

國立臺灣大學電機資訊學院電信工程學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Communication Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master Thesis

全極化可調式之環形槽孔天線設計

Design and Implementation of Slot Ring Antenna

with Full Reconfigurable Polarization

黃上茂

Shang-Chi Huang

指導教授：林怡成 博士

Advisor: Yi-Cheng Lin, Ph.D.

中華民國 106 年 7 月

July, 2017

國立臺灣大學（碩）博士學位論文
口試委員會審定書

全極化可調式之環形槽孔天線設計

Design and Implementation of Slot Ring Antenna
with Full Reconfigurable Polarization

本論文係 黃上茂君 (R04942003) 在國立臺灣大學電信工程學研究所完成之碩(博)士學位論文，於民國 106 年 7 月 21 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明

口試委員：

林怡成

(簽名)

(指導教授)

陳富強

鄭瑞清

林伯華

吳宗輝

所長

(簽名)

誌謝



首先我要感謝我的家人，在碩士班求學的過程中給予我支持以及鼓勵，讓我能夠在學業上毫無顧慮的衝刺，在我心情不好時願意聆聽我的心聲，讓我能有動力向前邁進。在這研究所的兩年中，感謝林怡成教授耐心地指導，由於我學習時，常沒有釐清問題的所在便開始解決，往往花費了許多不必要的時間，教授常不厭其煩地再三叮嚀我並與我再次確認我是否理解問題，在最後我也慢慢地理解如何與人溝通並了解問題的所在，在這兩年中透過教授的指導，我得以窺見自己本身問題的所在並修正，使自己能夠成為能夠了解問題所在並解決的人。

感謝鄭瑞清、陳富強、林俊華三位教授撥空參加我的論文口試，並對我的研究內容提出建議與看法，讓我的論文能夠更加完善。

再者感謝邵貽學長，在研究的過程中不吝嗇分享天線的設計經驗給我，也在投影片的表達上幫了我許多的忙，最後在我進度很趕的時候指導我正確的路前進，使我能夠順利的完成進度。

接著我也要感謝我的同儕，謝謝宇庭在碩二這段期間給予我天線設計上的一些建議，也會在報告上提出看法讓我去修正。謝謝佳翰，在碩二下這段忙碌的時間裡，總有你一起待在實驗室奮鬥，而研究上也互相扶持一起弄有關 USRP 的研究，有你這個夥伴一起打氣，真是不錯。也感謝薇雅能夠適時的提醒我一些粗心的小毛病，避免我犯錯。最後感謝 551 時期的好夥伴陳柏誌，感謝你總是不顧一切的幫忙我，無論是在天線實作上或是其他生活上的瑣事，多虧有你的幫忙使我在研究上更加地順利。

最後感謝楚安，在研究空閒之餘陪我聊聊天讓我抒發心情，並總是有各種不同的有趣點子來跟我玩，在怎麼樣的煩悶碰到你之後也能迎刃而解，也感謝冠廷與建興在我忙於研究時，也竭盡所能地提供協助與支持，讓我感到非常貼心。由於大家的功勞，才能有此論文的產生，在此聊表對所有人的感激與敬意。

中文摘要



本論文旨在探討一個極化分集可調式天線之研製，應用於室內無線區域網路傳輸裝置 IEEE802.11n/ac。首先，我們提出一個具有四個槽孔以及一個二極體的環形槽孔天線(Annular Ring Slot Antenna)，此天線經由二極體的狀態以及饋入位置的切換，可以達到四種不同極化的目的，以對應接收端極化未知的情形，且使用在 1.6mm 的 FR4 板材(介電常數 4.4)，增加實作便利性。本論文提出設計的過程以及方法，天線的參數分析及模擬與量測的比較。

最後在實作與量測的部分，我們將其分為三種情況，一種為固定極化情況，利用理想的開路短路來做驗證其概念是否可行，另一種為有加二極體以及相關的偏壓電路，藉由適當地給予偏壓，我們可以控制二極體的導通與否，來達到切換極化的目的，使得訊號有更多的調變空間，且在二極體的部分會再用 TRL 確認其二極體的等效模型以及相關校準，最後一種情況為安裝開關 IC，藉由開關 IC 來切換不同的饋入位置，來完成整個設計。

關鍵字：

IEEE802.11b，極化分集，可調式天線，環形槽孔天線

Abstract

This thesis presents a reconfigurable antenna with full polarization diversity for indoor WLAN IEEE802.11n/ac applications. First, we proposed the annular ring slot antenna with four small apertures where an aperture is loaded with a diode. By controlling only one diode and the feed line location, the proposed antenna can achieve the full polarization configurations – V-pol, H-pol, RCP, and LCP. The design concept was verified by HFSS simulation and implemented on a 1.6mm thick -FR4 PCB. This thesis provides the design procedures, parameter study, and performance comparison between the simulation and measurement.

Second, we realized the prototypes with three progressive phases. In Phase 1, we used different layouts on the printed antennas to build individual antennas of various fixed polarizations. In Phase 2, we added a diode to one of the small apertures and employed the bias circuit to control between the linear and the circular polarization of a feed line. To achieve better AR of circular polarization, we used the TRL calibration method to extract the accurate circuit parameters of the employed diode. In Phase 3, we added a switch IC for the feed lines of orthogonal orientation to achieve a reconfigurable design of full polarization diversity.

Keyword:

IEEE802.11n , polarization diversity , reconfigurable antenna , annular ring slot antenna

目錄



口試委員會審定書	i
誌謝	ii
中文摘要	iii
Abstract	iv
目錄	v
圖目錄	vi
表目錄	ix
第一章 緒論	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 無線區域網路.....	1
1.3 天線設計目標.....	2
1.4 章節架構.....	3
第二章 天線設計之相關介紹	4
2.1 前言	4
2.2 常見圓極化天線.....	4
2.3 文獻探討.....	5
第三章 可調式極化之環形槽孔天線設計	7
3.1 前言	7
3.2 天線設計與參數分析.....	8
3.3 天線版本 1 模擬與量測結果.....	28
3.4 結論.....	43
第四章 偏壓電路與開關之設計與實作	44
4.1 前言	44
4.2 偏壓電路設計.....	45
4.3 開關整合設計.....	78
4.4 結論.....	86
第五章 USRP 量測與驗證	87
5.1 前言	87
5.2 USRP 儀器簡介.....	88
5.3 量測架設與結果.....	90
.第六章 結論	98
參考文獻	100

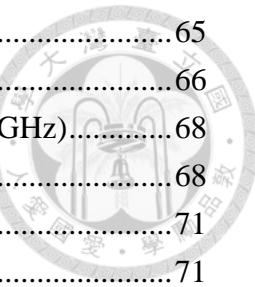
圖 目 錄



圖 2.1 單埠微帶線饋入的圓極化正方型雙截角貼片天線[1].....	4
圖 2.2 可雙線性極化或由 90 度耦合器合成圓極化之天線架構[2].....	5
架構由上到下為:貼片，接地面，微帶線	5
圖 3.1 天線設計流程圖.....	7
圖 3.2 環形槽孔天線[12].....	9
圖 3.3 偏心環形槽孔天線[13].....	9
圖 3.4 環形槽孔天線架構(Prototype3)(a)俯視圖(b)背視圖(c)側視圖	10
圖 3.5 二極體腳位圖[17].....	11
圖 3.6 二極體之等效模型(a)順偏(b)逆偏[17].....	11
圖 3.7 環形槽孔天線在 2.45GHz 表面電流向量分布圖	14
圖 3.8 右圓極化(+z 方向)的反射係數之頻率響應圖	15
圖 3.11 水平極化的反射係數之頻率響應圖	16
圖 3.12 右圓極化(+z 方向)場形輻射圖(2.45GHz).....	17
(a)XZ 平面(b)YZ 平面.....	17
圖 3.13 垂直極化場形輻射圖(2.45GHz)	18
(a)XZ 平面(b)YZ 平面.....	18
圖 3.14 左圓極化(+z 方向)場形輻射圖(2.45GHz).....	19
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	19
圖 3.15 水平極化場形輻射圖(2.45GHz)	20
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	20
圖 3.17 天線模擬軸長比(+z 方向左圓極化).....	21
圖 3.18 各個極化的輻射效率圖	22
圖 3.25 參數 r 對於正向輻射軸長比之分析(右圓極化，+z 方向).....	26
圖 3.26 變動參數 r_0 之反射係數比較圖(垂直極化).....	26
圖 3.27 變動參數 w_0 之反射係數比較圖(垂直極化).....	27
圖 3.28 變動參數 r 之反射係數比較圖(垂直極化).....	27
圖 3.29 天線版本 1 之天線架構.....	29
(a)俯視圖(b)背視圖(c)側視圖	29
圖 3.30 天線版本 1 實作圖	30
(a)圓極化天線 (b)線性極化天線 (c)量測正視圖(d)量測側視圖	30
圖 3.32 天線版本 1 右圓極化(+z 方向)的軸長比頻譜圖	31
圖 3.33 右圓極化(+z 方向)的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.4GHz).....	32
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	32
圖 3.35 右圓極化(+z 方向)的輻射效率圖對頻率作圖	33
圖 3.37 垂直極化的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)	35
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	35



圖 3.39 輻射效率圖對頻率作圖(垂直極化).....	36
圖 3.42 左圓極化(+z 方向)的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.4GHz).....	38
(a)XZ 平面(b)YZ 平面.....	38
圖 3.44 左圓極化(+z 方向)的輻射效率對頻率作圖於模擬與實作之比較.....	39
圖 3.46 水平極化的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)	41
(a)XZ 平面(b)YZ 平面.....	41
圖 4.1 天線版本 2 架構比較圖.....	44
圖 4.2 右圓極化電流大小分布圖.....	46
圖 4.3 垂直極化電流大小分布圖.....	46
圖 4.4 極化為右圓極化之天線離形 3(無偏壓)與有偏壓的反射係數比較圖	46
圖 4.5 極化為右圓極化之天線離形 3(無偏壓)與有偏壓之天線軸長比比較圖	47
圖 4.6 垂直極化之天線離形 3(無偏壓)與有偏壓的反射係數比較圖	47
圖 4.7 天線版本 2(phase2)之架構圖	49
(a)俯視圖(b)直流槽孔放大圖(c)背視圖(d)射頻扼流圈放大圖	49
圖 4.8 天線版本 2(phase2)之原型圖	50
(a)俯視圖(b)背視圖(c)量測環境	50
圖 4.10 右圓極化(+z 方向) 二極體電容值變化之天線軸長比圖.....	51
圖 4.11 右圓極化(+z 方向)的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz).....	52
(a)XZ 平面(b)YZ 平面.....	52
圖 4.13 垂直極化的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)	54
(a)XZ 平面(b)YZ 平面.....	54
圖 4.14 Line 的反射係數於模擬與實作之比較圖	56
圖 4.15 Line 的反射係數相位於模擬與實作之比較圖	56
圖 4.16 Through 的反射係數於模擬與實作之比較圖	57
圖 4.18 Reflect 的反射係數於模擬與實作之比較圖	58
圖 4.19 TRL 校具實作圖	58
圖 4.20 二極體量測示意圖	59
圖 4.22 雙埠元件的網路分析儀量測方塊圖[18].....	60
圖 4.23 常用的雙埠網路架構與 ABCD 參數對應[18].....	60
圖 4.24 二極體等效模型	61
(a)順偏(b)逆偏	61
圖 4.25 二極體順偏電壓 1V 下電阻值對頻率作圖	61
圖 4.26 二極體順偏電壓 1V 下電感值對頻率作圖	62
圖 4.27 二極體逆偏電壓 0V 下電阻值對頻率作圖	62
圖 4.28 二極體逆偏電壓 0V 下電容值對頻率作圖	63
圖 4.29 校準後天線版本 2(phase2)之架構圖	64
(a)俯視圖(b)直流槽孔(DCsllit)放大圖(c)背視圖(d)射頻扼流圈(RFchoke)放大圖 .	64
圖 4.30 S 參數量測架測圖(以線性極化為例).....	65



(a) 實際量測圖(b) 電源供應器狀態	65
圖 4.31 場型量測示意圖	66
圖 4.34 右圓極化(+z 方向) 輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)	68
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	68
圖 4.38 垂直極化輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)	71
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	71
圖 4.39 垂直極化下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較	72
圖 4.40 垂直極化下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較	72
圖 4.42 校準後天線版本 2 左圓極化(+z 方向)的天線軸長比對頻率作圖	73
圖 4.43 左圓極化(+z 方向)輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)	74
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	74
圖 4.44 左圓極化(+z 方向) 下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較	75
圖 4.45 左圓極化(+z 方向) 下天線輻射效率對頻率作圖於模擬與實作之比較	75
圖 4.47 水平極化輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)	77
(a)XZ 平面(b)YZ 平面	77
圖 4.48 水平極化下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較	78
圖 4.49 開關針腳 layout 圖[19]	79
圖 4.50 反射係數圖[19]	80
圖 4.51 輸入損耗對頻率作圖[19]	80
圖 4.52 天線版本 3 設計流程示意圖	81
圖 4.53 天線版本 3 之背視圖	82
圖 4.54 天線版本 3 之原型背視圖	82
圖 4.55 天線版本 3 右圓極化(+z 方向)反射係數對頻率作圖	83
圖 4.56 天線版本 3 反射係數對頻率作圖(垂直極化)	84
圖 4.57 天線版本 3 左圓極化(+z 方向)反射係數對頻率作圖	84
圖 4.58 天線版本 3 反射係數對頻率作圖(水平極化)	85
圖 4.59 實際量測架設圖	85
圖 5.1 多重路徑傳播產生示意圖	88
圖 5.2 NI USRP2953R	89
(a) 實際硬體架構(b) 硬體方塊示意圖	89
圖 5.1 垂直極化天線(TX)	91
圖 5.2 天線版本 3(RX)	91
圖 5.3 室內量測示意圖(Line of sight alignment)	91
圖 5.4 室內環境示意圖(Non Line of sight)	91
圖 5.5 LOS Alignment 下垂直極化對垂直極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖	93
圖 5.6 LOS Alignment 下垂直極化對左圓極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖	94
圖 5.7 NLOS case1 下垂直極化對垂直極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖	95
圖 5.8 NLOS case2 下垂直極化對左圓極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖	96

表目錄



表 1.1 全球行動通訊系統的應用頻段規範.....	2
表 1.2 天線設計目標	3
表 3.1 環形槽孔天線結構之參數設定值	10
表 3.2 極化機制	14
表 3.3 重要參數分析整理	28
表 3.4 極化機制	29
表 3.5 天線版本 1 之參數設定值	29
表 4.1 天線版本 2(phase2)之參數設定值	49
表 4.3 控制電壓真值表[18].....	79
表 6.1 天線版本 1,2,3 比較.....	99



第一章 緒論

1.1 研究動機

隨著科技不斷的進步，越來越多種裝置具有無線通訊的功能，因此在無線通訊傳輸上所必須克服的問題勢必較以往複雜。在此如此多干擾物的環境下，使得發射訊號會依循各種不同的路徑傳播，而產生多重路徑反射的現象。由於多重路徑反射的影響，使得原本的極化在抵達接收端時早已與原本的特性不同，即便在接收端使用相同極化的天線其接收能力仍會大受影響。在傳統的天線在設計上，其操作頻率以及極化機制大多為固定的，此時就會產生訊號無法接收到的情況，有鑑於此我們設計可調式天線來動態調整極化來因應此情況。本文將針對可應用於 IEEE802.11b 的頻段下，作用於室內無線基地台之設計。

可調式天線藉由改變天線的電流特性或是輻射的邊界條件，如此一來我們可以調整天線特性，來配合各種不同的收發模組，如此一來和傳統天線相比，在同一個通道環境傳輸下，所收到的信號能量較強，也能增加天線系統訊雜比(Signal-to-Noise Ratio)和通訊容量。一般而言，可調式天線可分為下列三種：頻率可調、極化可調、場型可調，而本論文所提出即是極化可調之技術，透過饋入位置以及二極體狀態的改變，來切換四種不同的極化。

1.2 無線區域網路

無線區域網路(Wireless Local Area Networks)，是一種利用射頻(Radio Frequency RF)技術進行據傳輸的系統，傳輸的距離一般只有幾十米，該技術的出現是為了彌補有線區域網絡之不足，以達到網絡延伸之目的，使得無線區域網絡能利用簡單的存取架構讓用戶透過它，實現無網線、無距離限制的通暢網絡，而現今無線區域網路最通用的標準是 IEEE 定義的 802.11 系列標準。而下表 1.1



應用通訊系統之名稱	使用頻段範圍
GSM 850	824~894 MHz
GSM 900	890~960 MHz
DCS 1800	1710~1880 MHz
PCS 1900	1850~1990 MHz
UMTS 2100 (3G)	1920~2170 MHz
LTE 700	698~787 MHz
LTE 2300	2300~2400 MHz
LTE 2500	2500~2690 MHz
Bluetooth (802.15.1a)	2400 MHz
WLAN 2.4 (Wi-Fi 802.11 b/g/n)	2400~2484 MHz
WLAN 5.2/5.8 (Wi-Fi 802.11 a/n/ac)	5150~5350 MHz 5725~5875 MHz

表 1.1 全球行動通訊系統的應用頻段規格

1.3 天線設計目標

如表 1.2, 本論文提出一個可調式天線, 具有四種不同極化的調控功能, 應用於室內的無線基地台天線。此天線的尺寸為 $72.5 \times 72.5 \times 1.6\text{mm}^3$, 在反射係數小於-10dB 以下時, 操作在 2.4~2.5GHz 頻段, 利用饋入位置的不同以及二極體狀態的切換, 可以切換四種不同的狀態: 狀態一:+z方向-右圓極化(RHCP)、狀態二:垂直方向-線性極化(VP)、狀態三:+z方向-左圓極化(LHCP)、狀態四:水平方向-線性極化(HP)



	狀態一	狀態二	狀態三	狀態四
極化	RHCP(+z)	VP	LHCP(+z)	HP
反射係數小於-10dB 之作用頻段	2.4~2.5GHz	2.4~2.5GHz	2.4~2.5GHz	2.4~2.5GHz
Axial ratio 中心頻帶	2.45GHz	X	2.45GHz	X

表 1.2 天線設計目標

1.4 章節架構

本論文分為五個章節，簡述如下：

第一章為緒論，簡述本文研究動機與天線設計目標。

第二章為天線設計之相關基本原理、天線種類介紹及相關文獻探討。

第三章為本論文所提出之天線設計過程與比較，也對天線本身的參數作探討。

第四章為提出使用二極體以及開關進行切換極化的整合設計、實作與量測。

第五章為 USRP 驗證

第六章為本論文總結

第二章 天線設計之相關介紹



2.1 前言

本論文的環形槽孔天線(Annular ring slot antenna)，其場型的產生是藉由下方的微帶線激發上方的槽孔天線(slot antenna)，而極化的控制則是由二極體導通與否來控制，而產生左右圓極化以及兩個垂直的線性極化。故此章節會先介紹各種不同的圓極化天線，接著在文獻探討的部分，將各種不同的可調式天線作介紹，最後在極化可調的部分將所參考的架構作概述以接續下章節。

2.2 常見圓極化天線

圓極化的產生需要存在兩個大小相等且相位差為 90 度的電場。然而在實際情況下，完美的圓極化波是不存在的，因此我們將電場軸長比值(AR)的值來判斷是否為圓極化波。而一般常見的圓極化規範是軸長比(AR)小於 3dB。

常見的圓極化設計方式如下：

(1)

第一種是以單埠的方式饋入天線，由於天線架構的不對稱以致於，在水平和垂直方向會產生稍微偏離中心的共振模態，藉由適當的調整不對稱性，我們可以獲得圓極化的特性。如圖 2.1[1]，在正方形貼片上將兩端對角線截掉，當電流饋入時會在對角線處，產生大小相等的電場且領先以及落後 45 度，造成 90 度相位差。

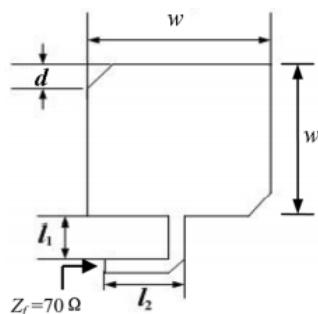
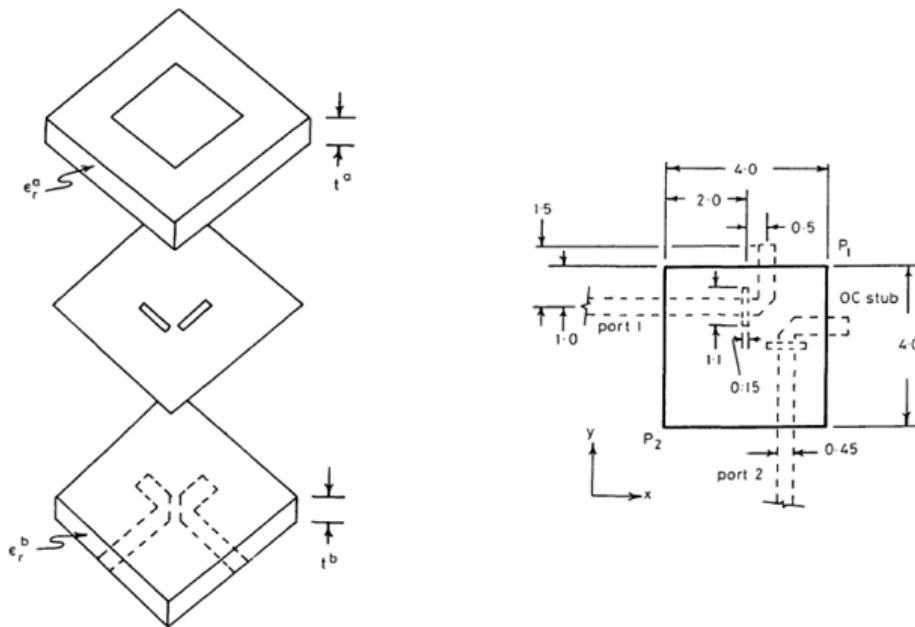


圖 2.1 單埠微帶線饋入的圓極化正方型雙截角貼片天線[1]



(2)

第二種則是在正交的兩個埠給予 90 度的相位差，藉此獲得兩個大小相等且正交線性極化，結構圖如圖 2.2[2]。在底層以微帶線分別饋入兩個槽孔，藉由槽孔耦合能量至天線輻射，兩槽孔分別激發兩個正交極化方向的電場。缺點是需要外加電路，如相位差 90° 波分合器來提供雙埠的電磁波額外的相位差，而上述兩種圓極化都有共同的缺點即是圓極化的頻寬較窄，不適用於寬頻系統。



(a) 分層結構圖

(b) 俯瞰透視圖

圖 2.2 可雙線性極化或由 90 度耦合器合成圓極化之天線架構[2]

架構由上到下為：貼片，接地面，微帶線

2.3 文獻探討

由於現今通訊設備大多講求多功能與多系統的整合，以達到傳輸量的最大化，因此才有可調式天線的設計出現，來覆蓋各種不同的無線通訊的頻帶。而一般可調式天線，是利用二極體、場效電晶體或是微機電元件等元件的動態切換，藉此來改變天線的幾何架構或是輻射的邊界條件，來讓天線有不同的輻射特性，以適應各種不同的平台。如文獻[3][4][5]皆是利用二極體去改變天線的輻射機制，進

而達到極化可調的效果。文獻[3]是利用二極體決定導通的槽孔位置，進而影響電流流向，來產生左右圓極化以及線性極化。文獻[4]則是利用二極體去改變天線的電流路徑，使天線可以切換兩種正交的線性極化及左右圓極化四種型態，但由於切換的結果會影響天線匹配，在饋入的地方也用二極體連接開路或短路的金屬去針對不同的極化型態進行匹配的調整。文獻[5]是利用二極體來決定不同的饋入路徑，而每個路徑的末端再經由金屬柱穿層到上面的貼片天線做饋入，由於饋入位置的不同我們可以得到不同方向所產生的極化，且皆操作在相同的頻帶下。文獻[6]則是在天線周圍放置四個寄生元件，且在寄生元件上放置二極體來控制寄生元件是否導通到地，來決定寄生元件為反射器或是導引器，藉此來達到場型可調之效果。頻率調變的技術則可以從天線與接地層去做處理，文獻[7]利用了二極體去增加或減少天線上的電流路徑長度，而文獻[8]、[9]則是改變接地層的結構，來達到頻率的調變。除此之外，文獻[10][11]則是綜合了多種功能，達到頻率與極化都能調整的結構。

針對極化分集技術，我們的目標是獲得左右圓極化以及兩正交極化，共四個極化。在文獻[12]使用一個箭頭型的饋入來耦合到正上方的環型槽孔天線做激發，並在箭頭的左右兩邊的分支末端打金屬柱到上層的地，而金屬柱的電流流通與否由二極體在其中控制，因此當電流留通到左邊時會產生左圓極化，反之產生右圓極化，若皆不通則是線性極化，所以此架構是藉由控制電流在饋入端的流向，來達到極化的切換。然而同樣是環形槽孔天線，文獻[13]採用偏心圓的架構，並直接在偏心圓的架構上加上擾流圈，而擾流圈的電流流通與否也是用二極體來做控制，最後在下層由微帶線耦合來激發，如此一來我們也可以獲得與文獻[13]相同的極化切換。除了上述的兩種設計方法之外，文獻[14][15][16]也提出在環形槽孔天線上，再加上一層圓形的貼片天線作為負載的設計方式，藉此來提高圓極化的頻寬。

第三章 可調式極化之環形槽孔天線設計

3.1 前言

經由文獻[12][13]的整合，天線的演進流程如圖 3.1，本論文針對天線之設計流程，在章節 3.2 先分析使用四個槽孔以及一個二極體的架構(prototype3) ，其架構由下層微帶線耦和來激發上層的環形槽孔天線，並經由二極體來控制其極化的切換。而在章節 3.3 為了驗證其概念可行，我們將二極體的導通與否，簡化成金屬的直接連接與否，並將其實作以及量測，以便於對照用。

然而在設計的初期，為了獲得四種極化，我們在第一埠以及第二埠各放一個二極體使其各獲得一組圓極化以及線性極化的切換，然而為了每個埠之間的特性相同，所以由兩端看入的槽孔數以及架構必須一致，所以才會有 prototype1 的出現。接著再研究其 prototype1 的輻射機制以及相關的參數分析後，我們發現其主要影響參數，並將其架構簡化為 prototype2，其兩者主要的差異在於二極體以及槽孔數目的減少。最後由於 prototype2 在左右圓極化的情況下，兩者特性在低頻時有些許差異，於是將其饋入改成斜 45 度饋入，也同時將槽孔移到內部以便將之後直流偏壓的影響減到最小，變成最後的 prototype3。在章節 3.2 的後面我們會以 prototype3 為主，來探討天線的輻射機制與參數分析，而為了驗證其概念在章節 3.3 中也會提出一個利用理想的導通與斷路來實現的天線 phase1，且放上模擬與實測得比較，最後在章節 3.4 的部分是本章節的結論。

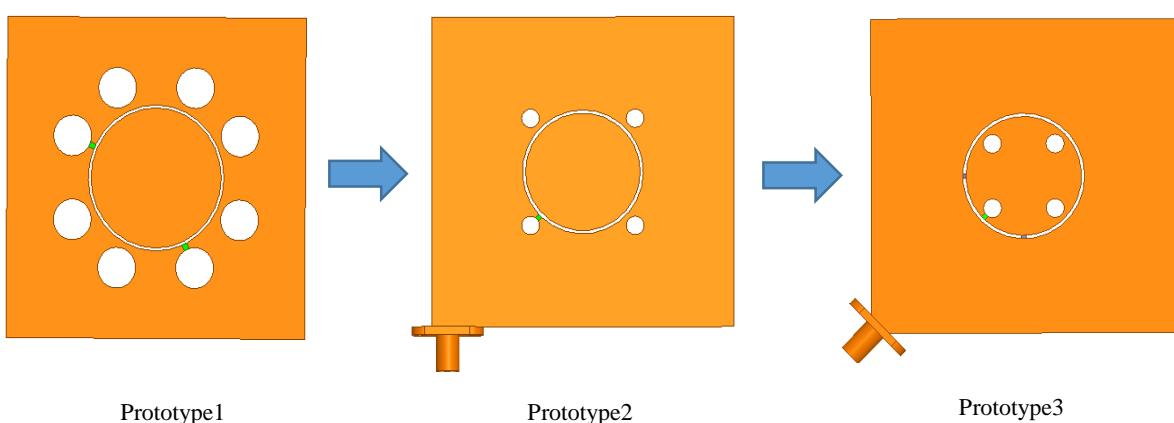


圖 3.1 天線設計流程圖



3.2 天線設計與參數分析

3.2.1 背景

如圖 3.2 為文獻[12]所提出的天線，使用一個箭頭型的饋入來耦合到正上方的環型槽孔天線做激發，並在箭頭的左右兩邊的分支末端打金屬柱到上層的地，而金屬柱的電流流通與否由二極體在其中控制，藉此來達到極化可調的目的，匹配的部分可以由平均半徑(r)調整共振頻率點，而內外徑的差距(d)則可以調整頻寬，至於圓極化頻寬的部分可以藉由調整夾角 α 或是內外徑的差距(d)來做調整，最後量測到反射係數小於-10dB 的頻寬(對於所有狀態)為 2.31~2.6 GHz，而輻射的軸長比(Axial ratio)小於 3dB 的頻寬為 4.7% (中心頻 2.46GHz)。

除此之外，我們也有參考文獻[13]所提出的天線架構(如圖 3.3)，其天線架構為偏心圓並加上擾流圈，藉由二極體來控制電流是否通過擾流圈，來切換不同的極化，最後在統一由下方的微帶線作激發。而天線的匹配由二級微帶線作饋入，其組成是由第一級四分之波長阻抗轉換到第二級的 50 歐姆傳輸線，至於圓極化的特性，可以藉由擾流圈的大小(R)來調整軸長比的值的大小以及其中心頻位置，而擾流圈與中心的夾角(θ)也可以決定中心頻帶的位置。本論文的設計結合文獻[12][13]，提出一個同心圓狀的環型槽孔且在周圍加上四個擾流圈，和前兩篇文獻相比，本設計只需用到一個二極體便能獲得四種極化。

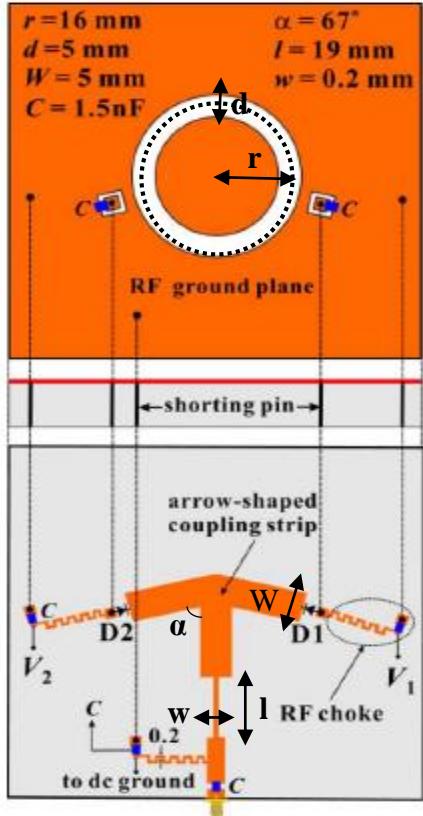


圖 3.2 環形槽孔天線[12]

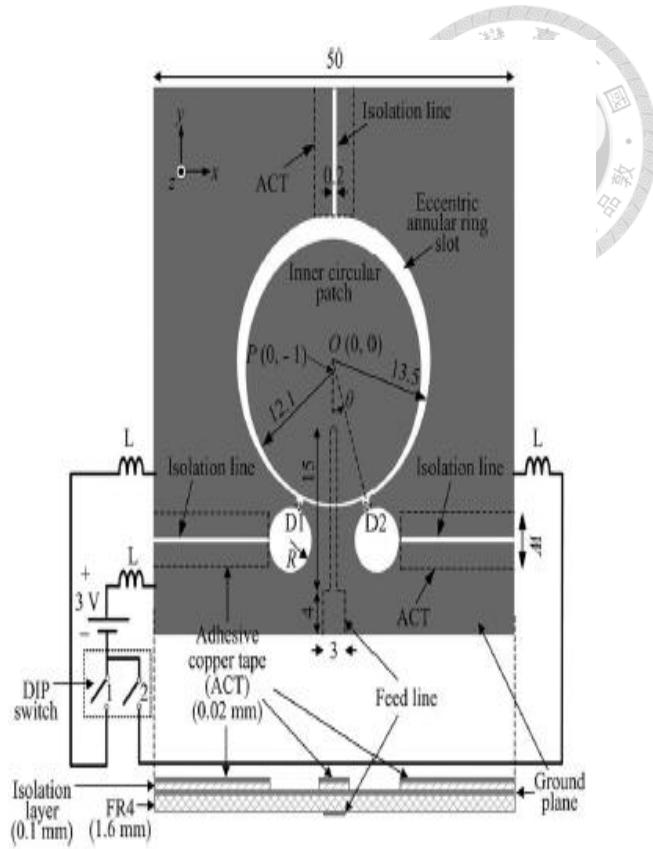


圖 3.3 偏心環形槽孔天線[13]

3.2.2 天線架構

本論文提出的環形槽孔天線為單層板之架構，如圖 3.4(Prototype3)所示，其上層為天線主體，由下層兩條長度為 23mm 的傳輸線選擇一邊作饋入，藉著將能量耦合到上層金屬，來激發平均半徑 r_0 的環形槽孔，最後在由擾流圈上的二極體控制導通與否，藉此來改變極化。本天線實作在大小為 $72.5 \times 72.5 \text{ mm}^2$ ，厚度為 1.6mm 的板材上，其相對介電常數為 4.4，介質損耗正切(Loss Tangent)為 0.02。其天線整體幾何架構圖如圖 3.4 所示，天線設計參數詳列於表 3.1。

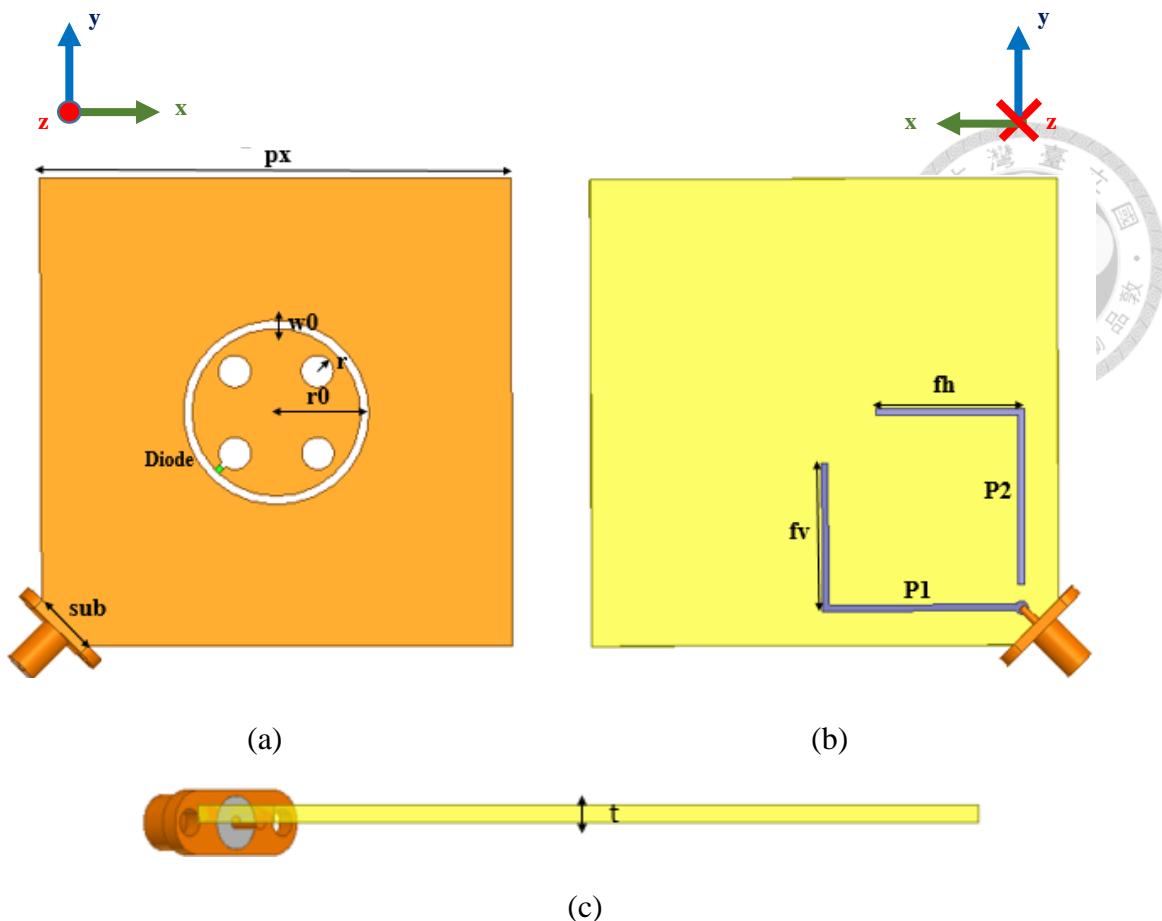


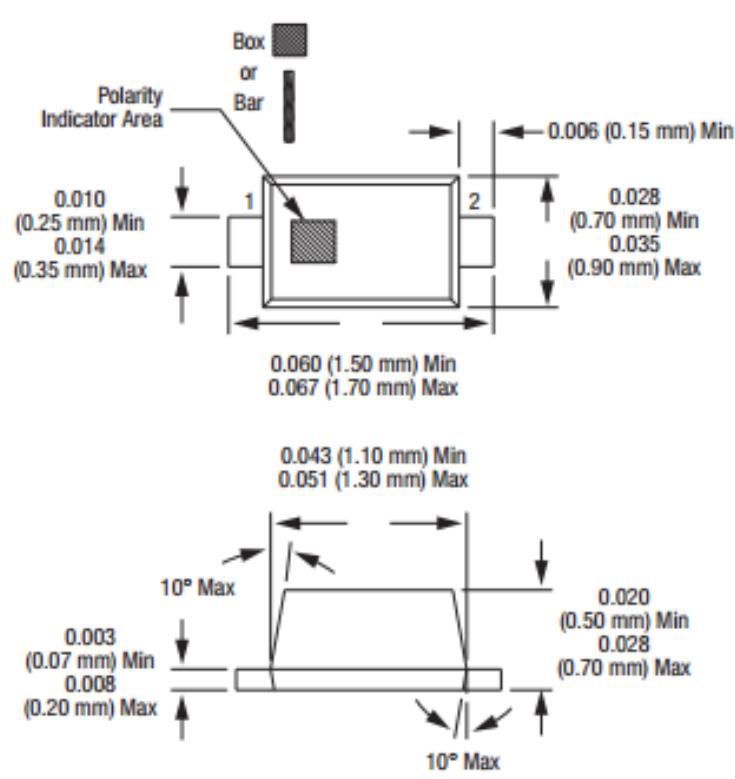
圖 3.4 環形槽孔天線架構(Prototype3)(a)俯視圖(b)背視圖(c)側視圖

參數名稱	r0	w0	r	px	sub	t
數值	13.65 mm	1.3 mm	2.5mm	72.5mm	10mm	1.6mm

表 3.1 環形槽孔天線結構之參數設定值

3.2.3 二極體簡介

在進入天線的操作原理之前，我們先介紹所選擇的二極體，二極體的部份我們選擇了型號 SMP1320-079(Skyworks Solution Inc.)，其腳位圖如圖 3.5[17]所示。至於二極體的等效電路方面，我們參考文獻[12]所提出的等效模型如圖 3.6 並將其簡化為順偏時為 **0.9(Ω)** 而逆偏的時候為 **0.1(pF)**，之後帶入電磁模擬軟體 Ansoft HFSS 進行全波模擬。



Dimensions are in inches (millimeters shown in parentheses)

200047-007

圖 3.5 二極體腳位圖[17]

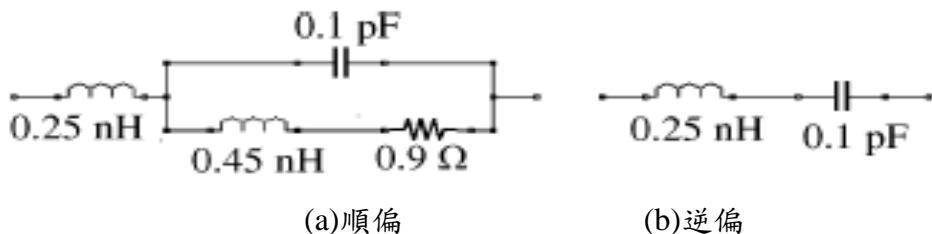
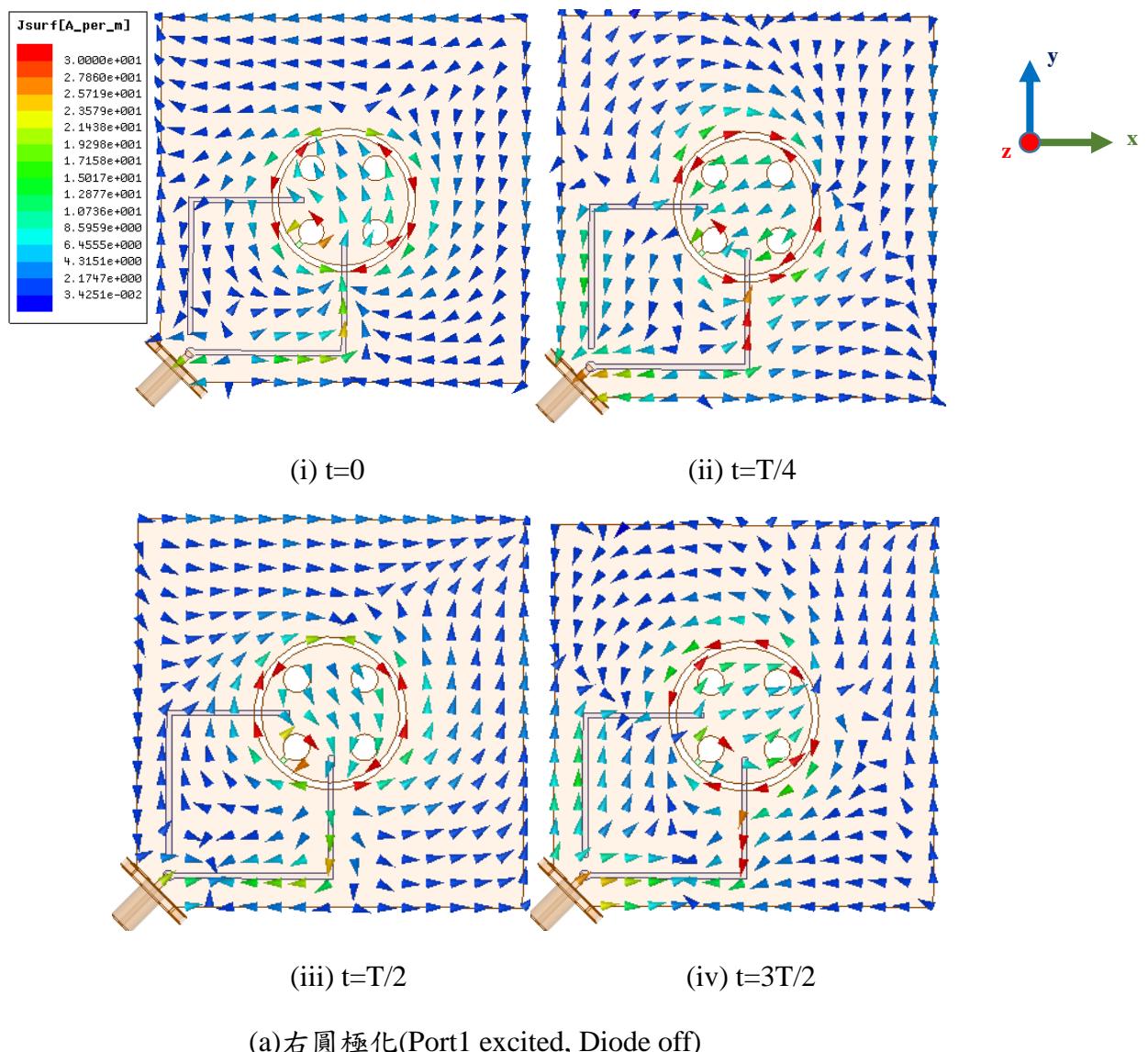


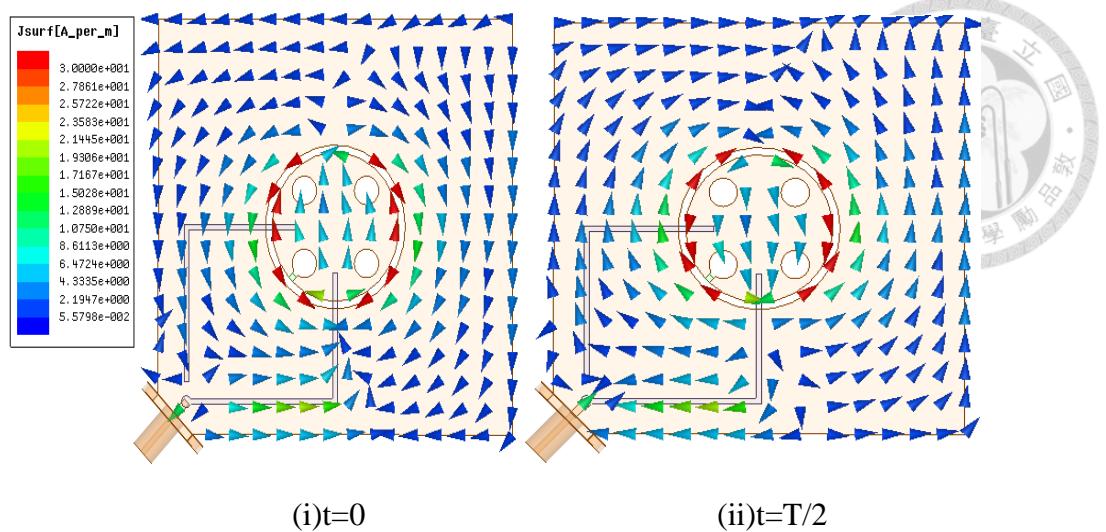
圖 3.6 二極體之等效模型(a)順偏(b)逆偏[17]

3.2.4 操作原理與模擬結果

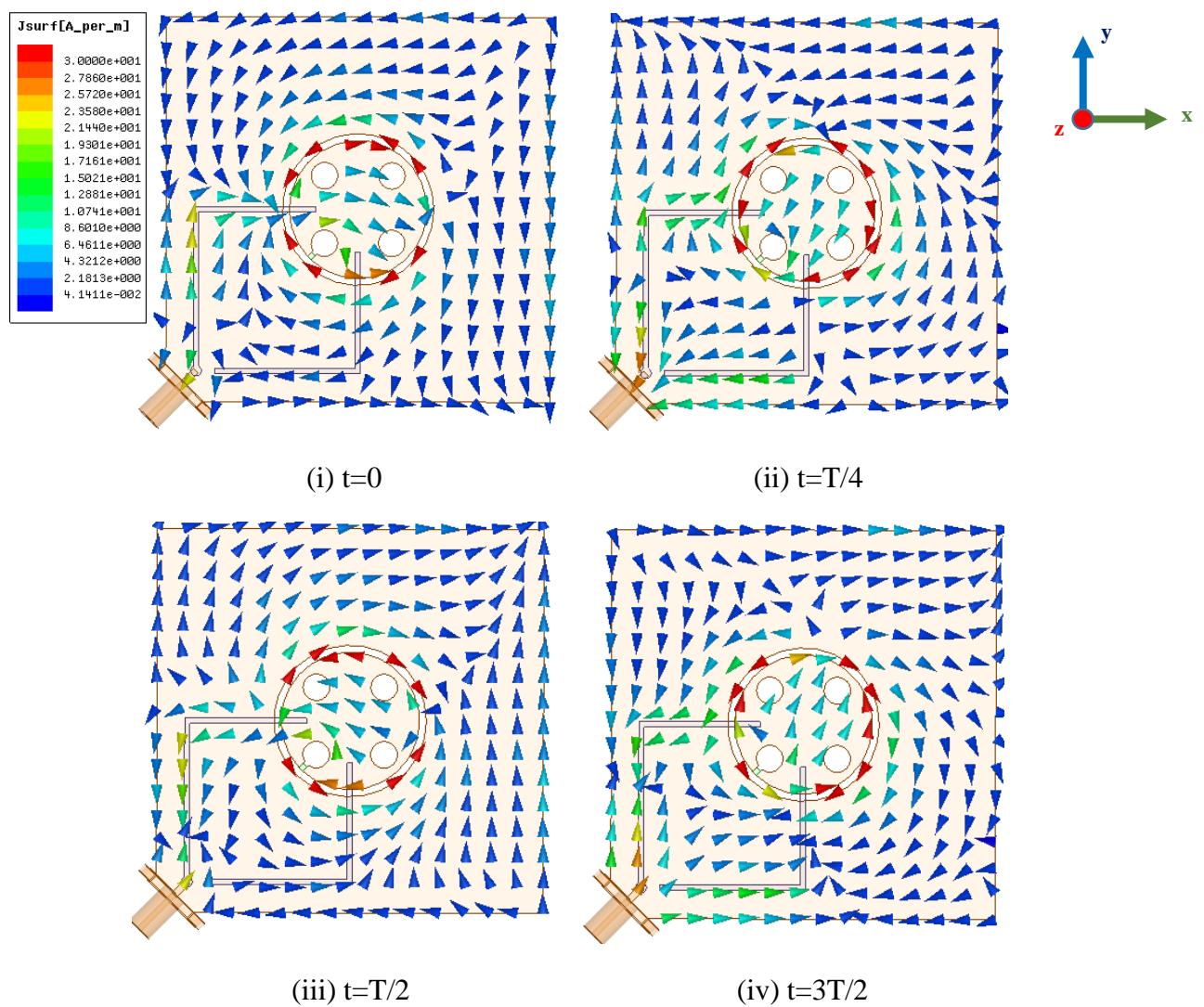
以表 3.1 的結構參數，結構如圖 3.4 所示，使用電磁模擬軟體 Ansoft HFSS 進行全波模擬。圖 3.7 為在 2.45GHz 對應的表面電流向量分布圖，由圖 3.7 可以發現，當第一埠饋入且二極體不導通時，極化為右圓極化(+z 方向)，若二極體導通則極化為垂直極化，接下來當第二埠饋入且二極體不導通時，極化為左圓極化(+z 方向)，若二極體導通則是水平極化。由表 3.2 統整出對應不同饋入以及二極體的狀態，所產生的不同極化。而圖 3.8 到圖 3.11 為各個極化的 S 參數模擬結

果，由於第一埠和第二埠所看入的天線架構呈現對稱，所以 S 參數相對應的極化間必定相像，而輻射場型的部分如圖 3.12、3.14，在 2.45GHz 下可以看到 +z 方向分別為右圓極化與左圓極化，其 Co-pol 與 Cross-pol 在主輻射方向皆相差 20dB 以上，接著由圖 3.16、3.17 可以知道圓極化的軸長比為 3.2%。至於線性極化的場形如圖 3.13、3.15 其主要輻射方向 (+z) Co-pol 與 Cross-pol 也有相差 10dB 以上，可以得知天線的極化非常純。最後由圖 3.18 可以得知無論在哪個極化下，在我們所要的操作頻率下 (2.4~2.5GHz) 都有接近 80% 的輻射效率，而由圖 3.19 可知在中心頻 2.45GHz 處左右圓極化增益皆為 2.3dB，至於兩正交的線性極化增益為 3dB。





(b) 垂直極化(Port1 excited, Diode on)



(c) 左圓極化(Port2 excited, Diode off)

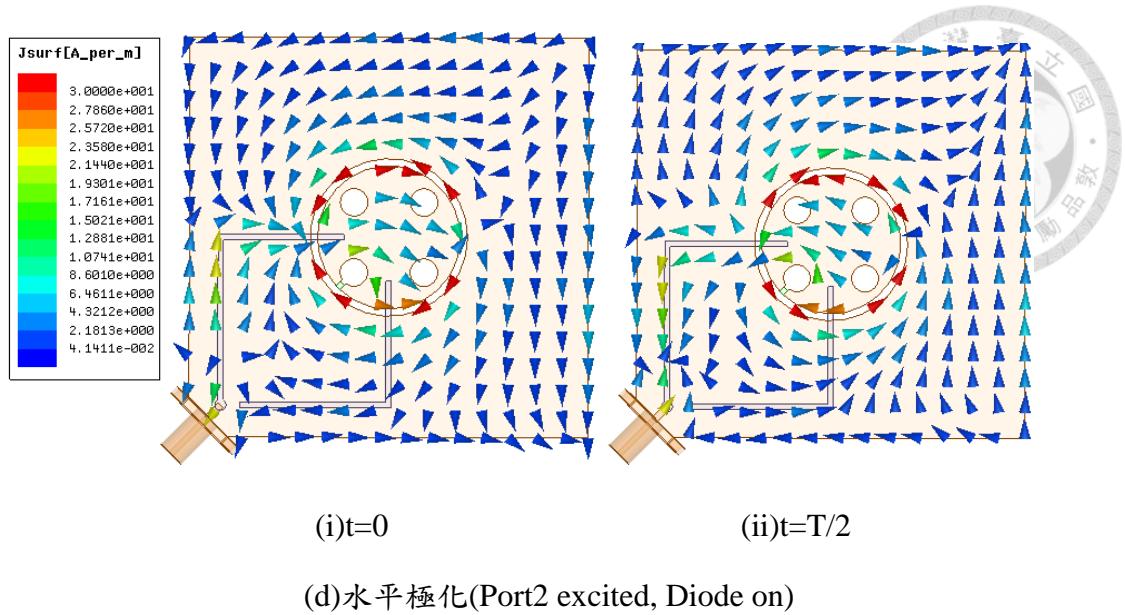


圖 3.7 環形槽孔天線在 2.45GHz 表面電流向量分布圖

Port	Diode	On	Off
P1		H-pol	RHCP
P2		V-pol	LHCP

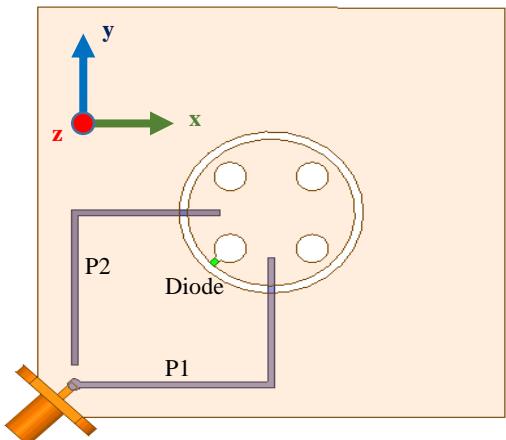


表 3.2 極化機制

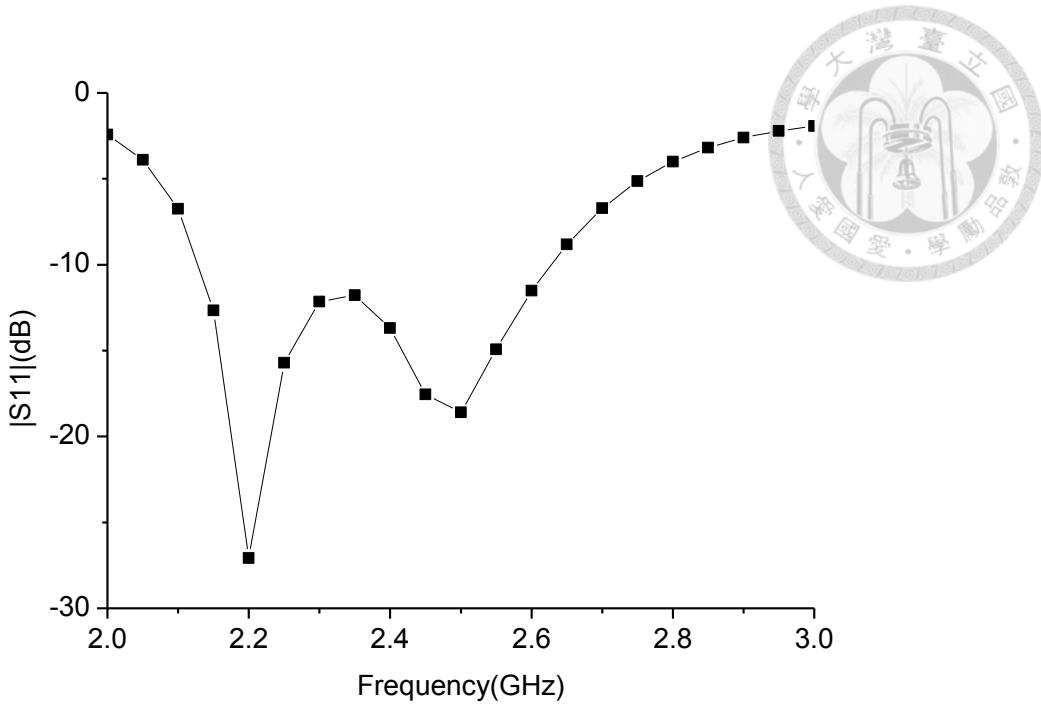


圖 3.8 右圓極化(+z 方向)的反射係數之頻率響應圖

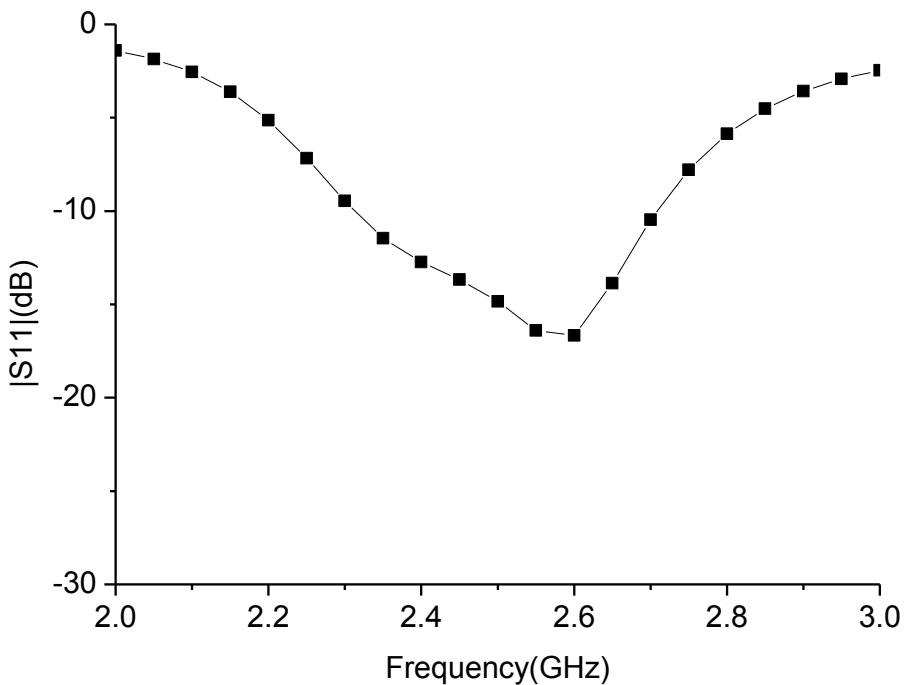


圖 3.9 垂直極化的反射係數之頻率響應圖

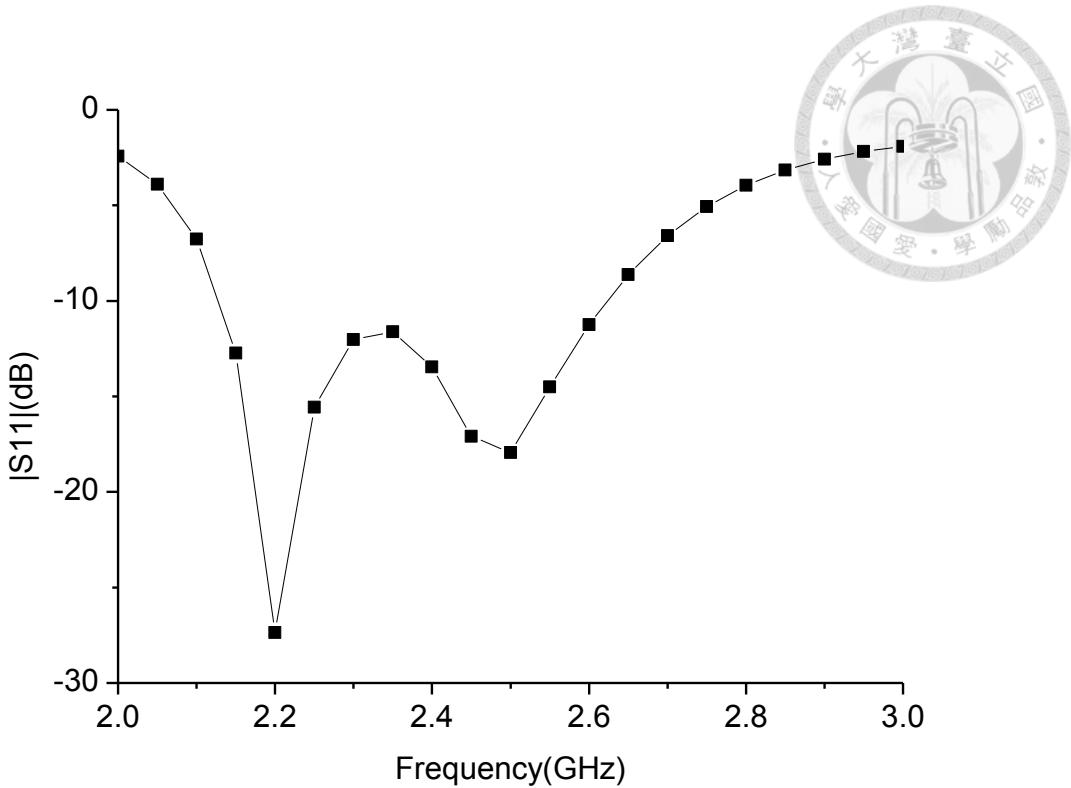


圖 3.10 左圓極化(+z 方向)的反射係數之頻率響應圖

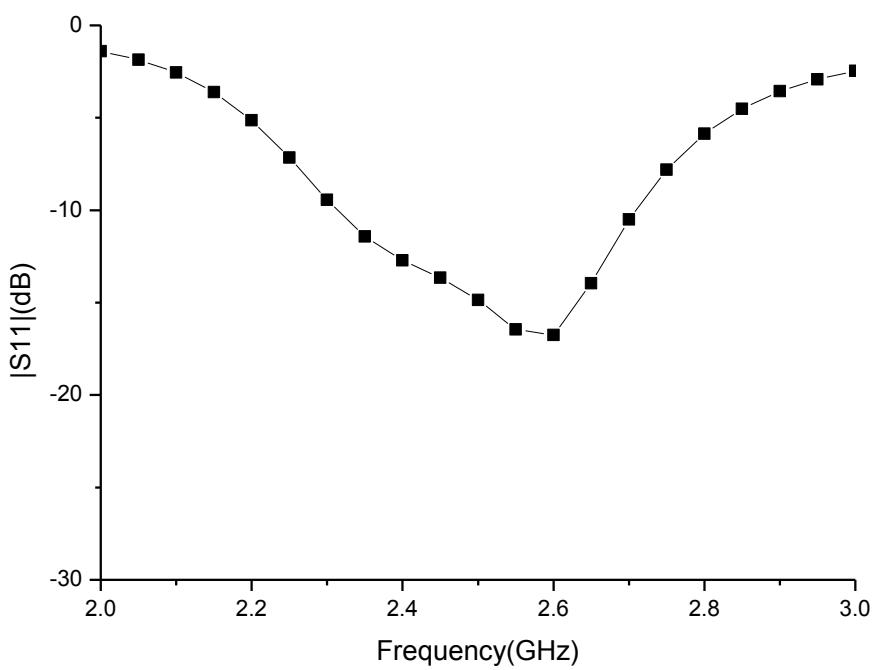
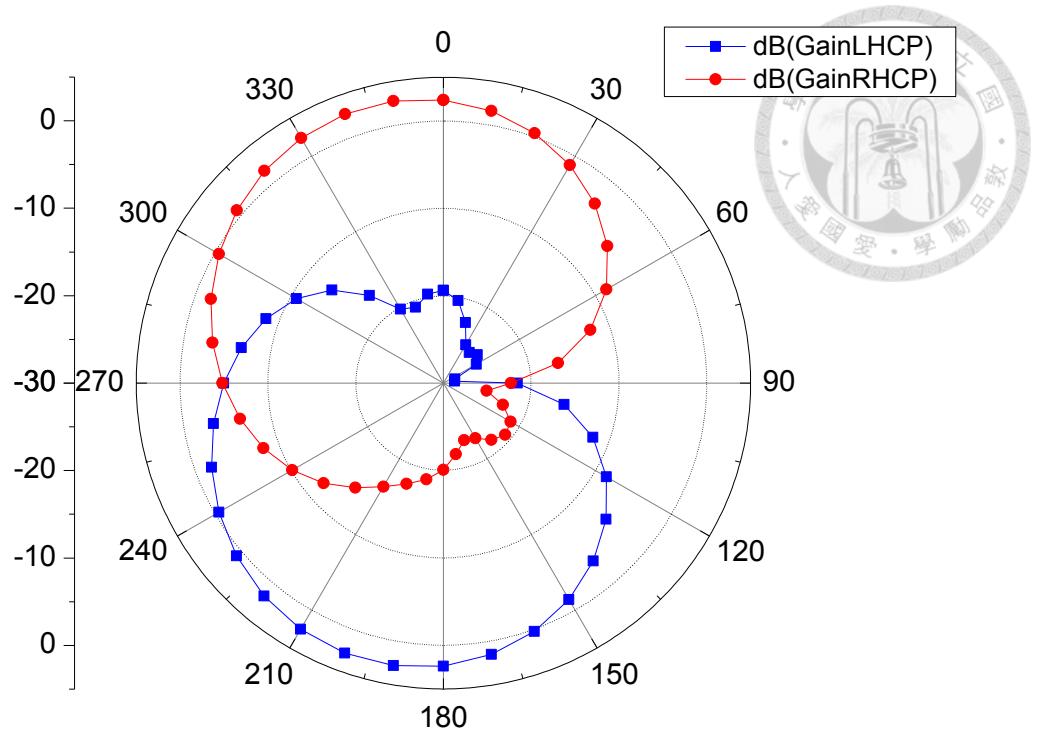
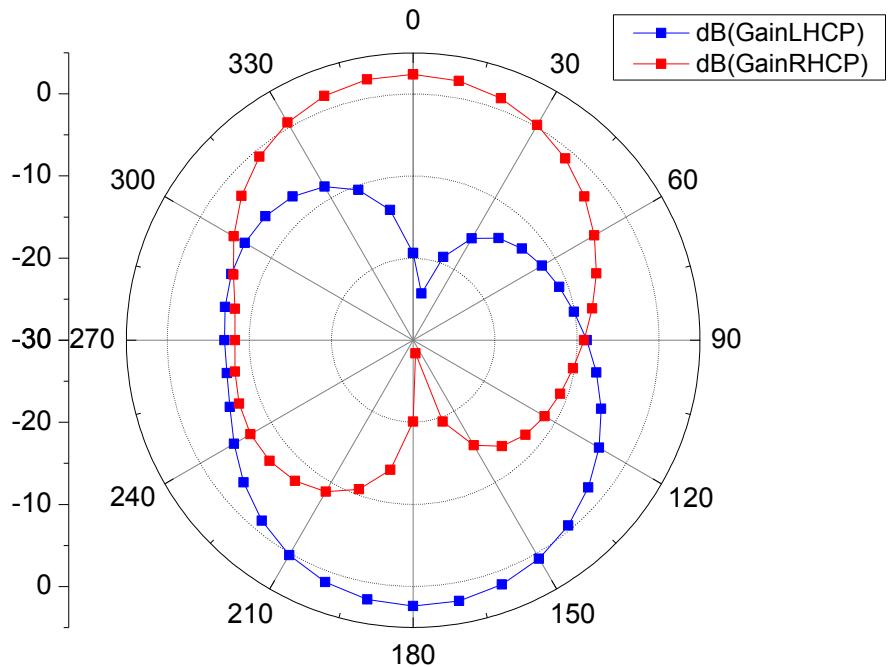


圖 3.11 水平極化的反射係數之頻率響應圖



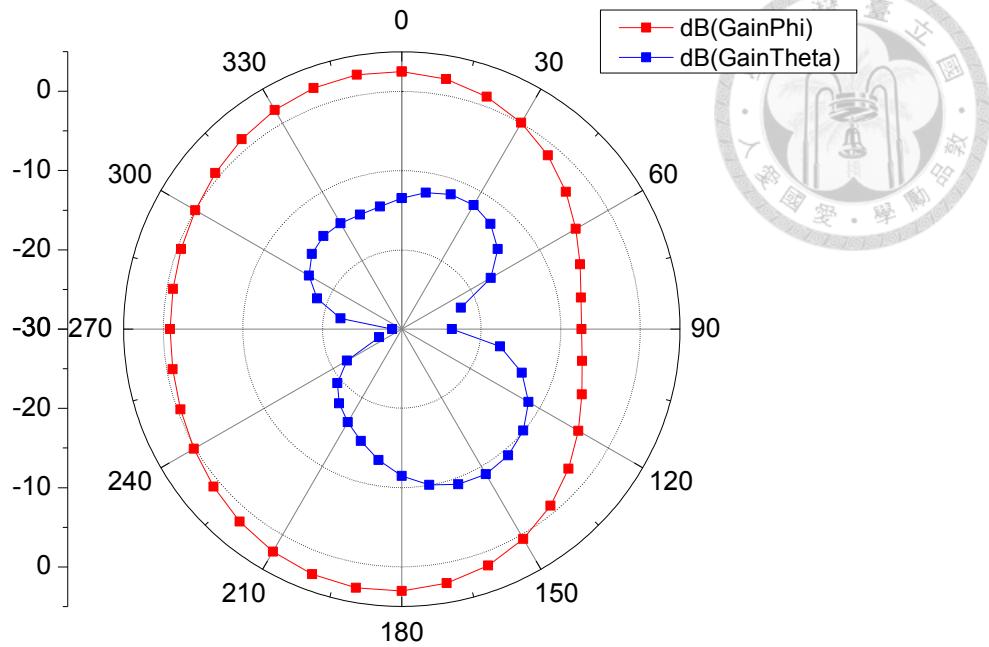
(a)



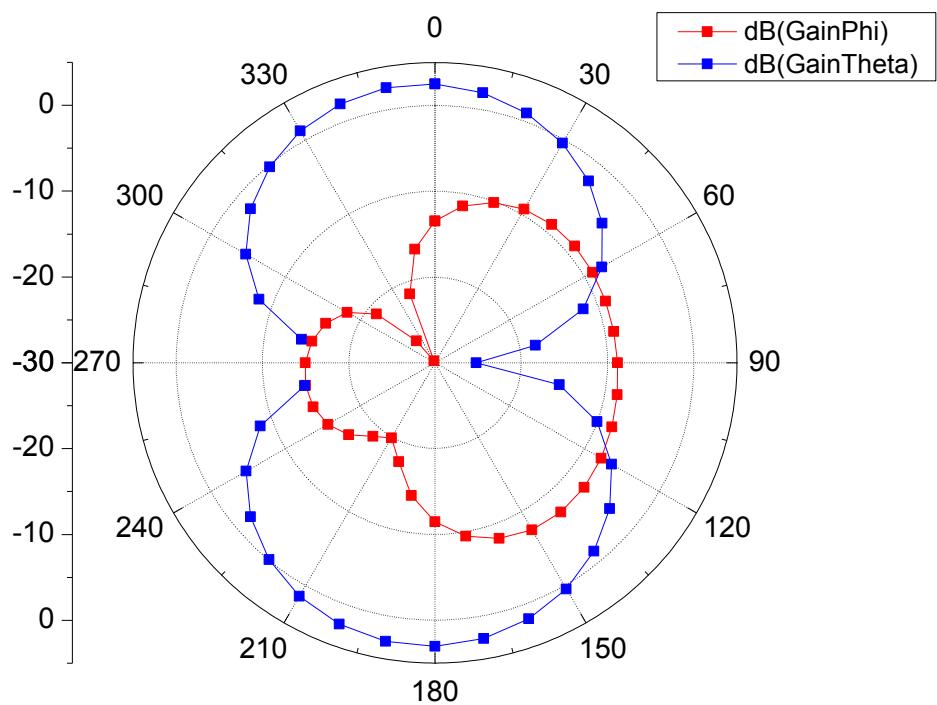
(b)

圖 3.12 右圓極化(+z 方向)場形輻射圖(2.45GHz)

(a)XZ 平面(b)YZ 平面



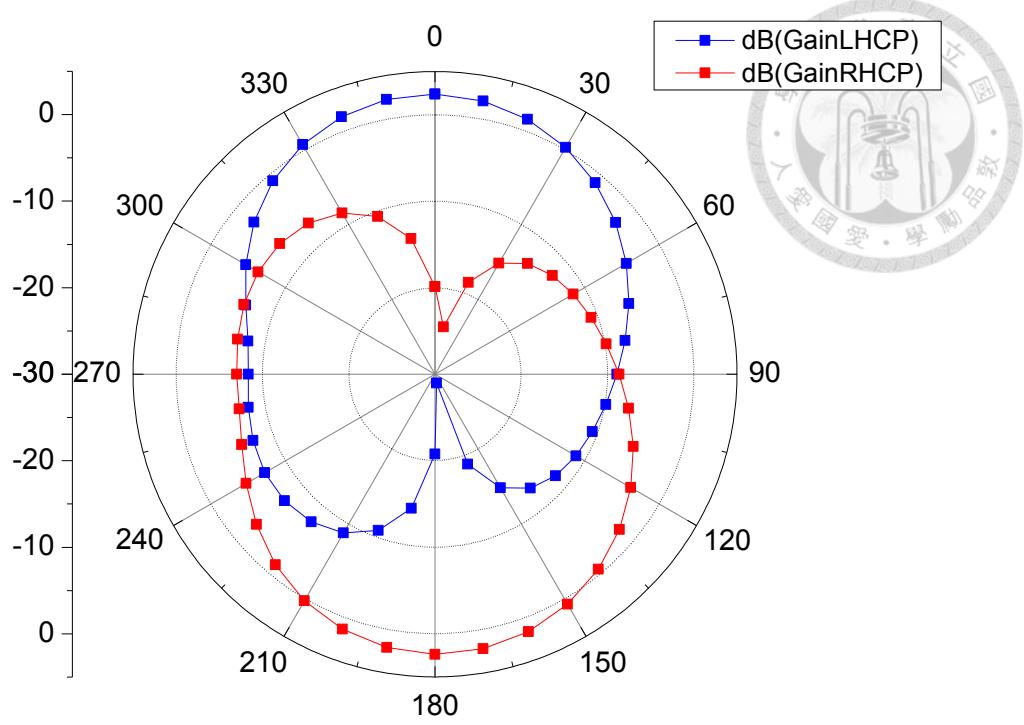
(a)



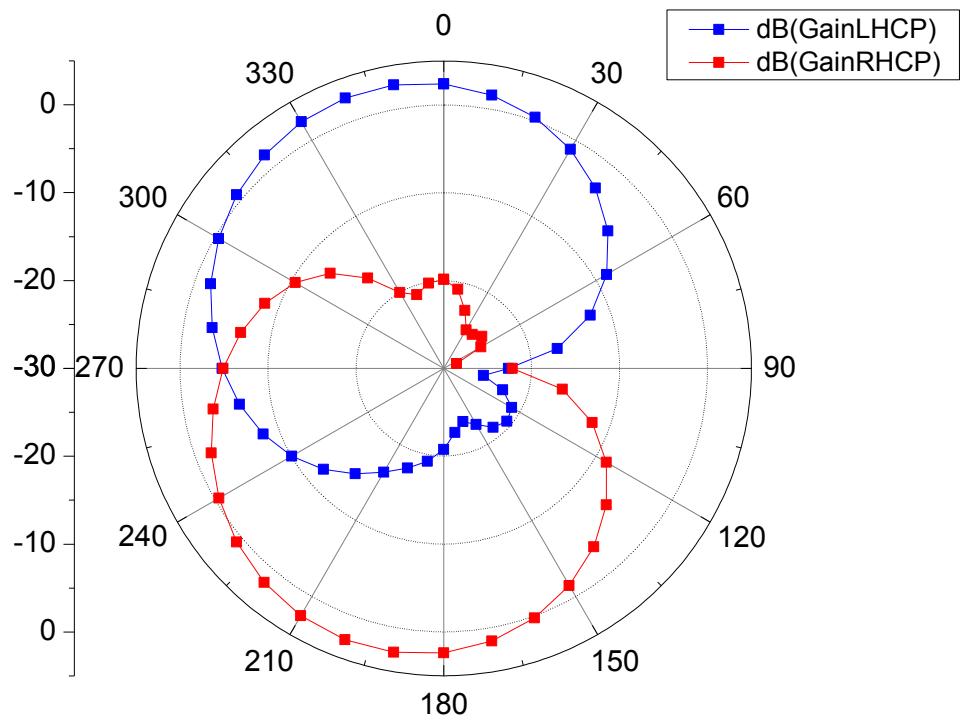
(b)

圖 3.13 垂直極化場形輻射圖(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面



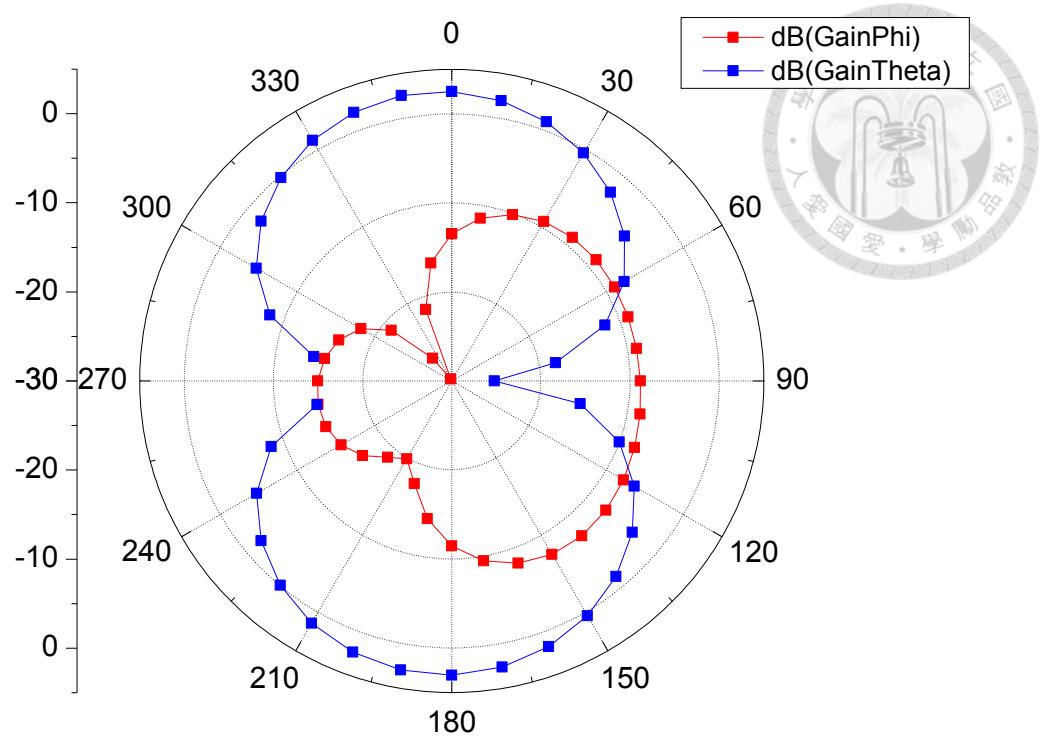
(a)



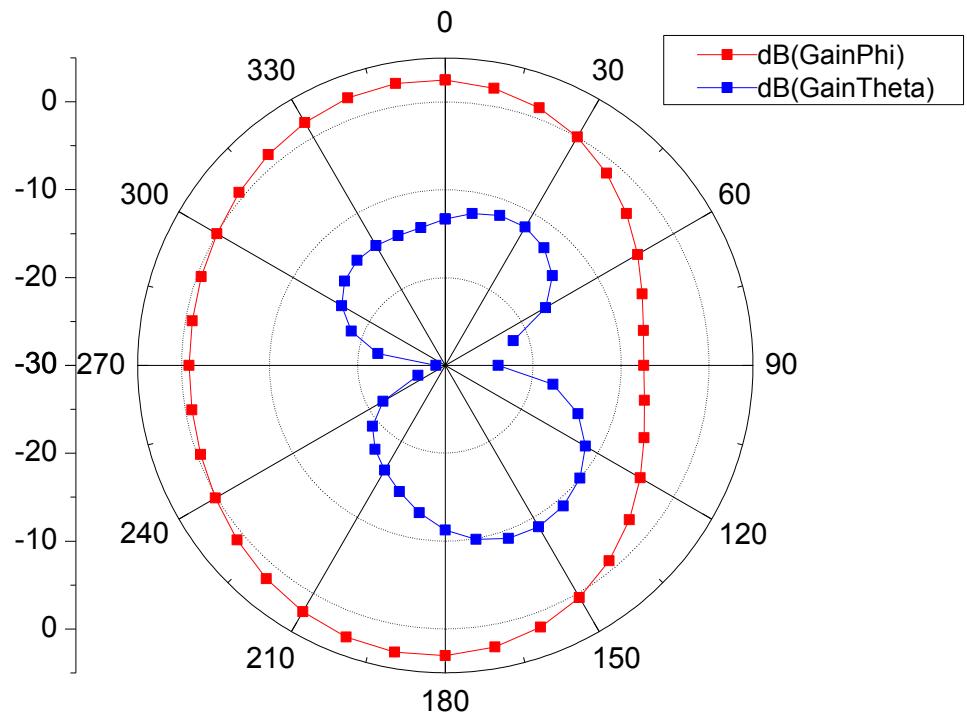
(b)

圖 3.14 左圓極化(+z 方向)場形輻射圖(2.45GHz)

(a)XZ 平面(b)YZ 平面



(a)



(b)

圖 3.15 水平極化場形輻射圖(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面

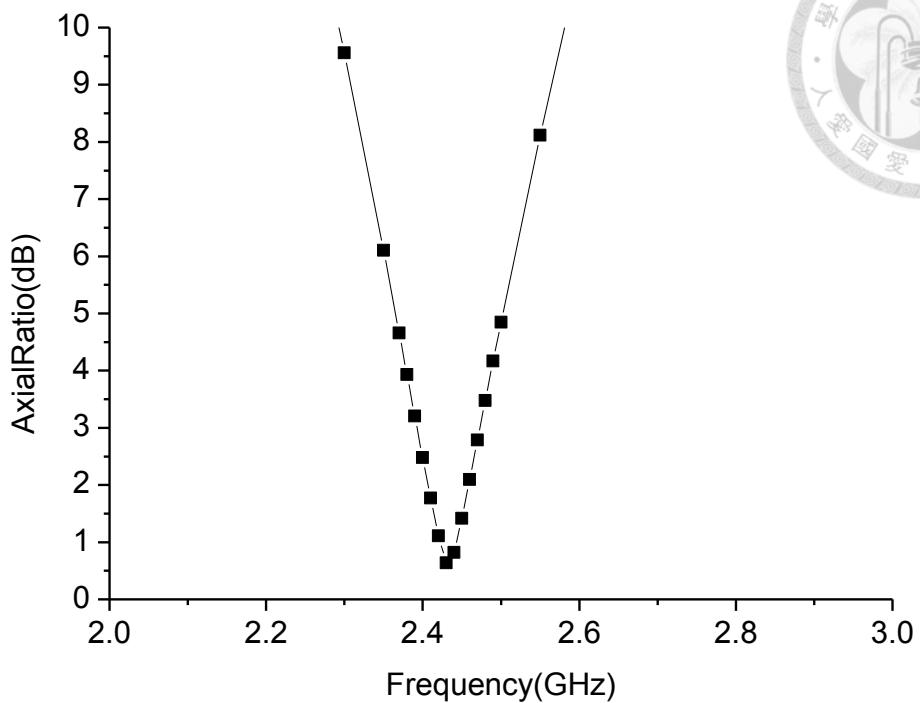


圖 3.16 天線模擬軸長比(+z 方向右圓極化)

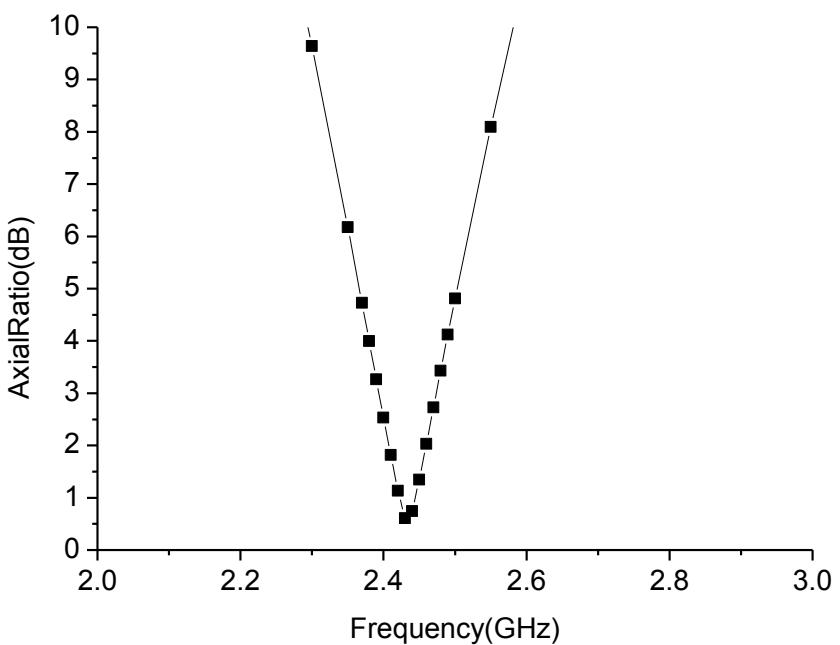


圖 3.17 天線模擬軸長比(+z 方向左圓極化)

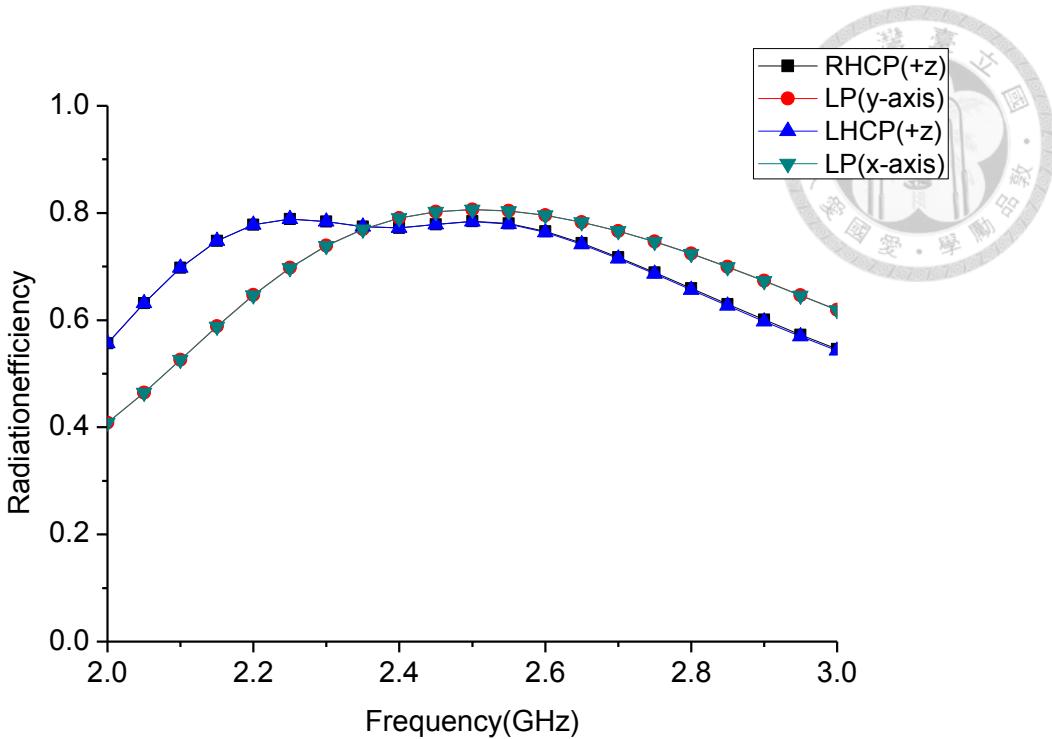


圖 3.18 各個極化的輻射效率圖

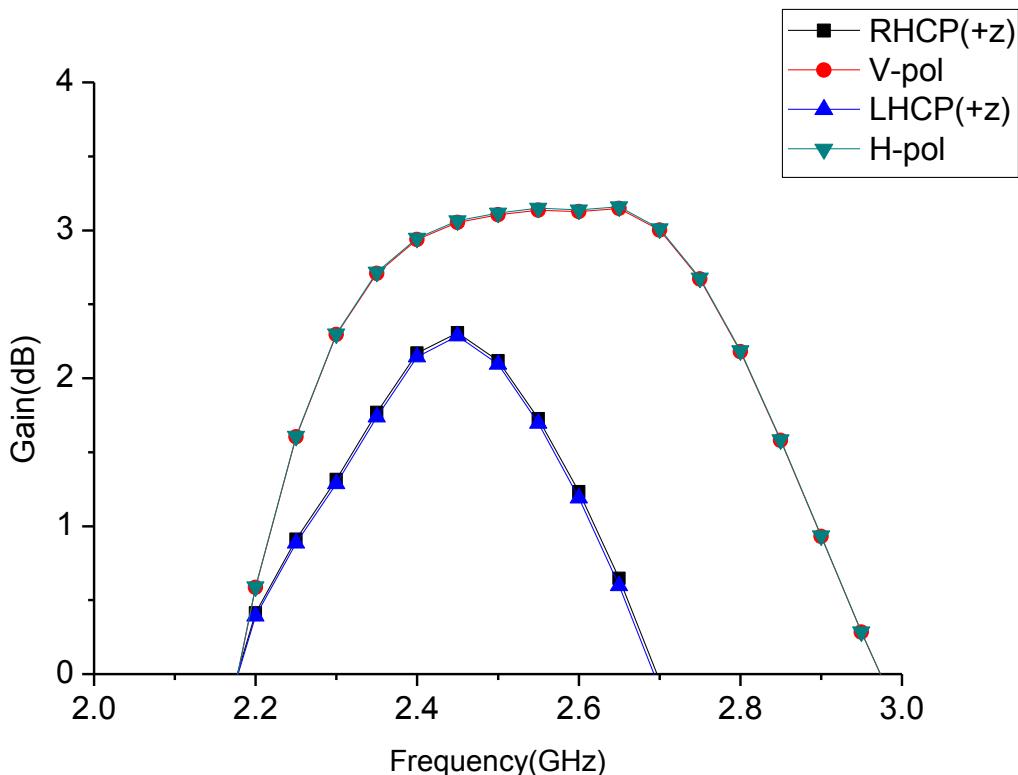


圖 3.19 各個極化的增益對頻率作圖



3.2.5 參數分析與設計過程

由於架構對稱的關係，導致從兩個埠所看入的特性相同，因此在設計的過程中，僅只看一個埠來做參數的特性分析。參數分析模擬結果如下圖 3.20 到圖 3.28。藉由調整平均半徑 r_0 可以有效地移動圓極化軸長比以及反射係數的中心頻點，同時線性極化的共振頻點也會受到影響。因此在設計初期先調整 r_0 ，讓圓極化反射係數以及軸長比的中心頻率與線性極化反射係數的中心頻率，都操作在我們所要的中心頻 2.45GHz，接著由圖 3.27、3.28 可以得知 r, w_0 不影響線性極化下的反射係數，因此藉由先調整擾流圈半徑(r)來將圓極化的軸長比調整到 3dB 以下，之後再由內外徑差(w_0)微調圓極化的軸長比頻寬。最後在表 3.3 統整了每個參數對不同極化所造成的影响。

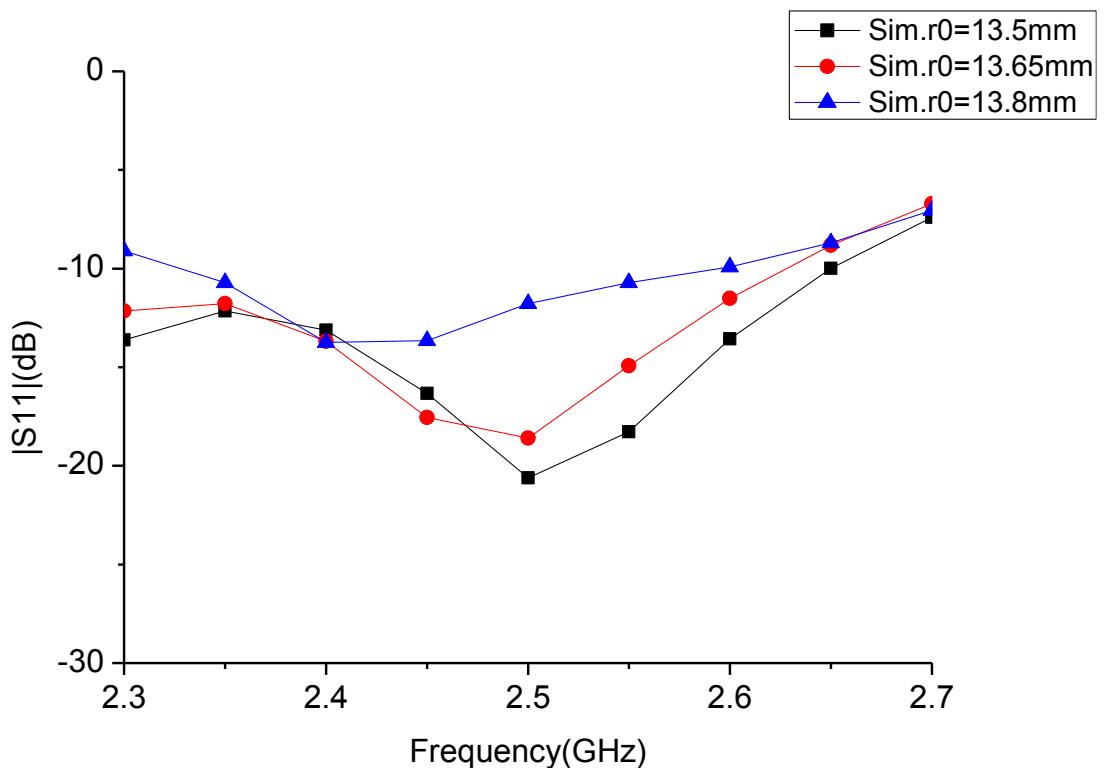


圖 3.20 變動參數 r_0 之反射係數比較圖(右圓極化，+z 方向)

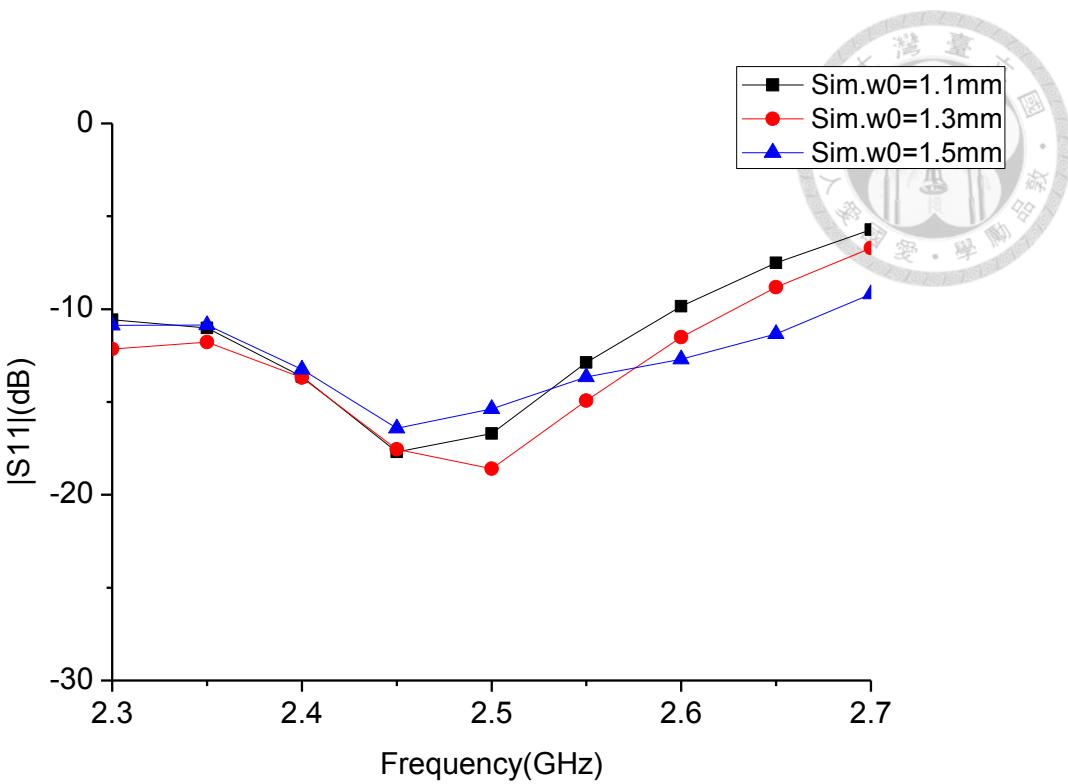


圖 3.21 變動參數 w_0 之反射係數比較圖(右圓極化，+z 方向)

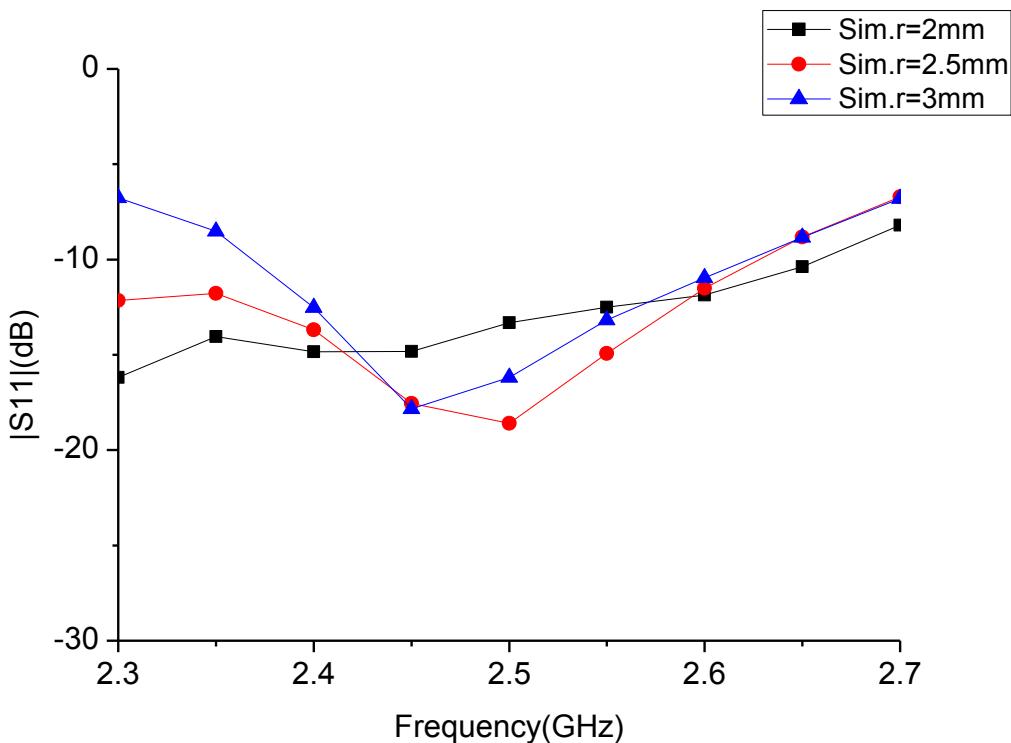


圖 3.22 變動參數 r 之反射係數比較圖(右圓極化，+z 方向)

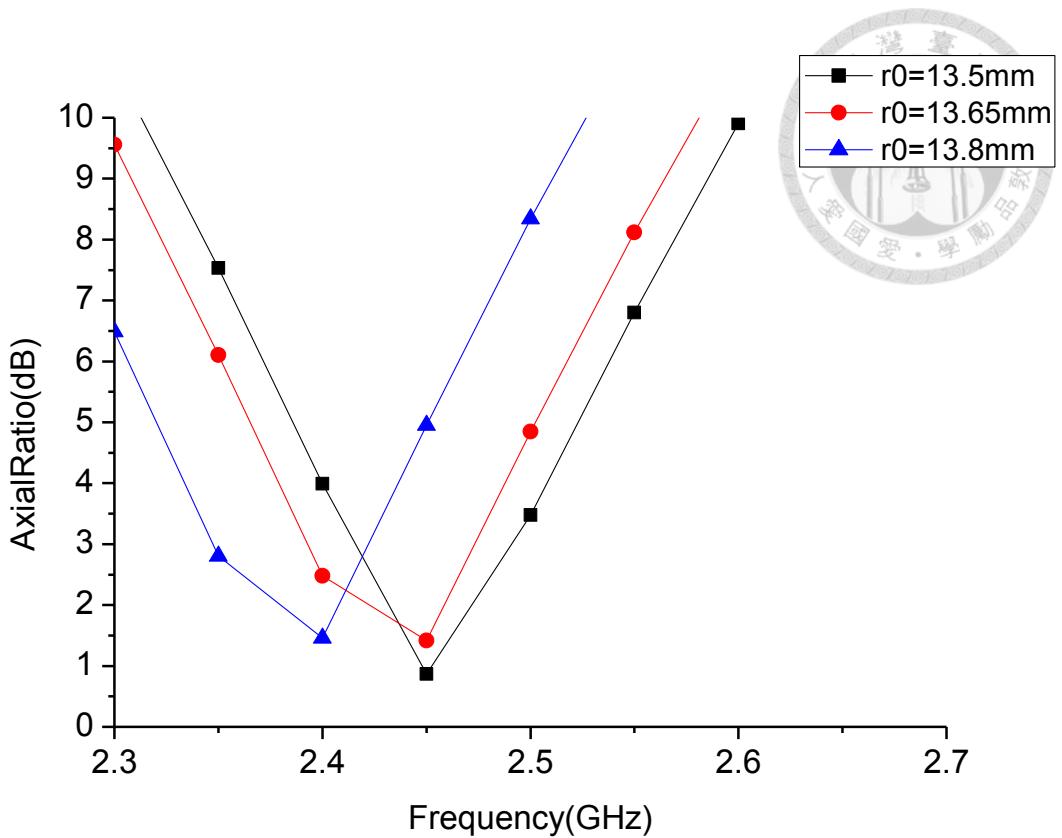


圖 3.23 參數 r_0 對於正向輻射軸長比之分析(右圓極化，+z 方向)

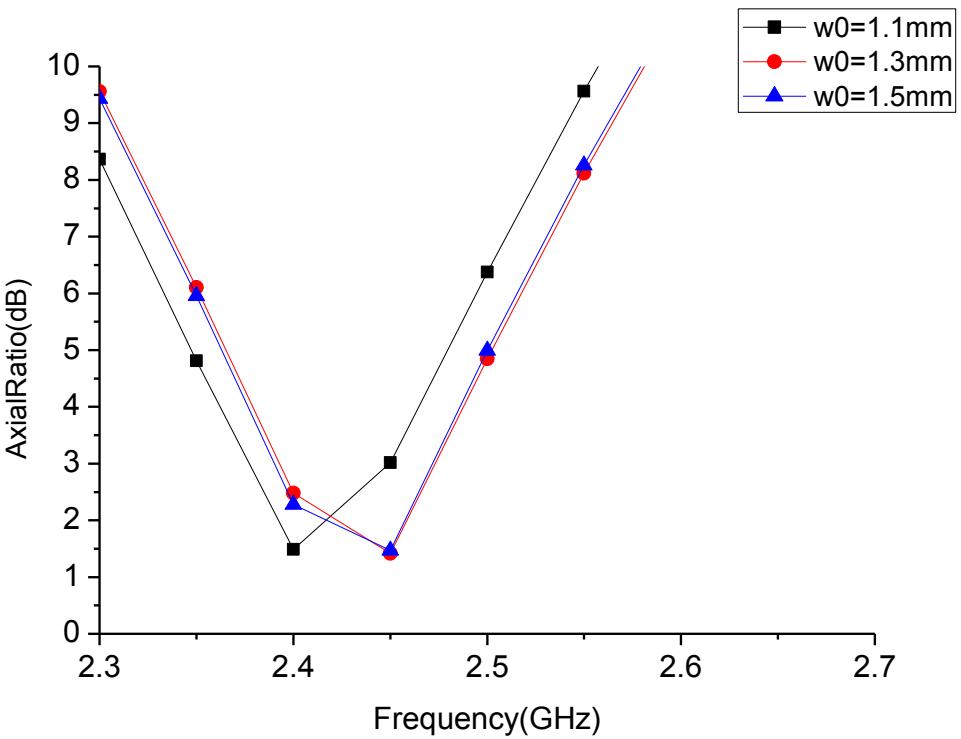


圖 3.24 參數 w_0 對於正向輻射軸長比之分析(右圓極化，+z 方向)

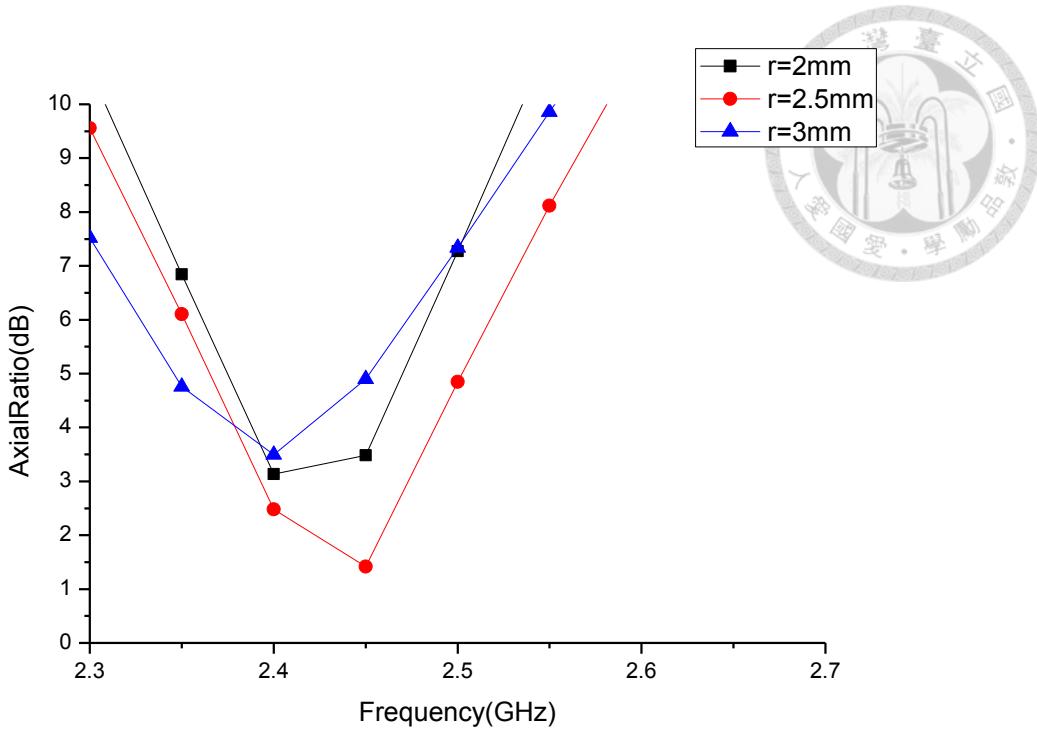


圖 3.25 參數 r 對於正向輻射軸長比之分析(右圓極化， $+z$ 方向)

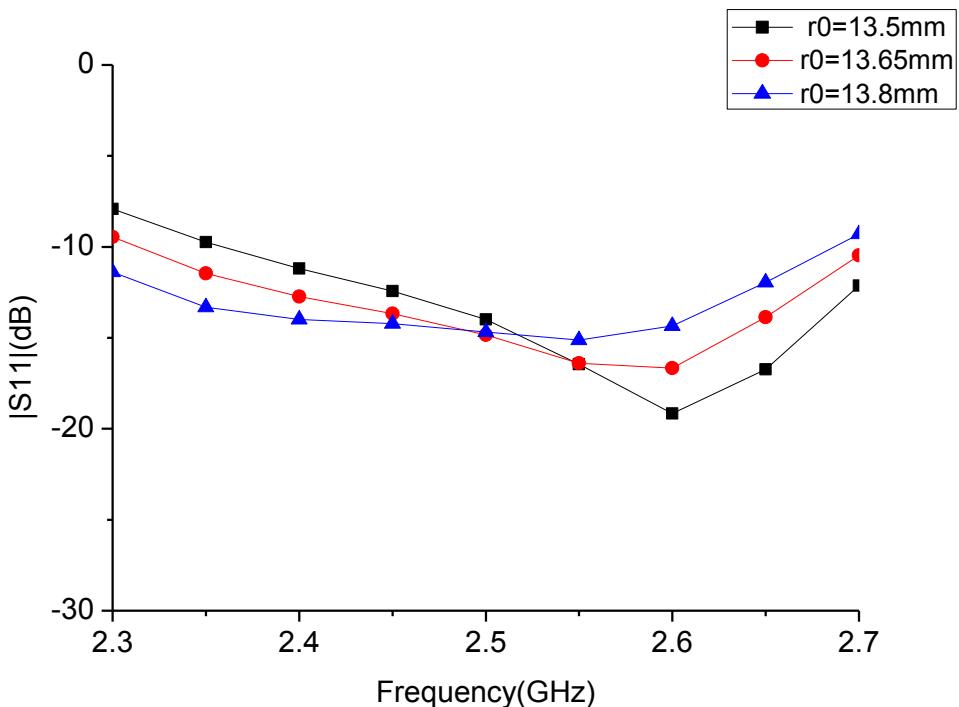


圖 3.26 變動參數 r_0 之反射係數比較圖(垂直極化)

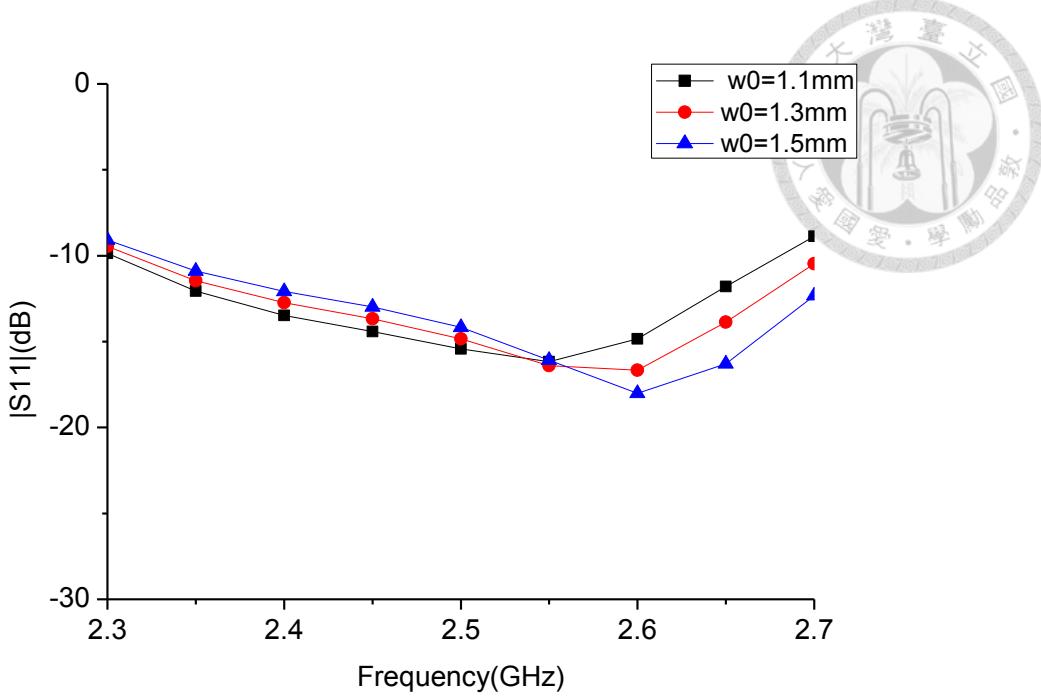


圖 3.27 變動參數 w_0 之反射係數比較圖(垂直極化)

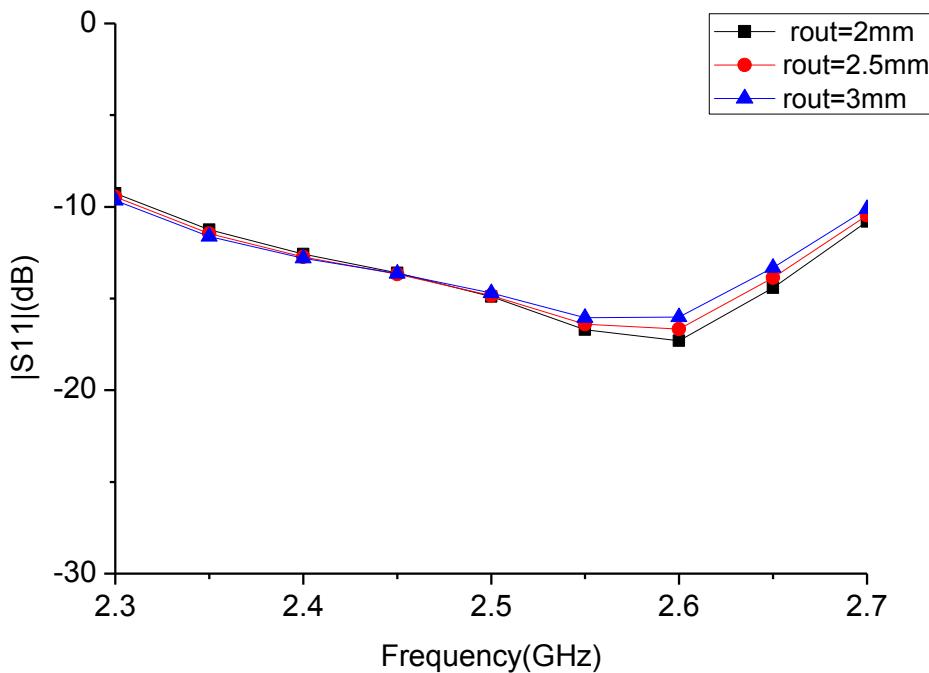


圖 3.28 變動參數 r 之反射係數比較圖(垂直極化)

參數名稱	圓極化	線性極化
r_0	影響軸長比中心頻點與值	決定共振頻點
w_0	微調中心頻點	X
r	影響軸長比中心頻點與值	X

表 3.3 重要參數分析整理

3.3 天線版本 1 模擬與量測結果

天線版本 1 設計如圖 3.29 的示意圖，在我們設計好 prototype3 之後，為了簡易地驗證其概念是否可行，將二極體的導通與否簡化為槽孔的金屬是否連接，其極化機制整理在表 3.4，而幾何參數部分與 prototype3 相同，列在表 3.5。圖 3.30 為天線實作圖，而圖 3.31 到 3.48 為模擬與量測比較圖，由圖 3.32、3.41 可以看出實作上的圓極化軸長比中心頻率會較模擬的偏低頻，而圖 3.31、3.36、3.40、3.45 也可以看出反射係數值的大小有些許差距，因此在確認其天線尺寸皆與模擬相同後，懷疑其誤差可能由 FR4 板材的介電係數所產生，在經由參數分析後我們找到了吻合實作結果的介電係數值($\epsilon_r = 4.75$)，接下來我們將所找到的介電係數值代入模擬並比較其輻射場型，發現無論各個極化下其場形皆與模擬大致相同，唯一不同之處在於 Cross-pol 在-z 方向有變大，而分析其原因可能在於天線本身場型為雙方向輻射而參考圖 3.30(c)(d)得知在-z 方向上會有電纜產生影響，然而在主輻射+z 方向 Co-pol 與 Cross-pol 仍有相差 20dB 以上，而由圖 3.35、39、44、48 也得知各個極化下輻射效率均有七成左右，最後由圖 3.34、38、43、47 可以得知兩垂直的線性極化增益約為 3dB 而左右圓極化約為 2dB，皆與模擬結果相似。

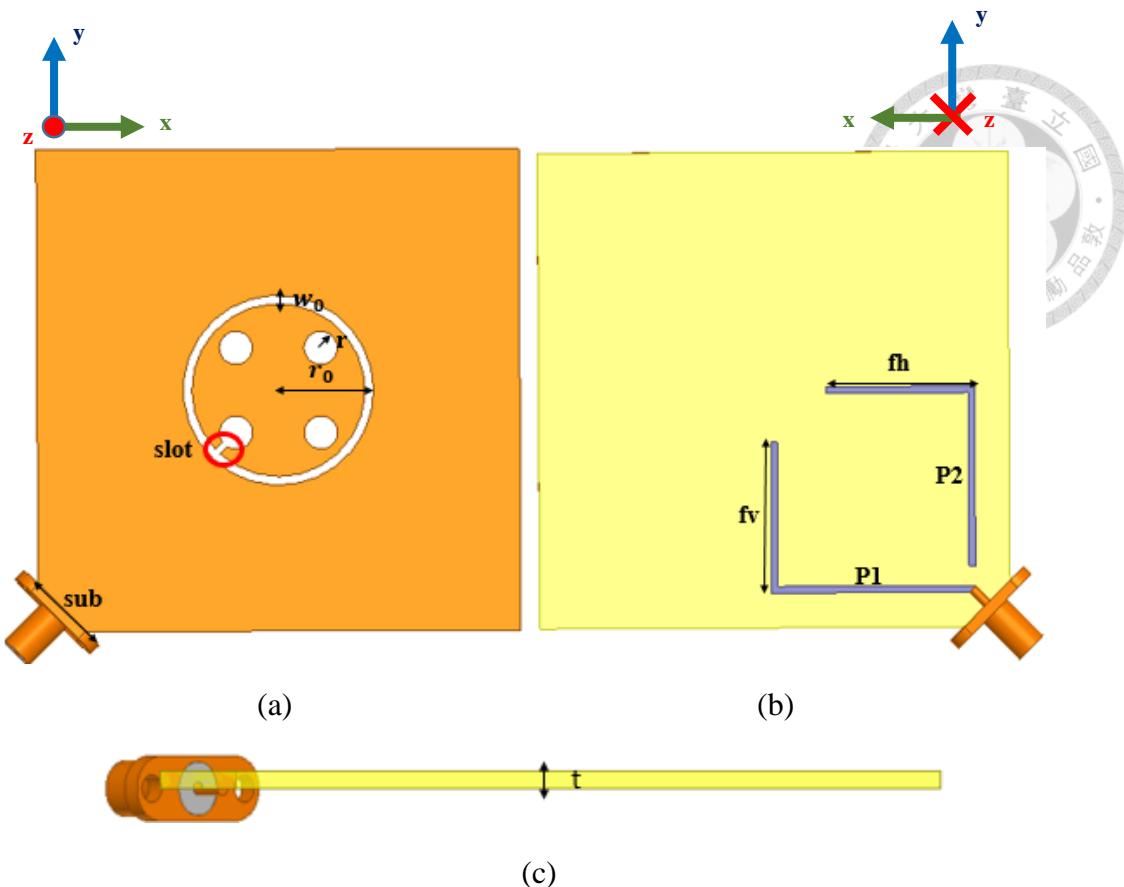


圖 3.29 天線版本 1 之天線架構

(a)俯視圖(b)背視圖(c)側視圖

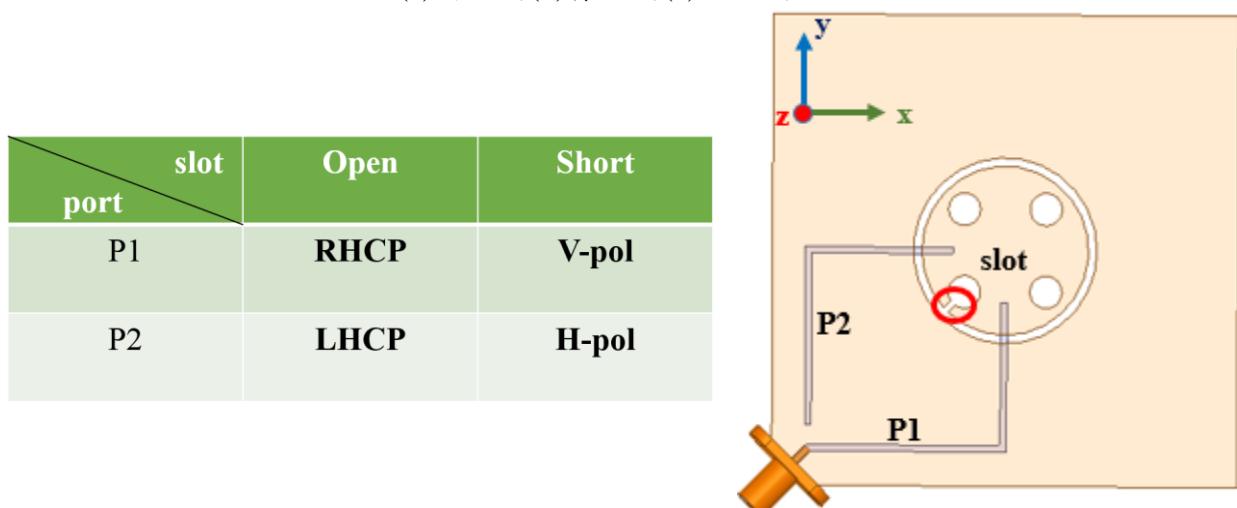


表 3.4 極化機制

參數名稱	r0	w0	r	px	sub	t
數值	13.65 mm	1.3 mm	2.5mm	72.5mm	10mm	1.6mm

表 3.5 天線版本 1 之參數設定值

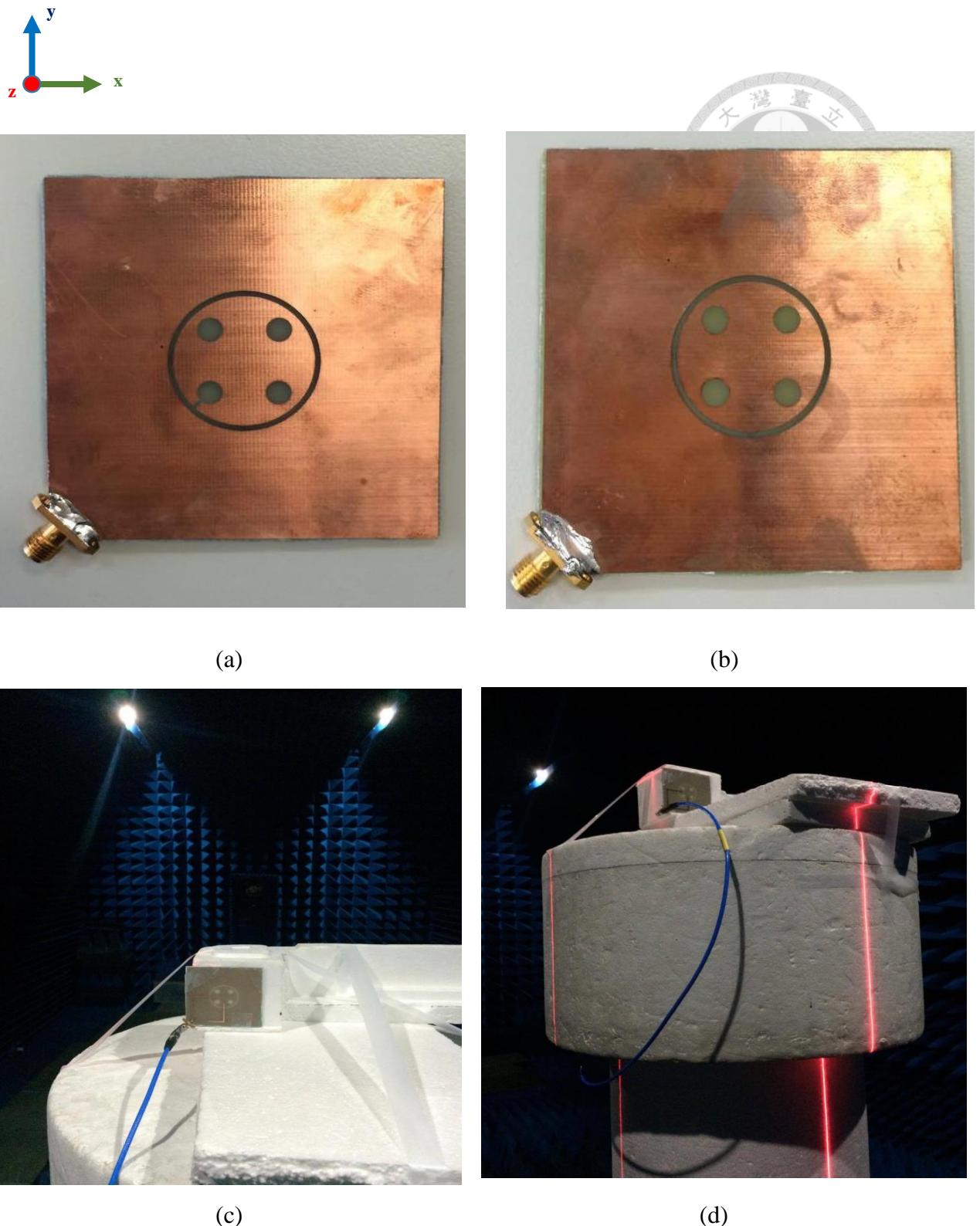


圖 3.30 天線版本 1 實作圖

(a)圓極化天線 (b)線性極化天線 (c)量測正視圖(d)量測側視圖

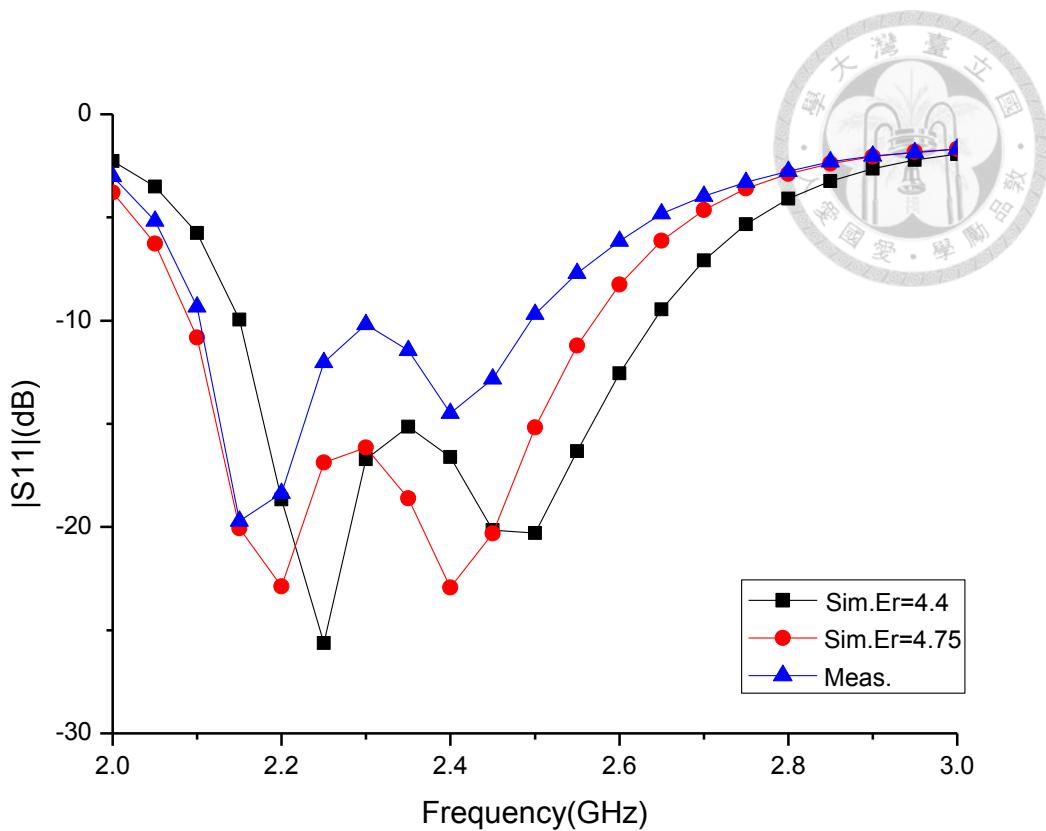


圖 3.31 天線版本 1 右圓極化(+z 方向)的反射係數圖

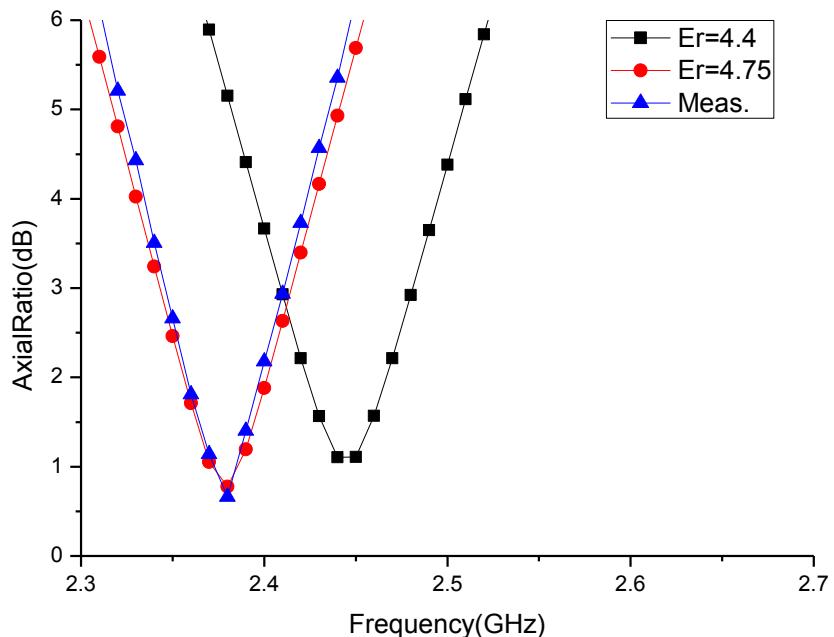
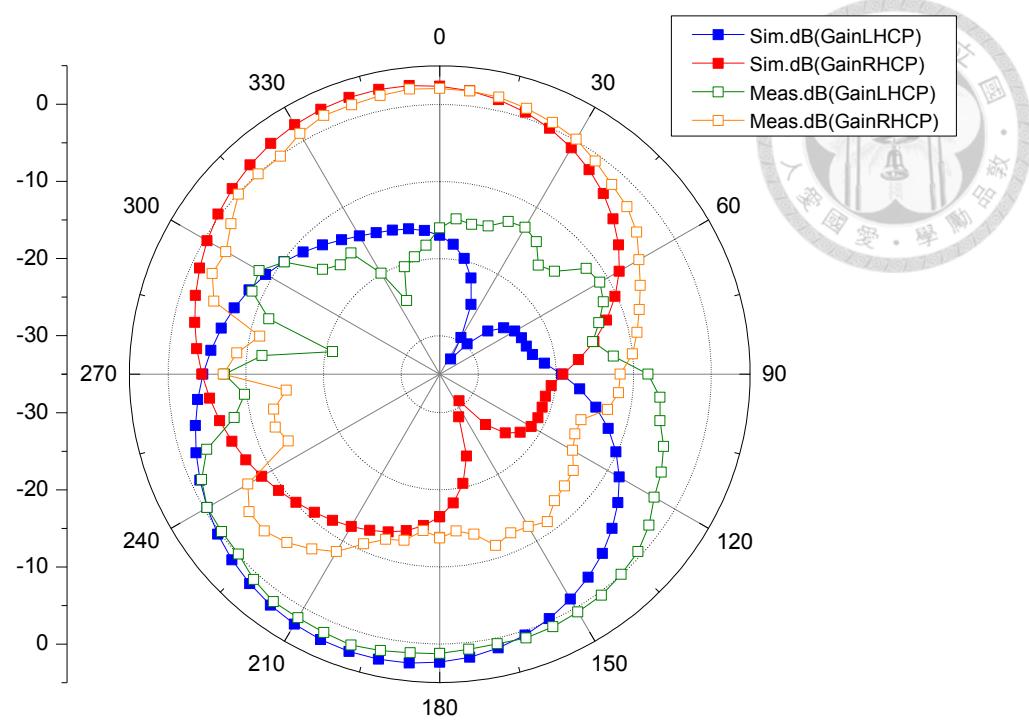
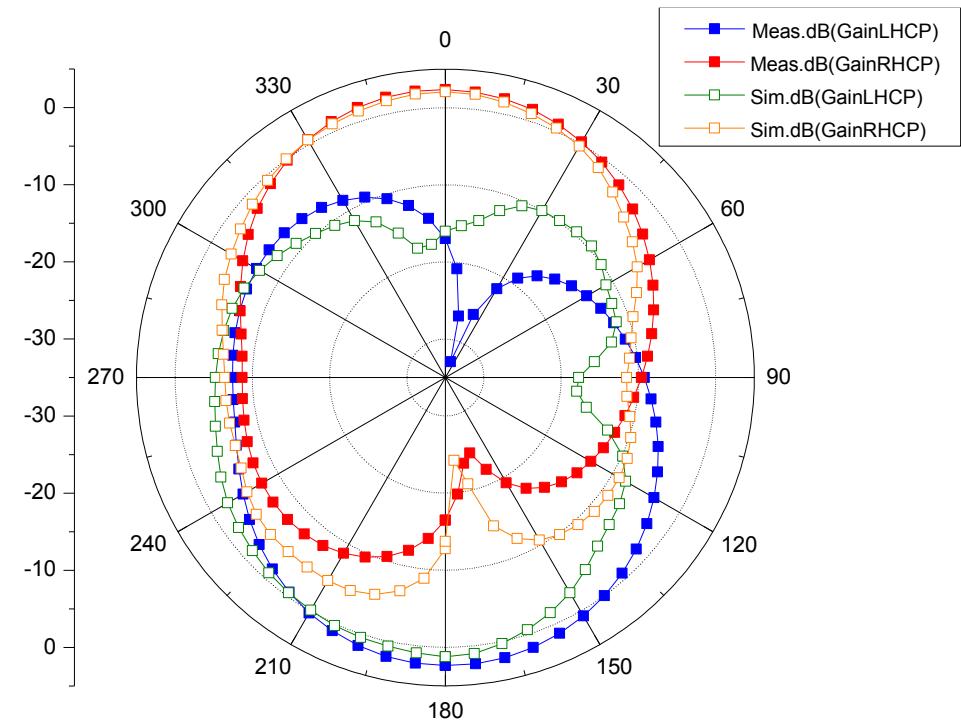


圖 3.32 天線版本 1 右圓極化(+z 方向)的軸長比頻譜圖



(a)



(b)

圖 3.33 右圓極化(+z 方向)的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.4GHz)

(a)XZ 平面(b)YZ 平面

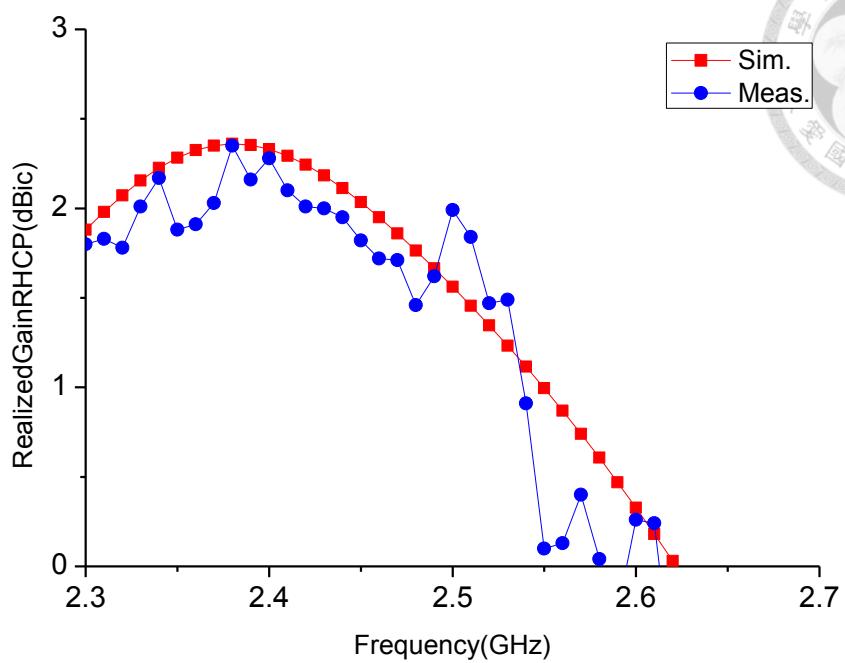


圖 3.34 右圓極化(+z 方向) 實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

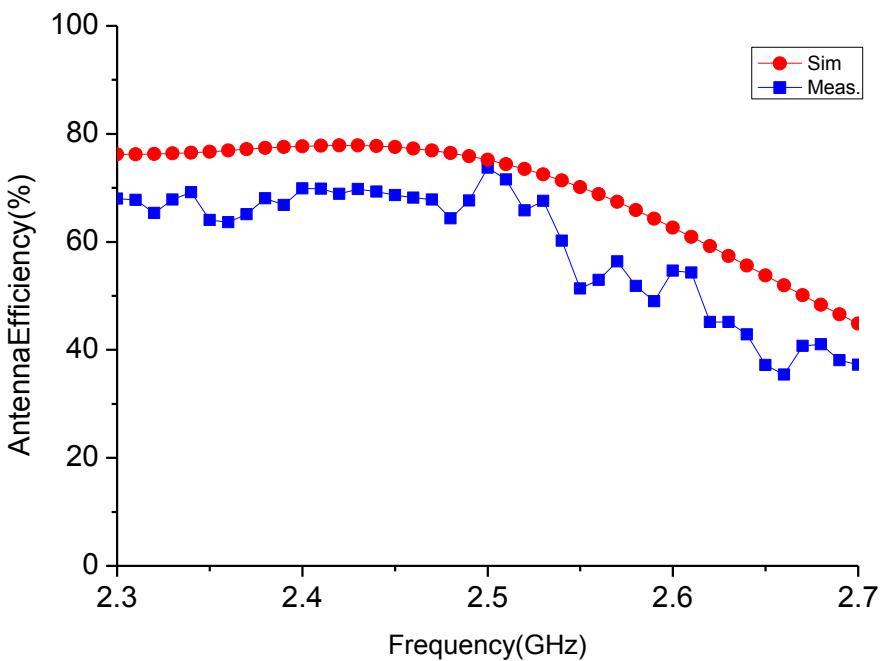


圖 3.35 右圓極化(+z 方向)的輻射效率圖對頻率作圖

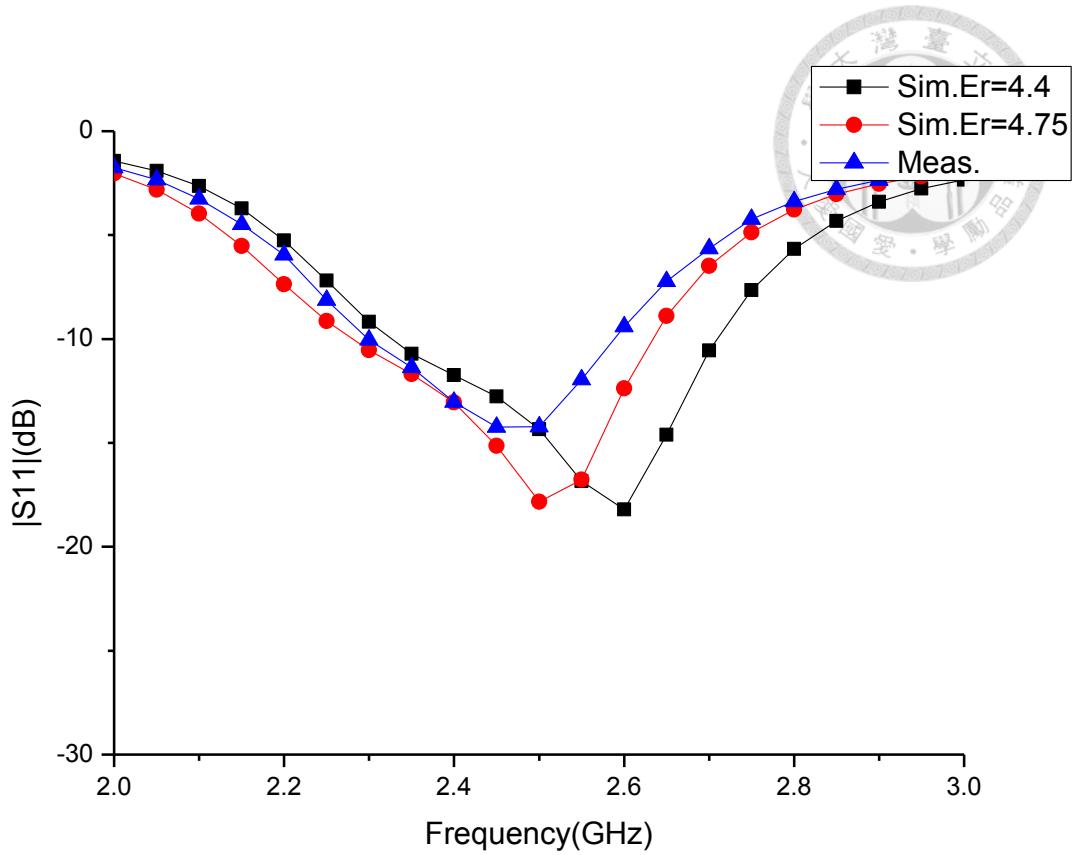
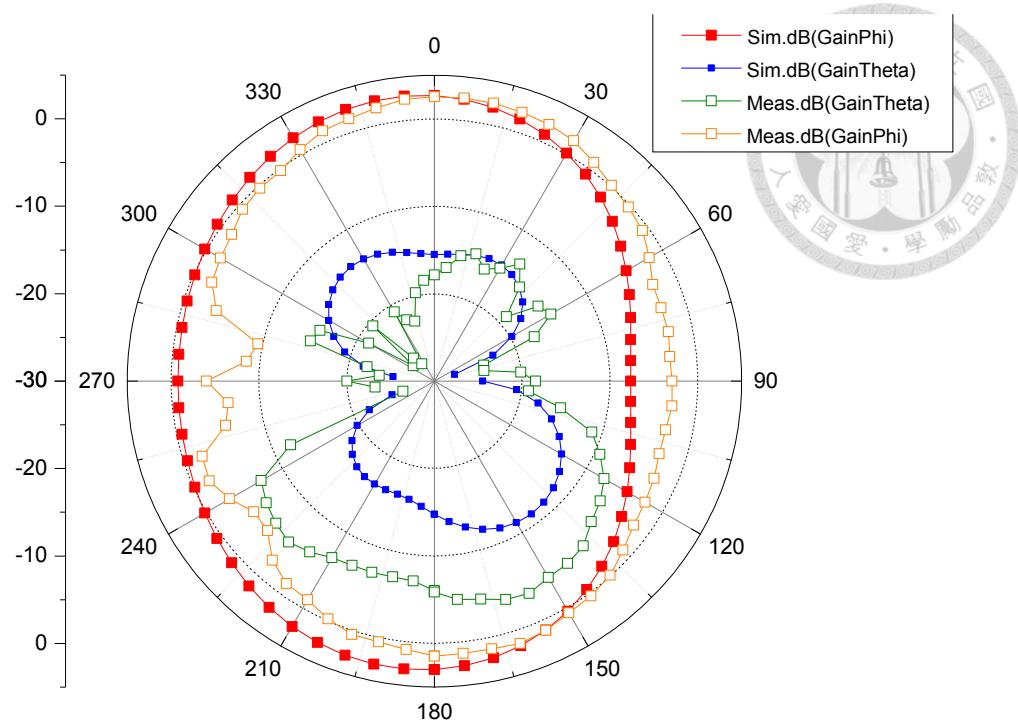
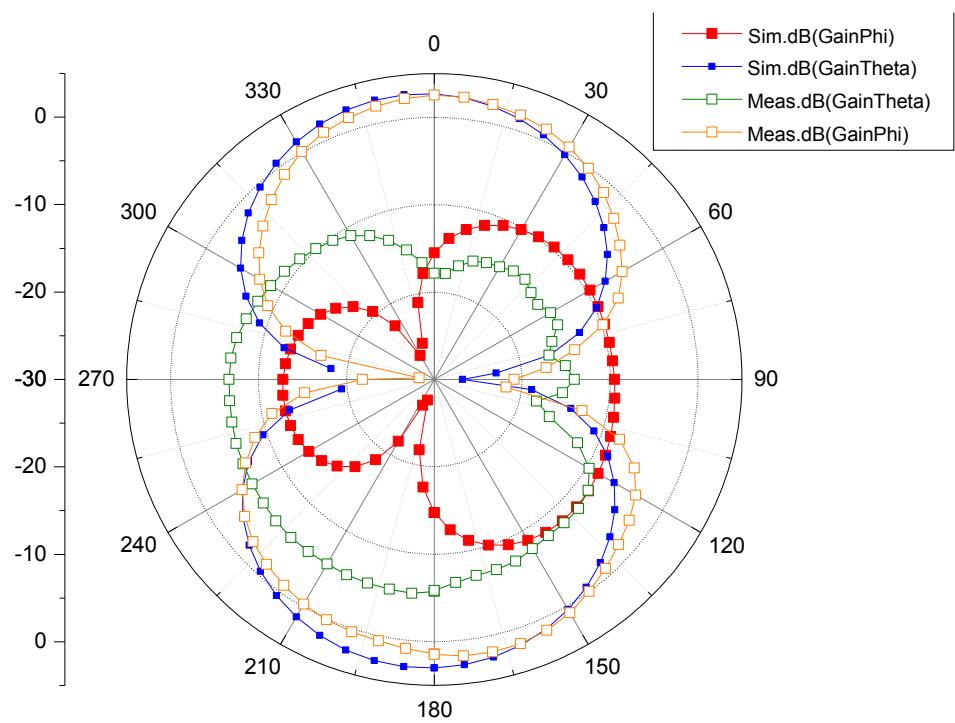


圖 3.36 天線版本 1 的反射係數之頻率響應圖(垂直極化)



(a)



(b)

圖 3.37 垂直極化的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面

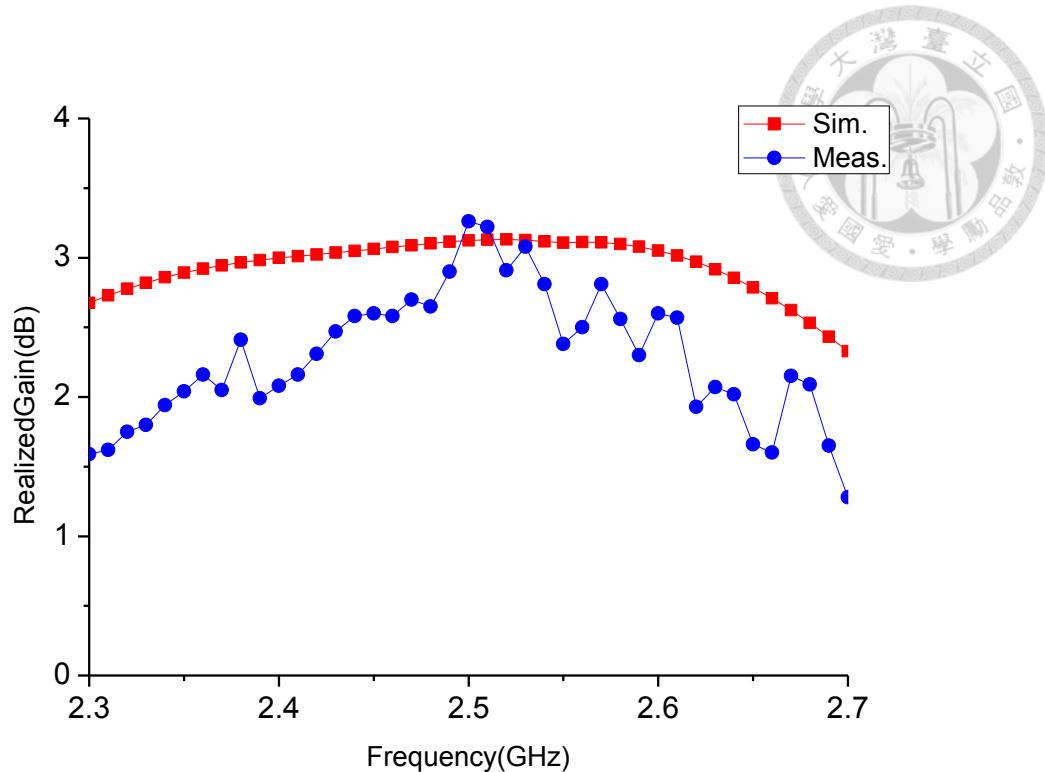


圖 3.38 垂直極化實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

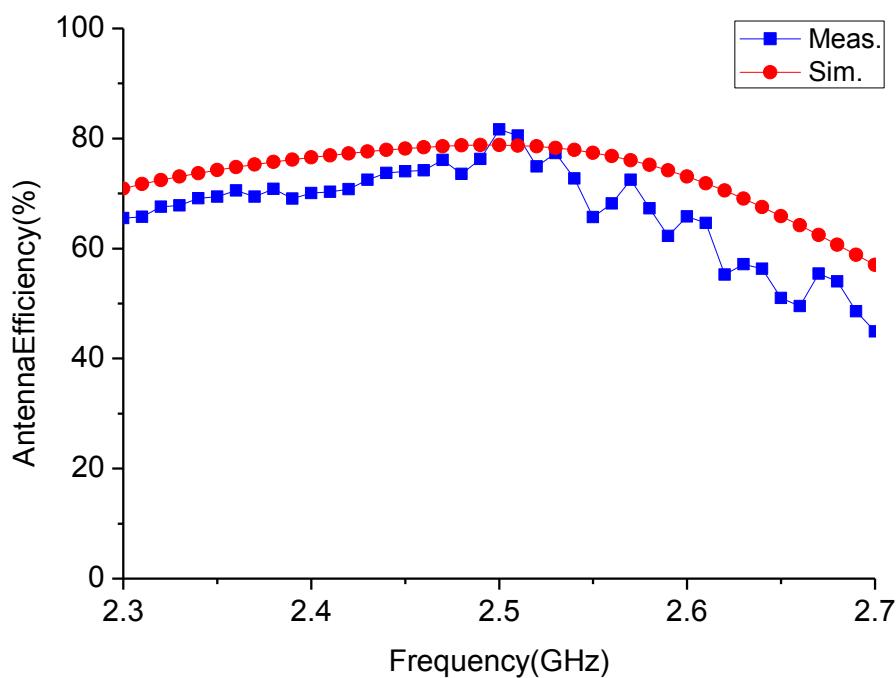


圖 3.39 輻射效率圖對頻率作圖(垂直極化)

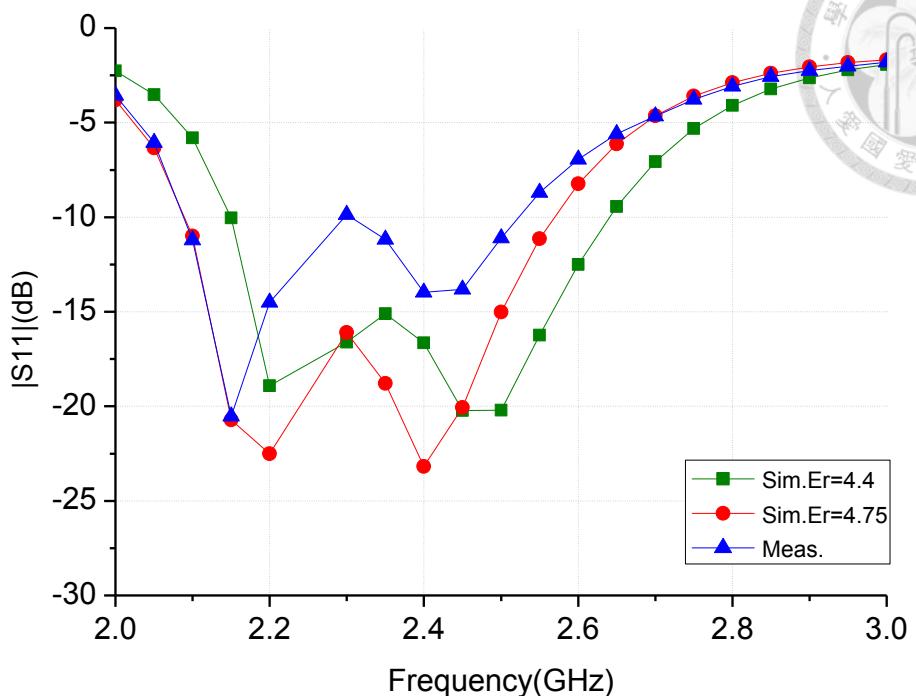
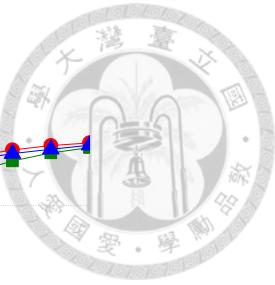


圖 3.40 天線版本 1 左圓極化(+z 方向)的反射係數之頻率響應圖

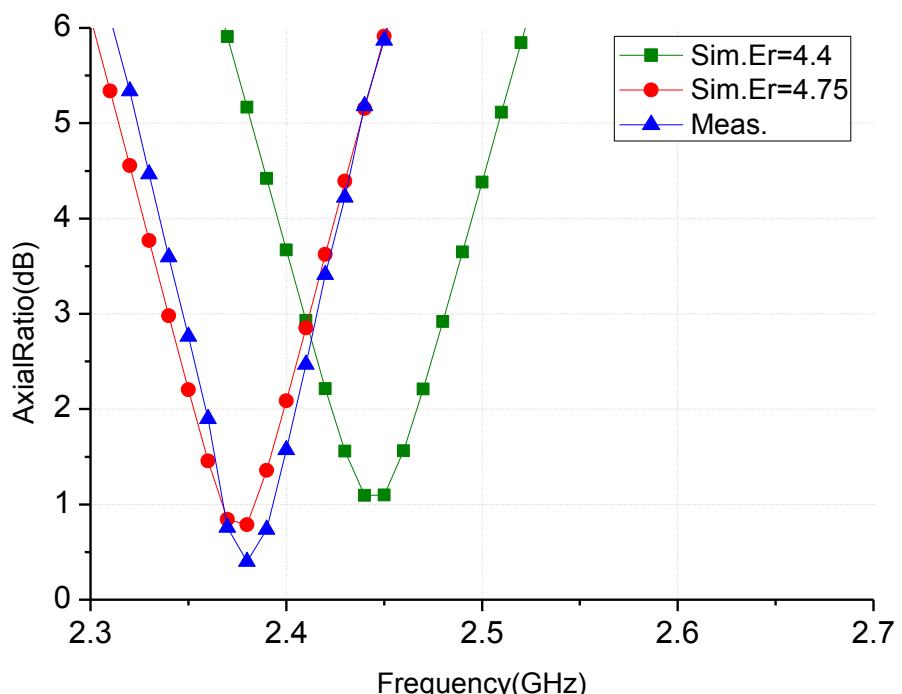
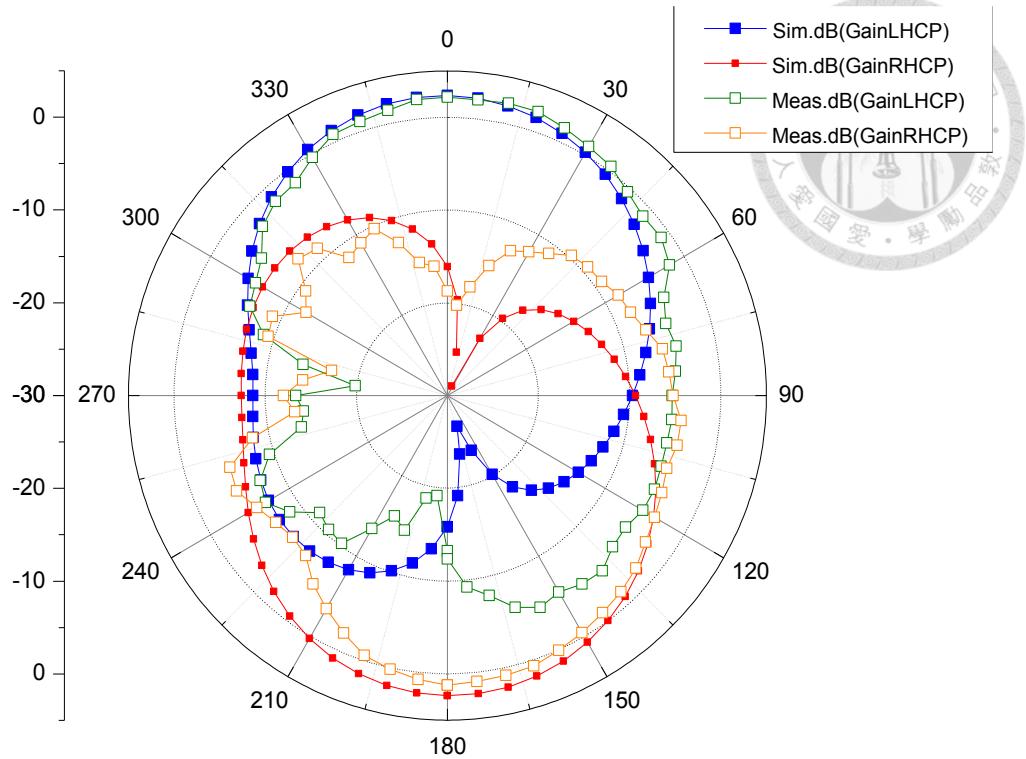
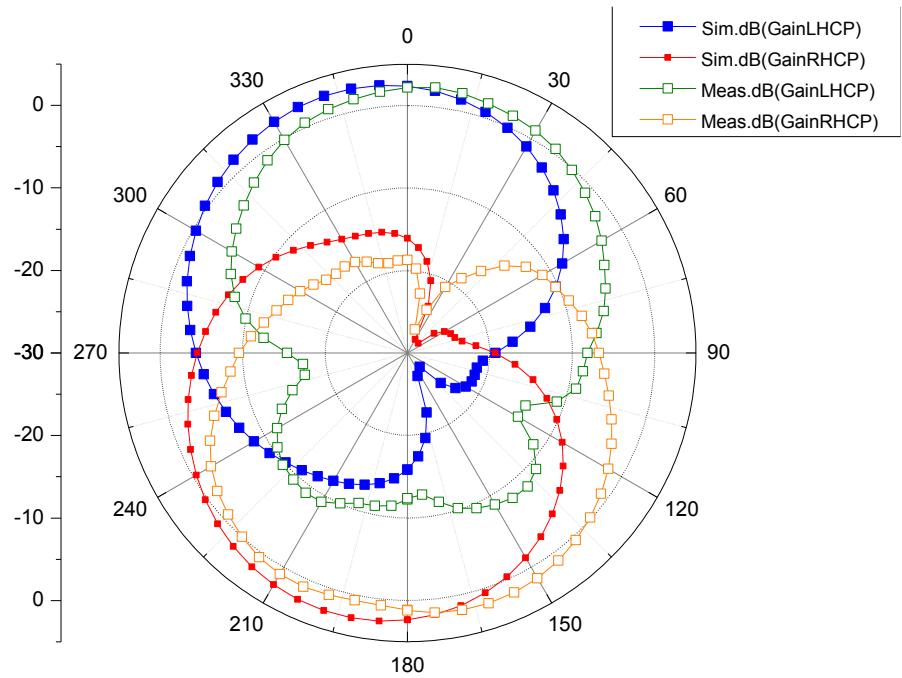


圖 3.41 天線版本 1 左圓極化(+z 方向)的軸長比頻譜圖



(a)



(b)

圖 3.42 左圓極化(+z 方向)的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.4GHz)

(a)XZ 平面(b)YZ 平面

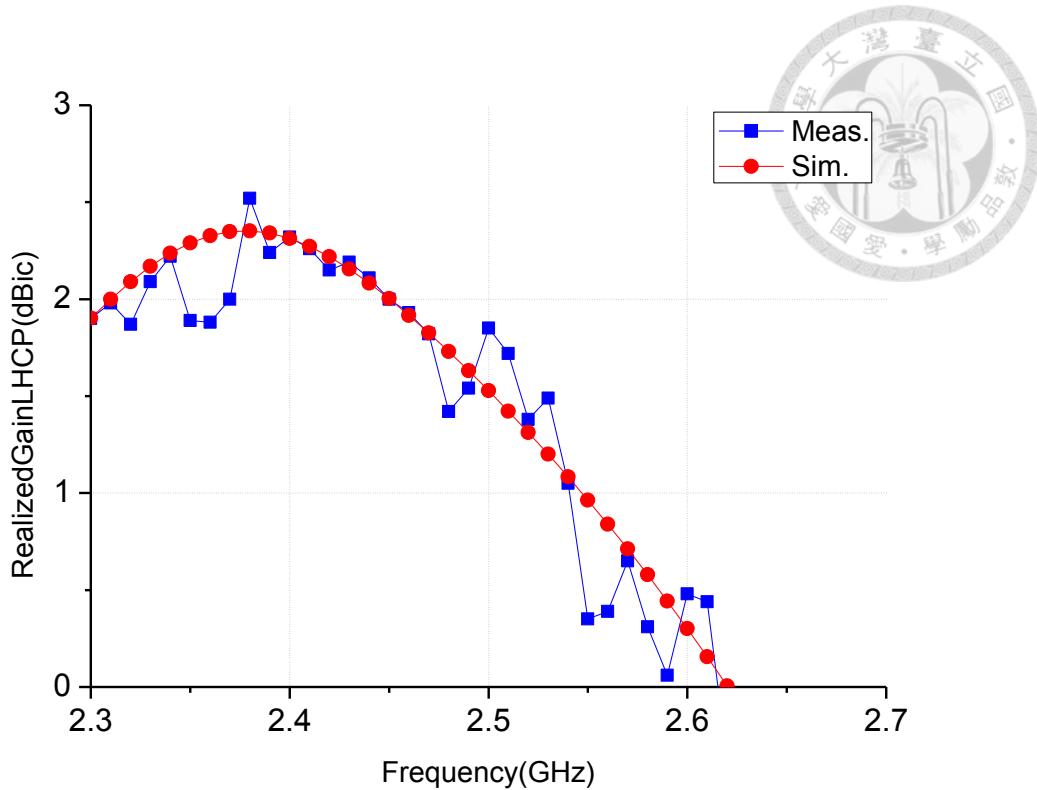


圖 3.43 左圓極化(+z 方向) 實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

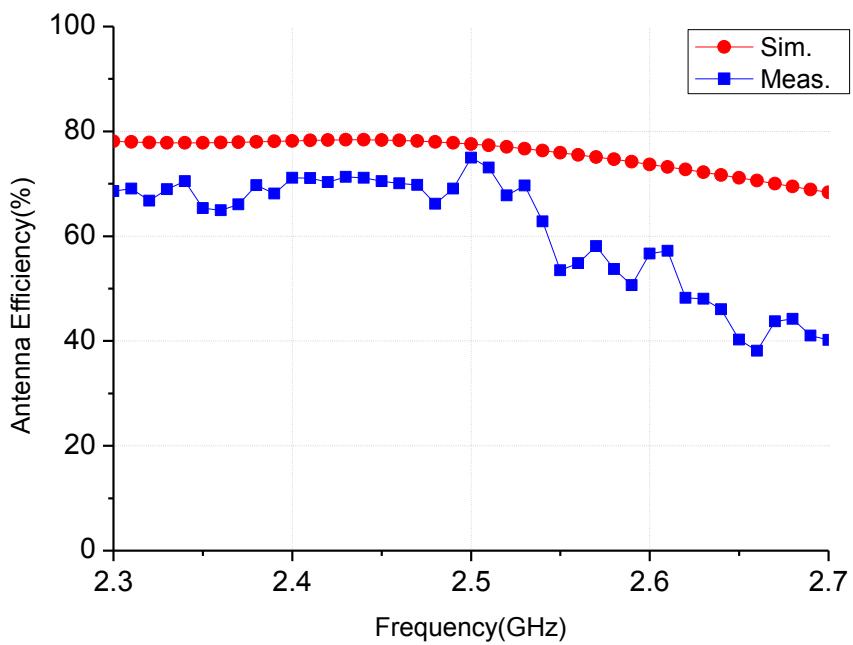


圖 3.44 左圓極化(+z 方向)的輻射效率對頻率作圖於模擬與實作之比較

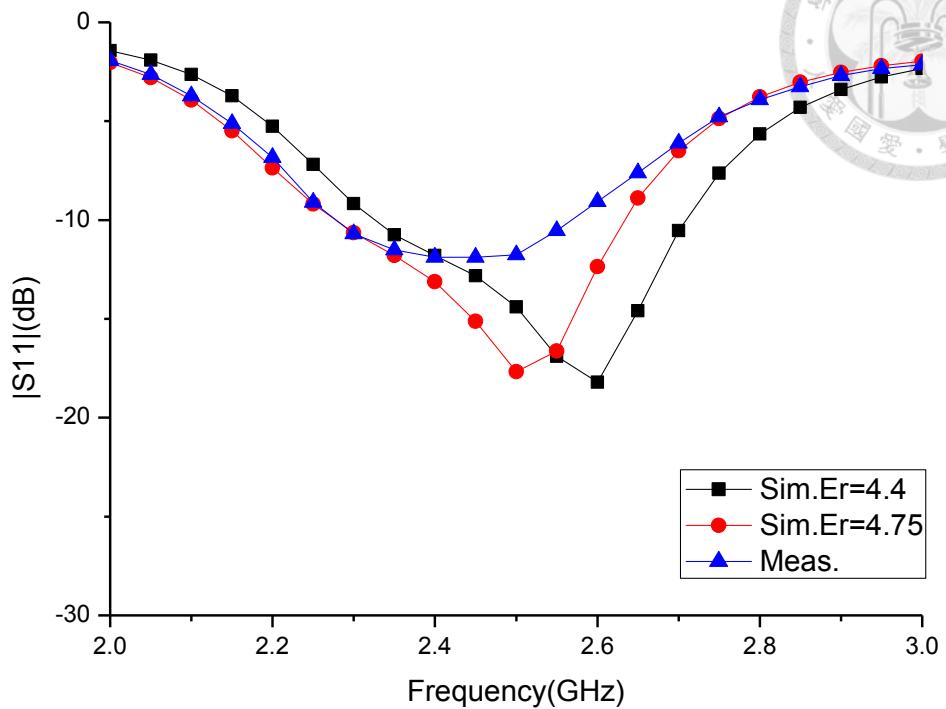
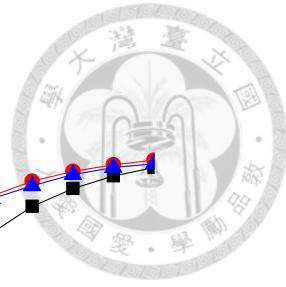
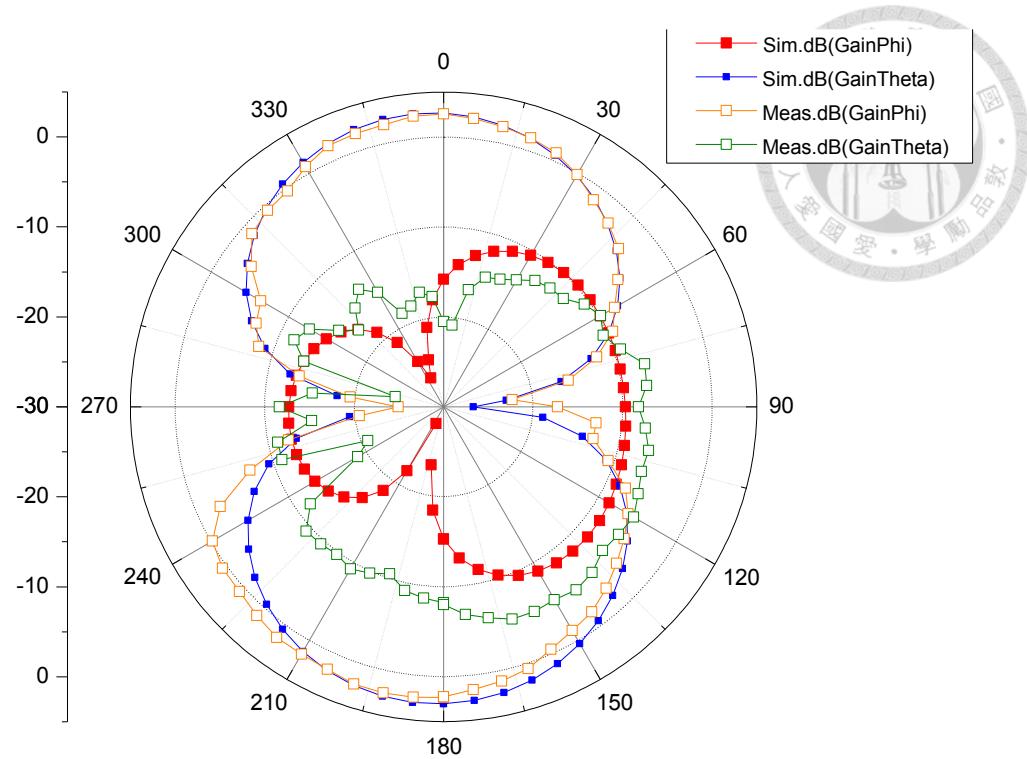
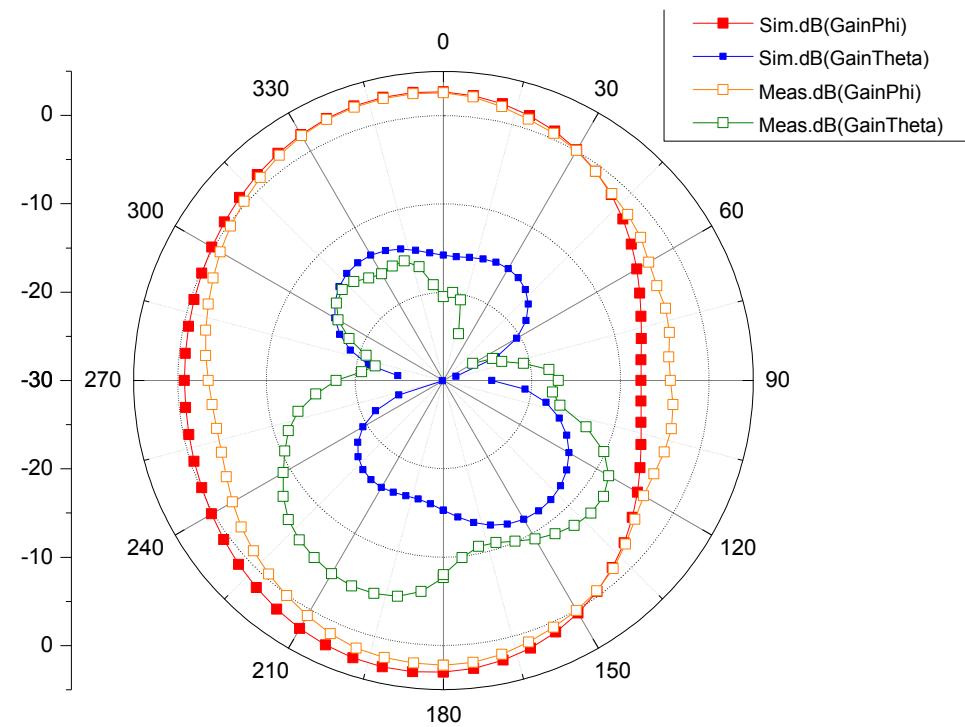


圖 3.45 天線版本 1 的反射係數之頻率響應圖(水平極化)



(a)



(b)

圖 3.46 水平極化的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面

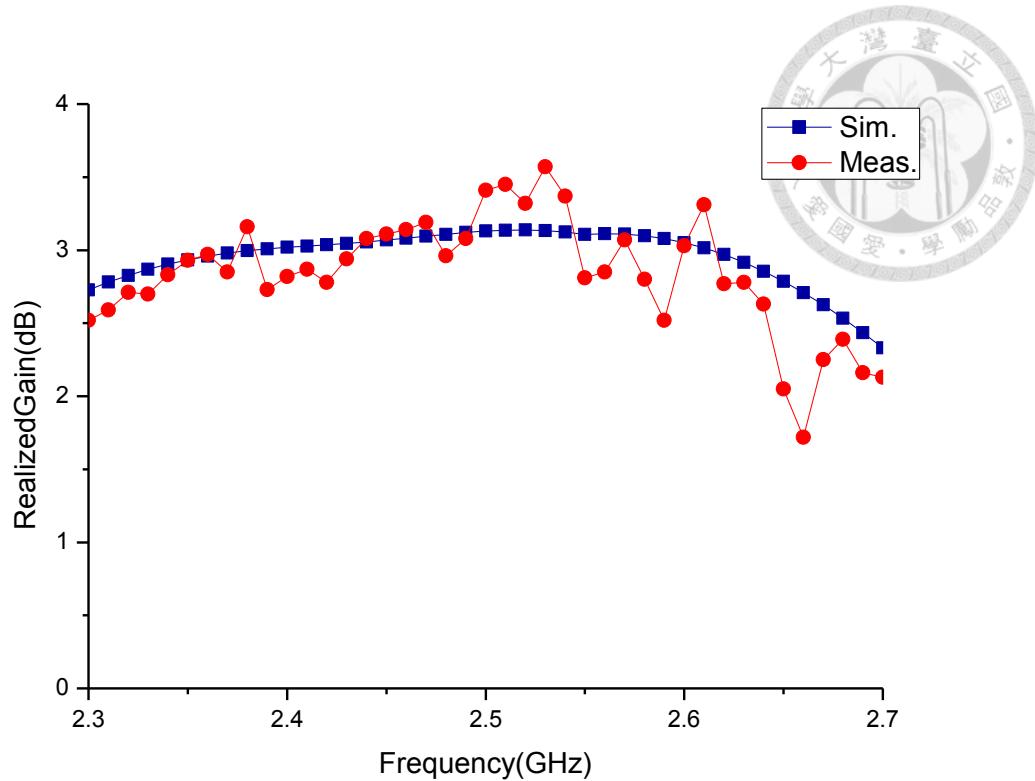


圖 3.47 水平極化實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

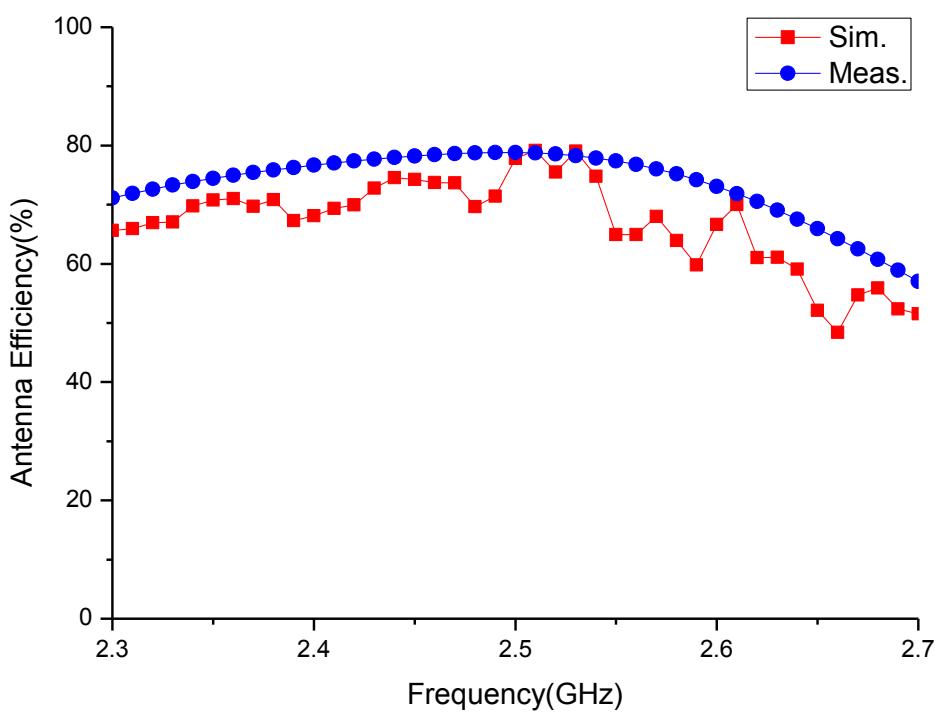


圖 3.48 天線輻射效率圖對頻率作圖(水平極化)



3.4 結論

本章節一開始有提及由八個槽孔以及兩個二極體的架構慢慢簡化的過程，最後得到最精簡的天線離形 3(prototype3)，並開始調整特性。在設計過程中，由於兩個埠所看入的架構相同因此我們先用一個埠來調整圓極化與線性極化的特性。在調整的過程中，先調整平均半徑(r_0)將圓極化的反射係數與軸長比的中心頻率調整到所要的頻帶，此時線性極化的共振頻率也要在同一個頻帶，接下來在微調其他參數影響圓極化軸長比的值，最後我們得到一個具有四個極化且雙方向輻射的環形槽孔天線，其尺寸大小為 $72.5 \times 72.5 \times 1.6\text{mm}^3$ 。模擬上，在 prototype3 第一埠饋入時且二極體不導通(右圓極化)，其反射係數在-10dB 以下的頻寬為 2.13~2.63GHz，而天線在+z 方向軸長比在 3dB 以下的頻寬為 2.39~2.47GHz，正上方垂向輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized GainRHCP)為 2.3dBic。當第一埠饋入且二極體導通時(垂直極化)，其反射係數在-10dB 的頻寬 2.32~2.7GHz，而正上方垂向輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized Gain)為 3dB，最後由於結構對稱的關係第二埠所得到的特性皆與第一埠一致。然而此時所模擬的 prototype3 尚未加入直流偏壓，在加入偏壓之前為了驗證其概念，我們提出天線版本 1(phase1)其尺寸均與 prototype3 相同，利用理想的開路斷路來進行模擬與實作，比較兩者結果可以發現圓先將軸長比設計在中心頻 2.45GHz，然而實作時發現無論是圓極化或是線性極化的特性均偏到低頻，這邊我們歸咎於介電係數值的誤差，最後實作量測在第一埠饋入時且極化為右圓極化的反射係數頻寬(小於-10dB)為 2.11~2.5GHz，而天線在+z 方向軸長比在 3dB 以下的頻寬為 2.34~2.41GHz，正上方輻射場型在 2.4GHz 下的實際增益(Realized GainRHCP)約為 2.3dBic。當第一埠饋入時且二極體導通時(垂直極化)的反射係數頻寬(小於-10dB)為 2.3~2.59GHz，正上方輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized Gain)約為 3dB。

第四章 偏壓電路與開關之設計與實作



4.1 前言

在前一章節 3.2 我們提出用一個二極體去控制四種不同極化的環形槽孔天線，而在加入偏壓之前，先用理想的開路斷路(天線版本 1)去實作並驗證其概念是否可行。在確認其可行性之後，本章節 4.2 為了更貼近實際情況，在天線雛形 3(prototype3)加上了相關的偏壓電路也就是天線版本 2(phase2)其架構演進如圖 4.1，並進行模擬，除了探討直流偏壓所該擺放的位置外，也詳述偏壓電路的原理與不同電壓狀態下所對應的極化，然而在進行實測與模擬的比較時發現由文獻 [12]所得到的二極體等效模型有些許誤差，於是在經過 TRL 校準後我們重新求得一組二極體的等效模型，待入 Ansoft HFSS 進行全波模擬並微調了天線尺寸使得最後量測與模擬貼齊。最後在章節 4.3 我們加上開關元件(switch IC)來讓饋入的切換更便利。

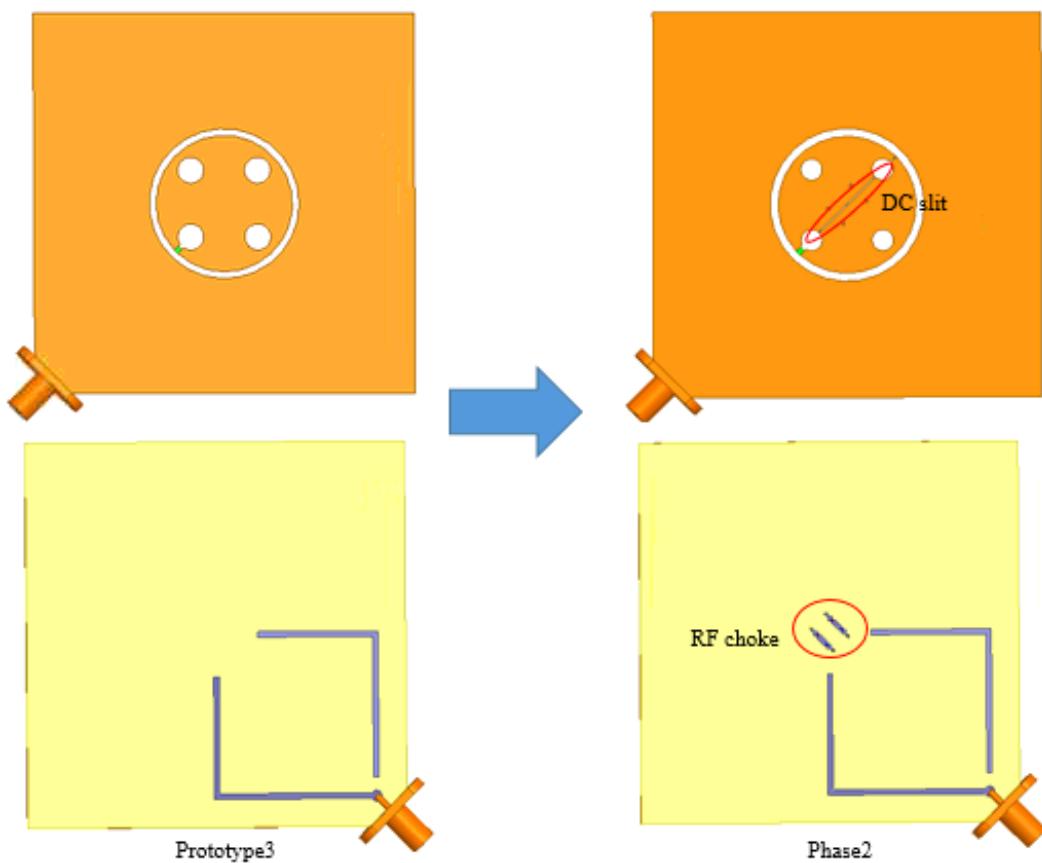


圖 4.1 天線版本 2 架構比較圖

4.2 偏壓電路設計



4.2.1 天線版本 2 設計過程與架構

在完成章節 3.2 的設計後，我們觀察其電流分布圖 4.2、4.3，發現無論圓極化或是線性極化，在槽孔內部皆以中心點的電流值都是最小的，於是將偏壓電路加上內部槽孔中心位置，藉此設法將偏壓電路所造成的影響降到最低，圖 4.4 到圖 4.6 是天現離型 3(prototype3)與其加上偏壓的特性比較，因其特性對稱因此省略另一埠的特性探討，由上述特性比較可以看出，其反射係數特性幾乎一致，然而天線軸長比中心頻率略往低頻偏移，因此參考表 3.3 的參數整理，將內外徑差(w_0)從 1.3mm 改變至 1.5mm，藉此將中心頻點調回 2.45GHz，而最終的天線架構圖如圖 4.4。

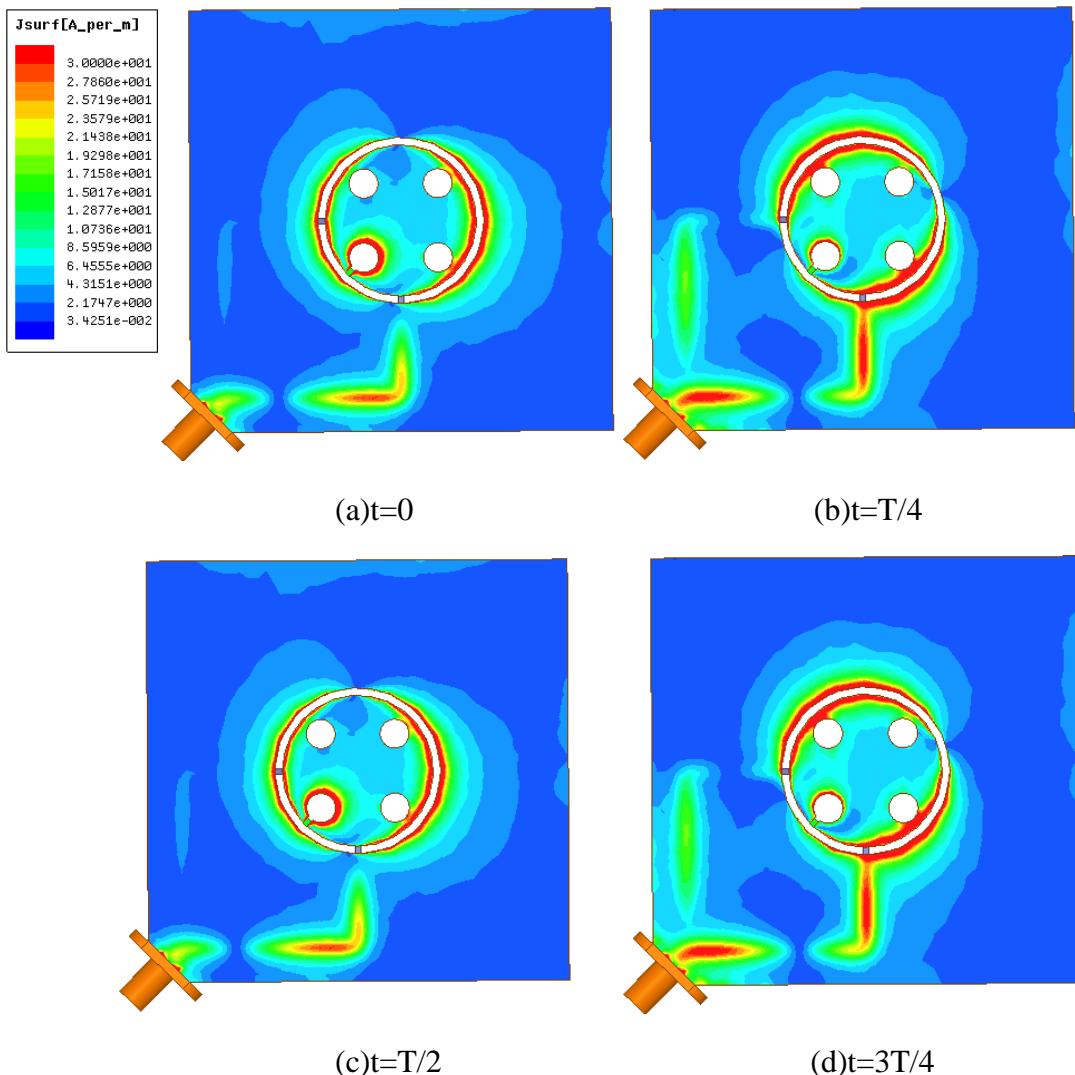


圖 4.2 右圓極化電流大小分布圖

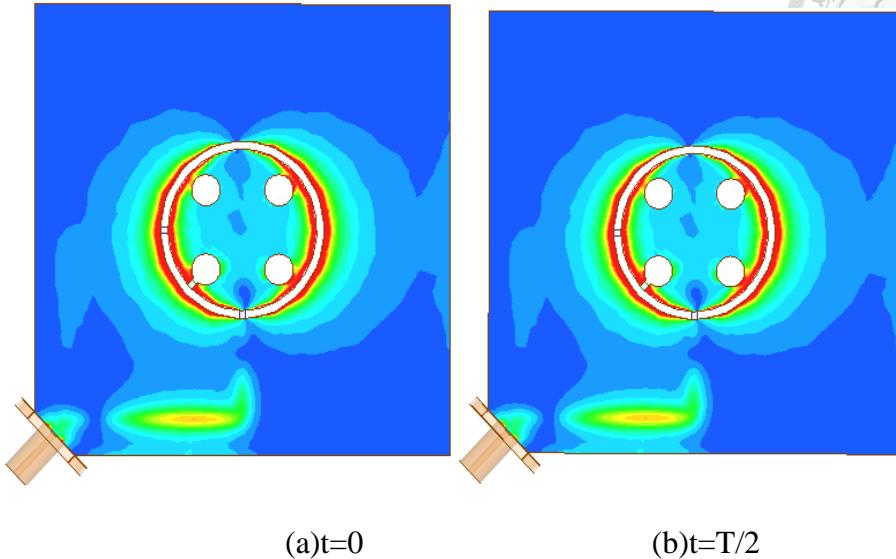


圖 4.3 垂直極化電流大小分布圖

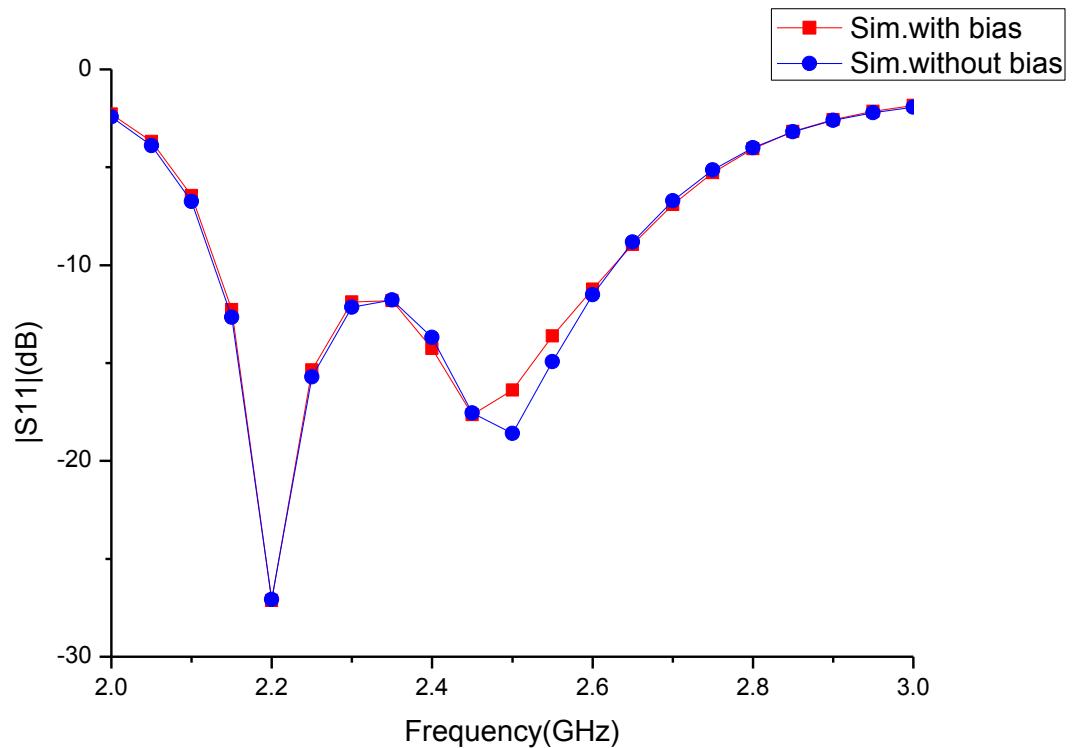


圖 4.4 極化為右圓極化之天線離形 3(無偏壓)與有偏壓的反射係數比較圖

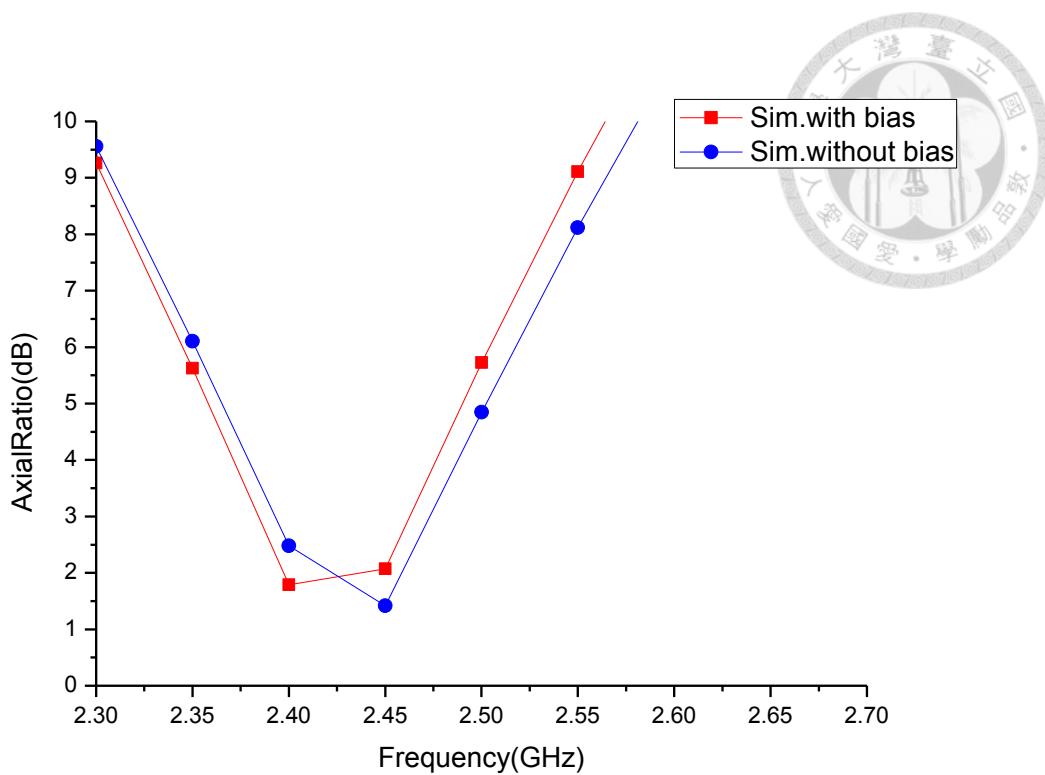


圖 4.5 極化為右圓極化之天線離形 3(無偏壓)與有偏壓之天線軸長比比較圖

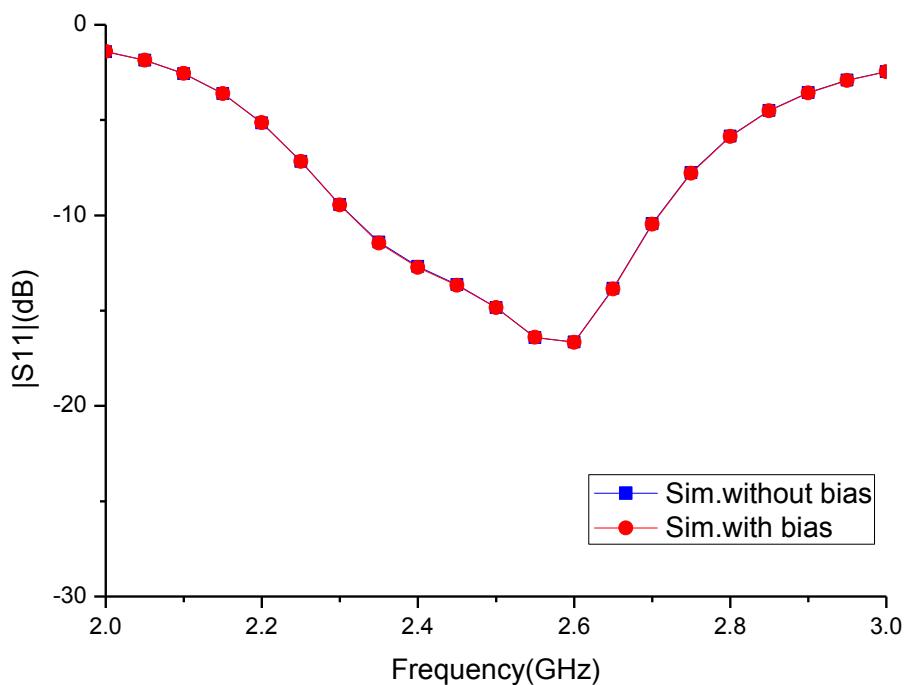
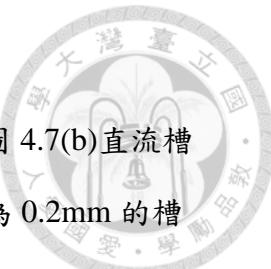
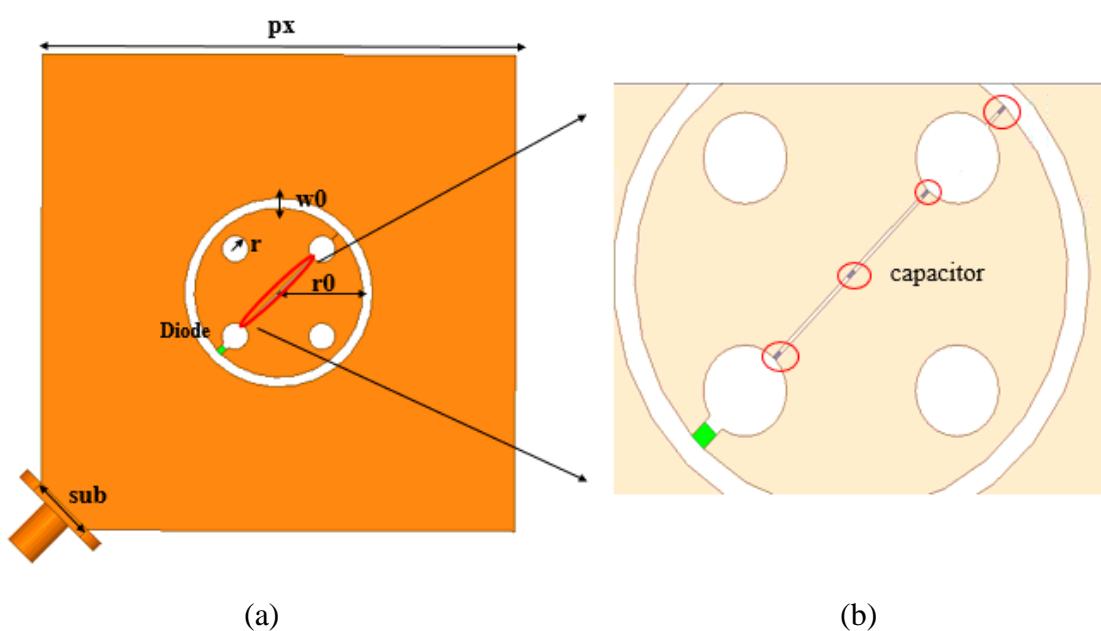


圖 4.6 垂直極化之天線離形 3(無偏壓)與有偏壓的反射係數比較圖



4.2.2 偏壓電路的簡介與實作

此小節我們將簡介各個偏壓電路設計所代表的功用，首先參考圖 4.7(b)直流槽孔(DC slit)，其做法為在天線上層的中心處挖開一個斜 45 度寬為 0.2mm 的槽孔，並在上面加上四個 30pF 的陶瓷電容，其主要目的為隔開 DC 的正負偏壓並同時讓 RF 訊號維持原本的連續性，進而維持原本的輻射特性。在確認其正負偏壓可以隔開之後，我們在天線的底層(feeding layer)設計射頻扼流圈(RF choke)如圖 4.7(d)，由圖可以發現我們在底層放置兩條金屬並在每條金屬各放置兩個 15nH 的電感，最後在打金屬柱到上層使得二極體兩端有電壓差產生。而電感的功用在於，可以使讓直流訊號通過並經由金屬柱到上層使得二極體可以操縱在順逆偏的情況下，對於射頻訊號(RF)來說電感等效為斷路，因此可以避免 RF 訊號灌進直流電源供應器(DC power supply)，而網路分析儀也不會受到直流電壓得損毀，最後天線實作圖如圖 4.8(a)(b)，需要注意的是由於操作二極體時需要拉直流電壓得控制電路到直流供應器，而控制得線路經實際量測後證實會影響場型，於是我們將拉線盡量整理在-Z 方向來盡量避免線路跨過天線的槽孔對場型產生影響，如圖 4.8(c)(d)，後面的量測結果也會看到控制電路對 Z 方向場型的影響。



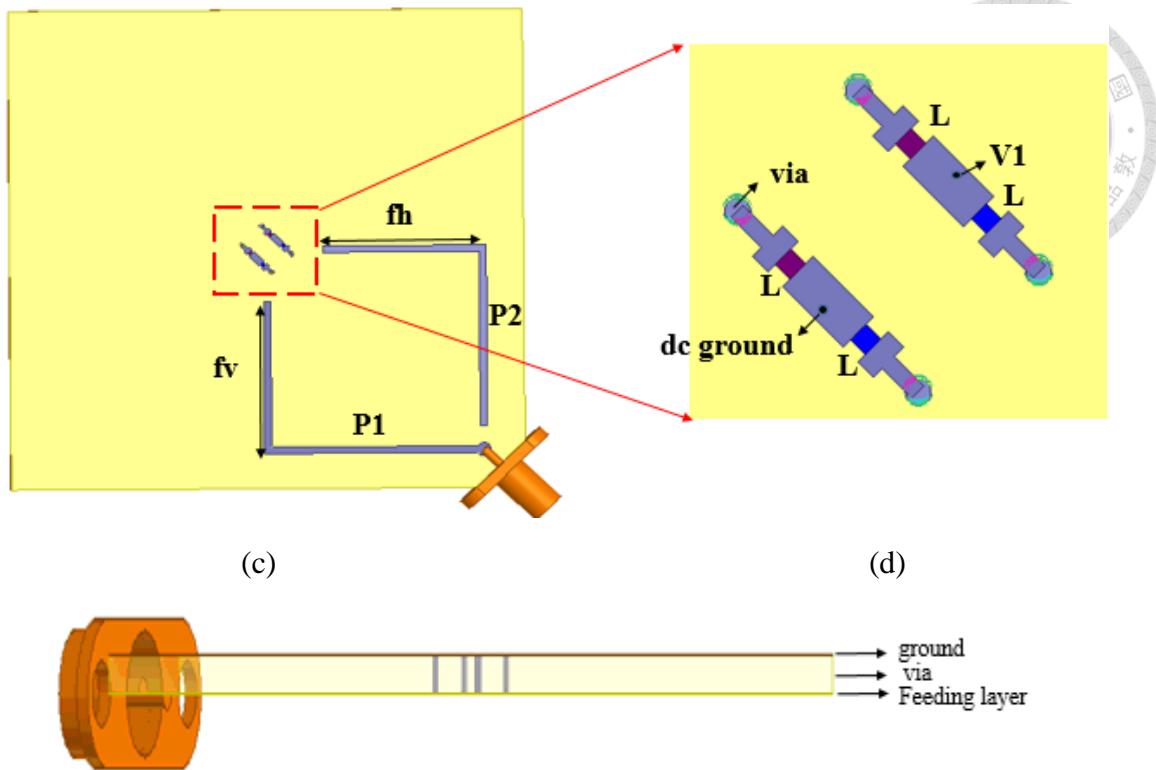
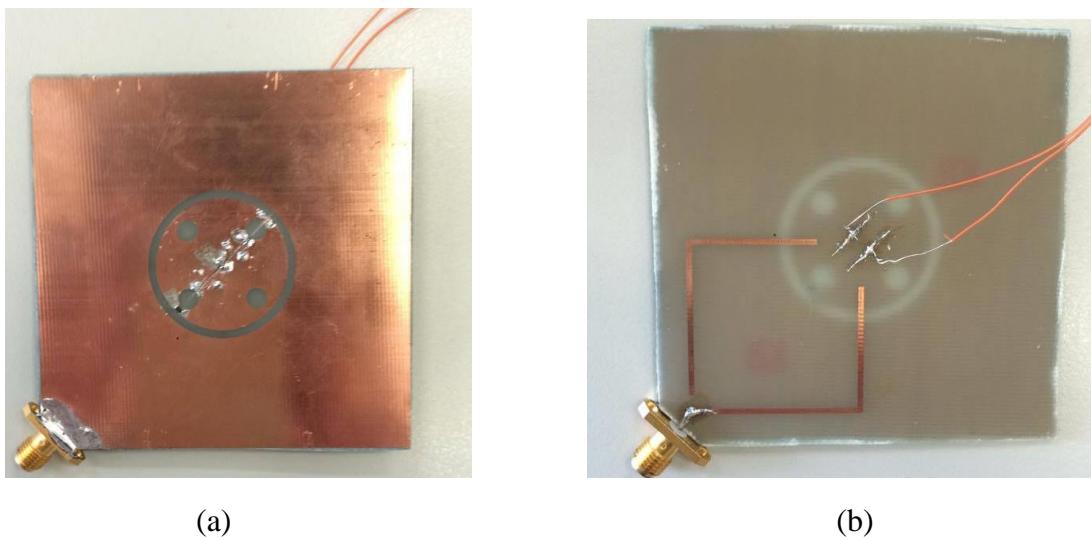


圖 4.7 天線版本 2(phase2)之架構圖

(a)俯視圖(b)直流槽孔放大圖(c)背視圖(d)射頻扼流圈放大圖

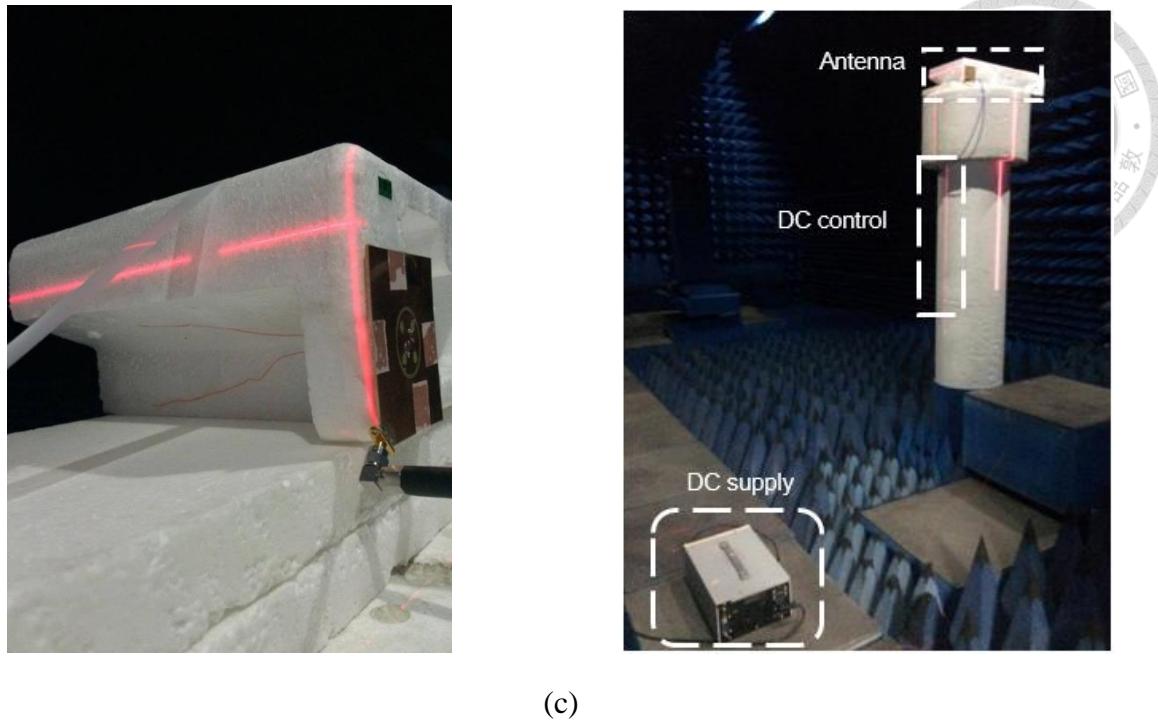
參數名稱	r0	w0	r	px
數值	13.65 mm	1.5 mm	2.5mm	72.5mm
參數名稱	sub	t	fv	fh
數值	10mm	1.6mm	23mm	23mm

表 4.1 天線版本 2(phase2)之參數設定值



(a)

(b)



(c)

圖 4.8 天線版本 2(phase2)之原型圖

(a)俯視圖(b)背視圖(c)量測環境

4.2.3 偏壓電路模擬與量測結果

下圖 4.9 到 4.13 為第一埠饋入時量測與模擬的比較結果，實作上當極化為圓極化時二極體為不導通的狀態，此時我們給予偏壓 $V_1=0V$ 如圖 4.7(d) 所示，起初模擬時二極體逆偏的等效模型代入 $C=0.1\text{pF}$ 去進行全波模擬，然而由量測結果可得極化為右圓極化時，反射係數部分量測結果偏向低頻，至於天線圓極化軸長比除了偏向低頻外，值也整體均大於 3dB 的標準而場型的部分 Cross-pol 也有明顯變大，於是在模擬上我們先用不同的電容值代入使其與量測結果吻合，最後得到二極體逆偏時等效為 $C=0.3\text{pF}$ 。接下來觀察當極化為線性極化時也就是二極體為導通的狀態，此時偏壓 $V_1=1V$ 如圖 4.7(d)所示，由量測結果可以知道線性極化部分的反射係數影響並不大。經由觀察第一埠兩種不同狀態的量測特性後，我們在下一個小節將會對二極體做 TRL 校準來與模擬上所得到 $C=0.3\text{pF}$ 做驗證，最後再針對此電容值微調

天線參數以及完成所有狀態的模擬與量測比較。

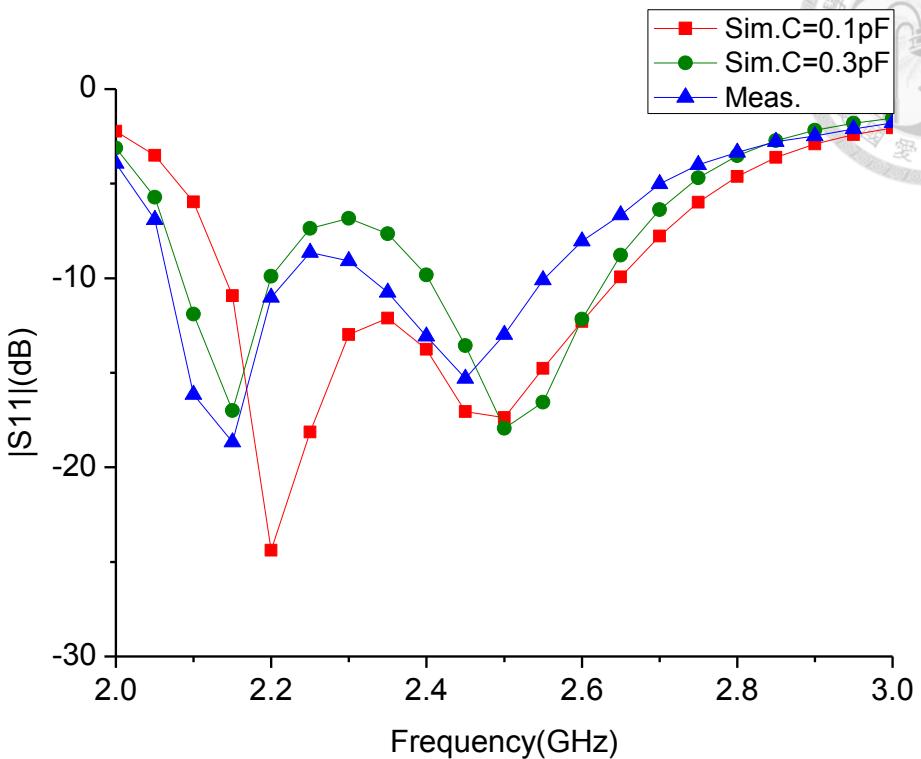


圖 4.9 右圓極化(+z 方向)二極體電容值變化之反射係數圖

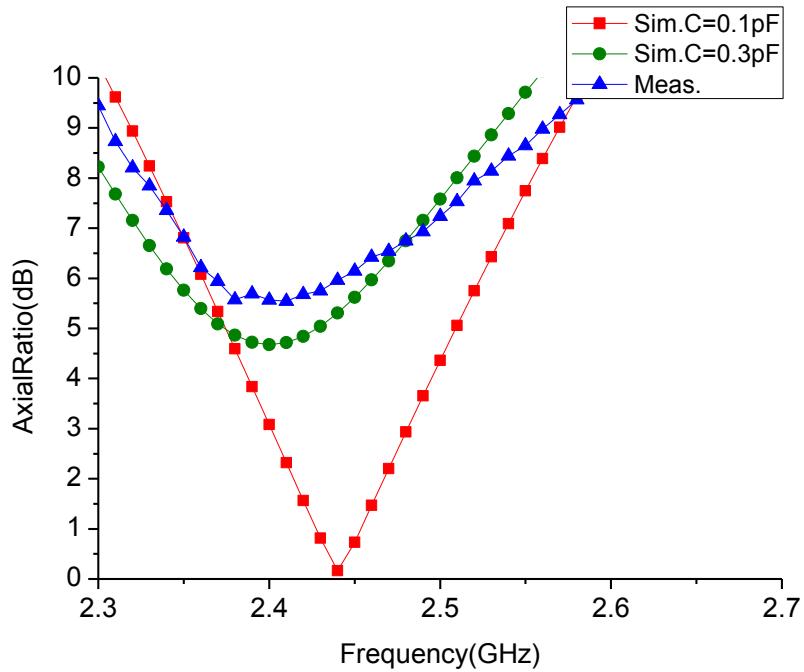
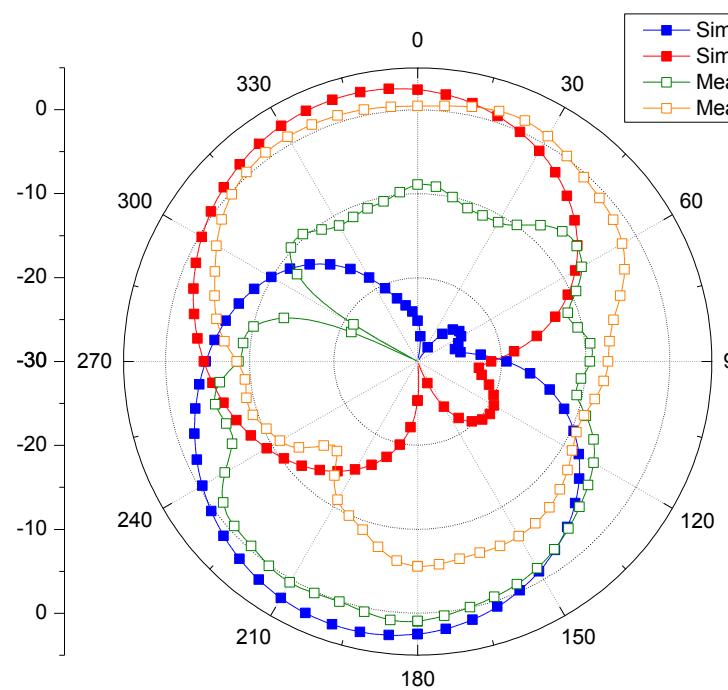
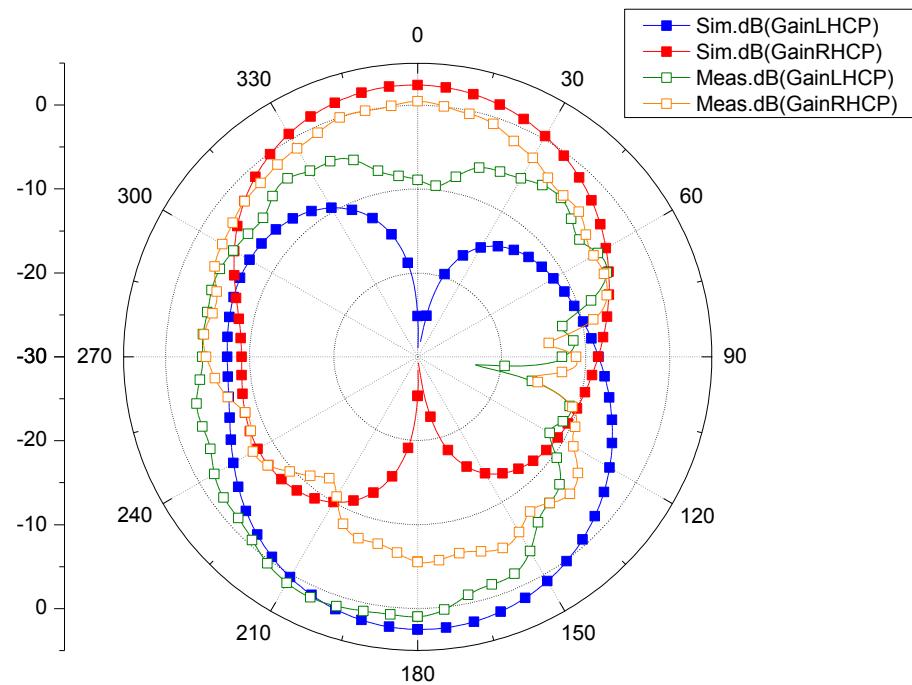


圖 4.10 右圓極化(+z 方向) 二極體電容值變化之天線軸長比圖



(a)



(b)

圖 4.11 右圓極化(+z 方向)的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面(b)YZ 平面

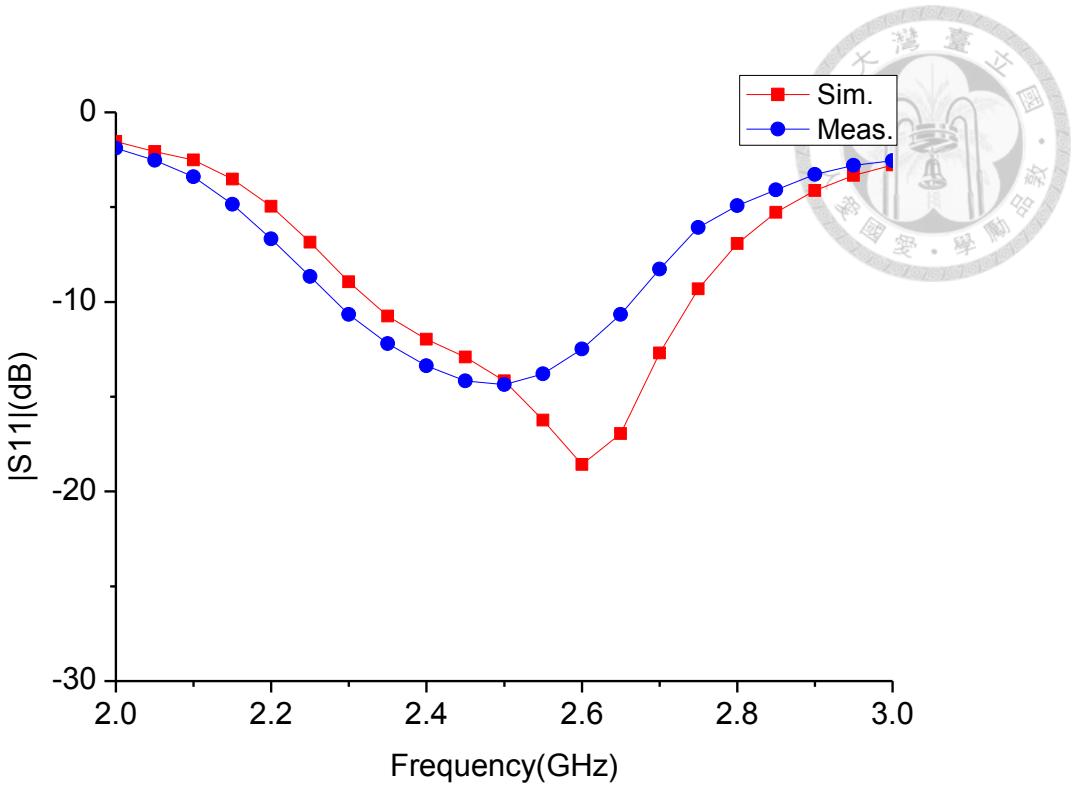
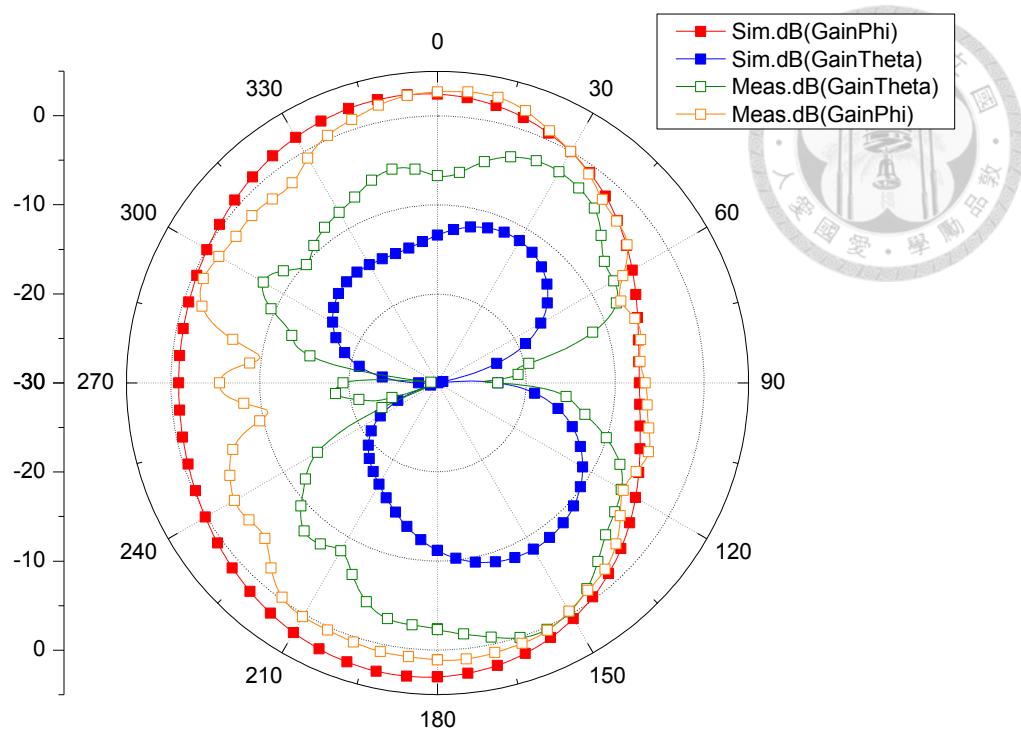
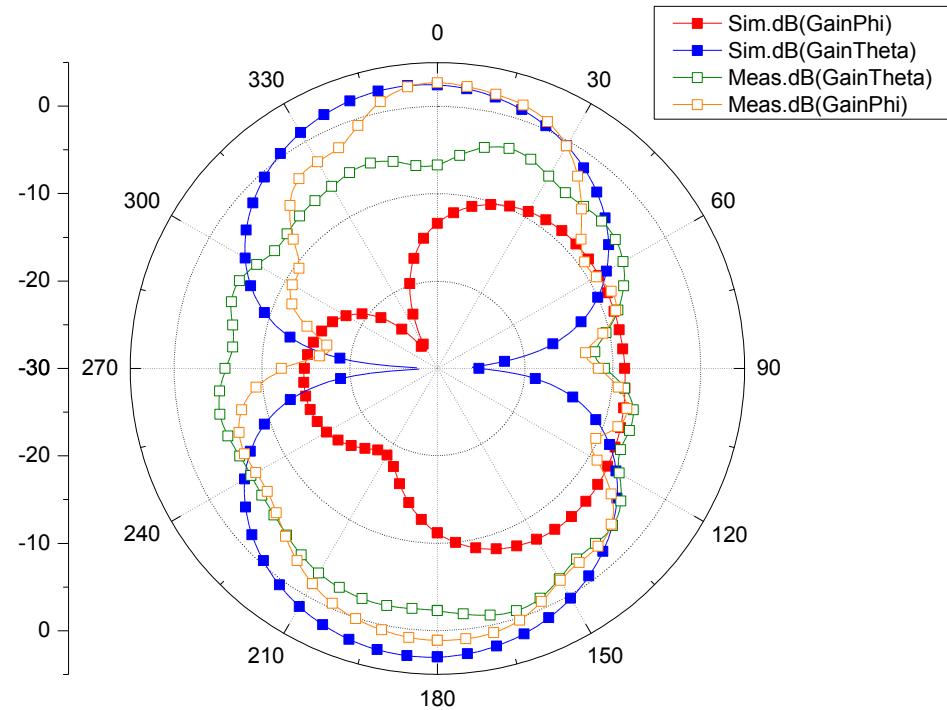


圖 4.12 垂直極化反射係數之頻率響應作圖



(a)



(b)

圖 4.13 垂直極化的輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面



4.2.4 二極體模型萃取

由於上個小節模擬與量測產生誤差，因此此小節將二極體做 TRL 校準以求二極體的等校模型使得量測與模擬更加貼齊。首先先設計 Through, Reflect, Line 三種不同的校具在 1.6mm 的 FR4 板材上，而其中 Line 比 Through 多了四分之一波長(2.45GHz 下)的線，這是由於網儀量測的極限，在低頻時電氣長度為 20 度而高頻時電氣長度為 160 度，因此我們選擇 90 度的電氣長度作為校具。為了確保 TRL 校準的正確性，我們將各個校具的模擬與量測結果整理在圖 4.14 到 4.18，而圖 4.19 為各個校具的實作圖。由量測結果可已得知各個校具反射係數結果均與預期相同，在相位的部分雖然與模擬不盡相同但 Line 也有比 Through 多了四分之一波長，接下來將用此校具來完成 TRL 校準。首先我們使用 bias tee 來將二極體的給予不同的偏壓並觀察此時電流值進而將 DC-IV curve 描繪出來實際架設如圖 4.20，之後可以得到 DC-IV 特性如圖 4.21，由此曲線我們可以發現二極體在偏壓為 1V 的附近時切線斜率變化不大，因此選擇在順偏時將二極體操作在 1V 的情況下以確保二極體在線性區工作，而逆偏時二極體給予 0V。在用網儀量測二極體時，由於網儀兩端的線會產生誤差如圖 4.22 所示，因此所量測到的並非實際待測物的 S 參數，經由 TRL 校準後我們可以得到待測物的 ABCD 矩陣，並將其等效為圖 4.23 的雙埠網路模型，經由得到的阻抗 Z 值再對照圖 4.24 的模型，即可求得圖 4.25 到 4.28 各個元件值對頻率作圖，最後選擇在 2.45GHz 下的值即可獲得如圖 4.23 上所示的等效模型值，當二極體順偏時，等效為電阻 2.4Ω ，而逆偏時等效為 $0.3(pF)$ ，而此處所獲得的逆偏電容值也和上一小節我們用模擬所猜測的結果互相應證，接下來在下個小節將其等效模型代入模擬並與量測做比較。

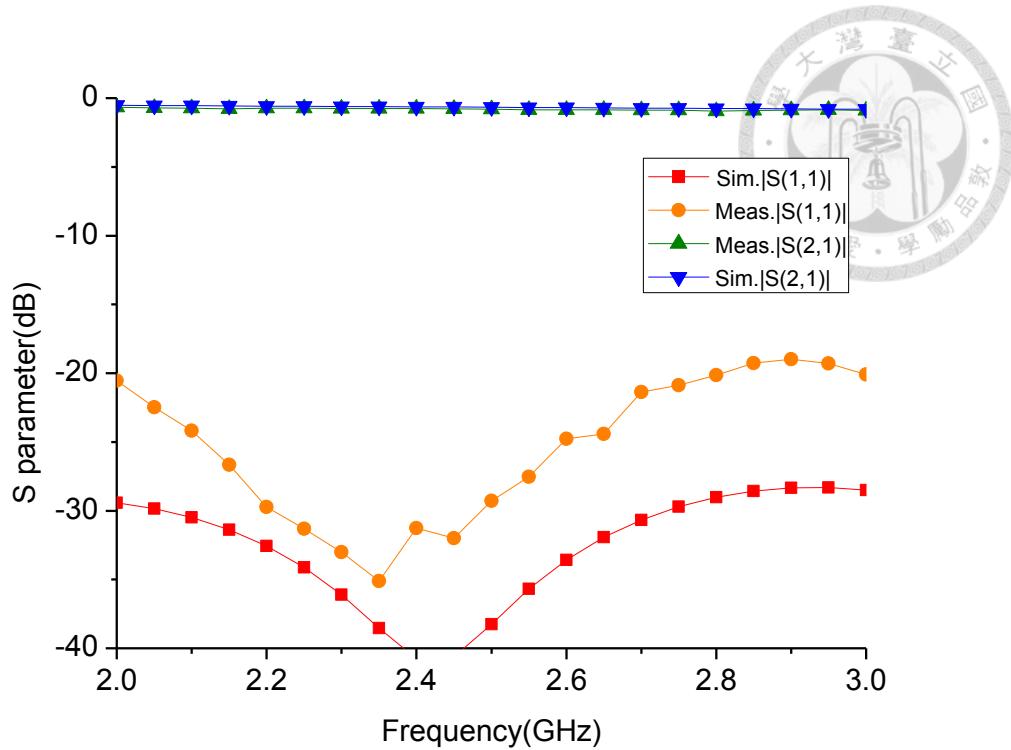


圖 4.14 Line 的反射係數於模擬與實作之比較圖

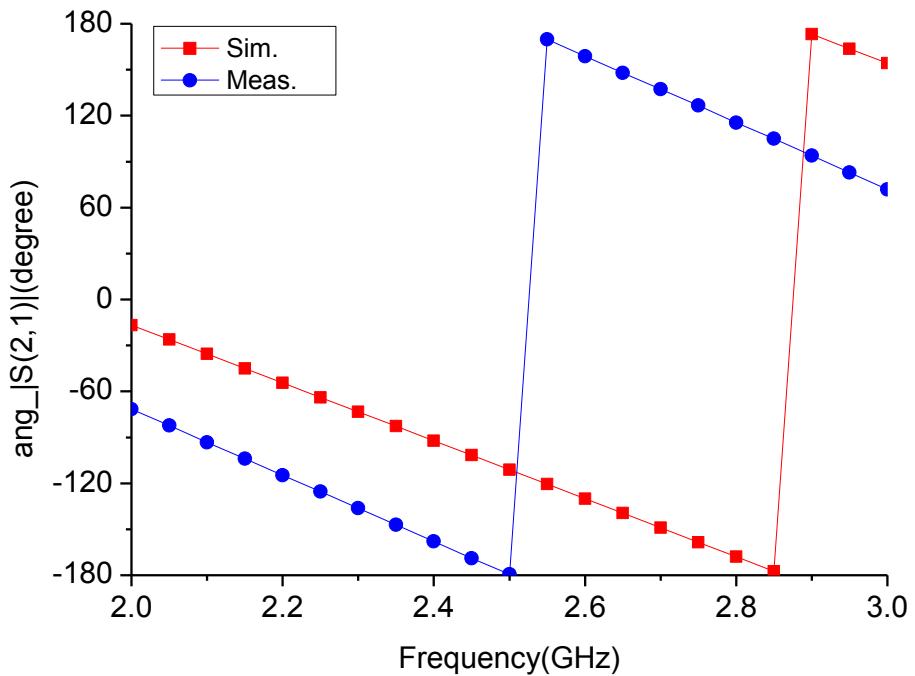


圖 4.15 Line 的反射係數相位於模擬與實作之比較圖

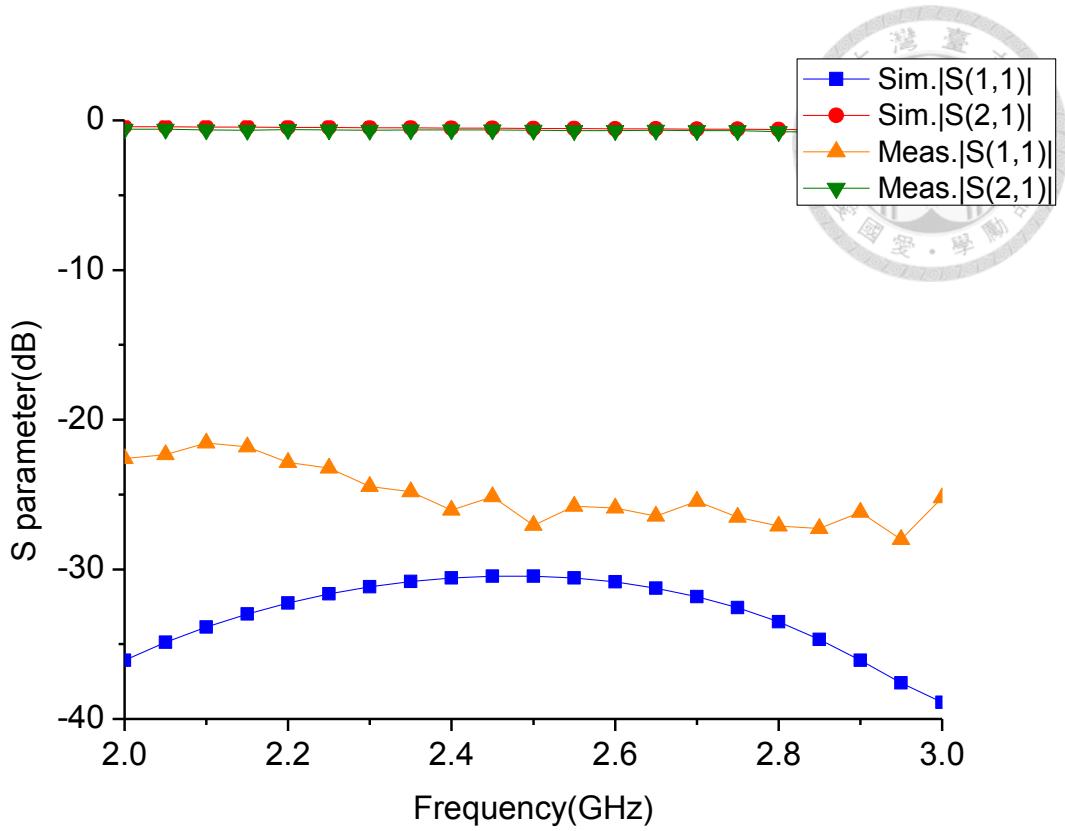


圖 4.16 Through 的反射係數於模擬與實作之比較圖

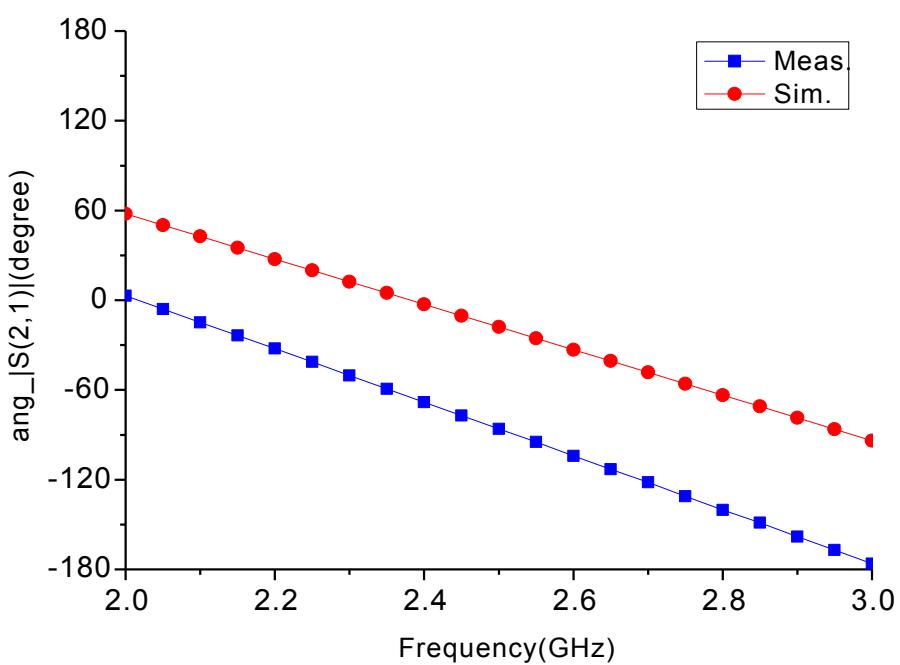


圖 4.17 Through 的反射係數相位於模擬與實作之比較圖

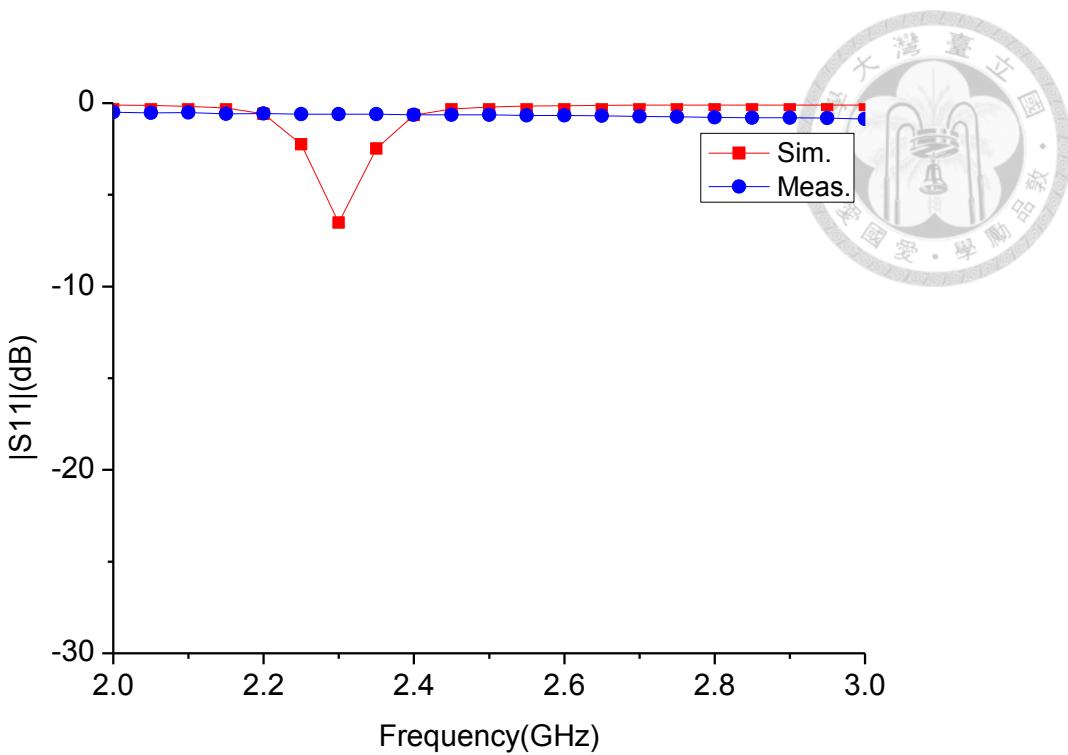


圖 4.18 Reflect 的反射係數於模擬與實作之比較圖

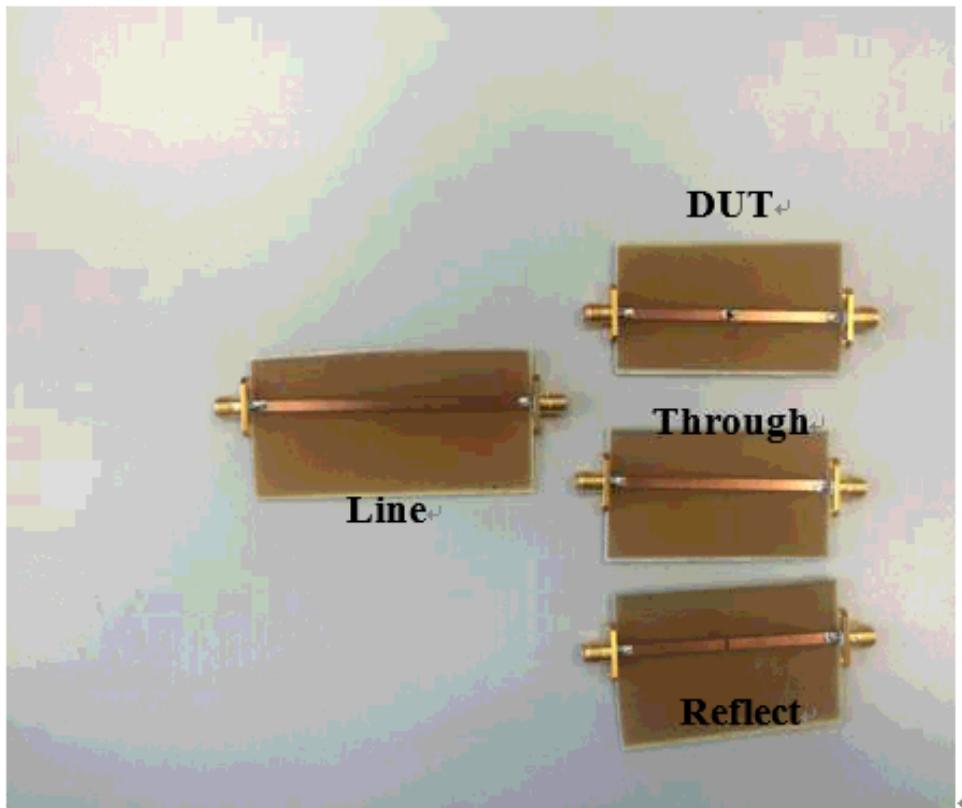


圖 4.19 TRL 校具實作圖

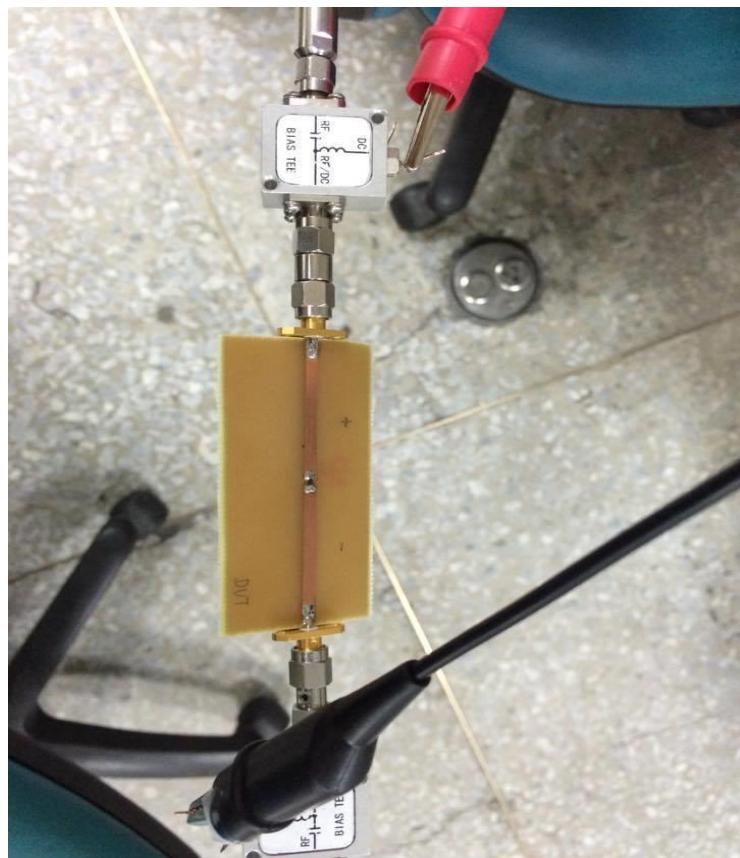


圖 4.20 二極體量測示意圖

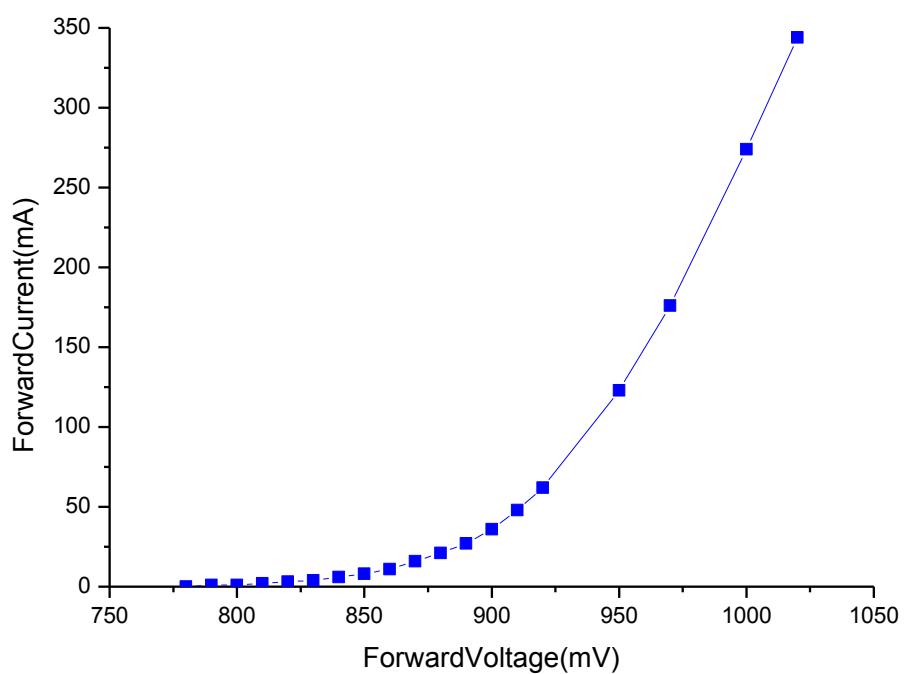


圖 4.21 二極體 DC-IV 曲線

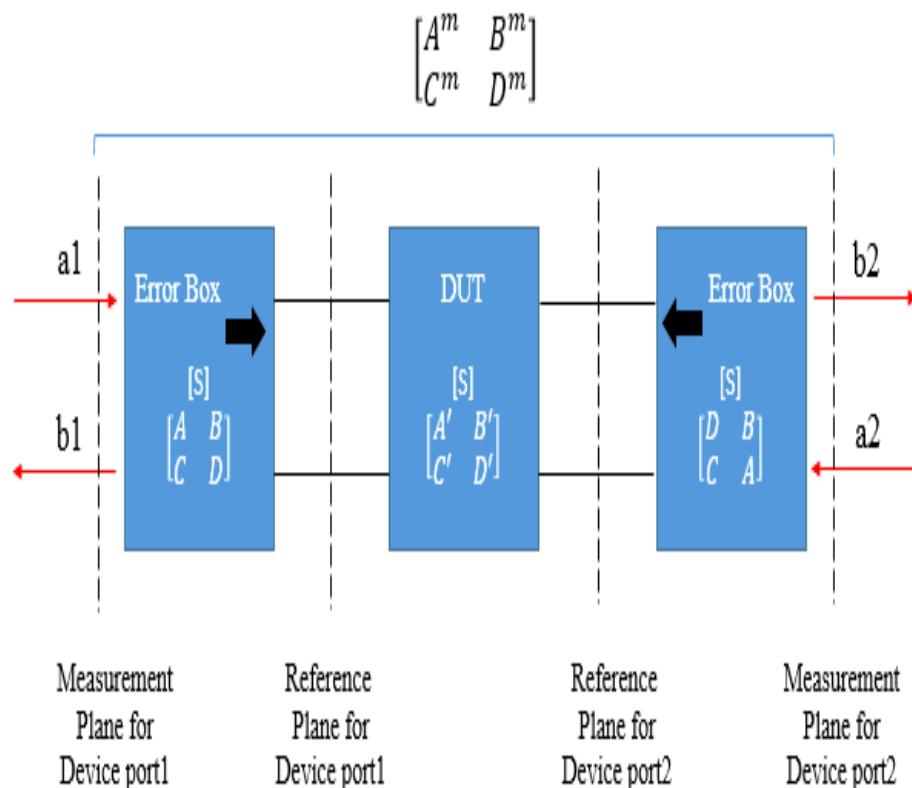
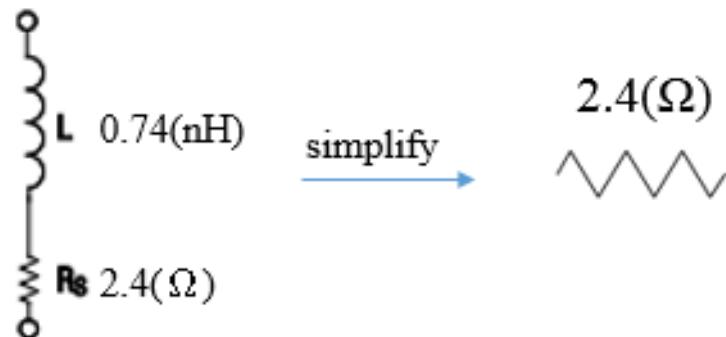


圖 4.22 雙埠元件的網路分析儀量測方塊圖[18]



$$\begin{array}{ll} A=1 & B=Z \\ C=0 & D=1 \end{array}$$

圖 4.23 常用的雙埠網路架構與 ABCD 參數對應[18]



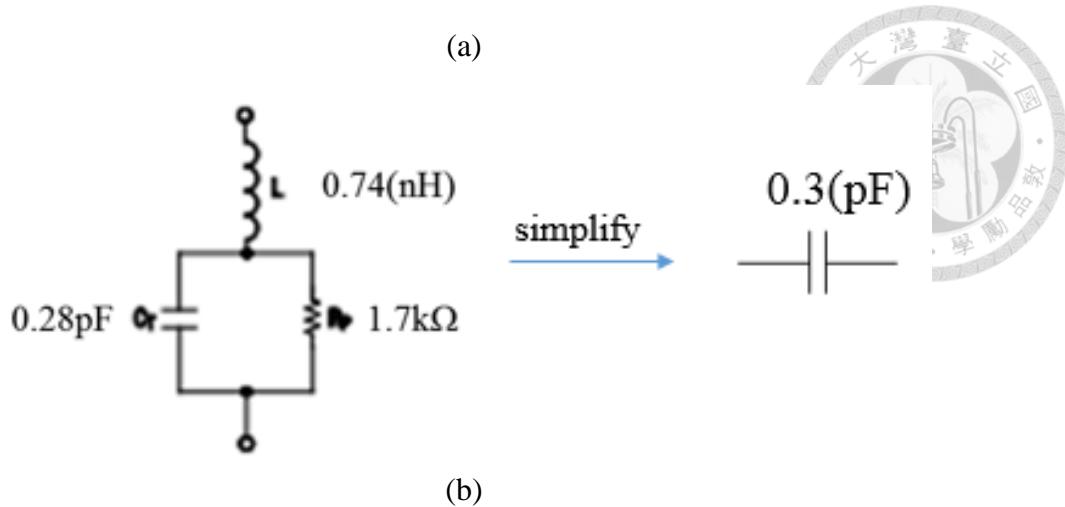


圖 4.24 二極體等效模型

(a)順偏(b)逆偏

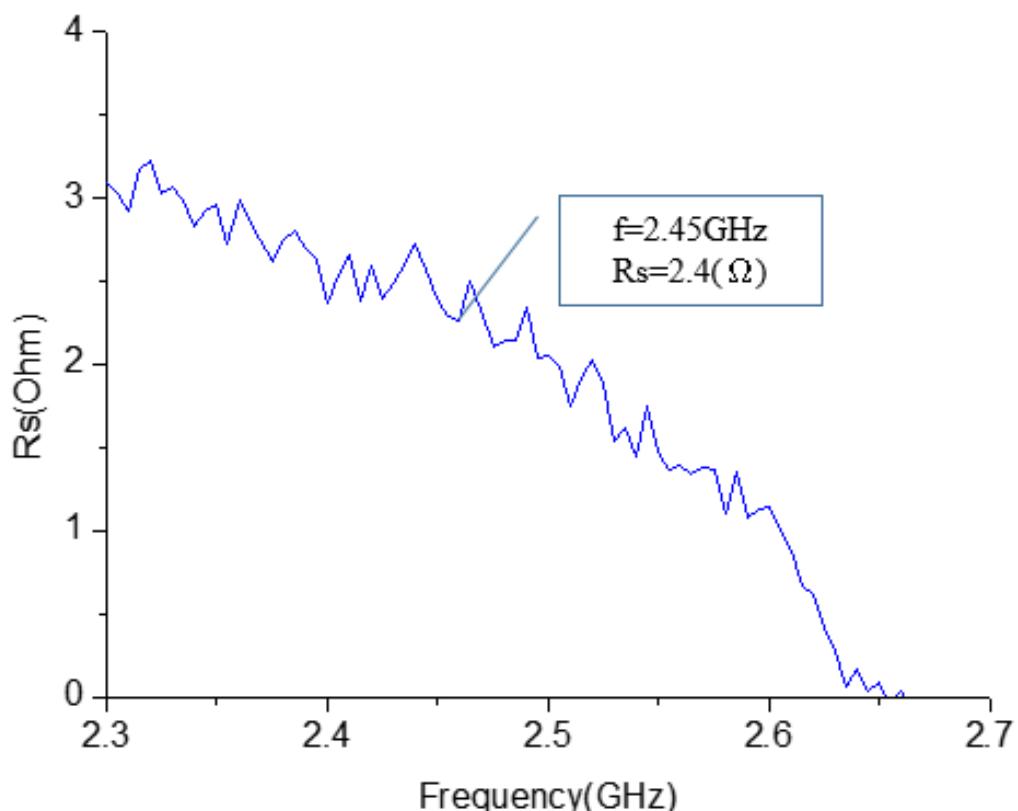


圖 4.25 二極體順偏電壓 1V 下電阻值對頻率作圖

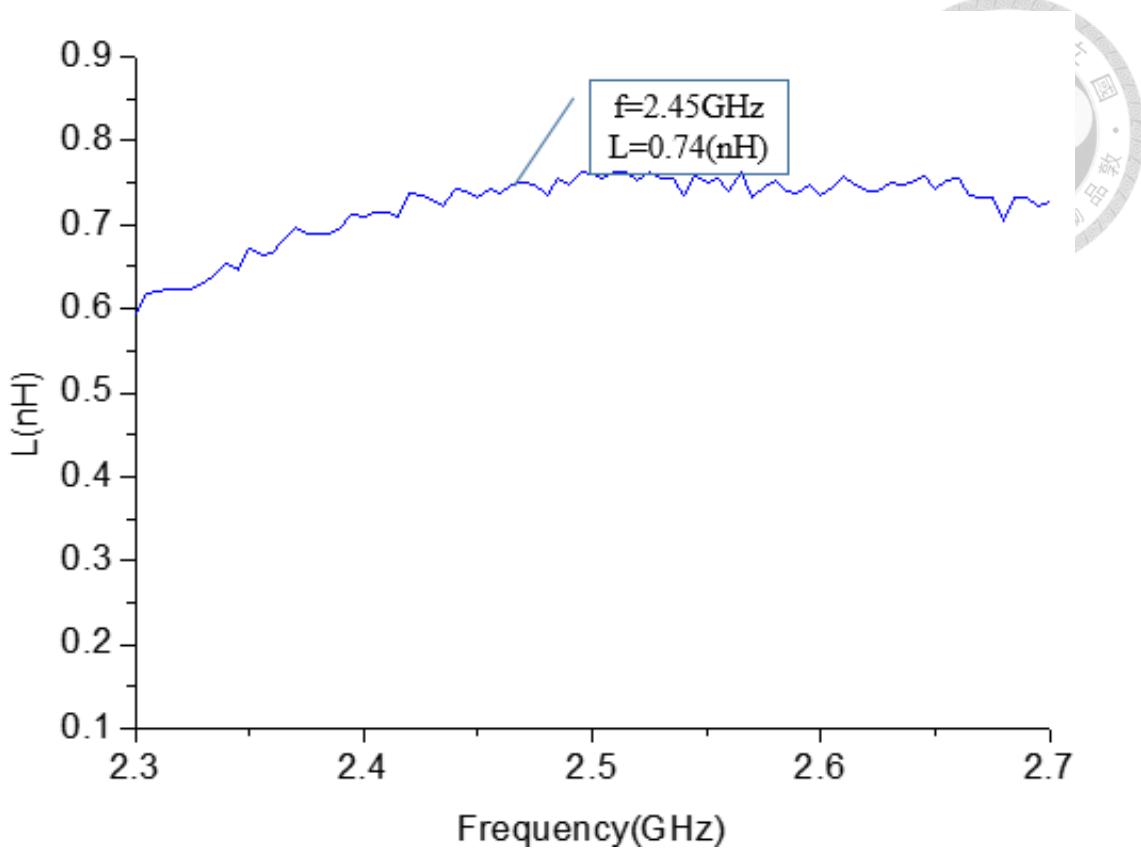


圖 4.26 二極體順偏電壓 1V 下電感值對頻率作圖

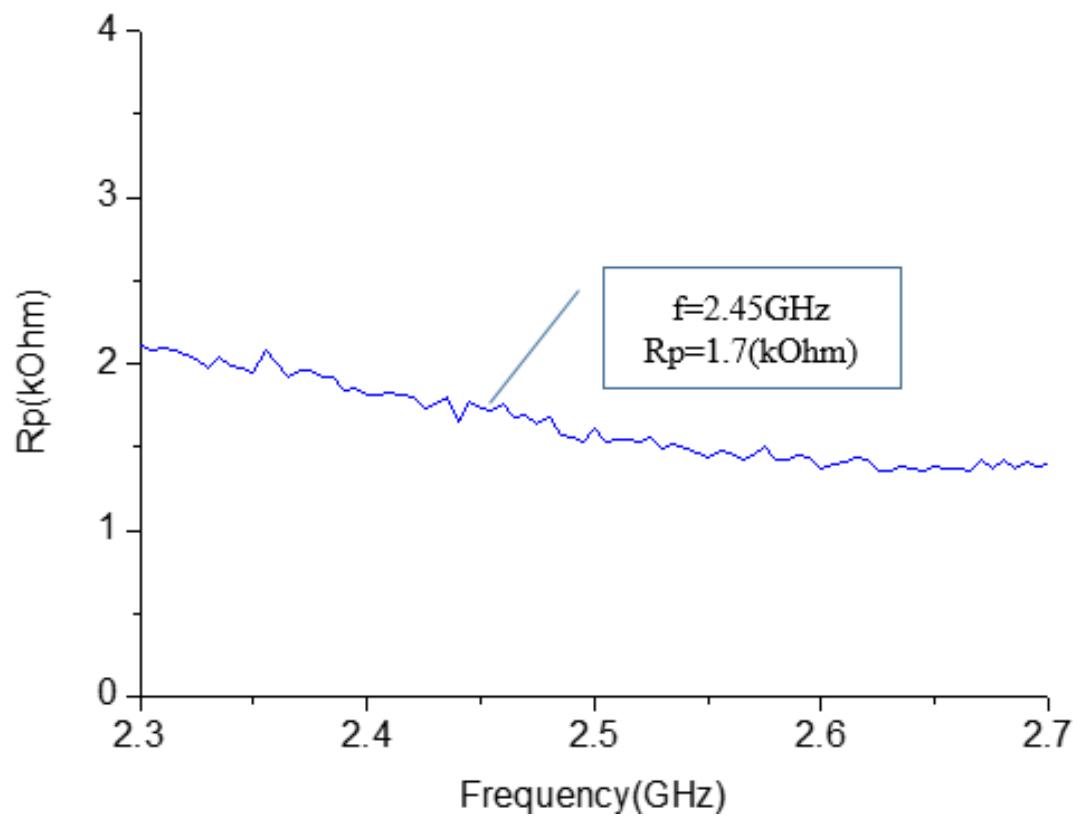


圖 4.27 二極體逆偏電壓 0V 下電阻值對頻率作圖

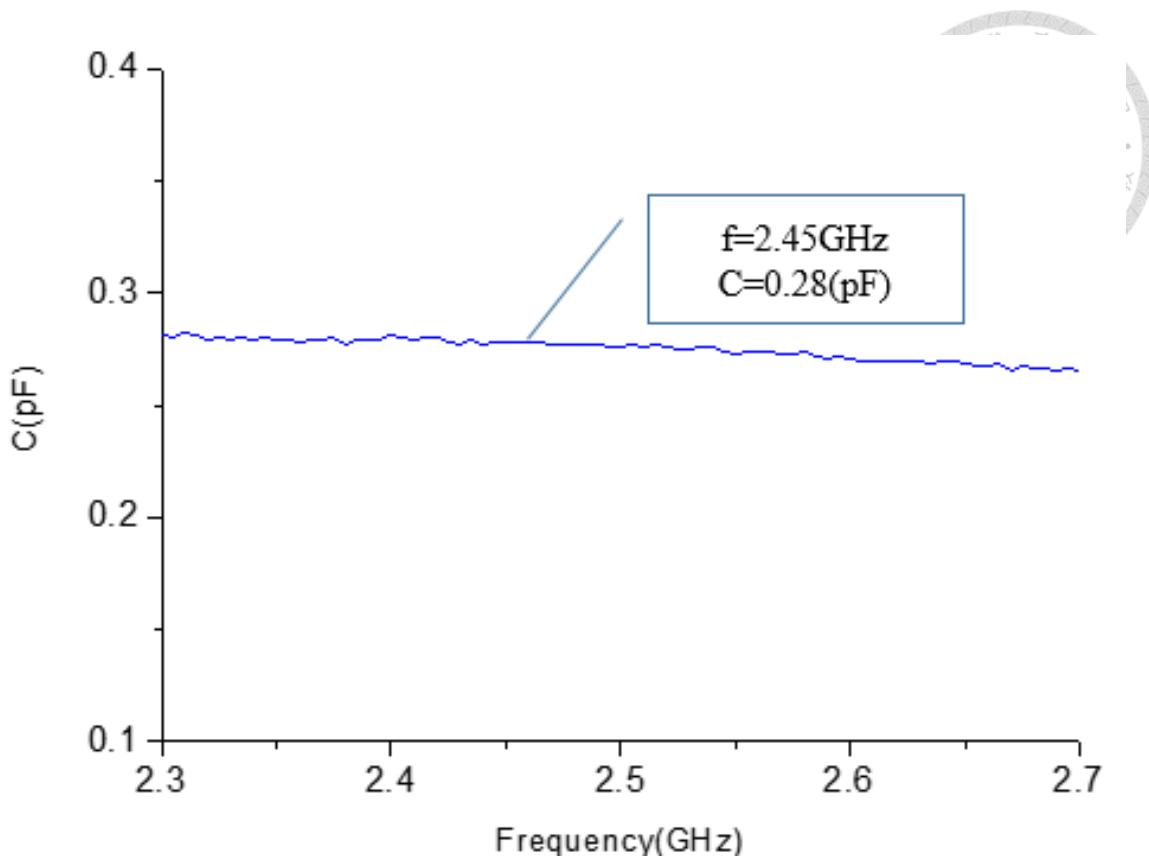


圖 4.28 二極體逆偏電壓 0V 下電容值對頻率作圖

4.2.5 校準後天線版本 2 模擬與量測結果

經由上一個小節的二極體模型萃取後我們將圖 4.29 的架構修改為下表 4.2 所示之參數，圖 4.30 與圖 4.31 為 S 參數與場型量測圖，由此兩張圖可以看出在量測時我們盡量將偏壓線放置在-Z 方向並盡量垂直天線，避免其跨越槽孔而影響天線本身的特性。圖 4.32~4.48 為校準後天線版本 2 的模擬與量測結果，首先由圖 4.32 為例，此時天線為第一埠饋入且偏壓為 $V_1=0V$ 使二極體不導通，極化為右圓極化，可以看出在我們所求得的二極體逆偏模型($C=0.3\text{pF}$)，代入模擬後與實際結果量測非常吻合，至於天線軸長比如圖 4.33 也可以看出和圖 4.10 相比此次模擬與量測的結果更加貼近，而天線軸長比的值也低於 3dB。接下來同樣為第一埠饋入時偏壓為 $V_1=1V$ 使得二極體導通，此時極化為垂直極化，其反射係數如圖 4.37 所示和校準前的結果圖 4.11 相比，我們所求得的二極體順偏模型($R=2.4 \Omega$)代入並將天線尺寸調整後，可以使得模擬與實作更為吻合且在圖 4.11 時

2.6GHz 的 S 參數值也更為相近。最後由於第一埠與第二埠架構上對稱，因此在模擬與量測的 S 參數與天線軸長比的部分亦為相同。至於場形的部分，由於偏壓線放在-Z 軸，因此可以發現 Cross-pol 部分會較模擬來的大，其中線性極化部分影響較為明顯，但其 Co-pol 與 Cross-pol 皆有相差 10dB 以上，而圓極化的部分則是可以相差到 20dB。最後天線在各個極化下其天線效率均有 70% 左右，而實際增益的部分在左右圓極化皆與模擬一致約有 2.5(dBi)，而 y 方向與 x 方向的線性極化分別為 3.5dB 與 2.5dB 也與模擬結果差距不大。

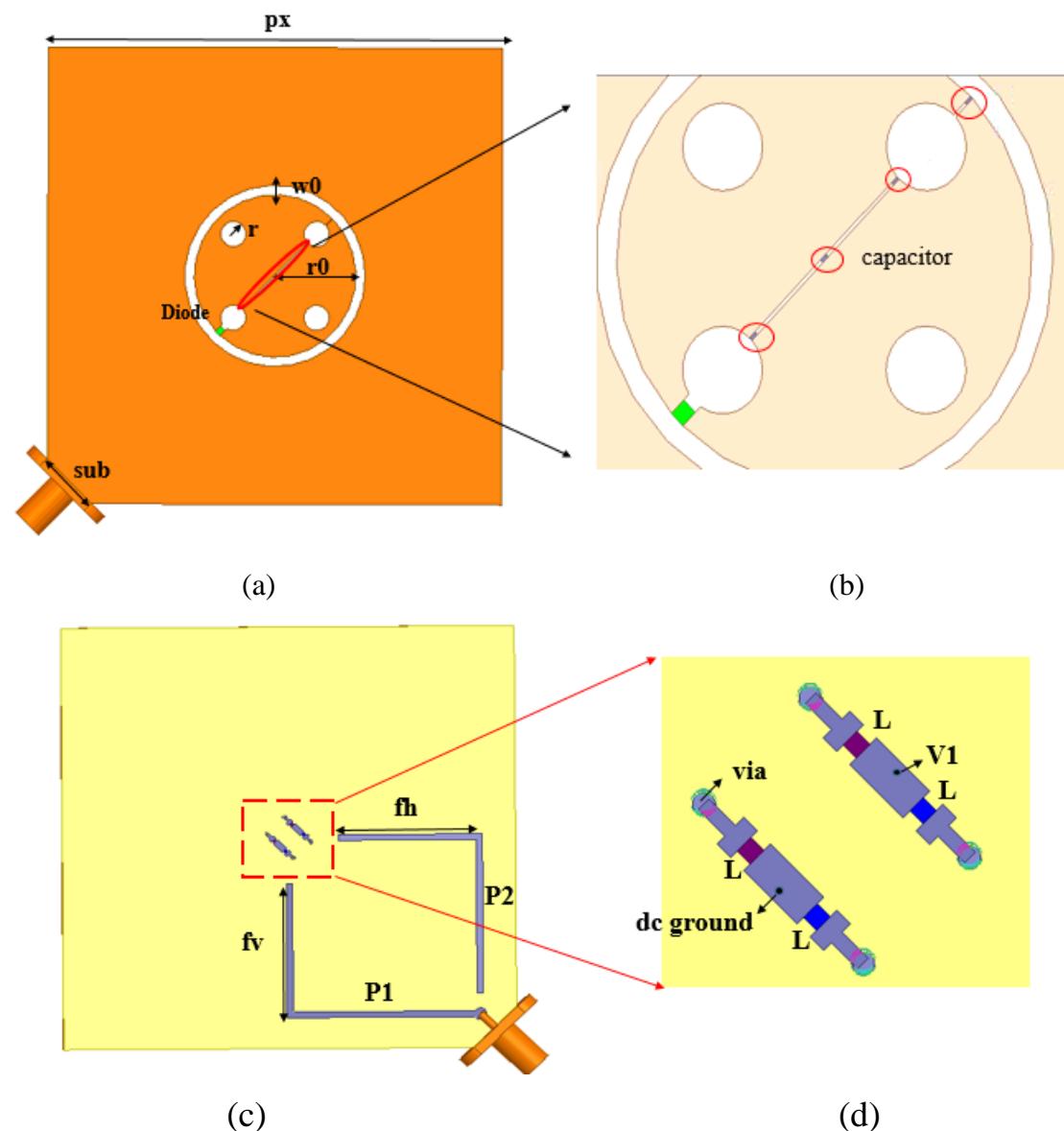


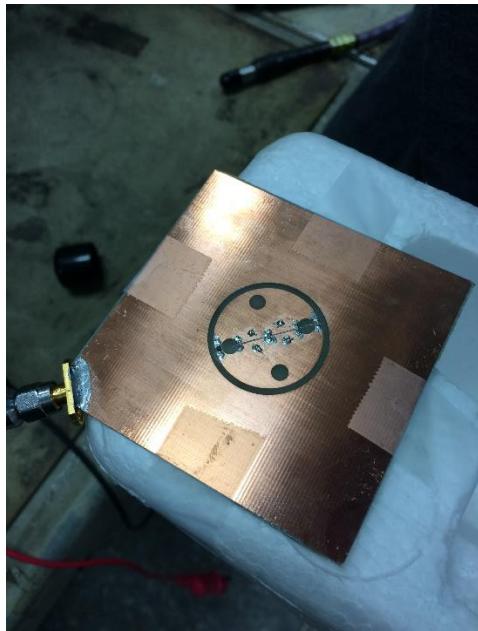
圖 4.29 校準後天線版本 2(phase2)之架構圖

(a)俯視圖(b)直流槽孔(DCslit)放大圖(c)背視圖(d)射頻扼流圈(RFchoke)放大圖



參數名稱	r0	w0	r	px
數值	13.65 mm	1.5 mm	2mm	72.5mm
參數名稱	sub	t	fv	fh
數值	10mm	1.6mm	23mm	23mm

表 4.2 調整後天線版本 2 尺寸表



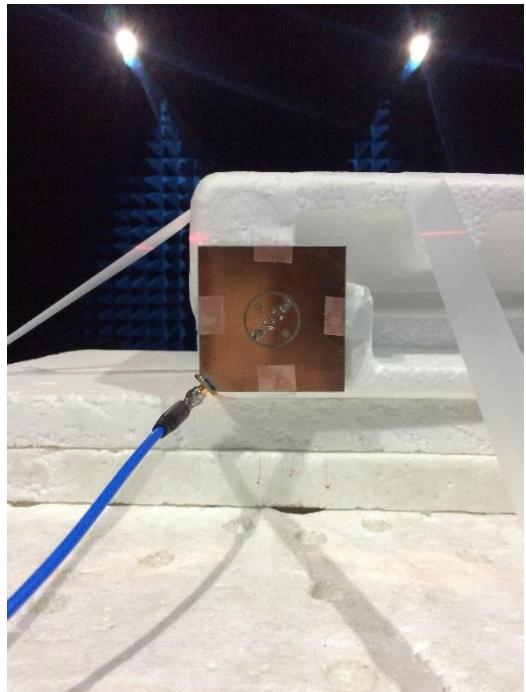
(a)



(b)

圖 4.30 S 參數量測架測圖(以線性極化為例)

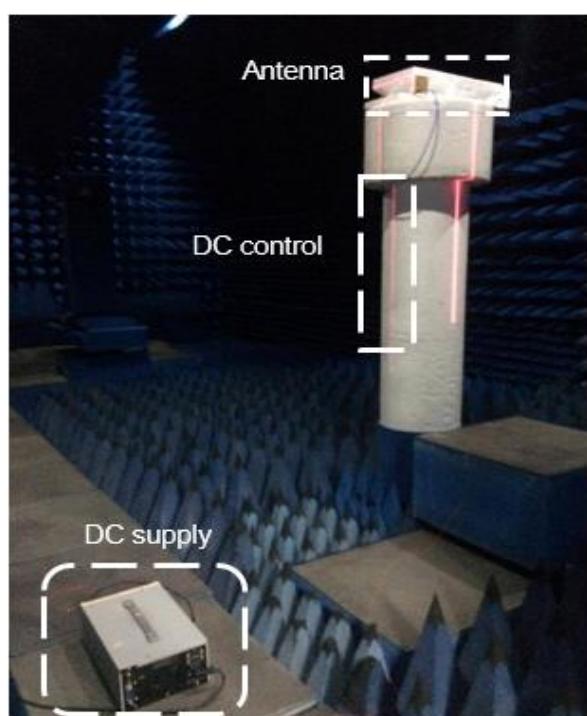
(a) 實際量測圖 (b) 電源供應器狀態



(a)



(b)



(c)



(d)

圖 4.31 場型量測示意圖

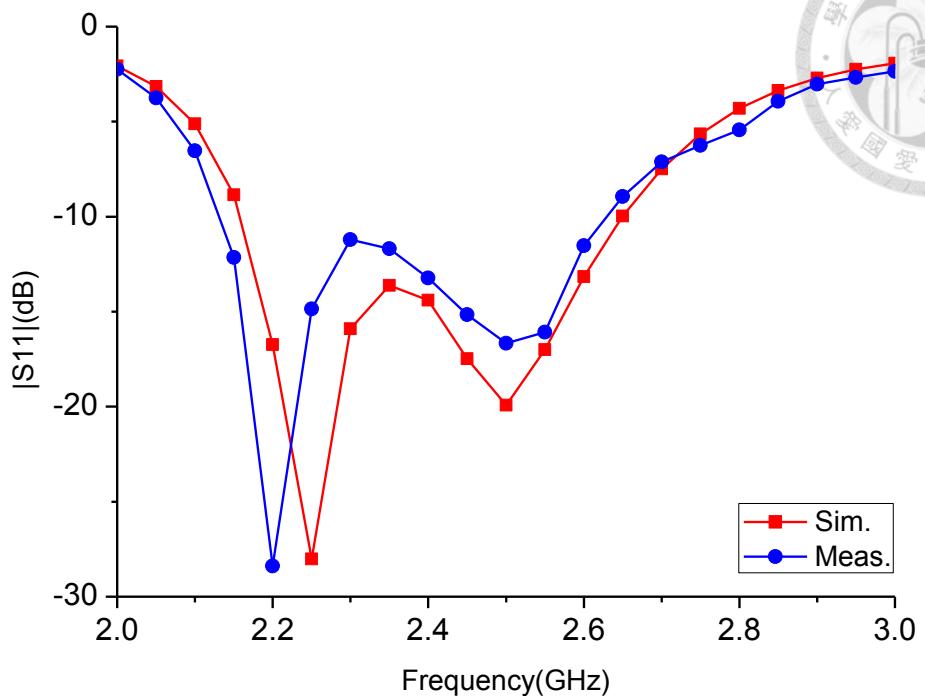
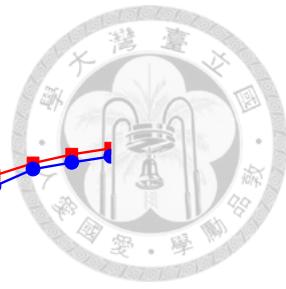


圖 4.32 校準後天線版本 2 右圓極化(+z 方向)的反射係數圖

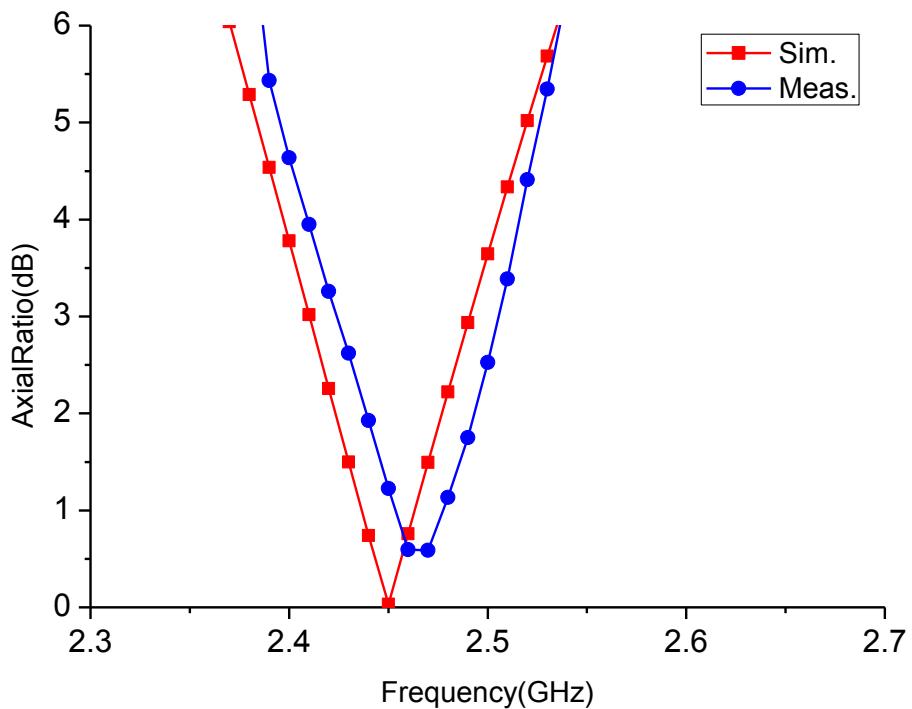
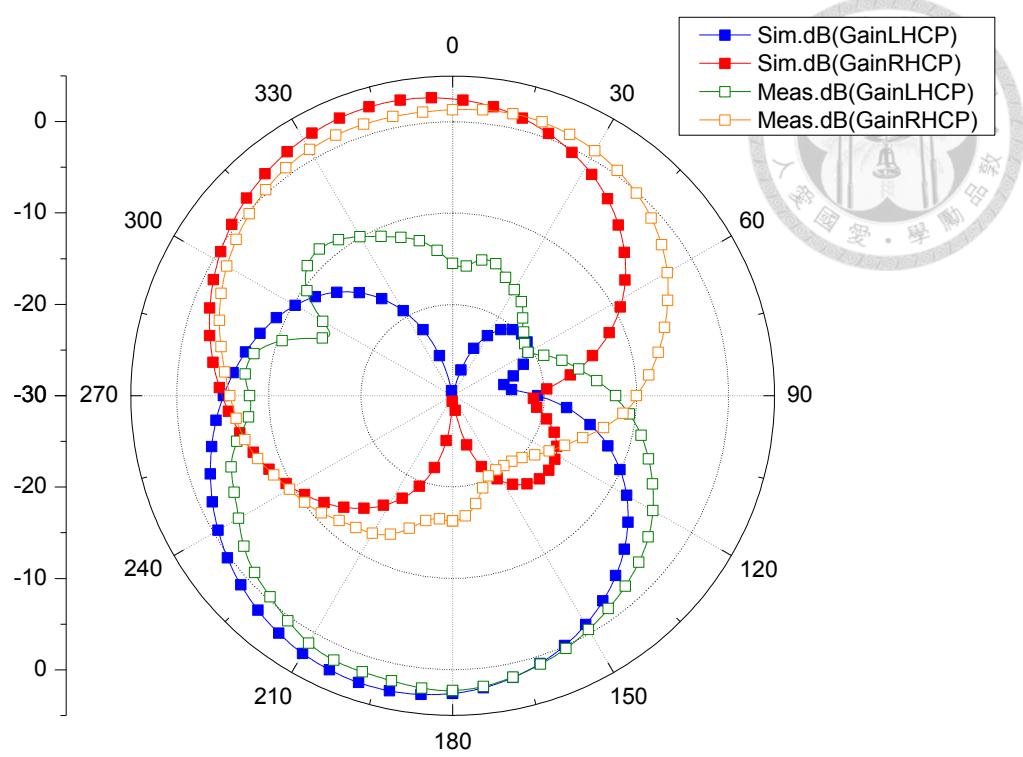
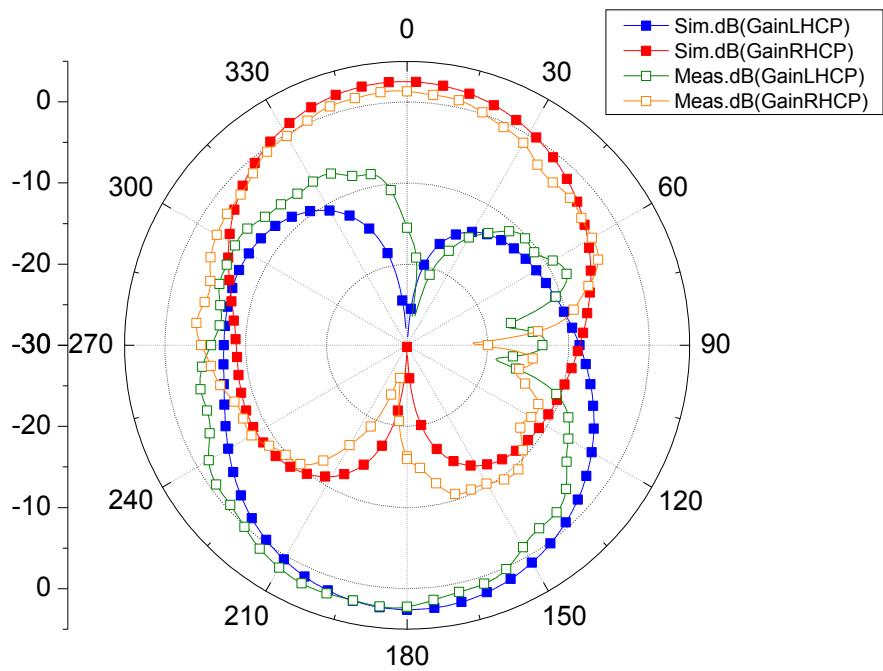


圖 4.33 校準後天線版本 2 右圓極化(+z 方向)的天線軸長比對頻率作圖



(a)



(b)

圖 4.34 右圓極化(+z 方向) 輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面

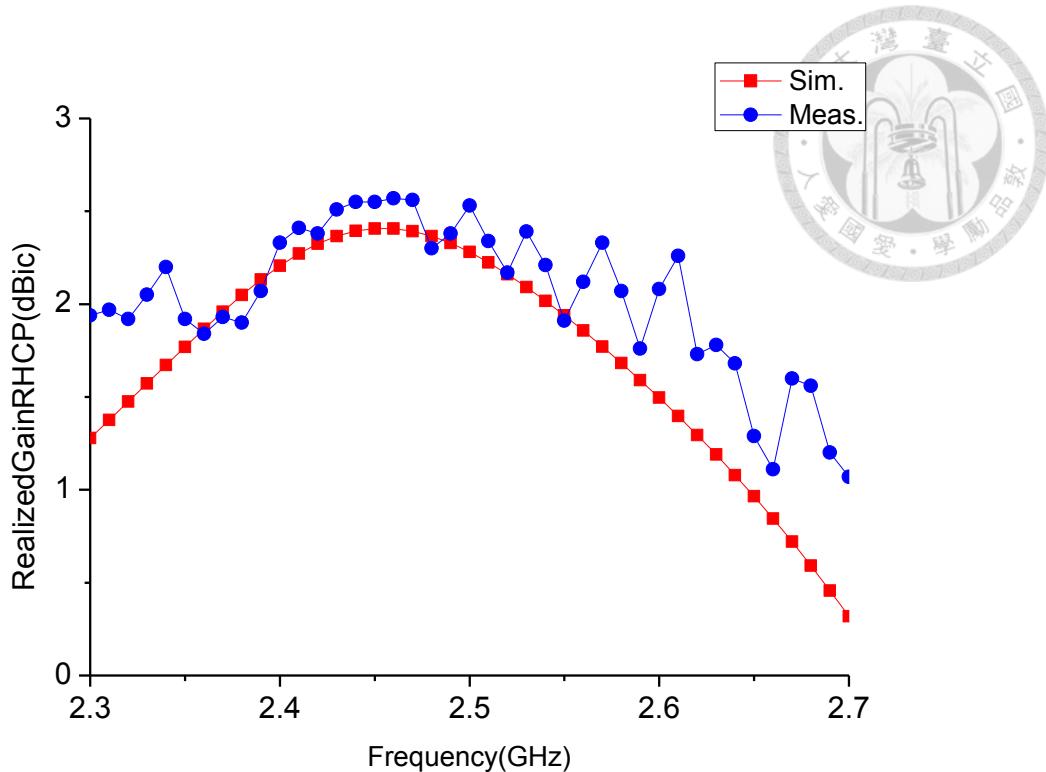


圖 4.35 右圓極化(+z 方向) 下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

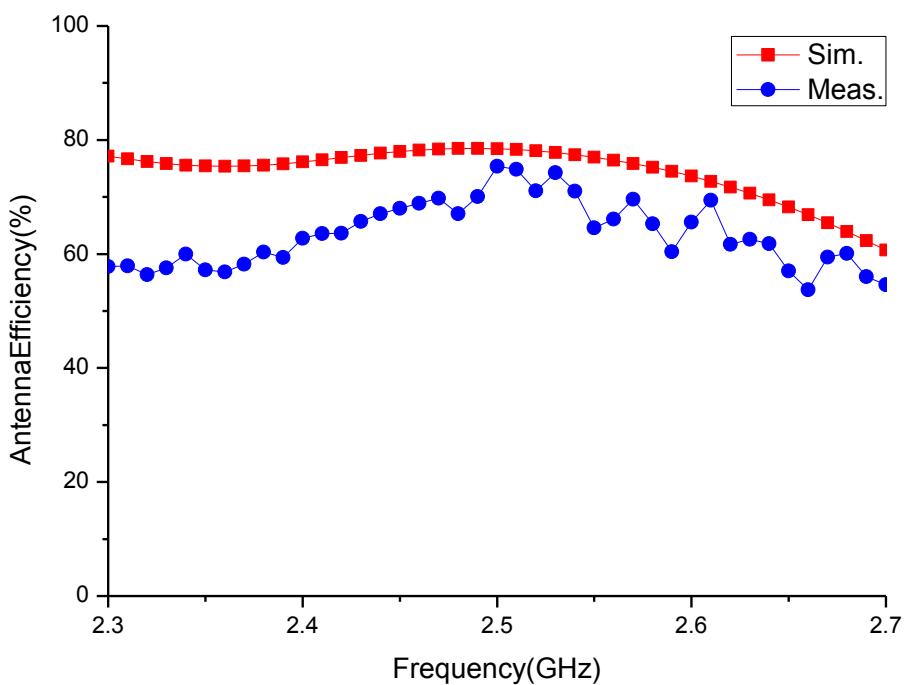


圖 4.36 右圓極化(+z 方向)下天線輻射效率於模擬與實作比較圖

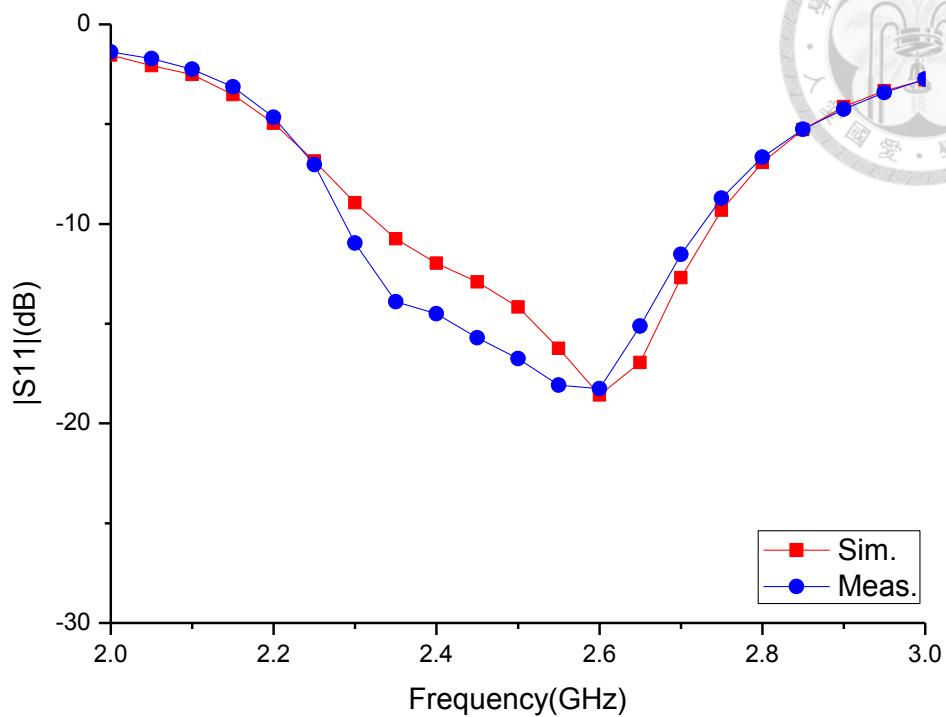
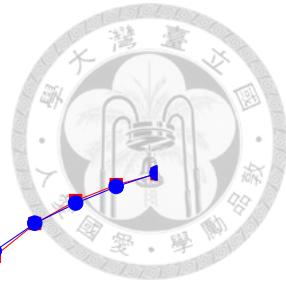
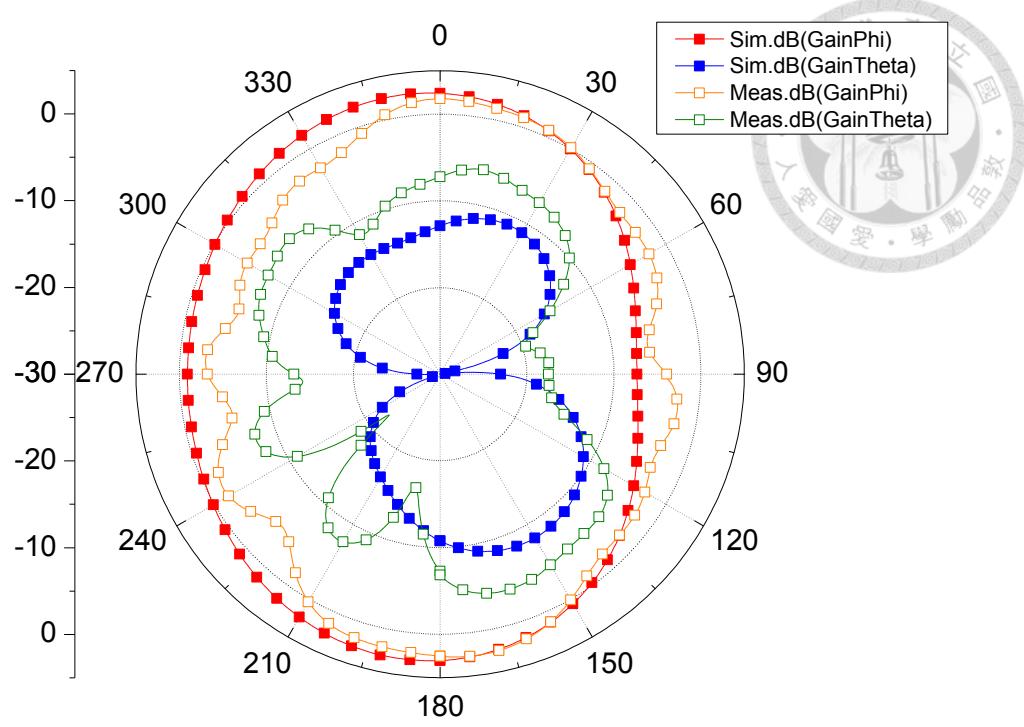
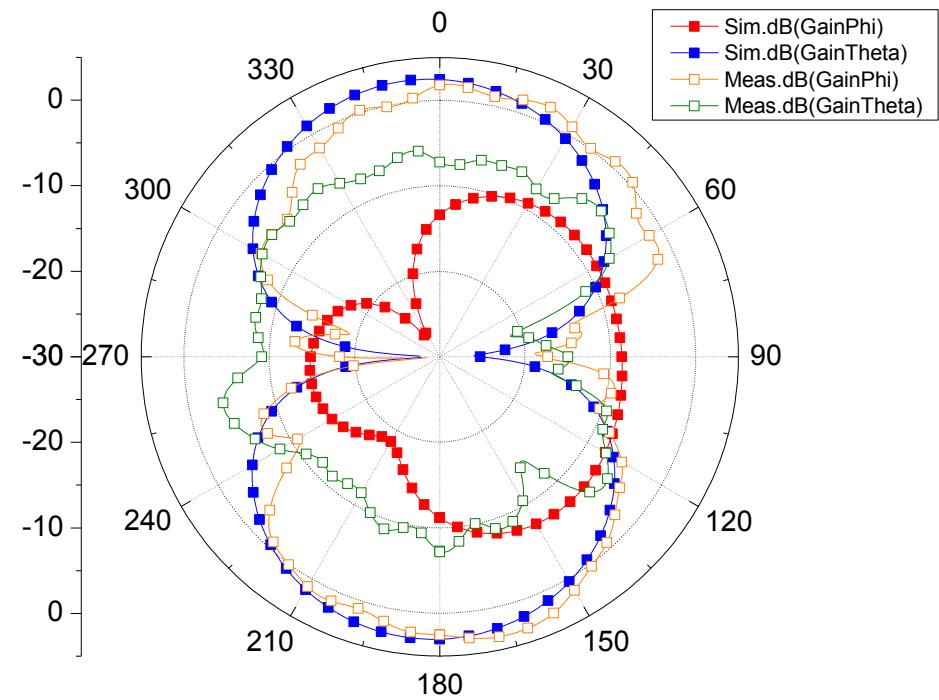


圖 4.37 校準後天線版本 2 的反射係數之頻率響應圖(垂直極化)



(a)



(b)

圖 4.38 垂直極化輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面

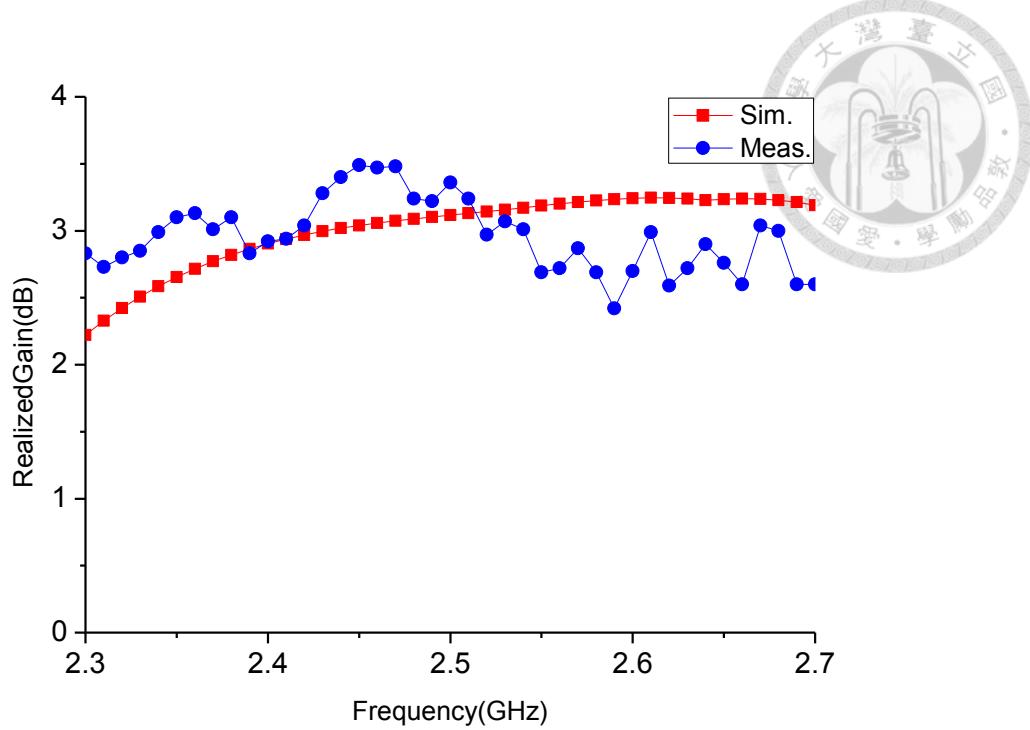


圖 4.39 垂直極化下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

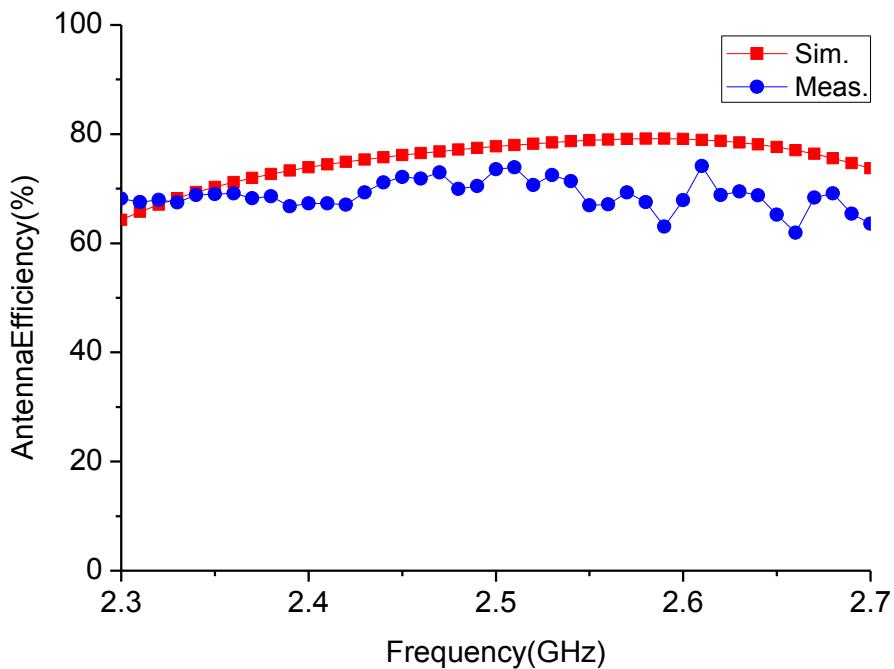


圖 4.40 垂直極化下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

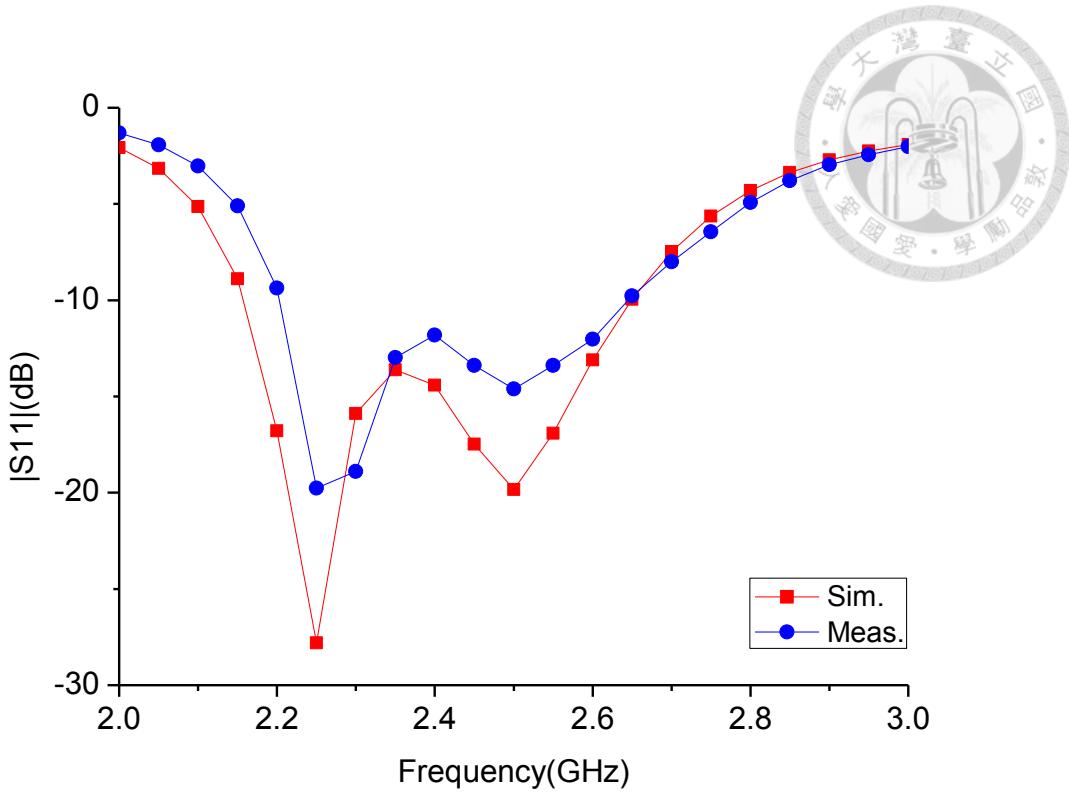


圖 4.41 校準後天線版本 2 左圓極化(+z 方向)的反射係數圖

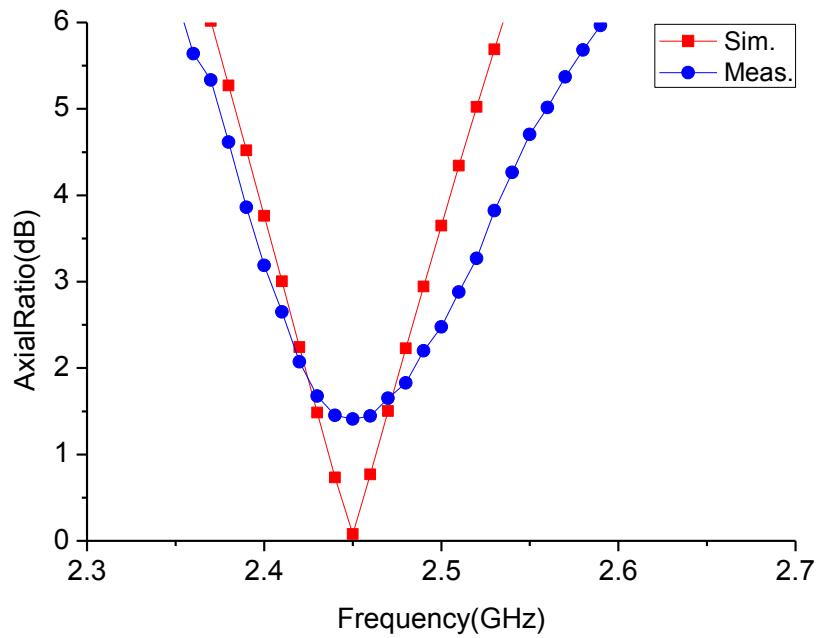
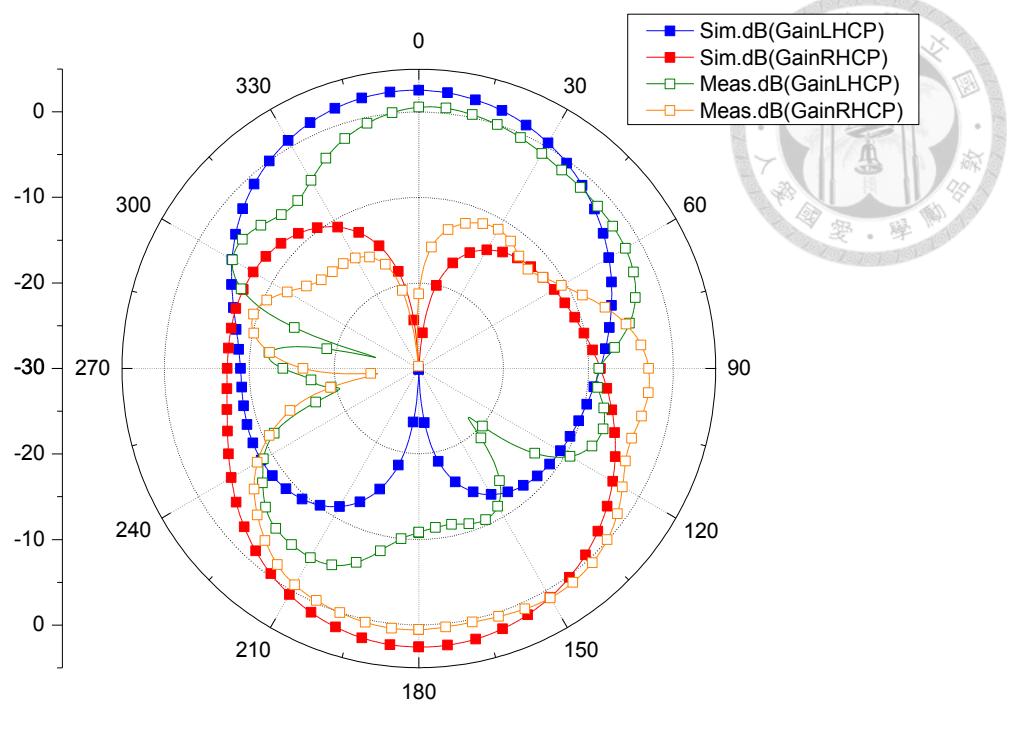
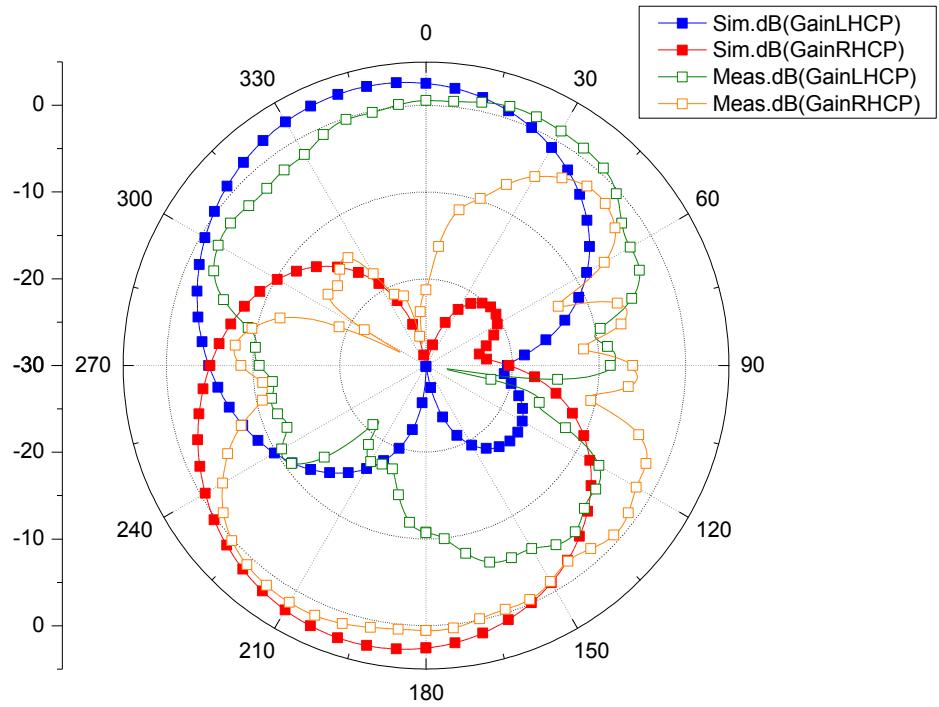


圖 4.42 校準後天線版本 2 左圓極化(+z 方向)的天線軸長比對頻率作圖



(a)



(b)

圖 4.43 左圓極化(+z 方向)輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面(b)YZ 平面

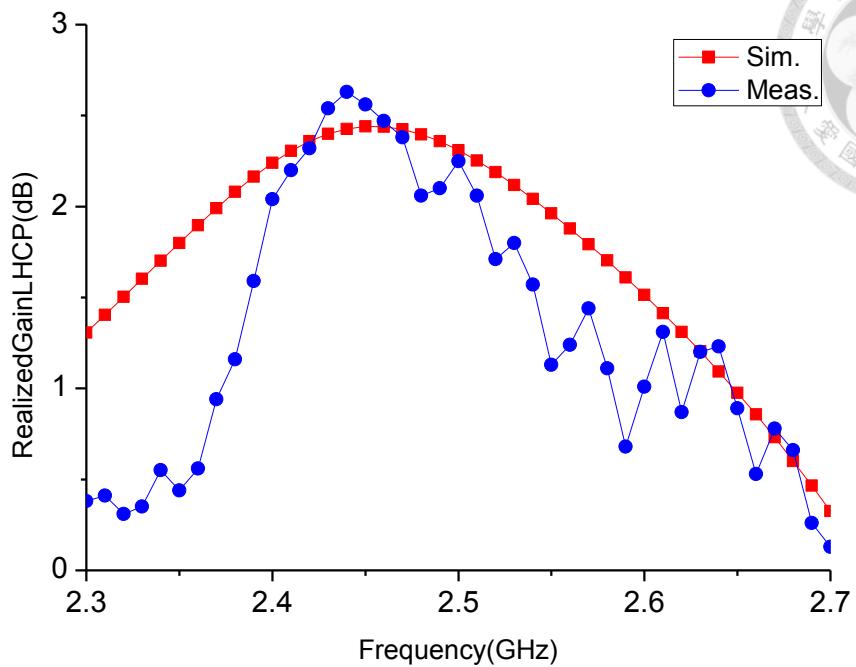


圖 4.44 左圓極化(+z 方向) 下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

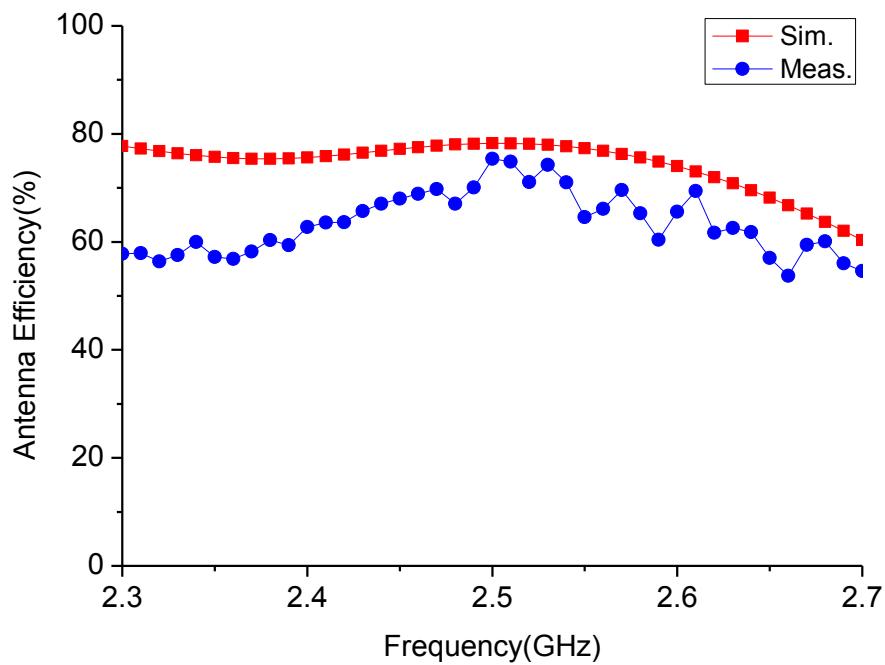


圖 4.45 左圓極化(+z 方向) 下天線輻射效率對頻率作圖於模擬與實作之比較

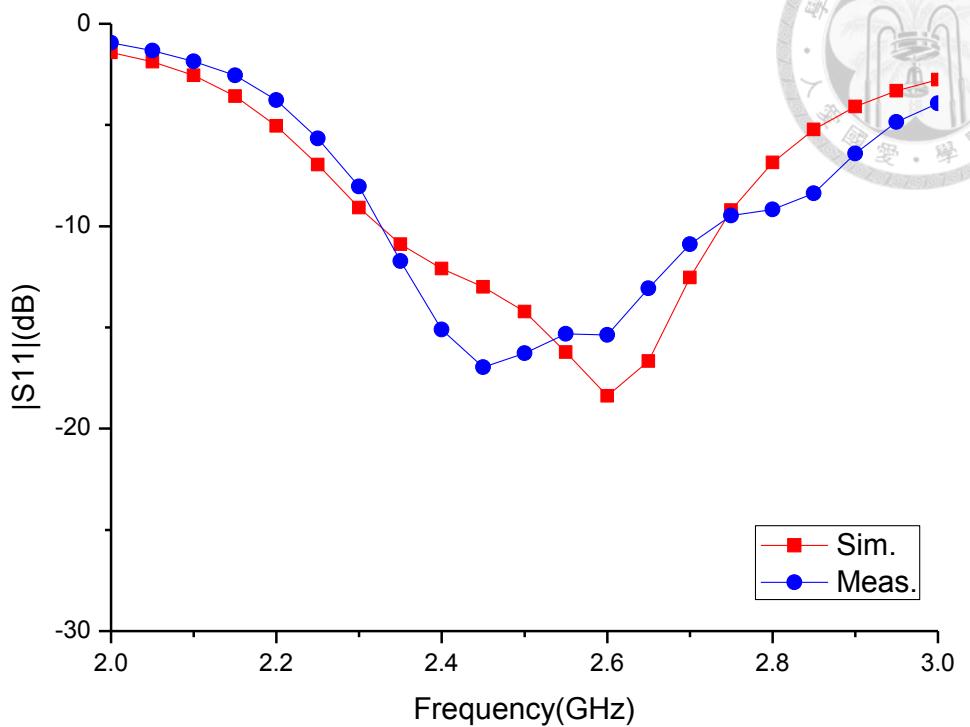
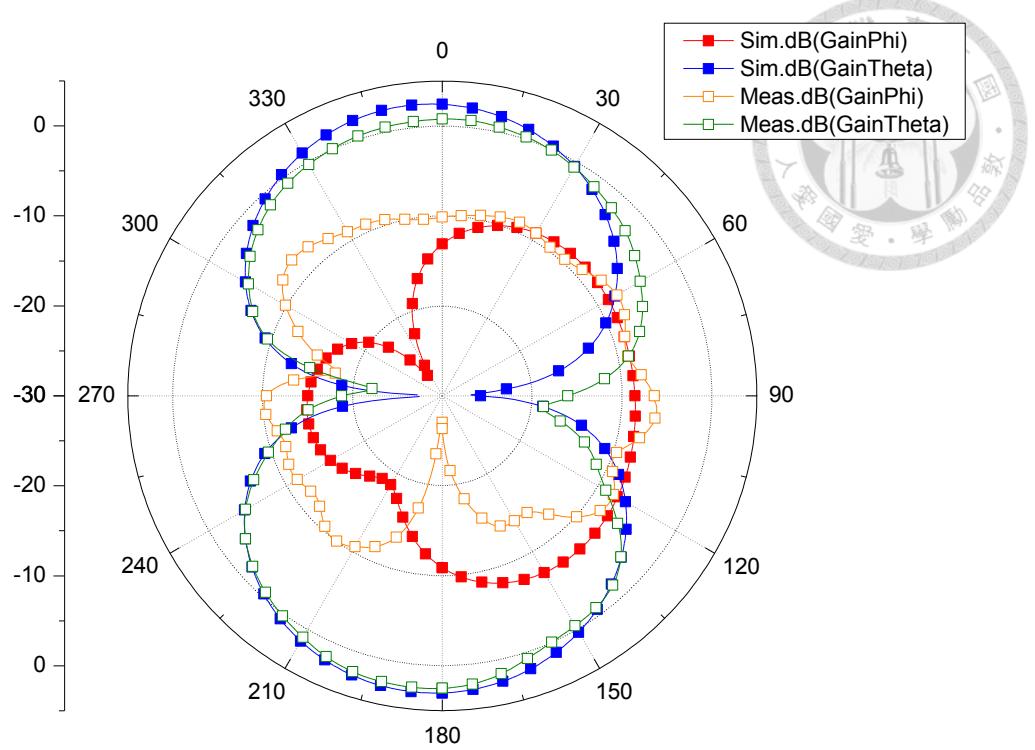
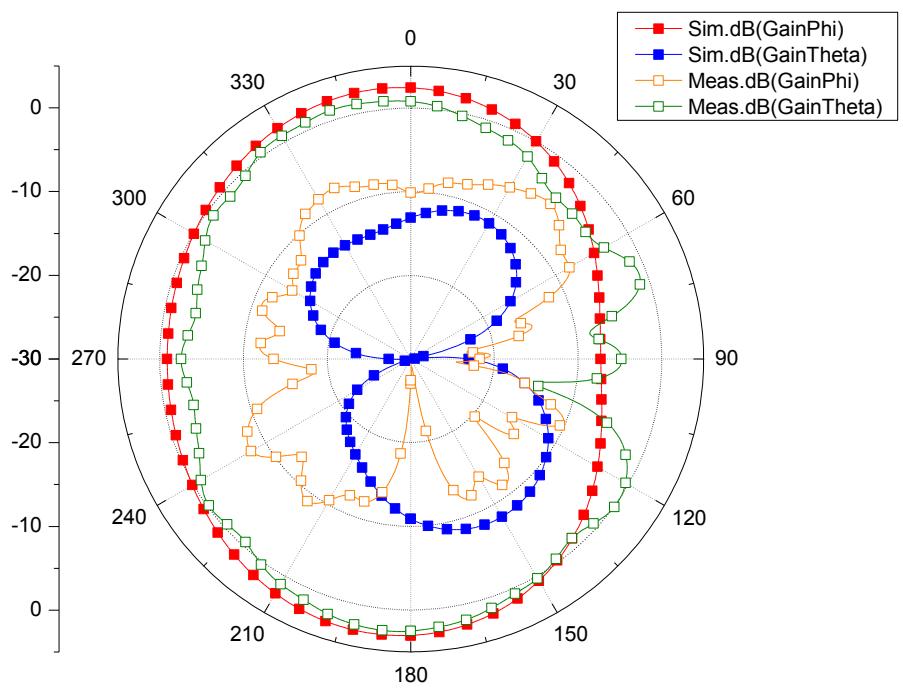


圖 4.46 校準後天線版本 2 的反射係數圖(水平極化)



(a)



(b)

圖 4.47 水平極化輻射場形圖於模擬與實作的比較(2.45GHz)

(a)XZ 平面 (b)YZ 平面

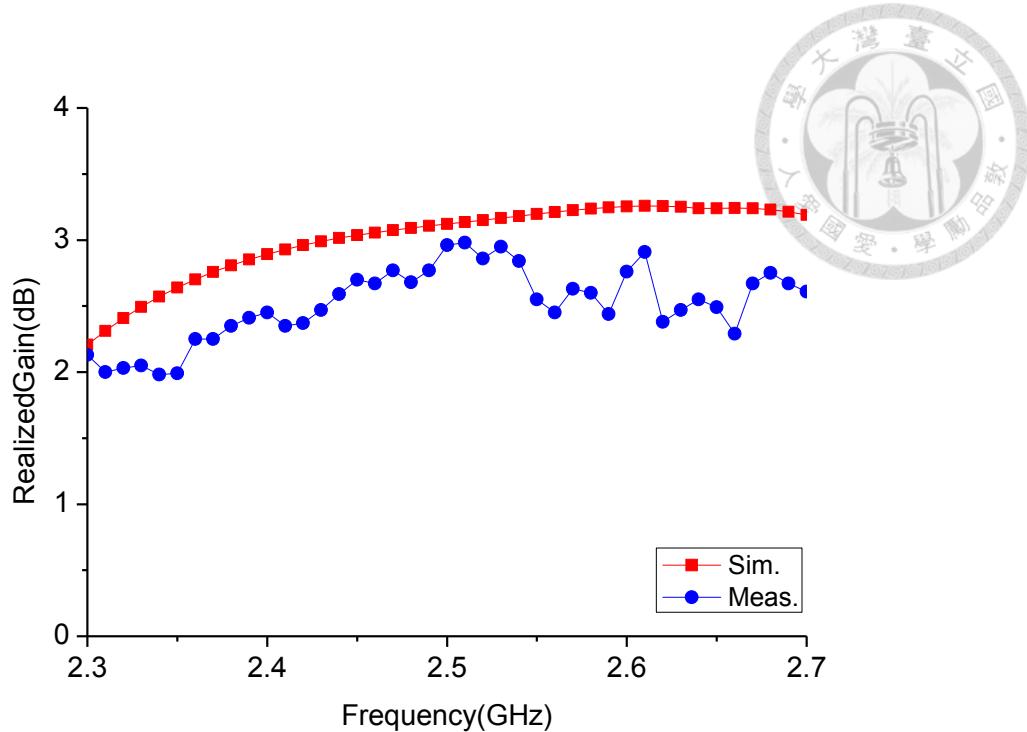


圖 4.48 水平極化下實際增益對頻率作圖於模擬與實作之比較

4.3 開關整合設計

4.3.1 開關簡介

開關晶片得部份我們選擇 SKY13317-373LF，一刀三切的開關，開關的針腳 layout 圖與各針腳的功能見下圖 4.49[19]，而控制真值表見表 4.3，在真值表中”1”的電壓範圍在 $1.8V \sim 5V$ ，”0”的電壓範圍在 $0V \sim 0.25V$ ，而圖 4.50[19]和圖 4.51[19]為開關的反射係數與輸入損耗圖，可以看到在 $2 \sim 3GHz$ 的工作頻段，反射係數約為 $-30dB$ 上下，而輸入造成的損耗約 $0.5dB$ 左右，此外當 RFC 連通到 RF1 時，會給予 RF2 與 RF3 開路的邊界條件。

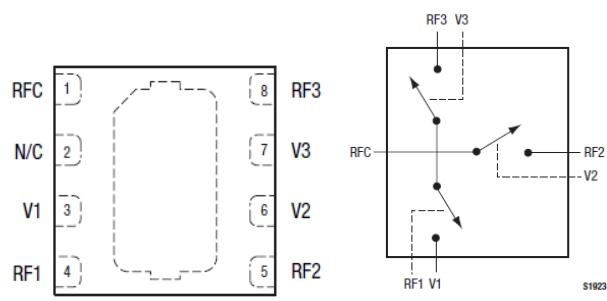


圖 4.49 開關針腳 layout 圖[19]

參數名稱	V ₁	V ₂	V ₃
RFC to RF1	1	0	0
RFC to RF2	0	1	0
RFC to RF3	0	0	1

表 4.3 控制電壓真值表[19]

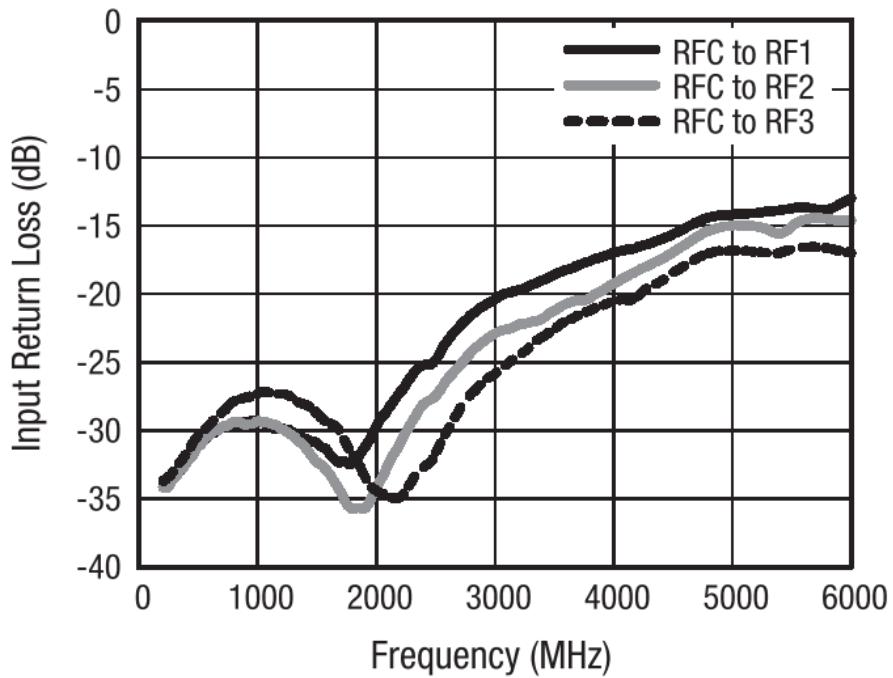


圖 4.50 反射係數圖[19]

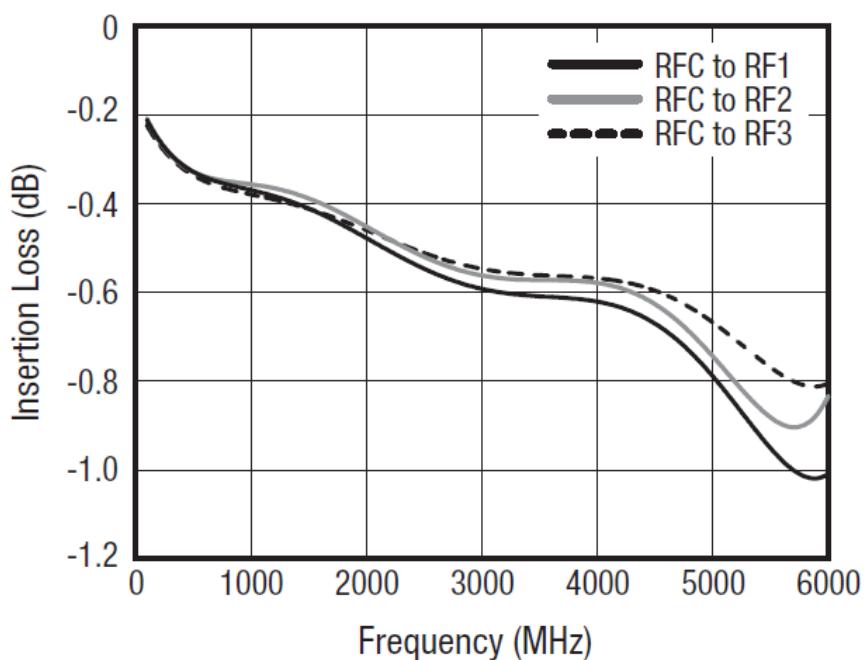


圖 4.51 輸入損耗對頻率作圖[19]



4.3.2 天線版本 3 架構

天線版本 3 設計流程如圖 4.52，在天線版本 2 我們將微帶線都拉到角落並使用一個斜 45 度饋入的 SMA 接頭，當連接了一條 50Ω 微帶線，另一條微帶線就設為開路，這個動作就是為了要配合開關實際在運作的情形，使天線版本 2 在設計上就先讓開關理想化，接著再去模擬與實作開關造成的影响，天線版本 3 整體幾何架構圖與實作圖如圖 4.53 與圖 4.54，除了實裝 switch IC 外，其幾何尺寸均與調整後天線版本 2 一致。如圖 4.53 的示意圖，在開關的模擬部份，當有一埠被激發時，我們就模擬一條 0.2mm 寬的細金屬線去與 SMA 作連結，也因此我們也可以推測開關在連通的時候，就等同於在微帶線之間串聯了一個電感，最後開關旁邊的 3 條細線則是用來控制開關的控制偏壓電路。

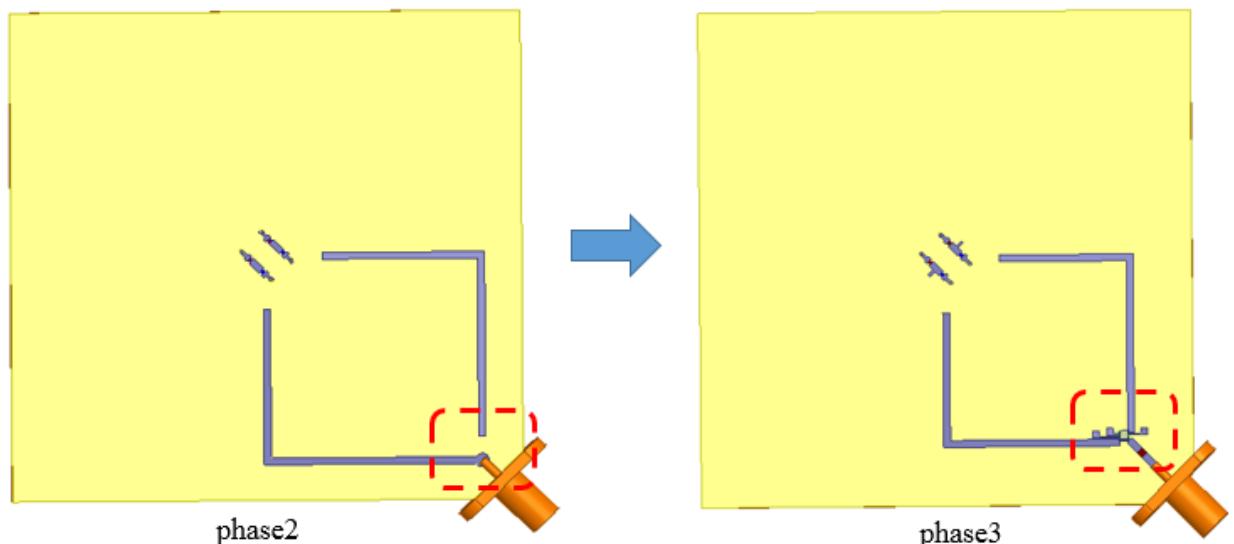


圖 4.52 天線版本 3 設計流程示意圖

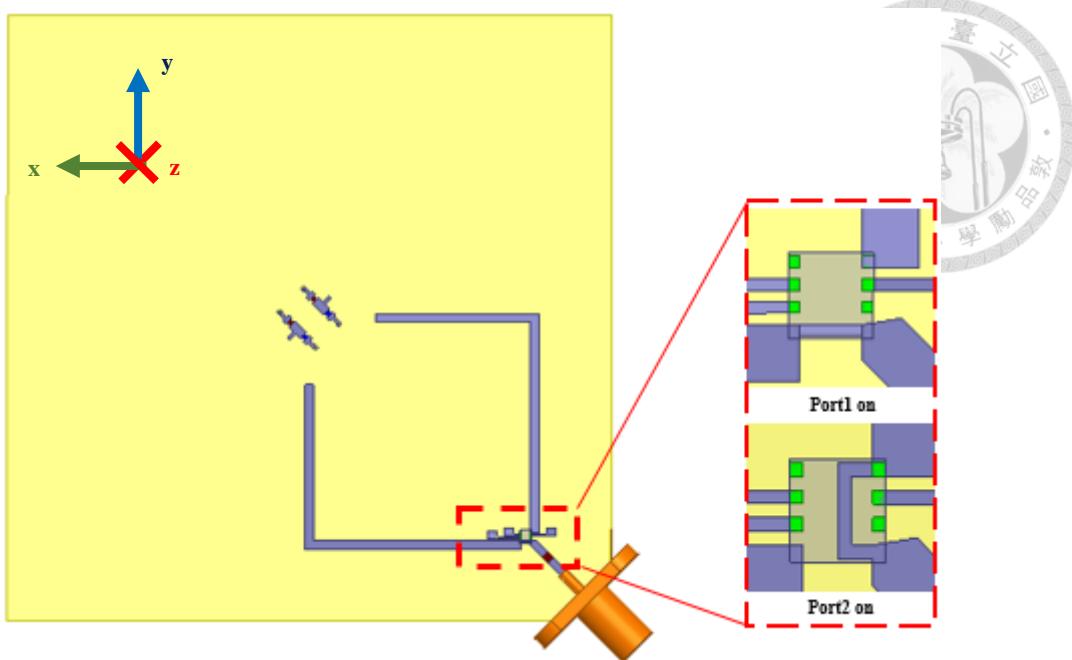


圖 4.53 天線版本 3 之背視圖

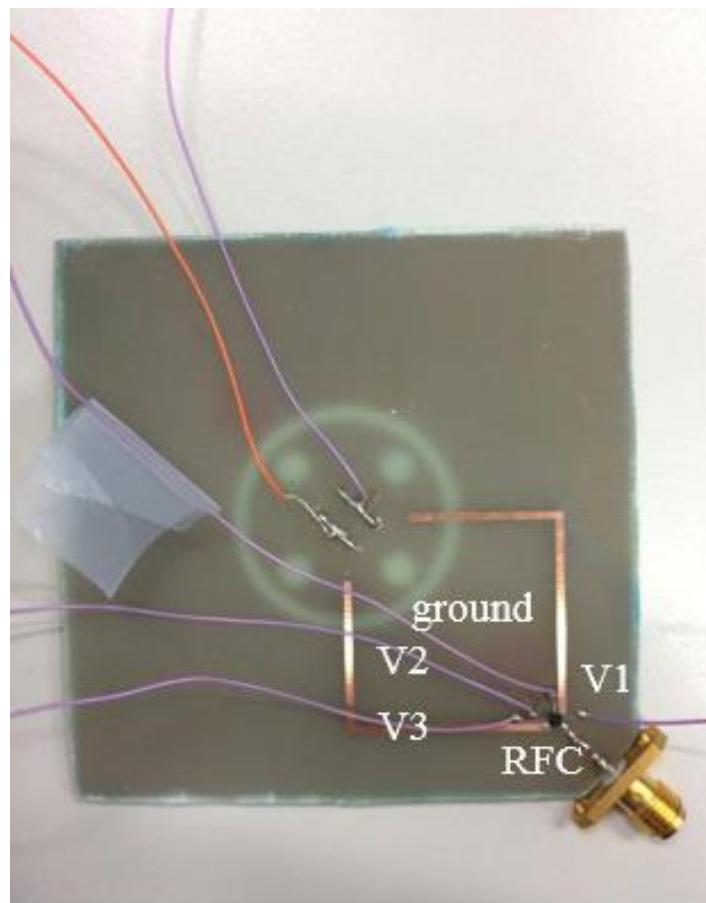


圖 4.54 天線版本 3 之原型背視圖



4.3.3 天線版本 3 模擬與量測結果

下圖 4.55 到 4.58 為天線版本 3 反射係數模擬與量測結果，我們發現在圓極化的部分匹配的 level 較模擬減少了不少，而線性極化的頻寬也較模擬變小，這是由於在圖 4.53 的模擬圖並沒有將真正的開關等效模型給代入，因此我們無法預測其 switch IC 所產生的寄生電容電感值對於圓極化以及線性極化部分的影響，至於天線版本 3 場型的部分，參考圖 4.54 可得知要完整的偏壓控制的話需要有八條線連接電源供應器，由於偏壓線的數量較多在量測時轉台會有被線纏繞住的問題，因此場形部份我們在下一個章節由 USRP 平台直接進行實測，來比較不同極化與距離下信號所接收到的情形。

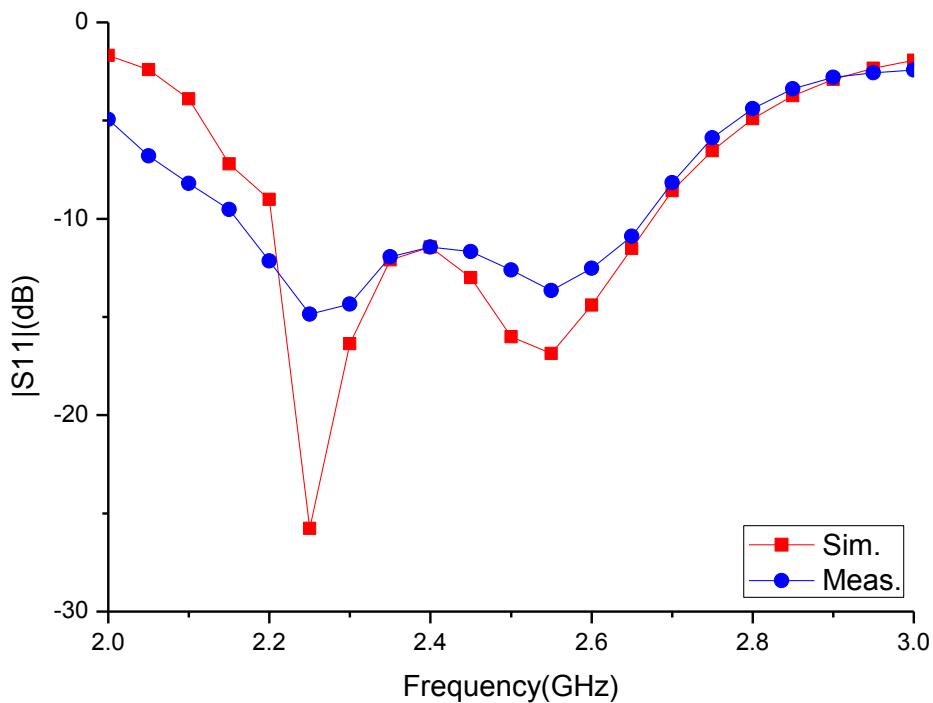


圖 4.55 天線版本 3 右圓極化(+z 方向)反射係數對頻率作圖

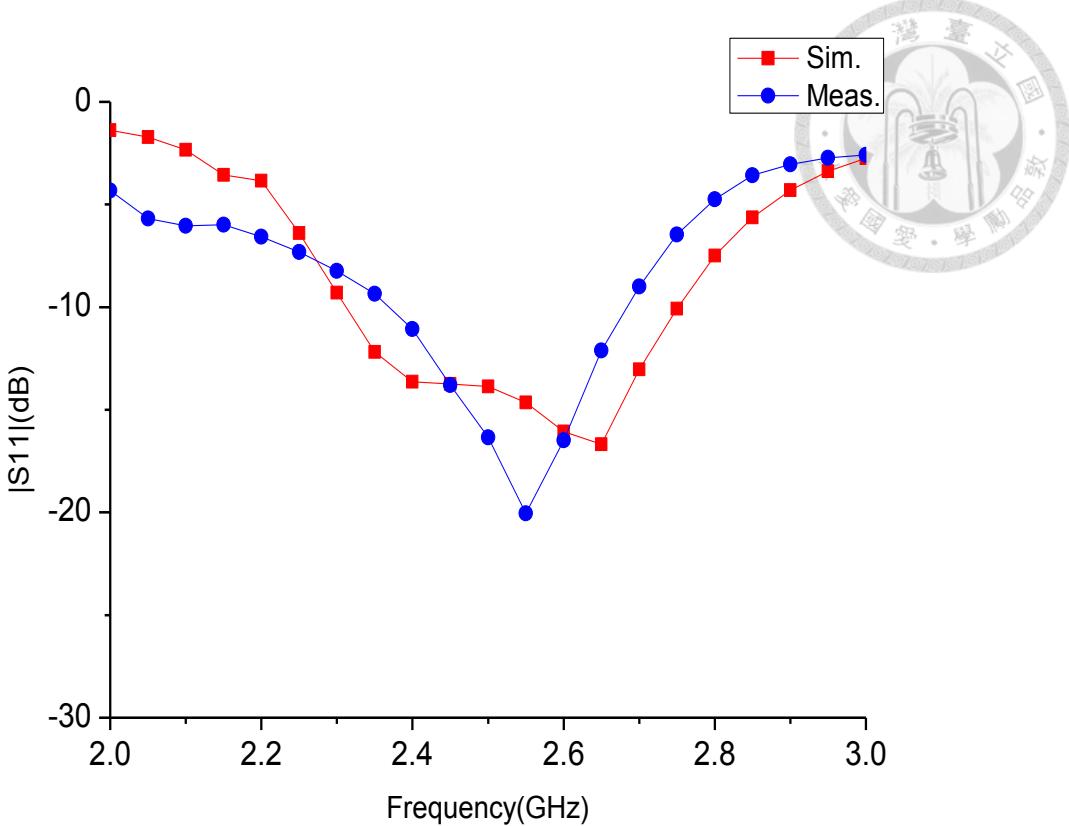


圖 4.56 天線版本 3 反射係數對頻率作圖(垂直極化)

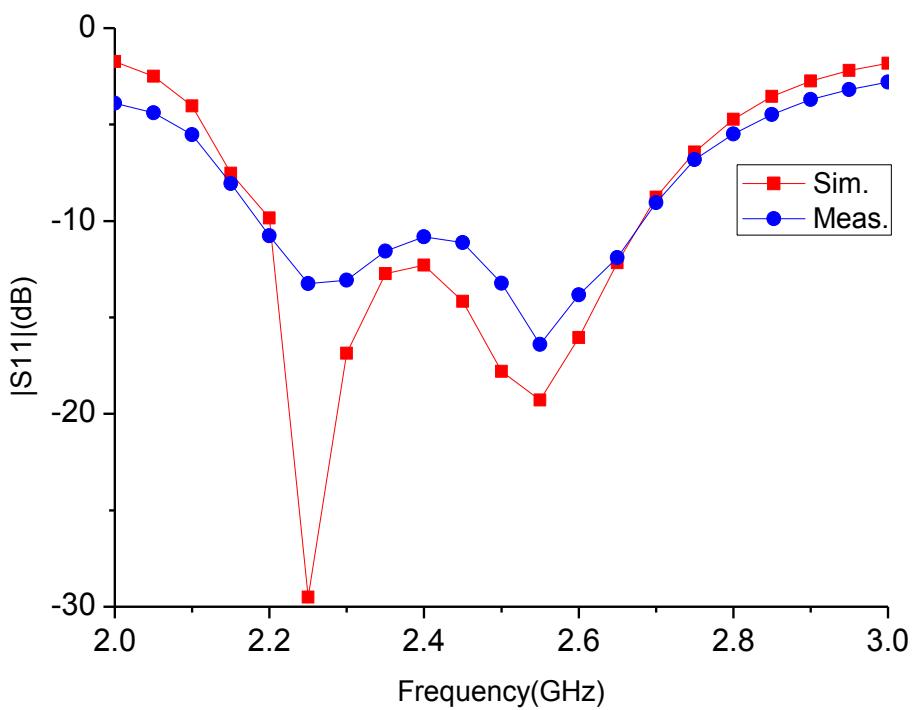


圖 4.57 天線版本 3 左圓極化(+z 方向)反射係數對頻率作圖

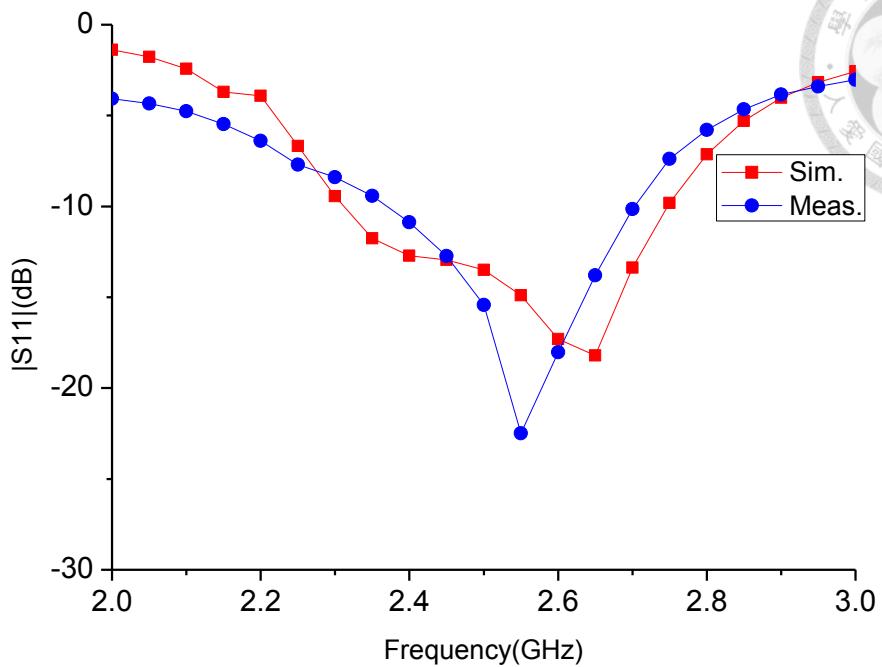
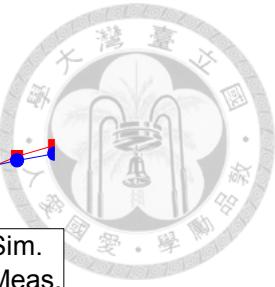


圖 4.58 天線版本 3 反射係數對頻率作圖(水平極化)

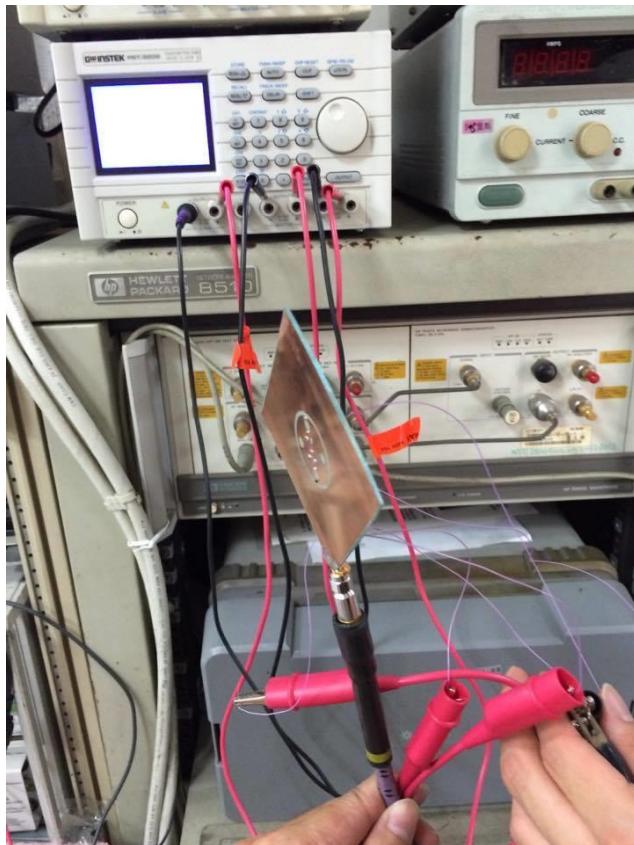


圖 4.59 實際量測架設圖



4.4 結論

此章節我們將天線版本 1 的理想架構維持原本的尺寸，並實裝二極體(天線版本 2)與 switch IC(天線版本 3)，然而在實作初步天線版本 2 時，我們發現當初所參考的二極體模型並不準確，因此便對二極體做 TRL 校準獲得二極體在順逆偏時的等效模型，並將其代入模擬修正原本的天線尺寸後實作，之後與量測結果比較後，其特性幾乎與模擬吻合，然而由於將偏壓線擺放在-Z 軸的關係，所以可以看出 Cross-pol 的部分會較原本增加，但整體 Co-pol 與 Cross-pol 均有相差在 20dB 附近。在天線版本 3 的部分，模擬時我們是使用理想的短路與開路，與實際的 switch 特性有所差異所以可以看出 s 參數在匹配的 level 上有些許影響，但整體所要求的頻帶皆有符合，而場形的部分由於偏壓線的數量太多導致量測上有困難，因此在這部份我們將由下一個章節的 USRP 平台來檢視天線整體的輻射能力。

第五章 USRP 量測與驗證



5.1 前言

本章節旨在探討當訊號在室內經由多重路徑反射後，由於通訊環境隨機出現的遮蔽物，發射訊號會循著不同路徑先後抵達接收端，如圖 5.1 說明了多重路徑 (multi-path) 傳輸現象，是導致通訊信號衰弱的原因。本論文前言有提及在實際情況下收發模組可能僅提供某方向的收發，即使我們已知收發模組得極化方向，也可能因為多重路徑反射的影響而導致極化的特性改變，因此我們設計可調式天線來因應不同極化的情況，藉此來提高天線的訊雜比(Signal-to-Noise Ratio)。在文獻[20]提出了一支可調式極化的天線，首先在 LOS(Light-of-sight)的情況下比較可調式天線與非可調式天線訊雜比(SNR)的差異，最後在 NLOS(Non-Light-of-sight)比較了可調式與非可調式的 Bit error rate 與 Capacity，在兩種環境的比較中皆可發現極化可調有助於提升通道的信號品質，文獻[21]則在探討場型可調的天線，首先先驗證不同的場型間的相關度(correlation)夠低，以確保不同狀態間不會互相干擾，接下來架設一個 2×2 MIMO – OFDM 系統來與全向性的天線做比較，最後由結果分析可得無論在 LOS 或是 NLOS 的環境下，場型可調下的信號容量(Capacity)較全向性的效果佳。

本論文選在室內環境且考慮 LOS 以及 NLOS 的情況下，利用軟體定義無線電平台(USRP)、可調式天線和非可調式天線，來比較兩者天現在實際環境下的系統參數差異。



5.2 USRP 儀器簡介

本論文中我們所使用的儀器為 NI USRP 2953R 軟體定義無線電 (SDR) 平台。如圖 5.2(a)。由圖 5.2(b)為 NI USRP 2953R 的硬體架構圖，可以發現其內部具有放大器、混頻器、數位類比轉換器(ADC/DAC)，為一個簡易的射頻收發模組，並提供使用者彈性地變更內部的軟體平台，藉此驗證不同的通訊機制，因此我們將天線搭載在此平台上，並進一步驗證可調式天線與一般天線接收能力的差別。

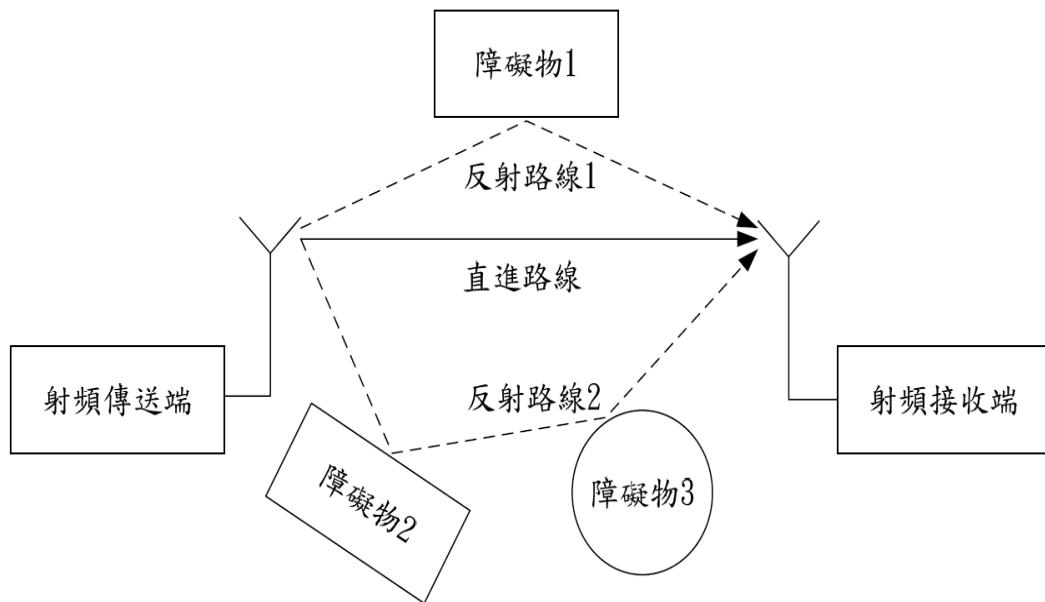
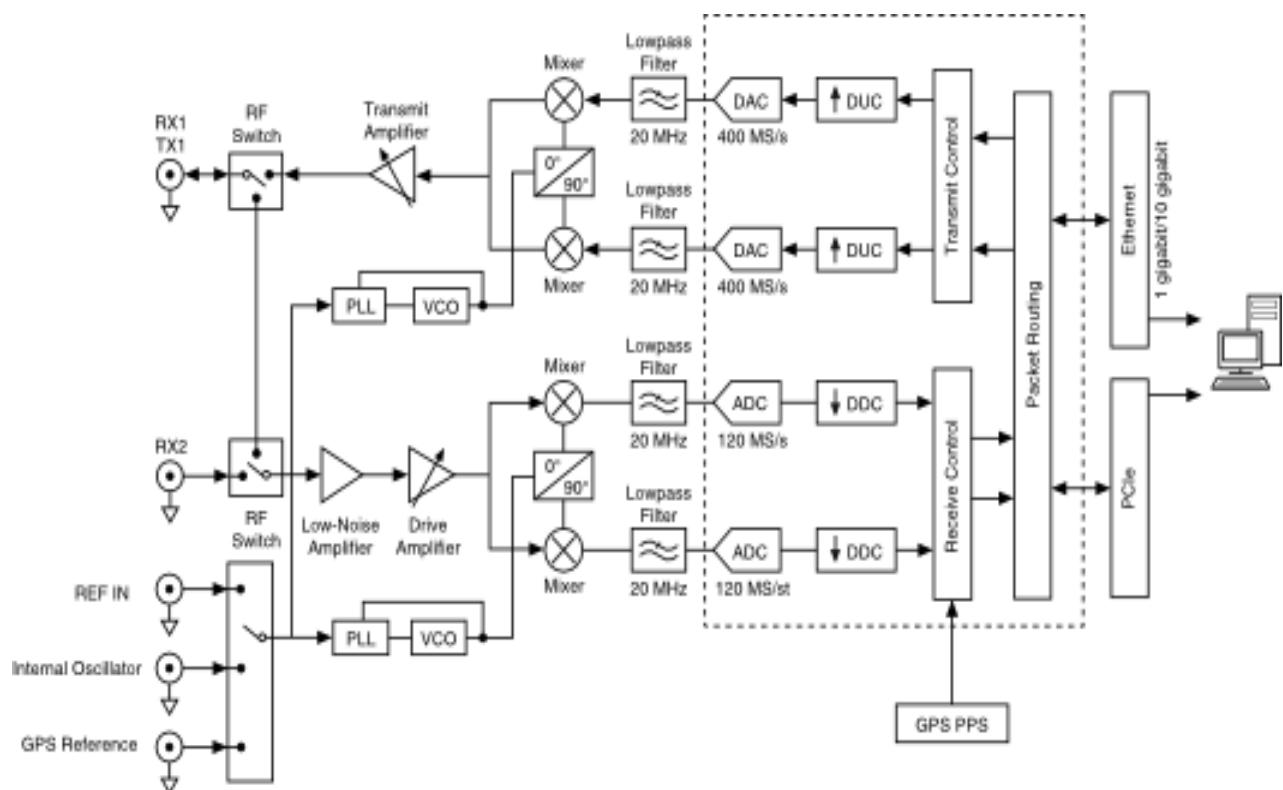


圖 5.1 多重路徑傳播產生示意圖



(a)



(b)

圖 5.2 NI USRP2953R

(a) 實際硬體架構 (b) 硬體方塊示意圖



5.3 量測架設與結果

5.3.1 量測環境介紹

在量測上，以可調式天線(天線版本 3)先在 LOS 的環境下測試其特性，接下來將可調式天線與非可調式天現在 NLOS 的環境做比較，再傳送端以一隻固定極化的天線(天線版本 1-垂直極化如圖 5.1)裝在 USRP 上傳送信號，其傳輸訊號將使用 Labview communication2.0 [22]所搭載的 QAM-TX、RX 範例程式發送 QPSK 訊號，而接收端以本論文的極化可調(天線版本 3)如圖 5.2 與另一隻固定極化的天線做比較。首先以 LOS 的情況如圖 5.3 為量測架設圖，在傳送端為固定極化天線(垂直極化)與接收端為天線版本 3 極化可調之天線，其量測所得的 EVM 值如表 5.1 所示，藉由此值可以驗證其天線版本 3 其極化特性是否如我們所預期。接下來是則在 NLOS 的環境下比較可調式天線與非可調式天線的特性，其架設環境如圖 5.4，在傳送端為固定極化天線(垂直極化)而接收端則以固定極化天線與極化可調之天線，其量測 EVM 值如表 5.1，由此表我們可以驗證藉由極化可調之天線，我們可以找到適當的極化使得接收信號品質提升。



圖 5.1 垂直極化天線(TX)



圖 5.2 天線版本 3(RX)

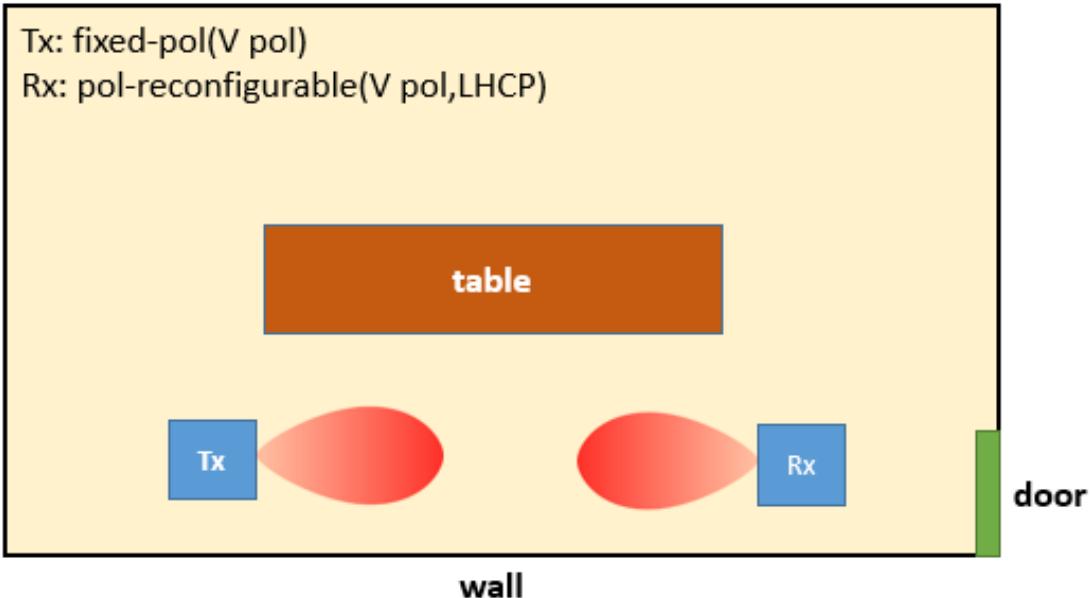


圖 5.3 室內量測示意圖(Line of sight alignment)

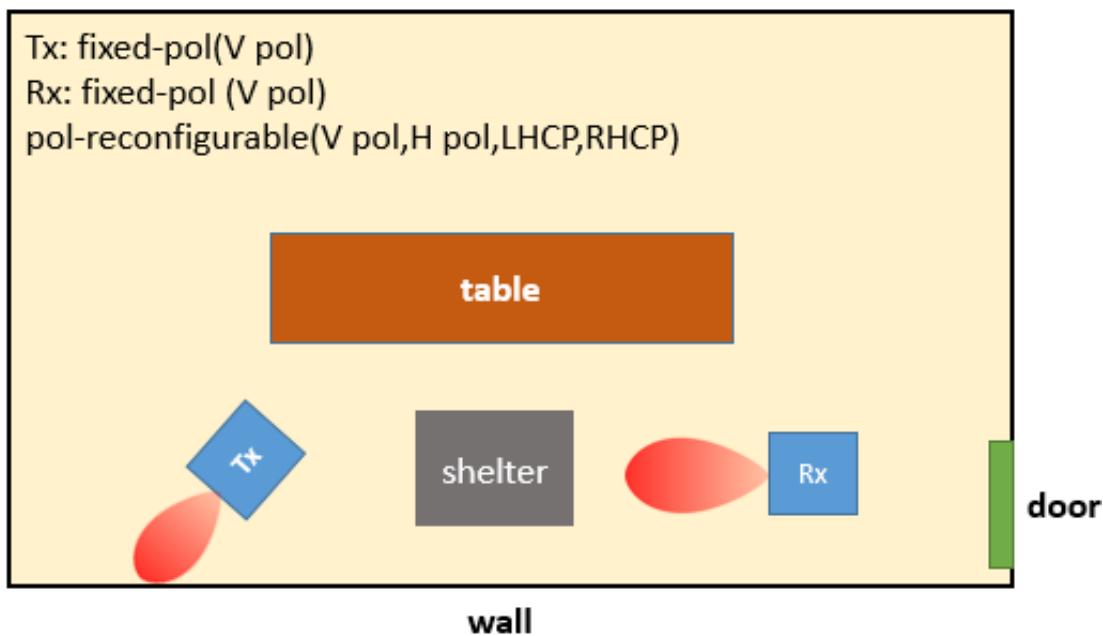


圖 5.4 室內環境示意圖(Non Line of sight)

5.3.2 量測結果

圖 5.3 為 LOS 環境示意圖，由此圖我們可以得知在場行互相對到的情況下(Alignment)，傳送端(TX)為固定極化之天線(VP)而接收端(RX)為極化可調之天線，當 RX 極化為垂直極化時，此時兩端極化完全相同可以量測到此時 EVM 值為 9%(參考表 5.1)且由圖 5.5 可以看出其接收訊號與理想 QPSK

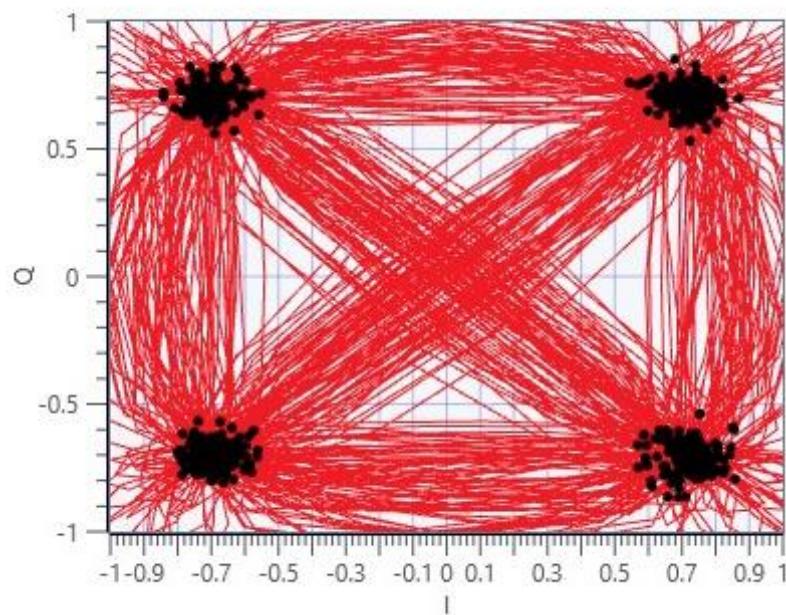
的座標位置幾乎相同，且眼圖的眼高夠高，接下來當 RX 極化為左圓極化時 EVM 值為 31%(參考表 5.1)且由圖 5.6 可以看出其接收訊號較兩者極化同時誤差較大，但由於圓極化可以拆解成兩種線行極化的疊加，因此還是能夠接收到發送出來的信號，由上述兩種情況我們可以確認其天線版本 3 特性正確。接下來由圖 5.4 可以得知，我們將傳送端天線往牆壁方面打且在傳送與接收端中間在由遮蔽物阻隔，藉此達到 NLOS 的環境下的量測，首先我們考慮 case1，在接收端我們以固定極化的天線(垂直極化)來量測，此時 EVM 值為 85%且星雲圖與眼圖皆為雜訊所干擾(參考圖 5.7)，由此可知即便兩者極化相同但經過多重複路徑反射下，在到達接收端時極化已經與原本不相同，導致所接收到的信號變差。接著考慮 case2 也就是接收端用極化可調之天線作量測，可以發現藉由極化的動態調整，由表 5.1 我們可以找一個最左圓極化來將信號最完整的接收，並在圖 5.8 可看出在星雲圖上我們所接收到的 symbol 與原本 QPSK 相差不大且眼圖的眼睛也有打開。由此 NLOS 的情況下可以看出極化可調之天線由於可以動態改變不同的極化，因此可以應付多重路徑傳播下極化改變的狀況而一般固定極化的天線在此時就容易量測不到所要的信號，由此可以驗證極化可調的好處。

RX Environment	Fixed polarization	Polarization reconfigurable
LOS_EVM (%)	Vpol-Vpol:7% Vpol-LHCP:14%	Vpol-Vpol:9% Vpol-LHCP:15%
NLOS_EVM(%)	Vpol-Vpol:85% Vpol-LHCP:20%	Vpol-Hpol:89% Vpol-Vpol:93% Vpol-LHCP:20% Vpol-RHCP:18%

表 5.1 EVM 量測值

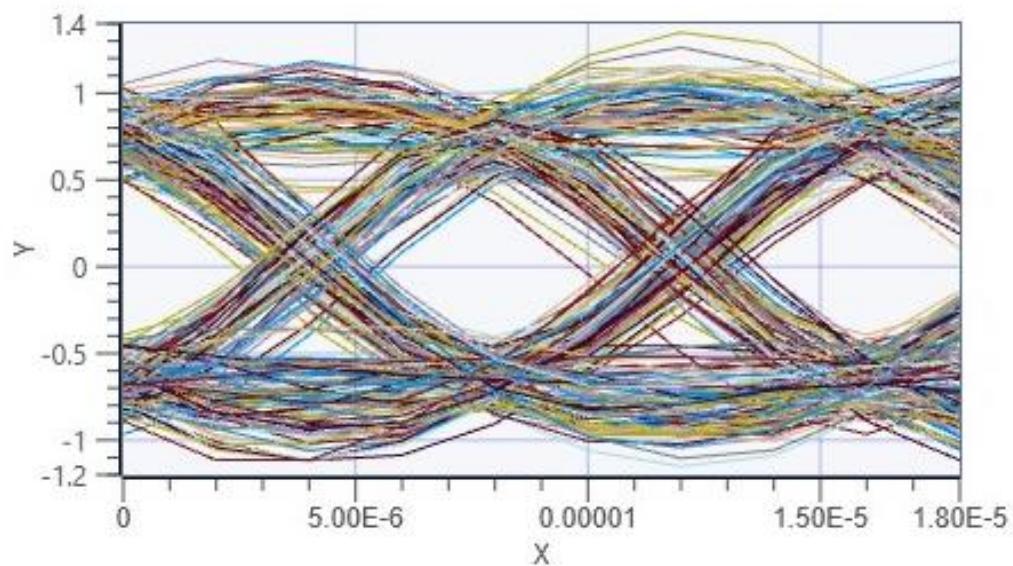


Constellation Graph



(a)

Eye Diagram

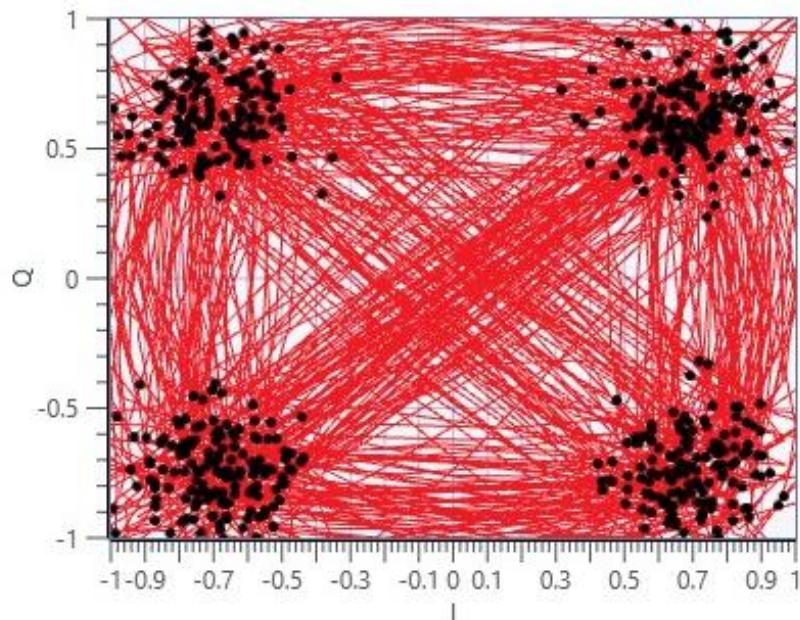


(b)

圖 5.5 LOS Alignment 下垂直極化對垂直極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖

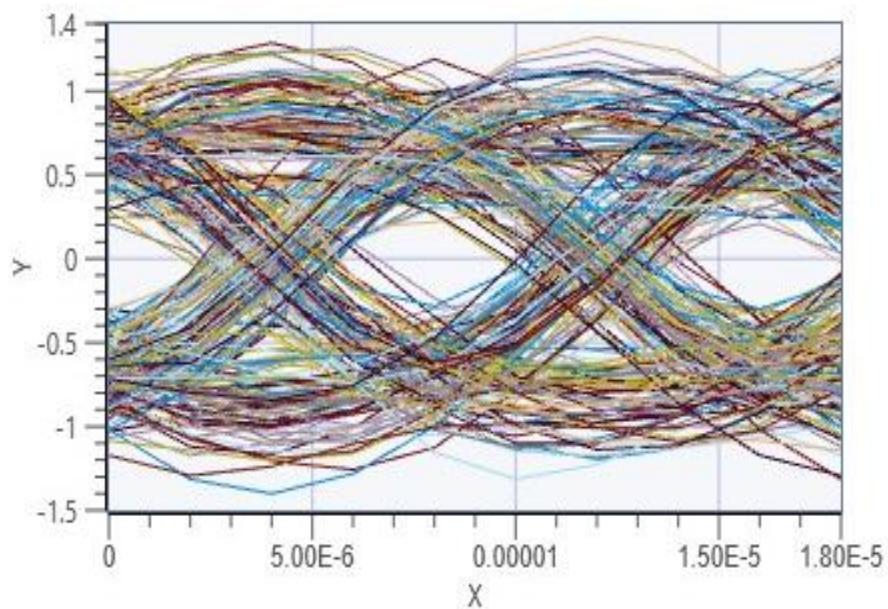


Constellation Graph



(a)

Eye Diagram

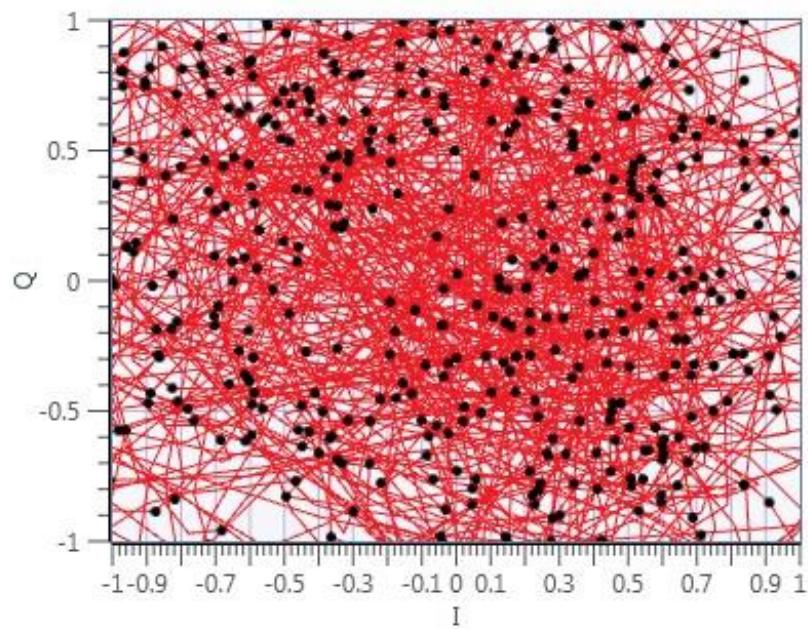


(b)

圖 5.6 LOS Alignment 下垂直極化對左圓極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖

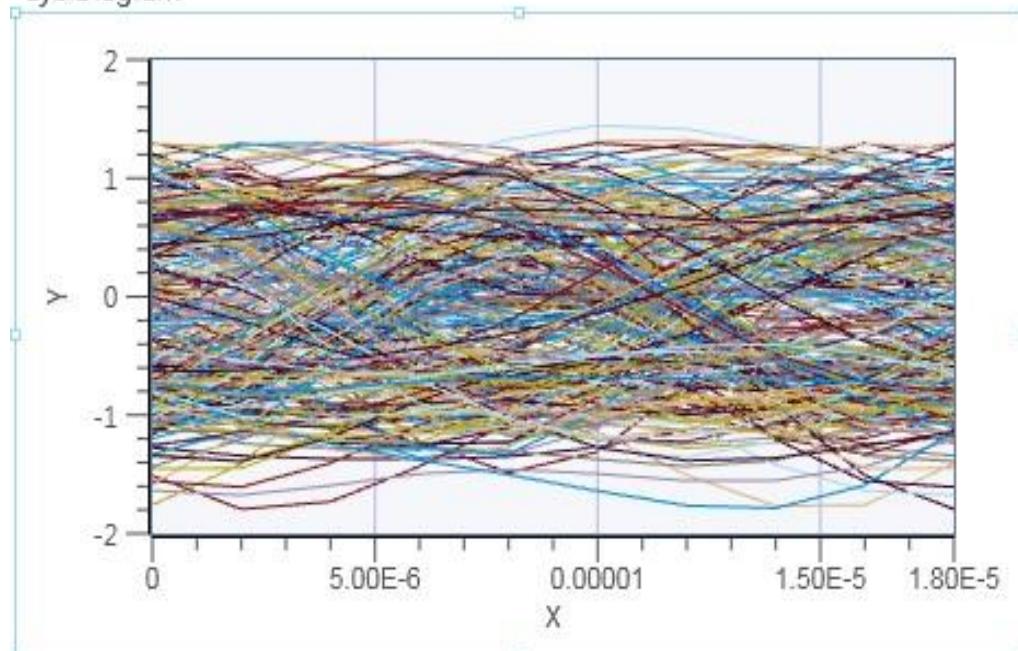


Constellation Graph



(a)

Eye Diagram

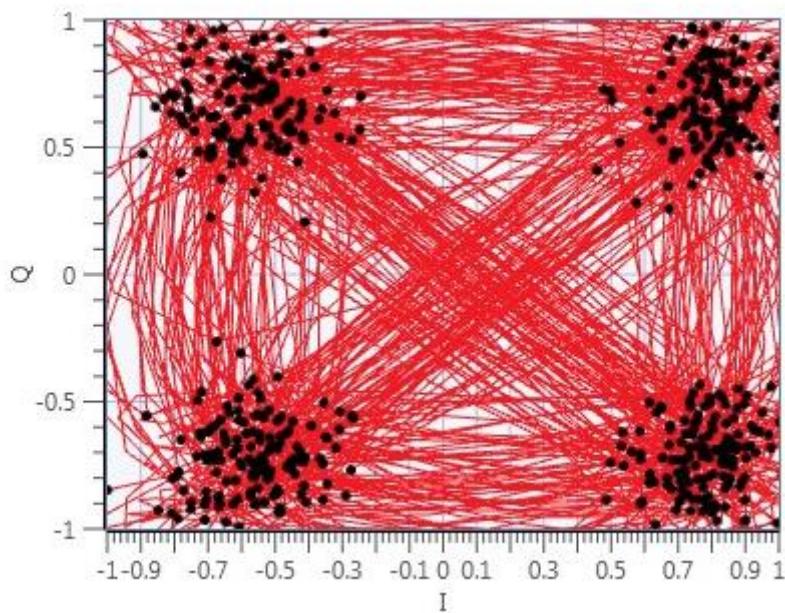


(b)

圖 5.7 NLOS case1 下垂直極化對垂直極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖

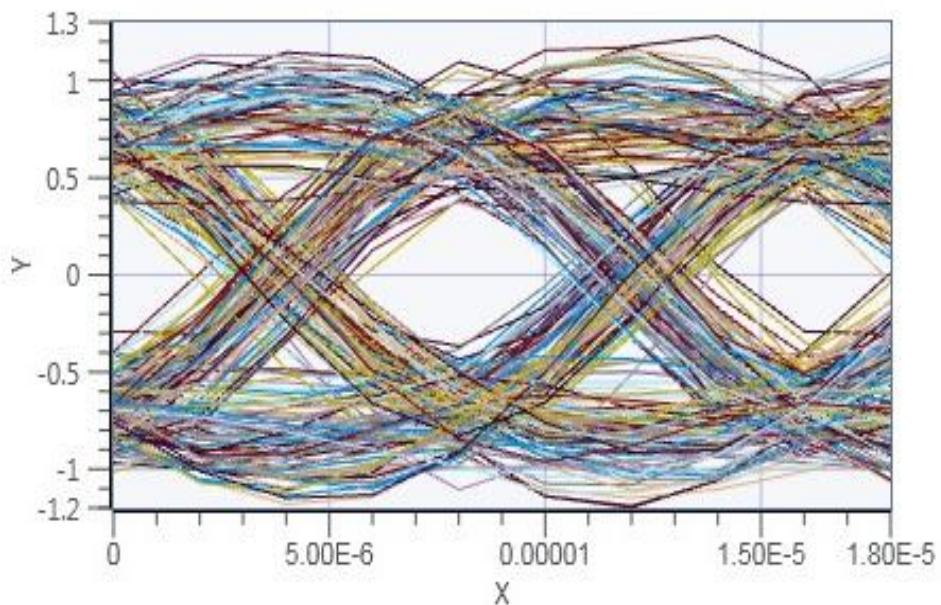


Constellation Graph



(a)

Eye Diagram



(b)

圖 5.8 NLOS case2 下垂直極化對左圓極化之量測圖(a)星雲圖(b)眼圖



5.4 總結

再傳送端未知極化的情況下，我們藉由偏壓來改變可調式天線的極化，藉由切換不同的極化時星雲圖以及眼圖的變化，來猜測傳送端可能的極化。當兩者極化一致時，此時星雲圖的點會非常明顯且眼圖的會張開，藉此我們即可知道傳送端的極化。而非可調式天線，由於極化固定的關係，若是極化一旦不對變什麼都無法量到。

第六章 結論



本論文提出一個具有極化分集之可調式天線，應用於室內無線區域網路傳輸裝置之設計，適用於 IEEE802.11n 的頻段。我們總共提出三種天線版本：第一種為固定極化的情況，利用理想的開路與短路來驗證其設計理念，第二種則是在槽孔上加上二極體以及相關的偏壓電路，藉由適當地給予偏壓，來控制二極體來達到極化切換的目的，為了得到更好的天線軸長比，我們使用 TRL 校準來獲得更準確的電路模型，最後一種情況我們安裝開關 IC，藉由開關 IC 來切換不同的饋入位置，來完成整體設計。

量測上，天線版本一由於介電係數的誤差使得整體的結果偏向低頻，在反射係數-10dB 的標準下，第一埠饋入時且極化為右圓極化的反射係數頻寬(小於-10dB)為 2.11~2.5GHz，而天線在 +z 方向軸長比在 3dB 以下的頻寬為 2.34~2.41GHz，正上方輻射場型在 2.4GHz 下的實際增益(Realized GainRHCP)約為 2.3dBic。當第一埠饋入時且二極體導通時(垂直極化)的反射係數頻寬為 2.3~2.59GHz，正上方輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized Gain)約為 3dB，而由於架構對稱的關係，第二埠的特性與第一埠一致。校準後天線版本 2 在反射係數-10dB 的標準下，第一埠右圓極化(+Z 方向)的工作範圍為 2.14~2.63GHz，而天線軸長比在 3dB 以下的頻寬為 2.42~2.51GHz，正上方輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized Gain)約為 2.3 dBic，而第一埠垂直極化的工作範圍 2.29~2.73GHz，正上方輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized Gain)約為 3.5dB，至於第二埠左圓極化的工作範圍為 2.21~2.65GHz 而天線在 +z 方向軸長比在 3dB 以下的頻寬為 2.4~2.51GHz，正上方輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized Gain)約為 2.5 dBic，而第二埠水平極化工作範圍為 2.33~2.74GHz，正上方輻射場型在 2.45GHz 下的實際增益(Realized Gain)約為 2.7dB。而天線版本 3，第一埠右圓極化(+Z 方向)的工作範圍為 2.16~2.66GHz，垂直極化則是 2.38~2.68GHz，至於第二埠左圓極化(+Z 方向)的工作範圍為 2.19~2.69GHz，

水平極化則是 2.38~2.71GHz，至於場型的部分由於偏壓線過多導致量測不易，這邊我們用 USRP 來驗證其輻射特性，最後整理再表 6.1。在實作完天線後，我們搭配 USRP 的軟體平台來做收發，並在 LOS 驗證其天線版本 3 的特性，最後在 NLOS 的環境下將所設計的天線版本 3 與一般固定極化的天線做比較，进而突顯出極化可調式天線的優點。

Meas.	Proposed antenna		
	Phase1	Phase2	Phase3
RHCP state ($ S_{11} \leq -10\text{dB}$)	2.11~2.5GHz	2.14~2.63GHz	2.16~2.66GHz
LHCP state ($ S_{11} \leq -10\text{dB}$)	2.09~2.53GHz	2.21~2.65GHz	2.19~2.69GHz
VP state ($ S_{11} \leq -10\text{dB}$)	2.3~2.59GHz	2.29~2.73GHz	2.38~2.68GHz
HP state ($ S_{11} \leq -10\text{dB}$)	2.28~2.57GHz	2.33~2.74GHz	2.38~2.71GHz
RHCP-BW ($\text{AR} \leq -3\text{dB}$)	2.34~2.41GHz	2.42~2.51GHz	
LHCP-BW ($\text{AR} \leq -3\text{dB}$)	2.35~2.42GHz	2.4~2.51GHz	
Antenna Efficiency (Both state)	>70%	>60%	
Gain(dB/dBic) (@ f_{center})	RHCP:2.3 LHCP:2.3 V-pol: 3 H-pol: 3.1	RHCP:2.3 LHCP:2.3 V-pol: 3 H-pol: 3.1	
Antenna Area	$72.5 \times 72.5 \times 1.6\text{mm}^3$		

表 6.1 天線版本 1, 2, 3 之比較

參考文獻



- [1] J. Huang, "A Ka-band circularly polarized high-gain microstrip array antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 43, pp. 113–116, Jan 1995.
- [2] A. Adrian and D.H. Schaubert, "Dual aperture coupled microstrip antenna for dual or circular polarization," *Electron. Lett.*, vol. 23, pp. 1226–1228, Nov. 1987.
- [3] P. Y. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, and C. H. Liang, "Polarization reconfigurable U-slot patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 10, pp. 3383–3388, Oct. 2010
- [4] B. Kim, B. Pan, S. Nikolaou, Y.-S. Kim, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, "A novel single-feed circular microstrip antenna with reconfigurable polarization capability," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 630–638, Mar. 2008.
- [5] H . Gu, J .Wang , L . Ge,C.-Y. Desmond Sim, "A New Quadri-Polarization Reconfigurable Circular Patch Antenna," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 4646 – 4651, Aug. 2016
- [6] M. Jusoh, T. Aboufoul, T. Sabapathy, A. Alomainy, M. Kamarudin, "Pattern-reconfigurable microstrip patch antenna with multidirectional beam for WiMAX application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 860–863, Apr. 2014.

[7] R.-Y. Chou, C.-Y. Wu and S.-H. Yeh, "Switchable printed monopole antenna with frequency diversity for WiFi/2.6 GHz WiMAX/3.5 GHz WiMAX applications,"

TENCON2007-2007 IEEE Region 10 Conference, pp. 1-3, Oct. 2007.

[8] H. Boudaghi, M. Azarmanesh, and H. Mardani, "Novel frequency reconfigurable

microstrip monopole antenna for multi-radio wireless applications," *ICEE, 2012 20th*

Iranian Conference, pp. 1298-1301, May 2012.

[9] H. Kimouche and A. Mansoul, "A compact reconfigurable single/dual band

antenna for wireless communications," *Antennas Propagation (EUCAP), 5th*

European Conference, pp. 393-396, Apr. 2011.

[10] C.-H. Hu, T.-R. Chen, J.-F. Wu and J.-S. Row, "Reconfigurable microstrip

antenna with polarization diversity and frequency agility," *Electronics Letters*, vol.

43, no. 24, pp. 1329-1330, Nov. 2007.

[11] Y. J. Sung, "Frequency and polarization configurability from an open-loop

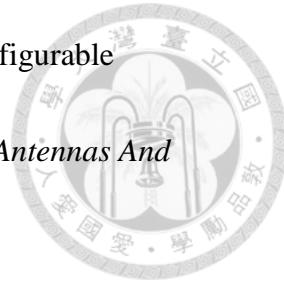
square ring antenna," *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, vol. 6, pp. 505-509,

Apr. 2012.

[12] J.-S. Row, W.-L. Liu, T.-R. Chen, "Circular polarization and polarization

reconfigurable designs for annular slot antennas," *IEEE Transactions On Antennas*

And Propagation, vol. 60, no. 12, Dec. 2012



- [13] C.-Y. Desmond Sim, Y.-J. Liao, H.-L. Lin ,“Polarization reconfigurable eccentric annular ring slot antenna design,” *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 63, no. 9, Sep. 2015
- [14] J. S. Row and R. H. Chen, “Reconfigurable slot-coupled microstrip antenna with polarization diversity,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 3, pp. 798–802, Jun. 2007.
- [15] J. S. Row and J. F. Wu, “Aperture-coupled microstrip antennas with switchable polarization,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 9, pp. 2686–2691, Sep. 2006.
- [16] J. F. Wu and J. S. Row, “Broadband circularly-polarised microstrip antenna with switchable polarization sense,” *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 24, pp. 1374–1375, Nov. 2006.
- [17] Datasheet of SMP1320-079LF
- [18] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Ed., New York: Wiley, 2012.
- [19] Datasheet of SKY13317-373LF, SP3T switch
- [20] A. Grau, J. Romeu, M.-J. Lee, S. Blanch, L. Jofre and F. D. Flaviis “A dual-linearly-polarized MEMS-reconfigurable antenna for narrowband MIMO communication systems,” *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 58, no. 1, Jan. 2010

[21] P.-Y. Qin, Y. J. Guo, A. R. Weily, and C.-H. Liang, “A Pattern Reconfigurable U-Slot Antenna and Its Applications in MIMO Systems,” *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 60, no. 2, Feb. 2012

[22] “NI LabVIEW Communications 2.0” National Instrument(NI)[Online]. Available:
<http://www.ni.com/zh-tw.html>

