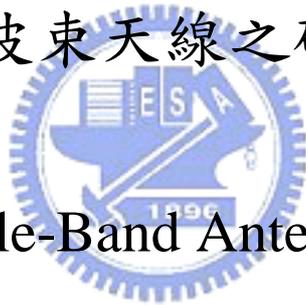


國立交通大學
電信工程研究所
碩士論文

應用於無線網路之印刷式三頻天線與切
換波束天線之研究



Printed Triple-Band Antenna Utilizing
Modified Open-Loop and Switched Beam
Antenna for Wireless Communication
Applications

研究生：沈彥圻

指導教授：鍾世忠 博士

中華民國九十五年七月

Printed Triple-Band Antenna Utilizing Modified
Open-Loop and Switched Beam Antenna for Wireless
Communication Applications

研究生：沈彥圻

Student : Yen-Chi Shen

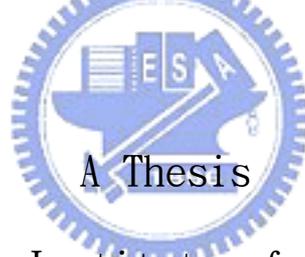
指導教授：鍾世忠 博士

Advisor : Dr. Shyh- Jong Chung

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文



Submitted to Institute of Communication

College 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

July 2006

中華民國九十五年七月

應用於無線網路之平面式三頻天線與切 換波束天線之研究

研究生：沈彥圻

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學 電信工程研究所

摘要

本論文中展示了兩種印刷式天線。首先介紹的是一支三頻的印刷式天線，它延續了操作在2.45GHz及5GHz雙頻開路諧振環單極天線利用倒L型單天線耦合二分之一波長開路諧振而達到雙頻的設計原理，並且將雙頻架構下的開路諧振做了些許的改變，使其能藉由倒L型單天線的耦合在改良式的開路諧振環上產生兩個共振頻率，最後我們也進一步將此三頻天線設計成分集式天線。

接著介紹另一支操作在2.45GHz的印刷式切換波束天線，它主要是利用八木天線藉由不同長度的寄生單元的設計使天線產生具有方向性且高增益的輻射場型及利用倒L單極天線的設計原理將天線有效的縮小化，而波束切換的方式是利用二極體當作電路切換器改變寄生單元的長度來控制天線波束的切換。這樣的設計可以使得天線再輻射

場型上具有三種切換模態，且各模態不僅可以互相獨立操作對準目標訊號用以強化接收品質，還可以藉由模態間相互的切換產生具互補性且高增益的全向性輻射場型，因此利用切換波束的設計方式比傳統利用分集式產生互補式輻射場型的設計方式更具優勢。



Printed Triple-Band Antenna Utilizing Modified Open-Loop and Switched Beam Antenna for Wireless Communication Applications

Student:Yen-Chi Shen

Advisor:Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering

National Chiao Tung University



Abstract

In this paper we present two printed antennas .The first one that we will introduce is the printed triple-band antenna .The designed theory of the antenna follows the dual-band antenna with open loop that it can operate at 2.45GHz and 5GHz by using an inverted L monopole to couple the open loop .Then we modify the open loop of dual-band antenna to make it can be drive with two resonated frequency with coupling of the inverted L monopole .Last we will use the triple-band antenna to realize a diversity antenna.

Continue we will introduce the other kind of printed antenna .It is a printed switched bean antenna and operates at 2.45GHz. The antenna has directional radiation pattern and high antenna gain because it uses the designed method of Yugi-Uda antenna that use the different length of

parasitic element to realize those properties and its size can be reduced by inverted L monopole designed theory. Then we use diode to be the switch to change the length of parasitic elements that makes its radiation patterns can be switched. This designed method makes antenna have three kinds of radiation pattern mode and each mode can operate by itself to intensify the receiving quality. It can use complementary method to make it have omni-directional radiation pattern and high antenna gain so the antenna that is designed with switched beam method is better than the antenna use diversity method to make complementary radiation pattern.



誌謝

能夠順利的完成這篇論文，首先要感謝的就是我的指導教授鍾世忠博士。在這兩年研究所的期間，以他豐富的學士以及獨到的見解，提供了我思考的方向，解答了我的疑問，並且提供了完善的研究資源，使得我們從對於通訊系統合天線研究領域的無知懵懂，到現在可以順利完成論文，由衷的感謝教授的指導。

感謝實驗室的夥伴們：何丹雄、阿信、菁偉、均富、峰哥、克強、小洪、明達、彥志、光甫、小黃、陳迪迪、呂小嫻、小巴、陳小胖、玫翎、建宏，這兩年內因為有你們一起分享著生活和研究的經驗，讓我覺得過的很充實。感謝嘉言、吉佑的微波電路上相關經驗的只到，沒有你們這篇論文也不會如此順利。

最後，我要感謝我的家人，謝謝你們一直無條件默默的在背後支持我，順利的完成研究所的學業。

目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	III
誌謝.....	V
目錄.....	VI
圖目錄.....	VIII
表目錄.....	XII
第一章 導論(Introduction)	1-1
1.1 工程背景及動機	1-1
1.2 章節內容簡介	1-5
第二章 倒L型天線、開路諧振環及八木天線基本原理(Theory of Inverted-L antenna, open-loop resonator and Yagi-Uda antenna)	2-1
2.1 倒L型天線(inverted-L antenna)[1]	2-1
2.2 二分之一波長開路諧振環($\lambda/2$ open-loop resonator)[13]	2-6
2.3 八木天線(Yagi-Uda antenna)[14]	2-8
第三章 三頻改良式開路諧振環單極天線(Triple-band antenna with modified open-loop resonator)	3-1
3.1 雙頻開路諧振環單極天線介紹	3-1
3.1.1 5GHz倒L型單極天線	3-1
3.1.2 不同面耦合餽入雙頻開路諧振環天線	3-3
3.2 三頻改良式開路諧振環單極天線	3-9
3.2.1 不同面耦合餽入改良式開路諧振環天線	3-9
3.3 量測結果	3-13
3.4 分集式天線	3-21
3.4.1 分集式技術(Diversity Technique)的簡介	3-21
3.4.2 空間分集式天線(Spatial Diversity)	3-23
3.4.3 實做與量測結果	3-26
第四章 平面式切換波束T型單極天線(Printed switched beam T-shape antenna)	4-1

4.1	智慧型天線(Smart antenna)	4-1
4.1.1	智慧型天線的設計分類	4-2
4.1.2	智慧型天線的演進與發展	4-3
4.1.3	智慧型天線功能的演進與轉變	4-4
4.2	平面式切換波束T型單極天線	4-6
4.2.1	波束切換原理---切換波束偶極天線設計	4-6
4.2.2	2.45GHz T型單極天線	4-8
4.2.3	2.45GHz平面式切換波束天線	4-11
4.3	量測結果	4-20
	第五章 結論(Conclusion)	5-1
	參考文獻(Reference)	A



圖目錄

圖2.1	二分之波長偶極天線 (a)電流分佈圖 (b)輻射場型圖.....	2-2
圖2.2	單極天線 (a)結構圖 (b)電流分佈圖.....	2-4
圖2.3	倒L型天線 (a)倒L型天線架構圖 (b)微帶線負載偶極天線.....	2-5
圖2.4	利用方形開路諧振腔間的交叉耦合設計的不同階帶通濾波器.....	2-7
圖2.5	二分之一波長微帶線兩端開路共振腔電流分佈圖.....	2-7
圖2.6	兩個單元的陣列，其中激發天線為偶極天線另一個為寄生單元.....	2-8
圖2.7	兩個單元的八木天線.....	2-9
圖2.8	兩個單元的八木天線.....	2-10
圖2.9	三個單元的八木天線.....	2-10
圖3.1	5GHz倒L型單極天線.....	3-2
圖3.2	5GHz單極天線模擬S11圖.....	3-3
圖3.3	不同位置耦合餽入開路諧振環架構及模擬結果 (a)諧振環開口向右 (b)諧振環開口向左.....	3-4
圖3.4	不同面耦合餽入開口向上諧振環結構及模擬結果 (a)諧振環總長度為39mm，倒L型天線總長為11.5mm (b)諧振環總長度為47mm，倒L型天線總長為5.5mm.....	3-5
圖3.5	不同面耦合餽入開口向下諧振環.....	3-6
圖3.6	雙頻開路環單極天線架構圖.....	3-7
圖3.7	固定倒L型天線改變開路諧振環的長度(Lres)對反射損耗的影響 ..	3-8
圖3.8	三頻改良式開路諧振環單極天線架構 (a)正面 (b)背面.....	3-10
圖3.9	雙頻開路諧振環單極天線加入路徑R6的架構 (a)正面 (b)背面....	3-10
圖3.10	改變開路諧振環路徑R6的長度對反射損耗的影響.....	3-11
圖3.11	增加開路諧振環路徑R5的長度對反射損耗的影響.....	3-12

圖3.12	三頻改良式開路諧振環單極天線反射損耗圖模擬圖.....	3-13
圖3.13	三頻改良式開路諧振環單極天線實體天線照片實體天線照片 (a)正面 (b)背面.....	3-14
圖3.14	三頻改良式開路諧振環單極天線反射損耗量測及模擬圖.....	3-15
圖3.15	三頻改良式開路諧振環單極天線2.45GHz輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3-17
圖3.16	三頻改良式開路諧振環單極天線3.50GHz輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3-18
圖3.17	三頻改良式開路諧振環單極天線5.25GHz輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3-19
圖3.18	三頻改良式開路諧振環單極天線5.80GHz輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3-20
圖3.19	三頻分集式天線 (a)正面 (b)背面.....	3-23
圖3.20	三頻分集式天線的反射損耗和穿透係數頻率響應.....	3-24
圖3.21	固定port1長度，改變port2長度對port1反射損耗的模擬變動圖....	3-25
圖3.22	三頻分集式天線模擬與實做量測頻率響應圖.....	3-26
圖3.23	空間分集式天線實體圖 (a)正面 (b)背面.....	3-28
圖3.24	2.45GHz空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3-29
圖3.25	3.50GHz空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3-30
圖3.26	5.25GHz空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3-31
圖3.27	5.80GHz空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane.....	3.32

圖3.28 三頻分集式天線在XY平面各頻率的互補輻射場型	
(a)2.45GHz (b)3.50GHz (c)5.25GHz (d)5.80GHz.....	3-34
圖4.1 切換波束偶極天線示意圖	
(a) 天線架構 (b) 開路模態 (c) 右切模態 (d) 左切模態	4-7
圖4.2 2.45 GHz單極天線 (a) 倒L型單極天線架構 (b) T型單極天線架構 (c)	
輻射場型比較 (d) 反射損耗比較.....	4-9
圖4.3 對稱開路段T型單極天線	
(a)架構 (b)輻射場型比較 (c)反射損耗比較.....	4-10
圖4.4 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線 (a)正面 (b)背面.....	4-11
圖4.5 操作電路切換器的控制電路圖.....	4-12
圖4.6 印刷式切換波數T型單極天線改變電路切換器在寄生單元上位置的反射	
損耗模擬.....	4-13
圖4.7 改變P1傾斜角度 θ 時對天線的影響(a)反射損耗 (b)輻射場型.....	4-15
圖4.8 T型單極天線上方的寄生金屬線對天線影響	
(a)反射損耗 (b)輻射場型.....	4-16
圖4.9 印刷式切換波束T型單極天線各切換模態模擬反射損耗量測圖.....	4-18
圖4.10 印刷式切換波束T型單極天線XY平面的輻射場形	
(a)開路模態 (b)右切模態 (c)左切模態.....	4-19
圖4.11 不包含實際控制電路的切換波束天線實體圖	
(a)正面 (b)背面.....	4-21
圖4.12 包含實際控制電路的切換波束天線實體圖	
(a)正面 (b)控制電路.....	4-22
圖4.13 印刷式切換波束天線理想切換下的模擬與量測反射損耗圖.....	4-23
圖4.14 印刷式切換波束天線實際切換器的模態與量測反射損耗圖.....	4-23
圖4.15 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線開路模態輻射場型	
(a)XY-plane (b) XZ-plane (c) YZ-plane.....	4-25

圖4.16 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線右切模態輻射場型
(a)XY-plane (b) XZ-plane (c) YZ-plane..... 4-26

圖4.17 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線左切模態輻射場型
(a)XY-plane(b)XZ-plane(c)YZ-plane..... 4-27



表目錄

表3-1 不同面耦合餽入三頻天線共振頻段與頻寬.....	3-15
表3-2 三頻改良式開路諧振環單極天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain).....	3-16
表3-3 空間分集式天線共振頻段、頻寬以及隔離度整理.....	3-27
表3-4 空間分集式天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain).....	3-27
表3-5 空間分集式天線各頻率在XY平面上互補場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain).....	3-33
表4-1 2.45GHz平面式切換波束T型單極天線XY平面的模擬的最大增益和平均增益值.....	4-18
表4-2 不同面耦合餽入開路環單極天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain).....	4-24
表4-3 平面式切換波束天線實際電路切換器操作下各切換模態的各平面的最大增益和平均增益值.....	4-28

第一章 導論(Introduction)

1.1 工程背景及動機

過去幾年來個人無線通訊的發展極為快速，舉凡手機通訊、無線區域網路等，都越來越普及於我們的日常生活中。不論是家庭用戶、公共區域或者是企業都需要有區域網路的佈建，然而有線區域網路的佈建往往必須一次佈建完成，因此一些臨時性的需求即無法滿足，而大大的增加有線區域網路佈建的困難度。而近幾年來無線區域網路(WLAN)的出現，不僅降低了傳統有線區域網路佈建的不方便性，也增加了我們使用上的便利性；因為有了無線區域網路，所以使用者可隨時隨地的克服環境限制不受纜線束縛而自由享受上網的樂趣及方便。美國電機與電子工程師學會(IEEE)也將有關無線區域網路(WLAN)相關的協定規範在802.11中。

802.11b為發展最早的無線區域網路標準，也是如今普及最廣且技術已很成熟的WLAN規格，802.11b工作頻段在2.4GHz(2.4GHz~2.4835GHz)，其最大能提供的傳輸速率為11Mbps。而天線在無線通訊系統射頻端中是一很重要的元件，在很多文獻中也特別針對於2.4GHz的頻段設計天線，如鈎狀天線(hook-like antenna)[2]、單極天線[3]、以及廣泛使用的倒F型天線[4]-[6]，這些天線都有尺寸小、容易製作、以及低成本的優點，且這些天線的輻射場型都接近全向性，所以很適合用於無線網路系統中。然而隨著無線網路應用的快速發展，對於傳輸資料的安全性要求越來越重視，傳輸資料量也越來越多，802.11b的11Mbps傳輸速率則略顯不足。

802.11a的出現在某種程度上則解決了此問題，802.11a最大能提供54Mbps的傳輸速率，其操作頻段位於在5GHz (5.15~5.35GHz/5.725~5.825GHz)的頻段上。802.11a和802.11b因為頻段不同，而使得兩者訊號的相容性較低，因此802.11g即應運而生。802.11g工作的頻段與802.11b相同，同樣位於免費的2.4GHz

頻段，但傳輸速度則可與802.11a一樣達54Mbps，比802.11b的11Mbps快，因此802.11g最近也逐漸受到重視。

而近幾年來，東亞的南韓、台灣、日本等地，向來在寬頻指標（密度、用量）上居於領先，這與「地狹人稠」的天然地形有密切關係，使通訊服務的營運業者在佈建寬頻時，同樣的佈建成本與距離，能擁有較高的投資報酬率。相對的，地廣人稀的美、加、紐、澳，自然在寬頻拓展上處於落後。重點還是在於基礎建設投資的合算性，若佈建了數十公里實體寬頻線路後，僅有三戶人家願意使用，那麼成本回收將遙遙無期，業者也會將此段佈建的意願、優先權降低。也因此WiMAX（Worldwide Interoperability for Microwave Access）被提出，期望以無線、遠距、寬頻的方式取代實體寬頻的佈線，加速地廣人稀處的寬頻到戶普及率。如今WiMAX以IEEE 802.16為基礎，期望成為無線都會網路(WMAN)的主流規格。

由於目前無線通訊電路的主動元件隨著IC製程的快速進步，增加其整合性且大幅縮小其體積，因此各家製造廠都希望可以整合不同的系統於同一個配備中，例如802.11a/b/g系統與WiMAX系統的整合，所以天線就必須能夠同時匹配於多個不同的頻段以符合此需求。因此若要供整合802.11a/b/g的無線區域網路系統與正在推展的WiMAX系統，就必須有同時匹配於2.4~2.5GHz、3.4GHz~3.6GHz和5~6GHz的三頻天線。近幾年來有很多的文獻設計出各式各樣操作在2.45GHz與5GHz的雙頻天線[7]-[12]。在這些設計中，他們都有尺寸小、製作簡單、成本低、且易與平面電路板做結合等優點。大部分文獻中的共振型雙頻天線，有採用兩種相同的共振機制利用長度的不同產生雙頻，例如雙層倒F型天線[7]、雙U型天線[8]、正F型天線[9]、以及雙T型天線[10]等。也有利用兩種不同的共振機制來產生兩個不同的共振頻率，例如雙頻開路諧振環單極天線[12]，其操作在高頻的是傳統的倒L型單極天線，而操作在低頻的是二分之一波長開路諧振環，且兩種不同的共振機制不會互相影響而彼此獨立。

為了因應未來WiMAX系統的發展，WiMAX與802.11a/b/g系統的整合不是不可能的，因此本論文第一部份的目的是希望可設計出一尺寸小但頻寬足夠符合

WiMAX與802.11a/b/g的三頻天線，且此天線可以在印刷電路板上實現以節省成本。因此提出一延續雙頻開路諧振環單極天線[12]而設計的三頻天線，此三頻天線將原本的天線推廣為利用兩種不同的共振機制來產生三個不同的共振頻率；設計過程中此兩種不同的共振機制與三種不同的共振頻率皆不會互相影響而彼此獨立。經實驗可得結果，此雙頻天線在低頻2.4GHz的頻寬約有130MHz，3.5GHz的頻寬有270MHz，高頻5GHz的頻寬有1GHz以上，都可符合802.11a/b/g與WiMAX的整合應用；而存在於無線通訊中的多重路徑的衰減問題，可利用分集式技術改善，在本論文也提出如何適當的減少兩天線間互相耦合的效應，並在有限空間中設計出空間分集式天線。

在另一方面隨著無線通訊需求的迅速發展，社會多媒體訊息交流的急遽增加，為了因應大量的資料傳輸與多媒體，因此頻譜已成為日益寶貴的資源，所以除了各式各樣新的相關通訊協定的訂定外，未來無線通訊技術將因此需特別加強無線接取(Radio Access)能力的提升，期能達到最佳的頻譜運用效率，而智慧型天線(Smart Antenna)技術即為一提升頻率資源效率、系統容量和通訊品質的有效途徑。

在傳統的無線網路應用中通常都是用空間分集(Spatial Diversity)，產生互補式的輻射場型獲得分集增益(Diversity Gain)，以來對抗無線通道的多路徑衰落現象以加強無線接取能力。在本論文後半段我們將利用另一種更具智慧的方式來加強無線接取能力，利用訊號方向性之波束形成(Beamforming)技術，產生特定的波束形狀；將主波束對準目標訊號用以強化接收品質，同時調整零陷(Null)點，使之對準干擾訊號用以抑制(或消除)干擾，從而達到增加系統容量、擴大涵蓋面和提高傳輸率的多重目的。因此本論文提出一操作在2.45GHz的印刷式切換波束T單極天線，此天線的設計是利用八木天線的設計原理使其產生具有指向性的輻射場型，再經由兩個電路切換器(switch)控制兩邊寄生金屬線的長度使其產生波束切換的效果，在設計過程中兩個電路切換器三種切換模態分別使得天線產生三種輻射場型，跟傳統利用空間分集產生互補輻射場型的設計方式比起來，這

樣的設計將使得無線網路的資源得到更有效的利用。經實驗可得結果，此切換波束天線具有全向性輻射場型的開路模態、向左輻射的左切模態與向右輻射的右切模態三種輻射場型，此天線在開路模態的頻寬約有400MHz，左切模態的頻寬有410MHz，右切模態的頻寬有420MHz，都可符合802.11b/g的應用。



1.2 章節內容簡介

本論文共分為五個章節。第一章為導論，說明本論文研究的相關背景及動機。在第二章中，則對本論文中三頻天線所用到的倒L型單極天線、二分之一波長開路諧振環及八木天線做相關基本理論簡單的描述。第三章主要在敘述本論文中所提出的三頻天線的架構、設計方法、以及實作量測結果，最後此天線在利用空間分集式天線的觀念實現在無線網路卡上。而在第四章主要是在敘述本文中提出的印刷式切換波束天線的架構、設計方法、以及實作量測結果。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 倒L型天線、開路諧振環與八木天線基本原理

(Theory of Inverted-L antenna , open-loop resonator and Yagi-Uda antenna)

本論文中首先所提出的天線是屬於共振型的多頻天線，利用兩種不同的共振機制，彼此互相耦合而達到同時匹配的結果；此兩種共振機制分別為傳統的倒L型天線，以及廣泛應用於平面式髮夾型(hairpin)濾波器中的二分之一波長開路諧振環。接著在本論文中提出的天線屬於就有多種輻射場型的天線，利用八木天線的設計原理讓讓切換的輻射場型具有優異的指向性，再藉由電路切換器改變寄生單元的長度以達到波束切換的效果。因此本節將對此兩種共振機制及八木天線的設計原理做簡單的基本原理介紹。



2.1 倒L型天線(inverted-L antenna)[1]

偶極天線(dipole)是一很常見的天線架構，此天線上的電流分佈為線性變化，輸入端電流強度最大，末端開路電流強度為0，常見的應用有短偶極天線以及半波長偶極天線。其輻射場型類似一個甜甜圈形狀，H-plane為全向性(omni-direction)，所以此天線很適合應用於無線網路中。如圖2.1為半波長偶極天線的電流分佈以及輻射場型。其電流分佈之通式為：

$$I(z) = I_m \sin \left[\beta \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (2-1)$$

I_m : maximum value of current

β : phase constant in free space

經由電流 $I(z)$ 積分可以計算出遠場輻射的電場和磁場如下：

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} \right] \quad (2-2)$$

$$H_{\phi} = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} \right] \quad (2-3)$$

在觀察點處的單位輻射功率為：

$$U = U(\theta, \phi) = \frac{1}{2} EH^* = \left(\frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2} \right) \left(\frac{1}{r^2} \right) \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (2-4)$$

而天線的輻射場型定義為：

$$P(\theta) = \frac{U(r, \theta)}{U_{\max}} = \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (2-5)$$

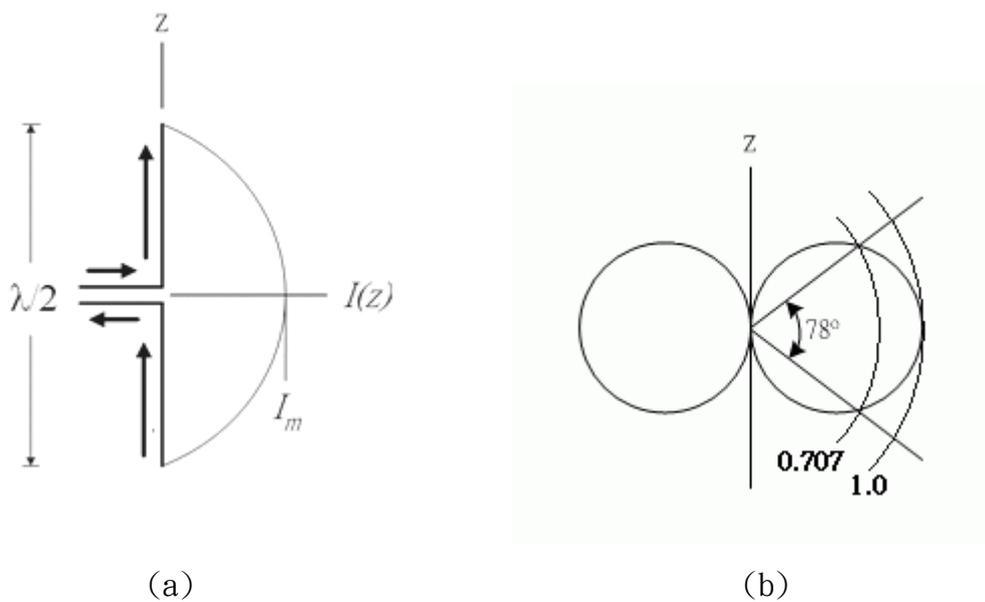


圖2.1 二分之波長偶極天線 (a)電流分佈圖 (b)輻射場型圖

若算得天線的輻射場型則可以將天線的指向性定義為：

$$D = \frac{P(\theta)_{\max}}{P_{av}} \quad (2-6)$$

$$\text{其中 } P(\theta)_{\max} = 1, P_{av} = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} P(\theta, \phi) d\Omega}{4\pi}$$

天線的輻射場型越接近全向性天線，則指向性會越接近1或0dB，若輻射場型在特定的方向較集中功率，則此方向的指向性會越高；所以指向性可判別此天線輻射場型的集中程度。

然而在實際製作天線時，當操作頻率等於天線的共振頻率時，傳輸線上的入射能量不可能全部經天線輻射出去，因為天線本身會有損耗(如金屬損耗、材料損耗等)，使得天線的輻射功率不會等於傳輸線的入射功率，因此可定義天線效率為：

$$\text{天線效率 } \zeta = \frac{\text{總輻射功率}}{\text{入射波功率}} = \frac{P_{RAD}}{P_{RAD} + P_{ohm}} \quad (2-7)$$

在實際量測天線輻射場型時無法直接量測到天線的指向性，而是量到天線增益，而天線增益的定義以及與天線指向性的關係為：

$$G = \frac{\text{天線的最大單位面積輻射功率}}{\text{全向性天線的單位面積輻射功率}} = \zeta D \quad (2-8)$$

在設計天線時天線效率的大小也是個重要的考量參數，我們會希望效率越高越好，代表所有入射的功率幾乎都經由天線輻射出去，如此天線增益也會越高。一般好的天線會希望效率在80%以上。

藉由輻射功率的計算可得半波長偶極天線的輻射電阻 $R_{A, dipole}$ ：

$$R_{A, dipole} = \frac{2P_{RAD}}{|I_0|^2} = 73\Omega \quad (2-9)$$

當半波長偶極天線為理想無窮細的天線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，且一方面是為了將虛部匹配掉，所以整個天線長度往往可比 $\lambda/2$ 在短一點點。

而單極天線(monopole antenna)為半波長偶極天線之簡化型，其原理是藉由地(ground)的映像效應(image)產生與半波長偶極天線一樣的電流分佈，然而其長度只有偶極天線的一半，只有四分之一波長。**圖2.2**為單極天線的結構圖以及電流分佈圖，而其電流分佈式亦同為(2-1)。

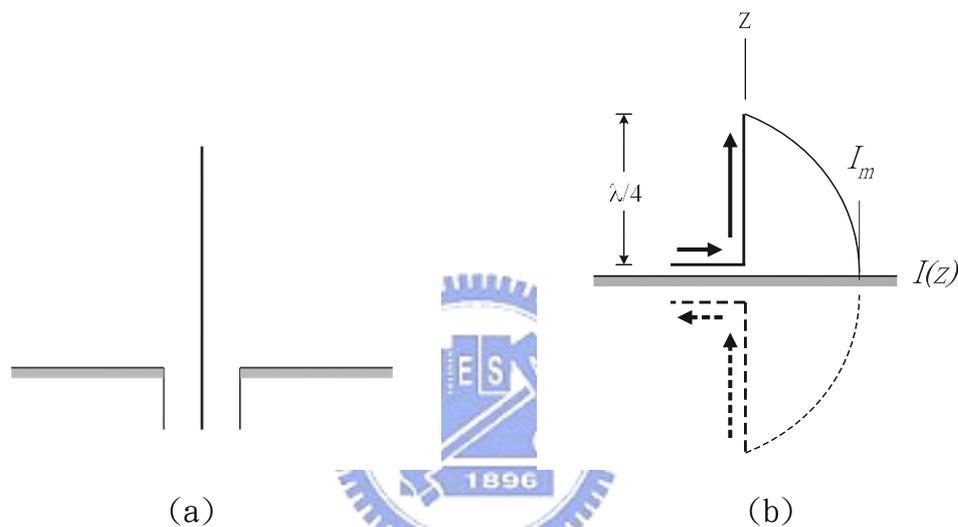


圖2.2 單極天線 (a)結構圖 (b)電流分佈圖

由於單極天線與半波長偶極天線的上半部電流與電荷分佈相同，然而單極天線只有半波長偶極天線長度的一半，只有四分之一波長，使得單極天線輸入端的端電壓只有偶極天線的一半，因此單極天線的輸入阻抗只有半波長偶極天線的一半。單極天線的輸入阻抗為：

$$Z_{A,monopole} = \frac{V_{A,monopole}}{I_{A,monopole}} = \frac{\frac{1}{2}V_{A,dipole}}{I_{A,dipole}} = \frac{1}{2}Z_{A,dipole} \quad (2-10)$$

由於餽入的電流一樣，但單極天線只能在上半部產生與半波長偶極天線一樣的電流分佈，所以單極天線的輻射電阻只有半波長偶極天線的一半，所以單極天

線的輻射電阻為：

$$R_{r,mono} = \frac{P_{mono}}{\frac{1}{2}|I_{A,mono}|^2} = \frac{\frac{1}{2}P_{dipole}}{\frac{1}{2}|I_{A,dipole}|^2} = \frac{1}{2}R_{r,dipole} = 36.5\Omega \quad (2-11)$$

單極天線與半偶極天線有相同的最大單位面積輻射功率，但是因為單極天線只有半波長偶極天線的一半長，所以半波長偶極天線的平均單位面積輻射功率為單極天線的兩倍。因此單極天線的指向性為半波長偶極天線的兩倍

$$D_{monopole} = 2D_{dipole} \quad (2-12)$$

然而現今無線網路系統的應用中，都希望天線的尺寸能縮小，使得整體體積可進一步縮小化，雖然單極天線已經比半波長偶極天線小了一半只有四分之一波長，但當頻率不高時，四分之一波長仍嫌太大，所以為了進一步縮小單極天線的尺寸，而有倒L型單極天線的發展，使得整個天線高度可大大的降低，但不破壞單極天線的特性。圖2.3為倒L型單極天線架構圖，天線的總長度 $L_1+L_2 \approx \lambda/4$ 。

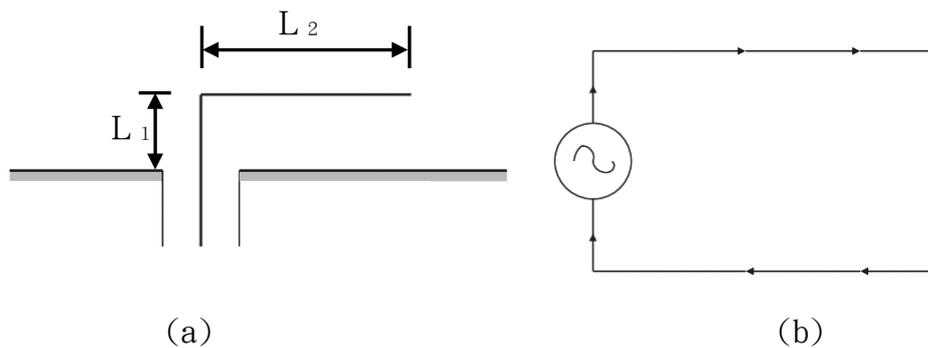


圖2.3 倒L型天線 (a)倒L型天線架構圖 (b)微帶線負載偶極天線

圖2.3(a)倒L型單極天線可視為如圖2.3(b)一短偶極天線負載一段傳輸線，加地後映像效應之簡化架構。因為 L_2 上的電流與其映像電流(image current)方向相反有互相抵銷的效應，所以倒L型單極天線主要是靠著 L_1 上的電流在輻射，

而 L_2 的長度是此天線調整輸入匹配阻抗很重要的參數；因為倒L型天線其有縮小化的優勢，所以在無線傳輸系統中，有很多利用倒L型單極天線所設計出的應用於無線網路中的天線，如正F型雙頻天線[9]、倒L型天線的變形應用於雙頻[11]…等。所以在本論文中，操作在高頻的共振型天線即採用倒L型單極天線，以獲得較佳的輻射場型且也可達到縮小面積的目的。

2.2 二分之一波長開路諧振環($\lambda/2$ open-loop resonator)[14]

微波諧振腔(microwave resonator)在微波電路中有很多廣泛的應用，舉凡濾波器、振盪器、可調式放大器…等。有時候單純用集總元件(lump element)製作諧振腔無法操作到微波頻段，因而需要藉由分佈式元件(distributed element)來製作微波諧振腔。從書本中我們知道，利用不同長度的微帶線配上不同的終端方式(termination)，即可產生不同的諧振腔，通常採用的是開路(open)或是短路(short)的終端方式。

在許多平面式交叉耦合(cross coupling)的髮夾型(hairpin)濾波器中，常利用二分之一波長開路諧振環來設計製作出具有低損耗，高選擇性等優點的濾波器[15]，如圖2.4。每個開路諧振環都是一個窄頻的斜振腔，所以具有選擇頻率的功用，因此只有在特定頻率的訊號才可透過此些開路諧振環傳遞。一段兩端開路二分之一波長的微帶線，電流分佈如圖2.5，因為兩端為開路所以末端電流必為零，然而因為微帶線長線長為二分之一波長，所以電流在線段的中心強度最大，因此兩端開路的微帶線長度為操作頻率的二分之一波長時，電流或電壓波會成為一駐波而共振[14]。圖2.4中的濾波器[15]每個開路諧振腔的總長度皆約為中心頻的二分之一波長，訊號經由每個諧振腔彼此間的耦合而傳遞；因為交叉耦合的關係，經過適當地調整設計兩兩開路諧振環的耦合量，即可設計出具有零點且高選擇性的帶通濾波器，此種濾波器因為面積小，所以在微波系統中很常被應用。

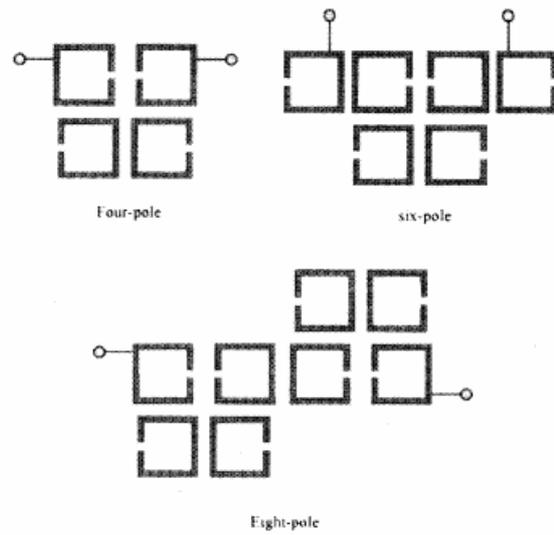


圖2.4 利用開路諧振腔間的交叉耦合設計的不同階帶通濾波器

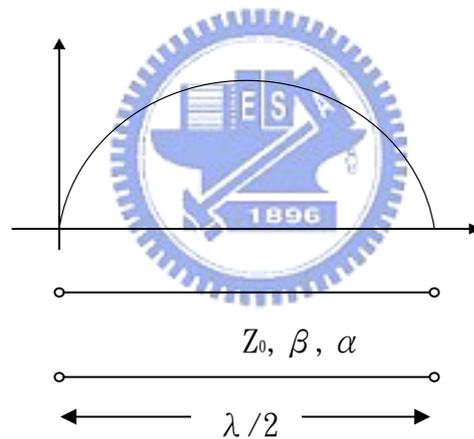


圖2.5 二分之一波長微帶線兩端開路共振腔電流分佈圖

因為一般共振型天線，在匹配頻率時，天線亦可等效為一共振電路，因此在本論文中即利用此共振觀念，配合應用在濾波器中的二分之一波長開路諧振環，設計雙頻天線。在欲設計的頻段下，設計一個以此為中心頻的二分之一波長開路諧振環，因為在此是作為天線輻射用，所以並不採用如濾波器中的微帶線形式的開路諧振環，而是直接採用一段金屬線，並想辦法對此共振環做適當的餽入使其共振，就可使此開路諧振環共振匹配並成為天線而能輻射能量。

2.3 八木天線 (Yagi-Uda antenna)[1]

八木天線是一種被動偶極天線的線性陣列，由於它的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，為了了解其操作的原理，一開始我們在陣列中只放入一個激發的天線(driven element)及一個被動的天線(parasitic element)，其中激發天線是一般共振在二分之一波長的偶極天線，假如被動天線被放置非常接近激發的天線的話會被激發出差不多大的振幅，所以入射在被動天線的場為

$$E_{\text{incident}} = E_{\text{driver}} \quad (2-13)$$

再被動天線上會被激發出一電流並且輻射電場，其振幅大小與入射電場相同但是相位相反，這是因為來自激發天線的電場與被動天線相切，且對良導體而言切線電場為零。如此由被動天線幅射之總切線電廠為零， $0 = E_{\text{incident}} + E_{\text{parasite}}$ 。將此與(2-13)結合可得

$$E_{\text{parasite}} = -E_{\text{incident}} = -E_{\text{driver}} \quad (2-14)$$

如圖2.6我們在圖中可以看到兩支天線陣列相隔 0.04λ 。

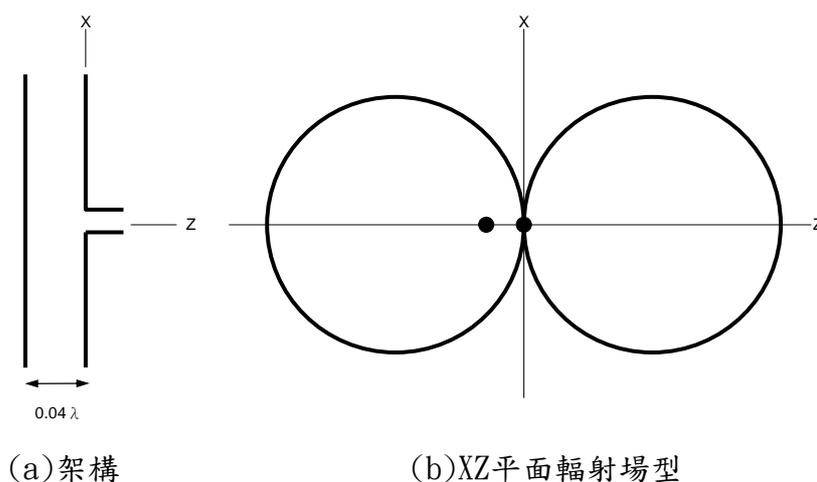


圖2.6 兩個單元的陣列，其中激發天線為偶極天線另一個為寄生單元

八木天線的場型會如此簡單漂亮主要是來自於寄生單元的長度不同。藉由寄生天單元的變化原本兩個endfire的波束會有趨向成我們所希望的單一波束，接下來我們藉由兩個被動天線單元的陣列來觀看其影響，由圖2.7(a)激發偶極天線是 0.4781λ 的偶極天線，其真空中的共振長度為二分之一波長。寄生單元是一 0.49λ 的直線並與偶極天線想隔 0.04λ ，其天線的場型我們可由圖2.7(b)得知，主波束是由寄生單元射向激發單元，且這樣的一個寄生單元我們稱之為反射器(reflector)，因為對激發單元來說他呈現反射的效果。

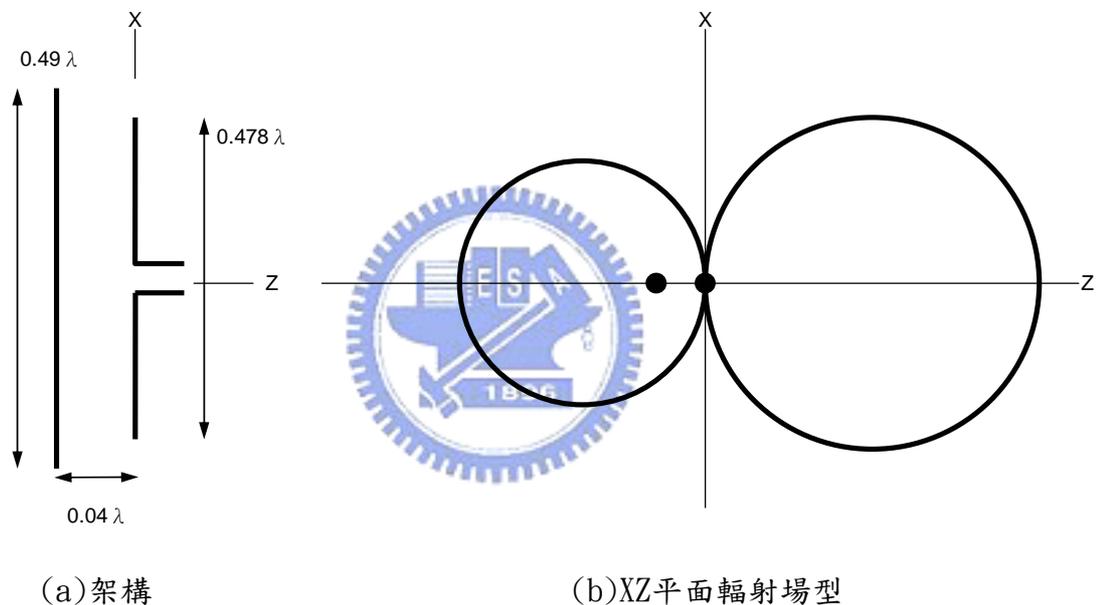


圖2.7 兩個單元的八木天線

假如寄生單元長度小於激發單元，且我們將其放置再激發單元的另一邊如圖2.8，這樣的架構對天線幅射場型的影響跟我們放置一個反射器在天線另一邊有相類似的效果，且主波束的輻射方向相同，所以這樣的寄生元件我們稱之為引向器(director)，這是因為對激發單元來說它具有牽引場型的效果。因此我們可知道為了讓主波束更具方向性，我們可藉由加入反射器或是引向器來達成，因此我們可以将反射器與引向器分別放在激發單元的兩邊來加強主波束的方向性。如圖2.9所示為三個單元的八木天線，我們可以明顯的看出其主波束的輻射場型比

兩個單元的八木天線更具方向性。

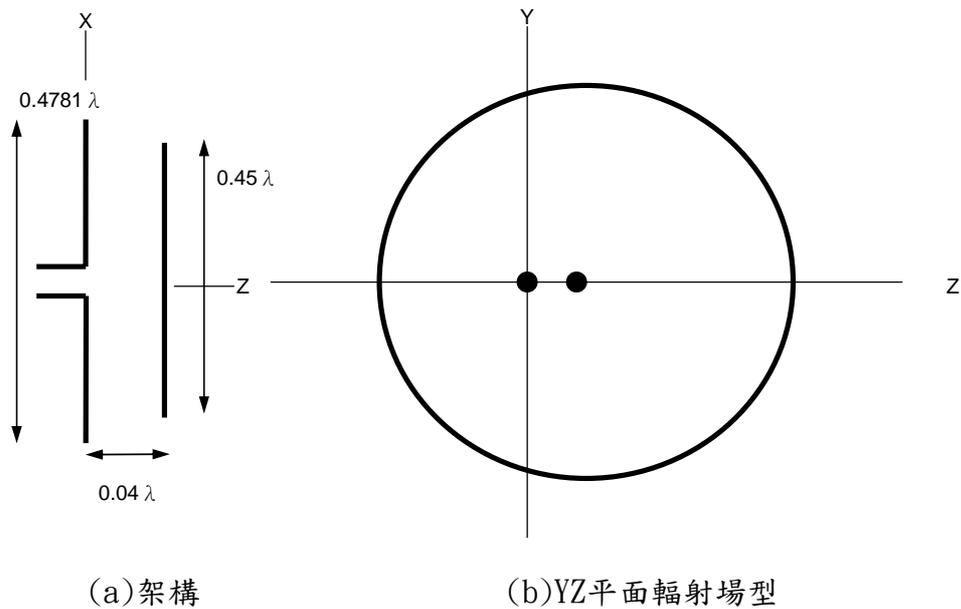


圖2.8 兩個單元的八木天線

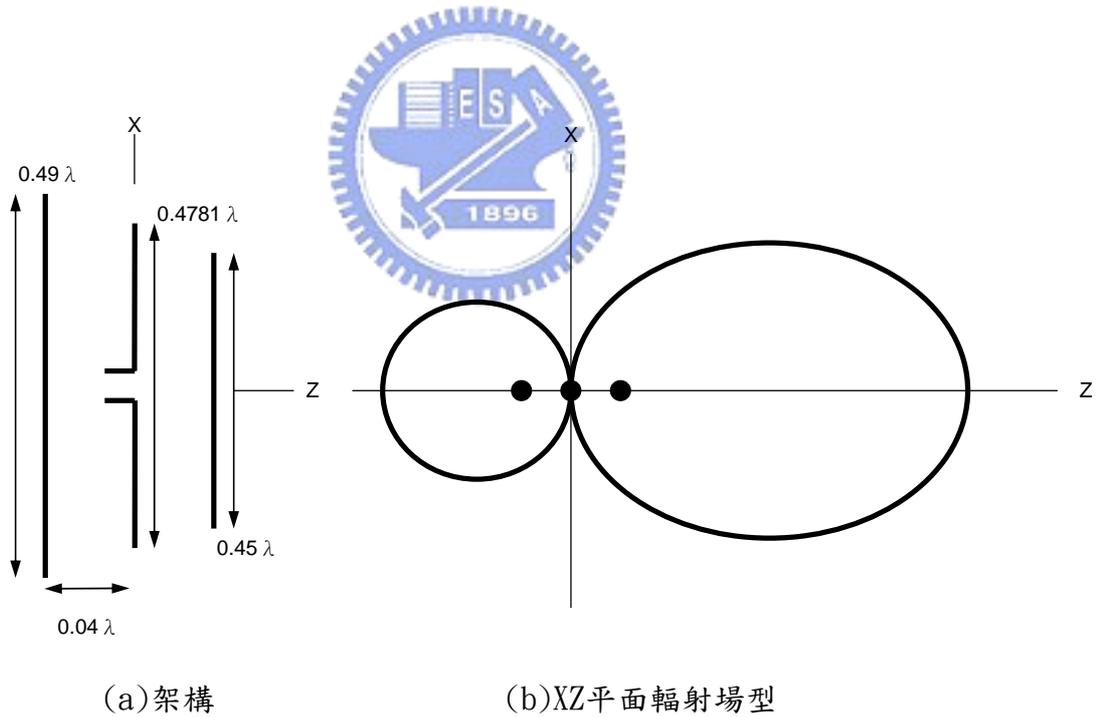


圖2.9 三個單元的八木天線

由上述的介紹，可以知道八木天線是藉由加入反射器與引向器的設計，使得一般輻射場型具有全向性的偶極天線更具有方向性，如此簡單的架構與漂亮的輻射特性在智慧型天線的設計上運用極為廣泛。

第三章 三頻改良式開路諧振環單極天線

(Triple-band antenna with modified open-loop resonator)

本章節主要在敘述本論文中所提出三頻天線的架構、設計方法、以及實作量測結果；最後我們會利用分集式天線的概念將其實現在無線網路卡上，所以本章節一開始我們會先藉由雙頻開路諧振環單極天線的引入讓讀者進而了解三頻天線的設計，最後再導入分集式天線的概念。

3.1 雙頻開路諧振環單極天線介紹

首先，我們先介紹雙頻開路諧振環單極天線。此雙頻天線的設計是將兩個基本共振型態結合在一起，且兩種型態在第二章中已經有所介紹。此雙頻天線中所使用的板材為FR4板，FR4板有其便宜的優勢，板材參數設定如下：

介電常數 (Dielectric constant ϵ_r): 4.7

損耗正切 (Loss tangent $\tan \delta$): 0.02

導體金屬，導電係數：銅(copper)， 5.88×10^7

基板厚度：0.8mm

本節中的雙頻天線是針對符合WLAN 802.11a/b/g頻段的無線區域網路卡來設計的，所以採用工業界常用較便宜的FR4板。而一般網路卡地(ground)的大小約為 $47 \times 85 \text{mm}^2$ ，所以在以下的設計中皆設定整隻天線的地(ground)寬為47mm、長為85mm。

3.1.1 5GHz倒L型單極天線

由第二章知道倒L型單極天線不僅有一般單極天線輻射場型上適合用在無線

網路中的優點，也有尺寸縮小化的目的，因此在本節中的雙頻天線，利用倒L型單極天線使其操作在較高的頻段5GHz。圖3.1為操作在5GHz倒L型單極天線的架構圖。此天線為雙面板的形式，50Ω 饋入線與倒L型單極天線位於板子的正面，而地位於板子的背面且只延伸到與微帶線切齊處，上方的倒L型天線背面沒有金屬，設計的中心頻率約為5.25GHz，天線的總長度 $L=L_{\text{mono}}+H_{\text{mono}}$ 約為操作頻率的四分之一波長。因為之後還要考慮雙頻的結構，所以整個天線的高度不希望過高，因此在不影響匹配的情況下 H_{mono} 盡量不要太長。

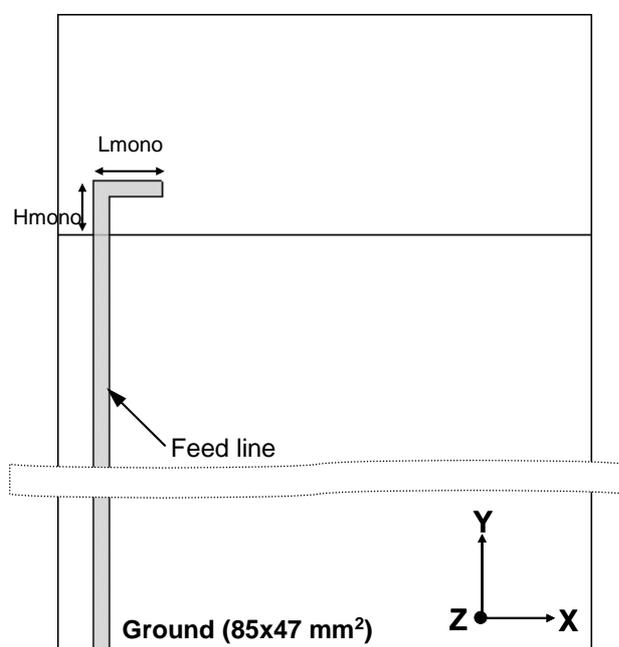


圖3.1 5GHz倒L型單極天線

$$\frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} < L < \frac{\lambda}{4}, \quad \lambda \text{ 為空氣中的波長} \quad (3-1)$$

因為此天線是製作於印刷電路板上，所以在考慮波長時必須將板材的參數考慮進去，(3-1)為此倒L型單極天線總長度一開始的預估值範圍，且 L 會較靠近空氣中的四分之一波長。在此設計中經過模擬， $L=11.5\text{mm}$ ，確實介於此範圍且較靠近空氣中的四分之一波長。

圖3.2為圖3.1倒L型單極天線的反射損耗(return loss)利用EM軟體(IE3D)

的模擬圖，可看出其涵蓋的頻寬有1GHz以上，且涵蓋的頻段包含802.11a的頻段(5.15GHz~5.35GHz/5.75GHz~5.85GHz)，符合我們一開始設計的頻段。

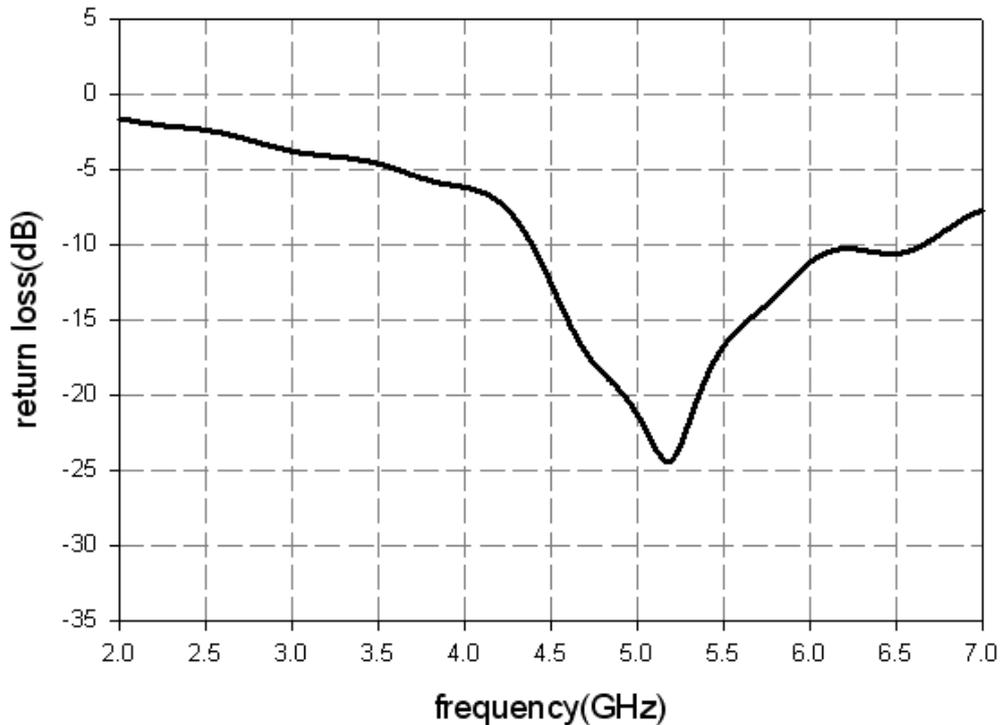


圖3.2 5GHz單極天線模擬S11圖

3.1.2 不同面耦合餽入雙頻開路諧振環天線

在本節中要敘述如何將操作在低頻的方型開路諧振環與操作在高頻的倒L型單極天線做結合。吾人是利用兩者間彼此的互相耦合來達到只需要一個餽入電路，而達到雙頻的目的；為了使倒L型單極天線與開路諧振環有耦合的現象發生，必須兩者間有一部分重合，因此在此先討論是否只要任一部分線段重合即可發生耦合而有雙頻的效果。圖3.3、圖3.4、圖3.5為開路諧振環相對於倒L型天線不同的擺設位置圖及模擬出的反射損耗(return loss)圖；圖中虛線部份為操作在低頻二分之一波長的方型開路諧振環，線寬為1mm，總長度約為39mm，位於板子的背面，有一部分與正面操作在高頻的倒L型單極天線完全重疊，可以發現當開路

諧振環的開口端向右及向左時，如圖3.3 (a)(b)，原本操作在高頻(5.25GHz)的倒L型單極天線依然有在略低於原本共振頻段處匹配，但低頻(2.45GHz)只有一點點共振的趨勢，但匹配效果不佳；此結果仍可說明利用耦合的方式來結合此兩種不同共振機制達到雙頻的目的是可行的，但此兩種方式不易匹配，非最佳的耦合方式。

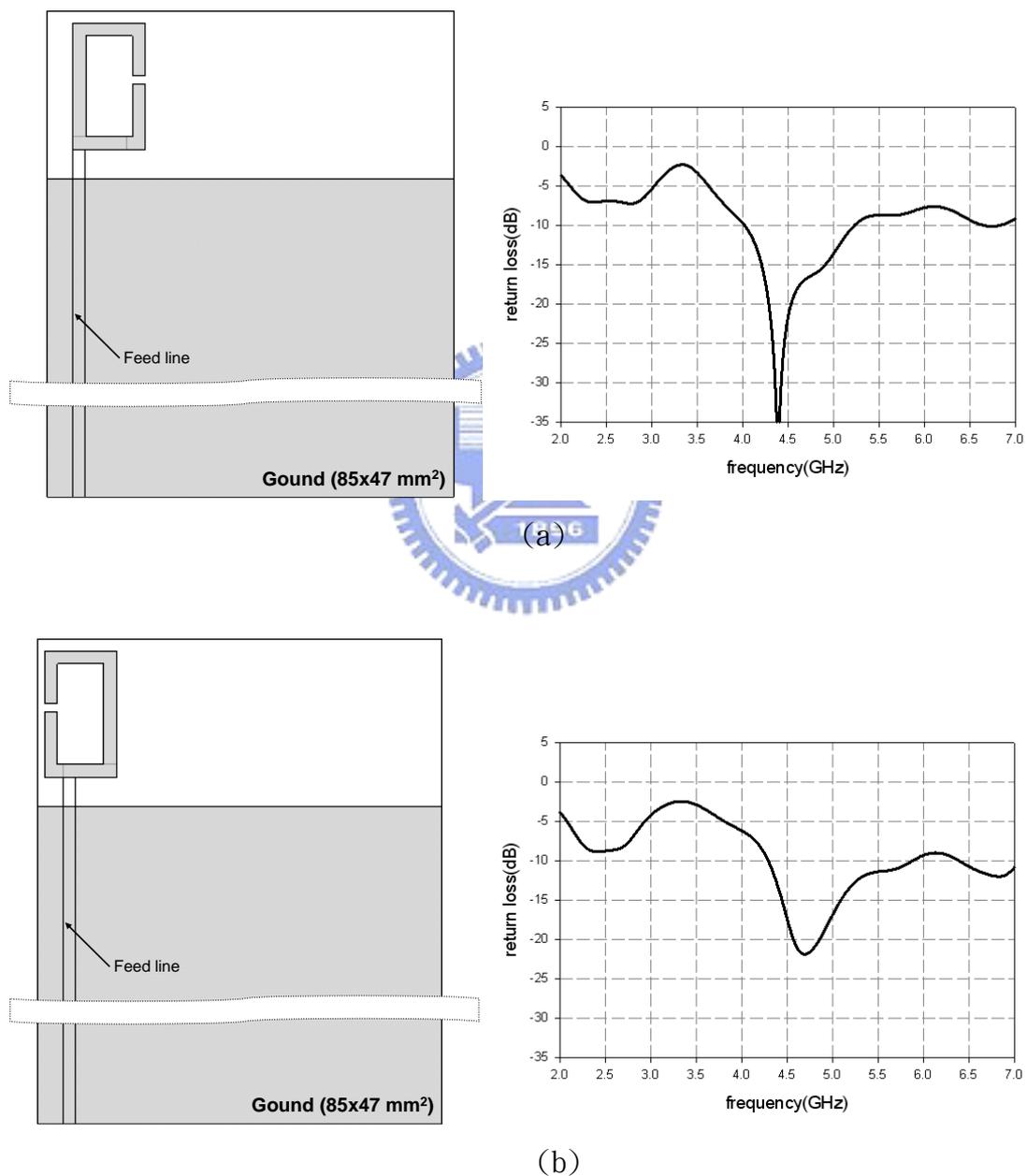


圖3.3 不同位置耦合餵入開路諧振環架構及模擬結果 (a)諧振環開口向右 (b)諧振環開口向左

若採用如圖3.4(a)，開路諧振環開口向上時，有很明顯的兩個匹配頻段，原本操作在5.25GHz的倒L型單極天線匹配頻段移到較低頻4.3GHz左右，而低頻的共振頻段約在2.9GHz附近。此時的共振環總長度仍與圖3.3中一樣，倒L型天線的總長也維持與圖3.1、圖3.3中一樣。

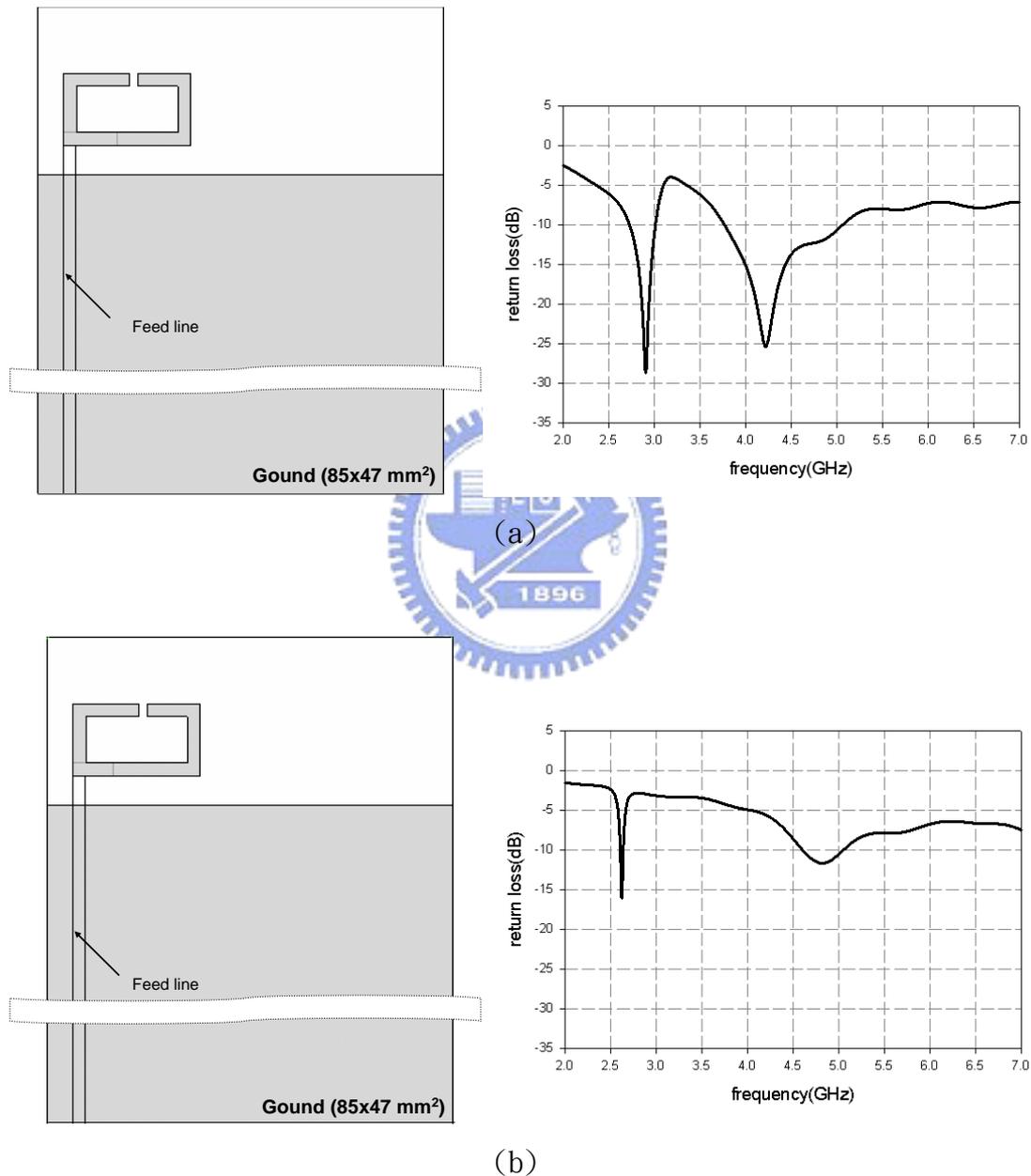


圖3.4 不同面耦合餵入開口向上諧振環結構及模擬結果 (a)諧振環總長度為39mm，倒L型天線總長為11.5mm (b)諧振環總長度為47mm，倒L型天線總長為5.5mm

若依照倒L型單極天線及開路諧振環調整共振頻率的基本原則，想要將圖3.4(a)中反射損耗圖的兩個共振匹配頻段調整到符合802.11a/b/g的規範(2.4GHz~2.5GHz/5.15GHz~5.825GHz)，必須要將開路諧振環的總長度加長、倒L型單極天線總長度縮短，使得共振頻段調整到2.4GHz和5GHz，如圖3.4(b)，倒L型天線總長度由11.5mm縮短至約5.5mm，開路諧振環總長度原本約為39mm增加至47mm，但從圖3.4(b)的反射損耗圖可以發現雖然低頻的共振頻段有往下移但頻寬變的很小，且在模擬過程中二分之一波長的開路諧振環所佔的面積越來越大然而低頻共振頻段卻移動的有限；而高頻的匹配亦變差且匹配頻段也沒有與增加的長度成正比的改變，表示現在的高頻共振已不是單純靠著正面的倒L型單極天線在控制，而是同時也被背面的開路諧振環的倍頻共振(一個波長共振)所限制，因此此種耦合方式也不是最佳。

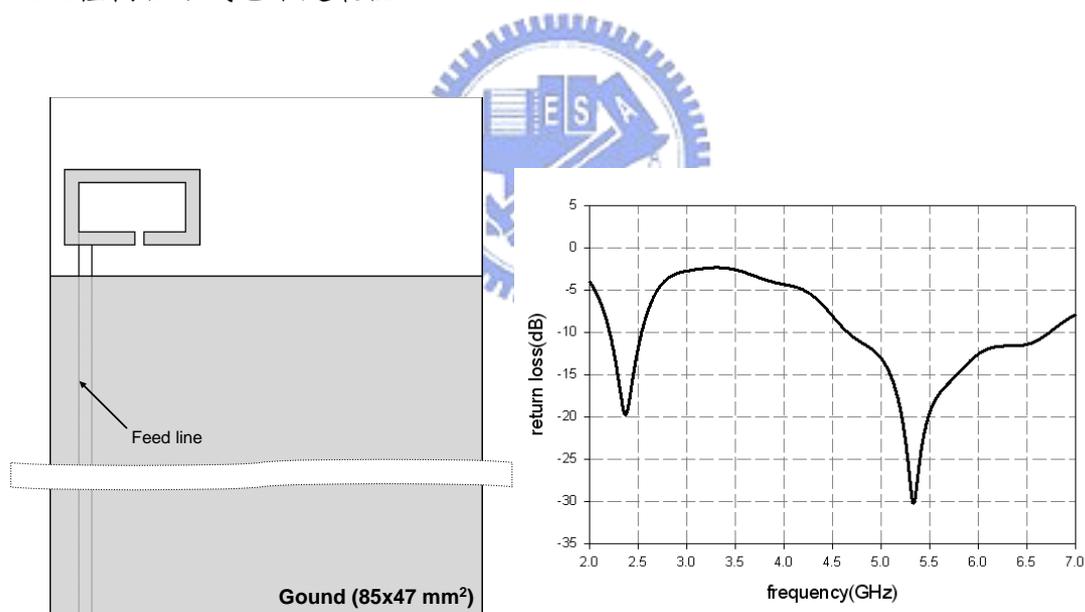


圖3.5 不同面耦合餽入開口向下諧振環

最後如圖3.5，當開路諧振環的開口向下耦合時，且開口斷路（open）處與倒L型天線切齊，經模擬發現可以在倒L型單極天線和開路諧振環本身自己的共振頻段附近同時得到很好的匹配，因此經過以上的試驗，知如圖3.5的耦合餽入方式是最適當的。在圖3.5中，其重疊耦合的線段是從倒L型單極天線的斷面部分與

開路諧振環斷面開路部份開始耦合，所以其上下兩層重疊的部分電流分佈的強度都是從零漸漸變大；換句話說上下重疊線段的電流分佈是類似且對稱的，因此可得到一個初步的結論為在電流分佈類似的地方耦合，可得到最佳的匹配結果。

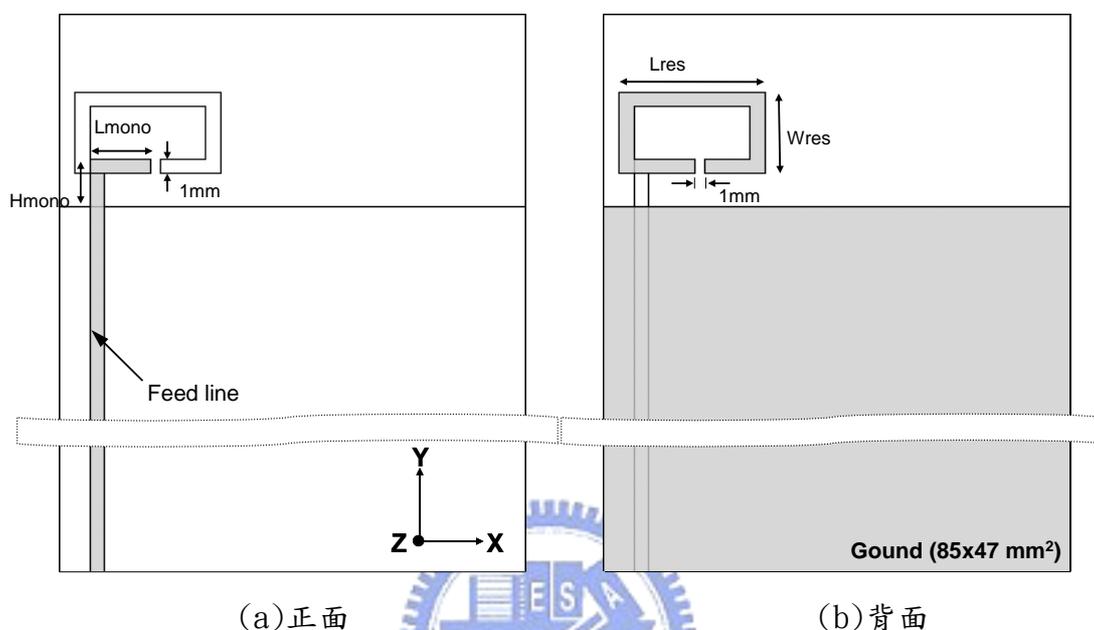


圖3.6 雙頻開路諧振環單極天線架構圖 (a)正面 (b)背面

圖3.6為圖3.5的詳細結構，以及在設計過程中調整匹配和共振頻率的重要參數，基板背面的方型開路諧振環的線寬為1mm，開口的縫隙為1mm， L_{res} 和 W_{res} 為開路諧振環的長寬，開路諧振環的總長度可由此兩參數控制，使其總長度約為2.45GHz的二分之一波長。基板正面的倒L型單極天線，線寬亦設為1mm， L_{mono} 和 H_{mono} 可控制倒L型單極天線的總長度，使其總長度約為5.5GHz的四分之一波長。

因為此天線是靠著兩個不同的共振機制互相耦合而產生兩個共振頻段，所以希望此兩共振機制互為獨立，才可在做尺寸設計時，不會盲目的調整。藉由EM模擬軟體(IE3D)模擬，做適當調整吾人取

$$L_{res}=13\text{mm}$$

$$W_{res}=7\text{mm}$$

$$L_{mono}=7.275\text{mm}$$

$$H_{mono}=4.225\text{mm}$$

模擬及實際量測結果如圖3.7，在低頻的頻寬大約有220MHz(2.31~2.53GHz)，高頻的頻寬約有1GHz(5.1~6.17GHz)，可以符合802.11a/b/g的規範。

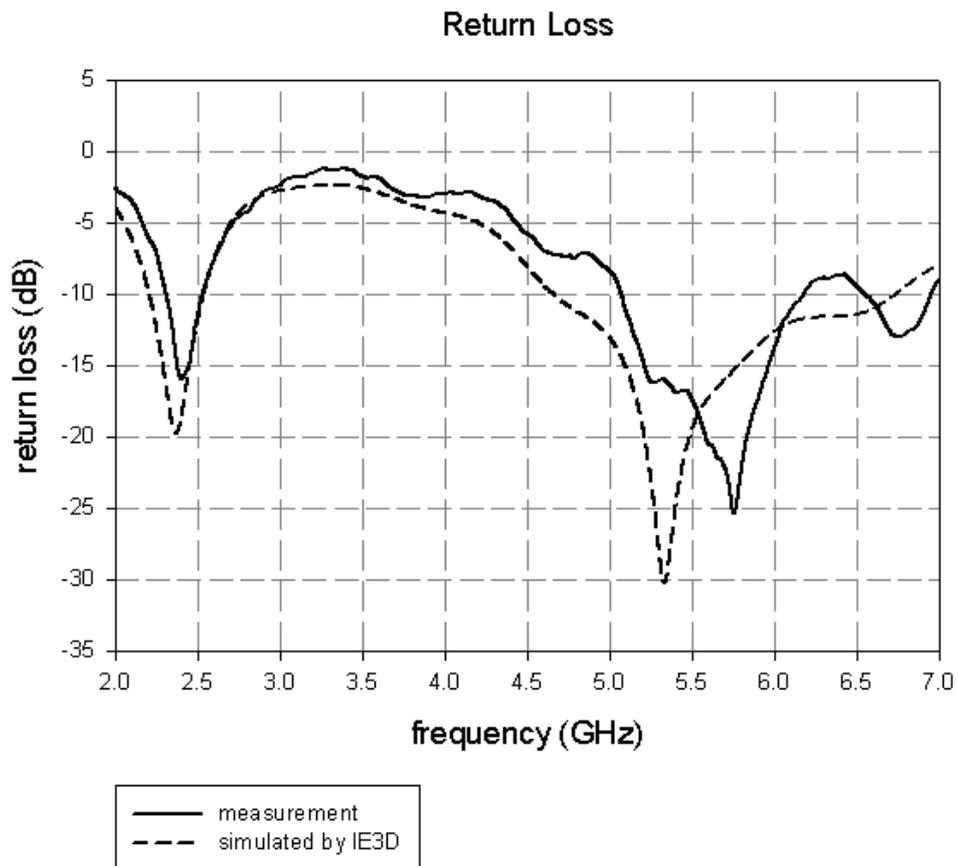


圖3.7 不同面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線反射損耗圖量測圖

3.2 三頻改良式開路諧振環單極天線

在上一節中，我們已經可以清楚的知道，如何利用倒L型單極天線與二分之一波長開路諧振環這兩種不同的共振機制設計出適用於WLAN 802.11a/b/g頻段

的雙頻天線，接下來我們將更進一步的將雙頻天線推廣為三頻天線，以適用於 WLAN 802.11a/b/g及WiMAX 的無線通訊中。

3.2.1 不同面耦合餽入改良式開路諧振環天線

為了符合WiMAX 的使用頻段，在原本雙頻天線的架構下，我們必須產生一個新的共振路徑使其操作在3.5GHz，然而操作在2.45GHz的二分之一波長的開路諧振環是一個好的選擇，因為3.5GHz的共振波長比2.45GHz的共振波長來得短，且開路諧振環的內環具有足夠的空間增加另一共振路徑使其操作在3.5GHz，**圖3.8**為三頻改良式開路諧振環單極天線的架構，我們在原本的開路諧振環中加入了R5及R6兩條路徑，其中路徑R6的加入主要是使得諧振環在3.5GHz增加一共振路徑，而適當的調整路徑R5的長度可以使得我們在3.5GHz及5GHz得到最好的匹配，接下來我們將分別討論加入路徑R5及R6對三頻改良式諧振環單極天線的影響。

圖3.9為在原本雙頻天線架構的開路諧振環中先加入了一路徑R6後的架構，從圖中可以知道加入路徑R6會使得3.5GHz和4GHz間多出一個新的共振頻率，且隨著路徑R6的增加，共振頻率也跟著下移，很明顯的R6的增加伴隨著新的共振路徑的產生，但另一方面路徑R6可增加的長度受到了諧振環內環大小的限制。**圖 3.10**為改變R6長度由6mm到11mm的反射損耗圖，可以發現當R6增加到最大長度11 mm時，新路徑的操作頻率落在3.66GHz且頻寬只有240MHz (3.54GHz~3.78GHz)，並不符合WiMAX的規範。

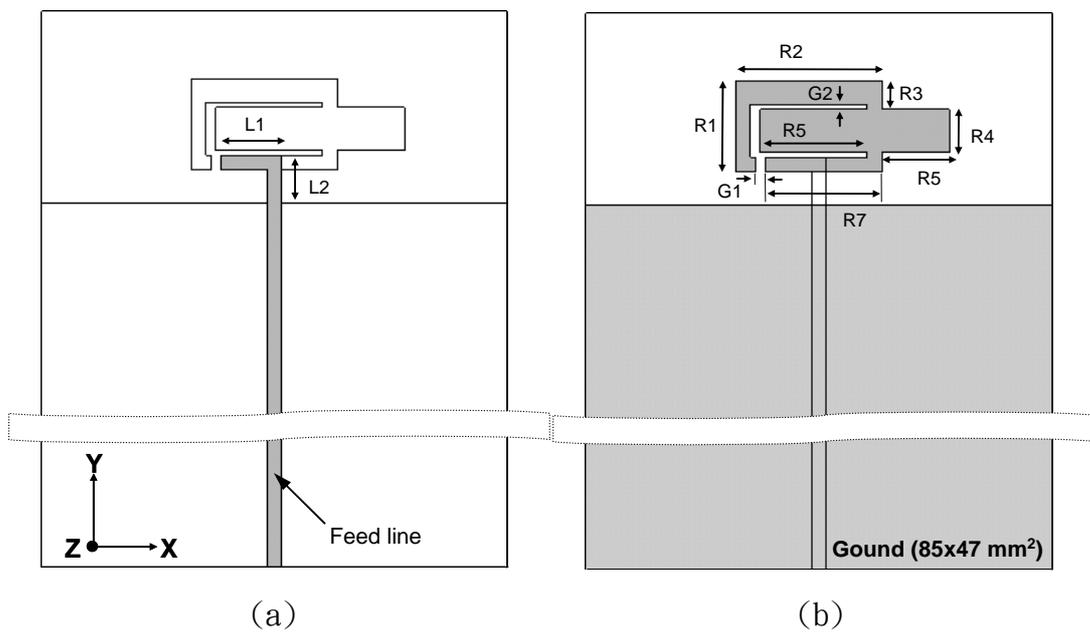


圖3.8 三頻改良式開路諧振環單極天線架構 (a)正面 (b)背面

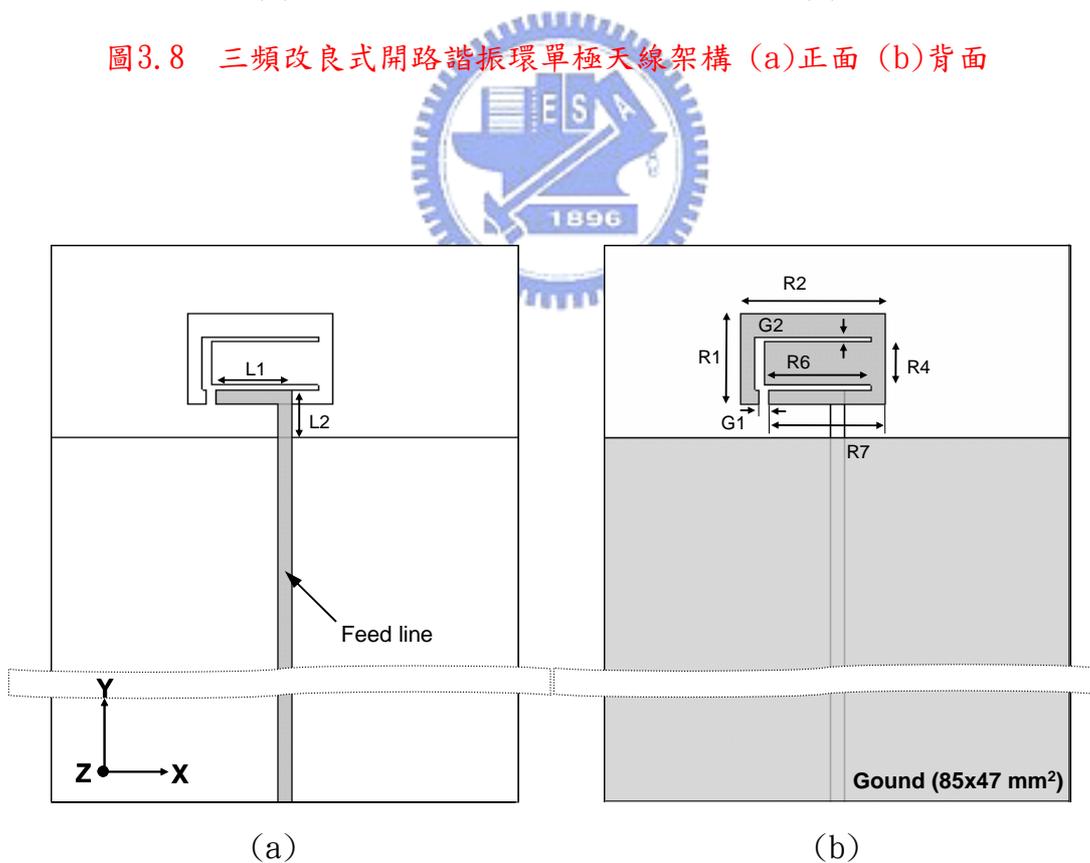


圖3.9 雙頻開路諧振環單極天線加入路徑R6的架構 (a)正面 (b)背面

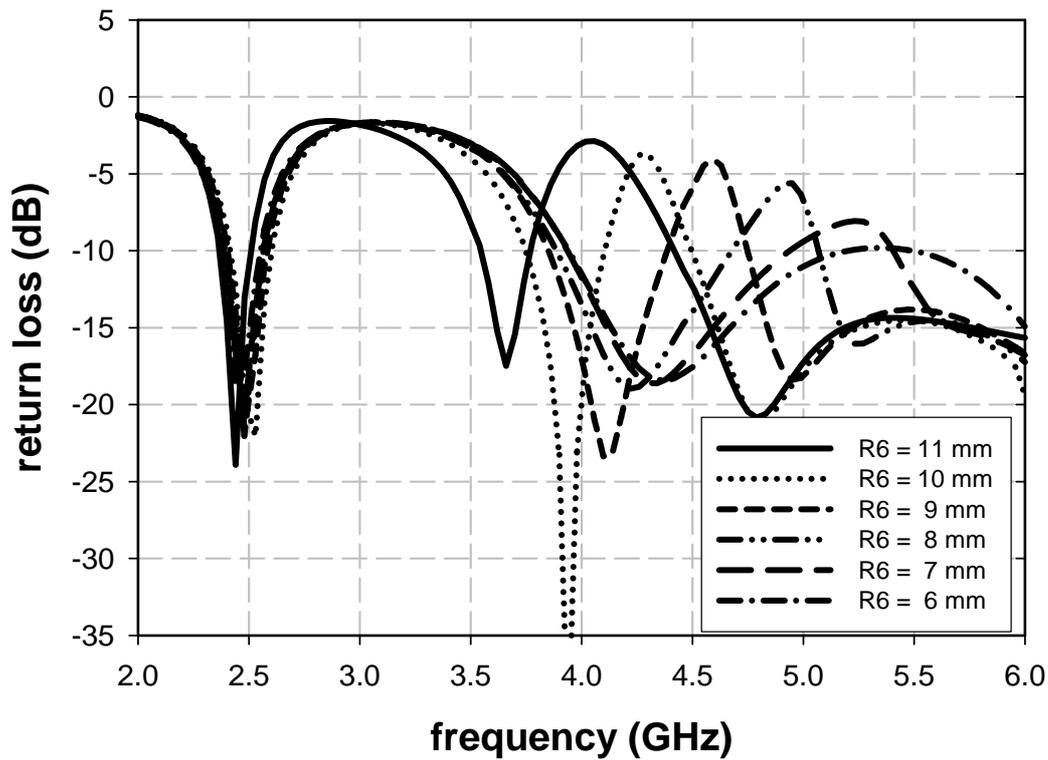


圖3.10 改變開路諧振環路徑R6的長度對反射損耗的影響

接著我們固定 $R_6=11\text{mm}$ 並加入路徑 R_5 ；天線架構如圖 3.8所示，由圖3.11可以知道 R_5 增加的時候，使得原本落在3.5GHz及4GHz間由 R_6 所貢獻的共振頻率有往低頻移動的趨勢，且頻寬也跟著增加，另外也可以發現，雖然路徑 R_5 長度的大小對在高頻5GHz的匹配會有影響，但還是可以符合WLAN 802.11a/b/g頻帶的規範。由上我們將原本的雙頻天線加入了兩條路徑 R_5 和 R_6 ，不僅將原本的雙頻天線推廣為三頻天線，並且可以在不影響低頻2.45GHz及高頻5GHz匹配的情況下，透過路徑 R_5 有效的控制因為路徑 R_6 的加入而在3.5GHz附近產生的共振頻率的匹配。

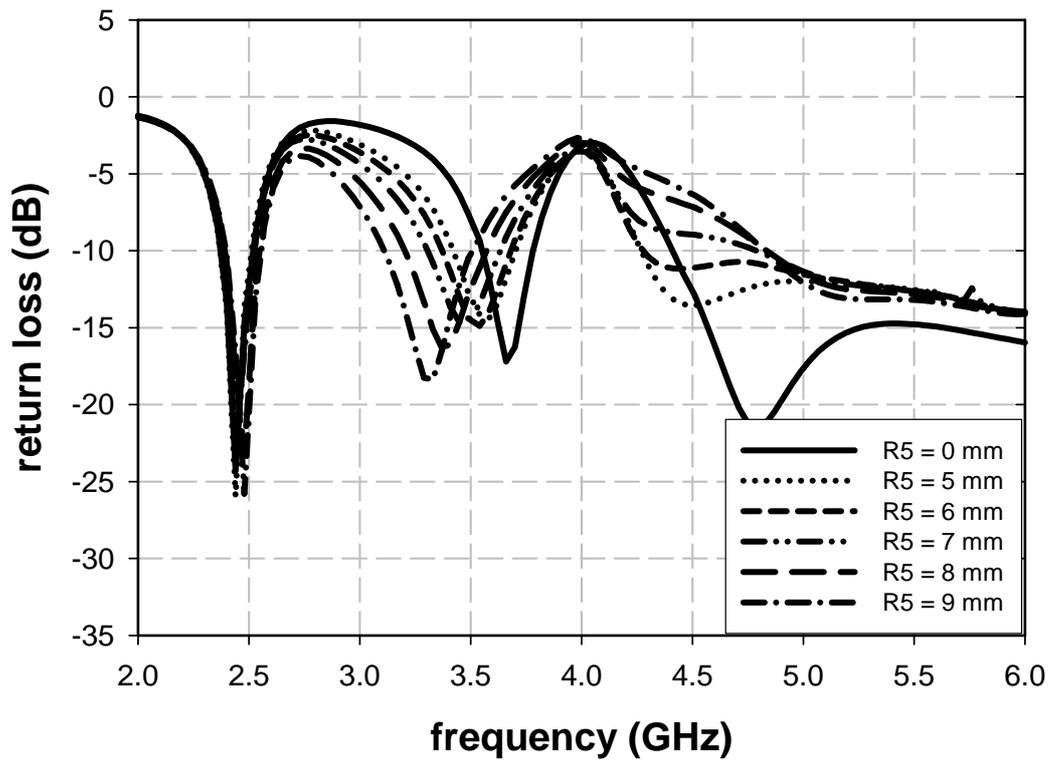


圖3.11 增加開路諧振環路徑R5的長度對反射損耗的影響

由圖3.10、圖3.11及上一節中雙頻開路諧振環單極天線的分析，可以知道對於三個不同頻率的匹配都具有獨自的操作機制，如此的特性對我們在設計此三頻天線時在參數的調整上是非常有幫助的。最終藉由EM模擬軟體(HFSS)模擬，做適當調整吾人取

$$L1=6.28\text{mm} \quad L2=5\text{mm} \quad R1=9.5\text{mm}$$

$$R2=15\text{mm} \quad R3=3\text{mm} \quad R4=4.5\text{mm} \quad R5=7\text{mm}$$

$$R6=11\text{mm} \quad R7=12\text{mm} \quad G1=1\text{mm} \quad G2=0.5\text{mm}$$

模擬結果如圖3.12，在2.45GHz的頻寬大約有150MHz(2.39~2.54GHz)，3.5GHz的頻寬約有380MHz(3.25~3.63GHz)，5GHz的頻寬大於1000MHz(4.79~6GHz)可以符合802.11a/b/g及WiMAX 802.16e的規範。

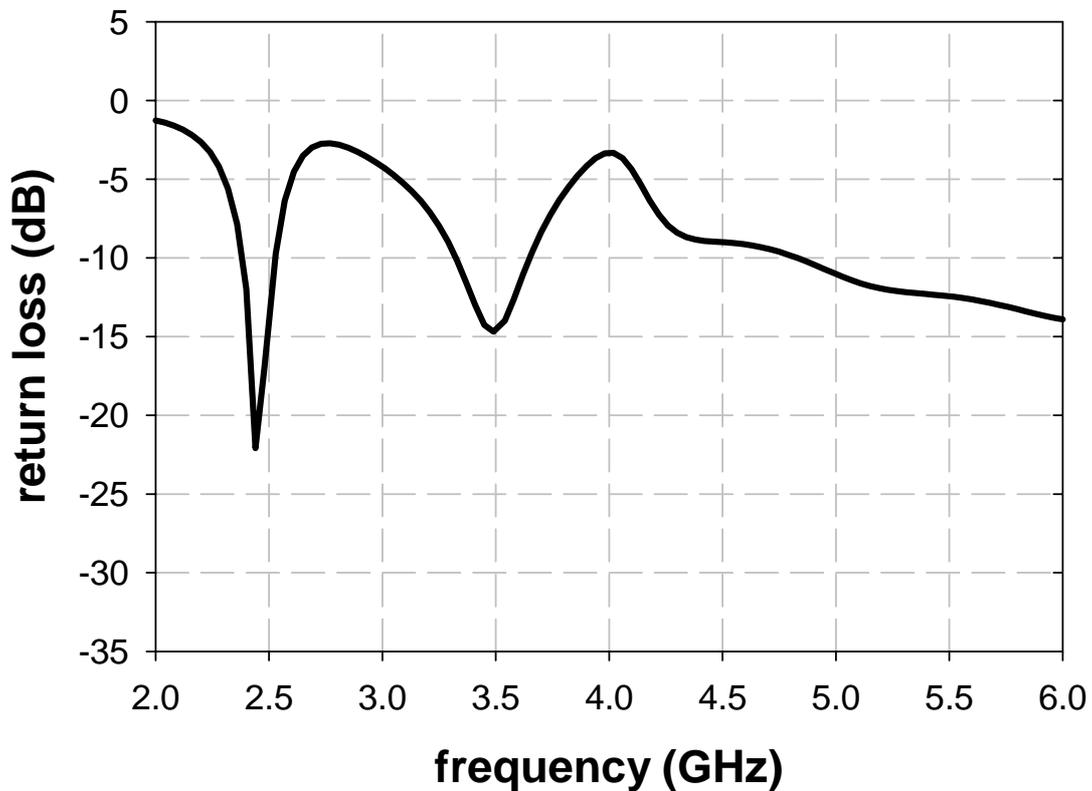
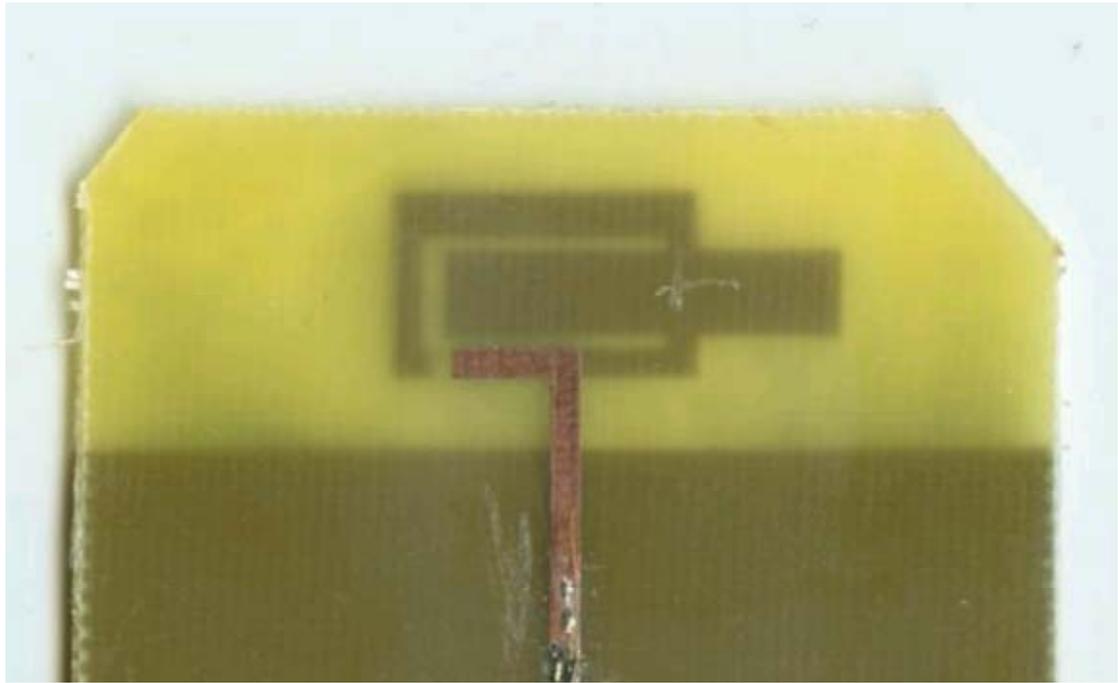


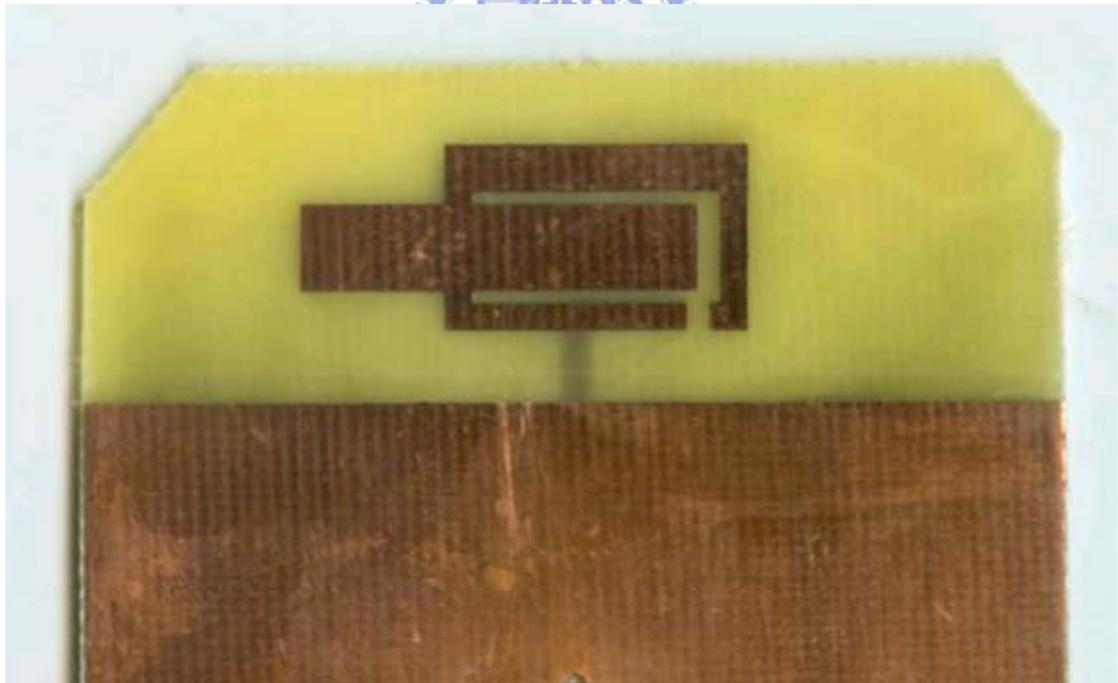
圖3.12 三頻改良式開路諧振環單極天線反射損耗圖模擬圖

3.3 量測結果

如圖3.13是圖3.8三頻天線架的實體天線照片，各參數尺寸為 $L_1=6.28\text{mm}$ 、 $L_2=5\text{mm}$ 、 $R_1=9.5\text{mm}$ 、 $R_2=15\text{mm}$ 、 $R_3=3\text{mm}$ 、 $R_4=4.5\text{mm}$ 、 $R_5=7\text{mm}$ 、 $R_6=11\text{mm}$ 、 $R_7=12\text{mm}$ 、 $G_1=1\text{mm}$ 及 $G_2=0.5\text{mm}$ ，其反射損耗模擬與實際量測比較如圖3.14。從圖中可以看出2.45GHz的10dB頻寬有130MHz，3.5GHz的10dB頻寬約有270MHz左右，而5GHz的10dB頻寬有1GHz以上，此頻寬皆可以滿足802.11a/b/g WLAN及WiMAX的規範，詳細頻段整理如表3-1。



(a)



(b)

圖3.13 三頻改良式開路諧振環單極天線實體天線照片 (a)正面 (b)背面

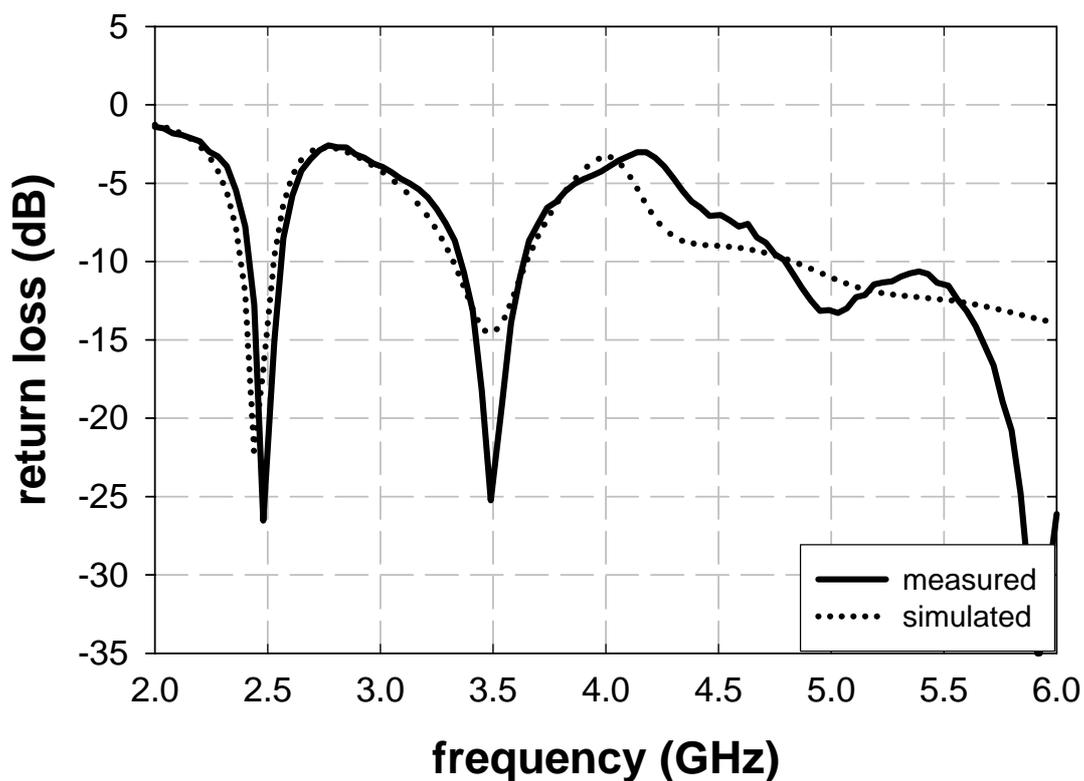


圖3.14 三頻改良式開路諧振環單極天線反射損耗量測及模擬圖

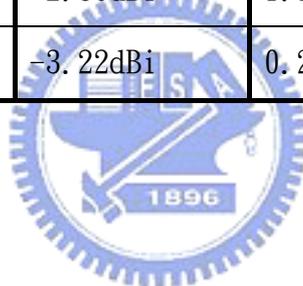
表3-1 不同面耦合餵入三頻天線共振頻段與頻寬

共振頻率(GHz)	2.42GHz~2.55GHz	3.34Hz~3.61GHz	4.77GHz~
頻寬	130MHz	270MHz	1GHz以上

圖3.15到圖3.18是三頻改良式諧振環單極天線架構(圖3.8)下，分別在2.45GHz、3.5GHz、5.25GHz和5.8GHz所量測各個平面的輻射場型，各平面的最大增益和平均增益值如表3-2所列。圖3.15可以看出在2.45GHz在各個平面的場型(total pattern)都接近全向性(omni-directional)，而從圖3.16、圖3.17、圖3.18在5.25GHz和5.8GHz時，XY平面、YZ平面也是接近全向性，所以此天線很適合應用在無線網路上。

表3-2 三頻改良式開路諧振環單極天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain)

	2.45GHz		3.50GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
XY-plane	1.99dBi	-2.58dBi	5.73dBi	-0.38dBi
XZ-plane	-3.84dBi	-4.83dBi	2.09dBi	0.46dBi
YZ-plane	2.28dBi	-2.47dBi	5.11dBi	0.59dBi
	5.25GHz		5.80GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
XY-plane	2.28dBi	-2.33dBi	3.13dBi	-1.34dBi
XZ-plane	-0.68dBi	-2.30dBi	1.15dBi	-0.56dBi
YZ-plane	0.37dBi	-3.22dBi	0.27dBi	-3.80Bi



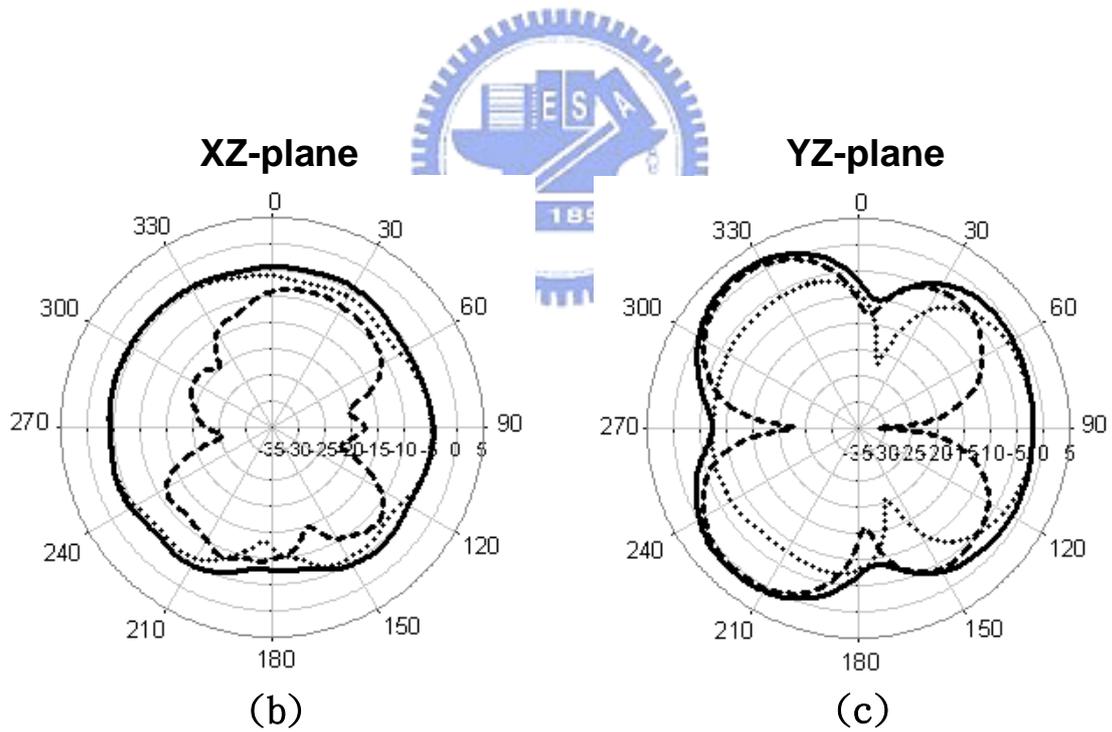
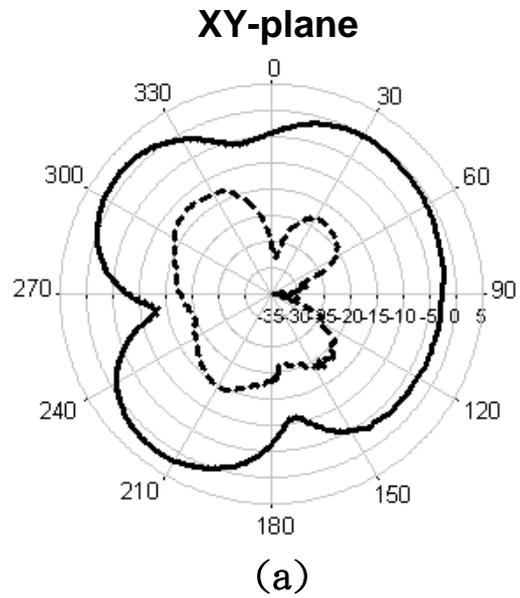
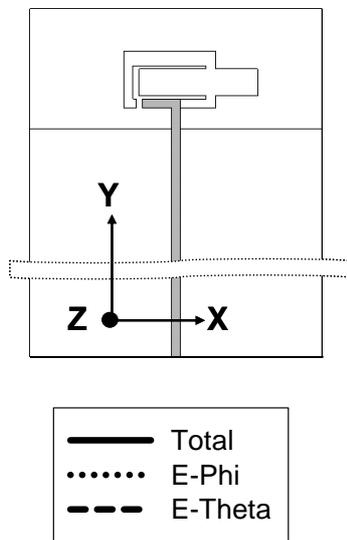


圖 3.15 三頻改良式開路諧振環單極天線 2.45GHz 輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane

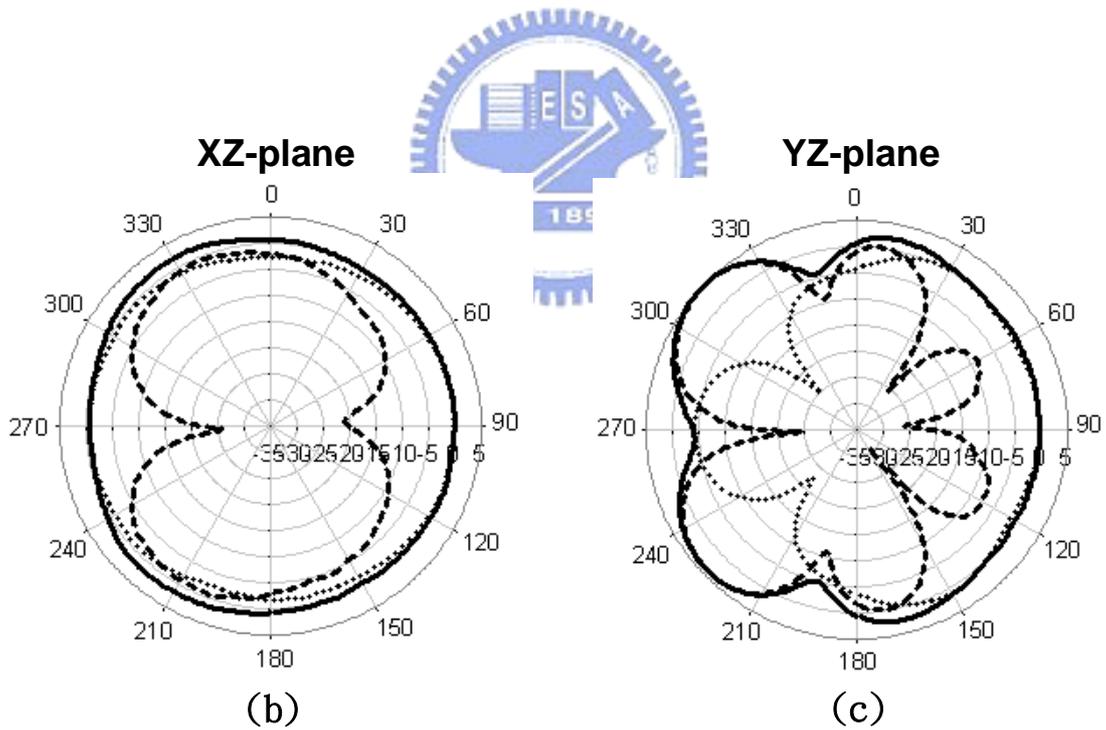
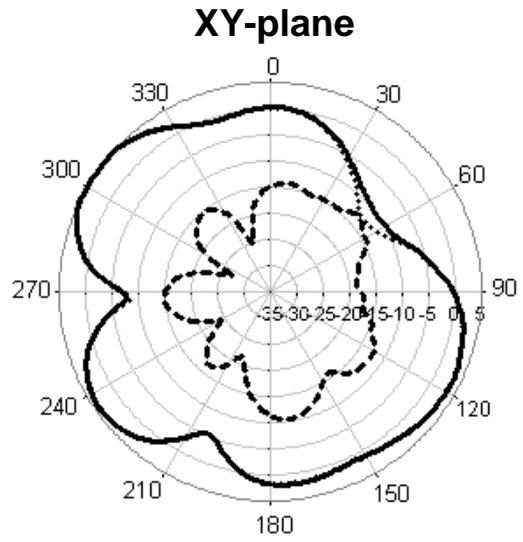
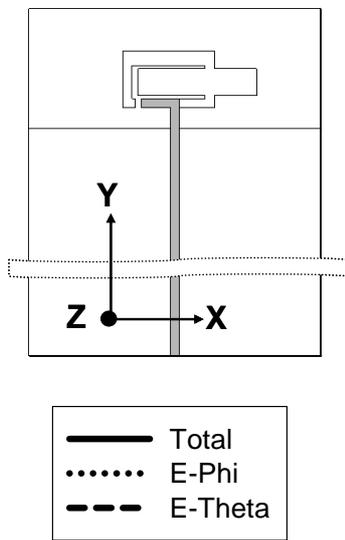


圖 3.16 三頻改良式開路諧振環單極天線 3.50GHz 輻射場型 (a)XY-plane
(b)XZ-plane (c)YZ-plane

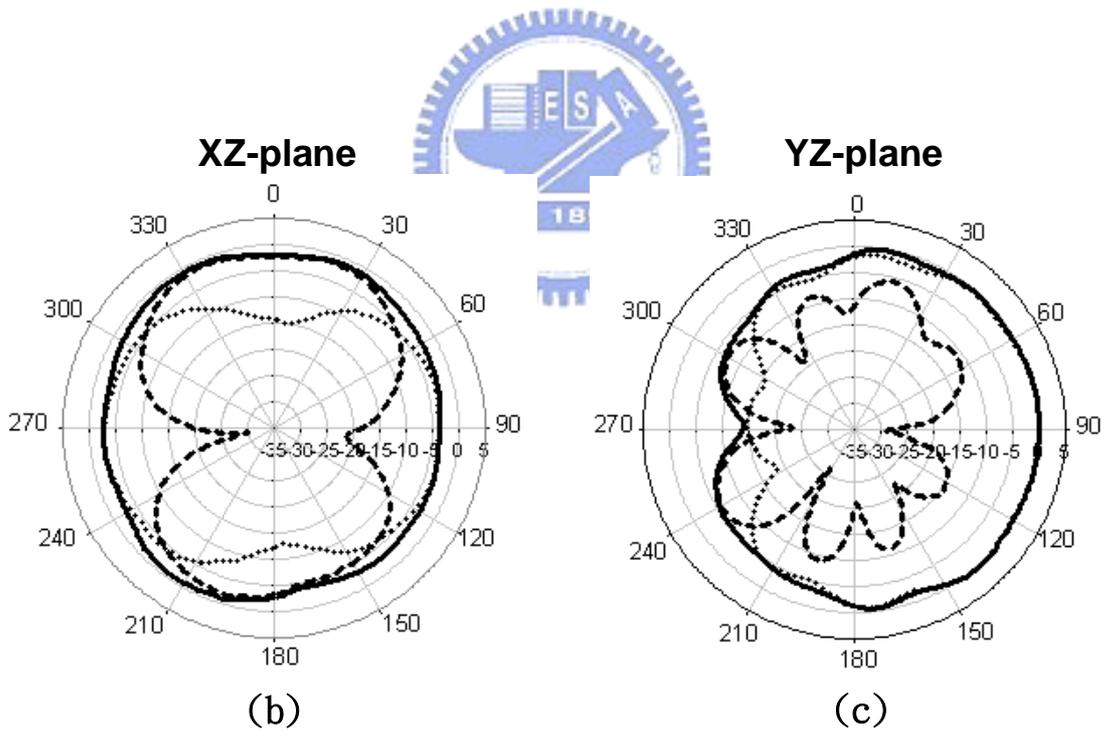
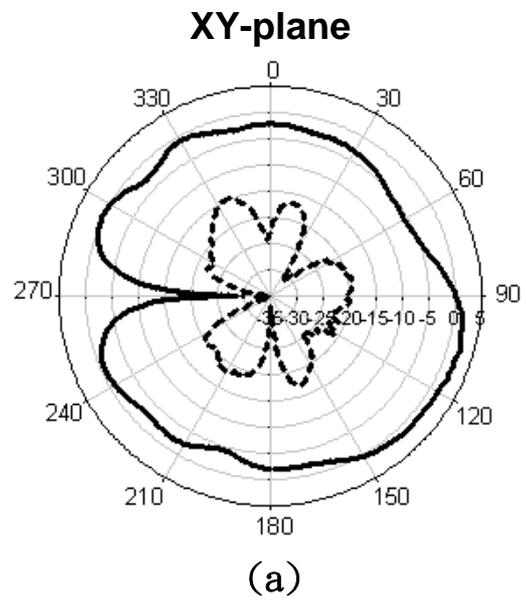
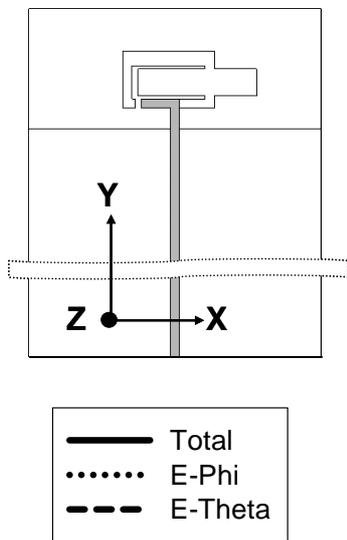
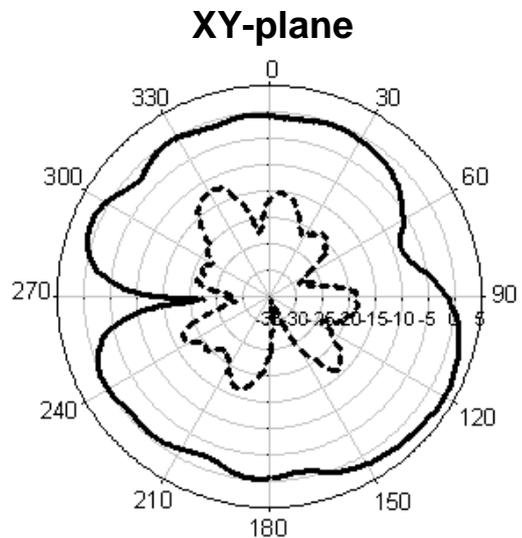
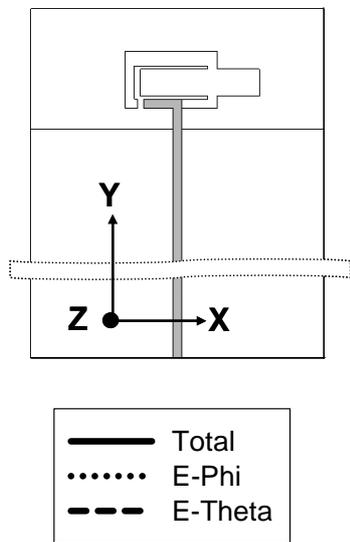
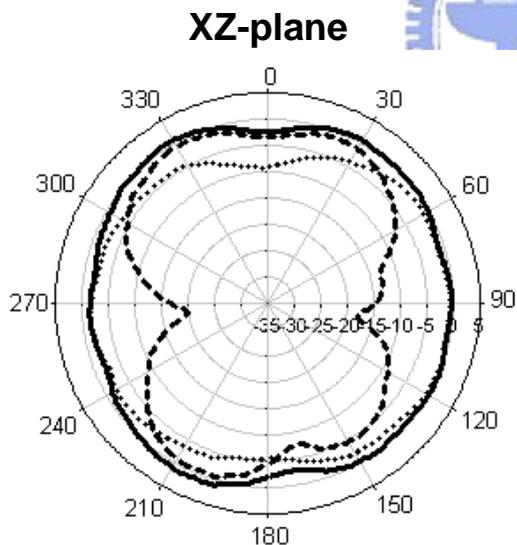
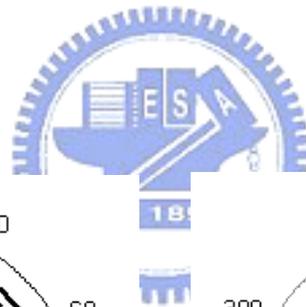


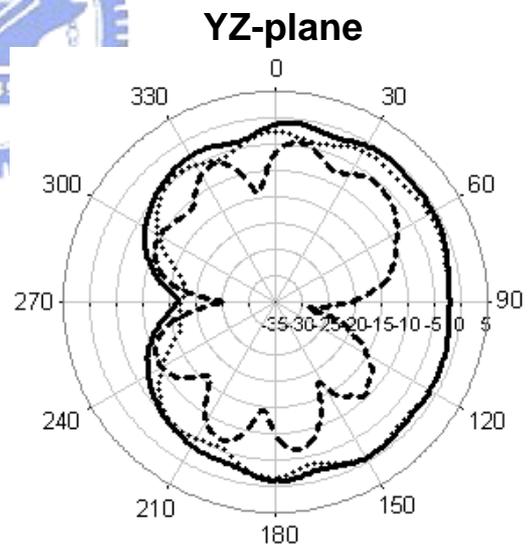
圖 3.17 三頻改良式開路諧振環單極天線 5.25GHz 輻射場型 (a)XY-plane
(b)XZ-plane (c)YZ-plane



(a)



(b)



(c)

圖3.18 三頻改良式開路諧振環單極天線5.80GHz輻射場型 (a)XY-plane
(b)XZ-plane (c)YZ-plane

3.4 分集式天線(Diversity Antenna)

3.4.1 分集式技術(Diversity Technique)的簡介

分集式技術(diversity technique)廣泛的被使用在無線通訊系統中。在無線通訊系統中，訊號從發射端送出後，訊號會進入到通道(空氣)中，所以若遇到障礙物例如高樓、地板等，都會發生反彈；所以接收端也會收到這些經過到處反彈的訊號非單純是從發射端直接到達接收端一條路徑(line of sight)而已，此效應即為多重路徑衰落(multi-path fading)。只要是利用無線通訊來傳輸訊號，多重路徑衰落的問題即一定會存在，而此問題會造成我們在接收端作訊號解調判別時增加錯誤發生率，而分集式的接收可以降低多重路徑衰落所造成的影響，也可在不多浪費功率和頻譜的條件下，減少錯誤發生率。

分集式技術(diversity technique)特色是傳送端傳送多個帶有相同資訊(information)的訊號，接收端也可以收到多個來自同一發射端來的訊號，這些訊號彼此間因帶著相同的資訊，所以應都很類似；在接收端要能從此些訊號獲得較正確的判斷，訊號彼此間要盡量互相獨立(independent)，也就是說每個訊號希望是經過完全不同的路徑通道來到接收端的。如此的話，就算其中一個訊號因為某些路徑的反射疊加變的很小，但是還是有來自其他路徑帶有相同資訊的訊號，這樣接收端就可以藉由此些沒有被衰減很多的訊號作解調判別。一般常用的分集式技術若依照領域(domain)分主要可分為三種：

(1)時間分集式-time diversity：傳送端利用多個時間槽(time slot)傳送相同的訊息，每個時間槽必須相隔夠久，到達接收端的訊號才能盡量不相關；接收端即可利用此些重複的訊息增加判別的正確性，但此方法會浪費多餘的時間傳送相同的訊號，因此頻寬效率(bandwidth efficiency)會降低。

(2)頻率分集式-frequency diversity：傳送端利用多個頻率傳送相同的訊息，每段頻率必須相隔夠遠，才能確保到達接收端的訊號彼此互相獨立；接收端

即可利用此些重複的訊息增加判別的正確性，但此方法會浪費多餘的頻寬傳送相同的訊號，因此頻寬效率(bandwidth efficiency)也會降低。

(3)空間分集式-space diversity、antenna diversity：此方法是在前端放置多根天線，天線彼此間要有適當的距離，使傳送或接收的訊號彼此間互相獨立，此距離視天線本身的大小和傳輸環境而有所不同。因為空間分集式不像時間和頻率分集式會額外浪費時間或頻率，所以利用空間分集式不會浪費頻寬效率，此優點在現今或未來高傳輸量的無線通訊系統中，是很吸引人的優點。

分集式天線(antenna diversity)有兩個主要的優點：第一個是前面提到的可降低多重路徑衰落，而另一個是在接收端可收到較大的訊號能量因而可增加訊雜比(SNR)。因此採用分集式天線，傳送端可利用較少的傳送功率即可在接收端得到一定的可信度(reliability)，此優點可使發射機較省電。從分集式天線接收下來的訊號可以利用不同的方法做選擇(select)或是結合(combine)，以獲得最佳的訊雜比(SNR)。分集式天線的基本原理是放置多隻天線，而此些不同的天線可收到來自不同通道效應的訊號，而訊號彼此間互相獨立(independent)。

一般分集式天線有三種作法[15]：

(1)空間(spatial)分集化：多隻天線利用空間來做分集化，所以天線彼此的距離要夠大才可接收到來自不同路徑的訊號而不會互相干擾。

(2)極化(polarization)分集化：利用天線不同的極化方向來接收來自不同路徑的訊號，因此若多隻天線彼此的極化方向有明顯的不同，即可採用此種分集式天線，則天線彼此間的距離可以不用太大也不會互相干擾。

(3)場型(pattern)分集化：利用天線不同的輻射場型來接收來自不同路徑的訊號，因此若多隻天線彼此的輻射場型有明顯的分野，例如利用多隻指向性天線，每隻天線輻射方向都不同，則可採用此種分集式天線。場型分集化與極化分集化一樣，天線彼此間的距離也可以不用太大就不會互相干擾。

3.4.2 空間分集式天線(Spatial Diversity)

在第三章中所設計的三頻天線大小約有 $9.5 \times 19 \text{mm}^2$ ，而一般網路卡的寬度約為 47mm ，所以利用第三章中的三頻天線來設計分集式天線是有機會可行的；然而從第三章知道此天線其輻射場型在某些平面近乎全向性(omni-direction)，並不具指向性的特性，所以不適合採用場型(pattern)分集化；而且製作此天線我們是印刷在電路板上，天線在共振時，平行XY-plane的電流分佈不管在高頻或是低頻，都有X方向和Y方向，因此也不易採用極化分集化。所以我們採用空間分集化來實現分集式天線；然而在有限的面積中要放兩隻天線，天線間互相耦合(mutual coupling)的現象是必須注意的，互相耦合除了會影響原本天線的匹配外，也會對天線的輻射場型有所影響。

圖3.19的Antenna1是3.3節中所設計的雙頻天線，Antenna2是直接複製Antenna1並對稱的放置右邊，而port1/2的位置隨著後方電路切換器(switch)位置而定。我們可藉由觀察port1/2的穿透係數(S_{21})來檢定其互相耦合的強度。

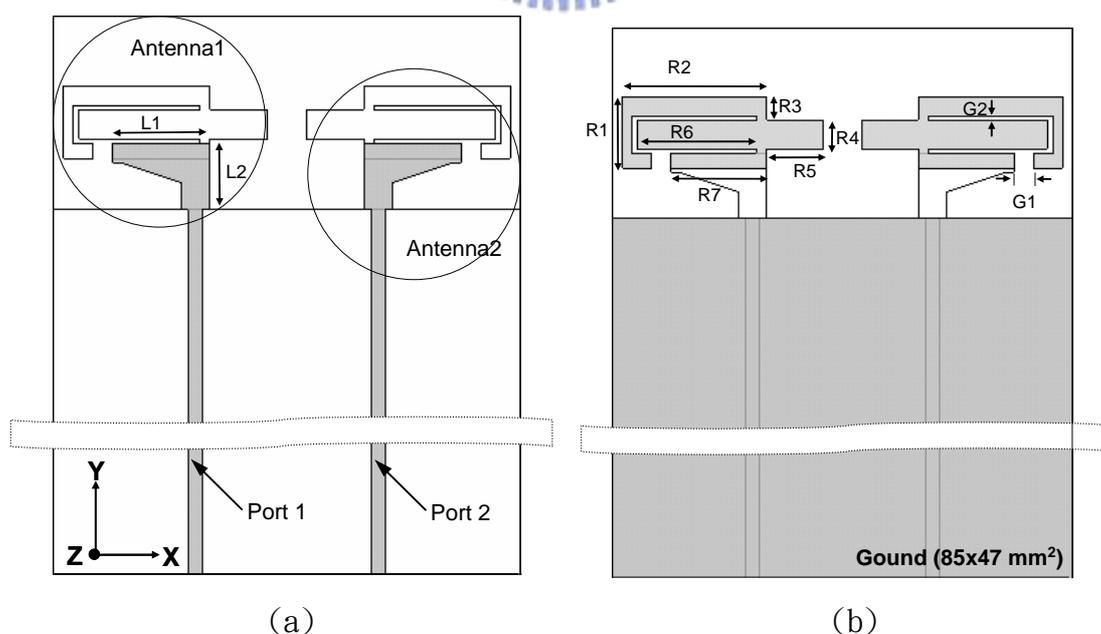


圖3.19 三頻分集式天線 (a)正面 (b)背面

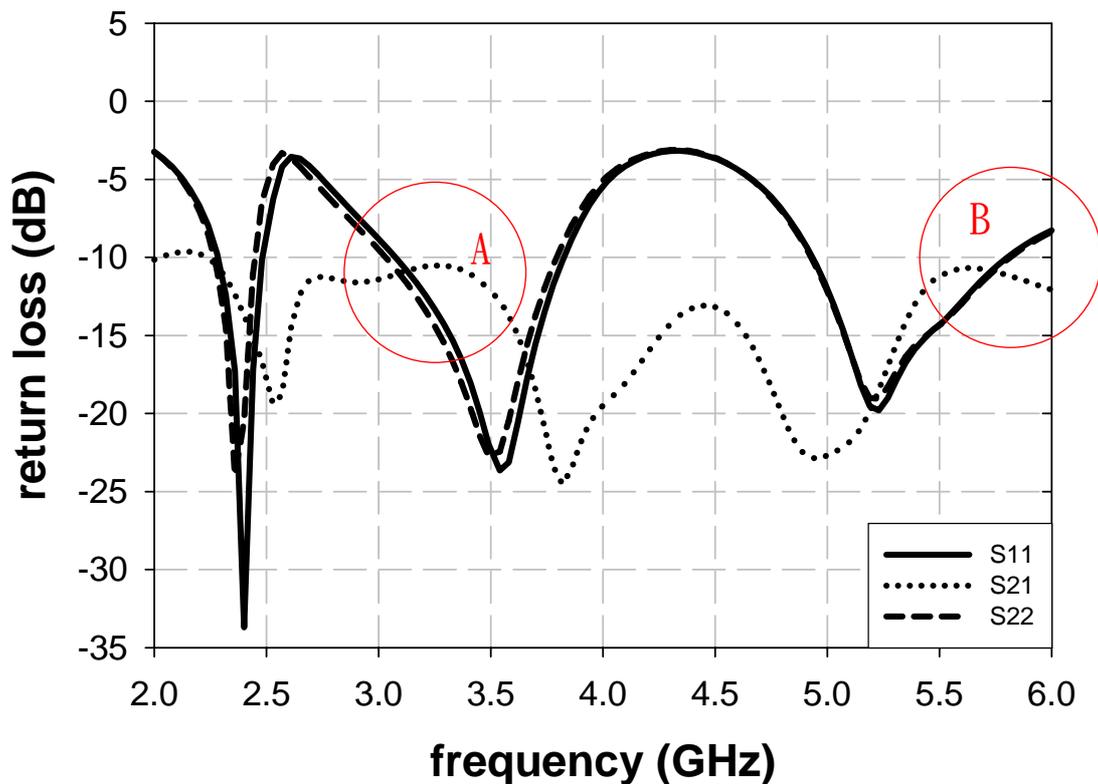


圖3.20 三頻分集式天線的反射損耗和穿透係數頻率響應

圖3.20為圖3.19的S參數圖，此模擬圖是在port1和port2都接到50Ω時所得到的結果。雖然反射損耗(S11)在2.4GHz~2.5GHz、3.4GHz~3.6GHz及5GHz~6GHz仍然有低於-10dB，且在2.45GHz共振頻段port1和port2的穿透係數(S21)低於-15dB；天線在此頻段的隔離效果很好，而在3.5GHz與5GHz的共振頻段中，A區域與B區域穿透係數在-10Db左右，其他區域隔離效果(isolation)都還不錯。

在實際應用時，port1和port2會接到一個切換器(switch)上，若是系統判斷選擇左邊的Antenna1來傳送或接收訊號，藉由切換器的切換，此時Antenna2的port2會為開路(open)的狀態，反之若選擇Antenna2，則port1也會為開路。因此在圖3.19中，兩隻天線的隔離效果(isolation)不好時，當訊號從Antenna1輻射出去，Antenna2會接收到Antenna1所輻射的訊號，然後訊號會進入到port2，到了末端遇到開路，訊號會反射，再經由Antenna2輻射出去，而再次輻射出去的訊號又會被Antenna1收進來，如此就有可能會影響到Antenna1本身的反射損耗。然

而往往後端電路切換器的擺設位置會隨著不同電路佈線而不同，饋入線的長度也會有所改變，如此末端開路的位置就會改變。圖3.21為當port2開路時，port2分別等於10mm、15mm、20mm及25mm時，Antennal的反射損耗變動圖；可以發現當在圖3.20中隔離效果很差的區域A及區域B，在圖3.21中反射損耗就會在此頻段因port2長度不同而產生些許的變動，但還是可以滿足WiMAX(3.4GHz~3.6GHz)的使用頻段。

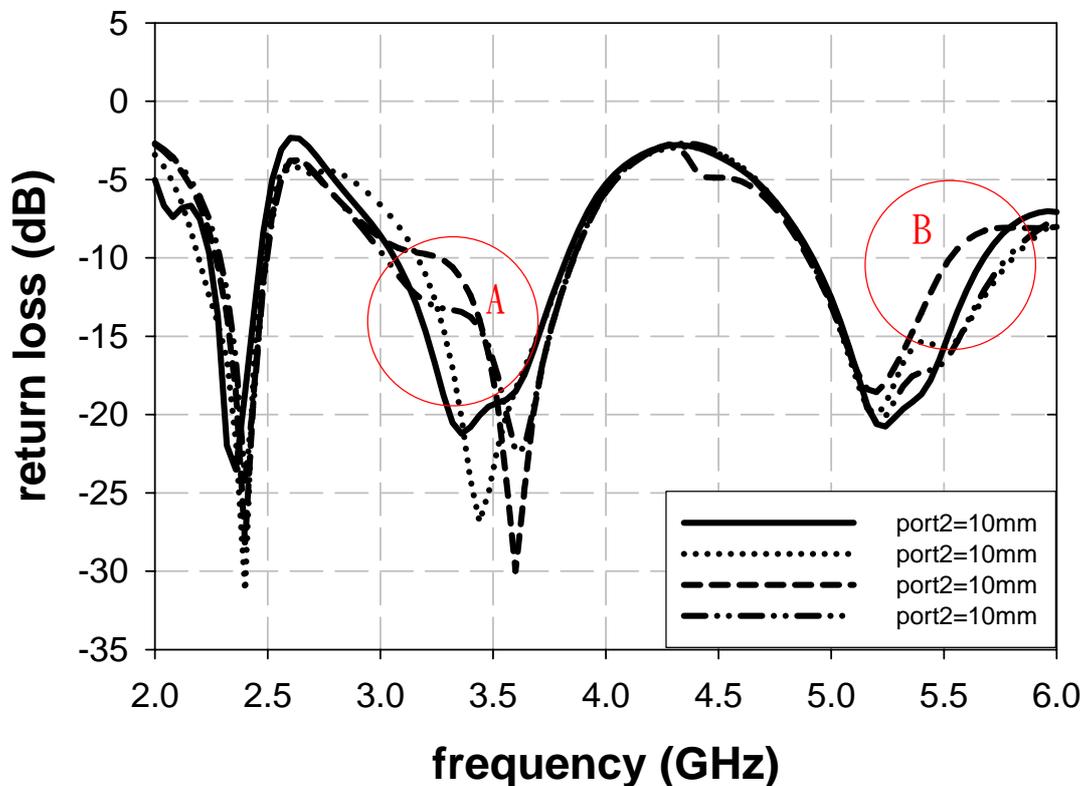


圖3.21 固定port1饋入長度，改變port2長度對port1反射損耗的模擬變動圖

3.4.3 實做與量測結果

圖3.22為圖3.19分集式天線模擬與實做量測頻率響應圖，操作頻寬以及絕緣度都整理於表3-3，在隔離度方面在各操作頻段還可以維持在-13dB以下，圖3.23為實體照片圖；因為左右兩隻天線的結構大小是一樣而對稱的，因此兩隻天線的輻射場型為對稱的，所以吾人只量測左邊天線的輻射場型，如圖4.24到圖3.26，各頻率的各平面最大增益和平均增益整理如表3-4。

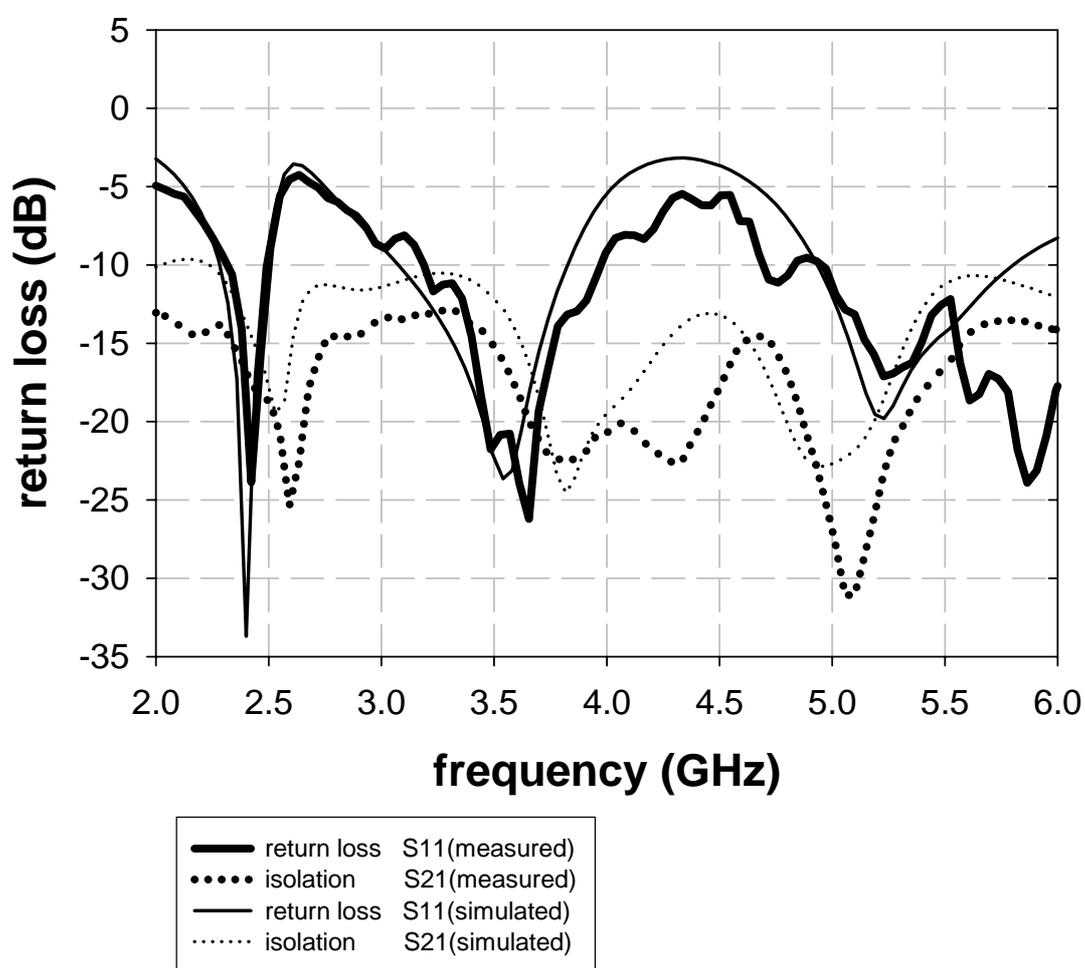


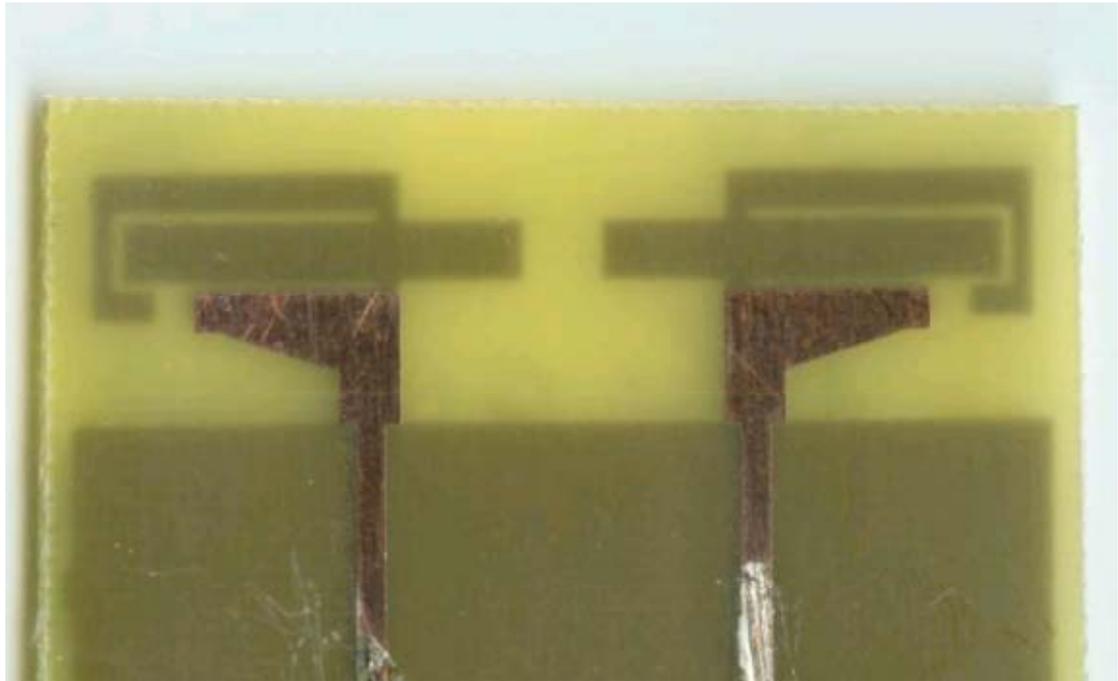
圖3.22 三頻分集式天線模擬與實做量測頻率響應圖

表3-3 空間分集式天線共振頻段、頻寬、以及隔離度整理

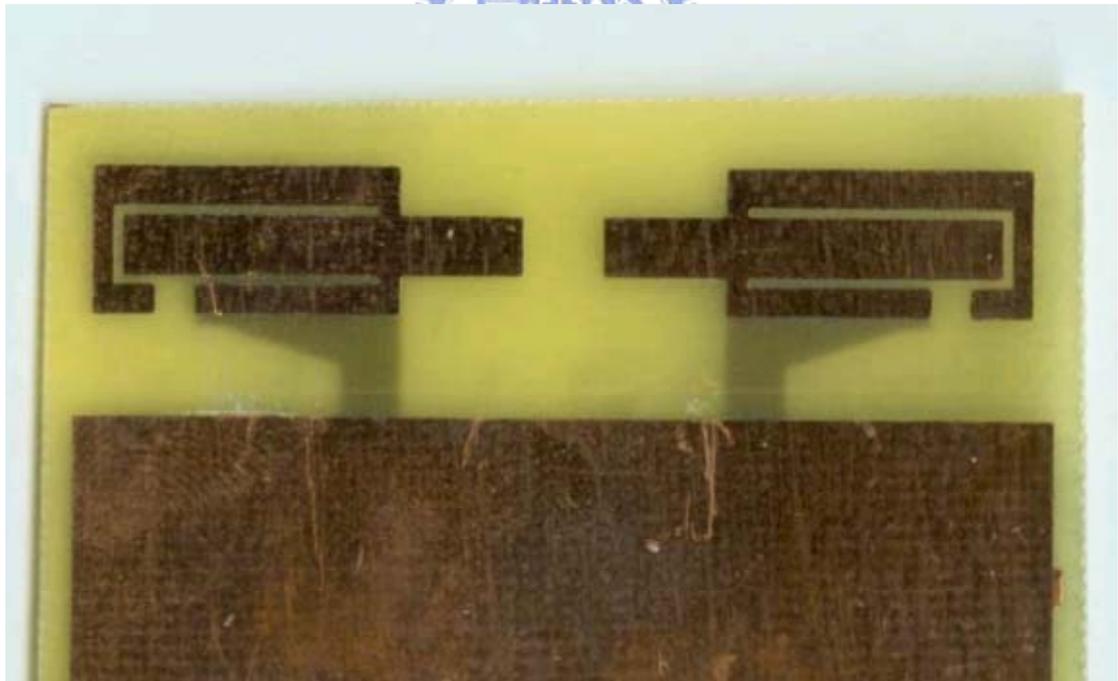
共振頻率(GHz)	2.32GHz~2.50GHz	3.19GHz~3.97GHz	5.05GHz~
頻寬	180MHz	780MHz	1GHz
絕緣度(S21)	<-15Db	<-13dB	<-13dB

表3-4 空間分集式天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain)

	2.45GHz		3.50GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
XY-plane	2.81dBi	-4.65dBi	4.96dBi	-0.57dBi
XZ-plane	-1.91dBi	-4.56dBi	1.86dBi	-2.20dBi
YZ-plane	2.74dBi	-2.38dBi	5.40dBi	0.86dBi
	5.25GHz		5.80GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
XY-plane	3.23dBi	-3.18dBi	4.43dBi	-3.06dBi
XZ-plane	-1.87dBi	-2.59dBi	0.88dBi	-2.69dBi
YZ-plane	2.46dBi	-1.78dBi	3.22dBi	-0.65Bi



(a)



(b)

圖3.23 三頻空間分集式天線實體圖 (a)正面 (b)背面

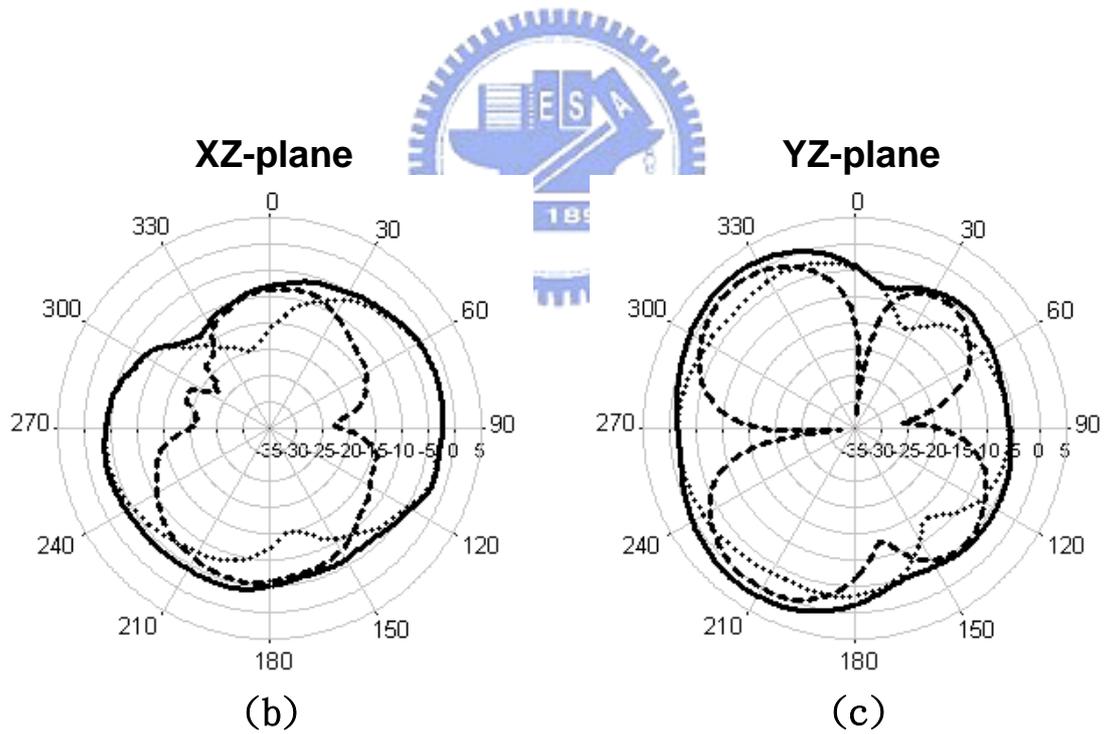
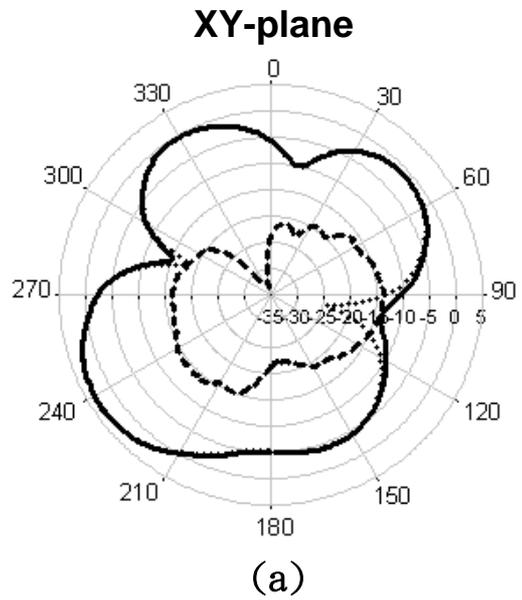
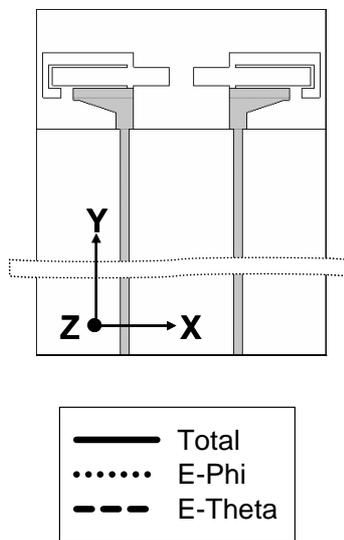


圖 3.24 2.45GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane

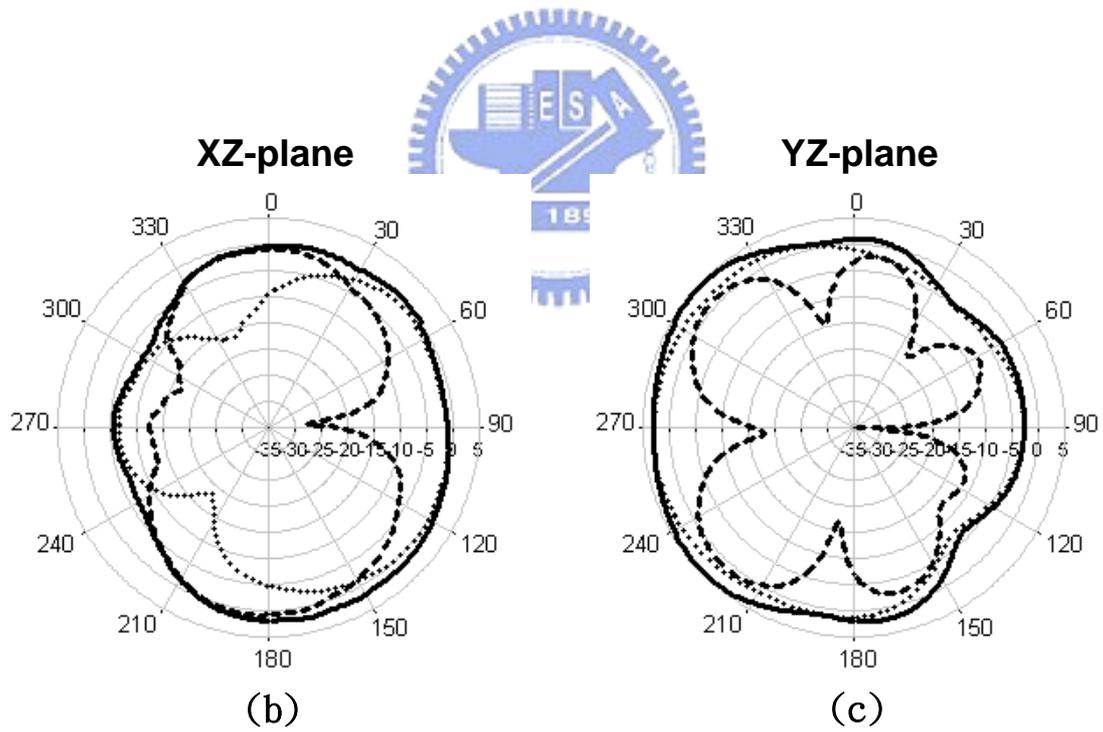
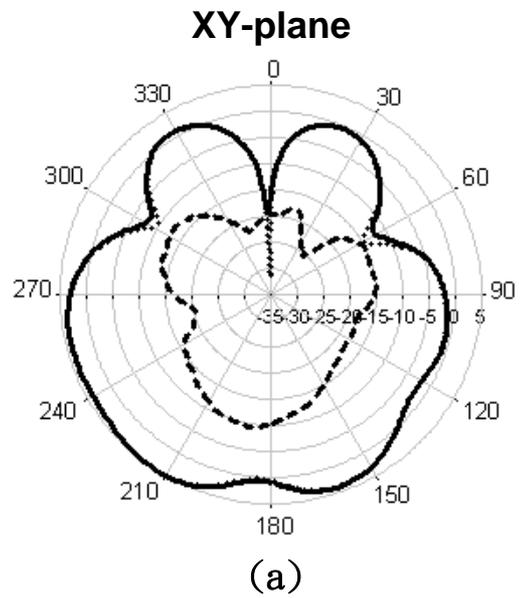
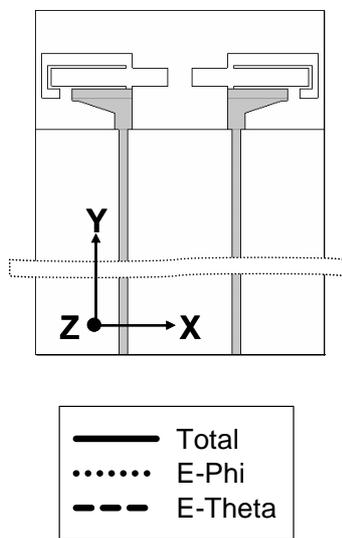


圖 3.25 3.50GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane

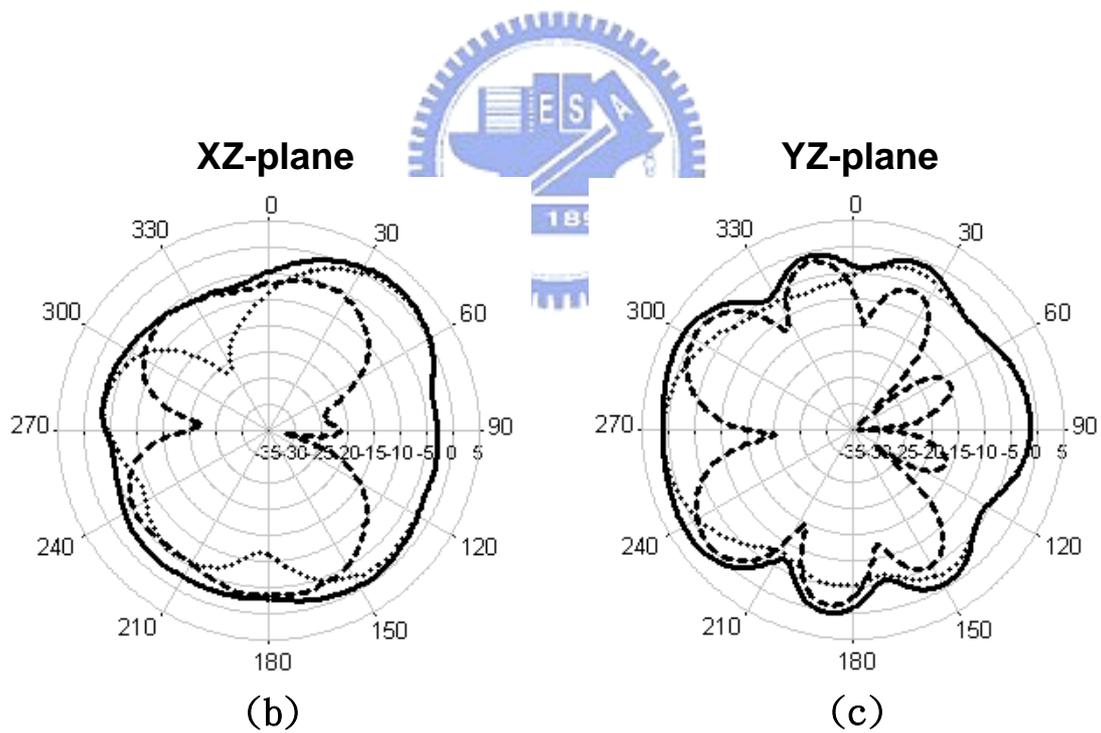
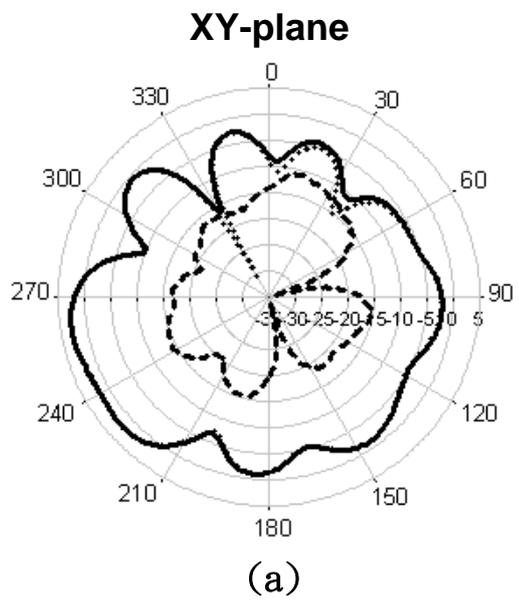
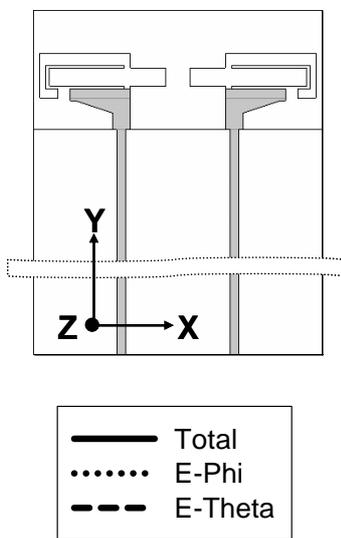


圖 3.26 5.25GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane

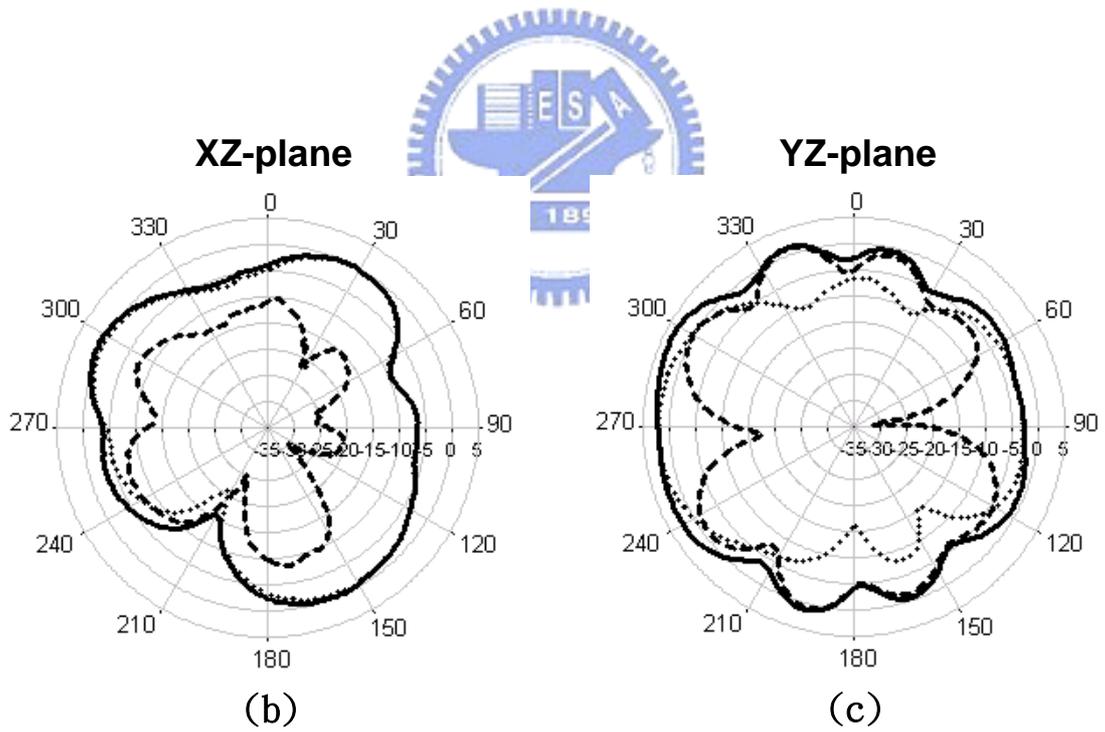
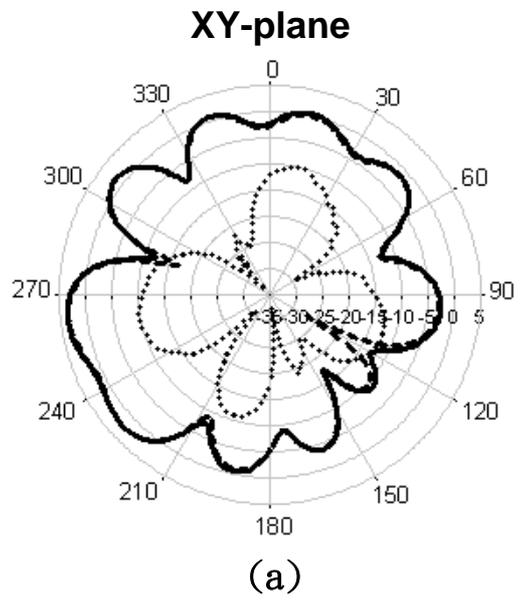
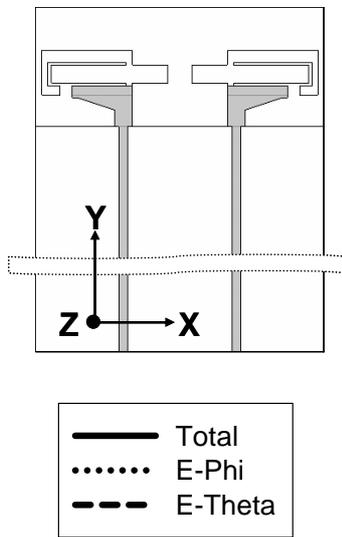


圖 3.27 5.80GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)XY-plane (b)XZ-plane (c)YZ-plane

從圖3.24到圖3.27的輻射場型圖為左邊天線的輻射場型，但利用空間分集所設計的天線其輻射場型在實際操作上是具有互補性的，如圖4.11所示為分集式天線各頻率在XY平面的互補輻射場型，各頻率的XY平面最大增益和平均增益整理如表3-5。利用分集的方式設計天線讓左右兩支天線的輻射場型具有互補性的確讓天線在平均增益方面獲得了明顯的改善，由表3-5可以知道在各頻率XY平面上互補場型的平均增益比原本改善了約2dBi。

表3-5 空間分集式天線各頻率在XY平面上互補場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain)

	2.45GHz		3.50GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
XY-plane	3.53dBi	-1.81dBi	5.25dBi	2.20dBi
	5.25GHz		5.80GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
XY-plane	3.23dBi	-1.21dBi	4.43dBi	-0.73dBi

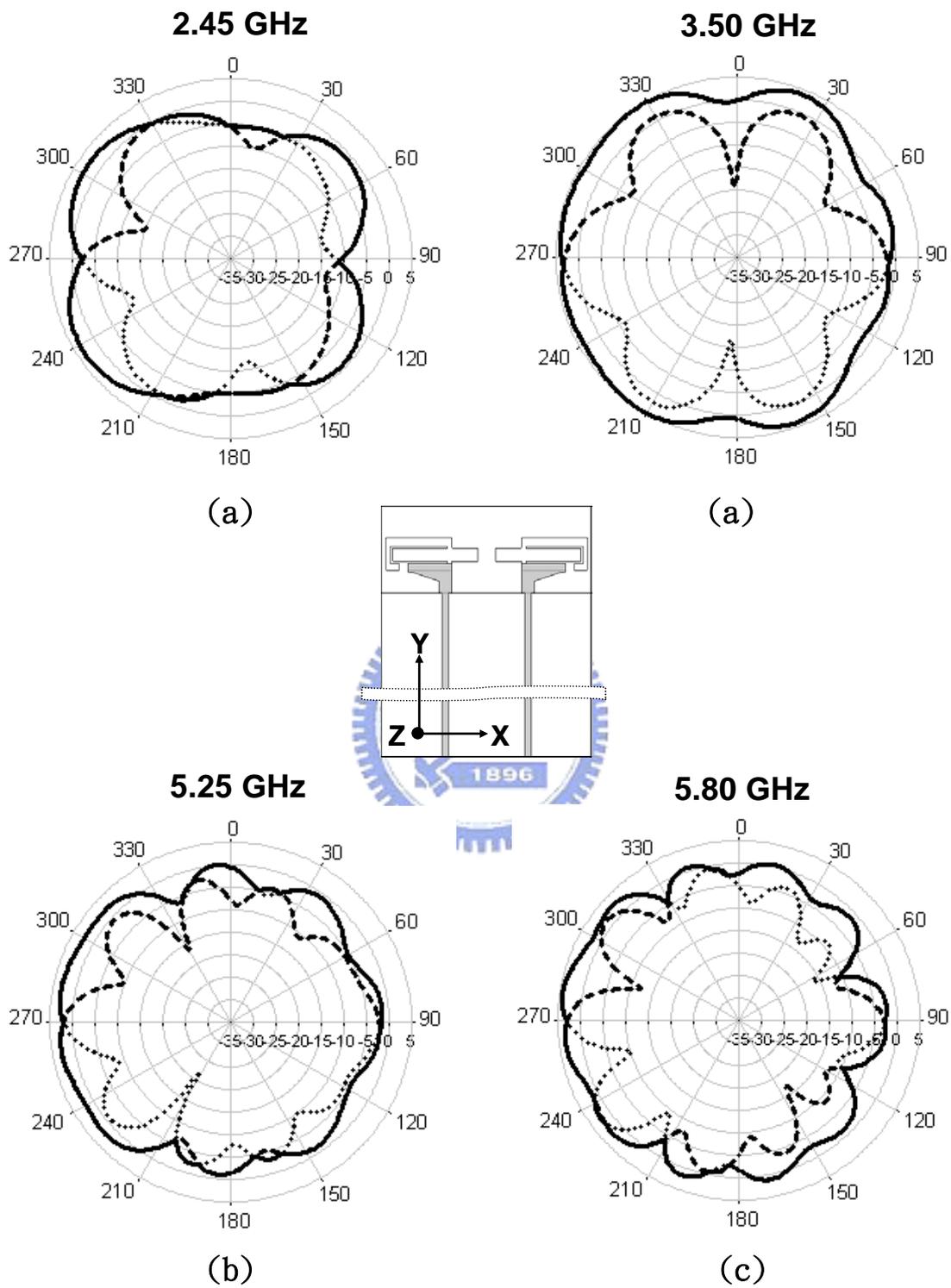


圖3.28 分集式天線在XY平面各頻率的互補輻射場型 (a)2.45GHz (b)3.50GHz (c)5.25GHz (d)5.80GHz

第四章 印刷式切換波束T型單極天線

(Printed switch beam T-shape antenna)

在第二章中，已簡單的描述了在本論文中用來設計此切換波束天線的基本原理，因此在本章中將說明如何利用八木天線的設計原理使天線的輻射場型具有方向性的效果及利用倒L單極天線的設計原理將天線有效的縮小化的目的，最後我們將利用二極體當作電路切換器來控制天線波束的切換。

4.1 智慧型天線(Smart antenna)

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、聲納和軍事通訊領域，近年來由於數位訊號處理技術的迅速發展、IC處理速度的提高和價格的普及，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，可視為一種充分利用空間資源進行訊號品質提升、干擾抑制(或消除)及適應性波束調整的機制。其最初的運用模式是利用天線陣列提供之天線增益(Antenna Gain)用以提升訊號雜訊比(SNR)；而為對抗無線通道的多路徑衰落現象，亦可利用天線陣列進行空間分集(Spatial Diversity)，以獲得分集增益(Diversity Gain)；另一種更具智慧的方式是利用訊號方向性之波束形成(Beamforming)技術，它能運用具自我適應、調整功能之演算法驅動陣列天線，使之產生特定的波束形狀將主波束對準目標訊號用以強化接收品質，同時調整零陷(Null)點，使之對準干擾訊號用以抑制(或消除)干擾，從而達到增加系統容量、擴大涵蓋面和提高傳輸率的多重目的。

智慧型天線技術藉由空間自由度之引入，提供一個可受控制的空間多重進接(Spatial Division Multiple Access, SDMA)能力。SDMA的主要效果在壓抑共通道干擾(Cochannel Interference)，可在不影響通訊品質的前提下提升系統容

量，或在不改變系統容量的前提下提升通訊品質。傳統使用之固定扇形區分 (Sectorization) 通常可提升少許容量或通訊品質，但在引進智慧型天線後，改善程度可大幅提高，其原因是智慧型天線不僅能有效地消除干擾，同時也能對目標訊號提供較大的增益。未來，SDMA 的終極理想目標是希望能達到每一用戶與基地台間均有一專屬的波束做為其上下鏈結之通道，而不同用戶之波束經由特殊設計後，具有不相互干擾之特性。

綜言之，智慧型天線技術在無線通訊系統之運用具有下列優點：

- (1). 提高天線增益，降低訊號傳輸所需功率
- (2). 擴大系統的覆蓋區域，減少基地台部署個數
- (3). 減少用戶間干擾，提高系統容量
- (4). 有效控制波束，提高頻譜使用效率
- (5). 提供空間分集，降低多路徑衰落影響
- (6). 提昇鏈結品質，達到高速傳輸目的
- (7). 實現行動用戶定位，提供嶄新電信服務



4.1.1 智慧型天線的設計分類

依照設計考量，智慧型天線可概分為切換波束 (Switched Beam) 及適應性天線 (Adaptive Antenna) 兩類，概述如下：

(1) 切換波束 (Switched Beam)

利用多個指向不同方向的波束覆蓋整個通訊區域，當用戶進入某特定波束的涵蓋區 (Beam Footprint) 時，智慧型天線會切換至該波束，使得接收訊號強度達到最大。由於方法簡單且不需複雜的運算，Switched Beam 智慧型天線仍為目前最被廣泛使用的類型。

(2) 適應性天線 (Adaptive Antenna)

運用數位訊號處理和適應性陣列技巧，藉訊號方向性及傳播通道特性計算並

適應性地調整天線權值(Weights)，產生所需之波束場型(Beam Pattern)。目的在將主波束對準目標訊號並同時抑制(或消除)其它干擾訊號，以強化接收品質。Adaptive Antenna的效益雖高，但因需執行複雜的適應性演算法，實現成本較高。為滿足無線通訊高頻譜效率需求，Adaptive Antenna智慧型天線仍為未來之趨勢。

以天線陣列的幾何結構來分類，智慧型天線可概分為直線型、平面型及圓環型等三種，一般直線型和平面型較適合安置於都會區的大樓建築物側面，用來實現定向或固定區域的涵蓋；至於圓環型則適合安置於鐵塔或樓頂，用來提供全方向的涵蓋。一般商用智慧型天線之天線單元(Element)數目大多在四至十二之間。

4.1.2 智慧型天線的演進與發展

歷經數十年的研究發展，智慧型天線技術在無線通訊上的運用已取得十分顯著的成效，配合通訊系統的演進和電子技術的進步，智慧型天線技術也隨之進展，其演變過程簡述如下：

(1) 從天線增益的提高到天線分集和波束形成的運用

為有效提升無線通訊系統的頻譜使用效率及對抗多路徑衰落的影响，智慧型天線技術的重要演進，即是將原先提高天線增益的單純概念，延伸至天線分集和波束形成的運用。

(2) 從類比到數位化的波束形成技術

早期的智慧型天線硬體需利用類比電路實現，造成體積大、電路複雜不易維護等問題。現今由於數位訊號處理與IC技術的突飛猛進，已能以數位化電路設計實現波束形成器(Beamformer)，並能利用軟體執行各種適應性演算法，以增加系統彈性。

(3) 從上鏈接收延伸至下鏈發射

早期的智慧型天線通常用於基地台的上鏈接收，近來，為改善行動用戶端的

接收品質，亦逐漸引入下鏈智慧型天線(常用於分時雙工系統；TDD)，以建立雙向之高品質鏈結。

(4) 從單邊陣列擴充為雙邊陣列

由於行動用戶端元件的尺寸受限，無法安置陣列天線使用，因此早期的智慧型天線多侷限在基地台。近來由於定點高速傳輸需求日益增加，亦考慮在用戶端安置天線陣列，以此形成一個雙邊陣列，或多輸入多輸出(Multi-Input, Multi-Output, MIMO)的新運用模式。MIMO除能提升通訊品質外，更能大幅提高傳輸速率。

(5) 軟體無線電設計概念的納入

智慧型天線需根據通訊系統之傳輸特性與環境，選用不同的演算法來調整波束，甚至改變系統資源管理狀態。為提高其運用彈性和靈活度，採用軟體無線電(Software Defined Radio, SDR)的概念來實現智慧型天線已成為主流趨勢。軟體無線電的主要概念為「採用開放式架構，系統可以軟體自行完成功能性的重組，用以滿足不同環境、多模式、多功能的通訊要求，同時具備可適性訊號處理、元件可程式化能力。」軟體無線電智慧型天線系統可直接透過下載程式碼之方式來置換物件，改變系統運用架構，而毋需改變硬體架構，可提高系統的運用彈性和擴充能力。

4.1.3 智慧型天線功能的演進與轉變

智慧型天線是一種延展性良好、運用彈性高的技術，能隨著通訊系統演進的需要，調整其運用概念以發揮不同功能：

(1) 由高天線增益到干擾之抑制

早期的智慧型天線的主要功能在利用指向性波束增加天線增益，用以延展通訊距離。近年來，為擴大系統容量、提高頻率復用率，採用小區域蜂巢劃分為一有效手段，而其重要關鍵在於干擾的有效控制。智慧型天線之指向性波束恰能有效抑制不同方向之干擾。

(2) 由指向性天線到SDMA

早期的智慧型天線利用指向性波束涵蓋特定之扇形區(Sector)，服務部分用戶。目前則隨著晶片處理速度的加快，天線波束的自適應調整、追蹤能力已可達到即時處理，使得「每一用戶具有專屬波束」的SDMA得以實現。

(3) 由空間分集到空間多工(Spatial Multiplexing)

MIMO雙邊陣列技術可提供發射及接收空間分集，有效對抗通道衰落現象，亦可提供「空間多工」，在傳送端陣列天線同時傳送多組不同之資料，並在接收端分別予以解出，以提高系統的整體傳輸速率。



4.2. 印刷式切換波束T型單極天線

由於最後必須將2.45GHz印刷式切換波束天線與實際電路結合，因此在一開始的天線設計上我們將天線分為波束切換的原理、T型單極天線的設計及電路切換器控制電路三個部份並加以說明。

4.2.1 波束切換原理---切換波束偶極天線設計

從第二章中八木天線設計原理的介紹，可以大致上分成兩個概念：

- (1) 指向性：天線場型的指向性主要是由左右寄生單元的長度所控制。
- (2) 增益：天線增益的最佳化可透過改變各寄生單元與偶極天線的距離獲得。

如圖2.9所示在原本八木天線的設計中，在具有對稱場型的偶極天線左邊加入一個比偶極天線長的寄生單元作為反射器(reflector)，並且在其右邊加入一個比偶極天線短的寄生單元作為引向器(director)即可獲得一具有指向性且高增益的輻射場型，在這樣的架構下；天線的指向性已經固定了，因此如何獲得最佳化的增益一直都是研究八木天線上的重要課題。但是在切換波束天線的設計中，切換具有指向性的輻射場型設計是我們最優先考量，因此我們將原本八木天線不對稱的架構改變成對稱架構，並透過電路切換器(switch)的切換來改變寄生單元的長度改變波束的指向性來獲得切換波束的效果。

如圖4.1為切換波束偶極天線的架構及場型切換示意圖，在偶極天線的左右兩邊我們各加入了一個長度比偶極天線還長的寄生單元，而控制寄生單元長度電路切換器的選擇上我們選用了二極體，因為二極體在順偏導通時可視作短路而在不給偏壓時可視作開路。所以在這樣的架構下，只要透過簡單的偏壓電路來操作二極體就可以來控制寄生單元的長度進而改變波束的切換方向，而天線輻射場型的切換方向與電路切換器操作模態的相對關係如圖4.1所示，透過兩個電路切換器的操作可以得到開路模態、右切模態及左切模態三種輻射場型。

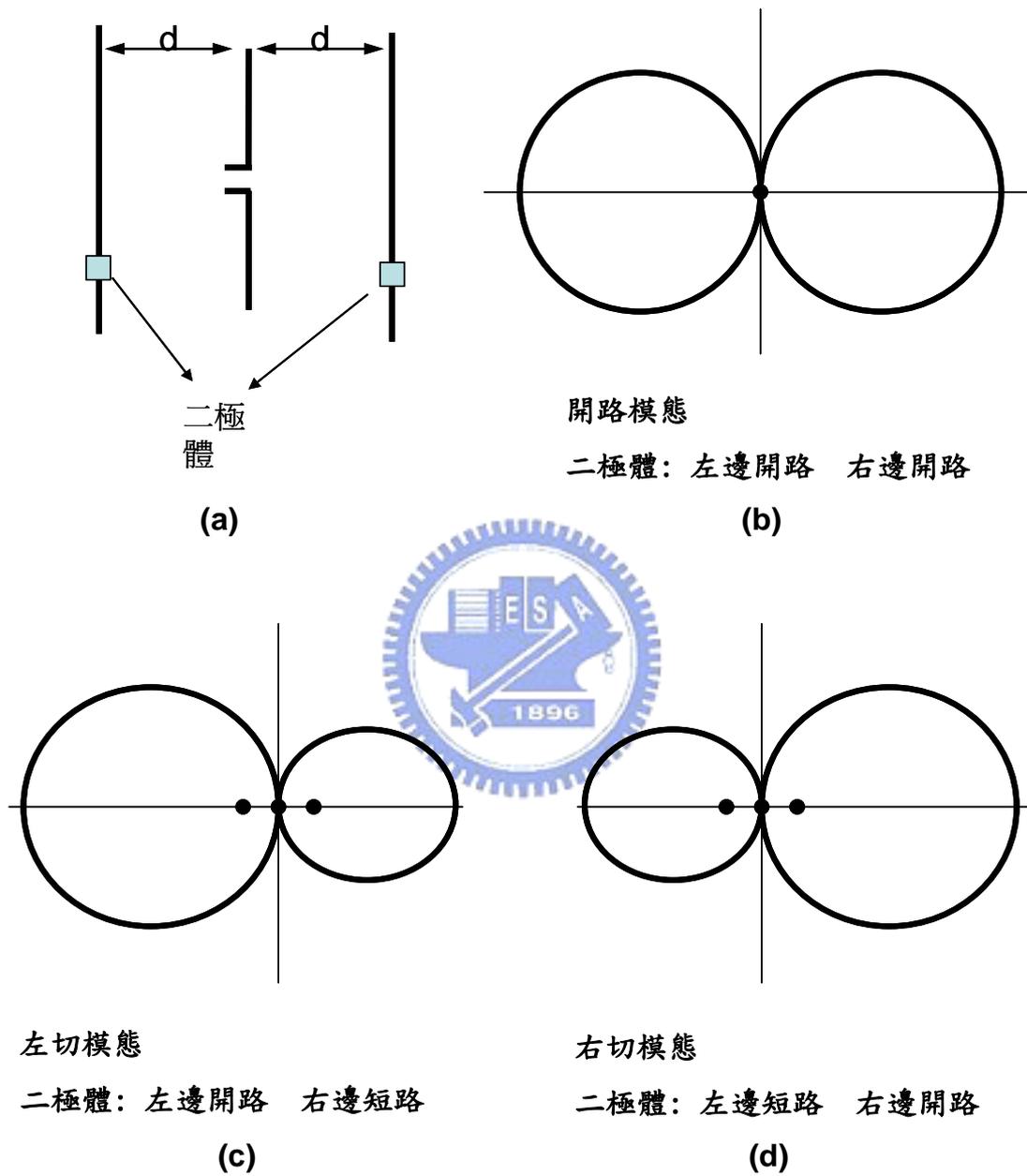
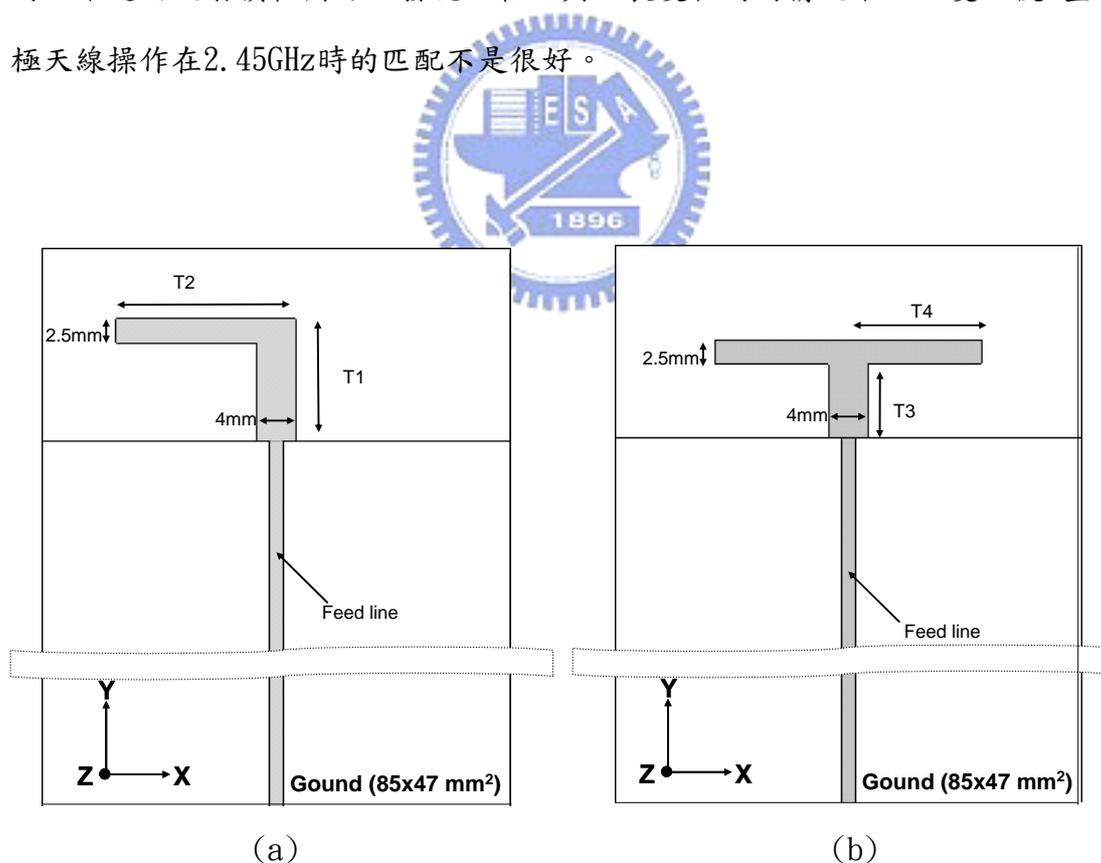


圖4.1 切換波束偶極天線示意圖 (a) 天線架構 (b) 開路模態 (c) 右切模態 (d) 左切模態

4.2.2 2.45GHz T型單極天線

由第二章知道倒L型單極天線不僅有一般單極天線輻射場型上適合用在無線網路中的優點，也有尺寸縮小化的目的，但在本論文中的切換波束天線必須考慮到切換波束的對稱性，所以在激發天線的設計上；對稱的架構是必須考慮到的，因此將倒L型單極天線改變成具有對稱架構的T型單極天線，並使其操作在2.45GHz。圖4.2為操作在2.45 GHz 倒L型單極天線及T型單極天線的架構；天線各尺寸為 $T1=12.65\text{mm}$ 、 $T3=9.15\text{mm}$ 、 $T2=T4=15.215\text{mm}$ ，分別利用EM模擬軟體(HFSS)模擬出天線在XY平面的輻射場型(radiation pattern)及反射損耗(return loss)圖，由模擬結果可以知道，對稱架構的T型單極天線其輻射場型也是具有對稱性的，不過由反射損耗圖可以發現，在 $T2$ 與 $T4$ 長度相同的情況下；改變 $T3$ 使T型單極天線操作在2.45GHz時的匹配不是很好。



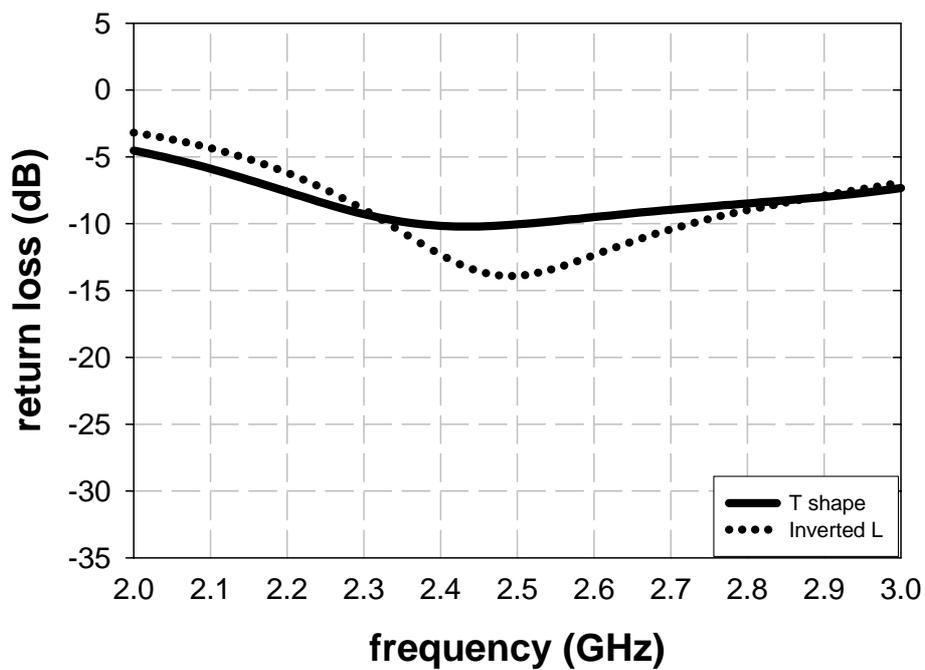
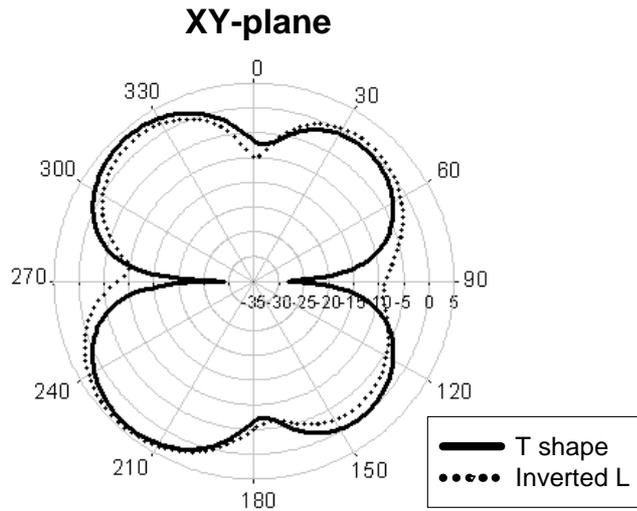
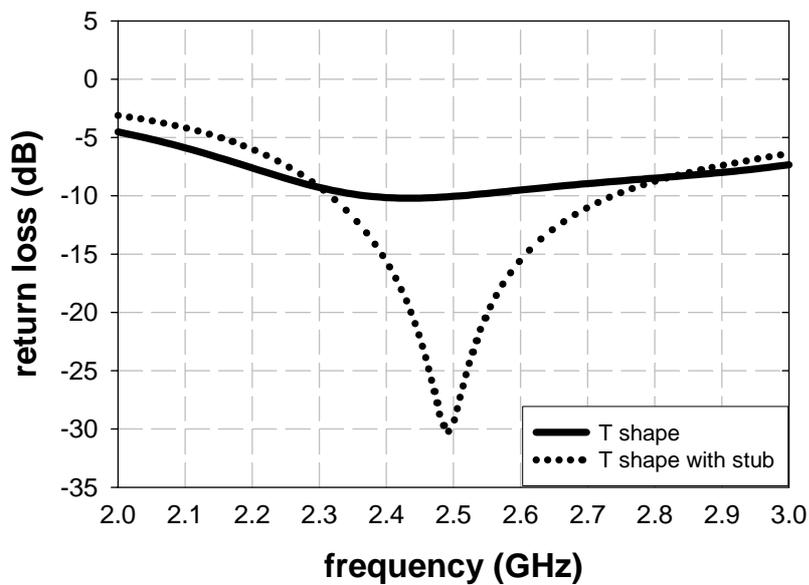
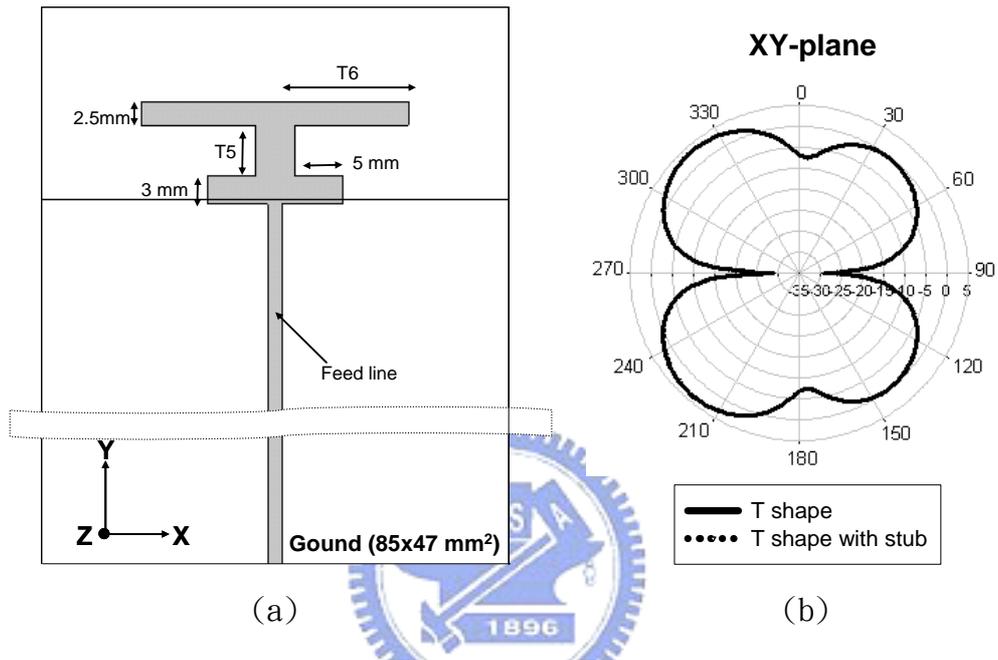


圖4.2 2.45 GHz單極天線 (a) 倒L型單極天線架構 (b) T型單極天線架構 (c) 輻射場型比較 (d) 反射損耗比較

為了改善T型單極天線的匹配問題，我們在天線中加入兩段對稱的開路段 (open stub)來匹配T型單極天線，如圖4.3為加入對稱開路段的T型單極天線的架

構、XY平面的場型及反射損耗圖，其中 $T5=7.65\text{mm}$ 、 $T6=15.215\text{mm}$ ，單邊開路段的大小為 $5\text{mm} \times 3\text{mm}$ ；且開路段與天線地重疊的寬度有 0.5mm ，可以看到的；多加入的對稱開路段並不影響天線場型在XY平面上的增益及對稱性，但卻讓天線在 2.45GHz 的匹配獲得了明顯的改善。



(c)

圖4.3 對稱開路段T型單極天線 (a)架構 (b)輻射場型比較 (c)反射損耗比較

4.2.3 2.45GHz印刷式切換波束天線

在本節中要敘述如何將操作在2.45GHz的T型單極天線利用切換波束偶極天線的設計概念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整合並實作出來。圖4.4為設計在2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線的詳細架構圖以及在設計過程中調整匹配和共振頻率的重要參數。在天線架構方面我們在T型單極天線上面3.5mm的地方多加了一段長28.43mm、寬1.5mm寄生的金屬線，並且在其左右同一層上；我們各放置了一個大小相同且總長度為25mm的金屬線作為寄生單元，寄生單元的設計是以電路切換器為區隔分成上半部及下半部，其中上半部的寄生單元P2不再是平行於Y軸的直線，而是與Y軸夾了一個角度 θ ，而下半部P1則有一部份懸浮在天線地的上面且與用來控制電路切換器的電路結合，其中放在置在T型單極天線兩旁的寄生元件，在考量了天線切換時，波束的形狀與增益、天線設計完成後量測時切換器電路操作的便利性與簡化天線在設計時的參數，因此放置在T型單極天線左右兩邊的寄生單元會盡量的往兩邊設計。

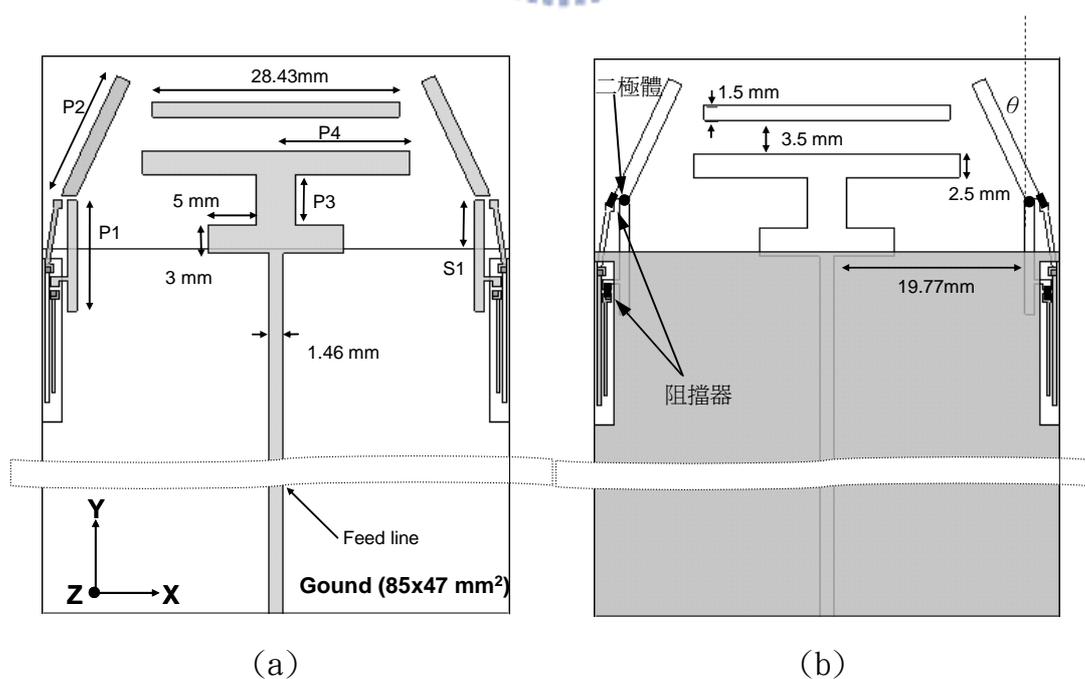


圖4.4 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線 (a)正面 (b)背面

圖4.5為操作電路切換器的控制電路圖，在此我們利用二極體來當作電路切換器並且連接上下兩部分的寄生單元P1與P2，因此只需要兩條偏壓線A、B即可控制二極體產生短路或開路的功能，其中偏壓線A與上半部寄生單元P1連接；偏壓線B與下半部寄生單元P2連接，同時在偏壓線與寄生單元連接的地方必須加入一22nH的電感來當作2.45 GHz的射頻阻擋器(RF chock)，這是因為當二極體操作在開路時；雖然使得T型單極天線無法在上下寄生單元上產生連續的感應電流而形成反射器，但與上部寄生單元連接的偏壓線A會讓感應出的電流產生另一條連續的路徑而形成反射器影響天線的輻射，因此我們必須在上部寄生單元與偏壓線A間放置一個電感來當作2.45GHz的射頻阻擋器以阻擋感應電流在上部寄生單元與偏壓線A上感應出連續的電流路徑。

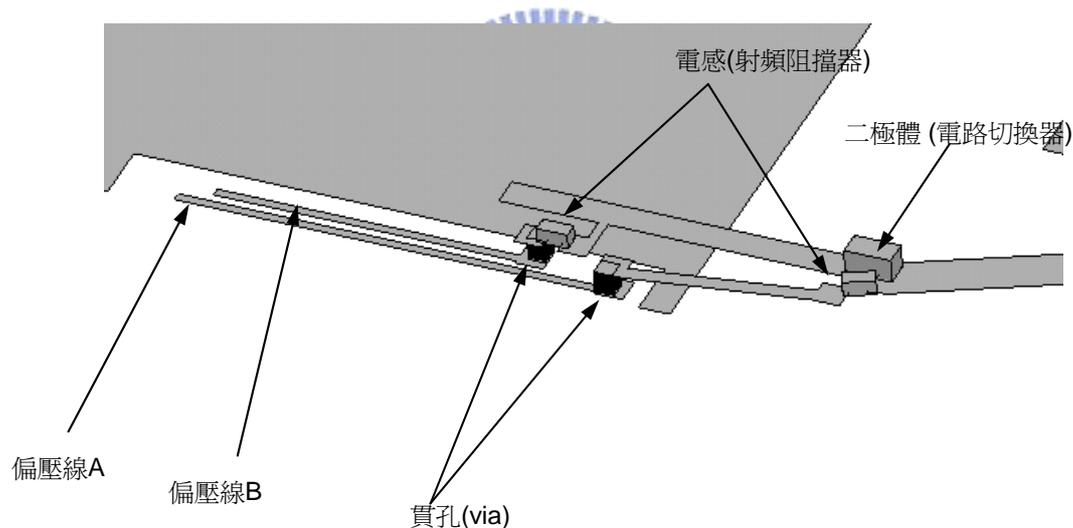


圖4.5 操作電路切換器的控制電路圖

接下來我們將透過EM模擬軟體(HFSS)的分析討論各參數變化對天線反射損耗與輻射場型的影響，在利用EM模擬軟體設計天線的過程中，我們假定高頻阻擋器與電路切換器為理想的，所以可以先忽略阻擋器實際的影響，而當作電路切換器的二極體操作在短路時則用一條金屬線來取代二極體，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的狹縫來取代二極體，這樣的假設有助

於我們在天線設計上更為簡單與快速。

由於波束的切換效果必須藉由電路切換器的切換改變寄生單元長度而達到，因此在天線設計的考量上，實際電路切換器的位置是一開始我們就必須考慮的，以避免最後天線設計完成時因為切換器控制電路無法實現或是對天線造成嚴重的影響而必須重新設計，所以在此我們先討論電路切換器在寄生單元上不同位置對天線的影響。圖4.6為印刷式切換波數T型單極天線操作在左切模態(二極體:左邊開路 右邊短路)且固定 $P1+P2=25\text{mm}$ 、 $\theta = 0^\circ$ 、 $P3=5.65\text{mm}$ 及 $P4=16\text{mm}$ 時；改變電路切換器在寄生單元上的位置；即改變切換器與天線地距離S1的反射損耗，我們使得S1長度從-1mm變化到9mm，從反射損耗圖可以發現當S1的改變並不影響天線的共振頻率，只對天線的匹配有所影響，且在S1為 -1mm、7mm與9mm時天線的匹配並不是很好，我們找出其在寄生單元中相對應的位置，可以發現當切換開與天線的地重複或者下部寄生單元太長時會嚴重的影響天線的匹配。

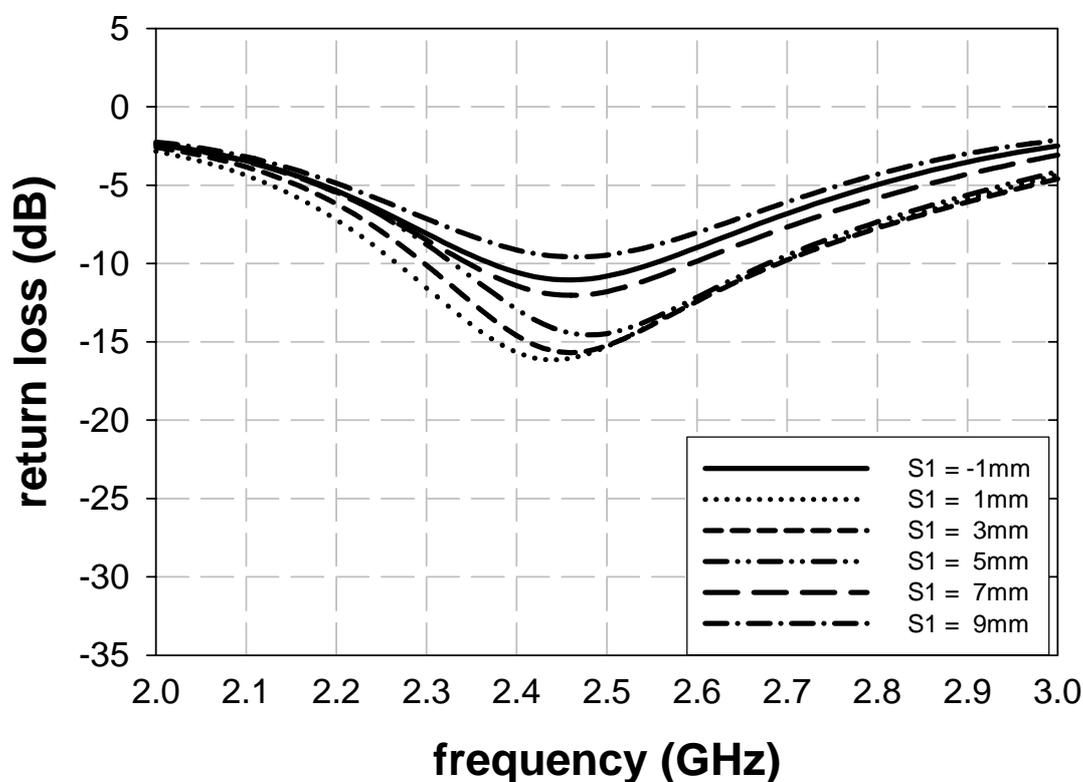


圖4.6 印刷式切換波數T型單極天線改變電路切換器在寄生單元上位置的反射損耗模擬

圖4.7為我們改變上半部寄生單元P2傾斜角度 θ 時對天線反射損耗與輻射場型，天線尺寸為P1=11.5mm、P2=13mm、P3=5.15mm P4=15.215mm時，我們使得 θ 由0度變化到30度，隨著 θ 角度的增加，在2.45GHz反射損耗的匹配段會稍微往低頻移動但另一方面卻使得匹配段的頻寬變大、匹配變得更好。而在輻射場型部分，在不同的 θ 角度一樣有著波束切換的效果，不過仔細觀察後可以發現 θ 角度越大，波束向前輻射的增益也會跟著增加。所以與Y軸夾 θ 角的上部寄生單元P2不僅使得操作在2.45GHz的切換波束天線多了一個匹配機制外，也增加了天線的操作頻寬與增強了天線向前輻射的能力。

接著圖4.8、圖4.9為放置在T型單極天線上方的寄生金屬線對天線影響的反射損耗與輻射場形，從圖中可以知道寄生金屬線的加入對天線輻射場的影響不大但卻可使得天線的匹配變好、頻寬便大。因此在T型單極天線上方加入一寄生金屬線的設計讓我們又多了一種可以有效控制天線匹配的機制。



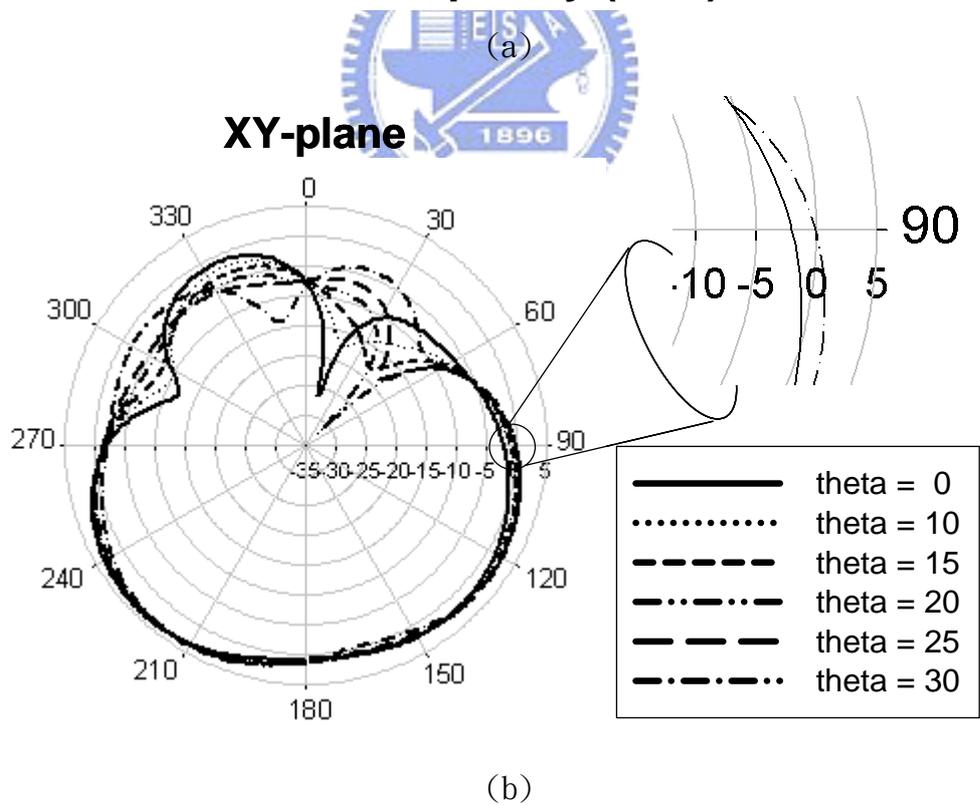
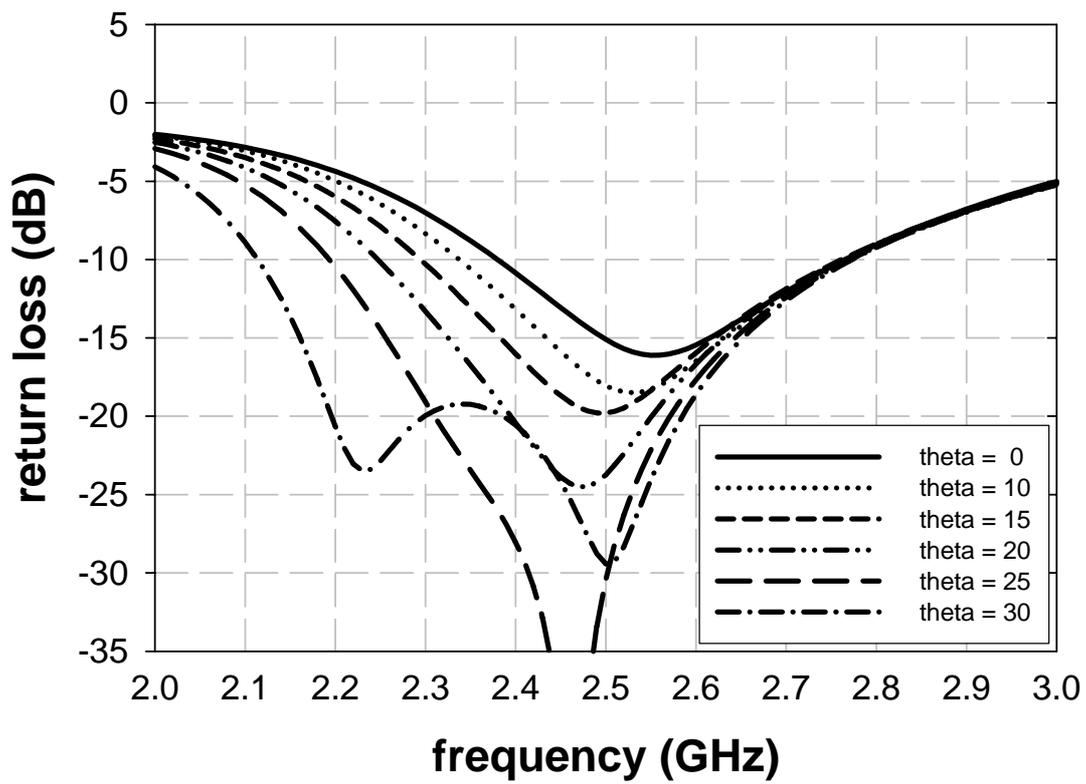
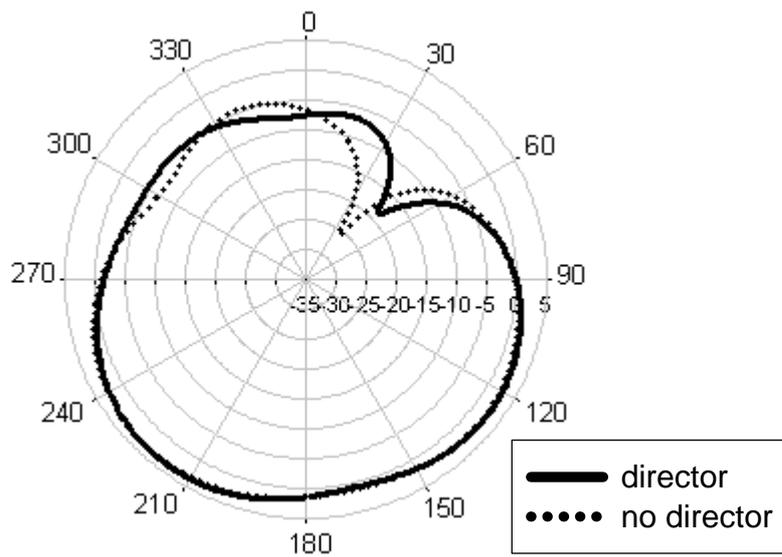
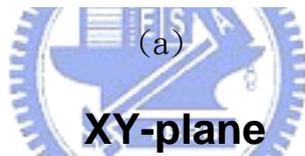
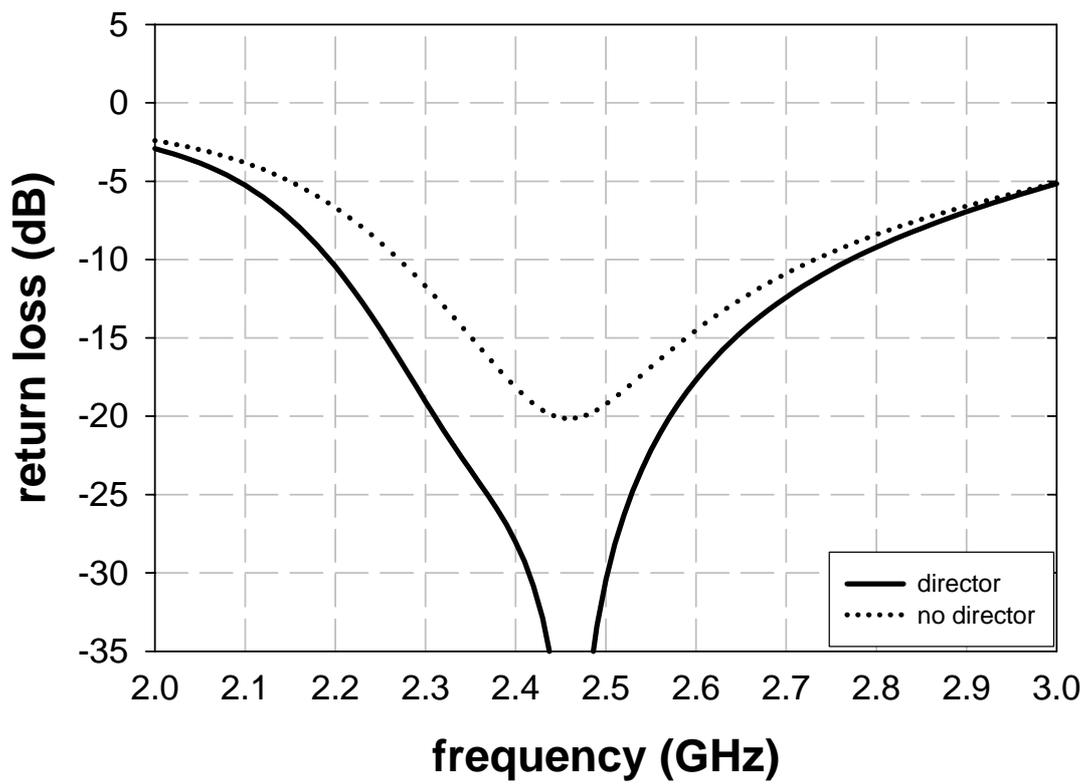


圖4.7 改變PI傾斜角度 θ 時對天線的影響(a)反射損耗 (b)輻射場型



(b)

圖4.8 T型單極天線上方的寄生金屬線對天線影響 (a)反射損耗 (b)輻射場型

圖4.6到圖4.8的討論對於我們在設計此印刷式切換波束天線過程中參數上的調整有很大的幫助。由以上的結論可知，在天線中加入多種的寄生元件不僅可以讓我們簡單的達到切換波束的功能外，還可以利用多種控制機制使天線獲得良好的匹配。最終藉由EM模擬軟體(HFSS)模擬，做適當調整吾人取

$$P1=12.5\text{mm} \quad P2=13\text{mm} \quad P3=5\text{mm} \quad P4=15.215\text{mm} \quad \theta=25^\circ$$

模擬結果如圖4.9、圖4.10為天線在各切換模態時的反射損耗圖與天線在XY平面的輻射場型。可以看到天線的在各切換模態都極為寬頻，在開路模態頻寬大約有440MHz(2.51~2.95GHz)，左(右)切模態約有640MHz(2.17~2.81GHz)，而在各模態的操作頻率，我們可以看到開路模態與左(右)切模態的操作頻率是不同的，這是因為當天線利用電路切換器控制兩旁寄生單元長度來改變切換模態時，寄生單元長度的不同對天線產生不同的寄生效應所導致的。從圖4.10可以知道在開路模態時天線XY平面的輻射場型接近全向性且非常的對稱，而在左(右)切模態時也可以看到天線的輻射場型是具有方向性。XY平面的模擬的最大增益和平均增益值如表4-1所列。



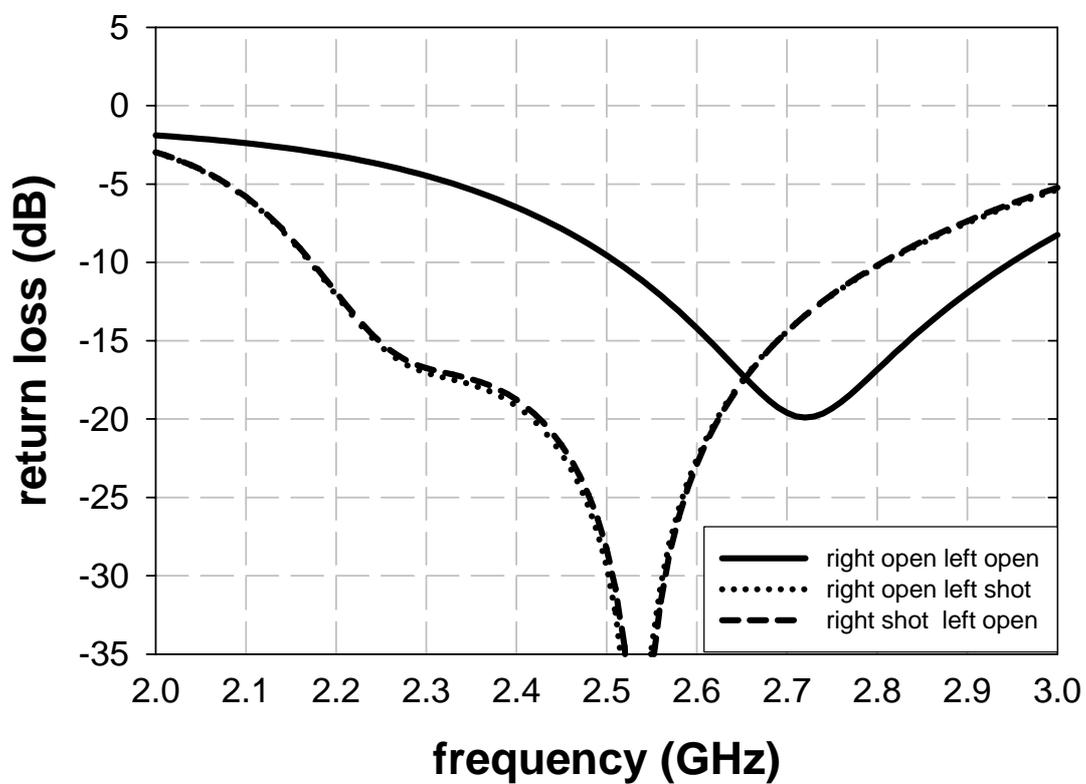


圖4.9 印刷式切換波束T型單極天線各切換模態模擬反射損耗量測圖

表4-1 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線XY平面的模擬的最大增益和平均增益值

	開路模態		左切模態		右切模態	
	Peak	Average	Peak	Average	Peak	Average
XY-plane	3.66dBi	-3.34dBi	4.06dBi	1.77dBi	3.91dBi	1.82dBi

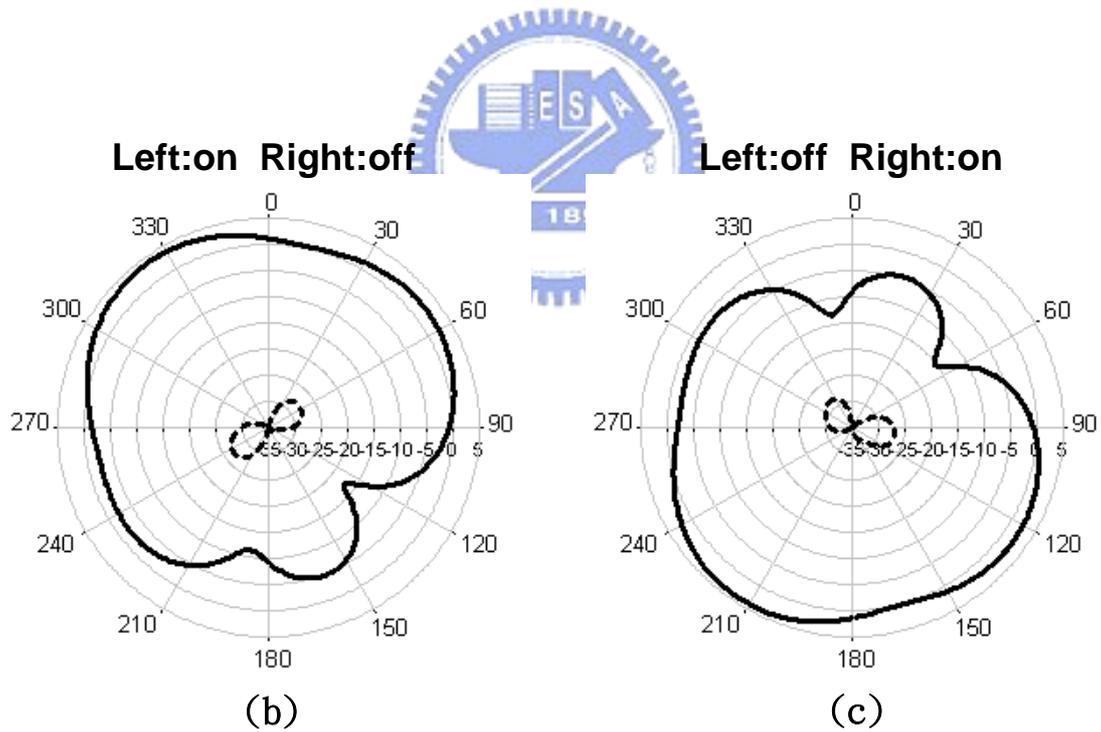
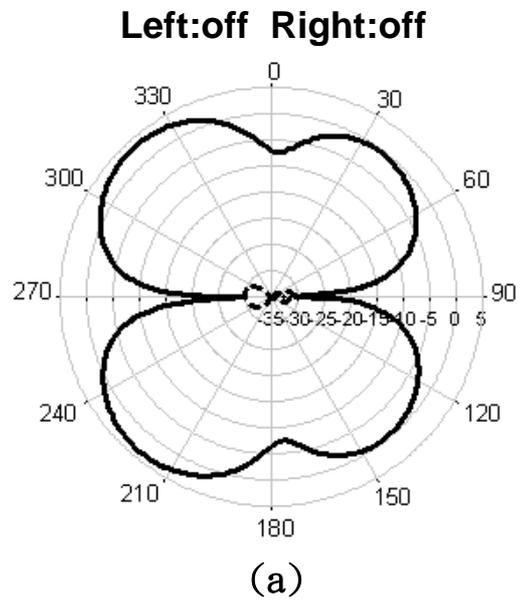
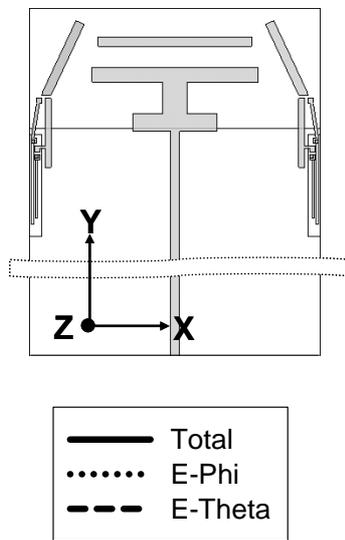
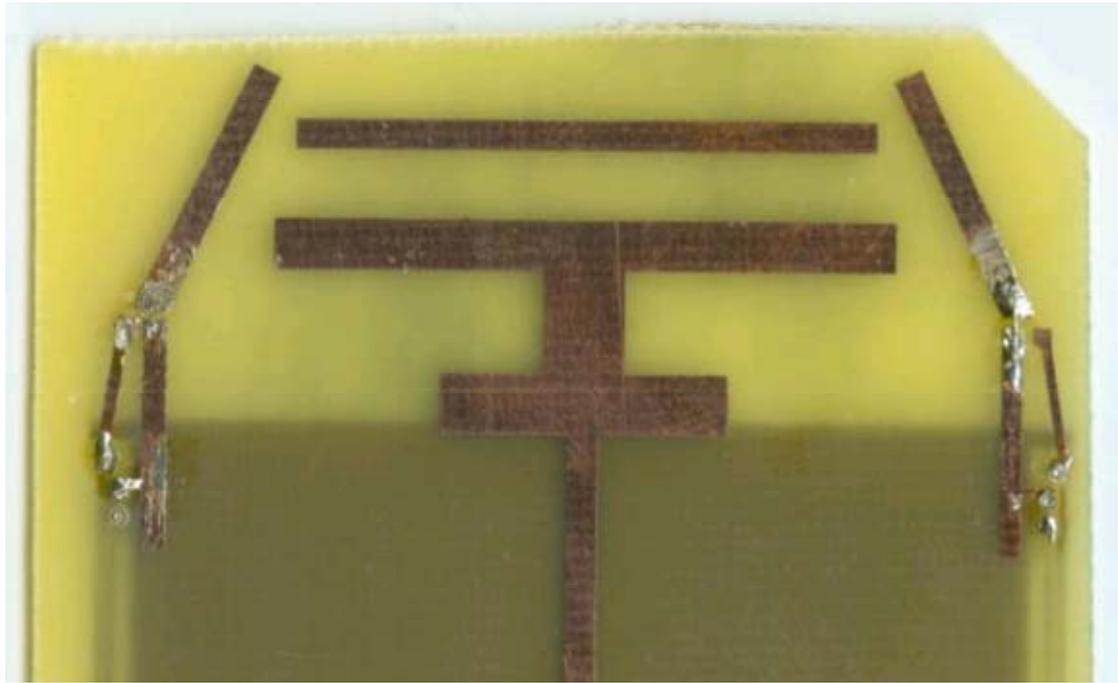


圖4.10 印刷式切換波束T型單極天線XY平面的輻射場形 (a)開路模態 (b)右切模態 (c)左切模態

4.3 量測結果

如圖4.11是圖4.4不包含切換器控制電路的實體天線照片，由於在利用模擬軟體設計天線的過程中，我們無法將電路切換器與高頻阻擋器的實際影響考慮進去，所以我們假設電路切換為理想的，因此在利用控制電路、高頻阻擋器與二極體實現天線前，我們先利用金屬線連接上下寄生單元P1及P2；來代替電路切換器短路的情況，而切換器開路的情況則用一寬為0.5mm的狹縫取代以驗證模擬的結果。圖4.13為圖4.11架構下天線的反射損耗模擬與實際量測比較，各尺寸為P1=12.5mm、P2=13mm、P3=5mm、P4=15.215mm及 $\theta=25^\circ$ ，從反射損耗圖可以看出各模態除了產生一些頻率漂移外，跟模擬結果的趨勢相近且皆可以符合802.11b/g的規範，其中開路模態10dB頻寬有450MHz，左切模態10dB頻寬有470MHz，右切模態10dB頻寬有420MHz。

圖4.12則是考慮了圖4.5中實際的控制電路、射頻阻擋器與二極體的實體照片，各尺寸為P1=12.5mm、P2=13mm、P3=5mm、P4=15.215mm及 $\theta=25^\circ$ ，圖4.14為實際電路切換器與理想電路切換器的反射損耗量測比較，可以看到加入的射頻阻擋器與二極體的寄生效應讓天線在各模態依舊發生了頻率漂移的現象，尤其是開路模態最為嚴重，但也因為實際電路的寄生效應讓天線在三種切換模態下的反射損耗更為接近，且皆可以符合802.11b/g的規範，詳細頻段整理如表4-2。

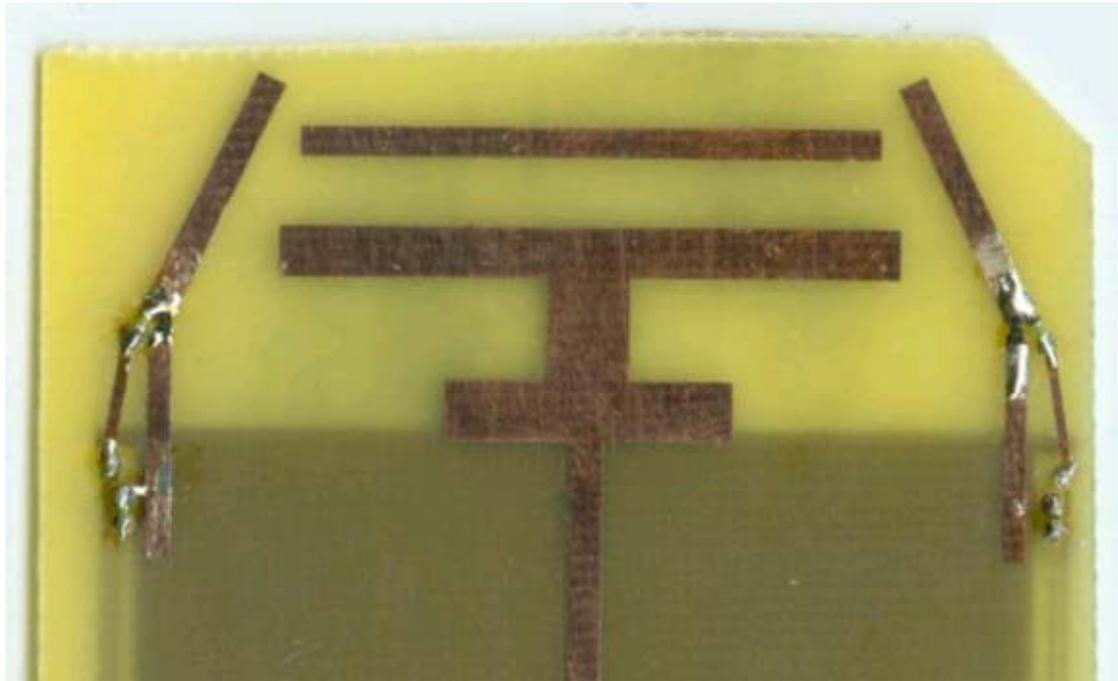


(a)

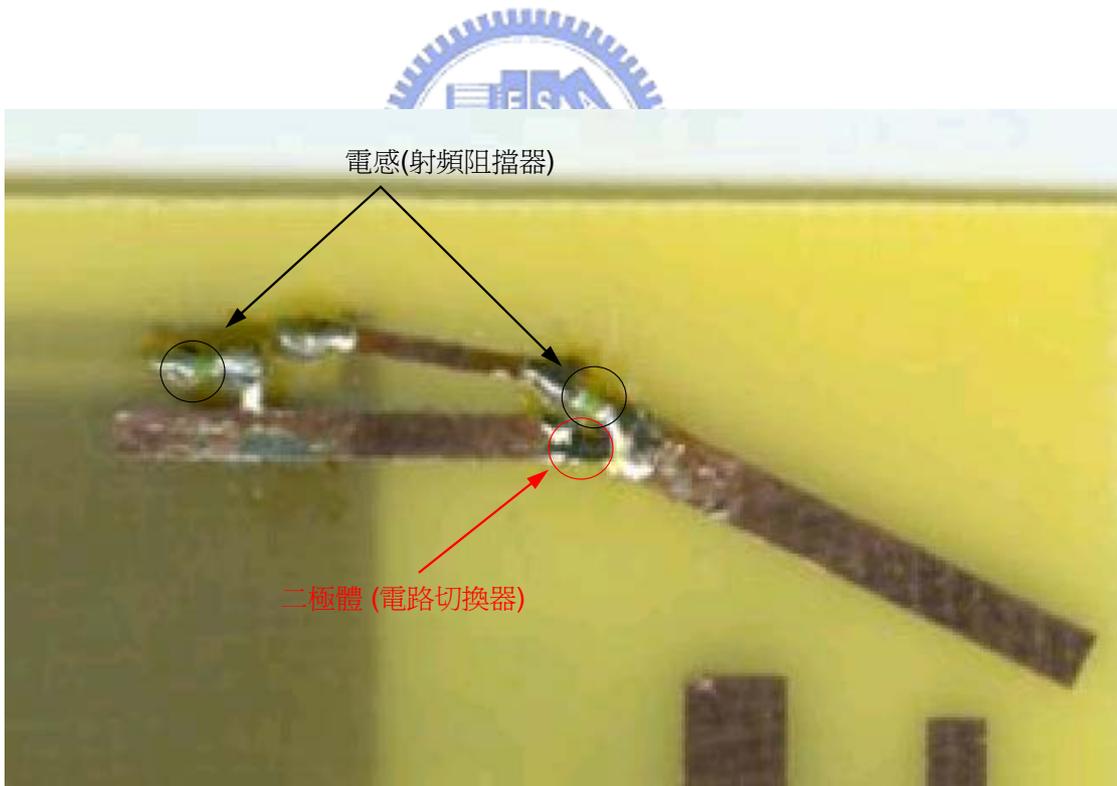


(b)

圖4.11不包含實際控制電路的切換波束天線實體圖 (a)正面 (b)背面



(a)



(b)

圖4.12 包含實際控制電路的切換波束天線實體圖 (a)正面 (b)控制電路

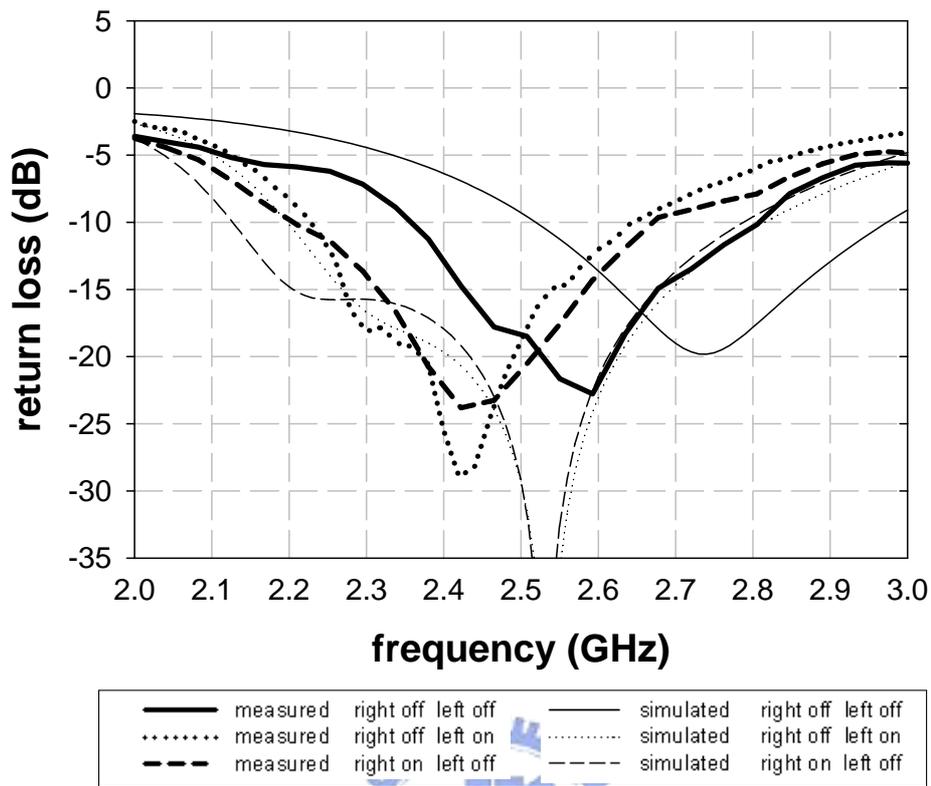


圖4.13 印刷式切換波束天線理想切換下的模擬與量測反射損耗圖

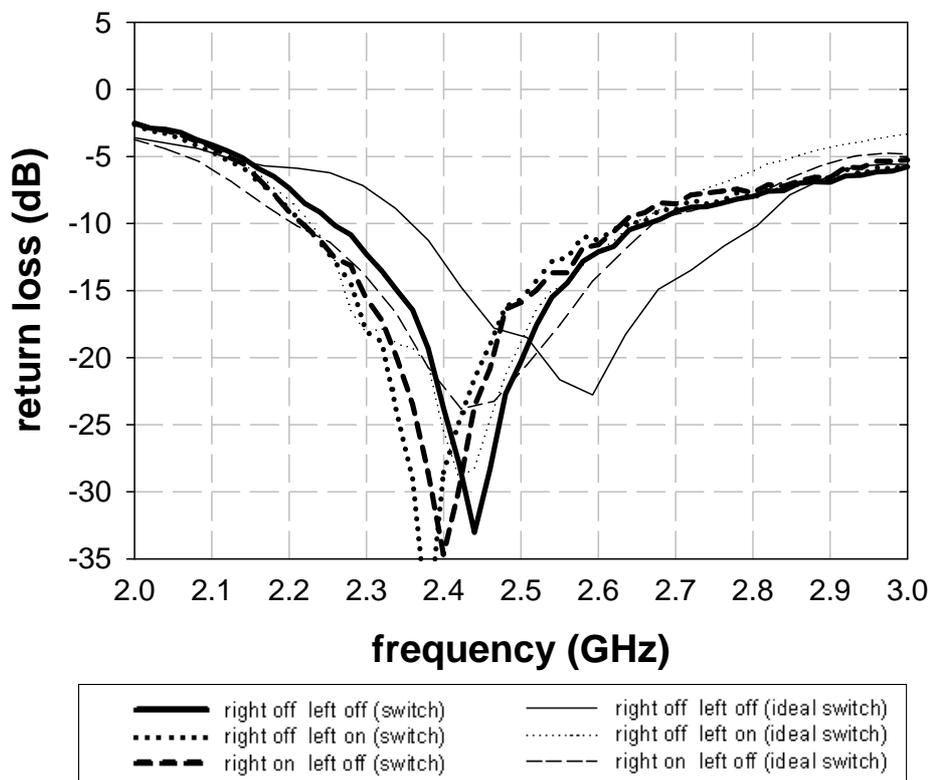


圖4.14 印刷式切換波束天線實際切換器的模態與量測反射損耗圖

表4-2 印刷式切換波束天線實際電路切換器操作下各切換模態的共振頻段與頻寬

切換器模態	開路模態	左切模態	右切模態
共振頻段	2.26GHz~2.66GHz	2.22GHz~2.63GHz	2.22GHz~2.64GHz
頻寬	400MHz	410MHz	420MHz

圖4.15到圖4.17是印刷式切換波束T型單極天線考慮實際切換器控制電路架下在各切換模態所量測各個平面的輻射場型，各平面的最大增益和平均增益值如表4-3所列，其中左切與右切模態在XY平面、XZ平面上平均增益的計算上只需考慮切換方向半個平面的平均增益即可。圖4.15可以看出開路模態在2.45GHz時各個平面的場型(total pattern)都接近全向性(omni-directional)，而從圖4.16、圖4.17在2.45GHz時，不管是在左切模態或是右切模態皆具有優異的指向性與天線增益，所以此天線的設計不僅適合應用在無線網路外更可以使得網路資源獲得良好的分配與運用。

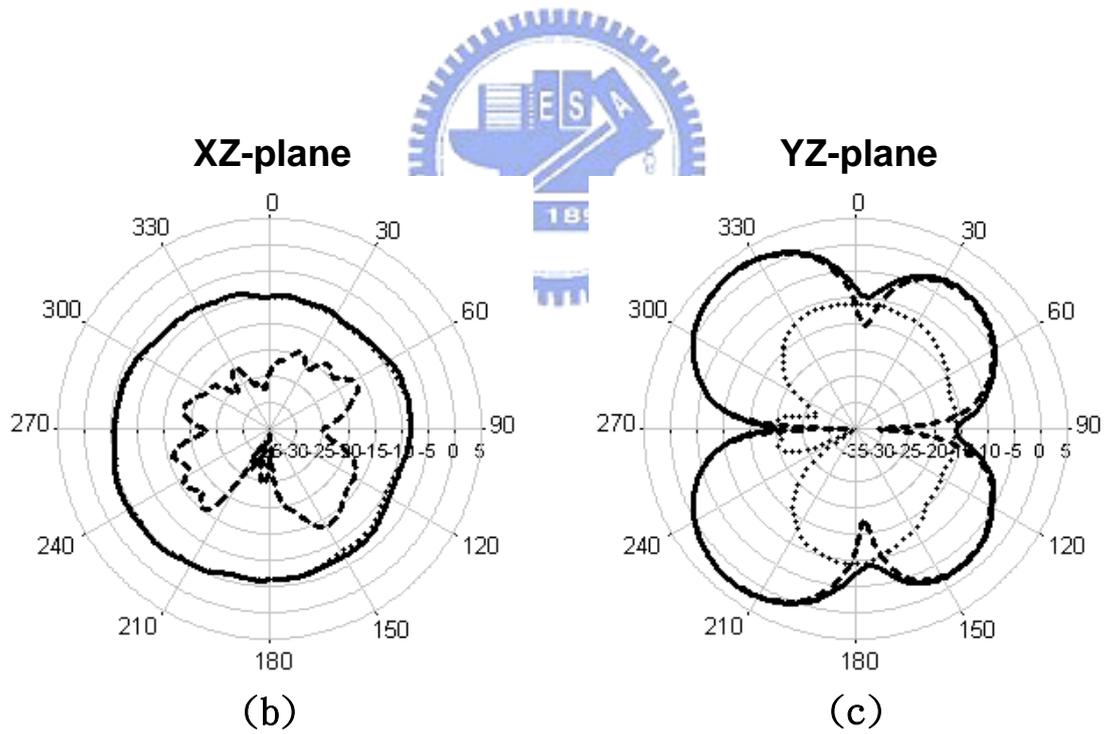
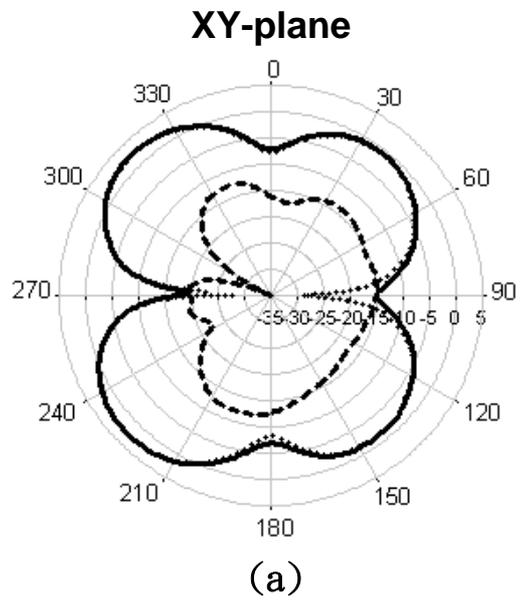
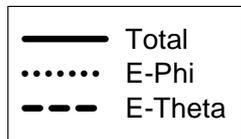
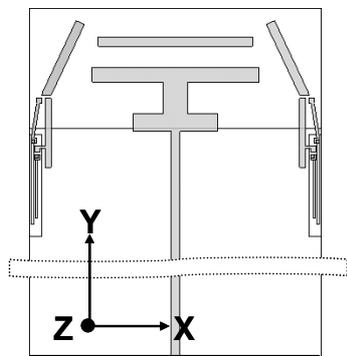


圖4.15 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線開路模態輻射場型 (a)XY-plane
(b) XZ-plane (c) YZ-plane

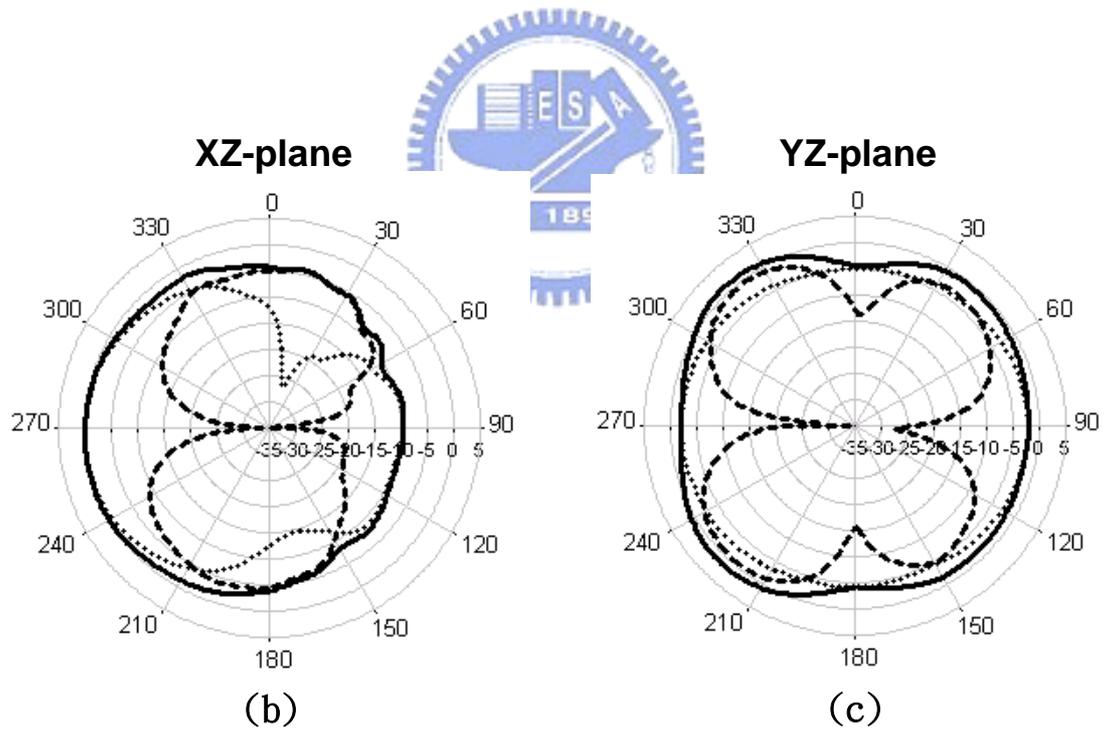
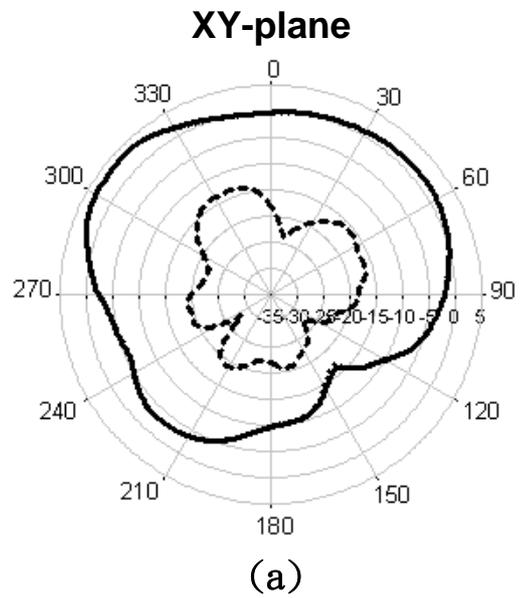
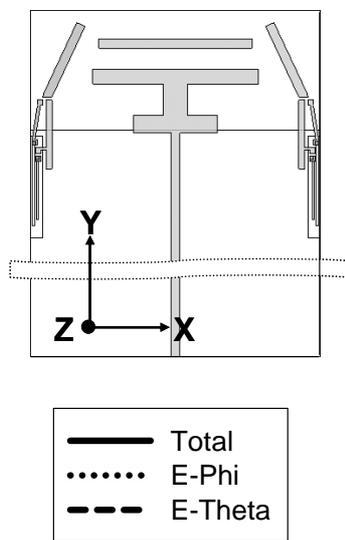


圖4.16 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線右切模態輻射場型 (a)XY-plane
(b) XZ-plane (c) YZ-plane

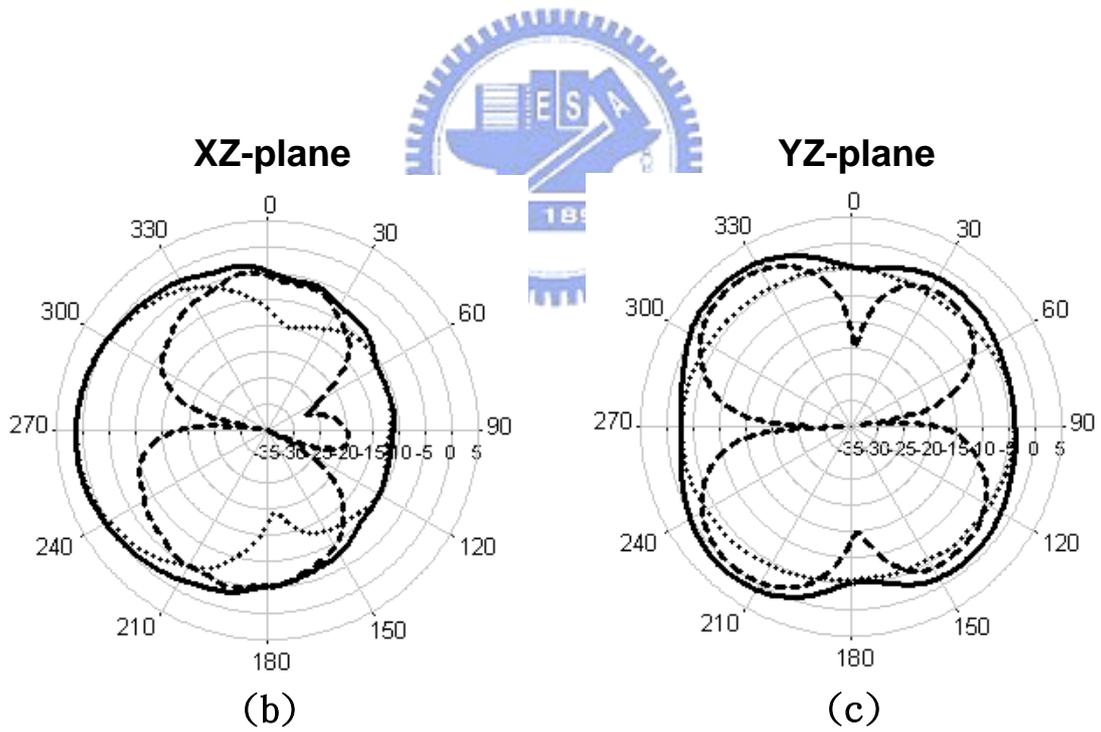
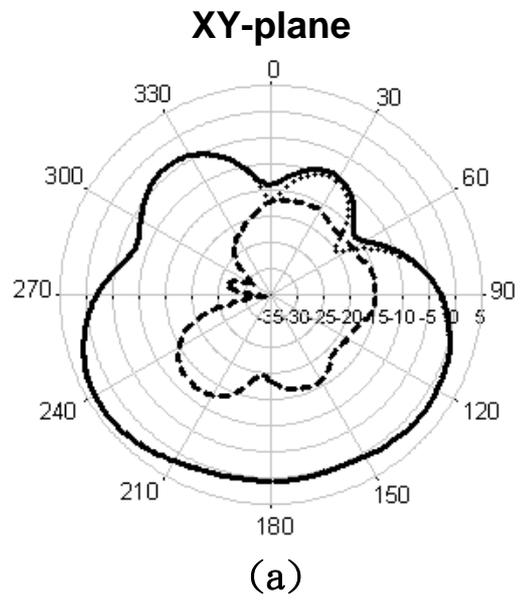
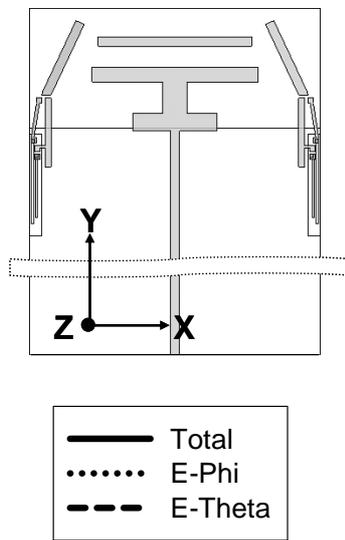


圖4.17 2.45GHz印刷式切換波束T型單極天線左切模態輻射場型 (a)XY-plane
(b) XZ-plane (c) YZ-plane

表4-3 印刷式切換波束天線實際電路切換器操作下各切換模態的各平面的最大增益和平均增益值

	開路模態		左切模態		右切模態	
	Peak	Average	Peak	Average	Peak	Average
XY-plane	2.85dBi	-3.32dBi	3.64dBi	1.19dBi	3.56dBi	1.02dBi
XZ-plane	-4.27dBi	-7.43dBi	1.43dBi	-1.05dBi	0.23dBi	-1.38dBi
YZ-plane	2.78dBi	-4.10dBi	1.53dBi	-1.81dBi	1.49dBi	-1.24dBi

本論文中提出的切換波束天線不論是在架構、輻射場型或無線接取(Radio Access)能力的提升上都比一般利用空間分集式設計的天線優異。在天線架構上同樣為了達到無線接取能力的提升，論文中所提出的切換波束天線是藉由寄生單元長度的改變切換激發天線的指向性以達到互補場型，而一般分集式的設計必須切換兩支天線而達到，且利用寄生單元來改變激發天線指向性的方式；可以省去天線間互相耦合的問題。而在輻射場型部分，切換波束天線在開路模態、左切模態或是右切模態上輻射場型及天線增益都具有明顯的差異性，這樣的特性讓天線除了可藉由左切及右切模態的互相切換形成互補的輻射場型外，也可因應複雜的通訊環境而單獨操作在某個切換模態，以提升無線接取能力。

從表4-3可知道本論文所提出的切換波束T型單極天線除了到場型上有不錯的表現外，增益上的表現也是很不錯的。開路切換模態與左(右)切模態在XY平面上最大增益相差最多有0.79dBi，在平均增益上相差有最多為4.34dBi。

第五章 結論(Conclusion)

本論文中分別對多頻天線以及切換波束天線提出了設計方法。在多頻天線方面延續了利用交叉耦合平面式濾波器中常用的二分之一波長開路諧振環的觀念並將其改良，結合到多頻天線的設計中。而在切換波束天線中則利用八木天線具指向性輻射場型的特性並與電路切換器結合，以達到切換波束的效果。本論文所提出的天線是印製在印刷電路板(FR4)上，所以有製作簡單、成本低、整體的面積小易與其他電路結合、不需要額外的集總元件做匹配，直接 50Ω 線餵入等優點。

本論文前半段中提到的三頻天線是靠著耦合讓兩種共振機制同時匹配於三個頻段，而兩個共振機制幾乎是可看成互相獨立，所以對於調整各自共振頻率上有很大的方便。本論文是將此三頻天線設計在WLAN 802.11a/b/g與WiMAX的應用上，若是要應用在不同頻段的多頻系統中，也可以輕易的調整到所需的頻段。對此天線實際量測結果，在場型上都有不錯的表現。而為了改良訊號的收發品質，本論文中也製作了空間分集化天線，整體空間分集化天線高度仍維持在13mm左右。

在本論文後半部提出的切換波束天線，我們除了讓天線在輻射場型上達到了切換的效果，並且在設計中加入了多種控制匹配的機制以利於天線的設計。而在此天線的實際量測結果，各切換模態不管是在反射損耗或、輻射場型及天線增益的表現上都具有優異的表現。希望此兩種天線能提供現行無線通訊產業在天線設計上正面的幫助。

參考文獻

(Reference)

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design," 2nd ed. , John Wiley, New York, ch.2 and ch.5 , 1998.
- [2] C. Wu, "Printed antenna structure for wireless data communications," U.S. Patent 6 008 774, Dec. 28, 1999.
- [3] T. Y. Wu, S. T. Fang, and K. L. Wong, "Printed diversity monopole antenna for WLAN operation," *Electronics Letter*, vol. 38, pp. 1625 – 1626, Dec. 5, 2002.
- [4] C. Soras, M. Karaboikis, G. Tsachtsiris, and V. Makios, "Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, pp. 37 – 44, Feb. 2002
- [5] V. Stoiljkovic, and G. Wilson, "A small planar inverted-F antenna with parasitic element for WLAN applications," *10th international conference on Antennas and Propagation*, vol.1, pp. 82-85, April 1997
- [6] T. Tiehong, and Z. Zheng, "Applications of planar inverted-F antenna for Bluetooth," in *Proc. 2003 International Conference on Communication Technology (ICCT 2003)*, vol.2, pp. 1230-1233, April 2003
- [7] Y. L. Kuo, Y. T. Cheng, and K. L. Wong, "Printed inverted-F antennas for applications in wireless communication," in *2002 IEEE AP-S Int. Symp.* vol. 3, pp.454 – 457, June 2002
- [8] I. Chen, and C. M. Peng, "Microstrip-fed dual-U-shaped printed monopole antenna for dual-band wireless communication applications," *Electronics Letters*, vol. 39, pp.955 – 956, June 2003
- [9] S. H. Yeh, and K. L. Wong, "Dual-band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN application," in *2002 IEEE AP-S Int. Symp.* vol.4, pp.72 – 75, June 2002
- [10] Y. L. Kuo, and K. L. Wong , "Printed Double-T Monopole Antenna for 2.4/5.2GHz Dual-Band WLAN Operations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2187-2192, Sep 2003
- [11] G. P. Karakoussis, A.I. Kostaridis, C. G. Biniaris, and D. I. Kaklamani, "A dual-band inverted-F antenna printed on a PC card for the ISM and UNNI bands," *2003 IEEE Wireless Communications and Networking (WCNC 2003)*, vol. 1, pp.88 – 92, March 2003

- [12] Ya-Ying Wang, Shyh-Jong Chung, “ A New Dual-Band Antenna for WLAN Applications” in *2004 IEEE AP-S Int. Symp.* vol. 3, 20-25 June 2004 Page(s):2611 - 2614 Vol.3.
- [13] H. D. Chen, J. S. Chen, and Y. T. Cheng, “Modified inverted-L monopole antenna for 2.4/5GHz dual-band operations,” *Electronics Letter*, vol.39, pp.1567–1568, 30 Oct. 2003
- [14] D. M. Pozar, ”Microwave Engineering,” 2nd ed. , John Wiley, New York, pp.306-313, 1998.
- [15] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.44, pp.2099 – 2109, Nov.1996

