

國立臺灣大學電機資訊學院電機電信電子產業研發碩士專班

碩士論文

Industrial Technology R&D Master Program in Electrical, Communication
and Electronics Engineering

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Taiwan University

Master Thesis

槽孔手機天線之設計及研製

Design and Implementation of Slot Antennas for Handset
Applications

林彥伯

Yen-Po Lin

指導教授：林怡成 博士

Advisor: Yi-Cheng Lin, Ph.D.

中華民國 98 年 1 月

January 2009

致謝

感謝林怡成老師的細心指導本論文才能夠順利完成，研究所碩士班生涯短短兩年卻是個人成長很大的一段期間，林怡成老師兩年來對於學生研究態度和方法的指導，不僅僅是從剛開始學習天線領域的專門知識、平日研究工作的嚴謹認真、學習課業和畢業論文撰寫的指導，各方面都讓學生成長許多，在此由衷感謝兩年研究生生涯中不厭其煩地指導並且不斷鼓勵關心我的老師。另外要感謝口試委員李學智教授、林丁丙教授、邱增杰教授的建議與看法，才能使得本論文得以完備。

實驗室的國鋒、宜鋒、耿志三位學長總是有問必答，讓我解決不少課業上的問題；士凱、老盧在我剛進實驗室的時候幫助我熟悉軟體的使用，省去不少摸索時間；每週五都和我一起去游泳的翰陽、柏硯，還有芳翌、明哲，謝謝你們陪我度過了這兩年的碩士學習時光。

最後，要謝謝我的父親與母親，從小一路辛苦拉拔到大才能有今天的我，謝謝他們的付出與所有幫助過我的人。

摘要

本論文主要研究適用於各頻段的手機天線，內容將以槽孔天線為主。此架構是利用上層的微帶線饋入激發下層的數個蜿蜒槽孔造成多個共振頻率點而達到寬頻的需求。適用的頻段涵蓋 GSM850/900、GPS、DCS1800、PCS1900、3G(WCDMA/CDMA2000)、Bluetooth、WiMAX、IEEE802.11a/b/g，並且針對手機天線應用上會遇到的各種重要參數做了模擬與討論。本論文的後半段，提出了一寄生接地天線，此架構是利用上層金屬之驅動元件去激發下層共振的部位，且利用殘段匹配的效果讓窄頻的單極天線也能達到寬頻的效果。接著對前面的手機天線在 WiMAX 頻寬上的缺失做了改良。最後，我們以此改良架構配合寄生接地天線去設計一分集手機天線，並分析其效能。

關鍵字：手機天線、槽孔天線、印刷電路板天線、天線分集。

Abstract

This thesis presents several novel designs of the slot antennas with applications for handset terminals in mobile communication systems. Fed by a microstrip line, the antenna uses the microstrip line on the top layer to excite the meander slot on the backed layer, the antennas perform multi-band resonances with sufficient bandwidth covering the following frequency bands of communications (GSM850/950 , GPS , DCS1800, PCS1900 , 3G, Bluetooth , WiMAX , IEEE 802.11 a/b/g) , several parameters are selected for investigating the working principles. In the second half of this thesis, a grounded parasitic antenna is presented. Fed by a microstrip transmission line, the antenna contains a T-shaped driven grounded parasitic element on the bottom layer, the open stub matching structure let narrow band monopole antenna can also achieve wide band performance. In addition, we improve the antenna bandwidth at WiMAX band and combine the structure with T-shaped driven antenna with open stub matching as a diversity antenna for further MIMO analysis.

Index Terms—mobile phone antennas, slot antennas, printed antennas, antenna diversity.

目錄

誌謝.....	I
摘要.....	II
Abstract.....	III
目錄.....	IV
圖表目錄.....	VI

第一章 手機系統之簡介

1.1 研究動機.....	1
1.2 手機天線的原理及規格.....	2
1.3 章節概要.....	5

第二章 天線設計之相關基本原理

2.1 開槽式天線.....	6
2.2 分級天線設計.....	8
2.2.1 分集天線概述.....	8
2.2.2 分集天線類別.....	9
2.2.3 衡量分集天線的重要參數.....	12
2.3 文獻導覽.....	14

第三章 槽孔手機天線

3.1 前言.....	17
-------------	----

3.2 天線架構與分析.....	17
3.3 天線操作原理與參數分析.....	20
3.4 實驗結果.....	24
3.5 手機天線相關重要參數.....	31
3.5.1 手機機殼影響.....	32
3.5.2 金屬元件影響.....	34
3.5.3 SAR 值與 HAC 值之探討.....	36
3.6 結論.....	40
第四章 分集式手機天線	
4.1 前言.....	41
4.2 天線架構分析.....	41
4.3 實驗結果.....	44
4.4 分集式手機天線架構與分析.....	48
4.5 實驗結果.....	51
4.6 結論.....	59
第五章 總結.....	60
參考文獻.....	61

圖表目錄

表 1	手機應用系統格.....	4
圖 2.1	無限大導體面上之開槽.....	6
圖 2.2	多重路徑產生示圖.....	9
圖 2.3	空間分集天線的示意圖.....	10
圖 2.4	極化分集天線的示意圖.....	11
圖 2.5	場型分集天線的示意圖.....	12
圖 2.6	(a)(b)場型分集天線所產生之場型.....	12
圖 2.7	Slot 天線與虛短路現象.....	14
圖 2.8	Meander slot antenna.....	15
圖 2.9	Slot Mobile phone Antenna.....	15
圖 2.10	Slot Mobile phone Antenna.....	16
圖 3.1	手機天線結構圖.....	18
圖 3.2	手機天線結構放大示意圖.....	18
圖 3.3	模擬返回損失圖.....	19
圖 3.4	天線實體照片.....	19
圖 3.5	第一共振頻帶模擬電流向量分佈圖.....	20
圖 3.6	第二共振頻帶模擬電流向量分佈圖.....	21
圖 3.7	第三共振頻帶模擬電流向量分佈圖.....	21
圖 3.8	第四共振頻帶模擬電流向量分佈圖.....	22
圖 3.9	改變 d 長度之返回損失圖.....	22
圖 3.10	模擬與量測返回損失圖.....	23
圖 3.11	最佳化參數.....	24
圖 3.12	模擬與量測返回損失圖.....	24

圖 3.13	模擬與量測輻射場型圖.....	29
表 2	模擬與量測平均增益比較表.....	29
圖 3.14	模擬與量測最大增益比較圖.....	30
表 3	手機應用頻段與天線特性表.....	31
圖 3.15	機殼影響之最佳化調整示意圖.....	32
圖 3.16	機殼結構圖.....	33
圖 3.17	模擬擬返回損失圖.....	33
圖 3.18	金屬元件與天線整合圖.....	35
圖 3.19	金屬元件模擬返回損失圖.....	35
圖 3.20	電池結構與模擬返回損失圖.....	36
圖 3.21	人體模擬示意圖.....	37
表 4	不同情況下之 SAR 值.....	37
圖 3.22	HAC 區塊模擬值(860MHz、1920MHz).....	38
圖 3.23	HAC 區塊模擬值(2170MHz).....	39
圖 3.24	HAC 模擬示意圖.....	39
表 5	HAC 規範.....	40
圖 4.1	天線結構圖.....	43
圖 4.2	模擬返回損失圖.....	43
圖 4.3	史密斯圖.....	44
圖 4.4	模擬與量測返回損失圖.....	45
圖 4.5	附加 SMA 之天線結構圖.....	45
圖 4.6	模擬與量測返回損失圖(附加 SMA).....	46
圖 4.7	模擬與量測輻射場型圖.....	47
圖 4.8	天線結構圖.....	49
圖 4.9	模擬返回損失圖 (port1).....	49

圖 4.10 模擬返回損失圖 (port2)	50
圖 4.11 電流分佈圖.....	50
圖 4.12 模擬與量測返回損失圖 (port1)	51
圖 4.13 模擬與量測返回損失圖 (port2)	52
圖 4.14 模擬與量測輻射場型圖(port1)	56
圖 4.15 模擬與量測輻射場型圖(port2)	57
圖 4.16 模擬與量測最大增益之比較.....	58
圖 4.17 模擬與量測之波封相關度.....	59

第一章

手機系統之簡介

1.1 研究動機

無線通訊在目前全球電信發展中，可以說是相當重要的一環，而其中天線的研發以及射頻元件的設計，更是扮演著相當關鍵的角色。近年來由於無線影音傳遞以及高速資料傳輸的大量需求，更是使得多功能的智慧型手機蓬勃發展；而為了滿足使用戶要求不同功能之無線通訊系統服務等，使得具有多頻段且體積小的天線設計扮演重要的角色。早期一般手機或其他無線終端裝置所使用的天線是一種簡單的單極天線 (monopole antenna)，主要是取其具有全向性輻射場型 (omnidirectional radiation pattern) 的特性。然而單極天線除了佔用空間之外，則有易遭受折損、破壞美觀，以及須額外組裝等缺點。故時至今日手機的設計均朝隱藏式天線的方向設計。一般可大致分為微帶天線，倒 F 型平板天線 (Planar Inverted F Antenna, PIFA)，槽孔天線等型態，均有小型化、內藏式，與多頻段等共通的特點。

在較早之前，印刷槽孔天線已經被用於飛彈、火箭與人造衛星等設備上，近幾年來因個人行動通訊及無線通訊之迅速發展，則被用於各種不同的無線行動通訊系統之上，使得寬頻帶操作的印刷槽孔天線逐漸

受到眾人的注目，且頻寬相對於一般傳統微帶天線來說較大，因此使用印刷槽孔天線來提出新式的設計是相當合適的。單極天線及倒 F 型平板天線為操作在四分之一波長的天線結構，故比操作在二分之一波長的微帶天線有較小的天線體積，槽孔天線同樣的可以利用四分之一波長共振來達到縮小體積的目的，且沒有 PIFA 結構所必須的短路接點，製作上更為簡便，更容易整合於微波電路基板上。

1.2 手機天線的應用規格

以往商用手機通訊系統主流的有：全球行動通訊系統 GSM850/900 (Global System for Mobile communication)、數位通訊系統 DCS (Digital Communications System)、個人通訊服務系統 PCS (Personal Communication Services)，但是隨著科技日新月異，第二世代的數位手機傳輸速率(幾十至一百 Kbps)已經無法達到現今多媒體的影音行動上網及傳輸資料的需求，於是能將無線通訊與網際網路等多媒體通訊結合的新一代行動通訊系統 Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) 第三代行動電話系統便應運而生，最高達 2Mbps 的傳輸速率可應用在圖片、音樂、視訊電話、網頁瀏覽、線上串流影片、電子

商務等智慧型手機之多功能需求。

此外，與週邊無線設備接續也是手機天線設計需考量的範疇之一，如藍牙(Bluetooth)是一種低功耗、低成本無線通信連接的方法。無線區域網路 (Wireless Local Area Network, WLAN) 之系統則有 2.4 GHz 及 5.2/5.8 GHz 之低功率免執照頻段 (Unlicensed Band)，在實用上通常會將 WLAN 和現有的有線區域網路結合，不但增加原本網路的使用彈性，也可擴大無線網路的使用範圍。

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) 全球互通微波存取，在概念上類似 Wifi，但 WiMAX 改善了性能，並允許使用更大傳送距離。從應用上來說，是像 DSL 及 Cable modem 一樣的寬頻連線技術，只不過 WiMAX 是透過無線傳輸的方式，不需如要現存的一些寬頻環境必須挖路佈線，所以也就是這「最後一哩」的無線化。WiMAX 可以在直進傳輸 (Line-of-Sight, LOS) 之 10 公里範圍內以 10 Mbps 的同步速率傳輸，而非直進傳輸 (Non-Line-of-Sight, NLOS) 的室內情況之下，發射訊號會透過多個不同的路徑 (multi-path) 分別抵達接收端，而多重路徑會導致通道衰弱 (channel fading)。為了避免因這種不理想的因素造成傳輸速率低落，因此多輸入多輸出系統 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 被納入在 WiMAX 規範中 (IEEE 802.16)，利用

MIMO 多根天線進行發射與接收，藉此提升通道的容量(capacity)，而天線間在空間中的相關度必須要低，才能降低各天線所收到的訊號同時嚴重衰弱的機率。

表 1 為手機應用系統規格及使用頻段的整理，其中 WiMAX 的頻段目前全球仍未有定案，目前各國政府最常規劃給 WiMAX 的是在 2.6GHz 以及 3.4~3.7GHz 這區塊。

應用系統名稱	使用頻段
AMPS (GSM850)	824~894 MHz
GSM	890~960 MHz
GPS	1500MHz
DCS	1710~1880 MHz
PCS	1850~1990 MHz
UMTS (3G)	1920~2170 MHz
Bluetooth(802.15.1a)	2400MHz
WiMAX	2.6GHZ 3.4~3.7GHz
WLAN(802.11a/b/g)	2400~2483.5 MHz 5150~5350 MHz 5725~5875 MHz

表 1 手機應用系統規格

1.3 章節概要

本文主要內容為設計一操作頻率在 0.8GHz-6GHz 之頻段手機天線

且以開槽式架構為設計主體，章節簡述如下：

第二章： 槽孔天線設計的基礎原理、相關文獻的探討。

第三章： 本篇論文的主體，將提出一種新型的微帶線饋入槽孔手機天線，涵蓋頻段 GSM850/900、GPS、DCS1800、PCS1900、3G(WCDMA/CDMA2000)、Bluetooth、WiMAX、IEEE802.11a/b/g，並針對 SAR，HAC 等手機重要參數作探討。

第四章： 提出一個利用 open stub matching 達成寬頻的偶極天線，加入至前一章節的槽孔天線，以達成 WiMAX 頻段所需的分集天線效果，並利用饋入線阻抗匹配及附加一個寄生元件的方式改善了前一章提出的天線在 WiMAX 部份略嫌不足的頻；也對於分集天線的性能做了探討。

第五章： 總結。

第二章

天線設計之相關基本原理

2.1 開槽式天線原理

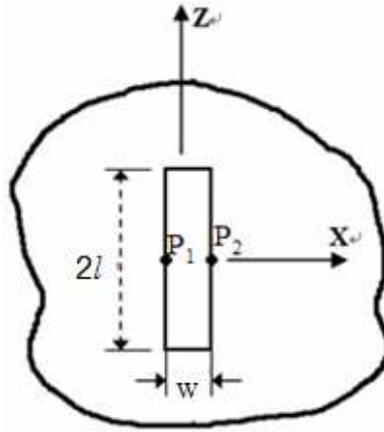


圖 2.1 無限大導體面上之開槽[1]

在無限大的導體平面上蝕刻出一矩形開槽(slot) (見圖 2.1)，長度 $2l$ ，寬度 w ， $2l \gg w$ ，想像出一雙導線電流從中間點 $P_1(x = -w/2)$ ， $P_2(x = w/2)$ 饋入， $w \ll \lambda$ ，此雙導線在 P_1, P_2 短路，於 $x = \pm l$ 處開路。此雙導線之電壓駐波傳播至 XZ 平面上時使得 P_1, P_2 間的電場估計如下：

$$E(\xi, \eta, \varsigma) = \hat{i}_x E_x(\xi, \eta, \varsigma) = \hat{i}_x \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |\varsigma|)], \quad V_m \text{ 為峰值電壓} \quad (2.1)$$

由映像原理(image principle)可知，在 XZ 平面上，有一直線的面磁流密度：

$$K_m = -2\mu_0^{-1} \hat{i}_y \times \hat{i}_x \frac{V_m}{w} \sin[k(l - |\varsigma|)] = \hat{i}_z \frac{2\mu_0^{-1} V_m}{w} \sin[k(l - |\varsigma|)] \quad (2.2)$$

此式與 electric dipole 上的電流 $I(\zeta) = I_m \sin[k(l - |\zeta|)]$ 類似，所以大的接地平面上之一開槽(slot)可看成一磁偶(magnetic dipole)。於是此磁偶(magnetic dipole)的遠場分析方法可完全類比至電偶(electric dipole)的分析法，故可知磁偶的遠場場型應為如下的形式：

$$\mathfrak{S}_\theta(\theta) = \frac{-4\mu_0^{-1}V_m}{k \sin \theta} [\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)] \quad (2.3)$$

當 $2l$ 為半波長時，遠場的電磁場場型為：

$$E_\phi = -j \frac{V_m}{\pi} \frac{e^{j(\omega t - kkr)}}{r} \left[\cos \frac{\left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin \theta} \right] \quad (2.4)$$

$$H_\theta = j \frac{V_m}{\pi \eta} \frac{e^{j(\omega t - kkr)}}{r} \left[\cos \frac{\left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin \theta} \right] \quad (2.5)$$

上二式為一大的接地平面上有一開槽形式的天線所幅射出的遠場型，可看成是一磁偶天線所幅射出來的電磁場，與電偶天線所幅射出的場型雷同，只是極化方向(polarization)差了 90° ，電偶天線的幅射場型為：

$$E_\theta = j60I_m \frac{e^{j(\omega t - kkr)}}{r} \left[\cos \frac{\left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin \theta} \right] \quad (2.6)$$

$$H_\phi = j \frac{I_m}{2\pi} \frac{e^{j(\omega t - kkr)}}{r} \left[\cos \frac{\left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin \theta} \right] \quad (2.7)$$

其複數波映庭向量(the complex Poynting vector)所代表的平均功密

度由此公式： $P(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \Re \{ E \times H^* \}$ 可推出：

$$P_{r,\phi}(\theta) = \frac{8V_m^2}{(4\pi r)^2 \eta} \left[\frac{\cos^2 \left[\left(\frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin^2 \theta} \right] \quad (2.8)$$

假設功率發射器與雙導線饋入裝置對輻射場型與平均功率密度只有少量的影響，其全部的輻射功率可由(2.8)對整體三維空間積分可得：

$$P_{rad} = (0.609) \frac{4V_m^2/\eta}{2\pi} \quad (2.9)$$

如果 $2l = \lambda/2$ ，輸入至開槽中心點 P_1, P_2 的鋒直電壓為 V_m ，其傳輸線饋入的傳播功率為：

$$\frac{1}{2} V_m^2 G_{rad} = (0.609) \frac{4V_m^2/\eta}{2\pi}, \quad G_{rad} \text{ 為橫跨 } P_1, P_2 \text{ 的電導 (conductance)} \quad (2.10)$$

其輻射電阻 (radiation resistance) $R_{rad} = 1/G_{rad}$ ：

$$R_{rad} = \frac{\pi\eta/4}{0.609} = 486\Omega \quad (2.11)$$

而電偶天線的輻射電阻為

$$R_{rad} = \frac{0.609\eta}{\pi} = 73\Omega \quad (2.12)$$

用上兩式相乘可得一有趣的結果：

$$R_{rad}^{dipole} \cdot R_{rad}^{slot} = \left(\frac{0.609\eta}{\pi} \right) \left(\frac{\pi\eta/4}{0.609} \right) = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.13)$$

此即為 Booker' s relation:

$$Z^{dipole} \cdot Z^{slot} = \frac{\eta^2}{4} \quad (2.14)$$

2.2 分集天線設計

2.2.1 分集天線概述

於無線傳輸環境下，多重路徑傳播現象(圖 2.2)是導致通道衰落的主因，亦因此降低通訊品質，而天線分集(Antenna Diversity)為抵抗

通道衰落的重要技術之一。傳統的分集技術主要做在接收端，利用接收端的多根天線來接收發射端傳送來的訊號，當傳輸時的直進路線遭到阻擋時，信號會透過反射路線傳遞至接收天線，由於各接收天線間的空間相關度不高，故當某根天線收到之信號嚴重的衰弱時，其他根天線可以接收到足夠的信號能量以進行後端的處理，亦即通道同時遭受嚴重衰落以及接收訊號同時受到嚴重失真的機率皆降低，進而提升了通訊的品質。此外，為了達到高速率傳輸，把天線分集技術運用在傳送端與接收端，讓收發端都採多單元天線的架構，稱之為多輸入多輸出系統 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)，此系統架構可在多重路徑環境下，降低各傳輸路徑的相關度以達較高的通道容量。

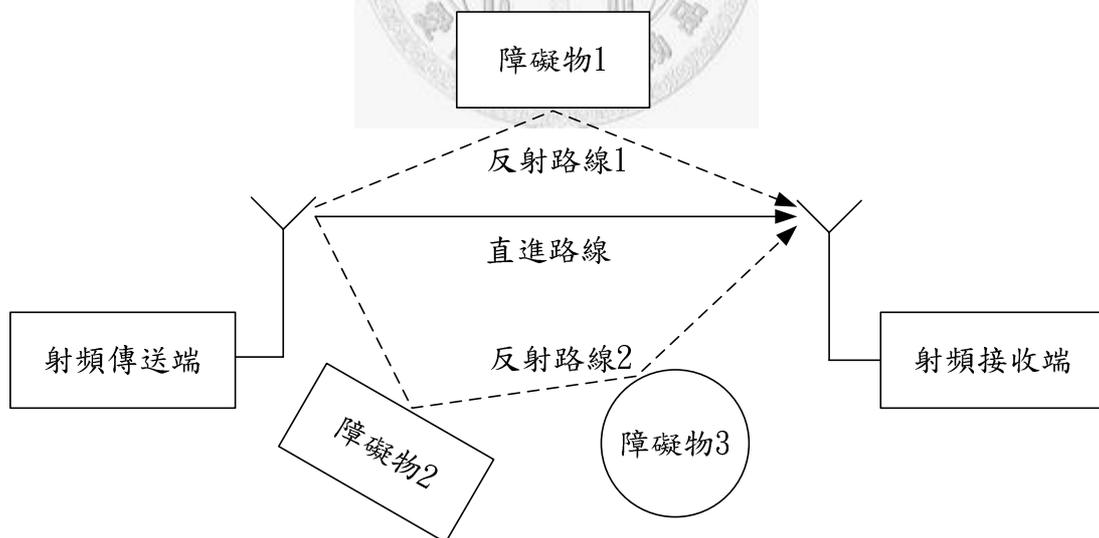


圖 2.2 多重路徑產生示意圖。

2.22 分集天線類別

天線分集設計之架構主要可區分為三類：「空間分集 (Spatial

diversity)」、「極化分集(polarization diversity)」、「場型分集或稱角度分集(pattern or angle diversity)」。

圖2.3為空間分集天線的示意圖，圖中包含兩組半波長偶極天線，兩者間的距離為 d ，當 d 的距離逐漸增大時，兩天線所感受到的通道特性會有明顯的差異，亦即兩天線於空間中的相關度會因距離上升而有下降的趨勢。

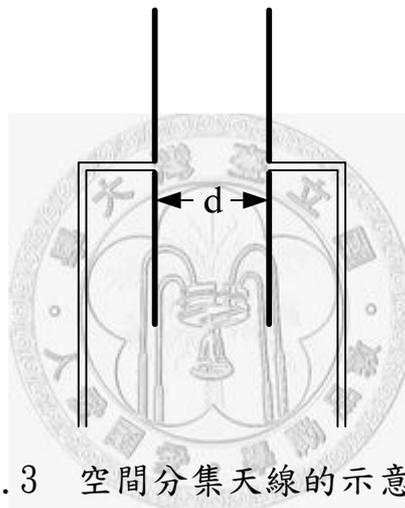


圖 2.3 空間分集天線的示意圖。

圖 2.4 為極化分集天線的示意圖，換言之，兩天線在此平面上所產生的電場互為正交。此外，當 d 的距離由 0.3λ 逐漸變動至 0.5λ 時，其波封相關度僅會有很小幅度的下降(相對於空間分集的例子而言)，由此可知距離 d 並非影響極化分集天線的重要參數。

對於地面行動通訊的基地台而言，天線分集能有效提昇傳輸品質。傳統上應用於行動電話基地台時，多半是將基意圖，圖中含有一個半波長偶極天線與「大車輪」(big wheel)天線，兩者間相距 d 。若我們於

X-Y 平面上進行觀察：當半波長偶極天線被激發時，在此平面上所觀測到的主要極化(Co-polarization)為 E_{θ} ，且輻射場型接近全向性；而當大車輪天線被激發時，其遠場特性會近似一個沿 Z 軸擺設的磁偶極，因此在 X-Y 平面上的主要極化將為 E_{ϕ} ，且場型亦接近基地台的接收天線間距拉長至十個波長以上，以藉此造成空間分集。

但由相關的研究中可知：當傳送端(手持式無線傳輸設備)擺設之方位是隨機的情況下，接收端採用極化分集的天線架構會優於採用空間分集的天線架構。

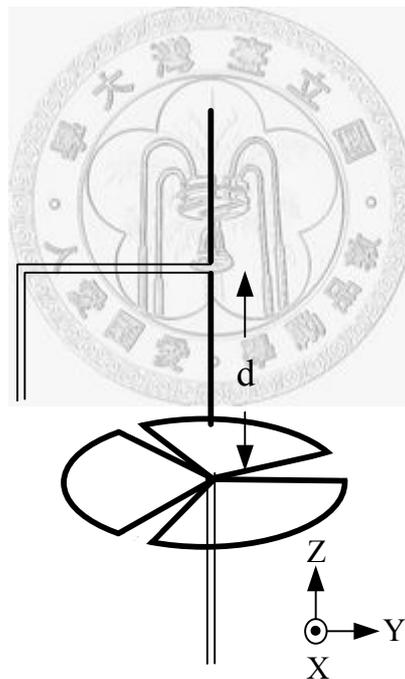


圖 2.4 極化分集天線的示意圖。

圖 2.5 為場型分集天線的示意圖，圖中包含兩組半波長偶極天線，而這兩組天線彼此相距約 0.25λ ，將其連接至一個直交分合波器 (90° hybrid)。當圖中左邊天線的相位落後右邊的天線 90 度時，向左方傳遞

的波會呈建設性干涉，而向右方傳遞的波會呈相消性干涉，如圖 2.6(a) 所示；反之，當左邊天線的相位領先右邊的天線 90 度時，輻射場型會左右相反，如 2.6(b) 所示。

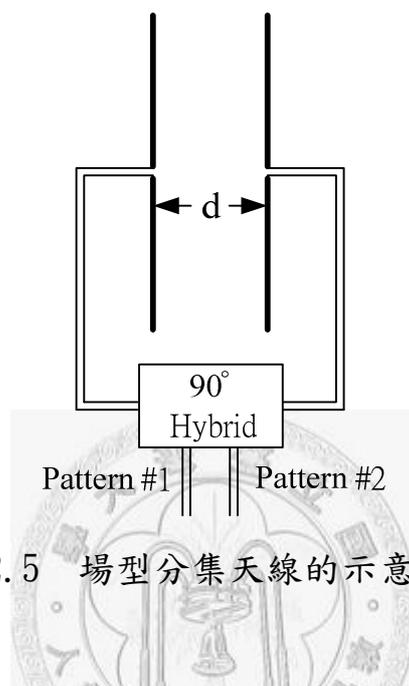


圖 2.5 場型分集天線的示意圖。

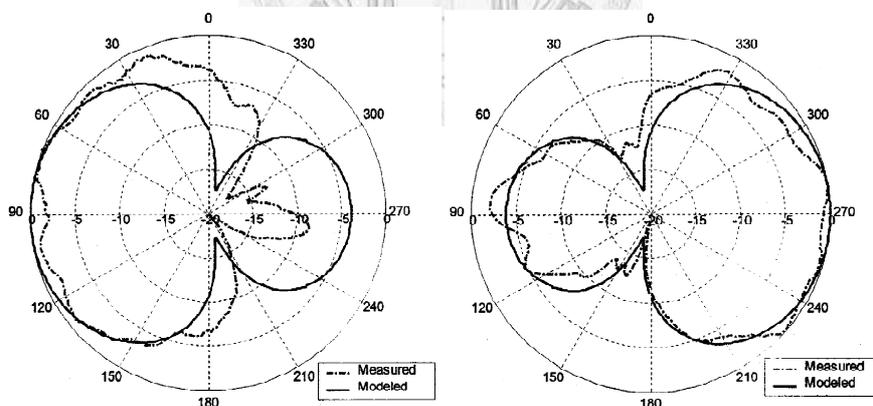


圖 2.6 (a)

圖 2.6 (b)

場型分集天線所產生之場型。

2.23 衡量分集天線的重要參數

A. 波封相關度(envelope correlation, ρ_e)

文獻中通常會以波封相關度來描述不同個天線分支(branch)於空

間中的相關度[2]，而波封相關度的定義為：

$$\rho_e = \frac{\left| \iint_{4\pi} [\overline{F_1}(\theta, \phi) \square \overline{F_2}(\theta, \phi)] d\Omega \right|^2}{\iint_{4\pi} |\overline{F_1}(\theta, \phi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |\overline{F_2}(\theta, \phi)|^2 d\Omega} \quad (2.1)$$

其中的「 \cdot 」代表 Hermitian inner product；而 $\overline{F_i}(\theta, \phi)$ 為第 i 個埠被激發時，天線系統的電場場型(field radiation pattern)，亦即包含了量值項(magnitude term)與相位項(phase term)的遠場場型。

文獻中將波封相關度以 S 參數表示[3][4]：

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (2.2)$$

不同根天線間之波封相關度越低，代表此些接收天線所遭遇到的通道特性越有差異，因此當某個接收天線與發射天線間的主要傳輸路徑遭到干擾時，其他天線會有很高的機率能接收到足夠的信號強度。

B. 平均功率不平衡度(mean power imbalance, $\mu |\Delta P|$)

若每個天線分支(branch)所收到的平均信號強度越接近，代表當某一支所收到的信號受到嚴重的通道衰弱時，其他分支能提供足夠的能量，換言之，如果某個分支接收到的平均信號強度始終很微弱時，它對於整個分集系統所接收到的總能量而言並無實質的貢獻。

C. 分集增益(diversity gain)

分集增益是最有效比較多天線與單天線效能差異之方式。它的定義為：

$$G_{div}(p) = r_{div}(p) - r_1(p) \quad (2.3)$$

其中 γ_{div} 為採用分集天線所收到之訊雜比(signal to noise ratio, SNR)，而 γ_1 為僅採用單一天線所收到之訊雜比，P 為累計機率(cumulative probability)。

2.3 文獻導覽

在手機天線設計上，為了達成縮小化及內藏式的目的，以往的設計大多使用單極天線設計[4-6]或倒 F 形平板天線(planer inverted F antenna)設計[7, 8]，此兩種天線之基模態皆共振於四分之一波長，所以具有尺寸較小的優點，但是也有一些缺點，單極天線由於是對地形成映像電流的方式來形成偶極天線的形式，接地面上的耦合電流會較多，可能形成反向電流讓遠場電場相互抵銷等不佳的效果；而倒 F 型平板天線需要短路接點，製作上較為麻煩，一般較小於單極天線的頻寬等缺點。而槽孔天線的好處在於饋入方式簡單，頻寬較寬，製作簡易，因此成為我們選擇的設計方向。

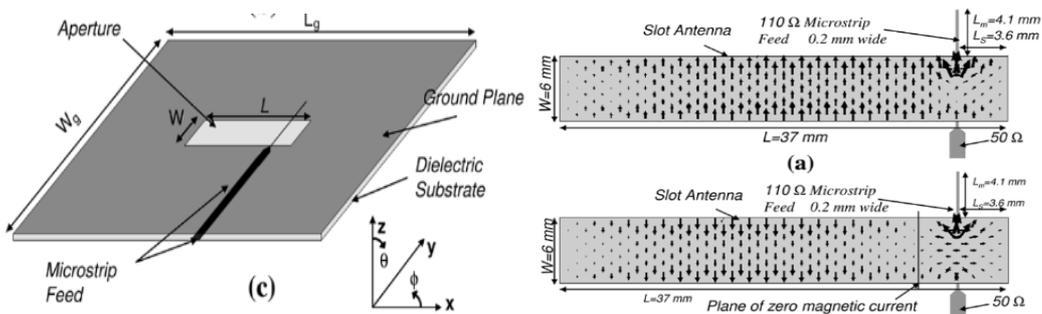


圖 2.7 Slot 天線與虛短路現象

[9]討論了當 Slot 沒有在末端饋入時，所產生的虛短路現象(圖 2.7)，在這種狀況下，一條單純的 Slot 可以產生不只一組共振模態，如果這些共振模態靠在一起時，便可產生不錯的頻寬，且利用了改變微帶線寬度使饋入阻抗改變而增進了頻寬。

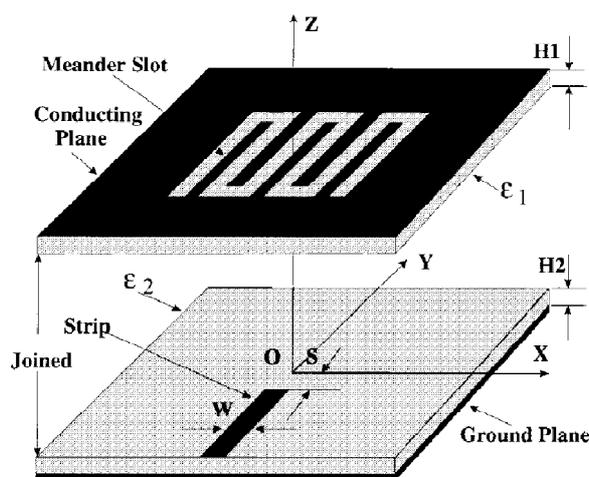


圖 2.8 Meander slot antenna

[10]是一 Slot 天線利用蜿蜒(Meander)槽孔的方式減少共振長度達到縮短天線面積的方法(圖 2.8)，但是不可避免的因為電流方向較為紊亂不一致的關係，交叉極化方線的場型會較前類單純槽孔天線嚴重。

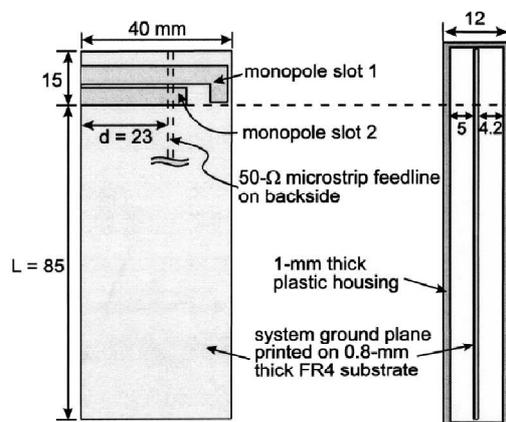


圖 2.9 Slot Mobile phone Antenna

[11]利用彎折的槽孔來縮短整體共振長度的手機天線，可以視作兩個四分之一波長共振的單極天線。

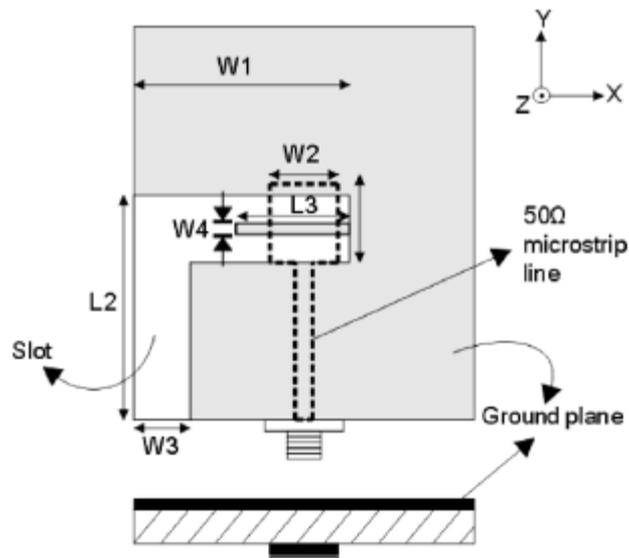


圖 2.10 Slot Mobile phone Antenna

[12]將饋入的微帶線做了一些阻抗匹配且有寬頻效果，此天線應用在 WiMAX 與 WLAN 頻段，中間的金屬線段類似一個共振腔，將能量束縛在裡面，形成類似帶拒濾波器將不要的頻段濾除。

第三章

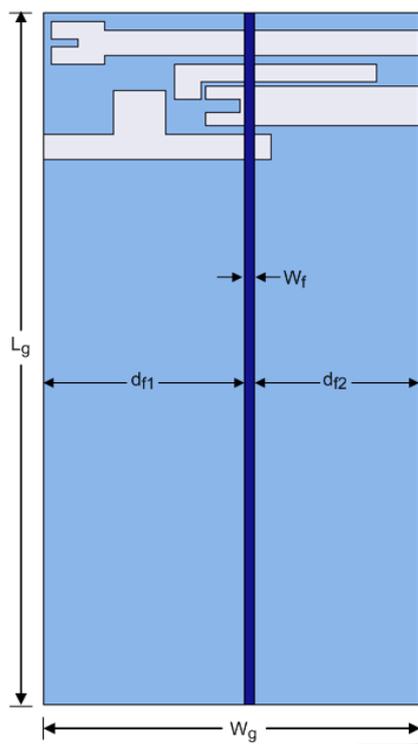
槽孔手機天線

3.1 前言

我們所提出之天線架構，是由三個四分之一波長槽孔作為主要驅動元件，透過微帶線饋入的方式激發不同模態，並且經由多增加一個二分之一波長共振槽孔於剩餘空間來達成頻寬需求。其具有「多頻段」、「平面化」、「縮小化」與「易製作、成本低」的特性，可以在有限空間內達成利用印刷電路板製作供智慧型手機使用之多頻段天線。此天線設計所適用的頻段以及系統涵蓋 GSM850、GSM900、GPS、DCS1800、PCS1900、3G(WCDMA、CDMA2000)、WLAN(包含 IEEE 802.11a/b/g)和藍牙與 WiMAX。

3.2 天線架構與分析

天線之幾何結構如圖 3.1 所示，灰色部份為上層 50 歐微帶線 ($W_s=1.15\text{mm}$)，淺灰色部分為下層槽孔天線與接地面，選用厚度為 0.6mm，相對介電常數 4.4 ($\epsilon_r=4.4$) 的 FR4 作為製作基板，天線本體大小為 43mm×17mm×0.6mm，主要接地面面積大小約為 43mm×80mm。圖 3.22 為此天線本體結構放大圖（不含接地面）。模擬的返回損失為圖 3.4，可以發現在 -6db 的標準之下 S11 均符合所設定的手機各項應用頻



Lg	80
Wg	43
La	17
Wf	1.2
df1	23
df2	21.8

圖 3.1 手機天線結構圖

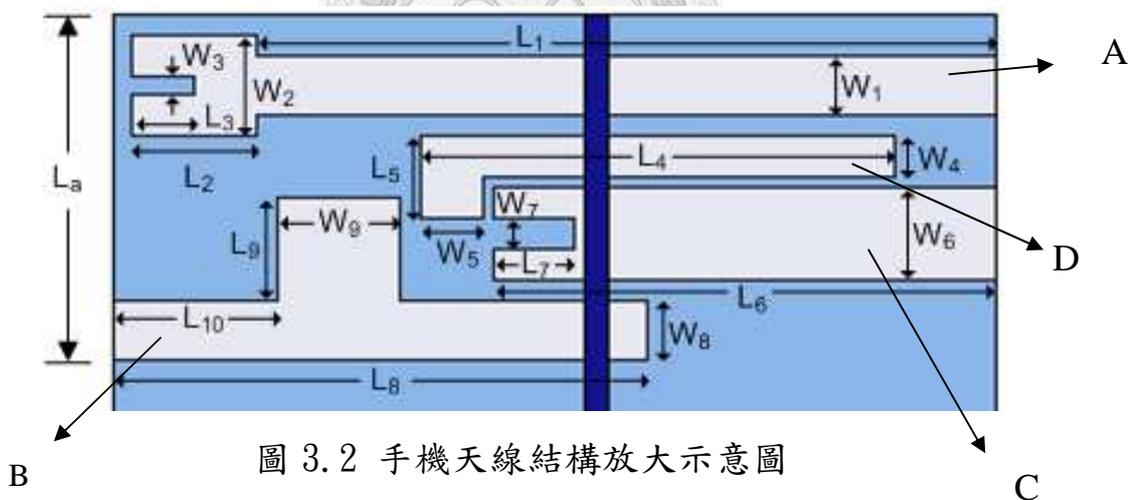


圖 3.2 手機天線結構放大示意圖

L1	36	L7	4	W4	2
L2	6	L8	26	W5	3
L3	3	L9	5	W6	4.5
L4	23	W1	3	W7	1.5
L5	4	W2	5	W8	3
L6	24.5	W3	1	W9	6

段；下一節我們將對各共振頻率點原理分別作說明。

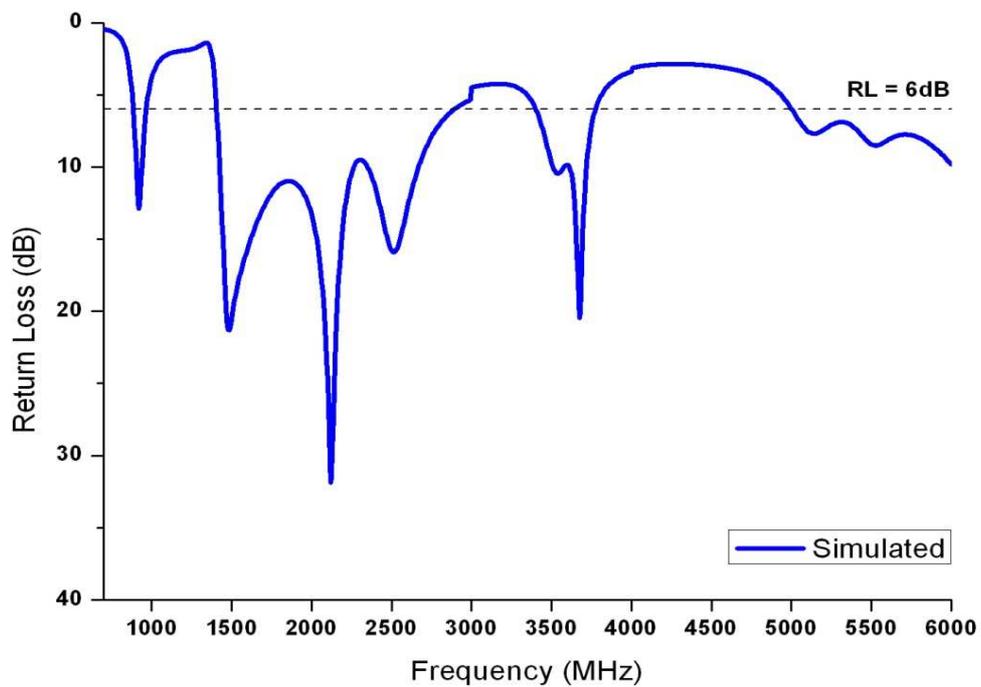


圖 3.3 模擬返回損失圖



圖 3.4 天線實體照片

3.3 天線操作原理與參數分析

第一共振頻帶(GSM850) (GSM900)

為最上方槽孔 A 的最長路徑(長度= $L1+L2+W2$)造成約為四分之一波長的共振(視作一個開路至末端短路,形成四分之一波長共振)但因末端金屬蜿蜒的架構下,會使天線等效電氣長度縮短,達到縮小天線體積的目的。從圖 3.5 模擬電流向量圖可以清楚看到這個現象。

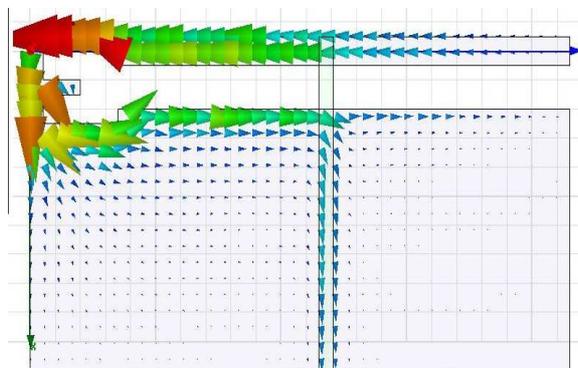


圖 3.5 第一共振頻帶模擬電流向量分佈圖

第二共振頻帶(GPS、DCS1800、PCS1900、3G(WCDMA、CDMA2000))

電流沿著一個特殊倒T槽孔 B 的路徑(長度= $L8+L9*2$)形成一末端短路共振四分之一波長的 1.5GHz 共振點(圖 3.6),符合 GPS 全球衛星定位系統的應用頻段,同時此結構亦大幅縮短所需的共振長度,利用左下半面的接地面達成設計目標; 2.1GHz 的共振點則是由旁邊這個(長度= $W6+L6+L7*2$)的槽孔 C 負責,一樣是為了達到縮短共振路徑的效果而做了蜿蜒架構的槽孔以節省在接地面天線的挖槽面積。

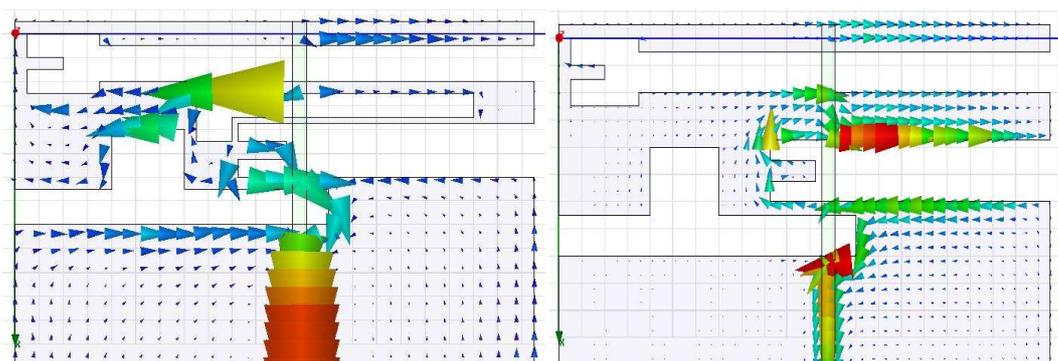


圖 3.6 第二共振頻帶模擬電流向量分佈圖

第三共振頻帶〔WiMAX〕

利用槽孔之間剩餘的空間，放上一個兩端短路的槽孔 D(長度= L_4+L_5)，藉此造成二分之一波長的共振，使共振頻率點落於 3.5GHz 的 WiMAX 頻段內。

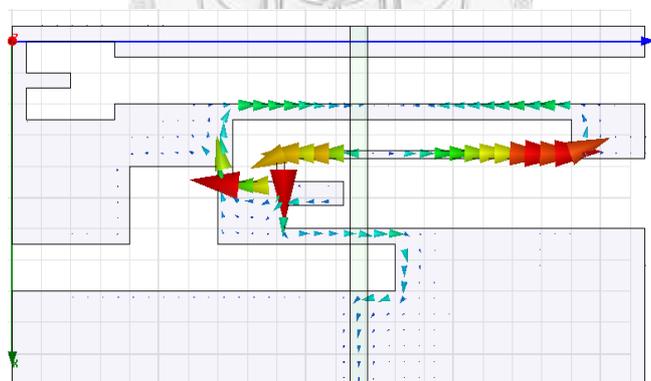


圖 3.7 第三共振頻帶模擬電流向量分佈圖

第四共振頻帶〔Wi-Fi 802.11a〕

此段共振點再度回到最上面的槽孔天線，利用一個約略多於五倍頻的共振，達到 5.1GHz 的一個共振模態，從圖 3.26 的電流向量模擬圖可以看出電流的確形成前述之現象，五個方向交互相反的電流形成了共振模態

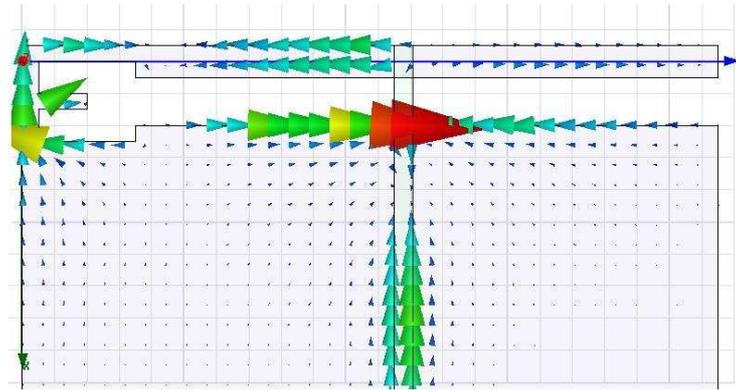


圖 3.8 第四共振頻帶模擬電流向量分佈圖

參數分析

這裡我們將天線右邊界至 D 槽孔的距離設定了一個參數 d ，藉由縮小槽孔的共振長度來驗證前面所論述的原理。從圖 3.9 可以發現，中間 2000MHz 至 2600MHz 的共振點因共振長度縮短而往高頻移動，其他 860MHz、1500MHz、3500MHz、5200MHz，則因為其共振結構變動不大而沒有顯著影響。

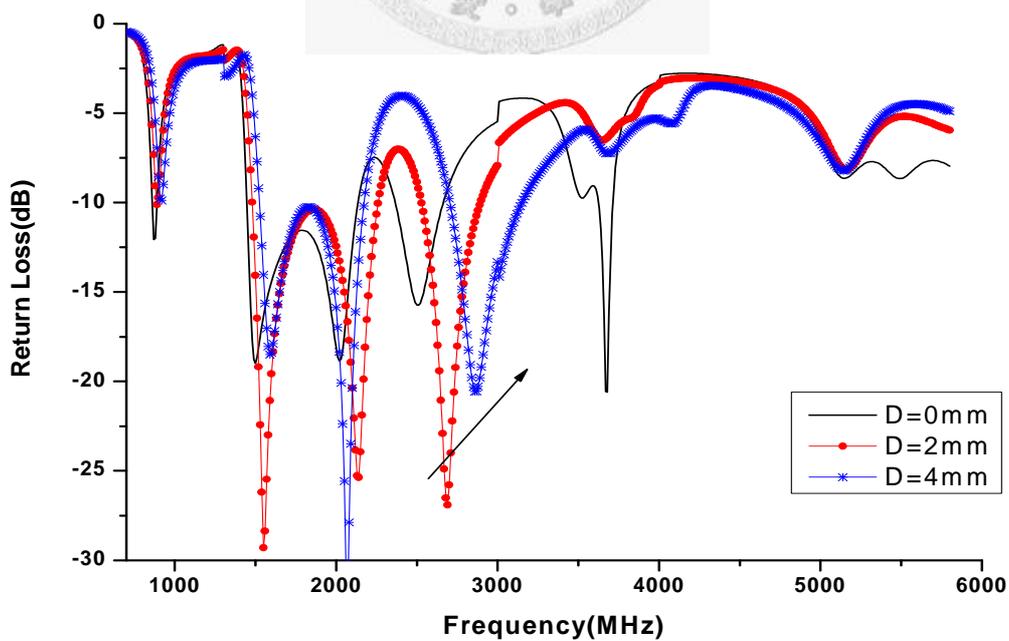


圖 3.9 改變 d 長度之返回損失圖

3.4 實驗結果

接下來將呈現量測之數據，並與模擬進行比較。圖 3.41 為模擬與量測返回損失圖，觀察兩者結果可以發現在 6db 頻寬下，當初所設計的目标頻寬均順利達成，但可惜的是 WiMAX 在 3400MHz 的地方因為共振點略為頻偏，量測的低頻限界落在 3450MHz，略為超出了 WiMAX 規範 50MHz，為了彌補這項缺點，藉由調整一些參數最佳化頻寬，使低頻限界恰好落在 3400MHz(圖 3.12)，雖然符合了規範，但製作的彈性不足，因此下一章節將會對此頻段作更好的改良設計。

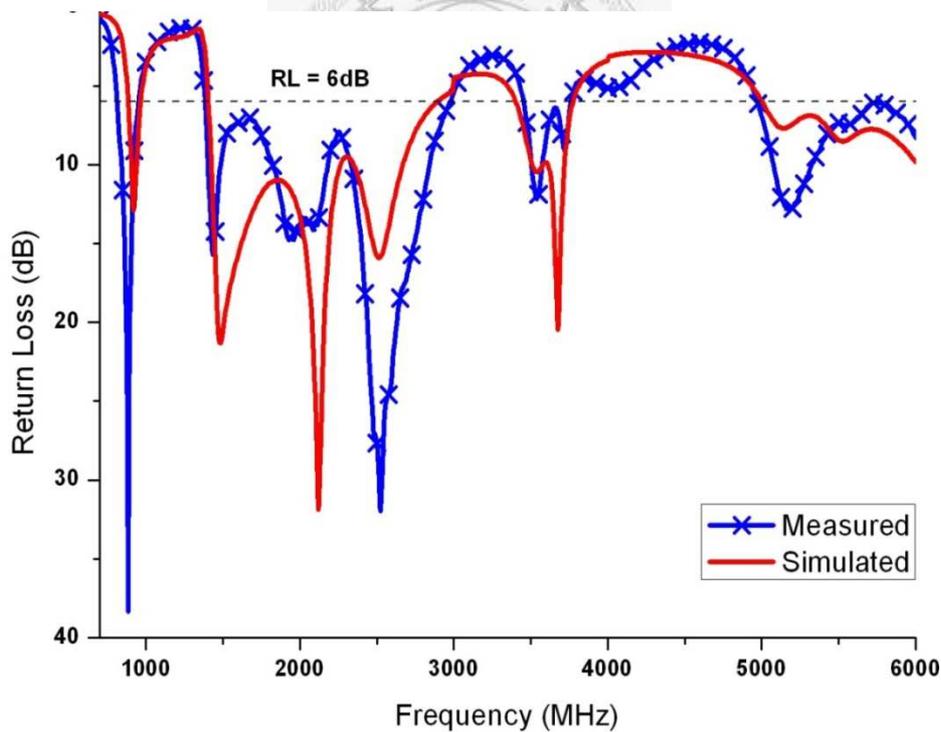
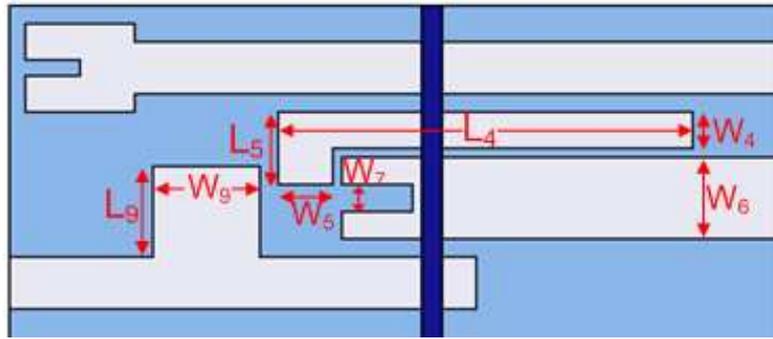


圖 3.10 模擬與量測返回損失圖



參數調整		(單位：mm)	
L4	23→26	W5	3→3.5
L5	4→2.6	W6	4.5→5
L9	5→3.5	W7	1.5→2
W4	2→1.5	W9	6→4.5

圖 3.11 最佳化參數

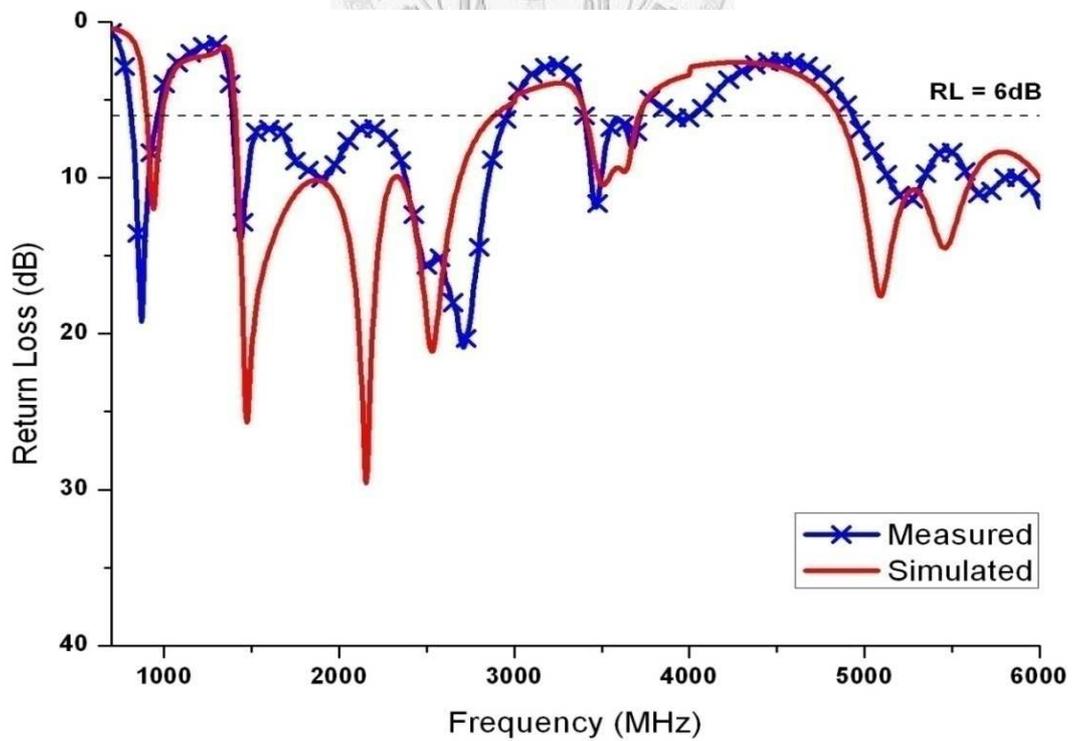
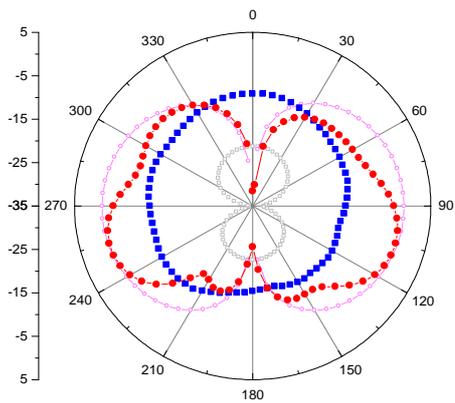


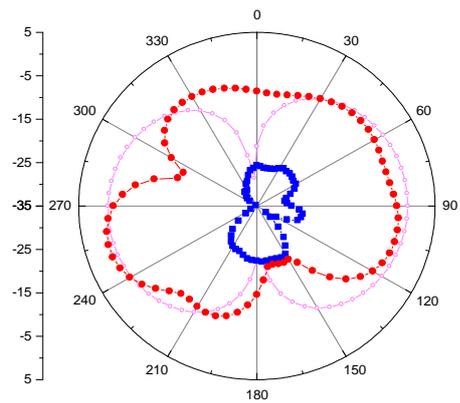
圖 3.12 模擬與量測返回損失圖

在電磁波傳播理論裡，為了讓訊號能傳送至最遠距離，天線極化一般都設計為垂直極化，這是由於電磁波水平極化傳播的信號在貼近地面時會在大地表面產生極化電流，極化電流因受大地阻抗影響產生熱能而使電磁場信號迅速衰減，而垂直極化方式則不易產生極化電流，從而避免了能量的大幅衰減，提昇了信號的有效傳播，所以垂直極化波衰減速度比水平極化波來的慢，故槽孔天線的等效磁偶極位於 X-Z 平面上，也就視為單極天線對地發射垂直極化波的效果。

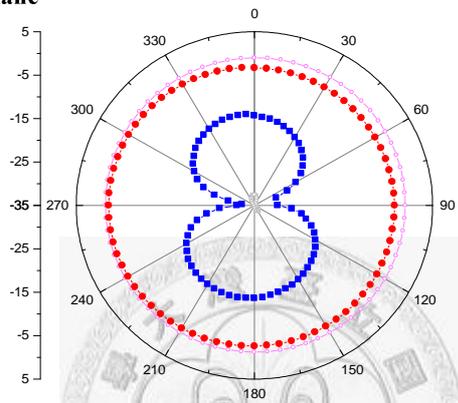
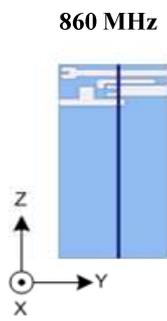
從模擬與量測輻射場型圖來看(圖 3.13)，低頻的輻射場型近似於傳統的單極天線，在 X-Y 有全向性的場型，符合無線通訊無指向性的需求。越往高頻由於激發的高頻模態造成場型開始不規則改變，且由於結構上的不對稱、多個蜿蜒槽孔造成電流較紊亂及量測時器材與 SMA 接頭影響，交叉極化的分量較高，但在 X-Y 的截面仍保有全向性的場型。另外雖然此天線是線性極化，雖然接收能量少了 3db，但在返回損失不錯的情況下仍能接收衛星傳來之圓形極化波。圖 3.14 為量測與模擬的 3D 最大增益比較表，因為量測校準天線對於 1GHz 以下沒有增益表，只能以外插法計算無法精確校正，可以發現低頻的最大增益誤差較大。表 2 是模擬與量測平均增益比較表，同樣的在低頻的部份量測誤差較大，其餘頻段皆十分接近模擬結果。最後將手機應用頻段與此天線所涵蓋的頻段整理表 3。



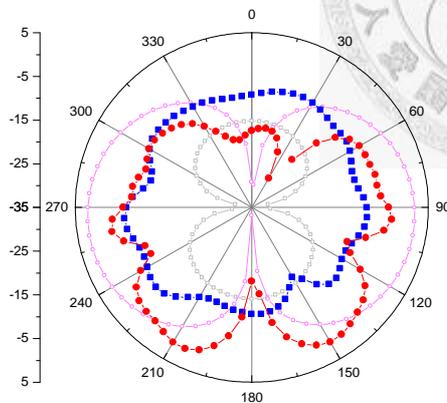
X-Z Plane



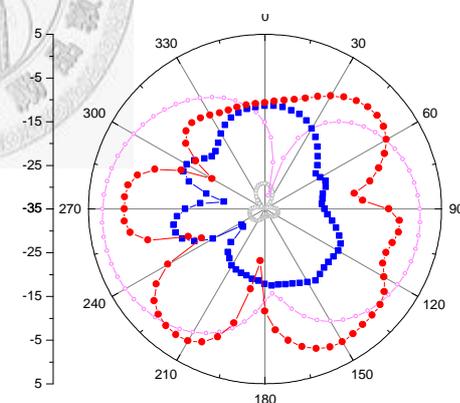
Y-Z Plane



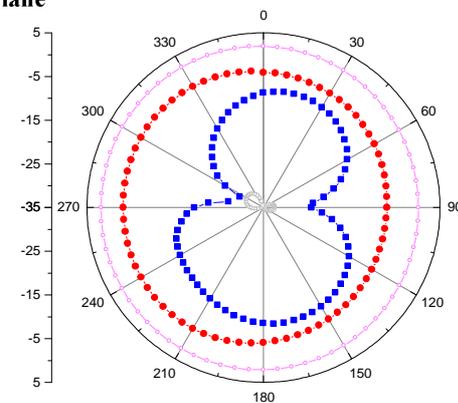
X-Y Plane



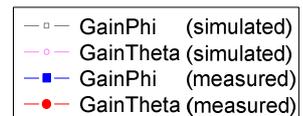
X-Z Plane

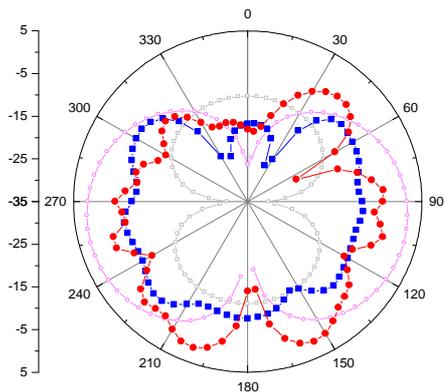


Y-Z Plane

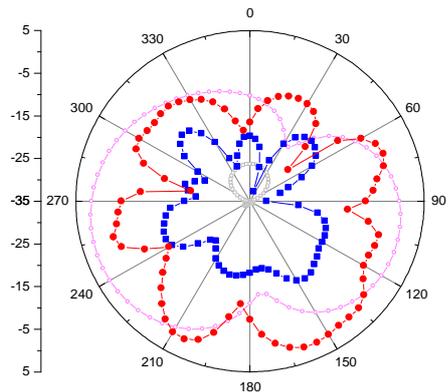


X-Y Plane

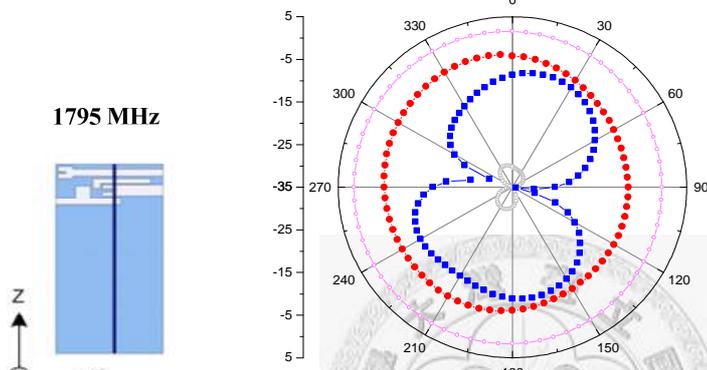




X-Z Plane



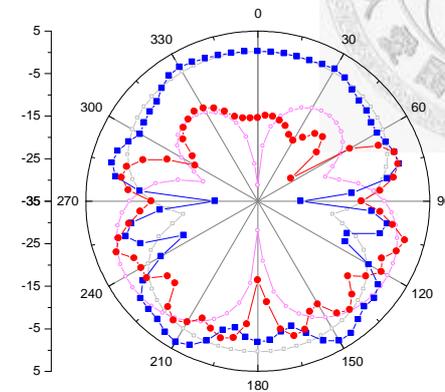
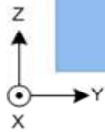
Y-Z Plane



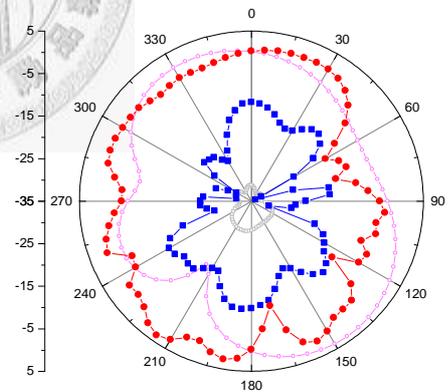
X-Y Plane



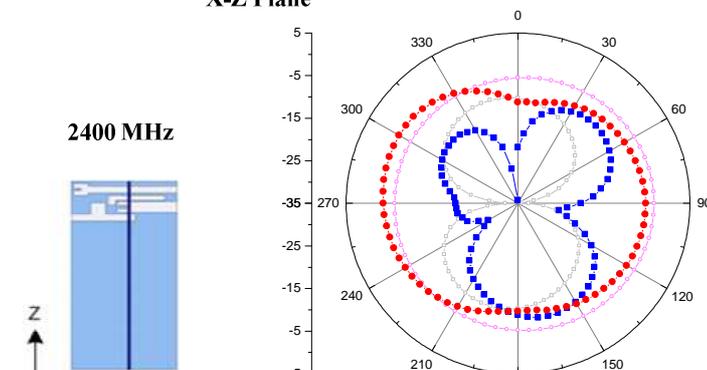
1795 MHz



X-Z Plane



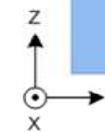
Y-Z Plane

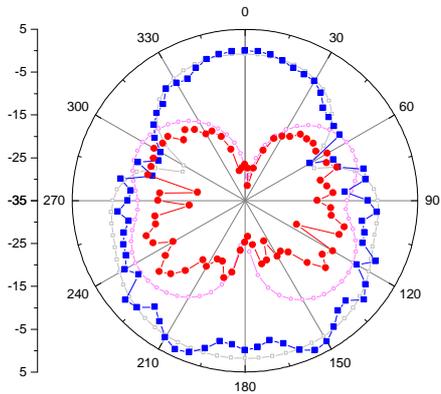


X-Y Plane

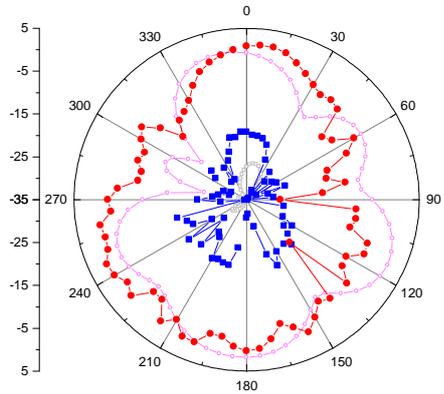


2400 MHz

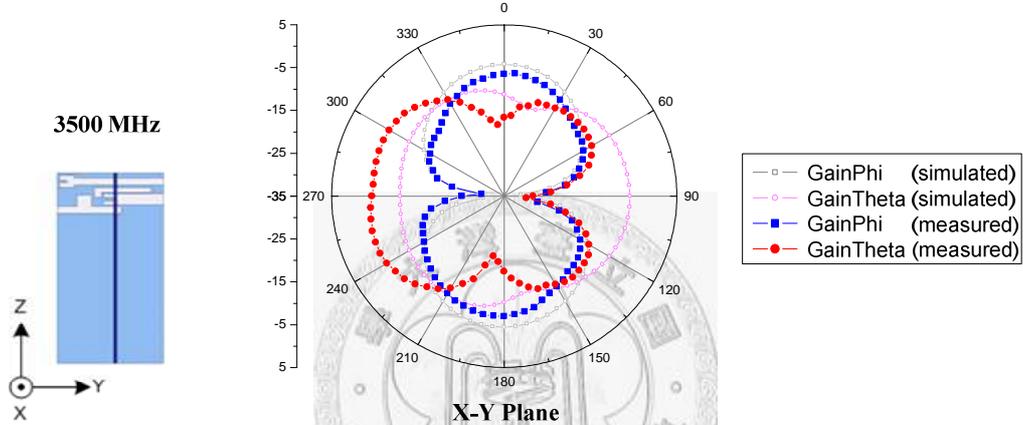




X-Z Plane

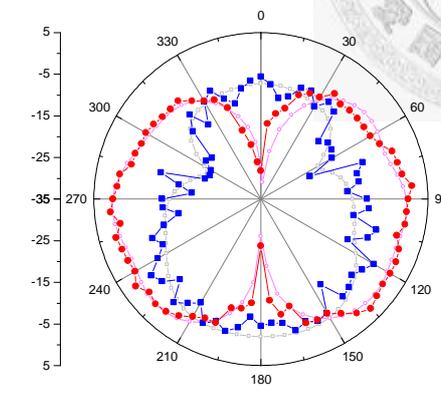


Y-Z Plane

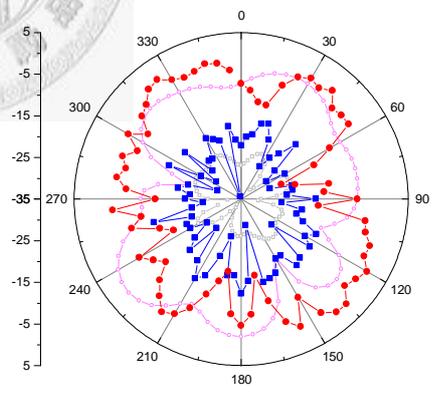


X-Y Plane

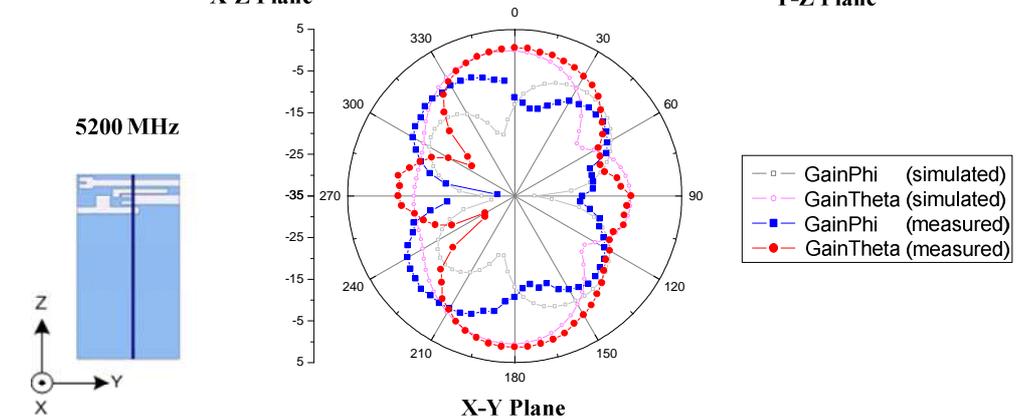
- GainPhi (simulated)
- GainTheta (simulated)
- GainPhi (measured)
- GainTheta (measured)



X-Z Plane



Y-Z Plane



X-Y Plane

- GainPhi (simulated)
- GainTheta (simulated)
- GainPhi (measured)
- GainTheta (measured)

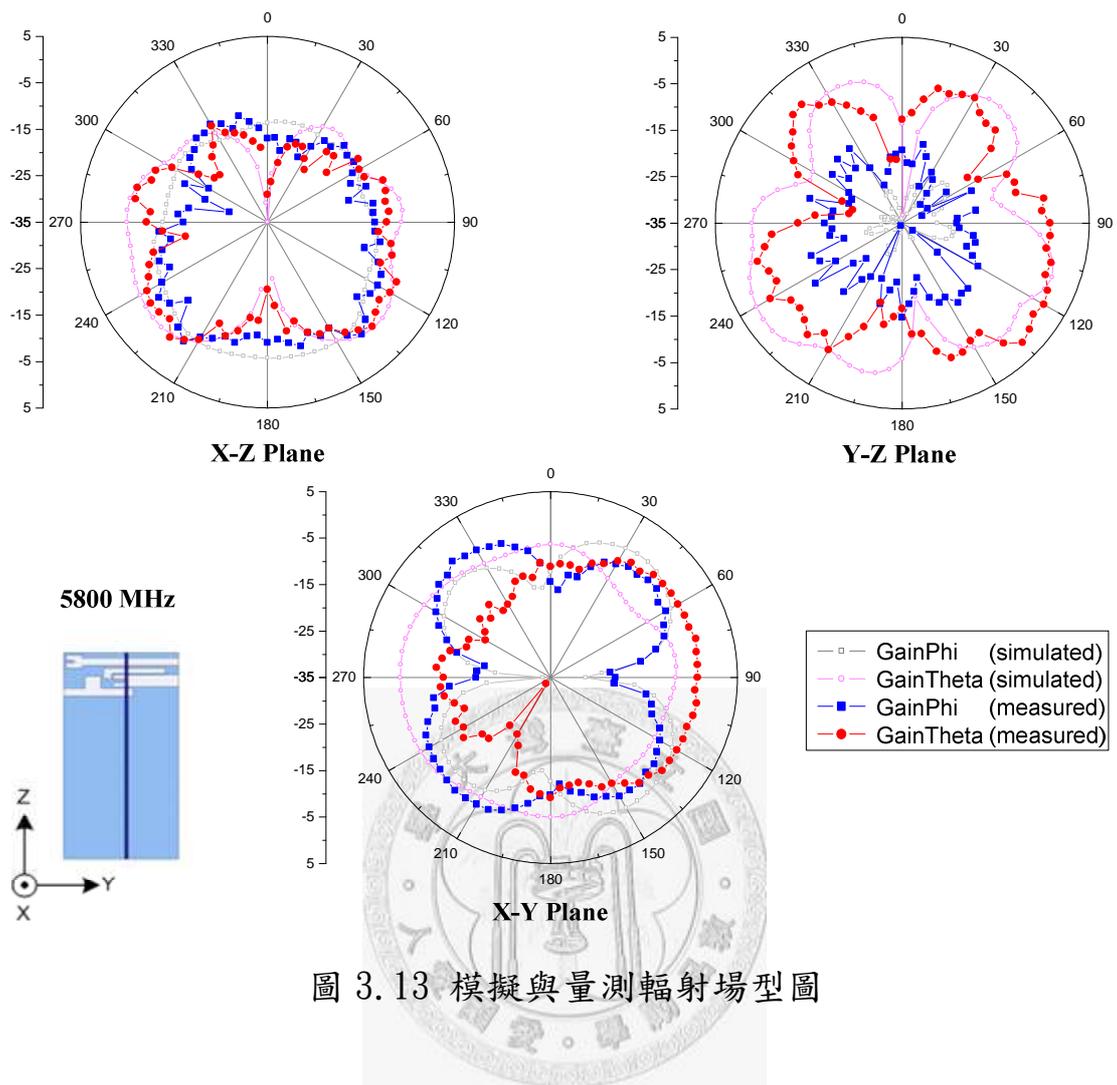


圖 3.13 模擬與量測輻射場型圖

頻率	平面	模擬(dBi)			量測(dBi)		
		X-Y	X-Z	Y-Z	X-Y	X-Z	Y-Z
860MHz		-2.14	-4.35	-4.5	-4.3	-8.75	-9.12
925MHz		0.67	-4.87	-5.01	-1.78	-5.81	-6.04
1795MHz		0.24	-1.45	-2.27	-5.7	-4.44	-4.46
1920MHz		0.26	-1.15	-2.01	-5.01	-2.72	-2.81
2170MHz		-5.58	-0.63	-1.44	-3.23	-2.15	-2.44
5200MHz		-4.01	-1.22	-5.57	-3.3	-1.72	-5.05
5800MHz		-3.7	-5.22	-4.23	-4.26	-5.99	-4.63

表 2 模擬與量測平均增益比較表

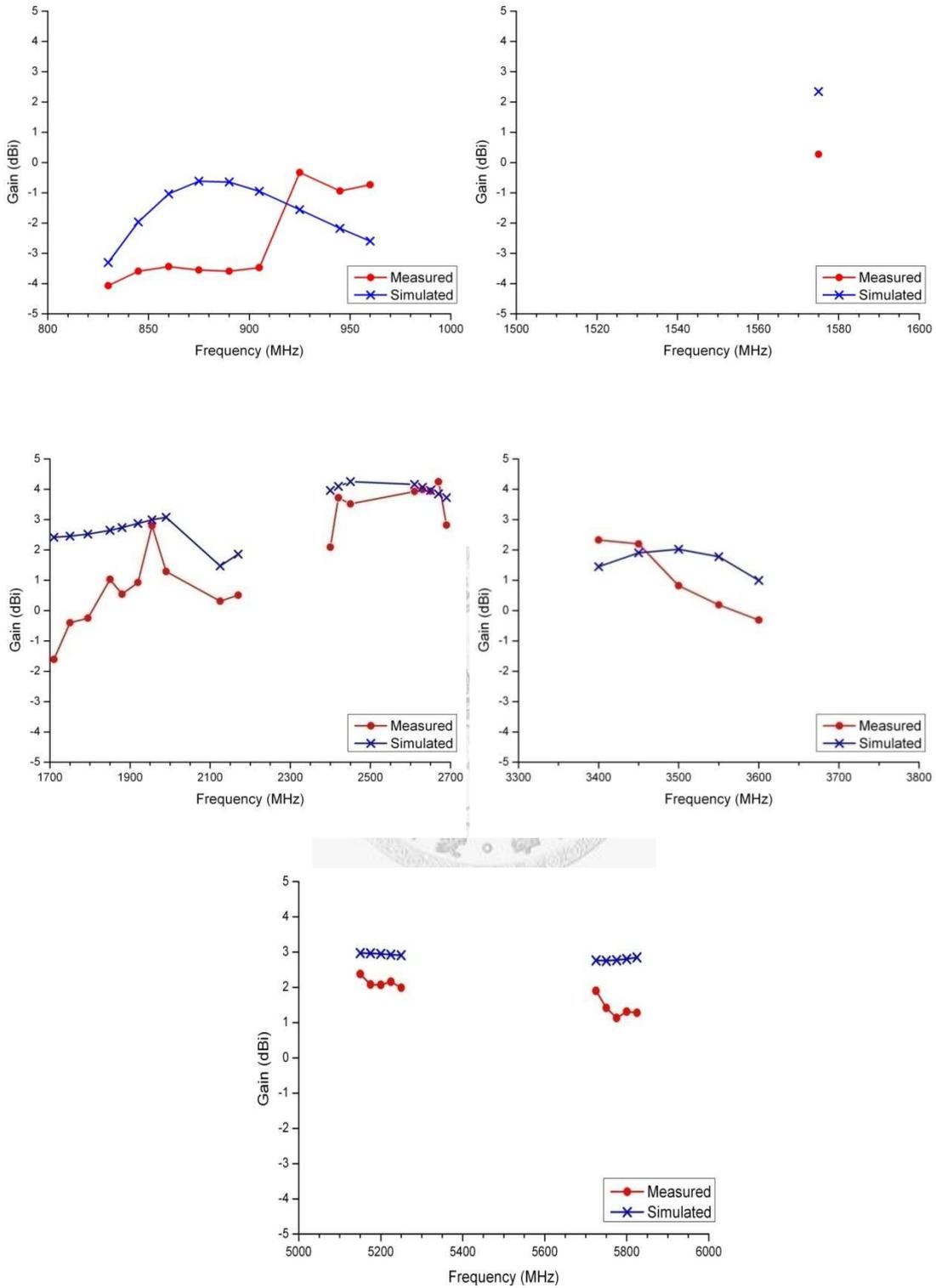


圖 3.14 模擬與量測最大增益比較圖

通訊系統	頻寬規格	模擬頻寬	量測頻寬
GSM850	824 – 894	905 – 995	815 – 960
GSM900	890 – 960		
GPS	1575	1425 – 2895	1395 – 2955
DCS1800	1710 – 1880		
PCS1900	1850 – 1990		
UMTS	1920 – 2170		
802.11 b/g/n	2400 – 2484		
WiMAX 2600	2610 – 2690	3410 – 3710	3400 – 3715
WiMAX 3500	3400 – 3600		
802.11 a/n	5150 – 5250	4855 – 6000	4935 – 6000
	5725 – 5825		

表 3 手機應用頻段與天線特性表

3.5 手機天線相關重要參數

由於手機是極精密的行動裝置，現在的潮流又是輕薄短小，使天線與週邊元件(機殼、電池等...)互相電磁耦合影響也是必須納入的設計考量。而由於電磁波對人體影響的疑慮是仍未定論，SAR 值 (Specific Absorption Rate, 生物體單位質量對電磁波能量吸收比值) 一直是手機天線一個重要規範；此外，HAC 值(Hearing-Aid Compatibility) 也納入這次參數分析考量。

3.5.1 手機機殼影響

天線放入手機塑膠外殼的模擬結構圖如圖 3.51 所示。選擇以常見的 acrylonitrile butadiene styrene (ABS) 模擬手機外殼的材質，其相對介電常數為 3.5，導電係數=0.026S/m。模擬結果如圖 3.15，可知：若將原本調整好的天線(free space)放入此塑膠外殼(housing)後，共振頻率會往低頻偏移，這是因機殼使得天線的等效介電常數上升，以致原尺寸將對應到較低的共振頻率。為了說明此天線結構在面對頻率偏移時，可以很輕易的調整回所需之頻段，我們將天線尺寸中的 W_g 、 L_1 、 L_6 、 W_9 、 ds_4 縮短為 $W_g=41\text{mm}$ 、 $L_1=33\text{mm}$ 、 $L_6=22.5\text{mm}$ 、 $W_9=4\text{mm}$ 、 $ds_4=2\text{mm}$ ，其餘參數仍與之前所使用之參數相同，模擬結果如圖 3.17 (fine tuned) 所示，其共振頻率偏移的現象已被修正回來。此分析也顯示此天線對於外在介電常數改變時，有著極佳的頻率調整特性，不會因為加上外殼而必須做繁瑣的參數調整。

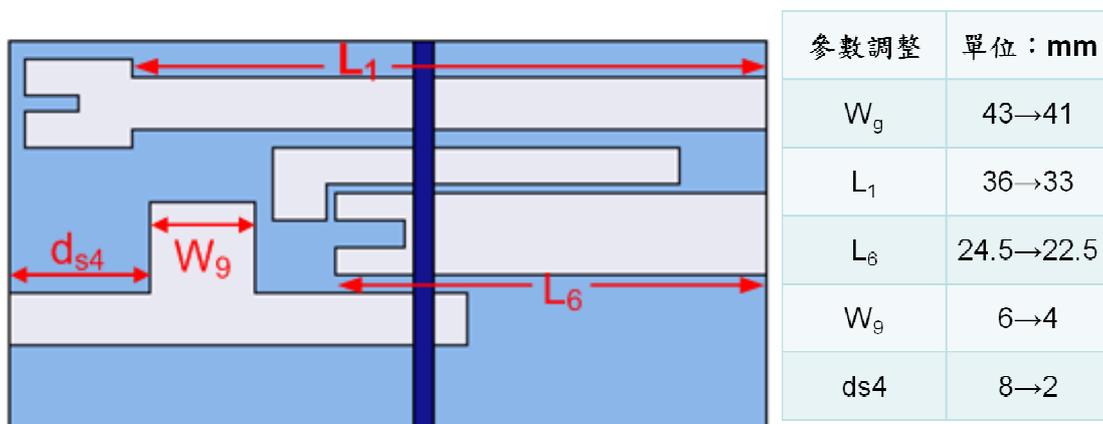


圖 3.15 機殼影響之最佳化調整示意圖

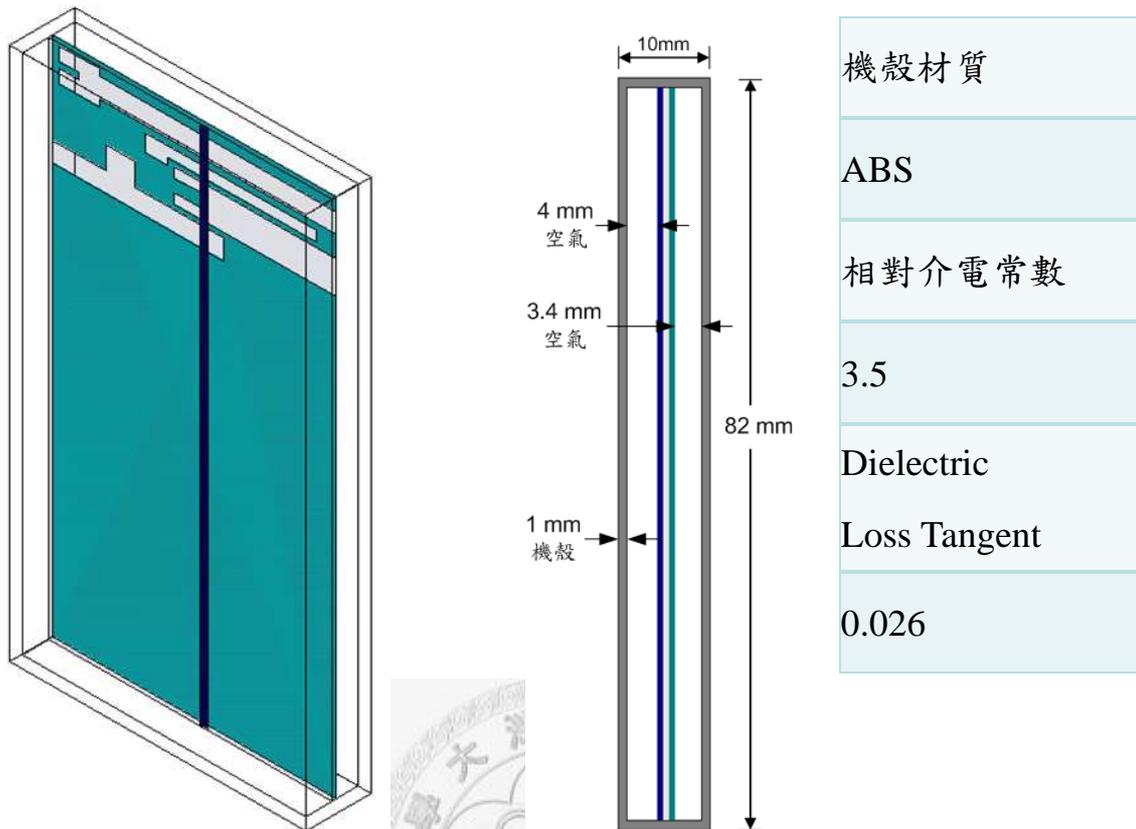


圖 3.16 機殼結構圖

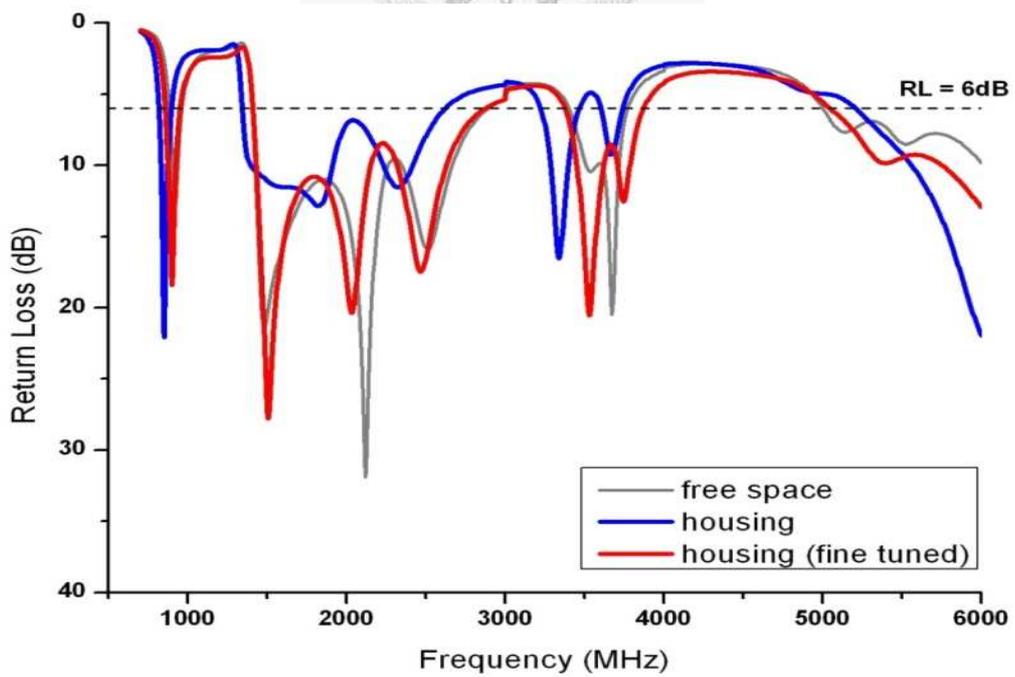


圖 3.17 模擬擬返回損失圖

3.5.2 金屬元件影響

由於手機上元件過於密集整合的特性，天線能設計的地方附近免不了有其他的金屬元件，是否會交互產生電磁耦合等現象造成效能的低落，是這一小節所討論的。

手機上必備的聽筒，或是 CCD 鏡頭之類的金屬元件，我們用一厚 2mm，直徑 10mm 的 PEC 圓柱體代替，金屬元件有三個位置 $d=7\text{mm}$ ， 21.5mm ， 36mm ，可從圖 3.18 看到延續上一小節機殼的影響也同時考量進去，模擬的結果可發現(圖 3.19) 在各頻段幾乎不受其影響，但是在高頻 (5.2GHz) 的部份受到了影響，原因是此圓柱體恰好位於第一槽孔正上方，而此處除了低頻共振點以外也有五倍波長的共振效果，若此 PEC 圓柱體位於正中央的影響較大，其他兩側並無顯著影響，實際應用時稍加注意即可符合所需頻段。

最後是手機電池外殼的影響，設置一個長=48mm 寬=36mm 高=6mm 的 PEC 結構，由於位於較大接地面上，對於天線效能的實際影響不大(圖 3.20)，此架構也可視作若需滿足電磁相容性(Electromagnetic Compatibility, EMC)的規範時的金屬遮罩，由於這對此天線的返回損失特性並無顯著之影響，也說明此天線易於與電路板上的其他元件進行整合。

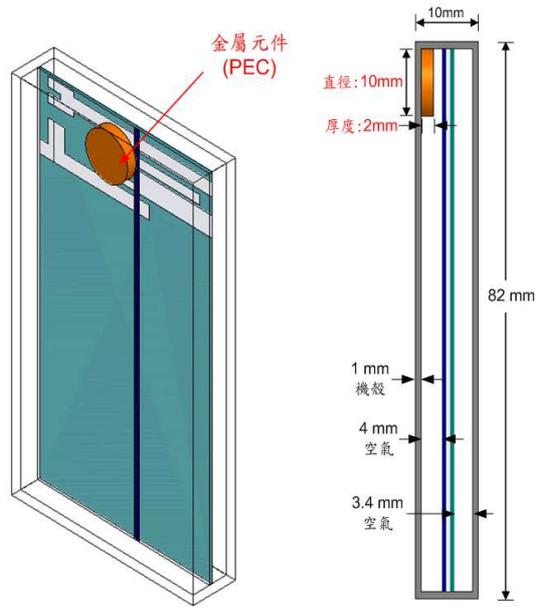


圖 3.18 金屬元件與天線整合圖

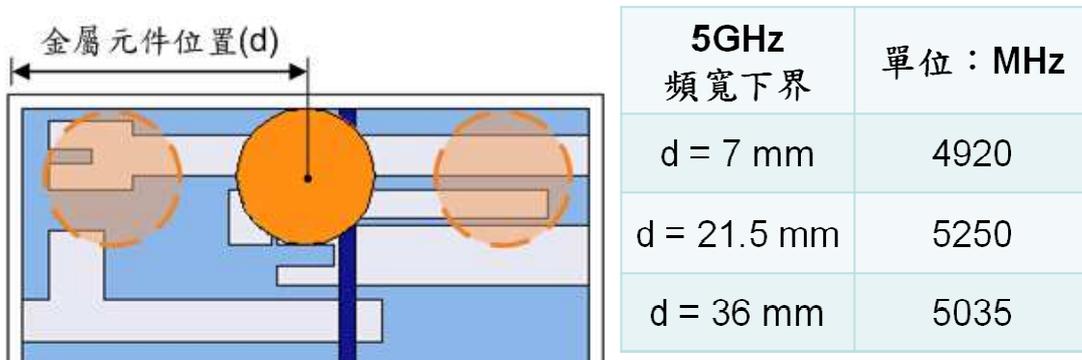
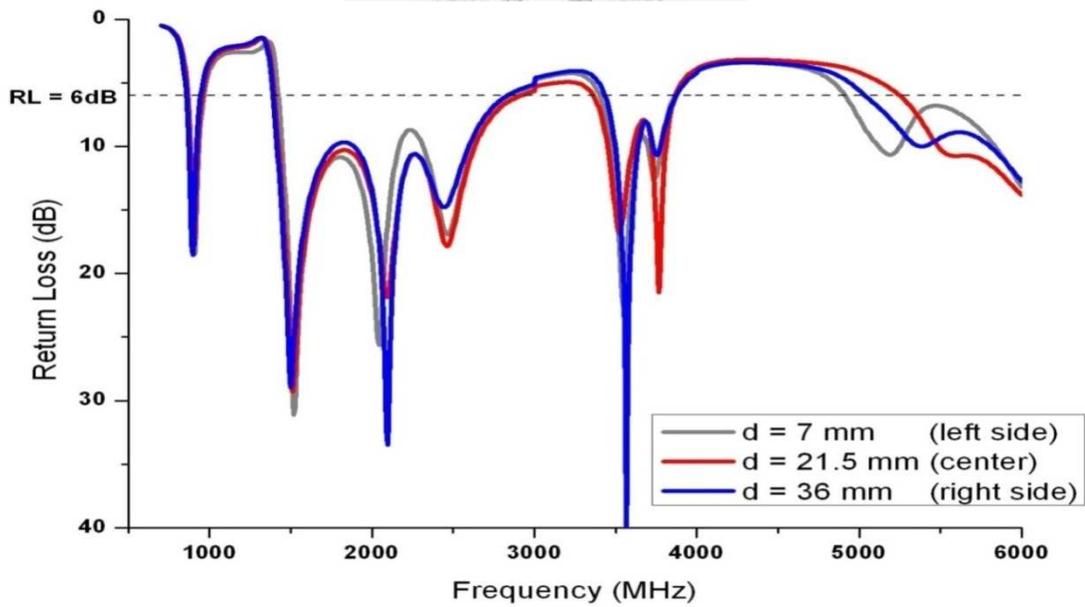


圖 3.19 金屬元件模擬返回損失圖

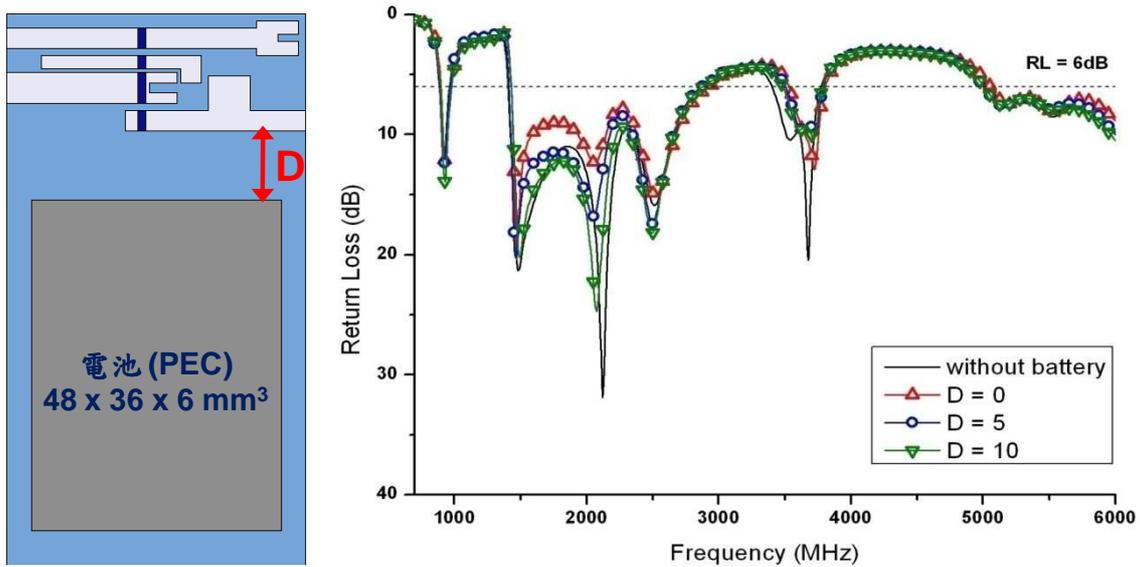


圖 3.20 電池結構與模擬返回損失圖

3.5.3 SAR 值與 HAC 值之探討

由於手機先天特性必須依附於耳邊，而電磁波對於人體是否有害尚未定論，美國聯邦通訊委員會(Federal Communications Commission, FCC)訂立了標準值，每一公克人體組織平均值不超過 1.6 瓦/公斤 (W/kg)。我們利用了 SEMCAD 這套軟體，分別就有無手部影響，與離頭部的距離做了模擬人體吸收手機天線電磁波的環境，PA output power 參照[13]在 860MHz 與 1920MHz 的平均發射功率各為 2W 與 1W。從表 4 可以發現，除了只有單純頭部的幾個情況下的數值較差，其餘包含手部的 SAR 值幾乎均低於 1.6W/kg 的規範；且手機發射功率會視基地台遠近而將功率調整至可連接到系統所需的數值，因此一般正常使用的環境下 SAR 值還會更低。

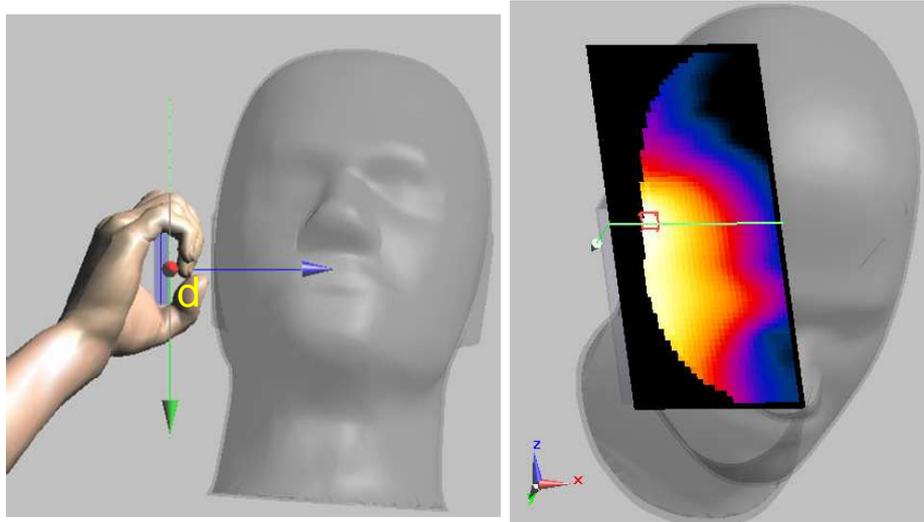


圖 3.21 人體模擬示意圖

Scenario \ Frequency	860 MHz		1920 MHz	
	1g	10g	1g	10g
with head only	2.65	1.76	2.06	1.36
with hand and head (d = 0)	1.99	1.18	1.16	0.64
with hand and head (d = 10mm)	0.46	0.35	0.10	0.07
PA output power	2W		1W	

表 4 不同情況下之 SAR 值

HAC(Hearing-Aid Compatibility)是針對助聽器人士而提出的標準，因為天線輻射會對助聽器造成干擾影響其功能，目前以美國來說，使用助聽器的人已達到兩百五十萬，因此美國國家標準學會(American National Standards Institute, ANSI)在 2001 年訂立了規範，天線在近場的輻射電場與磁場分量有四個等級(因在近場時電場與磁場無法以

近似公式互換，需分開討論)，最好為四最差為一，與助聽器的值兩者相加超過四為可用，六是極佳(表 5)[14]，一共分為九個區塊。從資料來看越往高頻由於發射功率越低，HAC 值表現也越佳，整體來說幾乎都符合規範，低頻最差的情況下仍保有 M1 最低限界。

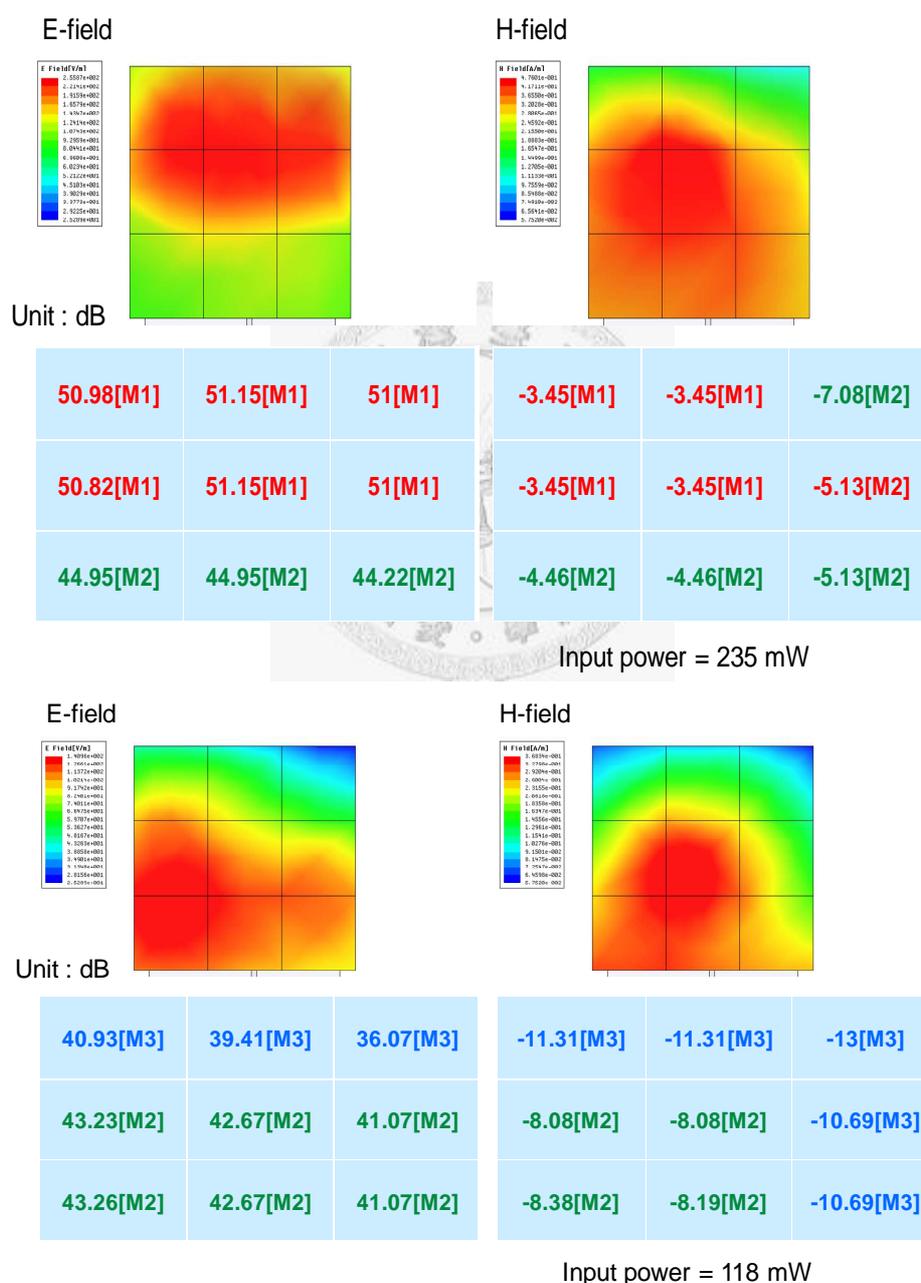
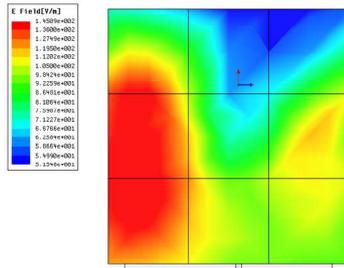
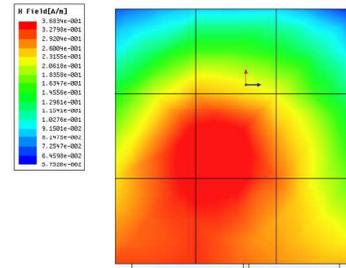


圖 3.22 HAC 區塊模擬值(860MHz、1920MHz)

E-field



H-field



42.92[M2]	39.82[M3]	40.19[M3]	-7.43[M2]	-7.03[M2]	-7.48[M2]
43.23[M2]	41.56[M2]	41.19[M2]	-5.54[M2]	-4.88[M2]	-7.21[M2]
43.23[M2]	41.56[M2]	40.61[M3]	-6.59[M2]	-5.98[M2]	-7.23[M2]

Input power = 40 mW

圖 3.23 HAC 區塊模擬值(2170MHz)

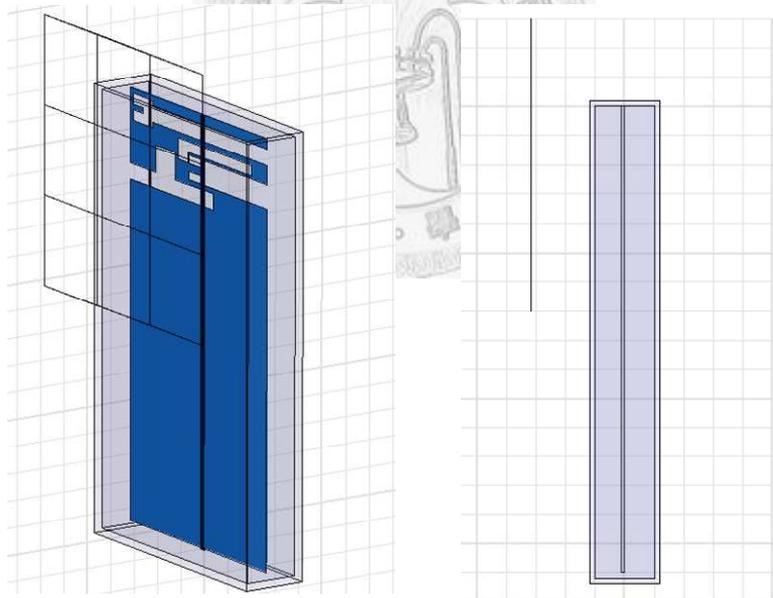


圖 3.24 HAC 模擬示意圖

3.6 結論

本章提出一個新型的槽孔手機天線，此架構包含四個槽孔天線，利用不同的共振點，組合出極大的頻寬，涵蓋所有了手機通訊系統，整體包含接地面積縮小至 80mm x 43mm。

此外針對了手機天線在設計上會遇到的一些重要參數，如 SAR 值、機殼、HAC 值、與金屬附加元件等做了模擬探討；而本天線架構在 WiMAX 的頻寬部份仍有缺失，在下一章節會對此有新的改善方法。

RF PARAMETERS									
Category	Hearing Aid Parameters (Hearing Aid must maintain < 55 dB IRIL interference level and < 6 dB Gain Compression)			Telephone Parameters					
	Near Field	E-Field Immunity (CW)	H-Field Immunity (CW)	AWF	E-Field Emissions (Peak)	H-Field Emissions (Peak)			
Category M1	30.0 – 35.0	dB (V/m)	-23.0 – -18.0	(A/m)	0	46 – 51	dB (V/m)	-4.4 – 0.6	dB (A/m)
	31.6 – 56.2	V/m	0.071 – 0.126	A/m		199.5 – 354.8	V/m	0.60 – 1.07	A/m
Category M2	35.0 – 40.0	dB (V/m)	-18.0 – -13.0	(A/m)	0	41 – 46	dB (V/m)	-9.4 – -4.4	dB (A/m)
	56.2 – 100.0	V/m	0.126 – 0.224	A/m		149.6 – 266.1	V/m	0.45 – 0.80	A/m
Category M3	40.0 – 45.0	dB (V/m)	-13.0 – -8.0	(A/m)	0	36 – 41	dB (V/m)	-14.4 – -9.4	dB (A/m)
	100.0 – 177.8	V/m	0.224 – 0.398	A/m		63.1 – 112.2	V/m	0.19 – 0.34	A/m
Category M4	>45.0	dB (V/m)	>-8.0	(A/m)	0	<36	dB (V/m)	<-14.4	dB (A/m)
	>177.8	V/m	>0.398	A/m		<63.1	V/m	<0.19	A/m
Category MX	special		special			<33.5	dB (V/m)	<-16.9	dB (A/m)
						<47.3	V/m	<0.15	A/m

Figure 4. Categorization system for hearing aid immunity. Reprinted (by permission) from ANSI standard C63.19 (2001).

SYSTEM CLASSIFICATION		
System Classification	Articulation Index	Category Sum
	AI	Sum of Hearing Aid Category + Telephone Category
Usable	0.3	Hearing Aid Category + Telephone Category = 4
Normal Use	0.5	Hearing Aid Category + Telephone Category = 5
Excellent Performance	0.7	Hearing Aid Category + Telephone Category ≥ 6

Figure 5. Categories of usability of hearing aids and cellular telephones. Reprinted (by permission) from ANSI standard C63.19 (2001).

表 5

第四章

分集式手機天線

4.1 前言

在上一章節中，我們完成了一可應用在絕大部分頻斷的寬頻手機天線，採用微帶線饋入造成槽孔共振出不同模態；然而在 WiMAX 的部份雖然利用多餘空間植入槽孔以達到頻寬下界要求，但量測的結果始終無法與模擬相符，即使經過最佳化也只是剛好符合頻寬下界，頻寬仍顯得不足，故此章提出了一個新架構，放棄了接地面槽孔結構而改用附加寄生元件的方式達到頻寬需求。另外，由於 WiMAX 在 802.16e 中定義了 MIMO 的規範，我們在 4.2 節提出了一個利用 stub-matching 與耦合元件將傳統上窄頻的偶極天線頻寬大幅改善達到 UWB Low Band(3.1GHz-4.8GHz) 的頻寬；4.3 節會將此天線加入第三章的手機天線完成一分集式的手機天線。

4.2 天線架構與分析

4.2.1 天線架構介紹

本天線之幾何結構如圖 4.1 所示，使用的板材為厚度 0.6 mm，相對介電常數 4.4 之 FR4 基板($L_1=2.5\text{mm}$ ， $L_2=2.5\text{mm}$ ， $L_3=3\text{mm}$ ， $L_4=7\text{mm}$ ， $L_5=0.5\text{mm}$ ， $W_1=17\text{mm}$ ， $W_2=6\text{mm}$ ， $W_3=5\text{mm}$ ， $W_4=2\text{mm}$ ， $L_g=35\text{mm}$ ，

$W_g=40\text{mm}$ ， $L_a=11\text{mm}$ ， $W_f=1.16\text{mm}$)。此架構為一 50 歐姆微帶線饋入以及一個上板 T 形結構(深色部份)，下板為兩個 L 型寄生元件與接地面直接連結(淺色部份)。

圖 4.2 為為此架構之模擬返回損失圖，頻寬約為 2.95GHz -4.96GHz(50.8%)，而圖 4.3 為各共振點之電流分布圖。由圖 4.2 中可知此天線具有兩個共振的頻段，共振頻率點約落在 3.3GHz 與 4.7GHz。當頻率為 3.3GHz 時，電流路徑($0.5 \times W_1 + L_4$)大約為 3.3GHz 的四分之一波長共振。當頻率為 4.7GHz 時，上板的驅動元件會將能量耦合至下板的 L 形寄生元件(與訊號線連接者稱為驅動元件，與接地面連接者稱為寄生元件)，由寄生元件的基部至兩臂的尾端，總電流路徑約為($W_2 + L_3$)，約等於 4.7GHz 的四分之一波長共振長度；長 2mm(W_2)，寬 0.5mm(L_5)為一開路殘段匹配(open stub matching)，也是此天線能從傳統上窄頻的偶極天線的主要因素。

圖 4.3 是由開路殘段匹配(open stub matching)朝天線本體方向的史密斯圖，左圖是有開路殘段匹配的情況，跟右圖相比可以觀察到此開路殘段匹配是電容性負載，使整體共振頻段更朝 50 歐姆阻抗匹配中心移動。

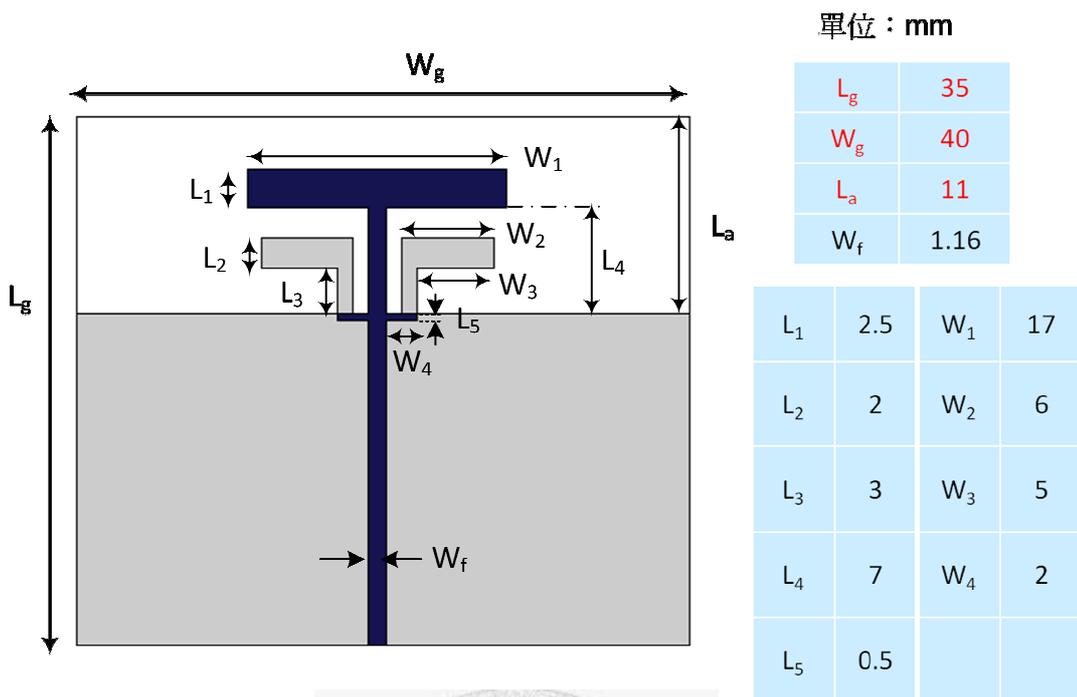


圖 4.1 天線結構圖

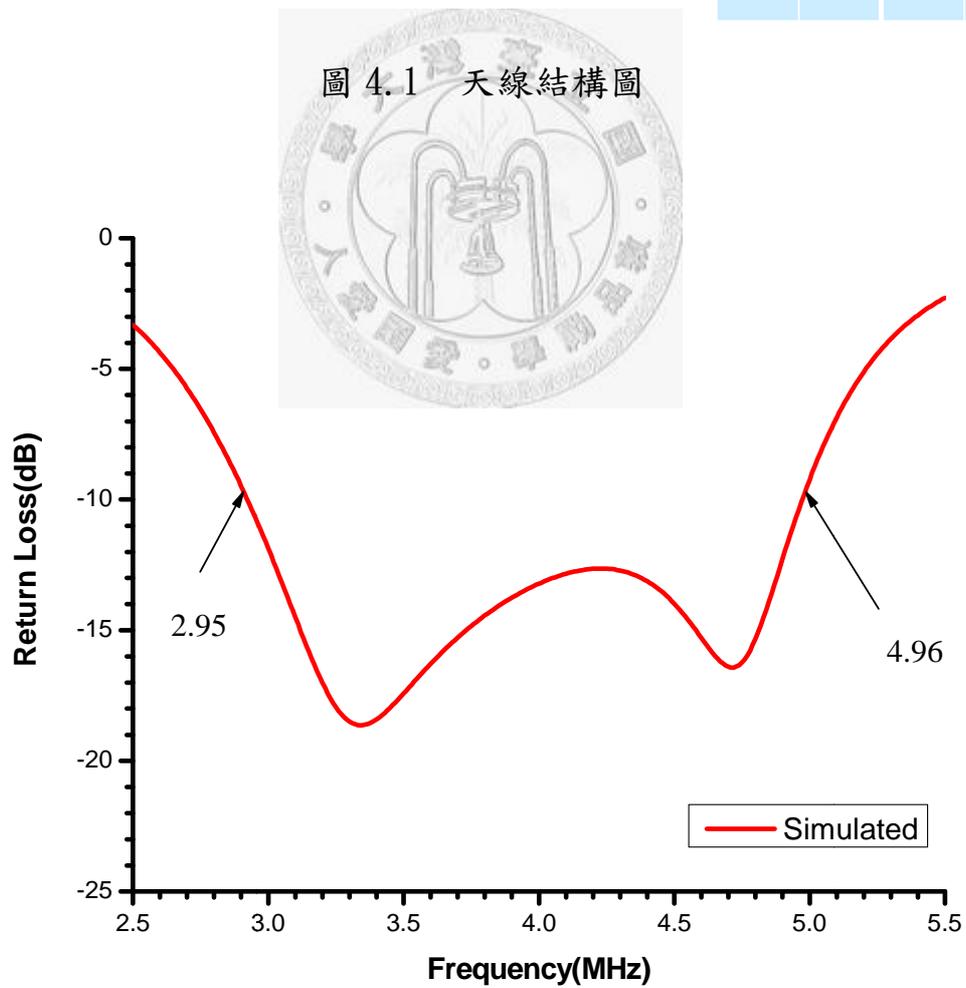


圖 4.2 模擬返回損失圖

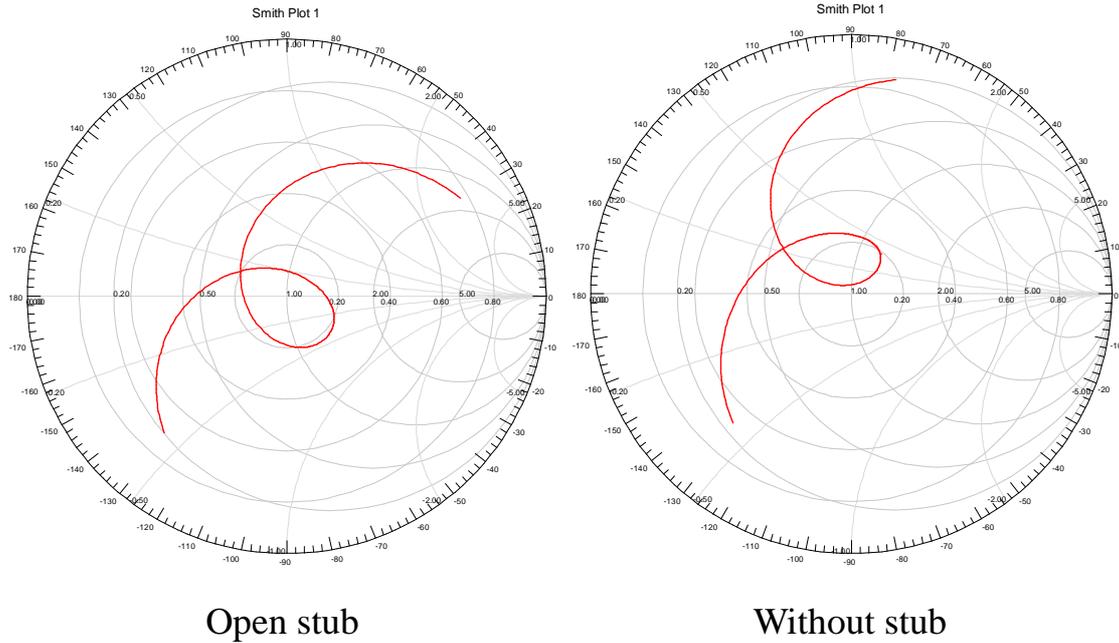


圖 4.3 史密斯圖

4.3 實驗結果

接下來將呈現量測數據並與模擬進行比較，圖 4.4 為模擬與量測之返回損失圖，可以發現整體頻寬下降而返回損失效率變好，我們認為主因是因為此天線接地面體積較小，SMA 接頭造成的雜散電感效應與損耗會明顯提高進而影響效能。為了驗證此論點，我們另外模擬了一個附加 SMA 接頭的模型，取代原本的 WAVE PORT 激發元件(圖 4.5)，模擬的返回損失圖在圖 4.6，比較量測的結果更為接近，而雖然 10db 頻寬已不足 UWB Low Band(3.1GHz-4.8GHz)，但是在 WiMAX 頻段仍符合規範，且第三章的手機天線接地面積較大的緣故，預測 SMA 的接頭效應會較小，因此在下一節會將此結構附加至手機天線上作討論。

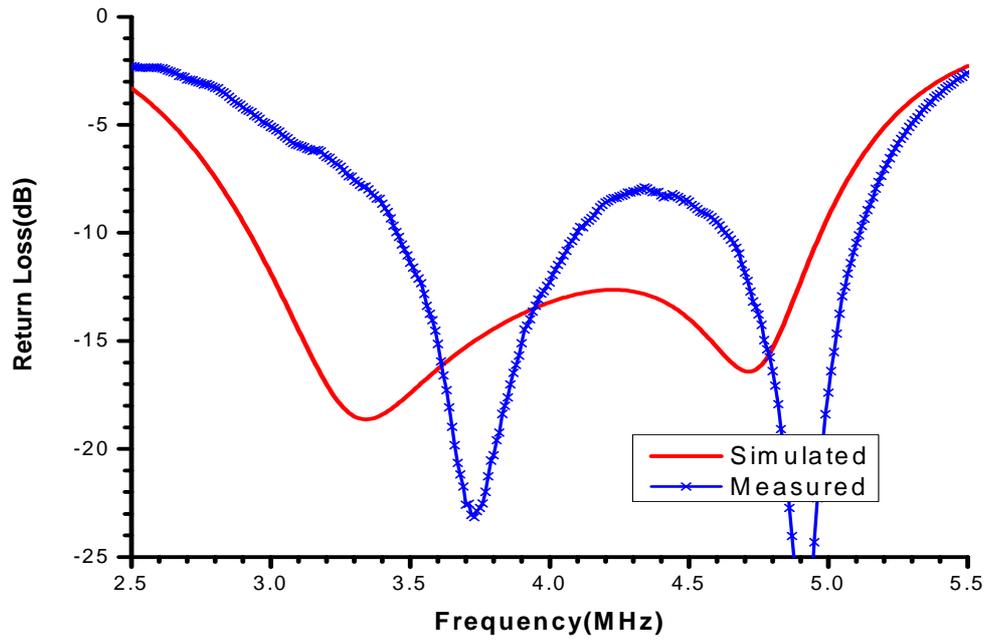


圖 4.4 模擬與量測返回損失圖

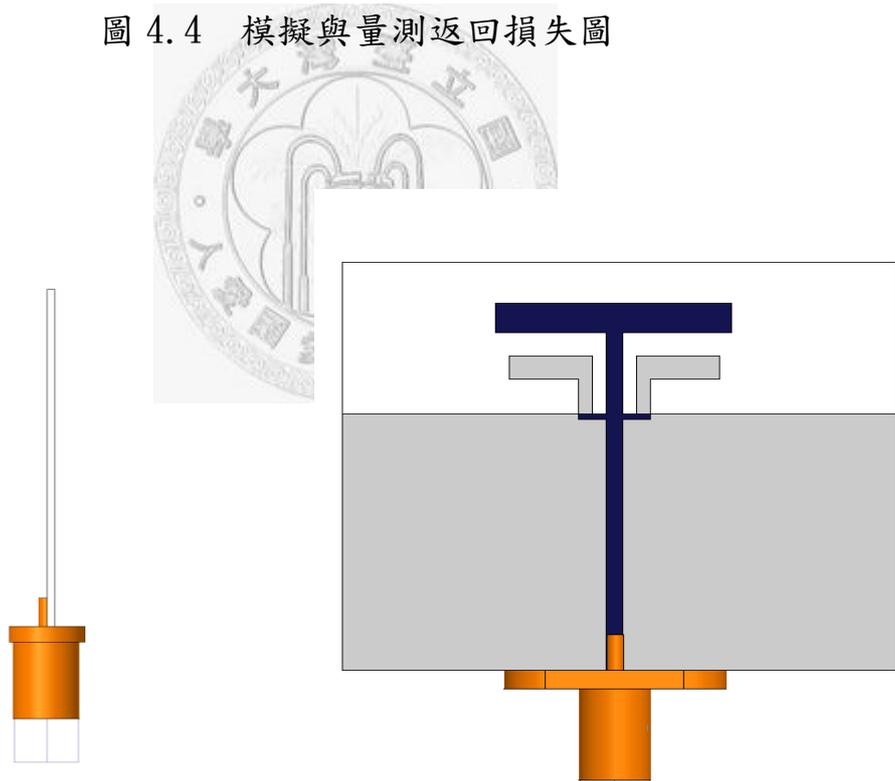


圖 4.5 附加 SMA 之天線結構圖

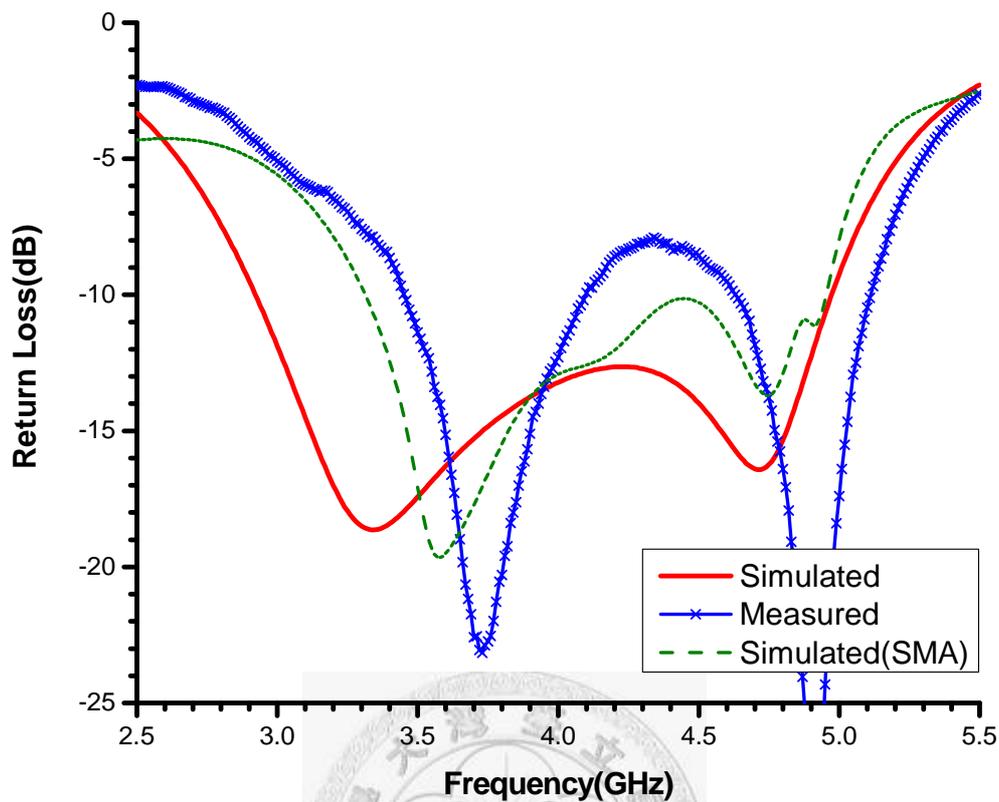


圖 4.6 模擬與量測返回損失圖(附加 SMA)

以下將分析此架構的輻射特性，圖 4.7 為模擬與量測之歸一化輻射場型圖。3.3GHz 的輻射場型圖近似於傳統的單極天線，於 X-Y 平面上有著全向性的場型，由於結構上的對稱性，因此能有效的抑制交叉極化的分量，而量測之交叉極化分量高於模擬，是由於量測時接頭與同軸電纜線所造成之影響；而 4.7GHz 時的輻射場型亦類似於單極天線，因其為對稱結構，使得 Z 方向的交叉極化能被抑制，但由於共振的部位包含結構中橫向之線段，因此當偏離 Z 方向時，會因橫向線段上之共振電流造成交叉極化變大的現象。

4.4 分集式手機天線架構與分析

圖 4.8 是此架構的示意圖，使用的板材為厚度 0.6mm，相對介電常數 4.4 之 FR4。圖中含有兩個輸入埠，分別透過一段微帶線饋入天線。此二天線的擺設方向相差 90 度，使其可藉由切換不同的激發埠，以在特定的截面上收到互為正交的電場極化方向。

整體結構與第四章相同，因第三章 WiMAX 頻寬部份而做出的改良在倒 T 型的架構上面多了一個類似阿拉伯數字二的蜿蜒寄生元件 ($L_{S1}=3\text{mm}$ ， $L_{S2}=1\text{mm}$ ， $W_{S1}=7\text{mm}$ ， $W_{S2}=11\text{mm}$)，藉由饋入線耦合能量而共振出長度 ($L_{S1}\times 2 + W_{S2} + W_{S1}\times 2$) 約 3.4GHz 的二分之一波長模態，從模擬返回損失圖(圖 4.9)可以發現 WiMAX 頻寬的部份可以發現頻寬有了大幅的改善，而其他頻段部份幾乎不受影響，而 3.5GHz 的模擬電流分佈圖 (圖 4.11) 可以看出電流確實集中在此蜿蜒寄生元件上形成共振。隔絕度(S_{21})大部分都在 -15db 以下，兩個激發埠較不會互相干擾；前一節的天線架構附加下半部份由埠二激發，模擬的返回損失為圖 4.10，由於接地面跟之前的結構相比之下面積增大不少，SMA 接頭的效應較不明顯，若以較嚴格的 10db 頻寬也操作在 UWB Low Band 的工作頻率，即埠二在 WiMAX MIMO 不收發的情形下亦可單獨操作 UWB。

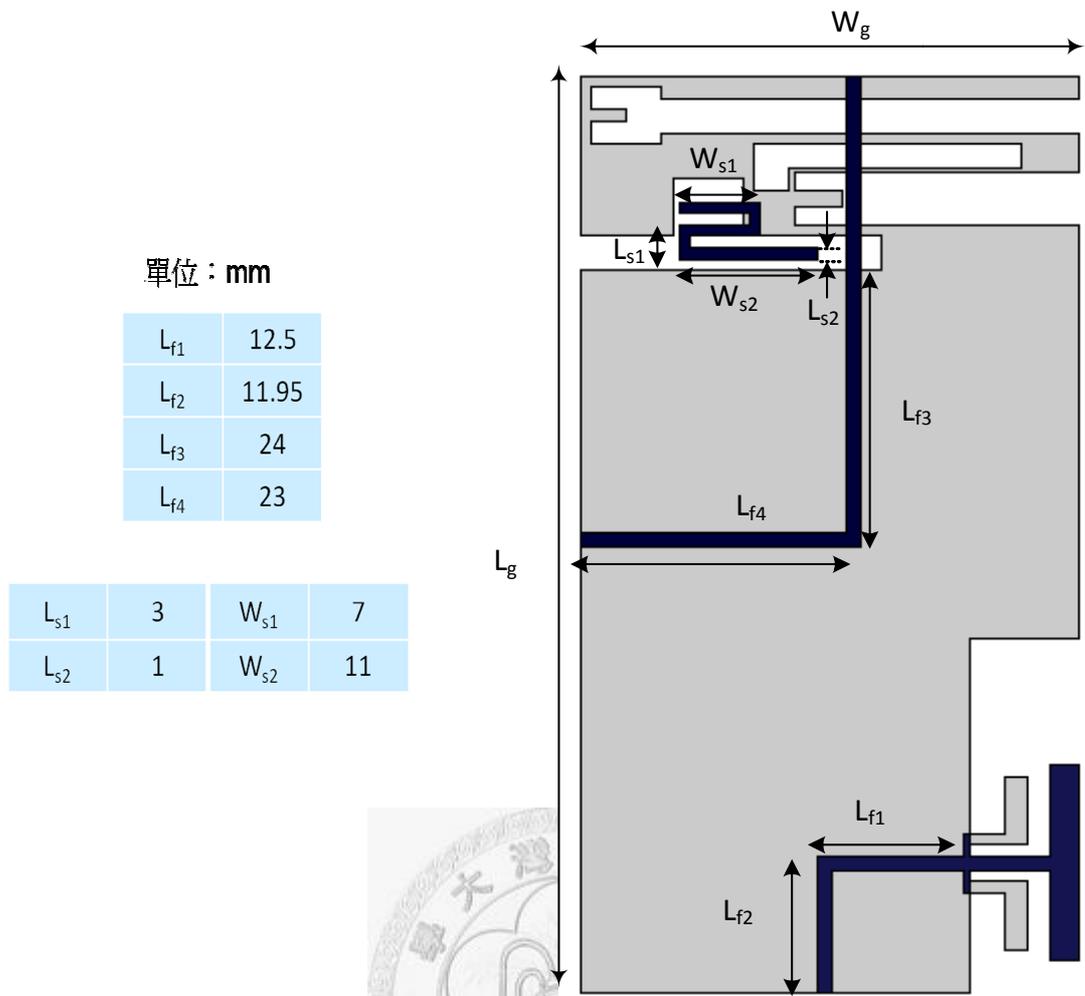


圖 4.8 天線結構圖

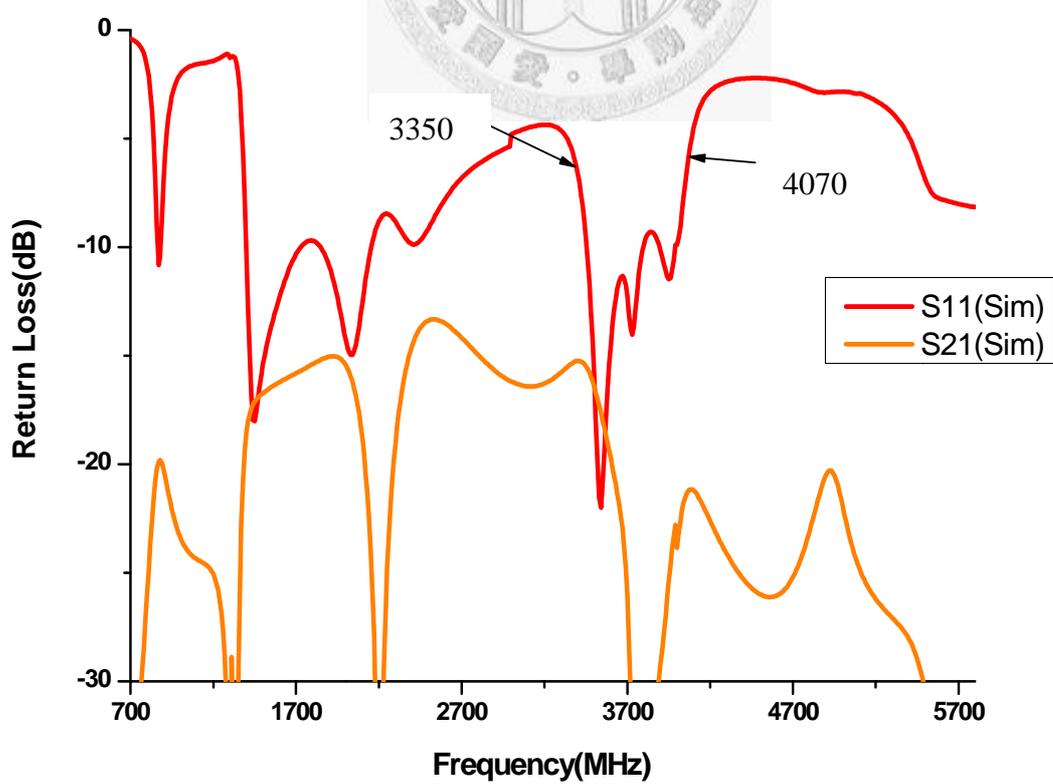


圖 4.9 模擬返回損失圖 (port1)

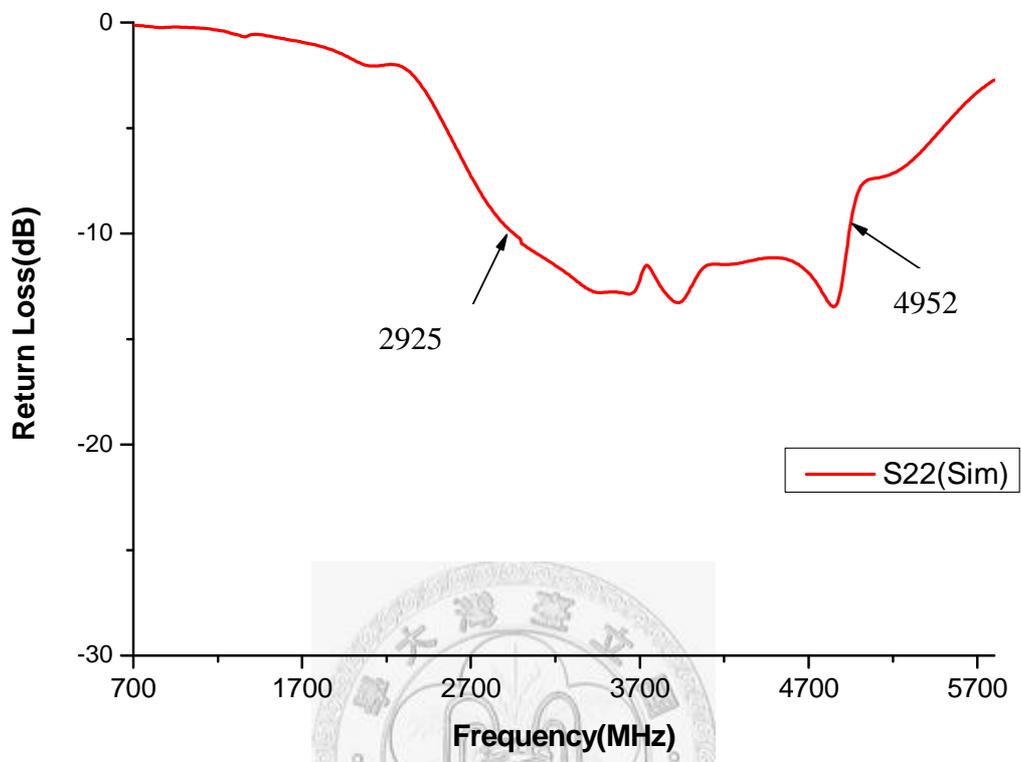


圖 4.10 模擬返回損失圖 (port2)

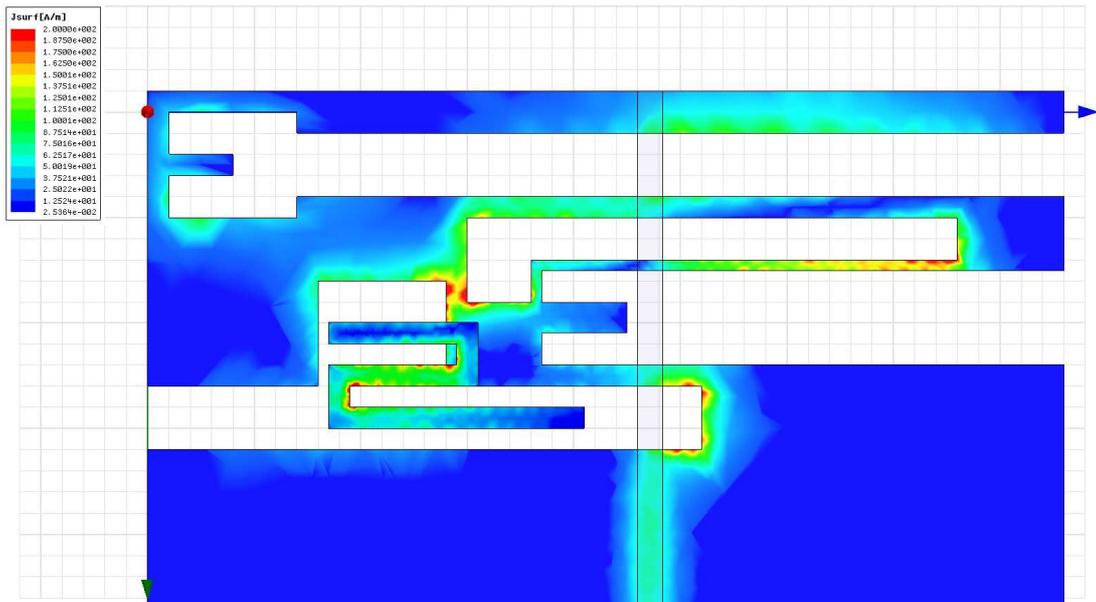


圖 4.11 電流分佈圖

4.5 實驗結果

本節我們將藉由量測結果，來分析此天線架構之特性。圖 4.12 為模擬與量測之返回損失圖， S_{11} 之 6dB 返回損失涵蓋的頻段如同第三章的天線一樣寬頻，且重要的 WiMAX 頻段有了長足的改善，頻段界線分別為 2.523GHz 與 4.139GHz；頻段內之隔絕度(S_{21})都能低於-15dB，亦符合需求。埠 2 的量測返回損失圖(S_{22})為圖 4.13，可以發現共振點均有往低頻漂移的現象，主要是因為接地面積大增，使共振頻率朝低頻移動，但仍符合 WiMAX 的應用規範，若是以 6db 為標準，頻寬上下界各為 2.5GHz 與 5.08GHz，可以供 UWB 的低頻段應用。

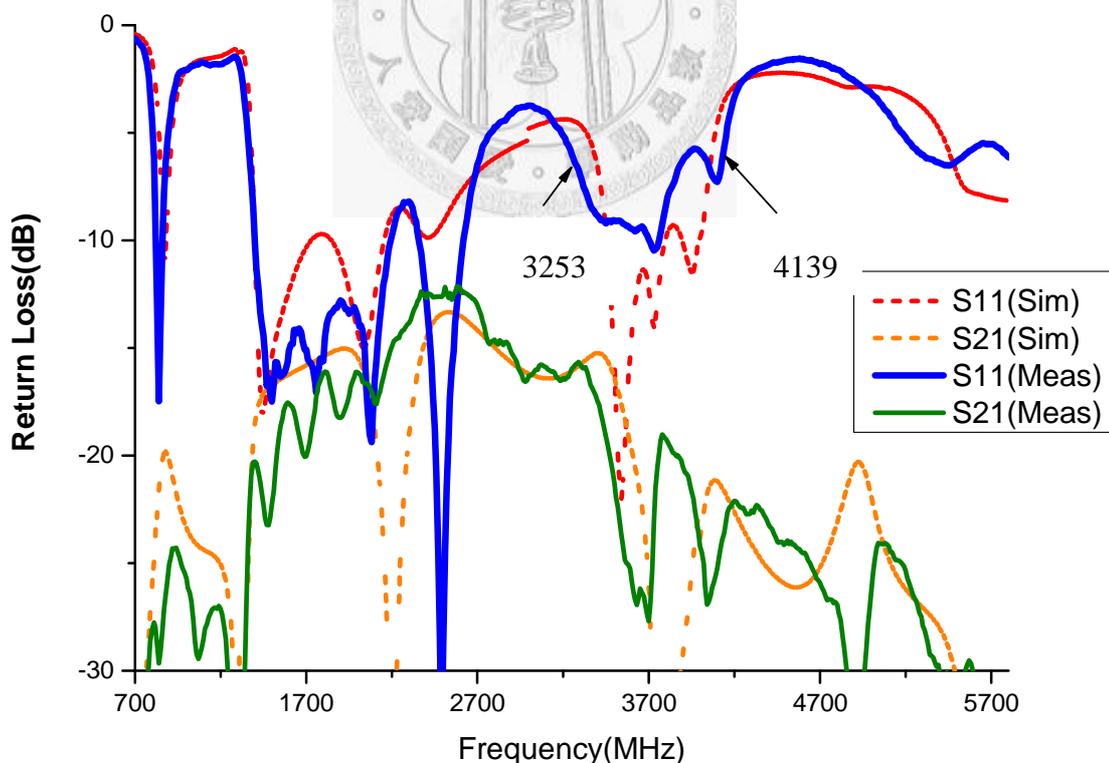


圖 4.12 模擬與量測返回損失圖 (port1)

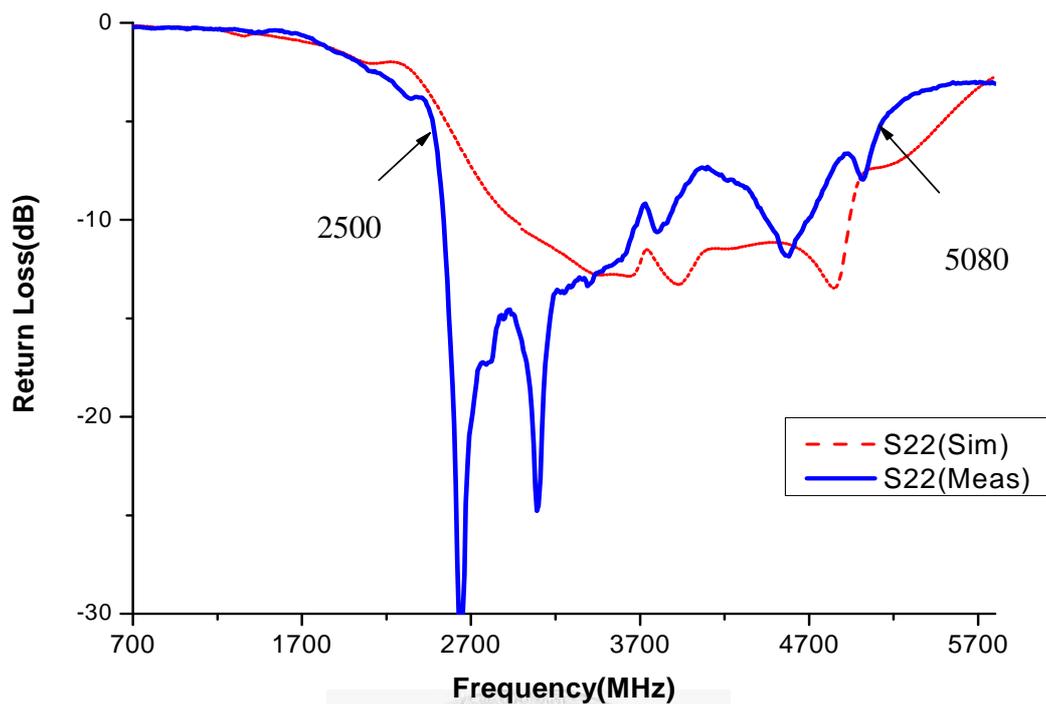
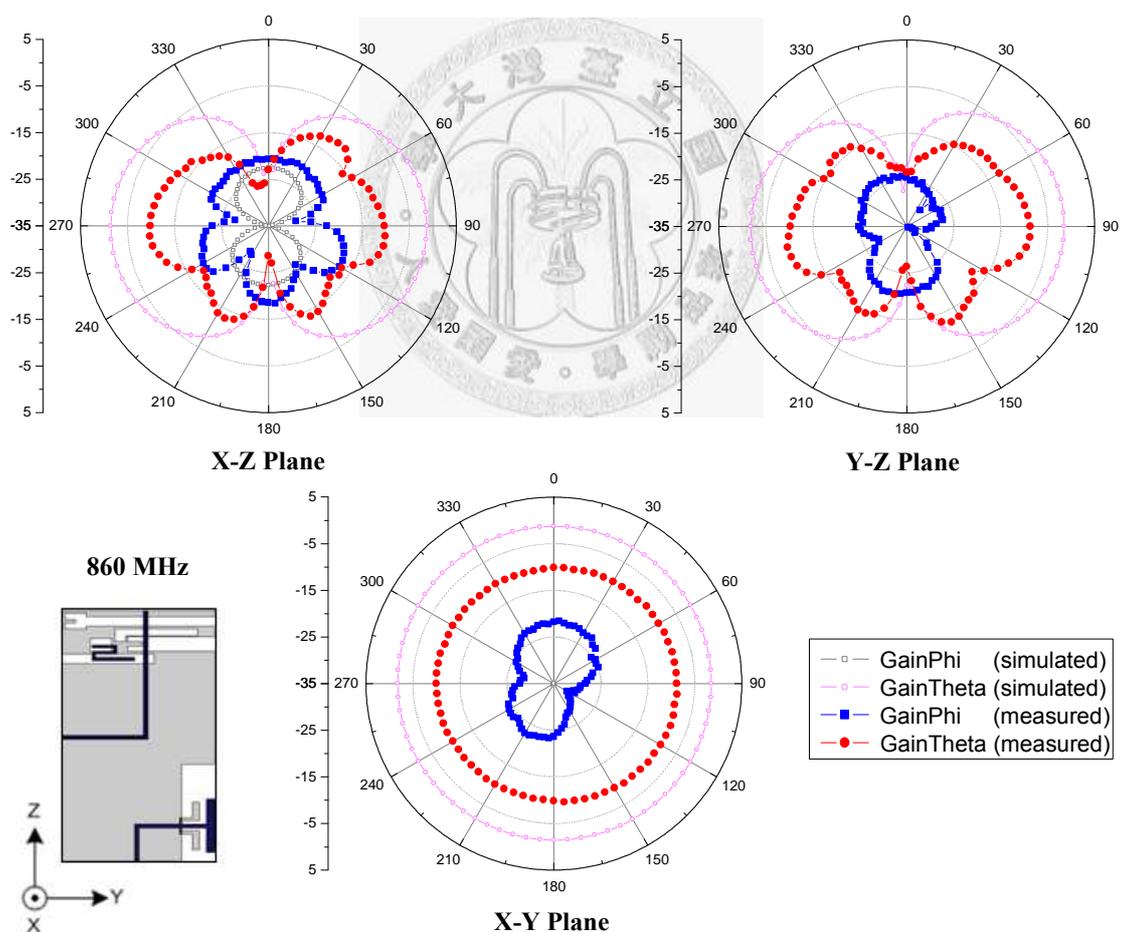
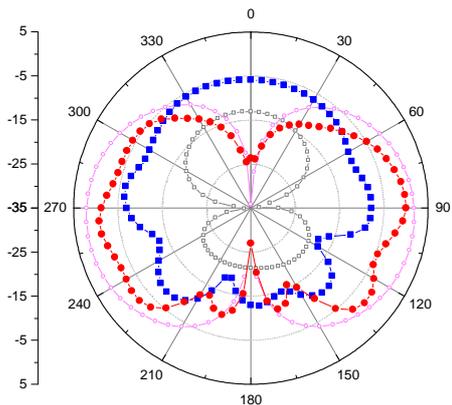


圖 4.13 模擬與量測返回損失圖 (port2)

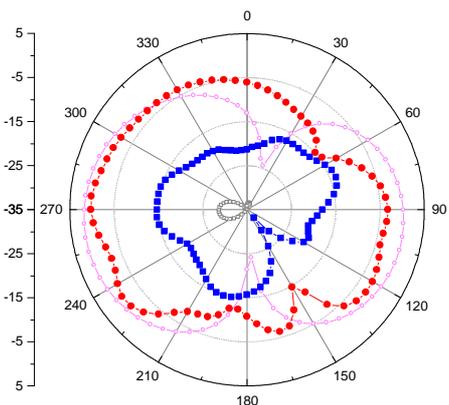
圖 4.14 為埠 1 激發之模擬與量測場型圖，其結果與第三章相似，X-Y 截面有著全向性的場型，還是保有原先架構之特性。1GHz 以下部份因為沒有校準天線增益基準表的關係，量測場型雖類似但大小相差較多，同樣的，因為天線蜿蜒架構以及有同軸電纜和量測時的 3D 機械手臂等干擾，交叉極化方向的分量某些頻率點比原先模擬來的高。此外為了證明改善 WiMAX 頻段的寄生元件的確有輻射機制而不是把能量侷限在板材內，圖 4.16 是 3.4GHz~3.7GHz 的最大增益比較表，可以發現較先前的天線，新的架構在 3.45GHz 之後增益不會急速下減少，與模擬的結果十分吻合，實驗結果證實確實有輻射能量。

由埠2激發的場型圖在圖4.15，取在返回損失最好的兩個共振點3.1GHz與4.5GHz，交叉極化場型較之前的大主因是原本T型輻射臂周遭沒有金屬干擾，為了不增加面積的前提下，嵌入手機天線本體在接地面挖出一塊位置，形成低側面結構，但受到旁邊接地面金屬干擾，造成感應電流造成交叉極化場型，但是由於多重路徑反射的效應，發射端的極化場型亦難以固定在同一方向，交叉極化方向的場型反而在接收上是有助益的。

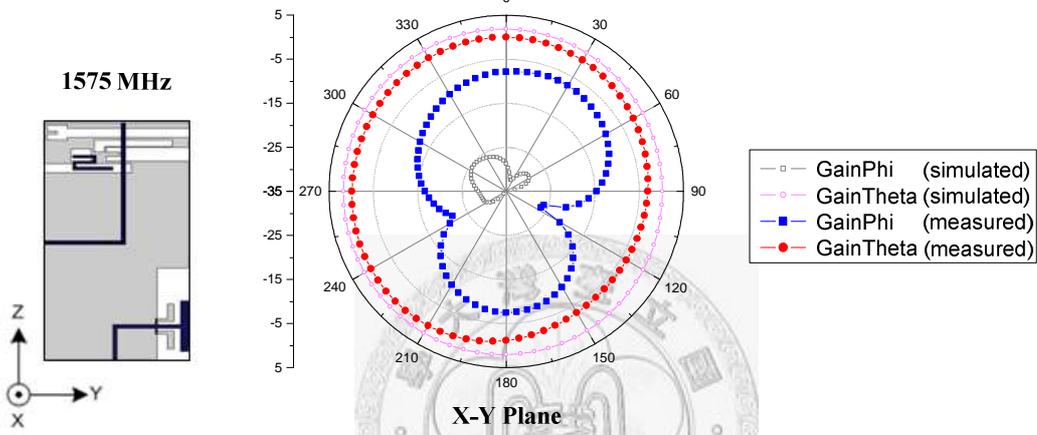




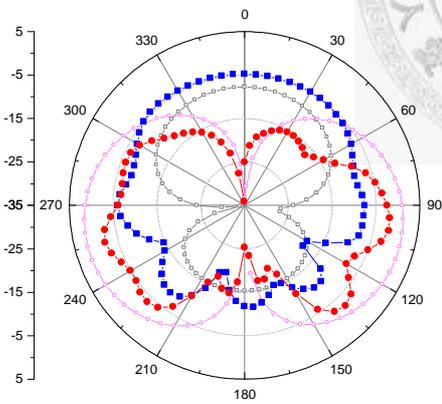
X-Z Plane



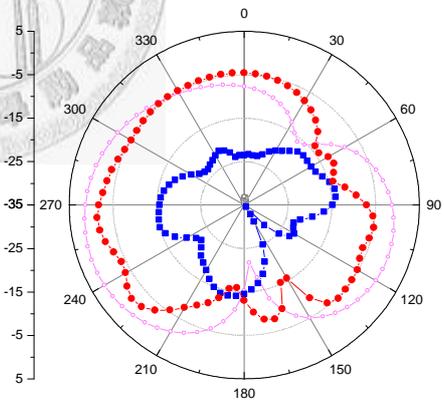
Y-Z Plane



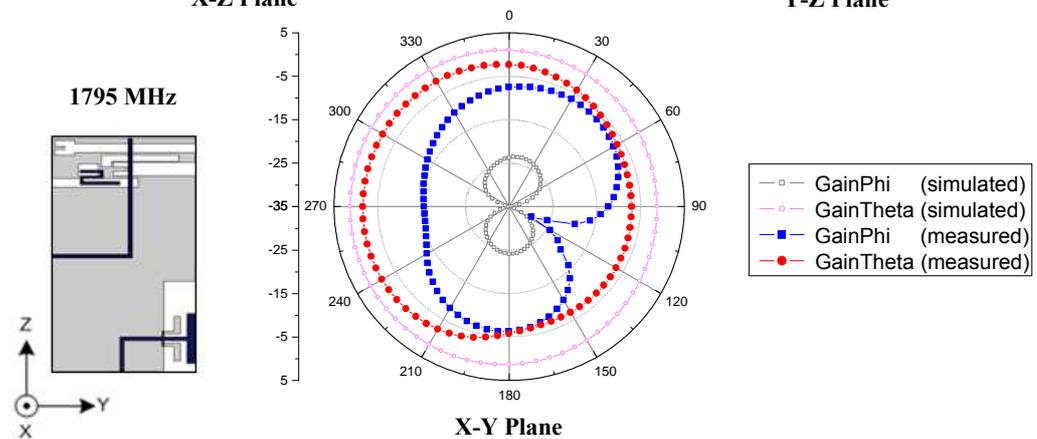
X-Y Plane



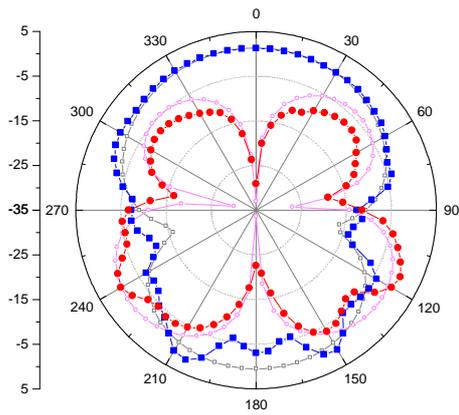
X-Z Plane



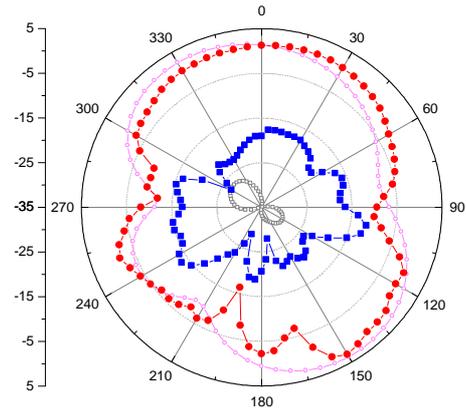
Y-Z Plane



X-Y Plane

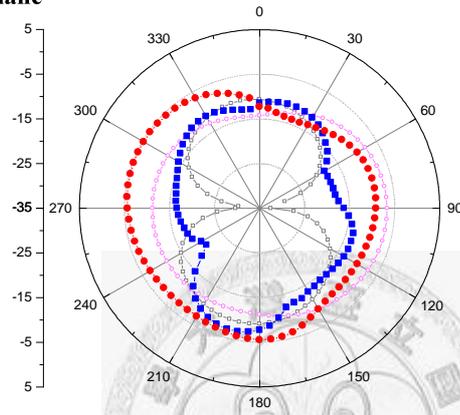
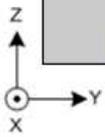
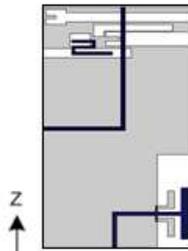


X-Z Plane

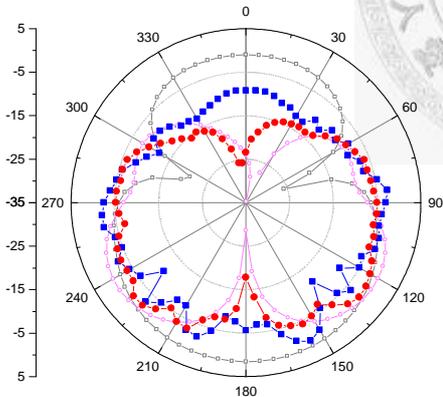


Y-Z Plane

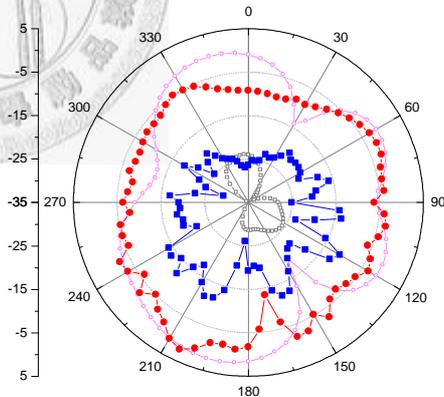
2400 MHz



X-Y Plane

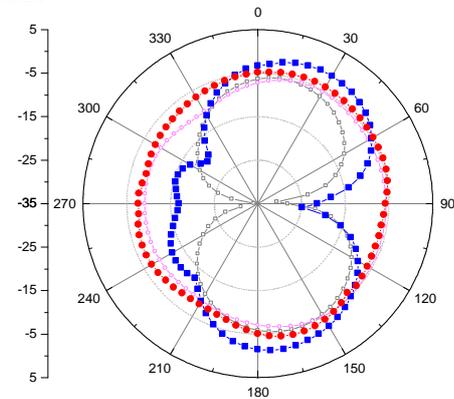
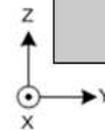
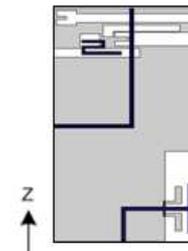


X-Z Plane



Y-Z Plane

3500 MHz



X-Y Plane



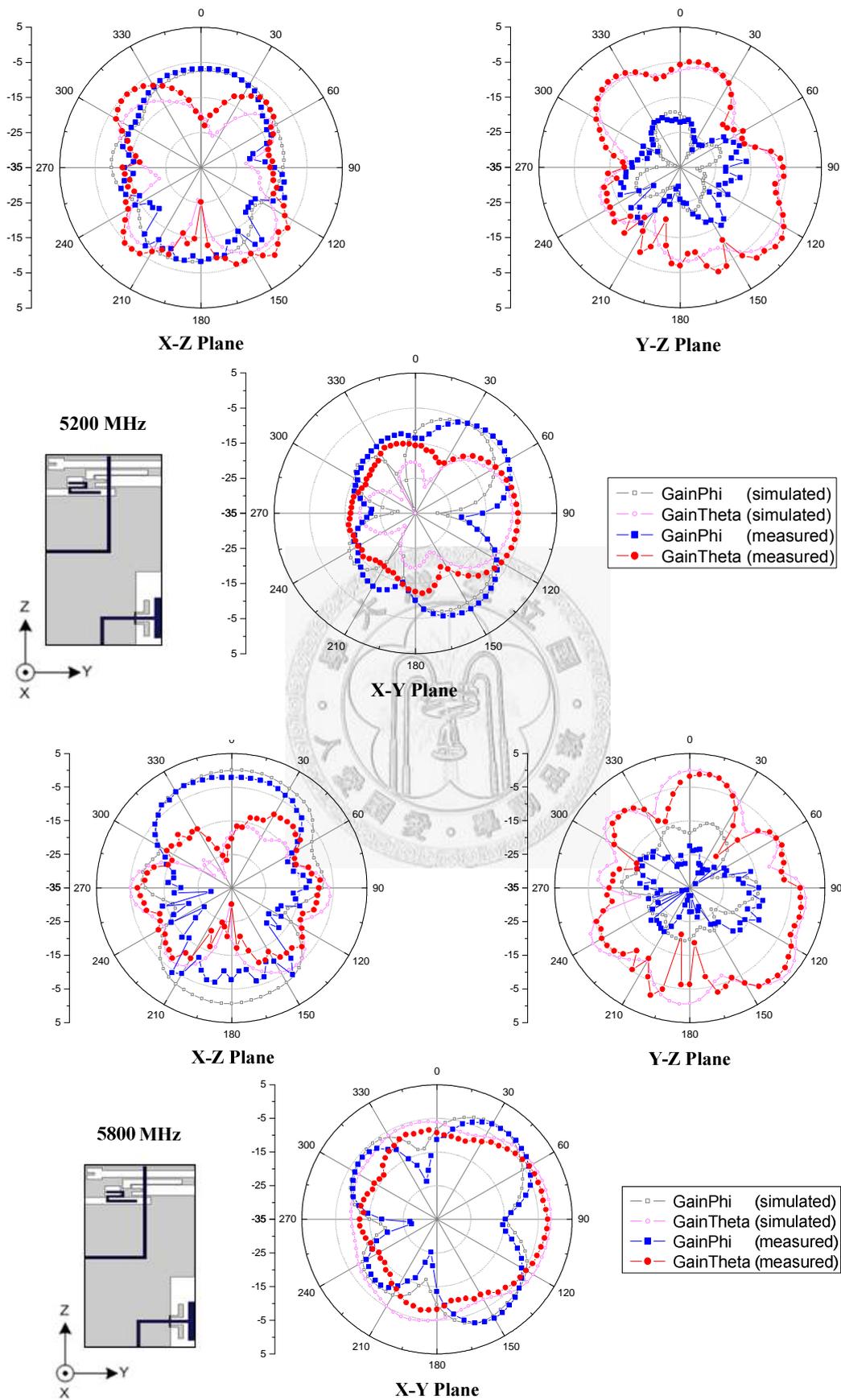


圖 4.14 模擬與量測輻射場型圖(port1)

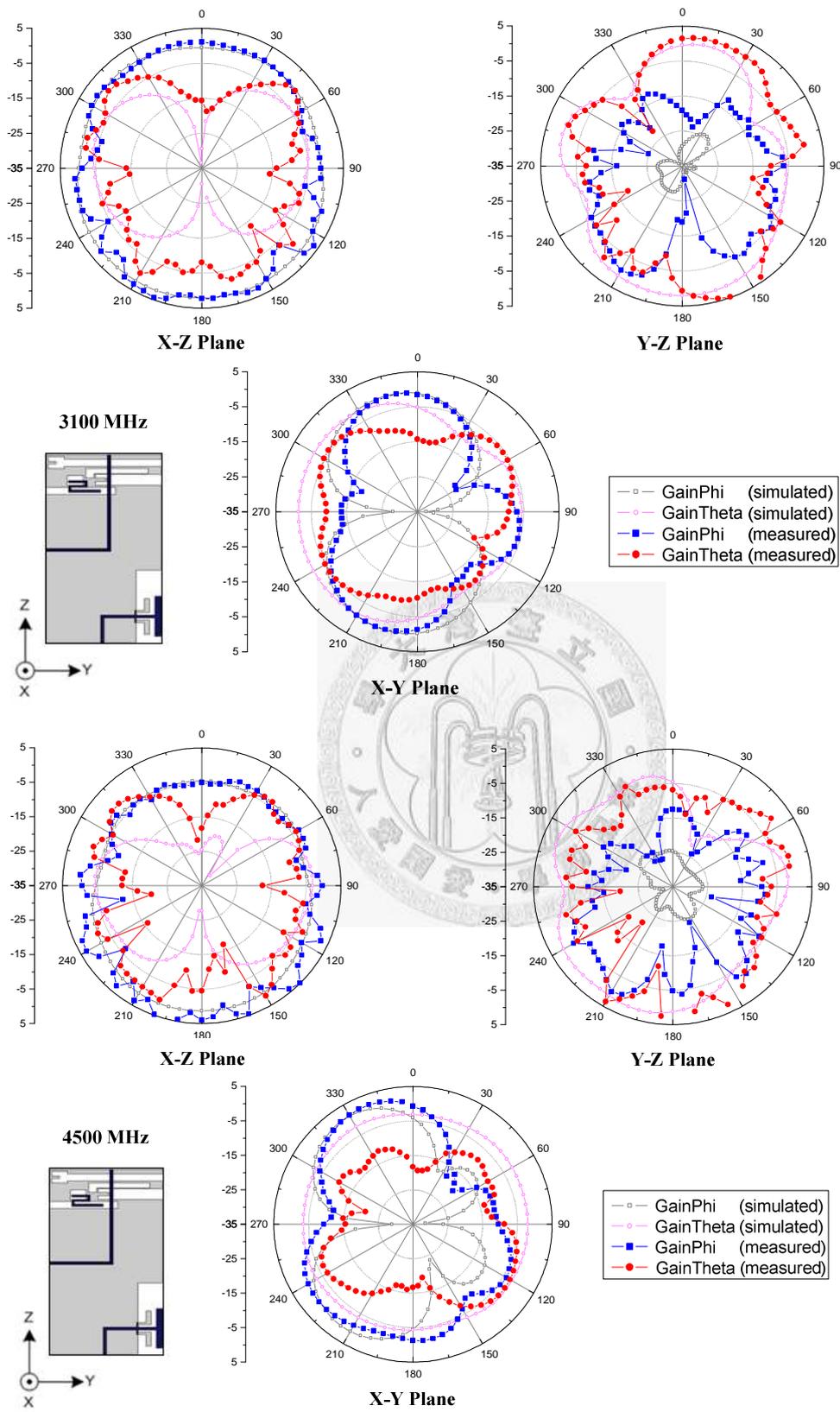


圖 4.15 模擬與量測輻射場型圖(port2)

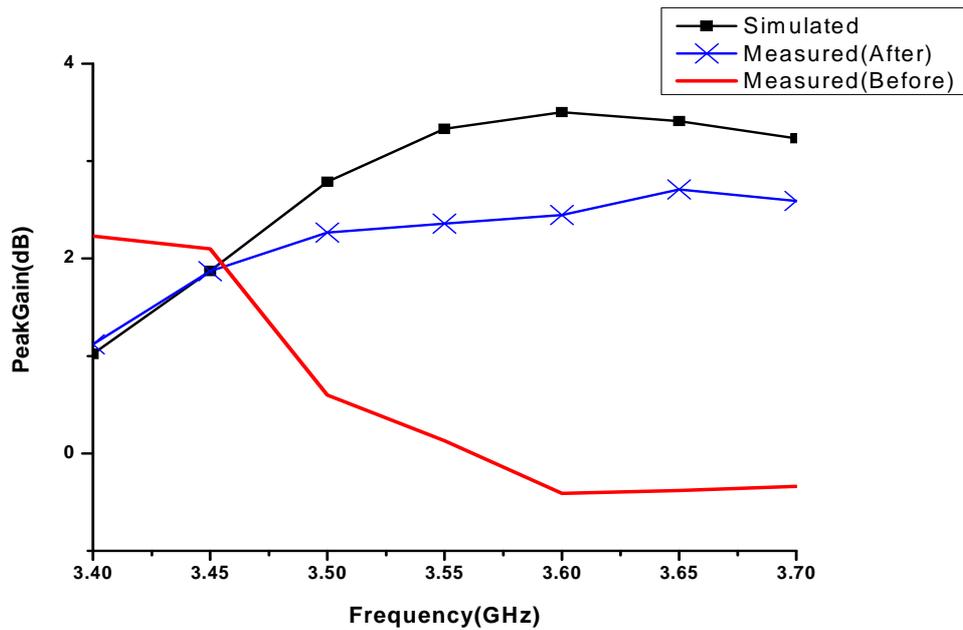


圖 4.16 模擬與量測最大增益之比較

此外，衡量分集天線的性能一般是取決於波封相關度(envelope correlation, ρ_e)不同根天線間之波封相關度越低，代表此些接收天線所遭遇到的通道特性越有差異，因此當某個接收天線與發射天線間的主要傳輸路徑遭到干擾時，其他天線會有很高的機率能接收到足夠的信號強度。我們依照[3][4]所給的 S 參數計算式

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1-(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1-(|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (1.2)$$

算出了從 3GHz~4GHz 的波封相關度(圖 4.17)，可以發現在應用的頻段內(3.4GHz~3.7GHz)之波封相關度均在 0.12 以下，至於 3.3 附近數值較大可能是因為量測埠 1、埠 2 的返回損失在那附近同時較差，造成

效能較為低落。

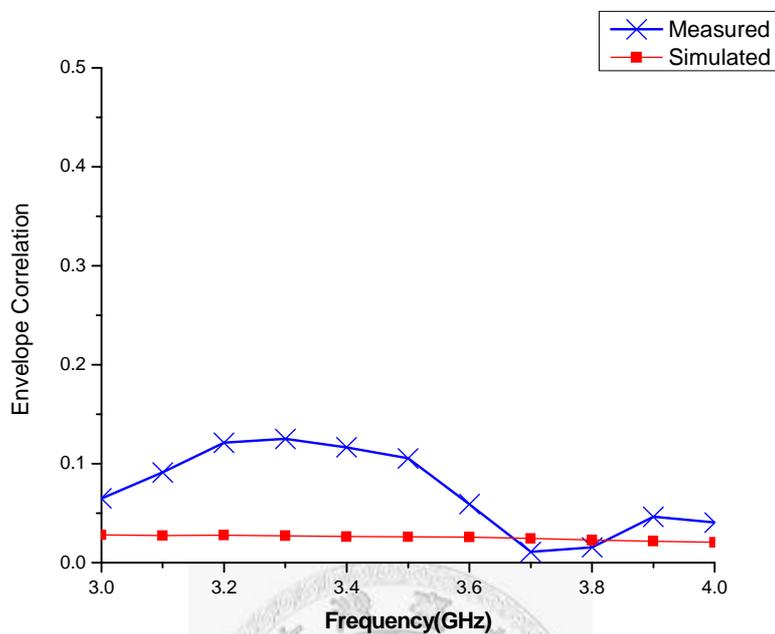


圖 4.17 模擬與量測之波封相關度

4.6 結論

本章改良第三章的手機槽孔天線，將原本不佳的 WiMAX 頻寬改善且不影響其他頻段，結構亦無太大的改變，頻寬也如同前一章符合絕大多數手機使用頻段。另外一個寬頻的接地寄生天線也被提出，利用殘段匹配的方式增加頻寬，並且整合至手機天線中形成分集天線的效果，並對波封相關度做了討論。

第五章

總結

本論文提出微帶線饋入槽孔天線，設計出可以應用在行動手機天線的寬頻架構，整體大小包含接地面只有 80mmx43mm，已是可以直接整合於手機的尺寸，涵蓋頻段 GSM850、GSM900、GPS、DCS1800、PCS1900、3G(WCDMA、CDMA2000)、WLAN(包含 IEEE 802.11a/b/g)和藍牙與 WiMAX。實驗量測與使用模擬軟體 (Ansoft HFSS) 的結果，WiMAX 的頻寬下界較不理想，這在下一章節利用了一個蜿蜒的寄生耦合元件改善了這像缺點。手機天線各項重要參數如 SAR、HAC、金屬元件與機殼影響等也做了模擬探討。

在第四章中，我們提出一適用於 UWB Low Band 頻帶的設計，利用開路殘段匹配以及寄生元件耦合的效果將傳統窄頻的單極天線改良至可以操作在 3GHz-5GHz，但因接地面過小與 SMA 接頭雜散電容效應影響，實際量測的數值較不理想。不過將此與第三章的手機天線整合後，因為接地整體面積變大，SMA 接頭效應較不明顯，效能明顯上升，同時也達到了 WiMAX 的分集天線需求，形成一個互補的組合。

參考文獻

- [1] Robert S.Elliott, “Antenna Theory and Design Revised Edition”, 2003 by *IEEE Antenna and Propagation Society*, pp.53~55,and pp. 86-88.
- [2] R. G. Vaughan and J. B. Andersen, “Antenna Diversity in Mobile Communications,” *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, Vol. 36, pp. 149-172, Nov 1987.
- [3] S. Blanch, J. Romeu and I. Corbella, “Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description,” *Electron. Lett.*, Vol. 39, pp. 705–707, May 2003.
- [4] S. Dossche, J. Romeu and S. Blanch, “Representation of the envelope correlation as a function of distance and frequency for a two-port antenna system,” *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, Vol. 2, pp. 1728–1731, Jun. 2004.
- [5] B. Sun, Q. Liu and H. Xie, ”Compact monopole antenna for GSM/DCS operation of mobile handsets,” *Electron. Lett.* Vol. 39, pp. 1562-1563, Oct. 30, 2003.
- [6] Dalia Mohammed Nashaat, Hala A. Elsadek, and Hani Ghali, “Single Feed Compact Quad-Band PIFA Antenna for Wireless Communication Applications,” *IEEE Trans on Antennas and Propagation* , Vol 53, pp.2631 – 2635, Aug. 2005.
- [7] F. R. Hsiao and K. L. Wong, “Compact planar inverted-F patch antenna for triple-frequency operation,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 33, pp. 459-462, Jun. 20, 2002.
- [8] Ammann, M.J and Z. N. Chen “Wideband monopole antennas for multi-band wireless systems”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol 45 , Issue: 2, pp.146- 150, April 2003.
- [9] Behdad, N., and Sarabandi, K., “A Wide-Band Slot Antenna Design Employing A Fictitious Short Circuit Concept,” *IEEE Trans on Antennas and Propagation* , Vol 53, pp.475 – 482, Jan. 2005.
- [10] H.Y.Wang, J.Simkin,C.Emson, and M.J.Lancaster, “Compact meander slot

antennas”,*Microwave and Optical Technology Letters*, Vol 24, pp377-380, Feb.2000.

- [11] Chun-I Lin and Kin-Lu Wong, “Printed monopole slot antenna for multiband operation in the mobile phone,” *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, Vol 55 ,pp.369.-3697
- [12] Wen-Shan Chen and Kuang-Yuan Ku “Band-Rejected Design of the Printed Open Slot Antenna for WLAN/WiMAX Operation,” *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, VOL. 56, NO. 4, APRIL 2008
- [13] UMTS factsheet Version 2.2 ,16 November 2004
- [14] Case, D.A. and Maclean, K. , “Hearing aid compatibility testing and part 15 VoIP phones”, *Electromagnetic Compatibility*, ” Vol 1, pp.84-85, Aug. 2005

