

第四章 寬頻垂直安裝之平面基板架構濾波器

4.1 簡介：

超寬頻微波接收機(ultra-broadband microwave receiver)之中使用許多寬頻的微波濾波器，一般製作此種微波濾波器多使用二分之一波長諧振腔[15-17]，使用此種二分之一波長諧振腔，因為其二次諧振頻大約在基本諧振頻的二倍頻附近，於是會導致此種濾波器在靠近二倍頻的附近有一諧波通帶，當濾波器的通帶很大時，此諧波通帶將會嚴重地降低接收機抗干擾的能力。

目前超寬頻微波接收機中使用的濾波器其通帶頻寬最寬頻的大約是二倍頻左右，則這種寬頻濾波器受諧波通帶的影響將更嚴重。例如，如果一個 1 到 2GHz 之濾波器，其中心頻是 1.5GHz，二次諧波頻率將在 3GHz 附近，如果算上諧波通帶頻寬則主通帶到諧波通帶之間將只有不到 1GHz 的止帶，因為止帶過窄往往會使濾波器的上止帶(upper stopband)的抑制力下降很多，有時甚至只有十幾 dB 的上止帶抑制能力。此種上止帶制能力將嚴重的影響雜訊的壓制，連帶的也使得接收機抗干擾之能力大受影響。

至於如何解決諧波通帶很靠近主通帶的問題，步階阻抗法[18-19]是一個不錯的選擇，首先此種步階阻抗諧振腔(steped impedance resonators)是由二分之一波長諧振腔演化而來，所以它和二分之一波長諧振腔一樣沒有穿孔接地的問題，同時我們可以利用步階阻抗的特性阻抗比值來調整第二諧振頻對主諧振頻的比值，當將頻率比值調的大於二時則可以改善上述的問題，例如上面之例子若能將二次諧振頻調高到 4GHz 以上，則可加大上止帶之止帶寬度，使得上止帶有較好的止帶抑制能力。

在文獻記錄中，有使用四分之一波長諧振腔製作寬頻交錯耦合濾波器來改善上止帶的性能[20]。使用四分之一波長諧振腔因為其第一高階諧振頻在基本諧振頻的大約三倍頻（而非二倍頻）的位置，故上止帶過窄的問題大幅改善。但是四分之一波長諧振腔一頭需穿孔接地，目前軍用微波混成積體電路

(MIC 電路)均是使用陶瓷基板，基於製程的簡單性及製作的成本，多層電路與穿孔(via holes)(因為陶瓷基板穿孔非常困難)都應避免。考慮到這個因素，所以將四分之一波長濾波器排除在候選名單之列。

另外，Itoh[21]使用二維週期性結構(UC-PBG structure)之微帶線接地面將二分之一波長諧振腔的第一高階諧振頻設計在週期性結構的止帶內，則此濾波器之諧波通帶將被大幅壓制。但是因為它需要有背面製程，且接收機配合此種濾波器也需要將機械構造改變以支撐懸空的電路基板，所以它並不是一個理想的作法。

最近，Lopetegi [22]提出用波形佈局(wiggly-line)之微帶耦合線來壓制諧波通帶，效果不錯。但是，此種佈局方式，無法製作頻寬很大的濾波器，尤其是我們需要的一個倍頻頻寬(octave bandwidth)之濾波器，將更是無法利用這種結構。

在此擬針對這個問題加以研究，利用最可行的方向為將二分之一波長微帶線作為諧振腔改為步階阻抗諧振腔，再使用前一章所介紹的垂直安裝之平面基板方式以獲得強耦合。

4.2 原理：

首先我們將介紹步階阻抗諧振腔的諧振原理，圖 4.2-1 是步階阻抗諧振腔的結構，它是一個對稱性的結構，而且具有兩個不同的阻抗線， Z_1 和 Z_2 。

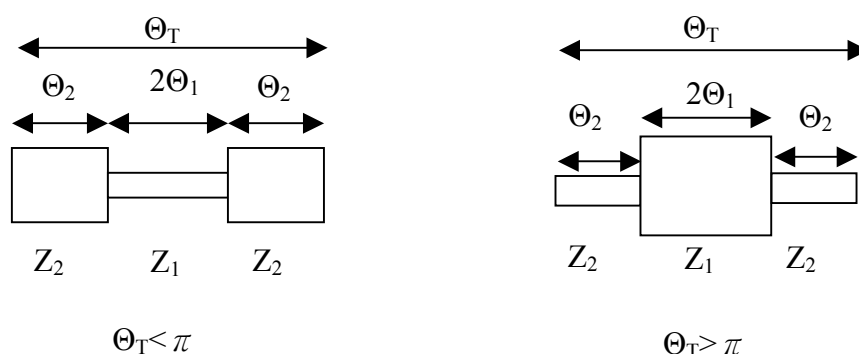


圖 4.2-1 步階阻抗諧振腔結構

而步階阻抗諧振腔的基頻諧振條件，為一端開路諧振腔的導納值 (admittance) Y_i 為零， Y_i 可以由下列方程式(4.1)得到：

$$Y_i = jY_2 \cdot \frac{2(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2) \cdot (K - \tan \theta_1 \tan \theta_2)}{K(1 - \tan^2 \theta_1)(1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 + K^2) \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (4.1)$$

這裡的 K 是阻抗的比例值 $= Z_2/Z_1$ 。令

$$Y_i = 0 \quad (4.2)$$

由方程式(4.1)、(4.2)可以知道基頻的諧振條件為：

$$K = \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2 \quad (4.3)$$

接著可以由方程式(4.3)推導出 θ_T 和 θ_1 的關係：

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \cdot \left(\frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \quad \text{當 } K \neq 1 \quad (4.4)$$

$$\theta_T = \pi \quad \text{當 } K = 1$$

當 $K=1$ 表示是一個單一阻抗值的諧振腔。

諧振腔長度 θ_T 在 $0 < K < 1$ 有極小值，在 $k > 1$ 有極大值，這種情況能對方程式 (4.4) 的 θ_1 做微分，可以得到

$$\frac{1}{1-K} \cdot (\tan^2 \theta_1 - K) \cdot \sin^2 \theta_1 = 0$$

假設 $\theta_2 = \theta_1$ ，則

$$\theta_1 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) = \theta_2 \quad (4.6)$$

可以從方程式(4.6)發現，當 $\theta_1 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) = \theta_2$ ，步階阻抗諧振腔的長度 θ_T 有極大或極小值，假設 $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ ，則方程式(4.1)可以改寫成下列方程式：

$$Y_i = jY_2 \cdot \frac{2(1+K)(K - \tan^2 \theta) \tan \theta}{K - 2(1+K+K^2) \tan^2 \theta + K \tan^4 \theta} \quad (4.7)$$

所以由方程式(4.7)可以得到基頻的諧振條件：

$$\tan^2 \theta_0 = K$$

或

$$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{K} \quad (4.8)$$

而其他的諧振頻率 $f_{sn} (n=1,2,3,\dots)$ 和相對應的 $\theta_{sn} (n=1,2,3,\dots)$ 可以由方程式 (4.7)、(4.2) 中得到：

$$\begin{aligned} \tan \theta_{s1} &= \infty \\ \tan^2 \theta_{s2} - K &= 0 \\ \tan \theta_{s3} &= 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

然後可以求得下列結果：

$$\begin{aligned} \frac{f_{s1}}{f_0} &= \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \\ \frac{f_{s2}}{f_0} &= \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) - 1 \\ \frac{f_{s3}}{f_0} &= \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) \end{aligned} \quad (4.10)$$

由上述的結果可以知道，其他的諧振頻率為 K 的函數值，換言之，控制 K 值，也就是控制阻抗的比率值，就可以控制其他諧振頻率與基頻諧振頻率的比值，所以可以利用這種原理，將二次諧振頻率推遠，而從方程式(4.10)得知，要將諧振頻率推遠的方式就是將 K 值做的越小越好，而且步階阻抗諧振腔的長度 θ_r 也會縮的更小。

接下來這部份將介紹一般利用導納反轉器(Admittance inverter)來處理平行耦合濾波器，圖 4.2-2 為雙端開路的耦合器， Z_{oe} 、 Z_{oo} 分別為耦合器偶奇模阻抗值， Θ 為耦合器電長度， Z_0 為耦合器特性阻抗。

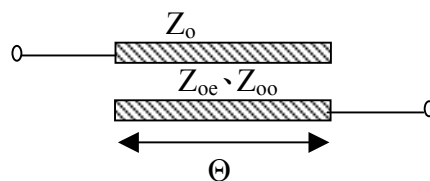


圖 4.2-2 雙端開路耦合器

圖 4.2-2 可以利用 J 反相器等效成圖 4.2-3，而圖 4.2-2 的 ABCD 矩陣為方程式(4.11)，圖 4.2-3 的 ABCD 矩陣為方程式(4.12)。

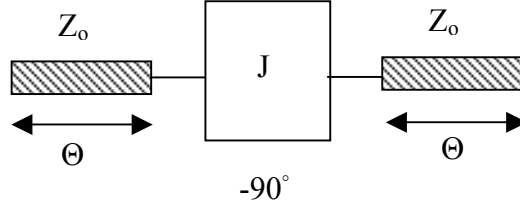


圖 4.2-3 圖 4.2-2 等效電路

$$[F_a] = \begin{bmatrix} \left(\frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \right) \left(j \frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 + (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \right) \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} \left(\frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \right) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$[F_b] = \begin{bmatrix} \left(\left(JZ_o + \frac{1}{JZ_o} \right) \cdot \sin \theta \cos \theta \right) \left(j \left(JZ_o^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{J} \cos^2 \theta \right) \right) \\ j \left(\frac{1}{JZ_o^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right) \left(\left(JZ_o + \frac{1}{JZ_o} \right) \cdot \sin \theta \cos \theta \right) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

因為 $[F_a] = [F_b]$ ，所以矩陣內每個元素互相相等：

$$\left(\frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \cos \theta \right) = \left(\left(JZ_o + \frac{1}{JZ_o} \right) \cdot \sin \theta \cos \theta \right) \quad (4.13)$$

$$\left(j \frac{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 + (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{oe} - Z_{oo}) \sin \theta} \right) = \left(j \left(JZ_o^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{J} \cos^2 \theta \right) \right) \quad (4.14)$$

$$\left(j \frac{2 \sin \theta}{Z_{oe} - Z_{oo}} \right) = \left(j \left(\frac{1}{JZ_o^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right) \right) \quad (4.15)$$

解方程式(4.13)(4.15)，可以得到方程式(4.16)(4.17)

$$\frac{Z_{oe}}{Z_o} = \frac{1 + \left(\frac{J}{Y_o} \right) \operatorname{cosec} \theta + \left(\frac{J}{Y_o} \right)^2}{1 - \left(\frac{J}{Y_o} \right)^2 \cot^2 \theta} \quad (4.16)$$

$$\frac{Z_{oo}}{Z_o} = \frac{1 - \left(\frac{J}{Y_o} \right) \operatorname{cosec} \theta + \left(\frac{J}{Y_o} \right)^2}{1 - \left(\frac{J}{Y_o} \right)^2 \cot^2 \theta} \quad (4.17)$$

方程式(4.16)(4.17)是可以再任意長度的平行耦合器，如果 $\Theta = \pi/2$ ，則可以得到一般常見到的公式(4.18)(4.19)

$$\frac{Z_{oe}}{Z_o} = 1 + \left(\frac{Z_o}{K}\right) + \left(\frac{Z_o}{K}\right)^2 \quad (4.18)$$

$$\frac{Z_{oo}}{Z_o} = 1 - \left(\frac{Z_o}{K}\right) + \left(\frac{Z_o}{K}\right)^2 \quad (4.19)$$

而帶通濾波器導納反向器的參數可以用諧振腔的斜率參數 b 、每個元件的 g 值與相對頻寬 w 表示，所以 $J_{j,j+1}$ 能被表示成：

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 w}{g_0 g_1}} = Y_0 \sqrt{\frac{2w\theta_0}{g_0 g_1}}$$

$$J_{j,j+1} = w \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} = Y_0 \frac{2w\theta_0}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (j=1 \sim n-1) \quad (4.20)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_0 b_n w}{g_n g_{n+1}}} = Y_0 \sqrt{\frac{2w\theta_0}{g_n g_{n+1}}}$$

所以像圖 4.2-4 這種步階阻抗諧振腔的平行耦合濾波器架構，就可以利用方程式(4.16)(4.17)(4.20)可以求得每條耦合器所需的奇偶模阻抗，進而求出物理尺寸。

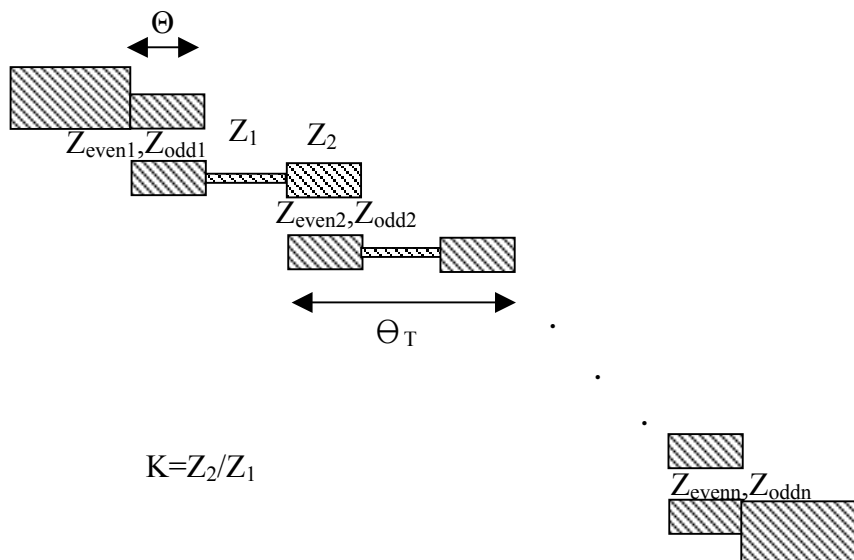


圖 4.2-4 利用步階阻抗諧振腔的平行耦合濾波器

如圖 4.2-4 這種架構，就是我們來設計寬頻濾波器的架構，不過由於我們所設計的濾波器相對頻寬要高達 66.67%，所以利用前述的 J 反相器的做法會有很大的誤差，這是由於前述的 J 反相器都是利用集總元件來代替，而集總元件並不具有那麼寬頻的特性，所以會使得前面的推導用在寬頻元件中，並不太合適，一般來說頻寬小於 20% 相對頻寬的設計，使用前述的 J 反相器做法，是非常好用的方法；而寬頻的濾波器設計方式在一些文獻中也有相關說明，不過都牽涉到複雜的數學分析，對於設計上是相當耗時，所以一般都採用最佳化(optimization)的方式，來快速求得相關需要的參數，如耦合線奇偶模阻抗值 Z_{oe} 、 Z_{oo} 、電長度 Θ_T 與 K 值。

而在第三章已經提過垂直安裝之平面基板架構耦合器的奇偶模阻抗值的控制方式，在第四章我們將補充一個架構，這個架構的耦合線能夠降低偶模阻抗值 Z_{oe} ，卻不太會影響奇模阻抗值 Z_{oo} ，這種架構相當的好用，如圖 4.2-5。

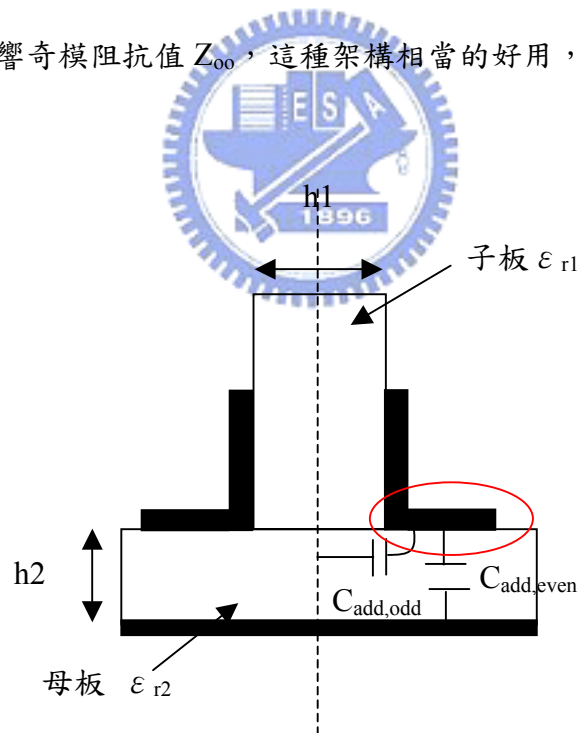


圖 4.2-5 垂直安裝之平面基板架構耦合器新架構

這種在母板上也有金屬的架構，在偶奇模的情況時會增加兩個電容值 $C_{add,even}$ 、 $C_{add,odd}$ ，如圖 4.2-5，而這兩個電容值在奇偶模時所影響的情況相當不同，再偶模操作時， $C_{add,even}$ 會比圖 3.2-12 的電容 C_{1e} 、 C_{2e} 都要來得大，這是由於母板金屬離母板接地面相當近的緣故，所以增加一點點母板金屬，可以非常容易降低偶模阻抗；換而言之，在奇模操作時， $C_{add,odd}$ 還是會比圖 3.2-11 的電容 C_{2o} 來得小了許多，所以決定奇模阻抗的大小還是在於 C_{2o} ，所以 $C_{add,odd}$ 並不會對奇模阻抗的大小造成太多的影響，這種可以降低偶模阻抗卻不影響太多奇模阻抗的架構，是對設計相當方便的。

最後，圖 4.2-6 是我們設計的概念圖，這是根據圖 4.2-4 設計而成，只是利用一些翻轉，圖 4.2-7 是最後設計寬頻垂直安裝之平面基板架構濾波器的模型，這只是將圖 4.2-6 的平面耦合器部份改成垂直安裝之平面基板架構耦合器以達到寬頻所需的強耦合。

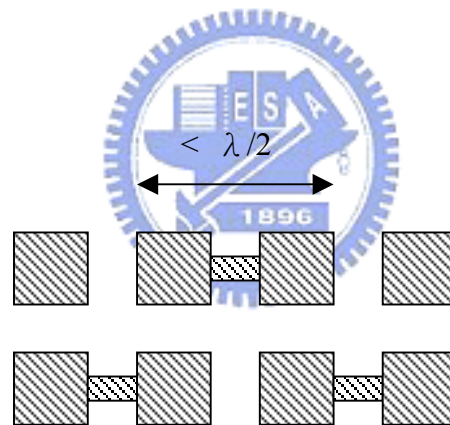


圖 4.2-6 圖 4.2-4 經翻轉後新架構

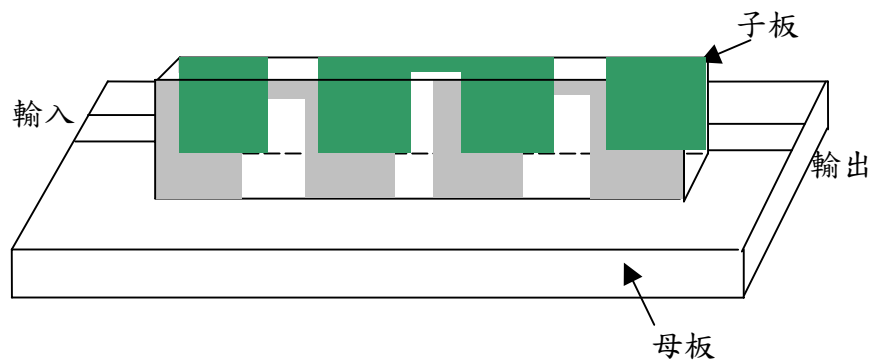


圖 4.2-7 寬頻垂直安裝之平面基板架構濾波器模型

4.3 設計流程：

- (1).利用圖 4.2-6，在模擬軟體(MICROWAVE OFFICE)建立模型。
- (2).利用最佳化求得每段耦合器所需的奇耦模阻抗、電長度與走階阻抗諧振腔的阻抗比率值。
- (3).利用電磁模擬軟體(在此是使用 HFSS)，模擬與最佳化求出的耦合器。
- (4).利用電磁模擬軟體模擬由最佳化求出的走階阻抗諧振腔高阻抗線。
- (5).將 HFSS 所模擬出的 S 參數帶入 MWO 軟體中做模擬，並與最佳化所模擬出的做比較。
- (6).利用 HFSS 做整體模擬，並且微調。

4.4 設計實例：

- (1).利用最佳化，在模擬軟體(MICROWAVE OFFICE)建立一個中心頻為 3GHz、頻寬 2-4GHz 且二次諧振頻率能盡量推遠的模型，如圖 4.4-1，圖 4.4-2 為其模擬結果。

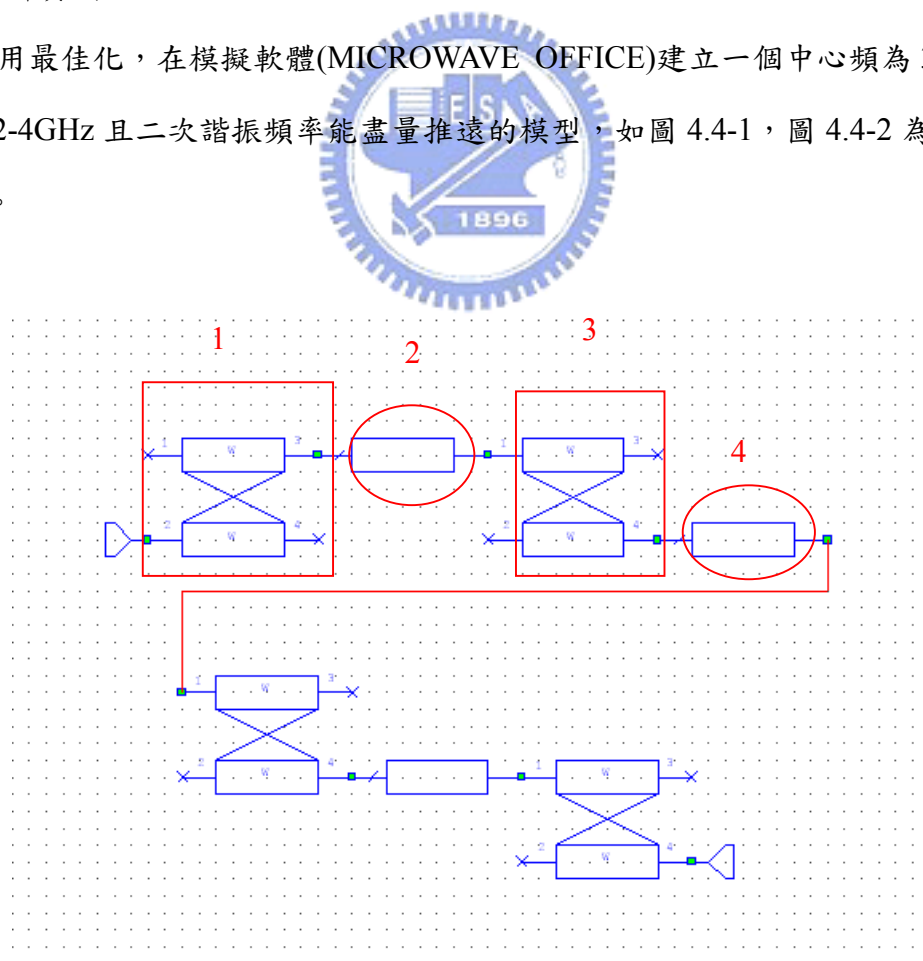


圖 4.4-1 寬頻濾波器模型

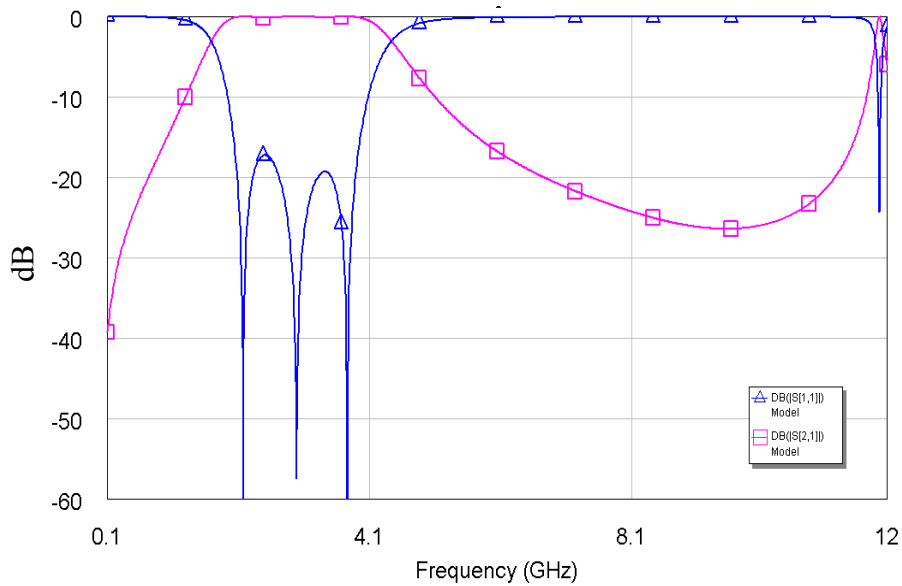


圖 4.4-2 寬頻濾波器模型模擬結果

可以從圖 4.4.2 看到二次諧振頻率已經被推到有中心頻的四倍之多，能夠增加上止帶的抑制效果。而圖 4.4-2 中所標示的編號，就是需要利用 3D 電磁模擬軟體 HFSS 所模擬的各部份。



(2).利用電磁模擬軟體 HFSS 模擬圖 4.4-2 中的編號部份，分別需要模擬兩個耦合器與兩段高阻抗線。耦合器與高阻抗線都將使用垂直安裝之平面基板架構來設計，這次所設計的板材部份，子板為厚度 10mil，介電常數 9.8；母板為厚度 25mil，介電常數 9.8。

圖 4.4-1 中編號 1 的耦合器奇耦模阻抗為 10.1 與 120 歐姆，圖 4.4-3 為最後設計出來的架構：

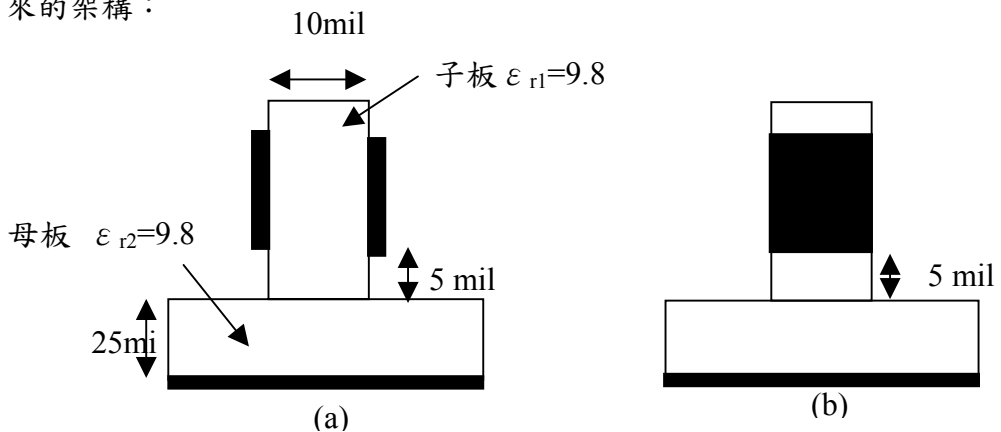


圖 4.4-3 寬頻濾波器設計 1(a)前視圖(b)側視圖

圖 4.4-1 中編號 2 的高阻抗線為 161 歐姆，圖 4.4-4 為設計出來之架構：

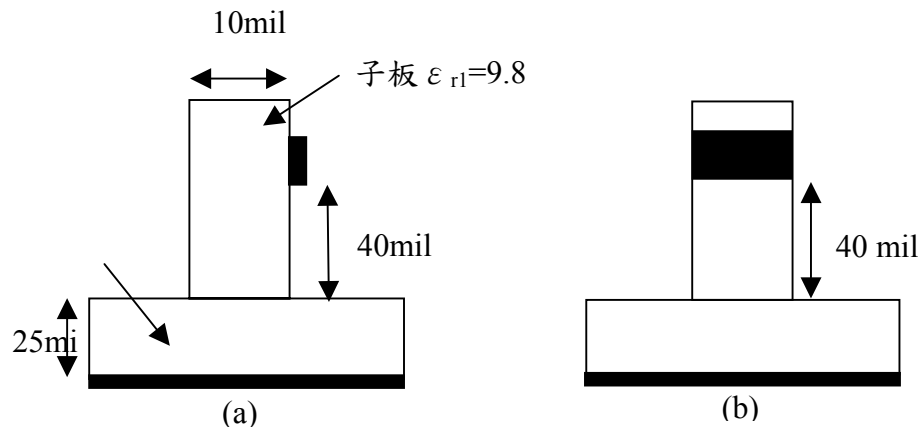


圖 4.4-4 寬頻濾波器設計 2(a)前視圖(b)側視圖

圖 4.4-1 中編號 3 的耦合器奇耦模阻抗為 7.1 與 69.4 歐姆，圖 4.4-5 為最後設計出來的架構：

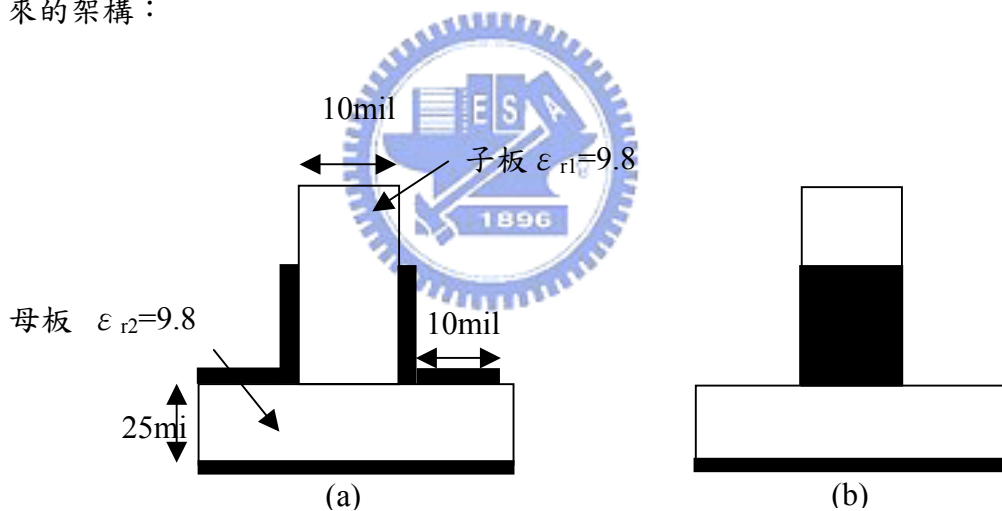
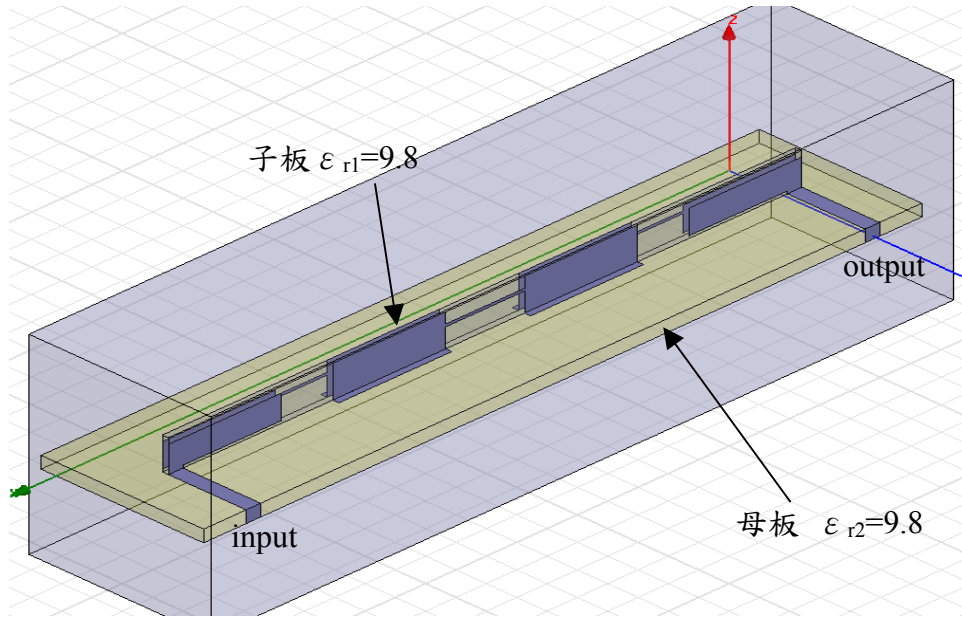


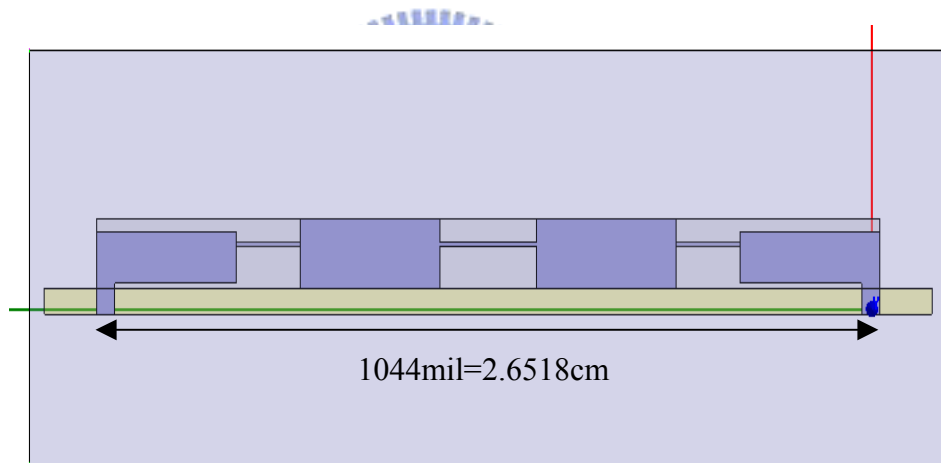
圖 4.4-5 寬頻濾波器設計 3(a)前視圖(b)側視圖

圖 4.4-1 中編號 4 的高阻抗線為 161 歐姆，與圖 4.4-4 設計架構相同，只有電長度有差異。

(3).利用電磁模擬軟體 HFSS 模擬整體，並做必要之微調，如圖 4.4-6 架構，(a)為立體圖，(b)為側視圖，而圖 4.4-7 為模擬結果。



(a)



(b)

圖 4.4-6 寬頻濾波器整體模擬
(a)立體圖(b)側視圖

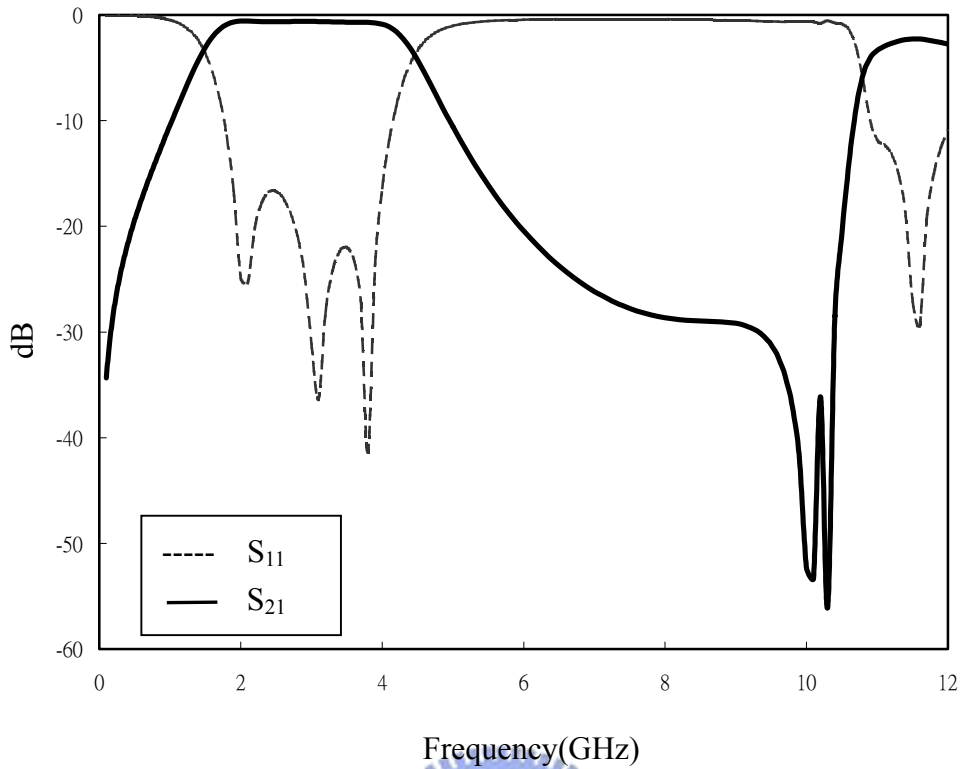


圖 4.4-7 寬頻濾波器整體模擬結果

(4).為了能夠將長度縮短的更小，我們將三段高阻抗線做彎折，如圖 4.4-8 所示：

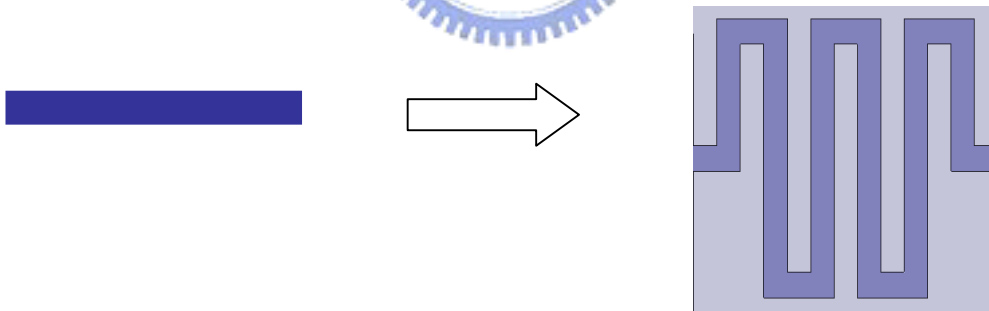
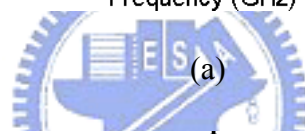
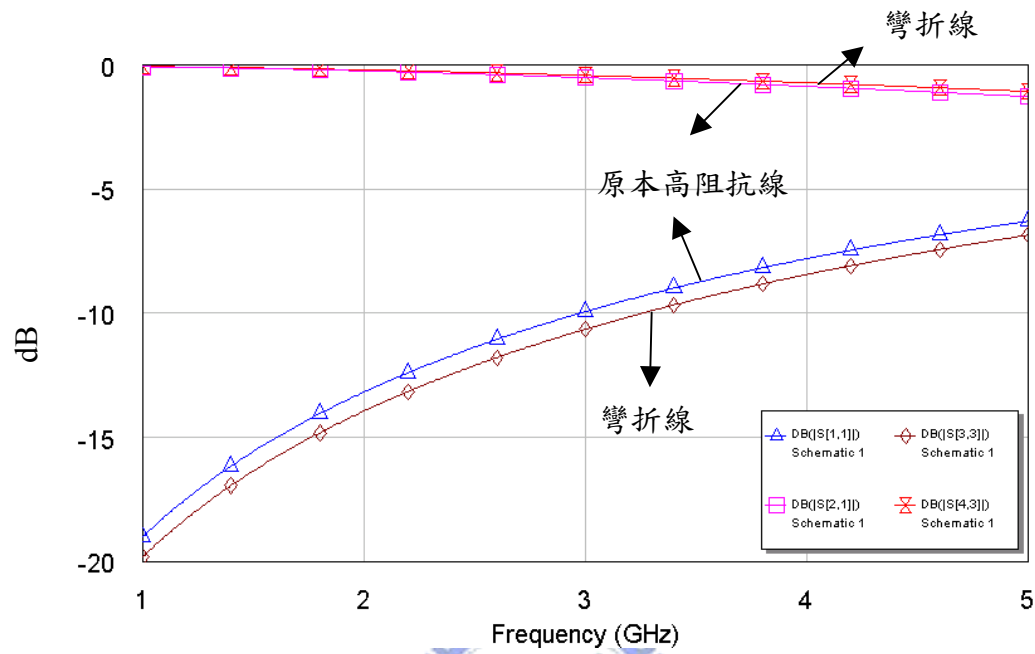


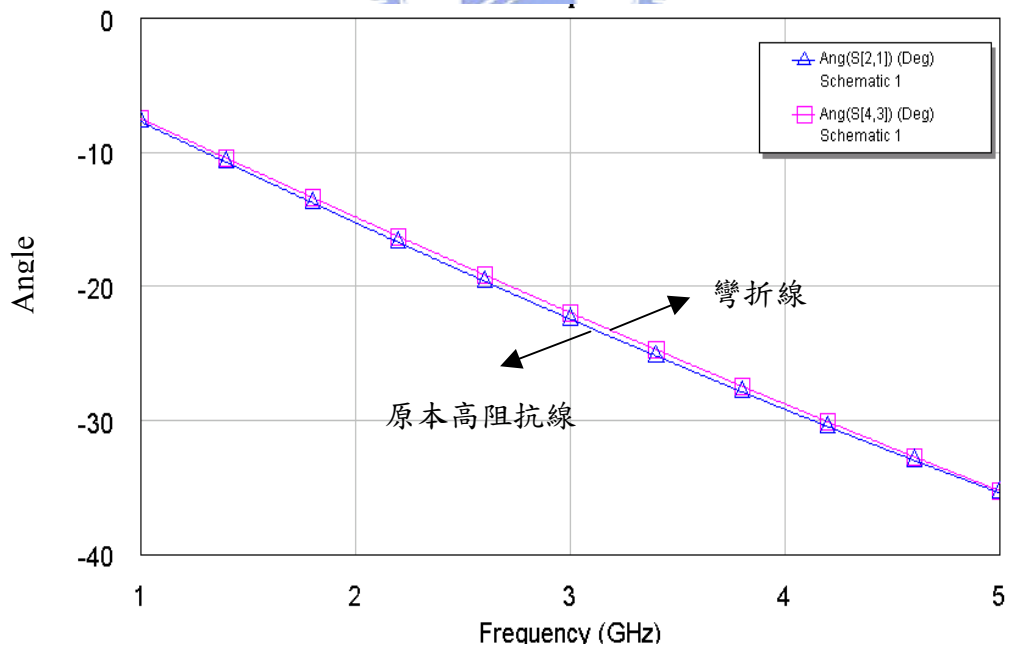
圖 4.4-8 將高阻抗線做彎折

至於如何去做彎折，我們是採用 S 參數相互匹配的方式，調整彎折線的線距、長度及彎折次數來與原本高阻抗線 S 參數做匹配，當 S 參數相當接近時，表示匹配完成，彎折線就可以取代原本高阻抗線。以圖 4.4-1 中的標記 4 高阻抗線為例，可以將原本 130mil 的長度縮小至 65mil，縮短了 50%。

圖 4.4-9(a)(b)就是圖 4.4-1 中的標記 4 高阻抗線與彎折線 S 參數與相位的比較。



(a)



(b)

圖 4.4-9 彎折線與原本高阻抗線比較
(a)S 參數 (b)相位

(5).將三段高阻抗線已彎折線代替，利用電磁模擬軟體 HFSS 模擬整體，並做必要微調，如圖 4.4-10 架構，(a)為立體圖，(b)為側視圖，而圖 4.4-11 為模擬結果。

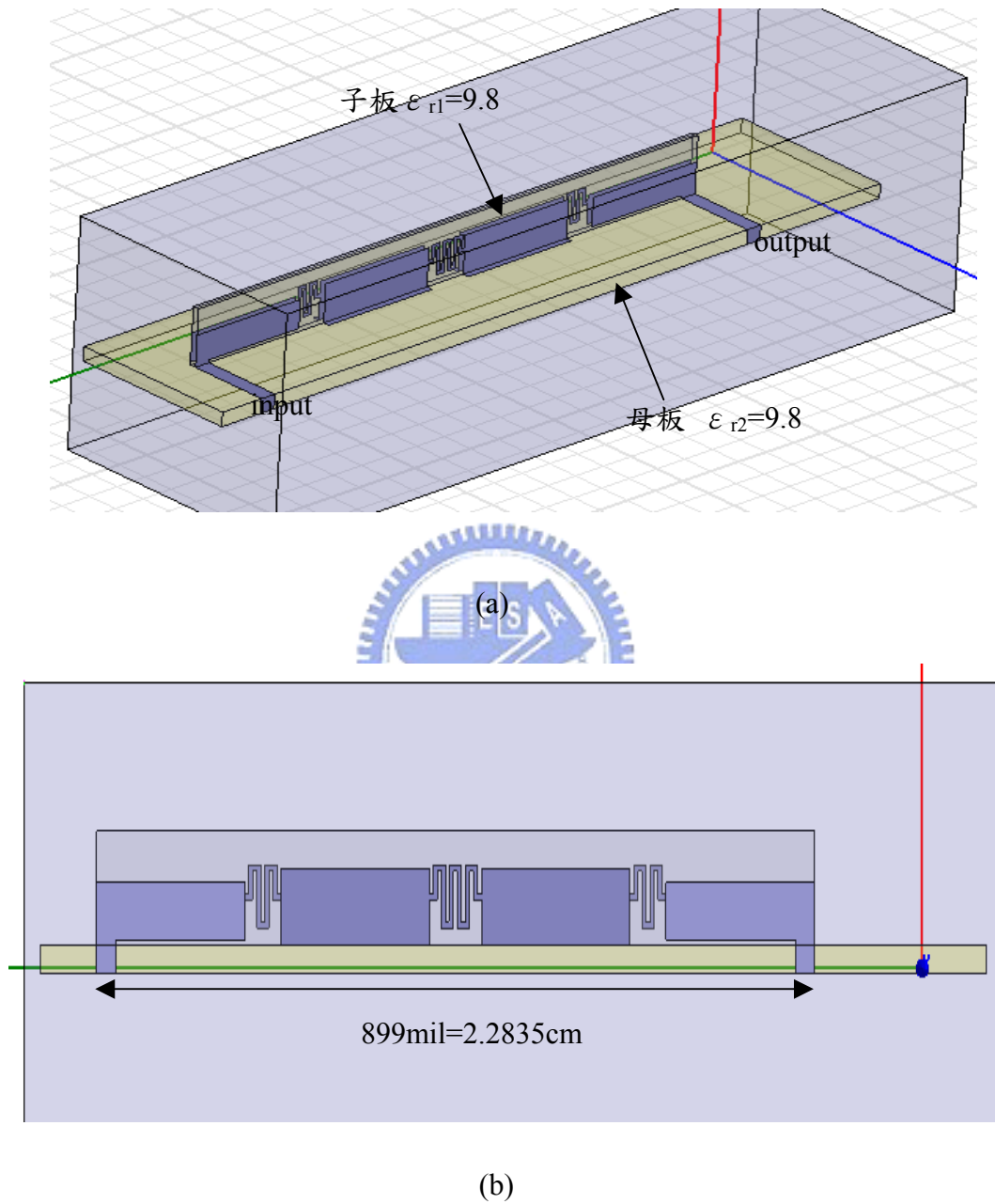


圖 4.4-10 寬頻濾波器整體模擬(縮短長度後)(a)立體圖(b)側視圖

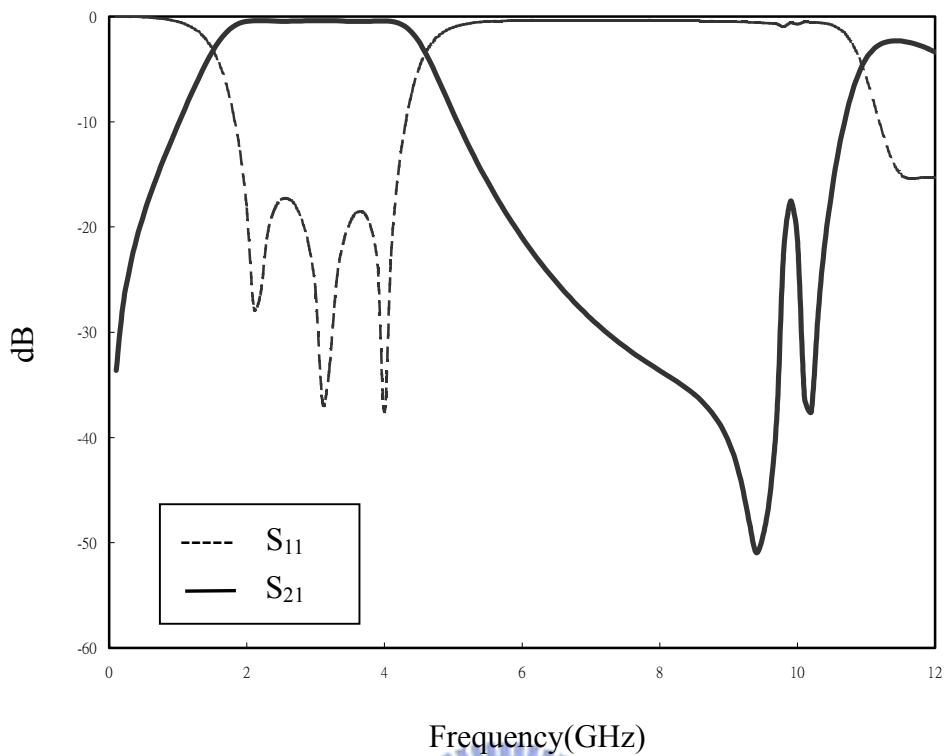
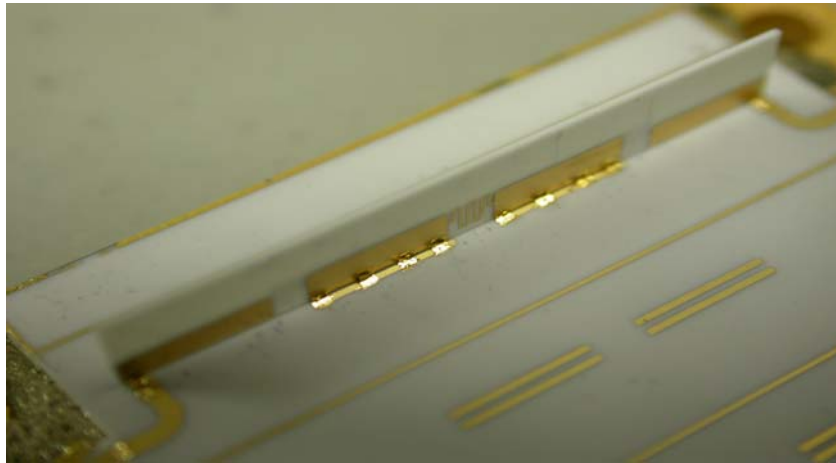


圖 4.4-11 寬頻濾波器整體模擬結果(縮短長度後)

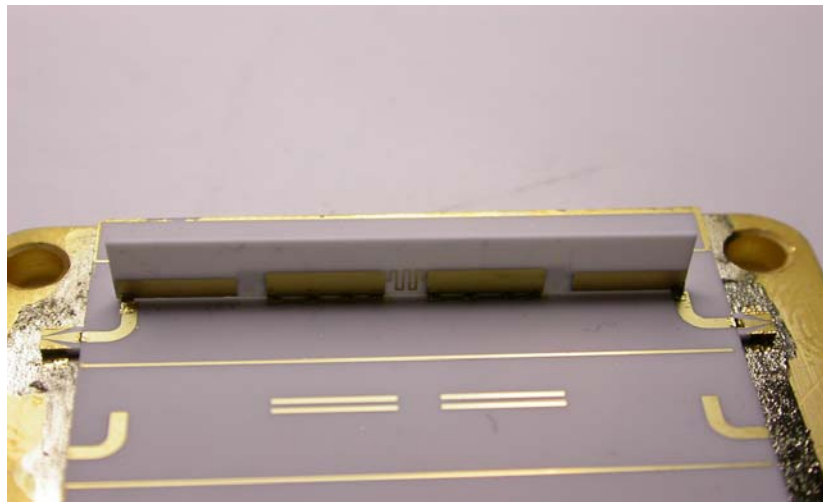
可以看到圖 4.4-11 的最後模擬結果，不但縮小了整體長度，也仍然將二次諧振頻率推到了中心頻四倍左右，與當初期望設計的模型模擬結果相當近似，有效的將上止頻帶的抑制提高。

4.5 實做與量測結果：

我們將圖 4.4-9 的架構拿去實做，如圖 4.5-1(a)(b)(c)，(a)為俯視圖、(b)為側視圖、(c)為近看圖，而圖 4.5-2 是其最後量測結果，量測結果與模擬結果符合，二次諧振頻率已經被推到中心頻約四倍的位置。



(a)



(b)



(c)

圖 4.5-1 實做圖(a)俯視圖(b)側視圖(c)近看圖

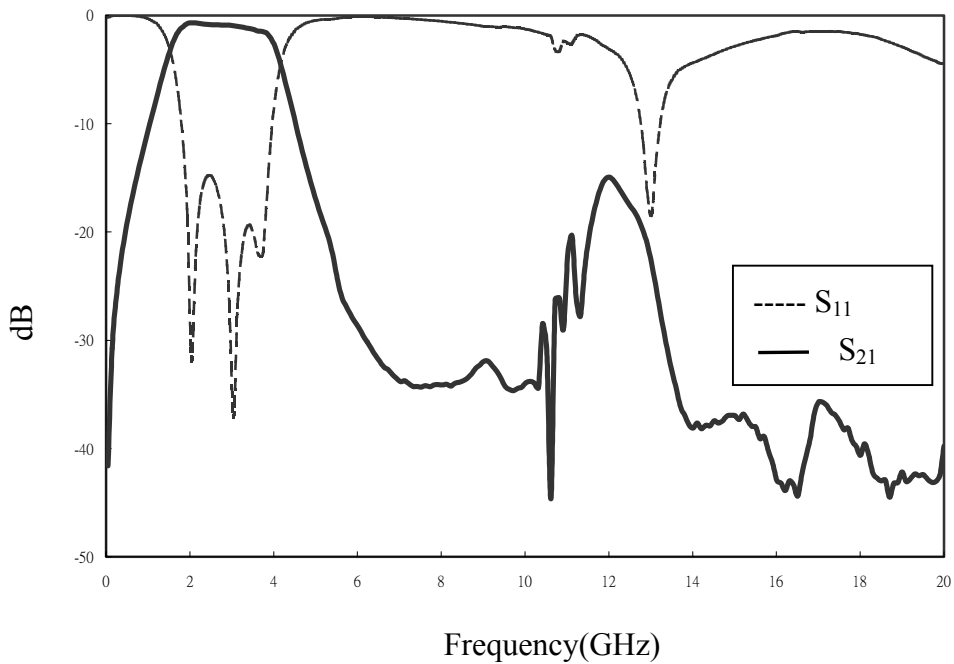


圖 4.5-2 量測結果

4.6 結果討論：

由量測結果圖 4.5-2 中發現頻寬比所模擬出的頻寬縮小了一些，從實做圖 4.5-1(c)發現，其實子版與母板並沒有非常的貼近，其間仍有空隙，這經由模擬就可以發現會讓頻寬受到一點影響，而且模擬之中子版是九十度垂直於母板上，不過實際的製作上並無法如此精準；以及雙面板對位的問題等，都會影響到最後的結果，所以垂直安裝之平面基板方式的製作常是誤差的主要來源；不過本次製作結果在二次諧振頻率之前的上止帶中的抑制效果都有達到 30dB 以下，有效的增強上止帶抑制的能力。