

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

超寬頻天線

Ultra Wide-Band Antennas



研究生：陳 鈺 (Yu Chen)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國 九十七年六月



國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

超寬頻天線

Ultra Wide-Band Antennas



研究生：陳 鈺 (Yu Chen)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國 九十七年六月

超寬頻天線

Ultra Wide-Band Antennas

研究生：陳 鈺

Student : Yu Chen

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

碩士論文



A Thesis

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

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

June 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年六月

# 超寬頻天線

研究生：陳 鈺

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

## 摘要

一般的洩漏波天線具有高增益、高輻射效率、低成本等優點。在本論文前面部份中提到，我們將研究寬頻第一高階模洩漏波天線。我們使用以微帶線設計非平衡-平衡電路來激發第一高階模。

反向平衡式微帶線是利用平衡式微帶線結構而將基板上下之正負訊號位置對掉而得到。此反向平衡式微帶線跟平衡式微帶線結合使用則能形成兩對寬頻之非平衡-平衡電路，並用來當寬頻洩漏波天線之基本饋入結構。

根據微帶線之第一高階洩漏波特性和圖 1-1 所示的緩變方式來設計寬頻緩變洩漏波微帶天線。而此寬頻緩變洩漏波微帶天線反射損耗的量測結果，可以看到反射損耗小於-10dB 的頻寬從 3.5GHz 至超過 11GHz，相對的頻寬約 3:1。

本論文後面部份提到，一種新式平面印刷式超寬頻天線(Ultra-Wideband Antenna, UWB Antenna) 其頻率操作在 3.1GHz~10.6GHz。此種天線的結構為火山型(Volcano Smoke)的形狀。他們的結構都是建立於印刷式單極天線的基礎，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。

論文中也提到在 5.15GHz~5.825GHz 為 WLAN(Wireless LAN)的頻段，使用一 H 型的槽孔來達到共振原理並控制其反射損耗在該頻段造成帶拒的效果。

# Ultra Wide-Band Antennas

Student: Yu Chen

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

Generally, leaky wave antennas have some advantages: high gain, high radiation efficiency, low cost. In this thesis, we study the first higher order mode broadband microstrip leaky-wave antennas. We will implement the first higher order mode leaky wave antenna by the broadband balun.

The inverted balanced microstrip line structure is developed from the balanced microstrip line. The position of the positive strip on the upper substrate side is exchanged with that of the negative strip on the lower substrate side by the method proposed in this thesis. United with the balanced microstrip line, this inverted balanced microstrip line can be used to form into a pair of broadband baluns. Using this broadband balun can realize a broadband leaky-wave antenna.

Based on the characteristic of the first higher order leaky-mode for the microstrip antenna, this thesis proposes some different schemes to design the tapered profile of broadband tapered microstrip leaky-wave antenna. The measured bandwidth of the tapered microstrip leaky-wave antenna has a return loss less than -10dB from 3.5GHz to 10.5GHz, yielding a relative bandwidth of 3:1.

In this thesis, we also study a novel ultra wide-band(UWB) planar printed antenna that operates from 3.1GHz to 10.6GHz which is proposed in this thesis. The

configuration of this antenna is volcano smoke shape. The structure of this antenna is based on the planar printed monopole antenna. It has wideband characteristic, omni-directional pattern and ease of construction.

In this thesis, we use a H-shape slot to implement a notch from 5.15GHz to 5.825GHz which is the operating frequency of WLAN(Wireless LAN).



## 誌謝

首先感謝林育德博士在碩士生涯這兩年的教導與關懷，提供了一個良好的環境讓我能專心致力於我的研究，並且在我遇到問題時，給我正確的方向與方法，以豐富的經驗在我的研究上給予我最寶貴的建議，使我在天線理論與設計方面的知識能有些許的增長，也因此能順利完成此論文。

再來要特別感謝林烈全學長，在我的研究課題上總是給予中肯的建議與協助，兩年來不論是在電腦硬體設備上或是天線設計的研究上，以及天線實作經驗上，給予莫大的幫助。

也要感謝已經畢業一年的學長們在我碩一時的教導，不論是在天線實作或是天線量測上，甚至實驗室大大小小該注意的事情上，給予最保貴的經驗傳授，使我在碩二時能更了解實驗室各種瑣事的細節，得以順利完成我的研究。接著是要感謝陪我渡過兩年的同學，以及碩一的學弟，有了他們的陪伴與相處讓我的研究生涯不至苦悶無聊，也在課業以及生活上更為精彩有趣。

最後要感謝我的家人，感謝你們全心全力支持我，讓我能專心面對學校的課業及研究，並順利完成此論文。





# 目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
謝誌.....	iv
目錄.....	v
圖錄.....	vii
表錄.....	vii
第一章 序論.....	1
1.1 超寬頻天線簡介.....	1
1.2 章節介紹.....	1
第二章 微帶洩漏波天線基本原理及特性.....	2
2.1 動機與目的.....	2
2.2 微帶洩漏波天線基本原理及其特性.....	3
2.3 平衡式微帶線.....	7
2.4 反向平衡式微帶線.....	8
2.5 第一高階模激發電路.....	10
第三章 寬頻緩變微帶洩漏波天線.....	14
3.1 寬頻緩變微帶洩漏波天線設計方法.....	14
3.1.1 寬頻緩變洩漏波天線長度估計流程.....	14
3.1.2 寬頻緩變洩漏波天線不連續的方法.....	17
3.2 寬頻指數型緩變微帶洩漏波天線實作及量測.....	21
第四章 印刷式超寬頻帶拒天線.....	25
4.1 超寬頻天線導論.....	25
4.2 偶極天線與單極天線簡介.....	26
4.2.1 偶極天線.....	26

4.2.2 單極天線.....	29
4.3 CPW 饋入結構設計.....	30
4.4 印刷式超寬頻天線單元設計.....	31
4.5 超寬頻帶拒天線設計.....	33
4.6 模擬與量測結果.....	37
第五章 結論.....	44
參考文獻.....	45



## 圖 錄

圖2-1: (a)微帶洩漏波天線結構示意圖.....	3
圖2-1: (b) 微帶洩漏波天線訊號示意圖.....	3
圖2-2: 微帶線正規化的傳播特性曲線圖.....	4
圖2-3: 不同基板厚度特性曲線比較.....	5
圖2-4: 非平衡式微帶線轉平衡式微帶線之示意圖.....	7
圖2-5: 平衡式微帶線之結構圖.....	7
圖2-6: 反向平衡式微帶線之結構示意圖.....	8
圖2-7: 反向平衡式微帶線之俯視結構圖.....	9
圖2-8: 反向平衡式微帶線之側視結構圖.....	9
圖2-9: 激發電路結構之俯視示意圖.....	11
圖2-10: 激發電路結構之側視示意圖.....	11
圖 2-11: 第一高階模激發電路的 S 參數模擬圖.....	12
圖2-12: 第一高階模激發電路輸出端相位差.....	12
圖2-13: 激發電路實體俯視圖正面.....	13
圖2-14: 激發電路實體俯視圖反面.....	13
圖3-1: 寬頻緩變洩漏波天線長度估計流程圖.....	15
圖 3-2: 不同寬度輻射區串聯.....	16
圖3-3: 線性緩變微帶天線示意圖.....	17
圖3-4: 指數型緩變微帶天線示意圖.....	17
圖3-5: 指數緩變示意圖.....	18
圖 3-6: 不同緩變方式反射損耗比較圖.....	19
圖 3-7: 8.5GHz 遠場輻射場型模擬比較圖.....	19
圖 3-8: 寬頻緩變洩漏波天線電流分布圖(a)3.5GHz(b)5GHz(c)7GHz(d)8.5GHz .....	20

圖 3-9: 寬頻緩變天線實體俯視圖(a)正面(b)反面 .....	21
圖 3-10: 寬頻緩變天線之反射損耗( $S_{11}$ )量測模擬比較圖 .....	22
圖 3-11: 為天線遠場場型量測模擬比較圖(a)3.5GHz(b)5GHz .....	23
圖 3-11: 為天線遠場場型量測模擬比較圖(c)7GHz(d)8.5GHz .....	24
圖4-1: 半波偶極電流分布.....	26
圖4-2: 偶極天線輻射場型 $F(\theta)$ .....	28
圖4-3: 單極天線映像法示意圖.....	29
圖4-4: 等效偶極天線電流示意圖.....	29
圖4-5: CPW饋入結構示意圖.....	30
圖4-6: CPW饋入結構反射損耗2~12GHz.....	30
圖4-7: 橢圓天線單元結構示意圖.....	31
圖 4-8: (a)雙饋入結構圖 (b)線性地面緩變結構圖 .....	32
圖 4-9: 超寬頻天線反射損耗模擬圖 .....	32
圖4-10: (a)帶拒單元尺寸圖 (b)帶拒天線結構示意圖.....	33
圖4-11: 帶拒單元等效模型.....	34
圖4-12: 軟體驗證結果.....	34
圖4-13: (a)參數L的比較(b)參數W的比較.....	35
圖4-13: (c)參數p的比較(d)參數g的比較.....	36
圖4-14: 超寬頻帶拒天線反射損耗模擬圖.....	37
圖4-15: H型孔洞挖去前後的反射損耗模擬比較.....	38
圖4-16: 超寬頻帶拒天線實體圖.....	38
圖4-17: 超寬頻帶拒天線模擬與量測的反射損耗.....	39
圖4-18: 3.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面.....	40
圖4-18: 3.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b)YZ切面與ZX切面.....	40
圖4-19: 5.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面.....	41
圖4-19: 5.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b)YZ切面與ZX切面.....	41

圖4-20: 7GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面..... 42  
圖4-20: 7GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b)YZ切面與ZX切面..... 42  
圖4-21: 8.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面..... 43  
圖4-21: 8.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b)YZ切面與ZX切面..... 43  
表3-1: 不同寬度微帶天線尺寸表..... 16



# 第一章 序論

## (Introduction)

### 1.1 超寬頻天線簡介

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。美國聯邦通信委員會 FCC (Federal Communication Commission) 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。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，讀者可於網路上查得。

本論文中針對 UWB 頻段提到兩種不同的天線來討論，前半部分介紹微帶洩漏波天線在 UWB 頻段的設計，基於洩漏波的特性，具有高增益以及高指向性，同時在不同的頻率會有主波束掃頻的現象；另外在本文的後半部分介紹超寬頻帶拒天線，頻段包含 UWB(3.1GHz~10.6GHz)，同時在 WLAN(5.15GHz~5.825GHz) 具有帶拒效果。在 H-plane 上具有全向性的遠場輻射場型。

### 1.2 章節介紹

本論文第二章介紹洩漏波天線的基本理論，及非平衡-平衡激發電路的饋入結構。第三章主要介紹設計寬頻緩變微帶洩漏波天線，以及實作的量測結果。第四章主要介紹印刷式 UWB 帶拒天線的設計與實作量測的討論。第五章是結論。

## 第二章 微帶洩漏波天線基本原理及特性

### 2.1 動機與目的

在平面傳輸線上，因為傳輸線上洩漏波高階模的特性，所以它的頻寬會比一般諧振天線像是貼片天線(patch antenna)或是偶極天線(dipole antenna)較為寬。洩漏波天線具有掃頻(frequency-scanning)的特性，即天線的主波束(main beam)會隨頻率有不同指向角度的改變；以及點對點高增益(point-to-point high gain)天線；亦可將天線整合振盪器做成主動天線；另外還有多波束(multi-beam)的天線。

洩漏波天線的可用頻段由我們所使用基板的介電係數所影響，如果介電係數等於1，則洩漏波的頻寬可以完全的呈現出來，但一般常用的微波基板的介電係數並不是等於1，因此限制了洩漏波天線的頻寬。為了激發洩漏波的高階模，我們可以使用幾種不同的饋入結構來達成，在本論文中我們使用非平衡-平衡電路來激發第一高階模洩漏波。而一般要激發洩漏波天線困難的地方在於必須針對不同的模態去設計一個適合的饋入結構並達到阻抗匹配。

本論文根據微帶線之第一高階洩漏模特性，使用幾種緩變的方法來設計寬頻緩變微帶洩漏波天線。為了能完全展現寬頻洩漏波天線之寬頻特性，使用以微帶線設計寬頻非平衡-平衡電路來激發第一高階模。

## 2.2 微帶洩漏波天線的原理及其特性

圖2-1(a)為微帶洩漏波天線的結構示意圖，圖2-1(b)是微帶洩漏波天線訊號示意圖，微帶洩漏波天線第一高階模的縱向電流分佈為一奇模(odd mode)，而且它會隨所傳遞而長度輻射功率，為一行波(traveling-wave)，電流強度隨行進距離遞減。洩漏波天線的傳播常數為一複數( $\gamma = \beta - j\alpha$ )，相位常數為 $\beta$ ，損耗常數為 $\alpha$ 。一般微帶線上的電場  $E = E_0 e^{-j\beta x} e^{-\alpha x}$ ， $x$ 是波行進的方向。

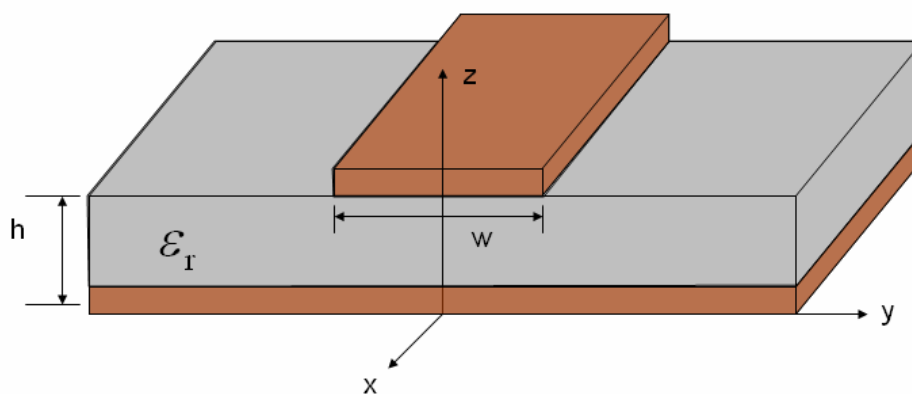


圖2-1: (a)微帶洩漏波天線結構示意圖

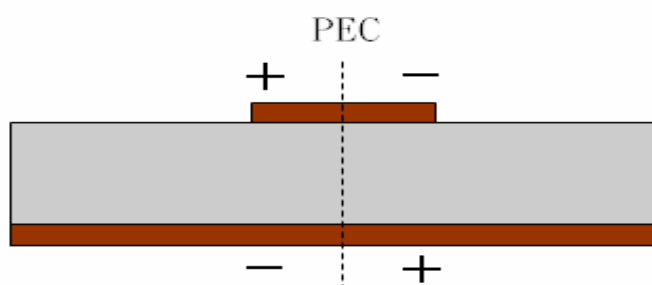


圖2-1: (b)微帶洩漏波天線訊號示意圖



如圖2-2為微帶線對 $k_0$ 正規化的傳播特性曲線圖，相位常數 $\beta/k_0$ ，損耗常數 $-\alpha/k_0$ (其中 $k_0$ 為自由空間中波數)，兩者的值皆會隨頻率呈現改變。

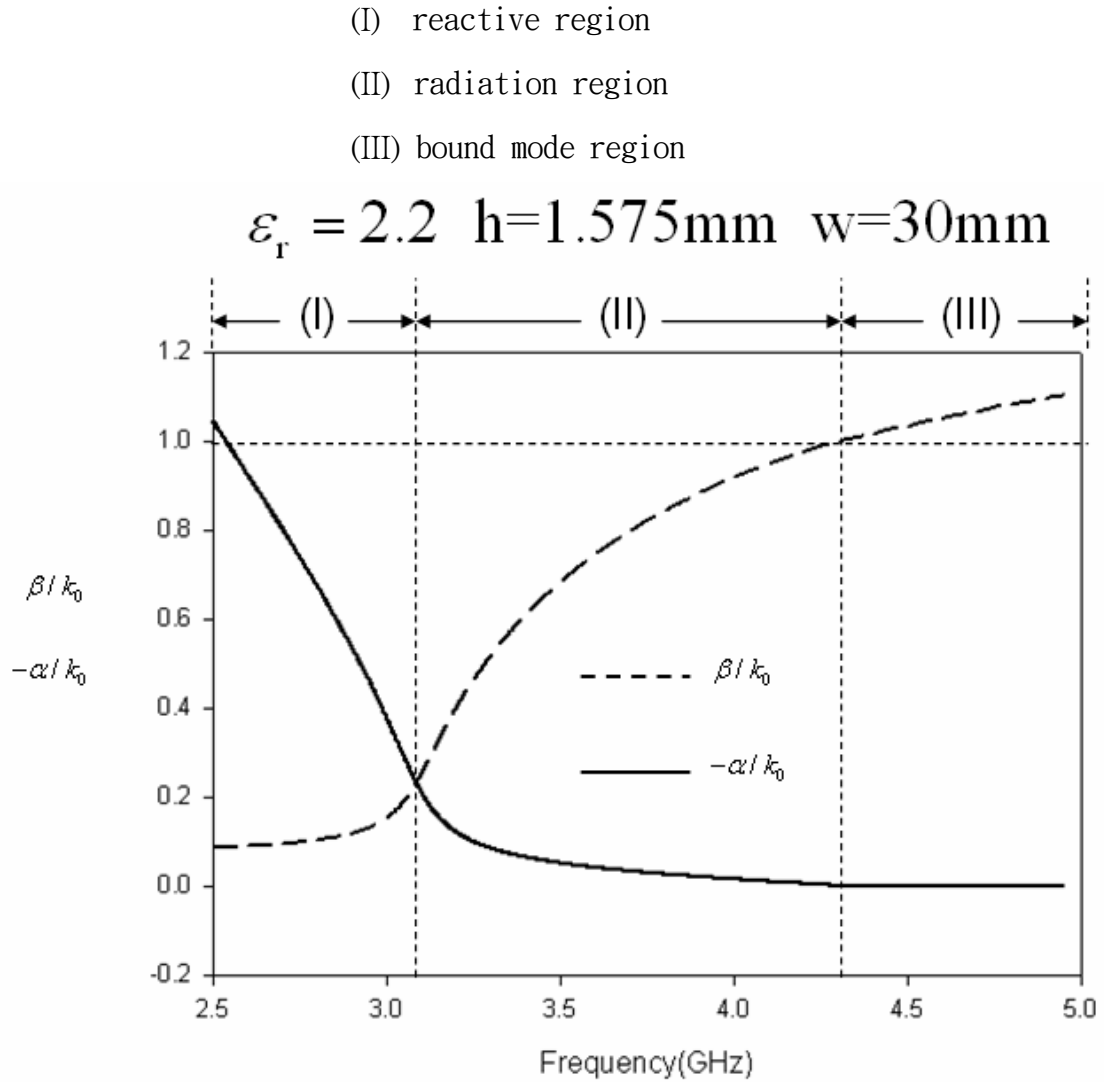


圖2-2: 微帶線正規化的傳播特性曲線圖

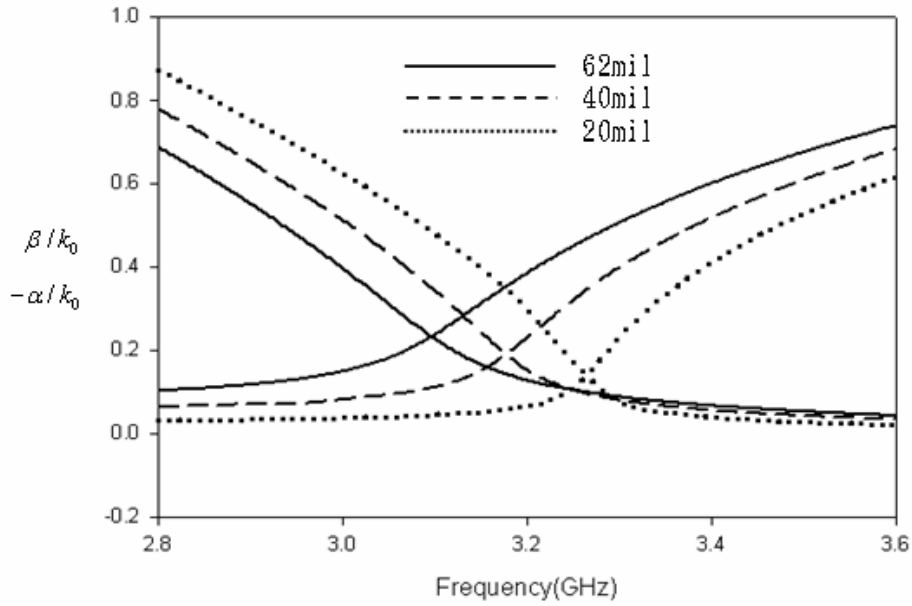


圖2-3: 不同基板厚度特性曲線比較

$-\alpha/k_0$  與  $\beta/k_0$  的值和頻率、基板厚度(如圖2-3所示)、介電常數、微帶線寬度都有關。圖2-2所示的三個區域，分別代表  $\alpha$  與  $\beta$  在不同頻率下的變化。在(I)區，由於衰減常數較大，能量不會被輻射出去，反而會很快速的衰減掉。在(II)區為輻射區域，起始點大約為相位常數  $\beta$  等於損耗常數  $\alpha$  的交點 ( $\beta = \alpha$ )，到相位常數  $\beta$  等於自由空間波數  $k_0$  ( $\beta/k_0 = 1$ ) 為終點。在(III)區， $\beta > k_0$  進入 bound mode region，當  $k_0 < \beta < k_s$  存在 surface-wave leakage。在這區域，能量在微帶線上傳播，不會往空氣中輻射，看不到輻射的現象，比較像是傳輸線在傳輸能量。

當天線寬度變窄時， $\beta/k_0$  與  $\alpha/k_0$  曲線將會往高頻移動；反之天線寬度增加時， $\beta/k_0$  與  $\alpha/k_0$  曲線將會往低頻移動。當基板的介電常數升高， $\beta/k_0$  會快速增加，輻射區域往低頻偏移，且可用的輻射區域頻段也會變窄，所以如果介電常數等於1時能使可用頻段大大增加。

若介電常數不變的情形下，基板厚度減少，輻射區域會往高頻移動，故若我們要設計較低頻的天線，應該適當增加基板的厚度。在相同的 $\beta/k_0$ 下， $\alpha$ 值越小，相對於天線所需的長度就要更長，以防止波因為前端開路而被反射回來。基板厚度增加，輻射區域的頻段會變小，這是由於增加厚度，容易激發表面波產生，使洩漏波的頻段變窄。

洩漏波天線本身的能量衰減跟 $\alpha/k_0$ 有關，能量呈現指數衰減的變化。所以當我們想將天線的能量大部份洩漏出來，就必須要有足夠的天線長度來將能量洩漏，避免殘餘的能量會從天線的另一端反射回來。至於天線長度的設計標準，通常為 $e^{-2\alpha L} < 0.01$ 時的L，其代表的意義為能量衰減超過九成九。

天線的場型(pattern)主要可以用三個特性來表示：主波束(main beam)的指向角度，3dB波束寬(half power beam width)及旁波束(side lobe)的分佈。在洩漏波天線中，主波束的指向角度 $\theta \equiv \cos^{-1}(\beta/k_0)$ ， $\theta$ 為由天線表面算起的仰角。由於洩漏波天線本身為一行波天線，它的輻射波束會隨行進方向呈現半錐形分佈，而且由於 $\beta/k_0$ 會隨頻率改變，所以主波束會隨頻率而掃描。

微帶線洩漏波天線的波束寬度跟 $\alpha$ 值有關。假設 $\alpha$ 小，表示說有小的輻射比率，將可等效視為一個較長的線源天線，因此可得到較窄的波束寬度。較大的 $\alpha$ 值，表示說有較大的輻射比率，將可等效視為一個較短的線源天線，因此可得到較大的波束寬度，波束的寬度 $\Delta\theta$ 跟 $\alpha/k_0$ 有線性相關。

### 2.3 平衡式微帶線

圖2-4為非平衡式微帶線轉平衡式微帶線之結構示意圖。非平衡式微帶線轉換成平衡式微帶線的轉變區(L)若夠長則可以達到較好的阻抗匹配。圖2-5為平衡式微帶線之結構示意圖。平衡式微帶線意指在微波基板的上邊和下邊的金屬帶線的線寬相同，且訊號相反，亦即上層的帶線擁有正電壓而下層的帶線擁有負電壓，依此特性，其上下兩側的帶線中間有一假想的地面，所以其特徵阻抗會是只有基板一半厚度的微帶線的阻抗的兩倍。要從微帶線轉變成平衡式微帶線只需將微帶線下層的地面使用緩變的方式變細到和上層的金屬帶線同樣的線寬，則可構成一平衡式微帶線。

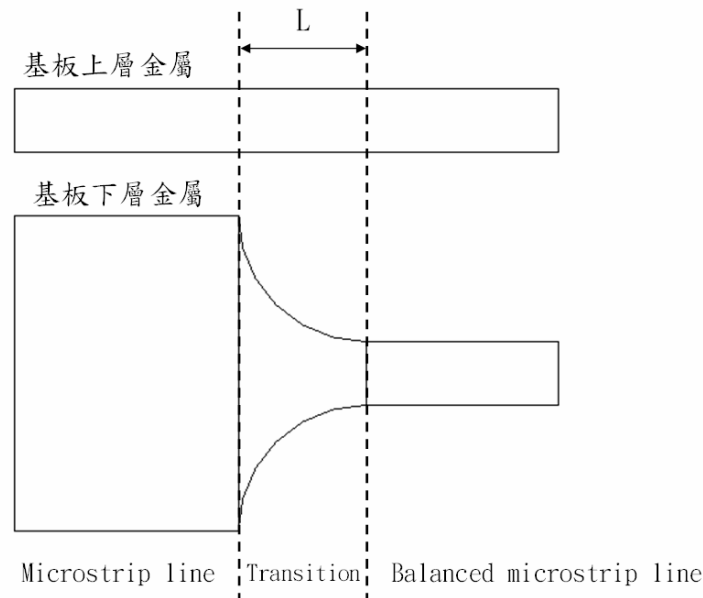


圖2-4：非平衡式微帶線轉平衡式微帶線之示意圖

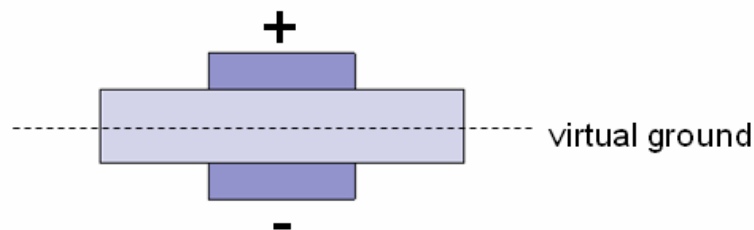


圖2-5：平衡式微帶線之結構圖

## 2.4 反向平衡式微帶線

圖2-6為反向平衡式微帶線之結構示意圖。反向平衡式微帶線是利用平衡式微帶線結構上下基板之正負訊號交換而來，圖2-7為反向平衡式微帶線的俯視結構圖。圖2-8為反向平衡式微帶線的側視結構圖。

圖2-6中，基板上層金屬帶有正電壓，而基板下層金屬則是帶有負電壓，上下兩層金屬透過鉚釘(via)的導通，而使上下兩層金屬所帶的訊號反向，意即通過鉚釘後的上層金屬帶有負電壓，下層金屬帶有負電壓。圖2-6中的一些參數可以依不同的頻寬來設計調整，適當的調整 $r_v$ 、 $l_u$ 、 $l_{gp}$ 、 $l_d$ ，使得反射損耗(return loss)小於-10dB，並以能實作為考量來設計，避免造成實作及量測上的困難。

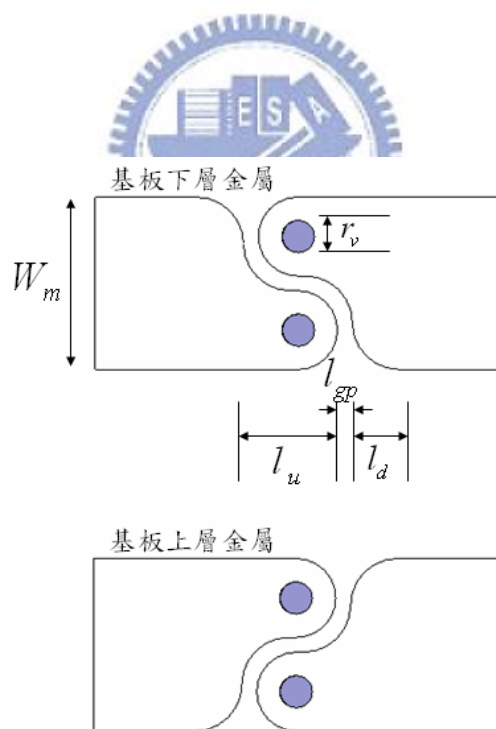


圖2-6: 反向平衡式微帶線之結構示意圖

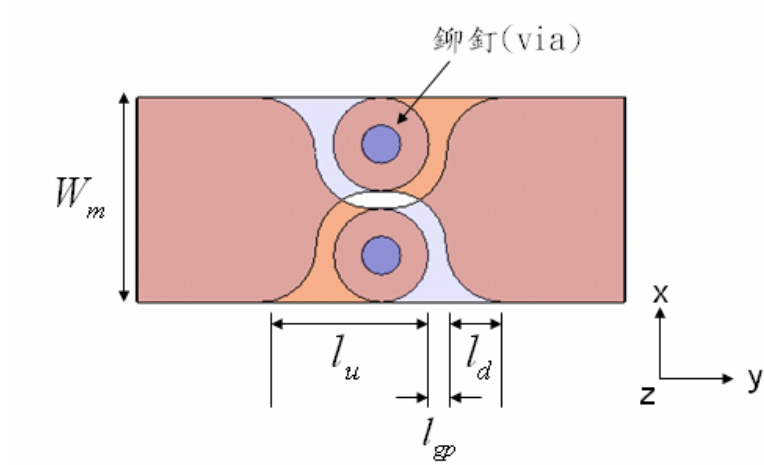


圖2-7: 反向平衡式微帶線之俯視結構圖

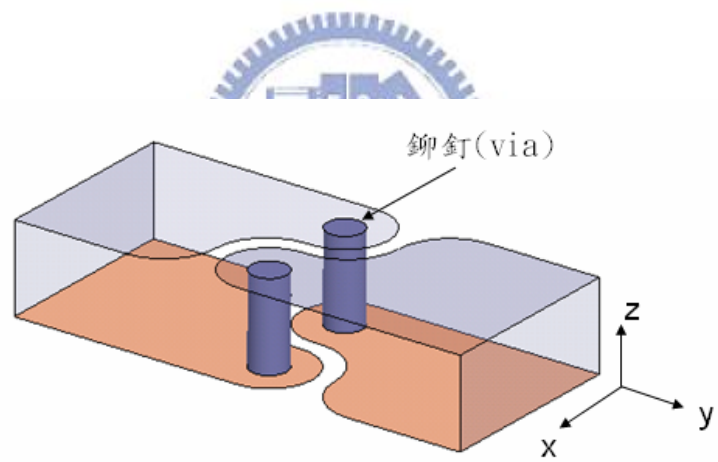


圖2-8: 反向平衡式微帶線之側視結構圖

## 2.5 第一高階模激發電路

圖 2-9 為激發電路結構之俯視示意圖。我們需要設計一種寬頻(3GHz~10GHz)的第一高階模激發電路，而且輸出端 port2 與輸出端 port3 彼此的相位差在此寬頻結構中都要保持其相差都在準確地差 180 度 (誤差在百分之五內)，圖 2-10 為激發電路結構之側視示意圖。先由 50 歐姆非平衡式微帶線為輸入端 port1，經由阻抗緩變轉換將 50 歐姆非平衡式微帶線轉換成約 40 歐姆平衡式微帶線，此時阻抗 40 歐姆所對應到的微帶線寬度等於輸出端 port2 與輸出端 port3 兩者寬度的和，此轉換區長度必須要夠長才能做到較好的阻抗轉換。再經過平衡式微帶線功率分向器到阻抗 62 歐姆平衡式微帶線。因為輸出端 port3 有經過反向平衡式微帶線，多了鉚釘(via)的路徑長，所以輸出端 port2 須要增加路徑長度來補償輸出端 port2 的鉚釘(via)的路徑長。此時輸出端 port2 之基板上層微帶為正電壓，基板下層微帶為負電壓。輸出端 port3 之基板上層微帶為負電壓，基板下層微帶為正電壓。



圖 2-11 為第一高階模激發電路的 S 參數模擬，其中包含了  $S_{11}$ 、 $S_{21}$ 、 $S_{31}$ ，可以看到反射損耗  $S_{11}$  大部份設計在 -15dB 以下；而另外兩個輸出端所得到的功率，經過反向平衡式微帶線後仍保持相當接近，彼此相差最多為 1dB。圖 2-12 為第一高階模激發電路兩個輸出端的相位差模擬圖，可以明顯的看到兩個輸出端在該設計頻段內相差最多約 5 度左右，圖 2-13 與圖 2-14 是為激發電路實體俯視圖正面與反面。

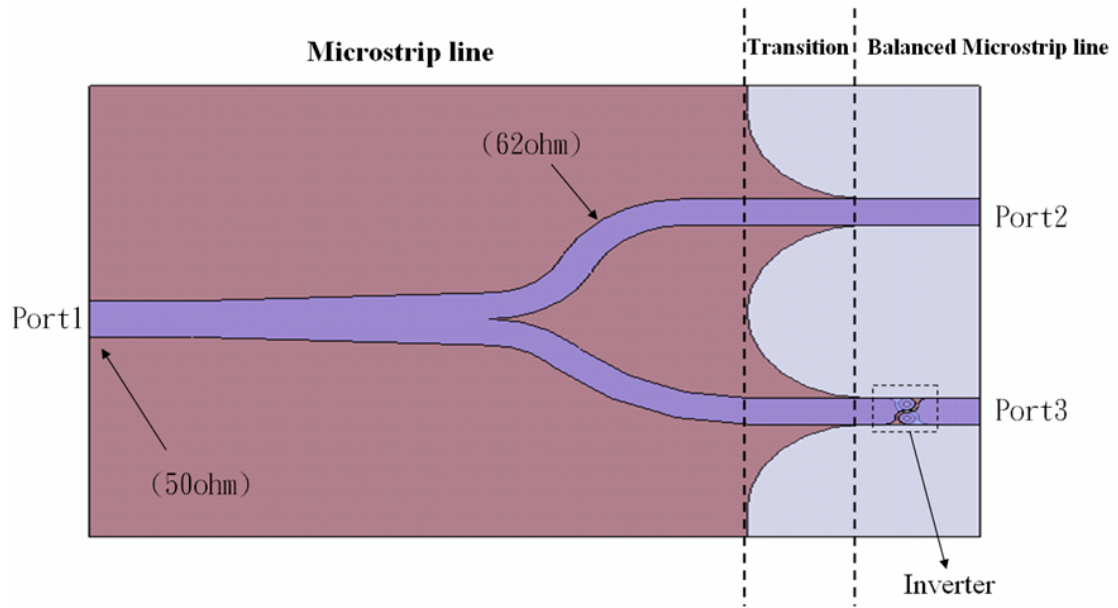


圖2-9：激發電路結構之俯視示意圖

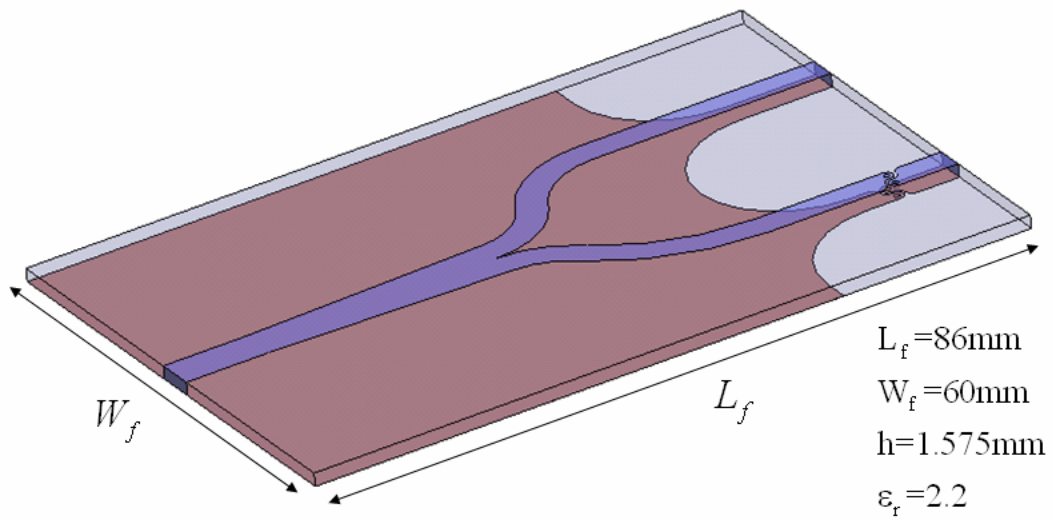


圖2-10：激發電路結構之側視示意圖



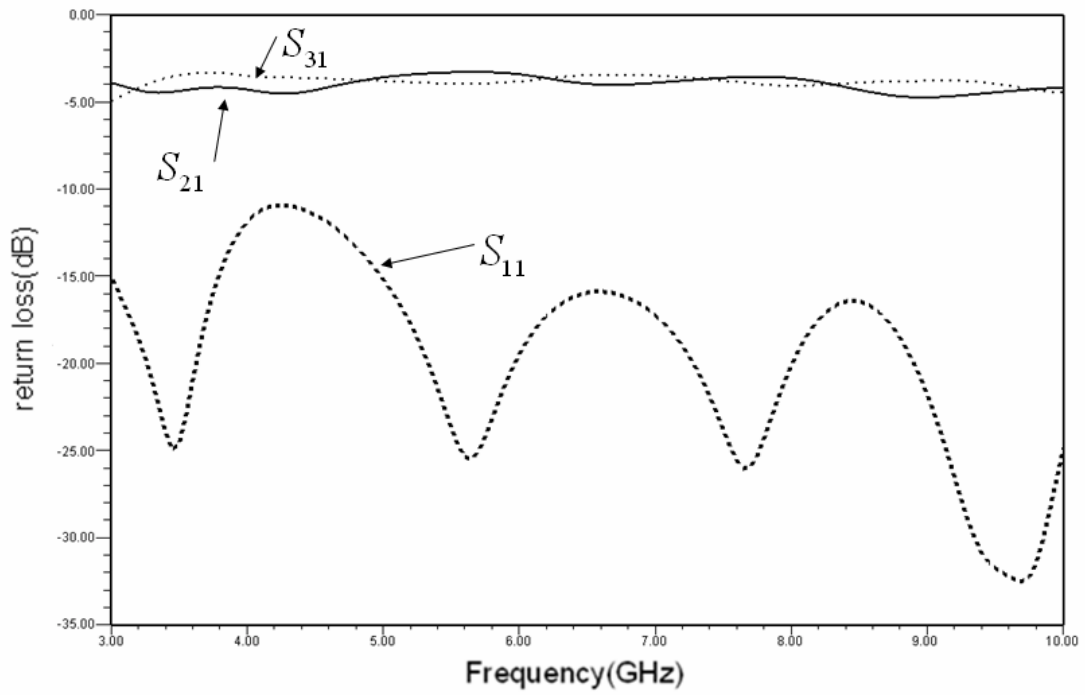


圖2-11：第一高階模激發電路的S參數模擬圖

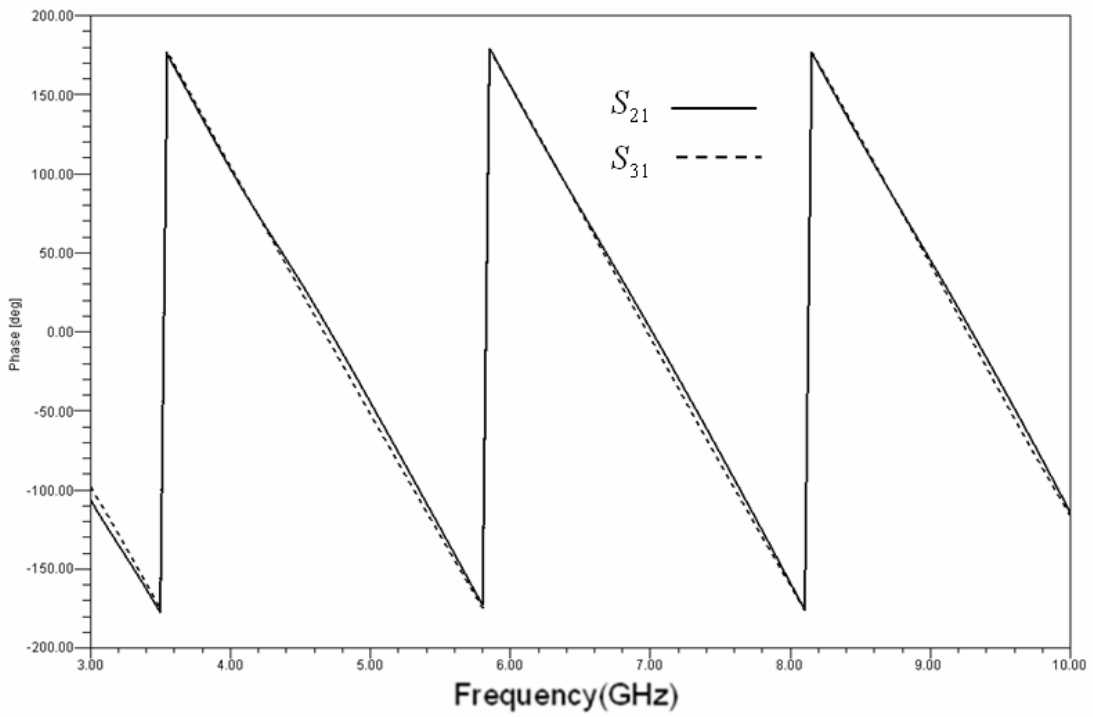


圖2-12：第一高階模激發電路輸出端相位差

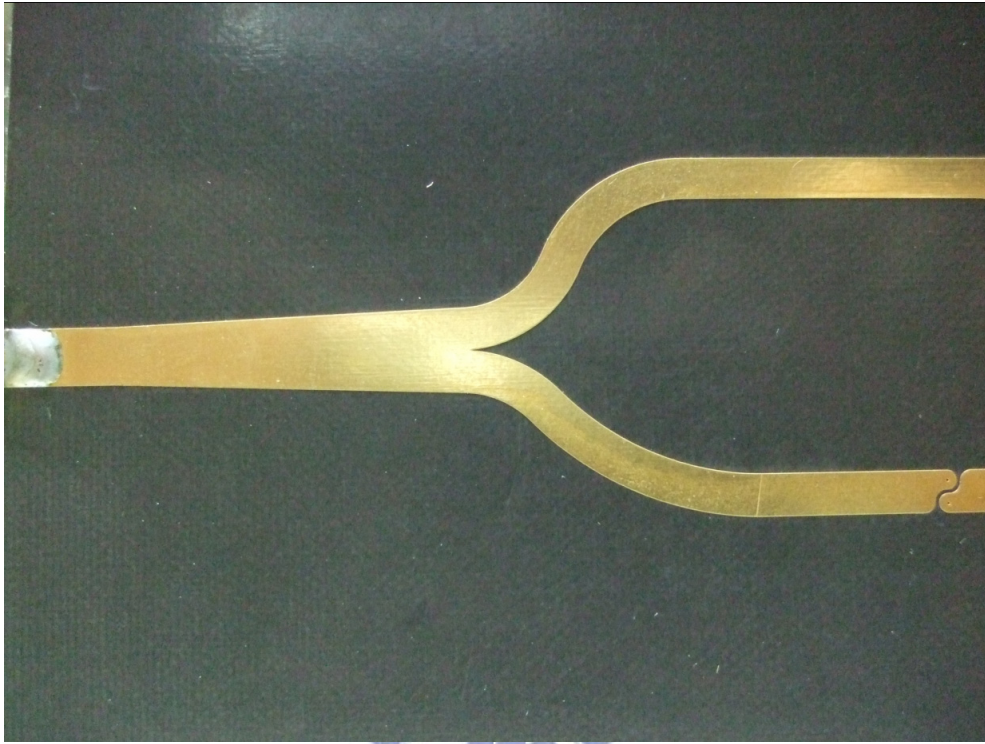


圖2-13: 激發電路實體俯視圖正面



圖2-14: 激發電路實體俯視圖反面

### 第三章 寬頻緩變微帶洩漏波天線

## (Broadband Tapered Microstrip Leaky-Wave Antenna)

### 3.1 寬頻緩變微帶洩漏波天線設計方法

由前面敘述的洩漏波原理與特性中，我們知道當天線之寬度變小時，正規化特性曲線的輻射區(radiation region)將會往高頻移動。利用此特性來設計天線寬度由寬緩變至窄，則正規化特性曲線的輻射區也會由低頻漸漸往高頻移動，且讓正規化特性曲線的輻射區能由低頻至高頻都能連續。不同操作頻率將會在天線的不同區域輻射，低頻會在天線寬度較寬處輻射，高頻則會在天線寬度較窄處輻射。



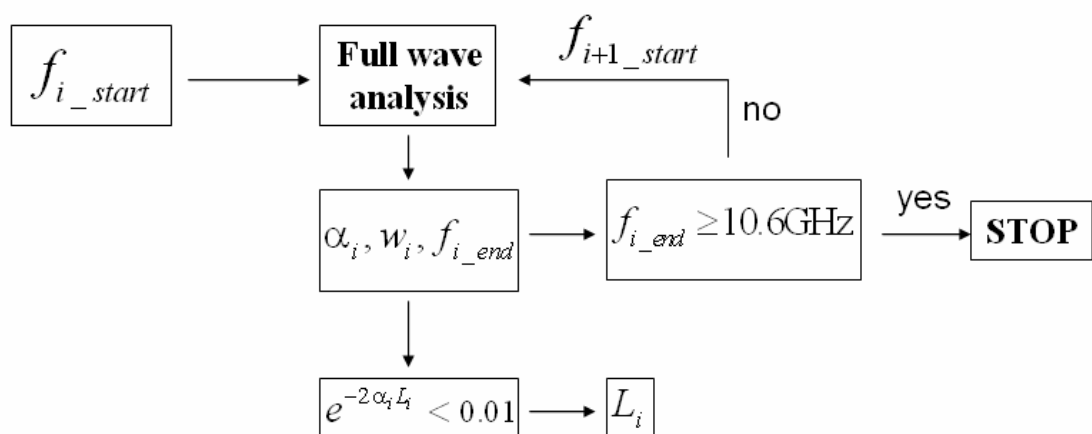
我們利用寬度緩變的微帶天線設計寬頻洩漏波天線，一個重要的觀點是如何決定天線寬度最寬與最窄的尺寸，以及中間緩變所需的長度，能使不同頻率的能量均勻輻射，且能量會隨著天線的長度而指數衰減，所以我們利用全波分析來決定天線的最寬與最窄部份，再來決定其中的長度要多少以及緩變的形式。

#### 3.1.1 寬頻緩變洩漏波天線長度估計流程

圖3-1為寬頻緩變微帶洩漏波天線的長度估計流程圖。若設計的頻段從  $f_{start} = 3\text{GHz}$  到  $f_{end} = 10.6\text{GHz}$ ，我們可以先設定輻射區開始的頻率為  $f_1$ ，此時即  $f_1 = f_{i\_start}$ ，接著利用全波分析可以估算出起始微帶線的寬度，以及該寬度所對應到的損耗常數  $\alpha$ ，並利用  $e^{-2\alpha_i L_i} < 0.01$  估算出天線的長度  $L_i$  至少需要多長，能使所洩漏的能量至少為九成九；另外也可以觀察正規化相位常數  $\beta/k_0$  接近1所對應

到的頻率為  $f_{i\_end}$ ，接著判斷  $f_{i\_end}$  是否大於我們所設計頻段最高的頻率點

$f_{end} = 10.6\text{GHz}$ ，若已達到則停止；若尚未達到，則繼續利用全波分析估算下一段微帶線的寬度，並找到所對應的損耗常數  $\alpha$ 、天線的長度等，再次進行判斷該寬度所對應到的輻射區是否大於我們所設計頻段最高的頻率點  $f_{end} = 10.6\text{GHz}$ ，如此類推下去可以找到所設計的頻段需要多少不同寬度的微帶線所對應的輻射區來串聯，並也可以找到每一段的長度至少需要多長，最後可以估算天線總長度大概的值。



$$\text{EX: } f_{i\_start} = 3\text{GHz} \Rightarrow f_{i\_end} = 4.3\text{GHz}$$

圖3-1: 寬頻緩變微帶洩漏波天線長度估計流程圖

本文所設計的頻段為3GHz~10.5GHz，如上述設計流程依序估計出共四段天線寬度，如表3-1所表示，此四段不同寬度所對應到的輻射區彼此重疊一小部分是作為保護頻帶，用以保證輻射區連續，這四段長度總和為418mm，所以設計此頻段需要的天線長度已大略估計出。這不同寬度四段天線輻射區串聯的示意圖如圖3-2所示，如此已成功設計從3GHz~10.5GHz的頻段，接下來要把此四段天線用緩變的方式連接起來。

section	radiation region (GHz)	Width (mm)	Length (mm)
1	3~4.3	30	165
2	4~5.7	22.4	125
3	5.4~7.6	16.2	82
4	7.5~10.6	11	46

表3-1: 不同寬度微帶天線尺寸表

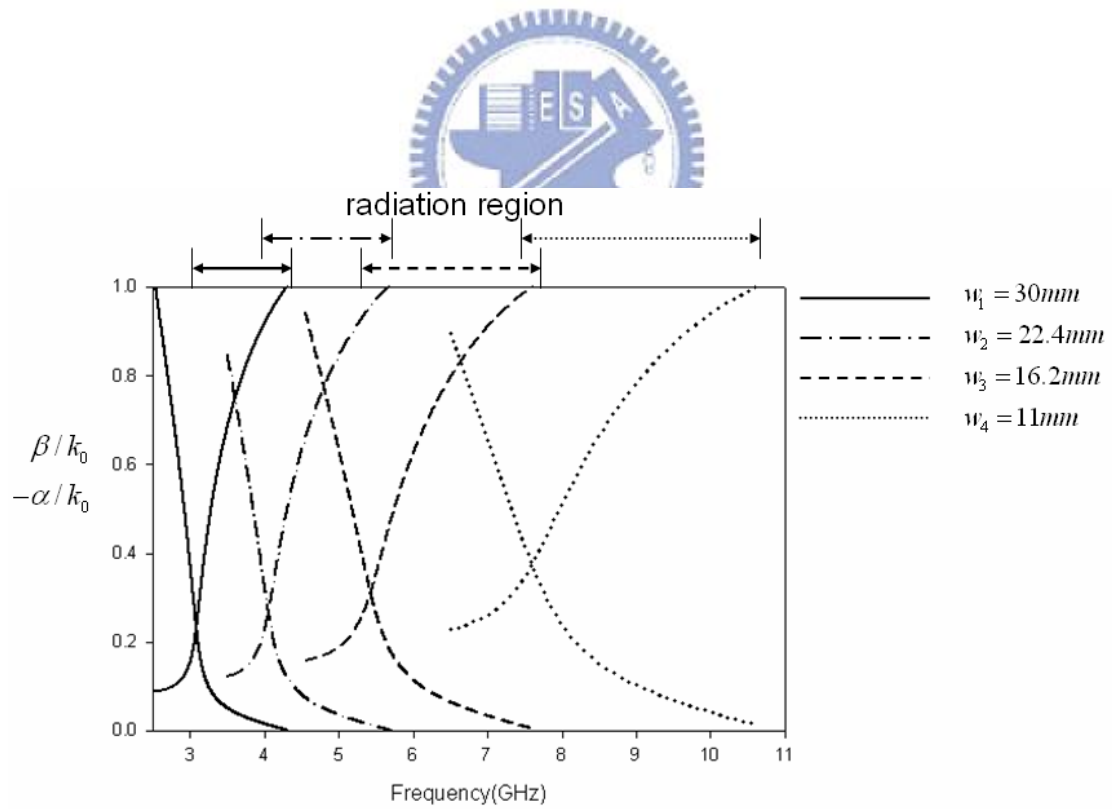


圖3-2: 不同寬度輻射區串聯

### 3.1.2 降低寬頻緩變洩漏波天線不連續的方法

不同寬度天線要作連結必須使用緩變(taper)的方式，這裡介紹幾種不同的緩變方式，如圖3-3所示，把不同寬度的微帶天線用線性緩變的方式加以連接，用以減少不同寬度之間的不連續面與阻抗的不匹配，也會使得反射量減少。另外一種指數型緩變方式如圖3-4所示，同樣可以減少不同寬度之間的不連續面與阻抗的不匹配；與線性緩變的相異處，在於指數型緩變的寬度遞減幅度較大，換句話說，寬度較為細的部分也因此增加，在頻段的表現上則會以犧牲部分低頻效能換取高頻效能。另外還有幾種緩變方式，如圓弧型以及二次函數型等，這些都是方式的基本目的也都是降低不連續面與阻抗的不匹配。本文中因為以改善高頻為目的，故採用指數型緩變方式來做為不同寬度間的連接方式。

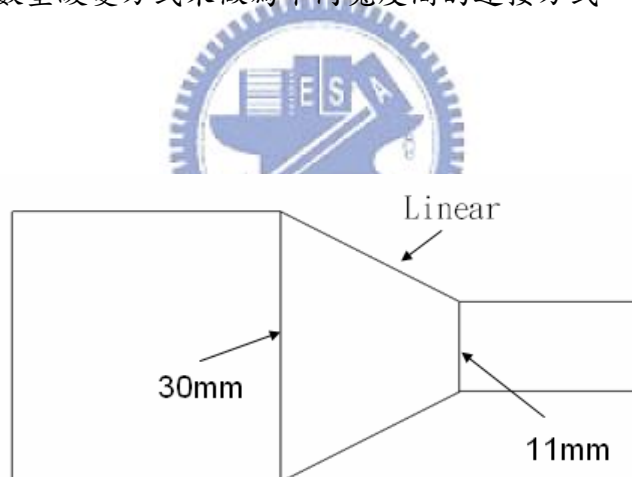


圖3-3: 線性緩變微帶天線示意圖

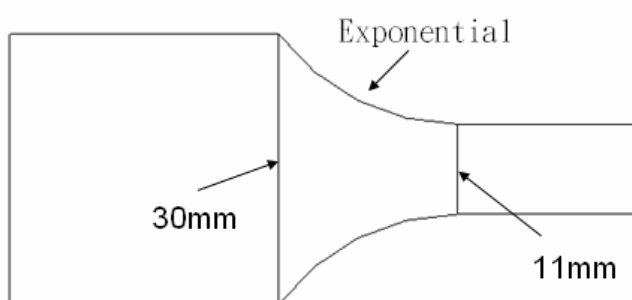


圖3-4: 指數型緩變微帶天線示意圖



起始天線寬度為30mm，末端天線寬度為11mm，由天線長度估計流程圖所得到的天線總長為418mm，考慮末端高頻洩漏需要把長度修正為440mm，如圖3-5所示，把長度與寬度的位置代入指數函數的數學式中，可以解出該指數函數的係數  $a=16.8$ 、 $b=0.00227$ ，接著使用HFSS內建函數模擬，使用至少200個點來近似此函數，並考慮反射損耗與天線遠場場型來做最佳化的調整。

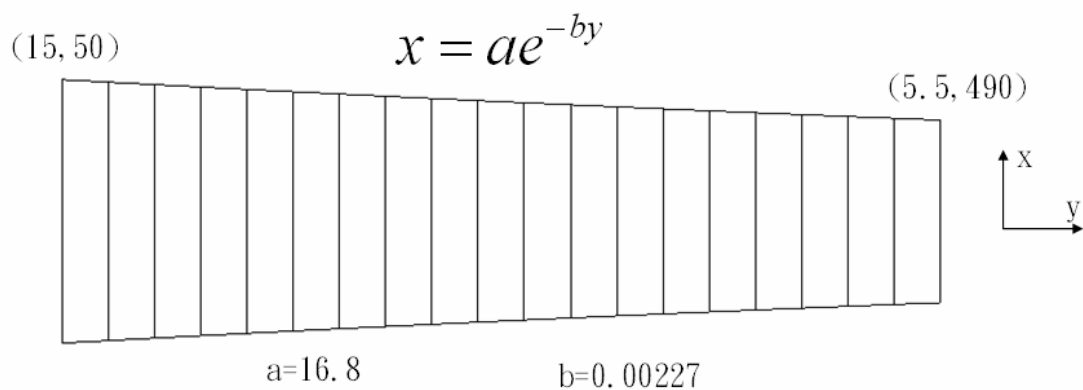


圖3-5: 指數緩變示意圖

使用此緩變方式所設計的天線，因為不連續面少且阻抗不匹配情形已盡可能降低，所以在反射方面也盡可能做到減少；場型部分，由於是連續的寬度變化，且不同的寬度所對應到的  $\beta$  值也都不同，故可以預測出其天線場型是為不同的  $\beta$  所合成的場型，也就是說天線的主波束會由原本的高指向性變化成較為寬廣的場型，但比較寬的場型是由連續的  $\beta$  所構成，故也會緊密的連接在一起，也使天線場型不至於出現破碎的現象。

針對改善高頻的部分，我們做一個簡單的比較，我們觀察高頻的遠場輻射場型，取一個高頻的頻率點8.5GHz，觀察線性緩變與指數型緩變的遠場輻射場型，如圖3-6所示，我們可以明顯看到，線性緩變的遠場輻射場型在反射上較為大，如圖中所圈起的區域所示，也因此部分能量也反射回輸入端，對於反射損耗也有影響；而指數型緩變的遠場輻射場型就可以改善反射的能量，把反射量降低，對於場型與反射損耗都有不錯的改善。此改善的現象在頻率偏高的部分較為明顯，但也因此會犧牲掉部分低頻的效能。

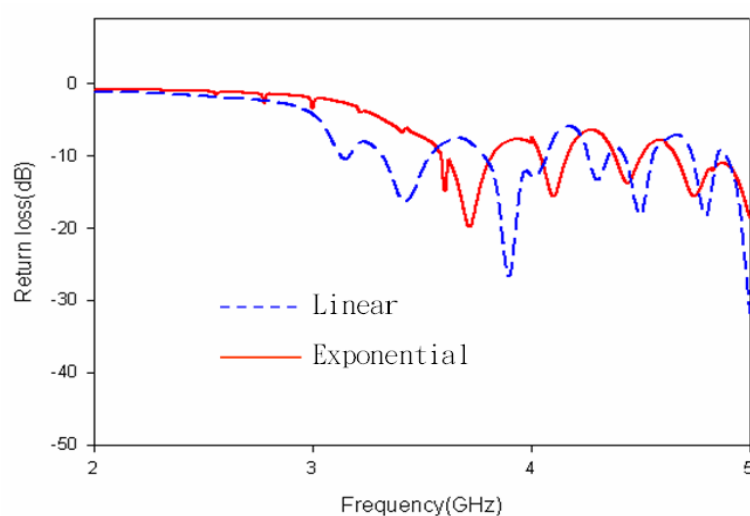


圖3-6: 不同緩變方式反射損耗比較圖

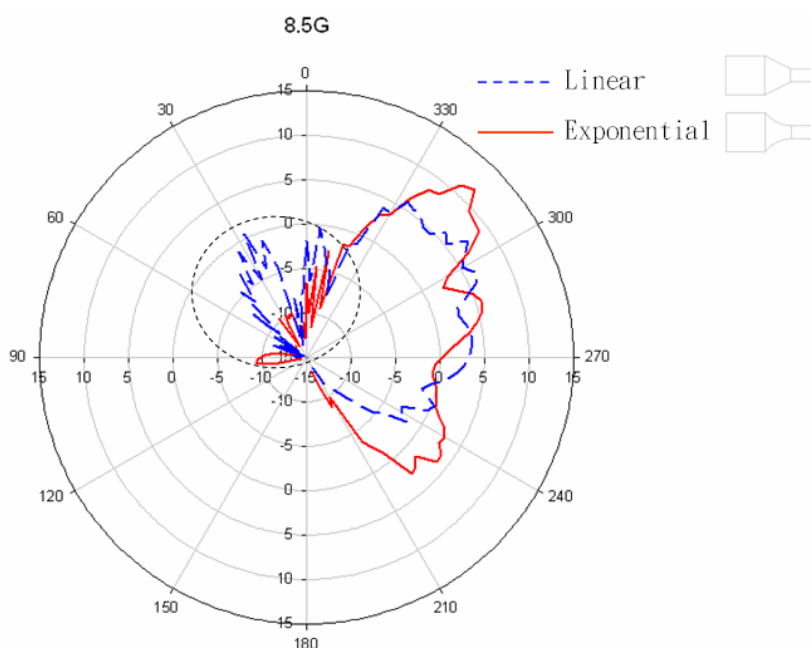


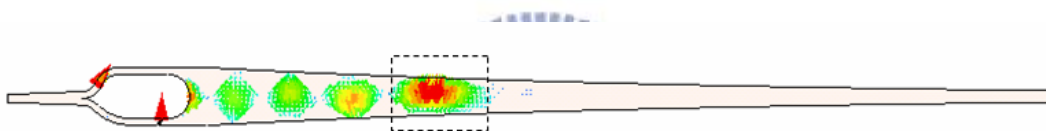
圖3-7: 8.5GHz遠場輻射場型模擬比較圖



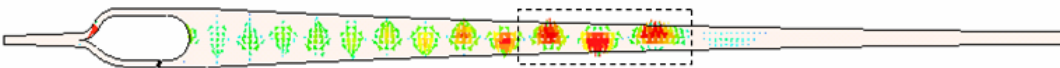
圖3-7為不同頻率的電流分布圖，可以看到低頻的電流在前端呈現橫向電流輻射洩漏；而高頻的電流在前端寬度較寬的地方是在bound mode region，能量往前傳遞不輻射，而到了後端才開始有橫向電流出現，意即高頻電流在後端才開始洩漏，圖中虛線框框指出該頻率電流洩漏主要區段。



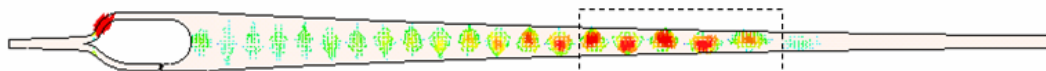
(a)



(b)



(c)



(d)

圖3-8：寬頻緩變洩漏波天線電流分布圖(a)3.5GHz(b)5GHz(c)7GHz(d)8.5GHz

### 3.2 寬頻指數型緩變微帶洩漏波天線實作及量測

本研究中，一開始所設定的目標為設計一3GHz~10.5GHz寬頻緩變洩漏波天線，利用上述的長度估計演算法，以及使用指數型緩變的連接方式，不同寬度天線連接的總長度為440mm，此長度已考量實作的可行性；基板的介電常數為2.2，板材厚度為1.575mm(62mil)，如圖3-8是為寬頻緩變天線實體俯視圖。

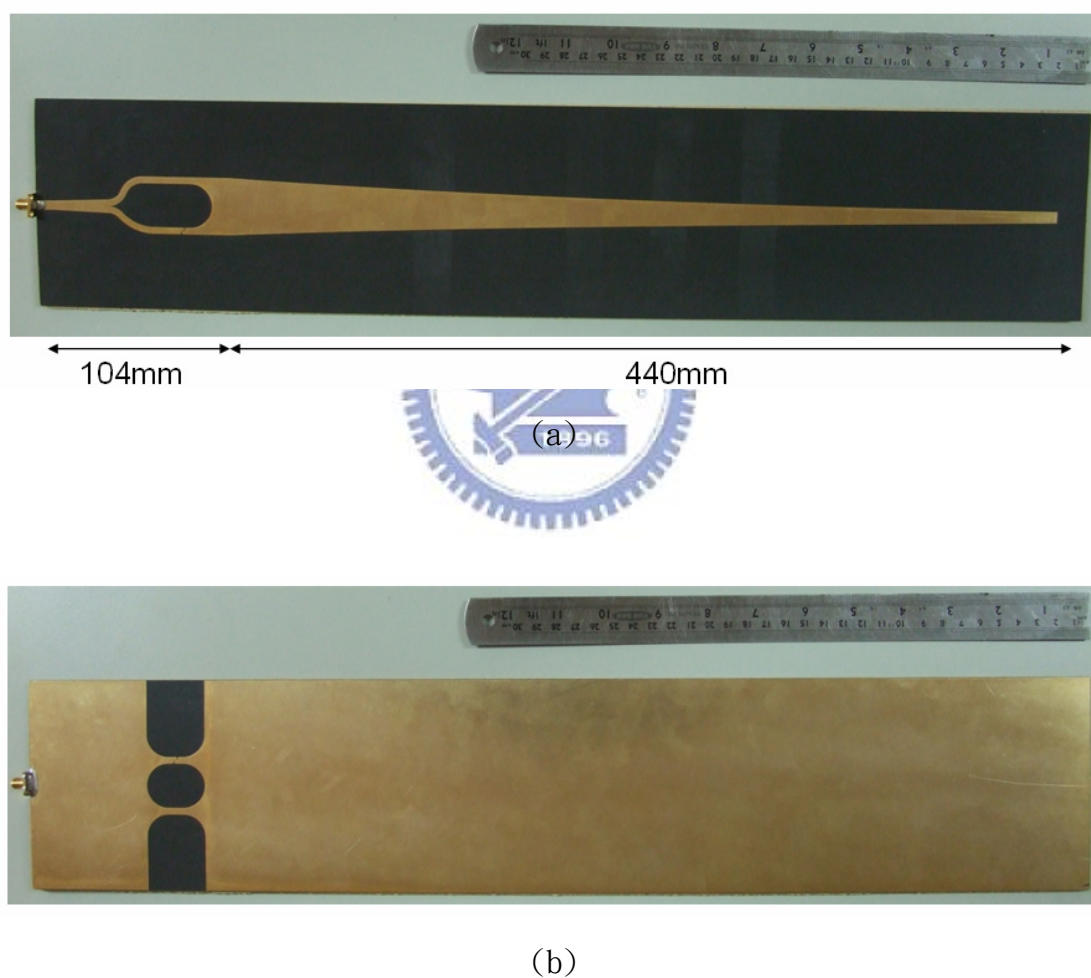


圖3-9: 寬頻緩變天線實體俯視圖(a)正面(b)反面

圖3-9為寬頻緩變天線之反射損耗( $S_{11}$ )量測模擬比較圖，我們可以看到，低頻的部分從3.5GHz開始，但因為犧牲了部分長度給高頻使用，可以看到有一些頻率點未能達到反射損耗在-10dB以下，但相對的高頻的表現也大為提升，可以看到超過12GHz都能在-10dB以下，所以在設計頻段時可以修正可能往高頻平移的因素。

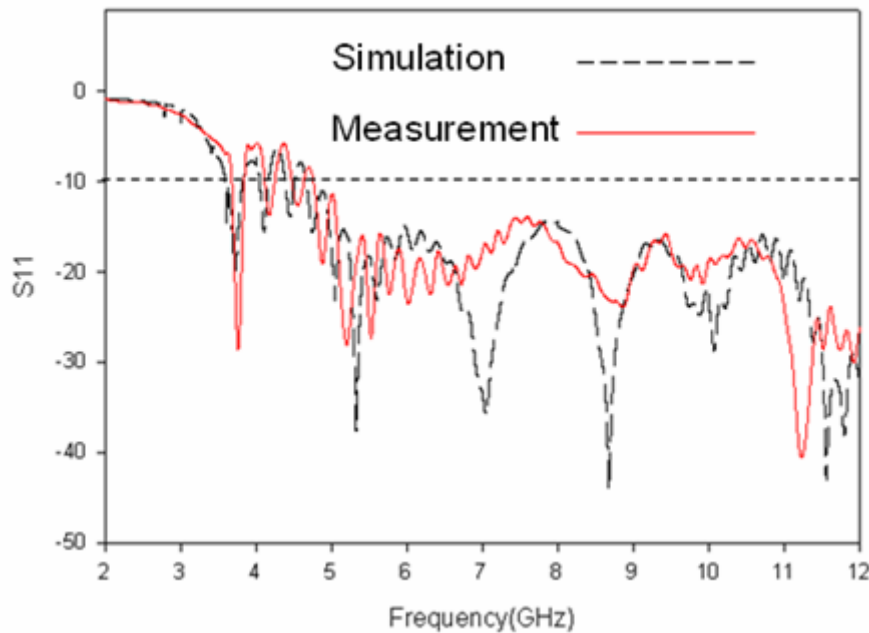
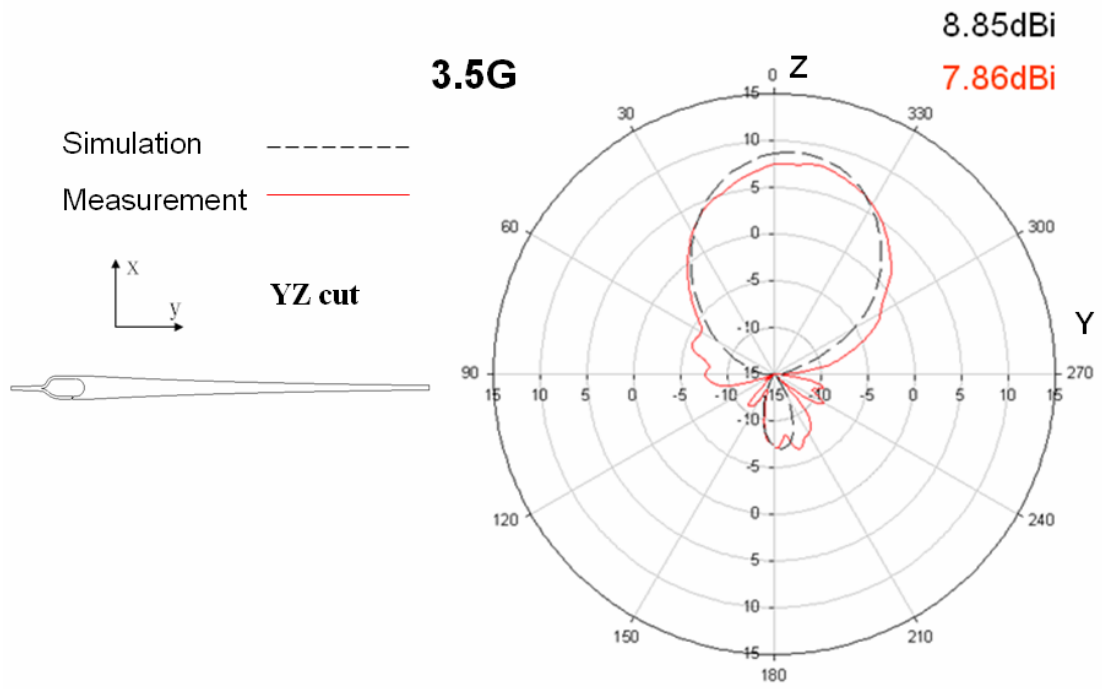


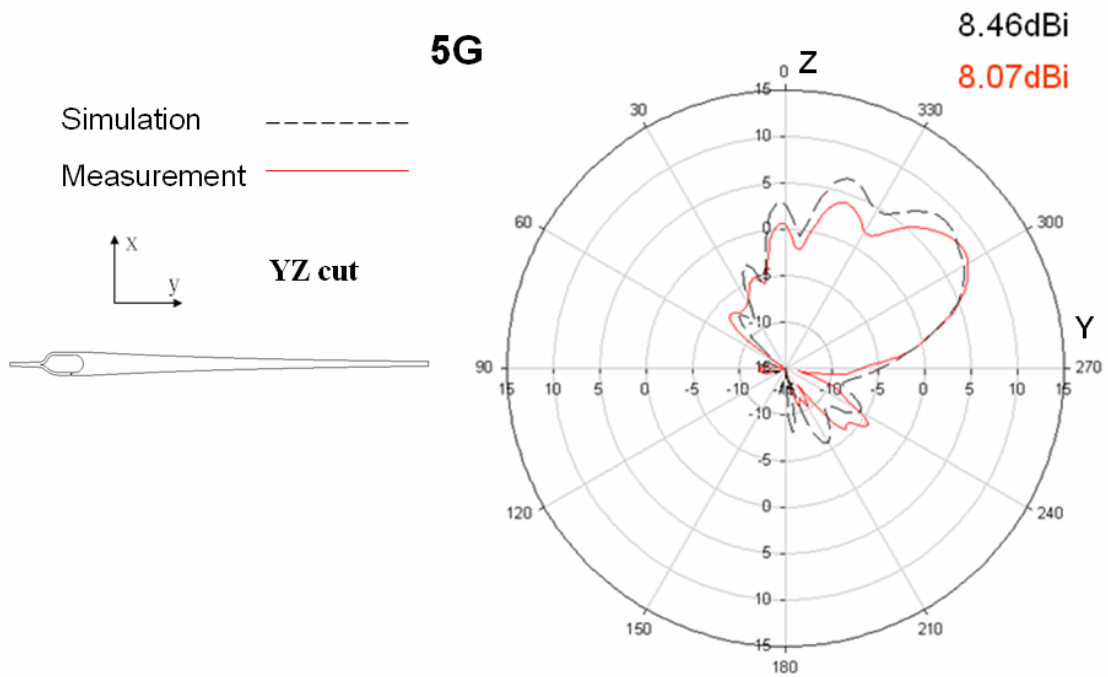
圖3-10: 寬頻緩變天線之反射損耗( $S_{11}$ )量測模擬比較圖

圖3-10為天線遠場場型量測模擬比較圖，可以看到在3.5GHz時，輻射場型較為單純，而當頻率為5GHz時，主波束可以看出是有多個不同角度的波束來合成，意即是有許多不同的 $\beta$ 所造成，不過都能控制使其不至於破碎，形成連續的場型，此情形越往高頻越明顯，可以看到7GHz跟8.5GHz的場型更是如此。

基本上模擬跟量測的反射損失( $S_{11}$ )與天線遠場場型大致上是為相似，在實作上考量板材長度不超過610mm，也相對的限制了頻段的設計，而最終頻段與原先設計的頻段有一小段誤差，但也是在預料的範圍內。



(a)



(b)



## 第四章 印刷式超寬頻帶拒天線

### (Printed Ultra-Wideband Notch Antenna)

#### 4.1 超寬頻天線導論

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，並避免干擾 IEEE 802.11a 是為 WLAN(5.15GHz~5.825GHz)的頻帶，設計一具帶拒效果的天線，以求達到所需規範。

本章中，利用單極天線原理，設計一個橢圓形天線單元的超寬頻天線，饋入端基於實作方便性的原因，使用CPW結構來饋入，造成製作單面印刷式天線，以求實作與模擬上的準確度；同時藉由地面線性緩變來達成頻寬的要求。

為達成在WLAN(5.15GHz~5.825GHz)頻段有帶拒的效果，我們在原本的抄寬頻天線上挖取一個H型的孔洞，目的是造成一個等效LC共振原理，使得反射損耗在特定的頻段表現出帶拒的結果，所設計的H型孔洞可以經由參數調整來控制所需的帶拒的頻段，同時也要保持其UWB頻帶的頻寬，以及其遠場輻射場型的形狀，並在最後實作達成。

## 4.2 偶極天線與單極天線簡介

### 4.2.1 偶極天線

常用的偶極天線為半波偶極天線(half-wave dipole)，電流呈弦波半波分布且中間的振幅為最大，如圖4-1所示，通常電流的分布延z軸且為弦波的半波，我們可以假設電流的分布如式(4-1)所示。

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

其中的  $\beta = 2\pi/\lambda$ ，在兩端的電流為零(for  $z = \pm\lambda/4$ )，最大值為  $I_m$  在中間的位置( $z = 0$ )。

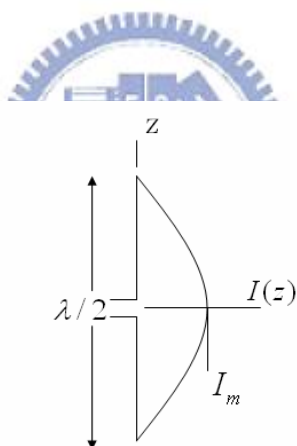


圖4-1：半波偶極電流分布

藉此我們可以計算其輻射場型。當電流為z方向的線源(line source)電流，我們可以把電場寫成式(4-2)

$$E_\theta = j\omega\mu \sin\theta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int I(z') e^{j\beta z' \cos\theta} dz' \quad (4-2)$$

把式(4-1)帶入式(4-2)，得到未正規化的場型因子(pattern factor)  $f_{un}$ ：

$$\begin{aligned}
 f_{un} &= \int I(z') e^{j\beta z' \cos \theta} dz' = \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I_m \sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta |z'| \right) e^{j\beta z' \cos \theta} dz' \\
 &= I_m \int_{-\lambda/4}^0 \sin\left(\frac{\pi}{2} + \beta z'\right) e^{j\beta z' \cos \theta} dz' \\
 &\quad + I_m \int_0^{\lambda/4} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta z'\right) e^{j\beta z' \cos \theta} dz' \tag{4-3}
 \end{aligned}$$

利用積分公式(4-4)帶入(4-3)

$$\int \sin(a + bx) e^{cx} dx = \frac{e^{cx}}{b^2 + c^2} [c \sin(a + bx) - b \cos(a + bx)] \tag{4-4}$$

我們可以得到

$$\begin{aligned}
 f_{un} &= I_m \frac{e^{j\beta z' \cos \theta}}{\beta^2 - \beta^2 \cos^2 \theta} \left[ j\beta \cos \theta \sin\left(\frac{\pi}{2} + \beta z'\right) - \beta \cos\left(\frac{\pi}{2} + \beta z'\right) \right]_{-\lambda/4}^0 \\
 &\quad + I_m \frac{e^{j\beta z' \cos \theta}}{\beta^2 - \beta^2 \cos^2 \theta} \left[ j\beta \cos \theta \sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta z'\right) + \beta \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta z'\right) \right]_0^{\lambda/4} \\
 &= \frac{I_m}{\beta^2 \sin^2 \theta} \left[ j\beta \cos \theta - e^{-j(\pi/2)\cos \theta} (-\beta) + e^{j(\pi/2)\cos \theta} (\beta) - j\beta \cos \theta \right] \\
 &= \frac{I_m}{\beta^2 \sin^2 \theta} 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \tag{4-5}
 \end{aligned}$$



把式(4-5)帶入(4-2)可以得到

$$E_{\theta} = j\omega\mu \frac{2I_m}{\beta} \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin\theta \frac{\cos[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin^2\theta} \quad (4-6)$$

接著我們使元素因子(element factor)  $g(\theta) = \sin\theta$ ，可以得到正規化的場型因子  $f(\theta)$ ：

$$f(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin^2\theta}$$

其中  $g(\theta)$  和  $f(\theta)$  都在  $\theta = \pi/2$  有最大值，其完整的遠場場型為  $F(\theta)$

$$F(\theta) = g(\theta)f(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin\theta} \quad \text{half-wave dipole} \quad (4-7)$$

其場型如圖4-2所示，其波束寬度為其能量為一半的位置，角度約為  $78^\circ$

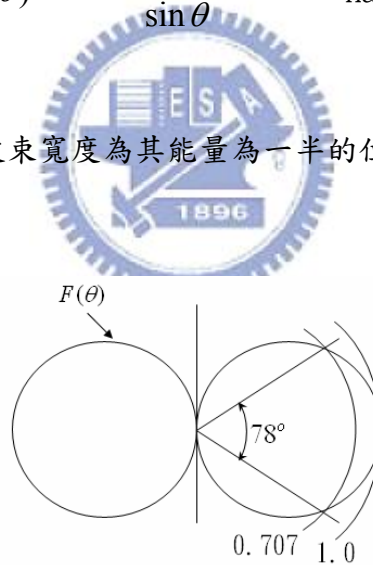


圖4-2：偶極天線輻射場型  $F(\theta)$

## 4.2.2 單極天線

利用映像法如圖4-3所示，單極天線是偶極天線在饋入點中間利用地面作為對稱面，並用映像法來達到原先偶極天線的效果；單極天線的電流與電荷和偶極上半面一樣，端電壓僅為偶極天線的一半，且輸入阻抗與輻射阻抗為偶極天線的一半。若假設地面是為完美的地面，則單極天線的指向性會是偶極天線的兩倍；若是考慮有限地面，則需要看地面大小來決定影響上半部天線的多寡。

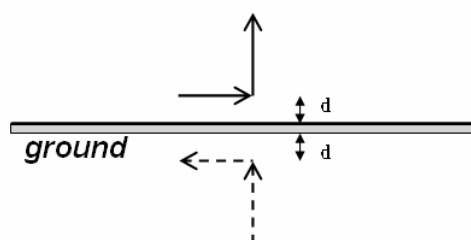


圖4-3: 單極天線映像法示意圖

考慮地面大小與天線單元大小大約相等，則可以映像出相當於偶極天線，意即場型方面會與偶極天線相當，指向性也大約相等，但相對的，地面越大越能趨近完美地面，故應考慮天線大小與趨近理想中有所取捨。設計單極天線所須估計的電流波長為 $\frac{\lambda}{4}$ ，因為經由映像法可以映像出另一半等效電流長度，如圖4-4所示。

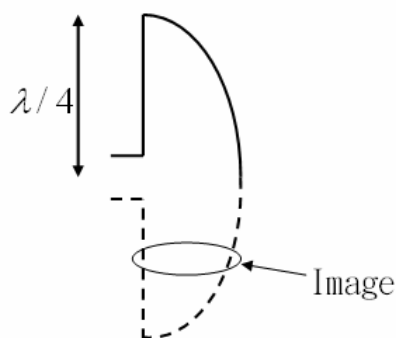


圖4-4: 等效偶極天線電流示意圖

### 4.3 CPW饋入結構設計

在平面印刷電路板上，我們要實現一個單極的超寬頻天線，首先，我們選用的微波基板為R04003C，其介電常數為3.55，厚度選用0.508mm(20mil)，我們選擇的饋入方式為CPW(coplanar waveguide) feeding，由於此種饋入方式的火線與地線在同一個平面，可以減少實作上的困難，其饋入方式示意圖如圖4-5所示，原則是先把阻抗設計為 $50\Omega$ ，之後再作些微調整。

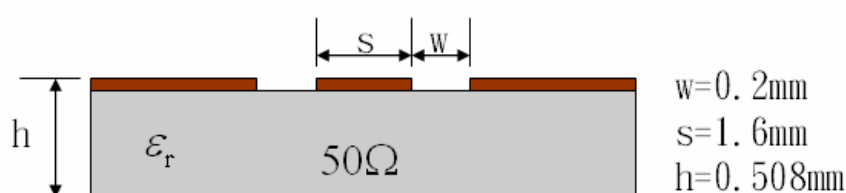


圖4-5: CPW饋入結構示意圖

使用CPW饋入作為 $50\Omega$ 傳輸線，圖4-6可以看到從2GHz到12GHz的反射損耗都可以有很好的表現，接下來要利用此饋入結構接上天線單元，並考慮負載效應做細微的調整。

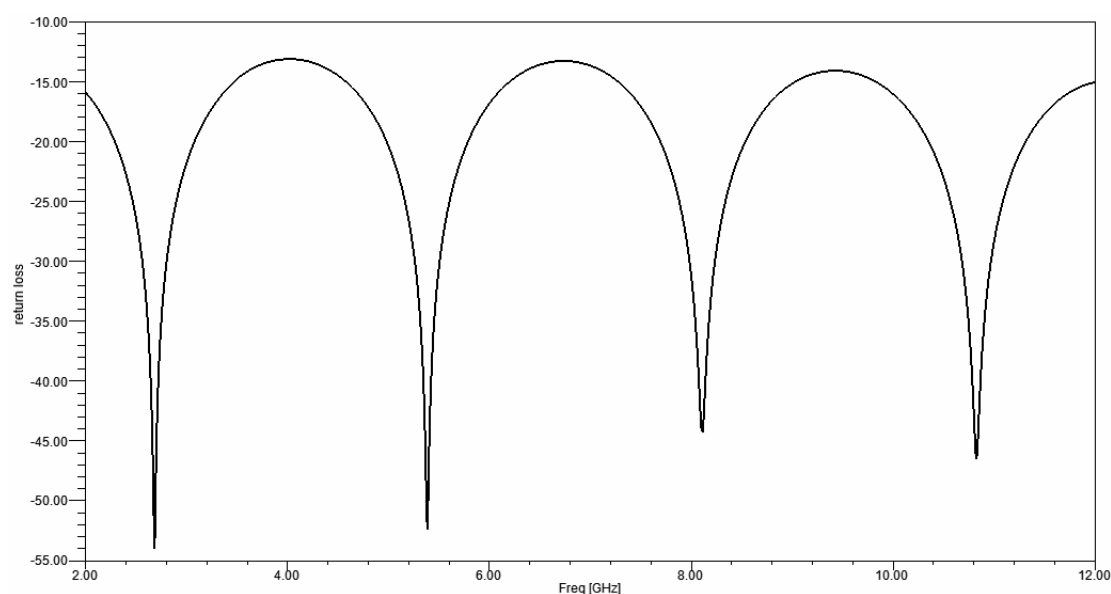


圖4-6: CPW饋入結構反射損耗2~12GHz

#### 4.4 印刷式超寬頻天線單元設計

首先，我們選擇橢圓形作為天線單元的基本形，由於橢圓形具有形狀圓滑且大小較圓形為小，也可以輕易掌握其尺寸。如圖4-7所示，饋入端為CPW結構，天線部分是為橢圓形，其長軸約為25mm，此尺寸選取是參照所設定頻率最低頻的1/4波長，也就是3GHz的1/4波長；短軸部分是為12mm，使得長短比約為2:1，是參考過去學長論文所得；理論上地面長度應該和天線的長度相當約為25mm，不過考慮縮小尺寸原因，犧牲部分效能且不影響其場型而選取為11mm，其總寬度選取為26mm。

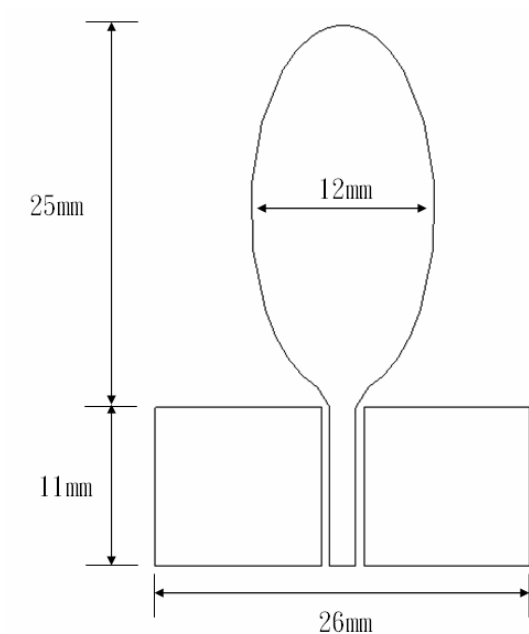


圖4-7: 橢圓天線單元結構示意圖

圖4-8(a)所示，我們將饋入天線的接點改為兩個，可以把電流分為兩邊，且有效電流長度也變長了，對於頻寬有很大的幫助；圖4-8(b)是為線性地面緩變結構圖，地面的變化會使得天線的有效長度變化，也因此影響第一共振點位置，所以也可以利用來改善頻寬。

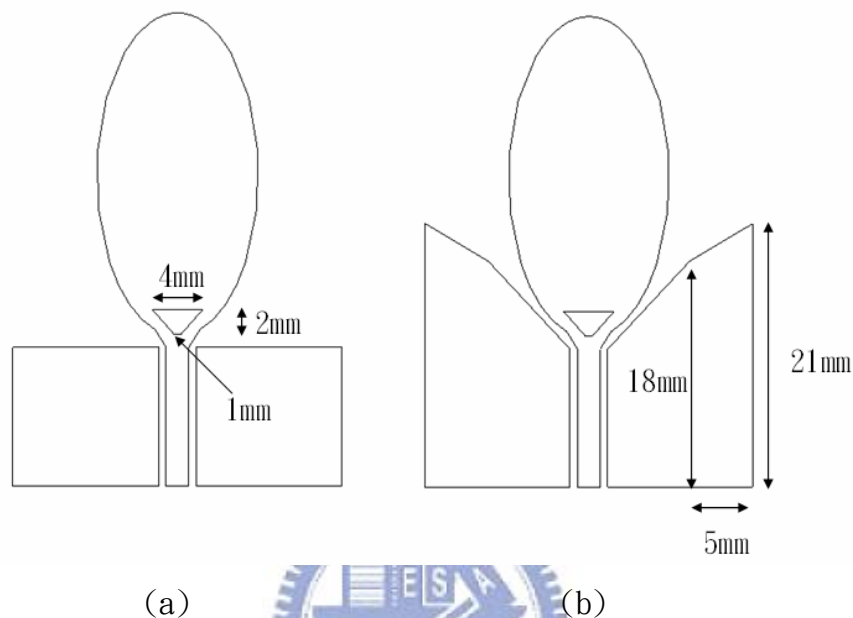


圖4-8: (a)雙饋入結構圖 (b)線性地面緩變結構圖

經過挖洞雙饋入結構以及地面緩變的討論，我們可以看到如圖4-9所示的反射損耗模擬，在UWB頻段內都可以保持在-10dB以下。

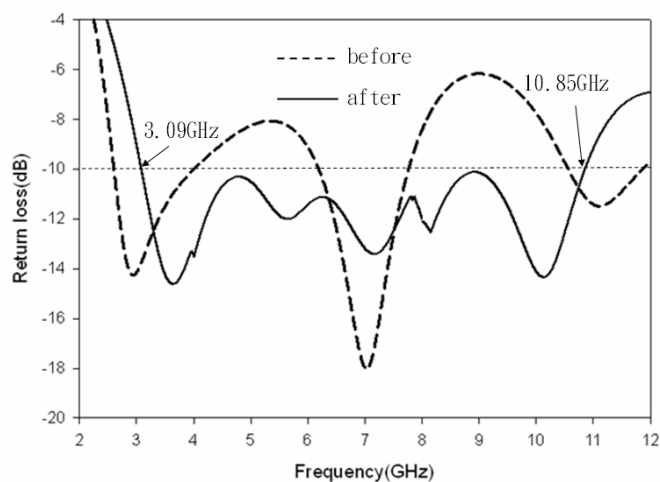


圖4-9: 超寬頻天線反射損耗模擬圖

#### 4.5 超寬頻帶拒天線設計

在天線單元中挖一個H型的孔，此形狀是為了造成一個LC的共振，目標在5~6GHz的頻段要達到帶拒的效果，如圖4-10所示為帶拒天線單元尺寸與結構示意圖，中間形成一個電容，兩旁是為電感，經過參數的最佳化調整，希望達到共振，並可以任意的調整所要共振的頻率點，以及所要帶拒的頻段。

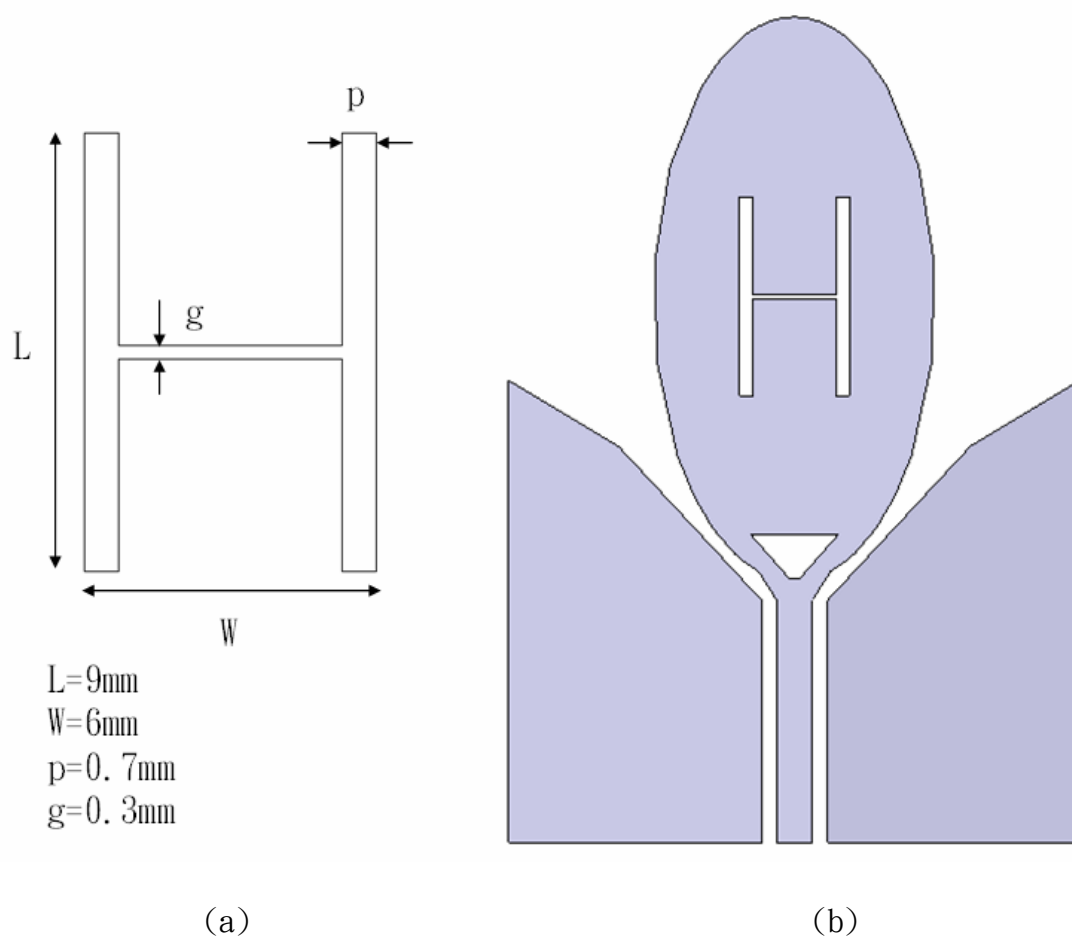


圖4-10: (a)帶拒單元尺寸圖 (b)帶拒天線結構示意圖

參數的調整如圖4-11所示，頻率在4.5~6.5GHz中我們可以比較一下反射損耗，圖4-11(a)中是為參數L的比較、(b)是為參數W的比較、(c)是為參數p的比較、(d)是為參數g的比較，基本上這些參數之間都會互相影響，能達到目標的解也並非唯一解，經過最佳化的調整可以找到一組尺寸如圖4-10(a)所示。

天線單元中間所挖去的H型孔洞，可以等效成一組電容與電感的並聯，此並聯的阻抗可以寫成如圖4-11中所示，在共振頻率下會使該阻抗趨近無限大，意即視為開路端，此時大部分該頻率訊號會反彈回輸入端，故造成反射損耗圖中的帶拒現象。

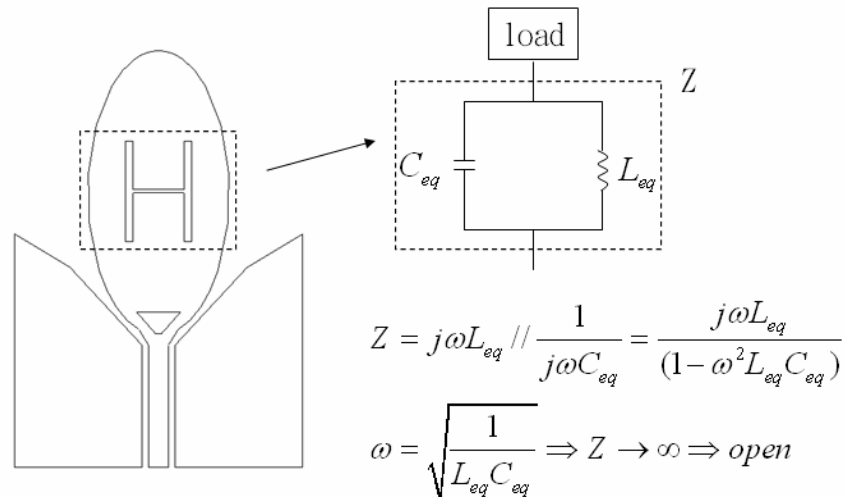


圖4-11：帶拒單元等效模型

我們用一個簡單的電路來模擬上述的情形，如圖4-12所示，我們選擇一組電容與電感值來使共振頻率在5.5GHz的位置，可以看到該電路反射損耗在5.5GHz的部分產生帶拒的效果。

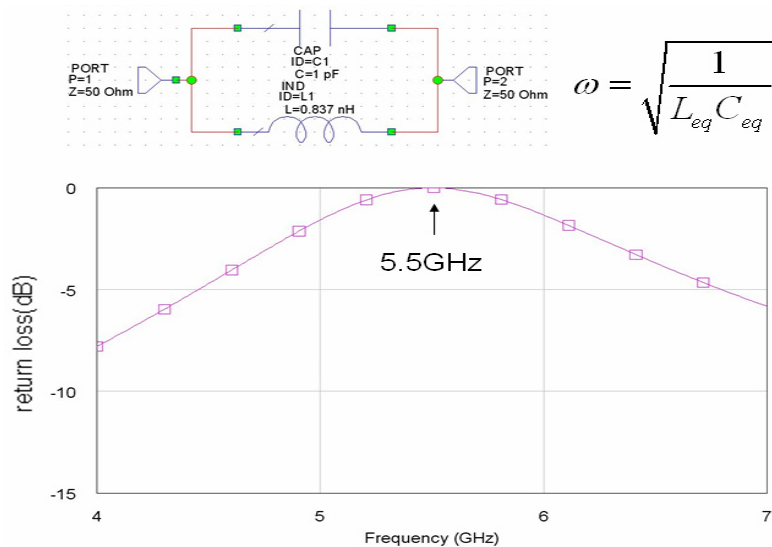


圖4-12：軟體驗證結果

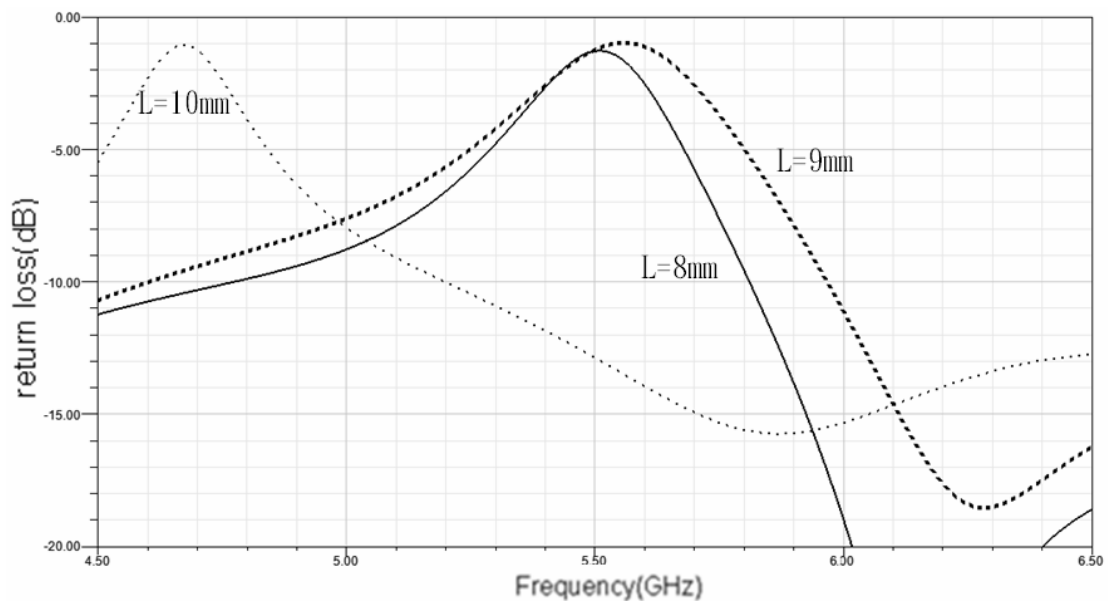


圖4-13(a) 參數L的比較

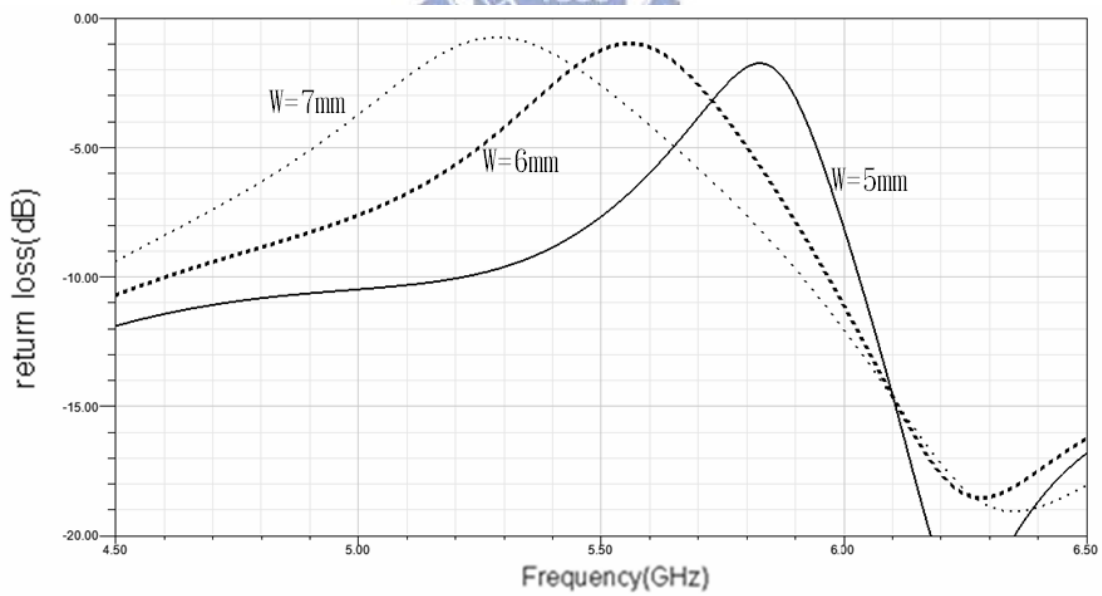


圖4-13(b) 參數W的比較



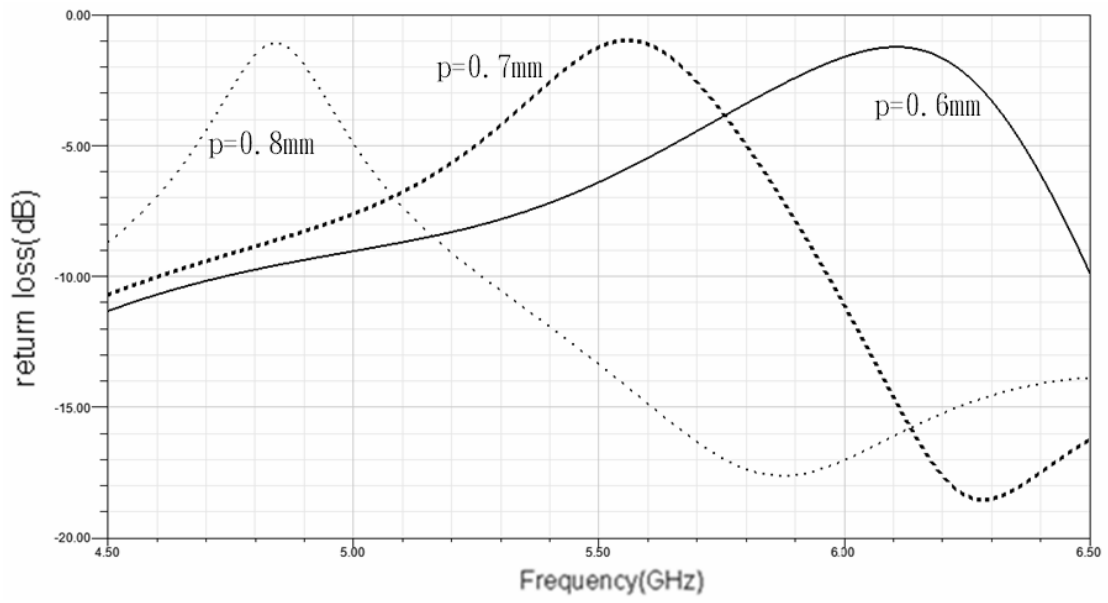


圖4-13(c) 參數p的比較

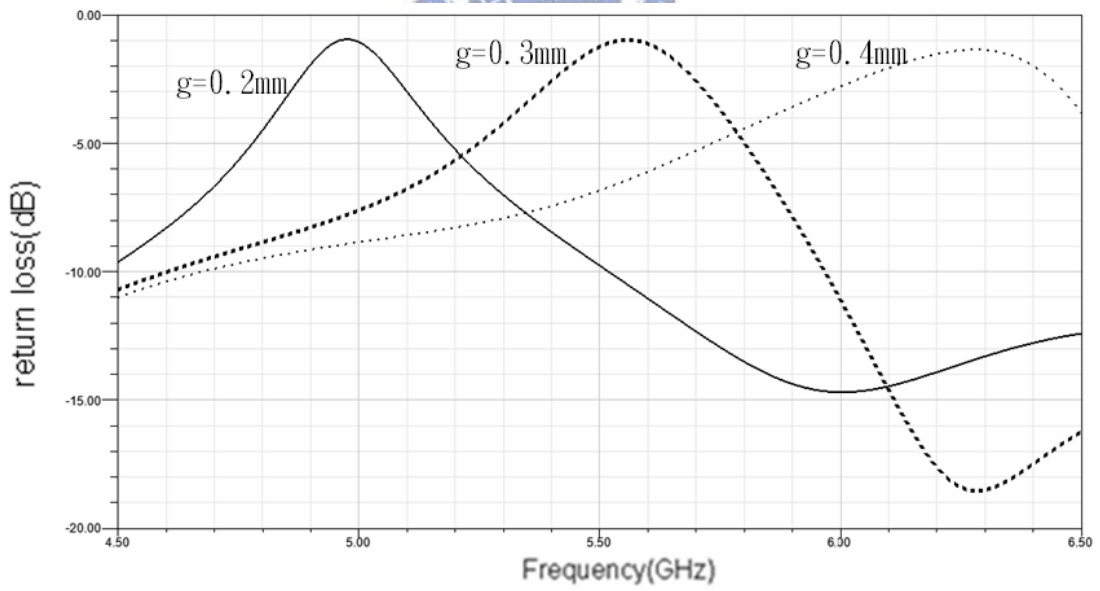
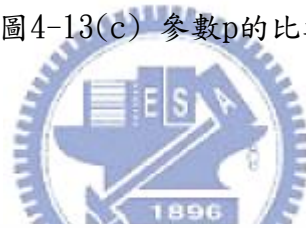


圖4-13(d) 參數g的比較

## 4.6 模擬與量測結果

透過參數的調整，我們可以看到圖4-12是為超寬頻帶拒天線的反射損耗模擬圖，其中最高與最低頻可以達到UWB的頻段，且在WLAN的頻段中可以達到帶拒的效果，接下來就比較一下實作與量測的反射損耗，以及場型的比較，圖4-13是為超寬頻帶拒天線的實作圖。

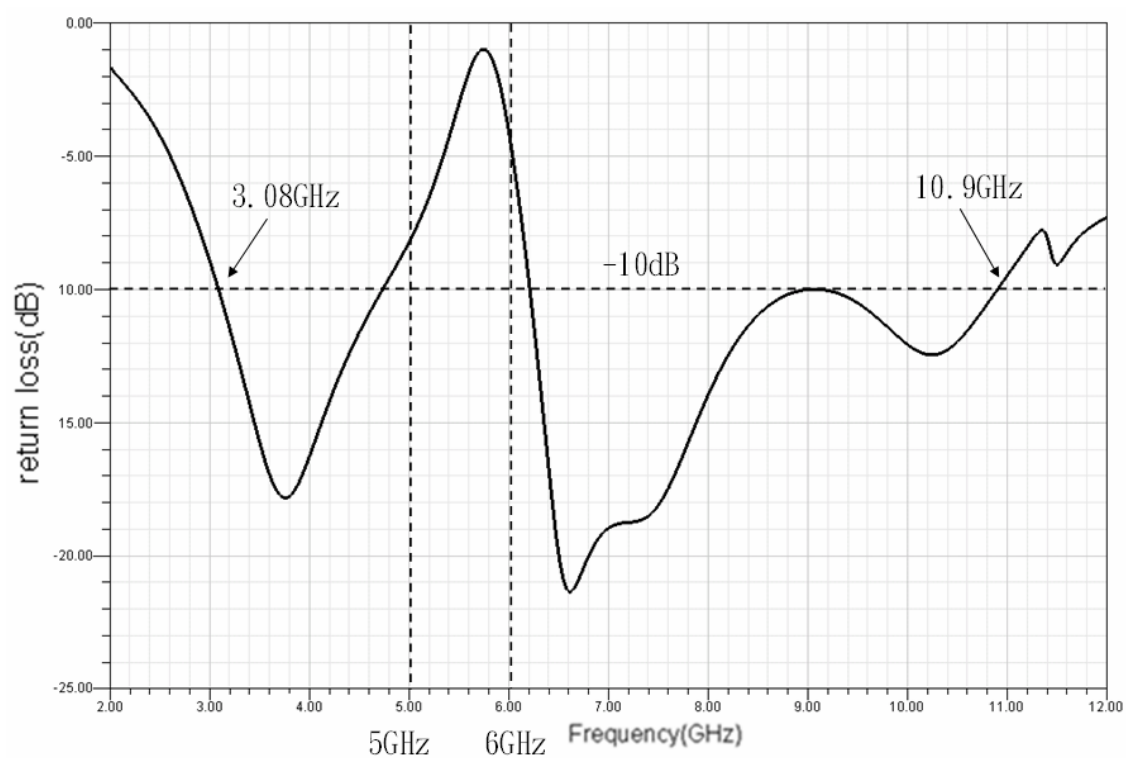


圖4-14: 超寬頻帶拒天線反射損耗模擬圖

我們可以比較一下挖去H型孔洞與未挖之前的反射損耗模擬圖，如圖4-15所示，可以明顯看到其帶拒的效果，而在其他頻率的反射量其實相差不大，故可以更確定該H型孔洞所造成的影響。

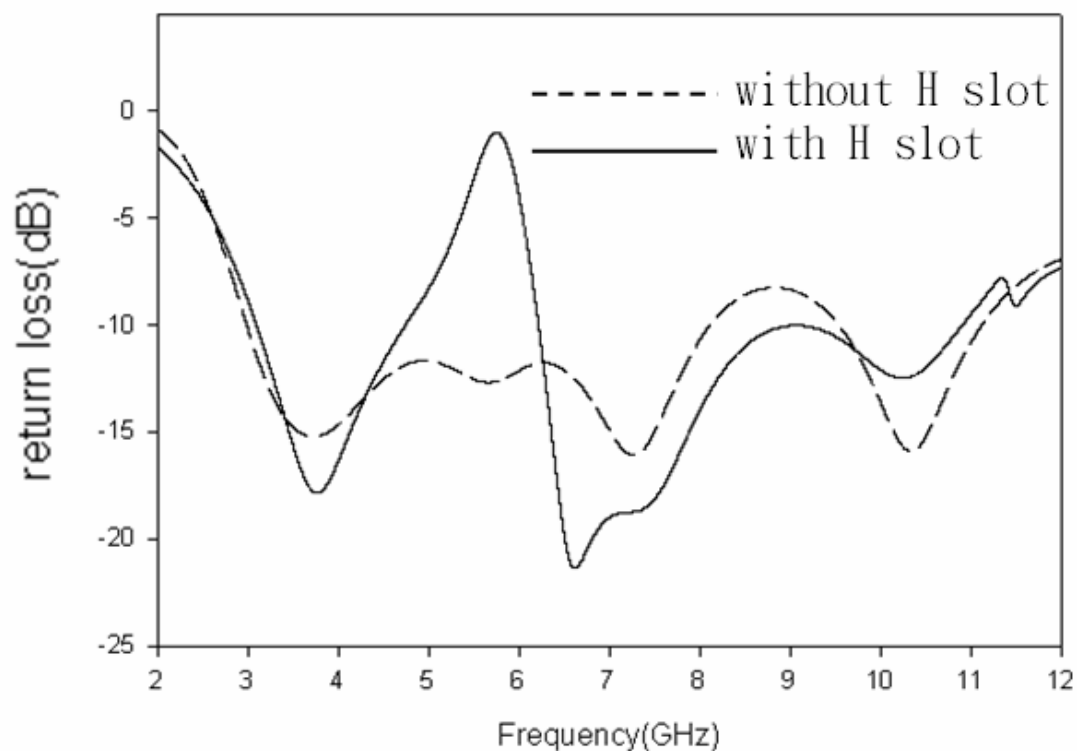


圖4-15: H型孔洞挖去前後的反射損耗模擬比較

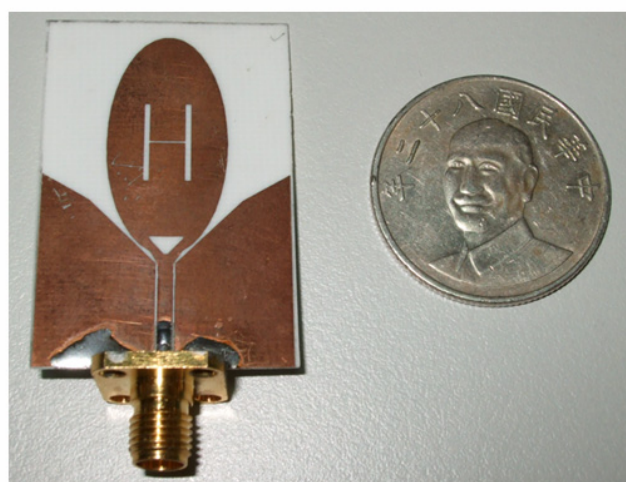


圖4-16: 超寬頻帶拒天線實體圖

比較超寬頻帶拒天線模擬與量測的反射損耗，如圖4-17所示，其中虛線是為模擬而實線是為量測結果，可以看到大致上相當接近，在實作的帶拒频段約為5.15GHz~6.2GHz，比模擬更為理想，較不接近的地方也大都在-10dB以下，是可以接受的範圍內。

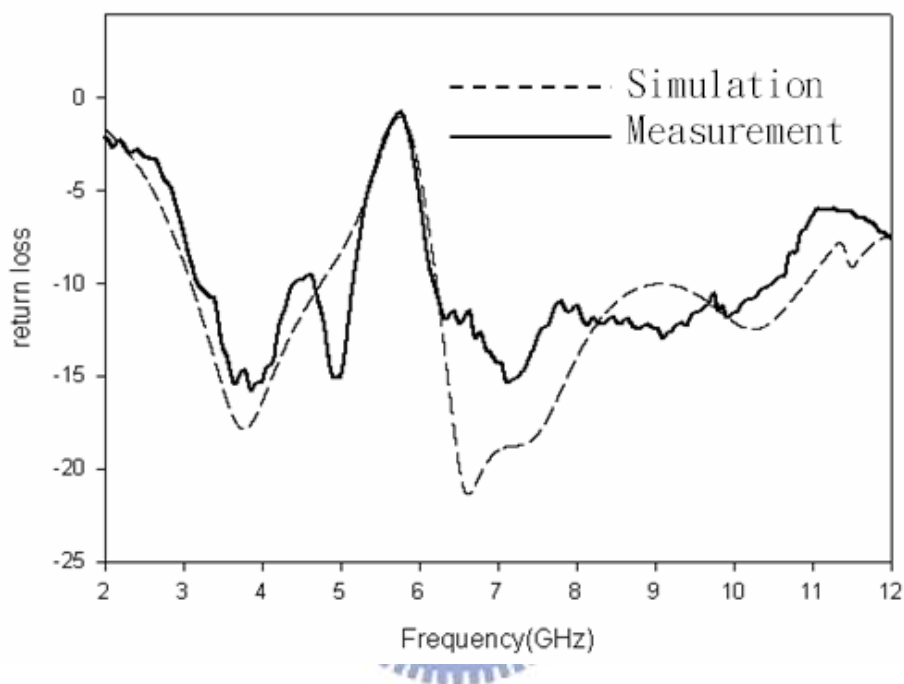


圖4-17: 超寬頻帶拒天線模擬與量測的反射損耗

遠場場型的部分，我們取三個切面來比較，分別為XY切面、YZ切面、ZX切面，其中XY切面與YZ切面是為E-plane，而ZX切面是為H-plane，每個切面有兩個極化方向，通常與電流平行(co-polarization)的極化方向為主要的場型，與電流垂直的極化方向(cross-polarization)是非常小的，通常會把小的忽視不看；由於频段很寬，我們選取幾個頻率點來比較，包括低頻、中頻、高頻、以及帶拒频段內的點。

圖4-15是為3.5GHz的遠場場型模擬實作比較圖，其中(a)是XY切面、(b)是YZ切面與ZX切面，虛線是為模擬的場型，實線是為量測的場型，可以看到在3.5GHz的實作與量測有一些出入，但大致上還算可以接受，形狀也仍保持為雙極天線的場型，ZX切面是為H-plane，可以看到是為全向性的指向。

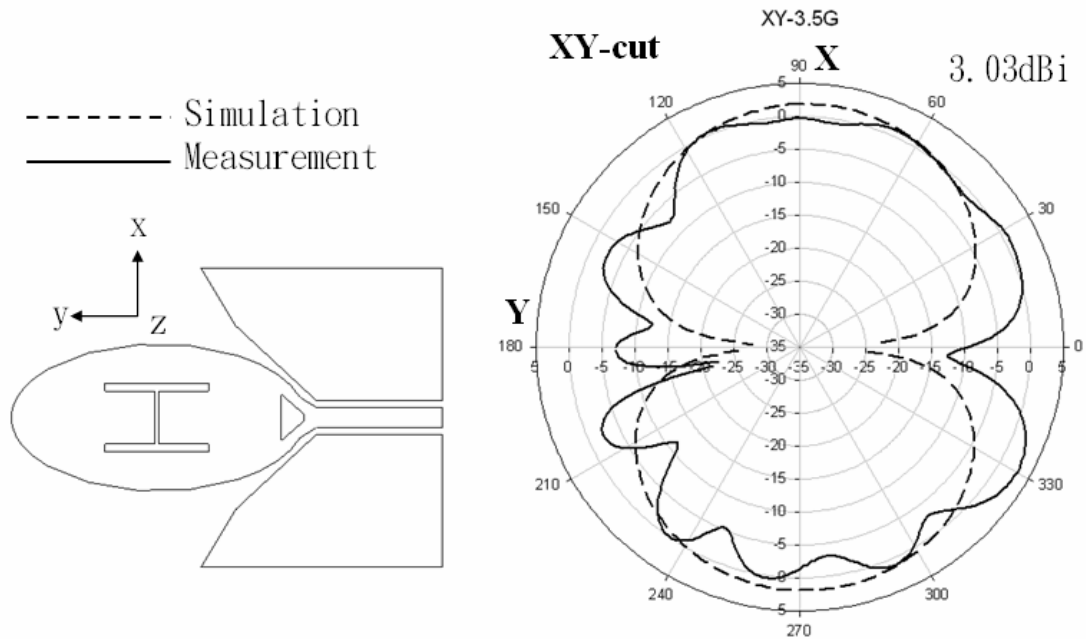


圖4-18: 3.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面

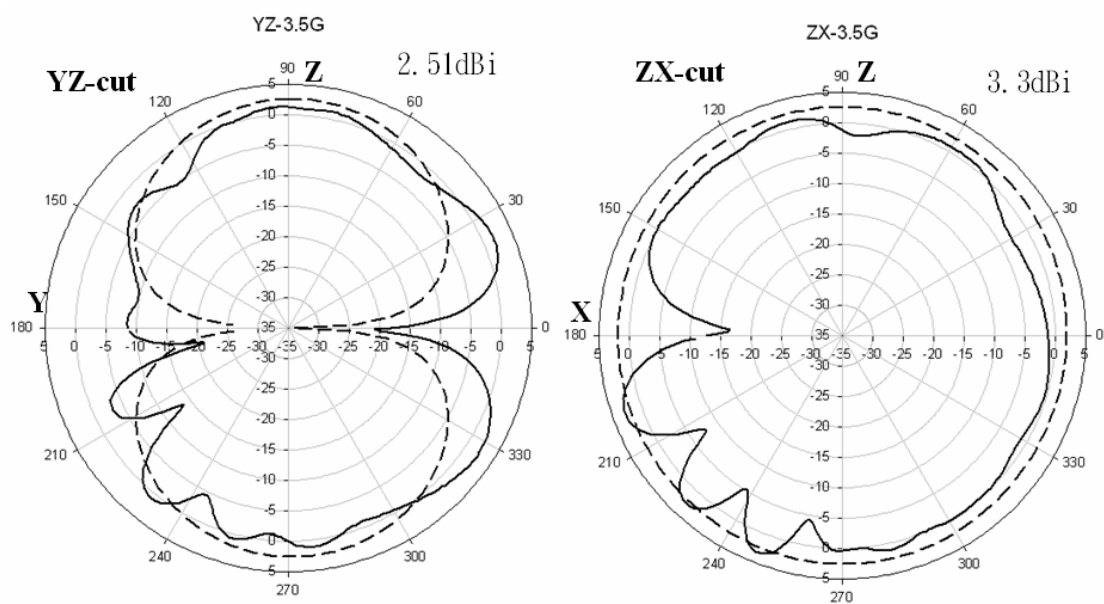


圖4-18: 3.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b)YZ切面與ZX切面

圖4-16是為5.5GHz的遠場場型模擬實作比較圖，其中(a)是XY切面、(b)是YZ切面與ZX切面，虛線是為模擬的場型，實線是為量測的場型，這個頻率點選取在帶拒频段中，可以看到增益明顯較其它頻率點為小，實作與模擬的形狀也大致上相近。

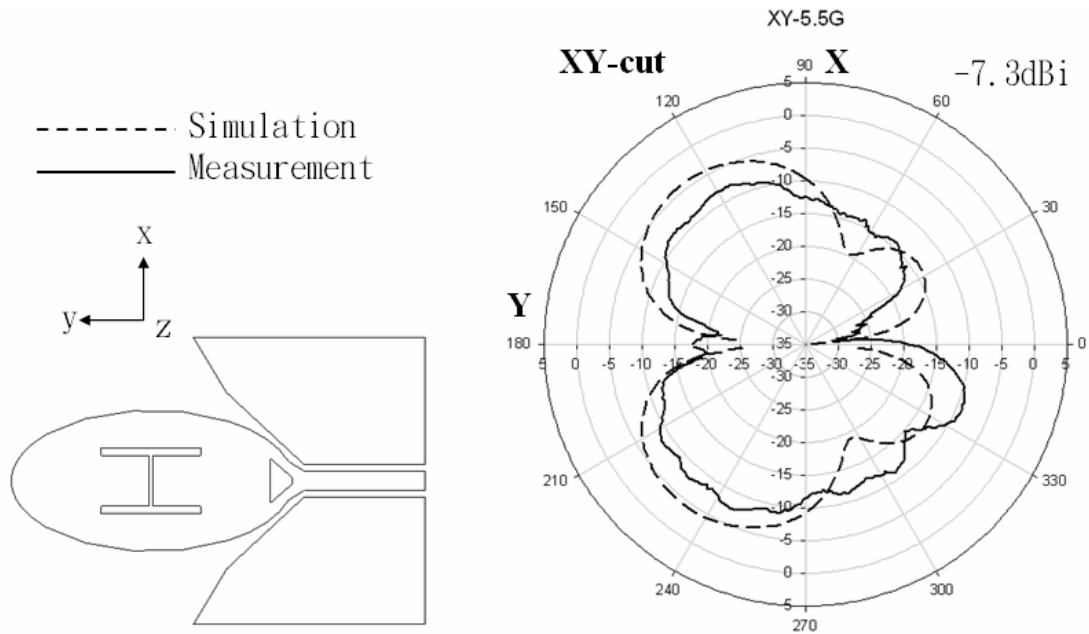


圖4-19: 5.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面

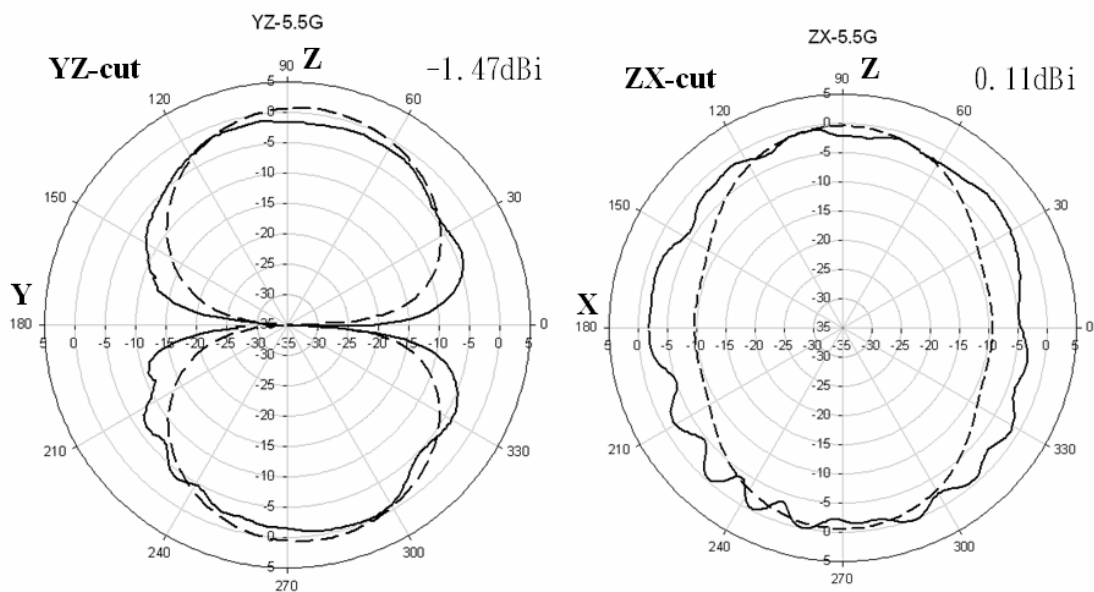


圖4-19: 5.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b) YZ切面與ZX切面

圖4-17是為7GHz的遠場場型模擬實作比較圖，其中(a)是XY切面、(b)是YZ切面與ZX切面，虛線是為模擬的場型，實線是為量測的場型，此頻率點不在帶拒的頻段內，所以增益也較為明顯，模擬與實作也非常相近。

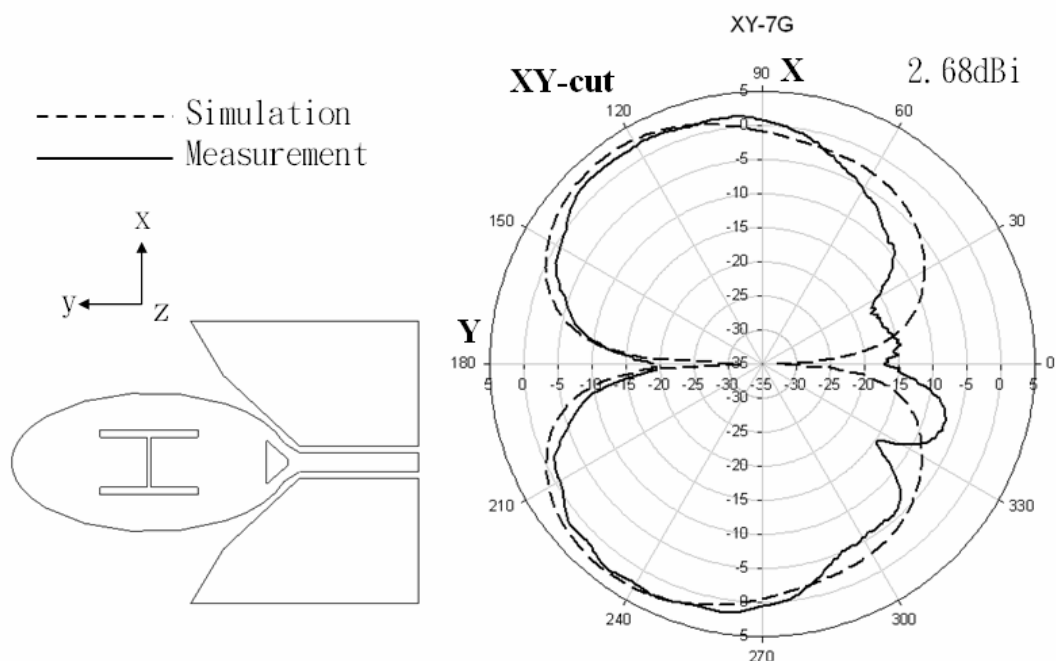


圖4-20: 7GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面

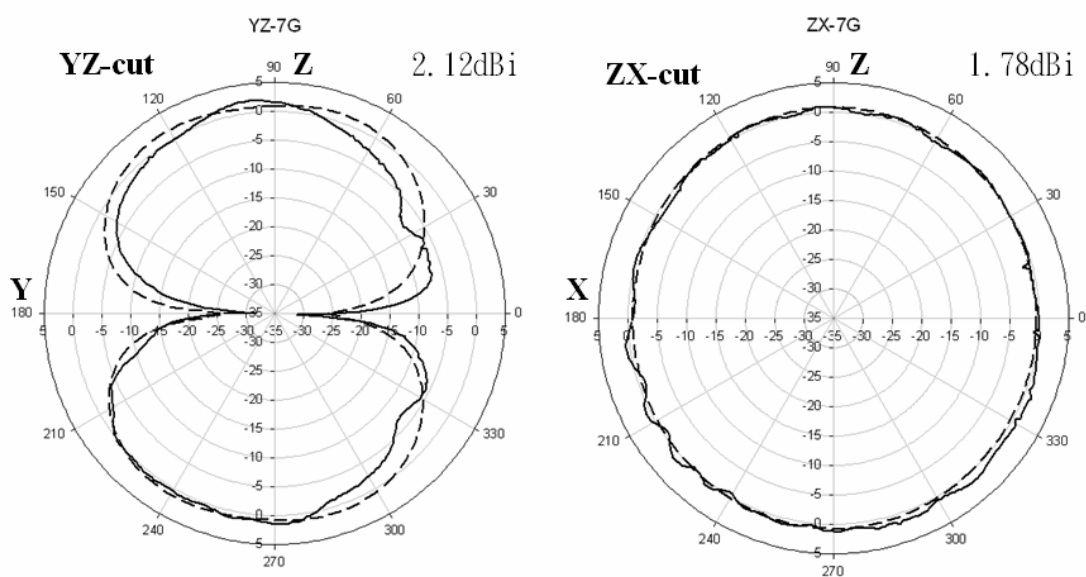


圖4-20: 7GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b) YZ切面與ZX切面



圖4-18是為8.5GHz的遠場場型模擬實作比較圖，其中(a)是XY切面、(b)是YZ切面與ZX切面，虛線是為模擬的場型，實線是為量測的場型，此頻率點的實作與模擬非常的接近，是為較高頻率的點，

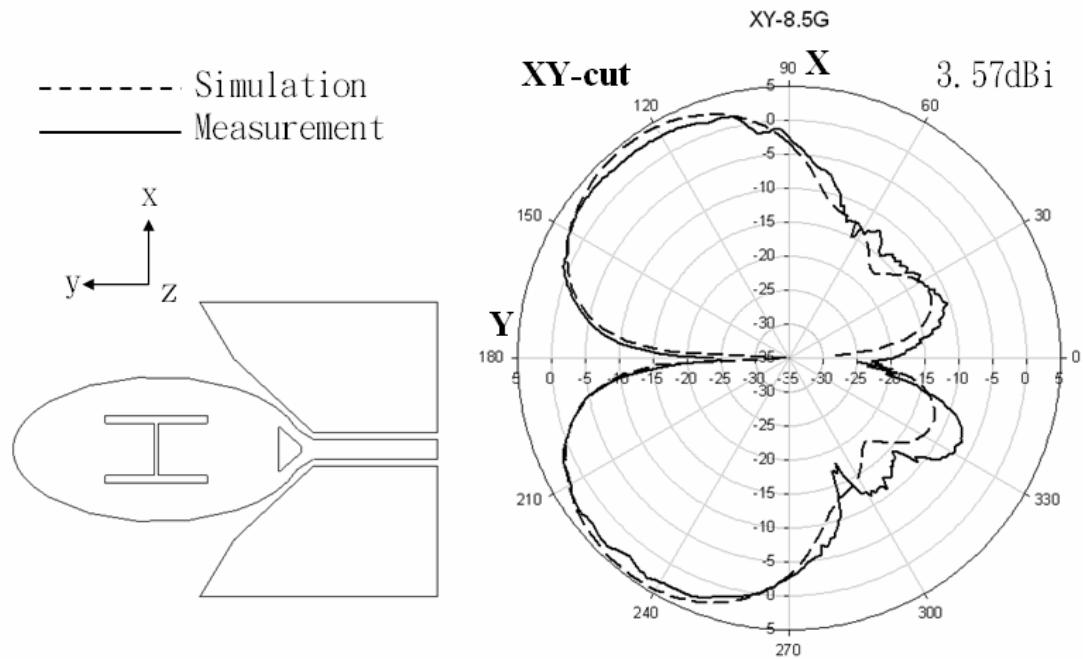


圖4-21: 8.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (a) XY切面

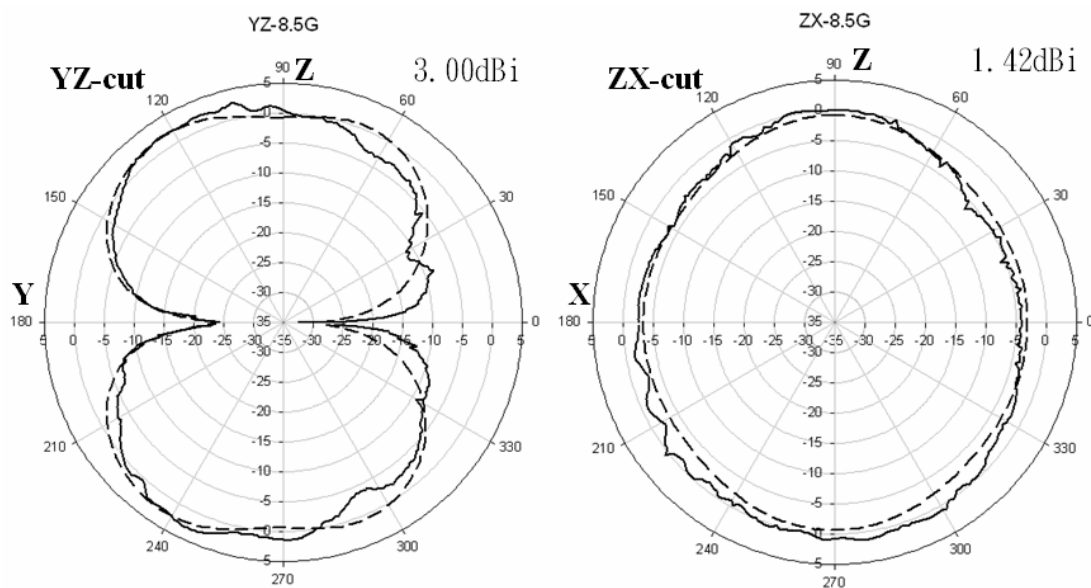


圖4-21: 8.5GHz遠場場型模擬實作比較圖 (b)YZ切面與ZX切面



## 第五章 結 論

### (Conclusion)

洩漏波天線的輻射頻寬，通常會被所選用板材的介電常數和饋入結構所限制，本論文前面部分所提及的是為一寬頻緩變微帶洩漏波天線，所以須要設計一個寬頻的饋入結構來激發第一高階模，本論文設計操作頻率為3~10GHz 寬頻緩變微帶洩漏波天線。

為了減少能量反射所造成反射損耗與場型的反射波瓣，提出一指數型緩變方法，並用一簡易的演算法算出天線所需的基本長度，但因礙於板材長度所設限，必須犧牲部分低頻效能，以求改善高頻場型。

由於所選用的微波基板是軟板，實作線路的誤差、量測接頭的磨損、接頭與線路之間的不匹配，尤其當所操作頻率範圍較寬時，容易造成實作上的誤差，並對於天線的量測也有相當的影響。

本論文後半所提及的印刷式超寬頻帶拒天線，控制其頻寬能符合FCC (Federal Communication Commission)所開放出來的頻段3.1GHz~10.6GHz，並在WLAN(Wireless LAN)頻段5.15GHz~5.825 GHz能達到帶拒的效果。本文第四章所提及的橢圓型超寬頻天線是以偶極天線為基礎，具有UWB的寬頻特性，並在H-plane上能保持全向性的輻射場型。

使用印刷式的天線不但在製作的困難度上可以大幅降低，在成本負擔上也可以減輕，並且具有輕量化特性，在天線最佳化與尺寸縮小的討論上都有很好的方便性，也有助於量測上的實用性，唯獨天線的敏感度太高，在實作與模擬的準確度較不易掌握。

## 參 考 文 獻

- [1] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip," *Arch. Electron. Ubertrag. Tech.*, vol. 33, pp. 137-140, 1979.
- [2] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," in *Proc. 1986 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, pp. 57-60, 1986.
- [3] A. A. Oliner, "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antenna," *Radio Sci.*, vol. 22, no.6, pp. 907-912, Nov.1987.
- [4] C.-K. C. Tzuang, S.-P. Liu, and G. J. Chou, "Integrated active leaky-wave antenna employing arched microstrip line," in *Proc. 8<sup>th</sup> Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 335-338, 1995.
- [5] Wanchu Hong, Tai-Lee Chen, Chi-Yang Chang, Sheen, J.-W. and Yu-De Lin "Broadband tapered microstrip leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation.*, vol. 51, pp.1922-1928, Aug. 2003.
- [6] J. L. Gómez, A. de la Torre, D. Cañete, M. Gugliemi, and A. A. Melcón, "Design of tapered leaky-wave antennas in hybrid waveguide-planar technology for millimeter waveband applications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 8, Aug. 2005.
- [7] W. D. Prather et al., "Ultra-wideband source and antenna research," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, Vol. 28, pp. 1624-1630, Oct. 2000.
- [8] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley, New York, 1998.
- [9] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas for All Applications*, McGraw-Hill, New York, 2002.
- [10] M.-Y. Lu and C.-S. Shi, "A high-quality ultra-wideband omni-direction antenna,"

Electromagnetic Compatibility Proceedings, 1997, pp. 122-125.

- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] H. D. Kuo, “Tapered Microstrip Leaky-Wave Antenna with Low Sidelobes for Broadband Operation,” 國立交通大學電信工程學系碩士論文, 2007.
- [14] C. T. Tseng, “Printed Ultra-Wide-Band Antennas,” 國立交通大學電信工程學系碩士論文, 2007.

