

第一章 簡介

近幾年來，隨著通訊技術的進步和服務品質的提升，使得無線通訊系統由原本的單一頻帶架構逐漸朝雙頻帶甚至多頻帶發展[1-3]。直覺上，在射頻接收機中要製做具有雙頻特性的濾波器，可以將電路各自設計在不同的頻段，並以串接的方式實現，但是這種方法不僅佔據較大的面積也較耗費成本。因此，如何設計能夠同時涵蓋兩個頻段的濾波器是目前發展趨勢之一。

在通訊系統的射頻前端電路中，濾波器的目的是避免頻帶外的雜訊對下一級電路造成干擾，進而影響訊號的品質。所以，我們需要設計具有高選擇性、低植入損耗的濾波器。本論文裡我們利用諧振腔(Resonator)以 2×2 的排列方式設計具有交錯耦合(Cross-coupled)的濾波器，利用交錯耦合讓通帶兩側產生出一對傳輸零點(Transmission zero)，使濾波器有較高的選擇度(Selectivity)。

傳統上，利用微帶線(Microstrip line)設計單一頻帶濾波器主要是採用諧振腔本身的共振特性來合成；例如平行耦合微帶線帶通濾波器是利用四分之一波長的均勻阻抗諧振腔(Uniform Impedance Resonator, UIR)來實現，但是 UIR 的二階諧波(第二個諧振頻率)並無法因其幾何形狀的不同而改變兩倍頻的位置。所以，Makimoto 在 1980

年發表文章 [4] 中提出步階阻抗諧振腔 (Stepped-Impedance Resonator, SIR)，它允許將兩倍頻往高頻或低頻移動，由於它的二階諧波具有可移動的特性，使它適合設計雙頻微波電路。本論文就是利用 SIR 的這種特性，提出以微小化髮夾式諧振腔 (Miniaturized hairpin resonator)，如圖 1(a)，設計雙通帶濾波器。

本論文之編排如下：第二章先介紹交錯耦合型濾波器的基本耦合結構；第三章則說明微小化髮夾式諧振腔的基本特性，並使用步階阻抗諧振腔來簡化分析，同時說明(1)如何決定諧振腔之間距離和(2)饋入點位置的選取，以合成雙頻帶通濾波器；第四章是所設計電路的模擬與量測結果；第五章則是利用方形開迴路諧振腔 (Square open-loop resonator) 合成雙頻帶通濾波器，設計原理和步驟皆與微小化髮夾式諧振腔的方法相同；第六章為結論。

第二章 交錯耦合型濾波器的基本耦合結構

2×2 排列的交錯耦合型濾波器，如圖 2(a)所示，因為具有交錯耦合，使通帶兩側產生一對傳輸零點，這個特性讓截止頻帶外側附近的雜訊得以被大幅衰減，有效地提升了濾波器的頻率選擇度。在此形式的濾波器中具有三種耦合結構，包括 1、4 諧振腔為電耦合(Electric coupling)，2、3 諧振腔為磁耦合(Magnetic coupling)，1、2 諧振腔為混和型耦合(Mixed coupling)[5]。接下來將逐一說明。

2-1 諧振腔 1、4 之間的耦合



圖 2-1(a)為諧振腔 1、4 間耦合的等效電路模型，其中 L 、 C 是單一諧振腔本身的電感和電容， C_m 是兩諧振腔之間的耦合電容。從 $T_1-T'_1$ 和 $T_2-T'_2$ 的參考平面看入整個電路，此等效電路模型可以由下列兩個式子表示：

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \quad (2-1a)$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \quad (2-1b)$$

經由(2-1a)式、(2-1b)式可得到 Y 矩陣參數：

$$Y_{11}=Y_{22}=j\omega C \quad (2-2a)$$

$$Y_{12}=Y_{21}=-j\omega C_m \quad (2-2b)$$

根據網路理論，可以將圖 2-1(a)的等效電路轉換為圖 2-1(b)。圖 2-1(b)中，兩諧振腔之間很明顯地用導納轉換子(Admittance inverter) $J=\omega C_m$ 表示電耦合。若 T-T' 參考平面為電牆(或是短路)，則此等效電路的諧振頻率為：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (2-3)$$

若 T-T' 參考平面為磁牆(或是開路)，則此等效電路的諧振頻率為：

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \quad (2-4)$$

由(2-3)式、(2-4)式可以得電耦合量 M_{14} ：

$$M_{14} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (2-5)$$

由(2-5)式得知，電耦合量就是耦合電容除以諧振腔本身的電容。

2-2 諧振腔 2、3 之間的耦合

圖 2-2(a)為諧振腔 2、3 間耦合的等效電路模型，其中 L 、 C 是單一諧振腔本身的電感和電容， L_m 是兩諧振腔之間的耦合電容。從 $T_1-T'_1$ 和 $T_2-T'_2$ 的參考平面看入整個電路，此等效電路模型可以由下列兩個式子表示：

$$V_1 = j\omega L I_1 - j\omega L_m I_2 \quad (2-6a)$$

$$V_2 = j\omega L I_2 - j\omega L_m I_1 \quad (2-6b)$$

經由(2-6a)式、(2-6b)式可得到 Z 矩陣參數：

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2-7a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = -j\omega L_m \quad (2-7b)$$

根據網路理論，可以將圖 2-2(a)的等效電路轉換為圖 2-2(b)。圖 2-2(b)中，兩諧振腔之間很明顯地用阻抗轉換子(Impedance inverter) $K = \omega L_m$ 表示磁耦合。若 $T-T'$ 參考平面為電牆(或是短路)，則此等效電路的諧振頻率為：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L - L_m)}} \quad (2-8)$$

若 T-T' 參考平面為磁牆(或是開路)，則此等效電路的諧振頻率為：

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+L_m)}} \quad (2-9)$$

由(2-8)式、(2-9)式可以得磁耦合量 M_{23} ：

$$M_{23} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (2-10)$$

由(2-10)式得知，磁耦合量就是耦合電感除以諧振腔本身的電感。

2-3 諧振腔 1、2 之間的耦合



圖 2-3(a)為諧振腔 1、2 間耦合的等效電路模型，其中 L 、 C 是單一諧振腔本身的電感和電容， C_m' 、 L_m' 是兩諧振腔之間的耦合電容、耦合電感。從 T_1 - T'_1 和 T_2 - T'_2 的參考平面看入整個電路，其 Y 參數與 Z 參數可以定義為：

$$Y_{11}=Y_{22}=j\omega C \quad (2-11a)$$

$$Y_{12}=Y_{21}=j\omega C_m' \quad (2-11b)$$

$$Z_{11}=Z_{22}=j\omega L \quad (2-11c)$$

$$Z_{12}=Z_{21}=j\omega L_m' \quad (2-11d)$$

根據網路理論，可以將圖 2-3(a)的等效電路轉換為圖 2-3(b)。圖 2-3(b)中，兩諧振腔之間很明顯地用阻抗轉換子 $K=\omega L_m'$ 、導納轉換子 $J=\omega C_m'$ 表示混和耦合。若 T-T' 參考平面為電牆(或是短路)，則此等效電路的諧振頻率為：

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m')(C-C_m')}} \quad (2-12)$$

若 T-T' 參考平面為磁牆(或是開路)，則此等效電路的諧振頻率為：

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m')(C+C_m')}} \quad (2-13)$$

由(2-12)式、(2-13)式可得

$$M_{12} = M_{34} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m' + LC_m'}{LC + L_m'C_m'} \quad (2-14)$$

若 $LC \gg L_m'C_m'$ 則(2-14)變成：

$$M_{12} \approx \frac{C_m'}{C} + \frac{L_m'}{L} = M_{14}' + M_{23}' \quad (2-15)$$

由上式可知諧振腔 1、2 的耦合是由諧振腔 1、4 和 2、3 的耦合所組成，所以稱為混和型耦合。

2-4 交錯耦合型帶通濾波器

在上一節已介紹交錯耦合型濾波器的基本耦合結構，我們可以知道兩個諧振腔之間的關係。由兩個諧振腔的等效電路所解出的兩個頻率，分別設為 f_a 和 f_b ，則諧振腔 i 、 j 的耦合係數以 M_{ij} 表示：

$$M_{ij} = \pm \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \quad (2-16)$$

(2-16)式的正負號分別表示 M_{12} 、 M_{23} 和 M_{34} 為正值， M_{14} 為負值，表示正值耦合與負值耦合相位恰好相反，也就是說交錯耦合是由諧振腔 1、4 的耦合相位不同於其他的耦合結構所產生的，使得通帶兩側產生一對傳輸零點。下一章，我們將利用此特性，設計具有交錯耦合零點的雙頻帶通濾波器。

第三章 雙頻帶通濾波器的合成

在[6]中已經提出如何設計具有橢圓函數響應的平面式交錯耦合型濾波器。在合成雙頻帶通濾波器中，設計步驟和單一頻帶濾波器相同，但須同時考慮兩個頻帶的耦合情形和 singly loaded Q (Q_{si})。接著就來分析及說明設計方法。

3-1 諧振腔特性

在設計濾波器之前，我們必須先掌握諧振腔的特性，利用諧振腔在不同幾何形狀下所對應到的諧振特性，設計出符合所要的濾波器規格，包括通帶的中心頻率及比例頻寬。

圖 1(a)為一個典型的微小化髮夾式諧振腔(Miniaturized hairpin resonator)，其中耦合級的特性組抗利用偶模奇模分析[7]可以得到，偶模(even mode)諧振公式：

$$\cot \frac{\theta_i}{2} = -\frac{Z_{oe}}{Z_i} \cot \theta_e \quad (3-1)$$

奇模(odd mode)諧振公式：

$$\tan \frac{\theta_t}{2} = \frac{Z_{oo}}{Z_t} \cot \theta_o \quad (3-2)$$

對一個微小化髮夾式諧振腔而言，基頻的諧振頻率發生在奇模諧振時，而第二個諧波的諧振頻率則發生在偶模諧振。所以在濾波器設計上，分析(3-1)式和(3-2)式這兩個模態的共振特性非常重要，但是要分析微小化髮夾式諧振腔的奇偶模共振特性有其複雜度，為了簡化問題，在此，我們利用分析步階阻抗諧振腔 (Stepped-Impedance Resonator, SIR)[4]，得到奇偶模的共振特性，並將此特性應用在微小化髮夾式諧振腔的設計上。

圖 3-1(a)為一個典型的 SIR，可視為圖 1(a)諧振腔中耦合微帶線間隙為無限大的特例，藉由通過諧振腔中心的平面 P-P'，我們可以使用奇模與偶模分析其諧振特性：

奇模激發時，P-P'平面如同電牆(Electric wall)，諧振腔中心為虛接地(Virtual ground)，如圖 3-1(b)。從 P 點往諧振腔兩端看入，等效電路為兩個電納(Susceptance)並聯，其總輸入阻抗為零。由傳輸線原理[8]可得

$$Z_{in} = jZ_1 \left(\frac{Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_2}{Z_1 \tan \theta_2 + Z_2 \tan \theta_1} \right) = 0 \quad (3-3)$$

其可能解有兩個，分別為分子等於零

$$Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_2 = 0 \quad (3-4a)$$

或分母等於無窮大

$$Z_1 \tan \theta_2 + Z_2 \tan \theta_1 = \infty \quad (3-4b)$$

其中合理的解只有(3-4a)式，將(3-4a)改寫如下

$$\tan \theta_1 = \frac{Z_2}{Z_1} \cot \theta_2 \quad (3-5)$$

相同的，諧振腔在偶模諧振時，諧振腔中心平面 P-P' 如同磁牆 (magnetic wall) 為開路(open circuit)，如圖 3-1(c)。從 P 點往諧振腔兩端看入，其總輸入阻抗無窮大

$$Z_{in} = jZ_1 \left(\frac{Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_2}{Z_1 \tan \theta_2 + Z_2 \tan \theta_1} \right) = \infty \quad (3-6)$$

同理，亦有兩解，分別為分子等於無窮大

$$Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_2 = \infty \quad (3-7a)$$

或分母為零

$$Z_1 \tan \theta_2 + Z_2 \tan \theta_1 = 0 \quad (3-7b)$$

其中合理者為(3-7b)式，將(3-7b)改寫如下

$$\cot \theta_1 = -\frac{Z_2}{Z_1} \cot \theta_2 \quad (3-8)$$

將 SIR 的阻抗比 R 定義為

$$R = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (3-9)$$

則諧振腔公式可改為

$$\tan \theta_1 = R \cot \theta_2 \text{ (奇模)} \quad (3-10)$$



和

$$\cot \theta_1 = -R \cot \theta_2 \text{ (偶模)} \quad (3-11)$$

圖 3-1(d)與圖 3-1(e)分別為(3-10)式與(3-11)式諧振頻率對 SIR 阻抗比、長度比的關係圖，橫軸 u 定義為

$$u = \frac{\theta_2}{\theta_1 + \theta_2} \quad (3-12)$$

縱軸為 SIR 的奇模與偶模諧振頻率對均勻阻抗諧振腔(Uniform Impedance Resonator)的基頻(f_0)做正規化(Normalization)後的值。由圖 3-1(d)與圖 3-1(e)得知, 改變 SIR 的 R 值和高低阻抗線段的長度 θ_1 、 θ_2 可以調整奇模與偶模的諧振頻率。

當 $R=1$, $\theta_1 + \theta_2 = \pi/2$, 諧振腔的諧振頻率為 f_0 。從圖 3-1(d)中可以很清楚的觀察到, 在阻抗比 R 小於 1 時, SIR 的諧振頻率會小於 f_0 , 在阻抗比 R 大於 1 時, SIR 的諧振頻率會大於 f_0 。同理在圖 3-1(e)中, 不同阻抗比的情形下, SIR 第二個諧波的諧振頻率也會對應到大於或小於 $f_1(f_1=2f_0)$ 。所以, 在濾波器設計中, 適當選擇諧振腔的阻抗比和長度比, 為合成雙頻帶通濾波器一項非常重要的工作。



3-2 設計雙頻帶通濾波器

利用微小化髮夾式諧振腔設計具有交錯耦合的雙頻帶通濾波器時, 我們必須考慮兩個問題: (1)如何決定諧振腔與諧振腔之間的距離; (2)如何決定輸入與輸出的饋入點位置。接下來將分別說明:

3-2.1 諧振腔的耦合常數

2×2 排列的交錯耦合型濾波器中, 相鄰兩個諧振腔在不同的間距

下所對應到的耦合係數並不一樣，我們必須找出其關係，以用來設計濾波器。由[9]得知耦合係數與濾波器規格、比例頻寬存在關係式如下：

$$K_{12} = K_{34} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (3-13)$$

$$K_{23} = \frac{FBW \cdot J_2}{g_2} \quad (3-14)$$

$$K_{14} = \frac{FBW \cdot J_1}{g_1} \quad (3-15)$$

其中 FBW 表示濾波器的比例頻寬(fractional bandwidth)， g_1 和 g_2 值是由濾波器的規格，包括階數(order)與通帶的漪波位階(ripple level)所決定，而 J_1 、 J_2 則是低通原型濾波器等效電路中的導納轉換子，如圖 3-2.1(a)。

由(3-13)到(3-15)式可以發現，兩個諧振腔之間耦合常數值，是由濾波器的比例頻寬與規格所決定；也就是說設計濾波器之前，必須先決定通帶的比例頻寬、濾波器的規格等參數，再帶入上述三個式子，才能決定諧振腔與諧振腔之間耦合量的理論計算值。由於我們的規格是根據無線區域網路的應用而訂定的，所以兩個頻帶的中心頻率分別訂在 2.4GHz 和 5.2GHz。根據[10]得知，諧振腔之間的耦合係數與距離是有關的，所以我們必須對兩個諧振腔取不同的距離進行電磁模擬，以取得距離與耦合係數之間的關係。

圖 3-2.1(b)為兩諧振腔取適當的距離，所模擬的頻率響應圖，由圖上可以清楚看到在中心頻 2.4GHz 和 5.2GHz 附近各有兩個諧振峰值。在 2.4GHz 附近的兩個峰值，我們定義較高頻的峰值為 f_2 、另一個較低頻的峰值為 f_1 ，諧振腔的耦合係數定義如下[10]：

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (3-16)$$

由(3-16)即可得知在某固定距離下，兩個諧振腔在基頻的耦合係數，同理第二個諧振頻率的耦合係數也可由此方法得到。經由上述步驟，我們即可建立兩諧振腔間的耦合係數與距離的關係圖。

傳統上，利用微小化髮夾式諧振腔設計單一頻帶的 2×2 交錯耦合型濾波器時，在決定 $D_{12}(=D_{34})$ 之前必須先得到 D_{14} 和 D_{23} 的距離，且其四個諧振腔皆為相同的幾何形狀，因此，我們在設計雙頻帶通濾波器時也是先建立 K_{14} 對 D_{14} 和 K_{23} 對 D_{23} 的關係圖，但在這樣的情形下，無論如何改變諧振腔之間的距離，都不能設計出可以同時滿足第一個頻帶與第二個頻帶的耦合量。也就是說，兩個頻帶在設計具相同比例頻寬的條件下，當 1、4 諧振腔存在有 $K_{14(f_0)} = K_{14(f_1)}$ 的距離時，2、3 諧振腔找不到符合耦合係數的距離。就這個問題我們在下面舉例做說明：

假設要設計一個雙頻帶通濾波器，中心頻率為 2.4GHz 和 5.2GHz，比例頻寬皆為 5%，低通原型濾波器參數為 $g_1=1.1425$ 、 $g_2=2.0558$ 、 $J_1=-0.0828$ 、 $J_2=1.1307$ ，代入(3-13)、(3-14)、(3-15)式，可得 $K_{14(f_0)} = K_{14(f_1)} = -3.623 \times 10^{-3}$ 、 $K_{23(f_0)} = K_{23(f_1)} = 2.750 \times 10^{-2}$ 、 $K_{12(f_0)} = K_{12(f_1)} = 3.262 \times 10^{-2}$ ，根據 3-1 節所分析的諧振腔特性，我們可以由圖 3-1(d)、(e)找到對應兩頻帶的中心頻率分別為 2.4GHz、5.2GHz 的諧振腔阻抗比和長度比，利用電磁模擬找到符合規格的諧振腔，接下來就是找出符合這些耦合係數所對應諧振腔之間的距離，這裡合成濾波器所用的四個諧振腔其幾何形狀皆完全一樣。圖 3-2.1(c)為 1、4 諧振腔間耦合係數與距離的關係圖，交點位置即為 $K_{14(f_0)} = K_{14(f_1)} = -3.623 \times 10^{-3}$ ，對應到的距離為 0.91mm。圖 3-2.1(d)為 2、3 諧振腔間耦合係數與距離的關係圖，可以發現其交點處所對應到的耦合係數為 $K_{23(f_0)} = K_{23(f_1)} = 6.232 \times 10^{-2}$ 與理論計算值所需的 $K_{23(f_0)} = K_{23(f_1)} = 2.750 \times 10^{-2}$ 不合。

為了讓 2、3 諧振腔之間的耦合量交點往下移，我們必須改變諧振腔的幾何形狀，但這裡有個前提就是改變後的 2、3 諧振腔之諧振頻率必須和 1、4 諧振腔一致，也就是仍須保持諧振在 2.4GHz、5.2GHz。經過不斷地嘗試，我們發現把 L_1 縮小會使得 $K_{23(f_0)} = K_{23(f_1)}$ 的交點往下移，如圖 3-2.1(e)。由圖 3-2.1(e)可以發現

$K_{23(f_0)} = K_{23(f_1)} = 2.750 \times 10^{-2}$ 與理論計算值相符。

最後，決定 1、2 諧振腔 $K_{12(f_0)} = K_{12(f_1)} = 3.262 \times 10^{-2}$ 的距離，由圖 3-2.1(f) 可以發現，不管 D_{12} 為多少都無法滿足，所以我們必須適當的選擇諧振腔的尺寸，以滿足兩個頻帶的耦合量條件。

在找適當耦合係數以合成雙頻帶通濾波器的過程中發現，1、2 諧振腔不管其幾何形狀為何、任何距離下，皆會滿足 $K_{12(f_0)} \approx K_{12(f_1)}$ 。所以我們在決定 1、4 和 2、3 諧振腔之間的耦合係數時，必須能夠找到合適的諧振腔形狀以符合 $K_{14(f_0)} \approx K_{14(f_1)}$ 及 $K_{23(f_0)} \approx K_{23(f_1)}$ 。

圖 3-2.1(g)、(h)、(i) 為本論文設計在 2.4GHz、5.2GHz 的耦合係數對距離的關係圖，利用不同幾何形狀的諧振腔來合成濾波器，其分別對應 1、4，2、3，1、2 諧振腔。而諧振腔和諧振腔之間的距離為 $D_{14}=1.12mm$ ， $D_{23}=0.65mm$ ， $D_{12}=0.55mm$ ，如此即可得到相對應的耦合係數同時滿足兩個頻帶在設計上的要求。另外，我們設計另一組雙頻帶通濾波器，第一個頻帶的中心頻為 2.45GHz，第二個頻帶的中心頻為 5.7GHz，利用與上述相同的方式得到諧振腔之間的耦合係數與距離的關係圖，如圖 3-2.1(j)、(k)、(l)，這裡所設計諧振腔之間的距離為 $D_{14}=0.85mm$ ， $D_{23}=0.67mm$ ， $D_{12}=0.62mm$ ，以滿足兩個頻帶在設計上的要求。

3-2.2 輸入與輸出饋入點的決定

欲使用饋入耦合輸入/輸出，必須先求諧振腔的 singly loaded Q (Q_{si})，圖 3-2.2(a)所示為一個使用饋入耦合輸入/輸出的 SIR。 Q_{si} 的計算公式如下[4]：

$$Q_{si} = \frac{R_L \omega_0}{2} \frac{\partial B}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} \quad (3-17)$$

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 $B(\omega)$ 為在饋入點往諧振腔看到的總電納。其 Q_{si} 可以利用(3-11)式推導而得到以下的結果[11]：

當 $0 < \phi < \theta_2$

$$\frac{Q_{si}}{R_L} = \frac{1}{2Z_2} \left\{ \phi \sec^2(\phi) + \sec^2(\theta_2 - \phi) \cdot \frac{(\theta_2 - \phi)[R^2 + f^2(\theta_2)] + Rh(\theta_2)}{[f(\theta_2) - R \tan(\theta_2 - \phi)]^2} \right\} \quad (3-18a)$$

其中

$$f(\theta_2) = \frac{R - \tan(\theta_2) \tan(2\theta_1)}{\tan(\theta_2) + R \tan(2\theta_1)} \quad (3-18b)$$

$$h(\theta_2) = \frac{\sec^2(2\theta_1) \{ (2\theta_1) [\tan^2(\theta_2) + R^2] + R\theta_2 \sec^2(\theta_2) \}}{[\tan(\theta_2) + R \tan(2\theta_1)]^2} \quad (3-18c)$$

當 $\theta_2 < \phi < \theta_1 + \theta_2$

$$\frac{Q_{si}}{R_L} = \frac{1}{2Z_1} [f^2(p)h(p) + f^2(q)h(q)] \quad (3-19a)$$

其中

$$p = 2\theta_1 + \theta_2 - \phi \quad (3-19b)$$

$$q = \phi - \theta_2 \quad (3-19c)$$

$$f(\zeta) = \frac{\sec(\zeta)}{R - \tan(\theta_2) \tan(\zeta)} \quad (3-19c)$$

$$h(\zeta) = R\theta_2 \sec^2(\theta_2) + \zeta [R^2 + \tan^2(\theta_2)] \quad (3-19d)$$

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[12]：

$$Q_{si} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (3-20)$$

將(3-17)，(3-20)兩式合併可得

$$Q_{si} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = \frac{R_L w_0}{2} \frac{\partial B}{\partial w} \Big|_{w_0} \quad (3-21)$$

假設諧振腔的第一與第二諧振頻率分別為 f_0 與 f_1 ，則可將式子改寫為

$$\frac{g_0 g_1}{FBW_{(f_0)}} = \frac{R_{L(f_0)} w_0}{2} \frac{\partial B}{\partial w} \Big|_{w_0} \quad (3-22a)$$

$$\frac{g_0 g_1}{FBW_{(f_1)}} = \frac{R_{L(f_1)} w_1}{2} \frac{\partial B}{\partial w} \Big|_{w_1} \quad (3-22b)$$

當 $0 < \phi < \theta_2$

$$\frac{g_0 g_1}{FBW_{(f_0)}} = \frac{R_{L(f_0)}}{2Z_2} \left\{ \phi \sec^2(\phi) + \sec^2(\theta_2 - \phi) \cdot \frac{(\theta_2 - \phi)[R^2 + f^2(\theta_2)] + Rh(\theta_2)}{[f(\theta_2) - R \tan(\theta_2 - \phi)]^2} \right\}_{(f_0)} \quad (3-23a)$$

$$\frac{g_0 g_1}{FBW_{(f_1)}} = \frac{R_{L(f_1)}}{2Z_2} \left\{ \phi \sec^2(\phi) + \sec^2(\theta_2 - \phi) \cdot \frac{(\theta_2 - \phi)[R^2 + f^2(\theta_2)] + Rh(\theta_2)}{[f(\theta_2) - R \tan(\theta_2 - \phi)]^2} \right\}_{(f_1)} \quad (3-23b)$$

當 $\theta_2 < \phi < \theta_1 + \theta_2$

$$\frac{g_0 g_1}{FBW_{(f_0)}} = \frac{R_{L(f_0)}}{2Z_1} [f^2(p)h(p) + f^2(q)h(q)]_{(f_0)} \quad (3-24a)$$

$$\frac{g_0 g_1}{FBW_{(f_1)}} = \frac{R_{L(f_1)}}{2Z_1} [f^2(p)h(p) + f^2(q)h(q)]_{(f_1)} \quad (3-24b)$$

在濾波器的通帶響應規格(對應不同的元件值 g , 比例頻寬 FBW , 中心頻率)決定之後 , (3-23)、(3-24)式等號左邊為定值 , 即 Q_{si} 為定值。所以利用(3-23) , (3-24)的式子可以得到負載阻抗與饋入點位置的關係圖 , 如圖 3-2.2(b)、3-2.2(c)。為了方便設計雙頻帶阻抗轉換器 , 我們將兩個頻帶的負載阻抗定為一樣即 $R_{L(f_0)} = R_{L(f_1)}$, 由圖中可以得知 f_0 與 f_1 的交點就是欲設計的饋入點位置。

3-3 設計雙頻阻抗轉換器



圖 3-2.2(b)、3-2.2(c)分別為諧振腔中心頻率在 2.4GHz、5.2GHz 和 2.45GHz、5.7GHz 負載阻抗對應饋入點位置的關係圖。由圖可以知道任何一饋入點在兩個不同的頻率上皆會有相對應的負載阻抗值 , 在設計雙頻帶通濾波器時我們知道 , 無論負載阻抗為多少都必須將其匹配至系統阻抗 50 歐姆 , 所以我們需要同時做兩頻帶的匹配。

傳統四分之一波長阻抗轉換器 , 只能做窄頻的匹配 , 若兩個通帶不同時在轉換器的通帶中 , 會使通帶附近的止帶響應變差 , 如果使用多級的四分之一波長阻抗轉換器 , 雖然可以產生寬頻的匹配 , 但是如

此一來，整個電路會變大，而且植入損耗(insertion loss)亦會更大。

因為上述的這些問題，使得如何設計出能夠匹配兩個頻帶又不佔據太大面積的阻抗轉換器是這幾年熱門的研究領域。在 2003 年，由 Monzon 提出的微小化雙頻帶阻抗轉換器[13]，是將阻抗轉換器設計在 $R_{L(f_0)} = R_{L(f_1)}$ 的饋入點上，再同時匹配兩頻帶至 50 歐姆，如圖 3-3(a)。其中 Z_1 、 Z_2 ， l_1 、 l_2 分別為阻抗轉換器中兩段傳輸線的特性阻抗和長度。這裡假設 $l_1=l_2$ ，則公式如下：

$$Z_0 R_L = Z_1 Z_2 \quad (3-25)$$

圖 3-3(b)為在不同的 Z_1 、 Z_2 下匹配所對應兩個頻率的響應圖，由圖可知只要適當地選擇 Z_1 、 Z_2 、 l_1 、 l_2 就能匹配在所設計的頻率位置，我們即利用其公式設計出符合的雙頻帶阻抗轉換器，規格部分將在下一章說明。

第四章 模擬和量測

設計雙通帶濾波器的理論與公式已在第三章中詳細介紹。包括雙頻諧振腔的設計，相鄰兩諧振腔間所需的耦合係數，輸入/輸出饋入點位置的決定，以及雙頻阻抗轉換器的設計。在本章中，將依據這些理論與公式，實際設計電路。我們使用的介質基板型號為 RT5880，介質常數 2.2，厚度為 0.508mm。

本論文設計的第一個雙頻帶通濾波器規格為：第一個頻帶中心頻率為 2.4GHz，比例頻寬為 5%，第二個頻帶中心頻率為 5.2GHz，比例頻寬為 4.7%。在規格訂定之後，首先要決定的是諧振腔的尺寸，由 3-1 節可以得知如何選擇適當的諧振腔讓基頻共振在 2.4GHz 而第二個諧波共振在 5.2GHz，這裡我們使用兩個不同形狀的諧振腔以解決耦合量的問題，但兩個諧振腔的共振頻率必須為完全相同，其中 1、4 諧振腔的尺寸規格如圖 4(a)，2、3 諧振腔的尺寸規格如圖 4(b)。接下來就是決定諧振腔之間的距離，圖 3-2.1(f)、(g)、(h)是經由電磁模擬所得到的結果，根據規格計算得到 $D_{14}=1.12mm$ ， $D_{23}=0.65mm$ ， $D_{12}=0.55mm$ 。最後就是饋入點的位置，為了應用[9]的方法設計雙頻阻抗轉換器，我們選擇 $R_{L(f_0)} = R_{L(f_1)}$ ，由圖 3-2.2(b)中即可得知此點的位置。圖 4(c)為雙頻阻抗轉換器尺寸規格。圖 4(d)為此濾波器的實際

電路圖。

圖 4(e)為所設計的雙頻帶通濾波器之頻率響應圖包含模擬與量測，所使用的模擬軟體為 IE3D[14]。其中在 2.4GHz 和 5.2GHz 的通帶兩側分別可以清楚地看到有明顯的傳輸零點，這代表著利用此結構諧振腔合成 2×2 型式的濾波器時，能夠同時在基頻及第二個諧振頻率附近，產生交錯耦合，這樣的特性使得濾波器有更佳的選擇度。圖 4(f)和 4(g)是將兩個頻帶放大的細部圖，其分別涵蓋 1.9GHz ~ 2.9GHz 和 4.7GHz ~ 5.7GHz，圖中可以發現模擬和量測試非常吻合的。由圖 4(f)可以看出模擬時通帶植入損耗為-2dB，量測為-2.1dB；圖 4(g)中模擬的通帶植入損耗為-1.5dB，量測為-2.2dB。

另一個雙頻帶通濾波器規格為：第一個頻帶中心頻率為 2.45GHz，比例頻寬為 5%，第二個頻帶中心頻率為 5.7GHz，比例頻寬為 4.4%。同上述步驟，我們決定 1、4 諧振腔的尺寸規格如圖 4(h)，2、3 諧振腔的尺寸規格如圖 4(i)；圖 3-2.1(i)、(j)、(k)也是經由電磁模擬所得到的結果，根據規格計算得到 $D_{14}=0.85mm$ ， $D_{23}=0.67mm$ ， $D_{12}=0.62mm$ 。而饋入點位置可由圖 3-2.2(c)得知，圖 4(j)為雙頻阻抗轉換器尺寸規格。圖 4(k)為此濾波器的實際電路圖。

圖 4(l)為所設計的雙頻帶通濾波器之頻率響應圖包含模擬與量測，其中在 2.45GHz 和 5.7GHz 的通帶兩側也可以清楚地看到有明顯

的傳輸零點。圖 4(m)和 4(n)是將兩個頻帶放大的細部圖，其分別涵蓋 1.95GHz ~ 2.95GHz 和 5.2GHz ~ 6.2GHz，圖中可以發現模擬和量測試非常吻合的。由圖 4(m)可以看出模擬時通帶植入損耗為-2.1dB，量測為-2.3dB；圖 4(n)中模擬的通帶植入損耗為-1.6dB，量測為-2.6dB。



第五章 利用方形開迴路諧振腔設計雙頻帶通濾波器

這一章我們利用方形開迴路諧振腔(Square open-loop resonator)以 2×2 的排列方式設計雙頻帶通濾波器，其設計時所需的公式皆和微小化髮夾式諧振腔一樣，這裡將不再多做敘述。

先訂定雙頻帶通濾波器規格為：第一個頻帶中心頻率為 2.4GHz，比例頻寬為 6.6%，第二個頻帶中心頻率為 5.2GHz，比例頻寬為 6%。在規格訂定之後，首先要決定的是諧振腔的尺寸，由 3-1 節可以得知如何選擇適當的諧振腔讓基頻共振在 2.4GHz 而第一個諧波共振在 5.2GHz，這裡同樣地我們使用兩個不同形狀的諧振腔以解決耦合量的問題，但兩個諧振腔的共振頻率必須為完全相同，其中 1、4 諧振腔的尺寸規格如圖 5(a)，2、3 諧振腔的尺寸規格如圖 5(b)。接下來就是決定諧振腔之間的距離，圖 5(c)、5(d)、5(e)為耦合係數對距離的關係圖，根據規格計算得到 $D_{14}=1.82mm$ ， $D_{23}=0.62mm$ ， $D_{12}=0.44mm$ 。最後就是饋入點的位置，同樣應用[9]的方法設計雙頻阻抗轉換器，我們選擇 $R_{L(f_0)} = R_{L(f_1)}$ 的位置。

圖 5(f)為所設計的雙頻帶通濾波器之頻率響應圖包含模擬與量測，圖 5(g)為實際電路圖。我們發現只有在 2.4GHz 的通帶兩側有明顯的傳輸零點，而 5.2GHz 的通帶附近並沒有零點產生，這是因為利

用此結構諧振腔合成 2×2 型式的濾波器時，只在基頻附近具有交錯耦合但在第二個諧振頻率附近，因 $K_{14(f_1)}$ 和 $K_{23(f_1)}$ 同向而沒有交錯耦合產生，這個現象可由諧振腔在共振頻率附近的電流方向得知，如圖 5(h)、(i)。在圖 5(h)中發現，1、4 諧振腔在基頻附近的電流是反向的，2、3 諧振腔則是同向，所以會有交錯耦合現象。但觀察圖 5(i)，1、4 和 2、3 諧振腔在第二諧振頻率附近的電流皆為反向，因此並無交錯耦合現象。由圖 5(f)中可以看出第一個頻帶模擬時通帶植入損耗為 -1.3dB，量測為 -2dB；第二個頻帶模擬的通帶植入損耗為 -1.3dB，量測為 -2.1dB。

另一個雙頻帶通濾波器規格為：第一個頻帶中心頻率為 2.4GHz，比例頻寬為 6.7%，第二個頻帶中心頻率為 4GHz，比例頻寬為 6.5%。同上述步驟，1、4 諧振腔的尺寸規格如圖 5(j)，2、3 諧振腔的尺寸規格如圖 5(k)；經由耦合量計算計算得到 $D_{14}=2.18mm$ ， $D_{23}=0.3mm$ ， $D_{12}=0.58mm$ 。而饋入點位置則選在 $R_{L(f_0)} = R_{L(f_1)}$ 上。

圖 5(l)為所設計的雙頻帶通濾波器之頻率響應圖包含模擬與量測，相同地只有在 2.4GHz 的通帶兩側有明顯的傳輸零點，而 4GHz 的通帶兩側並沒有。由圖中可以看出第一個頻帶模擬時通帶植入損耗為 -1.3dB，量測為 -2.1dB；第二個頻帶模擬的通帶植入損耗為 -1.4dB，量測為 -2.5dB。圖 5(m)為實際電路圖。

第六章 結論

利用微小化髮夾式諧振腔合成具橢圓函數響應的雙頻帶通濾波器在本論文中被提出。在電路中，我們使用兩個不同幾何形狀的諧振腔以獲得適當地耦合係數，並且保持諧振腔的基頻和第二次諧振頻率皆在相同的頻率點。最後設計並製作了兩個電路，分別是 2.4/5.2GHz 和 2.45/5.7GHz，由結果得知模擬和量測是非常吻合地。

另外，我們也利用方形開迴路諧振腔合成雙頻帶通濾波器，設計的步驟與方法和微小化法夾式諧振腔一樣。同樣地製作兩個電路，分別是 2.4/5.2GHz 和 2.4/4GHz，由結果得知模擬和量測也是非常吻合。



References

- [1] M. Hikita, N. Matsuura and N. Shibagaki, "RF-circuit configurations and new SAW duplexers for single- and dual-band cellular radios," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1999, pp. 1445-1449.
- [2] B. U. Klepser, M. Punzenberger, T. Ruhlicke and M. Zannoth, "5-GHz and 2.4GHz dual-band RF-transceiver for WLAN 802.11a/b/g applications," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp.*, pp. 37-40, 2003.
- [3] H. Hsshemi and A. Hajimiri, "Concurrent multiband low-noise amplifiers – theory, design, and applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 288-301, Jan. 2002.
- [4] 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.
- [5] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Coupling of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, MTT-44, Nov. 1996, pp. 2099-2109.
- [6] J. T. Kuo, M. J. Maa and P. H. Lu, "A microstrip elliptic function filter with compact miniaturized hairpin resonators," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp. 94-95, Mar. 2000.
- [7] Sheng-Yuan Lee and Chih-Ming Tsai, "New cross-coupled filter design using improved hairpin resonator," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.48, No. 12, December 2000, pp. 2482-2490.
- [8] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, New York, 1998, 2nd Ed.

- [9] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Cross-Coupled microstrip hairpin resonator filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.46, pp. 118-122, Jan. 1998.
- [10] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.48, No. 7, July 2000, pp. 1098-1107.
- [11] J. T. Kuo, Eric Shih, "Microstrip Stepped Impedance Resonator Bandpass Filter With an Extended Optimal Rejection Bandwidth," *IEEE Trans. MTT.*, vol.51, No. 5, May 2003.
- [12] G. L. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures*, Norwood MA: Artech House, 1980.
- [13] C. Monzon, "A small dual-frequency transformer in two sections," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, pp. 1157-1161, Apr. 2003.
- [14] Zeland Software Inc., IE3D simulator, Jan. 1997.

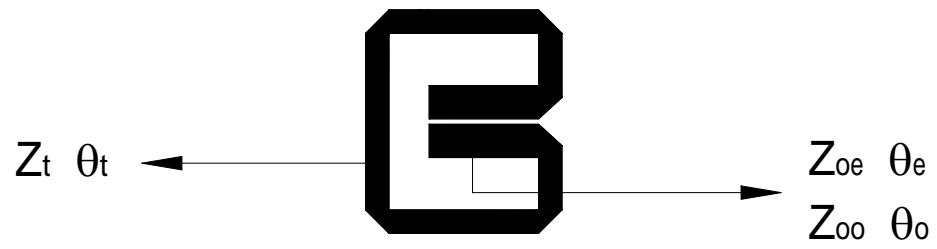


圖 1(a) 典型的微小化髮夾式諧振腔。

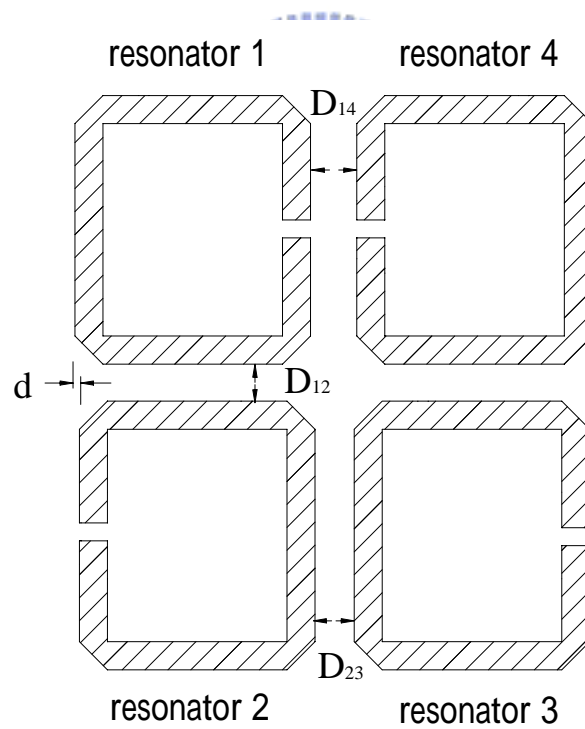


圖 2(a) 2×2 排列的交錯耦合型濾波器。

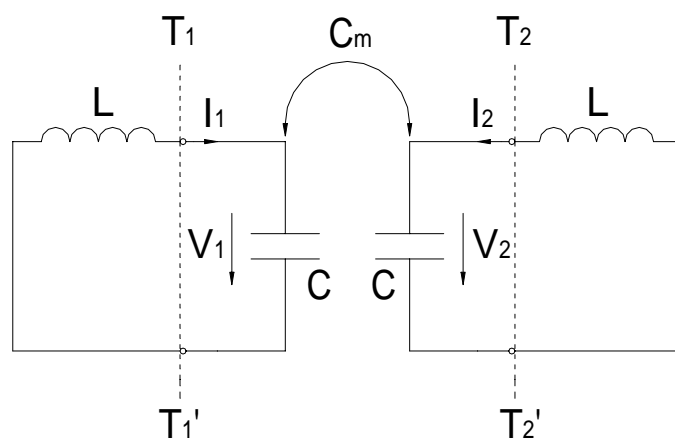


圖 2-1(a) 1、4 諧振腔間電耦合的等效電路模型。

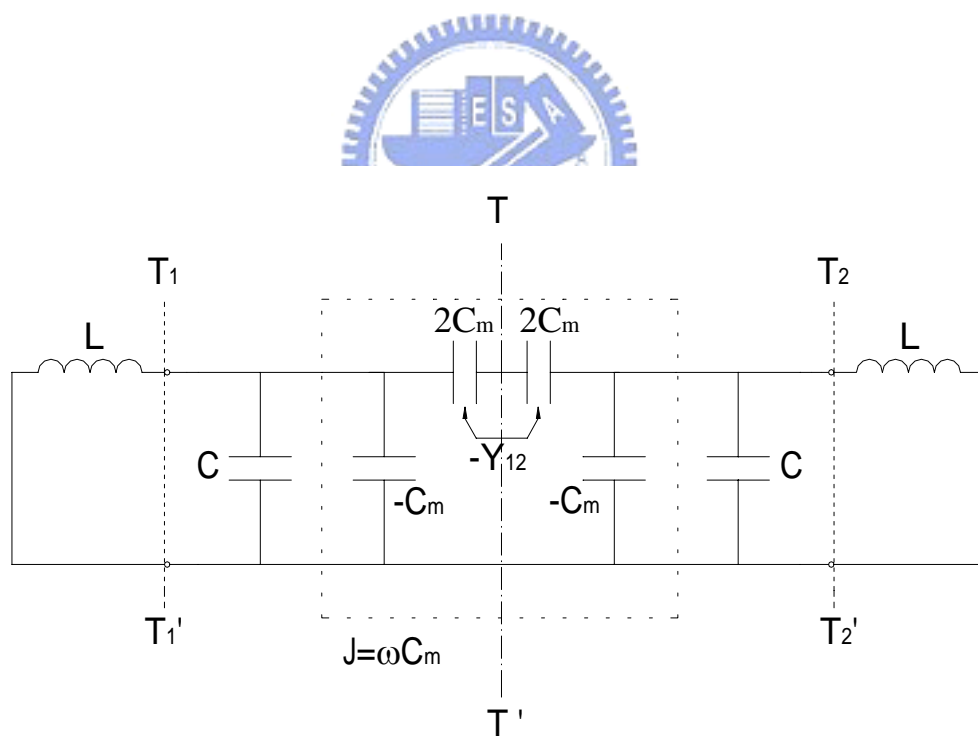


圖 2-1(b) 使用導納轉換 $J = \omega C_m$ 另一個形式的電耦合等效電路。

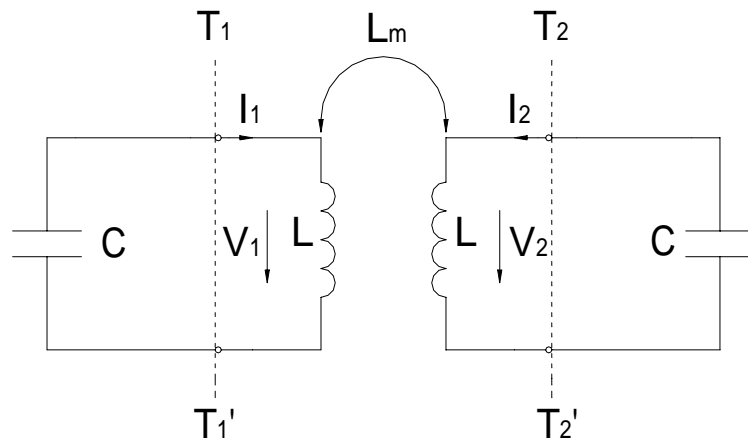


圖 2-2(a) 2、3 諧振腔間磁耦合的等效電路模型。

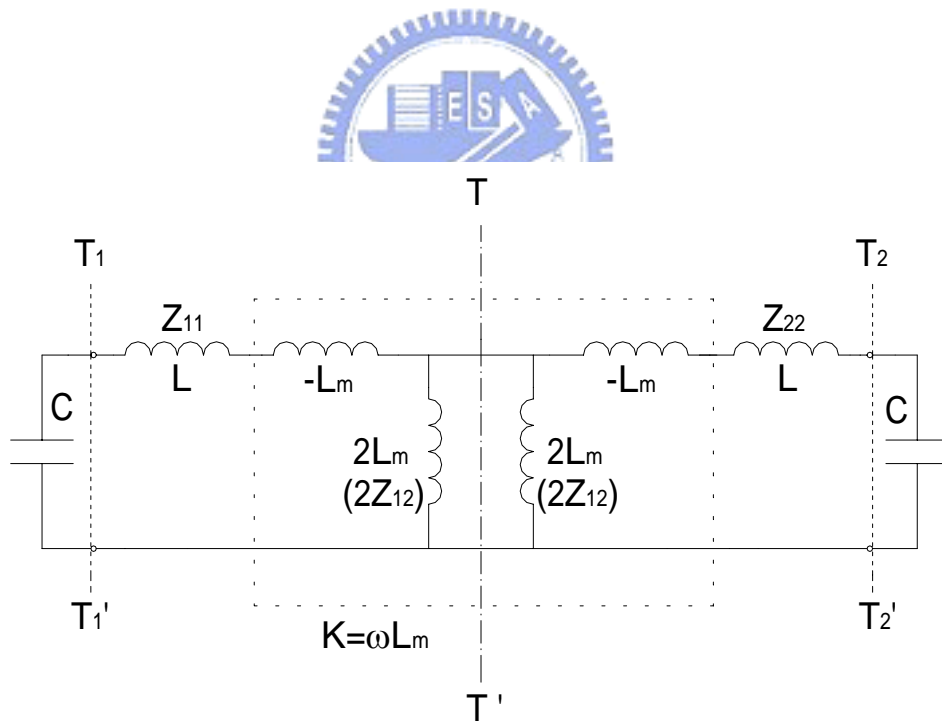


圖 2-2(b) 使用阻抗轉換 $K = \omega L_m$ 另一個形式的磁耦合等效電路。

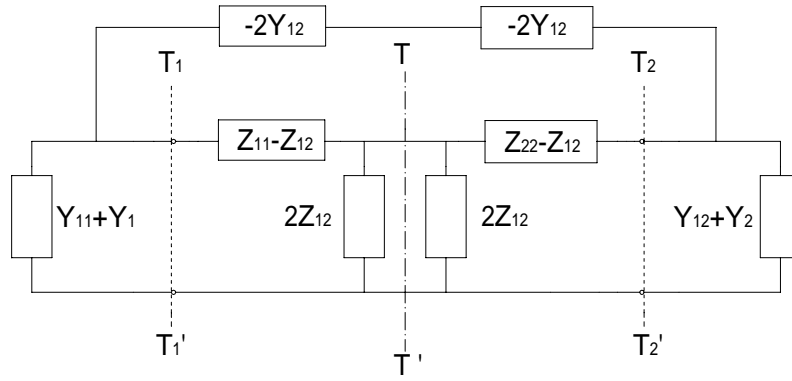


圖 2-3(a) 混合型耦合諧振腔的網路。

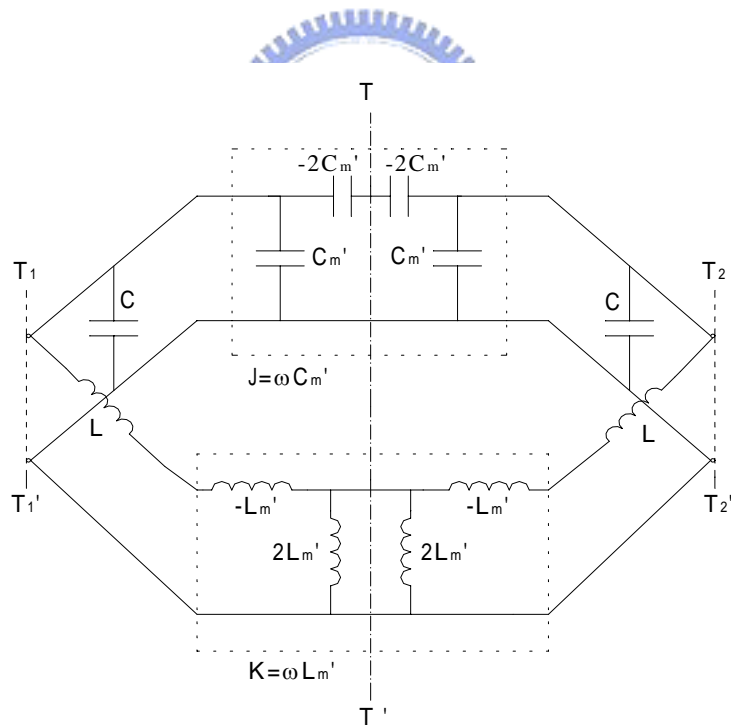


圖 2-3(b) 使用阻抗轉換 $K=\omega L_m'$ 和導納轉換 $J=\omega C_m'$ 表示磁耦合和電耦合的混合型諧振腔耦合的等效電路。

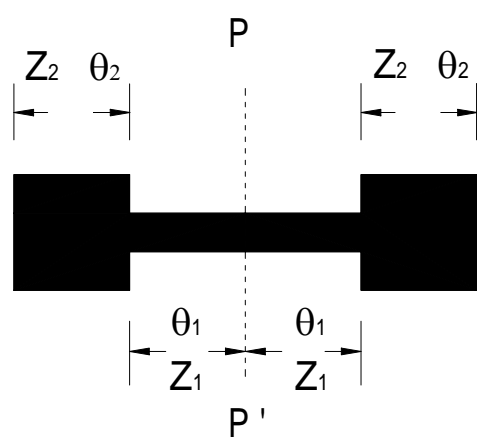


圖 3-1(a) 典型的步階阻抗諧振腔。

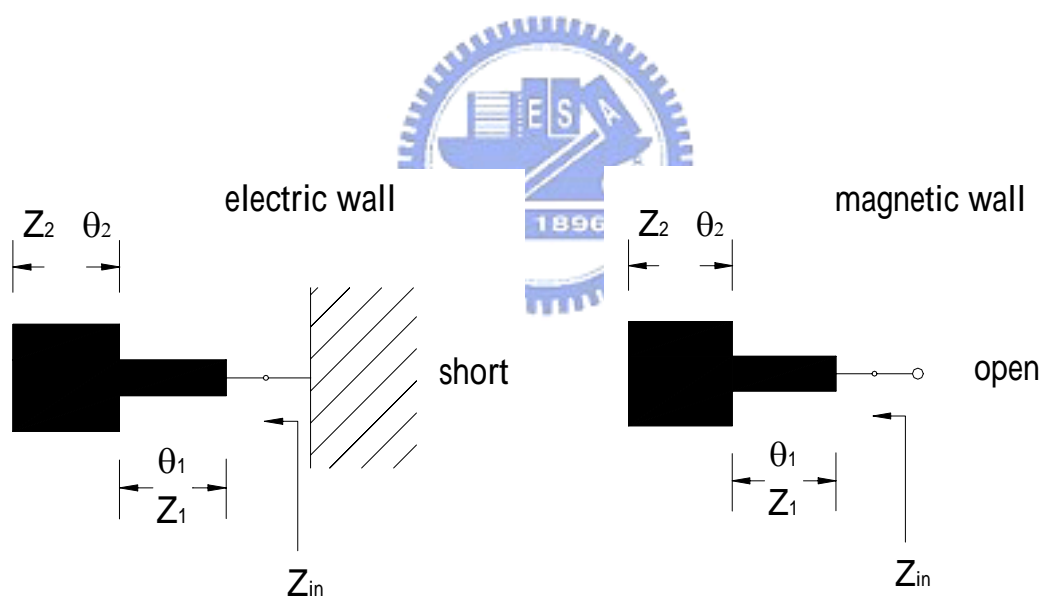


圖 3-1(b) 奇模激發。

圖 3-1(c) 偶模激發。

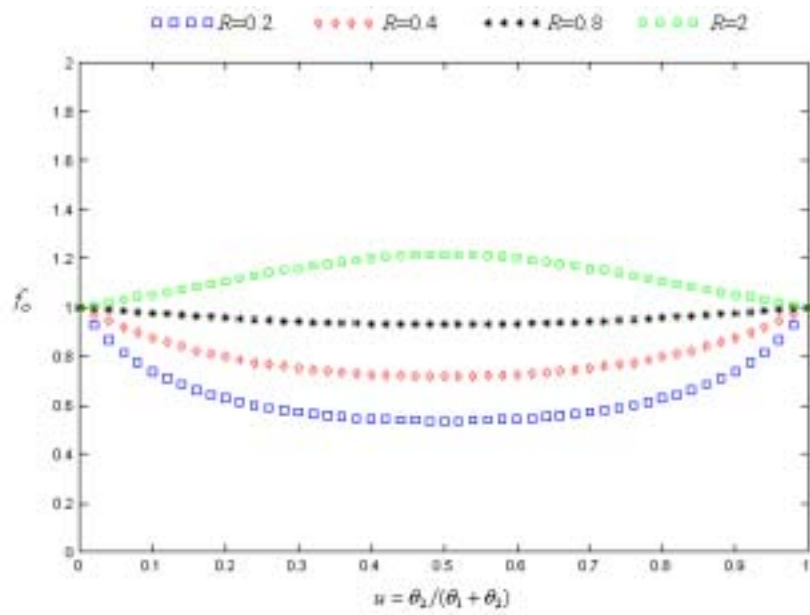


圖 3-1(d) 步階阻抗諧振腔的基頻諧振頻率與結構參數間的關係圖。

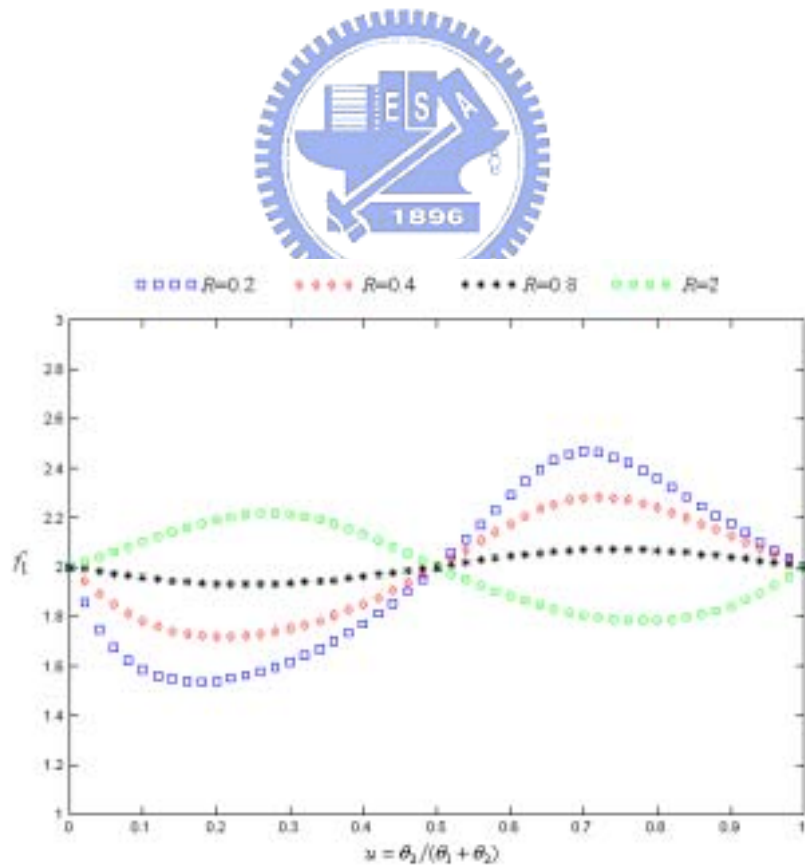


圖 3-1(e) 步階阻抗諧振腔的第二諧振頻率與結構參數間的關係圖。

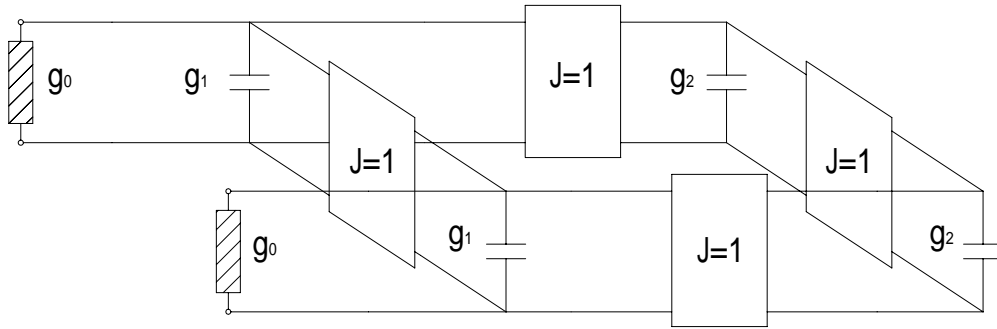


圖 3-2.1(a) 交錯耦合濾波器的低通原型。

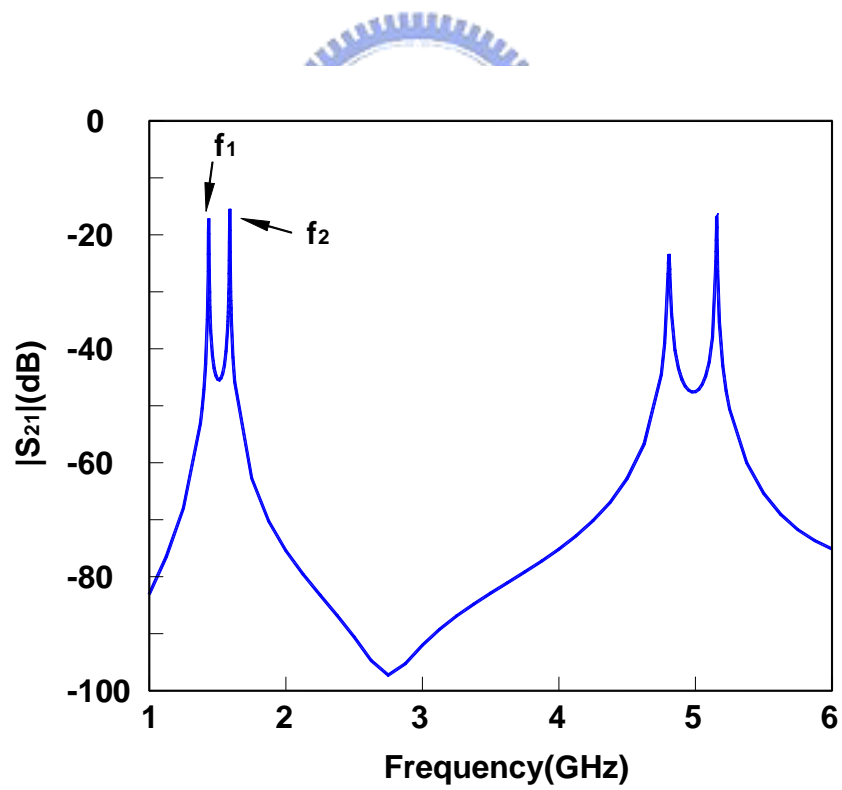


圖 3-2.1(b) 兩個諧振腔相距適當距離的 $|S_{21}|$ 響應。

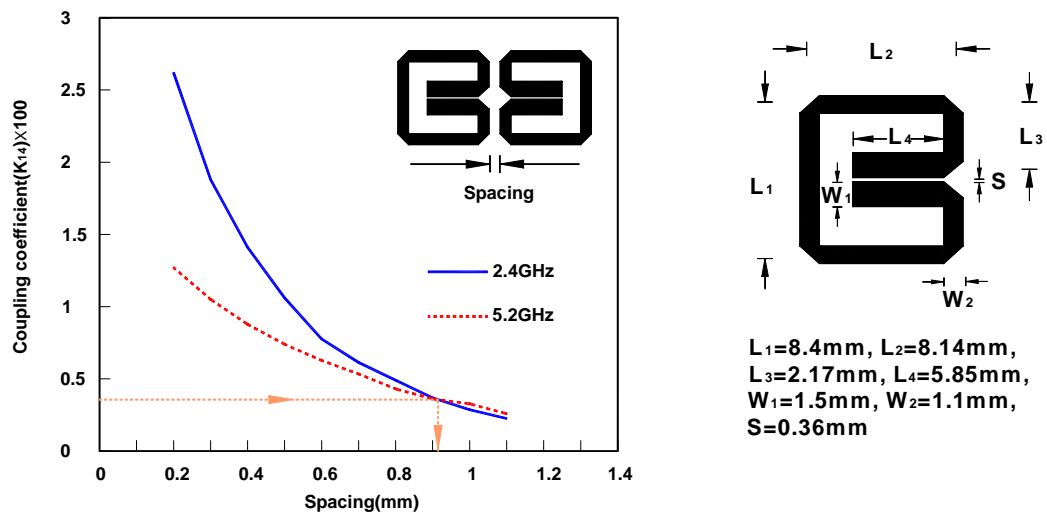


圖 3-2.1(c) 諧振腔幾何形狀如右圖的耦合量(K_{14})與距離關係圖。

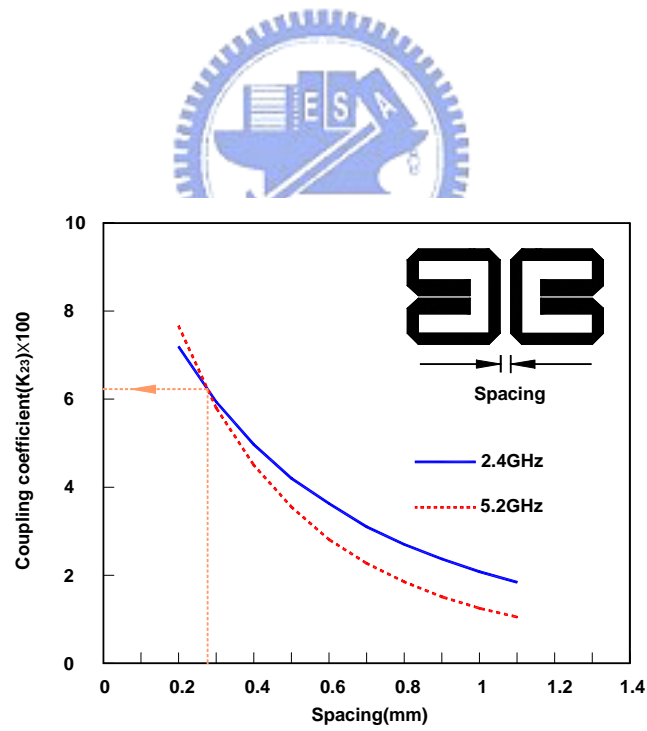


圖 3-2.1(d) 諧振腔幾何形狀如同上圖的耦合量(K_{23})與距離關係圖。

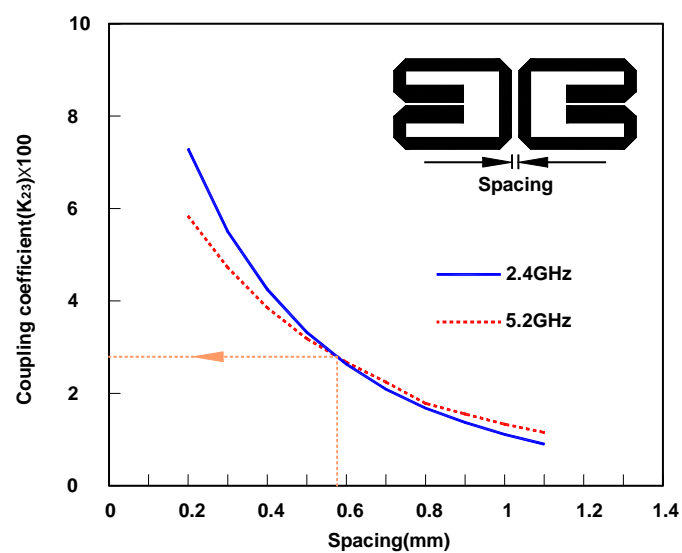
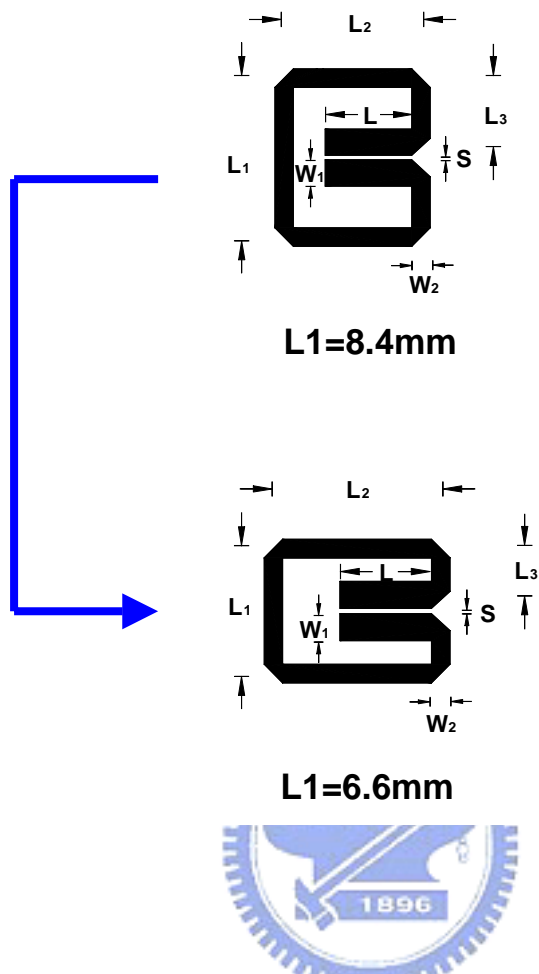


圖 3-2.1(e) 改變諧振腔幾何形狀後的耦合量(K_{23})與距離關係圖。

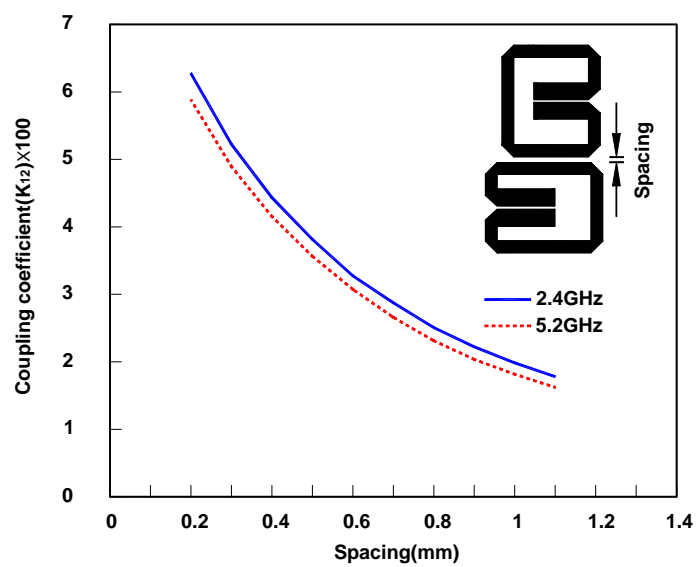
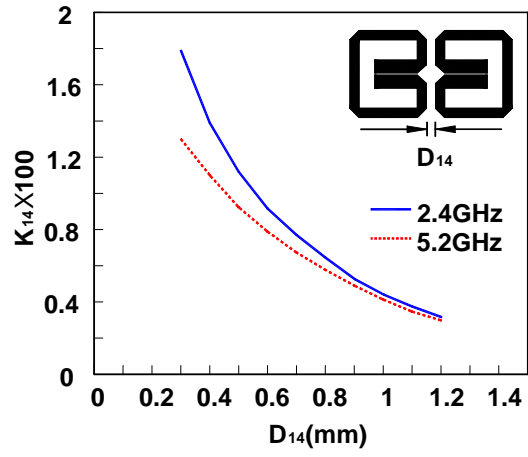
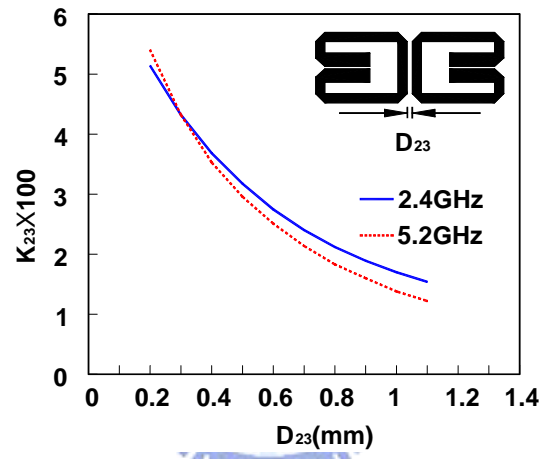


圖 3-2.1(f) 兩個不同諧振腔幾何形狀的耦合量(K_{12})與距離關係圖。

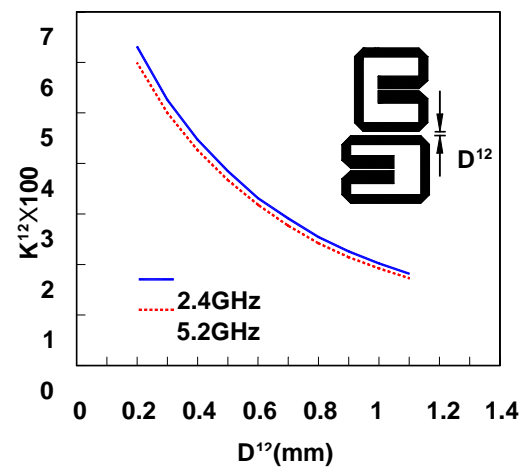




(g)

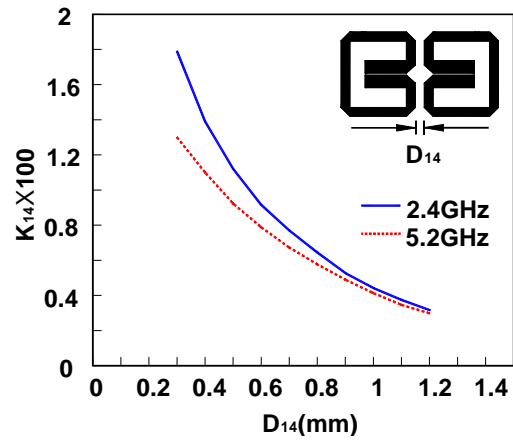


(h)

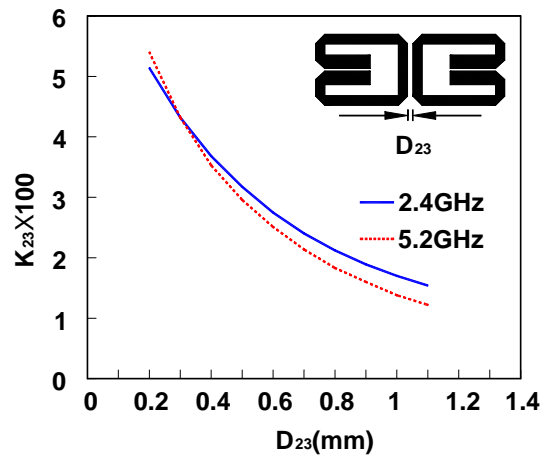


(i)

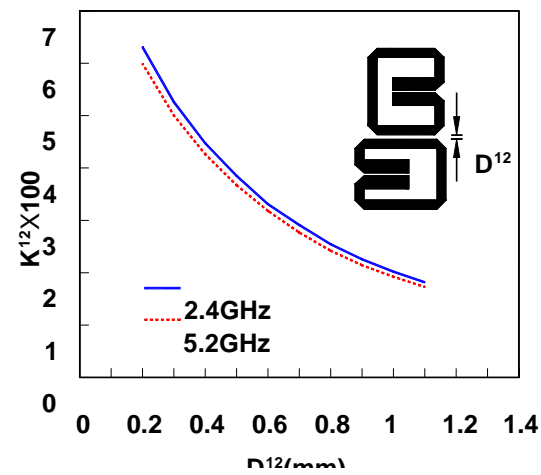
圖 3-2.1 (g)、(h)、(i)為設計在 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器的耦合係數對距離的關係圖。



(j)



(k)



(l)

圖 3-2.1 (j)、(k)、(l)為設計在 2.45GHz、5.7GHz 雙頻帶通濾波器的耦合係數對距離的關係圖。

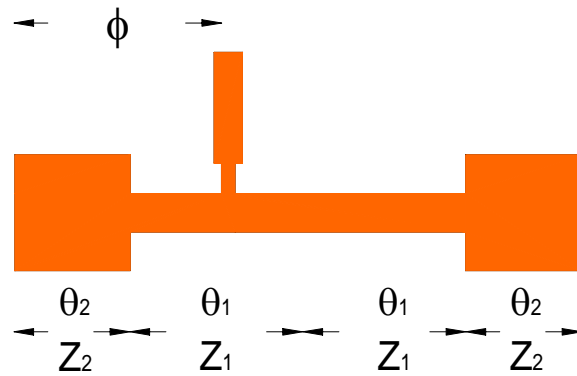


圖 3-2.2(a) 使用饋入耦合輸入/輸出的 SIR。

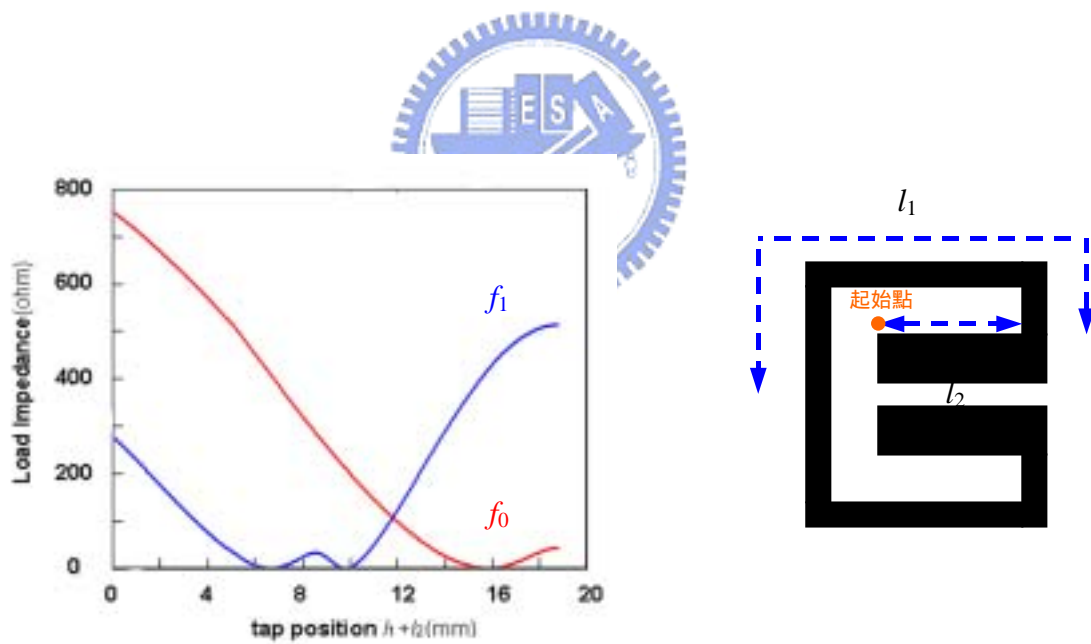


圖 3-2.2(b) 中心頻率為 2.4GHz(f_0)、5.2GHz(f_1)的負載阻抗與饋入點位置的關係圖。

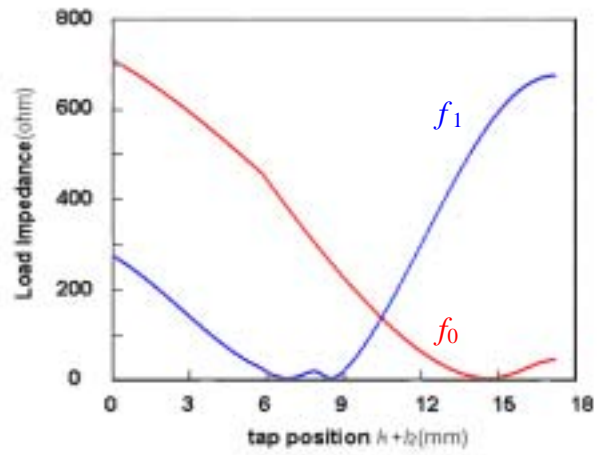


圖 3-2.2(c) 中心頻率為 2.45GHz(f_0)、5.7GHz(f_1)的負載阻抗與饋入點位置的關係圖。

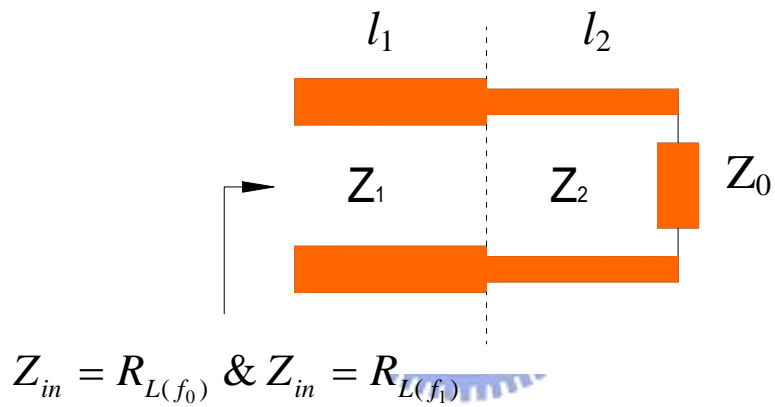


圖 3-3(a) 兩段式的步階阻抗轉換器。

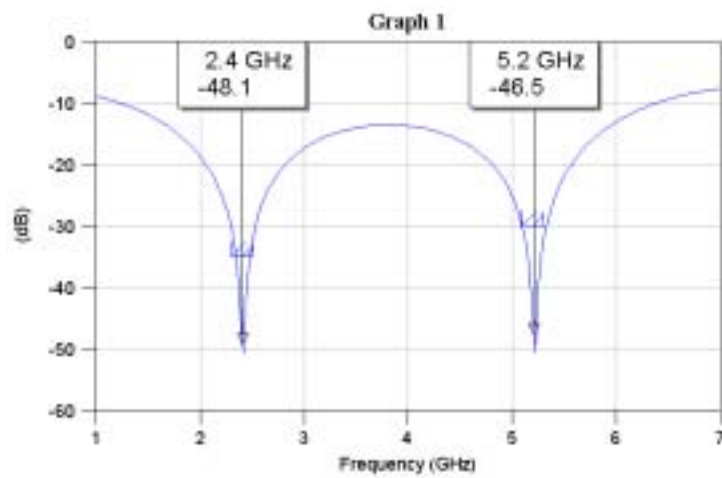


圖 3-3(b) 兩段式步階阻抗轉換器的 S_{11} 頻率響應圖。

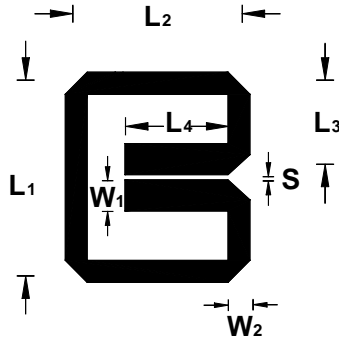


圖 4(a) 設計 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器時，1、4 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=9.4\text{mm}$ ， $L_2=8.14\text{mm}$ ， $L_3=4.07\text{mm}$ ， $L_4=5.15\text{mm}$ ， $W_1=1.56\text{mm}$ ， $W_2=1.1\text{mm}$ ， $S=0.26\text{mm}$ 。

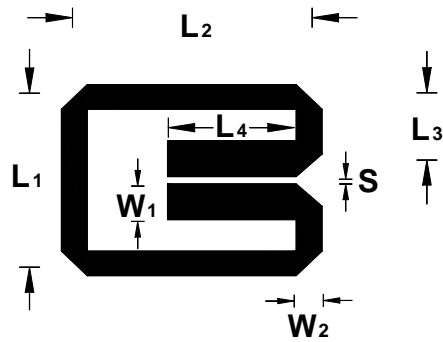


圖 4(b) 設計 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器時，2、3 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=7.4\text{mm}$ ， $L_2=9.95\text{mm}$ ， $L_3=3.04\text{mm}$ ， $L_4=5.45\text{mm}$ ， $W_1=1.6\text{mm}$ ， $W_2=1.1\text{mm}$ ， $S=0.32\text{mm}$ 。

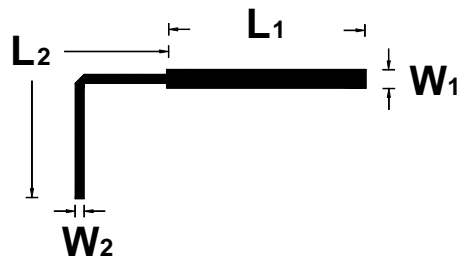


圖 4(c) 設計 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器時所使用的雙頻阻抗轉換器。其中 $L_1=L_2=14.9\text{mm}$ ， $W_1=1.05\text{mm}$ ， $W_2=0.4\text{mm}$ 。

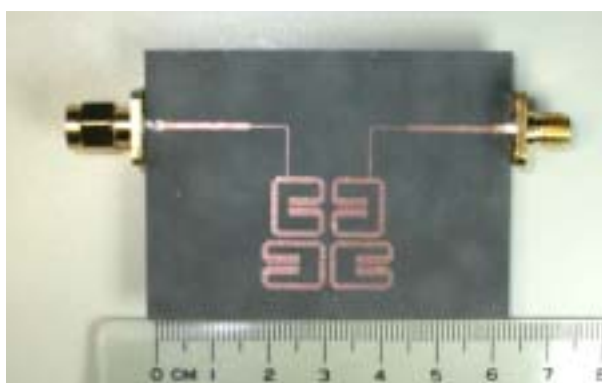


圖 4(d) 中心頻在 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器的實際電路圖。

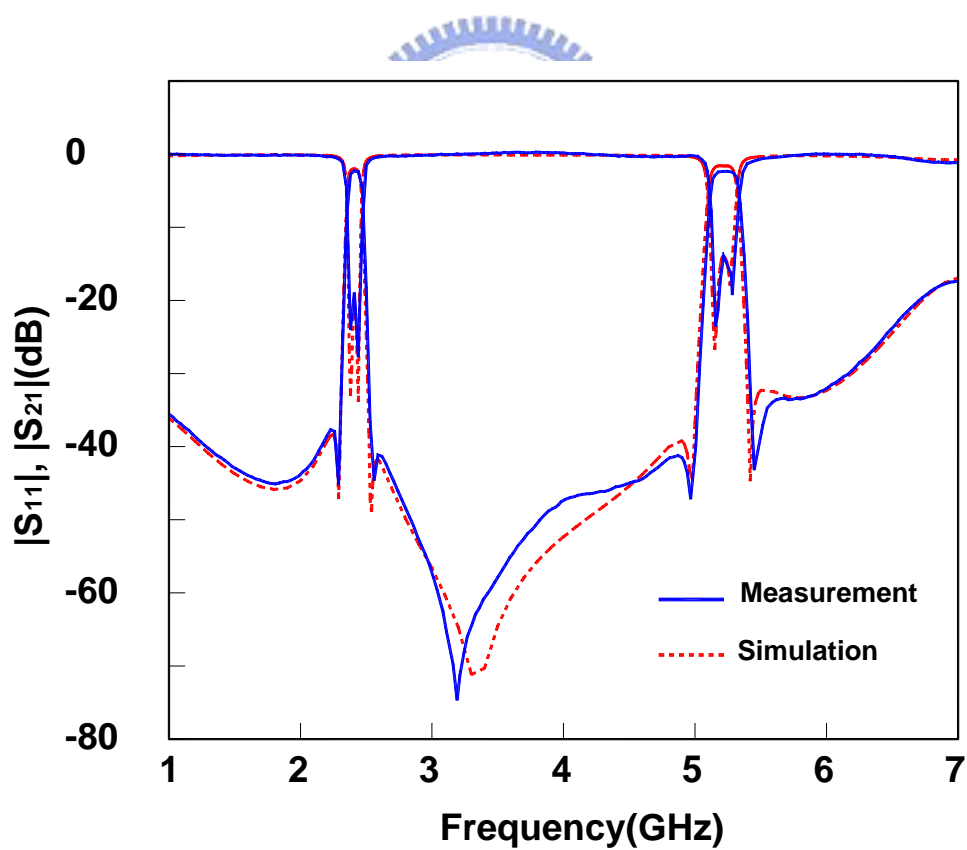


圖 4(e) 中心頻在 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器的模擬和量測結果。
第一個頻帶的比例頻寬為 5% ，第二個頻帶的比例頻寬為 4.7%。

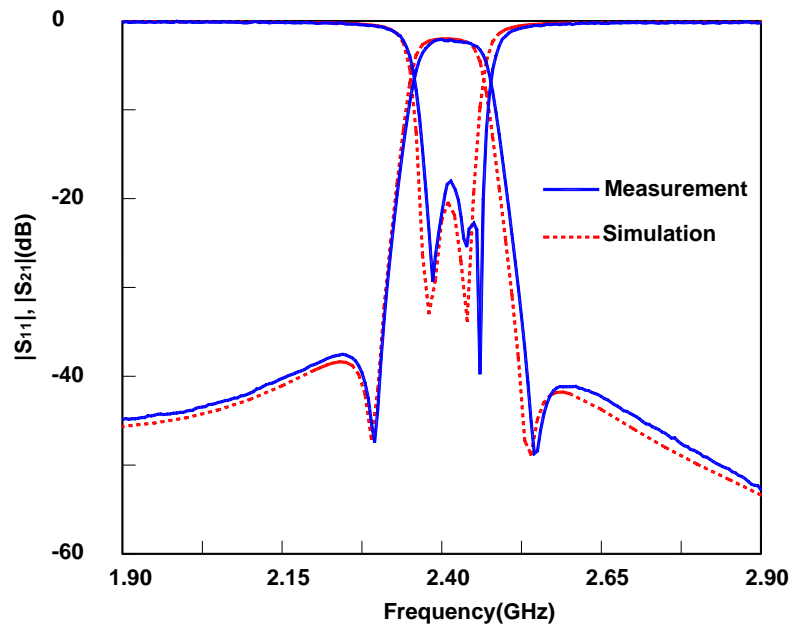


圖 4(f) 第一個頻帶的模擬和量測圖。模擬的通帶植入損耗為-2dB
量測為-2.1dB。

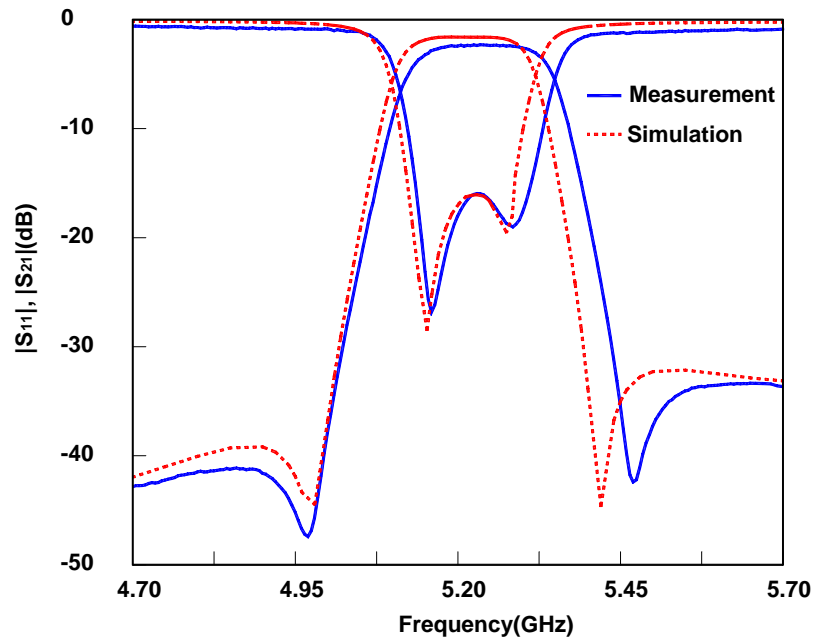


圖 4(g) 第二個頻帶的模擬和量測圖。模擬的通帶植入損耗為-1.5dB
量測為-2.2dB。

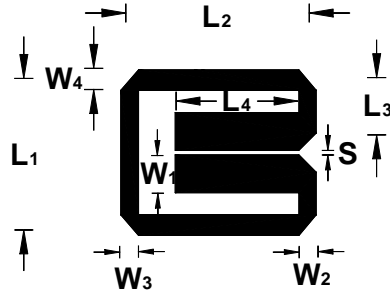


圖 4(h) 設計 2.45GHz、5.7GHz 雙頻帶通濾波器時，1、4 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=6.78\text{mm}$ ， $L_2=8.34\text{mm}$ ， $L_3=2.88\text{mm}$ ， $L_4=5.8\text{mm}$ ， $W_1=1.77\text{mm}$ ， $W_2=0.81\text{mm}$ ， $W_3=0.83\text{mm}$ ， $W_4=0.96\text{mm}$ ， $S=0.21\text{mm}$ 。

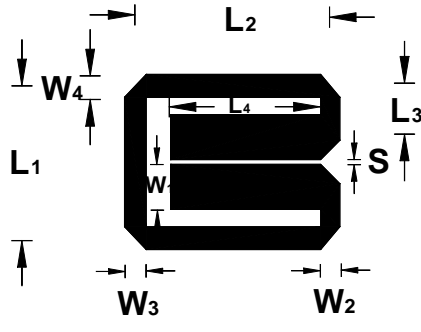


圖 4(i) 設計 2.45GHz、5.7GHz 雙頻帶通濾波器時，2、3 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=6.4\text{mm}$ ， $L_2=8.22\text{mm}$ ， $L_3=2.69\text{mm}$ ， $L_4=6.33\text{mm}$ ， $W_1=1.89\text{mm}$ ， $W_2=0.81\text{mm}$ ， $W_3=0.92\text{mm}$ ， $W_4=0.96\text{mm}$ ， $S=0.2\text{mm}$ 。

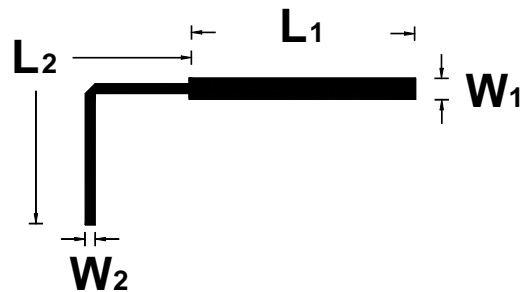


圖 4(j) 設計 2.45GHz、5.7GHz 雙頻帶通濾波器時所使用的雙頻阻抗轉換器。其中 $L_1=L_2=13.8\text{mm}$ ， $W_1=0.7\text{mm}$ ， $W_2=0.35\text{mm}$ 。

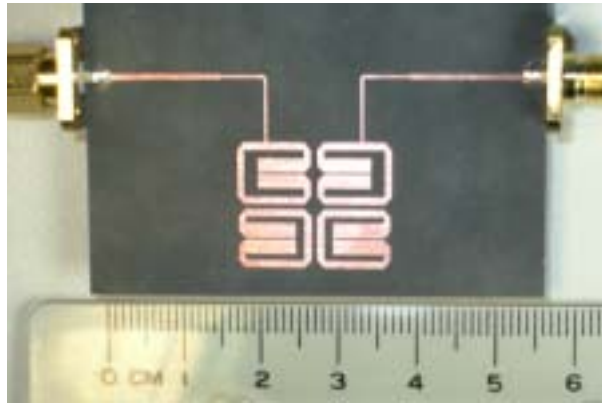


圖 4(k) 中心頻在 2.45GHz、5.7GHz 雙頻帶通濾波器的實際電路圖。

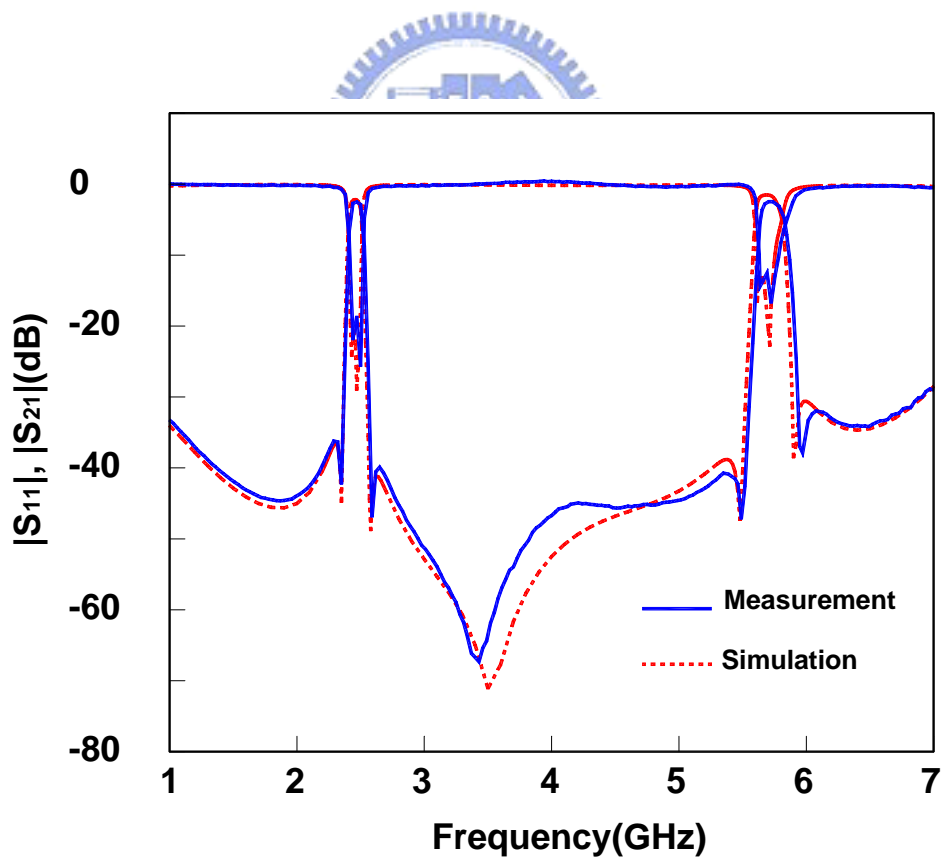


圖 4(l) 中心頻在 2.45GHz、5.7GHz 雙頻帶通濾波器的模擬和量測結果。第一個頻帶的比例頻寬為 5%，第二個頻帶的比例頻寬為 4.4%。

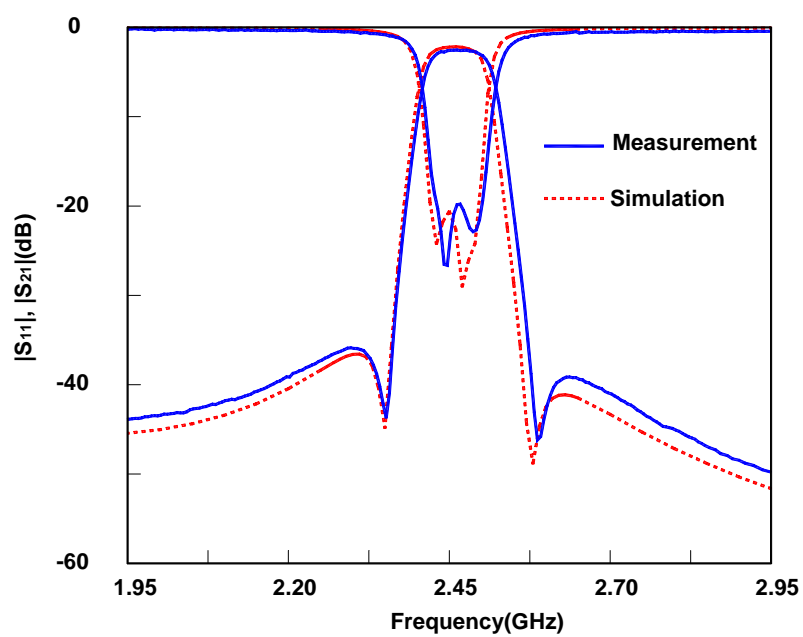


圖 4(m) 第一個頻帶的模擬和量測圖。模擬的通帶植入損耗為-2.1dB
量測為-2.3dB。

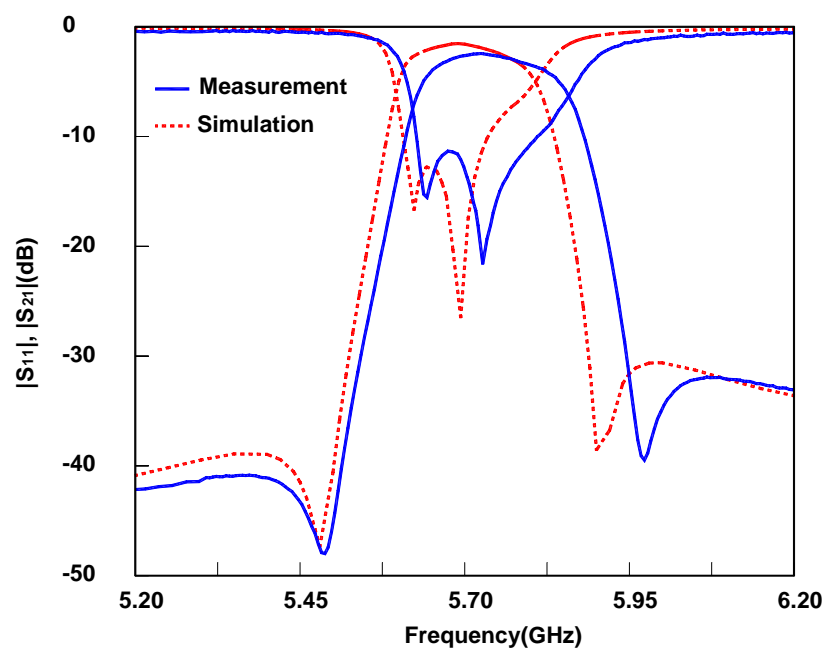


圖 4(n) 第二個頻帶的模擬和量測圖。模擬的通帶植入損耗為-1.6dB
量測為-2.6dB。

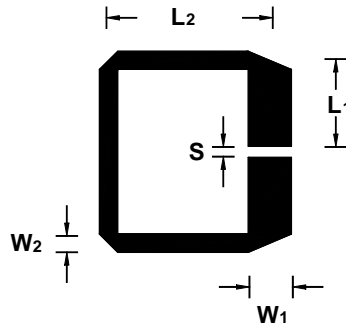


圖 5(a) 利用方型開迴路諧振腔設計 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器時，1、4 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=5.17\text{mm}$ ， $L_2=9.69\text{mm}$ ， $W_1=2.6\text{mm}$ ， $W_2=1.1\text{mm}$ ， $S=0.66\text{mm}$ 。

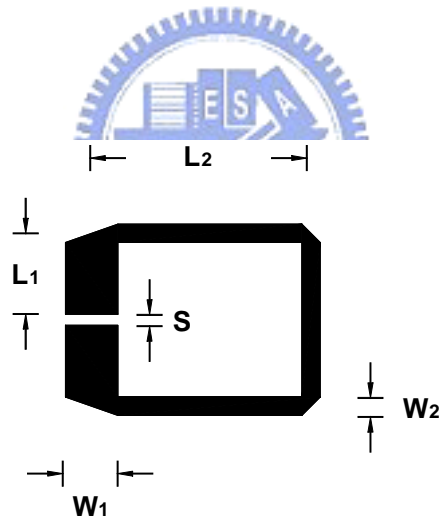
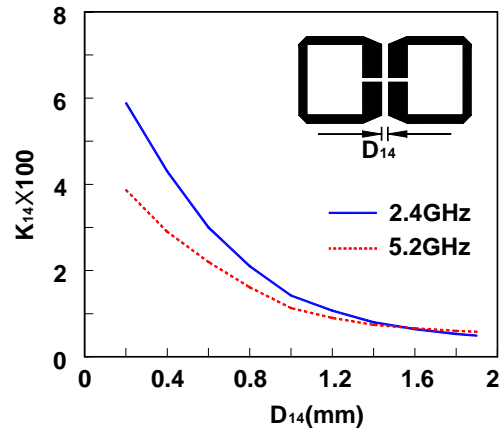
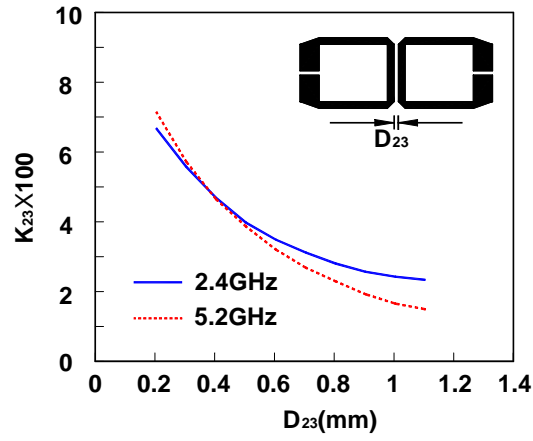


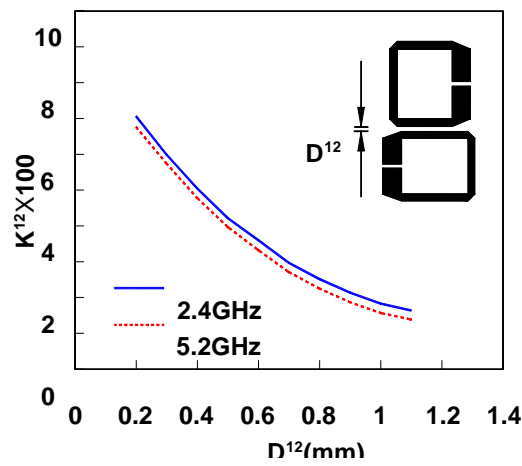
圖 5(b) 利用方型開迴路諧振腔設計 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器時，2、3 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=4.17\text{mm}$ ， $L_2=11.29\text{mm}$ ， $W_1=2.7\text{mm}$ ， $W_2=0.95\text{mm}$ ， $S=0.56\text{mm}$ 。



(c)



(d)



(e)

圖 5 (c)、(d)、(e)為設計在 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器的耦合係數對距離的關係圖。

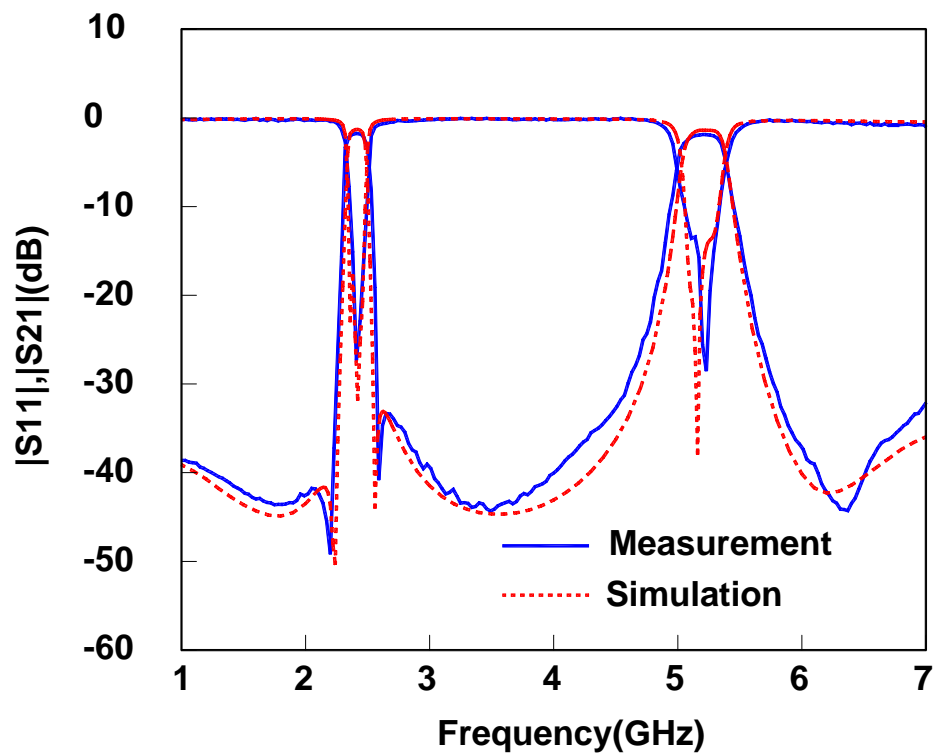


圖 5(f) 中心頻在 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器的模擬和量測結果。
第一個頻帶的比例頻寬為 6.6%，第二個頻帶的比例頻寬為 6%。

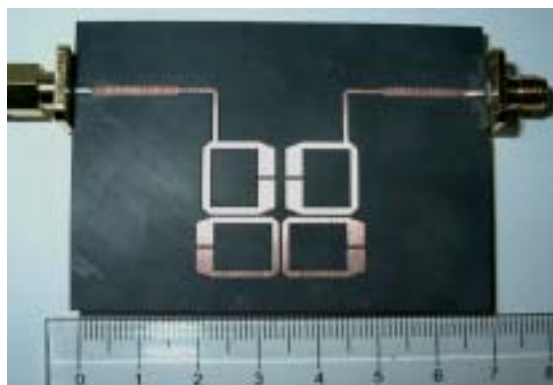
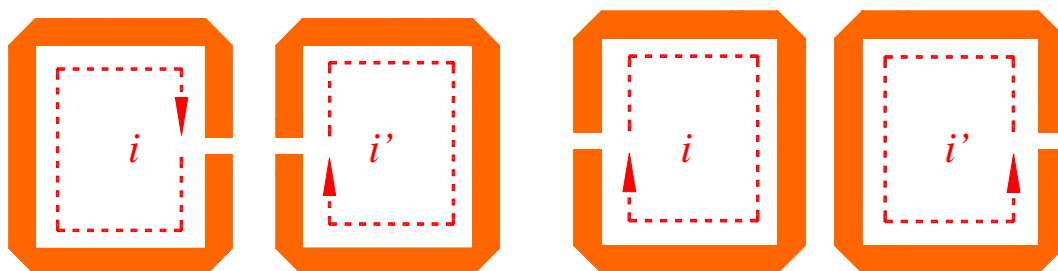


圖 5(g) 中心頻在 2.4GHz、5.2GHz 雙頻帶通濾波器的實際電路圖。



1、4 諧振腔

2、3 諧振腔

圖 5(h) 基頻諧振頻率附近諧振腔上的電流方向。



1、4 諧振腔

2、3 諧振腔

圖 5(i) 第二諧振頻率附近諧振腔上的電流方向。

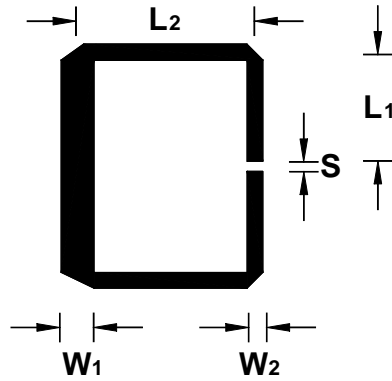


圖 5(j) 利用方型開迴路諧振腔設計 2.4GHz、4GHz 雙頻帶通濾波器時，1、4 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=6.72\text{mm}$ ， $L_2=10.16\text{mm}$ ， $W_1=2.2\text{mm}$ ， $W_2=1.05\text{mm}$ ， $S=0.66\text{mm}$ 。

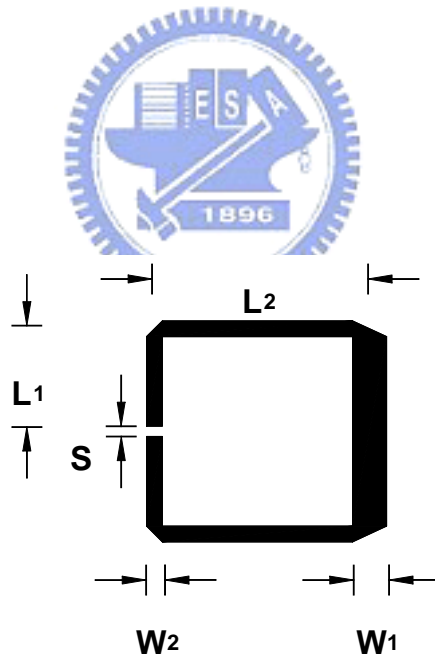


圖 5(k) 利用方型開迴路諧振腔設計 2.4GHz、4GHz 雙頻帶通濾波器時，2、3 諧振腔的電路圖。其中 $L_1=5.68\text{mm}$ ， $L_2=12.1\text{mm}$ ， $W_1=2.16\text{mm}$ ， $W_2=1\text{mm}$ ， $S=0.66\text{mm}$ 。

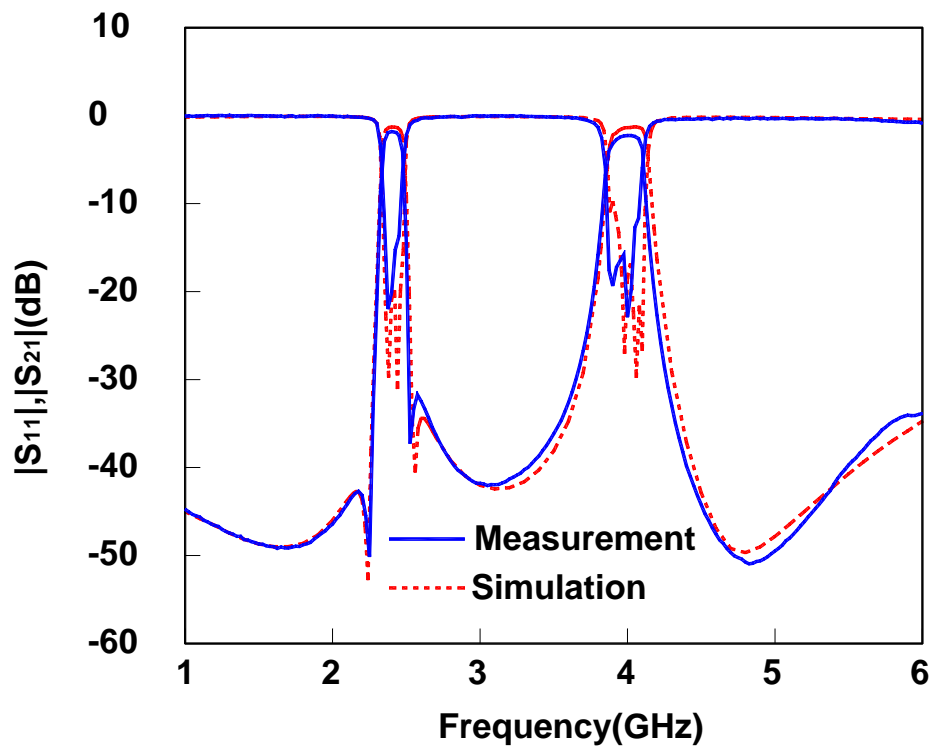


圖 5(l) 中心頻在 2.4GHz、4GHz 雙頻帶通濾波器的模擬和量測結果。
第一個頻帶的比例頻寬為 6.7%，第二個頻帶的比例頻寬為 6.5%。

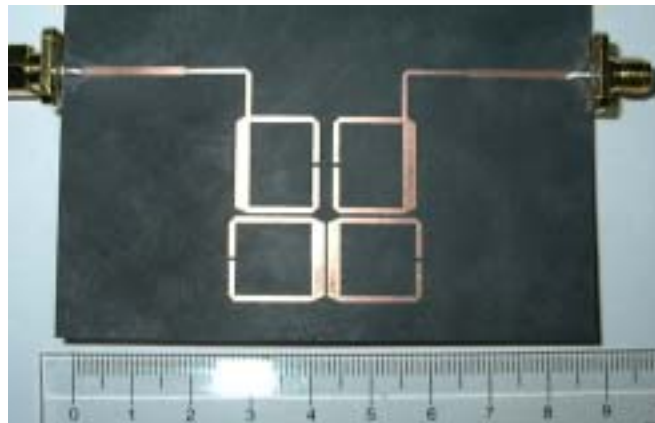


圖 5(m) 中心頻在 2.4GHz、4GHz 雙頻帶通濾波器的實際電路圖。