

第一章 緒論 (Introduction)

1.1 超寬頻(UWB)通訊系統發展緣由簡介

隨著通訊市場的迅速成長，長無線通訊已進入高速資料傳輸的時代，更寬的頻帶運用將可更有效提高資料傳輸率。短距離、低功率的超寬頻無線電技術之高速資料傳輸能力，可以提供非常高的傳輸速度，在 5~10 公尺的距離內每秒可達 28.5~1200Mbps，甚至更高。可以處理可攜式電子設備網路之間快速成長的無線資訊傳輸。包括個人數位助理(PDA)、數位相機、數位攝影機、視聽設備、行動電話、筆記型電腦，以及其他的行動電子設備。

其實 UWB 早期主要運用軍事用途上，直到 1998 年，美國聯邦通信委員會(Federal Communication Commission，FCC)評估超寬頻的頻帶是否開放給商業使用;經過幾年的研究及評估之後，在 2002 年 2 月 14 日許可短距離無線通訊的新關領域應用 UWB 技術，將 UWB 技術導入了另一個更大的運用空間。

1.2 超寬頻(UWB)頻帶應用現狀

FCC 將 UWB 頻譜範圍訂定在 3.1GHz 至 10.6GHz 之間，可用頻寬高達 7.5GHz；目前美國有二種 UWB 系統技術在發展，一種為摩托羅拉(Motorola)主導的 Direct Sequence-Ultra Wideband (DS-UWB)系統技術；另一種為英特爾(Intel)和 TI 所主導的 Multi Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing(MB- OFDM)系統技術。

DS-UWB是將3.1GHz至10.6GHz的頻率範圍分割成二個獨立的頻帶，分別是為 Lower Band(低頻帶) 和 Upper Band(高頻帶)。規劃了三種頻譜使用模式；(1)低頻帶(Low Band)：中心頻率為4.1GHz，頻寬為2.05GHz 資料傳輸率可由28.5Mbps至400Mbps。(2)高頻帶(High

Band)：中心頻率為 8.2GHz，頻寬為 4.775GHz 資料傳輸率可由 57Mbps 至 800Mbps。(3) 多重頻帶(Multi-Band)：即共同使用了高頻與低頻的兩個頻帶，資料傳輸率最高可達 1.2Gbps。

圖 1.1 所示為 DS-UWB 脈衝頻譜遮罩(Pulse Spectral Mask)圖，圖中限定了 Low Band 的最大頻寬範圍從 3.1GHz 至 5.15GHz 以及 High Band 的最大頻寬範圍從 5.825GHz 至 10.6GHz。同時也對脈衝信號的功率定下限制，由圖 1.1 可知其最大功率限制為 -41.3dBm/MHz。

DS-UWB 的無線電信號中沒有固定頻率的射頻載波，而是一連串的脈衝(Impulse)信號，藉脈衝信號的相位，振幅變化或時間延遲等特性來達到傳遞資料的目地。

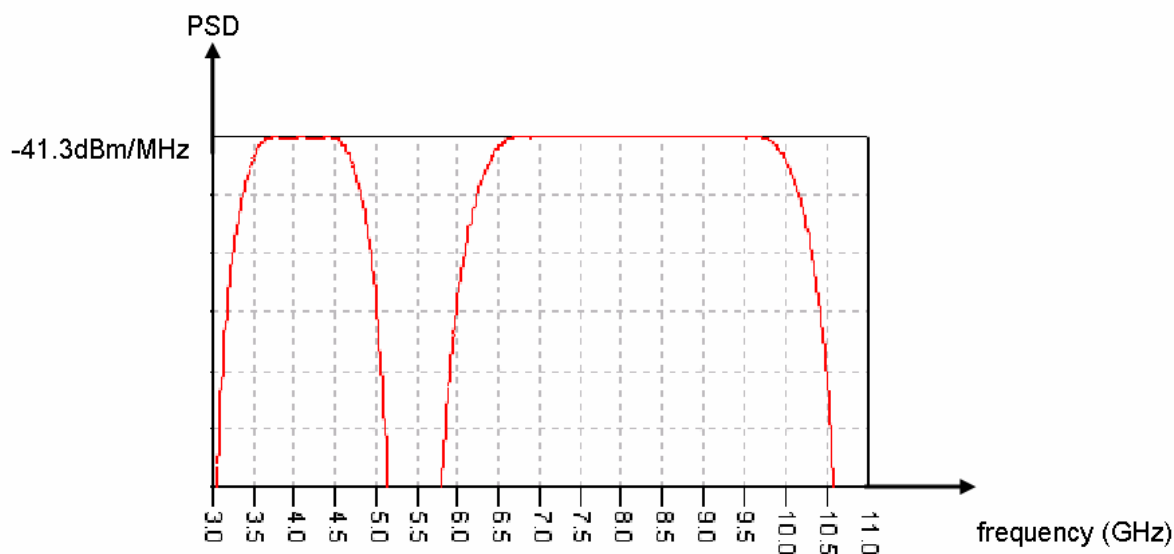


圖 1.1 DS-UWB 脈衝頻譜遮罩(Pulse Spectral Mask)圖

MB-OFDM 是將 3.1GHz 至 10.6GHz 的頻率範圍分割成數個子頻段，以圖 1.2 為例，每一子頻段的頻寬為 528MHz。其中因為 5.015GHz 至 5.825GHz 的頻段現為無線網路 (WLAN, 802.11a) 使用，所以 UWB 頻譜規劃上將視實際環境的干擾狀況來決定是否避開

不用，如圖 1.2 所示(橫軸表示頻率，frequency ； 縱軸表示功率密度函數，PSD)。

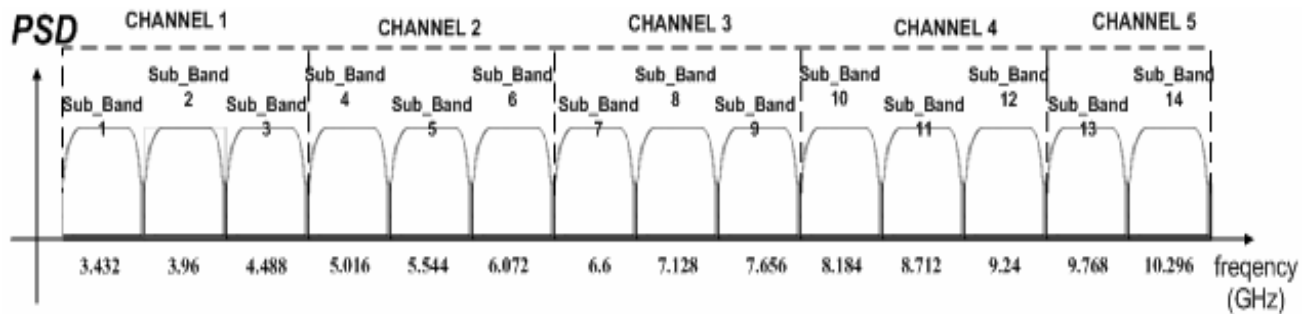


圖 1.2 多頻段正交頻率調變(MB-OFDM)頻譜規劃示意圖

1.3 UWB 傳輸速率與其它特性介紹

UWB 俱備高資料傳輸速率，低傳輸功率，在 2 公尺傳輸範圍內，其傳輸速率大於 480Mbps，在半徑 10 公尺，傳輸速率也有 100Mbps；如圖 1.3 所示，橫軸代表距離(Distance)，縱軸代表資料流量(Throughput)，圖中實線段表示 UWB，虛線段表示 IEEE802.11a；通信距離約在 8 公尺之後隨距離的增加資料傳輸速率遞減的非常快，當距離增加至 18 公尺之後 IEEE802.11a 的資料傳輸速率已經高於 UWB 的資料傳輸速率。

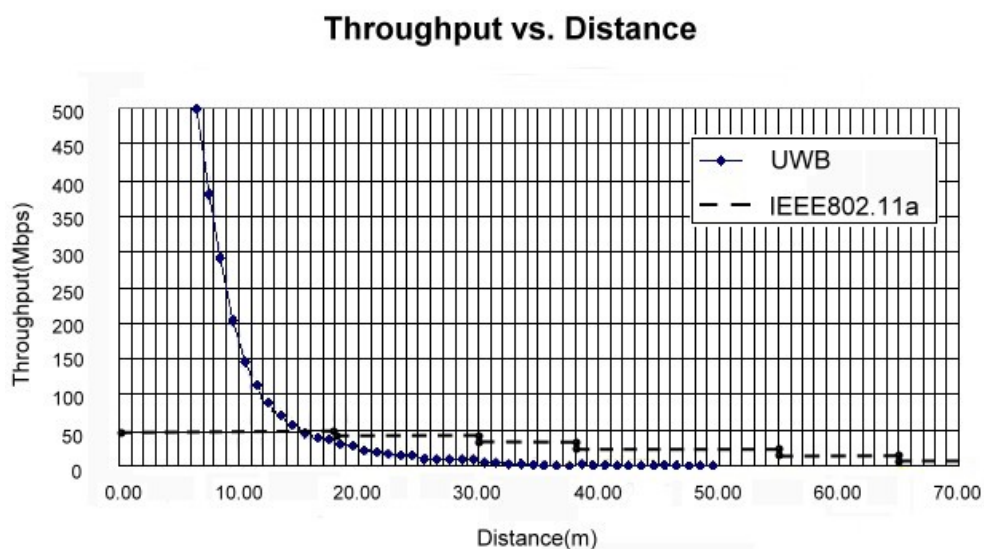


圖 1.3 UWB 與 IEEE802.11a 之距離 vs 資料流量比較圖

日常生活中有各式各樣無線電信號存在，例如 GSM，WLAN，Blue Tooth 和 FM/AM 收音機等無線通訊，這些都屬於窄頻無線通訊，也就是將欲傳遞的資料經過類比(例如 AM，FM…)或是數位(例如 QAM，QPSK，GFSK…)調變處理後再載上一個射頻載波後發射至空中。這些窄頻無線通訊都必須在分配好頻段內，以免互相干擾。

圖 1.4 中標示各種無線通信和 UWB (3.1GHz ~ 10.6GHz) 的頻譜範圍；橫軸表示頻率， f ；縱軸表示發射功率密度函數，Emitted Signal Power。關於 UWB 無線通訊系統的輻射功率的大小，FCC 也有對其加以規範如圖 1.4 所示，3.1GHz ~ 10.6GHz 之間 PSD 只有 -41dBm/MHz 比起其他無線通訊(見圖 1.4)，UWB 的輻射功率是非常低的，UWB 因為低輻射功率所以不適合做長距離通信，目前商業上的應用著重在短距離高資料流量無線通信系統的發展，例如無線個人區域網路(WPLAN)。

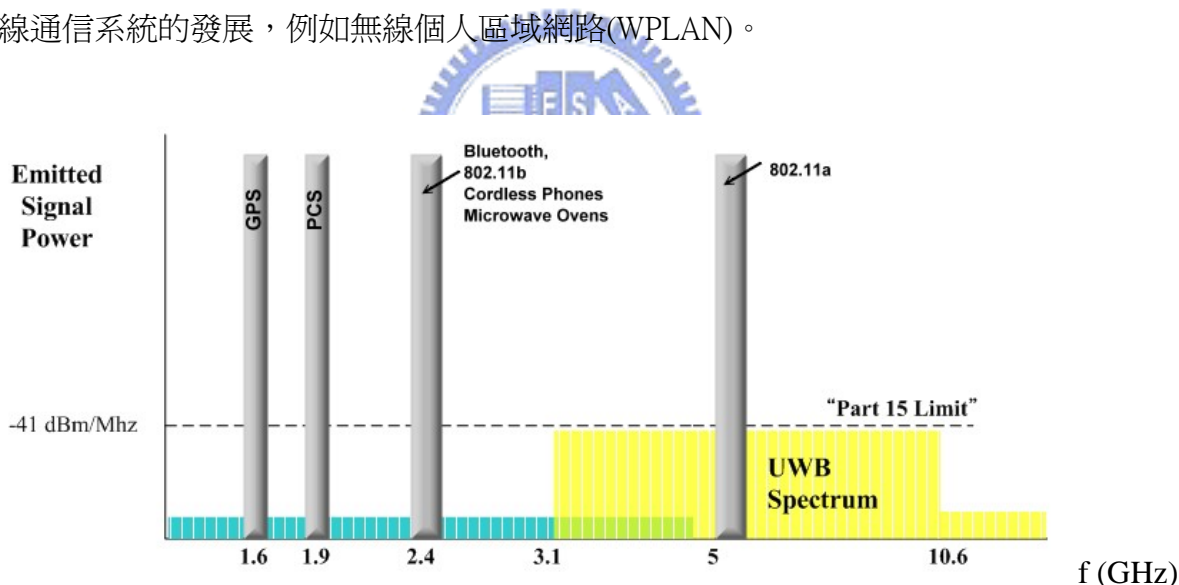


圖 1.4 各種通信規範之發射功率密度比較圖

1.4 UWB 的天線設計需求

所有的無線電系統都缺少不了天線，天線猶如無線電系統的門戶所以天線設計的好壞會直接影響通訊品質；在超寬頻天線在設計中會遇到窄頻天線設計不同的問題與挑戰，兩者的設計觀念也不盡相同；正因如此，良好的超寬頻天線研究設計已成為微波界努力

的目標之一。由前一節可知 FCC 制定了 UWB 的使用頻段為 3.1GHz~10.6GHz，在這高達 7.5GHz 的頻寬下 UWB 天線設計需求有下列幾點：

1. UWB 天線需具備良好的饋入匹配(Return Loss $< -10\text{dB}$) 在 3.1GHz~10.6GHz 頻段之間。
2. UWB 天線需具備全方向性場型(Omnidirectional pattern) 在 3.1GHz~10.6GHz 頻段之間。
3. UWB 天線被要求盡可能小外形尺寸，以達到整體無線系統小型化的目地。

1.5 論文章節介紹

本論文共分四個章節。第一章為導論，內容為介紹超寬頻(UWB)通訊系統的發展緣由及其頻寬範圍的說明和近期發展方向概況，也列舉了幾個超寬頻天線須具備的特性，做為研究主題的開始。



第二章是全頻段寬頻天線的設計，加入一些寬頻天線的天線結構探討其具寬頻匹配的原因及特性，最後有天線模擬與量測的結果。

第三章內容是介紹具有頻帶截止功能之超寬頻天線設計，首先說明設計之基本概念，接著下來將概念直接應用於天線設計上，相同的，也將其設計過程，量測結果在文中一一介紹。

第二章 超寬頻(UWB)天線設計(I)

全頻段印刷式單極天線

2.1 天線基本形狀：

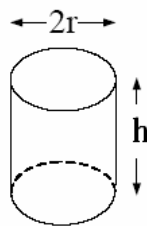
截至目前為止有很多論文研究都提出全平面單極形式的 UWB 天線，其主要優點有：體積小、易於製造、成本低且具有全向性(Omni-direction)的場型等特性，相較於其他立體結構 [1,2]，全平面單極天線更容易和印刷電路整合。

本論文採用介電係數為 4.4，厚度為 0.8mm 的 FR4 基版，首先對於單極天線，我們可以利用 [6] 的經驗公式 ”圓柱近似法”，並令第一共振頻率 $F_1 = 3.1\text{GHz}$ ，也就是 VSWR 最先小於 2 的頻率，就可以推算出天線的大概尺寸。接下來針對圓形、正方形、菱形、三角形、倒三角形、五邊形分別計算其初始尺寸，觀察哪一種形狀最具有成為寬頻天線的潛力。圓柱近似法就是如果單極天線面積等於單極圓柱型天線表面積，則兩天線的第一共振頻率將會接近，其中 h 為圓柱高也等於所要計算的天線高度

$$h = 0.24 \times \lambda \times F \quad \dots\dots (1)$$

其中

$$F = \frac{\frac{h}{r}}{1 + \frac{h}{r}} \quad \dots\dots (2)$$



h ：圓柱高度； r ：圓柱面半徑；單位:mm

根據以上兩式，所以第一共振頻率為

$$F_L = \frac{C}{\lambda} = \frac{300 \times 0.24}{h+r} \text{ GHz}$$

$$= \frac{72}{h+r} \text{ GHz}$$

$$F_L = 3.1 \text{ GHz} \rightarrow h+r \cong 24 \text{ mm} \quad \dots\dots(3)$$

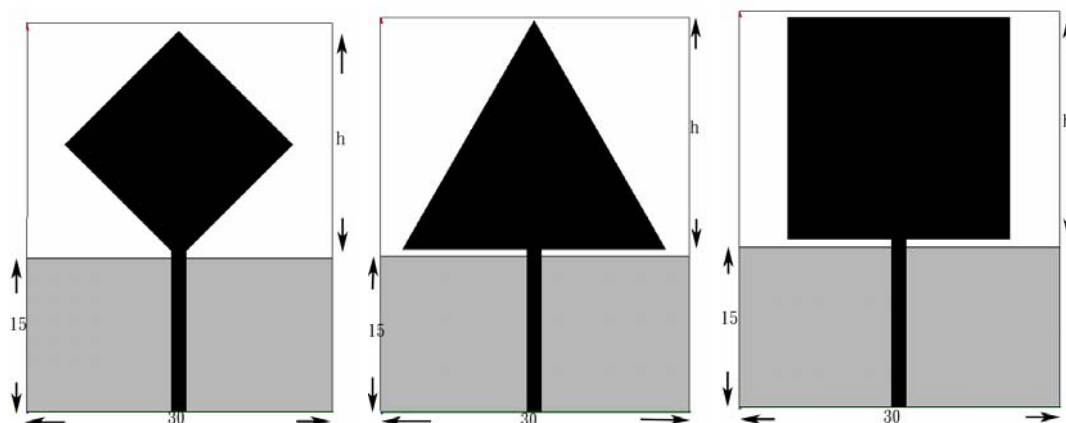
以圓形與正方形為例，圓柱表面積等於天線面積

圓形: $2\pi r \times h = \pi \times \left(\frac{h}{2}\right)^2 \rightarrow r = \frac{h}{8}$

正方形: $2\pi r \times h = h^2 \rightarrow r = \frac{h}{2\pi}$

將以上兩式代入式(3)便可得到 h 值，下表是各種形狀所對應的 h 值，接地面尺寸為 30mm × 15mm、Gap 為 0.7mm，其中三角形與倒三角形皆為正三角形，五邊形的展角為 135°

形狀 h 值 (mm)	圓形	正方形	三角形	倒三角形	菱形	五邊形
	21.33	20.73	21.97	21.97	22.22	20.134



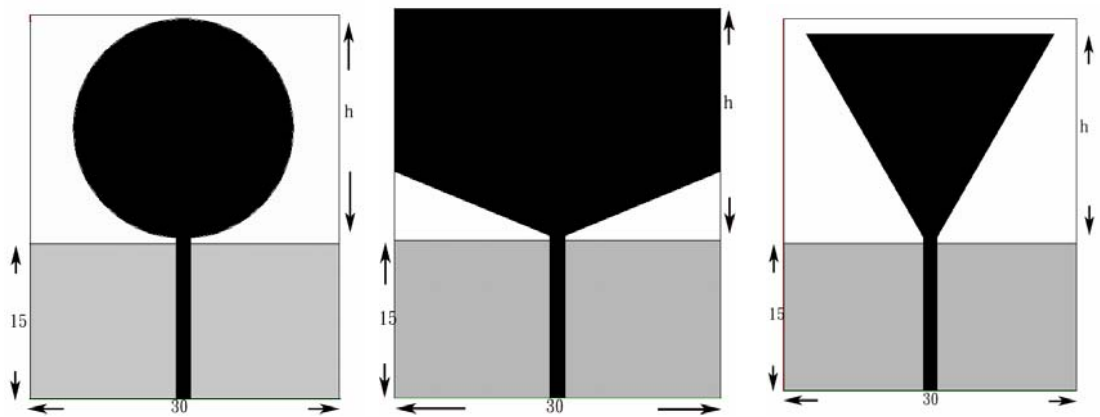


圖 2.1 各形狀基本天線結構圖

下圖是各種形狀在 2GHz~11GHz 的 Return Loss

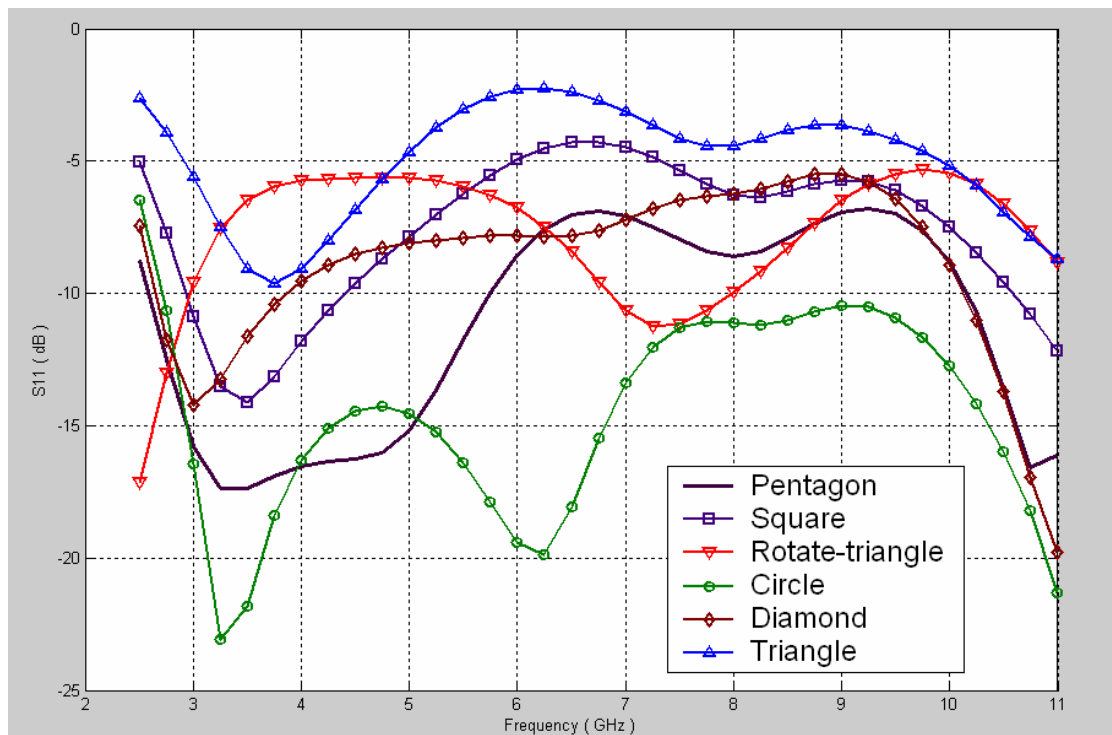


圖 2.2 各形狀基本天線之反射損耗模擬比較圖

由圖 2.2 可以看出來模擬的結果與公式預估的第一共振頻率(3.1 GHz)非常接近，圓柱近似法對於找出單極天線的初始尺寸有莫大的幫助，再針對初始尺寸去做最佳化，將可節省很多時間。另外六種形狀當中圓形與五邊形具有相當不錯的頻寬，具有成為超寬頻天線的潛力。

在參考資料 [4,5] 中所提到的圓形平面式單極天線，相較於 [3] 的五邊形天線具有較小的天線面積，以及良好的阻抗頻寬，但是其高頻時的天線場型卻不像低頻時一樣具全向性，且高頻時 boresight 的天線增益(Gain)也大幅下降(大於 13dB)，與我們分析模擬出來的結果相符合如下圖所示，於是提高其高頻增益與改善高頻場型將是我們首要研究的方向。所以我們選擇五邊形作為超寬頻天線的初始結構，再調整其結構以達到超寬頻的目標。

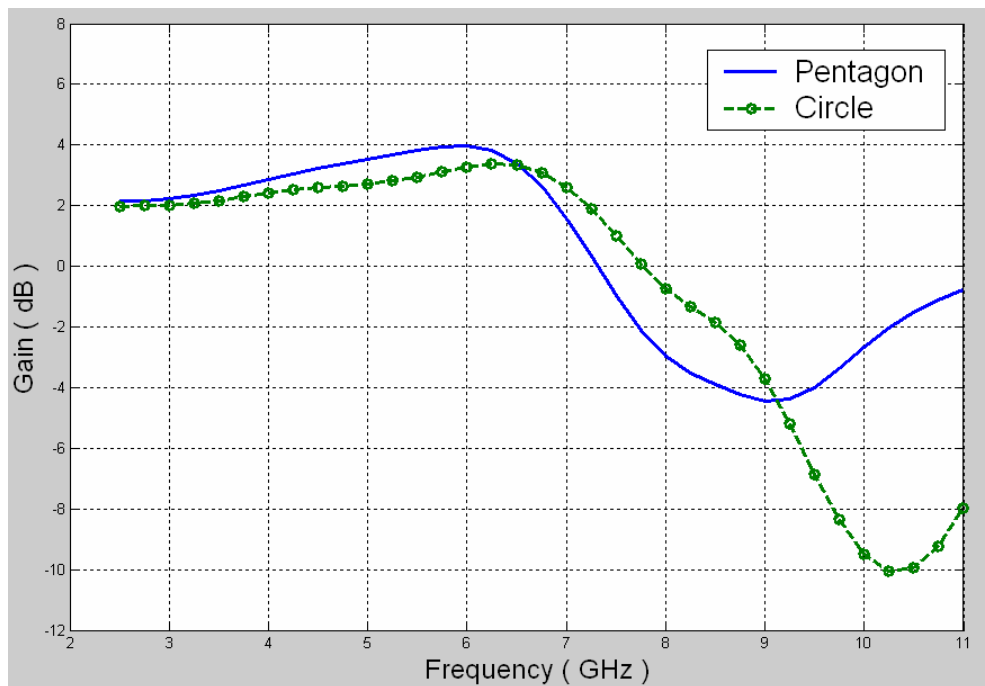


圖 2.3 圓型天線與五邊形天線 Boresight 增益模擬比較圖

接下來我們要觀察在接近天線饋入端形狀(五邊形頂角位置)對於阻抗頻寬的影響，我們以五邊形的底邊中點為圓心，以天線高度 h 為半徑畫正多邊形近似的圓，並把其餘的部分刪除如圖所示

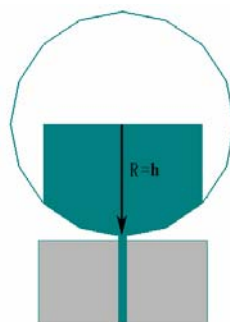


圖 2.4 以 16 邊形圓近似之多邊形天線

以下分別是用 8 邊形近似圓畫的五邊形($n=5$)、16 邊形近似圓畫的七邊形($n=7$)、24 邊形近似圓畫的九邊形($n=9$)、32 邊形近似圓畫的拾壹邊形($n=11$)

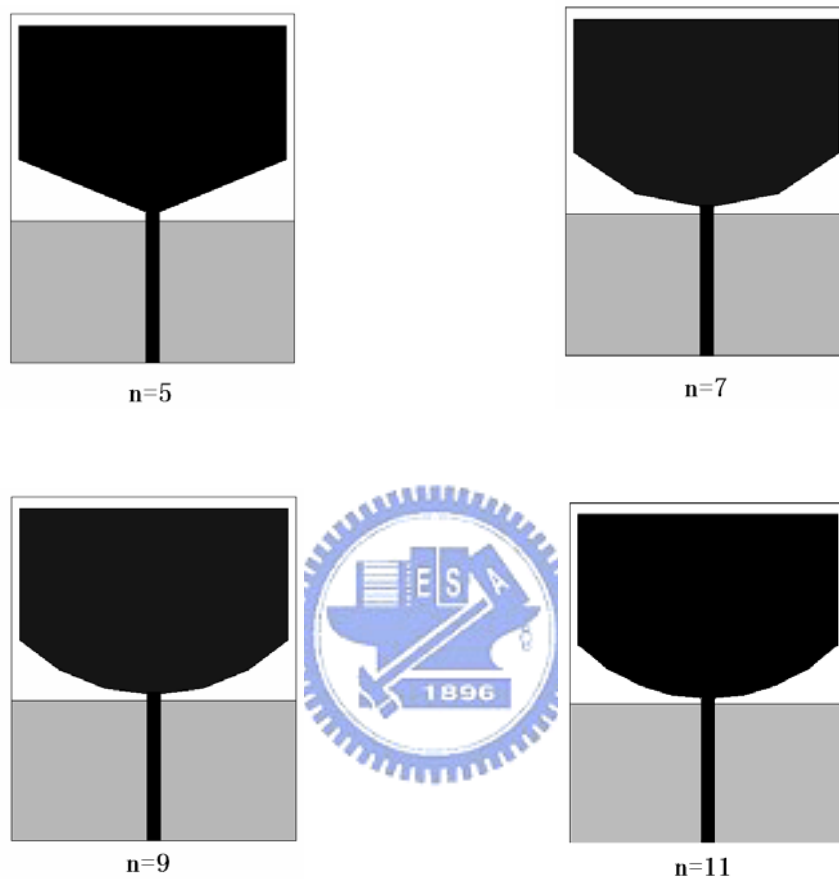


圖 2.5 各種多邊形天線之結構

模擬的結果如圖 2.6 所示，我們可以發現當邊數增多時，頻寬變的越來越寬。當 $n > 11$ 之後，其結果將不會有太大的變化。圖 2.7.1 及圖 2.7.2 分別為 $n=5$ 和 $n=11$ 的輸入阻抗實部與虛部，可以發現 $n=11$ 輸入阻抗的實部較接近 50 歐姆，虛部接近 0 歐姆。也就是說五邊形的兩斜邊就類似一阻抗轉換器， n 越大曲線越圓弧匹配特性越優，這也就是為什麼五邊型天線 [3] 其阻抗頻寬無法再增加的原因。

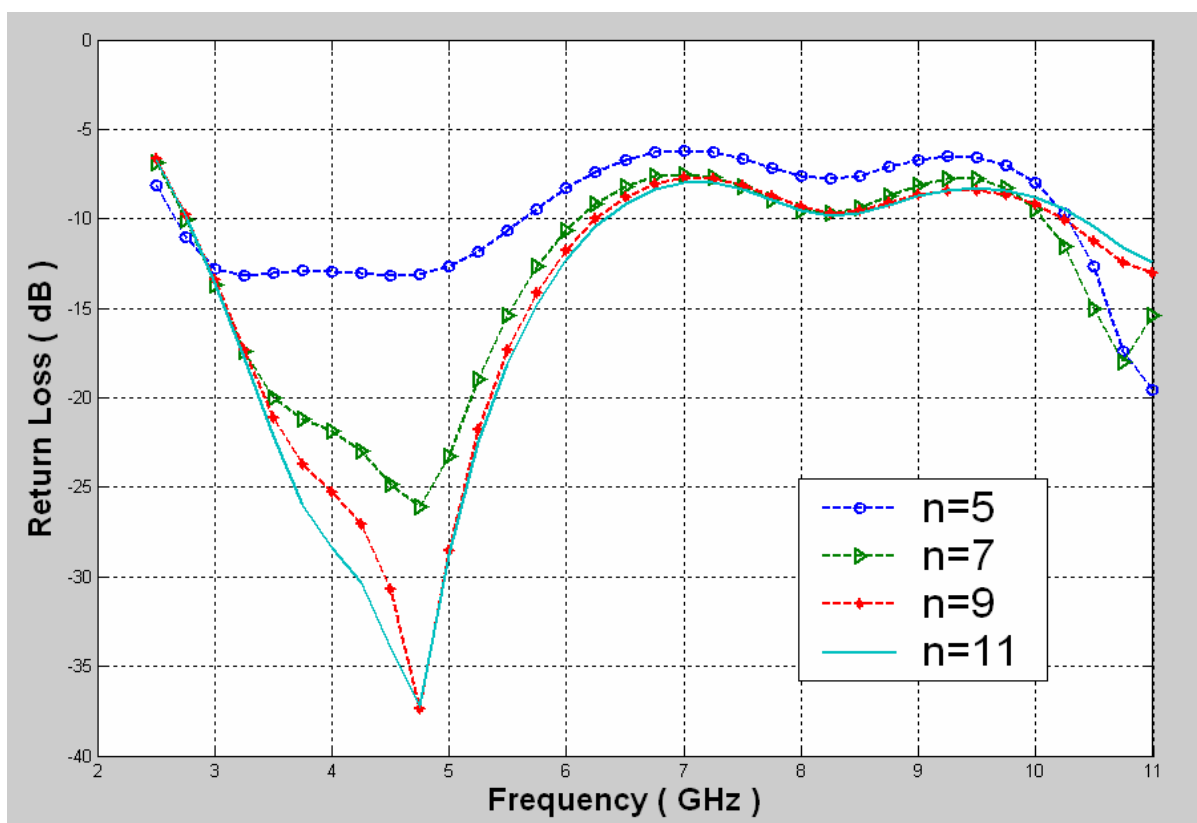


圖 2.6 各種多邊形天線之反射損耗模擬比較圖

綜合以上所提我們可以得到以下的結論，當天線饋入端曲線階數(Order)越高，反射損耗 (Return Loss) 頻寬越寬。



Order	Zero	First	High
Bandwidth	Narrow	Middle	Wide

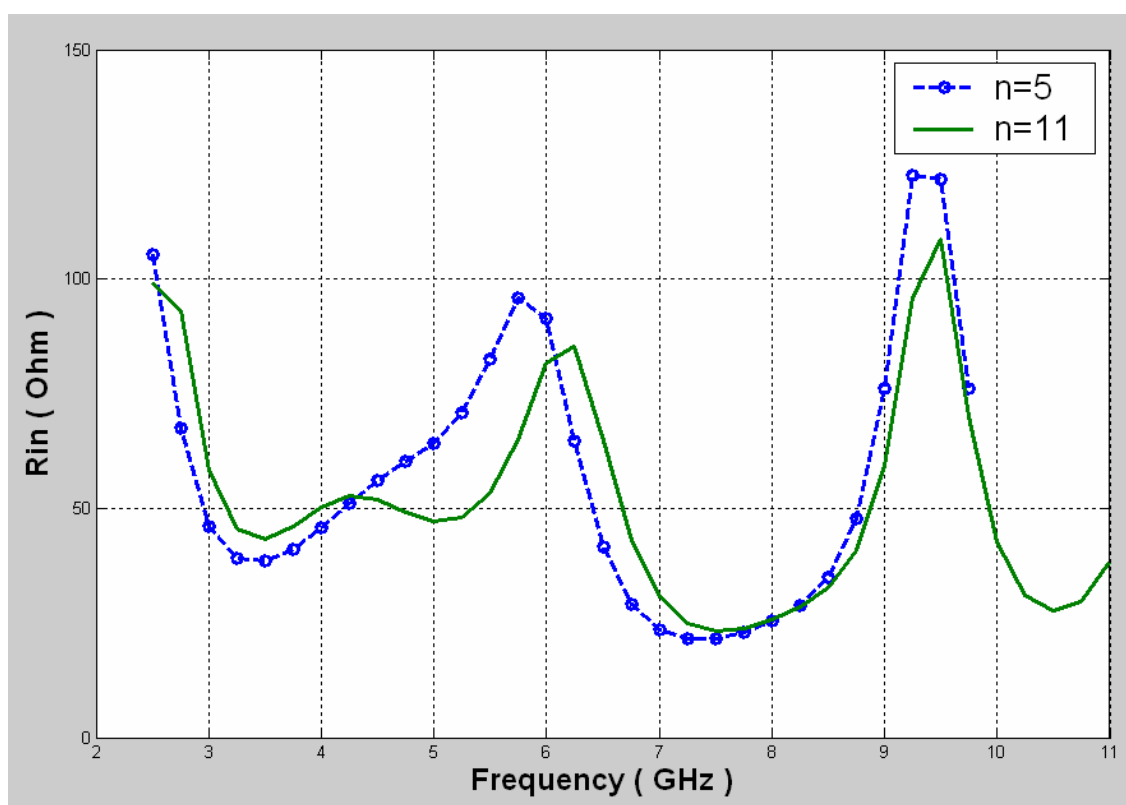


圖 2.7.1 $n=5$ 與 $n=11$ 之輸入阻抗實部 (R_{in})

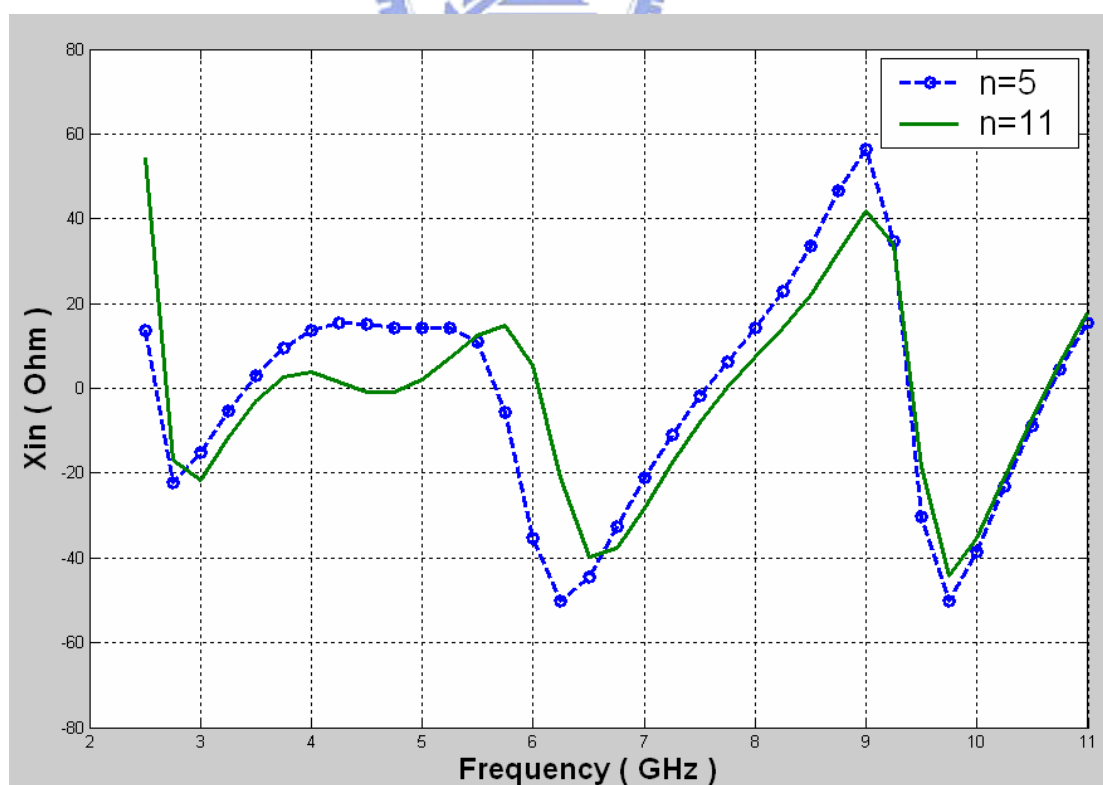


圖 2.7.2 $n=5$ 與 $n=11$ 之輸入阻抗虛部 (X_{in})

2.2 縮小天線尺寸:

接下來我們將縮小天線的尺寸，以方便應用於行動通訊上。首先我們將天線寬度從 30mm 縮小至 24mm，接下來我們調整天線高度以達到全頻段（3.1 GHz~10.6 GHz）的匹配。

我們定義天線的高度為 a 接地面高度為 b 如圖 2.8 所示，我們藉由調整參數 a 與 b 來觀察天線反射損耗的變化，由圖 2.9 可知當 a 越小時，第一共振頻率也跟著變高這可以從(3)式得知，因為 h 與 F_L (VSWR最先 <2 的頻率)大約是成反比的關係，所以 a 越小→第一共振頻率(F_L)越高，其模擬結果如圖 2.9 所示。圖 2.10 是調整接地面高度 b 對反射損耗作圖，由這兩個模擬結果可以知道調整 a 與 b 對於高頻匹配並不會有太大的改變。圖 2.11 表示出天線與接地面之間間隙高度(Gap)的選擇對反射損耗有很大的影響。由以上結果我們大約可以了解到天線在低頻時就像是一支單極天線，但是再高頻的共振並不像是單極天線而比較類似於緩變槽孔天線(Tapered-slot antenna)，所以調整天線長度 a 與 b 對高頻匹配不會有很大的影響。

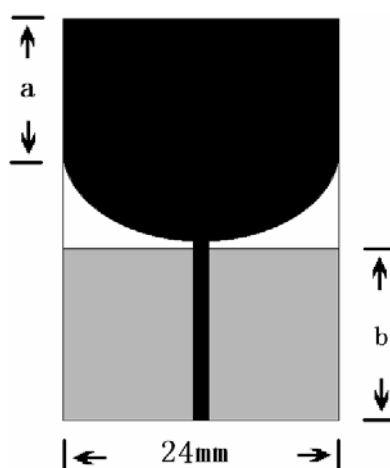


圖 2.8 全頻段天線結構變數示意圖 (I)

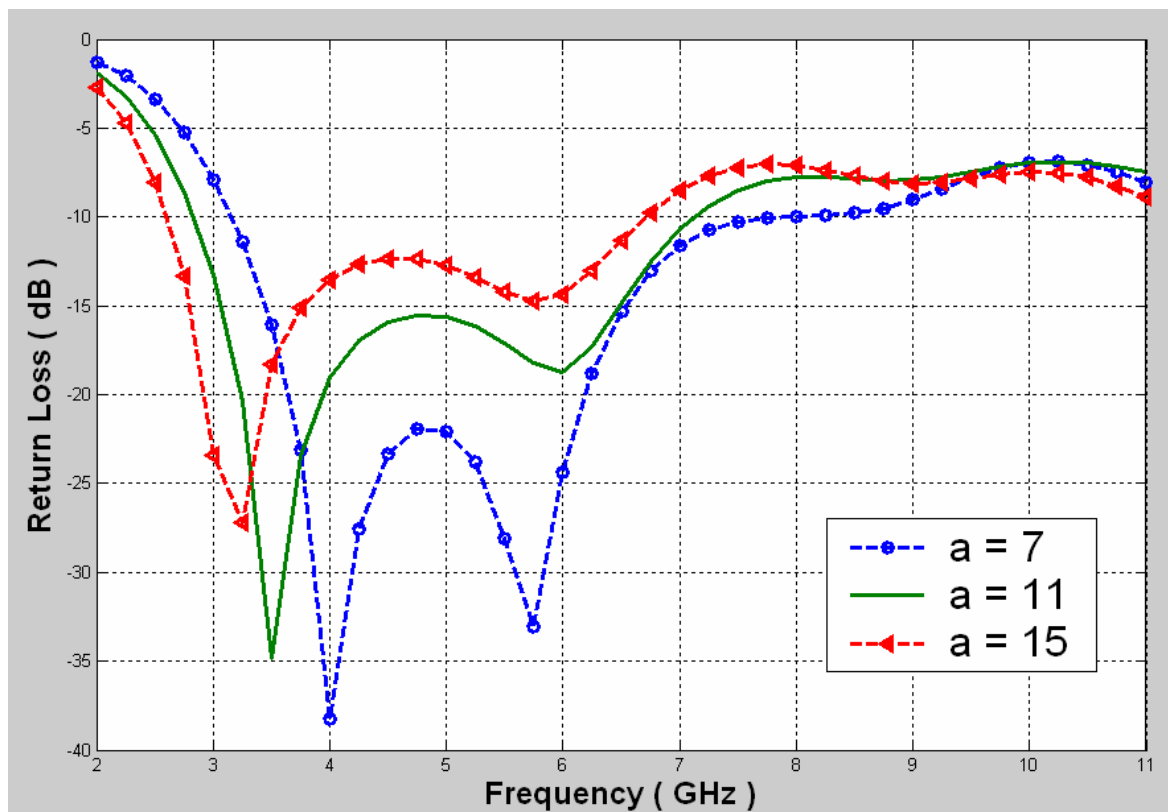


圖 2.9 變數 a 之反射損耗模擬比較圖

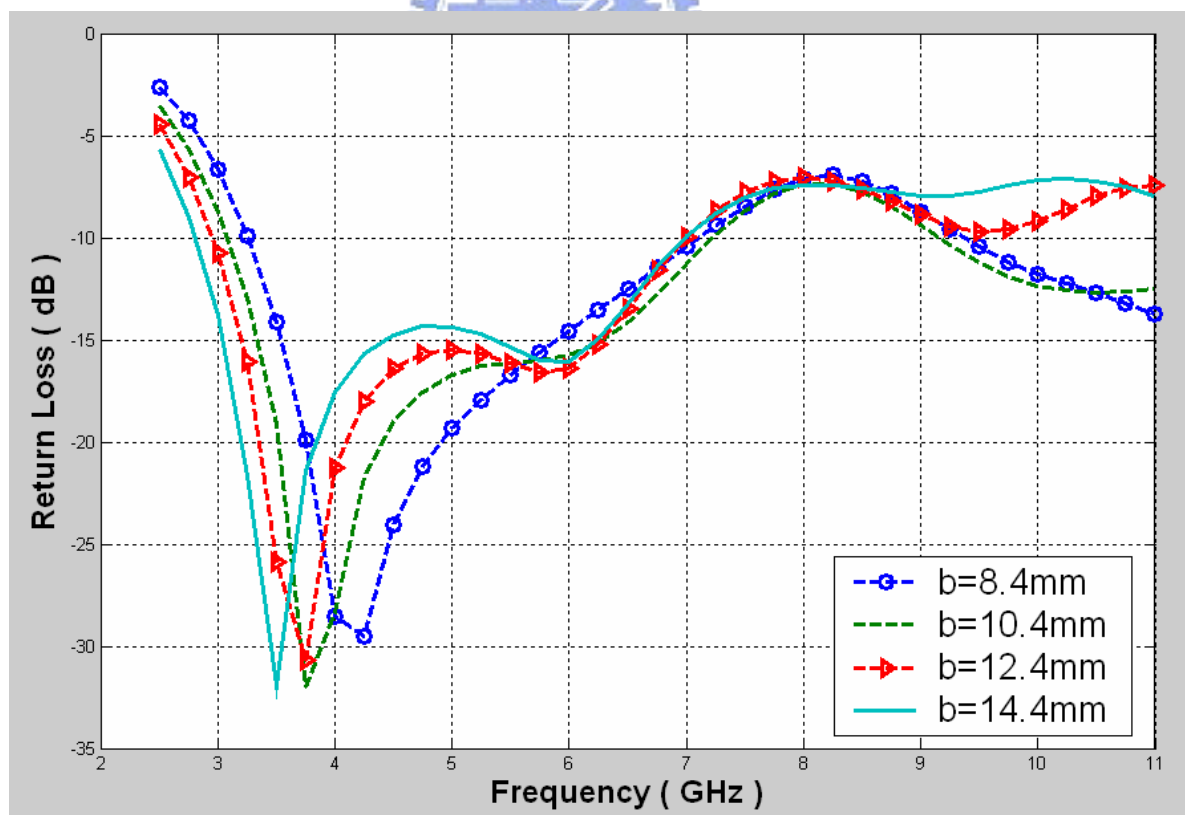


圖 2.10 變數 b 之反射損耗模擬比較圖

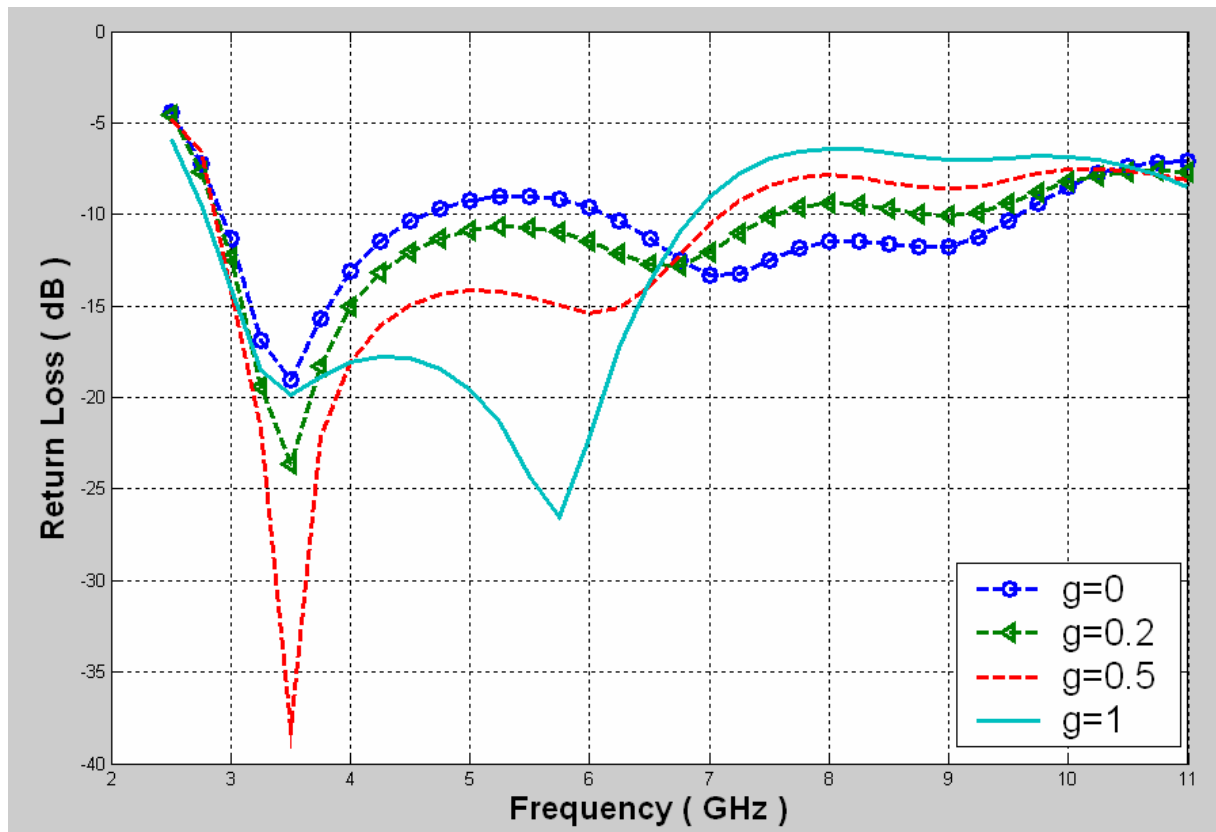


圖 2.11 變數 g 之反射損耗模擬比較圖

我們也可以從場型的到相同的驗證，可以發現在低頻時(3 GHz ~ 8 GHz)H-plane 具有全向性與單極天線有相同的場型，但是高頻($f > 9\text{GHz}$)的場型表現並不良好如圖 2.12 所示，這是因為在高頻時，電流的分布主要集中在天線下緣與接地面的上緣而有橫向電流的產生所以 Cross-polar 增加，使的 H-plane 的場型不再具全向性。並且可以從天線在高頻時的 H-plane 中看出來，天線場型分為四個波瓣而往天線側邊 0 度與 180 度波瓣越高頻增益越高，天線正面與背面 90 度與 270 度(Boresight)的波瓣頻率越高增益越小。因為緩變槽孔天線的輻射場型是非常集中的往開口方向輻射，所以當頻率越高天線場型將越相近於緩變槽孔天線的場型，這與我們之前所推論的結果相符。

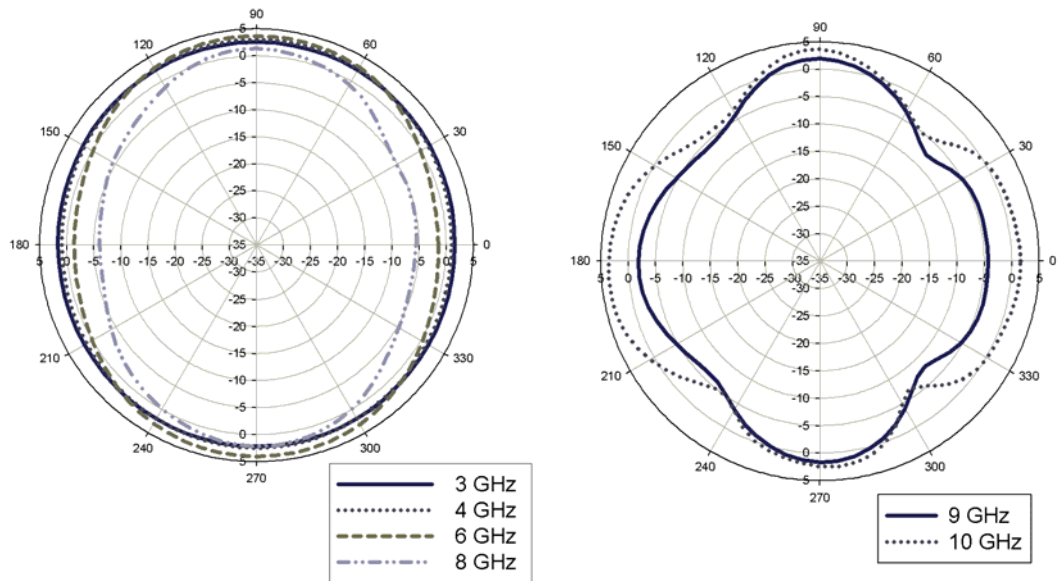


圖 2.12 全頻段天線之 H-plane 場型各頻率比較圖

2.3 增加頻寬：

我們知道緩變槽孔天線是利用緩變槽孔來達到寬頻的效果，於是我們利用線性緩變槽孔(Linear tapered-slot)的形狀希望能夠增加天線的頻寬，我們試著改變接地面形狀讓天線左右兩邊圓弧邊緣有一線性緩變槽孔，所以在接地面的上方邊緣截一角如圖 2.13 所示，模擬結果正如我們所預測般的可以大幅改善匹配程度而達到寬頻的效果，接下來觀察所截角形狀與角度對反射損耗的影響。首先固定 c 值 (7mm) 調整 d 值對反射損耗作圖，接下來固定 d 值 (6mm) 調整 c 值對反射損耗作圖，角度越大(d 越大)高頻匹配越好。由 [7] 得知緩變槽孔天線的開口要大於 $\frac{\lambda_0}{2}$ ，使天線到自由空間能有較好的匹配，其中 λ_0 是自由空間中的波長，所以模擬結果與 [7] 所提出的結論互相呼應。

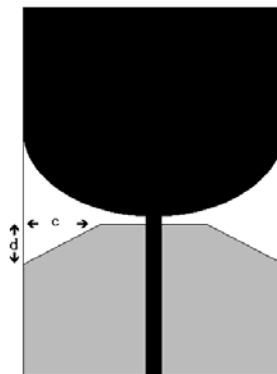


圖 2.13 全頻段天線結構變數示意圖 (II)

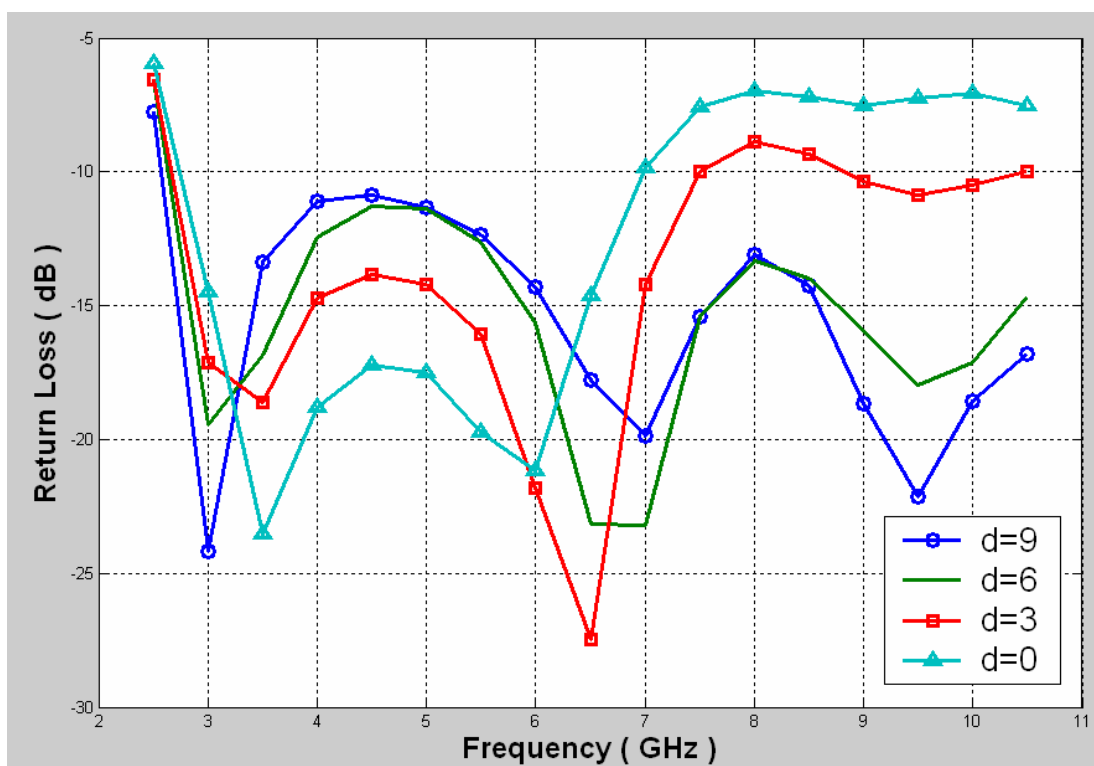


圖 2.14 變數 d 之反射損耗模擬比較圖

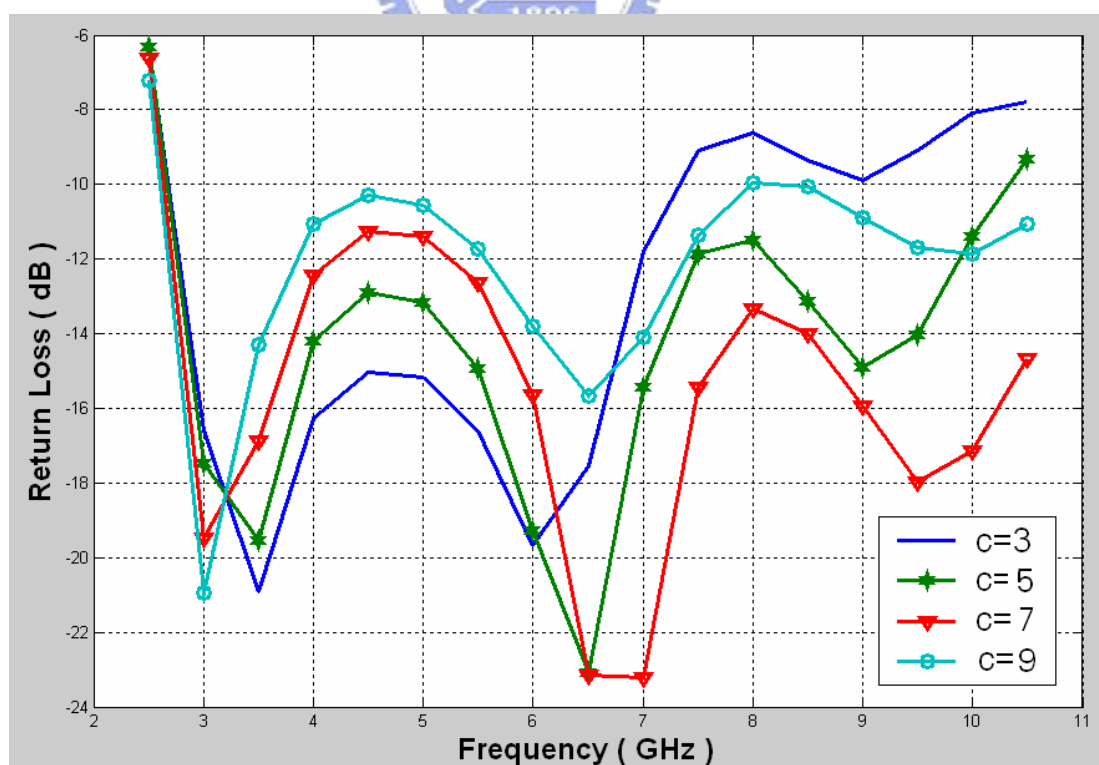


圖 2.15 變數 c 之反射損耗模擬比較圖

2.4 高頻阻抗匹配:

再來我們在接地面的下緣接近饋入線的兩邊挖兩半圓形的槽孔如圖 2.16 所示，觀察模擬結果可以發現這對於高頻阻抗匹配有還不錯的結果，模擬結果如圖 2.17 與 2.18 所示，第一張圖是固定 $e = 6\text{mm}$ 改變 r 的值對反射損耗作圖，第 2 張圖是固定 $r = 2.5\text{mm}$ 改變 e 的值對反射損耗所做的圖，由以上兩張圖可以了解 r 值與 e 值越大匹配越好。

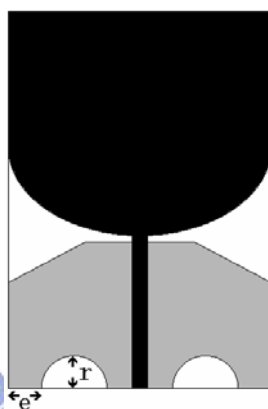


圖 2.16 全頻段天線結構變數示意圖 (III)

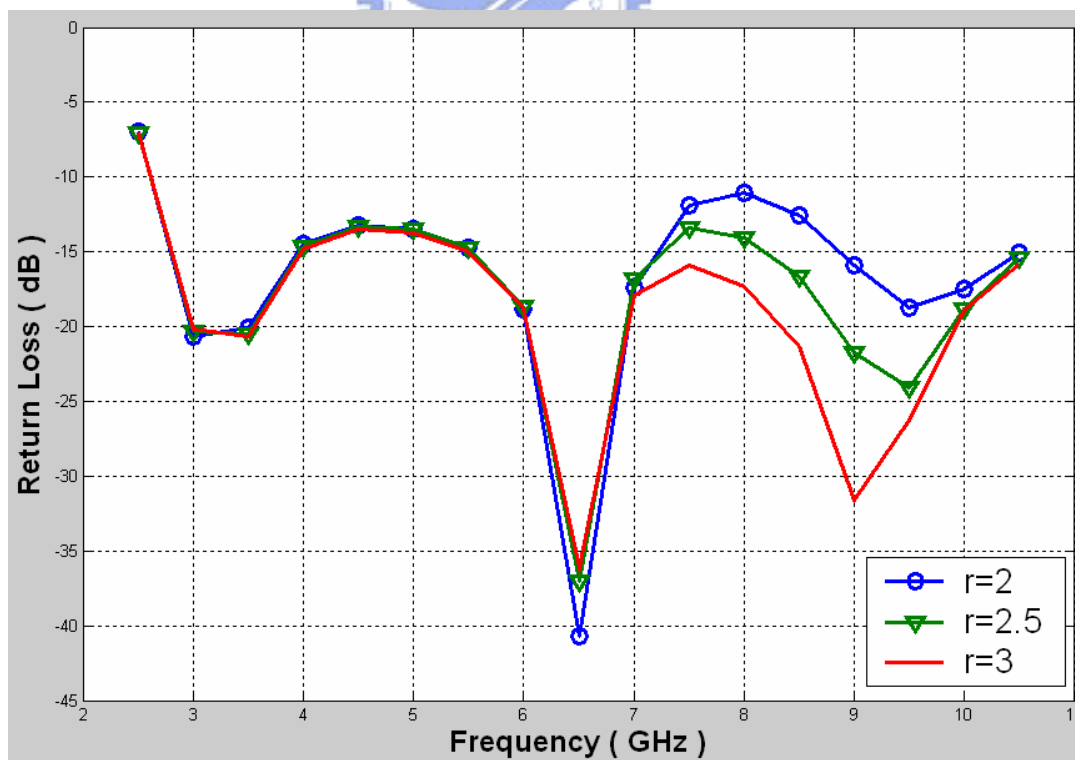


圖 2.17 變數 r 之反射損耗模擬比較圖

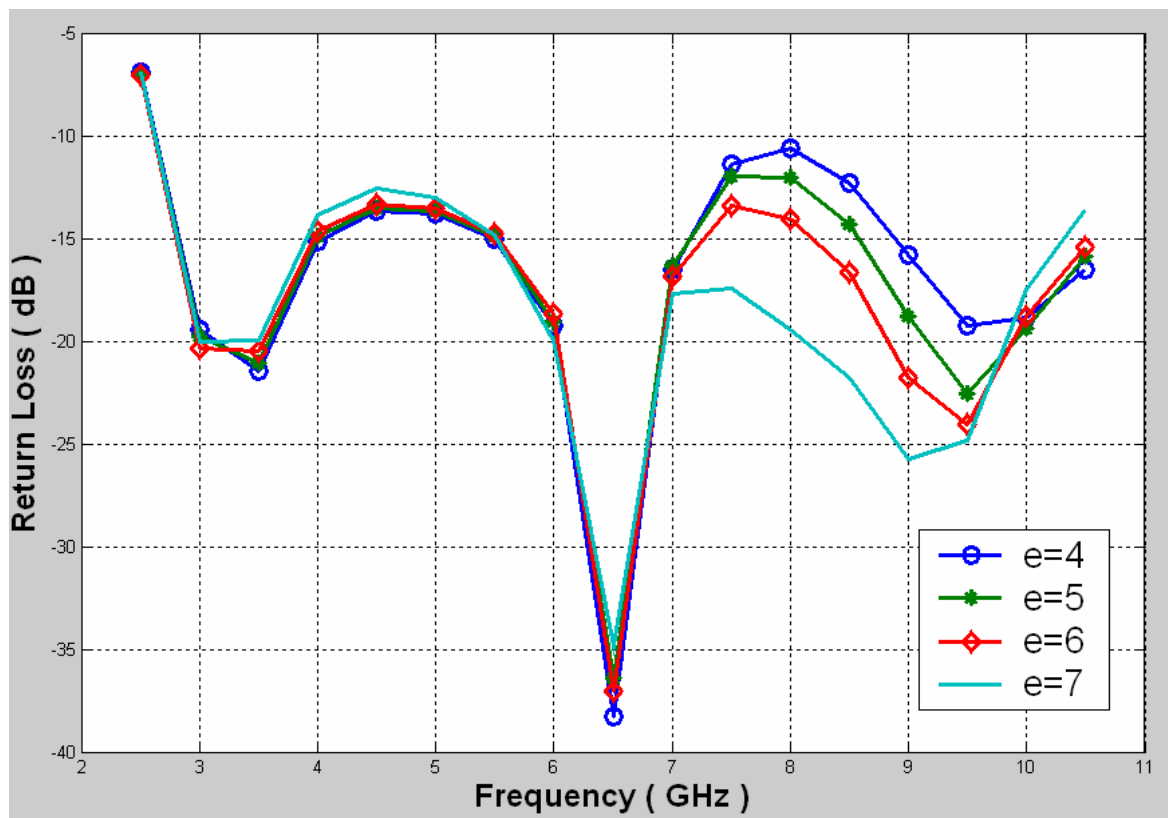


圖 2.18 變數 ϵ 之反射損耗模擬比較圖

接下來我們觀察此半圓形槽孔對於天線場型的影響，半圓形槽孔對於低頻場型並不會有太大的改變，但是高頻場型確有很大的改變如圖 2.20.2 所示。我們比較三種不同接地面形狀天線(如圖 2.19 所示)的高頻場型。圖 2.20.1 是 9GHz 的 3D 立體場型，Type1 與 Type2 的場型幾乎一樣但是 Type3 的場型卻大大不同，另外從 8GHz 與 9GHz 的 H-plane 可以看出 Type1 與 Type2 幾乎是重疊在一起而 Type3 的場型與 1 與 2 相較起來較具全向性，增益也較高。當頻率到更高的 10GHz 時 H-plane 場型有更明顯的改善，如圖所示。

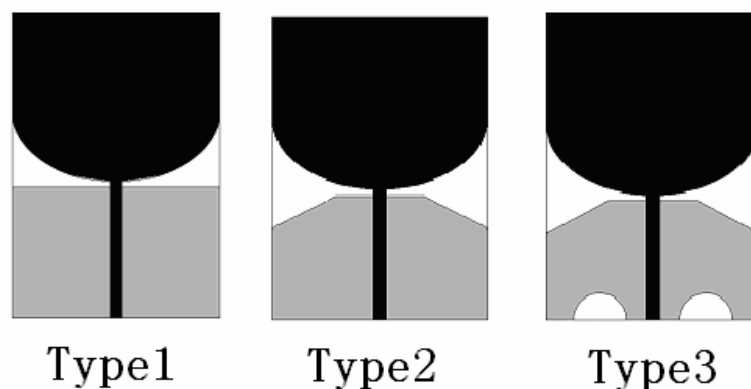
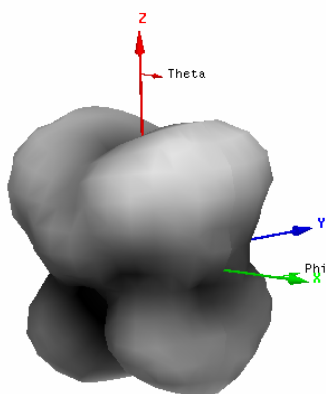
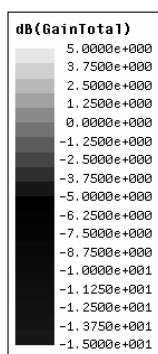
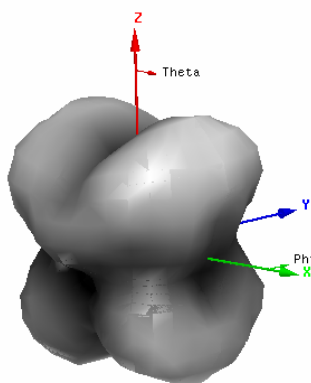


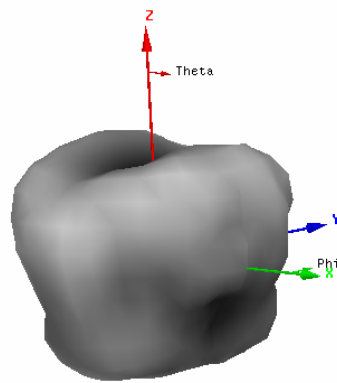
圖 2.19 三種不同接地面形式之天線結構



Type1

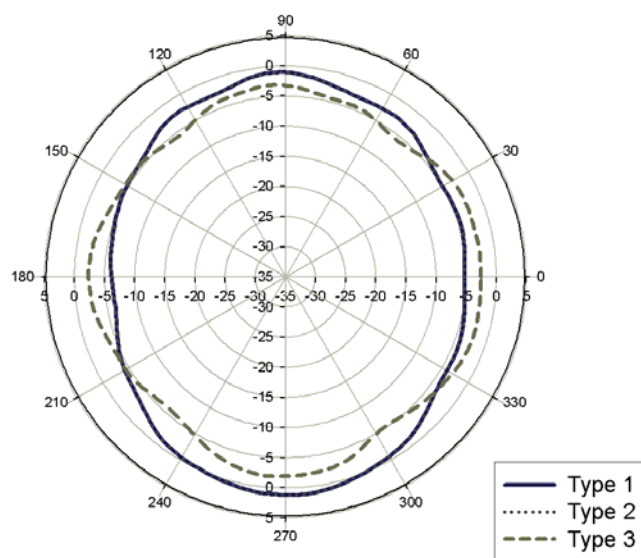


Type2

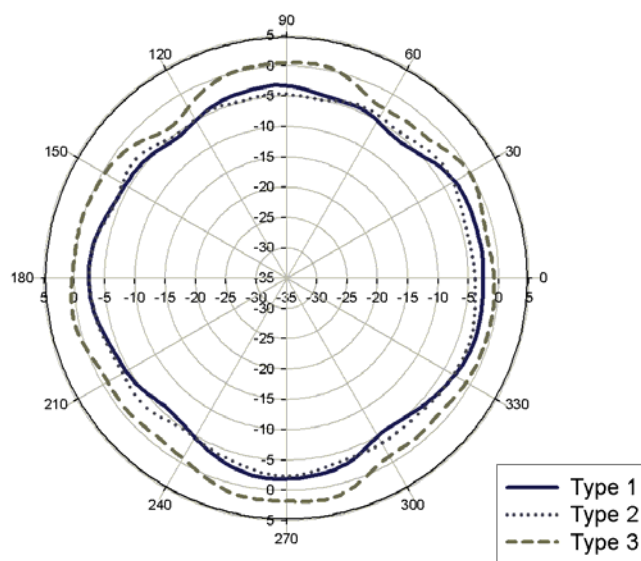


Type3

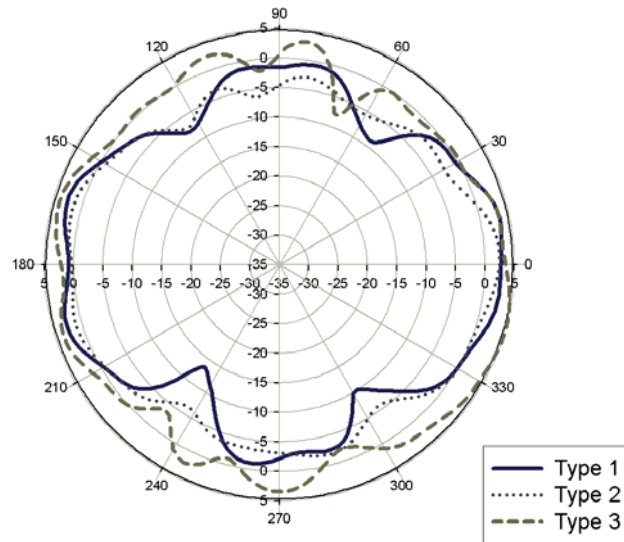
圖 2.20.1 9GHz 3D 立體場型



8GHz H-plane



9GHz H-plane



10GHz H-plane

圖 2.20 三種形式天線之 H-plane 高頻場型比較圖

2.5 天線最佳化：

最後我們將要針對前面所提出的天線來進行最佳化，最佳化目標為(Optimization Goal)： $3.1\text{GHz} \sim 10.6\text{GHz}$ $|S_{11}| < -10\text{dB}$ ，最佳化的變數有 (1)接地面高度(b) (2)天線高度(a) (3)間距(g)高度 (參考圖 12) (4)截角長度(c)高度(d)，爲了減少變數所以我們固定 $r=3$ ， $e=6$ 。最佳化後各個變數的結果的在圖 2.22，整體天線的高是 35mm、寬度爲 24mm。反射損耗的模擬結果如圖 2.25、輻射場型如圖 2.26、2.27 所示。

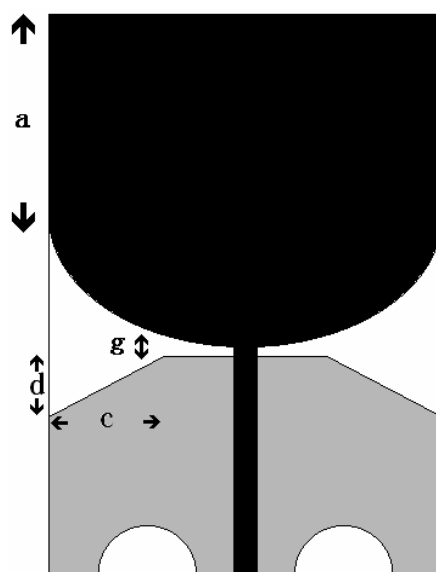


圖 2.21 全頻段天線之最佳化變數

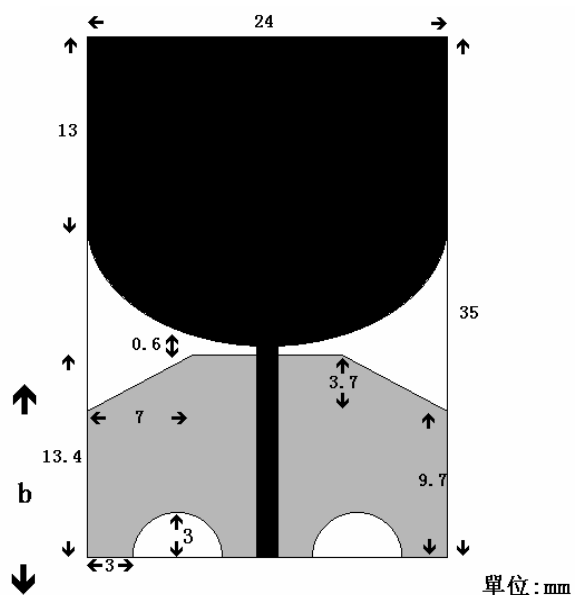


圖 2.22 最佳化後天線尺寸

2.6 天線實作與量測：

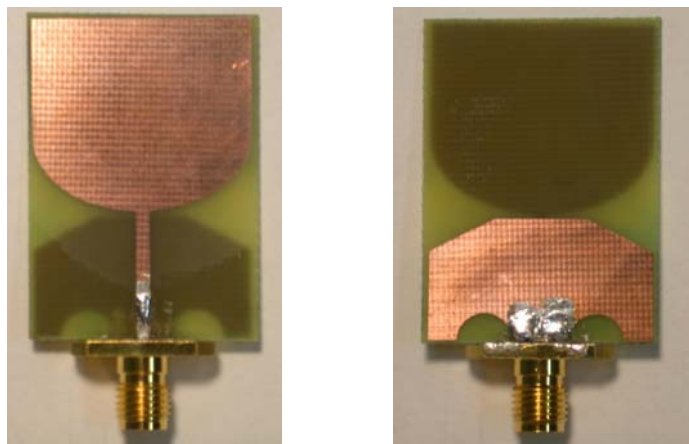


圖 2.23 全頻段天線實體照片

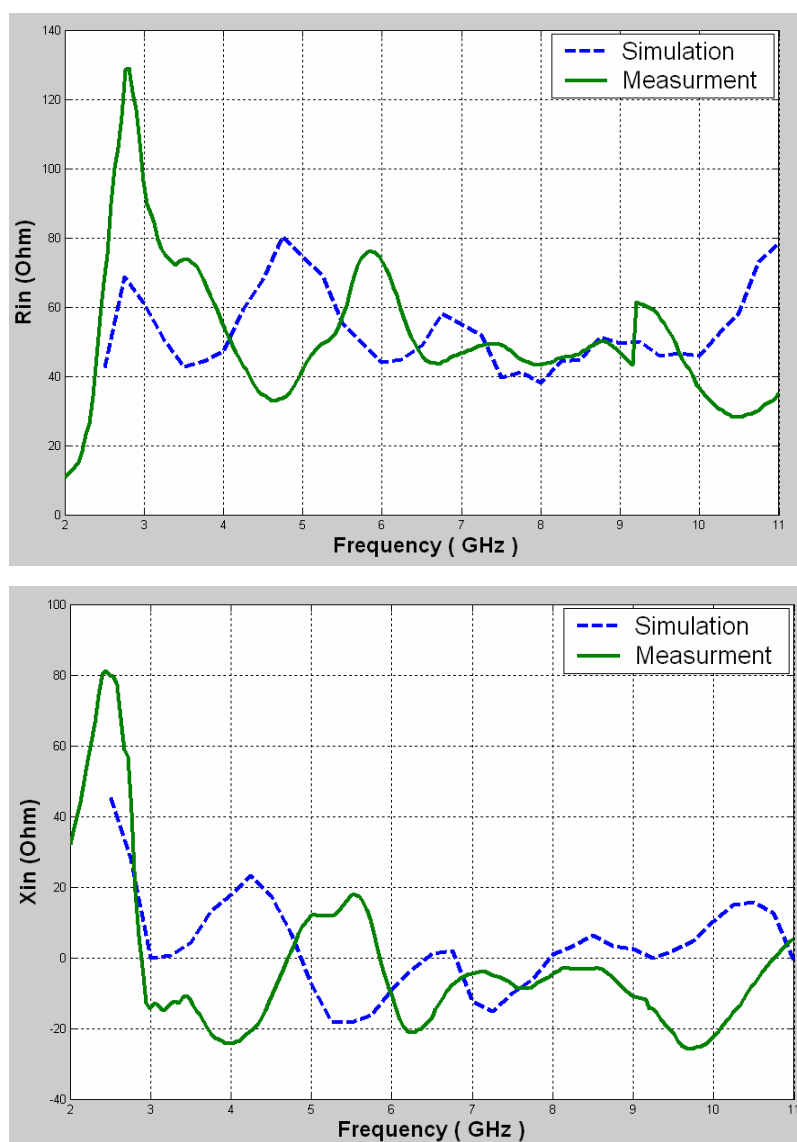


圖 2.24 全頻段天線輸入阻抗實部與虛部模擬量測比較圖

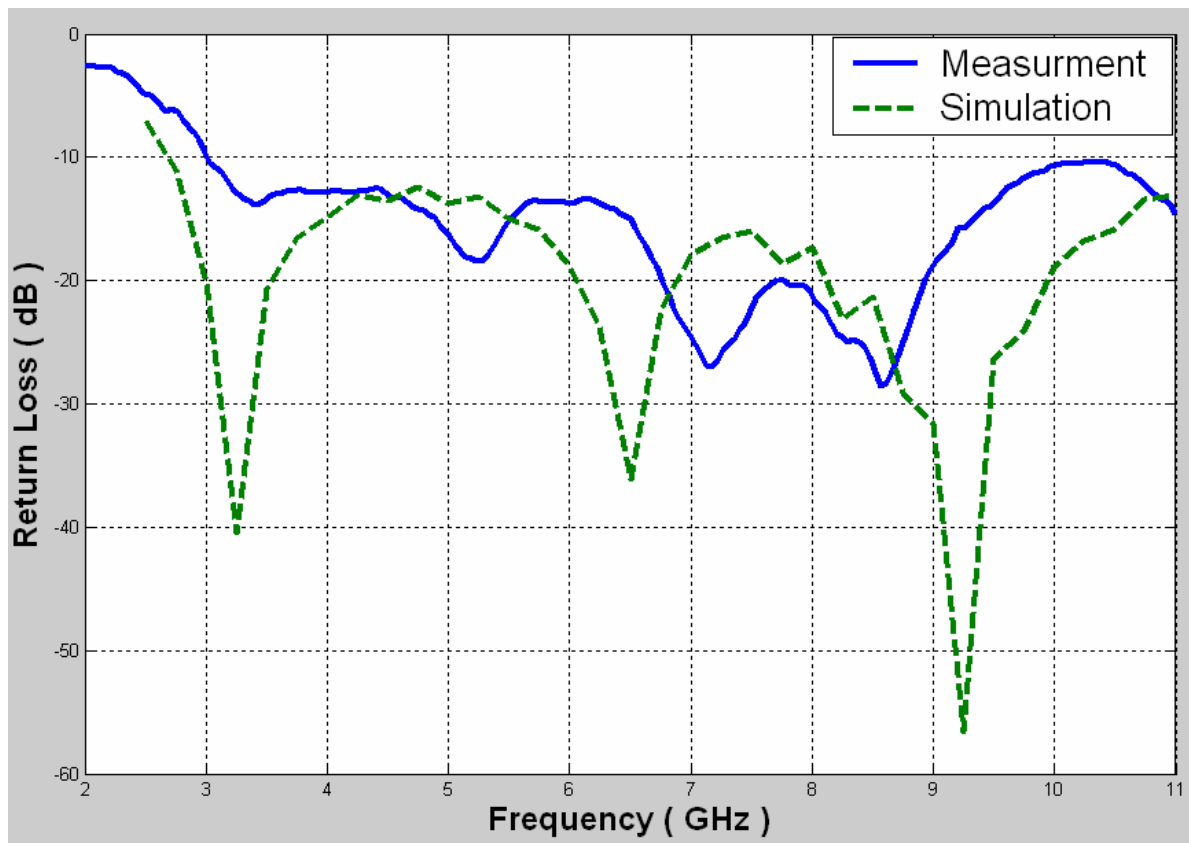
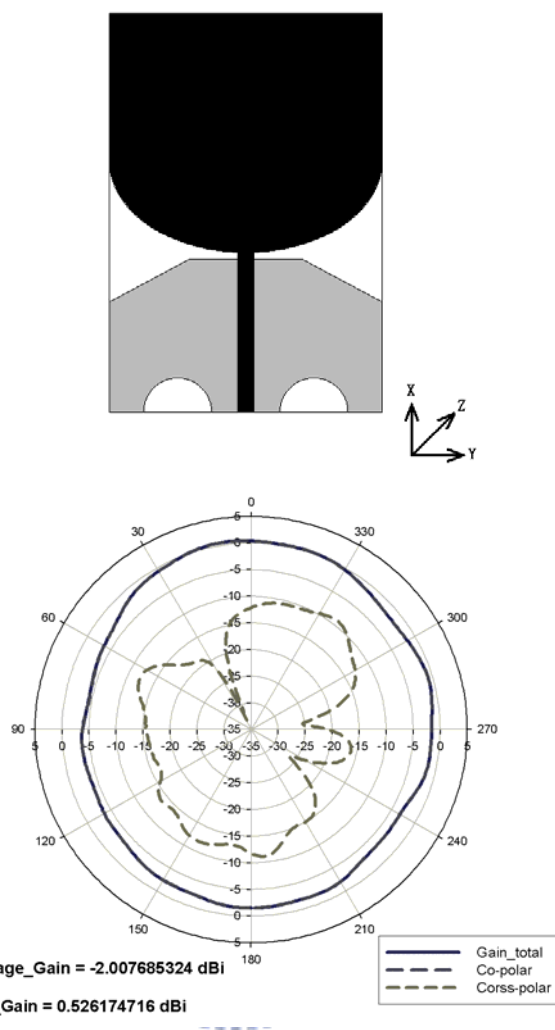


圖 2.25 全頻段天線反射損耗模擬與量測比較圖

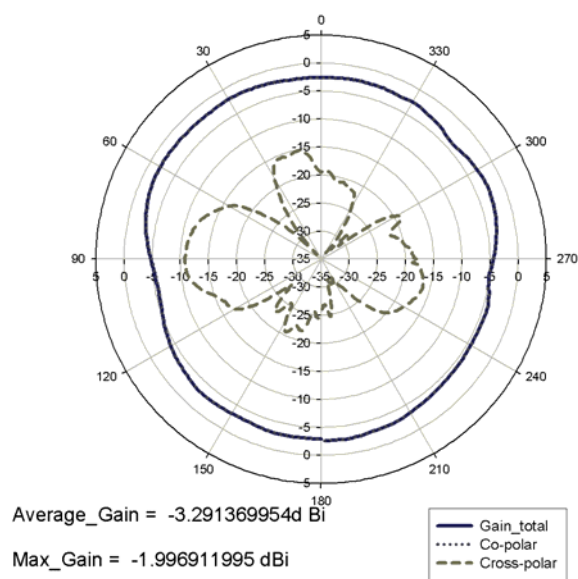
圖 3.15 為天線的反射損失量測及模擬結果，虛線線段為模擬的反射損失，以小於 -10dB 為基準，匹配的頻段最低頻的頻率是 2.75GHz，最高頻的頻率是大於 11GHz，共有三個共振點(3.2GHz , 6.5GHz , 9.2GHz)。實線線段是表示經實際量測得到的反射損失，實測反射損失低於-10dB 的頻帶範圍是 3 GHz（最低頻率）至 11 GHz（最高頻率）；和模擬結果比較起來最低頻的部分(3.1GHz)頻飄了大約 300MHz，高頻部分與模擬值比較不相同，但在 3.1GHz~10.6GHz 的頻段內反射損耗也都小於-10dB。

天線的 H-plane 場型從 3.1GHz 到 9GHz 都可以保持近似全向性的場型，所有角度中最小的增益也都有大於-5dB。另外可以觀察出來天線正面與背面(Boresight)的增益大約等於 0 dB 在高頻時也大於-5 dB。

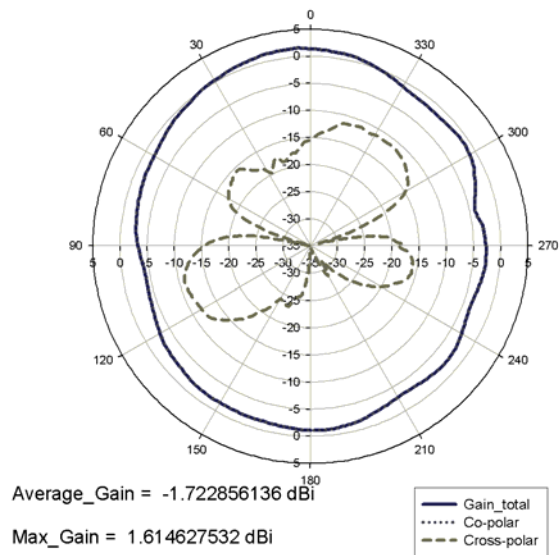
H-plane (YZ - plane):



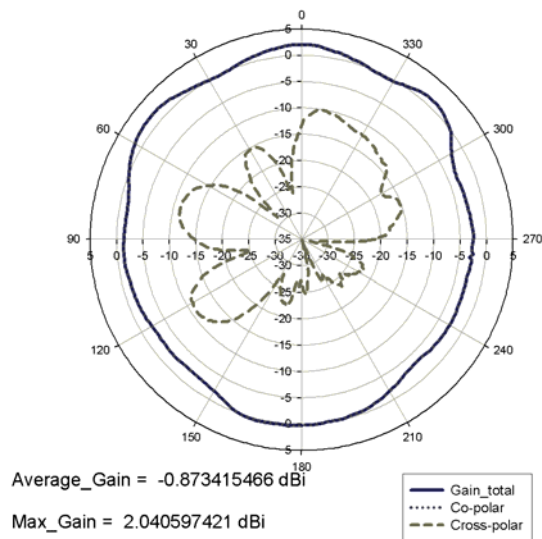
3.1 GHz



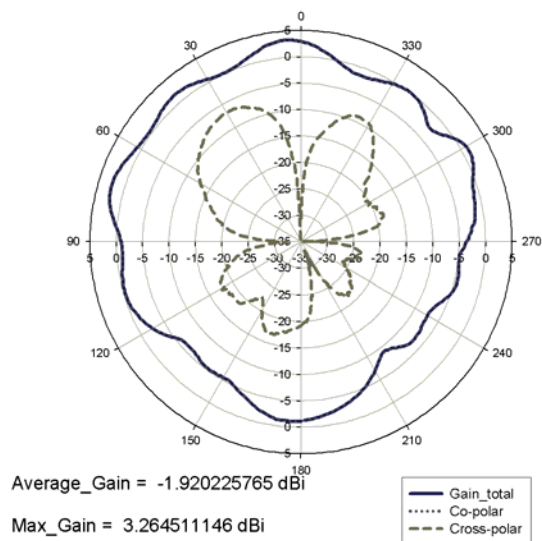
4 GHz



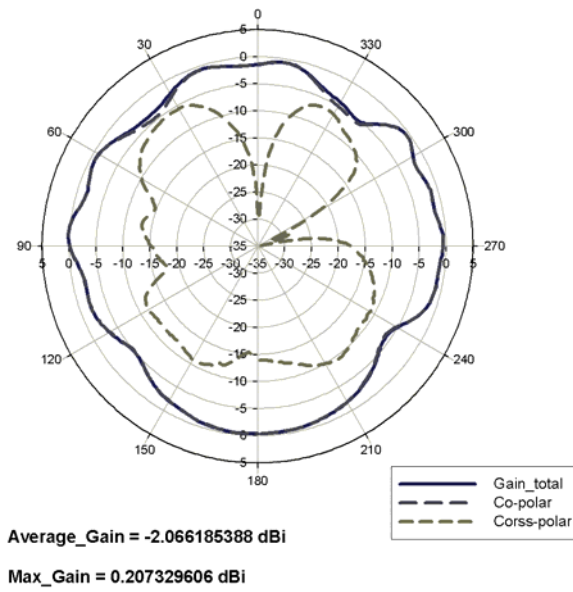
5 GHz



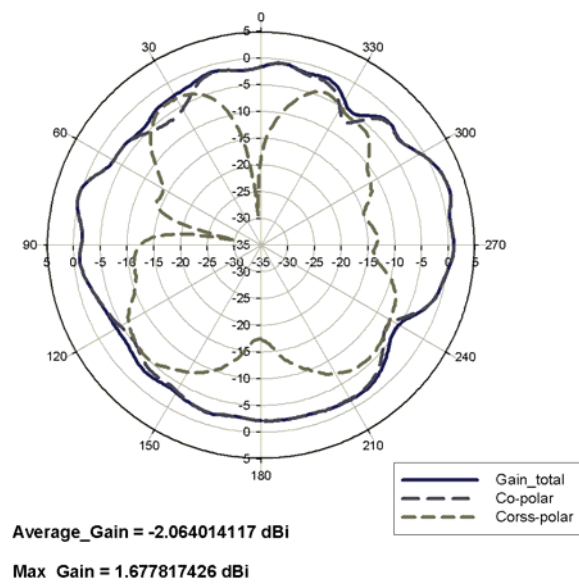
6 GHz



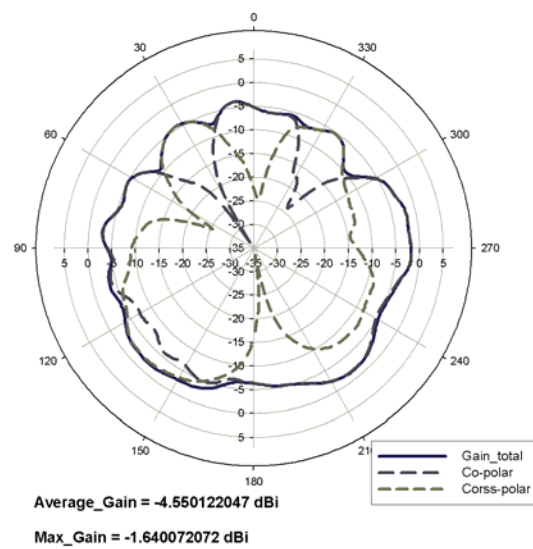
7 GHz



8 GHz



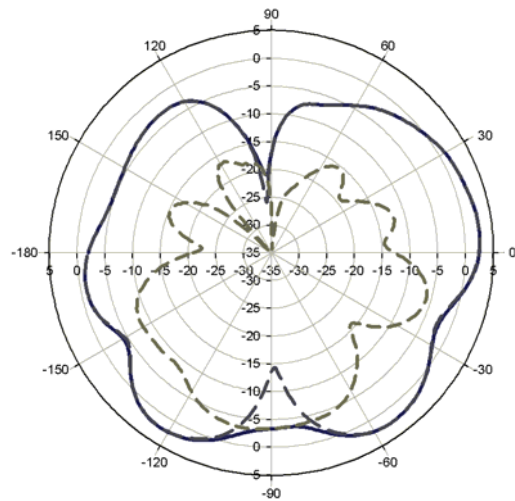
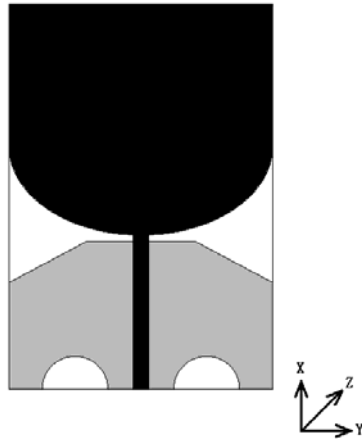
9 GHz



10 GHz

圖 2.26 全頻段天線各頻率 H-plane 量測之場型

E-plane (XZ - plane):

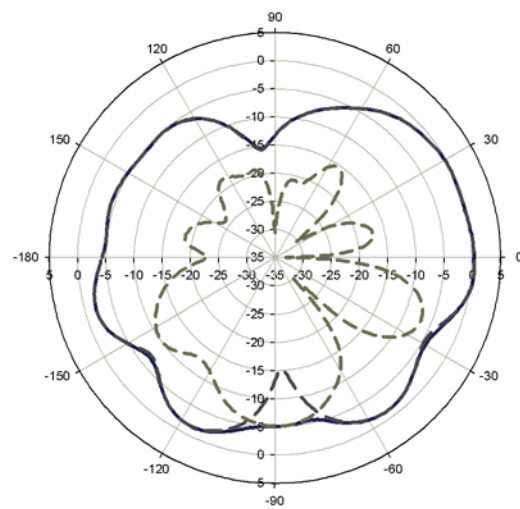


Average_Gain = -2.527864875 dBi

Max_Gain = 2.679050029 dBi



3.1 GHz

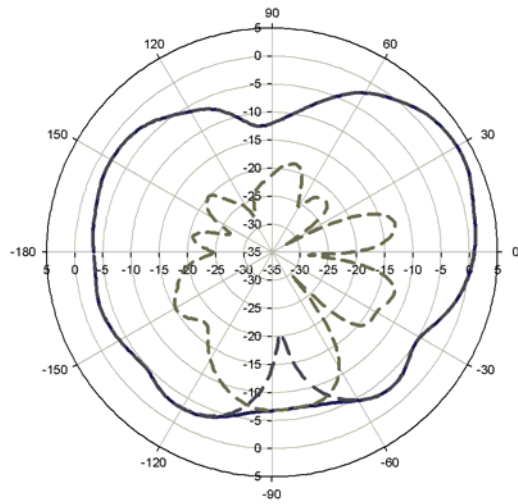


Average_Gain = -4.260777682 dBi

Max_Gain = 0.445414986 dBi



4 GHz

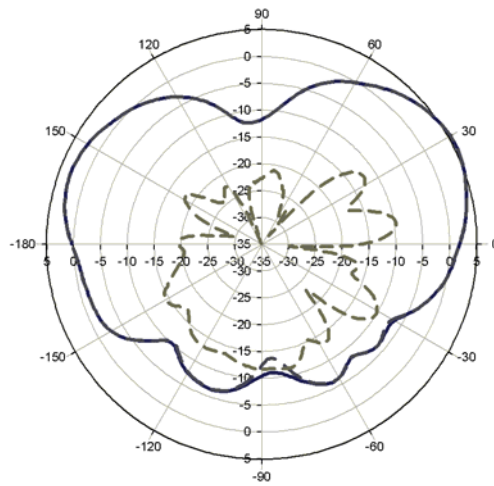


Average_Gain = -3.693959714 dBi

Max_Gain = 2.851017567 dBi



5 GHz

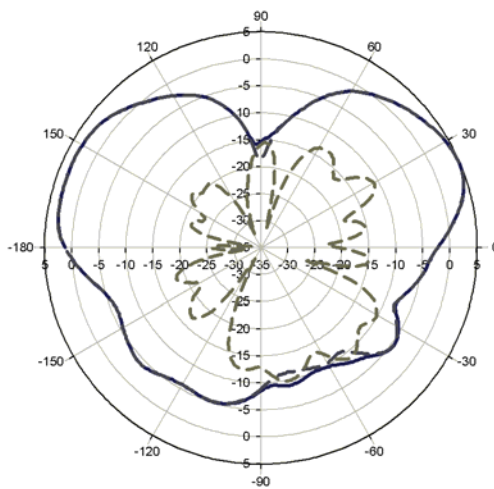


Average_Gain = -3.212852428 dBi

Max_Gain = 5.577089911 dBi



6 GHz

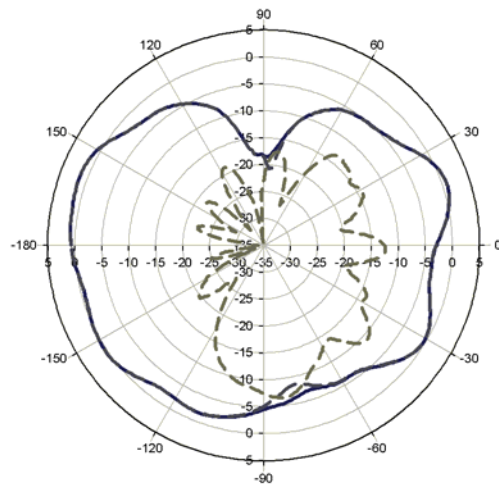


Average_Gain = -3.765824193 dBi

Max_Gain = 4.91728544 dBi



7 GHz

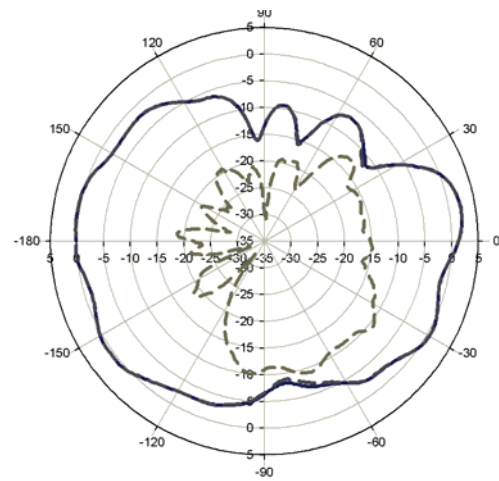


Average_Gain = -3.768791228 dBi

Max_Gain = 1.429945561 dBi

Gain_total
Co-polar
Corss-polar

8 GHz

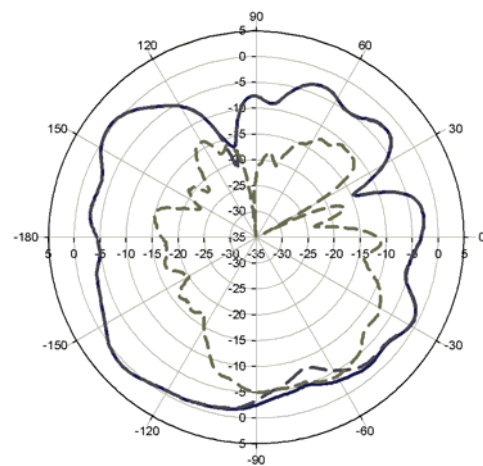


Average_Gain = -3.798344779 dBi

Max_Gain = 2.238122437dBi

Gain_total
Co-polar
Corss-polar

9 GHz



Average_Gain = -3.818975803 dBi

Max_Gain = 0.791687472 dBi

Gain_total
Co-polar
Corss-polar

10 GHz

圖 2.27 全頻段天線各頻率 E-plane 量測之場型

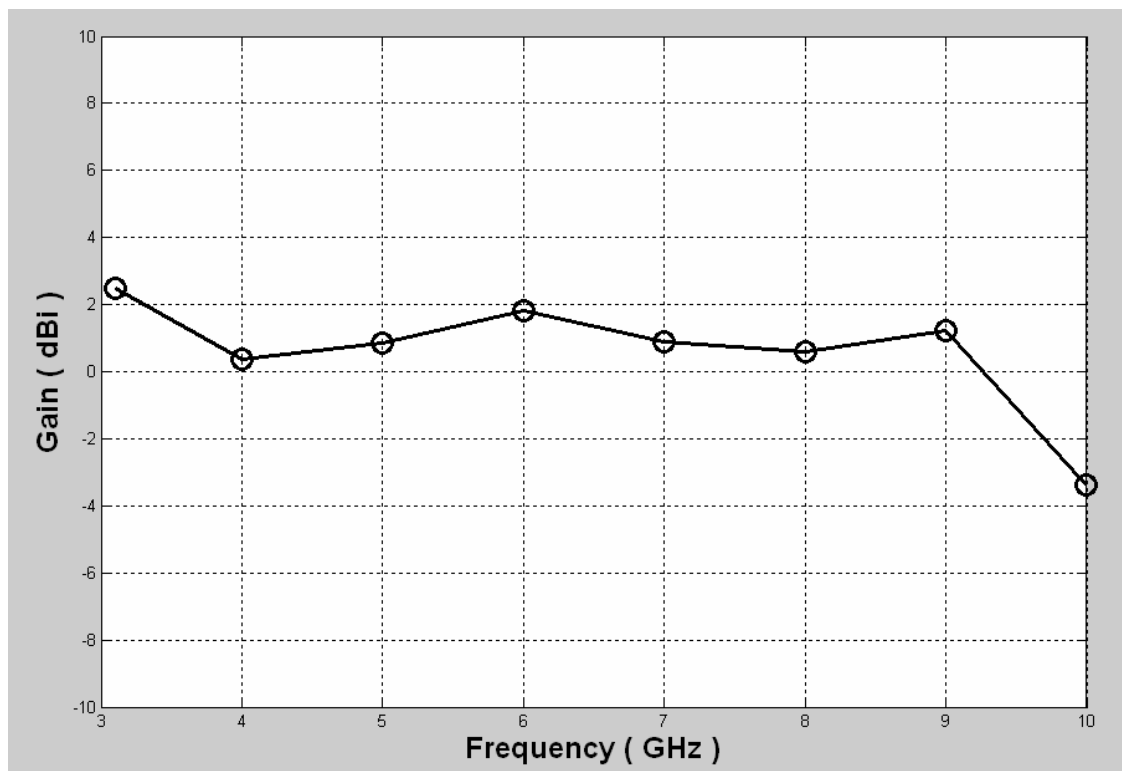


圖 2.28 全頻段天線 Boresight 增益對頻率作圖

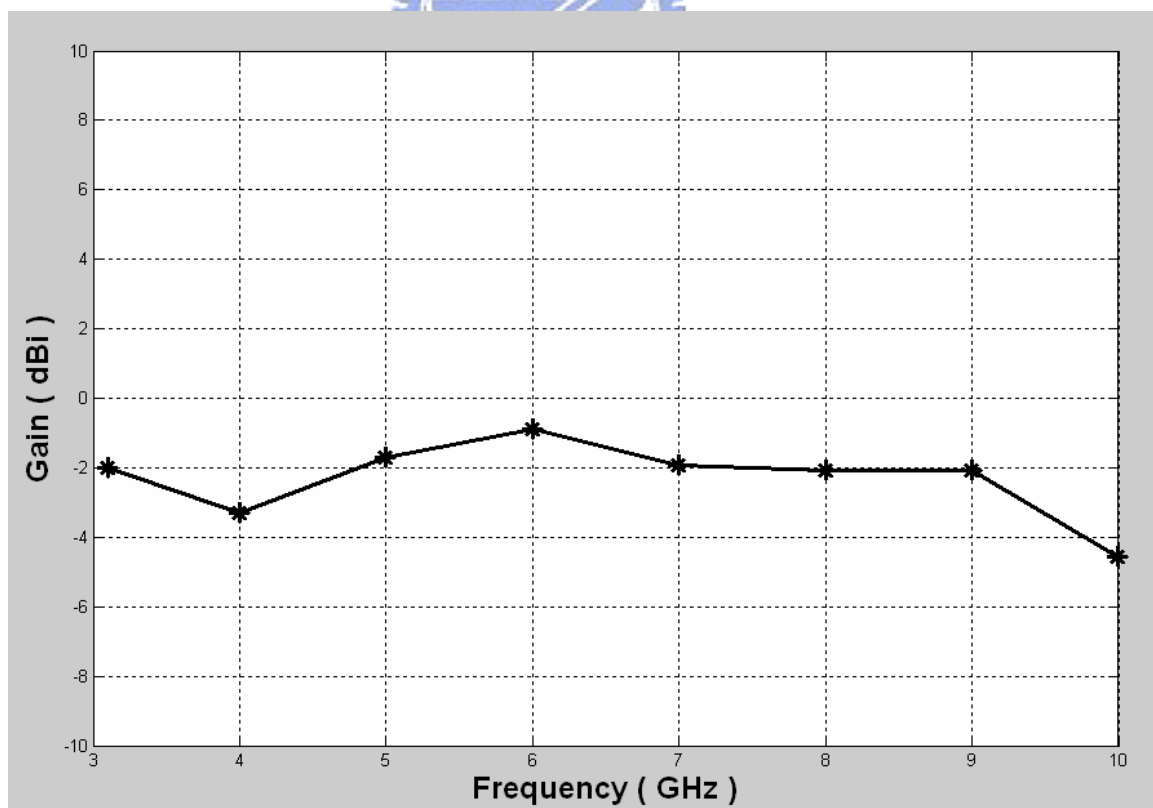


圖 2.29 全頻段天線 H-plane 平均增益對頻率作圖

2.7 結論：

本章主要致力於設計一符合 FCC 要求 3.1GHz ~ 10.6GHz 的 UWB 全平面單極天線，並且設法將其面積最小化。首先決定第一共振頻率之後利用經驗公式的計算可以讓我們知道各種形狀天線大約的尺寸，並且從中選出最具有潛力成為超寬頻天線的天線形狀，並研究在饋入端形狀對於反射損耗的影響。接下來我們利用緩變槽孔天線的特性改變接地面形狀使天線的頻寬增加並在接地面的下緣挖了兩個半圓形槽孔，這不僅使天線高頻更匹配，也讓天線的高頻場型有獲得不錯的改善。最後對天線作參數的最佳化得到一符合 FCC 要求並最小化的 UWB 天線。相較於其他超寬頻天線此天線的優點為尺寸小方便與電路作結合也方更於應用,高頻場型也近似全向性場型。



第三章 超寬頻(UWB)天線設計(II)具有頻帶截止功能之 超寬頻天線設計

3.1 基本設計概念:

我們知道並聯 LC 在共振頻率時會產生非常大的阻抗，其中一個最重要的特點是可以在很窄的頻段中產生大阻抗如圖 3.2 所示，所以把並聯 LC 的這個特性應用在前一章節的寬頻天線中，希望能產生頻帶截止的功能。圖 3.3 是具頻帶截止天線的等效電路，在前一章節中的全頻段天線輸入阻抗實部約等於 50 Ohm 而虛部大在 0 Ohm 左右，所以我們用一個 50 Ohm 的電阻來大約等效全頻段天線。在電阻的後面我們加入一並聯 LC，調整 L 與 C 的值就可以調整截止的頻率與截止頻寬。圖 3.4 是等效電路的輸入阻抗的虛部和大小與反射損耗，表現出相當不錯的截止效果。

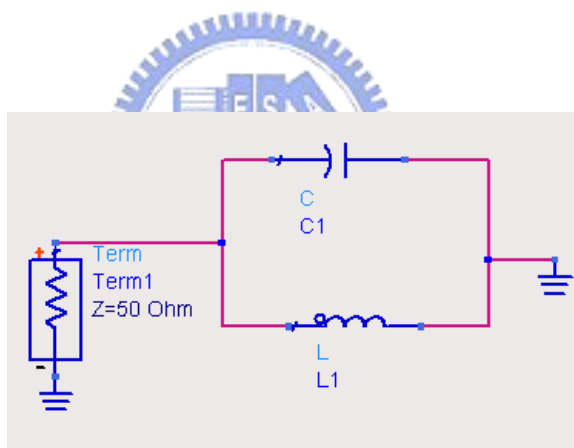


圖 3.1 LC 並聯電路

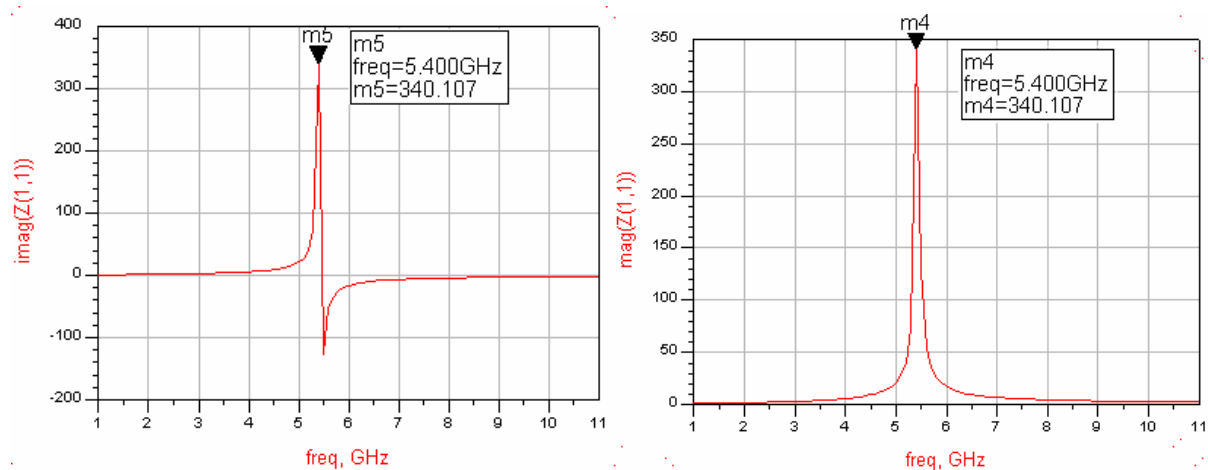


圖 3.2 LC 並聯電路大小與虛部模擬圖

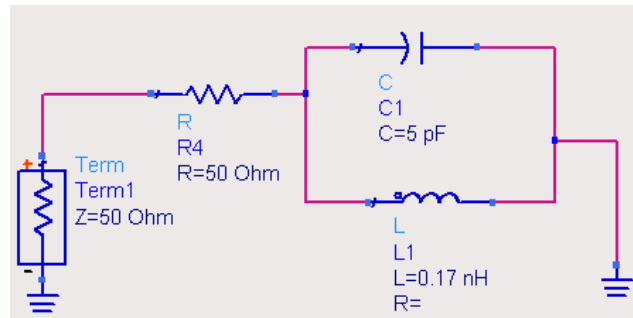


圖 3.3 LC 並聯電路等效電路

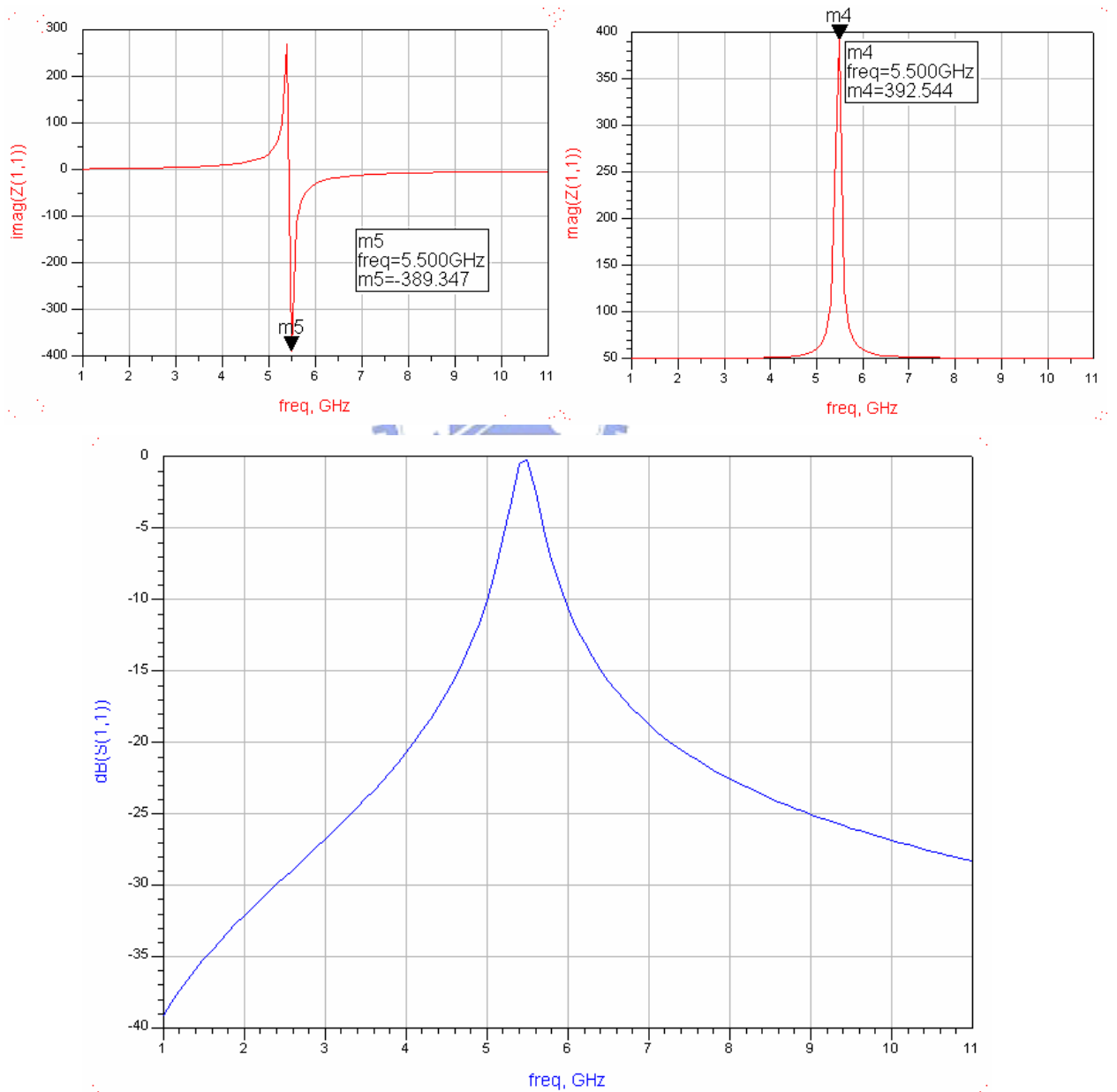


圖 3.4 LC 並聯電路等效電路實部、虛部與反射損耗模擬圖

3.2 具頻帶截止天線的設計:

在這一節我們把 LC 並聯的觀念加入於天線設計，如圖 3.5 所示挖一個橢圓形的槽孔當電流沿著槽孔邊緣走的時候會產生類似於電感效應，並在槽孔中間加入兩段 T 型 stub 以產生類似電容的效應。並聯 LC 在諧振頻率時能量會儲存於 L 與 C 之間並在 LC 之間做轉換，我們觀察這支天線在諧振頻率時的電流分布可以發現到，電流主要集中在槽孔的邊緣與中間的 T 型 stub 的部分，與並聯 LC 相當類似。

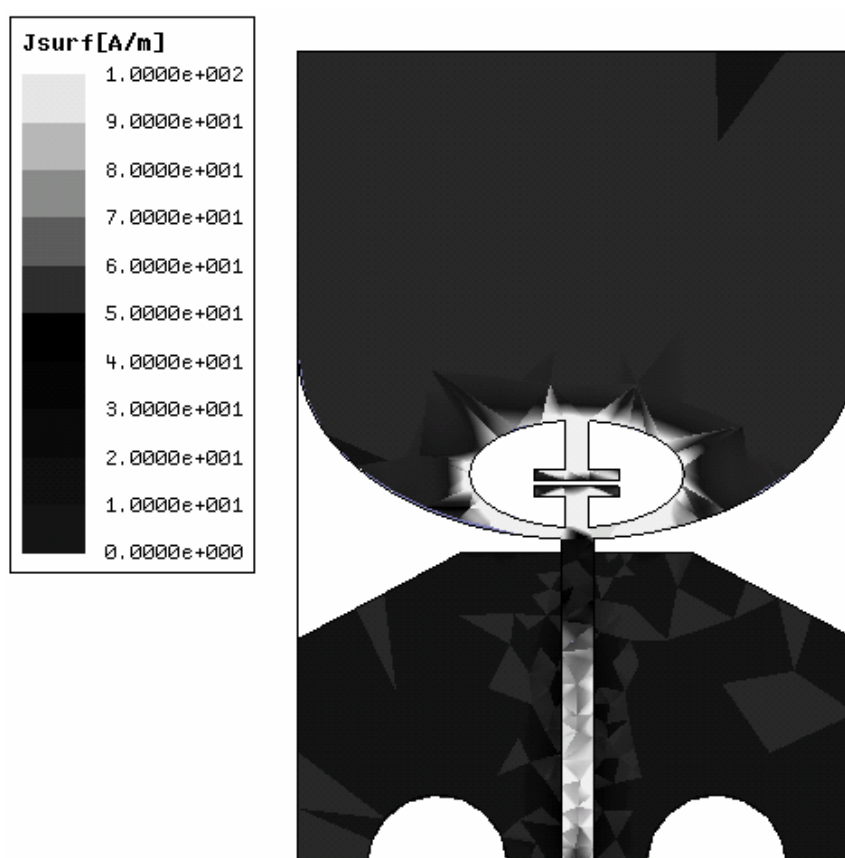


圖 3.5 頻帶截止天線在諧振頻率時的電流分部

爲了做更近一步的驗證，下圖是固定槽孔的尺寸(軸比= 2.3，長軸長度 = 2mm)調整電容的大小也就是調整 T 型 stub 的長度對反射損耗做圖，可以發現當長度越長電容值越大時諧振頻率下降並且截止頻寬變窄，這與 LC 並聯諧振有一樣的特性。至於輸入阻抗虛部的變化就與並聯 LC 相類似，而輸入阻抗實部就與 LC 並聯等效電路無關。

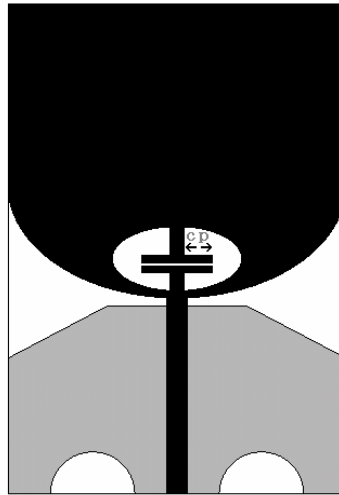


圖 3.6 頻帶截止天線結構變數示意圖

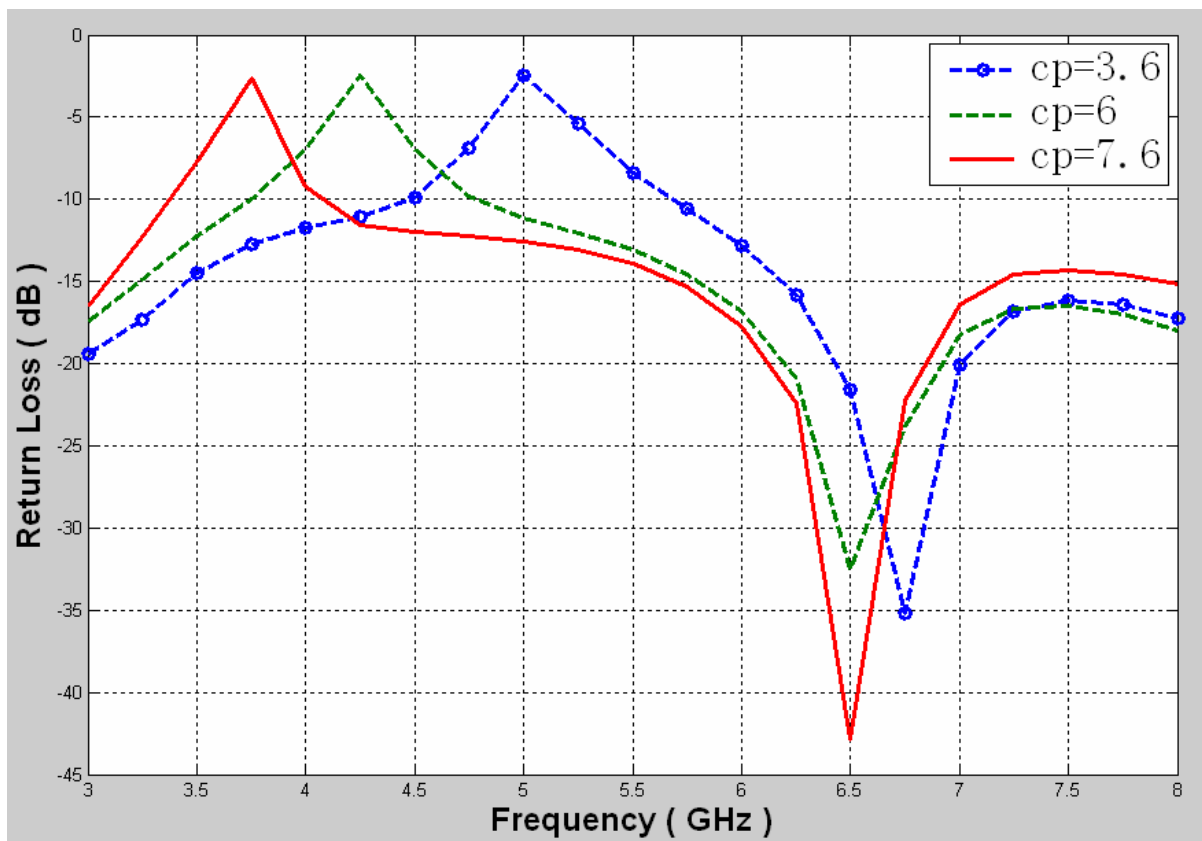


圖 3.7 變數 cp 之反射損耗模擬比較圖

為了更精確的等效天線的行為，我們可以在電容旁串聯一個電阻，這個電阻會使輸入阻抗的實部在諧振頻率時會產生一非常大的阻抗，這麼一來新的等效電路實部與虛部的變化就和天線相同。新的等效電路如圖 3.9 所示，圖 3.10 是等效電路共振在 5.5GHz 的輸入阻抗的實部與虛部還有反射損耗。

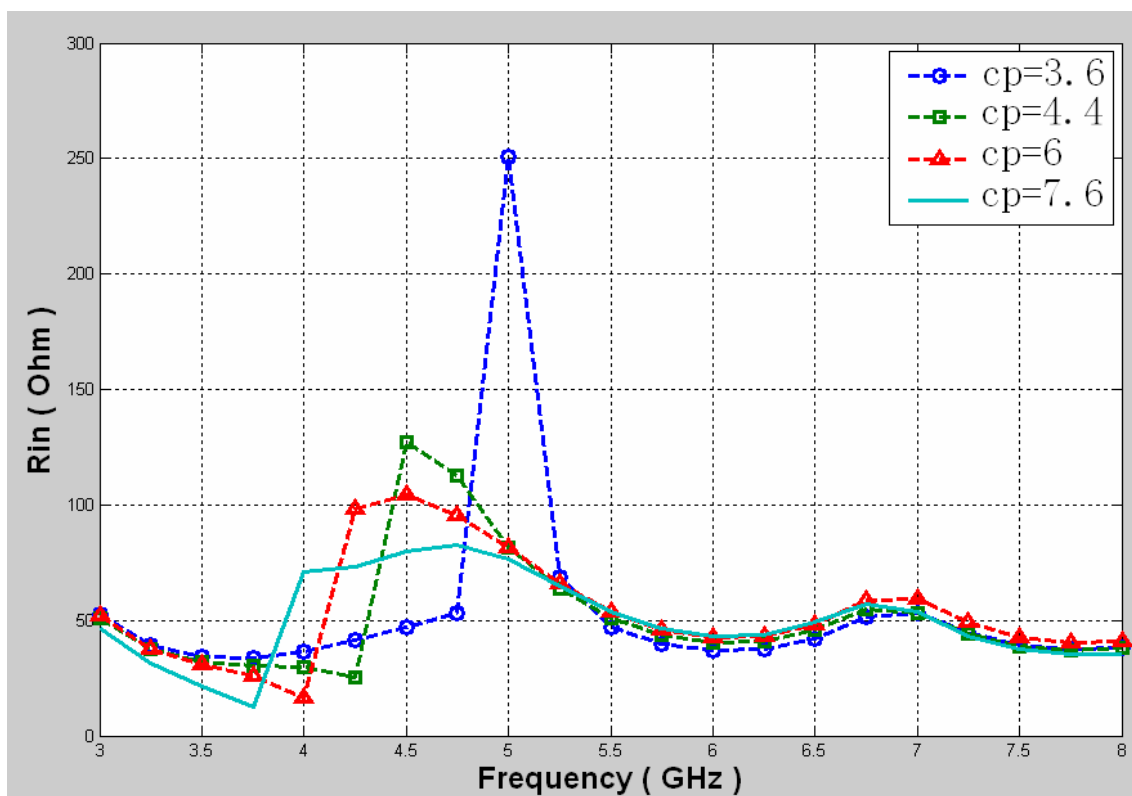


圖 3.8.1 變數 cp 之輸入阻抗實部模擬比較圖

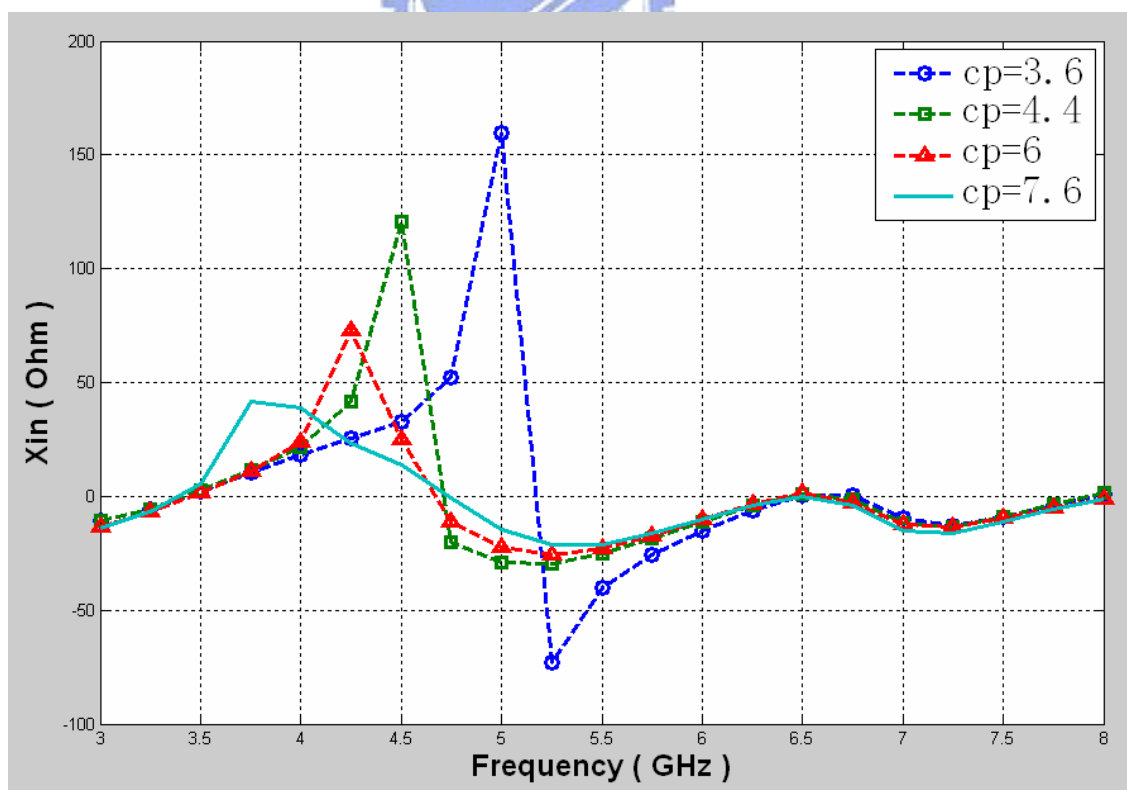


圖 3.8.2 變數 cp 之輸入阻抗虛部模擬比較圖

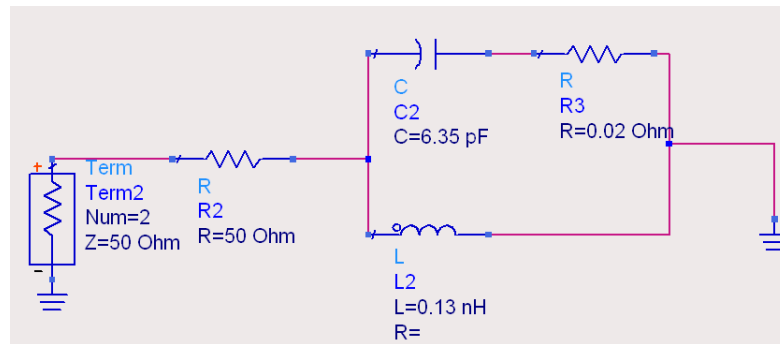


圖 3.9 加入電阻後頻帶截止天線等效電路

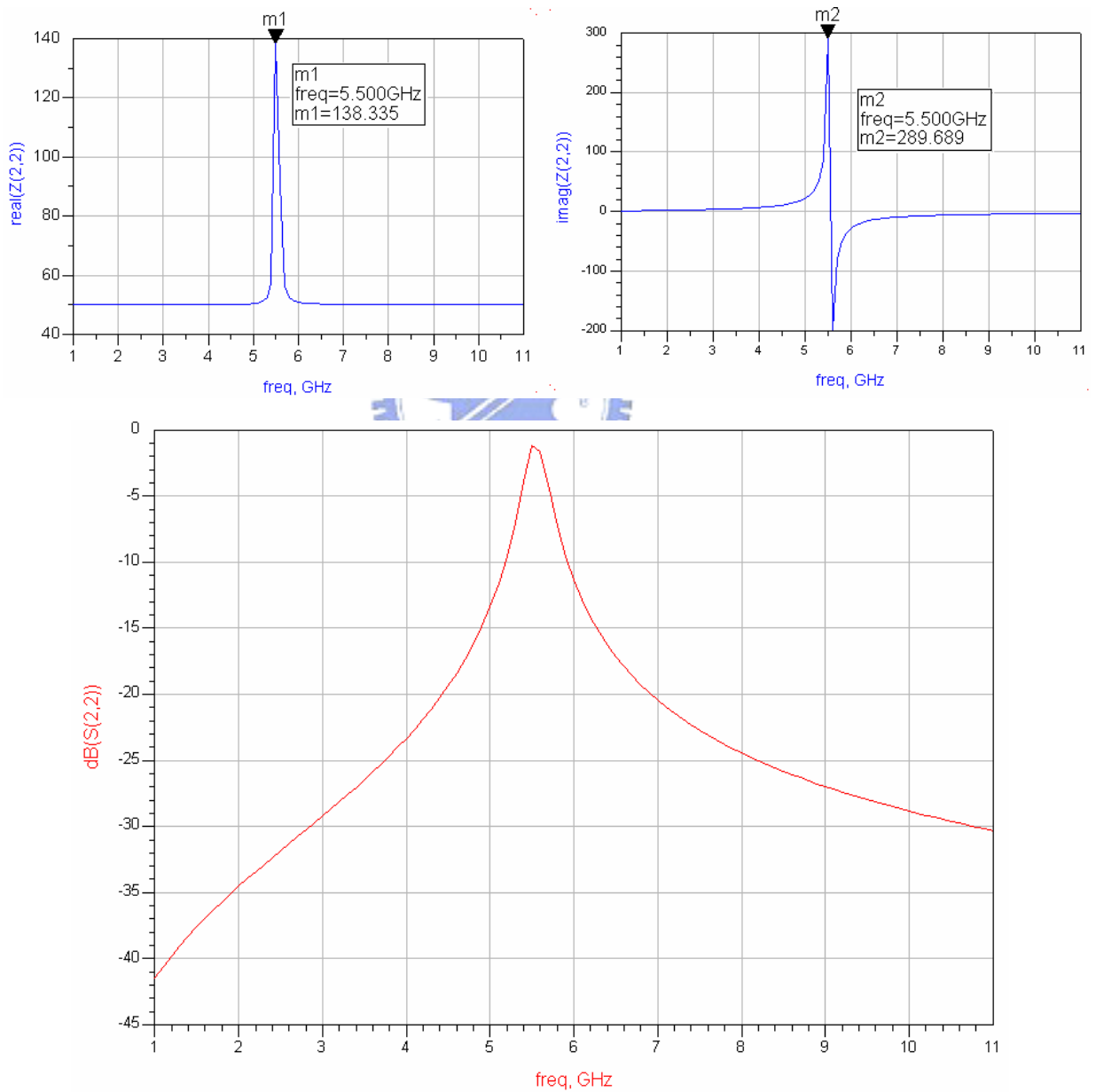


圖 3.10 加入電阻後頻帶截止天線等效電路實部、虛部與反射損耗模擬圖

接下來要觀察改變橢圓的軸比(Axial Ratio)對於輸入阻抗與反射損耗的影響，圖 3.11 是改變軸比對反射損耗做圖，可以了解到當橢圓的軸比變大時頻率下降並且頻寬變寬，而輸入阻抗的變化就和前面類似。所以軸比變大就類似於並聯的電感值變大。

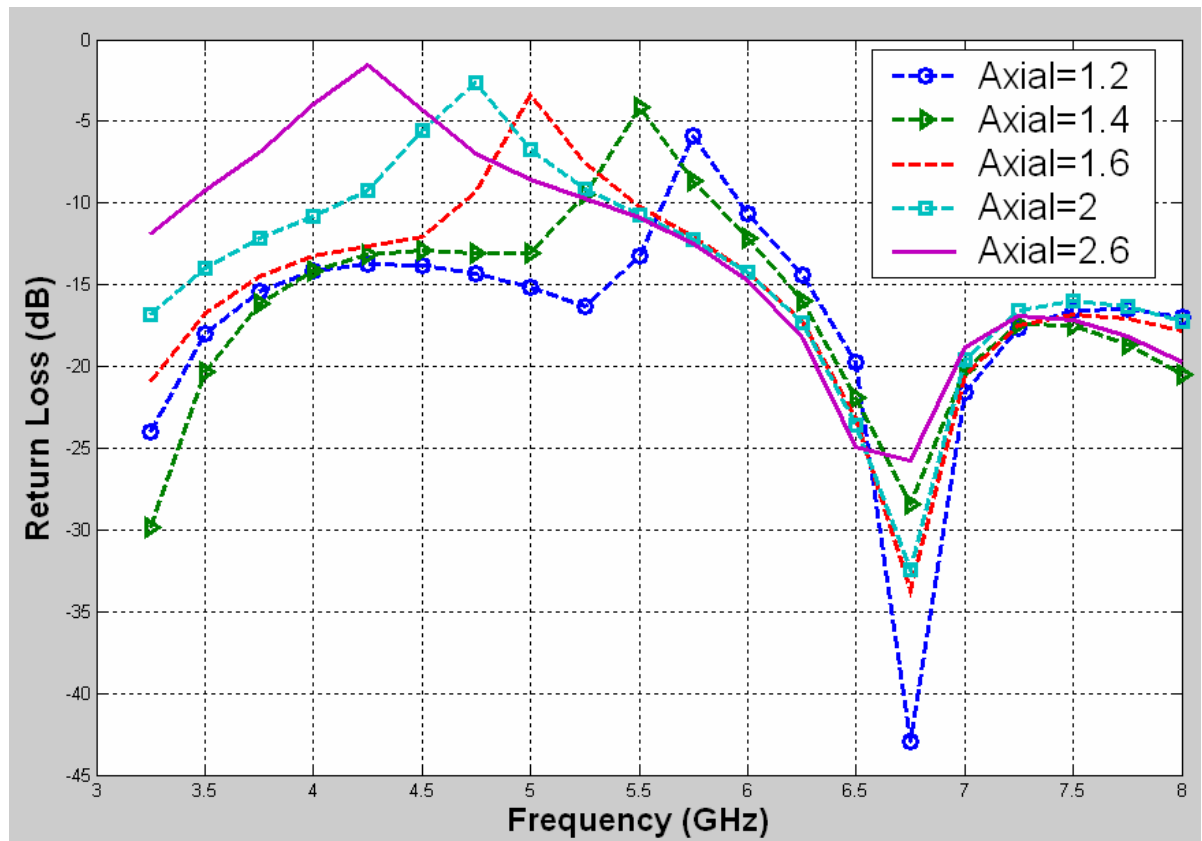


圖 3.11 改變橢圓槽孔軸比之反射損耗模擬比較圖

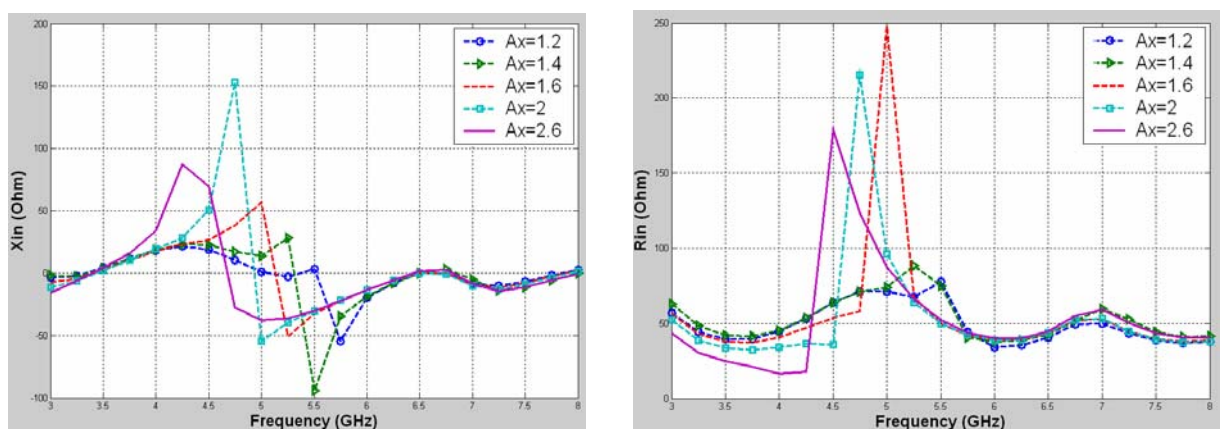


圖 3.12 改變橢圓槽孔軸比之實部與虛部模擬比較圖

3.3 具頻帶截止天線的實作與量測

圖 3.13 是天線實做的正反面照片，圖 3.14 是另外一隻也具有頻帶截止功能的天線 (ant2)，與前一隻天線是利用相同的設計原理，圖 3.15 與圖 3.16 是兩隻天線量測的反射損耗(Return Loss)與電壓駐波比(VSWR)。由結果可以看到兩隻天線在 5GHz~6GHz 的頻帶中 VSWR 大於 2，在其餘的頻帶都小於 2 以下。兩隻天線反射損耗的曲線在截止頻段中略有不同，但其餘部分的曲線相當類似。圖 3.17 與 3.18 是實際量測的天線場型，在截止頻段的平均增益與其他頻段的增益相差有大約 14dBi，所以在截止頻段會有不錯的截止效果。

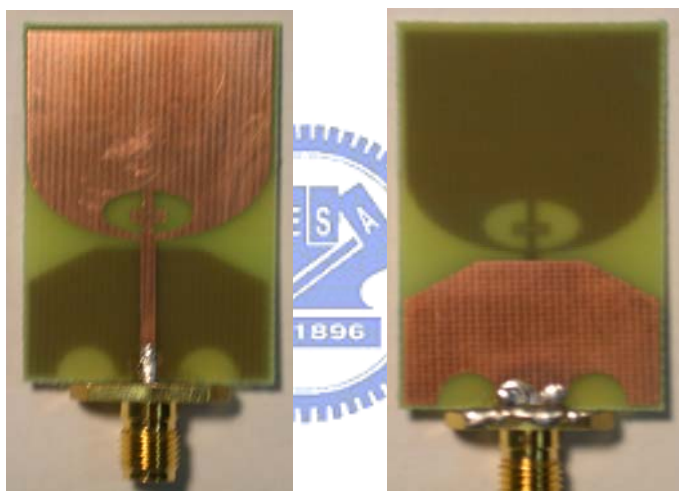


圖 3.13 頻帶截止天線實體照片 (I)

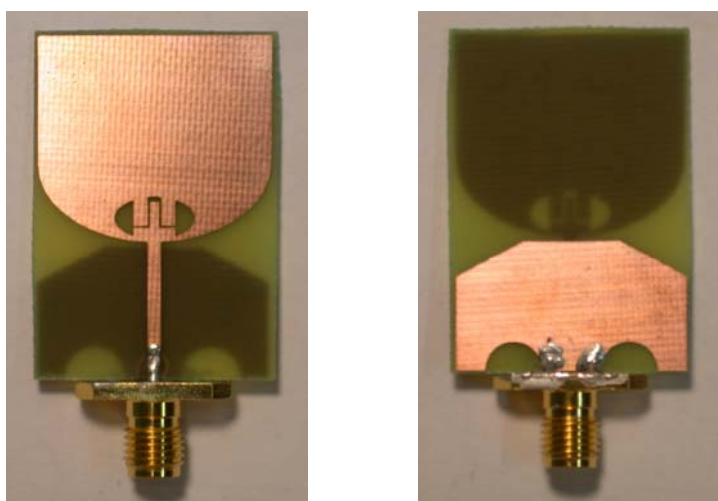


圖 3.14 頻帶截止天線實體照片 (II)

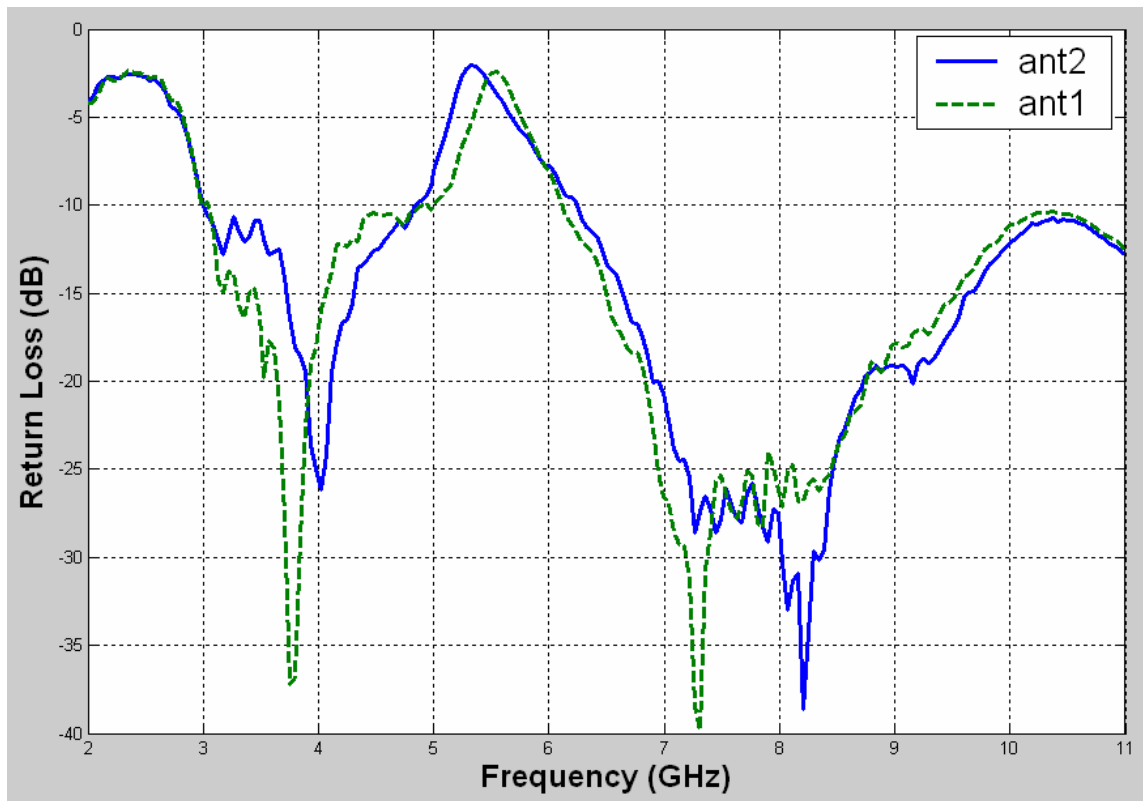


圖 3.15 天線 (I)與天線 (II)反射損耗之實際量測比較圖

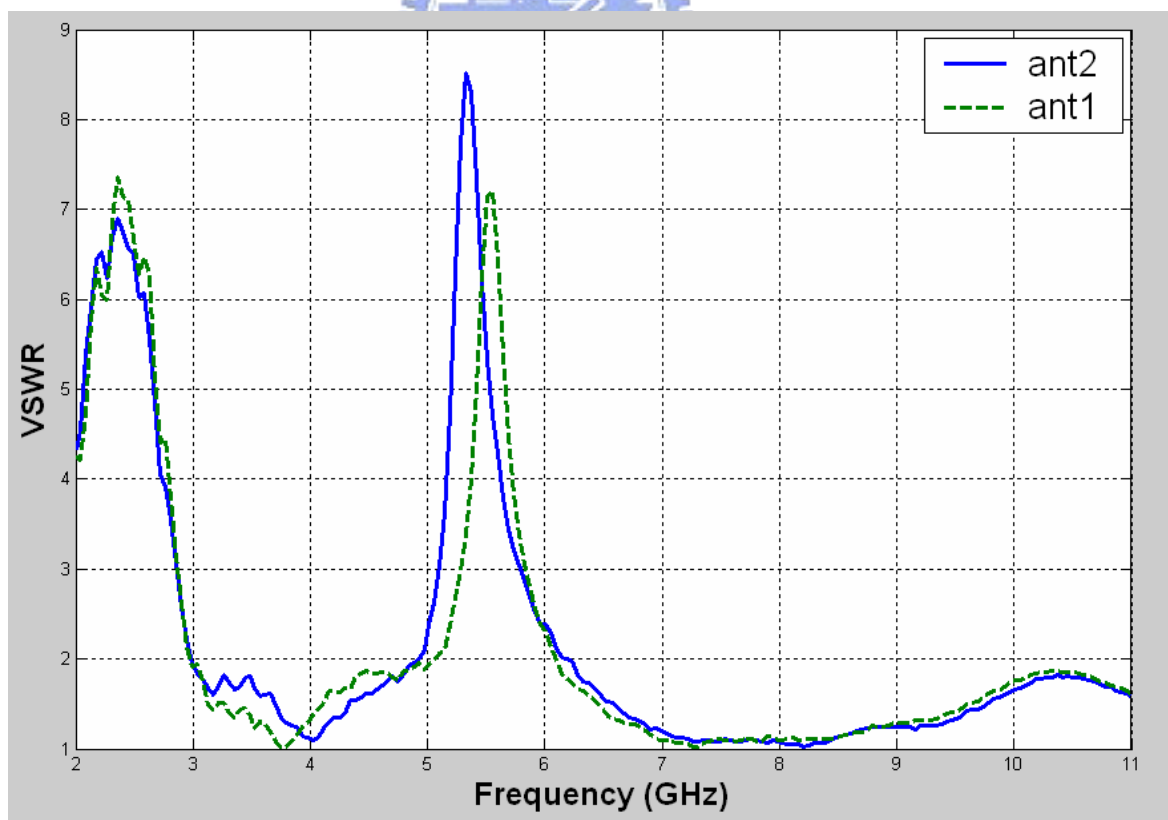
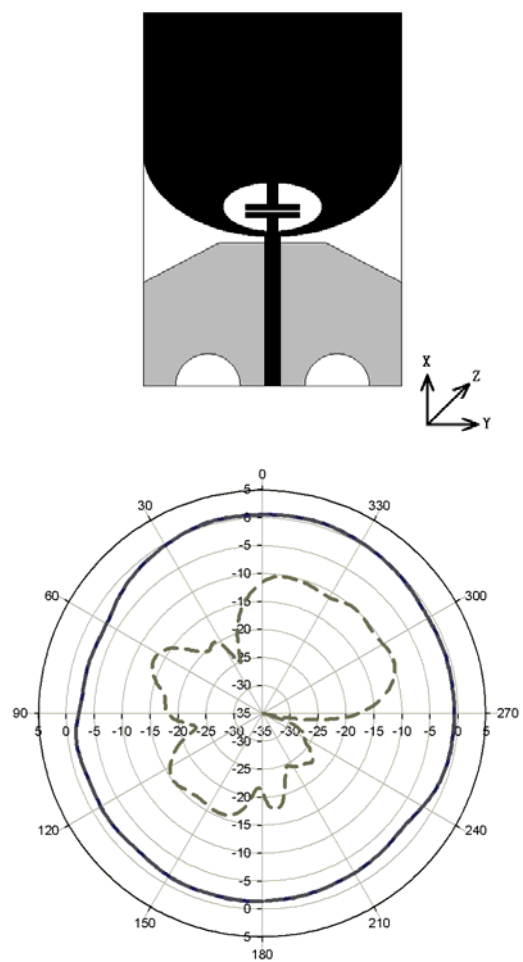


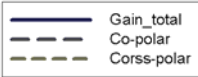
圖 3.16 天線 (I)與天線 (II)電壓駐波比之實際量測比較圖

H-plane (YZ - plane):

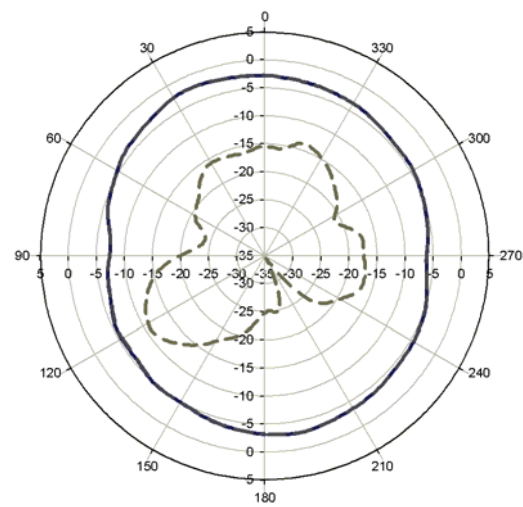


Average_Gain = -1.186242259 dBi

Max_Gain = 0.685723585 dBi

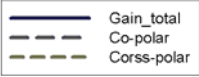


3.1GHz

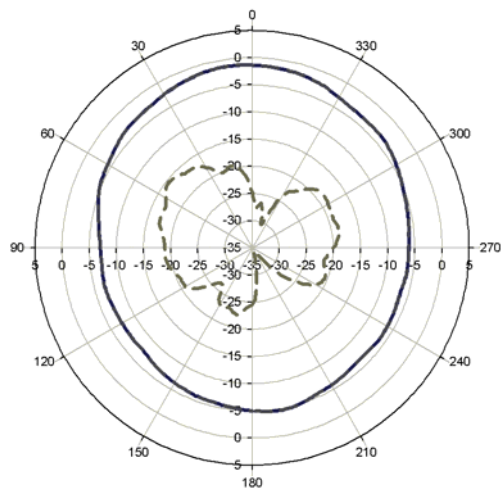


Average_Gain = -4.414161079 dBi

Max_Gain = -2.298419829 dBi



4GHz

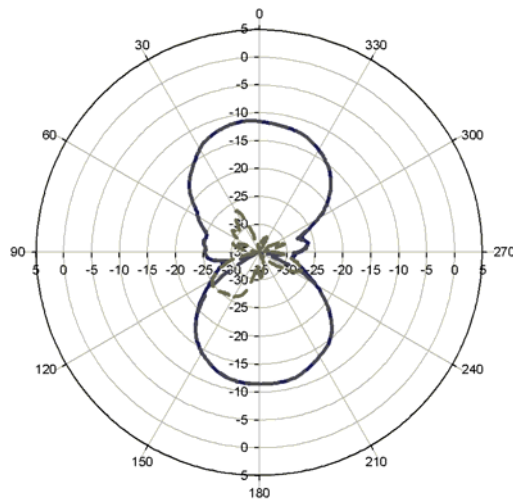


Average_Gain = -4.929235018 dBi

Max_Gain = -1.303732523 dBi



5GHz

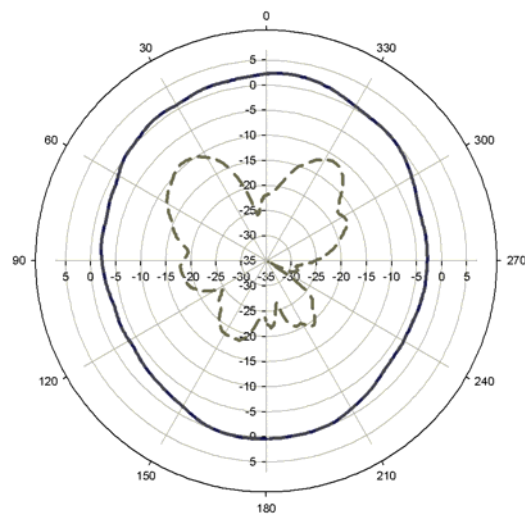


Average_Gain = -18.77990784 dBi

Max_Gain = -11.37974529 dBi



5.5GHz

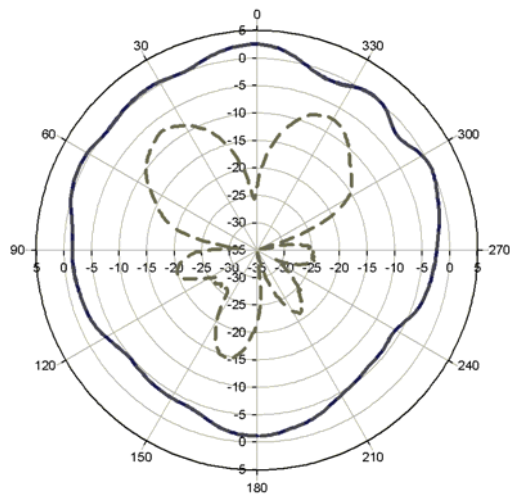


Average_Gain = -1.039238404 dBi

Max_Gain = 2.455428742 dBi



6GHz

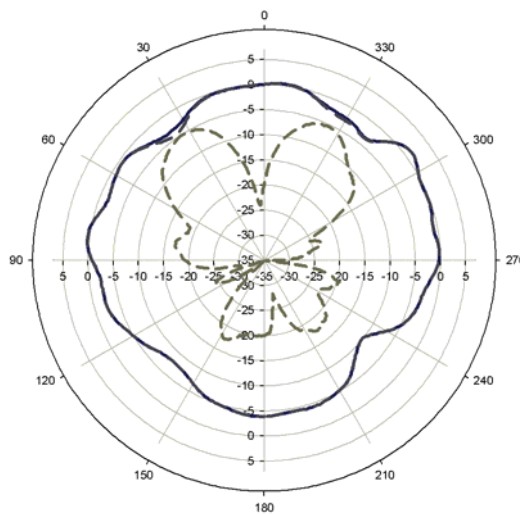


Average_Gain = -1.746696772 dBi

Max_Gain = 2.571980553 dBi



7GHz

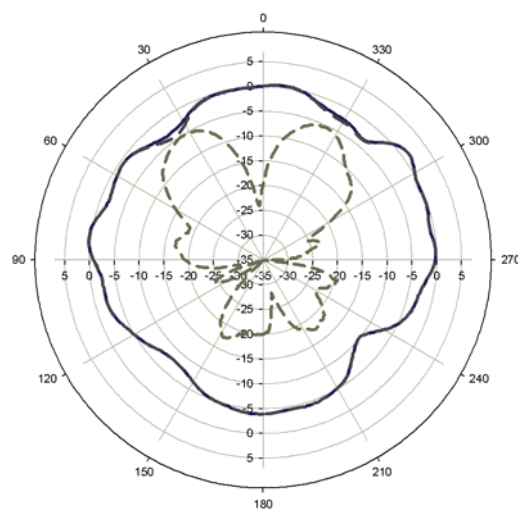


Average_Gain = -2.995752052 dBi

Max_Gain = 1.315607597 dBi

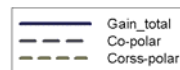


8GHz

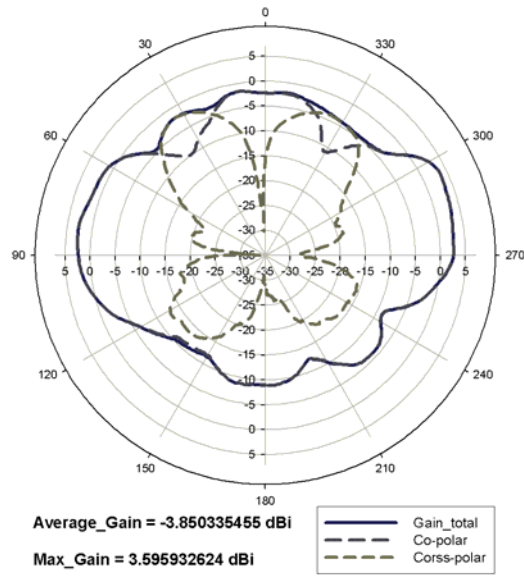


Average_Gain = -2.084722285 dBi

Max_Gain = 2.78100935 dBi



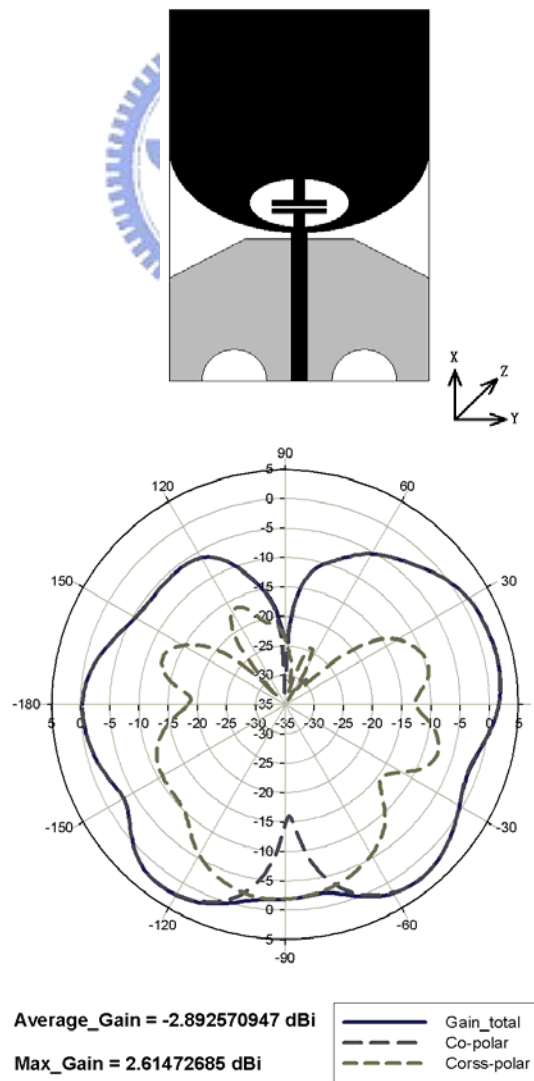
9GHz



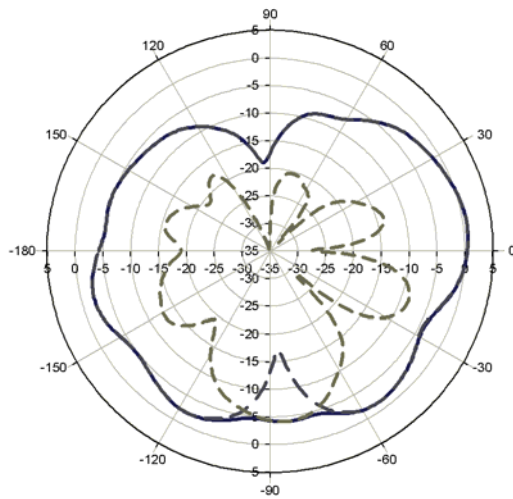
10GHz

圖 3.17 頻帶截止天線各頻率 H-plane 量測之場型

E-plane (XZ - plane):



3.1GHz

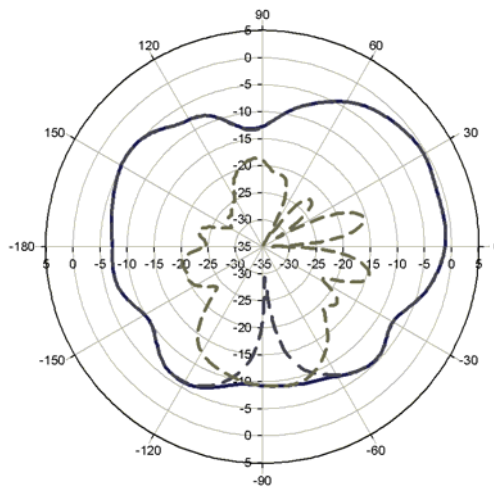


Average_Gain = -4.86760152 dBi

Max_Gain = 0.684433849 dBi



4GHz

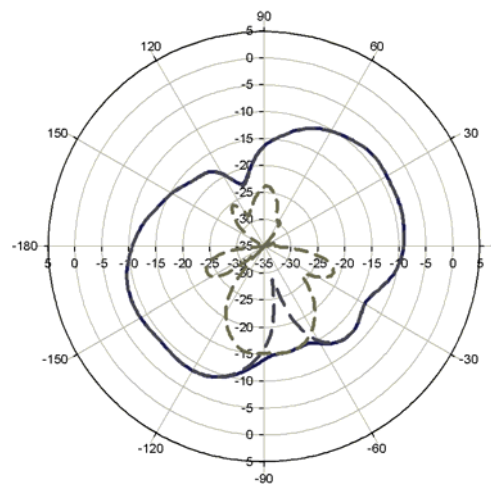


Average_Gain = -6.376513305 dBi

Max_Gain = -0.565070739 dBi

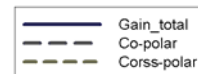


5GHz

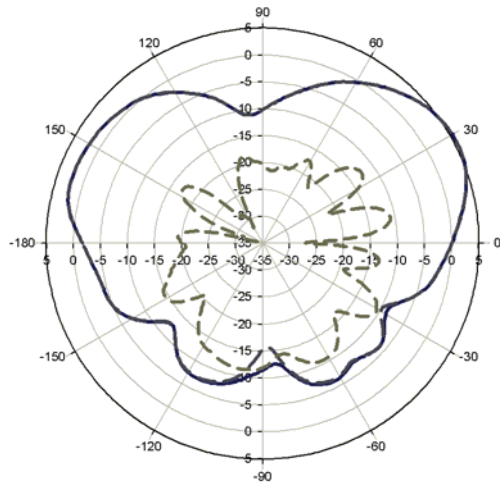


Average_Gain = -12.41941662 dBi

Max_Gain = -8.487742882 dBi



5.5GHz

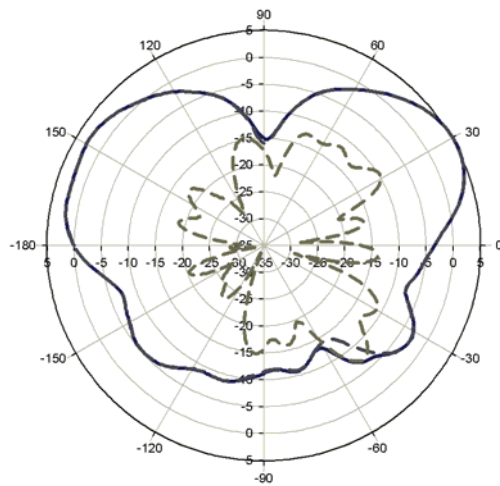


Average_Gain = -3.972721618 dBi

Max_Gain = 5.589707892 dBi



6GHz

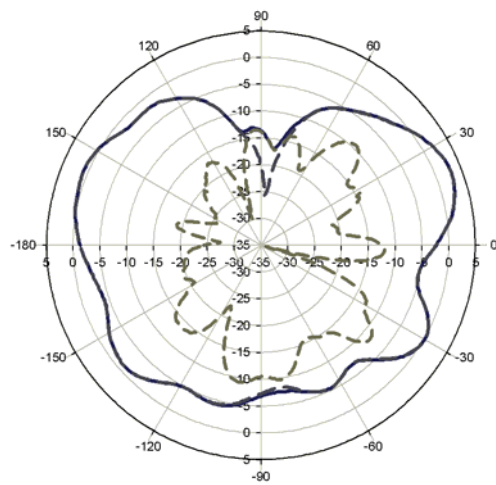


Average_Gain = -4.326772003 dBi

Max_Gain = 5.25822837 dBi



7GHz

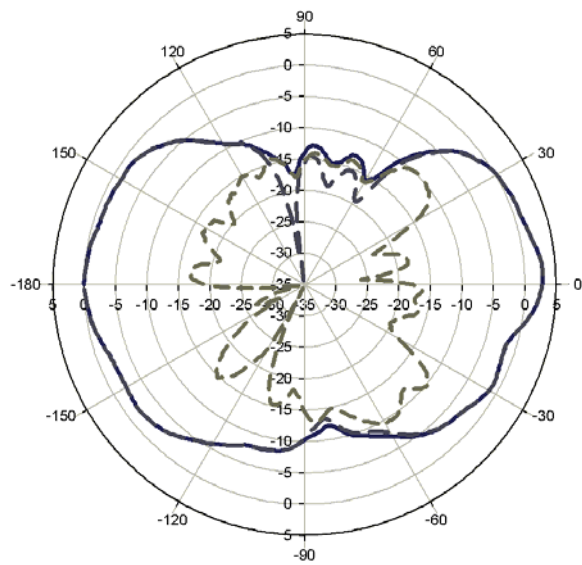


Average_Gain = -3.936798403 dBi

Max_Gain = 2.938906544 dBi



8GHz

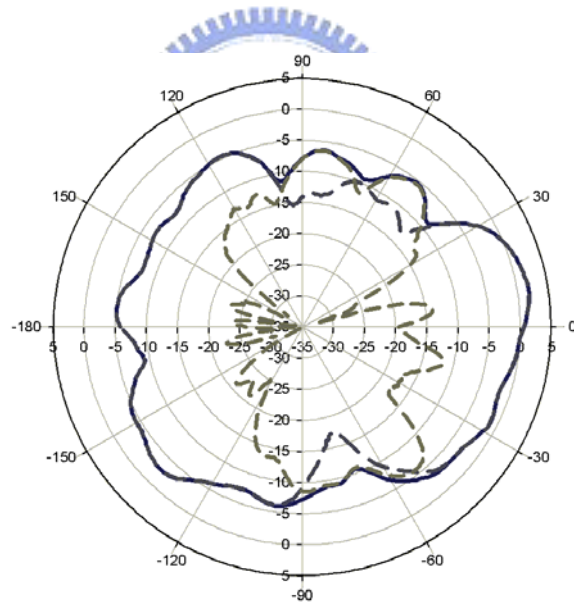


Average_Gain = -5.245400592 dBi

Max_Gain = 2.89472007 dBi



9GHz



Average_Gain = -5.390164853 dBi

Max_Gain = 1.847981444 dBi



10GHz

圖 3.18 頻帶截止天線各頻率 E-plane 量測之場型

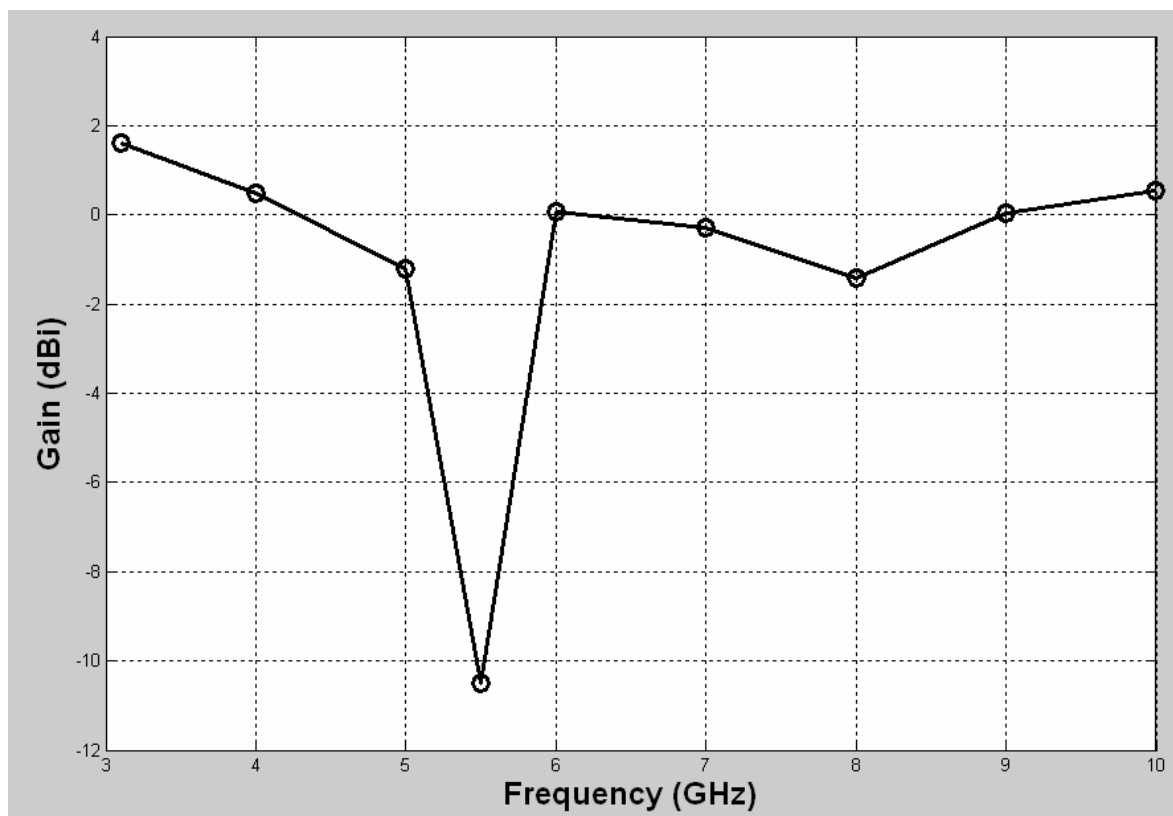


圖 3.19 頻帶截止天線 Boresight 增益對頻率作圖

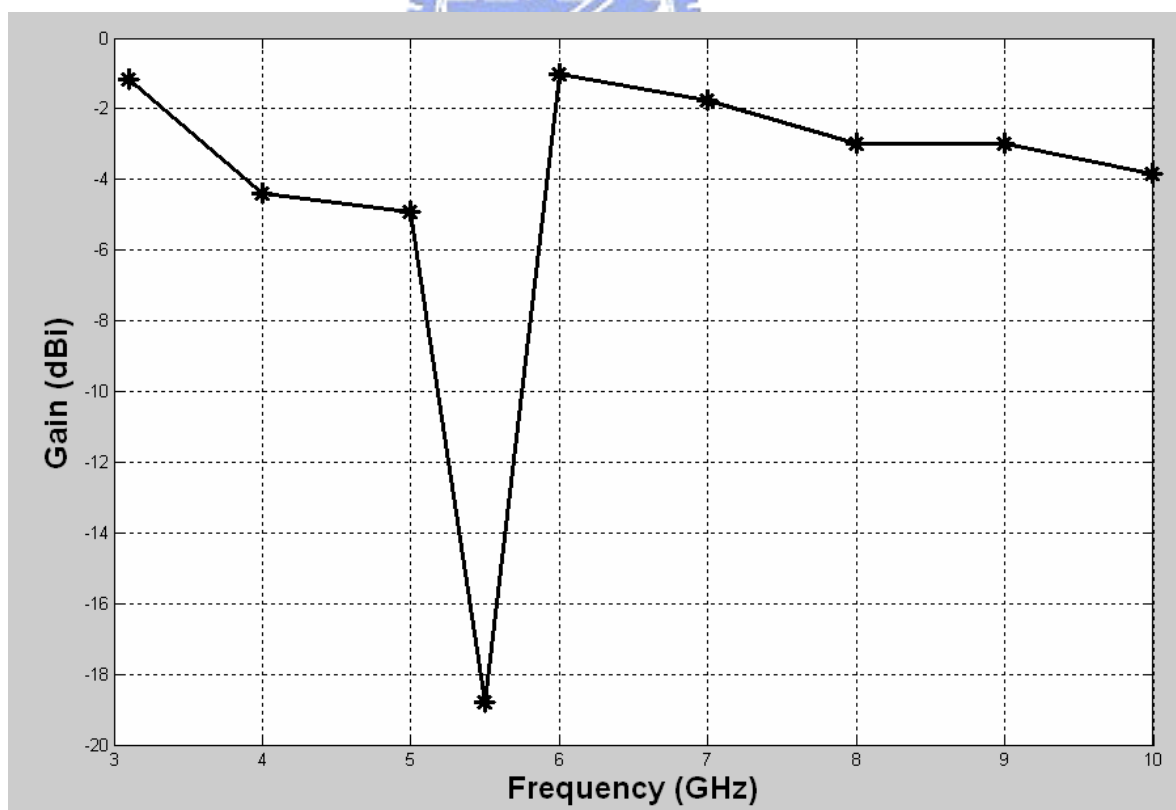


圖 3.20 頻帶截止天線 H-plane 平均增益對頻率作圖

3.4 結論:

本章主要以前一章的全頻段天線為基礎，在天線中加入類似於 LC 並聯共振的結構，使天線成為具有頻帶截止功能的超寬頻(UWB)單極全平面天線。首先是基本設計概念的介紹，當 LC 並聯在諧振頻率時會產生非常大的輸入阻抗，所以在諧振頻率的反射損耗與增益很低天線幾乎接收不到訊號，產生截止的功能。接下來對各個變數做參數研究並可從中驗證設計概念。最後對天線作參數的最佳化得到一具有 5GHz~6GHz 頻帶截止功能的超寬頻天線。

由於 UWB 是免費使用 3.1GHz~10.6GHz 的頻段，而這範圍中又同時還有軍用雷達、802.11a、3G、WiMAX 等無線技術業者付費使用，為了避免 UWB 干擾到其他付費頻段，天線將具備多頻帶截止的功能，這也是接下來可以繼續研究與努力的目標。



參考資料：

- [1] John D. Kraus and Ronald J. Martheffa , **Antennas For All Applications , Third Edition , McGraw-Hill , New York,2002**
- [2] T. Taniguchi and T. Kobayashi , **"An Omnidirectional and Low -VSWR Antenna for the FCC-Approved UWB Frequency Band "** ,**Antennas and Propagation Society International Symposium,2003. IEEE,Volume:3,June 22-27,2003,pp460-463**
- [3] Masahiro Yanagi , Shigemi Kurashima , Takashi Arita and Takehiko Kobayashi , **"A Planar UWB Monopole Antenna Formed on a Printed Circuit Board"** , **FUJITSU COMPONENT LIMITED , Tokyo Denki University**
- [4] Dr. Seong-Youp Suh , **"Novel Printed Ultra-wideband Antennas"** ,**Intel Corporation**
- [5] J. Liang, C.C. Chiau, X. Chen and C.G. Parini , **"Printed circular disc monopole antenna for ultra-wideband applications"** , **ELECTRONICS LETTERS 30th September 2004 Vol. 40 No. 20**
- [6] Narayan Prasad Agrawall, Girish Kumar, and K. P. Ray , **"Wide-Band Planar Monopole Antennas"** , **IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 46, NO. 2, FEBRUARY 1998**
- [7] K. S. Yngvesson, D. H. Schaubert, T. L. Korzeniowski, E. L. Kollberg, T. Thungren, and J. F. Johansson, **"Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates,"IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 33, pp. 1392-1400, Dec. 1985.**
- [8] J. Liang, L. Guo, C.C. Chiau, X. Chen and C.G. Parini, **"Study of CPW-fed circular discmonopole antenna for ultra wideband applications"**, **Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings-9 Dec. 2005 Page(s):520 - 526**

- [9] Dau-Chyrh Chang,¹ Ji-Chyun Liu,² and Ming-Yen Liu¹, “A NOVEL TULIP-SHAPED MONOPOLE ANTENNA FOR UWB APPLICATIONS”, MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 48, No. 2, February 2006
- [10] Lui, W.J.; Cheng, C.H.; Zhu, H.B, “Compact Frequency Notched Ultra-wideband Fractal Printed Slot Antenna”, IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 16, NO. 4, APRIL 2006
- [11] D.C. Chang, J.C. Liu and M.Y. Liu, “Improved U-shaped stub rectangular slot antenna with tuning pad for UWB applications”, ELECTRONICS LETTERS 29th September 2005 Vol. 41 No. 20

