

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

應用於無線網路之新型雙頻開路諧振環單

極天線之設計及量測



A New Dual-Band Antenna Utilizing
Open-Loop Resonator for WLAN Applications

研究生：王雅瑩

指導教授：鍾世忠 博士

中華民國九十三年六月

A New Dual-Band Antenna Utilizing Open-Loop Resonator for WLAN Applications

研究生：王雅瑩

Student : Ya-Ying Wang

指導教授：鍾世忠 博士

Advisor : Dr. Shyh- Jong Chung

國立交通大學

電信工程研究所



Submitted to Institute of Communication
College Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master of Science

In Communication Engineering

June 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月


應用於無線網路之新型雙頻開路諧振環單極天線之設計及量測

研究生：王雅瑩

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學 電信工程研究所

摘要



本論文中，我們提出對於多頻天線新的設計方法。將常使用在平面式微波濾波器中常用到的二分之一波長開路諧振環的觀念，結合到共振型天線，使其有雙頻的效果。本論文所提出的天線架構是採用兩種不同且操作在不同頻率的共振機制彼此互相耦合，而使此天線在不同頻段同時匹配。此兩不同的共振機制分別為操作在低頻的二分之一波長開路諧振環、和操作在高頻的倒 L 型單極天線；靠著彼此的互相耦合，使得此新型的雙頻天線只需要一個餽入電路即可達到雙頻的目的。而此天線雖然是印製在印刷電路板上，但其尺寸不大，約 $13 \times 10 \text{mm}^2$ 。除此之外，本論文也對此雙頻天線做簡單的等效電路模型分析，以驗證開路環和倒 L 型單極天線間耦合強度對此天線的影響。經過模擬與實做在匹配頻寬上足夠給 WLAN 802.11a/b/g 使用，而輻射場型在每個頻率都近似全向性而最大平均增益都接近 0dBi。

此外也針對便宜但製程參數不穩定的 FR4 板，做製程參數變動對天線敏感度的測試，可發現對此需要靠著耦合達到雙頻的天線影響不大。最後我們也進一步將此雙頻天線設計成分集式天線，藉由一些簡單但不佔據空間的屏障物來減低兩天線間的耦合效應。

A New Dual-Band Antenna Utilizing Open-Loop Resonator for WLAN Application

Student : Ya-Ying Wang

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we propose a novel design method for multi-band antenna. We utilize the concept of $\lambda/2$ open-loop resonator used in microwave filter frequently, and combine this concept with the resonant antenna. This novel antenna adopts two different resonant types operating two different frequencies. One is the conventional inverted-L monopole for higher operating band, and the other is $\lambda/2$ open-loop resonator for lower operating band. As these two different resonant types coupling each other, this antenna only need one feed network to produce dual-band purpose. This antenna is fabricated on PCB board and total size is $13 \times 10 \text{mm}^2$. In this thesis, we also establish the equivalent circuit model for this dual-band antenna to verify how important the coupling strength affects this antenna. From experiment, the resultant bandwidth is suitable for 802.11a/b/g WLAN applications. The radiation pattern is close to omni-directional, and the largest average gain can achieve around 0dBi for each measured frequency.

Furthermore, we also verify the performance of this dual-band antenna is not affected seriously by the variation of FR4 manufacture parameter. Finally, we also utilize this novel dual-band antenna to design diversity antenna. In this diversity antenna, we use some simple barrier object occupying little size to decrease the coupling effect between two antennas.

誌謝

首先由衷感謝我的指導教授 鍾世忠老師，從大學時期課堂授課讓我對電信的基本專業科目有所了解；大三下的專題實驗，引領我進入微波領域；兩年的碩士生涯，讓我對於天線的理论設計以及微波相關領域的觀念有很深刻的了解，也加強了我對於無線通訊方面的認識。在這兩年中，每當在研究上遇到瓶頸或迷思時，老師都會提供我適當的方向給予突破解決；老師不僅僅在學術研究上給予非常正面的幫助，不論在做研究或是處理事情的嚴謹態度，對於學生我未來不論是工作或是做人處世都有很大的影響。也感謝口試委員 郭仁財老師、林怡成老師、以及蔡文濬博士撥冗對我的論文提出建議，使學生的論文更完整。

其次我也非常感謝實驗室博士班何丹雄同學，以及碩一的侑信給予我在建立天線模型上很大的幫助；也謝謝碩二的凱得、明洲、伸憶、怡力在天線設計領域中不斷適時地給予建議並激發新的想法；還有信全、揚裕、俊甫加強了我對於微波電路設計上的觀念。並謝謝碩一的學弟妹：珮如、民仲、清文、以及所有碩二的同學和助理又正，在我研究所兩年間遇到不如意事情時，適時的給予我鼓勵以及歡笑。

也謝謝一直陪伴在我身邊的男朋友建源，不斷地支持我、鼓勵我。還有博士班的室友育如學姊，其樂觀開朗的個性，讓我在這兩年碩士生涯中，每當遇到實驗瓶頸壓力或是碩士生涯生活上的困惑時，都會以自己的經驗給予我正面的鼓勵及安慰。最後還要感謝我親愛的家人，給予我充分的信任以及自由，讓我從小即可依照自己的興趣唸書，進而完成碩士學位，僅以此論文獻給我最愛的家人。

目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
表目錄.....	VI
圖目錄.....	VII
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 型天線及開路諧振環基本原理.....	4
2.1 倒 L 型天線.....	4
2.2 二分之一波長開路諧振環.....	9
第三章 雙頻開路諧振環單極天線.....	11
3.1 雙頻開路諧振環單極天線.....	11
3.1.1 5GHz 倒 L 型單極天線.....	12
3.1.2 不同面耦合餽入雙頻開路諧振環天線.....	13
3.1.3 同一面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線.....	23
3.2 利用電路模型探討耦合量大小的影響.....	25
3.2.1 倒 L 型單極天線電路模型.....	25
3.2.2 雙頻開路諧振環單極天線電路模型.....	28
3.2.3 耦合量改變對雙頻開路諧振環單極天線的影響.....	32
3.3 雙面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線對製作參數誤差容忍性.....	37
3.3.1 FR4 板製程參數的不穩定性.....	37
3.3.2 對位的不穩定性.....	40

3.4 量測結果.....	41
第四章 分集式天線.....	50
4.1 分集式技術的簡介.....	50
4.2 空間分集式天線.....	52
4.3 實做與量測結果.....	57
第五章 結論.....	63
參考文獻.....	64



表目錄

表 3-1	不同飄移位置(S)對應到等效電路中 C_m 值與共振頻率的改變比較表	35
表 3-2	不同面耦合餽入雙頻線共振頻段與頻寬	43
表 3-3	同一面耦合餽入雙頻線共振頻段與頻寬	45
表 3-4	不同面耦合餽入開路諧振環單極天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain)	49
表 4-1	空間分集式天線共振頻段、頻寬、以及隔離度整理	57
表 4-2	不同面耦合餽入開路諧振環單極天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain)	62



圖目錄

圖 2.1	二分之波長偶極天線 (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	7
圖 2.3	倒 L 型天線 (a)倒 L 型天線架構圖 (b)微帶線負載偶極天線	8
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	10
圖 2.5	二分之一波長微帶線兩端開路共振腔電流分佈圖	10
圖 3.1	5GHz 倒 L 型單極天線.....	12
圖 3.2	5GHz 單極天線模擬 S11 圖.....	13
圖 3.3	不同位置耦合餽入開路諧振環架構及模擬結果 (a)諧振環開口向右 (b)諧振環開口向左.....	14
圖 3.4	不同面耦合餽入開口向上諧振環結構及模擬結果 (a)諧振環總長度為 39mm，倒 L 型天線總長為 11.5mm (b)諧振環總長度為 47mm，倒 L 型天線總長為 5.5mm.....	15
圖 3.5	不同面耦合餽入開口向下諧振環	16
圖 3.6	雙頻開路諧振環單極天線架構圖	17
圖 3.7	固定倒 L 型天線改變開路諧振環的長度(L_{res})對反射損耗的影響.....	18
圖 3.8	固定倒 L 型天線改變開路諧振環的寬度(W_{res})對反射損耗的影響.....	19
圖 3.9	固定開路諧振環改變倒 L 型單極天線長度(H_{mono})對反射損耗的影響 ..	20
圖 3.10	不同面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線反射損耗圖模擬圖	21
圖 3.11	雙頻開路諧振環單極天線共振時的電流分佈圖 (a)2.4GHz (b)5.5GHz.....	22
圖 3.12	同一面雙頻開路諧振環單極天線 (a)結構圖 (b)反射損耗模擬圖 ..	24
圖 3.13	倒 L 型單極天線電路模型	26
圖 3.14	倒 L 型單極天線近似電路模型反射損耗頻率響應圖 (a)史密斯圖 (b)反射損耗圖.....	27

圖 3.15	不同面耦合餽入雙頻開路諧振環天線電流向量圖 (a)2.4GHz 倒 L 型單極天線電流圖 (b)2.4GHz 開路諧振環電流圖 (c)5.5GHz 倒 L 型單極天線電流圖 (d)5.5GHz 開路諧振環電流圖.....	29
圖 3.16	倒 L 型天線和開路諧振環間的耦合現象	29
圖 3.17	雙頻開路諧振環單極天線等效電路模型	30
圖 3.18	低頻共振時等效電路模型	31
圖 3.19	雙頻開路諧振環單極天線等效電路與實際天線模擬 S11 比較圖	31
圖 3.20	等效電路中 C_m 變化的頻率響應	33
圖 3.21	利用開路諧振環和倒 L 型天線的上下位置飄移改變耦合量	33
圖 3.22	不同面耦合開路諧振環對倒 L 型天線的上下位置飄移 , S 為向上偏移的距離(a)S=0.6 (b)S=1.0	35
圖 3.23	介電係數不穩定對雙面耦合開路諧振環單極天線反射損耗的影響 ..	38
圖 3.24	FR4 板厚些微的變動對雙面耦合開路諧振環單極天線 反射損耗的影響.....	39
圖 3.25	雙面耦合上下對位不準對天線反射損耗影響圖	40
圖 3.26	不同面耦合餽入開路諧振環單極天線實體圖 (a)正面 (b)背面 ..	42
圖 3.27	不同面耦合餽入開路諧振環單極天線反射損耗量測圖	43
圖 3.28	同一面耦合餽入開路諧振環單極天線實體圖	44
圖 3.29	同一面耦合餽入開路諧振環單極天線反射損耗量測圖	45
圖 3.30	同一面耦合餽入開路諧振環單極天線 2.45GHz 輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane.....	46
圖 3.31	同一面耦合餽入開路諧振環單極天線 5.25GHz 輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane.....	47
圖 3.32	同一面耦合餽入開路諧振環單極天線 5.8GHz 輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane.....	48
圖 4.1	空間分集式天線	52
圖 4.2	圖 4.1 中分集式天線的反射損耗和穿透係數頻率響應	53
圖 4.3	圖 4.1 中互相耦合對於天線反射損耗的影響	53

圖 4.4	降低互相耦合後的空間分集式天線架構	55
圖 4.5	圖 4.4 中空間分集式天線反射損耗和穿透係數頻率響應	56
圖 4.6	圖 4.4 架構中互相耦合對於天線反射損耗的影響	56
圖 4.7	空間分集式天線 S 參數量測結果	57
圖 4.8	空間分集式天線實體圖 (a)正面 (b)背面	58
圖 4.9	2.45GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane.....	59
圖 4.10	5.25GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane.....	60
圖 4.11	5.775GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane.....	61
圖 4.12	分集式天線實體照片	62



第一章 導論(Introduction)

1.1 工程背景及動機

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

802.11b 為發展最早的無線區域網路標準，也是如今普及最廣且技術已很成熟的 WLAN 規格，802.11b 工作頻段在 2.4GHz(2.4GHz~2.4835GHz)，其最大能提供的傳輸速率為 11Mbps。而天線在無線通訊系統射頻端中是一很重要的元件，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 型天線[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 11Mbps 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 54Mbps 的傳輸速率，其操作頻段位於在 5GHz (5.15~5.35GHz/5.725~5.825GHz)的頻段上。802.11a 和 802.11b 因為頻段不同，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 2.4GHz 頻段，但傳輸速度則可與 802.11a 一樣達 54Mbps，比 802.11b 的 11Mbps 快，因此 802.11g 最近也逐漸受到重視。

由於目前無線通訊電路的主動元件隨著 IC 製程的快速進步，增加其整合性且大幅縮小其體積，因此各家製造廠都希望可以整合不同的系統於同一個配備中，例如 802.11a/b/g 系統的整合，所以天線就必須能夠同時匹配於多個不同的頻段以符合此需求。因此若要供整合 802.11a/b/g 的無線區域網路系統，就必須有同時匹配於 2.4~2.5GHz 和 5~6GHz 的雙頻天線。最近有很多的文獻設計出各式各樣操作在 2.45GHz 與 5GHz 的雙頻天線[7]-[11]。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。而大部分文獻中的共振型雙頻天線，都是採用兩種相同的共振機制利用長度的不同產生雙頻，且大部分高頻的操作頻段 5GHz 的頻寬都不大，只足夠給 HIPERLAN/2 使用，而不足夠給 802.11a 系統使用，例如雙層倒 F 型天線[7]、雙 U 型天線[8]、正 F 型天線[9]、以及雙 T 型天線[10]等。

本論文的目的是希望可設計出一尺寸小但頻寬足夠符合 802.11a/b/g 的雙頻天線，且此天線可以在印刷電路板上實現以節省成本。因此本論文提出一新型的雙頻天線，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 型單極天線，而操作在低頻的是二分之一波長開路諧振環，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。經實驗可得結果，此雙頻天線在低頻 2.4GHz 的頻寬約有 200MHz，高頻 5GHz 的頻寬有 1GHz，都可符合 802.11a/b/g 的整合應用；而存在於無線通訊中的多重路徑的衰減問題，可利用分集式技術改善，在本論文也提出如何適當的減少兩天線間互相耦合的效應，並在有限空間中設計出空間分集式天線。

1.2 章節內容簡介

本論文共分為五個章節。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 型單極天線和二分之一波長開路諧振環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新型雙頻天線的架構、設計方法、以及實作量測結果，並針對此雙頻天線建立其簡單的電路模型，以做定性的分析。第四章則是介紹空間分集式天線的設計方法以及量測結果。最後於第五章中做結論，說明本論文的結果與心得討論。



第二章 倒 L 型天線及開路諧振環基本原理

(Theory of Inverted-L antenna and open-loop resonator)

本論文中所提出的新型天線是屬於共振型的多頻天線，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 型天線，以及廣泛應用於平面式髮夾型(hairpin)濾波器中的二分之一波長開路諧振環。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 型天線(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：

$$U = U(\theta, \phi) = \frac{1}{2} EH^* = \left(\frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2} \right) \left(\frac{1}{r^2} \right) \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (2-4)$$

而天線的輻射場型定義為：

$$P(\theta) = \frac{U(r, \theta)}{U_{\max}} = \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (2-5)$$

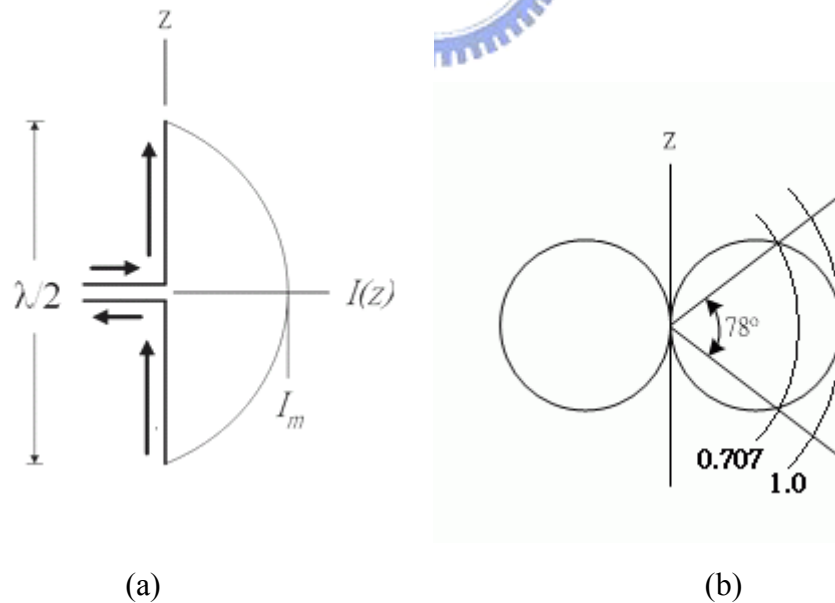


圖 2.1 二分之波長偶極天線 (a)電流分佈圖 (b)輻射場型圖

若算得天線的輻射場型則可以將天線的指向性定義為：

$$D = \frac{P(\theta)_{\max}}{P_{av}} \quad (2-6)$$

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

天線的輻射場型越接近全向性天線，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：

$$\text{天線效率 } \zeta = \frac{\text{總輻射功率}}{\text{入射波功率}} = \frac{P_{RAD}}{P_{RAD} + P_{ohm}} \quad (2-7)$$

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 $\lambda/2$ 在短一點點。

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)。

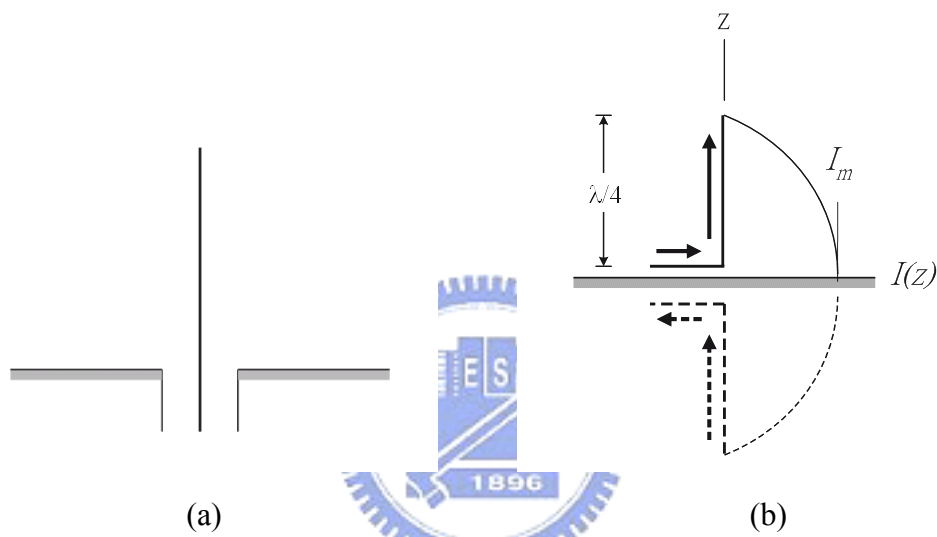


圖 2.2 單極天線 (a)結構圖 (b)電流分佈圖

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：

$$Z_{A,monopole} = \frac{V_{A,monopole}}{I_{A,monopole}} = \frac{\frac{1}{2}V_{A,dipole}}{I_{A,dipole}} = \frac{1}{2}Z_{A,dipole} \quad (2-10)$$

由於輸入的電流一樣，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 型單極天線的發展，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 型單極天線架構圖，天線的總長度 $L_1+L_2 \approx \lambda/4$ 。

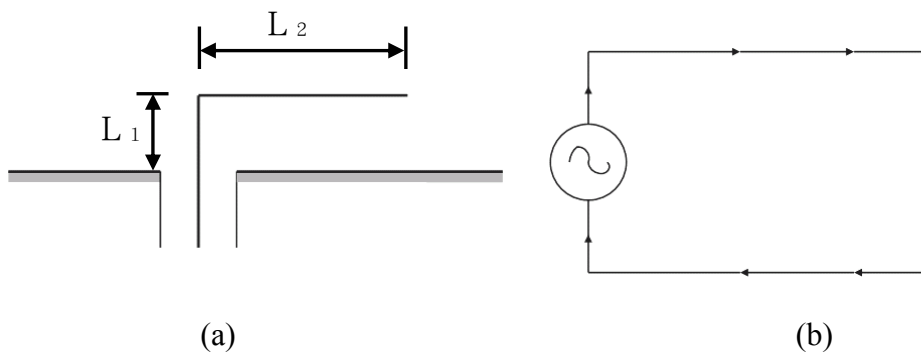


圖 2.3 倒 L 型天線 (a)倒 L 型天線架構圖 (b)微帶線負載偶極天線

圖 2.3(a)倒 L 型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 L_2 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 型單極天線主要是靠著 L_1 上的電流在輻射，

而 L_2 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 型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 型單極天線所設計出的應用於無線網路中的天線，如正 F 型雙頻天線[9]、倒 L 型天線的變形應用於雙頻[11]...等。所以在本論文中，操作在高頻的共振型天線即採用倒 L 型單極天線，以獲得較佳的輻射場型且也可達到縮小面積的目的。

2.2 二分之一波長開路諧振環($\lambda/2$ open-loop resonator)[13]

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)的髮夾型(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[14]，如圖 2.4。每個開路諧振環都是一個窄頻的斜振腔，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此些開路諧振環傳遞。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[13]。圖 2.4 中的濾波器[14]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。

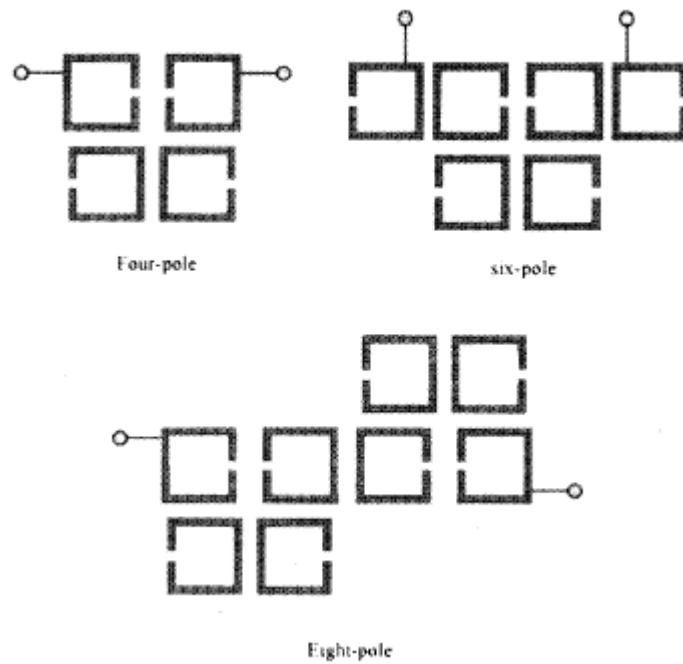


圖 2.4 利用開路諧振腔間的交叉耦合設計的不同階帶通濾波器

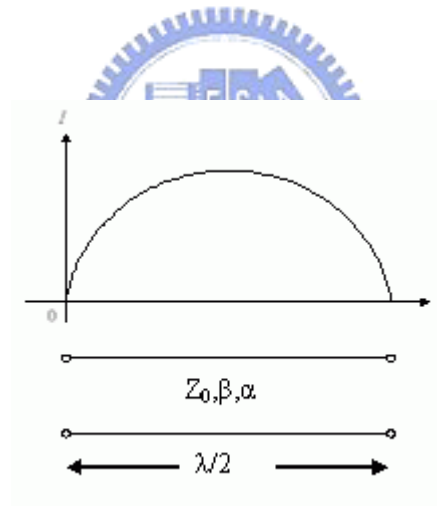


圖 2.5 二分之一波長微帶線兩端開路共振腔電流分佈圖

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，設計雙頻天線。在欲設計的頻段下，設計一個以此為中心頻的二分之一波長開路諧振環，因為在此是作為天線輻射用，所以並不採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餽入使其共振，就可使此開路諧振環共振匹配並成為天線而能輻射能量。

第三章 雙頻開路諧振環單極天線

(Dual-band antenna with open-loop resonator)

本章節主要在敘述本論文中所提出雙頻天線的架構、設計方法、以及實作量測結果；並為了對此天線做定性的分析討論，也在本章節中針對此種天線建立其簡單的電路模型。因為本論文中的天線是採用便宜且一般業界普遍使用的 FR4 基板印刷製作而成，而 FR4 基板的製程參數不是那麼穩定，所以也針對 FR4 基板製程參數不穩定對天線的影響作討論。

3.1 雙頻開路諧振環單極天線

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) : 4.7

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：0.8mm

本論文中的雙頻天線是針對符合 WLAN 802.11a/b/g 頻段的無線區域網路卡來設計的，所以採用工業界常用較便宜的 FR4 板。而一般網路卡地(ground)的大小約為 $46.7 \times 88.8 \text{mm}^2$ ，所以在以下的設計中皆設定整隻天線的地(ground)寬為 46.7mm、長為 88.8mm；且為了能夠方便之後設計空間分集式天線，因此在本章所設計的天線位置皆會盡量往地的邊緣靠近

3.1.1 5GHz 倒 L 型單極天線

由第二章知道倒 L 型單極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 型單極天線使其操作在較高的頻段 5GHz。圖 3.1 為操作在 5GHz 倒 L 型單極天線的架構圖。此天線為雙面板的形式，50Ω 饋入線與倒 L 型單極天線位於板子的正面，而地位於板子的背面且只延伸到與微帶線切齊處，上方的倒 L 型天線背面沒有金屬，設計的中心頻率約為 5.25GHz，天線的總長度 $L=L_1+L_2$ 約為操作頻率的四分之一波長。因為之後還要考慮雙頻的結構，所以整個天線的高度不希望過高，因此在不影響匹配的情況下 L_1 盡量不要太長。

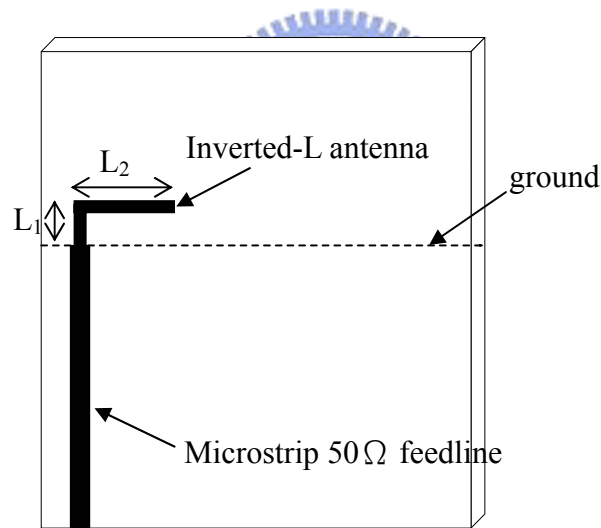


圖 3.1 5GHz 倒 L 型單極天線

$$\frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} < L < \frac{\lambda}{4}, \quad \lambda \text{ 為空氣中的波長} \quad (3-1)$$

因為此天線是製作於印刷電路板上，所以在考慮波長時必須將板材的參數考慮進去，(3-1)為此倒 L 型單極天線總長度一開始的預估值範圍，且 L 會較靠近空氣中的四分之一波長。在此設計中經過模擬， $L=11.5\text{mm}$ ，確實介於此範圍且較靠近空氣中的四分之一波長。

圖 3.2 為圖 3.1 倒 L 型單極天線的反射損耗(return loss)利用 EM 軟體(IE3D)的模擬圖，可看出其涵蓋的頻寬有 1GHz 以上，且涵蓋的頻段包含 802.11a 的頻段(5.15GHz~5.35GHz/5.75GHz~5.85GHz)，符合我們一開始設計的頻段。

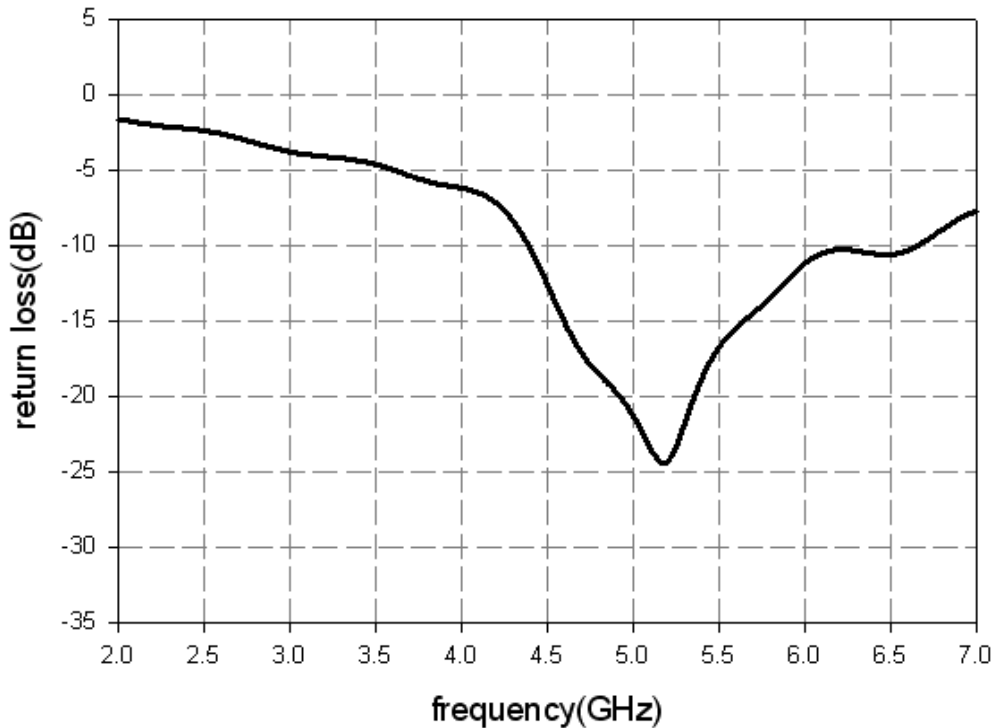


圖 3.2 5GHz 單極天線模擬 S11 圖

3.1.2 不同面耦合餽入雙頻開路諧振環天線

在本節中要敘述如何將操作在低頻的方型開路諧振環與操作在高頻的倒 L 型單極天線做結合。吾人是利用兩者間彼此的互相耦合來達到只需要一個餽入電路，而達到雙頻的目的；為了使倒 L 型單極天線與開路諧振環有耦合的現象發生，必須兩者間有一部分重合，因此在此先討論是否只要任一部分線段重合即可發生耦合而有雙頻的效果。圖 3.3、圖 3.4、圖 3.5 為開路諧振環相對於倒 L 型天線不同的擺設位置圖並分別利用 IE3D 模擬出的反射損耗(return loss)圖；圖中虛線部份為操作在低頻二分之一波長的方型開路諧振環，線寬為 1mm，總長度約

為 39mm，位於板子的背面，有一部分與正面操作在高頻的倒 L 型單極天線完全重疊，可以發現當開路諧振環的開口端向右及向左時，如圖 3.3 (a)(b)，原本操作在高頻(5.25GHz)的倒 L 型單極天線依然有在略低於原本共振頻段處匹配，但低頻(2.45GHz)只有一點點共振的趨勢，但匹配效果不佳；此結果仍可說明利用耦合的方式來結合此兩種不同共振機制達到雙頻的目的是可行的，但此兩種方式不易匹配非最佳的耦合方式。

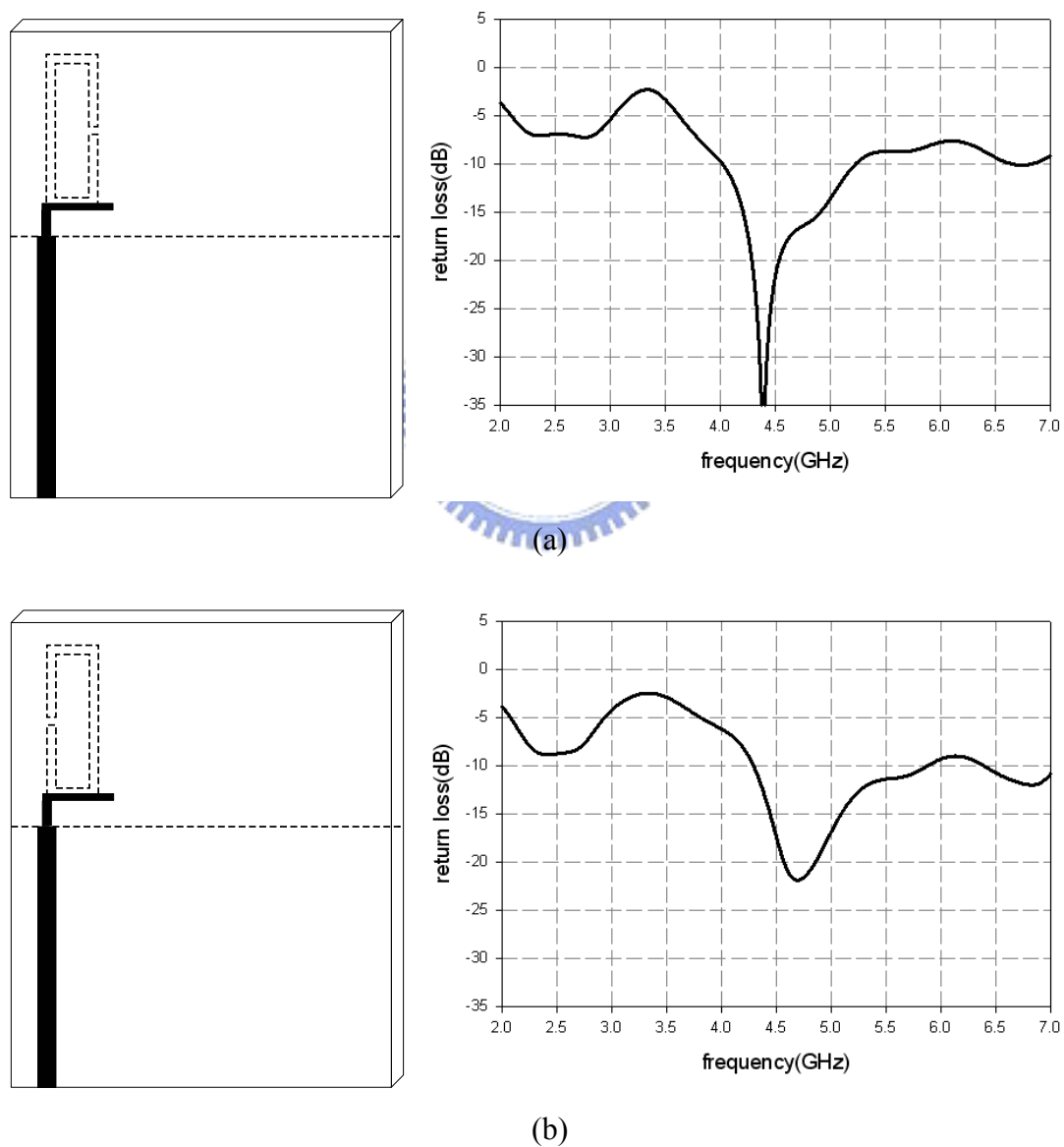


圖 3.3 不同位置耦合餽入開路諧振環架構及模擬結果 (a)諧振環開口向右 (b)諧振環開口向左

若採用如圖 3.4(a)，開路諧振環開口向上時，有很明顯的兩個匹配頻段，原本操作在 5.25GHz 的倒 L 型單極天線匹配頻段移到較低頻 4.3GHz 左右，而低頻的共振頻段約在 2.9GHz 附近。此時的共振環總長度仍與圖 3.3 中一樣，倒 L 型天線的總長也維持與圖 3.1、圖 3.3 中一樣。

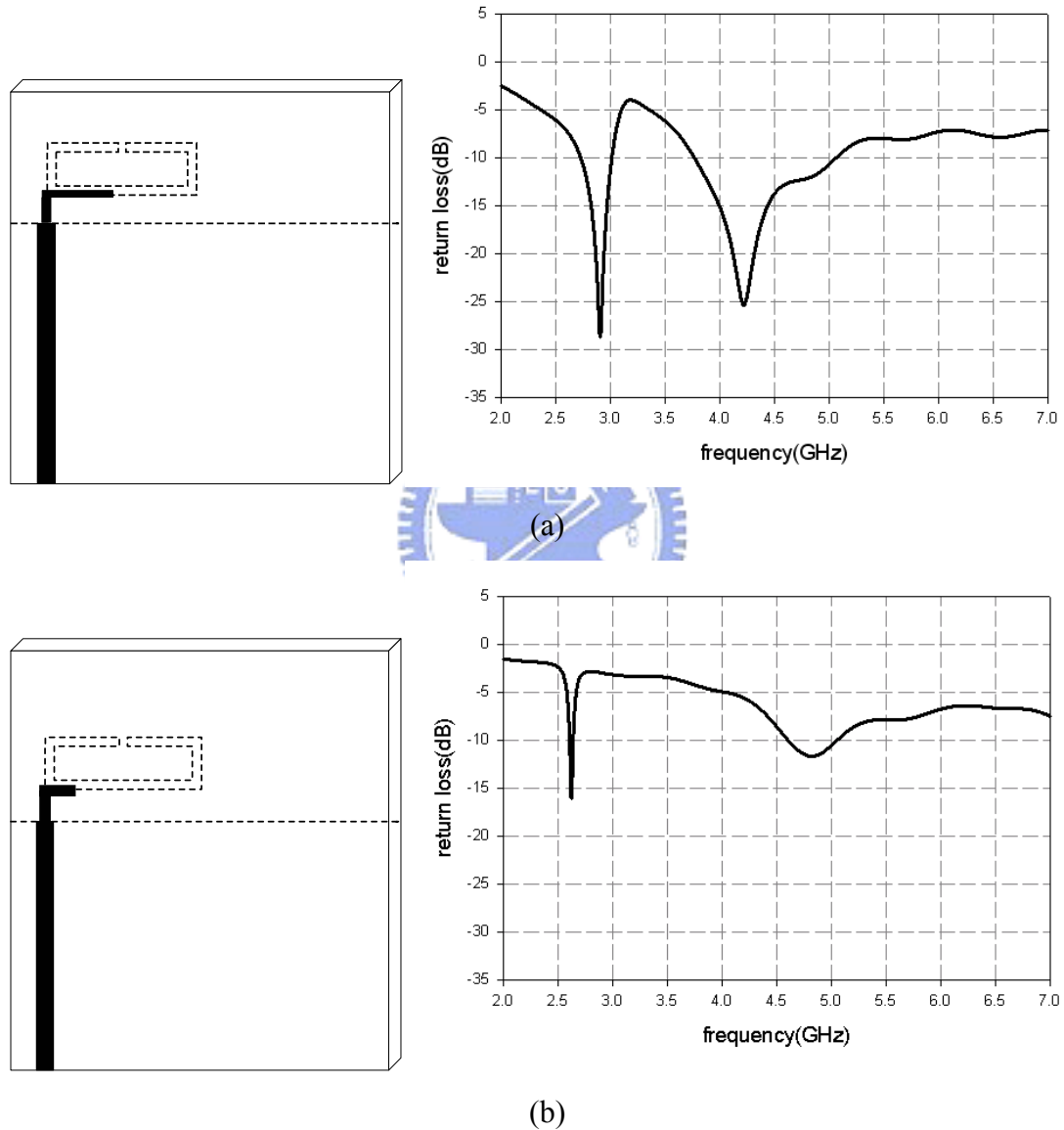


圖 3.4 不同面耦合餽入開口向上諧振環結構及模擬結果 (a)諧振環總長度為 39mm，倒 L 型天線總長為 11.5mm (b)諧振環總長度為 47mm，倒 L 型天線總長為 5.5mm

若依照倒 L 型單極天線及開路諧振環調整共振頻率的基本原則，想要將圖 3.4(a) 中反射損耗圖的兩個共振匹配頻段調整到符合 802.11a/b/g 的規範 (2.4GHz~2.5GHz/5.15GHz~5.825GHz)，必須要將開路諧振環的總長度加長、倒 L 型單極天線總長度縮短，使得共振頻段調整到 2.4GHz 和 5GHz，如圖 3.4(b)，倒 L 型天線總長度由 11.5mm 縮短至約 5.5mm，開路諧振環總長度原本約為 39mm 增加至 47mm，但從圖 3.4 (b) 的反射損耗圖可以發現雖然低頻的共振頻段有往下移但頻寬變的很小，且在模擬過程中二分之一波長的開路諧振環所佔的面積越來越大然而低頻共振頻段卻移動的有限；而高頻的匹配亦變差且匹配頻段也沒有與增加的長度成正比的改變，表示現在的高頻共振已不是單純靠著正面的倒 L 型單極天線在控制，而是同時也被背面的開路諧振環的倍頻共振(一個波長共振)所限制，因此此種耦合方式也不是最佳。

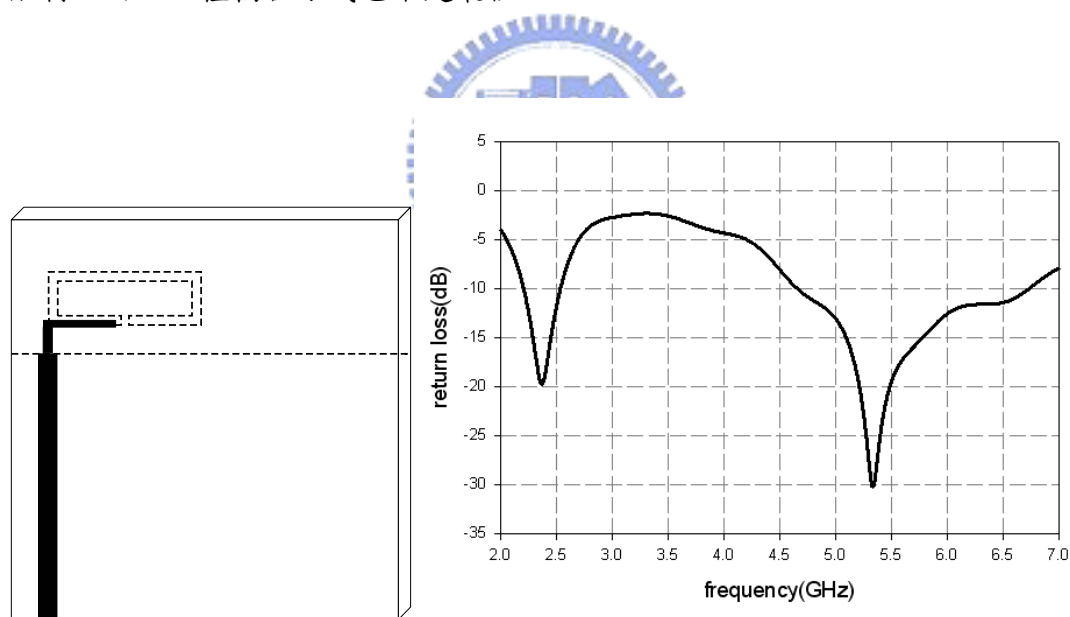


圖 3.5 不同面耦合餽入開口向下諧振環

最後如圖 3.5，當開路諧振環的開口向下耦合時，且開口斷路 (open) 處與倒 L 型天線切齊，經模擬發現可以在倒 L 型單極天線和開路諧振環本身自己的共振頻段附近同時得到很好的匹配，因此經過以上的試驗，知如圖 3.5 的耦合餽入方式是最適當的。在圖 3.5 中，其重疊耦合的線段是從倒 L 型單極天線的斷面

部分與開路諧振環斷面開路部份開始耦合，所以其上下兩層重疊的部分電流分佈的強度都是從零漸漸變大；換句話說上下重疊線段的電流分佈是類似且對稱的，因此可得到一個初步的結論為在電流分佈類似的地方耦合，可得到最佳的匹配結果。

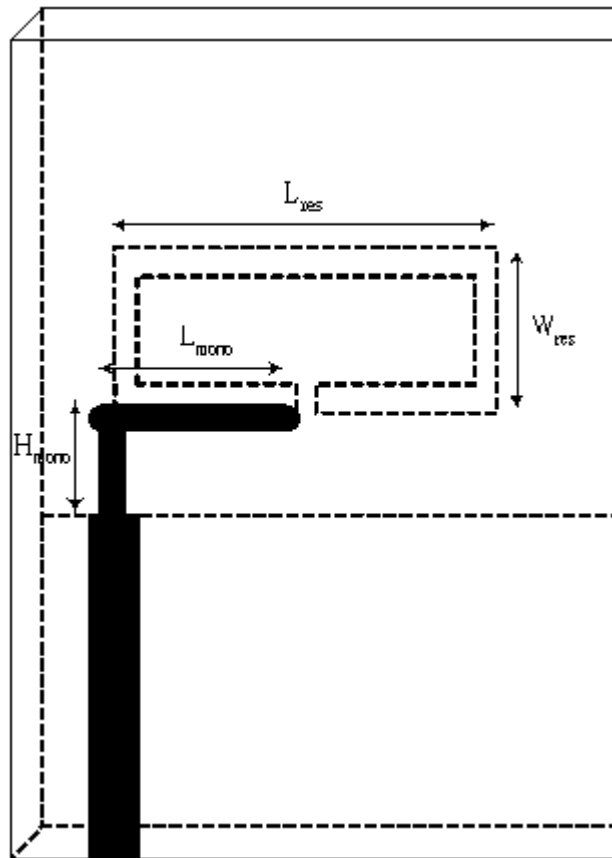


圖 3.6 雙頻開路諧振環單極天線架構圖

圖 3.6 為圖 3.5 的詳細結構，以及在設計過程中調整匹配和共振頻率的重要參數，基板背面的方型開路諧振環的線寬為 1mm，開口的縫隙為 1mm， L_{res} 和 W_{res} 為開路諧振環的長寬，開路諧振環的總長度可由此兩參數控制，使其總長度約為 2.45GHz 的二分之一波長。基板正面的倒 L 型單極天線，線寬亦設為 1mm， L_{mono} 和 H_{mono} 可控制倒 L 型單極天線的總長度，使其總長度約為 5.5GHz 的四分之一波長。

因為此天線是靠著兩個不同的共振機制互相耦合而產生兩個共振頻段，所以希望此兩共振機制互為獨立，才可在做尺寸設計時，不會盲目的調整。所以接下來將分開討論倒 L 型單極天線與開路諧振環尺寸變化時，對反射損耗的影響。

圖 3.7 和圖 3.8 為當正面的倒 L 型單極天線尺寸不改變時， $H_{\text{mono}}=4.225\text{mm}$ ， $L_{\text{mono}}=7.275\text{mm}$ ，而只改變背面開路諧振環總長度，對整個雙頻天線的影響。因為控制開路諧振環總長度的參數有兩個： L_{res} 和 W_{res} ，在此就分開來討論。當 W_{res} 固定為 7mm，使 L_{res} 的長度從 11mm 變化到 15mm，反射損耗的影響如圖 3.7；而固定 $L_{\text{res}}=13\text{mm}$ ，使 W_{res} 長度從 6mm 變化到 9mm，反射損耗的影響如圖 3.8。從此兩圖可以發現，當 L_{res} 或 W_{res} 增加或減少時，開路諧振環的總長度也隨之增長或縮短，而反射損耗低頻(2.45GHz)的匹頻段即隨著 $L_{\text{res}}(W_{\text{res}})$ 增加而往低頻移動，隨著 $L_{\text{res}}(W_{\text{res}})$ 的減少而往高頻移動，但對高頻的匹配頻段影響較不大，大體上維持在原倒 L 型單極天線的共振頻段。因此從此兩個圖可以發現，當只改變開路諧振環總長度時，只會影響低頻的共振頻率，對高頻的共振頻率影響不大。

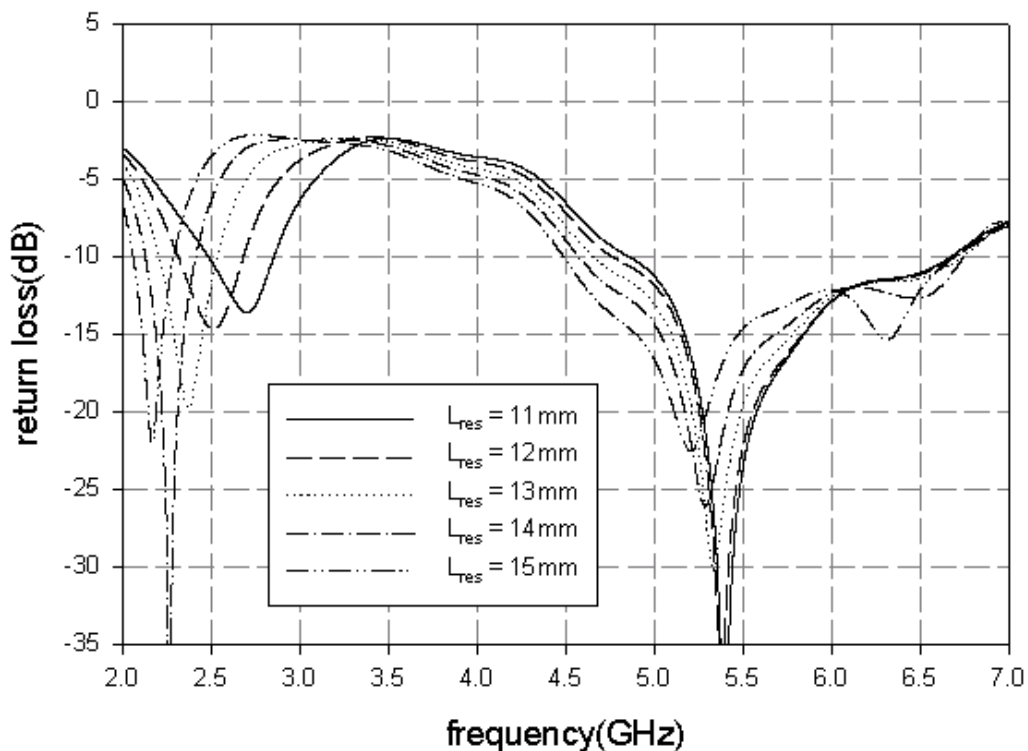


圖 3.7 固定倒 L 型天線改變開路諧振環的長度(L_{res})對反射損耗的影響

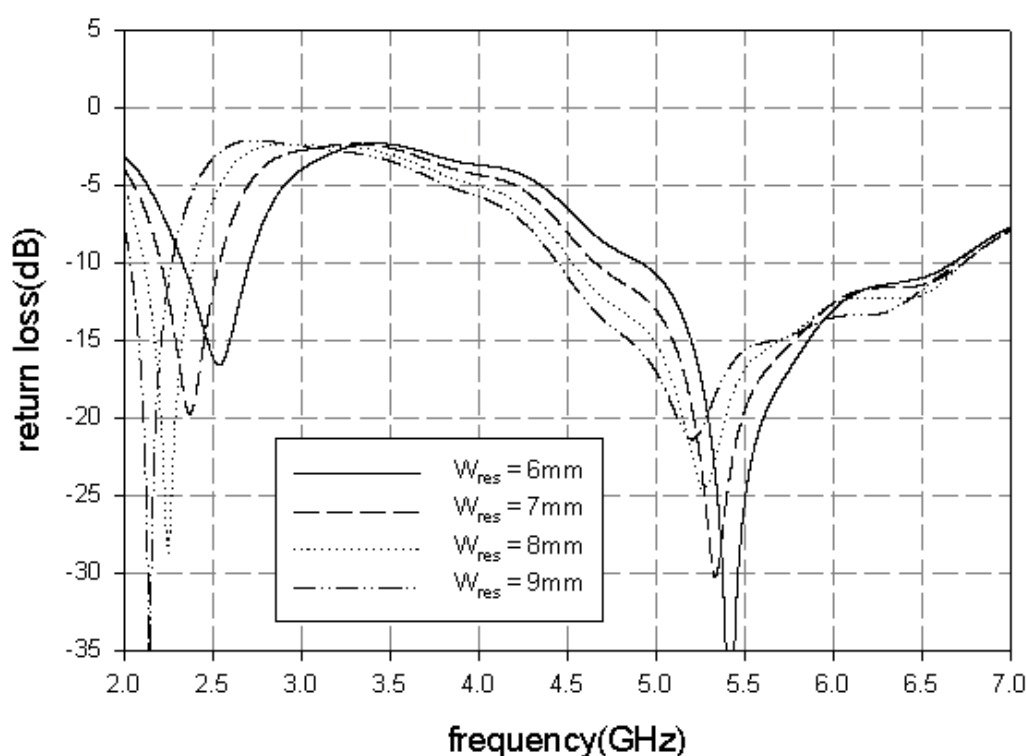


圖 3.8 固定倒 L 型天線改變開路諧振環的寬度(W_{res})對反射損耗的影響

從圖 3.7 和圖 3.8 中可知倒 L 型單極天線長度不改變，改變開路諧振環的總長度，只會影響到低頻的共振頻率，而對高頻的共振頻率影響不大；接下來則是討論當開路諧振環不改變大小時， $L_{res}=13\text{mm}$ 、 $W_{res}=7\text{mm}$ ，只對倒 L 型單極天線做長度上的改變，此改變可由 L_{mono} 或 H_{mono} 來控制，但在此雙頻天線的結構中，彼此的耦合現象佔有一個很關鍵的角色，所以在改變倒 L 型單極天線的總長度時，吾人是在固定耦合量的條件下，也就是固定 $L_{mono}=7.275\text{mm}$ ，只對 H_{mono} 從 3.225mm 到 6.225mm 做改變，來改變倒 L 型單極天線的總長度，此改變對反射損耗的影響如圖 3.9。從圖中可發現，當 H_{mono} 越長時，也就是倒 L 型單極天線總長度越長，則高頻的共振頻段越往低移，反之則往高頻移，而低頻的共振頻段雖有些微的移動但影響不大。所以可知，當只改變倒 L 型單極天線總長度時，主要只會影響高頻的共振頻率，而低頻共振頻率影響較不顯著。

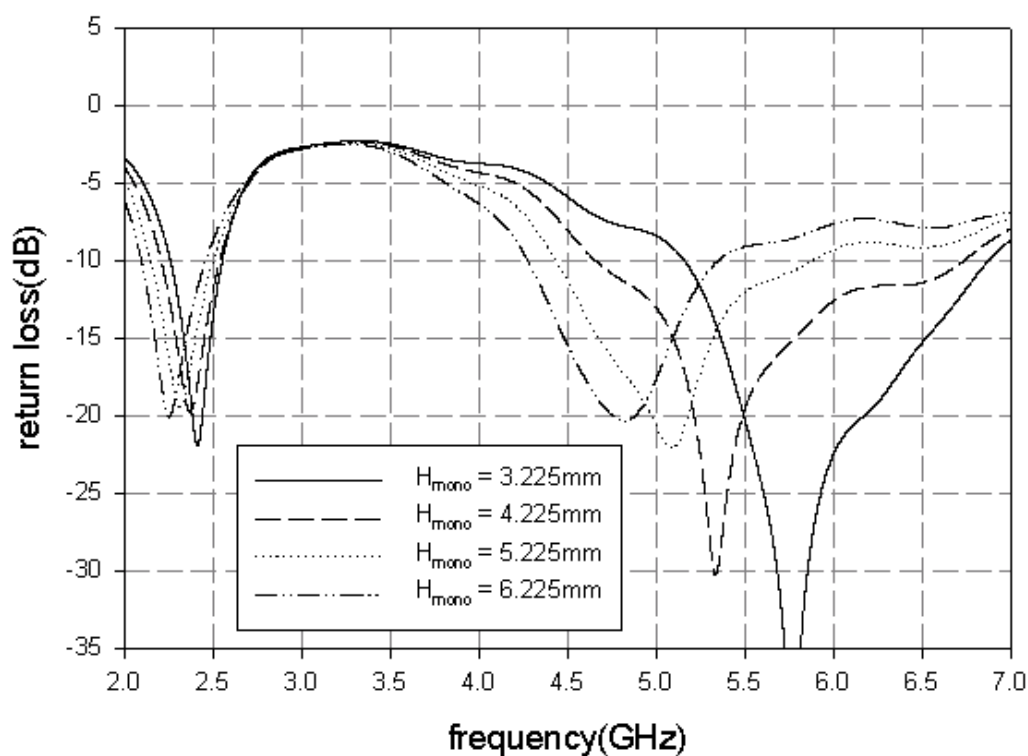


圖 3.9 固定開路諧振環改變倒 L 型單極天線長度(H_{mono})對反射損耗的影響

圖 3.7 到圖 3.9 的結論對於我們在設計此雙頻天線過程中，參數調整有很大的幫助，由以上的結論可知，在固定耦合量大小時，影響兩匹配頻段的共振機制幾乎可視為獨立，所以此雙頻天線的架構不限於只適用於本論文中的 WLAN 802.11a/b/g 的頻段，對於其他應用的多頻天線都可以經過適當的調整倒 L 型單及天線和開路諧振環的總長度而達到目的。最終藉由 EM 模擬軟體(IE3D)模擬，做適當調整吾人取

$$L_{res}=13\text{mm}$$

$$W_{res}=7\text{mm}$$

$$L_{mono}=7.275\text{mm}$$

$$H_{mono}=4.225\text{mm}$$

模擬結果如圖 3.10，在低頻的頻寬大約有 320MHz(2.21~2.53GHz)，高頻的頻寬約有 2GHz(4.7~6.7GHz)，可以符合 802.11a/b/g 的規範。

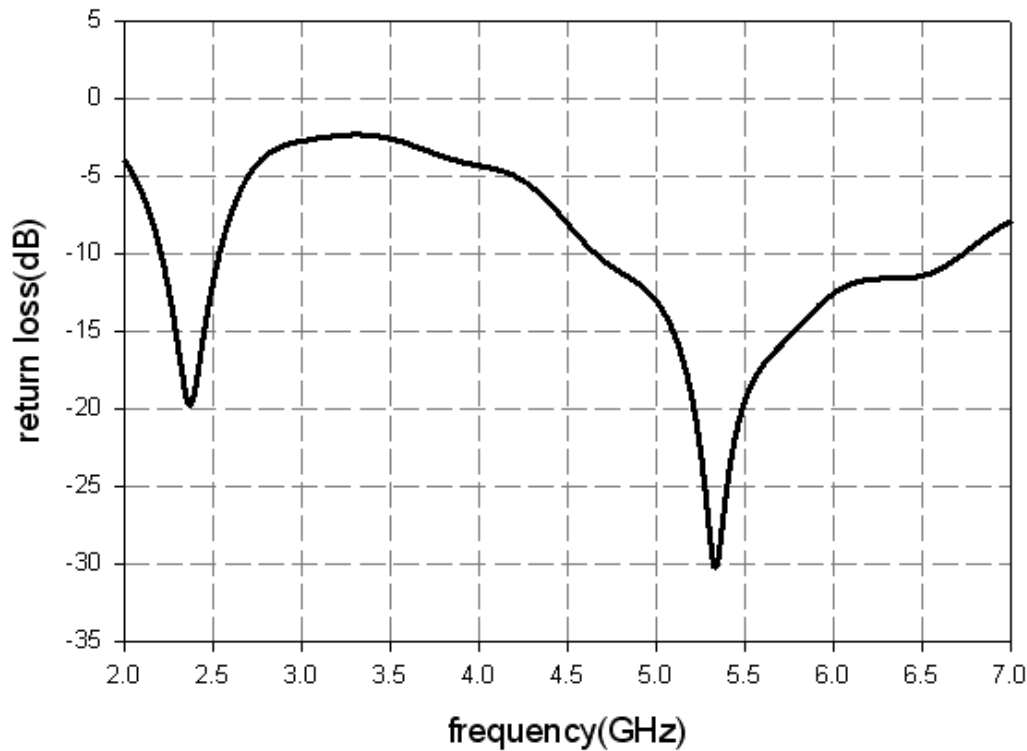
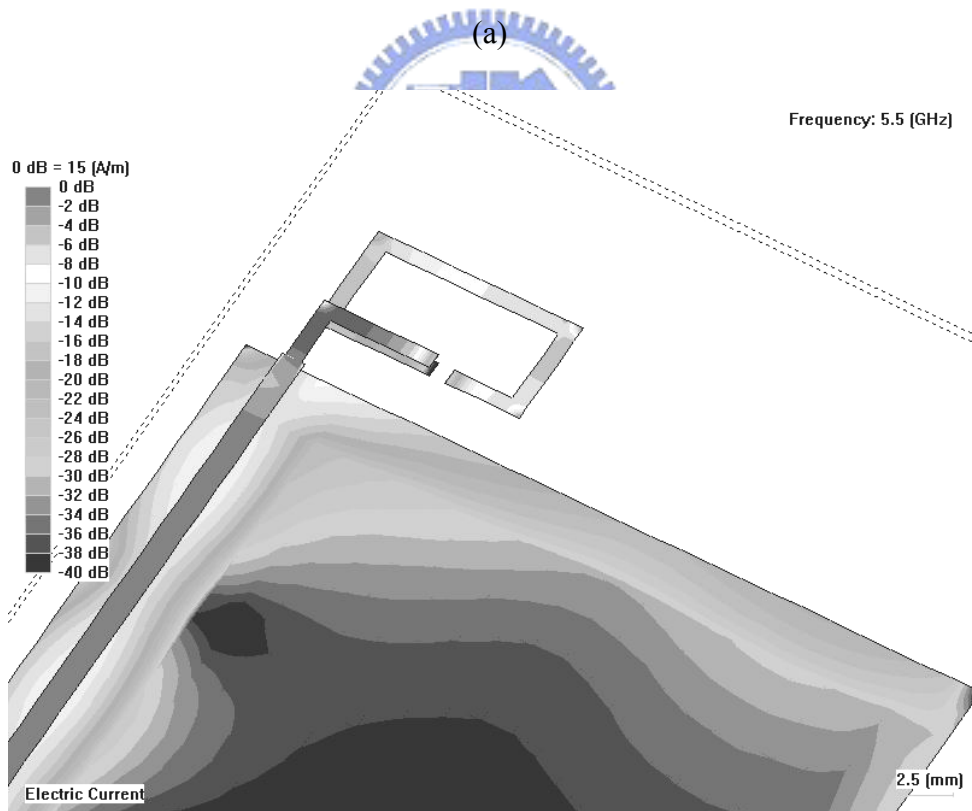
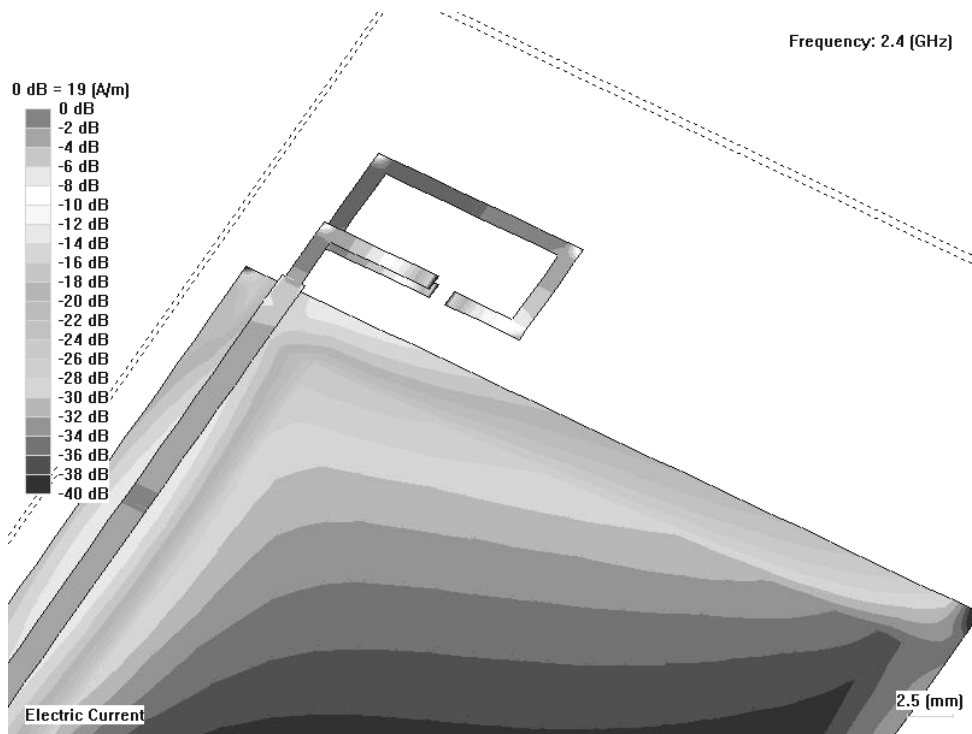


圖 3.10 不同面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線反射損耗圖模擬圖

我們能從共振時的電流分佈圖來更加清楚地驗證此天線主要兩個不同共振機制的獨立性。圖 3.11 是分別在 2.4GHz 和 5.5GHz 的電流分布圖，在 2.4GHz 時開路諧振環的電流強度很大，所以在此頻率下主要是靠著此開路諧振環輻射，如圖 3.11(a)；而在 5.5GHz 時，開路諧振環上的電流強度很小，主要集中在倒 L 型單極天線上，代表在此頻率下主要是靠著此倒 L 型天線輻射，如圖 3.11(b)，也印証了上述圖 3.7 到圖 3.9 的結論。



(b)

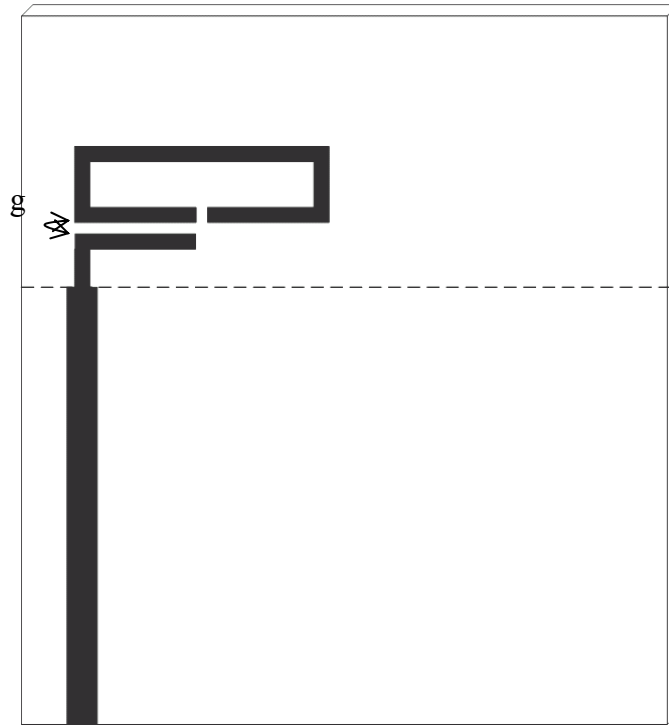
圖 3.11 雙頻開路諧振環單極天線共振時的電流分佈圖 (a)2.4GHz (b)5.5GHz

3.1.3 同一面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線

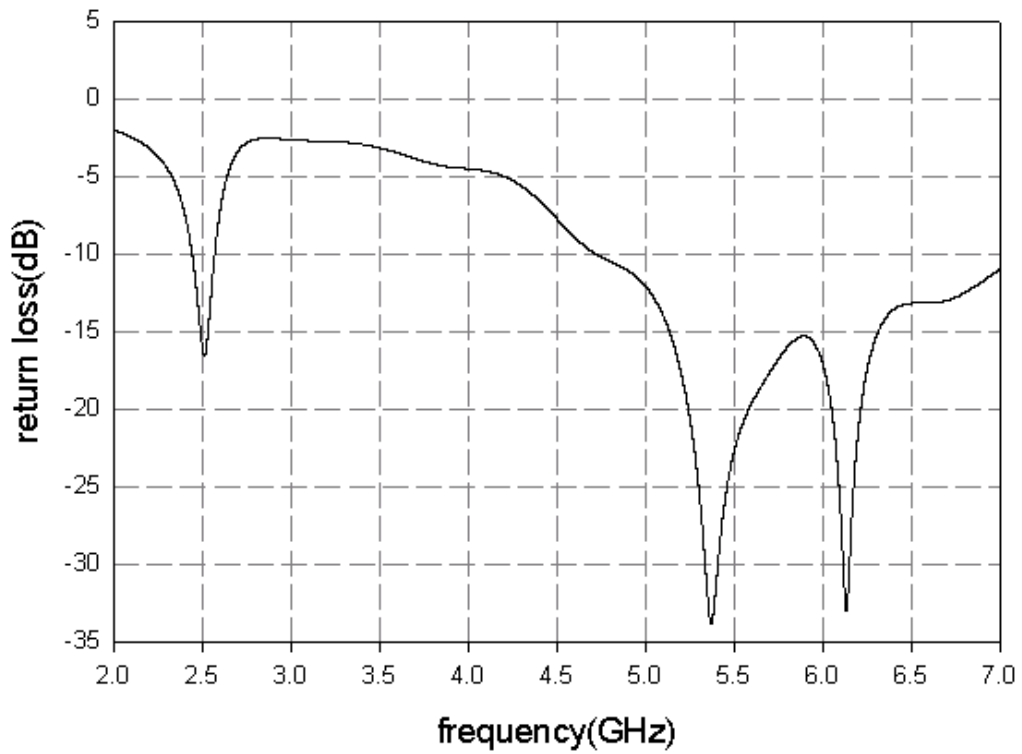
由 3.1.2 知倒 L 型單極天線與開路諧振環要產生雙頻的耦合最佳位置是從兩者斷面電流分佈類似處開始耦合。在 3.1.2 中，我們是將倒 L 型單極天線與開路諧振環放置基板的上下兩面，使產生最大耦合量，在此架構實際製作過程中，上下兩層底片必須要有精準的對位，若想要免去製作雙面板麻煩的對位過程，會希望利用單面板來製作，因此本節將說明如何利用單面架構達到一樣雙頻的目的。

根據上節的觀念，在倒 L 型天線與開路諧振環間，只要有適當的耦合現象發生，即可產生雙頻的結果，因此我們利用此觀念將開路諧振環至於與倒 L 型單極天線的同一面，但必須很靠近倒 L 型單極天線使發生耦合，且其耦合的位置也要類似前一節圖 3.5 一樣，在電流分佈相似處重疊靠近。圖 3.12(a)即為單面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線的結構圖。在此例中，兩者間耦合的距離(g)為 0.5mm。因為電流只分佈在金屬的邊緣，且開路諧振環和倒 L 型天線位於同一面，所以現在的耦合僅僅只靠著重疊段金屬的一側，因此單面設計的耦合量勢必較前一節雙面耦合的方式要小，但控制匹配頻段的參數調整原則不變，所以經過適當的調整倒 L 型單極天線以及開路諧振環的長度， $H_{\text{mono}}=3\text{mm}$ 、 $L_{\text{mono}}=7.275$ 、 $L_{\text{res}}=16.5\text{mm}$ 、 $W_{\text{res}}=6\text{mm}$ ，可得到模擬結果如圖 3.12(b)，此結果依然如圖 3.10 一樣有雙頻的結果。

比較雙面和單面架構，倒 L 型單極天線總長度差不多：雙面為 11.5mm，單面為 10.275mm；而開路諧振環的總長度，雙面較單面短：雙面為 39mm，單面為 44mm，除了開路諧振環大小不同，單面結構的低頻共振頻寬也較雙面結構小，此可歸因為耦合量較小所導致；為了驗證此原因，對 g 的大小做些改變觀察：當 $g=1\text{mm}$ 時，耦合量變更小，要維持原來匹配的頻段，倒 L 型單極天線大小不變，而開路諧振環總長度又繼續增長為 46mm，且低頻的頻寬變的比 $g=0.5\text{mm}$ 小；而當 $g=0.3\text{mm}$ 時，開路諧振環的總長度雖仍為 44mm，但是低頻頻寬較 $g=0.5\text{mm}$ 時大；所以由此可知，耦合量對此雙頻天線低頻的匹配及頻寬有很大的影響。



(a)



(b)

圖 3.12 同一面雙頻開路諧振環單極天線 (a)結構圖 (b)反射損耗模擬圖

3.2 利用電路模型探討耦合量大小的影響

由前一節知道倒 L 型單極天線與開路諧振環間的耦合強度對於低頻的共振頻段有明顯的影響，所以本節將探討耦合強度與此天線的關係。要對耦合強度做定性的分析，最直覺的方法就是建立此天線的等效電路模型。一般共振型天線在共振頻率時可等效為一個諧振電路，然而我們知道利用集總元件(lump circuit) RLC 串聯或並聯即為一簡單但窄頻的諧振腔。本論文提出的雙頻天線結構上來看是利用倒 L 型單極天線和開路諧振環互相耦合而成的，而單極天線和開路諧振環可看做兩個不同的共振腔，所以應可用兩個不同的 RLC 諧振電路來等效。

此雙頻天線重視的頻段低從 2GHz 高到 6GHz，若全部都用集總元件而要完全等效出這麼寬頻的天線特性是很不容易的，然而若使用大量的 RLC 等效出此寬頻的特性，也有可能因電路太複雜而不易單純看出耦合量對此天線的影響，所以在此節我們將希望建立直覺但合理且簡單的等效電路，而進一步討論耦合量對此天線的影響。



3.2.1 倒 L 型單極天線電路模型

要對此雙頻天線做等效電路模型時，要同時估算單極天線和開路諧振環等效諧振腔的 RLC 值會很不準，所以必須先固定或確定其中一個諧振電路的值，再進一步調整另外一個諧振電路的變數，這樣電路模型會較準確。由結構圖我們知，饋入線只有直接接在操作於高頻的倒 L 型單極天線上，而開路諧振環沒有直接接到饋入線，而是靠著耦合饋入，所以在建立等效電路模型的過程中，一開始我們選擇先將倒 L 型單極天線的等效電路模型先確定。

單極天線屬於共振型天線，所以在共振頻率時可用一個 RLC 的諧振腔來等效，而 RLC 的諧振腔又可分為串聯的 RLC 和並聯的 RLC。因為單極天線在直流時(DC)時，可視為開路，所以單極天線的諧振電路形式為一串聯的 RLC 諧振腔。

若單單只用一階的 RLC 串聯，其中的電阻因為是理想的電阻，所以不論在何頻率其阻值皆不會改變；但在實際的情況下，這麼高的頻率會有傳輸線效應，因此電阻值在 2GHz 和 5GHz 一定會有些不同，而此單極天線為雙頻天線的一部分，所以我們除了只看單極天線本身共振的 5GHz，也會很關心 2GHz 的頻率響應，所以除了單純的串聯 RLC 我們亦加入傳輸線 TLIN2 來代表此效應，如圖 3.13，而 TLIN1 是等效於微帶線 50Ω 的餽入線，其中 TLIN1 和 TLIN2 的特性阻抗和電子長度(electric length)是不同的。經過適當的調整希望此倒 L 型單極天線的 S11 從 2GHz 到 6GHz 都能盡量相近於利用 EM 軟體(IE3D)所模擬的結果。利用電路模擬軟體(Microwave Office)調整後，圖 3.13 詳細參數如下：

$$\text{TLIN1} : Z_0=51.6\Omega、EL=965^\circ$$

$$\text{TLIN2} : Z_0=64\Omega、EL=57.4^\circ$$

$$R1=76\Omega$$

$$L1=3.57\text{nH}$$

$$C1=0.235\text{pF}$$

(3-2)

經過模擬得到的 S11 史密斯圖與利用 IE3D 模擬非常近似，如圖 3.14(a)，其反射損耗如圖 3.14(b)，確實在整個頻段都非常相似，且 L1、C1 所產生的共振頻也近似於單極天線實際操作的共振頻率，因此可初步確定單極天線的模型。

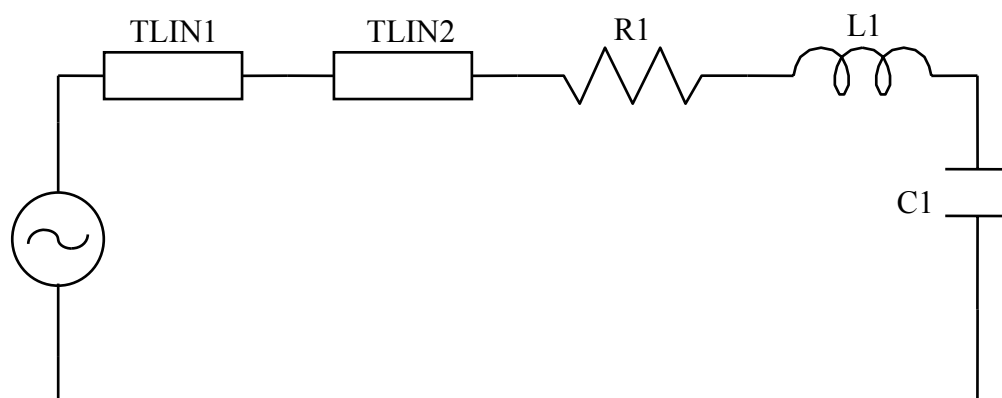
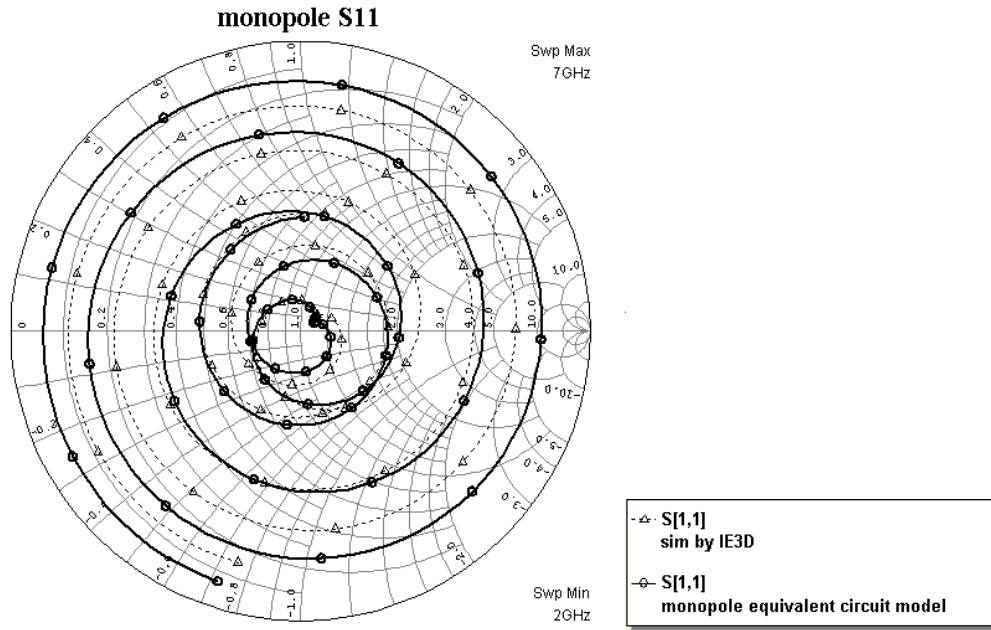
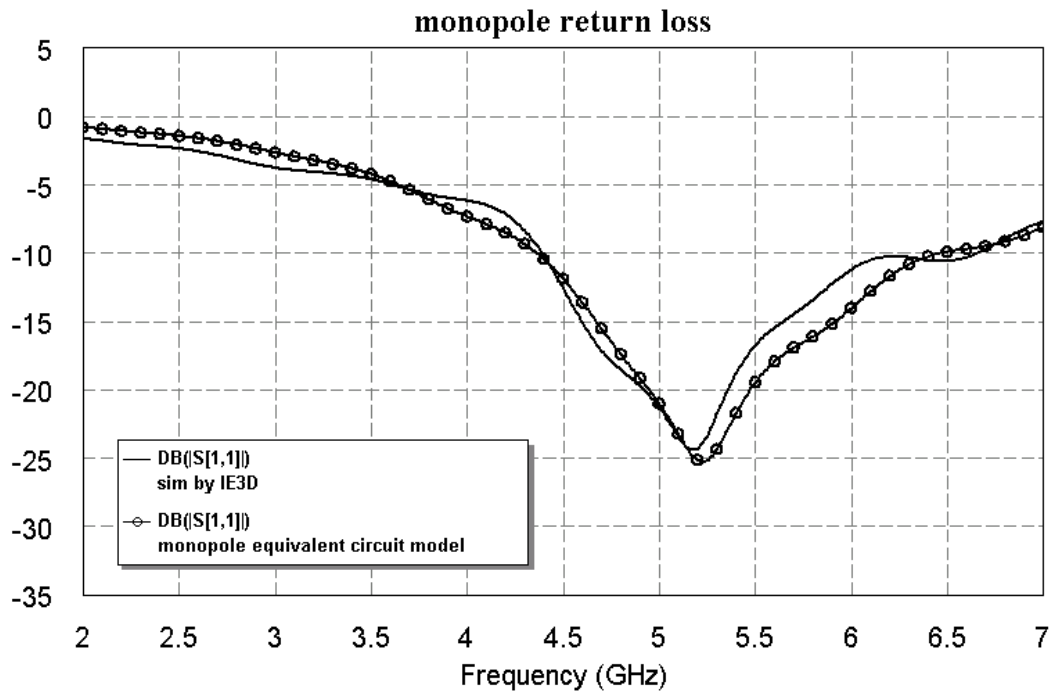


圖 3.13 倒 L 型單極天線電路模型



(a)



(b)

圖 3.14 倒L型單極天線近似電路模型反射損耗頻率響應圖 (a)史密斯圖 (b) 反射損耗圖

3.2.2 雙頻開路諧振環單極天線電路模型

在 3.2.1 中已先確定倒 L 型單極天線的等效電路模型，本小節中將要建立開路諧振環的等效電路，並將此兩個等效電路透過耦合方式做結合。圖 3.15 為 3.1.2 中所設計的不同面耦合餽入雙頻開路諧振環天線分別在 2.4GHz 和 5.5GHz 的電流向量圖。由圖 3.15 (a)(b)可以再次驗證在低頻共振時，耦合的強度很強，且耦合的電流大小差不多但方向相反，而圖 3.15(c)(d)可以觀察出在高頻共振時，耦合段的金屬耦合量很少，電流幾乎無法經由耦合餽入到開路諧振環，所以此雙頻天線中的開路諧振環在高頻時幾乎可視為一個開路的電路，因此開路諧振環的等效 RLC 諧振電路應為串聯形式。

在交叉耦合(cross coupling)的濾波器設計中[14]，兩兩諧振腔的耦合方式可分為三種，若是在電流最強處耦合，磁場最強，為磁場性的耦合(magnetic coupling)，此耦合現象可利用互感(mutual inductance)來表示；若是在電壓最大處耦合，電場最強，為電場性的耦合(electrical coupling)，此耦合現象可利用互容(mutual capacitance)來表示；若是在非電流或電壓最強處的其他地方耦合則為混合性的耦合(mixed coupling)。往往一段重疊的線段耦合，都是混合性耦合(mixed coupling)，只是看是電場性的耦合強還是磁場性的耦合強。在本論文中的雙頻天線，經過多種方法耦合，發現圖 3.5 的耦合方式最佳，也就是在斷面處開始耦合；斷面處的電流為零，累積的電荷最大，所造成的電位差最大，因此此雙頻天線的耦合機制主要為電場性的耦合，由圖 3.15 (a)(b)耦合段的電流方向相反也可以說明其為電場性的耦合。圖 3.16 為說明此雙頻天線的耦合現象的示意圖，C 即為代表倒 L 型單極天線和開路諧振環間電場耦合的互容。

根據以上兩原因，即可初步建立此雙頻天線的等效電路，如圖 3.17，利用兩個串聯的 RLC 諧振腔來等效倒 L 單極天線(R_1 、 L_1 、 C_1)和開路諧振環(R_2 、 L_2 、 C_2)，此兩諧振腔之間利用一個互容 C_m 來等效兩者間的耦合現象。其中 TLIN1、TLIN2、 R_1 、 L_1 和 C_1 已在 3.2.1 中取得(3-2)，在此即將(3-2)的值直接代入。

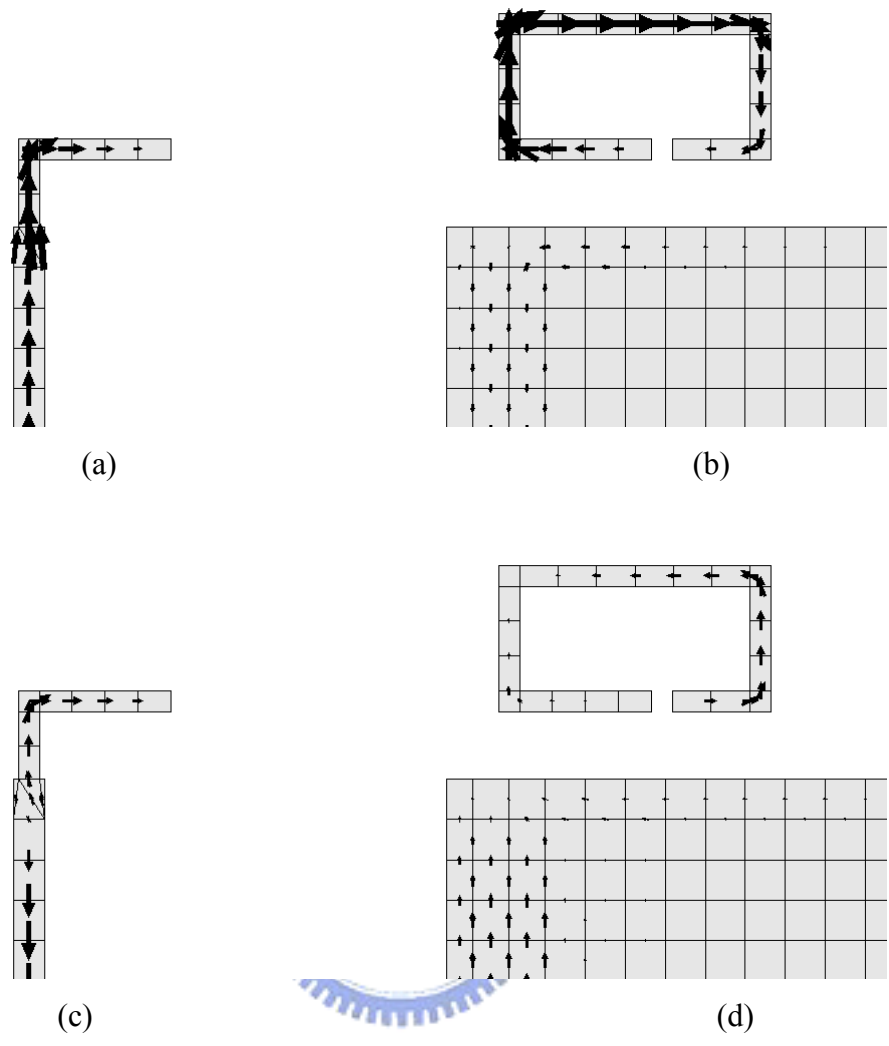


圖 3.15 不同面耦合餵入雙頻開路諧振環天線電流向量圖 (a)2.4GHz 倒 L 型單極天線電流圖 (b)2.4GHz 開路諧振環電流圖 (c)5.5GHz 倒 L 型單極天線電流圖 (d)5.5GHz 開路諧振環電流圖

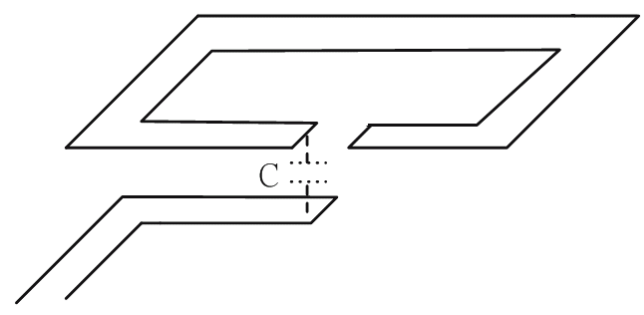


圖 3.16 倒 L 型天線和開路諧振環間的耦合現象

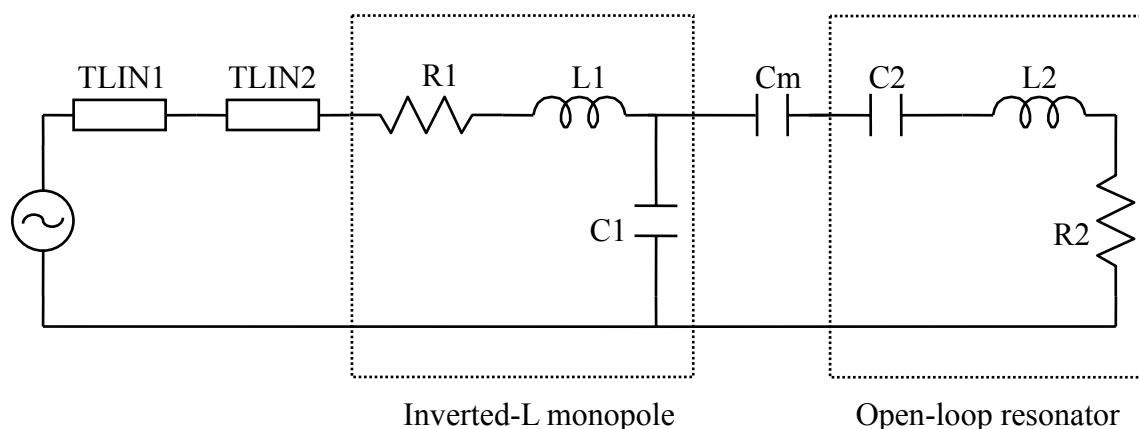


圖 3.17 雙頻開路諧振環單極天線等效電路模型

當低頻共振時， $L2$ 、 $C2$ 近似於短路，然而此時由輸入端看進去能夠得到匹配，可將此匹配看成是開路諧振環上的 $R2$ 透過一個阻抗轉換器(transformer)，將之匹配至 50Ω ，而此阻抗轉換器是由 $TLIN1$ 、 $TLIN2$ 、 $R1$ 、 $L1$ 、 $C1$ 和 Cm 所構成的，如圖 3.18;當高頻共振時，輸入端只看的到倒 L 型單極天線，而看不到開路諧振環，所以 $C2$ 、 $L2$ 在高頻 $5GHz$ 時會呈現為一開路，此時的等效電路模型與圖 3.13 相似。

因此結合 3.2.1 中 $TLIN1$ 、 $TLIN2$ 、 $R1$ 、 $L1$ 、 $C1$ 的結果(3-2)，再經過些微微調，以及在適當範圍內調整 $R2$ 、 $L2$ 、 $C2$ 和 Cm 後經模擬可得到如圖 3.19 的結果：

$$\begin{aligned}
 TLIN1 : Z_0 &= 51.6\Omega, EL = 965^\circ \\
 TLIN2 : Z_0 &= 64\Omega, EL = 57.4^\circ \\
 R1 &= 69\Omega, L1 = 3.9nH, C1 = 0.27pF \\
 Cm &= 0.33pF \\
 C2 &= 0.35pF, L2 = 20.6nH, R2 = 6\Omega
 \end{aligned} \tag{3-3}$$

圖 3.19 為等效電路模型圖 3.17 模擬的 S11 與實際天線利用 IE3D 模擬的反射損耗(S11)比較圖，可以發現等效電路利用電路模擬軟體所得到的反射損耗頻率響應與實際天線利用 EM 軟體模擬的結果相當接近，接下來我們將利用此電路模型討論耦合量 C_m 對此雙頻天線的影響。

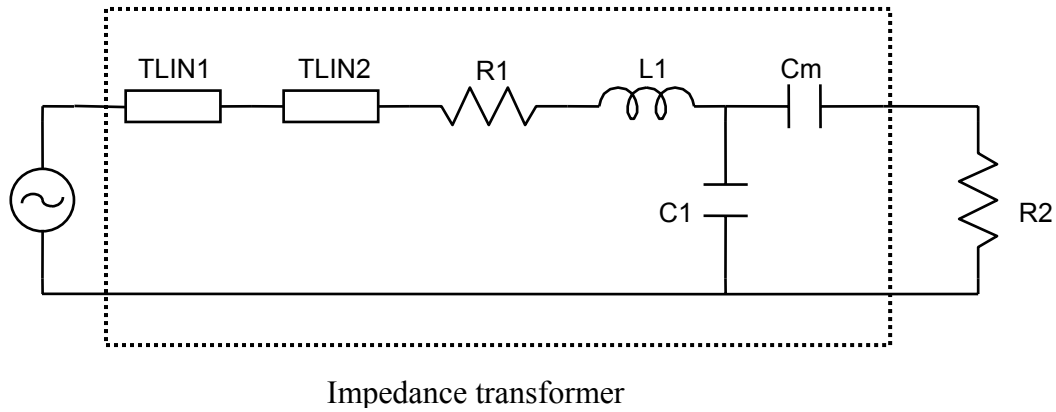


圖 3.18 低頻共振時等效電路模型

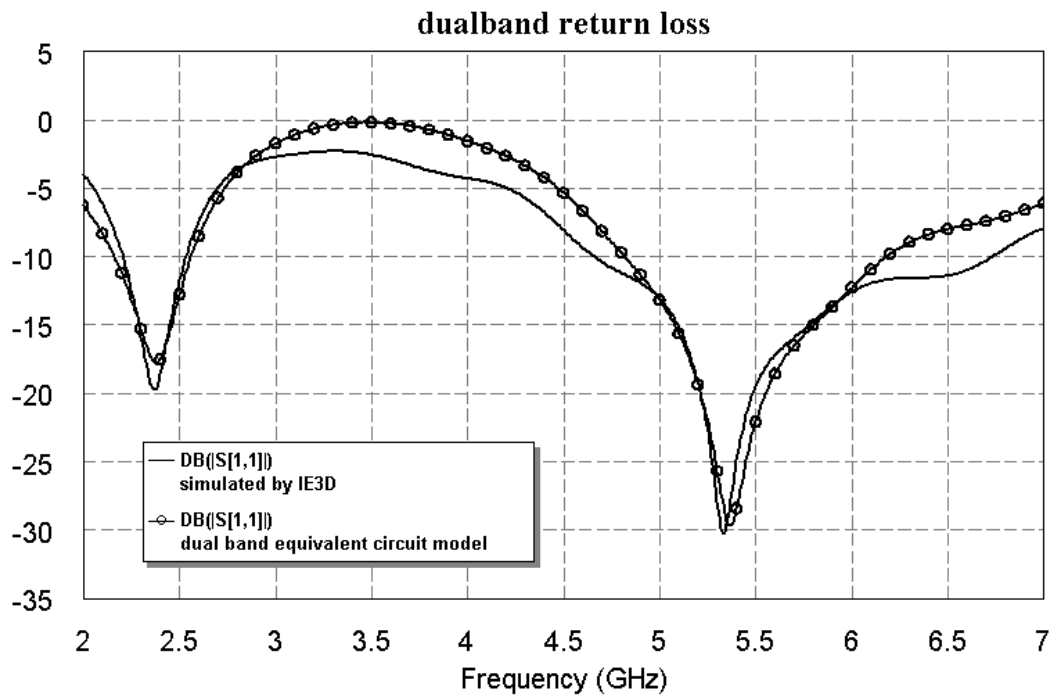


圖 3.19 雙頻開路諧振環單極天線等效電路與實際天線模擬 S11 比較圖

3.2.3 耦合量改變對雙頻開路諧振環單極天線的影響

在 3.1.3 中有提到，同一面耦合餽入的雙頻開路諧振環單極天線上的開路諧振環大小會比不同面耦合餽入的要大，是因為耦合量較小的關係；換句話說，在總長度相同，自振頻率相同條件下的開路諧振環，若與倒 L 型單極天線間耦合量越大時，最後的共振頻率會越低，所以若要調整回 802.11b/g 的頻段(2.45GHz)時，即可將此諧振環總長度縮短越多，所以在不同面耦合餽入其耦合量最大時，開路諧振環的總長度可縮短的最多，因此尺寸會最小。本節將利用 3.2.2 中的等效模型來驗證此結果。

當倒 L 型單極天線和開路諧振環彼此間只有耦合量改變時，對應到圖 3.17 中的等效電路中，即代表倒 L 型單極天線的 R_1 、 C_1 、 L_1 以及代表開路諧振環的 R_2 、 C_2 、 L_2 都不改變，只對 C_m 做改變時。當 C_m 越大時，代表彼此間的耦合量越大， C_m 越小時，代表彼此間的耦合量越小。因此當耦合量 C_m 改變， C_m 由 0.15pF 變化到 0.35pF，對天線反射損耗的影響如圖 3.20。從圖中可看出其趨勢，當 C_m 越大時，其低頻的共振頻率會越低，而 C_m 越小時，低頻的共振頻率會越高，而對高頻的影響較不顯著，此結果與我們之前預期的結果很符合，且也可直覺地理解其原因，因為低頻的共振頻原本就是由開路諧振環在控制，所以此兩者間的耦合量會直接地影響到開路諧振環的特性，進而改變其共振的頻率。

在實際製作此雙頻天線時，要只對耦合量做改變，除了不同面完全重疊和同一面只靠邊緣耦合的變化外(如圖 3.6 與圖 3.12)，還可如圖 3.21 一樣，在不同面耦合餽入的架構中，使上下兩面的開路諧振環和倒 L 型天線有些相對位置上的飄移(如圖 3.21 中的 S)，當 S 越大時，兩者偏移的距離越大，重疊的面積也就會越小，耦合量就越小，因此我們可利用調整 S 來對實際天線架構改變耦合量；不同的 S ，利用 EM 模擬軟體(IE3D)模擬，再與利用等效電路只調整 C_m 做比對，來進一步驗證耦合量對此雙頻天線的影響。

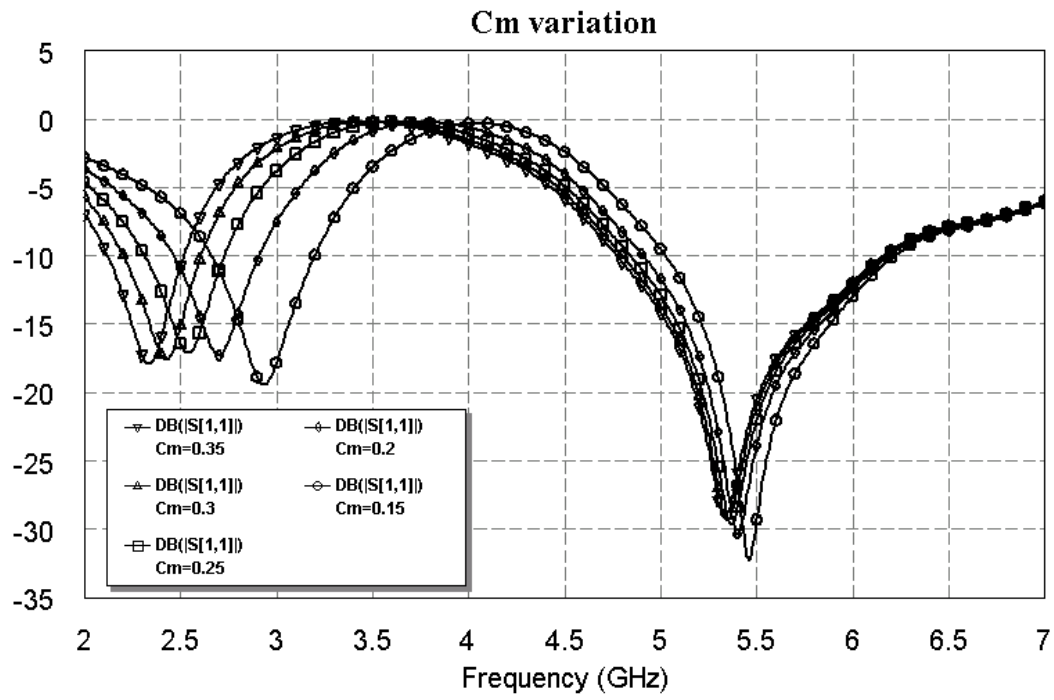


圖 3.20 等效電路中 C_m 變化的頻率響應

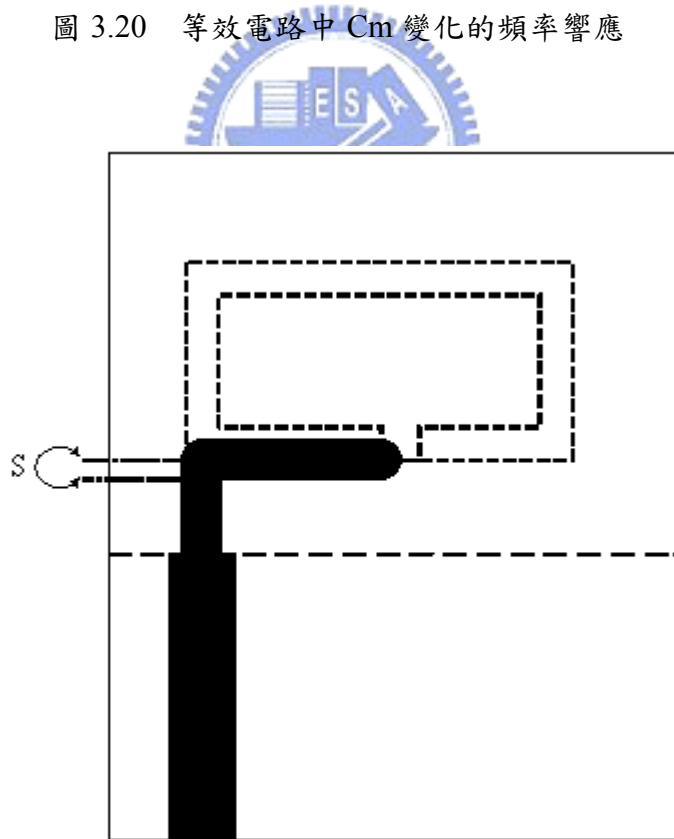
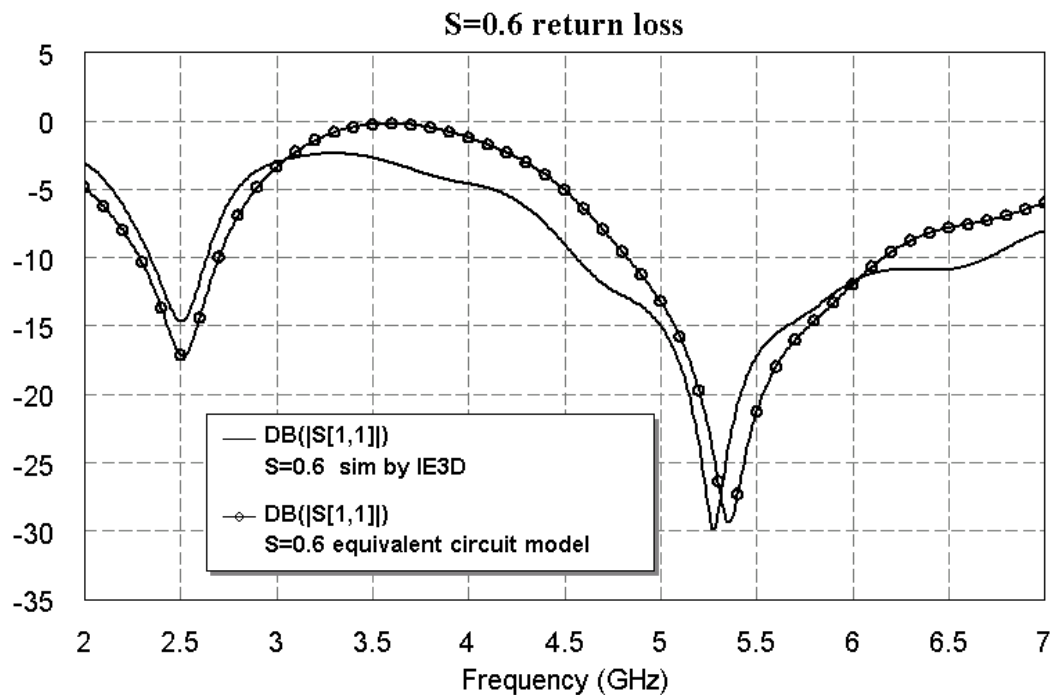


圖 3.21 利用開路諧振環和倒 L 型天線的上下位置飄移改變耦合量

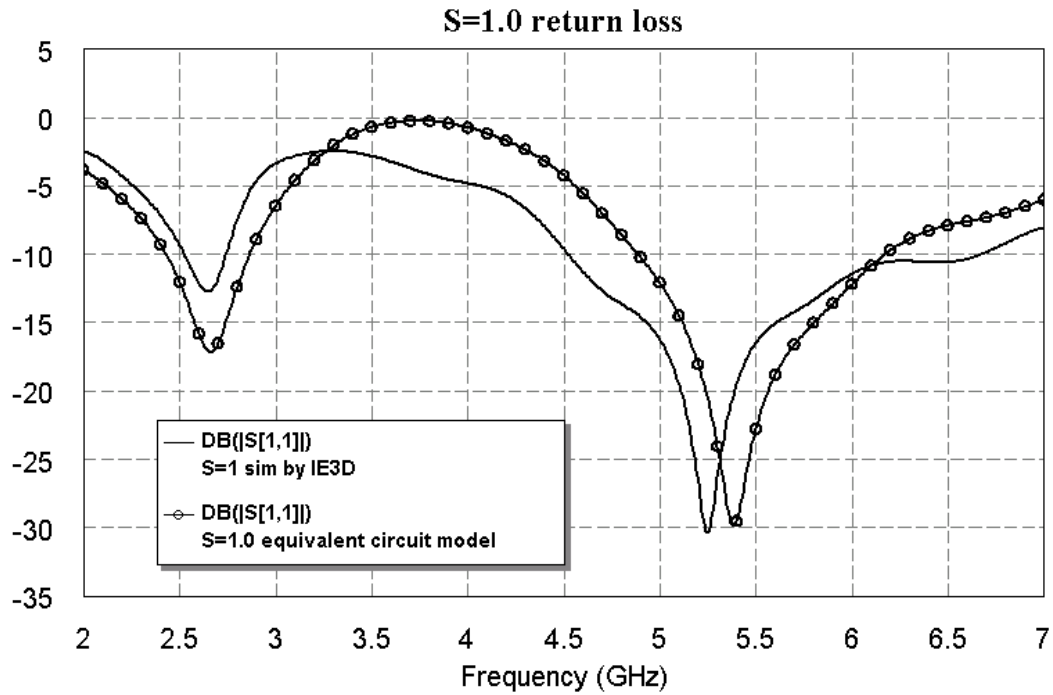
在改變耦合量的過程中，倒 L 型天線和開路諧振環的大小都沒有改變，所以等效電路模型中各個元件的數值除了 C_m 之外都和(3-3)相同。在(3-3)中的 $C_m=0.33\text{pF}$ ，是指圖 3.21 中的 $S=0$ 的情況。

圖 3.22 是舉兩個例子，不同 S 的條件($S=0.6\text{mm}$ 和 $S=1\text{mm}$)時，利用 IE3D 模擬與等效電路模型只調整 C_m 的反射損耗頻率響應比較圖。可以發現當等效電路在 R_1 、 C_1 、 L_1 、 R_2 、 C_2 、 L_2 固定，只調整 C_m 值，共振頻率確實可以調到與利用 EM 模擬軟體(IE3D)一樣的結果。從圖 3.22 中等效電路模型低頻的共振匹配都比 IE3D 來的好，此原因是我們在對開路諧振環做等效電路時，因為只對此天線做定性的討論，所以沒有將傳輸線的效應考慮進去，但是此誤差不會影響我們要觀察的結論。

表 3-1 是在當倒 L 型單極天線和開路諧振環大小都不變下， $S=0$ 到 1 之間做改變時，等效電路模型對應到的 C_m 值，以及利用 EM 模擬軟體(IE3D 模擬)出的共振頻段的中心頻率， F_L 表示低頻的共振頻率， F_H 表示高頻的共振頻率。



(a)



(b)

圖 3.22 不同面耦合開路諧振環對倒 L 型天線的上下位置飄移，S 為向上偏移的距離(a)S=0.6 (b)S=1.0



從表 3-1 可看出，當 S 越大時，代表耦合量越小，此時的 C_m 值就越小，這與我們當初在建立圖 3.17 等效電路模型中耦合現象的假設吻合。綜合表 3-1 和圖 3.22 的觀察，當 C_m 越大時，低頻的共振頻率會隨著 C_m 的變大往低移，而高頻的共振頻段影響不大。

表 3-1 不同飄移位置(S)對應到等效電路中 C_m 值與共振頻率的改變比較表

	S=0	S=0.2	S=0.4	S=0.6	S=0.8	S=1.0
C_m	0.33pF	0.31pF	0.29pF	0.26pF	0.24pF	0.21pF
F_L	2.37GHz	2.39GHz	2.44GHz	2.5GHz	2.57GHz	2.65GHz
F_H	5.35GHz	5.31GHz	5.29GHz	5.27GHz	5.26GHz	5.25GHz

圖 3.17 等效電路模型中，可由 L_2 、 C_2 的值約略算出開路諧振腔的自振頻率，根據(3-3)中的 L_2 、 C_2 的值，可推得自振頻率為：

$$L_2=20.6\text{nH}, C_2=0.35\text{pF}$$
$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \approx 2\text{GHz} \quad (3-4)$$

開路諧振環的總長度 L 約為 39mm，理論上必須為自振頻率的 $\lambda/2$ ，因為必須考慮到基板的介質參數，經過計算， L 應落於以下的範圍，而 39mm 驗證後也的確是落於此範圍：

$$\frac{1}{2} \times \frac{C}{f_0 \sqrt{\epsilon_r}} < L < \frac{1}{2} \times \frac{C}{f_0}, \quad C \text{ 為光速}$$

所以當耦合量越小的時候，此雙頻天線低頻的共振頻率會往高頻移的越多，為了使天線的共振頻率要維持在固定的頻段(2.4GHz)，就必須加長開路諧振環總長度，而在耦合量較小時，就必須加長的越多，才可將頻率往下移的越多而調整回來。

而在實際應用中，往往會希望天線越小越好，才可進一步的縮小整體電路的尺寸。所以為了要使得開路諧振環尺寸最小，就必須使倒 L 型單極天線和開路諧振環間的耦合量最大，這也是為什麼在 3.1 中不同面的耦合餵入架構下的開路諧振環總長度會比同一面耦合餵入架構下的開路諧振環要短些。

3.3 雙面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線對製作參數誤差容忍性

為了要使此雙頻天線能縮小到尺寸最小的情況，所以在前節中敘述過利用雙面耦合餽入開路諧振環結構，耦合量最大可使開路諧振環的尺寸最小。然而在雙面餽入的架構下，倒 L 型天線和開路諧振環是透過基板(substrate)互相耦合的，所以基板的製程參數對此天線有可能會有很大的影響。

而且也考慮到天線為雙面板的結構，所以在實際製作過程中，會有雙面對位的問題，這些問題都是有可能會影響此天線效能的因素。因此在本節中將對雙面耦合餽入的雙頻開路諧振環單極天線在製作上有可能遇到的不穩定性或誤差做些描述，並探討此些不穩定性或誤差對此雙頻天線的影響。

3.3.1 FR4 板製程參數的不穩定性

FR4 板主要的優點是便宜。在工業界，成本往往會是主要的考量因素，因此在業界很常使用 FR4 板來製作電路。在本論文中，我們選擇 FR4 板作為實驗用的基板，希望可以驗證此天線在實際應用上是可行的。FR4 雖然有著其便宜的優點，但有個主要的缺點，就是其介電係數不是很穩定，且損耗正切(loss tangent)很大，此損耗會影響到天線的效率(efficiency)，進而影響到輻射場型的增益(gain)。通常 FR4 板其介電係數都是給一個範圍做為建議值，而並沒有一個確切的值。所以圖 3.23，即是 FR4 介電係數從 4.2 變化到 4.8，利用模擬觀察對此雙頻天線反射損耗的影響。

由圖 3.23 中可以看出基板的介電係數在可能且合理的範圍中些微的變化，對於此雙頻天線的共振頻段雖然有一點點影響，介電係數越高，共振頻段越往低頻移，但是移動不大，操作頻段大致上還是維持在原先預設 802.11a/b/g 的頻段，且此天線雙頻共振匹配的結果也並沒有改變，所以代表此雙頻天線對於基板的介電係數些微不穩定的敏感度不高，這對實際應用有很大的方便，即不用特別去量測 FR4 板精確的介電係數再來設計天線的尺寸。

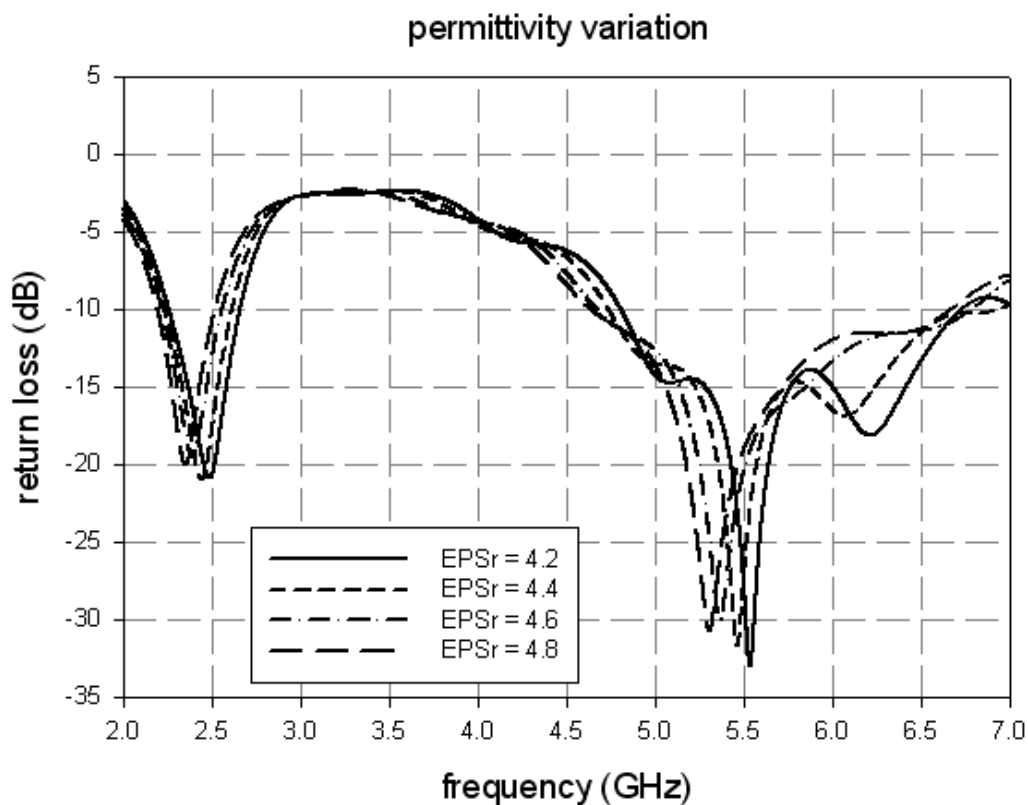


圖 3.23 介電係數不穩定對雙面耦合開路諧振環單極天線反射損耗的影響

除了 FR4 板的介電係數不穩定外，在業界製作電路板時，常常是使用多層板佈線，而每一層的 FR4 都很薄，因此上面的佈線的線寬就可很細，進而增加電路密度而縮小整體電路的尺寸。因此在天線設計中板厚也可能會隨著各家製造廠層數不同而有些微的變動。

在雙面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線中，是透過基板互相耦合，所以可想而知基板的厚度也會對此耦合現象造成影響。所以接下來將討論若基板板厚(h)有些微的變動，是否會對此雙頻天線造成很大的影響，若是變動很敏感，則為了配合不同佈線方式的電路，每隻天線都要重新模擬調整，將會造成很大的不方便。在實驗室我們是採用接近一般業界板厚的 0.8mm FR4 板。

圖 3.24 是在天線整體尺寸不變之下，板厚在 0.8mm 附近做些微變動(板厚由 0.6mm 變化到 0.9mm)，對此雙頻天線反射損耗的影響變動圖。從圖 3.24 中可以看出此天線對於板厚些微的變動，低頻的共振頻端雖有一點點的偏移，但是匹配頻段大體上都還是能符合 802.11a/b/g 的需求。所以此天線對於板後些微變動的敏感度也不高，對於實際應用也是很大的優點。

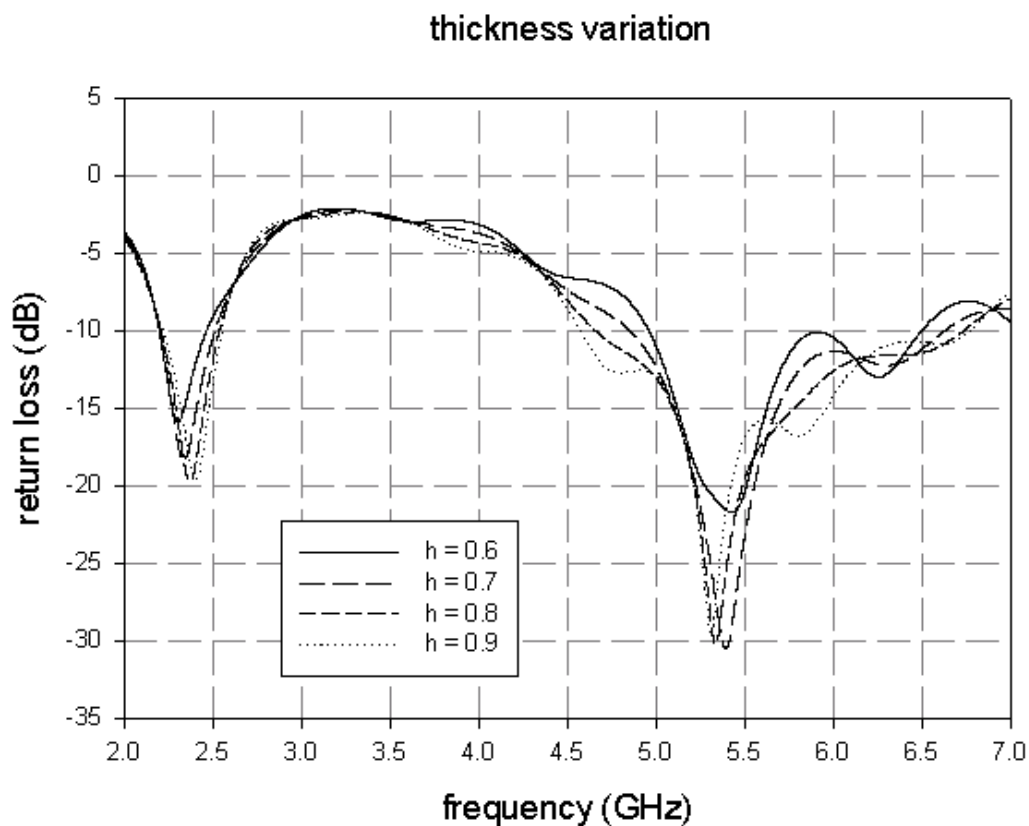


圖 3.24 FR4 板厚些微的變動對雙面耦合開路諧振環單極天線反射損耗的影響

由以上兩圖可以得知本論文所提出的雙頻天線利用便宜的 FR4 板製作是可行的。當遇到介電係數不穩定，或是要應用在不同系統電路架構而導致板厚有些微不同時，此天線對於此些些微的變動容忍度還不錯，特性不會改變太多，因此天線的尺寸可以不太需要重新模擬設計都還是可以符合相同頻段的系統要求。

3.3.2 對位的不穩定性

在實際製作不同面耦合餽入雙頻開路諧振環單極天線時，會有上下層板的對位問題，在製作過程中或多或少都有可能有些許的對位不準，而此對位不準也會影響到此天線耦合量的大小。在 3.2 中已經討論過耦合量對此天線頻率上偏移的關係，然而在此節中我們著重於若在製作過程中，有些微的對位不準是否會對此天線造成很大的影響。圖 3.25 為開路諧振環對於倒 L 型單極天線上下偏移時，對反射損耗的影響圖。

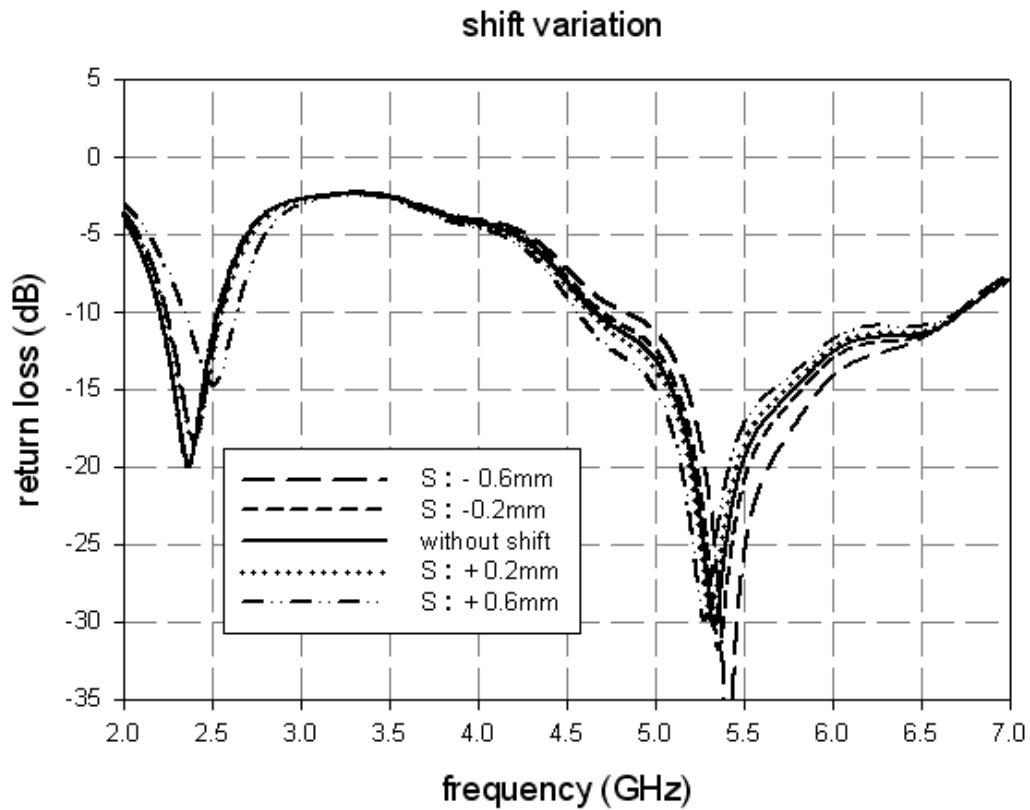


圖 3.25 雙面耦合上下對位不準對天線反射損耗影響圖

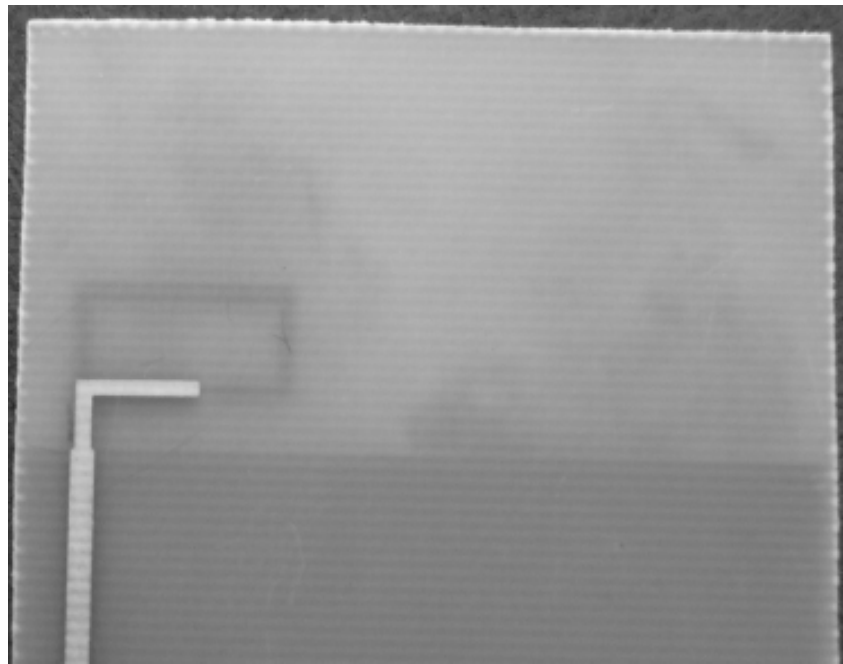
在此我們將倒 L 型單極天線的尺寸和位置固定，同時也不改變開路諧振環的尺寸，只有將開路諧振環相對於倒 L 型天線向上偏移(+)和向下偏移(-)作模擬

測試。可以由圖 3.25 中看出符合 3.2 節中的結論，只有在沒有偏移時，耦合量最大，低頻的共振頻最低，不管開路諧振環向上偏移或向下偏移，低頻的共振頻都會因為耦合量減少而稍稍往高頻偏移。當偏移的範圍約略在 0.6mm 以內不管是低頻(2.45GHz)或是高頻(5~6GHz)的共振頻段都還可以符合我們所要的共振頻段，一般出現對位不準的情形時也不會偏移太嚴重，所以經過此模擬測試知道偏移量可多達 0.6mm，此雙頻天線的特性都不會做太大的改變。因此雙頻天線對於對位不準性的容忍度還算佳。

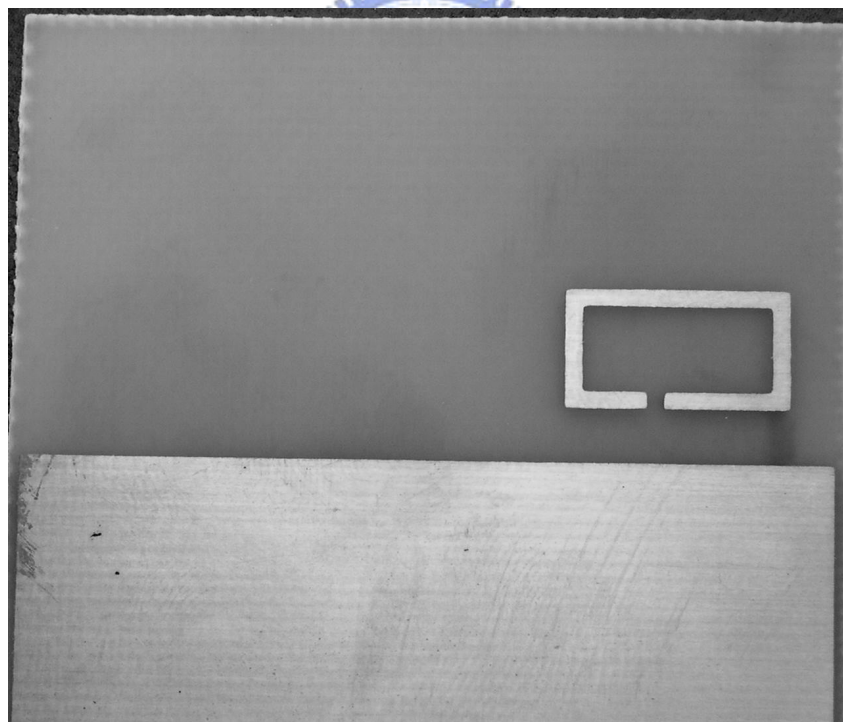
3.4 量測結果

如圖 3.26 是圖 3.6 不同面耦合餽入架構下的實體天線照片，各尺寸為 $L_{res}=13\text{mm}$ 、 $W_{res}=7\text{mm}$ 、 $L_{mono}=7.275\text{mm}$ 、 $H_{mono}=4.225\text{mm}$ ，其反射損耗模擬與實際量測比較如圖 3.27。從圖中可以看出低頻 10dB 頻寬有 220MHz，而高頻 10dB 頻寬有 1GHz 左右，此頻寬皆可以滿足 802.11a/b/g WLAN 的規範，詳細頻段整理如表 3-2，而整體天線所佔面積大約只有 $13\times 10\text{mm}^2$ 。若是在實際應用上仍覺得這天線高度太高，根據前面的理論，只要在不改變開路諧振環的總長度下，其所佔據的高度可以經由適當拉長 L_{res} 縮短 W_{res} 調整以符合實際需要。圖 3.28 是圖 3.12(a)中同一面耦合餽入架構的實體天線照片，實際製作量測的結果如圖 3.29，低頻的頻寬雖沒有圖 3.27 大，但仍然有 150MHz 左右的頻寬，而高頻的頻寬更是超過 1GHz，所以也足夠滿足 802.11a/b/g WLAN 的應用(如表 3-3)。

圖 3.30 到圖 3.32 是不同面耦合架構(圖 3.26)下，分別在 2.45GHz、5.25GHz 和 5.8GHz 所量測各個平面的輻射場型，各平面的最大增益和平均增益值如表 3-4 所列。圖 3.30 可以看出在 2.45GHz 在各個平面的場型(total pattern)都接近全向性(omni-directional)，而從圖 3.31、圖 3.32 在 5.25GHz 和 5.8GHz 時，xz-plane、yz-plane 也是接近全向性(omni-directional)的，所以此天線很適合應用在無線網路上。



(a)



(b)

圖 3.26 不同面耦合餽入開路諧振環單極天線實體圖 (a)正面 (b)背面

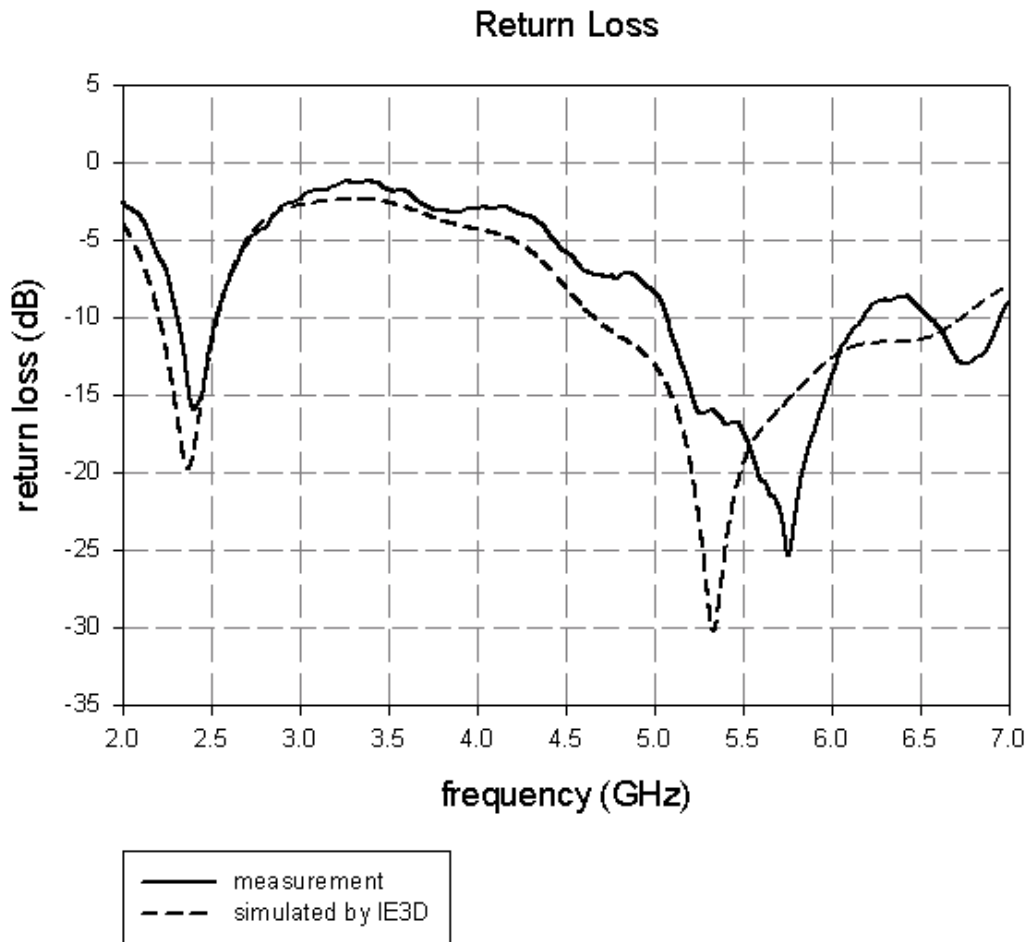


圖 3.27 不同面耦合餽入開路諧振環單極天線反射損耗量測圖

表 3-2 不同面耦合餽入雙頻線共振頻段與頻寬

共振頻率(GHz)	2.31GHz~2.53GHz	5.1GHz~6.17GHz
頻寬	220MHz	1GHz

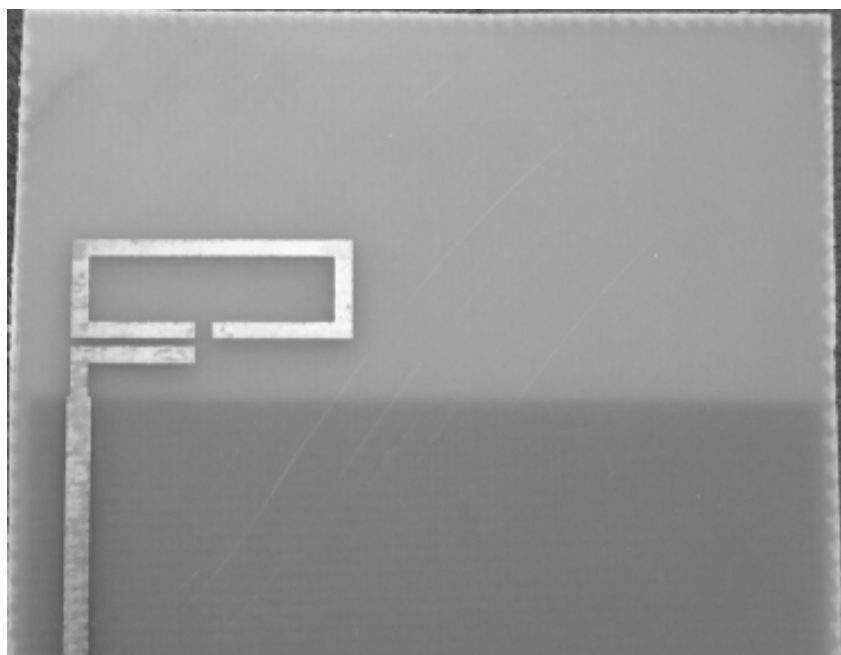


圖 3.28 同一面耦合餽入開路諧振環單極天線實體圖

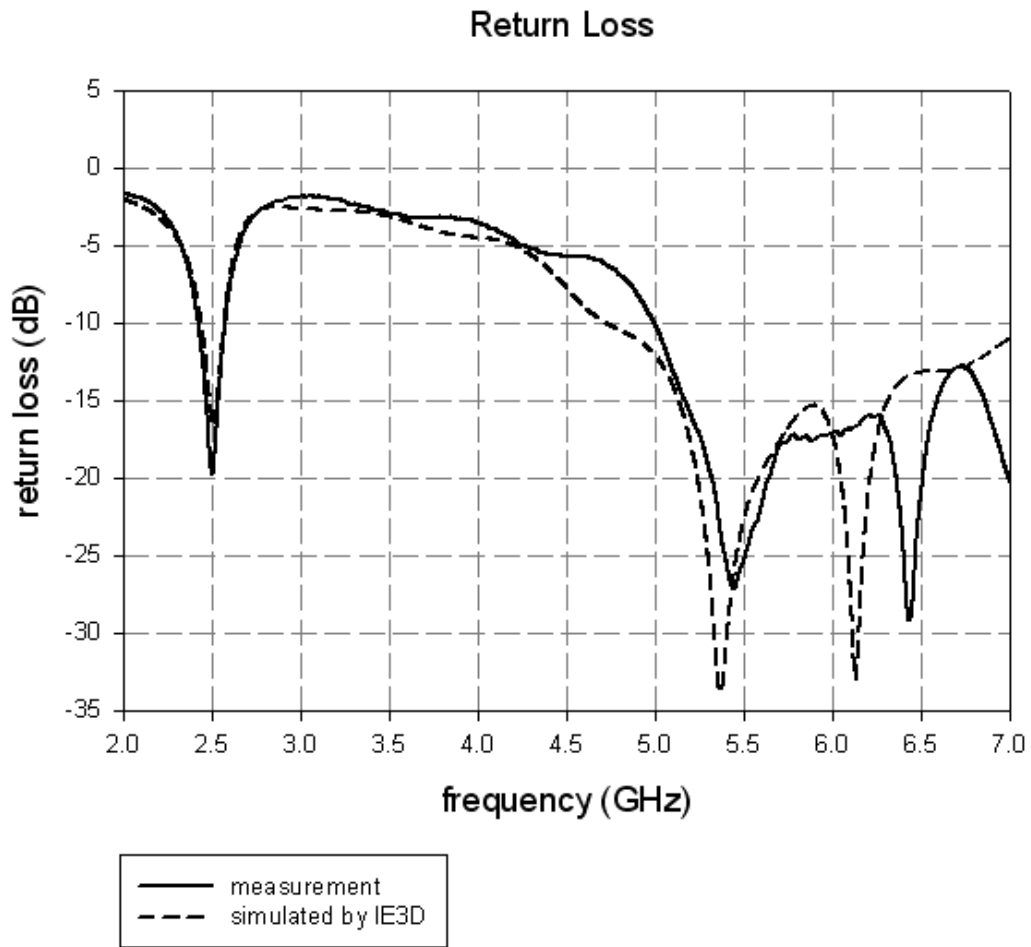


圖 3.29 同一面耦合餵入開路諧振環單極天線反射損耗量測圖

表 3-3 同一面耦合餵入雙頻線共振頻段與頻寬

共振頻率(GHz)	2.42GHz~2.57GHz	5GHz~
頻寬	150MHz	>1GHz

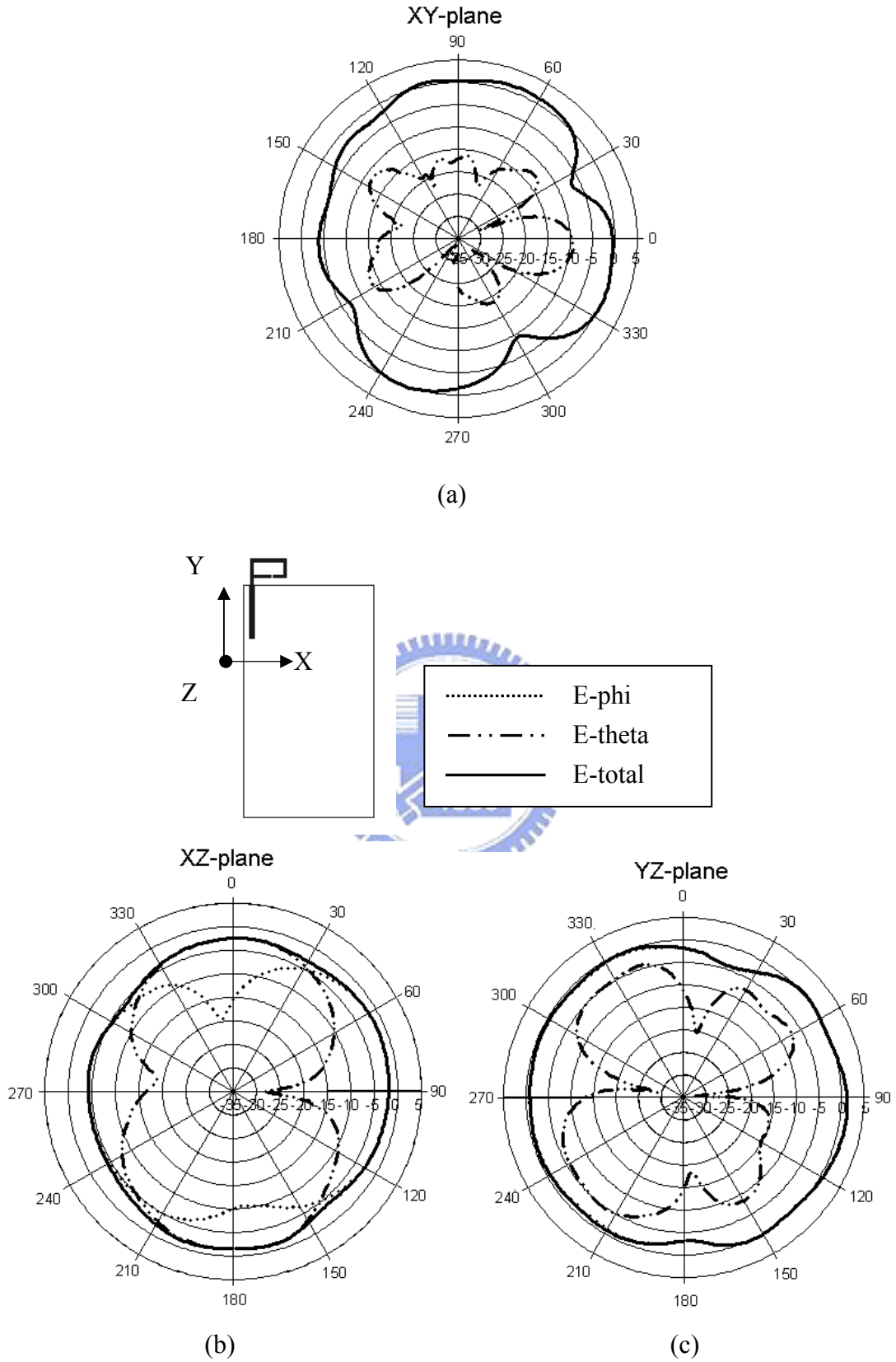


圖 3.30 同一面耦合餵入開路諧振環單極天線 2.45GHz 輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane

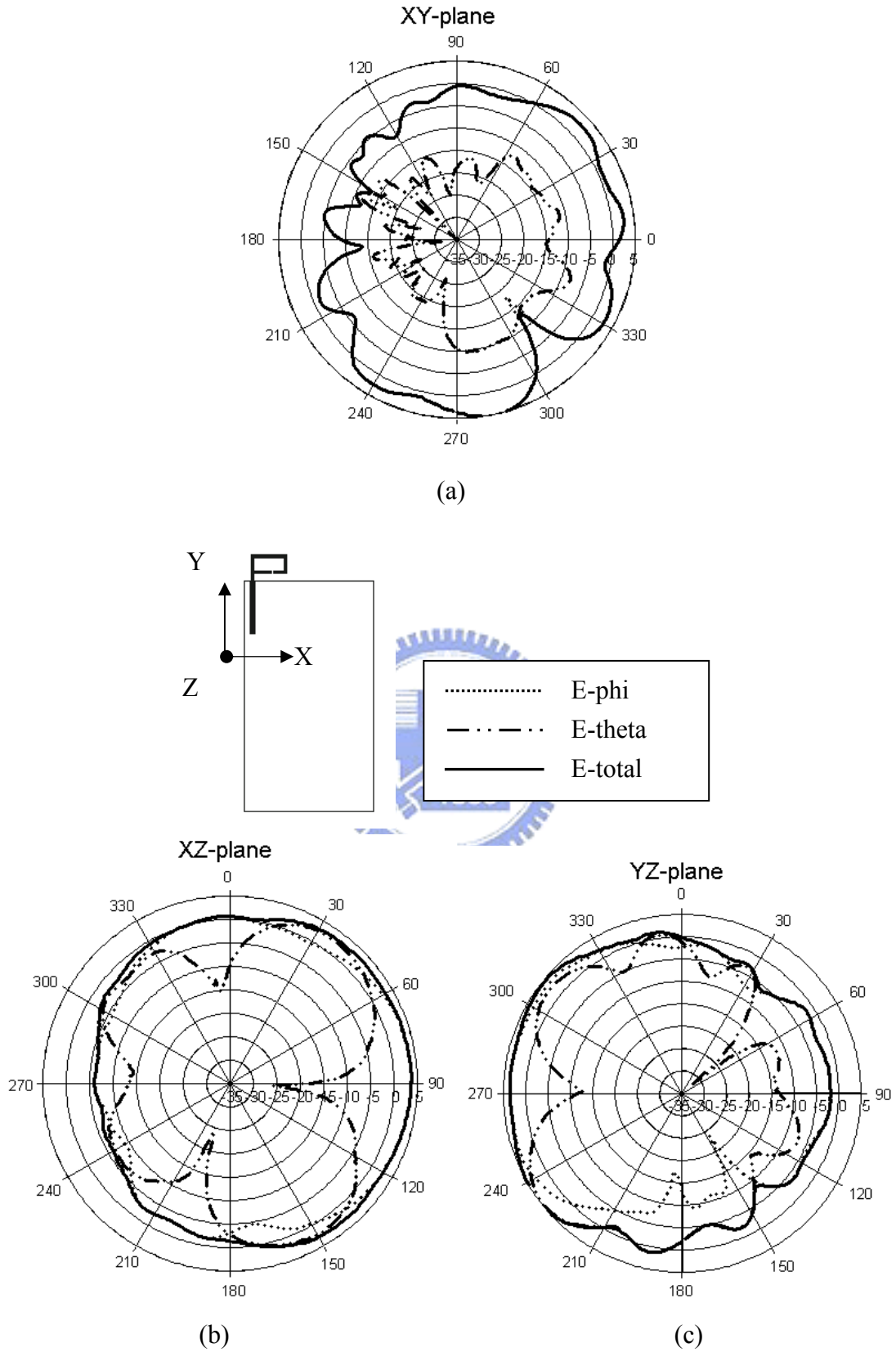


圖 3.31 同一面耦合餵入開路諧振環單極天線 5.25GHz 輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane

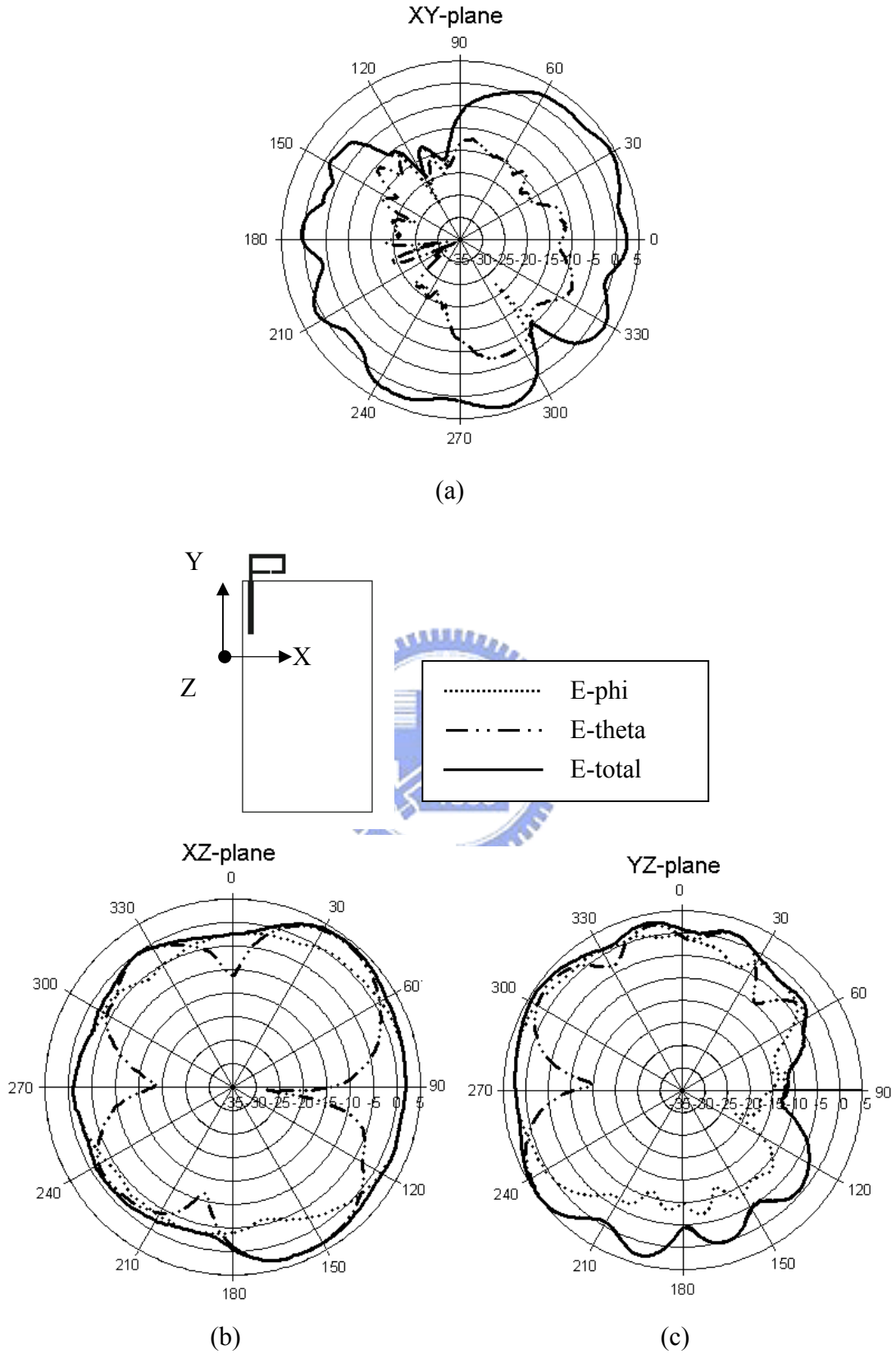


圖 3.32 同一面耦合餵入開路諧振環單極天線 5.8GHz 輻射場型 (a)x-y plane
(b)x-z plane (c)y-z plane

表 3-4 不同面耦合餽入開路諧振環單極天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain)

	2.45GHz		5.25GHz		5.8GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
x-y plane	1.43dBi	-2.32dBi	5.14dBi	-1.59dBi	4.16dBi	-1.49dBi
x-z plane	-1.32dBi	-3.02dBi	3.87dBi	-0.4dBi	4.3dBi	0.18dBi
y-z plane	1.44dBi	-0.71dBi	5.24dBi	-0.29dBi	4.96dBi	-0.6dBi

本論文的雙頻天線架構因為沒有像平面式倒 F 型天線(planar inverted F antenna)，具有垂直印刷電路板方向的電流，所以不管在哪個頻率，平行電路板方向的場型(x-y plane)E-theta 分量一定會很小，主要場型的大小是由 E-phi 分量貢獻，因此 x-y 平面的輻射場型端看在共振頻率時電路板上天線的電流分佈而定；在圖 3.30 中 2.45GHz 的各平面場型都有不錯的表現，連 x-y plane 最深的零點也約為-10dB 而已，最大增益和平均增益的值差 3.75dBi 不算大，是因為在此頻率是靠著開路諧振環共振輻射，而在開路諧振環上的電流對 E-phi 的貢獻各方向都有，所以在 2.45GHz 時 x-y 平面的 E-phi 場型還不錯。

從表 3-4 可知道本論文所提出的新型雙頻天線除了到場型上有不錯的表現外，增益上的表現也是很不錯的。每個頻率的最高平均增益都可到達 0dBi 左右，且在 5GHz 時最大增益有達到 5dBi。

第四章 分集式天線

(Diversity Antenna)

4.1 分集式技術(Diversity Technique)的簡介

分集式技術(diversity technique)廣泛的被使用在無線通訊系統中。在無線通訊系統中，訊號從發射端送出後，訊號會進入到通道(空氣)中，所以若遇到障礙物例如高樓、地板等，都會發生反彈；所以接收端也會收到這些經過到處反彈的訊號非單純是從發射端直接到達接收端一條路徑(line of sight)而已，此效應即為多重路徑衰落(multi-path fading)。只要是利用無線通訊來傳輸訊號，多重路徑衰落的問題即一定會存在，而此問題會造成我們在接收端作訊號解調判別時增加錯誤發生率，而分集式的接收可以降低多重路徑衰落所造成的影響，也可在不多浪費功率和頻譜的條件下，減少錯誤發生率。

分集式技術(diversity technique)特色是傳送端傳送多個帶有相同資訊(information)的訊號，接收端也可以收到多個來自同一發射端來的訊號，這些訊號彼此間因帶著相同的資訊，所以應都很類似；在接收端要能從此些訊號獲得較正確的判斷，訊號彼此間要盡量互相獨立(independent)，也就是說每個訊號希望是經過完全不同的路徑通道來到接收端的。如此的話，就算其中一個訊號因為某些路徑的反射疊加變的很小，但是還是有來自其他路徑帶有相同資訊的訊號，這樣接收端就可以藉由此些沒有被衰減很多的訊號作解調判別。一般常用的分集式技術若依照領域(domain)分主要可分為三種：

(1)時間分集式-time diversity：傳送端利用多個時間槽(time slot)傳送相同的訊息，每個時間槽必須相隔夠久，到達接收端的訊號才能盡量不相關；接收端即可利用此些重複的訊息增加判別的正確性，但此方法會浪費多餘的時間傳送相同的訊號，因此頻寬效率(bandwidth efficiency)會降低。

(2)頻率分集式-frequency diversity：傳送端利用多個頻率傳送相同的訊息，每段頻率必須相隔夠遠，才能確保到達接收端的訊號彼此互相獨立；接收端即可利用這些重複的訊息增加判別的正確性，但此方法會浪費多餘的頻寬傳送相同的訊號，因此頻寬效率(bandwidth efficiency)也會降低。

(3)空間分集式-space diversity、antenna diversity：此方法是在前端放置多根天線，天線彼此間要有適當的距離，使傳送或接收的訊號彼此間互相獨立，此距離視天線本身的大小和傳輸環境而有所不同。因為空間分集式不像時間和頻率分集式會額外浪費時間或頻率，所以利用空間分集式不會浪費頻寬效率，此優點在現今或未來高傳輸量的無線通訊系統中，是很吸引人的優點。

分集式天線(antenna diversity)有兩個主要的優點：第一個是前面提到的可降低多重路徑衰落，而另一個是在接收端可收到較大的訊號能量因而可增加訊雜比(SNR)。因此採用分集式天線，傳送端可利用較少的傳送功率即可在接收端得到一定的可信度(reliability)，此優點可使發射機較省電。從分集式天線接收下來的訊號可以利用不同的方法做選擇(select)或是結合(combine)，以獲得最佳的訊雜比(SNR)。分集式天線的基本原理是放置多隻天線，而這些不同的天線可收到來自不同通道效應的訊號，而訊號彼此間互相獨立(independent)。

一般分集式天線有三種作法[15]：

(1)空間(spatial)分集化：多隻天線利用空間來做分集化，所以天線彼此的距離要夠大才可接收到來自不同路徑的訊號而不會互相干擾。

(2)極化(polarization)分集化：利用天線不同的極化方向來接收來自不同路徑的訊號，因此若多隻天線彼此的極化方向有明顯的不同，即可採用此種分集式天線，則天線彼此間的距離可以不用太大也不會互相干擾。

(3)場型(pattern)分集化：利用天線不同的輻射場型來接收來自不同路徑的訊號，因此若多隻天線彼此的輻射場型有明顯的分野，例如利用多隻指向性天線，每隻天線輻射方向都不同，則可採用此種分集式天線。場型分集化與極化分集化一樣，天線彼此間的距離也可以不用太大就不會互相干擾。

4.2 空間分集式天線(Spatial Diversity)

在第三章中所設計的雙頻天線大小約只有 $13 \times 10 \text{mm}^2$ ，而一般網路卡的寬度約為 46.7mm ，所以利用第三章中的雙頻天線來設計分集式天線是有機會可行的；然而從第三章知道此天線其輻射場型近乎全向性(omni-direction)，並不具指向性的特性，所以不適合採用場型(pattern)分集化；而且製作此天線我們是印刷在電路板上，天線在共振時，平行 x-y plane 的電流分佈不管在高頻或是低頻，都有 x 方向和 y 方向，因此也不易採用極化分集化。所以我們採用空間分集化來實現分集式天線；然而在有限的面積中要放兩隻天線，天線間很容易互相耦合(mutual coupling)，互相耦合除了會影響原本天線的匹配外，也會對天線的輻射場型有所影響。

圖 4.1 的 Antenna1 是在第三章中所設計的雙頻天線，Antenna2 是直接複製 Antenna1 並對稱的放置右邊，而 port1/2 的位置隨著後方電路切換器(switch)位置而定。我們可藉由觀察 port1/2 的穿透係數(S_{21})來檢定其互相耦合的強度。

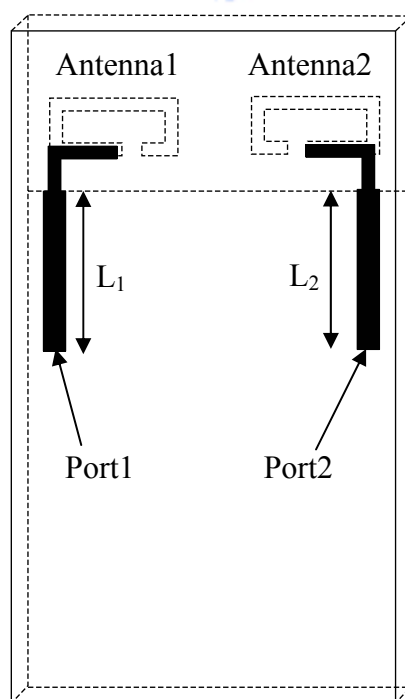


圖 4.1 空間分集式天線

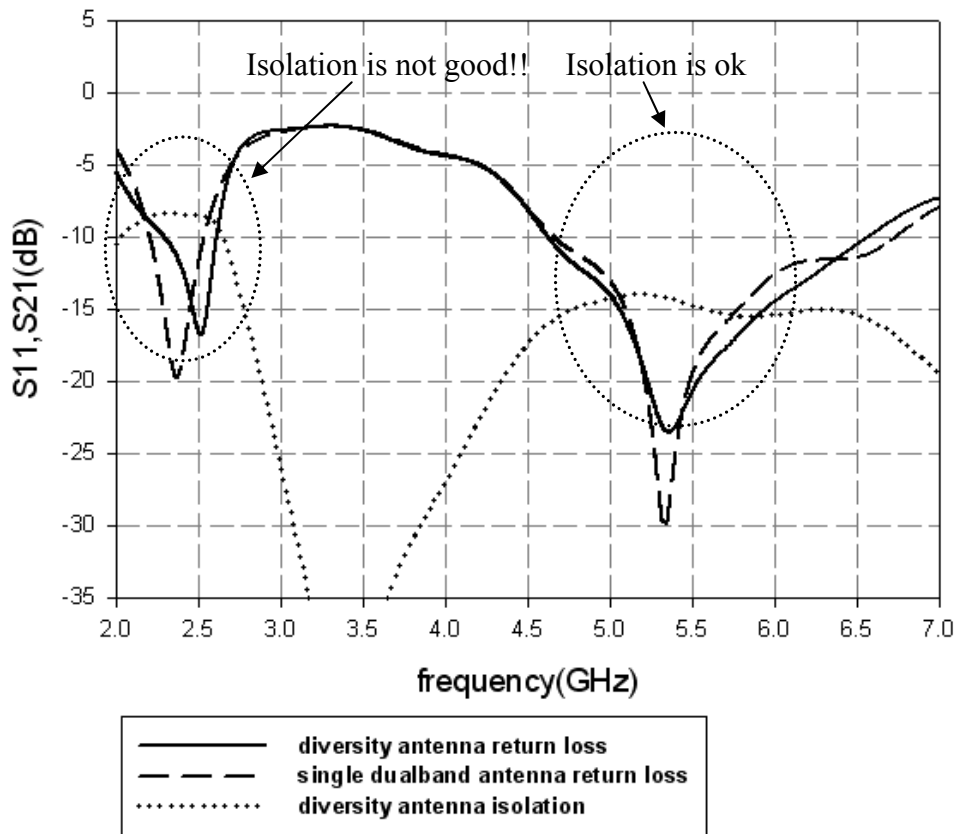


圖 4.2 圖 4.1 中分集式天線的反射損耗和穿透係數頻率響應

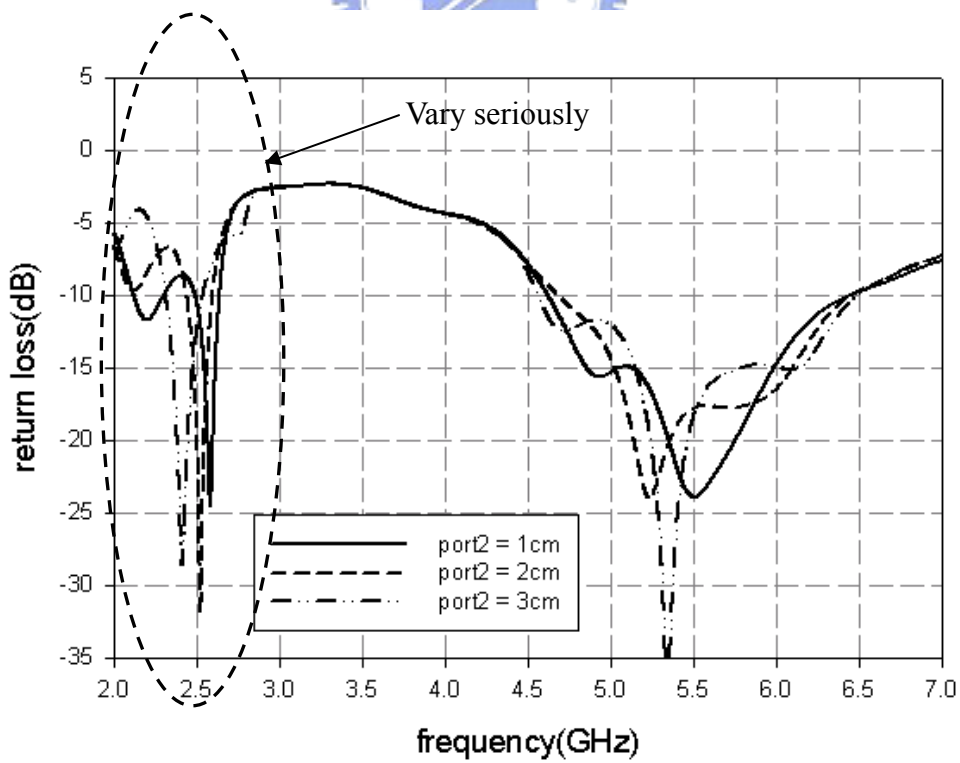


圖 4.3 圖 4.1 中互相耦合對於天線反射損耗的影響

圖 4.2 為圖 4.1 的 S 參數圖，此模擬圖是在 port1 和 port2 都接到 50Ω 時所得到的結果。其反射損耗(S11)的整體表現與第三章中只有 Antenna1 差不多，在低頻 2.4GHz~2.5GHz 以及高頻 5GHz~6GHz 雖然都有低於-10dB，但是在低頻共振頻段 port1 和 port2 的穿透係數(S21)很大約-8dB，表示兩天線在此頻段互相耦合的強度很強，隔離效果(isolation)很差；而在高頻共振頻段穿透係數低於-15dB，在此頻段的隔離效果很好。

在實際應用時，port1 和 port2 會接到一個切換器(switch)上，若是系統判斷選擇左邊的 Antenna1 來傳送或接收訊號，藉由切換器的切換，此時 Antenna2 的 port2 會為開路(open)的狀態，反之若選擇 Antenna2，則 port1 也會為開路。因此在圖 4.1 中，兩隻天線的隔離效果(isolation)不好時，當訊號從 Antenna1 輻射出去，Antenna2 會接收到 Antenna1 所輻射的訊號，然後訊號會進入到 L₂，到了末端遇到開路，訊號會反射，再經由 Antenna2 輻射出去，而再次輻射出去的訊號又會被 Antenna1 收進來，如此就有可能會影響到 Antenna1 本身的反射損耗。然而往往後端電路切換器的擺設位置會隨著不同電路佈線而不同，L₁ 和 L₂ 饋入線的長度也會有所改變，如此末端開路的位置就會改變。圖 4.3 為當 port2 開路時，L₂ 分別等於 1cm、2cm 和 3cm 時，Antenna1 的反射損耗變動圖；可以發現當在圖 4.2 中隔離效果很差的頻段(2.4~2.5GHz)，在圖 4.3 中反射損耗就會在此頻段因 port2 端的 L₂ 長度不同而有很大的變動。這在實際應用時，就會限制後方電路佈線設計的自由度而造成很大的不方便。所以必須要減弱兩天線間互相耦合的強度，讓 Antenna1 和 Antenna2 自己本身的反射損耗不受對方干擾，在實際應用中才可很自由地做電路佈線而可任意設計天線 50Ω 饋入線長度接到切換器。

要使兩天線間彼此耦合量減小，必須加大兩天線間的距離，但因空間有限無法任意加大兩天線間的距離，所以只能放置些具有阻隔性的障礙在兩天線間，經過吾人多次嘗試及模擬實驗，發現如圖 4.4 中，在兩天線中間加上從地(ground)延伸出如拐杖型的障礙即可以大幅降低兩天線間的耦合。在圖 4.4 中因為有拐杖型的金屬物隔在中間，而此拐杖型金屬物與操作在低頻的開路諧振環會產生寄生

的電容或電感，所以開路諧振環的大小可以因此而再次縮小一點。

在實驗模擬過程中，得知 L_B 的長度對絕緣效果影響很大，所以 L_B 不能太短；然而因為多了 L_B 和 H_B 所以多少會影響原本雙頻天線的場型，所以也不希望此障礙物離天線太近。在不希望佔據額外太多空間和影響太多場型的條件下， L_B 和 H_B 都不能太長，因此在調整過程中須取得一個平衡點，既可達到降低互相耦合的影響也不對原來的場型特性破壞太多。經過適當調整圖 4.4 的重要參數為 $L_{res}=10.55\text{mm}$ 、 $W_{res}=4\text{mm}$ 、 $L_{mono}=9.05\text{mm}$ 、 $H_{mono}=6.025\text{mm}$ ，而 $H_B=13.3\text{mm}$ 、 $L_B=6.5\text{mm}$ ，同時也為了要加大高頻的共振頻寬，倒 L 型單極天線的線寬做適度的加寬，並對 H_{mono} 做 taper 的效果，圖 4.5 為利用 EM 軟體模擬的結果。可以從圖 4.5 中看出不論在低頻或高頻的共振頻段 port1 和 port2 的穿透係數都可低於 -13dB ，且反射損耗 -10dB 的頻寬也都足夠滿足原來的要求，為了驗證此絕緣度夠好(S_{21} 夠小)，所以吾人一樣對 port2 開路的位置 L_2 作長度的變化觀察對 Antenna1 反射損耗的影響，結果如圖 4.6；從圖 4.6 中可看出不論在低頻或高頻 Antenna1 的反射損耗都不會受到 L_2 的長度所影響。

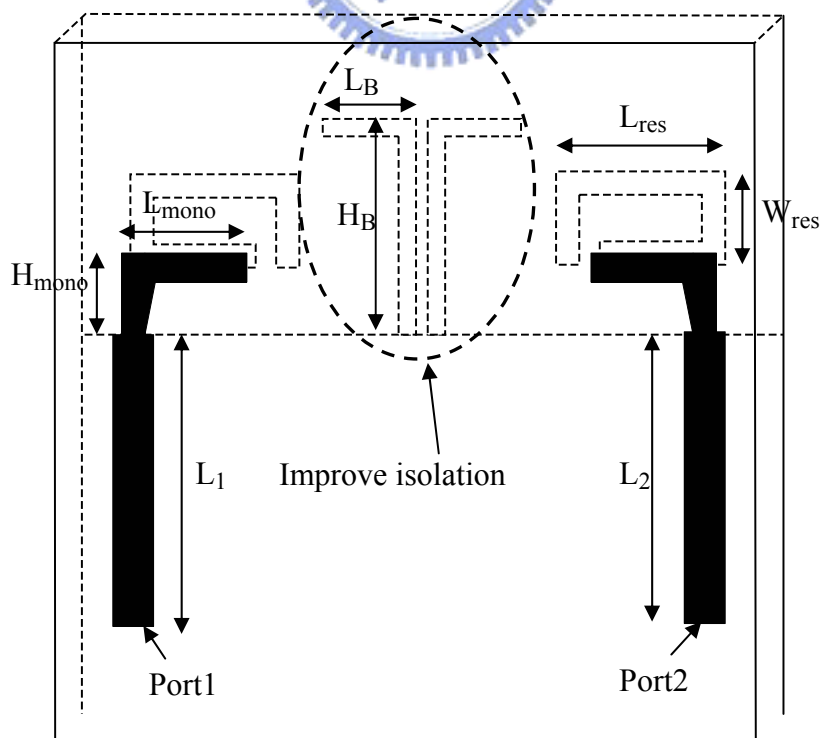


圖 4.4 降低互相耦合後的空間分集式天線架構

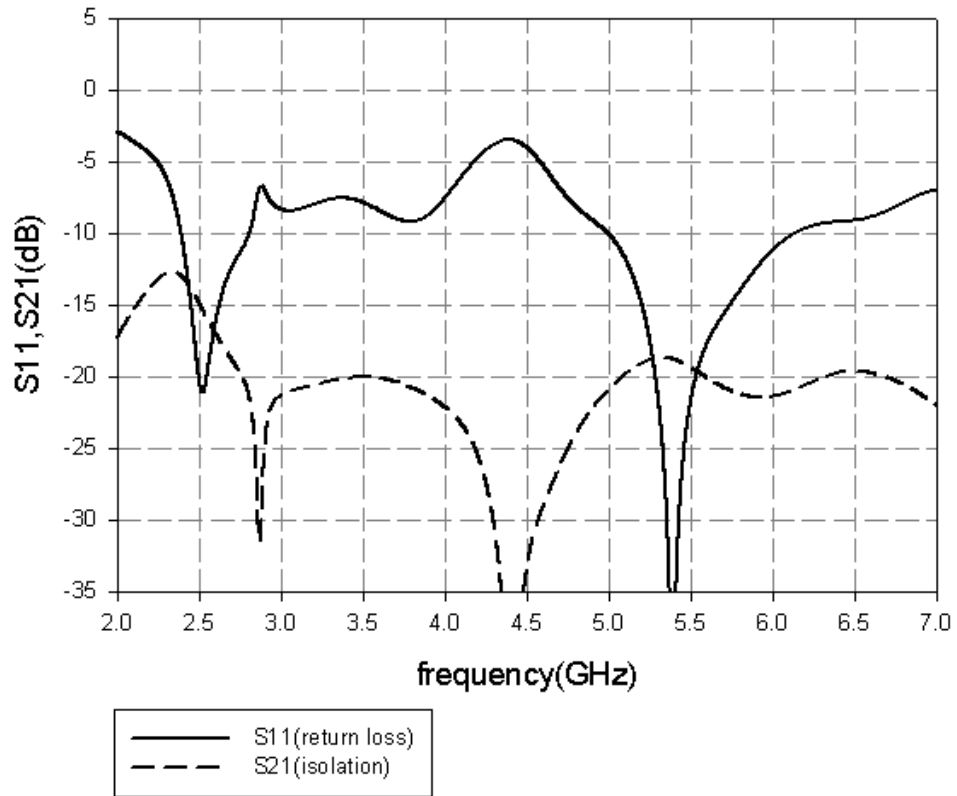


圖 4.5 圖 4.4 中空間分集式天線反射損耗和穿透係數頻率響應

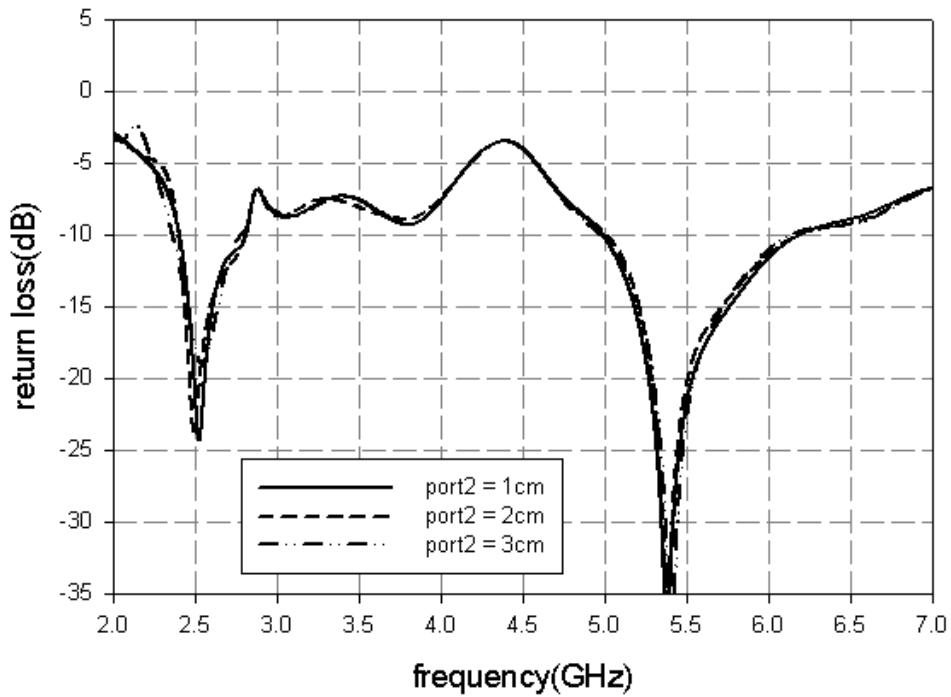


圖 4.6 圖 4.4 架構中互相耦合對於天線反射損耗的影響

4.3 實做與量測結果

圖 4.7 為圖 4.4 分集式天線模擬與實做量測頻率響應圖，操作頻寬以及絕緣度都整理於表 4-1，模擬與實做結果很類似，圖 4.8 為實體照片圖；因為左右兩隻天線的結構大小是一樣而對稱的，所以兩隻天線的輻射場型為對稱的，所以吾人只量測左邊天線的輻射場型，如圖 4.9 到圖 4.11，各頻率的各平面最大增益和平均增益整理如表 4-2。

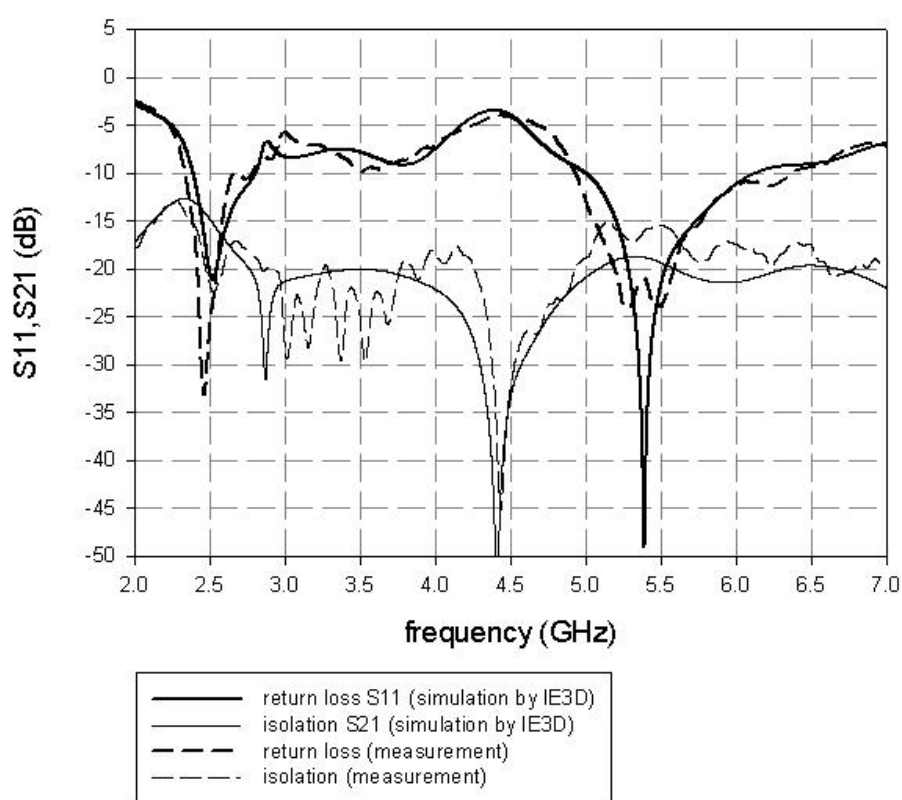
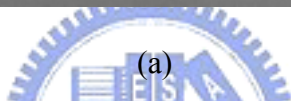
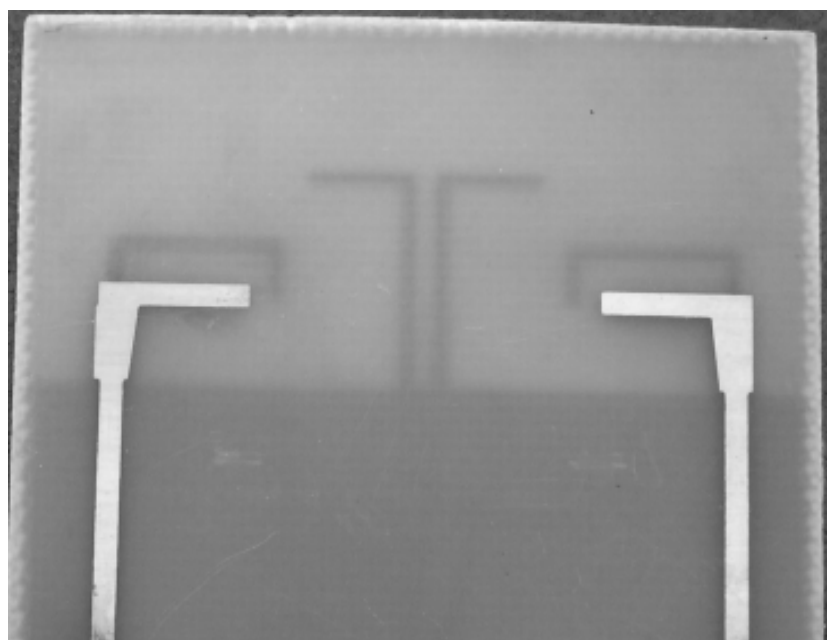


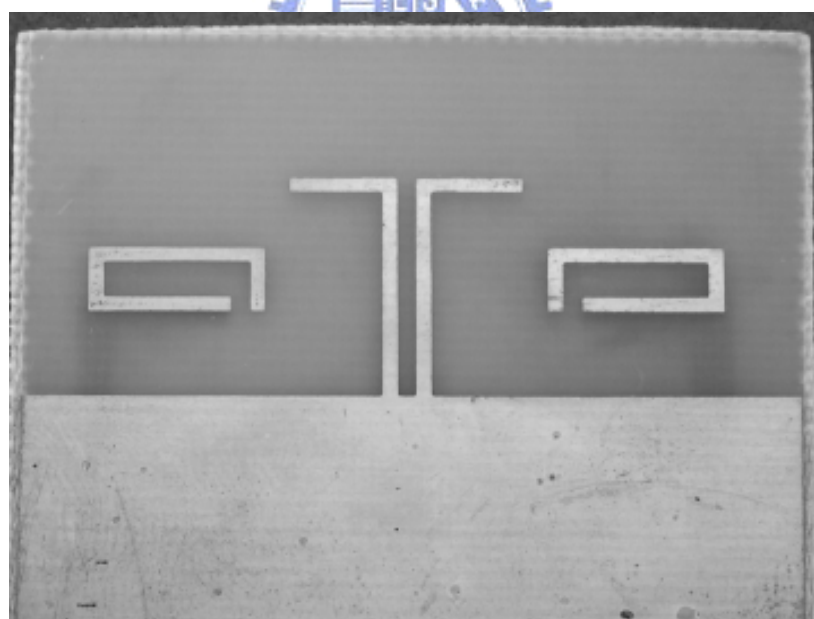
圖 4.7 空間分集式天線 S 參數量測結果

表 4-1 空間分集式天線共振頻段、頻寬、以及隔離度整理

共振頻率(GHz)	2.33GHz~2.66GHz	4.9GHz~6GHz
頻寬	330MHz	1GHz
絕緣度(S21)	<-15dB	<-15dB



(a)



(b)

圖 4.8 空間分集式天線實體圖 (a)正面 (b)背面

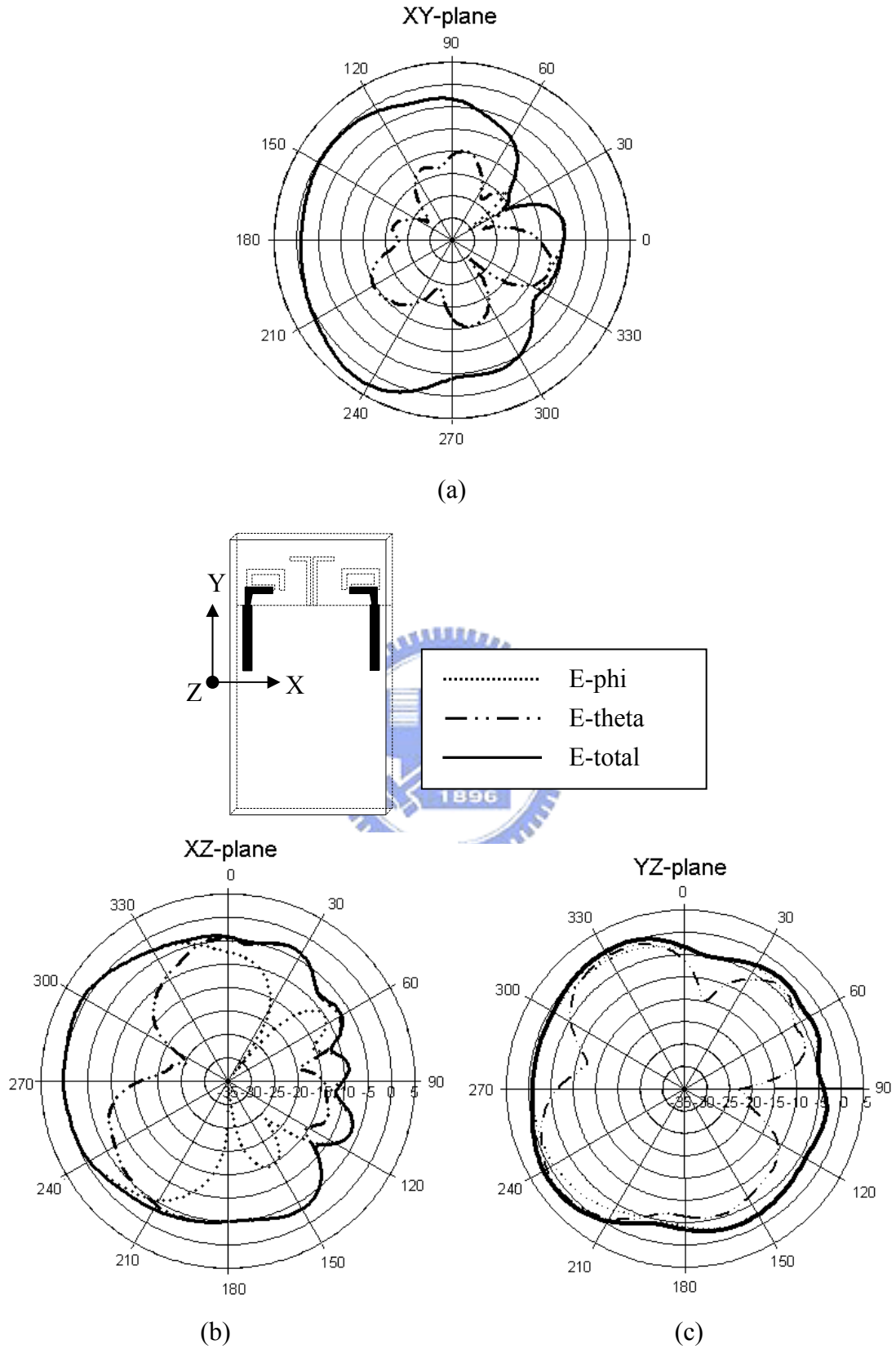


圖 4.9 2.45GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane

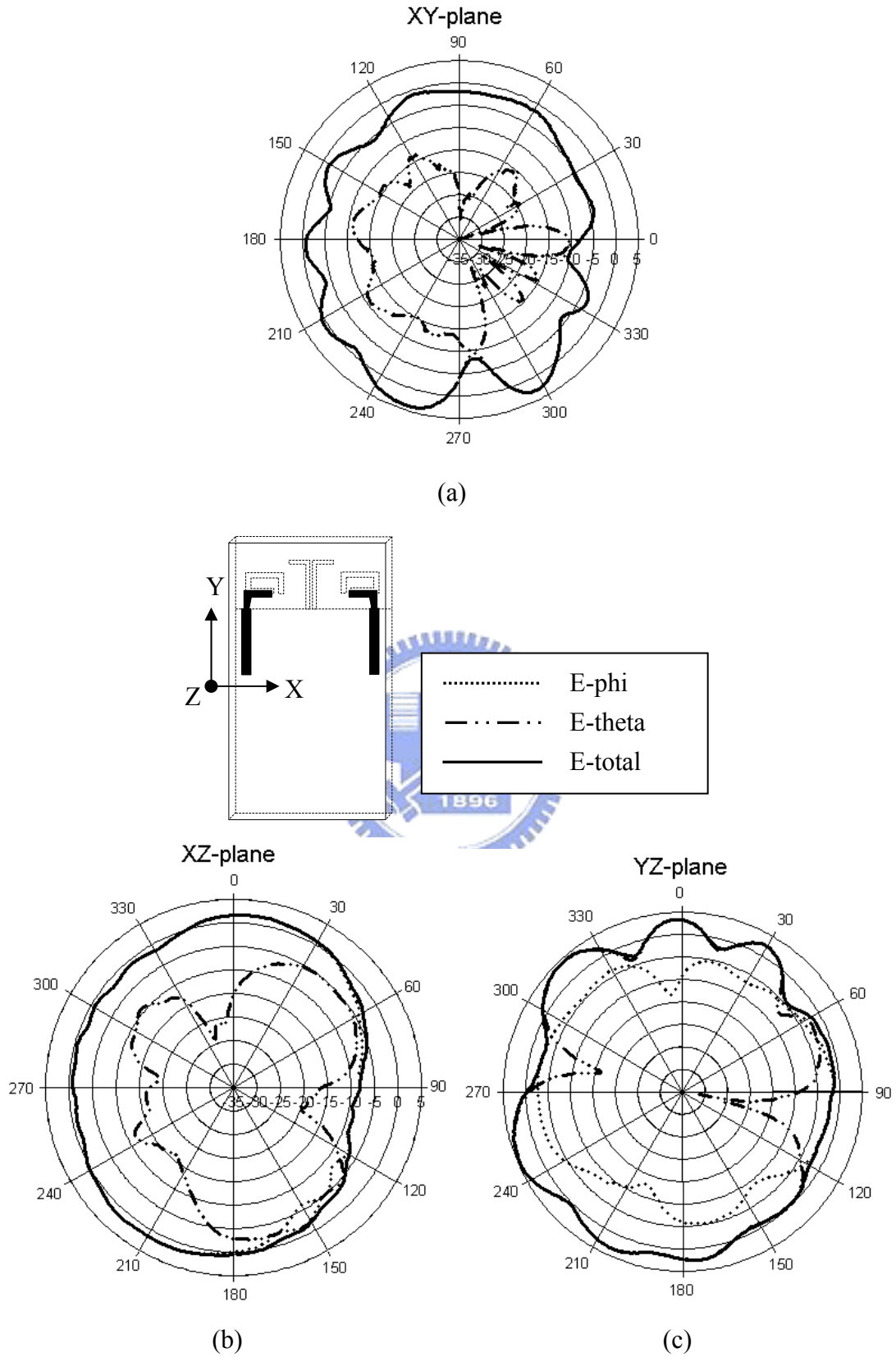


圖 4.10 5.25GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane

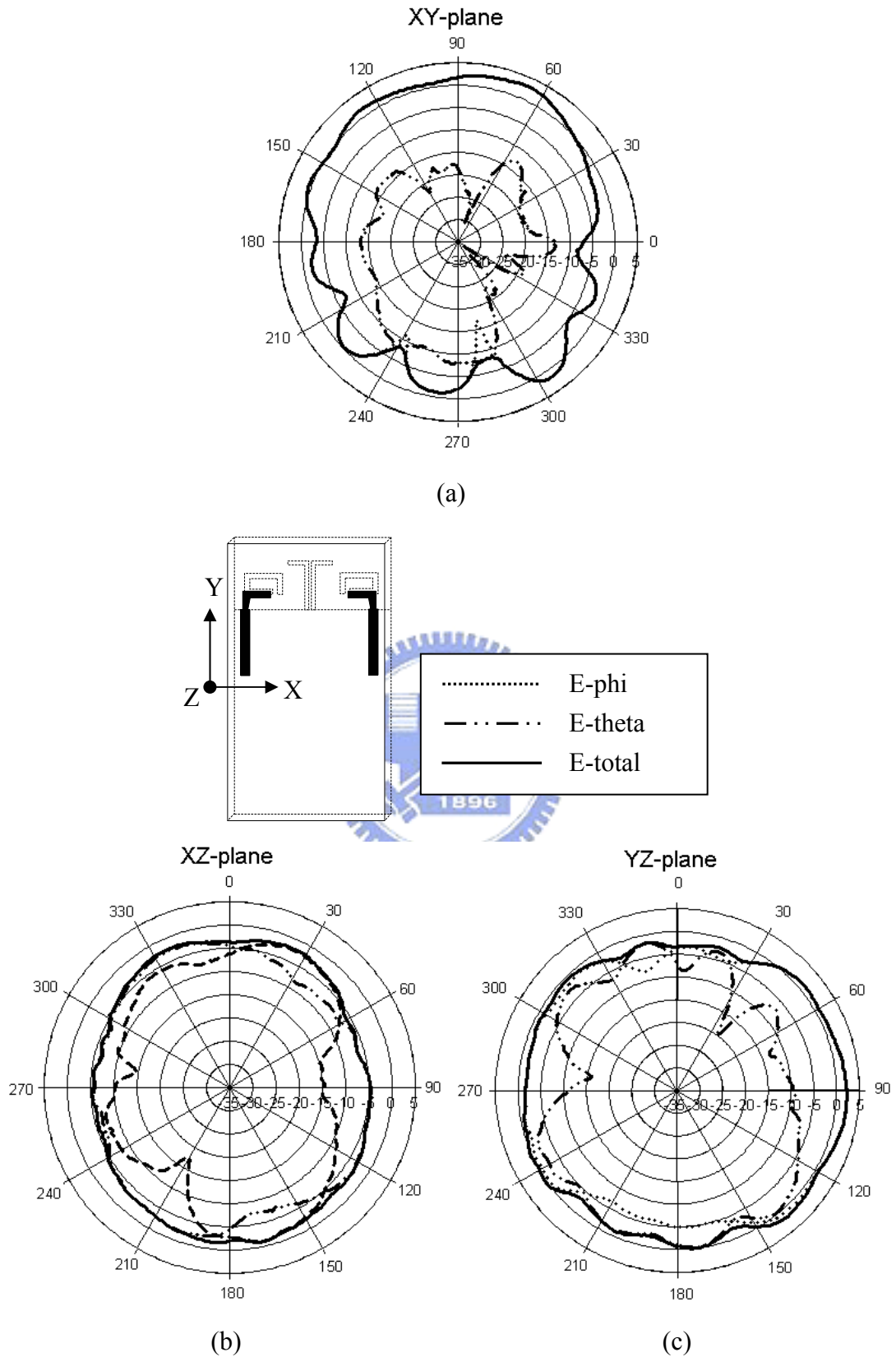


圖 4.11 5.775GHz 空間分集式天線輻射場型 (a)x-y plane (b)x-z plane (c)y-z plane

表 4-2 不同面耦合餽入開路諧振環單極天線各頻率輻射場型的最大增益(peak gain)和平均增益(average gain)

	2.45GHz		5.25GHz		5.775GHz	
	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain	Peak gain	Average gain
x-y plane	2.6dBi	-5.01dBi	3.91dBi	-2.62dBi	3.12dBi	-1.7dBi
x-z plane	0.83dBi	-4.25dBi	2.74dBi	-0.61dBi	-1.03dBi	-3.72dBi
y-z plane	1.77dBi	-1.9dBi	5.62dBi	1.41dBi	2.28dBi	-0.7dBi

從圖 4.8 到圖 4.10 的輻射場型圖可以清楚看出加在兩天線中間的枋杖狀障礙物對 X 方向的場型多少還是會有阻擋的作用，但因為還有右邊對稱的天線，所以在場型上會有互補的作用。此空間分集式天線輻射場型實測時是將此平面印刷天線實際地放進網卡的外殼中量測，其天線增益會因有外層塑膠殼的關係而比較小一點。在 2.45GHz 的最大增益為 2.6dBi，平均增益最大為-1.9dBi；而在 5.25GHz 和 5.775GHz 的平均增益接近 0dBi。圖 4.12 為分集式天線實體照片圖



圖 4.12 分集式天線實體照片

第五章 結論(Conclusion)

本論文對於多頻天線之設計提出新的設計方法，利用設計交叉耦合平面式濾波器中常用的二分之一波長開路諧振環的觀念，結合到多頻天線的設計中。本論文所提出的天線是印製在印刷電路板(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，直接 50Ω 線餽入等優點。在本論文中的設計實例面積大約為 $10 \times 13 \text{mm}^2$ ，此大小高度可以隨著實際應用可用的面積做適當的調整，只要二分之一波長開路諧振環的總長度以及倒 L 型單極天線的總長度不改變即可。

本論文也對此雙頻天線建立簡單但具意義的等效電路模型，並利用此等效電路模型對此天線做定性的討論。此等效電路模型與實際天線利用 EM 軟體模擬的結果很相近，耦合強度對此雙頻天線的影響趨勢也一致，此結果對於驗證耦合強度對此天線影響的重要性有很大的幫助。而此天線是靠著耦合讓兩個共振機制同時匹配於兩個頻段，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。本論文是將此雙頻天線設計在 WLAN 802.11a/b/g 的應用上，若是要應用在不同頻段的多頻系統中，也可以輕易的調整到所需的頻段。

對此天線實際量測結果，在場型上都有不錯的表現，不論在 2.45GHz、5.25GHz、或是 5.8GHz 時都近似於全向性，且平均增益最大都接近 0dBi。而為了改良訊號的收發品質，本論文中也製作了空間分集化天線，我們利用簡單但不增加天線整體尺寸的方法來降低兩天線間互相耦合的效應，整體空間分集化天線高度仍維持在 13mm 左右。希望能提供現行無線通訊產業在天線設計上正面的幫助。

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, April 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, April 2003
- [7] Y. L. Kuo, Y. T. Cheng, and K. L. Wong, "Printed inverted-F antennas for applications in wireless communication," in *2002 IEEE AP-S Int. Symp.* vol. 3, pp.454 – 457, June 2002
- [8] 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

- [9] 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
- [10] Y. L. Kuo, and K. L. Wong , "Printed Double-T Monopole Antenna for 2.4/5.2GHz Dual-Band WLAN Operations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2187-2192, Sep 2003
- [11] G. P. Karakoussis, A.I. Kostaridis, C. G. Biniaris, and D. I. Kaklamani, "A dual-band inverted-F antenna printed on a PC card for the ISM and UNNI bands," *2003 IEEE Wireless Communications and Networking (WCNC 2003)*, vol. 1, pp.88 – 92, March 2003
- [12] H. D. Chen, J. S. Chen, and Y. T. Cheng, "Modified inverted-L monopole antenna for 2.4/5 GHz dual-band operations," *Electronics Letter*, vol.39, pp.1567–1568, 30 Oct. 2003
- [13] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 2nd ed. , John Wiley, New York, pp.306-313, 1998.
- [14] 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