

第一章 序論

近年來，由於無線通訊的應用蓬勃發展，對於具有雙通帶響應的元件需求大量增加，舉例來說，高整合的無線電收發機同時運用於 GSM 系統和 WCDMA 系統[1-2]，雙頻帶的天線設計，可接收 0.8/1.9GHz[3]和 2.45/5.8GHz[4]的訊號，另外，帶通濾波器也在單一[5]且為平面的電路上實現，論文[5]中使用兩個濾波器並聯，是一個直接的方式去設計雙通帶響應的濾波器，此設計會造成電路尺寸大幅的增加。論文[6]中提出的雙通帶濾波器，是由一個寬頻的帶通濾波器和一個帶斥濾波器疊接以達到雙通帶的響應。很明顯的；單一個電路能操作在兩個指定的頻帶是較好的構想，因為製作成本和電路的尺寸都能被減少。

已知傳統的均勻阻抗微帶線諧振腔，其諧振頻率是基頻的倍數，並不適用於第二個諧振頻率非為兩倍基頻的雙通帶濾波器，如要指定兩個通帶的頻率，諧振腔的型式必須要做改變，在論文[7]中，提出一段長度為二分之一波長的均勻阻抗諧振腔，並在諧振腔的中心點處並聯一個集總電容到地，外加的電容並不會影響奇模諧振頻率，但是卻會使得偶模諧振頻率降低，此構想可以使第二個諧振頻率不受兩倍基頻的限制，但是缺點為第二個諧振頻率必定小於

基頻的兩倍。在此利用步階組抗諧振腔的特性，可藉由改變結構參數來調整各諧振頻率，達到應用在無線通訊的頻帶(2.45Ghz 和 5.8Ghz)。

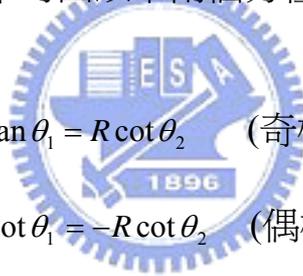
在本論文中，以垂直堆疊的架構實現單一濾波器同時具有兩個通帶的響應，在第二章中，首先介紹步階阻抗諧振腔的基本特性，再以垂直堆疊的方式設計雙通帶濾波器，並針對濾波器的階數和饋入方式的不同做探討，第三章則是電路的模擬與實作的量測結果，最後第四章則為結論。



第二章 步階阻抗諧振腔與雙通帶濾波器

2-1 步階阻抗諧振腔的特性

圖 2-1 所示為一個典型的步階阻抗諧振腔, SIR, (Stepped-Impedance Resonator) 的結構, 其具有無限多個且不均勻間隔的諧振頻率, 每一個諧振頻率在諧振腔上的電壓分布呈現出奇模 (odd mode) 或是偶模 (even mode) 的狀態, 在基頻諧振時電壓分布是呈現奇模狀態, 而在第一高階諧振時則是偶模狀態, 依此類推。步階阻抗諧振腔的諧振頻率可由以下兩個方程式得到[8] :


$$\tan \theta_1 = R \cot \theta_2 \quad (\text{奇模}) \quad (2.1)$$

$$\cot \theta_1 = -R \cot \theta_2 \quad (\text{偶模}) \quad (2.2)$$

其中 θ_1 和 θ_2 分別表示微帶線特性阻抗為 Z_1 和 Z_2 時的電氣長度, 而 R 為步階阻抗諧振腔的阻抗比, 定義為

$$R = \frac{Z_2}{Z_1}$$

(2.1) 式可以藉由將圖 2-1 中的 P-P' 平面在奇模激發時視為虛接地而求得, 如圖 2-2 (a) 所示。(2.2) 式則將圖 2-1 中的 P-P' 平面在偶模激發時視為開路而得到, 如圖 2-2 (b) 。

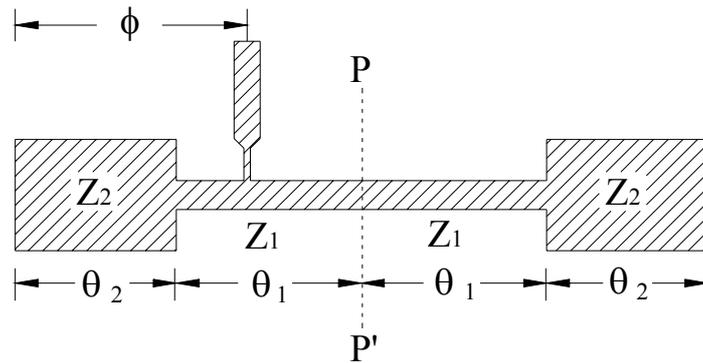


圖 2-1 使用饋入耦合輸入的步階阻抗諧振腔

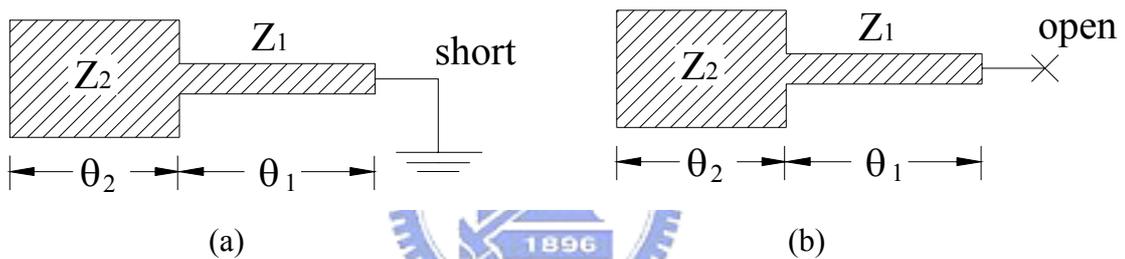


圖 2-2 使用奇模與偶模激發的步階阻抗諧振腔 (a) 奇模激發 (b) 偶模激發

當 $R = 1$ 時， $\theta_1 + \theta_2 = \pi/2$ ，此時諧振腔的電氣長度為中心頻的半波長。由 (2.1) 和 (2.2) 式可以發現，改變諧振腔的阻抗比 R 值和高低阻抗的電氣長度可以調整諧振腔的諧振頻率，圖 2-3 所示為步階阻抗諧振腔的諧振頻率和結構參數之間的關係圖，圖中微帶線的基本參數為 等效介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ ，高阻抗 Z_1 為 100Ω ，縱軸為 SIR 的諧振頻率對均勻阻抗諧振腔 (Uniform Impedance Resonator，即 $Z_1 = Z_2$) 的基頻作正規化後的值，橫軸則為高低阻抗

的長度比 u ，定義為 $u = \theta_2 / (\theta_1 + \theta_2)$ ，描繪的三條曲線分別是阻抗比 R 等於 0.2、0.8 和 2.5。

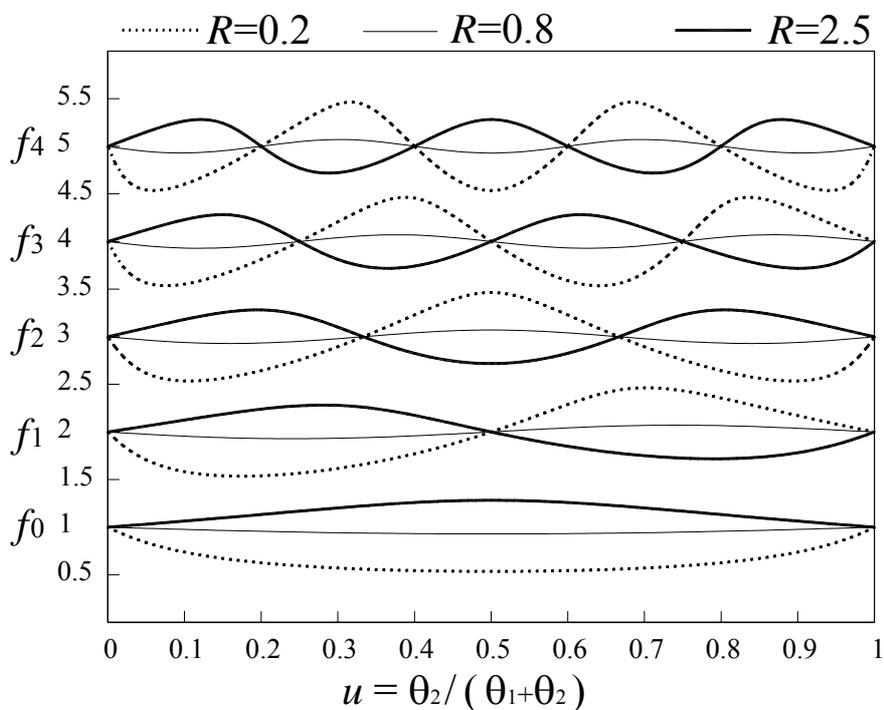


圖 2-3 SIR 的諧振頻率與結構參數的關係圖

將圖 2-3 中各個高階的諧振頻率除以基頻後，可以得到如圖 2-4，圖中所示為第一、二高階諧振頻率對基頻正規化後的作圖，圖中的 R 分別為 0.4、0.6 和 0.8，可以觀察發現，當我們今天選定兩個通帶的中心頻率分別為 2.45GHz 和 5.8GHz 時，即 $f_1 / f_0 = 2.367$ ，若 $R=0.4$ 時，對應到的 u 值分別為 0.32 和 0.915；而當 $R=0.6$ 時，對應到的 u 值分別為 0.49 和 0.82；當 $R=0.8$ 時，則是沒有相對應的 u 值，也就是說，過大的 R 值會無法實現兩個中心頻分別在 2.45GHz 和 5.8GHz，因為 R 越大越接近於 1 表示兩個阻抗 Z_1 和 Z_2 越相近，諧振

腔的型式就越接近於均勻阻抗諧振腔，所以 f_1 / f_0 會接近 2。相反的；較小的 R 值，可以使第二高階諧振頻率遠離基頻，這可獲得較好的截止帶響應，但是當 R 值變小的時候， u 值跟著相對往 0 和 1 靠近，而過小的 u 值和 R 值會造成諧振腔之間耦合量的微弱，不利於濾波器的合成，因此選擇適當的 R 和 u 便是一個需要注意的問題。

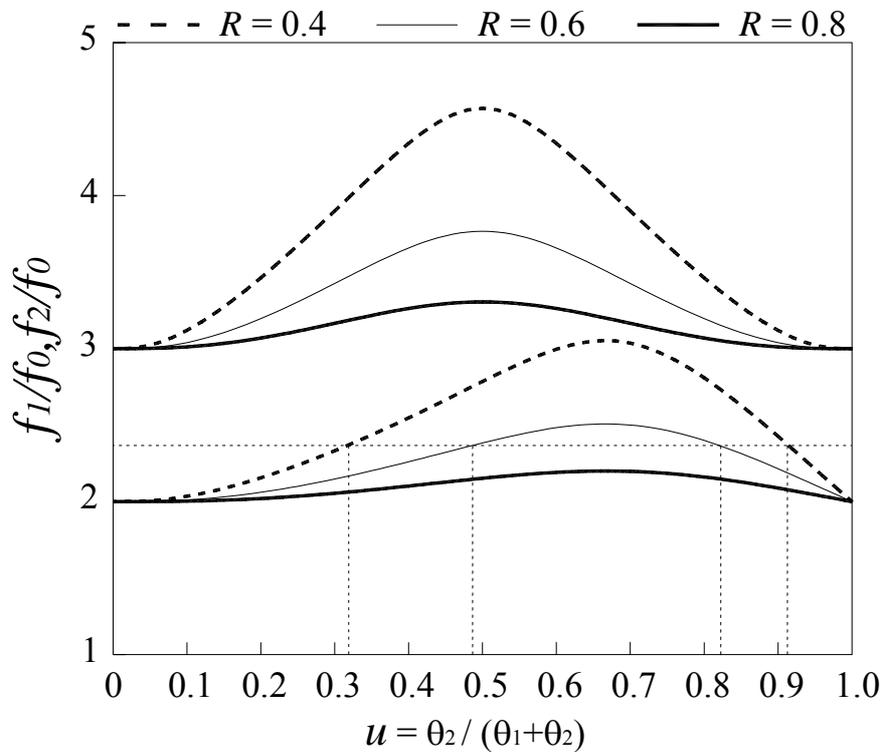


圖 2-4 SIR 的首兩個高階諧振頻率對基頻頻率的比值

2-2 雙通帶帶通濾波器的設計

設計雙通帶濾波器和單頻帶帶通濾波器相同，必須要先決定輸

出和輸入級能量饋入的方式，還有每個耦合級之間的耦合長度與線距，不同的只是雙通帶濾波器需要同時針對兩個頻帶作設計上的考量，這些設計流程將在下面作深入討論。

2-2-1 饋入點的位置與負載阻抗的決定

濾波器的能量輸入與輸出方式可分為兩種；一個為間隙耦合方式，另一則是饋入耦合方式。使用間隙耦合方式必須考量到兩個頻帶的能量耦合，而使用饋入耦合則必須考量饋入點在兩個頻帶上的阻抗表現，採用饋入耦合的方式可以節省第一段於最後一段的耦合級，所以選擇以饋入耦合的方式來設計雙通帶濾波器。在輸入與輸出級的設計上，首先必須先決定諧振腔的 singly loaded Q (Q_{si})。

單一頻帶

對於單一頻帶帶通濾波器來說， Q_{si} 的值是由濾波器的通帶響應規格所決定， Q_{si} 與通帶響應規格之間的關係為[9]

$$Q_{si} = \frac{\omega_1' g_0 g_1}{W} \quad (2.3)$$

其中 ω_1' 為低通濾波器原型 (low pass filter prototype) 的截止頻率，即 $\omega_1' = 1$ ， g_j 為對應不同漣波的元件值 (element values)， W 則為比例頻寬。今欲使用饋入耦合的方式，諧振腔的 Q_{si} 必須先被計

算，其公式如下[8]：

$$Q_{si} = \frac{R_L \omega_0}{2} \left[\frac{\partial B}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \right] \quad (2.4)$$

其中 R_L 為由諧振腔的饋入點往負載端看到的負載阻抗， ω_0 為諧振腔的中心頻率，而 B 為在饋入點往諧振腔的輸入總電納，因此如圖 2-1 中使用饋入耦合方式的 SIR，其 Q_{si} 可以推導得到：

當 $0 < \phi < \theta_2$ ；

$$\frac{Q_{si}}{R_L} = \frac{1}{2Z_2} \left\{ \phi \sec^2(\phi) + \sec^2(\theta_2 - \phi) \frac{(\theta_2 - \phi)[R^2 + f^2(\theta_2)] + Rh(\theta_2)}{[f(\theta_2) - R \tan(\theta_2 - \phi)]^2} \right\} \quad (2.5a)$$

其中

$$f(\theta_2) = \frac{R - \tan(\theta_2) \tan(2\theta_1)}{\tan(\theta_2) + R \tan(\theta_1)} \quad (2.5b)$$

$$h(\theta_2) = \frac{\sec^2(2\theta_1) \{ (2\theta_1) [\tan^2(\theta_2) + R^2] + R\theta_2 \sec^2(\theta_2) \}}{[\tan(\theta_2) + R \tan(2\theta_1)]^2} \quad (2.5c)$$

當 $\theta_2 < \phi < (\theta_1 + \theta_2)$ ；

$$\frac{Q_{si}}{R_L} = \frac{1}{2Z_1} [f^2(p)h(p) + f^2(q)h(q)] \quad (2.6a)$$

其中

$$p = 2\theta_1 - \theta_2 - \phi \quad (2.6b)$$

$$q = \phi - \theta_2 \quad (2.6c)$$

$$f(\zeta) = \frac{\sec(\zeta)}{R - \tan(\theta_2) \tan(\zeta)} \quad (2.6d)$$

$$h(\zeta) = R\theta_2 \sec^2(\theta_2) + \zeta [R^2 + \tan^2(\theta_2)] \quad (2.6e)$$

將 (2.3) 和 (2.4) 式合併可得到

$$Q_{si} = \frac{\omega_1 g_0 g_1}{W} = \frac{R_L \omega_0}{2} \left[\frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \right] \quad (2.7)$$

如欲改變 SIR 的饋入點位置來得到所需的零點頻率時，諧振腔的 Q_{si} 必須維持固定不變，因為 Q_{si} 是由濾波器的通帶響應規格所決定的。對於不同的饋入點位置，相對的負載阻抗 R_L 也必須跟著調整，如此才能維持一個固定的 Q 值。如果饋入點選擇的位置不是在負載阻抗 $R_L=50$ 時，則必須多接一段長度為四分之一波長的阻抗轉換器以達到阻抗匹配。

雙通帶

接著同時考慮兩個頻帶，首先給定兩個頻帶的中心頻率，第一頻帶中心頻率為 f_0 ，第二頻帶中心頻率為 f_1 ，將 (2.7)、(2.5a) 和 (2.6a) 整理可以得到兩個頻帶的 Q_{si} 值分別為

第一頻帶：

$$Q_{sif_0} = \frac{\omega_1' g_0 g_1}{W_{f_0}} = \frac{R_{Lf_0} \omega_0}{2} \left[\frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \Big|_{f=f_0} \right] \quad (2.8a)$$

當 $0 < x < l_2$ ，將 (2.5a) 改寫為

$$Q_{sif_0} = R_{Lf_0} \times A(x) \Big|_{f=f_0} \quad (2.8b)$$

當 $l_2 < x < l_1+l_2$ ，將 (2.6a) 改寫為

$$Q_{sif_0} = R_{Lf_0} \times B(x) \Big|_{f=f_0} \quad (2.8c)$$



第二頻帶：

$$Q_{sif_1} = \frac{\omega_1' g_0 g_1}{W_{f_1}} = \frac{R_{Lf_1} \omega_1}{2} \left[\frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \Big|_{f=f_1} \right] \quad (2.9a)$$

當 $0 < x < l_2$ ，將 (2.5a) 改寫為

$$Q_{sif_1} = R_{Lf_1} \times A(x) \Big|_{f=f_1} \quad (2.9b)$$

當 $l_2 < x < l_1+l_2$ ，將 (2.6a) 改寫為

$$Q_{sif_1} = R_{Lf_1} \times B(x) \Big|_{f=f_1} \quad (2.9c)$$

接下來將兩個頻帶做整理，首先 (2.8b) 和 (2.9b) 整理可以得到

當 $0 < x < l_2$

$$\frac{Q_{sif_0}}{Q_{sif_1}} = \frac{R_{Lf_0}}{R_{Lf_1}} \times \frac{A(x)|_{f=f_0}}{A(x)|_{f=f_1}} \quad (2.10)$$

觀察 (2.3) 可以發現，當濾波器的規格給定時，其 Q_{si} 和比例頻寬 W 之間為反比關係，所以可將 (2.10) 改寫為

$$\frac{W_{f_1}}{W_{f_0}} = \frac{R_{Lf_0}}{R_{Lf_1}} \times \frac{A(x)|_{f=f_0}}{A(x)|_{f=f_1}} \quad (2.11a)$$

用同樣的方式可以得到：

當 $l_2 < x < l_1+l_2$

$$\frac{W_{f_1}}{W_{f_0}} = \frac{R_{Lf_0}}{R_{Lf_1}} \times \frac{B(x)|_{f=f_0}}{B(x)|_{f=f_1}} \quad (2.11b)$$

由 (2.11a) 和 (2.11b) 可以觀察出，給定兩個頻帶的比例頻寬 (可以由設計者自行決定)，此時等號的左邊為一定值，接著對於不同的饋入點位置 x ，可以解出相對應的兩個頻帶阻抗比，再將 x 帶回 (2.8) 和 (2.9)，即可求出兩個頻帶個別的負載阻抗。因此當選定兩頻帶頻寬時，我們可以利用 (2.11) 描繪出饋入點位置和相



對的負載阻抗的關係圖，以決定饋入點的位置，如圖 2-5 所示。

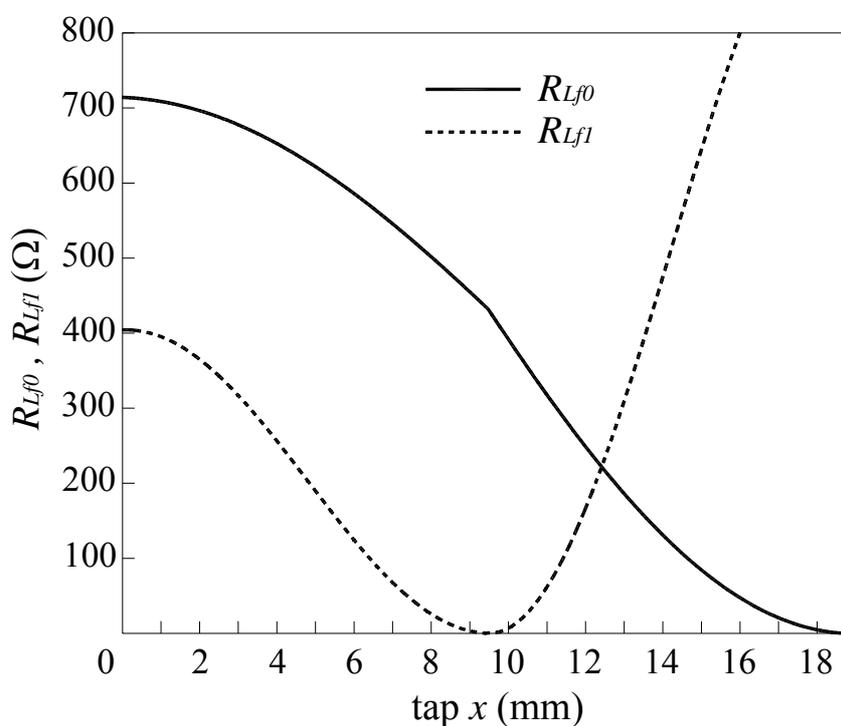


圖 2-5 饋入點位置和兩個頻帶負載阻抗的關係圖

2-2-2 耦合長度與線距的決定

[10]中提出一個新的帶通濾波器架構，有別於傳統的平行耦合方式，是以垂直堆疊架構的耦合方式，圖 2-6 中所示的為堆疊耦合方式的 N 階濾波器，其中步階阻抗諧振腔的兩端是對齊的，所以當濾波器的階數增加時，電路的尺寸只會對縱向的方向有所增加，如合成 N 階濾波器，相對於單一諧振腔，只會在縱向方向增加大約 N 倍的寬度，因此，以此方式合成濾波器可以得到非常緊緻的電路，

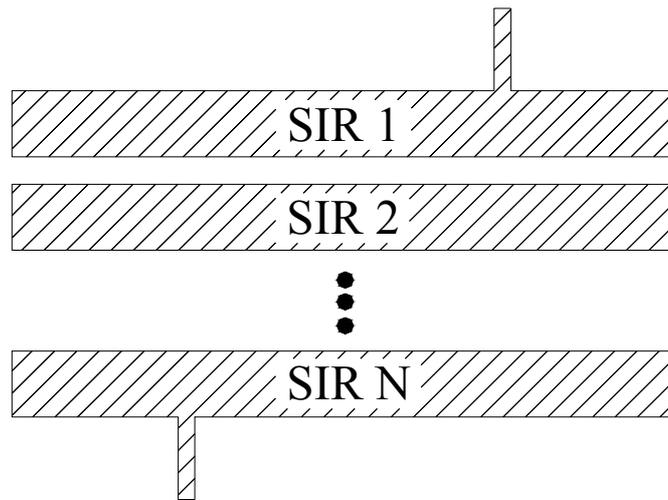


圖 2-6 使用堆疊耦合步階阻抗諧振腔的 N 階濾波器

接著需決定濾波器每一個耦合級中，相鄰諧振腔的耦合長度和間距。首先考慮單一通帶的濾波器；耦合量與濾波器通帶響應規格間的關係如下[9]

$$K_{j,j+1} \Big|_{j=1 \text{ to } N-1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (2.12)$$

其中 $K_{j,j+1}$ 為第 j 個諧振腔和第 $j+1$ 個諧振腔之間的耦合係數， g_j 為低通濾波器的元件值， Δ 為濾波器的比例頻寬。經由經驗公式

$$K = \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \quad (2.13)$$

其中 f_a 和 f_b 表示在傳輸響應的諧振頻率。

我們可以藉由電路模擬軟體[15]求得相鄰諧振腔之間間距與耦合係數的關係。

如今考慮雙通帶濾波器的情況，使用垂直堆疊架構的步階阻抗諧振腔合成濾波器，其耦合級之間的耦合方式可分為磁耦合和電耦合，而各耦合級之間的耦合方式會因為濾波器的階數不同而改變，所以接下來就分別對不同階數的耦合級變化做探討，以下諧振腔的結構參數分別為： $Z_1=100\Omega$ ， $Z_2=62.7\Omega$ ， $L_1=L_2=9.47\text{mm}$

二階

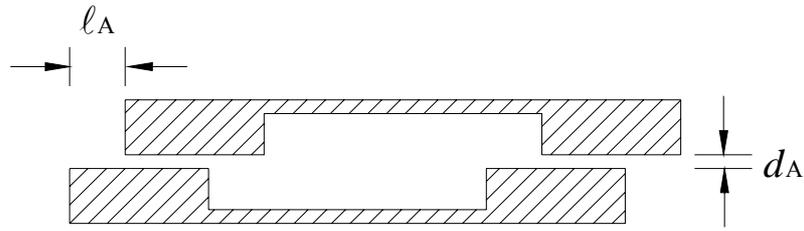
給定兩頻帶通帶響應的規格後，耦合係數可以根據 (2.12) 改寫為如下：



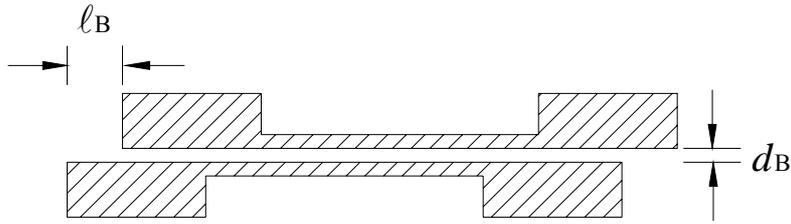
$$(K_{1,2})_{f_0} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.14a)$$

$$(K_{1,2})_{f_1} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.14b)$$

其中兩個頻帶的 g 值為相同的，因為單一電路合成雙通帶濾波器，所以階數必為相同，而我們假定欲合成的兩通帶濾波值也相同，所以兩頻帶的 g 值就會相同。圖 2-7 所示為兩種二階堆疊耦合的 SIR 濾波器，其耦合方式分別為電耦合和磁耦合，



(a)



(b)

圖 2-7 二階堆疊耦合 SIR 濾波器 (a)電耦合 (b)磁耦合

圖中 l 表示兩諧振腔錯開的距離， d 表示為兩諧振腔間隙的寬度
當濾波器選擇以電耦合方式合成時，可以將 (2.14a) 和 (2.14b)

改寫為

$$(K_{1,2})_{f_0,C} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.15a)$$

$$(K_{1,2})_{f_1,C} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.15b)$$

下標 C 表示為電耦合的方式， f_0 、 f_1 分別表示為第一頻帶和第二頻帶，由上兩式中可知兩個頻帶的比例頻寬是耦合係數 $K_{1,2}$ 乘以某一

定值 $\sqrt{g_1 g_2}$ ，因此藉由調整耦合長度和耦合間隙的方式，可實現更多組合的比例頻寬。利用諧振腔的諧振頻率測試法，對照 (2.13) 式可以繪出圖 2-8，橫軸表示第一個頻帶的比例頻寬，縱軸表示第二個頻帶的比例頻寬，圖中可以觀察出，當兩個頻帶的絕對頻寬要相同時，在一般實驗室的製作過程並無法實現，因為製作上有最小間距的限制，而比例頻寬相同則是實現的。

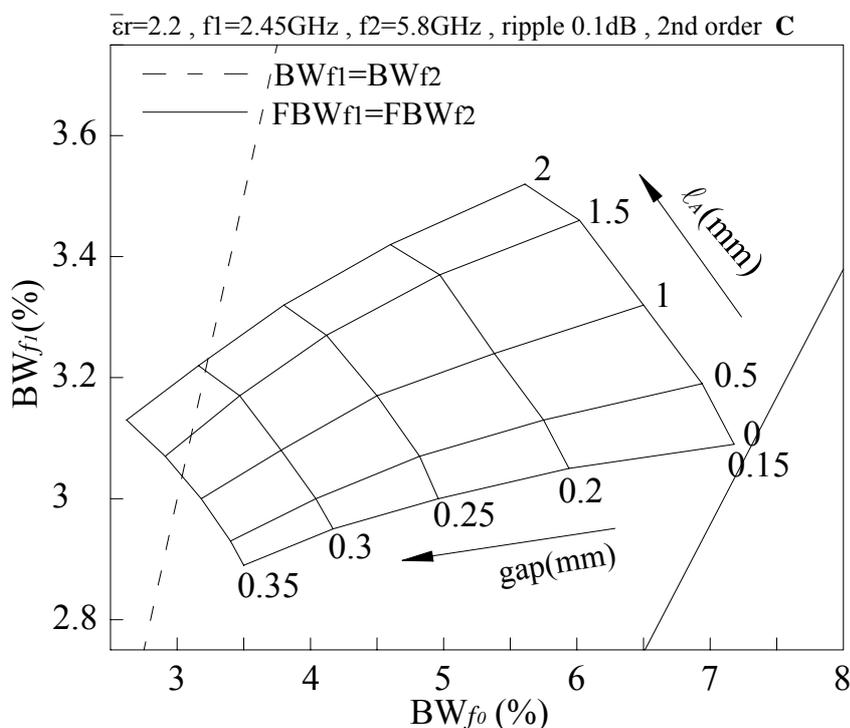


圖 2-8 二階電耦合濾波器其兩頻帶比例頻寬與對應線距及耦合長度的分佈圖

同樣的方式，當以磁耦合合成時，可以將 (2.14a) 和 (2.14b) 改寫為

$$(K_{1,2})_{f_0,L} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.15a)$$

$$(K_{1,2})_{f_1,L} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.15b)$$

下標 L 表示為磁耦合的方式，對照 (2.13) 式可以繪出圖 2-9

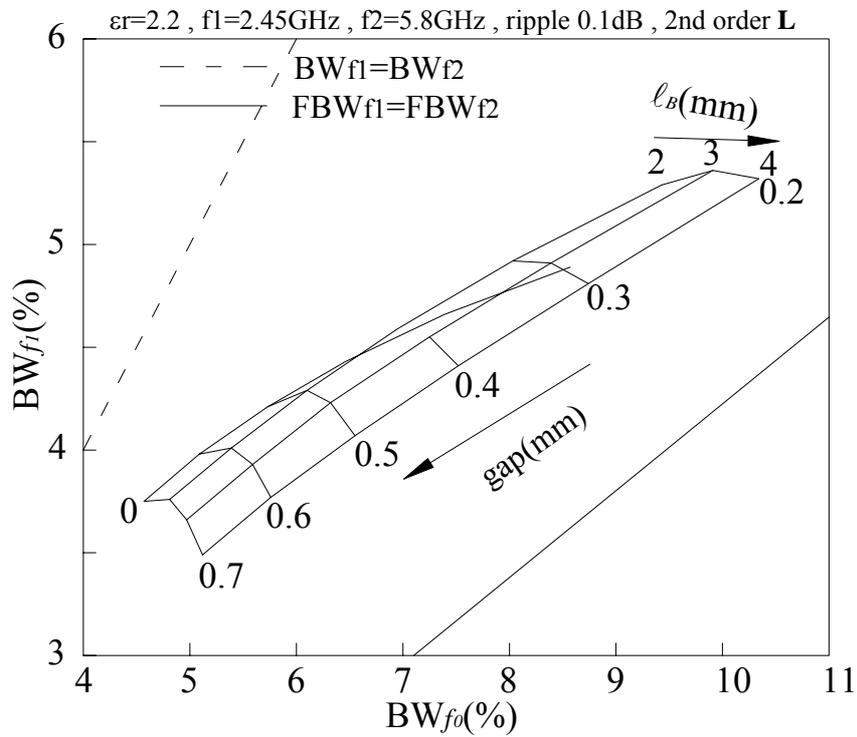


圖 2-9 二階磁耦合濾波器其兩頻帶比例頻寬與對應線距及耦合長度的分佈圖

橫軸表示第一個頻帶的比例頻寬，縱軸表示第二個頻帶的比例頻寬。圖中可以發現，對於兩個頻帶要有一樣的比例頻寬或是絕對頻寬，在此結構中並無法達成。

三階

給定兩頻帶通帶響應的規格後，耦合係數可以根據 (2.12) 改寫

為：

$$(K_{1,2})_{f_0} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.16a)$$

$$(K_{2,3})_{f_0} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_2 g_3}} \quad (2.16b)$$

$$(K_{1,2})_{f_1} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.16c)$$

$$(K_{2,3})_{f_1} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_2 g_3}} \quad (2.16d)$$

對於柴比雪夫響應的三階濾波器而言， $\sqrt{g_1 g_2} = \sqrt{g_2 g_3} = G$ ，所以可將

(2.16a) 和 (2.16b) 還有 (2.16c) 和 (2.16d) 整理改寫為：

$$\Delta_{f_0} = (K_{1,2})_{f_0} \times G = (K_{2,3})_{f_0} \times G \quad (2.17a)$$

$$\Delta_{f_1} = (K_{1,2})_{f_1} \times G = (K_{2,3})_{f_1} \times G \quad (2.17b)$$

對於三階垂直堆疊的濾波器而言，耦合方式必定為一個耦合級是電

耦合方式，另一個耦合級是磁耦合方式，如圖 2-10 所示，所以可

將 (2.17a) 和 (2.17b) 改寫為如下：

$$\Delta_{f_0} = K_{f_0,C} \times G = K_{f_0,L} \times G \quad (2.18a)$$

$$\Delta_{f_1} = K_{f_1,C} \times G = K_{f_1,L} \times G \quad (2.18b)$$

下標的 C 和 L 分別表示耦合級為電耦合(C)方式與磁耦合(L)方式

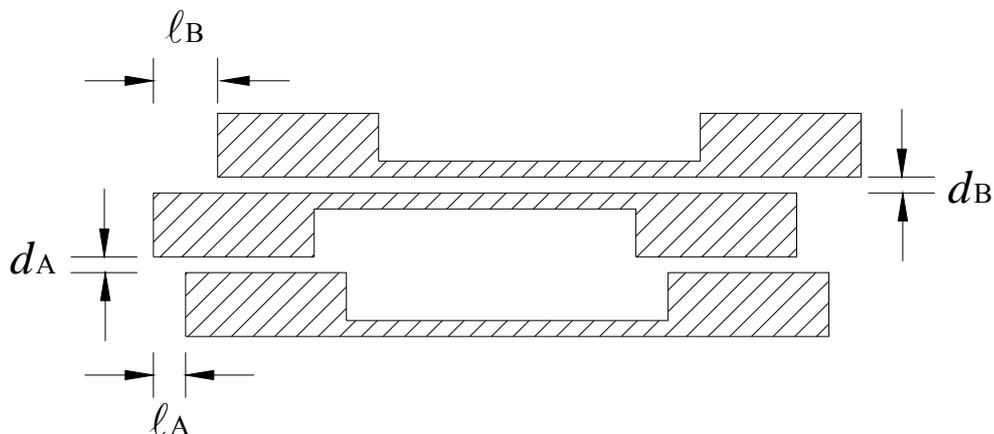


圖 2-10 三階堆疊耦合 SIR 濾波器

由 (2.18a) 和 (2.18b) 式對照 (2.13) 式，我們可以繪出比例頻

寬和耦合長度與間距的關係圖，如圖 2-11，橫軸座標是第一個頻

帶的比例頻寬，縱軸座標是第二個頻帶的比例頻寬，

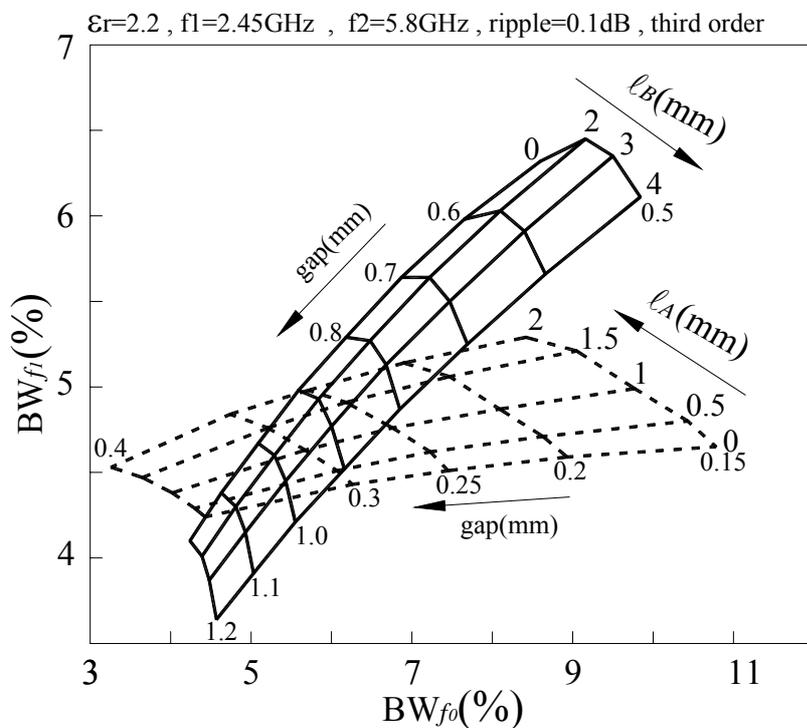


圖 2-11 三階濾波器其兩頻帶比例頻寬與對應線距及耦合長度的分佈圖

圖中以虛線表示且呈現較扁平的扇形是電耦合的方式，此耦合級其第一個頻帶的比例頻寬範圍約為 3.2%~10.8%，而第二個頻帶的比例頻寬範圍約為 4.2%~5.3%，而以實線表示且較為細長的扇形則是磁耦合的方式，其第一個頻帶的比例頻寬範圍約為 4.3%~10%，第二個頻帶的比例頻寬範圍可以從約 3.2%~6.4%。由 (2.18a) 式中可知兩種耦合方式在第一個頻帶必須得到相同的比例頻寬，同樣的由 (2.18b) 式中可知在第二個頻帶也必須得到相同的比例頻寬，但是兩個頻帶的比例頻寬可以不同，即 $\Delta_{f_0} \neq \Delta_{f_1}$ ，所以可知兩個扇形的交集區域即為三階垂直堆疊架構所可以合成的濾波器頻寬範圍，觀察圖 2-11 可知，第一個頻帶的比例頻寬範圍約為 4.5%~7.8%，第二個頻帶的比例頻寬範圍約為 4.2%~5.2%。

四階

給定兩頻帶通帶響應的規格後，耦合係數可以根據 (2.12) 改寫為如下：

$$(K_{1,2})_{f_0} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_1 g_2}} = (K_{3,4})_{f_0} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_3 g_4}} \quad (2.19a)$$

$$(K_{2,3})_{f_0} = \frac{\Delta_{f_0}}{\sqrt{g_2 g_3}} \quad (2.19b)$$

$$(K_{1,2})_{f_1} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_1 g_2}} = (K_{3,4})_{f_1} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_3 g_4}} \quad (2.19c)$$

$$(K_{2,3})_{f_1} = \frac{\Delta_{f_1}}{\sqrt{g_2 g_3}} \quad (2.19d)$$

對於垂直堆疊方式的四階濾波器而言，其濾波器的架構方式可分為兩種，一種為 電—磁—電 的堆疊耦合方式，如圖 2-12(a) 所示，另一種則為 磁—電—磁 的堆疊耦合方式，如圖 2-12(b) 所示，

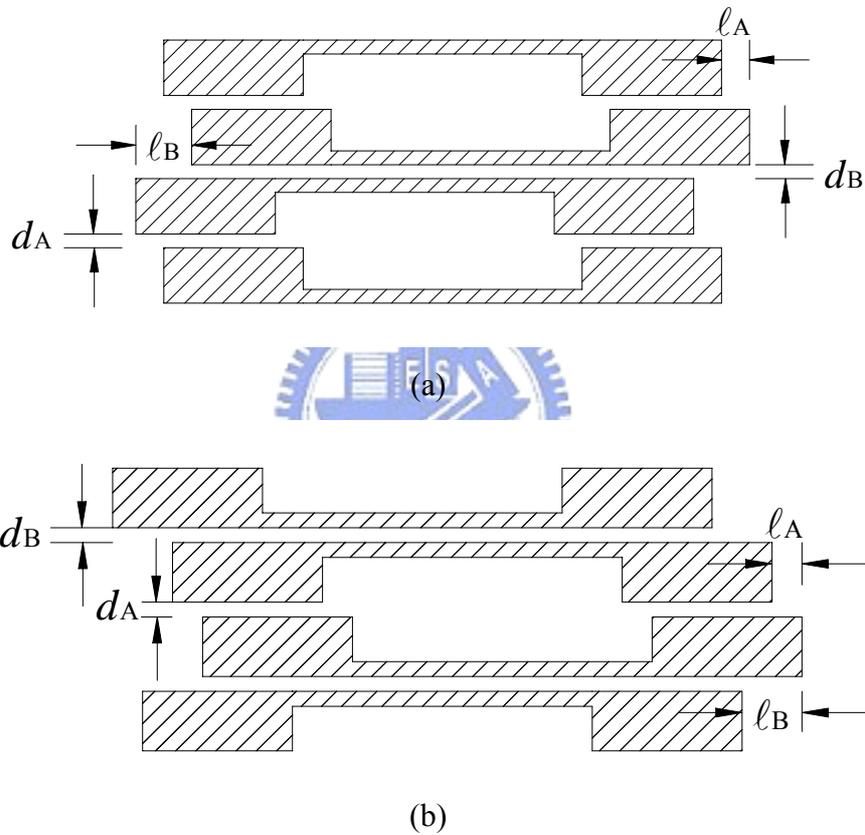


圖 2-12 四階堆疊耦合 SIR 濾波器 (a)電-磁-電 耦合 (b)磁-電-磁 耦合

由圖可知一二諧振腔耦合和三四諧振腔耦合的方式必相同，也就是說若第一耦合級是電耦合，則第三耦合級同樣也是電耦合方式，且柴比雪夫響應的四階濾波器， $\sqrt{g_1 g_2} = \sqrt{g_3 g_4}$ ，和耦合方式有著同樣

的對稱情況。首先考慮 電—磁—電 的堆疊耦合方式，將 (2.19)

簡化爲

$$\Delta_{f_0} = K_{C,f_0} \times G_1 = K_{L,f_0} \times G_2 \quad (2.20a)$$

$$\Delta_{f_1} = K_{C,f_1} \times G_1 = K_{L,f_1} \times G_2 \quad (2.20b)$$

其中 $G_1 = \sqrt{g_1 g_2} = \sqrt{g_3 g_4}$ ， $G_2 = \sqrt{g_2 g_3}$ ，由此對照 (2.13) 式可以繪出比

例頻寬和耦合長度與間距的關係圖，如圖 2-13，

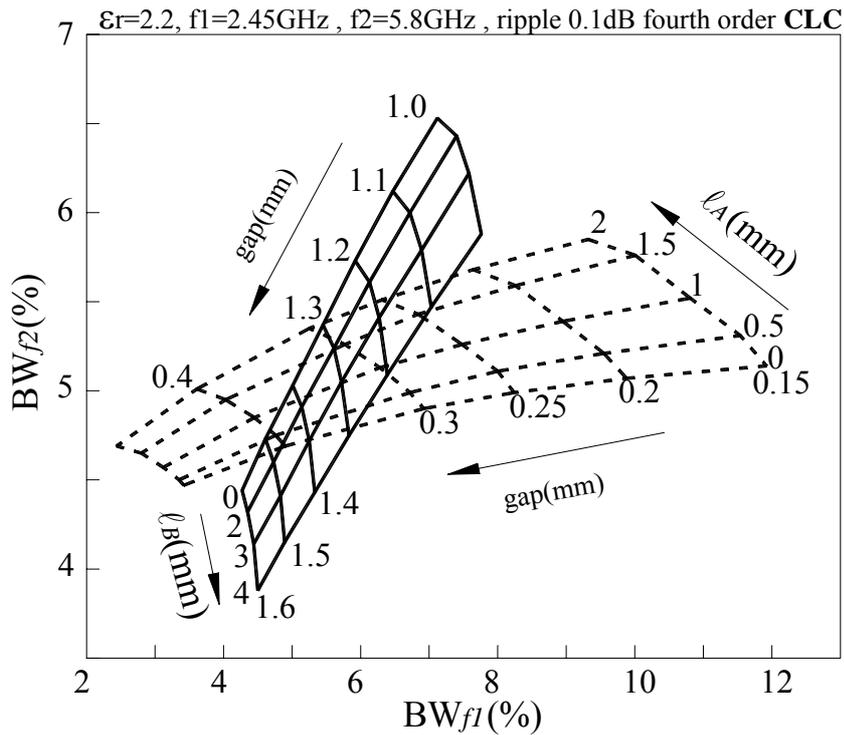


圖 2-13 四階 電—磁—電 濾波器其比例頻寬與對應線距及耦合長度的分佈圖

圖中以虛線表示且呈現較扁平的扇形是電耦合的方式，而以實線表

示且較爲細長的扇形則是磁耦合的方式，兩個扇形的交集區域即爲

此結構所以可以合成的濾波器頻寬範圍，第一個頻帶的比例頻寬範圍約為 4.5%~7.3%，第二個頻帶的比例頻寬範圍約 4.65%~5.65%。

接著考慮 磁—電—磁 的堆疊耦合方式，將 (2.19) 簡化為

$$\Delta_{f_0} = K_{L,f_0} \times G_1 = K_{C,f_0} \times G_2 \quad (2.21a)$$

$$\Delta_{f_1} = K_{L,f_1} \times G_1 = K_{C,f_1} \times G_2 \quad (2.21b)$$

其中 $G_1 = \sqrt{g_1 g_2} = \sqrt{g_3 g_4}$ ， $G_2 = \sqrt{g_2 g_3}$ ，由此對照 (2.13) 式可以繪出比例頻寬和耦合長度與間距的關係圖，如圖 2-14，

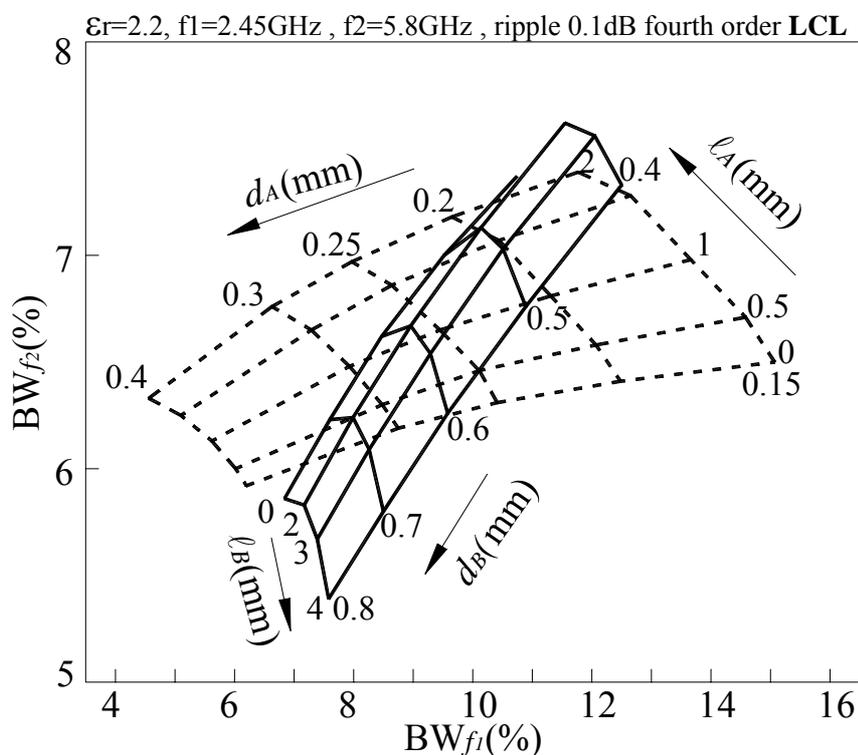


圖 2-14 四階 磁—電—磁濾波器其比例頻寬與對應線距及耦合長度的分佈圖

圖中以虛線表示且呈現較扁平的扇形是電耦合的方式，以實線表示且較為細長的扇形則是磁耦合的方式，兩個扇形的交集區域即為此結構所以可以合成的濾波器頻寬範圍，第一個頻帶的比例頻寬範圍約為 7.2%~12.4%，第二個頻帶的比例頻寬範圍可以從約 6%~7.4%。

2-3 饋入點的選擇

觀察圖 2-5 可知，饋入點的位置和負載阻抗 R_L 是息息相關的，不同的饋入點其兩個頻帶的負載阻抗會有顯著的變化，以圖 2-5 來說，當饋入點的位置在低阻抗 Z_2 的時候；第一頻帶的負載阻抗 R_{Lf0} 遠高於第二頻帶的負載阻抗 R_{Lf1} ，而且饋入點位置越往諧振腔的邊緣靠近時，負載阻抗會越高，這會造成阻抗轉換器的設計和實作上相當的困難，因為傳輸線要達到高阻抗相對而言線寬就要很小，過大的阻抗會遇到實作上最小線寬的限制。當饋入點的位置在高阻抗 Z_1 的時候；第一頻帶的負載阻抗會隨著饋入點位置往諧振腔中心靠近而變低，但是第二頻帶卻是相反的，越靠近諧振腔的中心點負載阻抗越高，所以饋入點的選擇以兩個頻帶的阻抗都是可實現為主要考量。

2-4 阻抗轉換器

決定好饋入點的位置時，將 x 帶入 (2.8) 和 (2.9)，分別求出兩個頻帶的負載阻抗 R_{Lf0} 和 R_{Lf1} ，接著必須將兩個頻帶的負載阻抗同時匹配到系統阻抗 50Ω ，這時候就必須要同時做兩個頻帶的阻抗匹配，傳統的四分之一波長阻抗轉換器[11]，其阻抗轉換的操作頻率分別是在 f_0 ， $3f_0\dots$ ，如圖 2-15 所示，如果所給定的兩個頻帶不是 f_0 和 $3f_0$ 時，傳統的四分之一波長阻抗轉換器則無法達到阻抗匹配的要求。

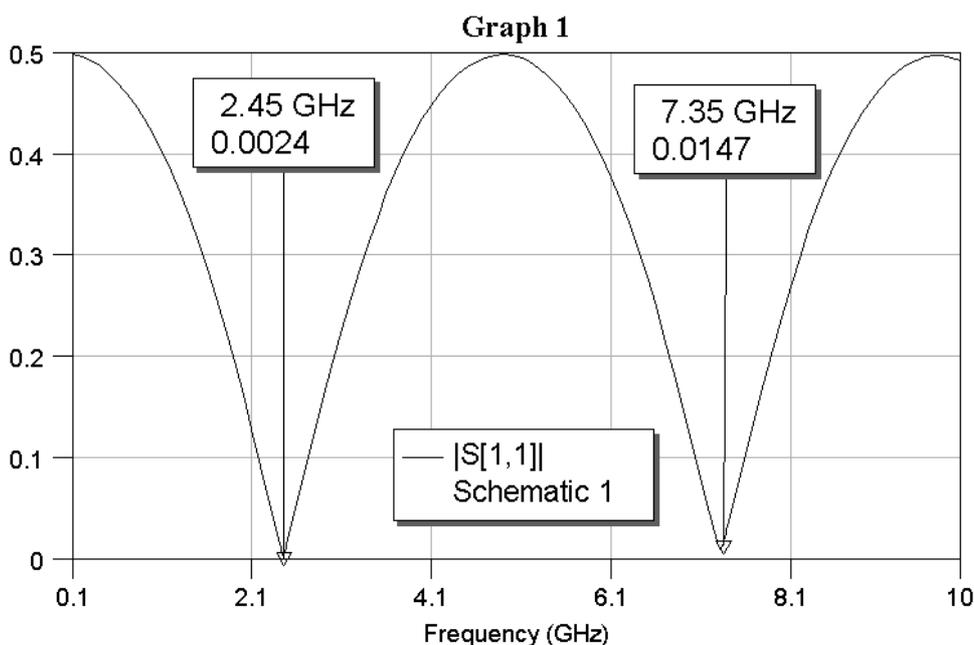


圖 2-15 傳統四分之一波長阻抗轉換器的反射係數頻率響應圖

[12]中提出一個對於兩個頻帶的阻抗匹配方法，如圖 2-16 所示，此阻抗轉換器是由兩段不同阻抗的傳輸線所構成的，可以將任意給定的兩個頻帶，但是必須為相同的負載阻抗，即 $R_{Lf0}=R_{Lf1}$ ，轉換至 50Ω ，

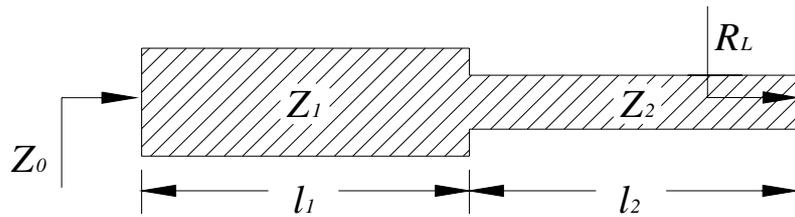


圖 2-16 兩段式的步階阻抗轉換器

假設步階阻抗轉換器每段傳輸線的長度相等，則根據[12]中得到每段長度為：

$$l_1 = l_2 = \frac{\pi}{\beta_1 + \beta_2} \quad (2.21)$$

兩段傳輸線的阻抗分別為：

$$Z_1 = \sqrt{\frac{Z_0}{2\alpha}(R_L - Z_0) + \sqrt{\left[\frac{Z_0}{2\alpha}(R_L - Z_0)\right]^2 + Z_0^3 R_L}} \quad (2.22)$$

$$Z_2 = \frac{Z_0 R_L}{Z_1} \quad (2.23)$$

圖 2-17 所示為設計給定兩個頻帶中心頻率為 2.45Ghz 和 5.8Ghz 的阻抗轉換器，就圖中觀察可知此設計方法可以讓兩個頻帶的匹配達到反射係數小於 0.05 的效果，但是頻率會有稍許的偏差，所以實際設計上需要針對頻率的偏差作最佳化調整。

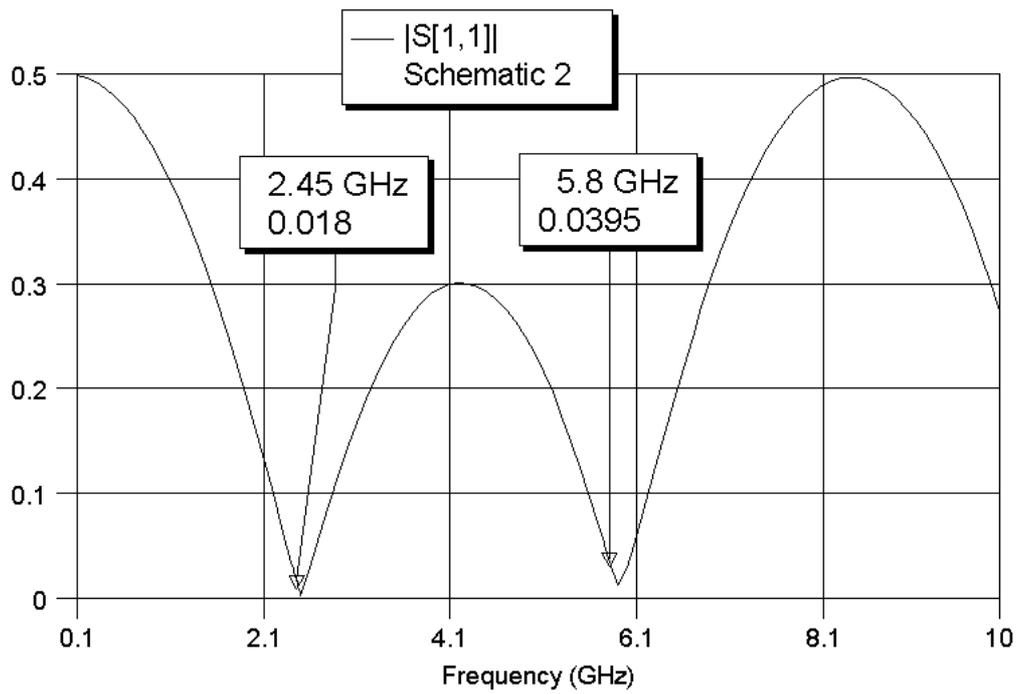


圖 2-17 步階阻抗轉換器的反射係數頻率響應圖



第三章 電路模擬與量測

雙通帶濾波器的設計流程在之前的章節已經做過詳細的介紹，其中包括階數的選擇、可合成的頻寬範圍、對應的相鄰兩諧振腔之間耦合長度和間距、饋入點位置的選擇和阻抗轉換器的設計，在這一章節中分別對之前的討論做一些實際電路的驗證。以下的電路皆使用基板型號為 RT5880，相對介電常數為 $\epsilon_r=2.2$ ，介質厚度為 0.508 mm 的板子。

首先定兩頻帶的中心頻率分別為 2.45GHz 和 5.8GHz，其比值 $f_1/f_0 = 2.36735$ ，同時觀察圖 2-4，在固定的 R 值下；當 $u=0.5$ 時可以將第二高階諧振頻率往高頻推，所以設定 $u=0.5$ 對應 $f_1/f_0 = 2.36735$ 的直線可以獲得所要的 R 值。所求得的 $R=0.627$ ，則 $Z_1=100\Omega$ ， $Z_2=62.7\Omega$ 。

二階

設兩頻帶的漣波均為 0.1dB，其元件值分別為： $g_1=0.843$ ， $g_2=0.622$

(1)電耦合方式

利用諧振頻率測試的方式建出圖 2-8，設計預合成的頻寬分別為 $W_{f0}=5.5\%$ ， $W_{f1}=3.2\%$ ，由圖 2-8 中可得到電耦合所需要的耦合長度 Offset 為 0.84 mm 與線距 0.2 mm，由 (2.11b) 式中，定兩個頻帶

的負載阻抗相同時，可以解出饋入點為 12.2 mm 和負載阻抗為 230Ω。由於 SIR 諧振腔的負載阻抗具有對稱特性，所以饋入的方式可以分為對稱 (symmetric) 饋入和斜對稱 (skew-symmetric) 饋入，圖 3-1 為兩種饋入方式的比較；

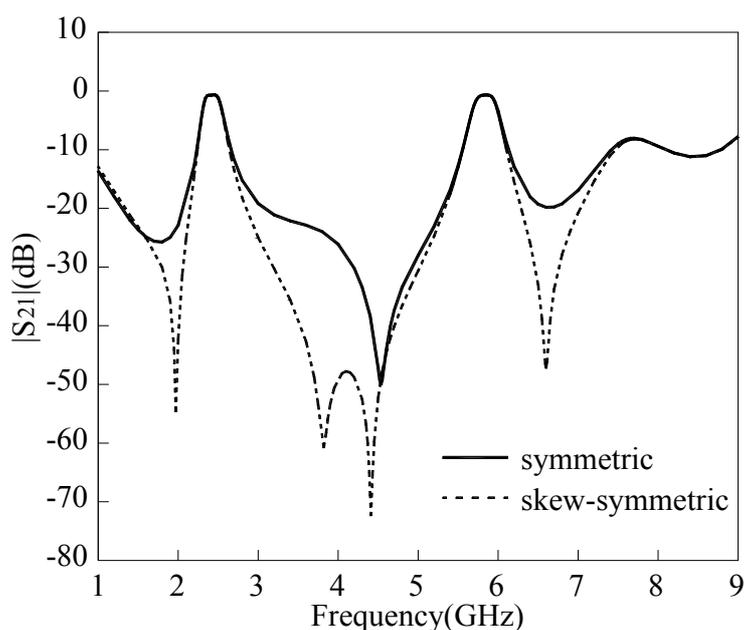
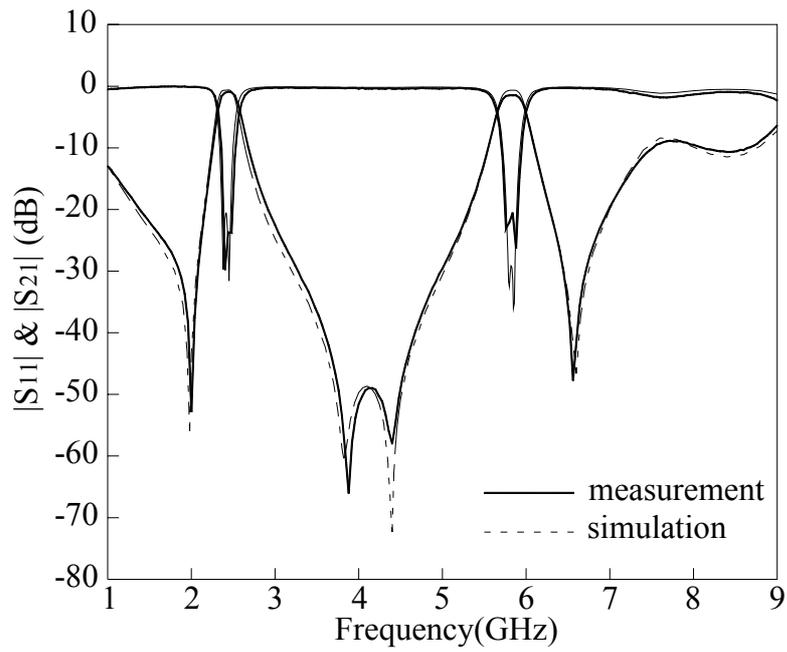
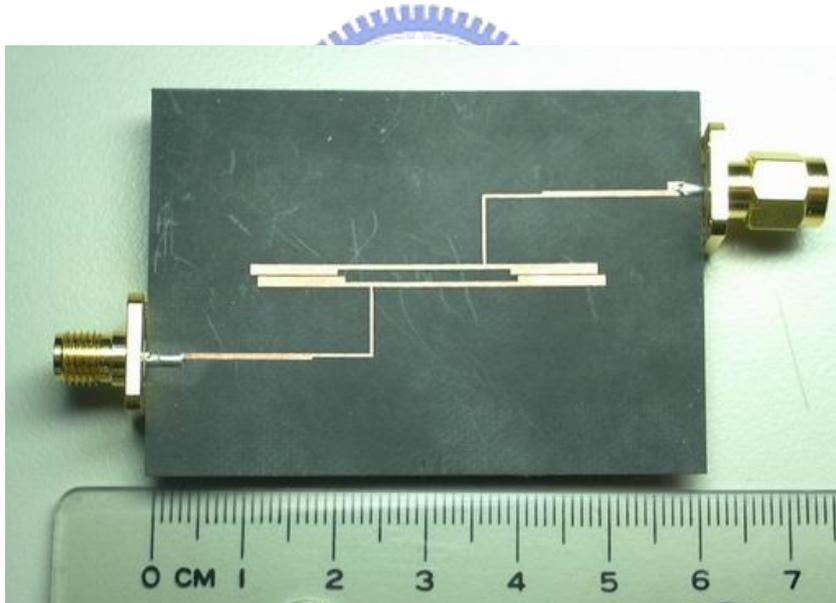


圖 3-1 使用電耦合二階電路不同饋入方式的模擬響應

由圖 3-1 中可以發現，採用斜對稱饋入方式的二階濾波器可以獲得較好的對稱性和截止帶的響應，因為相對於對稱饋入而言，斜對稱饋入的方式多了三個零點，分別在第一頻帶的通帶兩側和第二頻帶的高頻截止頻帶上，所以實際製作電路時我們採用斜對稱饋入的方式。圖 3-2 所示為使用電耦合斜對稱饋入方式的二階濾波器，其模擬與量測的頻率響應和實作電路的照片。量測所得到的植入損耗分別為 0.891dB 和 1.467dB



(a)



(b)

圖 3-2 電耦合二階濾波器(a)模擬與量測頻率響應(b)實作電路照片

(2)磁耦合方式

利用諧振頻率測試的方式建出圖 2-9，假設預合成的頻寬分別為 $Wf_0=8\%$ ， $Wf_1=4.9\%$ ，由圖 2-9 中可得到磁耦合所需要的耦合長度

Offset 為 2 mm 與線距 0.3 mm，由 (2.11b) 式中，定兩個頻帶的負載阻抗相同時，可以解出饋入點為 12.1 mm 和負載阻抗為 150Ω 。

同樣的可分為對稱和斜對稱兩種饋入方式，圖3-3 所示為兩種饋入方式的比較，由圖中可以發現，對於第一頻帶而言，對稱饋入和斜對稱饋入個別在通帶的低頻和高頻截止頻帶上產生一個零點，而採用斜對稱饋入方式會在第二頻帶的高頻截止頻帶上有一個額外的零點，所以實際製作電路時我們採用斜對稱饋入的方式。

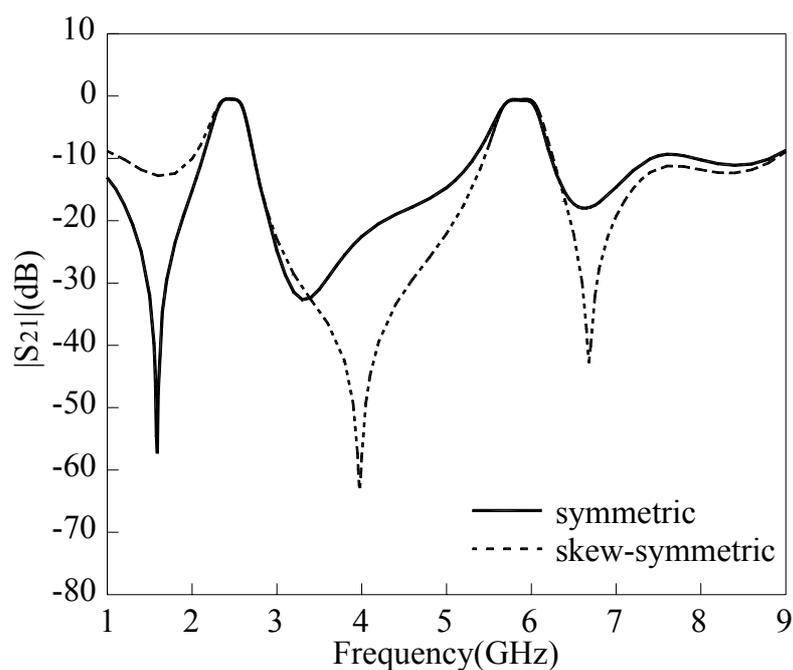
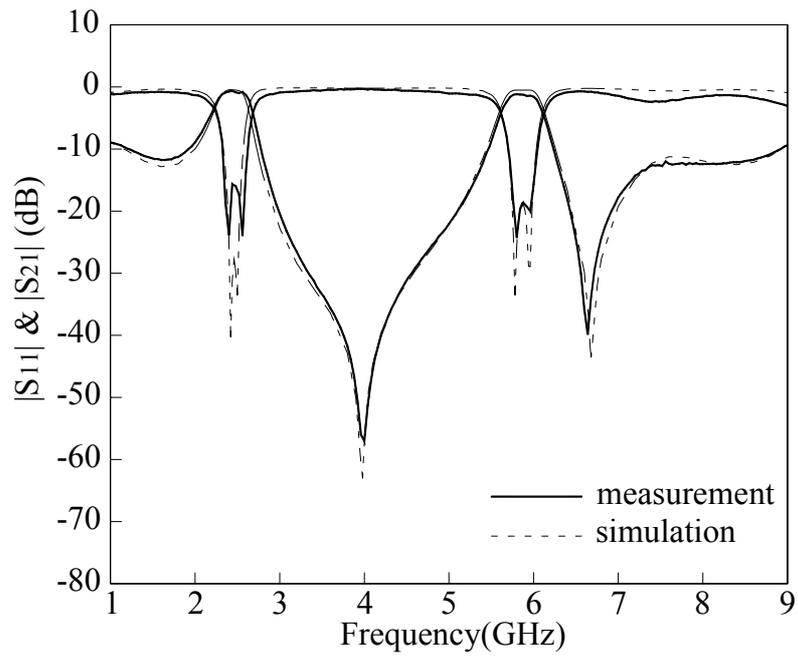
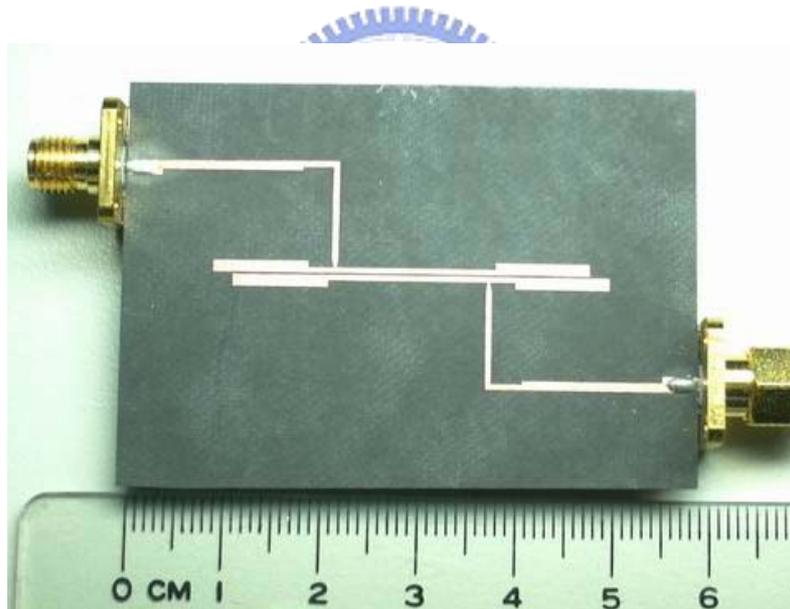


圖 3-3 使用磁耦合的二階電路不同饋入方式的模擬頻率響應

圖 3-4 所示為使用磁耦合斜對稱饋入方式的二階濾波器，其模擬與量測的頻率響應和實作電路的照片。量測所得到的插入損耗分別為 0.655dB 和 1.16dB



(a)



(b)

圖 3-4 磁耦合二階濾波器(a)模擬與量測頻率響應(b)實作電路照片

三階

設兩頻帶的漣波均為 0.1dB ，其元件值分別為； $g_1 = g_3 = 1.0315$ ， $g_2 = 1.1474$

利用諧振頻率測試的方式建出圖 2-11，假設預合成的頻寬分別為 $W_{f0}=6.2\%$ ， $W_{f1}=4.5\%$ ，由圖 2-11 中可得到電耦合所需要的耦合長度 Offset 為 0.5 mm 與線距 0.29 mm，磁耦合所需要的耦合長度 Offset 為 4 mm 與線距 0.9 mm。由 (2.11b) 式中，定兩個頻帶的負載阻抗相同時，可以解出饋入點為 12.5 mm 和負載阻抗為 220Ω 。同樣的可分為對稱和斜對稱兩種饋入方式，圖 3-5 所示為兩種饋入方式的比較，

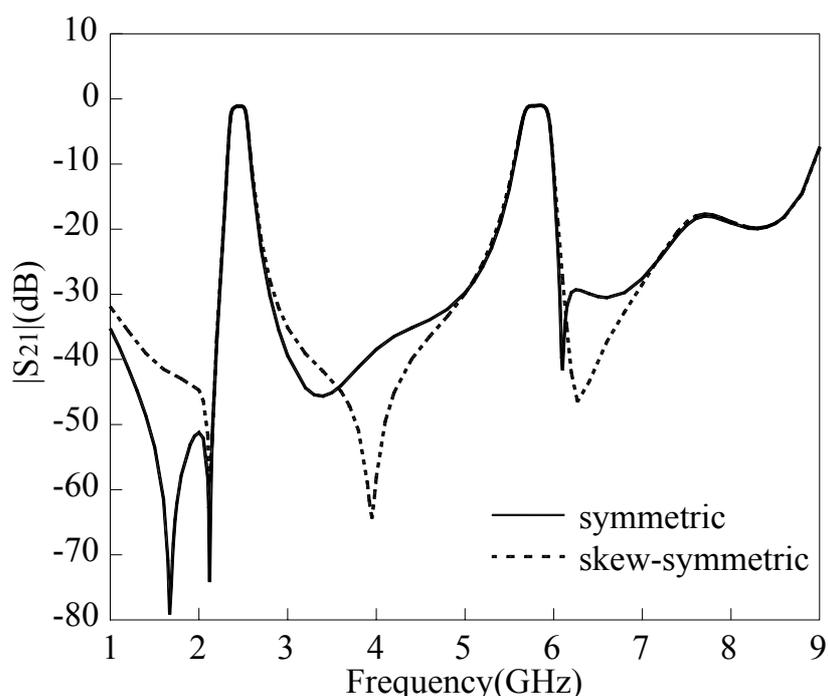
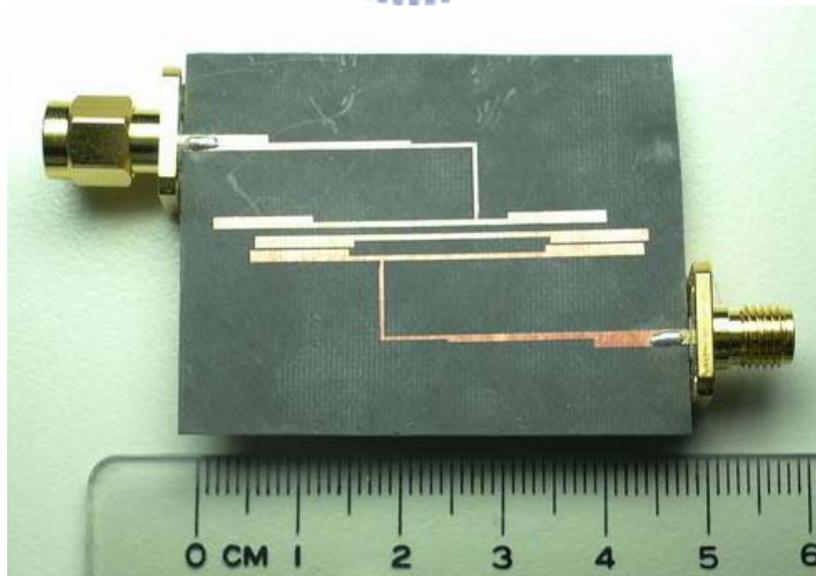
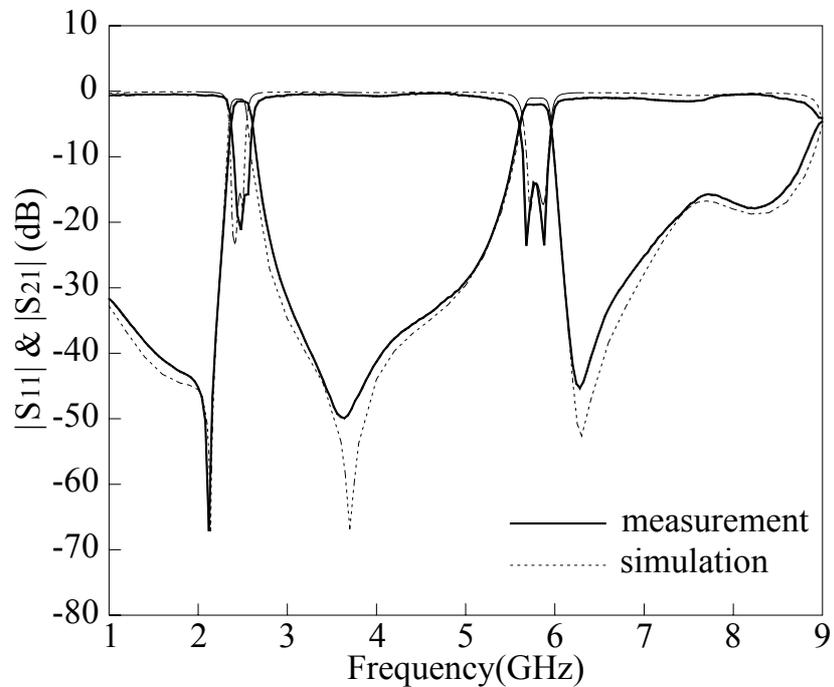


圖 3-5 三階濾波器使用不同饋入方式的模擬頻率響應

由圖中可以發現，兩種饋入方式有共同頻率的兩個零點，分別在第一頻帶的低頻截止帶和第二頻帶的高頻截止帶上，不同的是，斜對稱饋入在兩個頻帶中間有一零點，而對稱饋入則是在第一頻帶的更

低頻截止帶上有一零點，實際製作電路時我們採用斜對稱饋入的方式。



(b)

圖 3-6 三階濾波器 (a)模擬與量測頻率響應 (b)實作電路照片

圖 3-6 所示為斜對稱饋入方式的三階濾波器，其模擬與量測的頻率響應和實作電路的照片。量測所得到的植入損耗分別為 1.5 dB 和 1.987dB

四階

設兩頻帶的漣波均為 0.1dB，其元件值分別為， $g_1=1.1088$ ， $g_2=1.3061$ ， $g_3=1.7703$ ， $g_4=0.8180$

(1) 電—磁—電 耦合：

利用諧振頻率測試的方式建出圖 2-13，假設預合成的頻寬分別為 $W_{f0}=7\%$ ， $W_{f1}=5.5\%$ ，由圖 2-13 中可得到第一和第二諧振腔之間所需要的耦合長度 Offset 為 1.6 mm 與線距 0.24 mm，第二和第三諧振腔之間所需要的耦合長度 Offset 為 4 mm 與線距 1.1 mm，由

(2.11b) 式中，定兩個頻帶的負載阻抗相同時，可以解出饋入點為 13.1 mm 和負載阻抗為 190Ω 。同樣的可分為對稱和斜對稱兩種饋入方式，圖3-7 所示為兩種饋入方式的比較，

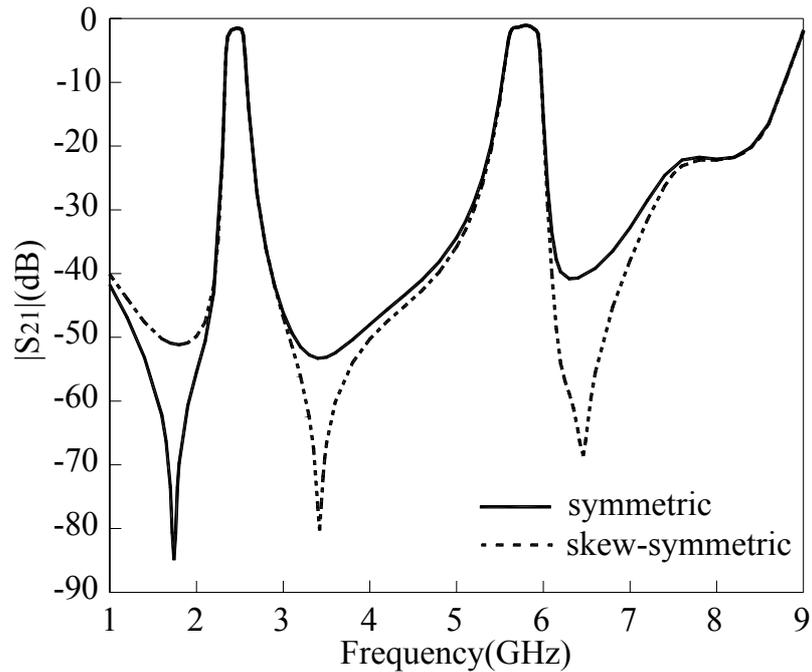
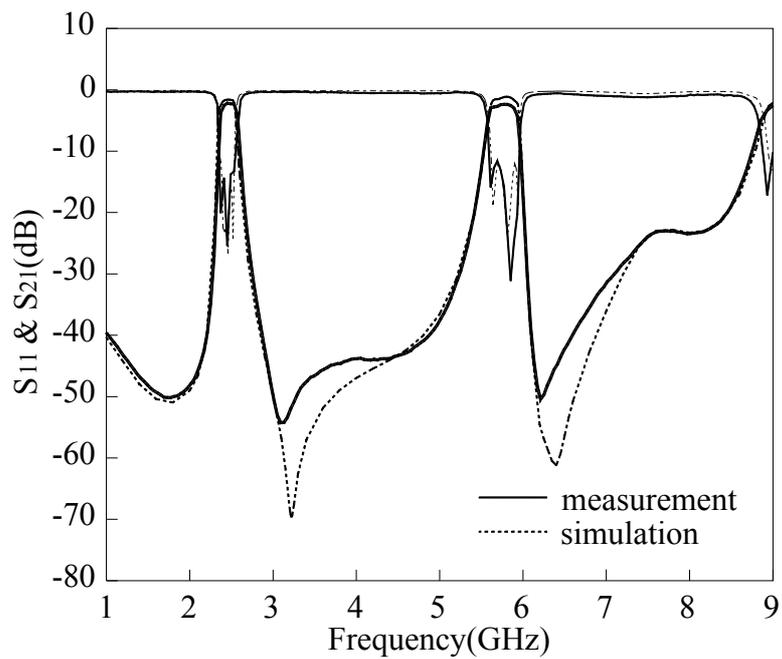
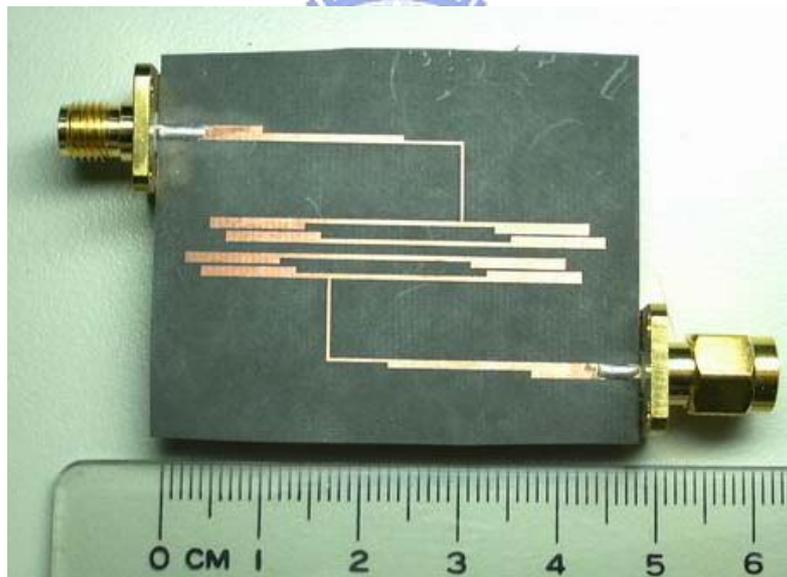


圖 3-7 使用 電—磁—電 耦合的四階電路不同饋入方式之模擬頻率響應

由圖中可以發現，斜對稱饋入的方式具有兩個零點，而對稱饋入只有一個零點，在零點位置方面，斜對稱饋入的零點分別在第一頻帶和第二頻帶的高頻截止帶上，而對稱饋入的零點則是在第一頻帶的低頻截止帶上，為了獲得較好的截止帶響應，所以實際製作電路時選擇零點較多的斜對稱饋入方式。



(a)



(b)

圖 3-8 四階 電—磁—電 濾波器 (a)模擬與量測頻率響應 (b)實作電路照片

圖 3-8 示為斜對稱饋入方式的四階濾波器，其模擬與量測的頻率響應和實作電路的照片。量測所得到的植入損耗分別為 2.17 dB 和 2.365 dB

(2) 磁—電—磁 耦合：

利用諧振頻率測試的方式建出圖 2-13，假設預合成的頻寬分別為 $W_{f0}=7.2\%$ ， $W_{f1}=6\%$ ，由圖 2-13 中可得到第一和第二諧振腔之間所需要的耦合長度 Offset 為 0 mm 與線距 0.76 mm，第二和第三諧振腔之間所需要的耦合長度 Offset 為 0 mm 與線距 0.36 mm，由 (2.11b) 式中，定兩個頻帶的負載阻抗相同時，可以解出饋入點為 12.6 mm 和負載阻抗為 200Ω 。同樣的可分為對稱和斜對稱兩種饋入方式，圖 3-9 所示為兩種饋入方式的比較，

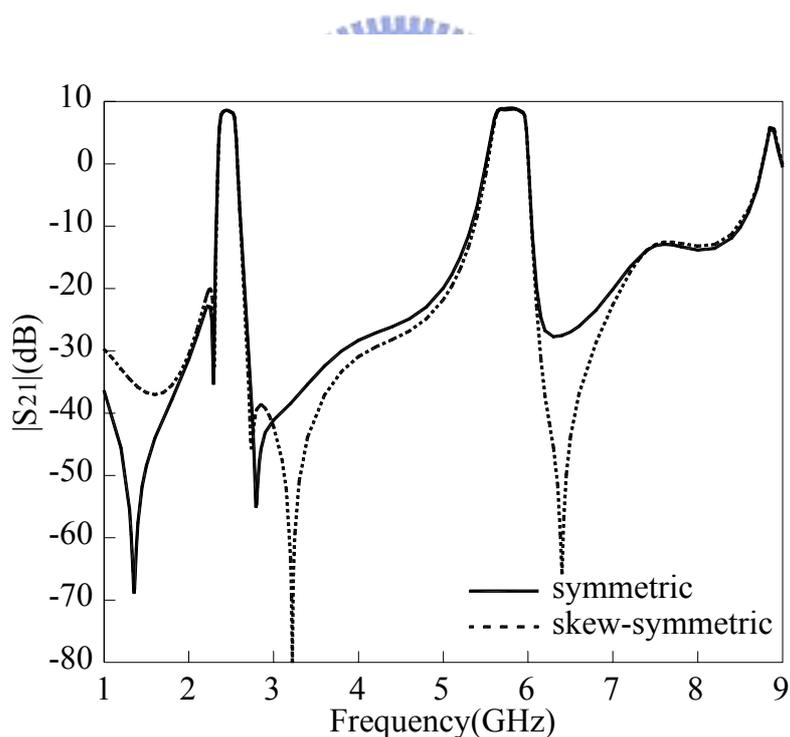


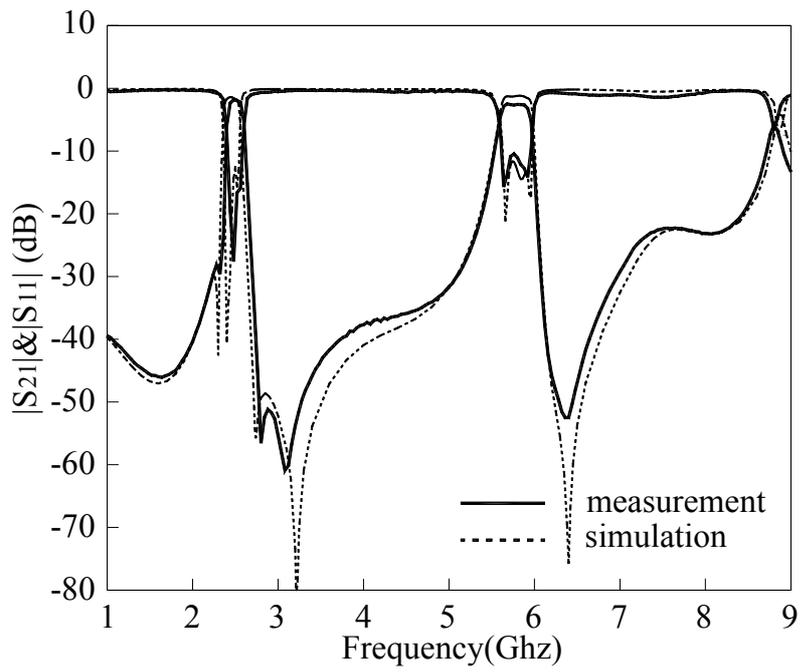
圖 3-9 使用 磁—電—磁 耦合的四階電路不同饋入方式之模擬頻率響應

由圖中可以發現，斜對稱饋入的方式具有四個零點，而對稱饋入則有三個零點，在零點位置方面，斜對稱饋入方式的零點有兩個在第

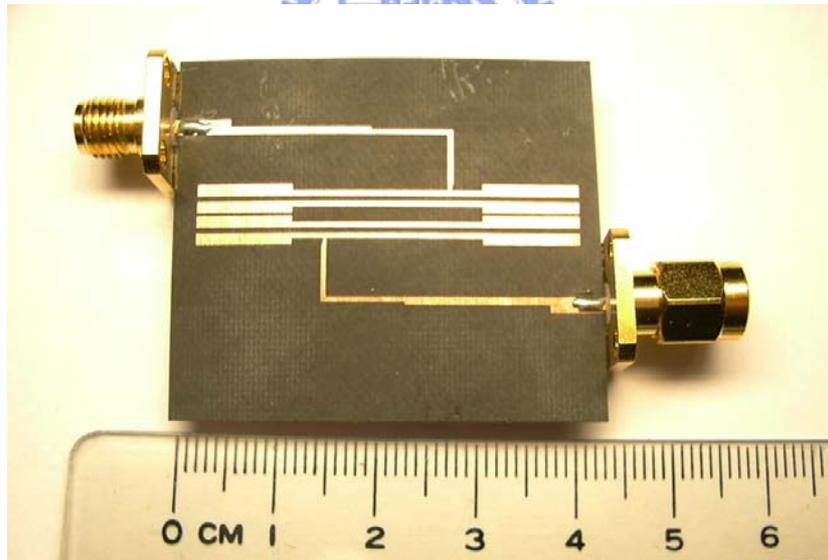
一頻帶的通帶左右兩側截止帶上；這兩個零點可以使得濾波器在第一頻帶具有良好的截止帶衰減，另外的兩個零點分別在第一頻帶和第二頻帶的較高頻截止帶上。而對稱饋入的方式同樣也具有兩個零點在第一頻帶的通帶左右兩側截止帶上，另外的一個零點則是在第一頻帶的較低頻截止帶上。兩者相比較之後，爲了獲得高頻較好的截止帶響應，所以實際製作電路時選擇斜對稱饋入的方式。

圖 3-10 示爲斜對稱饋入方式的四階濾波器，其模擬與量測的頻率響應和實作電路的照片。量測所得到的植入損耗分別爲 1.84 dB 和 2.49 dB





(a)



(b)

圖 3-10 四階 磁—電—磁 濾波器 (a)模擬與量測頻率響應 (b)實作電路照片

第四章 結論

本文利用步階阻抗諧振腔的特性—可任意調整的諧振頻率，設計雙通帶帶通濾波器，將基頻和第一高階諧振頻設計在無線通訊使用的頻率 2.45Ghz 和 5.8Ghz，並使用堆疊耦合的方式設計濾波器，可以使電路的尺寸大幅縮小，文中並針對堆疊耦合方式的特性，不同階數和不同的耦合排列方式做系列的探討。饋入方式的不同也會影響合成後的濾波器在截止帶上有不同的頻率響應，在本文中也針對饋入方式的不同作比較。輸入/輸出級的設計上使用饋入的方式，並且饋入點選擇兩的頻帶阻抗相同的位置，如此以利於雙頻阻抗轉換器的設計。最後根據文中的方式，製作數個雙通帶帶通濾波器的電路，模擬與量測的結果相當吻合，驗證了此方法。

第五章 參考文獻

- [1] S. Wu and B. Razavi, "A 900-MHz/1.8-GHz CMOS Receiver for Dual-Band Applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp. 2178-2185, Dec. 1998.
- [2] J. Rynänen, K. Kivekäs, J. Jussila, A. Pärssinen and K. A. I. Halonen, "A dual-band RF front-end for WCDMA and GSM applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp. 1198-1204, Aug. 2001.
- [3] D. Llorens, P. Otero and C. Camacho-Penalosa, "Dual-band, single CPW port, planar-slot antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, pp. 137-139, Jan. 2003.
- [4] Y.-L. Kuo and K.-L. Wong, "Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, pp. 2187-2192, Sept. 2003.
- [5] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, T. Yamada and Y. Nagatomi, "A miniaturized monolithic dual band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1997, pp.789-792.
- [6] L.-C. Tsai and C.W. Hsue, "Dual-band bandpass filters using equal-length coupled-serial-shunted lines and Z-transform technique," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, MTT-52, no. 4, pp. 1111-1117, Apr. 2004.
- [7] Kouji WADA and Osamu HASHIMOTO, "Fundamentals of Open-Ended Resonators and Their Application to Microwave Filters," *IEICE Trans. Electron.* Vol. E38-C, No. 11, pp. 1763-1775, Nov. 2000.
- [8] Mitsuo Makimoto and Sadahiko Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," *IEEE Trans. MTT.*, vol. MTT-28, No. 12, Dec. 1980.

- [9] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures, Norwood MA: Artech House, 1980.
- [10] Eric Shih. and Jen-Tsai Kuo, “ A new compact microstrip stacked-SIR bandpass filter with transmission zeros,” Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 8-13 June 2003
- [11] David M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, New York, 1998, 2nd Ed.
- [12] C. Monzon, “A small dual-frequency transformer in two sections,” IEEETrans. Microwave Theory Tech., MTT-51, no.4, pp. 1157-1161, Apr. 2003.
- [13] Jen-Tsai Kuo, Eric Shih, “Microwave Stepped Impedance Resonator Bandpass Filter With an Extended Optimal Rejection Bandwidth,” IEEE Trans. MTT., vol51, No. 5, May 2003.
- [14] Applied Wave Research Inc., Microwave Office 2000 Reference Guide.
- [15] Zeland Software Inc., IE3D simulator, Jan.1997.