

柴比雪夫帶通濾波器製作與分析

作者: 張為淳 陳又維 彭哲瑄

中興大學理學院物理學系三年級

關鍵字: 帶通濾波器, S 參數, J-converter

摘要

我們利用柴比雪夫低通濾波器，查表找出其上元件的歸一化常數後，再將低通濾波器轉換成為帶通濾波器。我們利用 J-converter 轉換，再用雙耦合線的方式把柴比雪夫($n=7$)帶通濾波器的等效電路表現出來。在完成的成品中，中心頻率為 4.65GHz，帶寬為 1.5GHz。然後我們觀察 s 參數矩陣，其中透射係數 S_{12} 、 S_{21} 是相同的，因此符合理論。帶內衰減為 4dB，比理論設定的 3 dB 略低。

I. 介紹

我們這次所做的是 RF 帶的柴比雪夫(Chebyshev)帶通濾波器，設計工作的中心頻率為 4GHz。左右的帶寬各為 0.5GHz，所以通帶為 3.5GHz~4.5GHz，帶內衰減的頻率小於 3dB。

在日常生活中，常常都可以見到帶通濾波器的存在，最典型的就揚聲器，裡面的單體常利用帶通濾波器把音頻分不同頻段，交由不同的單體輸出。而人耳也是一個 20~20kHz 的帶通濾波器，一但超過了這些範圍的頻率進入耳朵就會被衰減掉。音頻帶通濾波器在生活中隨手可見，但在高頻 RF 頻段的帶通濾波器，日常生活中較少看到，常見的就是電腦裡的以數 GHz 高頻訊號傳遞，但是電腦裡複雜的系統並不適合作為高頻傳遞知識的入門。藉著這次的機會，我們便製作簡易的 RF 帶通濾波器，來了解日常生活中常見的帶通濾波器變為高頻時會有什麼樣的情形，以及需要注意哪些事項。

我們的帶通濾波器是以雙耦合微帶線的形式製作。使用的材料是玻璃纖維雙面板，底面為接地面，表面為我們設計好的線路。一開始設計好所需的線路後，再利用投影片洗電路板的方法，製作出我們需要的線路。最後再利用 S 參數的測量，再與理論計算所得的值比較。

II. 原理和方法

我們所製作的帶通濾波器是柴比雪夫帶通濾波器。規劃好要製作的階數之後，利用查表(附錄表一)的方式，先得到柴比雪夫低通濾波器的原型及其上面各零件的歸一化常數。低通濾波器原型是由 L、C 串並聯而成的梯形電路(如附錄圖一)。然後將低通濾波器轉換成帶通濾波器，在串聯電路上對應等值的串聯諧振，並在並聯支路上並聯一個等值的諧振電路(如圖二)。

帶通濾波器指標的描述： ω_{c1} 、 ω_{c2} 為通帶截止頻率，對應衰減 l_p 。 ω_{s1} 、 ω_{s2} 為阻帶截止頻率對應衰減 l_s ， $\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}$ 為通帶中心頻率， $W = (\omega_{c2} - \omega_{c1})/\omega_0$ 為相對帶寬。

低通濾波器的衰減 $L = 1 + P_n^2(\omega)$ 是一個偶函數，考慮 ω 小於零時，低通濾波器可以看成是由 $-\omega_c$ 到 ω_c ， $\omega = 0$ 為中心頻率的帶通濾波器，可以從中看出低通與帶通是存在某些關係，其對應關係如下： $-\omega_c$ 、 ω_c 及 l_p 對應 ω_{c1} 、 ω_{c2} 及 l_p ； $-\omega_s$ 、 ω_s 及 l_s 對應 ω_{s1} 、 ω_{s2} 及 l_s ； $\omega = 0$ 對應 ω_0 。通過下列頻率變換可以由低通轉換為帶通：

$$\omega' = 1/W (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) \quad (1.1)$$

因此附錄圖一的低通濾波電路就變為圖二的帶通濾波電路圖

運用等衰減條件，對於低通串聯的電感有：

$$j\omega' g_k = j1/W (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) g_k = j[\omega L_k - 1/\omega C_k] \quad (1.2)$$

式中 $L_k = g_k/W\omega_0$ 和 $C_k = W/\omega_0 g_k$ (1.3)

低通並聯電容有：

$$j\omega' g_i = j1/W (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega) g_i = j[\omega C_i - 1/\omega L_i] \quad (1.4)$$

式中 $C_i = g_i/W\omega_0$ 和 $L_i = W/\omega_0 g_i$ (1.5)

這樣就得到帶通濾波器中各個元件的值。

由低通柴比雪夫濾波器轉換為帶通濾波器所得到的微帶電路零件數值，可由微帶耦合線等效電路的方式表示。

微帶線電路透過 J-Converter 能夠實現串並聯的電路型式(如圖三)。一段長度為接近 $\frac{\lambda}{2}$ 的傳輸線，當終端接負載 Z_L 甚小於于特性阻抗時，則線的作用相當于 Z_L 和一個電抗的串聯，構成諧振電路。

一段電長度為 θ 的終端開路耦合線可等效為一個 J-Converter 和接在兩邊的

兩段電長度為 $\frac{\theta}{2}$ ，特性導納為 Y_0 的傳輸線的組合(如圖三)。

選 $\theta = 90$ 度，將一系列的耦合線連結後，可以形成 J-Converter 與長度為 $\frac{\lambda}{2}$ 的連接。觀察它的等效電路，與(附錄圖二)中的電路相同。通過和帶通濾波器原型電路中各元件值比較，便可求出耦合線的奇偶模阻抗 Z_{oe} 、 Z_{oo} 。再利用 Microwave office 根據 Z_{oe} 、 Z_{oo} 計算出耦合線的線寬及長度，就能得到所需耦合線的尺寸(其電路的型式(圖四))。

算式如下:

$$J_{01}/Y_0 = \sqrt{\pi W/2g_0g_1} \quad (2.1)$$

$$J_{n,n+1}/Y_0 = \sqrt{\pi W/2g_n g_{n+1}} \quad (2.2)$$

$$J_{i,i+1}/Y_0 = \pi W/2\sqrt{g_i g_{i+1}} \quad (\text{從 } 1 \text{ 到 } n-1) \quad (2.3)$$

$$Z_{oe} = [1 + J/Y_0 + (J/Y_0)^2]/Y_0 \quad (2.4)$$

$$Z_{oo} = [1 - J/Y_0 + (J/Y_0)^2]/Y_0 \quad (2.5)$$

III. 結果與討論

在此我們製作了中心頻率為 4.0GHz，通帶為 3.5 GHz~4.5 GHz。帶內衰減 l_p 小於 3 dB，帶外抑制 l_s 大于 40 dB。帶外抑制頻率 ω_{s1} 、 ω_{s2} 為 3GHz 和 5GHz。其中我們使用的電路板，厚度為 $h=1.6\text{mm}$ ，基板介質 $\epsilon_r=4.8$ 。

由於考慮到微帶線本身會損耗訊號及洗電路板時的誤差，所以決定使用特性較好的帶內衰減 0dB 的柴比雪夫低通濾波器原型，以及為了使帶外抑制能大於我們所求的 40dB，所以決定使用 0dB 衰減 $n=7$ 的柴比雪夫正規低通鏈波濾波器原型。

查柴比雪夫帶通濾波器 $n=7$ 的原型的元件的歸一化常數，其元件的數值為:

$$g_0 = 1, g_1 = 2.204, g_2 = 1.131, g_3 = 3.147, g_4 = 1.194, g_5 = 3.147, g_6 = 1.131, g_7 = 2.204, g_8 = 1 \quad (\text{對應電路如圖五})$$

$$\frac{J}{y_0} = w = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}} = \frac{1\text{GHz}}{\sqrt{3.5\text{GHz} \times 4.5\text{GHz}}} = 0.2519$$

$$\frac{J_{01}}{y_0} = \sqrt{\frac{\pi w}{2g_0g_1}} = \frac{J_{78}}{y_0} = 0.4237$$

$$\frac{J_{12}}{y_0} = \sqrt{\frac{\pi w}{2g_1 g_2}} = \frac{J_{67}}{y_0} = 0.3984$$

$$\frac{J_{23}}{y_0} = \sqrt{\frac{\pi w}{2g_2 g_3}} = \frac{J_{56}}{y_0} = 0.3347$$

$$\frac{J_{34}}{y_0} = \sqrt{\frac{\pi w}{2g_3 g_4}} = \frac{J_{45}}{y_0} = 0.3245$$

(J 為導納常數)

然後將算出的導納常數代入 (2.4 式) $Z_{oe} = [1 + J/Y_0 + (J/Y_0)^2] / Y_0$

$$(Z_{oe})_{01} = [1 + 0.4237 + 0.4237^2] \times 50 = 80.17 = (Z_{oe})_{78}$$

$$(Z_{oe})_{12} = [1 + 0.3984 + 0.3984^2] \times 50 = 77.86 = (Z_{oe})_{67}$$

$$(Z_{oe})_{23} = [1 + 0.3347 + 0.3347^2] \times 50 = 72.33 = (Z_{oe})_{56}$$

$$(Z_{oe})_{34} = [1 + 0.3245 + 0.3245^2] \times 50 = 71.49 = (Z_{oe})_{45}$$

代入 (2.5 式) $Z_{oo} = [1 - J/Y_0 + (J/Y_0)^2] / Y_0$

$$(Z_{oo})_{01} = [1 - 0.4237 + 0.4237^2] \times 50 = 37.79 = (Z_{oo})_{78}$$

$$(Z_{oo})_{12} = [1 - 0.3984 + 0.3984^2] \times 50 = 38.01 = (Z_{oo})_{67}$$

$$(Z_{oo})_{23} = [1 - 0.3347 + 0.3347^2] \times 50 = 38.86 = (Z_{oo})_{56}$$

$$(Z_{oo})_{34} = [1 - 0.3245 + 0.3245^2] \times 50 = 39.03 = (Z_{oo})_{45}$$

然後利用(圖六)的 Microwave office 計算出奇模與偶模阻抗相對耦合線的寬度及狹縫寬度。

所以得到:

$$w_{01} = w_{78} = 1.860mm, s_{01} = s_{78} = 0.266mm$$

$$w_{12} = w_{67} = 1.934mm, s_{12} = s_{67} = 0.297mm$$

$$w_{23} = w_{56} = 2.120mm, s_{23} = s_{56} = 0.408mm$$

$$w_{34} = w_{45} = 2.149mm, s_{34} = s_{45} = 0.432mm$$

所以設計出來的電路就如(附錄圖七)所示。

在測量 s 參數之前，我們先以 Microwave office 進行頻率響應的模擬，模擬出來的結果如(圖八)。

在模擬中，中心頻率比理論值向上平移了 0.5GHz。在通帶中，平均帶內衰減約為 3dB，因此我們將衰減 6 dB 以內的計為通帶。在模擬中 6 dB 內通帶為 3.75 GHz ~5.25 GHz，寬度 1.5 GHz。所以模擬出的通帶比理論計算的寬了約 0.5G Hz。由於我們的理論計算只是近似計算，因此模擬出來的值與理論只是大約近似。

然後我們的 S 參數測量如(圖九)。

做出來的成品， S_{12} 測量得帶內衰減約為 4dB。在我們理論計算時，因為視傳輸線為良好傳輸線，故計算時不計入傳輸線的損耗。因為耦合線的線段需要準確的阻抗，若阻抗不符合理論所得的值，帶內衰減的程度就會增加。我們認為帶內衰減超過 3dB 的原因是由此造成的。

又因為理論計算只是近似計算的關係，以及上一段提到的一些電路板製作時的誤差，所以中心頻率往上移了 0.65GHz，使中心頻率到達了 4.65GHz。在帶寬的部分(圖九(c))為 1.5GHz，這部分與模擬的數值相同。

在 4.65GHz 時， $S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.560 & 0.492 \\ 0.492 & 0.589 \end{pmatrix}$

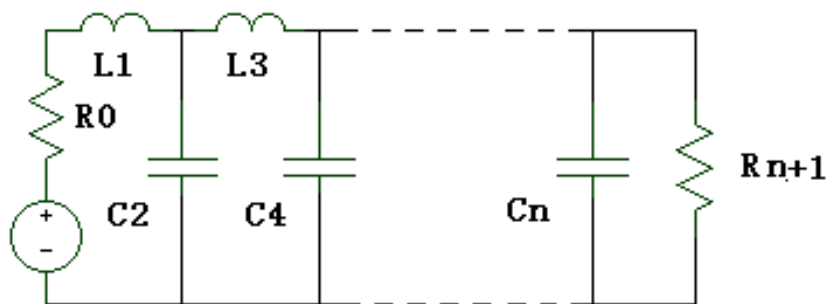
在中心頻率處，透射係數並不是最大的，因為正好處於漣波的最低點，所以透射係數出現偏低的情況，在通帶中衰減最低的地方仍有 0.623 的係數。

在理論中，中心頻率的透射係數為 0.818。但實驗中透射係數只有 0.492，比起理論來說具有損耗。

IV. 結論

在這次的實驗中，實際值所得到的中心頻率為 4.65GHz，比理論值計算的高了 0.65GHz。我們認為這是由於理論計算的不準度，以及製作電路板時產生的誤差所造成，而通帶寬為 1.5 GHz，比起理論要寬了 0.5 GHz。另一方面，在中心頻率的倍數有寄生響應，這是我們尚無法解決的地方。在 S 參數方面， S_{12} 與 S_{21} 在理論上必須相同，而我們的實驗結果也是如此。但在穿透係數方面，因為電路板製造以及理論只是近似所造成的原因，使得實驗的穿透係數 0.492 相較於理論值的 0.818 要小。

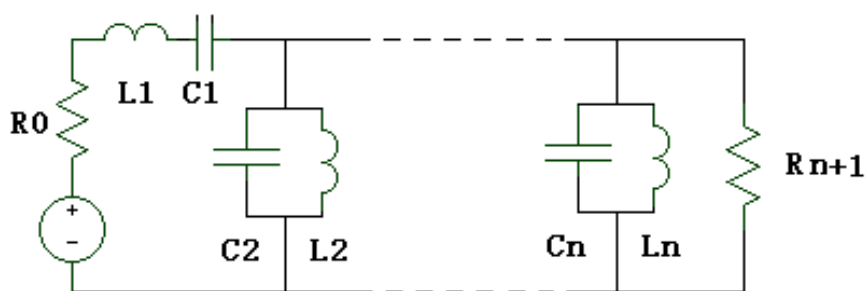
圖表



圖一:低通濾波器的原型，其中 R_0 為波源阻抗

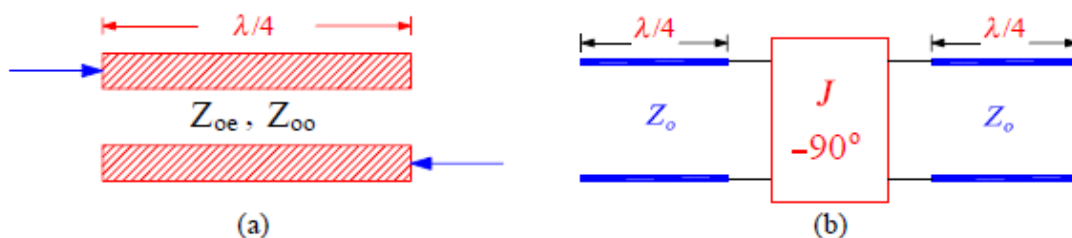
令 g_k = 串聯電感值，則 $R_{n+1} = g_{n+1}$ = 負載電導 $k=0\dots n$

b_k = 並聯電容值，則 $R_{n+1} = g_{n+1}$ = 負載電阻 $k=0\dots n$

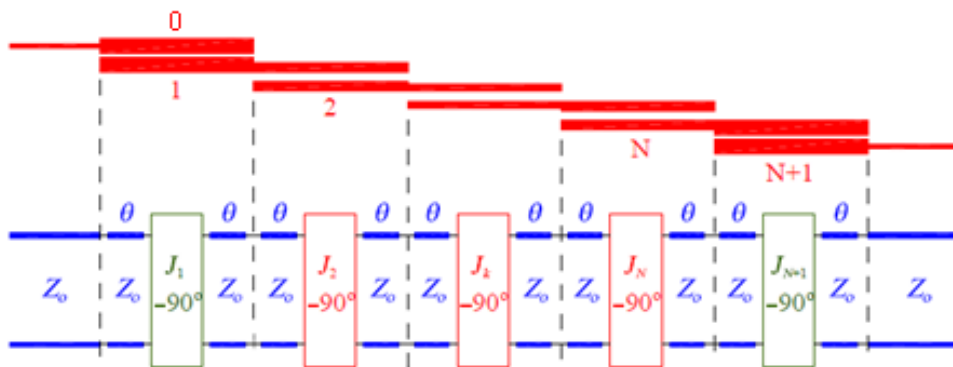


圖二:帶通濾波器的原型，跟低通濾波器相比，

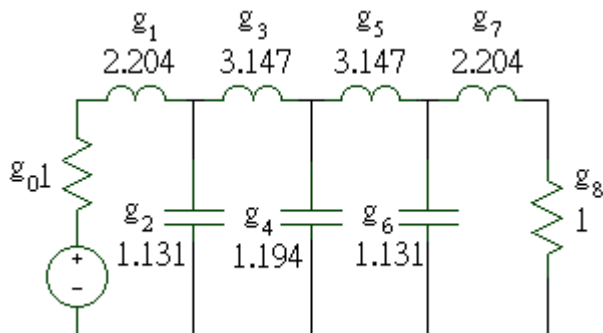
在串聯的部分增加了串聯電容。在並聯接地部分則多加了電感。



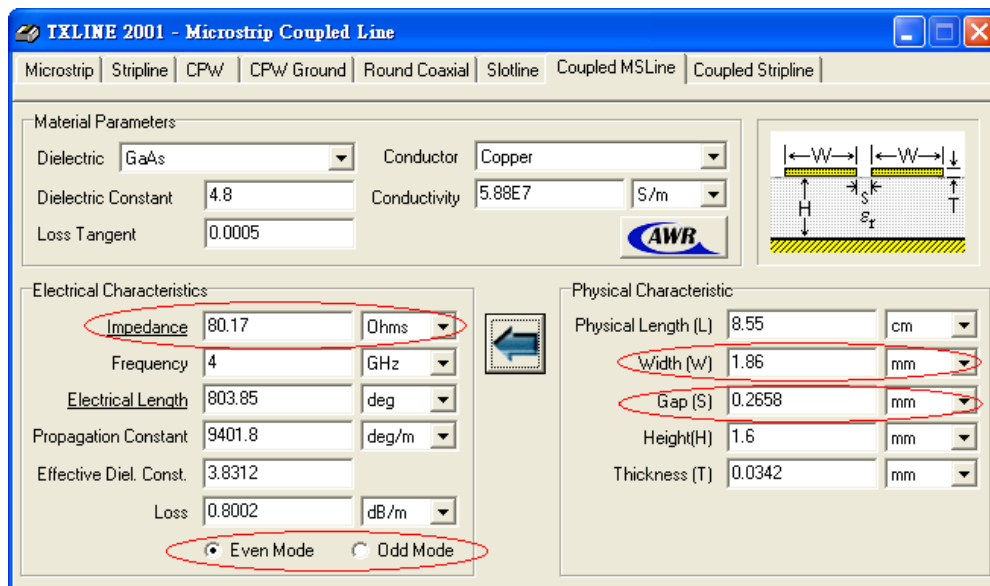
在經過 J-converter 轉換後，可變為圖(b)的等效電路。



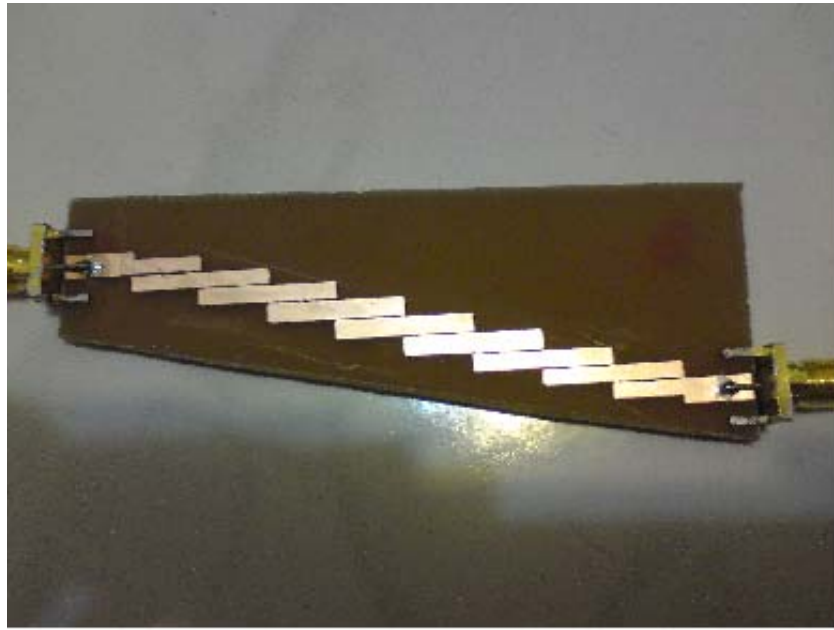
圖四:這是 $N+1$ 段圖三(b)的等效電路連結而成的帶通濾波器，其等效電路與銅箔電路的關係如上



圖五: $n=7$ 的柴比雪夫正規化低通濾波器，其相對各個元件數值的歸一化常數。



圖六:利用 Microwave office 計算奇模阻抗與偶模阻抗。右邊紅圈分別為耦合線的電路寬度狹縫寬度。左上紅圈為相對於寬度阻抗，左下可選奇模或偶模狀態。

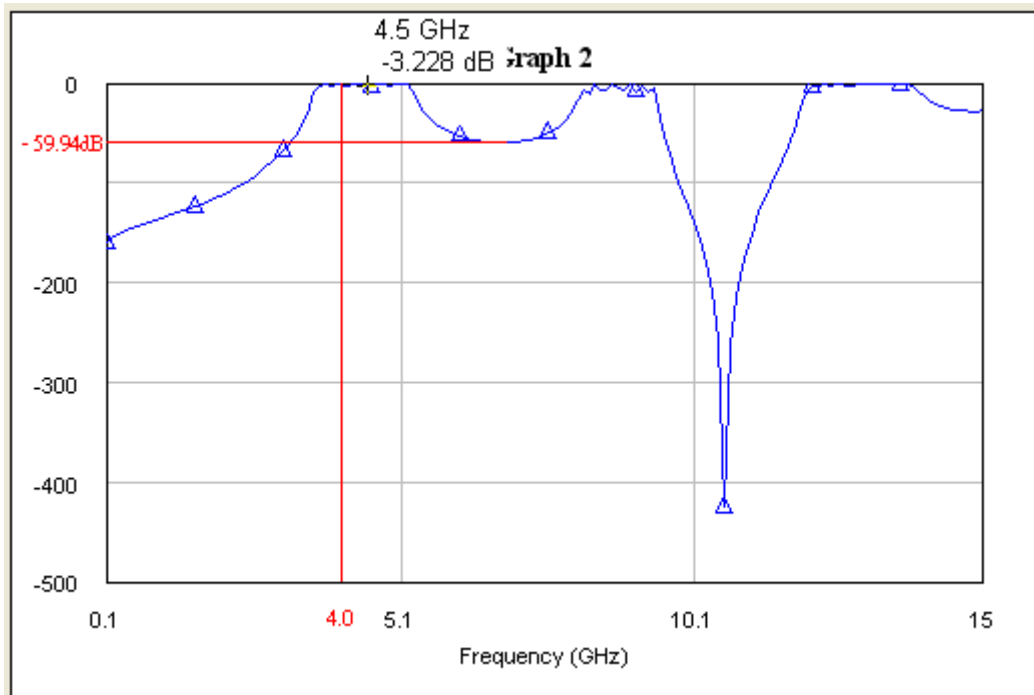


圖七:我們製作出來的 $n=7$ 雙耦合線帶通濾波器，

其中左起第一個狹縫為 s_{01} 、 s_{12} s_{78} °

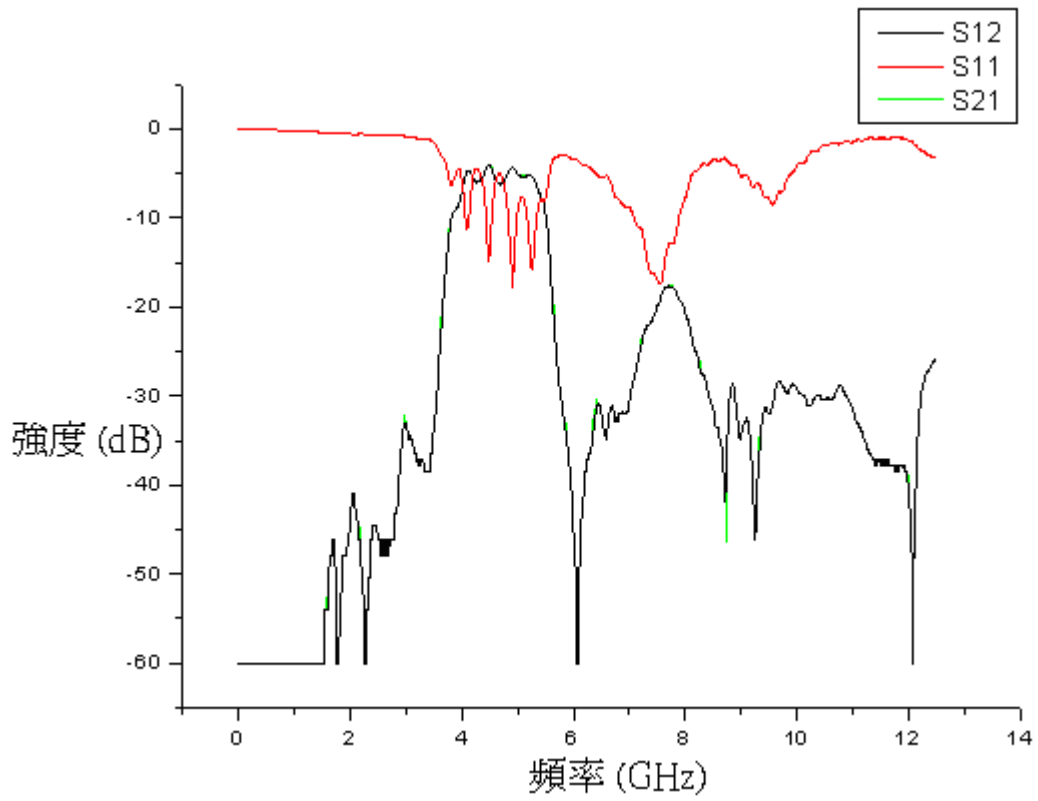
左起第一對耦合線寬度為 w_{01} 、 w_{12} w_{78} °

一共有八對雙耦合線，輸入及輸出端的微帶線阻抗為 50 歐姆(利用 APPCAD)。



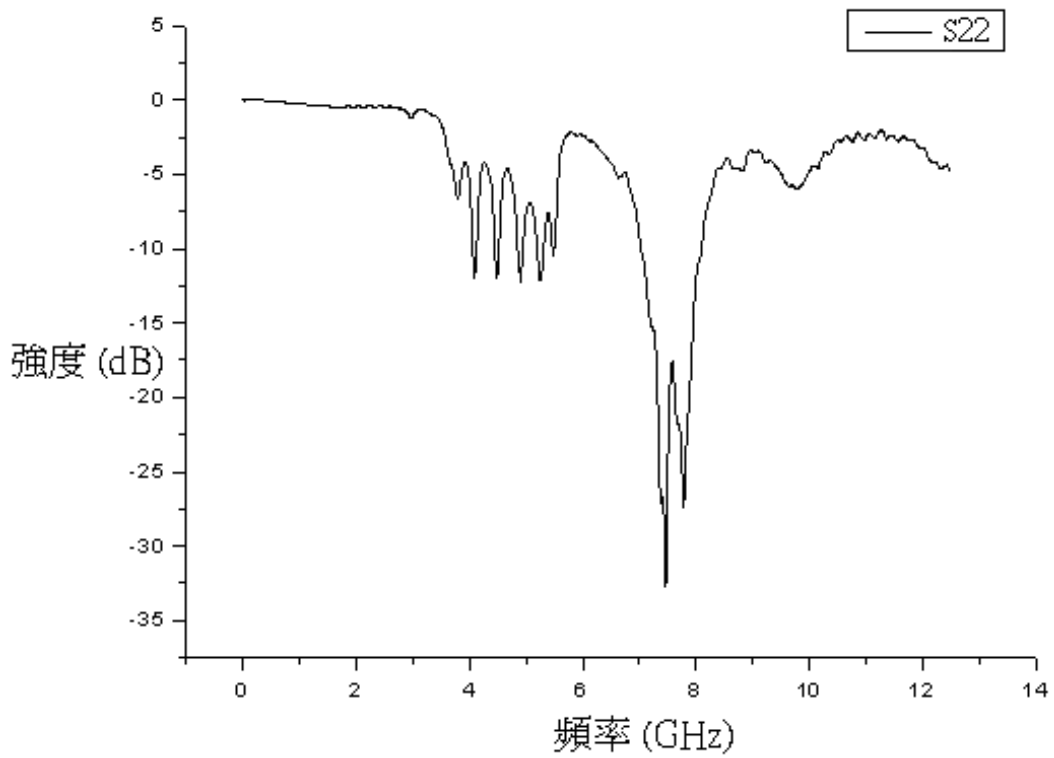
圖八:以上述雙耦合線的數據模擬的頻率響應圖，可觀察到中心頻率為 4.5GHz。

訊號強度為-3.228dB。與另一端寄生響應中間衰減的最大強度為-59.94Db。

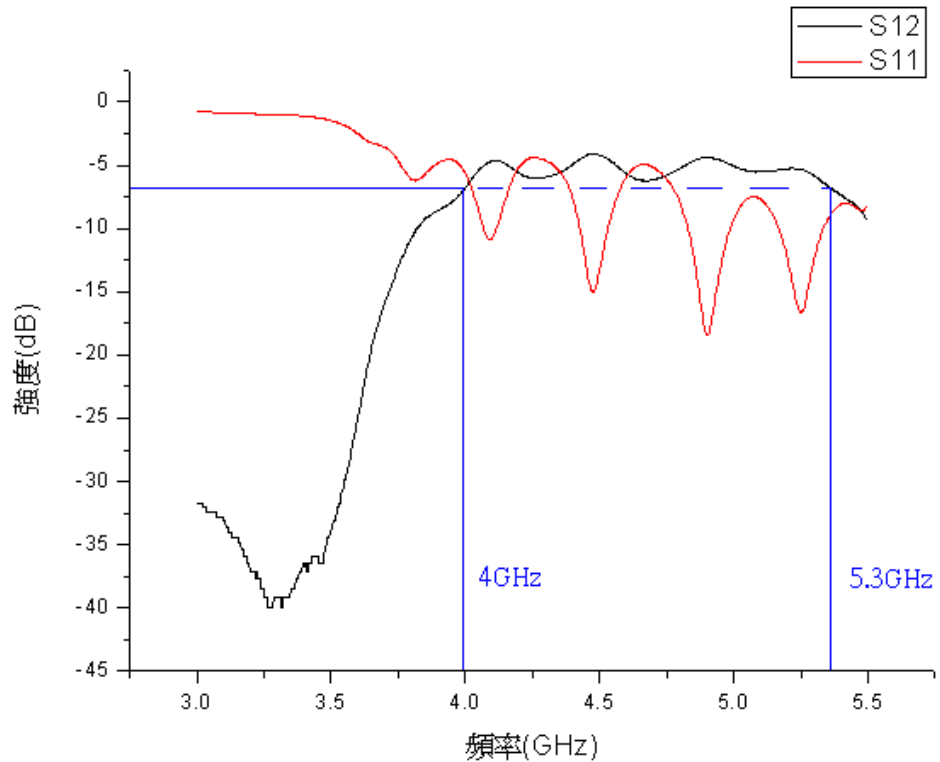


圖九(a):雙耦合線帶通濾波器測量得到的 S11 與 S12 圖形

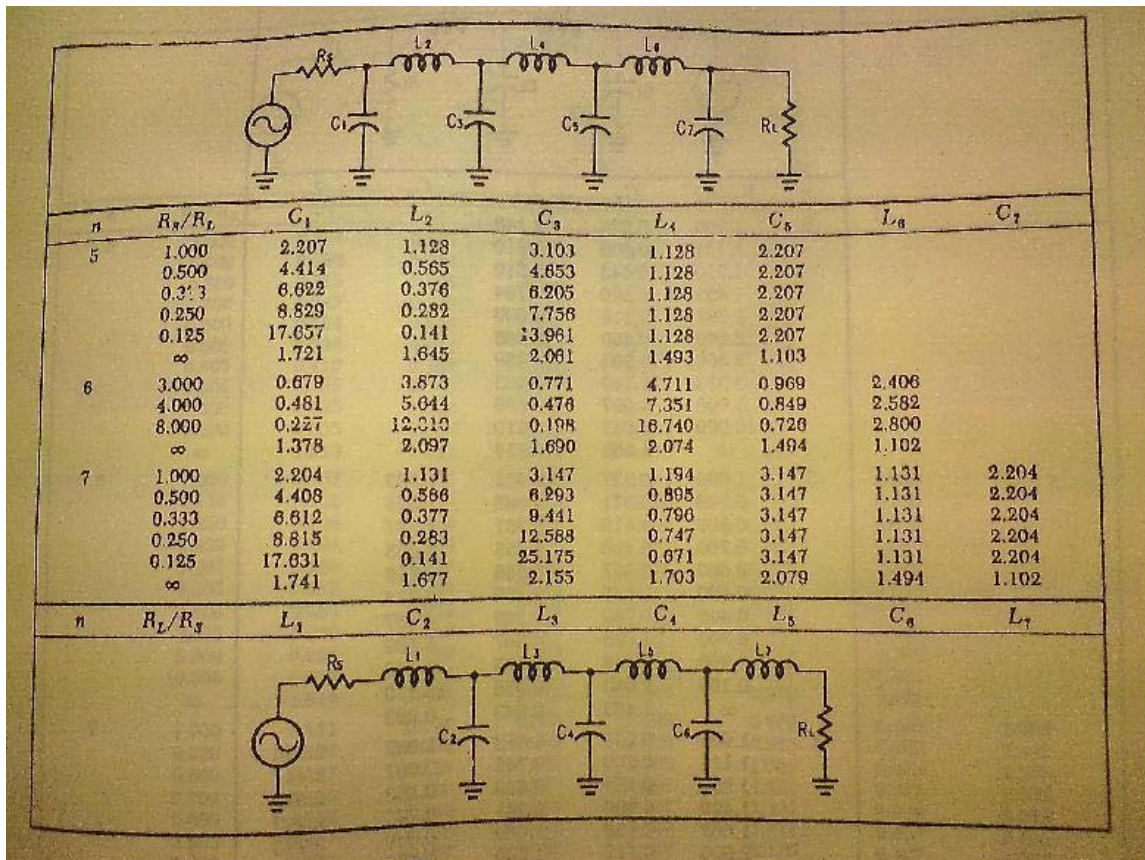
而



圖九(b):雙耦合線帶通濾波器測量得到的 S11 與 S12 圖形



圖九(c):圖九(a)在 3~5.5GHz 的區域放大，



表一:帶內衰減 0dB 的正規化柴比雪夫低通濾波器的歸一化參數表，我們所選定的是 $n=7$ ， $R_L/R_s = 1$ 的正規化柴比雪夫低通濾波器來轉換。

參考資料:高頻電路設計原理 木宗正等著 全華圖書

高頻電路設計應用技術 白中和編譯 建興出版社

高頻電路設計基礎 何中庸編譯 全華圖書

微波電路學 孫又予著 國立編譯館

高頻電路分析與設計 賈志靜編著 全華圖書

http://www.crt.ntust.edu.tw/JT_WEB/e-journal/vol22/%E6%8A%80%E8%A1%93%E5%AD%B8%E5%88%8A22-2%E6%9C%9Fpdf/05.pdf

微帶耦合線帶通濾波器與雙工器研製 Research of Microstrip Coupled-Line Bandpass Filter and Diplexer 作者：張博奕 國立中央大學

感謝老師這學期的課程設計，以及助教多次的幫助。讓我們重複做了那麼多次作品的情況下，仍能完成這個濾波器。同時也感謝班上同學的幫忙。