖 5-6 可以看出，經過多次嘗試之後，我們選定  $L_3$  長度由 0 mm 到 2 mm，每次增加 0.5 mm 進行模擬。當我們選擇  $L_3$  長度為 2 mm 時，可得到最佳返回損失值為 -44.8 dB。接著再比較軸向比例的特性，由圖 5-7 中可看見，選定  $L_3$  長度由 1.5 mm 到 2.5 mm，每次增加 0.5 mm 進行模擬，依照模擬結果發現到  $L_3$  為 2 mm 時，在 5.9 GHz 的頻率時具有最低的軸向比例值，也是得到最佳返回損失值，所以選擇  $L_3$  長度為 2 mm 為最佳尺寸。接著探討  $L_2$  長度對天線特性的影響。由圖 5-8 可以看出，經過多次嘗試之後，我們選定  $L_2$  長度由 3.0mm 到 4.5 mm，每次增加 0.5 mm

進行模擬。當我們選擇  $L_2$  長度為 3.5 mm 時，可得到最佳返回損失值為 -44.8 dB。接著再探討軸向比例的特性，我們發現  $L_2$  長度的改變並不會對軸向比例特性有任何的影響，因此，我們選擇  $L_2$  長度為 3.5mm 為最佳尺寸。接著來探討角度  $\alpha$  對天線特性的影響。我們將  $\alpha$  由  $0^\circ$  到  $45^\circ$ ，每次增加  $5^\circ$  進行模擬，由圖 5-9 可以看出，當  $\alpha$  為  $45^\circ$  時，共振頻率微調至 5.8GHz，而且得到最佳返回損失值 -34dB。但是我們發現角度  $\alpha$  對軸向比例的特性沒有影響，如此一來我們選擇  $\alpha$  為  $45^\circ$  為本天線的最佳尺寸。綜合以上分析，我們選定  $L_3$  為 2 mm、 $L_4$  為 12.78 mm、 $\alpha$  為  $45^\circ$  時，為天線最佳尺寸。由圖 5-10 中可看見頻率在 5.9 GHz 之軸向比率空間分布模擬圖。我們發現  $\varphi=0^\circ$  時與  $\varphi=90^\circ$  在 3 dB 的涵蓋角度+Z 方向從  $-45^\circ$  到  $30^\circ$ 。由圖 5-11、5-12 可以看出，共振頻率在 5.8GHz 時，其 E-平面(X-Z 平面)、H-平面(Y-Z 平面)、X-Y 平面的場型皆近似於單極天線的全向性輻射場型。故此天線之輻射場型適用於一般可全向性收發使用之無線通訊產品上。並且此天線以右旋圓極化的形式輻射電磁波。

圖 5-13 所示為由 IE3D 模擬軟體所模擬出的電流分佈圖。輻射電流主要分佈在槽孔環到金屬邊緣之區域內。當槽孔環越大，電流路徑會越長，共振頻率也就越低。

圖 5-14 比較模擬與量測之返回損失值，發現到量測值的共振頻率比模擬的共振頻率偏移約 200MHz，量測之阻抗頻寬為 1430MHz (5040MHz~6470MHz)，以百分比表示約為 24.8%。

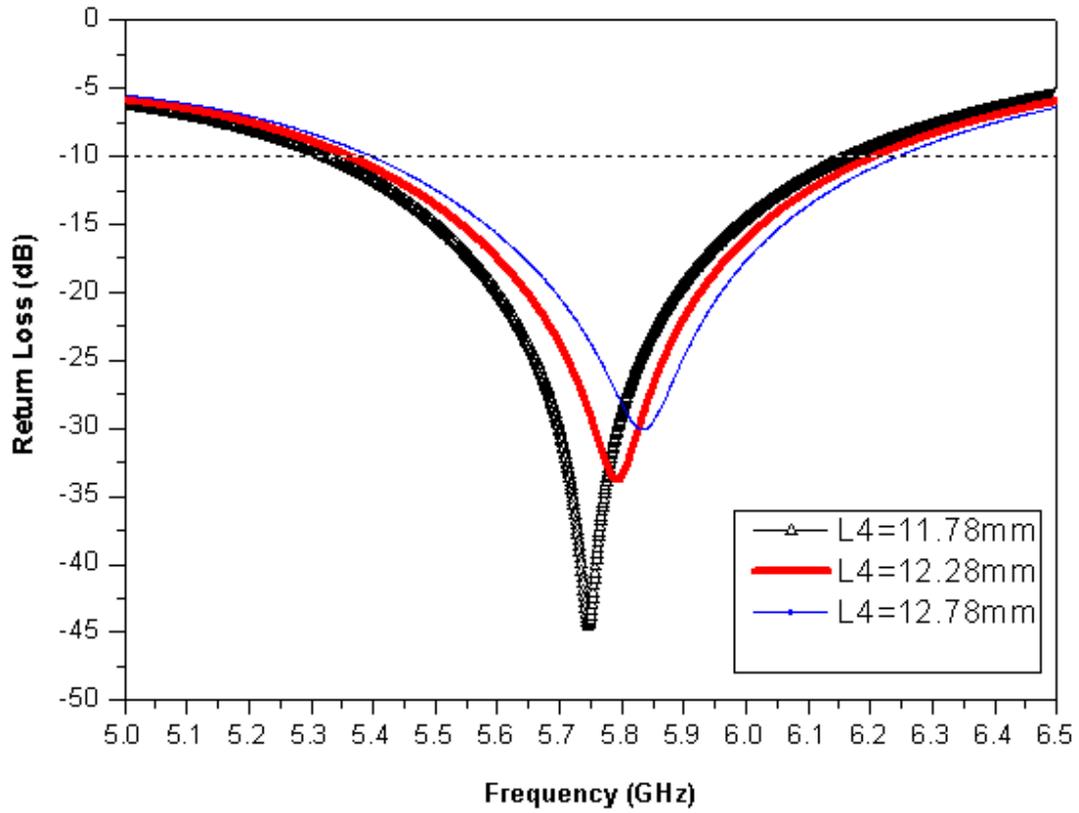


圖 5-3 顯示  $L_4$  於不同長度之返回損失模擬圖

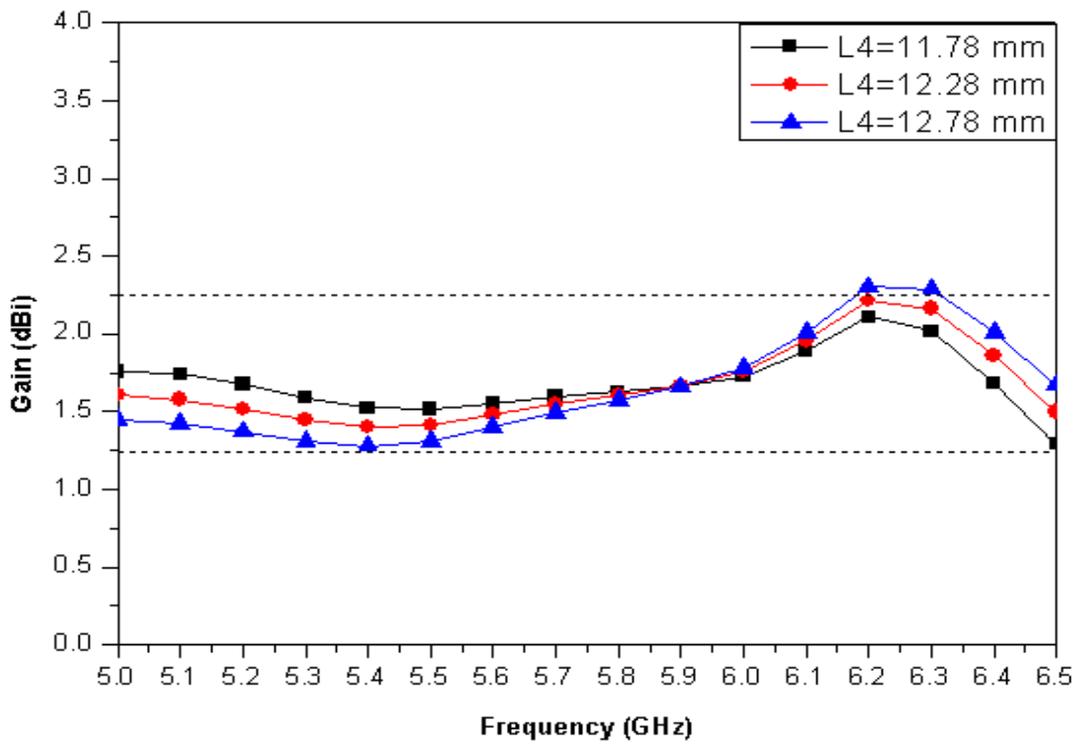


圖 5-4 顯示  $L_4$  於不同長度之增益模擬圖

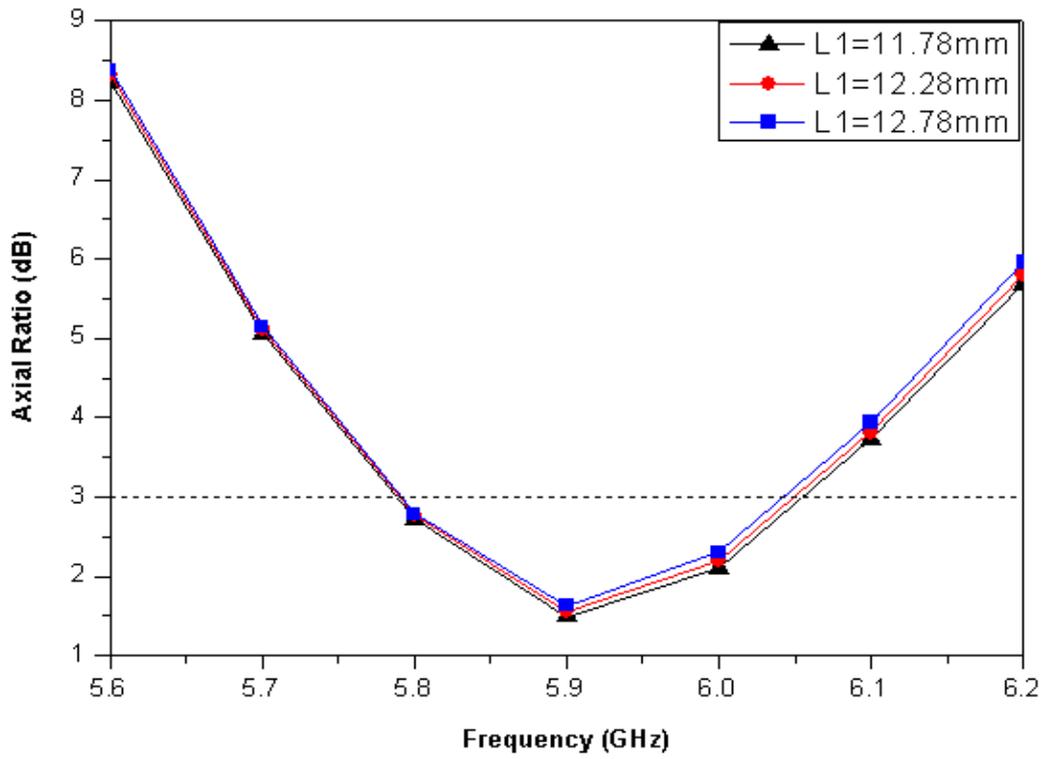


圖 5-5 顯示  $L_4$  於不同長度之軸向比例頻帶模擬圖

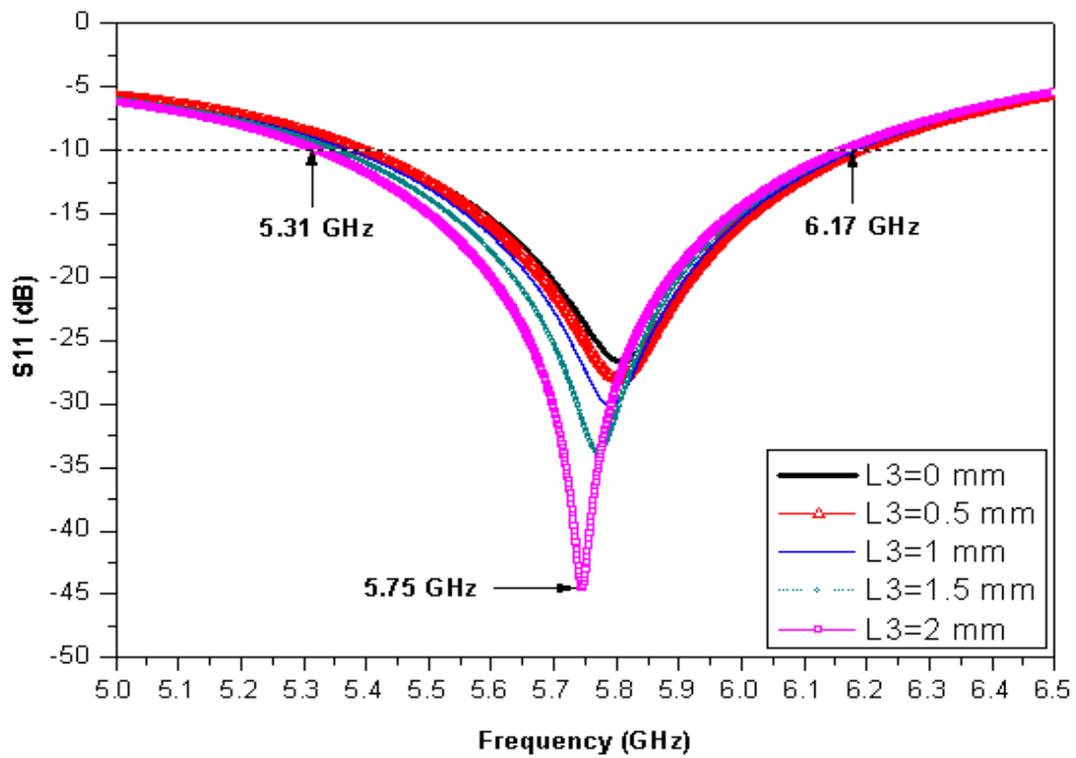


圖 5-6 顯示  $L_3$  於不同長度之返回損失模擬圖

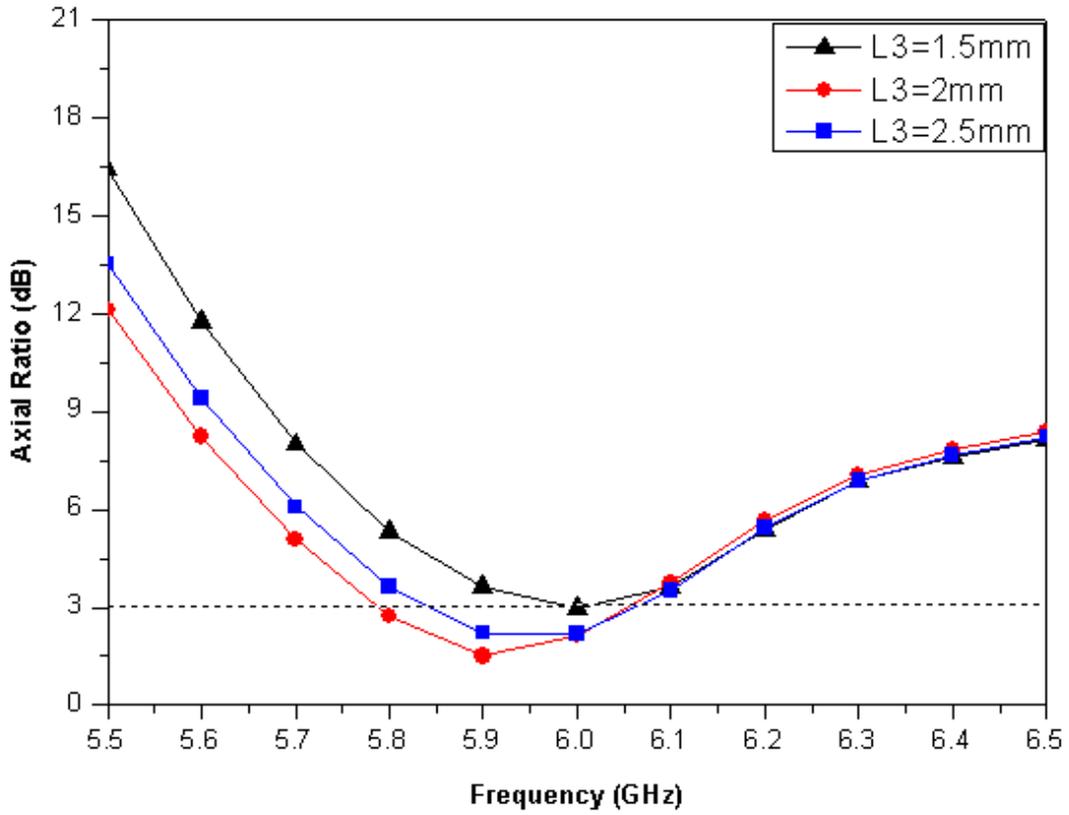


圖 5-7 顯示  $L_3$  於不同長度之軸向比例頻帶模擬圖

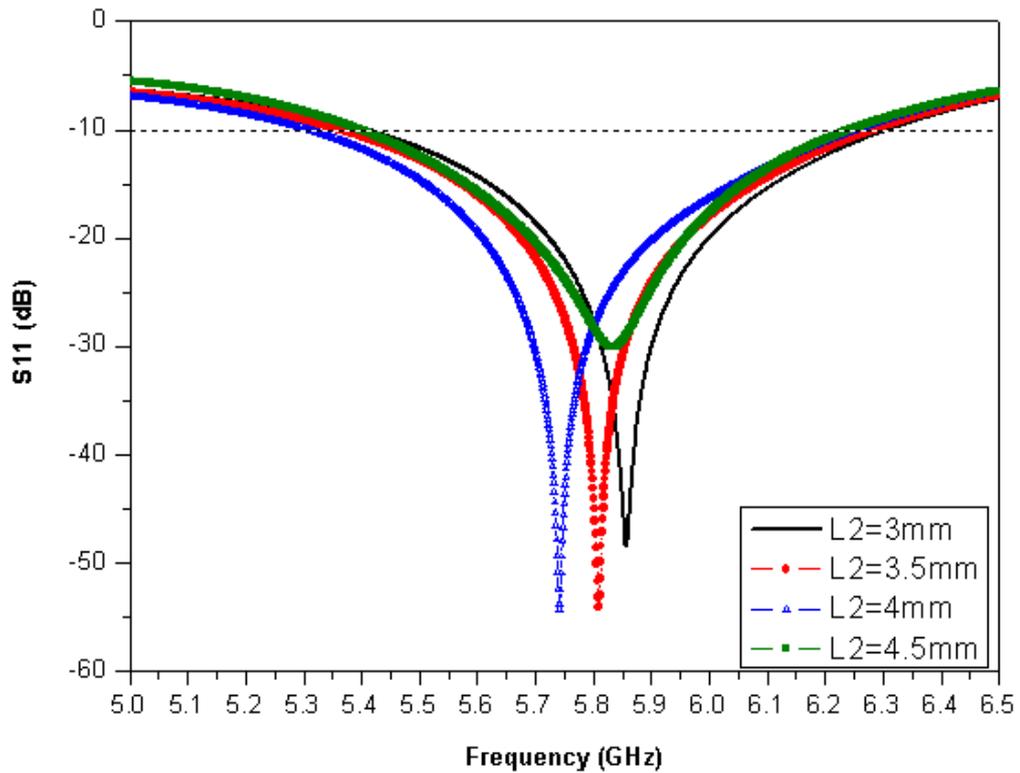


圖 5-8 顯示  $L_2$  於不同長度之返回損失模擬圖

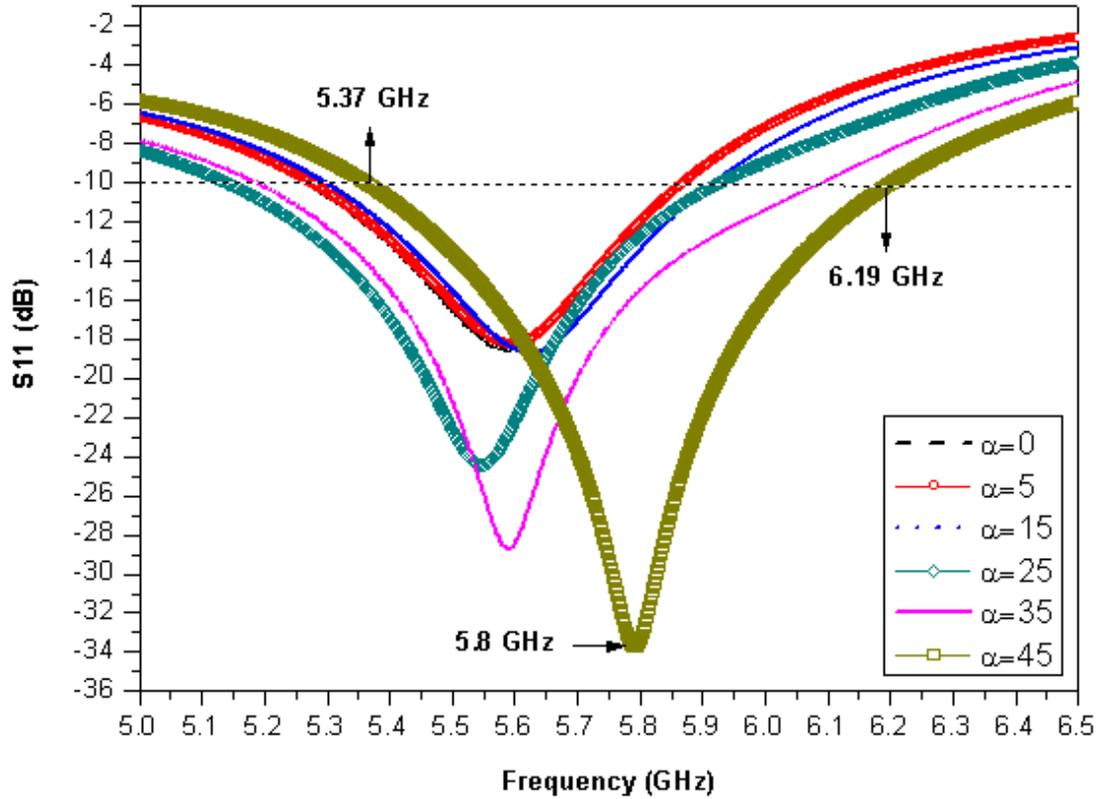


圖 5-9 顯示  $\alpha$  於不同角度之返回損失模擬圖

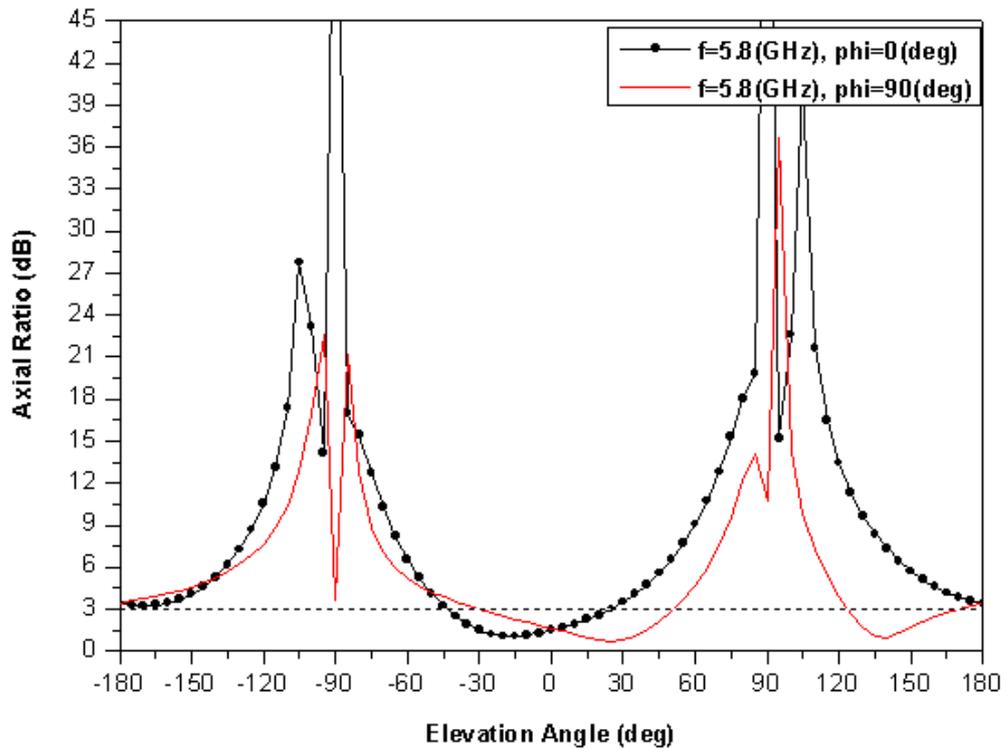


圖 5-10 顯示於 5.8 GHz 之軸向比率空間分佈模擬圖

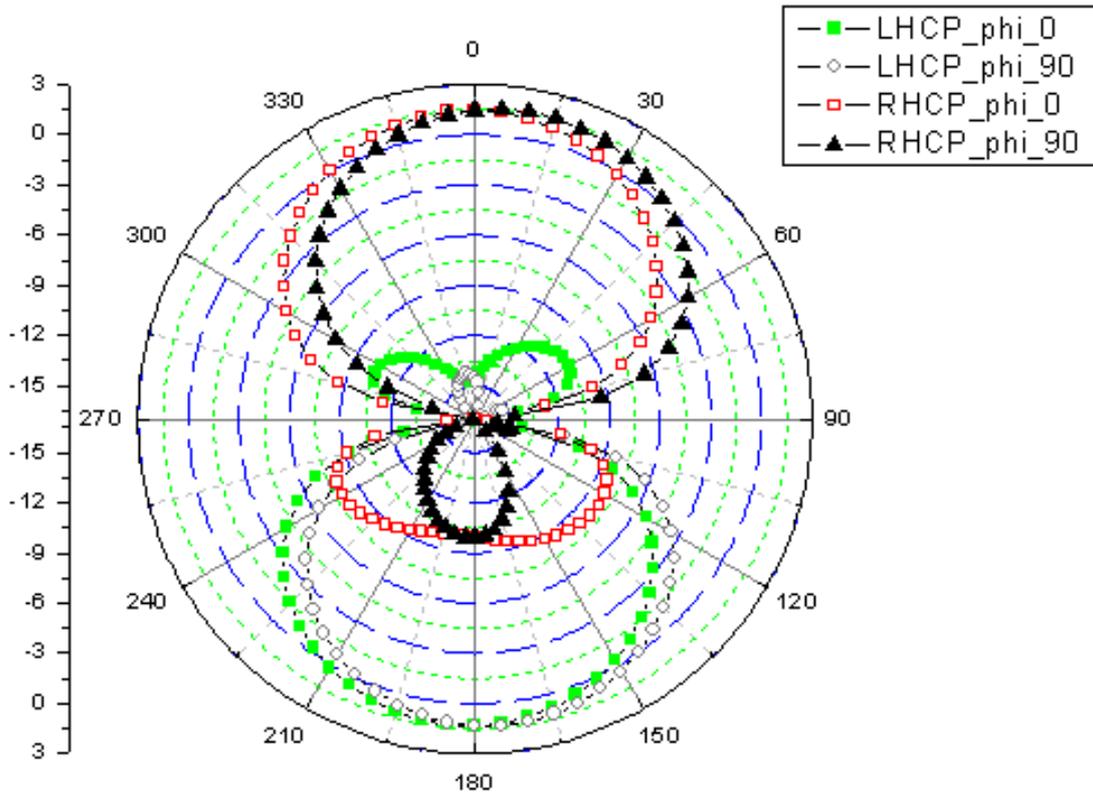


圖 5-11 顯示於 5.8 GHz 之天線輻射場型模擬圖

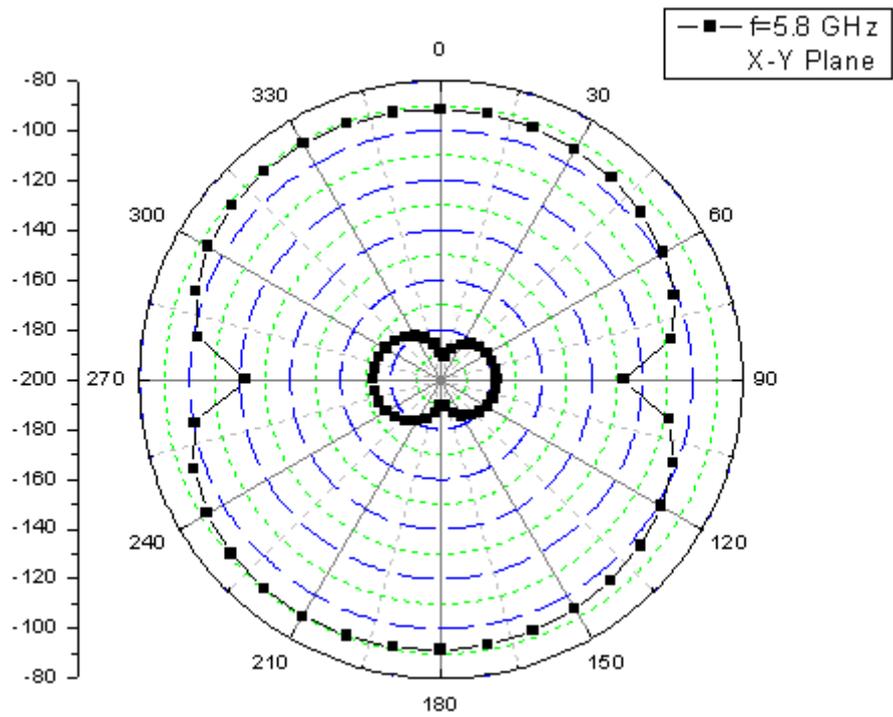


圖 5-12 顯示於 5.8 GHz 之天線輻射場型 X-Y Plane 模擬圖

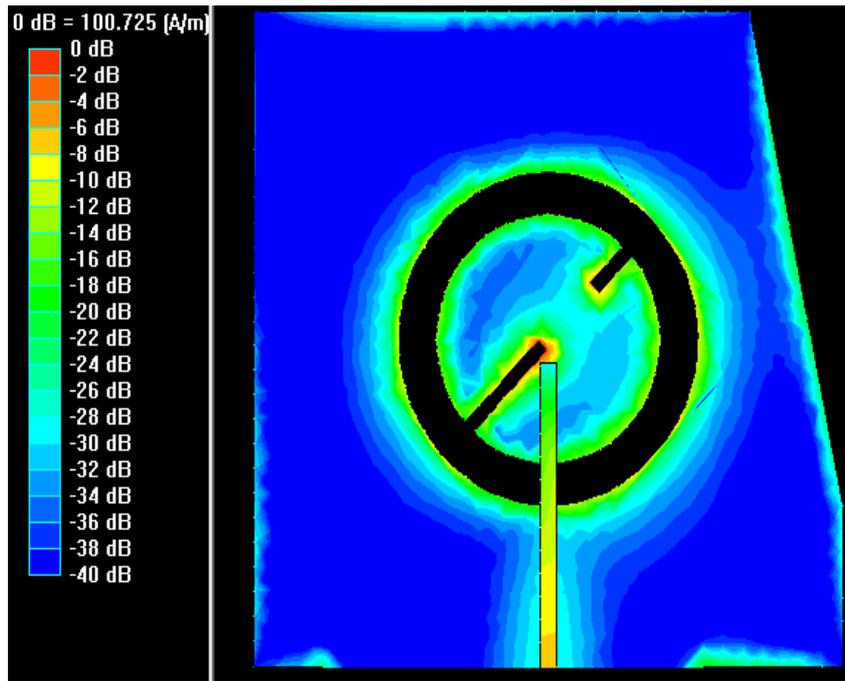


圖 5-13 顯示於 5.76 GHz 之天線向量電流分佈圖

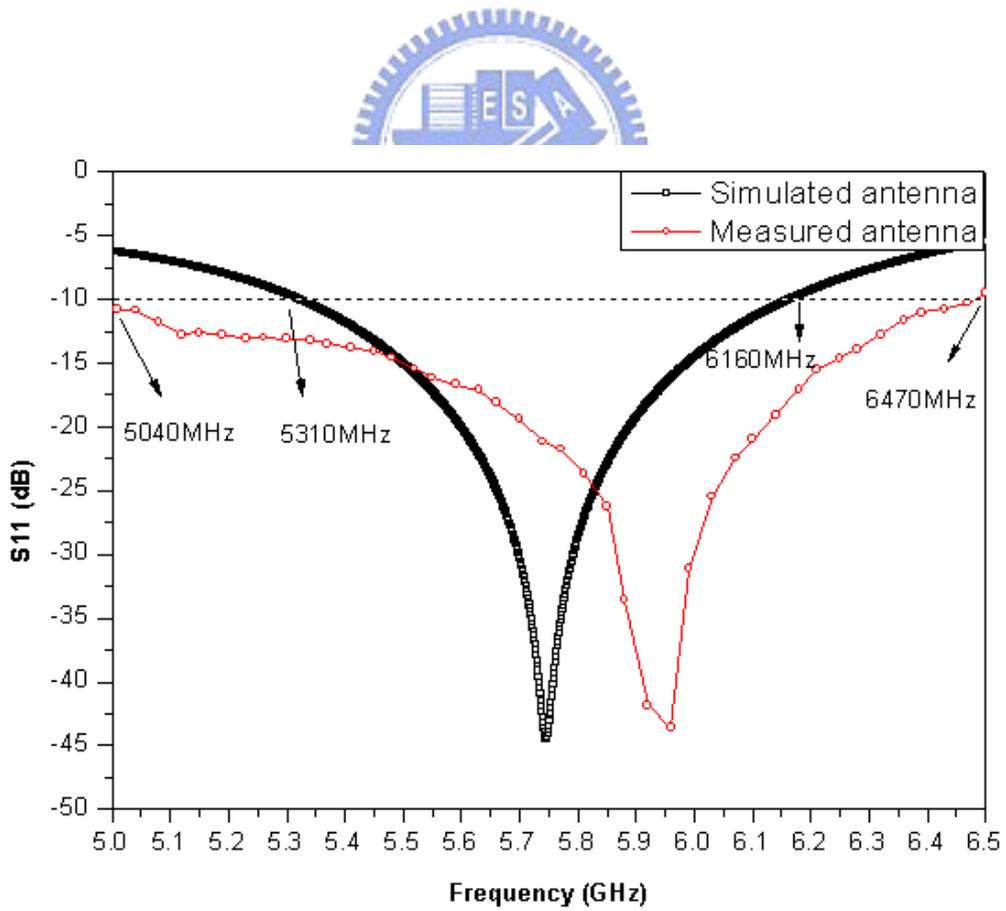


圖 5-14 顯示模擬與測量之返回損失比較圖

## 第六章 結論

### (Conclusion)

對於現今通訊設備廣泛的發展，由於小型化的通訊產品方便攜帶，因此通訊設備的小型化更顯得其重要性。使得通訊產品內接收訊號的天線也必須更縮小化來符合產品的體積。當下最熱門首推平面天線的設計，寬頻帶、雙頻以及圓極化操作方式的天線結構，為現今天線設計中相當熱門的三種操作方式。故本論文提出此三種類型的槽孔天線，包括共平面波導饋入式寬頻槽孔天線、微帶線饋入式印刷槽孔天線雙頻帶操作設計、圓極化操作的印刷槽孔天線。首先提出這些不同設計的構想接著加以設計再來利用玻纖電路板蝕刻技術完成上述各種印刷槽孔天線的應用設計。

共平面波導饋入式寬頻槽孔天線設計部分在饋入線尾端，加上一階梯式補片，利用不同階梯擁有不同尺寸的方式，增加天線之頻寬。本天線可以得到阻抗頻寬 930MHz (5290MHz~6220MHz)，以百分比表示為 16%。而且頻寬內天線增益變化小於 1dBi。

微帶線饋入印刷槽孔天線雙頻帶操作設計方面，我們使用了此次所設計的天線，在低頻部分，阻抗頻寬可達 390MHz(2790MHz~3180MHz)，以百分比表示為 13.2%。增益在頻率 2.9 GHz 時有最大值 1.2dBi。在高頻部分，阻抗頻寬可達 630MHz(5750MHz~5120MHz)，以百分比表示為 11.5%。增益在頻率 5.7 GHz 時有最大值 4dBi。

微帶線饋入印刷槽孔天線圓極化操作設計上，利用在天線結構接地面之不對稱來造成圓極化輻射。本天線可以得到阻抗頻寬 1430MHz(5040MHz~6470MHz)，以百分比表示為 24.8%。在增益的表現上，在設計的頻寬內其變化量小於 1dBi。

由本論文對印刷槽孔天線的各種不同應用設計，包括應用於寬頻帶、雙頻帶、圓極化操作等看來，印刷槽孔天線是非常具有彈性而且適合各種應用的天線設計。



## 參考文獻

### (Reference)

- [1] FCC Notice of Proposed Rule Making, Revision of part 15 of the commission rules regarding ultra-wideband transmission systems, ET-Docket 99-153.
- [2] Arjun Bharadwaj, 「 On Quantifying Covertness of Ultra-Wideband Impulse Radio 」 , North Carolina State University, Master's thesis , August 15,2002.
- [3] A. Batra et al., "Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a", IEEE, Piscataway, NJ, IEEE P802.15-03/268r3-TG3a, March 2004.
- [4] M. Kahrizi, T. K. Sarkar and Z. A. Maricevic, "Analysis of a wide radiating slot in the ground plane of a microstrip line", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* , vol. 41, pp. 29-37, 1993.
- [5] S. M. Shum, K. F. Tong, X. Zhang and K. M. Luk, "FDTD modeling of microstrip-line-fed wide-slot antenna", *Microwave Optical Tech.*, vol. 10, pp. 118-120, 1995.
- [6] A. Axelrod, M. Kisliuk and J. Maoz, "Broadband microstrip-fed slot radiator", *Microwave Journal*, vol. 32, pp. 81-94, 1989.
- [7] M. K. Kim, K. Kim, Y. H. Suh, and I. Park, "A T-shaped microstrip-line-fed wide slot antenna", *2000 IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 1500-1503.
- [8] X. Ding and A. F. Jacob, "CPW-fed slot antenna with wide radiating apertures", *IEE Proc.-Microwave Antennas Propag.*, vol. 145, pp. 104-108, Feb. 1998.

- [9] E. A. Soliman, S. Brebels, E. Beyne and G. A. E. Vandanbosch, "CPW-fed cusp antenna", *Microwave Optical Tech. Lett.*, vol. 22, pp. 288-290, 1999.
- [10] S. W. Lu, T. F. Huang and P. Hsu, "CPW-fed slot loop coupled patch antenna on narrow substrate", *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 2067-2068, 1999.
- [11] A. U. Bhohe, C. L. Holloway, M. Piket-May and R. Hall, "Coplanar waveguide fed wideband slot antenna", *Electron. Lett.*, vol. 36, pp. 1340-1342, 2000.
- [12] J. F. Huang and C.W. Kuo, "CPW-fed bow-tie slot antenna", *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 19, pp. 358-360, 1998.
- [13] E. A. Sloiman, S. Brebels, P. Delmotte and G. A. E Vandanbosch, "Bow-tie slot antenna fed by CPW", *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 514-515, 1999
- [14] S. Miao, B. L. Ooi and P. S. Kooi, "Broadband CPW-fed wide slot antenna", *Microwave Optical Tech. Lett.*, vol. 25, pp. 206-211, 2000.
- [15] J. S. Chen and K. L. Wong, "A single-layer dual-frequency rectangular microstrip patch antenna using a single probe feed", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 11, pp. 83-84, 1996.
- [16] Y. M. M. Antar, A. I. Ittipiboon and A. K. Bhattachatyya, "A dual-frequency antenna using a single patch and an inclined slot", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 309-310, 1995.
- [17] Y. Murakami, W. Chujo, I. Chiba and M. Frujise, "Dual slot coupled microstrip antenna for dual frequency operation", *Electron. Lett.*, vol.

- 29, pp. 1906-1907, 1993.
- [18] M. Deepukumar, J. George, C. K. Aanandan, P. Mohanan and K. G. Nair, "Broadband dual frequency microstrip antenna", *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 1531-1532, 1996.
- [19] S. H. Al-Charchafchi, W. K. W. Ali and S. Sinkeree, "A stacked annular-ring microstrip patch antenna", *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 948-951, 1997.
- [20] S. A. Long and M. D. Walton, "A dual-frequency stacked circular-disk antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, pp. 270-273, 1979.
- [21] J. S. Dahele, K. F. Lee and D. P. Wong, "Dual frequency stacked annular-ring microstrip antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, pp. 1281-1285, 1987.
- [22] J. Wang, R. Fralich, C. Wu and J. Litva, "Multifunctional aperture coupled stack antenna", *Electron. Lett.*, vol. 26, pp. 2067-2068, 1990.
- [23] F. Croq and D. Pozar, "Multifrequency operation of microstrip antennas using aperture coupled parallel resonators", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 1367-1374, 1992.
- [24] C. Salvador, L. Borselli, A. Falciani and S. Maci, "A dual frequency planar antenna at S and X bands", *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1706-1707, 1995.
- [25] H. Nakano and K. Vichien, "Dual-frequency square patch antenna with rectangular notch", *Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 1067-1068, 1989.
- [26] D. Sanchez-Hernandez and I. D. Robertson, "Analysis and design of

- a dual-band circularly polarized microstrip patch antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, pp. 201-205, 1995.
- [27] B. F. Wang and Y. T. Lo, "Microstrip antennas for dual-frequency operation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 938-943, 1984.
- [28] S. Maci, G. Biffi Gentili and G. Avitabile, "Single-layer dual-frequency patch antenna", *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 1441-1443, 1993.
- [29] M. L. Yazidi, M. Himdi and J. P. Daniel, "Aperture coupled microstrip antenna for dual frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 1506-1508, 1993.
- [30] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna", *IEE Proc. H*, vol. 142, pp. 225-232, 1995.
- [31] K. L. Wong and K. P. Yang, "Small dual-frequency microstrip antenna with cross slot", *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 1916-1917, 1997.
- [32] K. L. Wong and K. P. Yang, "Compact dual-frequency microstrip antenna with a pair of bent slots", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 225-226, 1998.
- [33] K. P. Yang and K. L. Wong, "Inclined-slot-coupled compact dual-frequency microstrip antenna with cross-slot", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 321-322, 1998.
- [34] K. L. Wong and S. T. Fang, "Reduced-size circular microstrip antenna with dual-frequency operation", *Microwave Opt. Technol.*

- Lett.*, vol. 18, pp. 54-56, 1998.
- [35] C. K. Wu, K. L. Wong and W. S. Chen, "Slot-coupled meandered microstrip antenna for compact dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1047-1048, 1998.
- [36] J. H. Lu and K. L. Wong, "Slot-loaded, meandered rectangular microstrip antenna with compact dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1048-1050, 1998.
- [37] K. L. Wong and J. Y. Sze, "Dual-frequency slotted rectangular microstrip antenna", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1368-1370, 1998.
- [38] K. L. Wong and K. B. Hsieh, "Dual-frequency circular microstrip antenna with a pair of arc-shaped slots", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 19, pp. 410-412, 1998.
- [39] J. H. Lu and K. L. Wong, "Dual-frequency equilateral-triangular microstrip antenna with a pair of spur lines", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1171-1173, 1998.
- [40] K. L. Wong, S. T. Fang and J. H. Lu, "Dual-frequency equilateral-triangular microstrip antenna with a slit", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 19, pp. 348-350, 1998.
- [41] S. T. Fang and K. L. Wong, "Designs of single-feed dual-frequency equilateral-triangular microstrip antennas", *APMC Int. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1027-1029, 1998.
- [42] J. Mcilvenna and N. Kernweis, "Modified circular microstrip antenna elements", *Electron. Lett.*, vol. 15, pp. 207-208, 1979.
- [43] W. F. Richards, S. E. Davidson and S. A. Long, "Dual-band reactively loaded microstrip antenna", *IEEE Trans. Antennas*

- Propagat.*, vol. 33, pp. 556-561, 1985.
- [44] S. E. Davidson, S. A. Long and W. F. Richards, "Dual-band microstrip antennas with monolithic reactive loading", *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 936-937, 1985.
- [45] S. S. Zhong and Y. T. Lo, "Single-element rectangular microstrip antenna for dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 19, pp. 298-300, 1983.
- [46] D. H. Schaubert, F. G. Ferrar, A. Sindoris and S. T. Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 118-123, 1981.
- [47] R. B. Waterhouse and N. V. Shuley, "Dual frequency microstrip rectangular patches", *Electron. Lett.*, vol. 28, pp. 606-607, 1992.
- [48] K. L. Wong and W. S. Chen, "Compact microstrip antenna with dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 646-647, 1997.
- [49] C. L. Tang, H. T. Chen and K. L. Wong, "Small circular microstrip antenna with dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 1112-1113, 1997.
- [50] K. L. Wong, C. L. Tang, and H. T. Chen, "A compact meandered circular microstrip antenna with a shorting pin", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 15, pp. 147-149, 1997.
- [51] S. C. Pan and K. L. Wong, "Dual-frequency triangular microstrip antenna with a shorting pin", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 1889-1891, 1997.

- [52] R. Garg and K. V. S. Rao, "Dual-frequency microstrip antenna", *Electron. Lett.*, vol. 19, pp. 357-358, 1983.
- [53] K. L. Wong and C. M. Chang, "Experimental study of a two-element dual-frequency microstrip array", *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 15, pp. 67-68, 1999.
- [54] J. R. James, and P. S. Hall, Eds., Handbook of Microstrip Antennas. London: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [55] R. C. Johnson and H. Jasik, Antennas Engineering Handbook. New York: McGraw-Hill, 1984.
- [56] P. C. Sharma and K. C. Gupta, "A analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 949-955, 1983.
- [57] H. D. Weinschel, "A cylindrical array of circularly polarized microstrip antennas", *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 177-180, 1975.
- [58] L. C. Shen, "The elliptical microstrip antenna with circular polarization", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 90-94, 1981.
- [59] W. F. Richards, Y. T. Lo and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 38-46, 1981.
- [60] M. Hamish, T. Nambara and S. Yoshida, "Study on elliptical properties of singly-fed circularly polarized microstrip antennas", *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 191-193, 1982.
- [61] K. L. Wong and J. Y. Wu, "Single-feed small circularly polarized square microstrip antenna", *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 1833-1834,

1997.

- [62] H. Iwasaki, "A circularly polarized small-size microstrip antenna with a cross slot", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 1399-1401, 1996.
- [63] K. L. Wong and Y. F. Lin, "Circularly polarised microstrip antenna with a tuning stub", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 831-832, 1998.
- [64] M. Plessis and J. Cloete, "Tuning stubs for microstrip-patch antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat. Mag.*, vol. 36, pp. 52-55, 1994.
- [65] K. L. Wong, W. H. Hsu, and C. K. Wu, "Single-feed circularly polarized microstrip antenna with a slit", *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 18, pp. 306-308, 1998.
- [66] Deng, I-Chung, "A circular CPW-fed slot antenna for broadband circularly polarized radiation", *Microwave and Opt. Tech. Lett.*, vol. 49, pp. 2728-2733, Nov. 2007.
- [67] K. M. Chang, "A novel design of a CPW-fed square slot antenna with broadband circular polarization", *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 48, pp. 2456-2459, Dec. 2006.
- [68] Deng, I-Chung, "Study of a circularly polarized CPW-fed inductive square slot antenna", *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 48, pp. 1665-1667, Aug. 2006.
- [69] Deng, I-Chung, "A novel design of a microstrip-fed shorted square-ring slot antenna for circular polarization", *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 49, pp. 1684-1687, 2006.