

第一章

緒論

隨著無線多媒體應用上對傳輸速率的需求與日俱增，從傳輸速率1Mb/s藍芽到100Mb/s Wifi，IEEE 802.15.3 60GHz 無線個人區域網路 (Wireless Personal Area Network)提供高達7GHz以上的國際通用不須執照的頻帶如圖1.1，特別引起電路設計者的興趣，短距離無線傳輸不僅達到Gb/s，日後更可望取代有線網路，在室內把電視、音響、錄放影機、遊戲機、手機等等視聽設備結合在一起如圖1.2[1]，就連傳送高畫質影片也不需花費一分鐘；由於60GHz在大氣中特別容易被氧氣吸收如圖1.3，根據Friis傳送公式計算微波自由空間傳播損耗(1.1)，每傳遞100公尺，能量就損耗至少100dB，所以傳遞過程不會干擾遠方，安全性也可以受到保障。

$$\text{Loss (dB)} = 20\log(4\pi d * f / C) \quad (1.1)$$

d:訊號傳輸距離 ; f:頻率 ; C:光速

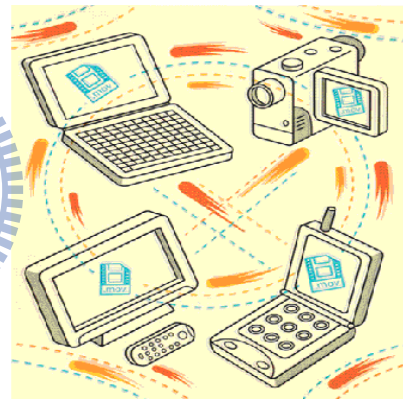
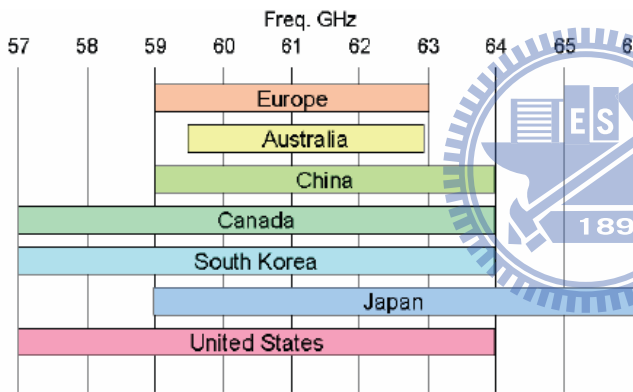


圖 1.1 各國 WPAN 頻寬

圖 1.2 室內無線傳輸多媒體應用示意圖

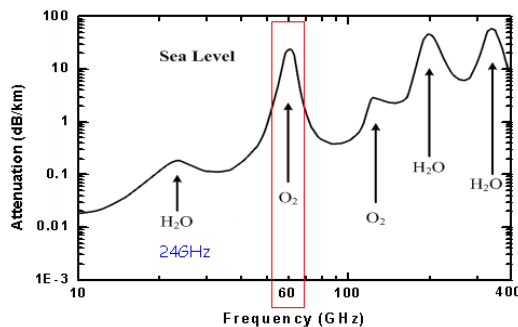


圖 1.3 大氣中每公里波傳播損耗率相對頻譜

但是在如此高頻的毫米波電路技術開發上，面對了許多難題，應用於60 GHz收發機的天線由於波長變短，天線尺寸和有效面積也隨之縮小，和6GHz天線相比之下同樣大小的能量發射出去，60GHz天線接收到的功率卻只有6GHz的1%；過去電路之間的電抗、電容及電感變得不容忽視；高速傳輸下訊號處理量和以往10GHz

以下的收發機相比，高達10倍以上，所以要開發一個低功率、高效能的60 GHz收發機深具挑戰。

目前市面上已有日本NEC、Matsushita、Sony和IBM等大廠投入研發，像是IBM已經成功使用BiCMOS 60GHz射頻晶片完成收發機開發實作，但單個成本在100~200美元之間，未來如何降低成本將是個重點項目。

1.1 60 GHz 收發機系統架構

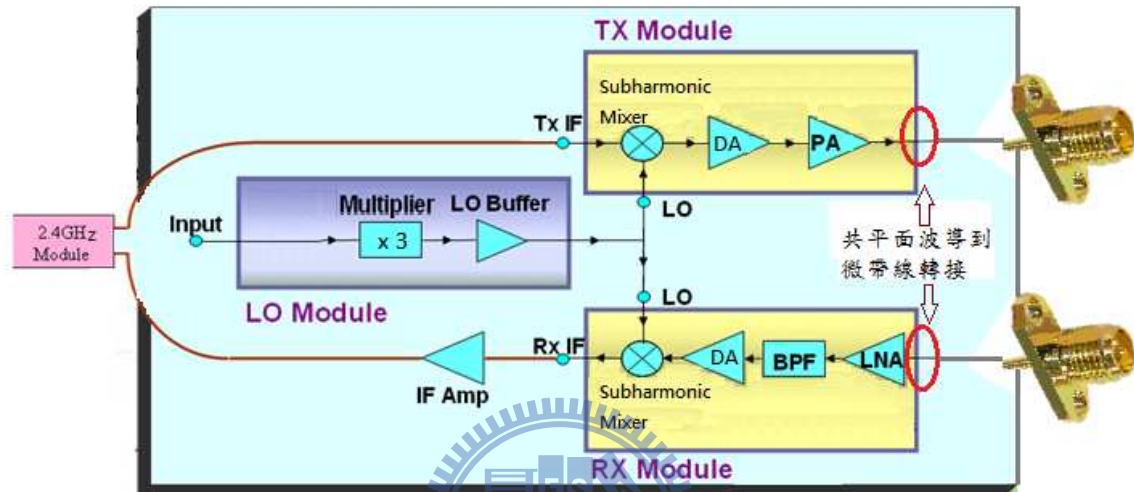


圖 1.1.1 60GHz毫米波收發機架構圖

發射端模組

中頻訊號(2.4GHz)和Local倍頻訊號(9.6GHz)由向上次諧波混頻器(Subharmonic Mixer)混合出最大能量第二諧波($f_{out} = f_1 \pm 2f_2$)，經過Driven Amplifier放大後，再加入一個Power Amplifier已達到更大輸出功率，因為發射模組和接收模組都走在高頻訊號，使用低損耗 Al_2O_3 板材，元件之間的傳輸線是走共平面波導型式。

接收端模組

60GHz高頻訊號接收進來後，先經過低雜訊放大器增大，再通過帶通濾波器濾掉頻帶外的雜訊，之後串接一級中功率放大器(Medium Power Amplifier)，在向下次諧波混頻器中和Local倍頻過的訊號混出中頻訊號，藉由中頻放大器到中頻模組做訊號處理。

本地震盪器模組

Local訊號(9.6GHz)經由倍頻器升頻到28.8GHz，再由LO緩衝放大器(LO Buffer)到次諧波混頻器升頻/降頻到發射端/接收端模組。

中頻模組

本系統使用一般市面上所用的Wifi無線網卡，高頻訊號降頻到中頻2.4GHz經由現有的無線網卡做訊號處理。

本篇論文在第三章所探討的60GHz毫米波濾波轉接應用於RF Front End Module(發射端模組/接收端模組)到微帶線之間的轉接設計，傳輸線從共平面波導轉換到微帶線如圖1.1.1，再由微帶線轉換成同軸接頭；第四章所探討的寬頻高增益背腔式天線由同軸接頭饋入到最前端天線。

1.2 相關文獻探討

背腔式常應用在各種天線上，如縫隙天線(Slot)、螺旋天線(Helix)、偶極天線(dipole)[2]、貼片塊狀天線(patch)等等，因應不同天線構造，使用原理也不盡相同。背腔式天線依不同功能所做的應用：

1. 背腔式使用在縫隙天線(Slot Antenna)[3~5]，因為縫隙天線會有雙向輻射如圖 1.2.1，而大部分無線傳輸都會把天線放置在平台上或是需要與電路板做整合，所以希望實際應用在單方向(Unidirectional)輻射，因此會在縫隙天線背後加上一片金屬達到 Reflector 的效果如圖 1.2.2，尤其是放置背後金屬與天線間隔四分之一波長的位置會有最好的增益，以傳輸線模態來分析可以得知：把縫隙天線背後的金屬(PEC)看成是 short-circuited，從縫隙往背後看進去的輸入阻抗無窮大，因此所有的能量會集中往前輻射，得到較大增益。

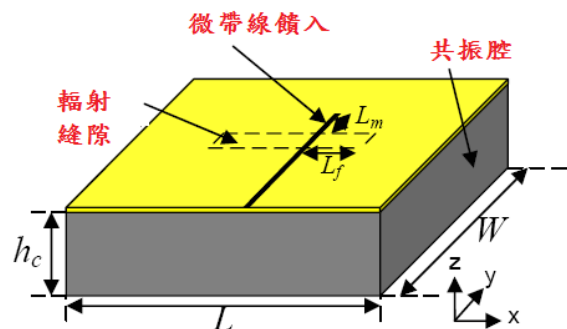
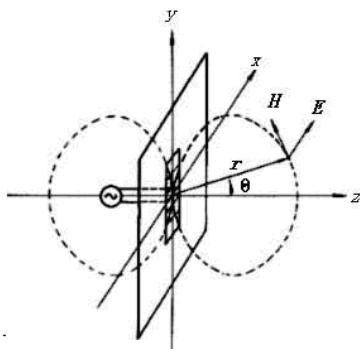


圖 1.2.1 縫隙天線在 YZ 平面輻射場型 圖 1.2.2 背腔式應用於縫隙天線示意圖

2. 減少陣列天線元件各自交互耦合產生的干擾[6~7]，如圖 1.2.3 之 A，由量測得知單隻縫隙耦合微帶天線最大增益為 3.7dBi，使用背腔式單隻天線到達 7.3dBi，而 4X4 背腔式縫隙耦合天線達 18.2dBi。

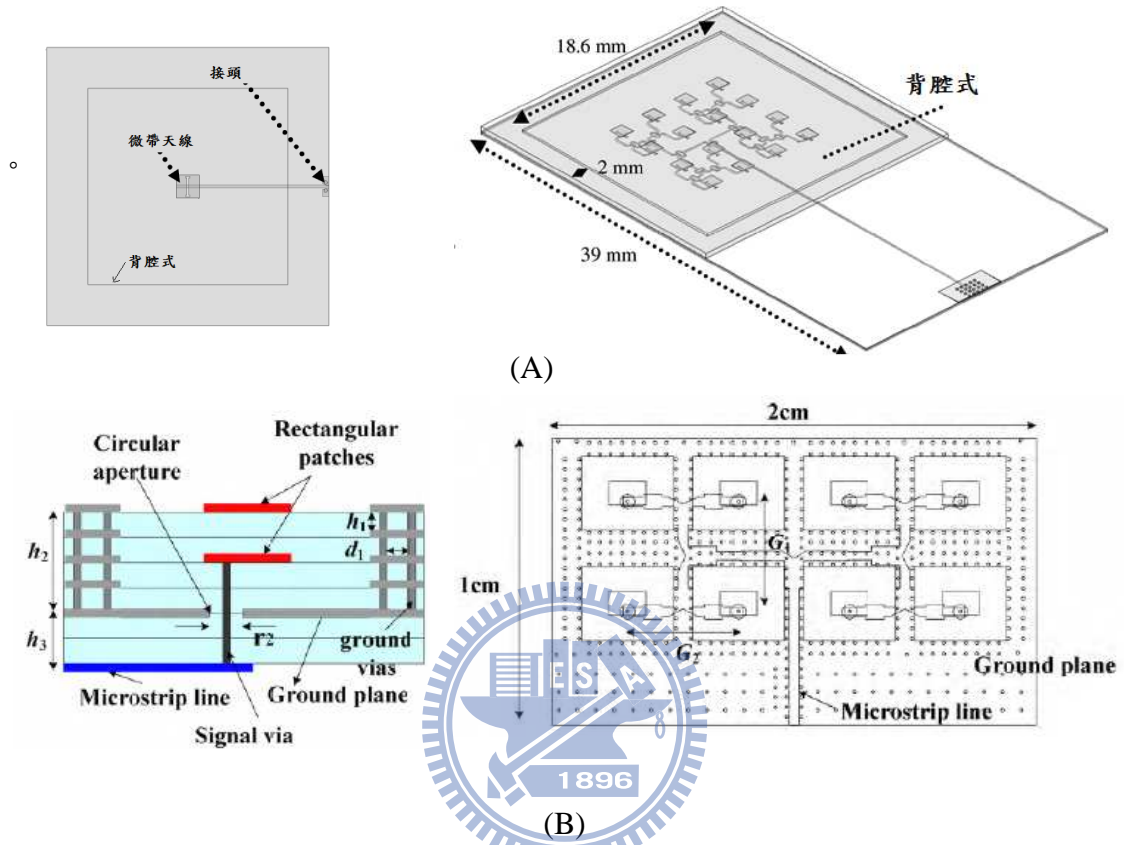


圖 1.2.3 使用背腔式在各個天線元件之間

第二章 微帶天線

2.1 微帶天線簡介

1953年由G.A.Deschamps首先提出利用微帶線的輻射現象來製作微帶天線，直到R.E.Munson和J.Q.Howll學者在1972年首次實作出來，早期是應用於火箭和導彈這方面，近年來隨著體積越做越小、對頻寬所做的改善、陣列天線所產生的高增益，其應用與日俱增。

微帶天線[8]由圖2.1.1把有金屬接地面的基板上加金屬貼片(Patch)形成的天線。饋入的方式最常見的有貼片金屬邊緣饋入如圖2.1.1、同軸接頭由下往上直接饋入如圖2.1.2、縫隙耦合饋入如圖2.1.3等等好幾種，饋入方式的不同，對於天線匹配特性和產生的頻寬也不一樣。

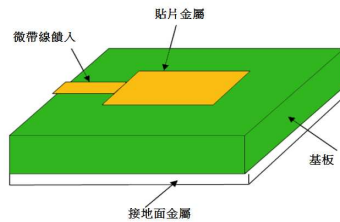


圖 2.1.1 邊緣饋入微帶天線示意圖

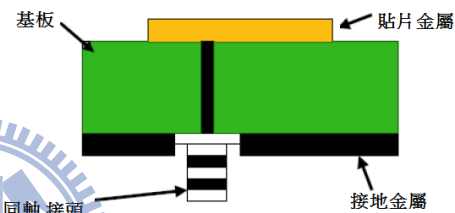


圖 2.1.2 同軸接頭饋入微帶天線示意圖

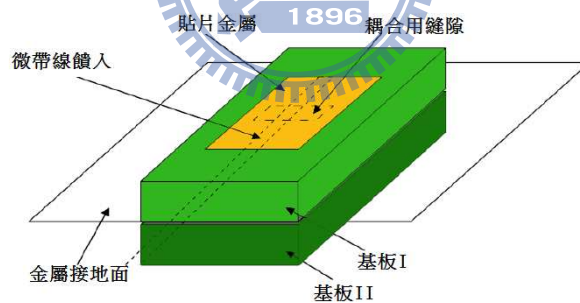


圖 2.1.3 縫隙耦合饋入微帶天線示意圖

微帶天線具有以下優點：

1. 具面平面結構，容易與元件和電路做模組整合。
2. 體積小、低高度、重量輕而且容易製作，適合用於印刷電路大量生產。
3. 容易設計出線性極化、圓極化以及雙頻、寬頻等特性。

微帶天線具有以下缺點：

1. 頻寬窄(約2%~5%)
2. 因為有導體損耗和介質損耗，輻射效率低

3. 在饋入線就會產生輻射干擾
4. 功率容量低
5. 會激發出表面波使得輻射效率下降

針對以上缺點，目前透過已發展出各種技術來解決克服，像是利用耦合方式饋入增加頻寬，或是利用背腔式、加入EBG等等改善方法抑制表面波提升輻射效能，基於無線通訊產品如可攜式裝備(手機、行動導航)所需要的天線必須具有體積小、重量輕、易整合入電路等特質，因此微帶天線在無線應用上越來越普遍。

2.2 微帶天線理論

傳輸線模型分析[9]:

如圖2.2.1，少部分電場分布在空氣中，因為在空氣中和在基板裡的相位速度並不同，所以在微帶天線主要傳播模態為類似TEM模態，有效介電常數 ϵ_{reff} 因為漏電場的關係會比介質裡的 ϵ_r 還小，下面式子2.1中的h和W如圖2.1.4所示：

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.1)$$

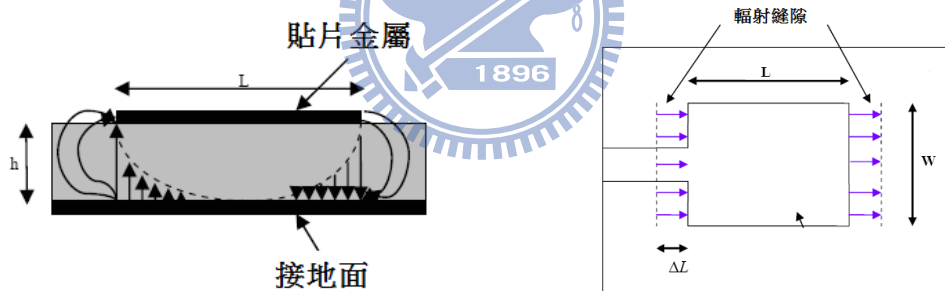


圖 2.2.1 矩形微帶天線電場側面分布圖 圖 2.2.2 矩形微帶天線電場俯視分佈圖

矩形微帶天線的基本模態為 TM_{10} ，貼片金屬長度約等於在介質裡的半波長 $\lambda_g/2$ ，當介質裡的一個波長為 $\lambda_0/(\epsilon_{reff})^{1/2}$ ，因為垂直電場在貼片金屬兩邊方向相反，所以在水平切面上的輻射會互相抵消；而水平電場在貼片金屬兩邊同向，如上圖2.1.6，會在正上方有最大輻射量。微帶天線共振在 TM_{mn} 模態時操作頻率(2.2)

$$f_o = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{reff}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

共振腔模型分析：

當板材厚度遠小於一個波長時，矩形微帶天線可近似為上下兩片理想電力導體，因為板材厚度很薄，電場在Z方向無變化(座標軸示意圖如下圖2.1.4)，磁場只

有在 H_x 和 H_y 的分量，一個完美的共振腔(Lossless)並不會輻射，所以要把介質損耗和輻射損耗一起考慮進去微帶天線裡， Q_T (2.3)天線品質因素(Quality factor)的總和

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (2.3)$$

Q_d :基板的品質因素、 Q_c :導體的品質因素、 Q_r :輻射的品質因素

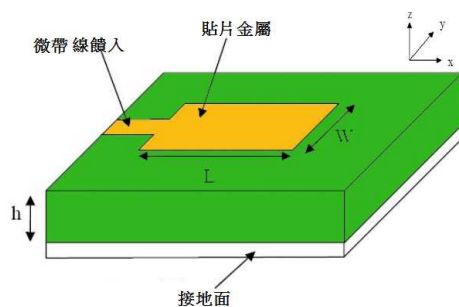


圖 2.2.3 微帶天線

2.3 微帶天線阻抗匹配[10]

矩形微帶天線邊緣阻抗(2.4)

$$Z_{in} = R_0 \cdot \cos^2(\beta L) / 2 \quad (2.4)$$

由圖2.3.1可以看出貼片金屬邊緣($X=0$ 和 $X=d$)電壓最大、電流為零，得知在邊緣的阻抗也是最大，若要直接利用微帶線在天線邊緣饋入，而微帶線的特性阻抗不夠大的時候，則會有一定的反射量造成阻抗不匹配，常用的阻抗匹配方法有加入嵌入式(inset feed)或用同軸接頭在阻抗大小等於50歐姆位置直接饋入，減少饋入的反射損耗，達到良好匹配；或者是在天線邊緣與微帶饋入線間加一段四分之一波長阻抗轉換器。

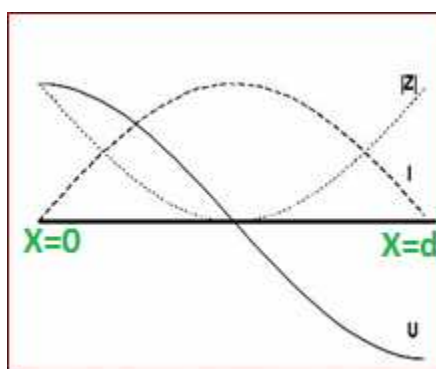


圖 2.3.1 電壓、電流以及阻抗在貼片金屬上不同位置的變化

2.4 微帶天線的輻射場型

微帶天線輻射場型可以使用電流或磁流兩種方式來看，電流分佈如圖2.4.1，磁流分佈如圖2.4.2，矩形微帶天線可等效為兩個平行且具輻射能力的槽孔，輻射場型在電場面(E-Plane)與磁場面(H-Plane)如圖2.4.3所示。

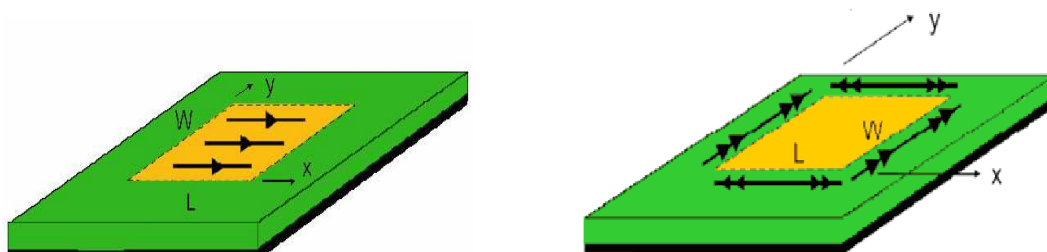


圖 2.4.1 微帶天線在 TM_{10} 模態電流分佈 圖 2.4.2 微帶天線在 TM_{10} 模態磁流分佈

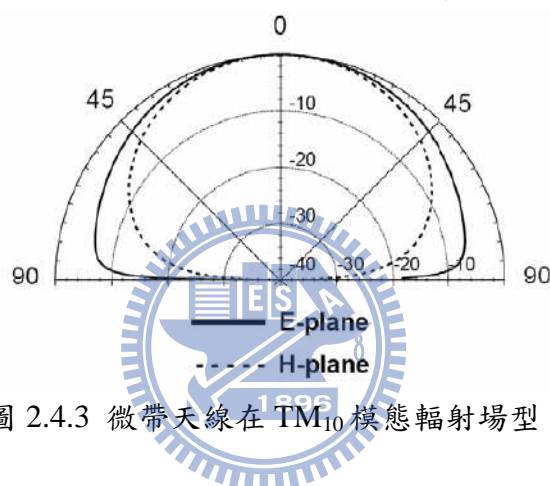


圖 2.4.3 微帶天線在 TM_{10} 模態輻射場型

2.5 微帶天線的表面波

表面波[11]在介質裡傳遞時，當波遠離介質和空氣的介面，能量大小會呈現指數性衰減，因此大部分的能量都集中在基板表面或介質內部。

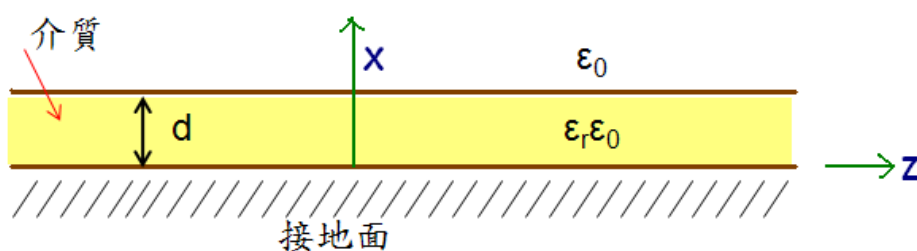


圖 2.5.1 基板有接地面結構示意圖

從上圖2.5.1的結構，在基板厚度 d ，介電常數 ϵ_r ，波傳導方向 $+Z$ ，假設波在 Y 方向沒有變化，出現的表面波有TE、TM兩種模態，從Maxwell Equations得知邊界條件必須符合下列：

$$1. E_z(x, y, z) = 0 \text{ 在 } x=0 \text{ 的位置} \quad (2.5)$$

$$2. E_z(x, y, z) < \infty \text{ 在 } x < \infty \quad (2.6)$$

$$3. E_z(x, y, z) \text{ 和 } H_z(x, y, z) \text{ 在 } x=d \text{ 連續} \quad (2.7)$$

從條件3(2.7)可以推得在TM模態時，表面波必須滿足下式：

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \epsilon_r \kappa_0^2 - \beta^2\right) e_z(x, y) = 0, \quad 0 \leq x \leq d \quad (2.8)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \kappa_0^2 - \beta^2\right) e_z(x, y) = 0, \quad d \leq x \leq \infty \quad (2.9)$$

$$\text{令 } k_c^2 = \epsilon_r \kappa_0^2 - \beta^2$$

$$h^2 = \beta^2 - \kappa_0^2$$

經過一連串推倒過程，最後可以得到在TM模態下的截止頻率(2.10)：

$$f_c = \frac{nc}{2d\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.10)$$

接著從條件3(2.7)可以推得在TE模態時，表面波必須滿足下式：

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \kappa_c^2\right) h_z(x, y) = 0, \quad 0 \leq x \leq d \quad (2.11)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - h^2\right) h_z(x, y) = 0, \quad d \leq x \leq \infty \quad (2.12)$$

再次經過一連串推倒過程，最後可以得到在TE模態下的截止頻率(2.13)：

$$f_c = \frac{(2n-1)c}{4d\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.13)$$

下圖2.5.2可以看出表面波TE_n、TM_n各個模態最低截止頻率相對高低圖。

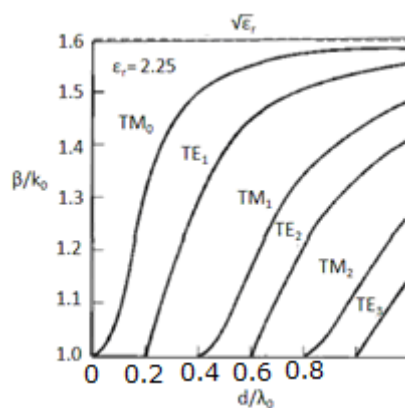


圖 2.5.2 當板材介電常數2.25時，板材厚度相對應會出現表面波的模態

表面波的生成會有以下缺點：

1. 造成電路之間的相互干擾。
2. 有限大小的板材，會在板材邊緣產生繞射[圖2.2.1]，讓輻射場型歪曲。

3. 表面波會帶走部分傳輸線的能量，使天線輻射效率降低。
4. 天線陣列各別天線(element)相互耦合，Cross-Polarization升高

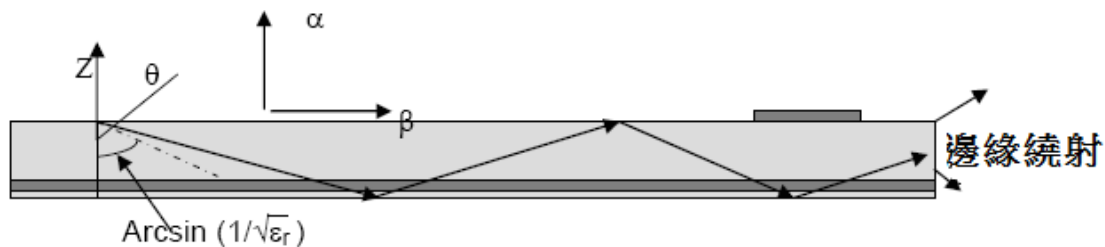


圖 2.2.3 表面波在介質裡傳播路線

本篇論文使用的板材Duroid 5880(介電係數2.2)，板厚10mil，對應到圖2.2.2，會出現的表面波只有主模態 TM_0 。

抑制表面波的方式有好幾種，像是選擇介電係數低的板材、加入電磁能隙結構(EBG)、光子能隙結構(PBG)等等，不過EBG和PBG的缺點是需要大面積，不容易與電路系統做整合，而本論文使用的背腔式不但能在較厚板材保有較大頻寬還能維持住一定的輻射效率，進而達到高增益表現，因此受到大家的喜愛。



第三章 轉接濾波器

3.1 共平面波導到微帶線轉接電路設計

由於共平面波導擁有低色散、容易整合連接主動式元件等等優點，一般在高頻電路常使用共平面波導做為傳輸線，本章節所討論的轉接電路是為了要把內部訊號從共平面波導轉接到微帶線，再從微帶線轉接到同軸接頭饋入最末端天線。

下圖3.1.1是共平面波導(CPW)到微帶線的轉接電路，使用板材皆為 Al_2O_3 ，介電係數9.7，板厚10mil，損耗正切係數為0.0002。

為了方便100um GSG下針量測，共平面波導火線寬度固定為90um，火線和地線之間的距離45um，製程能力最小線寬/距20um，磅線最短10mil，磅線高度至少3mil，板間距至少3mil。

因為氧化鋁基板特性又硬又脆，因此不能使用金屬柱做為轉接設計，本篇論文使用側邊金帶(Ribbon)取代金屬柱做上下接地面對通。

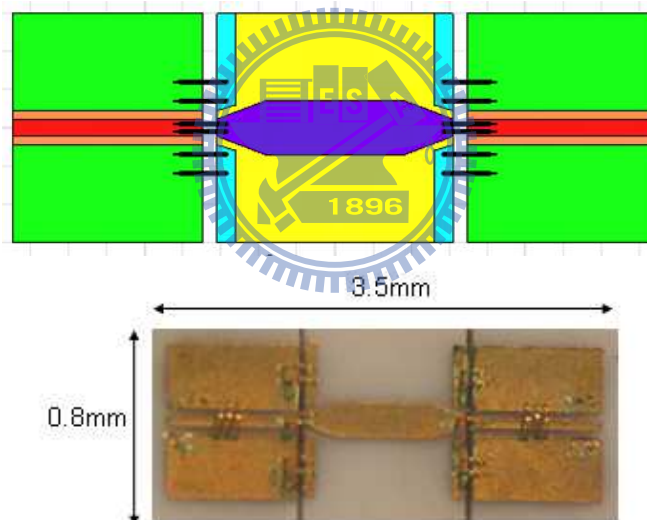


圖3.1.1 共平面波導(CPW)到微帶線轉接電路

由上圖3.1.1看到50歐姆共平面波導的火線和地線經由10mil長的磅線，把訊號傳送到微帶線，50歐姆微帶線的線寬為140um，因為寬度不相等，為了要讓阻抗漸進式轉換所以用了錐形匹配，共平面波導上方地線的電流，也經過磅線到微帶線上方接地面，透過板材側邊金帶再到下方接地面。

因為磅線代表著損耗，所以使用的磅線越短越好；而且在高頻電路裡面，磅線會有寄生電感，要避免寄生電感效應所造成阻抗不匹配，在此，我們運用兩條等效上並聯的磅線以降低電感性。

量測時on wafer兩邊必須是同種方式饋入，在這裡我們採用背對背的測量方式，再把量到的介入損失除以2做計算。

因為共平面波導下方是沒有接地面，所以為了量測及實際放到電路上做整合，必須製作一個特殊平台由圖3.1.2，讓平台上的金屬相對離共平面波導下方遠一些，根據模擬結果得知共平面波導下方超過0.1mm及可等同於下方無金屬地。

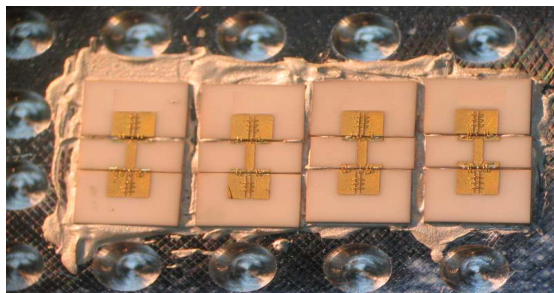


圖 3.1.2 實際量測轉接電路所有用平台

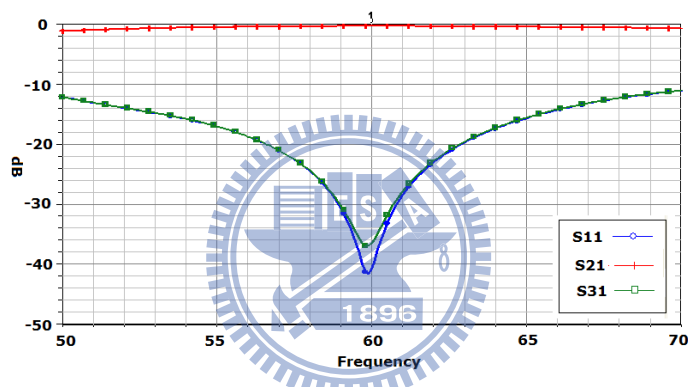


圖 3.1.3 模擬轉接電路反射損失及介入損失

由圖 3.1.3 可以得知這樣的轉接電路設計在中心頻 60 GHz 的介入損失(Insertion Loss)在-0.15dB(除以 2 之後)，反射損失在-15dB 下的頻寬超過 12GHz。

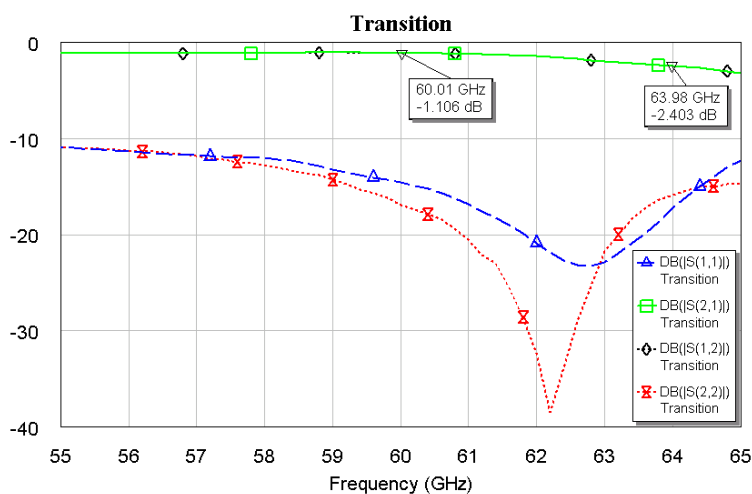


圖 3.1.4 共平面波導到微帶線轉接量測結果

圖 3.1.4 是轉接電路量測結果，中心頻 60GHz 的介入損失在除以 2 過是 -0.55dB，反射損失在 -15dB 下的頻寬是 5GHz，因為製作的過程中需要很多手工步驟，從磅線、包金帶、組裝到黏著在測試板，種種變數都會讓模擬與實作有很大的不同，造成量測結果 S_{11} 與 S_{22} 有些許偏移。

3.2 共平面波導到微帶線的轉接濾波器設計

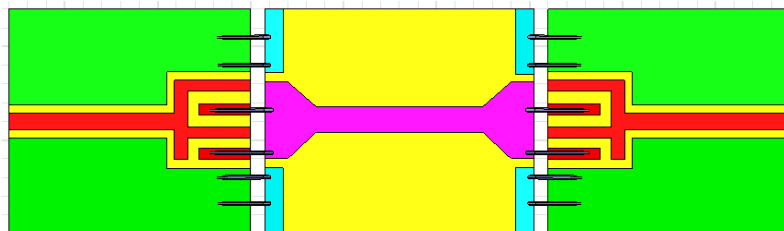


圖 3.2.1 共平面波導到微帶線的轉接濾波器模擬圖

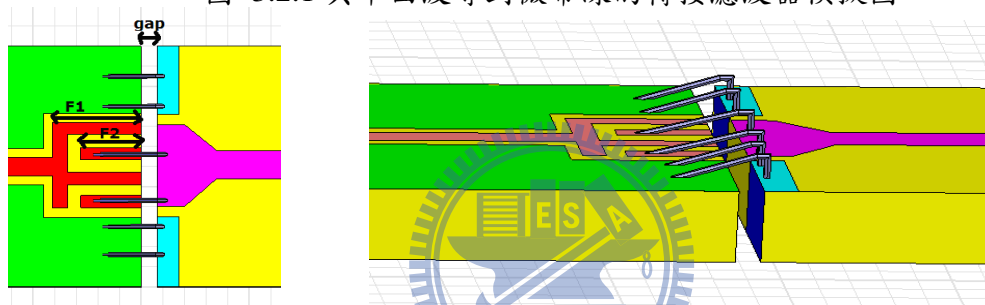


圖 3.2.2 轉接濾波器俯視與側面圖($F1=0.41\text{mm}$ 、 $F2=0.28\text{mm}$)

圖 3.2.1 是轉接濾波器模擬圖，同樣為了背對背量測，模擬圖皆採用左右對稱，50 歐姆共平面波導傳輸線經過指叉式電容耦合到磅線所在線路上，訊號經由磅線傳送到微帶線，再次使用錐形做阻抗漸進式轉換。

為了能濾掉發送端從混頻器漏出來的鏡像訊號 LO-IF 在 49.6 GHz，由磅線端指叉式電容由圖 3.2.2 之 F2 形成的半波長共振設計在鏡相頻率做抑制。

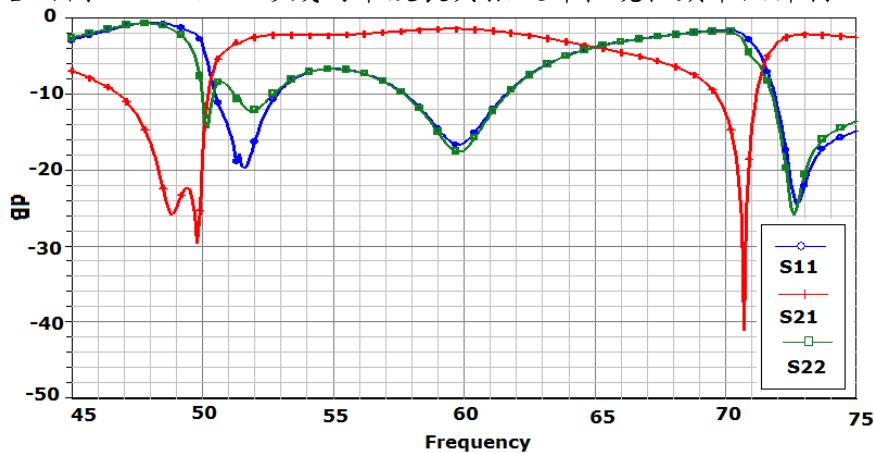


圖 3.2.3 轉接濾波器模擬結果

圖 3.2.3 轉接濾波器模擬結果顯示在 49.6 GHz 截止頻率有 -15dB 的衰減，而操作頻率 60GHz 的介入損失為 -0.5dB，因為高頻 70.5GHz 處還有個四分之一波長共振，產生另一個帶拒頻率。

圖 3.2.4 是轉接濾波器在兩個帶拒頻率點電流密度圖，因為磅線金屬面比較小，電流密度會遠大於平面傳輸線，由圖可以清楚看到在 49.6 GHz 有個半波長的共振路徑，改變磅線的高度或是參數由圖 3.2.2 之 F2 可以調整低頻帶拒頻率點；在 70.5 GHz 可以由下圖 3.2.4 看出另一個四分之一波長路徑，調整參數 F1 由圖 3.2.2 隻 F1 能夠移動高頻帶拒頻率位置。

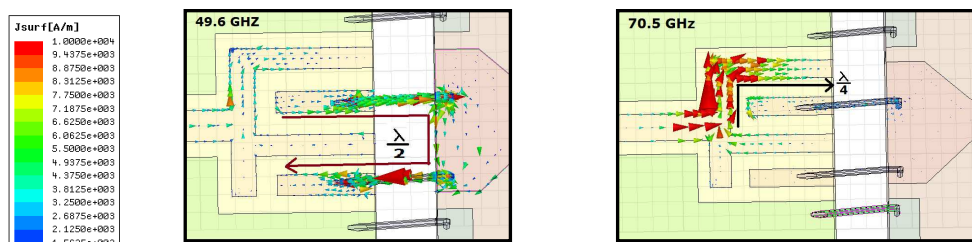


圖 3.2.4 轉接濾波器在 49.6 GHz 和 70.5GHz 電流密度圖

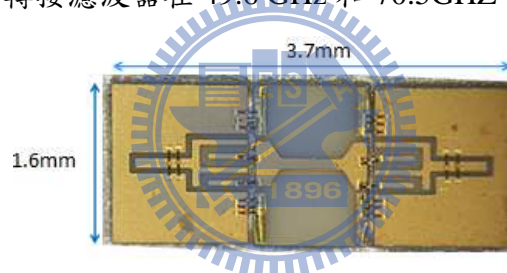


圖 3.2.5 轉接濾波器實作圖

圖 3.2.5 是轉接濾波器電路實作圖，共平面波導加上 Air-Bridge 使接地面兩邊相位一致，量測結果如下圖 3.2.6，因為實作過程會有很多變數，如磅線高度、磅線長度或是板材間距等等不能掌控的因子，造成低頻帶拒位置和模擬設計點有一些頻率上的漂移。

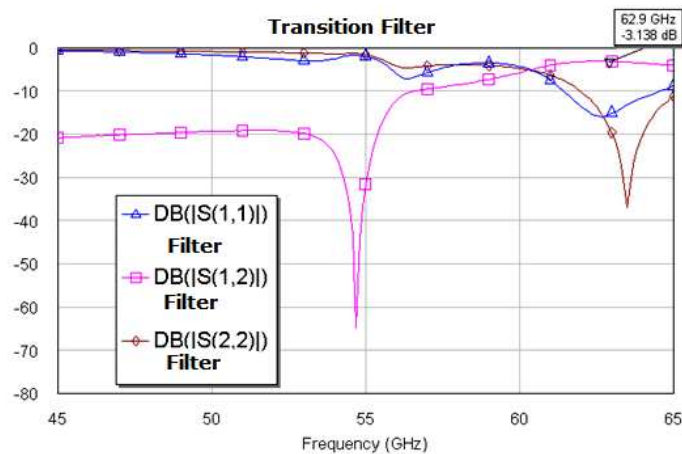


圖 3.2.6 轉接濾波器量測結果

第四章 寬頻高增益背腔式天線

4.1 設計概念

下圖 4.1.1 是常用嵌入式(Inset-Feed)微帶天線，饋入採用微帶線，線寬 0.2mm，微帶天線尺寸 $PY=1.5\text{mm}$ 、 $PX=2\text{mm}$ ，因為微帶天線雖然容易製作，可是在未使用耦合饋入情況下，頻寬約略受限在 3~5% 之間，而且會受到表面波的影響，隨著輻射效率的好壞，增益多半在 5dBi 到 8dBi 不等。本篇論文提出的寬頻高增益背腔式天線，結合了背腔式功能減少表面波流出量，以提升輻射效率維持高增益特性，另外把背腔式結構作為另一個共振腔，利用原本的微帶天線激發出共振腔的 TM_{210} 模態，多一個共振點，使共振腔模態也能使用縫隙作輻射，以達到 57~64GHz 不需執照的寬頻需求。

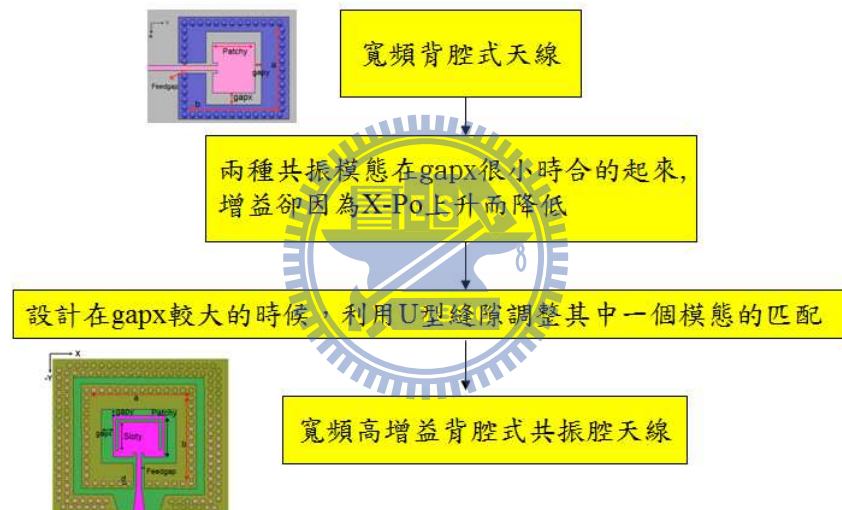


圖 4.1.2 本篇論文 U 型縫隙寬頻高增益背腔式天線設計流程

圖 4.1.2 為本篇論文提出的寬頻高增益背腔式天線的設計流程，一開始模擬先用 Eigen Mode 的方式找出共振在 TM_{210} 模態的共振腔大小，再加入嵌入式微帶天線一起模擬，當 $Gapx$ 在 0.1mm 時兩種共振模態能夠靠近又可以匹配到 10dB 以下的反射損耗，缺點是當微帶天線與上層接地面太接近會讓 X-Po 升高而降低增益，為了要達成高增益的目標，微帶天線必須和上層接地面保持一定距離，因此，在 $Gapx$ 偏大時使用 U 型縫隙對微帶天線模態單獨做匹配，最後實做出頻寬 6.4 GHz，最大增益 8.4 dBi 寬頻且高增益天線。

4.2 天線結構介紹

本篇論文提出 60GHz 寬頻高增益背腔式微帶天線，使用單層 Rogers Duroid 5880 基板，介電係數 ϵ_r 為 2.2，損失正切(loss tangent)是 0.0009，板材厚度 10mil (0.254mm)。

圖 4.1.2 的 a 跟 b 是共振腔的長和寬，共振腔是用 Via 以直徑 0.2mm、孔距 0.1mm 圍成一圈所組成，孔距 0.1mm 約為介質裡的 0.03 波長($\lambda_g=3.37\text{mm}$)，因此可近似為四面 PEC；下圖 Feedgap 是指共振腔到饋入線的距離，patchy 是指影響微帶天線的共振頻率的長度，gapx 和 gapy 分別指在 X 方向和 Y 方向共振腔到微帶天線的距離。

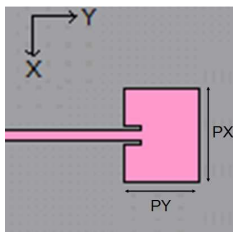


圖 4.1.1 嵌入式微帶天線

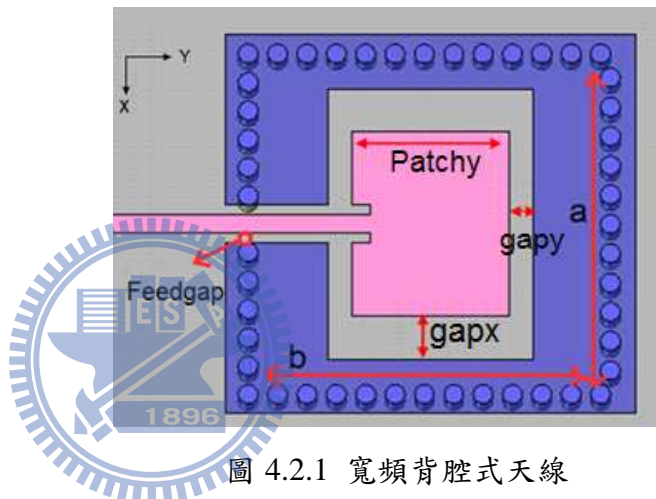


圖 4.2.1 寬頻背腔式天線

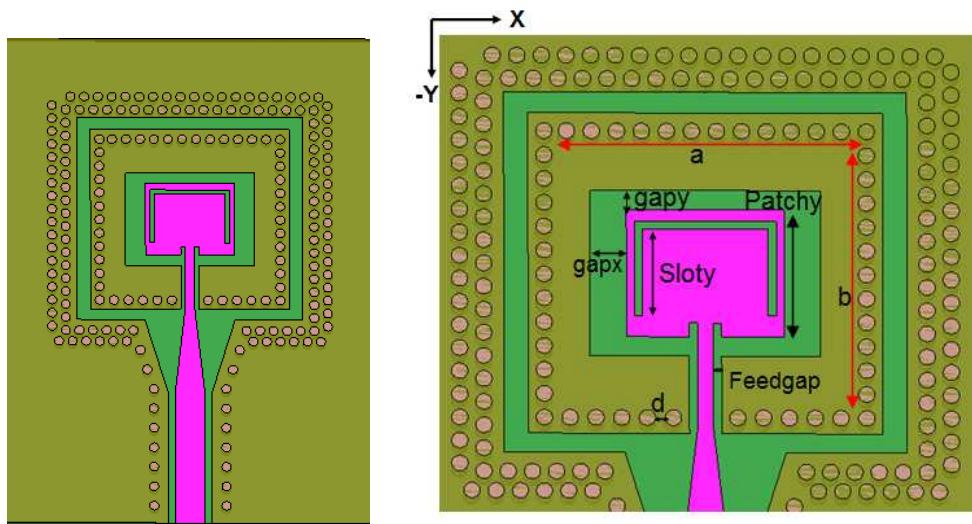


圖 4.2.2 U 型縫隙背腔式共振腔天線($a=3.4\text{mm}$ 、 $b=3.6\text{mm}$ 、 $gapy=0.25\text{mm}$ 、 $gapx=0.45\text{mm}$ 、 $\text{Feedgap}=0.1\text{mm}$ 、 $\text{sloty}=1.2\text{mm}$ 、 $\text{Patchy}=1.65\text{mm}$ 、 $d=4\text{mil}$)

本篇論文提出的 U 型縫隙背腔式共振腔天線結構以及各參數大小如上圖 4.2.2，天線由 50 歐姆接地共平面波導(GCPW)饋入，經過漸進式阻抗轉換到 105 歐姆饋入嵌入式微帶天線，由內圍第一圈金屬柱(Via)所形成的共振腔產生第二共振模態以達到寬頻，外圍第二圈及第三圈金屬柱是作為加強背腔式效果。

4.3 背腔式共振腔

因為微帶天線的共振模態為 TM_{010} 如下圖 4.3.1，為了要讓微帶天線能激發出共振腔的模態，因此共振腔的電場分佈必須與微帶天線一致；受限於共振腔的大小必須大於微帶天線，所以設定激發出的共振腔的最低頻為 TM_{210} 。

由全波模擬軟體 Ansoft HFSS[12]裡面的 Eigen Mode，可以解出一個封閉的共振腔大小在 $3.6\text{mm} \times 3.4\text{mm}$ 時的電場分佈如下圖 4.3.2。

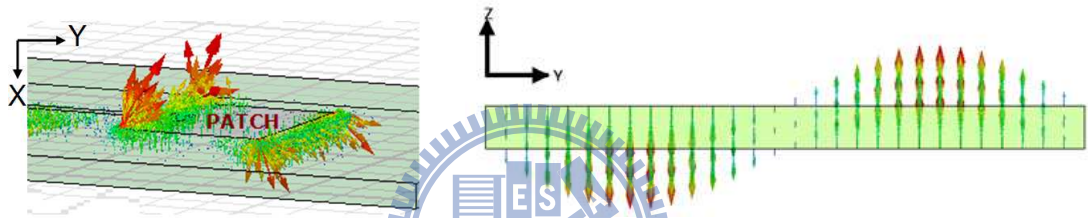


圖 4.3.1 微帶天線共振時電場分佈 圖 4.3.2 用 Eigen Mode 解共振腔的電場分佈

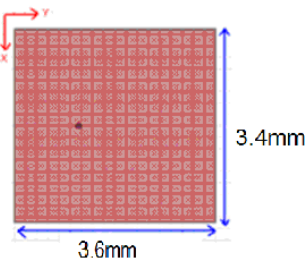


圖 4.3.3 模擬激發共振腔

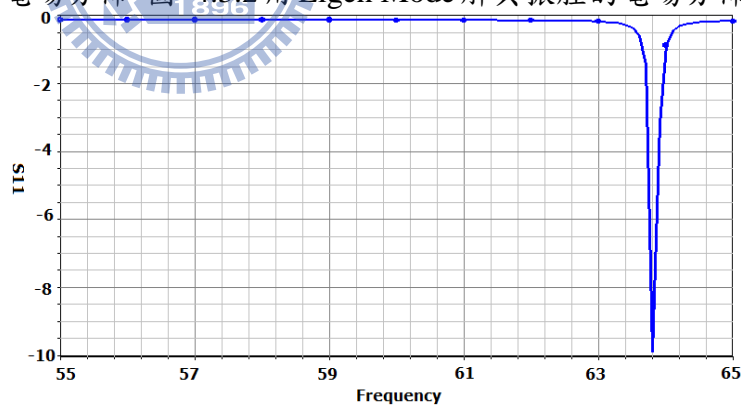


圖 4.3.4 共振腔的 S 參數

模擬與微帶天線相同饋入點時如圖 4.3.3，共振腔在共振頻率如圖 4.3.4 63.8GHz 時的電場分佈如圖 4.3.5，和預期中的 TM_{210} 模態一致。

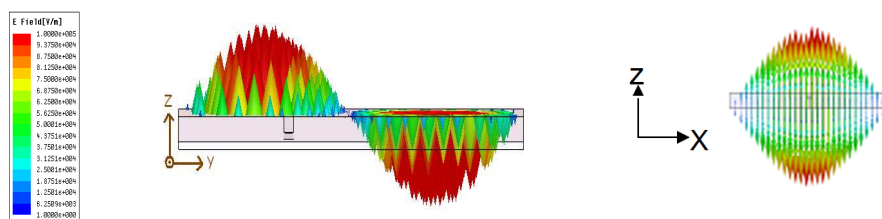


圖 4.3.5 模擬激發共振腔時 YZ 平面和 XZ 平面電場分佈

4.4 嵌入式微帶天線

嵌入式微帶天線圖 4.1.1 使用 Duroid 5880 10 mil 板材模擬出來 S 參數表現如下圖 4.4.1，以 60GHz 為中心頻，頻寬為 5.7%，最大增益為 7.7dBi 如圖 4.4.2。

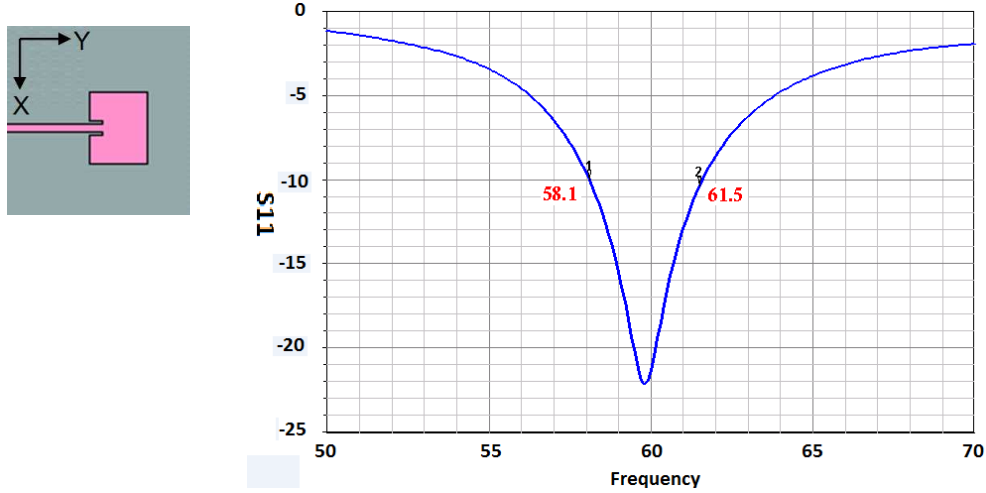


圖 4.4.1 嵌入式微帶天線 S 參數

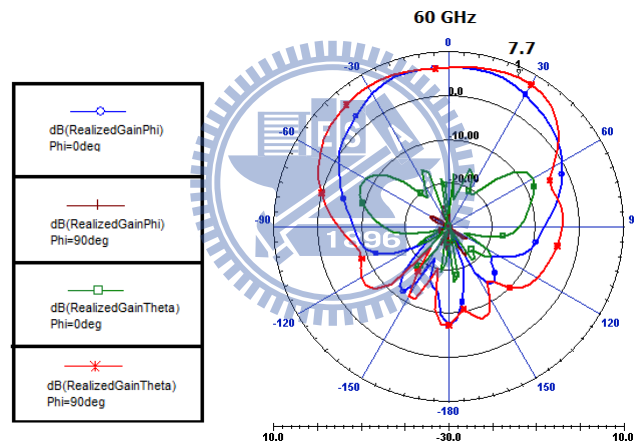


圖 4.4.2 嵌入式微帶天線場型圖

4.5 背腔式微帶天線

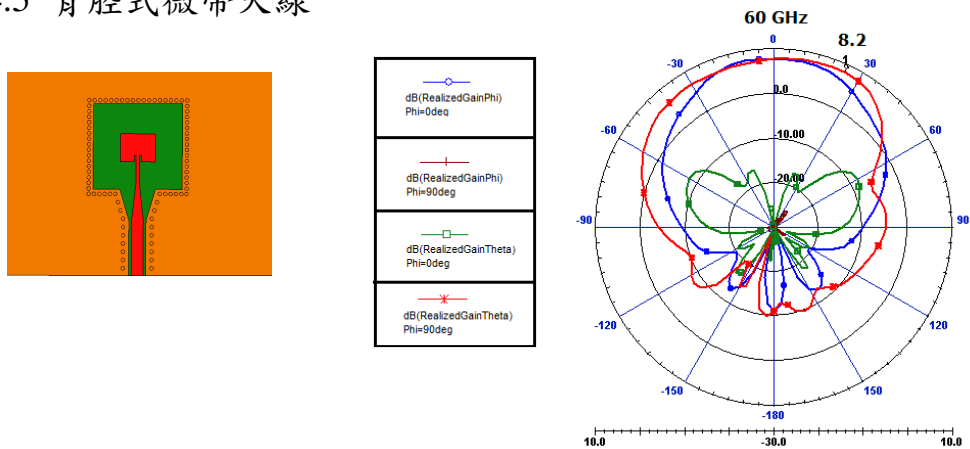


圖 4.5.1 背腔式微帶天線場型圖

圖 4.5.1 是背腔式微帶天線場型圖，和一般嵌入式微帶天線相比如圖 4.4.2，最大增益有稍微大多了 0.5dBi，可見加了背腔式金屬柱還是能減少表面波流失的比例，相信若是增加板材厚度或是用高介電係數板材，更能凸顯背腔式的效果！

4.6 U 型縫隙寬頻高增益背腔式天線

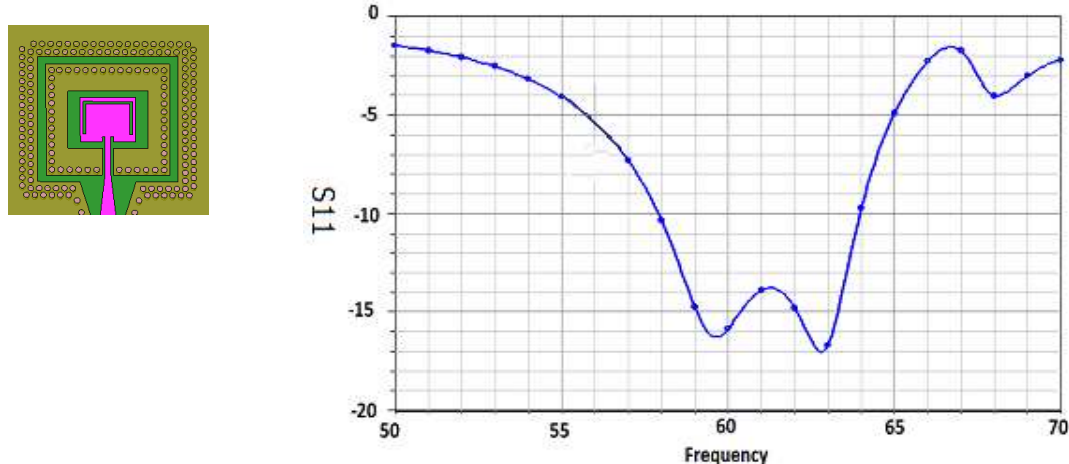


圖 4.6.1 U 型縫隙寬頻背腔式天線的 S 參數

圖 4.2.2 是寬頻背腔式天線結構圖，由 U 型縫隙的單頻微帶天線加上共振在 TM_{210} 模態的共振腔，在兩個共振頻率，藉由共同的兩條磁流來輻射，外加的三圈金屬柱是用來加強背腔式的效果，達到抑制表面波的比例。

由上圖 4.6.1 的 S 參數模擬圖可以看出，本天線共振在 60GHz 和 63GHz 兩個頻率點，透過設計兩個頻率靠近的共振模態使達到寬頻效果，從圖中反射係數 10dB 以下的頻寬高達 6 GHz，是設計中心頻率 60 GHz 的 10%，和原先的嵌入式微帶天線相比，頻寬上多了 2.6 GHz。

下圖 4.6.2 為分別共振在微帶天線模態(60GHz)與共振腔模態(63GHz)時的模擬場型圖，可以看出使用背腔式之後，在微帶天線共振模態時最大增益的確比只有微帶天線時高出 1.2dBi，而在共振腔模態最大增益也有 8dBi 的表現。從圖 4.6.3 電場大小分佈圖在 60GHz 時，因為大部分能量經由右邊輻射邊耦合到共振腔，所以微帶天線右邊漏電場較強，對應到的輻射磁流也比左邊強，造成場型的偏移；圖 4.5.3 電場分佈圖在 63 GHz 可以明顯看到共振腔有被激發出來。

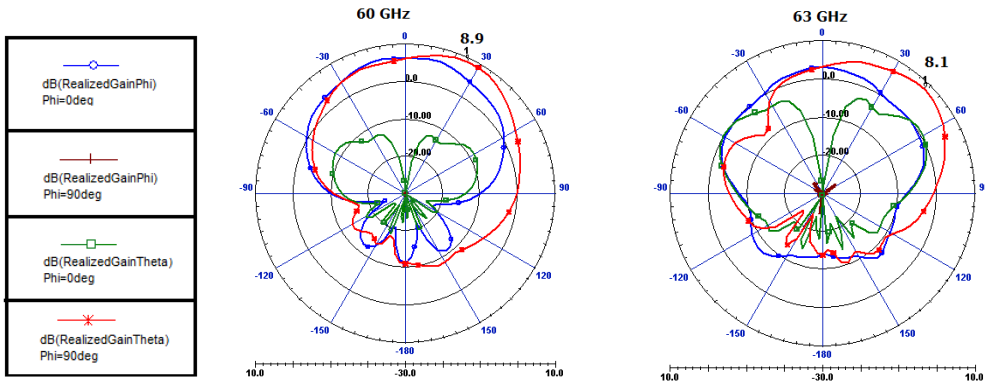


圖 4.6.2 U 型縫隙寬頻背腔式天線在微帶天線模態與共振腔模態的場型圖

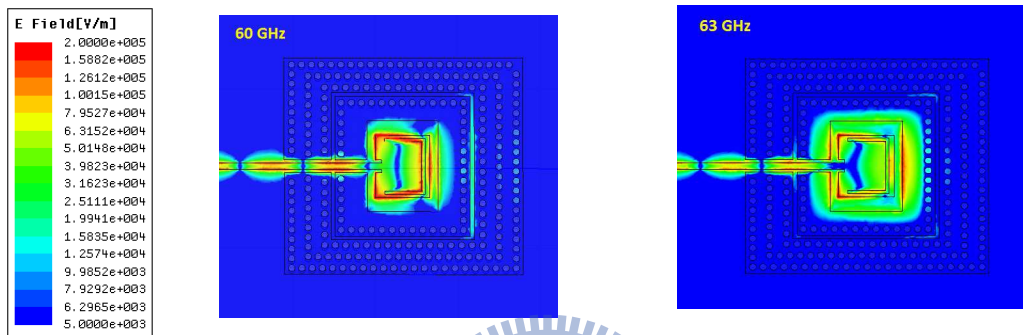


圖 4.6.3 電場大小在 60GHz 與 63GHz 共振時分佈圖

4.7 參數探討

4.7.1 微帶天線到上層接地面距離 gapx 對共振頻率的影響

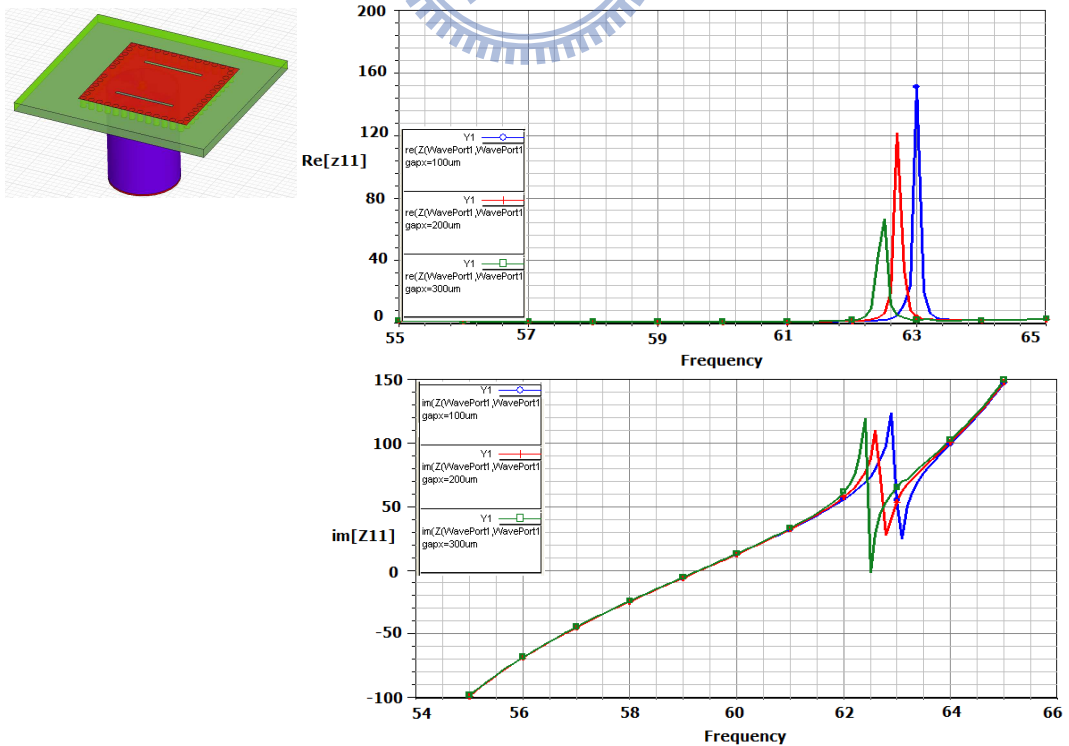


圖 4.7.1 使用探針激發共振腔在不同 gapx 的實部和虛部阻抗

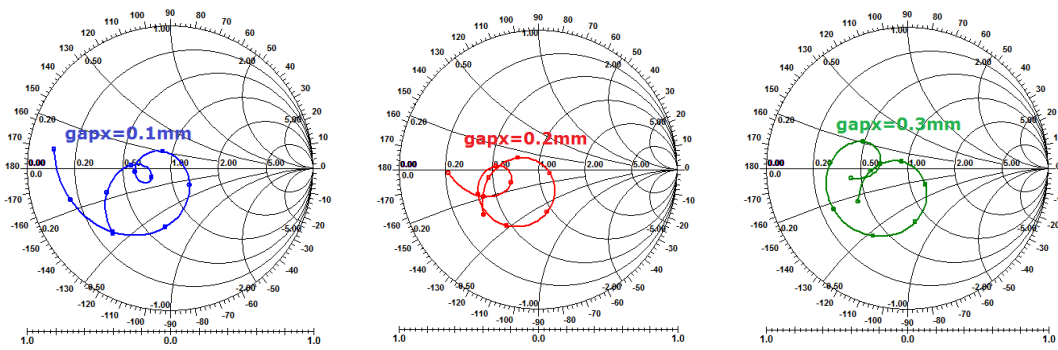


圖 4.7.2 寬頻背腔式天線頻率從 55GHz 到 65GHz 之間用 Smith Chart 看阻抗變化

圖 4.7.1 模擬和微帶天線同樣饋入位置的地方使用探針(Probe)饋入一樣大小的共振腔，觀察結果可以看出不同寬度的縫隙對阻抗匹配會有明顯的影響，從圖 4.7.2 的 Smith Chart 可以看出原本的結構就具有兩個共振頻率，藉由 X 方向上的縫隙寬度變化，能夠調整背腔式共振腔的阻抗，良好的匹配可以讓天線達到寬頻效果如圖 4.7.3 所示。

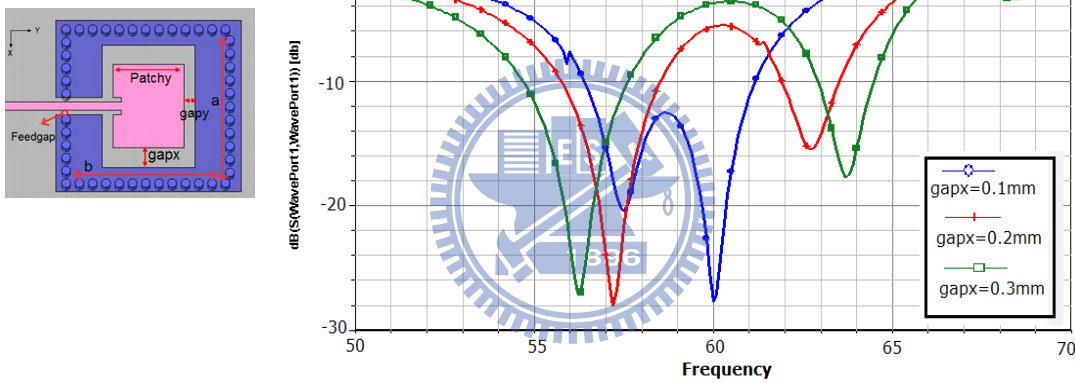
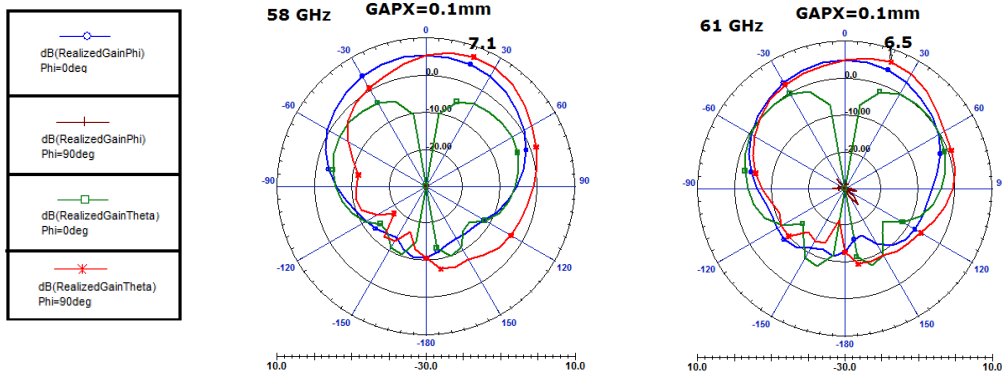


圖 4.7.3 gapx 對 S 參數影響

Gapx 除了會影響兩種共振模態的阻抗匹配之外，還會改變微帶天線的增益，當 Gapx 變小的時候，原本主要的漏電場在 Y 方向，卻因為 X 方向上的漏電場增加讓天線的 Cross-Po 升高，由圖 4.7.4 得知當 Gapx 增大時，共振在微帶天線模態的輻射場型可以看出 Cross-Po 明顯下降，尤其是 Gapx 在 0.7mm 時，微帶天線模態的 Cross-Po 比最初嵌入式微帶天線比圖 4.4.2 還低，最大增益也提升到 8 dBi。



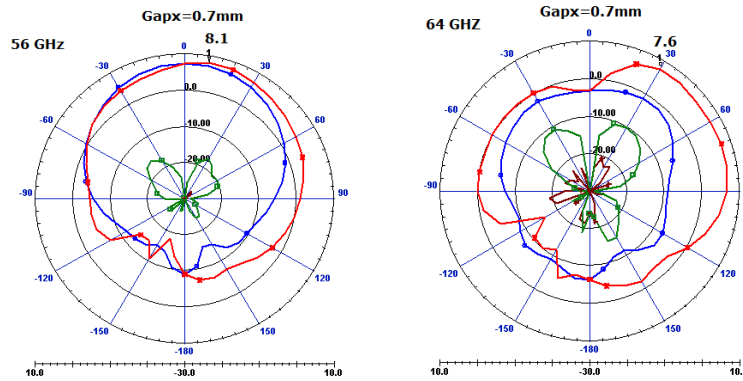


圖 4.7.4 Gapx 對天線增益的影響

嵌入式微帶天線在加上背腔示之後，增益並未明顯增加的原因是因為使用背腔示主要為了減少表面波流到板材邊緣的比例，而一般背腔式天線都是利用高介電係數的板材或是提高板厚來凸顯背腔示效果，由於本篇論文為了達到天線最好表現，使用低介電係數($\epsilon_r=2.2$)、低損耗(Loss tangent=0.0009) Duroid 5880 基板，所以背腔示對增益的改善並不顯著，相信有機會使用 3D 無反射室實驗室量測天線輻射效率時，可以預期效率的提升。

雖然增加 Gapx 的距離可以讓微帶天線模態的增益回復，卻因為兩個共振模態阻抗匹配的緣故，使得在頻帶內(57~64 GHz)沒辦法合起來達成寬頻的效果如圖 4.7.3，若是調整微帶天線共振邊的長度 Patchy，也會一同影響背腔示共振腔的匹配，4.7.5 小節會詳細說明微帶天線共振邊和兩種模態的關聯，因此本篇論文提出的第二種天線架構: U 型縫隙寬頻背腔式天線，透過 U 型縫隙的長度能單獨調整微帶模態的共振頻率，而不會影響背腔示共振腔的匹配，達成寬頻且高增益之目的。

4.7.2 上層接地面離饋入線距離 Feedgap 對共振頻率的影響

Feedgap 是指上層接地面離饋入線的距離，從結構上我們可以看到當 Feedgap 越小，對整個背腔式共振腔表面越趨近當初設定的理想導體(PEC)，圖 4.7.5 是 Feedgap 對 S 參數上的影響表現，當距離在 100um 時，激發出來的共振腔模態在 63GHz 會出現，隨著距離的增加，共振腔模態漸漸被破壞，而微帶天線模態始終都存在，Feedgap 對原本微帶天線模態的共振頻率影響不大。

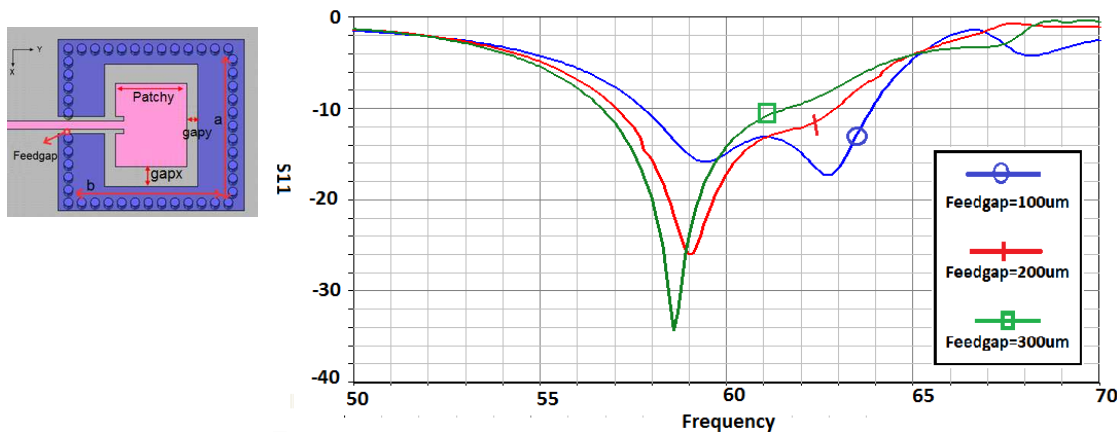


圖 4.7.5 Feedgap 對 S 參數影響

4.7.3 上層接地面到輻射邊距離 Gapy 對共振頻率的影響

Gapy 指的是上層接地面在 Y 方向和微帶天線之間的距離，我們知道背腔式共振腔模態是由微帶天線的輻射邊耦合到共振腔所產生，最重要的耦合量由 Gapy 決定。從圖 4.7.6 可以看出當 Gapy 在 0.25mm 時，微帶天線模態的共振頻率 58GHz 會比沒有加背腔式共振腔的共振頻率 59GHz 稍微低頻，因為微帶天線共振頻率的長度(4.1)，是由共振邊 Patchy 再加上兩邊漏電場等效長度 ΔL (4.2)所決定，當 gapy 變小時，微帶天線漏電場的對地電容值增大， ΔL 相對增加，使微帶天線模態共振在相對低頻；隨著 gapy 距離變大，由微帶天線耦合到背腔式共振腔的量漸漸減少，直到 gapy 超過於 0.35mm(約 $0.1\lambda_g$)時，因為耦合量不足以激發出背腔式共振腔模態，而只剩下微帶天線原本單頻共振。

$$\text{Patchy} = \frac{\lambda_g}{2} - 2 \cdot \Delta L \quad (4.1)$$

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (4.2)$$

h: 板材厚度； ϵ_{reff} : 有效介電係數；W: 微帶天線輻射邊長度

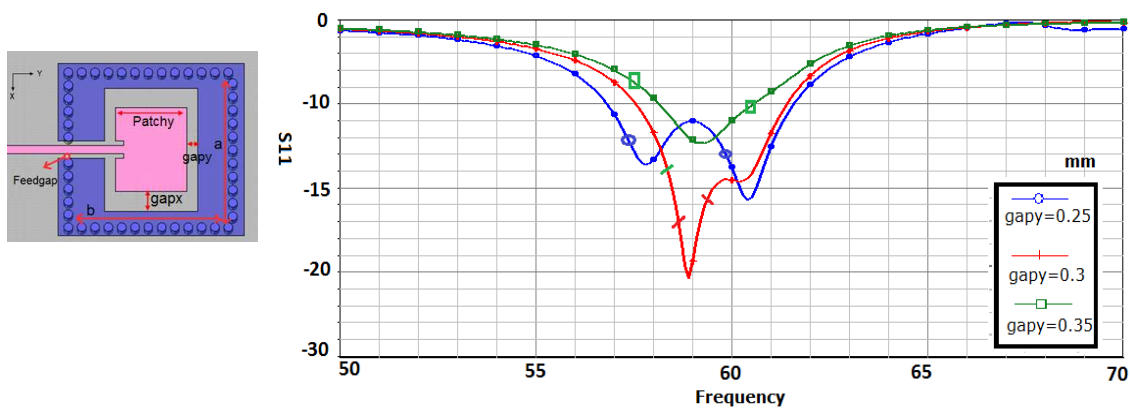


圖 4.7.6 Gapy 對 S 參數影響

4.7.4 共振腔大小對共振頻率的影響

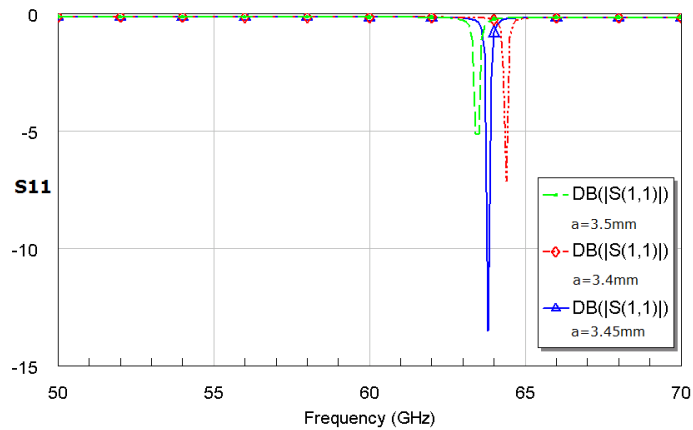
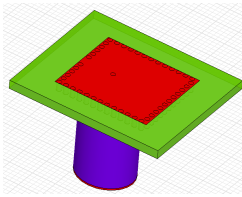


圖 4.7.7 使用探針饋入共振腔，探討不同寬度對 S 參數的變化

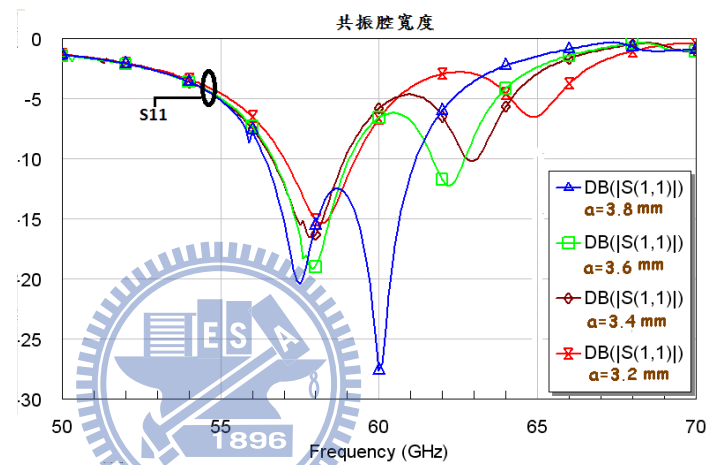
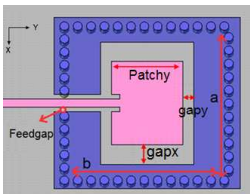


圖 4.7.8 共振腔寬度對 S 參數影響

圖 4.7.6 上圖為使用探針饋入共振腔改變不同寬度 a ，因為阻抗匹配的關係，寬度 a 會改變共振頻率，由於 a 是在 X 方向上的大小變化，微帶天線本體並不受影響。從圖 4.7.8 驗證共振腔的寬度並不會影響微帶天線模式的共振頻率，而共振腔模式則會因為不同寬度的阻抗匹配而改變其共振頻率。

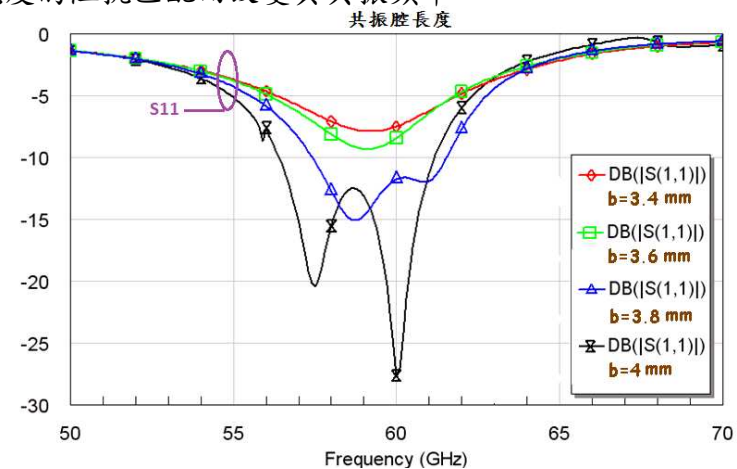
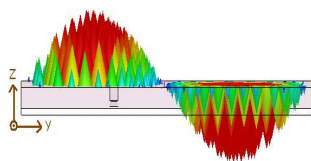
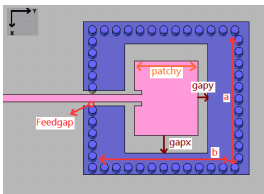


圖 4.7.9 共振腔長度對 S 參數影響

上方右圖 4.7.9 說明共振腔長度對兩種共振模式的影響，從圖 4.7.9 的左圖可以看出微帶天線兩條輻射邊電場最強的位置與背腔式共振腔一致時，最容易激發出共振腔的 TM_{210} 模式，當共振腔的長度 b 縮小的時候，微帶天線的輻射邊對應到背腔式共振腔的位置，並不在 TM_{210} 電場最強的地方，因此另一個背腔式共振模式沒有被激發出來。

4.7.5 微帶天線共振長度 Patchy 對共振頻率的影響

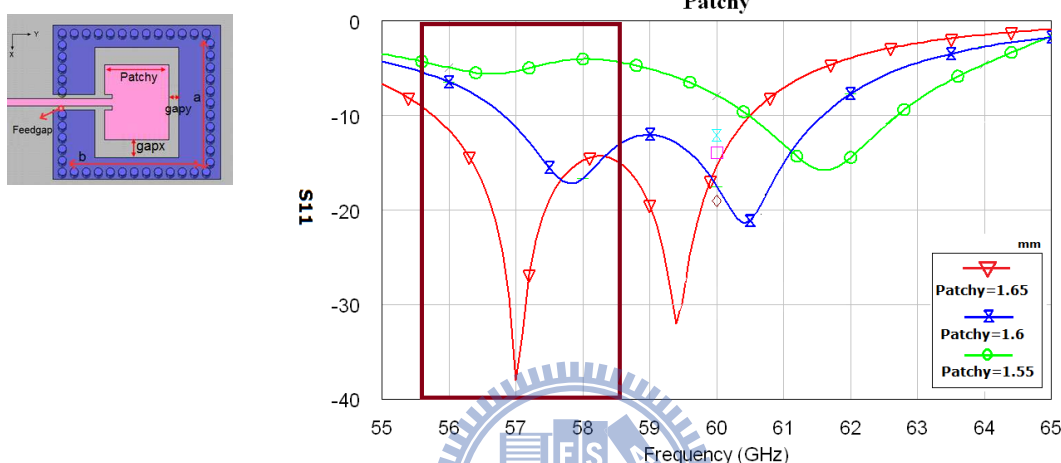


圖 4.7.10 寬頻背腔式微帶天線共振長度對 S 參數的影響(gapx=0.1mm)

一般利用約 $0.5\lambda_g$ 的共振邊長度 Patchy 就可以調整微帶天線的共振頻率，但是因為共振邊是電場最強的位置，不但會影響到共振腔 TM_{210} 模式的阻抗匹配，當共振邊不在 TM_{210} 電場最強的地方時，背腔式共振腔的 TM_{210} 就不會出現。圖 4.7.10 是寬頻背腔式微帶天線共振長度對 S 參數的影響，由圖可以看出調整 Patchy 的長度仍然能夠改變共振在微帶天線模式的共振頻率，但是背腔式共振腔天線的模式的阻抗匹配會受到共振邊位置的影響，從上圖 4.7.10 框起來的地方就能明顯看出共振腔模式的匹配，隨著共振邊縮短而變差。

4.7.6 U 型縫隙長度 Sloty 對共振頻率的影響

U 型縫隙嵌入式微帶天線常常被設計為雙頻共振，在此，為了不改變共振邊的位置又能夠移動微帶天線本身的共振頻率，我們在微帶天線上挖了一條 U 型縫隙做微帶天線模式的阻抗匹配，由圖 4.7.11 可以看出 U 型縫隙在本篇論文並不是用來設計雙頻共振，U 型隙縫嵌入式微帶天線場型圖如圖 4.7.12，最大增益也與一般微帶天線差不多。

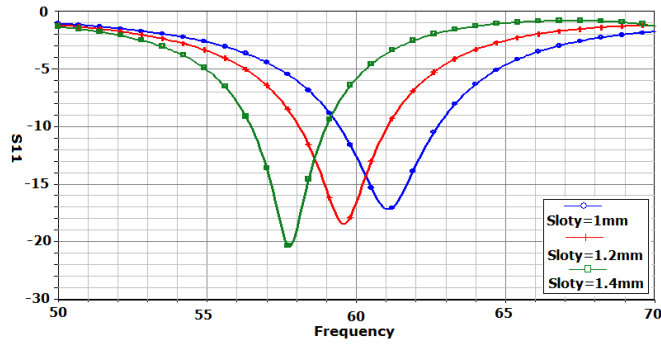
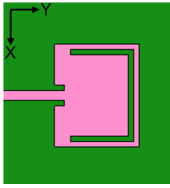


圖 4.7.11 U 型縫隙長度 Sloty 對 S 參數的影響

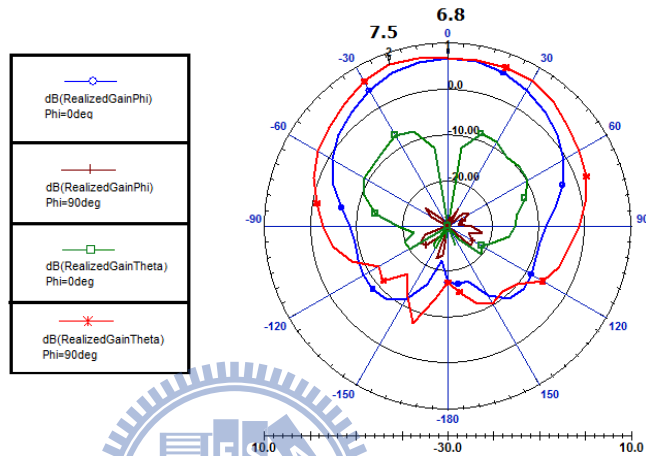
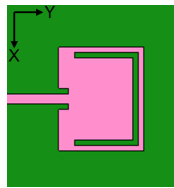


圖 4.7.12 U 型縫隙嵌入式微帶天線共振在 60GHz 場型

4.8 實作與量測

4.8.1 待測天線與量測環境簡介

下圖 4.8.1 是一般嵌入式微帶天線用來量測做比較，使用規格 1.85mm V band Anitsu 公接頭，透過同樣 1.85mm 大小的母母轉接頭，把訊號連結到安捷倫 E8361C PNA 系列微波網路分析儀量測待測天線的 S 參數，待測天線是由一個 L 型製具乘載如圖 4.8.2，饋入火線中心 Pin 到 L 型載具高度差設計為 10mil，讓板材能夠剛好放在火線到載具之間，之後再使用兩顆螺絲釘把天線和載具做固定。



圖 4.8.1 待測天線量測俯視圖



圖 4.8.2 待測天線量測側面圖

下圖 4.8.3 為量測場型環境照片，由於校內並沒有量測 V band 無反射實驗室，我們使用安捷倫 E8257D 信號產生器當作訊號來源，透過一台經由 50~75 GHz External Mixer 升頻過的頻譜儀做接收，量測原理是比較標準號角天線和待測天線接收到的能量差，來計算待測天線的增益大小。

在操作頻率 60GHz 遠場範圍是 1.28mm(4.3)，測量時以 30 公分作為量測距離，透過珍珠板製作旋轉平台和兩個不同極化所需載具如圖 4.8.4，旋轉待測天線量測 E Plane 與 H Plane 場型。

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad D: \text{天線孔徑的最大直線距離} \quad (4.3)$$

根據射頻訊號在自由空間傳播功率損耗公式(4.4)得知，在 60GHz 時波只要傳遞 30cm，能量損耗非常大至少會超過 57.5dB(理想狀態)，但是我們的天線載具離平台相對距離較近(高度約 60GHz 的 20 個波長)，為了減少平台經反射後對場型的影響，量測時將待測天線連同旋轉平台放置在吸波器(absorber)上，因此量測 60GHz 待測天線場型時可以將四周近似為無反射實驗室。

$$\text{Loss(dB)} = 20 \log(4\pi d f / C) \quad d: \text{距離、} f: \text{頻率、} C: \text{光速} \quad (4.4)$$

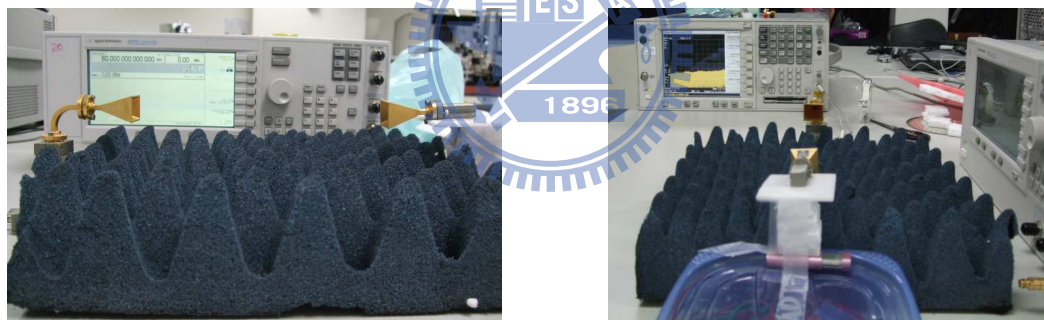


圖 4.8.3 場型量測環境示意圖



圖 4.8.4 左圖是量測 H-Plane 製具現場，右圖是量測 E-Plane 製具現場

4.8.2 量測結果與討論

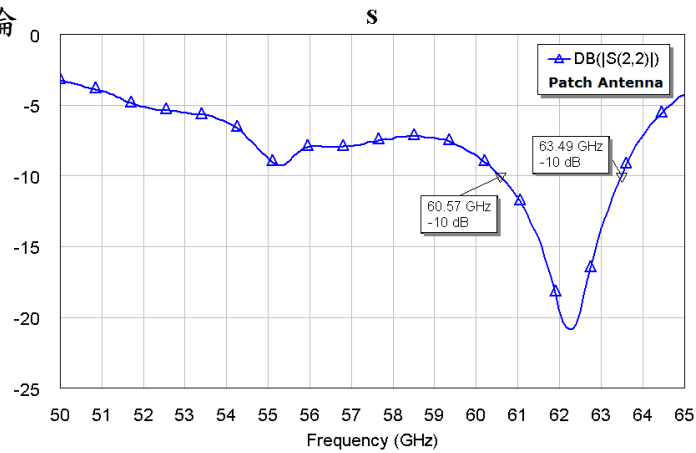
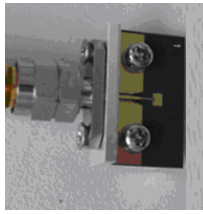


圖 4.8.5 接地面共平面波導饋入微帶天線

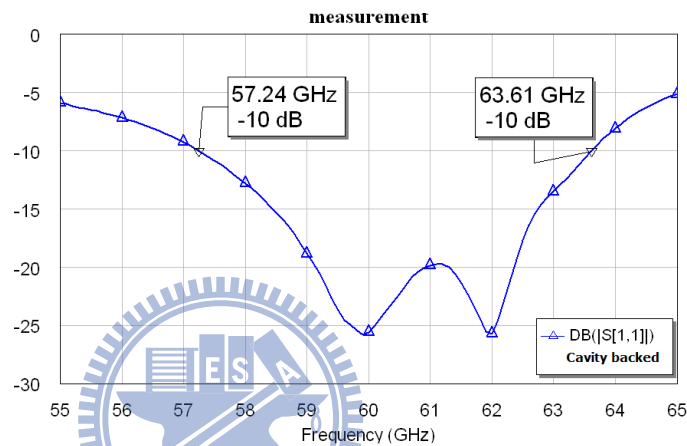


圖 4.8.6 接地共平面波導饋入 U 型縫隙背腔式共振天線

上圖 4.8.5 是一般嵌入式微帶天線，因為製作在會有些許的誤差，實作出來共振在 62GHz，比設計在中心頻 60GHz 稍微高頻了一些，頻寬約 3GHz(5%)，為了要改善頻寬窄的問題以達成 60GHz 寬頻帶高效能的需求，設計出 U 型縫隙背腔示天線，本論文提出的背腔示天線 10dB 頻寬由圖 4.8.6，可涵括 57.2GHz 到 63.6 GHz，高達 6.3 GHz(10.4%)，運用兩種模態的共振方式，增加可操作的頻寬。

下圖 4.8.7 是 U 型縫隙背腔式共振天線實際大小顯示圖。

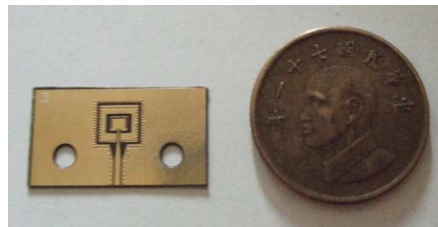


圖 4.8.7 U 型縫隙背腔式共振天線與中華民國一元硬幣大小相對圖

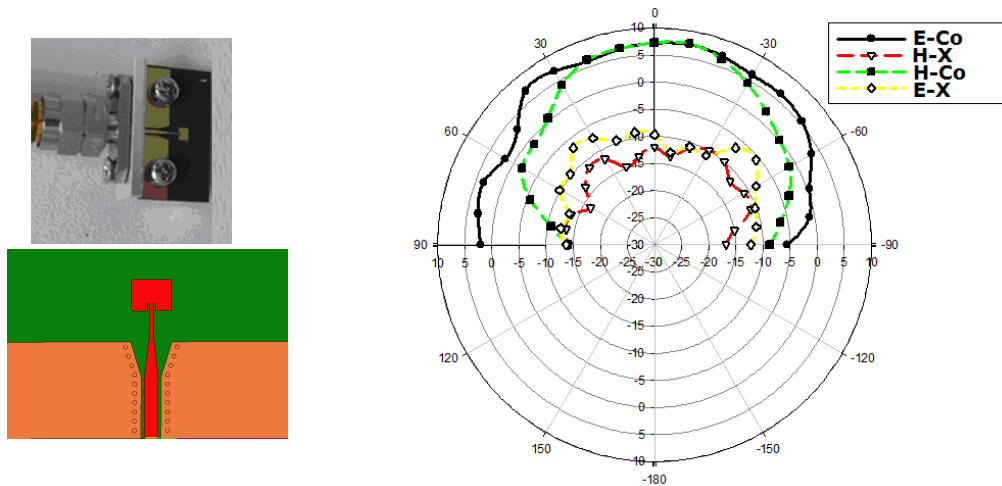


圖 4.8.8 嵌入式微帶天線量測場型圖

圖 4.8.8 為嵌入式微帶天線量測場型圖，左圖是模擬一般嵌入式微帶天線，因為微帶線在 50 歐姆阻抗下線寬度會超過 $\lambda_g/4$ ，能量經由微帶傳輸線饋入天線容易邊傳遞邊輻射，而接地共平面波導(GCPW)饋入在高頻使用時，擁有低干擾和穩定阻抗頻寬，因此本篇論文設計的嵌入式微帶天線或 U 型縫隙背腔式共振天線，皆採用接地共平面波導做為饋入的傳輸線；由圖 4.8.9 之左圖可以看出訊號從同軸接頭饋入 50 歐姆接地共平面波導，為了減少能量在傳輸線上面的損耗，訊號從接頭饋入後經過一個波長開始做阻抗轉換到 105 歐姆，最後利用嵌入式找到最好的匹配點。

量測嵌入式微帶天線在 60 GHz 時最大增益在 30° 為 7.5dBi，因為表面波會在板材邊緣產生干擾造成最大增益並不在 0° 角，測量結果可以看出嵌入式天線的正交極化(X-Po)和模擬相比大了許多，這是在量測正交極化時的接收訊號已在 -60 dbm 到 -70 dBm 之間，訊號大小和接收到的背景雜訊相比並不明顯。



圖 4.8.9 U 型縫隙背腔式共振腔天線實做與模擬圖

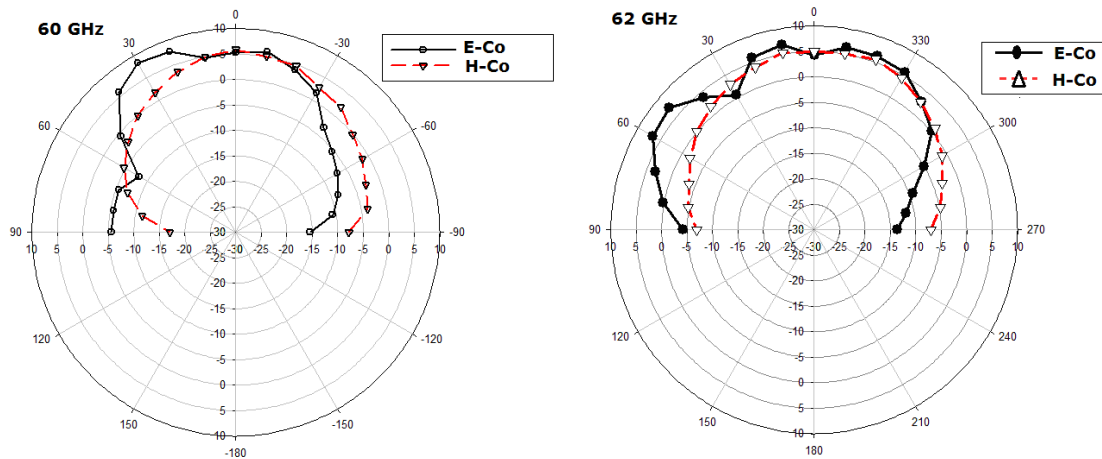


圖 4.8.10 U 型縫隙背腔式共振腔天線場型圖

上圖 4.8.9 為 U 型縫隙背腔式共振腔天線實做圖，板子上的兩個洞是用來鎖螺絲和載具做固定用，最小線寬、最小線距、孔徑大小及最短孔距為 4mil、4mil、8mil 和 6mil。使用最小線距可以讓高阻抗的傳輸線火線變窄以減少傳輸衰減損耗，而最小的孔徑及孔距能夠讓形成共振腔所需的金屬柱越密集。

圖 4.8.10 為 U 型縫隙背腔式共振腔天線場型圖，左邊是共振在 60 GHz 微帶天線模態，右邊是共振在 62 GHz 背腔式共振腔模態，由左圖可以看出場型與模擬結果相符，最大增益 8.4dBi 因為兩條磁流能量不相等而有所偏移；右圖背腔式共振腔天線場型圖得知與模擬結果有些許差異，最大增益在 50° 有 7.2dBi。

因為在量測過程中每次改變一種極化方向，需要對載具和標準號角天線的相對位置重新定位，而待測天線與同軸接頭有沒有很好的接觸也會影響天線表現，除此之外，在做手動旋轉時待測天線的中心點位置可能會有些許偏移，加上天線製作過程會有 $\pm 1\text{mil}$ 的誤差，以上種種因素造成模擬與實際量測的誤差，相信有機會在高頻無反射實驗室量測本論文提出的共振腔天線的話，量測會與模擬結果更相近吻合。

第五章 60GHz 收發機系統量測

60GHz 收發機[14~23]系統架構如下圖 5.1。

發射端模組:中頻訊號(2.4GHz)和本地訊號(9.6GHz)經過三級頻率放大到 28.8GHz，由向上次諧波混頻器(Subharmonic Mixer)混合出最大能量第二諧波($f_{out} = f_1 \pm 2f_2$)，經過功率放大器放大，透過 60GHz 寬頻高增益天線將能量傳送出去。

接收端模組: 60GHz 高頻訊號經由天線接收進來，先經過低雜訊放大器增大，再通過帶通濾波器濾掉頻帶外的雜訊，之後串接一級中功率放大器(Medium Power Amplifier)，由向下次諧波混頻器中和Local倍頻過的訊號混出中頻訊號，藉由中頻放大器到中頻模組做訊號處理。

中頻模組: 這裡的中頻模組是一般市面上廣為使用的無線網卡，透過現有的無線網卡將訊號升頻到 60GHz 再降頻下來做驗證，受限於無線網卡操作在 802.11n，最大傳輸速度只能到 150Mbps。

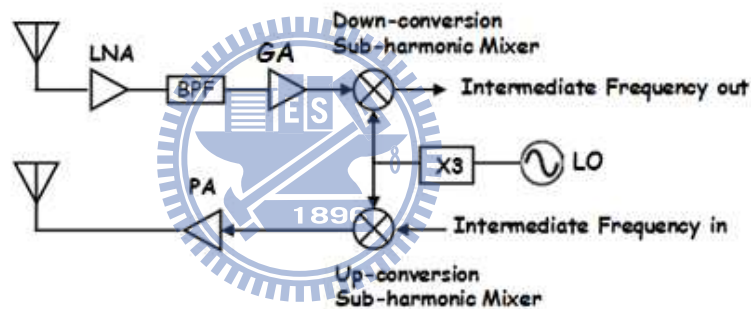


圖 5.1 60GHz 收發機系統架構

60GHz 收發機系統組裝量測如圖 5.2，低雜訊放大器 HMC-ah382、功率放大器 HMC-abh241、中功率放大器 HMC-abh209 皆使用 Hittite Microwave Corporation 晶片，向上次諧波混頻器結合三倍頻訊號放大器，是由交通大學「射頻及高速積體電路實驗室」所設計製作。

下圖 5.2 60GHz 收發機系統組裝步驟從裸晶開始驗證，測試電路特性包括功率放大器的最大輸出功率、裸晶的轉換增益/損耗、雜訊指數、P1dB、IIP3、OP1dB、輸入/輸出反射係數、飽和輸出功率等等。

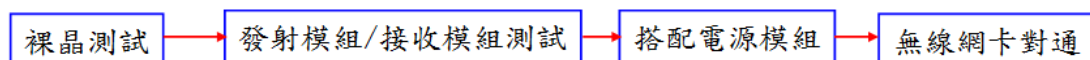


圖 5.2 60GHz 收發機系統量測步驟

電路特性良好的裸晶將會連同平面電路如帶通濾波器、轉接電路一起構裝，封裝在 housing 裡避免外界干擾如圖 5.3，圖 5.4 為 60 GHz 收發機內部電路放大圖。

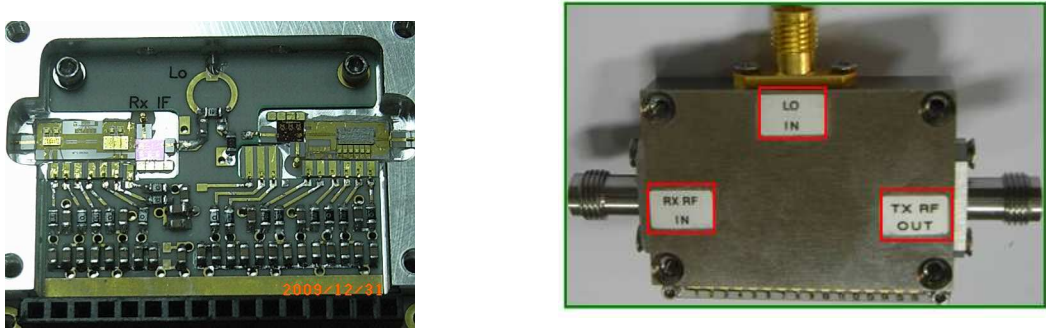


圖 5.3 60 GHz 收發機內/外部電路實體圖



圖 5.4 60 GHz 收發機內部電路放大圖(左圖接收端電路、右發射端電路)

5.1 60GHz 發射/接收模組測試

60GHz 發射模組測試環境如下圖 5.5，使用排針饋入直流電源，找出最適合偏壓大小，排針饋入各級偏壓如下圖 5.6，圖 5.5 左方是兩台訊號產生器，右方是一台頻譜產生器，透過七組直流電源供電，得到最大增益或是最好電路特性下的電壓/電流，讓電源模組能夠依照這樣的偏壓值達到最好效果。

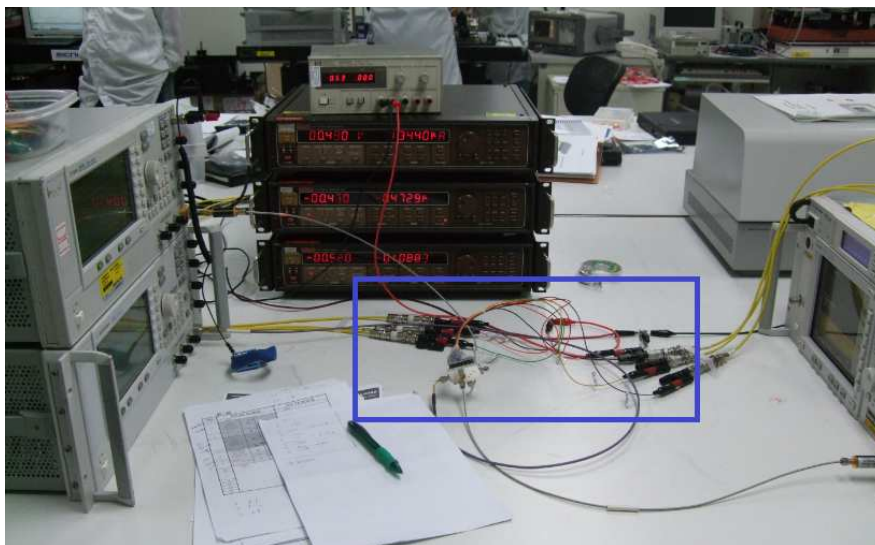


圖 5.5 60GHz 發射/接收模組測試環境

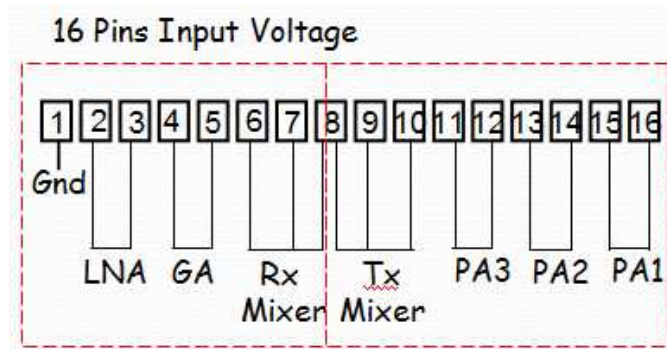


圖 5.6 16 排針直流電源供應對應圖

5.2 60GHz 接收模組搭配電源模組測試

60GHz 收發模組搭配電源模組如圖 5.7，量測出來接收器轉換增益如下圖 5.8，由去雜訊放大器的最大增益 21dB、功率放大器最大增益 13dB 以及主動式次諧波混頻器之轉換損耗 14dB，可以推算出接收器的增益在 19dB 為合理並有特性良好。

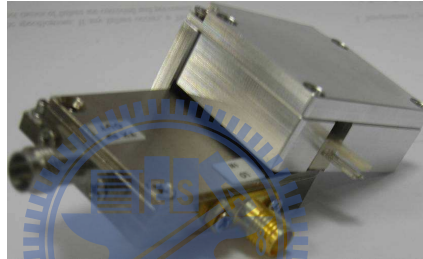


圖 5.7 60GHz 收發模組搭配電源模組

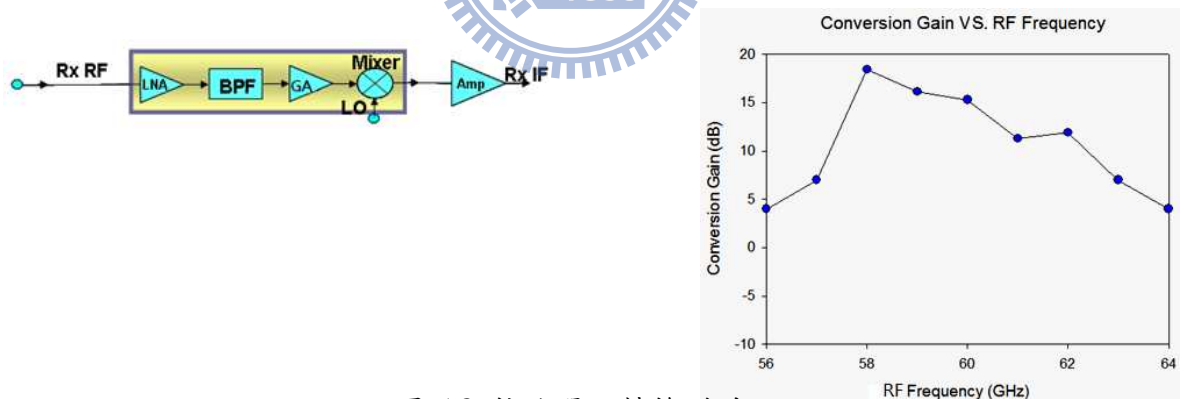


圖 5.8 接收器之轉換增益

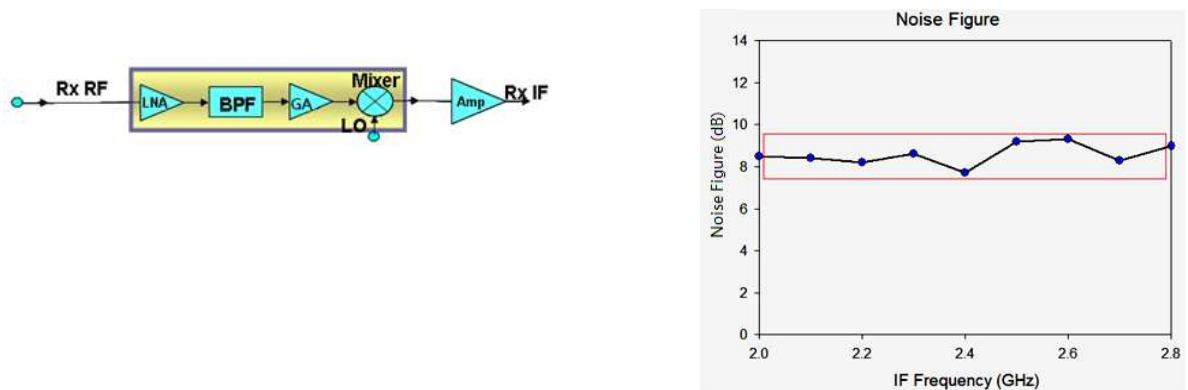


圖 5.9 接收器之雜訊指數

上圖 5.9 是接收器的雜訊指數，在中頻 2.4GHz 量測到的雜訊指數為 7.6dB，比單級去雜訊放大器雜訊指數 5.5dB 還高了 2dB 左右，這是由於路徑損耗、帶通濾波器、增益放大器、混頻器疊加累計而成。

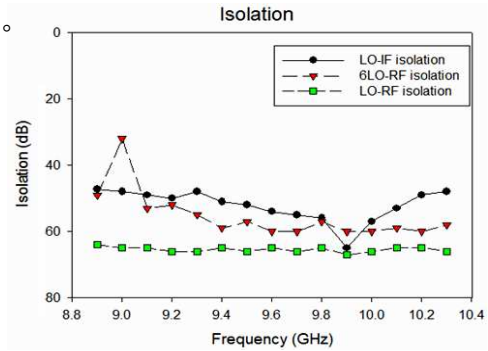
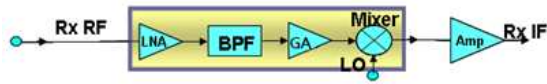


圖 5.10 接收器之 Isolation 特性

上圖 5.10 是接收器之 Isolation 特性，圖表橫軸為輸入不同本地訊號，縱軸 Isolation 相對輸入本地訊號功率大小，以接收器的 Isolation 而言，最重要的是本地訊號 LO 到中頻訊號 IF 的隔離度，從圖表可以得知在射頻接收訊號 57~64GHz(等同本地訊號 LO 從 9.1~10.3GHz)之間，LO 到 IF 的隔離度至少超過 47dB，而 LO 到 RF 或是 6LO 到 RF 也有 50dB 以上的隔離程度，代表本地訊號對於射頻訊號或是中頻訊號都不會造成太大干擾。

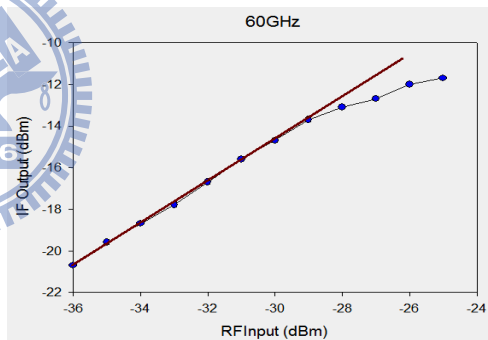
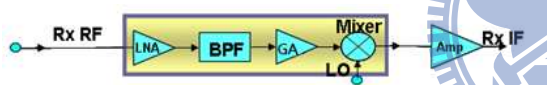


圖 5.11 接收器之 P1dB 特性

上圖 5.11 是接收器 RF 頻率設在 60GHz，隨著射頻端輸入不同功率大小，驗證中頻端輸出線性度，從圖表可以看出射頻端 P1dB 點在 -28dBm，代表輸入功率只要小於 -28dBm 即可操作在線性區，而 OP1dB 點在 -13dBm，可以得知在 60GHz 時的轉換增益為 15dB。

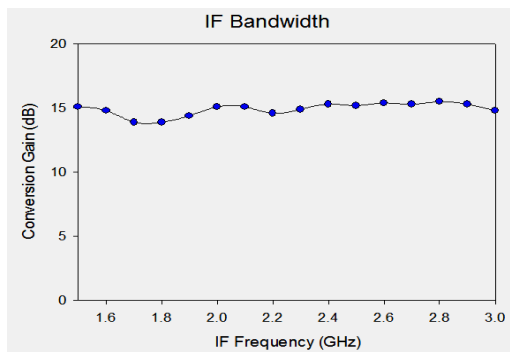
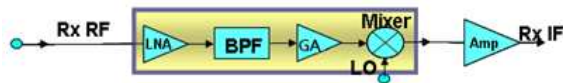


圖 5.12 接收器之中頻訊號對轉換增益特性

上圖 5.12 是接收器中頻訊號對轉換增益特性作圖，在固定的本地訊號下，混頻出來的中頻訊號頻寬在 1.5GHz 間接收器的轉換增益皆保持在 14~16dB 之間，驗證出 60GHz 接收電路的確有 GHz 級的頻寬。

下圖 5.13 是接收器在中頻輸出端頻譜顯示，可以看見展頻 5GHz 以內頻譜都很乾淨，表示接收端電路能清楚辨識出主要訊號。

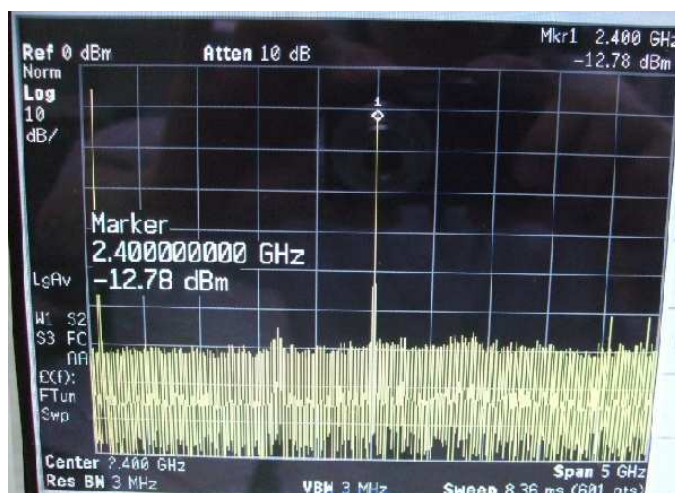


圖 5.13 接收器在中頻輸出端頻譜顯示

5.3 60GHz 發射模組搭配電源模組測試

60GHz 發射模組使用的功率放大器及驅動放大器最大增益皆為 10dB，而主動式次諧波混頻器的轉換損耗為 14dB，不過發射端模組量測出來的轉換增益約在 0dB，反推路徑損耗高達 6dB，路徑損耗包括同軸接頭到微帶線的轉換損耗、微帶線到共平面波導傳輸線的損耗等等。

下圖 5.14 發射器之 P1dB 特性圖，發射頻率在 60GHz 的 P1dB 點在 0dBm 而 OP1dB 在 -1dBm，最大輸出功率可達 0dBm，此時發射端模組已操作在飽和區。

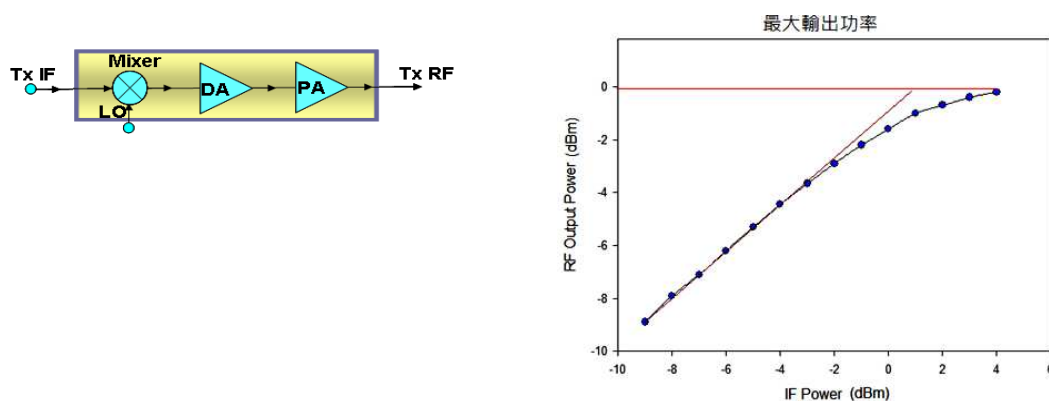


圖 5.14 發射器之 P1dB 特性

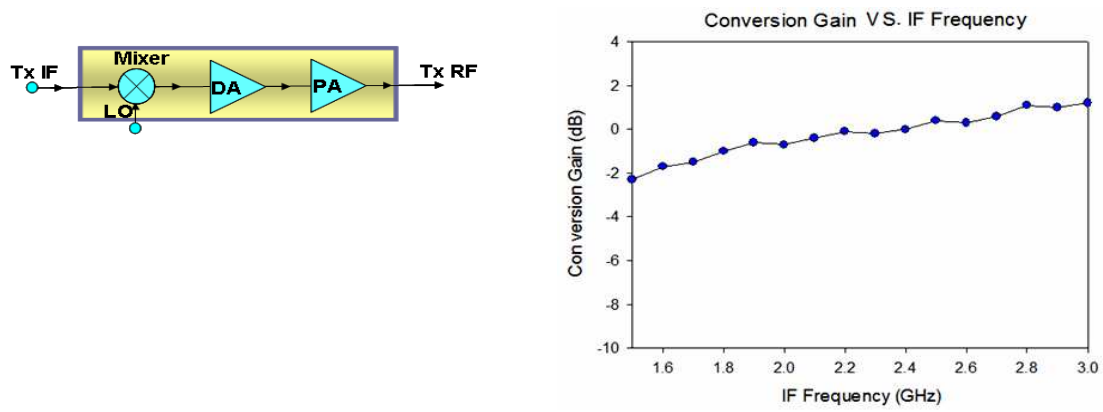


圖 5.15 發射器之中頻訊號對轉換增益特性

上圖 5.15 是發射器中頻訊號對轉換增益特性圖，固定本地訊號 LO 頻率，量測結果顯示混頻出來的中頻訊號從 1.5~3GHz 之間，轉換增益變化不超過 3dB，驗證出 60GHz 發射端模組也 GHz 級的頻寬。

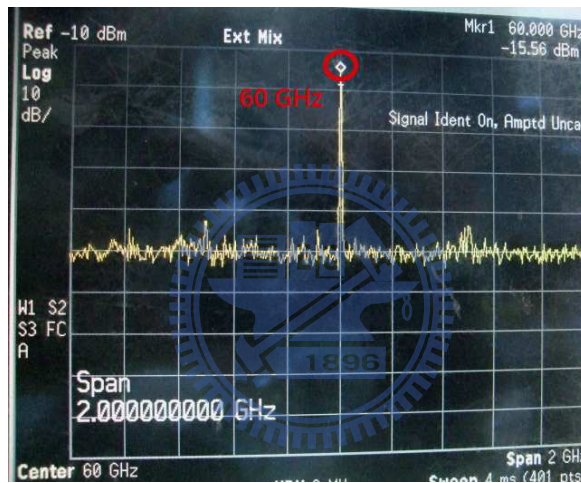


圖 5.16 發射器在射頻輸出端頻譜顯示

上圖 5.16 是發射器在射頻輸出端頻譜顯示，可以看到展頻 2GHz 的結果有很乾淨且沒震盪的頻譜，證明我們發射端及接收端模組在 1.5GHz 頻帶內都有良好電路特性。

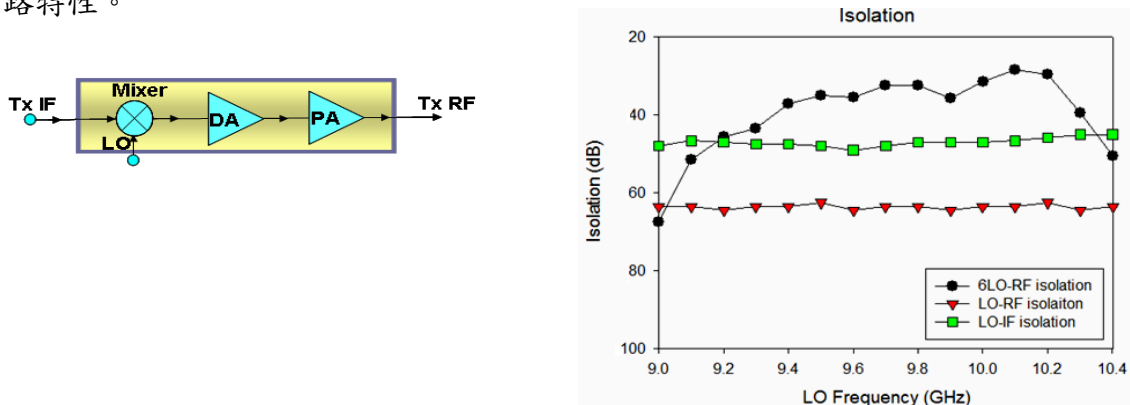


圖 5.17 發射器之 Isolation 特性

上圖 5.17 是發射器之 Isolation 特性，以發射器的 Isolation 而言，最重要的是本地訊號 LO 到射頻訊號 RF 的隔離度，從圖表可以得知 6LO 到 RF 端隔離度大於 28dB，不過本地訊號輸入功率約在 10dBm，可見 6 倍 LO 到射頻端流出量最大是 -18dBm，在實際無線傳輸應用上，可能對其他使用者產生干擾，所以次諧波混頻器在升頻路徑上需要針對隔離度做設計加強。

5.4 60 GHz 毫米波系統對傳測試

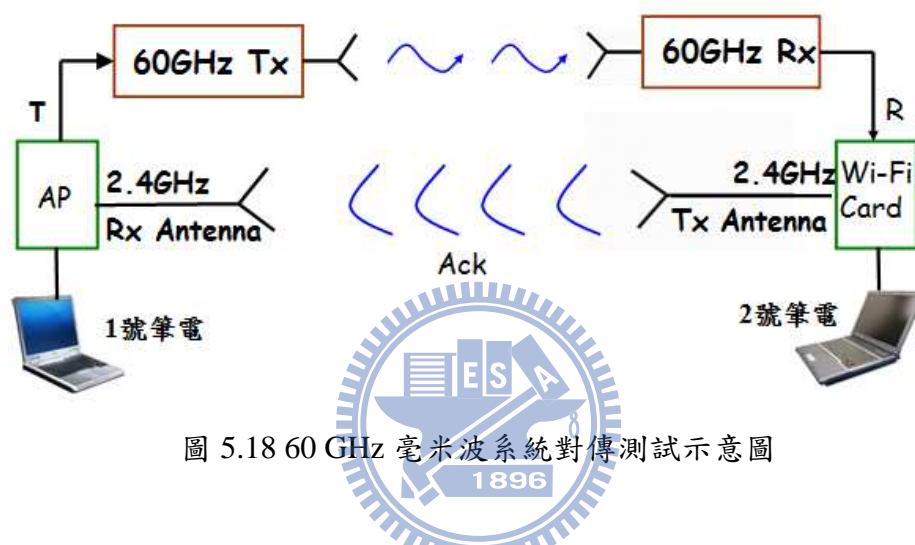


圖 5.18 60 GHz 毫米波系統對傳測試示意圖

上圖 5.18 是 60 GHz 毫米波系統對傳測試示意圖，我們使用操作在 802.11n 的無線網卡 2.4GHz 作為 60GHz 毫米波收發機的中頻輸入/輸出，由上圖 1 號筆電將訊號連結到 AP 的發射端作為 60GHz 收發機的 IF 輸入，經過升頻後透過 60GHz 毫米波高增益天線發射，實地量測以 6 公尺的距離作接收，60GHz 訊號從天線接收下來之後，從接收機模組降頻到 2.4GHz 到無線網卡的輸入端，最後訊號傳到 2 號筆電播放。由於一個無線傳輸通道的建立，除了用 60GHz 傳送主訊號之外，還需要另一路回傳 Ack 訊息回來，確認封包有確實抵達，此時另一路 Ack 訊號的收發，使用 2.4GHz 無線網卡本身另一路的發射端天線以及 AP 另一路的接收端天線達到 Ack 訊息的傳遞。下圖 5.19 是實際 60GHz 毫米波系統對傳實測照片，右方投影螢幕是連結到 60GHz 發射端模組的 1 號筆電，照片中間的投影螢幕為連結到 60GHz 接收端模組的 2 號筆電畫面呈現。

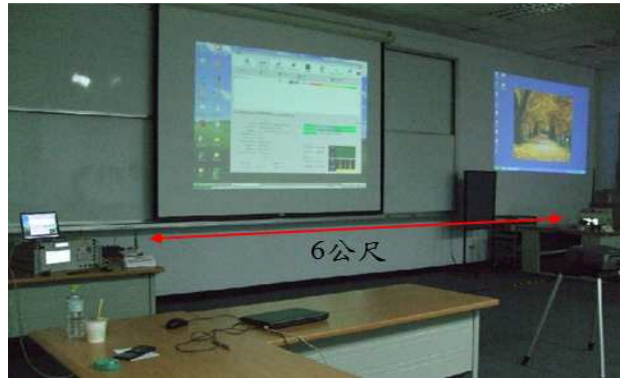


圖 5.19 60GHz 毫米波系統對傳實測照片



圖 5.20 60GHz 毫米波系統對傳近照(左邊:發射端模組、右邊:接收端模組)

上圖 5.20 是 60GHz 毫米波系統對傳近照，左邊的照片可以看到有一個可調式衰減器，因為發射端的次斜波混頻器本身的 P1dB 點在 0dBm，但是從 AP 出來的功率最大可達 15dBm，為了保護 60GHz 發射模組，因此加上了可調式衰減器防止太大功率從 IF 端饋入；此外我們還使用 3dB 耦合器在 LO 和 IF 輸入端，防止靜電產生的大電流直接進到 60GHz 收發機模組；照片中發射端模組有外加的大電容是用來低頻下地，電阻是防止電路震盪，由於 60GHz 發收模組及接收模組針對本地訊號 LO 饋入並沒有另外設計 VCO，我們使用外部訊號產生器饋入 9.6GHz 本地訊號到次諧波混頻器作混頻。



圖 5.21 60GHz 毫米波系統對傳測試結果



圖 5.22 接收端電腦遠端影片播放

60GHz 毫米波系統對傳測試透過 UltraVNC 軟體，可以讓圖 5.18 中的 2 號筆電遠端連接到 1 號筆電，也就是 1 號筆電可以有兩個共同使用者，為了驗證 60GHz 收發機模組性能，我們將傳輸距離拉到 6 公尺，根據 Friis Transmission Formula 可以推算在 60GHz 頻率經過 6 公尺無線傳播的路徑損耗高達 83dB，而我們透過 60GHz 傳送主要訊號在接收端控制發送端電腦輸出即時播放影片，測試結果從圖 5.21 可以看到連線速度可達到 802.11n 最大速度 150Mbps，顯示 60GHz 收發機系統特性良好，圖 5.22 遠端即時播放影片也能夠無縫隙傳輸。



第六章 結論

本篇論文提出一種新的背腔式應用，在不增加成本的情況下使用單層電路板，利用微帶天線的貼片金屬共振出來的 TM_{010} 模態，耦合出 TM_{210} 模態的背腔式共振腔模態，共振腔的實現使用排列緊密的金屬柱(距離僅有 $0.03\lambda_g$)，以往背腔式都只用來提升本體天線增益，本篇論文進一步把背腔式共振腔設計成共振腔天線。

第三章共平面波導到微帶線的轉接電路，提供一種新的解決方式取代以往使用金屬柱接地的方式，量測結果顯示在操作中心頻 60GHz 介入損失只有 -0.55dB，反射損失在 -15dB 以下也有 5GHz 的寬頻應用；第三章後半段繼續把轉接電路加上濾波功能，運用轉接過程必備的磅線來縮短半波長帶止濾波器長度，達到縮小化的功能，因為製作過程有很多需要人工的步驟，尤其在高頻又高介電係數的板材上，多了一小段長度就和模擬情境會有不同，實做結果和預期有 5GHz 的頻漂，應該是走線和模擬相比少了一段長度所致，再次調整適當的長度應該可以把切口頻率(Notch Frequency)移動到設計頻率點。

第四章提出的 U 型縫隙背腔式共振腔天線，不僅把背腔式用來提高本身微帶天線共振模態的增益，還增加背腔式共振腔模態以得到寬頻的功能，量測結果顯示頻寬從原本的 5% 增加到 10%，天線增益在微帶天線模態從 7.7dBi 提升到 8.4dBi，而在背腔式共振腔操作模態的增益也達到 7.2dBi。

第五章 60GHz 收發機系統驗證，分別針對接收端模組及發射端模組量測電路特性，最後用無線網卡取代收發機 IF 端都作訊號饋入/饋出源，測試結果連線速度可達 802.11n 最大速度 150Mbps，受限於基頻電路的有限頻寬，無法完全展現 60GHz 收發機高速寬頻的優點，不過，就各別接收端模組及發射端模組特性而言，的確有良好的電路表現。

吾人提出的 60GHz 新的背腔式天線應用，讓天線不僅維持良好輻射效率以達到高增益，又能達改善原本微帶天線窄頻的缺點，適合在無線個人區域網路 WPAN 操作範圍 57~64GHz 應用。