

第一 章

序 論

(Introduction)

1.1 概述

在過去50年來，微帶天線（ microstrip antenna ）的技術已成為天線領域中發展最快速的一門，尤其到了七十年代，由於單晶片微波積體電路(Monolithic Microstrip Integrated Circuit, MMIC) 的發展與各種微波低損耗介質材料的出現，使得微帶天線廣泛的吸引著全球學術界、工業界與政府相關部門的重視。結果，在廣大不同的微波系統應用領域中，微帶天線已快速的由學術上新奇事物演變成商業上真實產品。事實上，在個人通訊系統(PCS)、全球定位系統(GPS)、直播衛星(DBS)、無線區域網路(WLANs)和智慧型高速公路交通系統(IVHS)等市場的快速發展[1-6]，在在顯示微帶天線與陣列天線的需求將更勝於往昔。

一般常見的微帶天線設計，功率被耦合進入天線輻射元件之方式可概略分為直接饋入與間接饋入兩種。典型的直接饋入方式使用同軸線或微帶線連接信號傳輸線與天線輻射元件，天線的基本特性與饋入點的位置有極大的關係。而間接饋入方式係應用電磁耦合原理轉移信號饋入線與天線輻射元件間之功率傳輸。一般而言，間接饋入方式在不破壞天線輻射元件結構之前提下，能夠提供較大空間以結合饋入網路和相關的微波電路；此外，介於天線輻射元件與饋入網路之間的雜散輻射與雜散耦合現象亦將大幅減少。由於微帶天線具有質量輕、低剖面(low profile)、可輕易的附著在任意表面之特點，它被大量地應用在高速運行之載體上而不會影響其外在載體結構，而饋入網路與相關之微波電路需內建於載體內部，因此立體化之三度空間微帶天線設計是目前最重要課題之一。而另一方面，由於微帶天線本身結構的特性，使得其在頻寬(bandwidth)上的表現不如其他種類的天線來的寬頻，而且其基底介質損耗亦大大降低其輻射效益；針對微帶天線這種窄頻寬與低增益的缺點，主動微帶天線之操作設計在目前微帶天線的應用上是一個非常重要的趨勢與需求；此外，研究結果顯示，共面波導(coplanar waveguide, CPW) [7-9]之饋入網路是最適於與使用於主動微帶天線之表面焊接元件(surface mount component, SMC)相結合的操作方式。雖說如此，然而

在這方面的學術論文或研究報告卻非常少；故在本論文裡，同時也將針對使用電容性耦合槽孔共面波導之饋入方式的各項基本特性與其應用在微帶天線之面積縮小化的操作設計上做一系列之研究與實驗。

1.2 文獻導覽

由於微帶天線具有體積小、質量輕、可與單晶微波積體電路(MMIC)整合在一起等優點，近三十年來微帶天線被廣泛地研究和應用[1-6,10-12]。然而微帶天線也具有低頻寬和低增益的本質特性，因此，如何增加頻寬和提高功率增益是微帶天線設計的一項非常重要的課題。而主動微帶天線是改善微帶天線這兩項缺點最有效的方法之一。從技術面而言，主動微帶天線可分為振盪模態(oscillator type)與放大模態(amplifier type)兩種，相關的學術論文大部份都集中於振盪模態的特性探討[13-27]，而放大模態的研究與發表可以說是相對的稀少，一直到最近幾年才有逐漸發展的趨勢[28-32]。

微帶天線由於具有可以附著於任意表面的特點，被廣泛地應用於現代尖端武器、飛行器或人造衛星等非平面結構體上，而其尋標微波電路則內建於結構體內部。因此，在公開的文獻發表中，以非平面饋入方式於微帶天線為研究主題的學術論文便相當的多[33-36]。近年來由於各種低損耗微波介質材料的大量出現與單晶片微波積體電路的高度發展，使得微帶天線與微波控制電路間之結合更加容易，而且將是未來微帶天線應用設計之主流。共面波導(coplanar waveguide, CPW)之饋入結構，因其具有弱寄生輻射、低色散現象、易於與主動元件相結合等諸多優點，長期來一直不斷地被研究，而且相關的學術論文也最為豐富[7-9, 37-50]。然而，結合共面波導之饋入網路與天線輻射體形成三度空間之立體化結構的微帶天線設計，卻極少有公開的論文發表；因此，完整的整合各式饋入網路與立體化結構於微帶天線在寬頻帶操作與圓極化激發模態之設計研究，實有其應用價值。

1.3 論文提要

本論文的內容為針對微帶天線的不同饋入網路在實際應用設計方面做研究與探討，並將其應用在微帶天線之圓極化與寬頻帶操作等各種不同的設計上。本論文共分為五個章節，以下為這五個章節內容之重點式的提要：

第一章是序論（introduction），簡單說明本論文寫作以及研究相關設計與分析的動機，並介紹過去與現在微帶天線不同饋入網路在實際應用上的設計以及本論文所研究的主題 - 微帶天線之饋入網路在目前與未來的研究發展。

第二章是主動微帶天線之設計。本章可分為三個部份：第一部份是寬頻主動正三角形微帶天線之設計。這設計中之被動微帶天線是採用微帶線饋入之正三角形並帶有兩條150度折角槽線之微帶天線[51]。此種槽孔負載天線之頻寬是一般三角形微帶天線之3倍；至於主動電路的部份則是利用雙極性電晶體為放大元件設計出主動放大電路，透過50- Ω 微帶線直接饋入於天線金屬片；經由適當的選擇集極電阻 R_C 與基極迴授電阻 R_F ，將可大幅增加此主動天線的阻抗頻寬；此外，本篇研究裡之另一項特性是天線之增益較槽孔負載天線[51]平均增高6dB，而且在操作頻寬範圍內之增益變化小於3dB。這說明了主動微帶天線大頻寬與高增益之特性恰可彌補一般微帶天線低頻寬、低增益之缺點。第二部份是寬頻圓極化主動微帶天線之設計。我們利用與前一節相同的主動放大電路，使其與具有三對槽線並於對角線截角的正方形微帶天線結合，形成寬頻圓極化主動微帶天線。第三部份是雙頻主動矩形微帶天線之設計。在本設計中，利用長寬比為1.2 : 1並以50- Ω 微帶線於對角線饋入的垂直極化雙頻微帶天線，將之與前節相同的單級主動放大電路結合成為雙頻操作之主動微帶天線設計。

第三章是使用垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線之設計。基於前一章對微帶天線與微波主動放大電路相結合而形成具有寬頻操作特性之主動微帶天線，在本章裡將饋入網路與天線輻射元件分別蝕刻於不同之基材上，並以垂直饋入之方式來連接此兩片基材，此種饋入方式可提供多項優點，諸如增加空間以供饋入網路或相關之微波電路使用，或是增大天線輻射材質與饋入網路材質間之隔離度，以消除不必要之寄生輻射或寄生耦合現象。在此篇研究裡，我們採用Wilkinson功率分配器來設計一種新型的寬頻圓極化微帶天線；此設計之最大優點在於極佳的饋入隔離度，使得雙垂直輸入信號之誤差減少到最小，天線的阻抗頻寬與圓極化軸比(axial ratio)頻寬可大幅增加。由實驗結果顯示，除了寬頻圓極化的特性與極佳的圓極化操作模態外，分開的饋入網路基底可提供足夠的額外空間和網路模組構造，使得這種垂直饋入的天線設計極適於相位陣列天線與主動天線之應用設計。

第四章是使用共面波導饋入網路之微帶天線設計。在這一章裡，我們將針對共面波導饋入方式的微帶天線之輻射特性做一系列的分析與探討，並且設計出利用共面波導饋入結構的特性而得到的兩種微帶天線設計。平面微帶天線的最大特點是具有低姿勢，可輕易的附著在任意表面，然其相關之微波控制電路卻往往內建於不同平面之物體內部。因此，三度空間之立體饋入結構在近幾年來被廣泛的注意與研究。在本章裡共面波導的饋入網路被區分為兩個部份，其中一部份在天線基材之接地上，另一部份被設計在分開的微波基材上，並令其與天線基底之共面波導饋入線以 角度連接，角度可為小於180度之任意角；此兩部份之共面波導饋入網路就形成三度空間之立體饋入結構。由實驗結果發現，經由適當的調整饋入網路位於天線基材接地面中心位置之狹長耦合槽孔之長度，則在不同的共面波導饋入線長度與不同的 連接角度，電磁能量可透過此狹長槽孔耦合到天線金屬片上，良好的阻抗匹配與天線輻射特性都可以輕易得到。於是，此結構為達到設計簡單化且具有極佳微波電路界面的一種簡單微帶天線饋入設計方法。另外，利用電容性耦合槽孔之長度與天線的激發振盪頻率成反比之特性，設計出一種結構非常簡單的面積縮小化微帶天線。其面積縮小率可達到40%的效果。

最後，在第五章的結論裡，將對本篇論文中所探討的使用不同的饋入網路於微帶天線在不同的饋入方式下之各種設計做一全盤且概括性的總結。

第二章

主動微帶天線之設計

(An Active Microstrip Antenna)

2.1 概述

由於一般微帶天線具有窄頻寬和低增益的本質特性，因此，如何增加天線的操作頻寬和提高其增益是微帶天線設計的重要課題。提高微帶天線的操作頻寬之相關研究已有相當多篇論文公開發表，大致上可歸類為：在微帶天線輻射金屬片上植入不同形狀的槽孔[52-57]、多層電磁耦合結構[58-63]、使用較大厚度之介質基材[64-67]等；然而，這些相關的寬頻設計也有其缺點，例如多層電磁耦合的結構會使得天線的尺寸增大，另外在天線輻射場型方面，也有可能因為寄生金屬片的耦合影響造成些微變形。植入槽孔的設計方法在頻寬內增益值則大致上會較原先天線增益值稍低。而使用較大厚度之介質基材則會降低微帶天線的品質因數Q值，此時雖可提高天線的操作頻寬，其輻射增益也隨之下降，因此如何在提高微帶天線的頻寬與增益之間取得適當平衡，是微帶天線設計領域重要課題之一。主動微帶天線是改善微帶天線低頻寬和低增益這兩項缺點最有效的方法之一；從技術面而言，主動微帶天線可分為振盪模態(oscillator type)與放大模態(amplifier type)兩種。在本章裡將使用雙極性電晶體(BJT)做為放大元件設計出單級主動放大電路，使其與被動微帶天線相結合，形成具有大頻寬與高增益特性之主動微帶輻射天線或主動微帶接收天線。在第2.2節裡，首先將單級主動放大電路與寬頻槽孔正三角形微帶天線[51]共面結合，設計出具有寬頻特性之寬頻主動正三角形微帶天線；之後在第2.3節裡，結合單級主動放大電路與邊沿具有狹孔(slit)和截角之正方形微帶天線，而設計出寬頻圓極化主動微帶天線，最後，在第2.4節裡，結合單級主動放大電路與矩形沿對角線以微帶線饋入的垂直極化雙頻微帶天線，而設計出主動雙頻微帶天線。

2.2 寬頻主動正三角形微帶天線之設計

設計原理

放大模態之主動微帶天線係結合雙埠放大電路與被動微帶天線而形成。基本的單級主動放大電路架構如圖2.2.(a)所示，在放大器訊號端及負載端的匹配網路一般選擇L型網路就可達到寬頻的匹配，然而此電路設計出來之後時常找不到正確數值的元件，可用微調的方式來得到正確的電路特性。穩定的直流偏壓是設計放大電路最重要的條件之一，良好的直流偏壓網路設計是選擇適當的工作點(quiescent operating point)，使得放大電路的特性不受放大元件的參數與溫度變化的影響。圖2.2.(b)顯示常用的幾種雙極性電晶體直流偏壓結構。在本節中，放大電路之雙極性電晶體係採用基極迴授電阻直流偏壓方式，藉由適當的選擇基極迴授電阻值讓其操作於主動工作區域，則主動微帶天線的阻抗頻寬可大幅增加。圖2.2.(c)與圖2.2.(d)所示為此單級主動放大電路的各項參數頻率響應圖。

圖2.2.1(a)所示為將被動正三角形微帶天線與單級放大電路共面整合在一起之後所形成的主動正三角形微帶天線的幾何結構，它係工作為發射天線，假若將埠1與埠2對調，則此天線操作為接收天線。圖中所示之被動微帶天線是以50歐姆微帶線做饋入且具有一對150度夾角狹長彎曲槽孔的寬頻帶操作正三角形微帶天線的幾何結構[51]；這被動微帶天線之阻抗頻寬是一般沒挖槽孔之傳統三角形微帶天線的三倍，我們使用這麼寬頻的被動微帶天線來設計主動微帶天線，是要讓它不但具有較高輸出輻射增益而且能夠大幅增加其阻抗頻寬。圖2.2.1(b)所示的單級主動放大電路透過50歐姆微帶線直接共面連接到被動微帶天線的最佳饋入點，這可省略掉四分之一波長之阻抗轉換線路，而主動微帶天線亦可得到較精簡之結構。在此設計中，選擇低雜訊、高增益的Hewlett-Packard AT-41511雙極性電晶體做為放大元件，它經由集極電阻 R_C 和基極迴授電阻 R_f 做直流偏壓。 C_1 和 C_2 是為直流阻隔電容器，防止直流信號由信號源端誤饋入放大元件使其長期處於導通狀態，或經由放大元件饋接到輸出網路；而 L_C 和 C_C 構成射頻雜訊阻隔電路，阻隔射頻訊號饋流回電源端。放大電路前後端之兩個L形濾波網路： L_S-C_S 和 L_L-C_L ，做為主動放大電路信號端與負載端的阻抗匹配網路。由於此放大電路的基極迴授電阻 R_f 通常比集極電阻 R_C 大很多，經由網路分析顯示，主動微帶天線的品質因數(quality factor)將隨著基極迴授電阻 R_f 之增大而降低。因此，只要適當的選擇可能最大值的基極迴授電阻 R_f ，讓此放大電路操作於電晶體的主動工作區，則主動微帶天線的阻抗頻寬將可以大大的增加。

實驗結果與討論

圖2.2.2是使用FR4玻纖感光電路板當介質基底所實驗量測得到的主動正三角形微帶天線的反射損耗頻率響應圖。圖中所示為基極迴授電阻 R_f 分別為33.3, 42.7和50.7 k 时的阻抗匹配圖。要注意的是在此設計中，讓電晶體能夠操作在主動工作區域內，基極迴授電阻 R_f 值必須介於12k 与60k 之間。從圖中清楚地顯示，阻抗頻寬隨著基極迴授電阻 R_f 值之增加而增大。同時，圖中曲線亦清楚顯示與寬頻被動微帶天線相同的兩個共振模態被激發。由低於-10dB的反射損耗為標準來定義，當 R_f 值為50.7k 时，主動微帶天線的阻抗頻寬為164MHz，或者是中心頻率為1760MHz時的9.3% 頻寬。在此，中心頻率的定義是反射損耗曲線在-10dB位置時的低頻率, f_L ,與高頻率, f_H ,之和的一半，這個頻寬值大約兩倍於上述挖槽被動微帶天線之頻寬(約4.7%)或者是一般傳統未挖槽三角形微帶天線的六倍(約1.6%)，至於 R_f 值為42.7k 和33.3k 时的阻抗頻寬分別為135MHz(約7.6%)與125MHz(約7.1%)。圖2.2.3和圖2.2.4為 $R_f = 50.7k$ 时主動微帶天線操作於1752MHz 與 1808MHz 兩個共振模態所量測到的E-plane(y-z平面)與H-plane(x-z平面)輻射場型圖，由圖中場型顯示其具有不錯的輻射特性。展示於圖2.2.5中的是對應到圖2.2.2的設計參數所量測出來此寬頻帶操作之主動微帶天線在最大輻射場強度方向的天線增益頻率響應圖。圖中很清楚的可以看到在不同的基極迴授電阻值下，主動微帶天線的增益變化量非常小，都在3dB以內，並且較挖槽孔之正三角形被動微帶天線的增益高約6dB，可以說是特性不錯的大頻寬高增益之微帶天線設計。

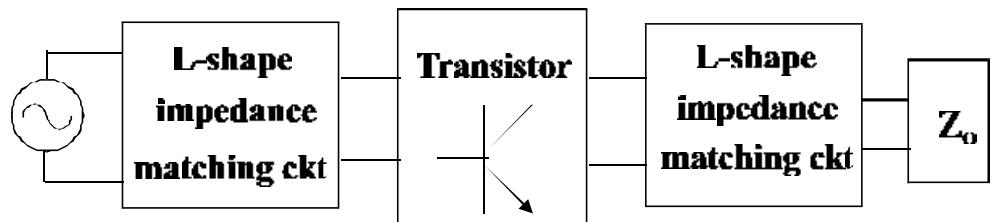


圖2.2.(a)單極主動放大電路之基本架構圖.

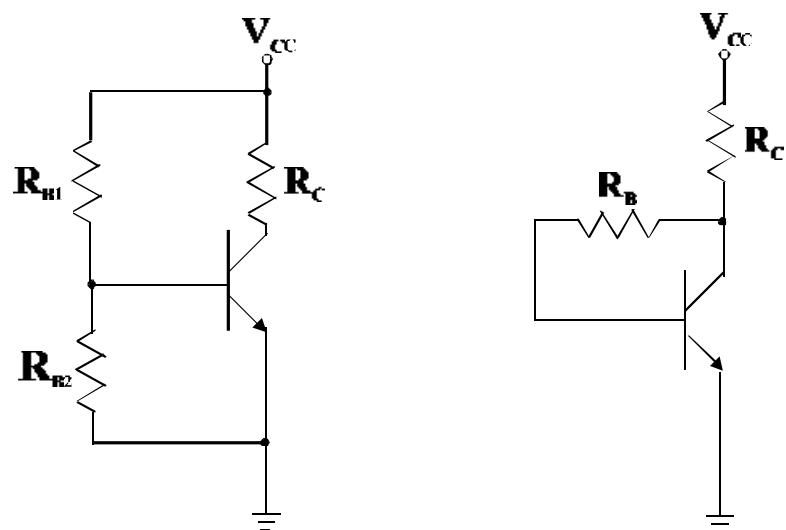
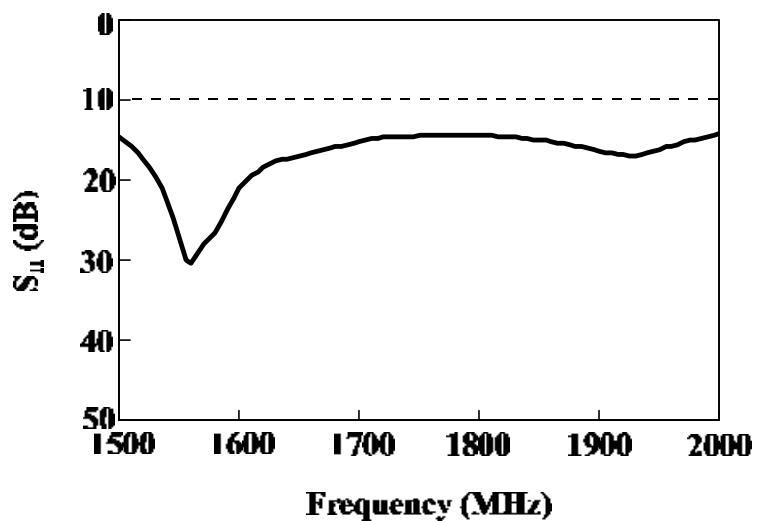
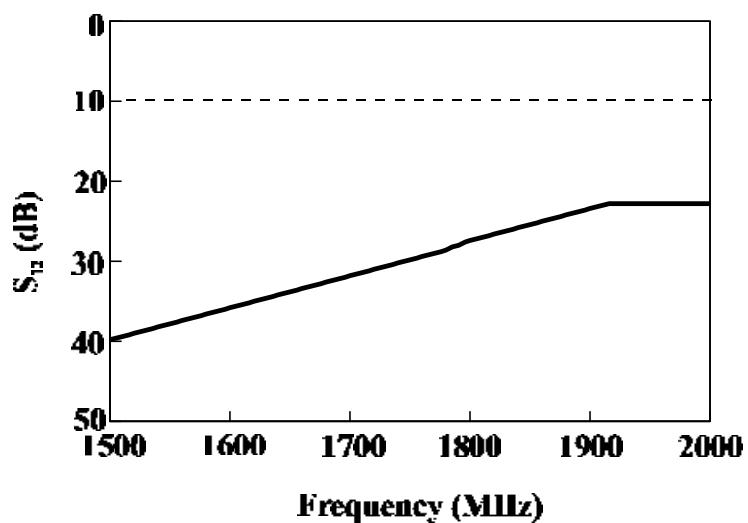


圖2.2.(b)常用的雙極性電晶體直流偏壓電路圖.

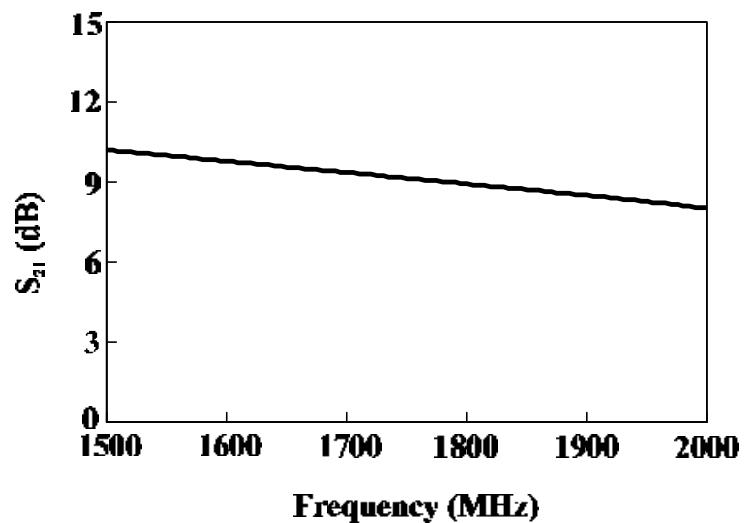


(a)

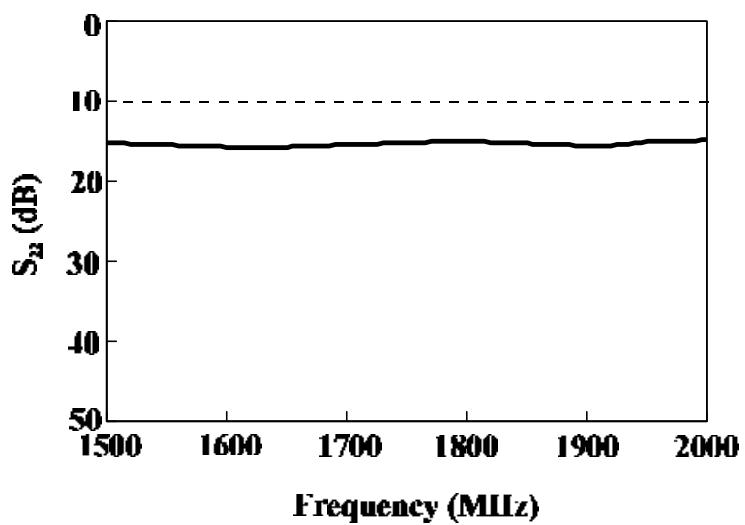


(b)

圖2.2.(c) 單級主動放大電路的輸入反射損耗 S_{11} 頻率響應圖與逆向傳輸 S_{12} 頻率響應圖.

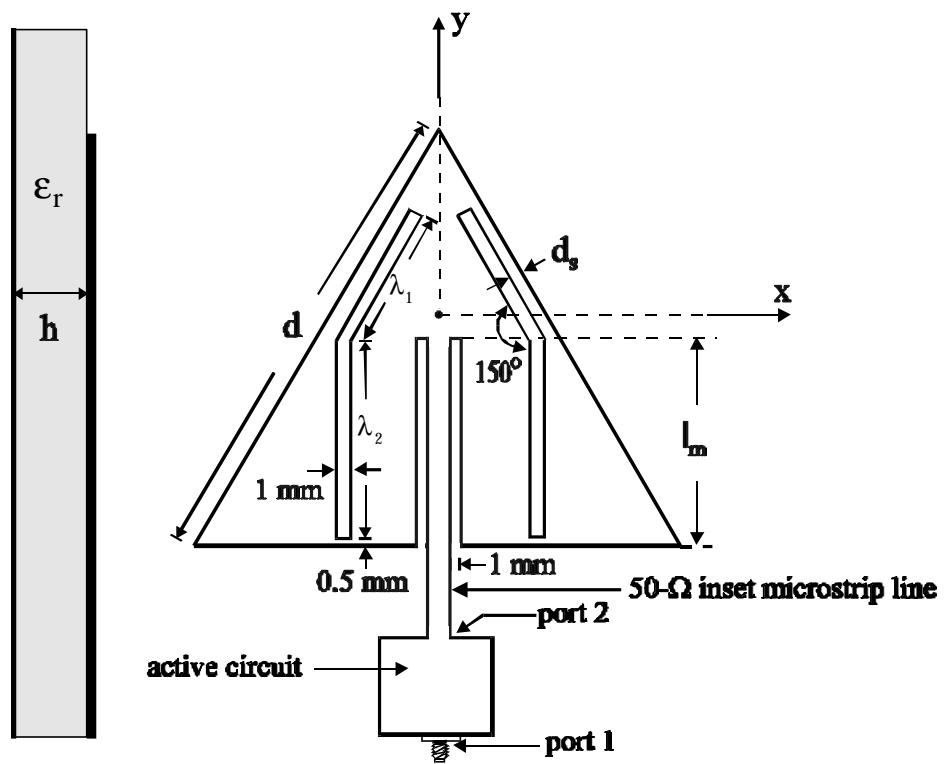


(a)

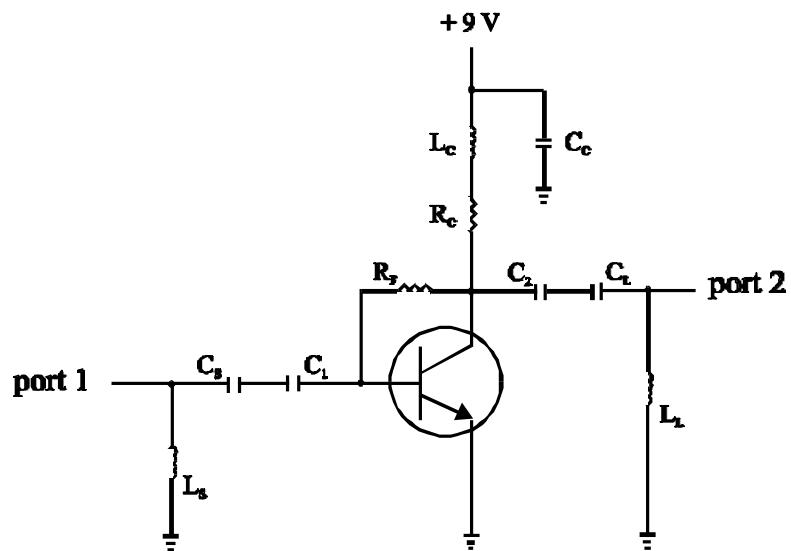


(b)

圖2.2.(d) 單級主動放大電路的正向傳輸 S_{21} 頻率響應圖與
輸出反射損耗 S_{22} 頻率響應圖.



(a)



(b)

圖2.2.1 (a)大頻寬高增益的主動正三角形微帶天線幾何結構圖.

(b)圖(a)中之主動放大電路.

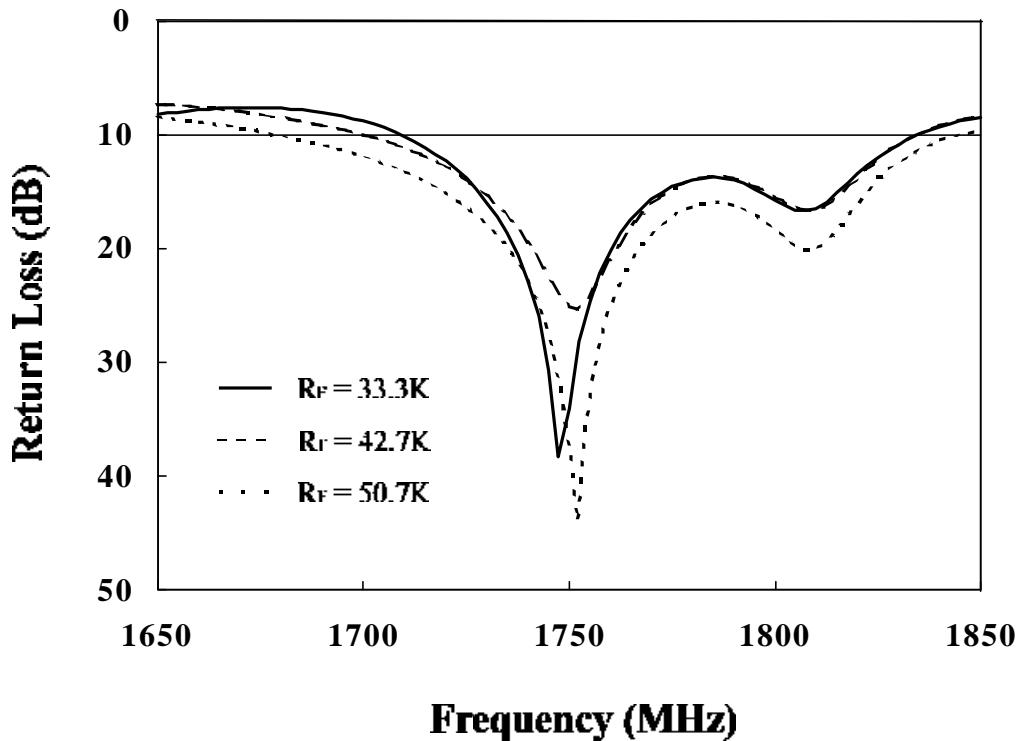


圖2.2.2 實驗量測所得的寬頻主動正三角形微帶天線之反射損耗頻率響應圖。

$\epsilon_r=4.4$, $h=1.6$ mm, $d=50$ mm, $\bullet_1=26$ mm, $\bullet_2=11.5$ mm, $\bullet_m=26.2$ mm,
 $d_s=2.3$ mm, ground-plane size=100 mm x 100 mm, $L_s=4.44$ nH, $C_s=2.4$ pF,
 $C_1=680$ pF, $C_2=6800$ pF, $C_L=47$ pF, $L_L=8.86$ nH, $L_C=8.2$ μ H, $C_C=6800$ pF,
 $R_C=808$.

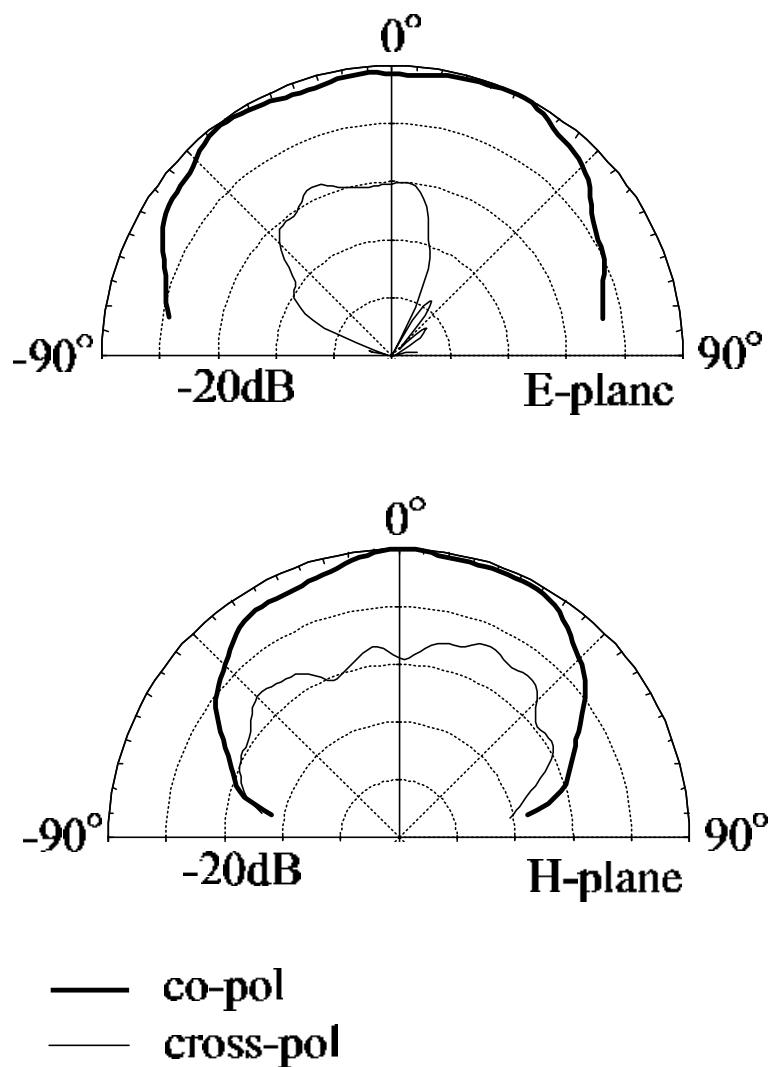


圖2.2.3 實驗量測所得的寬頻主動正三角形微帶天線於 $R_F=50.7k$ 時操作
於第一個共振模態($f=1752$ MHz)時的E-plane(y-z plane)與H-plane
(x-z plane)輻射場型圖.

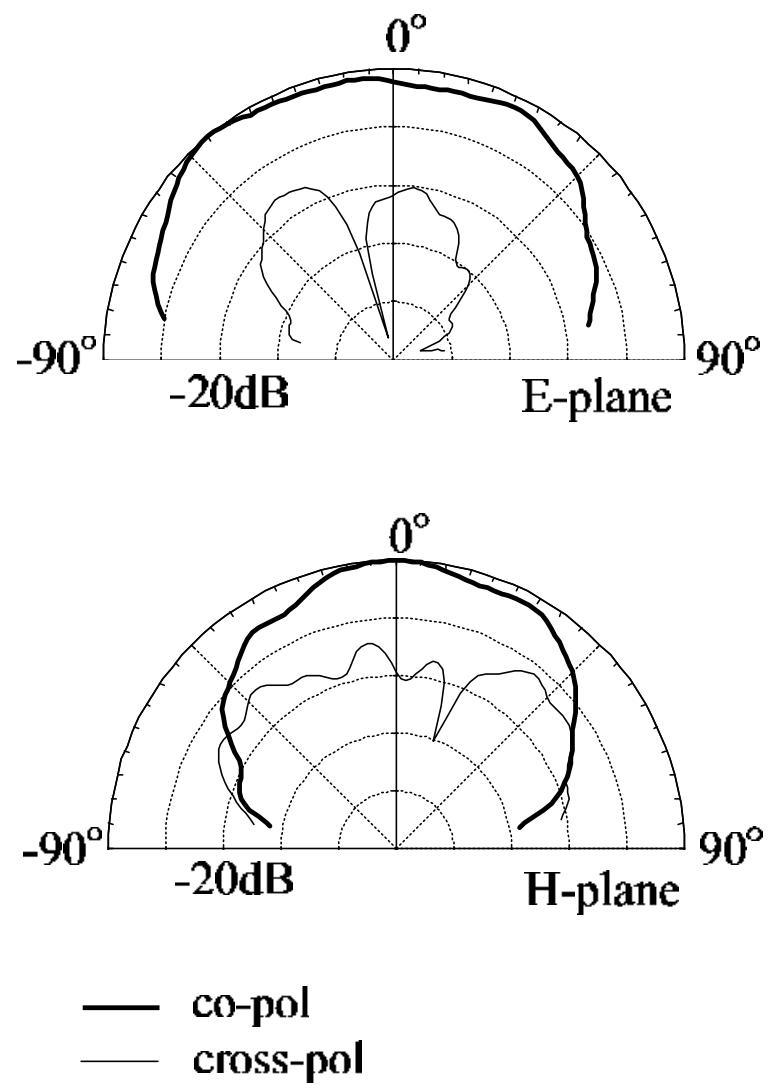


圖2.2.4 實驗量測所得的寬頻主動正三角形微帶天線於 $R_F=50.7k$ 時操作於第二個共振模態($f=1808$ MHz)時的E-plane(y-z plane)與H-plane(x-z plane)輻射場型圖.

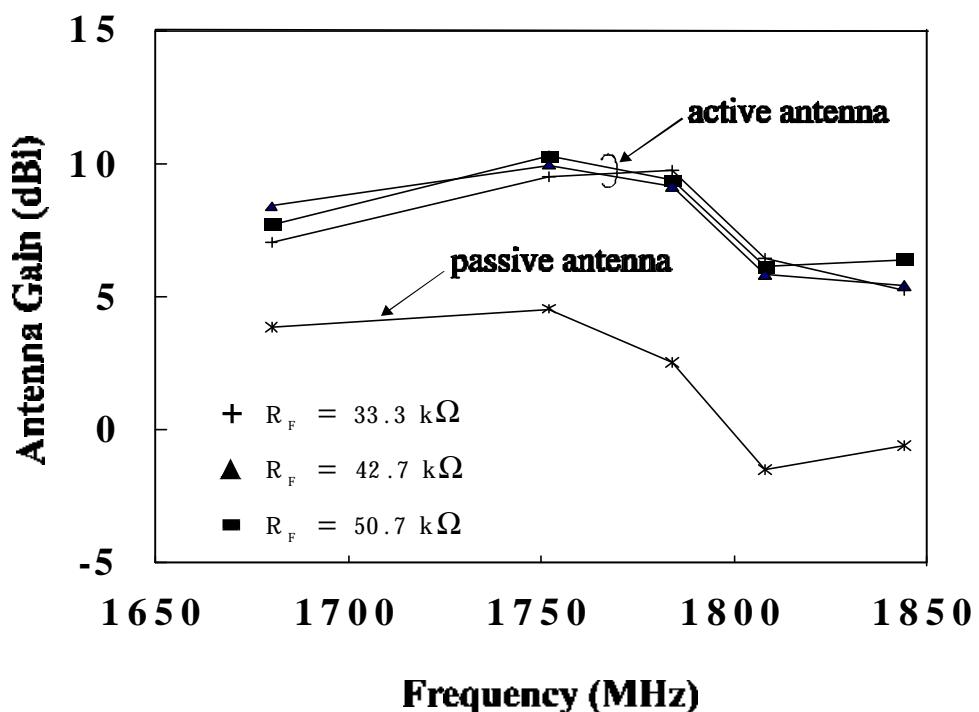


圖2.2.5 實驗量測所得的寬頻主動正三角形微帶天線在最大輻射場強度
方向上的天線增益頻率響應圖.

2.3 寬頻圓極化主動微帶天線之設計

設計原理

由於微帶天線具有窄頻寬的本質特性，當利用單饋入的方式來設計圓極化波輻射時，其操作頻寬更為狹窄，一般而言不超過其線性極化輻射頻寬的三分之一。設計微帶天線能夠操作於圓極化波輻射模態，在其主輻射束中心點上($\theta=0^\circ$)，其遠場之 E_e 及 $E_{\bar{O}}$ 必需滿足

$$E_e - E_{\bar{O}} = \pm 90^\circ \quad (1)$$

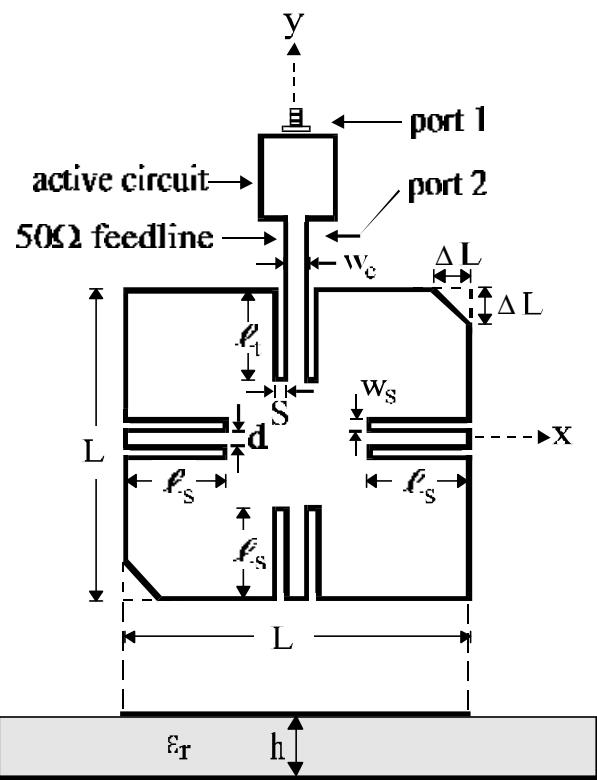
$$E_e = E_{\bar{O}} \quad (2)$$

式(2)之圓極化條件代表： E_e 及 $E_{\bar{O}}$ 的大小相等，其最簡單的結構為正方形微帶天線。因為正方形微帶天線之 f_{01} 與 f_{10} 頻率相同，在同一個操作頻率下，可以同時激發大小相等而且相互垂直的 TM_{01} 與 TM_{10} 模態，而得到相同大小的 E_e 及 $E_{\bar{O}}$ 輻射場。為滿足式(1)之另一圓極化條件： E_e 及 $E_{\bar{O}}$ 相位相差九十度，可利用如圖2.3.1所示，在正方形微帶天線結構中截去邊長為 L 的一對對角。此項設計的原理乃是利用截角的方式使得正方形微帶天線的兩對角線不等長，於中心線(x軸或y軸)選擇適當的饋入點，則可同時激發出共振於正負45度角的兩個振幅相同且相位相差90度的共振模態來形成圓極化波輻射。經由實驗量測所得，此類截角正方形圓極化微帶天線，其輻射場軸比(axial ratio)小於3dB之操作頻寬，通常約僅0.5%左右，實為一相當窄頻的圓極化微帶天線。有鑑於此，在本節中，利用2.2節所設計的單級放大電路結合前述之截角正方形微帶天線，以50歐姆微帶線饋入方式之共面結構，形成寬頻圓極化主動微帶天線。以此饋入方式之最大優點在於可省略外接阻抗轉換電路，並且非常適用於與微波積體電路的結合應用。但由於微帶饋入線切割天線之結構，造成天線金屬面之表面激發電流密度產生擾動現象，不容易激發出造成圓極化波輻射所需的同時具有振幅大小相等且相位相差九十度的兩個簡併垂直模態(two orthogonal near-degenerate resonant modes)，這問題經由實驗的量測顯示，在天線的邊緣適當的蝕刻出狹長槽線，則表面激發電流密度之擾動現象可被抑制，而造成圓極化波輻射所需的兩個簡併垂直模態可輕易地被激發出來。再者，受到微帶饋入線和狹長槽線切割天線金屬面之結構的影響，可以預見的是，天

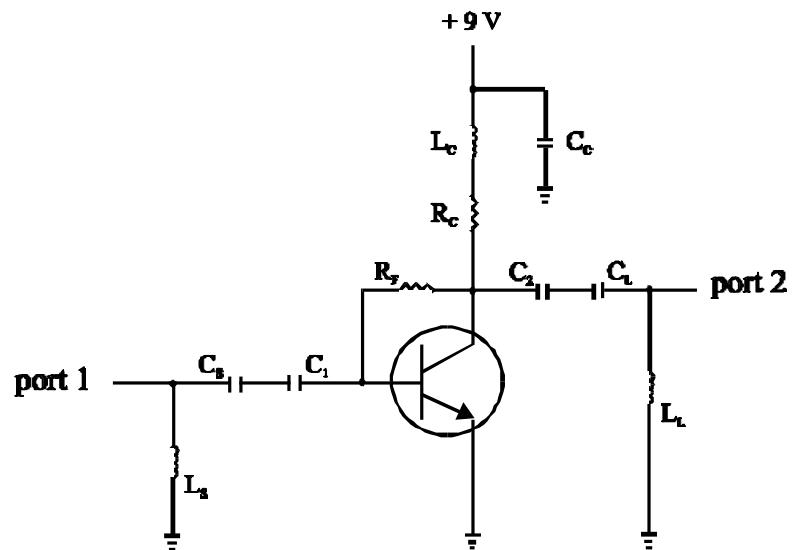
線金屬片所被激發出的表面電流路徑將增長，使得共振頻率下降而縮小了天線的尺寸，於是一種新型的縮小型圓極化操作主動微帶天線成功的誕生了。

實驗結果與討論

圖2.3.1(a)所示為使用正方形金屬片於邊緣植入狹長槽線並在對角線上截角所形成的被動微帶天線以微帶線饋入方式共面結合於2.2節中所發展出來的單級放大電路所形成的寬頻圓極化主動微帶天線之幾何結構圖。這50- Ω 饋入微帶線之線寬為3 mm且其饋入金屬片之長度為7.4 mm。所有三對植入狹長槽線的長度均為10.8 mm，其寬度為1mm而且兩槽線間之距離為3 mm。這正方形金屬片具有相同的邊長28 mm，其對角線上的一對截角之邊長為3.9 mm×3.9 mm並且印刷於厚度為1.6 mm，相對介電常數為4.4的FR4基材上。當此被動微帶天線以50- Ω 之微帶線饋入方式共面結合顯示於圖2.3.1(b)的單級放大電路而形成右旋圓極化輻射之主動微帶天線。圖2.3.2(a)為實驗量測得到的被動微帶天線沒加單級放大電路時之輸入阻抗圖。圖2.3.2(b)則為主動微帶天線操作於右手圓極化輻射時之輸入阻抗圖。由這兩圖可以很明顯的看出該兩個簡併共振模態均呈現很好的阻抗匹配。圖2.3.3為右手圓極化主動微帶天線實驗量測得到的反射損耗頻率響應圖，圖中可以注意到在兩個簡併垂直模態中間因主動電路的結合再經放大作用而激發出一個新的振盪模態，然而其並不影響天線之圓極化輻射效果。圖2.3.4為此天線實驗量測所得的圓極化軸比。圓極化的中心頻率被定義為能被量測到的最小圓極化軸比之頻率處。而圓極化的頻寬取決於小於3dB軸比之間的頻帶寬度。在本設計中，經由實驗量測所得的圓極化頻寬為27MHz或1.63%對應於天線之中心頻率為1655MHz，此數據為被動微帶天線沒有結合主動放大電路時的2.33倍。圖2.3.5所示的是主動正方形微帶天線共振在中心頻率為1655MHz時的x-z plane與y-z plane之遠場輻射場型圖。從圖中可以觀察到此天線具有良好的右旋圓極化輻射特性。展示於圖2.3.6中的是對應到圖2.3.1(a)的設計參數由實驗量測所得，天線操作在圓極化軸比頻寬時的天線增益頻率響應圖。圖中可以清楚的看到在圓極化軸比頻寬的範圍內，天線的增益變化量很小，都在3dB以內，並且較前述之被動微帶天線的增益高約10dB左右，實在是一種極佳的寬頻且高增益之圓極化主動微帶天線設計。

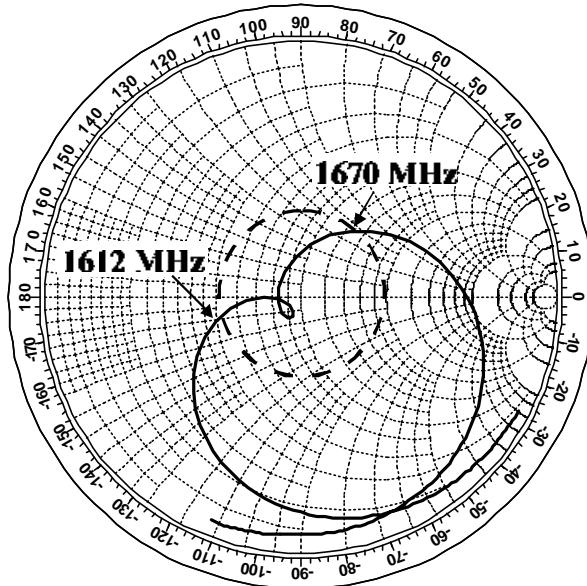


(a)

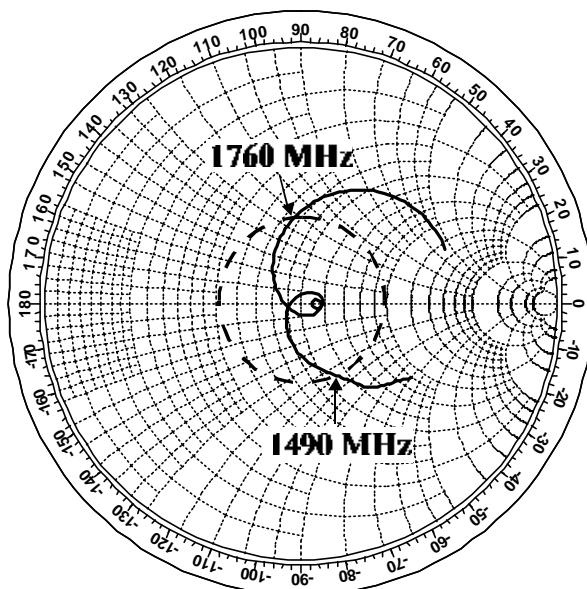


(b)

圖2.3.1 (a)寬頻且高增益的圓極化主動微帶天線幾何結構圖.
(b)圖(a)中之單級主動放大電路.



(a)



(b)

圖2.3.2 (a)實驗量測所得的微帶線饋入之圓極化正方形微帶天線輸入阻抗圖.

$L=28\text{ mm}$, $L_s=3.9\text{ mm}$, $\epsilon_r=4.4$, $h=1.6\text{ mm}$, $\lambda_t=10.8\text{ mm}$, $S=1\text{ mm}$,

$\lambda_s=10.8\text{ mm}$, $w_s=1\text{ mm}$, $w_c=3\text{ mm}$, $d=3\text{ mm}$.

(b)實驗量測所得的寬頻圓極化主動微帶天線之輸入阻抗圖.

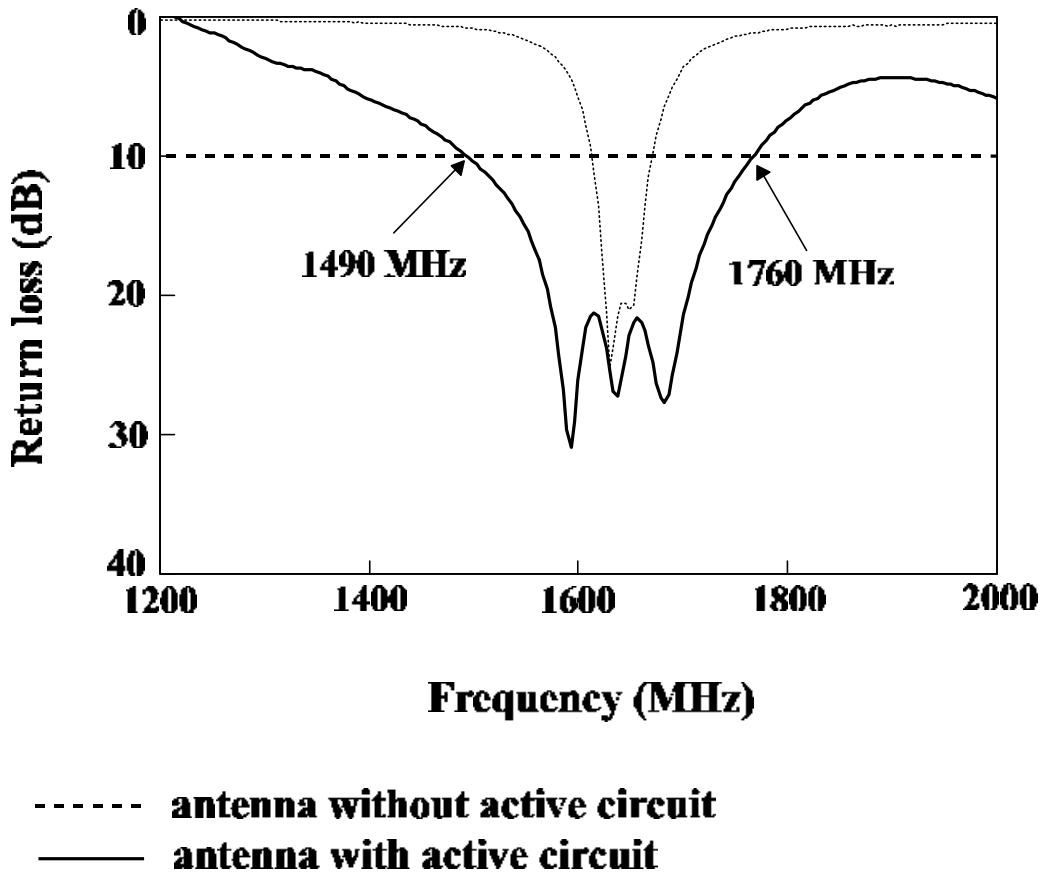


圖2.3.3 實驗量測所得之寬頻圓極化主動微帶天線之反射損耗頻率響應圖。

$L=28\text{ mm}$, $L_s=3.9\text{ mm}$, $\epsilon_r=4.4$, $h=1.6\text{ mm}$, $\lambda_t=10.8\text{ mm}$, $S=1\text{ mm}$,

$\lambda_s=10.8\text{ mm}$, $w_s=1\text{ mm}$, $w_c=3\text{ mm}$, $d=3\text{ mm}$.

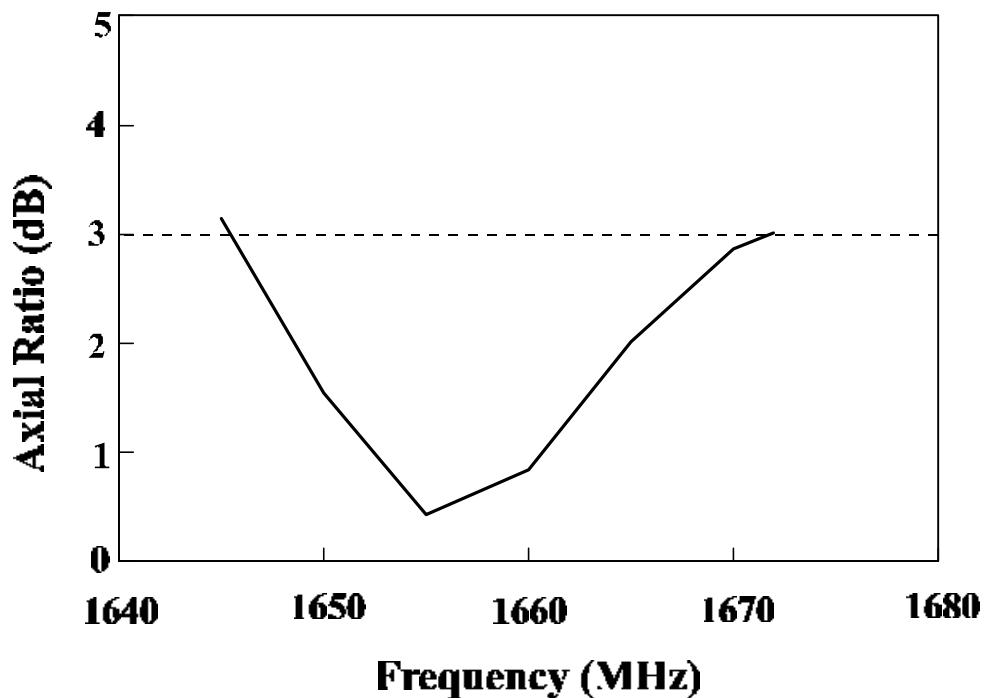


圖2.3.4 實驗量測所得的寬頻圓極化主動微帶天線在垂直輻射方向之軸比
頻率響應圖；其餘參數如圖2.3.2所示。

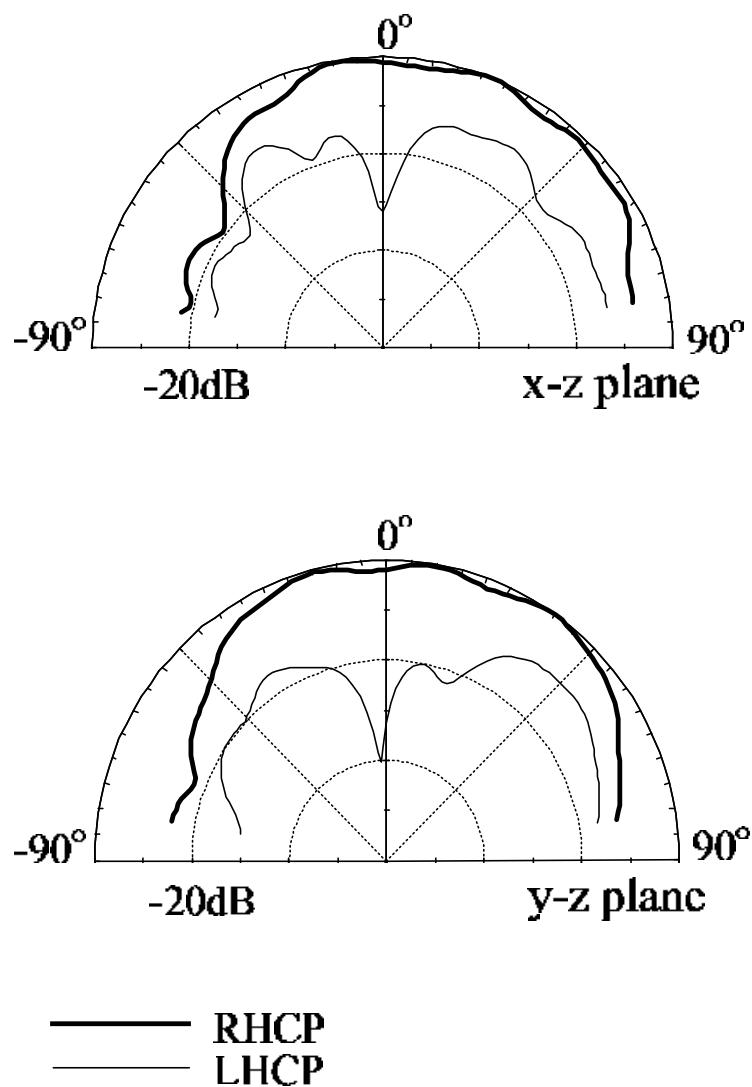


圖2.3.5 實驗量測所得的寬頻圓極化主動微帶天線操作於中心頻率
 $f = 1655\text{ MHz}$ 的輻射場型圖。

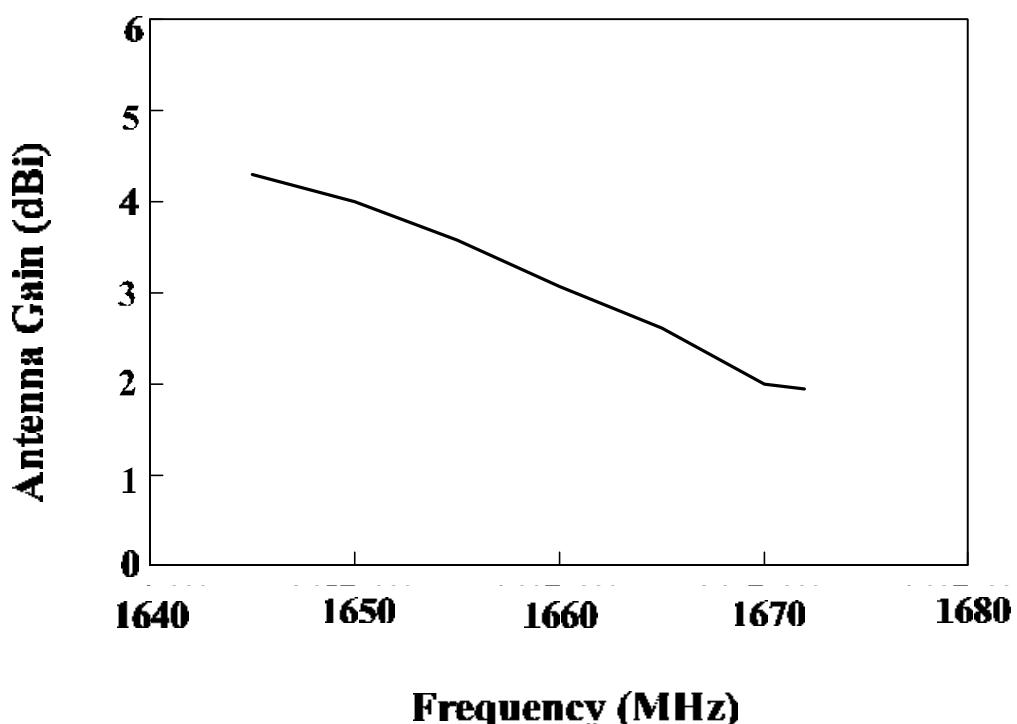


圖2.3.6 實驗量測所得的寬頻圓極化主動微帶天線在最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖.

2.4 雙頻主動矩形微帶天線之設計

在前兩節介紹過利用單級主動放大電路結合等邊三角形槽孔天線與正方形對角截角之槽線天線而形成寬頻主動微帶天線與寬頻圓極化主動微帶天線。在本節裡將再提出一種新穎的設計方式來說明單級主動放大電路亦可以結合雙頻微帶天線而形成寬頻帶主動雙頻微帶天線操作，使得微帶天線在各種操作模態應用上，都具有大頻寬與高增益的特性。

設計原理

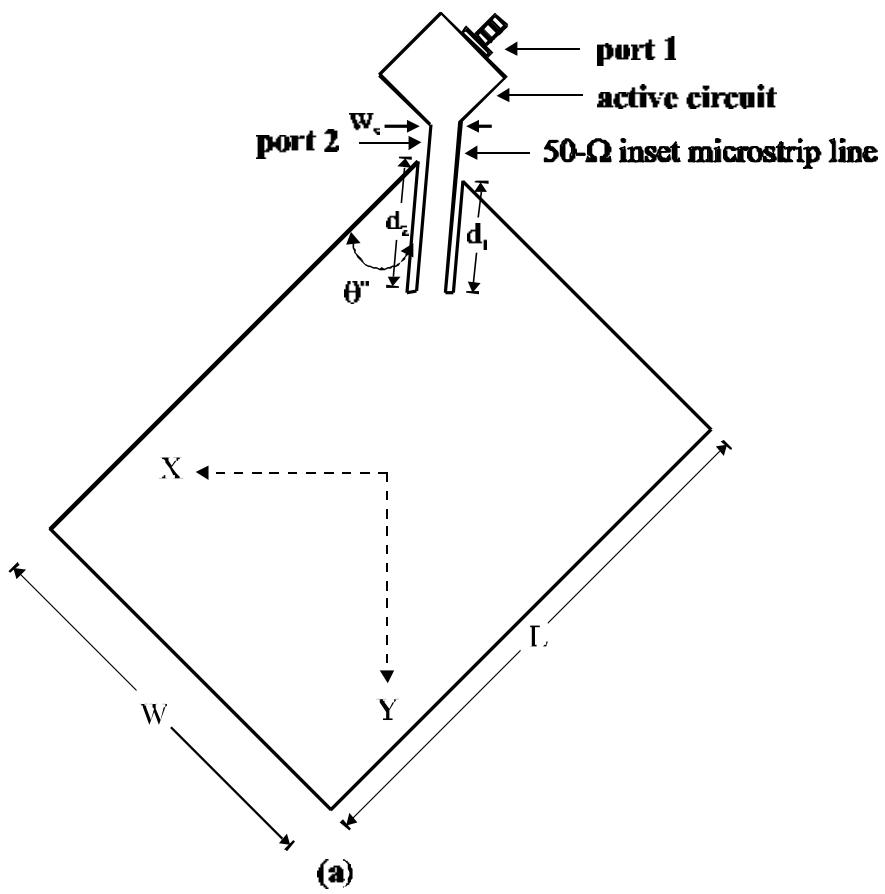
雙頻操作是微帶天線設計的重要課題之一，在雷達通訊系統或全球定位系統等應用上，佔有非常重要的地位。已公開發表的雙頻操作設計之相關文獻相當的多[68-80]，這些雙頻微帶天線依照所設計的兩個操作頻率的極化面彼此平行或垂直而區分為平行極化雙頻微帶天線或垂直極化雙頻微帶天線。然而微帶天線的本質特性就是一種窄頻寬和低增益的天線，再加上各種雙頻設計結構或饋入方式，更加影響且降低其輻射效益。主動放大電路結合雙頻微帶天線構成的雙頻主動微帶天線是解決上述窄頻寬和低增益等缺點的最佳選擇之一。

在本節中，我們設計出一個長寬比(aspect ratio)為1.2:1並以50- Ω 微帶線於對角線饋入的垂直極化雙頻微帶天線，此天線之兩個相互垂直極化面的共振中心頻率為 $f_1=1.64\text{GHz}$ 與 $f_2=1.91\text{GHz}$ ，其雙頻頻率比約為1.16，此比值略低於矩形金屬片的外觀比，其原因可能是來自基板效應的影響。此被動雙頻微帶天線採用50- Ω 微帶線饋入方式主要是方便於與主動放大電路共面相結合，亦可省略掉四分之一波長阻抗轉換電路。本設計中採用與2.2節相同之單級主動放大電路，其阻抗匹配頻寬介於1500MHz至2000MHz之間，約為500MHz左右，若雙頻天線的頻率比大於1.3，則主動電路需為多級放大電路之寬頻設計。當單級主動放大電路的port 2經由50- Ω 微帶線連接到天線饋入點，則此天線為雙頻主動發射微帶天線，反之則為雙頻主動接收微帶天線。

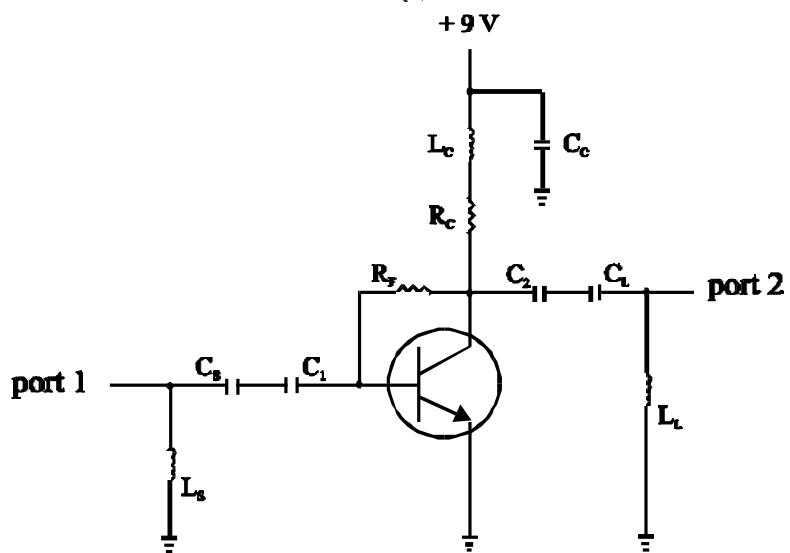
實驗結果與討論

圖2.4.1(a)所示為被動矩形微帶天線與單級主動放大電路透過50- Ω 微帶線饋入線共面結合於FR4玻纖感光介質基底所形成的雙頻主動矩形微帶天線之幾何結構。這50- Ω 微帶線由對角點饋入天線金屬片並與金屬片之長邊以40度角相交，短邊之饋入長

度 d_1 為10.5 mm而長邊之饋入長度 d_2 為13 mm；而圖2.4.1(b)為阻抗匹配頻寬介於1500~2000MHz之間的寬頻單級主動放大電路。圖2.4.2與圖2.4.3為利用IE3D模擬軟體所分析出來的被動微帶天線在兩個操作頻率下被激發的金屬片表面電流密度分佈圖，由圖中可以清楚顯示此設計將可獲得垂直極性的雙頻操作。圖2.4.4所示為實驗量測得到的反射損耗頻率響應圖，圖中虛線部份是微帶天線沒加主動放大電路的反射損耗曲線，由低於-10dB的反射損耗為標準來定義，此時其阻抗頻寬在第一個共振頻率(TM_{10} mode)為35 MHz或2.1%而第二個共振頻率(TM_{01} mode)為30 MHz或1.6%；圖中實線部份則為雙頻主動微帶天線之反射損耗曲線，其阻抗頻寬在第一個共振頻率(TM_{10} mode)為268 MHz或16.6%而第二個共振頻率(TM_{01} mode)為4.8%。注意到在第二個共振頻率處有較窄的阻抗頻寬，其原因可能是主動放大電路在高頻處之阻抗匹配較差的緣故。在輻射特性方面，圖2.4.5與圖2.4.6分別表示當微帶天線沒加主動放大電路時，操作於1640MHz與1910MHz下所量測到的E-plane(y-z平面)與H-plane(x-z平面)之遠場輻射場型。而圖2.4.7與圖2.4.8則分別表示雙頻主動微帶天線操作於1640MHz與1920MHz時所量測到的E-plane(y-z平面)與H-plane(x-z平面)之遠場輻射場型。至於在天線增益的表現方面，圖2.4.9與圖2.4.10分別表示對應到圖2.4.4的設計參數所量測出來在最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖。圖中可以看到在兩個共振頻率之阻抗匹配範圍內，有加主動放大電路的天線增益較一般雙頻微帶天線高約10dB左右，此數值亦是單級放大電路的增益值。



(a)



(b)

圖2.4.1 (a)寬頻且高增益的雙頻主動矩形微帶天線幾何結構圖.

(b)圖(a)中之單級主動放大電路.

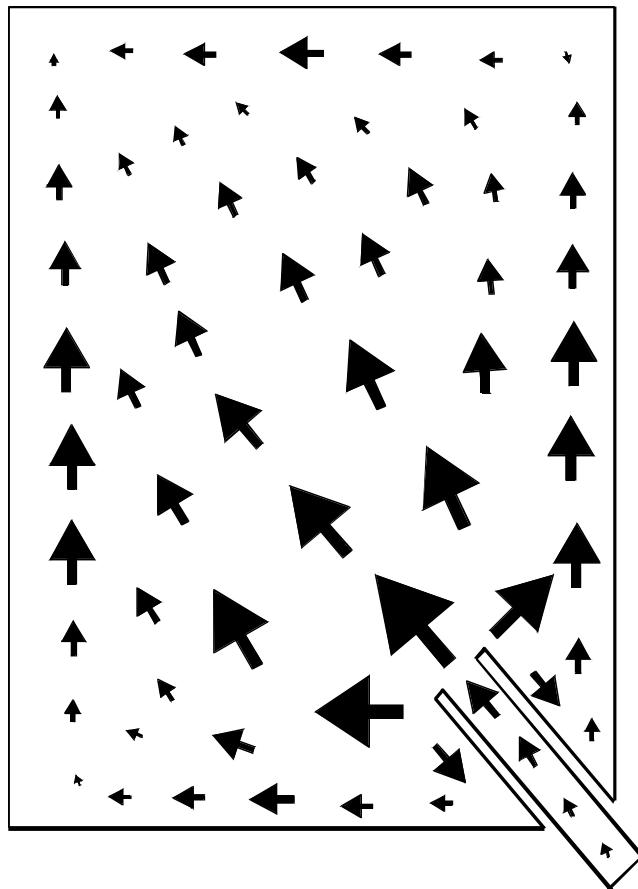
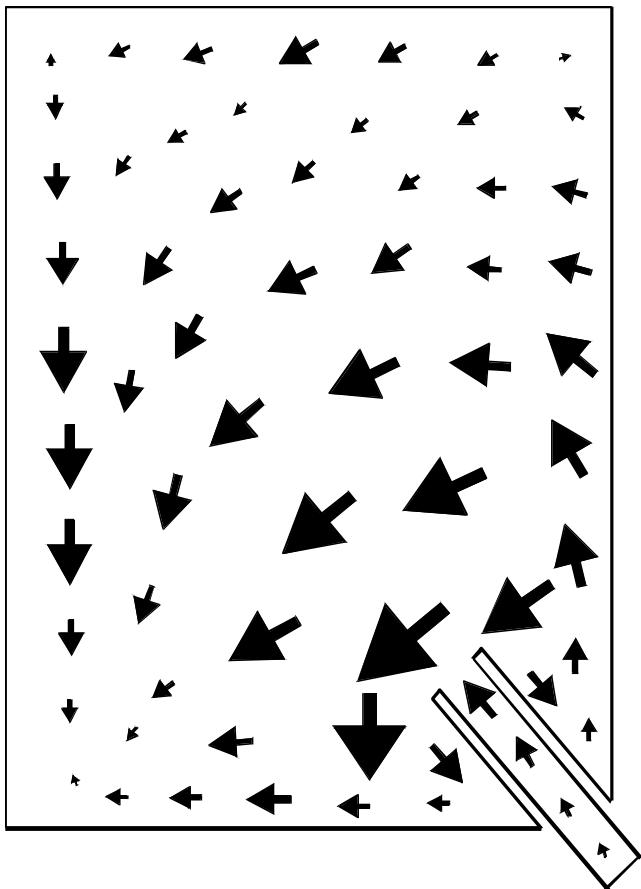


圖2.4.2 使用IE3D模擬軟體分析所得到雙頻帶操作的被動矩形微帶天線共振在第一個模態之表面電流密度分佈圖.



2.4.3 使用IE3D模擬軟體分析所得到雙頻帶操作的被動矩形微帶天線共振在第二個模態之表面電流密度分佈圖.

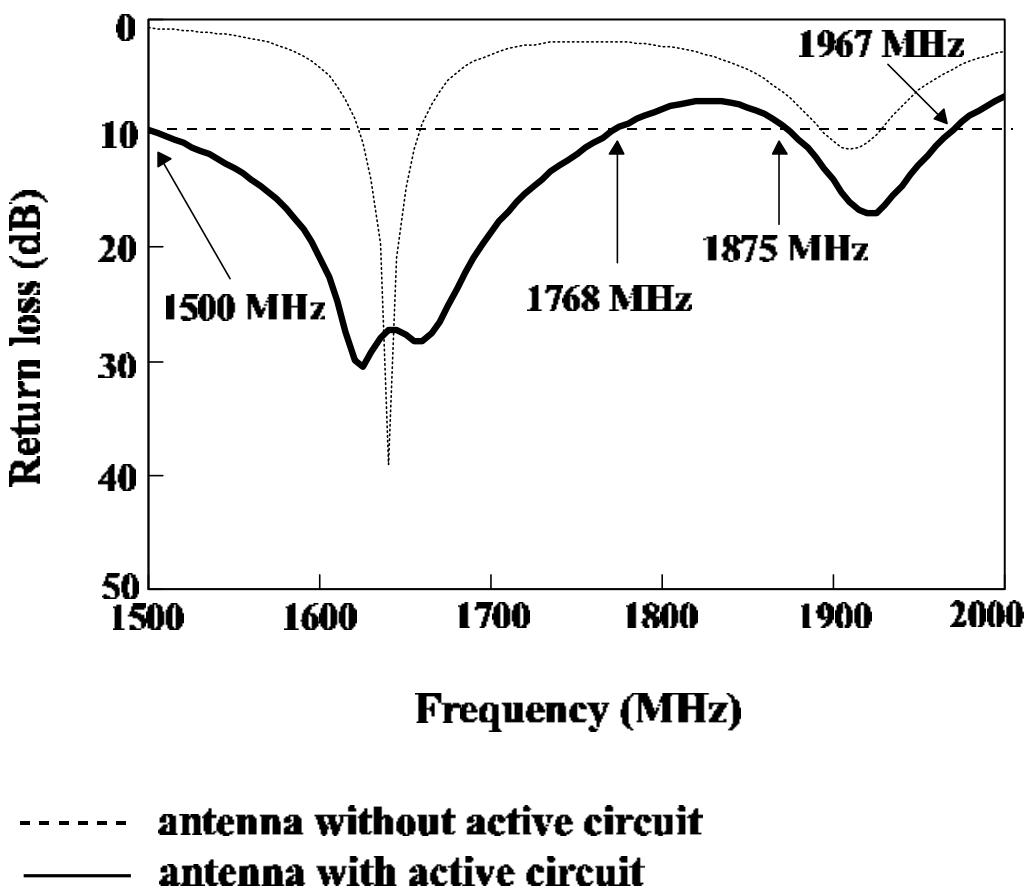


圖2.4.4 實驗量測所得的雙頻主動矩形微帶天線之反射損耗頻率響應圖。

$\epsilon_r=4.4$, $h=1.6$ mm, $L=44$ mm, $W=37$ mm, $W_s=3$ mm, $d_1=10.5$ mm,
 $d_2=13$ mm, $\theta=40^\circ$.

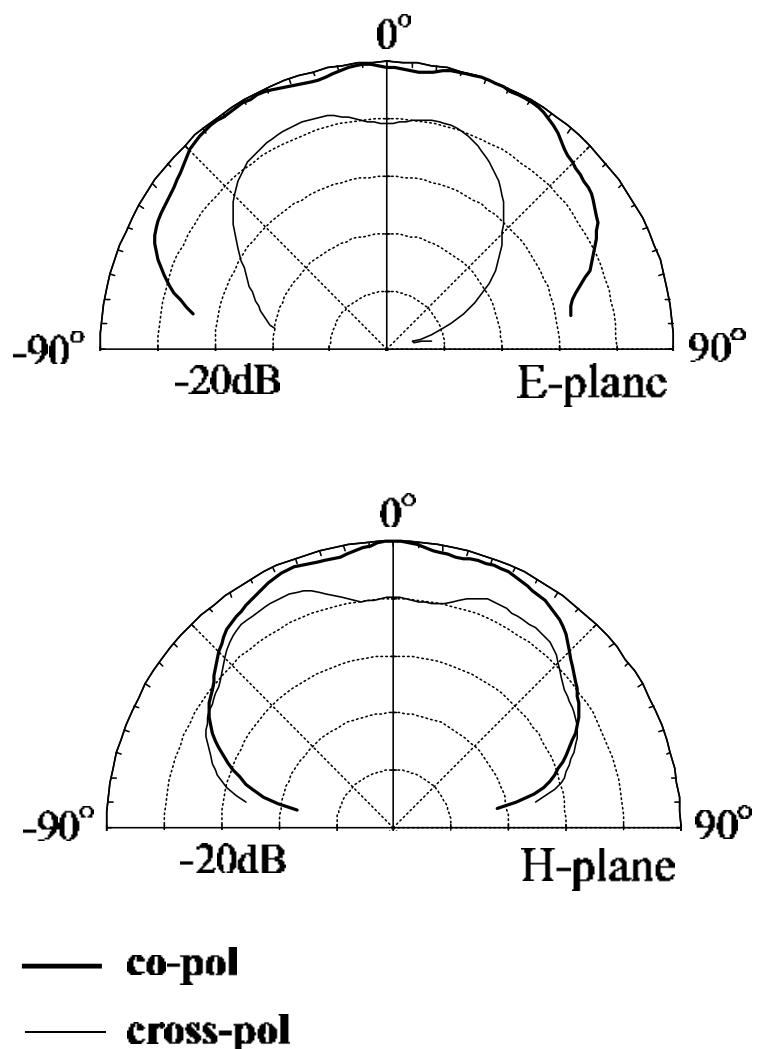


圖2.4.5 實驗量測所得的雙頻矩形微帶天線操作於中心頻率 $f=1640\text{MHz}$ 的輻射場型.

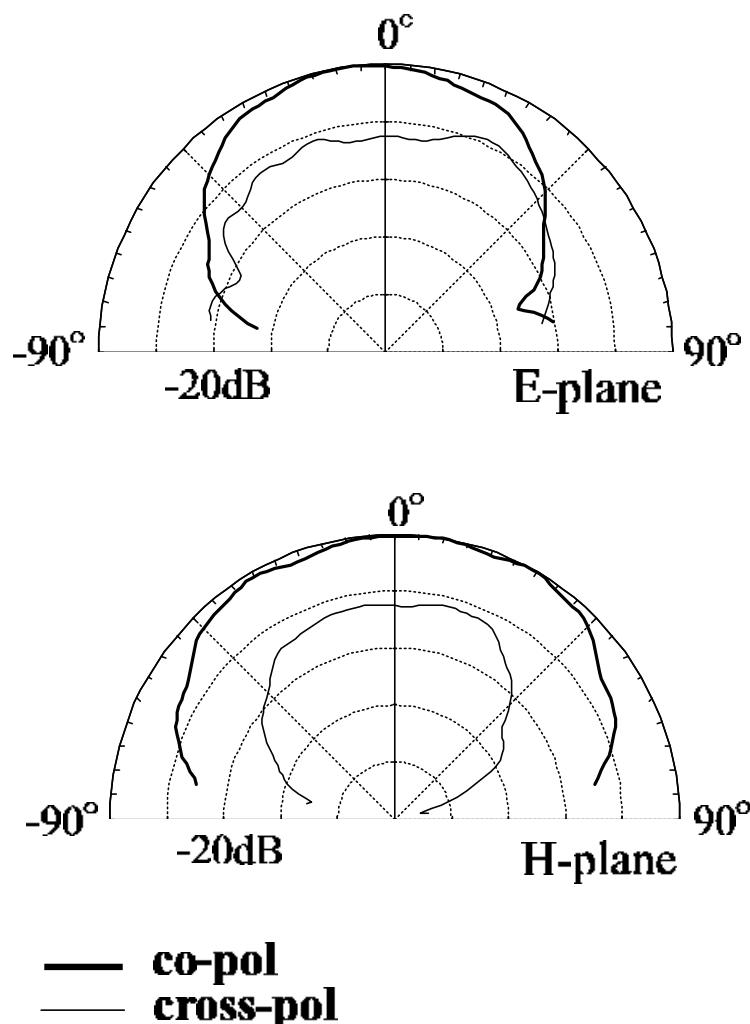


圖2.4.6 實驗量測所得的雙頻矩形微帶天線操作於中心頻率 $f=1910\text{MHz}$ 的輻射場型。

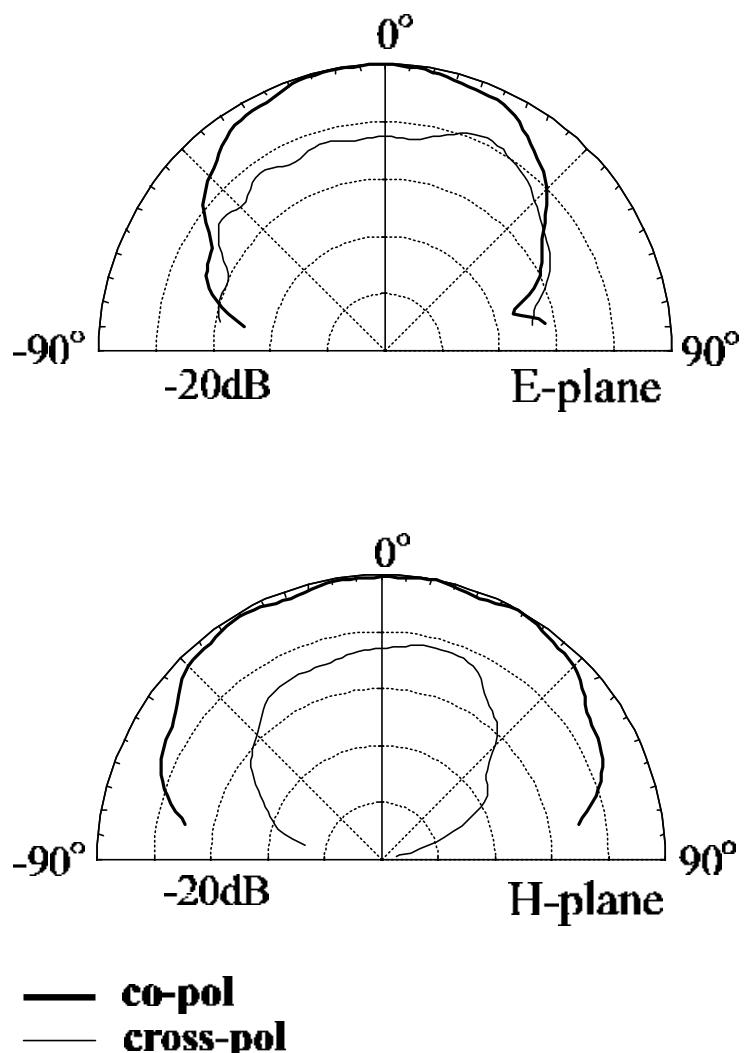


圖2.4.7 實驗量測所得的雙頻主動矩形微帶天線操作於中心頻率 $f=1625\text{MHz}$ 的輻射場型。

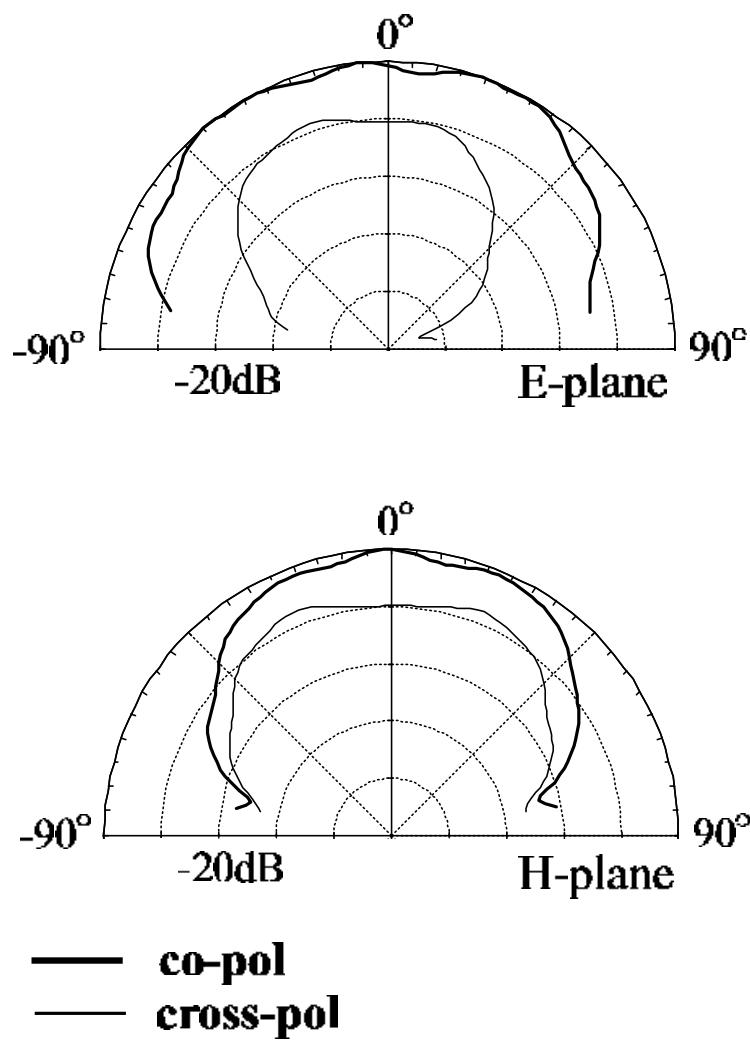


圖2.4.8 實驗量測所得的雙頻主動矩形微帶天線操作於中心頻率 $f=1920\text{MHz}$ 的輻射場型。

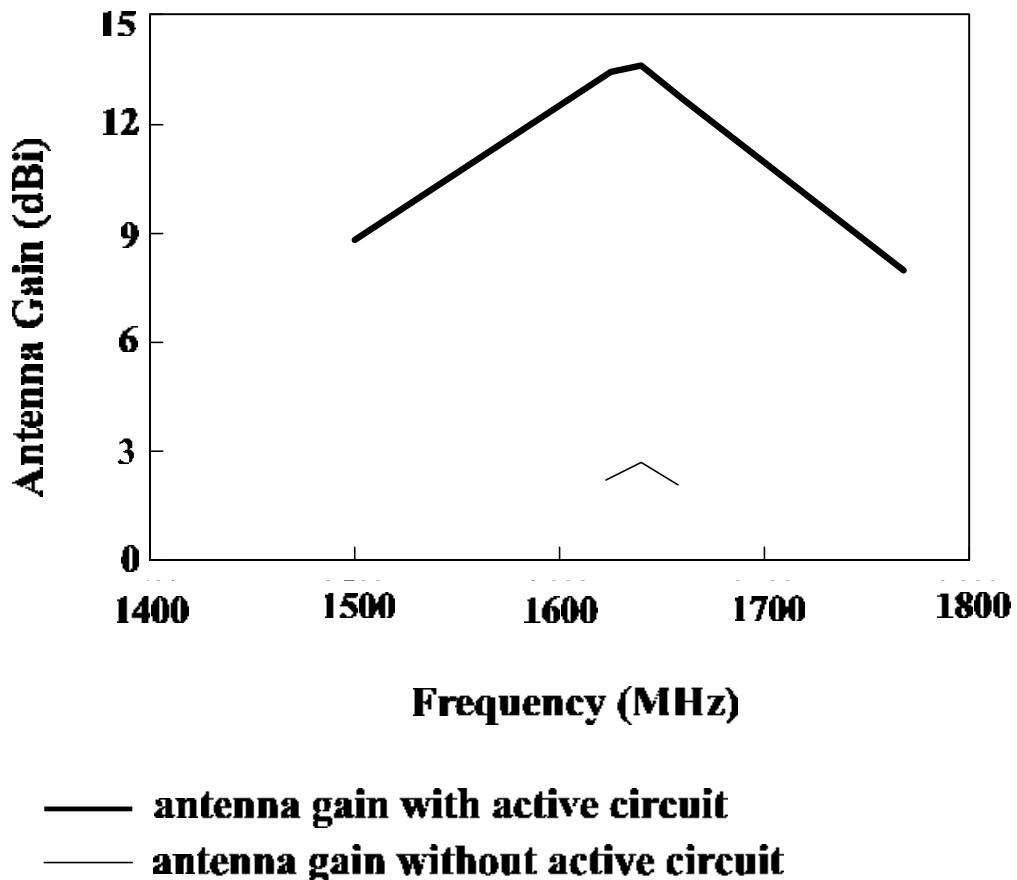


圖2.4.9 實驗量測所得的雙頻微帶天線操作在第一個共振模態之最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖。

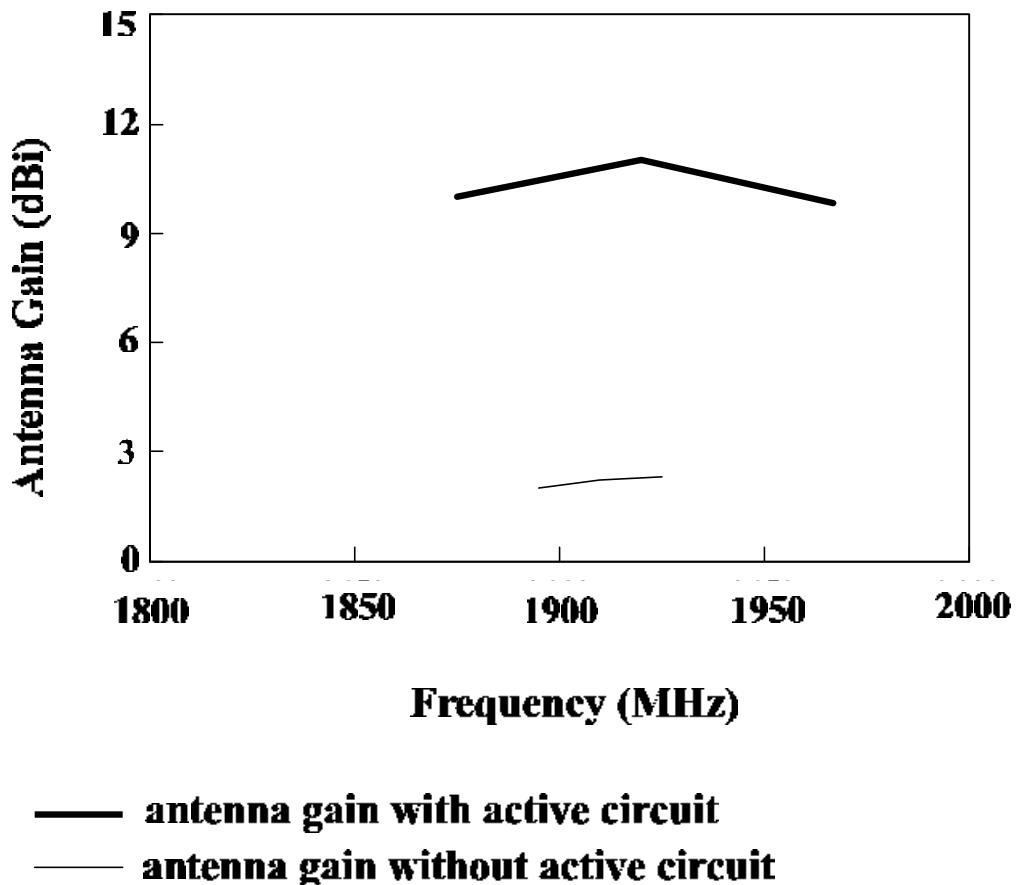


圖2.4.10 實驗量測所得的雙頻微帶天線操作在第二個共振模態之
最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖.

2.5 結果與討論

本章節中，利用雙極性電晶體設計出單級主動放大電路，並使其匹配在1500MHz至2000MHz之頻寬範圍內，而其電路增益在-10dB之阻抗匹配定義下由低頻處的10dB至高頻處的8dB左右，是一個典型的單級主動放大電路。接著，將此一放大電路與被動微帶天線相結合而形成具有寬頻帶與高增益的各式振盪模態之主動微帶天線。在此，我們利用具有兩條彎曲槽孔的正三角形微帶天線與主動放大電路結合成寬頻主動微帶天線。更結合具有三對狹長槽線之正方形微帶天線與主動放大電路而形成寬頻圓極化主動微帶天線。最後，利用長寬比為1.2:1之矩形微帶天線與主動放大電路結合成為雙頻主動矩形微帶天線。由於崁入式微帶線饋入是與微帶金屬片共平面的結構，非常適合與MMIC單石積體電路或主動放大電路結合，於是在本章節中的各項設計皆使用此種50- Ω 微帶線之饋入方式，其並可省略外接之四分之一波長阻抗匹配網路。

第三章

使用垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線之設計

Broadband Circularly Polarized Microstrip Antenna with a Dual-Perpendicular Feed

3.1 概述

在天線的實際應用上，圓極化波微帶天線較之線性極化波微帶天線有更多的優點，其中最主要的原因是它對於電磁波在傳送以及接收的方向性要求上，遠比線性極化波微帶天線來的低，因此在各種的無線通訊系統上，可以看到更多的圓極化波微帶天線之操作與應用。一般而言，圓極化波微帶天線之設計可分為單饋入方式與雙饋入方式兩種。單饋入方式的圓極化波微帶天線設計，如圖3.1.1所示，可利用截角、挖槽孔或植入窄槽線等微擾方式，使得原本正交的模態激發出兩個等振幅且相位差90度的相鄰垂直模態。當利用單饋入方式設計圓極化波輻射時，其操作頻寬非常狹窄，一般不超過其線性極化輻射頻寬的三分之一。而雙饋入方式的圓極化波微帶天線設計，如圖3.1.2所示，其中兩個饋入點處具有90度相差且大小相等的激發電流由一個Wilkinson功率分配器或一個支路耦合器(branch-line coupler)提供。同時，兩個饋入點分別位於互相垂直的方向。此種饋入方式設計圓極化波輻射具有較單饋入之設計方式大頻寬的優點，然而其外觀物理結構亦較為複雜許多。在公開文獻中有關雙饋入方式微帶天線之設計大都將饋入網路與輻射元件分別蝕刻在不同的微波基底上，再以平行或垂直的方式結合形成立體的結構[33-36]。這種設計方式有極多的優點，尤其當微帶天線應用在相位陣列天線的結構時，相位轉換器、放大電路、偏壓電路和訊號饋入線等等都需要極大的空間，而分開的饋入網路結構恰能滿足其空間的需求；若能再將其模組化，則非但大幅簡化其外觀的物理結構，更能夠大幅減短其生產時程。此外，分開的輻射元件與饋入網路更能隔絕不必要的寄生輻射和寄生耦合現象。在本章裡，我們將提出一種嶄新而且簡單的設計方法，將饋入網路蝕刻在分開的微波基材上並於天線基底的接地面以探針垂直饋入天線的輻射金屬面上，使得圓形微帶天線能夠操作於垂直雙饋入之寬頻圓極化的模態。

3.2 設計理論

本節所討論的垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線的設計是利用 Wilkinson 功率分配器為饋入網路並將其蝕刻在分開的微波基板上，適當的設計其兩個輸出埠為長度相差四分之一波長的 $50-\Omega$ 微帶線，則輸入信號等量且相差 90 度地分配至兩個輸出埠，經由探針穿過位於天線接地面的鑽孔而連接到輻射金屬片相互垂直面的兩個饋入點上。以此特定的設計經由 $50-\Omega$ 饋入位置來激發圓形微帶天線使其操作在寬頻圓極化模態。

圖3.2.1(a)所表示的圓極化操作微帶天線是由半徑為R的圓形微帶金屬片天線基材與饋入網路微波基材所構成。圖3.2.1(b)所表示的是以Wilkinson功率分配器為饋入網路的幾何結構圖。此單節功率分配器的輸入反射損耗 S_{11} 與兩輸出埠間之隔離度 S_{23} 之頻率響應圖顯示於圖3.2.2(a)而其兩個輸出埠的耦合度 S_{21} 與 S_{31} 之頻率響應顯示於圖3.2.2(b)，圖3.2.2(c)表示兩輸出埠間相位差之頻率響應圖與振幅差之頻率響應圖。由圖中可清楚的看到在此饋入網路的兩個輸出埠具有良好的隔離度，能夠提供誤差極小的等振幅輸出信號。在圖3.2.1(a)中，功率分配器的兩個探針藉由鑽孔穿過介電常數為 ϵ_r ，厚度為h的介質基底之天線接地面連接到微帶金屬片上。圖中A點為饋入在x軸方向的50歐姆饋入點，B點為饋入在y軸方向的50歐姆饋入點，這兩點位於相互垂直的座標軸上而且距離金屬片邊緣的長度為d，而座標軸中心則是定在圓形微帶金屬片的幾何中心點。如圖3.2.1(b)所示，輸入信號由第一埠饋入，因為對稱面的關係，沿著兩路四分之一波長微帶線的行進輸入信號處處同相位，亦即沒有電流經過隔離電阻，所以去掉電阻並不會影響輸入信號的傳遞；此電阻主要是消耗從兩個輸出埠所反射回來的能量以避免其饋回到輸入端。因此，輸入信號透過垂直雙饋入網路的兩個輸出埠，在圓形天線金屬面上激發出兩個等振幅且相差90度的相鄰垂直模態。此外，如圖3.2.1(a)所示，饋入網路的短邊輸出埠(port 2)連接到饋入點A而長邊輸出埠(port 3)連接到饋入點B，此時天線操作在左旋圓極化輻射模態；若port 2與port 3交換饋入點位置則此天線操作在右旋圓極化輻射模態。

實驗結果與討論

首先，在圖 3.2.1 裡所示的微帶天線與其分開的饋入網路都是蝕刻在 FR4 玻纖感

光介質基材上。此天線圓形金屬面的半徑 R 為 20.5 mm 而天線基底的面積為 75 mm \times 75mm。兩個 50-Ù 饋入點 A 與 B 和天線圓形金屬面邊緣 d 之距離為 3.5mm。在 饋入網路基材上之功率分配器的短邊($_1$)微帶輸出饋線之長度為 9mm，長邊($_2$)之長 度為 31mm。其兩路四分之一波長微帶線($_3$)之長度為 22mm。圖 3.2.3 為實驗量測得 到的此微帶天線操作在左手圓極化輻射之反射損耗頻率響應圖。由低於-10dB 的反射 損耗為標準來定義，此垂直雙饋入之圓極化微帶天線的阻抗頻寬為 252MHz，或者是 中心頻率為 2075MHz 時的 12%。圖 3.2.4 為此天線實驗量測得到的圓極化軸比。圓極 化的中心頻率是天線的輻射能量被量測到的最小圓極化軸比值處的頻率。在此設計 中，由小於 3dB 軸比為標準來定義，經由實驗量測得到的圓極化軸比頻寬為 192MHz， 或者是中心頻率為 2075MHz 時的 9.2%。在輻射特性方面，圖 3.2.5 表示微帶天線操 作於中心頻率為 2075MHz 時，由實驗量測得到的 x-z 平面與 y-z 平面之遠場輻射場型 圖。展示於圖 3.2.6 中的是對應到圖 2.3.1 的設計參數由實驗所量測得到，天線操作在 圓極化軸比頻寬範圍內的天線增益頻率響應圖。圖中可以清楚的看到在圓極化軸比頻 寬的範圍內，天線的增益變化量很小，都在 1.5dB 範圍以內。其最高的天線增益值約 在 2.8dBi 左右。實在是一種極佳的寬頻且高增益的圓極化微帶天線設計。

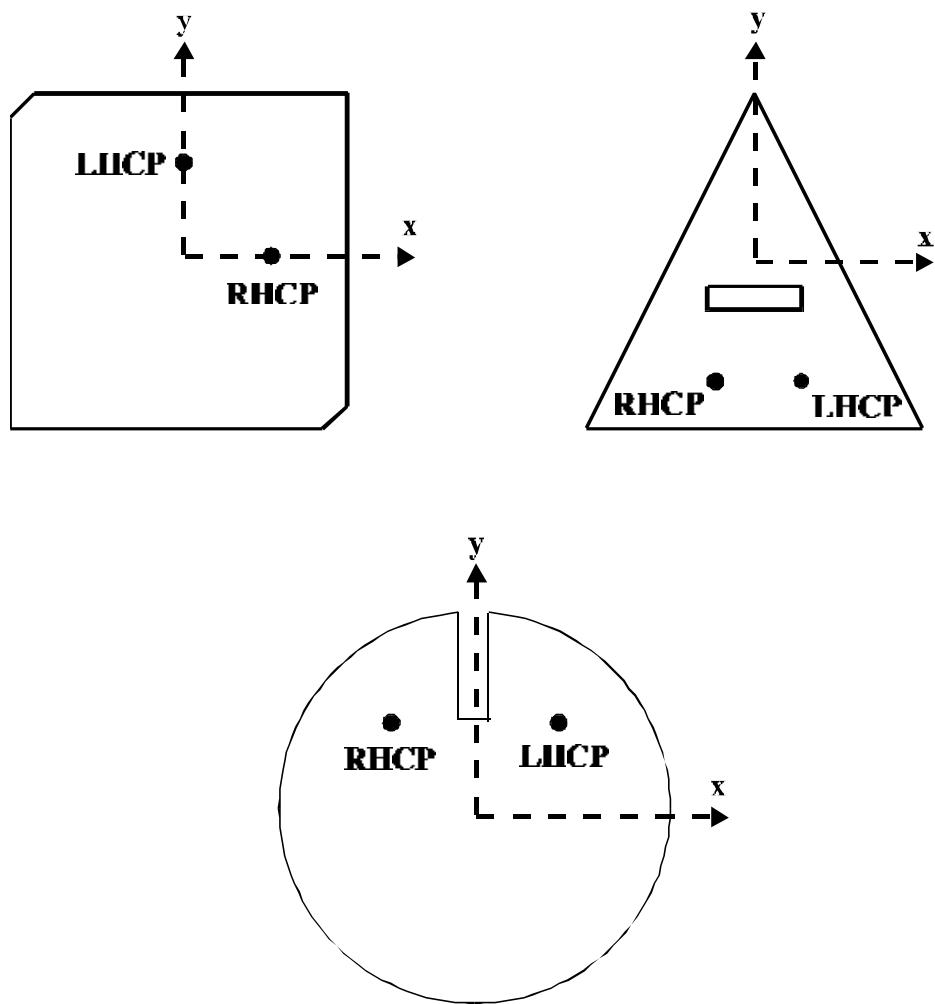


圖 3.1.1 傳統單饋入之圓極化微帶天線幾何結構圖.

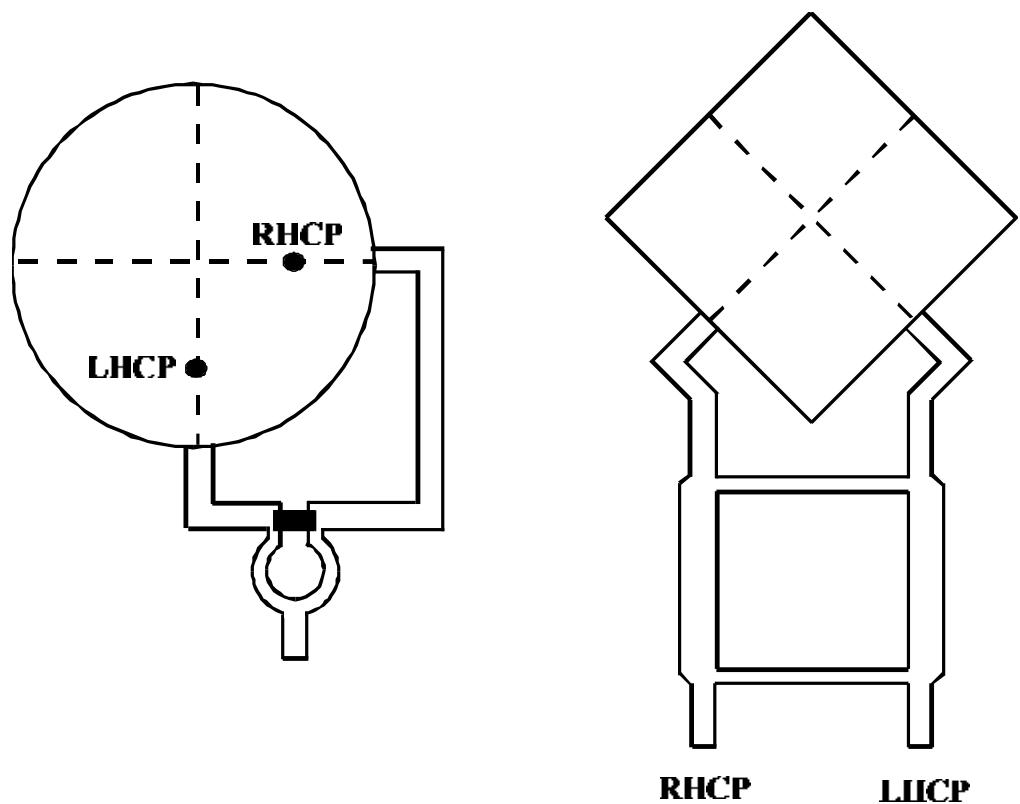
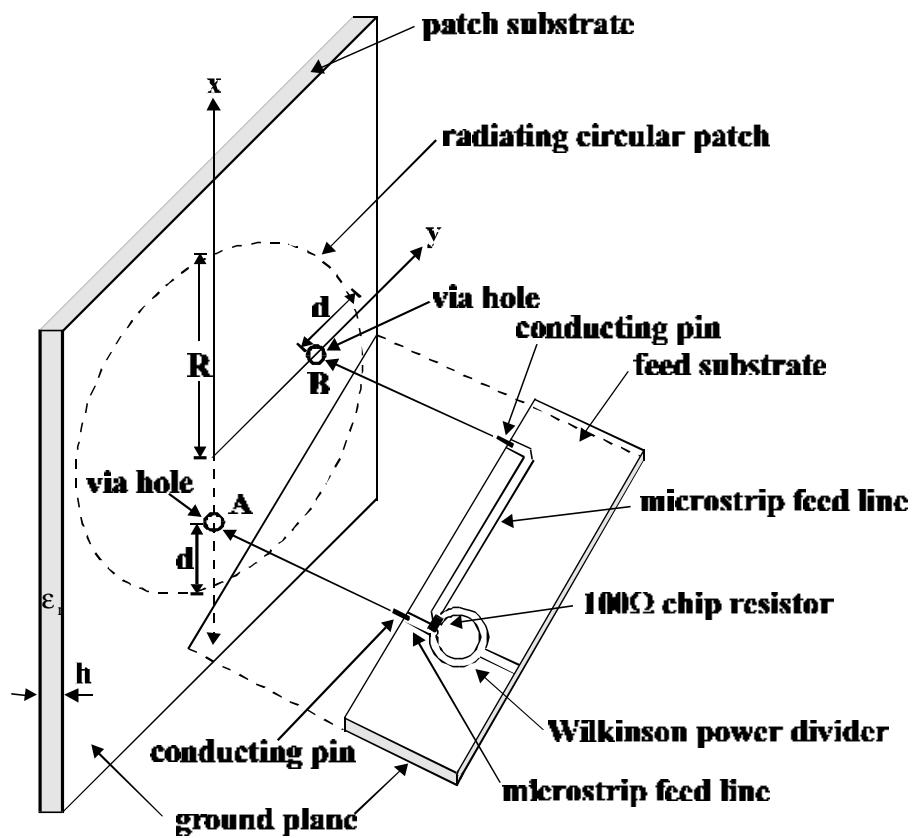
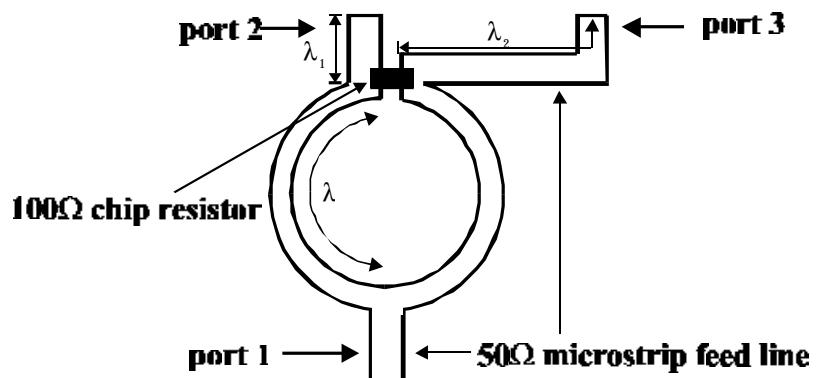


圖 3.1.2 傳統雙饋入之圓極化微帶天線幾何結構圖.

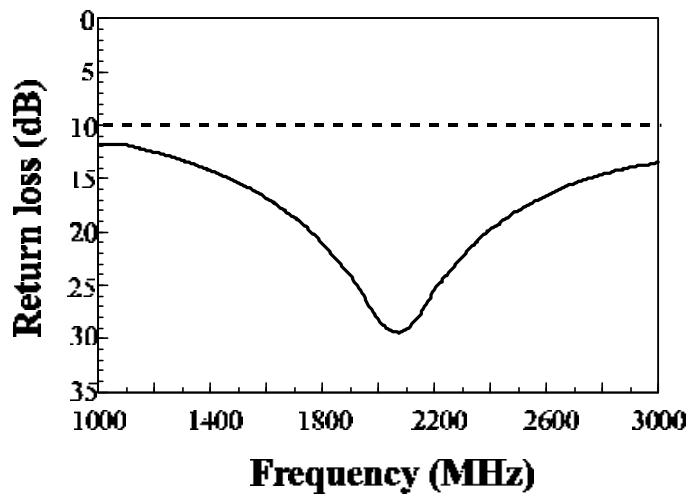


(a)

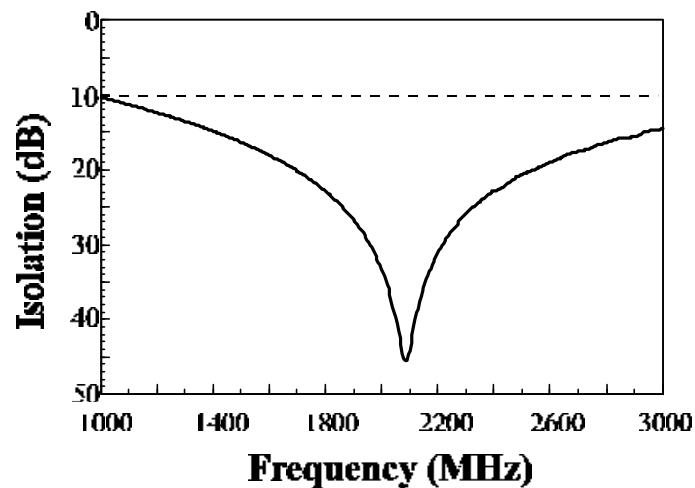


(b)

圖3.2.1 (a)垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線幾何結構圖。
 (b)圖(a)中之Wilkinson功率分配器饋入網路。

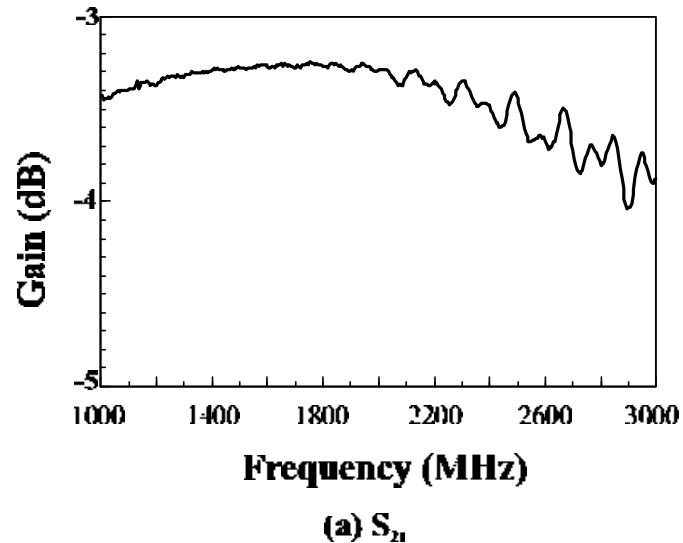


(a) S_{11}

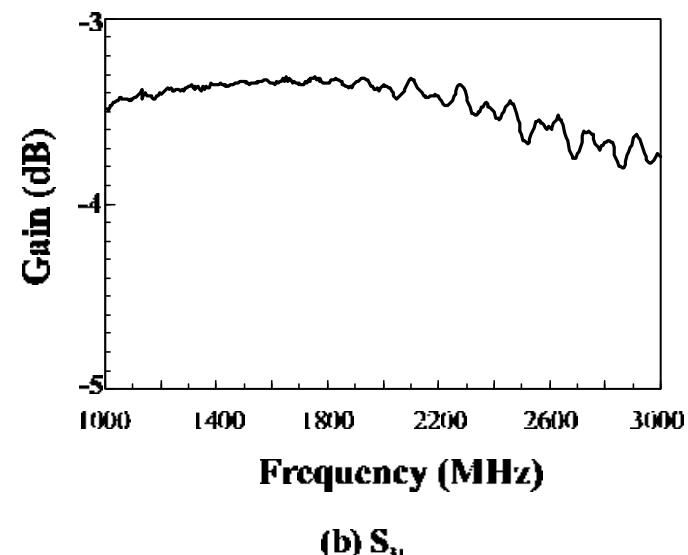


(b) S_{23}

圖 3.2.2(a) Wilkinson 功率分配器的輸入反射損耗 S_{11} 與兩輸出埠間之隔離度 S_{23} 之頻率響應圖.

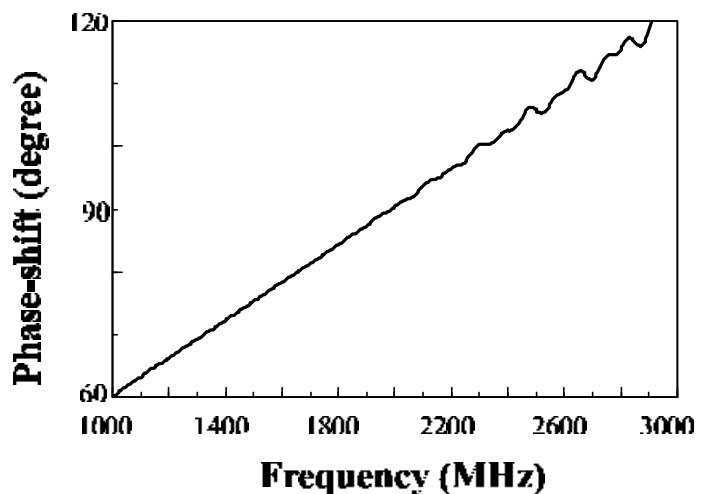


(a) S_{21}

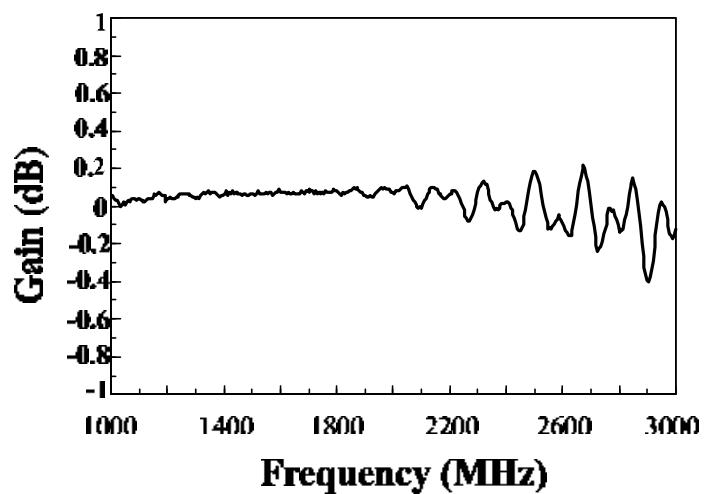


(b) S_{31}

圖 3.2.2(b) Wilkinson 功率分配器的兩個輸出埠之耦合度 S_{21} 與 S_{31} 的頻率響應圖.



(a) Phase-shift



(b) gain-shift

圖 3.2.2(c) Wilkinson 功率分配器的兩個輸出埠間之相位差的頻率響應圖
與振幅差的頻率響應圖.

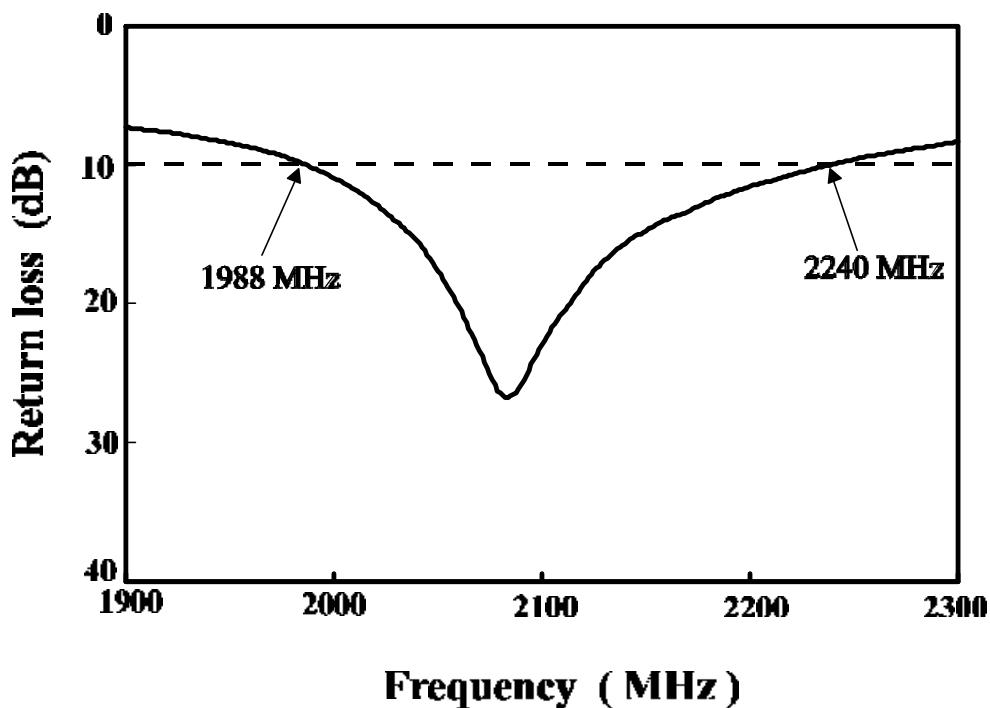


圖 3.2.3 垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線之反射損耗頻率響應圖。

$\epsilon_r = 4.4$, $h = 1.6$ mm, $R = 20.5$ mm, $d = 3.5$ mm, $\Delta = 9.0$ mm,

$\bullet_2 = 31.0$ mm, $\bullet_1 = 22$ mm, ground-plane size = 75 mm \times 75 mm.

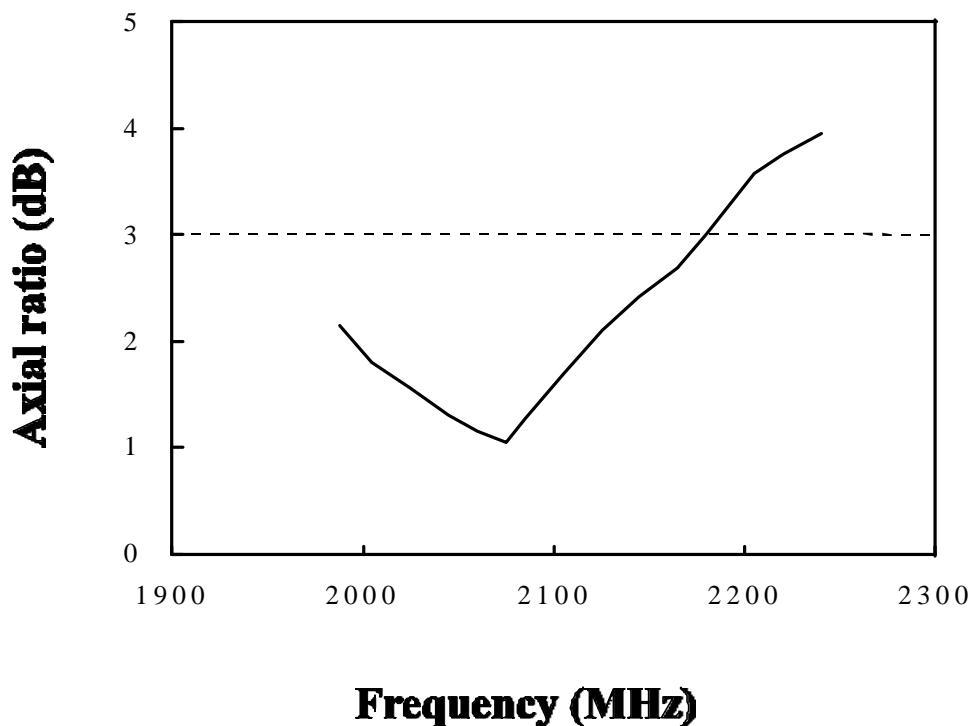


圖3.2.4 實驗量測所得的垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線在垂直輻射方向之軸比頻率響應圖；其餘參數如圖3.2.2所示。

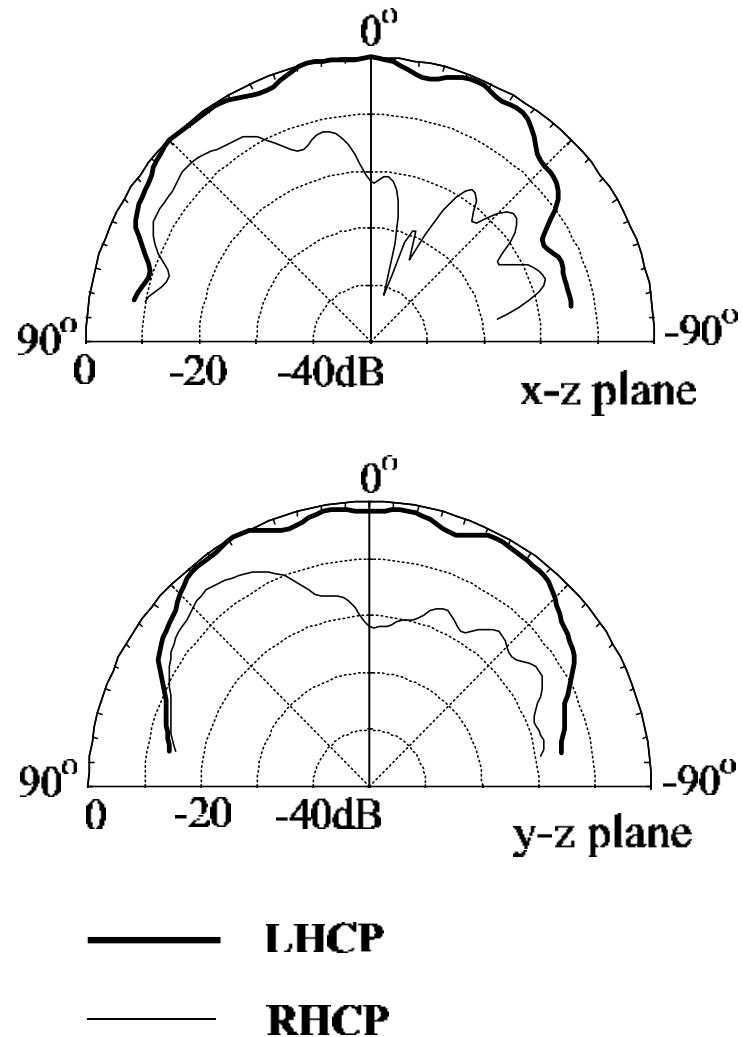


圖3.2.5 實驗量測所得的垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線操作於中心頻率 $f = 2075 \text{ MHz}$ 的輻射場型圖.

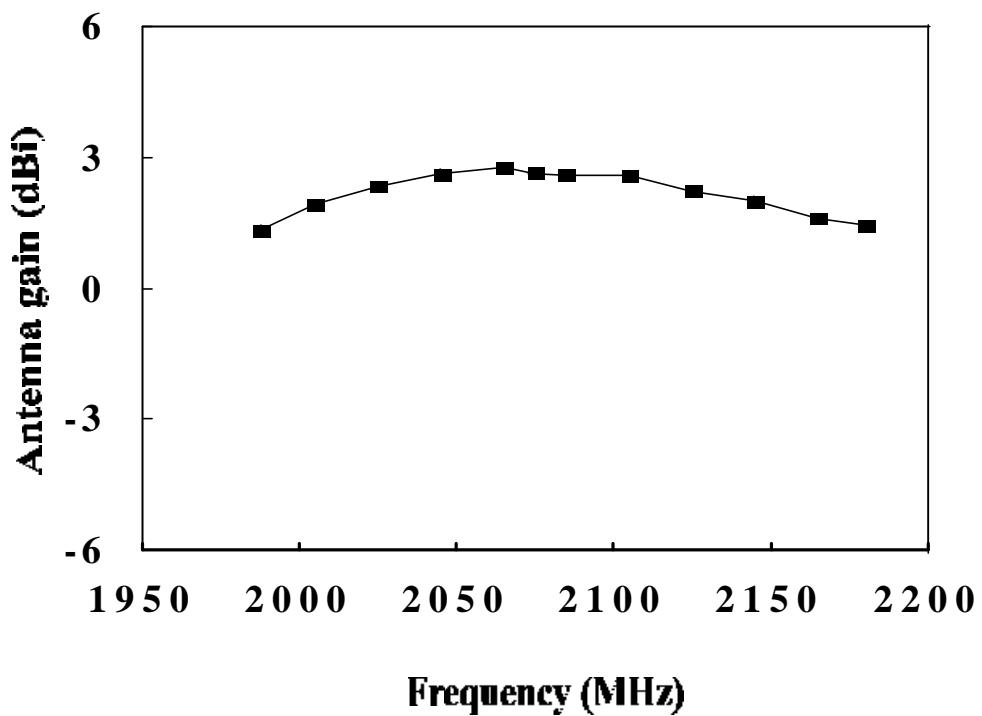


圖3.2.6 實驗量測所得的垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線在最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖.

3.3 結果與討論

在本章節中，我們利用Wilkinson功率分配器做為饋入網路，並以垂直的饋入方式成功的設計出垂直雙饋入之寬頻圓極化微帶天線。輸入信號沿著兩路四分之一波長阻抗轉換線路平均傳遞到兩個輸出埠；因為對稱面的關係處處同相位，沒有電流經中間的 $100-\Omega$ 隔離電阻，此電阻係消耗反射信號能量並防止其饋回輸入端，同時提供兩個輸出埠良好的隔離度。這均分的輸入信號在功率分配器的輸出端透過兩條長度相差四分之一波長的 $50-\Omega$ 微帶線以探針垂直饋入方式連接到天線圓形金屬片的兩個饋入點，激發出振幅相等而相差90度的相鄰垂直模態，成功的獲得寬頻的圓極化操作。由於分開的饋入網路結構，能夠提供額外的空間以供相位轉換電路、功率放大電路、偏壓電路或信號饋入線路等微波主動電路使用，因此此種設計極適於相位陣列天線或主動微帶天線之應用。雖說如此，然而探針饋入的方式提供了額外的電容電感效應，這在極高頻的微波通訊應用領域，很容易造成阻抗匹配的困難度；而且也在輻射效應上引起交叉極化輻射場強度過大的現象，這是本設計方法需要注意改進的地方。

第四章

共面波導饋入方式微帶天線之設計

(Microstrip Antennas with Coplanar Waveguide Feed)

4.1 概述

共面波導(coplanar waveguide)的觀念是由Dr.C.P.Wen在1969年首先提出[81]，它的結構非常簡單，由一片信號線、兩片接地線和介質基板所共面組成。在近幾年來微帶天線的設計利用共面波導之饋入方式逐漸受到重視[7-9,37-50]，主要是因為它具有一些微帶線所沒有的優點，譬如：容易和微波電路元件並聯與串聯相結合、較低的輻射損耗和色散效應、電氣特性較不受基底介質厚度的影響、其特性阻抗可達的範圍較廣，而且與微帶天線的單一共面結構，極適於高指向性的陣列天線或具有大頻寬與高增益的主動微帶天線之應用設計。在本章裡，首先將對共面波導之饋入方式應用在微帶天線上的設計方法做一概略性的敘述與比較；之後，將提出一系列使用共面波導饋入方式應用在微帶天線上的嶄新設計，包括在第4.3節中使用三度空間共面波導饋入方式微帶天線之設計，此外在第4.4節中使用兩條位於y-軸且與耦合槽孔並列之槽線而延伸其表面激發電流之路徑，使得微帶天線達到面積縮小化的目的。而針對在本章裡所提出的各種不同的共面波導饋入方式微帶天線之操作設計，同時亦將使用IE3D軟體來模擬微帶金屬片上所對應每個共振模態的表面電流分佈圖，以配合設計原理與實驗數據做說明。

4.2 使用共面波導饋入方式之基本特性的相關設計

本節所討論的使用共面波導之饋入方式於微帶天線的設計方法基本上是在天線的接地金屬面上挖出一個細長矩形耦合槽孔，並在相同的接地上面上蝕刻出共面波導之微帶線，使得輸入能量經由它透過耦合槽孔利用電磁輻射將能量耦合到上方的微帶金屬片，並且同時激發出分別由上下金屬片所共振出來頻率非常接近的模態。在已公開發表的文獻中有關耦合槽孔的不同形狀計有：電感性與電容性耦合槽孔[7]、小型耦合槽圈[40]、迴路槽線[39]等等。因為電容性耦合槽孔的結構具有極低的背向輻射特性且容易達成阻抗匹配的效果，所以在本節中所有的共面波導饋入方式設計都採用電容

性耦合槽孔的結構。在 4.2.1 節、4.2.2 節與 4.2.3 節中，將分別討論與比較具有不同長度耦合槽孔的共面波導饋入網路在相同的矩形天線結構中之特性，或是相同的共面波導饋入網路在具有等長的輻射邊而不同大小輻射面積之特性比較；更重要的是共面波導饋入網路在天線接地面不同饋入位置時的天線激發特性比較。

4.2.1 使用不同長度耦合槽孔結構的相關設計

在本節裡，將比較不同長度的電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路與相同的矩形微帶天線結合之輻射特性。圖 4.2.1 所表示的是使用電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路與矩形微帶天線結合之幾何結構圖。其中，矩形微帶金屬片的邊長分別是 $L \times W$ ，且其長寬比 $L : W$ 在本研究中是採用 $1 : 1.5$ 之比例。在接地上面上蝕刻出電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路，其中耦合槽孔的寬度 W_s 與饋入金屬片和接地面間之距離 g 都設定為 0.5mm ，經由適當的調整 g 和饋入金屬片的寬度 W_c 之比例(W_c/g)，具有 50Ω 特性阻抗的共面波導饋入網路可輕易被設計完成。在本研究中設計三組不同的細長形耦合槽孔之長度 L_s 來探討並比較它們之間的輻射特性。這些設計參數以及實驗結果都詳細的列在表 4.2.1 中。圖 4.2.2 為對應到表 4.2.1 中的設計參數所量測出來的反射損耗頻率響應圖。由表 4.2.1 的設計參數得知，由於所使用的耦合槽孔之長度 L_s 由 antenna 1 至 antenna 3 逐步增加，可以看到這三組設計的操作頻帶由 $1724\text{MHz} \sim 1772\text{MHz}$ 降至 $1695\text{MHz} \sim 1747\text{MHz}$ 甚至到 $1668\text{MHz} \sim 1718\text{MHz}$ 。這個結果對應到操作在相同頻率下的傳統矩形微帶天線，其天線面積縮小率分別可以達到約 6.02% 、 8.16% 以及 11.33% 。另外值得注意的是，在這三組使用不同設計參數的實驗裡，其反射損耗與耦合槽孔之長度 L_s 並沒有直接的關係；由圖 4.2.2 顯示，增加耦合槽孔的長度 L_s 並不影響天線的阻抗匹配卻明顯的降低天線的共振頻率。利用 IE3D 模擬軟體來分析在激發模態的表面電流分佈圖，結果顯示這三組使用不同設計參數的實驗都具有相似的表面電流密度分佈圖，尤其在金屬片的中央部分。主要的差異只在於隨著耦合槽孔之長度 L_s 的增加而加長天線的表面電流之路徑，因此其共振頻率隨之降低；圖 4.2.3 顯示耦合槽孔之長度 L_s 為 10 mm 時微帶天線的表面電流分佈圖。從以上的分析結果，我們預期此設計將可獲得同極性和相似的輻射場型特性。圖 4.2.4、圖 4.2.5 與圖 4.2.6 分別是對應到圖 4.2.2 的設計參數所量測得到微帶天線共振在耦合

槽孔之長度 L_s 為 10 mm, 14 mm 與 18 mm 時的 E-plane 與 H-plane 的遠場輻射場型圖，圖中可看出此三個設計都具有相似的輻射特性，而且不管在 E-plane 或 H-plane 上主極化面的輻射場強度都以零度附近為最大。此外，其交叉極化程度都在 20dB 左右，是不錯的線性極化設計。圖 4.2.7 為在量測平面上所量測到最大接收功率的頻率響應圖。因為共面波導的饋入方式具有大背向輻射的缺點，隨著耦合槽孔長度的增加而惡化，這種特性適用於各種不同的共面波導饋入網路。

表 4.2.1 使用不同的耦合槽孔長度所得到的矩形微帶天線的特性； $\epsilon_r = 4.4$, $h = 1.6$ mm, $W = 60$ mm, $L = 40$ mm, ground-plane size = 75×75 mm.

	$W \times L$ (mm)	L_s (mm)	f_R (MHz)	BW (MHz)	antenna size reduction (%)
antenna 1	60×40	10	1755	48	6.02
antenna 2	60×40	14	1725	52	8.16
antenna 3	60×40	18	1695	50	11.33

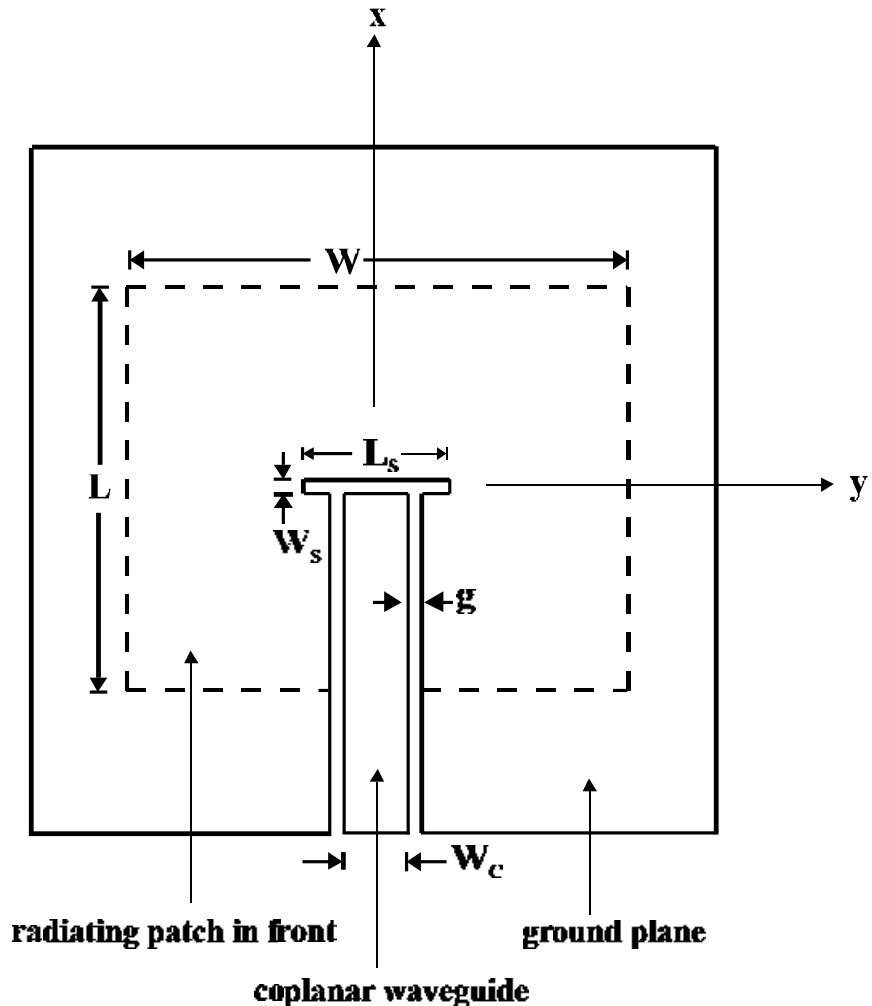


圖4.2.1 使用電容性耦合槽孔的共面波導餌入網路矩形微帶天線之幾何結構圖.

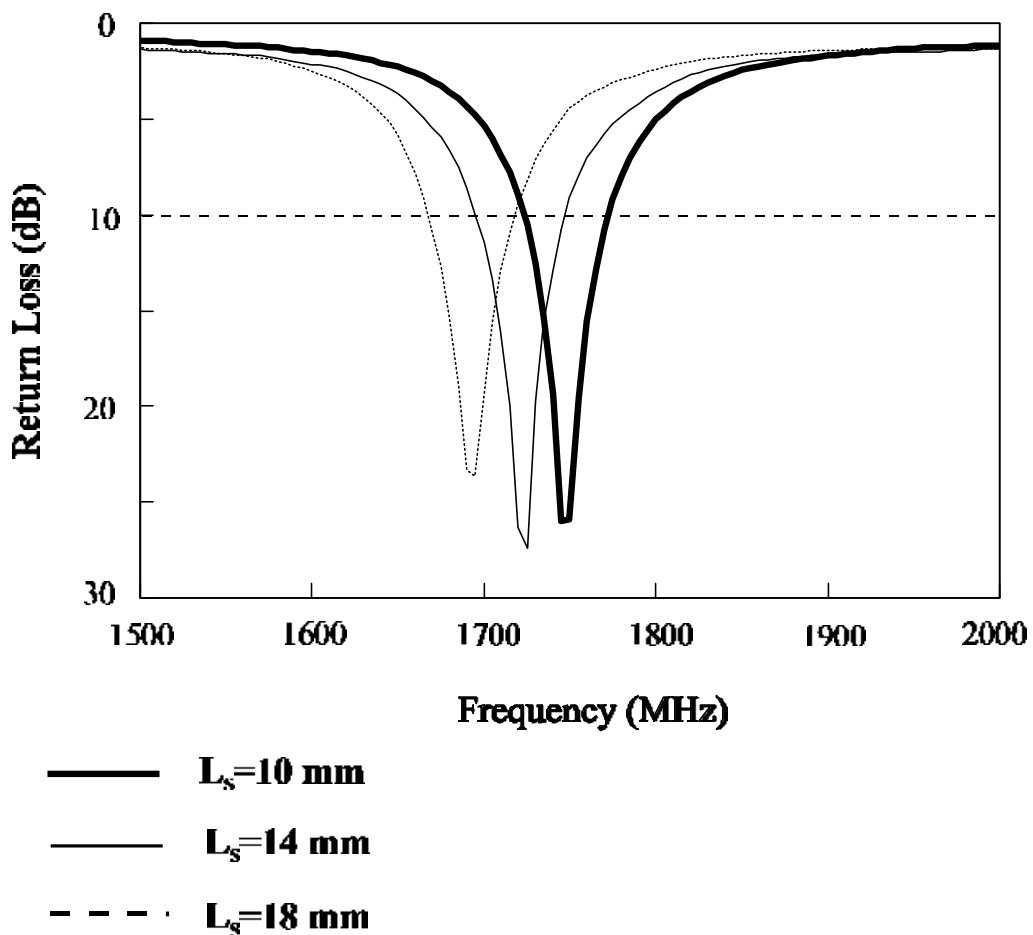


圖4.2.2 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線之反射損耗頻率響應圖。

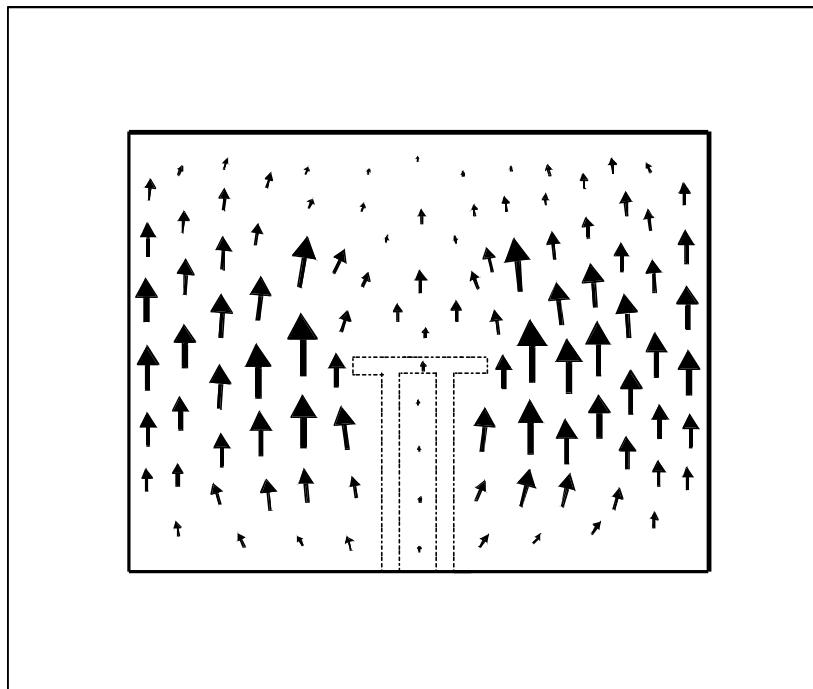


圖4.2.3 使用IE3D模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路矩形微帶天線之表面電流密度分佈圖.

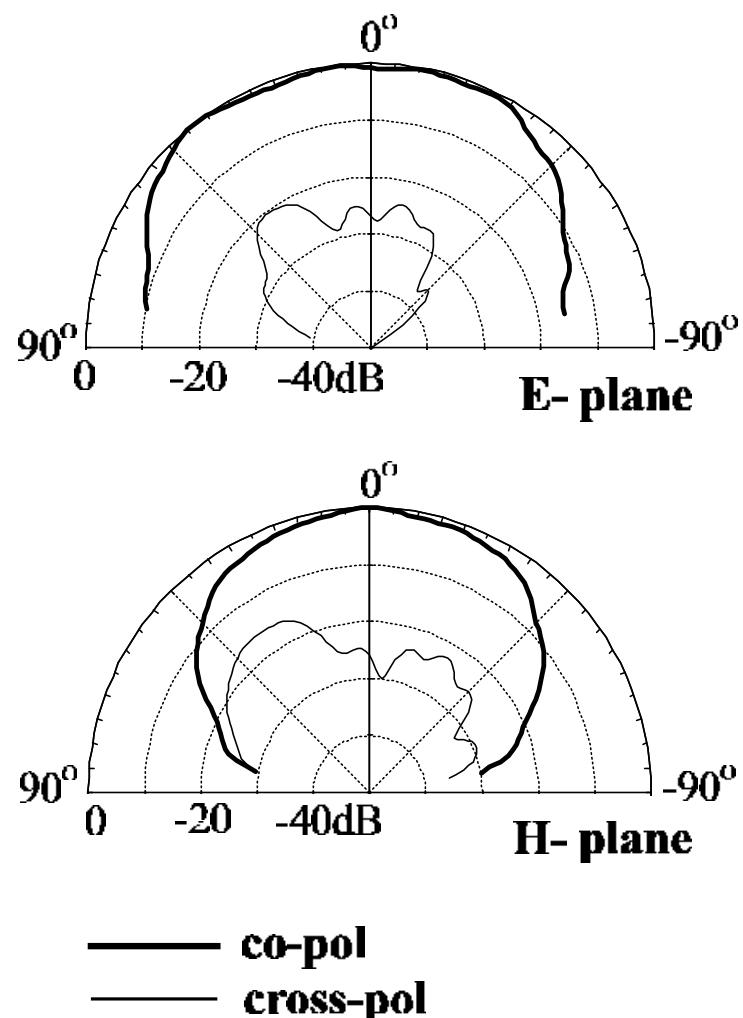


圖4.2.4 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線(antenna 1)操作於中心頻率 $f=1745\text{ MHz}$ 時在垂直平面的輻射場型.

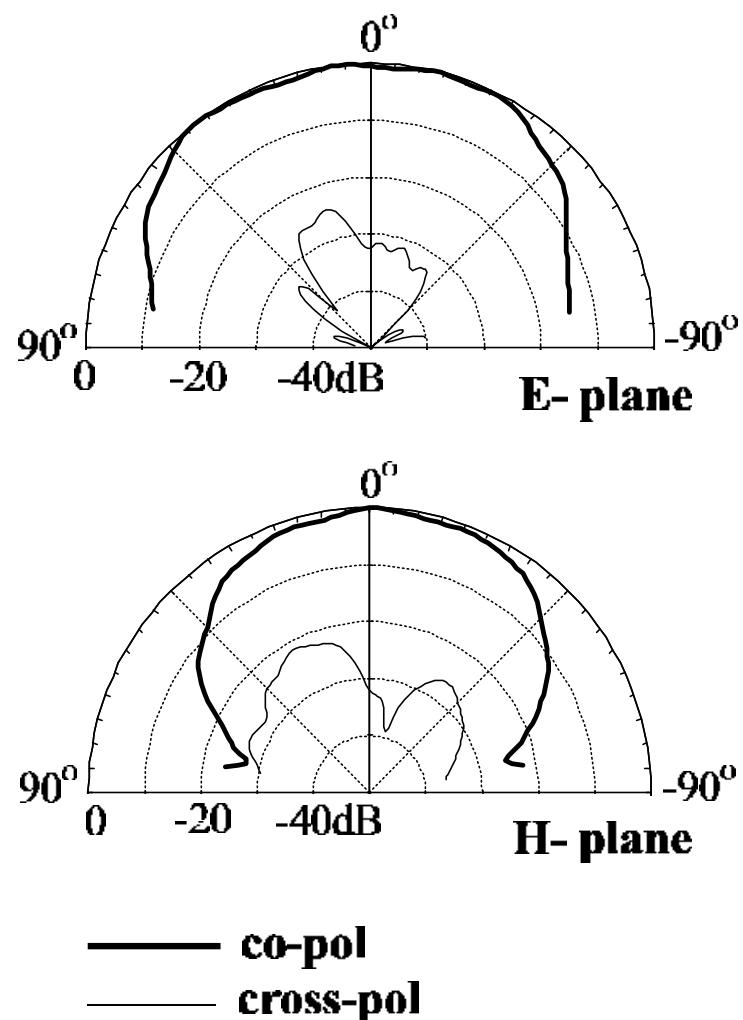


圖4.2.5 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線(antenna 2)操作於中心頻率 $f=1725\text{ MHz}$ 時在垂直平面的輻射場型.

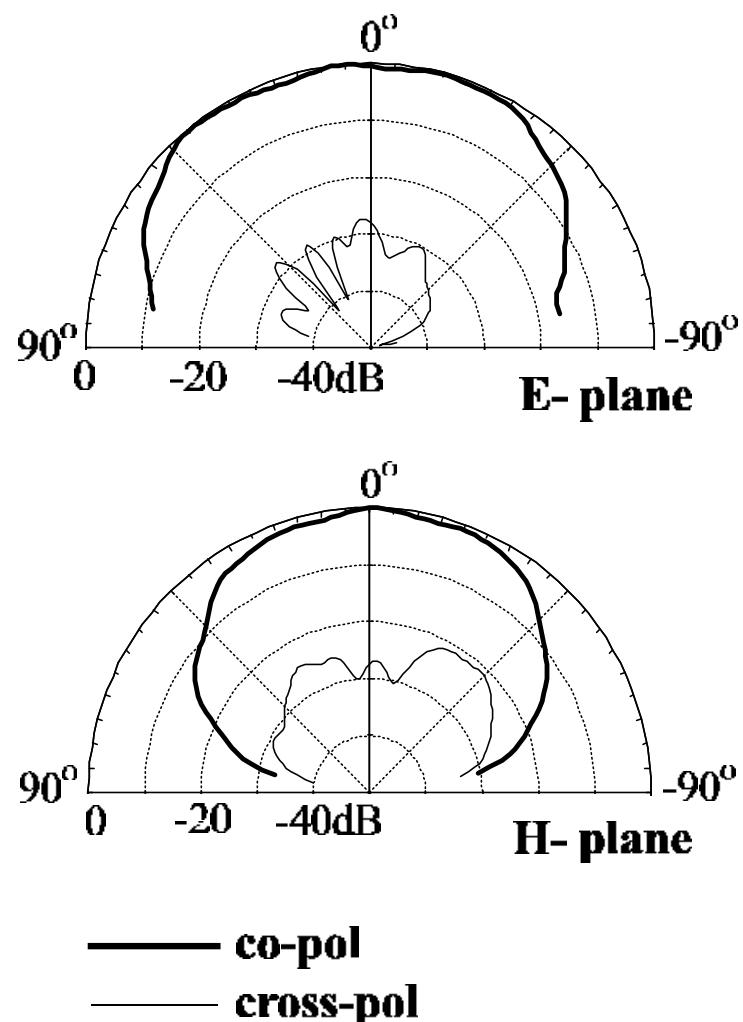


圖4.2.6 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線(antenna 3)操作於中心頻率 $f=1695\text{ MHz}$ 時在垂直平面的輻射場型.

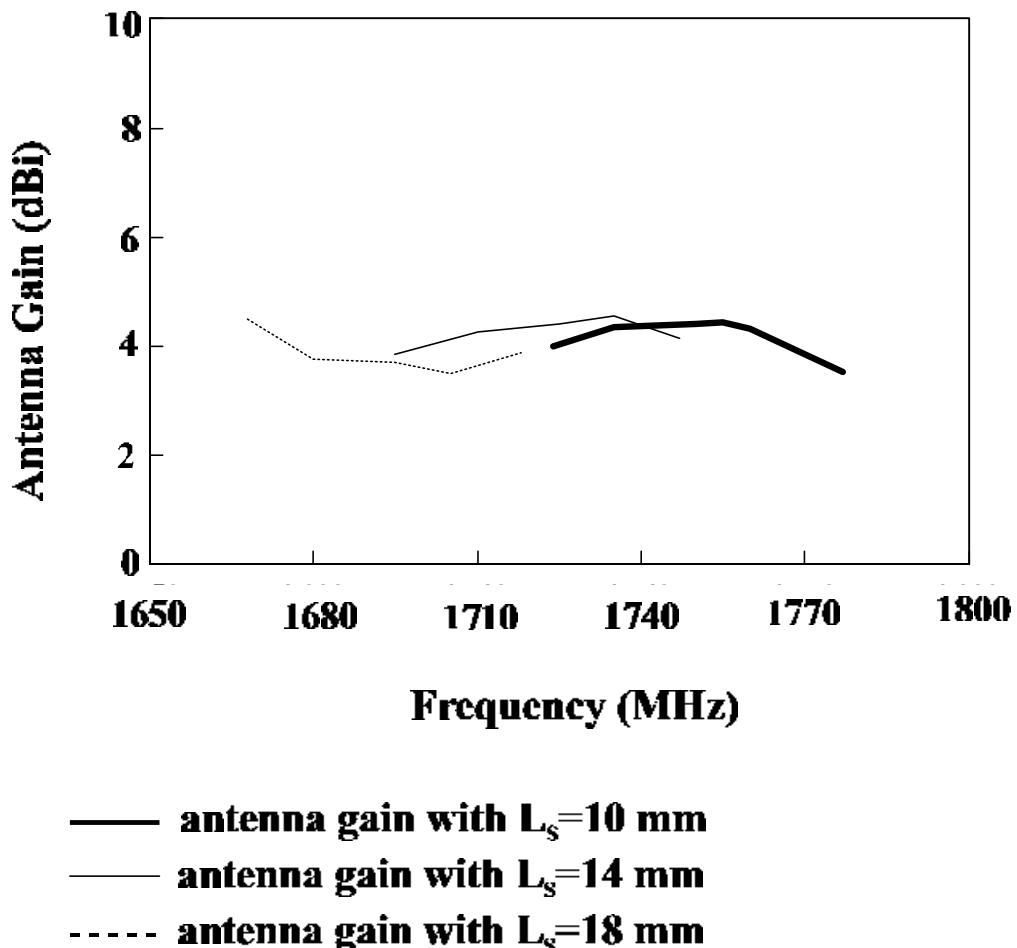


圖4.2.7 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線之最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖。

4.2.2 使用相同共面波導饋入網路於不同饋入位置之矩形微帶天線的設計比較

共面波導饋入方式之微帶天線設計，其饋入網路一般皆設計位於天線接地面的幾何中心位置，此時，由於完全對稱的關係，天線的電磁耦合效應最好，而且天線的交叉極化效應亦最小；然而，若微帶天線的設計使用共面波導雙饋入之方式，例如雙頻操作之雙饋入微帶天線的設計或寬頻雙極化微帶天線的設計的應用，則兩個共面波導的饋入耦合槽孔必需遠離此幾何中心點方能提供足夠的隔離度。因此比較共面波導饋入網路在不同饋入點時微帶天線的操作特性與輻射效應有其必要性。

圖 4.2.8 所表示的是使用電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路在矩形微帶天線的接地面上三個不同的饋入點之幾何結構圖。此設計中的天線結構以及其它設計參數俱與第 4.2.1 節所使用的相同。耦合槽孔的長度 L_s 為 10 mm。在圖中所示的第二個饋入點是位於 X-軸上低於幾何中心 7.5 mm 的位置，而第三個饋入點是位於 Y-軸左邊，其耦合槽孔的邊緣距離天線之邊緣 7.5 mm。圖 4.2.9 為對應到圖 4.2.8 中的設計參數所量測出來的反射損耗頻率響應圖。由圖中曲線很清楚的顯示，在這三個不同的饋入位置上所激發出來的共振頻率相差極小，只要在 Y-軸或 X-軸上選取適當的饋入位置都能夠激發出相似的共振頻率而且得到良好的阻抗匹配。另外值得注意的是，饋入位置在 X-軸上不能高於 Y-軸線以上，否則會激發出相反方向的表面電流而得到不同模態的輻射特性。利用 IE3D 模擬軟體來分析在三個不同的饋入位置上激發模態的表面電流分佈圖，結果顯示這三組不同饋入位置的實驗都具有相似的表面電流分佈圖，尤其在金屬片的中心部分。主要的差異只在於饋入網路所在的位置上之表面電流密度較為稀薄。圖 4.2.10 和圖 4.2.11 分別是饋入網路的耦合槽孔位於 X-軸上較座標軸原點低 7.5 mm 位置，與位於 Y-軸左邊其耦合槽孔的邊緣距離天線之邊緣 7.5 mm 位置的兩個實驗之表面電流分佈圖，而饋入耦合槽孔位於座標軸原點之實驗的表面電流分佈圖則顯示於上一節中的圖 4.2.3。從以上的分析結果，我們預期此設計亦將可獲得同極性和相似的輻射場型特性。圖 4.2.12 與圖 4.2.13 分別為對應於圖 4.2.10 與圖 4.2.11 的設計參數所量測得到的微帶天線之 E-plane 與 H-plane 的遠場輻射場型圖。圖中可看出此三個設計都具有相似的輻射特性，而且不管在 E-plane 或 H-plane 上主極化面的輻射場強度都以零度附近為最大。此外，其交叉極化程度都在 20dB 以下，是不錯的線

性極化設計。圖 4.2.14 為在量測平面上所量測到最大接收功率的頻率響應圖，圖中曲線清楚顯示，饋入網路位於幾何中心之設計因其具有完全對稱的幾何結構，電磁耦合效應最佳，所以得到最好的天線輻射增益；饋入網路位於 Y-軸左邊的設計，因其物理結構亦對稱於兩個輻射，其移動對天線輸入阻抗變化影響較小，亦可獲得不錯的天線輻射增益；換句話說，饋入網路位於座標原點下方 X-軸上的結構，因其共振輸入電阻明顯降低，而且其磁場強度亦較中心處為弱，因此獲得最小的天線輻射增益，此現象與槽孔耦合的饋入結構有相同的輻射特性。

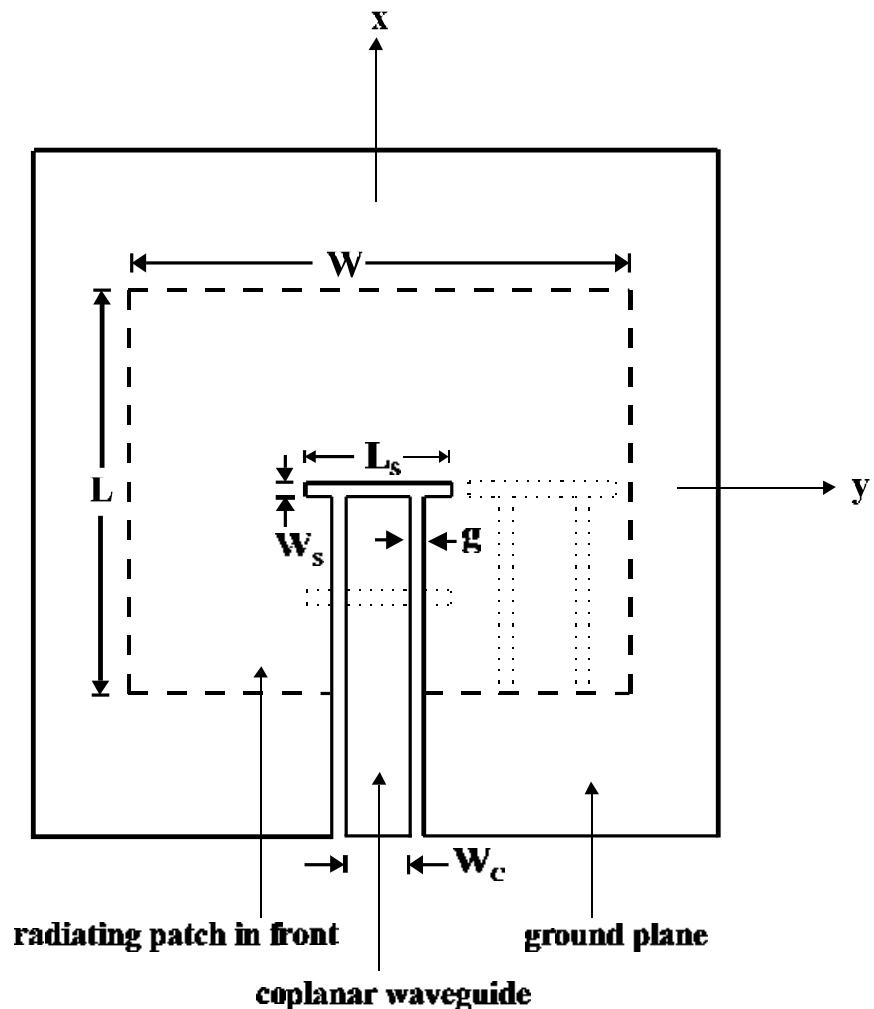


圖4.2.8 使用電容性耦合槽孔的共面波導餌入網路餌入於不同位置之矩形微帶天幾何結構圖.

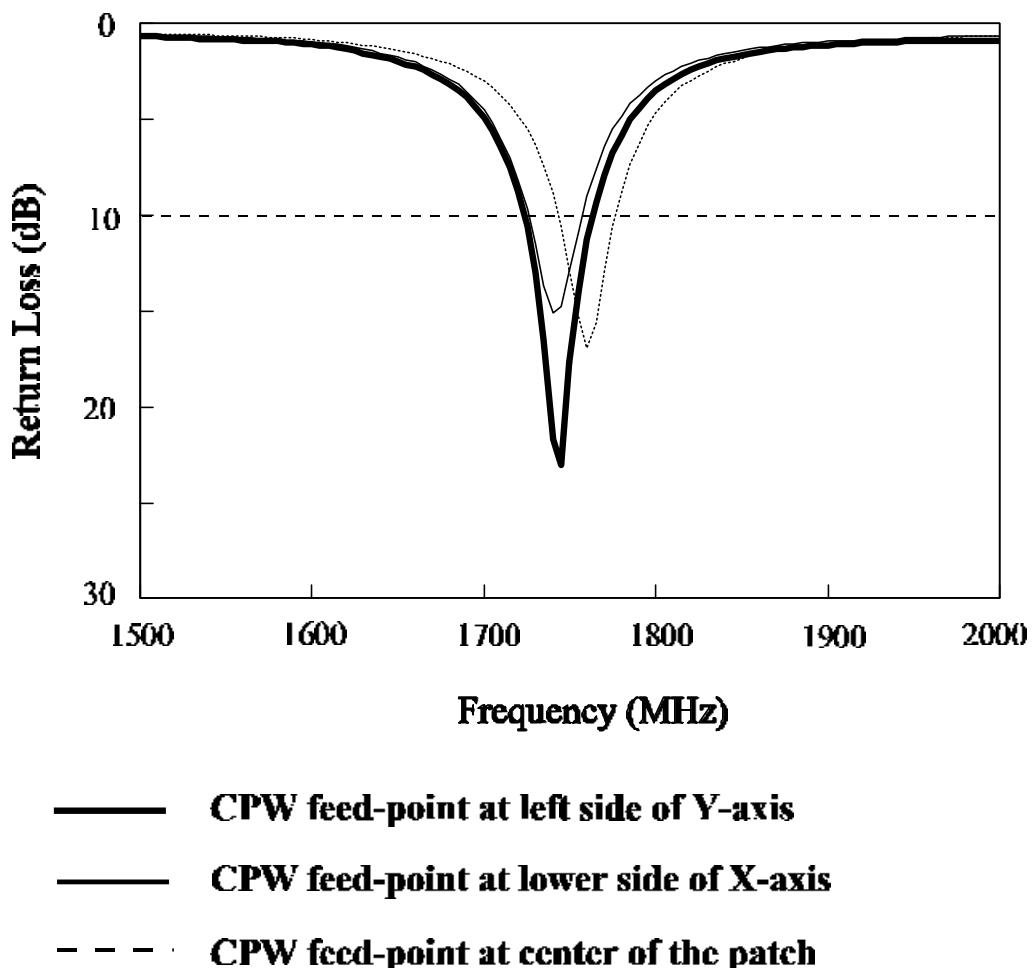


圖4.2.9 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線之反射損耗頻率響應圖。

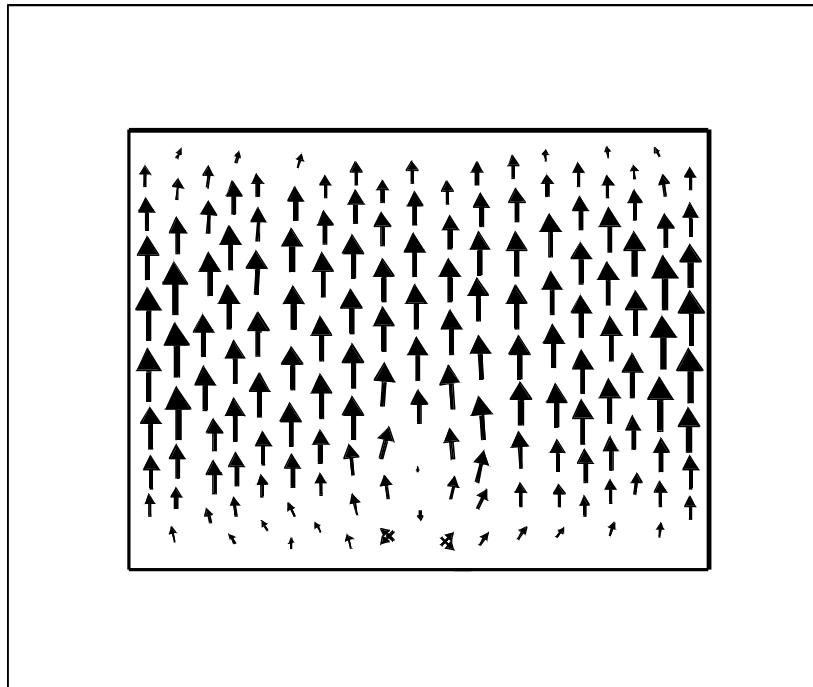


圖4.2.10 使用IE3D模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路位於X-軸上座標原點下方之表面電流密度分佈圖.

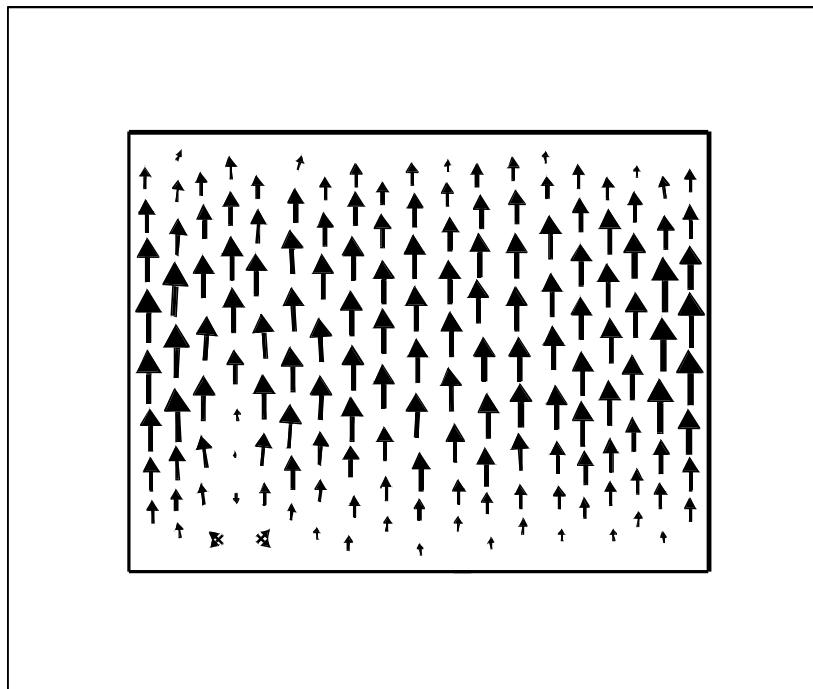


圖4.2.11 使用IE3D模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路位於Y-軸左方之表面電流密度分佈圖.

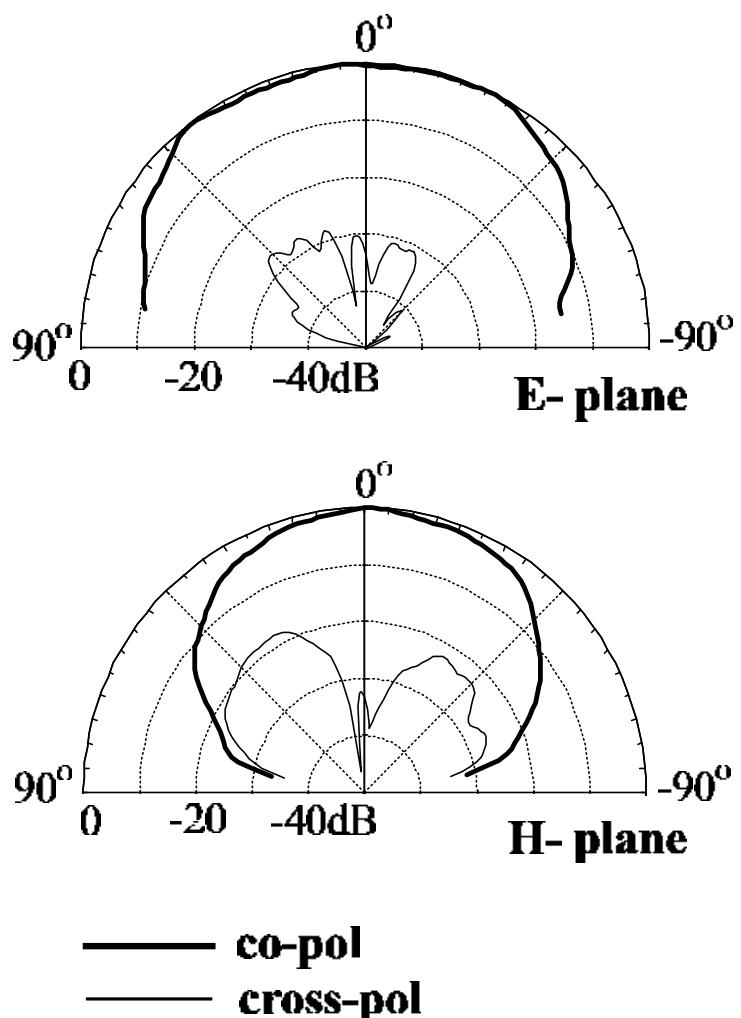


圖4.2.12 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路位於天線接地面X-軸上座標原點下方之垂直平面的輻射場型。

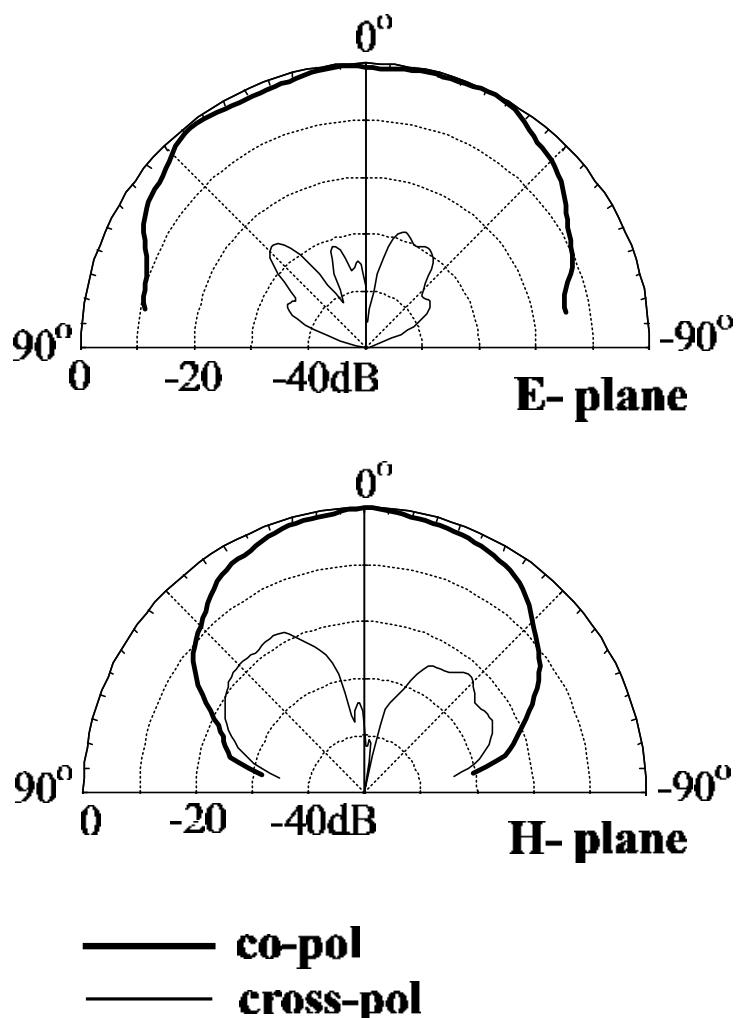


圖4.2.13 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路位於天線接地面Y-軸左方之垂直平面的輻射場型.

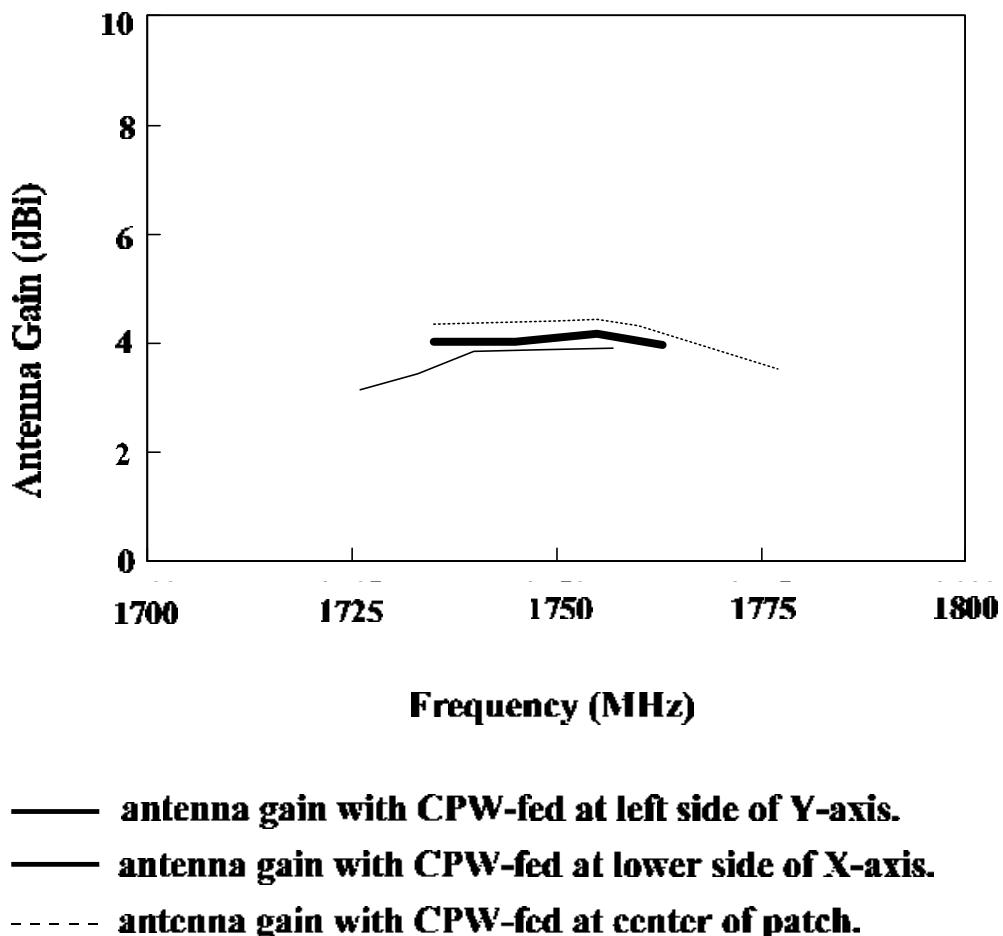


圖4.2.14 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線之最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖。

4.2.3 使用相同共面波導饋入網路於等長輻射邊而不同大小輻射面積的設計比較

由上一節的實驗結果顯示，將電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路設計在微帶天線接地面的幾何中心位置，天線具有最佳的電磁耦合效果，而且其交叉極化效應亦最小。由第 4.2.1 節的實驗結果亦顯示天線的反射損耗與電容性耦合槽孔的長度並沒有直接的關係。因此，在饋入點位置固定的情況下如何使得天線得到最佳的阻抗匹配，是使用共面波導饋入方式做為微帶天線之饋入網路的設計上一個重要課題。在本節中，將相同的共面波導饋入網路設計在三個相同的共振波長而不同輻射邊長度的微帶天線上，從實驗數據分析比較其輻射特性，進而歸納出使用電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路時微帶天線最佳阻抗匹配的設計方法。

圖 4.2.15 所表示的是使用電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路與矩形微帶天線結合之幾何結構圖。其中，矩形微帶金屬片的長度 L (亦即是天線的共振波長)為 40 mm，而微帶金屬片的輻射邊長度 W 分別為 40 mm、50 mm 與 60 mm。電容性耦合槽孔的長度 L_s 設定為 10 mm，其餘的設計參數俱與第 4.2.1 節者同。這些設計參數以及實驗結果都詳細的列在表 4.2.2 中。圖 4.2.16 為對應到表 4.2.2 中的設計參數所量測得到的反射損耗頻率響應圖。由圖中可以看到，在天線的共振波長固定下，改變天線的輻射邊長並不影響天線的激發頻率，卻對於天線的阻抗匹配造成很大的差異。圖 4.2.17 是對應於圖 4.2.16 之輸入阻抗圖，其中圖 4.2.17(a) (b)與(c)分別是輻射邊長(W)為 40 mm、50 mm 與 60 mm 之輸入阻抗圖。值得注意的是，隨著天線金屬片輻射面積的增大，天線特性阻抗的電感與電容性質對於頻率之響應則相對的降低，而且天線金屬片輻射面積的大小並不影響天線的輻射增益，在此設計中，三組不同輻射面積的天線輻射增益都在 4.5dBi 左右。由以上的實驗結果可以得到一個重要的結論，當使用電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路來設計矩形微帶天線時，共振波長之長度決定天線的共振頻率，而適當的調整天線的輻射邊長則可以獲得良好的阻抗匹配。利用 IE3D 模擬軟體來分析這三種設計在激發模態的表面電流分佈圖，結果顯示這三組不同輻射面積的實驗都具有相似的表面電流分佈圖，尤其在金屬片的中心部分。圖 4.2.18、圖 4.2.19 和圖 4.2.20 為輻射邊長分別是 40 mm、50 mm 與 60 mm 之表面電流分佈圖。從以上的分析結果，我們預期此設計亦將可獲得同極性和相似的輻射場型特性。圖

4.2.21、圖 4.2.22 與圖 4.2.23 分別為對應於圖 4.2.18、圖 4.2.19 和圖 4.2.20 的設計參數所量測得到的微帶天線之 E-plane 與 H-plane 的遠場輻射場型圖。圖中可看出此三個設計都具有相似的輻射特性，而且不管在 E-plane 或 H-plane 上主極化面的輻射場強度都以零度附近為最大。此外，其交叉極化程度都在 20dB 以下，是不錯的線性極化設計。

表 4.2.2 使用不同金屬片輻射面積所得到的矩形微帶天線的特性； $\epsilon_r = 4.4$, $h = 1.6$ mm, $L_s = 10$ mm, $L = 40$ mm, ground-plane size = 75×75 mm.

	$W \times L$ (mm)	L_s (mm)	f_R (MHz)	BW (MHz)	antenna return loss S_{11} (dB)
antenna 1	40×40	10	1770	36	-14.0
antenna 2	50×40	10	1765	41	-31.3
antenna 3	60×40	10	1755	48	-17.0

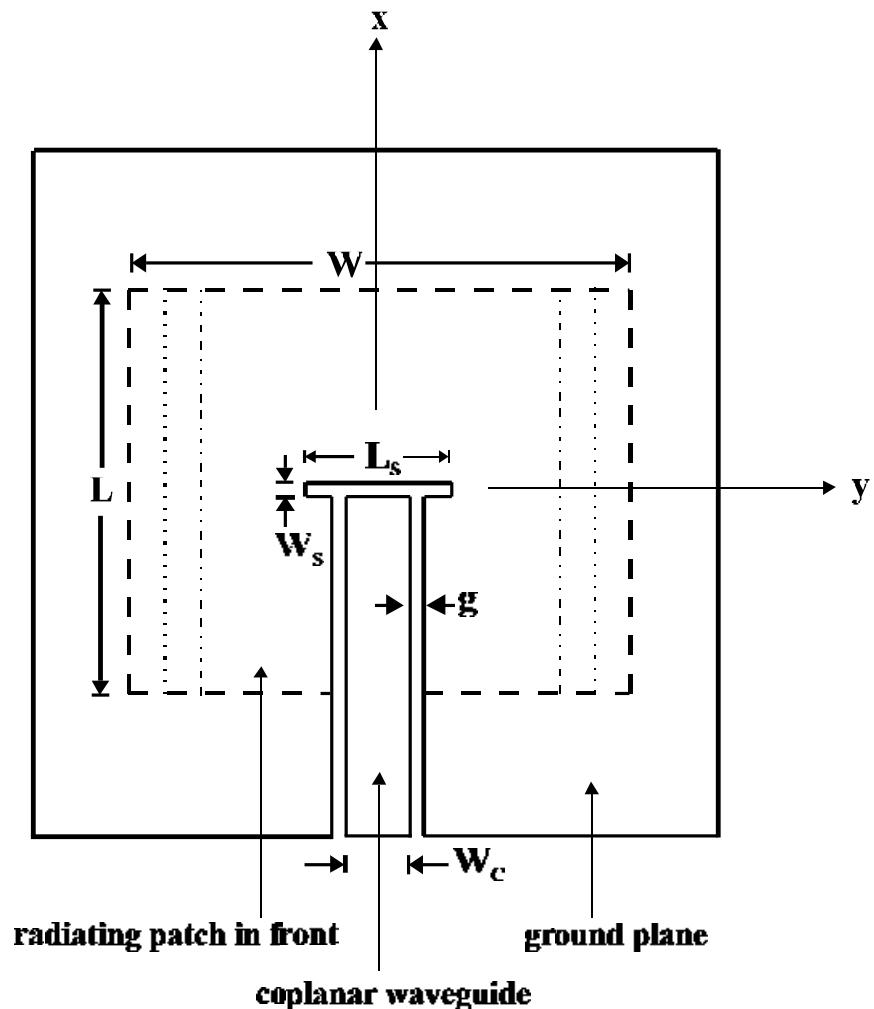


圖4.2.15 使用電容性耦合槽孔的共面波導餌入網路餌入於不同金屬
片輻射面積之矩形微帶天線幾何結構圖.

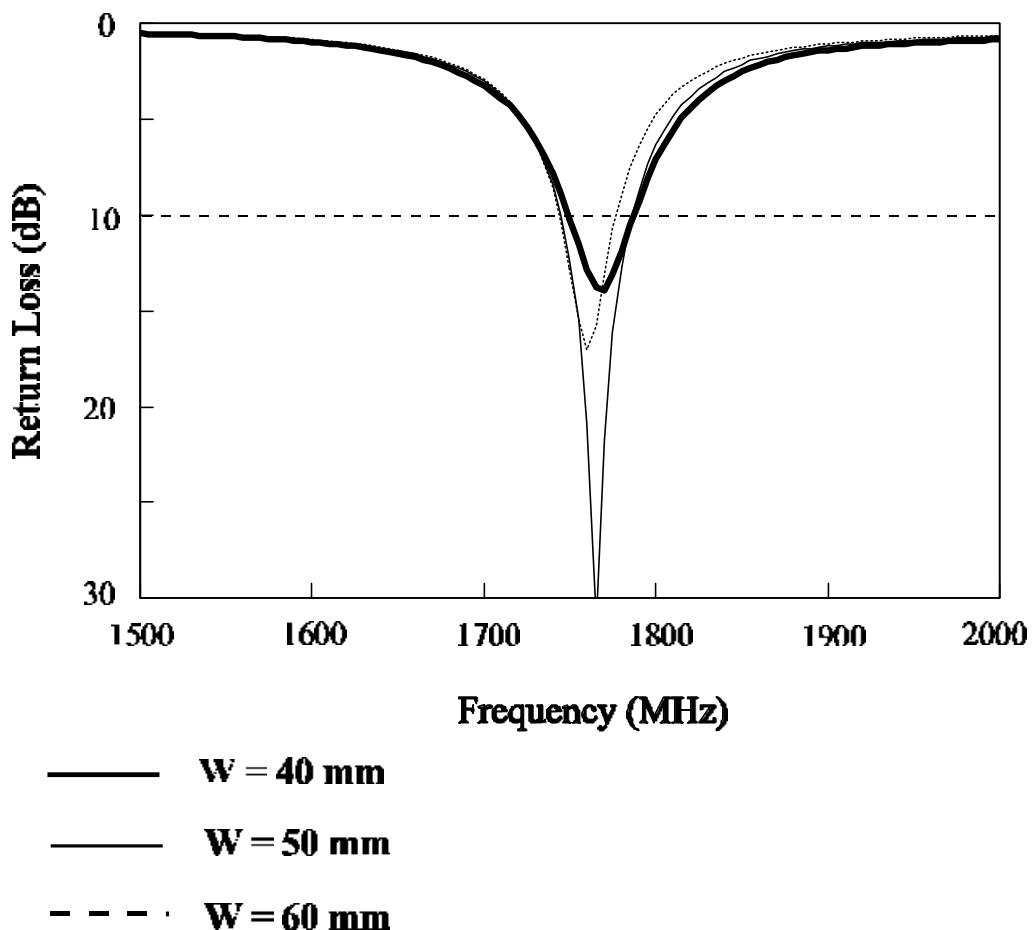
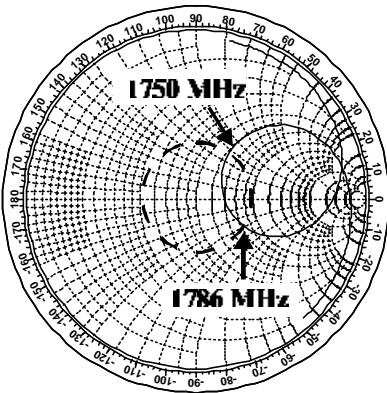
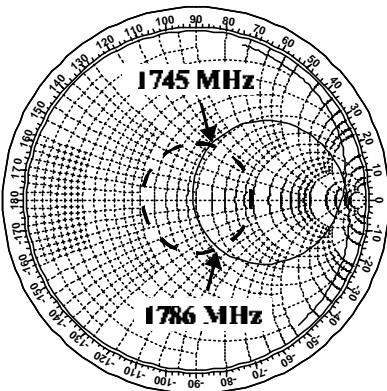


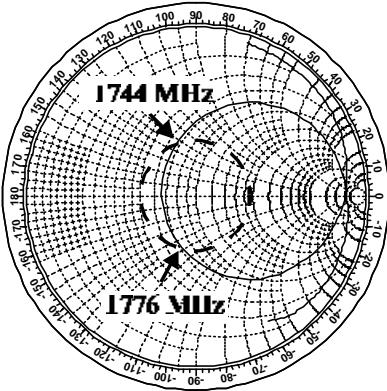
圖4.2.16 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線之反射損耗頻率響應圖。



(a)



(b)



(c)

圖 4.2.17 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線之輸入阻抗圖；(a) $W=40$ mm (b) $W=50$ mm (c) $W=60$ mm

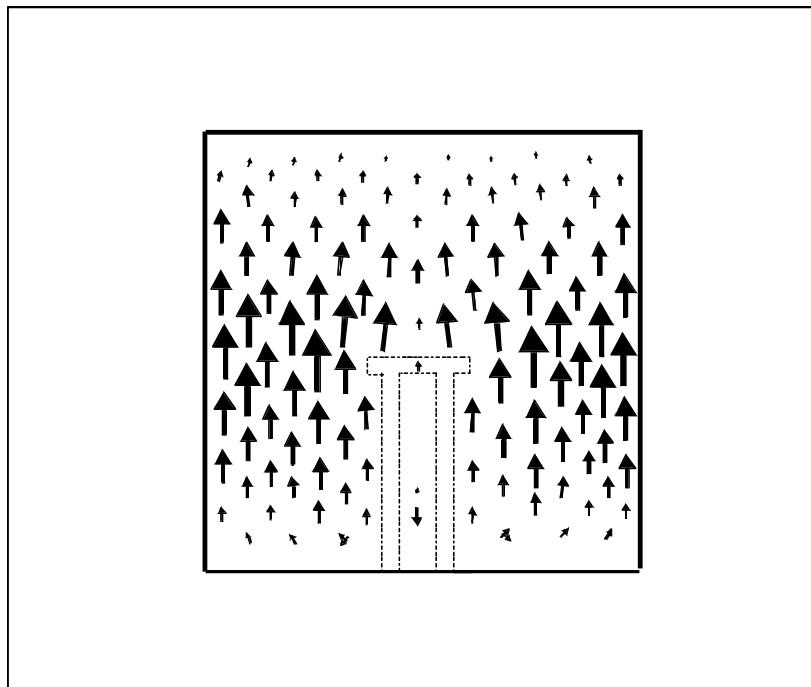


圖 4.2.18 使用 IE3D 模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路於輻射邊長 $W = 40\text{ mm}$ 之矩形微帶天線表面電流密
度分佈圖.

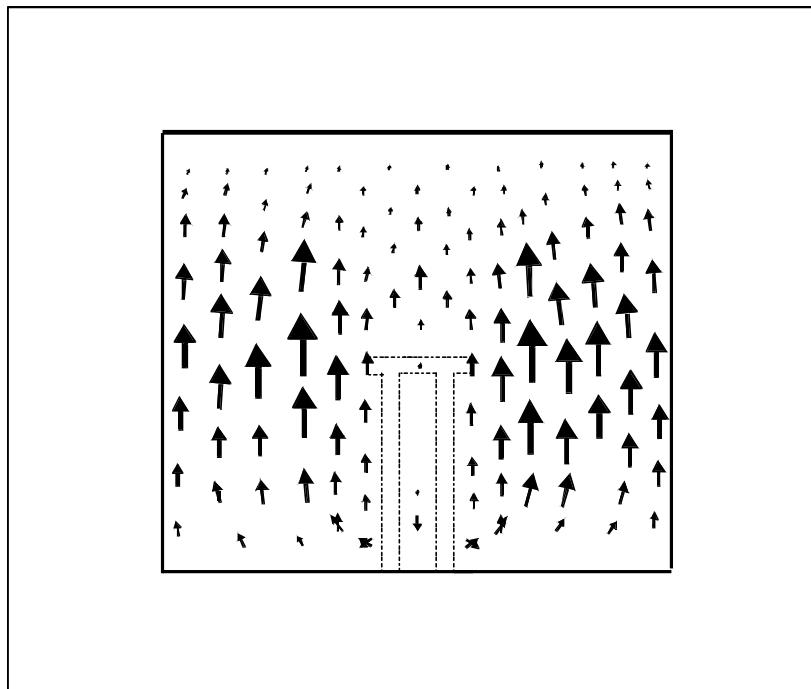


圖 4.2.19 使用 IE3D 模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路於輻射邊長 $W=50\text{ mm}$ 之矩形微帶天線表面電流密
度分佈圖.

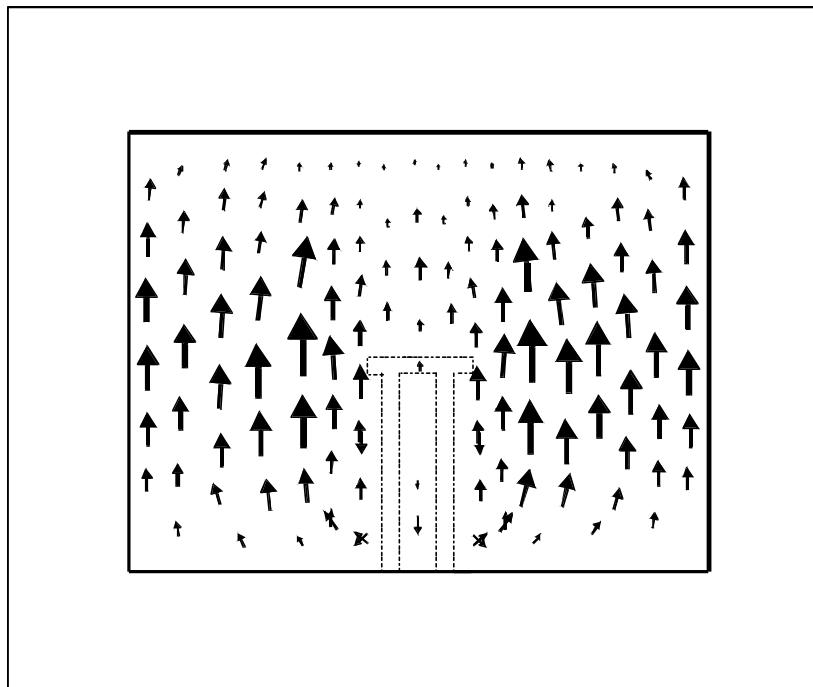


圖 4.2.20 使用 IE3D 模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路於輻射邊長 $W=60\text{ mm}$ 之矩形微帶天線表面電流密
度分佈圖.

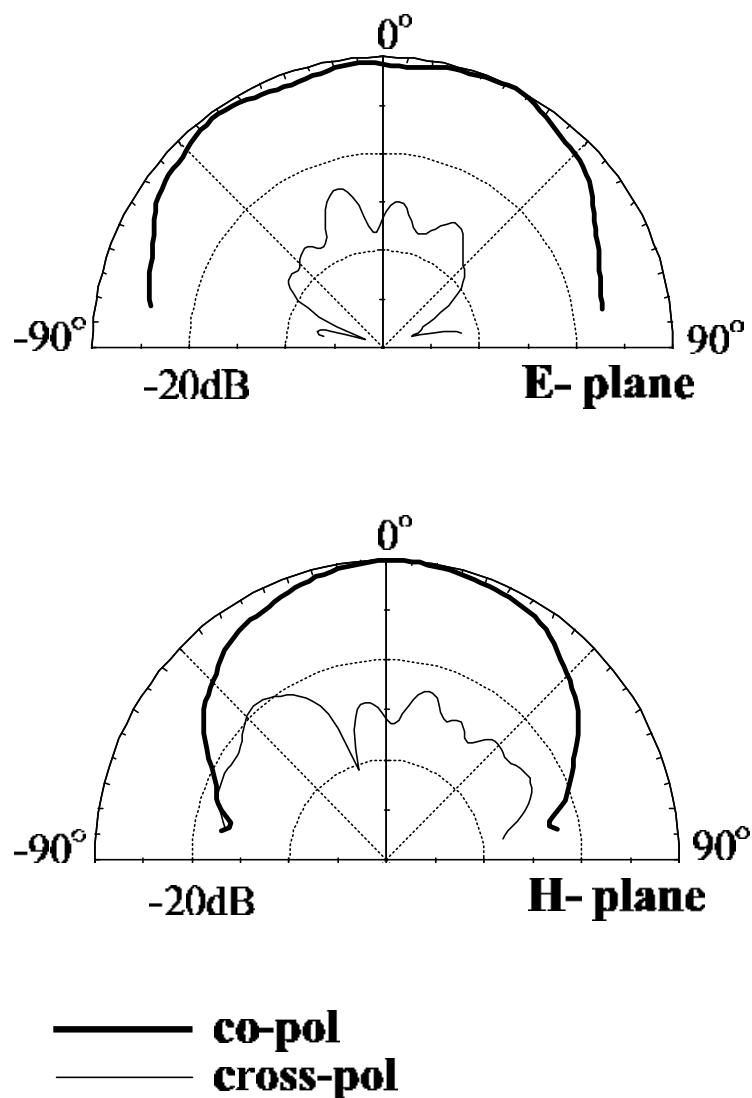


圖4.2.21 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於 $W=40\text{ mm}$ 之設計參數之垂直平面的輻射場型.

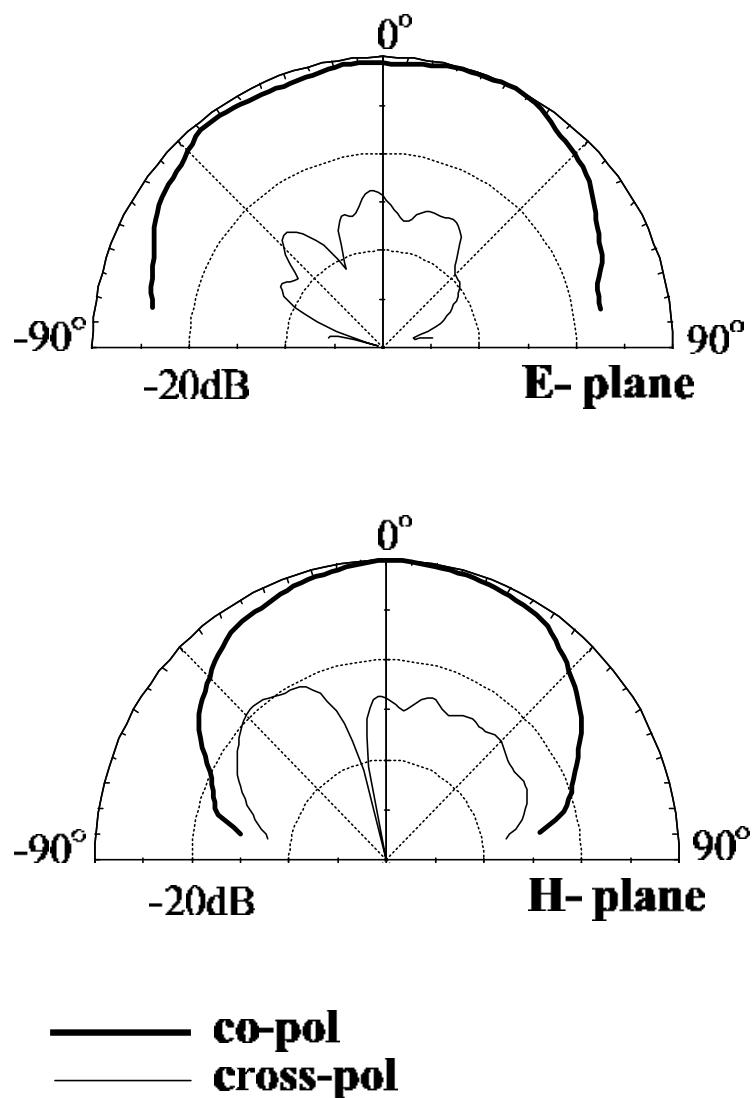


圖4.2.22 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於 $W=50\text{ mm}$ 之設計參數之垂直平面的輻射場型.

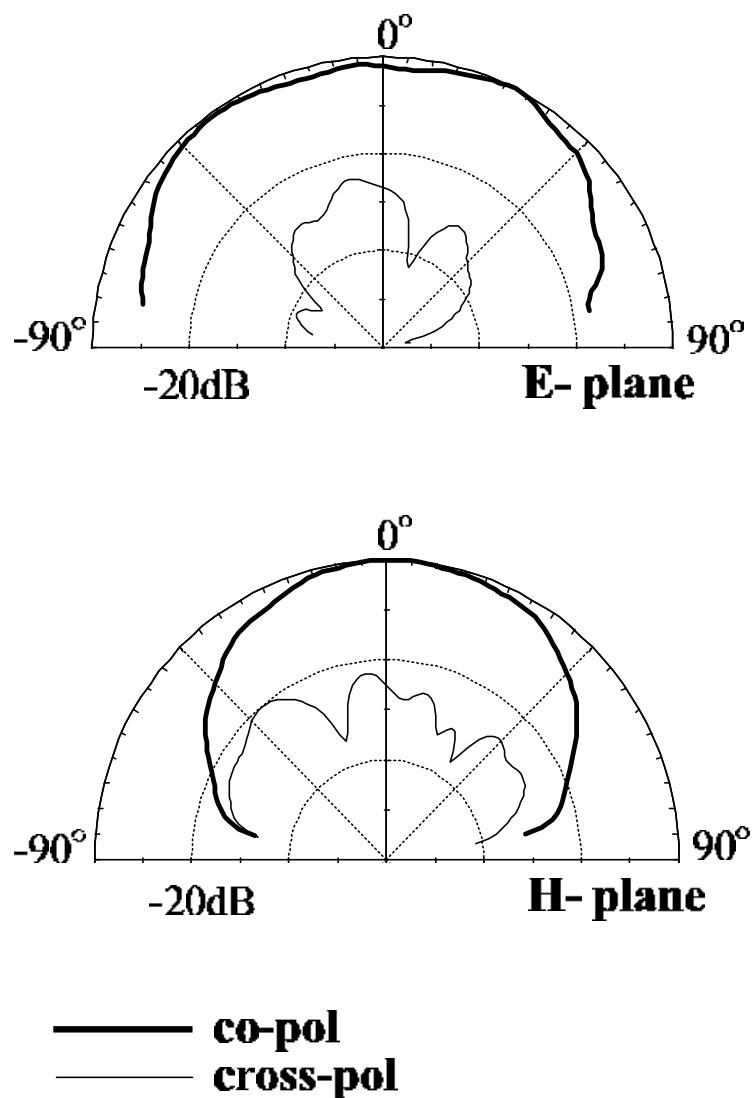


圖4.2.23 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於 $W=60\text{ mm}$ 之設計參數之垂直平面的輻射場型.

4.3 三度空間共面波導饋入方式微帶天線之設計

微帶天線的設計利用共面波導之饋入方式雖然具有與天線輻射體單一平面結構，且容易和微波積體電路相結合等優點，然而在許多實際應用方面，其複雜的控制電路或介面電路大都不與天線輻射體同一平面。因此，發展立體式的三度空間之共面波導饋入方式的微帶天線設計有其必要性。

設計原理

在已公開發表的文獻中，有多篇文章是敘述微帶天線的設計採用垂直饋入的方式 [33-36]。在本設計中，我們提出一種嶄新的饋入方式，共面波導的饋入網路一部分位於分開的微波基材上，另一部分被蝕刻在微帶天線接地面的幾何中心點上，兩片微波基材以三度空間的立體方式相連接，並可以任意的角度相結合。圖 4.3.1 所示為使用三度空間的共面波導饋入方式於矩形微帶天線之幾何結構圖。其中，矩形微帶金屬片的邊長為 $L \times W$ ，微帶天線的介質基底厚度為 h ，介電常數為 ϵ_r ，而導磁係數則為 μ_0 。如圖所示，一部分的共面波導饋入網路被蝕刻在微帶天線的接地面上，電容性的狹長耦合槽孔位於天線接地面的幾何中心上，其槽線的長度為 L_s ，寬度為 W_s 。50Ω 微帶饋入線之寬度為 W_c 而其長度為 λ ， λ 可為任意長度，在此設計中概略設定為天線邊長 L 的一半；此部分的微帶饋入線開路於電容性耦合槽孔的中心位置，且其與天線接地面間之距離為 g 。另一部分的饋入網路位於分開的微波基材上，並與天線的基材都是使用相同的 FR4 玻纖材質；這兩部分的饋入網路可以任意角度 相連結，構成三度空間的立體化結構。由實驗結果顯示，祇要適當的調整耦合槽孔的長度與寬度，則電磁能量就能夠理想的從共面波導的微帶饋入線耦合到天線的輻射金屬片上；並且經由適當的調整天線輻射邊 W 的長度，就可以獲得良好的天線阻抗匹配。

實驗結果與討論

在圖 4.3.1 裡，我們使用邊長 $W \times L$ 為 $56\text{ mm} \times 37.3\text{ mm}$ 的矩形微帶金屬片配合饋入網路的尺寸參數為 $L_s = 19\text{ mm}$, $W_s = 0.5\text{ mm}$, $W_c = 6.37\text{ mm}$ 且 $g = 0.5\text{ mm}$, $\lambda = 18.7\text{ mm}$, $\epsilon = 90^\circ$, ground-plane size = $75\text{ mm} \times 75\text{ mm}$; 而 FR4 玻纖基材的厚度 $h = 1.6\text{ mm}$, 介電常數 $\epsilon_r = 4.4$ 。圖 4.3.2 為對應到圖 4.3.1 中的設計參數所量測得到的反射損耗頻率響

應圖。由圖中反射損耗的頻率響應曲線來看，天線共振在頻率為 1745MHz 處有良好的阻抗匹配，此頻率亦是這個設計的基本共振頻率，與設計原理中所預測的結果是吻合的；由低於-10dB 的反射損耗為標準來定義，天線的阻抗頻寬為 42MHz 或是中心振盪頻率的 2.4%，稍大於一般使用同軸線饋入方式的阻抗頻寬。關於這個激發模態的表面電流分佈，我們利用 IE3D 模擬軟體來分析並表示於圖 4.3.3 中。在輻射特性方面，圖 4.3.4 是對應到圖 4.3.1 的設計參數所量測出來此三度空間共面波導饋入方式的矩形微帶天線共振在 1745 MHz 時的 E-plane 與 H-plane 的遠場輻射場型圖。圖中可看出這個共振模態不管在 E-plane 或者是 H-plane 上主極化面的輻射場強都以零度附近為最大。此外，這個操作模態的交叉極化程度也有不錯的結果。為了證明此一結構設計的重複性，我們使用 50Ù 微帶饋入線的長度分別為 15 mm 與 37.25 mm 並且將天線基底的接地面與另一片微帶饋入線以 角度為 60°和 120°的設計參數來做對照實驗，其量測所得的反射損耗頻率響應圖和 E-plane 與 H-plane 的遠場輻射場型圖都與前面所示的圖形極為相似，顯見這個設計準則適用於需要額外空間的三度空間共面波導饋入方式的微帶天線設計。

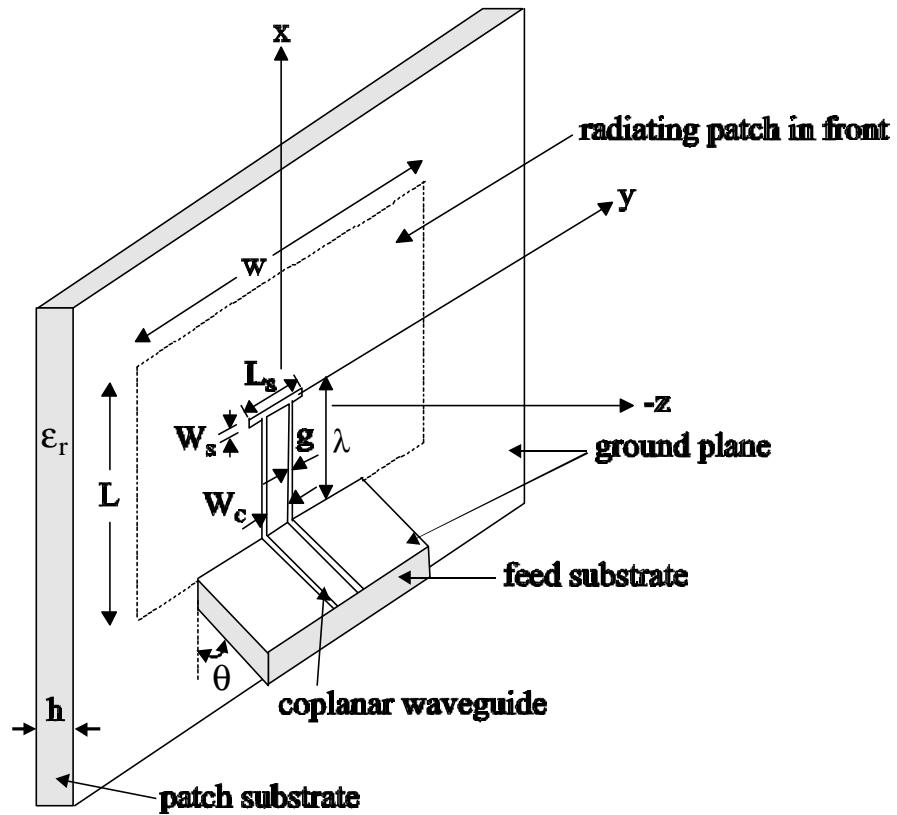


圖 4.3.1 三度空間共面波導饋入方式之矩形微帶天線幾何結構圖.

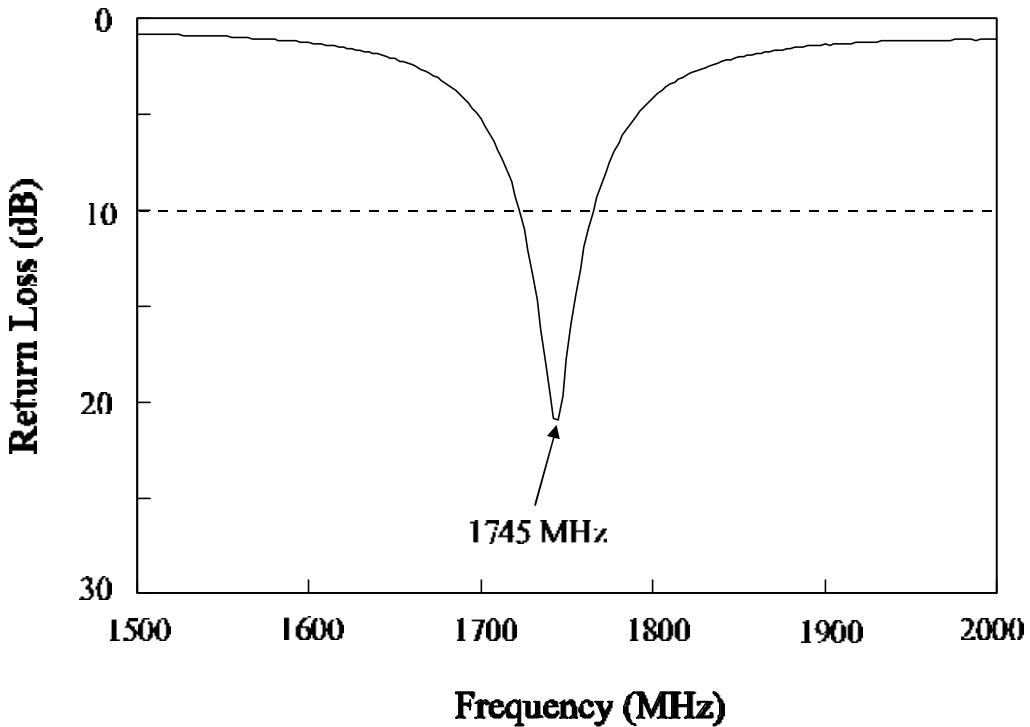


圖 4.3.2 實驗量測所得之三度空間共面波導饋入方式矩形微帶天線
之反射損耗頻率響應圖； $h = 1.6\text{ mm}$, $\epsilon_r = 4.4$, $L = 37.3\text{ mm}$,
 $W = 56\text{ mm}$, $L_s = 19\text{ mm}$, $W_s = 0.5\text{ mm}$, $W_C = 6.37\text{ mm}$, $g =$
 0.5 mm , $\lambda = 18.7\text{ mm}$, $\hat{\epsilon} = 90^\circ$, ground-plane size = $75\text{ mm} \times$
 75 mm .

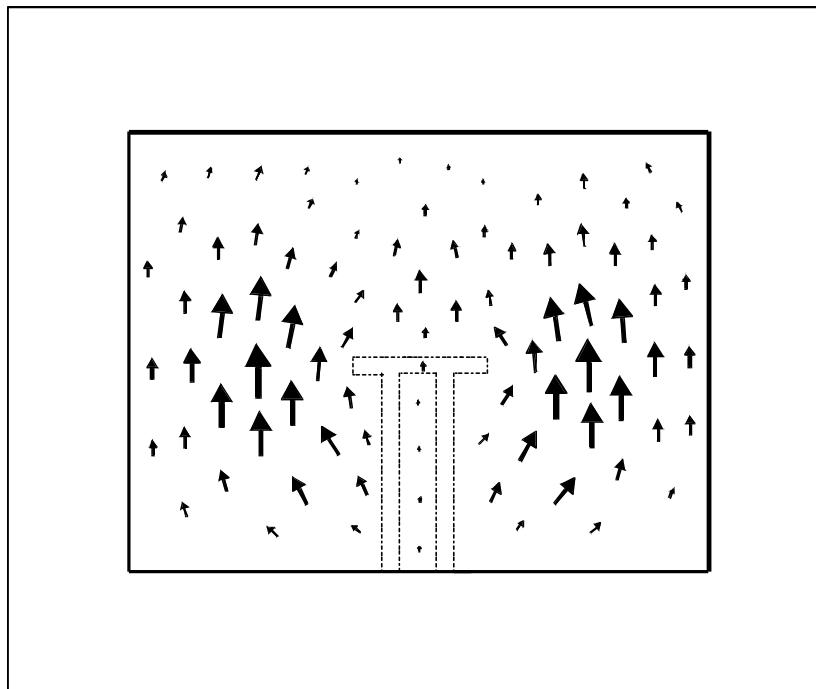


圖 4.3.3 使用 IE3D 模擬軟體分析所得到的三度空間共面波導饋入方式之矩形微帶天線電流密度分佈圖.

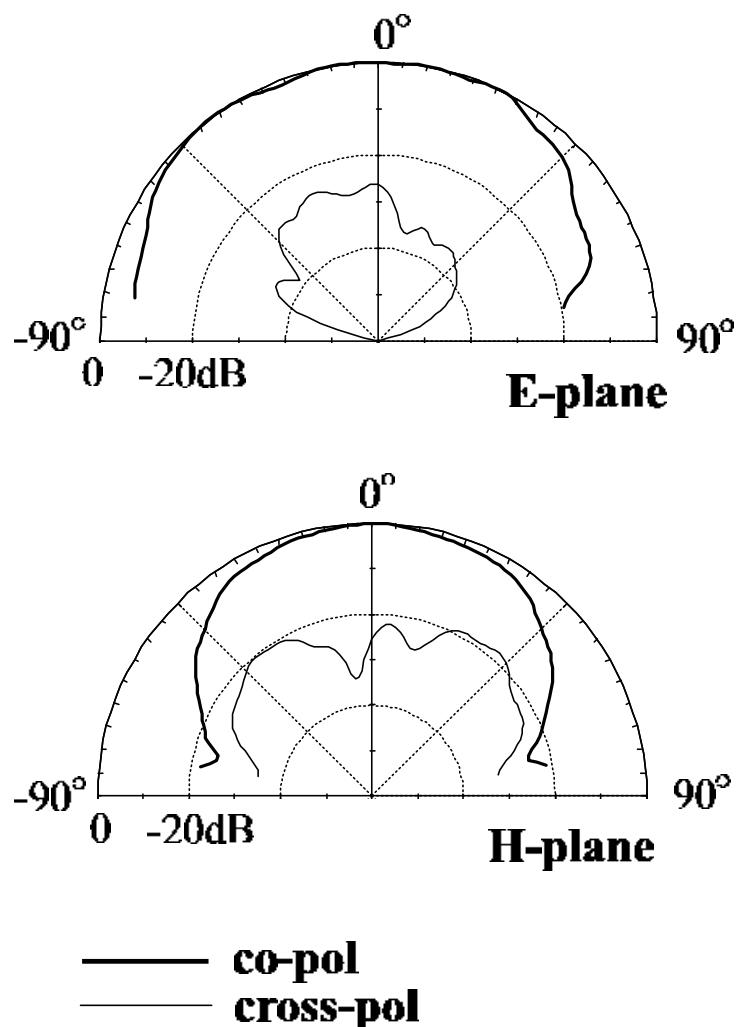


圖 4.3.4 實驗量測所得到的三度空間共面波導饋入方式之矩形微帶天線
對應於圖 4.3.1 之設計參數的垂直平面輻射場型.

4.4 使用共面波導饋入方式之縮小化矩形微帶天線設計

本節是延伸在第 4.2.1 節中所得到的結論，亦即使用電容性耦合槽孔之共面波導饋入方式於微帶天線設計時，隨著耦合槽孔長度之增加其所激發的共振頻率隨之下降。然而受限於饋入網路的耦合槽孔需位置在天線接地面的幾何中心才能獲得最佳的電磁耦合效應，此時耦合槽孔能夠往兩邊延伸之長度有限。再者，於第 4.2.3 節中我們亦得到一個重要的結論，將饋入網路的耦合槽孔移到天線接地面的幾何中心下方，並不會影響天線的激發共振頻率。因此，利用共面波導饋入方式的這兩種特性，我們設計出一種嶄新的縮小化微帶天線設計。

設計原理

圖 4.4.1 所示為使用電容性耦合槽孔之共面波導饋入方式的縮小化矩形微帶天線幾何結構圖。其中，矩形微帶金屬片的邊長為 $W \times L$ ；共面波導饋入網路的電容性耦合槽孔位於天線接地面的幾何中心上，其長度為 L_s 且寬度為 W_s 。而 50Ω 的微帶饋入線沿著 X-軸開路於耦合槽孔的正下方，其寬度為 W_c 並且與天線接地面之間的距離為 g 。在 Y-軸上沿著天線的耦合槽孔兩邊分別挖出兩條與耦合槽孔同寬度的平行狹長槽線，此槽線與耦合槽孔相距 2 mm。在這實驗中，我們設計了四組天線，其平行狹長槽線的長度 L_a 分別是 5 mm、10 mm、15 mm 與 20 mm，量測所得的天線輻射特性數據將詳列於表 4.4.1 之中。為了再增加平行狹長槽線的長度，我們將天線的幾何結構稍做改變並顯示於圖 4.4.2。在此新結構圖中，共面波導之饋入網路於座標幾何中心沿著 X-軸下移 5.5 mm，而兩條平行狹長槽線對稱於座標幾何中心相距 2 mm 並且沿著 Y-軸向兩邊延伸 25 mm。此外，微帶天線的介質基底厚度為 h ，介電常數為 ϵ_r ，而導磁係數則為 μ_0 。

實驗結果與討論

在圖 4.4.1 和圖 4.4.2 裡，我們使用邊長 $W \times L$ 為 60 mm × 40 mm 的矩形微帶金屬片配合饋入網路的尺寸參數為： $L_s = 10$ mm， $W_s = 0.5$ mm， $W_c = 6.37$ mm， $g = 0.5$ mm 而 L_a 如前所述分別是 5 mm、10 mm、15 mm、20 mm 和 25 mm。本設計所採用的天線基底是 FR4 玻纖基材，其厚度 $h = 1.6$ mm，介電常數 $\epsilon_r = 4.4$ 。在本研究中設計五組不

同的狹長槽線的長度來探討並比較它們的輻射特性，這些設計參數以及實驗結果都詳細的列在表 4.4.1 中。圖 4.4.3 為對應到表 4.4.1 的設計參數所量測得到的反射損耗頻率響應圖。由圖中可以看到，隨著平行狹長槽線的長度 L_A 逐步增加，可以看到這五組設計的操作頻帶由 1724 MHz~1755 MHz 降至 1396 MHz~1424 MHz。這個結果對應到操作在相同頻率下的傳統矩形微帶天線，其天線面積縮小率分別可達到約 6.56%、10.28%、20.5%、29.16% 與 38.64%。利用 IE3D 模擬軟體來分析在激發模態的表面電流分佈圖，結果顯示這五組設計都具有相似的表面電流密度分佈圖，其主要的差異只在於隨著平行狹長槽線之長度的增加而加長天線的表面電流，因此其共振頻率隨之降低。圖 4.4.4 與圖 4.4.5 分別表示平行狹長槽線之長度為 15 mm 與 25 mm 時微帶天線的表面電流分佈圖。從以上的分析結果，我們預期此設計將可獲得同極性和相似的輻射場型特性。圖 4.4.6、圖 4.4.7、圖 4.4.8、圖 4.4.9 與圖 4.4.10 分別是對應到圖 4.4.3 的設計參數所量測得到微帶天線共振在平行狹長槽線之長度 L_A 為 5 mm、10 mm、15 mm、20 mm 與 25 mm 時的 E-plane 與 H-plane 的遠場輻射場型圖。圖中可看出此五個設計都具有相似的輻射特性，而且不管在 E-plane 或 H-plane 上主極化面的輻射場強度都以零度附近為最大。此外，其交叉極化程度都在 20dB 左右，是不錯的線性極化設計。圖 4.4.11 為在量測平面上所量測到最大接收功率的頻率響應圖。其天線的輻射增益在這五組設計中都在 4dBi 左右。

表 4.4.1 使用平行狹長槽線所得到之縮小化矩形微帶天線的特性： $\epsilon_r=4.4$, $h = 1.6$ mm, $L_S = 10$ mm, $W_S = 0.5$ mm, $W_C = 6.37$ mm, $g = 0.5$ mm.

	$W \times L$ (mm)	L_A (mm)	f_R (MHz)	BW (MHz)	antenna size reduction (%)
antenna 1	60×40	5	1740	31	6.56
antenna 2	60×40	10	1705	34	10.28
antenna 3	60×40	15	1605	34	20.50
antenna 4	60×40	20	1515	33	29.16
antenna 5	60×40	25	1410	28	38.64

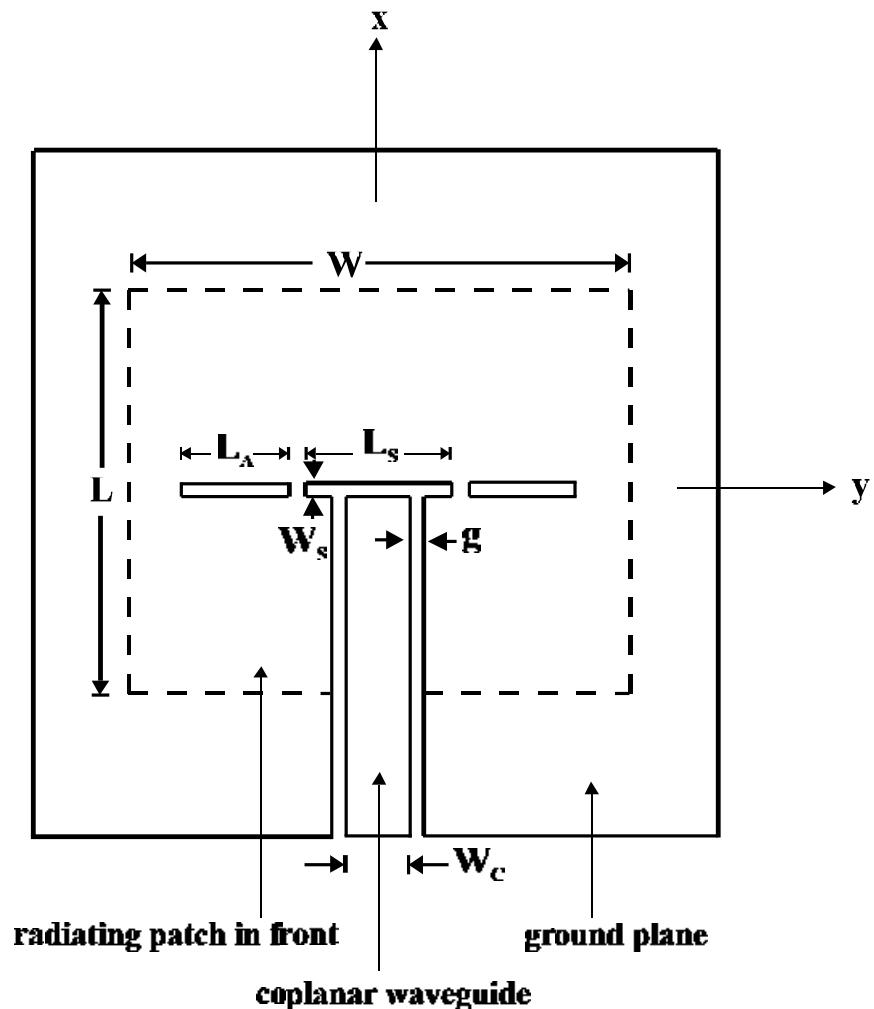


圖 4.4.1 使用平行狹長槽線於電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路之縮小化矩形微帶天線幾何結構圖.

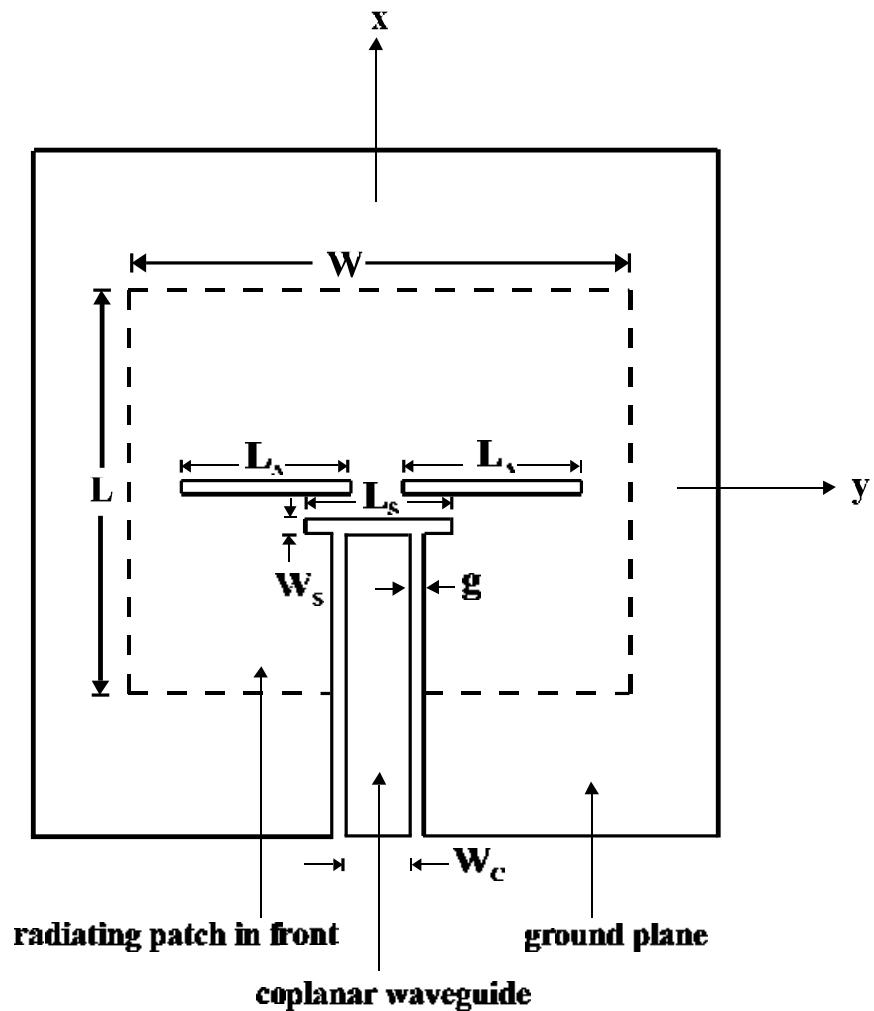


圖 4.4.2 使用狹長槽線於電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路之縮小化矩形微帶天線幾何結構圖.

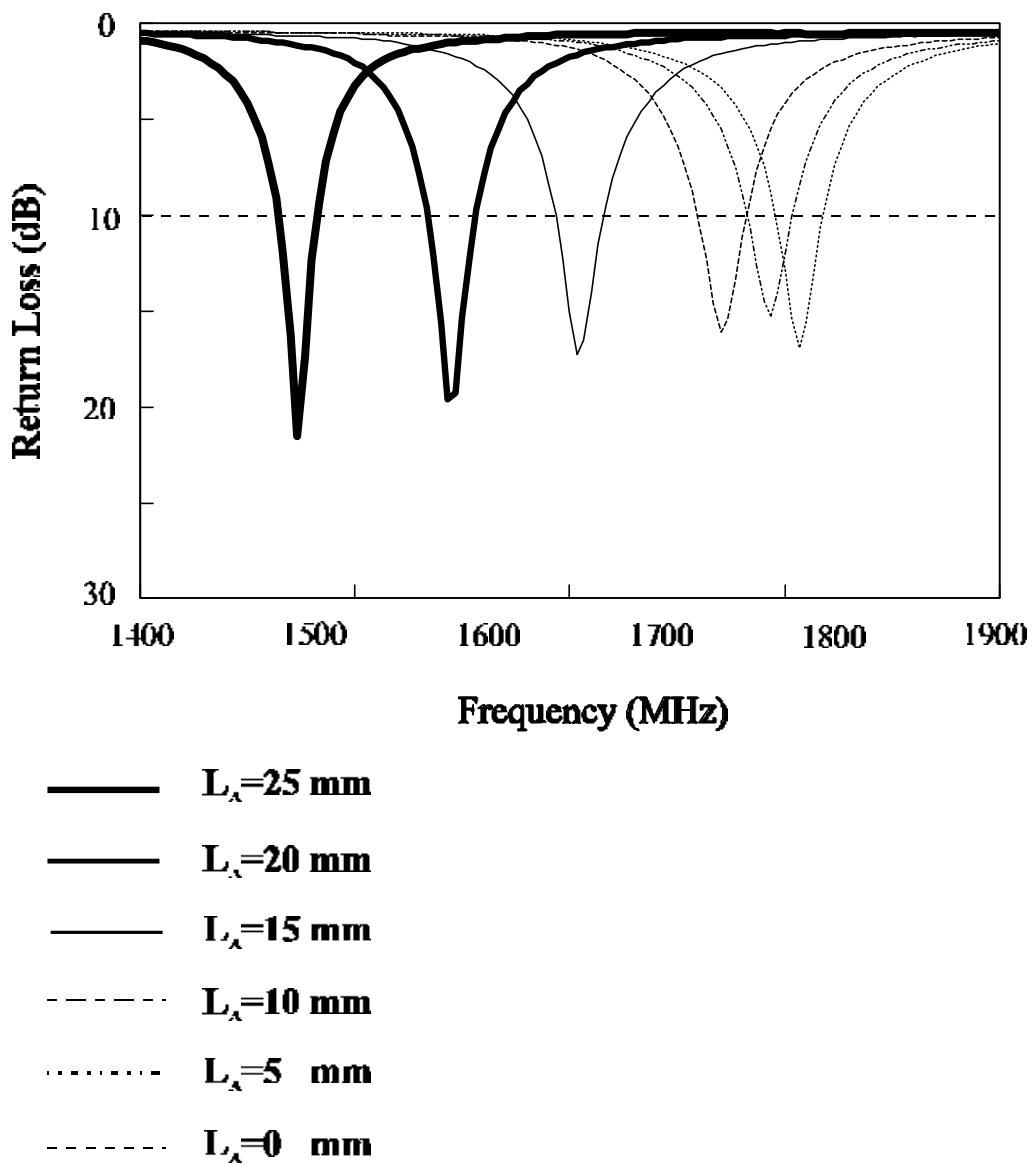


圖 4.4.3 實驗量所得之狹長槽線於電容性耦合槽孔的共面波導饋入網路
之縮小化矩形微帶天線反射損耗頻率響應圖。

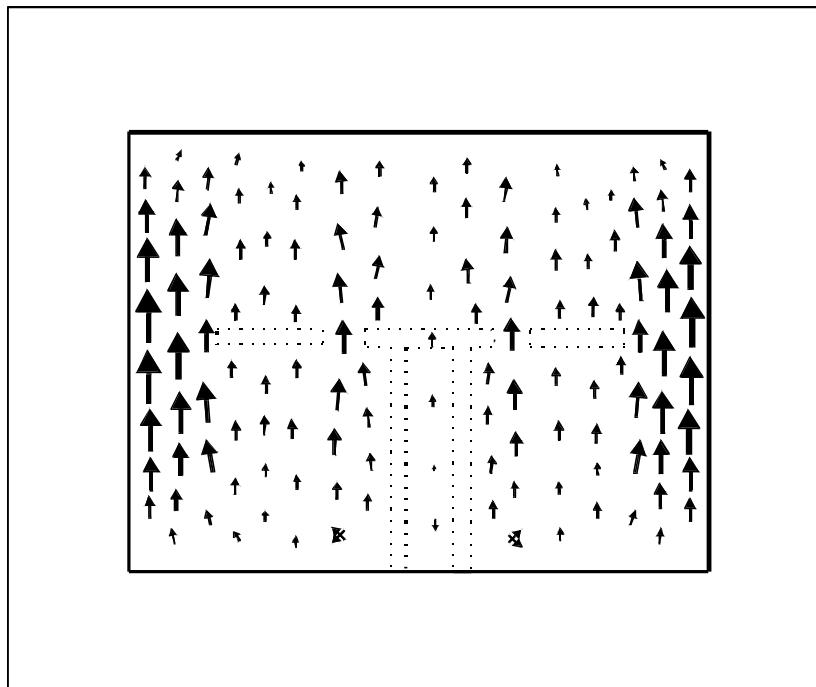


圖 4.4.4 使用 IE3D 模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路於平行狹長槽孔之長度 $L_A=15\text{ mm}$ 之矩形微帶天線
表面電流密度分佈圖。

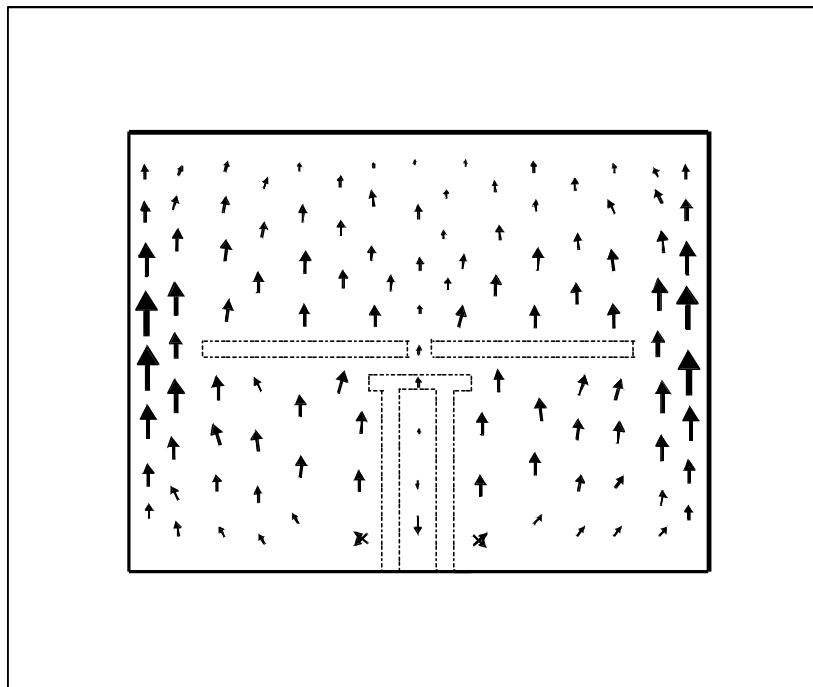


圖 4.4.5 使用 IE3D 模擬軟體分析所得到之電容性耦合槽孔共面波導
饋入網路於平行狹長槽孔之長度 $L_A=25$ mm 之矩形微帶天線
表面電流密度分佈圖.

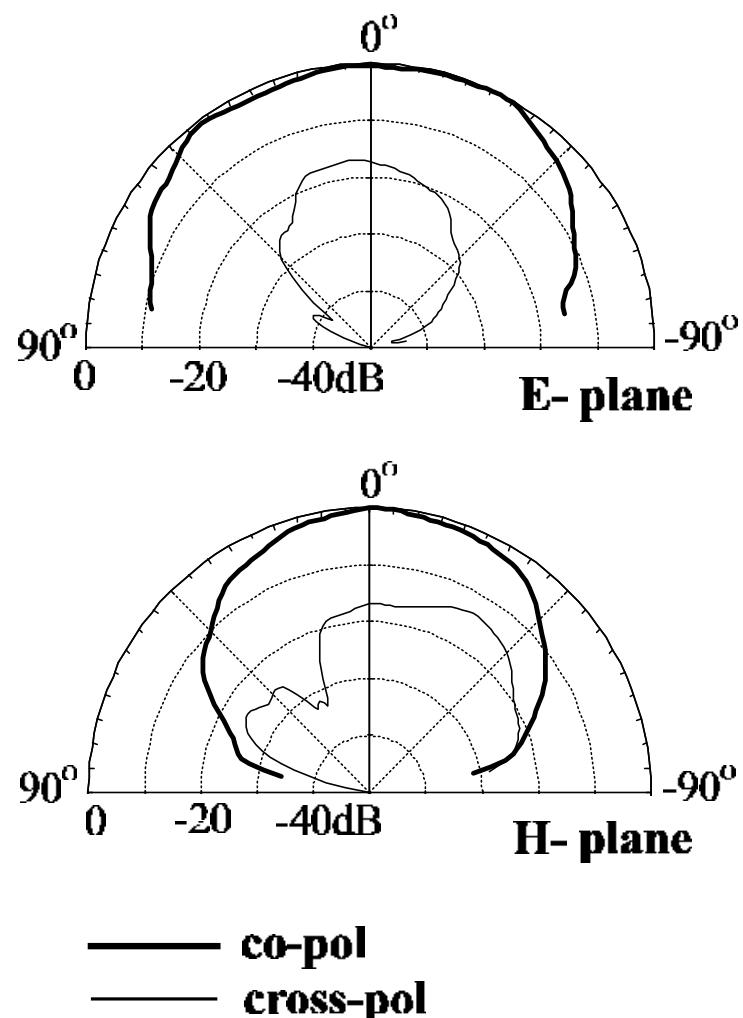


圖4.4.6 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於圖 4.4.3 之設計參數之垂直平面的輻射場型.
 $L_A = 5 \text{ mm.}$

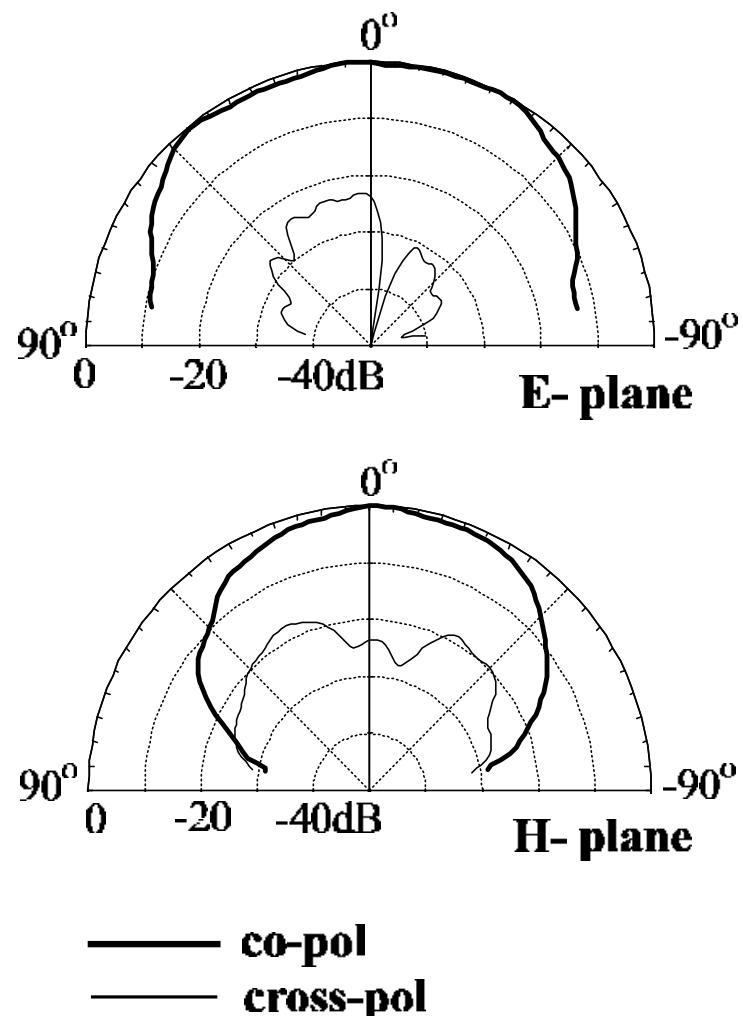


圖4.4.7 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於圖 4.4.3 之設計參數之垂直平面的輻射場型.
 $L_A = 10 \text{ mm.}$

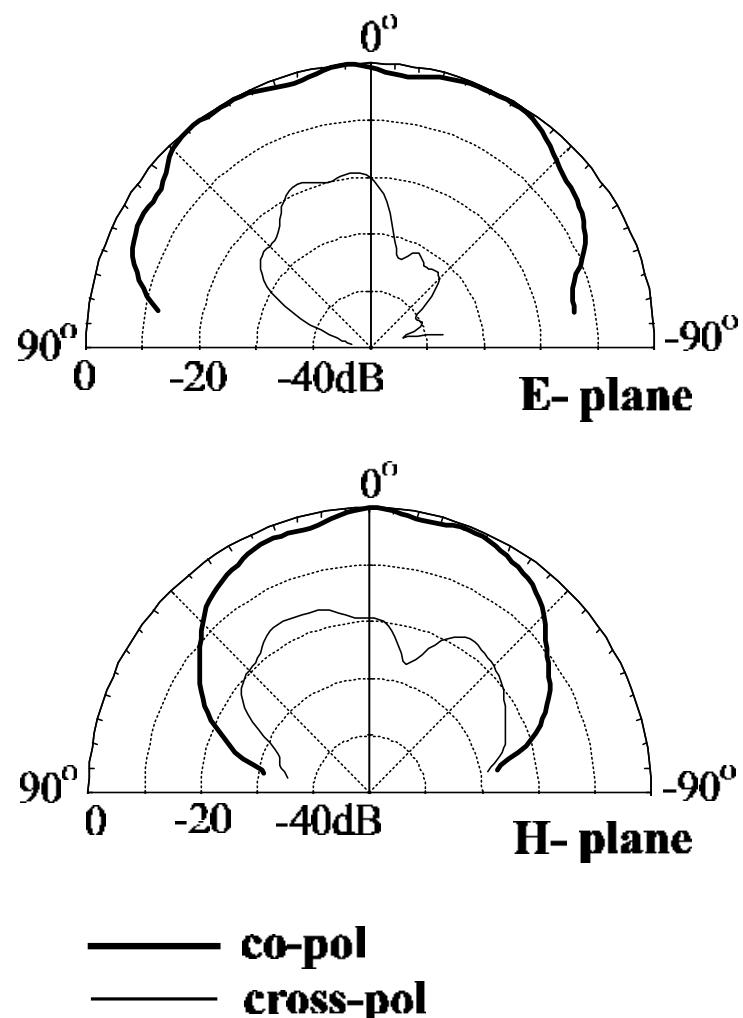


圖4.4.8 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於圖 4.4.3 之設計參數之垂直平面的輻射場型
 $L_A = 15 \text{ mm.}$

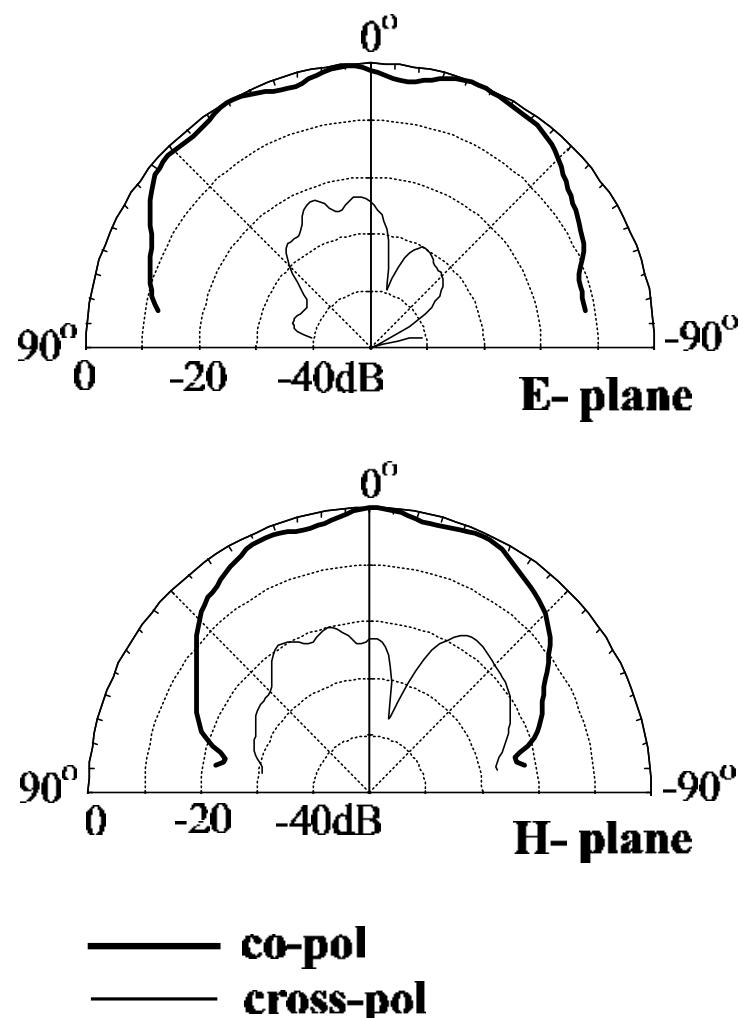


圖4.4.9 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於圖 4.4.3 之設計參數之垂直平面的輻射場型
 $L_A = 20 \text{ mm.}$

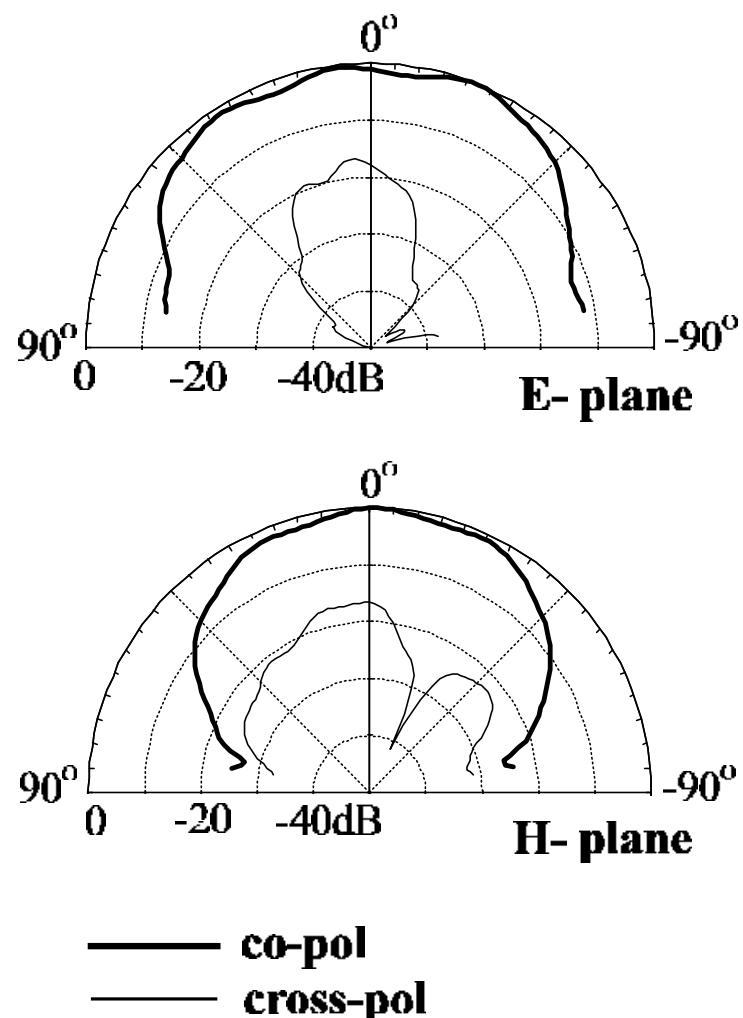


圖4.4.10 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線對應於圖 4.4.3 之設計參數之垂直平面的輻射場型
 $L_A = 25 \text{ mm.}$

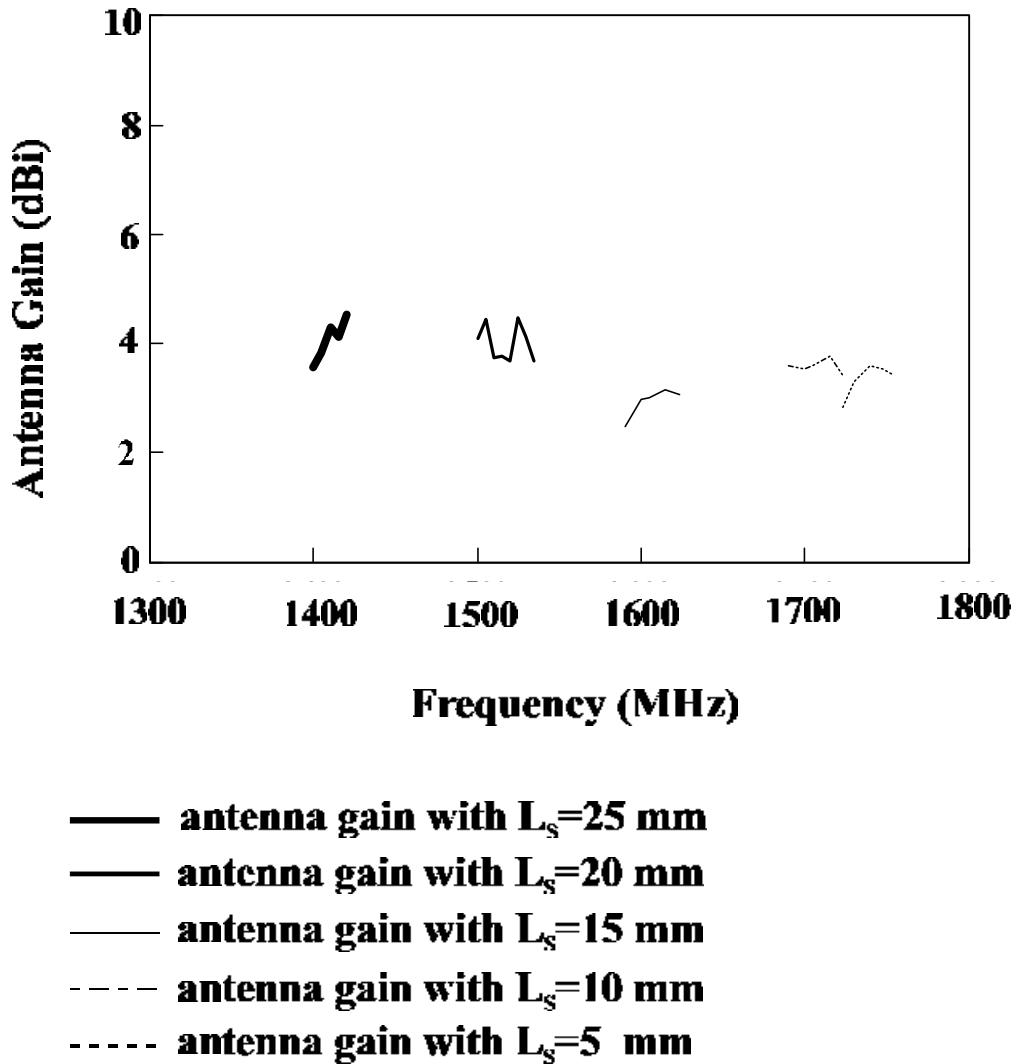


圖4.4.11 實驗量測所得之電容性耦合槽孔共面波導饋入網路矩形微帶天線之最大輻射場強度方向上的天線增益頻率響應圖.

4.5 結果與討論

在本章節中，我們設計了一系列利用電容性耦合槽孔之共面波導饋入網路矩形微帶天線，並且分析探討它們的操作模態與輻射特性。所得到的重要結論是此種電容性耦合槽孔之共面波導饋入方式較其他幾種的共面波導饋入結構具有較低的背向輻射，而且其耦合槽孔的長度與天線的阻抗匹配並沒有直接的關係；當電容性耦合槽孔位於微帶天線接地面的幾何中心時，由於完全對稱的關係，此時天線具有最佳的耦合效應，並且其交叉極化的影響亦減到最低，亦即具有良好的輻射場型。隨著耦合槽孔長度的增加，其激發的共振頻率逐漸下降，因此我們可藉由調整耦合槽孔的長度而達到降頻的效果。微帶天線的阻抗匹配可藉由適當的調整天線的輻射邊長而獲得良好的阻抗匹配。我們可以利用它所具有的這些特性，發展出面積縮小化的微帶天線設計或雙饋入雙頻帶的微帶天線設計；更因為它與天線的單一共面結合的優點，容易和微波積體電路元件相連結，極適於高指向性的陣列天線或具有大頻寬與高輻射增益的主動微帶天線的應用設計。

第五章 結論 (Conclusions)

在本論文裡，我們針對不同的饋入網路應用於微帶天線之設計做一詳細且完整的分析探討。除了利用IE3D模擬軟體工具來模擬天線在操作模態之基本特性，如輸入阻抗、遠場的輻射場型以及交叉極化程度等的趨勢變化，並證明其可行性，我們亦以大量的實驗過程取代傳統的數值理論模擬，成功的得到所設計天線的相關參數趨勢特性。之後，我們提出了數種嶄新的微帶天線設計，包括結合單級主動放大電路以及槽孔負載正三角形微帶天線的主動微帶天線設計，以及利用功率分配器做為饋入網路並以垂直饋入方式之寬頻圓極化微帶天線設計；此外，我們更使用共面波導之饋入網路成功的設計出三度空間共面波導之饋入方式的微帶天線設計和共面波導饋入方式之縮小化矩形微帶天線設計。而這些創新的設計方法都是使用單一饋入源以及介質基底厚度為1.6 mm的FR4玻纖電路板來完成。

在主動微帶天線的設計方面，我們利用雙極性電晶體做為放大元件，透過基極迴授電阻值使得電晶體操作在線性工作區，經由適當的阻抗匹配網路，本設計的操作頻寬可達到164 MHz或是中心頻率的9.3%，這個頻寬值大約兩倍於上述挖槽被動微帶天線之頻寬(約4.7%)，並且其輻射增益亦較之高約6dB。這種主動微帶天線的設計可以大幅度改善一般微帶天線之窄頻寬與低增益的缺點。在寬頻圓極化的微帶天線設計方面，我們利用Wilkinson功率分配器做為饋入網路，將之蝕刻在與天線金屬片分開的微波基底上。功率分配器的兩個輸出埠相差四分之一波長的長度，並且透過探針以垂直饋入的方式連接到天線金屬片的兩個饋入點，此時輸入訊號等量且相差90度地透過垂直雙饋入網路在研圓形天線金屬面上激發出兩個等振幅且相差90度的相鄰垂直模態，實驗結果顯示，微帶天線的圓極化軸比頻寬為192MHz，或是中心頻率的9.2%，為傳統微帶天線的五倍之多，而操作頻寬內的天線增益變化量在2.5dB以內，實在是一種極佳的寬頻且高增益的圓極化微帶天線設計。

在共面波導饋入方式的微帶天線設計方面，我們利用電容行耦合槽孔具有低背向輻射且容易達成阻抗匹配等諸多優點，成功的設計出立體化三度空間共面波導饋入方

式的微帶天線設計與面積縮小化的共面波導饋入方式矩形微帶天線設計。雖然共面波導方式之饋入網路具有與天線輻射體單一平面結構，極適於和單晶微波積體電路相結合的優點，然而一般都與天線輻射體非共面結構，因此我們提出了以分開的共面波導饋入網路和天線輻射體形成三度空間之立體化結構。這種設計不但便利於需要立體化之物理外觀，例如飛行器的收發天線一般都附著在載體外表，而其複雜的控制介面電路俱是內建於載體的內部，因此立體化的結構有其必要性。此外，分開的饋入網路結構更能提供額外的空間以供微波電路使用。在縮小化矩形微帶天線設計方面，使用一對平行於電容性耦合槽孔而且對稱於耦合槽孔兩邊的狹長槽線，隨著此槽線長度的增加而加長其表面電流的路徑，因此天線的激發共振頻率隨之下降，亦即可以達到天線面積縮小化的結果。實驗結果顯示，此設計最大可以縮小近四成的面積，可以說是一種構造極為簡單又非常容易掌握其輻射特性的面積縮小化微帶天線設計。

本篇論文對於微帶天線的各種不同的饋入網路之基本特性分析以及應用在寬頻帶、雙頻帶、圓極化以及面積縮小化等操作設計，都能夠輕易的由實驗數據分析結果掌握到微帶天線的特性，做為工業界在天線設計工作的重要參考。

參 考 文 獻 (References)

- [1] A. Henderson and J. R. James, "Low-cost flat-plate array with squinted beam for DBS reception," *IEE Proc. H*, vol. 134, pp. 509-514, Dec. 1987.
- [2] H. Kuboyama, S. Imai, K. Hirasawa and K. Fujimoto, "Post loaded microstrip antenna for pocket size equipment at UHF," *Proc. ISAP*, pp. 433-436, Aug. 1985.
- [3] J. Huang and A. C. Densmore, "Microstrip Yagi array antenna for mobile satellite vehicle application," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1024-1030, July 1991.
- [4] K. Ito, K. Ohmaru and Y. Konishi, "Planar antennas for satellite reception," *IEEE Trans. broadcasting*, vol. 34, pp. 457-464, Dec. 1988.
- [5] T. K. Wu and J. Huang, "Low cost antennas for direct broadcast satellite radio," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1008-1011, June 1994.
- [6] S. Sanzgiri, W. Pottenger, D. Bostrom and D. Denniston, "Active subarray module development for Ka band satellite communication systems," *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp. 860-863, June 1994.
- [7] W. Menzel and W. Grabherr, "A microstrip patch antenna with coplanar feed line," *IEEE Microwave Guided Wave Lett. 1.*, pp. 340-342, 1991.
- [8] J.M. Carroll, K.A. Tilley, and K. Chang, "Slot coupling of coplanar waveguide to patch antennas suitable for MMIC applications," *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 1195-1196, 1994.
- [9] L. Giauffret, J.M. Laheurte, and A. Papiernik, "Study of various shapes of the coupling slot in CPW-fed microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 642-646, 1997.
- [10] G.W. Garvin, R.E. Munson, L.T. Ostwald, and K.G. Schroeder, "Missile base mounted microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 22, pp. 604-610, 1977.

- [11] K. Fujimoto and J.R. James, "Mobile Antenna Systems Handbook," Boston-London: Artech House, 1994.
- [12] G. G. Sanford, "Conformal microstrip phased array for aircraft tests with ATS-6," *IEEE Trans. Antennas Propogat.*, vol. 26, pp. 624-646, 1978.
- [13] K. D. Stephan, "Inter-injection-locked oscillators for power combining and phased arrays," *IEEE Trans. Microwave Theory. Tech.*, vol. MTT-34, pp. 1017-1025, 1986.
- [14] N. Camilleri and B. Bayraktaroglu, "Monolithic mm-wave IMPATT oscillator and active antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory. Tech.*, vol. 37, pp. 1670-1676, 1989.
- [15] K. Chang, K. A. Hummer, and J. L. Klein, "experiments on injection-locking of active antenna elements for active phase arrays and spatial power combiners," *IEEE Trans. Microwave Theory. Tech.*, vol. 37, pp. 1078-1084, 1989.
- [16] R. A. York and R. C. Compton, "A 4×4 array using Gunn diodes," in *1990 IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, Dallas, TX, pp. 1146-1149, 1990.
- [17] J. Birkeland and T. Itoh, "Spatial power combining using push-pull FET oscillators with microstrip patch resonators," in *1990 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Dallas, TX, pp. 1217-1220, 1990.
- [18] J. Birkeland and T. Itoh, "Planar FET oscillators using periodic microstrip patch antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 8 pp. 1232-1236, 1989.
- [19] K. Chang, K. A. Hummer, and G. Gopalakrishnan, "Active radiating element using FET source integrated with microstrip patch antenna," *Electron Lett*, vol. 24, pp. 1347-1348, 1988.
- [20] S. Nogi, J. Lin, and T. Itoh, "Mode analysis and stabilization of a spatial power-combining array with strongly coupled oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 1827-1837, 1993.
- [21] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline," *Electron Lett*, vol. 17, pp. 49-50, 1985.

- [22] P. Liao and R. A. York, "A Varactor-Tuned patch Oscillator for Active Arrays," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, pp. 335-337, 1994.
- [23] P. S. Halls, "Analysis of Radiation from Active Microstrip Antennas," *Electron Lett.*, vol. 29, pp. 127-129, 1993.
- [24] P. M. Haskins, P. S. Hall, and J. S. Dahele, "Active Patch Element with Diode Tuning," *Electron Lett.*, vol. 27, pp. 1846-1847, 1991.
- [25] R. D. Martinez and R. C. Compton, "High-Efficiency FET/Microstrip-Patch Oscillators," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 36, pp. 16-19, 1994.
- [26] X. D. Wu, K. Leverich, and K. Chang, "Novel FET Active Patch Antenna," *Electron Lett.*, vol. 28, pp. 766-771, 1994.
- [27] T. Razban, M. Nannini, and A. Papiernik, "Integration of Oscillators with Patch Antennas," *Microwave Journal*, vol. 36, pp. 104-110, 1993.
- [28] J. Lin and T. Itoh, "Active integrated antennas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 2186-2194, 1994.
- [29] B. Robert, T. Razban, and A. Papiernik, "Compact amplifier integration in square patch antenna," *Electron Lett.*, vol. 28, pp. 1808-1810, 1992.
- [30] X. D. Wu and K. Chang, "Compact Wideband Integrated Active Slot Antenna Amplifier," *Electron Lett.*, vol. 29, pp. 496-497, 1993.
- [31] H. S. Tsai, M. J. W. Rodwell, and R. A. York, "Planar Amplifier Array with improved Bandwidth using Folded-Slots," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, pp. 112-114, 1994.
- [32] X. D. Wu and K. Chang, " Compact Wideband Integrated Active Slot Dipole Antenna Amplifier," *Microwave Optical Technol. Lett.*, vol.6, pp. 856-857, 1993.
- [33] A. C. Buck and D. M. Pozar, "Aperture-coupled microstrip antenna with a perpendicular feed," *Electron Lett.*, vol. 22, pp. 125-126, 1986.
- [34] N. K. Das, "Rigorous analysis of an aperture-coupled microstrip antenna fed by a microstrip line on a perpendicular substrate," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 4, pp. 202-204, 1994.

- [35] K. W. Leung and M. W. To, "Aperture-coupled dielectric resonator antenna with a perpendicular feed," *Electron Lett.*, vol. 33, pp. 1000-1001, 1997.
- [36] K. W. Leung, T. K. Lo, W. C. Wong, K. M. Luk, and E. K. N. Yung, "FDTD analysis of superstrate-loaded slot antenna with a perpendicular feed," *Microwave Optical Technol. Lett.*, vol. 22, pp. 21-24, 1999.
- [37] B. K. Kormanyos, W. Harokoupos, L. P. Katehi, and G. M. Rebeiz, "CPW-fed active slot antennas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 541-545, 1994.
- [38] L. Giauffret and J. M. Laheurte, "Theoretical and experimental characterization of CPW-fed microstrip antennas," *Proc. Inst. Elect. Eng. Microwaves, Antennas, Propagat.*, Pt. H, vol. 143, pp. 13-17, 1996.
- [39] G. Forma and J. M. Laheurte "CPW-fed oscillating microstrip antennas," *Electron Lett.*, vol. 32, pp. 85-86, 1996.
- [40] R. L. Smith and J. T. Williams, "Coplanar waveguide feed for microstrip patch antennas," *Electron Lett.*, vol. 28, pp. 2272-2274, 1992.
- [41] S. M. Deng, M. D. Wu, and P. Hsu, "Analysis of coplanar waveguide-fed microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, pp. 734-737, 1995.
- [42] K. Tilly, X. D. Wu, and K. Chang, "Coplanar waveguide fed coplanar strip dipole antenna," *Electron Lett.*, vol. 30, pp. 176-177, 1994.
- [43] C. H. Ho, L. Fan, and K. Chang, "New uniplanar waveguide hybrid-ring couplers and magic-T's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 2440-2448, 1994.
- [44] M. I. Aksun, S. L. Chuang, and Y. T. Lo, "Coplanar waveguide-fed microstrip antennas," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 4, pp. 292-295, 1991.
- [45] A. Nesic, "Slotted antenna array excited by a coplanar waveguide," *Electron Lett.*, vol. 18, pp. 275-276, 1982.
- [46] M. Riaziat, R. Majidi, and I. Feng, "Propagation modes dispersion characteristics of coplanar waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 245-251, 1990.

- [47] S. S. Bedair and I. Wolff, "Fast and accurate analytic formulas for calculating the parameters of a general broadside-coupled coplanar waveguide for MMIC applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 843-850, 1989.
- [48] F. Tefiku, E. Yamashita, and J. Funada, "Novel directional couplers using broadside-coupled coplanar waveguides for double-sided printed antennas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, pp. 275-282, 1996.
- [49] E. Vourch, M. Drissi, and J. Citerne, "Slotline dipole fed by a coplanar waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 2, pp. 2208-2214, 1994.
- [50] G. Ghione and C. Naldi, "Parameters of coplanar waveguides with Lower Ground Plane," *Electron Lett.*, vol. 19, pp. 734-735, 1983.
- [51] S. T. Fang, K. L. Wong, and T. W. Chiou, "Bandwidth enhancement of inset-microstrip-line-fed equilateral-triangular microstrip antenna," *Electron Lett.*, vol. 34, pp. 2184-2186, 1998.
- [52] M. C. Pan and K. L. Wong, "A broadband slot-loaded trapezoid microstrip antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 24, pp. 16-19, Jan. 5, 2000.
- [53] J. Y. Jan and K. L. Wong, "A broadband circular microstrip antenna with two open-ring slots," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 23, pp. 205-207, Nov. 20, 1999.
- [54] J. Y. Sze and K. L. Wong, "Single-layer single-patch broadband rectangular microstrip antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 22, pp. 234-236, Aug. 20, 1999.
- [55] J. Y. Sze and K. L. Wong, "Broadband rectangular microstrip antenna with a pair of toothbrush-shaped slots," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 2186-2187, Nov. 12, 1998.
- [56] S. Dey, C. K. Aanandan, P. Mohanan and K. G. Nair, "A new broadband circular patch antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 7, pp. 604-605, Sep. 1994.
- [57] K. L. Wong and W. H. Hsu, "Broadband triangular microstrip antenna with U-shaped slot," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 2085-2087, Dec. 4, 1997.
- [58] K. F. Tong, T. M. Au, K. M. Luk and K. F. Lee, "Two-layer five-patch broadband microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1621-1622, Sep. 14, 1995.

- [59] C. K. Wu and K. L. Wong, "Broadband microstrip antenna with directly-coupled and parasitic patches," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 22, pp. 348-349, Sep. 5, 1999.
- [60] T. M. Au and K. M. Luk, "Effects of parasitic elements on the characteristics of microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1247-1251, Aug. 1991.
- [61] G. Kumar and K. C. Gupta, "Directly coupled multiple resonator wide-band microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, pp. 588-593, June 1985.
- [62] G. Kumar and K. C. Gupta, "Nonradiating edges and four edges gap-coupled multiple resonator broad-band microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, pp. 173-178, Feb. 1985.
- [63] G. Kumar and K. C. Gupta, "Broad-band microstrip antennas using additional resonators gap-coupled to the radiating edges," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 1375-1379, Dec. 1984.
- [64] C. L. Tang, C. W. Chiou, and K. L. Wong, "Broadband dual-frequency V-shaped patch antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 25, 2000.
- [65] N. Herscovici, "A wide-band single-layer patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 471-473, Apr. 1998.
- [66] T. Huynh and K. F. Lee, "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1310-1311, Aug. 3, 1995.
- [67] E. Chang, S. A. Long and W. F. Richards, "Experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, pp. 767-772, June 1986.
- [68] K. L. Wong and W. S. Chen, "Compact microstrip antenna with dual-frequency operation," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 646-647, Apr. 10, 1997.
- [69] R. B. Waterhouse and N. V. Shuley, "Dual-frequency microstrip rectangular patches," *Electron. Lett.*, vol. 28, pp. 606-607, Mar. 26, 1992.

- [70] C. L. Tang, H. T. Chen, and K. L. Wong, "Small circular microstrip antenna with dual-frequency operation," *Electron. Lett.*, vol. 33, pp. 1112-1113, June 19, 1997.
- [71] Y. M. M. Antar, A. I. Ittipiboon, and A. K. Bhattacharyya, "A dual-frequency antenna using a single patch and an inclined slot," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 309-311, Apr. 20, 1995.
- [72] S. Maci, G. Biffi Gentili and G. Avitabile, "Single-layer dual-frequency patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 1441-1443, Aug. 5, 1993.
- [73] S. C. Pan and K. L. Wong, "Dual-frequency triangular microstrip antenna with a shorting pin," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, pp. 1889-1891, Dec. 1997.
- [74] K. L. Wong and J. Y. Sze, "Dual-frequency slotted rectangular microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1368-1370, July 9, 1998.
- [75] D. H. Schaubert, F. G. Ferrar, A. Sindoris and S. T. Hayes, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, pp. 118-123, Jan. 1981.
- [76] J. Y. Jan and K. L. Wong, "Single-feed dual-frequency circular microstrip antenna with an open-ring slot," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 22, pp. 157-160, Aug. 5, 1999.
- [77] K. B. Hsieh and K. L. Wong, "Inset-microstrip-line-fed dual-frequency circular microstrip antenna and its application to a two-element dual-frequency microstrip array," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propagat.*, vol. 147, Oct. 1999.
- [78] H. Nakano and K. Vichien, "Dual-frequency square patch antenna with rectangular notch," *Electron. Lett.*, vol. 25, pp. 1067-1068, Aug. 3, 1989.
- [79] S. A. Long and M. D. Walton, "A dual-frequency stacked circular-disk antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 27, pp. 270-273, Mar. 1979.
- [80] J. S. Dahele, K. F. Lee, and D. P. Wong, "Dual-frequency stacked annular-ring microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, pp. 1281-1285, Nov. 1987.

- [81] C. P. Wen, "Coplanar waveguide : a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device application," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, pp. 1087-1090, Dec. 1969.



射 频 和 天 线 设 计 培 训 课 程 推 荐

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；我们于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com)，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表：<http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



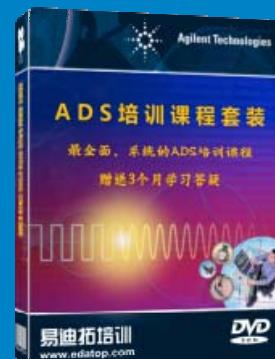
射频工程师养成培训课程套装

该套装精选了射频专业基础培训课程、射频仿真设计培训课程和射频电路测量培训课程三个类别共 30 门视频培训课程和 3 本图书教材；旨在引领学员全面学习一个射频工程师需要熟悉、理解和掌握的专业知识和研发设计能力。通过套装的学习，能够让学员完全达到和胜任一个合格的射频工程师的要求…

课程网址：<http://www.edatop.com/peixun/rfe/110.html>

ADS 学习培训课程套装

该套装是迄今国内最全面、最权威的 ADS 培训教程，共包含 10 门 ADS 学习培训课程。课程是由具有多年 ADS 使用经验的微波射频与通信系统设计领域资深专家讲解，并多结合设计实例，由浅入深、详细而又全面地讲解了 ADS 在微波射频电路设计、通信系统设计和电磁仿真设计方面的内容。能让您在最短的时间内学会使用 ADS，迅速提升个人技术能力，把 ADS 真正应用到实际研发工作中去，成为 ADS 设计专家…



课程网址：<http://www.edatop.com/peixun/ads/13.html>



HFSS 学习培训课程套装

该套课程套装包含了本站全部 HFSS 培训课程，是迄今国内最全面、最专业的 HFSS 培训教程套装，可以帮助您从零开始，全面深入学习 HFSS 的各项功能和在多个方面的工程应用。购买套装，更可超值赠送 3 个月免费学习答疑，随时解答您学习过程中遇到的棘手问题，让您的 HFSS 学习更加轻松顺畅…

课程网址：<http://www.edatop.com/peixun/hfss/11.html>

CST 学习培训课程套装

该培训套装由易迪拓培训联合微波 EDA 网共同推出，是最全面、系统、专业的 CST 微波工作室培训课程套装，所有课程都由经验丰富的专家授课，视频教学，可以帮助您从零开始，全面系统地学习 CST 微波工作的各项功能及其在微波射频、天线设计等领域的设计应用。且购买该套装，还可超值赠送 3 个月免费学习答疑…



课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/24.html>



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助您快速学习掌握如何使用 HFSS 设计天线，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…



详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验，
- ※ 一直致力并专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 经验丰富的一线资深工程师讲授，结合实际工程案例，直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>