

第一章 簡介

隨著近年來微波通訊系統中射頻前端電路的廣泛應用，再加上相關產業的蓬勃發展，高頻電路設計的需求也更大。為提升通訊系統的整體性能，具有寬上截止頻帶和高選擇性(selectivity)之帶通濾波器很重要，已知設計具寬截止頻帶的平面濾波器時，寄生響應常會造成阻礙，就像傳統的平行耦合微帶線濾波器常在基頻的倍數產生寄生響應[1,2]，因此不只使上截止頻帶之頻寬變小，而且衰減率(rejection level)也會降低，目前已提出許多方法來處理這問題。像文獻[1-6]將目標集中於抑制二階諧波產生，以讓上截止頻帶頻寬加倍。而基於非均勻週期性結構中電磁頻帶間隙(band-gap)概念和耦合模態原理[7]，直至基頻七倍之寄生通帶能有效壓抑，然而要以非均勻週期性結構得到夠正確的結果，將需要較長的模擬時間。

自從步階阻抗諧振腔[8]被提出以後，在設計帶通濾波器時，其截止頻帶的性能更加優異[9,10]。步階阻抗諧振腔有個重要特徵，就是其諧振頻譜可輕易由特定參數調整，如高低阻抗線段的阻抗比和電氣長度比。文獻[9]中把低通結構內嵌於帶通形態，並使用多層方式克服製作上的限制，以放寬傳輸線特性阻抗值的範圍，測量時在上截止頻帶的衰減程度很高，直至近設計頻率之 8.5 倍。

文獻[10]所提濾波器之最佳性能為寄生響應在基頻的 8.2 倍處，其電路設計原理主要是將第三高階諧波推到最遠，然後在第一和第二高階諧波處分別產生傳輸零點，以抑制上截止頻帶內的寄生響應，這是由第一個跟最後一個步階阻抗共振腔的開路端形成的。但是在選定的頻率設置零點需外接四分之一波長阻抗轉換器，以滿足末端諧振腔在饋入點處之 singly loaded Q，這會使電路的尺寸增加。若能把第一高階諧波推至很遠，就不需要再產生額外的零點來抑制寄生響應，也不需要再外接阻抗轉換器，有利於縮小電路尺寸。

若要將各高階諧波和基頻的比例增大，將步階阻抗諧振腔的高低阻抗比例增大是最直觀的方法，但在設計步階阻抗諧振腔時，阻抗比有其極限。若要改善這個問題，將傳輸線段並聯以縮小特性阻抗為一種有效的方法，溝槽式諧振腔就是一個已知的例子，如圖 1.1 所示。溝槽式諧振腔之設計原理為將中間之兩條高阻抗線段並聯，所以亦可視為一種步階阻抗諧振腔，其等效電路如圖 1.2 所示；但是溝槽式諧振腔的缺點為中間的特性阻抗為原來的一半，會使高低阻抗的比例亦為原來的一半，不過這提供了一個構想，就是若能將低阻抗部分由並聯線段組成，將能有效減少低阻抗部分之特性阻抗值，高低阻抗的比例也能因此增加。

本文提出了新型的輻射狀步階阻抗諧振腔，以增加特性阻抗值的可實現範圍，因此高低阻抗的比例可以更大。利用這種步階阻抗諧振腔設計濾波器的優點為不需多層結構，也不必接阻抗轉換器。接著利用這種步階阻抗諧振腔設計並實作出數個由輻射狀步階阻抗諧振腔構成的帶通濾波器，由文獻[10]的設計原理，第一高階諧波和基頻的比值(f_1/f_0)可達到極大，因此可實現超寬上截止頻帶的帶通濾波器。本文中濾波器設計的目的為使其可應用於無線通訊的頻段。

接下來開始說明本文的組織架構。第二章中首先說明傳統步階阻抗諧振腔的基本原理，然後介紹輻射狀步階阻抗諧振腔的特性，再利用相鄰諧振腔間 interdigital 的耦合方式，設計超寬上截止頻帶之帶通濾波器，並針對輸入端的饋入原理和方式做探討，接著說明其限制之處。第三章則是說明帶通濾波器的設計流程，並提出二階和三階電路的模擬與量測結果，最後在第四章提出本文的結論。

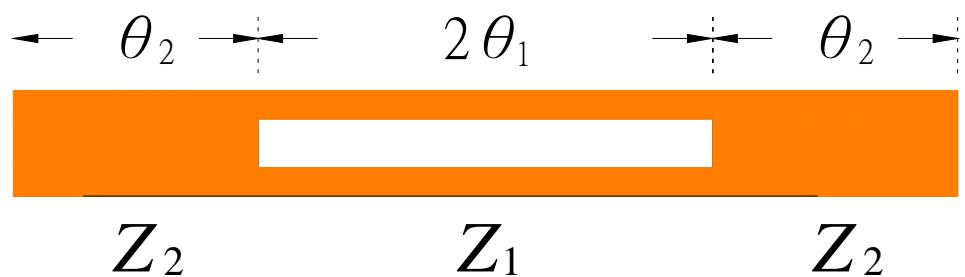


圖 1.1 溝槽式諧振腔之結構。

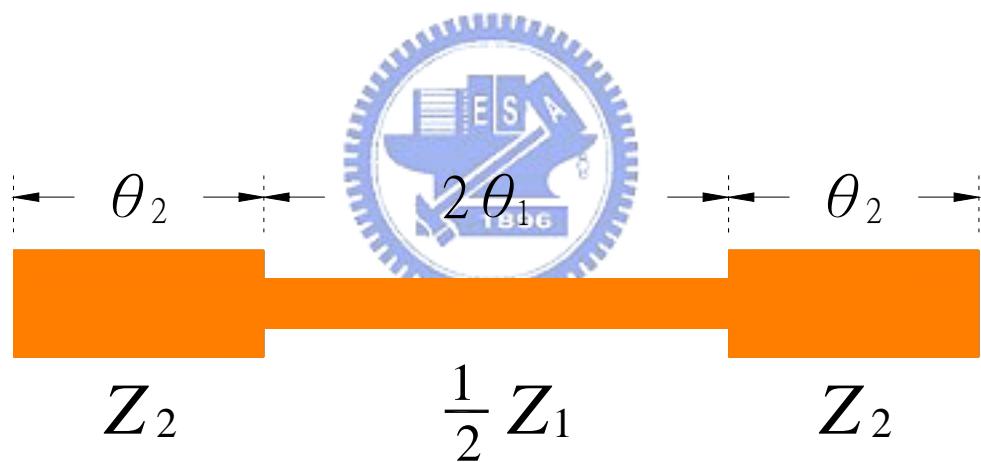


圖 1.2 溝槽式諧振腔之等效電路。

第二章 步階阻抗諧振腔與帶通濾波器

2-1 步階阻抗諧振腔基本特性

圖 2-1.1 為一個使用饋入耦合輸入(tapped input)之步階阻抗諧振腔(Stepped-Impedance Resonator, SIR)，其中各高階諧波和基頻的比例並不一致，當從P-P'平面看進去時，基頻(f_0)發生於奇模(odd mode)，而第一高階諧波(f_1)發生於偶模(even mode)，依此類推。步階阻抗諧振腔之諧振頻率可利用奇模或偶模來分析[8]：

當奇模激發時，P-P'平面相當於電牆(electric wall)，諧振腔中心視為虛接地，等效電路為兩個電納(susceptance)並聯，如圖 2-1.2(a)所示。由傳輸線原理得知



$$Z_{in} = jZ_h \left(\frac{Z_h \tan \theta_h \tan \theta_l - Z_l}{Z_h \tan \theta_l + Z_l \tan \theta_h} \right) = 0 \quad (2.1)$$

有兩個式子滿足此條件

$$Z_h \tan \theta_h \tan \theta_l - Z_l = 0 \quad (2.2a)$$

$$Z_h \tan \theta_l + Z_l \tan \theta_h = \infty \quad (2.2b)$$

其中只有(2.2a)式較為合理，因為如果(2.2b)成立，表示 $\tan \theta_h$ 為無窮大，或 $\tan \theta_l$ 為無窮大，(2.1)式變為：

當 $\theta_h \rightarrow \pi/2$

$$\lim_{\theta_h \rightarrow \pi/2} jZ_h \frac{Z_h \tan \theta_h \tan \theta_l - Z_l}{Z_h \tan \theta_l + Z_l \tan \theta_h} = jZ_h \frac{Z_h}{Z_l} \tan \theta_l = 0 \quad (2.3)$$

顯然，若令 $\tan \theta_l = 0$ ，則 θ_l 必須為 0 或 π (半波長)，並不合理。

而當 $\theta_l \rightarrow \pi/2$ ，則 θ_h 必須為 0 或 π (半波長)，也是不合理的情形。將 (2.2a) 式改寫如下：

$$\cot \theta_l = R \tan \theta_h \quad (2.4)$$

定義阻抗比 R 為 Z_h / Z_l 。



同樣的，當偶模激發時 P-P' 平面相當於磁牆(magnetic wall)，諧振腔中心視為開路，如圖 2-1.2(b) 所示。由傳輸線原理得知

$$Z_{in} = jZ_h \left(\frac{Z_h \tan \theta_h \tan \theta_l - Z_l}{Z_h \tan \theta_l + Z_l \tan \theta_h} \right) = \infty \quad (2.5)$$

同樣有兩個式子滿足此條件

$$Z_h \tan \theta_h \tan \theta_l - Z_l = \infty \quad (2.6a)$$

$$Z_h \tan \theta_l + Z_l \tan \theta_h = 0 \quad (2.6b)$$

與(2.2)式同樣原理，(2.6b)式較為合理，將其改寫如下：

$$\cot \theta_l = -R \cot \theta_h \quad (2.7)$$

使用(2.4)式和(2.7)式，可以畫出各諧振頻率和阻抗比、電氣長度比之關係圖。圖 2-1.3 描繪出的曲線分別為等於 5.0、1.25 和 0.4 的情形，其中橫軸 u 為步階阻抗諧振腔的電氣長度比，定義為

$$u = \frac{\theta_l}{\theta_l + \theta_h} \quad (2.8)$$

當 $R = 1$ 時稱為均勻阻抗諧振腔(Uniform-Impedance Resonator, UIR)，
 $\theta_h + \theta_l = \pi/2$ ，以 $R = 1$ 為基準，諧振腔的基頻為 f_0 ，諧振腔的長度為
基頻時的半波長；第一高階諧波為 f_1 ，正好在 f_0 之兩倍處，第二高階
諧波為 f_2 ，正好在 f_0 之三倍處，依此可類推出 f_3 與 f_4 之位置，當作各諧
振頻率在 R 不等於 1 時之基準點。

從圖 2-1.3 可看出在阻抗比 R 小於 1 時，步階阻抗諧振腔的基頻會小於 f_0 ，在阻抗比 R 大於 1 時，步階阻抗諧振腔的基頻會大於 f_0 ，而且當 R 值增加或減少時，基頻和 f_0 的差距也變大。同理在不同阻抗比的情形下，步階阻抗諧振腔的第一高階諧波也會對應到大於或小於 f_1 ，而且當 R 值增加或減少時，第一高階諧波和 f_1 的差距也會變大。所

以在濾波器設計中，適當選擇諧振腔相關的阻抗比 R 值和電氣長度比 u 值，是一項非常重要的工作。為了方便設計，我們可利用圖 2-1.3 的結果計算出各諧振頻率對基頻正規化(normalization)後之結果，然後找出第一或第二高階諧波對基頻比例之極值，使截止頻帶的響應最佳化。

2-2 輻射狀步階阻抗諧振腔

本文中所提出的諧振腔如圖 2-2.1(a)所示，此結構可等效為圖 2-2.1(b)，所以可將其視為一個步階阻抗諧振腔。諧振腔各線段的線寬均為 0.18 mm，這以電路實作能力來說已接近最佳結果。圖 2.2-1(b) 中步階阻抗諧振腔的低阻抗線段由 N 條高阻抗線段連接至中間線段的兩端，由步階阻抗諧振腔中點看到的輸入阻抗可表示為

$$Z_{in} = -j \frac{Z_h}{2} \frac{1 - R \tan \theta_h \tan \theta_\ell}{R \tan \theta_\ell + \tan \theta_h} \quad (2.9)$$

這裡的阻抗比 $R = Z_h/Z_l$ ，此外再定義

$$R \tan \theta_\ell = \tan \theta'_\ell, \quad (2.10)$$

則(2.9)可改寫成

$$Z_{in} = \frac{-j}{2} \frac{Z_h}{\tan(\theta_\ell' + \theta_h)} \quad (2.11)$$

因此決定步階阻抗諧振腔第 n 個高階諧波(f_n)之條件式為

$$\theta_\ell' + \theta_h = \frac{(n+1)\pi}{2} \quad (2.12)$$

每個諧振頻率可由(2.12)式合併(2.10)式解出。圖 2.2-2 畫出 f_1/f_0 相對於 $u = \theta_\ell/(\theta_\ell + \theta_h)$ 之變化，其中 R 之範圍從 3 到 21，而 f_1/f_0 之最大值位於 $u \approx 2/3$ 之處，即 $\theta_\ell \approx 2\theta_h$ ，對所有的 R 皆同。就如同本文之前所說的， f_1/f_0 之最大值增加了，就像 R 為 13 和 21 時， f_1/f_0 的峰值分別為 7.3 和 9.3，而標準微帶線製程中能實現的 R 約為 5 到 6 之間。



已知圖 2.2.1(a) 中之 N 條高阻抗線段相當於圖 2.2.1(b) 之低阻抗線段，而且其電氣長度均為 θ_l ，又皆接於中間的高阻抗線段，所以可視為 N 條並聯的開路負載傳輸線，即 $Z_l = Z_h/N$ ，換句話說，本文提出的諧振腔理論上阻抗比 $R = Z_h/Z_l = N$ 。而此諧振腔的優點包括了 R 之值可易於控制，還有比較不需要對低阻抗線段之尺寸徹底研究，畢竟開路端效應在設計上是重要而且必須要考慮的因素。

可實現的 R 值上限和相鄰的開路殘段(open stub)間之角度 ($\theta = \frac{\pi}{N-1}$) 有關，過小的張開角度不是可能會造成輻射狀線段間的耦

合，就是各級間的耦合空間會不足，此外這 N 個高阻抗線段會有四分之波長開路殘段的效應，其對電路響應造成影響留待第三章再說明。請注意， N 個高阻抗線段張開的最大角度為 π ，因為總張開角度若超過 π ，可能會對輸入端饋入的位置產生影響，進而影響電路設計或實現。

若要以輻射狀步階阻抗諧振腔設計電路，其耦合方式如圖 2-2.3 所示，其中把部份開路線段彎成和中間平行是為了方便設計成 interdigital 的耦合形式，而且各耦合線段和上下線段的間距均固定為 0.18 mm（和線寬相同）以加強耦合量。離中間線段較遠的部份，由於跟中間線段的張開角度較大，所以讓這些線段不彎曲，這樣可幫助電路實際量測時的介入損失(insertion loss)不會減少過多，在第三章時將比較這些線段彎曲與否的差異。

接下來討論諧振腔低阻抗部分的寬度，這也是輻射狀步階阻抗諧振腔占優勢之處。依前述方式設計的最小寬度為

$$W_N = 0.18 \times N + 3 \times 0.18 \times (N - 1) = 0.72N - 0.54 \quad (2.13)$$

以 $R = 13$ 和 $R = 21$ 為例，從(2.13)式可求出 $W_{13} = 8.82$ mm， $W_{21} = 14.58$ mm，將前述之寬度設定成傳統步階阻抗諧振腔低阻抗部分之線寬。

若以RT5880型號，相對介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ ，介質厚度為0.508 mm的電路板來設計傳統步階阻抗諧振腔，當低阻抗部分線寬為8.82 mm和14.58 mm時，其特性阻抗為 12.7Ω 和 8.07Ω ，而高阻抗部分線寬維持0.18 mm，其特性阻抗為 142.7Ω ，求出來的 R 值約為11和18，小於輻射狀步階阻抗諧振腔的 R 值，相對之下傳統步階阻抗諧振腔 f_1/f_0 之值在 $u \approx 2/3$ 時也會比較小。但假定傳統步階阻抗諧振腔的總長度($u \approx 2/3$)和高低阻抗線寬相同於輻射狀步階阻抗諧振腔，輻射狀步階阻抗諧振腔的基頻在 $R = 13$ 和 $R = 21$ 時皆會較高，換言之當兩者基頻設定相同時，傳統步階阻抗諧振腔的長度會比較短，這對輻射狀步階阻抗諧振腔在電路設計方面較為不利。



2-3 可將寄生響應推移至更遠的一種方法

文獻[11]中提出了另一種步階阻抗諧振腔的結構，就是將步階阻抗諧振腔從中點分成兩半，然後一端開路，一端接地，稱為四分之波長型步階阻抗諧振腔，其型態和圖2-1.2(a)所示相似，因為當步階阻抗諧振腔的阻抗比 $R = 1$ ，即是均勻阻抗諧振腔時，諧振腔的總電氣長度為 $\pi/2$ ，也就是總長度是在基頻時波長的四分之一。由於諧振腔一端接地，諧振腔上偶模電壓分布消失，剩下奇模，所以第一高階諧波(f_1)無法發生，基頻之外最先發生的諧振為第二高階諧波(f_2)，即四分之波長型步階阻抗諧振腔之第一高階諧波為原本的第二高階諧波。

如圖 2-3.1，本文亦將輻射狀步階阻抗諧振腔設計成四分之波長型式，用以代替圖 2-2.1(a)的諧振腔設計帶通濾波器，目的是讓原來的 f_1 消失，被 f_2 取代，因此寄生響應直到原來的 f_2 才會產生，由圖 2-3.2 可看出 f_2/f_0 相對於 u 之變化，其中 R 之範圍從 3 到 21。當設計帶通濾波器時，其上截止頻帶會變得更寬，而且由於諧振腔長度只有原來的一半，亦有利於濾波器電路的微小化。不過微帶線電路需要打入接地 via，在實際量測上造成的影響也是需要考慮的地方。

2-4 帶通濾波器的設計

圖 2-2.3 的耦合方式為設計一個二階帶通濾波器的例子，若要設計三階以上的帶通濾波器，只要將圖中的兩個諧振腔當作輸入和輸出端，在中間置入諧振腔，並使所有諧振腔耦合即可。本文使用饋入耦合輸入和輸出設計帶通濾波器，相較於傳統的平行耦合輸入和輸出 (parallel-coupled I/O)，使用饋入耦合輸入和輸出(tapped coupling I/O) 可以節省第一段與最後一段輸入和輸出耦合級(coupling stage)，並產生兩個額外的零點，能用來改善濾波器的截止頻帶響應，或加強通帶邊緣的選擇性[15]，所以在此選定饋入耦合的方式，以方便設計帶通濾波器。

當設計帶通濾波器時，有兩個問題需要解決：

- I. 決定輸入輸出饋入點(tapped point)位置 x 與負載阻抗 R_L 。
- II. 決定濾波器每個耦合級所需的耦合長度與線距(gap)。

這些參數將在下面詳細說明。

2-4-1 輸入與輸出饋入點位置與負載阻抗的決定

這裡要介紹帶通濾波器的饋入點位置是如何決定的。圖 2-1.1 所示為一個使用饋入耦合輸入和輸出的步階阻抗諧振腔，假設諧振腔的基頻已設定為 f_0 。

欲使用饋入耦合輸入和輸出，必須先求諧振腔的 singly loaded Q (Q_{si})[10]。 Q_{si} 的計算公式如下：

$$Q_{si} = \frac{R_L \omega_0}{2} \left[\frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \right] \quad (2.14)$$

其中 R_L 為在諧振腔的饋入點往負載端看到的負載阻抗， ω_0 為諧振腔中心頻率，而 $B(\omega)$ 為從饋入點往諧振腔看到的總電納。

圖 2-1.1 為具饋入耦合輸入和輸出的步階阻抗諧振腔，其 Q_{si} 為：

當 $0 < \phi < \theta_l$

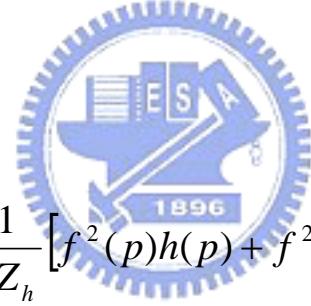
$$\frac{Q_{si}}{R_L} = \frac{1}{2Z_l} \left\{ \phi \sec^2(\phi) + \frac{\sec^2(\theta_l - \phi) \frac{(\theta_l - \phi)[1 + R^2 f^2(\theta_l)] + Rh(\theta_l)}{[Rf(\theta_l) - \tan(\theta_l - \phi)]^2}}{\sec^2(\theta_l - \phi)} \right\} \quad (2.15a)$$

其中

$$f(\theta_l) = \frac{1 - R \tan(\frac{\omega_0}{u} l_l) \tan(2 \frac{\omega_0}{u} l_h)}{R \tan(\frac{\omega_0}{u} l_l) + \tan(2 \frac{\omega_0}{u} l_h)} \quad (2.15b)$$

$$h(\theta_l) = \frac{\sec^2(2\theta_l) \{ (2\theta_h) [R^2 \tan^2(\theta_l) + 1] + R\theta_l \sec^2(\theta_l) \}}{[R \tan(\theta_l) + \tan(2\theta_h)]^2} \quad (2.15c)$$

當 $\theta_l < \phi < (\theta_h + \theta_l)$



$$\frac{Q_{si}}{R_L} = \frac{1}{2Z_h} [f^2(p)h(p) + f^2(q)h(q)] \quad (2.16a)$$

其中

$$p = 2\theta_h - \theta_l - \phi \quad (2.16b)$$

$$q = \phi - \theta_l \quad (2.16c)$$

$$f(\zeta) = \frac{R \sec(\zeta)}{1 - R \tan(\theta_l) \tan(\zeta)} \quad (2.16d)$$

$$h(\zeta) = \frac{1}{R} \theta_l \sec^2(\theta_l) + \zeta \left[\frac{1}{R^2} + \tan^2(\theta_l) \right] \quad (2.16e)$$

另外， Q_{si} 值是由濾波器通帶響應的規格決定的， Q_{si} 與通帶響應規格的關係為[15]

$$Q_{si} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} \quad (2.17)$$

$$Q_{si} = \frac{g_n g_{n+1}}{\Delta} \quad (2.18)$$

其中 g_j 為低通濾波器之元件值(element values)， Δ 為比例頻寬(fractional bandwidth)。將(2.14)跟(2.17)兩式合併，可得

$$Q_{si} = \frac{g_0 g_1}{\Delta} = \frac{R_L \omega_0}{2} \left[\frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \right] \quad (2.19)$$

由(2.19)式可知，當濾波器的通帶響應規格(對應不同的元件值 g ，比例頻寬 Δ ，中心頻率 f_0)決定之後，(2.19)式等號左邊為定值，即 Q_{si} 為定值，欲任意指定零點的位置(饋入點位置)，例如把零點置於通帶

附近，以加強通帶附近的衰減率，則 $\frac{\partial B(\omega)}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$ 為定值。

在諧振頻率決定後，上式只與饋入點位置有關。故等號右邊必須

藉著調整饋入位置得到所需的 R_L ，使在饋入點往輸入和輸出端看到的負載阻抗需為 R_L ，以使等號恆成立，讓饋入點的 Q_{si} 值合於理論。

2-4-2 決定耦合長度

在饋入點位置 x 與負載阻抗 R_L 被決定後，接著必須決定濾波器每一個耦合級的耦合長度與線距，但在此由於相鄰諧振腔間各線段的耦合間距已固定為 0.18 mm，所以主要是利用改變耦合長度設計濾波器。已知在設計單一頻帶濾波器時耦合量與濾波器通帶響應規格間的關係如下[15]：



$$K_{j,j+1} \Big|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (2.20)$$

其中 n 為濾波器階數， $K_{j,j+1}$ 為第 j 個諧振腔與第 $j+1$ 個諧振腔之間的耦合係數(coupling coefficient)， Δ 為比例頻寬。

以三階濾波器為例：

當設計單頻帶通濾波器時，在給定通帶響應規格後，可以求出所需耦合係數如下：

$$K_{1,2} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (2.21a)$$

$$K_{2,3} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_2 g_3}} \quad (2.21b)$$

由於傳統單頻帶平行耦合微帶線帶通濾波器的每一個耦合級之耦合長度均為四分之一波長，因此利用諧振腔諧振頻率測試法，可以從兩個耦合的步階阻抗共振腔得到兩個相鄰的峰值，其頻率分別為 f_a 和 f_b ，經由下列經驗公式可以計算出耦合係數：

$$K = \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \quad (2.22)$$

在此可以不斷改變耦合長度測試諧振頻率，利用(2.22)式求出 K 值，再由(2.21a)和(2.21b)兩式求出的值跟(2.22)式對照，即可得到所需的耦合長度，但是三階低通濾波器原型對應不同漣波的元件值 $g_1 = g_3$ ，所以 $K_{1,2} = K_{2,3}$ ，用(2.21a)或(2.21b)式和(2.22)式對照結果皆同。

2-5 饋入點對電路響應造成的影響

當饋入點位置 x 求出之後，還需要考慮實做上遇到的問題，因為理論上饋入點是「一個點」，也就是說饋入耦合輸入和輸出端與諧振腔在饋入點的接觸只是一個點，但是饋入耦合輸入和輸出端有寬度，所以這在實做上可能會因此產生誤差。此外所求出的饋入點位置若太靠近低阻抗部份之線段，會造成輸入、輸出端與低阻抗部份線段之間

的耦合，影響通帶的響應。

若饋入點寬度不大，對應的比例頻寬的比值的變化量其實就不大，在本文設計的電路中，饋入點的寬度均為 0.2 mm。

2-6 濾波器電路設計上的限制

本文中所提出的輻射狀步階阻抗諧振腔，用於微帶線上雖然可以克服傳統步階阻抗諧振腔的缺點，但是在設計帶通濾波器時仍然有許多限制。第一個問題是第一高階諧波究竟可以推多遠？也就是帶通濾波器的寄生響應最多可以被設計在離基頻多遠處？從圖 2-2.2 來看，理論上在 $R > 1$ 時，若 R 越大，第一高階諧波可以推越遠，但是如果 R 太大，傳統步階阻抗諧振腔的問題是 Z_h 和 Z_l 兩段微帶線的寬度相差甚大，傳輸線不連續效應會很明顯，造成通帶或上截止頻帶的性能不如預期。

輻射狀步階阻抗諧振腔雖然可以克服傳輸線不連續效應的問題，但在前面有提到 N 個高阻抗線段張開的最大角度限制，而且張開的最大角度若超過 π ，會對饋入位置產生影響，當高阻抗線段寬度均為 0.18 mm 時， N 最多只能到 21，也就是 R' 的最大值為 21，若超過 21 根會使相鄰諧振腔間各線段的耦合間距會過小，造成電路實作上的困難。

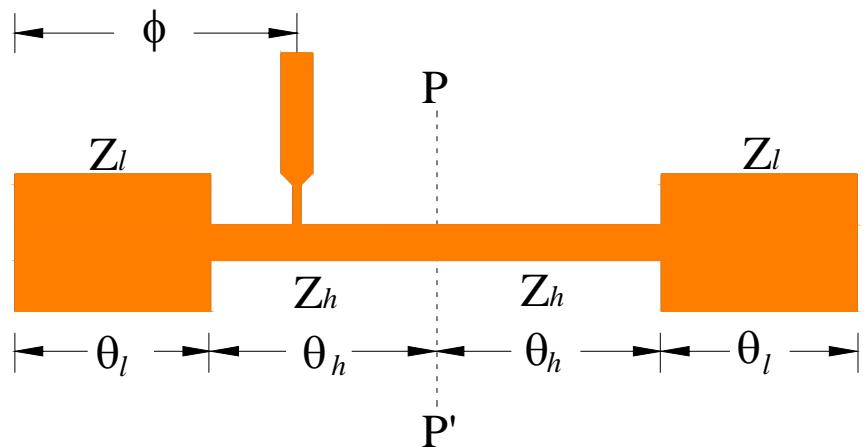


圖 2-1.1 使用饋入耦合輸入的步階阻抗諧振腔。

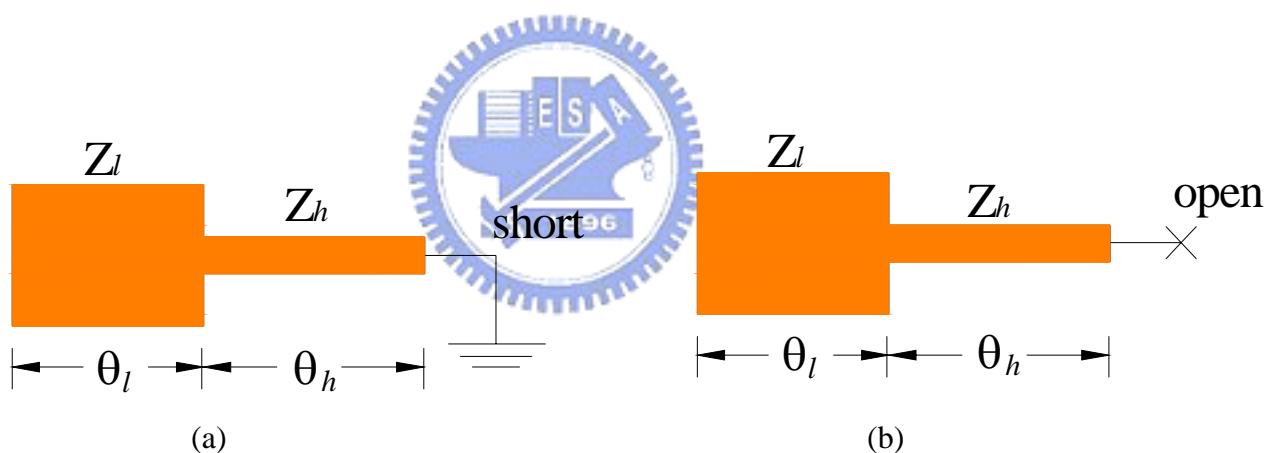


圖 2-1.2 使用奇模與偶模激發的步階阻抗諧振腔。

(a) 奇模激發。 (b) 偶模激發。

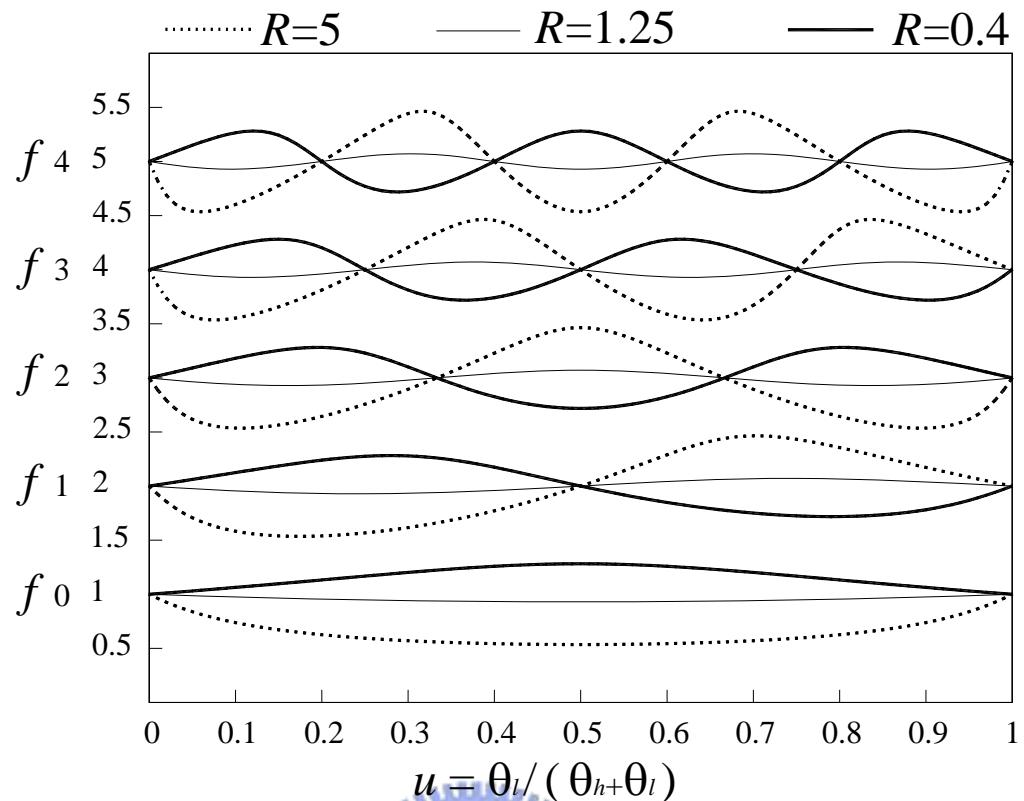


圖 2-1.3 步階阻抗諧振腔的各諧振頻率與結構參數間的關係圖。

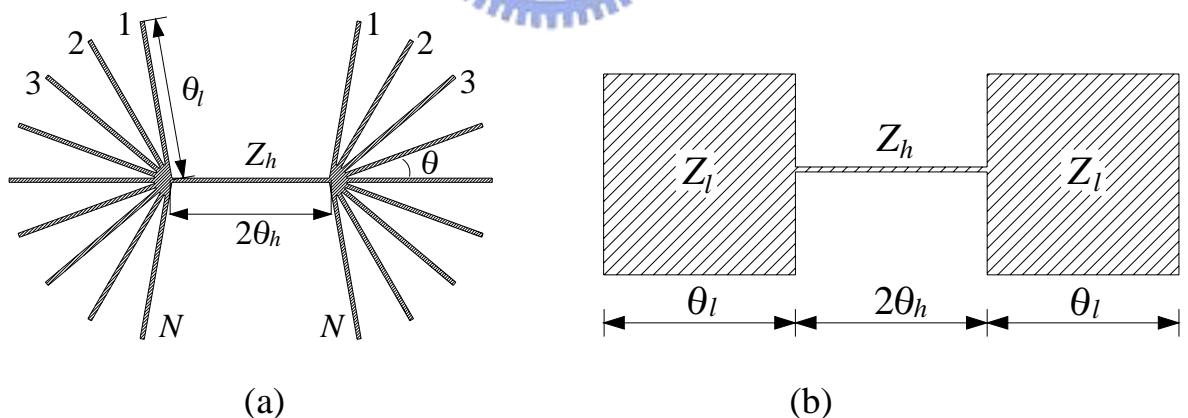


圖 2-2.1 輻射狀步階阻抗諧振腔。

(a) 諧振腔幾何結構。 (b) 諧振腔等效電路。

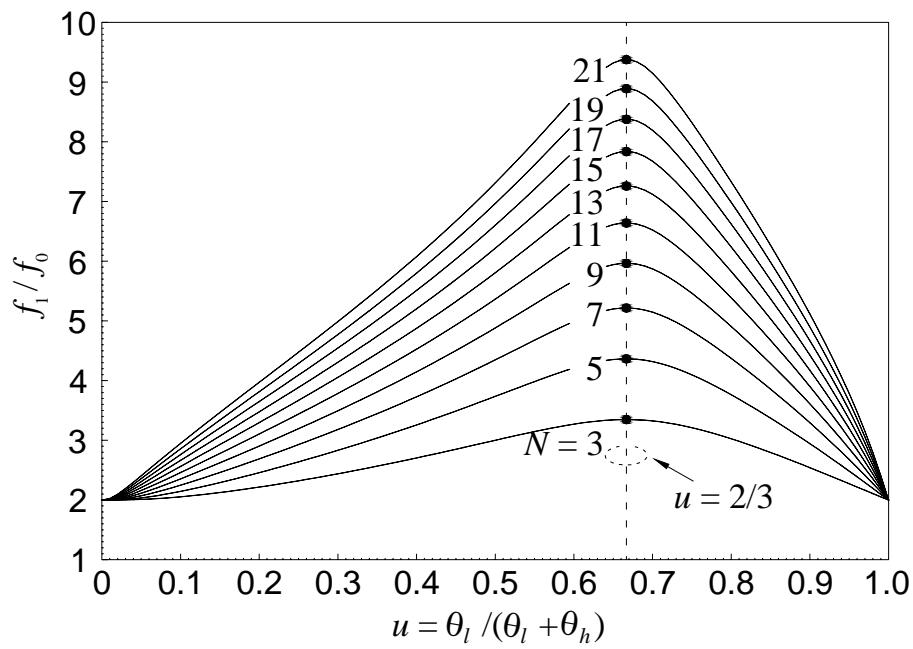


圖 2-2.2 步階阻抗諧振腔之 f_1/f_0 對 u 值的關係圖，

其中 R 的範圍從 3 到 21。

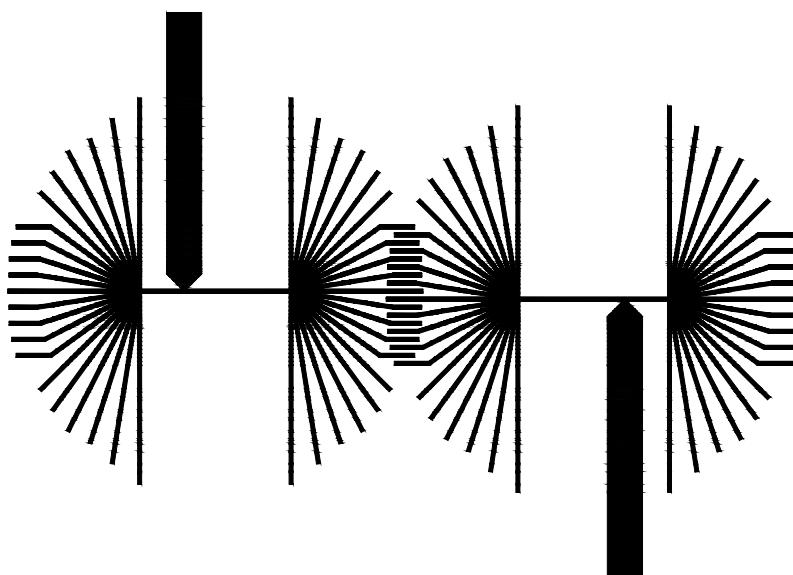


圖 2-3 輻射狀步階阻抗諧振腔之耦合方式。

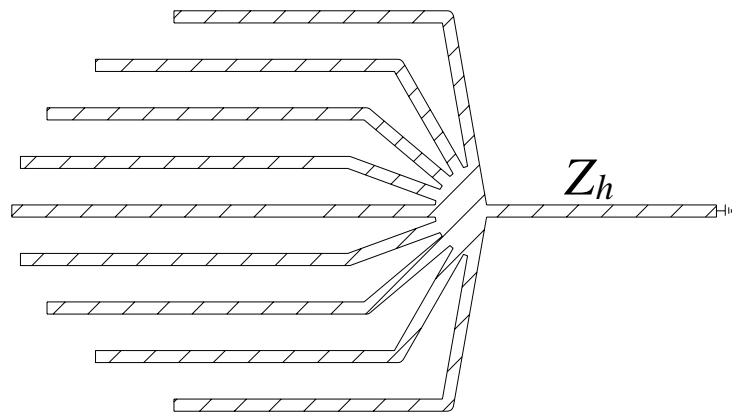


圖 2-3.1 輻射狀步階阻抗諧振腔之四分之波長型式。

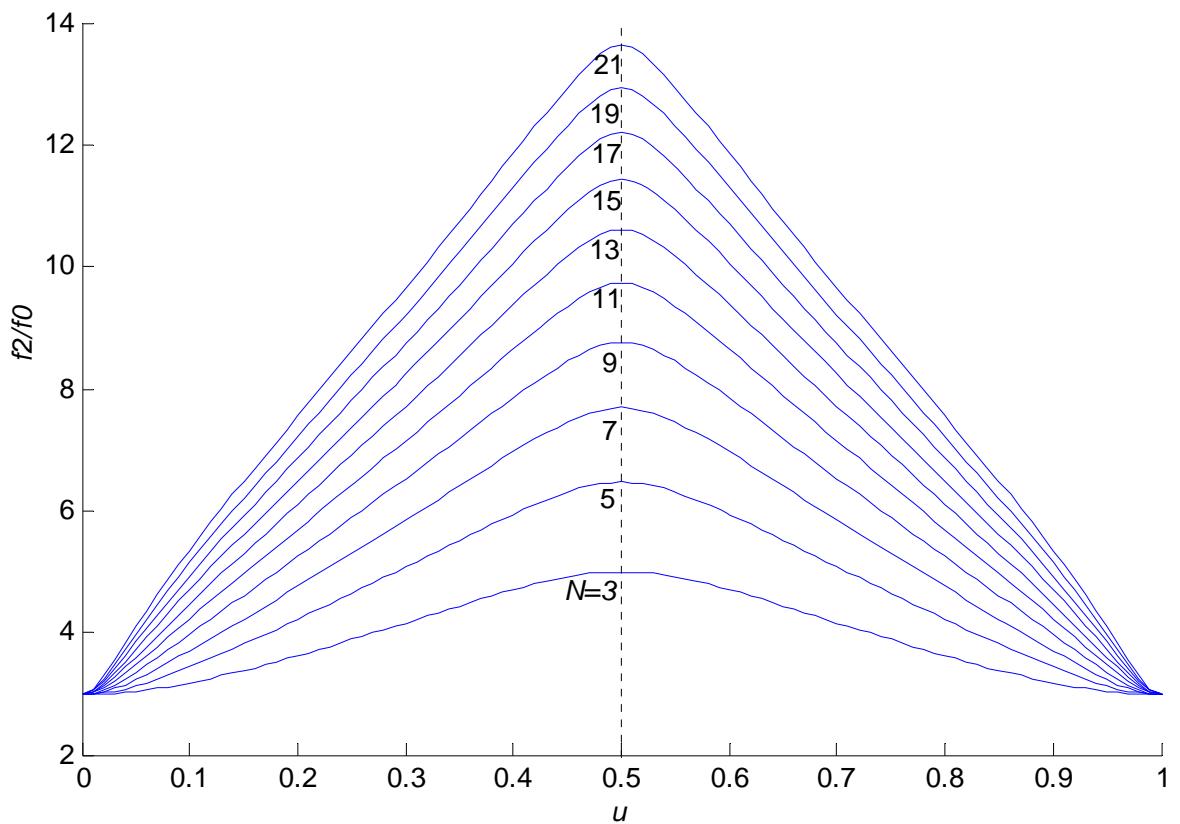


圖 2-3.2 步階阻抗諧振腔之 f_2/f_0 對 u 值的關係圖，

其中 R 的範圍從 3 到 21。

第三章 電路模擬與量測結果

3-1 電路板規格與常用的設計參數

帶通濾波器的設計流程包括階數的選擇、可合成的頻寬範圍、對應的相鄰兩諧振腔之間耦合長度、饋入點位置的選擇，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，諧振腔的線段寬度皆為 0.18 mm，在此電路板的特性阻抗均為 142.7Ω 。

觀察圖 2-2.2，在固定的 R 值下當 $u \approx 2/3$ 時可以將第一高階諧波推到最遠，所以電路設計時將諧振腔的 u 值定在 $2/3$ ，然後由圖 2-2.2 判斷可以把帶通濾波器的寄生響應推移到多遠處，若能將寄生響應推的越遠，其上截止頻帶也就越寬。此外本文亦使用四分之波長型諧振腔設計二階電路，目標是使帶通濾波器的性能更為提升。

3-2 電路模擬與量測

由圖 2-2.2，可以利用下列的經驗公式預測出 f_l/f_0 對不同高阻抗線段的最大值

$$\text{Max } f_l/f_0 = -0.0071 \times N^2 + 0.49 \times N + 2.13 \quad (3.1)$$

本文中模擬了九個三階電路和一個二階電路， N 值範圍從 5 到 21，

其中 $N \leq 17$ 時，中心頻率為 2.45 GHz；而 N 為 19 和 21 時，中心頻率為 2 GHz。這主要是由於 $N = 19$ 時，中心頻率設為 2.45 GHz 的耦合量開始不足，造成帶通濾波器的比例頻寬設計起來會小於 5 %的基本需求，而 $N = 21$ 時 2 GHz 的中心頻率，其耦合量剛好能使比例頻寬設計於 5 %，若將中心頻率降低時，帶通濾波器可設計的頻寬會更為增加。下表為三階電路使用 IE3D[16]的模擬結果：

濾波器	$R(N)$	f_0 (GHz)	f_1 (GHz)	f_1/f_0 (模擬)	f_1/f_0 (預測)
A	5	2.45	10.58	4.32	4.4
B	7	2.45	11.96	4.88	5.21
C	9	2.45	13.39	5.47	5.96
D	11	2.45	14.88	6.07	6.66
E	13	2.45	16.94	6.91	7.3
F	15	2.45	18.29	7.47	7.88
G	17	2.45	18.91	7.72	8.41
H	19	2	16.43	8.22	8.88
I	21	2	16.66	8.33	9.29

圖 3-2.1 為帶通濾波器 f_1/f_0 模擬值與預側值對 R 值之趨勢變化，可看到其變化從 $R = 19$ 到 $R = 21$ 間漸趨緩和，代表電路性能在 $R = 21$ 時開始受到限制。本文提出 $R = 13$ 、 $R = 17$ 和 $R = 21$ 的三階帶通濾波器電路，還有 $R = 21$ 的二階帶通濾波器電路之實作，並比較量測結果和模擬結果之間的差異。

1. E 帶通濾波器 ($R = N = 13$)

電路規格：漣波為 0.1dB 的柴比雪夫響應、三階，其元件值 $g_1 = 1.0315$ ， $g_2 = 1.1474$ ， $g_3 = 1.0315$ ，比例頻寬設計為 15 %，由 2-4-1 節的方法可得知饋入點位置 $x = 6.784$ mm，負載阻抗為 48Ω 。

圖 3-2.2(a)為帶通濾波器電路的模擬與量測結果，圖 3-2.2(b)為實作的電路。由量測結果可看出通帶內的介入損失為 1.16 dB，而反射損失(return loss)皆在 15 dB 以下。第一高階諧波的寄生響應峰值約發生於 16.5 GHz，即中心頻率的 6.73 倍，以 30 dB 的衰減率來看，截止頻帶的上限在 13 GHz，即中心頻率的 5.3 倍，電路量測的結果與模擬結果相當符合。



2. G 帶通濾波器 ($R = N = 17$)

電路規格：漣波為 0.1dB 的柴比雪夫響應、三階，其元件值 $g_1 = 1.0315$ ， $g_2 = 1.1474$ ， $g_3 = 1.0315$ ，比例頻寬設計為 6 %，由 2-4-1 節的方法可得知饋入點位置 $x = 6.754$ mm，負載阻抗為 52Ω 。

圖 3-2.3(a)為帶通濾波器電路的模擬與量測結果，圖 3-2.3(b)為實作的電路。由量測結果可看出通帶內的介入損失為 2.6 dB，而反射損失皆在 15 dB 以下。第一高階諧波的寄生響應峰值約發生於 18.8 GHz，即中心頻率的 7.67 倍，以 30 dB 的衰減率來看，截止頻帶的上

限在 15.2 GHz，即中心頻率的 6.2 倍，電路量測的結果與模擬結果相當符合。

3. I 帶通濾波器 ($R = N = 21$)

電路規格：漣波為 0.1dB 的柴比雪夫響應、三階，其元件值 $g_1 = 1.0315$ ， $g_2 = 1.1474$ ， $g_3 = 1.0315$ ，比例頻寬設計為 5 %，由 2-4-1 節的方法可得知饋入點位置 $x = 7.532$ mm，負載阻抗為 41Ω 。

圖 3-2.4(a)為帶通濾波器電路的模擬與量測結果，圖 3-2.4(b)為實作的電路。由量測結果可看出通帶內的介入損失為 2.64 dB，而反射損失為 25 dB。第一高階諧波的寄生響應峰值約發生於 16.5 GHz，即中心頻率的 8.25 倍，以 30 dB 的衰減率來看，截止頻帶的上限在 15.2 GHz，即中心頻率的 7.6 倍，電路量測的結果與模擬結果相當符合。

除三階電路外，本文亦設計了二階電路，其電路規格：漣波為 0.1dB 的柴比雪夫響應，其元件值 $g_1 = 0.843$ ， $g_2 = 0.622$ ，比例頻寬設計為 4 %，中心頻率和 I 帶通濾波器一樣設定在 2 GHz，由 2-4-1 節的方法可得知饋入點位置 $x = 7.882$ mm，負載阻抗為 55Ω 。

圖 3-2.5(a)為帶通濾波器電路的模擬與量測結果，圖 3-2.5(b)為實作的電路。由量測結果可看出通帶內的介入損失為 1.72 dB，而反射

損失皆在 15 dB 以下。第一高階諧波的寄生響應峰值約發生於 16.7 GHz，即中心頻率的 8.35 倍，至於上截止頻帶的性能因為不如三階濾波器，所以改以 20 dB 衰減率來看，截止頻帶的上限在 15.1 GHz，即中心頻率的 7.55 倍，電路量測的結果與模擬結果相當符合。

二階和三階電路在性能上各有其優缺點。以介入損失來看，二階電路優於三階電路，這代表在通帶內，二階電路比較能減少輸入功率的損耗，不過三階電路在上截止頻帶之的衰減率則優於二階電路。

3-3 輸入和輸出端改用四分之波長型諧振腔之模擬

1. $R = N = 13$ 之帶通濾波器

電路規格：漣波為 0.1dB 的柴比雪夫響應、二階，其元件值 $g_1 = 0.843$ ， $g_2 = 0.622$ ，比例頻寬設計為 11%，中心頻率為 2.45 GHz。

圖 3-3.1(a)為帶通濾波器電路的模擬結果，圖 3-3.1(b)為電路的幾何結構。模擬結果中通帶內的介入損失為 0.5 dB，而反射損失皆在 15 dB 以下。寄生響應峰值(f_2)約發生於 24.5 GHz，即中心頻率的 10 倍，以 20 dB 的衰減率來看，截止頻帶的上限在 20.2 GHz，即中心頻率的 8.24 倍。前一節所提出的 E 帶通濾波器寄生響應在中心頻率的 6.73 倍，此帶通濾波器在抑制寄生響應之性能明顯優於 E 帶通濾波器。

2. $R = N = 21$ 之帶通濾波器

電路規格：漣波為 0.1dB 的柴比雪夫響應、二階，其元件值 $g_1 = 0.843$ ， $g_2 = 0.622$ ，比例頻寬設計為 6% ，由於中心頻率在 2GHz 時會過窄，所以改設為 1.8GHz 。

圖 3-3.2(a)為帶通濾波器電路的模擬結果，圖 3-3.2(b)為電路的幾何結構。模擬結果中通帶內的介入損失為 1.06 dB ，而反射損失皆在 15 dB 以下。寄生響應峰值(f_2)約發生於 19.7 GHz ，即中心頻率的 10.94 倍，以 20 dB 的衰減率來看，截止頻帶的上限在 18.1 GHz ，即中心頻率的 10.06 倍。前一節所提出的 I 帶通濾波器寄生響應在中心頻率的 8.25 倍，此帶通濾波器在抑制寄生響應之性能優於 I 帶通濾波器。



由圖 3-3.1(a)和 3-3.2(a)可看出上截止頻帶的性能都不如上一節之三階電路，所以就算能更有效的抑制寄生響應，仍還有美中不足之處。若要克服這個問題，最好將之前的兩個電路設計為三階電路，如此可使大部分上截止頻帶的衰減率低於 30 dB ，上截止頻帶之性能亦能提升。

由圖 2-3.2 可找出寄生響應理論上的預測值，下表為二階電路 f_2/f_0 之模擬值和預測值之關係：

R	f_0 (GHz)	f_2 (GHz)	f_2/f_0 (模擬)	f_2/f_0 (預測)
13	2.45	24.5	10	10.62
21	1.8	19.7	10.94	13.62

由此表可看出當 $R = 13$ 時，電路之模擬值和預測值相當接近，而 $R = 21$ 時模擬值和預測值則有一段差距，這代表以四分之波長型諧振腔在設計帶通濾波器在 $R = 21$ 時，亦受到了限制，而 $R = 21$ 之電路要在 1.8 GHz 左右才有足夠的頻寬，可知此電路在頻寬上的限制更為嚴苛，這是為了將寄生響應推移至更遠所需犧牲的。

3-4 電路性能之討論



從電路實作的響應中發現兩個問題：(a) 為何上截止頻帶的響應在 6 ~ 10 GHz 附近會不平滑？(b) 諧振腔低阻抗部分離中間線段較遠的部份彎曲與否有何影響？雖然對電路性能影響不大，不過這兩個問題在響應中很明顯，所以接下來即將探討這兩個問題。

上截止頻帶的響應在 6 ~ 10 GHz 附近會不平滑，其起起伏伏的成因主要為諧振腔的未耦合端，這些未耦合端會產生四分之波長開路殘段的饋入效應，造成許多諧振頻率和傳輸零點成對產生，這就是在此頻段的響應會上下起伏的原因，若諧振的峰值過高時可能會讓截止頻帶的性能變差，這是電路設計時需要注意的地方。

在本文中， $N = 13$ 和 17 的電路所有低阻抗部分的線段均和中間線段平行，也就是說除了中間線段全彎折過，至於 $N = 21$ 的電路則只有部分彎折，這樣對介入損失是否造成影響？從前述三個電路實作來看， $N = 13$ 和 17 的電路通帶介入損失之量測結果比模擬結果低近 1 dB ，但在上截止頻帶的峰值部分，量測結果也比模擬結果低很多；而 $N = 21$ 的電路通帶介入損失之量測結果與模擬結果差距不大，但在上截止頻帶的峰值部分，量測結果和模擬結果亦差距不大。這主要的原因是電流經過彎折的細線會產生損耗，造成介入損失降低，要如何在通帶與上截止頻帶的介入損失值做出取捨，在設計電路時亦是不可忽視的。



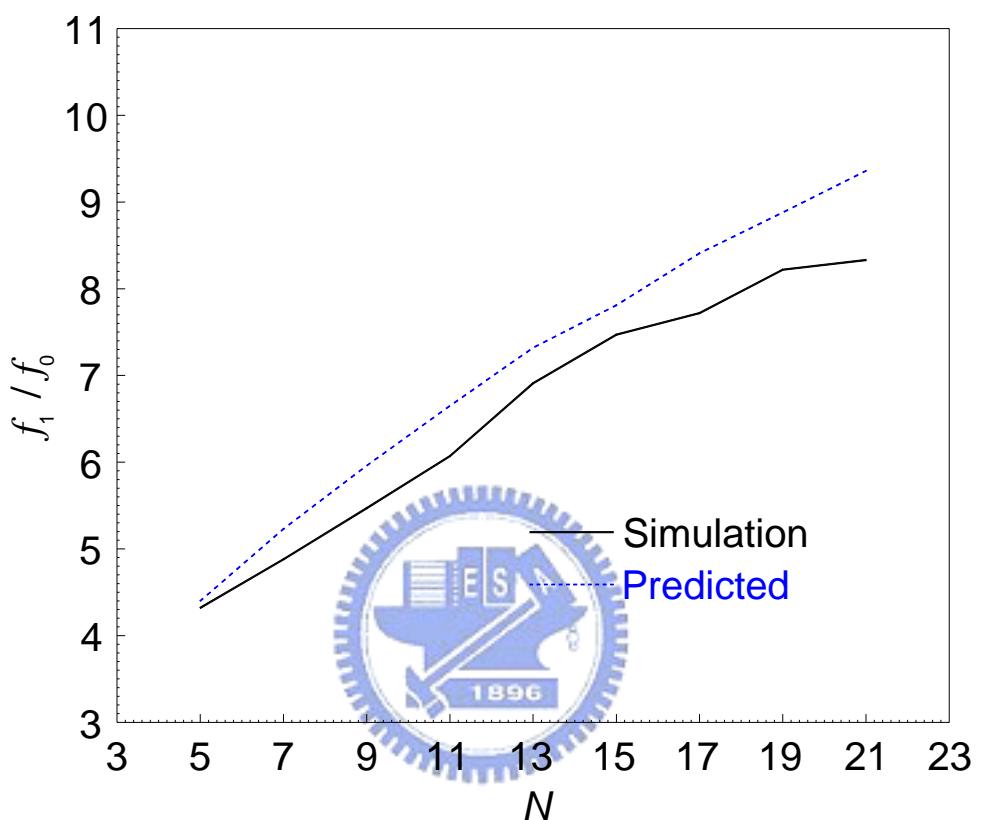


圖 3-2.1 f_1/f_0 模擬值與預測值對 R 值之趨勢變化。

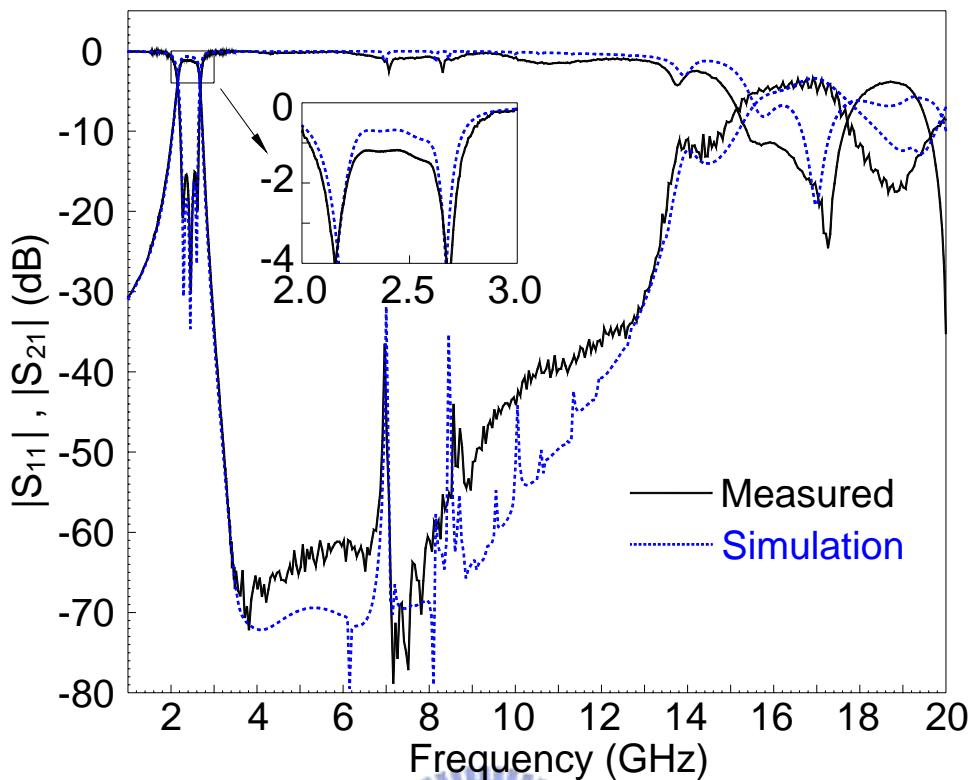


圖 3-2.2(a) $R = 13$, $f_0 = 2.45$ GHz , 0.1 dB 漣波 , $\Delta = 15\%$ 之三階
輻射狀步階阻抗諧振腔帶通濾波器之電路量測與模擬結果。

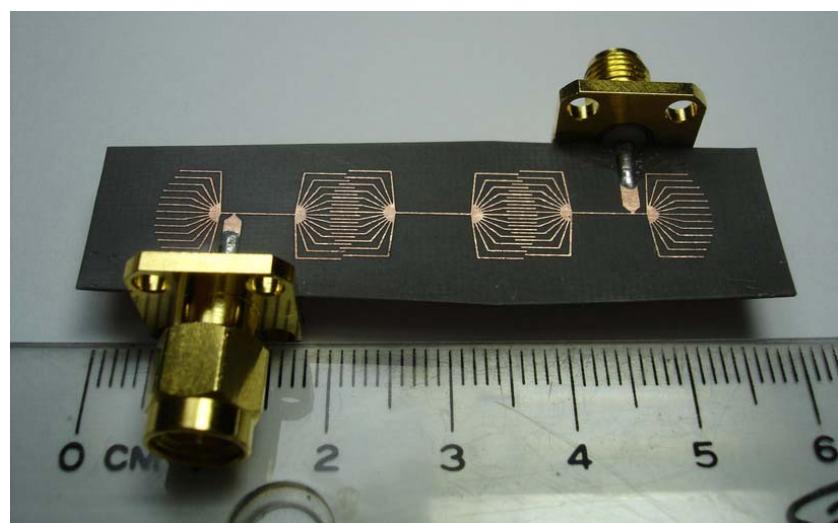


圖 3-2.2(b) 電路實作之照片。

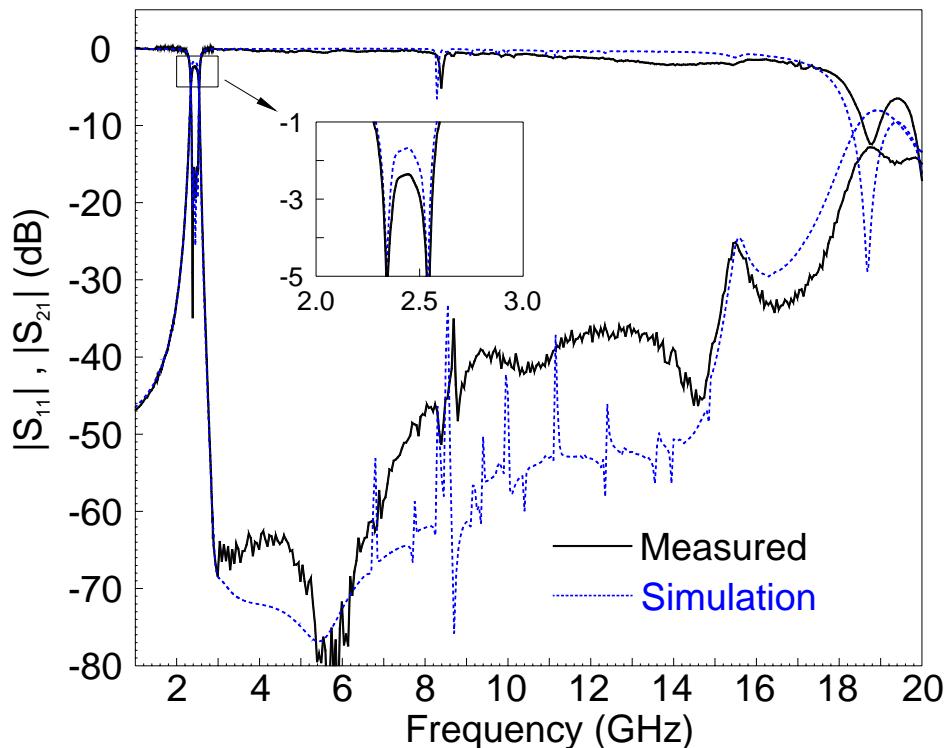


圖 3-2.3(a) $R = 17$, $f_0 = 2.45$ GHz, 0.1 dB 漣波, $\Delta = 6\%$ 之三階
輻射狀步階阻抗諧振腔帶通濾波器之電路量測與模擬結果。

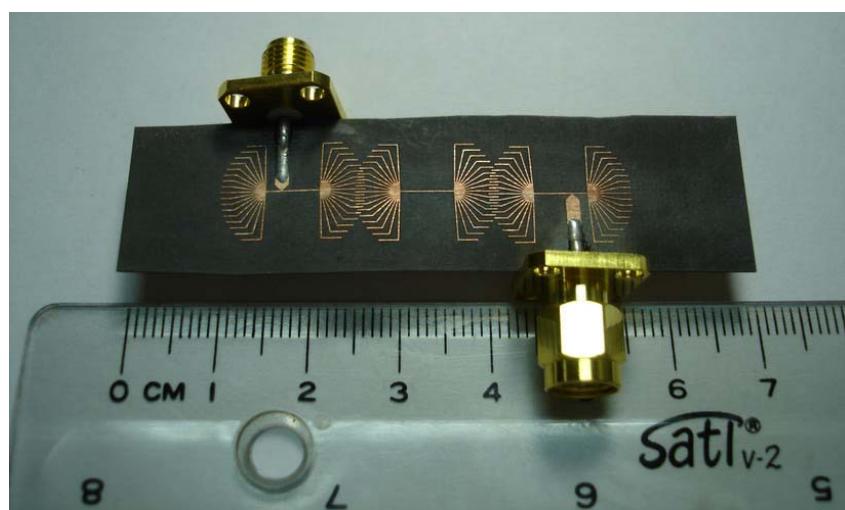


圖 3-2.3(b) 電路實作之照片。

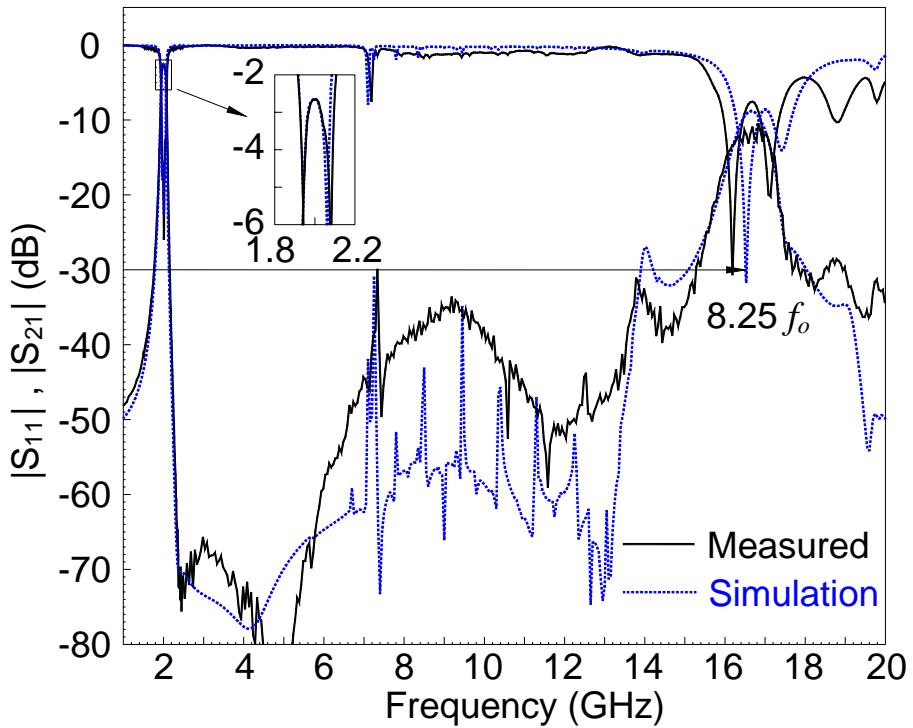


圖 3-2.4(a) $R = 21$, $f_0 = 2$ GHz , 0.1 dB 漣波 , $\Delta = 5\%$ 之三階
輻射狀步階阻抗諧振腔帶通濾波器之電路量測與模擬結果。

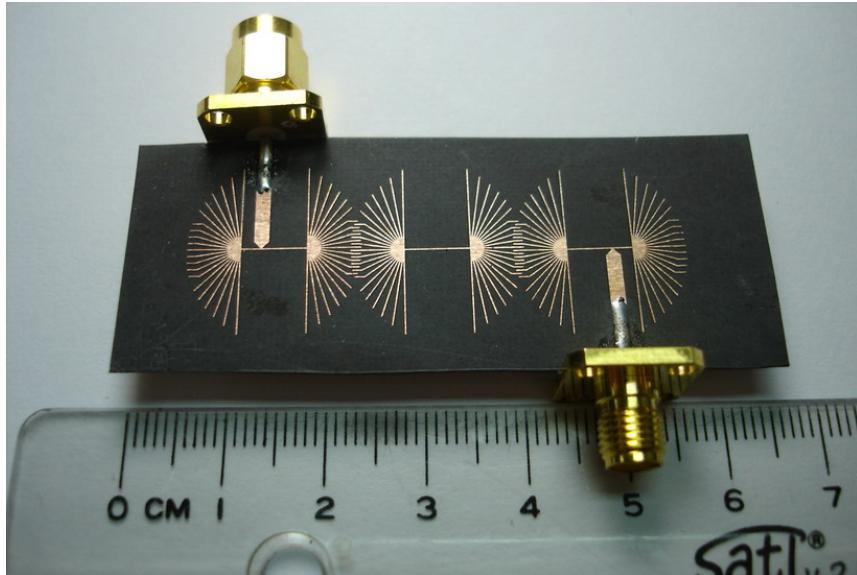


圖 3-2.4(b) 電路實作之照片。

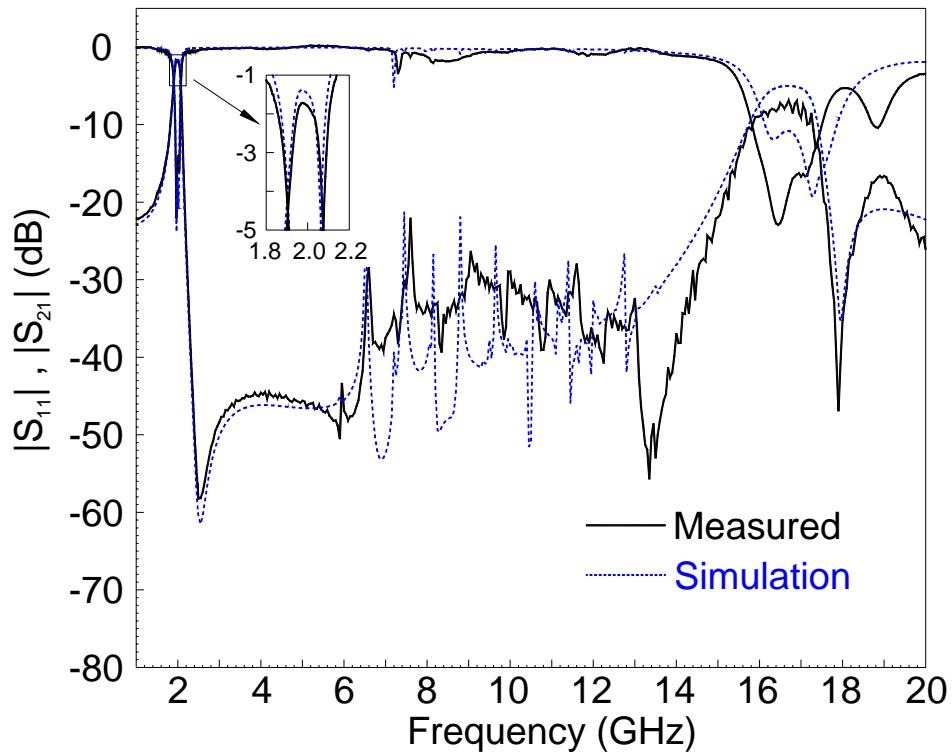


圖 3-2.5(a) $R = 21$, $f_0 = 2$ GHz , 0.1 dB 漣波 , $\Delta = 4\%$ 之二階
輻射狀步階阻抗諧振腔帶通濾波器之電路量測與模擬結果。

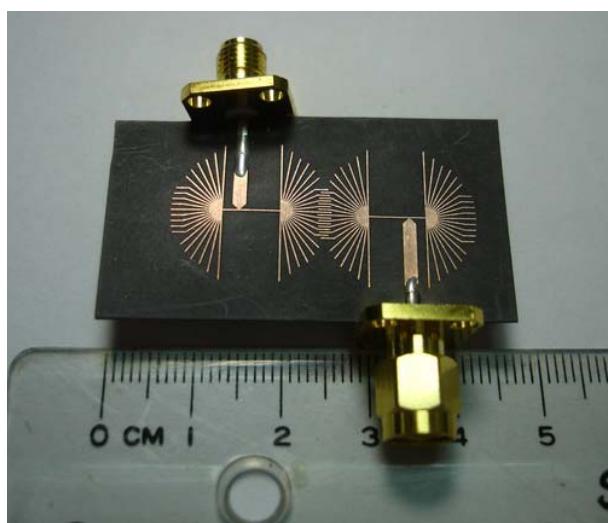


圖 3-2.5(b) 電路實作之照片。

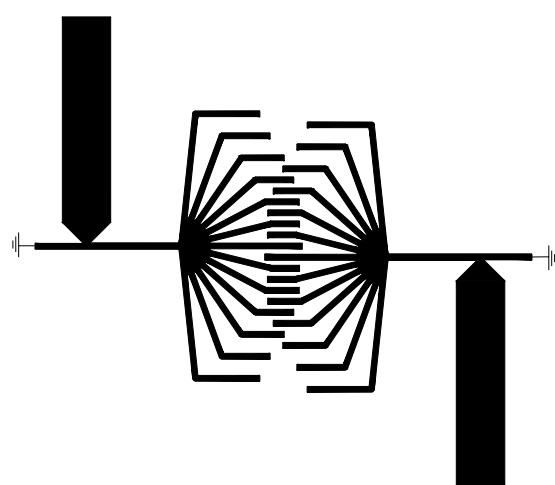
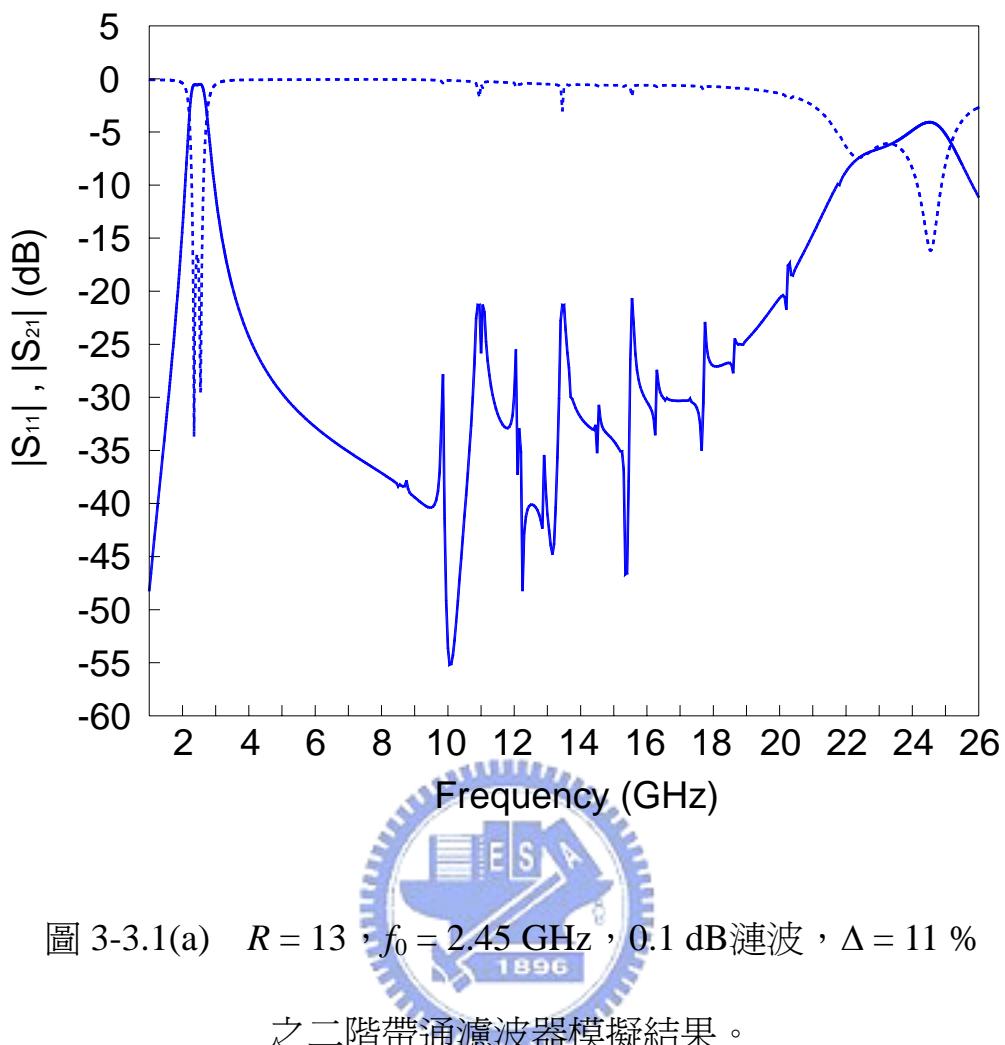


圖 3-3.1(b) 電路的幾何結構。

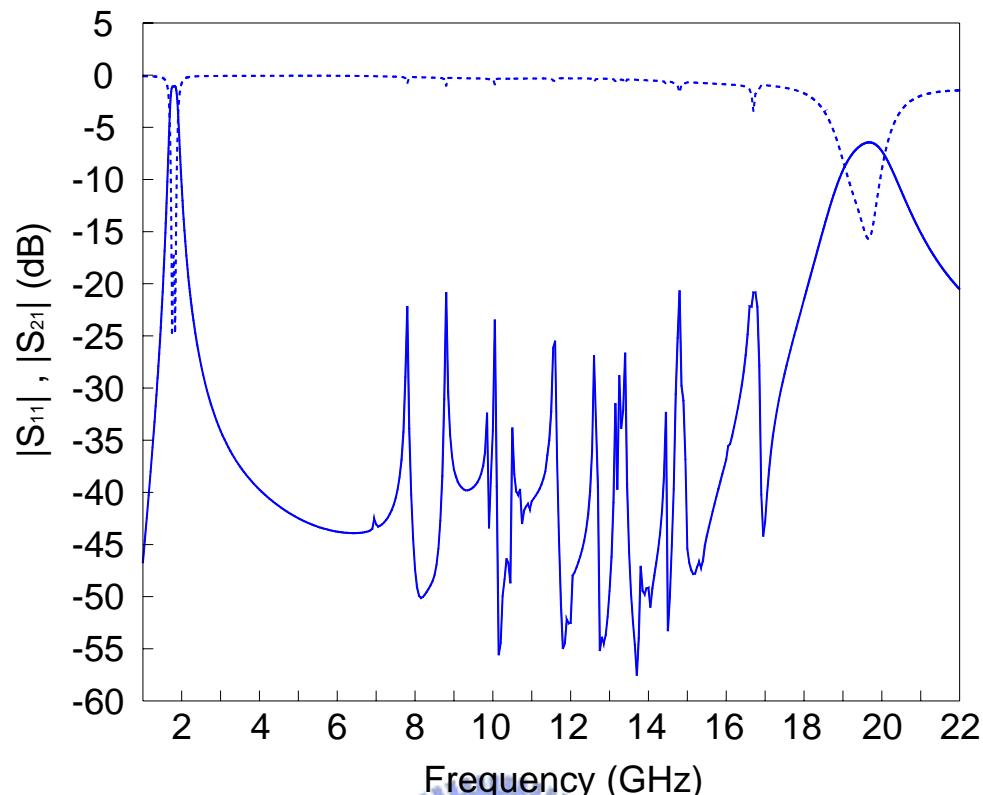


圖 3-3.2(a) $R = 21$, $f_0 = 1.8$ GHz , 0.1 dB漣波 , $\Delta = 6\%$
之二階帶通濾波器模擬結果。

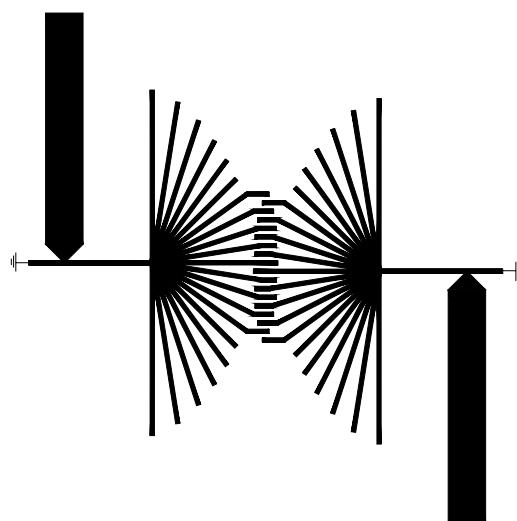


圖 3-3.2(b) 電路的幾何結構。

第四章 結論

本文提出了新型的輻射狀步階阻抗諧振腔，克服傳統步階阻抗諧振腔在電路實現上的高低阻抗比值限制。利用步階阻抗諧振腔的特性設計超寬上截止頻帶帶通濾波器，將第一高階諧波和基頻的比例盡量拉大，直至 $R = 21$ 之設計極限。輸入和輸出級的設計上使用饋入的方式，以節省第一段與最後一段輸入和輸出耦合級，而且不必再設計四分之波長阻抗轉換器，可以縮小電路尺寸；饋入位置的不同也會使合成後的濾波器之通帶和上截止頻帶有不同的頻率響應。最後根據文中的方式，製作數個帶通濾波器的電路，其具有超寬的上截止頻帶，至於第一高階諧波最遠可推移至基頻的 8.25 倍處，模擬與量測的結果相當吻合，驗證了輻射狀步階阻抗諧振腔有其優勢。

參考文獻

- [1] A. Riddle, “High performance parallel-coupled microstrip filters,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1988, pp. 427–430.
- [2] I. J. Bahl, “Capacitively compensated high performance parallel-coupled microstrip filters,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1989, pp. 679–682.
- [3] J.-T. Kuo, M. Jiang, and H.-J. Chang, “Design of parallel-coupled microstrip filters with suppression of spurious resonances using substrate suspension,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.52, No.1, pp. 83–89, Jan. 2004.
- [4] J.-T. Kuo, W.-H. Hsu and W.-T. Huang, “Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, No. 10, pp.383-385, Oct. 2002.
- [5] J.-T. Kuo, S.-P. Chen, and M. Jiang, “Parallel-coupled microstrip filters with over-coupled end stages for suppression of spurious responses,” *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp.440-442, Oct. 2003.
- [6] J.-T. Kuo and M. Jiang, “Enhanced microstrip filter design with a uniform dielectric overlay for suppressing the second harmonic response,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, No. 9, pp.419-421, Sept. 2004.
- [7] T. Lopetegi, M.A.G. Laso, F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Garcia, L. Perez-Cuevas, M. Sorolla, and M. Guglielmi, “Microstrip “wiggly-line” bandpass filters with multispurious rejection,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 11, pp.531 – 533, Nov. 2004.
- [8] M. Makimoto and S. Yamashita, “Bandpass filters using parallel-coupled stripline stepped impedance resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 1413–1417, Dec. 1980.

- [9] C. Quendo, E. Rius, C. Person, and M. Ney, “Integration of optimized low-pass filters in a bandpass filter for out-of-band improvement,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 2376–2383, Dec. 2001.
- [10] J.-T. Kuo and E. Shih, “Microstrip stepped impedance resonator bandpass filter with an extended optimal rejection bandwidth,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 1554–1559, May 2003.
- [11] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita, “Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1078 - 1085, July 1997.
- [12] Wang, H., Zhu, L, “Aperture-backed microstrip stepped impedance resonator with ultra-broad rejection bandwidth,” *Electronics Letters*, vol. 40, pp.1188-1189, Sept. 2004.
- [13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, New York, 1998, 2nd Ed.
- 
- [14] M. Makimoto and S. Yamashita, *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication—Theory and Design*. Berlin, Germany Springer, 2001, pp. 79–83.
- [15] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [16] Zeland Software Inc., IE3D simulator, Jan.1997.

作者簡歷

姓名：蔡明澤 (Ming-Ze Tsai)

性別：男

出生年月日：民國 70 年 6 月 28 日

籍貫：臺灣省臺北縣

學歷：國立中央大學電機工程學系

(88 年 9 月 ~ 92 年 6 月)

國立交通大學電信工程研究所電波組碩士班

(92 年 9 月 ~ 94 年 6 月)