

第一章、簡介

波導為廣泛使用在微波及毫米波工程中，由於它具備高功率處理(high power-handling)和高可信度(high reliability)，所以通常應用在外太空(deep-space)和軍用雷達上[1-3]。近年來，柱牆波導技術或基板合成波導技術已成熟應用到低損耗微波基板上製作一等效矩形金屬波導，而此類波導結構已證實能維持傳統封閉矩形波導的優點，像是導體和介質損耗小、高品質因素(high-Q factor)、高功率容量(high power capacity)及低輻射。除此之外，因為基板合成波導是製作在印刷電路板上，所以很容易與微帶線、共平面波導，或其它平面電路整合成微波/毫米波系統，使得製作成本低廉[4-10]。



除基板合成波導外，在應用上也發展利用基板合成波導技術製成的濾波器(Filter)、耦合器(Coupler)、循環器(Circulator)、混波器(Mixer)、相移器(Phase Shifter)、功率分配器(Power Dividers)及天線(Antenna)。在濾波器的部份，有利用接地面開槽式結構(DGS)去提高截止帶抑制和低插入損失，也有利用電磁能隙結構(EBG)去實現超寬頻特性[11-27]。除應用外，在理論研究方面，也有很多數值方法去解決基板合成波導管結構內的電磁場問題，舉例來說，利用頻域有限差分演算法(FDFD)，可解出一奇異值問題(eigen value problem)，來得到共振頻率(resonance frequency)

和品質因素(Q-factor)，也有利用有限元素法(finite-element method)和時域有限差分法(FDTD)去分析基板合成波導的導波(guided-wave)和漏波(leaky-wave)特性，更有模態匹配法(mode matching method)廣泛應用在解決多種矩形波導組成的電磁場問題。對基板合成波導而言，有精確的經驗公式提供一可行的設計準則，去決定其等效封閉矩形波導寬度[28-31]。

在本篇論文第二章節中，會簡單說明基板合成波導的結構，在利用文獻中的經驗公式去設計一基板合成波導和傳統封閉矩形波導相互比較，以驗證經驗公式的精確性。為符合現代通訊高選擇性的需求，我們將利用基板合成波導技術去設計兩種高選擇性的帶通濾波器。第一種是基板合成波導共壁耦合帶通濾波器，和傳統端對端耦合共振濾波器相比，它可以抑制傳統濾波器的第一高諧模態，增加截止帶的衰減率。第二種是雙層基板合成波導圓形共振濾波器，和傳統圓形共振濾波器相比，它在截止帶中提供可調傳輸零點，且在製作多階濾波器時，達到縮小面積的功能。此兩種濾波器都有實際製作及量測，由模擬和量測結果相比，都非常準確。在最後，我們將會對兩種濾波器做個總結，強調新型濾波器的優點。

第二章、基板合成波導

圖一(a)為基板合成波導結構，它是在低損耗基板上由金屬貫孔線性陣列而形成。在這裡使用文獻[28]中的經驗公式去設計基板合成波導，公式如下：

$$w_{eff} = w - 1.08 \frac{d^2}{s} + 0.1 \frac{d^2}{w} \quad (1)$$

這裡的 d 和 s 代表金屬貫孔的直徑和週期，而 w 為兩貫孔牆之間的距離(中心對中心)[18]。當 s/d 小於 3 而 d/w 小於 $1/5$ 時，此經驗公式是很精確的。在設計電路時，遵循設計公式的標準去設計波導寬度，因此圖一(a)基板合成波導結構和圖一(b)封閉等效矩形波導結構可互相轉換，此轉換提供一極大優點，就是在電路分析時，圖一(b)結構將比圖一(a)更為省時。

在饋入結構方面，使用圖二的饋入電路，它是微帶線到封閉矩形波導的轉換電路(transition)，由 50ohm 微帶線和錐形(taper)微帶線及基板合成波導所組成。錐形微帶線主要功能是將 50ohm 微帶線的準 TEM 模態(圖三(a))轉換到基板合成波導的 TE_{10} 模態(圖三(b))。在轉換電路設計中，只要掃描錐形微帶線的兩個參數 s_2 和 w_2 ，就可使微帶線到基板合成波導的阻抗互相匹配。

為了實際比較封閉矩形波導和基板合成波導，使用 CST 電磁模擬軟體，去模擬兩結構的散射參數，以驗證公式的精確性。基板用 Rogers R04003

毫米波基板，介電常數 3.5，損耗正切 0.0027，電路尺寸如表格一所示。

圖四(a)、(b)分別為基板合成波導和封閉矩形波導反射和插入損失比較

圖，從圖中可看出經驗公式的準確性，在電路特性方面，頻率從 10GHz 到 13.5GHz 的返回損失皆低於-20dB，插入損失則在-0.3dB 以上，且提供超過 29%的頻寬。

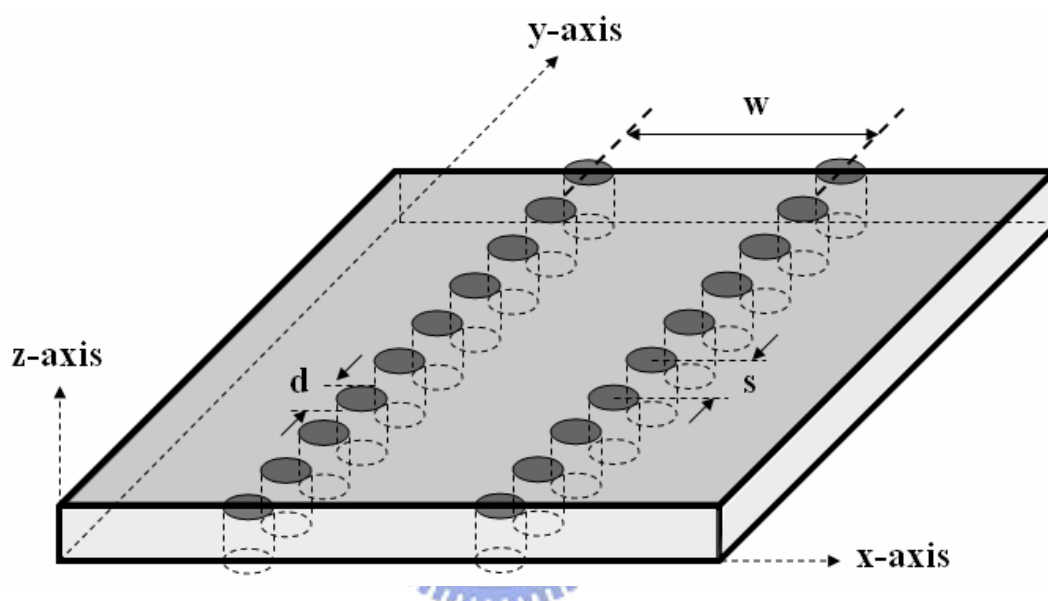


圖 2.1(a)、基板合成波導結構

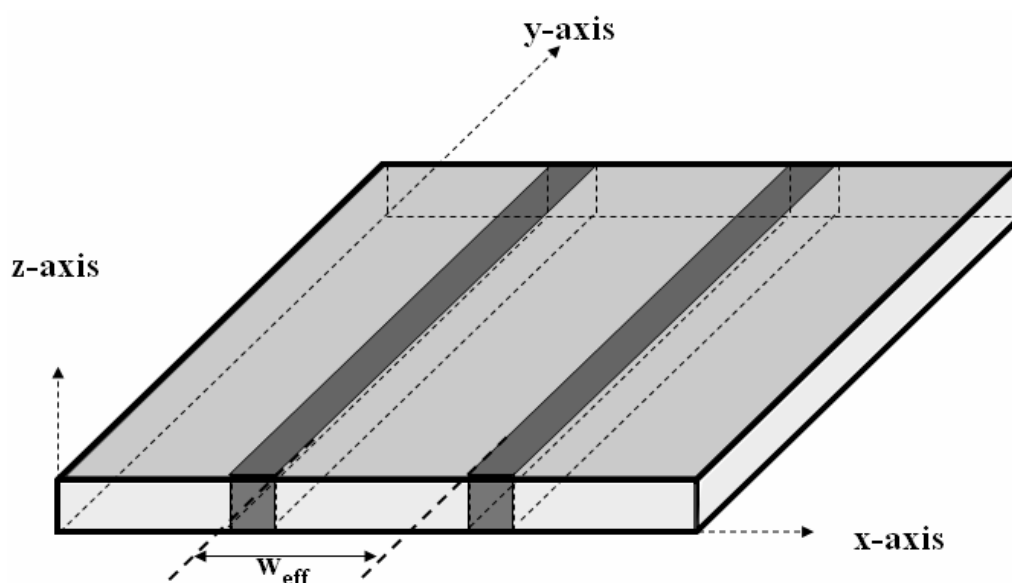


圖 2.1(b)、封閉矩形波導結構

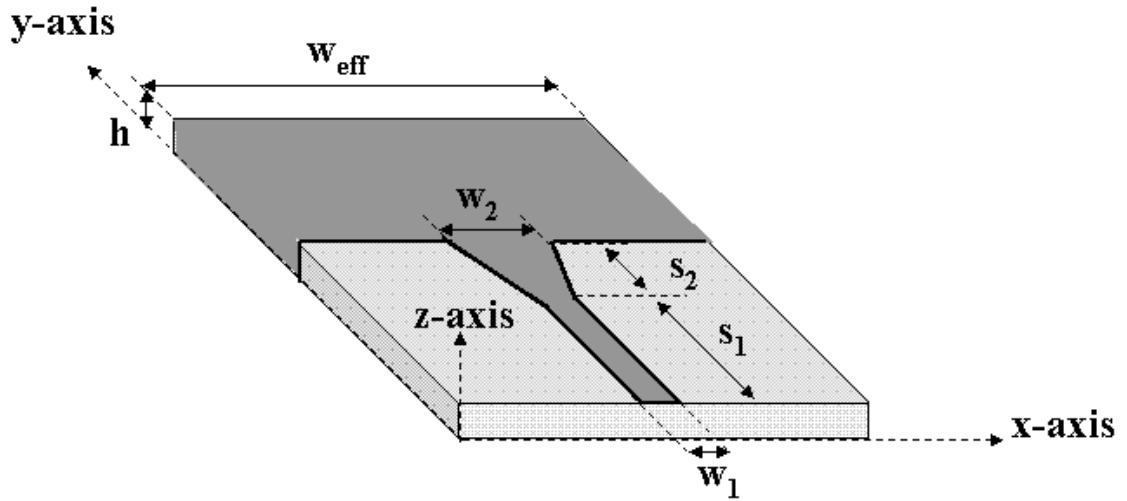


圖 2.2、微帶線到矩形波導的轉換電路

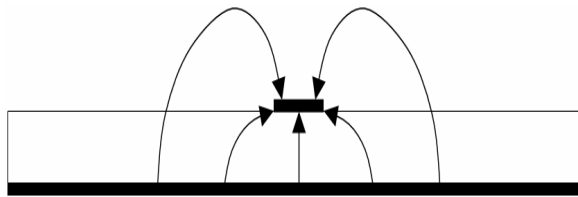


圖 2.3(a)、微帶線準TEM模態

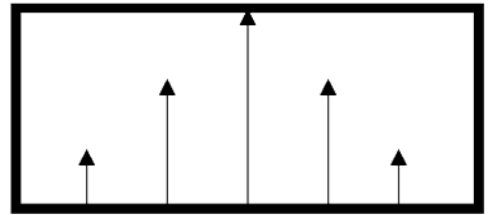


圖 2.3(b)、矩形波導TE₁₀模態

表 2.1、基板合成波導和封閉矩形波導尺寸

波導種類	p	d	w	s_1	w_1	s_2	w_2
基板合成波導	1.5mm	1.0mm	9.5mm	5.0mm	1.175mm	3.5mm	2.25mm
封閉矩形波導	$w_{eff} = 8.8\text{mm}$			5.0mm	1.175mm	3.5mm	2.25mm

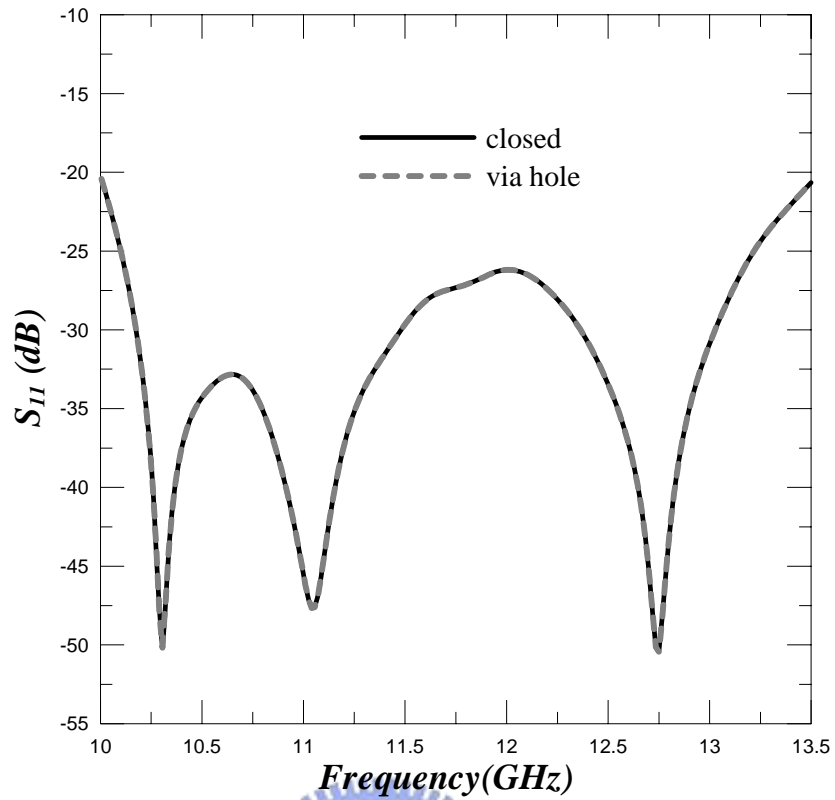


圖 2.4(a)、基板合成波導和封閉矩形波導返回損失比較圖

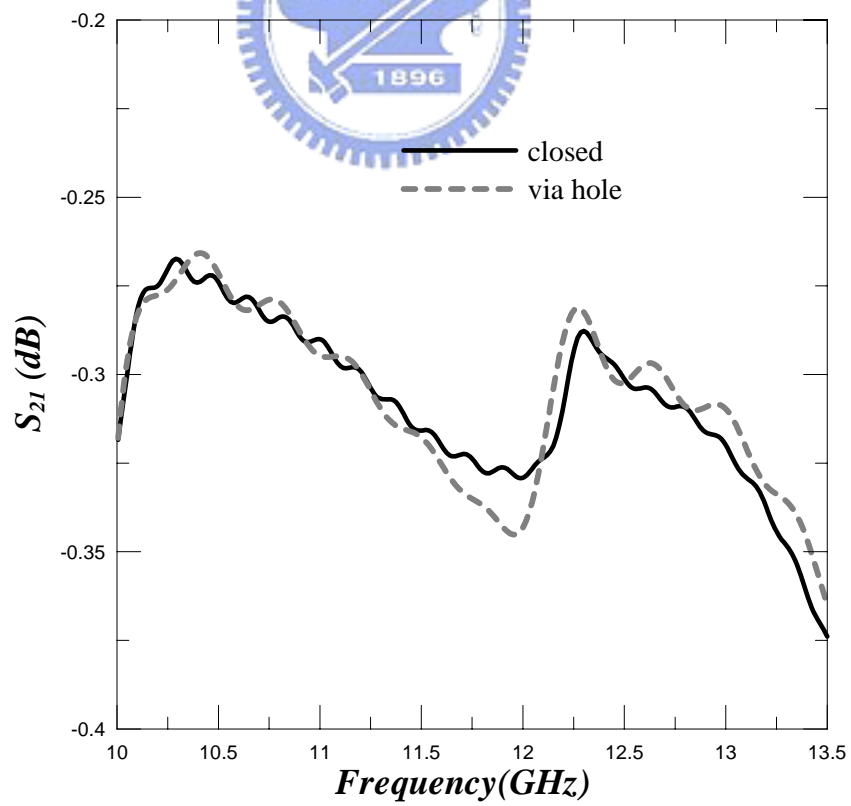


圖 2.4(b)、基板合成波導和封閉矩形波導插入損失比較圖

第三章、基板合成波導共壁耦合帶通濾波器

3-1 設計基板合成波導共壁耦合帶通濾波器

圖五(a)為利用柱牆(或貫孔)技術製作傳統端對端耦合共振濾波器，此類濾波器有一極大缺點，就是在第一高諧模態提供一額外的通帶，對於一些實際應用而言，此通帶是不希望產生的，因為當信號頻率不在通帶中，即所謂的雜訊便會因處於衰減頻帶上，而受到訊號衰減效果，則濾波器將無法有效地將信號傳輸至下一級，也就是說，帶通濾波器藉由控制其頻率響應的表現，有效地降低雜訊量的大小，使得系統及元件間的傳輸信號不受雜訊所影響，因此我們需要高選擇性的濾波器，以提高整個電路的性能。為了實現具抑制第一高諧模態的帶通濾波器，我們將在下段說明做法。

圖五(b)為利用基板合成波導共壁耦合設計帶通濾波器，很明顯看出是由圖五(a)傳統端對端耦合濾波器改良而成。此結構波導寬度分別為 h_1 和 h_2 ，輸入輸出端感應廉(inductive irises)寬度分別為 a_1 和 a_2 ，共壁耦合孔徑寬度為 w ，從感應廉到耦合孔徑前端的距離分別為 l_1 和 l_2 ，短路牆到耦合孔徑的距離為 l_3 和 l_4 ，而波導牆由週期金屬貫孔所組成，此週期結構為維持波在波導中傳播，且同時能量不會漏出去，可以使用第二章的經驗公式去決定封閉矩形波導的寬度，這樣共壁耦合基板合成波導型態就可以近似封閉矩形波導型態。而且，因為基板厚度極小於波導的寬度和長度，所以只

存在著三個場量，分別是 E_z 、 H_x 和 H_y 。在這裡我們假設 E_z 分量沿 z 軸方向不變，這樣問題可以被簡化成二維(2-D)邊界值問題。因此，波導共振腔的共振頻率可以估計通帶頻率，例如，共振腔的共振模態 TM_{mn0} 的共振波長如下式：

$$\lambda_{mn} = 2\sqrt{\epsilon_s} / \sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2} \quad (2)$$

這裡的 m , n , 0 分別代表延著寬度、長度和厚度的模數，因為波導的厚度比寬度和長度還來的小，因此厚度的模數代表 0 ，共振腔結構如圖六所示。

共壁耦合帶通濾波器設計分為兩個步驟，第一步驟先設計圖五(a)傳統端對端耦合濾波器，這裡我們將使用兩個正方形共振腔去組成帶通濾波器，可由(2)式決定其共振頻率，也可調整 W 控制帶通濾波器的頻寬。第二步在轉換成垂直耦合，並且位移第二個共振腔，在去觀察第一高諧模態變化即可。為驗證設計概念，我們將在下一章節中，實際製作及量測帶通濾波器。

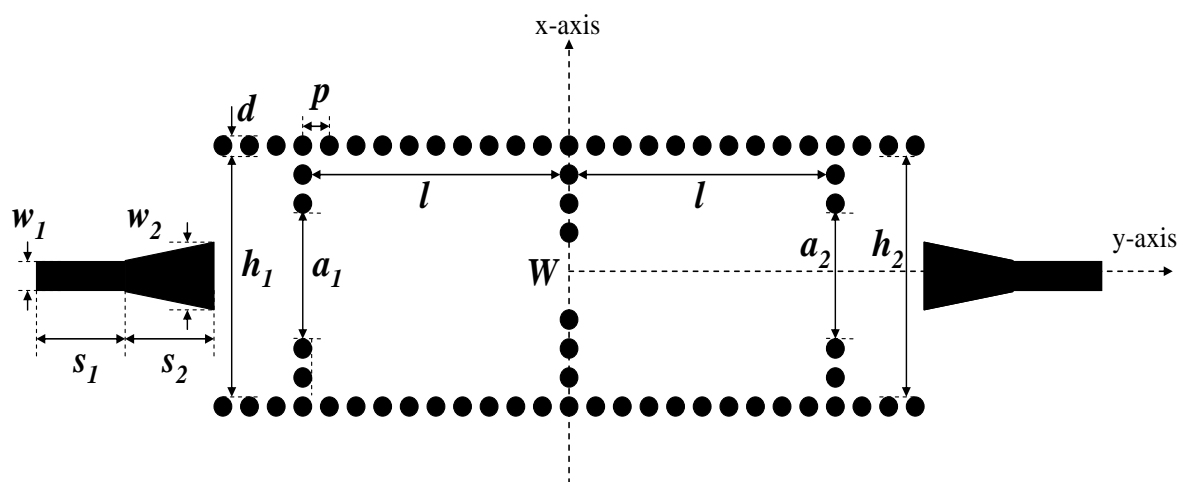


圖 3.1(a)、傳統端對端耦合濾波器之基板合成波導型態

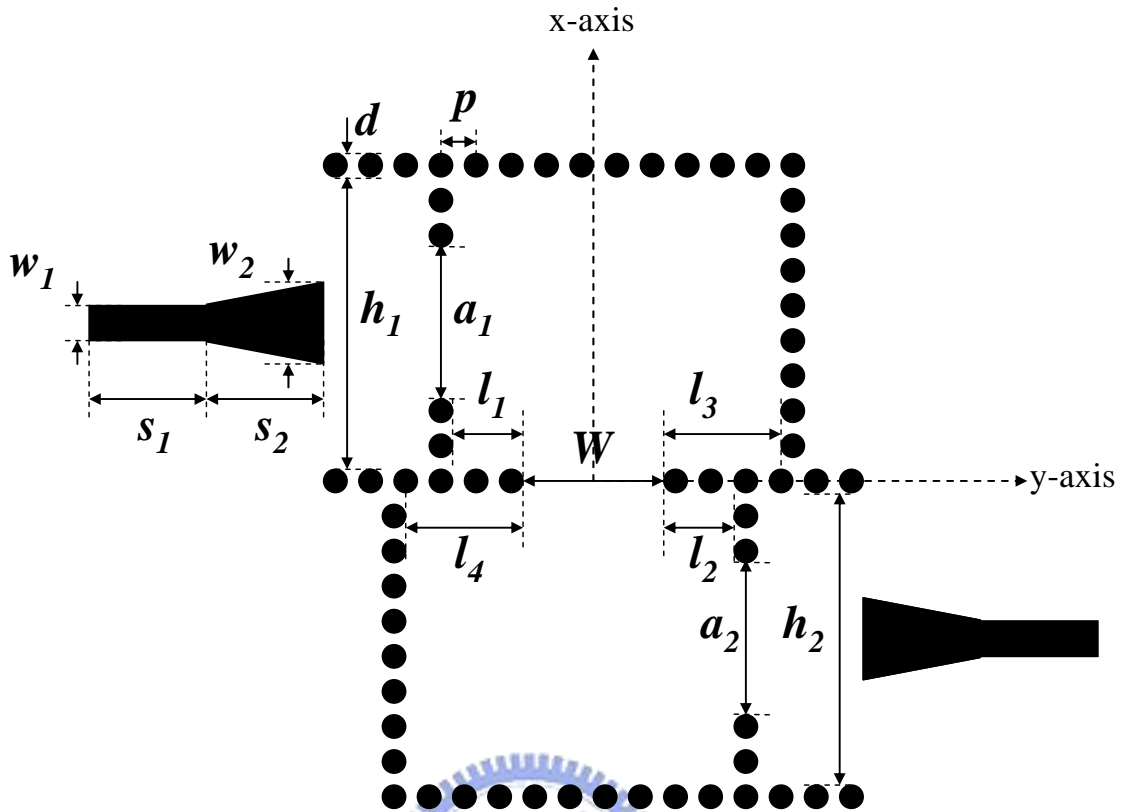


圖 3.2(b)、共壁耦合帶通濾波器之基板合成波導型態

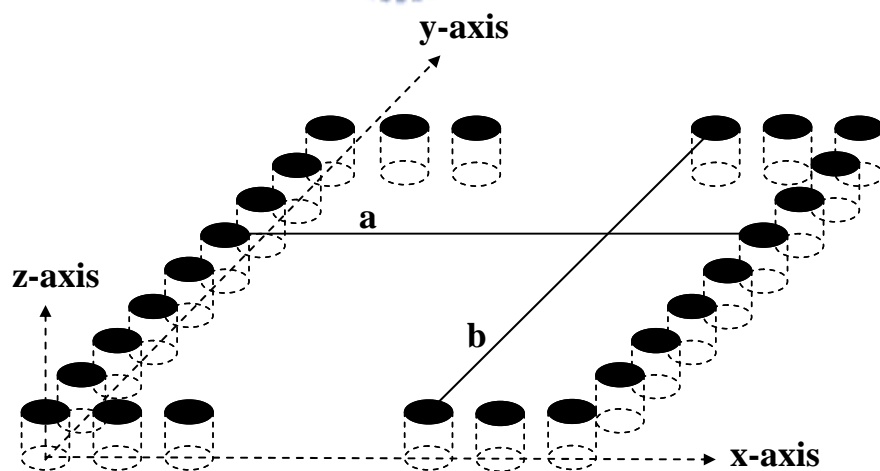


圖 3.3、基板合成波導共振腔結構

3-2 基板合成波導共壁耦合帶通濾波器模擬與量測

本篇論文使用 CST 電磁模擬軟體去分析結構電磁場分佈和散射參數。

使用的板材是 Rogers R04003 毫米波基板，板材厚度為 20mil，介電常數 3.5，損耗正切 0.0027，上下金屬平面由電鍍技術聯接成金屬貫孔，此貫孔週期 1.4mm，貫孔邊緣間距為 0.4mm。量測所使用儀器為安捷倫公司的網路分析儀(VNA)HP-8722D，及使用 universal test fixture Anritsu 3680K 降低因 SMA 接頭所造成的損失，校正方式為 TRL 校正。

第一步驟，將設計中心頻率在 9GHz 的傳統端對端耦合帶通濾波器，藉由(2)式可以得到傳統端對端耦合帶通濾波器的設計尺寸，如表格二所示，圖七為它的散射參數曲線，由曲線可以看出，在第一高諧模態提供一額外通帶。第二步驟，將傳統端對端耦合帶通濾波器排列成垂直耦合，在位移第二個共振腔，去觀察第一高諧模態的變化。圖八為位移兩共振腔所觀察到的散射參數曲線，其中可以找到一條散射曲線是可以有效抑制第一高諧模態，這樣基板合成波導共壁耦合濾波器的設計尺寸就可以得到，如表格三所示，而圖九(a)代表傳統端對端耦合濾波器和共壁耦合濾波器的插入損失的比較圖，其中黑色實線是共壁耦合濾波器的插入損失，灰色短虛線是傳統端對端耦合共振腔濾波器的插入損失，由圖中斜線部分可以看出新型濾波器能有效抑制第一高諧模態。圖九(b)為共壁耦合濾波器模擬與量測的

散色參數比較，可看出相當匹配。在下段文中，將用共振腔內的電磁場分佈，看出第一高諧模態會消失在共壁耦合孔徑帶通濾波器的現象。

圖十顯示共振腔內的電場分布，此電場極化沿 z 軸方向畫出。圖十(a)代表第一個通帶區 9GHz 頻率，從這張圖可清楚看出共振腔模態為 TM_{110} ，最大電場位於共振腔中間，因為孔徑開在最大電場的附近，所以能量可從第一個共振腔耦合到第二個共振腔。相反的，圖十(b)在頻率 13.4GHz 的第二個通帶及圖十(c)在頻率 15.0GHz 共振腔中的電場分布，沿 y -軸可大約估計為 $\sin(2\pi y / (l_1 + l_3 + w))$ ，從圖中可看出電場穿過耦合孔徑的值很小，在 $y \cong 0.5(l_1 + l_3 + w)$ 的電場值幾乎為零，而兩共振腔 x -軸和 y -軸尺寸相同，因此 TM_{120} 和 TM_{210} 共振模態有相同的共振頻率 15GHz，正當第一個共振腔 TM_{120} 模態耦合到第二個共振模 TM_{210} 模態時，最小電場強度將會發生在共振腔的中間，所以輸出信號才會如此微小。為了再一次驗證模擬與實驗結果非常符合，也有實際做出在不同 w 下的散射參數，從圖十一(a)到圖十一(d)所示。在通帶特性方面，中心頻率為 9GHz，插入損失在 -1.88dB 以上，返回損失在 -20dB 以下，相對頻寬 4.72%，而圖十二是實際基板合成波導共壁耦合濾波器電路圖。

表 3.1、傳統端對端耦合帶通濾波器設計尺寸

符號	尺寸 (mm)	描述
h_1	11	輸入端基板合成波導寬度
h_2	11	輸出端基板合成波導寬度
a_1	6.2	輸入端感應廉
a_2	6.2	輸出端感應廉
W	4.3	兩共振腔耦合孔徑寬度
l	11	輸入輸出端感應廉到耦合孔徑的距離
w_1	1.175	微帶線寬度
w_2	1.5	錐形微帶線寬度
s_1	5	微帶線長度
s_2	3	錐形微帶線長度
p	1.5	金屬貫孔週期
d	1	金屬貫孔直徑
h	0.508	基板厚度

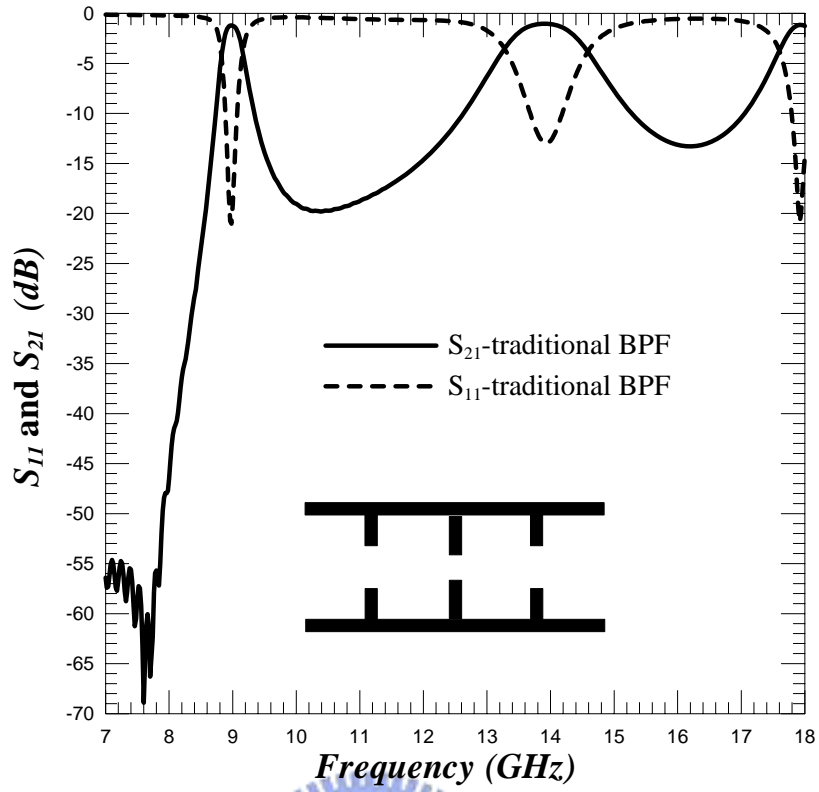


圖 3.4、傳統端對端耦合濾波器的返回和插入損失

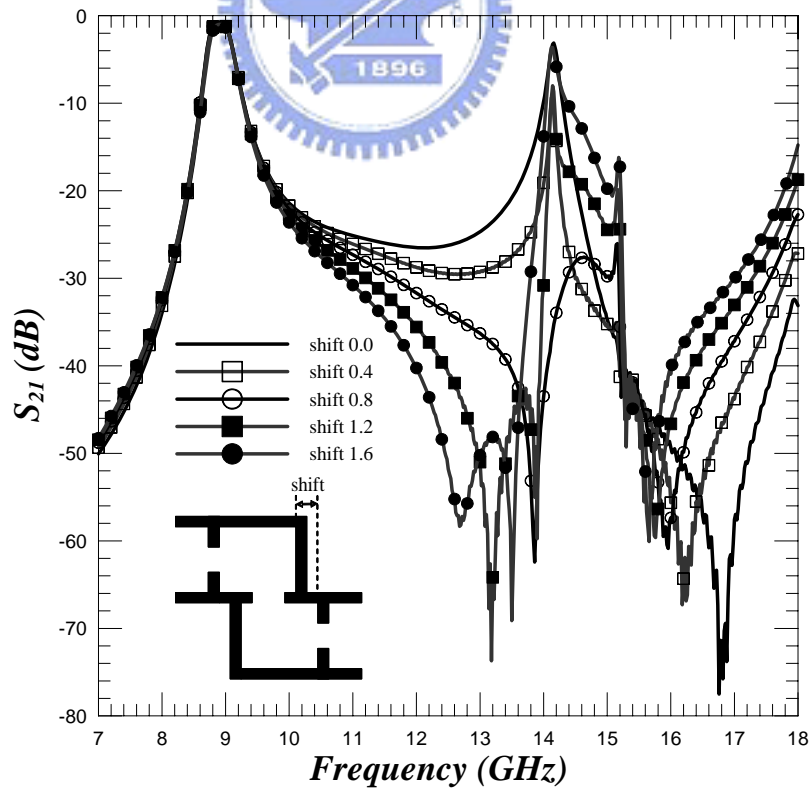


圖 3.5、位移第二個共振腔所觀察到的插入損失變化

表 3.2、基板合成波導共壁耦合濾波器尺寸

符號	尺寸 (mm)	描述
h_1	11	輸入端基板合成波導寬度
h_2	11	輸出端基板合成波導寬度
a_1	6.2	輸入端感應廉
a_2	6.2	輸出端感應廉
W	4.3	共壁耦合孔徑寬度
l_1	2.5	輸入端感應廉到耦合孔徑前端的距離
l_2	2.5	輸出端感應廉到耦合孔徑前端的距離
l_3	4.12	輸入端短路牆到耦合孔徑前端的距離
l_4	4.12	輸出端短路牆到耦合孔徑前端的距離
w_1	1.175	微帶線寬度
w_2	1.5	錐形微帶線寬度
s_1	5	微帶線長度
s_2	3	錐形微帶線長度
p	1.5	金屬貫孔週期
d	1	金屬貫孔直徑
h	0.508	基板厚度

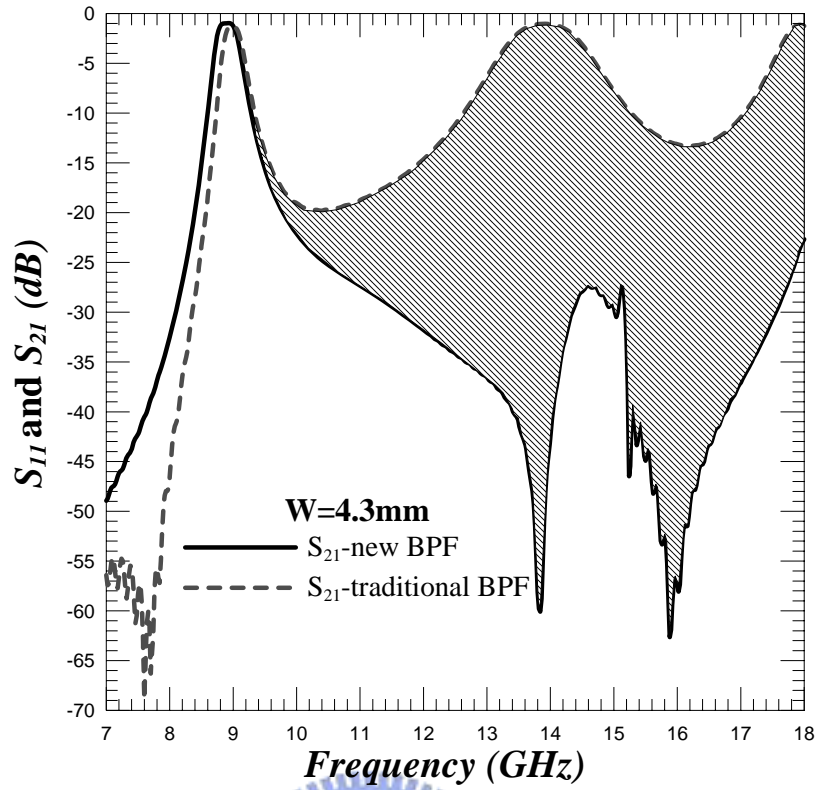


圖 3.6(a)、傳統端對端耦合濾波器和共壁耦合濾波器的插入損失比較圖

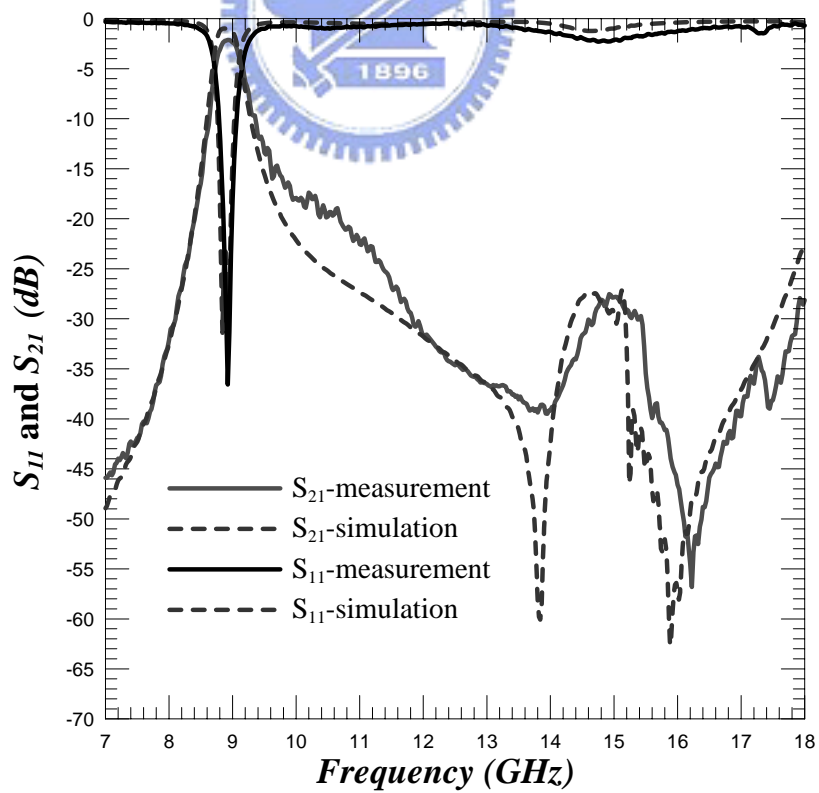


圖 3.6(b)、共壁耦合濾波器模擬和量測比較圖

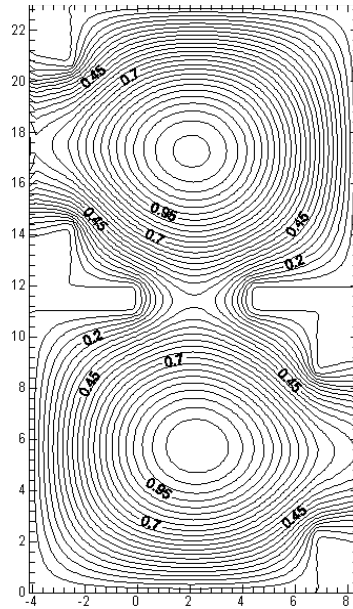


圖 3.7(a)、共壁耦合濾波器在頻率 9.0GHz 共振腔中的電場分布

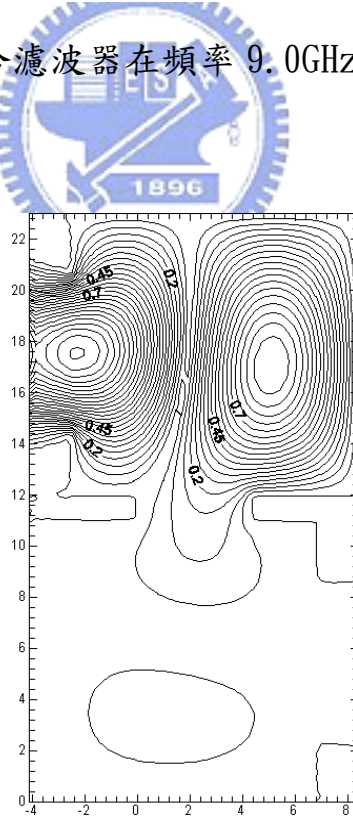


圖 3.7(b)、共壁耦合濾波器在頻率 13.5GHz 共振腔中的電場分布

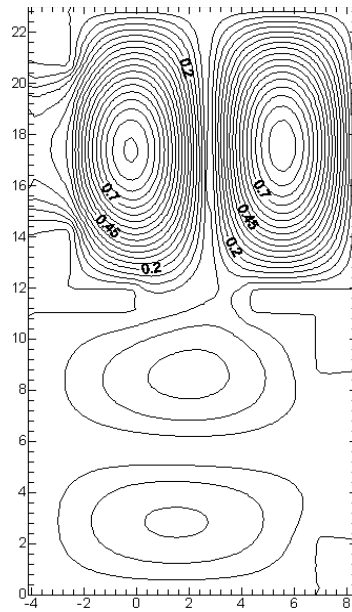


圖 3.7(c)、共壁耦合濾波器在頻率 15.0GHz 共振腔中的電場分布

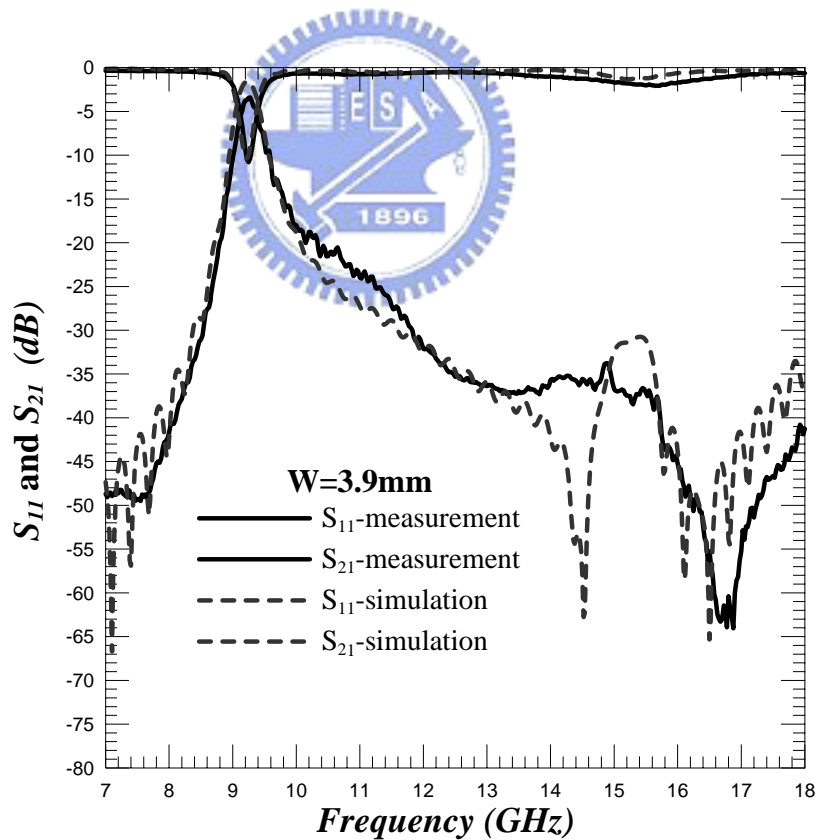


圖 3.8(a)、共壁耦合濾波器在 W=3.9mm 下的模擬與量測比較圖

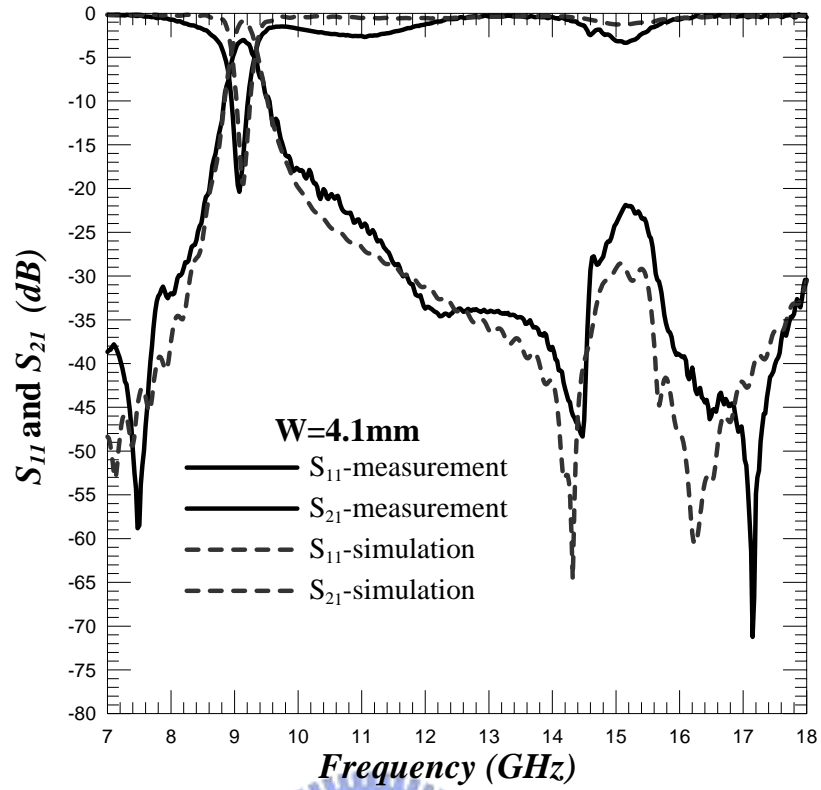


圖 3.8(b)、共壁耦合濾波器在 $W=4.1\text{mm}$ 下的模擬與量測比較圖

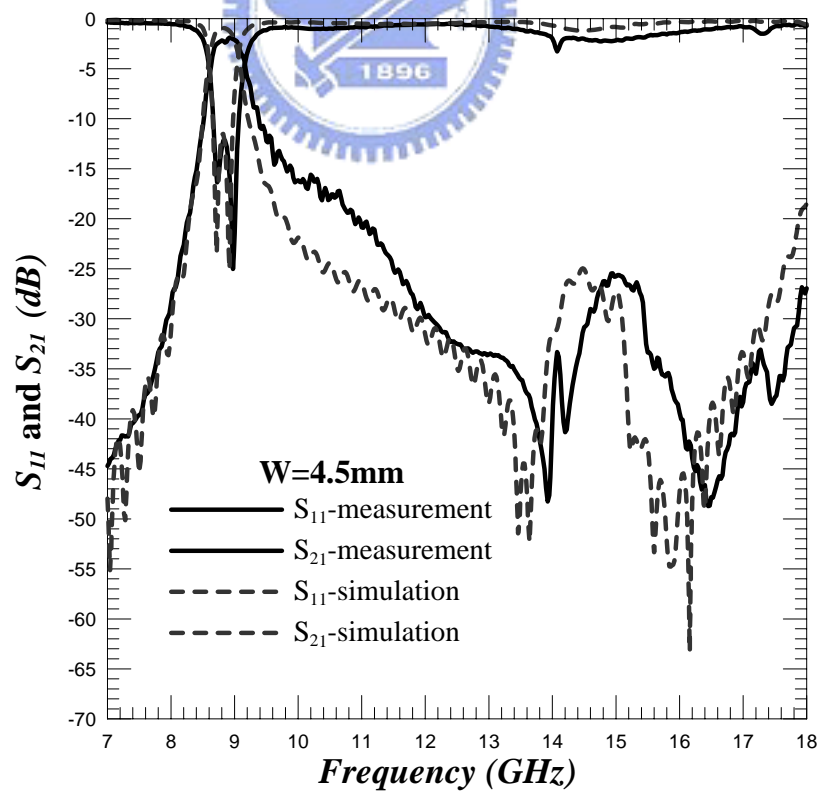


圖 3.8(c)、共壁耦合濾波器在 $W=4.5\text{mm}$ 下的模擬與量測比較圖

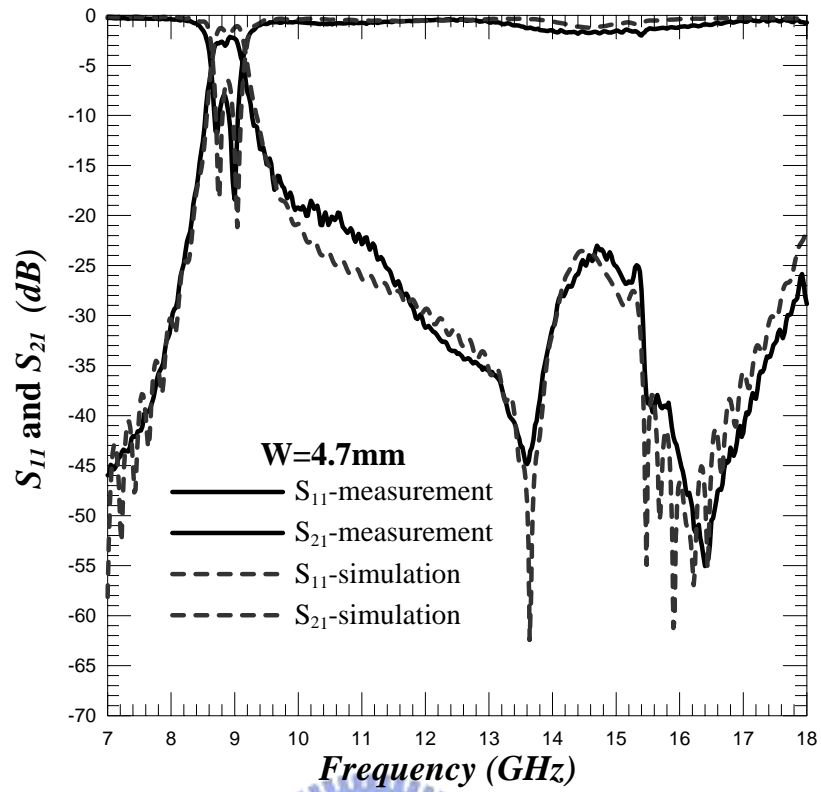


圖 3.8(d)、共壁耦合濾波器在 $W=4.7\text{mm}$ 下的模擬與量測比較圖

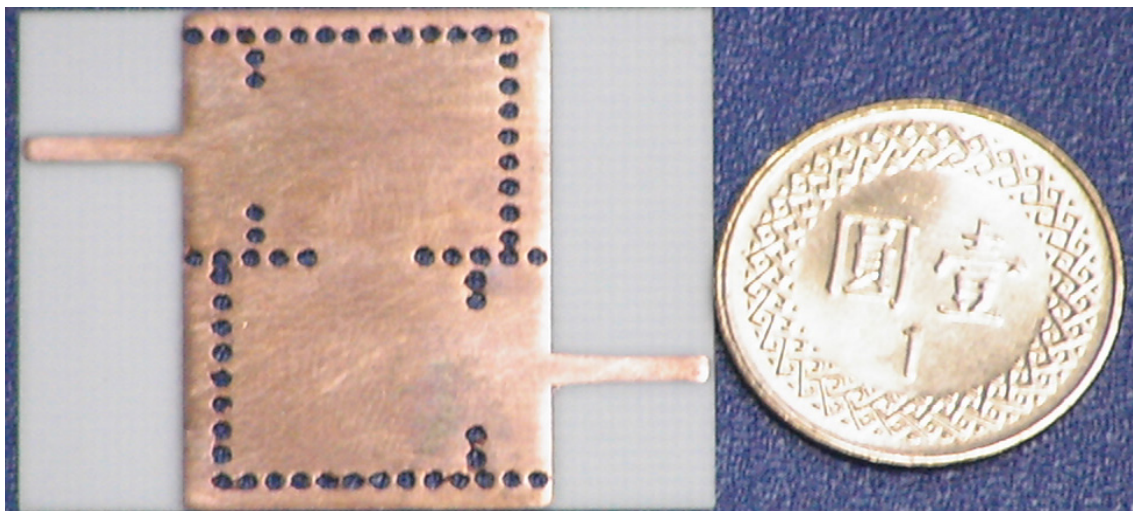


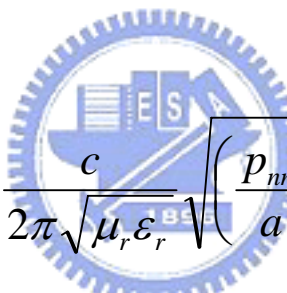
圖 3.9、基板合成波導共壁耦合濾波器實際電路圖

第四章、雙層基板合成波導圓形共振帶通濾波器

4-1 設計雙層基板合成波導圓形共振帶通濾波器

在設計雙層基板合成波導圓形共振腔濾波器時，不使用傳統的端對端耦合的方法設計，也就是說電路的輸入輸出端和共振腔在同一線上，因為此種端對端耦合濾波器有一極大缺點，就是截止帶的選擇性很差，而對於一些實際應用而言，我們需要高選擇性的濾波器以提高整個電路的性能。要如何解決低選擇性問題的關鍵就取決於共振腔的輸入端和輸出端型態，一般傳統共振腔和輸入輸出端是在同一線上，也可以共振腔和輸入輸出端是有角度的，不同的角度將可以改變截止帶的選擇性。其中文獻[13]就有說明此論點，若考慮波在通帶的其它頻段，因此波將幾乎完全反射而形成駐波，而出現在輸出端的駐波節點頻率即為傳輸零點。運用此論點，文獻[13]有製作如圖十三的四種電路來比較輸入端和輸出端在不同角度下的散射參數變化。也有文獻[14]運用此論點製作出三階圓形共振腔濾波器，如圖十四所示，但是此種濾波器有一極大缺點，就是要去實現多階濾波器時，將會使用到非常大的面積去製作，這不合乎現代濾波器面積小的需求，所以在本篇論文中，我們將製作一新型濾波器，不但在截止帶的選擇性有所改善，而且在面積上也可達到縮小的特性，此電路結構將在下一段說明。

圖十五為利用柱牆(或貫孔)技術製作的雙層基板合成波導圓形共振帶通濾波器，此結構由上下層基板合成波導圓形共振腔和微帶線開槽饋入所組成。圓形共振腔半徑 r_2 ，兩共振腔之間的耦合孔徑半徑 r_1 ，基板厚度 h 。而波導牆由週期金屬貫孔排列成圓形去形成圓形共振腔，為維持波在波導中傳播，且同時能量不會漏出去，可使用第二章的經驗公式去設計此波導牆，這裡的 d 和 p 分別代表金屬貫孔的直徑和週期。在饋入結構方面，使用 50 ohm 微帶線槽孔饋入，槽孔長度及寬度分別為 e 和 f ，藉由調整 e 和 f 尺寸可以激發出圓形共振腔的共振頻率。圓形共振腔的共振頻率可利用以下公式去決定：



$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{p_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (3)$$

這裡的 p_{nm} 代表 $J_n(x)$ 的根，此值可由表格四查出，而 l 代表沿著圓形共振腔厚度的模態， c 為光速， a 為圓形共振腔半徑， d 為圓形共振腔的厚度， μ_r 為共振腔內的導磁係數， ϵ_r 為共振腔內的介電係數，共振頻率 f_{nml} 可由以上參數所決定。當共振頻率決定後，可以調整兩共振腔之間的耦合孔徑去獲得想要的頻寬，接下來只要改變輸入輸出端和共振腔的夾角 α ，觀察其截止帶的選擇性變化即可。若是要設計 n 階濾波器的話，只要疊 n 層基板，再調整共振腔之間的耦合孔徑，這樣就可設計比傳統多階濾波器的面積還要小。在下一章節中，將實際製作與量測此濾波器的散射參數，以及觀察改

變輸入端和輸出端夾角時的影響，最後在比較模擬與量測的準確性。

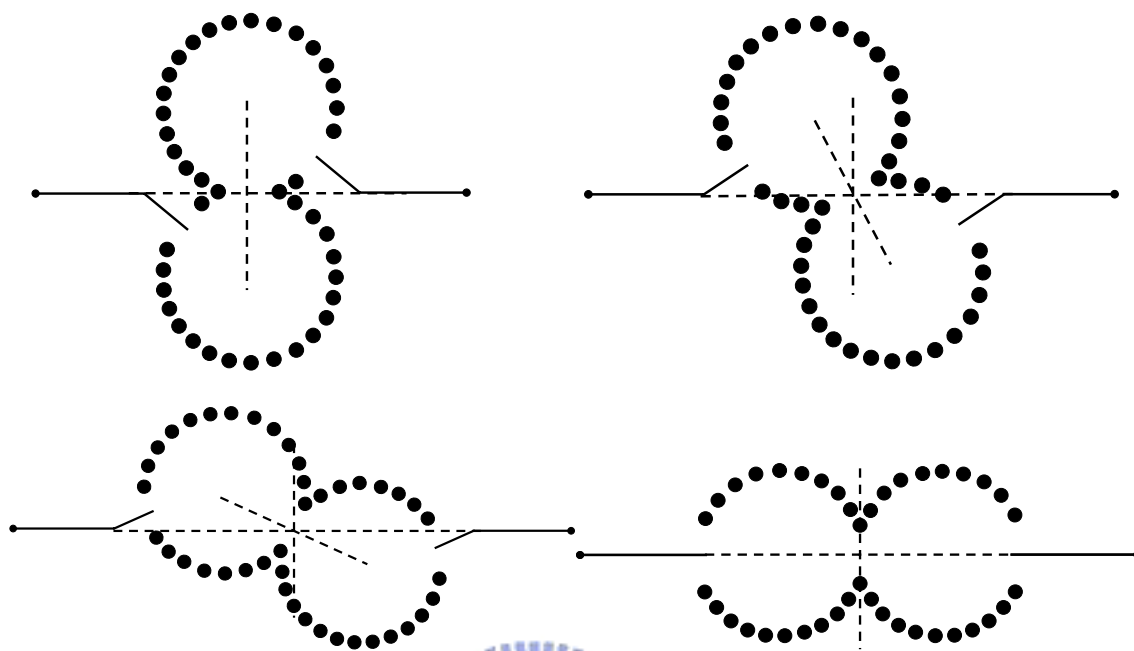


圖 4.1、輸入輸出端和共振腔在不同角度下的圓形共振腔濾波器

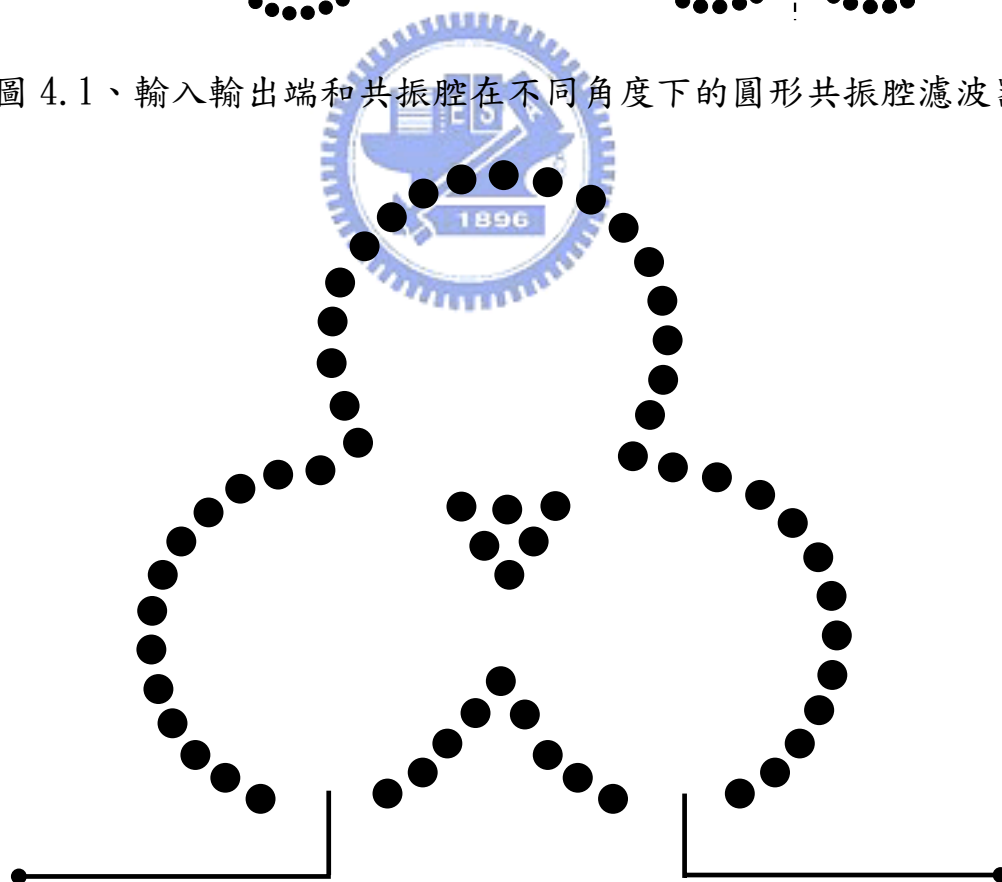


圖 4.2、三階圓形共振腔濾波器

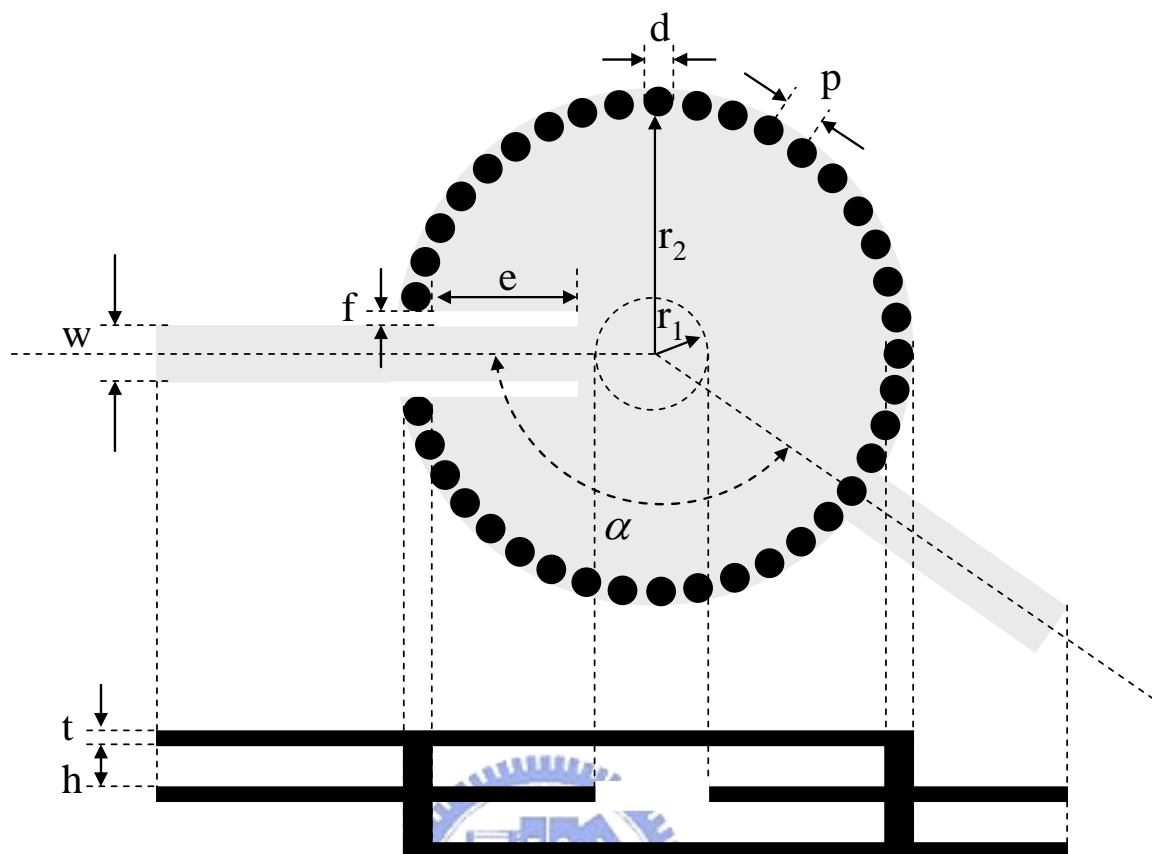


圖 4.3、雙層基板合成波導圓形共振濾波器

表 4.1、圓形波導 TM 模態的 P_{nm} 值

n	P_{n1}	P_{n2}	P_{n3}
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

4-2 基板合成波導圓形共振帶通濾波器模擬與量測

本篇論文使用 CST 電磁模擬軟體去分析結構電磁場分佈和散射參數。

使用的板材是 Rogers R04003 毫米波基板，板材厚度為 20mil，介電常數 3.5，損耗正切 0.0027，金屬厚度 0.001，上下金屬平面由電鍍技術聯接成金屬貫孔，此貫孔週期 1.4mm，貫孔邊緣間距為 0.4mm。量測所使用儀器為安捷倫公司的網路分析儀(VNA)HP-8722D，校正方式為 TRL 校正。

表格五為雙層基板合成波導圓形共振帶通濾波器的設計尺寸，圖十六

(a)為基板合成波導圓形共振帶通濾波器 $\alpha=0^{\circ}$ 到 90° 的插入損失比較圖，由比較圖可以清楚發現，當角度改變時，通帶特性並不會改變，且角度小於 90° 時會出現兩個傳輸零點，這兩個傳輸零點會隨著 α 變小而往中心頻率靠近，也就是說傳輸零點位置可藉由角度 α 控制，這些現象也可從圖十六(b)正規化零點和角度 α 的相關圖看出。圖十七為基板合成波導圓形共振帶通濾波器 $\alpha=90^{\circ}$ 到 180° 的插入損失比較圖，由比較圖可以發現，當角度改變時，通帶特性也不會改變，雖然夾角大於 90° 並沒有產生傳輸零點，但是在夾角小於 180° 的情況下，可以看出小於 180° 的截止帶選擇性會比較好。綜合以上兩種情況，我們可以知道，當夾角小於 180° 時，截止帶的選擇性會變高。在通帶特性方面，中心頻率為 6.8GHz，插入損失在 -1.9dB 以上，返回損失在 -20dB 以下，相對頻寬 5.8%。圖十八(a)到圖十八(j)為模擬與量測的比較圖，由

量測與模擬結果相比都非常匹配。圖十九為雙層基板合成波導圓形共振帶通濾波器實際電路圖。

表 4.2、雙層基板合成波導圓形共振帶通濾波器的尺寸

符號	尺寸 (mm)	描述
e	8.05	槽孔長度
f	0.5125	槽孔寬度
r ₁	1.75	兩共振腔之間的耦合孔徑半徑
r ₂	9.25	圓形共振腔半徑
h	0.508	基板厚度
w	1.175	微帶線寬度
t	0.001	金屬厚度
d	0.5	金屬貫孔直徑
p	1.4	金屬貫孔間距(中心對中心)

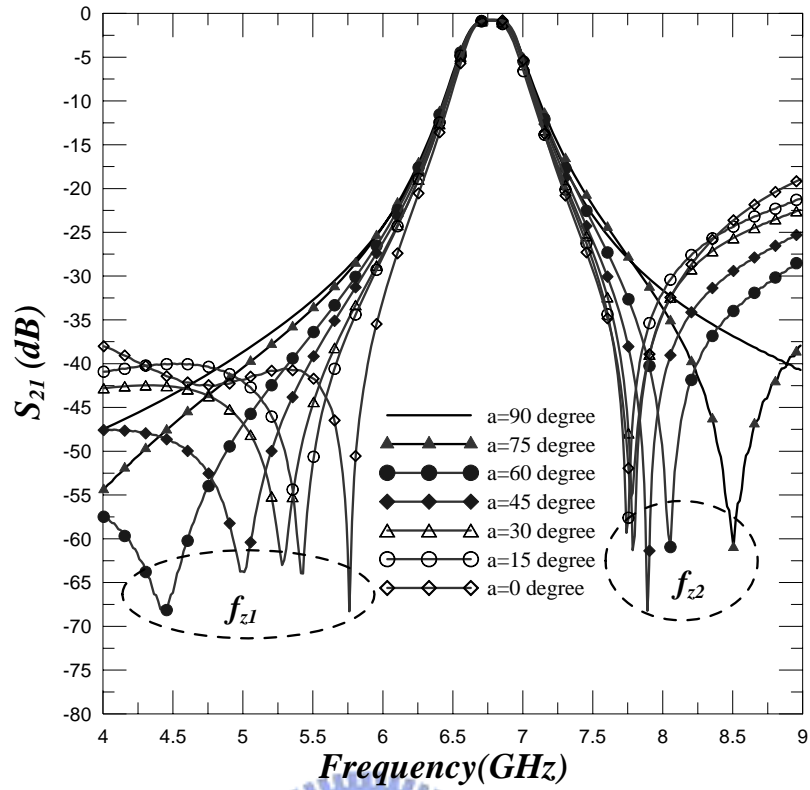


圖 4.4(a)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器 $\alpha = 0$ 到 90° 插入損失比較圖

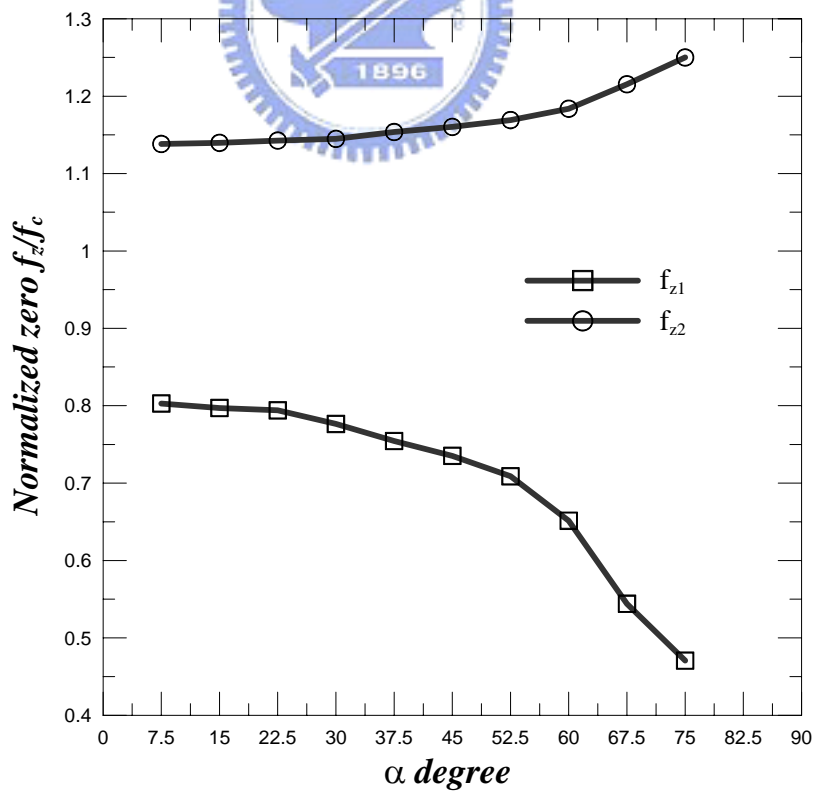


圖 4.4(b)、正規化零點和角度 α 的相關圖

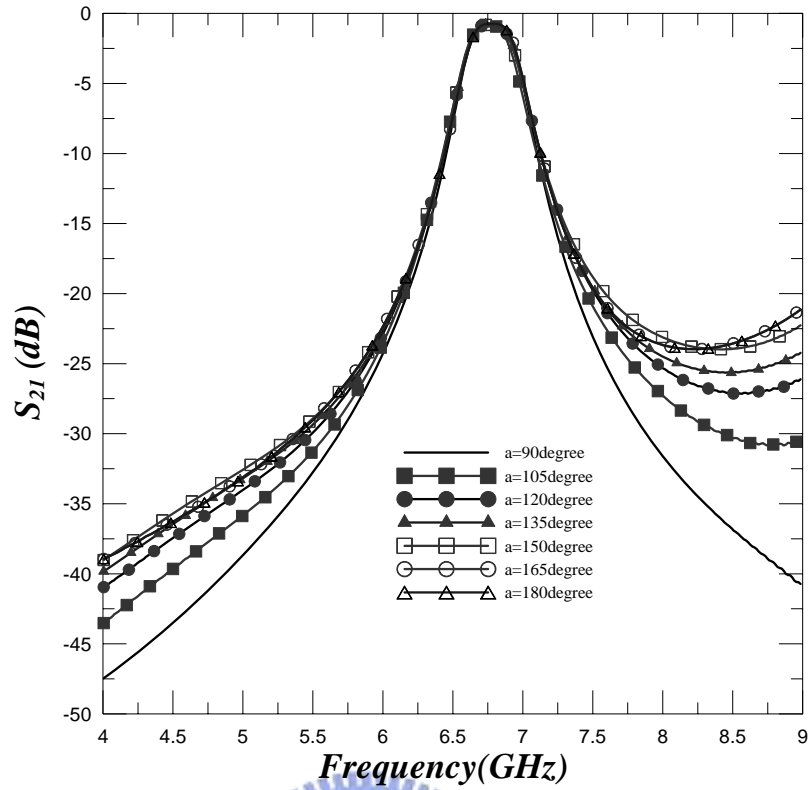


圖 4.5、基板合成波導圓形共振帶通濾波器 $\alpha = 90^{\circ}$ 到 180° 插入損失比較圖

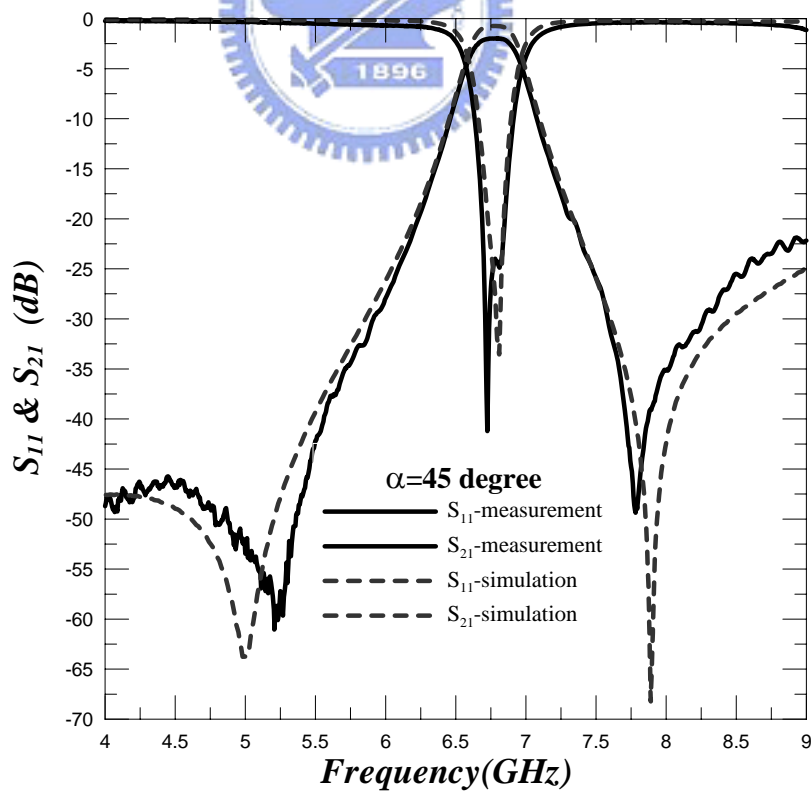


圖 4.6(a)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha = 45^{\circ}$ 時的模擬與量測圖

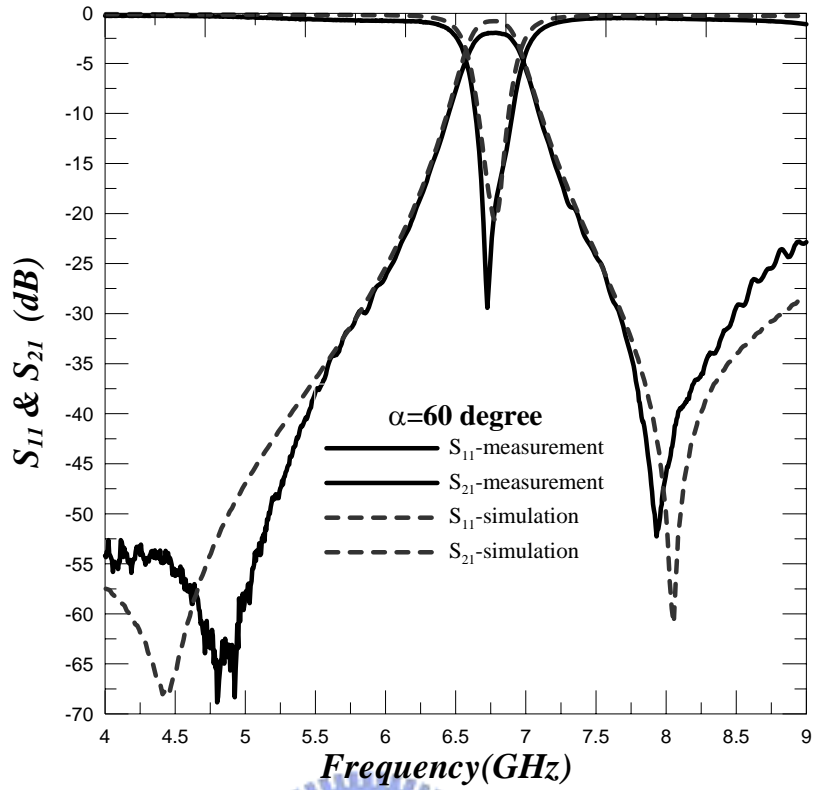


圖 4.6(b)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha = 60^\circ$ 時的模擬與量測圖

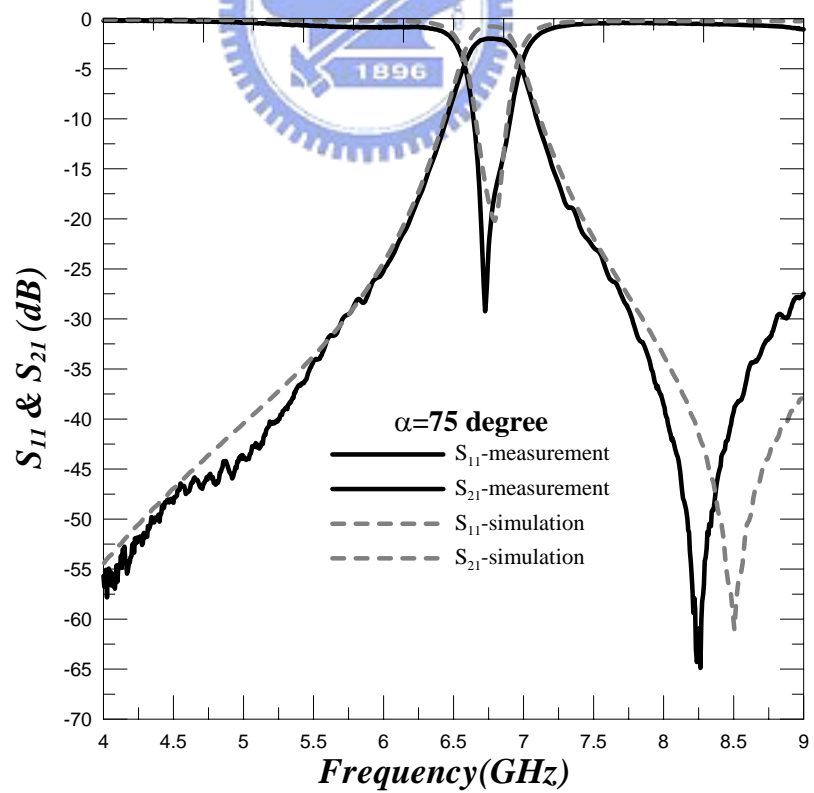


圖 4.6(c)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha = 75^\circ$ 時的模擬與量測圖

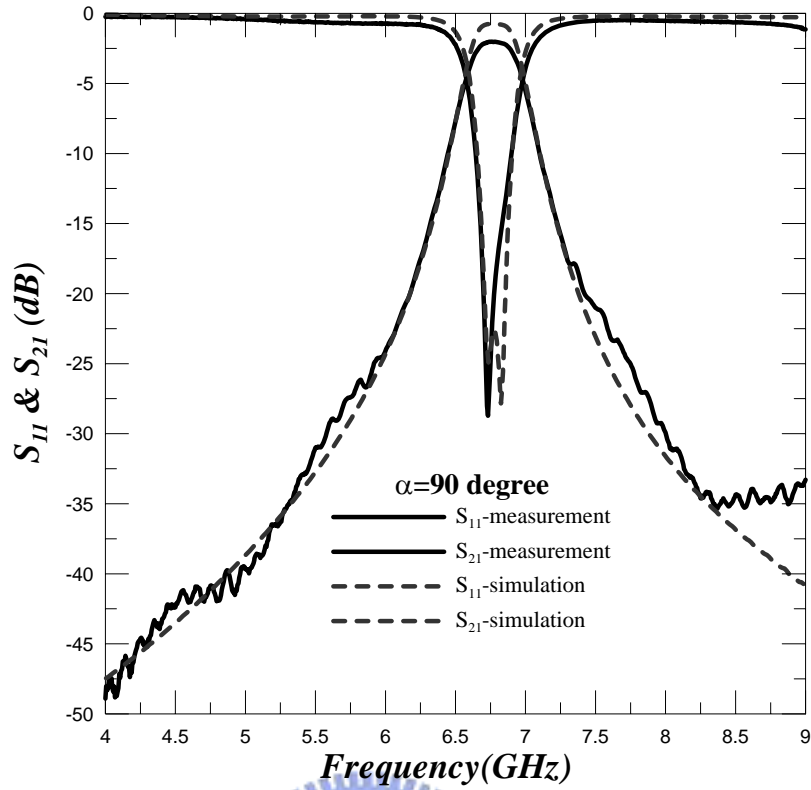


圖 4.6(d)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha = 90^\circ$ 時的模擬與量測圖

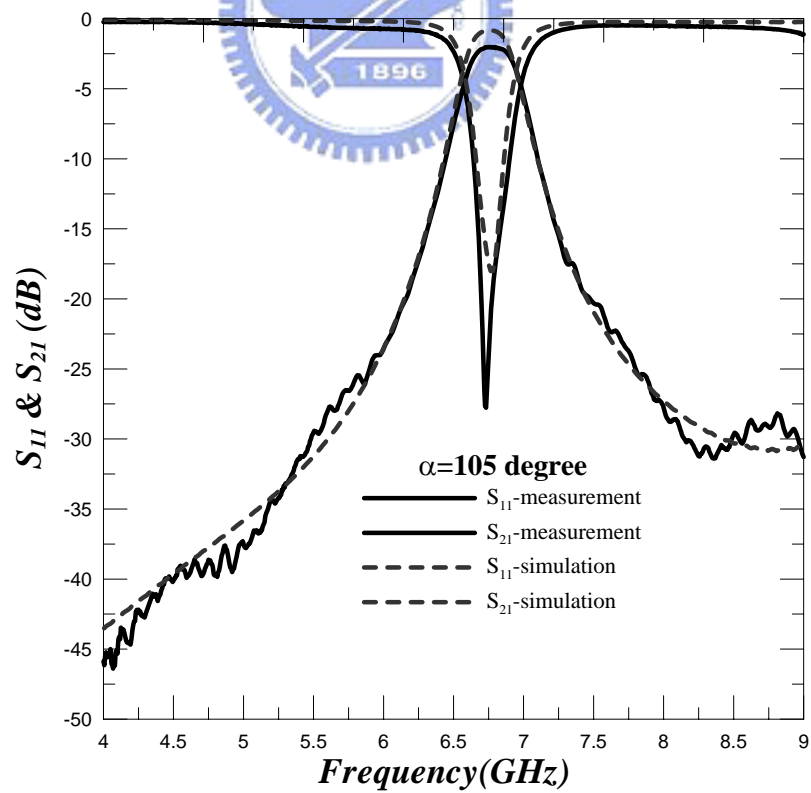


圖 4.6(e)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha = 105^\circ$ 時的模擬與量測圖

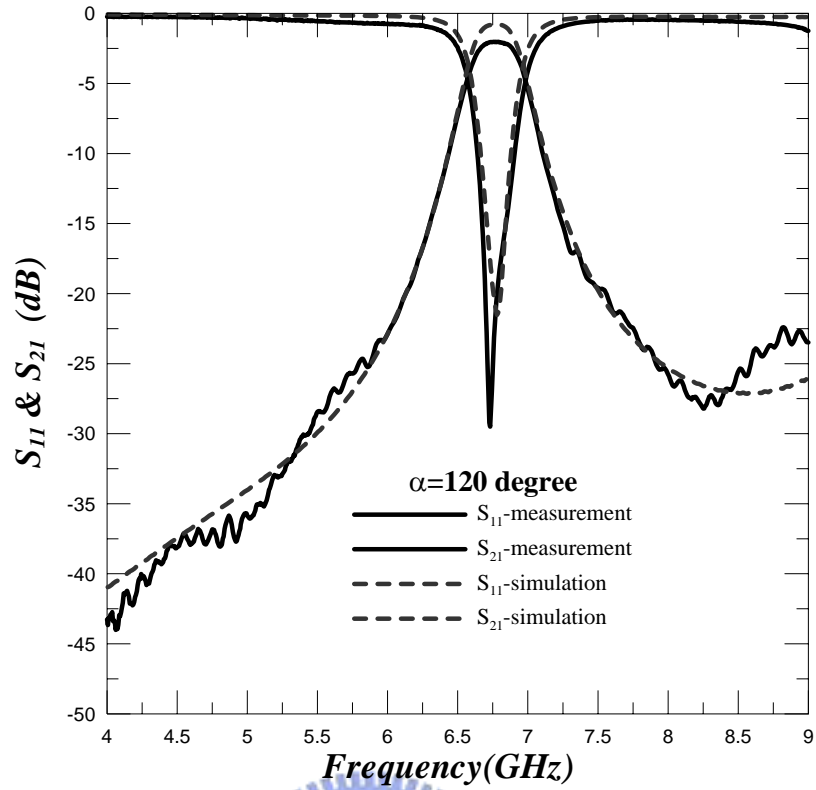


圖 4.6(f)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha=120^{\circ}$ 時的模擬與量測圖

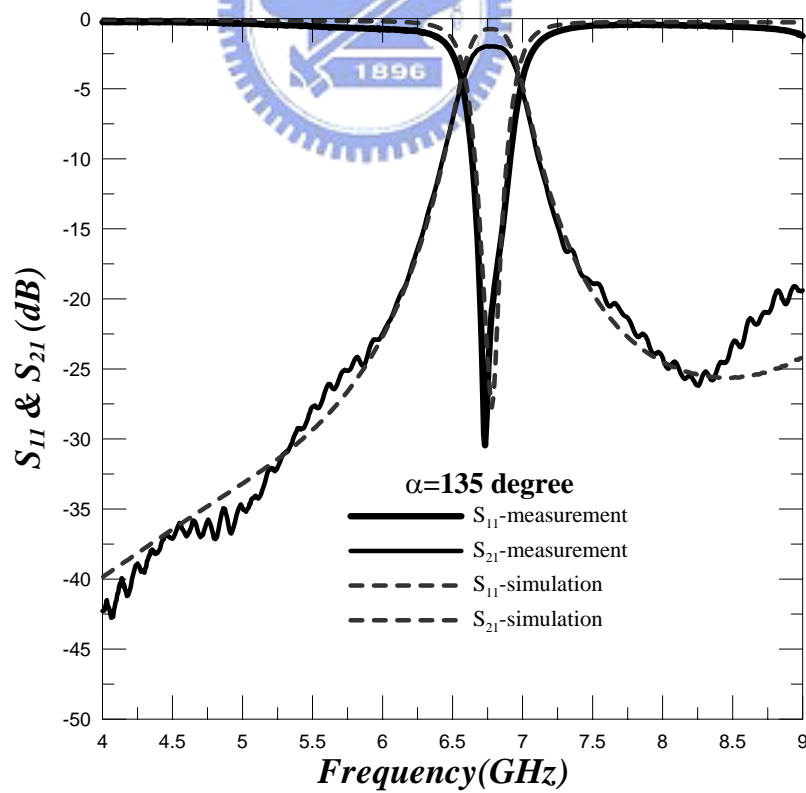


圖 4.6(g)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha=135^{\circ}$ 時的模擬與量測圖

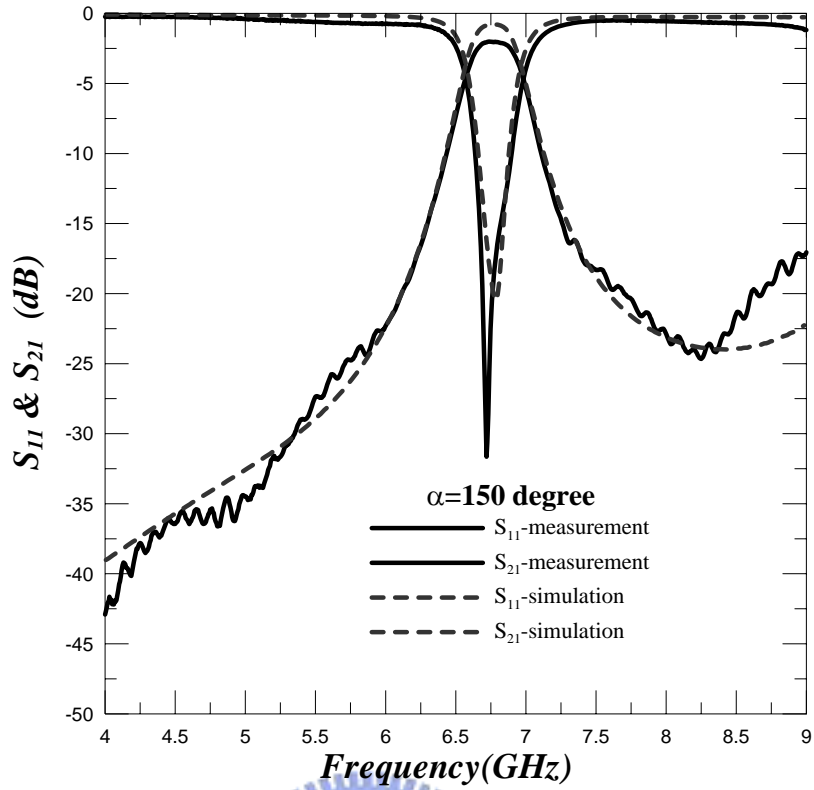


圖 4.6(h)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha = 150^\circ$ 時的模擬與量測圖

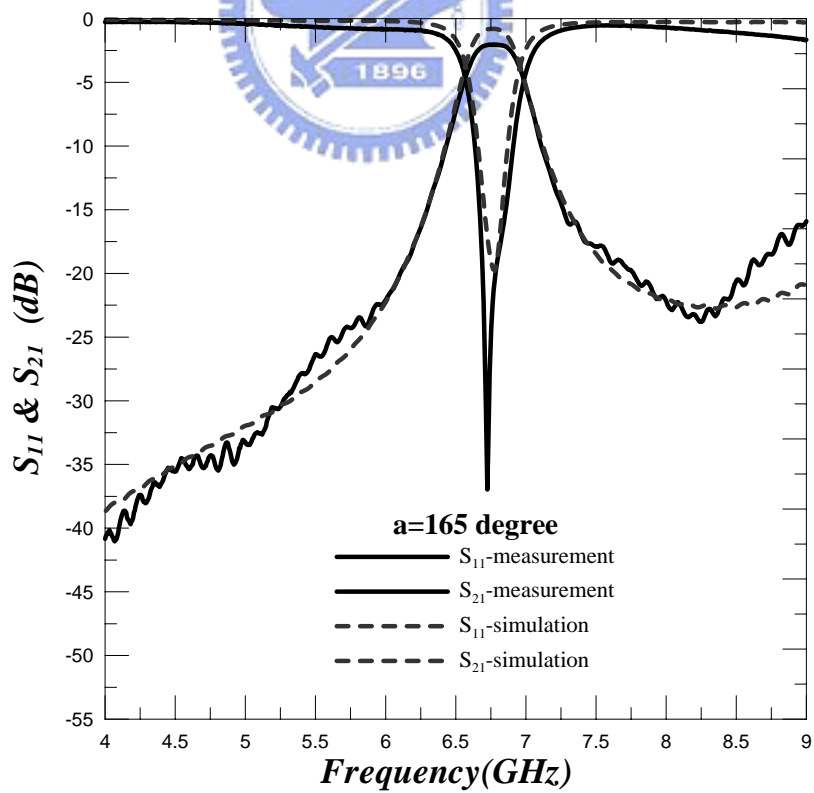


圖 4.6(i)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha = 165^\circ$ 時的模擬與量測圖

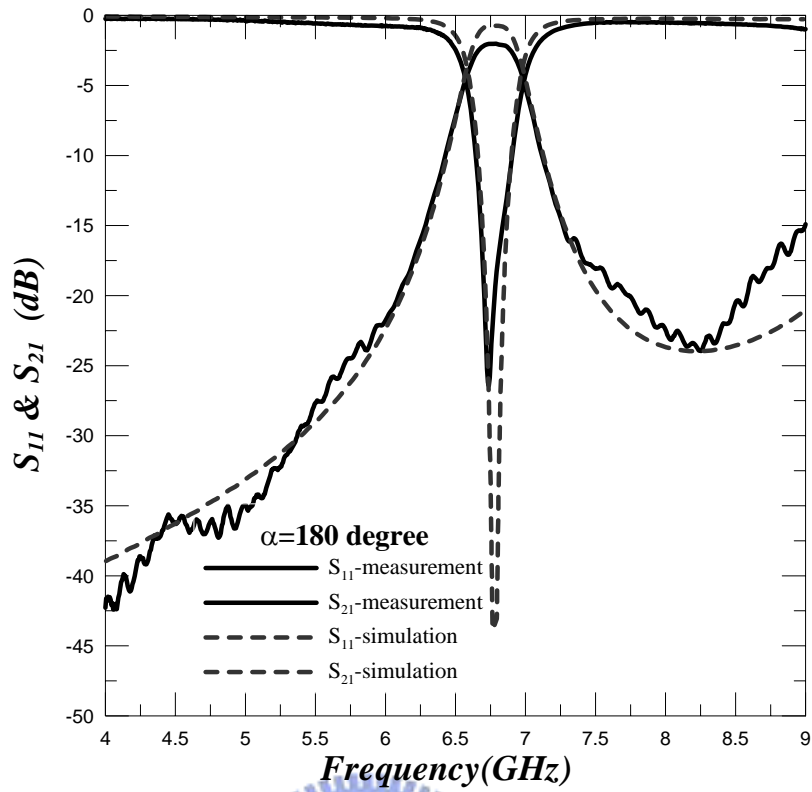


圖 4.6(j)、基板合成波導圓形共振帶通濾波器在 $\alpha=180^\circ$ 時的模擬與量測圖

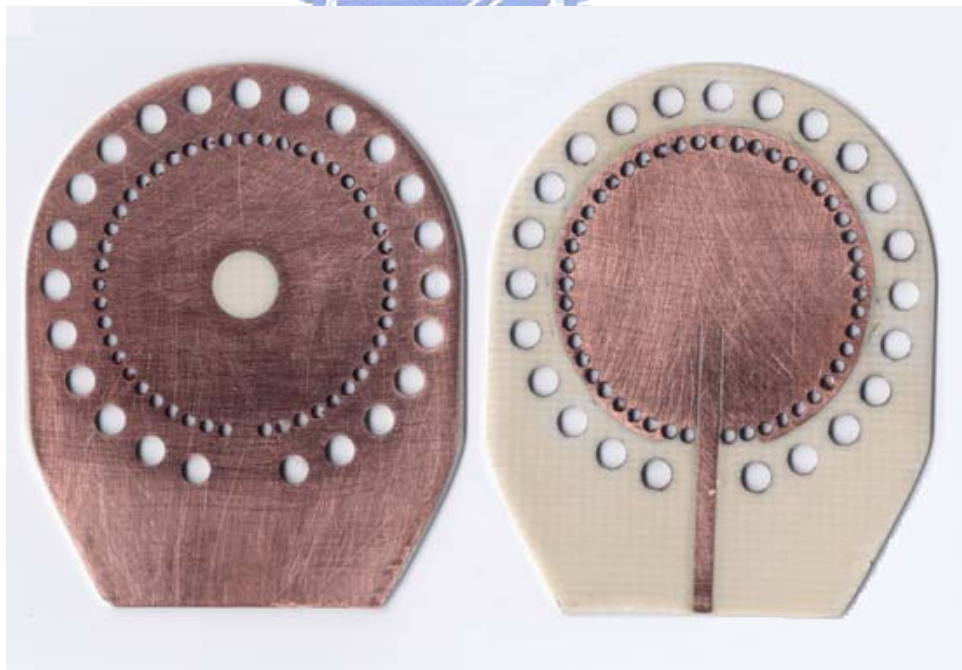


圖 4.7、雙層基板合成波導圓形共振帶通濾波器實際電路圖

第五章、結論

在本篇論文中，設計兩種高選擇性的帶通濾波器，第一種是利用基板合成波導共振腔共壁耦合設計帶通濾波器，只要適當橫向位移第二個共振腔，就可達到抑制第一高諧模態頻率，以提供較寬截止帶。第二種是利用雙層基板合成波導圓形共振腔設計帶通濾波器，藉由改變輸入輸出端和共振腔的夾角，將會產生兩個傳輸零點，以提高電路選擇性，由於電路結構是疊層的，所以面積會比傳統濾波器還要小。此兩種高選擇性的帶通濾波器已實際模擬與實驗驗證。在模擬部分，使用 CST 電磁模擬軟體去計算返回及插入損失，還有去觀察共振腔內的電場分佈。而實驗部分，使用 Rogers RO4003 毫米波基板去製作電路，在由網路分析儀(VNA)HP-8722D 進行量測。最後由模擬和實驗結果相比都非常吻合。

參 考 文 獻

- [1] E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-20, no. 4, pp. 258-265, Apr. 1972.
- [2] R. J. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 47, no. 4, pp. 433-442, Apr. 1999.
- [3] R. Levy, R. V. Snyder, and G. Matthaei, "Design of microwave filters," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 50, no. 3, pp. 783-793, Mar. 2002.
- [4] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The Substrate Integrated Circuits-A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics" in 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, pp. III-X, 2003.
- [5] H. Uchimura and T. Takenoshita, "Development of a laminated waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 46, no. 12, pp. 2438-2443, Dec. 1998.
- [6] J. Hirokawa and M. Ando, "Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 46, no. 5, pp. 625-630, May 1998.
- [7] J. Hirokawa and M. Ando, "Efficiency of 76-GHz post-wall waveguide-fed parallel-plate slot arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 48, no. 11, pp. 1742-1745, Nov. 2000.
- [8] Zeid and H. Baudrand, "Electromagnetic scattering by metallic holes and its applications in microwave circuit design," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 50, no. 4, pp. 1198-1206, Apr. 2002.
- [9] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [10] Y. Huang, K. L. Wu, and M. Ehlert, "An integrated LTCC laminated waveguide-to-microstrip line T-junction," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett, vol. 13, no. 8, pp. 338-339, Aug. 2003.

- [11] Chen, W. Hong, T. Cui, J. Chen, K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) linear phase filter," *IEEE Microw. Wireless Comp. Letters*, vol.15, no.11, Nov.2005 pp 787-789.
- [12] D. Deslandes and K. Wu, "Single-Substrate integration technique for planar circuits and waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp 593-596, Feb. 2003.
- [13] H.J. Tang, W. Hong, Z.C. Hao, J.X. Chen, K. Wu, "Optimal design of compact millimeter-wave SIW circular cavity filter," *IEEE Electronic Letters*, vol.41, no.19, Sept. 2005.
- [14] B. Potelon, J. -C. Bohorquez, J.-F Favennec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, "Design of Ku-Band Filter based on Substrate-Integrated Circular Cavities (SICCs)," *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International June 2006* Page(s):1237 - 1240
- [15] Y. Cassivi and K. Wu, "Low Cost Microwave Oscillator Using Substrate Integrated Waveguide Cavity," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 13, no. 2, Feb. 2003. pp. 48-50.
- [16] Y. L. Zhang, W. Hong, K. Wu, J. X. Chen and H. J. Tang, "Novel substrate integrated waveguide cavity filter with defected ground structure," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.53, no.4, pp.1280-1287, April, 2005.
- [17] Z. C. Hao, W. Hong, X. P. Chen, J. X. Chen, K. Wu, and T. J. Cui, "Multilayered substrate integrated waveguide (MSIW) elliptic filter," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.15, no.2, pp.95-97, 2005.
- [18] X. P. Chen, Wei Hong et al, " Planar Asymmetric Dual-Mode Filters Based on Substrate Integrated waveguide (SIW)" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Long Beach, California, USA, June 12-17, 2005.*
- [19] Z. C. Hao, W. Hong, H. Li, H. Zhang, and Ke Wu, "A Broadband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Washington, DC, USA, July 3-8, 2005.*
- [20] Z. C. Hao, W. Hong, K. Wu et al, "Multi-Way Broadband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Power Divider," *IEEE Int. Symposium on Antennas and Propagation,*

Washington, DC, USA, July 3-8, 2005.

- [21] X. Xu, R. G. Bosisio, and K. Wu, "A new six-port junction based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 7, pp. 2267-2273, Jul. 2005.
- [22] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. X. Chen, K. Wu and T. J. Cui; "Simulation and experiment on SIW slot array antennas", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 446-448, Sept. 2004.
- [23] D. Stephens, P. R. Yong and I. D. Robertson, "W-band substrate integrated waveguide slot antenna," *Electron. Lett.*, 2005, 41, (17), pp. 165-167
- [24] W. D'Orazio, K. Wu and J. Helszajn, "A substrate integrated waveguide degree-2 circulator," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.* vol.14, pp. 207-209, Mar. 2004.
- [25] G. Q. Luo, W. Hong, Z. C. Hao and K. Wu et al., "Theory and experiment of novel frequency selective surface based on substrate integrated waveguide technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 12, pp. 4035-4043, Dec. 2005.
- [26] G. Q. Luo, W. Hong, H. J. Tang, J. X. Chen, and K. Wu, "Dualband frequency selective surfaces using substrate integrated waveguide technology," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, pt. H, accepted for publication.
- [27] G. Q. Luo, W. Hong, H. J. Tang, and K. Wu, "High performance frequency selective surface using cascading substrate integrated waveguide cavity," *IEEE Microw. Wireless Compon Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 648-650, Dec. 2006.
- [28] F. Xu, Y. L. Zhang, W. Hong, K. Wu, and T. J. Cui, "Finite difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 2221-2227, Nov 2003
- [29] Feng Xu and Ke Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 66-73, Jan 2005
- [30] C.-H. Tseng, T.-H. Chu, "Measurement of frequency-dependent equivalent width of substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, pp. 1431-1437, Apr. 2006.

- [31] H. Li, W. Hong, T. J. Cui, K. Wu, Y. L. Zhang, and L. Yan, "Propagation characteristics of substrate integrated waveguides based on LTCC," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Philadelphia, PA, 2003, pp. 2045-2048.

