

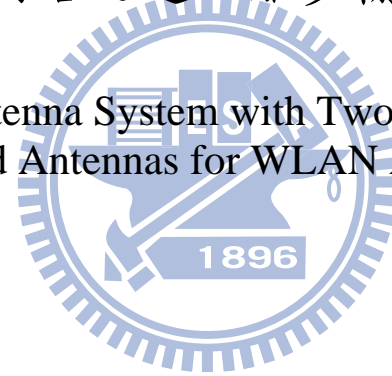
國立交通大學

電機學院通訊與網路科技產業研發碩士班

碩士論文

應用於無線區域網路之近距離多輸入多輸出雙頻天線

A MIMO Antenna System with Two Closely Spaced
Dual-band Antennas for WLAN Applications



研究生：黎煥彬

指導教授：鍾世忠 教授

中華民國九十九年三月

應用於無線區域網路之近距離多輸入多輸出雙頻天線
A MIMO Antenna System with Two Closely Spaced
Dual-band Antennas for WLAN Applications

研究生：黎煥彬

Student : Huan-Bin Li

指導教授：鍾世忠 博士

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung



Submitted to College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
in
Industrial Technology R & D Master Program on
Communication Engineering

March 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年三月

應用於無線區域網路之近距離多輸入多輸出雙頻天線

學生：黎煥彬

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學電機學院產業研發碩士班

摘 要

本論文中，提出對於多輸入多輸出雙頻天線的設計方法，以應用於 802.11 n 之 2.4 GHz 與 5 GHz 頻段。天線是利用兩種不同頻率之諧振器互相耦合，使此天線在兩個頻段同時匹配來達到雙頻的效果，而天線雙頻的共振機制分別為操作在低頻的四分之一波長之寄生元件與操作在高頻的倒 L 形單極天線；靠著彼此的互相耦合，使得此雙頻天線只需要一個饋入電路即可達到雙頻的目的。天線架構雖然是印製在印刷電路板上，但其尺寸不大，相鄰之兩空間 $13 \times 5.5\text{mm}^2$ ($0.104 \lambda_0 \times 0.044 \lambda_0$) 和 $18 \times 6.5\text{mm}^2$ ($0.144 \lambda_0 \times 0.052 \lambda_0$) 分別放入天線 1 與天線 2 (λ_0 為 2.4 GHz 在真空中之波長)。將天線 1 固定，探討天線 2 受到天線 1 的影響，從電容性耦合、電感性耦合以及地上之電流三個方面來切入研究，將兩者之耦合量降低以達到較好的隔離度。最後提出的架構，兩埠之間距離約為 13mm ($0.104 \lambda_0$)，低頻隔離度為 8.09dB 高頻隔離度為 12.65dB，模擬與量測結果一致符合無線區域網路需求。


A MIMO Antenna System with Two Closely Spaced Dual-band Antennas for WLAN Applications

Student : Huan-Bin Li

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Industrial Technology R & D Master Program of
Electrical and Computer Engineering College
National Chiao Tung University

ABSTRACT



In this thesis, a design method for the MIMO (Multi-input Multi-output) antenna structure for 2.4 GHz and 5 GHz applications is proposed. This structure utilizes two types of resonators coupled to each other to achieve the dual-band application. One is the conventional inverted-L monopole for higher operating band, and the other is $\lambda/4$ resonator for lower operating band. Since the two types of resonators couples to each other, this antenna structure only needs one feeding network for dual-band operation. This antenna is fabricated on PCB board, and the total spaces for antenna 1 and antenna 2 are $13 \times 5.5 \text{mm}^2$ and $18 \times 6.5 \text{mm}^2$, respectively. To achieve good isolation, we can investigate the interaction between antennas in three aspects, capacitive coupling, inductive coupling, and the surface current in the ground plane. The measured isolation of the proposed antenna with port distance of 13mm is 8.09dB in lower band and 12.65dB in higher band. The simulated and measured results come to an agreement.

誌 謝

能夠順利的完成這篇論文，首先要感謝的就是指導教授鍾世忠博士。學生在這兩年就讀研究所的期間，老師以豐富的學識以及獨到的見解，提供我思考的方向，解答了我的疑問，並且提供完善的研究資源，從對於天線研究領域的無知懵懂，到現在可以順利完成論文，因此由衷地感謝老師的指導。感謝口試委員林怡成教授、黃瑞彬教授與凌菁偉博士所給予的指正，讓本論文更加完備。

感謝實驗室的夥伴們：學長姐菁偉、阿信、凱哥、肇堂、達叔、清標、阿雷、警棍、阿本、馬爺、少華、浩宇、小池，同學柏翔、財溢、冷肥、BB、子嫻、高美姿、郁凱、阿諾、學弟志謙、人豪、阿澤、老甘、瑋哥、益吉，還有老闆的得力助手佩華與柯柯，這兩年內因為有你們一起分享著生活和研究的經驗，讓我覺得過的很充實。感謝你們在微波與天線上的相關經驗指導，沒有你們這篇論文也不會如此順利。

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

目 錄

| | | |
|-------|--------------------------|-----|
| 中文提要 | | i |
| 英文提要 | | ii |
| 誌謝 | | iii |
| 目錄 | | iv |
| 圖表目錄 | | v |
| | | |
| 第一章 | 導論..... | 1 |
| 1.1 | 工程背景及動機..... | 1 |
| 1.2 | 章節內容簡介..... | 3 |
| 第二章 | 倒L形天線及四分之一波長諧振器基本原理..... | 4 |
| 2.1.1 | 倒L形天線..... | 4 |
| 2.1.2 | 四分之一波長諧振器..... | 8 |
| 第三章 | 耦合雙頻天線..... | 10 |
| 3.1 | 天線環境介紹..... | 10 |
| 3.2 | 倒L形天線..... | 11 |
| 3.3 | 耦合雙頻天線..... | 12 |
| 第四章 | 多輸入多輸出雙頻耦合天線..... | 17 |
| 4.1 | 多輸入多輸出雙頻耦合天線之設計..... | 17 |
| 4.1.1 | 天線擺放方式對隔離度之探討..... | 17 |
| 4.1.2 | 多輸入多輸出雙頻耦合天線..... | 19 |
| 4.2 | 隔離度之改良..... | 21 |
| 4.2.1 | 高頻隔離度之改良..... | 21 |
| 4.2.2 | 低頻隔離度之改良..... | 33 |
| 第五章 | 結論..... | 43 |
| 參考文獻 | | 44 |
| 附錄 | 天線實體架構照片..... | 46 |

圖 表 目 錄

| | | |
|--------|---|----|
| 圖 2.1 | 二分之一波長偶極天線 (a)電流分佈圖 (b)輻射場型圖..... | 5 |
| 圖 2.2 | 單極天線 (a)結構圖 (b)電流分佈圖..... | 6 |
| 圖 2.3 | 倒 L 形天線 (a)倒 L 形天線架構圖 (b)微帶線負載偶極天線..... | 7 |
| 圖 2.4 | 利用開路諧振腔間的交叉耦合設計的不同階帶通濾波器... | 8 |
| 圖 2.5 | 二分之一波長微帶線兩端開路共振腔電流分佈圖..... | 9 |
| 圖 3.1 | 天線設定環境之架構圖..... | 11 |
| 圖 3.2 | 5.5GHz 倒 L 形天線架構圖..... | 11 |
| 圖 3.3 | 5GHz 倒 L 形天線之模擬 S 參數..... | 12 |
| 圖 3.4 | 倒 L 形耦合雙頻天線架構圖..... | 12 |
| 圖 3.5 | 倒 L 形耦合雙頻天線之模擬 S 參數..... | 16 |
| 圖 3.6 | 變數 L0 之參數探討架構圖..... | 16 |
| 圖 3.7 | 變數 L0 參數探討之模擬 S 參數..... | 14 |
| 圖 3.8 | 變數 L1 之參數探討架構圖..... | 14 |
| 圖 3.9 | 變數 L1 參數探討之模擬 S 參數..... | 15 |
| 圖 3.10 | 變數 L2 之參數探討架構圖..... | 15 |
| 圖 3.11 | 變數 L2 參數探討之模擬 S 參數..... | 16 |
| 圖 4.1 | 討論天線電容性耦合之架構圖..... | 17 |
| 圖 4.2 | 討論天線電容性耦合之 S 參數模擬圖..... | 18 |
| 圖 4.3 | 討論天線低頻電感性耦合之架構圖..... | 19 |
| 圖 4.4 | 討論天線電感性耦合之 S 參數模擬圖..... | 19 |
| 圖 4.5 | 直接設計之天線架構..... | 20 |
| 圖 4.6 | 直接設計天線之 S 參數模擬圖..... | 20 |
| 圖 4.7 | 直接設計天線之 S 參數量測圖..... | 21 |
| 圖 4.8 | 天線 2 之單極天線不存在時之模擬電流圖於 (a)2.45 GHz(b)5.25 GHz(c)5.85 GHz..... | 22 |
| 圖 4.9 | 改善高頻隔離度之天線設計架構圖..... | 23 |
| 圖 4.10 | 改善高頻隔離度之天線設計尺寸圖..... | 23 |
| 圖 4.11 | 改善高頻隔離度天線之 S 參數模擬圖..... | 24 |
| 圖 4.12 | 天線 2 之寄生元件不存在時之模擬電流圖於 (a)2.45 GHz(b)5.25 GHz(c)5.85 GHz..... | 25 |
| 圖 4.13 | 天線 2 之寄生元件開路端對地距離 D2 之參數探討模擬圖 (a)參數架構(b)低頻 S11 (c)低頻 S22 (d)低頻 S21 (e)高頻 S11 (f)高頻 S22 (g)高頻 S21..... | 27 |
| 圖 4.14 | 天線 2 單極天線不存在時之地上電流圖..... | 27 |

| | | |
|--------|---|----|
| 圖 4.15 | 改善高頻隔離度天線之 S 參數量測圖..... | 28 |
| 圖 4.16 | 改善高頻隔離度天線之天線 1 在 2.45 GHz 的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 29 |
| 圖 4.17 | 改善高頻隔離度天線之天線 2 在 2.45 GHz 的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 30 |
| 圖 4.18 | 改善高頻隔離度天線之天線 1 在 5.5 GHz 的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 31 |
| 圖 4.19 | 改善高頻隔離度天線之天線 2 在 5.5 GHz 的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 32 |
| 圖 4.20 | 調整天線 1 架構之 5.85GHz 電流圖..... | 34 |
| 圖 4.21 | 變數 D1 之參數探討架構圖<背面>..... | 34 |
| 圖 4.22 | 低頻隔離度之改良天線對變數 D1 的模擬 S 參數 (a) S11 (b) S22 (c)S21..... | 35 |
| 圖 4.23 | 低頻隔離度改良之天線架構圖..... | 36 |
| 圖 4.24 | 低頻隔離度改良之天線尺寸圖..... | 36 |
| 圖 4.25 | 低頻隔離度改良之天線 S 參數模擬圖..... | 37 |
| 圖 4.26 | 低頻隔離度改良之天線 S 參數量測圖..... | 37 |
| 圖 4.27 | 改善低頻隔離度天線之天線1在2.5GHz的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 38 |
| 圖 4.28 | 改善低頻隔離度天線之天線 2 在 2.5GHz 的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 39 |
| 圖 4.29 | 改善低頻隔離度天線之天線 1 在 5.5GHz 的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 40 |
| 圖 4.30 | 改善低頻隔離度天線之天線 2 在 5.5 GHz 的輻射場型 (a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane..... | 41 |
| 表 4.1 | 直接設計天線之頻寬與隔離度表..... | 21 |
| 表 4.2 | 改善高頻隔離度天線之 S 參數量測數據..... | 28 |
| 表 4.3 | 改善高頻隔離度天線各頻率輻射場型之最大增益 (peak gain)與平均增益(average gain) | 33 |
| 表 4.4 | 改善低頻隔離度天線之 S 參數量測數據..... | 37 |
| 表 4.5 | 改善低頻隔離度天線各頻率輻射場型之最大增益 (peak gain)與平均增益(average gain) | 42 |

第一章 導論(Introduction)

1.1 工程背景及動機

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

802.11b 為發展最早的無線區域網路標準，也是如今普及最廣且技術已很成熟的無線區域網路規格，802.11b 工作頻段在 2.4 GHz(2.4 GHz~2.4835 GHz)，其最大能提供的傳輸速率為 11 Mbps。而天線在無線通訊系統射頻端中是一很重要的元件，在很多文獻中也特別針對於 2.4GHz 的頻段設計天線，如鈎狀天線(hook-like antenna)[2]、單極天線[3]、以及廣泛使用的倒 F 形天線[4]-[6]，這些天線都有尺寸小、容易製作、以及低成本的優點，且這些天線的輻射場型都接近全向性，所以很適合用於無線網路系統中。然而隨著無線網路應用的快速發展，對於傳輸資料的安全性要求越來越重視，傳輸資料量也越來越多，802.11b 的 11 Mbps 傳輸速率則略顯不足。802.11a 的出現在某種程度上則解決了此問題，802.11a 最大能提供 54 Mbps 的傳輸速率，其操作頻段位於在 5 GHz (5.15~5.35 GHz/5.725~5.825 GHz)的頻段上。802.11a 和 802.11b 因為頻段不同，而使得兩者訊號的相容性較低，因此 802.11g 即應運而生。802.11g 工作的頻段與 802.11b 相同，同樣位於免費的 2.4 GHz 頻段，但傳輸速度則可與 802.11a 一樣達 54 Mbps，比 802.11b 的 11 Mbps 快，但隨著網路資訊量的爆炸成長，802.11g 與 802.11a 的傳輸速率已不符使用。美國電機與電子工程師學會之 802.11n，傳輸速度理論值為 300Mbit/s，此項新標準比 802.11b 快上 50 倍，而比 802.11g 快上 10 倍左右。802.11n 也將會比目前的無線網路傳送到更遠的距離。同時 802.11n 增加了對於多輸入多輸出(MIMO)的標準，使用多個發射和接收天線來允許在無線多路徑道，使更高的容

量，更好的覆蓋率和提高可靠性。根據薛南容量(Shannon Capacity)公式經過 MIMO 應用的修正為 $C = B \log_2(1 + M \times SNR)$ ，C 為傳輸容量、B 為頻寬、M 為天線個數、SNR 為訊號雜訊比，由修正公式可得，因為天線個數增加可以改善廣義的訊號雜訊比，當天線個數越多時傳輸容量也會隨著增加，因此多輸入多輸出系統是無線區域網路現階段最先進的技術

由於目前無線通訊電路的主動元件隨著 IC 製程的快速進步，增加其整合性且大幅縮小其體積，例如 802.11n 無線網路使用多輸入多輸出技術，所以天線就必須能夠同時匹配於多個不同的頻段以及放入多支天線來符合此需求。因此若要 802.11n 無線區域網路系統，就必須有同時匹配於 2.4~2.5 GHz、5~6 GHz 的雙頻天線，並且在小體積中的多支天線也必須要有良好的隔離度(Isolation)。近幾年來有很多的文獻設計出各式各樣操作在 2.45 GHz 與 5 GHz 的雙頻天線。在這些設計中，他們都有尺寸小、製作簡單、成本低、且易與平面電路板做結合等優點。大部分文獻中的共振型雙頻天線，有採用兩種相同的共振機制利用長度的不同產生雙頻，例如雙 U 形天線[7]、正 F 形天線[8]、G 形天線[9]、以及 T 形單極天線[10]。也有利用兩種不同的共振機制來產生兩個不同的共振頻率，例如雙頻開路諧振環單極天線[11]，倒 F-L 雙頻天線[12]，兩種不同的共振機制不會互相影響而彼此獨立，而改善隔離度之方法，除了可以在饋入天線之前加入去耦合電路，但是加入去耦合電路會佔用多餘的面積，不利於小面積的天線設計，因此可以在天線的架構上去耦合，例如在兩天線之間加入寄生元件[13]以達到較好的隔離度，然而此類在天線架構上的處理目前只有針對兩天線架構對稱的情況下才能有效的去耦合，若是在兩天線設計空間不對稱的設計下並不適用，同時無法同時對高低頻去耦合。

本論文在兩天線空間不對稱的情況下，目的是希望可設計出一尺寸小但頻寬足夠符合 802.11n 應用於多輸入多輸出技術之雙頻天線，目標反射耗損 10dB 頻帶為低頻 2.4~2.5 GHz、高頻 4.9~5.9 GHz，在頻寬符合的情況下隔離度要求愈高愈好，同時也要有良好的輻射增益，應用於 Universal Serial Bus (USB) 介面的無線網路卡上，且此天線可以在印刷電路板上實現以節省成本。因此本論文中的雙頻天線，此天線是利用兩種不同的共振機制來產生兩個不同的共振頻率；操作在高頻的是傳統的倒 L 形單極天線，而操作在低頻的是四分之一波長諧振環，在設計過程中此兩種不同的共振機制不會互相影響而彼此獨立。而多輸入多輸出技術之應用，在經過分析觀察後，利用天線的擺放方式來達到較好的隔離度。

1.2 章節內容簡介

本論文共分為五個章節。第一章為導論，說明本論文研究的相關背景及動機。在第二章中，則對本論文中雙頻天線所用到的倒L形單極天線和四分之一波長諧振器做相關基本理論簡單的描述。而第三章主要在敘述本論文中所提出的雙頻天線的架構、設計方法、以及實作量測結果，做定性的分析。第四章中探討隔離度之問題與改善的方法，最後於第五章為結論，說明本論文的結果與心得討論。



第二章 倒L形天線及四分之一波長諧振器基本原理 (Theory of Inverted-L antenna and $\lambda/4$ resonator)

本論文中所提出的天線是屬於共振型的雙頻天線，利用兩種不同的共振機制，彼此互相耦合而達到同時匹配的結果；此兩種共振機制分別為傳統的倒L形天線，以及四分之一波長諧振器。因此本節將對此兩種共振機制做簡單的基本原理介紹，並說明使用此兩種機制的動機。

2.1 倒L形天線(inverted-L antenna) [1]

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

$$I(z) = I_m \sin \left[\beta \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (2.1)$$

I_m : maximum value of current

β : phase constant in free space

經由電流 $I(z)$ 積分可以計算出遠場輻射的電場和磁場如下：

$$E_\theta = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos \left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin \theta} \right] \quad (2.2)$$

$$H_\phi = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos \left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin \theta} \right] \quad (2.3)$$

在觀察點處的單位輻射功率為：

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

(2.4)而天線的輻射場型定義為：

$$P(\theta) = \frac{U(r, \theta)}{U_{\max}} = \left[\frac{\cos\left(\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (2.5)$$

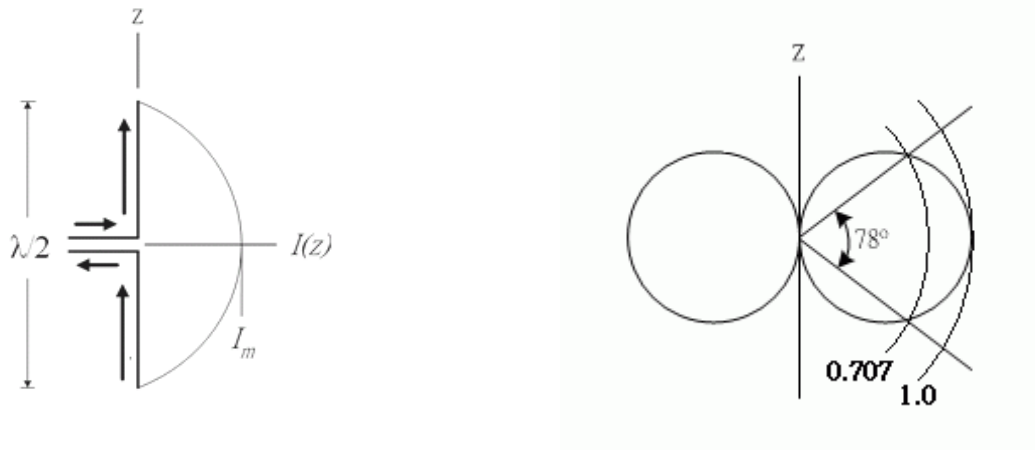


圖2.1 二分之一波長偶極天線 (a)電流分佈圖 (b)輻射場型圖

若算得天線的輻射場型則可以將天線的指向性定義為：

$$D = \frac{P(\theta)_{\max}}{P_{av}} \quad (2.6)$$

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

天線的輻射場型愈接近全向性天線，則指向性會越接近1或0dB，若輻射場型在特定的方向較集中功率，則此方向的指向性會越高；所以指向性可判別此天線輻射場型的集中程度。然而在實際製作天線時，當操作頻率等於天線的共振頻率時，傳輸線上的入射能量不可能全部經天線輻射出去，因為天線本身會有損耗(如金屬損耗、材料損耗等)，使得天線的輻射功率不會等於傳輸線的入射功率，因此可定義天線效率為：

$$\text{天線效率 } \zeta = \frac{\text{總輻射功率}}{\text{入射波功率}} = \frac{P_{\text{RAD}}}{P_{\text{RAD}} + P_{\text{ohm}}} \quad (2.7)$$

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

$$G = \frac{\text{天線的最大單位面積輻射功率}}{\text{全向性天線的單位面積輻射功率}} = \zeta D \quad (2.8)$$

在設計天線時天線效率的大小也是個重要的考量參數，我們會希望效率越

高越好，代表所有入射的功率幾乎都經由天線輻射出去，如此天線增益也會越高。一般好的天線會希望效率在80%以上。藉由輻射功率的計算可得半波長偶極天線的輻射電阻 $R_{A,dipole}$ ：

$$R_{A,dipole} = \frac{2P_{RAD}}{|I_0|^2} = 73\Omega \quad (2.9)$$

當半波長偶極天線為理想無窮細的天線則輸入阻抗除了輻射電阻外還有虛部項，且此虛部為電感性，但實際在設計偶極天線時不可能無窮細，且一方面是為了將虛部匹配掉，所以整個天線長度往往可比二分之波長再短一點。

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

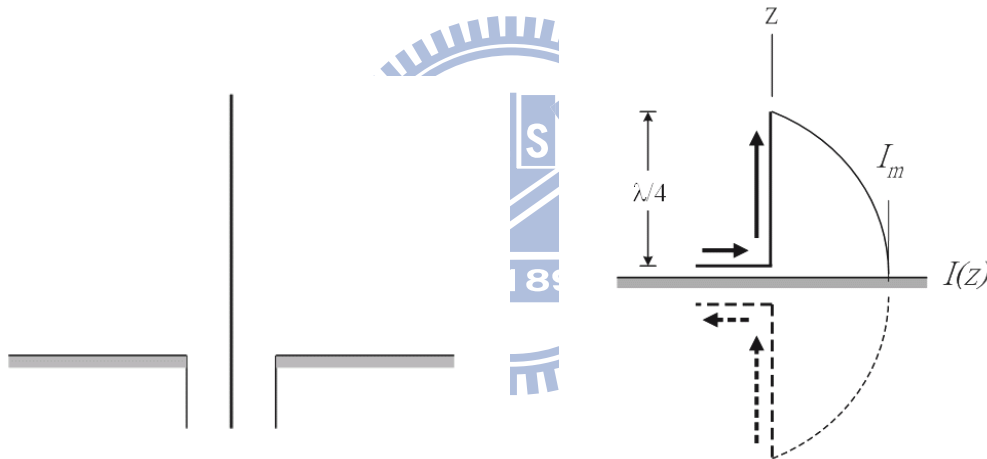


圖2.2 單極天線 (a)結構圖 (b)電流分佈圖

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

$$Z_{A,monopole} = \frac{V_{A,monopole}}{I_{A,monopole}} = \frac{\frac{1}{2}V_{A,dipole}}{I_{A,dipole}} = \frac{1}{2}Z_{A,dipole} \quad (2.10)$$

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

極天線的輻射電阻為：

$$R_{r,mono} = \frac{P_{mono}}{\frac{1}{2}|I_{A,mono}|^2} = \frac{\frac{1}{2}P_{dipole}}{\frac{1}{2}|I_{A,dipole}|^2} = \frac{1}{2}R_{r,dipole} = 36.5\Omega \quad (2.11)$$

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

$$D_{monopole} = 2D_{dipole} \quad (2.12)$$

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

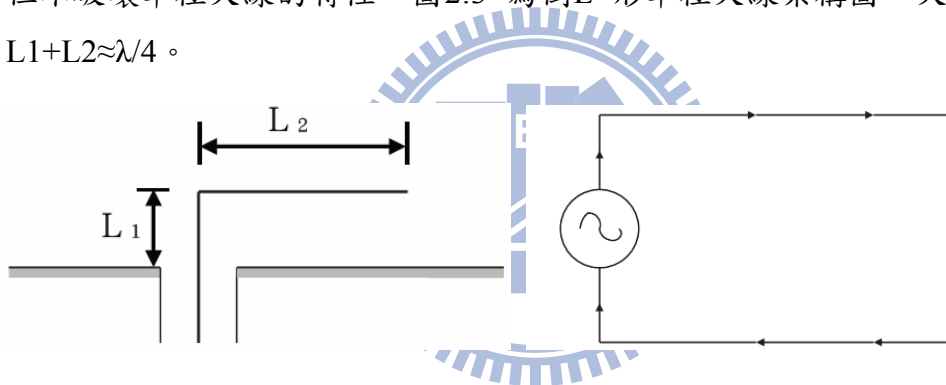


圖2.3 倒L形天線 (a)倒L形天線架構圖 (b)微帶線負載偶極天線

圖2.3(a)倒L形單極天線可視為如圖2.3(b)一短偶極天線負載一段傳輸線，加地後映像效應之簡化架構。因為L2上的電流與其映像電流(image current)方向相反有互相抵銷的效應，所以倒L形單極天線主要是靠著L1上的電流在輻射，而L2的長度是此天線調整輸入匹配阻抗很重要的參數；因為倒L形天線其有縮小化的優勢，所以在無線傳輸系統中，有很多利用倒L形單極天線所設計出的應用於無線網路中的天線，如正F形雙頻天線[8]、倒L形天線的變形應用於雙頻[14]...等。所以在本論文中，操作在高頻的共振型天線即採用倒L形單極天線，以獲得較佳的輻射場型且也可達到縮小面積的目的。

2.2 四分之一波長諧振器($\lambda/4$ resonator)[15]

微波諧振腔(microwave resonator)在微波電路中有很多廣泛的應用，舉凡濾波器、振盪器、可調式放大器...等。有時候單純用集總元件(lump element)製作諧振腔無法操作到微波頻段，因而需要藉由分佈式元件(distributed element)來製作微波諧振腔。從書本中我們知道，利用不同長度的微帶線配上不同的終端方式(termination)，即可產生不同的諧振腔，通常採用的是開路(open)或是短路(short)的終端方式。在許多平面式交叉耦合(cross coupling)的髮夾形(hairpin)濾波器中，常利用二分之一波長開路諧振環來設計製作出具有低損耗，高選擇性等優點的濾波器[15]，如圖2.4。每個開路諧振環都是一個窄頻的諧振腔，所以具有選擇頻率的功用，因此只有在特定頻率的訊號才可透過這些開路諧振環傳遞。一段兩端開路二分之一波長的微帶線，電流分佈如圖2.5，因為兩端為開路所以末端電流必為零，然而因為微帶線長為二分之一波長，所以電流在線段的中心強度最大，因此兩端開路的微帶線長度為操作頻率的二分之一波長時，電流或電壓波會成為一駐波而共振[15]。圖2.4中的濾波器[16]每個開路諧振腔的總長度皆約為中心頻的二分之一波長，訊號經由每個諧振腔彼此間的耦合而傳遞；因為交叉耦合的關係，經過適當地調整設計兩兩開路諧振環的耦合量，即可設計出具有零點且高選擇性的帶通濾波器，此種濾波器因為面積小，所以在微波系統中很常被應用。

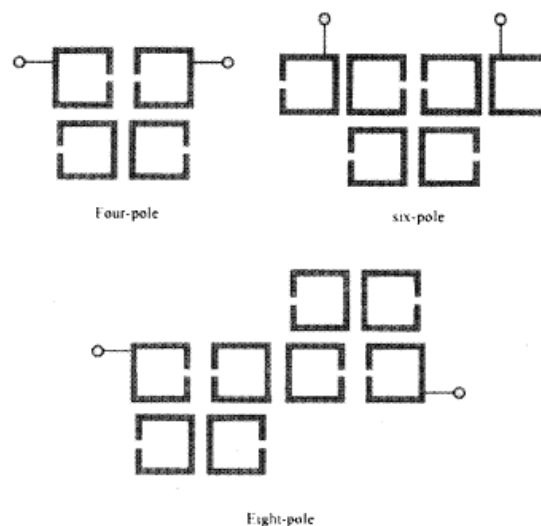


圖2.4 利用開路諧振腔間的交叉耦合設計的不同階帶通濾波器

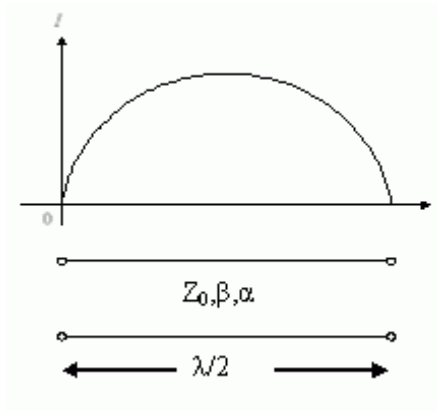


圖2.5 二分之一波長微帶線兩端開路共振腔電流分佈圖

因為一般共振型天線，在匹配頻率時，天線亦可等效為一共振電路，因此在本論文中即利用此共振觀念，配合應用在濾波器中的二分之一波長開路諧振環將中間高電流的部份接到地，利用映像效應就可以將諧振器長度降至四分之一波長，以設計雙頻天線。在此並不使用如濾波器中的微帶線形式的開路諧振環，而是直接採用一段金屬線，並想辦法對此共振環做適當的饋入使其共振，就可使此諧振器共振匹配並成為天線而能輻射能量。



第三章 耦合雙頻天線

本章節主要在敘述本論文中應用於多輸入多輸出雙頻天線的架構、設計方法、以及實做量測結果。由於是使用於USB之設備上，使用平面式之天線可以方便於與其上的電路結合，印刷電路板之電路走線與天線可同時製作以節省成本，同時天線可利用基板之介電常數來達到天線之縮小化。在此使用倒L形天線耦合四分之一波長諧振器之雙頻天線，倒L形天線可以降低天線高度，而使用耦合方式可將高頻與低頻之共振頻率分開來調整以造成雙頻效果。首先針對本論文中之天線環境進行設定與介紹，再對耦合天線所貢獻之高頻倒L形天線作設計，然後加入地上長出之低頻四分之一波長寄生元件經過適當的耦合，設計出適用於802.11n無線區域網路之雙頻天線，最後探討倒L形天線之長度、寄生元件之長度與兩者之間的耦合量對反射耗損的影響，來幫助我們瞭解此耦合雙頻天線的特性。

3.1 天線環境介紹

在第二章中，已簡單的描述了在本論文中用來設計此雙頻天線的兩個基本共振型態，因此在本節中將說明如何將此兩種不同型態的共振機制做結合，以達到同時匹配而雙頻的目的。本論文中所使用的板材為FR4板，FR4板有其便宜的優勢，板材參數設定如下：

介電常數 (Dielectric constant ϵ_r) : 4.4

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

導體金屬，導電係數：銅(copper)， 5.88×10^7

基板厚度：1mm

本論文中的雙頻天線是針對符合WLAN 802.11 n頻段且應用MIMO技術的USB無線網路卡來設計的，所以採用工業界常用較便宜的FR4雙面板。在以下的設計皆設定FR4基板寬為19.5mm、長為29.5mm；為了提供讓兩支雙頻天線有正交的極化方向來達到較好的隔離度，設計之天線所使用的L形空間分別為13mm×5.5mm ($0.104\lambda \times 0.044\lambda$)、18mm×6.5mm ($0.144\lambda \times 0.052\lambda$)， λ 為2.4GHz在真空中之波長，如圖3.1所示，上下兩面的地(Ground)利用導通孔(Via)連接。為了方便說明論文中之天線的架構，在此我們設定13mm×5.5mm為天線1之使用空間，而較長的18mm×6.5mm設定為天線2之使用空間，饋入天線1之饋入點為埠1，饋入天線2之饋入點為埠2。

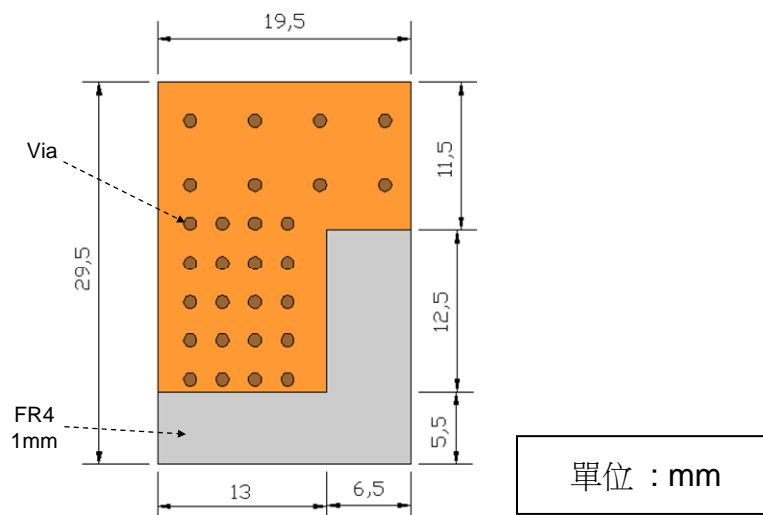


圖 3.1 天線設定環境之架構圖

3.2 倒 L 形天線

由第二章可知倒 L 形天線不僅有一般單極天線輻射場型上適合用在無線網路中的優點，也有尺寸縮小化的目的，因此在本論文中的雙頻天線，利用倒 L 形天線使其操作在較高的頻段 5GHz。在設定的環境下，由於天線的高度被限制在 5.5mm 以及 6.5mm 之內，為了達到 5GHz 的共振頻率，可以在天線高度較矮的情況下達到的所需共振頻率，所設計的中心頻率約為 5.5GHz，(3.1) 為天線預估之長度範圍，天線的總長度 ($L1+L2$) 約操作頻率的四分之一波長，架構如下圖 3.2 所示：

$$\frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} < L1 + L2 < \frac{\lambda}{4}, \lambda \text{ 為 } 5.5\text{GHz} \text{ 在空氣中的波長 (3.1)}$$

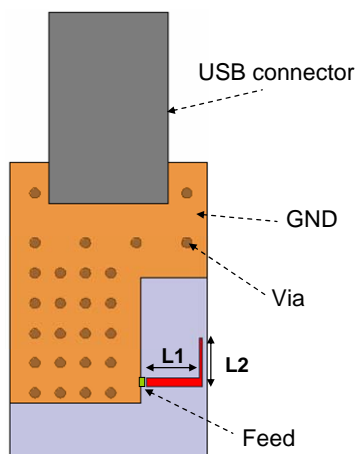


圖 3.2 5.5GHz 倒 L 形天線架構圖

圖3.3為圖3.2倒L形天線的S參數(S-parameters)利用EM軟體(HFSS)的模擬圖，可看出其涵蓋的頻寬有1GHz，且涵蓋的頻段包含802.11n的5GHz頻段，符合我們一開始設計的要求。

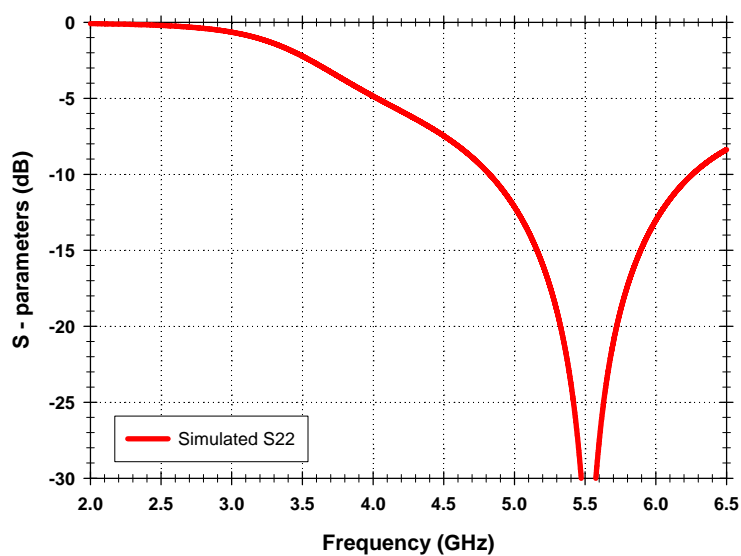


圖3.3 5GHz倒L形天線之模擬S參數

3.3 耦合雙頻天線

利用倒L形天線提供5GHz共振，搭配從地長出的約四分之一波長諧振器提供2.4GHz共振，加上此寄生元件(parasitic element)在適當的耦合方式下可以達到雙頻的效果，架構如下圖所示：

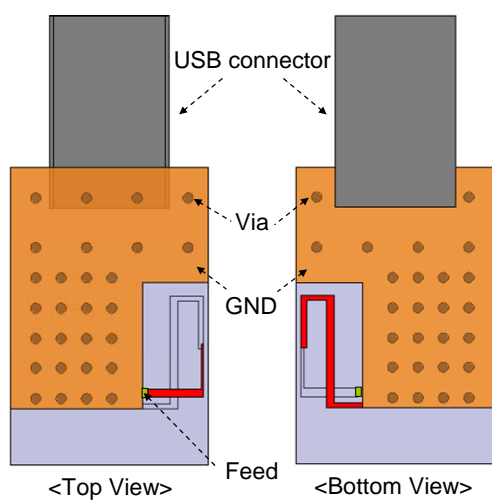


圖 3.4 倒L形耦合雙頻天線架構圖

圖3.5為圖3.4倒L形耦合天線的S參數利用EM軟體(HFSS)的模擬圖，涵蓋的頻段包含802.11n的2.4 GHz以及5 GHz頻段，符合我們一開始設計的要求。

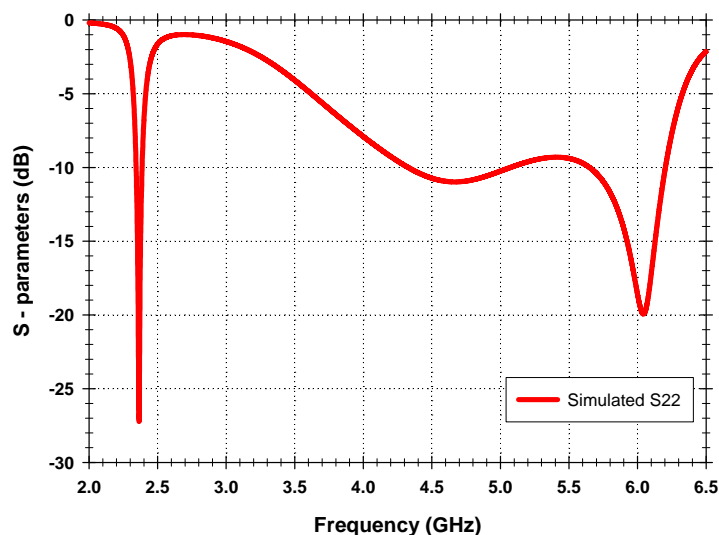


圖 3.5 倒 L 形耦合雙頻天線之模擬 S 參數

為了進一步瞭解天線架構的變化對 S 參數的影響，因此圖 3.6 為改變倒 L 形天線參數 L_0 之參數探討架構圖，利用上下移動圖中黑色部份，倒 L 形天線與寄生元件長度都維持不變。

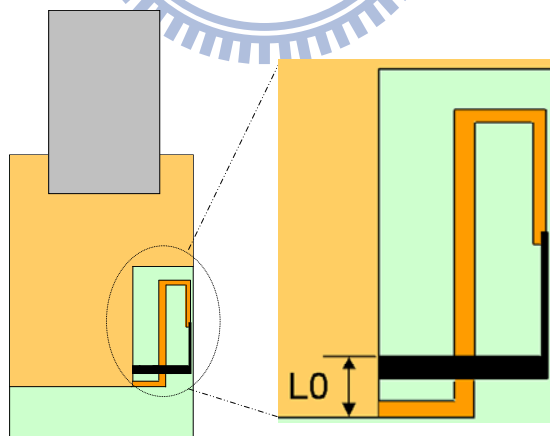


圖 3.6 變數 L_0 之參數探討架構圖

圖 3.7 為變數 L_0 參數探討之模擬 S 參數，倒 L 形天線與寄生元件之耦合量隨著 L_0 的長度變化而有所改變，因此天線為了達到雙頻，控制適當的耦合量是必要的。

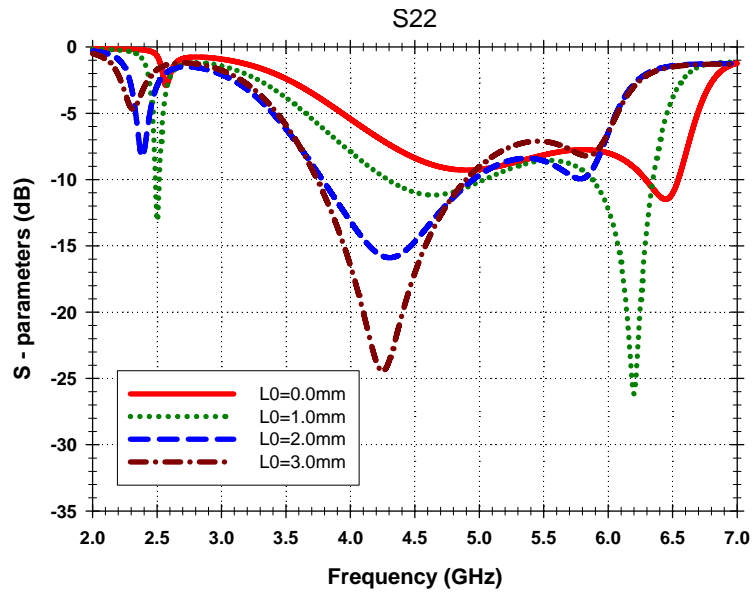


圖 3.7 變數 L_0 參數探討之模擬 S 參數

圖 3.8 為改變寄生元件長度參數 L_1 之參數探討架構圖，保持倒 L 形天線與寄生元件之間的耦合量，利用上下移動圖中黑色部份，粗虛線部份則隨著黑色部份的上下移動而增長或縮短長度。

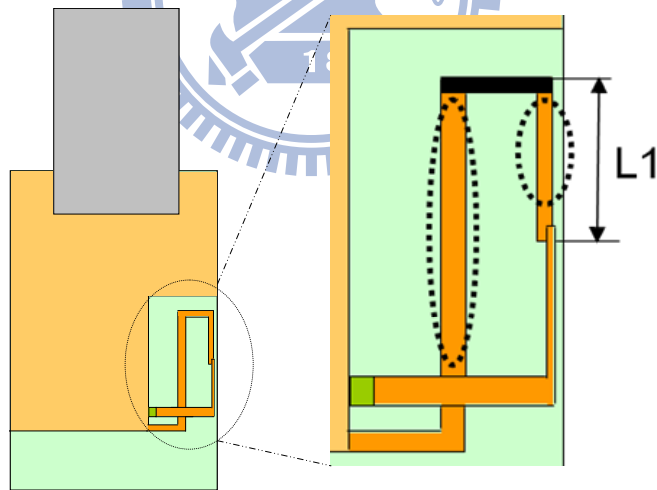


圖 3.8 變數 L_1 之參數探討架構圖

圖 3.9 為變數 L_1 參數探討之模擬 S 參數， L_1 愈長代表寄生元件由地至開路端之總長度愈長，由圖可知 2.5 GHz 低頻之共振頻率隨著 L_1 變短而往較高的頻率移動，而倒 L 形天線長度不變，因此 4.7 GHz 之高頻共振頻率不變，至於更高頻之 6.2 GHz 共振則是 2.5 GHz 之三倍頻共振，因此會隨著 L_1 變短而往較高頻率移動。

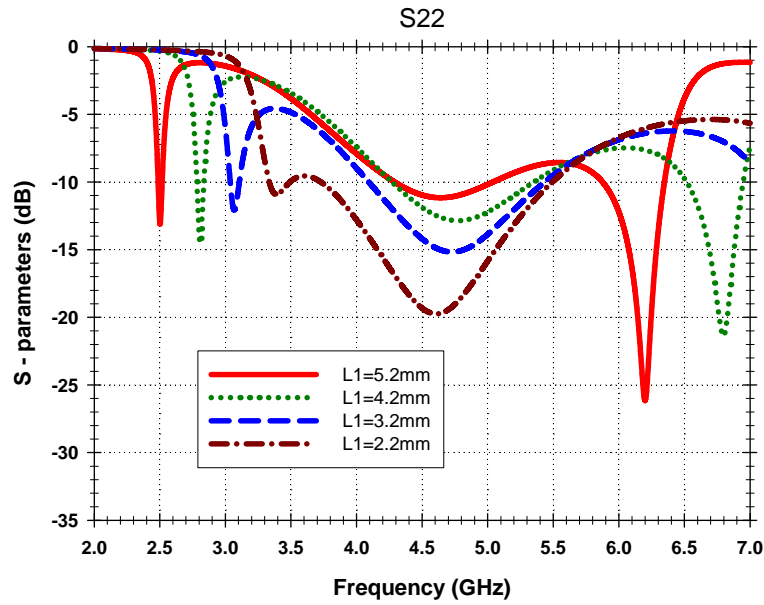


圖 3.9 變數 L1 參數探討之模擬 S 參數

圖 3.10 為改變倒 L 形天線參數 L2 之參數探討架構圖，保持到 L 形天線與寄生元件之間的耦合量，利用上下移動圖中黑色部份，粗虛線部份則隨著黑色部份的上下移動而增長或縮短長度。

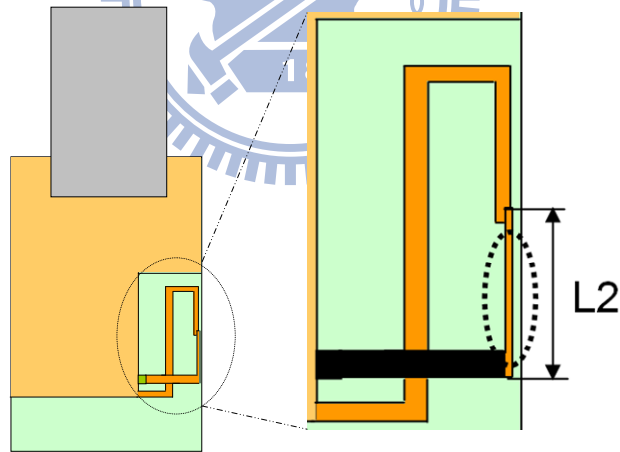


圖 3.10 變數 L2 之參數探討架構圖

圖 3.11 為變數 L2 參數探討之模擬 S 參數，L2 愈長代表倒 L 形天線由饋入端至開路端之總長度愈長，由圖可知 5GHz 高頻之共振頻率隨著 L2 變長而往較低的頻率移動，而寄生元件長度不變，因此 2.45 GHz 之低頻共振頻率影響不大。

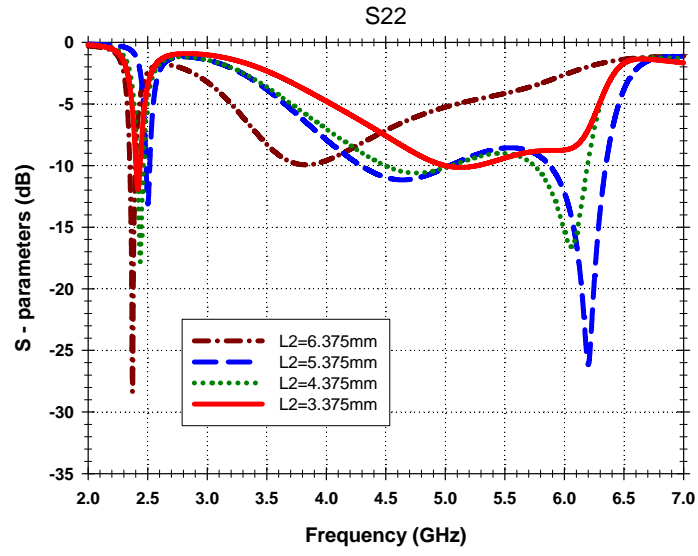
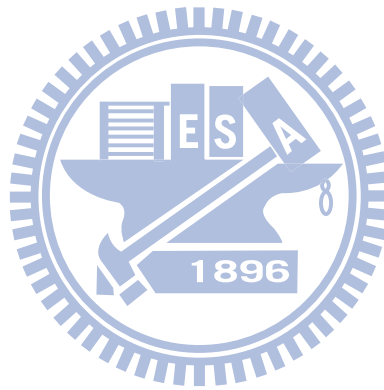


圖 3.11 變數 L2 參數探討之模擬 S 參數



第四章 多輸入多輸出雙頻耦合天線

本章節主要在敘述本論文中應用於多輸入多輸出雙頻天線的架構、設計方法、以及實做量測結果。因為本論文中的天線是應用於多輸入多輸出技術，需要兩支天線在有限的空間中一起工作，而在有限空間中之兩支天線會有很強的耦合效應，因此會嚴重影響到兩支天線之間的隔離度，而兩支天線的隔離度對無線網路的實際使用上有一定程度的影響，所以也針對天線之間隔離度的改善加以探討。首先針對天線之耦合方式進行討論，之後避免嚴重的耦合情況來作設計，最後針對高頻與低頻之隔離度進行改進。

4.1 多輸入多輸出雙頻耦合天線之設計

在第三章中，已經簡單的描述了說明雙頻天線的架構，然而 MIMO 技術是使用兩支天線來達成的，而兩支天線又是同時使用 2.4 GHz 以及 5 GHz 雙頻帶，高頻和低頻的隔離度都必須作特別設計，而隔離度對於天線擺放的方式有相當程度的影響，因此以下先對此作討論而然後做直接的設計。

4.1.1 天線擺放方式對隔離度之探討

首先針對耦合天線開路端對開路端的這個例子來作討論，在設定的環境下設計兩支耦合雙頻天線，將兩支耦合天線之倒 L 形天線部份與寄生元件之開路端都互相靠近，探討高低頻隔離度對兩天線之間之電容性耦合造成的影響，如圖 4.1 所示：

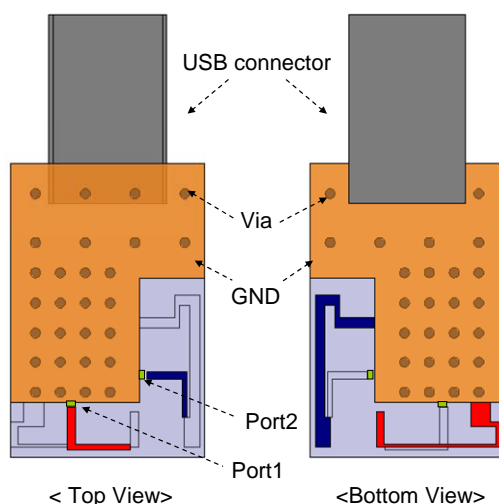


圖 4.1 討論天線電容性耦合之架構圖

圖 4.2 為圖 4.1 兩支耦合天線的 S 參數利用 EM 軟體(HFSS)的模擬圖，低頻隔離度為 2.47dB 高頻隔離度為 3.15dB，由此可得在耦合雙頻天線在開路端對在一起時，高頻與低頻之隔離度相當不好，原因是由於天線開路端部份為天線上之電場強度最強的地方，若將兩支天線開路端都兩兩對在一起，會造成強烈的電容性耦合，能量會在兩個天線之間耦合傳遞，造成兩天線之間之隔離度惡化。因此在設計多輸入多輸出天線時，為了達到較好得隔離度，就必須避免圖 4.1 中兩天線發生強烈電容耦合之情況，所以後面的天線設計會依照此討論來當成設計的基本原則。

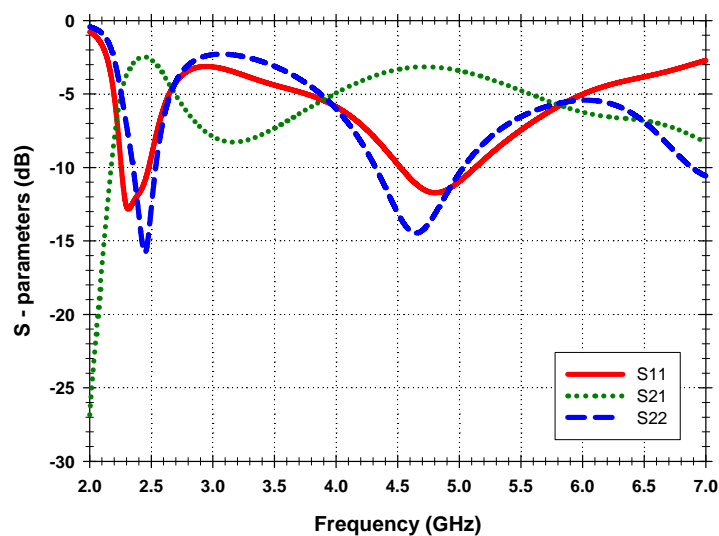


圖 4.2 討論天線電容性耦合之 S 參數模擬圖

為了產生 2.4 GHz 低頻頻帶，因此使用的四分之一波長諧振器(由地上長出之寄生元件)，但在本篇論文中所設定的空間十分有限，而寄生元件所佔的空間較大，所以特別針對 2.4 GHz 頻帶的隔離度對電感性耦合來討論。由於低頻時主要是由地上長出之四分之一波長諧振器所共振來提供輻射，由於低頻 2.4 GHz 時寄生元件上之電流隨著時間呈現四分之一波長的駐波共振形式，電流靠近地的地方電流很強，電流靠近開路端的地方電流很弱，因此諧振器愈接近地之電流愈大，將電流大的部位靠近就會引發強烈的電感性耦合，造成兩操作在低頻之寄生元件有很強的耦合，能量很容易傳遞到另外一支天線上，造成兩天線之間的隔離度會不良。

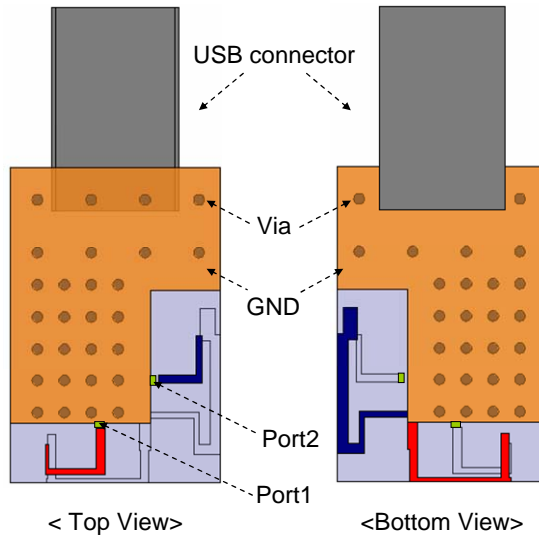


圖 4.3 討論天線低頻電感性耦合之架構圖

圖 4.4 為圖 4.3 兩支耦合天線的 S 參數利用 EM 軟體(HFSS)的模擬圖，低頻隔離度為 3.9dB，隔離度之模擬結果也是不良。

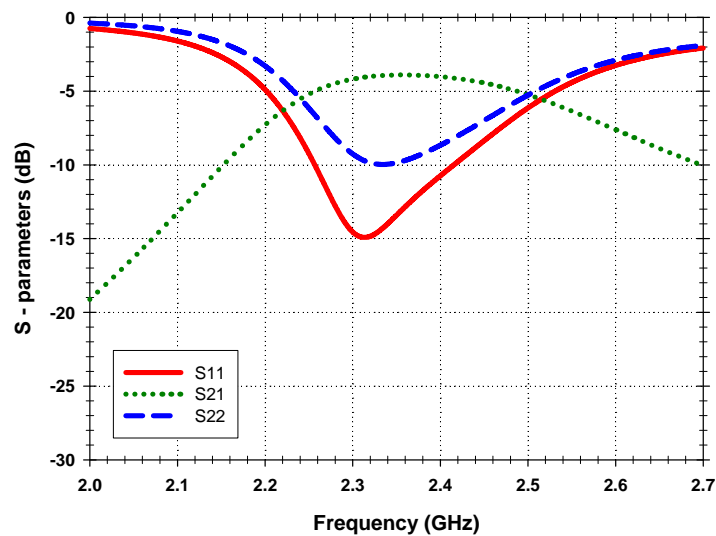


圖 4.4 討論天線電感性耦合之 S 參數模擬圖

4.1.2 多輸入多輸出雙頻耦合天線

根據天線擺方式對隔離度的結果，兩支天線之較強的電容性耦合與電感性耦合都對隔離度有相當不好的影響，尤其以電容性耦合造成的影響較大。而在有限的空間中要達到較好的隔離度，勢必要盡量避免這兩種情形，才能確保隔離度不會太差。因此圖 4.5 為直接設計之天線架構，首先將兩個埠的位置擺放

距離較遠，目的是希望地上的電流對隔離度之影響可以降到最低，而將兩天線的寄生元件之開路端距離拉遠是為了避免較強的電容性耦合，對於寄生元件從地上長出之位置則儘量遠離以避免較強的電感性耦合，在靠近地之 L 形與 U 形灰色細線則是為了調整高頻之阻抗匹配以達到無線網路 802.11 n 所需頻寬。

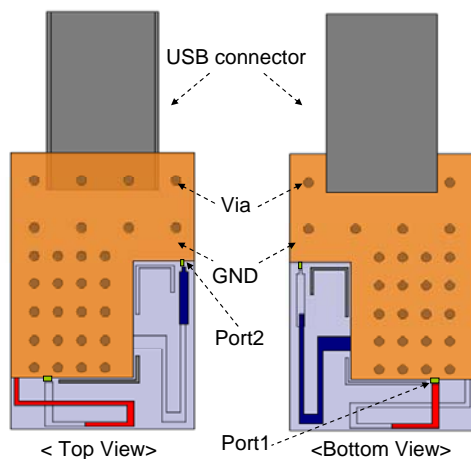


圖 4.5 直接設計之天線架構

圖 4.6 為圖 4.5 MIMO 雙頻天線的 S 參數利用 EM 軟體(HFSS)的模擬圖，低頻隔離度為 4.87dB 而高頻隔離度為 5.35dB。

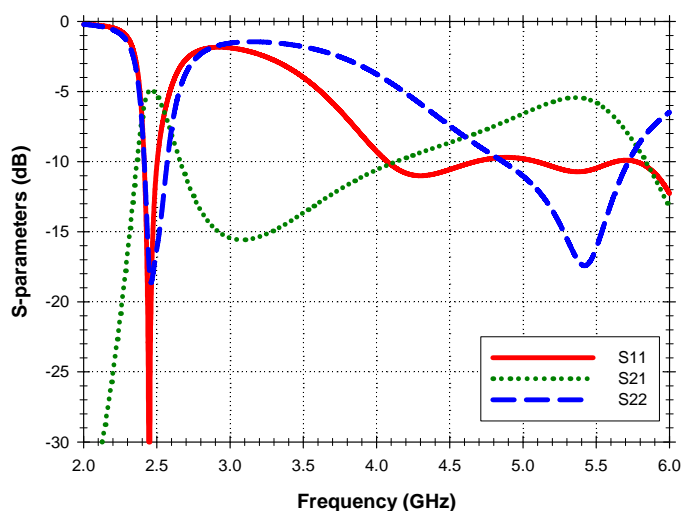


圖 4.6 直接設計天線之 S 參數模擬圖

圖 4.7 為此天線實做量測之 S 參數，實做之頻寬低頻有 125 MHz、高頻有 1 GHz 以上，隔離度低頻為 4.7dB、高頻為 5.5dB，模擬結果與實做量測結果相符，也符合當初設計要求，頻寬與隔離度如表 4.1 所示：

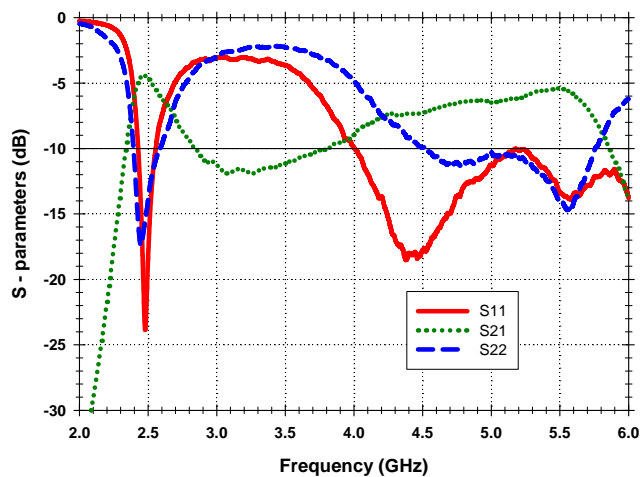


圖 4.7 直接設計天線之 S 參數量測圖

表 4.1 直接設計天線之頻寬與隔離度表

| | | | |
|----------------|------------|-------------|-------------|
| 天線 1 | 共振頻率 (GHz) | 2.430~2.555 | 4.002~6.000 |
| | 頻寬 (MHz) | 125 | 1998 |
| 天線 2 | 共振頻率 (GHz) | 2.395~2.587 | 4.520~5.750 |
| | 頻寬 (MHz) | 192 | 1230 |
| Isolation (dB) | | 4.7 | 5.5 |

4.2 隔離度之改良

此小節為改善高頻與低頻的隔離度，對於低頻而言，由於空間相當有限，兩埠之間的距離也遠小於四分之一個波長，加上天線所使用的高度只有 6.5mm 和 5.5mm，天線幾乎是以貼在地面的架構來設計，而兩天線走線距離也相當接近，天線之間的耦合非常強，先天環境下隔離度不良，為了討論隔離度問題，利用模擬軟體我們將天線 1 之架構固定，饋入以觀察它對天線 2 之耦合關係，將隔離度問題簡化至針對天線 2 之單極天線任何耦合來探討與改進。

4.2.1 高頻隔離度之改良

在 4.1.2 所設計的 MIMO 雙頻耦合天線(圖 4.5)之架構圖中，當埠 1 饋入而埠 2 以 50 歐姆接地時，由於兩支天線距離相當接近，在低頻與高頻時天線 1 除了會耦合天線 1 之寄生元件之外也會耦合到天線 2 之寄生元件，如圖 4.8 所示，寄生元件上也被感應了很強的電流，所以此時天線 2 之寄生元件也是天線

1 的輻射體，因此隔離度問題就簡化為天線 2 之寄生元件與天線 2 之單極天線的耦合問題，由圖 4.5 的設計中，天線 2 之寄生元件開路端正對著天線 2 之單極天線開路端，造成很強的電容耦合，因此高頻與低頻之隔離度不佳，為了降低電容耦合情形，將天線 2 寄生元件之開路端靠近地，讓開路端很強的電場部份導到地上，降低對隔離度不良之電容耦合，一方面保持天線 2 的雙頻耦合機制，一方面要將天線 2 之寄生元件開路端接近地，埠 2 之位置就必須從天線 2 空間之上面移至左側，埠 2 為了不受天線 1 的影響因此不擺在最下面，同時為了避免上面的地對單極天線的鏡像效應而影響輻射，因此埠 2 就取在適當地位置，設計出新的天線架構，架構如圖 4.9 所示：

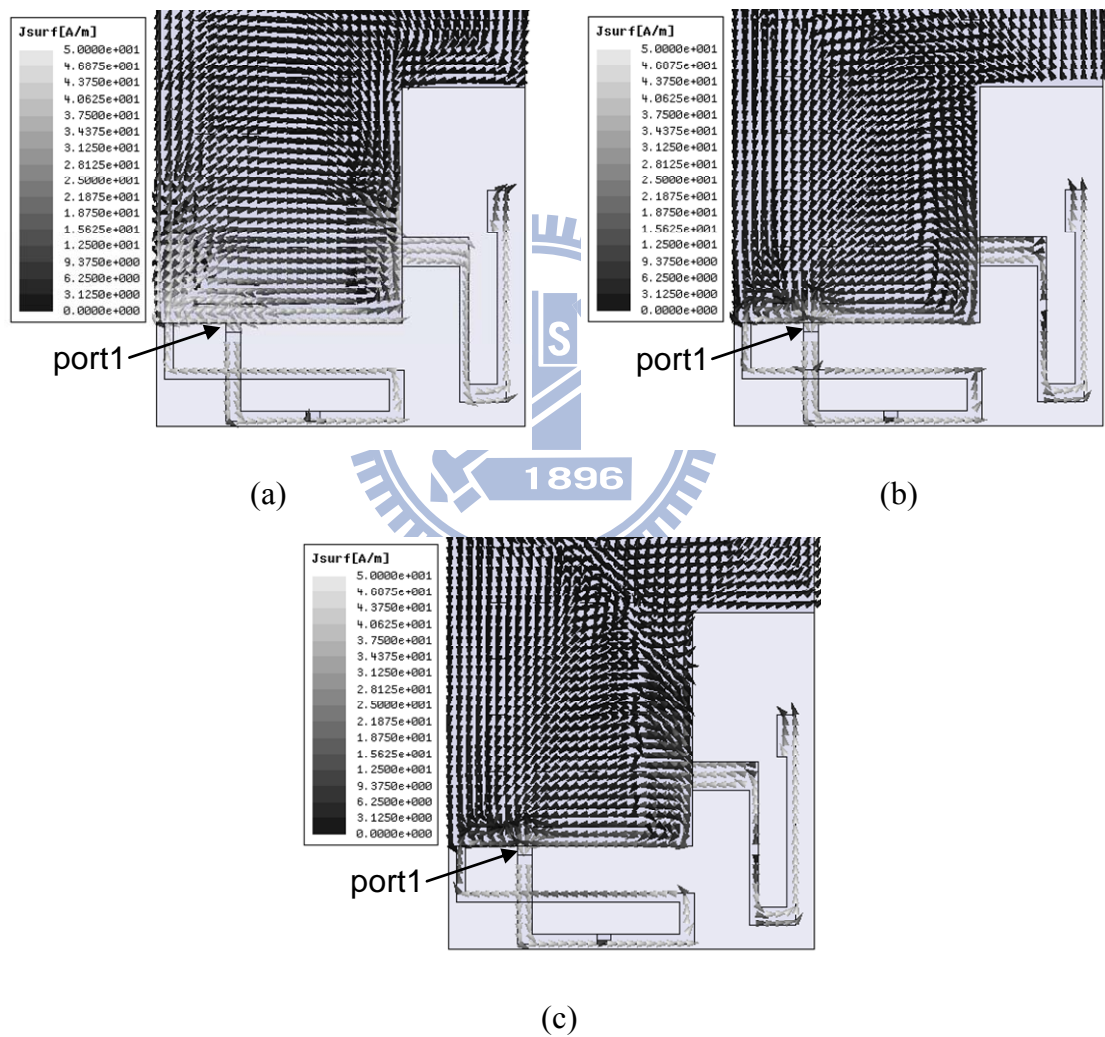


圖 4.8 天線 2 之單極天線不存在時之模擬電流圖
於(a)2.45 GHz(b)5.25 GHz(c)5.85 GHz

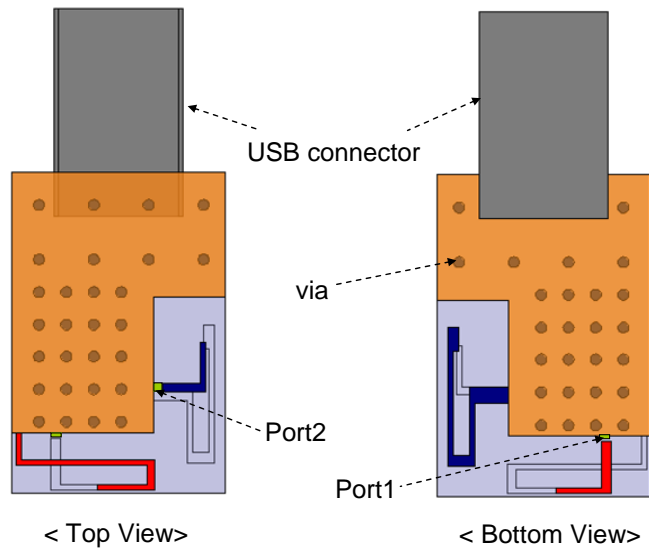


圖 4.9 改善高頻隔離度之天線設計架構圖

天線尺寸為 $L_1=3\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L_2=12.7\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L_3=2.75\text{mm}$ 寬 0.75mm ， $L_4=5.2\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L_5=4\text{mm}$ 寬 0.75mm ， $L_6=4.5\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L_7=4.75$ 寬 0.826mm ， $L_8=5\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L_9=3\text{mm}$ 寬 1.5mm ， $L_{10}=6.25\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L_{11}=2.5\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L_{12}=12.75\text{mm}$ 寬 0.5mm 。如圖 4.10 所示：

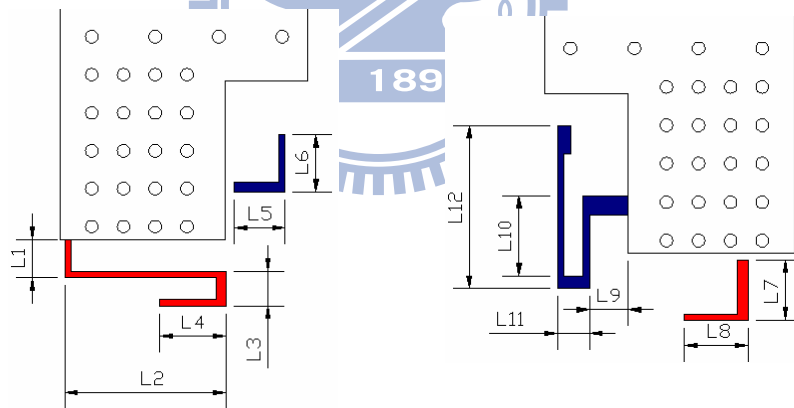


圖 4.10 改善高頻隔離度之天線設計尺寸圖

相較於之前天線的設計，天線 1 的架構並沒有任何的改變，為了改善隔離度，天線 2 之寄生元件開路端了靠近地，因此天線 2 之單極天線之饋入端由上緣移至左側，圖 4.11 為改善高頻隔離度天線之模擬結果，反射損耗 10dB 頻寬低頻 94MHz 而高頻則是大於 1GHz ，符合無線網路所要求的頻寬需求，低頻隔離度為 4.9dB 與原本的天線隔離度沒有什麼不同，而高頻隔離度為 11.3dB ，與原本的設計之模擬結果 5.4dB 有相當大的改善。

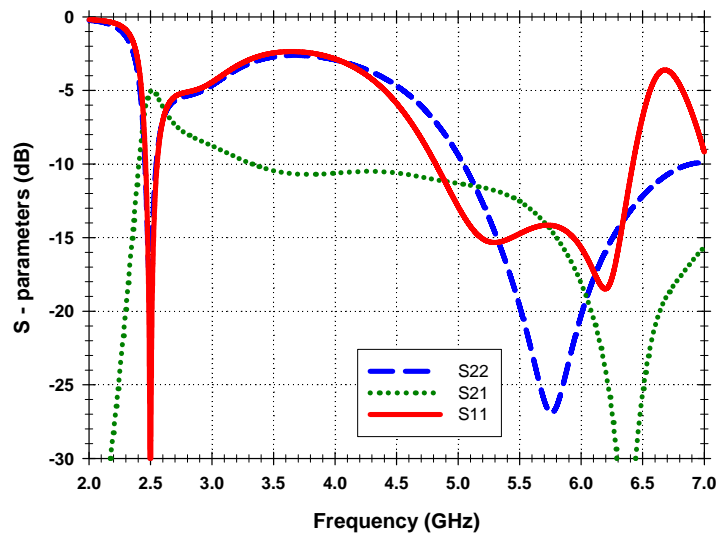


圖 4.11 改善高頻隔離度天線之 S 參數模擬圖

在此架構下更進一步探討天線 2 之寄生元件開路端靠近地所造成的影響，因此我們將影響隔離度的因素分為兩個，〈耦合 1〉為天線 1 直接對天線 2 單極天線之直接耦合，〈耦合 2〉為天線 1 耦合至天線 2 之寄生元件，再由寄生元件耦合至天線 2 之單極天線。因此為了觀察以上這兩種情形之影響，圖 4.12 為天線 2 之寄生元件不存在時的模擬電流圖，各頻率之相位與圖 4.8 相同，由圖可知低頻時天線 2 的單極天線上的電流較小，因此〈耦合 1〉較小，但是在高頻時天線 2 的單極天線上的電流都較大，因此〈耦合 1〉較大。另外觀察圖 4.8 上的電流與圖 4.12 的電流可判斷當天線 2 完整存在時之單極天線所受到的耦合總和結果，就 5.85 GHz 高頻來說，圖 4.8(c)中天線 2 之寄生元件在地上長出之部份電流很強而且是方向是向左，造成與單極天線之電感耦合，因此就會在單極天線上感應一個向右的電流，此為〈耦合 2〉電感耦合，然而還有〈耦合 1〉之影響，如圖 4.12(c)中單極天線上的電流為向左，〈耦合 1〉與〈耦合 2〉電感耦合會在單極天線上之電流造成兩個互相削減的作用，在 5.25 GHz 上也是相同的結果，在 2.45 GHz 低頻來看，〈耦合 1〉與〈耦合 2〉電感耦合在單極天線上之電流造成向左的強電流，因此所得結果可說明為何低頻隔離度比高頻差。

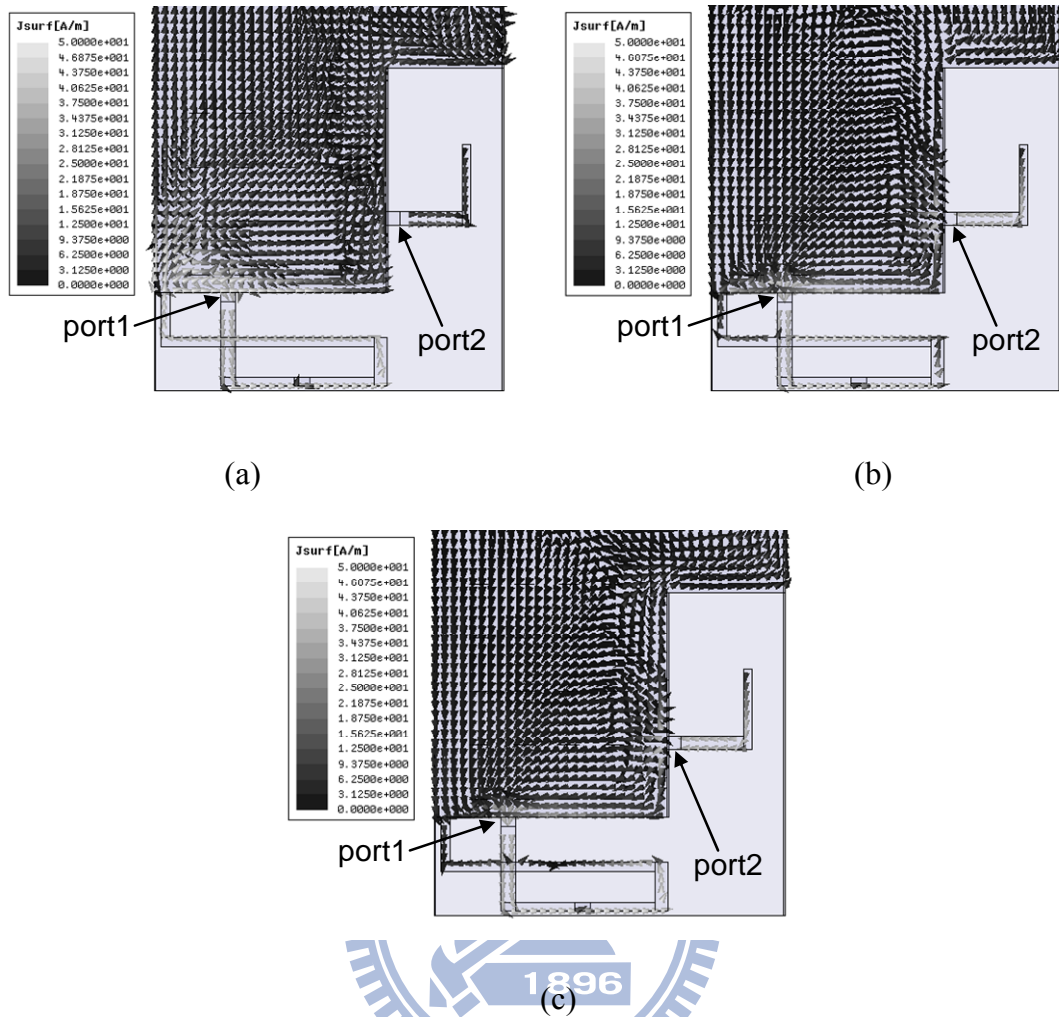
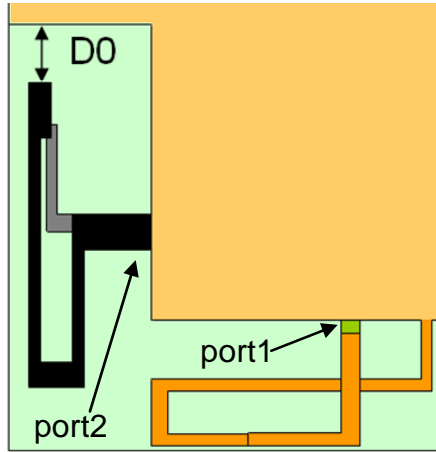
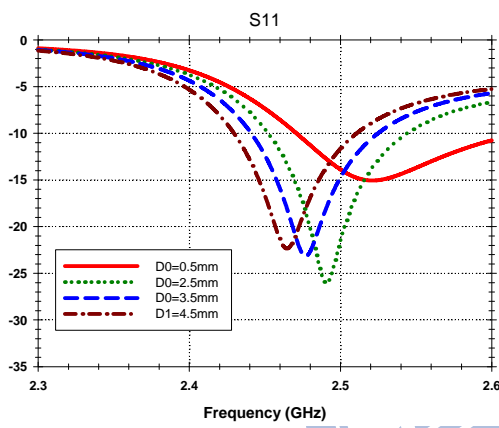


圖 4.12 天線 2 之寄生元件不存在時之模擬電流圖
於(a)2.45 GHz(b)5.25 GHz(c)5.85 GHz

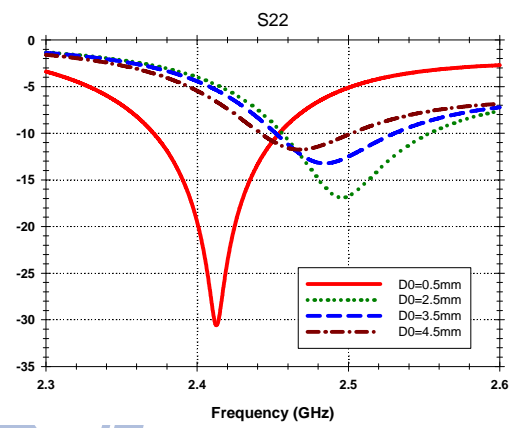
就高低頻同時來看，在〈耦合 2〉的部份另外還有天線 2 之寄生元件開路端與單極天線開路端之間的電容性耦合，當天線 2 之寄生元件之開路端接近地時，會將寄生元件開路端之電場導到地上去，因此可以降低〈耦合 2〉電容性耦合。圖 4.13 為天線 2 之寄生元件開路端對地的參數探討，圖 4.13(a)將整個天線 2 對上面的地移動，對地距離為 D_0 ，對低頻來說， D_0 由最遠 4.5mm 移動至 2.5mm 時隔離度有變好的趨勢，但幅度不大，在 $D_0=0.5\text{mm}$ 更靠近時兩天線低頻頻寬分離因此時隔離度不具有參考價值，對高頻來說， D_0 由最遠 4.5mm 移動至 2.5mm 時隔離度也有變好的趨勢，在 $D_0=0.5\text{mm}$ 更靠近時兩天線隔離度變差，是因為當開路端更接近地時會導致地上較強的電流，埠 2 就受到電流影響而導致隔離度變差，如圖 4.14 所示：



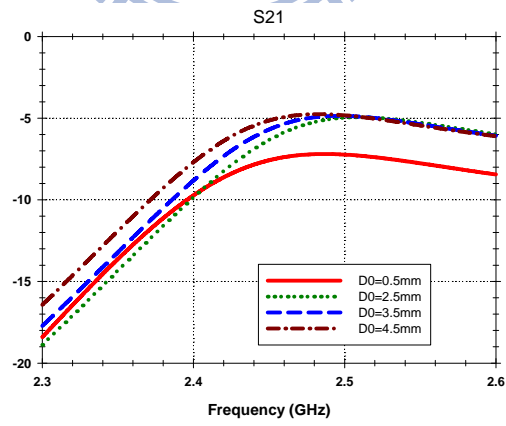
(a)



(b)



(c)



(d)

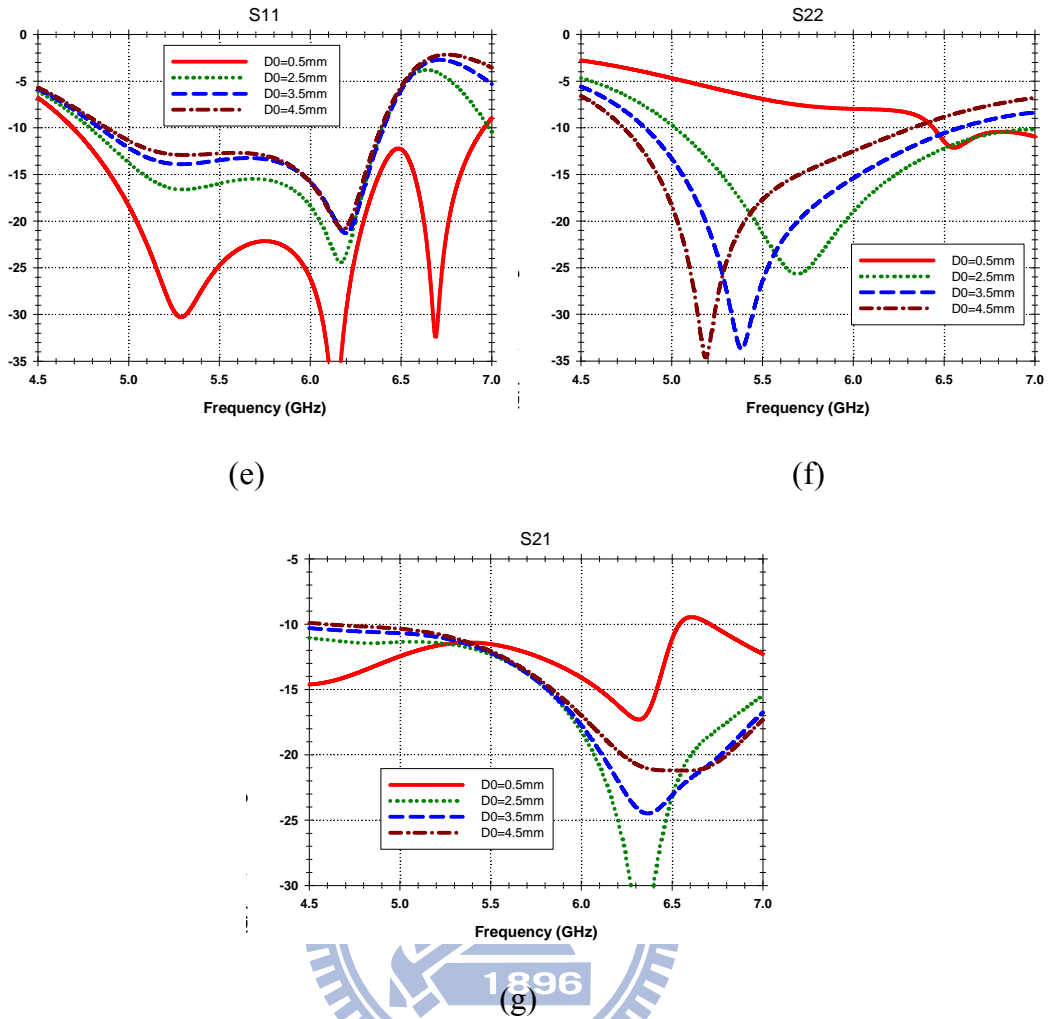


圖 4.13 天線 2 之寄生元件開路端對地距離 D_0 之參數探討模擬圖(a)參數架構 <背面> (b)低頻 S_{11} (c)低頻 S_{22} (d)低頻 S_{21} (e)高頻 S_{11} (f)高頻 S_{22} (g)高頻 S_{21}

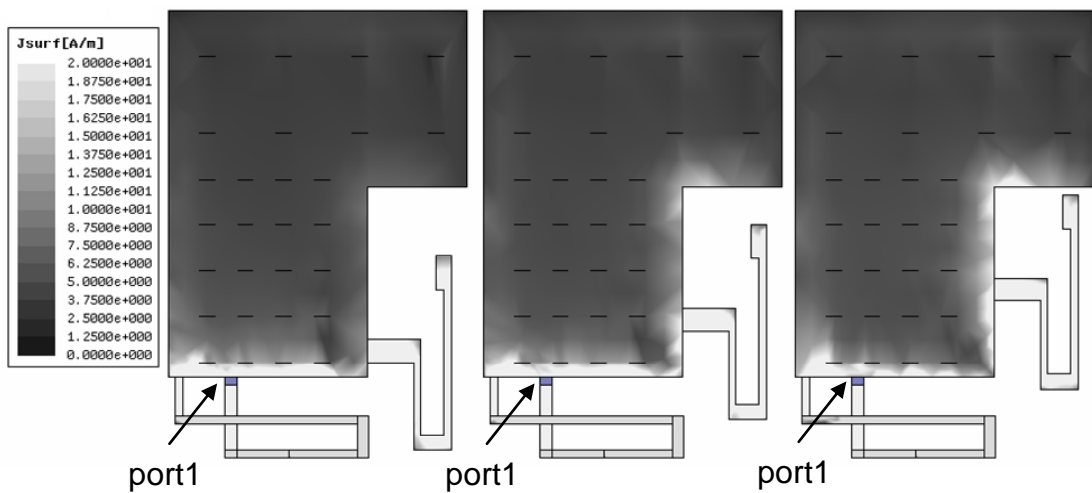


圖 4.14 天線 2 單極天線不存在時之地上電流圖

圖 4.15 為天線實做量測的結果，與模擬結果圖 4.11 之趨勢相符，反射損

耗 10dB 頻寬以及隔離度如表 4.2 所示，高低頻頻寬與頻帶都落在無線網路所要求的低頻 2.4~2.48 GHz 高頻 4.9~5.9 GHz 頻帶之中，低頻之隔離度為 6.382dB，高頻之隔離度為 13.29dB，對於高頻隔離度的改善有相當顯著的效果，但對於低頻而言效果不大。

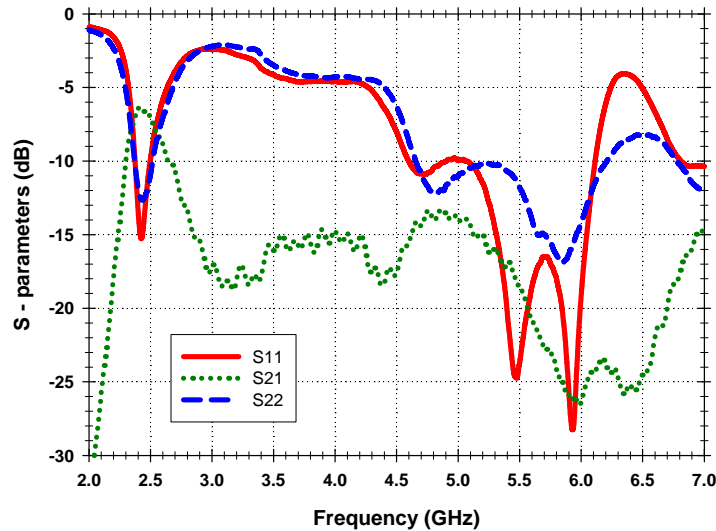


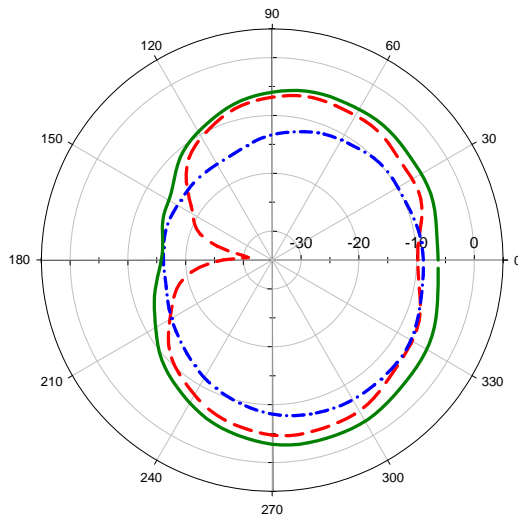
圖 4.15 改善高頻隔離度天線之 S 參數量測圖

表 4.2 改善高頻隔離度天線之 S 參數量測數據

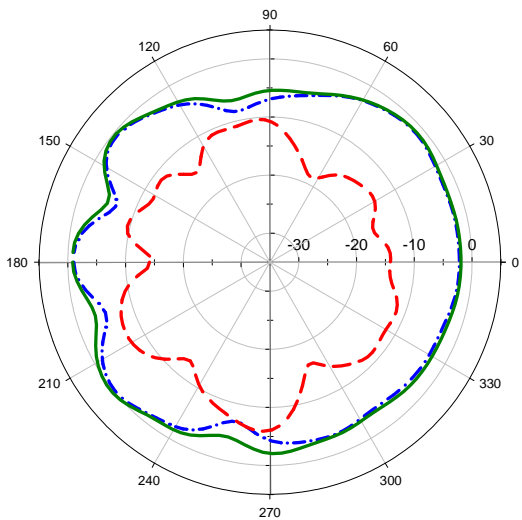
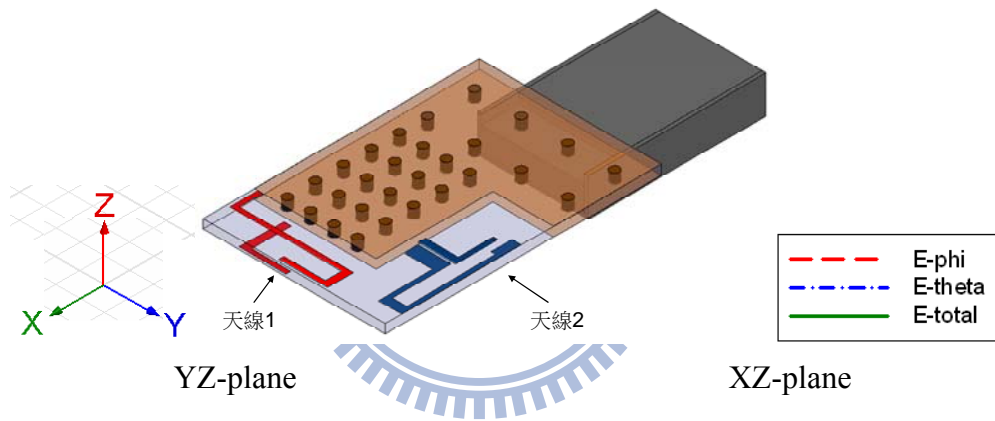
| | | | |
|----------|------------|-------------|-------------|
| 天線 1 | 共振頻率 (GHz) | 2.374~2.498 | 4.598~6.113 |
| | 頻寬 (MHz) | 124 | 1515 |
| 天線 2 | 共振頻率 (GHz) | 2.371~2.517 | 4.655~6.209 |
| | 頻寬 (MHz) | 146 | 1554 |
| 隔離度 (dB) | | 6.382 | 13.29 |

圖4.7到圖4.10 是改善高頻隔離度天線架構(圖4.3)下，分別在2.45 GHz、5.5 GHz 所量測各平面的天線輻射場型，在2.45 GHz、5.2 GHz、5.5 GHz、5.8 GHz所量測之各平面的最大天線增益和平均天線增益值如表4.3所列，平均天線增益大致上是天線2較小，原因是因為天線2所使用的空間有兩面為地，鏡像效應對輻射造成影響，另外由於天線設定的高度只有5.5mm，對低頻輻射有較大的影響，低頻之天線YZ平面平均增益為-2.39dBi，而高頻天線於XZ平面平均增益可達-0.94dBi。

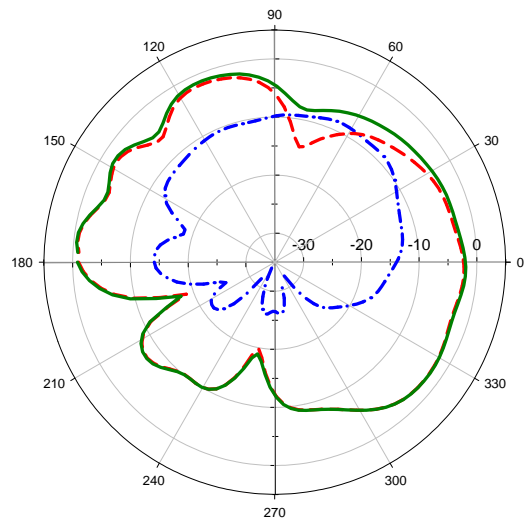
XY-plane



(a)



(b)

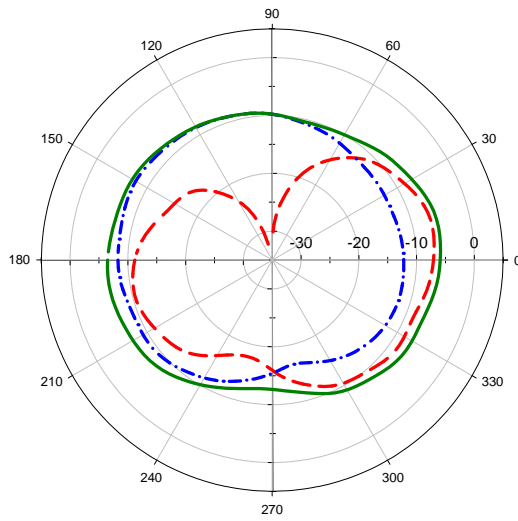


(c)

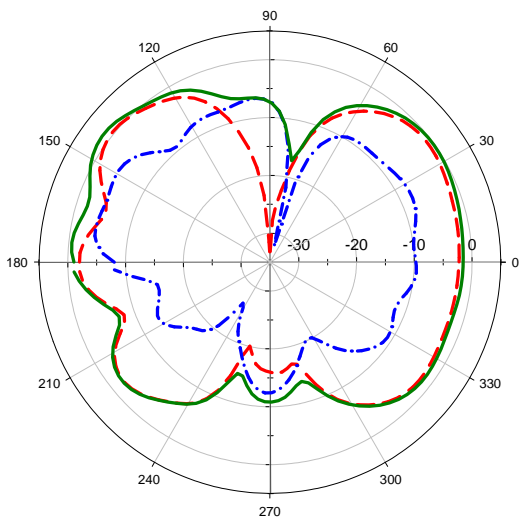
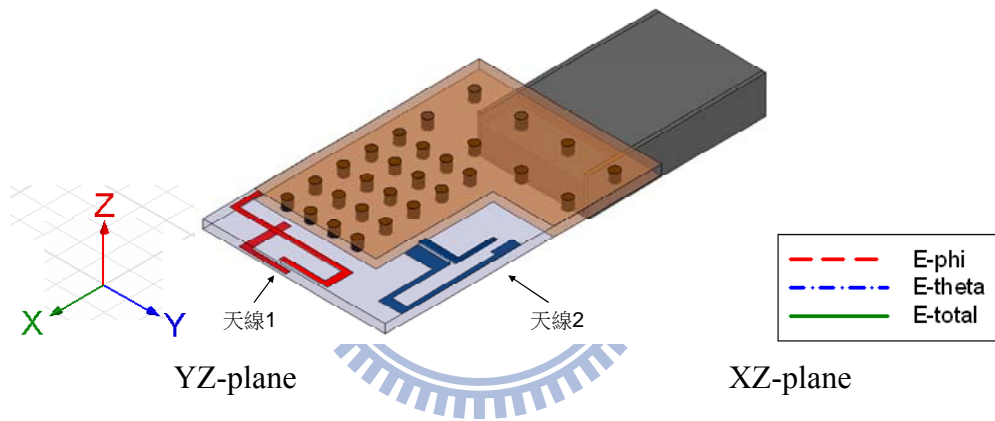
圖4.16 改善高頻隔離度天線之天線1在2.45 GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

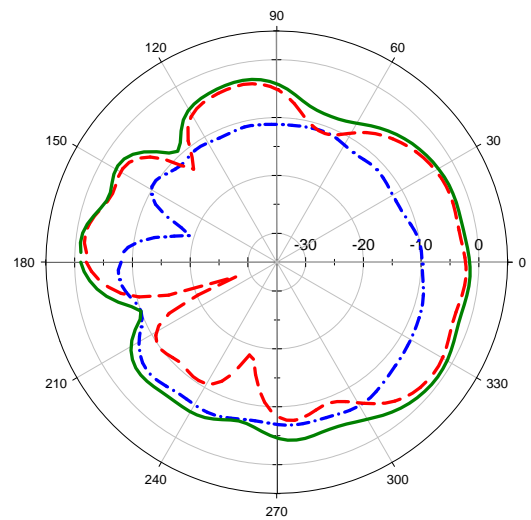
XY-plane



(a)



(b)

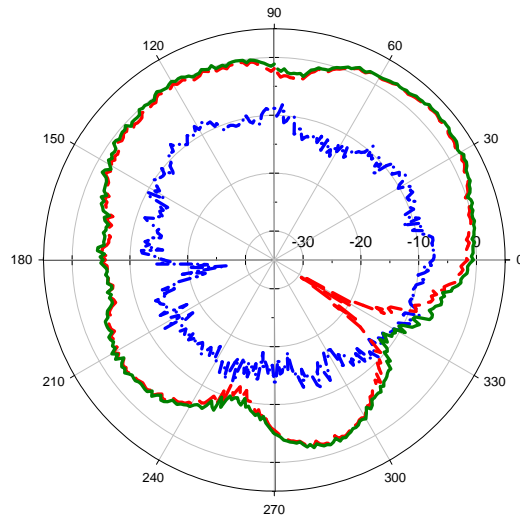


(c)

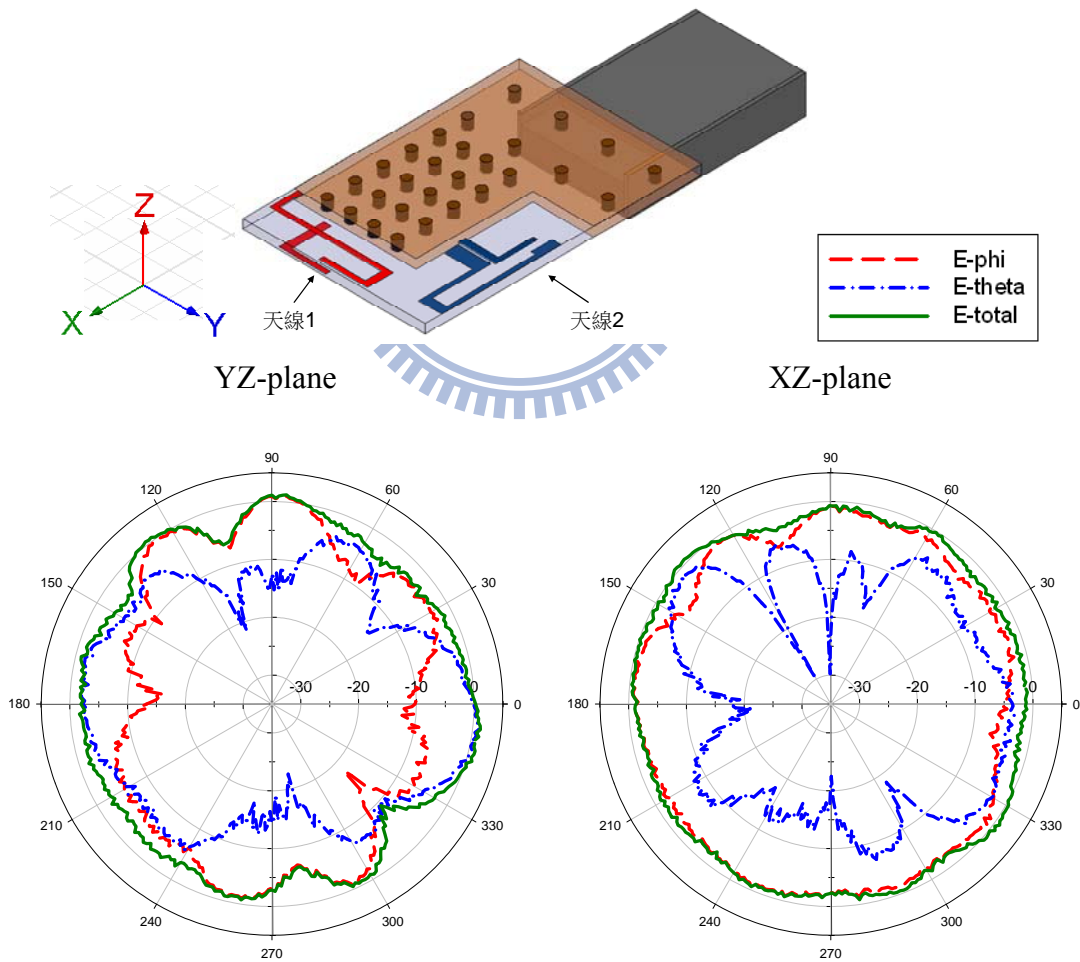
圖4.16 改善高頻隔離度天線之天線2在2.45 GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

XY-plane



(a)



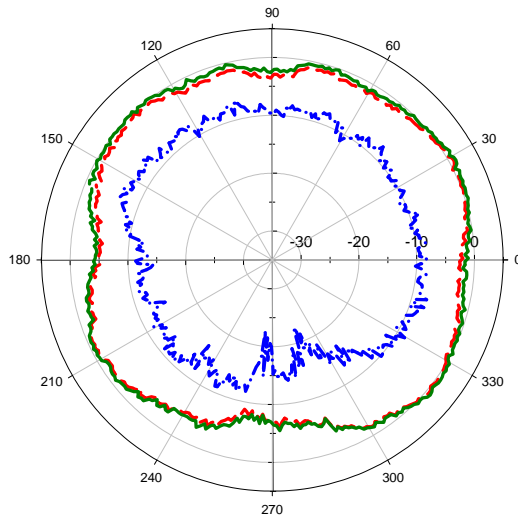
(b)

(c)

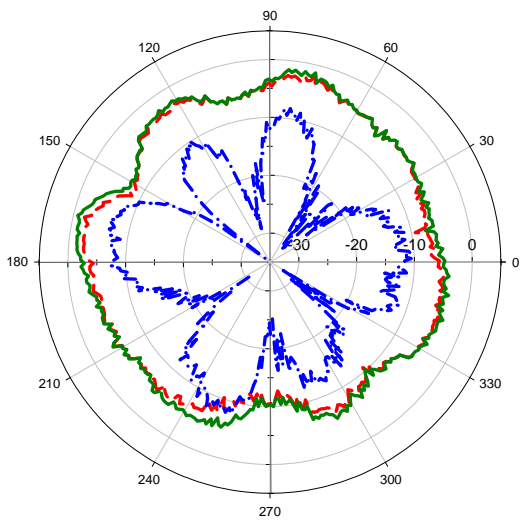
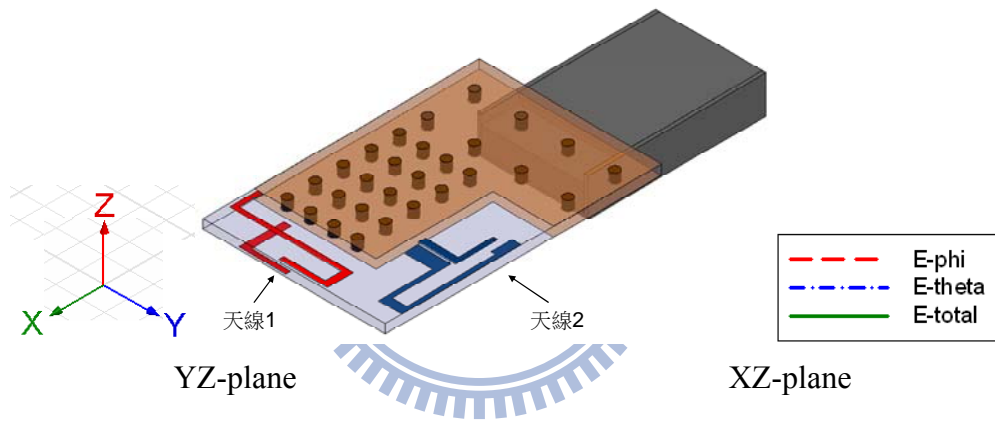
圖4.18 改善高頻隔離度天線之天線1在5.5 GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

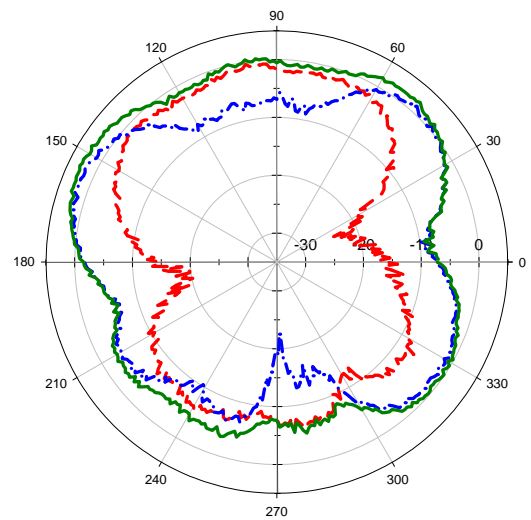
XY-plane



(a)



(b)



(c)

圖4.19 改善高頻隔離度天線之天線2在5.5 GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

表4.3 改善高頻隔離度天線各頻率輻射場型之
最大增益(peak gain)與平均增益(average gain)

| 平面 頻率 | | YZ | | XZ | | XY | |
|-------------|------|-----------|----------|-----------|----------|-----------|----------|
| | | Peak gain | Avg gain | Peak gain | Avg gain | Peak gain | Avg gain |
| 2.45 GHz | 天線 1 | 0.28dBi | -2.39dBi | -0.54dBi | -4.25dBi | -1.69dBi | -5.01dBi |
| | 天線 2 | 1.27dBi | -2.83dBi | -0.80dBi | -3.65dBi | -4.29dBi | -6.14dBi |
| 5.2 GHz | 天線 1 | -1.95dBi | -4.59dBi | 0.24dBi | -2.47dBi | 1.69dBi | -3.24dBi |
| | 天線 2 | -2.54dBi | -5.72dBi | 2.20dBi | -2.02dBi | 0.62dBi | -2.37dBi |
| 5.5 GHz | 天線 1 | 1.34dBi | -1.86dBi | 0.95dBi | -1.19dBi | 2.94dBi | -1.73dBi |
| | 天線 2 | -0.78dBi | -4.87dBi | 2.95dBi | -1.34dBi | 1.16dBi | -1.37dBi |
| 5.8 GHz | 天線 1 | 3.39dBi | -1.25dBi | 1.32dBi | -0.94dBi | 2.65dBi | -2.01dBi |
| | 天線 2 | 3.52dBi | -1.46dBi | 2.34dBi | -1.71dBi | 0.11dBi | -2.82dBi |

4.2.2 低頻隔離度之改良

基於前面之改良的以及分析，低頻之隔離度不良的原因有兩個，即為天線 1 耦合至天線 2 之寄生元件，在經由寄生元件經過電感性耦合與電容性耦合至天線 2 之倒 L 形天線上，至於由天線 1 直接耦合至天線 2 之單極天線的影響並不大，因此若要讓低頻之隔離度改善必須從寄生元件之電感性與電容性耦合兩方面來解決，但是由於此雙頻天線是利用電容性耦合達成雙頻匹配的效果，因此只能針對該電感性耦合來討論，而減少電感性耦合之作法就是將電流強的部份遠離天線 2 之單極天線，電流強的部份為天線 2 之寄生元件在地上長出之部份，該部位往下移動就可以減少電感性耦合，即可改善低頻之隔離度，但往下移動對於高頻而言反而會削弱對隔離度有利的反向感應電流。因此觀察高頻之隔離度不良的原因也有兩個，一個為天線 1 直接對天線 2 之單極天線的耦合，另一則為天線 1 至天線 2 之寄生元件，在經由寄生元件經過電容性耦合至天線 2 之倒 L 形天線上，我們希望在對低頻隔離度作改善時同時也不會對高頻隔離度產生不良影響。

先考慮高頻，因此將天線 1 重新設計與天線 2 之寄生元件，目標就放在削弱天線 1 對天線 2 之單極天線的直接耦合或削弱天線 1 對天線 2 之寄生元件之耦合，以避免為了減少對低頻之電感耦合所造成對高頻隔離度的不良，天線 1

與天線 2 之寄生元件經過適當的調整得到了圖 4.20 之架構，觀察 5.85 GHz 電流圖可知天線 2 之寄生元件上之電流很小，因此在此新的架構下，天線 1 對天線 2 之寄生元件有很小的耦合量，高頻因而會有較好得隔離度。

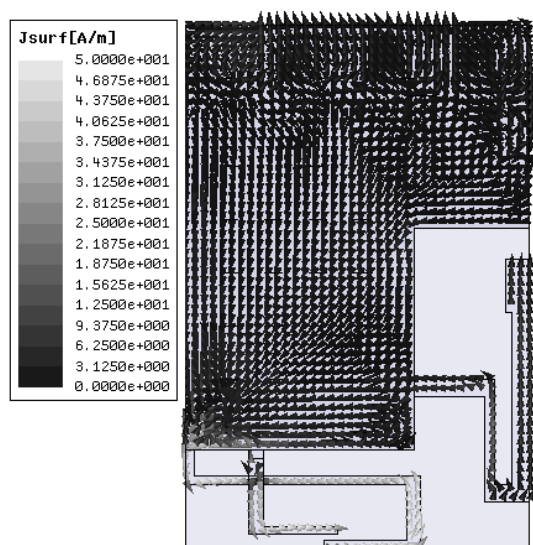


圖 4.20 調整天線 1 架構之 5.85GHz 電流圖

天線 1 在新的架構下，根據 4.2.1 所觀察到的低頻效應，減小天線 2 之寄生元件與單極天線的電感性耦合應該會有較好得隔離度，圖 4.21 是針對天線 2 所做的參數探討架構圖，移動四分之一波長共振器由地上長出那一段(圖中黑色的部份)之位置，虛線圈起部份則是隨著黑色部份位置的改變來調整長度，其他部份則是尺寸不變，D1 越大則黑色部份越接近天線 2 之倒 L 形天線部份，利用 EM 模擬軟體 HFSS 模擬改變 D1 尺寸由 0mm 變化到 3mm 之低頻 S 參數如圖 4.12 所示，在圖 4.12(a)(b)中兩支天線模擬反射耗損變化不大的情況下，觀察圖 4.12(c)隔離度由 5.55dB 變化至 9.32dB，改善幅度不小，因此將此設計用在改善低頻隔離度上。

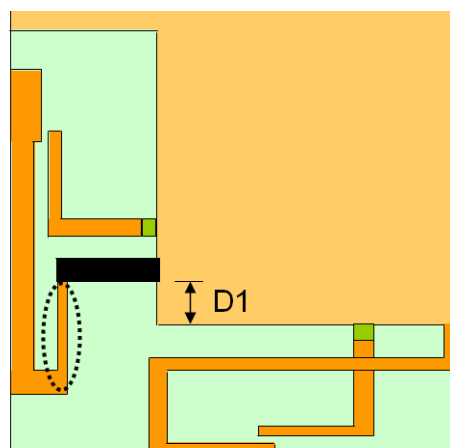


圖 4.21 變數 D1 之參數探討架構圖<背面>

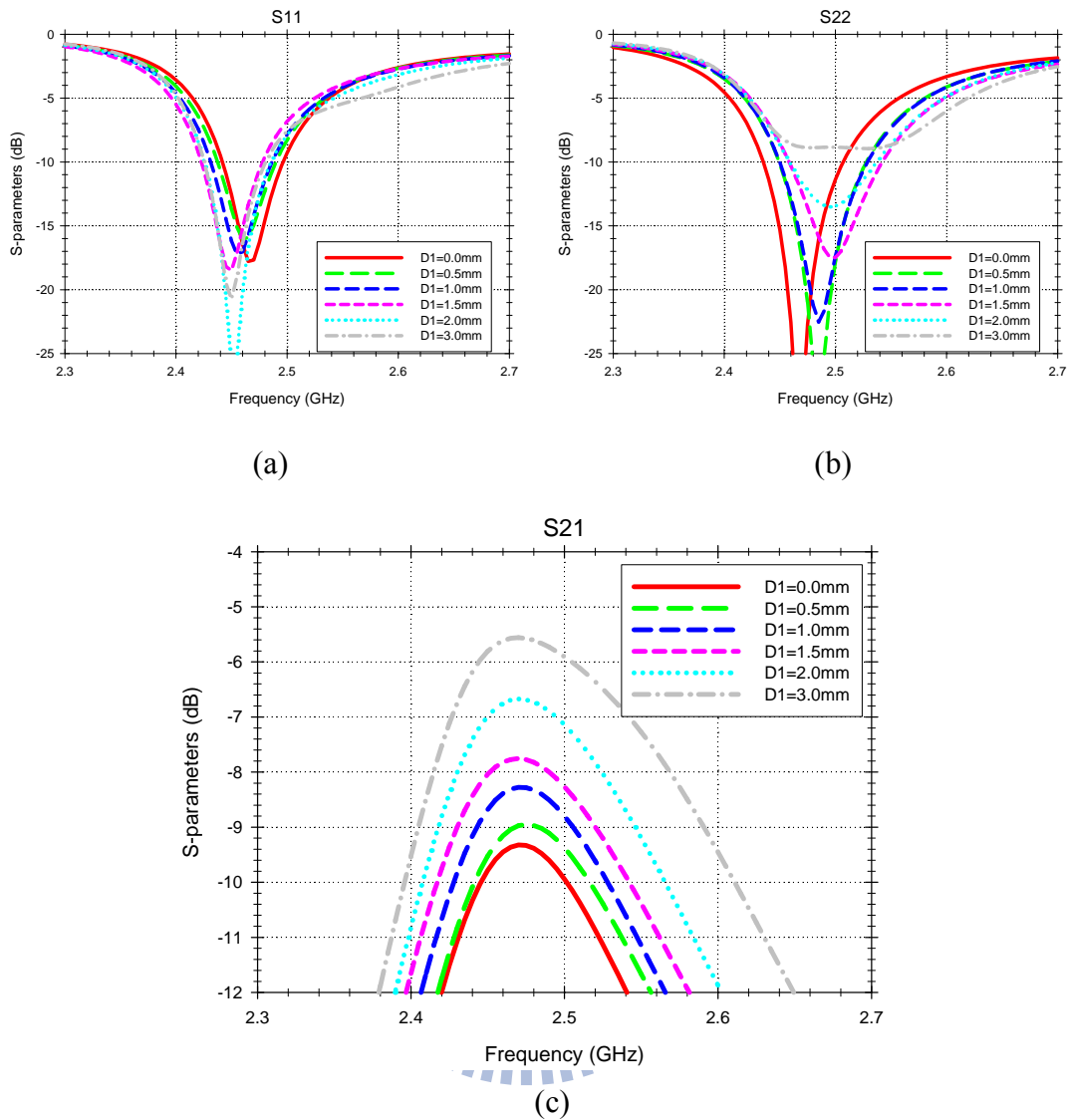


圖 4.22 低頻隔離度之改良天線對變數 $D1$ 的模擬 S 參數
(a) S11 (b) S22 (c) S21

經過以上探討的結果，設計出對高低頻隔離度改良之天線，架構如下圖 4.23 所示，天線尺寸為 $L1=4.25\text{mm}$ 寬 0.826mm ， $L2=5\text{mm}$ 寬 0.4mm ， $L3=4\text{mm}$ 寬 0.75mm ， $L4=4.5\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L5=2\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L6=13.33\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L7=3.5$ 寬 0.75mm ， $L8=5.45\text{mm}$ 寬 0.4mm ， $L9=4.5\text{mm}$ 寬 1mm ， $L10=3.95\text{mm}$ 寬 0.5mm ， $L11=2.5\text{mm}$ 寬 1mm ， $L12=13.7\text{mm}$ 寬 1mm 。尺寸標示如圖 4.24。

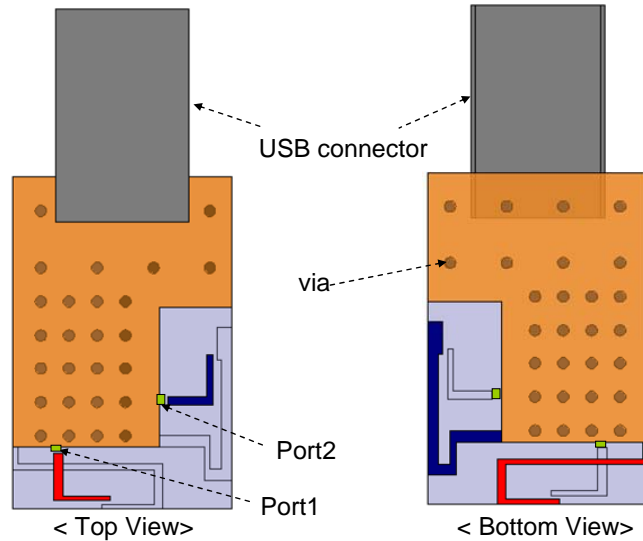


圖 4.23 低頻隔離度改良之天線架構圖

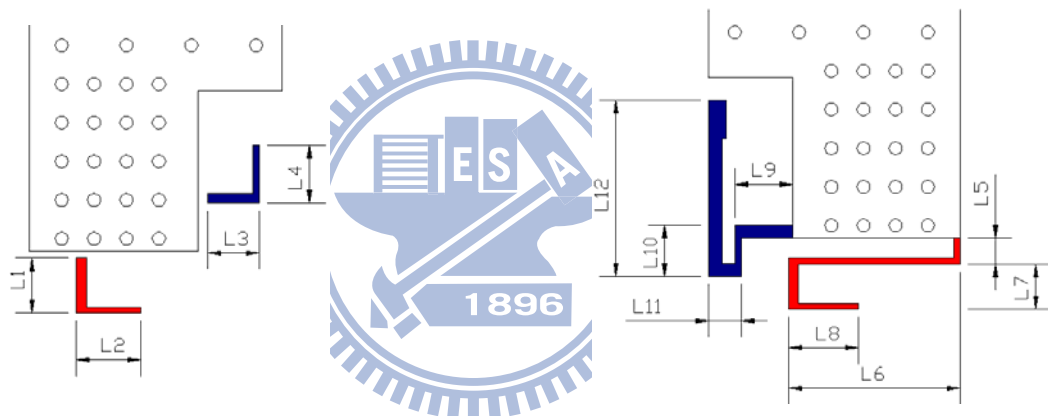


圖 4.24 低頻隔離度改良之天線尺寸圖

圖 4.25 為改善低頻隔離度天線之模擬結果，反射損耗 10dB 頻寬低頻為 75 MHz 略為小於無線網路所要求的頻寬，而 5 GHz 高頻頻寬則是大於 1 GHz 符合所需，低頻隔離度為 9.3dB 與 4.2.1 所設計之天線隔離度 4.9dB 比較起來有相當大的改善，而低頻隔離度改善的技術並沒有影響高頻的隔離度，高頻隔離度維持在 11.4dB。圖 4.26 為天線實做量測的結果，與模擬結果些許不同應該是因為實做的誤差所造成，低頻量測之反射損耗 10dB 頻寬比模擬結果大，達到 96 MHz，因此犧牲了些許隔離度，實做隔離度為 8.09dB，但高頻之匹配不盡理想，因此表 4.4 之內容資料為業界堪用之反射損耗 8dB 之頻寬，天線實做量測結果雖然高頻部份未達到當初所設定的頻寬，但已達業界堪用之無線區域網路使用頻寬。

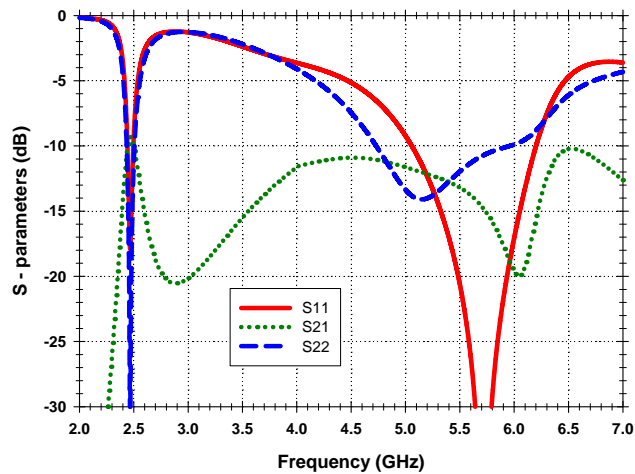


圖 4.25 低頻隔離度改良之天線 S 參數模擬圖

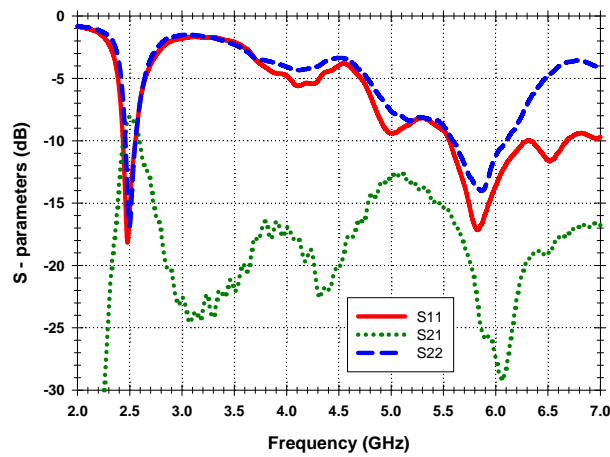


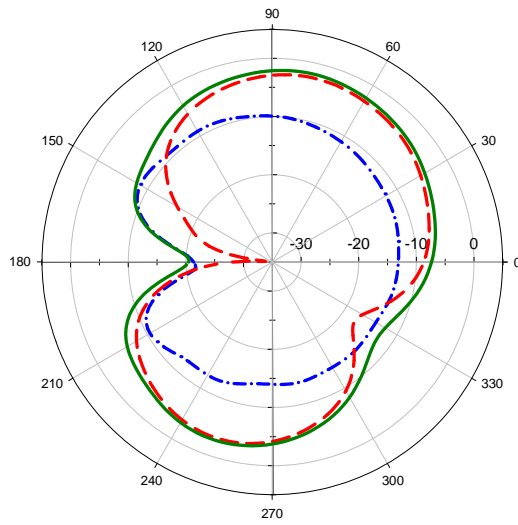
圖 4.26 低頻隔離度改良之天線 S 參數量測圖

表 4.4 改善低頻隔離度天線之 S 參數量測數據

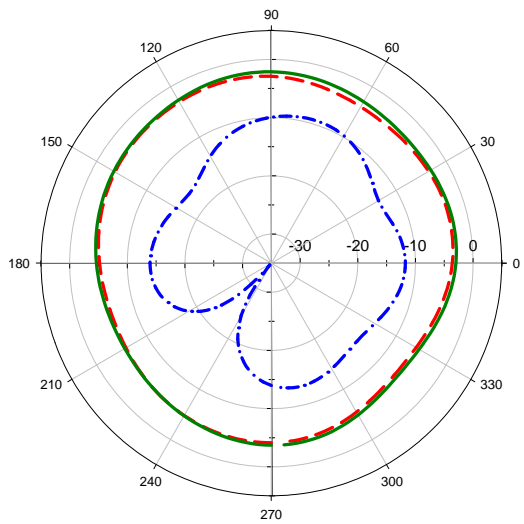
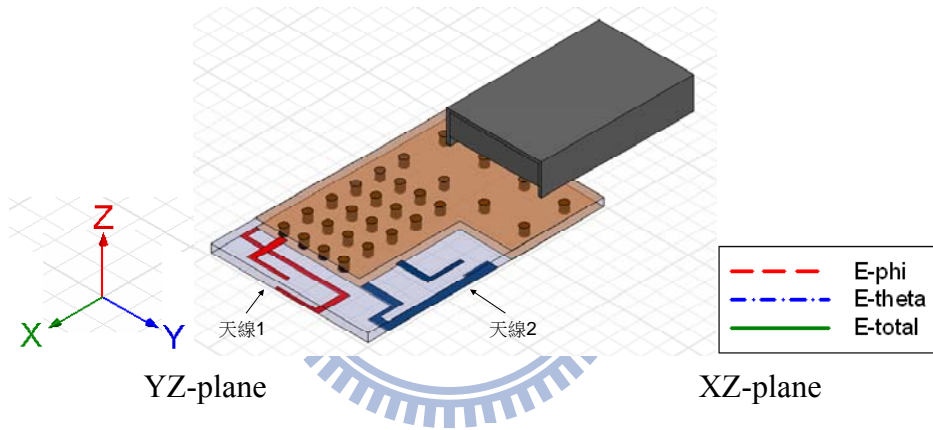
| | | | |
|----------|------------|-------------|-------------|
| 天線 1 | 共振頻率 (GHz) | 2.423~2.579 | 4.879~7.000 |
| | 頻寬 (MHz) | 156 | 2121 |
| 天線 2 | 共振頻率 (GHz) | 2.447~2.579 | 5.090~6.249 |
| | 頻寬 (MHz) | 132 | 1159 |
| 隔離度 (dB) | | 8.09 | 12.65 |

圖4.27到圖4.30 是改善低頻隔離度天線架構(圖4.23)下，分別在2.5 GHz、5.5 GHz 所量測各平面的天線輻射場型，在2.45 GHz、5.2 GHz、5.5 GHz、5.8 GHz所量測之各平面的最大天線增益和平均天線增益值如表4.5所列，低頻之天線YZ平面平均增益為-3.73dBi，而高頻天線於XZ平面平均增益可達-2.83dBi。

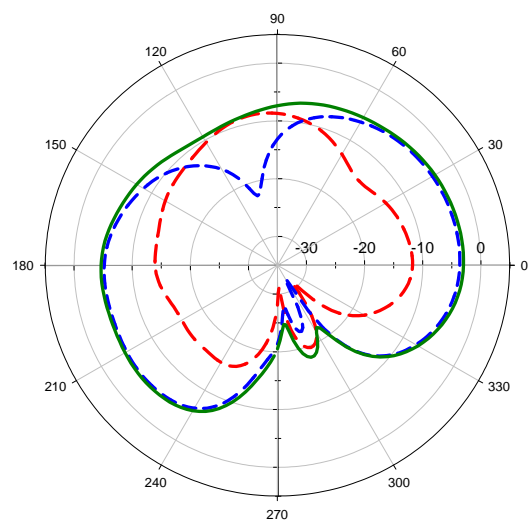
XY-plane



(a)



(b)

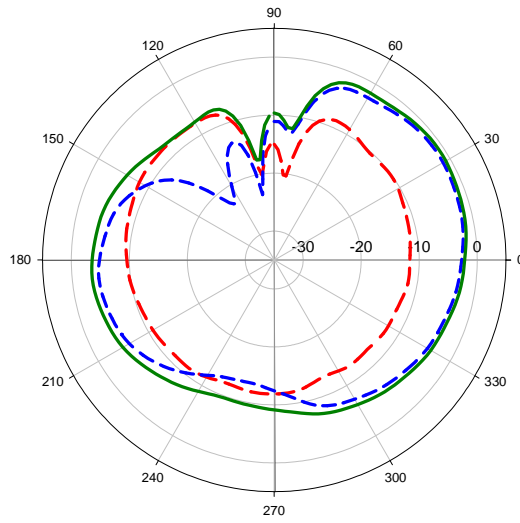


(c)

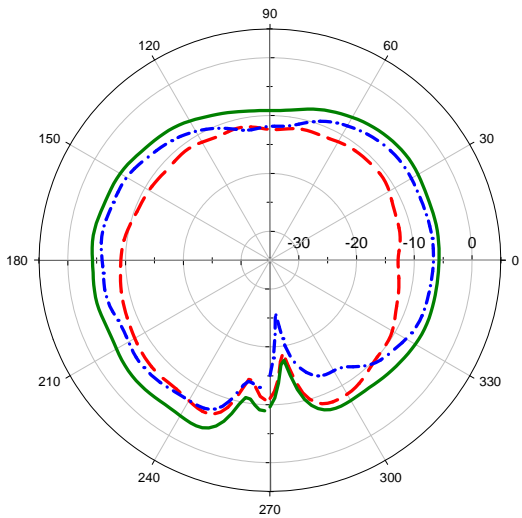
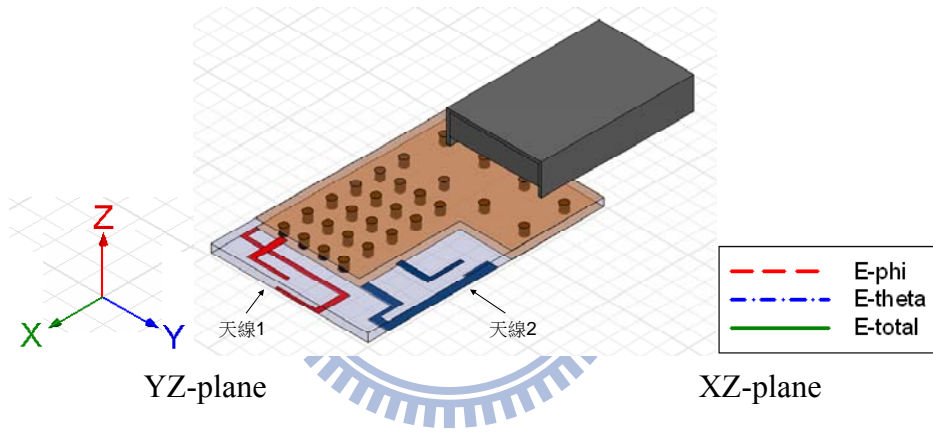
圖4.27 改善低頻隔離度天線之天線1在2.5GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

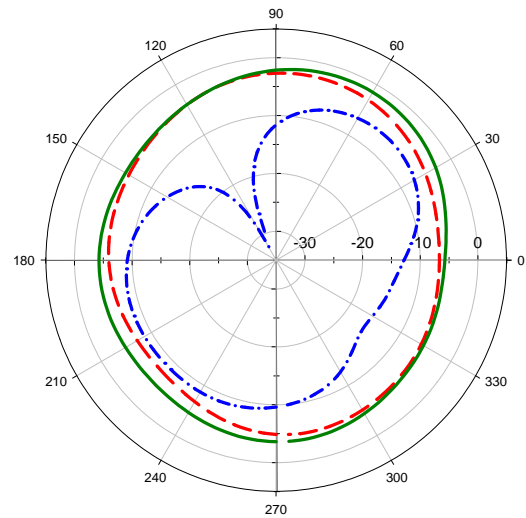
XY-plane



(a)



(b)

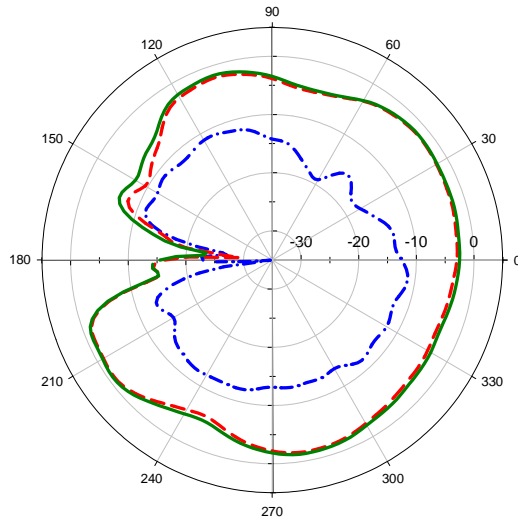


(c)

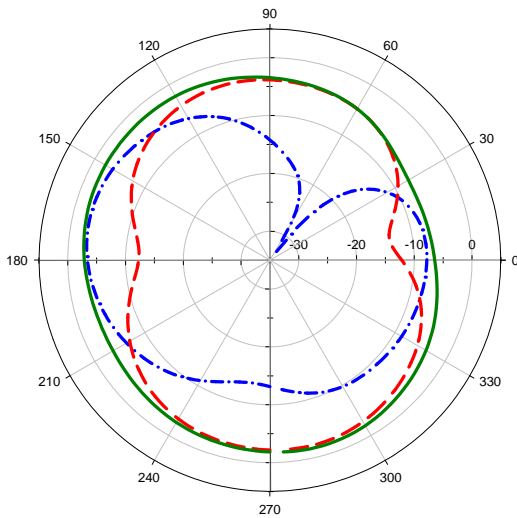
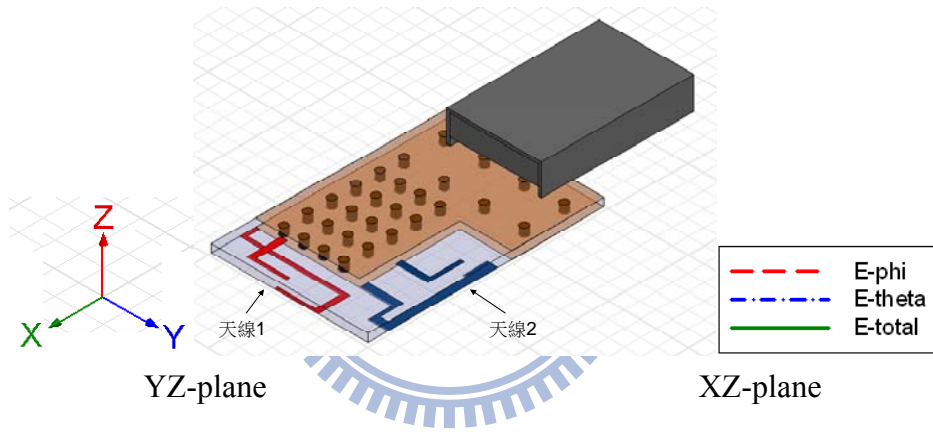
圖4.28 改善低頻隔離度天線之天線2在2.5GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

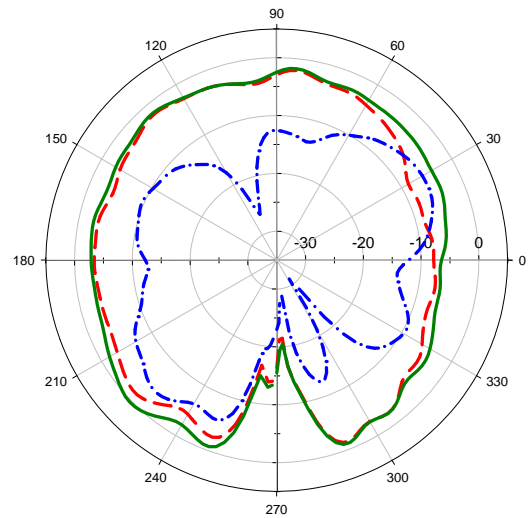
XY-plane



(a)



(b)

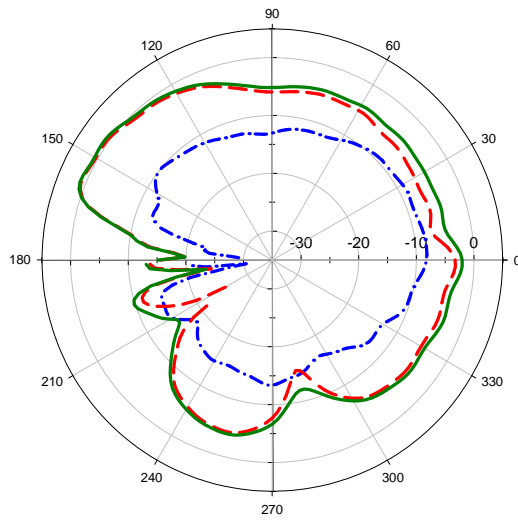


(c)

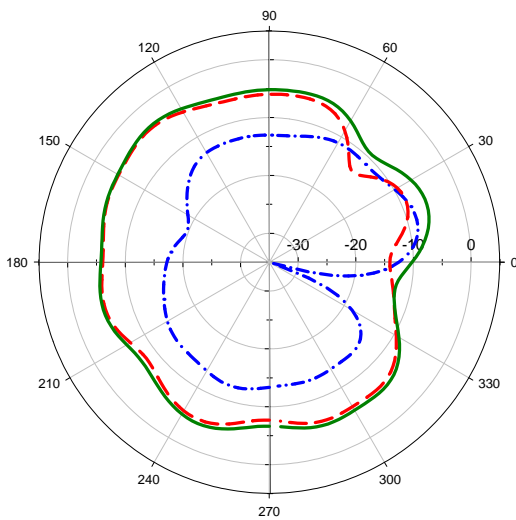
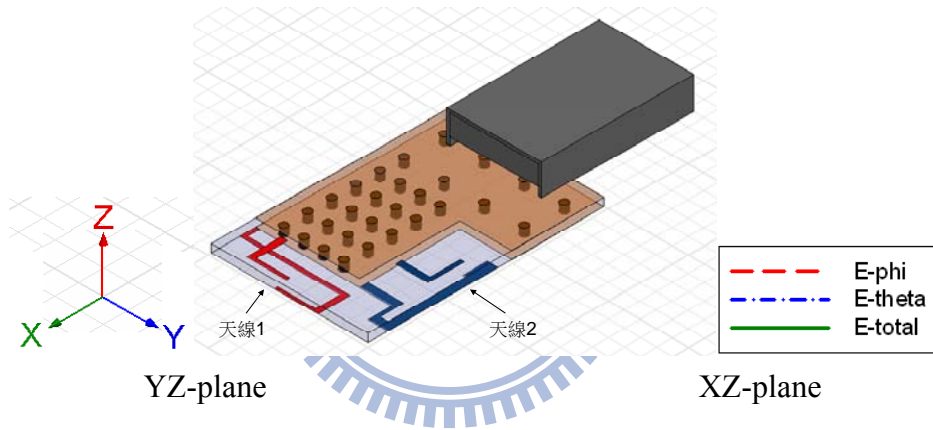
圖4.29 改善低頻隔離度天線之天線1在5.5GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

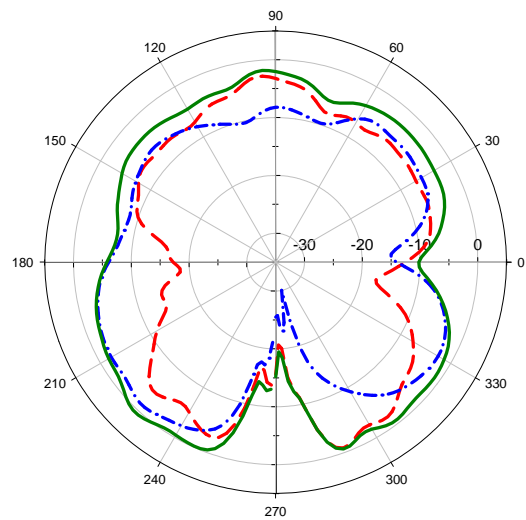
XY-plane



(a)



(b)



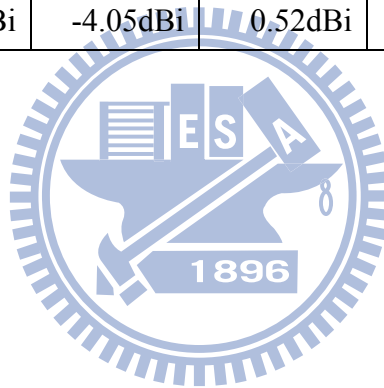
(c)

圖4.30 改善低頻隔離度天線之天線2在5.5 GHz的輻射場型

(a)x-y plane(b)y-z plane (c)x-z plane

表4.5 改善低頻隔離度天線各頻率輻射場型
之最大增益(peak gain)與平均增益(average gain)

| 平面 頻率 | | YZ | | XZ | | XY | |
|------------|------|-----------|----------|-----------|----------|-----------|----------|
| | | Peak gain | Avg Gain | Peak gain | Avg gain | Peak gain | Avg gain |
| 2.5 GHz | 天線 1 | -2.12dBi | -3.73dBi | -2.96dBi | -6.27dBi | -1.93dBi | -5.20dBi |
| | 天線 2 | -1.47dBi | -3.86dBi | -3.65dBi | -5.92dBi | -0.82dBi | -4.52dBi |
| 5.2 GHz | 天線 1 | -1.55dBi | -3.59dBi | 0.74dBi | -3.18dBi | -0.25dBi | -3.10dBi |
| | 天線 2 | -3.15dBi | -5.21dBi | 1.30dBi | -2.83dBi | 2.01dBi | -4.07dBi |
| 5.5 GHz | 天線 1 | -1.65dBi | -3.33dBi | 0.33dBi | -3.15dBi | -0.79dBi | -3.17dBi |
| | 天線 2 | -3.74dBi | -5.94dBi | 0.55dBi | -3.16dBi | 0.95dBi | -4.19dBi |
| 5.8 GHz | 天線 1 | -0.12dBi | -2.77dBi | 0.69dBi | -2.95dBi | 0.06dBi | -2.86dBi |
| | 天線 2 | -0.57dBi | -4.05dBi | 0.52dBi | -3.10dBi | 1.04dBi | -3.46dBi |



第五章 結論

本論文對於多輸入多輸出技術之雙頻天線提出設計方法以應用於無線區域網路802.11 n之2.4 GHz與5 GHz頻段。此天線架構為印製在印刷電路板FR4上，所以有製作簡單、成本低、整體的面積小、易與其他電路結合、不需要額外的集總元件做匹配等優點，天線所設定的環境並不大，為相鄰之兩空間 $13 \times 5.5\text{mm}^2$ 和 $18 \times 6.5\text{mm}^2$ ，分別放入兩支雙頻天線1與天線2，但天線2空間兩面為地，另外天線環境空間高度不高以及空間不對稱，更加深了此雙頻天線的設計困難度，因此採用倒L形天線耦合四分之一波長諧振器，讓兩共振機制同時匹配於兩頻段以達到雙頻天線效果，而兩個共振機制幾乎是可看成互相獨立，所以對於調整各自共振頻率上有很大的方便，另外固定天線之間倒L形天線與寄生元件的耦合量，可在影響頻寬不大的狀況下更易于觀察隔離度隨著參數的變化。

對於隔離度改善之天線設計，首先依據避免兩天線之強烈電容性耦合與電感性耦合來確立天線之擺放形式，以避免天生架構對隔離度不良的窘境，依據此原則對於所需頻寬來初步設計，接下來為了簡化隔離度不良的問題，將天線1架構固定不動，討論天線1對天線2之耦合情況，觀察高低頻之隔離度，將耦合情況分類分析，針對問題對症下藥，可有效的改善隔離度。對此天線實際量測結果，低頻隔離度為8.09dB高頻隔離度為12.65dB，隔離度改善之方法希望能提供現行無線通訊產業在天線設計上正面的幫助。

本論文為針對應用於USB無線網路卡之雙頻MIMO天線作討論，對於不對稱之空間中提供雙頻的隔離度改善方法有深入的探討，天線的環境設定如3.1中所示，而此USB無線網路卡實際應用於筆記型電腦或個人電腦之使用環境對於天線特性之影響，在實做量測所得結果中平均輻射增益降低2dB上下，是由於USB無線網路卡上之電流流向主機板而影響輻射，解決方式可在主機板與USB接頭之間加上高頻阻絕(RF chock)以避免電流流向主機板。

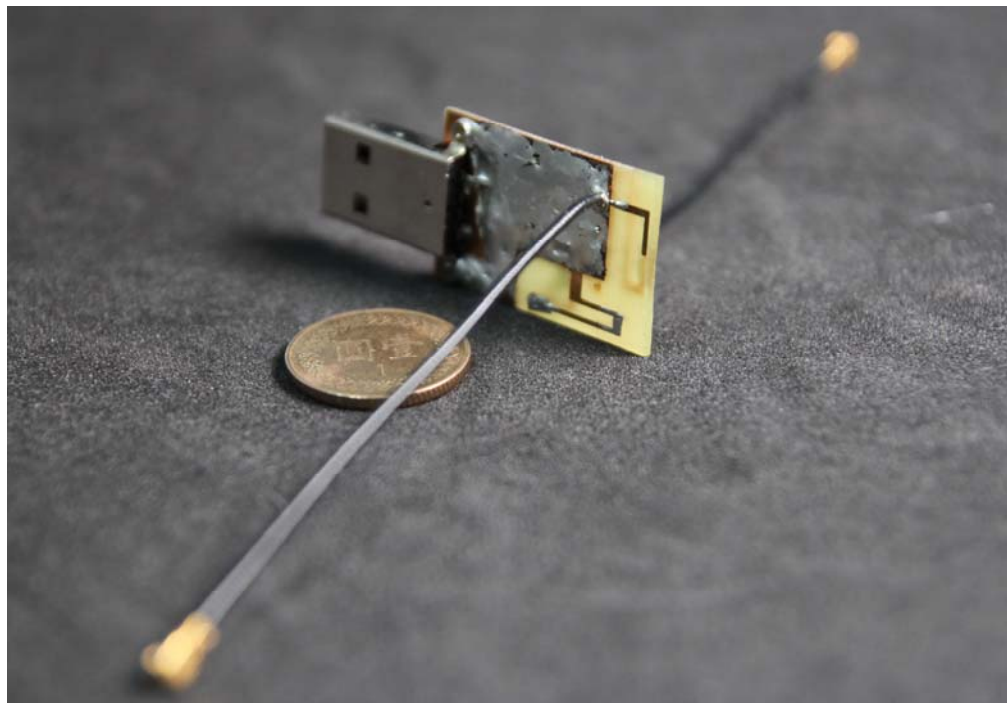
參考文獻 (Reference)

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design," 2nd ed. , John Wiley, New York, ch.2 and ch.5 , 1998.
- [2] C. Wu, "Printed antenna structure for wireless data communications," U.S. Patent 6 008 774, Dec. 28, 1999.
- [3] T. Y. Wu, S. T. Fang, and K. L. Wong, "Printed diversity monopole antenna for WLAN operation," *Electronics Letter*, vol. 38, pp. 1625 – 1626, Dec. 5, 2002.
- [4] C. Soras, M. Karaboikis, G. Tsachtsiris, and V. Makios, "Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, pp. 37 – 44, Feb. 2002
- [5] V. Stoiljkovic, and G. Wilson, "A small planar inverted-F antenna with parasitic element for WLAN applications," 10th *international conference on Antennas and Propagation*, vol.1, pp. 82-85, Apr. 1997
- [6] T. Tiehong, and Z. Zheng, "Applications of planar inverted-F antenna for Bluetooth," in *Proc. 2003 International Conference on Communication Technology (ICCT 2003)*, vol.2, pp. 1230-1233, Apr. 2003
- [7] I. Chen, and C. M. Peng, "Microstrip-fed dual-U-shaped printed monopole antenna for dual-band wireless communication applications," *Electronics Letters*, vol. 39, pp.955 – 956, June 2003
- [8] S. H. Yeh, and K. L. Wong, "Dual-band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN application," in *2002 IEEE AP-S Int. Symp.* vol.4, pp.72 – 75, June 2002
- [9] G.L. Xin and J.P. Xu , "Wideband miniature G-shaped antenna for dual-band WLAN applications," *Electronics Letters*, vol. 43 , no. 24 , 2007
- [10] The Nan Chang; Jing-Hae Jiang , "Meandered T-Shaped Monopole Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp.3976-3978, Dec. 2009
- [11] Ya-Ying Wang, Shyh-Jong Chung, " A New Dual-Band Antenna for WLAN Applications" in *2004 IEEE AP-S Int. Symp.* vol. 3, pp.2611 - 2614 , June 2004
- [12] C. H. See, R. A. Abd-Alhameed, D. Zhou, and P. S. Excell, "Dual-Frequency Planar Inverted F-L-Antenna (PIFLA) for WLAN and Short Range Communication Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp.3318-3320, Oct. 2008

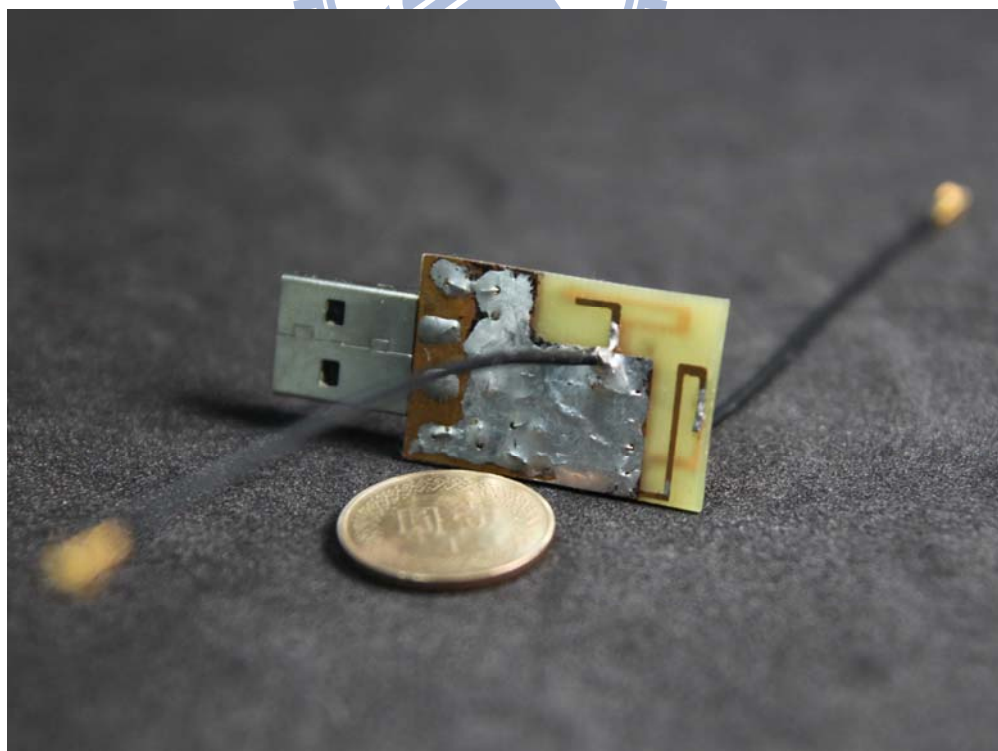
- [13] Angus C. K. Mak, Corbett R. Rowell, and Ross D. Murch, "Isolation Enhancement Between Two Closely Packed Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp.3411-3419, Nov. 2008
- [14] G. P. Karakoussis, A.I. Kostaridis, C. G. Biniaris, and D. I. Kaklamani, "A dual-band inverted-F antenna printed on a PC card for the ISM and UNNI bands," *2003 IEEE Wireless Communications and Networking (WCNC 2003)*, vol. 1, pp.88 – 92, Mar. 2003
- [15] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 2nd ed. , John Wiley, New York, pp.306-313, 1998.
- [16] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.44, pp.2099 – 2109, Nov.1996



附 錄

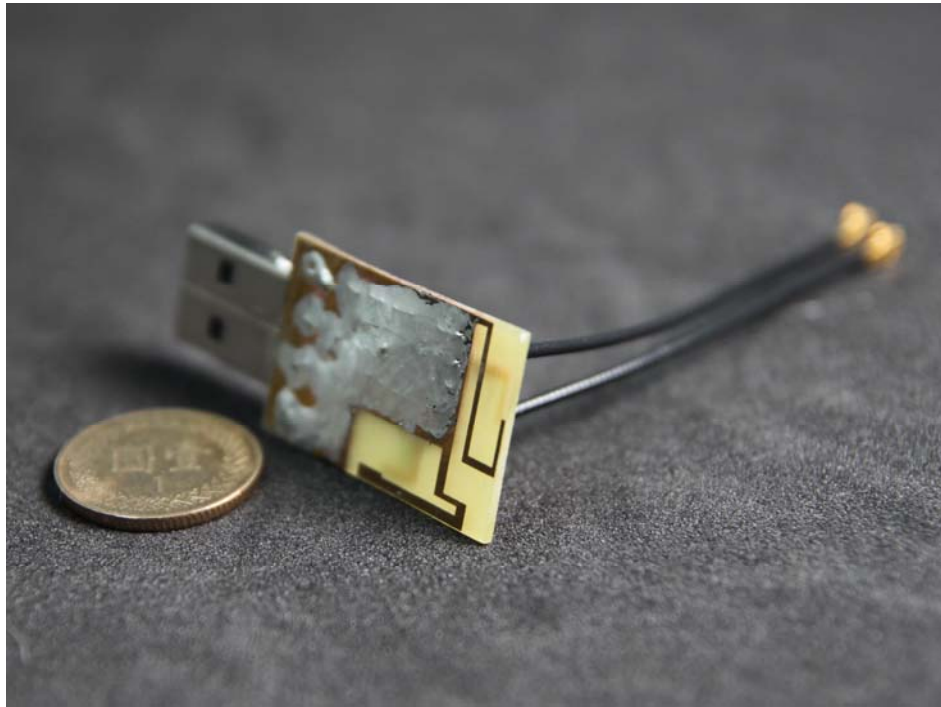


---背面---

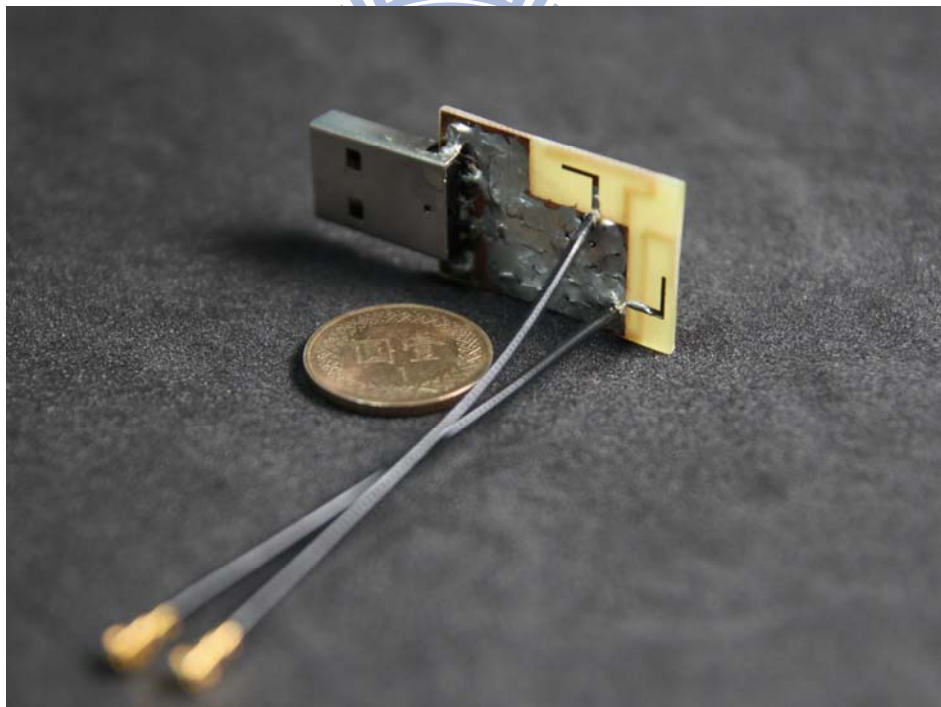


---正面---

<高頻隔離度改良之天線實體架構圖>



---背面---



---正面---

<低頻隔離度改良之天線實體架構圖>