

國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班

碩士論文

印刷式超寬頻天線

Printed Ultra-Wide-Band Antennas



研究生：曾智聰

(Chih-Tsung Tseng)

指導教授：林育德 博士

(Dr. Yu-De Lin)

中 華 民 國 九 十 六 年 六 月

印刷式超寬頻天線

Printed Ultra-Wide-Band Antennas

研究生：曾智聰

Student : Chih-Tsung Tseng

指導教授：林育德博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin

國立交通大學

電信工程學系碩士班



A Thesis

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

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

In

Communication Engineering

June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年六月

# 印刷式超頻寬天線

研究生：曾智聰

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

## 摘要

本論文前面部份提出兩種新穎的平面印刷式超頻寬天線(Ultra-Wideband Antenna, UWB Antenna)，其頻率操作在 3.1GHz~10.6GHz。此兩種天線的結構分別為領結形(Bowtie)及碎形(Fractal)的形狀。他們的結構都是建立於偶極圓錐天線的基礎，且兩者都具有超寬頻的特性、全方向性的場型、易於製作、輕量化及低成本。論文中也致力於此兩種形式天線的最小化及最佳化。

最後提出了一種適用於低頻段的超寬頻天線(UWB Antenna for Low-Band)，其頻率操作在 3GHz~5GHz，此天線也具有全方向性的場型、易於製作、低成本及微小化的優點。其饋入結構採用非對稱式共平面波導(coplanar waveguide, CPW)饋入方式，其優點在於能夠縮小天線大部分的面積，有利於整合在 UWB 的系統上。

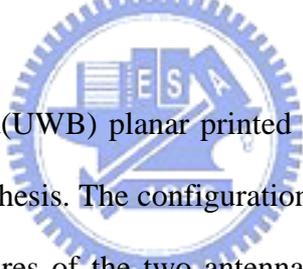
# Printed Ultra-Wide-Band Antennas

Student: Chih-Tsung Tseng

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract



Two novel ultra-wideband(UWB) planar printed antennas that operate from 3GHz to 10GHz are proposed in this thesis. The configuration of these two antennas are bowtie and fractal shapes. The structures of the two antennas are based on the bicone dipole antenna. Both of them have wideband characteristic, omni-directional pattern and ease of construction. Minimization and optimum of the two antennas are developed in our research.

Finally, the novel ultra-wideband(UWB) planar printed antenna for low-band that operate from 3GHz~5GHz are proposed. This antenna have also wideband characteristic, omni-directional pattern and ease of construction. It is fed by asymmetrical CPW and can reduce the antenna volume.

## 謝 誌

首先，我要誠摯地感謝我的指導教授--林育德博士，這兩年來在學術研究及專業領域上給我的許多指導，使得我對於無線通訊系統與天線研究領域能有相當程度的了解。感謝口試委員：黃瑞彬教授、陳泰利博士、洪萬鑄博士，能在口試時對於學生的論文內容加以指導，使得此論文得以更加完善。

另外，感林烈全學長，在碩一、碩二時對我在研究上的指導與幫助，還有感謝學長沉鵬、向均、約廷、林翰和宗遠這一年不論是生活上及研究上帶給實驗室同學歡笑與幫助。當然，還要感謝實驗室的同學士彥、宏德和旻翰這兩年來互相幫助，互相成長以及可愛的學弟們。

最後，衷心感謝我最親愛的家人，因為有他們的全力支持與照顧，我才能無後顧之憂地完成研究所的學業。



# 目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
謝誌.....	iii
目錄.....	iv
圖錄.....	v
表錄.....	vii
第一章 導論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節介紹.....	2
第二章 寬頻天線.....	3
2.1 寬頻天線簡介.....	3
第三章 平面印刷式超寬頻天線.....	7
3.1 平面印刷式領結天線.....	7
3.1.1 天線結構.....	7
3.1.2 實驗與量測結果.....	13
3.1.3 效果評估.....	22
3.2 平面印刷式碎形天線.....	23
3.2.1 天線結構.....	23
3.2.2 實驗與量測結果.....	26
3.2.3 效果評估.....	35
第四章 適用於低頻段(3~5GHz)之平面印刷式超寬頻天線.....	36
4.1 天線結構.....	36
4.2 實驗與量測結果.....	39
4.3 效果評估.....	44
第五章 結論.....	45
參考文獻.....	46

## 圖 錄

圖 2-1 無窮長的偶極圓錐形天線結構.....	3
圖 2-2 有限長度 $r$ 的偶極圓錐形天線.....	5
圖 3-1 領結天線結構圖.....	7
圖 3-2 領結天線 $S_{11}$ .....	8
圖 3-3 領結天線輸入阻抗.....	8
圖 3-4 領結天線結構圖(不同平面).....	9
圖 3-5 領結天線輸入阻抗(不同平面).....	9
圖 3-6 領結天線 $S_{11}$ (不同平面).....	10
圖 3-7 固定 $L=14\text{mm}$ 、 $R=9.85\text{mm}$ ，不同的 $W$ 領結天線 $S_{11}$ .....	11
圖 3-8 固定 $W=0.5\text{mm}$ 、 $R=9.85\text{mm}$ ，不同的 $L$ 領結天線 $S_{11}$ .....	12
圖 3-9 固定 $W=0.5\text{mm}$ 、 $L=20.94\text{mm}$ ，不同的 $R$ 領結天線 $S_{11}$ .....	13
圖 3-10 印刷式領結天線模擬與量測 $S$ 參數圖.....	14
圖 3-11 領結天線實際製作圖.....	15
圖 3-12a 平面印刷式領結天線在頻率為 $3\text{GHz}$ 及 $5\text{GHz}$ 時的 $yz$ 平面的場型圖.....	16
圖 3-12b 平面印刷式領結天線在頻率為 $7\text{GHz}$ 及 $9\text{GHz}$ 時的 $yz$ 平面的場型圖.....	17
圖 3-13a 平面印刷式領結天線在頻率為 $3\text{GHz}$ 及 $5\text{GHz}$ 時的 $xy$ 平面的場型圖.....	18
圖 3-13b 平面印刷式領結天線在頻率為 $7\text{GHz}$ 及 $9\text{GHz}$ 時的 $xy$ 平面的場型圖.....	19
圖 3-14a 平面印刷式領結天線在頻率為 $3\text{GHz}$ 及 $5\text{GHz}$ 時的 $xz$ 平面的場型圖.....	20
圖 3-14b 平面印刷式領結天線在頻率為 $7\text{GHz}$ 及 $9\text{GHz}$ 時的 $xz$ 平面的場型圖.....	21
圖 3-15 平面印刷式領結天線 $H$ -plane 之最大增益值隨頻率變化情形.....	22
圖 3-16 常見的 Sierpinski gasket 碎形幾何.....	23
圖 3-17 領結天線電流分布圖.....	24
圖 3-18 碎形天線(a)一階結構、(b)二階結構、(c)三階結構.....	24
圖 3-19 碎形天線一階、二階及三階 $S$ 參數模擬比較圖.....	25
圖 3-20 碎形天線結構與各重要的參數.....	26

圖 3-21 碎形天線 S 參數模擬與量測結果.....	27
圖 3-22 碎形天線實際製作圖.....	28
圖 3-23a 平面印刷式碎形天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時 yz 平面的場型.....	29
圖 3-23b 平面印刷式碎形天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時 yz 平面的場型.....	30
圖 3-24a 平面印刷式碎形天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時 xy 平面的場型.....	31
圖 3-24b 平面印刷式碎形天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時 xy 平面的場型.....	32
圖 3-25a 平面印刷式碎形天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時 xz 平面的場型.....	33
圖 3-25b 平面印刷式碎形天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時 xz 平面的場型.....	34
圖 3-26 平面印刷式碎形天線 H-plane 之最大增益值隨頻率變化情形.....	35
圖 4-1 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz).....	36
圖 4-2 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)S 參數.....	37
圖 4-3 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型.....	38
圖 4-4 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型式之模擬 S 參數.....	38
圖 4-5 平面印刷式超寬頻天線(3~5GHz)-緩變型式之模擬與量測 S 參數比較圖... 39	39
圖 4-6 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型式之實際製作圖.....	40
圖 4-7 印刷式超寬頻天線在頻率為 3.3GHz 及 3.7GHz 時的 yz 與 xz 平面的場型... 41	41
圖 4-8 印刷式超寬頻天線在頻率為 4.3GHz 及 4.7GHz 時的 yz 與 xz 平面的場型... 42	42
圖 4-9 印刷式超寬頻天線在頻率為 3.3GHz、3.7GHz、4.3GHz 及 4.7GHz 時的 xy 平面的場型.....	43
圖 4-10 印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型式 H-plane 之最大增益值隨頻率變化情形.....	44
表 3-1 領結天線各重要參數的數值.....	14
表 3-2 碎形天線各重要參數的數值.....	27



# 第一章 導論

## (Introduction)

### 1.1 動機與目的

鑒於近年來無線通訊需求量日益增加，各種無線通訊技術蓬勃的發展，諸如藍芽(Bluetooth)、802.11a/b/g 等等都是近年炙手可熱的無線機制。藍芽的應用目前擅長於大哥大手機與攝影機裝置，無線網路的 802.11b 逐漸成為攜帶式電腦的基本配備。而隨著一般消費者日趨仰賴無線資料傳輸所帶來的便利，高速傳輸、體積小及低耗電量便為行動無線通訊所追求的目標。基於此，商用無線通信的新起之秀 UWB (ultra-wideband)便因此蘊育而生。UWB 以前主要是運用於軍事用途上，限於軍事相關的企業以及研究機關團體。但有鑑於廠商們對於 UWB 的請願，相關報告也逐漸出籠。美國聯邦通信委員會 FCC (Federal Communication Commission)終於在 2002/2/14 允許限用於軍事雷達上的 UWB 技術運用於消費性產品上，4 月公開了初步的技術規格，以冀求達到頻率利用效率的提升。UWB 是一種短距離傳輸並兼具極高速和低耗能的技術。UWB 與現有的無線技術不同，這是一項不需要使用載波，而是發射脈衝電波(impulse)來傳輸數據的技術 [1]。因此需要很大的發射頻寬，並可降低使用功率達到低耗電量的要求。在寬頻室內無線通信方面，FCC 開放 3.1GHz ~ 10.6 GHz 供 UWB 通信及測量系統使用，台灣亦將此頻段列為未來頻譜的規劃，讀者可於交通部電信總局網站上查得。本篇論文則欲致力於發展新型的超寬頻天線，亦以具有實用價值為導向，更以輕量化、微小化、低成本、易於製作、高性能及高整合度為設計目標。

## 1.2 章節介紹

在本論文中，我們致力於設計擁有 3.1~10.6 GHz 的寬頻平面印刷式天線。第二章中，會介紹基本的寬頻天線原理及過去曾發表的各型 ultra-wideband 天線，並探討其優缺點。

第三章會提出二種新式的平面印刷式天線，此二種型式的天線結構均建構於三維偶極圓錐形天線(Bicone Antenna)的基礎之上。

第四章提出另外一種適用於低頻段平面印刷式超寬頻天線，其頻率操作在 3~5GHz。

第五章則就本篇論文所設計的天線，對其成果與不足做最後的總結。



## 第二章 寬頻天線 (Broadband Antenna)

### 2.1 寬頻天線簡介

在傳統的寬頻天線中[2][3]，偶極圓錐形天線(Bicone Antenna)、單極圓錐形天線(Monoconical Antenna)和盤錐形天線(Disccone Antenna)一般來說較適用於超寬頻(UWB)的系統[4]。因其不僅擁有極寬頻的輸入阻抗匹配，且其場型的變化同樣能控制在一寬頻的範圍裡。本節中，我們就偶極圓錐形天線做一探討。

首先我們先考慮一無窮長的偶極圓錐形天線，如圖 2-1 所示，其中  $\theta_h$  表示  $z$  軸與圓錐表面的角度。當電流跨過間隙分別流向上、下圓錐形導體的表面，這些電流會在圓錐形導體表面形成環繞的磁場  $H_\phi$ 。

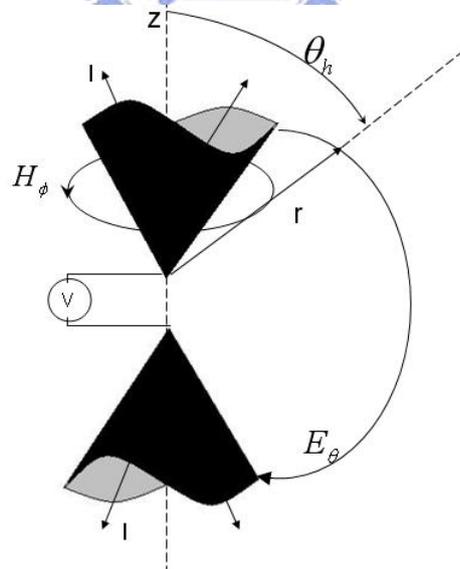


圖 2-1 無窮長的偶極圓錐形天線結構

由於圓錐形導體無窮長的特性，使其可以用傳輸線的形式來分析。如果我們假設

無窮長圓錐形導體是以 TEM 模傳遞能量，即其所形成的電場將與磁場及傳播方向垂直，由圖可知電場即為  $\theta$  方向。

在上、下兩圓錐形導體的空間中  $J = 0$ ,  $H = H_\phi \hat{\phi}$ , and  $E = E_\theta \hat{\theta}$ , 滿足安培定律

(Ampere's law),  $\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J}$

化簡後

$$\frac{1}{r\sin\theta} \frac{\partial}{\partial\theta} (\sin\theta H_\phi) = j\omega\epsilon E_r = 0 \rightarrow \frac{\partial}{\partial\theta} (\sin\theta H_\phi) = 0 \quad (2-1)$$

由(2-1)，可得

$$H_\phi \propto \frac{1}{\sin\theta} \quad (2-2)$$

由於無限長圓錐形的天線結構，能量以球面波輻射，則可以將(2-2)寫成

$$H_\phi = H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{1}{\sin\theta} \quad (2-3)$$

在  $\theta$  部份

$$-\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rH_\phi) = j\omega\epsilon E_\theta \quad (2-4)$$

將(2-3)代入(2-4)

$$E_\theta = \frac{-1}{j\omega\epsilon} \frac{1}{r} \frac{H_0}{4\pi \sin\theta} \frac{\partial}{\partial r} (e^{-j\beta r}) = \frac{\beta H_0}{\omega\epsilon} \frac{1}{r} \frac{1}{4\pi \sin\theta} = \eta H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{1}{\sin\theta} \quad (2-5)$$

(2-5)可簡化為  $E_\theta = \eta H_\phi$ ，與我們先前所假設 TEM 的行進波是吻合的。

接下來為了求得輸入阻抗，我們需求出在圓錐導體表面任一點的電壓(V)與電流

(I)。順著  $\theta$  方向的電力線路徑對電場積分

$$V(r) = \int_{\theta_h}^{\pi-\theta_h} E \cdot dl = \int_{\theta_h}^{\pi-\theta_h} E_\theta r d\theta \quad (2-6)$$

將(2-5)代入(2-6)

$$\begin{aligned} V(r) &= \frac{\eta H_0}{4\pi} e^{-j\beta r} \int_{\theta_h}^{\pi-\theta_h} \frac{d\theta}{\sin\theta} = \frac{\eta H_0}{4\pi} e^{-j\beta r} \left[ \ln \left| \tan \frac{\theta}{2} \right| \right]_{\theta_h}^{\pi-\theta_h} \\ &= \frac{\eta H_0}{2\pi} e^{-j\beta r} \ln \left( \cot \frac{\theta_h}{2} \right) \end{aligned} \quad (2-7)$$

圓錐形表面的電流可由對(2-3)積分得到

$$I(r) = \int_0^{2\pi} H_\phi r \sin \theta d\phi = 2\pi r H_\phi \sin \theta = \frac{H_0}{2} e^{-j\beta r} \quad (2-8)$$

由(2-7)及(2-8)可求得無限長圓錐形導體在任一點 r 的特性阻抗(Characteristic Impedance)

$$Z_0 = \frac{V(r)}{I(r)} = \frac{\eta}{\pi} \ln \left( \cot \frac{\theta_h}{2} \right) \quad (2-9)$$

由(2-9)看出  $Z_0$  並不是 r 的函數，所以將  $r=0$  代入亦可得到天線的輸入阻抗，其中亦以  $\eta \approx 120\pi$  代入

$$Z_A = Z_0 = 120 \ln \left( \cot \frac{\theta_h}{2} \right) \Omega \quad (2-10)$$

但在實際的應用中，無限長的圓錐形天線是不存在的。接下來我們考慮有限長度 r 的偶極圓錐形天線，如圖 2-2。因圓錐形天線不再是無窮長，在圓錐的末端會造成反射而形成駐波的發生，使得有限長圓錐形天線的輸入阻抗不再如無窮長圓錐形天線的輸入阻抗單純。

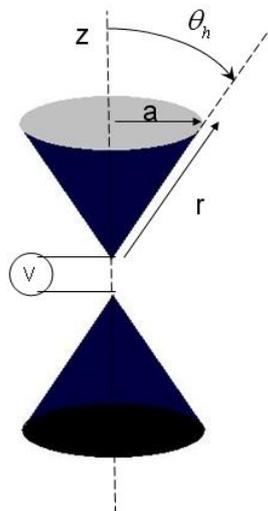


圖 2-2 有限長度 r 的偶極圓錐形天線

有限長度 r 的偶極圓錐形天線輸入阻抗  $Z_i$  表示為[3]

$$Z_i = Z_A \frac{Z_A + jZ_m \tan \beta r}{Z_m + jZ_A \tan \beta r}$$

$r$  = 圓錐長度，單位:m

$$\beta = 2\pi/\lambda$$

$$Z_A = 120 \ln \left( \cot \frac{\theta_h}{2} \right)$$

$$Z_m = R_m + jX_m$$

而當圓錐角度很小時， $\theta_h < 2.5^\circ$ ， $R_m$ 和 $X_m$ 可表示如下

$$R_m = 60 \text{Ci}2\beta l + 30(0.577 + \ln \beta l - 2\text{Ci}2\beta l + \text{Ci}4\beta l) \cos 2\beta l \\ + 30(\text{Si}4\beta l - 2\text{Si}2\beta l) \sin 2\beta l$$

$$X_m = 60\text{Si}2\beta l + 30(\text{Ci}4\beta l - \ln \beta l - 0.577) \sin 2\beta l \\ - 30(\text{Si}4\beta l) \cos 2\beta l$$

當 $\theta_h$ 增大時，輸入阻抗中的電抗會在一寬頻的範圍內維持在最小值，同時，輸入阻抗中的電阻會對頻率的改變有較小的敏感度。如此便符合為一寬頻天線的要求。



## 第三章 平面印刷式超寬頻天線

### (Printed Ultra-Wide-Band Antenna)

#### 3.1 平面印刷式領結天線(Planar Printed Bow-tie Antenna)

##### 3.1.1 天線結構

在第二章中，我們介紹了立體結構的寬頻偶極圓錐形天線。但在三維結構中，我們不難想像它製作上的困難及高成本，且亦不適用於行動通訊的整合。本節所要提出的便是如何將立體結構的偶極圓錐形天線製作於平面印刷電路板上，並保持其寬頻的特性。

首先我們將圖 2-2 立體結構的錐形用平面圓形來表示，另外，對饋入結構的選擇，在眾多文獻中指出，傳統微帶線饋入方式，由於其結構為 unbalance 的饋入型式，主要缺點在於其頻寬的不足，所以我們決定將傳統微帶線改用 taper balun 的饋入方式取代，以達到其超寬頻的效果。圖 3-1 即為平面印刷式領結天線的二維結構圖，其中在基板的上平面部分為  $50\Omega$  的微帶線與圓形天線單元，而基板另一側表示為緩變的地面，而在實際的製作上，我們選用厚度  $0.508\text{mm}$ ，介電常數  $3.38$  的微波基板。

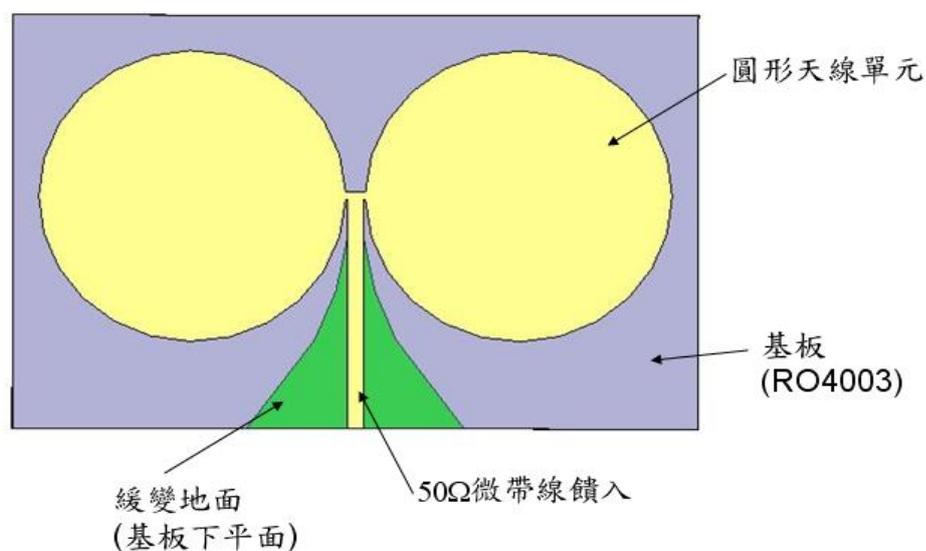


圖 3-1 領結天線結構圖

在設計最初，我們必須決定圓形天線單元的大小來控制我們想要操作的頻率。一開始我們可以把領結天線視為一個半波長的偶極天線，並設計第一共振頻率落於 3.8GHz，計算出其四分之一波長約等於 19.7mm，所以我們決定圓形天線單元的直徑約為 19.7mm，其模擬出來的 S 參數如圖 3-2 所示。可以看出第一共振頻率約落於 3.75GHz，但 4.6~9GHz 無法有好的阻抗匹配，而模擬出來的輸入阻抗如圖 3-3 所示，我們可以清楚的看出，其阻抗有偏高或偏低的不穩定現象。

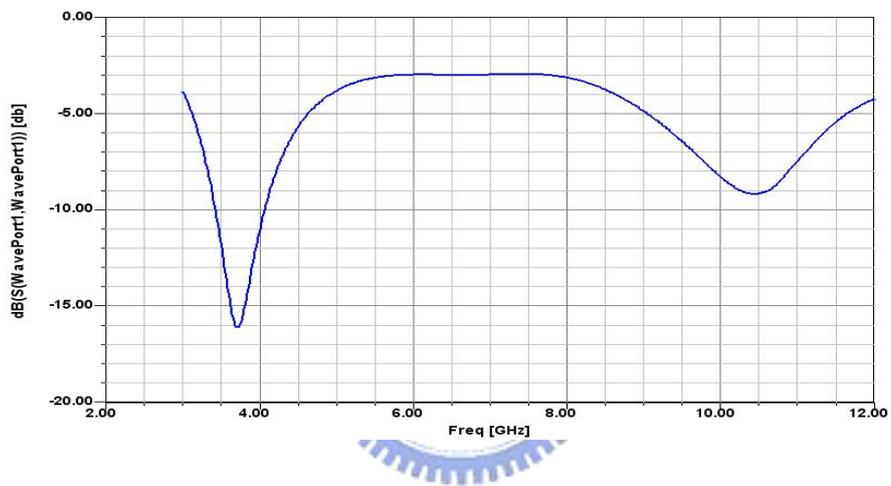


圖 3-2 領結天線  $S_{11}$

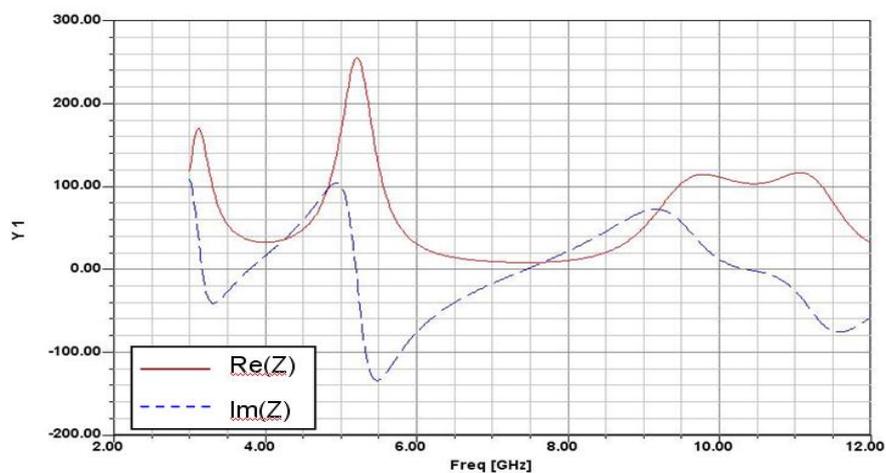


圖 3-3 領結天線輸入阻抗

為了改善輸入阻抗的問題，我們試著將左右兩圓形天線單元其中一個製作於基板的另外一端，如圖 3-4 所示，這樣將有助於改善過高或過低的輸入阻抗，進而達到更寬頻的效果[5]，其模擬出來輸入阻抗及 S 參數如圖 3-5、3-6 所示。在天線結構大致底定之後，接下來我們再探討各參數變化對天線所產生的影響。

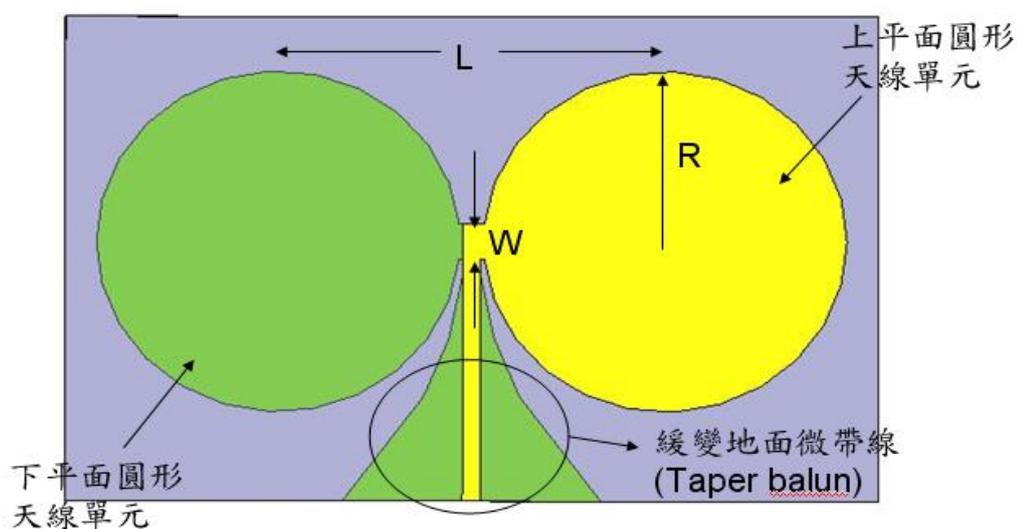


圖 3-4 領結天線結構圖(不同平面)

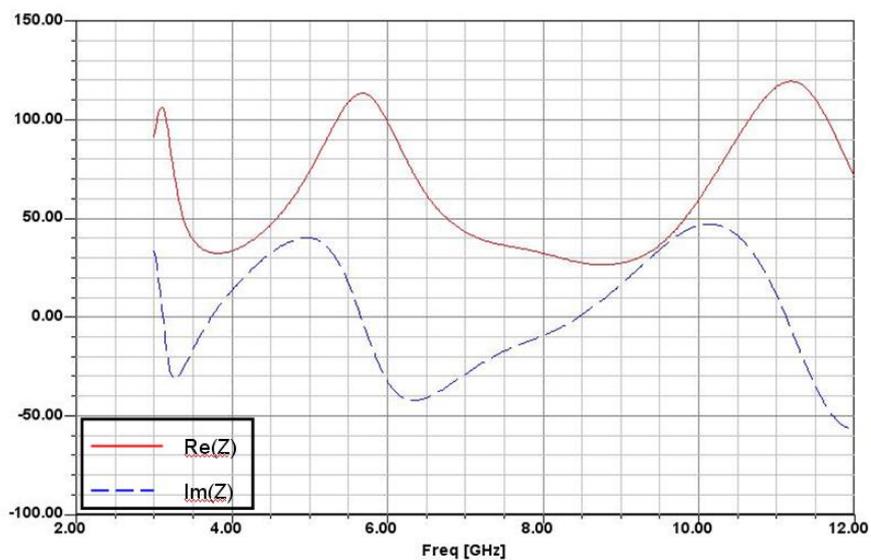


圖 3-5 領結天線輸入阻抗(不同平面)

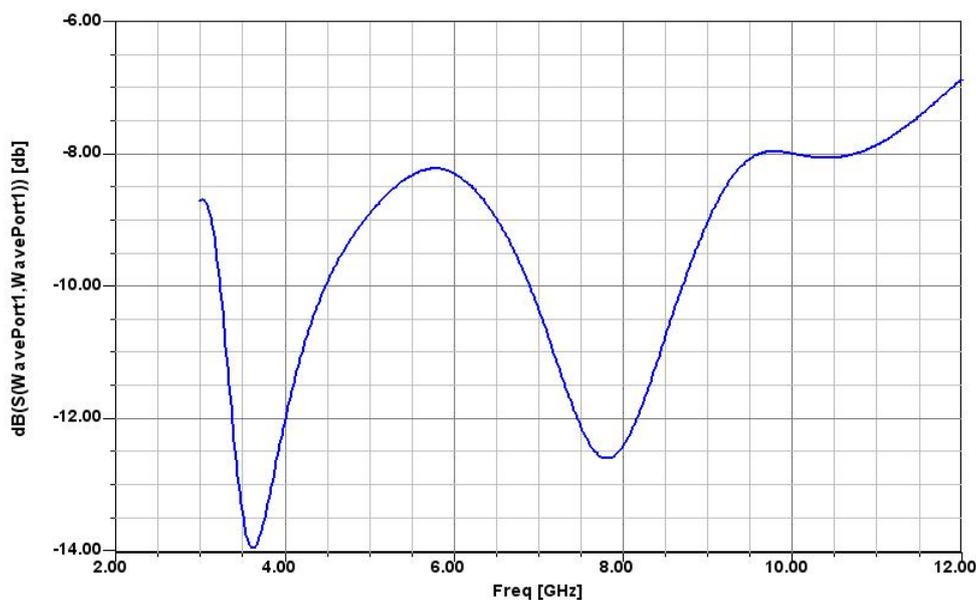


圖 3-6 領結天線  $S_{11}$  (不同平面)

此種天線的架構，有幾項參數需要加以去考慮的，在此我們列舉三項對頻寬深具影響的參數，其中一項參數是饋入於左右兩圓形天線單元的饋入線寬度，即  $W$ ；第二項比較的參數是左右兩圓形天線單元圓心間的距離，即  $L$ ；最後一項是兩圓形天線單元的半徑，即  $R$ 。圖 3-7 所示當  $L$  固定為 21.94mm、 $R$  固定為 9.85mm 但不同  $W$  的領結天線之  $S$  參數圖，在這項比較性的實驗中，我們分別以  $W=0.5\text{mm}$ 、 $1\text{mm}$ 、 $1.5\text{mm}$  及  $2\text{mm}$  四組天線去分析，由圖可看出，當  $W=0.5\text{mm}$  時，天線具有較好的阻抗匹配，而  $W$  的改變，對第一共振頻率無太大的影響。

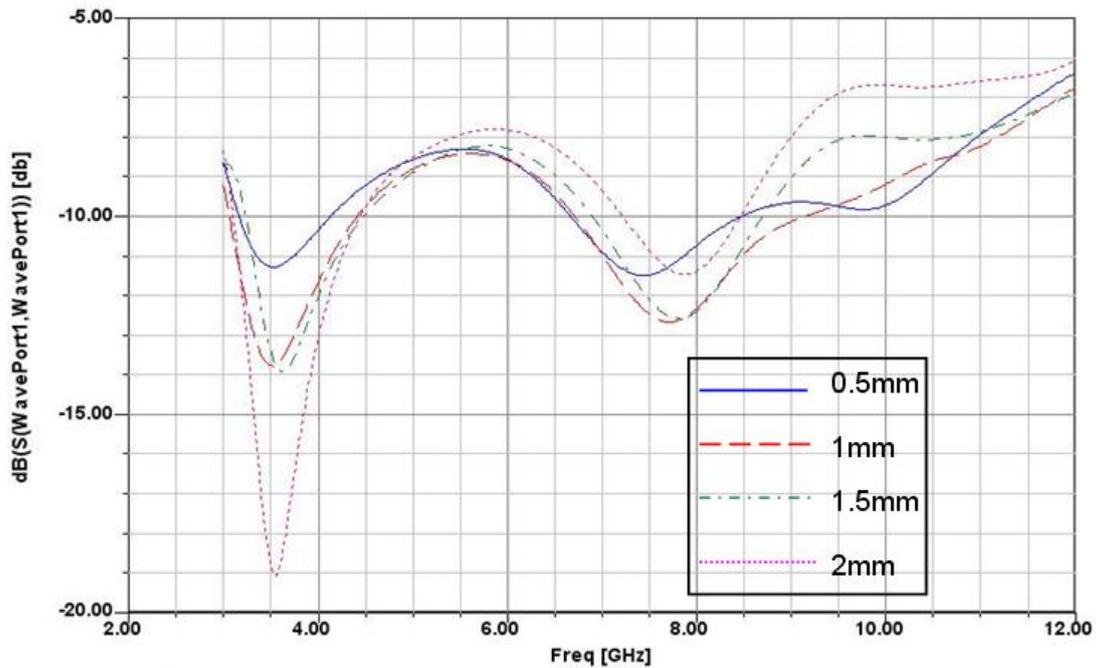


圖 3-7 固定  $L=14\text{mm}$ 、 $R=9.85\text{mm}$ ，不同的  $W$



接下來我們固定  $W=0.5\text{mm}$ 、 $R=9.85\text{mm}$ ，考慮  $L=20.94\text{mm}$ 、 $21.34\text{mm}$ 、 $21.74\text{mm}$  及  $22.14\text{mm}$  四組天線去分析，其四組模擬出來的  $S$  參數如圖 3-8 所示，由圖中我們可以清楚的知道，當左右兩圓形天線單元圓心間的距離  $L=20.94\text{mm}$  時，其反射損失( $S_{11}$ )從  $3.09\text{GHz}\sim 12\text{GHz}$  均低於  $-10\text{dB}$  以下，滿足了超寬頻(UWB)系統的要求，由此圖我們也可以知道，當左右兩圓形天線單元圓心間的距離  $L$  越接近的時候，在超寬頻的頻帶內阻抗匹配越理想。雖然如此，但基於實做上的限制，其微帶線的饋入傳輸線與天線圓形單元之間所形成的間隙，最窄只能在  $0.1\text{mm}\sim 0.15\text{mm}$  之間，而當  $L=20.94\text{mm}$  時，其間隙約為  $0.13\text{mm}$ ，在實際的製作上是可行的。

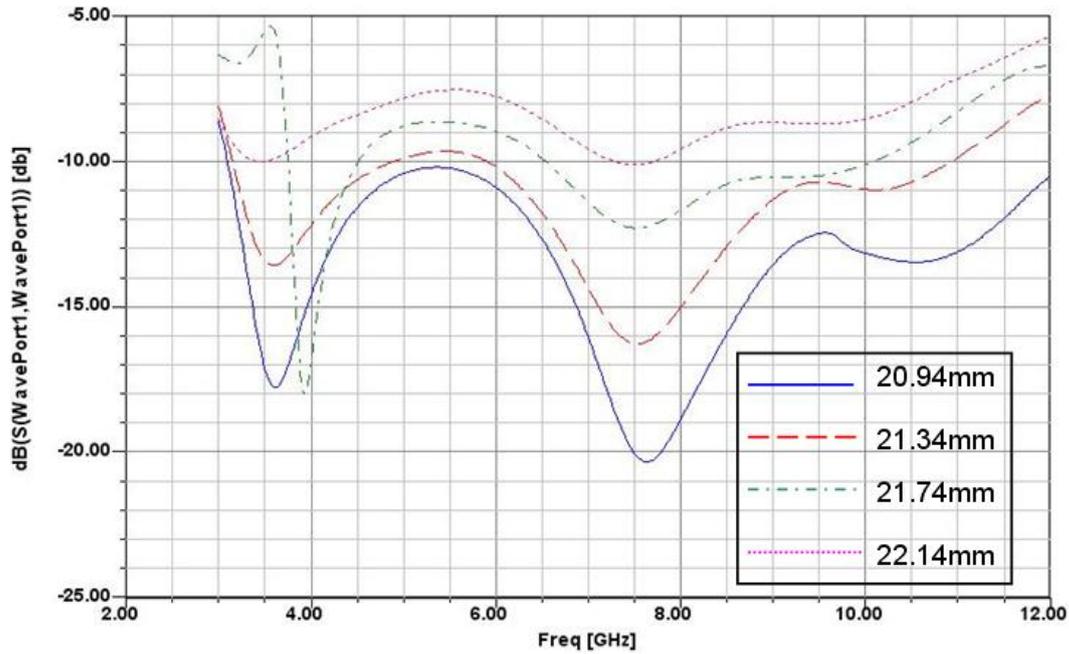


圖 3-8 固定  $W=0.5\text{mm}$ 、 $R=9.85\text{mm}$ ，不同的  $L$



再來我們固定  $W=0.5\text{mm}$ 、 $L=20.94\text{mm}$ ，考慮  $R=8.65\text{mm}$ 、 $9.25\text{mm}$  及  $9.85\text{mm}$  三組天線去分析，其三組模擬出來的  $S$  參數如圖 3-9 所示，由此圖我們可以清楚的知道，當兩圓形天線單元的半徑  $R$  由  $9.85\text{mm}$  變化至  $8.65\text{mm}$  的過程中，天線的第一及第二共振頻率也跟預測的一樣的往高頻方向移動。

綜合以上各數據的比較分析後，我們得知當饋入於左右兩圓形天線單元的饋入線寬度  $W=0.5\text{mm}$  且左右兩圓形天線單元圓心間的距離  $L=20.94\text{mm}$  時可以得到一印刷式寬頻領結天線，其  $S$  參數從  $3.09\text{GHz}\sim 12\text{GHz}$  均低於  $-10\text{dB}$ ，須要特別注意的是，微帶線的饋入傳輸線與天線圓形單元之間所形成的間隙，對  $S$  參數影響甚大，且間隙越小  $S$  參數越好，但基於實做上的限制，我們折衷取至  $0.13\text{mm}$ 。

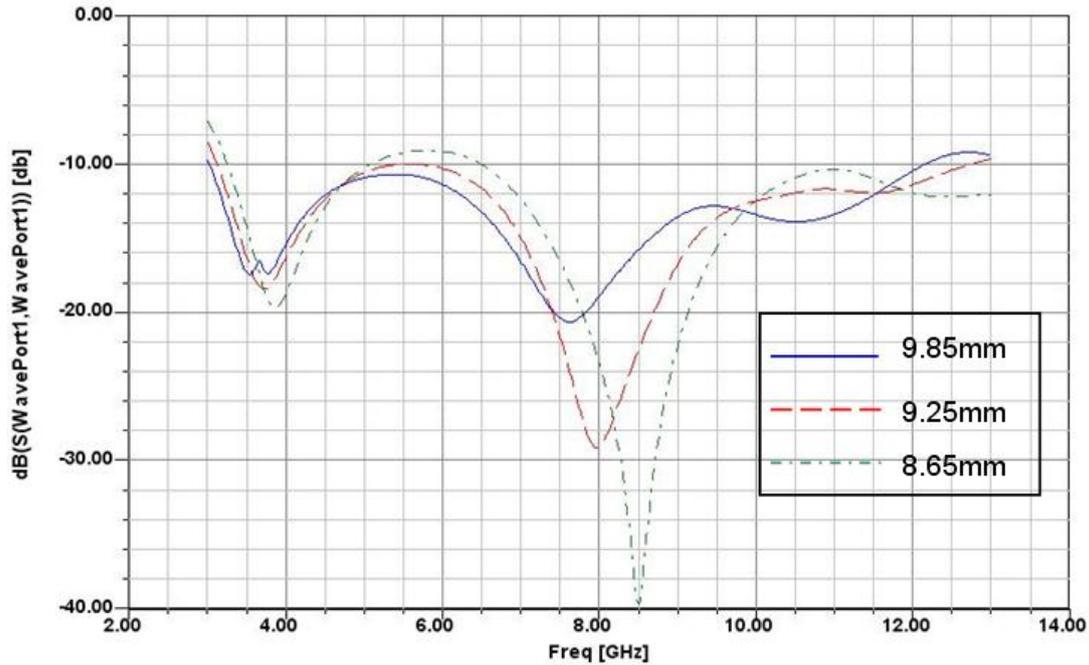


圖 3-9 固定  $W=0.5\text{mm}$ 、 $L=20.94\text{mm}$ ，不同的  $R$



### 3.1.2 實驗與量測結果

在此節我們將把領結天線實際製作於電路板上，之後再量測反射損失( $S_{11}$ )及輻射場型，再比較量測與模擬結果之間的相異性。表 3-1 為領結天線各重要參數的數值，而我們製作時所使用的材質為 RO4003 板，其規格如下：介電常數 ( $\epsilon_r$ ):3.38、損耗正切 ( $\tan \delta$ ):0.0025、導體金屬-銅(cooper): $5.88 \times 10^7 S/m$ 、板材厚度:0.508mm。本論文中，我們使用 Agilent E5071A 量測頻率響應( $S_{11}$ )，圖 3-9 為領結天線模擬與量測 S 參數比較圖，而圖 3-10 為其製作於電路板上的實際圖。

由圖 3-10 得知，此領結形超寬頻天線其頻寬從 3.05GHz~12.4GHz 均低於 -10dB，相對的頻寬約為 4.06:1，符合 UWB 系統的要求。

表 3-1 領結天線各重要參數的數值

L(兩圓形天線單元圓心間的距離):	20.94mm
W(饋入於兩圓形天線單元的饋入線寬度):	0.5mm
R(圓形天線單元的半徑) :	9.85mm

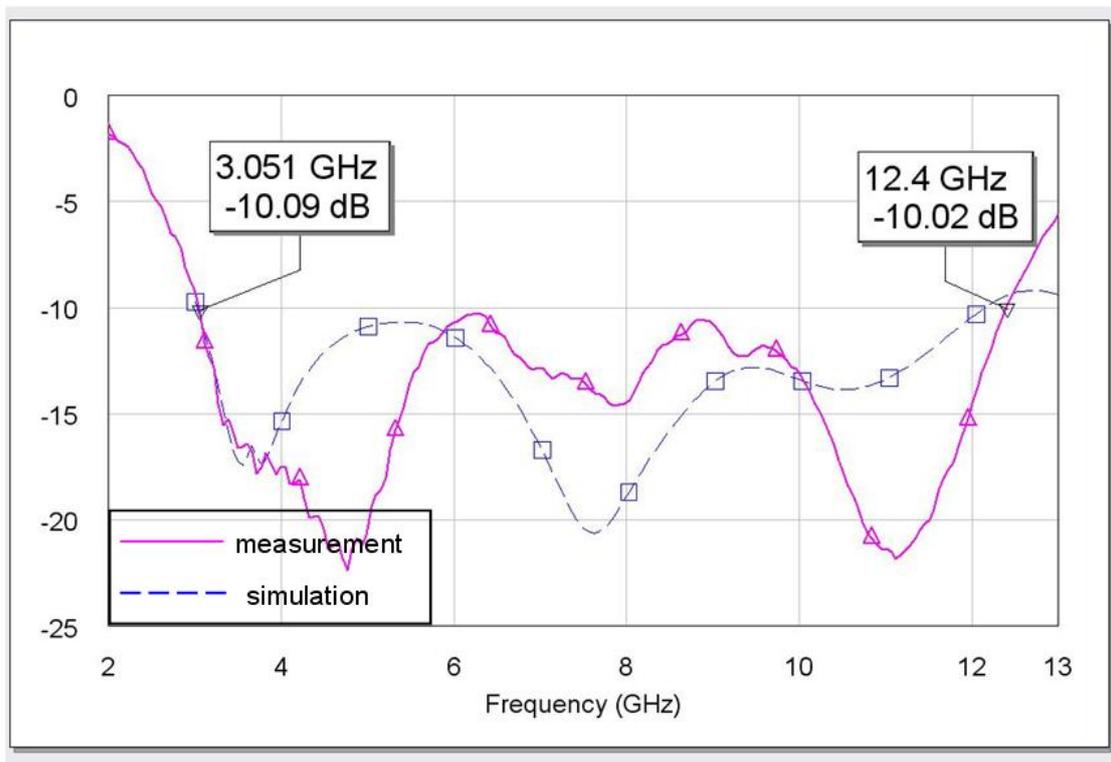


圖 3-10 印刷式領結天線模擬與量測 S 參數圖

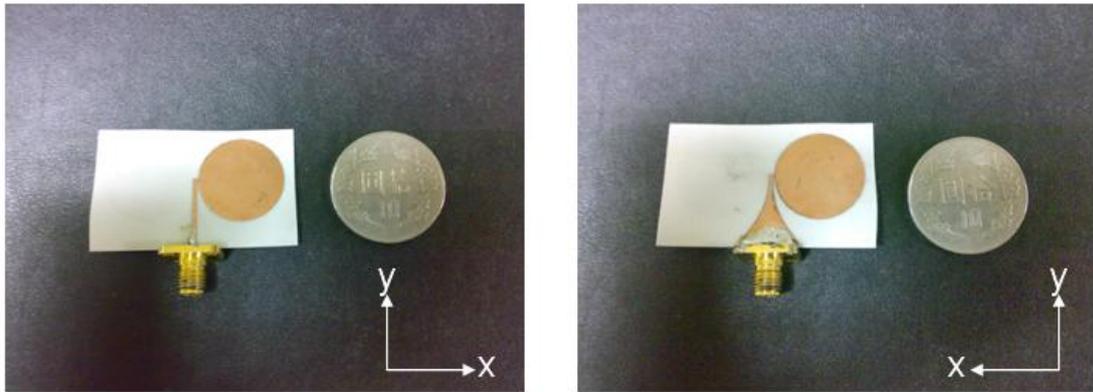


圖 3-11 領結天線實際製作圖，

左右兩圖各為基板上下兩平面圖

在場型方面，我們將使用 HP 8530A 量測天線的場型，放置的天線座標如圖 3-11 所示。圖 3-12、圖 3-13、圖 3-14 表示為此寬頻天線分別在 3GHz、5GHz、7GHz 及 9GHz 時的輻射場型。圖中，左側實線部份表示 co-polarizationxy; 右側虛線部份表示 cross-polarization

觀察 yz-plane( 即 H-plane)，可以看出低頻相對於高頻有較好的全向性場型，而其最大增益質(peak gain)隨著頻率的升高而有降低的趨勢，且在高頻 8.5GHz 後其全向性場型便慢慢衰退。圖 3-15 所示為 H-plane 及 E-plane 之最大增益質隨頻率變化的情形。

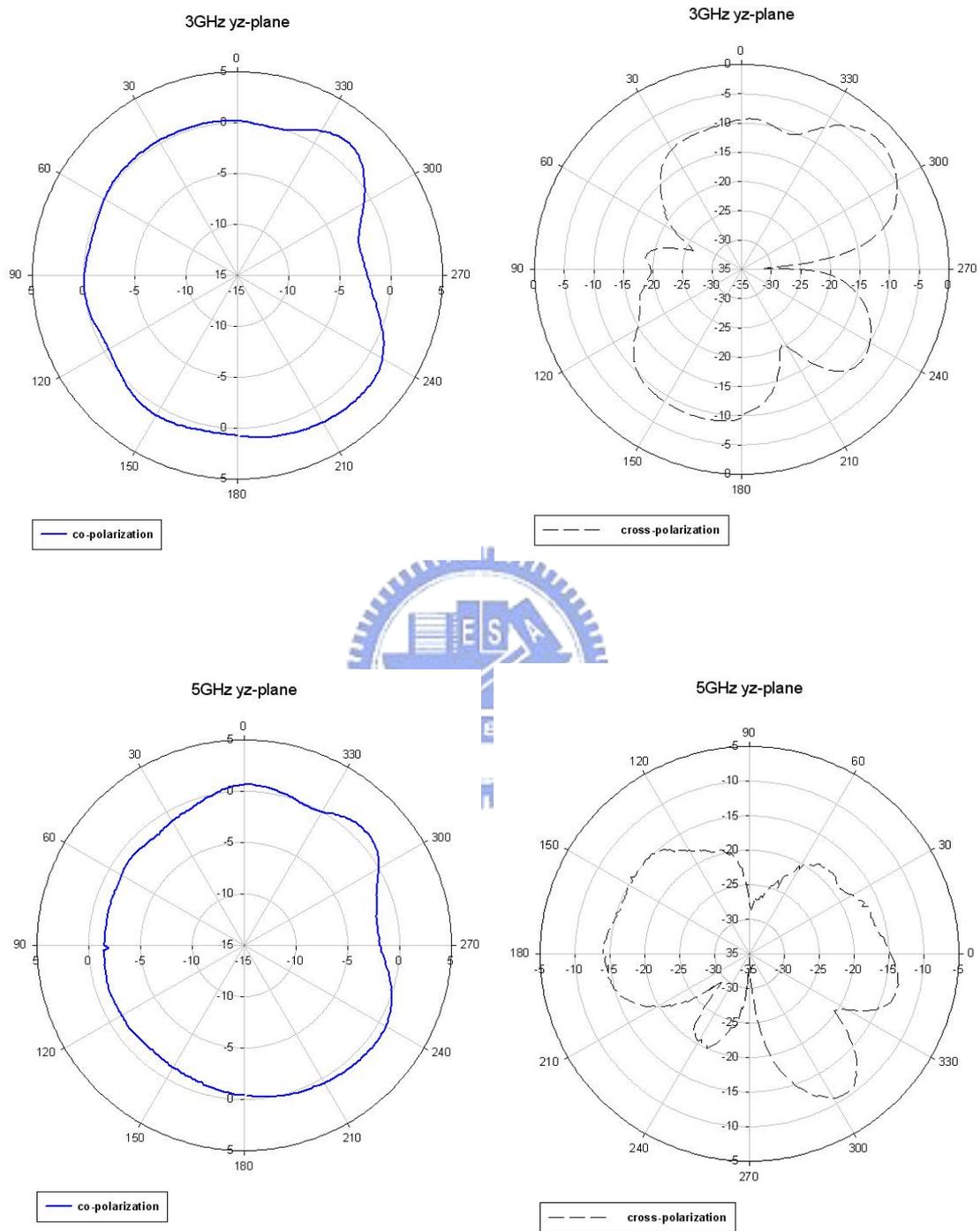


圖 3-12a 平面印刷式領結天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時的 yz 平面的場型圖

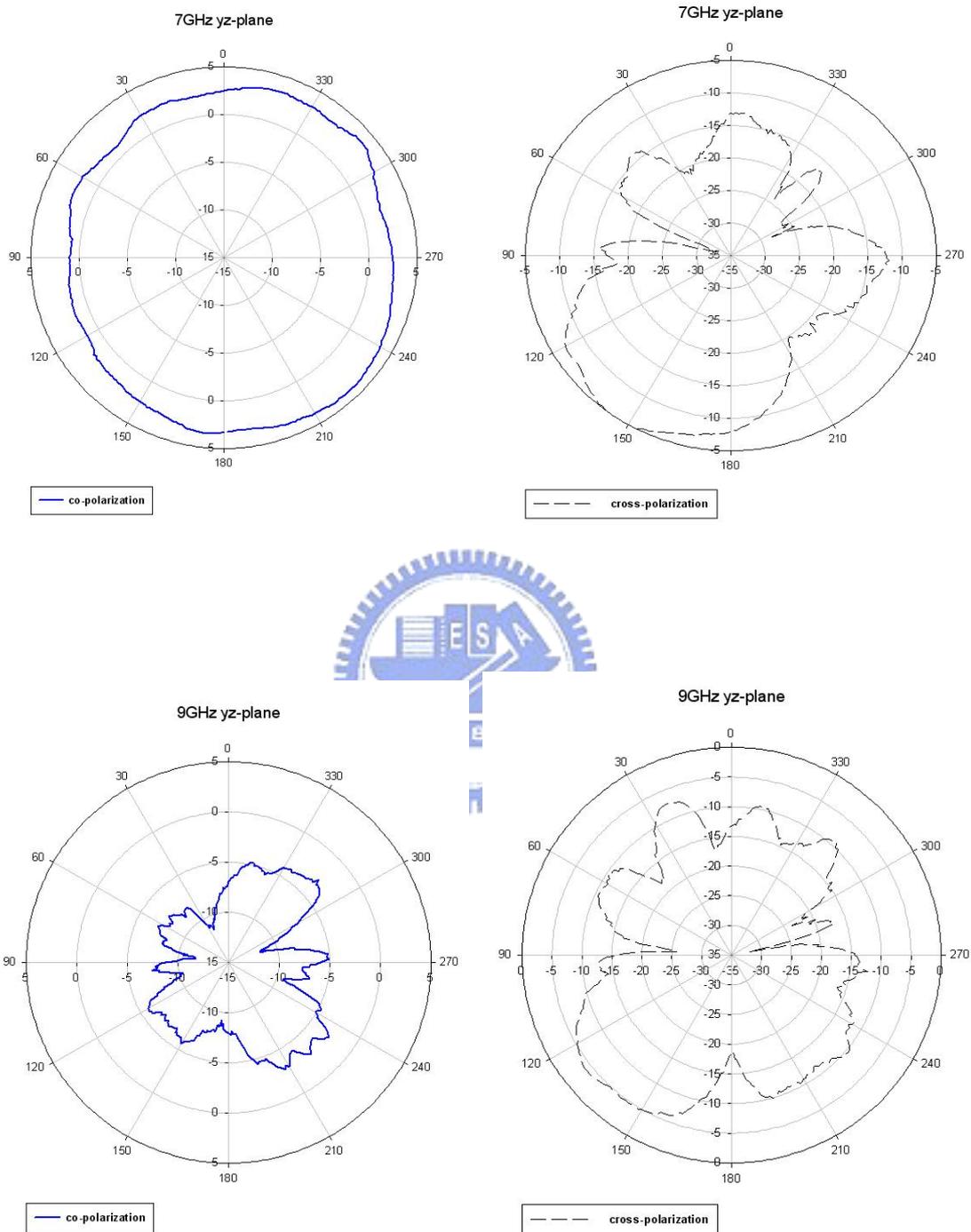


圖 3-12b 平面印刷式領結天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時的 yz 平面的場型圖

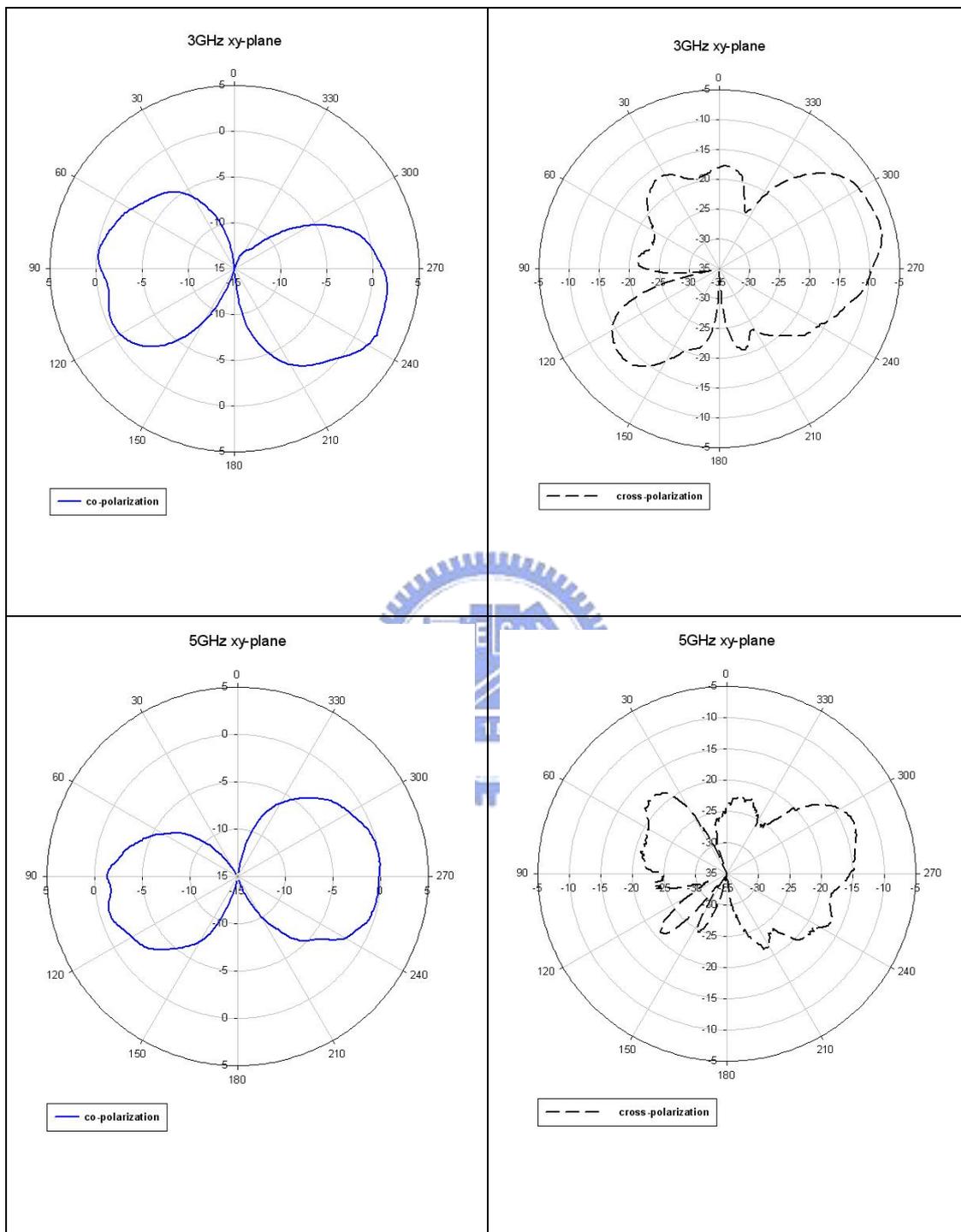


圖 3-13a 平面印刷式領結天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時的 xy 平面的場型圖

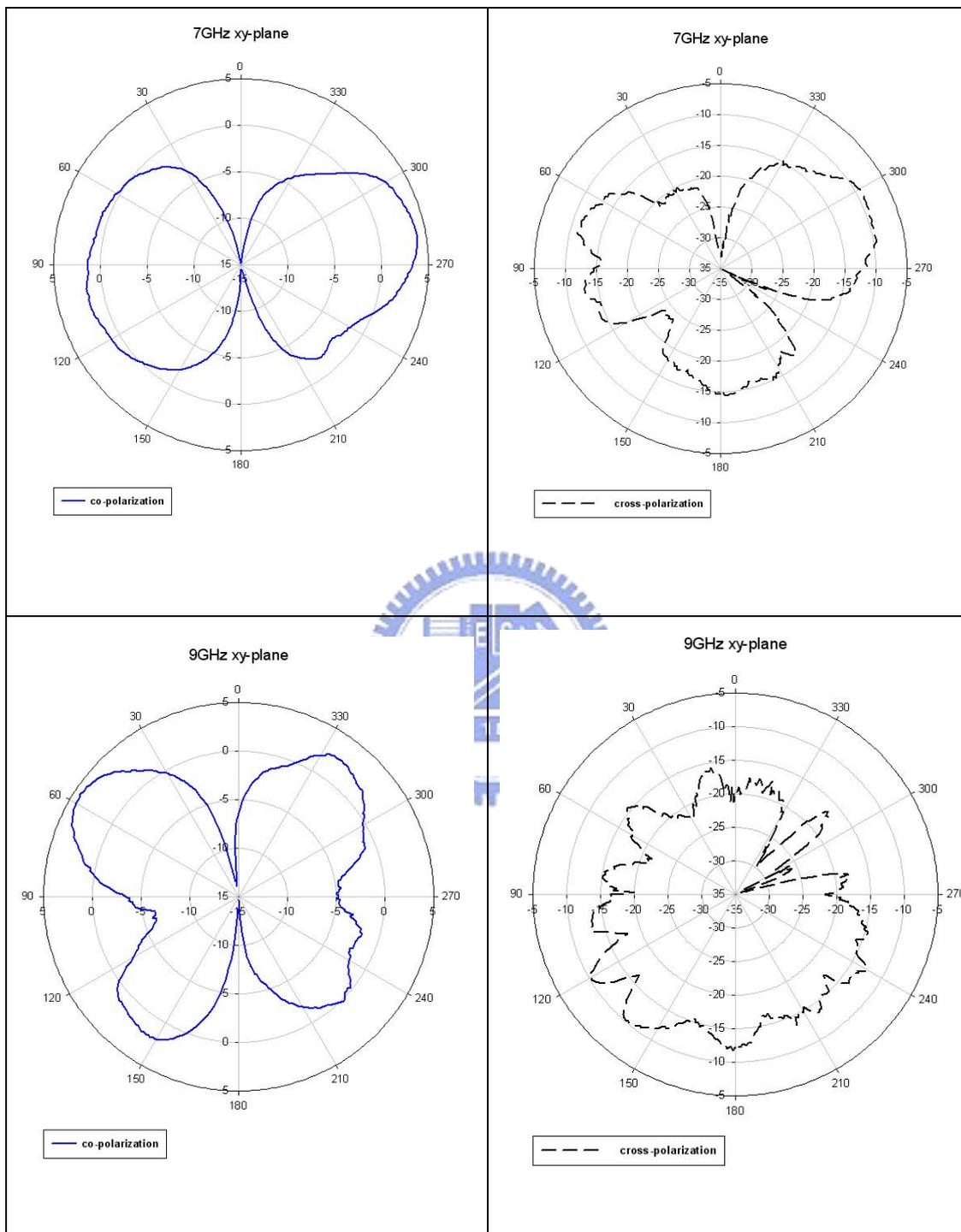


圖 3-13b 平面印刷式領結天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時的 xy 平面的場型圖

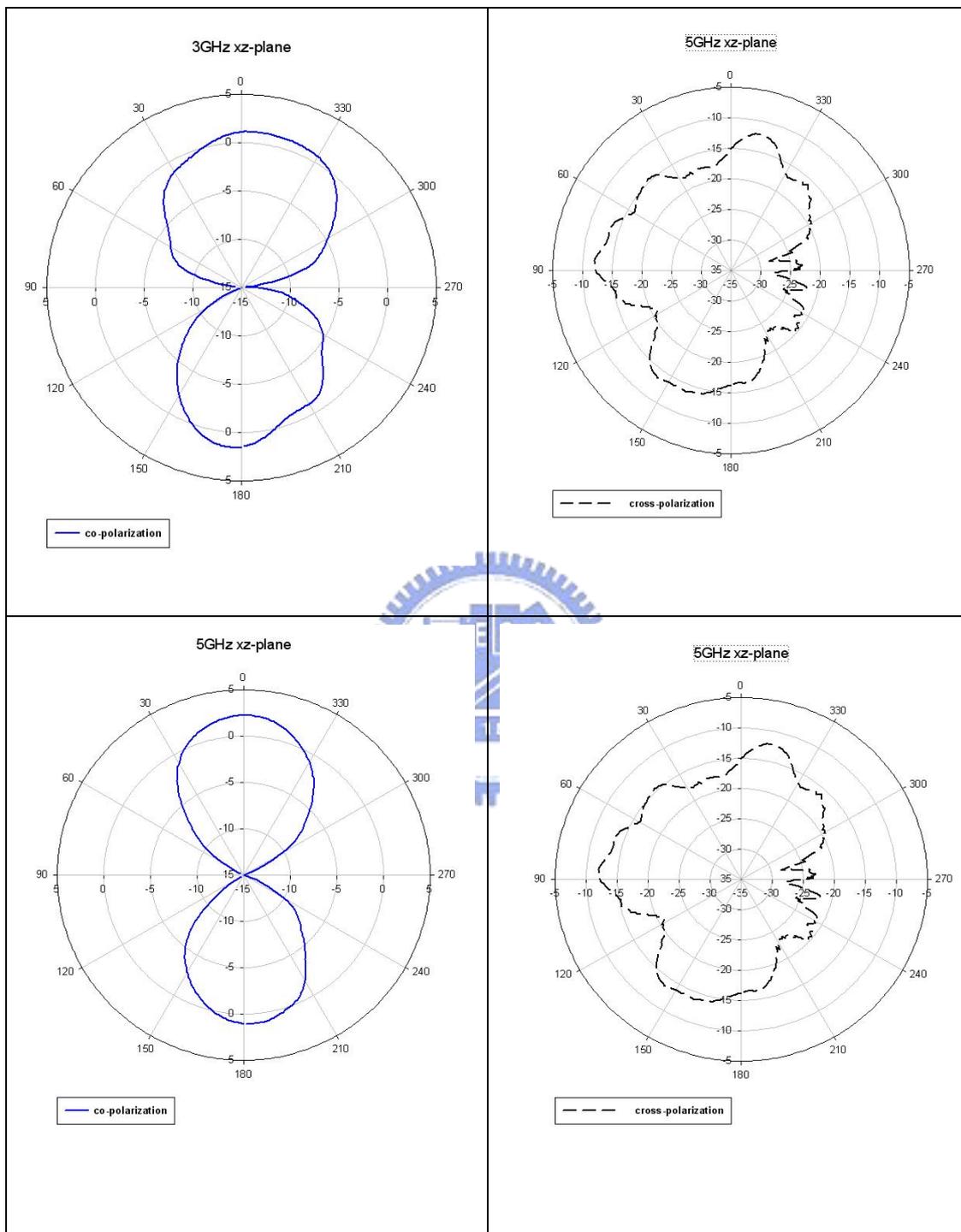


圖 3-14a 平面印刷式領結天線在頻率為3GHz及5GHz時的xz平面的場型圖

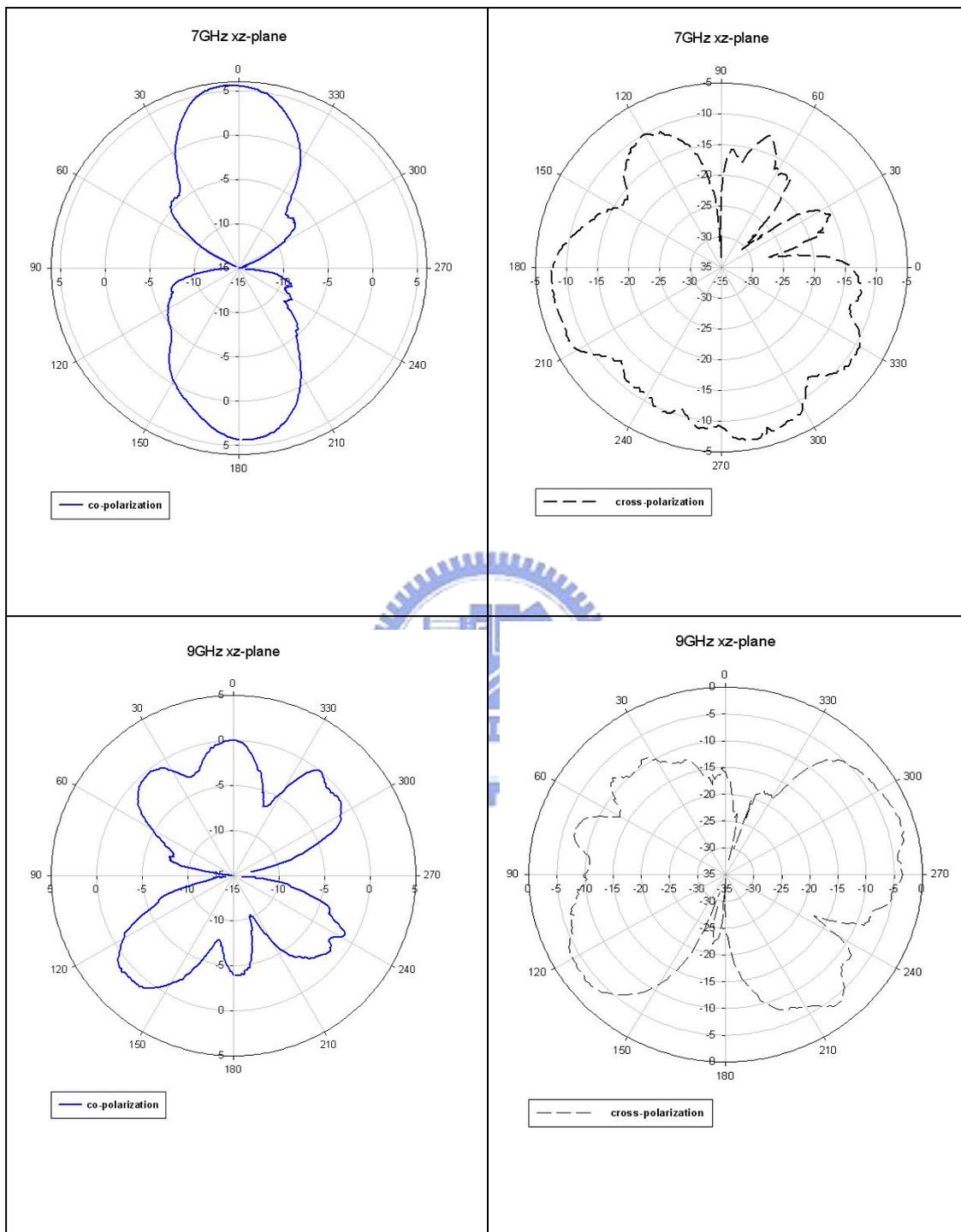


圖 3-14b 平面印刷式領結天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時的 xz 平面的場型圖

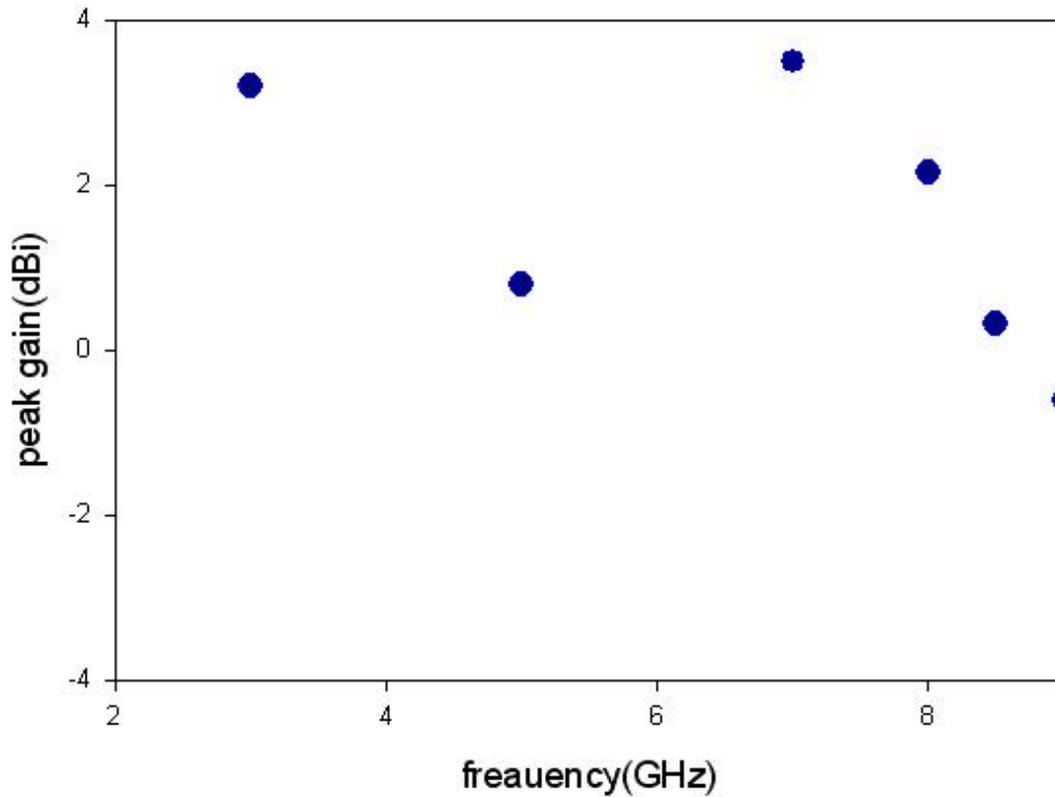


圖 3-15 平面印刷式領結天線 H-plane 之最大增益值隨頻率變化情形

### 3.1.3 效果評估

平面印刷式領結形天線利用了簡單的幾何圖形取代了結構較為複雜的三維圓錐型天線。利用平面圓形取代立體的圓錐，使用 taper balun 的寬頻饋入結構增加頻寬，並定義了幾項關鍵性參數，對於往後的設計上有較具指標性的參考價值。本論文所提出的平面印刷式領結天線不但符合 UWB 所定的 3.1GHz 到 10.6GHz 範圍內，亦有全向性場型、製作簡單、低成本、最佳化、輕量化、最小化及高整合度的優點。唯其在高頻 H-plane 場型的表現上需再進一步加以改進。

## 3.2 平面印刷式碎形天線(Planar Printed Fractal Antenna)[7][8]

### 3.2.1 天線結構

同樣我們在這節中介紹另一種型式的寬頻天線，此種天線亦可以造成極大的頻寬，且相較於上一節所提出的領結天線，在高頻場型方面有較好的增益值。在上節，我們是將二維平面圓形天線單元取代了立體的圓錐天線單元。而在這節，我們將利用碎形的原理來取代上節的圓形天線單元，這種利用碎形的特性也能產生多頻且寬頻效果。

所謂的碎形[6]是指具有自相似特性的現象、圖象或者物理過程等。碎形幾何(又稱分形)是1975年由IBM華特生研究所的曼德布洛特(Benoit Mandelbrot, 1924-)所提出，其圖形具有疊代性，會在越來越細微的尺度上不斷重複，聽起來似乎相當神奇，但在自然界之中卻又可以常見到具有碎形結構的現象發生。如圖3-16所示。在此圖中，由左自右分別代表零階、一階、二階的碎形圖形，由圖中可看出其自我相似的特性。由於碎形天線自我相似、在特定尺度上不斷的重複，進而能達到多頻帶甚至寬頻的效果。近幾年來，利用碎形的技術也常實現在多頻的特性，而且因為碎形自我相似的特性，能使得天線的面積更縮小更輕薄。

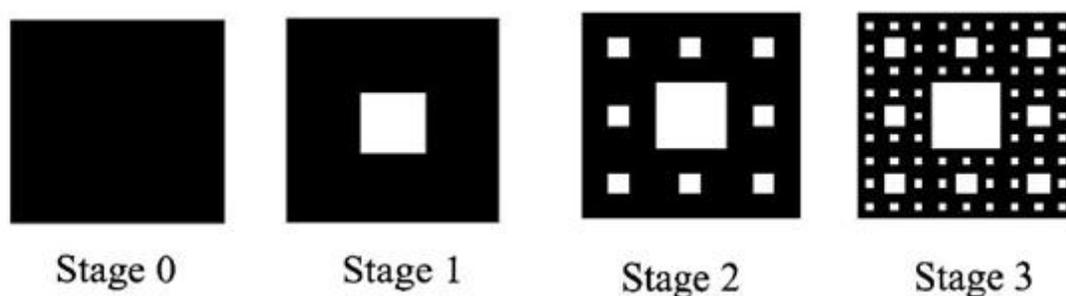


圖 3-16 常見的 Sierpinski gasket 碎形幾何

接下來我們介紹改良領結天線後的碎形天線，一開始的天線結構如上節所示的領結天線，而圖 3-17 為其模擬出的電流分布圖，由此圖所知，在上下兩側圓形天線單元內部裡的電流很小，如果我們將單元內部挖掉一適當的空間後(如圖 3-18a 所示)，對整體的電流將不會影響太大，但卻能使得表面電流的有效路徑變的更長，換句話說，第一諧振頻率將會降低，這樣天線的面積將得以縮小。再來為了達到 UWB 的效果，我們藉由碎形結構自我相似的特性，加入了二階、三階(如圖 3-18b、3-18c 所示)的共振元件來增加在高頻的諧振頻率。

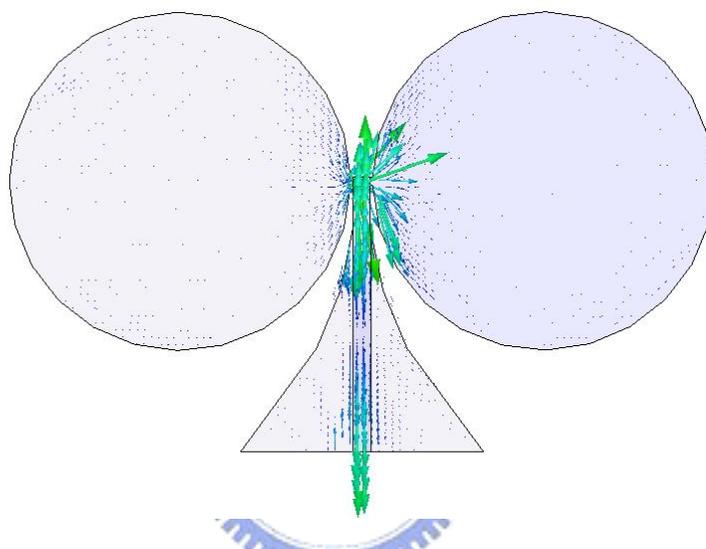


圖 3-17 領結天線電流分布圖

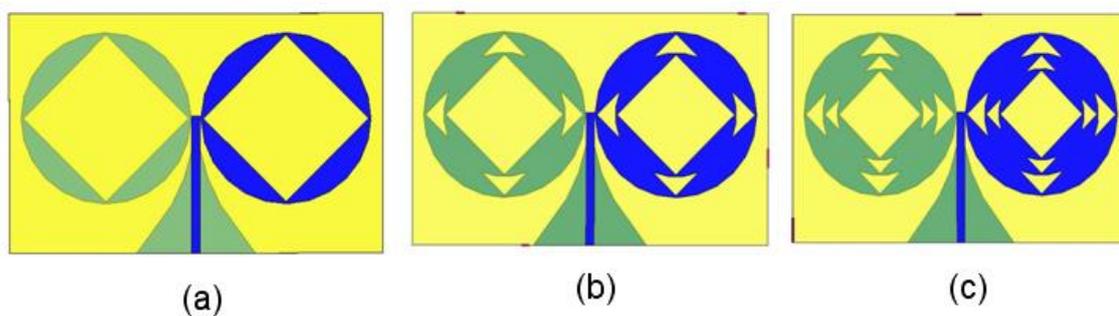


圖 3-18 碎形天線(a)一階結構、(b)二階結構、(c)三階結構

接下來我們試著將圖 3-18a、圖 3-18b、圖 3-18c，模擬 S 參數比較分析，如圖 3-19 所示。由圖中我們可以清楚地發現，在低頻部份相較於領結天線，在不改變大小的情況下有較大的頻寬。而從第一階至第三階的同時，其整個頻寬的阻抗也越匹配。

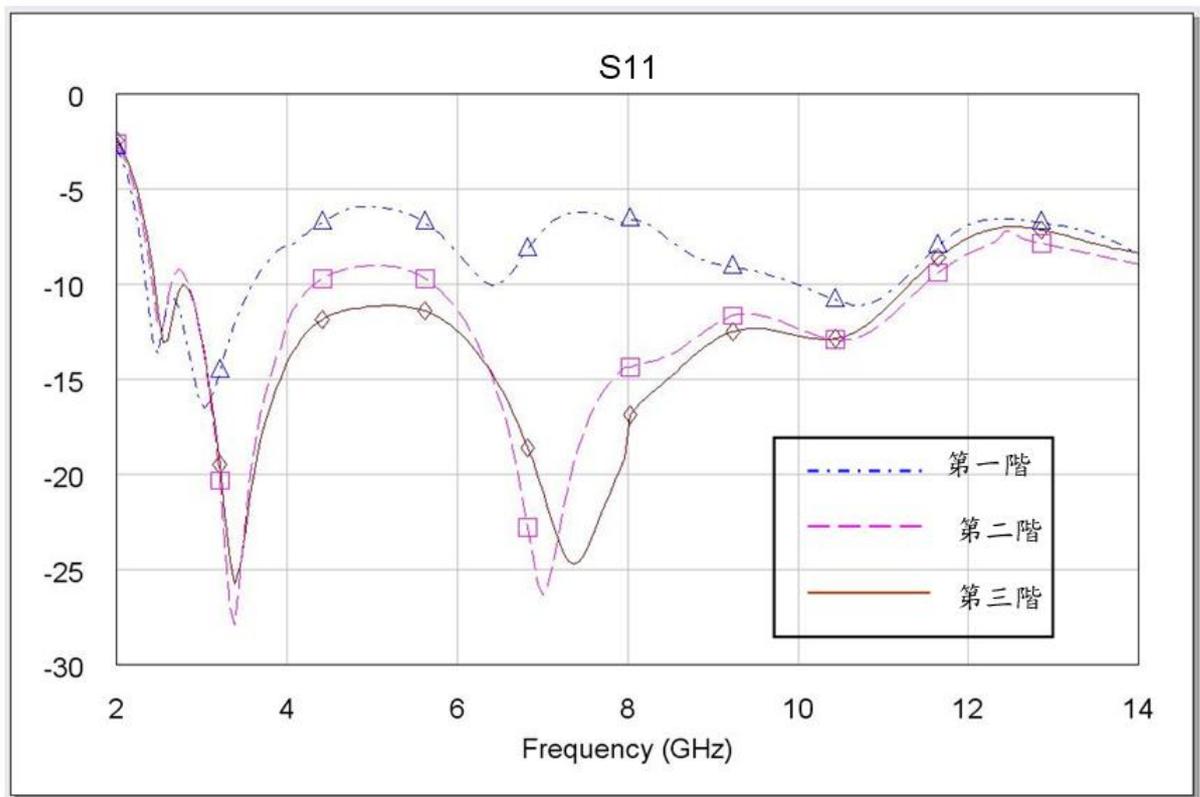


圖 3-19 碎形天線一階、二階及三階 S 參數模擬比較圖

### 3.2.2 實驗與量測結果

在此節我們將把碎形天線實際製作於電路板上，之後再量測反射損失( $S_{11}$ )及輻射場型，再比較量測與模擬結果之間的相異性。而我們製作時所使用的材質與上節領結天線同為RO4003板，厚度0.508mm，介電常數3.38。圖3-20與表3-1為碎形天線的結構與各重要參數的數值，而我們加入的一階、二階及三階自我相似的共振元件是以0.75的比率縮小，即 $d1 : d2 : d3 = 1 : 0.75 : 0.5625$ 。

而同樣的，我們使用Agilent E5071A量測頻率響應( $S_{11}$ )，圖3-21為領結天線模擬與量測S參數比較圖，而圖3-22為其製作於電路板上的實際圖。由圖3-21得知，此領結形超寬頻天線其頻寬從2.46GHz~11.92GHz均低於-10dB，相對的頻寬約為4.85:1，符合UWB系統的要求，且相較於上節所提出的領結天線，其頻寬較寬，面積也可以縮小。

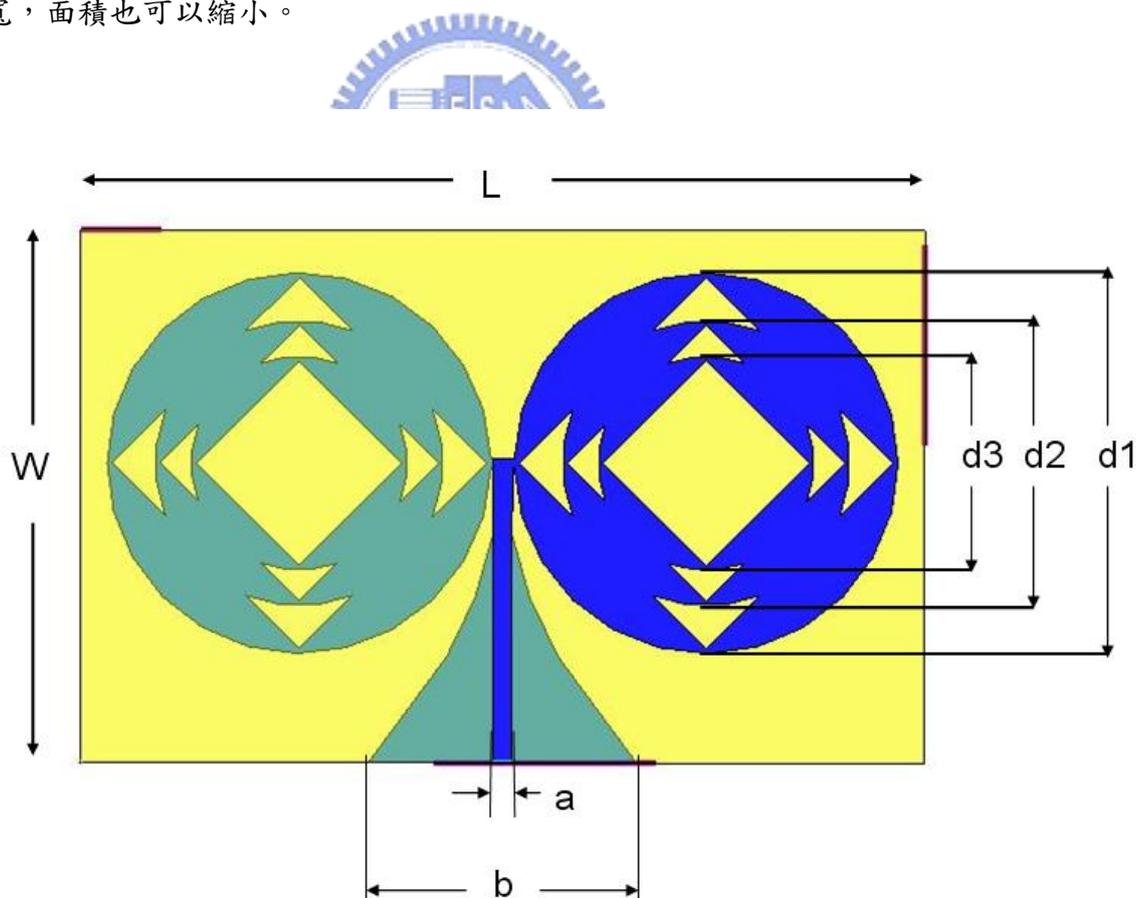


圖 3-20 碎形天線結構與各重要的參數

表 3-1 碎形天線各重要參數的數值

L	:	44mm
W	:	28mm
a	:	1mm
b	:	14mm
d1	:	10mm
d2	:	7.5mm
d3	:	5.625mm

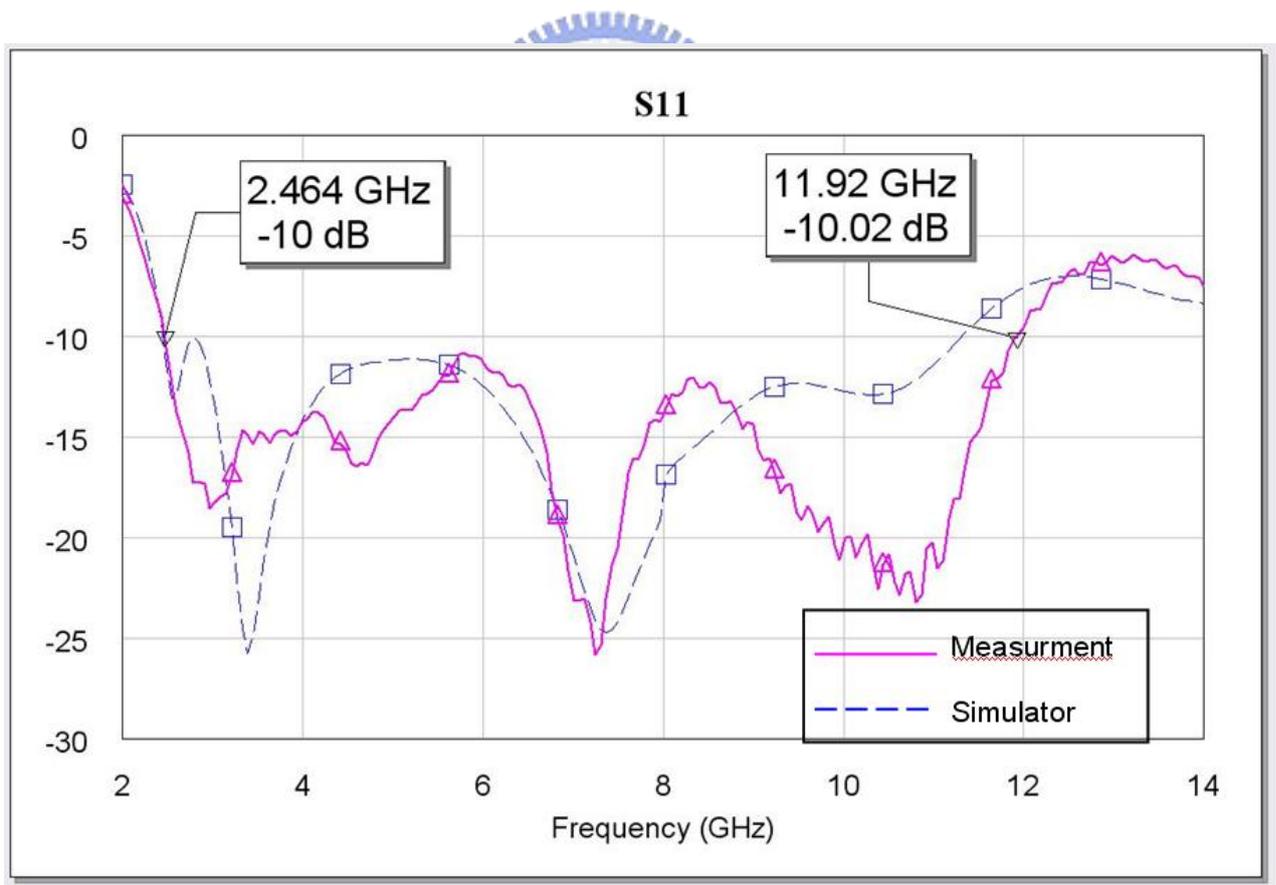


圖 3-21 碎形天線 S 參數模擬與量測結果

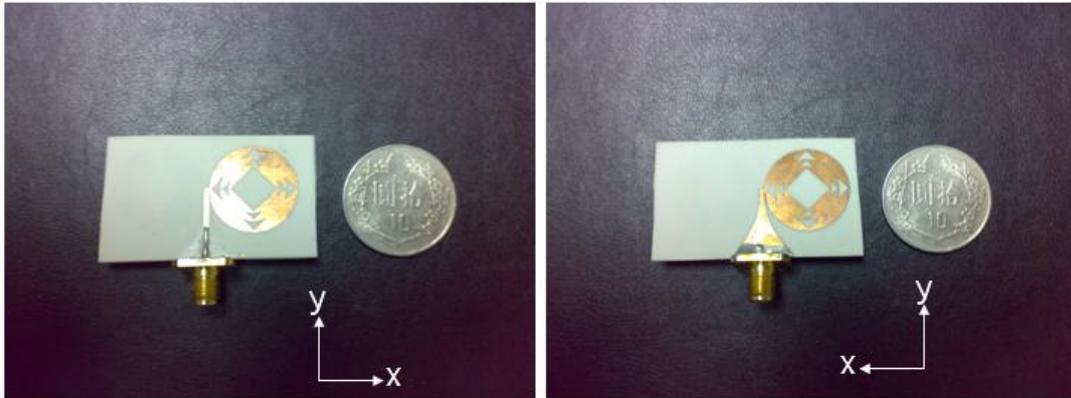


圖 3-22 碎形天線實際製作圖，左右兩圖各為基板上下兩平面圖

在場型方面，我們同樣使用 HP 8530A 量測天線的場型，放置的天線座標如圖 3-22 所示。圖 3-23、圖 3-24、圖 3-25 表示為此寬頻天線分別在 3GHz、5GHz、7GHz 及 9GHz 時的輻射場型。圖中，左側實線部份表示 co-polarizationxy; 右側虛線部份表示 cross-polarization

觀察 yz-plane( 即 H-plane), 可以看出低頻相對於高頻有較好的全向性場型，雖然最大增益值(peak gain)也會隨著頻率的升高而有降低的趨勢，但相較於上節所提出的領結天線，在 8.5GHz 之前的增益有些許的提升。圖 3-26 所示為 H-plane 之最大增益質隨頻率變化的情形。

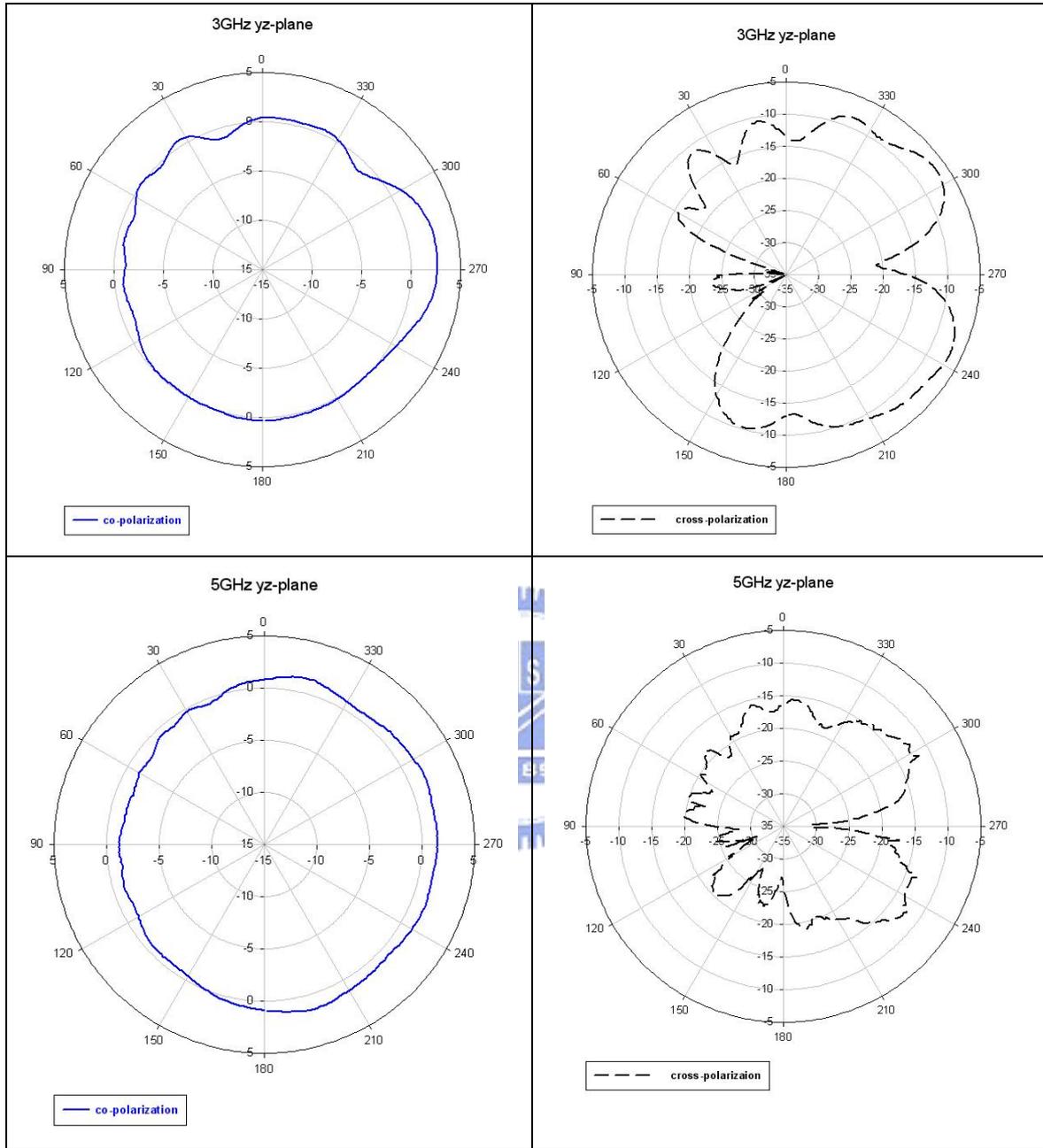


圖 3-23a 平面印刷式碎形天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時的 yz 平面的場型

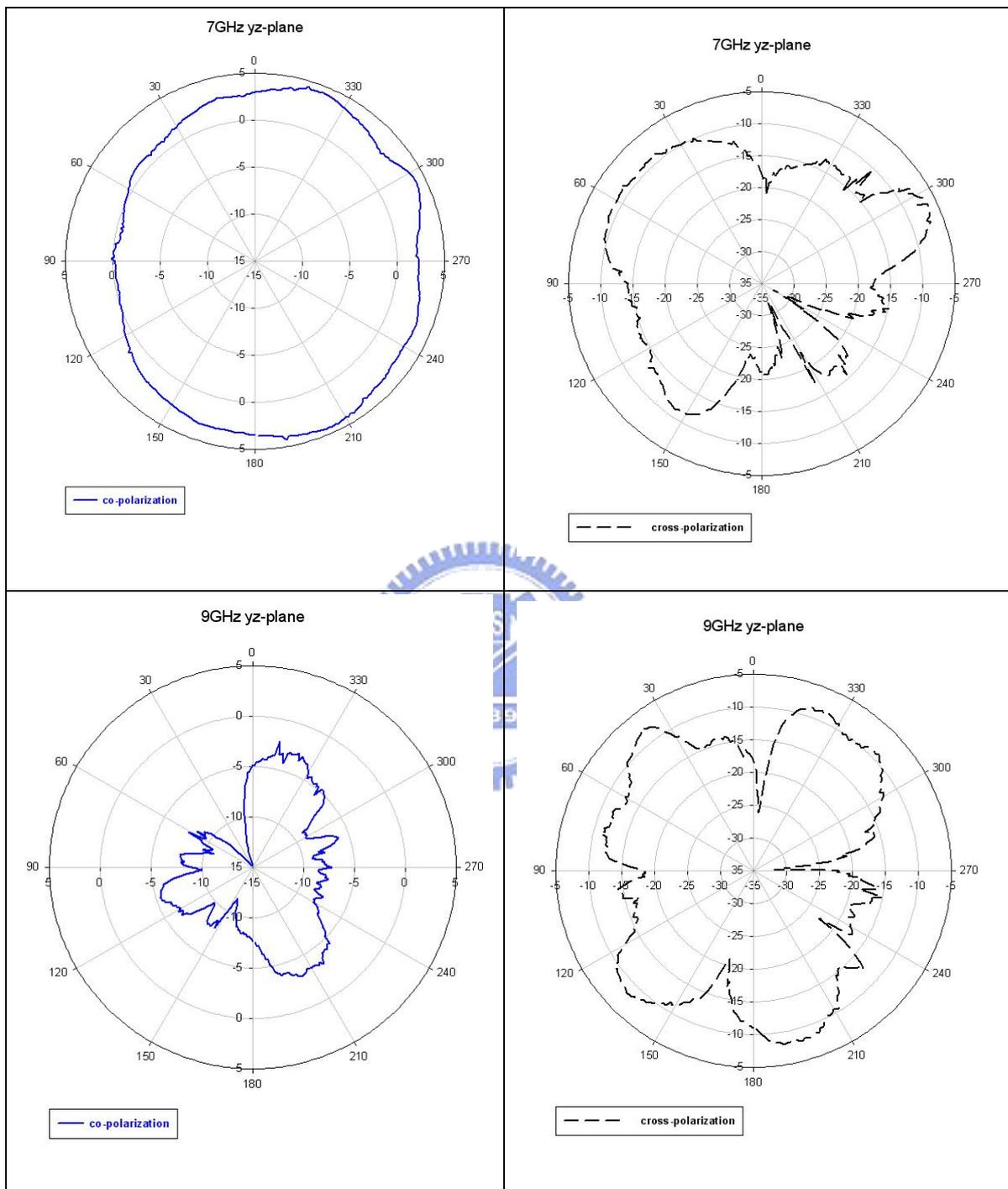


圖 3-23b 平面印刷式碎形天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時 yz 平面的場型

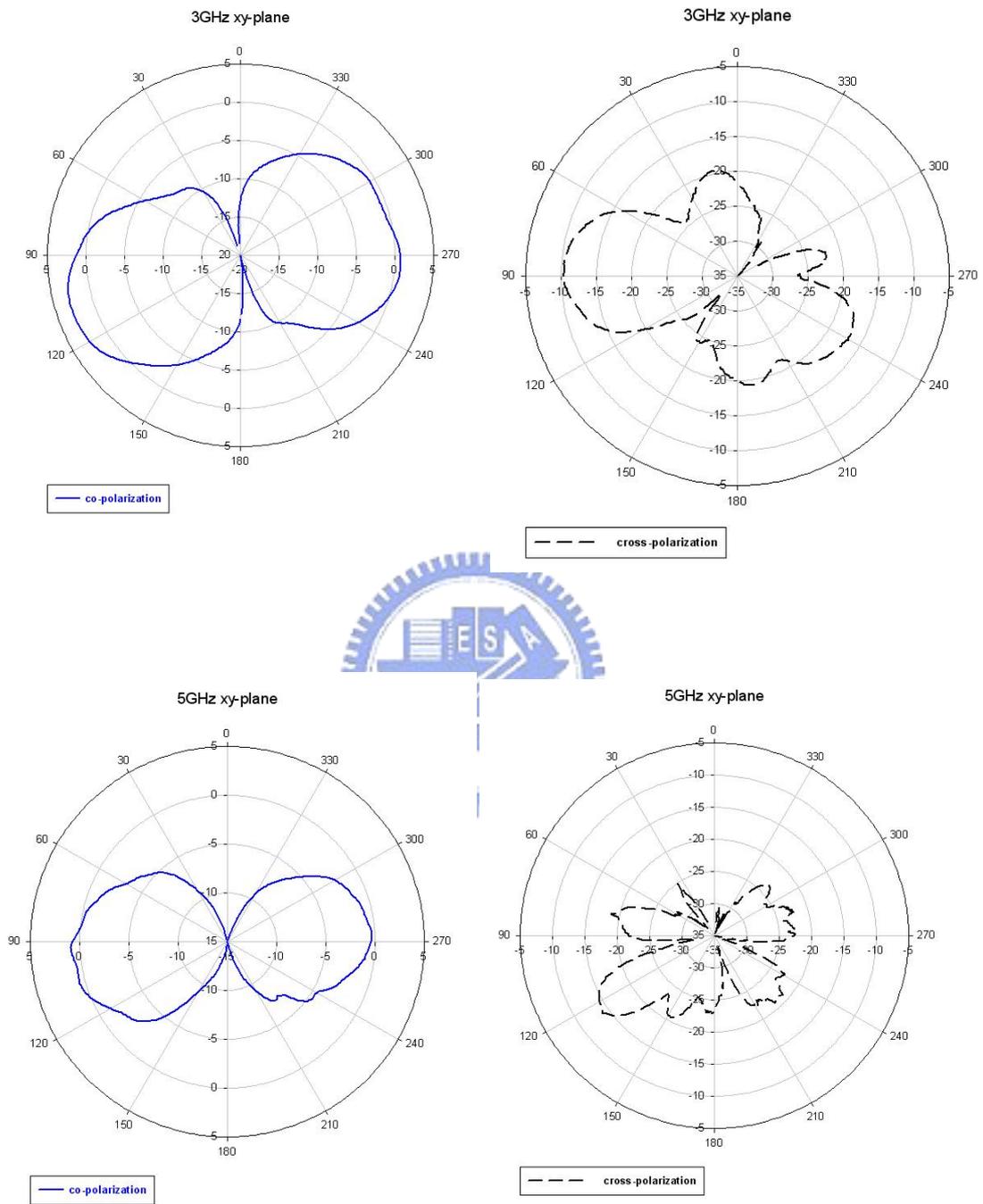


圖 3-24a 平面印刷式碎形天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時 xy 平面的場型

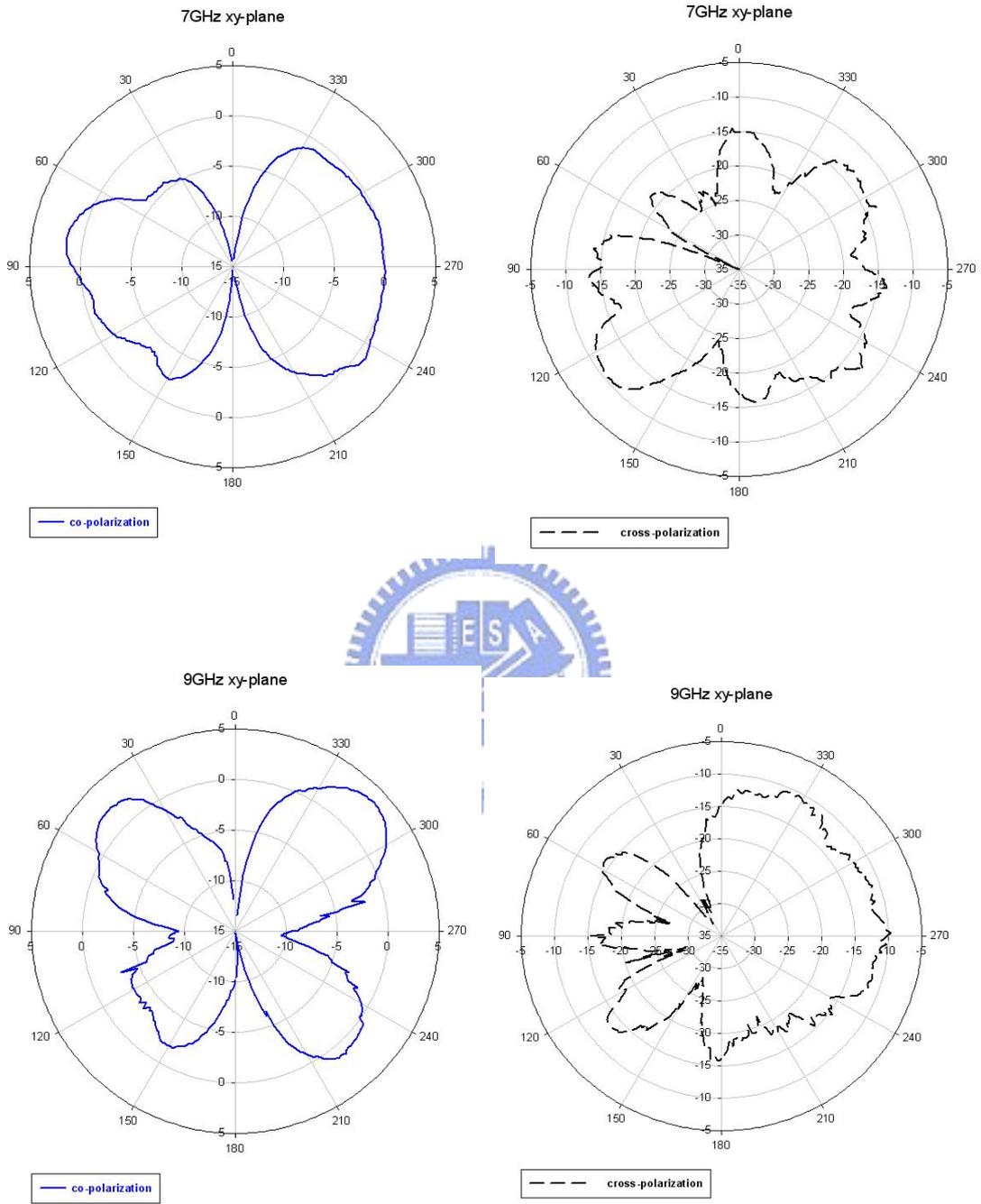


圖 3-24b 平面印刷式碎形天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時 xy 平面的場型

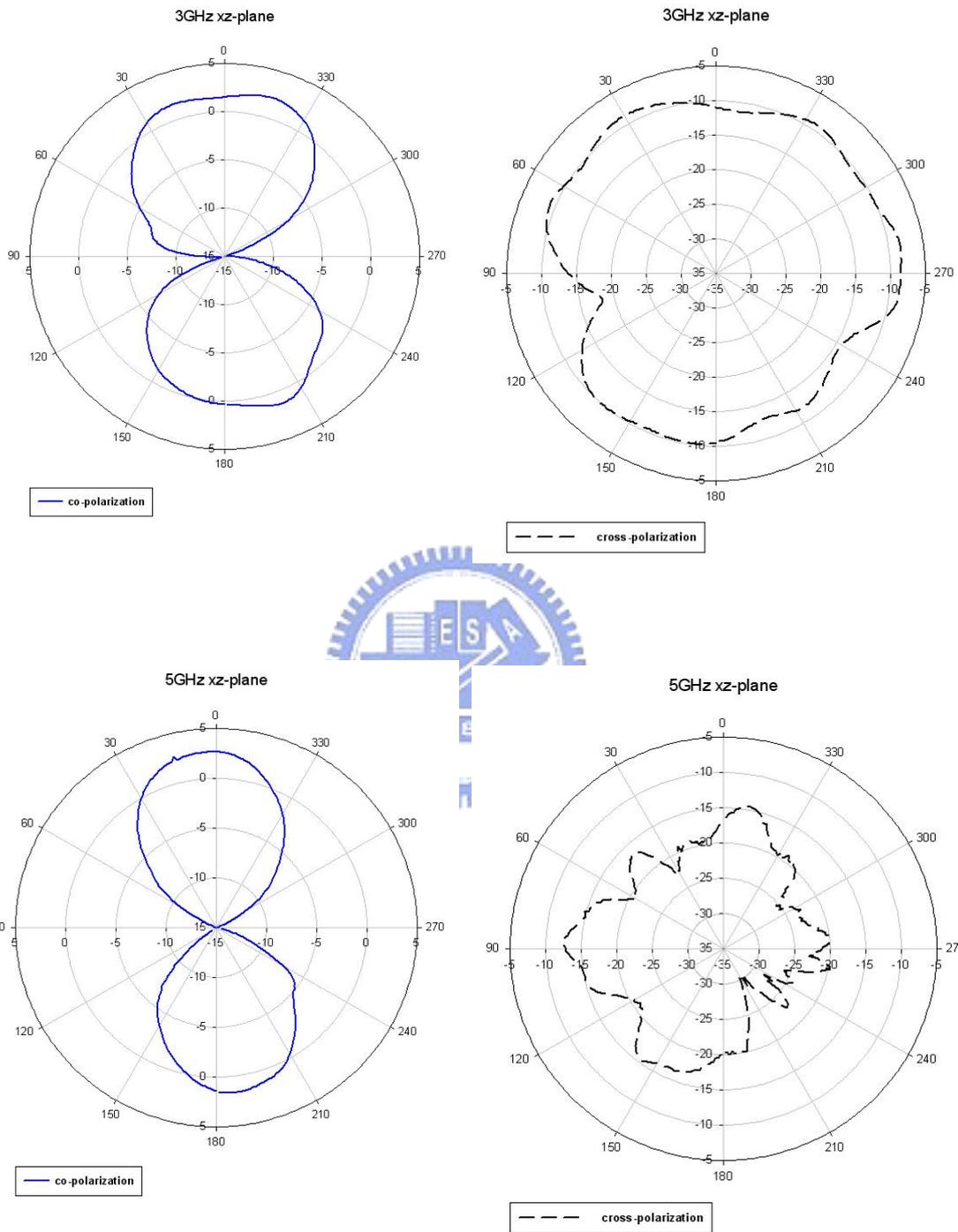


圖 3-25a 平面印刷式碎形天線在頻率為 3GHz 及 5GHz 時 xz 平面的場型

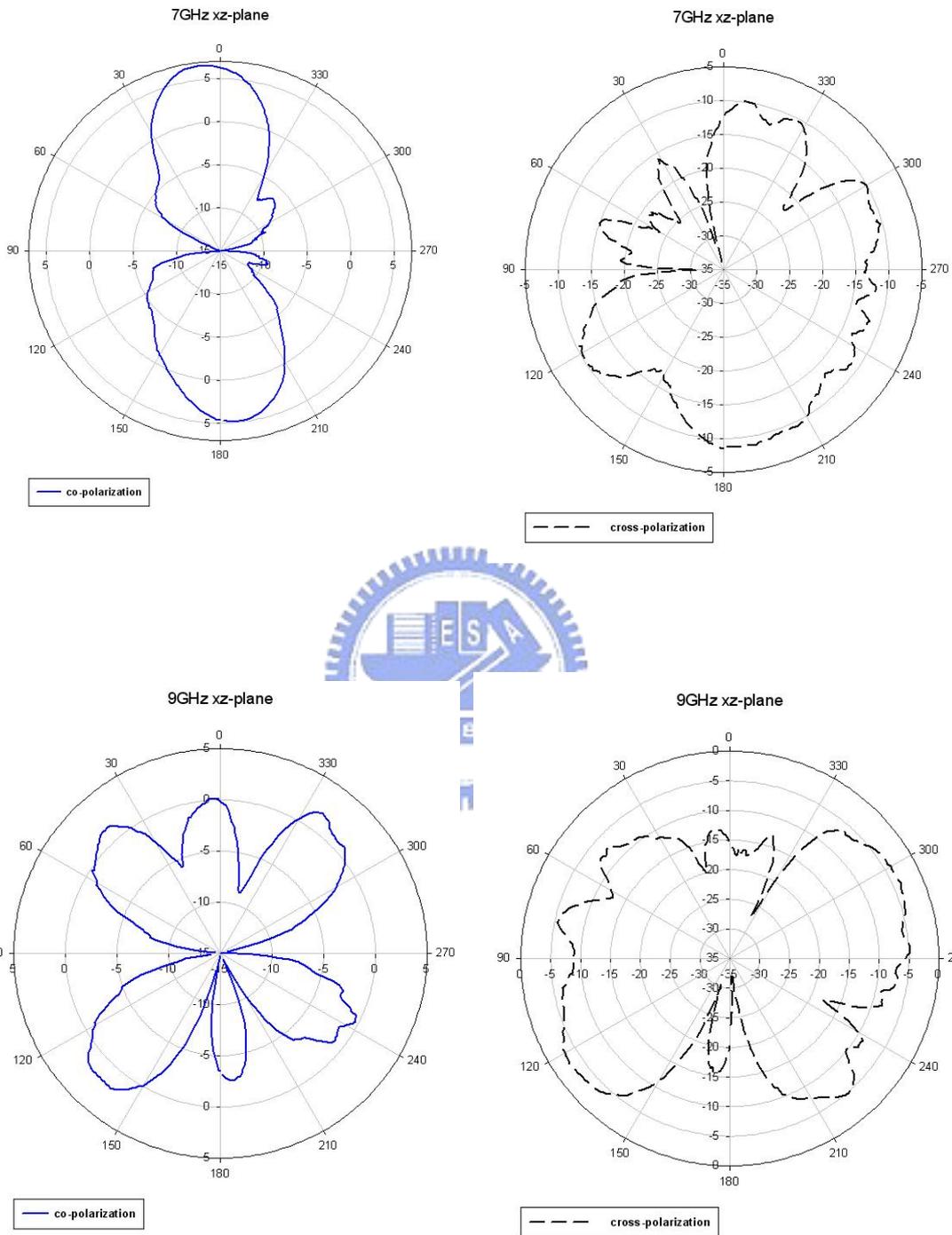


圖 3-25b 平面印刷式碎形天線在頻率為 7GHz 及 9GHz 時 xz 平面的場型

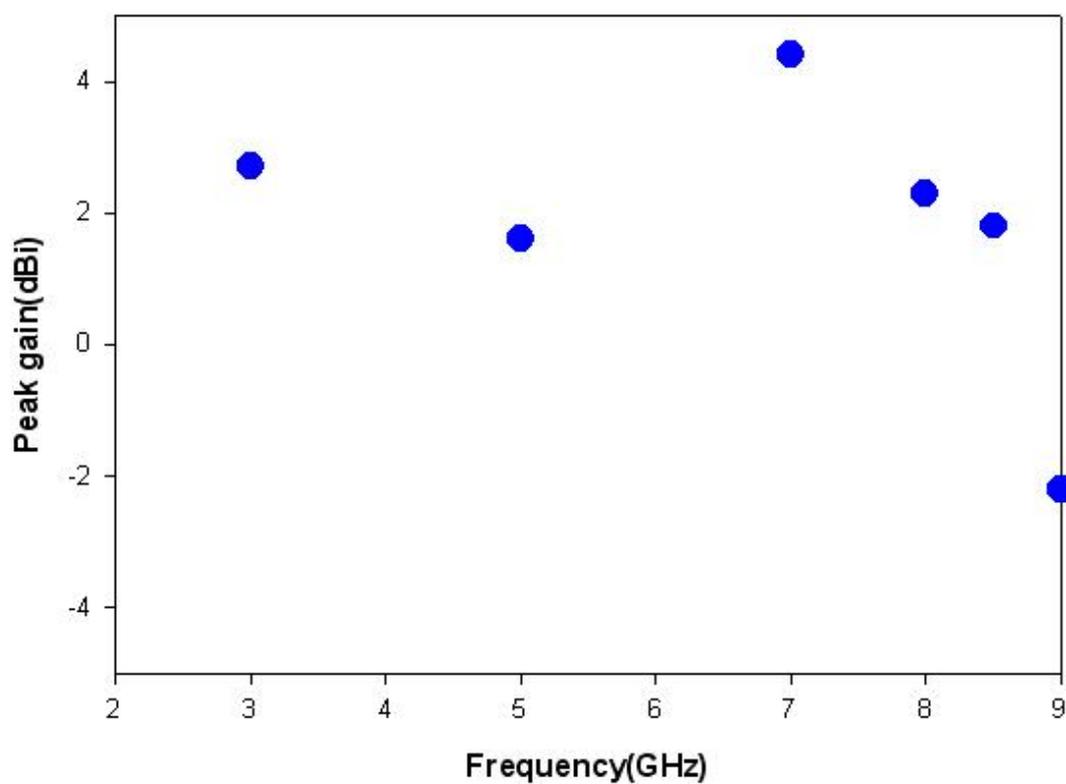


圖 3-26 平面印刷式碎形天線 H-plane 之最大增益值隨頻率變化情形



### 3.2.3 效果評估

將碎形天線製作於印刷電路板不但降低了成本，方便於製作，更縮小了面積。相較於前節所提出的平面印刷式領結天線，本節所提出的印刷式碎形天線在面積不變的情況下，能將第一共振頻率往低頻移動而且也稍微改善了增益值。印刷式碎形天線在 H-plane 擁有一寬頻的全向性輻射場型，同時也保有製作簡單、低成本、最佳化、輕量化、最小化及高整合度的優點。

## 第四章 適用於低頻段(3GHz~5GHz)平面印刷式超寬頻天線

### (Printed Ultra-Wide-Band Antenna for Low Band ) [9]

#### 4.1 天線結構

本章節我們將介紹的是適用於 3GHz~5GHz 的平面印刷式超寬頻天線，其天線的尺寸比上章所提出的平面印刷式領結天線與碎形天線要來的小。饋入結構的選用，我們使用的是非對稱性的共平面波導(coplanar waveguide, CPW)饋入結構，共平面波導的觀念是由 Dr.C.P.Wen 在 1969 年首先提出，其結構非常簡單，由一片信號源、兩面接地線及介質基板共平面組成。在近幾年來微波天線的設計利用共平面波導的饋入方式逐漸受到重視，主要是因為其具有一些微帶線沒有的優點，譬如：容易和微波電路元件並聯串聯相結合、較低的輻射損耗和色散效應、電氣特性較不受基底介質厚度影響及其特性阻抗可達的範圍較廣。天線整體的結構如圖 4-1 所示，而在實際的製作上，我們選用厚度 0.8mm，介電常數 4.4 的 FR4 微波基板。

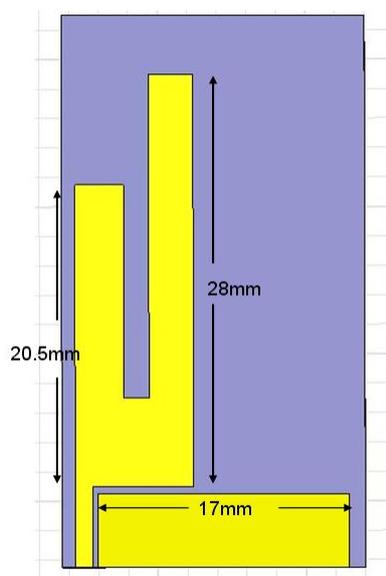


圖 4-1 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)

在圖 4-1 可以知道天線結構包含了天線本身與共平面波導饋入結構。在天線單元部分，其兩片不同長寬的金屬片分別控制低頻及高頻的共振頻率，也就是說，長度較長的金屬片(28mm)控制低頻的共振頻率，而長度較短的金屬片(20.5mm)控制高頻的共振頻率。圖 4-2 為其模擬出來的 S 參數，由圖中可以清楚地知道低頻與高頻的共振頻率分別落在 2.6GHz 及 4.06GHz，但對低頻來說，其頻寬非常小，為了增大低頻的頻寬，我們把控制低頻部分較長的金屬片，試著以緩變的形式替代之，如圖 4-3 所示。模擬出來的 S 參數如圖 4-4 所示。

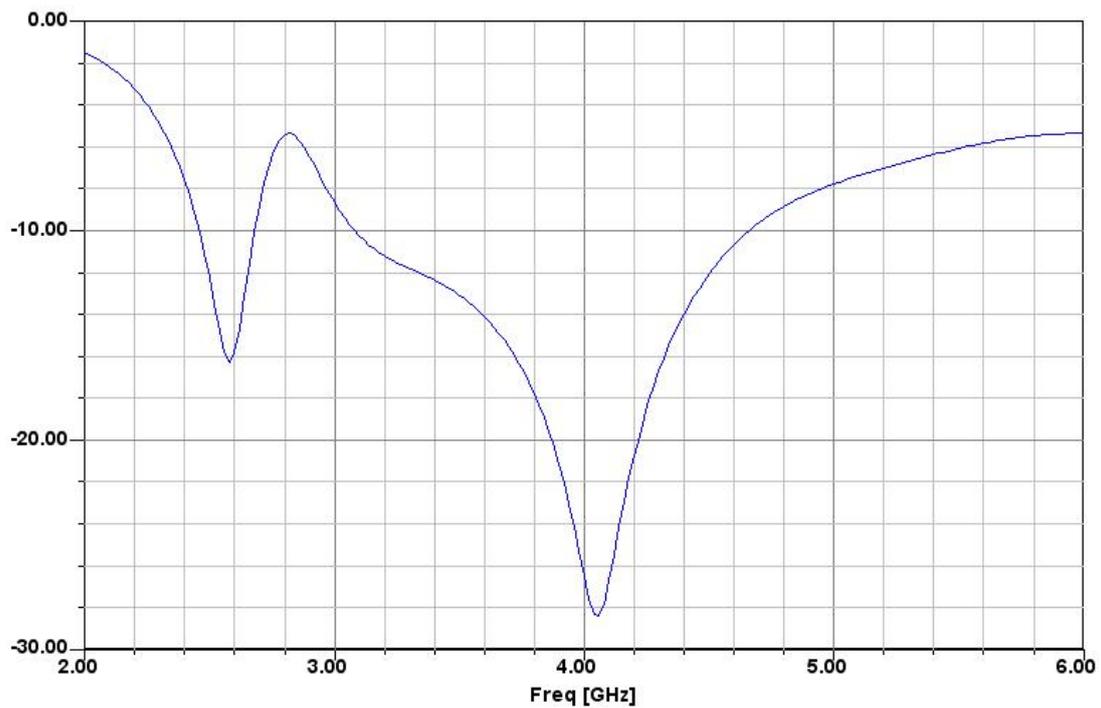


圖 4-2 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)S 參數

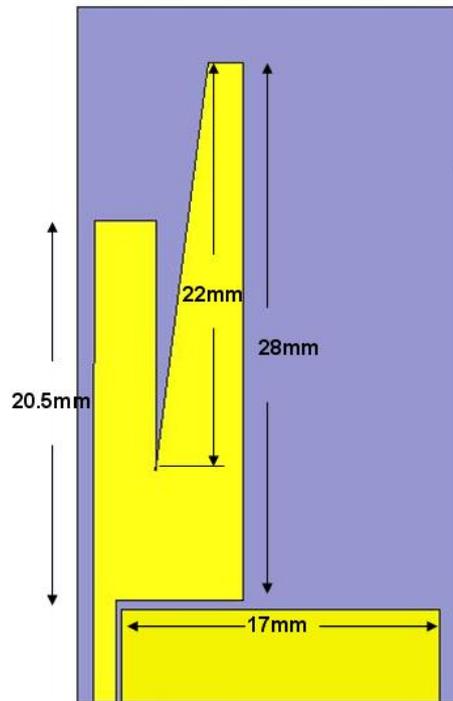


圖 4-3 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型

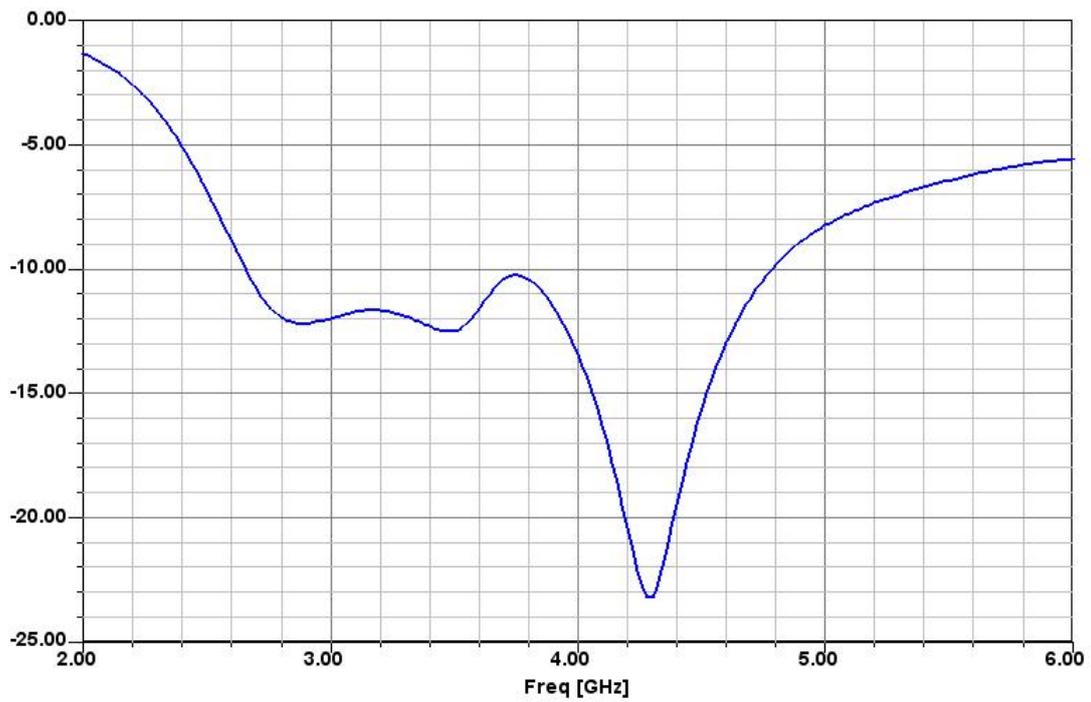
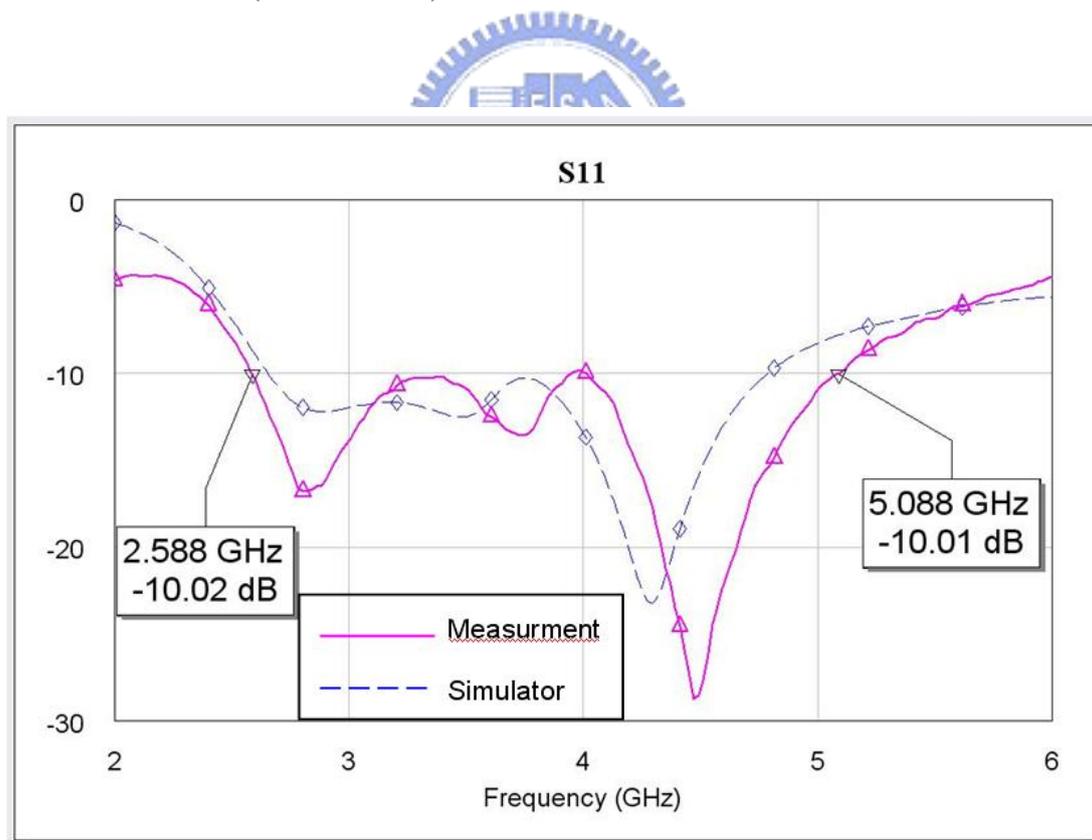


圖 4-4 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型式之模擬 S 參數

由圖 4-4 我們可以清楚地發現到，緩變金屬片對低頻的頻寬有非常大的幫助。緩變之後天線的頻寬從 2.66GHz~4.8GHz。

#### 4.2 實驗與量測結果

在此節我們將此寬頻天線實際製作於電路板上，之後再量測反射損失( $S_{11}$ )及輻射場型，再比較量測與模擬結果之間的相異性。而我們製作時所使用的材質為FR4 微波基板，厚度 0.8mm，介電常數 4.4。圖 4-3 為此天線的結構與各重要的數值。同樣的，我們使用Agilent E5071A量測頻率響應( $S_{11}$ )，圖 4-5 為此天線模擬與量測S參數比較圖，而圖 4-6 為其製作於電路板上的實際圖。由圖 4-5 得知，此寬頻天線其頻寬從 2.59GHz~5.09GHz均低於-10dB，相對的頻寬約為 1.96:1，符合UWB(3GHz~5GHz)的要求。



彬

圖 4-5 平面印刷式超寬頻天線(3~5GHz)-緩變型式之模擬與量測 S 參數比較圖

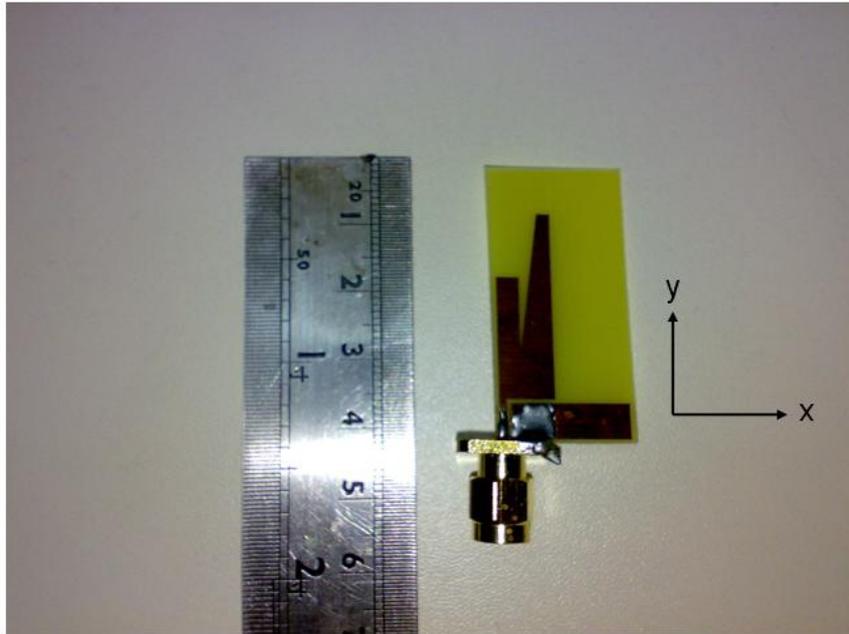


圖 4-6 平面印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型式之實際製作圖

在場型方面，我們同樣也使用 HP 8530A 量測天線的場型，放置的天線座標如圖 4-6 所示。圖 4-7、圖 4-8、圖 4-9 分別表示為此寬頻天線分別在 3.3GHz、3.7GHz、4.3GHz 及 4.7GHz 時的輻射場型。圖中實線部份表示 co-polarization 方向，虛線部份表示 cross-polarization 方向。

觀察  $xz$ -plane，可以看出在 3GHz~5GHz 的頻段內幾乎都能維持良好的全向性，且最大增益值(peak gain)均維持在 1 至 2.7dBi 左右。而圖 4-10 為  $xz$ -plane 之最大增益值隨頻率變化的情形。

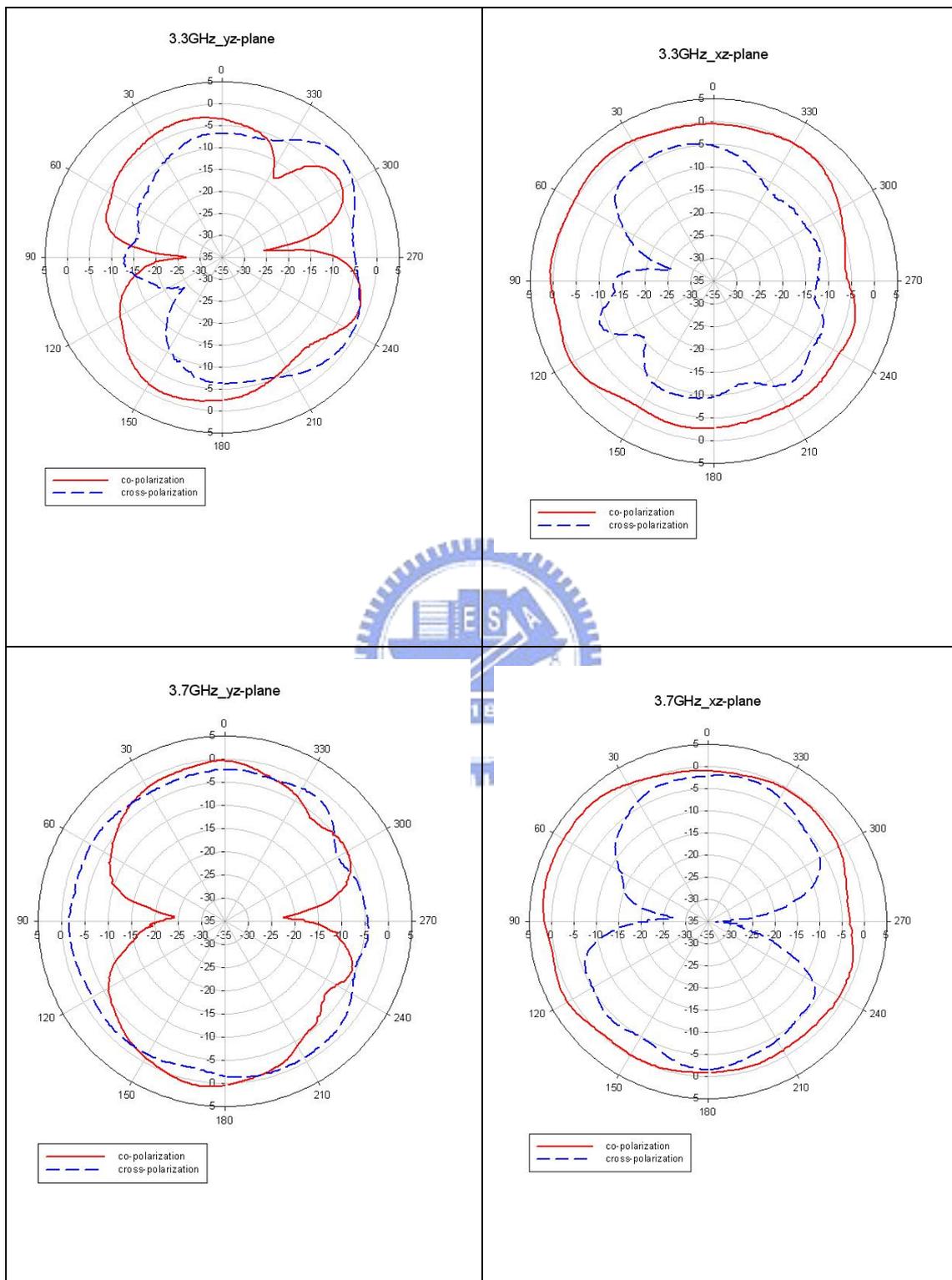


圖 4-7 印刷式超寬頻天線在頻率為 3.3GHz 及 3.7GHz 時的 yz 與 xz 平面的場型

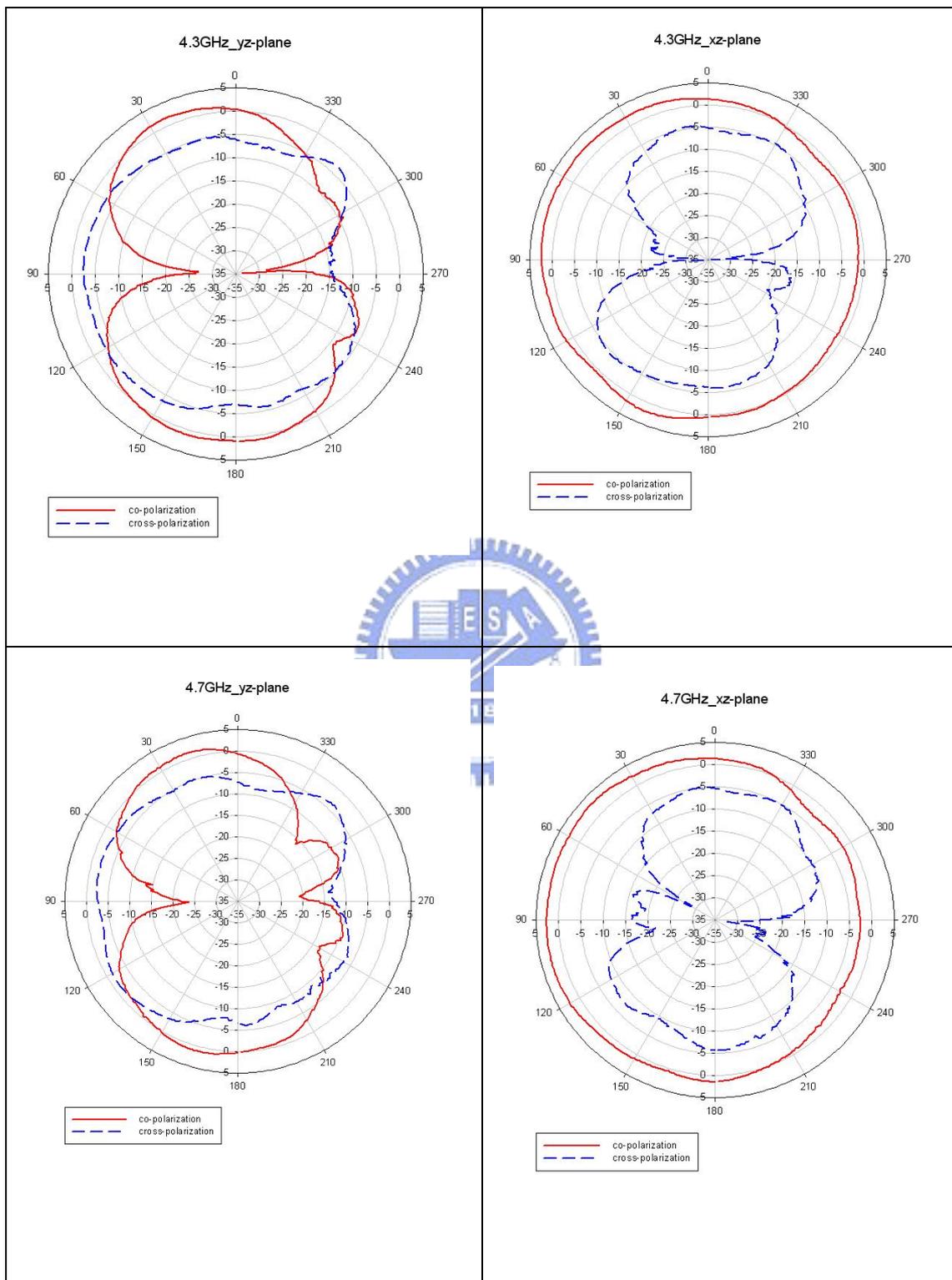


圖 4-8 印刷式超寬頻天線在頻率為 4.3GHz 及 4.7GHz 時的 yz 與 xz 平面的場型

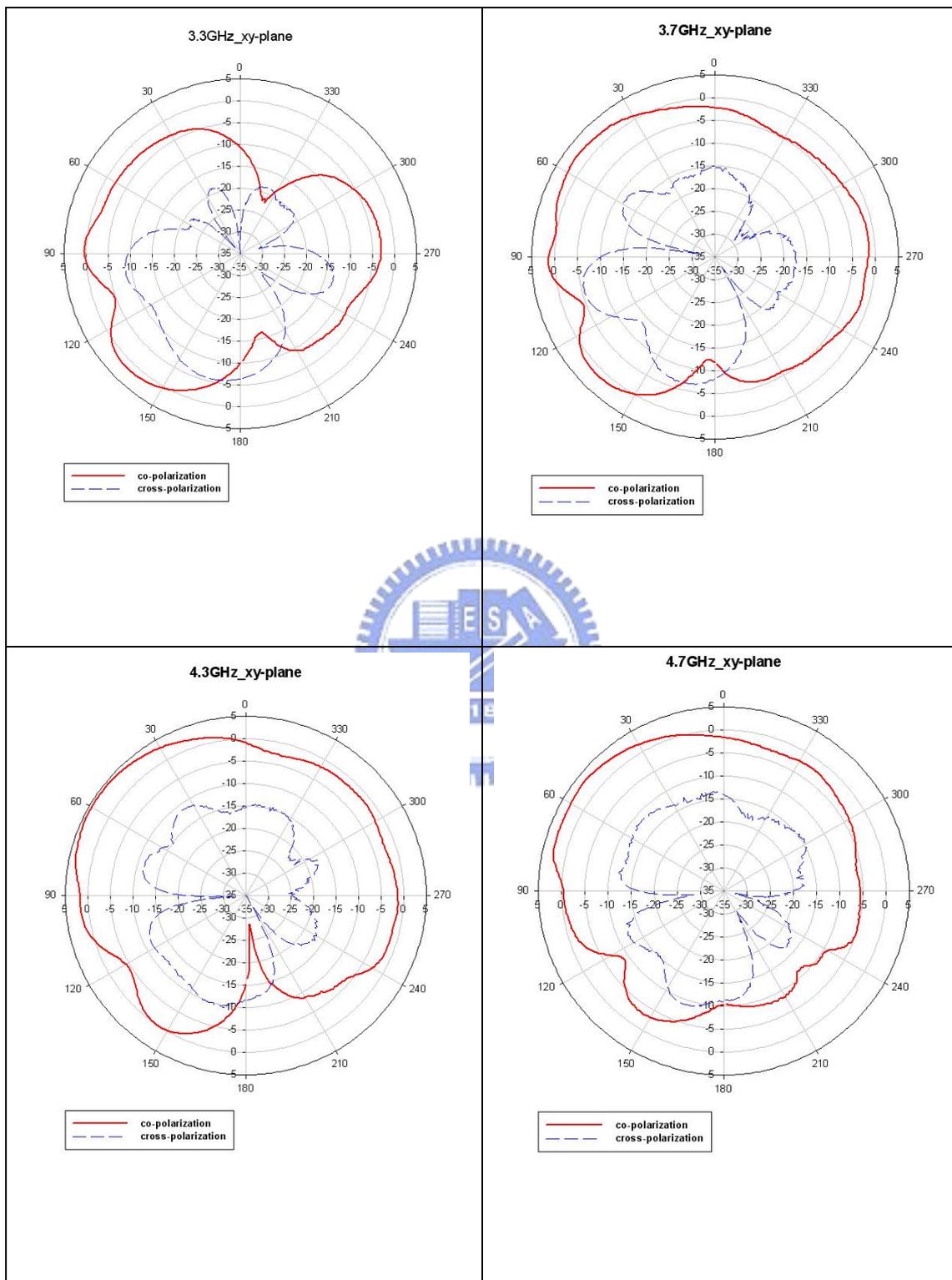


圖 4-9 印刷式超寬頻天線在頻率為 3.3GHz、3.7GHz、4.3GHz 及 4.7GHz 時的 xy 平面的場型

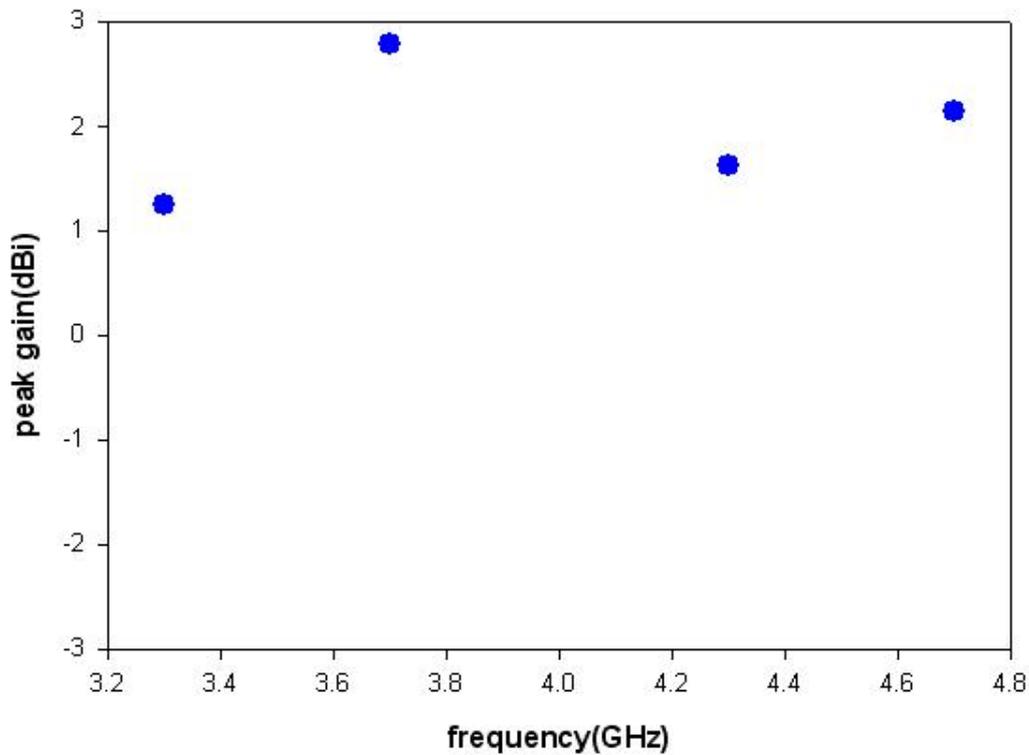


圖 4-10 印刷式超寬頻天線(3GHz~5GHz)-緩變型式 xz-plane 之最大增益值隨頻率變化情形

#### 4.3 效果評估

將超寬頻天線(3GHz~5GHz)製作於印刷電路 FR4 板材不但降低了成本，製作簡單，更縮小了面積。此天線採用非對稱式的共平面波導饋入結構，其有較低的輻射損耗和色散效應，而面積比一般共平面波導來的更小。此天線在 xz-plane 擁有一寬頻的全向性輻射場型，同時也保有低成本、最佳化、輕量化、最小化及高整合度的優點。而天線兩不同長寬的金屬片分別控制低頻及高頻的共振頻率，對於環境的變化具有非常有效的調節功能。

## 第五章 結論(Conclusions)

本論文主要致力於發展新穎的平面印刷式超寬頻天線(UWB Antenna)，並控制其頻寬能夠符合 FCC(Federal Communication Commission)所開放出來的頻帶:3.1GHz~10.6GHz。在論文第三章中提出兩種平面印刷式超寬頻天線，分別為領結形天線及碎形天線，他們都是以偶極圓錐形天線為基礎的結構。這兩種天線都具有 UWB 的寬頻特性，且 H-plane 均能維持在一寬頻(3GHz~8GHz)的條件下能有全向性的輻射場型，唯在 8GHz 以上的 H-plane 輻射場型較差。使用印刷式的天線不但有輕量化的特性且大幅降低製作上的困難度，更減輕成本的負擔。此外天線最佳化及縮小化也在本論文中得到最佳的結果。

最後，我們使用非對稱式的共平面波導饋入結構製作適用於低頻段(3GHz~5GHz)的超寬頻天線，相較於傳統微帶線的饋入結構，其具有較低的輻射損耗和色散效應，且訊號源及接地面均在同一平面，有助於的降低製作上的困難及時間。此天線的 xz-plane 在低頻段(3GHz~5GHz)也能具有全向性的輻射場型，最大增益值均能維持在 0dBi~3dBi 左右。

## 參考文獻(References)

- [1] W. D. Prather et al., "Ultra-wideband source and antenna research," IEEE Trans. Plasma Sci., Vol. 28, pp. 1624-1630, Oct. 2000.
- [2] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley, New York, 1998.
- [3] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas for All Applications*, McGraw-Hill, New York, 2002.
- [4] M.-Y. Lu and C.-S. Shi, "A high-quality ultra-wideband omni-direction antenna," Electromagnetic Compatibility Proceedings, 1997, pp. 122-125.
- [5] E. Gazit, "Improved design of the Vivaldi antenna", IEEE Proc. Vol. 135, Pt. H, No.2, April 1988, pp. 89-92.
- [6] Werner, D. H. and S. Ganguly, "An overview of fractal antenna engineering research," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, No. 1, 38-57, 2003.
- [7] M. Ding, R. Jin, J. Geng, and Q. Wu, "Design of a cpw-fed ultrawideband fractal antenna," Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 1, pp.173-176, Jan. 2007.
- [8] C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behaviour of the Sierpinski multiband fractal antenna," IEEE Trans. on Antennas and Prop., Vol. AP-46, 1998, pp. 517-524.
- [9] S. H. Lee, J. K. Park, and J. N. Lee, "A novel CPW-fed ultra-wideband antenna design", Microwave Opt Technol Lett 44 (2005), 393-396.
- [10] D. F. Lin, "Printed Ultra-Wide-Band Antenna," 國立交通大學電信工程學系碩士論文,

2003.

