

國立臺灣大學電機資訊學院電信工程學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master Thesis

超寬頻多輸入多輸出天線之設計

Design of Ultra Wideband

Multiple-Input Multiple-Output Antennas



王柏硯

Po-Yen Wang

指導教授：林怡成 博士

Advisor: Yi-Cheng Lin, Ph.D.

中華民國 99 年 1 月

January, 2010

致謝

本篇論文能順利完成，首先要感謝我的指導教授，林怡成老師。在研究所的二年生涯當中，老師嚴謹的治學方法，認真的研究態度令我十分佩服。在老師嚴格的督導下，我才能有今天的研究成果，非常感謝老師所做的一切。

口試委員林丁丙教授、陳富強教授、鄭瑞清教授對本論文提出實用的看法和建議，是幫助我完成論文的重要推手。

研究團隊裡，毓駿、彥池幫忙寫出計算 MIMO 參數的 MATLAB 程式，耿摯對天線量測上的協助，國鋒、宜鋒、士凱、提供改善論文的寶貴意見，都對我有莫大的幫助，在此謝謝他們所做的付出。

已經畢業的同學：翰揚、奕嘉、明哲、芳翌、彥伯是我在研究所交到最好的朋友，他們在我剛進來的時候，細心的帶領我熟悉實驗室的一切，是讓我從無到有的最大功臣。

最後，感謝我的父母，女朋友宛昀，給我在精神和情感上的支持，沒有他們就沒有今天的我。再次謝謝你們。

摘要

本篇論文使用極化分集及場型分集，設計一支涵蓋超寬頻 (Ultra Wide Band, UWB) 頻段的 MIMO 天線，頻寬達 3.1GHz~10.6GHz。本天線結合一組寬頻的韋瓦第天線及寬頻的開槽天線，其天線增益在操作頻帶內皆在 2dB 以上。此外，為了解決無線區域網路 Wireless Local Area Network (WLAN) 在 IEEE 802. a 的通訊協定中 5150 - 5825 MHz 的頻帶和超寬頻之頻帶重疊問題，吾人在本天線設計中加入了 5GHz~6GHz 的頻帶阻斷設計 (band-rejection)，以有效降低信號之間的干擾。經模擬和實際製作及量測，計算得到的天線間相關係數在 0.1 以下，而分集增益在 4dB 以上。本論文內並附上模擬和量測的結果以茲驗證。

關鍵字：韋瓦第天線、開槽天線、頻帶阻斷、多輸入多輸出天線、

超寬頻、天線分集

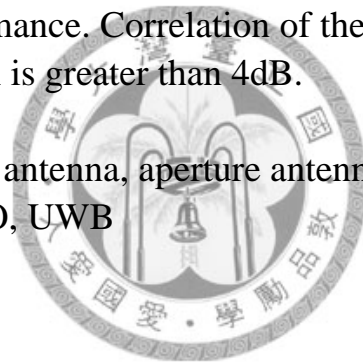
Abstract

This thesis presents MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) antennas designed for Ultra Wide-Band. The antenna system includes a Vivaldi antenna and a rectangular aperture antenna.

Polarization diversity and pattern diversity are employed in this design. Antenna bandwidth covers from 3.1GHz to 10.6GHz. Antenna gain is larger than 2dB.

In order to avoid the interference with wireless local area network (WLAN) of IEEE 802.a in the 5150–5825 MHz band, several frequency notch designs are included. The simulated and measured data are included with comparison. Some important parameters are simulated to verify MIMO performance. Correlation of the two antennas is below 0.1 and the diversity gain is greater than 4dB.

Index Terms: Vivaldi antenna, aperture antenna, band notch, MIMO, UWB



目錄

| | |
|---------------|-----|
| 致謝..... | I |
| 摘要..... | II |
| Abstract..... | III |
| 目錄..... | IV |
| 圖表目錄..... | VII |



第一章 導論

| | |
|---------------|---|
| 1.1 研究動機..... | 1 |
| 1.2 文獻導覽..... | 2 |
| 1.3 章節概要..... | 6 |

第二章 分集天線設計的基本原理

| | |
|-------------------|----|
| 2.1 分集天線原理概述..... | 8 |
| 2.2 分集天線的類別..... | 10 |

| | |
|--|----|
| 2.3 Shannon 容量公式(Shannon Capacity) | 17 |
|--|----|

第三章 超寬頻分集天線設計

| | |
|------------------------------|----|
| 3.1 天線結構..... | 19 |
| 3.2 天線設計及說明..... | 20 |
| 3.3 S 參數的模擬和量測結果..... | 21 |
| 3.4 天線工作原理及說明..... | 22 |
| 3.5 場型量測..... | 30 |
| 3.6 波封相關度的計算..... | 36 |
| 3.7 分集增益 Diversity gain..... | 40 |
| 3.8 實際最大增益對頻率圖形..... | 47 |



第四章 頻帶阻斷超寬頻分集天線

| | |
|--------------------------|----|
| 4.1 天線設計及說明..... | 48 |
| 4.2 天線結構..... | 49 |
| 4.3 S 參數的模擬和量測結果..... | 50 |
| 4.4 頻帶阻斷天線的原理..... | 51 |
| 4.5 參數分析..... | 55 |
| 4.6 以挖槽法作韋瓦第天線的頻帶阻斷..... | 59 |

| | |
|-----------------------|----|
| 4.7 場型量測..... | 63 |
| 4.8 波封相關度的計算..... | 71 |
| 4.9 分集增益..... | 72 |
| 4.10 實際最大增益對頻率圖形..... | 77 |
| 第五章 總結..... | 79 |
| 參考文獻..... | 80 |



圖表目錄

| | | |
|-------|-------------------------------|----|
| 圖 1.1 | 共平面開槽天線設計圖 | 2 |
| 圖 1.2 | 二支饋入方向正交的開槽線 | 3 |
| 圖 1.3 | 韋瓦第天線設計 | 4 |
| 圖 1.4 | 金屬線頻帶阻斷天線設計 | 4 |
| 圖 1.5 | 金屬線頻帶阻斷天線的增益對頻率 | 5 |
| 圖 1.6 | 以挖槽線法進行頻帶阻斷設計 | 5 |
| 圖 1.7 | 挖槽線頻帶阻斷天線的 VSWR | 6 |
| 圖 2.1 | 多重路徑傳播示意圖 | 8 |
| 圖 2.2 | 多輸入多輸出天線示意圖 | 9 |
| 圖 2.3 | 空間分集示意圖 | 10 |
| 圖 2.4 | 天線距離和相關係數關係圖 | 11 |
| 圖 2.5 | 極化分集天線 | 12 |
| 圖 2.6 | 大車輪天線在 E-plane(XY-plane)極化方向圖 | 13 |
| 圖 2.7 | 二支無指向性天線示意圖 | 14 |
| 圖 2.8 | 以同相電流激發的二天線場型圖 | 15 |
| 圖 2.9 | 以反相電流激發的二天線場型圖 | 16 |

| | | |
|--------|------------------------|----|
| 圖 3.1 | 超寬頻分集天線設計圖 | 19 |
| 表 1 | 超寬頻分集天線設計參數值 | 19 |
| 圖 3.2 | S11 參數絕對值模擬和量測圖 | 21 |
| 圖 3.3 | S22 參數絕對值模擬和量測圖 | 21 |
| 圖 3.4 | S12 參數絕對值模擬和量測圖 | 22 |
| 圖 3.5 | 韋瓦第天線開口率 W 參數分析圖 | 23 |
| 圖 3.6 | 韋瓦第天線激發於 7GHz 時的電場分布圖 | 24 |
| 圖 3.7 | 開槽天線激發於 4GHz 時的電場分布圖 | 25 |
| 圖 3.8 | 開槽天線激發於 7GHz 時的電場分布圖 | 26 |
| 圖 3.9 | 開槽天線激發於 10GHz 時的電場分布圖 | 27 |
| 圖 3.10 | 開槽天線 R_0 參數分析圖 | 28 |
| 圖 3.11 | 開槽天線 R_3 參數分析圖 | 29 |
| 圖 3.12 | 韋瓦第天線 4GHz, XZ 平面的場型圖 | 30 |
| 圖 3.13 | 韋瓦第天線 4GHz, YZ 平面的場型圖 | 30 |
| 圖 3.14 | 韋瓦第天線 4GHz, XY 平面的場型圖 | 31 |
| 圖 3.15 | 韋瓦第天線 7GHz, XZ 平面的場型圖 | 31 |
| 圖 3.16 | 韋瓦第天線 7GHz, YZ 平面的場型圖 | 31 |
| 圖 3.17 | 韋瓦第天線 7GHz, XY 平面的場型圖 | 32 |
| 圖 3.18 | 韋瓦第天線 10GHz, XZ 平面的場型圖 | 32 |

| | | |
|--------|-----------------------|----|
| 圖 3.19 | 韋瓦第天線 10GHz，YZ 平面的場型圖 | 32 |
| 圖 3.20 | 韋瓦第天線 10GHz，XY 平面的場型圖 | 33 |
| 圖 3.21 | 開槽天線 4GHz，XZ 平面的場型圖 | 33 |
| 圖 3.22 | 開槽天線 4GHz，YZ 平面的場型圖 | 33 |
| 圖 3.23 | 開槽天線 4GHz，XY 平面的場型圖 | 34 |
| 圖 3.24 | 開槽天線 7GHz，XZ 平面的場型圖 | 34 |
| 圖 3.25 | 開槽天線 7GHz，YZ 平面的場型圖 | 34 |
| 圖 3.26 | 開槽天線 7GHz，XY 平面的場型圖 | 35 |
| 圖 3.27 | 開槽天線 10GHz，XZ 平面的場型圖 | 35 |
| 圖 3.28 | 開槽天線 10GHz，YZ 平面的場型圖 | 35 |
| 圖 3.29 | 開槽天線 10GHz，XY 平面的場型圖 | 36 |
| 圖 3.30 | 以 S 參數計算模擬和量測的相關度圖 | 37 |
| 圖 3.31 | 以天線場型計算模擬和量測的相關度圖 | 39 |
| 表 2 | 計算天線場型所使用的參數表 | 39 |
| 圖 3.32 | 分集增益示意圖 | 41 |
| 圖 3.33 | 4GHz 所計算天線的分集增益圖(模擬) | 43 |
| 圖 3.34 | 4GHz 所計算天線的分集增益圖(量測) | 44 |
| 圖 3.35 | 7GHz 所計算天線的分集增益圖(模擬) | 44 |
| 圖 3.36 | 7GHz 所計算天線的分集增益圖(量測) | 45 |

| | | |
|--------|----------------------------------|----|
| 圖 3.37 | 10GHz 所計算天線的分集增益圖(模擬) | 45 |
| 圖 3.38 | 10GHz 所計算天線的分集增益圖(量測) | 46 |
| 圖 3.39 | 韋瓦第天線的最大增益對頻率圖..... | 47 |
| 圖 3.40 | 開槽天線的最大增益對頻率圖..... | 47 |
| 圖 4.1 | 超寬頻分集天線加入 5GHz~6GHz 頻帶阻斷設計圖..... | 49 |
| 表 3 | 超寬頻分集天線加入頻帶阻斷設計參數值..... | 49 |
| 圖 4.2 | S11 參數絕對值模擬和量測圖..... | 50 |
| 圖 4.3 | S22 參數絕對值模擬和量測圖..... | 50 |
| 圖 4.4 | S12 參數絕對值模擬和量測圖..... | 51 |
| 圖 4.5 | 5.5GHz 激發韋瓦第天線電流分布圖..... | 54 |
| 圖 4.6 | 5.5GHz 激發開槽天線電流分布圖..... | 54 |
| 圖 4.7 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 D_y 參數分析圖..... | 55 |
| 圖 4.8 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 R_4 參數分析圖..... | 56 |
| 圖 4.9 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 E_1 參數分析圖..... | 57 |
| 圖 4.10 | 頻帶阻斷開槽天線 E_2 參數分析圖..... | 58 |
| 圖 4.11 | 挖槽法的頻帶阻斷韋瓦第天線設計圖..... | 59 |
| 表 4 | 挖槽法的頻帶阻斷韋瓦第天線參數表..... | 59 |
| 圖 4.12 | 挖槽法的 S11 參數絕對值模擬圖..... | 60 |
| 圖 4.13 | 5.5GHz 激發挖槽法韋瓦第天線電流圖..... | 60 |

| | | |
|--------|-----------------------------|----|
| 圖 4.14 | 挖槽法頻帶阻斷韋瓦第天線 E_3 參數分析圖 | 61 |
| 圖 4.15 | 挖槽法頻帶阻斷韋瓦第天線 D_y 參數分析圖 | 62 |
| 圖 4.16 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 4GHz, XZ 平面的場型圖 | 63 |
| 圖 4.17 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 4GHz, YZ 平面的場型圖 | 63 |
| 圖 4.18 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 4GHz, XY 平面的場型圖 | 63 |
| 圖 4.19 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 5.5GHz, XZ 平面的場型圖 | 64 |
| 圖 4.20 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 5.5GHz, YZ 平面的場型圖 | 64 |
| 圖 4.21 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 5.5GHz, XY 平面的場型圖 | 64 |
| 圖 4.22 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 7GHz, XZ 平面的場型圖 | 65 |
| 圖 4.23 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 7GHz, YZ 平面的場型圖 | 65 |
| 圖 4.24 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 7GHz, XY 平面的場型圖 | 65 |
| 圖 4.25 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 10GHz, XZ 平面的場型圖 | 66 |
| 圖 4.26 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 10GHz, YZ 平面的場型圖 | 66 |
| 圖 4.27 | 頻帶阻斷韋瓦第天線 10GHz, XY 平面的場型圖 | 66 |
| 圖 4.28 | 頻帶阻斷開槽天線 4GHz, XZ 平面的場型圖 | 67 |
| 圖 4.29 | 頻帶阻斷開槽天線 4GHz, YZ 平面的場型圖 | 67 |
| 圖 4.30 | 頻帶阻斷開槽天線 4GHz, XY 平面的場型圖 | 67 |
| 圖 4.31 | 頻帶阻斷開槽天線 5.5GHz, XZ 平面的場型圖 | 68 |
| 圖 4.32 | 頻帶阻斷開槽天線 5.5GHz, YZ 平面的場型圖 | 68 |

| | | |
|--------|----------------------------|----|
| 圖 4.33 | 頻帶阻斷開槽天線 5.5GHz，XY 平面的場型圖 | 68 |
| 圖 4.34 | 頻帶阻斷開槽天線 7GHz，XZ 平面的場型圖 | 69 |
| 圖 4.35 | 頻帶阻斷開槽天線 7GHz，YZ 平面的場型圖 | 69 |
| 圖 4.36 | 頻帶阻斷開槽天線 7GHz，XY 平面的場型圖 | 69 |
| 圖 4.37 | 頻帶阻斷開槽天線 10GHz，XZ 平面的場型圖 | 70 |
| 圖 4.38 | 頻帶阻斷開槽天線 10GHz，YZ 平面的場型圖 | 70 |
| 圖 4.39 | 頻帶阻斷開槽天線 10GHz，XY 平面的場型圖 | 70 |
| 圖 4.40 | 以 S 參數計算模擬和量測的相關度圖 | 71 |
| 圖 4.41 | 以天線場型計算模擬和量測的相關度圖 | 72 |
| 圖 4.42 | 4GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬) | 73 |
| 圖 4.43 | 4GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測) | 73 |
| 圖 4.44 | 5.5GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬) | 74 |
| 圖 4.45 | 5.5GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測) | 74 |
| 圖 4.46 | 7GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬) | 75 |
| 圖 4.47 | 7GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測) | 75 |
| 圖 4.48 | 10GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬) | 76 |
| 圖 4.49 | 10GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測) | 76 |
| 圖 4.50 | 頻帶阻斷韋瓦第天線的最大增益對頻率圖 | 77 |
| 圖 4.51 | 頻帶阻斷開槽天線的最大增益對頻率圖 | 78 |

第一章 導論

1.1 研究動機

無線通訊在世界電信發展中，扮演著十分重要的角色。透過無線通訊的系統，快速的縮短了人們之間的距離。在無線世界裡，「頻道」成為了重要的公共資源，如何將有限的頻道做最大化的使用，成為電信領域研究者都感興趣的課題。

無線服務重要性過去幾年中日益提升，對更高網路容量和更高性能的需求不斷成長。一些選擇方式如更高頻寬、最佳化的調變方式，或程式碼多工系統，實際上提高頻譜效率的潛力有限。多輸入多輸出(MIMO)系統透過採用多支天線進行發射接收，是目前提高所使用頻寬效率的重要技術。MIMO 的原理在之後的章節將會有詳細的說明。

超寬頻(UWB--Ultra wide band)是一種無載波通信技術，利用奈秒(ns)至皮秒(ps)級的非正弦波窄脈衝傳輸數據，而時間調變技術令其傳送速度可以提高，而且耗電量相對地低，並有較精確的定位能力。與常見的通信使用的連續載波方式不同，UWB 採用極短的脈衝信號來傳送數據。這些脈衝所佔用的頻寬甚至達到幾 GHz，因此最大數據傳輸速率可以達到幾百 Mbps。因為使用的是極短脈衝，在

高速通信的同時，UWB 設備的發射功率卻很小，僅僅只有目前的連續載波系統的幾百分之一。超寬頻的傳輸距離都是在十公尺之內，它的傳輸速率高達 480Mbps，是藍芽的 159 倍，是 Wi-Fi 標準的 18.5 倍，非常適合多媒體信息的大量傳輸。

「以多輸入多輸出的天線技術應用在超寬頻頻帶」，是本論文研究的主要構想。後面的內容將以天線設計者的角度出發，去探討將超寬頻天線和多輸入多輸出天線整合的方法。

1.2 文獻導覽

寬頻天線有許多種型態。其中，平面式的開槽天線有著頻寬大、製作容易、成本低廉等優點。在文獻[1]中，提出一種 T 型饋入的平面開槽天線，其天線設計如下：

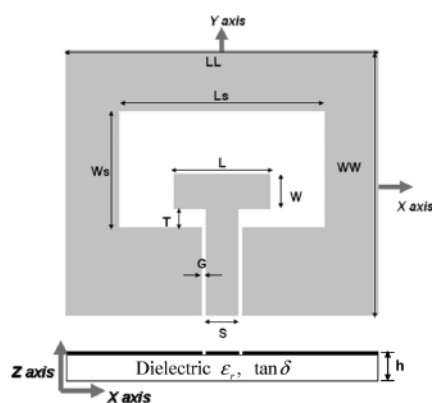


圖 1.1 共平面開槽天線設計[1]

此種型態的開槽天線使用共平面饋入，並有以下三種優點

1. 縮小面積
2. 易於製做頻帶阻斷
3. 設計參數少，易最佳化

在文獻[2]當中，提到了將二支開槽天線以 90 度角的正交方向各自饋入，可以用在 MIMO 天線的設計裡，達到良好的分集效果，其設計圖如下：

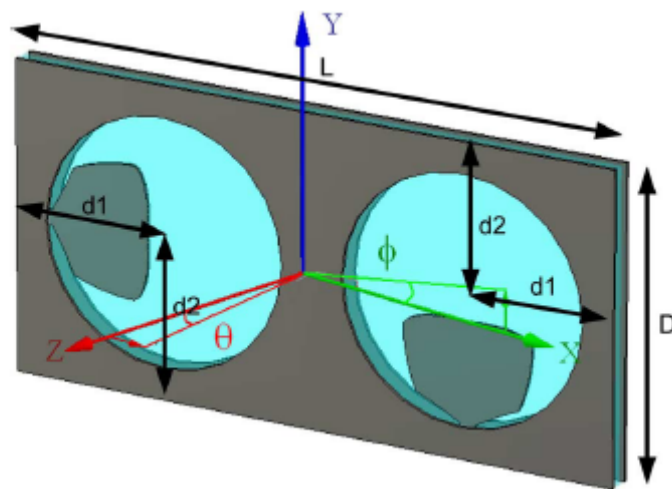


圖 1.2 二支饋入方向正交的開槽天線[2]

另外一種寬頻天線是韋瓦第天線，此種天線是將天線上的金屬片逐漸加寬(taper)，使原本在傳輸線的能量，以行進波的方式傳布出去，也是一種寬頻的設計法。在文獻[3]中，有著詳細的原理說明。韋瓦第天線的設計圖型如下：

天線增益對頻率的圖形如下：

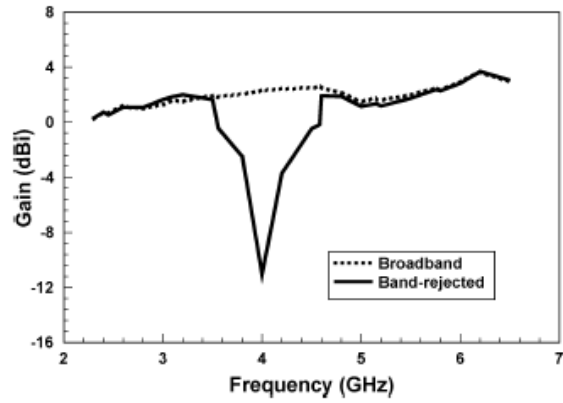


圖 1.5 金屬線頻帶阻斷天線的增益對頻率[6]

頻帶阻斷的技術在 UWB 頻帶非常常見，文獻[7][8][9][10]提出許多種設計方法，皆是以加入 $1/4$ 波長、 $1/2$ 波長的金屬線或挖槽線，對應欲阻斷的中心頻率。如文獻[10]中在寬頻天線的饋入金屬片上加入 $1/2$ 挖槽線。其設計圖如下：

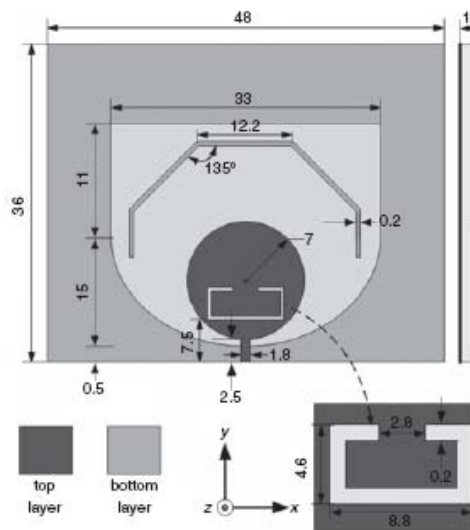


圖 1.6 以挖槽線法進行頻帶阻斷設計[10]

其對應頻率的 VSWR 圖形如下：

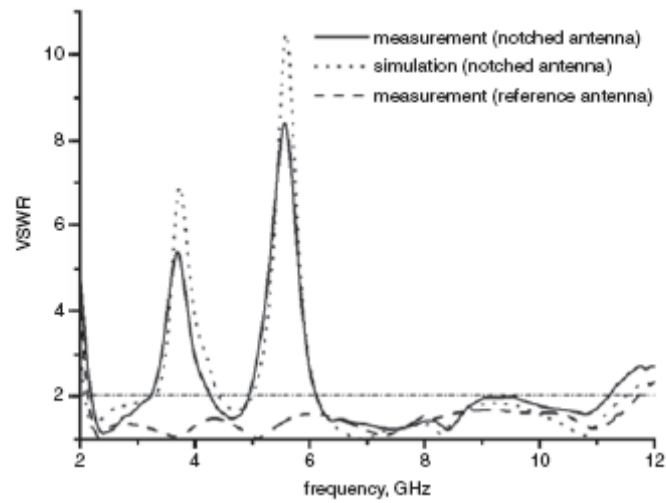


圖 1.7 挖槽線頻帶阻斷天線的 VSWR[10]

另外 MIMO 天線所使用的一些衡量參數，如波封相關度、分集增益等，在文獻 [11][12][13][14] 中有推導原理。在本論文之後的章節也會再提出來說明，在此不再贅述。

1.3 章節概要

本文以設計超寬頻多輸入多輸出天線為主體，其各章節的簡述內容如下：

第二章：從原理上來探討何謂分集天線，還有現在常使用的分集天線技術，相關文獻的研究。

第三章：本論文的主體，提出天線設計的架構，模擬和量測的結果、

對一些分集天線常用的衡量參數進行計算分析，以及天線工

作機制的原理說明。

第四章：針對第三章所提出來的天線，再加上頻帶阻斷

(Band-rejection)的技術，為超寬頻天線的常見附加設計，

以提高實用性。並說明頻帶阻斷的設計方法，還有重複第三

章計算分集天線的重要衡量參數。

第五章：總結。



第二章 分集天線設計的基本原理

2.1 分集天線原理概述

在無線通訊的過程中，降低通訊品質的重要原因之一，是多重路徑傳播現象，如圖 2.1 所示。在傳送端和接收端之間，存在有直進的路線(LOS: line of sight) 和許多經由障礙物所反射的路線 (NLOS: non-line of sight)。而此多重路徑傳播現象是造成通道衰落的主因。

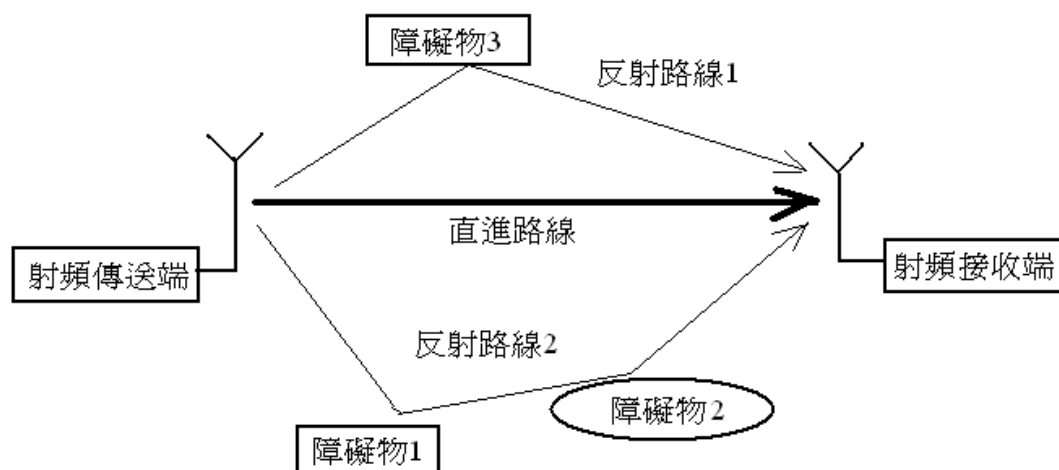


圖 2.1 多重路徑傳播示意

天線分集(antenna diversity)是傳統用來解決通道衰落問題的重要技術。在接收端的地方利用多根天線同時接收發射端的信號，並讓各支接收天線彼此保持在低度相關(low-correlation)的狀態。當其中一支天線接收到的信號嚴重衰弱而不能使用的時候，其他天線還可以接收到足夠能量的信號而進行處理。因為接收天線之間的相關

度低，故所有路綫同時信號嚴重衰落的機率就降低許多，可以提升通訊的品質。

現代的技術為了達到高速率的傳輸，把天線分集技術同時用在傳送端和接收端，稱為多輸入多輸出系統 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)，此系統結構可以在多重路徑傳送下，降低不同傳送路徑間的相關度，達到較佳的通道容量。其結構如圖 2.2 所示。

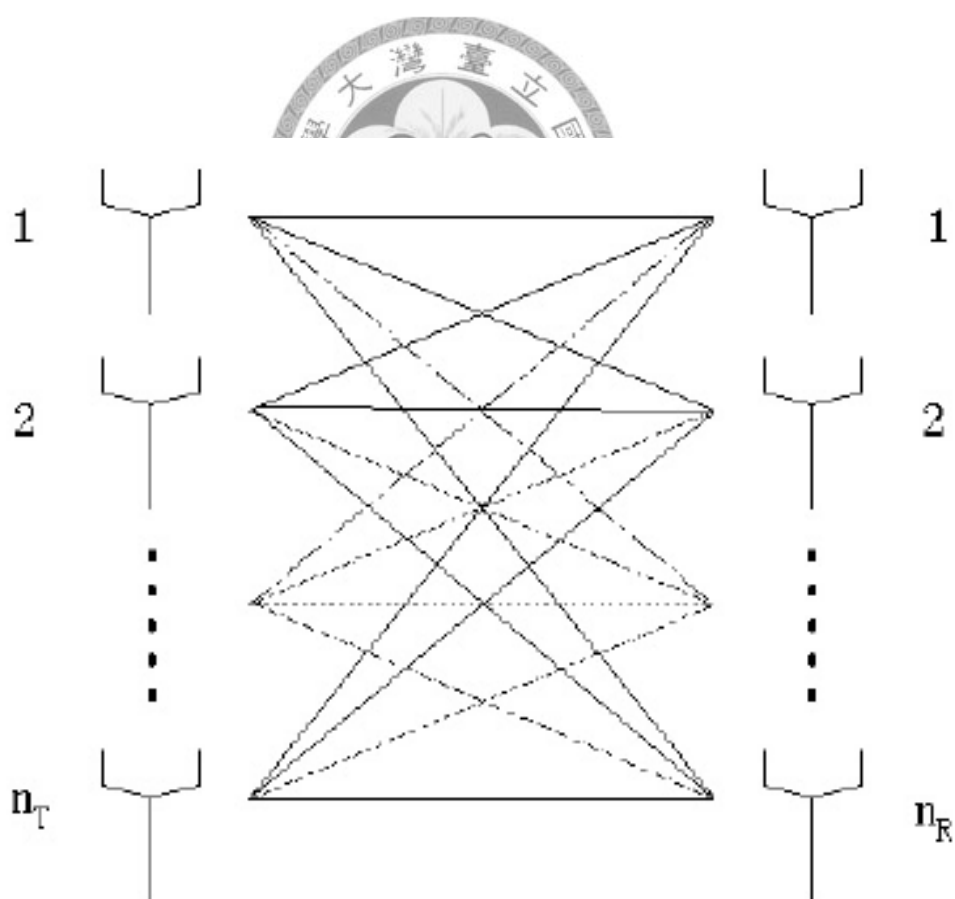


圖 2.2 多輸入多輸出天線示意[12]

2.2 分集天線的類別

主要有三種天線分集設計的架構：「空間分集 (Spatial diversity)」、「極化分集 (polarization diversity)」、「場型分集或角度分集 (pattern or angle diversity)」

(1) 空間分集 (Spatial diversity)

空間分集是最基本的分集技術。它指的一支以上的天線，彼此間的距離夠遠，而使得不同天線傳送的信號，其相對的相位角會有顯著的差異。不同天線傳送信號的相位角差，和它傳播時所走的散射路徑有關，一般來說，只要使得各天線的相位角差都很大，那天線彼此間的相關度就會縮小。

吾人可以看一個簡單的例子來了解空間分集。假設兩支相同的天線，在水平方向的角度機率密度分布函數(angular density function)是均勻分布(uniform distribution)，而在垂直的 z 方向沒有角度機率密度分布函數，也就是假設為二維的結構。如圖 2.3 所示：

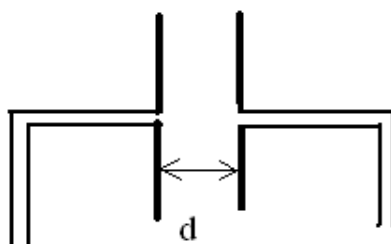


圖 2.3 空間分集示意

在兩支天線距離為 d 的情況下，由文獻[12]中有說明，其相關

係數的公式可以寫成第零階的 Bessel 函數：

$$\rho_{12} = J_0(\beta d) \quad (2.1)$$

其中 d 為天線距離， β 就是角相位常數(phase constant)。其

相關度和 d 的關係如圖 2.4 所示

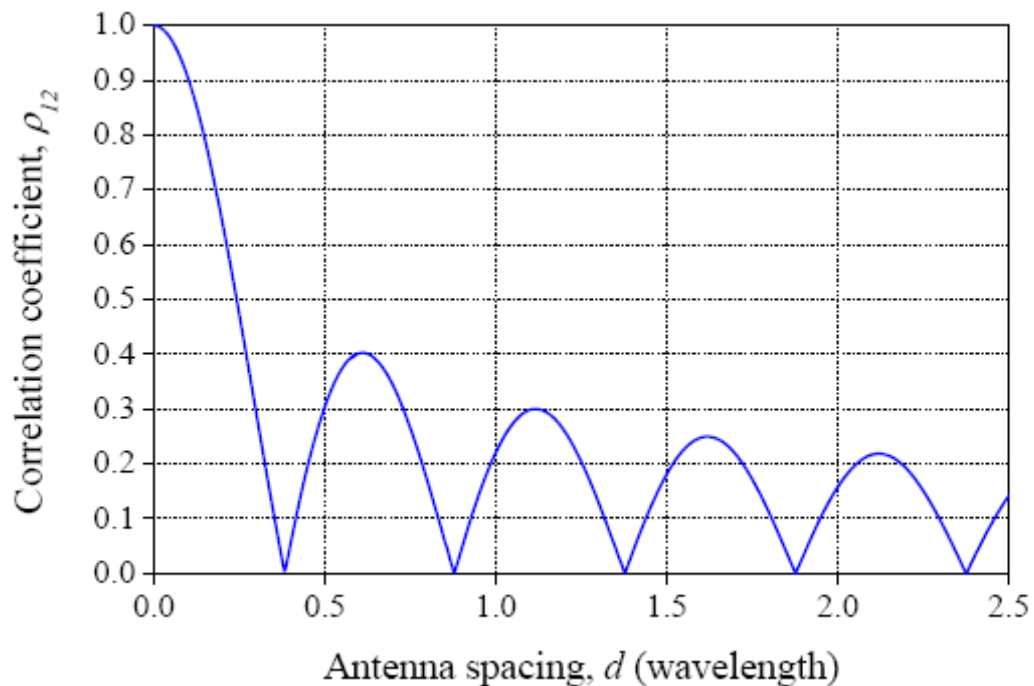


圖 2.4 天線距離和相關係數關係[12]

可以看到第一個零點(null)出現在 $d=0.4\lambda$ 的地方。但是實際應用上，考慮天線有 z 方向的來波分布（三維的情況），最常用的天線距離是 $d=0.5\lambda$ 。

(2) 極化分集(polarization diversity)

極化分集指的是使用不同方向的極化天線，來達到分集的效果。之前的空間分集雖然應用很多，但是對於低頻天線來說，彼此的距離拉大到半個波長，將大大的增加天線的尺寸。實際應用上，現代的基地台已經廣泛的使用了極化分集天線，它可以有效的減少天線所佔的空間。

舉例來說，如下圖的天線就是極化分集的情況，如圖 2.5

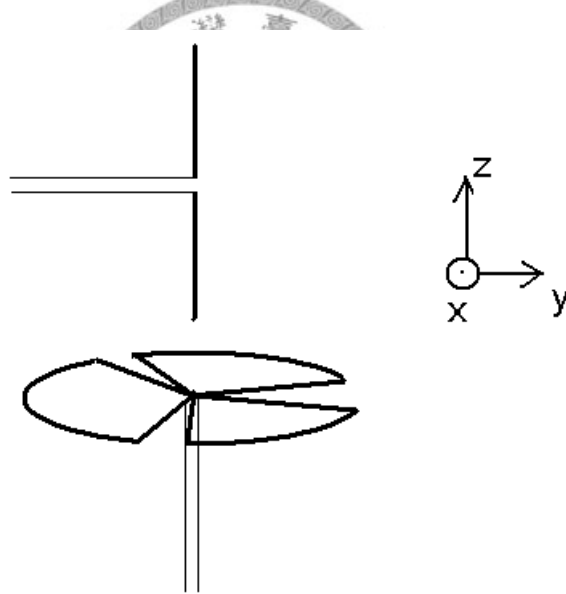


圖 2.5 極化分集天線

如圖 2.5 中的兩個天線，上面是半波長偶極天線(dipole antenna)，下面是大車輪天線(big wheel)。半波長偶極天線的主要極化方向是 E_θ ，在 xy 平面上接近全向性的幅射場 E_θ 。

而大車輪天線被激發的時候，遠場場型類似一個磁偶極放在 z 軸方向。根據文獻[15]，大車輪天線在 E-plane (XY plane) 上，亦為全向性幅射場，但 co-polarization 的方向對應到 E_ϕ ，如圖 2.6 所示。此兩種完全不同的極化方向，將使得天線之間的相關度降低，而達到分集的效果。

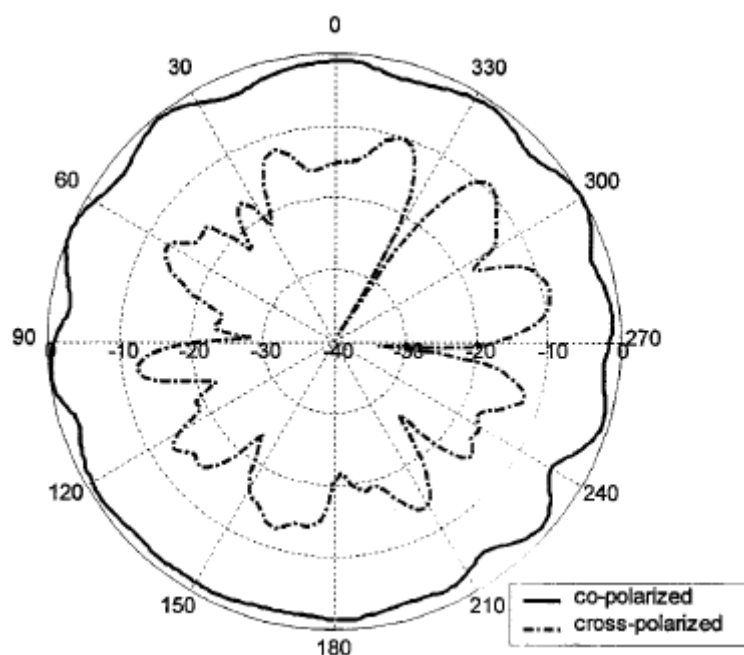


圖 2.6 大車輪天線在 E-plane(XY-plane)主要極化方向為 E_ϕ [15]

(3) 場型分集或角度分集 (pattern or angle diversity)

場型分集在行動無線通訊的設備上是經常看到的。因為行動接收器所收到的信號來自四面八方不同的角度，而多重路徑傳播現象中，信號經由不同的路徑傳遞而互相獨立，從各種不同角度進入接收

器，也同時完成了場型分集。

在實際應用上，可以使用天線陣列(antenna array)，如最基本的線性天線陣列，經由調整激發電流的強度和相位，可以讓天線陣列的場型產生變化，以收取來自不同角度的信號，而達到場型分集的效果。

舉個簡單例子來說，在平面上(假設為二維結構)有兩支理想的無指向性天線(isotropic antenna)，如圖 2.7 所示：

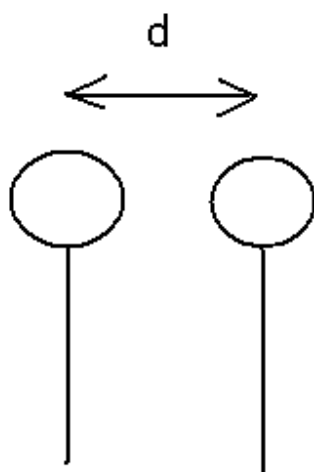


圖 2.7 二支無指向性天線示意

設兩支天線的距離 $d = \lambda / 2$ ，在遠場看起來，兩支天線都是四面八方均勻的場型，只受到其陣列參數(array factor)影響場型變化。當兩支天線都以同大小且同相的電流激發時，設其原始的電場強度都為 E_0 ，則在平面上 φ 角度的場型將為下式：

$$E_0 \cdot e^{-j\frac{kd \sin \phi}{2}} + E_0 e^{j\frac{kd \sin \phi}{2}} = 2E_0 \cos\left(\frac{kd}{2} \sin \phi\right) \quad (2.2)$$

標準化後的場型大小如圖 2.8 所示：

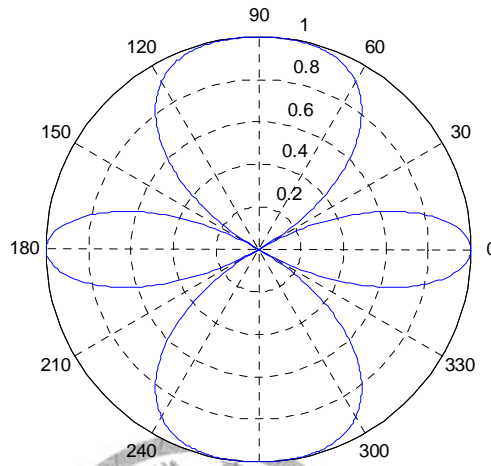


圖 2.8 以同相電流激發的二天線場型

其最大的場型將出現在角度為 0 度、90 度、180 度和 270 度。

反過來說，如果將兩支天線以同大小但反相的電流激發時，一支的電場強度可設為 E_0 ，另一支設為 $-E_0$ ，則在平面上 ϕ 角度的場型將為下式：

$$E_0 \cdot e^{-j\frac{kd \sin \phi}{2}} - E_0 e^{j\frac{kd \sin \phi}{2}} = -2jE_0 \sin\left(\frac{kd}{2} \sin \phi\right) \quad (2.3)$$

標準化後的場型大小如圖 2.9 所示：

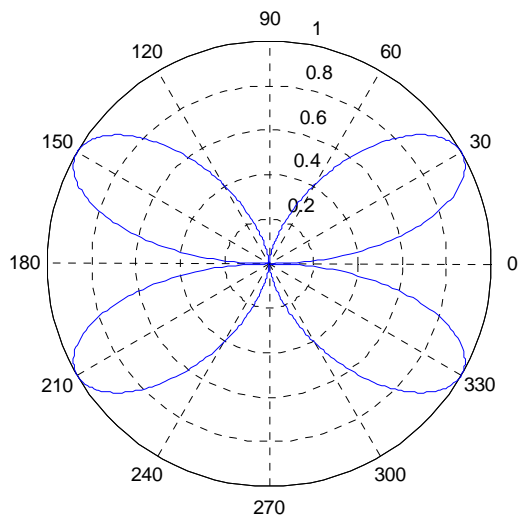


圖 2.9 以反相電流激發的二天線場型

其最大的場型將出現在角度為 30 度、150 度、210 度、330 度處。經由調整激發電流的相位和大小，可以讓幅射場型有很多種變化，接收不同角度傳來的信號，以達到場型分集的效果。

2.3 Shannon 容量公式(Shannon Capacity)

資料在通訊頻道上傳送的最大速率，叫作頻道的容量(channel capacity)。在理想情況下，考慮一個沒有雜訊的通道。此時來說，唯一限制資料傳送速率的限制，就是頻寬。根據 Nyquist 的理論，若訊號傳送的速率是 $2B$ ，則訊號頻率不用高於 B 即可承載這種速度的傳送速率。如果信號有多層次(multilevel signaling)，Nyquist 的理論可以寫成下式：


$$C = 2B \log_2 M \quad (2.4)$$

其中， C 是頻道的容量， M 代表訊號層次的數目。提高 M 的值雖然使得頻道容量提高，但是接收端的訊號處理工作也因此加重。由上式可以發現，如果其他情況不變，頻寬加倍，資料傳送的速率也會因此而加倍。

增加頻寬使得資料傳送速率增加，但同時將使更多的位元受到雜訊影響。使得錯誤率(error rate)提高。數學家 Shannon(Claude Shannon)導出了有名的 Shannon 容量公式，同時考慮了以上的因素。在介紹 Shannon 公式之前，先說明訊號雜訊比的概念(SNR：signal-to-noise ratio)。它是指訊號的能量和雜訊之間的比值：

$$(SNR)_{dB} = 10 \log_{10} \frac{SignalPower}{NoisePower} = 10 \log_{10} SNR \quad (2.5)$$

假設雜訊強度不變，訊號能量強的地方(SNR 大)，則受到雜訊的影響也相對比較低。Shannon 容量公式用下式來表示最高的頻道容量(maximum channel capacity)

$$\text{Shannon 容量公式: } C = B \log_2 (1 + SNR) \quad (2.6)$$

C 為頻道容量，單位為每秒傳送的位元數目(bits per second)，而 B 是頻道的頻寬，單位是 Hz。Shannon 容量公式代表的是「理論上可以達到的最高頻道容量」。真正算出來的容量值比較低，因為 Shannon 公式假設所有的雜訊都是 white noise，不考慮像 impulse noise、attenuation 和 delay distortion 等其他的雜訊來源。

第三章 超寬頻分集天線設計

3.1 天線結構

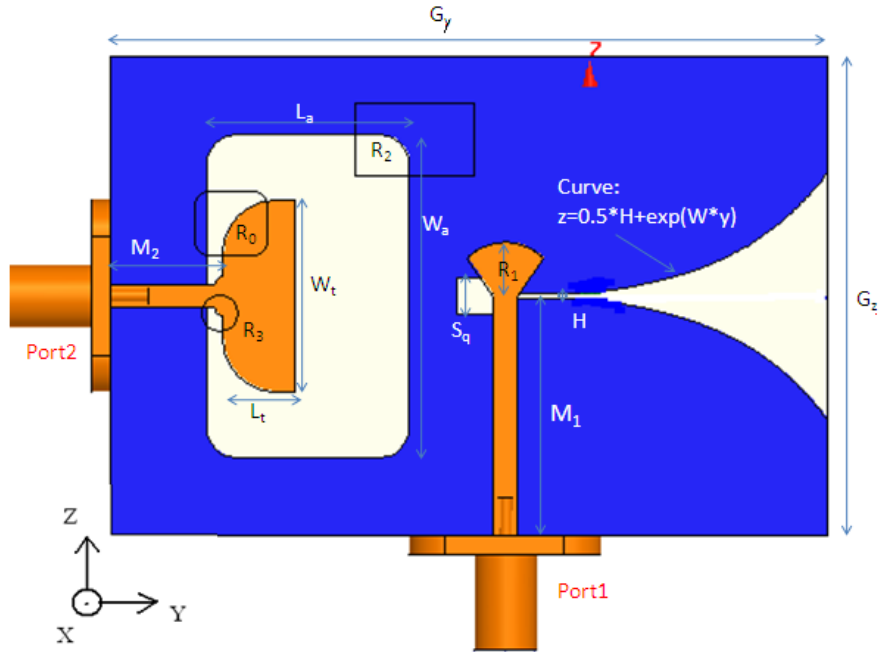


圖 3.1 超寬頻分集天線設計

本論文提出的天線設計圖，如圖 3.1。FR4 板厚度為 1mm，饋入微帶線寬度 1.9mm。R₂ 為 port2 的方型開槽圓滑角曲率半徑（圖中方框處）。R₃ 為 port2 饋入端小四分之一圓的曲率半徑（圖中圓框處）。R₀ 為 port2 饋入端作平滑圓型的四分之一圓曲率半徑（方圓框處）。

| | | | |
|-----------------|-------|----------------|-------|
| G _y | 60mm | W _t | 16mm |
| G _z | 40mm | L _t | 6mm |
| M ₁ | 20mm | W _a | 27mm |
| M ₂ | 9.4mm | L _a | 17mm |
| H | 0.5mm | R ₀ | 4.5mm |
| S _q | 3mm | R ₁ | 4.5mm |
| W(opening rate) | 0.12 | R ₂ | 2.5mm |
| | | R ₃ | 0.7mm |

表 1 超寬頻分集天線設計參數值

3.2 天線設計及說明

本論文設計目標是希望能設計兩支頻帶涵蓋 Ultra-wideband (UWB) 3.1GHz~10.6GHz 的天線，並透過 pattern-diversity 和 polarization-diversity，使得此工作頻帶內，兩支天線的相互影響達到最小。故設計的目標有三個：

1. 在 UWB 的頻帶內，使得天線一的 $|S_{11}|$ 達到 -10dB 以下
2. 在 UWB 的頻帶內，使得天線二的 $|S_{22}|$ 達到 -10dB 以下
3. 在 UWB 的頻帶內，使得兩支天線的 $|S_{12}|$ 、 $|S_{21}|$ 在 -20dB 以下

天線的本體如圖 3.1 所示，淺色部分是上層的 50 歐姆微帶線，深色部分是下層的接地面。選用厚度為 1mm，相對介電常數 4.4 的 FR4 作為製作基板。天線本體大小為 60mm x 40mm x 1mm。有兩個饋入點，天線一由 port1 饋入，採用韋瓦第天線的寬頻設計；天線二由 port2 饋入，採用開槽天線的寬頻設計。此二種天線的極化方向因饋入方向恰為正交，故可達到 polarization-diversity 的效果，使其間互相的 coupling 減到最小。另外，由於天線一的韋瓦第天線其幅射方向為側邊幅射，天線二的開槽天線為上下幅射，又可以同時有 pattern-diversity 的效果。

3.3 S 參數的模擬和量測結果

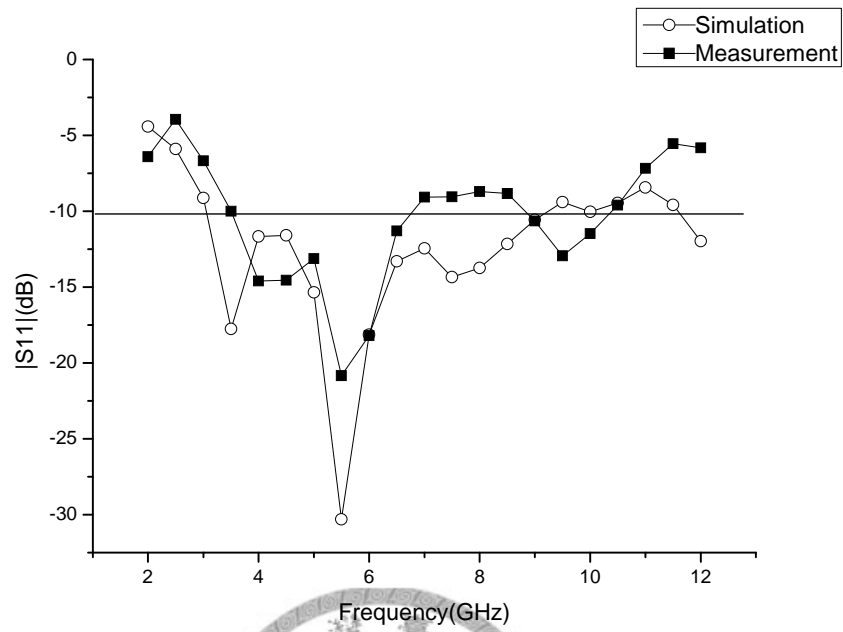


圖 3.2 S11 參數絕對值模擬和量測

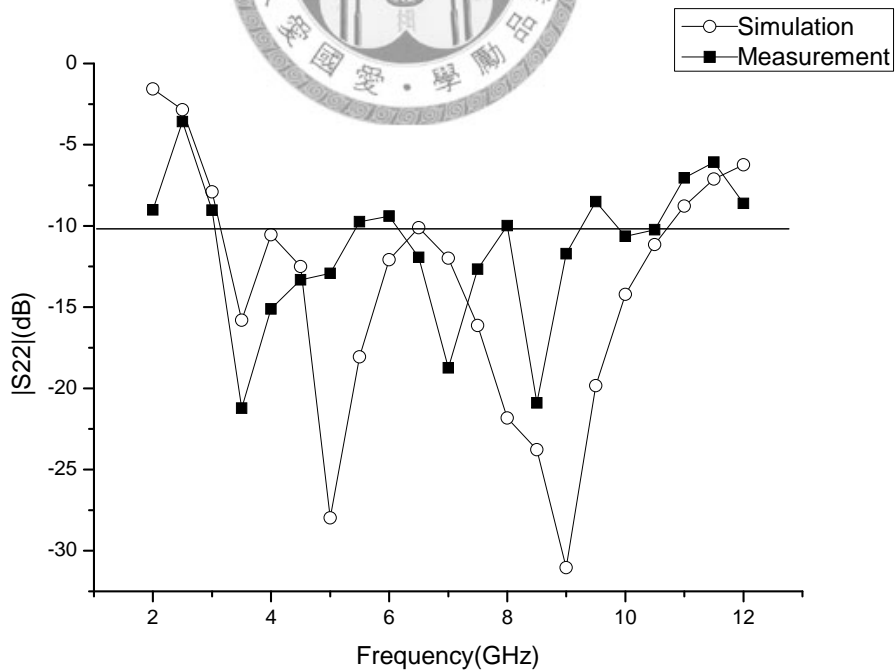


圖 3.3 S22 參數絕對值模擬和量測

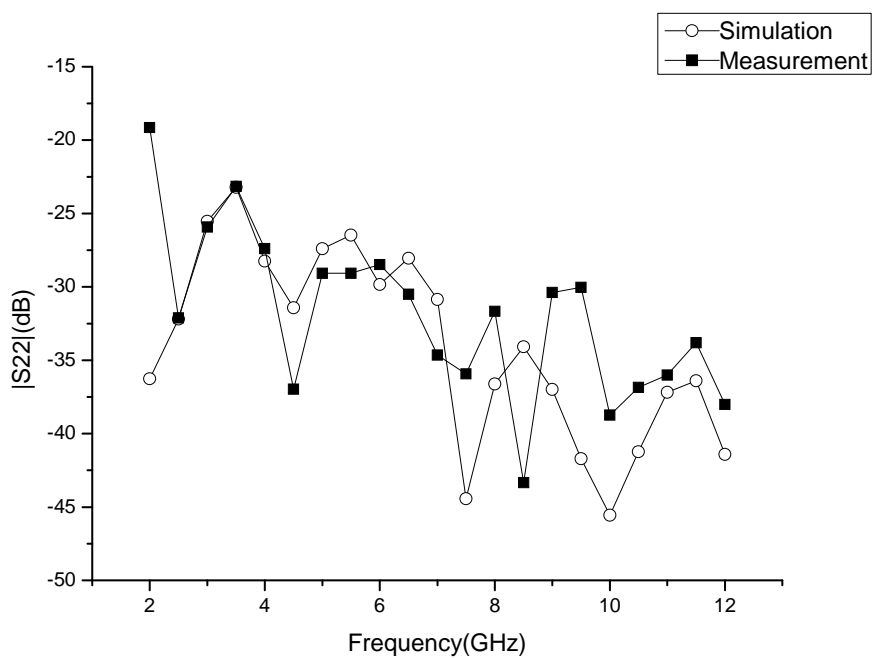


圖 3.4 S12 參數絕對值模擬和量測

由以上的 S 參數可以看出，無論是模擬和量測的結果，在 UWB 頻帶內，都大致上符合我原始的設計目標。

3.4 天線工作原理及說明

(1) 天線一 韋瓦第天線的工作原理

在本次設計中，第一支天線使用的是寬頻的韋瓦第天線，饋入的機制使用的是微帶線(Microstrip line)轉開槽線(slotline)的方式饋入。

在文獻[3]裡面有提到，開槽線是在板材上面，挖開表面的金屬片，所形成的狹長通道。當板材的介電係數很高的時候，主要的電場分布都會限縮在狹長通道上下方的兩片金屬之間，構成一個等效的平衡傳輸線結構。

但是當板材的介電係數較低，或是在末端將開槽線的寬度逐漸增大的時候，將會使得原本在開槽線中傳送的能量，沿著開槽的行進方向，向外幅射出去，這也就是韋瓦第天線的工作原理，它屬於寬頻的行進波天線(traveling wave antenna)。

本次的設計裡，將開槽線的末端以方程式

$$z = 0.5 * H + \exp(W \cdot y) \quad (3.1)$$

的弧型(見圖 3.1)，逐漸拉開，其中 H 是指開槽線原始的寬度，而參數 W 可以用來控制開口大小。茲作參數分析如圖 3.5

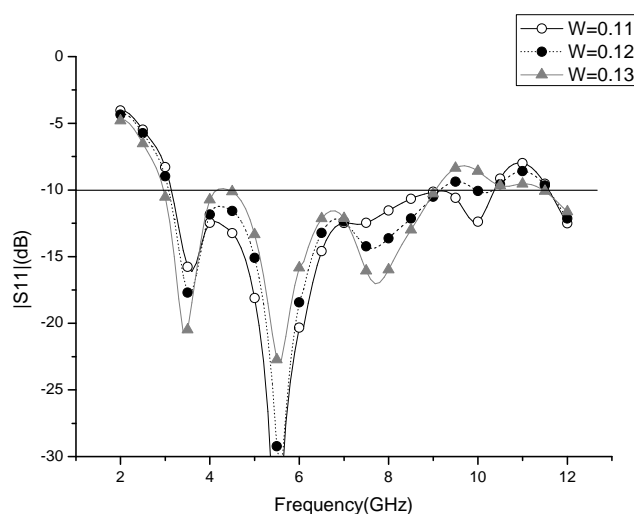


圖 3.5 韋瓦第天線開口率 W 參數分析

由圖上可以看出，當 W 由原來的 0.12 增大為 0.13 時，低頻的阻抗匹配會更好，但高頻會變差；反之縮小為 0.11，則高頻變好低頻變差。所以取中間值 $W=0.12$ 是一個較符合需要的設計參數。

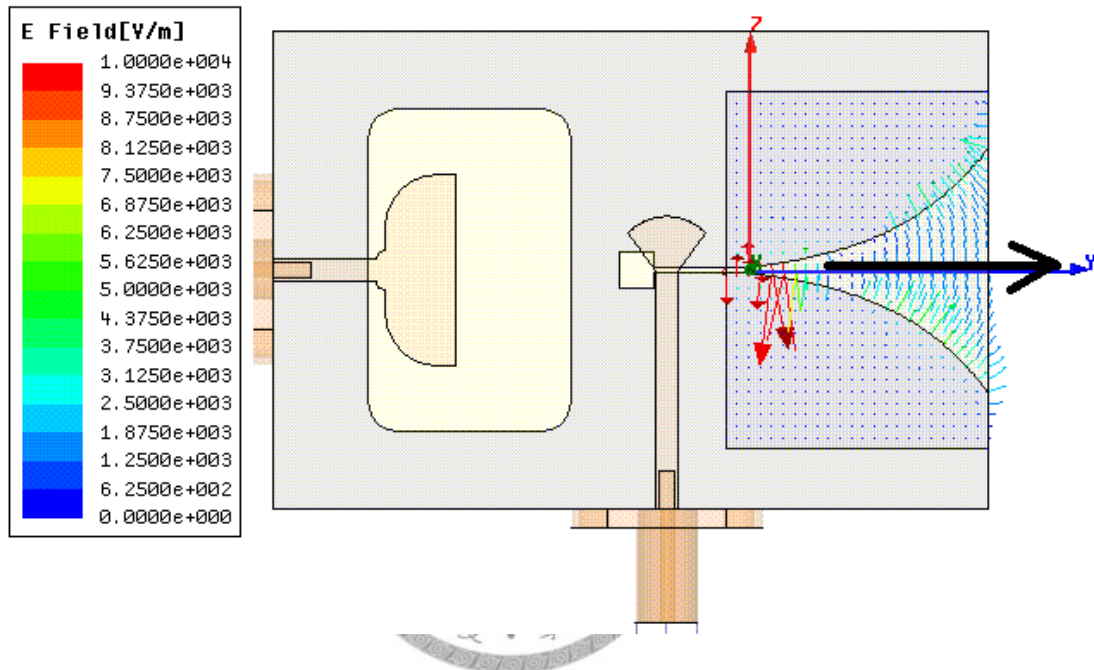


圖 3.6 韋瓦第天線激發於 7GHz 時的電場分布

韋瓦第天線在各頻率點的電場分布情況都差不多。圖 3.6 所取的是在 7GHz 時，激發 port1 的韋瓦第天線，所形成的電場向量圖形。可以看到在一開始的開槽線內，電場分布最強圖上紅色箭號處)，接下來隨著開槽線的開口加大，電場的強度會變小，並且在上下兩金屬片之間來回振盪，沿著圖中黑色箭號的方向，形成一個向 y 方向前進的行進波(traveling wave)。這就是韋瓦第天線向外幅射能量的方法。可以預測到量測的場型圖也是在 y 方向最強(peak gain)。

(2) 天線二 開槽天線的工作原理

開槽天線是由不同頻率的共振模態疊加，而產生可以涵蓋 Ultra-wideband 的寬頻效果。吾人在研究這支天線的工作機制時，可以擷取幾個頻率點來看它的物理機制和增益圖形(gain pattern)的對照。以下分別取 4、7、10GHz 三個點來研究：

1. 4GHz 的共振模態：

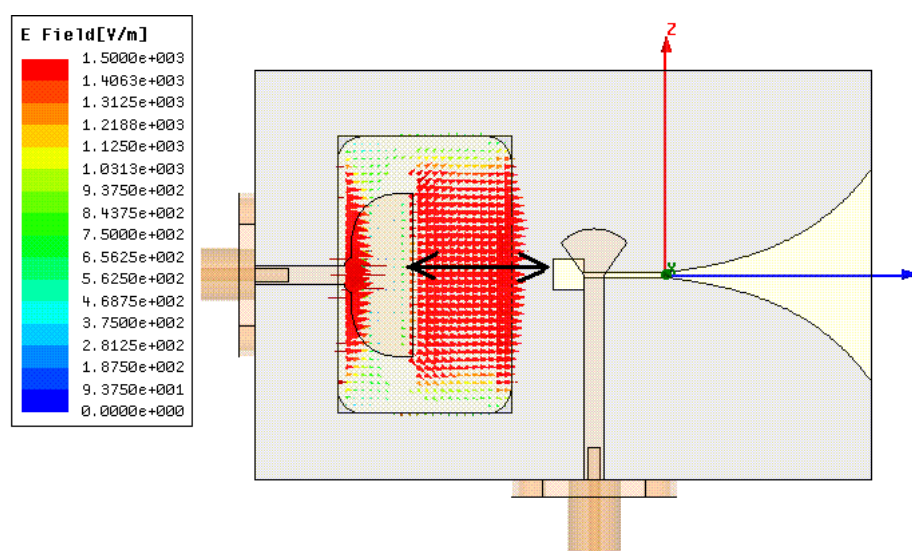


圖 3.7 開槽天線激發於 4GHz 時的電場分布

由圖上可以看出，在 4GHz 共振的時候，電場主要分布在開槽部分，在 y 方向來回振動的電場。這種場型分布的型態，十分近似於方型導波管裡面的基頻 TE_{01} 共振模態。因此可以將它看成是此開槽天線的基頻共振模態(fundamental mode)。可以將這種電場分布，看成是一個在放置在 y 方向的雙極天線(dipole antenna)。對照下一節 3.5 場型量測 的增益圖形，會發現，在 4GHz 的時候，天線的 E-plane (XY

plane)是一個 8 字型的場型，而在天線的 H-plane (XZ plane)則是一個均勻分布的全向幅射場形，恰和雙極天線的幅射場型一樣，因此可以用一個 y 方向的雙極天線來解釋電場和增益圖形的結果。

2. 7GHz 的共振模態：

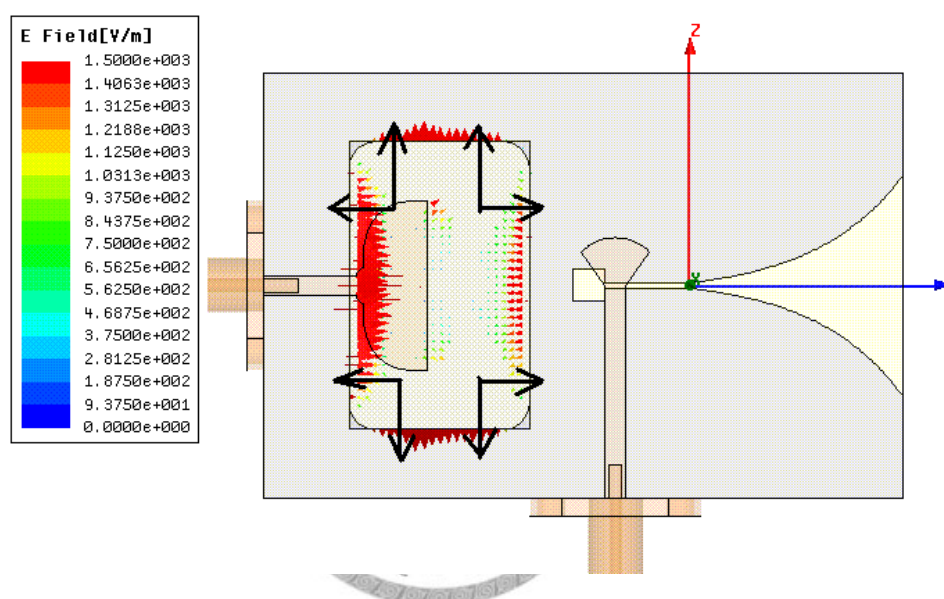


圖 3.8 開槽天線激發於 7GHz 時的電場分布

由圖上可以看出，在 7GHz 的共振模態裡面，同時具有 y 方向的電場分量，還有 z 方向的電場分量。而 z 方向的電場分量，在遠場看起來是剛好互相抵消的。所以主要的場型還是由 y 方向的電場造成，看 E-plane(XY plane)仍然是一個 8 字型的形狀。

但是 z 方向的極化電場會造成交叉集化(cross-polarization)的效果，可以將它看成是兩個小雙極天線，電流相位反向的放置在 z 方向。這也說明了為什麼在 H-plane(XZ plane)上面，增益的場形會

在 z 方向出現低點(null)。是因為雙極天線的平行電流方向，本來就是零點的緣故。

3. 10GHz 的共振模態：

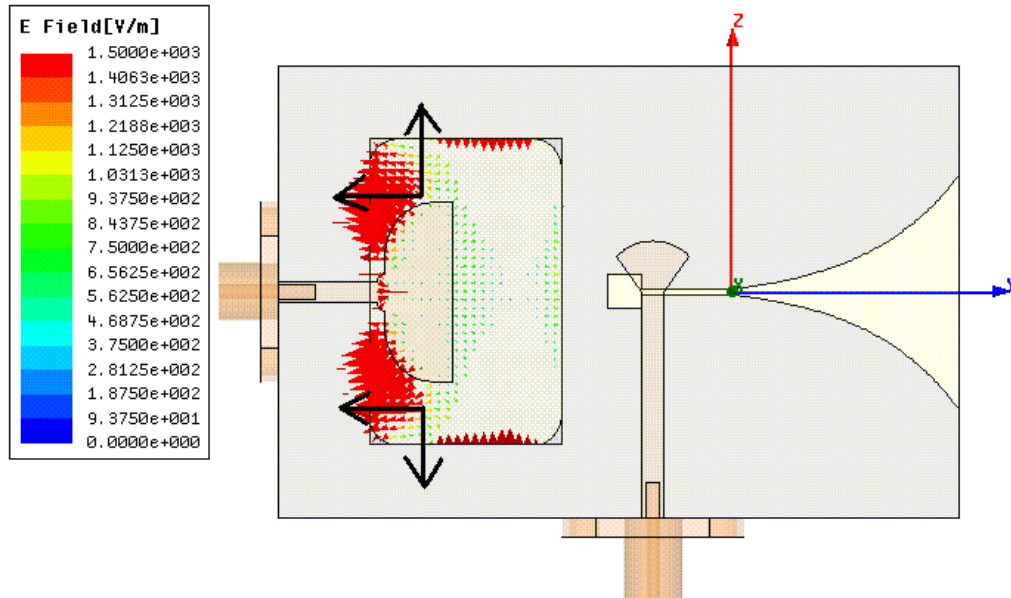


圖 3.9 開槽天線激發於 10GHz 時的電場分布

觀察 10GHz 的電場分布圖形，可以看到 y 方向的電場主要分布在靠近微帶線饋入端的地方。此時的頻率較高，已經能同時激發好幾個高階共振模態，所以觀察 E-plane (XZ plane) 的場型時，可以發現最大值出現的地方稍微偏離了原本 x 軸的方向。

再看 z 方向的電場，其分布的情況和 7GHz 的時候類似，也是兩個在 z 方向，電流相位相反的小雙極天線，所以交叉極化 (cross-polarization) 的情況在 H-plane 上和上一個共振的模態類似，同樣在 z 方向的地方產生了零點(null)。

A. 參數分析----- R_0

參數 R_0 是在 port2 饋入金屬片作的設計，以曲率半徑為 R_0 的二個四分之一圓形來讓饋入的地方更平滑，以下分成沒有加入四分之一圓，還有 R_0 為 3mm、4.5mm、6mm 的情況來討論：

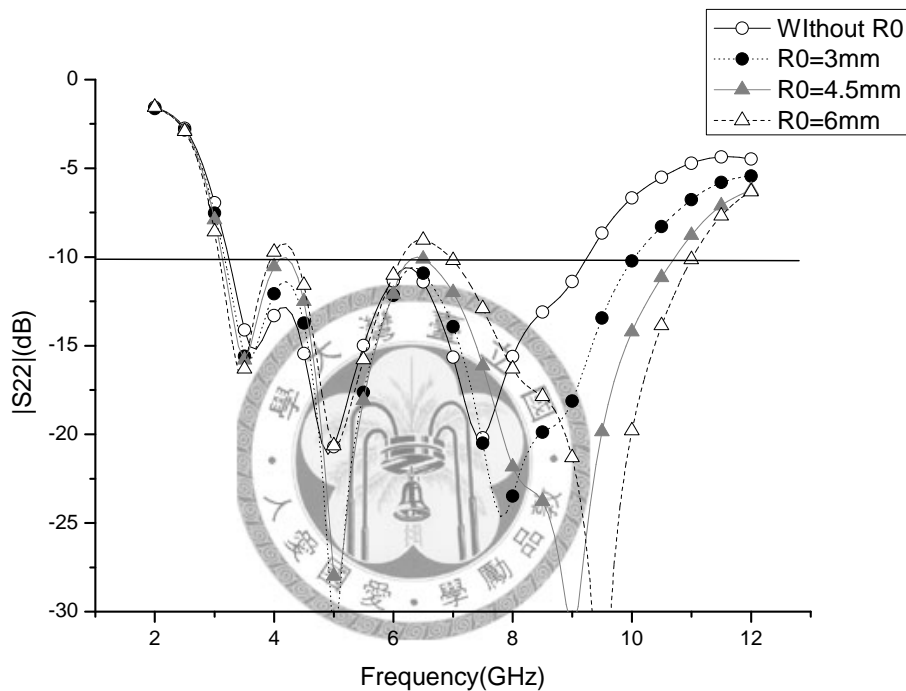


圖 3.10 開槽天線 R_0 參數分析

由上圖可以看出，加了圓滑的四分之一圓以後，對阻抗匹配的改善是非常明顯的。比起沒有加的情況，設計 $R_0=4.5\text{mm}$ 可以將高頻上限由 9GHz 推升到 10.6GHz。然而此四分之一圓的曲率半徑也不宜太大(如 $R_0=6\text{mm}$ 的情況)，否則會使 4GHz 和 6.5GHz 的折返損耗升高，不利超寬頻設計的效果。

B. 參數分析----- R_3

參數 R_3 是在 port2 饋入處的二個四分之一小圓型，加入它們的目的是為了要完成寬頻的阻抗匹配，特別是改善高頻的匹配。在這裡作參數分析如下：

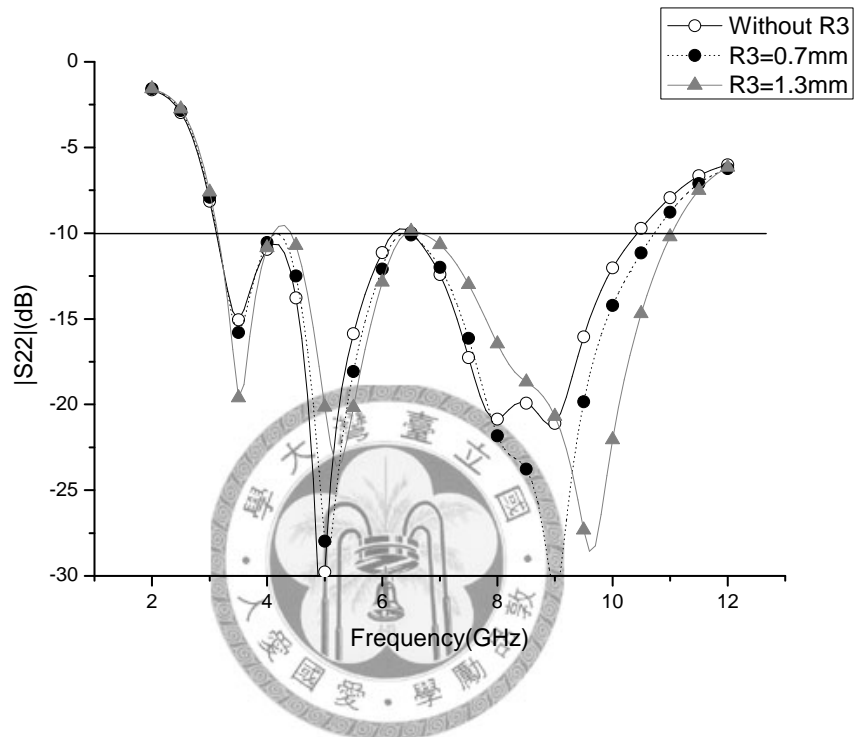


圖 3.11 開槽天線 R_3 參數分析

由上圖可以發現，比起沒有加入小圓的情況，半徑為 R_3 的四分之一小圓，有助於改善高頻的地方的匹配，使得頻寬更大。

設計在 $R_3=0.7\text{mm}$ 的大小，可以使高頻達到超寬頻所要求的 10.6GHz。

但小圓也不宜設計過大，如圖所示，當 $R_3=1.3\text{mm}$ 的時候，會使得低頻共振點的地方匹配變差，如圖中灰線在 4GHz 處的跳起部分。

3.5 場型量測

因為 UWB 所涵蓋的頻帶很廣，以下為 4、7、10GHz 時，激發天線一 port1 (天線二接上 load) 及激發天線二 port2(天線一接上 load)所得到的場形結果，包含模擬和量測的所畫的圖。

1. 在 4GHz (port1)所量測到的場型圖：

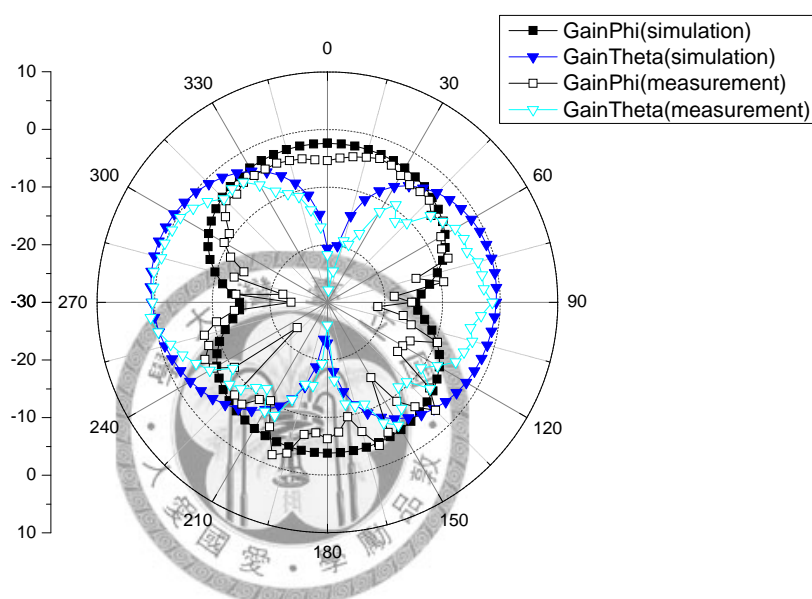


圖 3.12 韋瓦第天線 4GHz，XZ 平面的場型圖

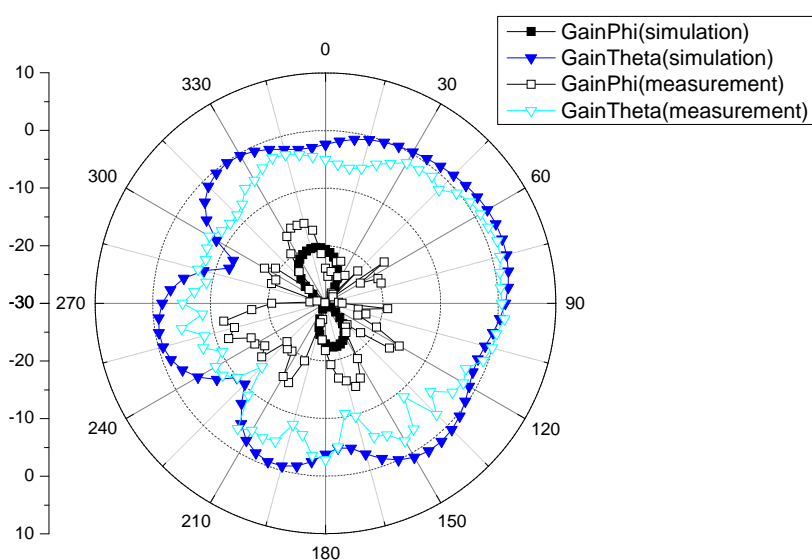


圖 3.13 韋瓦第天線 4GHz，YZ 平面的場型圖

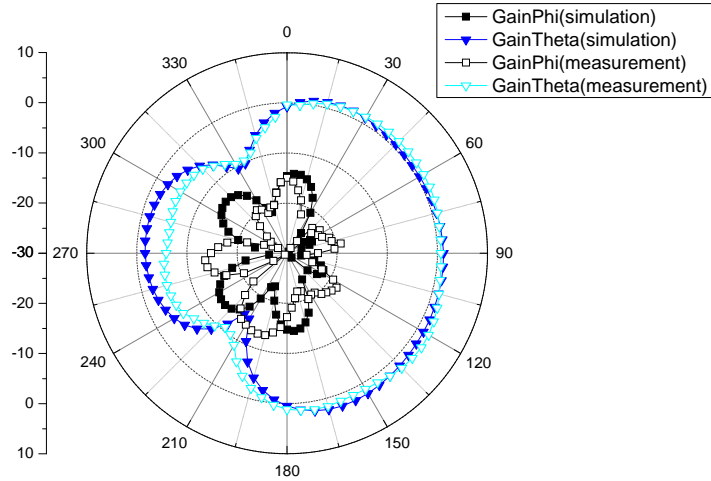


圖 3.14 韋瓦第天線 4GHz，XY 平面的場型圖

2. 在 7GHz (port1)所量測到的場型圖：

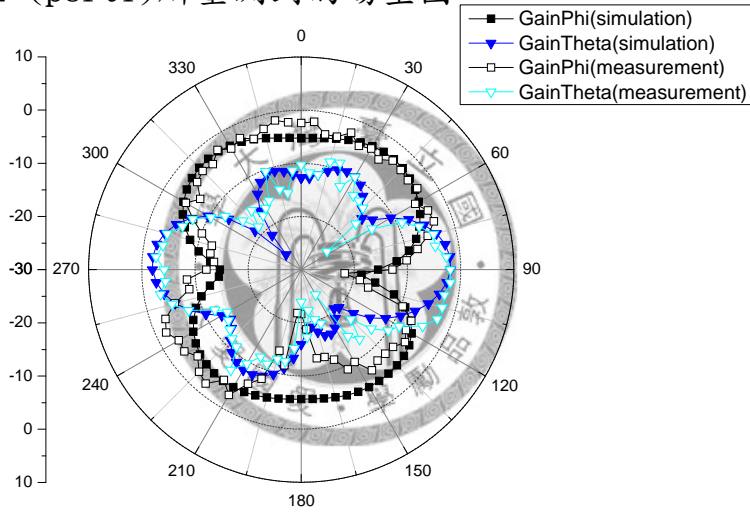


圖 3.15 韋瓦第天線 7GHz，XZ 平面的場型圖

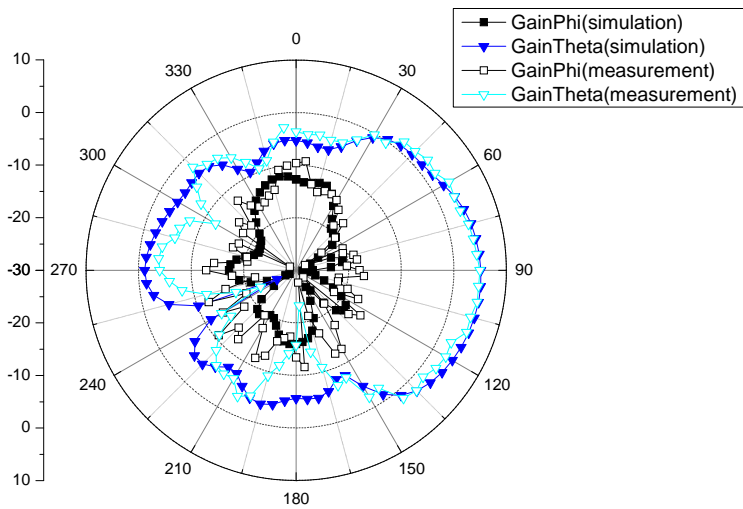


圖 3.16 韋瓦第天線 7GHz，YZ 平面的場型圖

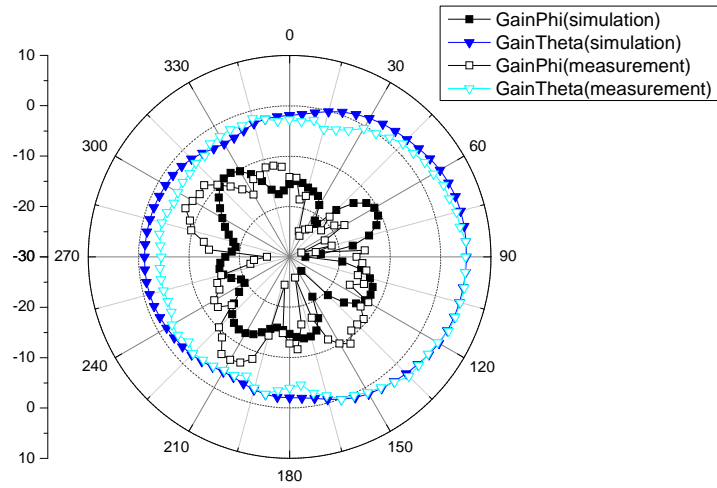


圖 3.17 韋瓦第天線 7GHz，XY 平面的場型圖

3. 在 10GHz (port1)所量測到的場型圖：

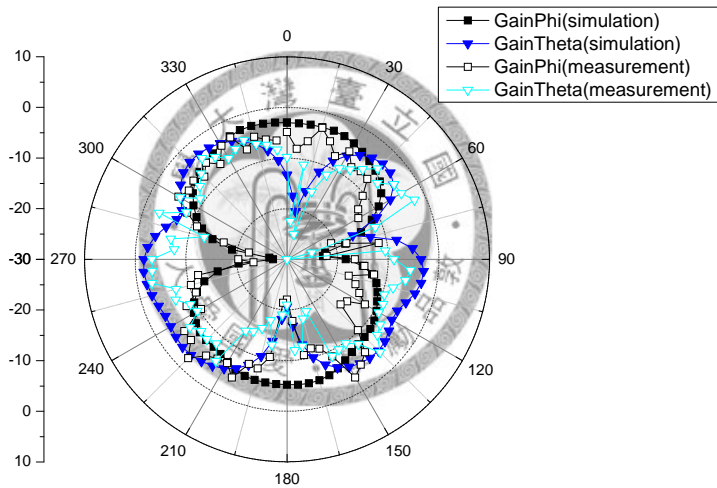


圖 3.18 韋瓦第天線 10GHz，XZ 平面的場型圖

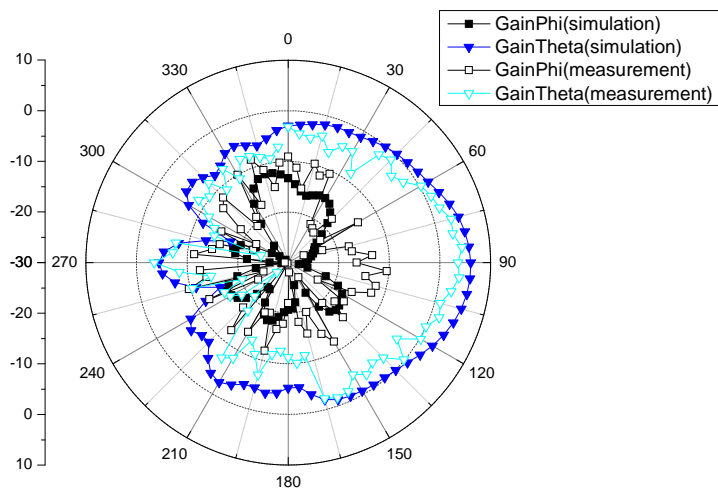


圖 3.19 韋瓦第天線 10GHz，YZ 平面的場型圖

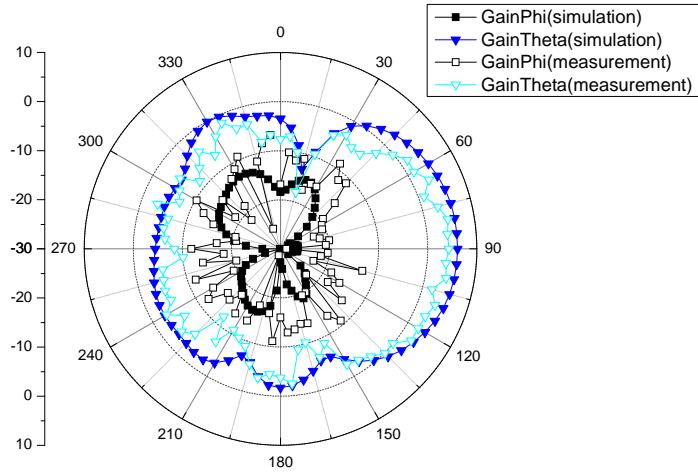


圖 3.20 韋瓦第天線 10GHz，XY 平面的場型圖

4. 在 4GHz (port2)所量測到的場型圖：

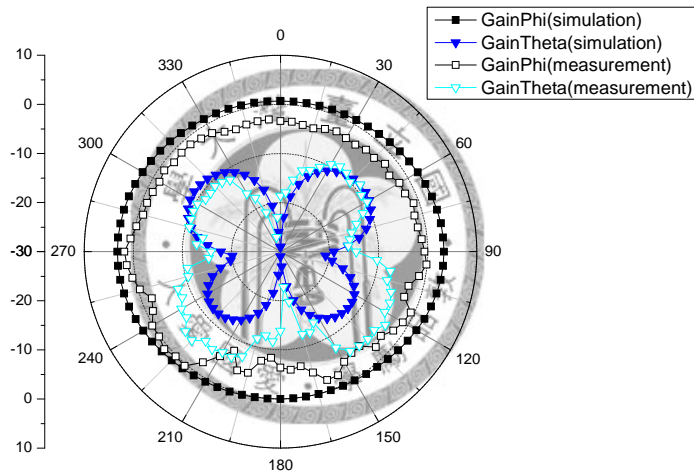


圖 3.21 開槽天線 4GHz，XZ 平面的場型圖

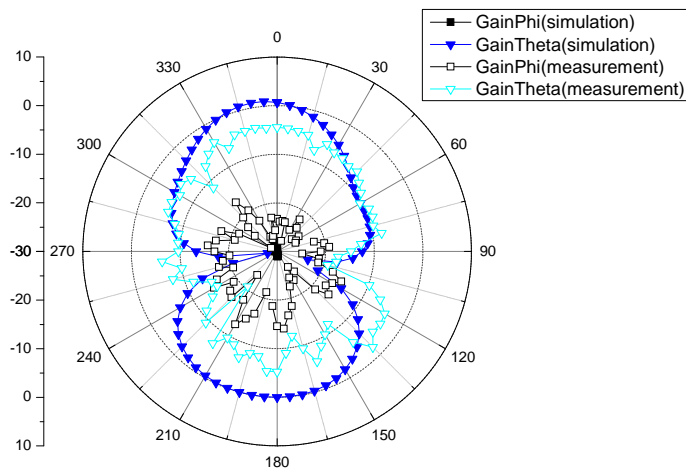


圖 3.22 開槽天線 4GHz，YZ 平面的場型圖

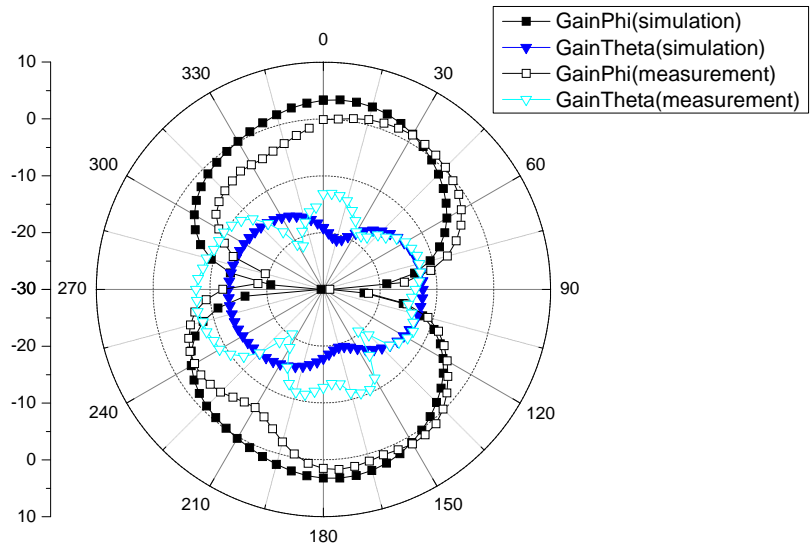


圖 3.23 開槽天線 4GHz，XY 平面的場型圖

5. 在 7GHz (port2)所量測到的場型圖：

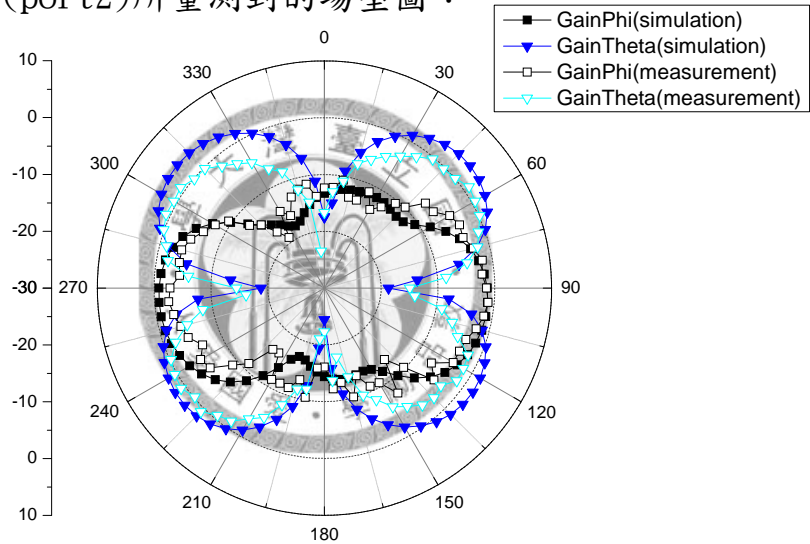


圖 3.24 開槽天線 7GHz，XZ 平面的場型圖

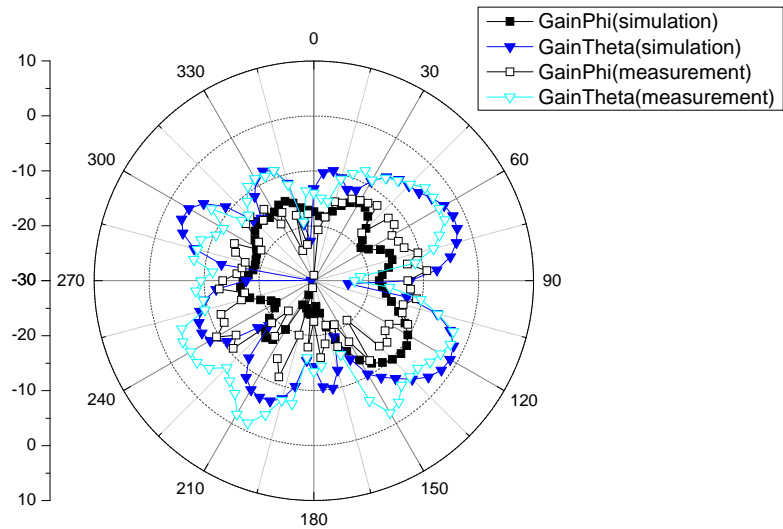


圖 3.25 開槽天線 7GHz，YZ 平面的場型圖

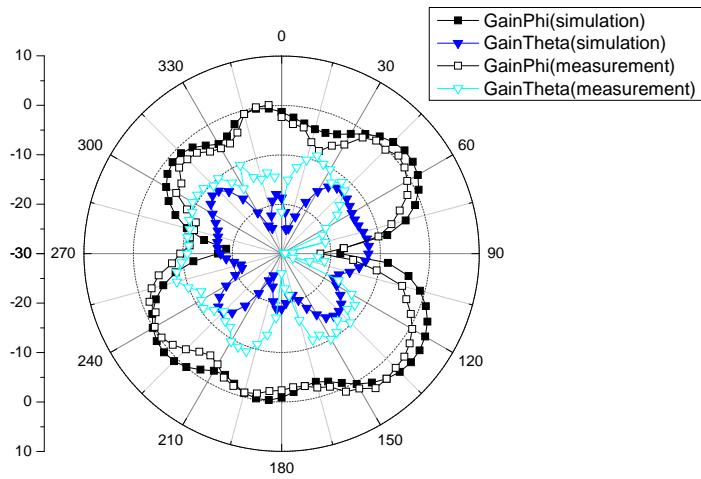


圖 3.26 開槽天線 7GHz，XY 平面的場型圖

6. 在 10GHz (port2) 所量測到的場型圖：

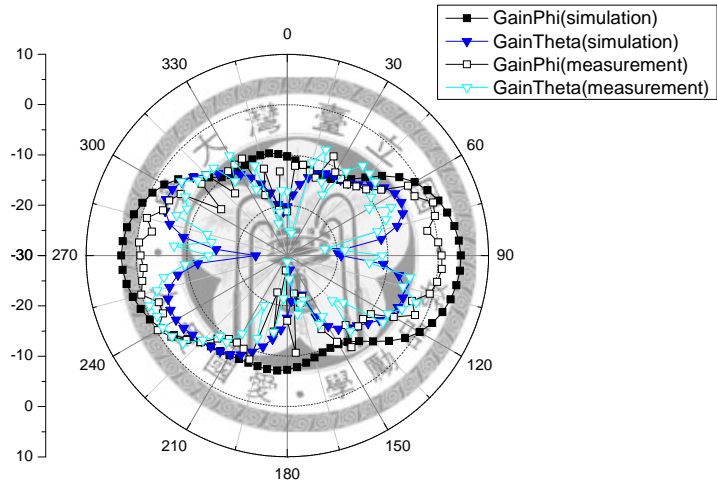


圖 3.27 開槽天線 10GHz，XZ 平面的場型圖

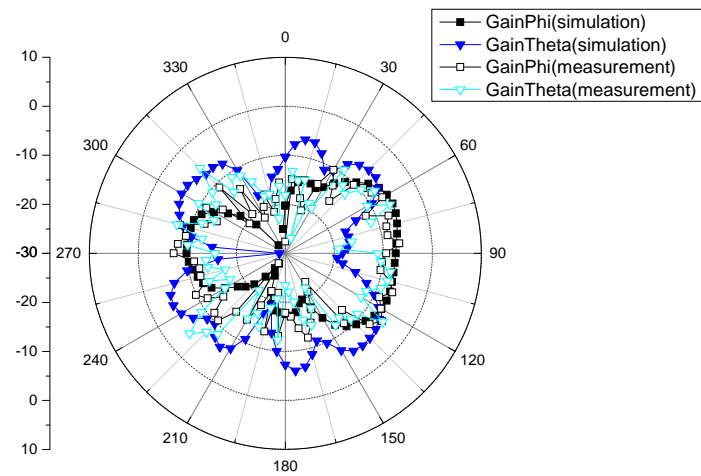


圖 3.28 開槽天線 10GHz，YZ 平面的場型圖

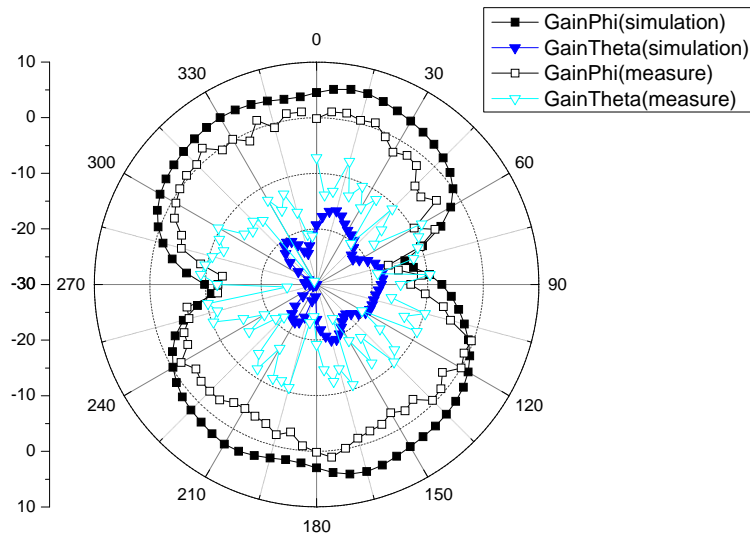


圖 3.29 開槽天線 10GHz，XY 平面的場型圖

由以上的場形圖可以看出，模擬和量測的結果相當一致，而兩支天線的場型也有互補的效果。

3.6 波封相關度的計算

在文獻中，常使用波封相關度(envelope correlation, ρ_e)來描述不同天線分支在空間中的相關度。不同天線之間的波封相關度越低，表示接收天線所遭遇的通道特性差異越大。這樣對研究的結果是正面的，代表當其中一支發射天線受到干擾時，其他天線也同時失敗的機率越低。所以使得波封相關度在設計的使用頻帶保持在夠低的值，是實驗的重要目標。主要的計算方法有兩種(參考文獻[11])：

1. 用 S 參數計算的波封相關度

$$\rho_e(i, j, N) = \frac{|C_{i,j}(N)|^2}{\prod_{k=i,j} [1 - C_{k,k}(N)]} \quad (3.2)$$

$$\text{其中的 } C_{i,j}(N) = \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,j} \quad (3.3)$$

以此公式所計算出來的圖形如下：

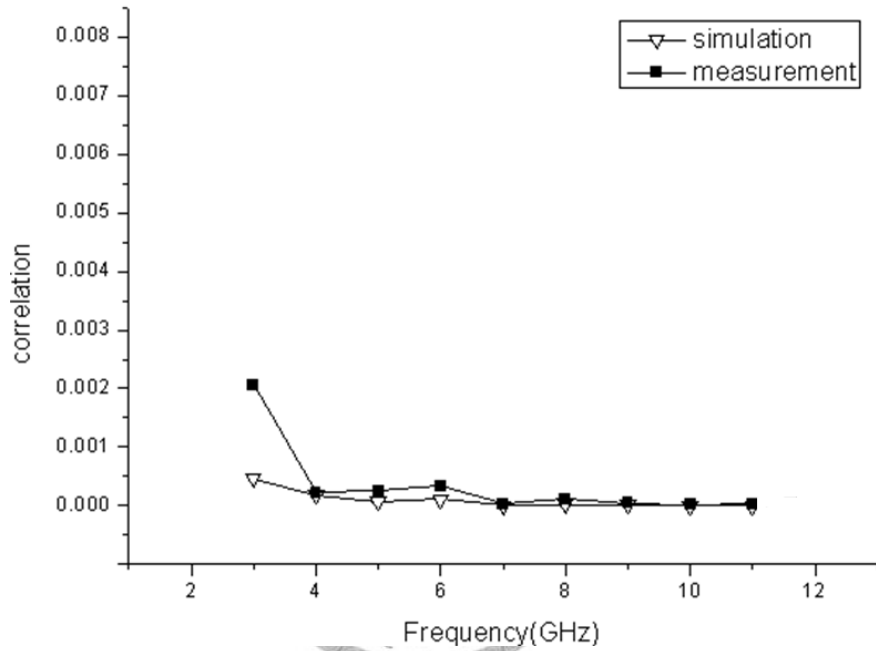


圖 3.30 以 S 參數計算 MIMO 天線間的相關度(量測和模擬)

圖上的三角線是以模擬結果的 S 參數所計算的波封相關度，而方型線是以量測結果的 S 參數所計算的波封相關度。由圖可以發現，其走勢十分相似，無論是模擬或是量測，所計算出來的 ρ_e 值都在 0.002 以下 (3.1GHz~10.6GHz 的設計頻帶內)，相關度非常低，也說明兩支天線的通道特性相異度很大。

2. 用場型去計算的相關度

若將場型的因素考慮進去，吾人有另一個公式計算複數相關度。

因為加入了幅射場型，其計算的過程比單用 S 參數又更為精準。在[12]

的文獻裡面，提到了用場型計算的複數相關度的公式如下：

兩支天線的複數相關度 ρ_{12}

$$\rho_{12} = \frac{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} \{XPR \cdot E_{\theta_1}(\theta, \phi) \cdot E_{\theta_2}^*(\theta, \phi) \cdot P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi_1}(\theta, \phi) \cdot E_{\phi_2}^*(\theta, \phi) \cdot P_\phi(\theta, \phi)\} \sin \theta d\theta d\phi}{\sqrt{\sigma_1^2 \cdot \sigma_2^2}} \quad (3.4)$$

其中， σ_n^2 代表第 n 個分支天線的能量，計算公式為：

$$\sigma_n^2 = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \{XPR \cdot E_{\theta_n}(\theta, \phi) \cdot E_{\theta_n}^*(\theta, \phi) \cdot P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi_n}(\theta, \phi) \cdot E_{\phi_n}^*(\theta, \phi) \cdot P_\phi(\theta, \phi)\} \sin \theta d\theta d\phi \quad (3.5)$$

$E_{\theta_n}(\theta, \phi), E_{\phi_n}(\theta, \phi)$ 表示的是第 n 支天線的 θ 和 ϕ 方向的電場場型，而 $P_\theta(\theta, \phi), P_\phi(\theta, \phi)$ 代表天線在 θ 和 ϕ 方向的機率密度分配函數。而 XPR 代表的是天線垂直場型能量，和水平場型能量之間的比值，其計算公式為 $XPR = \frac{P_V}{P_H}$ 。

此處所用的複數相關度 ρ_{12} ，是一個有大小和相位的複數值。但是在假設天線波源為互相獨立的 Gauss source，還有通道為 Rayleigh fading environment 下，和之前的波封相關度 ρ_e 會有如下的近似關係：

$$\rho_e \approx |\rho_{12}| \quad (3.6)$$

因此吾人可以用複數相關度取絕對值來近似其波封相關度。

將此實驗數據所得到的結果用上述公式計算的圖形如下：

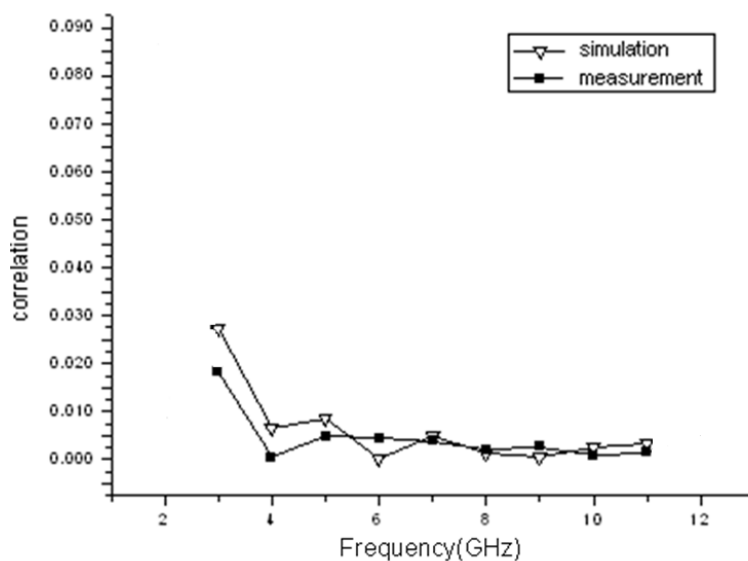


圖 3.31 以天線場型計算 MIMO 天線間的相關度(量測和模擬)

並附上此次計算所使用的參數：

$$P_{\theta}(\theta, \phi) = P_{\theta}(\theta) \cdot P_{\phi}(\phi) \quad (3.7)$$

$$P_{\phi}(\theta, \phi) = P_{\theta}(\theta) \cdot P_{\phi}(\phi) \quad (3.8)$$

$$P_{\theta}(\theta) = A_{\theta} \cdot \exp\left[-\frac{\{\theta - [(\pi/2) - m_v]\}^2}{2\sigma_v^2}\right], (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (3.9)$$

$$P_{\phi}(\theta) = A_{\phi} \cdot \exp\left[-\frac{\{\theta - [(\pi/2) - m_H]\}^2}{2\sigma_H^2}\right], (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (3.10)$$

$$P_{\theta}(\phi) = P_{\phi}(\phi) = 1/(2\pi), (0 \leq \phi \leq 2\pi) \quad (3.11)$$

| XPR | A_{θ} | A_{ϕ} | m_v | m_H | σ_v | σ_H |
|-----|--------------|------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| 1 | 0.25 | 0.25 | $\frac{10\pi}{180}$ | $\frac{10\pi}{180}$ | $\frac{15\pi}{180}$ | $\frac{15\pi}{180}$ |

表 2 方程式(3.7)~(3.10)所有的參數值

其中， m_v, m_H 是平均入射角， σ_v, σ_H 是入射角的標準差，這是在室內(indoor)的短距離傳輸環境下，所建立的環境模型。

3.7 分集增益 Diversity gain

分集增益，是定義使用多個天線同時傳送信號時，對比於只使用單一個天線時，其信噪比(SNR: Signal to Noise Ratio)所改良的大小。在文獻[12]中，對於分集增益有十分清楚的說明：

在信號沿多重通道傳布的時候，吾人假設通道特性符合 Rayleigh channel，其機率累積分布函數(cumulative distribution function (cdf) 如下：

$$P(\gamma < \gamma_s) = (1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}) \quad (3.12)$$

其中， Γ 代表接收到 SNR 的平均值，而 γ 是指瞬時接收到的 SNR 值， $P(\gamma < \gamma_s)$ 則代表接收的 SNR，小於某一個給定的閾值(γ_s : threshold) 的機率。

在 N 個天線分支同時傳送一個信號的時候，吾人假設其信號的傳送情況皆為獨立，且 SNR 的平均值 Γ 均相同。則比起只用單一支天線傳送時，其接收到的信號同時低於閾值(γ_s : threshold) 的機率就低的多了，可以用下式表示：

$$P(\gamma < \gamma_s)_N = (1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}})^N \quad (3.13)$$

由上面的公式可以知道，當使用越多個天線分支， N 越大的時候，所造成的分集增益將越大。而在表示分集增益的時候，常常是給定一個

小於閾值的機率，例如 $P(\gamma < \gamma_s) = 1\%$ (亦即 99% 的可靠度，再比較使用 N 個天線，和只使用單一天線時，其閾值 SNR 增加的大小，即為分集增益。在文獻[12]中以圖形說明如下：

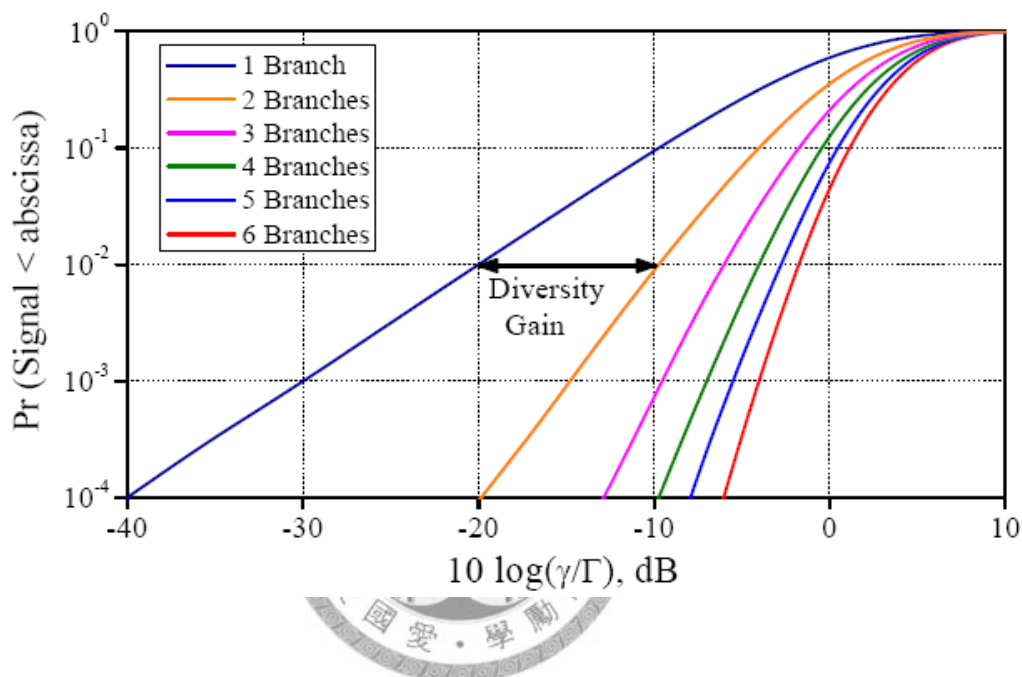


圖 3.32 分集增益示意[12]

由圖 3.30 可以看出，給定 $P(\gamma < \gamma_s) = 1\% = 10^{-2}$ 時，閾值的 SNR 大小，在使用 2 個天線分支和 3 個天線分支時，對比只使用單一天線的情況，分別多出了 10dB 和 13dB 的分集增益，而隨著 N 的大小一直增加，其分集增益的效果也越大。

在介紹計算分集增益的公式前，還需要再說明一個重要的參數：平均等效增益(MEG: mean effective gain)。它定義一個天線裝在行

動裝置上時，平均接收到的能量(P_{rec})，和平均傳送出去的能量($P_V + P_H$)的比值，也就是 $\frac{P_{rec}}{P_V + P_H}$ 。平均等效增益(MEG)可以用來說明一個行動裝置上的天線，考慮多重路徑傳輸和增益圖形(Gain pattern)後，其平均造成的增益大小。在文獻[13]中，導出 MEG 的計算公式如下：

$$MEG = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{XPR}{1+XPR} \cdot G_\theta(\theta, \phi) \cdot P_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} \cdot G_\phi(\theta, \phi) \cdot P_\phi(\theta, \phi) \right\} \sin \theta d\phi d\theta \quad (3.14)$$

其中， $G_\theta(\theta, \phi), G_\phi(\theta, \phi)$ 是指 θ 和 ϕ 分量的能量增益圖形(power gain pattern)，而 $P_\theta(\theta, \phi), P_\phi(\theta, \phi)$ 代表天線在 θ 和 ϕ 方向的機率密度分配函數。

在文獻[4]中，有推導利用平均等效增益(MEG)，計算等效分集增益(EDG: Effective Diversity Gain)的公式如下：(公式設分支數 $N=2$)

$$P(\gamma \leq x) = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ \lambda_1 \left[1 - \exp\left(-\frac{x}{\lambda_1}\right) \right] - \lambda_2 \left[1 - \exp\left(-\frac{x}{\lambda_2}\right) \right] \right\} \quad (3.15)$$

其中的參數 λ_1, λ_2 的公式如下：

$$\lambda_1 = \frac{1}{2} \Gamma_0 \left[G_{e1} + G_{e2} + \sqrt{(G_{e1} + G_{e2})^2 - 4G_{e1}G_{e2}(1 - \rho_{e12})} \right] \quad (3.16)$$

$$\lambda_2 = \frac{1}{2} \Gamma_0 \left[G_{e1} + G_{e2} - \sqrt{(G_{e1} + G_{e2})^2 - 4G_{e1}G_{e2}(1 - \rho_{e12})} \right] \quad (3.17)$$

在公式裡的 G_{e1}, G_{e2} 分別代表第1支和第2支天線的平均等效增益(MEG)的值，而 Γ_0 是理想的無指向性天線(ideal isotropic antenna)

的 SNR 值大小，在本次的模擬中設為 SNR=5dB，而 ρ_{e12} 則代表兩支天線間的波封相關度。

將模擬、量測的場形，以團員成員：陳彥池同學所作的 matlab 程式加以運算，可以得到頻率---機率累積分配的圖形如下，我們取 4、7、10GHz 的頻段為樣本，分別附上模擬和 3D 立體量測場型後的數據，所得到的結果如下：

1. 4GHz(simulation)

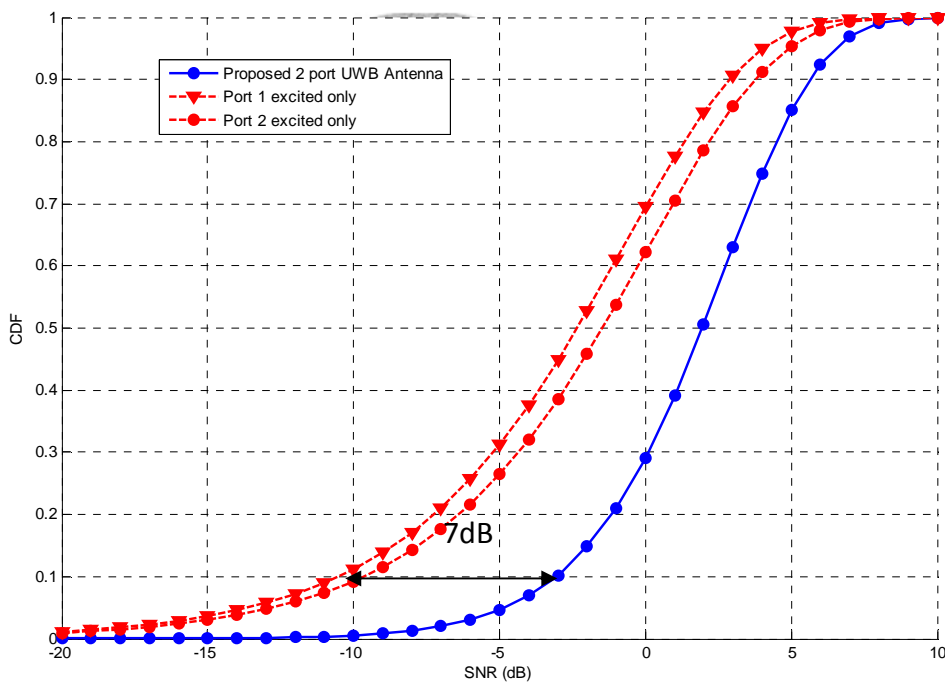


圖 3.33 4GHz 所計算天線的分集增益圖(模擬)

2. 4GHz(measurement)

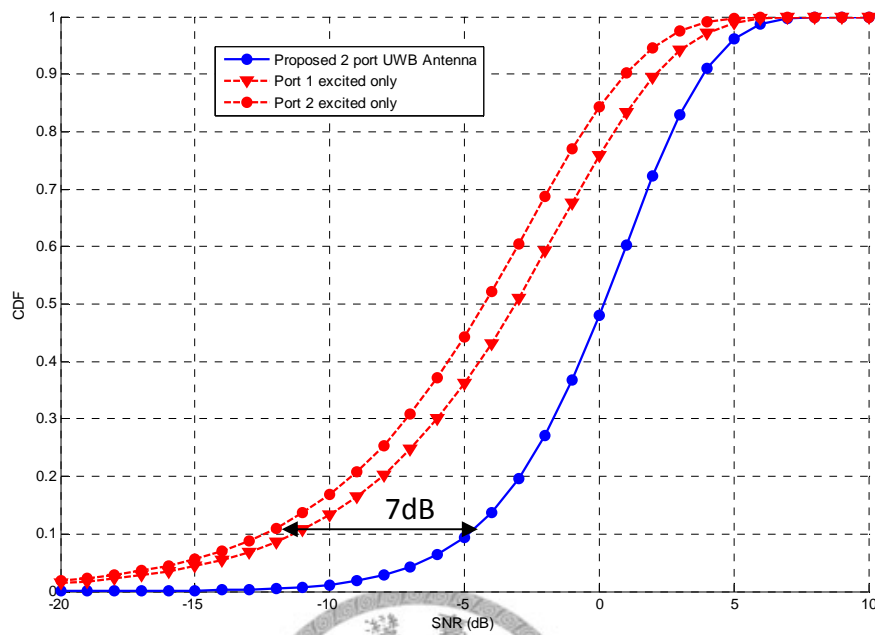


圖 3.34 4GHz 所計算天線的分集增益圖(量測)

3. 7GHz(simulation)

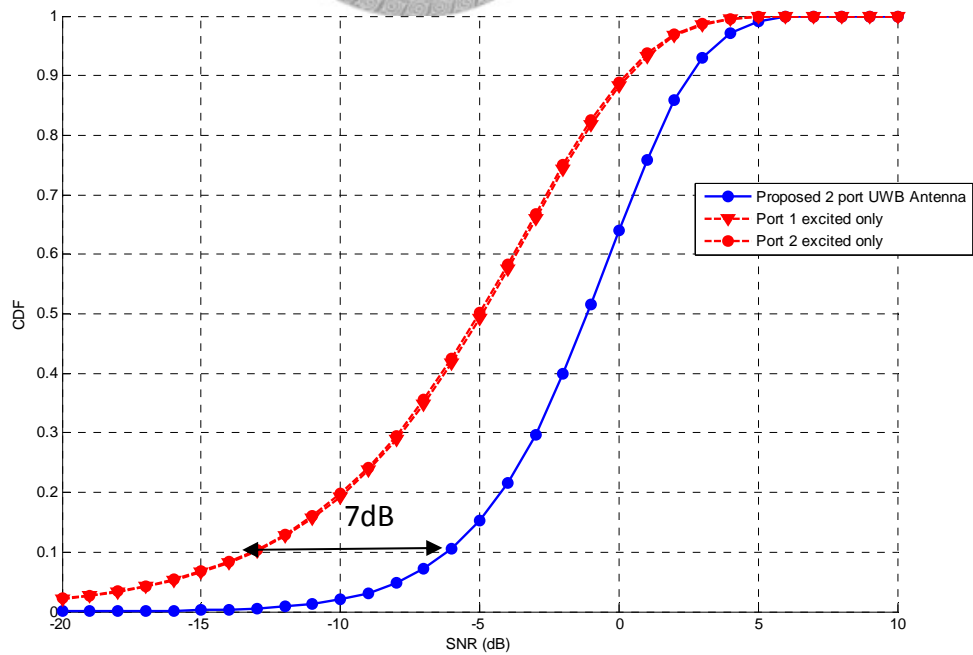


圖 3.35 7GHz 所計算天線的分集增益圖(模擬)

4. 7GHz(measurement)

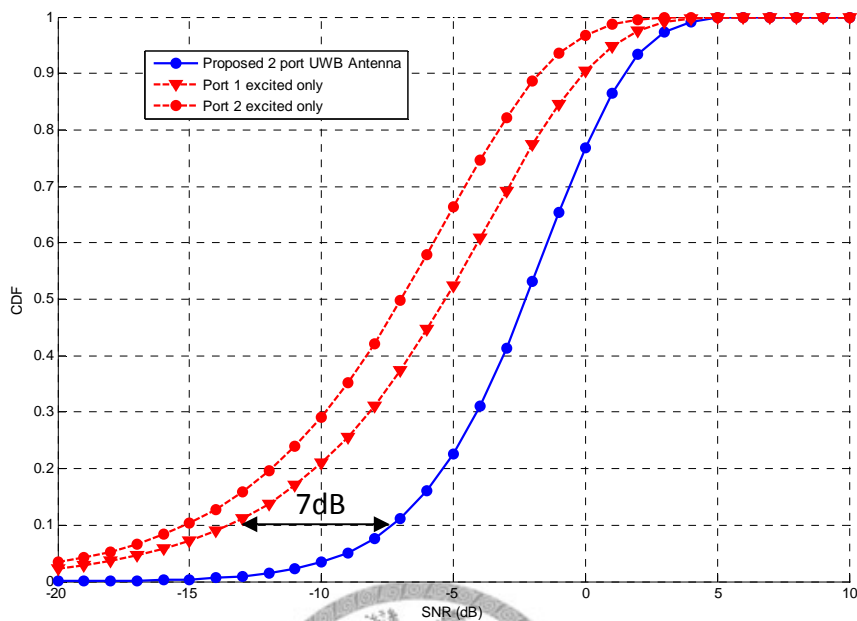


圖 3.36 7GHz 所計算天線的分集增益圖(量測)

5. 10GHz(simulation)

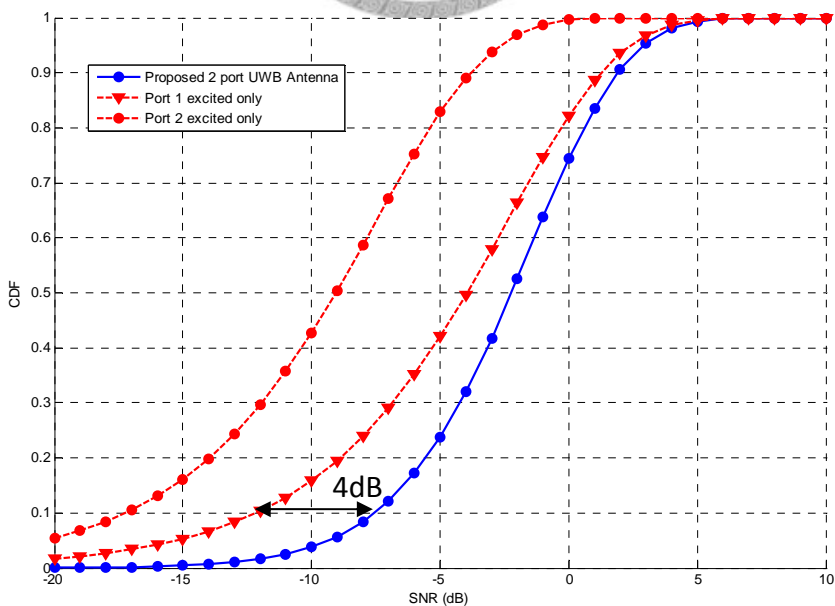


圖 3.37 10GHz 所計算天線的分集增益圖(模擬)

6. 10GHz(measurement)

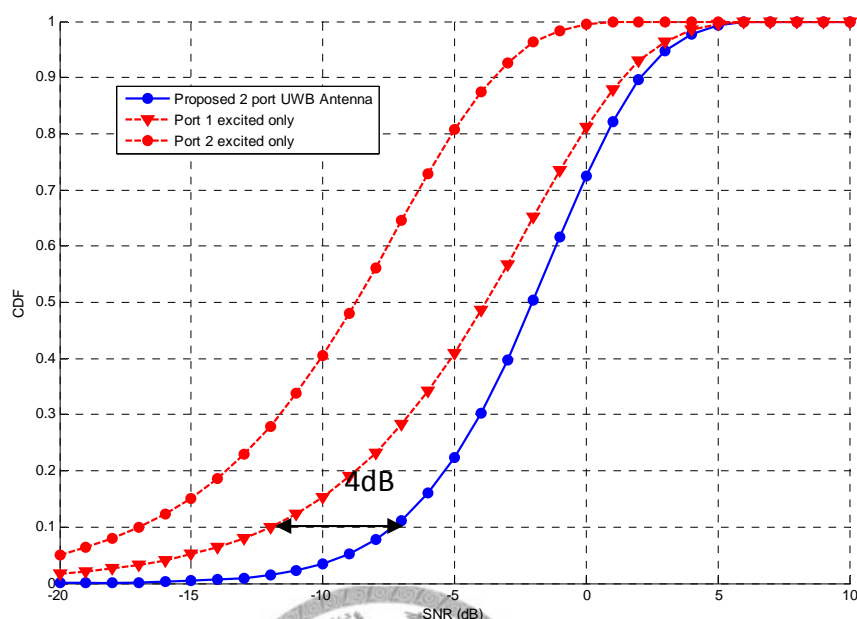


圖 3.38 10GHz 所計算天線的分集增益圖(量測)

由上面的六張圖形可以看出，模擬和量測的結果頗為吻合，淺色線代表天線一和天線二各自激發的 SNR 對機率累積分配圖形 (cdf)，而深色線代表兩支天線同時激發時所造成的改良效果，可以和圖 3.30 的分集增益一起對照。比較不同的是，因為本次天線設計，兩支天線分別為韋瓦第天線和開槽天線的不同物理機制，所以機率累積圖形(cdf)也不會一樣。由圖上可看出，兩支天線在高頻的時候表現更為不同，故所造成的等效分集增益(DEG)在高頻也較小。

3.8 實際最大增益對頻率圖形 (Realized peak gain spectrum)

(1) 由 port1 激發

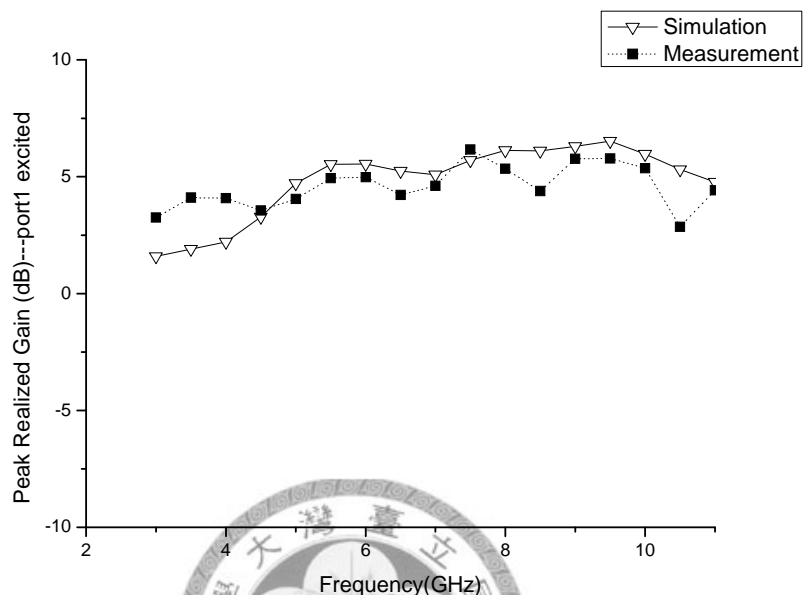


圖 3.39 韋瓦第天線的最大增益對頻率

(2) 由 port2 激發

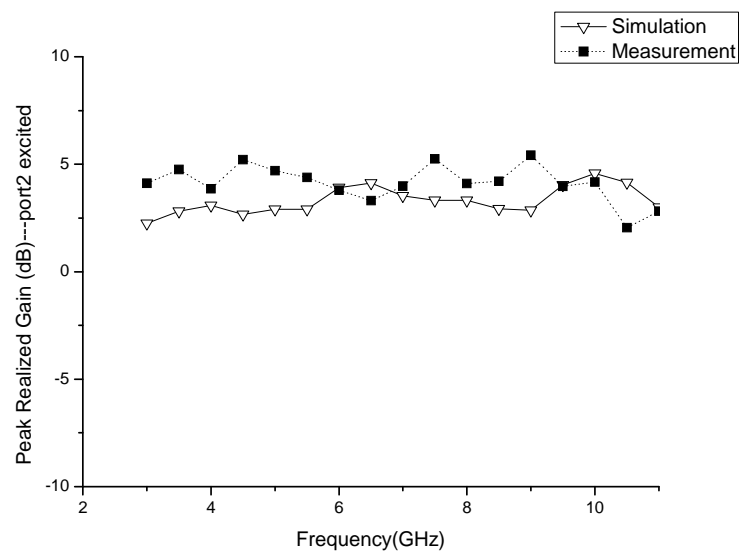


圖 3.40 開槽天線的最大增益對頻率

第四章 頻帶阻斷超寬頻分集天線

4.1 天線設計及說明

實際應用的時候，超寬頻(Ultra-wide band)的頻帶涵蓋了一些其他無線通訊所使用的頻帶，會造成信號之間的干擾。因此我們使用了頻帶阻斷(band-rejection)的技術，來去除此一缺點。

常用的室內無線網路 wireless local area network (WLAN) 在 IEEE 802. a 的協定中，操作在 2.4/5.2/5.8 GHz 三個頻段，其中 5GHz 的頻段 (5150 - 5825 MHz) bands 和超寬頻的頻帶會重疊，所以在天線設計上，我們以 5.5GHz 為中心，做出一個 5GHz~6GHz 的頻帶阻斷，來防止信號和 WLAN 信號互相干擾。

在文獻[6]中，提到如果使用濾波器(filter)去除不要的頻段，將會增加印刷天線的體積。所以實際應用上，我們在超寬頻印刷天線的本體上，使用加入金屬長條或是金屬挖槽(slot)的方式，再調整長度到對應的中心頻率，完成頻帶阻斷的目的。

4.2 天線結構

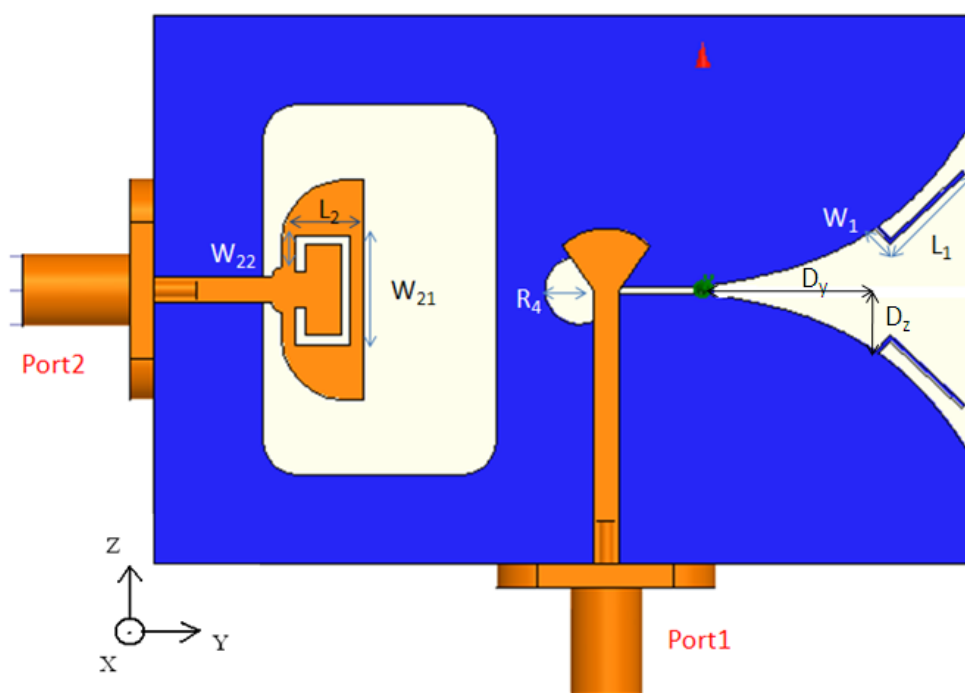


圖 4.1 超寬頻分集天線加入 5GHz~6GHz 頻帶阻斷設計

其他未標示的參數和原始設計完全相同。

只有三個地方做更改：(1) 加入 port1 的兩條長金屬線做 notch

(2) 加入 port2 的 slot 做開槽式 notch (3) 將 port1 的轉

接器方型改成圓型，半徑大小為 R_4 。

其中 E_1 代表 port1 的金屬線寬度， E_2 代表 port2 的開槽寬度。

| | | | |
|----------|--------|----------|--------|
| W_1 | 1.5mm | W_{22} | 2.7mm |
| L_1 | 7.5mm | R_4 | 2.5mm |
| E_1 | 0.3mm | E_2 | 0.7mm |
| omega | 43 deg | D_y | 12.7mm |
| W_{21} | 8mm | D_z | 4.8mm |
| L_2 | 4mm | | |

表 3 超寬頻分集天線加入頻帶阻斷設計參數值

4.3 S 參數的模擬和量測結果

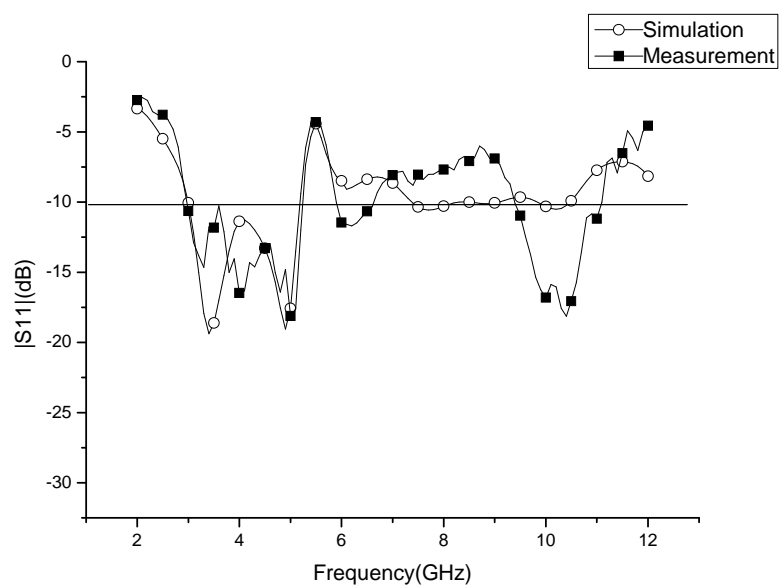


圖 4.2 S11 參數絕對值模擬和量測

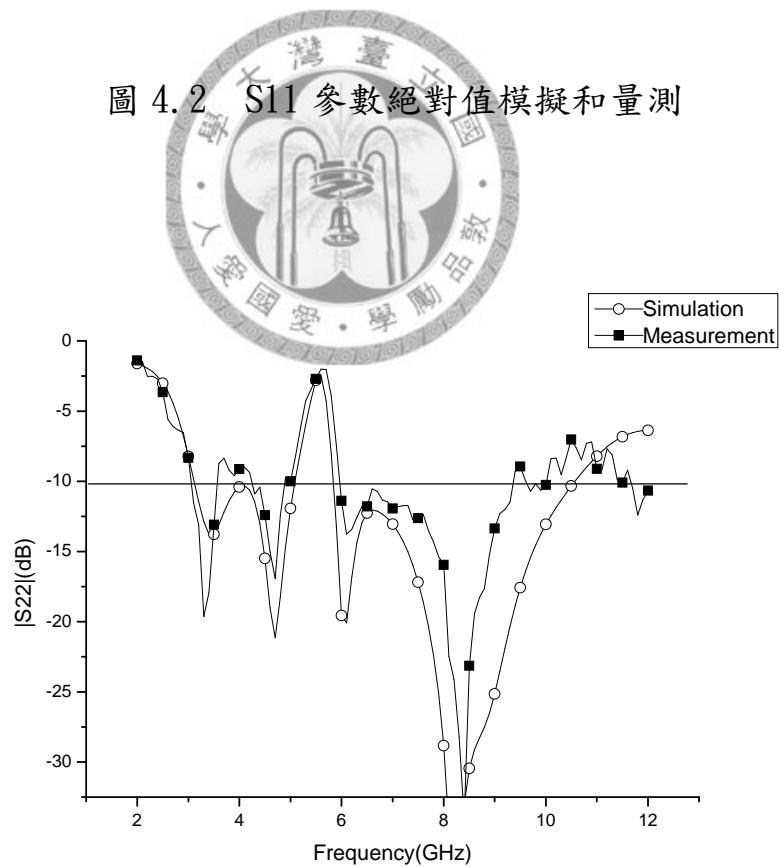


圖 4.3 S22 參數絕對值模擬和量測

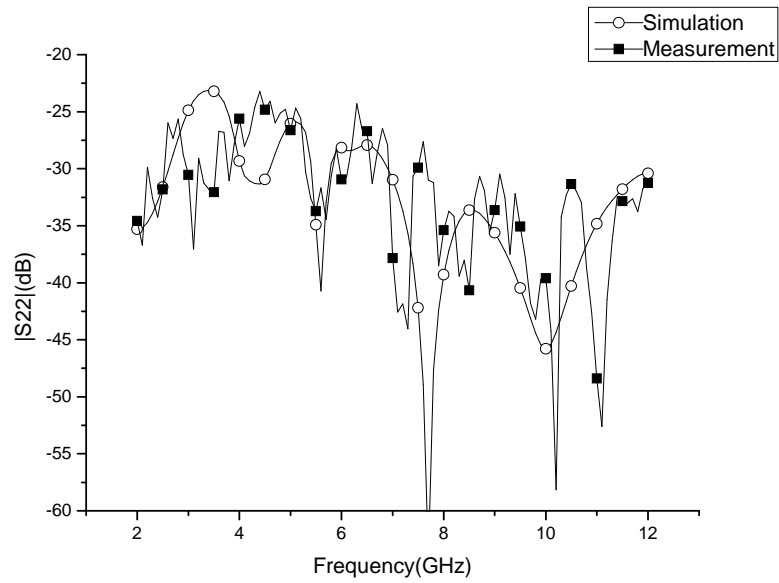


圖 4.4 S12 參數絕對值模擬和量測

4.4 頻帶阻斷天線的原理



(1) Port 1: 韋瓦第天線的頻帶阻斷設計原理

由圖上的 $|S_{11}|$ 參數可以看出，port1 所激發的韋瓦第天線，加入了兩條金屬導線之後，形成了以 5.5GHz 為中心頻率，範圍是 5GHz~6GHz 的頻帶阻斷。金屬線的總長度是 8.7mm。計算過程如下，取平均長度：

$$W_1 + L_1 - \frac{E_1}{2} \times 2 = 1.5 + 7.5 - 0.3 = 8.7(\text{mm}) \quad (4.1)$$

FR4 板材的介電係數是 4.4，空氣中的介電係數約為 1。我們以一半空氣、一半板材所計算出來的平均等效介電常數：

$$\varepsilon_{eff} = \frac{4.3 + 1}{2} = 2.65 \quad (4.2)$$

而金屬線的邊界條件是一邊開路(open)，一邊短路(short)的設計，符合四分之一波長共振的條件。因此我們再用 5.5GHz 為中心頻率，去計算此頻率在板材上的四分之一波長長度：

$$\frac{1}{4}\lambda_{(5.5\text{GHz})} = (3 \cdot 10^8) / (5.5 \cdot 10^9) / \sqrt{\frac{4.3+1}{2}} / 4 = 0.0084(m) = 8.4(mm) \quad (4.3)$$

以此條件計算出來的理論值 8.4mm，略小於實際設計時候的四分之一波長值 8.7mm。這樣的差異是合理的。因為天線所使用的板材厚度僅 1mm，和理論值假設一半為板材、一半為空氣的環境不同。在真實情況下的等效介電常數會更小，所以算出來的四分之一波長值會大一些。

(2) Port2：開槽天線的頻帶阻斷設計原理

由圖上的 $|S_{22}|$ 參數可以看出，port2 所激發的開槽天線，加入了金屬挖槽之後，形成了以 5.5GHz 為中心頻率，範圍是 5GHz~6GHz 的頻帶阻斷。金屬挖槽的總長度是 18.6mm 取平均長度，其計算如下：

$$W_{21} + L_2 \times 2 + W_{22} \times 2 - \frac{E_2}{2} \times 8 = 8 + 4 \times 2 + 2.7 \times 2 = 18.6(mm) \quad (4.4)$$

再假設為一半板材，一半空氣的環境下，由(4.2)得到平均等效介電常數為 2.65。

而金屬挖槽是兩邊都是短路(short)的設計，符合二分之一波長共振的條件。我們同樣以 5.5GHz 為中心頻率，去計算此頻率在板材上的二分之一波長長度：

$$\frac{1}{2}\lambda_{(5.5\text{GHz})} = (3 \cdot 10^8) / (5.5 \cdot 10^9) / \sqrt{\frac{4.3+1}{2}} / 2 = 0.0168(m) = 16.8(mm) \quad (4.5)$$

以此條件計算出來的理論值為 16.8mm，亦小於實際值 18.6mm，這也是因為真實情況下的介電常數較小所致。值得注意的是(2)所計算的實際值和理論值差異比(1)更大。吾人推測是因為(2)所使用的金屬挖槽，其彎折的次數較多。

一旦挖槽的彎折次數變多，其內側長度和外側長度的差異就會變大。內側較短的挖槽長度，和外側較長的挖槽長度，平均起來會使等效長度變小。這也是為什麼實際做起來的時候，挖槽、金屬線長度都比理論值為長的原因之一。而(2)中的挖槽彎折次數較多，和理論值的差異也將比(1)來得更大。

下頁圖 4.5、圖 4.6，分別是 port1 和 port2 在 5.5GHz 激發天線時，金屬板上的電流密度分布圖。由圖上可以明顯的看出，在設計頻帶阻斷的頻率點，電流將會在金屬線或是

金屬挖槽上共振，因此幅射出去的能量會變得很小，達到頻帶阻斷的效果。

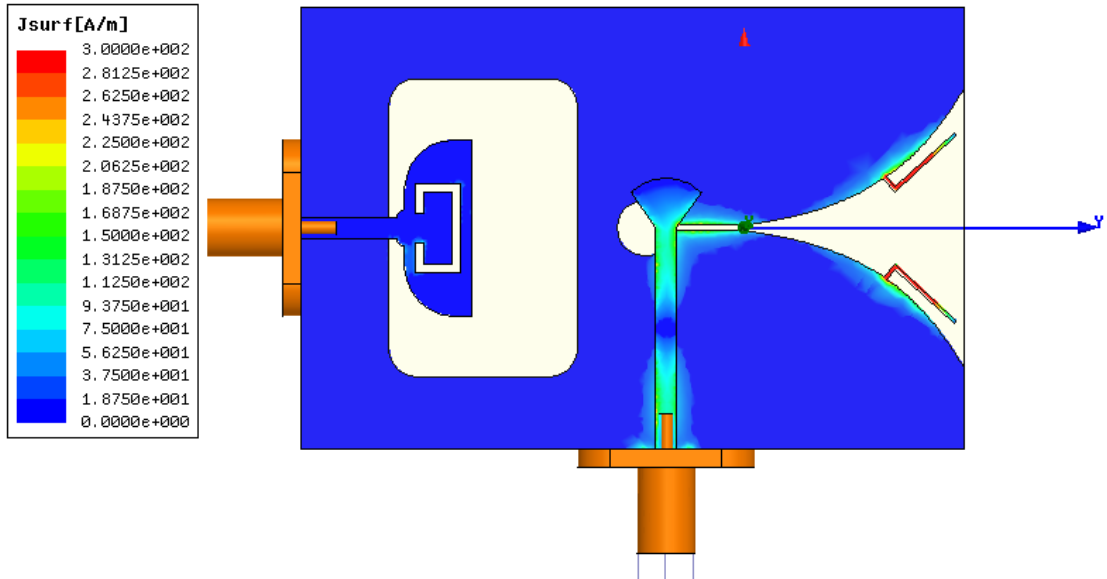


圖 4.5 5.5GHz 激發韋瓦第天線電流分布

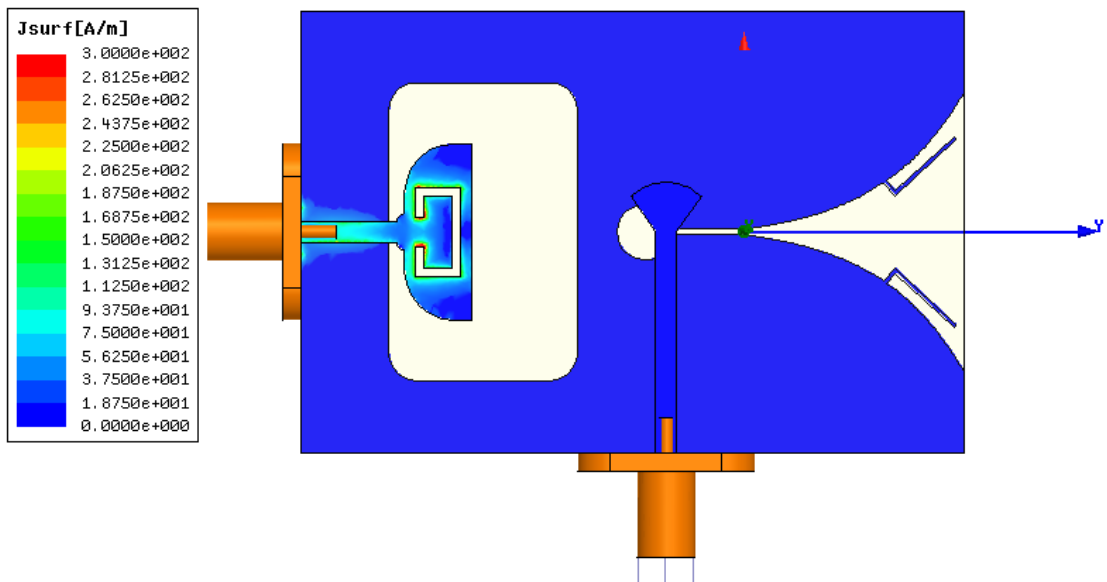


圖 4.6 5.5GHz 激發開槽天線電流分布

4.5 參數分析

(1) 對參數 D_y 進行參數分析

D_y 在圖上代表從開槽線加寬的起點，到金屬線連接處的水平距離，其中又帶出了另一個參數： D_z 。但 D_z 在韋瓦第天線的曲線上，可以視為一個以 D_y 為自變數的應變數，其關係為：

$$(D_z) = 0.5 * H1 + \exp(W * D_y) \quad (4.6)$$

以下是以不同的 D_y 為參數，去分析其 $|S_{11}|$ 的情形：

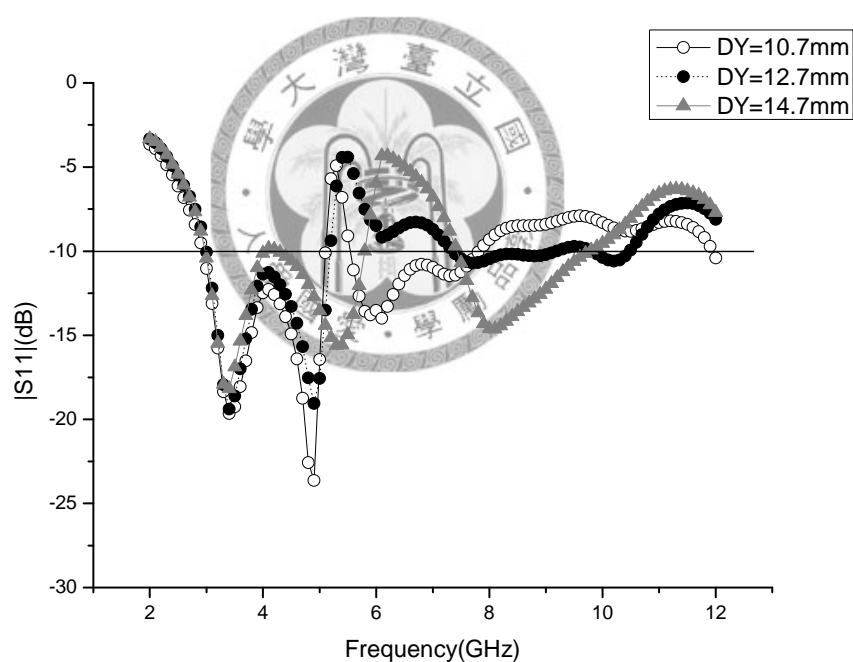


圖 4.7 頻帶阻斷韋瓦第天線 D_y 參數分析

由圖上可以看出， D_y 的大小主要影響的是高頻阻抗匹配部分，當 D_y 過大或過小的時候，高頻的阻抗匹配都會效果變差，為了要維持寬頻的設計，選擇 $D_y=12.7\text{mm}$ 是適合的參數。

(2) 對參數 R_4 進行參數分析

參數 R_4 是微帶線轉接開槽線的地方，開槽圓形的半徑。這裡就不同的

R_4 大小進行參數分析如下：

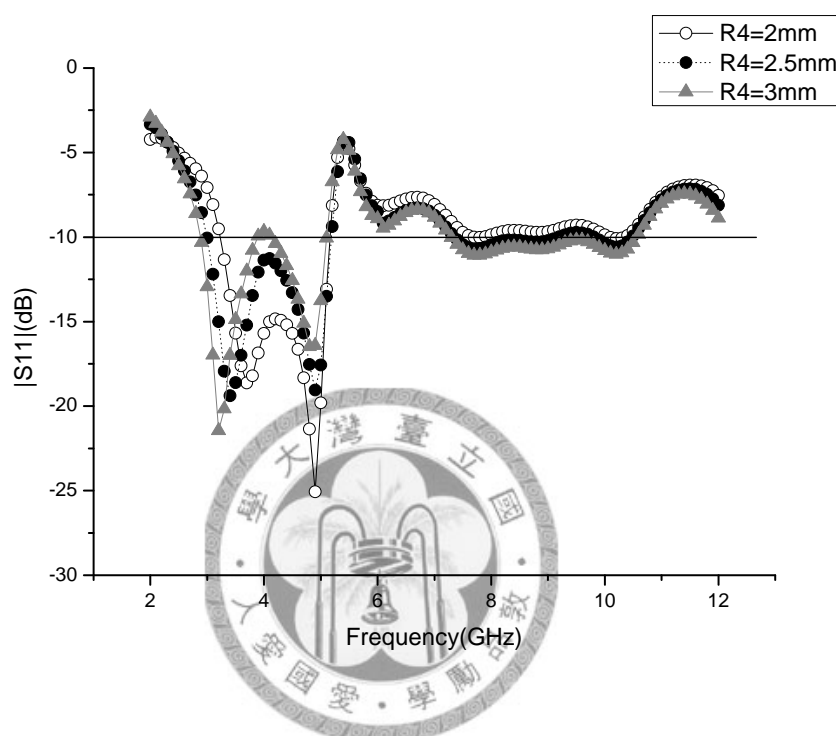


圖 4.8 頻帶阻斷韋瓦第天線 R_4 參數分析

由圖上可以看出， R_4 對高頻阻抗匹配的地方影響並不大，主要影響的是低頻部分的阻抗匹配。當 R_4 越大，天線操作頻帶的低頻會更左移；反之，則低頻右移。但是若將 R_4 設計太大，會讓高低頻的共振頻帶無法連接在一起，變成雙頻天線(dual-band antenna)。因此，選擇適合的 $R_4=2.5\text{mm}$ ，可以讓天線涵蓋低頻，但又同時保有在超寬頻頻帶的足夠頻寬。

(3) 對參數 E_1 進行參數分析

E_1 是韋瓦第天線，頻帶阻斷處的金屬線寬度。我們就不同的金屬線寬作參數分析如下：

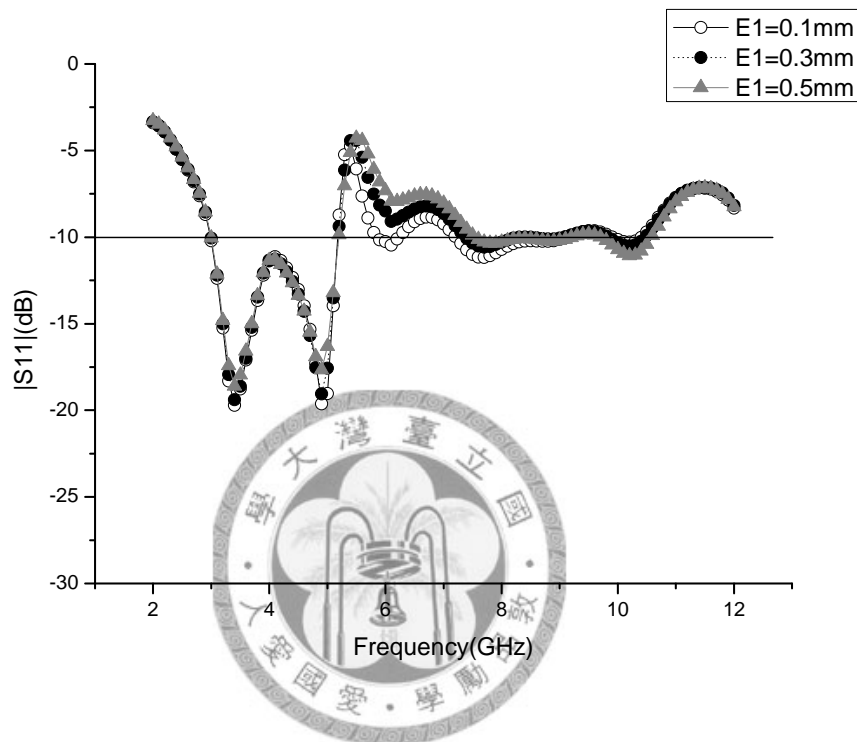


圖 4.9 頻帶阻斷韋瓦第天線 E_1 參數分析

可以發現 E_1 參數影響最明顯的就是頻帶阻斷處的頻寬。當使用越細的金屬線，其阻斷的部分就越窄頻，反之則越寬頻。值得注意的是，當金屬線太細($<0.2\text{mm}$)的時候，會有實作上的困難，也就是製作印刷電路板天線的時候，線的細度有其極限。所以選擇 $E_1=0.3\text{mm}$ ，是考慮了頻寬和製作上較方便。

(4) 對參數 E_2 進行參數分析

E_2 是開槽天線，頻帶阻斷處的挖槽寬度，在此同樣分析不同的挖槽寬度下， E_2 對 S_{22} 的影響：

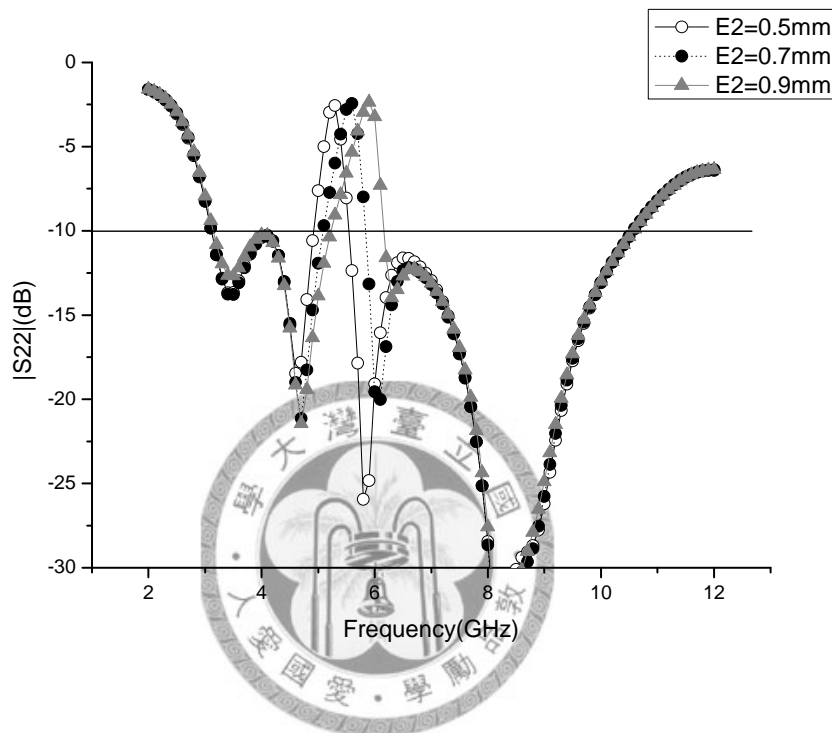


圖 4.10 頻帶阻斷開槽天線 E_2 參數分析

圖上可以看出， E_2 參數影響最重要的，是頻帶阻斷的中心頻率和頻寬。當挖槽 E_2 設計越窄，它影響頻帶阻斷的中心頻偏向低頻，而阻斷的頻帶也隨之變窄；反之， E_2 設計越寬，則中心頻偏向高頻而阻斷的頻帶變寬。利用此一參數控制，可以設計出 $E_2=0.7\text{mm}$ ，使得中心頻在 5.5GHz ，而涵蓋了 $5\sim 6\text{GHz}$ 的頻寬。

4.6 以挖槽法作韋瓦第天線的頻帶阻斷

根據同樣的原理，我們再使用挖槽法來對韋瓦第天線作頻帶阻斷，做另一種不同的嘗試，其設計圖如下：

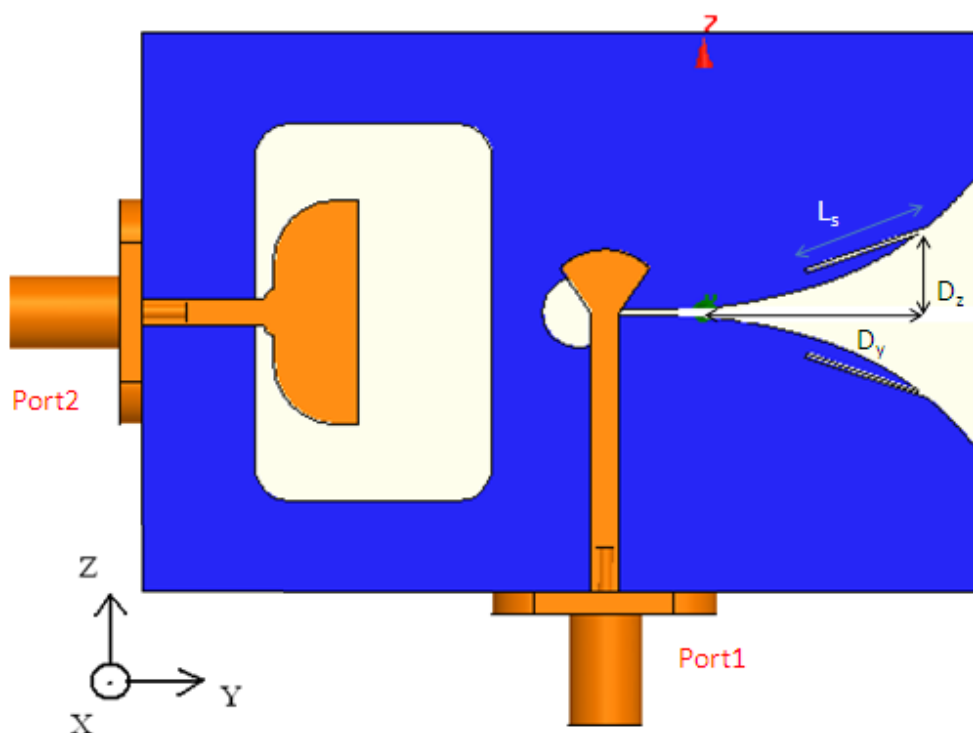


圖 4.11 挖槽法的頻帶阻斷韋瓦第天線設計

其中， E_3 代表的是挖槽線的寬度。其他的參數如表 4。

| | | | |
|-------|-------|-------|------|
| E_3 | 0.3mm | L_s | 9mm |
| D_z | 7.1mm | omega | 19mm |
| D_y | 16mm | | |

表 4 挖槽法的頻帶阻斷韋瓦第天線參數表

以此設計所模擬的 S11 參數如圖 4.12

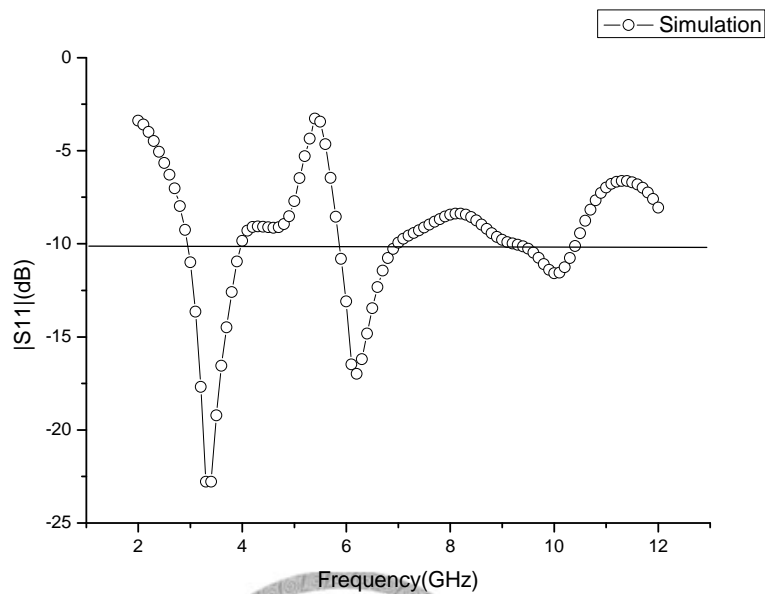


圖 4.12 挖槽法的 S11 參數絕對值模擬

在此設計中，其頻帶阻斷的中心頻率為 5.5GHz，和挖槽線的長度有關。如方程式(4.3)所計算，四分之一波長在此頻率為 8.4mm，而實際設計的時候會大一些，這裡是 9mm，原理同前節所述。

再來看 5.5GHz 時候的電流分布圖

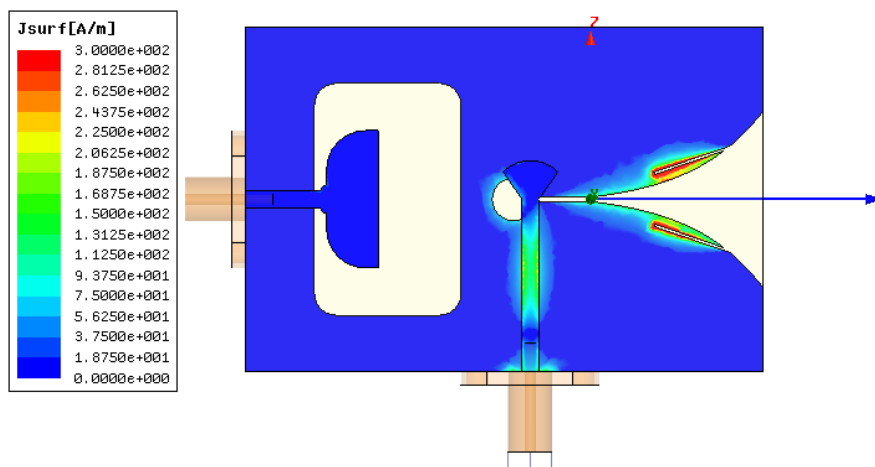


圖 4.13 5.5GHz 激發挖槽法韋瓦第天線電流

由折返損失圖和電流分布圖，可以看出，不管使用的是金屬線或是挖槽線，只要將線的長度設計在中心頻率的波長，符合邊界條件，都可以達到相同的頻帶阻斷效果。

為了解設計時參數的對 S11 的影響度，在此我們另外對 E_3 和 D_y 作參數分析，見下文：

A. 對參數 E_3 進行參數分析

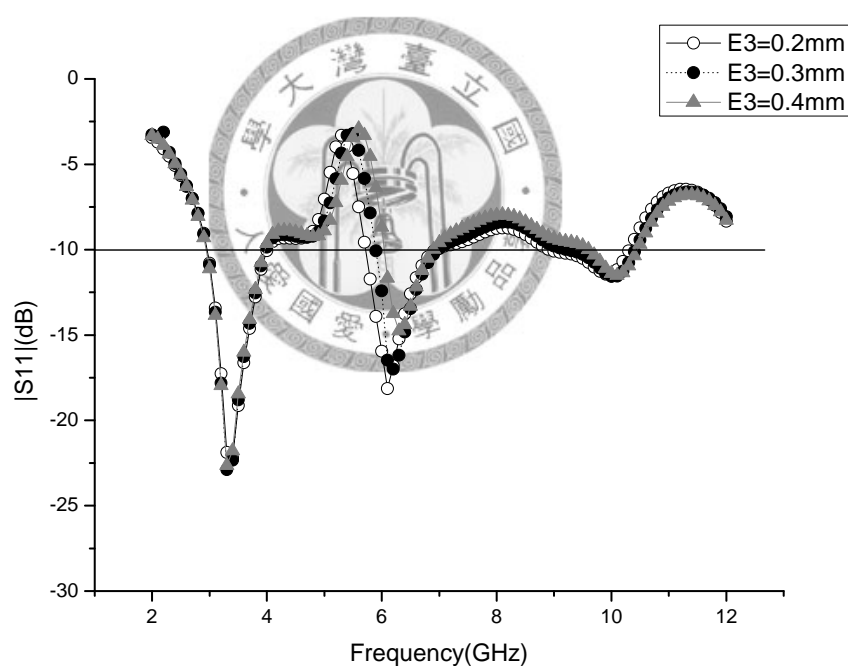


圖 4.14 挖槽法頻帶阻斷韋瓦第天線 E_3 參數分析

E_3 是挖槽線的寬度，如同之前的 E_2 ，都會影響頻帶阻斷的寬度。由上圖可以看到，當選擇比較大的 E_3 時，其阻斷的頻寬大，反之則較小。中心頻率也會隨著 E_3 的變動有所飄移。

B. 對參數 Dy 進行參數分析

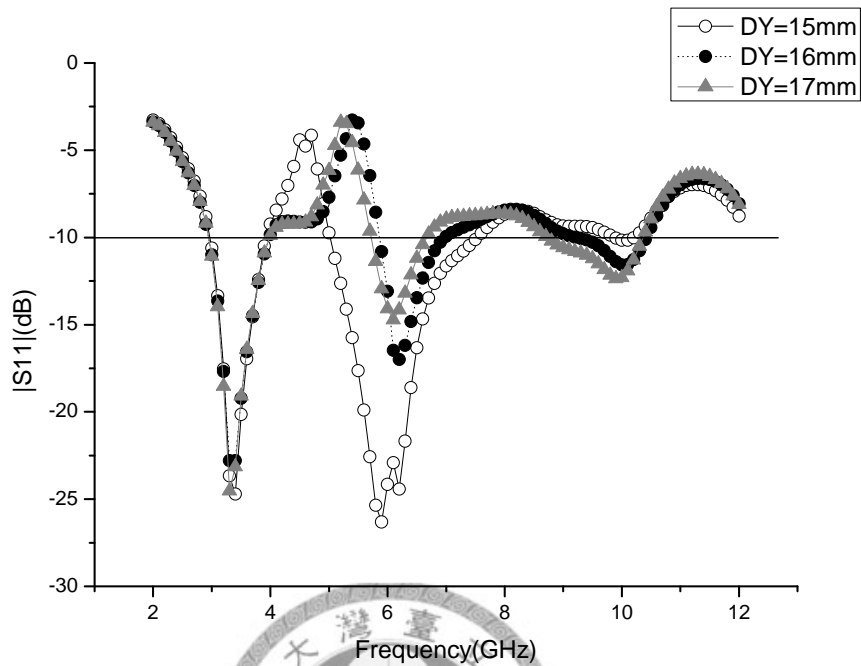


圖 4.15 挖槽法頻帶阻斷韋瓦第天線 Dy 參數分析

Dy 在這邊代表的是挖槽線擺放位置的參數，也就是由韋瓦第天線開端處到挖槽線的水平距離。由上圖的參數分析，可以看出往外擺放的時候，Dy 增加對頻帶阻斷的中心頻率、頻寬影響並不會太大；但是在比較靠近開端處如 Dy=15mm 的時候，會使中心頻率往低頻偏動，在設計時要多加留意。

4.7 場型量測

1. 在 4GHz (port1)所量測到的場型圖：

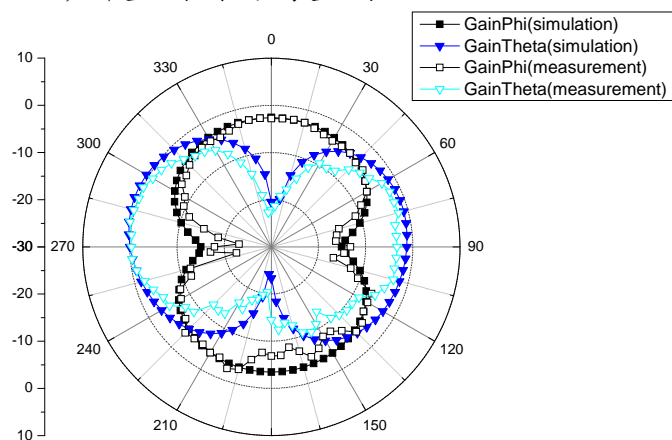


圖 4.16 頻帶阻斷韋瓦第天線 4GHz，XZ 平面的場型圖

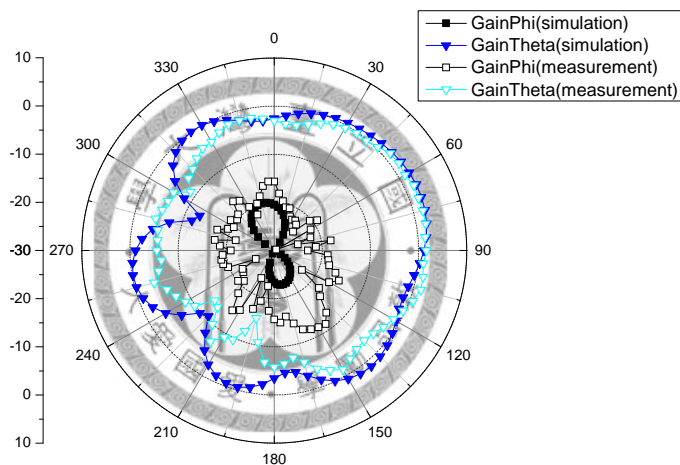


圖 4.17 頻帶阻斷韋瓦第天線 4GHz，YZ 平面的場型圖

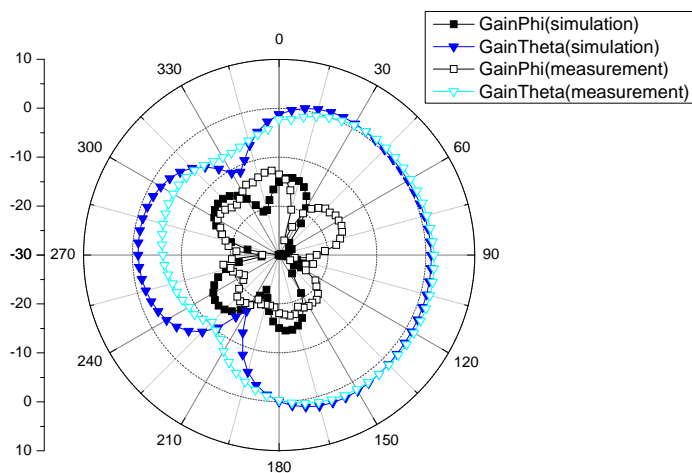


圖 4.18 頻帶阻斷韋瓦第天線 4GHz，XY 平面的場型圖

2. 在 5.5GHz (port1)所量測到的場型圖：

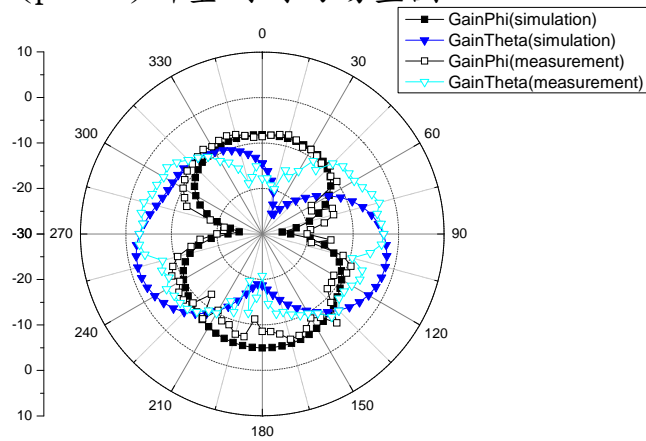


圖 4.19 頻帶阻斷韋瓦第天線 5.5GHz，XZ 平面的場型圖

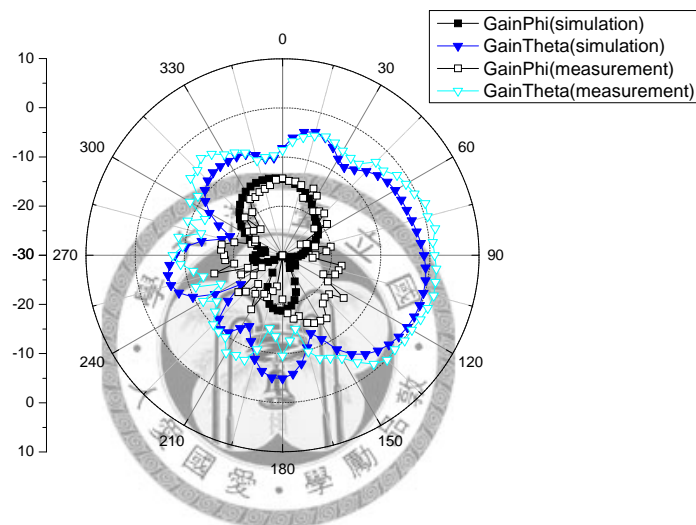


圖 4.20 頻帶阻斷韋瓦第天線 5.5GHz，YZ 平面的場型圖

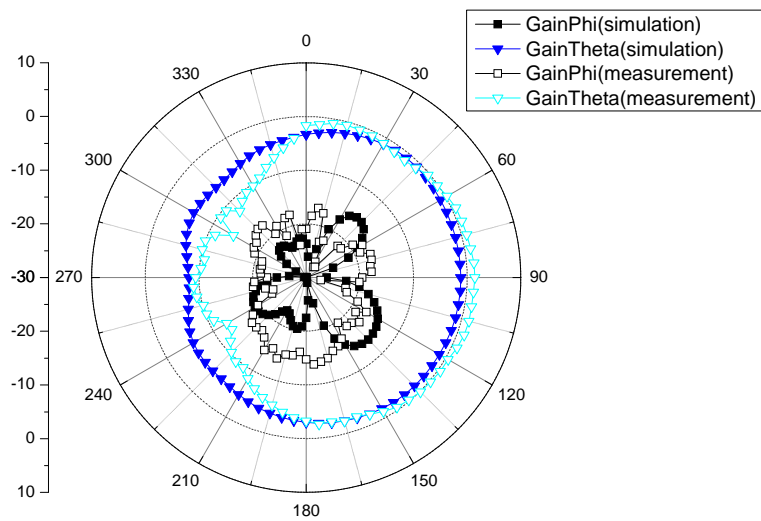


圖 4.21 頻帶阻斷韋瓦第天線 5.5GHz，XY 平面的場型圖

3. 在 7GHz (port1)所量測到的場型圖：

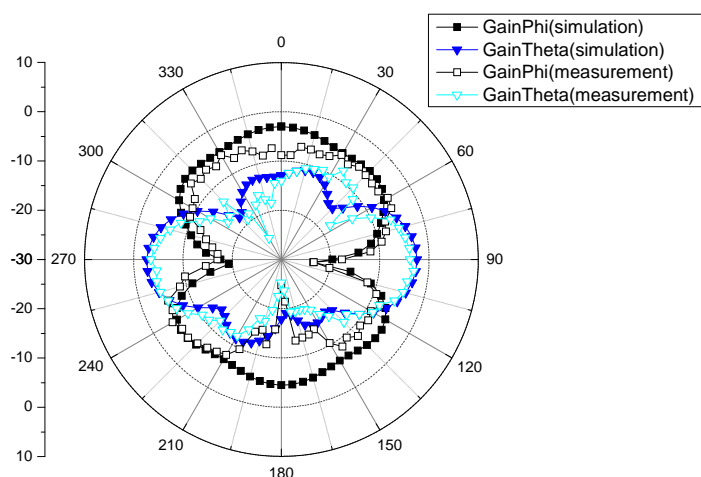


圖 4.22 頻帶阻斷韋瓦第天線 7GHz，XZ 平面的場型圖

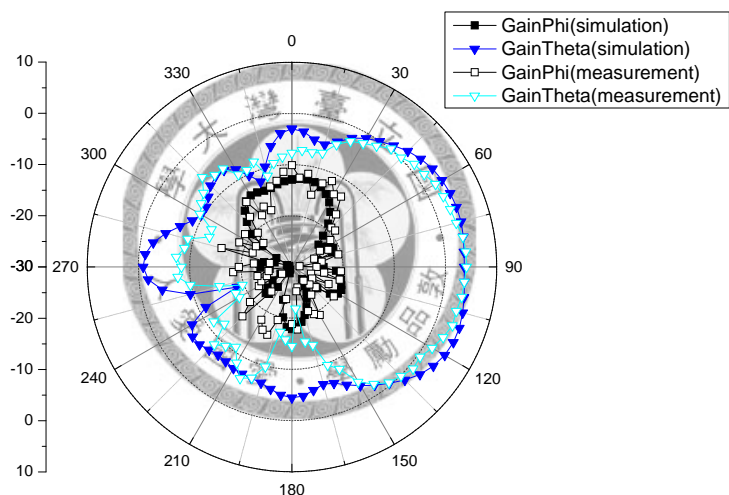


圖 4.23 頻帶阻斷韋瓦第天線 7GHz，YZ 平面的場型圖

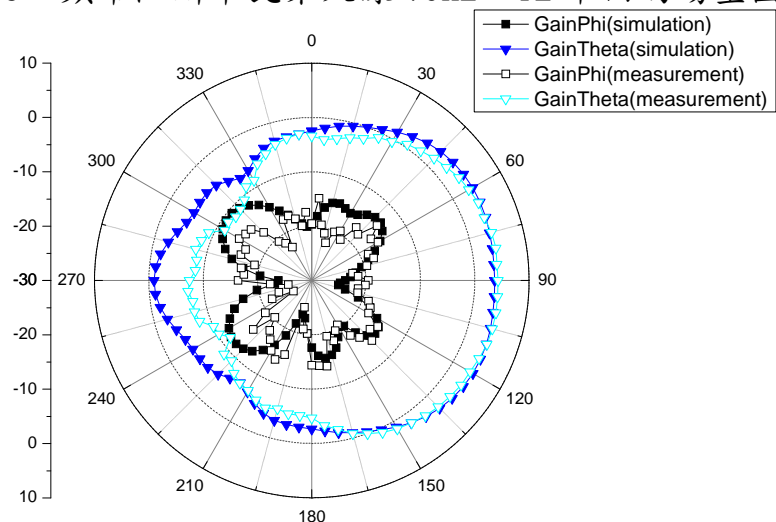


圖 4.24 頻帶阻斷韋瓦第天線 7GHz，XY 平面的場型圖

4. 在 10GHz (port1)所量測到的場型圖：

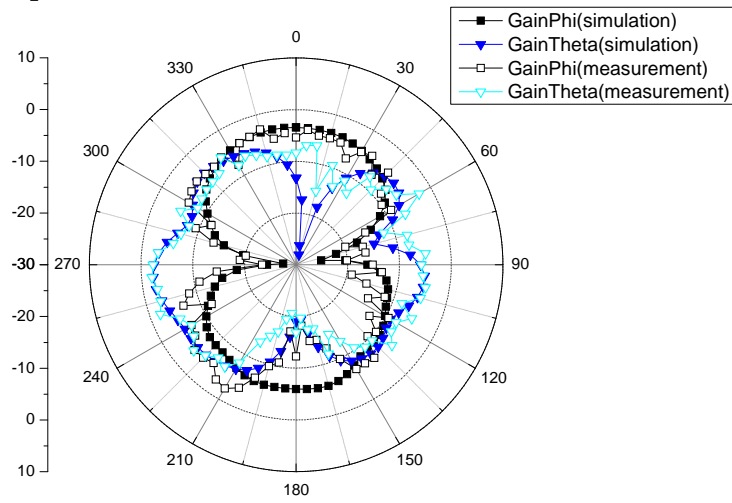


圖 4.25 頻帶阻斷韋瓦第天線 10GHz，XZ 平面的場型圖

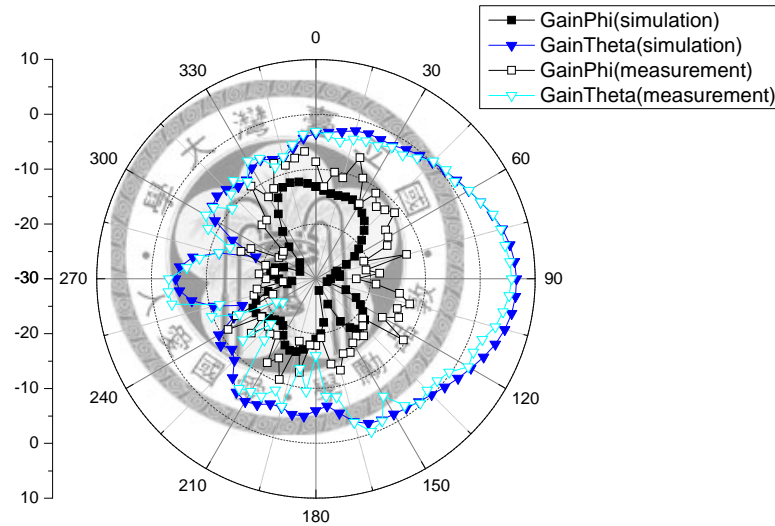


圖 4.26 頻帶阻斷韋瓦第天線 10GHz，YZ 平面的場型圖

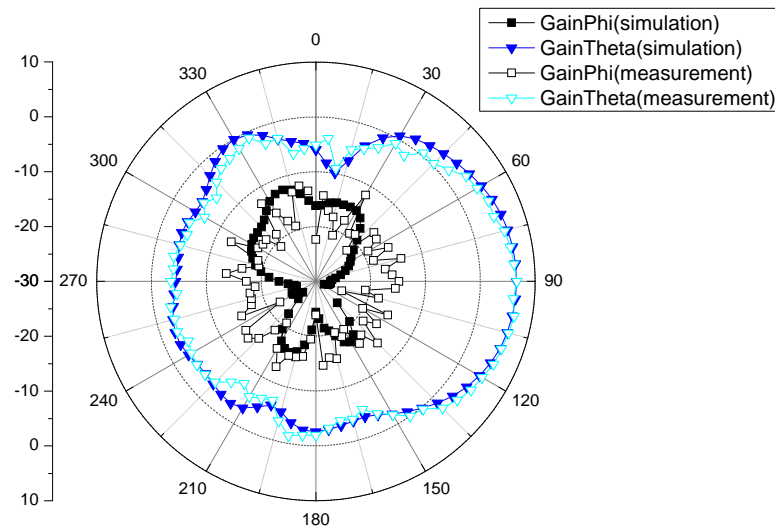


圖 4.27 頻帶阻斷韋瓦第天線 10GHz，XY 平面的場型圖

5. 在 4GHz (port2)所量測到的場型圖：

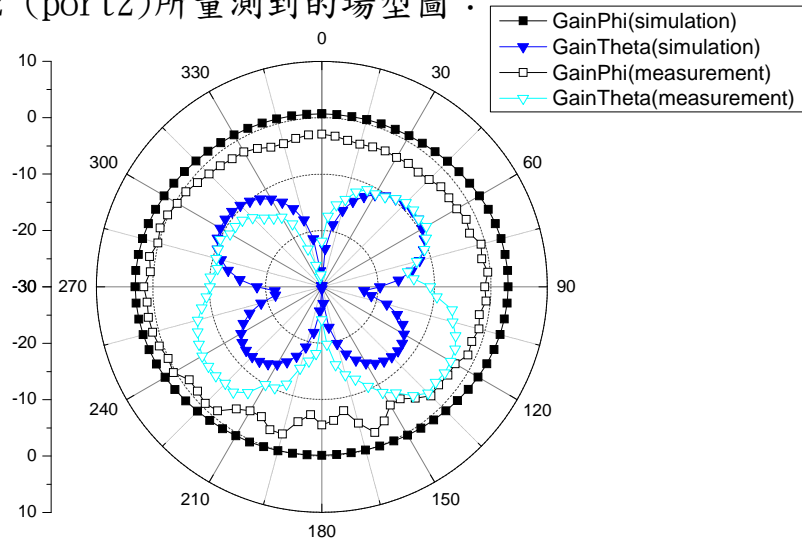


圖 4.28 頻帶阻斷開槽天線 4GHz，XZ 平面的場型圖

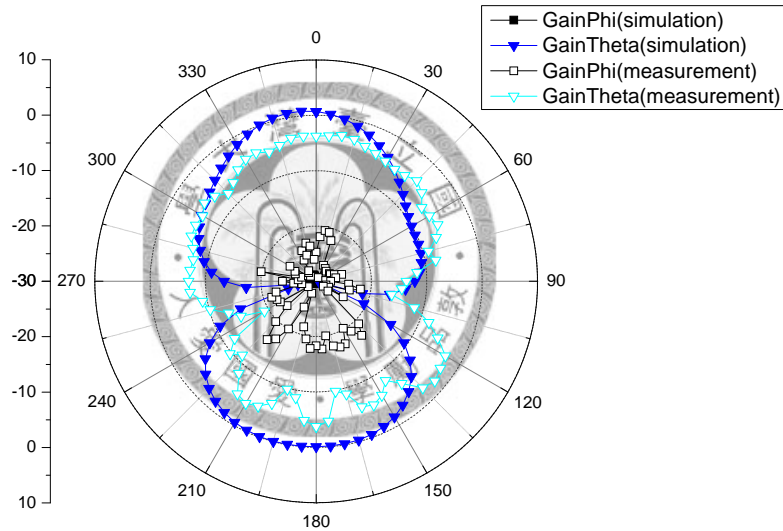


圖 4.29 頻帶阻斷開槽天線 4GHz，YZ 平面的場型圖

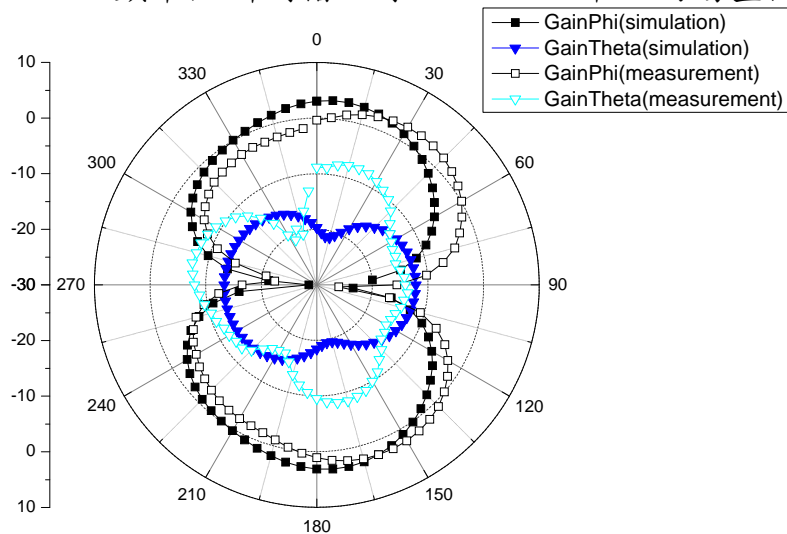


圖 4.30 頻帶阻斷開槽天線 4GHz，XY 平面的場型圖

6. 在 5.5GHz (port2)所量測到的場型圖：

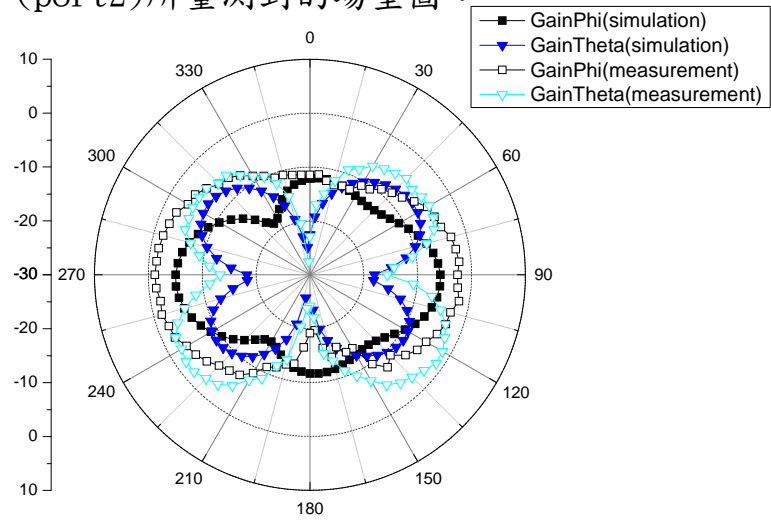


圖 4.31 頻帶阻斷開槽天線 5.5GHz，XZ 平面的場型圖

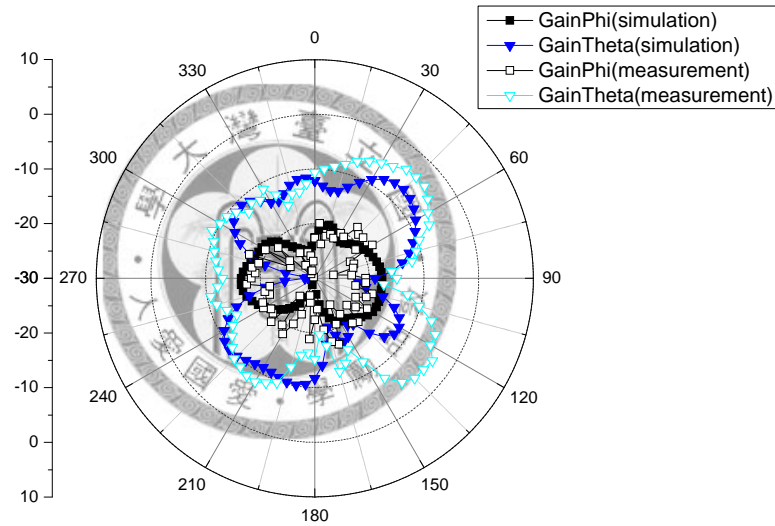


圖 4.32 頻帶阻斷開槽天線 5.5GHz，YZ 平面的場型圖

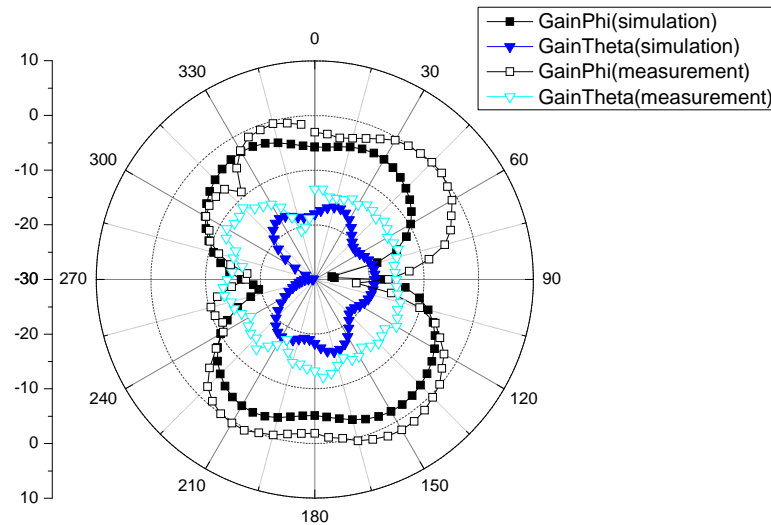


圖 4.33 頻帶阻斷開槽天線 5.5GHz，XY 平面的場型圖

7. 在 7GHz (port2)所量測到的場型圖：

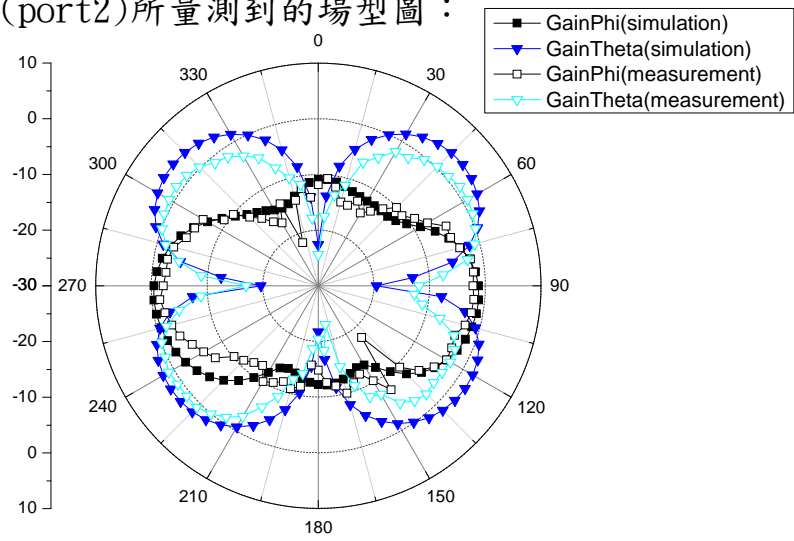


圖 4.34 頻帶阻斷開槽天線 7GHz，XZ 平面的場型圖

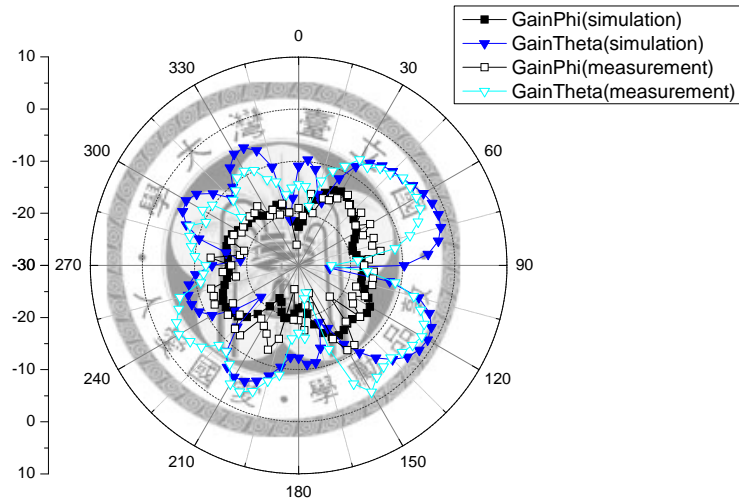


圖 4.35 頻帶阻斷開槽天線 7GHz，YZ 平面的場型圖

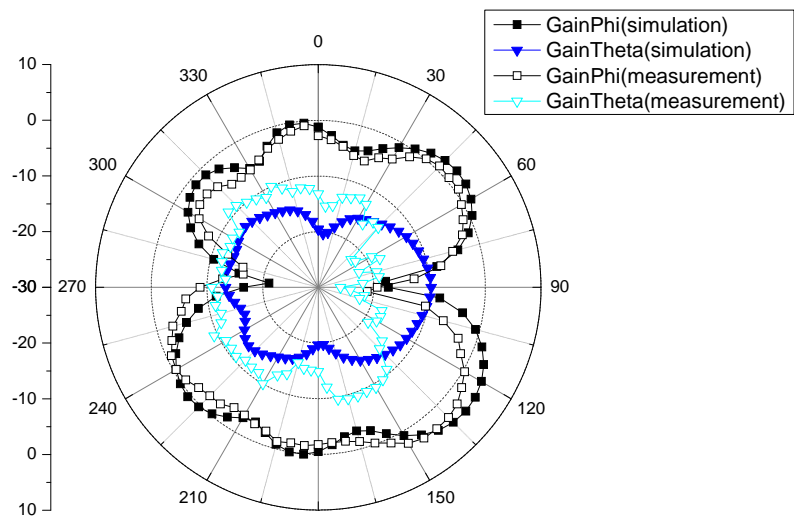


圖 4.36 頻帶阻斷開槽天線 7GHz，XY 平面的場型圖

8. 在 10GHz (port2)所量測到的場型圖：

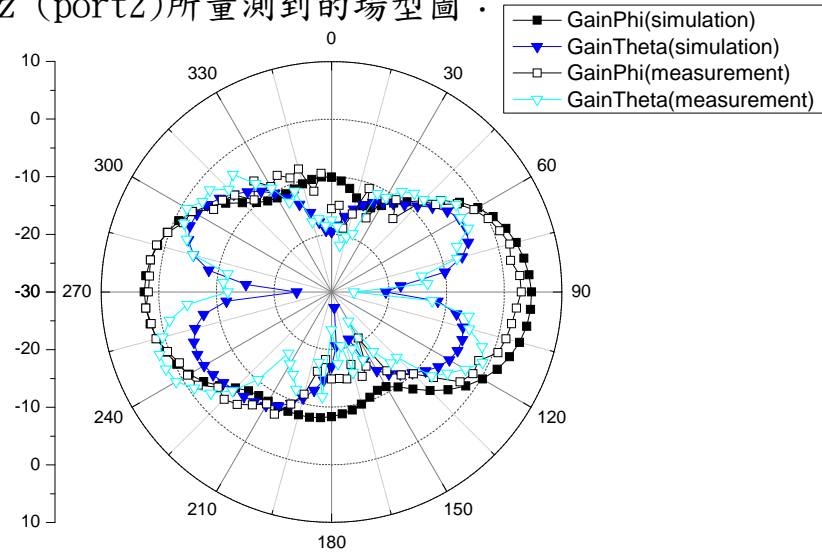


圖 4.37 頻帶阻斷開槽天線 10GHz，XZ 平面的場型圖

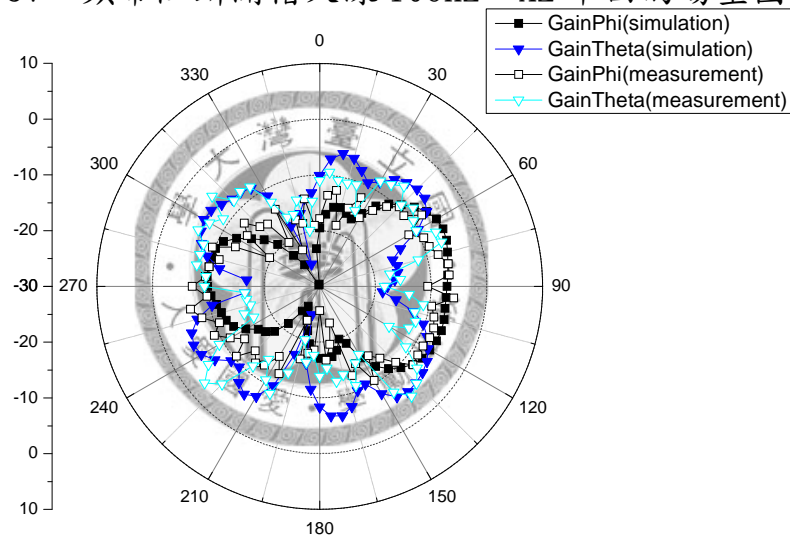


圖 4.38 頻帶阻斷開槽天線 10GHz，YZ 平面的場型圖

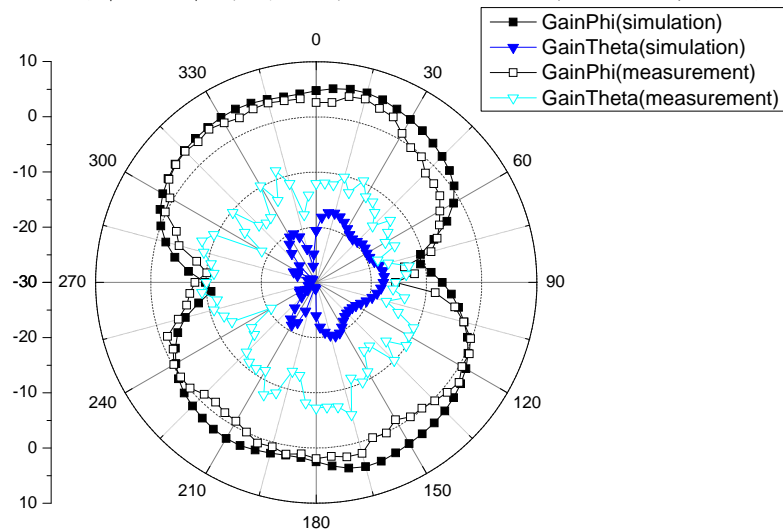


圖 4.39 頻帶阻斷開槽天線 10GHz，XY 平面的場型圖

4.8 波封相關度的計算

1. 用 S 參數計算的波封相關度

同第三章所列出的，用來衡量兩支天線是否相關度低，進而提高通道容量，可以用波封相關度來作為指標。用(3.1)、(3.2)的公式，可以畫出用 S 參數所計算出來的波封相關度大小，包含了模擬和量測結果，如圖 4.40 所示：

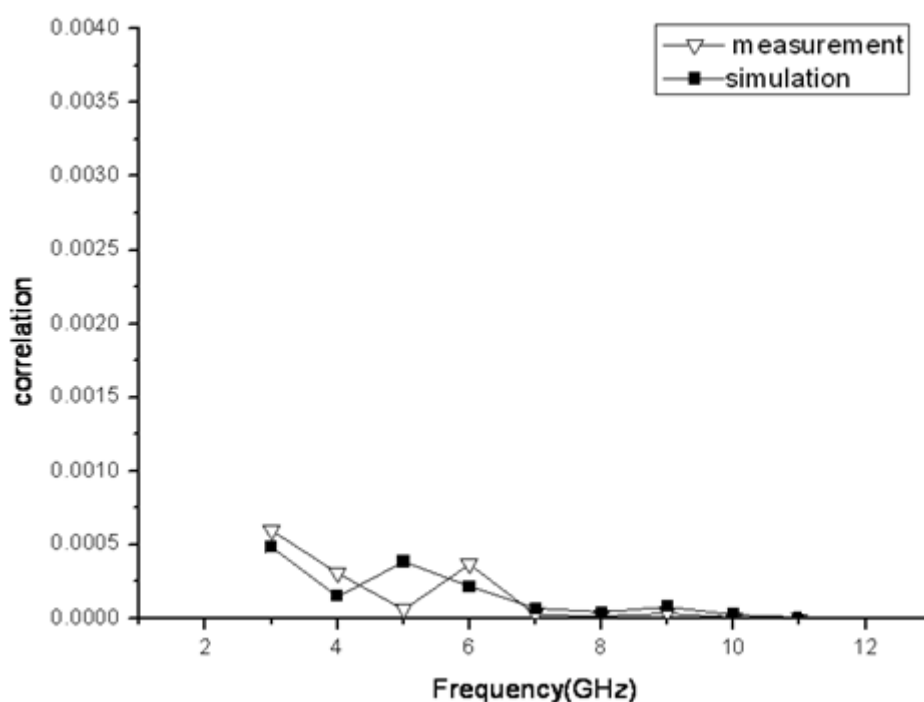


圖 4.40 以 S 參數計算 MIMO 天線間的相關度(量測和模擬)

圖中的白色三角線代表量測結果，黑色方塊線是模擬結果。可以看出模擬和量測的結果趨於一致，而且不論是那一種，波封相關度 ρ_c 都在 0.003 以下，可以看到兩支天線的通道差異性大，作了頻帶阻斷並不影響相支天線的低波封相關度。

2. 用場型去計算的相關度

若將天線的幅射場型也考慮進去，如前章所述，使用公式(3.3)、(3.4)和(3.5)三個公式，可以計算出用天線場型求得的波封相關度大小。所得到的結果如圖 4.41：

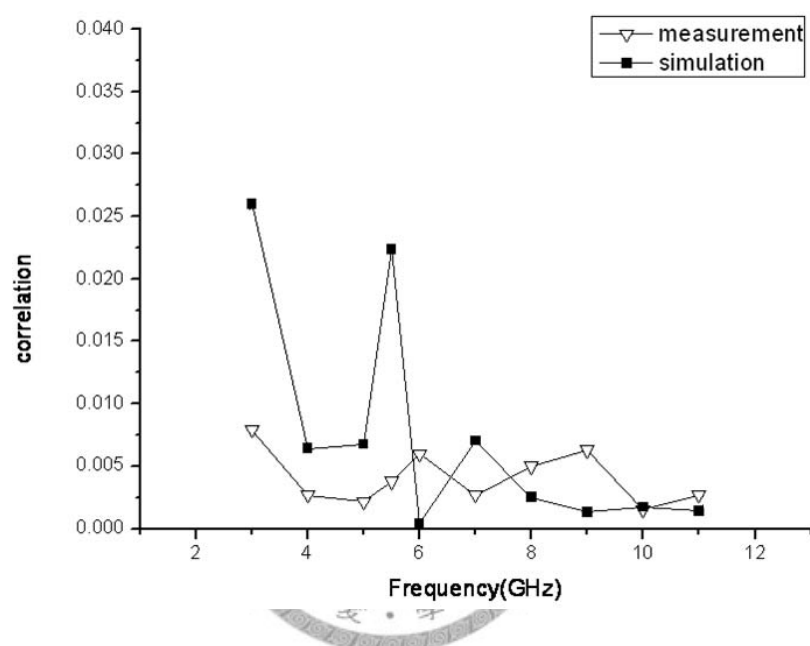


圖 4.41 以天線場型計算 MIMO 天線間的相關度(量測和模擬)

由圖中可以看出，其模擬和量測的結果大致上算吻合，而低頻的地方差異稍大，可能是實作時焊接的影響。但是其相關度仍然都在 0.03 以下，代表兩支天線的通道特性差異大，相互干擾的機率會降低。

4.9 分集增益 diversity gain

同第 3 章，分集增計算公式在(3.11) ~ (3.16)有列出，可以用來計算兩支天線在不同頻帶的分集增益，如下圖所示：

1. 4GHz (simulation)

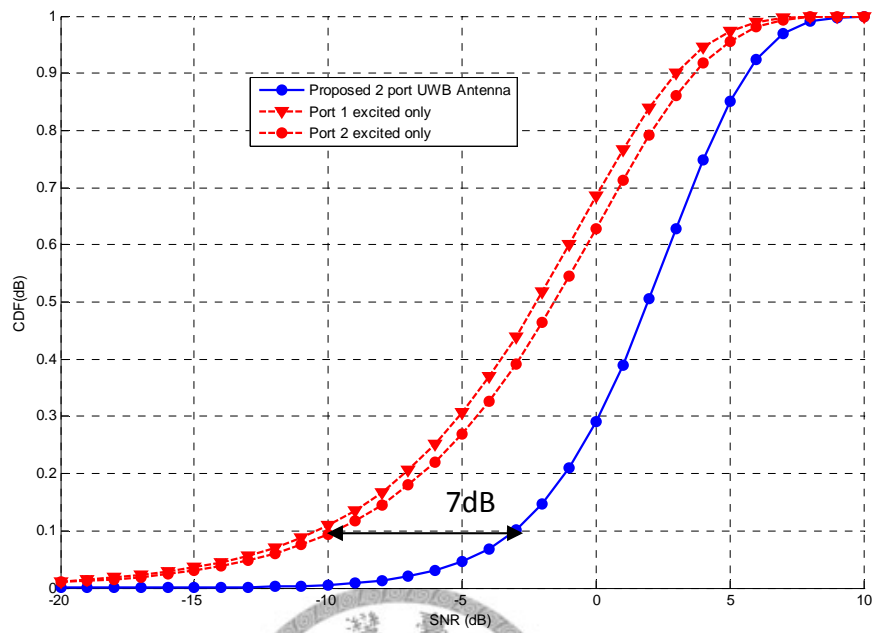


圖 4.42 4GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬)

2. 4GHz(measurement)

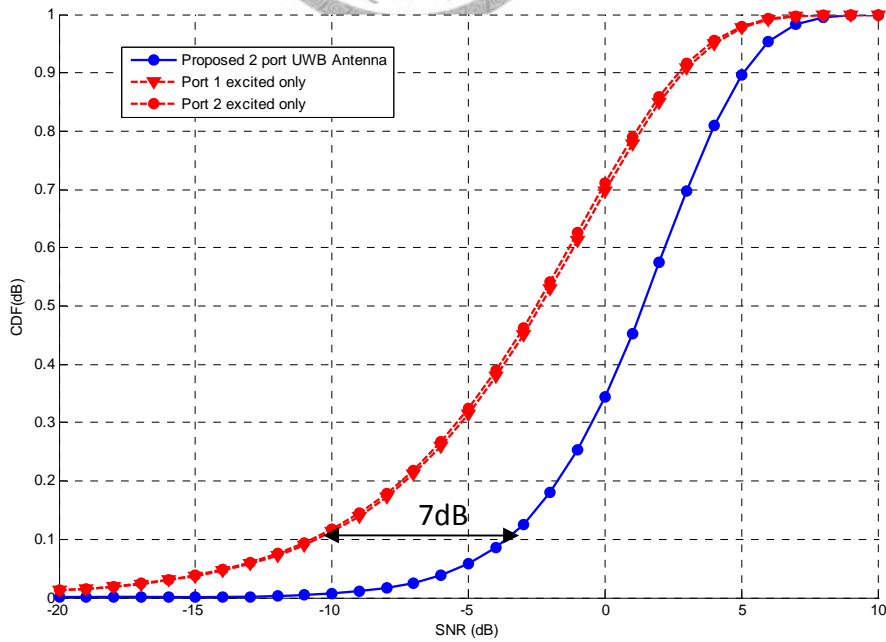


圖 4.43 4GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測)

3. 5.5GHz (simulation)

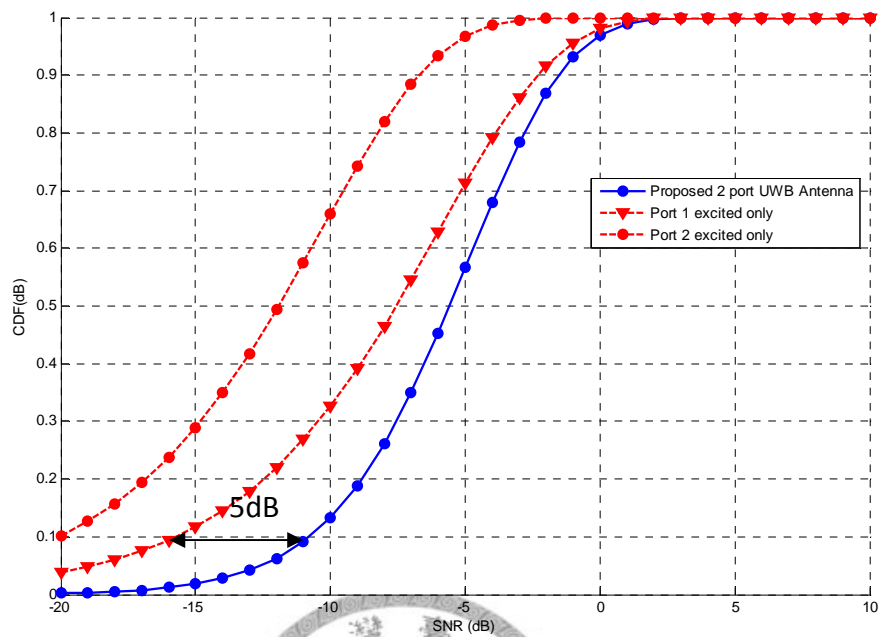


圖 4.44 5.5GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬)

4. 5.5GHz (measurement)

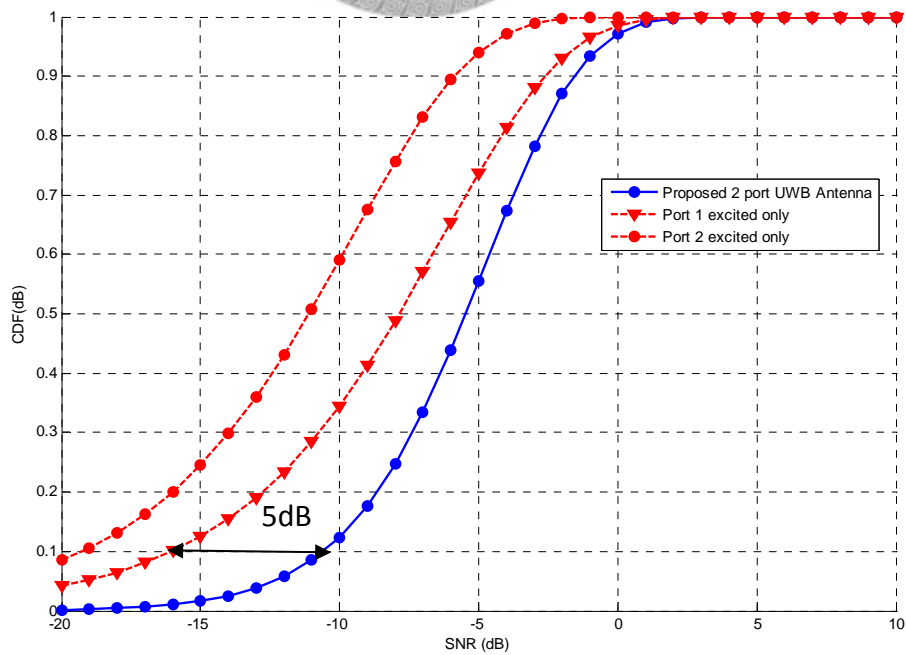


圖 4.45 5.5GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測)

5. 7GHz (simulation)

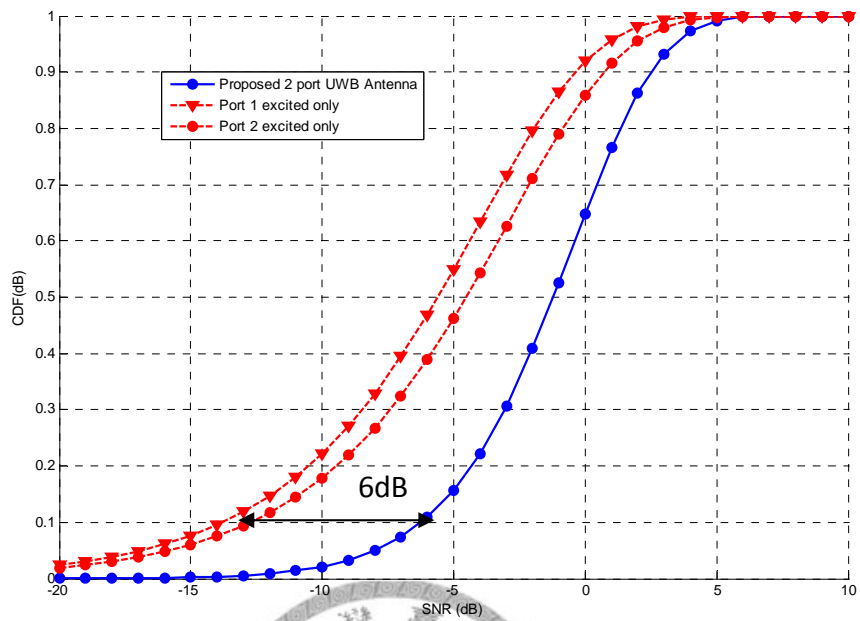


圖 4.46 7GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬)

6. 7GHz (measurement)

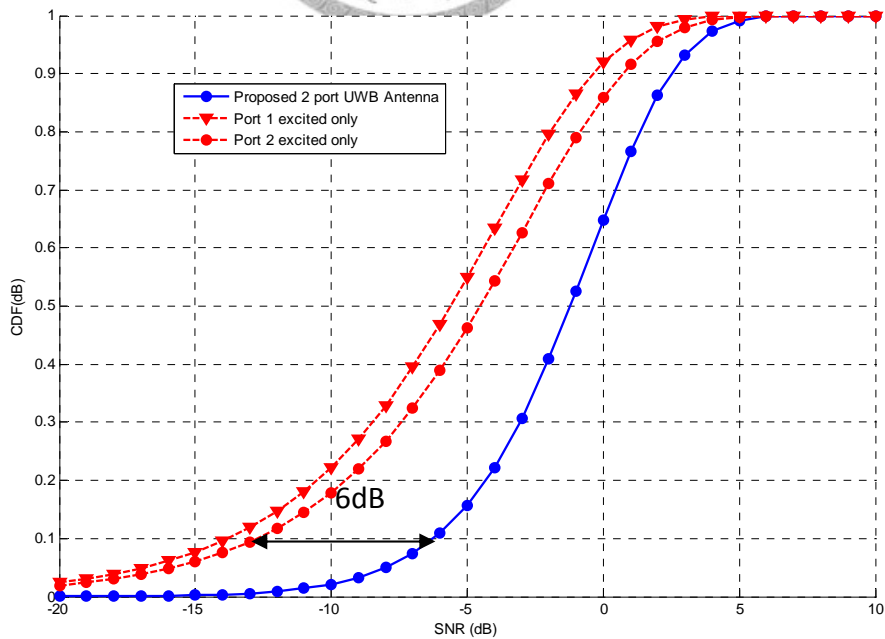


圖 4.47 7GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測)

7. 10GHz (simulation)

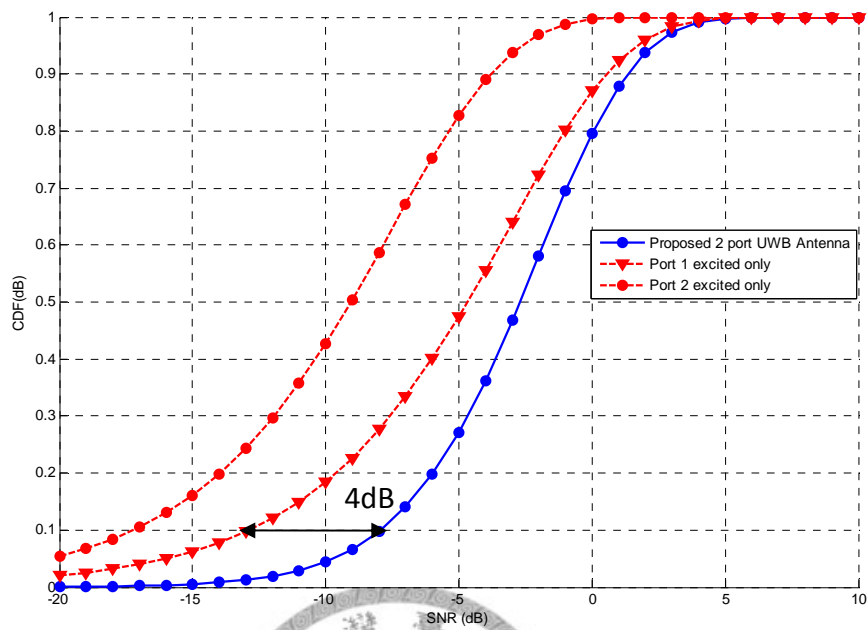


圖 4.48 10GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(模擬)

8. 10GHz (measurement)

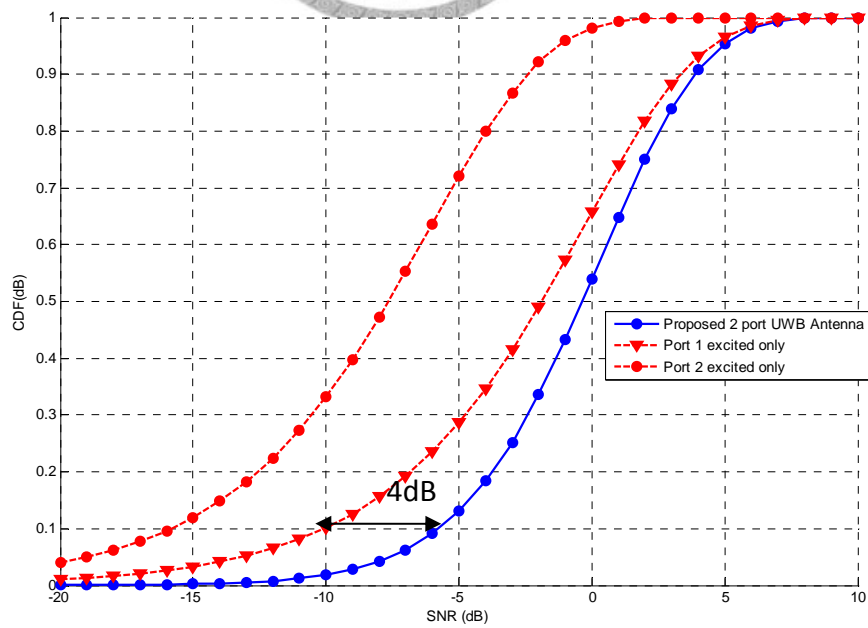


圖 4.49 10GHz 所計算頻帶阻斷天線的分集增益圖(量測)

如上面圖示，除了同第 3 章觀察 4、7、10GHz 的點以外，再加入有作頻帶阻斷的 5.5GHz 的點。可以發現模擬和量測的結果十分接近。低頻兩支天線的差異度小，高頻兩支天線的差異度大，這在第 3 章的部分已經有加以討論。值得注意的是，有做頻帶阻斷的 5.5GHz 點，可以發現分集增益的機率累積圖形明顯會往左偏移，這是因為作了頻帶阻斷以後，天線所幅射的能量變得很小，而使得在同樣機率條件下的信號雜訊比(SNR)大幅下降。

4.10 實際最大增益對頻率圖形 (Realized peak gain spectrum)

做完頻帶阻斷以後，最明顯不同，就是觀察增益對頻率所作的圖形。以下是增益圖形的模擬和量測結果：

(1) 由 port1 激發

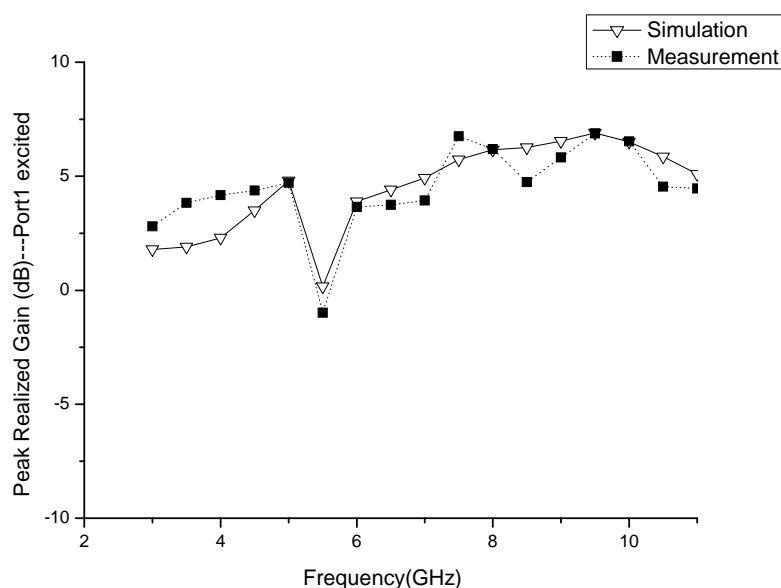


圖 4.50 頻帶阻斷韋瓦第天線的最大增益對頻率

(2) 由 port2 激發

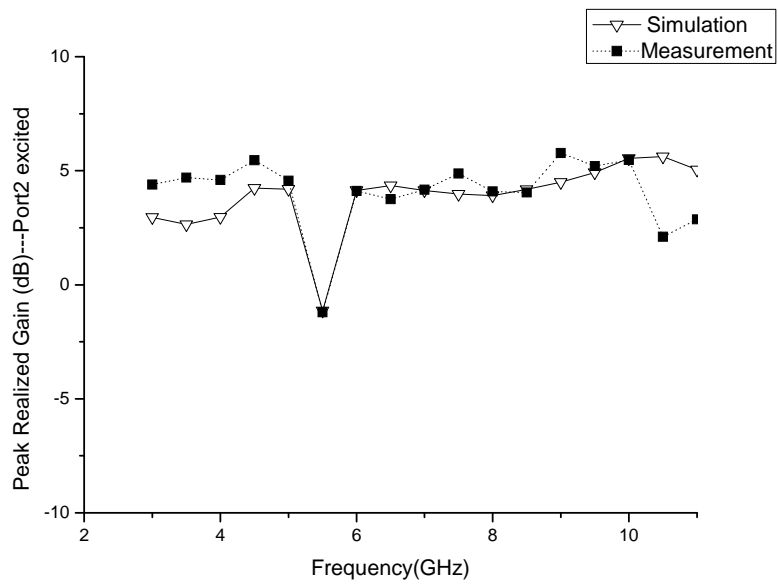


圖 4.51 頻帶阻斷開槽天線的最大增益對頻率

由上面二圖可以看出，無論是量測或是模擬的結果，在設計頻帶阻斷的地方(5.5GHz 為中心的 5~6GHz 頻帶)，其增益都會有非常明顯的下降，達到吾人所期望的效果。

第五章 總結

本論文提出一個多輸入多輸出的天線設計，做出涵蓋超寬頻(3.1GHz~10.6GHz)的頻寬。模擬的地方都使用 Ansoft HFSS，並加上量測結果互為驗證。

本文第三章在設計的過程中，為了使分集天線之間的波封相關度變低，主要應用第二章所列出的兩種分集技術：

1. 極化分集：Port1 和 Port2 採用彼此正交方向饋入。
2. 場型分集：Port1 天線向 y 方向側邊幅射，而 Port2 天線向正負 x 軸的方向上下幅射。

此種設計使得分集天線的波封相關度都在 0.1 以下，將可使多輸入多輸出天線的效果顯著。

第四章所加入的頻帶阻斷設計，以 5.5GHz 中心頻率波長的金屬線、挖槽線加於寬頻天線上，兩者皆可使對應的頻帶天線增益下降到 0dB 以下，而折返損失在 10dB 以上，達到了與 WLAN 低度干擾的效果。

在模擬的過程中，吾人並加入實際製作時饋入天線的 50 歐姆 SMA 接頭，期使本文的量測和模擬結果能更加接近。

參考文獻：

- [1] Y. -C. Lin and K. -J. Hung, "Compact Ultrawideband Rectangular Aperture Antenna and Band-Notched Designs", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 11, pp. 3075-3081, Nov. 2006
- [2] J. Martínez-Fernández, J. M. Gil, and W. Wiesbeck, "Twin Orthogonally Polarized UWB Aperture Antenna Elements With Optimized Profile Feed for Optimal Adaptation", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation Letter*, Vol.8, pp. 517-521, 2009
- [3] A. N. Sharp and R. Kyprianou, "Vivaldi Antennas: Wideband Radar Antennas Simulation and Reality", *Radar Systems 2007 IET International Conference*, pp.1 - 5, Oct. 2007
- [4] D. H. Schaubert, S. Kasturi, A. O. Boryssenko, and W. M. Elsallal, "Vivaldi Antenna Arrays for Wide Bandwidth and Electronic Scanning", *Antennas and Propagation, EuCAP 2007*. pp. 1-6, Nov. 2007
- [5] T. -M. Li, Y. -P. Rao, and Z. -G. Niu, "Analysis and Design of UWB Vivaldi Antenna", *IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications*, pp. 579-581, 2007
- [6] W. -S. Chen and K. -Y. Ku, "Band-Rejected Design of the Printed Open Slot Antenna for WLAN/WiMAX Operation", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 4, pp.1163-1169, Apr. 2008
- [7] K. -H. Kim and S. -O. Park, "Analysis of the Small Band-Rejected Antenna with the Parasitic Strip for UWB", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.54, No.6, pp.1688-1692, Jun. 2006
- [8] J. -W. Jang and H. -Y. Hwang, "An Improved Band-Rejection UWB Antenna With Resonant Patches and a Slot", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, pp.299-302, 2009
- [9] J. -Y. Sze and J. -Y. Shiu, "Design of Band-Notched Ultrawideband Square Aperture Antenna With a Hat-Shaped Back-Patch", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.56, No.10, pp.3311-3314, Oct. 2008
- [10] H.-J. Zhou, B.-H. Sun, Q. -Zh. Liu and J.-Y. Deng, "Implementation and investigation of U-shaped aperture UWB antenna with dual band-notched characteristics", *Electronics Letters* 20th, Vol.44, No.24, Nov. 2008

- [11] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, "Envelope Correlation in (N, N) MIMO Antenna Array From Scattering Parameter", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48, No. 5, pp.832-834, May 2006.
- [12] C. -C. Chiau, "Study of the Diversity Antenna Array for the MIMO Wireless Communication Systems" , A thesis submitted to the University of London for the degree of Doctor, Department of Electronic Engineering Queen Mary, University of London United Kingdom, pp.11-34, Apr. 2006
- [13] T. Taga, "Analysis of mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments", *IEEE Transaction On Vehicular Technology*, Vol. 39, No.2, pp. 117-131, May 1990
- [14] J. -I. Takada and K. Ogawa, "Concept of Diversity Antenna Gain", *European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research*, pp. 1-4, May 13, 2003
- [15] C. B. Dietrich, J. K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, Polarization, and Pattern Diversity for Wireless Handheld Terminals", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol.49, No.9, pp.1271-1280, Sep. 2001

