

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

提升兩相鄰天線隔離度之去耦合設計應用  
於無線網路



Decoupling Techniques for Increasing the  
Isolation Between Two Nearby Antennas for  
Wireless Communication Applications

研究生：陳信錫

指導教授：鍾世忠

中華民國

九十六年六月

# Decoupling Techniques for Increasing the Isolation Between Two Nearby Antennas for Wireless Communication Applications

研究生：陳信鋁

Student : Shin-Chang Chen

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

碩士論文



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 2007

中華民國九十六年六月

# 提升兩相鄰天線隔離度之去耦合設計應用 於無線網路

研究生：陳信錫

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學 電信工程研究所



## 摘要

本論文中提出兩個方法可達到去耦合之效果。第一個方法使用一組去耦合網路與一組匹配網路來達成高隔離度的效果，且天線的輻射場型亦具有指向性的功能，我們可以利用 ABCD 矩陣、S 參數、Y 矩陣、Z 矩陣來分析這個架構的特性。第二個方法利用枝幹耦合器(branch line coupler) 使天線之耦合度與反射係數互換來達成高隔離度的效果，再利用一組匹配網路即可達成高隔離度之天線設計，此天線之輻射場型亦具有指向性的功能，我們可以利用天線陣列因子 (Antenna Factor) 來解釋輻射場型的指向性，模擬與量測的結果也都符合規格所要求。

# Decoupling Techniques for Increasing the Isolation Between Two Nearby Antennas for Wireless Communication Applications

Student : Shin-Chang Chen

Advisor : Dr. Shyh- Jong Chung

Institute of Communication Engineering  
National Chiao Tung University



## Abstract

In this study, we will introduce two methods of decoupling design. At the first method, it is composed of the decoupling network and the matching network, and the radiation pattern with function of pattern diversity. We were using the ABCD matrix, the S parameter, the Y matrix and the Z matrix to analyze the characteristic of this structure. At the second method, we were using the branch line coupler to exchange the coupled and the return loss so the high isolation antenna will be manufacture. Also, this type antenna has the radiation pattern with function of pattern diversity. We using the antenna factor to explain the diversity of the radiation pattern, the simulated and the measured results almost conform to the specifications.

## 致謝

在研究所短短的兩年時光中，我在交大學會了許多專業方面所需的知識與做研究所需的方法與態度，首先最感謝我的指導教授鍾世忠博士，老師在微波領域方面有相當多的經驗與知識，就像一座寶山怎麼挖也挖不完。老師會適時提供很多意見讓我的思考變的更多維與寬廣，在研究的過程中相當有趣亦相當的辛苦多虧我們實驗室有著一群與我共同打拼的好伙伴，這些伙伴之中有我的學長、同學與學弟。

做研究的過程中與你一起打拼的人也是很重要的，所謂教學相長就是這個道理。所以我也非常感謝實驗室的博班大學長何丹雄，什麼天線都會的阿信，實驗室之母菁小偉，屁股很翹的凱哥，電資的龜毛佩宗，眼睛很小的清標這些是博班系列，我的同窗好友建宏、愛吃又不怕胖的小圓、瘋狂打卡丁車的小花、實驗室的正妹沒零、煥能學長的女朋友碰碰、跟我念同一間大學的小黃還有我最疼愛的學弟們如下：常常會去後座做一下的蘇小棍、有兄弟關係的劉小馬與關雷、很會打電動的草莓神手本、一杯醉的煥昇還有漂亮的助理佩華，謝謝你們大家，由於你們的出現使我碩班的生活更加的多采多姿。

最後一定要感謝我的父母的養育之恩，很感謝他們一直在我求學的階段提供良好的環境照顧我，使我無後顧之憂可專心向學，還有我很感謝我的女朋友嫵嫵一直陪伴在我的身邊，如果沒有他一直陪伴在我身旁，相信這兩年的生活將會有很大的不同。

# 目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	V
表目錄.....	VIII
第一章 導論.....	1
第二章 單極天線與八木天線的基本原理.....	3
2.1 單極天線.....	3
2.2 八木天線.....	7
第三章 高隔離雙天線的消除耦合網路設計	
3.1 三埠網路之原理與特性.....	10
3.2 去耦合電路設計原理.....	12
3.2.1 阻抗匹配消除耦合法.....	12
3.2.2 散射係數交換法.....	14
3.2.3 匹配網路設計.....	16
第四章 實現高隔離度的雙天線.....	17
4.1 高隔離度的雙天線使用阻抗匹配消除耦合法.....	17
4.1.1 高隔離度雙天線模擬與量測 (原形).....	17
4.1.2 高隔離度雙天線模擬與量測 (縮小化).....	24
4.2 高隔離度的雙天線使用散射係數交換法.....	25
4.2.1 高隔離度雙天線模擬與量測 (原形).....	30
4.2.2 高隔離度雙天線模擬與量測 (縮小化).....	36
第五章 結論.....	45
參考文獻.....	a
附錄.....	b

## 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.....	4
圖2.2 單極天線 (a)結構圖 (b)電流分佈圖.....	5
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.....	6
圖2.4 兩個單元的陣列，其中激發天線為偶極天線另一個為寄生單元.....	7
圖2.5 兩個單元的八木天線.....	8
圖2.6 兩個單元的八木天線.....	9
圖2.7 三個單元的八木天線.....	9
圖 3.1 兩種環行器及其 S 參數矩陣.....	11
圖 3.2 去耦合方塊說明圖 (阻抗匹配消除耦合法) (a)去耦合方塊圖(b)簡化去耦合方塊圖.....	12
圖 3.3 枝幹耦合器.....	14
圖 3.4 去耦合方塊說明圖 (散射係數交換法) (a)低隔離度雙天線 (b)架構圖....	15
圖 3.5 L 型匹配網路設計.....	16
圖 4.1 高隔離度雙天線 (原形) (a) Layout 圖 (b) 阻抗匹配消除耦合法.....	17
圖 4.2 低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型).....	18
圖 4.3 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型).....	18
圖 4.4 去耦合雙天線設計方塊圖.....	19
圖 4.5 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型) (a) 高隔離度雙天線模擬結果(b) 高隔離度雙天線量測結果.....	20
圖 4.6 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型) .....	22
圖 4.7 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型) .....	23
圖 4.8 高隔離度雙天線 (縮小化) (a) Layout 圖 (b) 阻抗匹配消除耦法....	24
圖 4.9 低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小化) .....	25
圖 4.10 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小化) .....	25
圖 4.11 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小化) (a) 高隔離度雙天線模擬結果(b)	

高隔離度雙天線量測結果.....	26
圖 4.12 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小化) .....	28
圖 4.13 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小化) .....	29
圖 4.14 高隔離度雙天線 (原型) .....	30
圖 4.15 低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型) .....	31
圖 4.16 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型) .....	31
圖 4.17 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (原形) (a) 高隔離度雙天線模擬結果 (b) 高隔離度雙天線量測結果.....	32
圖 4.18 由天線陣列概念模擬的天線輻射場型.....	33
圖 4.19 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型) .....	34
圖 4.20 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型) .....	35
圖 4.21 (a) $\frac{\lambda}{4}$ 傳輸線 (b) 小型化等效傳輸線.....	36
圖 4.22 縮小型枝幹耦合器.....	37
圖 4.23 高隔離度雙天線 (縮小型) .....	37
圖 4.24 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型) .....	38
圖 4.25 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型) .....	38
圖 4.26 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小型) .....	39
圖 4.27 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小型) .....	40
圖 4.28 高隔離度雙天線 (縮小型 2) .....	41
圖 4.29 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型 2) .....	42
圖 4.30 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型 2) .....	42
圖 4.31 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小型 2) .....	43



圖 4.32 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane  
(c) ZY-plane (縮小型 2) ..... 44



## 表目錄

表 4.1 高隔離度雙天線之增益平均值 (原型) .....	21
表 4.2 高隔離度雙天線之增益平均值 (縮小化) .....	27
表 4.3 高隔離度雙天線之增益平均值 (原型).....	45
表 4.4 高隔離度雙天線之增益平均值 (縮小型) .....	45
表 4.5 高隔離度雙天線之增益平均值 (縮小型 2) .....	46



# 第一章 導論

近年來，無限通訊技術的進步帶動了通訊產業的發展，也讓科技更融入日常生活，如行動電話(Mobile Phone)、藍牙(Bluetooth)、無限區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)、全球定位系統(Global Positioning System, GPS)、甚至到最近的超寬頻技術(Ultra Wideband, UWB)、無限都會區域網路(Worldwide Interoperability for Microwave Access, WIMAX)更與日常生活之緊密結合，改變了大多數人的生活形態；更因為貼近生活，所以方便性將是首要目標，自然地，電子產品尺寸有輕薄化、縮小化之趨勢，系統封裝(SOP)或是系統單一晶片(SOC)將成為射頻電路設計主流。在上列幾個通訊標準中，我選擇 802.11b/g 作為我模擬的頻段，所以先介紹關於這個頻段的各項特性，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。然而天線在無線通訊系統射頻端中是一很重要的元件，如雙極天線(Dipole antenna)、單極天線(Monopole antenna)、倒 F 天線(Invert-F antenna)、回路天線(Loop antenna)等等…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。至於 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。

隨著電子產品尺寸有輕薄化、縮小化之趨勢，在天線的設計上也是一項很大的挑戰要如何在有限的面積之下發揮最大的輻射效率，同時亦需達到全向性的輻射場型。縮小化的天線輻射效率都會比較差，一方面會由電流互相抵銷所造成另一方面由介值的損耗所造成最後還要再加上歐姆損耗，或是能量沒有饋入天線，這四種都是會造成天線輻射效率不好的原因，然而要把收發兩隻天線放在一塊電路版上最大的挑戰將是隔離度的問題，若隔離度不夠好發射端所發射的訊號將會被接收端的天線給接收回來，天線就沒有達成傳遞訊號的功能，若是收發端天線的隔離度不好亦會影響到訊號的正確性，如何提升收發天線的隔離度就變成一個研究的課題，故我們希望同時可以兼顧到天線的增益、場型與隔離度。

在本篇論文中會提出兩種提升隔離度的方法，第一種去耦合的方法是先取出低隔離度的天線 S 矩陣，再利用此 S 矩陣轉換成各種矩陣例如 Y 矩陣、ABCD 矩陣與 Z 矩陣等等…配合上所提出來的架構消除低隔離度天線的耦合量，即可達成高隔離度的天線設計，第二種去耦合的方法是利用枝幹耦合器(Branch Line Coupler)使隔離度低的天線之耦合量(Coupled)與反射係數量(Return Loss)互相關換使他達到高隔離度的效果，最後當然是天線的輻射場型與增益，傳統的無線網路應用中通常都是用空間分集(Spatial Diversity)，產生互補式的輻射場型獲得分集增益(Diversity Gain)，以來對抗無線通道的多路徑衰落現象以加強無線接取

能力。在本論文後半段我們將利用這兩種方法都可以讓天線的輻射場型達到偏轉的效果，我們將會利用八木天線(Yagi-Uda)的概念與天線陣列(Antenna array)的概念來分析其輻射場型為何可達到多變性。利用訊號方向性之波束形成(Beamforming)技術，產生特定的波束形狀；將主波束對準目標訊號用以強化接收品質，同時調整零陷(Null)點，使之對準干擾訊號用以抑制(或消除)干擾，從而達到增加系統容量、擴大涵蓋面和提高傳輸率的多重目的。

最後再將天線縮小化使其利用性提高，至於去耦合網路(Decoupling Network)可取代傳統的循環器(Circulator)不需使用鐵磁性物質即可達成相同的功能，至於循環器的功能與應用會在論文中詳細敘述與說明，實做出來的成品亦符合 802.11b/g 之應用，成本與尺寸都會比循環器來的低。



## 第二章 單極天線與八木天線的基本原理 (Theory of Monopole antenna and Yagi-Uda antenna)

### 2.1 單極天線 [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

$\beta$  : 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：

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

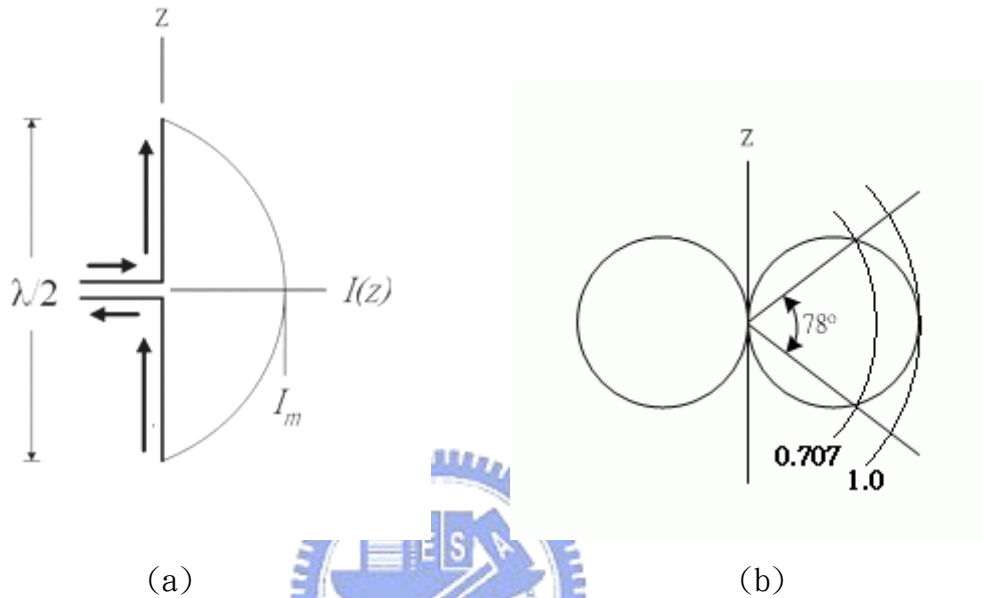


圖2.1 二分之波長偶極天線 (a)電流分佈圖 (b)輻射場型圖

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：

$$G = \frac{\text{天線的最大單位面積輻射功率}}{\text{全向性天線的單位面積輻射功率}} = \zeta D \quad (2-8)$$

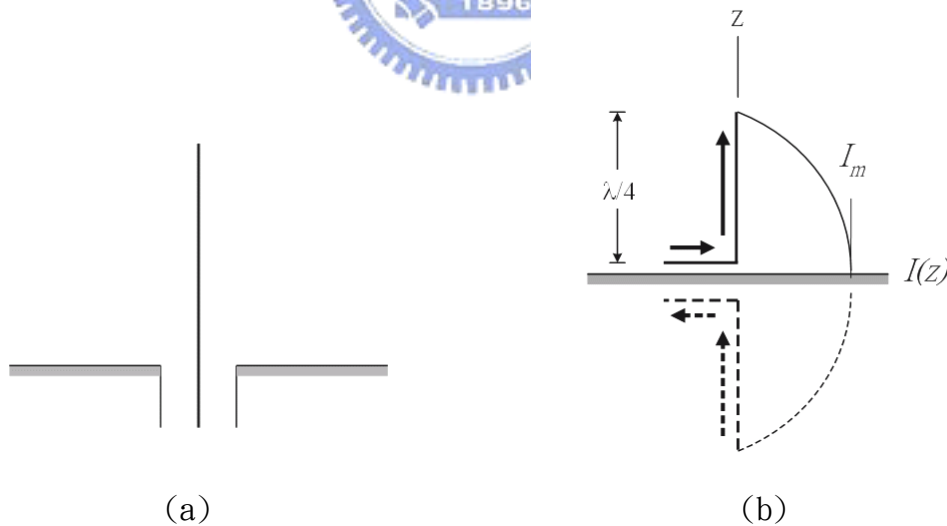
在設計天線時天線效率的大小也是個重要的考量參數，我們會希望效率越高越好，代表所有入射的功率幾乎都經由天線輻射出去，如此天線增益也會越高。一般好的天線會希望效率在 80% 以上。

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：



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

由於餽入的電流一樣，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 $L_1+L_2 \sim \lambda/4$ 。

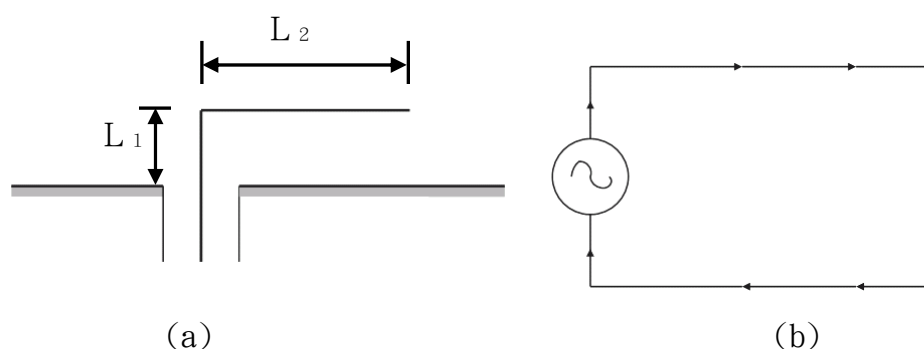


圖 2.3 倒L型天線 (a)倒L型天線架構圖 (b)微帶線負載偶極天線

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也可達到縮小面積的目的。

## 2.2 八木天線 [1]

八木天線是一種被動偶極天線的線性陣列，由於它的具有簡單製作及高的相對增益所以非常的實用。最基本的八木天線包含三個成分，為了了解其操作的原理，一開始我們再陣列中只放入一個激發的天線(Driven element)及一個被動的天線(Parasitic element)到這個陣列中，其中激發天線是一般共振在二分之一波長的偶極天線，假如被動天線被放置非常接近激發的天線的話會被激發出差不多大的振幅，所以入射在被動天線的場為：

$$E_{\text{incident}} = E_{\text{driver}} \quad (2-13)$$

再被動天線上會被激發出一電流並且輻射電場，其振幅大小與入射電場相同但是相位相反，這是因為來自激發天線的電場與被動天線相切，且對良導體而言切線電場為零。如此由被動天線幅射之總切線電場為零， $0 = E_{\text{incident}} + E_{\text{parasitic}}$ 。將此與(2-13)結合可得

$$E_{\text{parasitic}} = -E_{\text{incident}} = -E_{\text{driver}} \quad (2-14)$$

如圖 2.4 我們在圖中可以看到兩支天線陣列相距  $0.04\lambda$ 。

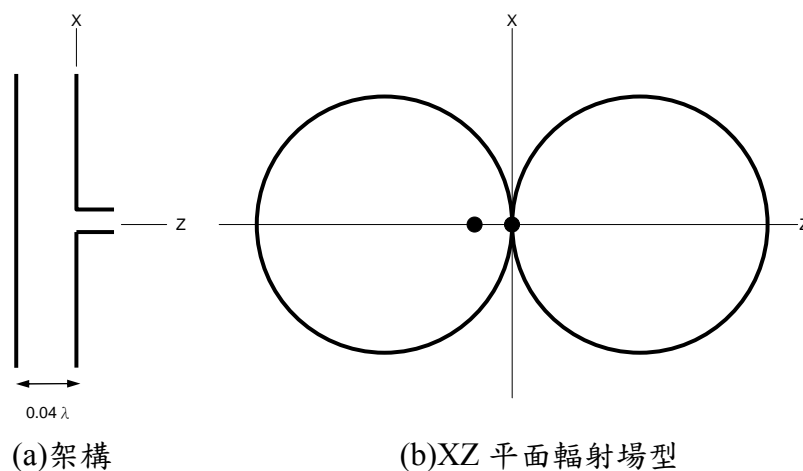


圖 2.4 兩個單元的陣列，其中激發天線為偶極天線另一個為寄生單元

八木天線的場型會如此簡單漂亮主要是來自於寄生單元的長度不同。藉由寄生天單元的變化原本兩個 endfire 的波束會有趨向成我們所希望的單一波束，接下來我們藉由兩個被動天線單元的陣列來觀看其影響，由圖 2.5(a) 激發偶極天線是  $0.4781\lambda$  的偶極天線，其真空中的共振長度為二分之一波長。寄生單元是一  $0.49\lambda$  的直線並與偶極天線想隔  $0.04\lambda$ ，其天線的場型我們可由圖 2.5(b) 得知，主波束由寄生單元射向激發單元，且這樣的一個寄生單元我們稱之為反射器(reflector)，因為對激發單元來說他呈現反射的效果。

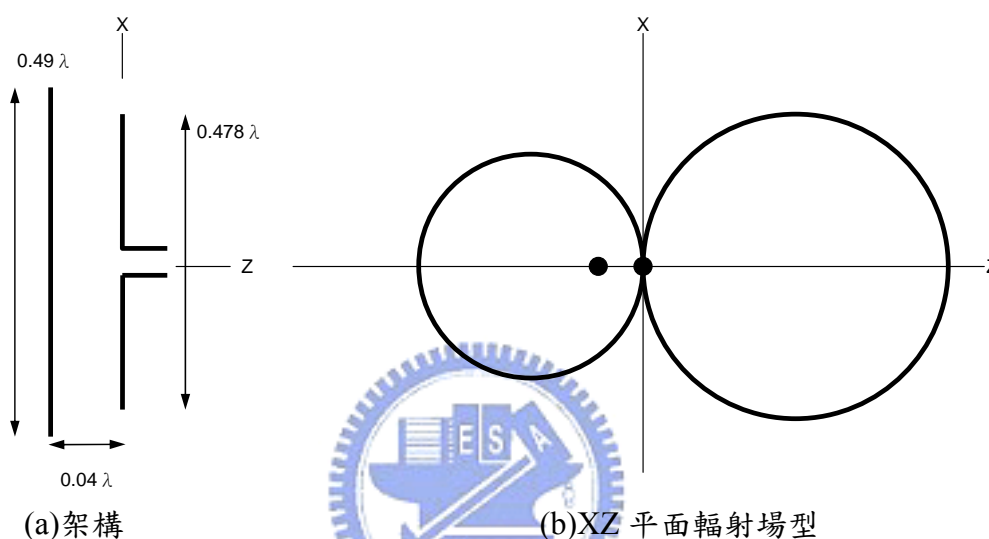


圖2.5 兩個單元的八木天線

假如寄生單元長度小於激發單元，且我們將其放置再激發單元的另一邊如圖 2.6，這樣的架構對天線輻射場型的影響跟我們放置一個反射器在天線另一邊有相類似的效果，且主波束的輻射方向相同，所以這樣的寄生元件我們稱之為引向器(director)，這是因為對激發單元來說它具有牽引場型的效果。因此我們可知道為了讓主波束更具方向性，我們可藉由加入反射器或是引向器來達成，因此我們可以將反射器與引向器分別放在激發單元的兩邊來加強主波束的方向性。如圖 2.7 所示為三個單元的八木天線，我們可以明顯的看出其主波束的輻射場型比兩個單元的八木天線更具方向性。

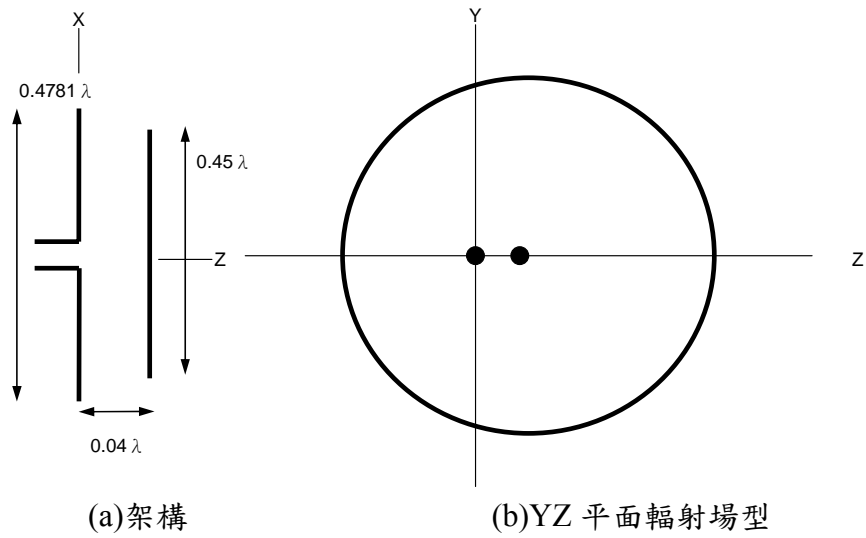


圖2.6 兩個單元的八木天線

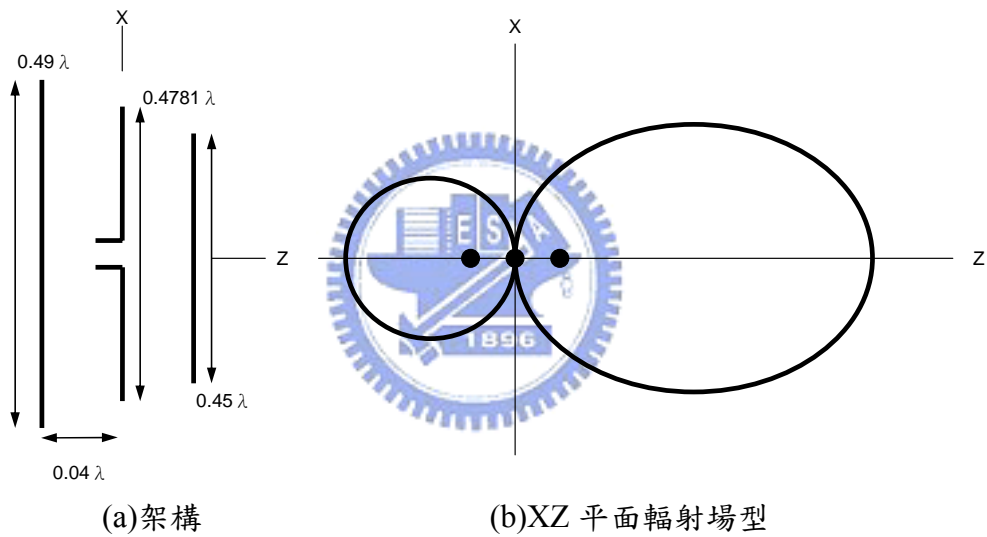


圖2.7 三個單元的八木天線

由上述的介紹，可以知道八木天線是藉由加入反射器與引向器的設計，使得一般輻射場型具有全向性的偶極天線更具有方向性，如此簡單的架構與漂亮的輻射特性在智慧型天線的設計上運用極為廣泛。

### 第三章 高隔離雙天線的消除耦合網路設計 (Design the Decoupling Network of the High Isolation Dual-Antennas)

#### 3.1 三埠網路之原理與特性 [2]

T型接面是最簡單的三埠(3-Ports)分波器，其中有兩個輸入埠，一個是輸出埠。任意的三埠網路的散射參數矩陣有九個獨立變數：

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \quad (3-1)$$

如果該元件為被動元件，且不含任何非同向性(No anisotropic)材料，其散射參數矩陣必有互易性(Reciprocal)也就是[S]必須為對稱矩陣( $S_{ij} = S_{ji}$ )。再者，為避免功率的損耗，通常我們也會希望元件不具損耗性(Loss less)，且各端埠均能阻抗匹配。但是，底下會證明：想同時具有無損耗性、互易性及端埠阻抗匹配的三埠網路，實際上是不存在的。

如果所有的端埠的阻抗均匹配，則 $S_{ii} = 0$ ；若是該網路也同時具有互易性其散射矩陣(3-1)可簡化為：

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{pmatrix} \quad (3-2)$$

若是該網路也不具損耗性，則能量守恆要求其[S]矩陣必為么正矩陣(Unitary matrix)，也就是說[S]的元素必須滿足下列各條件：

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (3-3a)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (3-3b)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (3-3c)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0 \quad (3-3d)$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0 \quad (3-3e)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (3-3f)$$

由(3-3d~e)可知，( $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{23}$ )三個參數裡至少要有兩個為零，但此條件又與

(3-3a~c)矛盾，也就是說三埠網路不可能同時具有無損性及互易性，又能使三埠網路每一個端埠阻抗匹配。如果去掉上述三個條件中的任何一個，此三埠網路就可能存在。

假使三端埠網路不具互易性，則( $S_{ij} \neq S_{ji}$ )，且各端埠阻抗匹配及能量守恆的條件就可以滿足。這種元件稱為環行器。這種元件需要用非同向性材料的材質來製造，例如鐵磁性物質，以達到非互易性的特質。先證明：無任何損耗性，各端埠都能阻抗匹配的三端埠網路，必為非互易性的環行器。若三端埠網路的所有端埠均阻抗匹配，其散射參數可寫成(3-4)：

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{pmatrix} \quad (3-4)$$

若該網路不具損耗性， $[S]$ 必為么正矩陣，我們可得以下的條件：

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (3-5a)$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (3-5b)$$

$$|S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \quad (3-5c)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0 \quad (3-5d)$$

$$S_{21}^* S_{23} = 0 \quad (3-5e)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (3-5f)$$

上述條件均能成立的情況有二：

$$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0, \quad |S_{21}| = |S_{32}| = |S_{13}| = 1 \quad (3-6a)$$

$$S_{21} = S_{32} = S_{13} = 0, \quad |S_{12}| = |S_{23}| = |S_{31}| = 1 \quad (3-6b)$$

顯然當 $i \neq j$ 時， $S_{ij} \neq S_{ji}$ ，也就是說此元件必為非互易性電路。在圖 3.1 中，所示即為(3-6a)與(3-6b)的兩個可能解的 $[S]$ 矩陣及對應的環行器電路符號，兩者的差別僅是端埠間能量的流向。

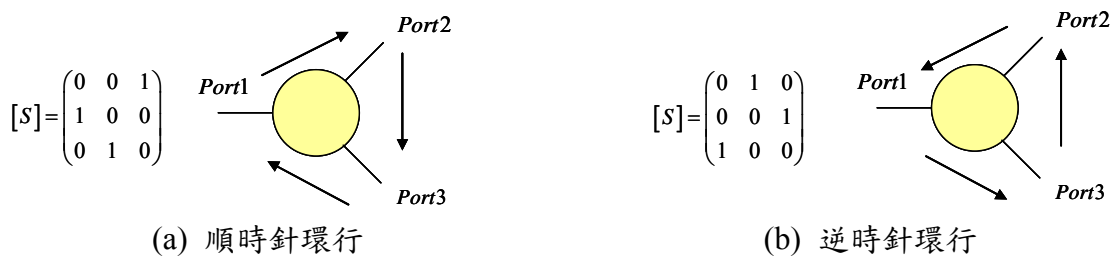


圖 3.1 兩種環行器及其 S 參數矩陣

絕大部分的環行器都是用永久磁鐵做偏壓，但若有電磁鐵，環行器還可以操作於自鎖模式(Latching mode)，當作是單刀雙擲(SPDT)的開關。若將三端埠之一接上匹配負載，環行器就成為不折不扣的單向器。由圖 3.1(a)我們利用 Port1 做為輸入端、Port2 做為發射端、Port3 做為接收端；由圖 3.1(b)，Port1 做為輸入端、Port2 做為接收端、Port3 做為發射端，可達成發射端與接收端信號互相隔離的效果。

### 3.2 去耦合電路設計原理

#### 3.2.1 阻抗匹配消除耦合法 [13][15][16]

由 3.1 小節我們可得知發射端天線與接收端天線為何需要高隔離度，就是要避免信號傳送到後端發生錯誤，故本篇論文研究就是針對這個方面去研究以及探討。圖 3.2(a)為設計的方塊圖，其中A為低隔離度的雙天線、B為集總元件(Lumped element)且A與B之間有一段傳輸線連接，阻抗為 $Z_0$ 電性長度為 $\theta$ ，我們可利用參考平面的移動將A與傳輸線寫成A' 如圖 3.2(b)所示，這個結構裡面包含了低隔離度的雙天線、傳輸線與集總元件。

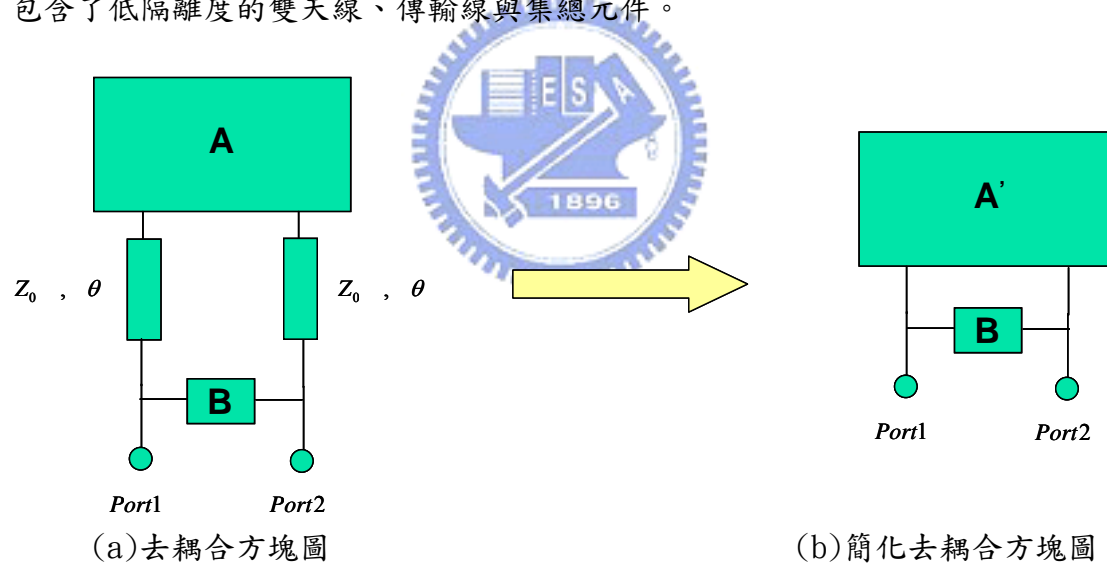


圖 3.2 去耦合方塊說明圖 (阻抗匹配消除耦合法)

首先，我們可以先把雙天線的 S 參數假設成式子(3-7a)，這就是說雙天線各個埠可以輕易的達到匹配，但兩天線之間會有一個不小的耦合量，這是由於面積的限制使得兩隻天線之間的耦合量大大的提升，然而在這個條件之下才能夠證明，高隔離度是有利用價值的。由於經過方塊圖的簡化我們可以把 A' 的 S 參數寫成(3-7b)，只需利用參考平面位移，就是多乘上一個延遲相位的因子，也就是加上一個角度 $\theta$ 。在利用矩陣的轉換把 S 矩陣(3-7a)轉成的 Y 矩陣(3-7c)，同時也把 B 寫成 Y 矩陣(3-7d)以方便往後的分析：

$$[S]_A = \begin{pmatrix} 0 & \alpha \\ \alpha & 0 \end{pmatrix}, \alpha = |\alpha| e^{j\phi} \quad (3-7a)$$

$$[S]_{A'} = \begin{pmatrix} 0 & \beta \\ \beta & 0 \end{pmatrix}, \beta = \alpha e^{-j2\theta} = |\alpha| e^{-j2\theta + j\phi} \quad (3-7b)$$

$$[Y]_{A'} = \begin{pmatrix} \frac{1+\beta^2}{1-\beta^2} & -\frac{2\beta}{1-\beta^2} \\ -\frac{2\beta}{1-\beta^2} & \frac{1+\beta^2}{1-\beta^2} \end{pmatrix} \quad (3-7c)$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_B = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{jB} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \Rightarrow [Y]_B = \begin{pmatrix} jB & -jB \\ -jB & jB \end{pmatrix} \quad (3-7d)$$

我們將兩個方塊圖以 Y 矩陣的形式來表示，是因為兩方塊並接在一起所以利用 Y 矩陣比較方便來分析，故得到了以下的公式：

$$[Y]_T = [Y]_{A'} + [Y]_B = \begin{pmatrix} \frac{1+\beta^2}{1-\beta^2} + jB & -\frac{2\beta}{1-\beta^2} - jB \\ \frac{2\beta}{1-\beta^2} - jB & \frac{1+\beta^2}{1-\beta^2} + jB \end{pmatrix} \quad (3-8)$$

耦合量是由  $Y_{21}$  與  $Y_{12}$  所產生且結構是對稱的，故  $Y_{21} = Y_{12}$ 。接下來令  $Y_{12} = 0$  及可以得到高隔離度的效果，再根據下列的轉換公式，分別使實部(3-9c)與虛部(3-9d)等於零，解聯立方程式即可求得解：

$$S_{21} \sim Y_{21} = 0 \Rightarrow \frac{2\beta}{1-\beta^2} + jB = 0 \quad (3-9a)$$

$$\beta = |\alpha| e^{j\gamma}, \gamma = \phi - 2\theta \quad (3-9b)$$

$$2|\alpha| \cos \gamma + B|\alpha|^2 \sin 2\gamma = 0 \quad (3-9c)$$

$$2|\alpha| \sin \gamma + B - B|\alpha|^2 \cos 2\gamma = 0 \quad (3-9d)$$

結果如下所示，在實做上 B 可以選擇電感或是電容：

$$B = \pm \frac{2|\alpha|}{1+|\alpha|^2} (+: cap, -: ind) \quad (3-10a)$$

$$\gamma = \mp \frac{\pi}{2} \quad (3-10b)$$



選擇電容，解如下所示：

$$C = \frac{1}{\omega Z_0} \frac{2|\alpha|}{1+|\alpha|^2} \quad (3-11a)$$

$$\theta = \frac{1}{2}(\phi - \gamma) = \frac{1}{2}\phi + 45^\circ \quad (3-11b)$$

選擇電感，解如下所示：

$$L = \frac{Z_0}{\omega} \frac{1+|\alpha|^2}{2|\alpha|} \quad (3-12a)$$

$$\theta = \frac{1}{2}(\phi - \gamma) = \frac{1}{2}\phi - 45^\circ \quad (3-12b)$$

### 3.2.2 散射係數交換法

先前的方法是先把個別的矩陣取出運算後再加以消除，最後得到高隔離度的效果亦就是 $S_{21}=0$ ，現在將提出另一個方法亦可達到消除耦合的效果就是把反射係數損失(Return loss)與耦合係數(Coupled)交換，基於天線結構是對稱的故 $S_{11}=S_{22}$ ， $S_{21}=S_{12}$ 。可利用枝幹耦合器來(Branch line coupler)達成，所以先介紹枝幹耦合器。

枝幹耦合器為方向耦合器的一種，其特點是提供耦合埠與傳輸埠信號差 90 度的相位差。微帶線枝幹耦合器結構如圖 3.3 所示，其主枝線( $Z_A$ )與旁枝線( $Z_B$ )均為四分之一波長的長度，分別為 $L_A$ 與 $L_B$ 。

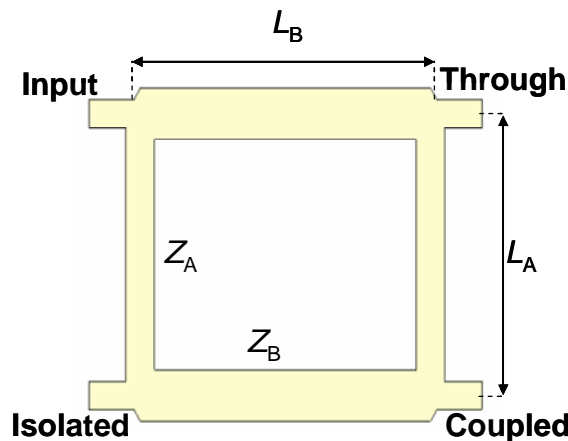


圖 3.3 枝幹耦合器

圖 3.4 為使用散射係數交換法之方塊圖，此架構的組成分別由低隔離度的雙天線與枝幹耦合器所構成，其中 $B_1$ 與 $B_2$ 分別為饋入天線的能量大小，並假設饋入Port A的大小為 1，Port B接上 50 歐姆負載。



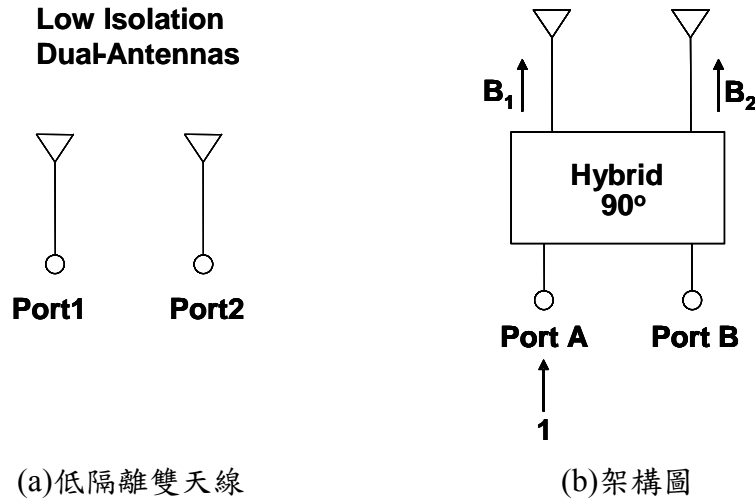


圖 3.4 去耦合方塊說明圖 (散射係數交換法)

當枝幹耦合器的輸入端(Input port)為匹配且輸入大小為 1，則到達穿透埠 (Trough port) 的能量大小為  $-\frac{j}{\sqrt{2}}$ ，到達耦合埠(Coupled port)的能量大小為  $-\frac{1}{\sqrt{2}}$ ，至於到達隔離埠(Isolated port)也就是Port B的能量為 0。經由推導我們可以得到式子(3-13a~d)，其中 $S_{11}$ 為低隔離雙天線的反射係數， $S_{21}$ 為低隔離雙天線的耦合量，由於兩支天線是對稱的，故由互易性定理可得 $S_{11}=S_{22}$ 且 $S_{21}=S_{12}$ 。

$$B_1 = \frac{-1}{\sqrt{2}} S_{21} + \frac{-j}{\sqrt{2}} S_{11} = \frac{-j}{\sqrt{2}} (S_{11} - jS_{21}) \quad (3-13a)$$

$$B_2 = \frac{-1}{\sqrt{2}} S_{11} + \frac{-j}{\sqrt{2}} S_{21} = \frac{-1}{\sqrt{2}} (S_{11} + jS_{21}) \quad (3-13b)$$

$$\text{Port A} = \frac{-1}{\sqrt{2}} B_1 - \frac{-1}{\sqrt{2}} B_2 = +jS_{21} \quad (3-13c)$$

$$\text{Port B} = \frac{-1}{\sqrt{2}} B_1 - \frac{-j}{\sqrt{2}} B_2 = +jS_{11} \quad (3-13d)$$

由式子(3-13c~d)可觀察出能量經由 Port A 饋入，但所得到的反射係數轉變成低隔離雙天線的耦合量，而 Port B 的耦合量則變成低隔離雙天線的反射係數，這是把低隔離雙天線的參考平面加上枝幹耦合器使之位移，並達成反射係數與耦合係數交換。

### 3.2.3 匹配網路設計

由前面兩小節可得知我們都先把隔離度的問題處理掉，然而對整體的電路而言並未達到匹配，在這我們都是採取 L 型 (L-section) 匹配，因為最簡單的匹配網路就是 L 型匹配網路，僅需要兩個電抗元件，就可以使任意的負載阻抗與傳輸線匹配，這種網路有兩種接法，如圖 3.5 所示。若  $z_L = \frac{Z_L}{Z_0}$  位於史密斯圖中的  $1+jx$  的圓內部，則應該使用圖 3.5(a) 的網路；若正規化阻抗在  $1+jx$  的圓外面，則應該使用圖 3.5(b) 的網路。 $1+jx$  的圓是指阻抗史密斯圖上  $r=1$  的定阻值。

圖 3.5 兩個網路中的電抗性元件可以是電感或電容，視負載阻抗而定，所以，對所有可能的負載，共有八種不同的 L 型阻抗匹配網路。如果頻率夠低或電路尺寸夠小，可以用集總的電感與電容元件實現 L 型匹配網路。



圖 3.5 L 型匹配網路設計

## 第四章 實現高隔離度的雙天線 (To Achieve the High Isolation Dual-Antennas)

### 4.1 高隔離度的雙天線使用阻抗匹配消除耦合法

#### 4.1.1 高隔離度雙天線模擬與量測 (原形)

設計原理由第三章可知，天線的設計頻段在 802.11b/g(2.4~2.4835GHz)，應用在USB(Universal Serial Bus)基版上面，在一般的應用上我們希望天線的輻射場型(Radiation pattern)可以達到全向性(Omnidirectional)且天線的增益(Gain)也有一定的大小，然而在USB的應用上面由於基版大小的限制會導致天線增益的下降，天線的尺寸一縮小就會導致天線的增益下降。首先，高隔離度雙天線的設計上會使用到EM模擬軟體(HFSS)與電路模擬軟體(AWR)分別進行天線的模擬、去耦合網路、匹配網路等模擬，整體的天線架構如圖 4.1(a)所示，圖 4.2(b)為去耦合網路與匹配網路之放大圖，此天線建構在FR4 0.8mm的基版上各個天線尺寸參數如下所示： $L=60\text{mm}$ 、 $W=W_g=22\text{mm}$ 、 $L_a=20\text{mm}$ 、 $W_m=1.5\text{mm}$ 、 $L_1=21.5\text{mm}$ 、 $L_m=4.5\text{mm}$ ，未加上去耦合網路以及匹配網路的S參數如圖 4.2 所示：

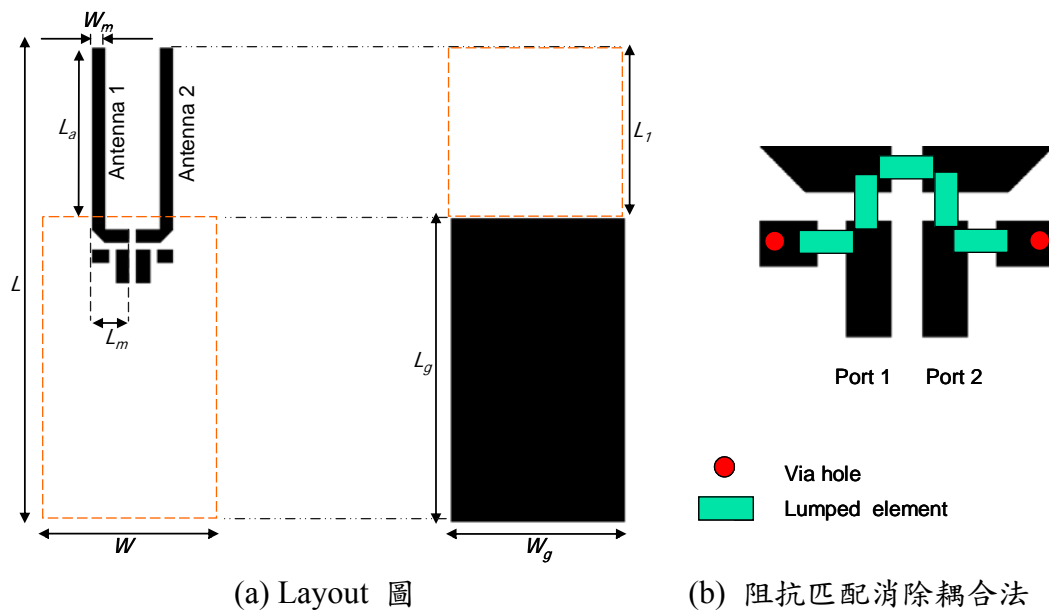


圖 4.1 高隔離度雙天線 (原型)

### Low Isolation Dual-Antennas

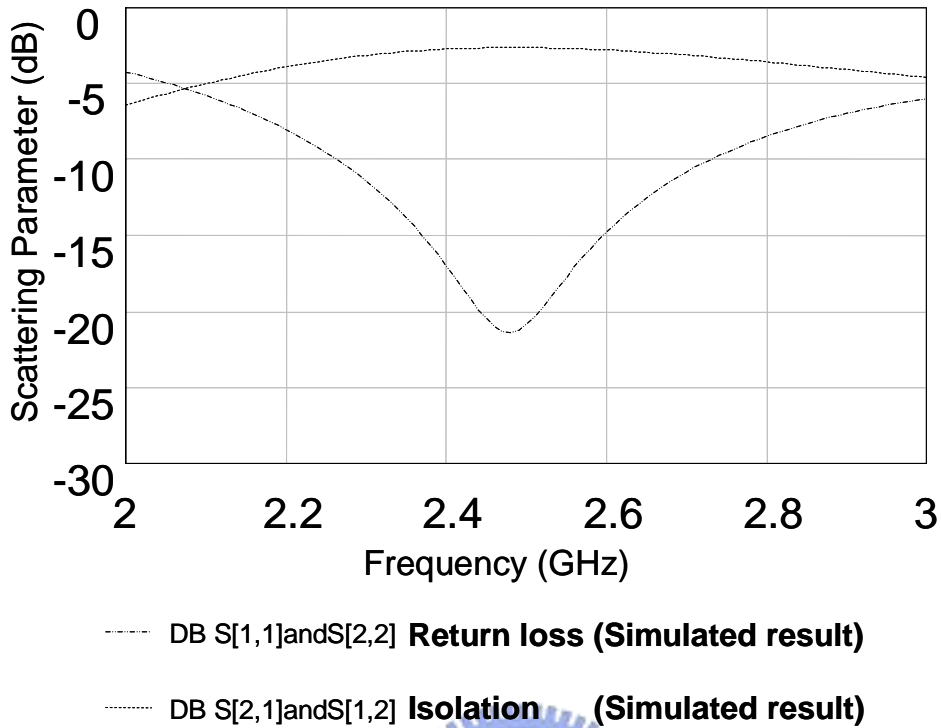


圖 4.2 低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型)

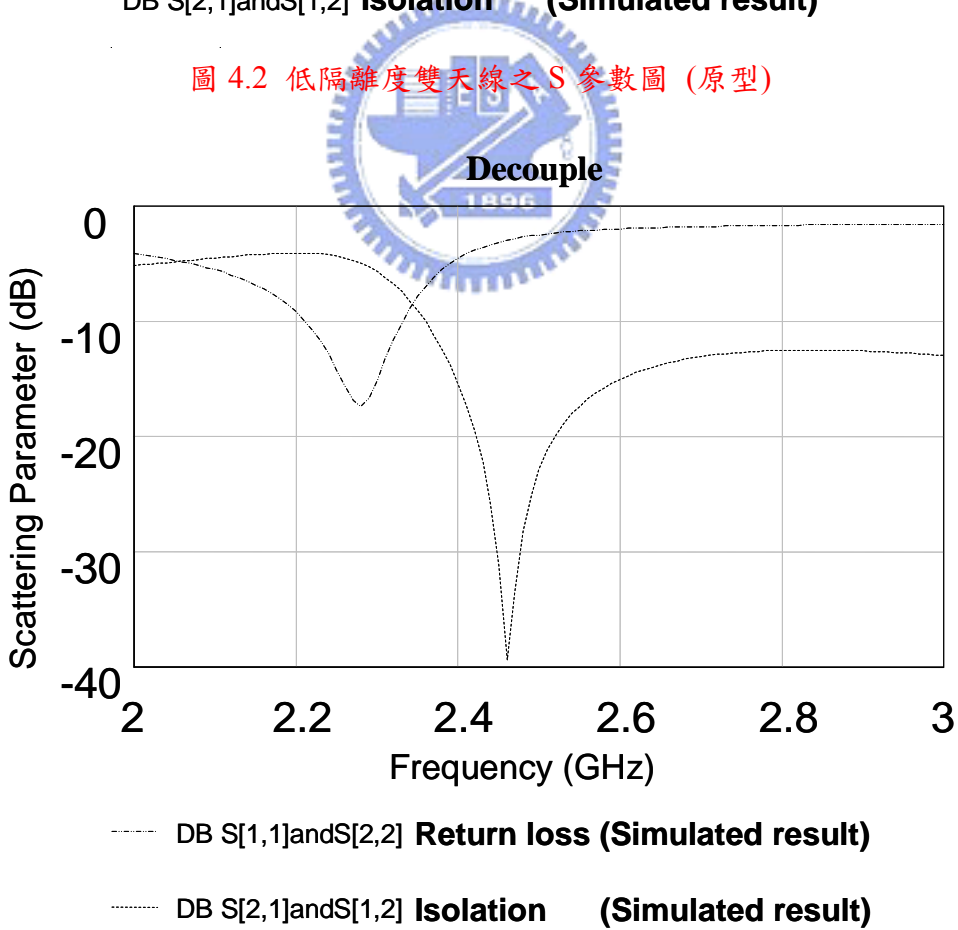


圖 4.3 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型)

由圖 4.2 可觀察出兩天線的隔離度相當低，在中心頻率 2.45GHz時大約在

-3dB，也就是說發射天線所發出的訊號有一半被接收天線所接收這是我們不希望發生的情形，加上消除耦合網路的目的是要使 $S_{21}$ 在我們要使用的頻率之下(802.11b/g)產生一個傳輸零點，如此信號就不會產生互相影響的關係如圖 4.3 所示，雖然我們消除了耦合的效應製造出高隔離度的效果，同時產生了另外一個問題就是反射損失在我們所需要的頻段之下並沒有達到匹配，亦就是說能量沒有完全的饋入，接下來就需要加上一組對稱的匹配網路來完成反射損失的匹配，必須要達到這個條件才算是完成高隔離度的雙天線設計，所以把第三章的方塊圖修正成圖 4.4 所示的方塊圖，圖 4.4 就是一個完整的去耦合雙天線設計方塊圖可以與圖 4.1 有對應關係。

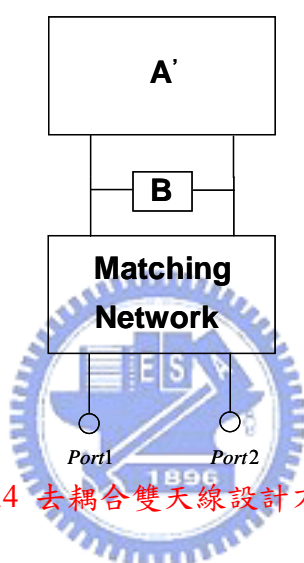
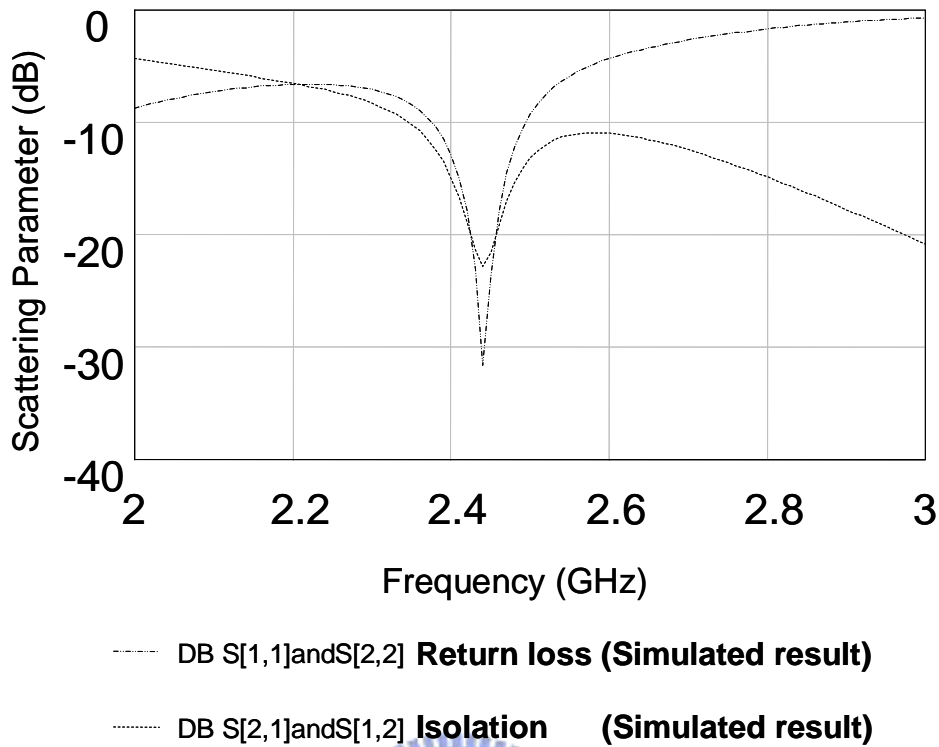


圖 4.4 去耦合雙天線設計方塊圖

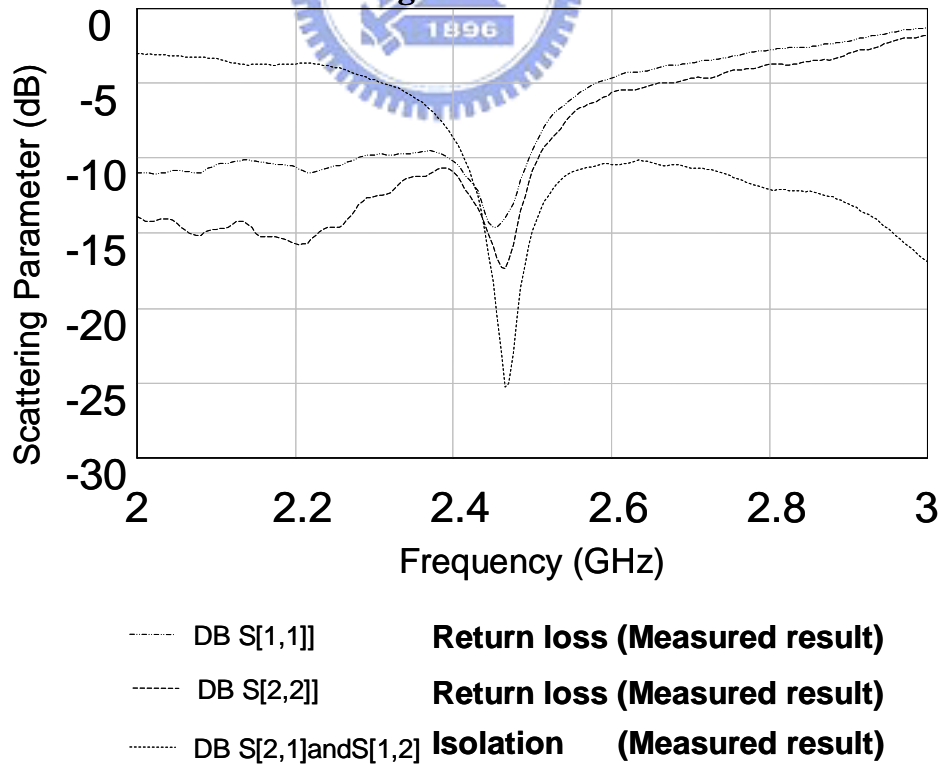
利用此架構設計出來的高隔離度雙天線，S 參數模擬與量測結果分別如圖 4.5(a)與圖 4.5(b)所示，模擬與量測的曲線大致相同，在我們所需要的頻段之下隔離度也大大提升在實際應用上亦將提供另一種選擇，下一小節我們將會把天線縮小化使其應用可以大大提升。

### High Isolation Dual-Antenna



(a) 高隔離度雙天線模擬結果

### High Isolation Dual-Antenna



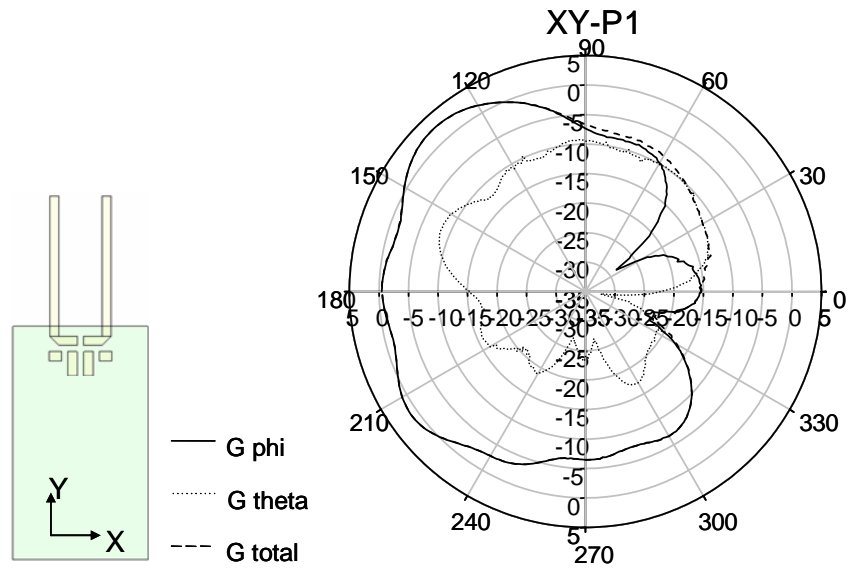
(b) 高隔離度雙天線量測結果

圖 4.5 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型)

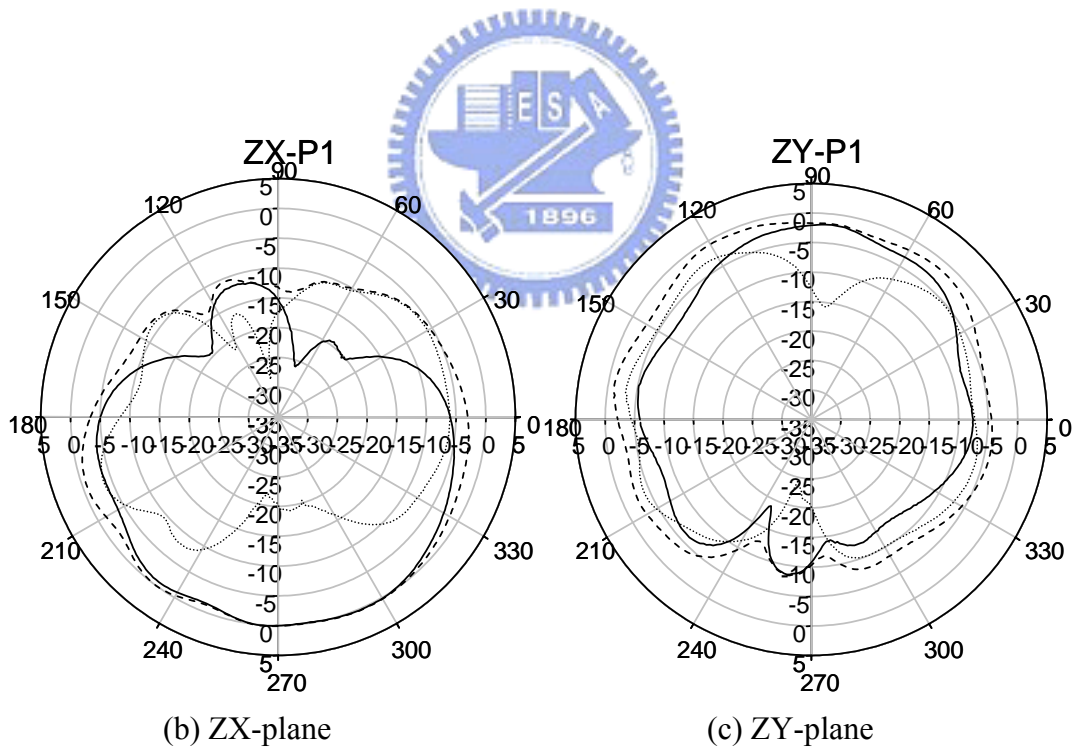
圖 4.6a~c 與 4.7a~c 為天線各個平面的場型的量測值，其中 XY 平面與 ZX 平面都有使天線場型達到偏移的效果。首先把信號由 Port 1 饋入，我們先觀察 XY 平面發現此時的天線場型是往-X 方向偏；再把訊號往 Port 2 饋入，在這個情況之下天線場型是往+X 方向偏移，先前在第二章有介紹過八木天線的理论與分析，當 Port 1 饋入的時候另一支天線就是當作反射器(Reflector)來使用，反之由 Port 2 饋入亦相同，在實際用上可在後端加上開關(Switch)用以場型的切換，讓天線場型可以達到互補的效果使天線的增益提升，表 3-1 將會把天線各平面的平均增益值表示出來。

	Port 1	Port 2
XY-左半平面	-0.3483dB	-0.2894dB
XY-右半平面	-8.9554dB	-8.7530dB
XY-全平面	-2.7979dB	-2.7214dB
ZX-上半平面	-7.56B	-0.9521dB
ZX-下半平面	-0.8674dB	-5.7dB
ZX-全平面	-3.0349dB	-2.707dB

表 4.1 高隔離度雙天線之增益平均值 (原型)



(a) XY-plane



(b) ZX-plane

(c) ZY-plane

圖 4.6 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型)



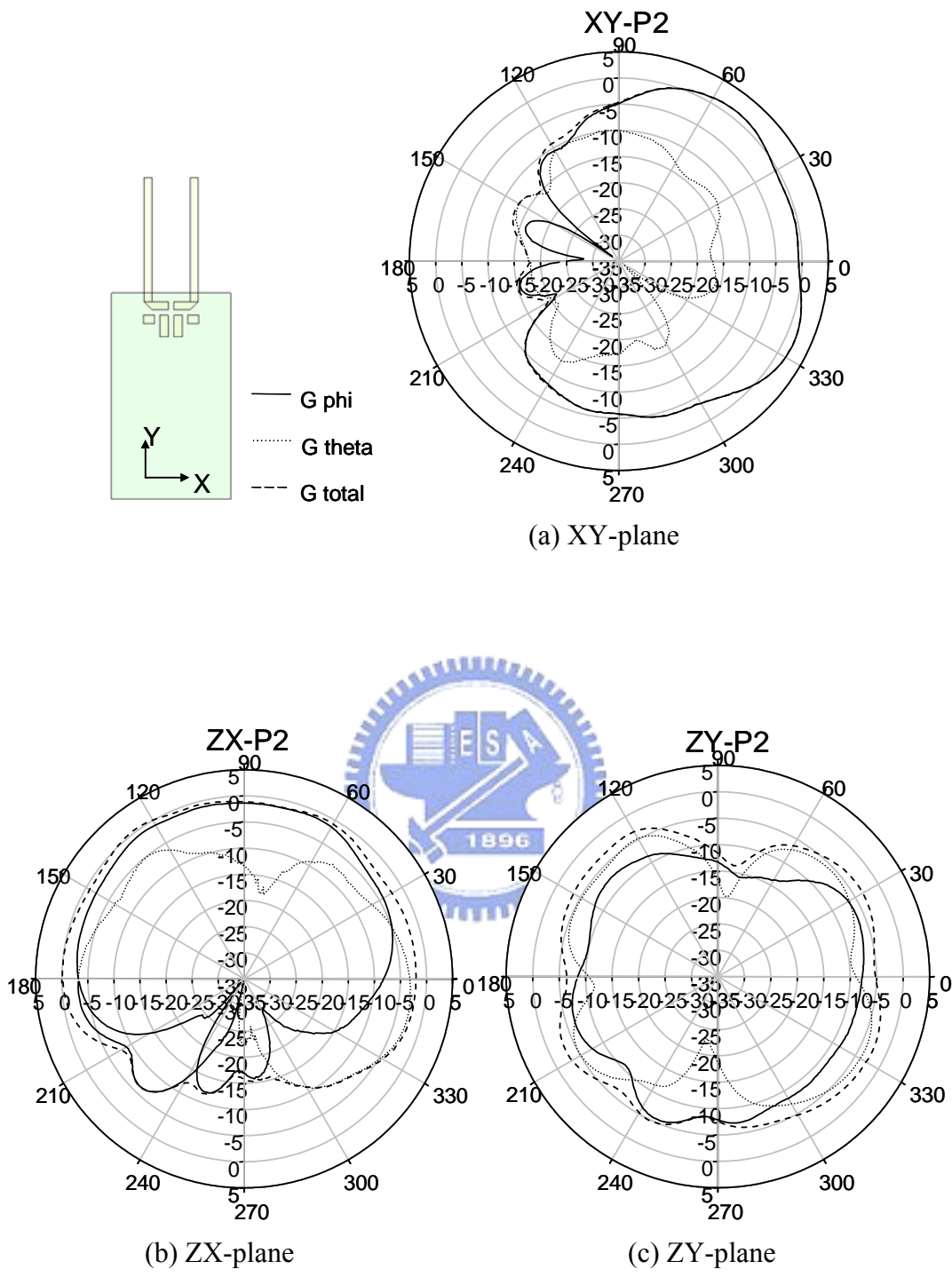


圖 4.7 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型)

#### 4.1.2 高隔離度雙天線模擬與量測 (縮小化)

在此小節我們將會把天線的尺寸縮小，改良上一小節的天線使之實用性提高，改良方法就是把上一小節的天線折疊讓天線也同樣共振在相同的頻率，電流所走的路徑亦是四分之一波長，只是將原形的單極天線做彎曲，整體的天線架構如圖 4.8 所示，圖 4.2(b)為去耦合網路與匹配網路之放大圖，此天線建構在 FR4 0.8mm 的基板上各個天線尺寸參數如下所示： $L=60\text{mm}$ 、 $W=W_g=22\text{mm}$ 、 $L_a=20\text{mm}$ 、 $W_m=1.5\text{mm}$ 、 $L_1=10\text{mm}$ 、 $L_m=4\text{mm}$ 、 $L_{m2}=7.5\text{mm}$ 、 $L_{m3}=9.5\text{mm}$ 、 $L_{m4}=3.5\text{mm}$ ，未加上去耦合網路以及匹配網路的 S 參數如圖 4.9 所示，圖 4.10 表示的是加上去耦合網路的 S 參數圖。

整體的電路與上一小節不同的是匹配網路，S 參數大致上是相同然而在史密斯圖上的阻抗值會略有不同，將會導致匹配也有一點差異性；另外消除耦合網路也會有些許的不同由式子(3-7a)可知不同的天線，耦合量與相位大小將會影響傳輸線  $\theta$  的長度與集總元件 B 的大小，由式子(3-10a)與(3-10b)可以發現  $\alpha$  值也就是雙天線之間的耦合量大小包含相位大小，會影響此架構的解亦就是 B 與  $\gamma$ 。

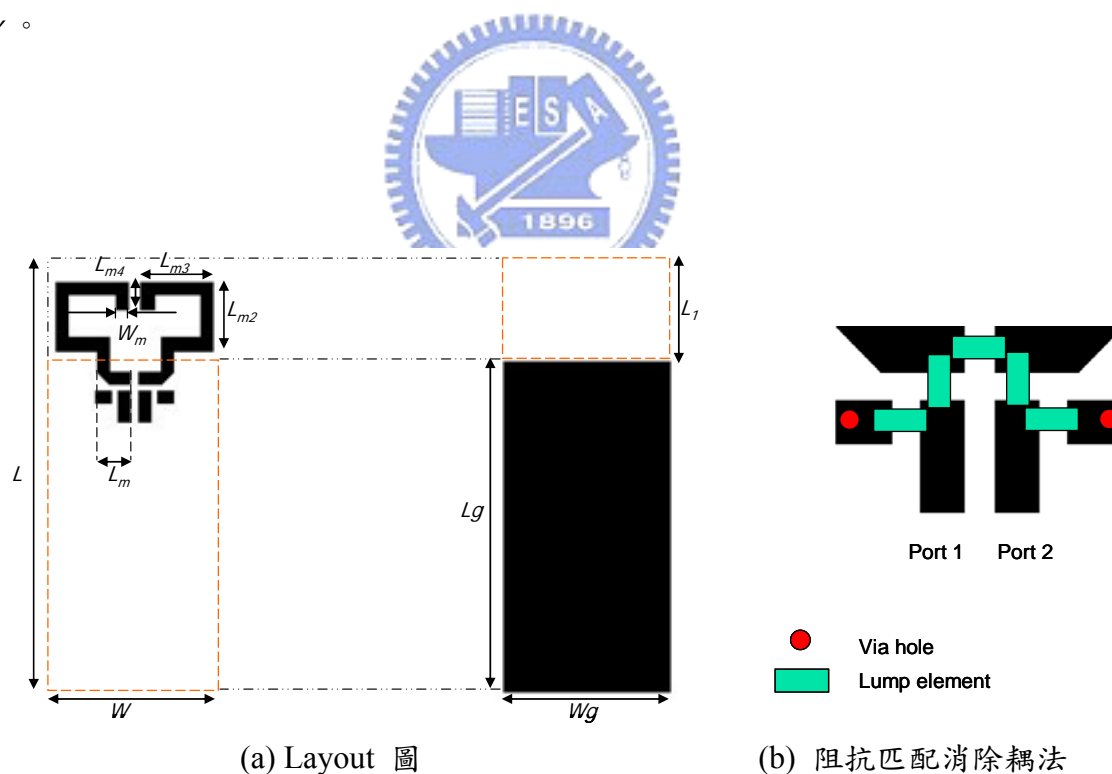
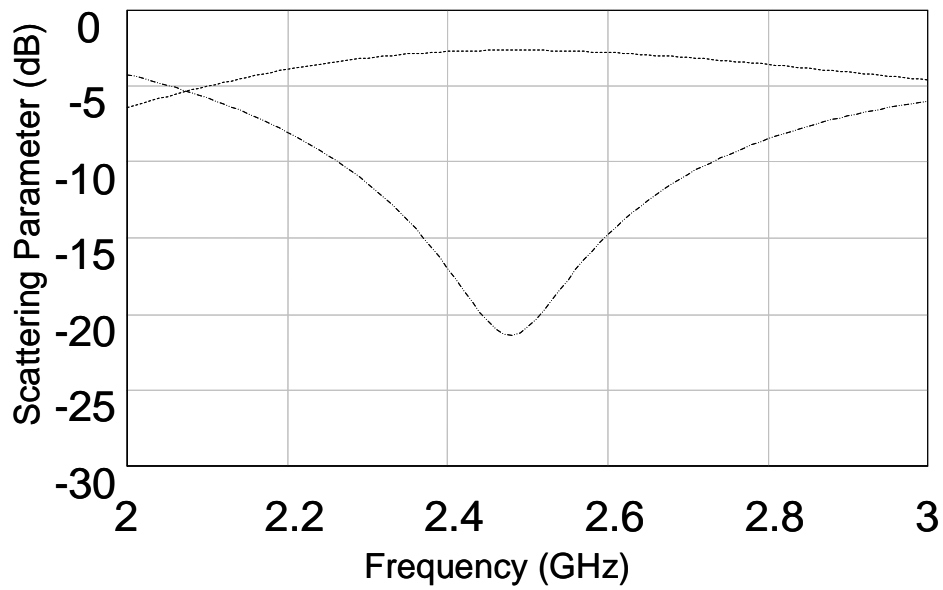


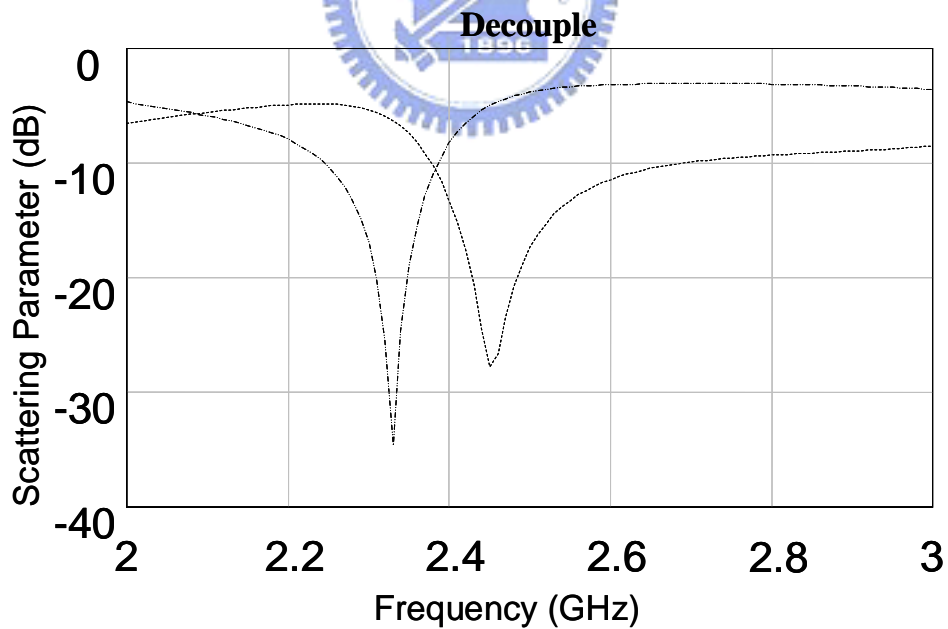
圖 4.8 高隔離度雙天線 (縮小化)

### Low Isolation Dual-Antennas



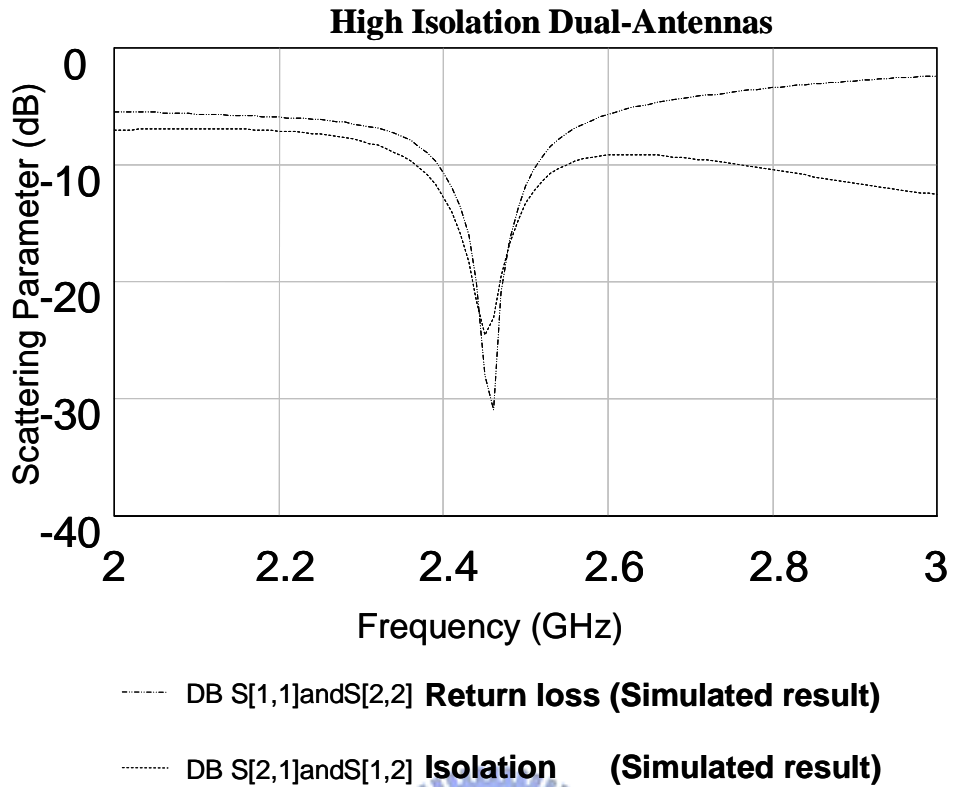
--- DB S[1,1]andS[2,2] **Return loss (Simulated result)**  
 ..... DB S[2,1]andS[1,2] **Isolation (Simulated result)**

圖 4.9 低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小化)

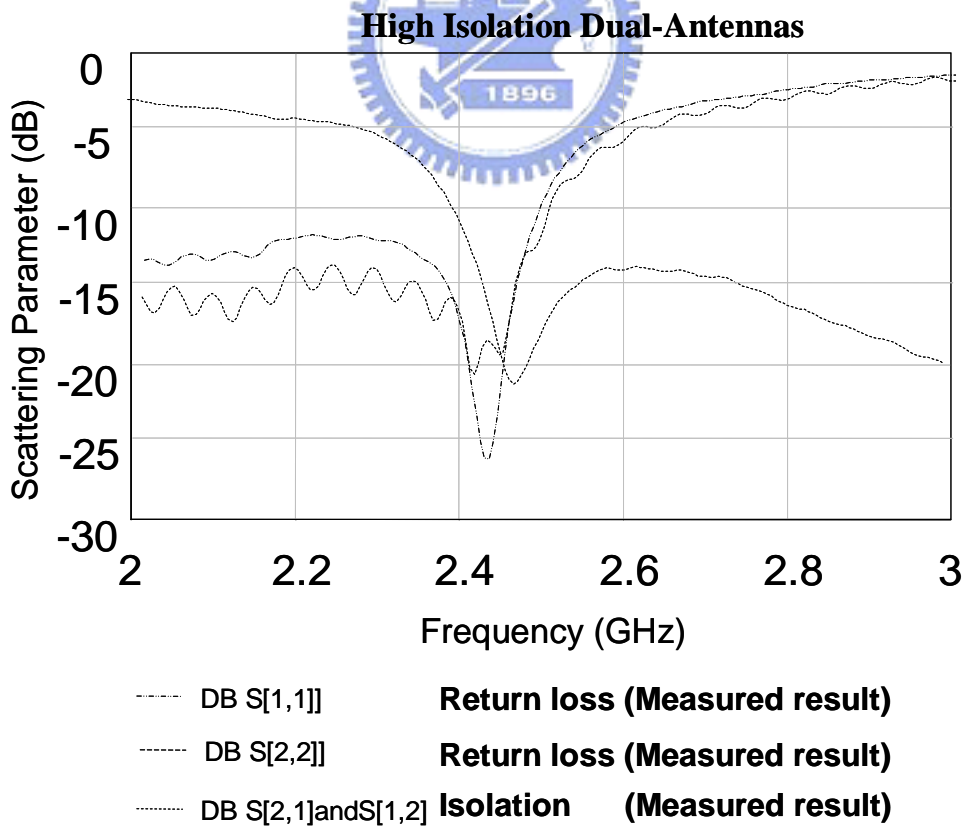


--- DB S[1,1]andS[2,2] **Return loss (Simulated result)**  
 ..... DB S[2,1]andS[1,2] **Isolation (Simulated result)**

圖 4.10 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小化)



(a) 高隔離度雙天線模擬結果



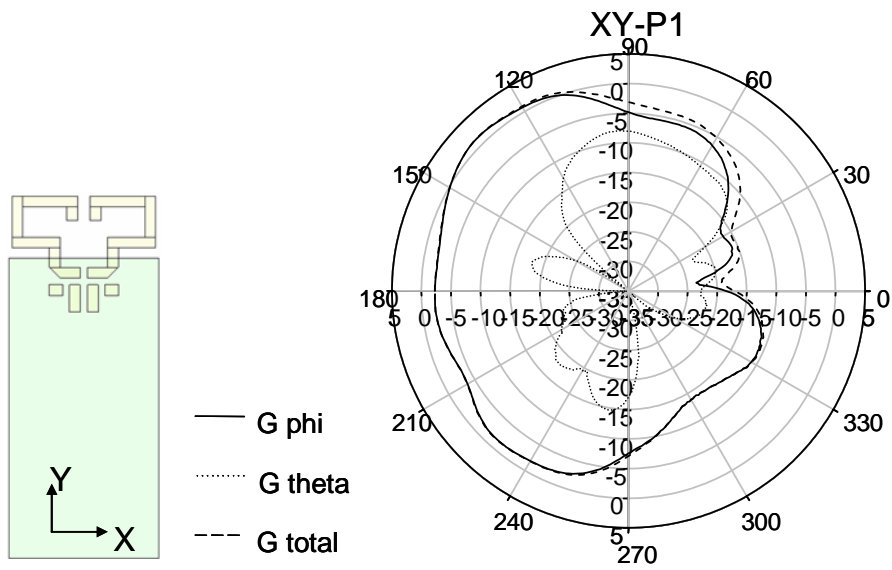
(b) 高隔離度雙天線量測結果

圖 4.11 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小化)

圖 4.12a~c與 4.13a~c為天線各個平面的場型的量測值，其中XY平面與ZX平面都有使天線場型達到偏移的效果。首先把信號由Port 1 饋入，我們先觀察XY平面發現此時的天線場型是往-X方向偏；再把訊號往Port 2 饋入，在這個情況之下天線場型是往+X方向偏移，造成的原因與前一小節相同表 3-2 將會把天線各平面的平均增益值表示出來，縮小型天線的增益平均值比前一小節小，這是因為天線縮小化會有部分的電流抵銷掉所以造成天線的輻射降低，但是我們也可以利用開關的切換來達成天線場型的互補，圖 4.11 為模擬與量測的S參數圖在我們所需要的頻段之下，隔離度都有在-10dB以下其中被動元件只有某幾種值，所以造成縮小化的 $S_{21}$ 參數無法與 $S_{11}$ 重疊，因為計算出來的元件值與實際上有的元件值略有差異，才會有這個情況發生。

	Port 1	Port 2
XY-左半平面	-1.2659dB	-9.3528dB
XY-右半平面	-8.9237dB	-1.8335dB
XY-全平面	-3.588851dB	-4.1359dB
ZX-上半平面	-8.1801dB	-5.994dB
ZX-下半平面	-3.5089dB	-4.758dB
ZX-全平面	-5.2446dB	-5.3322dB

表 4.2 高隔離度雙天線之增益平均值 (縮小化)



(a) XY-plane

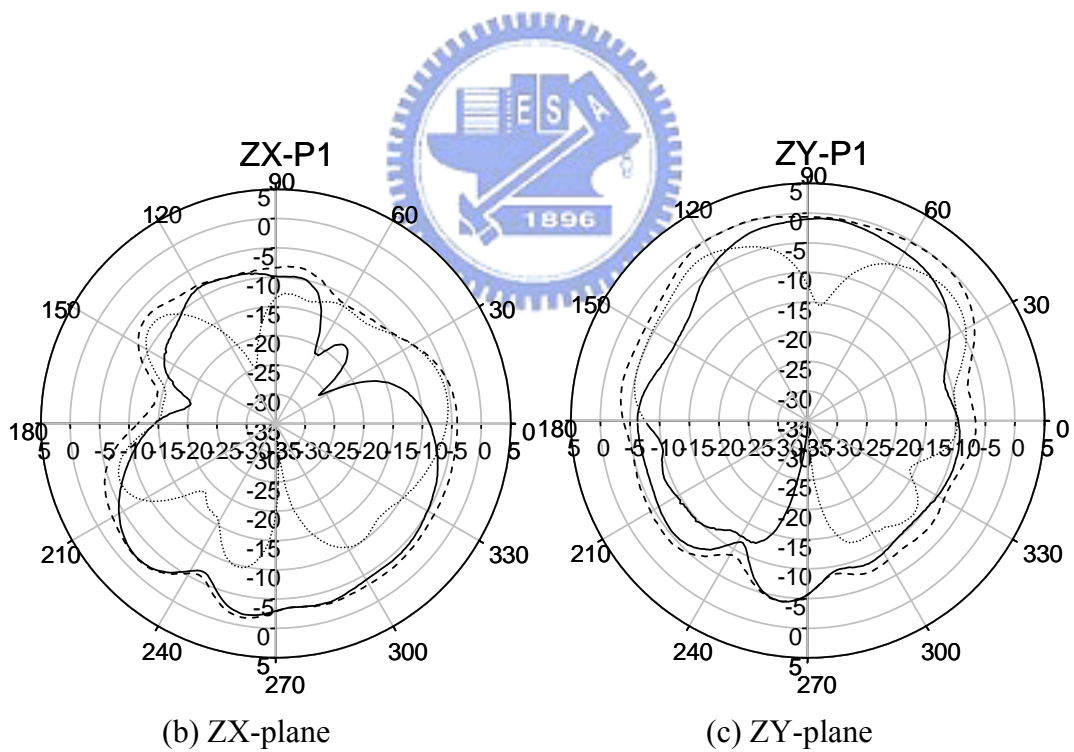
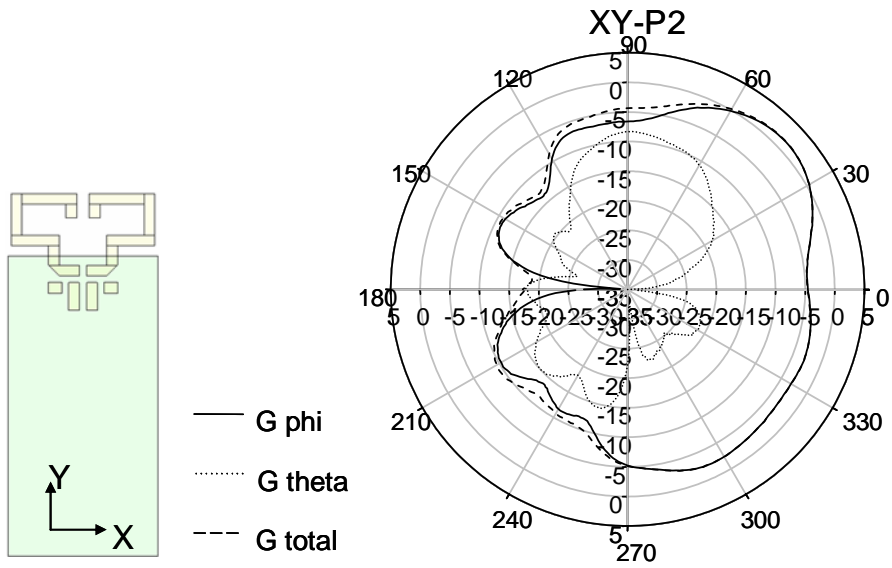
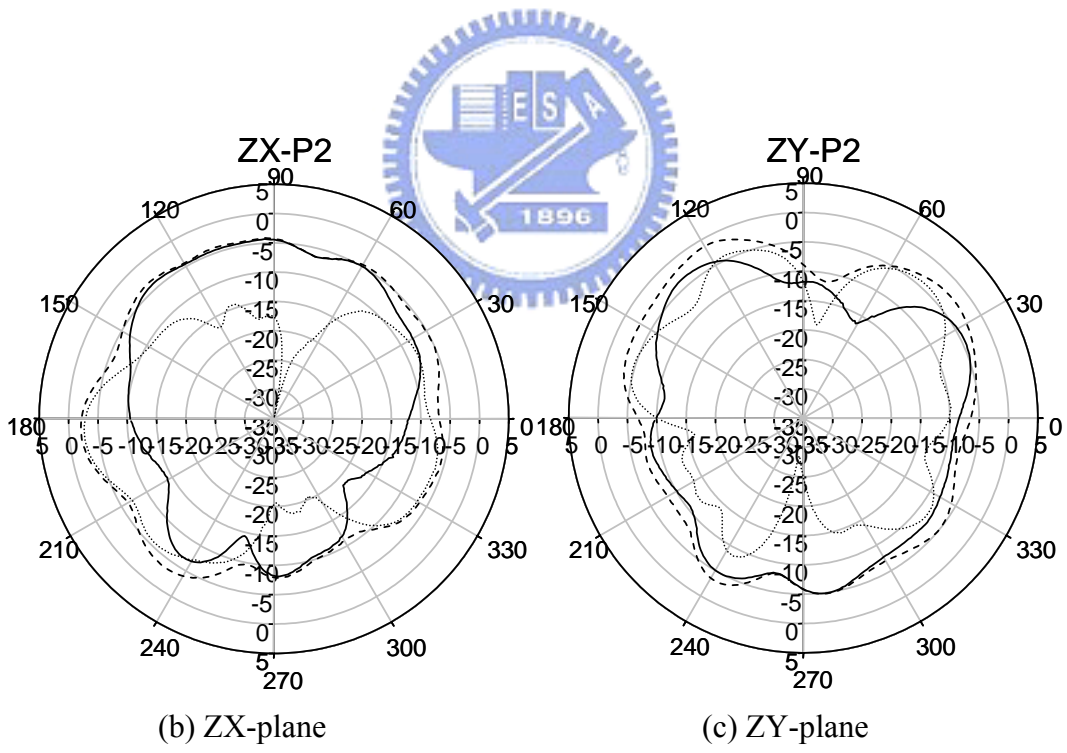


圖 4.12 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小化)



(a) XY-plane



(b) ZX-plane

(c) ZY-plane

圖 4.13 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小化)



## 4.2 高隔離度的雙天線使用散射係數交換法

### 4.2.1 高隔離度雙天線模擬與量測 (原形)

設計原理由第三章可知，天線的設計頻段在 802.11b/g(2.4~2.4835GHz)，也是應用在USB(Universal Serial Bus)基版上面，在這一小節會把枝幹耦合器與低隔離雙天線結合在配合上L型匹配網路，就可以產生高隔離度的雙天線，首先我們會先探討未縮小化的天線結合未縮小化的枝幹耦合器；然後再去探討未縮小化的天線結合縮小化的枝幹耦合器；最後探討縮小化的天線結合縮小化的枝幹耦合器，首先，在設計上會使用到EM模擬軟體(HFSS)與電路模擬軟體(AWR)分別進行天線的模擬、枝幹耦合器、匹配網路等模擬，整體的天線架構如圖 4.14(a)所示，此天線建構在FR4 0.8mm的基板上各個天線尺寸參數如下所示： $L=60\text{mm}$ 、 $W=W_g=22\text{mm}$ 、 $W_m=1.5\text{mm}$ 、 $L_m=18.5\text{mm}$ 、 $L_g=41.5\text{mm}$ ，未加上去枝幹耦合器以及匹配網路的S參數如圖 4.15，圖 4.16 表示的是加上去枝幹耦合器而未加上匹配網路的S參數圖。

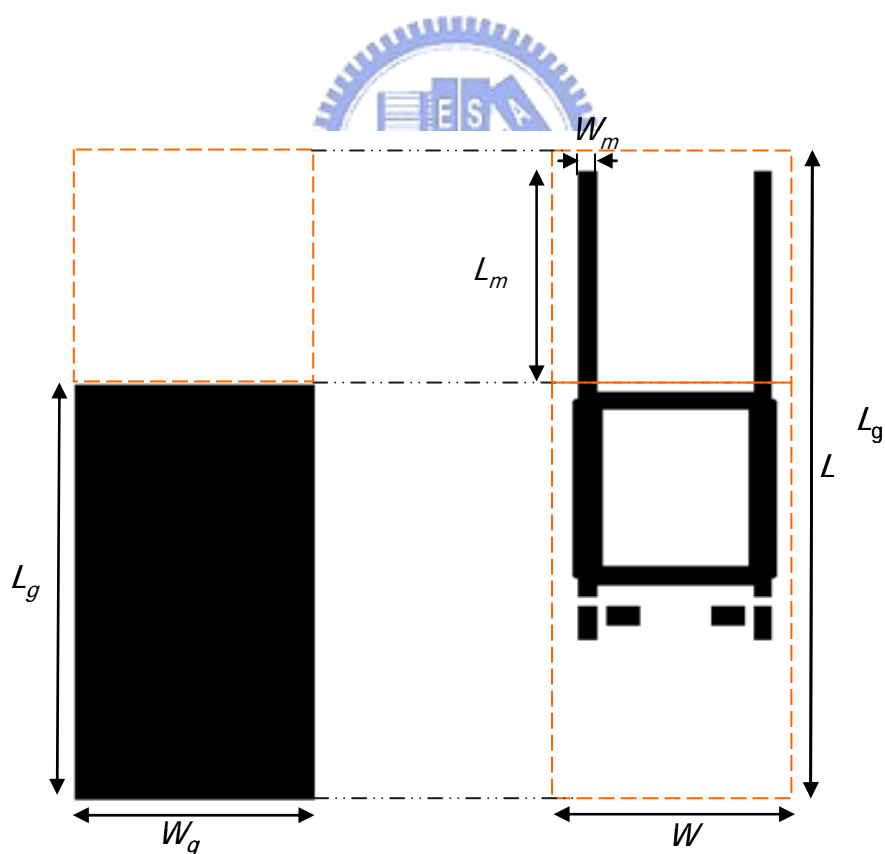


圖 4.14 高隔離度雙天線 (原型)

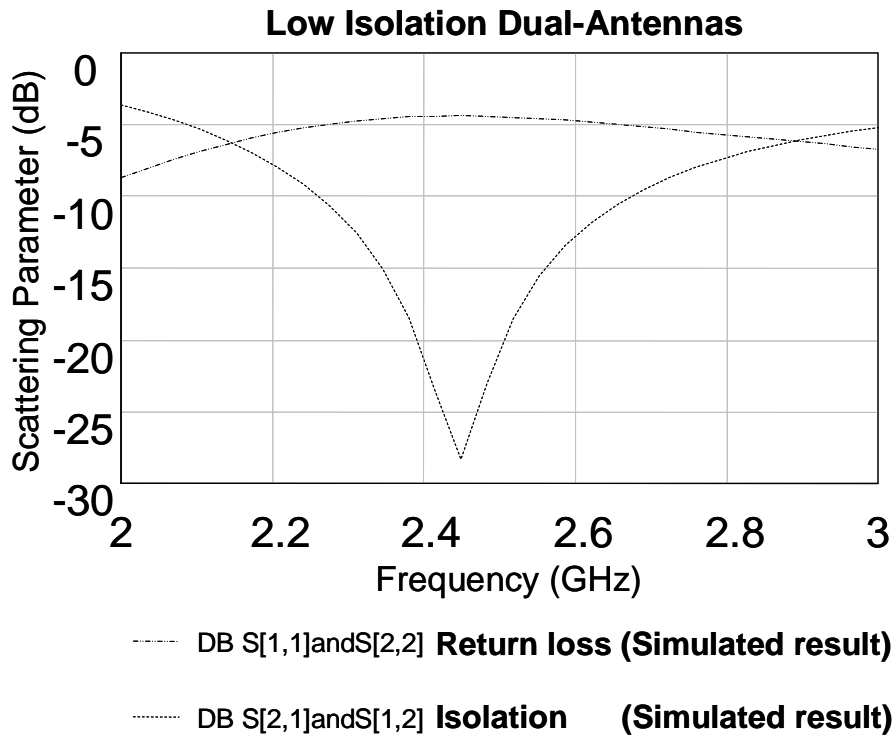


圖 4.15 低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原形)

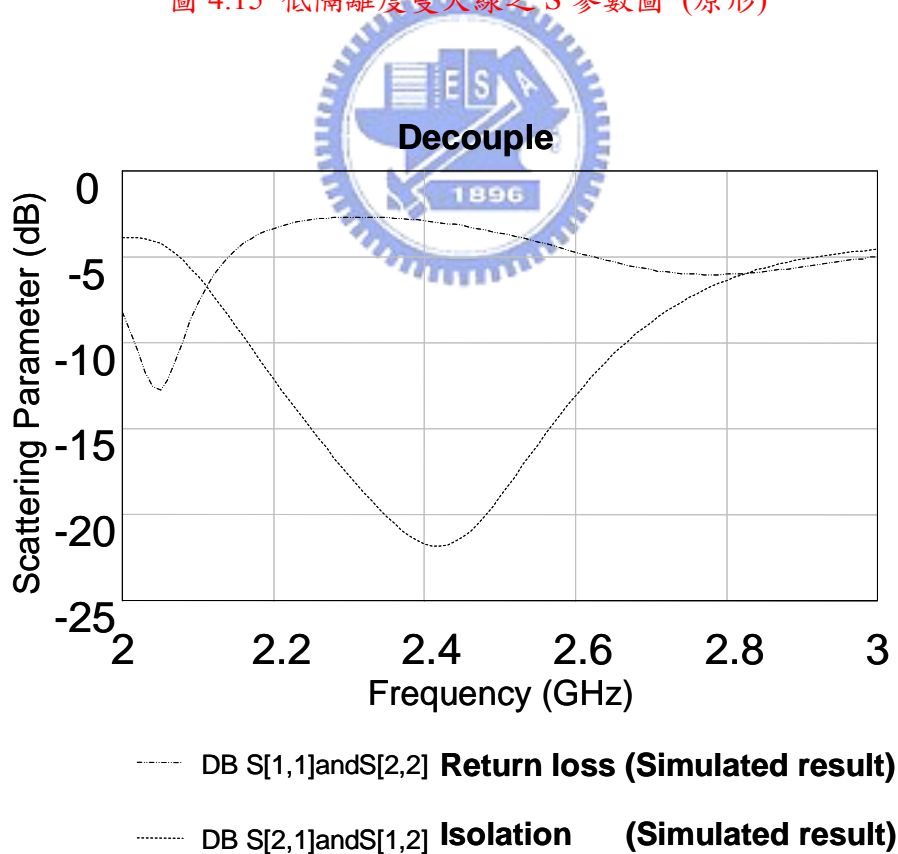
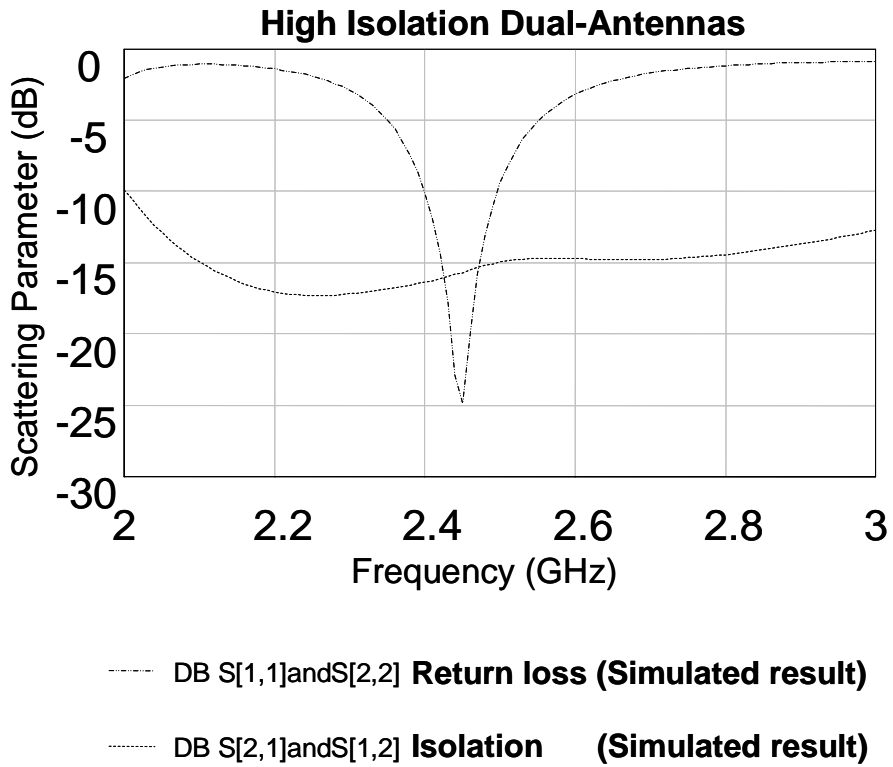
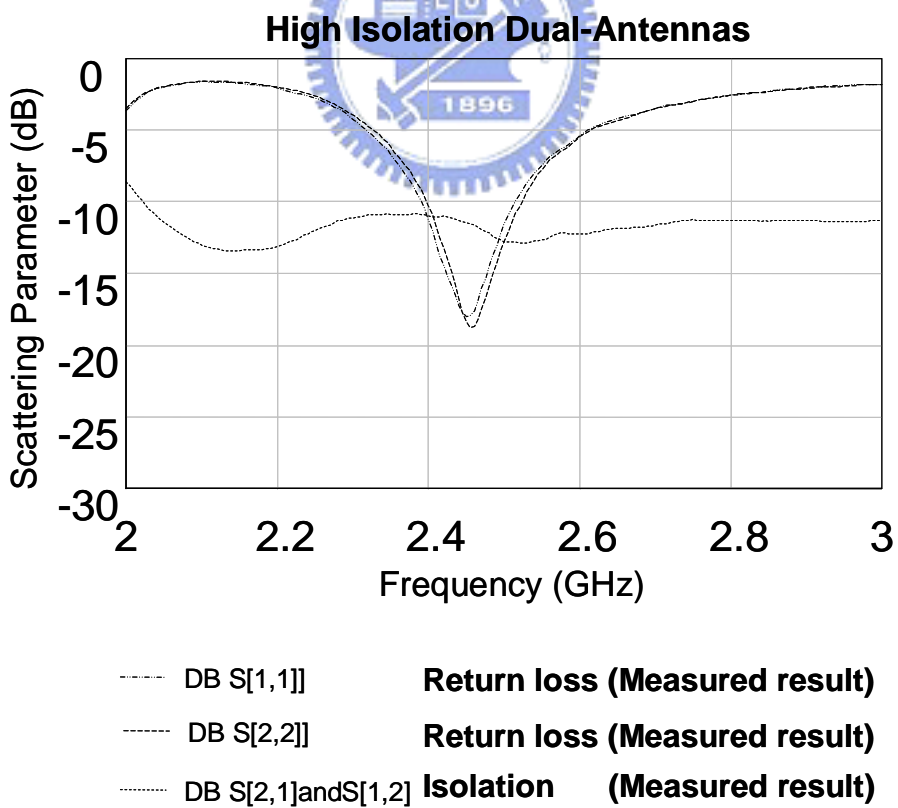


圖 4.16 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型)



(a) 高隔離度雙天線模擬結果



(b) 高隔離度雙天線量測結果

圖 4.17 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (原型)

圖 4.19a~c 與 4.20a~c 為天線各個平面的場型的量測值，其中 XY 平面與 ZX 平面都有使天線場型達到偏移的效果。首先把信號由 Port 1 饋入，我們先觀察 XY 平面發現此時的天線場型是往+X 方向偏；再把訊號往 Port 2 饋入，在這個情況之下天線場型是往-X 方向偏移，這是天線陣列所產生的效應。枝幹耦合器會將能量一分為二並且產生 90 度的相位差，我們定義左邊的天線為天線 1 號右邊的天線為天線 2 號，由 Port 1 饋入的話 1 號相位會領先 2 號，所以天線場型會往 2 號的方向偏；反之由 Port 2 饋入的話 2 號會領先 1 號天線的場型會往 1 號偏，我們可以利用天線陣列的概念來分析，假設饋入天線的大小相同( $A_1 = A_2$ )且相位( $\alpha$ )相差 90 度，兩天線的距離( $d$ )為空氣中的八分之一波長經由計算可得式子(4-1)。能量由 Port 1 饋入時，模擬出來的天線輻射場型如圖 4.18 所示，發現天線的輻射場型確實往+X 方向偏轉。

$$\begin{aligned}
 AF &= A_1 e^{-j\beta(\frac{d}{2})\cos\phi} + A_2 e^{-j\beta(\frac{d}{2})\cos\phi} e^{j\alpha} \\
 &= 2e^{-j\frac{\pi}{4}} \cos\left[\frac{\pi}{4}(\cos\phi - 1)\right]
 \end{aligned}
 \tag{4-1}$$

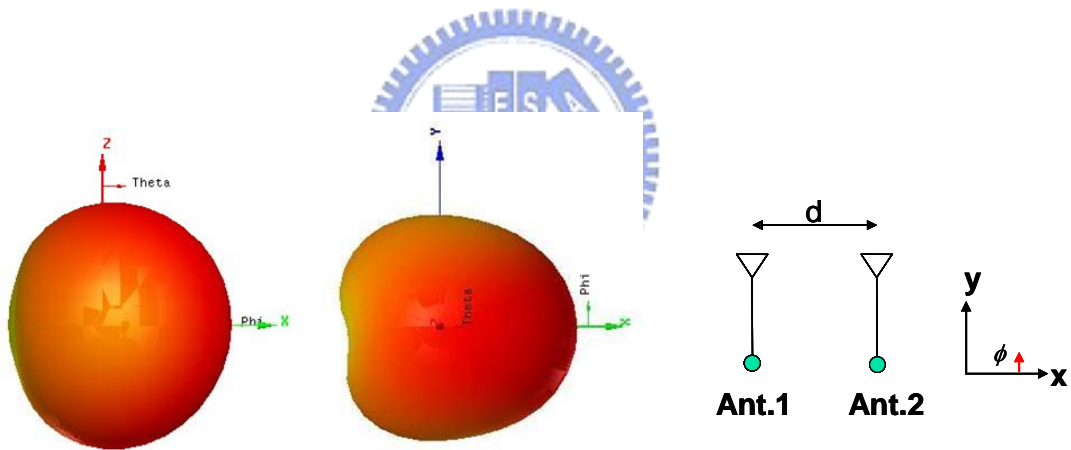


圖 4.18 由天線陣列概念模擬的天線輻射場型

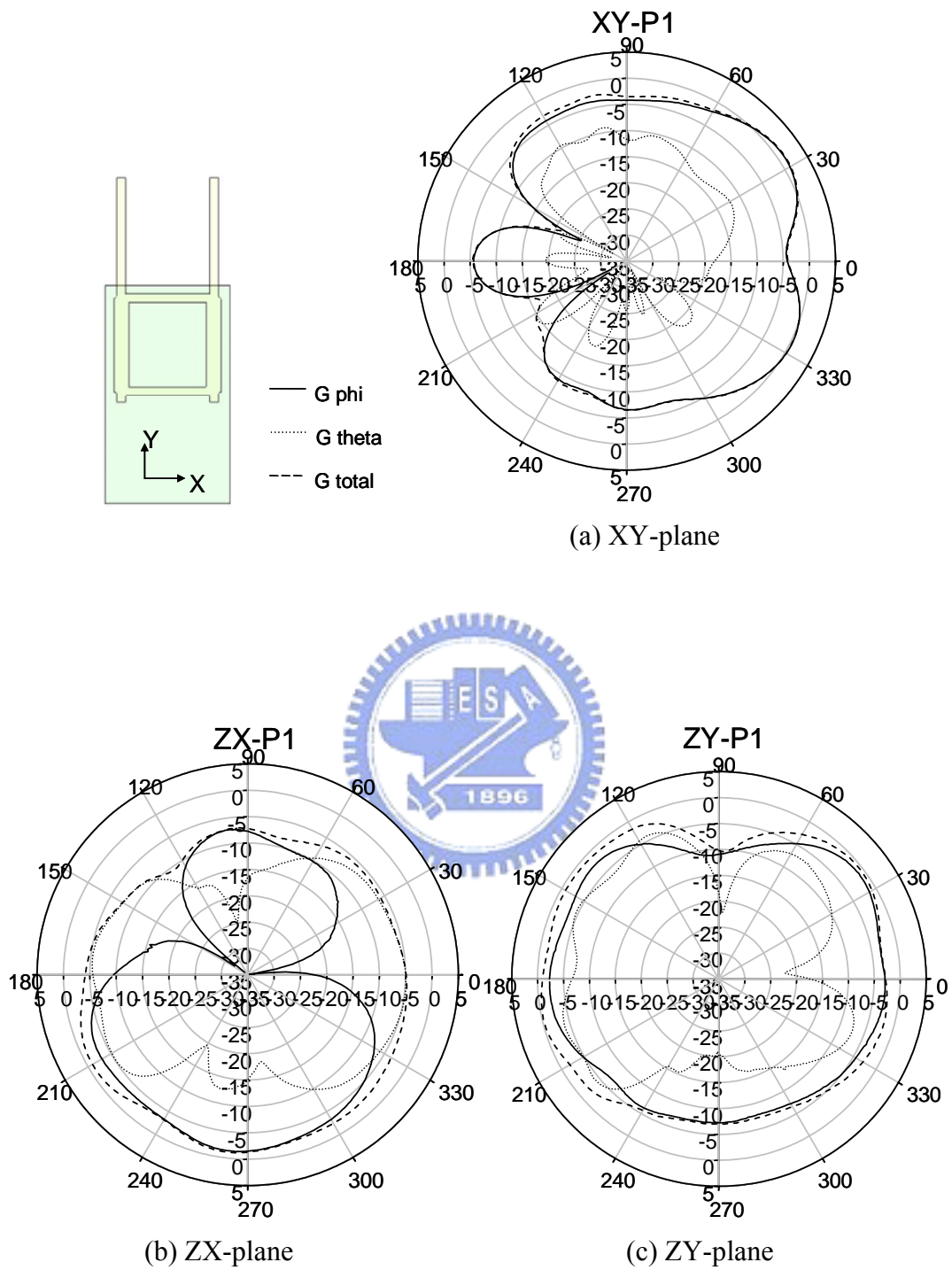


圖 4.19 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型)

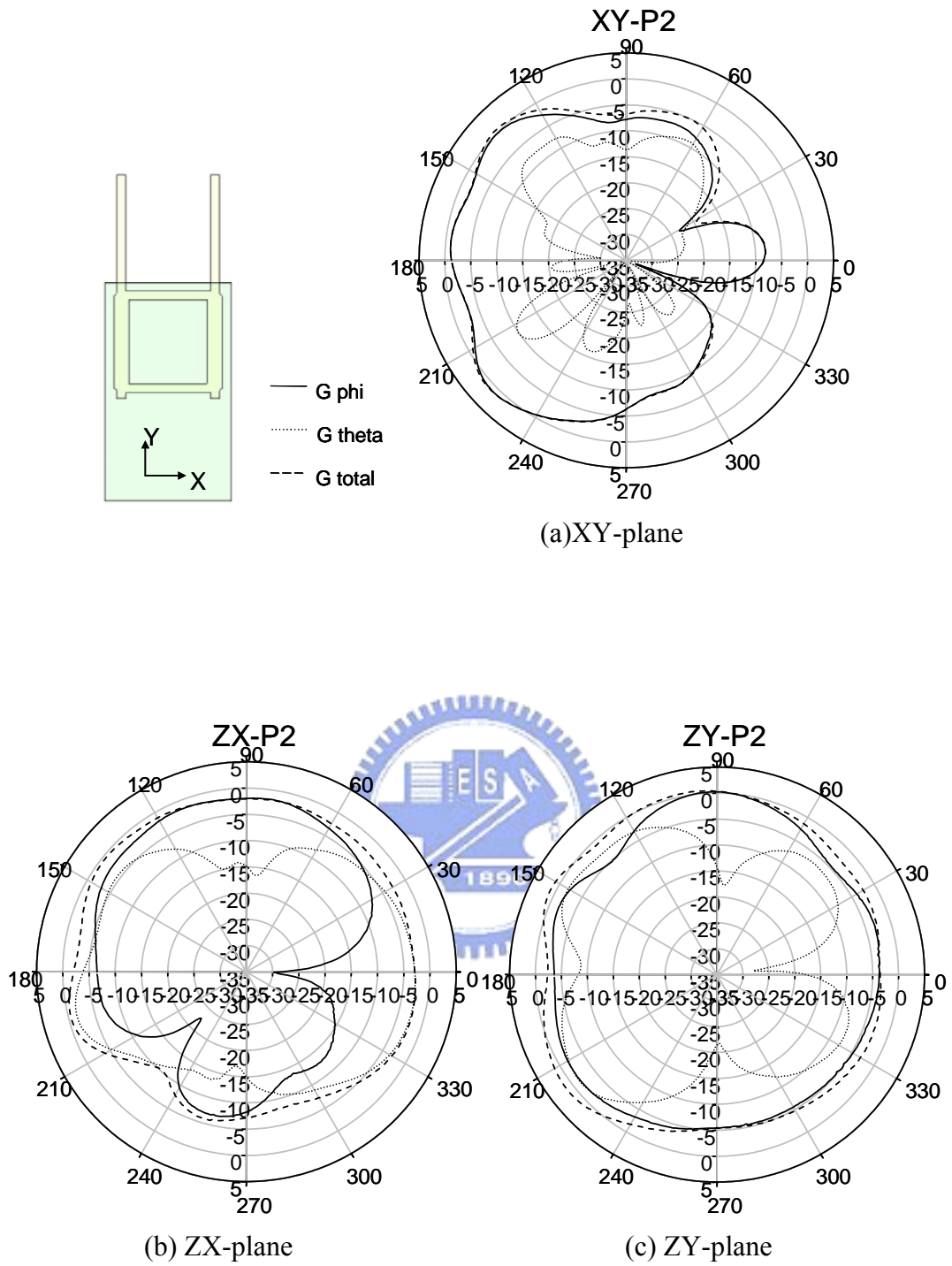


圖 4.20 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (原型)

#### 4.2.2 高隔離度雙天線模擬與量測 (縮小化) [14]

在這一小節將會把枝幹耦合器縮小，枝幹耦合器由四段四分之一波長的傳輸線所組成的，故要達到縮小的特性就必須要先瞭解 $\frac{\lambda}{4}$ 傳輸線的特性。已知 $\frac{\lambda}{4}$ 的微帶線是電路中的基本元件，若是將其縮短，整體的電路面積也將隨之平方倍縮小；但是由於其等效電感和電容也隨之縮小，增加微帶線的阻抗以彌補等效電感，並且增加旁接電容以補償等效電容如圖 4.21 所示：



圖 4.21 (a)  $\frac{\lambda}{4}$  傳輸線 (b) 小型化等效傳輸線

由圖 4.21(a)可知特性阻抗為 $Z_0$ 、長度為 $\frac{\lambda}{4}$ 傳輸線的 ABCD 矩陣可寫成式子 (4-2a)，接下來由圖 4.21(b)阻抗為 $Z$ 長度為 $\theta$ 傳輸線的 ABCD 矩陣可寫成式子 (4-2b)，經由比較可得(4-2c)與(4-2d)，再把枝幹耦合器的各段 $\frac{\lambda}{4}$ 傳輸線經過組合即可以得到縮小化的枝幹耦合器，在此我們是選用四段 $\frac{\lambda}{8}$ 的傳輸線再加上額外的電容補償以達到縮小化的效果，如圖 4.22 即為縮小型的枝幹耦合器。

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\frac{\lambda}{4}} = \begin{pmatrix} 0 & jZ_0 \\ jY_0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4-2a)$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{l'} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta & jZ \sin \theta \\ jY \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} \cos \theta - Z\omega C \sin \theta & jZ \sin \theta \\ j(\omega C(\cos \theta - Z\omega C \sin \theta) + \omega C \cos \theta + Y \sin \theta) & \cos \theta - Z\omega C \sin \theta \end{pmatrix} \quad (4-2b)$$

$$Z = \frac{Z_0}{\sin \theta} \quad (4-2c)$$

$$C = \frac{\cos \theta}{\omega Z_0} \quad (4-2d)$$

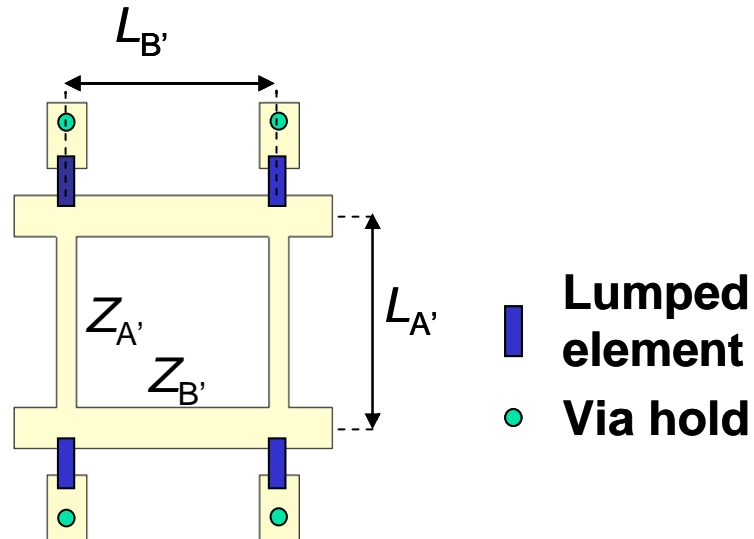


圖 4.22 縮小型枝幹耦合器

由於天線架構與 4.2.1 小節相同，在這裡我們只將其去耦合未加匹配的 S 參數量測結果與高隔離度天線的 S 參數量測結果顯示出來如圖 4.24 與圖 4.25，其場型的分析亦都與上一小節相同我們利用天線陣列的概念來瞭解它，圖 4.26a~c 與圖 4.27a~c 為其天線場型的量測值，整體的天線價構圖如圖 4.23 所示， $L=60\text{mm}$ 、 $W=W_g=22\text{mm}$ 、 $W_m=1.5\text{mm}$ 、 $L_m=18.5\text{mm}$ 、 $L_g=41.5\text{mm}$ 。

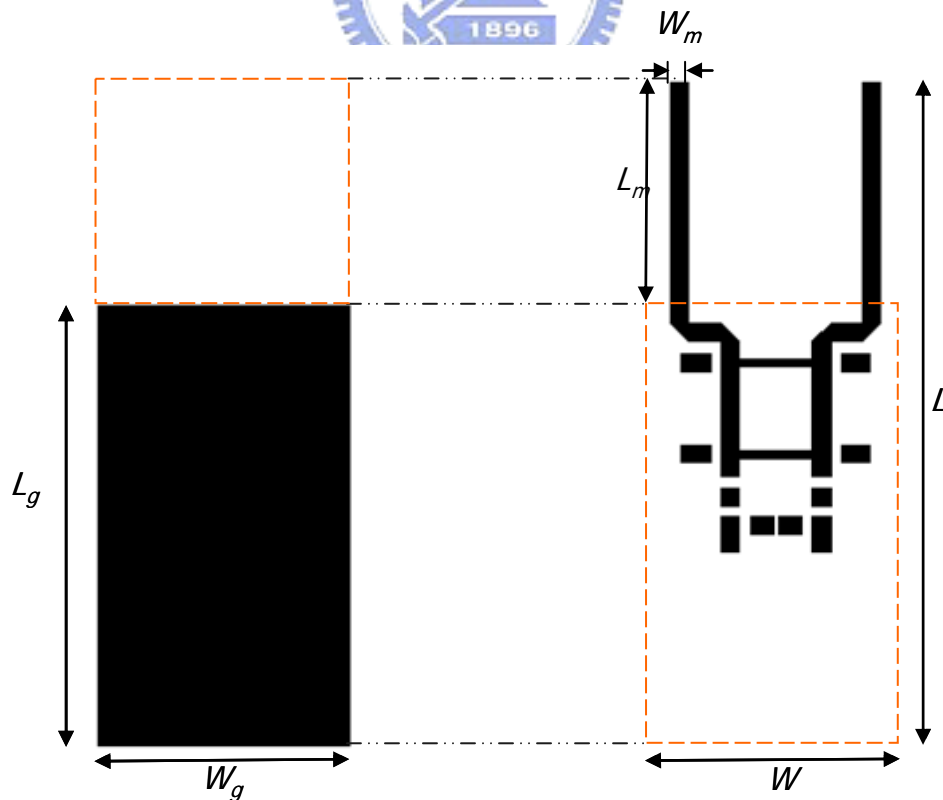


圖 4.23 高隔離度雙天線 (縮小型)



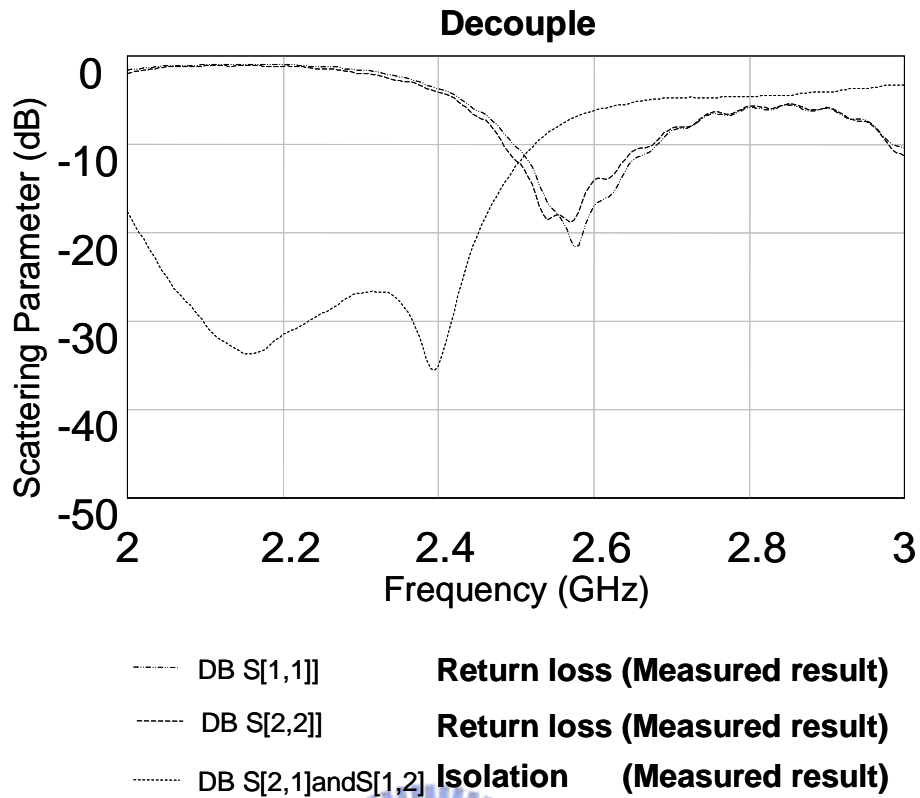


圖 4.24 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型)

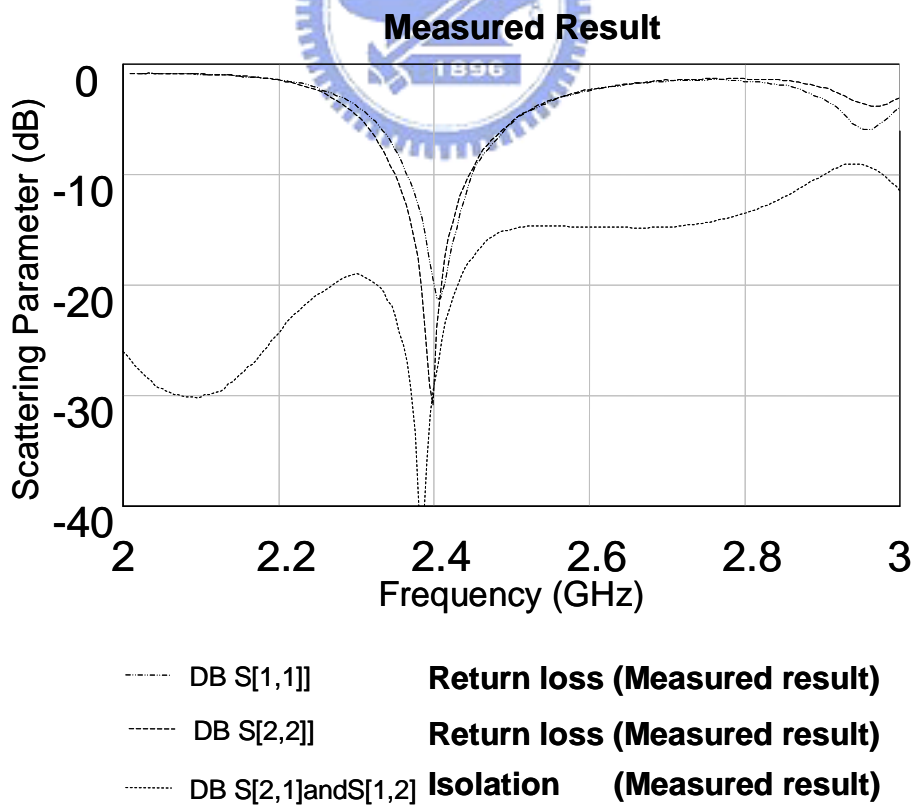
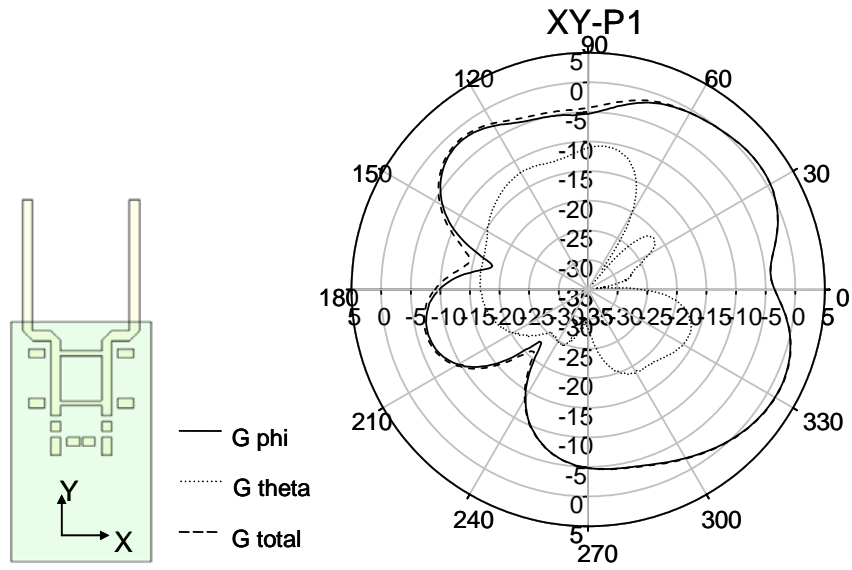
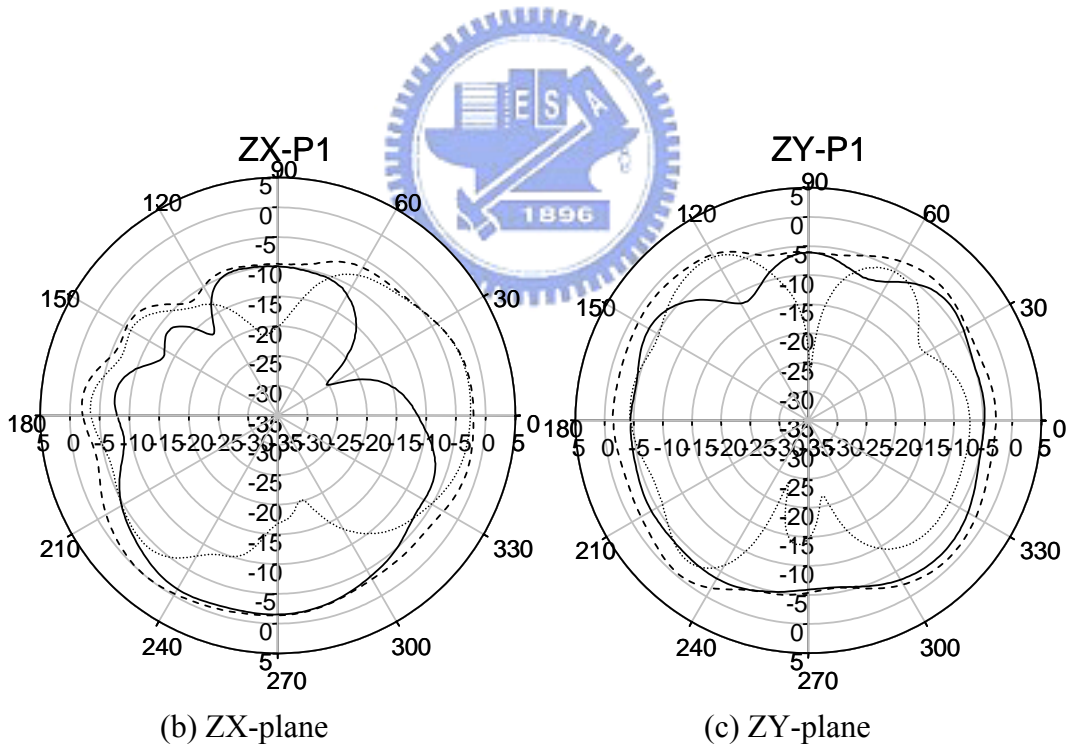


圖 4.25 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型)



(a) XY-plane



(b) ZX-plane

(c) ZY-plane

圖 4.26 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小型)

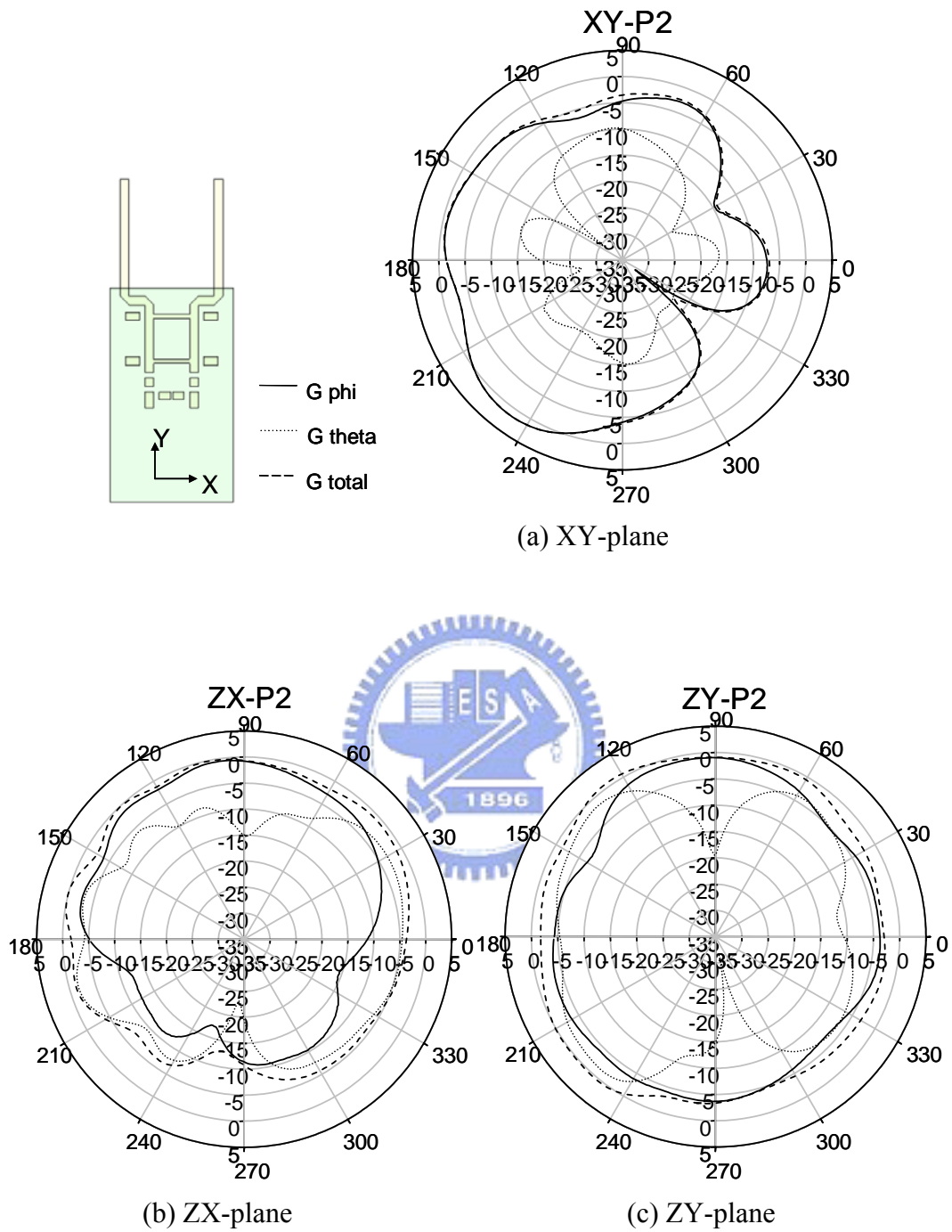


圖 4.27 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小型)

最後要介紹的這一支高隔離度天線如圖 4.28 所示，天線的參數如下： $L=60\text{mm}$ 、 $W=W_g=22\text{mm}$ 、 $W_m=1.5\text{mm}$ 、 $L_{m1}=10\text{mm}$ 、 $L_{m2}=7\text{mm}$ 、 $L_{m3}=6.5\text{mm}$ 、 $L_g=50\text{mm}$ 。圖 4.29 為加上枝幹耦合器的S參數圖量測值、圖 4.30 為低隔度雙天線加上枝幹耦合器與匹配網路的S參數量測值，天線場型如圖 4.31 與圖 4.32 所示，我們可觀察到天線的場型比先前的小，這是因為天線縮小的關係使得天線增益下降，但天線輻射場型大致上沒什麼改變，還是可以使天線場型產生偏轉的效果，由於我們不斷的天線與枝幹耦合器縮小，在頻寬方面會比先前的架構來的小一些，但功能方面的差異性不大，表 4.3 為高隔離度雙天線之增益平均值(原型)、表 4.4 為高隔離度雙天線之增益平均值(縮小型)、表 4.5 為高隔離度雙天線之增益平均值(縮小型 2)。

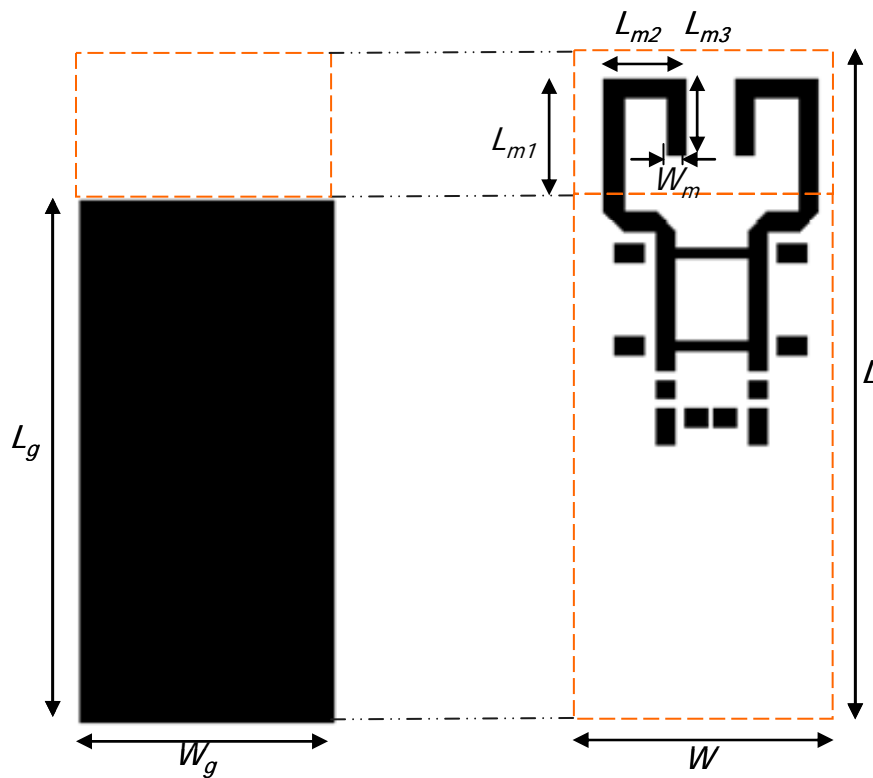


圖 4.28 高隔離度雙天線 (縮小型 2)

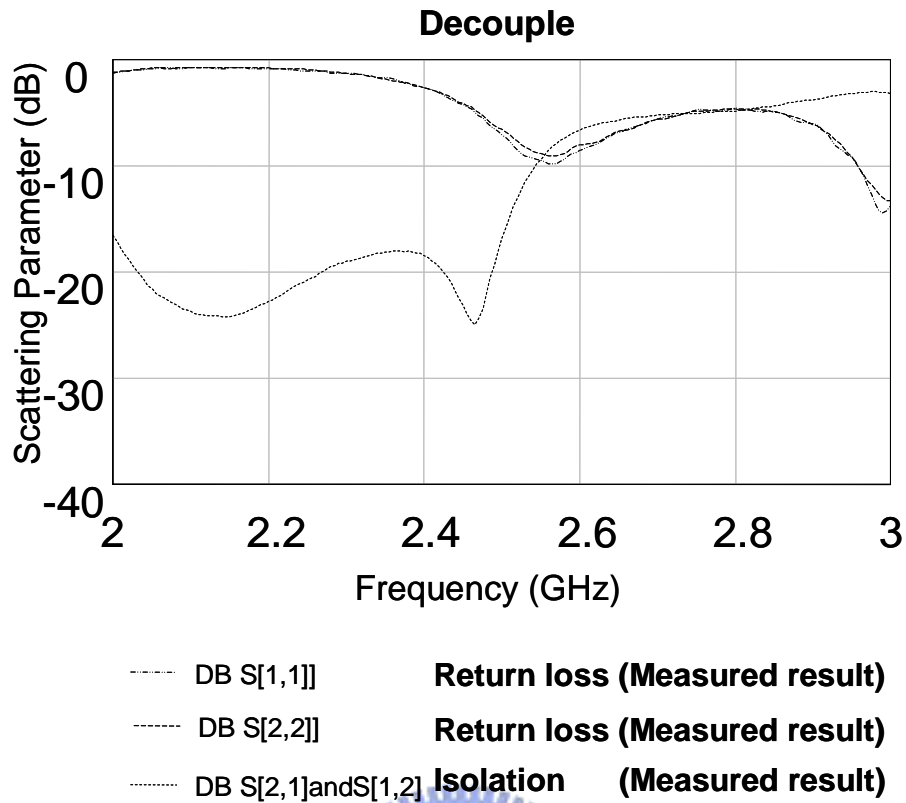


圖 4.29 去耦合低隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型 2)

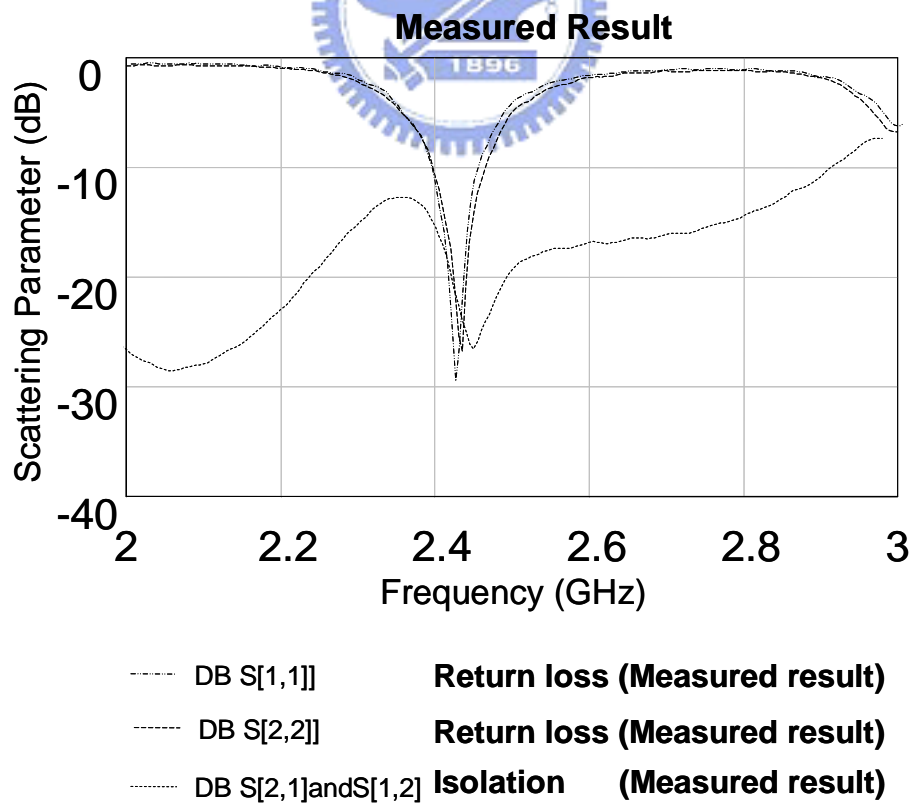
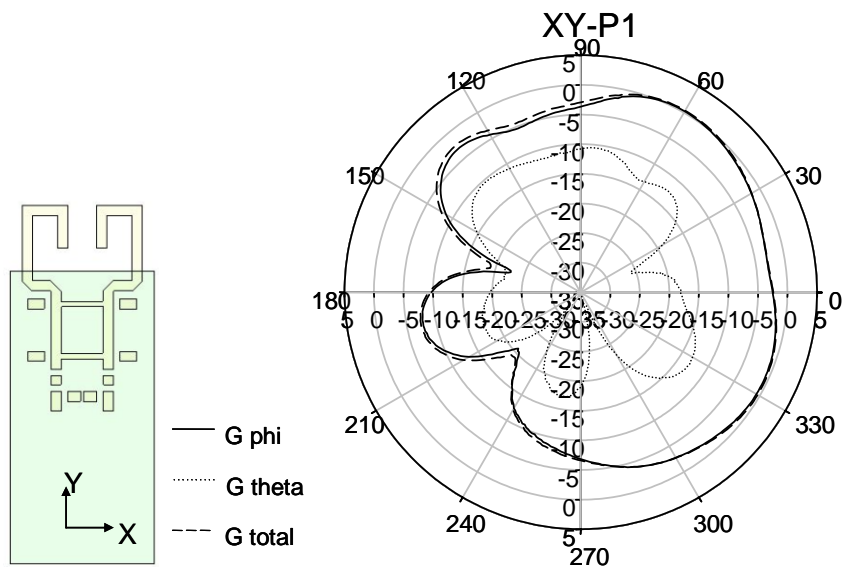
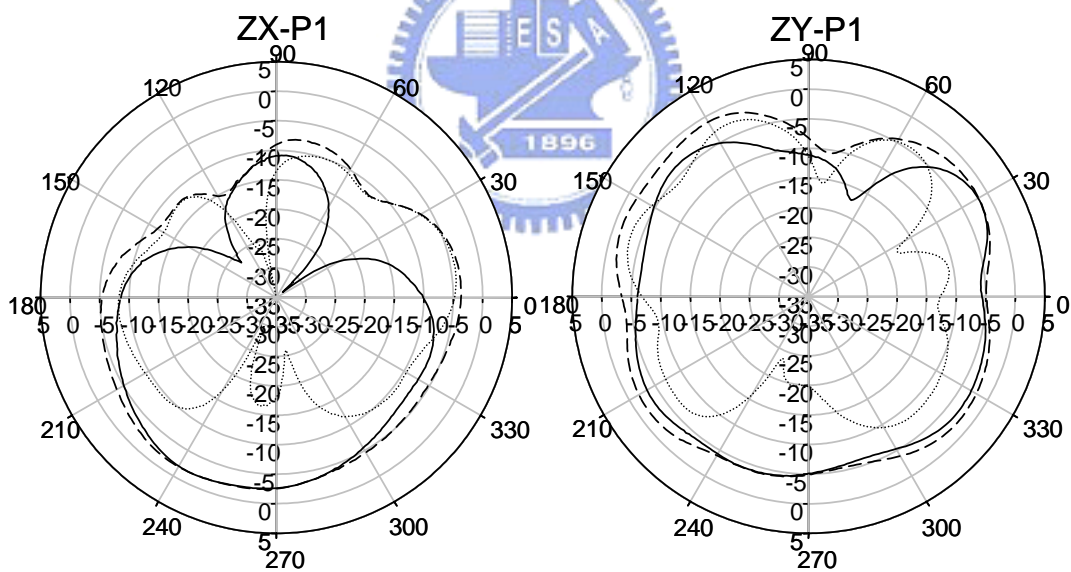


圖 4.30 高隔離度雙天線之 S 參數圖 (縮小型 2)



(a) XY-plane



(b) ZX-plane

(c) ZY-plane

圖 4.31 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 1 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小型 2)

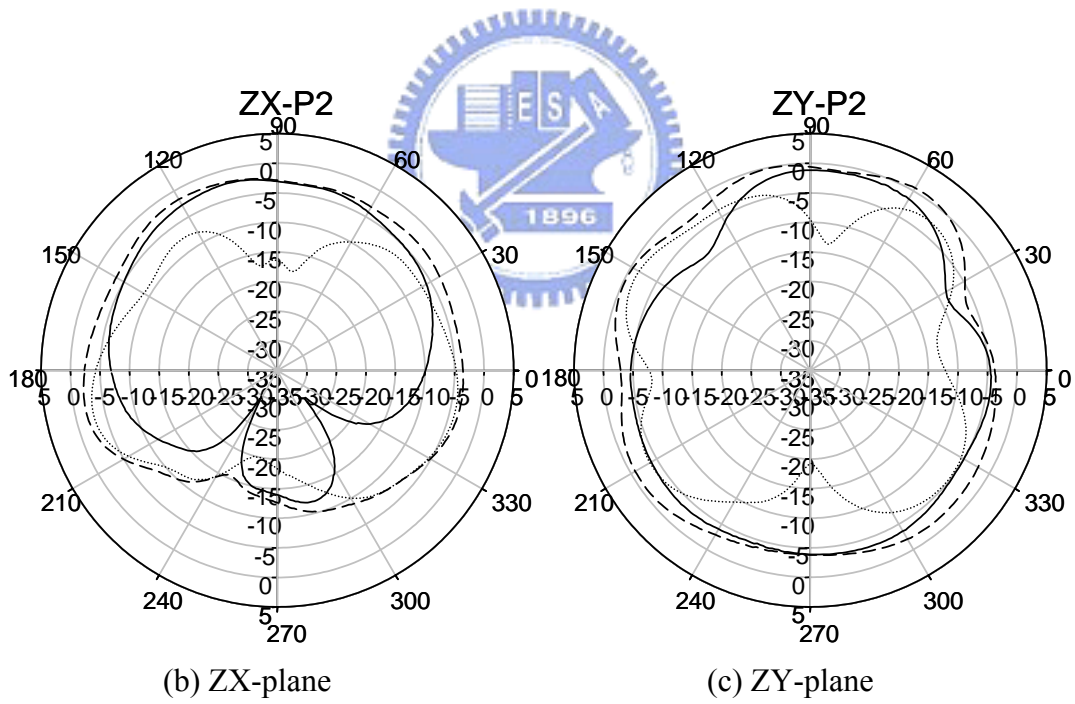
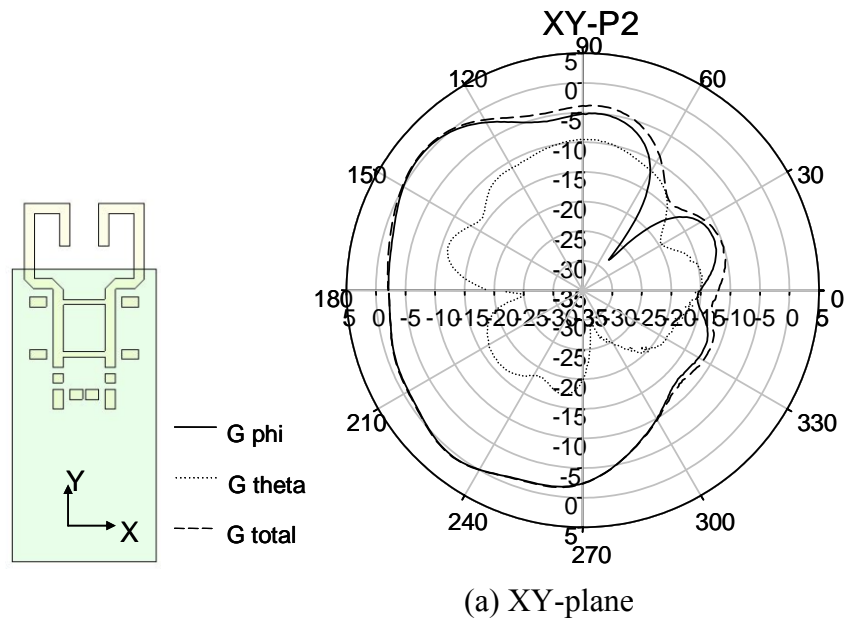


圖 4.32 高隔離度雙天線之輻射場型-Port 2 饋入 (a) XY-plane (b) ZX-plane (c) ZY-plane (縮小型 2)

	Port 1	Port 2
XY-左半平面	-6.6682dB	-1.4605dB
XY-右半平面	-1.5835dB	-9.0971dB
XY-全平面	-3.4207dB	-3.7803dB
ZX-上半平面	-6.7852dB	-1.8056B
ZX-下半平面	-2.4556dB	-4.5691dB
ZX-全平面	-4.1018dB	-2.9712dB

表 4.3 高隔離度雙天線之增益平均值 (原型)

	Port 1	Port 2
XY-左半平面	-6.1957dB	-1.4021dB
XY-右半平面	-0.8516dB	-6.692dB
XY-全平面	-2.7488dB	-3.287dB
ZX-上半平面	-5.4945dB	-1.0955B
ZX-下半平面	-1.8608dB	-5.3065dB
ZX-全平面	-3.3082dB	-2.7095dB

表 4.4 高隔離度雙天線之增益平均值 (縮小型)



	Port 1	Port 2
XY-左半平面	-6.9129dB	-1.0296dB
XY-右半平面	-1.5104dB	-8.3512dB
XY-全平面	-3.4207dB	-3.3017dB
ZX-上半平面	-8.302B	-2.903dB
ZX-下半平面	-3.5831dB	-6.204dB
ZX-全平面	-5.3308dB	-4.2471dB

表 4.5 高隔離度雙天線之增益平均值 (縮小型 2)



## 第五章 結論(Conclusion)

本論文中一共提到了兩個可以消除耦合的方法，其中一個是利用阻抗的概念去達到消除耦合的效應；另一個是先把天線的反射係數匹配好但耦合係數很高，但我們可以利用散射係數交換達換取到高隔離度的效果，由於這兩個方法都需要經過一些計算與推導，讓我在學習的過程中不單只會應用模擬軟體的強大功能，先經過一些推導徹底的了解會讓妳在設計的時候更得心應手，由模擬軟體可以讓妳快速的發現每一個參數的變化，在實做方面必須與模擬的結果後互相對照才會有事半功倍的效果，從設計到實做的過程每一個步驟都環環相扣都有它的意義所在，論文裡面提到的每一支高隔離度天線，從原形到縮小化在實際應用上都可以達到不錯的效果。

我們可以把第一種方法跟第二種方法作比較，可發現第一種方法所使用到的面積會比第二種的面積來的小，而且天線的增益也比較大在實際的應用上第一種方法是比第二種方法來的優秀。



## 參考文獻

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design," 2<sup>nd</sup> ed. , John Wiley, New York, ch.2 and ch.5 , 1998.
- [2] David M. Pozar "Microwave Engineering," 3<sup>rd</sup> ed. , John Wiley, New York, ch.4, ch.7 and ch.9, 2003
- [3] C. Wu, "Printed antenna structure for wireless data communications," U.S. Patent 6 008 774, Dec. 28, 1999.
- [4] 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.
- [5] 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
- [6] V. Stoiljkovic, and G. Wilson, "A small planar inverted-F antenna with parasitic element for WLAN applications," *10<sup>th</sup> international conference on Antennas and Propagation*, vol.1, pp. 82-85, April 1997
- [7] 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
- [8] 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
- [9] 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
- [10] 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
- [11] 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

- [12] 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
- [13] J. Andersen, and H. Rasmussen, "Decoupling and descattering networks for antennas," *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. 24 Issue 6, pp.841-846, Nov. 1976.
- [14] H. R. Ahn and I. Wolff, "Asymmetric Four-Port and Branch-line Hybrid ," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 48, No.9, pp.1585-1588, Sept.2000.
- [15] A. Diallo, C. Luxey, P. Lethuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Reduction of the Mutual Coupling Between Two Planar Inverted-F Antennas working in close radiocommunication standards," *IEEE Trans. Antennas and propagation*, vol. 25 Issue 6, pp.737-741, Nov. 2005.
- [16] Aliou Diallo, Cyril Luxey, Philippe Le Thuc, Robert Staraj, and Georges Kossiavas, "Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 54, pp3063-3074, 2006.



附錄  
(實做照片)



高隔離度雙天線實做圖