

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

應用於雙頻與 MIMO 天線之串接左右手傳



Utilizing Cascaded Right/Left-Handed  
Transmission Lines for Dual-Band and MIMO  
Antennas Application

研究生：吳建宏

指導教授：鍾世忠 博士

中華民國九十六年六月

# Utilizing Cascaded Right/Left-Handed Transmission Lines for Dual-Band and MIMO Antennas Application

研究生：吳建宏

Student : Chien-Hung Wu

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



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

June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年六月

# 應用於雙頻與 MIMO 天線之串接左右手 傳輸線

研究生：吳建宏

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學 電信工程研究所

## 摘要

本篇論文中採用電氣長度 60 度之串接左右手傳輸線來設計應用於雙頻與 MIMO 之兩支天線。藉由右手傳輸線造成相位落後及左手傳輸線造成相位領先之特性，串接等電氣長度的右手及左手傳輸線，使得輸入阻抗虛部為零，再利用傳輸線的  $\pi$  型和 T 型的等效電路，透過適當的佈局來實現天線架構。在雙頻天線的設計中，第一共振頻率選擇在 2.45 GHz，再藉由選擇不同的電氣長度來設計不同的第二共振頻率。本論文中選擇電氣長度為 60 度，除可使天線佈局能達到更微小的尺寸以及第二共振頻率在 5 GHz，因而能適用於無線通訊網路 802.11 b 和 802.11 g 頻段。在 MIMO 天線設計中，延續上述 60 度電氣長度的左右手傳輸線的設計原理，於無線網卡上設計了三支天線，並且為了減少天線間的耦合效應，在其中兩隻天線地線加上一段金屬線，以增加天線的指向性，實際量測天線間的耦合量也都低於 -10 dB。

# Utilizing Cascaded Right/Left-Handed Transmission Lines for Dual-Band and MIMO Antennas Application

Student : Chien-Hung Wu

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering

National Chiao Tung University



## Abstract

In this thesis, a dual-band antenna and a MIMO (multi-input multi-output) antenna are proposed. The antenna design concepts are all based on using cascaded two opposite sign segments of 60 degrees electrical length transmission lines to provide zero phases at the operated frequency. The closed-form formulas for the equivalent circuit model of transmission line are used for circuit design. A  $\pi$ -type equivalent circuit for RH (right handed) TL (transmission line) and a T-type equivalent circuit for LH (left handed) TL are chosen and connected with an open-circuit at the unconnected port of the LH TL. These can result in a via-free layout which does not require an extra fabrication process. For the dual-band antenna, the first operated frequency is 2.45 GHz. We can design the different second resonant frequency by choosing different electrical length of transmission line. Choosing 60 degrees electrical length is convenient to design the second resonant

frequency at 5GHz and reduce the antenna size. Therefore the first and the second resonant frequency of the dual-band antenna are 2.45 GHz and 5 GHz, respectively. The measured radiation pattern is approximated to omni-directional, and the largest average gain achieves 0 dBi at 2.45GHz. For the MIMO antenna, the basic design theory comes from the dual-band antenna. In order to reduce the coupling between two antennas, we add an extra ground arm, which is designed for high directivity. There are three antennas on a PCB board as a experimental prototype. The measurements of coupling between two antennas are all under -10 dB.



## 誌謝

首先我要感謝我的指導教授 鍾世忠老師，在我研究所的兩年裡給我很多建議與指導，讓我在天線的理論以及微波領域能得到更多的知識，在研究遇到瓶頸時，老師的建議也提供很多的幫助，有了這些寶貴的意見才能有今天這篇論文，同時也感謝我的口試委員 郭仁財老師、王暉老師、陳俊雄老師撥冗對我提出建議，使本論文能更加完整。

我要感謝實驗室博士班學長姊;凌菁偉在投影片的製作給我很多的建議;小之信學長在我設計天線遇到困惑時，能夠給我解答與建議;在職博班許倬綱學長，開車載我去汐止量天線並給我很多建議。

也要感謝實驗室的伙伴：小圓，小花，小巴，玫翎，碰碰，小黃，凱哥，阿雷，馬爺，警棍，阿本，還有助理珮華，這兩年有你們，讓我覺得實驗室充滿了歡笑。

最後我要感謝我的家人以及我的女友小滿，謝謝你們一直默默在支持我，使我可以完成研究所的學業。



# 目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iv
目錄.....	v
圖目錄.....	vii
表目錄.....	ix
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.....	1-3
第二章 串接左右手傳輸線之雙頻天線.....	2-1
(Dual-Band Antenna Design Utilizing Cascaded RH/LH Transmission Lines)	
2.1 傳輸線模型(Equivalent Transmission Line Model).....	2-1
2.2 串接左右手傳輸線之單頻天線.....	2-4
2.2.1 天線佈局(Layout).....	2-4
2.2.2 地線(Ground)設計.....	2-5
2.2.3 量測與比較.....	2-7
2.3 電路分析與驗證.....	2-11
2.3.1 第二共振頻率的分析與驗證.....	2-14
2.4 雙頻天線的佈局與量測.....	2-15
第三章 串接左右手傳輸線之 MIMO 天線(MIMO Antenna).....	3-1
3.1 分集式技術(Diversity Technique)的簡介.....	3-1
3.2 場型(pattern)分集化天線.....	3-3
3.3 模擬與量測結果.....	3-4

3.3.1 第一支 MIMO 天線	3-4
3.3.2 第二支 MIMO 天線	3-10
3.3.3 第三支 MIMO 天線	3-16
第四章 結論(Conclusion).....	4-1
實做照片(Photo).....	A
參考文獻(Reference).....	C





## 圖目錄

圖 2.1	串接左右手傳輸線.....	2-2
圖 2.2	傳輸線之雙埠網路(a) $\pi$ (b) T 模型.....	2-2
圖 2.3	串接左右手傳輸線等效電路模型.....	2-3
圖 2.4	單頻天線架構圖.....	2-5
圖 2.5	天線位置比較圖(a)位置圖(b)XZ平面場型分佈圖.....	2-6
圖 2.6	天線地線切割比較圖(a)天線位置圖(b)XZ平面場型分佈圖.....	2-6
圖 2.7	單頻天線反射損耗量測圖.....	2-7
圖 2.8	單頻天線 2.45GHz 輻射場型 (a) XZ-plane (b) XY-plane (c) YZ-plane.	2-8
圖 2.9	利用集總元件設計之天線反射損耗量測圖.....	2-9
圖 2.10	利用集總元件設計之天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖.....	2-10
圖 2.11	傳輸線(a) $\pi$ 模型(b) T 模型.....	2-11
圖 2.12	電氣長度 $\theta$ 與共振頻率的關係圖.....	2-13
圖 2.13	傳輸線 $\pi$ 模型與 T 模型相位圖.....	2-14
圖 2.14	雙頻天線架構圖.....	2-16
圖 2.15	雙頻天線反射損耗量測圖.....	2-17
圖 2.16	雙頻天線位置圖 (a) 左邊 (b) 中間.....	2-17
圖 2.17	不同位置雙頻天線的反射損耗模擬圖 .....	2.17
圖 2.18	雙頻天線在 2.45GHz 輻射場型(a) XY 平面 (b) XZ 平面(c) YZ 平面.	2-18
圖 2.19	雙頻天線在 5GHz 輻射場型(a) XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面..	2-19
圖 3.1	改良指向性天線(a)天線架構圖 (b)XY-plane 輻射場型.....	3-3
圖 3.2	第一支 MIMO 天線架構圖.....	3-4
圖 3.3	第一支 MIMO 天線埠 1(port 1)在不同地線長度的 XY 平面模擬場型	3-5

圖 3.4	第一支 MIMO 天線反射損耗模擬圖.....	3-6
圖 3.5	第一支 MIMO 天線埠 1(port 1)天線在 2.45GHz 輻射場型模擬圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-7
圖 3.6	第一支 MIMO 天線埠 2(port 2)天線在 2.45GHz 輻射場型模擬圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-8
圖 3.7	第一支 MIMO 天線埠 3(port 3)天線在 2.45GHz 輻射場型模擬圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-9
圖 3.8	第二支 MIMO 天線架構圖.....	3-10
圖 3.9	第二支 MIMO 天線量測之反射損耗.....	3-12
圖 3.10	第二支 MIMO 天線埠 1(port 1)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-13
圖 3.11	第二支 MIMO 天線埠 2(port 2)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-14
圖 3.12	第二支 MIMO 天線埠 3(port 3)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-15
圖 3.13	第三支 MIMO 天線架構圖.....	3-16
圖 3.14	第三支 MIMO 天線量測之反射損耗.....	3-18
圖 3.15	第三支 MIMO 天線埠 1(port 1)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-19
圖 3.16	第三支 MIMO 天線埠 2(port 2)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-20
圖 3.17	第三支 MIMO 天線埠 3(port 3)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面 .....	3-21

## 表目錄

表 2.1 傳輸線電容 (C) 與電感 (L) 公式.....	2-3
表 2.2 左右手傳輸線電容與電感值對照表.....	2-12
表 2.3 第二共振頻率對照表.....	2-13
表 3.1 第二支 MIMO 天線頻寬與增益整理表.....	3-12
表 3.2 第三支 MIMO 天線頻寬與增益整理表.....	3-18



# 第一章 導論 (Introduction)

## 1.1 工程背景及動機

由於近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。而近幾年來有無線區域網路(WLAN)的出現，不僅降低了傳統有線區域網路佈建的不方便性，且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。為了因應大量的資料傳輸與多媒體，各式各樣新的相關通訊協定也隨之訂定。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，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。而 802.11a 的出現在某種程度上則解決了此問題，802.11a 能提供 54Mbps 的傳輸速率，且操作的頻段在 5GHz(5.15~5.35GHz/5.725~5.825GHz) 的頻段上。802.11a 和 802.11b 因為頻段不同，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。

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，就必須有同時匹配於 2.4~2.5GHz 和 5~6GHz 的雙頻天線。最近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[1]-[5]。在這些設計中，他們都有製作簡單、成本低、且易與平面電路板做結合等優點。而大部分文獻中的共振型雙頻天線，都是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[1]、雙 U 型天線[2]、正 F 型天線[3]、以及雙 T 型天線[4]等。

現今合成式的左右手傳輸線 (CHLH) 已經被廣泛的利用於天線[14]-[15]與濾波器[20]的設計，其等效電路架構為一般傳輸線之串聯電感以及一個並聯電容，加入一個串連的左手電容與併入一個並聯的右手電感來實現，值得注意的是，當在此架構的串聯 LC 與並聯 LC 共振頻率相等時，其色散圖為將為連續，再傳波常數為零時，其頻率不為零而是可以設計的頻率，而一般的合成式左右手傳輸線就是利用此特性來設計天線，而利用此特性設計出的天線缺點為擁有較小的頻寬，以及輻射場型增益並不高且不全向性。為了改善合成式傳輸線天線擁有的缺點，我們將提出一種新的方式來達到共振，利用串接左右手傳輸線來實現天線的設計。

本論文第二章是希望可設計出一尺寸小但頻寬足夠符合 802.11a/b/g 的雙頻天線，且此天線可以在印刷電路板上實現以節省成本，因而提出一新型的雙頻天線。此天線是利用兩段相位相反的傳輸線串接，使其在 2.45G 與 5G 赫茲其輸入阻抗的虛部為零，達到共振。經實驗可得結果，此雙頻天線在低頻 2.4GHz 的頻寬約有 300MHz，高頻 5GHz 的頻寬有 300GHz，都可符合 802.11a/b/g 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效應，並在有限空間中設計出空間分集式天線。

## 1.2 章節內容簡介

本論文共分為四個章節。第一章為導論，說明本論文研究的相關背景及動機。第二章主要在介紹串接左右手傳輸線之雙頻天線，首先會先介紹傳輸線的基本理論以及傳輸線的等效模型，然後選用電器長度  $\theta$  為 60 度的傳輸線右手  $\pi$  模型及左手 T 模型，串接左手與右手模型來當天線的等效電路架構，透過適當的佈局來設計單頻天線，並討論地線 (Ground) 的影響，已決定天線擺設的位置。之後更一步的分析傳輸線模型，統整出傳輸線電氣長度  $\theta$  對第二共振頻率的相對關係，最後會展現天線的實做與量測結果。第三章則是延續第二章，利用第二章所設計的單頻天線稍做改良拿來運用在 MIMO 的系統上，在此章中會介紹三隻不同 MIMO 天線，最後會有實做的設計方法以及量測結果。最後於第四章中做結論，說明本論文的結果與心得討論。



## 第二章 串接左右手傳輸線之雙頻天線

### (Dual-Band Antenna Design Utilizing Cascaded RH/LH Transmission Lines)

本章在介紹串接左右手傳輸線之雙頻天線，首先會先介紹傳輸線的基本理論以及傳輸線的等效模型，然後選用電氣長度  $\theta$  為 60 度的傳輸線右手  $\pi$  模型及左手 T 模型，串接左手與右手模型來當天線的等效電路架構，透過適當的佈局來設計單頻天線，並討論地線 (Ground) 的影響，已決定天線擺設的位置。之後更一步的分析傳輸線模型，統整出傳輸線電氣長度  $\theta$  對第二共振頻率的相對關係，最後會展現天線的實做與量測結果

#### 2.1 傳輸線模型(Equivalent Transmission Line Model) [12] [21]

傳輸線理論已經被廣為分析與利用，一般的傳輸線相速(phase velocity)與群速(group velocity)傳輸方向，乃與能量的傳遞方向相同，被定義為右手系統(right-handed system)，然而，近年來研究發現，左手材料(Left-Hand material)擁有相速與群速反向的特性，此特性已被廣泛利用於天線及濾波器之應用。

本論文天線的設計原理就是藉由串接一段右手傳輸線(RH TL)與一段左手傳輸線(LH TL)，(右手傳輸線電氣長度為正，意味著其相位延遲，反之左手傳輸線電氣長度為負，意味著相位領先)，串接傳輸線的末端為開路，如圖 2.1，串接後的輸入阻抗為零，達到共振，我們就是利用此共振點來設計天線。

圖 2.2 為常見的傳輸線等效模型，其中模型元件可以利用傳輸線特性阻抗  $Z_0$ 、操作頻率  $f_0$ 、電氣長度  $\theta$ ，透過 (2.1) 公式來表示

$$\begin{aligned}
 Y_{\pi 1} &= jY_0(\csc \theta - \cot \theta) \\
 Y_{\pi 2} &= -jY_0 \csc \theta \\
 Z_{T1} &= jZ_0(\csc \theta - \cot \theta) \\
 Z_{T1} &= -jZ_0 \csc \theta
 \end{aligned}
 \tag{2-1}$$

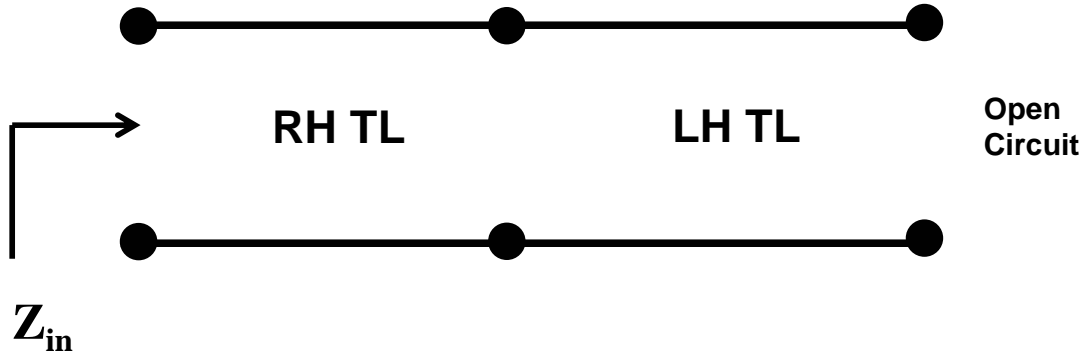


圖 2.1 串接左右手傳輸線

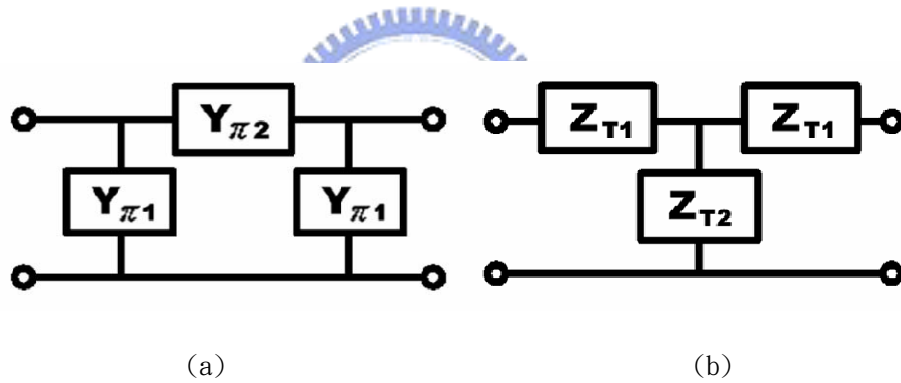


圖 2.2 傳輸線之雙埠網路(a)  $\pi$  (b) T 模型

其中  $Y_0=1/Z_0$ 。

(2-1) 公式可以利用 ABCD 矩陣對傳輸線與  $\pi$  模型或 T 模型推導比較而得。而表 2.1 為整理出來傳輸線模型的電容 (C) 和電感 (L) 公式，其中  $\omega_0=2\pi f_0$ 。由於左右手傳輸線各有  $\pi$  模型與 T 模型，所以在選擇上我們有四組搭配選擇皆可達到相位為零，最後我們選擇右手  $\pi$  模型與左手 T 模型，如圖 2.3 (a)，此模型的優點為製作上只需印刷在電路版上，不需額外的加工，達到省錢以及製作的方便性。由於左手 T 模型的最後一個電容為開路，對於電路的分析上並無影響，故在



分析上可以移除，最後的電路架構如圖 2.3 (b)。

Formulas of L and C for A TL Segment

EQC	Formulas for L	Formulas for C
$\pi_{RH}$	$L_{R\pi} = \frac{Z_0 \sin \theta}{\omega_0}$	$C_{R\pi} = \frac{(\csc \theta - \cot \theta)}{\omega_0 Z_0}$
$T_{LH}$	$L_{LT} = \frac{Z_0}{\omega_0 \sin \theta}$	$C_{LT} = \frac{1}{\omega_0 Z_0 (\csc \theta - \cot \theta)}$

表 2.1 傳輸線電容 (C) 與電感 (L) 公式

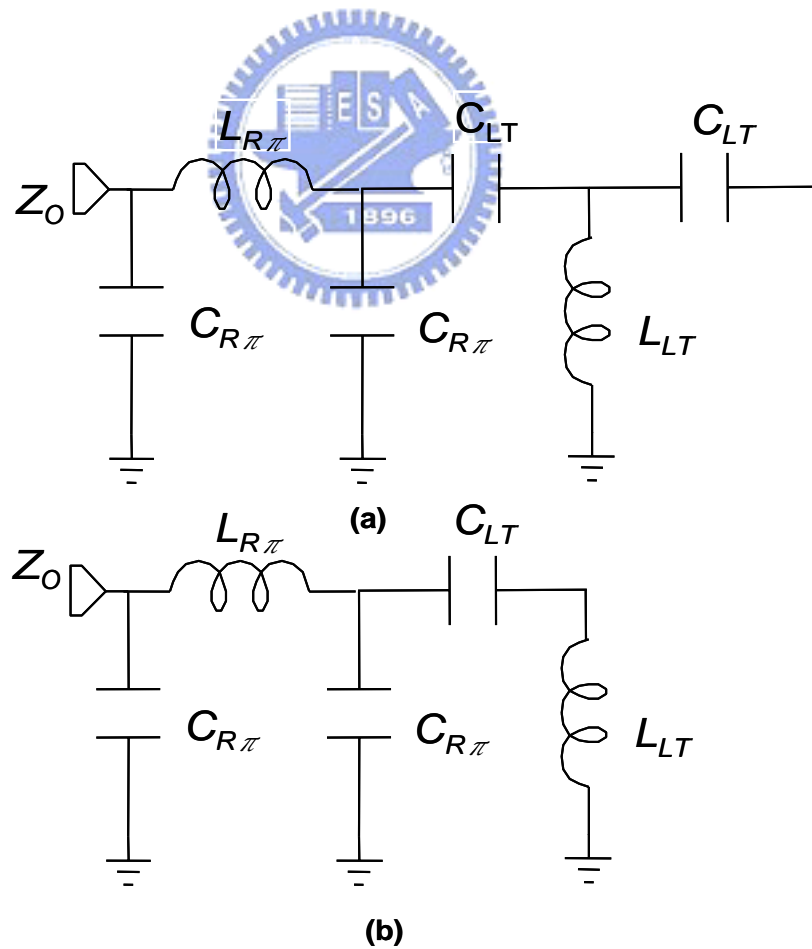
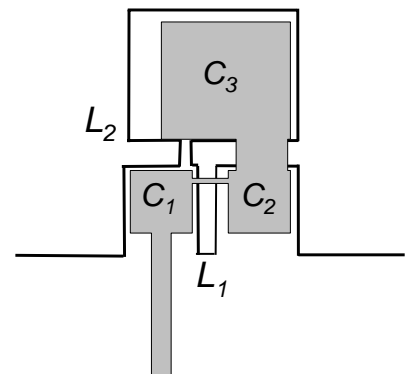
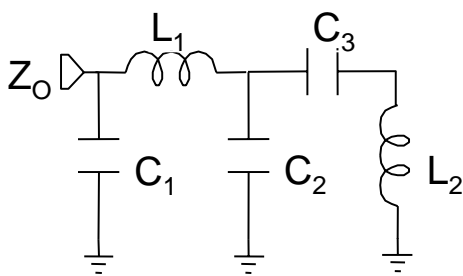
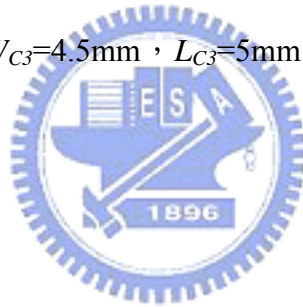


圖 2.3 串接左右手傳輸線模型

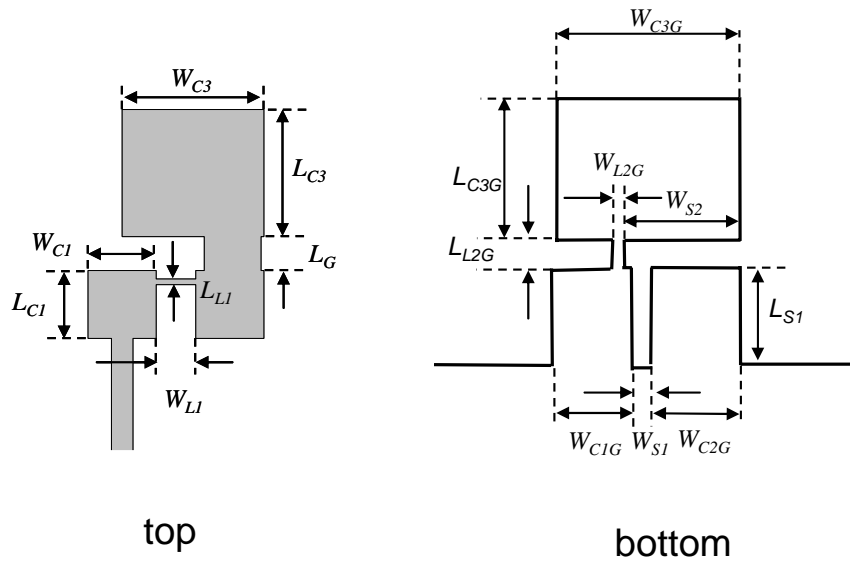
## 2.2 串接左右手傳輸線之單頻天線 [9]~[14][17]~[20]

### 2.2.1 天線佈局(Layout)

我們選用傳輸線電氣長度  $\theta = 60^\circ$ ，操作頻率設計在 2.45GHz，傳輸線特性阻抗( $Z_0$ )為 25 歐姆，經由表 2.1 可以得到右手的電容值為 1.5 pF 電感值為 1.42 nH，左手的電容值為 4.5pF 電感值為 1.87 nH，透過佈局我們將集總元件 (Lumped element)模型轉換為印刷式元件，如圖 2.4(a)所示，其中電容是利用PCB板上下兩片方形金屬來等效，PCB上層通過槽線 (Slot) 的金屬細線等效為電感  $L_1$ ，而  $C_3$  電容耦合 (Couple) 到下層金屬再透過一條細線連結回到地線為電感  $L_2$ ，因而完成電路的佈局。圖 2.4(b)標注了天線架構參數， $W_{C1}=L_{C1}=2.4\text{mm}$ ， $W_{L1}=1.4\text{mm}$ ， $L_{L1}=0.3\text{mm}$ ， $W_{C3}=4.5\text{mm}$ ， $L_{C3}=5\text{mm}$ ， $L_1$  電感下面的槽線(Slot)長度為 4mm 寬度為 0.7mm。



(a)



(b)

圖 2.4 單頻天線架構圖

### 2.2.2 地線(Ground)設計

在這一節中我們要探討地線對天線的影響，以及天線擺放位置對場型的影響。首先我們將天線置於電路版的最上方的三個不同位置，如圖 2.5(a)所示，圖 2.5(b)模擬了天線在不同位置時的 XZ 平面場型 (Pattern)，很明顯的場型會隨著天線擺放位置不同而場型偏向地線較大的一方，並不是個良好的設計，此外除了場型隨著擺放位置而改變的缺點外，天線擺放在電路上方的天線佔用電路板極大的面積。為了改善上述的缺點並減少天線在電路板所佔用的空間，所以我們在地線上切割一小塊矩形其長為 15mm 寬為 12mm，天線置於電路地線左上方所切割的矩形中，為了探討天線放置不同位置對場型的影響，我們在地線切割同樣大小但不同位置如圖 2.6(a)，模擬結果由圖 2.6(b)可知天線置於有切割地線的電路板中，不但尺寸變小了很多，場型也不會因為放置位置不同而有所太大改變。

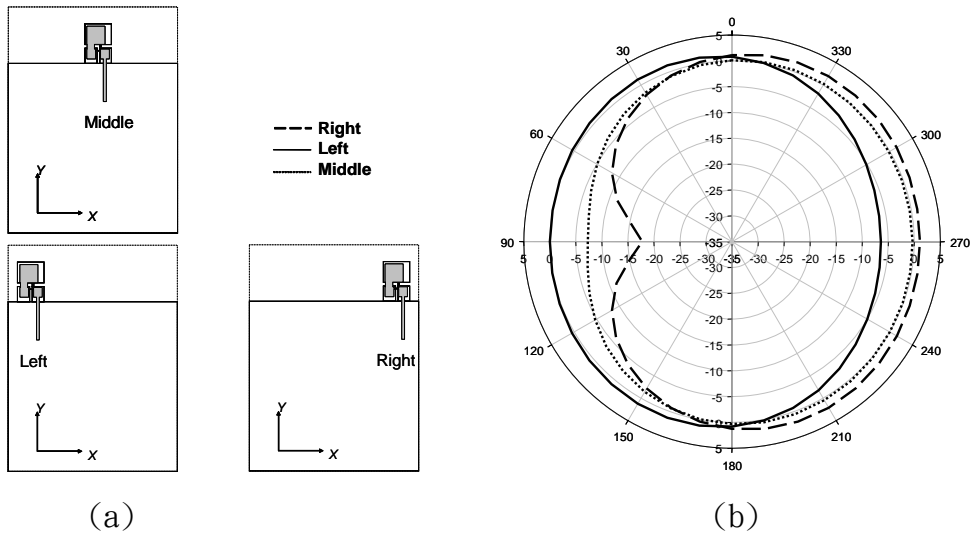


圖 2.5 (a) 天線位置圖 (b) XZ 平面場型分佈圖

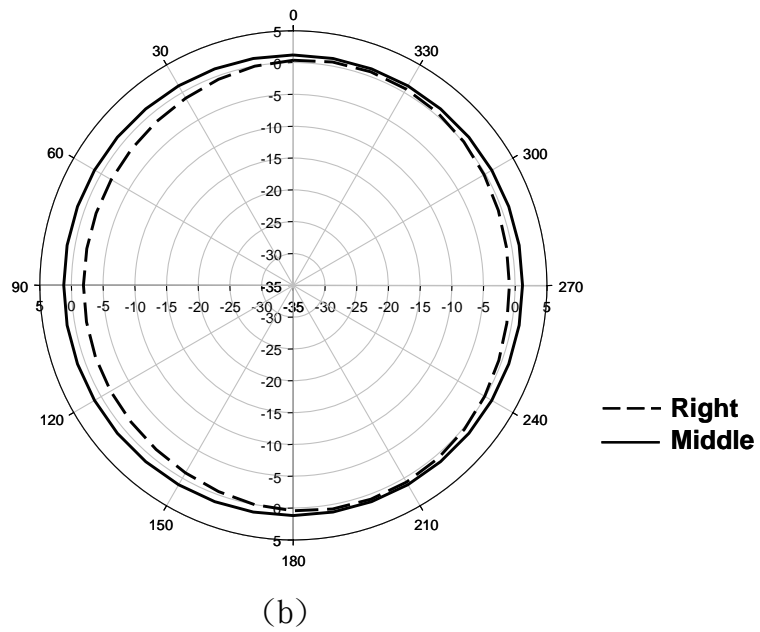
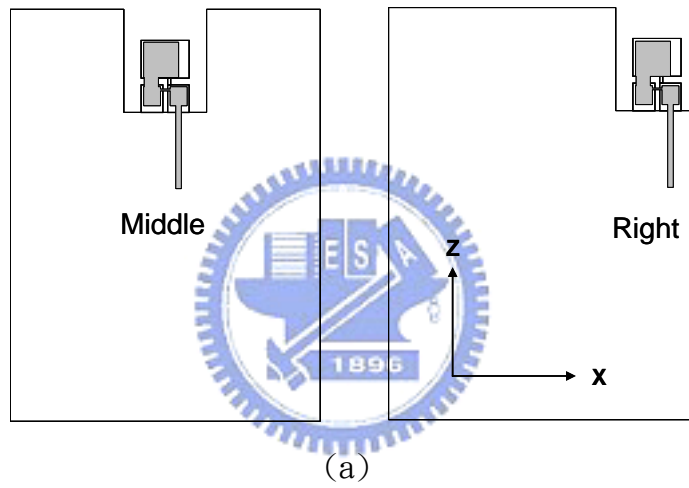


圖 2.6 (a) 天線位置圖 (b) XZ 平面場型分佈圖

### 2.2.3 量測與比較

天線的實做於FR4 厚度為 0.4mm的板材上，整個電路版的尺寸為 45x60mm<sup>2</sup>，**圖 2.7** 為反射係數的實做量測圖，可以看到在-10dB的頻段為 2.47GHz~2.62GHz，與模擬比較並不會有太大的差別。**圖 2.8** 為天線在 2.45GHz下的量測場型與天線的實做圖，天線增益在XY平面的最大增益為 0.2dBi，平均增益為-2.3dBi，XZ平面的最大增益為 1.9dBi，平均增益為-1.0dBi，YZ平面的最大增益為 0.6dBi，平均增益為-0.4dBi，量測結果可得知此天線的在三個平面都接近全向性 (omni-direction)。

本文提出的天線尺寸為 7.5 x 10.5 mm<sup>2</sup>，其最大的優點為比傳統印刷式天線擁有更小的尺寸。

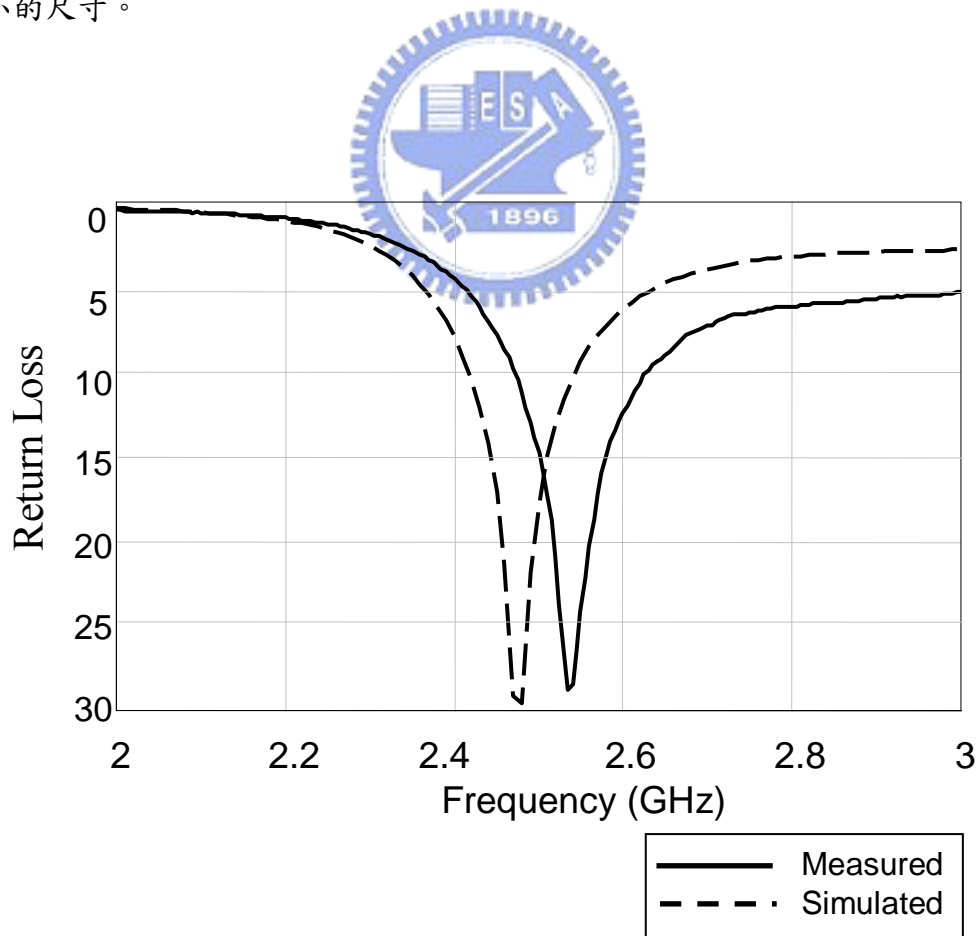


圖 2.7 單頻天線反射損耗量測圖

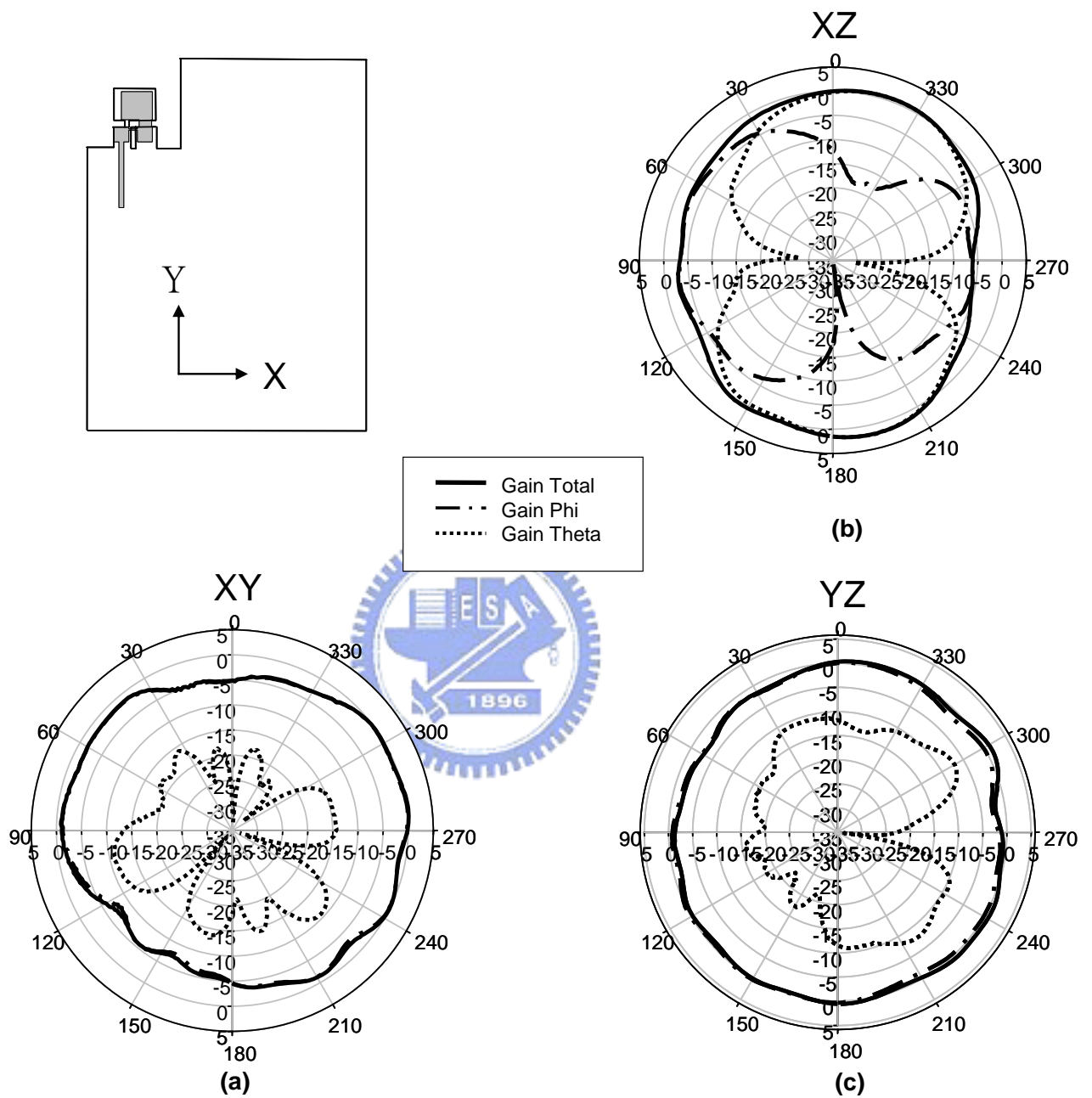


圖 2.8 單頻天線在 2.45GHz 輻射場型 (a) XZ-plane (b) XY-plane (c) YZ-plane

為了檢驗MIM佈局等效電容值以及達到縮小天線的尺寸的目的，所以我們想要利用集總元件（Lumped element）來取代佈局中的印刷式元件。由於在電氣長度為  $60^\circ$  的傳輸線中，左手的電容值比右手電容值來的大，所以替換左手的電容可以縮小天線的尺寸，在佈局時右手的電容依舊使用PCB板上下兩片金屬來等效而左手的電容則改為集總元件（Lumped element），選用的電容值為  $5\text{pF}$ ，並用卯釘貫穿連接上下層金屬，使集總元件（Lumped element）另一端得以連接到地線。實做結果發現，使用集總元件（Lumped element）電容會使得輸入阻抗的實部過大，為了降低輸入阻抗實部，所以延長在地線上右手電容間的槽線（Slot）。而圖 2.9 為量測的反射係數，其頻寬為  $2.38\text{GHz}\sim 2.47\text{GHz}$ ，較之前的窄，圖 2.10 為  $2.45\text{GHz}$  下所量測的輻射場型，在XY平面的最大增益為  $-0.7\text{dBi}$ ，平均增益為  $-3.1\text{dBi}$ ，XZ平面的最大增益為  $0.8\text{dBi}$ ，平均增益為  $-1.5\text{dBi}$ ，YZ平面的最大增益為  $0.5\text{dBi}$ ，平均增益為  $-1.1\text{dBi}$ ，除了增益較之前小之外，天線場型在三個平面也都接近全向性（omni-direction）

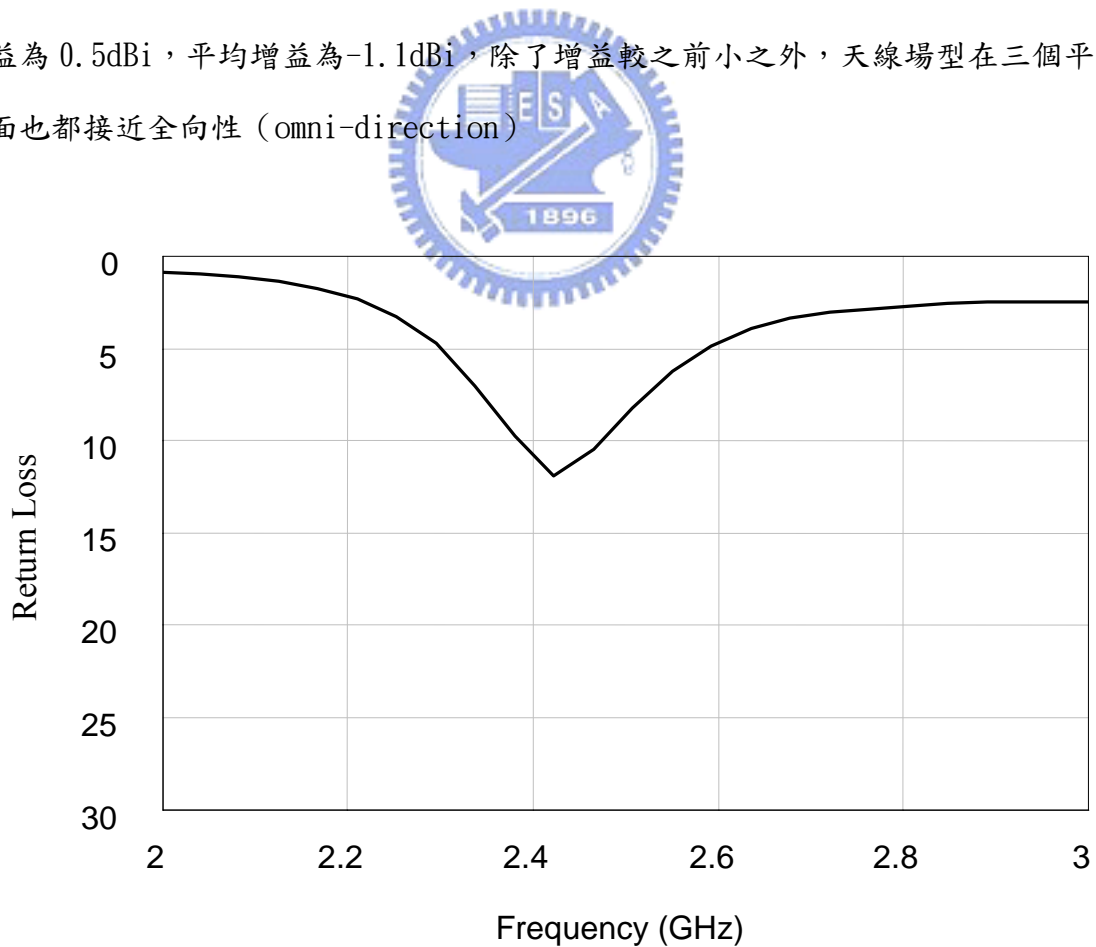


圖 2.9 反射損耗量測圖

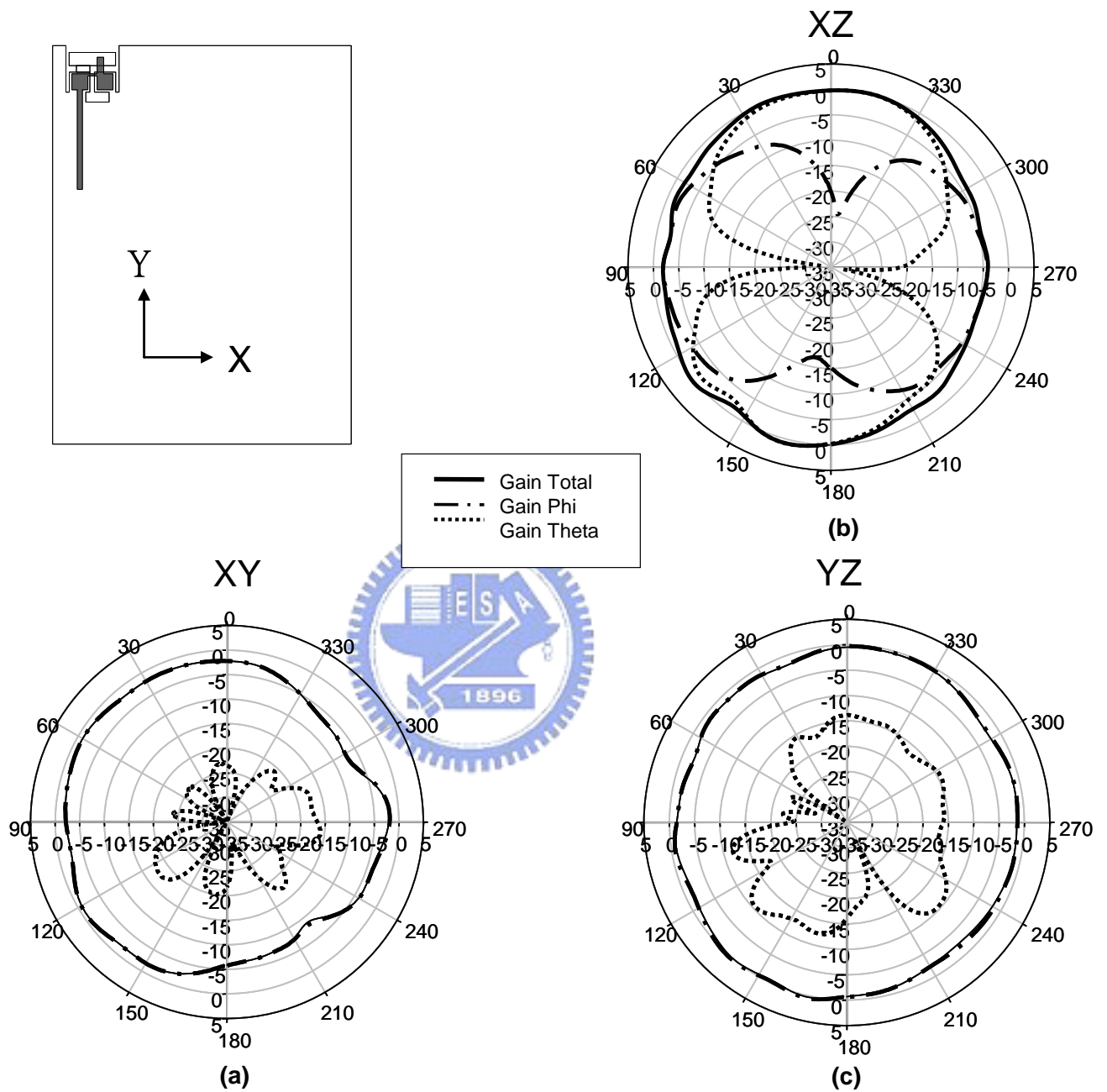


圖 2.10 利用集總元件設計之天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖

(a) XZ-plane (b) XY-plane (c) YZ-plane



### 2.3 電路分析與驗證 [23]

2.2 節中已完成了單頻天線的設計，接著我們想要進一步設計適用於無線區域網路的雙頻天線，我們將從分析圖 2.3(b)的傳輸線模型著手，(2-2)為共振時串接左右手傳輸線的相位關係式，而為了探討各段傳輸線的相位關係，所以將圖 2.3(b)串接左右手傳輸線模型個別拆開如圖 2.11 所示，圖 2.11(a)可以計算出右手的電氣長度  $\theta_{RH}$  (2-3)，同理由圖 2.11(b)可以計算出右手的電氣長度  $\theta_{LH}$  (2-4)。

$$\theta_{RH} + \theta_{LH} = 0 \quad (2-2)$$

$$\theta_{RH} = -\text{ArcTan} \left[ \frac{\frac{L_R \omega}{Z_{OR}} + (C_R \omega + C_R \omega (1 - C_R L_R \omega^2)) Z_{OR}}{2 - 2 C_R L_R \omega^2} \right] \quad (2-3)$$

$$\theta_{LH} = -\text{ArcTan} \left[ \frac{-\frac{1}{C_L \omega Z_{OL}} - \frac{Z_{OL}}{L_L \omega}}{2 - \frac{1}{C_L L_L \omega^2}} \right] \quad (2-4)$$

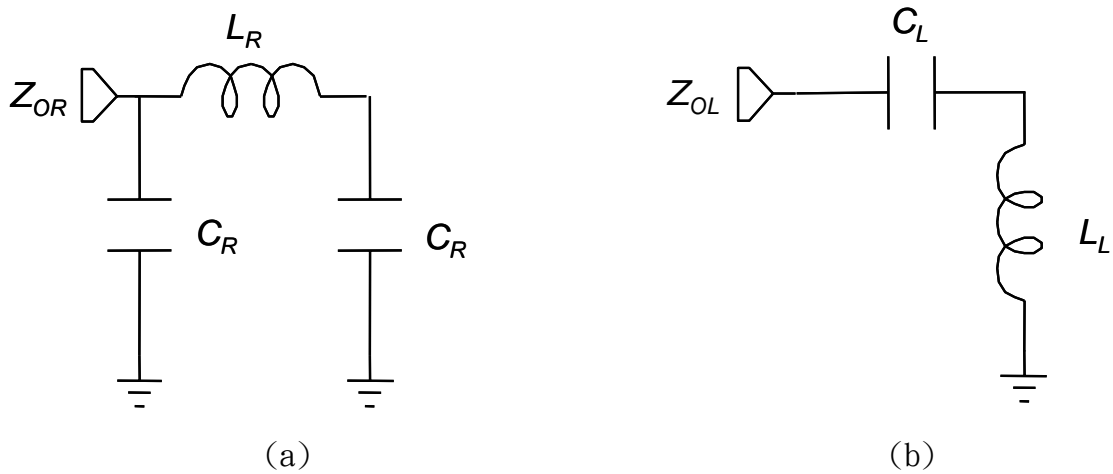
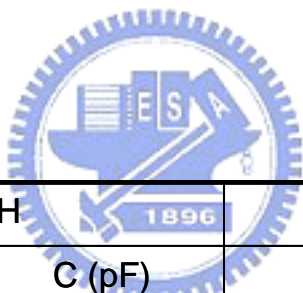


圖 2.11 傳輸線(a)  $\pi$  模型(b) T 模型

由上述關係式，我們可以得到兩個不同的共振頻率 $\omega$ ，而 $\omega$ 可以用左右手的電容和電感來表示，當我們選擇了傳輸線特性阻抗 $Z_0$ 、第一個操作頻率 $\omega$ 和電氣長度 $\theta$ 就可以依照表 2.1 算出等效電容和電感值，再將電容與電感值代入(2-2)、(2-3)、(2-4)可解得另外的操作頻率。表 2.2 為不同電氣長度 $\theta$ 選擇第一操作頻率為 2.45GHz 所換算出來的電容和電感值，表 2.3 為計算後的第二共振頻率點，為了要符合無線區域網路的頻段，所以我們選擇了電氣長度 $\theta$ 為  $60^\circ$  (第二共振頻率在 5.4GHz)，圖 2.12 為第一共振頻率在 2.45GHz 時，不同電氣長度 $\theta$ 與第二共振頻率的關係圖。



	RH		LH	
	L (nH)	C (pF)	L (nH)	C (pF)
$\theta=5^\circ$	0.14	0.11	18.63	59.51
$\theta=15^\circ$	0.42	0.34	6.27	19.73
$\theta=30^\circ$	0.81	0.70	3.24	9.69
$\theta=45^\circ$	1.14	1.07	2.29	6.27
$\theta=60^\circ$	1.42	1.50	1.87	4.50
$\theta=75^\circ$	1.56	1.99	1.68	3.38
$\theta=90^\circ$	1.62	2.59	1.62	2.59

表 2.2 左右手傳輸線電容與電感值對照表

Electrical Length	Second Resonant Frequency (GHz)
$\theta=5^{\circ}$	57.49
$\theta=15^{\circ}$	18.90
$\theta=30^{\circ}$	9.73
$\theta=45^{\circ}$	6.80
$\theta=60^{\circ}$	5.40
$\theta=75^{\circ}$	4.77
$\theta=90^{\circ}$	4.23

表 2.3 第二共振頻率對照表

Freq (GHz)

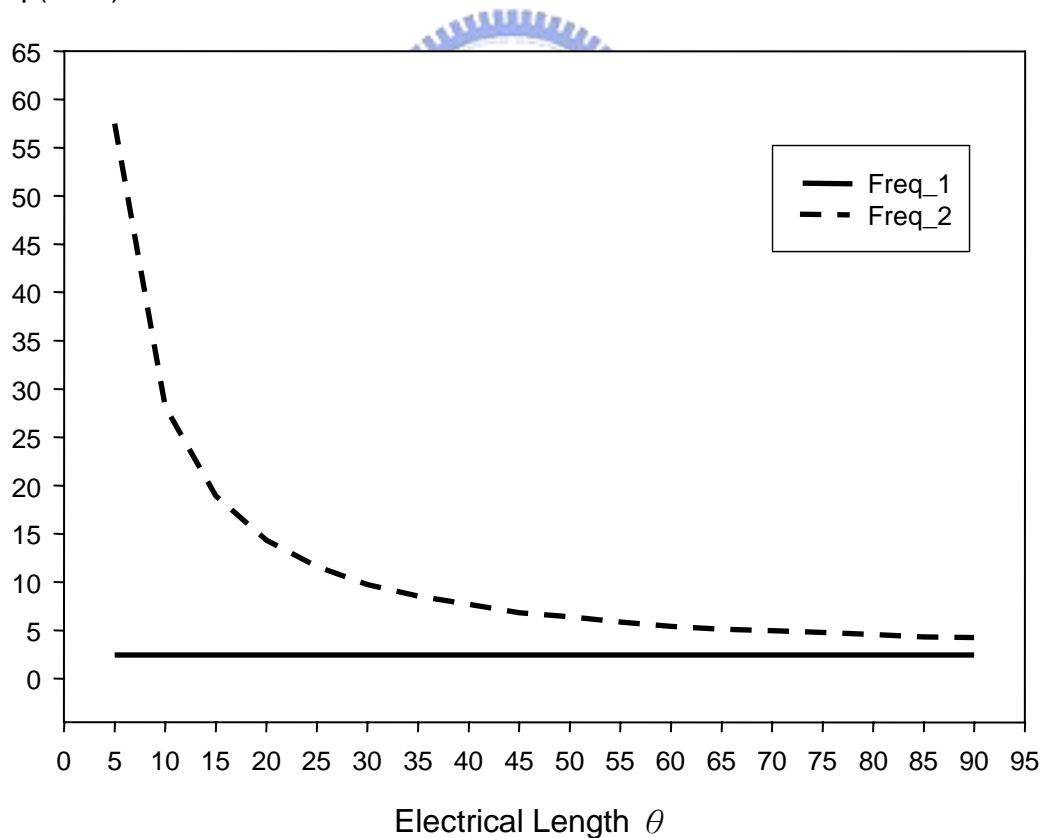


圖 2.12 電氣長度  $\theta$  與共振頻率的關係圖

### 2.3.1 第二共振頻率的分析與驗證 [15] [16] [22]

在此小節我們使用AWR電路模擬軟體來分析圖 2.11 傳輸線模型，我們選用第一操作頻率為 2.45GHz、電氣長度  $\theta$  為  $60^\circ$ ，將電容值與電感值代入模型中。由於圖 2.11 的模型為單一埠，因此我們所得到的模擬結果為兩倍的電氣長度，圖 2.13 為模擬後的結果，可以明顯看出在 2.45GHz 時傳輸線  $\pi$  模型與 T 模型的電氣長度  $\theta$  如預期般的為 60 度且為反相，而在 5.4GHz 也出現了電氣長度一樣但相位相反的情形，值得注意的是，在 5.4GHz 共振的電氣長度  $\theta$  不再是  $60^\circ$ ，而是  $24^\circ$ ，由圖中也可以觀察出，右手傳輸線  $\pi$  模型在高頻有比較劇烈的相位變化，而左手傳輸線相位在高頻則為比較平緩。

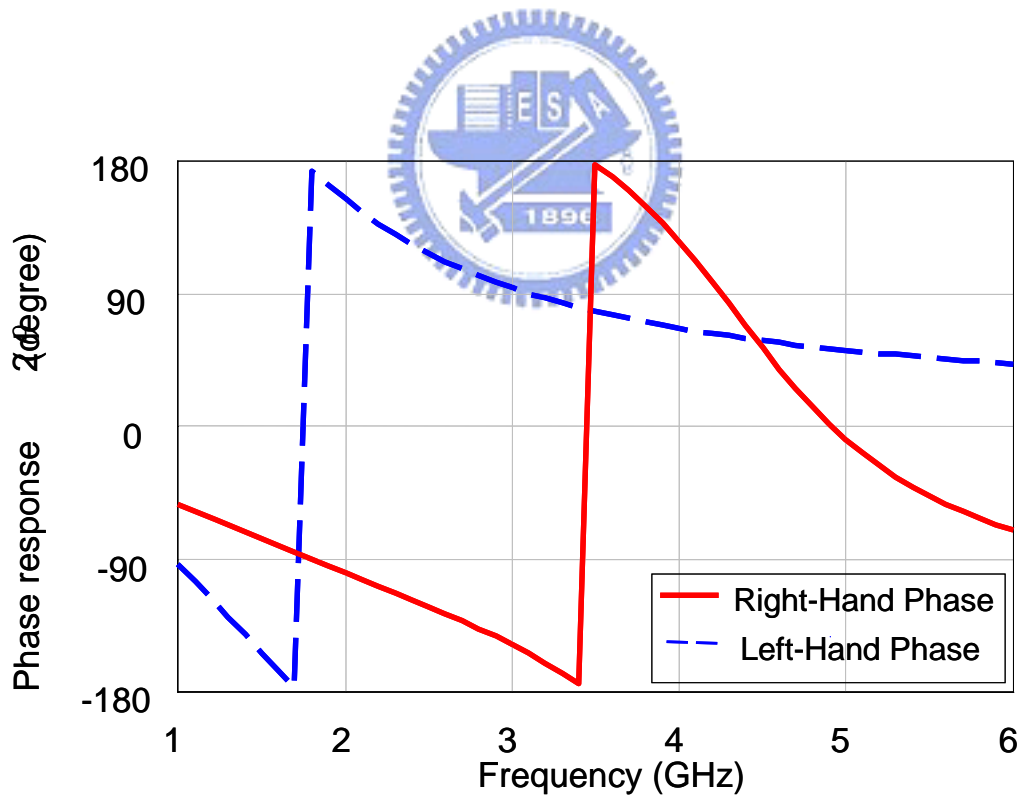


圖 2.13 傳輸線模型相位圖

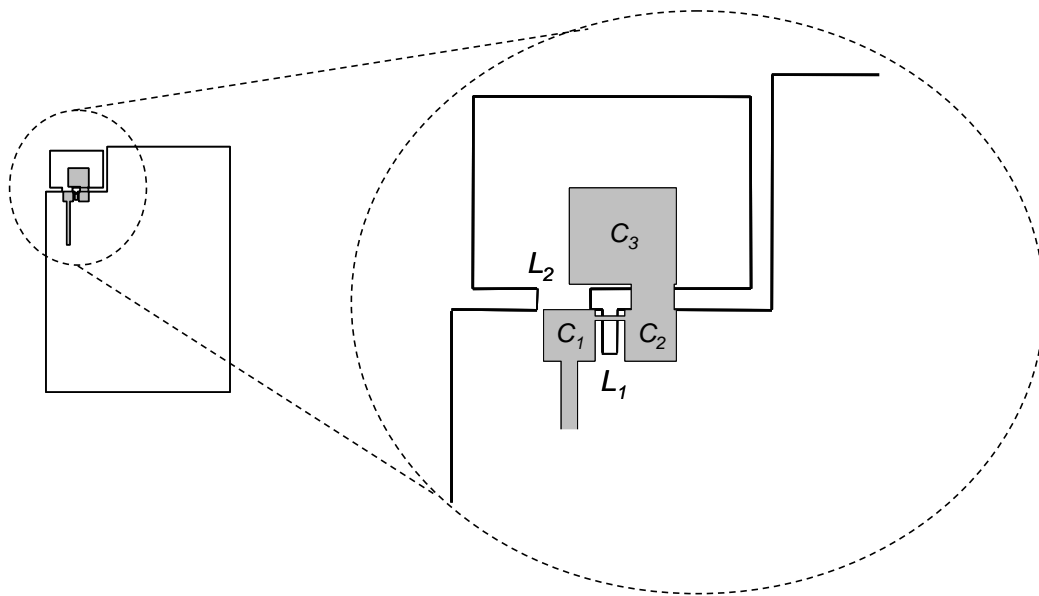
## 2.4 雙頻天線的佈局與量測

在此小節我們將介紹一支雙頻天線的佈局(Layout)以及其量測結果。我們選用傳輸線電氣長度  $\theta = 60^\circ$ ，第一操作頻率設計在 2.45GHz，傳輸線特性阻抗( $Z_0$ )為 25 歐姆，經由表 2.1 可以得到右手的電容值為 1.5 pF 電感值為 1.42 nH，左手的電容值為 4.5pF 電感值為 1.87 nH。**圖 2.14(a)**為天線的架構圖，其中電容是利用PCB板上下兩片方形金屬來等效，而PCB上層通過槽線 (Slot) 的金屬細線等效為電感 $L_1$ ， $C_3$ 電容耦合 (Couple) 到下層金屬再透過一條細線連結回到地線為電感 $L_2$ ，因而完成電路的佈局。**圖 2.14(b)**標注天線架構參數 $W_{C1}=2.4\text{mm}$ ， $L_{C1}=2.4\text{mm}$ ， $W_{L1}=1.4\text{mm}$ ， $L_{L1}=0.3\text{mm}$ ， $W_{C3}=4.5\text{mm}$ ， $L_{C3}=5\text{mm}$ ， $L_1$ 電感下的槽線(Slot)長度為 2mm 寬度為 0.7mm。天線置於電路地線左上方所切割的矩形中，其切割長為 $L=11\text{mm}$ ，寬為 $W=15\text{mm}$ ， $C_3$ 電容的地尺寸為 $W_{C3G}=13\text{mm}$ ， $L_{CG}=9\text{mm}$ 與電路板地(Ground)的細縫 $g$ 為 1mm， $C_3$ 地線佈局尺寸比較大可以降低高頻的實部，達到高頻匹配。

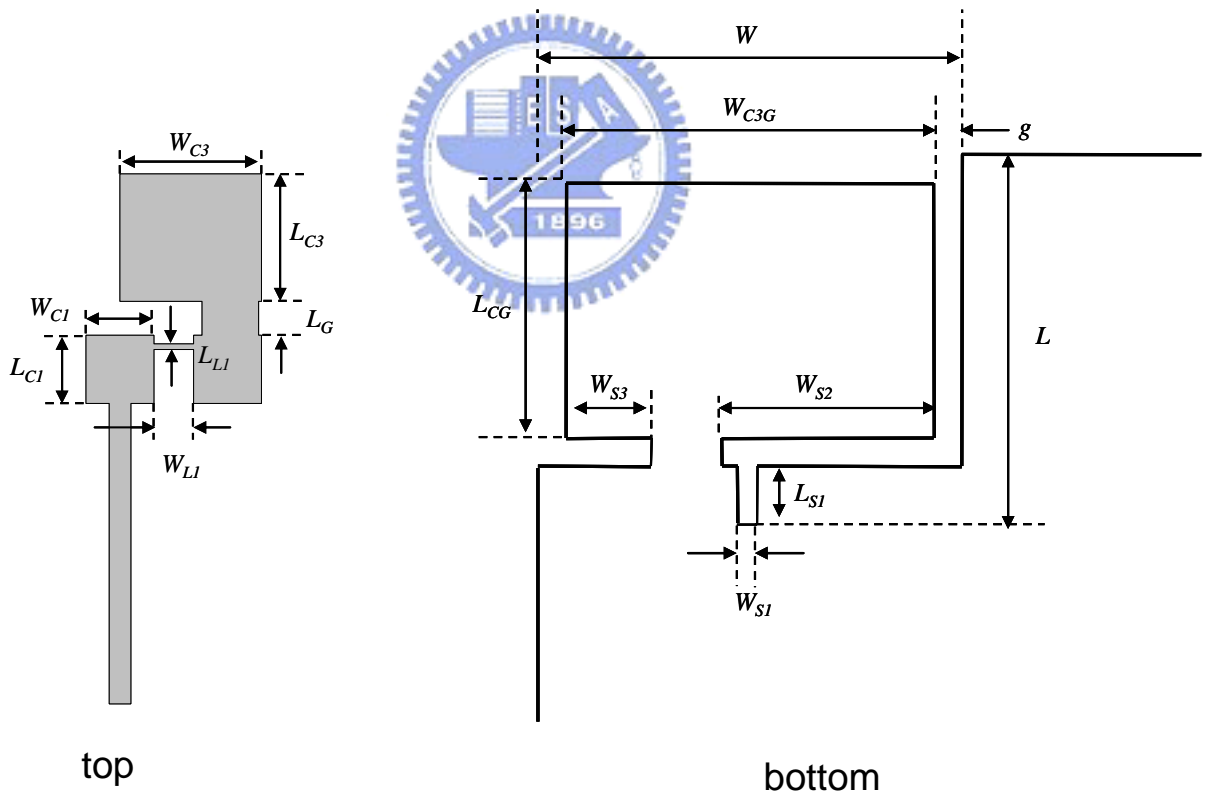
天線的實做於FR4 厚度為 0.4mm的板材上，選用電路版的尺寸為  $45 \times 60\text{mm}^2$ ，**圖 2.15**為實際天線反射係數量測圖，由圖中可以得知，在 2.30GHz~2.60GHz 與 4.90GHz~5.25GHz 兩頻段反射係數皆低於 10dB，符合無線區域網路的應用。

接著我們探討當天線在不同位置對其共振點的影響，因為天線在左右兩邊的佈局為對稱，所以我們只模擬天線放在電路板的左邊與在中間的情況，實際位置如**圖 2.16**所示，模擬結果可以發現當天線在不同位置時，其共振點並不會有太大的差別，模擬結果如**圖 2.17**所示，對於系統設計的而言，此特性將使天線擁有更大的優勢。

**圖 2.18**與**圖 2.19**為雙頻天線在 2.45GHz 與 5GHz 的量測輻射場型，操作在 2.45GHz 時，在 XY 平面最大增益為 1.1dBi，平均增益為-1.9 dBi，在 XZ 平面最大增益為 2.4dBi，平均增益為-0.2 dBi，在 YZ 平面最大增益為 2.2dBi，平均增益為 0.6 dBi，可以發現輻射場型與 2.2 節的單頻天線的場型很類似，都擁有



(a)



(b)

圖 2.14 雙頻天線架構圖

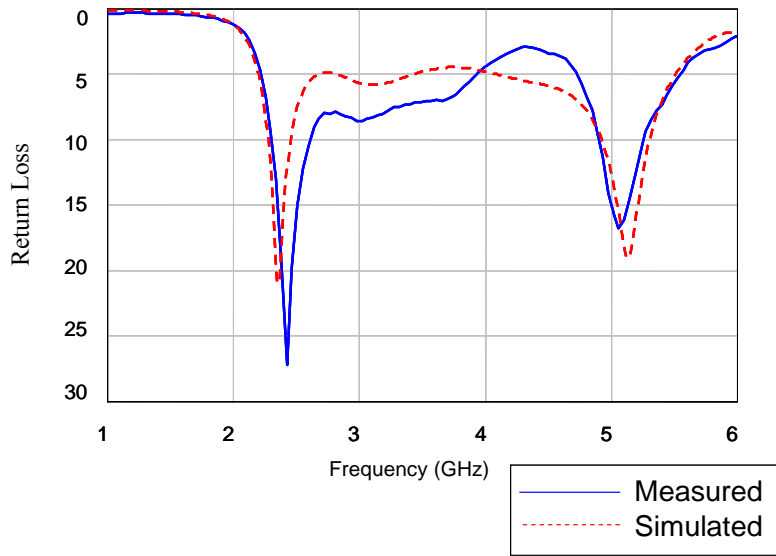


圖 2.15 雙頻天線反射損耗量測圖

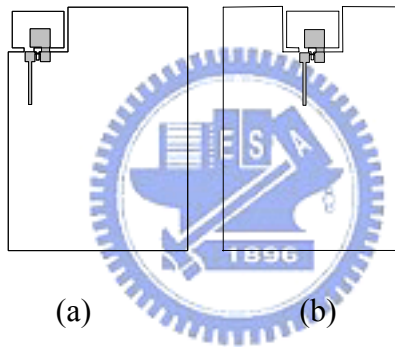


圖 2.16 天線位置 (a) 左邊 (b) 中間

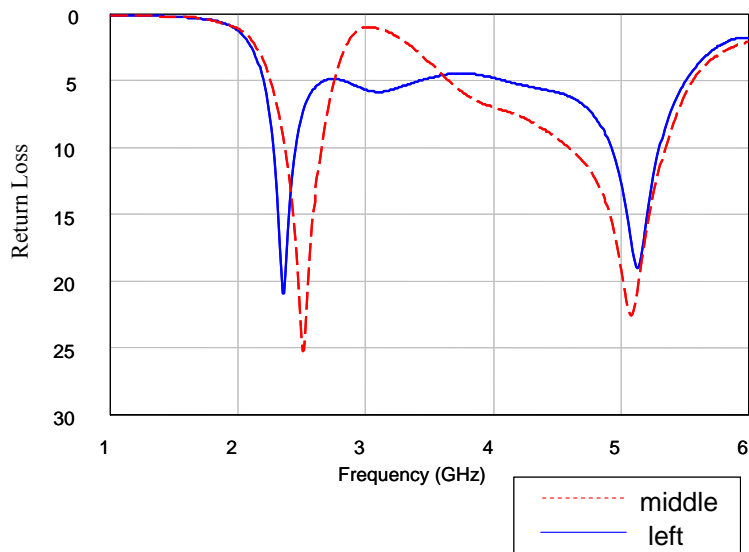


圖 2.17 不同位置雙頻天線的反射損耗模擬圖

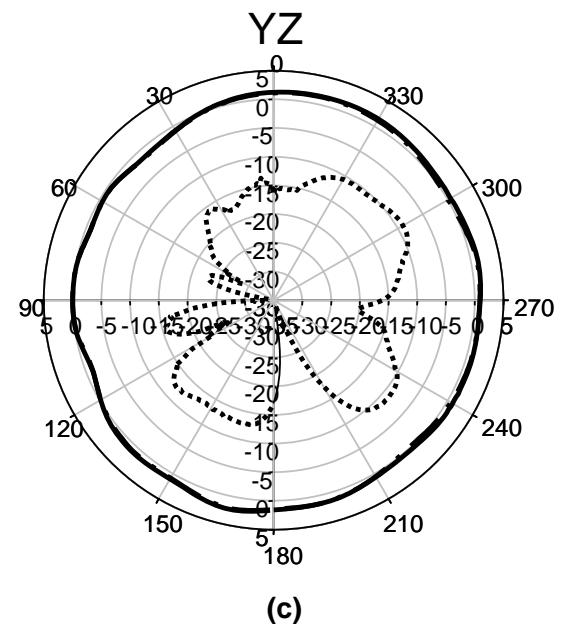
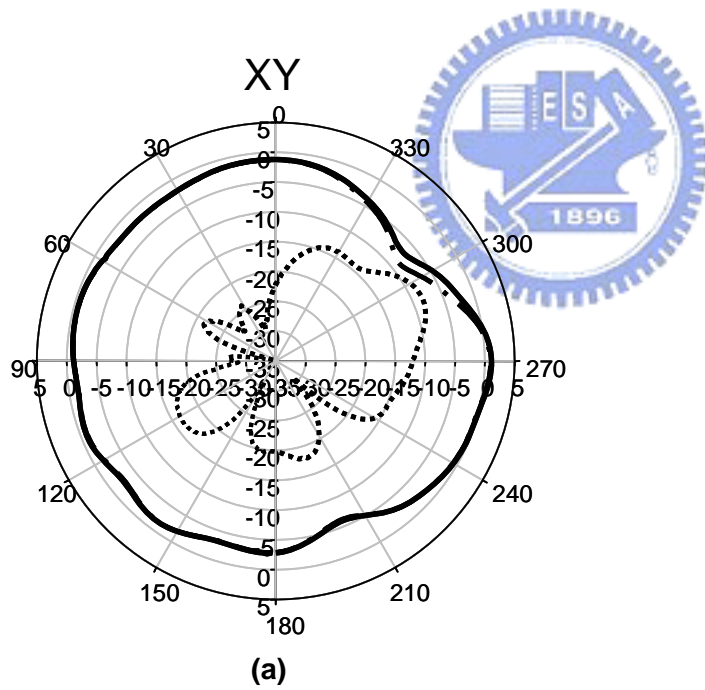
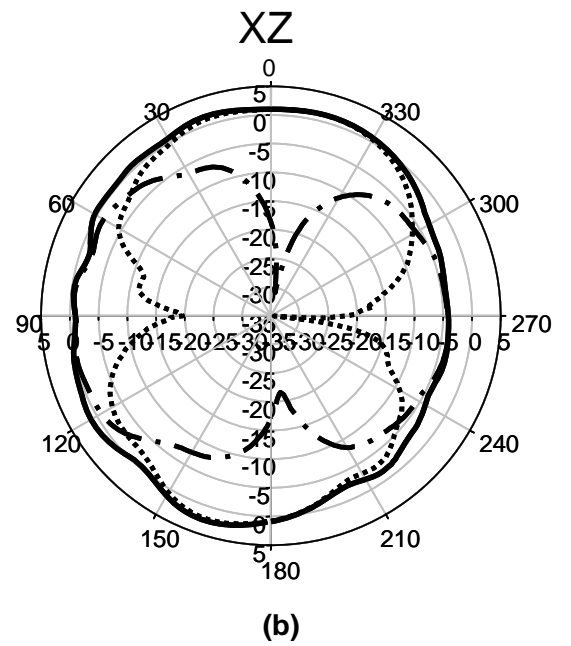
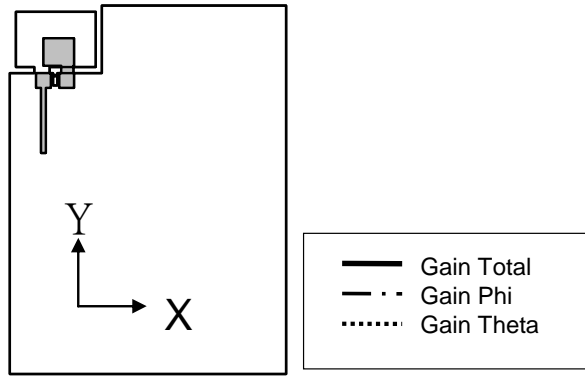


圖 2.18 雙頻天線在 2.45GHz 輻射場型(a) XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面



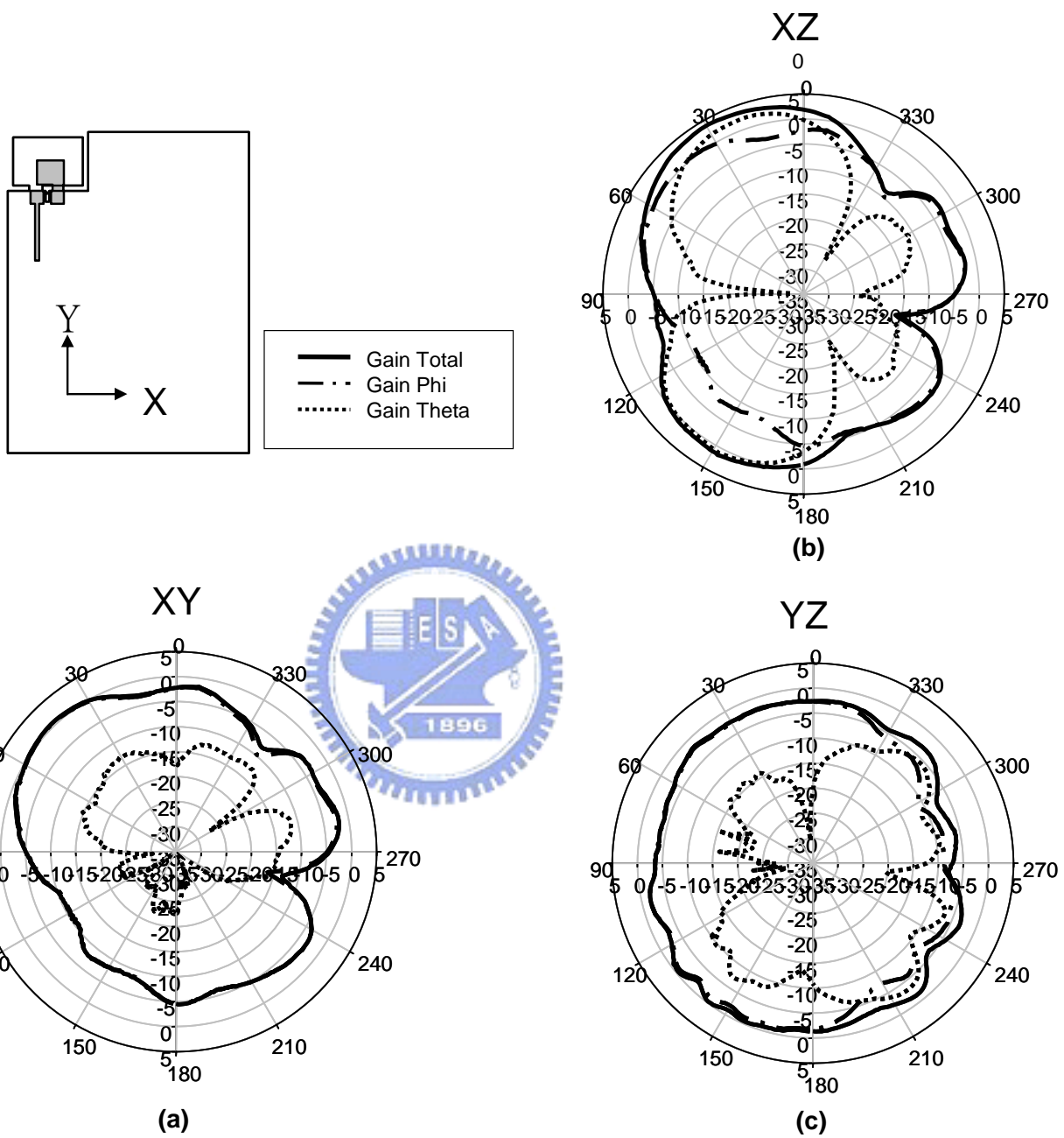


圖 2.19 雙頻天線在 5GHz 輻射場型(a) XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面

有接近全向性 (omni-direction) 的輻射場型。而操作在 5GHz 時，在 XY 平面最大增益為 0.6dBi，平均增益為-3.7 dBi，在 XZ 平面最大增益為 2.6dBi，平均增益為-1.7 dBi，在 YZ 平面最大增益為-0.3dBi，平均增益為-2.8 dBi，很明顯的，在高頻場型也有不錯的量測結果。

本論文提出的雙頻天線尺寸大約為  $1/10 \lambda_0$  較一般傳統的天線擁有較小的面積，而輻射場型在兩個頻段也都蠻接近全向性，此為本天線之優點，而最後我們將整理出雙頻天線之設計步驟：

- 1、選擇傳輸線特性阻抗  $Z_0$ ，在設計中  $Z_0$  越小，則電容越大電感越小，印刷式的佈局中，大電容將有助於電流的輻射。
- 2、根據設計的第一共振點以及第二共振點，選擇適當的電氣長度  $\theta$ 。
- 3、利用表 2.1 來計算傳輸線模型等效電容值及電感值。
- 4、將模型之集總元件電容、電感值透過佈局轉換為印刷式的元件 (天線)。



## 第三章 串接左右手傳輸線之 MIMO 天線

### (MIMO Antenna)

本章節主要在敘述本論文所提出的 MIMO 天線架構、設計方法、以及實作量測結果；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導入分集式天線的概念，然後設計出場型分集化的天線，最後會比較三支不同 MIMO 天線。

#### 3.1 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支天線，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：

(1)空間(spatial)分集化：多支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，因此若多支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，因此若多支天線彼此的輻射場型有明顯的分野，例如利用多支指向性天線，每支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。

### 3.2 場型(pattern)分集化天線

第二章中所設計的單頻天線大小約有  $15 \times 12 \text{mm}^2$ ，而一般網路卡的寬度約為  $45 \text{mm}$ ，在空間有限下，要放三支天線，空間分集化天線並不可行；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，因此不易採用極化分集化。而從第二章知道此天線其輻射場型近乎全向性(omni-direction)，因此在本小節我們想要設計出一個指向性比較高的天線，以便合場型分集化的使用。

天線的設計延續第二章的傳輸線模型，為了在佈局上不改變等效電路的模型，所以在佈局上只會在地線(Ground)上有所改變，圖 3.1 為天線示意圖及模擬 XY 平面輻射場型，可以發現當我們在地線上方加入一條金屬時，將可以使輻射場型由原本接近全向性改變擠壓為指向性很高輻射場型，利用此特性，我們將可以設計出場型分集化天線。

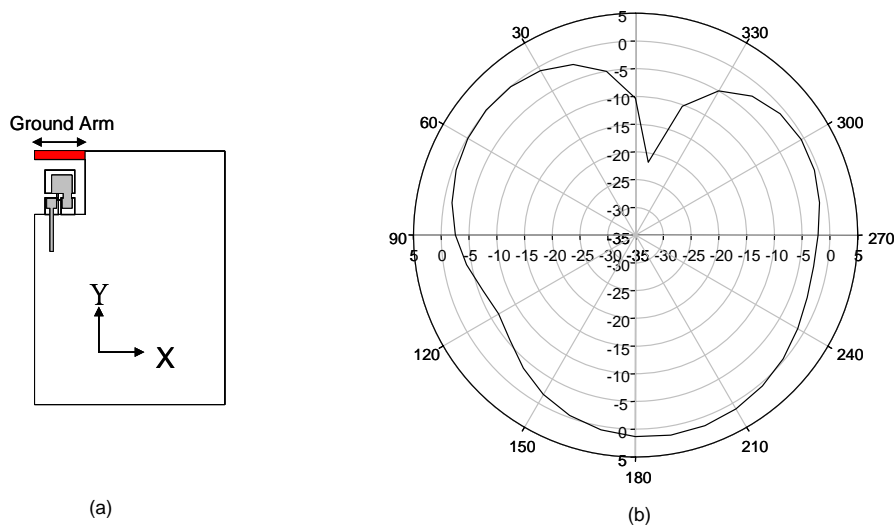


圖 3.1 (a)天線架構圖 (b)XY-plane 輻射場型

### 3.3 模擬與量測結果

在本節會介紹三支 MIMO 天線，並比較三支天線的優缺點。

#### 3.3.1 第一支 MIMO 天線

圖 3.1 的結果可知，當天線置於左邊時我們只要在地線上方加一段金屬即可使場型偏向左邊，利用這個特性，我們將可以降低天線間的耦合量(Coupling)。

圖 3.2 為我們設計的第一支 MIMO 天線架構圖，首先我們放了三支單頻天線於电路板的最上方，為了使左邊天線輻射場型偏向左方，涵蓋 MIMO 天線的左半平面，而右邊天線輻射場型偏向右方，涵蓋 MIMO 天線的右半平面，我們在兩天線地線的上方皆加了金屬線，而中間天線輻射場型則依舊為接近全向性。

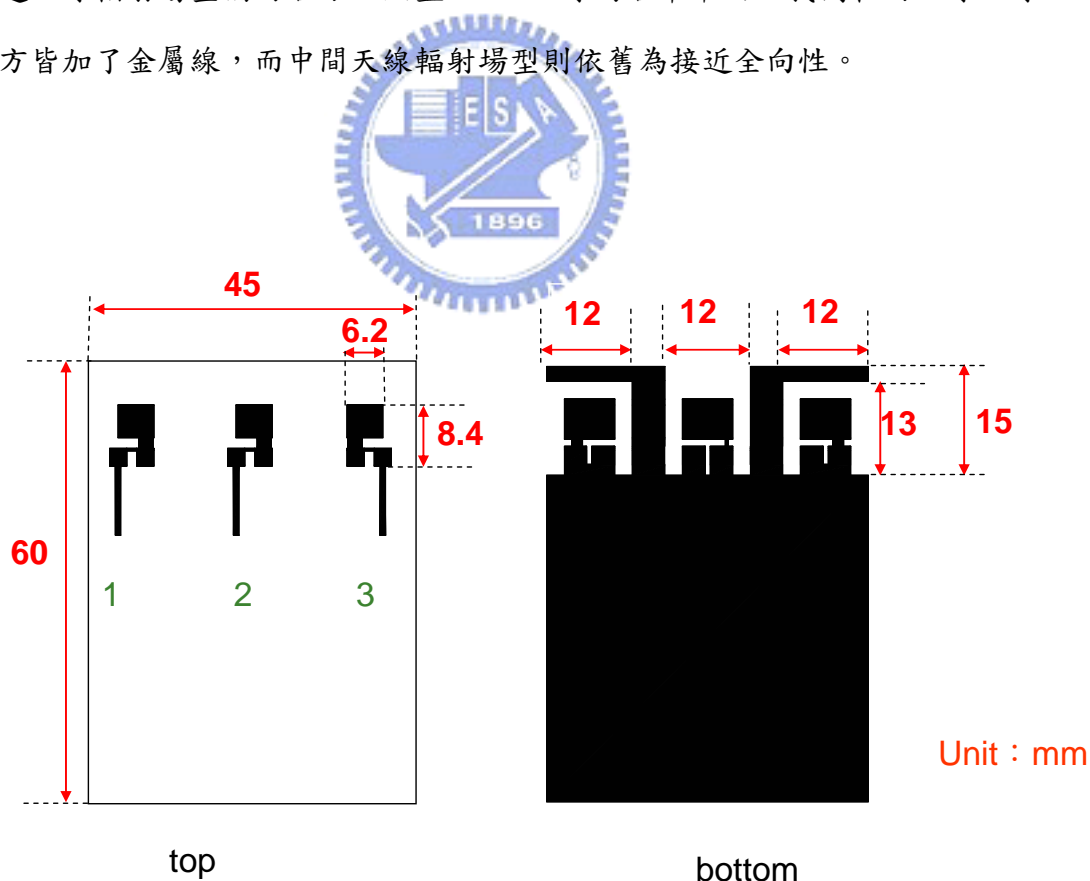


圖 3.2 第一支 MIMO 天線架構圖

接著我們將討論加地線金屬長短對天線場型的影響，為了對稱性所以左右兩邊天線所加的金屬長短將一起變動，圖 3.3 為天線埠 1(port 1)在 4 個不同地線金屬長度 (d) 對 XY 平面輻射場型的影響，我們希望埠 1(port 1)天線在 XY 平面可以含蓋  $90^{\circ}\sim 270^{\circ}$  (MIMO 天線的左半平面)，當  $d=8\text{mm}$  時天線的輻射場型已有明顯的偏向左半平面，最後我們選擇了  $d=12\text{mm}$ ，是因為其輻射場型比  $d=8\text{mm}$  在左半平面涵蓋了更多的角度。

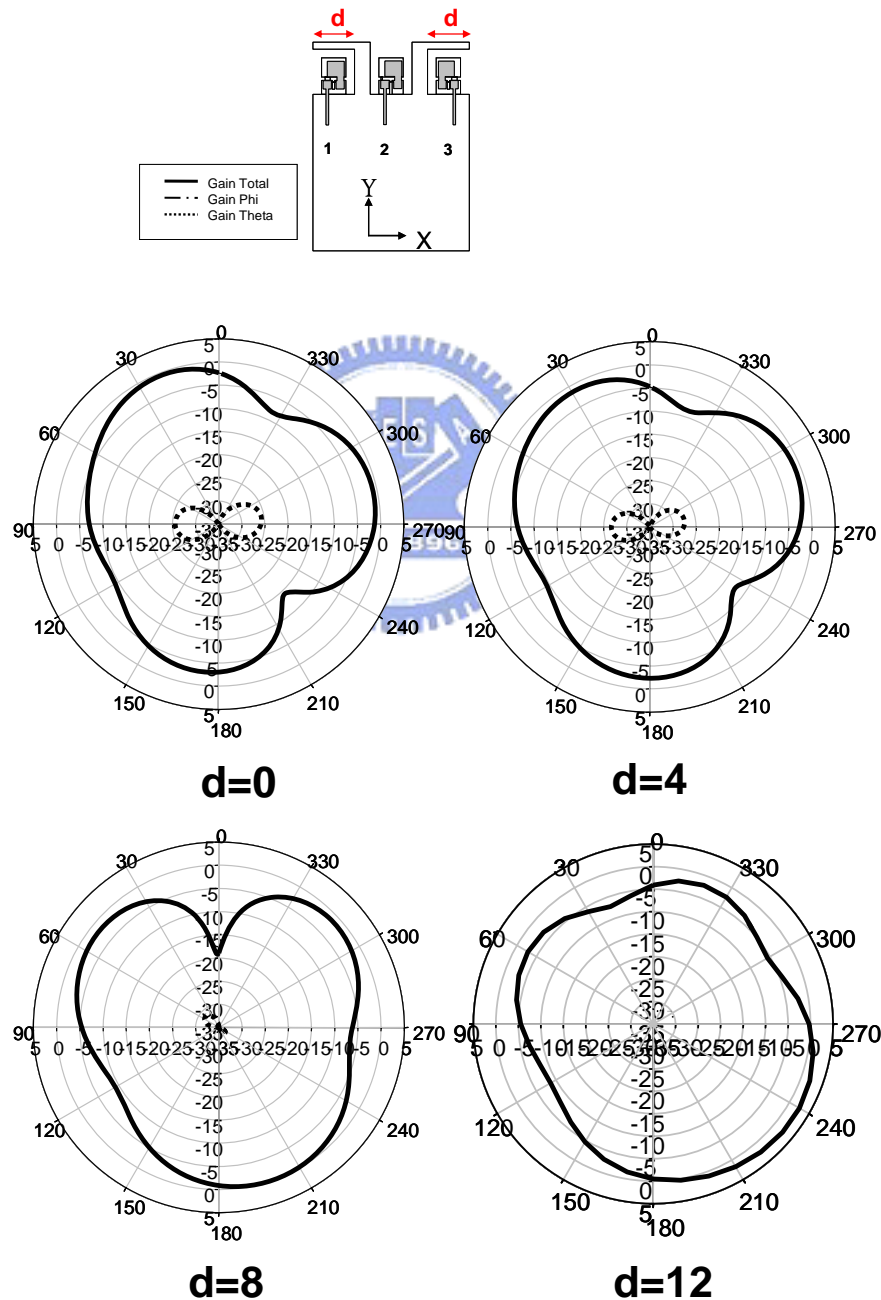


圖 3.3 埠 1(port 1)在不同地線長度的 XY 平面模擬場型

圖 3.4 為第一支 MIMO 天線模擬的反射損耗，圖 3.5 為模擬天線埠 1(port 1) 輻射場型，圖 3.6 為模擬天線埠 2(port 2) 輻射場型，圖 3.7 為模擬天線埠 3(port 3) 輻射場型，由圖中可以得知，此天線可用頻寬為 2.38GHz~2.5GHz，埠 1(port 1) 天線的輻射場型在 XY 平面最大增益為 2.5dBi，XZ 平面最大增益為-0.3dBi，YZ 平面最大增益為 1.7dBi，埠 2(port 2) 天線的輻射場型在 XY 平面最大增益為 0.6dBi，XZ 平面最大增益為 0.4dBi，YZ 平面最大增益為 1.8dBi，埠 3(port 3) 天線的輻射場型在 XY 平面最大增益為 2.5dBi，XZ 平面最大增益為-0.1dBi，YZ 平面最大增益為 1.9dBi，

第一支 MIMO 天線的缺點有三個：第一個缺點為天線尺寸比較大，第二個缺點為埠 2 到埠 3 的耦合量很大並沒有小於-10dB，第三個缺點為埠 1(port 1) 與埠 3(port 3) 在 XY 平面的輻射場型雖然已經有偏向一邊，但其涵蓋的範圍並沒有很大，以埠 1(port 1) 為例，理想的 XY 平面場型涵蓋範圍應為  $90^{\circ} \sim 270^{\circ}$ ，但埠 1(port 1) 在  $90^{\circ} \sim 150^{\circ}$  增益大約只有 -10dBi，所以在  $90^{\circ} \sim 150^{\circ}$  可能會接收不到訊號。

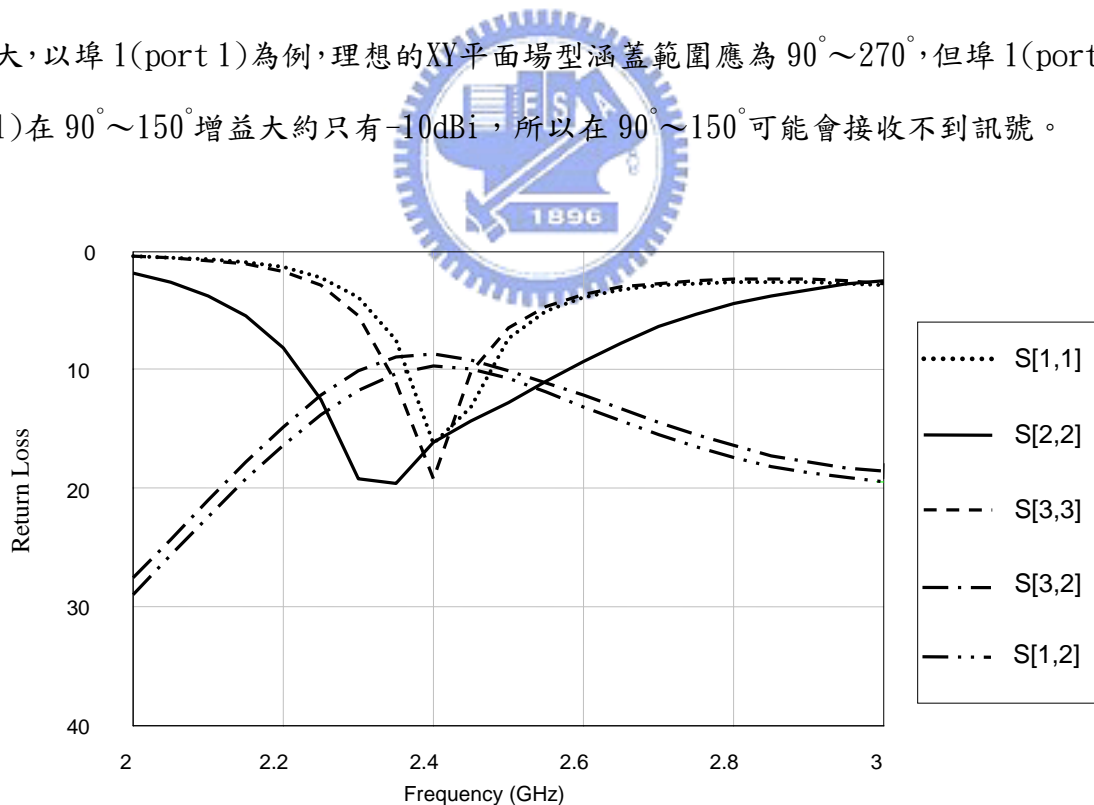


圖 3.4 第一支 MIMO 天線反射損耗模擬圖



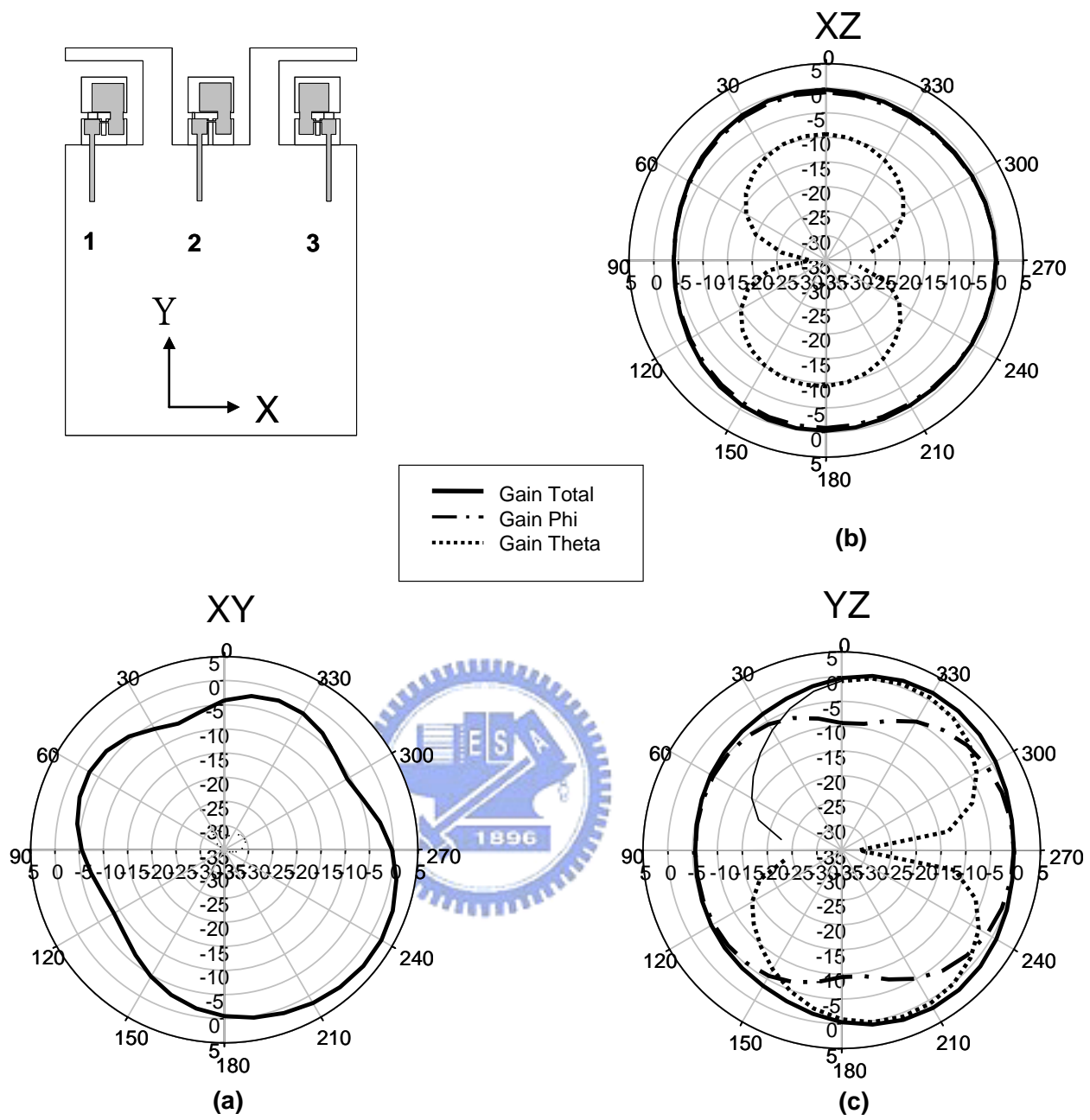


圖 3.5 埠 1(port 1)天線在 2.45GHz 輻射場型模擬圖(a)XY 平面 (b) XZ 平面 (c) YZ 平面

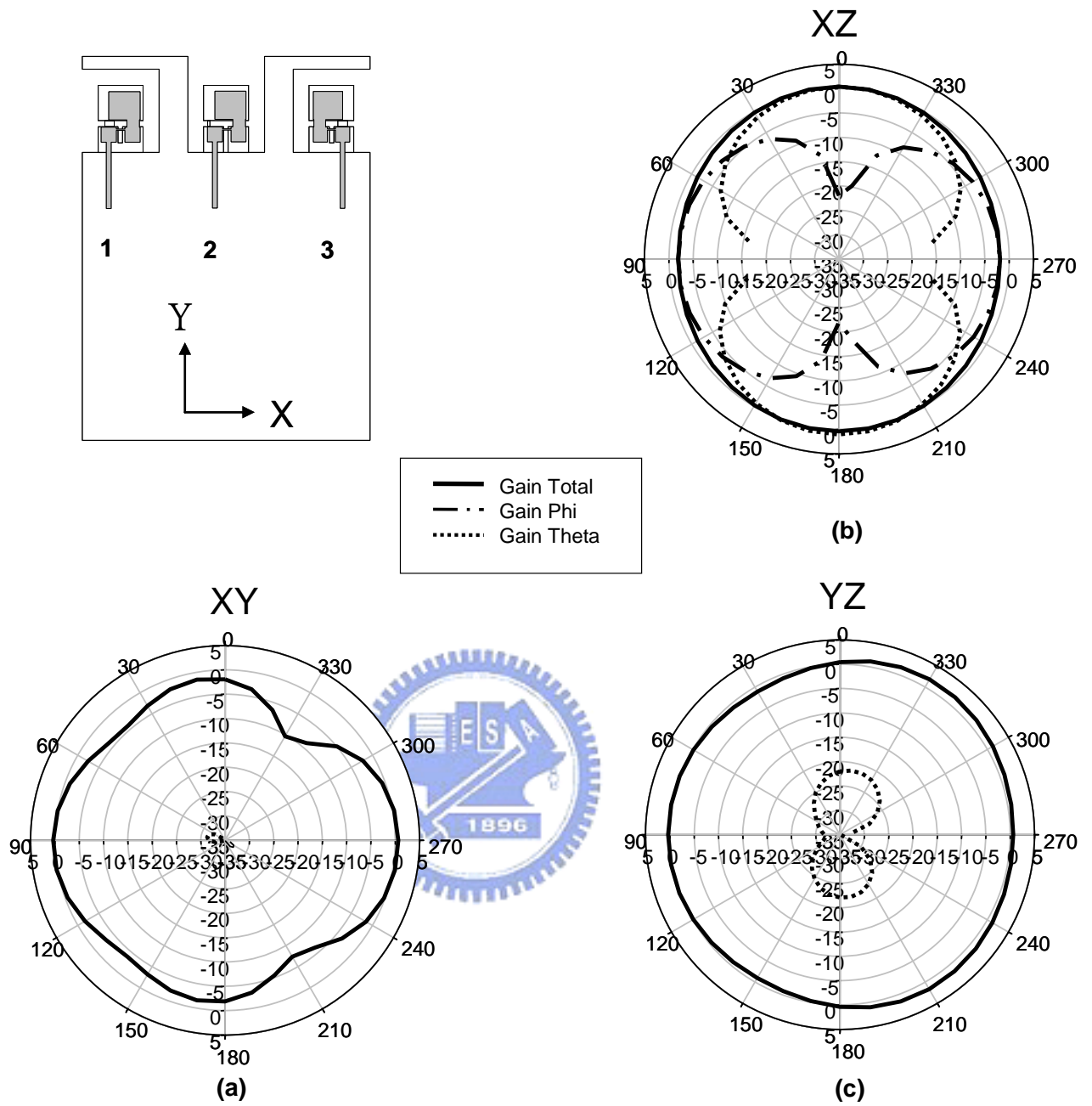


圖 3.6 埠 2(port 2)天線在 2.45GHz 輻射場型模擬圖(a)XY 平面 (b)XZ 平面 (c)YZ 平面

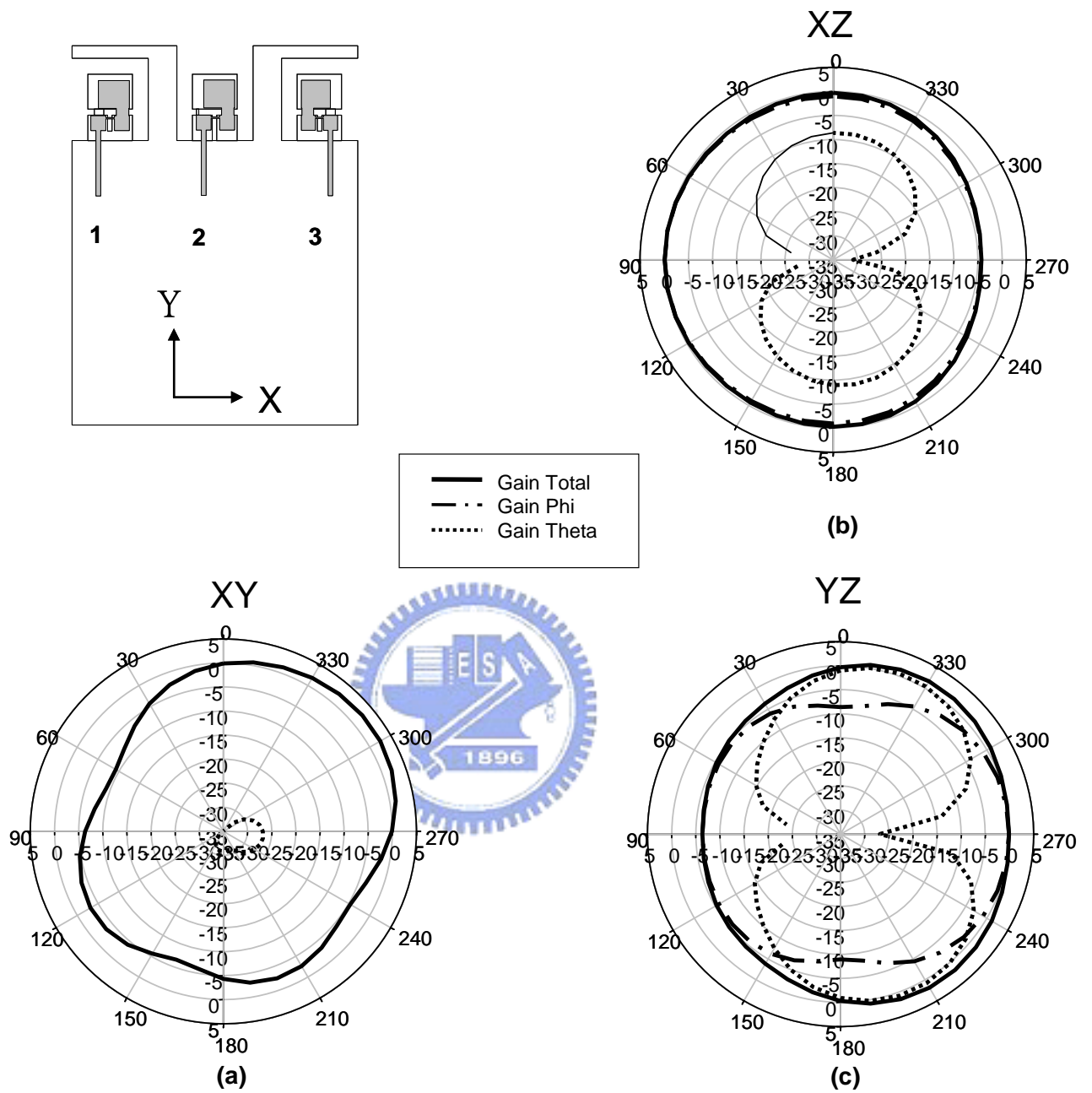


圖 3.7 埠 3(port 3)天線在 2.45GHz 輻射場型模擬圖(a)XY 平面 (b)XZ

平面 (c)YZ 平面

### 3.3.2 第二支 MIMO 天線

為了改善第一支 MIMO 天線埠 2(port 2)與埠 3(port 3)間的耦合量 (coupling)，並縮小天線在電路版所佔的尺寸，所以埠 1 天線與埠 3 天線放置位置不再與埠 2 天線平行，而是低於埠 2 天線，利用有效的空間來減少兩天線間的耦合量，而為了減小天線的尺寸我們也將單頻天線做了些微的改變，將不必要的地方用金屬填補，其佈局並不會影響等效電路的架構，因此我們設計出了第二支 MIMO 天線，圖 3.8 為天線的架構，以及一些實際佈局的尺寸大小。

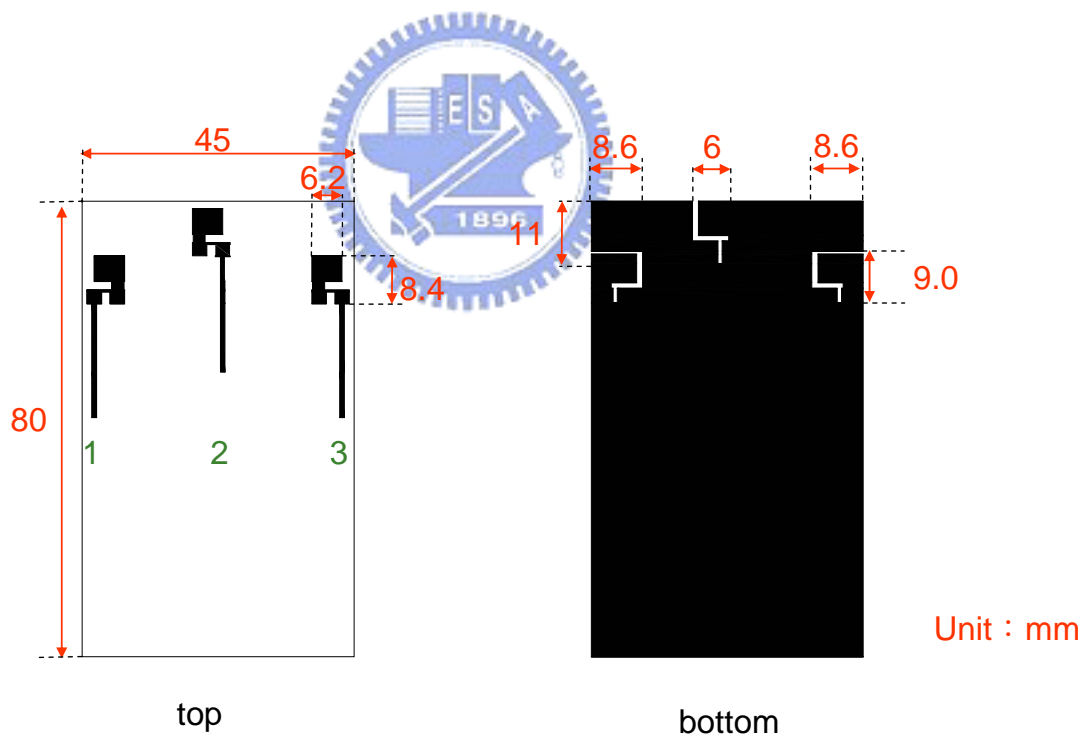


圖 3.8 第二支 MIMO 天線架構圖

天線實做於FR4板，板厚為0.4mm，而電路版尺寸為45×80mm<sup>2</sup>。圖3.9為天線實際量測的反射損耗，圖3.10為埠1(port 1)天線操作在2.45GHz量測的輻射場型，圖3.11為埠2(port 2)天線操作在2.45GHz量測的輻射場型，圖3.12為埠3(port 3)天線操作在2.45GHz量測的輻射場型。雖然此天線的可用頻段為2.4GHz~2.5GHz並沒有比上一支有所改善，但兩天線間的耦合量(coupling)已經有很明顯的改善，且此天線的尺寸也比之前小很多。對於應用來說，輻射場型我們希望埠1天線場型可以涵蓋左半平面，而埠3天線場型可以涵蓋左右平面，埠2則盡可能的涵蓋全部，實際量測結果埠2(port 2)天線X方向的場型，因為受到埠1(port 1)天線與埠3(port 3)天線的擠壓而變的比較扁平，但其在YZ平面仍是相當全向性，所以仍然可以接受。

表3.1為第二支MIMO天線頻寬與增益整理表，其中埠1(port 1)的 $G_{AV180}$ 為左半平面增益的平均值，埠3(port 3)的 $G_{AV180}$ 為左半平面增益的平均值， $G_{AV360}$ 則為增益總平均值。

第二支MIMO天線的缺點有兩個缺點：第一個缺點為頻寬太窄，不合實際的運用，第二個缺點為天線輻射場型沒有太大的改進，埠1(port 1)天線輻射場型在90°~150°依舊沒有獲得改善。

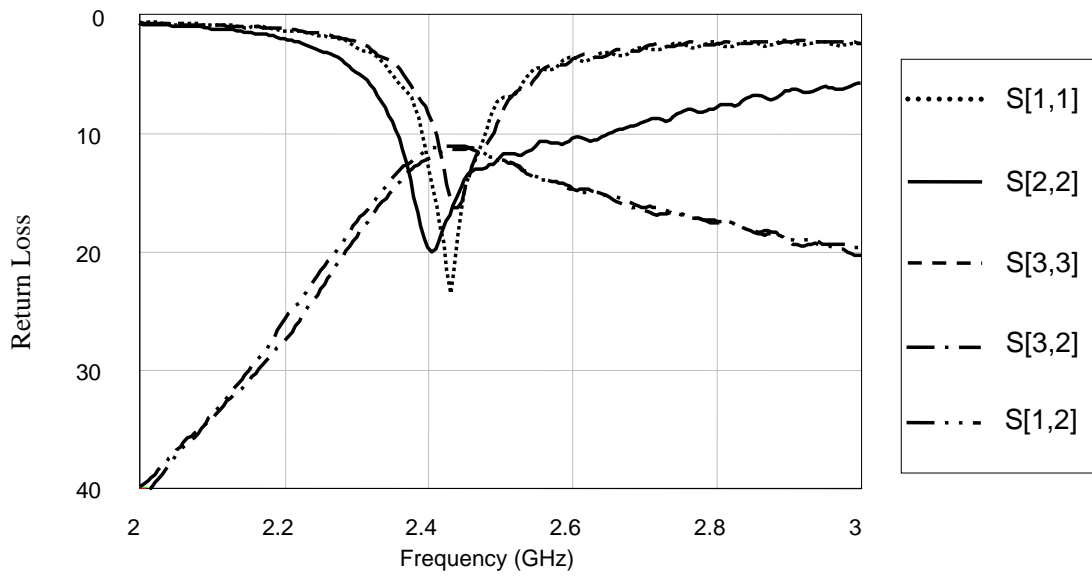


圖 3.9 第二支 MIMO 天線量測之反射損耗

	BW (GHz)	Gain (dBi)	XY	ZX	ZY
Port1	2.41~2.50	$G_{AV180}$	-0.9	-1.3	
		$G_{AV360}$	-3.0	-3.2	-1.6
		$G_{MAX}$	3.5	-0.2	2
Port3	2.35~2.60	$G_{AV180}$	-1.0	-1.3	
		$G_{AV360}$	-2.7	-3.2	-2.0
		$G_{MAX}$	3.8	0.1	2.2
Port2	2.39~2.49	$G_{AV360}$	-3.1	-3.0	-0.2
		$G_{MAX}$	1.6	-0.4	2

表 3.1 第二支 MIMO 天線頻寬與增益整理表

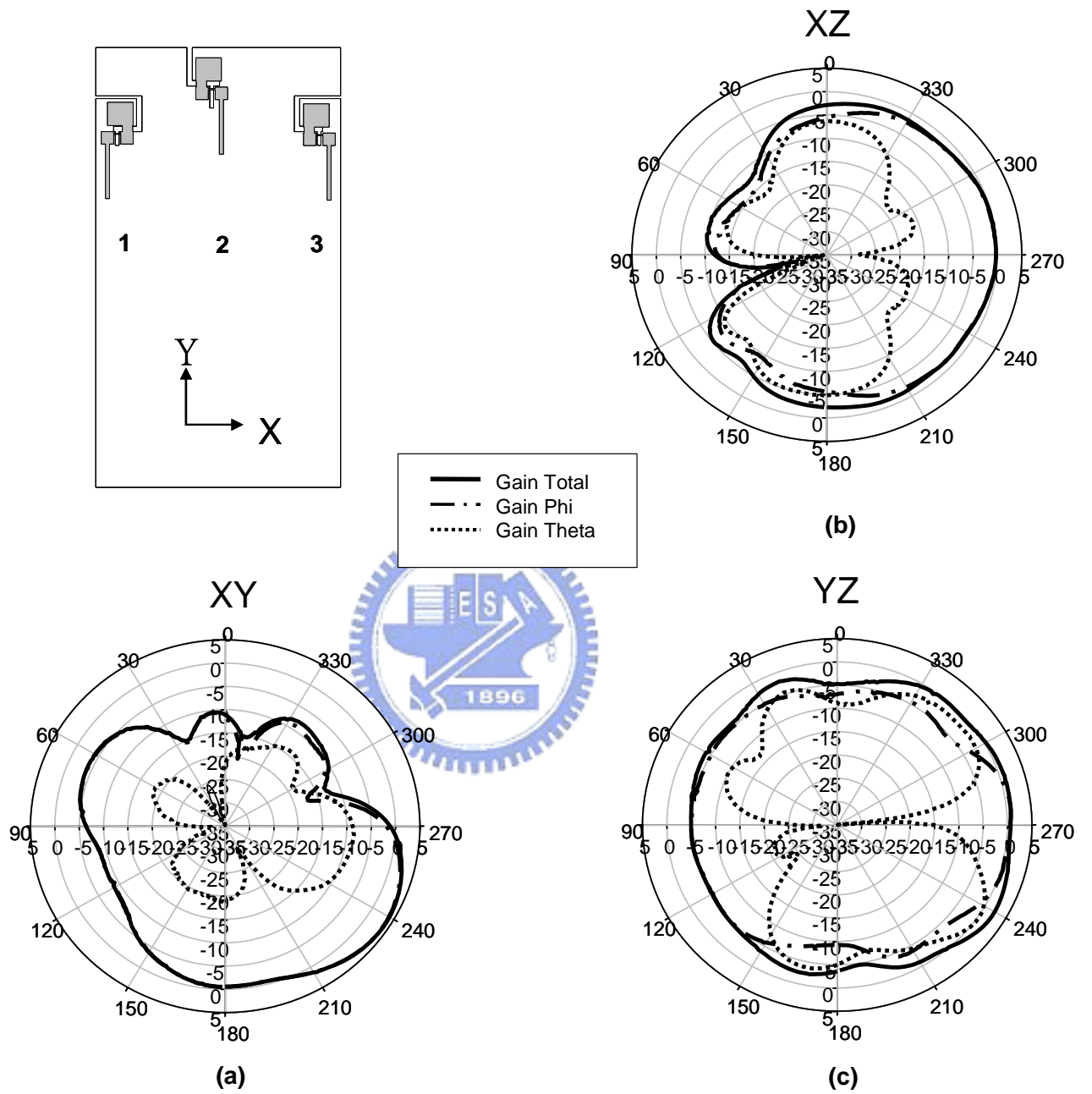


圖 3.10 埠 1(port 1)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b)XZ 平面  
(c)YZ 平面

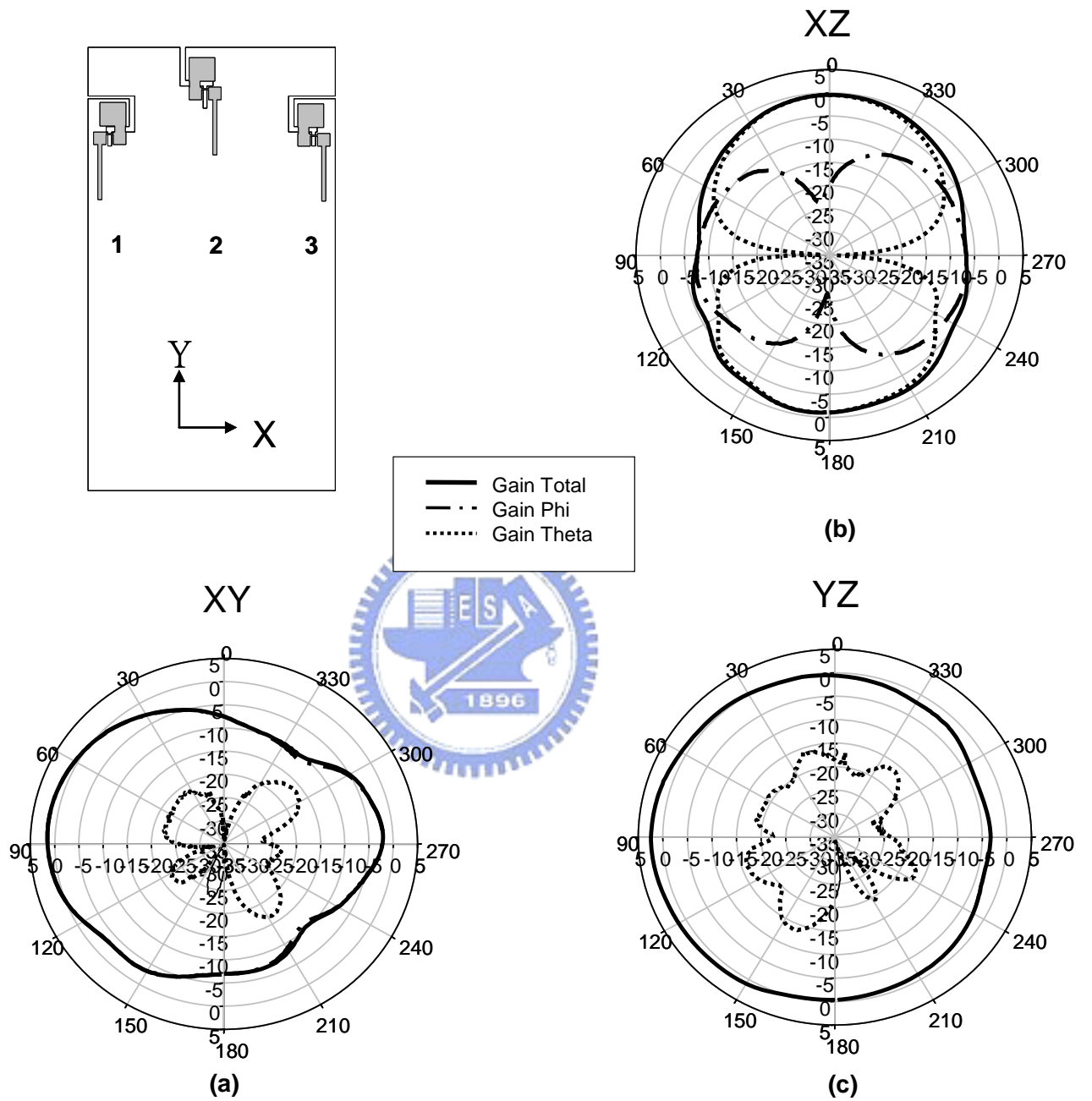


圖 3.11 埠 2(port 2)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b)XZ 平面  
(c)YZ 平面



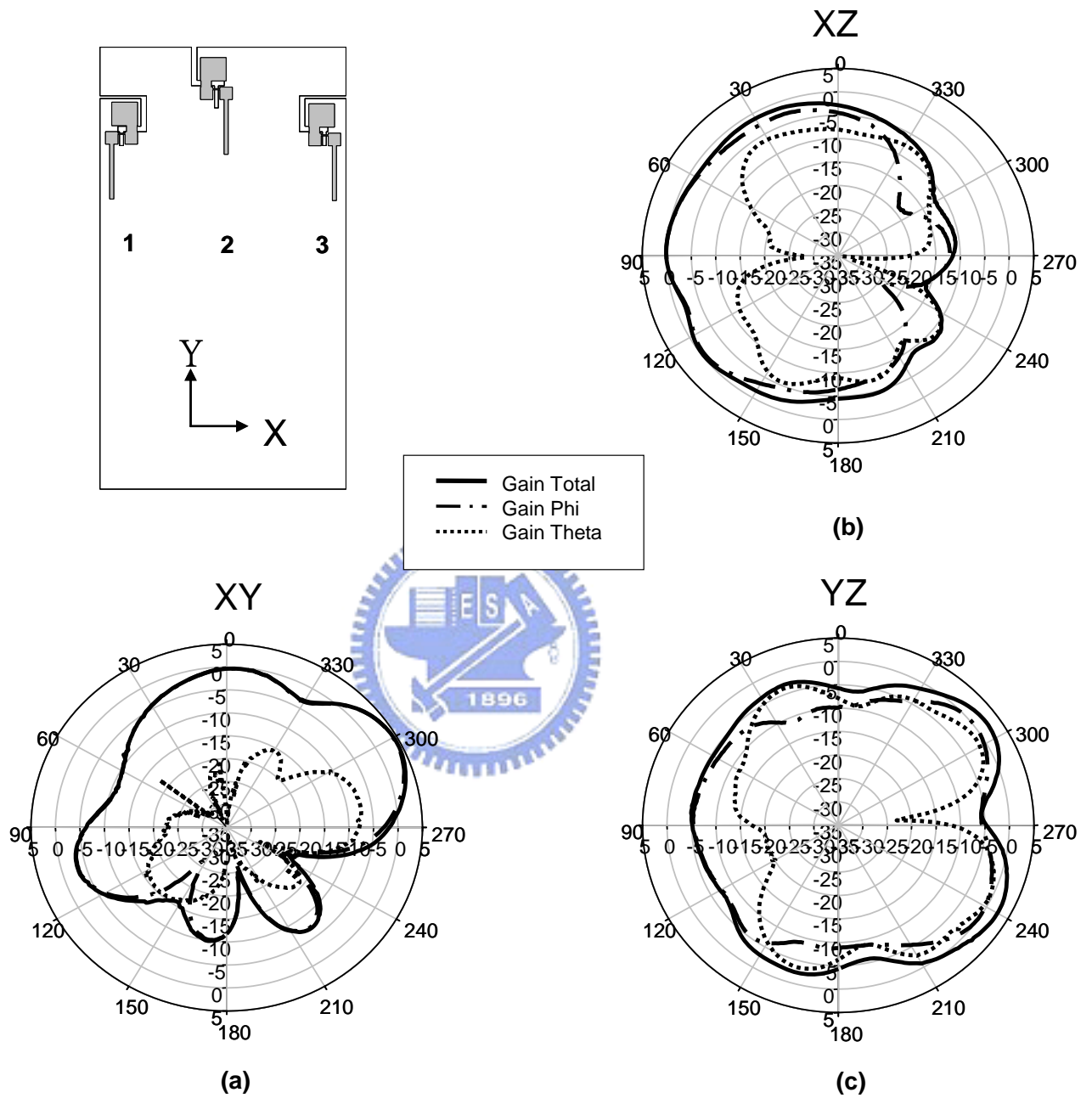


圖 3.12 埠 3(port 3)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b)XZ 平面  
(c)YZ 平面

### 3.3.3 第三支 MIMO 天線

3.3.2 節中提出的天線，雖然我們設計出較小尺寸的天線，但是這也讓我們犧牲了頻寬，可用的天線頻寬約為 100MHz，不但如此，我們可以看到其埠 1(port 1)天線 XY 平面輻射場型在  $90^{\circ}\sim 150^{\circ}$  其增益值只有大約 -10dBi，並沒有無整的涵蓋到左半平面，因此，我們在本小節將提出一支 MIMO 天線來改善這些缺點。

圖 3.13 為第三支天線的架構圖，我們在第二支 MIMO 天線地線(Ground)上做了些微的變動，將原本埠 1(port 1)天線與埠 3(port 3)天線的地線槽線(Slot)拓寬為梯型槽線(Slot)，這樣的佈局可以降低本埠 1(port 1)天線與埠 3(port 3)天線的輸入阻抗，以改善頻寬，而天線的面積並沒有改變多少。

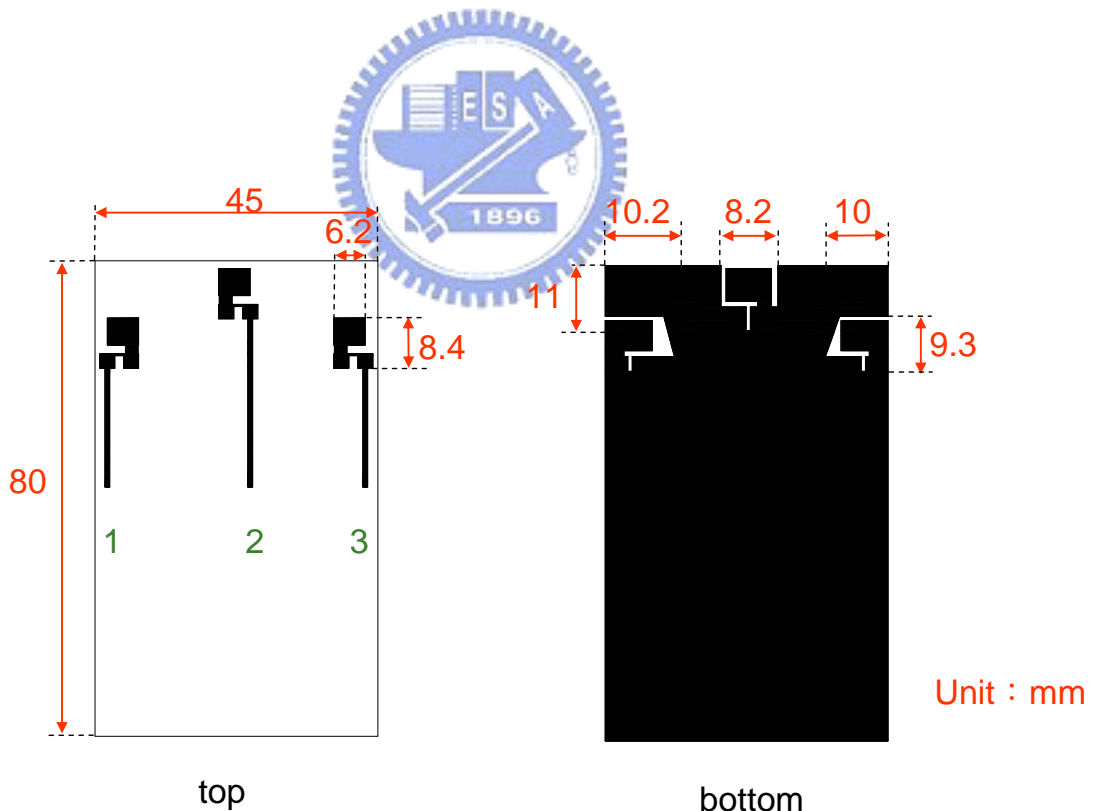


圖 3.13 第三支 MIMO 天線架構圖

天線實做於FR4板，板厚為0.4mm，而電路版尺寸為45×80mm<sup>2</sup>。圖3.14為天線實際量測的反射損耗，圖3.15為埠1(port 1)天線操作在2.45GHz量測的輻射場型，圖3.16為埠2(port 2)天線操作在2.45GHz量測的輻射場型，圖3.17為埠3(port 3)天線操作在2.45GHz量測的輻射場型。量測結果在2.37GHz~2.52GHz天線的反射損耗皆低於-10dB，很明顯的頻寬有了很大的改善，在天線的輻射場型方面，埠1天線XY平面在90°~150°其增益值約為-3.5dBi比之前的-10dBi有著顯著的進步。

表3.2為第三支天線的頻寬和增益整理表，其中埠1(port 1)的 $G_{AV180}$ 為左半平面增益的平均值，埠3(port 3)的 $G_{AV180}$ 為左半平面增益的平均值， $G_{AV360}$ 則為增益總平均值。

第三支 MIMO 天線與第二支 MIMO 天線的比較：

1. 頻寬：第三支的頻寬150MHz比第二支的頻寬100MHz來的寬。
2. 場型：兩支天線的最大增益與平均增益並不會差太多，但是第三支 MIMO 天線輻射場型比較符合我們的設計需求。
3. 耦合量(Coupling)：兩支 MIMO 天線的尺寸都不大，三支天線在電路板上只佔了45×20mm<sup>2</sup>，在空間有限的情況下，因為天線的場型分集化，所以兩支 MIMO 天線的天線間耦合量都在-12dB 以下。

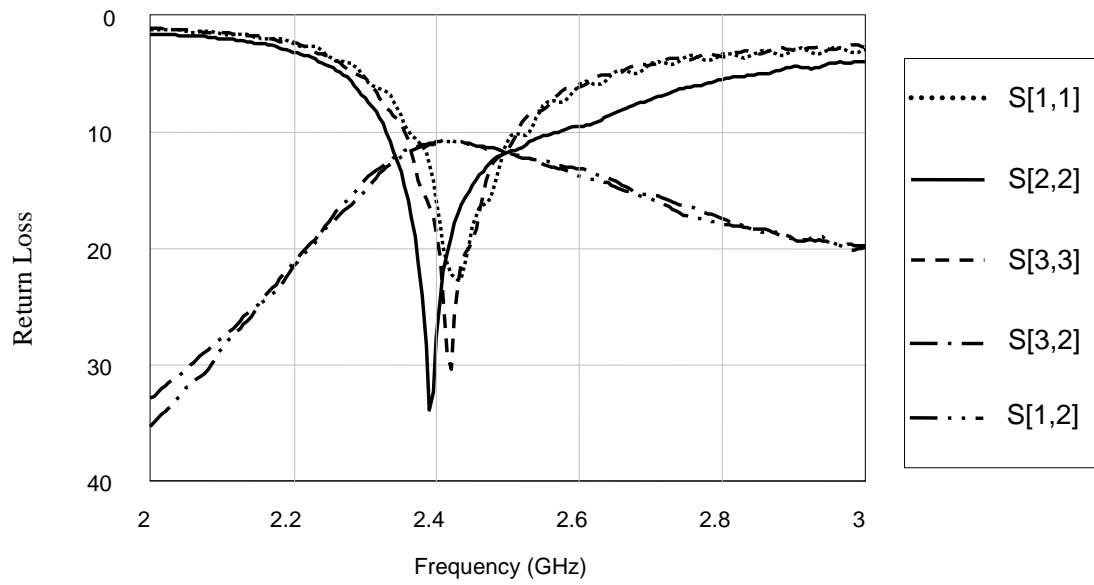


圖 3.14 第三支 MIMO 天線量測之反射損耗

	BW (GHz)	Gain (dBi)	XY	ZX	ZY
Port1	2.37~2.52	$G_{AV180}$	-0.4	-3.1	
		$G_{AV360}$	-2.6	-5.3	-2.0
		$G_{MAX}$	3.6	-2.2	2.3
Port3	2.36~2.58	$G_{AV180}$	-0.5	-2.9	
		$G_{AV360}$	-2.8	-5.1	-1.3
		$G_{MAX}$	3.8	-1.4	1.7
Port2	2.37~2.52	$G_{AV360}$	-4.1	-3.4	-1.2
		$G_{MAX}$	-1.1	-0.8	-0.1

表 3.2 第三支 MIMO 天線頻寬與增益整理表

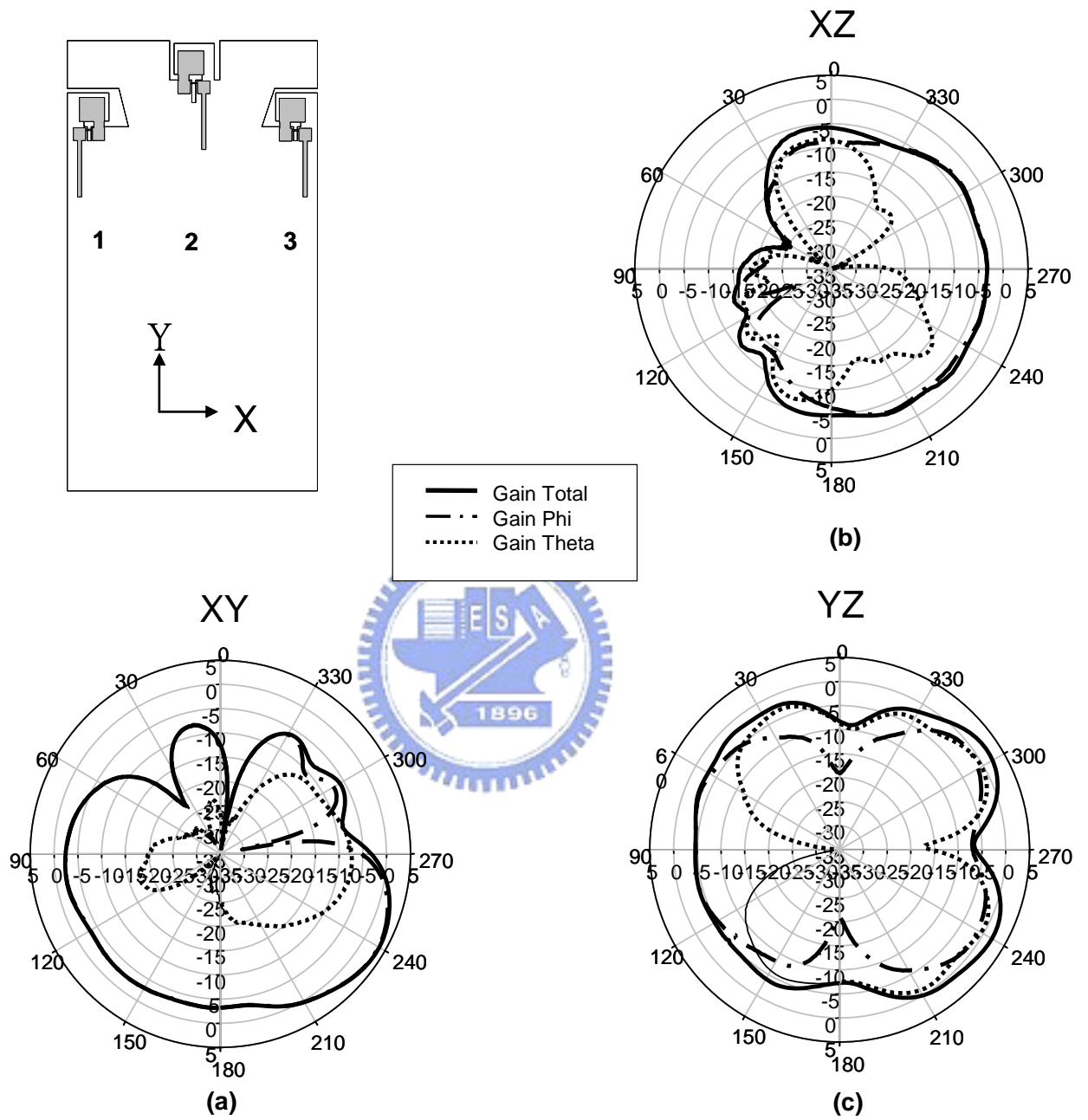


圖 3.15 埠 1(port 1)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b)XZ 平面  
(c)YZ 平面

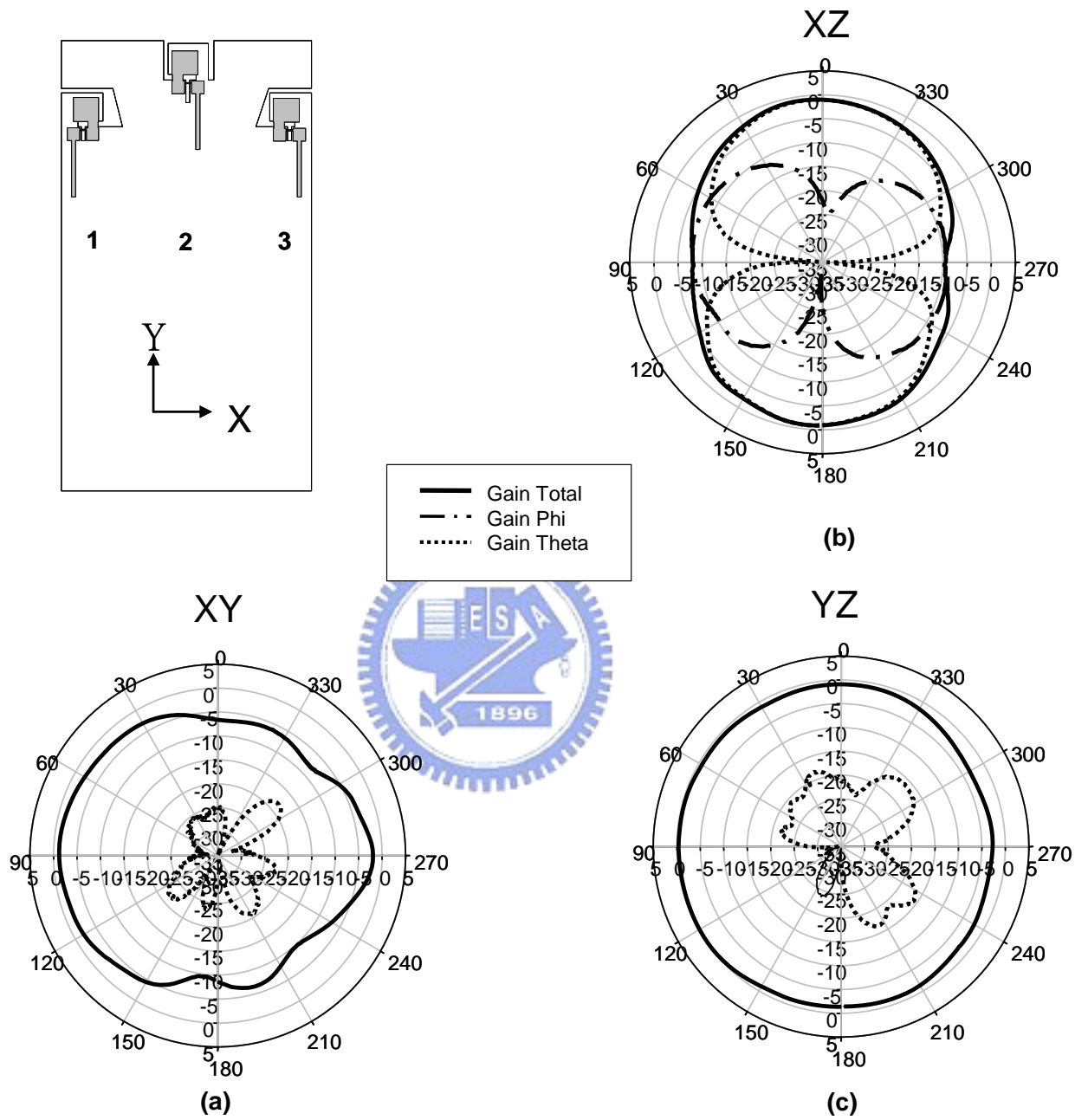


圖 3.16 埠 2(port 2)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b)XZ 平面  
(c)YZ 平面

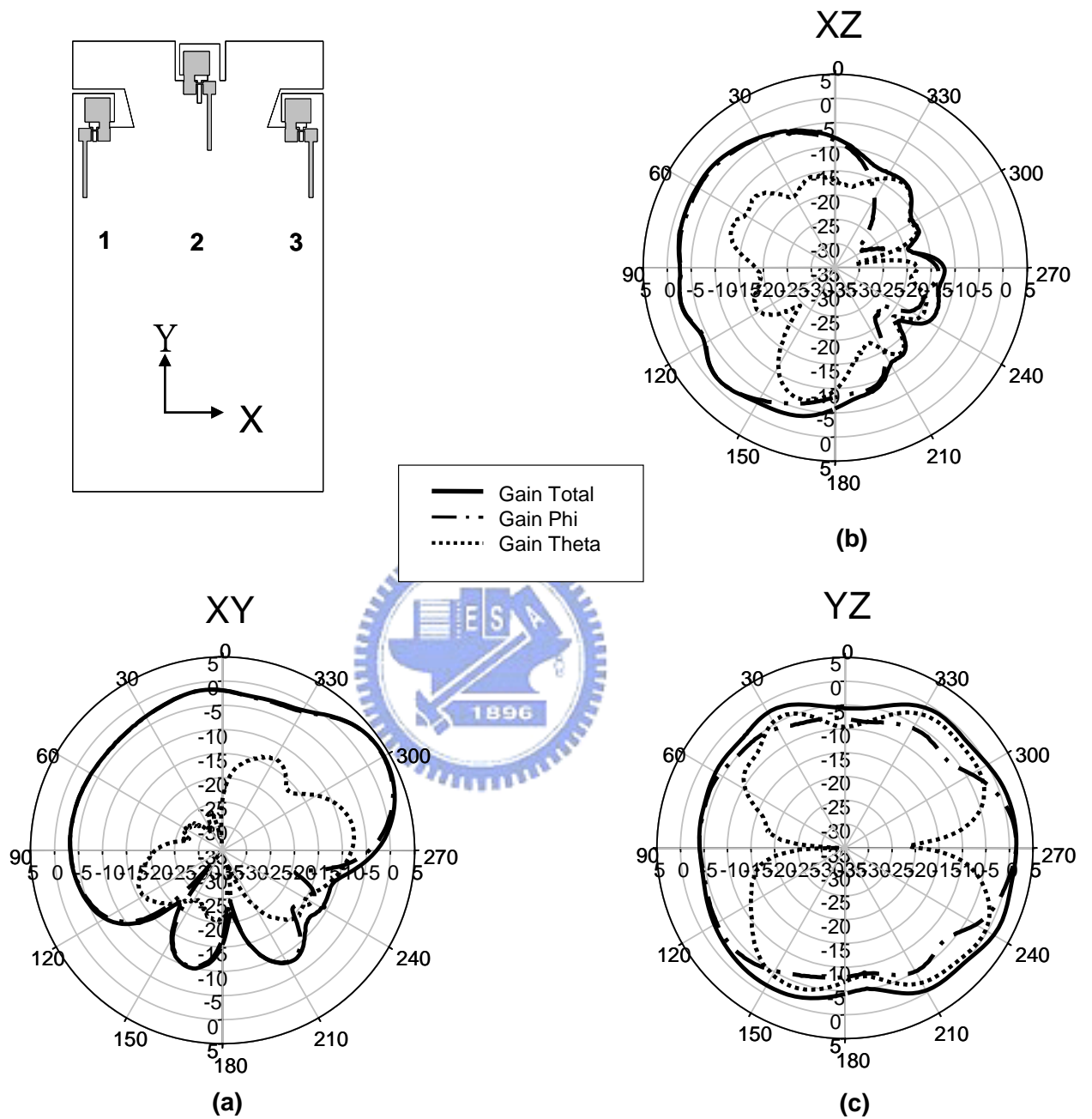


圖 3.17 埠 3(port 3)天線在 2.45GHz 輻射場型量測圖(a)XY 平面 (b)XZ 平面  
(c)YZ 平面

## 第四章 結論(Conclusion)

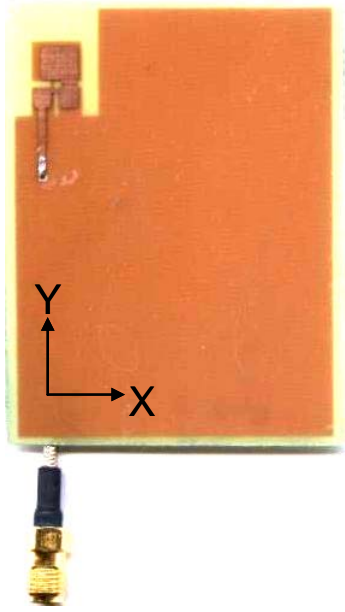
本論文利用電氣長度 60 度的傳輸線模型（右手 $\pi$ 模型串接左手T模型），應用於雙頻天線與MIMO天線的設計。首先雙頻天線的設計是選擇第一個共振頻率在 2.45GHz、電氣長度為 60 度以及傳輸線特性阻抗 $Z_0=25$ ，利用串接 $\pi$ 與T模型的左右手傳輸線得到第二共振頻率在 5.4GHz，我們透過適當的佈局來達到雙頻天線的設計，此雙頻天線是製作在印刷電路板(FR4)上，有製作簡單、成本低、整體的面積小易與其他電路結合、不需要額外的集總元件做匹配，直接 50 $\Omega$ 線餽入等優點，實際天線尺寸為 15 $\times$ 15mm<sup>2</sup>，而實做成果，其操作頻段在 2.3GHz~2.6GHz 與 4.9GHz~5.25GHz反射損耗皆低於-10dB，操作在 2.45GHz時，在XY、XZ、YZ三平面都有接近全向性(omni-direction)的輻射場型，且三個平面最大增益都有大於 0dBi；操作在 5GHz時，也都有不錯的量測場型，最大增益也都有大於 0dBi。

本論文第二部分延續傳輸線模型的觀念設計出 MIMO 天線，而為了改良訊號的收發品質，在本論文中製作了場型分集化天線。天線的頻寬、場型、耦合量(Coupling)以及尺寸，在本論文中也都有所討論與分析，而實做量測結果也都符合我們的期待，並且三支天線在電路板中只佔用了 20mm 的高度，此天線的設計對於無線網卡運用，希望可以有所幫助。

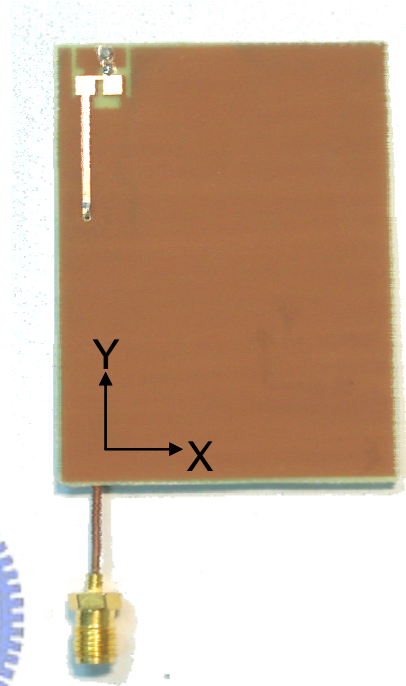


實做照片

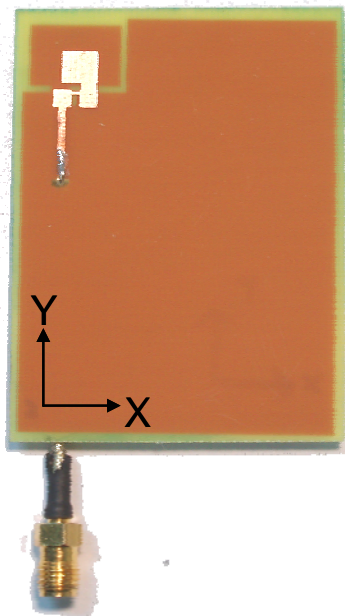
(Photos)



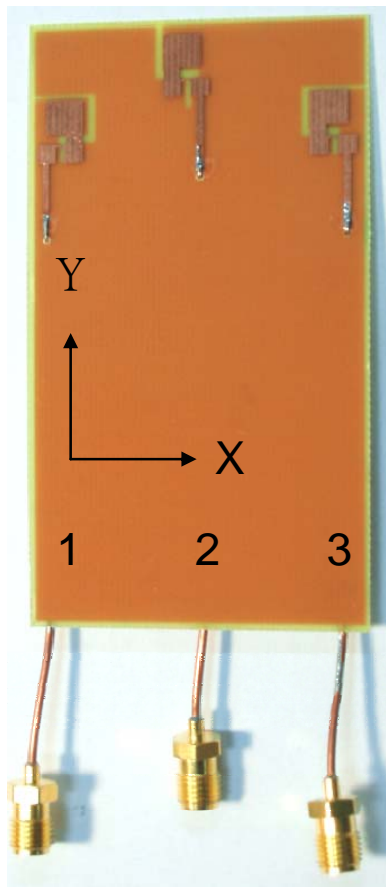
(a) 印刷式單頻天線



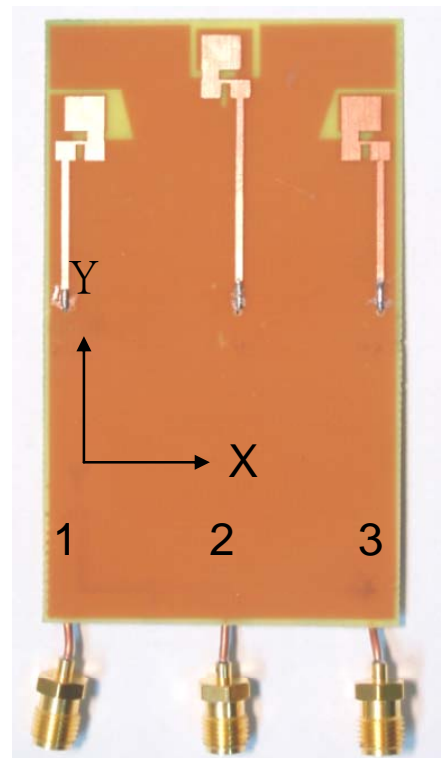
(b) 集總元件單頻天線



(c) 印刷式雙頻天線



(d) 印刷式MIMO天線架構一



(e) 印刷式MIMO天線架構二

## 參考文獻

### (Reference)

- [1] 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
- [2] 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
- [3] 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
- [4] 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
- [5] 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
- [6] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, "A reflectodirective system using a composite right/left-handed (CRLH) leaky-wave antenna and heterodyne mixing," *IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett.*, Vol.14,
- [7] C. A. Allen, C. Caloz, and T. Itoh, "Leaky-waves in a metamaterial-based two-dimensional structure for a conical beam antenna application," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol.1, pp.305-308, Jun. 2004.

- [8] C. Caloz and T. Itoh, "Array factor approach of leaky-wave antennas and application to 1-D/2-D composite right/left-handed (CRLH) structures," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, Vol.14, pp.274-276, Jun. 2004.
- [9] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, "Electronically scanned composite right/left handed microstrip leaky-wave antenna," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, Vol.14, pp.277-279, Jun. 2004.
- [10] S. Matsuzawa, K. Sato, A. Sanada, H. Kubo, and S. Aso, "Left-handed leaky wave antenna for millimeter-wave applications," *IEEE Int. Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp.183-186, Mar. 2005.
- [11] M. Schussler, J. Freese, and R. Jakoby, "Design of compact planar antennas using LH-transmission lines," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol. 1, 6-11, Jun. 2004.
- [12] A. Sanada, K. Murakami, S. Aso, H. Kubo, and I. Awai, "A via-free microstrip left-handed transmission line," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol.1, pp. 301-304, Jun. 2004.
- [13] A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, C. Caloz, and T. Itoh, "A Planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line," *European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, pp. 1341-1344, Oct. 2004.
- [14] C.-J. Lee, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Design of resonant small antenna using composite right/left-handed transmission line," *IEEE Antenna Propag. Soc. Int. Symp.*, Vol. 2B, pp. 218-221, Jul. 2005
- [15] A. Lai, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Dual-mode compact microstrip antenna based on fundamental backward wave," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Vol.4, Suzhou, China, Dec. 2005.

- [16] S. Otto, A. Rennings, C. Caloz, P. Waldow, and T. Itoh, "Composite right/left-handed  $\lambda$ -resonator ring antenna for dual-frequency operation," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Vol.1A, pp.684-687, Jul. 2005.
- [17] A. Lai, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Composite right/left-handed metamaterial antennas," *IEEE Int. Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, Mar. 6-8, 2006, pp. 404-407.
- [18] K. Z. Rajab, R. Mittra, and M. T. Lanagan, "Size reduction of microstrip antennas using metamaterials," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Vol.2B, pp.296-299, Jul. 2005.
- [19] H. Iizuka and P. S. Hall, "A left-handed dipole concept," *IEEE Int. Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp.396-399, Mar. 2006.
- [20] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1588-1592, Seoul, Korea, Nov. 2003.
- [21] D. Kuylenstierna, S. E. Gunnarsson and H. Zirath, "Lumped-element quadrature power splitters using mixed right/left-handed transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol.53, pp.2616-2621, Aug. 2005.
- [22] A. Lai, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Infinite Wavelength Resonant Antennas With Monopolar Radiation Pattern Based on Periodic Structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, pp. 868-876, March. 2007
- [23] S. Otto, C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, "A dual-frequency composite right/left-handed half-wavelength resonator antenna," *Asia-Pacific Microwave Conf.*, Dec. 2004.