

# 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

適用於極小型無線網路收發器之雙緊鄰天線設計

Two Closely Spaced MIMO Antennas Designed Within a Very Limited Space for  
Small WiFi Dongle Applications

研究生：王柏翔

指導教授：鍾世忠 教授

中華民國九十九年三月

適用於極小型無線網路收發器之雙緊鄰天線設計

Two Closely Spaced MIMO Antennas Designed Within a Very Limited Space for  
Small WiFi Dongle Applications

研究生：王柏翔

Student：Po-Shiang Wang

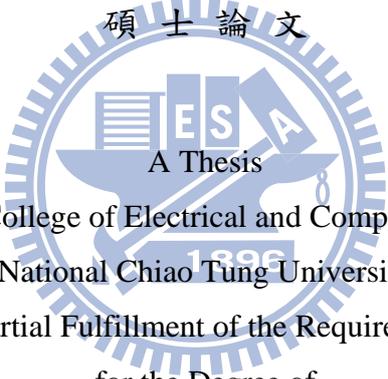
指導教授：鍾世忠 博士

Advisor：Dr. Shyh-Jong Chung

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



A Thesis

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

# 適用於極小型無線網路收發器之雙緊鄰天線設計

研究生：王柏翔

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專班

## 摘要

本論文提出適用於 2.4 GHz 極小型無線網路收發器的雙天線架構。由於設計面積僅為  $6.3 \times 12.9 \text{ mm}^2$  ( $0.0514 \lambda_0 \times 0.1053 \lambda_0$ )，此面積相對於天線操作頻率是相當小的，在這麼狹小的空間裡，天線間的耦合效應是非常嚴重的。由於一般天線設計隔離度僅約為 2 dB 左右，因此天線要達到良好的阻抗匹配與隔離度相當具有挑戰性。本篇論文在考慮實際內部電路屏蔽盒環境下，提出簡潔的雙天線設計概念，以增加此天線設計的實用性，使得天線在達到良好的阻抗匹配的同時，也能獲得較好的隔離度。首先，透過饋入點與天線開路點擺放位置的探討，可得知電感性耦合較電容性耦合影響隔離度較小，所以本論文採用饋入點靠近方式來設計天線。而天線繞線設計採用螺旋狀的走線，藉由螺旋狀走線提供的電感效應，幫助天線縮小化。接著在兩支天線中間加入寄生元件，也可以進一步改善隔離度。因為天線設計空間尺寸極小，為了提升天線輻射特性，可利用雙層疊板架構來增加天線設計空間。本論文提出的天線架構，饋入點間距離只有 1.9 mm ( $0.0155 \lambda_0$ )，其實際量測的最小隔離度可達到 8.54 dB，在全向性平面上的平均輻射增益為 -1.43 dBi，模擬與量測結果一致皆符合無線網路應用需求。

# Two Closely Spaced MIMO Antennas Designed Within a Very Limited Space for Small WiFi Dongle Applications

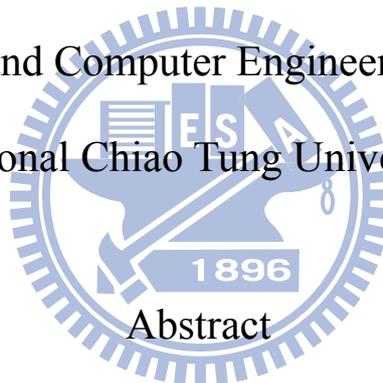
Student : Po-Shiang Wang

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Industrial Technology R & D Master Program of

Electrical and Computer Engineering College

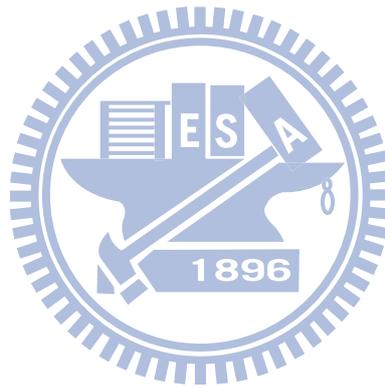
National Chiao Tung University



Abstract

In this thesis, a MIMO (Multi-input Multi-output) antenna system for small 2.4GHz WiFi dongle applications is investigated. The overall size of the MIMO antenna system is only  $6.3 \times 12.9 \text{ mm}^2$  ( $0.0514 \lambda_0 \times 0.1053 \lambda_0$ ), which is a quite small area as respect to the antenna operating frequency. There is an extremely strong mutual coupling between antennas. The isolation is only about 2 dB when normal antenna design is adopted. It is challenging to achieve good impedance matching and isolation. In this thesis, the simple dual-antenna design concepts is proposed in detail to achieve the goal with considering shielding box to fit the practical situation. First, through the discussions of positions of ports and open ends, it is clear to know that the conductive coupling is better than capacitive in isolation. Thus, the antenna design of proposed structure with close ports. This structure consists of two antennas, which are PIFAs(Planar Inverted-F Antenna) with spiral tails. The spiral tails provides inductive loading, which is helpful for miniaturization. Furthermore, it can also improve isolation by inserting a parasitic element in the

middle of antennas. Since the size of antenna design space is very limited, a double layer structure is used to enhance radiation properties. The proposed antennas with 1.9 mm ( $0.0155\lambda_0$ ) separation between the antenna ports have measured isolation of 8.54 dB. The measured average gain is -1.43 dBi on the omnidirectional radiation plane. The simulation and measurement results come to a great agreement.



## 誌 謝

在交大充實的兩年研究生活裡，學會了許多所需的專業知識與研究態度，首先最感謝的是我的指導教授鍾世忠博士，老師在微波領域擁有相當多的經驗，每當研究遇到困難時，總能適時的提供寶貴的建議與想法，使我的思考頓時從困境中跳脫出來，能以更寬廣的想法來解決問題。也很感謝口試委員林怡成老師、黃瑞彬老師與凌菁偉博士所給予的指正，讓本論文更加完善。

在這兩年研究的生活中，認識了很多人，也受到很多幫助，鄭清海老師、陳信宏老師與吳文榕老師感謝你們在課業上的指導，而在實驗室的助理珮華和學長姊有阿信、菁偉、清標、凱哥、肇堂、達叔、小馬、阿雷、警棍、阿本、柯柯、小池、少華、浩宇，在課業與研究切磋的同學有煥斌、小瘋、子嫻、冷肥、財溢、聖超、高美姿、阿諾、郁凱，最後是學弟們有志謙、益吉、人豪、禮翰、硯澤、庭瑋，讓實驗室氣氛更加活潑，感謝各位學長姊、同學、學弟們，使得研究所的求學生活更加多采多姿，希望大家在未來的生活裡也能一切順利、快樂。

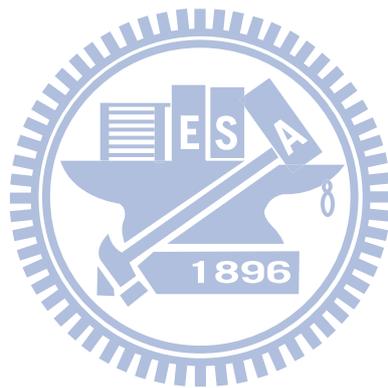
最後感謝我的家人，媽媽與姊姊在背後默默支持與鼓勵，還有明倩在生活上的扶持，在完成學業後，希望在未來的生活裡，能為母親分擔一些家務，讓妳們能有更好的生活。



# 目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iv
目錄.....	v
圖目錄.....	vii
表目錄.....	x
第一章 緒論.....	1
1.1 背景與研究動機.....	1
1.2 論文導讀.....	2
1.3 貢獻.....	3
第二章 平面倒 F 天線原理與現有多天線架構之去耦合方法.....	4
2.1 平面倒 F 天線原理.....	4
2.1.1 偶極天線.....	4
2.1.2 鏡像原理.....	6
2.1.3 單極天線.....	7
2.1.4 倒 L 形天線與倒 F 形天線.....	8
2.1.5 平面倒 F 天線.....	9
2.2 現有多天線架構去耦合方法.....	12
第三章 天線間耦合效應探討與單層雙天線架構設計.....	14
3.1 預設環境介紹與設計概念.....	14
3.2 單層單一天線架構.....	16
3.3 單層使用低溫共燒多層陶瓷的晶片天線實現雙天線架構.....	19
3.4 探討電容性與電感性耦合對天線隔離度的影響.....	23
3.4.1 單層饋入點遠離之雙 PIFA 天線架構探討.....	23
3.4.2 單層饋入點靠近之雙 PIFA 天線架構探討.....	25
3.4.3 電容與電感耦合對天線隔離度的探討.....	26
3.5 單層饋入點靠近設計具有去耦合之雙天線架構.....	27
3.6 單層採用饋入點遠離設計具有去耦合之雙天線架構.....	33
第四章 雙層具有去耦合之雙天線架構設計與屏蔽盒影響.....	38
4.1 雙層具有去耦合之雙天線架構設計.....	38
4.2 屏蔽盒對天線影響.....	46
4.2.1 屏蔽盒高度對天線影響的探討.....	46
4.2.2 屏蔽盒距離對天線影響的探討.....	47
4.3 所提出的各種雙天線架構比較.....	50
第五章 結論.....	51

參考文獻.....	52
附錄 A (雙層具有去耦合雙天線之對位誤差影響).....	55
附錄 B (實作照片).....	57



## 圖目錄

圖 2.1	$\lambda/2$ 偶極天線電流分佈圖.....	4
圖 2.2	垂直於金屬面之電流源 (a)示意圖 (b)等效模型.....	6
圖 2.3	平行於金屬面之電流源 (a)示意圖 (b)等效模型.....	6
圖 2.4	任意方向之電流源 (a)示意圖 (b)等效模型.....	7
圖 2.5	單極天線 (a)架構圖 (b)電流分佈圖.....	7
圖 2.6	單極天線與倒 L 形天線架構圖.....	8
圖 2.7	倒 F 形天線架構圖.....	9
圖 2.8	印刷式倒 F 天線架構與等效電路.....	10
圖 2.9	傳輸線長度與輸入阻抗對應圖 (a)短路 (b)開路.....	10
圖 2.10	避免電磁能量傳播合設計方法 (a)電磁能隙 (b)小型方向耦合器設計 (c)破壞性接地構.....	12
圖 2.11	利用額外耦合路徑設計方法 (a)懸掛式連接線段 (b)寄生耦合線段.....	13
圖 3.1	基板預設環境 (a)正面 (b)背面.....	14
圖 3.2	預設環境三維立體示意圖.....	15
圖 3.3	單層單一天線示意圖 (a)三維立體 (b)正面.....	16
圖 3.4	單層單一天線的模擬與量測的 S 參數圖.....	17
圖 3.5	單層單一天線在 2.45 GHz 實際量測輻射場型圖 (a)XY (b)XZ (c)YZ.....	18
圖 3.6	單層使用 LTCC 晶片天線實現雙天線系統設計示意圖 (a)三維立體 (b)正面.....	19
圖 3.7	單層使用 LTCC 晶片天線實際量測反射損耗圖.....	20
圖 3.8	單層使用 LTCC 晶片天線實際量測輻射場型圖.....	21
圖 3.9	單層饋入點遠離之雙天線架構示意圖 (a)正面 (b)背面.....	24
圖 3.10	單層饋入點遠離之雙天線架構模擬的 S 參數圖.....	24
圖 3.11	單層饋入點靠近之雙天線架構示意圖.....	25
圖 3.12	單層饋入點靠近之雙天線架構模擬的散射參數圖.....	26
圖 3.13	單層饋入點靠近之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解.....	27
圖 3.14	單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解.....	28
圖 3.15	單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構尺寸參數圖 (a)正面 (b)背面.....	29
圖 3.16	單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構 L 長度變化模擬 S 參數圖.....	30
圖 3.17	單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構模擬 S 參數圖.....	30

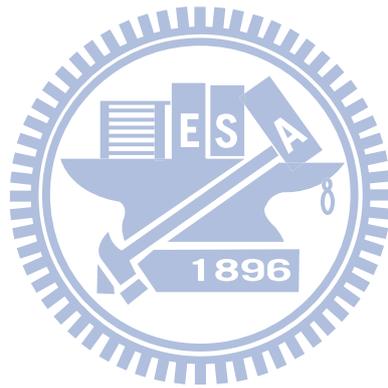
圖 3.18	單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構實際量測散射參數圖.....	31
圖 3.19	單層饋入點靠近具有去耦合雙天線架構在 2.35 GHz 實際量測輻射場型圖 (a)XY (b)XZ (c)YZ.....	32
圖 3.20	單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解.....	33
圖 3.21	單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線尺寸參數圖 (a)正面 (b)背面....	34
圖 3.22	單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線架構模擬 S 參數圖.....	35
圖 3.23	單層饋入點具有去耦合之雙天線架構量測 S 參數圖.....	35
圖 3.24	單層饋入點具有去耦合之雙天線架構在 2.22 GHz 實際量測輻射場型圖.....	37
圖 4.1	雙層具有去耦合之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解.....	39
圖 4.2	雙層具有去耦合之雙天線之厚度 1.6mm 疊板架構圖 (a)正面 (b)背面.....	39
圖 4.3	焊點示意圖 (a)正面 (b)側面.....	40
圖 4.4	雙層具有去耦合之雙天線架構模擬 S 參數圖.....	40
圖 4.5	雙層具有去耦合之雙天線架構寄生元件長度變化示意圖.....	41
圖 4.6	雙層具有去耦合之雙天線寄生元件長度 L 對 S21 模擬參數圖.....	41
圖 4.7	雙層具有去耦合之雙天線架構實際量測 S 參數圖.....	42
圖 4.8	雙層具有去耦合之雙天線在 2.45 GHz 實際量測輻射場型圖 (a)XY (b)YZ (c)XZ.....	43
圖 4.9	雙層具有去耦合之雙天線在 2.5 GHz 實際量測輻射場型圖 (a)XY (b)YZ (c)XZ.....	44
圖 4.10	雙層具有去耦合之雙天線在 2.55 GHz 實際量測輻射場型圖 (a)XY (b)YZ (c)XZ.....	45
圖 4.11	雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒高度變化示意圖.....	46
圖 4.12	雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒高度對變化之模擬 S11 圖.....	46
圖 4.13	雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒高度對變化之模擬 S21 圖.....	47
圖 4.14	雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒距離變化示意圖.....	47
圖 4.15	雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒距離對變化之模擬 S11 圖.....	48
圖 4.16	雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒距離對變化之模擬 S21 圖.....	48
圖 A.1	雙層具有去耦合之雙天線架構疊板對位誤差 P 變化示意圖.....	55
圖 A.2	雙層具有去耦合之雙天線架構對位誤差 P 變化之模擬 S11 圖.....	56
圖 A.3	雙層具有去耦合之雙天線架構對位誤差 P 變化之模擬 S21 圖.....	56
圖 B.1	單層單一天線架構實體圖.....	57
圖 B.2	單層使用 LTCC Chip antenna 之雙天線架構實體圖.....	57
圖 B.3	單層饋入點靠近之雙天線架構實體圖 (正面).....	58
圖 B.4	單層饋入點靠近之雙天線架構實體圖 (背面).....	58

圖 B.5	單層饋入點遠離之雙天線架構實體圖 (正面).....	59
圖 B.6	單層饋入點遠離之雙天線架構實體圖 (背面).....	59
圖 B.7	雙層雙天線架構實體圖 (正面).....	60
圖 B.8	雙層雙天線架構實體圖 (背面).....	60



## 表目錄

表 3-1	單層單一天線架構鄰近頻寬頻率點之平均輻射增益表.....	17
表 3-2	單層使用 LTCC 晶片天線鄰近頻寬頻率點之平均輻射增益表.....	20
表 3-3	單層饋入點靠近具有去耦合雙天線鄰近頻寬頻率點之平均輻射增益表.....	31
表 3-4	單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線在 2.22 GHz 天線平均輻射增益表.....	36
表 4-1	雙層具有去耦合之雙天線鄰近頻寬頻率點之平均輻射增益表.....	42
表 4-2	所提出架構總比較表.....	50



# 第一章 緒論

## 1.1 背景與研究動機

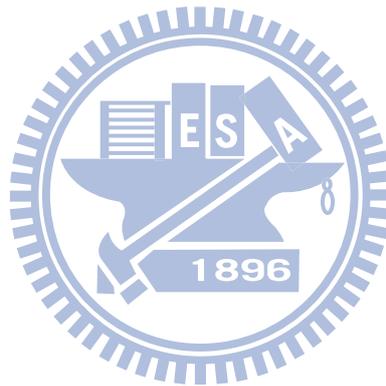
隨著無線通訊技術的發展逐漸成熟，已帶我們進入一段嶄新的科技生活，各式各樣的應用衍然而生，如影像通話、行動上網、數位家庭整合、網路保全與醫療看護等應用，而提供這些應用背後的通訊技術大致有手機行動通訊（Global System for Mobile Communications, GSM）、無線網路（Wireless Local Area Network, WLAN）、藍芽（Bluetooth）、超寬頻技術(Ultra Wideband, UWB)、無線都會區域網路（Worldwide Interoperability for Microwave Access, WiMAX），無線通訊的技術可說是無時無刻、無所不在地伴隨在我們身邊，快速與便利是他們最大的特色，也是未來發展的趨勢；我們可預見通訊產品將更輕薄短小、功能也更加強大，如何在有限的空間內完善的整合系統，還要維持各系統效能運作，甚至提升整體系統效能，其研究主題真的多不勝數，其中，擔任各個通訊產品間溝通連線的窗口—天線，便成為了最熱門的研究主題之一，在有限的機構空間裡，設計與實現該需求頻段的天線是很困難的，首先，我們必須先了解現有的天線架構，有：偶極天線（Dipole antenna）、單極天線（Monopole antenna）、倒L天線（Inverted-L antenna）、倒F天線（Inverted-F antenna）、環形天線（Loop antenna）…等等，而由於通訊產品講求輕薄短小，其中 $\lambda/4$ 共振型天線架構（Monopole antenna、ILA、IFA）較常被採用；由於近日資訊普及迅速，除了語音與小型資料（圖片、文字文件）的傳輸應用，大型資料（影像串流、軟體共享）傳輸已日趨重要，如行動視訊會議、車載通訊，甚至近期熱門的雲端應用…等等，都說明了提升傳輸速率的重要性與其帶來的方便性，反觀現有的無線通訊技術，皆使用單支天線（Single-in & Single-out, SISO）進行發射與接收的運作，傳輸速率約為幾十 Mbps，而為了提高傳輸速率，幾年前，一項重要的無線通訊傳輸接收技術被提出—多重輸入多重輸出（Multi-input Multi-output, MIMO）的傳輸接收技術，目前已經成為提升傳輸速率技術發展的主流，而基本的想法來自於 Shannon's Theorem：

$$C = W \log_2(1 + M(S/N)) \quad \text{bits/second.}$$

其中 C 為通道容量，W 為頻寬，M 為天線個數，S/N 為訊號對雜訊比，簡單的來說，因實際上我們使用的頻寬有限，若能提高訊號與雜訊之間比率，即可大幅提升傳輸速率，此技術必須建立多天線架構，而天線間隔離度好壞，除了會影響天線的輻射增益，還會影響接收信號的正確性，所以如何在有限的設計空間裡，實現多天線架構又有好的隔離度，一直是很熱門的研究主題，許多天線縮小化與去耦合設計方法相繼被提出 [1]-[16]，其效果皆相當顯著，但是預設環境較為簡單理想，在實際設計應用上會造成些許誤差，為了使得設計方法能更貼近實用，此為本篇論文欲探討的主題。

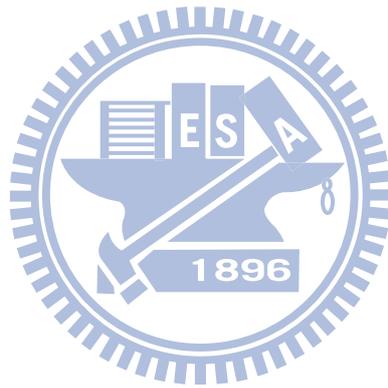
## 1.2 論文導讀

本論文共分為五個章節，第一章為緒論，首先，說明本論文的相關背景與研究動機。在第二章中，則對本篇論文採用的天線架構理論與現有去耦合方法簡單的描述。而第三章為針對預設單層基板空間提出簡潔的雙天線設計概念，在天線縮小化的同時減少之間的耦合效應，也提出幾種雙天線架構設計來做探討。第四章為了進一步地提升天線的輻射特性，利用了雙層疊板的架構來增加天線設計空間，接著探討小型無線收發器內部電路的屏蔽盒與天線影響，最後由本論文提出架構相互比較。在第五章中，說明本論文的結果與心得討論。



### 1.3 貢獻

本論文目的在接近實際設計應用的環境中，藉由探討兩支緊靠的天線間耦合效應，提出簡潔的雙天線設計概念，在天線縮小化的同時又能減少彼此之間的耦合效應，並提出了適用於 2.4GHz 極小型無線收發器的雙緊鄰天線幾種架構，為了進一步提升天線輻射增益，而採用疊板架構設計，達到良好的天線輻射特性，其模擬與實際量測結果一致。



## 第二章 平面倒 F 天線原理與現有多天線架構之去耦合方法

### 2.1 平面倒 F 天線原理 (Planar Inverted-F Antenna ; PIFA)

平面式倒 F 天線為我們在小尺寸的通訊設備內，較常使用的  $\lambda/4$  共振型天線架構，其基本概念是從單極天線與倒 L 天線所衍伸而來的，而單極天線又是從偶極天線的概念簡化而來的，本章將一步步介紹各架構的共振原理與特性，首先，從偶極天線的基本特性開始，接著是單極天線，再來是倒 L 形天線與倒 F 形天線，最後是本篇論文採用的印刷式倒 F 天線。

#### 2.1.1 偶極天線 (Dipole Antenna)

最常使用的線形天線，就是半波長共振型的偶極天線架構 ( $L = \lambda/2$ )，假定天線導線的直徑遠小於波長 ( $d \ll \lambda$ )，且正弦波電流分佈於天線導線上。其架構與電流分佈如下圖 2.1 所示：

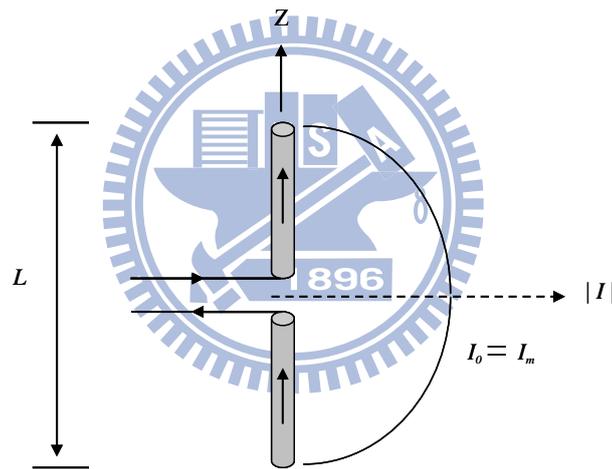


圖 2.1  $\lambda/2$  偶極天線電流分佈圖

電流分佈方程式如下：

$$I(z) = I_m \sin \left[ \beta \left( \frac{L}{2} - |z| \right) \right], \quad |z| < \frac{L}{2} \quad (2-1)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow I(z) &= I_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{\lambda}{4} - |z| \right) \\ &= I_m \sin \left( \frac{\pi}{2} - 2\pi \frac{|z|}{\lambda} \right) \end{aligned} \quad (2-2)$$

$\beta$  為在電磁波在空氣中傳播的相位常數，由上述方程式可知，半波長偶極天線上的電流在天線尾端處 ( $z = \pm \lambda/4$ )，電流等於零，而在天線的中心處 ( $z = 0$ ，即饋入點)，可表

示為，

$$I(z) = I_0 \cos\left(2\pi \frac{z}{\lambda}\right)$$

$$\Rightarrow I(0) = I_m \quad (2-3)$$

有最大電流  $I_m$ ，根據這電流分佈，我們可以計算其遠場輻射電場和磁場如下：

$$E_\theta \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos[\pi/2 \cos \theta]}{\sin \theta} \right] \quad (2-4)$$

$$H_\theta \approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos[\pi/2 \cos \theta]}{\sin \theta} \right] \quad (2-5)$$

在觀察點處單位面積的輻射功率如下：

$$U = \left( \frac{\eta_0 |I_0|^2}{8\pi^2} \right) \left( \frac{1}{r^2} \right) \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2-6)$$

若定義天線場型為  $P(\theta) = U/U_{max}$ ，可得

$$P(\theta) = \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2-7)$$

其半功率波束寬度  $\theta_{BW}$  為  $78^\circ$ ，在各方向輻射功率皆相同的天線，稱為全向性天線，即

$$P_{RAD} = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U r^2 \sin \theta \, d\phi d\theta$$

$$= \frac{\eta_0 |I_0|^2}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} d\theta$$

$$= \frac{1.22\eta_0}{4\pi} |I_0|^2 \quad (2-8)$$

$$\Rightarrow R_A = \frac{2P_{RAD}}{|I_0|^2} = \frac{1.22\eta_0}{2\pi} = 73 \, (\Omega) \quad (2-9)$$

由以上推導可知其優點：在於天線共振時，輻射阻抗為 73 歐姆，如此可以輕易的將輸入阻抗匹配到 75 歐姆或 50 歐姆，而傳輸線上的入射能量可以全部經由天線輻射出去，在各方向的輻射功率皆相同，即  $P(\theta, \phi) = 1$ ，稱為全向性天線。但由於天線本身會有歐姆損耗，使得天線的輻射功率不完全等於傳輸線上的入射功率，故定義估量天線指向性與輻射效益等參數：

$$\text{指向性} \quad D = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{av}}$$

$$\text{天線效率 } \xi = \text{總輻射功率} / \text{入射功率}$$

$$\text{天線增益 } G = \xi D$$

當與基準天線比較時，表示在哪個特定的方向能集中功率的值为天線的增益，若使用全方向性天線做為基準天線而得到的增益叫做絕對增益，其單位一般是用 dBi 表示。

### 2.1.2 鏡像原理( Image Theory )

首先假設在一個無限大的完全導體平面上，有一個理想的電流源存在，其電流方向垂直於完全導體平面，且與完全導體平面之間距為  $h$ ，示意圖如圖 2.2(a) 所示，由電磁理論得知，滿足相同邊界條件的波動方程式之解唯一，根據金屬表面的邊界條件，可假想在完全導體平面之下有一個鏡像電流源存在，可以得到如圖 2.2(b) 所示的等效模型，其方向與原本之電流源同方向。利用此等效模型，雖然在平面  $PP'$  以下的解和原來問題不同，但在平面  $PP'$  以上的部分，可求得與原來問題相同之解，並且能滿足在平面的  $PP'$  邊界條件。

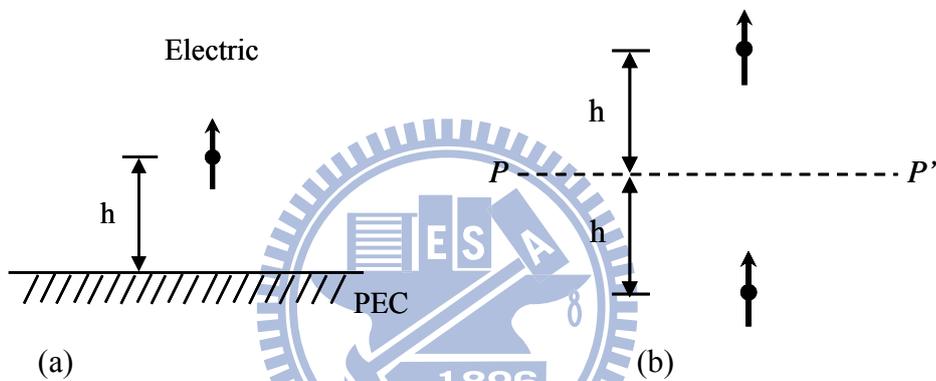


圖 2.2 垂直於金屬面之電流源 (a) 示意圖 (b) 等效模型

若是一個平行於完全導體平面的電流源，如圖 2.3(a) 所示，依照相同邊界條件之鏡像原理，亦可得到如圖 2.3(b) 所示的等效模型，但其方向與原本電流源方向相反。若在完全導體平面上有一任一方向的電流源，如圖 2.4 所示，則可分解成垂直與水平分量，最後再把垂直分向和水平方向所分別產生之鏡像電流分量相加，即可求得其對應之鏡像電流源。

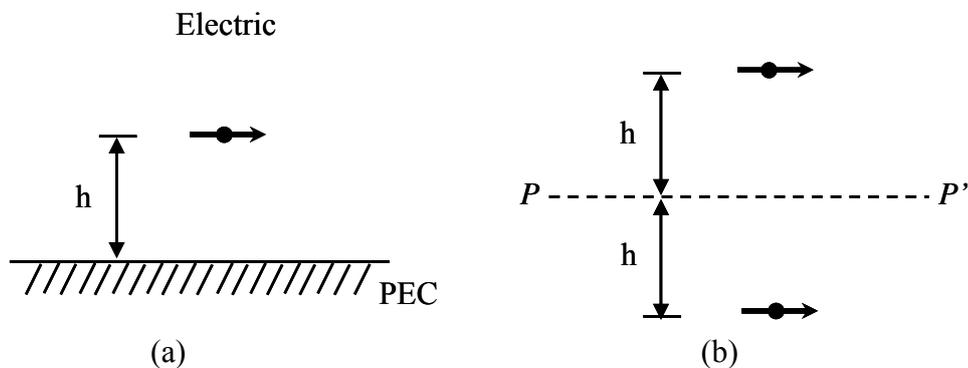
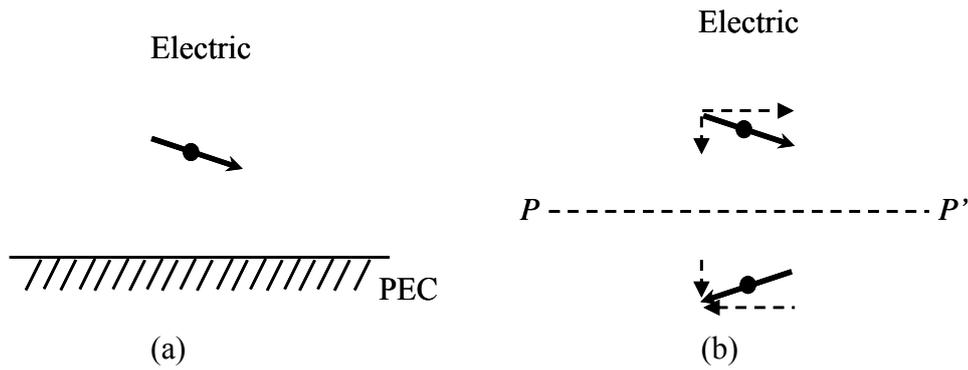


圖 2.3 平行於金屬面之電流源 (a) 示意圖 (b) 等效模型



### 2.1.3 單極天線 ( Monopole Antenna )

單極天線為半波長偶極天線之簡化型，而原理藉由地的映像效應產生與半波長偶極天線一樣的電流分佈，其長度為偶極天線的一半，只有四分之一波長，如圖 2.2 為單極天線的結構圖以及電流分佈圖。

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，因為單極天線只有

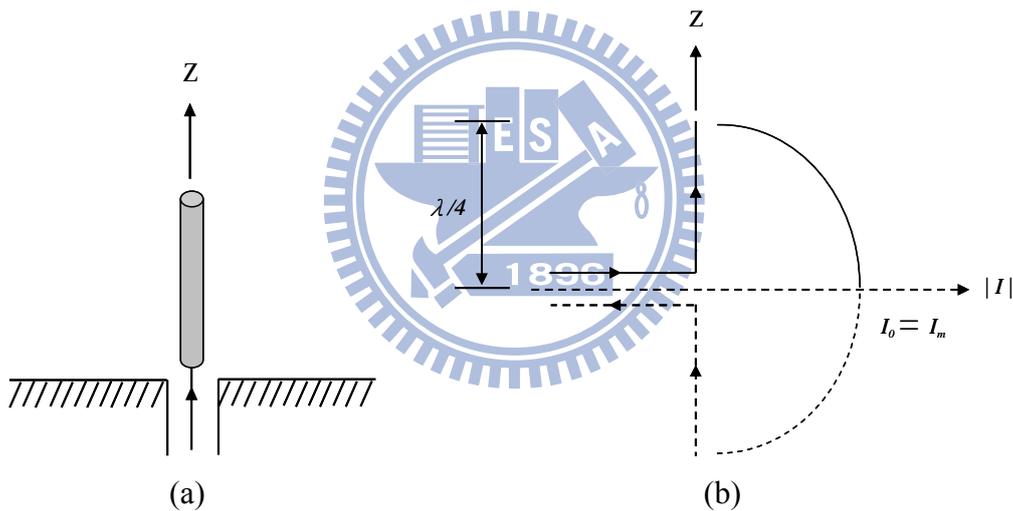


圖 2.5 單極天線 (a)架構圖 (b)電流分佈圖

半波長偶極天線長度的一半，為四分之一波長，使得單極線輸入端的端電壓只有偶極天線的一半，所以單極天線輸入阻抗只有半波長偶極天線的一半，則單極天線的輸入阻抗為：

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

若是相同的饋入電流只能產生上半平面的輻射功率，所以單極天線的輻射電阻只有偶極天線的一半：

$$R_r = \frac{P_{mono}}{\frac{1}{2}|I_{A,mono}|^2} = \frac{\frac{1}{2}P_{dipole}}{\frac{1}{2}|I_{A,dipole}|^2} = \frac{1}{2}R_{r,dipole} = 36.5 (\Omega) \quad (2-11)$$

偶極天線和只有其一半長度的單極天線有相同的最大單位面積輻射功率，但是偶極天線的平均單位面積輻射功率為單極天線的兩倍，所以單極天線的指向性為偶極天線的兩倍：

$$D_{dipole} = \frac{U_{max}}{U_{ave}} = \frac{U_{max}}{P/4\pi} \quad (2-12)$$

並且

$$D_{monopole} = \frac{U_{max}}{U_{ave}} = \frac{U_{max}}{\frac{1}{2}P/4\pi} = 2D_{dipole} \quad (2-13)$$

#### 2.1.4 倒 L 形天線 (Inverted-L Antenna, ILA) 與倒 F 形天線 (Inverted-F Antenna, IFA)

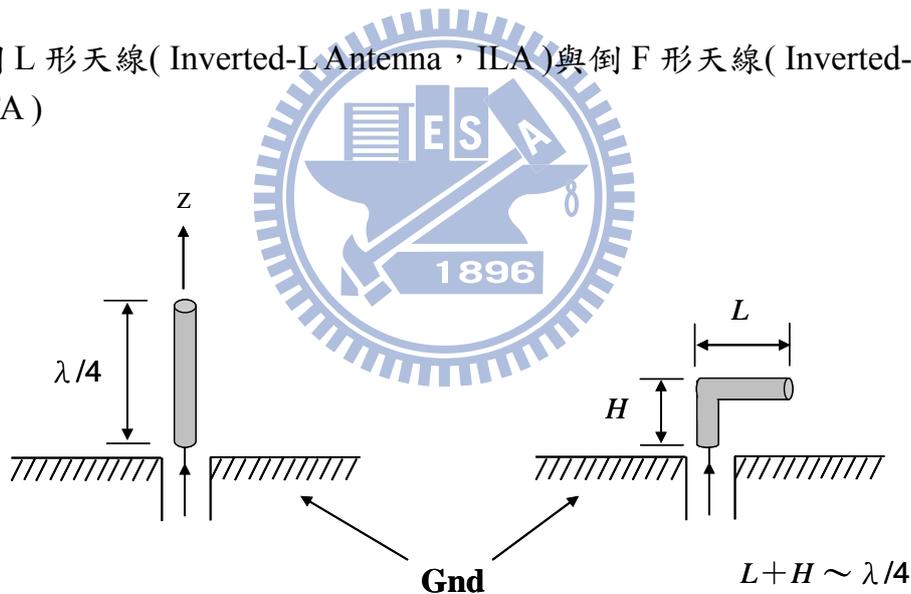
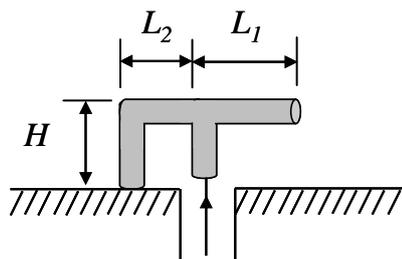


圖 2.6 單極天線與倒 L 形天線架構圖

倒 L 形天線是由一較短的單極天線及一段平行於接地面的水平金屬線段所構成，圖 2.6 為其基本架構，倒 L 形天線結構非常簡單，所佔用的面積較小，製造也非常容易，此外倒 L 形天線的許多特性很接近單極天線，其主要輻射機制藉由饋入點連接與接地面垂直的線段，而與接地面平行的線段主要為阻抗匹配。

雖然 ILA 使整體的高度降低了，但是其輸入阻抗是由垂直金屬線加上水平金屬線 (電容性負載) 組成，所以整體輸入阻抗的虛部很大，為了降低虛部阻抗，後來在 ILA 的左方，加上一段較短的倒 L 金屬線 (電感性負載)，稱為倒 F 形天線 (如圖 2.7)，這個演進非常的重要，比較容易達成阻抗匹配，也不需要再製作額外的匹配電路，節省了天線設計佔用



$$L_1 + L_2 + H \sim \lambda/4$$

圖 2.7 倒 F 形天線架構圖

的空間，其輻射機制與 ILA 相同，皆是藉由饋入點連接與接地面垂直的線段輻射，其兩端線段主要為天線阻抗匹配。

### 2.1.5 平面倒 F 天線( Planar Inverted-F Antenna, PIFA )

由於現今印刷電路板( Printed Circuit Boards, PCB )在微電子電路與微波電路中，因為低成本又方便設計製作，已扮演著不可或缺的角色，也使得天線與電路整合容易，而印刷天線藉由板材介質可進一步縮小天線設計面積，在行動通訊裝置上應用廣泛。

印刷式倒 F 天線架構如圖 2.8 所示，我們可以將其天線兩端看成，開路傳輸線與短路傳輸線並聯，由傳輸線模型的輸入阻抗公式，

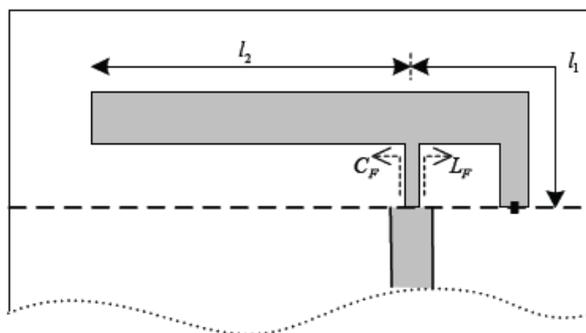
$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta l}{Z_o + jZ_L \tan \beta l} \quad (2-14)$$

可推得開路傳輸線與短路傳輸線之輸入阻抗公式如下，當短路傳輸線， $Z_L = 0$ ，可推得

$$Z_{in} = jZ_o \tan \beta l \quad (2-15)$$

當開路傳輸線， $Z_L = \infty$ ，可推得

$$Z_{in} = -jZ_o \cot \beta l \quad (2-16)$$



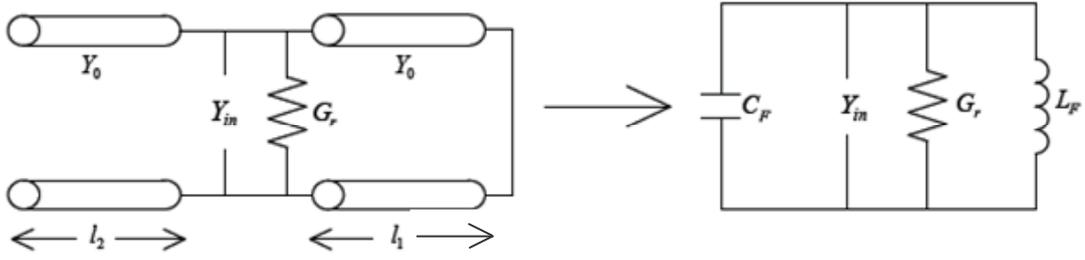
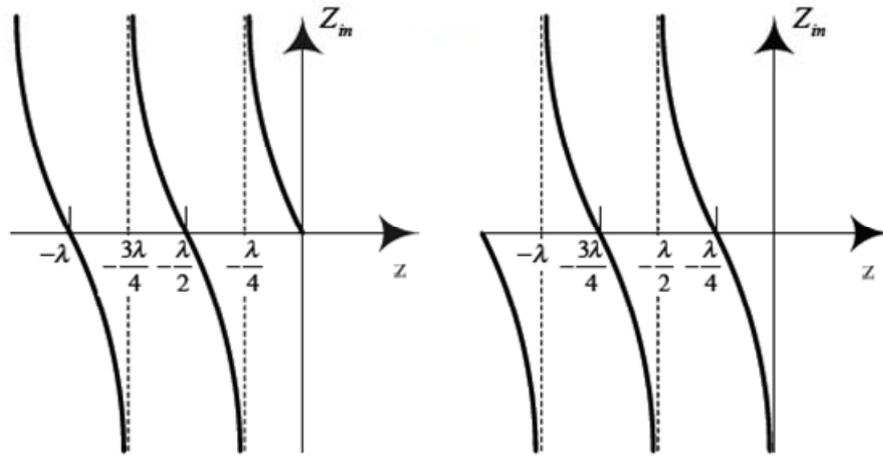


圖 2.8 印刷式倒 F 天線架構與等效電路

其  $l$  為傳輸線長度，傳輸線長度與輸入阻抗對應圖如圖 2.9，天線與兩端傳輸線亦可看成 RLC 並聯的共振電路，其電路的等效模型如圖 2.8， $G_r = 1/R_r$  為天線輻射導納，計算天線輸入導納如下，



(a)

(b)

圖 2.9 傳輸線輸長度與輸入阻抗對應圖 (a)短路 (b)開路

$$Y_{in} = -jY_o \tan \beta l_1 + Y_o \frac{G_r + jY_o \tan \beta l_2}{Y_o + jG_r \tan \beta l_2} \quad (2-17)$$

且  $l_1 + l_2 = \lambda / 4$ ，

$$\cot \beta l_1 = \cot \beta (\lambda / 4 - l_2) = \cot (\pi / 2 - \beta l_2) = \tan \beta l_2 \quad (2-18)$$

將式(2-18)代入式(2-17)可推得，

$$Y_{in} = -jY_o \tan \beta l_2 + Y_o \frac{G_r + jY_o \tan \beta l_2}{Y_o + jG_r \tan \beta l_2}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{-jY_0^2 \tan \beta l_2 + Y_0 G_r \tan^2 \beta l_2 + Y_0 G_r + jY_0^2 \tan \beta l_2}{Y_0 + jG_r \tan \beta l_2} \\
&\cong \frac{Y_0 G_r \tan^2 \beta l_2 + Y_0 G_r}{Y_0} \\
&\cong G_r \sec^2 \beta l_2 \tag{2-19}
\end{aligned}$$

在式(2-19)結果內的實部部分為天線輻射時的輻射導納，從圖 2.8 觀察可得傳輸線與電感電容的關係，

$$j\omega L_F = jZ_o \tan \beta l_1 \tag{2-20}$$

$$j\omega C_F = jY_o \tan \beta l_2 \tag{2-21}$$

式(2-20)與式(2-21)相乘，

$$\begin{aligned}
\omega^2 L_F C_F &= \tan \beta l_1 \tan \beta l_2 \\
&= \tan \beta (\lambda/4 - l_2) \tan \beta l_2 \\
&= \cot \beta l_2 \tan \beta l_2 = 1 \tag{2-22}
\end{aligned}$$

所以我們最後可以獲得天線的共振頻率為

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_F C_F}} \tag{2-23}$$

## 2.2 現有多天線架構去耦合方法 (Decoupling Technique)

為了提高無線通訊傳輸速率，對於多重輸入多重輸出 (Multi-input Multi-output, MIMO) 的傳輸接收技術研究日趨重要，其中有許多針對多天線去耦合相關的研究論文被提出，主要可分為兩類，一類是為了避免天線間藉由電磁能量傳播的耦合，舉例，如圖 2.10 所示的三種作法，一種是在兩支微帶天線 (Patch Antenna) 間，利用蘑菇狀的電磁能隙 (Electromagnetic Band Gap, EBG) 結構避免表面波傳播耦合[3]-[4]，另一種是在接地面設置魚骨形狀的狹縫 (slot) [12]，藉此等效許多電感與電容，使其具有帶拒濾波器(Bandstop filter)的效果，消耗饋入點間接地面電流耦合量，還有使用被動元件設計小型方向耦合器(Directional Coupler)[14]，以上的作法，雖然可以顯著的增加隔離度，但也必須佔用較大的設計面積；另一類是藉由額外寄生耦合路徑的耦合量抵消原有

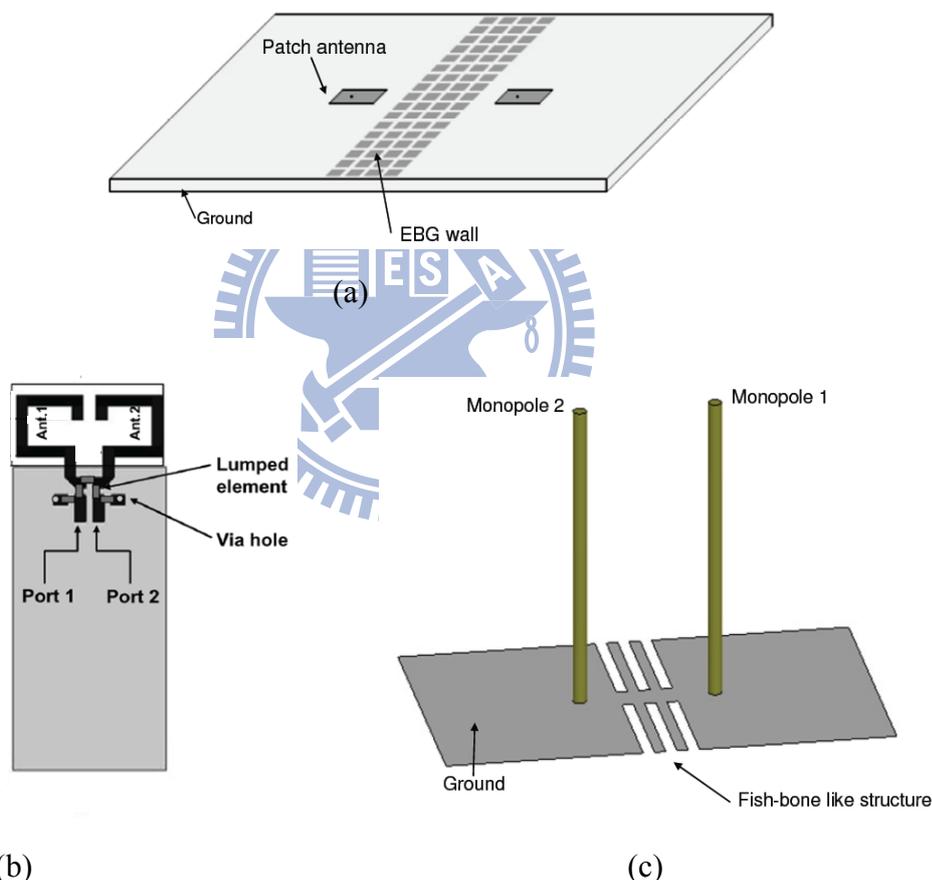
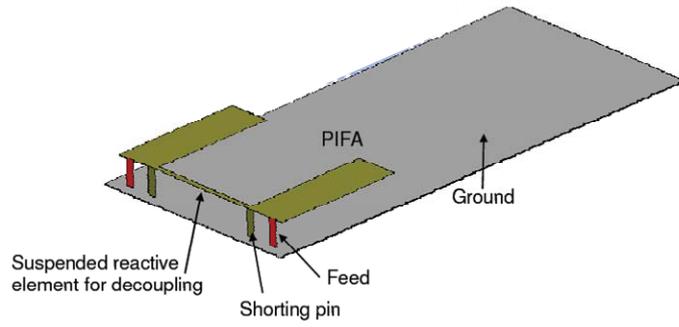
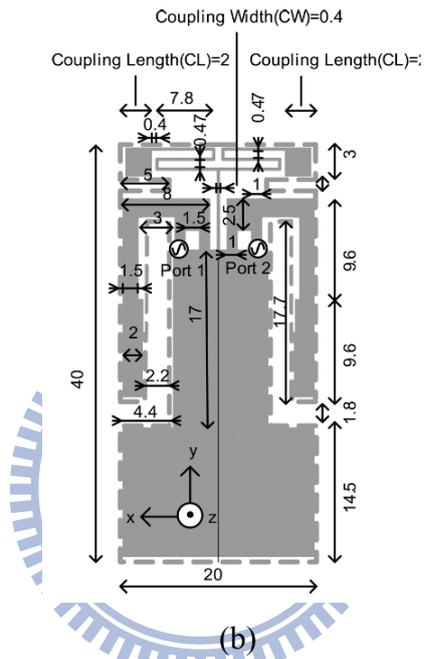


圖 2.10 避免電磁能量傳播耦合設計方法 (a)電磁能隙 (b)去耦合電路設計  
(c)破壞性接地結構

耦合量，以減少耦合感應電流，以增加隔離度，如圖 2.11 所示，舉例兩種作法，一種利用懸掛式線段連接兩天線，類似能量分波器提供耦合能量額外路徑與原有耦合量抵消 [15]，另一種是由接地面長出一段寄生線段(parasitic element)，增加天線間耦合路徑抵消原有的耦合量[16]。



(a)



(b)

圖 2.11 利用額外寄生耦合路徑設計方法 (a)懸掛式連接線段 (b)寄生耦合線段

### 第三章 天線間耦合效應探討與單層雙天線架構設計

#### 3.1 預設環境介紹與設計概念

在一般的 USB (Universal Serial Bus) 基板尺寸約為  $20 \times 40 \times 0.6 \text{ mm}^3$ ，而預設環境的尺寸為  $13.7 \times 28.7 \times 0.6 \text{ mm}^3$ ，整體比一般的 USB 縮小了約 50%，預設基板詳細尺寸在圖 3.1 表示，由圖可觀察到，我們預留基板邊界約 0.4 mm，天線設計面積為斜線部分的面積，為  $6.3 \times 12.9 \text{ mm}^2$  ( $0.0514 \lambda_0 \times 0.1053 \lambda_0$ )，其  $\lambda_0$  為中心頻率 2.4 GHz 在空氣中傳播的一個波長長度，本篇論文我們也考慮了 USB 內部實際環境對天線特性的影響，在

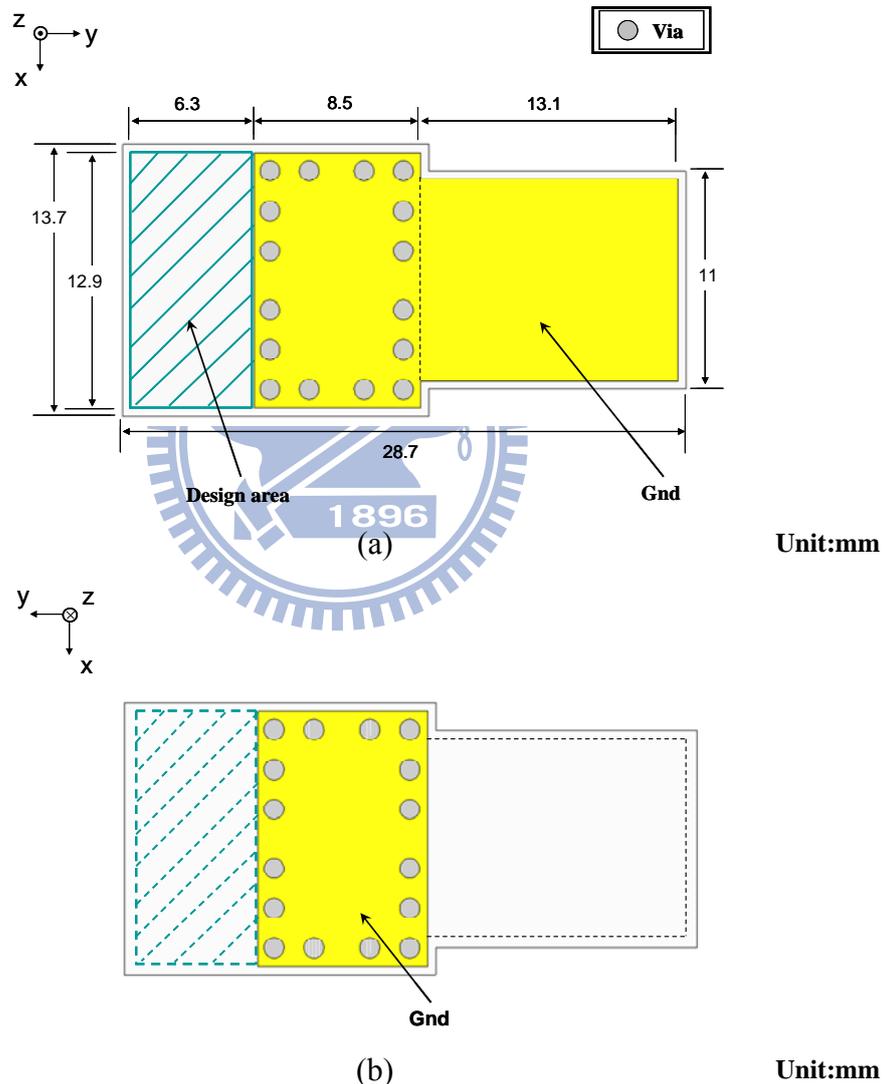


圖 3.1 基板預設環境 (a)正面 (b)背面

射頻前端電路通常會製作屏蔽盒(shielding box)來減少電磁干擾(Electromagnetic Interference, EMI)的影響，所以在基板正面與反面皆有接地面的設置，並利用鑿穿孔(via)連接兩面，達成正反面共地效果，接著再製作高度 1 mm 的屏蔽盒，其高度約略高於電

路元件高度，最後裝置上 USB 公接頭，完成預設環境的建置，三維立體架構示意圖如圖 3.2 所示。

由於預設環境尺寸的原因，基板大小會影響天線增益的響應，所以我們欲先知道單支天線於此環境中的頻寬與輻射增益響應，我們採用了幾種天線架構進行初步的設計，譬如：常見的 Monopole、ILA(Inverted-L Antenna)、IFA(Inverted-F Antenna)與 Loop 等

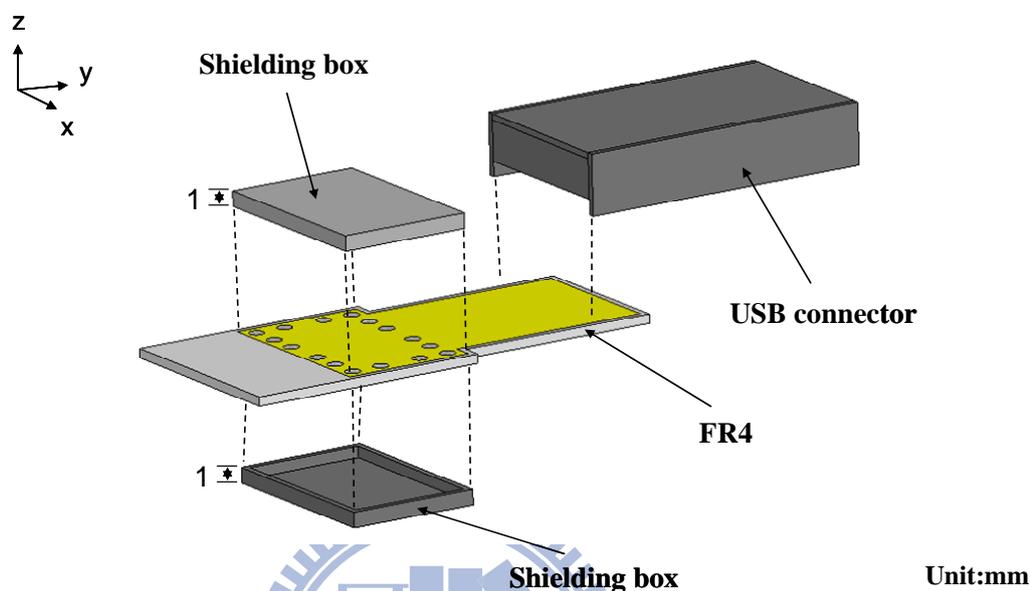


圖 3.2 預設環境三維立體示意圖

天線架構，比較其天線特性與尺寸設計的考量，最終我們採用了平面式的 IFA( Planar Inverted-F Antenna, PIFA)來進行單一天線設計，因 PIFA 為一個  $\lambda/4$  共振型態的天線架構，較適合小型尺寸的天線設計應用，此為 3.2 小節所呈現的部份。

除了瞭解單支天線在預設環境中的特性響應之外，我們也想知道在此環境下使用低溫共燒多層陶瓷 (Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC) 晶片天線來實現雙天線系統的特性響應，於是我們將兩支天線置於天線設計面積( $12.9 \times 6.3 \text{ mm}^2$ )的兩端，其兩支天線距離為 6.9 mm ( $0.0563 \lambda_0$ )，將在 3.3 小節呈現，由於在後續的天線設計研究，並無較客觀而且可以比較的天線架構，以上兩種則可供我們參考與對照，並做深入的討論。

### 3.2 單層單一天線架構

在天線設計的面積下，我們以 PIFA 架構做為單一天線的設計，其架構如 3.3 所示，使用 EM 軟體(HFSS) 模擬天線架構，得到模擬反射損耗 10dB 以下的頻寬約為 90 MHz，模擬與實作的反射損失比較圖，如圖 3.4，模擬與實作的中心頻率相差了 200 MHz，頻寬約為 90 MHz，造成中心頻率飄移的原因應為實作誤差，我們可由此初步的天線設計得到，在模擬的環境設定中與實際製作相差不大，後續的天線設計都是以此模擬環境來進行設計，而實際量測的輻射場型圖，如圖 3.5，由輻射場型圖觀察到 PIFA 在我們預

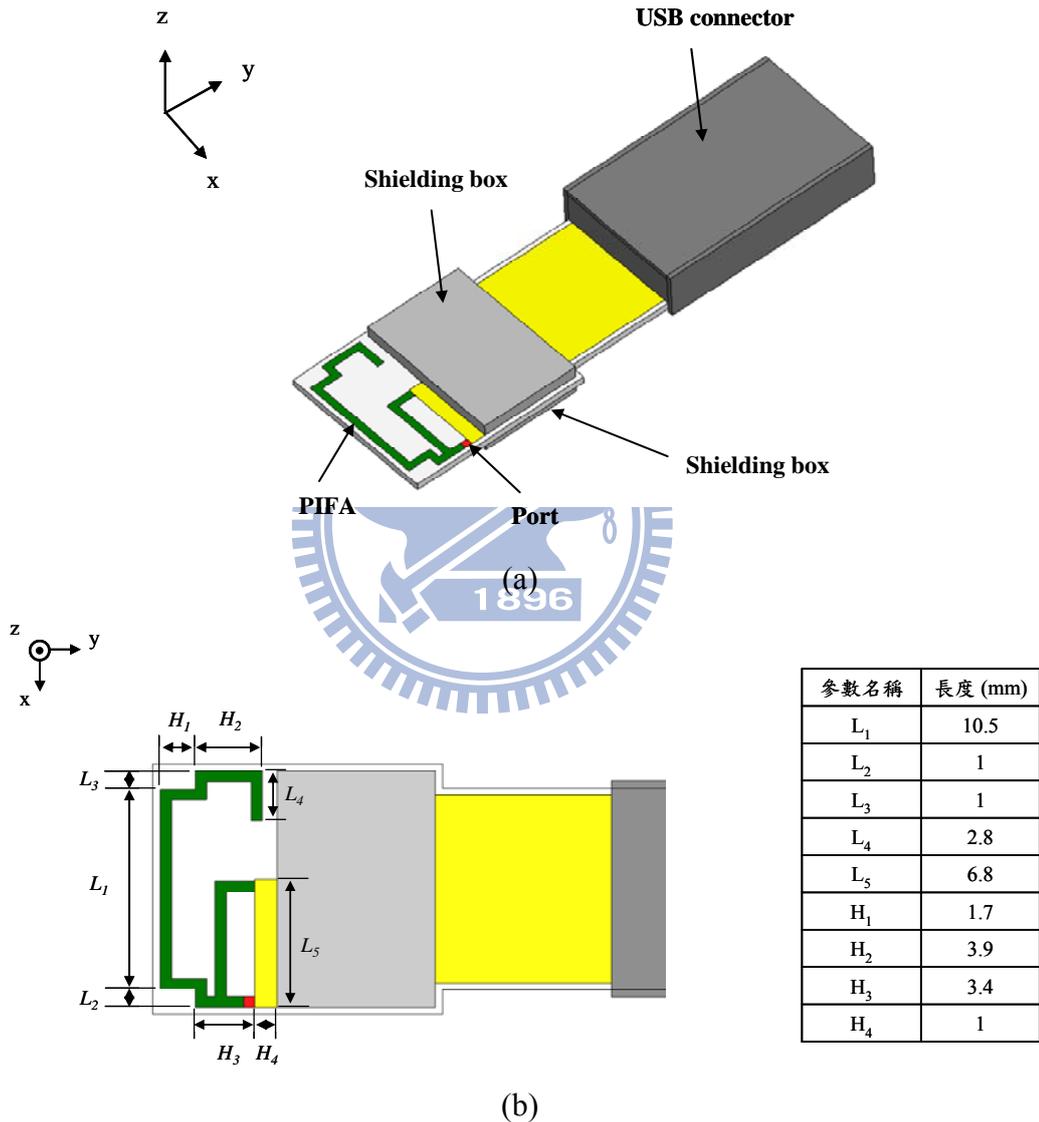


圖 3.3 單層單一天線示意圖 (a)三維立體 (b)正面

設的環境下，在 XZ 平面大致維持全向性的場型，其各平面的平均輻射增益-1~-2 dBi，如表 3-1 所示。

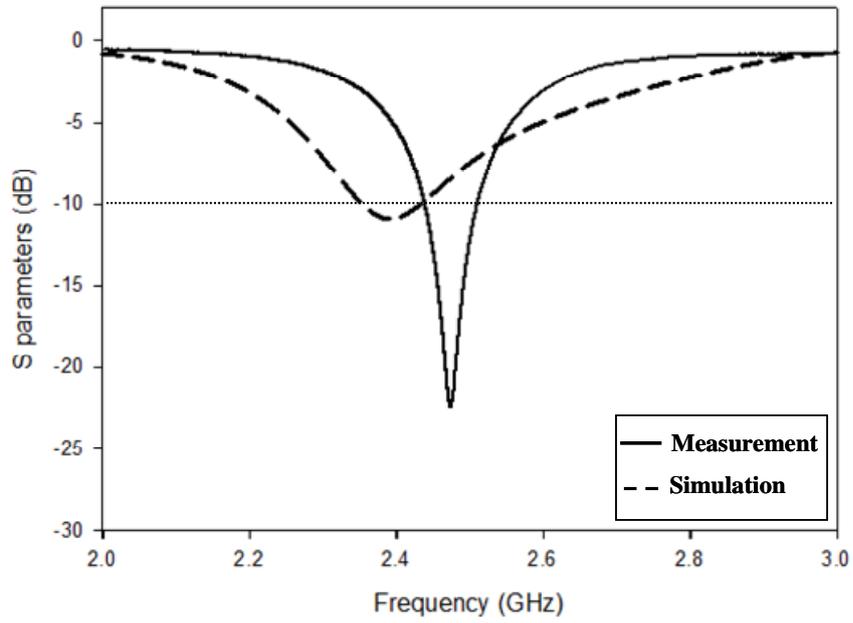


圖 3.4 單層單一天線的模擬與量測的 S 參數圖

表 3-1 單層單一天線架構鄰近頻寬頻率點之平均輻射增益表

Plane \ Frequency	2.45 GHz	2.5 GHz	2.55 GHz
XY	-3.23 dBi	-3.74 dBi	-4.49 dBi
YZ	-1.73 dBi	-1.24 dBi	-4.97 dBi
XZ	-1.63 dBi	-1.3 dBi	-3.72 dBi

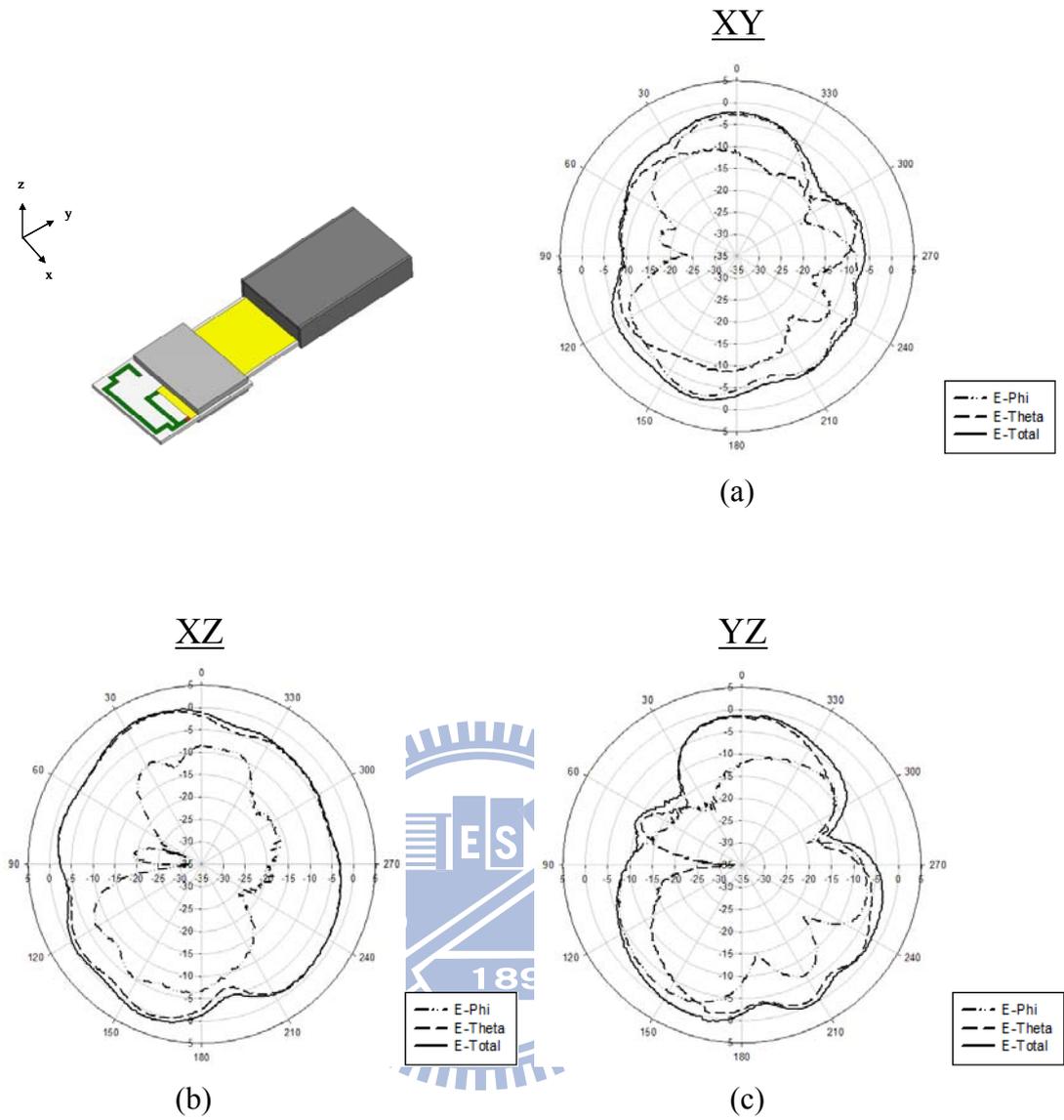


圖 3.5 單層單一天線在 2.45 GHz 實際量測輻射場型圖 (a) XY (b) XZ (c) YZ

### 3.3 單層使用低溫共燒多層陶瓷的晶片天線實現雙天線架構

進一步，我們也想知道在此設計面積下，當兩支天線存在時，其天線特性響應如何？首先，採用了華新科技公司生產的低溫共燒多層陶瓷（Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC）的晶片天線，產品編號為 RFANT5220110A0T，做為本節天線的架構，由於尺寸面積設計的限制，我們盡可能將兩個埠（port）間的距離拉遠，其主要的目的是減少兩天線間的耦合效應，降低彼此干擾，實作的示意圖如下（圖 3.6），埠與埠之間的距離為 6.9 mm ( $0.0563 \lambda_0$ )，量測到的反射損耗 10 dB 以下的頻寬約為 120 MHz，兩

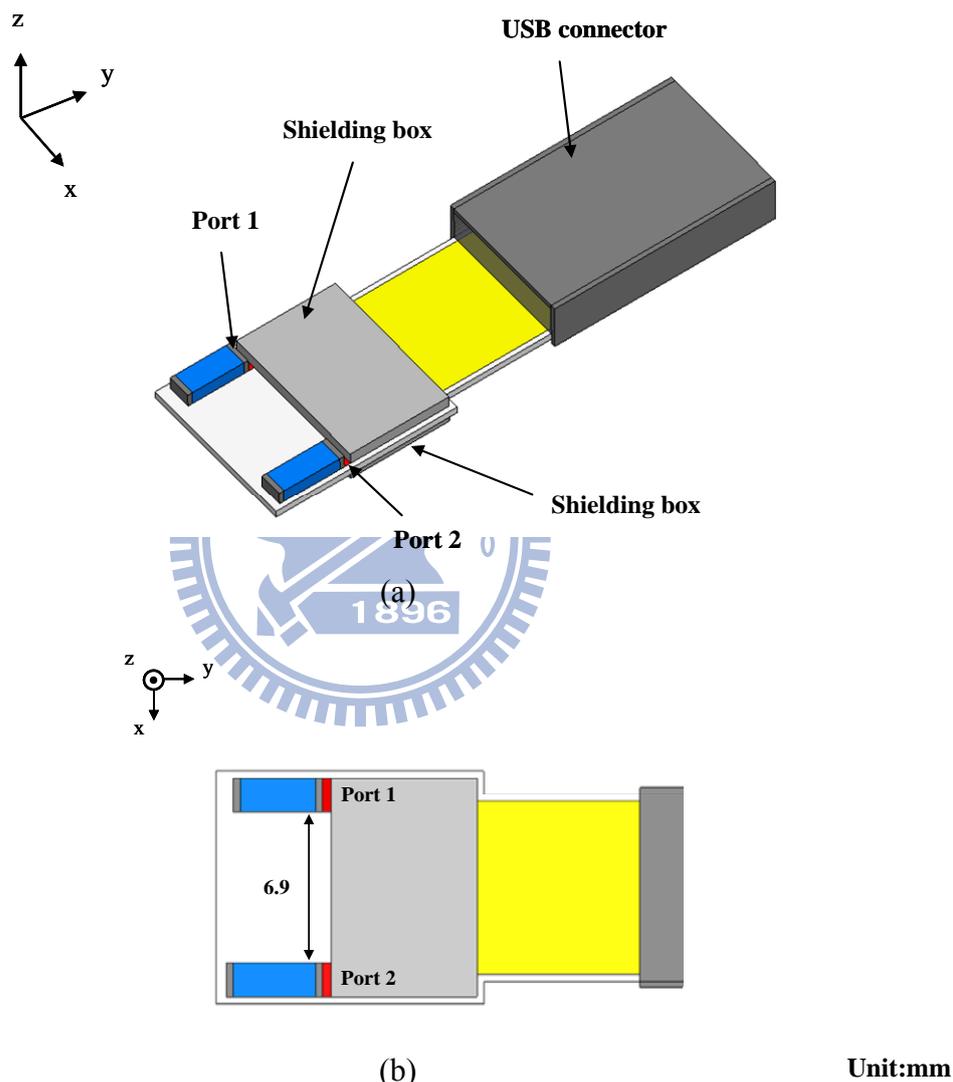


圖 3.6 單層使用 LTCC 晶片天線實現雙天線系統設計示意圖  
(a)三維立體 (b)正面

天線間的隔離度約為 6.22 dB，量測圖如圖 3.7 表示，由表 3-2 我們可以觀察到，在頻寬內的 XZ 與 YZ 平均天線增益約為  $-1 \sim -2$  dBi；經過前兩節初步的探討，在 XZ 與 YZ 平面的平均增益也有  $-1 \sim -2$  dBi，而 XY 平面場型因受到設計環境的影響，平均增益較 XZ 與 YZ 平面小，而 XZ 平面的輻射場型近似全向性。

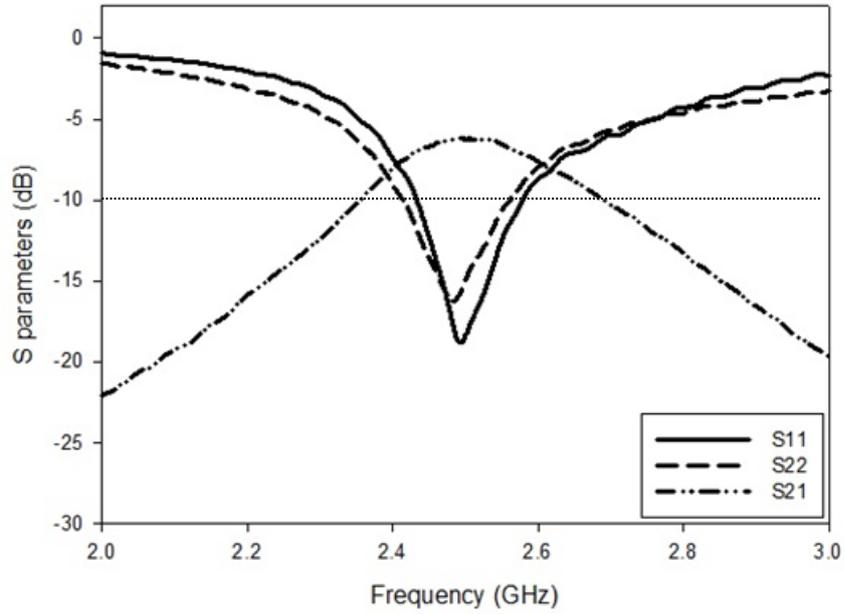


圖 3.7 單層使用 LTCC 晶片天線實際量測 S 參數圖

表 3-2 單層使用 LTCC 晶片天線鄰近頻寬之頻率點天線平均輻射增益表

Frequency Plane	2.45 GHz		2.5 GHz		2.55 GHz		2.6 GHz	
	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2
XY	-2.23 dBi	-4.73 dBi	-2.67 dBi	-5.06 dBi	-2.79 dBi	-5.19 dBi	-2.68 dBi	-5.35 dBi
YZ	-1.25 dBi	-1.99 dBi	-1.29 dBi	-2.36 dBi	-1.51 dBi	-2.72 dBi	-1.65 dBi	-2.92 dBi
XZ	-1.19 dBi	-2.04 dBi	-1.26 dBi	-2.5 dBi	-1.57 dBi	-2.96 dBi	-1.66 dBi	-3.08 dBi

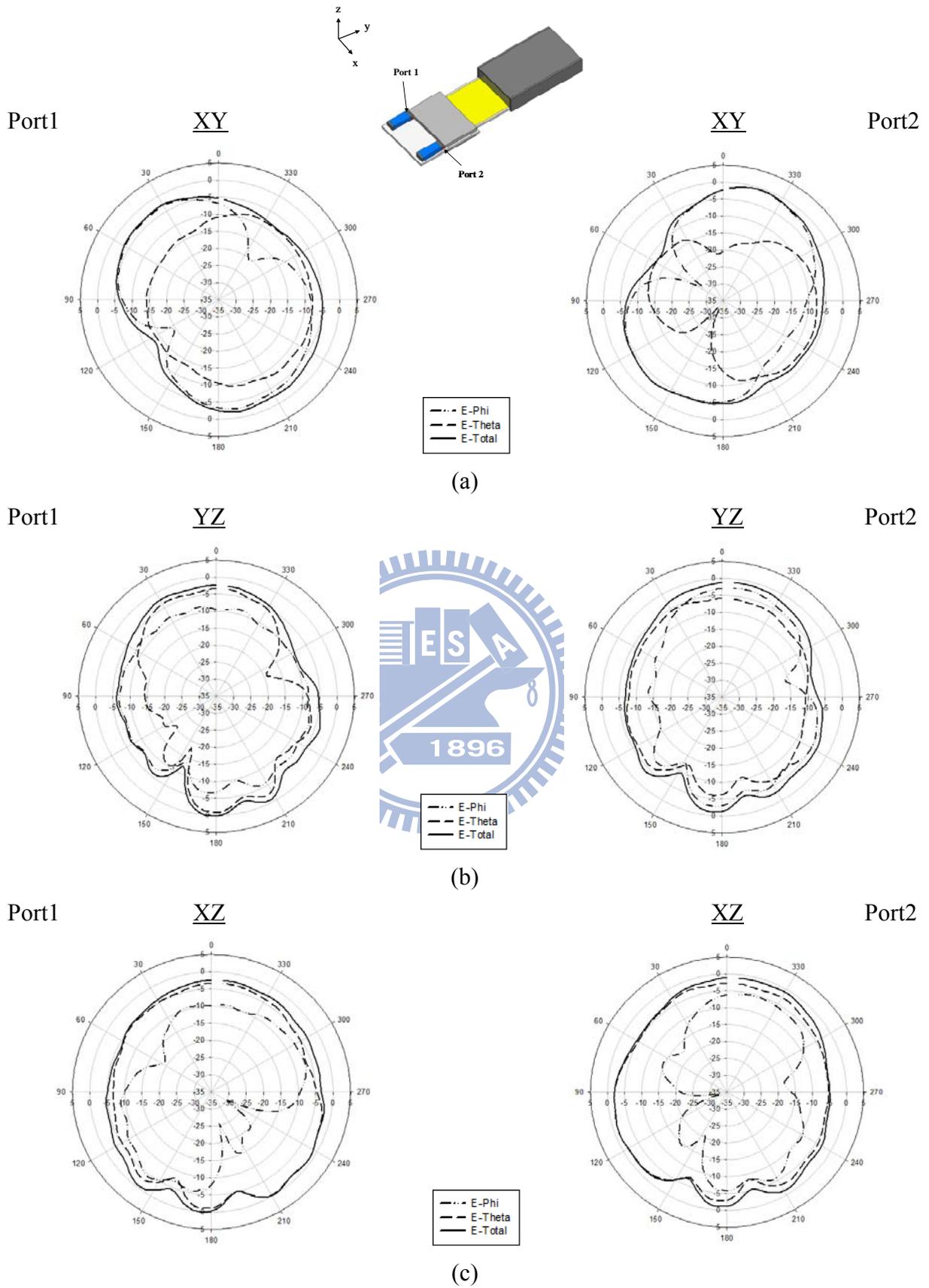


圖 3.8 單層使用 LTCC 晶片天線實際量測輻射場型圖 (a) XY (b) XY (c) XZ

本節探討的是使用了 LTCC Chip Antenna 來達成雙天線架構，雖然只將兩個埠之間距離拉遠，隔離度約為 6.22 左右，若是想額外提高天線間的隔離度，兩天線間的淨空區也足夠實現各種去耦合機制，但最大缺點就是整體設計成本提高，為了節省設計成本考量，接下來，本篇論文將採用平面印刷式天線來設計。

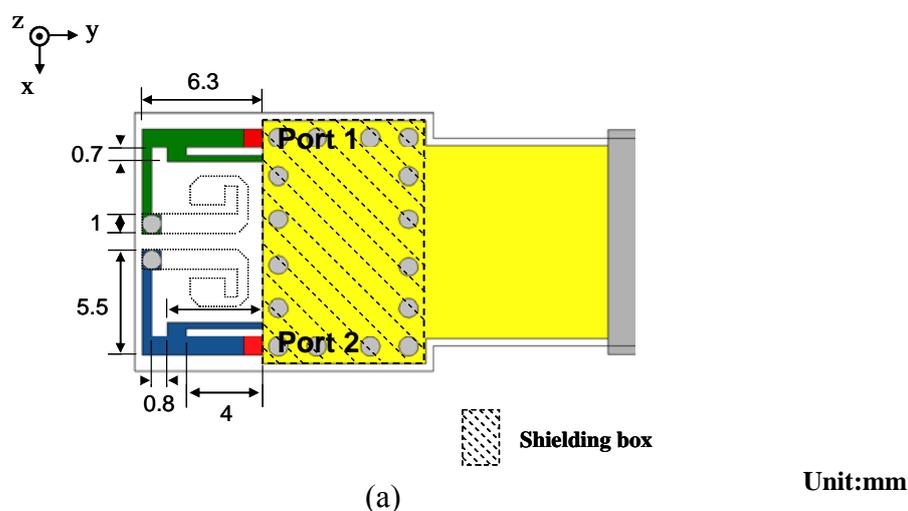


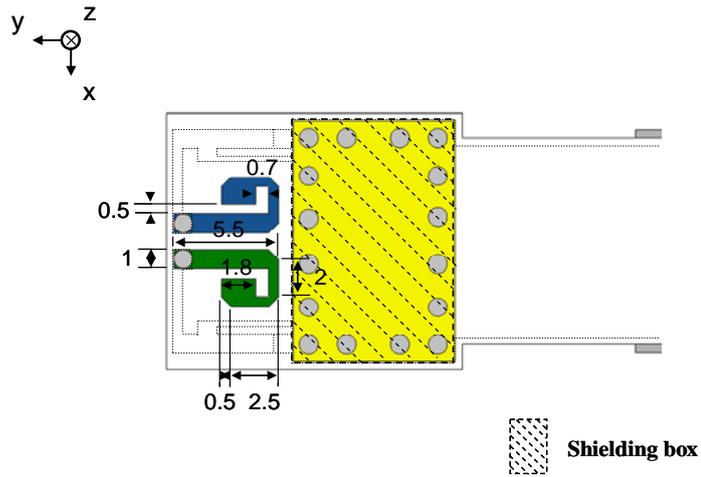
### 3.4 探討電容性與電感性耦合對天線隔離度的影響

為了大幅使天線製作的成本降低，常見的天線設計方法就是印刷式天線，不但可以達到低成本的目的，也很容易製作，首先，在設計面積尺寸的限制下，我們採用 PIFA 的架構來設計，因 PIFA 為  $\lambda/4$  共振的型態，相當適合小尺寸的天線設計，而且其天線的實部與虛部阻抗較小，在阻抗匹配上較為容易；為了因應 MIMO 技術的需求，我們採用對稱的型式來進行多天線架構設計，設計上也較為方便，接著我們儘可能縮小天線設計面積，所以在 PIFA 開路端成螺旋狀繞線[1]，我們可以發現在天線縮小化同時，對原有的基本模態並沒有太大的影響，而在進行天線設計之前，必須先決定饋入點(埠)的位置，再試想各種繞線路徑的設計方式，一般較直覺的想法有兩種：一種是將兩個埠置於設計環境的兩端，另一種則是將兩個埠距離靠近，兩種方法皆可以為天線爭取較大的設計面積，在下兩小節將開始進行這兩種架構初步的探討。

#### 3.4.1 單層饋入點遠離之雙 PIFA 天線架構探討

首先，我們將兩個埠置於預設環境的兩端，埠與埠之間的距離為  $9.9 \text{ mm}$  ( $0.0808 \lambda_0$ )，在預設環境裡進行天線繞線設計時，採用螺旋狀繞線來達成天線縮小化，其天線架構如下(圖 3.9)，在厚度  $0.6 \text{ mm}$  的 FR4 基板正面饋入，經過一段走線，再由 Via 連接背面走線，完成 PIFA 所需的  $\lambda/4$  共振長度設計，我們可以觀察到，在預設環境的條件下，採用饋入點遠離的概念來進行天線設計，兩支 PIFA 的開路點距離會比饋入點距離來得近，觀察此架構設計，可以得到兩支 PIFA 開路點距離為  $3.9 \text{ mm}$  ( $0.0318 \lambda_0$ )，透過電磁模擬軟體 HFSS 來進行模擬，其模擬結果，如圖 3.10，中心頻率大約落在  $2.45 \text{ GHz}$ ，反射損耗  $10 \text{ dB}$  以下的頻寬約為  $70 \text{ MHz}$ ，隔離度只有  $2.45 \text{ dB}$ ，若是以天線輻射能量觀點來看，當其中一支天線輻射時，輻射能量有  $56.89\%$  被另一支天線接收，這個情形是 MIMO 應用下較不願意看到的，而低隔離度不但會影響信號的正確性，也會造成輻射增益的下降。





Unit:mm

(b)

圖 3.9 單層饋入點遠離之雙天線架構示意圖 (a)正面 (b)背面

由電磁的觀點來分析此種天線設計與隔離度之間的關係，在預設的環境裡，當兩饋入點被擺放在兩旁，又為了縮小天線設計面積，可以看到兩支 PIFA 的開路點距離較近，其開路點不但電壓最大，電場最強，也有漏電場的產生，天線間藉由漏電場而產生耦合效應，此效應我們稱為電容性耦合，由於電容性耦合的關係使得天線間隔離度的特性不好，連帶的天線輻射出去的能量也減少，因部分的輻射能量會由另一支天線接收，天線輻射增益也隨之降低。

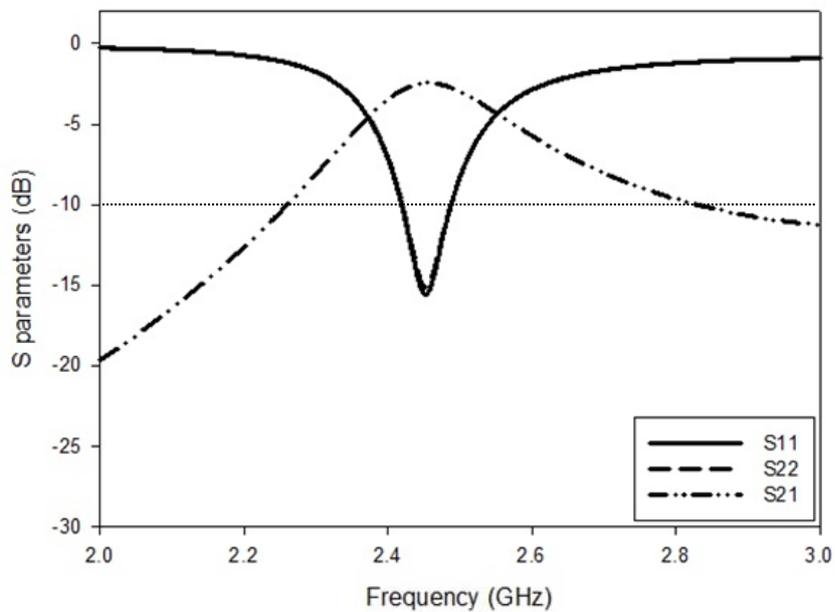


圖 3.10 單層饋入點遠離之雙天線架構模擬的 S 參數圖

### 3.4.2 單層饋入點靠近之雙 PIFA 天線架構探討

本小節準備探討饋入點的另一種擺放方法，當兩饋入點擺放靠近時，天線走線的設計我們也希望能保持縮小天線設計面積，也容易達到天線的阻抗匹配，其天線架構圖，如圖 3.11，也是由基板的正面饋入，兩個饋入點距離為 1.9 mm ( $0.0155 \lambda_0$ )，正面走線

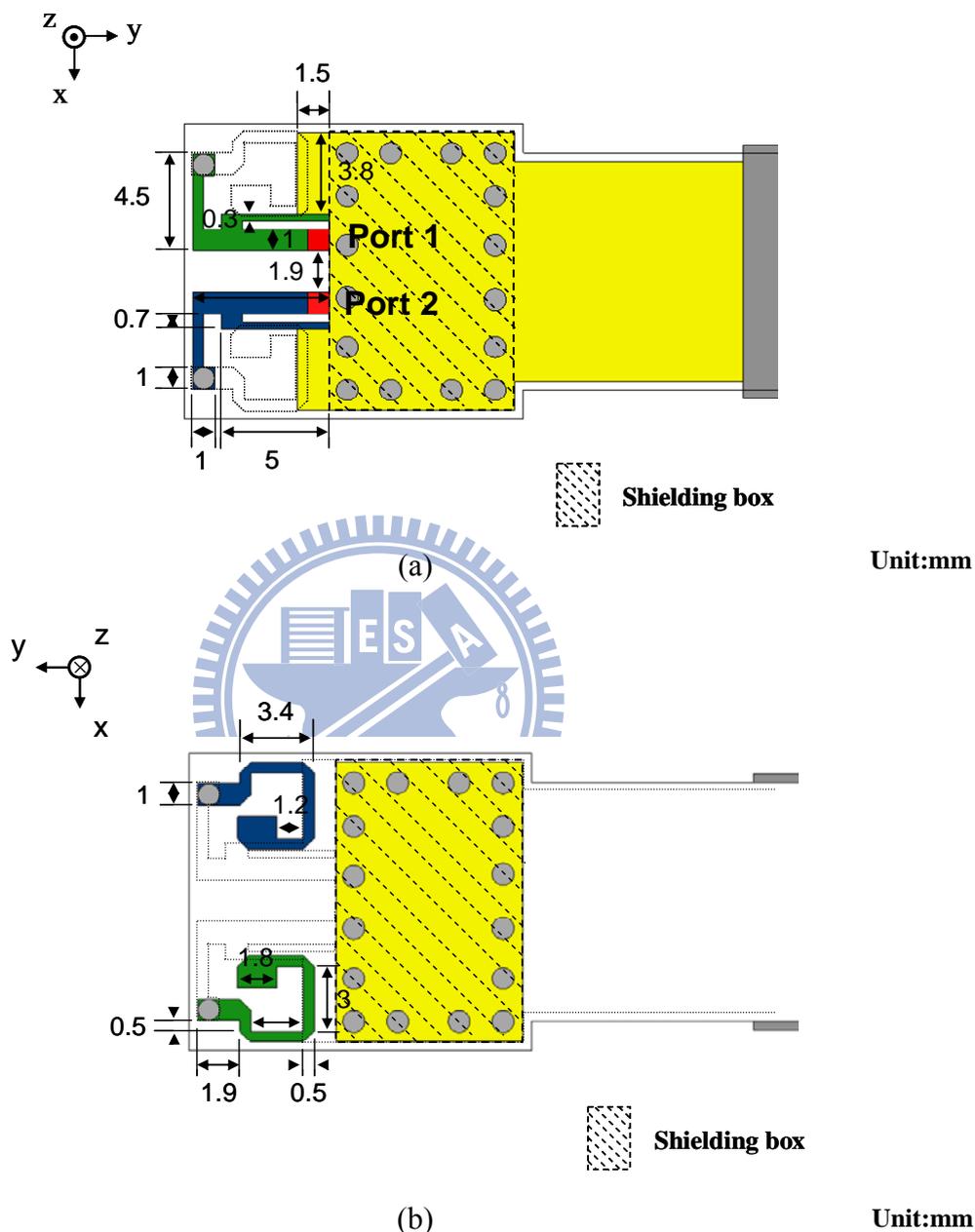


圖 3.11 單層饋入點靠近之雙天線架構示意圖 (a)正面 (b)背面

與背面走線經由 via 連接，完成 PIFA 的  $\lambda/4$  共振長度設計，由於天線的阻抗匹配並無達到預期，所以設計了從地長出的寄生元件，提供天線阻抗匹配額外的機制，得到模擬反射損耗 10 dB 以下的頻寬約為 70 MHz，隔離度約為 4.63 dB，若以天線輻射能量觀點來看，當其中一支天線輻射時，輻射能量有 34.43% 被另一支天線接收，此耦合方式因饋入點靠近，而饋入點的電流強度最強，感應的磁場也最強，可以知道為電感性耦合。

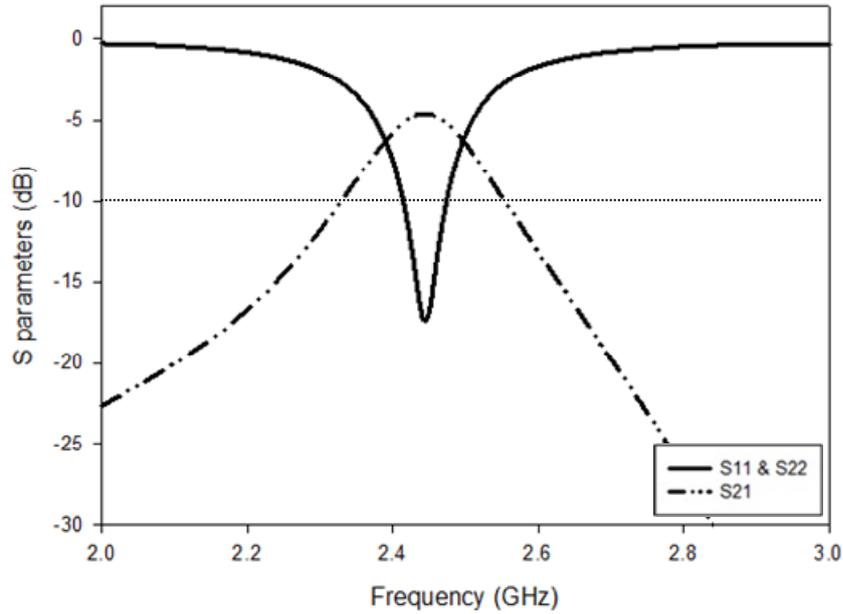


圖 3.12 單層饋入點靠近之雙天線架構模擬的散射參數圖

### 3.4.3 電容與電感耦合對天線隔離度的探討

在預設的環境裡，由前兩小節提供的兩種饋入點擺設方式，各別會產生不同的耦合方式，一種是當開路點靠近時，因開路點的電場較強，其耦合方式為電容性耦合，另一種是饋入點靠近時，饋入點附近電流較強，感應的磁場最強，其耦合方式為電感性耦合，我們可以觀察到電容性耦合的天線架構設計，獲得的隔離度為 2.45 dB，而電感性耦合架構所模擬的隔離度為 4.63 dB，由以上結果得知，電感性耦合較電容性耦合對隔離度影響程度較小，我們應儘量避免增加電容性耦合效應的產生，所以在此預設環境裡，我們應該兩支天線開路點的距離拉遠，減少電容性耦合對隔離度的影響，藉此也可提高天線的輻射增益。

### 3.5 單層饋入點靠近設計具有去耦合之雙天線架構

由前一節得到的結果，我們知道當兩個埠距離靠近時，會產生電感性的耦合效應，而對天線隔離度的影響較小，所以我們進一步的運用類似現有去耦合的技術來改善隔離度，首先回顧一下，以饋入點靠近的概念來設計雙 WiFi USB 天線系統，饋入點之間的距離為  $1.9 \text{ mm}$  ( $0.0155 \lambda_0$ )，其天線 3D 架構示意圖如下(圖 3.13)，我們以天線縮小化的

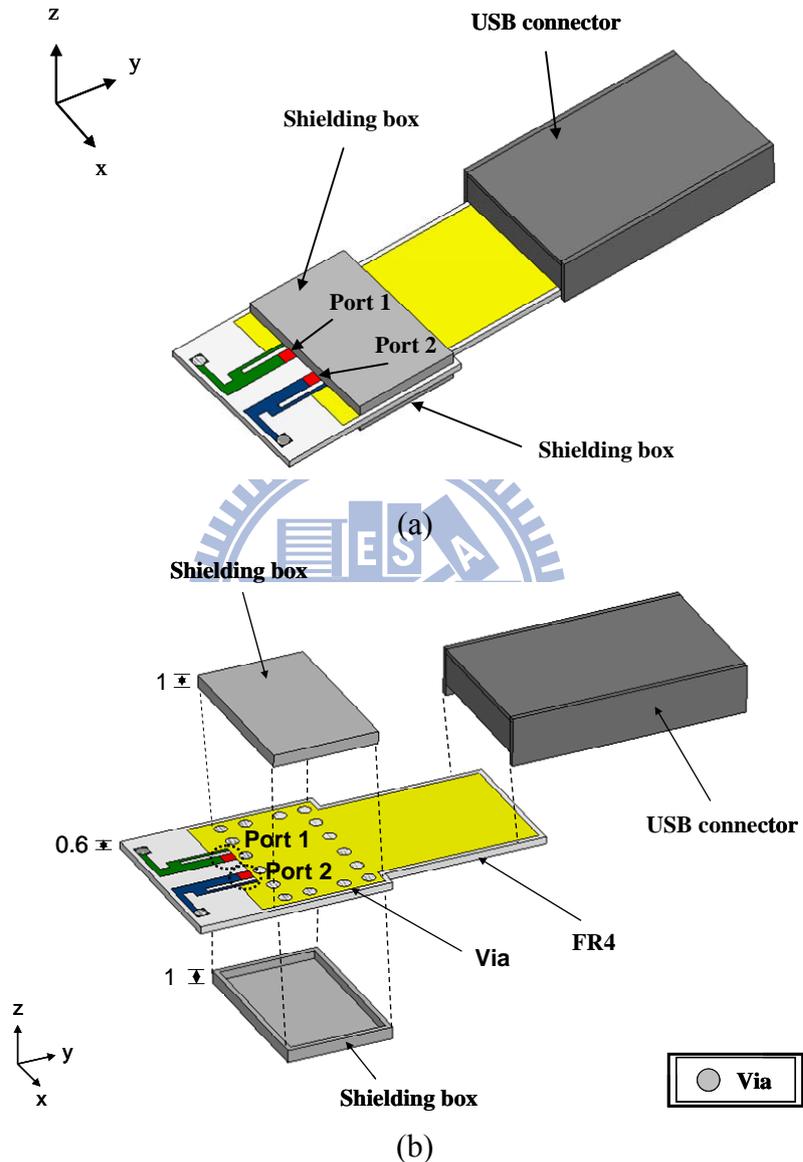


圖 3.13 單層饋入點靠近之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解

繞線路徑為主要概念來進行設計，採用了 PIFA 為兩天線架構主要設計，其繞線方式由電路板的正面走一段走線，利 via 連接背面的走線，完成 PIFA 共振型式的  $\lambda/4$  諧振長度，觀察電磁模擬軟體 HFSS 模擬的結果，可以得到兩支 PIFA 的反射損耗  $10 \text{ dB}$  以下頻寬約為  $70 \text{ MHz}$ ，天線間隔離度約為  $4.63 \text{ dB}$ ，由此隔離度可知，假設埠 1 天線進行輻射傳輸信號能量時，有  $34.43\%$  傳輸信號能量被埠 2 的天線接收，在 MIMO 系統的應用

下，這種低隔離度天線設計是較不被接受的，因為在低隔離度的天線架構運作時，除了會影響埠 1 天線輻射增益特性，還會容易造成 RF 前端電路信號失真，使得接收信號錯誤率提高，當然信號傳輸品質也會大幅降低。

為了提高兩支天線的隔離度，在第二章後段，介紹了現有幾種增加天線間去耦合的方法，約略分為兩類：一類是在埠與埠之間的接地面，藉由諧振的電路機制設計實現，消耗埠與埠之間接地面電流通通的耦合量，使埠與埠之間的耦合量大幅降低，達到去耦

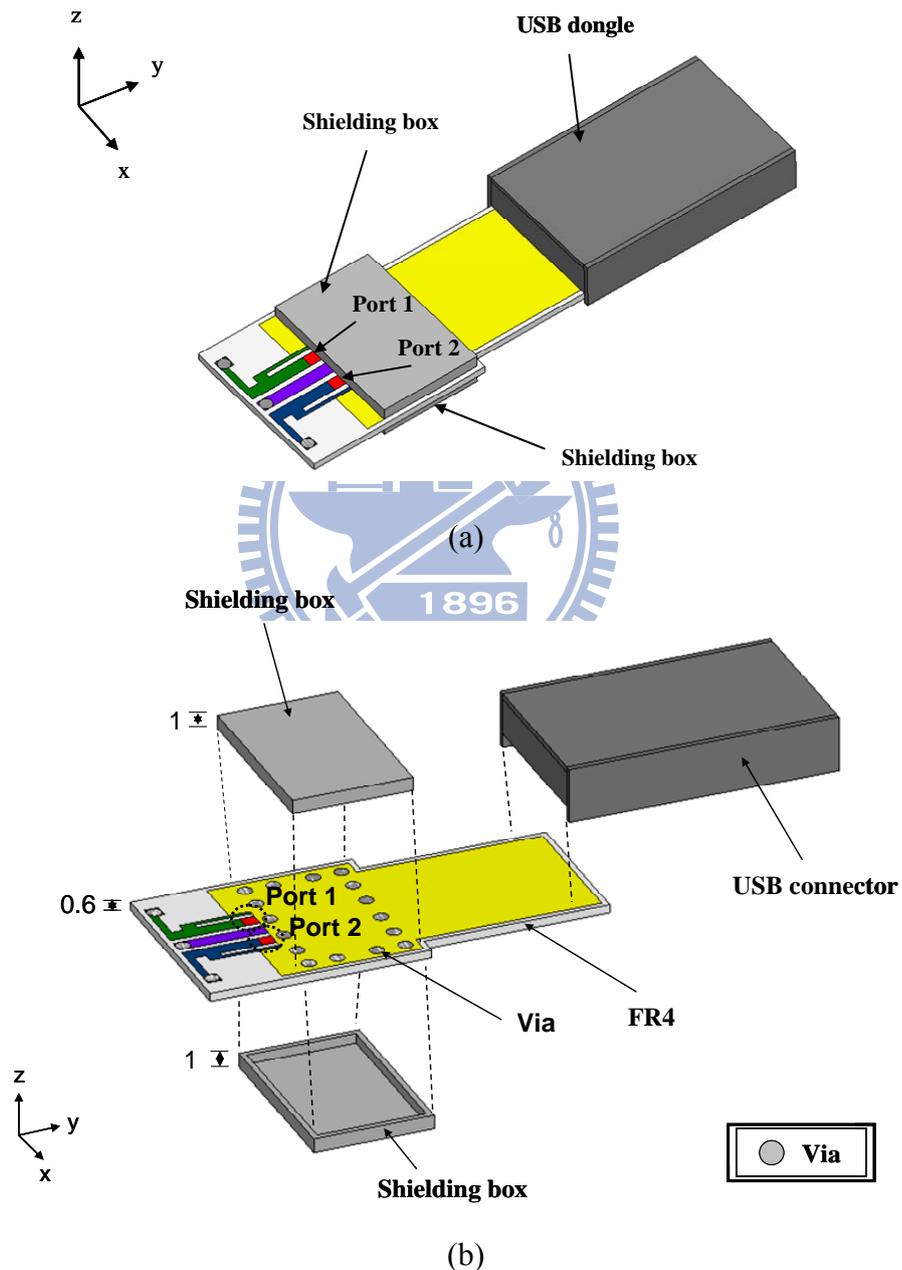


圖 3.14 單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解

合的效果，而另一類則是在天線間提供額外的耦合路徑，與原有的耦合路徑相互抵消，以降低彼此的耦合量，並增加去耦合的效果。由於預設環境尺寸的限制，又想進一步增加兩天線間的隔離度，以提高傳輸品質，我們較喜愛採用了第二章敘述去耦合方法的第二類，好處是不需在埠與埠間的接地面額外設計去耦合電路，減少對 RF 前端電路佈線設計的影響，加強此小型 USB 天線設計的實用性。

在維持埠與埠之間的距離 1.9 mm 的條件下，我們在兩天線中間設計一段的寄生元件，目的是為了提供兩支天線間的額外耦合路徑，藉由此額外的耦合路徑與兩天線間原

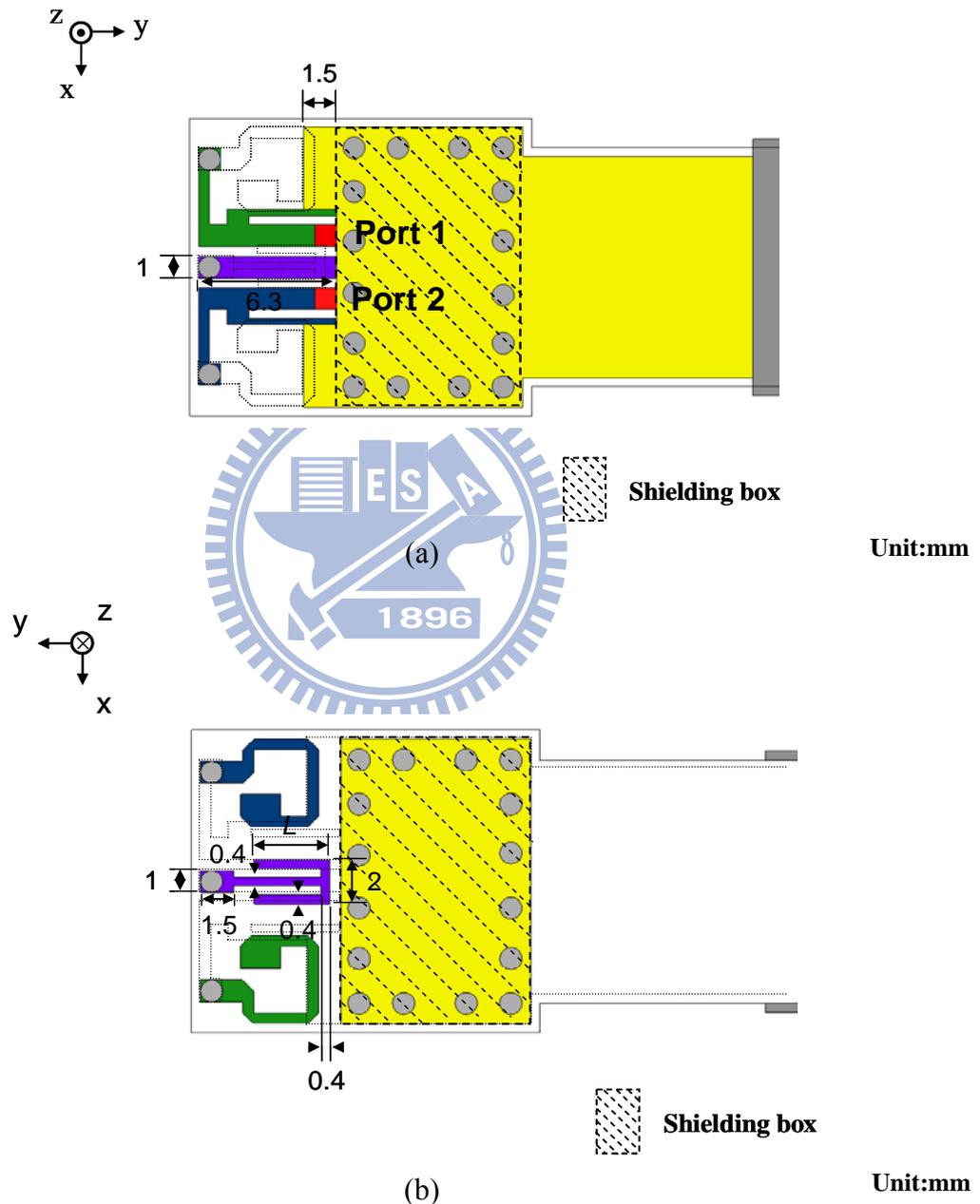


圖 3.15 單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構尺寸參數圖 (a)正面 (b)背面

有的耦合路徑相互抵消，達到較好的隔離度，其天線架構示意圖，如圖 3.14，而詳細的參數尺寸表示如圖 3.15，中間額外的耦合帶線長度受限設計面積的影響，我們採用的做

法也是在正面先走一段線寬 1 mm 線段，透過 via 連接至背面完成寄生元件長度帶線設

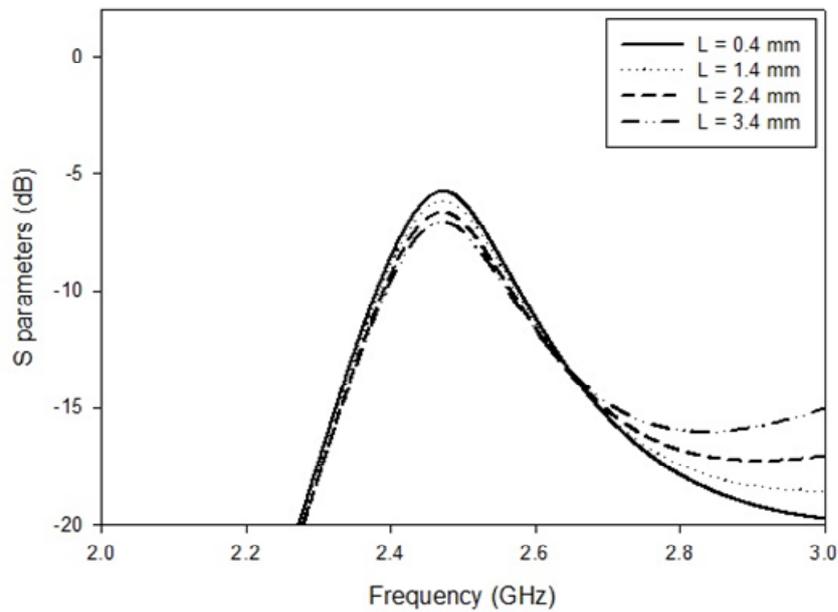


圖 3.16 單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構  $L$  長度變化模擬 S 參數圖

計，因為走線長度還是不足，所以在帶線末段額外對稱的延伸出兩段支線，線寬為 0.4 mm，圖 3.16 為探討去耦合支線的  $L$  線段的長度變化對隔離度的影響，選取  $L$  長度為 3.4 mm，模擬的反射損耗 10 dB 以下頻寬約為 80 MHz，隔離度約為 6.97 dB，圖 3.17 為模擬的 S 參數，反觀先前的設計，只有兩支天線存在時的隔離度與此天線的設計比較，不

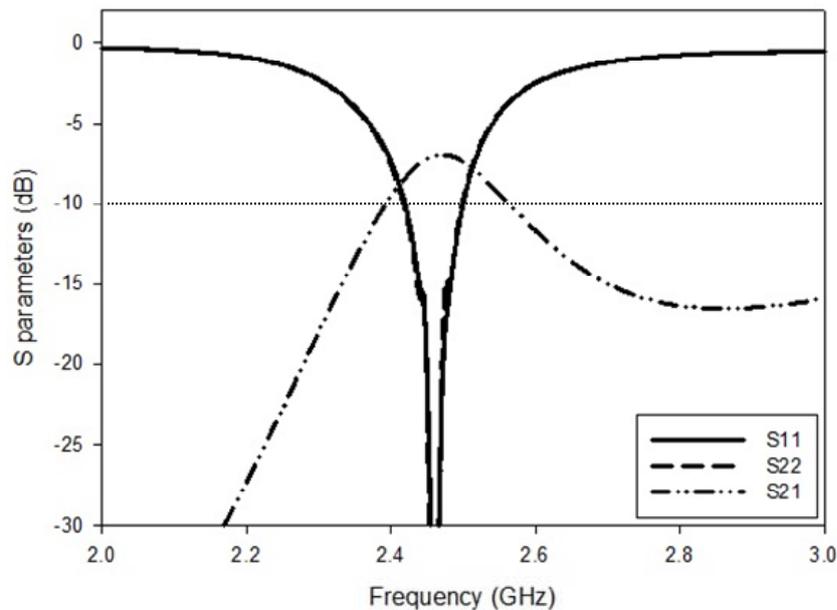


圖 3.17 單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構模擬 S 參數圖

但有較好的頻寬，針對天線間的隔離度也有良好的效果，約改善了有 2.5 dB 左右，以兩

支天線的耦合能量來說，改善 2.5 dB 的隔離度，減少 14% 埠與埠間的耦合能量，在以上模擬初步的探討後，接著我們透過實做驗證去耦合天線的設計，實際量測反射損耗 10 dB 以下的頻寬約為 72 MHz，頻寬內最小隔離度 7.27 dB，圖 3.18 為實際量測的散射參數，實際量測到的天線平均輻射增益，在 XY 平面約為 -6~-7 dBi，而在 YZ 與 XZ 平面約為 -4~-5 dBi 左右，其頻率對平均輻射增益的數值，如表 3-3 所示，兩支天線的輻射場型如圖(3.19)。

回想單層單一天線與採用低溫共燒多層陶瓷兩種架構的輻射增益與場型特性的表現，XY 平面的天線輻射增益皆來得較 YZ、XZ 平面小，可以發現採用饋入點靠近的雙

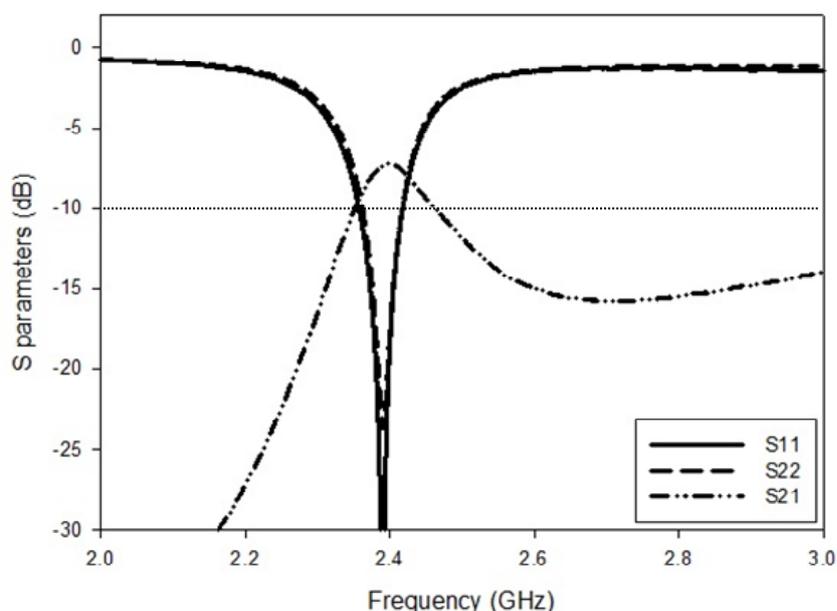


圖 3.18 單層饋入點靠近具有去耦合之雙天線架構實際量測散射參數圖

天線系統實際量測的趨勢也蠻相符的，原因都是由於預設環境的限制，使得電場分佈較為複雜，不易將電磁能量輻射出去，造成此平面天線的輻射增益較低，本節提出的架構在 XZ 平面上的平均輻射增益與 3.2、3.3 節相差約 2 dB，其原因為印刷式天線設計走線的損耗，還有基板板材的介質損耗所造成，但在天線的製作成本可以大幅降低。

表 3-3 單層饋入點靠近具有去耦合雙天線鄰近頻寬之頻率點平均輻射增益表

Frequency Plane	2.35 GHz		2.4 GHz		2.45 GHz	
	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2
XY	-7.97 dBi	-6.22 dBi	-9.93 dBi	-8.26 dBi	-12.34 dBi	-11.27 dBi
YZ	-3.59 dBi	-5.13 dBi	-5.23 dBi	-6.23 dBi	-8.72 dBi	-9.98 dBi
XZ	-3.81 dBi	-5.18 dBi	-5.63 dBi	-6.53 dBi	-9.15 dBi	-10.53 dBi

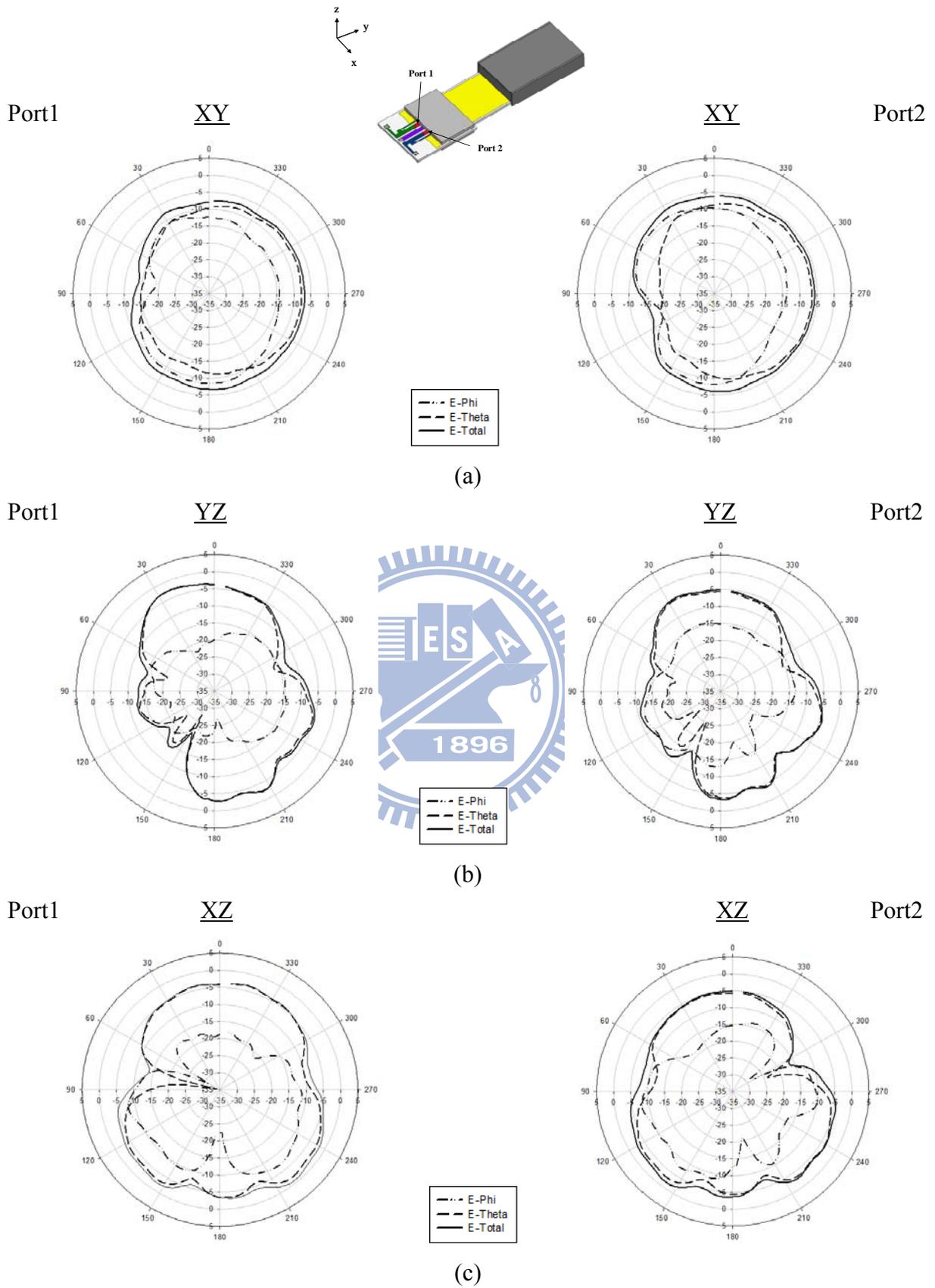


圖 3.19 單層饋入點靠近具有去耦合雙天線架構在 2.35 GHz 實際量測輻射場型圖  
(a) XY (b) XZ (c) YZ

### 3.6 單層採用饋入點遠離設計具有去耦合之雙天線架構

本節嘗試改進採用饋入點遠離概念的設計缺點，我們希望在預設環境內，將兩個饋入點與 PIFA 開路點距離皆儘可能拉遠，而一開始希望藉由接地面邊緣的變化，增加埠與埠之間的距離，除了將埠與埠之間的距離拉遠，接著透過走線的方式增加兩天線開

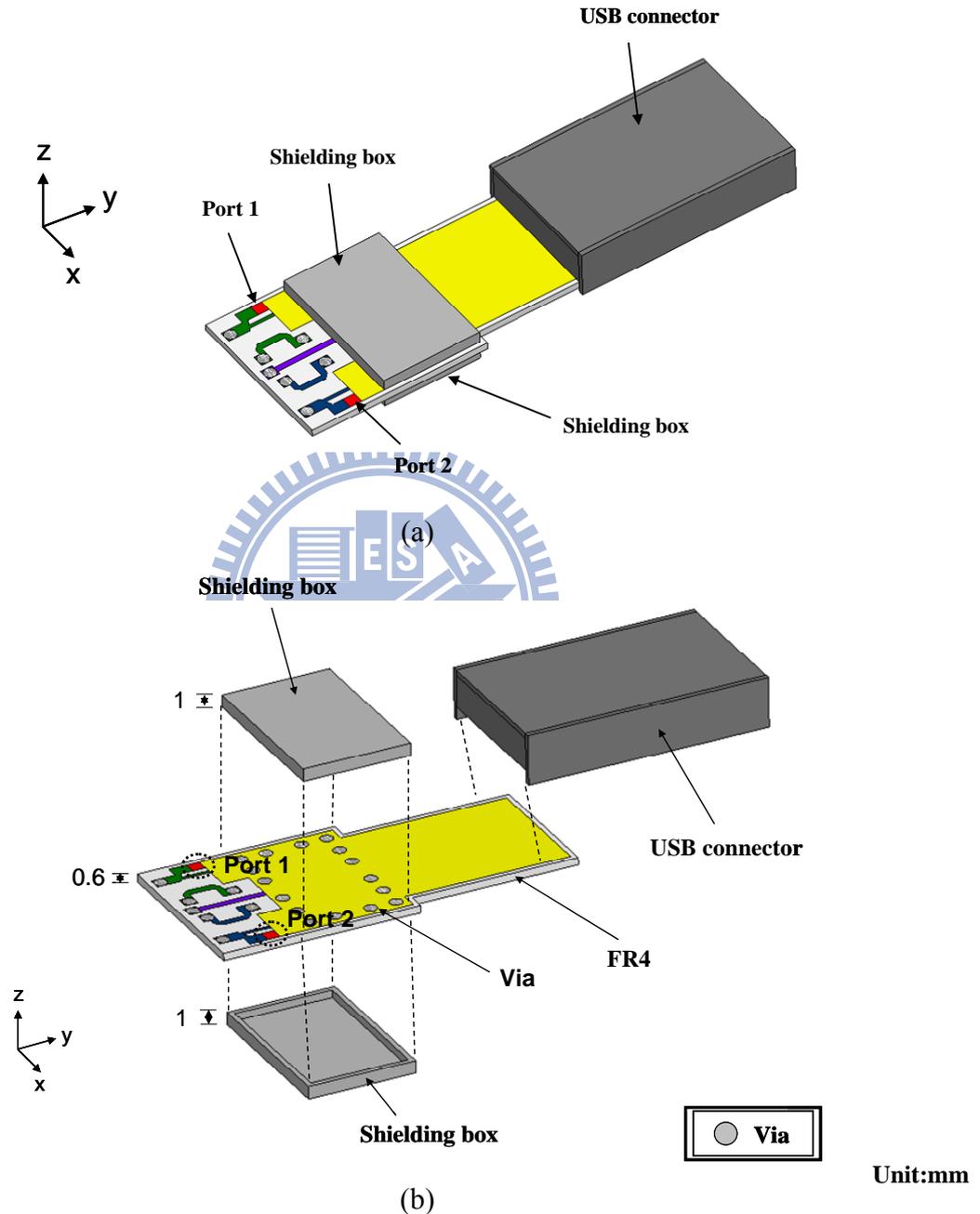


圖 3.20 單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解

路點的距離，最後加入了去耦合機制增加隔離度，此為本節架構完整的設計概念；其中利用較為複雜的天線繞線設計，將容易產生電容耦合效應的 PIFA 開路點拉遠，企圖提高兩支天線的隔離度，其立體的架構示意圖如下(圖 3.20)，首先，我們將接地邊緣做了

一點變化，使其兩邊額外延伸出  $3.8 \times 2 \text{ mm}^2$  大小的接地面，以增加埠與埠之間沿著接地

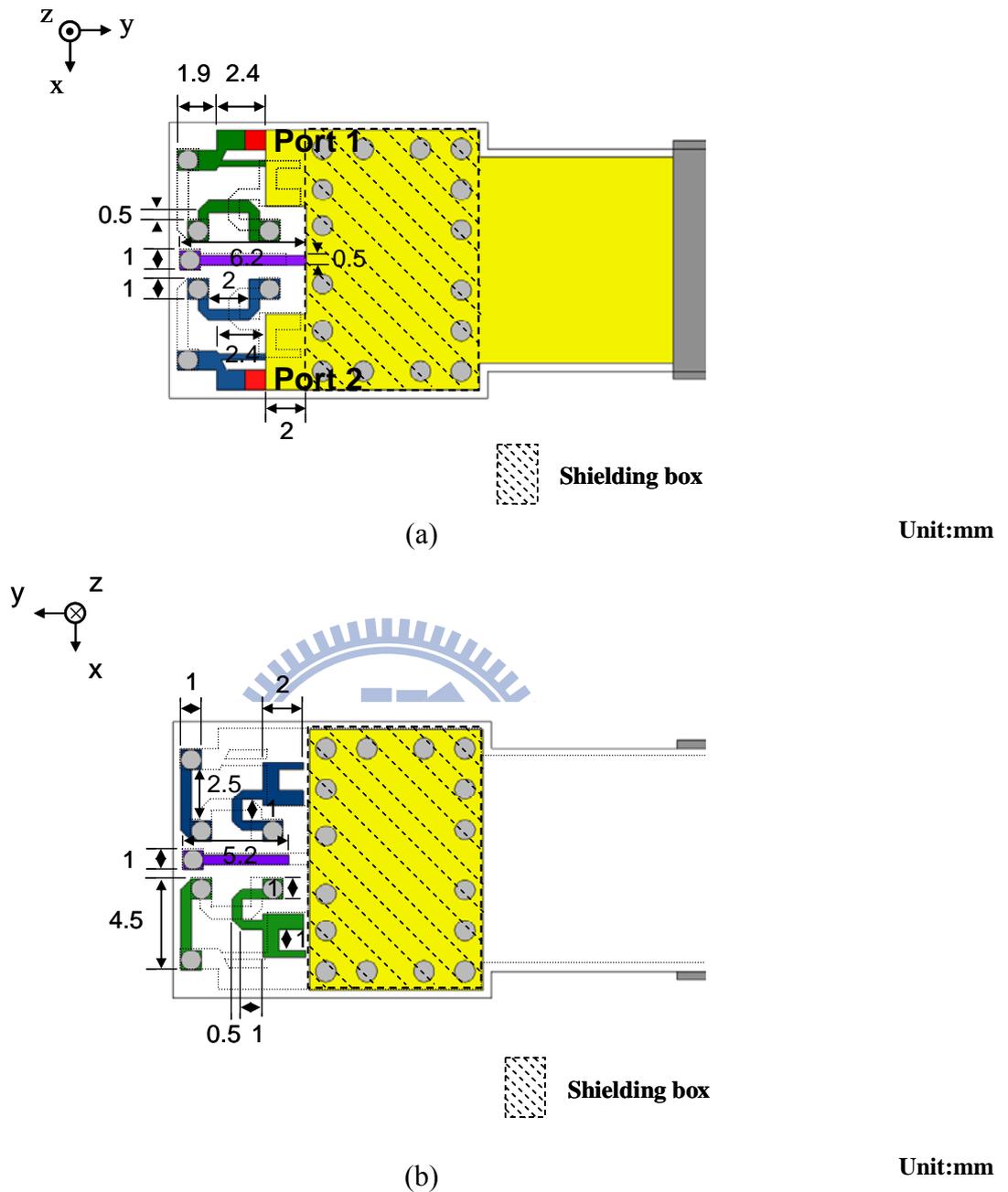


圖 3.21 單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線架構尺寸參數圖  
(a)正面 (b)背面

邊緣的距離，減少埠與埠之間藉由接地邊緣電流通的耦合量，再來利用天線走線設計將兩天線開路點拉遠，並且設置在額外地面的背面，減少開路點漏電場所造成的電容性耦合效應，走線設計如圖 3.21(b)，最後我們採用由接地面延伸出一段中心頻率約 2.45 GHz 的  $\lambda/4$  長度帶線，提供兩支天線間額外的耦合路徑，以進一步增加隔離度，在這邊針對帶線長度對隔離度的影響，詳細的設計參數如圖 3.21，其得到的模擬結果如圖 3.22，兩支天線反射損耗在 10 dB 以下的頻寬約為 50 MHz，最小隔離度約為 15.82 dB，以能量觀點來看，假設埠 1 天線輻射時，埠 2 天線接收到的能量僅 2.62 %，比較模擬與實

際量測的結果，我們可以發現模擬設計與量測的中心頻率相差約 100 MHz，應為實做誤差所造成的結果，而兩支天線的模擬、量測的頻寬和隔離度趨勢還蠻一致的，但其在 2.22 GHz 的 XZ 平面上，天線平均輻射增益如表 3-4，量測的各平面輻射場型如圖 3.24；回想前一節採用饋入點靠近設計具有去耦合之雙天線系統架構的天線特性，平均輻射增益

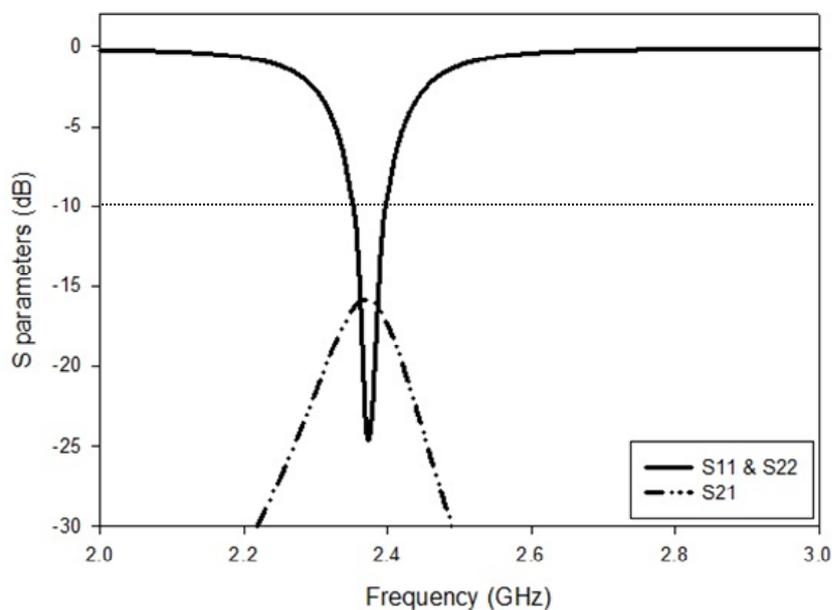


圖 3.22 單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線架構模擬 S 參數圖

較本節所提出的架構來得好，而 PIFA 主要輻射機制為與饋入點連接的線段高度，本節所提出架構為了增加饋入點接地面邊緣的距離，而在原接地面兩端延伸接地面積，造成 PIFA 饋入點連接的線段高度縮小，犧牲了部分輻射增益，另一方面，本節架構隔離度

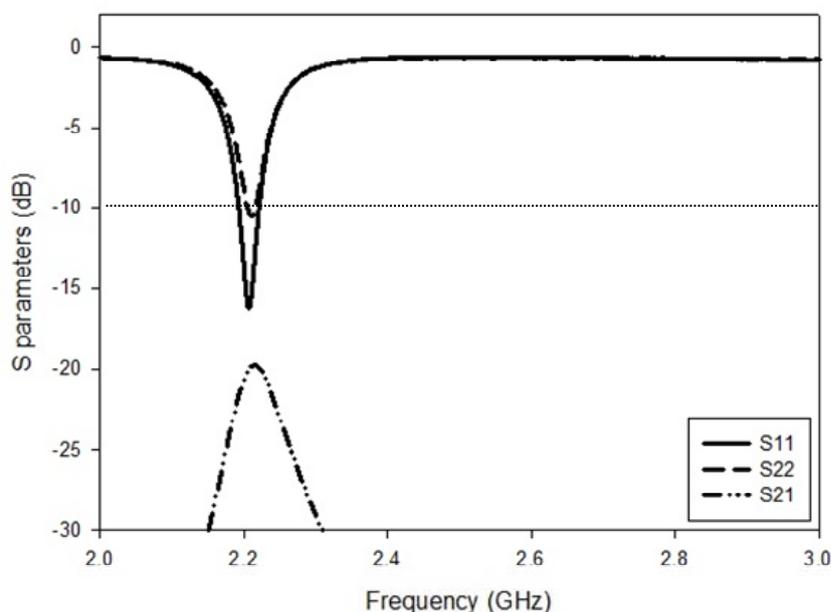


圖 3.23 單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線架構量測 S 參數圖

卻較前節好，由於我們除了增加饋入點間的距離，減少電感性耦合的耦合量，也藉由天線開路點非常靠近接地面，大幅減少漏電場所產生的電容性耦合效應，獲得不錯的天線隔離度，這裡可以提供我們在小尺寸天線設計時的一些天線去耦合概念，並如何在天線輻射特性與隔離度間做一個取捨的設計。

表 3-4 單層饋入點遠離具有去耦合之雙天線在 2.22 GHz 天線平均輻射增益表

Plane \ Frequency	2.22 GHz	
	Port1	Port2
XY	-8.01 dBi	-9.81 dBi
YZ	-8.63 dBi	-8.06 dBi
XZ	-6.47 dBi	-8.53 dBi



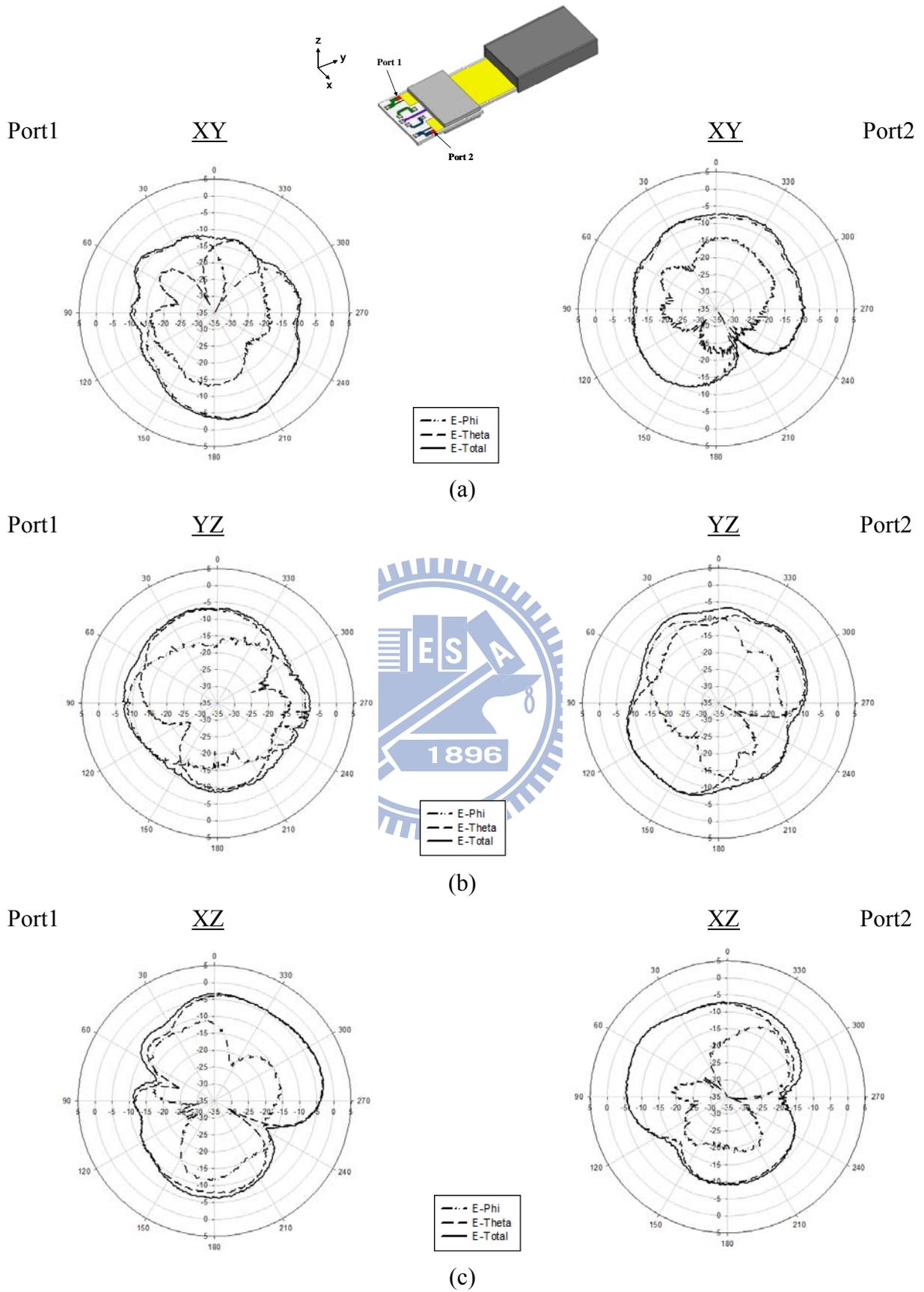


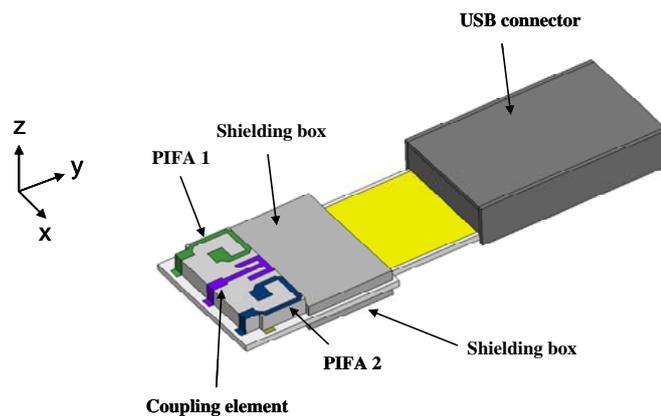
圖 3.24 單層饋入點具有去耦合之雙天線架構在 2.22 GHz 實際量測輻射場型圖  
(a) XY (b) YZ (c) XZ

## 第四章 雙層具有去耦合之雙天線架構設計與屏蔽盒影響

回顧先前一連串的探討，在設計小尺寸的多天線系統中，首先，我們嘗試了兩種設計方式，一種是饋入點遠離，另一種是饋入點靠近，因受限於預設環境尺寸，又欲維持天線阻抗匹配與增益，所以得到兩種耦合方式，造成天線間的隔離度不好，一種是天線的饋入點靠近，由於電流強度很強，會引起磁場間的耦合，也就是電感性耦合，而另一種是天線的開路點靠近，在天線的開路點會有漏電場的效應，彼此間靠著電場耦合的方式，稱為電容性耦合，透過模擬的 S 參數圖，可以觀察到電感性耦合較電容性耦合對隔離度影響小，我們也藉由以上獲得珍貴的設計概念，提出幾種多天線系統設計，比較這些架構的天線輻射增益與隔離度，我們在兩者之間做了取捨，在可以接受的隔離度下，又有較好的天線輻射增益。

### 4.1 雙層具有去耦合之雙天線架構設計

前章所提出幾種架構皆為在單層的基板上設計雙天線系統，進一步地，我們採用了雙層疊板概念，在原有電路基板(0.6 mm)上疊上一片厚度為 1.6 mm 的 FR4 板，藉由增加天線設計的空間，希望能達到較好的天線特性，其結構示意圖如下。



(a)

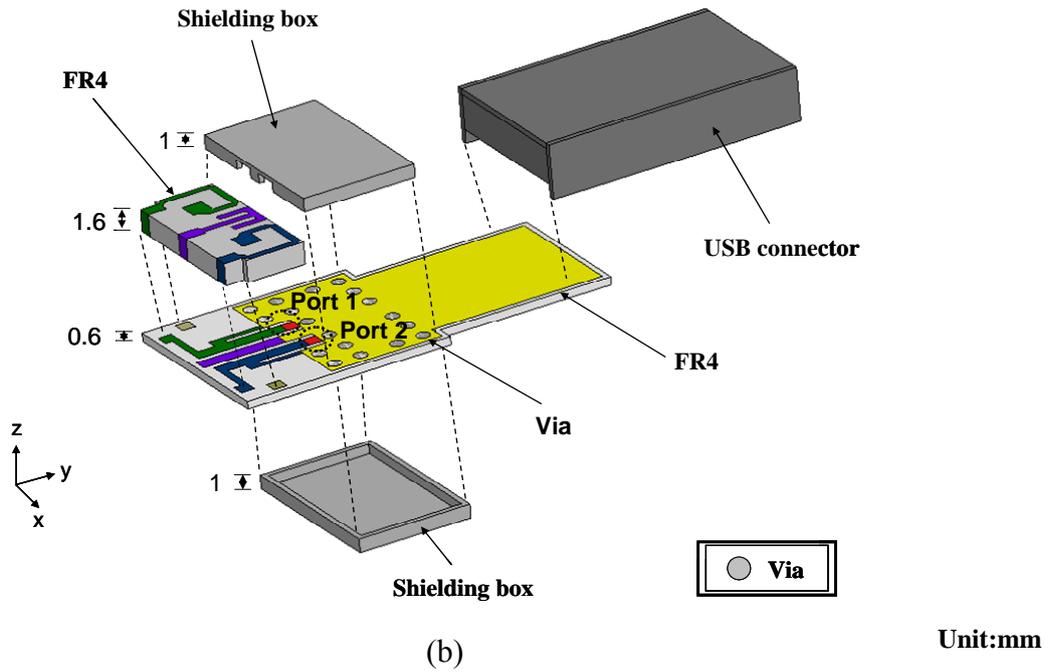


圖 4.1 雙層具有去耦合之雙天線架構示意圖 (a)三維立體 (b)結構分解

一開始我們延用第三章單層饋入點靠近所設計的概念至雙層疊板的架構上，此處也考慮雙層疊板密合度的製作問題，而將饋入點設置電路基板正面的屏蔽盒下，經由一段共平面波導(Coplanar Waveguide, CPW)走線連接 PIFA 天線，接著透過側面電極走線至厚度 1.6 mm 的 FR4 板正面，完成 PIFA 天線的設計，為了進一步增加天線間隔離度，

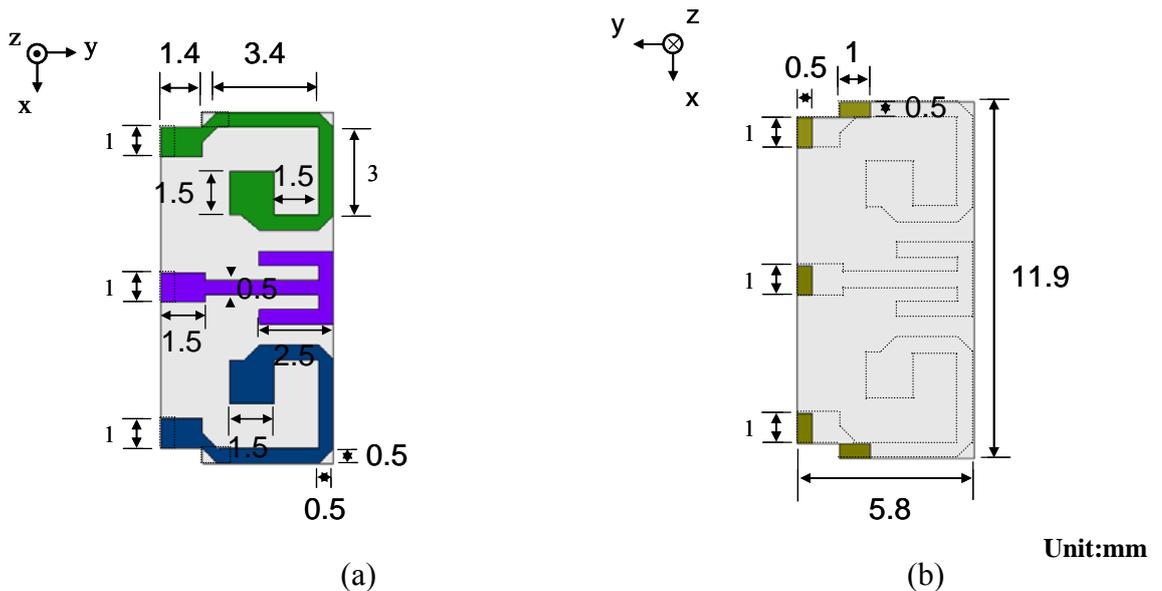


圖 4.2 雙層具有去耦合之雙天線之厚度 1.6 mm 疊板架構圖 (a)正面 (b)背面

在兩支天線中間加入寄生元件，利用額外的耦合路徑抵消原有天線間耦合量，寄生元件走線也藉由側面電極連接疊板的走線，其中利用焊點(pad)的方式固定第二層疊板，額外  
在 1.6 mm 疊板的背面與原有基板上設置了 5 個焊點來固定，疊板正反面架構圖如圖 4.2

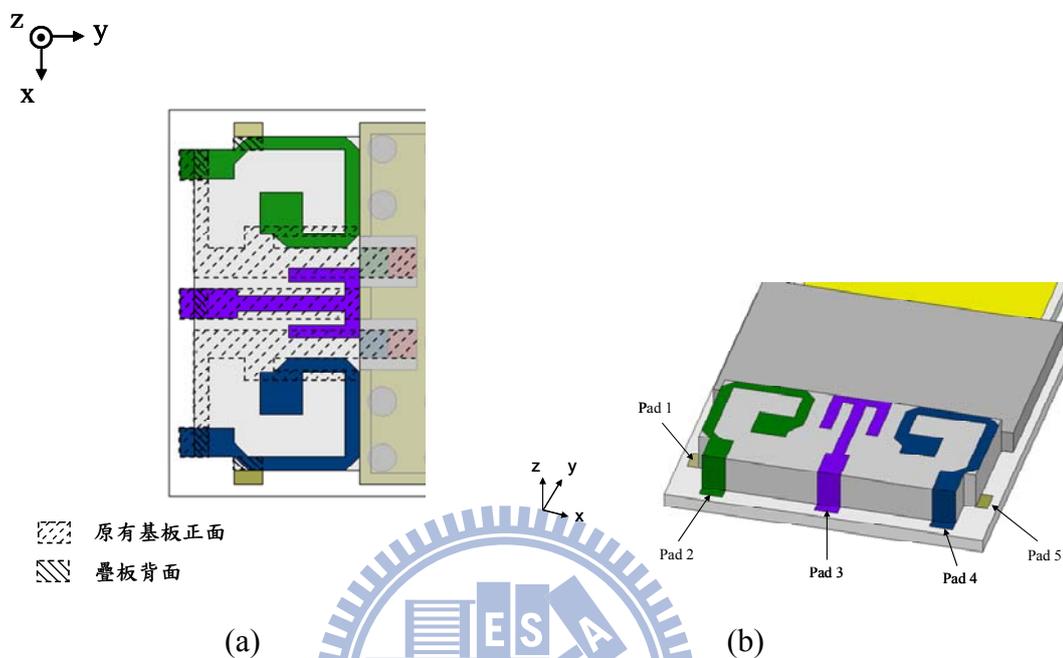


圖 4.3 焊點示意圖 (a)正面 (b)側面

，而焊點與原有基板重疊部分由圖 4.3(a) 表示，其側面示意圖如圖 4.3(b) 所示，我們先將寄生元件長度對隔離度的關係最佳化，示意圖如圖 4.4，透過模擬 L 長度的變化，最

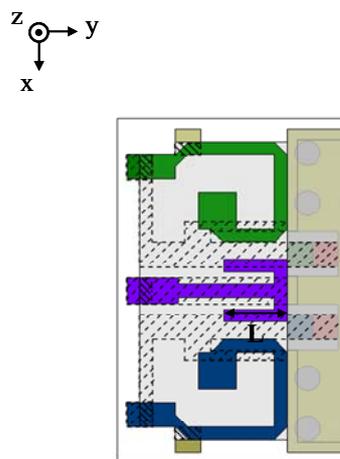


圖 4.4 雙層具有去耦合之雙天線架構寄生元件長度變化示意圖

後選取  $L=2.4$  mm，模擬參數圖如圖 4.5，觀察 HFSS 模擬的 S 參數特性響應圖，如圖 4.6，我們可以得到兩支天線在反射損耗 10 dB 以下的頻寬皆為 83 MHz 左右，而兩天線間的隔離度約為 8.15 dB，接著透過實作量測結果驗證模擬結果，兩支天線實際量測的

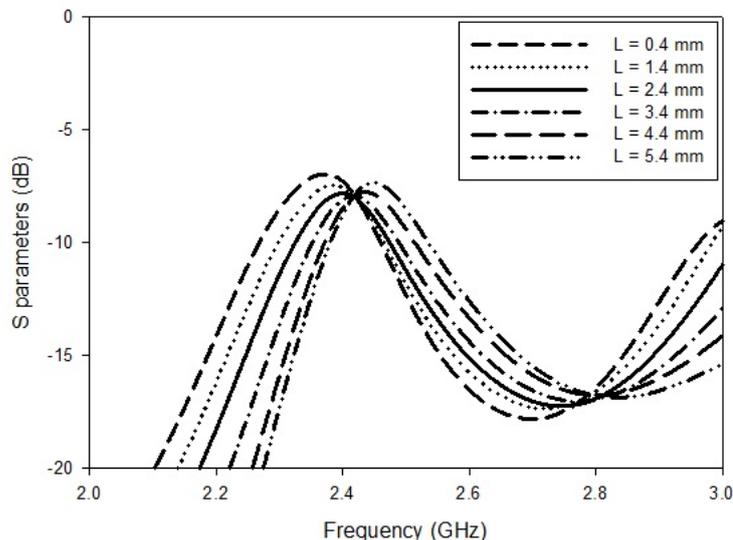


圖 4.5 雙層具有去耦合之雙天線寄生元件長度  $L$  對  $S_{21}$  模擬參數圖

反射損耗 10 dB 以下頻寬約為 85 MHz，其頻寬內最小隔離度為 8.54 dB，如圖 4.7 所示，

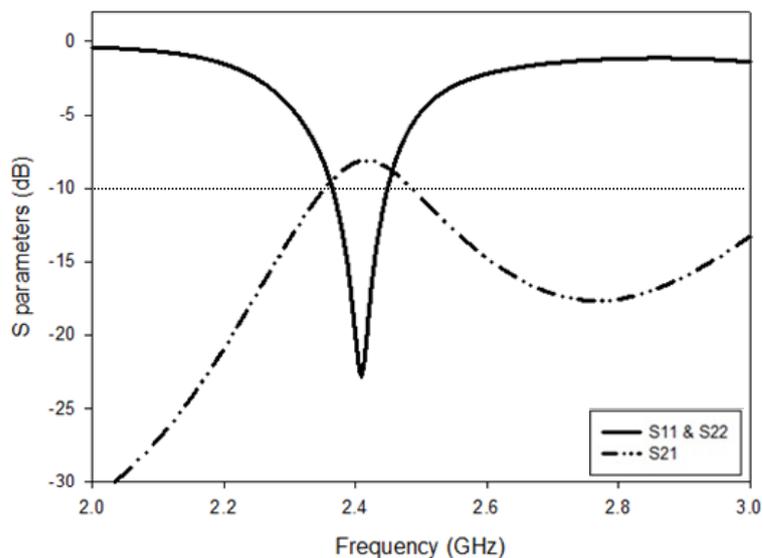


圖 4.6 雙層具有去耦合之雙天線架構模擬 S 參數圖模擬

中心頻率與實作中心頻率誤差約為 100 MHz，應為實作誤差而造成的，鄰近頻率點的平均增益響應如表 4-1，實際量測各平面的輻射場型如圖 4.8、4.9、4.10。

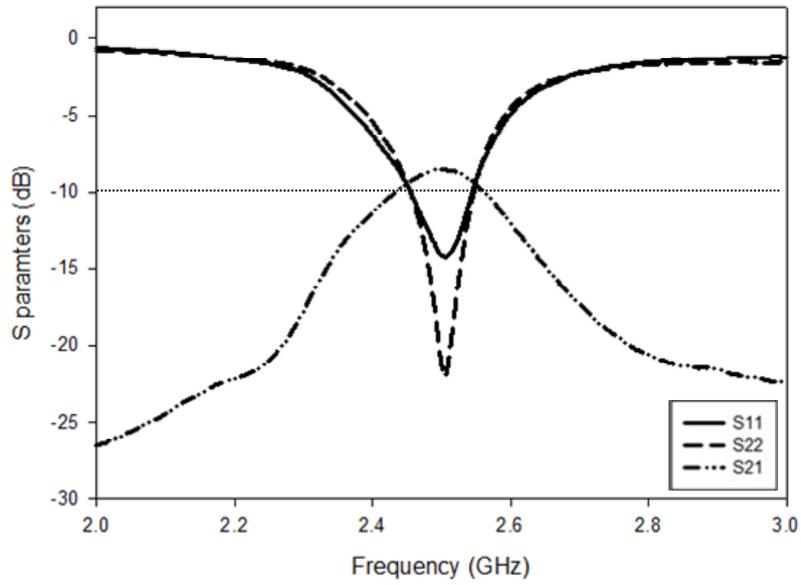


圖 4.7 雙層具有去耦合之雙天線架構實際量測 S 參數圖

表 4-1 雙層具有去耦合之雙天線架構鄰近頻寬頻率點平均輻射增益表

Frequency Plane	2.45 GHz		2.50 GHz		2.55 GHz	
	Port1	Port2	Port1	Port2	Port1	Port2
XY	-9.25 dBi	-7.79 dBi	-7.18 dBi	-5.79 dBi	-8.51 dBi	-6.62 dBi
YZ	-3.42 dBi	-2.45 dBi	-2.56 dBi	-1.38 dBi	-2.87 dBi	-1.82 dBi
XZ	-3.61 dBi	-2.76 dBi	-2.6 dBi	-1.43 dBi	-3.07 dBi	-1.91 dBi

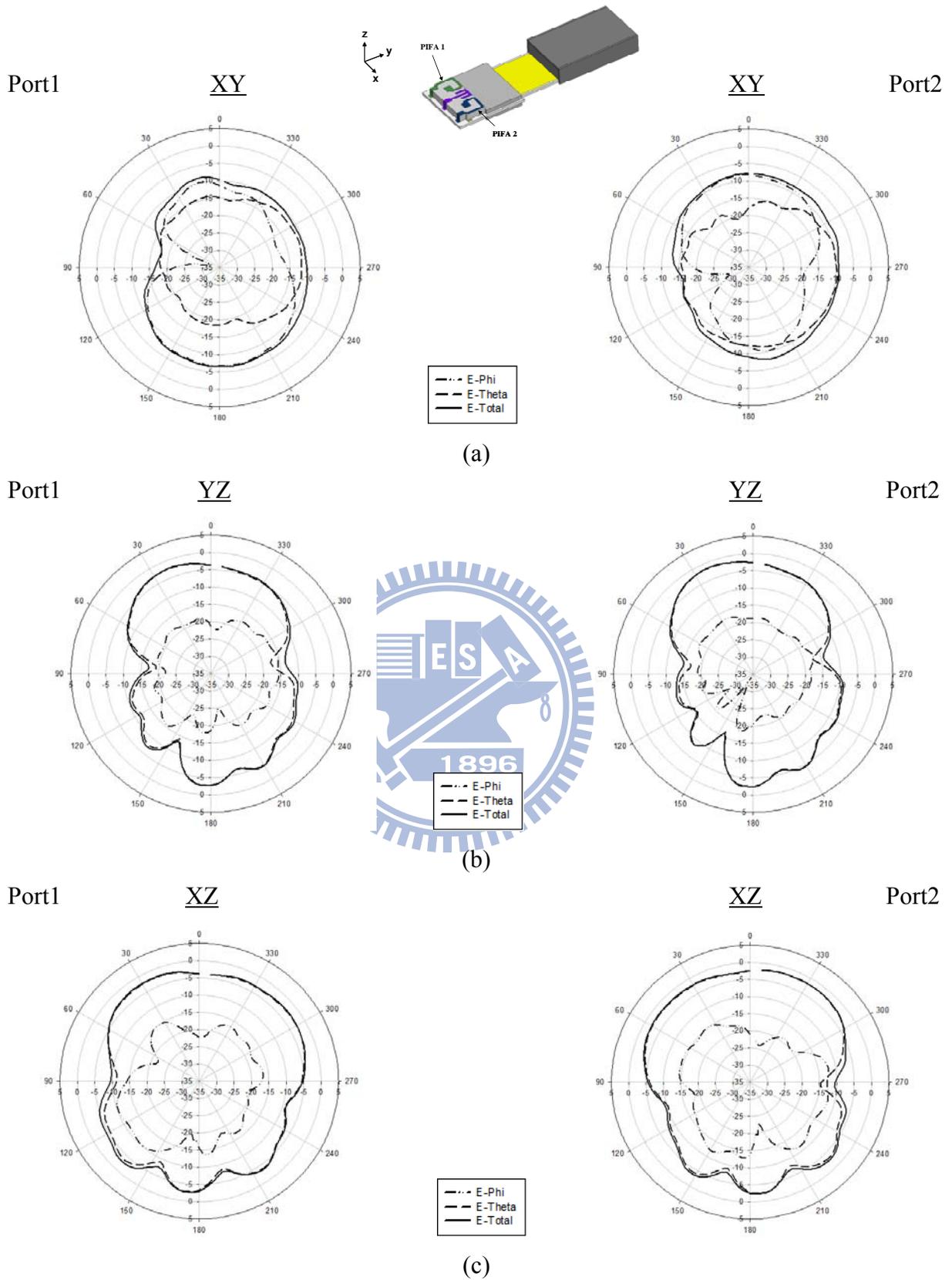


圖 4.8 雙層具有去耦合之雙天線在 2.45 GHz 實際量測輻射場型圖 (a) XY (b) YZ (c) XZ

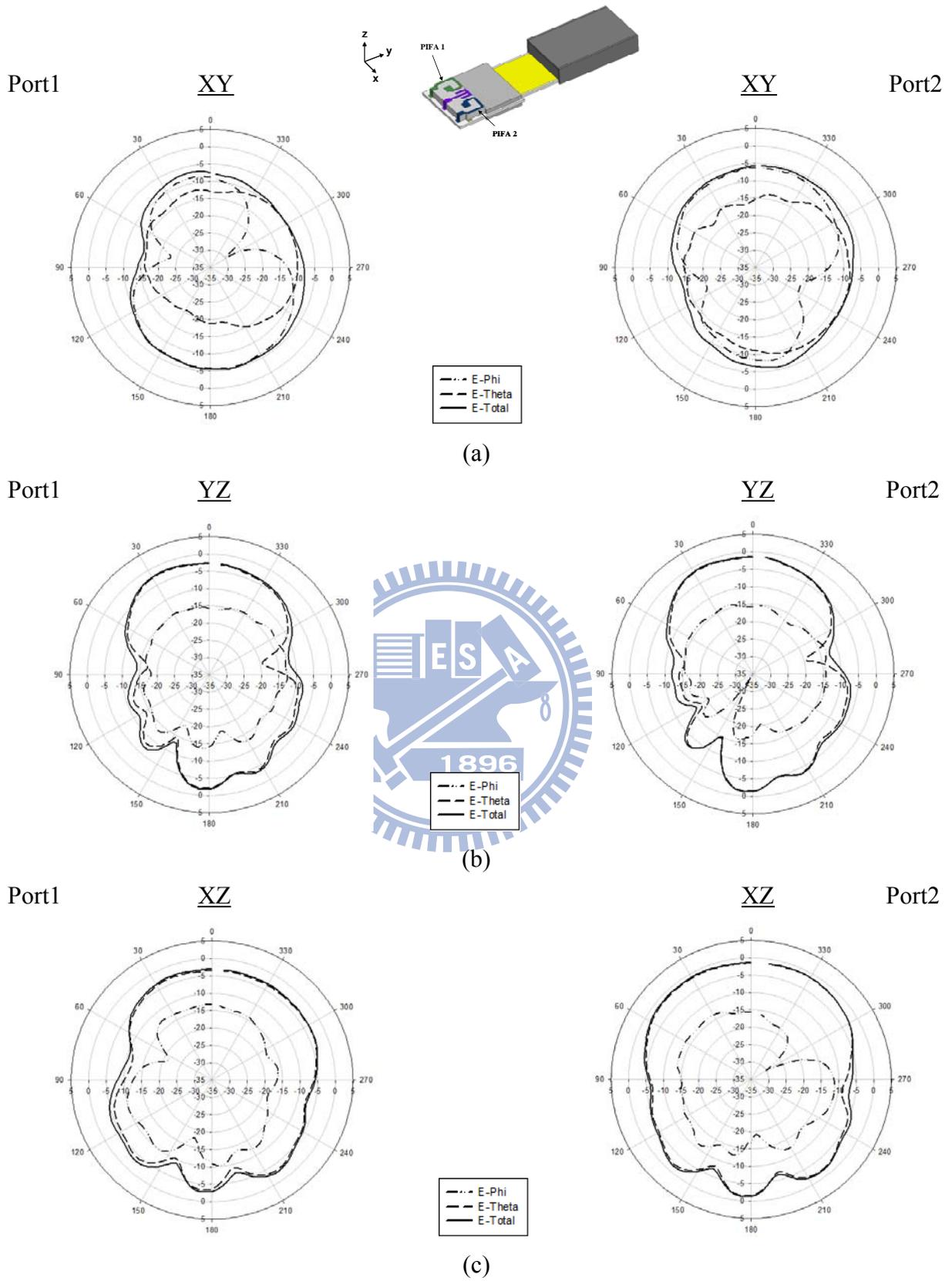


圖 4.9 雙層具有去耦合之雙天線在 2.5 GHz 實際量測輻射場型圖 (a) XY (b) YZ (c) XZ

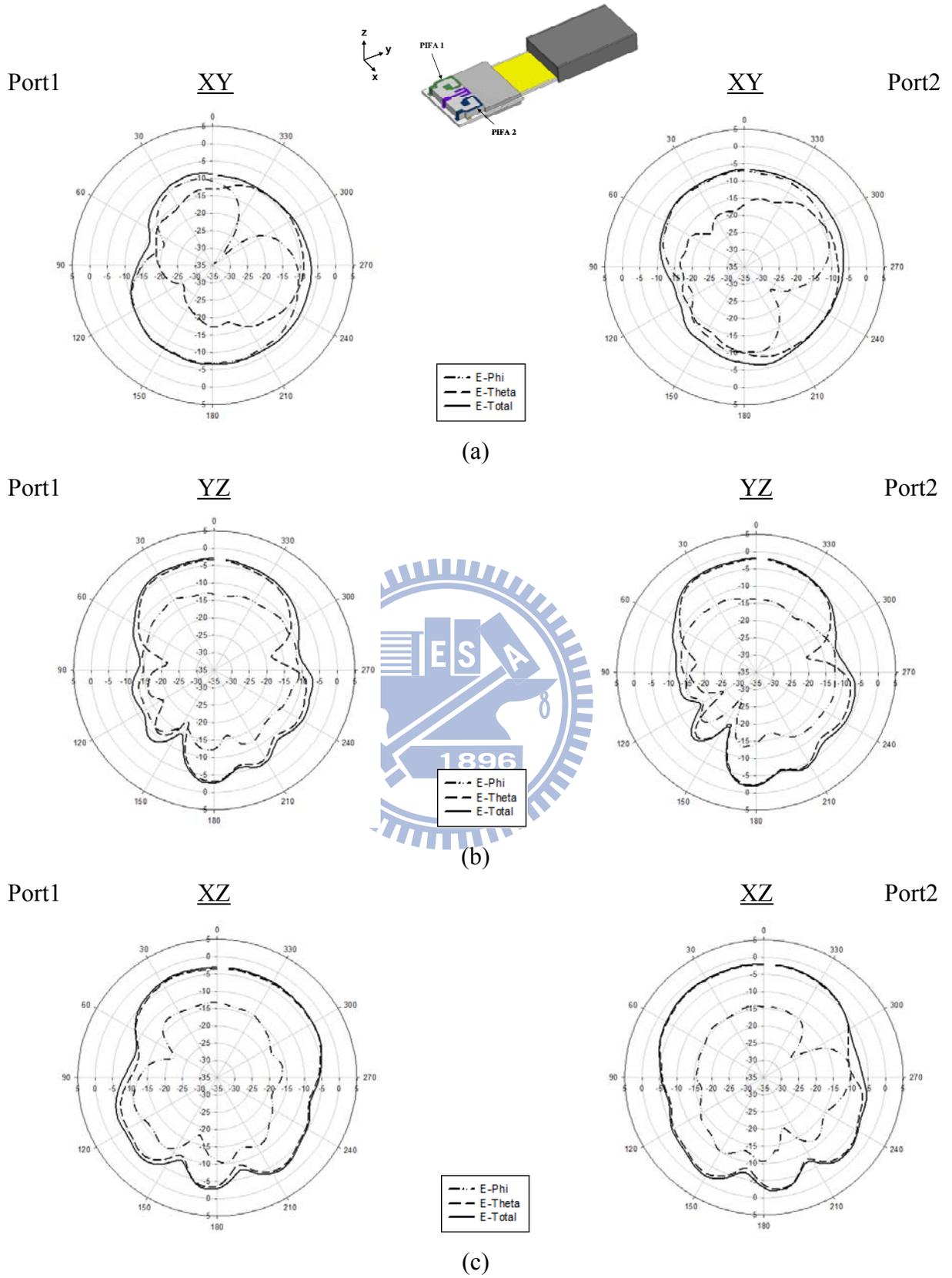


圖 4.10 雙層具有去耦合之雙天線在 2.55 GHz 實際量測輻射場型圖 (a) XY (b) YZ (c) XZ

## 4.2 屏蔽盒(Shielding box)對天線的影響

### 4.2.1 屏蔽盒高度對天線影響的探討

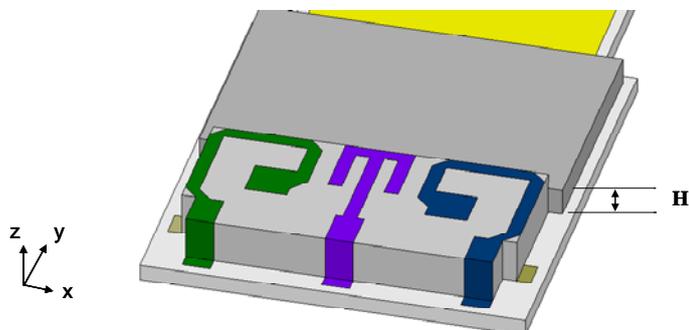


圖 4.11 雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒高度變化示意圖

由於本篇論文預設環境考慮了內部實際電路裡的屏蔽盒，本節將討論屏蔽盒對天線的影響，在所提出的雙層雙天線架構下，首先，我們探討屏蔽盒高度對天線的影響，如圖 4.11 所示，而  $H$  為屏蔽盒的高度，本論文所提出預設環境的  $H$  為 1 mm，由於電路元件高度約略低於 1 mm，所以在  $H=1\text{mm}$  附近上下選擇四種高度做為探討的項目，當

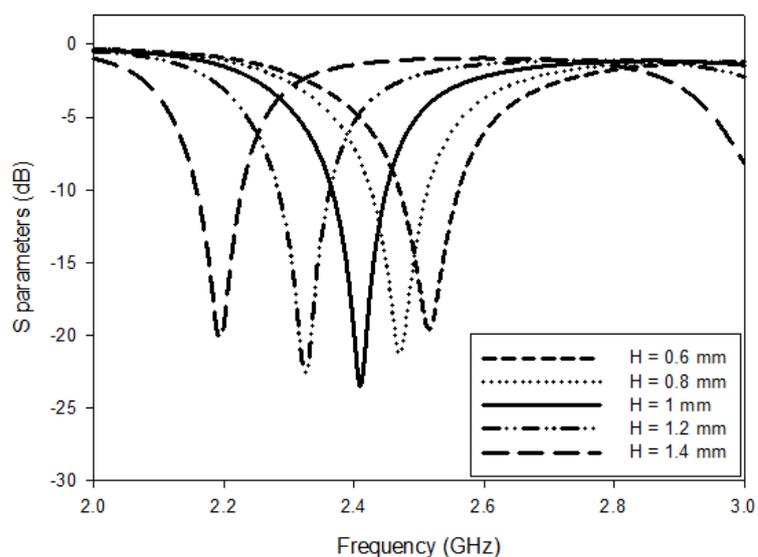


圖 4.12 雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒高度變化之模擬 S11 圖

H=1.2mm、1.4mm 時，造成共振頻率點往低頻移動，頻寬也較小，而 H=0.8mm、0.6mm 會造成共振頻率點往高頻移動，如圖 4.12，這也是造成模擬與實作時中心頻率偏移的原因，接著觀察 H 對天線隔離度的影響，如圖 4.13 所示，在 H 數值變化時，對隔離度特性並無較顯著的影響，可以了解在屏蔽盒實作高度的誤差，隔離度不會影響很大，增加最終架構實作結果的可靠性。

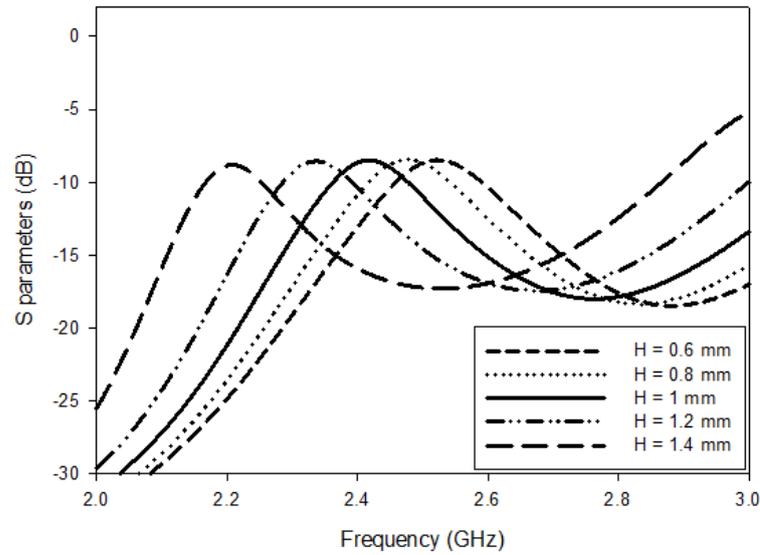


圖 4.13 雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒高度變化之模擬 S21 圖

#### 4.2.2 屏蔽盒距離對天線影響的探討

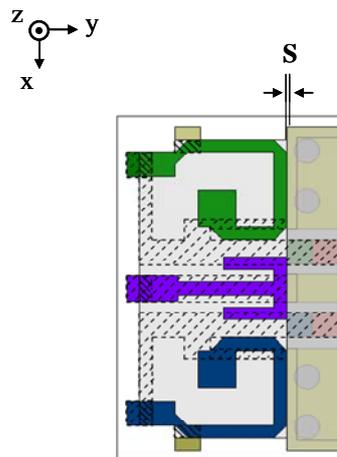


圖 4.14 雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒距離變化示意圖

經由前一小節探討屏蔽盒高度對天線特性影響後，在本小節則是要探討屏蔽盒與天線間距離  $S$  對天線特性的影響，示意圖如圖 4.14，當  $S$  數值增加時，由圖 4.15 可知，屏蔽盒與天線間原有的耦合量減小，會造成天線共振頻率漸漸往高頻移動，頻率移動隨著距離拉遠也漸漸趨緩，接著我們觀察屏蔽盒與天線間距離對隔離度的影響，如圖 4.16

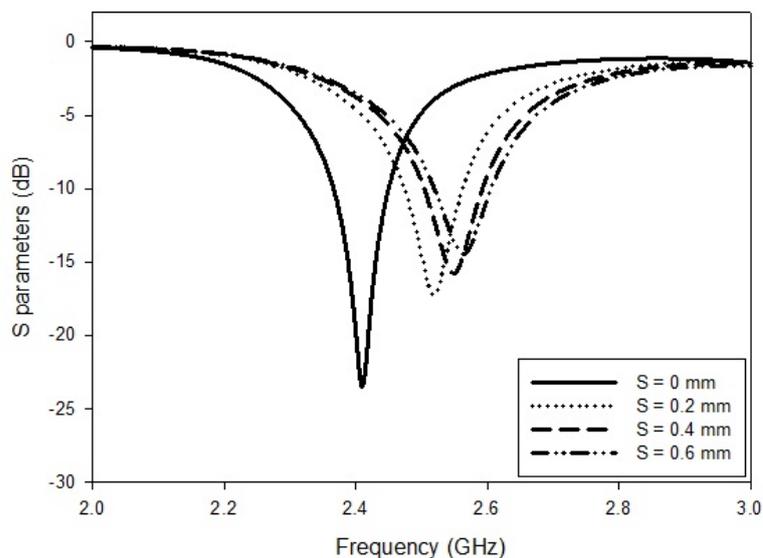


圖 4.14 雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒距離變化之模擬 S11 圖

所示，當  $S$  增加時，隔離度有稍微較好的趨勢，其原因應為屏蔽盒與天線間原有的耦合量減小，影響了天線阻抗匹配，造成饋入能量部分損失而增加少許隔離度。

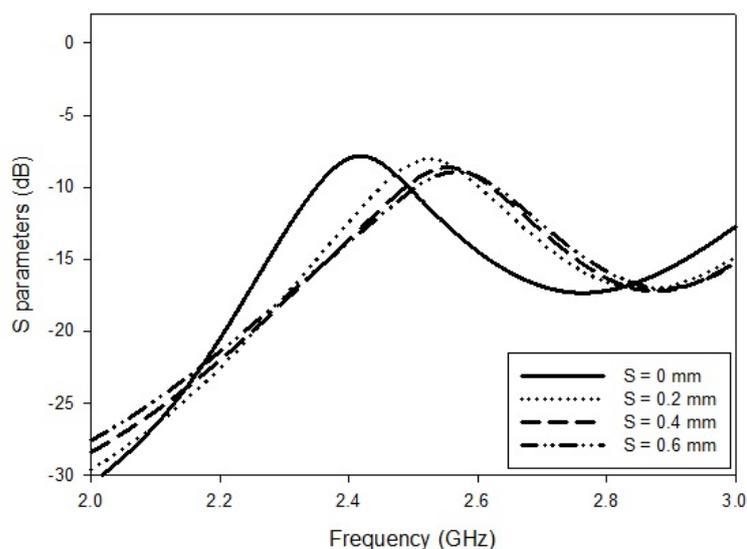
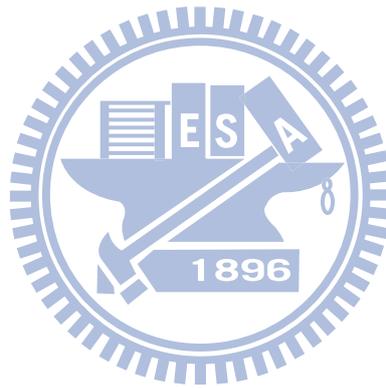


圖 4.15 雙層具有去耦合之雙天線架構對屏蔽盒距離變化之模擬 S21 圖

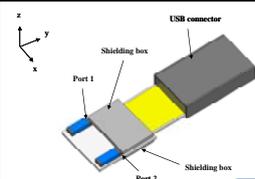
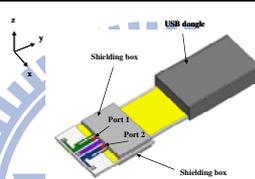
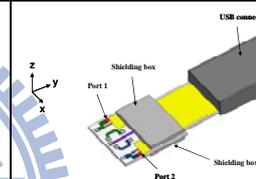
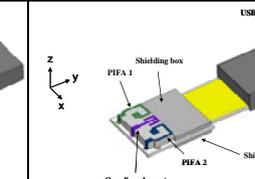
在本論文所提出的雙層雙天線設計架構中，皆在雙層疊板與屏蔽盒間無間隙的情形下來設計的，而 4.2.2 節所探討的主題，額外提供了在屏蔽盒與天線間有間隙的情況下，對天線的特性影響情形模擬，使得所提出架構在不同環境下有參考的依據，接著我們在實際製作上僅為雙層疊板橫向(x 軸)上的對位誤差，可參考附錄 A，由以上屏蔽盒與天線間影響的探討過程中，可以知道在天線設計時，預設環境的考慮是很重要的，如何使天線設計特性能更接近實際應用，建置近似的預設環境是很重要的。



### 4.3 所提出的各種雙天線架構比較

回顧第三章所提出幾種在原有基板上架構的設計，在這麼狹小的設計空間裡設計雙天線架構，如何在兼顧天線輻射特性又要減少天線間耦合效應，透過提出的設計流程，可有較明確的概念，而本章所提出的雙層雙天線架構，不但有良好的輻射特性，也符合 2.4 GHz 無線網路應用的需求，最小隔離度尚可接受與低成本等特性，其實際量測結果如表 4-2 所示。

表 4-2 所提出架構總比較表

Types				
Bandwidth (RL<10dB)	~120 MHz	~70 MHz	~30 MHz	~83 MHz
Avg. gain (XZ plane)	-1 ~ -2 dBi	-4 ~ -5 dBi	-6 ~ -7 dBi	-1 ~ -2 dBi
Isolation (Minimum)	6.22 dB	6.97 dB	15.82 dB	8.54 dB
Cost	High	Low	Low	Low

## 第五章 結論

本論文提出一適用於 2.4 GHz 極小型無線網路收發器的雙緊鄰天線架構，在考慮接近實際應用環境下，透過簡潔的設計概念並運用 FR4 基板低成本且容易製作的優點，使得此天線設計架構更貼近，也更為實用。首先，我們採用天線縮小化的方式來進行兩支天線的設計，並針對緊鄰天線間的耦合效應來探討，可以發現其耦合效應約分為兩種，一種為饋入點靠近的電感性耦合，而另一種為 PIFA 開路端之間的電容性耦合，由模擬結果得知，電容性耦合影響隔離度較電感性耦合嚴重，在這麼狹小的設計空間裡，採用了饋入點靠近的設計方法，並將 PIFA 開路端盡量遠離，接著為了進一步改善隔離度，在兩天線中間設計一寄生元件，使其提供額外的耦合路徑來抵銷天線間原有的耦合量，最後利用雙層疊板的架構設計，增加天線的設計空間，以提升雙緊鄰天線的輻射特性。最終提出雙層雙緊鄰天線架構，其實際量測在反射損耗 10 dB 以下的頻寬約有 83 MHz，天線間最小隔離度約為 8.54 dB，在全向性輻射場型平面的平均輻射增益可達 -1.43 dBi，模擬與實作結果皆符合 2.4GHz 無線網路需求。



## 參考文獻

- [1] Schulteis S., Waldschmidt, C., Sorgel, W., and Wiesbeck, W., "A Small Planar Inverted F Antenna with Capacitive and Inductive Loading," in *IEEE AP-Symp.*, vol. 4, pp.4148-4151, 2004.
- [2] Y.-S. Wang, M.-C Lee, and S.-J. Chung, "Two PIFA-Related Miniaturized Dual-Band Antennas," *IEEE Tran. Antenna Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 805-811, March 2007.
- [3] F. Yang and Y. R. Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap EBG structures: a low mutual coupling design for array applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936-2946, Oct. 2003.
- [4] Z. Iluz, R. Shavit, and R. Bauer, "Microstrip antenna phased array with electromagnetic bandgap substrate," *IEEE Trans. Antenna Propaga.*, vol. 52, no. 6, pp.1446-1453, June 2004.
- [5] L. Yang, M. Fan, F. Chen, J. She, and Z. Feng, "A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications for microwavestructures," *IEEE Tran. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp.183-190, Jan. 2005.
- [6] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800and UMTS bands," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3063-3073, Nov. 2006.
- [7] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas , M. Franzen, and P.-S. Kildal, "MIMO performance of enhanced UMTS four-antenna structures for mobile phones in the presence of the user's head," in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, Jun. 2007, pp. 2853-2856.
- [8] A. Diallo and C. Luxey, "Estimation of the diversity performance of several two-antenna systems in different propagation environments," in *IEEE AP-S Int. Symp.*, Jun. 2007, pp. 2642-2645.

- [9] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Enhanced two-antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 2, no. 1, pp. 93-101, Feb. 2008.
- [10] S. Ranvier, C. Luxey, P. Suvikunnas, R. Staraj, and P. Vainikainen, "Capacity enhancement by increasing both mutual coupling and efficiency: a novel approach," in *IEEE AP-Symp.*, Honolulu, Hawaii, June 2007.
- [11] J. Andersen and H. Rasmussen, "Decoupling and descattering networks for antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 24, pp. 841-846, Nov. 1976.
- [12] C. Y. Chiu, C. H. Cheng, R. D. Murch, and C. R. Rowell, "Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna element," *IEEE Tran. Antenna Propag.*, vol. 55, no. 6, pp.1732-1738, June 2007.
- [13] M. Yamamoto and K. Itoh, "Behaviour of the parallel plate mode in a stripline slot-coupled patch antenna," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.* vol. 147, no. 5, pp. 385-389, Oct. 2000. (phy 1 pat)
- [14] S.-C. Chen, Y.-S Wang, and S.-J. Chung, "A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas," *IEEE Tran. Antenna Propag.*, vol. 56, no. 12, December 2008.
- [15] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas , M. Franzen, and P.-S. Kildal, "Enhanced two-antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals," *IET Microwave. Antenna Propag.*, February. 2008, pp. 93-101.
- [16] A. C. K. Mak, C. R. Rowell, and R. D. Murch, "Isolation Enhancement Between Two Closely Packed Antennas," *IEEE Tran. Antenna Propag.*, vol. 56, no.11, pp.3411-3418, November 2008. [17] S. H. Yeh and K. L. Wong, "Dual-band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN application," in *IEEE AP-S Int. Symp.* vol.4, June 2002, pp.72-75.

- [17] S. H. Yeh and K. L. Wong, "Dual-band F-shaped monopole antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN application," in *IEEE AP-S Int. Symp.* vol.4, June 2002, pp.72-75.
- [18] M.-D. Lin and S.-J. Chung, "A Compact MIMO antenna System with Three Closely Spaced Multi-band Antennas for WLAN," in *Microwave Conference, 2007. APMC 2007.*



## 附錄 A (雙層具有去耦合雙天線之對位誤差影響)

在本論文第四章後段，我們探討了屏蔽盒高度與距離對雙層雙天線架構的影響，其中所提出架構皆在，探討雙層疊板在 x 軸上對位的誤差，示意圖如圖 A.4 所示，由 P 值變化觀察圖 A.5、A.6 可知，當 P 軸為  $P = 0$  mm，朝 -x 軸方向偏移為負 P 值，而同理往 +x 軸方向偏移為正 P 值，這裡橫向對位的誤差，造成了設計的中心頻率微幅飄移，並些許改善天線間隔離度，但透過天線增益模擬並無額外增加平均增益表現，所以我們更加確定隔離度些許改善為天線阻抗匹配的影響，造成饋入能量部分損失而增加少許隔離度，由本附錄探討可知，本論文所提出的雙層雙天線架構在對位的誤差上皆在設計的需求頻段內，證明了此架構實作時的穩定性。

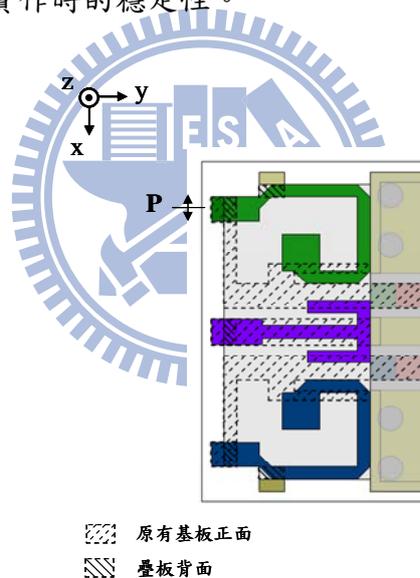


圖 A.1 雙層具有去耦合之雙天線架構疊板對位誤差 P 變化示意圖

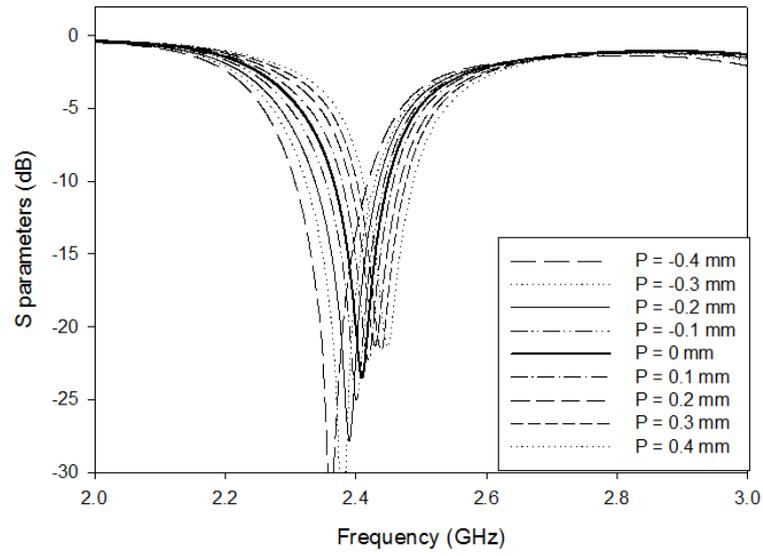


圖 A.2 雙層具有去耦合之雙天線架構對位誤差 P 變化之模擬 S11 圖

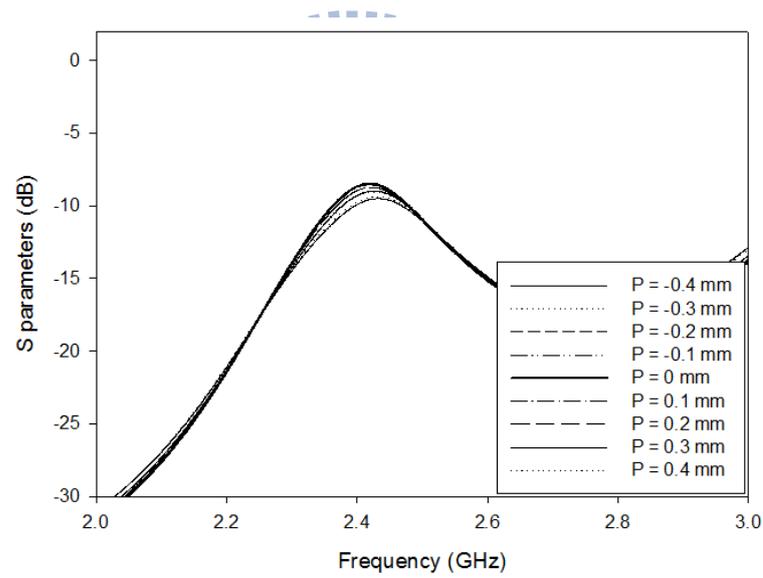


圖 A.3 雙層具有去耦合之雙天線架構對位誤差 P 變化之模擬 S21 圖

## 附錄 B (實作照片)

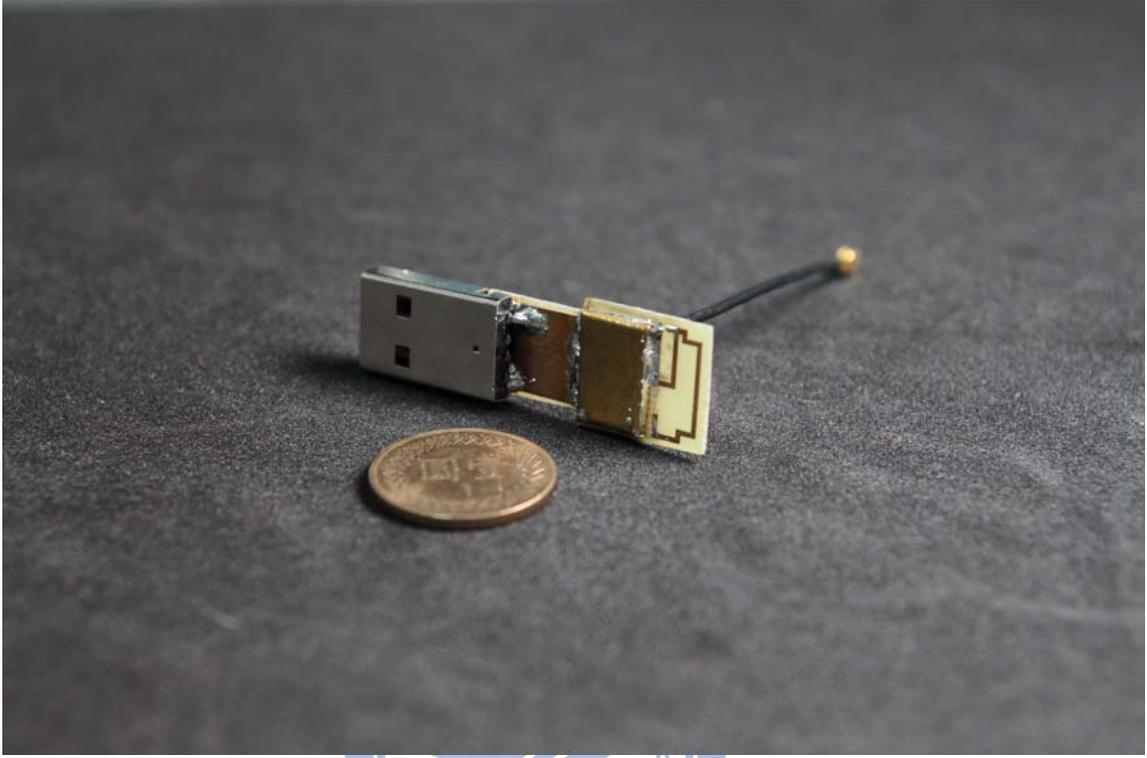


圖 B.1 單層單一天線架構實體圖

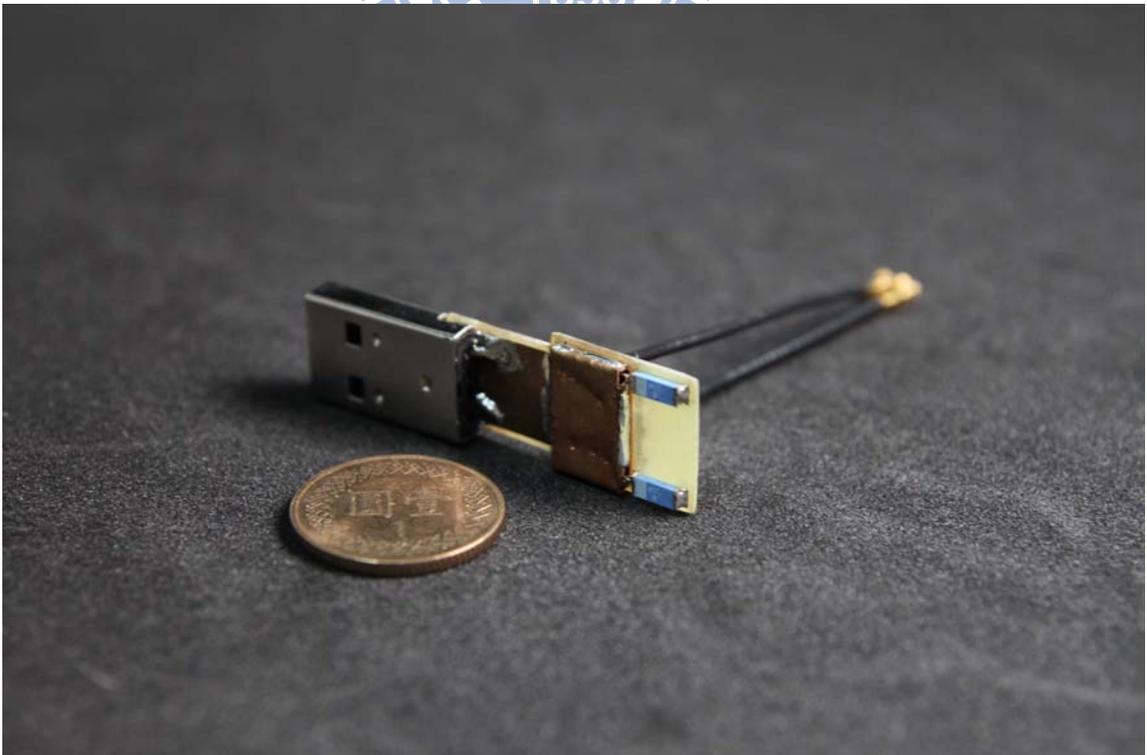


圖 B.2 單層使用 LTCC Chip antenna 之雙天線架構實體圖

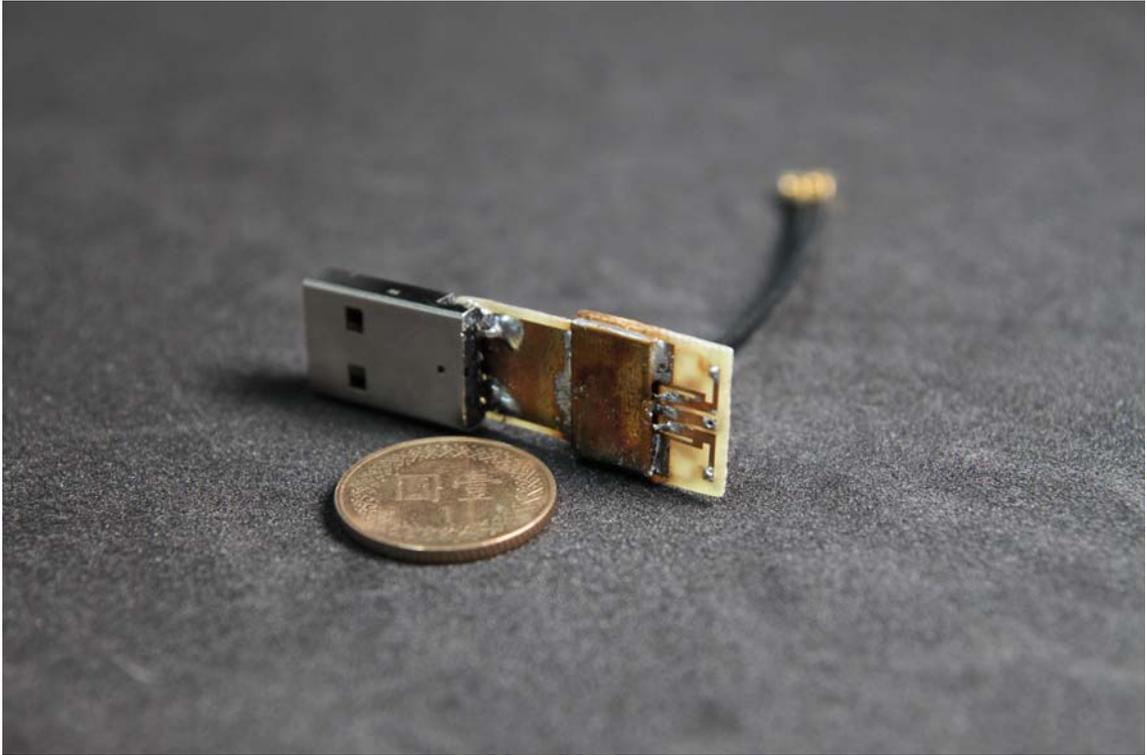


圖 B.3 單層饋入點靠近之雙天線架構實體圖 (正面)

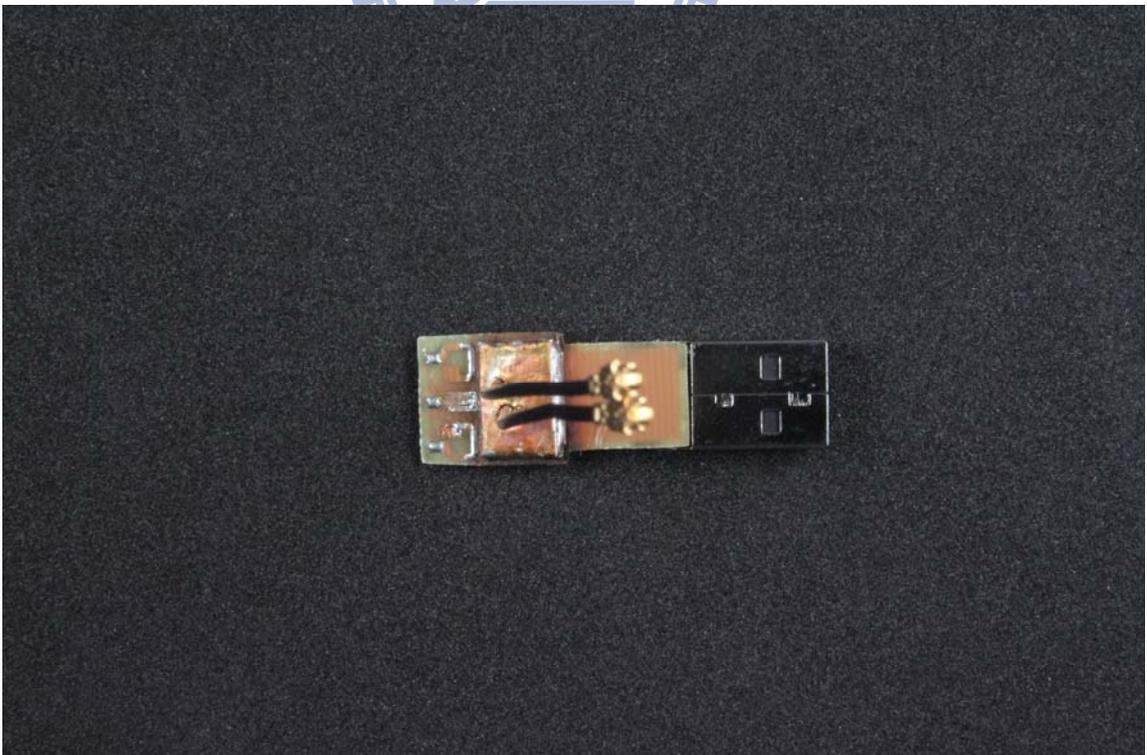


圖 B.4 單層饋入點靠近之雙天線架構實體圖 (背面)

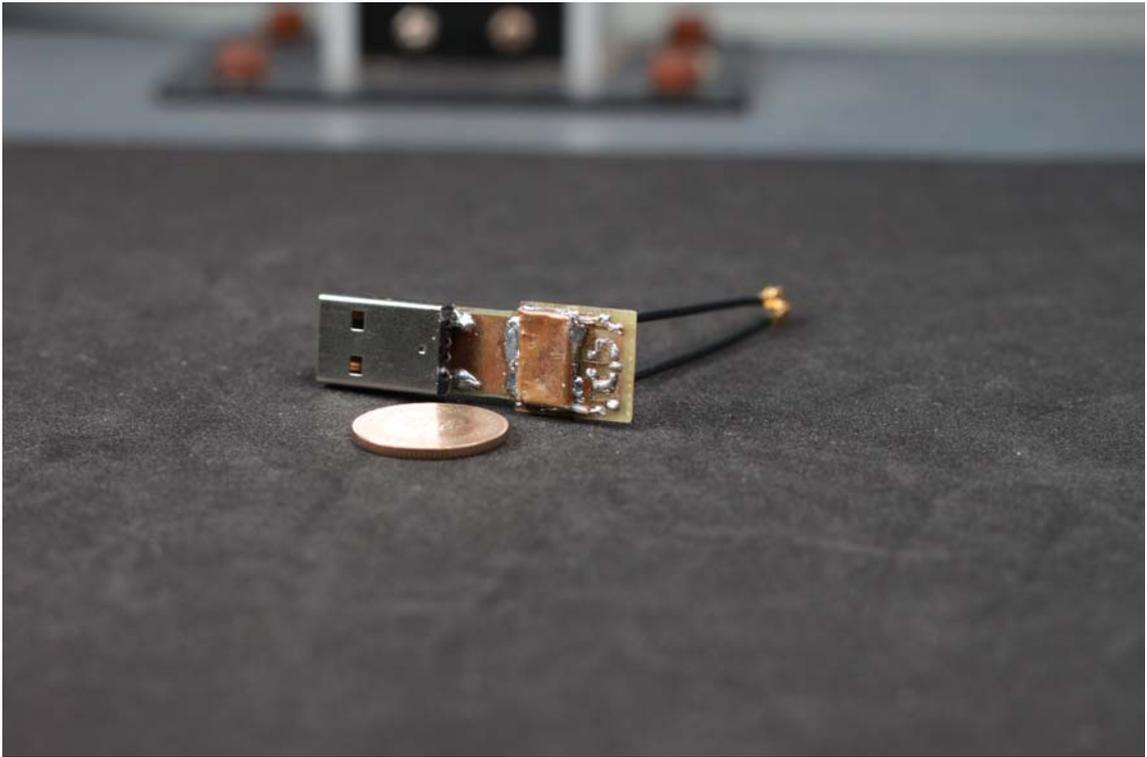


圖 B.5 單層饋入點遠離之雙天線架構實體圖 (正面)

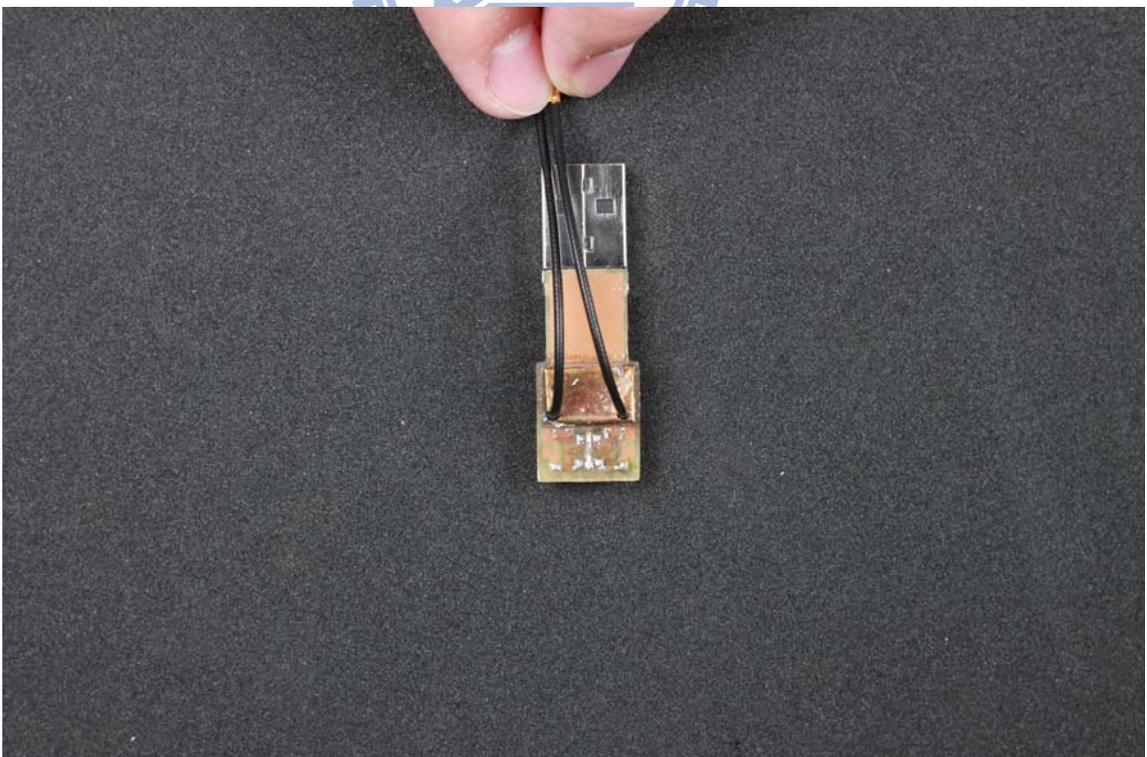


圖 B.6 單層饋入點遠離之雙天線架構實體圖 (背面)

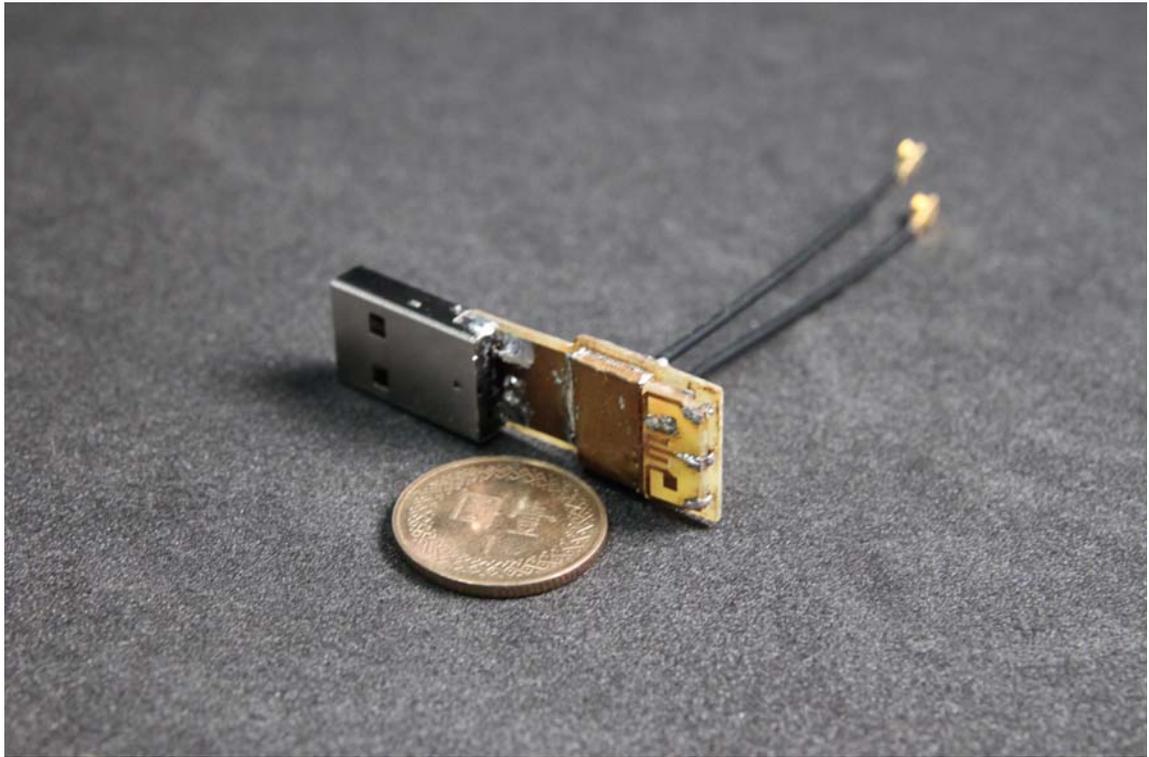


圖 B.7 雙層雙天線架構實體圖 (正面)

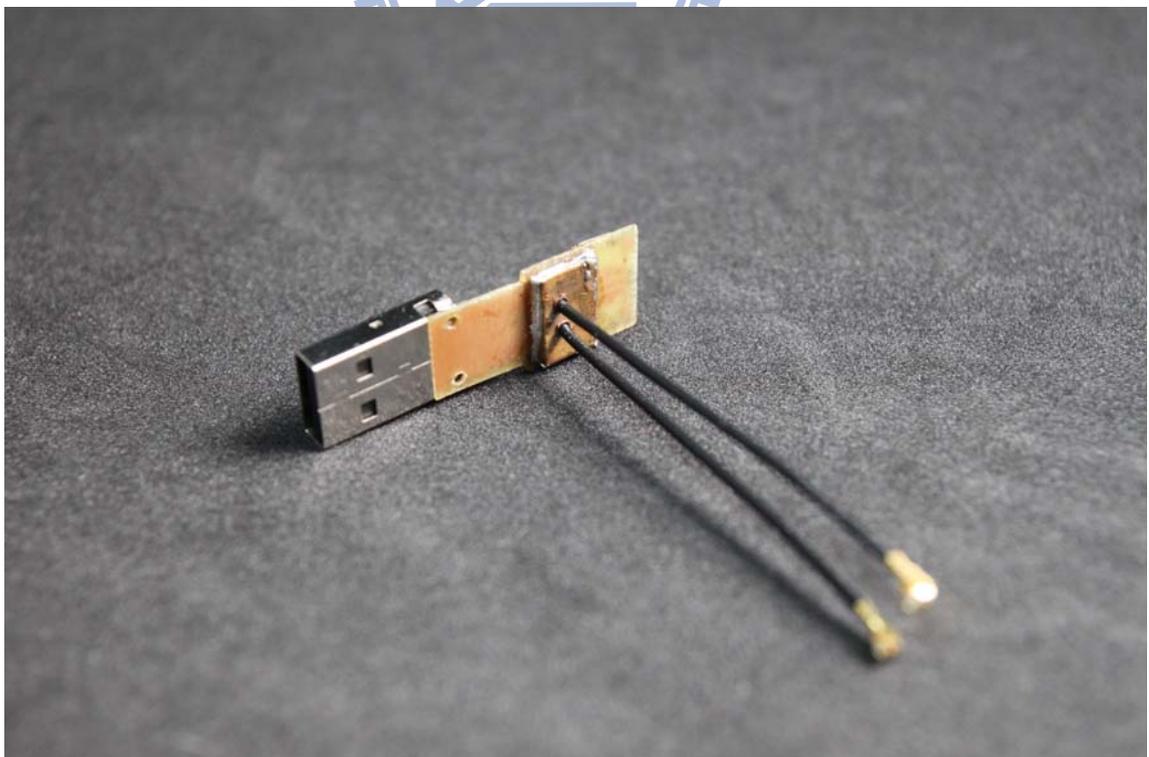


圖 B.7 雙層雙天線架構實體圖 (背面)