第一章　簡介

帶拒濾波器(BSF)是通訊系統中射頻前端常用的元件，其目的之一是抑制不要的虛假響應，進而提升訊號的品質。因爲它可用於濾掉一些我們不要的干擾頻率，所以人們將其廣泛的應用在衛星通訊系統、手機通訊與有線電視中。在一般的 TEM 或 quasi-TEM 的窄頻帶拒濾波器中，大致可分爲三種。圖 1.1(a)中的電路，主要是利用主傳輸線電耦合到半波長的諧振腔，圖 1.1(b)，則是利用主傳輸線磁耦合到半波長的髮夾式諧振腔；若平面電路爲避免接地貫孔，亦可如圖 1.1(c)，其中在圖 1.1 中，每個共振腔均需相隔 $\lambda/4$ [1~3]。

圖 1.2 中每個共振腔由一段耦合長度爲 $\lambda/4$，與一個開路殘段所組成[4~6]。因形狀的緣故，故稱之爲 ”L 型共振腔”。每個 L 型共振腔長度，爲此帶拒響應的中心頻率 f_0 所對應到的 $\lambda/2$ 長度。在 BSF 設計方法 [1]中，是利用套裝軟體來做模擬，以建構出電抗 (x/Z_0) 與耦合間距的關係圖。接著，依設計所需之比例頻寬來找出相對應的耦合間距。然而，此方法只能獲得一個粗估值而已，並不符合吾人嚴謹的合成需求。

本論文中以一個平行耦合微帶線帶拒濾波器爲基礎，經由其等效電路推導出的合成公式，以獲得設計時所需的線寬與間距，由於平行

耦合微帶線結構可實現的間距有限，以致於可設計的最高頻寬僅可達 6.5% 左右。爲了解決此一問題，本文引進三線的架構，則設計頻寬可增至 12%。

本論文之編排如下：第二章先介紹平行耦合微帶線帶拒濾波器的設計原理；第三章則說明三線帶拒濾波器的設計原理，並藉由帶拒濾波器的等效電路模型相等，找出兩線與三線帶拒濾波器的關係式；第四章是電路模擬與量測結果；第五章爲結論。

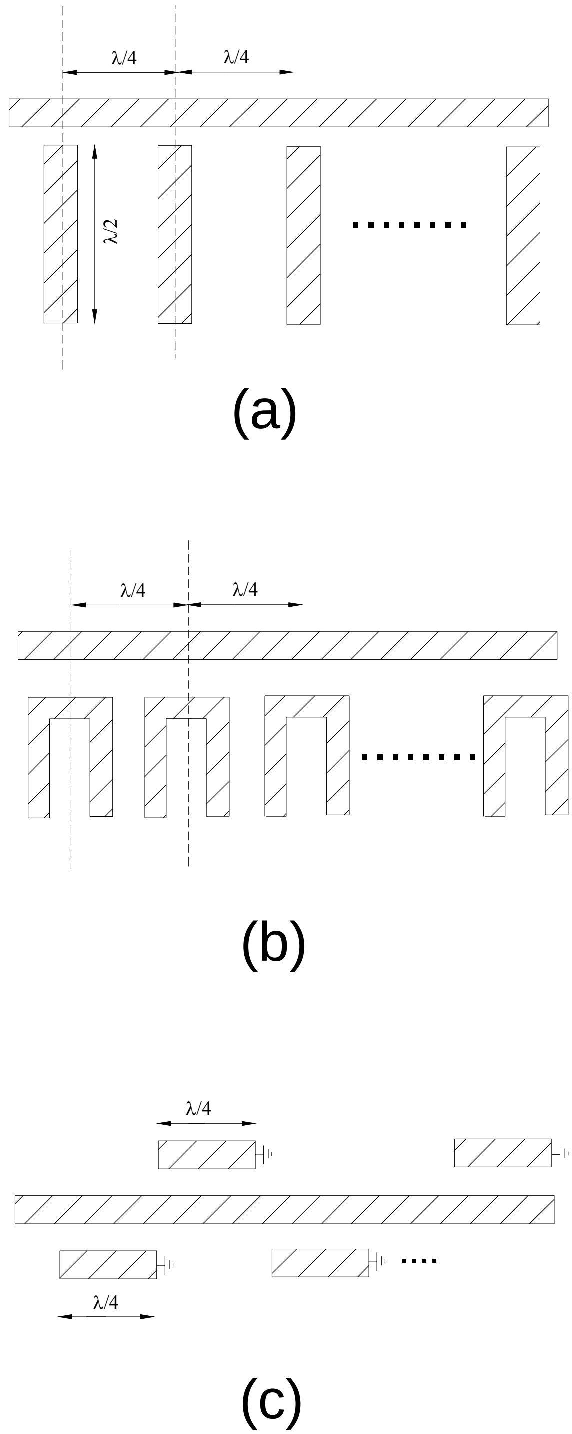

圖 1.1　TEM 或 quasi-TEM 的窄頻帶拒濾波器的結構(a)電耦合

(b)磁耦合(c)混合式耦合

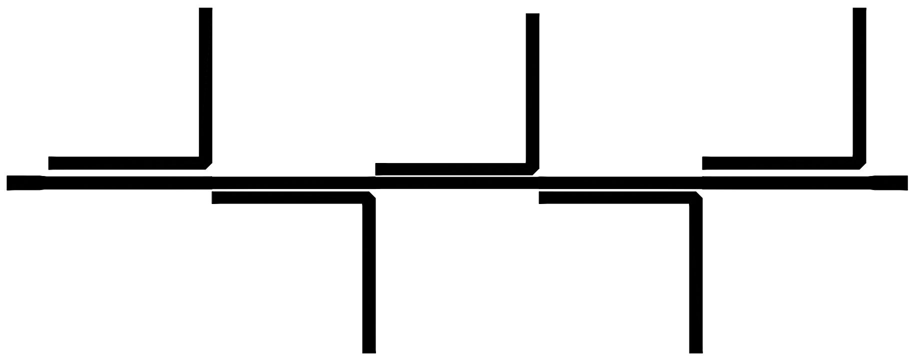

圖 1.2 一個五階帶拒濾波器的電路佈局圖

第二章　平行耦合微帶線帶拒濾波器之設計

本章將以一個單級平行耦合微帶線 (parallel-coupled line microstrip) 為基礎，設計一個窄頻的帶拒 (bandstop) 濾波器。利用平行耦合微帶線的開路阻抗矩陣，可導出此單級帶拒濾波器的開路阻抗矩陣，並求得其等效電路的模型。根據所給定的比例頻寬 Δ(FBW) 與低通濾波器原型電路中各元件值 g_i，就可以計算出各耦合級所需的線寬 W 與 線距S，達到電路合成之目的。

2-1 平行耦合微帶線單耦合級之網路分析

圖 2.1 為一個平行耦合微帶線的剖面圖，圖 2.2 所示為平行耦合線段所形成的四端埠網路，其端埠電壓與電流的定義如圖所示。利用奇偶模與重疊原理，如圖 2.3 所示，可推導出此四端埠網路的開路阻抗矩陣。在此圖中，i_1 與 i_4 兩個電流源使該傳輸線操作於偶模中，而 i_2 與 i_3 兩個電流源使該傳輸線操作於奇模。由重疊原理，端埠的總電流 I_i 以偶模與奇模電路可表示如下：

$$\begin{aligned} I_1 &= i_1 + i_3 \\ I_2 &= i_4 + i_2 \\ I_3 &= i_1 - i_3 \\ I_4 &= i_4 - i_2 \end{aligned} \tag{2.1}$$

先考慮輸入爲 i_1 的偶模，如果其他端埠均爲開路，端埠 1 與 3 所看到的阻抗爲

$$Z_{in}^{e}=-jZ_{0e}\cot\beta\ell. \tag{2.2}$$

導體上的電壓數學式爲

$$v_a^1(z)=v_b^1(z)=V_e^+\left[e^{-j\beta(z-\ell)}+e^{j\beta(z-\ell)}\right]=2V_e^+\cos\beta(\ell-z) \tag{2.3}$$

所以在端埠 1 與 3 上的電壓爲

$$v_a^1(0)=v_b^1(0)=2V_e^+\cos\beta\ell=i_1Z_{in}^{e} \tag{2.4}$$

將此式與 (2.2) 合併後，可將 (2.3) 以 i_1 表示爲

$$v_a^1(z)=v_b^1(z)=-jZ_{0e}\frac{\cos\beta(\ell-z)}{\sin\beta\ell}i_1 \tag{2.5}$$

同理，以 i_4爲輸入電流的傳輸線偶模電壓爲

$$v_a^4(z)=v_b^4(z)=-jZ_{0e}\frac{\cos\beta z}{\sin\beta\ell}i_4 \tag{2.6}$$

再考慮輸入爲 i_3 的奇模，同樣其他端埠均爲開路，端埠 1 與 3 所看到的阻抗爲

$$Z_{in}^{o} = -jZ_{0o}\cot\beta\ell. \tag{2.7}$$

導體上的電壓為

$$v_a^3(z) = -v_b^3(z) = V_e^+\left[e^{-j\beta(z-\ell)} + e^{j\beta(z-\ell)}\right] = 2V_o^+\cos\beta(\ell - z) \tag{2.8}$$

端埠 1 與 3 的電壓為

$$v_a^3(0) = -v_b^3(0) = 2V_o^+\cos\beta\ell = i_3 Z_{in}^{o} \tag{2.9}$$

此式與 (2.7) 合併後，可將 (2.8) 以i_3表示為

$$v_a^3(z) = -v_b^3(z) = -jZ_{0o}\frac{\cos\beta(\ell - z)}{\sin\beta\ell}i_3 \tag{2.10}$$

同理，以i_2為輸入電流的傳輸線奇模電壓為

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{0o}\frac{\cos\beta z}{\sin\beta\ell}i_2 \tag{2.11}$$

所以端埠 1 的總電壓為

$$\begin{aligned} V_1 &= v_a^1(0) + v_a^2(0) + v_a^3(0) + v_a^4(0) \\ &= -j(Z_{oe}i_1 + Z_{0o}i_3)\cot\theta - j(Z_{0e}i_4 + Z_{0o}i_2)\csc\theta \end{aligned} \tag{2.12}$$

式中我們用到 (2.5)、(2.6)、(2.9) 與 (2.11)，且 $\theta = \beta\ell$，接著我們將 (2.1)中的 i_j解出，並以 I_k表示：

$$
\begin{aligned}
i_1 &= \frac{1}{2}(I_1 + I_3) \\
i_2 &= \frac{1}{2}(I_2 - I_4) \\
i_3 &= \frac{1}{2}(I_1 - I_3) \\
i_4 &= \frac{1}{2}(I_2 + I_4)
\end{aligned}
\tag{2.13}
$$

將之代入 (2.12) 後，可得

$$
\begin{aligned}
V_1 = &\frac{-j}{2}\left[(Z_{0e} + Z_{0o})I_1 + (Z_{0e} - Z_{0o})I_3\right]\cot\theta \\
&\frac{-j}{2}\left[(Z_{0e} - Z_{0o})I_4 + (Z_{0e} + Z_{0o})I_2\right]\csc\theta
\end{aligned}
\tag{2.14}
$$

此式爲耦合線段 4×4 開路阻抗矩陣 [Z] 中，第一行中的所有四個元素。根據結構的對稱性，只要知道該矩陣的第一行中的所有元素，就可以知道其他的所有元素，各元素的數學式如下：

$$Z_{11} = Z_{33} = Z_{44} = Z_{22} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\cot\theta \tag{2.15a}$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{42} = Z_{24} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o})\cot\theta \tag{2.15b}$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{32} = Z_{23} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o})\csc\theta \tag{2.15c}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\csc\theta \tag{2.15d}$$

將上式可整理成 [V]=[Z][I] 的形式

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \frac{-j}{2} \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} \\ Z_{ba} & Z_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

其中

$$Z_{aa} = Z_{bb} = \begin{bmatrix} Z_{0e}\cot\theta + Z_{0o}\cot\theta & Z_{0e}\csc\theta + Z_{0o}\csc\theta \\ Z_{0e}\csc\theta + Z_{0o}\csc\theta & Z_{0e}\cot\theta + Z_{0o}\cot\theta \end{bmatrix}$$

$$Z_{ab} = Z_{ba} = \begin{bmatrix} Z_{0e}\cot\theta - Z_{0o}\cot\theta & Z_{0e}\csc\theta - Z_{0o}\csc\theta \\ Z_{0e}\csc\theta - Z_{0o}\csc\theta & Z_{0e}\cot\theta - Z_{0o}\cot\theta \end{bmatrix}$$

2-2 單級平行耦合微帶線帶拒濾波器分析

圖 2.4 爲一個帶拒濾波器的單一耦合級，在端埠 4 的開路殘段傳輸線，假設其特性阻抗爲 Z_k 且電氣長度爲 θ_k 。根據定義，可以得知 $\theta+\theta_k$ 的長度必須爲λ/2 才可達到共振條件。在端埠 4，所看到的輸入阻抗值 Z_4 爲

$$Z_4 = \frac{V_4}{-I_4} = Z_k \frac{\infty + jZ_k \tan\theta_k}{Z_k + j\infty \tan\theta_k} = -jZ_k \cot\theta_k \tag{2.17}$$

由 (2.17)，在端埠 4 上的電壓可以I_4表示爲

$$V_4 = jZ_k I_4 \cot\theta_k \tag{2.18}$$

接著考慮 $I_3 = 0$ (端埠 3 為開路) 的條件，此四端埠網路的 4×4 阻抗矩陣可簡化為一個 3×3 的矩陣，如下：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{24} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_4 \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

將 (2.18) 代入 (2.19) ，若以代數式表示，可得

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{14}I_4 \tag{2.20a}$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{24}I_4 \tag{2.20b}$$

$$V_4 = Z_{41}I_1 + Z_{42}I_2 + Z_{44}I_4 = jZ_k I_4 \cot\theta_k \tag{2.20c}$$

其中，(2.20c) 可化簡為

$$I_4 = \frac{Z_{41}}{jZ_k \cot\theta_k - Z_{44}} I_1 + \frac{Z_{42}}{jZ_k \cot\theta_k - Z_{44}} I_2 \tag{2.21}$$

再將 (2.21) 代入 (2.20a) 與 (2.20b)，則可將(2.19)進一步簡化為

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \tag{2.22}$$

其中

$$Z_{11} = -j\frac{2Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta\cot\theta_k + (Z_{0e}+Z_{0o})^2\cot^2\theta - (Z_{0e}-Z_{0o})^2\csc^2\theta}{4Z_k\cot\theta_k + 2(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta} \tag{2.23a}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = -j\frac{2Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})\csc\theta\cot\theta_k + 4Z_{0e}Z_{0o}\csc\theta\cot\theta}{4Z_k\cot\theta_k + 2(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta} \tag{2.23b}$$

$$Z_{22} = -j\frac{2Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta\cot\theta_k + 4Z_{0e}Z_{0o}\cot^2\theta}{4Z_k\cot\theta_k + 2(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta} \qquad (2.23c)$$

2-3 單級平行耦合微帶線帶拒濾波器之等效電路模型

圖 2.5 爲本文所提出的單級帶拒濾波器之等效電路。此等效電路由一阻抗爲 Z_A 且電氣長度爲 θ 的耦合線段，與一個串聯的 LC 共振電路並聯所組成。其中串聯的 LC 共振電路的輸入阻抗 Z 可表示爲

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = jX \qquad (2.24)$$

此等效電路的 ABCD 矩陣可表示爲

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_A\sin\theta \\ \dfrac{j\sin\theta}{Z_A} & \cos\theta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{jX} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta + \dfrac{Z_A}{X}\sin\theta & jZ_A\sin\theta \\ \dfrac{\cos\theta}{jX} + j\dfrac{\sin\theta}{Z_A} & \cos\theta \end{bmatrix} \qquad (2.25)$$

首先，將 ABCD 矩陣轉爲 [Z] 矩陣，則可表示爲

$$Z_{11} = \frac{A}{C} = j\frac{\cos\theta + \dfrac{Z_A}{X}\sin\theta}{\dfrac{\cos\theta}{X} - \dfrac{\sin\theta}{Z_A}} = jZ_A\frac{X\cos\theta + Z_A\sin\theta}{Z_A\cos\theta - X\sin\theta} \qquad (2.26a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} = j\frac{1}{\dfrac{\cos\theta}{X} - \dfrac{\sin\theta}{Z_A}} = jZ_A\frac{1}{\dfrac{Z_A}{X}\cos\theta - \sin\theta} \qquad (2.26b)$$

$$Z_{22}=\frac{D}{C}=j\frac{\cos\theta}{\frac{\cos\theta}{X}-\frac{\sin\theta}{Z_A}}=jZ_A\frac{\cos\theta}{\frac{Z_A}{X}\cos\theta-\sin\theta} \tag{2.26c}$$

接著，因耦合長度接近 λ/4， 所以$\cos\theta\approx0$ 且 $\sin\theta\approx1$，則 (2.26a) 可表示成

$$Z_{11}\approx jZ_A\frac{\frac{Z_A}{X}\sin\theta}{\frac{Z_A}{X}\cos\theta-\sin\theta} \tag{2.27}$$

另外，在中心頻率f_0時，根據串聯LC之共振特性， $X=0$。由於$\cos\theta\approx0$，因此必須使用羅必達法則 (L'HOSPITAL rule)求算(2.27)之極限值

$$\frac{\cos\theta}{X}=\frac{\cos\omega t}{\omega L-\frac{1}{\omega C}}=\left.\frac{\frac{d(\cos\omega t)}{d\omega}}{\frac{d(\omega L-\frac{1}{\omega C})}{d\omega}}\right|_{\omega=\omega_0}$$

$$=\left.\frac{-t\sin\omega t}{L+\frac{C}{\omega^2C^2}}\right|_{\omega=\omega_0}=\frac{-t\sin\omega_0 t}{L+\frac{1}{\omega_0{}^2C}}=\frac{-t\sin\omega_0 t}{2L}=-\frac{t}{2L} \tag{2.28}$$

其中 $\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$ 且 $t=\frac{\ell}{v_p}=\frac{\ell}{c}\sqrt{\varepsilon_{reff}}$。 c爲真空中的光速，而 ℓ 是此帶拒響應中心頻率f_0所對應到的 $\lambda/4$ 長度。

令

$$Y = \frac{t}{2L} = \frac{\pi}{4}\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad 當\ \omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.29}$$

將 (2.28)、(2.29) 代入 (2.26) 與 (2.27)，則等效電路的 [Z] 矩陣可表示成

$$Z_{11} = -jZ_A \frac{\frac{Z_A}{X}\sin\theta}{1+YZ_A} = -jZ_A \frac{\frac{Z_A}{X}}{1+YZ_A} \tag{2.30a}$$

$$Z_{12} = -jZ_A \frac{1}{1+YZ_A} \tag{2.30b}$$

$$Z_{22} = -jZ_A \frac{\cos\theta}{1+YZ_A} \tag{2.30c}$$

2-4 單級平行耦合微帶線帶拒濾波器之設計公式

將 2-2 節所推得的 Z 矩陣與 2-3 節中等效電路的 Z 矩陣相結合，經由數學式的相等，找出彼此間的關係式。

首先，令 (2.23a) 與 (2.30a) 相等，可得

$$Z_{11} = \frac{\frac{Z_A{}^2}{X}}{1+YZ_A} = \frac{2Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta\cot\theta_k + (Z_{0e}+Z_{0o})^2\cot^2\theta - (Z_{0e}-Z_{0o})^2\csc^2\theta}{4Z_k\cot\theta_k + 2(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta} \tag{2.31}$$

則 (2.31) 可表示爲

$$\frac{\cos\theta}{X}\frac{Z_A{}^2}{1+YZ_A} = \frac{-(Z_{0e}-Z_{0o})^2}{2(Z_{0e}+Z_{0o}+2Z_k)} \qquad 當\ \theta \approx 90^\circ 且\ \theta_k \approx 90^\circ \tag{2.32}$$

將 (2.28) 代入 (2.32) 後，可得

$$\frac{YZ_A^{\;2}}{1+YZ_A}=\frac{(Z_{0e}-Z_{0o})^2}{2(Z_{0e}+Z_{0o}+2Z_k)} \tag{2.33}$$

同理，令 (2.23b) 與 (2.30b) 相等，可得

$$Z_{12}=\frac{Z_A}{1+YZ_A}=\frac{2Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})\csc\theta\cot\theta_k+4Z_{0e}Z_{0o}\csc\theta\cot\theta}{4Z_k\cot\theta_k+2(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta} \tag{2.34}$$

則 (2.34) 可表示爲

$$\frac{Z_A}{1+YZ_A}=\frac{Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})+2Z_{0e}Z_{0o}}{2Z_k+Z_{0e}+Z_{0o}} \quad 當\theta\approx 90^\circ 且\theta_k\approx 90^\circ \tag{2.35}$$

由 (2.23c) 與 (2.30c) 相等，可得

$$Z_{22}=\frac{Z_A\cos\theta}{1+YZ_A}=\frac{2Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta\cot\theta_k+4Z_{0e}Z_{0o}\cot^2\theta}{4Z_k\cot\theta_k+2(Z_{0e}+Z_{0o})\cot\theta} \tag{2.36}$$

則 (2.36) 可表示爲

$$\frac{Z_A}{1+YZ_A}=\frac{Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})+2Z_{0e}Z_{0o}}{2Z_k+Z_{0e}+Z_{0o}} \quad 當\theta\approx 90^\circ 且\theta_k\approx 90^\circ \tag{2.37}$$

其中 (2.35) 與 (2.37) 爲相同的結果。

整合 (2.33)、(2.35) 與 (2.37)，可得下述二式

$$\frac{YZ_A^{\;2}}{1+YZ_A}=\frac{(Z_{0e}-Z_{0o})^2}{2(Z_{0e}+Z_{0o}+2Z_k)} \tag{2.38}$$

$$\frac{Z_A}{1+YZ_A}=\frac{Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})+2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e}+Z_{0o}+2Z_k} \qquad (2.39)$$

為了簡化，令 $\frac{Z_A}{1+YZ_A}=K$ 且 $\frac{YZ_A{}^2}{1+YZ_A}=YZ_AK=K_1$。經由代數處理後，可將 Z_{0e}及Z_{0o} 表為

$$Z_{0e}=\frac{(Z_k-K)K_1-K(K+Z_k)-(Z_k-K)\sqrt{K_1{}^2+KK_1+K_1Z_k}}{-K-Z_k-2K_1+2\sqrt{K_1{}^2+KK_1+K_1Z_k}} \qquad (2.40)$$

與

$$Z_{0o}=K+K_1-\sqrt{K_1{}^2+KK_1+K_1Z_k} \qquad (2.41)$$

2-5 多級平行耦合微帶線帶拒濾波器之設計與合成

圖 2.6 所示為一個多級平行耦合微帶線帶拒濾波器的實際電路佈局圖，在本節中將探討其合成。如圖 2.7 所示，低通原型濾波器的設計，可以轉換到帶拒的頻率響應[7]。若 ω_1 與 ω_2 為帶拒的兩個邊緣頻率，則帶拒的響應可經由低通濾波器，用以下的頻率轉換得到

$$\omega \leftarrow -\Delta\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^{-1} \qquad (2.42)$$

其中 $$\Delta \equiv FBW=\frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0}$$

稱為帶拒濾波器的比例頻寬。中心頻率 ω_0 可選為 ω_1 與 ω_2 的算術

平均數，不過，若選爲幾何平均數，整個數學式會比較簡單：

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{2.43}$$

新濾波器元件值可由(2.42)代入串聯電抗與並聯電納中求得：

$$jX_k = -j\Delta\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^{-1} L = j\omega L_p // \frac{1}{j\omega C_p} = \left(\frac{1}{j\omega L_p} + j\omega C_p\right)^{-1} \tag{2.44}$$

低通濾波原型中的串聯電感 L 轉換成並聯的 LC 電路，其元件值可表爲：

$$\omega_0 L_p = \frac{1}{\omega_0 C_p} = \Delta \times g_i \tag{2.45}$$

同理，

$$jB_k = -j\Delta\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^{-1} C = \frac{1}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}} = \left(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}\right)^{-1} \tag{2.46}$$

低通濾波原型中的並聯電容 C 轉換成串聯的 LC 電路，經簡化後，其元件值可表爲：

$$\omega_0 L_s = \frac{1}{\omega_0 C_s} = \frac{1}{\Delta \times g_i} \tag{2.47}$$

因本文所提出之等效電路模型爲串聯的 LC 共振電路，所以採用 (2.47) 爲合成所需之公式。

根據所給定的比例頻寬與低通濾波器原型電路中各元件值 g_i 代入 (2.47)中，即可求得各耦合級的電感與電容值。最後，由 2-4 節中的 Z_{0o} 與 Z_{0e} 公式，並依據耦合微帶線的偶模與奇模特性阻抗設

計曲線圖，即可計算出各耦合級所需的線寬 W 與線距 S，以達到電路合成之目的。

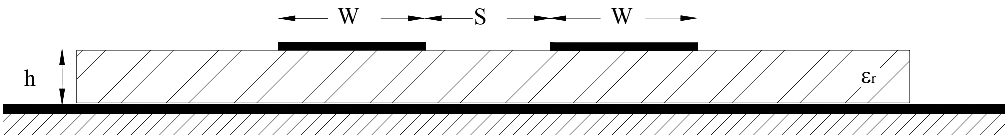

圖 2.1 耦合微帶線的剖面圖

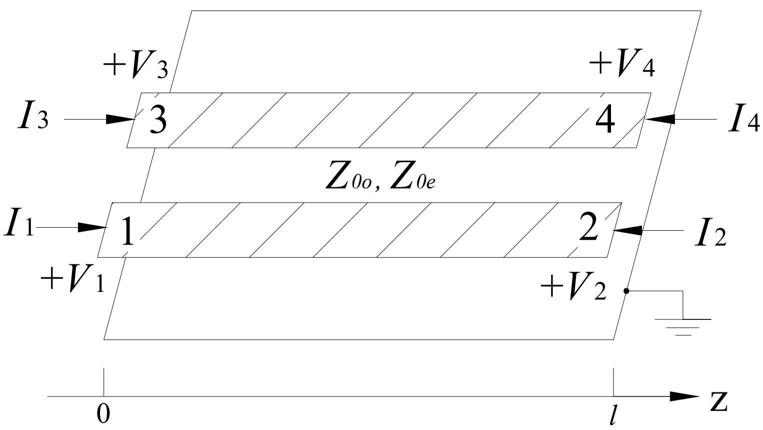

圖 2.2 平行耦合線段端埠電壓與電流的定義

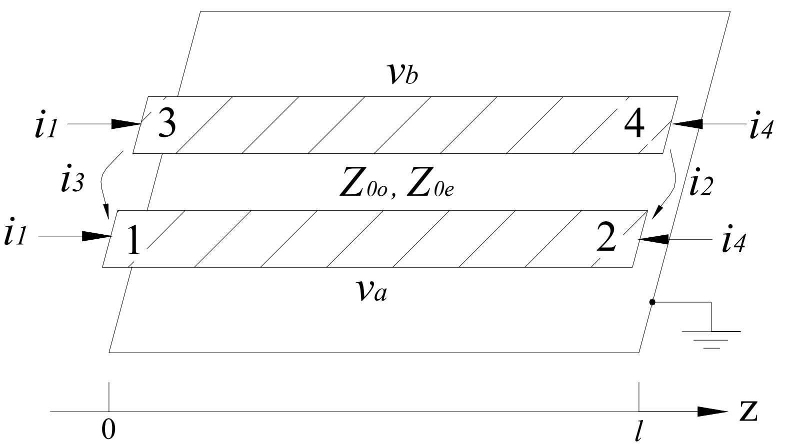

圖 2.3 平行耦合線段的奇、偶模電流

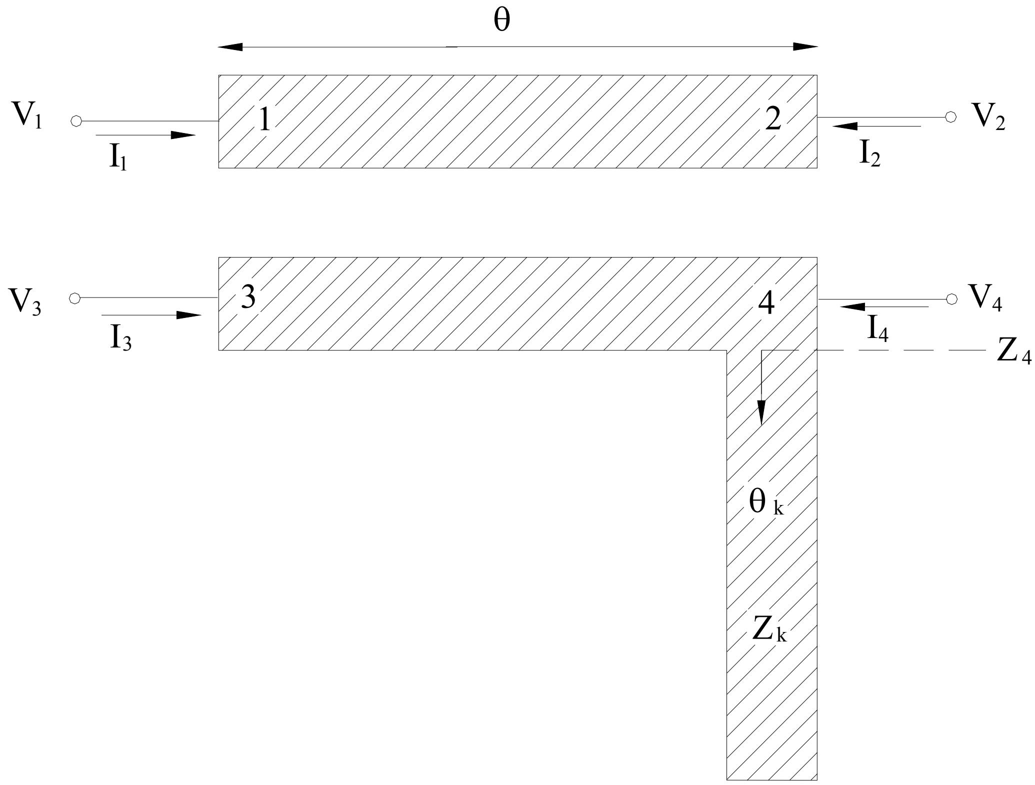

圖 2.4 一個平行耦合微帶線帶拒濾波器的單一耦合級

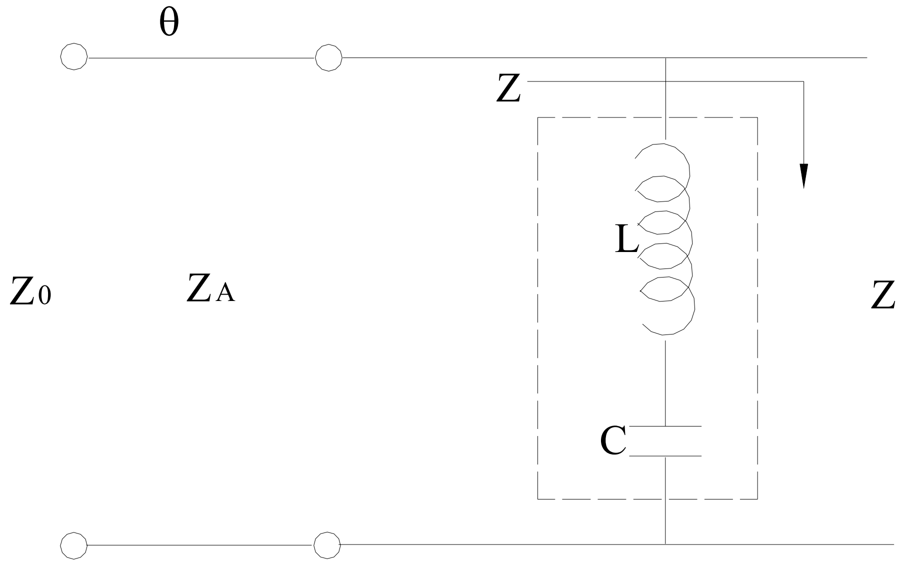

圖 2.5 單級帶拒濾波器的等效電路圖

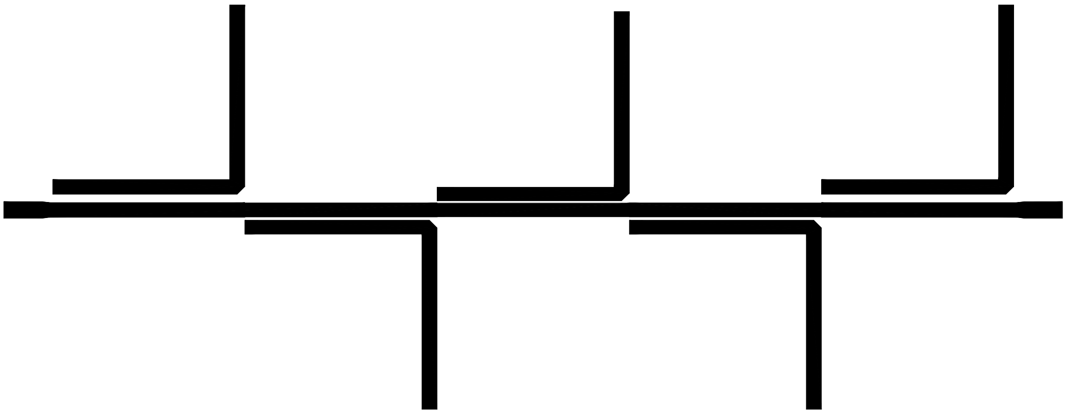

圖 2.6 多級平行耦合微帶線帶拒濾波器的實際電路佈局圖

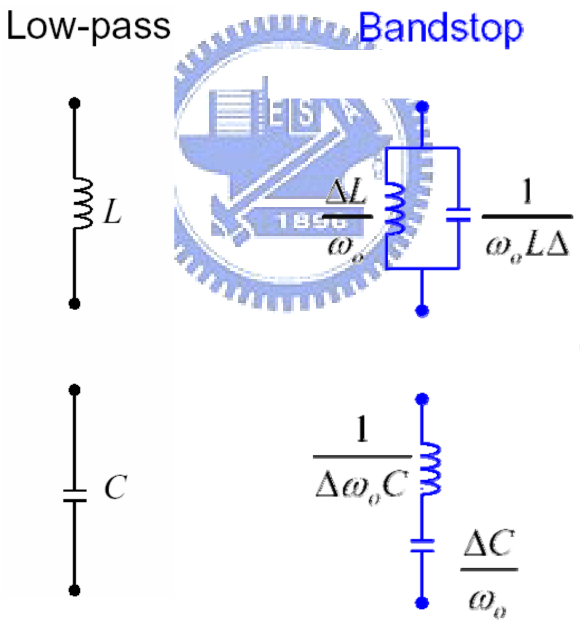

圖 2.7 低通到帶拒響應的轉換

第三章 平行耦合三線微帶線帶拒濾波器之設計

本章提出平行耦合三線微帶線結構 (parallel coupled three-line microstrip) 爲耦合級，以設計一個窄頻的帶拒濾波器。藉由第二章的分析結果及等效電路的建立，求出三線結構所需的設計與合成公式。根據所給定的比例頻寬與低通濾波器原型電路中各元件值 g_i，就可以計算出各耦合級所需的線寬 W 與線距 S，達到電路合成之目的。

3-1 平行耦合三線微帶線單耦合級之網路分析

圖 3.1 爲一個平行耦合三線微帶線的剖面圖，圖 3.2 所示爲平行耦合三線線段所形成的六端埠網路，其端埠電壓與電流如圖所示，爲簡化分析，此三條微帶線具有相同的線寬W與線距S，亦即整個電路爲對稱結構。在此結構中，共有三種 quasi-TEM 的模態。令 [L] 與 [C] 分別爲這個結構中的單位長度電感與電容矩陣，這兩者可經由空間頻域法 (SDA) 來求算 [8~10]。 [L][C] 矩陣乘積的特徵向量即爲三個主模的特徵電壓矩陣 $[M_v]$。根據結構的對稱性，特徵電壓矩陣 $[M_v]$ 可表爲

$$[M_V]=\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{m_1^{\,2}+2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{m_3^{\,2}+2}} \\ \frac{m_1}{\sqrt{m_1^{\,2}+2}} & 0 & -\frac{m_3}{\sqrt{m_3^{\,2}+2}} \\ \frac{1}{\sqrt{m_1^{\,2}+2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{m_3^{\,2}+2}} \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

此六端埠網路的阻抗矩陣可表示如下：

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} Z_a & Z_b \\ Z_b & Z_a \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

其中

$$[V_a]=[V_3,V_1,V_5]^T\text{，} \tag{3.3a}$$

$$[V_b]=[V_4,V_2,V_6]^T\text{，} \tag{3.3b}$$

$$[I_a]=[I_3,I_1,I_5]^T\text{，} \tag{3.3c}$$

$$[I_b]=[I_4,I_2,I_6]^T. \tag{3.3d}$$

且

$$[Z_a]=[M_V]diag[-jZ_{mi}\cot\theta_i][M_V]^T \tag{3.4a}$$

$$[Z_b]=[M_V]diag[-jZ_{mi}\csc\theta_i][M_V]^T \tag{3.4b}$$

(3.4a) 與 (3.4b) 中，$\theta_i=\beta_i\ell$，β_i爲第i個主模的相位常數，ℓ 爲長度。其中阻抗矩陣 $[Z_a]$ 與 $[Z_b]$ 的推導可以參考[11]。

令 $C_i=cot\theta_i$，並將 (3.1) 代入 (3.4a)，則 (3.4a) 可表爲

$$[Z_a]=(-j)\begin{bmatrix} \frac{Z_{o1}C_1}{\sqrt{m_1^{\ 2}+2}} & \frac{Z_{o2}C_2}{\sqrt{2}} & \frac{Z_{o3}C_3}{\sqrt{m_3^{\ 2}+2}} \\ \frac{m_1 Z_{o1}C_1}{\sqrt{m_1^{\ 2}+2}} & 0 & -\frac{m_3 Z_{o3}C_3}{\sqrt{m_3^{\ 2}+2}} \\ \frac{Z_{o1}C_1}{\sqrt{m_1^{\ 2}+2}} & -\frac{Z_{o2}C_2}{\sqrt{2}} & \frac{Z_{o3}C_3}{\sqrt{m_3^{\ 2}+2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{m_1^{\ 2}+2}} & \frac{m_1}{\sqrt{m_1^{\ 2}+2}} & \frac{1}{\sqrt{m_1^{\ 2}+2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{m_3^{\ 2}+2}} & -\frac{m_3}{\sqrt{m_3^{\ 2}+2}} & \frac{1}{\sqrt{m_3^{\ 2}+2}} \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

令

$$Z_{mi}=\frac{Z_{0i}}{m_i^{\ 2}+2} \tag{3.6}$$

其中 Z_{0i} 爲第 i 個主模的特性阻抗且 $m_2=0$，$i=1,2,3$，Z_{0i} 的求解可以參考[11]。

將 (3.5) 的矩陣乘開後，可得

$$[Z_a]_{11}=[Z_a]_{33}=(-j)\left(\frac{Z_{o1}C_1}{m_1^{\ 2}+2}+\frac{Z_{o2}C_2}{2}+\frac{Z_{o3}C_3}{m_3^{\ 2}+2}\right)=(-j)(Z_{m1}C_1+Z_{m2}C_2+Z_{m3}C_3)$$

$$\approx -jC(Z_{m1}+Z_{m2}+Z_{m3}) \tag{3.7a}$$

$$[Z_a]_{12}=[Z_a]_{21}=[Z_a]_{23}=[Z_a]_{32}=(-j)(m_1 Z_{m1}C_1-m_3 Z_{m3}C_3)\approx -jC(m_1 Z_{m1}-m_3 Z_{m3}) \tag{3.7b}$$

$$[Z_a]_{13}=[Z_a]_{31}=(-j)\left(\frac{Z_{o1}C_1}{m_1^{\ 2}+2}-\frac{Z_{o2}C_2}{2}+\frac{Z_{o3}C_3}{m_3^{\ 2}+2}\right)=(-j)(Z_{m1}C_1-Z_{m2}C_2+Z_{m3}C_3)$$

$$\approx -jC(Z_{m1}-Z_{m2}+Z_{m3}) \tag{3.7c}$$

$$[Z_a]_{22}=(-j)\left(\frac{m_1^{\,2}Z_{o1}C_1}{m_1^{\,2}+2}+\frac{m_3^{\,2}Z_{o3}C_3}{m_3^{\,2}+2}\right)=(-j)\left(m_1^{\,2}Z_{m1}C_1+m_3^{\,2}Z_{m3}C_3\right)\approx -jC\left(m_1^{\,2}Z_{m1}+m_3^{\,2}Z_{m3}\right)$$

(3.7d)

同理，令 $D_i = csc\theta_i$，則 (3.4b) 可表示為

$$[Z_b]_{11}=[Z_b]_{33}=(-j)\left(\frac{Z_{o1}D_1}{m_1^{\,2}+2}+\frac{Z_{o2}D_2}{2}+\frac{Z_{o3}D_3}{m_3^{\,2}+2}\right)=(-j)(Z_{m1}D_1+Z_{m2}D_2+Z_{m3}D_3)$$

$$\approx -jD(Z_{m1}+Z_{m2}+Z_{m3}) \tag{3.8a}$$

$$[Z_b]_{12}=[Z_b]_{21}=[Z_b]_{23}=[Z_b]_{32}=(-j)(m_1Z_{m1}D_1-m_3Z_{m3}D_3)\approx -jD(m_1Z_{m1}-m_3Z_{m3})$$

(3.8b)

$$[Z_b]_{13}=[Z_b]_{31}=(-j)\left(\frac{Z_{o1}D_1}{m_1^{\,2}+2}-\frac{Z_{o2}D_2}{2}+\frac{Z_{o3}D_3}{m_3^{\,2}+2}\right)=(-j)(Z_{m1}D_1-Z_{m2}D_2+Z_{m3}D_3)$$

$$\approx -jD(Z_{m1}-Z_{m2}+Z_{m3}) \tag{3.8c}$$

$$[Z_b]_{22}=(-j)\left(\frac{m_1^{\,2}Z_{o1}D_1}{m_1^{\,2}+2}+\frac{m_3^{\,2}Z_{o3}D_3}{m_3^{\,2}+2}\right)=(-j)\left(m_1^{\,2}Z_{m1}D_1+m_3^{\,2}Z_{m3}D_3\right)\approx -jD\left(m_1^{\,2}Z_{m1}+m_3^{\,2}Z_{m3}\right)$$

(3.8d)

3-2 平行耦合三線微帶線帶拒濾波器分析

圖 3.3 為一個三線帶拒濾波器的單一耦合級，在端埠 4 與 6 中所看到的輸入阻抗值 Z_4 與 Z_6 為

$$Z_4 = Z_6 = \frac{V_4}{-I_4} = Z_k \frac{\infty + jZ_k \tan\theta_k}{Z_k + j\infty \tan\theta_k} = -jZ_k \cot\theta_k \qquad (3.9)$$

由 (3.9)，在端埠 4 與 6 上的電壓皆可以I_4表示為

$$V_4 = V_6 = jZ_k I_4 \cot\theta_k \qquad (3.10)$$

考慮 $I_3 = I_5 = 0$ (端埠 3 與 5 均為開路)的條件，此六端埠網路的 6×6 阻抗矩陣可簡化為一個 4×4 的矩陣，如下

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \\ V_2 \\ V_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{a22} & Z_{b12} & Z_{b22} & Z_{b12} \\ Z_{b12} & Z_{a11} & Z_{a12} & Z_{a13} \\ Z_{b22} & Z_{a12} & Z_{a22} & Z_{a12} \\ Z_{b12} & Z_{a13} & Z_{a12} & Z_{a11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_4 \\ I_2 \\ I_6 \end{bmatrix} \qquad (3.11)$$

將 (3.10) 代入 (3.11) 可得

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_4 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{a22} & Z_{b12} + Z_{b12} & Z_{b22} \\ Z_{b12} & Z_{a11} + Z_{a13} & Z_{a12} \\ Z_{b22} & Z_{a12} + Z_{a12} & Z_{a22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_4 \\ I_2 \end{bmatrix} \qquad (3.12)$$

若以代數式表示，可得

$$V_1 = Z_{a22} I_1 + 2Z_{b12} I_4 + Z_{b22} I_2 \qquad (3.13a)$$

$$V_4 = Z_{b12} I_1 + (Z_{a11} + Z_{a13}) I_4 + Z_{a12} I_2 \qquad (3.13b)$$

$$V_2 = Z_{b22} I_1 + 2Z_{a12} I_4 + Z_{a22} I_2 \qquad (3.13c)$$

將 (3.10) 代入 (3.13b) ，可得

$$I_4 = \frac{-Z_{b12}}{Z_{a11} + Z_{a13} - jZ_k \cot\theta_k} I_1 - \frac{Z_{a12}}{Z_{a11} + Z_{a13} - jZ_k \cot\theta_k} I_2 \tag{3.14}$$

再將 (3.14) 代入 (3.13a) 與 (3.13c)，則可將三端埠網路的 3×3 阻抗矩陣簡化為一個 2×2 的矩陣，如下

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \tag{3.15}$$

其中

$$Z_{11} = \frac{2D^2(m_1 Z_{m1} - m_3 Z_{m3})^2 - C(m_1{}^2 Z_{m1} + m_3{}^2 Z_{m3})[2C(Z_{m1} + Z_{m3}) + Z_k \cot\theta_k]}{2C(Z_{m1} + Z_{m3}) + Z_k \cot\theta_k} \tag{3.16a}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{2CD(m_1 Z_{m1} - m_3 Z_{m3})^2 - D(m_1{}^2 Z_{m1} + m_3{}^2 Z_{m3})[2C(Z_{m1} + Z_{m3}) + Z_k \cot\theta_k]}{2C(Z_{m1} + Z_{m3}) + Z_k \cot\theta_k} \tag{3.16b}$$

$$Z_{22} = \frac{2C^2(m_1 Z_{m1} - m_3 Z_{m3})^2 - C(m_1{}^2 Z_{m1} + m_3{}^2 Z_{m3})[2C(Z_{m1} + Z_{m3}) + Z_k \cot\theta_k]}{2C(Z_{m1} + Z_{m3}) + Z_k \cot\theta_k} \tag{3.16c}$$

3-3 單級三線帶拒濾波器之等效電路

圖 3.3 之網路的等效電路與 2-3 節中所提出之帶拒濾波器的等效電路相等，故可利用此相等性，推得三線結構的設計與合成公式。

首先，令 (2.30a) 與 (3.16a) 相等，可得

$$Z_{11}=\frac{\frac{Z_A{}^2}{X}}{1+YZ_A}==\frac{2D^2(m_1Z_{m1}-m_3Z_{m3})^2-C(m_1{}^2Z_{m1}+m_3{}^2Z_{m3})[2C(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k\cot\theta_k]}{2C(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k\cot\theta_k} \tag{3.17}$$

則 (3.17) 可表示爲

$$\frac{YZ_A{}^2}{1+YZ_A}=\frac{2(m_1Z_{m1}-m_3Z_{m3})^2}{2(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k} \qquad 當\theta\approx 90^\circ 且\theta_k\approx 90^\circ \tag{3.18}$$

同理，令 (2.30b) 與 (3.16b)相等，可得

$$Z_{12}=\frac{Z_A}{1+YZ_A}==\frac{2CD(m_1Z_{m1}-m_3Z_{m3})^2-D(m_1{}^2Z_{m1}+m_3{}^2Z_{m3})[2C(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k\cot\theta_k]}{2C(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k\cot\theta_k} \tag{3.19}$$

當 $\theta\approx 90^\circ$且$\theta_k\approx 90^\circ$，則 (3.19) 可表示爲

$$\frac{Z_A}{1+YZ_A}=\frac{(m_1{}^2Z_{m1}+m_3{}^2Z_{m3})(2Z_{m1}+2Z_{m3}+Z_k)-2(m_1Z_{m1}-m_3Z_{m3})^2}{2(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k} \tag{3.20}$$

由 (2.30c) 與 (3.16c) 相等，可得

$$Z_{22}=\frac{Z_A\cos\theta}{1+YZ_A}==\frac{2C^2(m_1Z_{m1}-m_3Z_{m3})^2-C(m_1{}^2Z_{m1}+m_3{}^2Z_{m3})[2C(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k\cot\theta_k]}{2C(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k\cot\theta_k} \tag{3.21}$$

當$\theta\approx 90^\circ$且$\theta_k\approx 90^\circ$，則 (3.21) 可表示爲

$$\frac{Z_A}{1+YZ_A}=\frac{(m_1{}^2 Z_{m1}+m_3{}^2 Z_{m3})(2Z_{m1}+2Z_{m3}+Z_k)-2(m_1 Z_{m1}-m_3 Z_{m3})^2}{2(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k} \tag{3.22}$$

其中 (3.20) 與 (3.22) 為相同的結果。

整合 (3.18)、(3.20) 與 (3.22)，可得下述二式

$$\frac{YZ_A{}^2}{1+YZ_A}=\frac{2(m_1 Z_{m1}-m_3 Z_{m3})^2}{2(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k} \tag{3.23}$$

與

$$\frac{Z_A}{1+YZ_A}=\frac{(m_1{}^2 Z_{m1}+m_3{}^2 Z_{m3})(2Z_{m1}+2Z_{m3}+Z_k)-2(m_1 Z_{m1}-m_3 Z_{m3})^2}{2(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k} \tag{3.24}$$

將 (3.23)、(3.24) 分別與 (2.38)、(2.39) 做分析，可得

$$\frac{2(m_1 Z_{m1}-m_3 Z_{m3})^2}{2(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k}=\frac{(Z_{0e}-Z_{0o})^2}{2(Z_{0e}+Z_{0o}+2Z_k)} \tag{3.25}$$

與

$$\frac{(m_1{}^2 Z_{m1}+m_3{}^2 Z_{m3})(2Z_{m1}+2Z_{m3}+Z_k)-2(m_1 Z_{m1}-m_3 Z_{m3})^2}{2(Z_{m1}+Z_{m3})+Z_k}=\frac{Z_k(Z_{0e}+Z_{0o})+2Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{0e}+Z_{0o}+2Z_k} \tag{3.26}$$

為了簡化，引進下述條件

$$m_1{}^2+m_3{}^2\approx 2m_1 m_3 \tag{3.27}$$

由 (2.23a ~ 2.23c)、(3.16a ~ 3.16c)、(3.25) 與 (3.26)，可求得兩線與

三線的關係式

$$Z_{0e} \approx \frac{2\sqrt{2}m_1 Z_{01}}{{m_1}^2+2} = 2\sqrt{2}\times m_1 Z_{m1} \tag{3.28}$$

與

$$Z_{0o} \approx \frac{2\sqrt{2}m_3 Z_{03}}{{m_3}^2+2} = 2\sqrt{2}\times m_3 Z_{m3} \tag{3.29}$$

由 (3.28) 與 (3.29) 可知，三線結構中的 $m_1 Z_{m1}$ 與 $m_3 Z_{m3}$ 所扮演的角色與兩線中的 $Z_{0e}/2\sqrt{2}$ 與 $Z_{0o}/2\sqrt{2}$ 相同。所以根據兩線中的 Z_{0e} 與 Z_{0o}值，可找出相對應之三線的W 與 S 值。多級帶拒濾波器的合成原理，則與第二章相同。

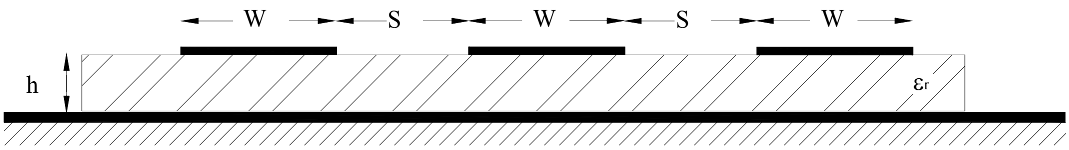

圖 3.1 平行耦合三線微帶線的剖面圖

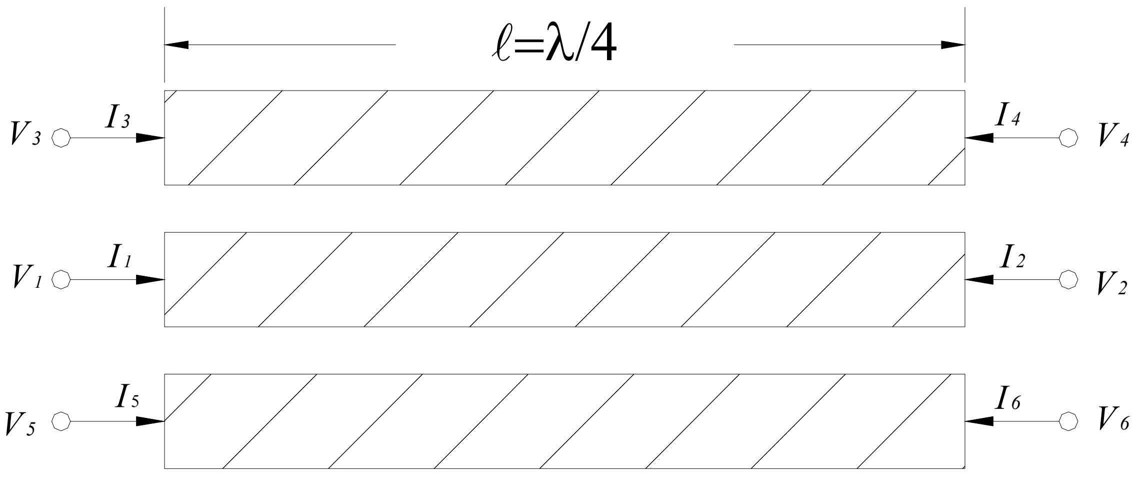

圖 3.2 三線線段端埠電壓與電流的定義

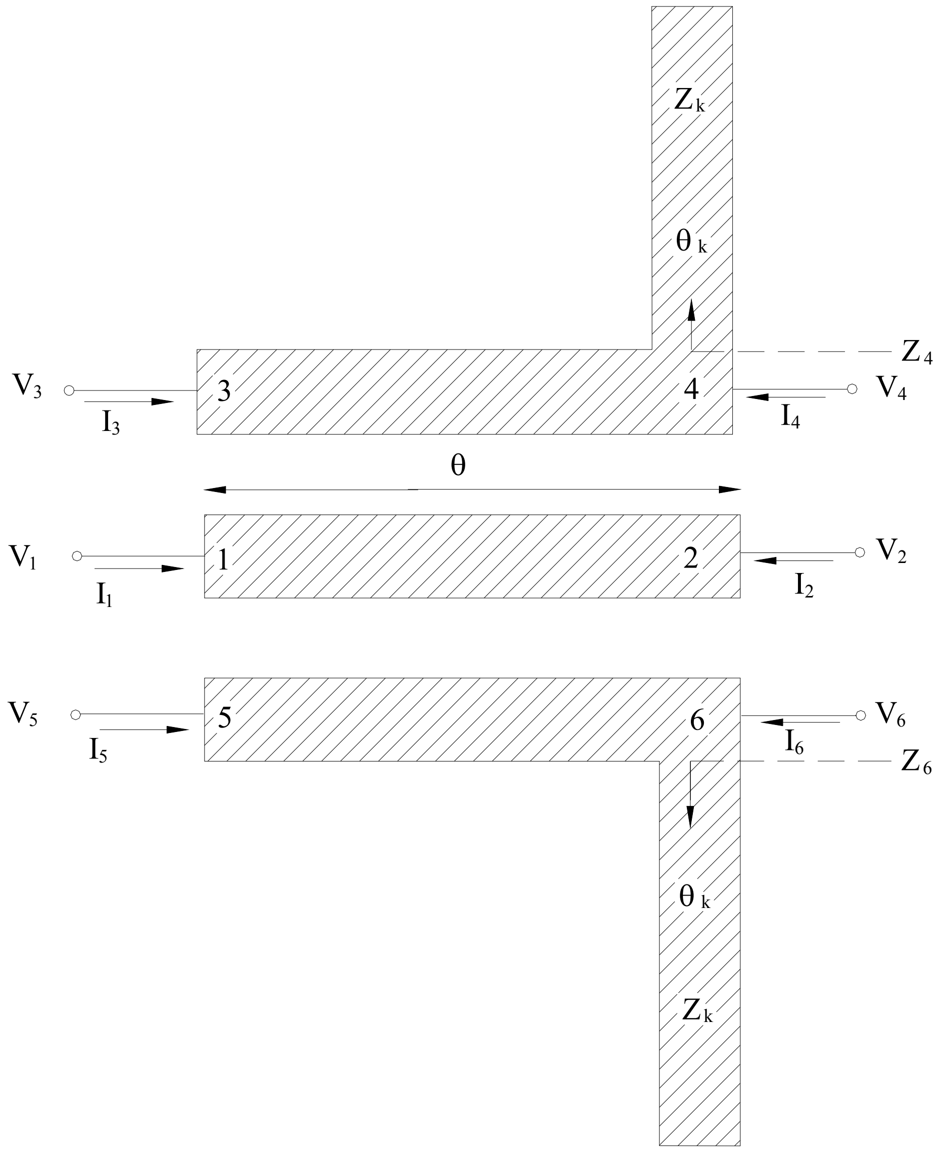

圖 3.3 一個三線帶拒濾波器的單一耦合級

第四章　電路模擬與量測結果

窄頻帶拒濾波器的設計流程包含階數的選擇、可合成的頻寬範圍、開路殘段傳輸線阻抗Z_k與耦合級形式的選擇，在本章中將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爲 RT/Duroid 6010，相對介電常數爲 $\varepsilon_r = 10.2$，介質厚度爲 1.27 mm的板子，所使用的量測儀器爲 HP8722D 網路分析儀。本論文設計的帶拒濾波器規格爲：中心頻率爲 2 GHz，極平坦響應，耦合線段特性阻抗 Z_A=50 (Ω)。文中並針對 Z_k 值的變化，探討其對比例頻寬所造成的影響。

4-1 一階電路

極平坦低通濾波器原型電路中之一階元件值 $g_1 = 2$。

4-1.1 平行耦合微帶線帶拒濾波器 (兩線)

由 2-4 節的方法可求得此單一耦合級的Z_{0e}與Z_{0o}值，並根據圖 4.1 找出設計所需的線寬 W 與線距 S，其中圖 4.1 係由 SDA法所求算 [9, 10]。在本節中，將分別探討比例頻寬爲 2.5% 、 5% 與 10% 的三個電路，並整理於表 4-1。

表 4-1　一階平行耦合微帶線帶拒濾波器，在不同比例頻寬與開路殘段傳輸線阻抗的模擬結果對照表

比例頻寬	Z_k (Ω)	W (mm) S (mm)	模擬結果
2.5%	40	W=1.145 S=0.572	2.6%
	50	W=1.14 S=0.51	2.75%
	60	W=1.133 S=0.475	2.64%
	70	W=1.128 S=0.435	2.65%
5.0%	40	W=1.093 S=0.265	4.86%
	50	W=1.082 S=0.226	4.86%
	60	W=1.07 S=0.194	4.87%
	70	W=1.06 S=0.167	4.9%
10.0%	40	W=0.996 S=0.07	9.23%
	50	W=0.974 S=0.051	9.24%
	60	W=0.952 S=0.036	9.24%
	70	W=0.931 S=0.0255	9.3%

由表 4-1 中可以看出，由於線距可實現的最小尺寸為 0.13 mm左右，故平行耦合微帶線帶拒濾波器可實現的比例頻寬約為 6 % 左右。在相同的線距下，隨著 Z_k 值的減少，可設計較大的比例頻寬。圖 4.2

為平行耦合微帶線帶拒濾波器在不同比例頻寬下，開路殘段傳輸線阻抗與線距的關係圖。

4-1.2 平行耦合三線微帶線帶拒濾波器 (三線)

依據 4-1.1 所求得之 Z_{0e} 與 Z_{0o} 值，代入 (3.28)、(3.29)，經由 SDA法找出三線結構中 m_1Z_{m1} 與m_3Z_{m3} 所對應到的 W 與 S 值。將兩線與三線帶拒濾波器，在不同比例頻寬與開路殘段傳輸線阻抗下，間距與模擬結果做比較，並整理於表 4-2。

表 4-2　一階平行耦合兩線與三線帶拒濾波器，在不同比例頻寬與開路殘段傳輸線阻抗下，線距與模擬結果的比較表

Z_k (Ω)	比例頻寬	S (mm) 兩線 三線 三線 (S 與兩線同)	模擬結果
40	**2.5%**	**S=0.572**	**2.6%**
		S=0.935	**2.77%**
		S=0.572	**4.75%**
	5.0%	**S=0.265**	**4.86%**
		S=0.556	**4.87%**
		S=0.265	**8.75%**
	10.0%	**S=0.07**	**9.23%**
		S=0.252	**9.48%**
		S=0.07	**16.22%**

50	**2.5%**	**S=0.51**	**2.75%**
		S=0.875	**2.67%**
		S=0.51	**4.61%**
	5.0%	**S=0.226**	**4.86%**
		S=0.5	**4.92%**
		S=0.226	**8.7%**
	10.0%	**S=0.051**	**9.24%**
		S=0.21	**9.49%**
		S=0.051	**15.78%**
60	**2.5%**	**S=0.475**	**2.64%**
		S=0.858	**2.654%**
		S=0.475	**4.69%**
	5.0%	**S=0.194**	**4.87%**
		S=0.457	**4.7%**
		S=0.194	**8.52%**
	10.0%	**S=0.036**	**9.24%**
		S=0.1746	**9.61%**
		S=0.036	**16.15%**

由表 4-2 中可以看出，因三線結構爲上下對稱，故耦合量較大。在相同的設計頻寬與開路殘段傳輸線阻抗下，三線的線距較兩線大，可實現的頻寬範圍亦增大。將表 4-2 整理成圖 4.3 與圖 4.4。

由表 4-2 可以發現一個問題：爲何在單階電路中，隨著比例頻寬增加時，設計與模擬結果間的差距亦會逐漸增大？這是因爲當比例頻寬增加時，兩線間的線距愈加靠近，等效介電常數亦會增加，所以此時電氣長度 θ 並不爲 π/2，應爲比例頻寬的函數。故 (2.29) 不再是定值， $\cos\theta \approx 0$、$\sin\theta \approx 1$ 的近似亦不成立，此爲誤差增大的主因。由

模擬結果得知誤差皆在 10 % 內，仍屬可接受之範圍，故可視爲相等。由上述之分析，可驗證之前所推導理論的正確性。線距的限制是帶拒濾波器在 PCB 板實作中所遭遇的最大問題，可藉由改變 Z_k 值或引進三線的結構，以達到較高的頻寬，如圖 4.2 與 4.3 所示。

4-2 五階電路

本節設計四個五階電路，並搭配模擬與量測結果來做合成之說明。極平坦低通濾波器原型電路中之五階元件值分別爲 $g_1 = 0.6180$、$g_2 = 1.6180$、 $g_3 = 2.0000$ 、$g_4 = 1.6180$ 與 $g_5 = 0.6180$。

4-2.1 平行耦合微帶線帶拒濾波器(兩線)

第一個電路的規格：由 4-1.1 可知，線距可實現的最小尺寸爲 0.13 mm左右，因此選定$Z_k = 50\ \Omega$，最小線距設定爲 0.13 mm ，根據圖 4.2 可知，比例頻寬爲 6.5%。其中，耦合線段長度爲 15.1432 mm，開路殘段傳輸線長度爲 15.1528 mm 且寬度爲 1.18 mm。將各g_i 值所對應到各耦合級的參數整理於表 4-3。

表 4-3 FBW = 6.5%，最小設定線距S = 0.13 mm，Z_k =50 Ω之五階平行耦合微帶線帶拒濾波器對應到的各耦合級尺寸參數

g_i 值	L (nH)	Z_{0e} (Ω) / Z_{0o} (Ω)	W (mm) / S (mm)
0.618	99.051	62.3661	1.143
		37.6338	0.5958
1.618	37.833	69.5317	1.0689
		30.4682	0.195
2.000	30.607	71.5224	1.041
		28.4775	0.1365

圖 4.5(a)爲FBW = 6.5%，最小設定線距S = 0.13 mm，Z_k =50 Ω之五階平行耦合微帶線帶拒濾波器電路的模擬與量測結果，圖 4.5(b)爲實作的電路。由量測結果可看出止帶內的反射損耗爲 1.7396 dB，而介入損耗爲 45 dB。其中 ω_1 與 ω_2 分別爲 1.936 GHz與 2.0777 GHz，由 (2.43) 可知中心頻率爲 2.005 GHz，比例頻寬爲 7.067%，電路量測的結果與模擬結果相當符合。

第二個電路的規格：由 4-1.1 可知，比例頻寬會隨著 Z_k 的減少而增加。因此選定 Z_k 爲 30 Ω，最小線距設定爲 0.18 mm，由圖 4.2 可知，比例頻寬爲 7% 。其中，耦合線段長度爲 14.9432 mm，開路殘段傳輸線長度爲 16.5828 mm且寬度爲 2.9385mm。將各g_i 值所對應到各耦合級的參數整理於表 4-4。

表 4- 4　FBW = 7.0%，最小設定線距S = 0.18 mm，Z_k =30 Ω之五階平行耦合微帶線帶拒濾波器對應到的各耦合級尺寸參數

g_i 值	L (nH)	Z_{0e} (Ω)	W (mm)
		Z_{0o} (Ω)	S (mm)
0.618	91.975	61.4647	1.15
		38.5353	0.65
1.618	35.13	68.6762	1.086
		31.92374	0.246
2.000	28.42	69.906	1.064
		30.0939	0.181

圖 4.6(a)為FBW = 7.0%，最小設定線距S = 0.18 mm，Z_k =30 Ω之五階平行耦合微帶線帶拒濾波器電路的模擬與量測結果，圖 4.6(b)為實作的電路。由量測結果可看出止帶內的反射損耗為 1.49 dB，而介入損耗為 42 dB。其中 ω_1 與 ω_2 分別為 1.9186 GHz與 2.0629 GHz，由 (2.43) 可知中心頻率為 1.99 GHz，比例頻寬為 7.25%，電路量測的結果與模擬結果相當符合。

4-2.2 平行三線耦合微帶線帶拒濾波器(三線)

第三個電路的規格：為了驗證之前所推導的理論在多階電路合成仍成立，並與第二個電路比較。因此選定Z_k = 30 Ω且比例頻寬仍為 7%，由圖 4.3 可知此時最小間距為 0.435 mm 。其中，耦合線段長度為 14.9432 mm，開路殘段傳輸線長度為 16.4528 mm且寬度為 2.9385mm。將所求得的m_1Z_{m1} 與m_3Z_{m3}之值代入 SDA中，並將各g_i 值

所對應到各耦合級的參數整理於表 4-5。

表 4- 5　FBW = 7.0%，最小設定線距S = 0.435 mm，Z_k =30 Ω之五階平行耦合三線微帶線帶拒濾波器對應到的各耦合級尺寸參數

g_i值	L (nH)	m_1Z_{m1} / m_3Z_{m3}	W (mm) / S (mm)
0.618	91.975	21.7310	1.15
		13.6242	1.03
1.618	35.13	24.0685	1.122
		11.2867	0.53
2.000	28.42	24.7155	1.11
		10.6398	0.435

圖 4.7(a)爲FBW = 7.0%，最小設定線距S = 0.435 mm，Z_k =30 Ω之五階平行耦合三線微帶線帶拒濾波器電路的模擬與量測結果，圖 4.7(b)爲實作的電路。因三線結構爲上下對稱，所以每階間需保留一段間距 0.2 mm。由量測結果可看出止帶內的反射損耗爲 1.5267 dB，而介入損耗爲 38 dB。其中 ω_1 與 ω_2 分別爲 1.9261 GHz與 2.0481 GHz，由 (2.43) 可知中心頻率爲 1.986 GHz，比例頻寬爲 6.143%。

第四個電路：爲與第一個電路做比較，因此選定Z_k = 50 Ω，最小線距設定爲 0.13 mm，根據圖 4.3 可知，此時比例頻寬爲 12 %。其中，耦合線段長度爲 14.7932 mm，開路殘段傳輸線長度爲 15.2726 mm且

寬度為 1.18 mm。將所求得的m_1Z_{m1} 與m_3Z_{m3}之值代入 SDA中，並將各g_i 值所對應到各耦合級的參數整理於表 4-6。

表 4-6　FBW = 12%，最小設定線距S = 0.13 mm，Z_k =50 Ω之五階平行耦合三線微帶線帶拒濾波器對應到的各耦合級尺寸參數

g_i值	L (nH)	m_1Z_{m1}	W (mm)
		m_3Z_{m3}	S (mm)
0.618	53.653	23.5427	1.13
		11.8125	0.594
1.618	20.493	26.7714	1.056
		8.5838	0.198
2.000	16.579	27.6338	1.031
		7.7215	0.134

圖 4.8(a)為FBW = 12%，最小設定線距S = 0.13 mm，Z_k =50 Ω之五階平行耦合三線微帶線帶拒濾波器電路的模擬與量測結果，圖 4.8(b)為實作的電路。每階間的間距為 0.2 mm。由量測結果可看出止帶內的反射損耗為 1.13 dB，而介入損耗為 48 dB。其中 ω_1 與 ω_2 分別為 1.873 GHz與 2.0927 GHz，由 (2.43) 可知中心頻率為 1.98 GHz，比例頻寬為 11.1%。

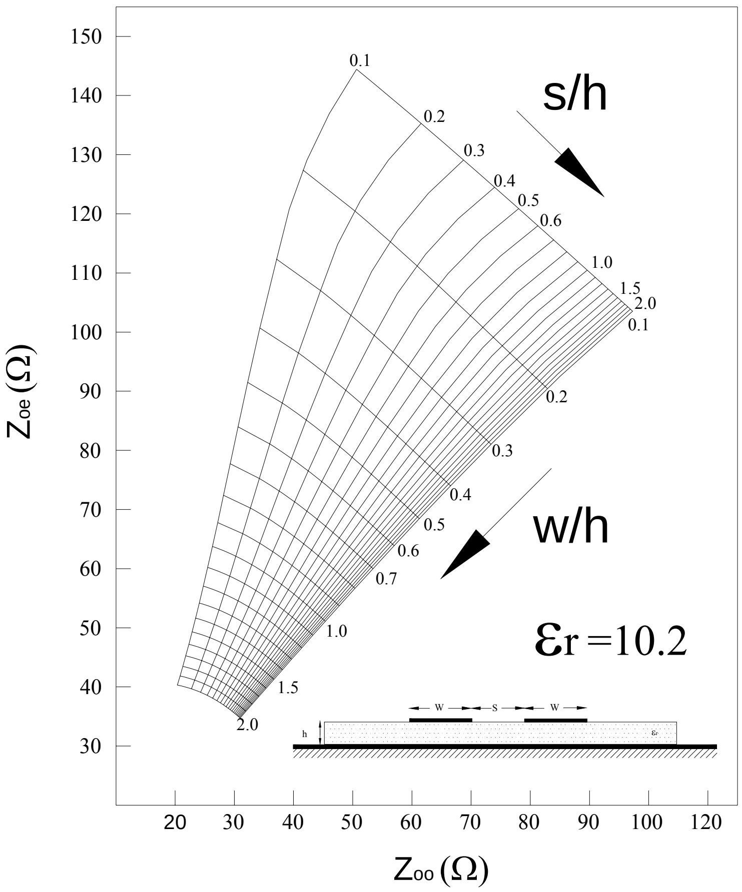

圖 4.1 耦合微帶線的偶模與奇模特性阻抗設計曲線

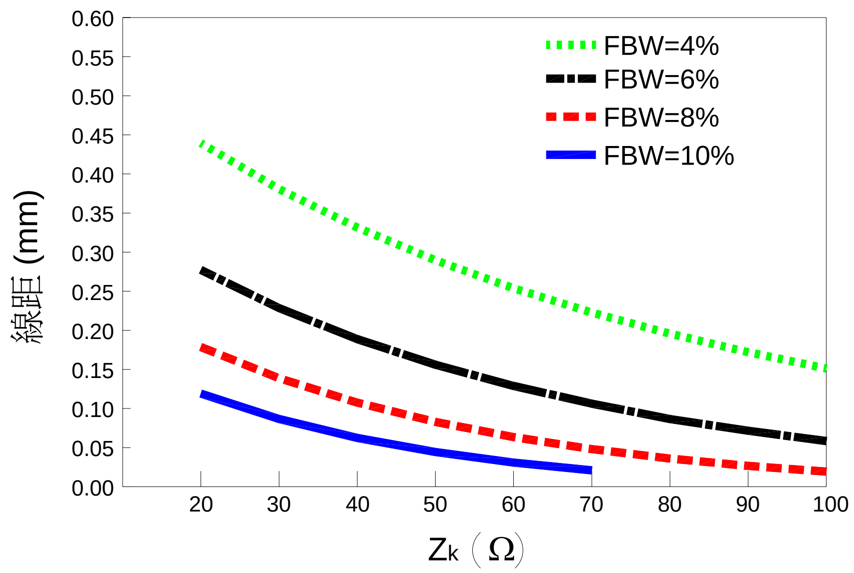

圖 4.2 一階平行耦合兩線帶拒濾波器在不同比例頻寬下，開路殘段

傳輸線阻抗與線距的關係圖

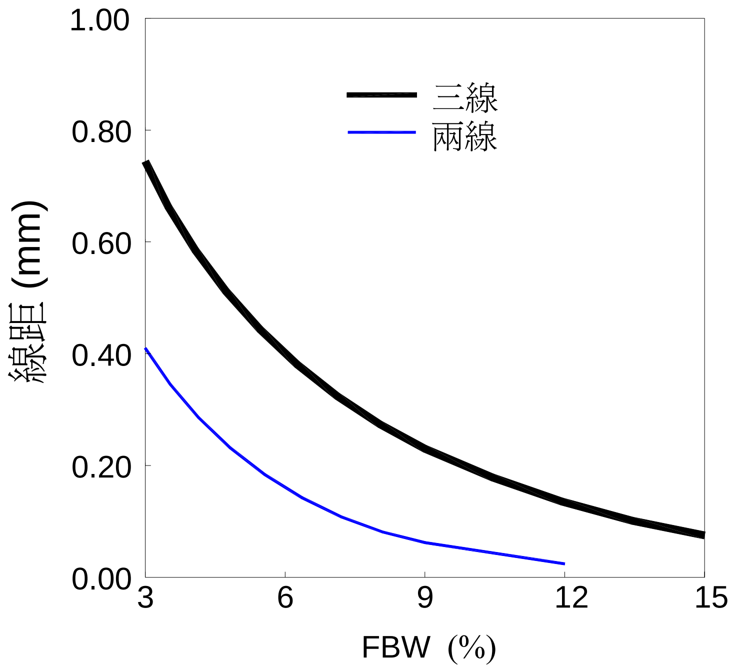

圖 4.3 在開路殘段傳輸線阻抗爲 50Ω 下，一階平行耦合兩線與三線帶拒濾波器的比例頻寬與線距之比較圖

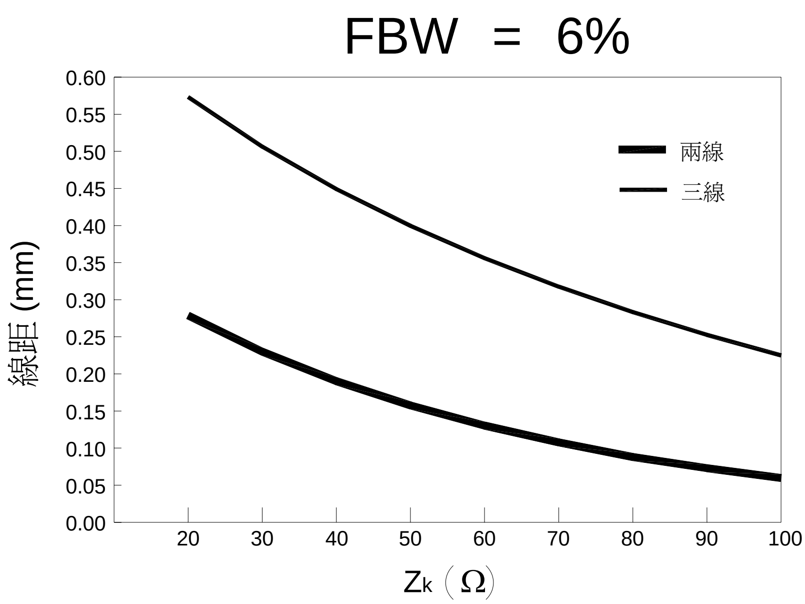

圖 4.4 在固定的比例頻寬下，一階平行耦合兩線與三線帶拒濾波器的開路殘段傳輸線阻抗與線距之比較圖

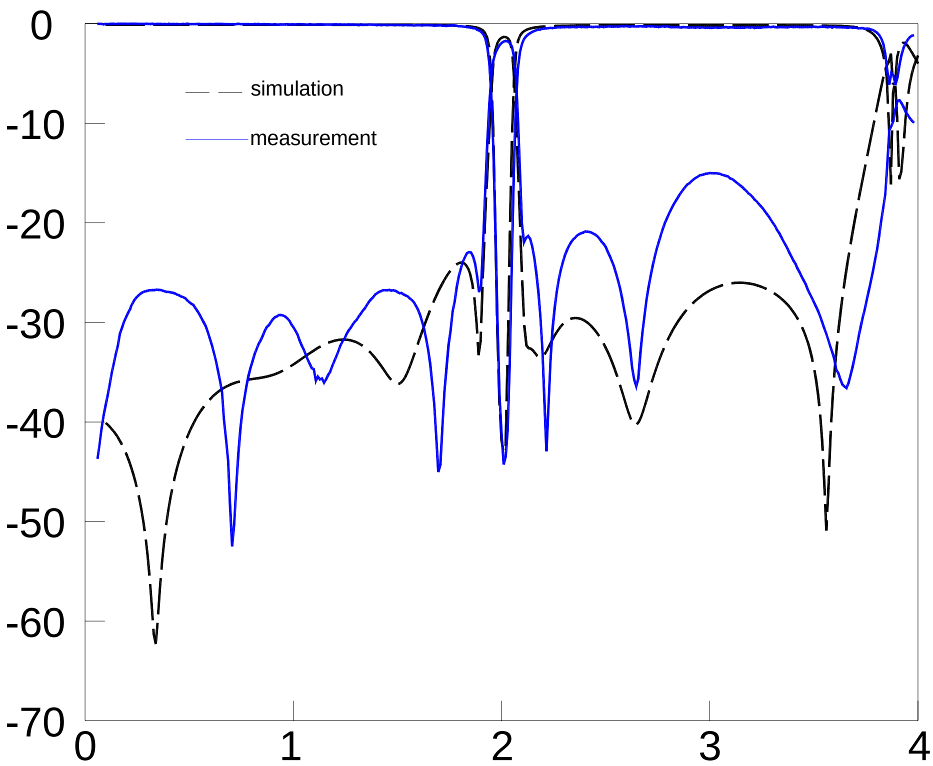

圖 4.5 (a)　FBW = 6.5%，最小設定線距S = 0.13 mm，Z_k =50 Ω之五階

平行耦合微帶線帶拒濾波器之電路量測與模擬結果

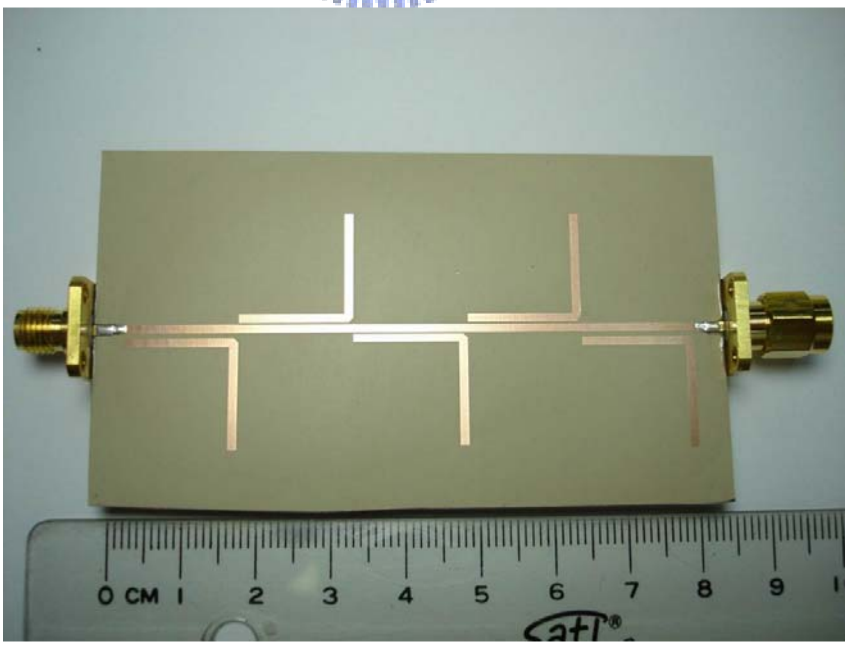

圖 4.5 (b)實作照片

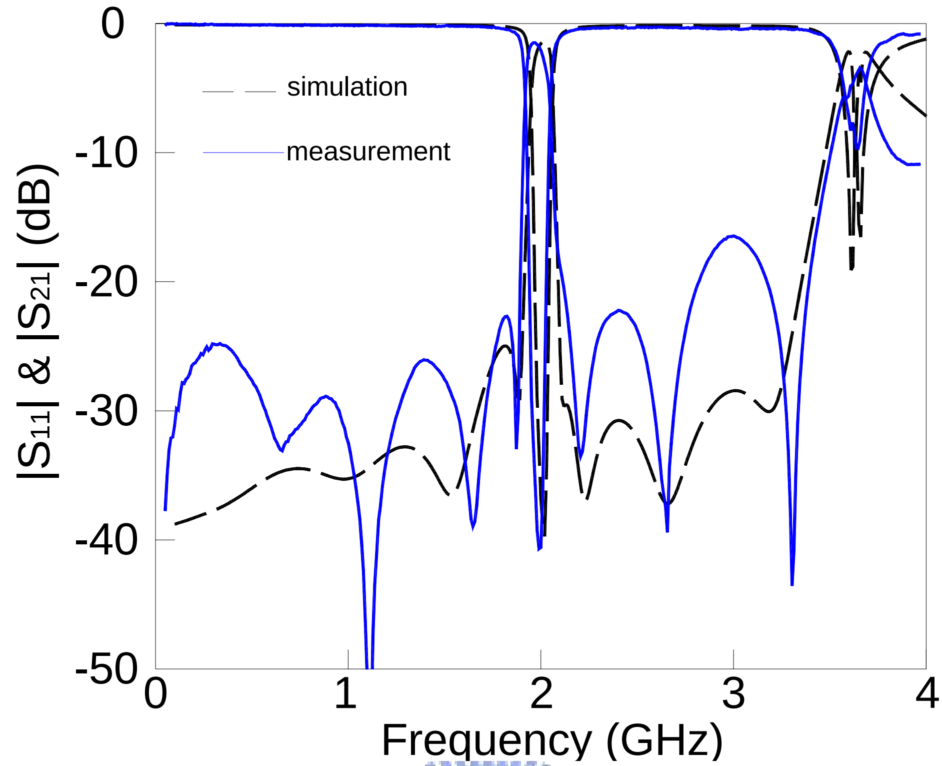

圖 4.6　(a) FBW = 7.0%，最小設定線距S = 0.18 mm，Z_k =30 Ω之五階平行耦合微帶線帶拒濾波器之電路量測與模擬結果

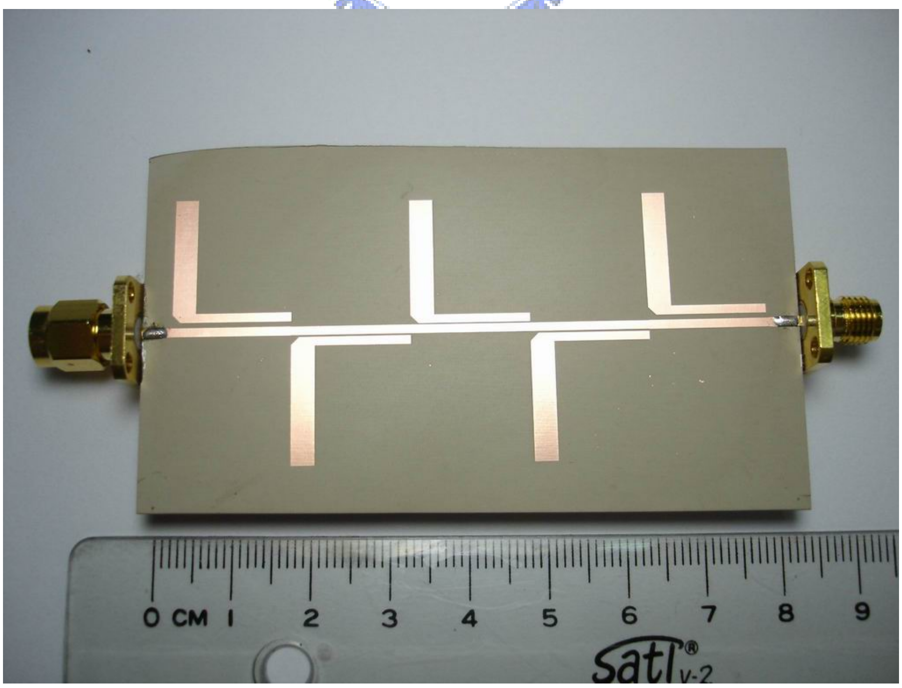

圖 4.6　(b)實作照片

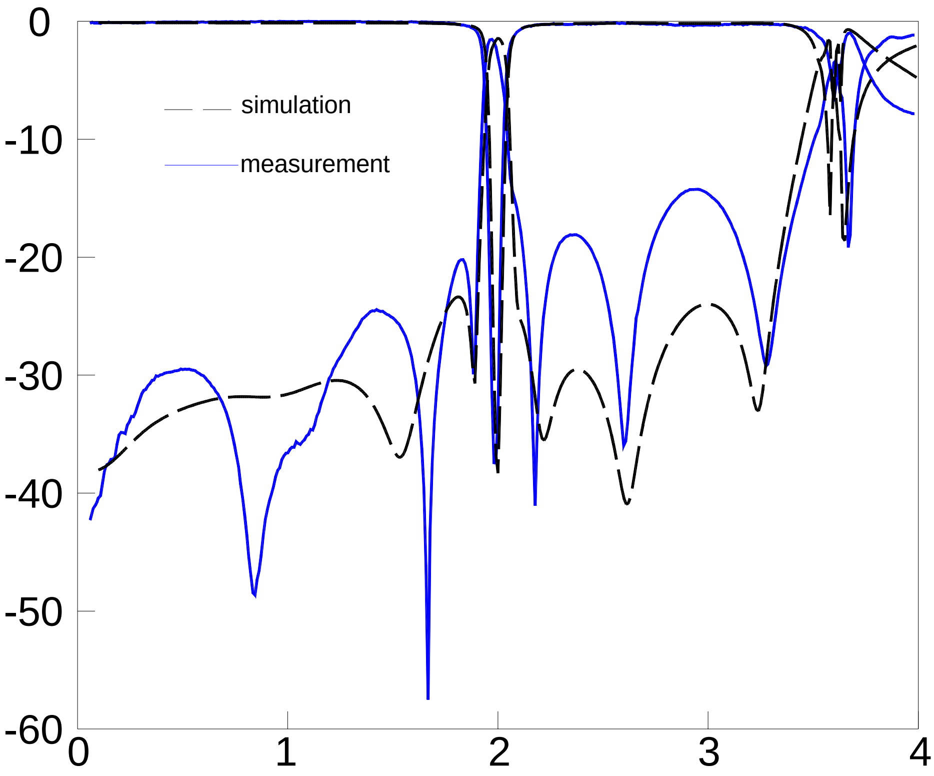

圖 4.7 (a) FBW = 7.0%，最小設定線距S = 0.435 mm，Z_k =30 Ω之五階

平行耦合三線微帶線帶拒濾波器之電路量測與模擬結果

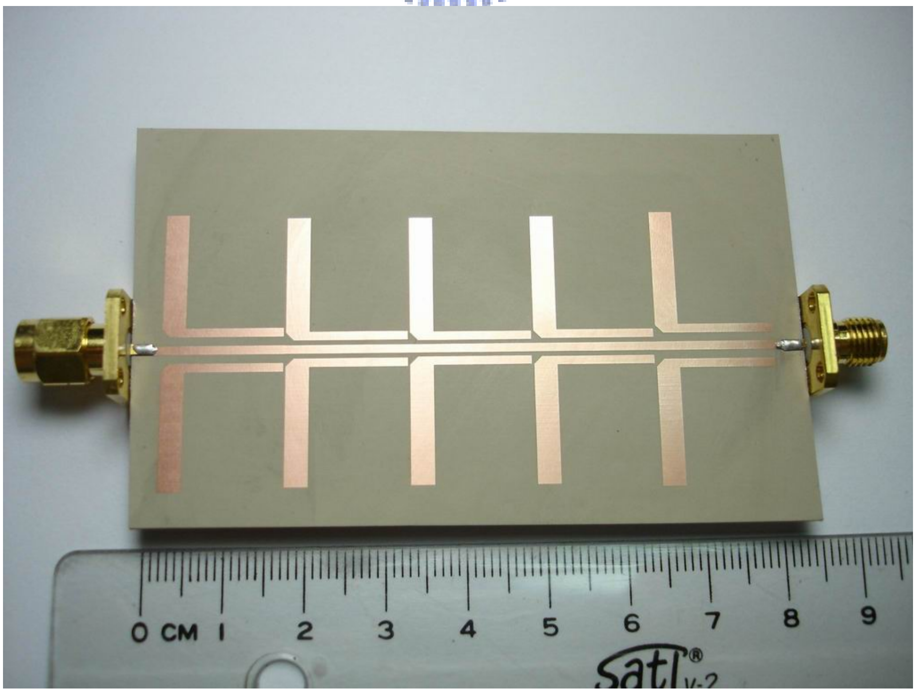

圖 4.7　(b)實作照片

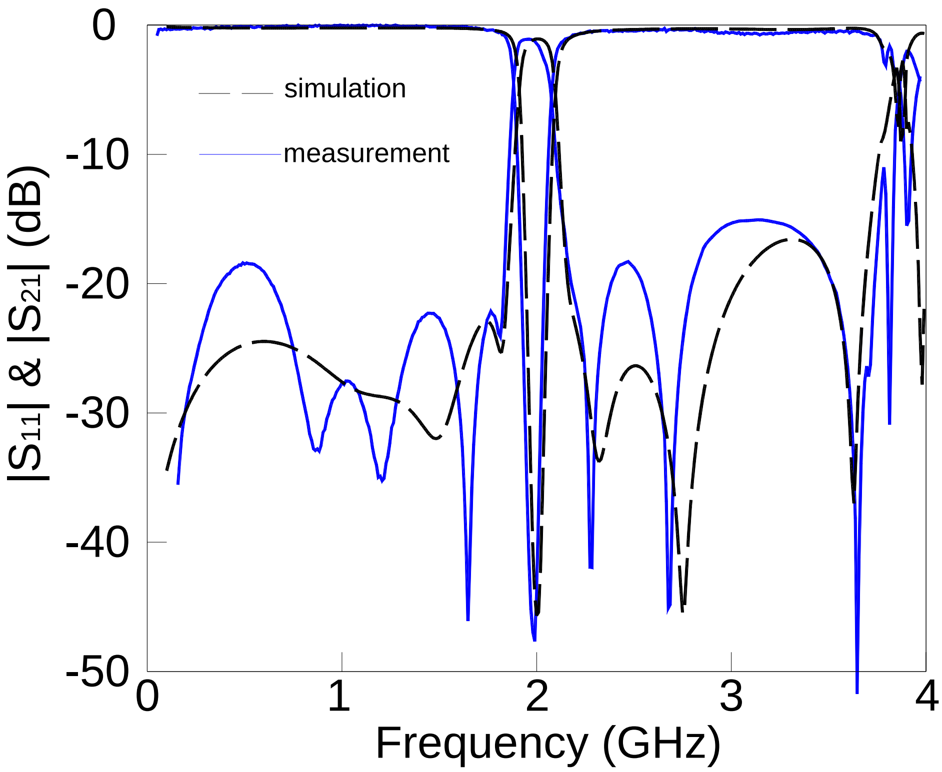

圖 4.8 (a) FBW = 12%，最小設定線距S = 0.13 mm，Z_k =50 Ω之五階平行耦合三線微帶線帶拒濾波器之電路量測與模擬結果

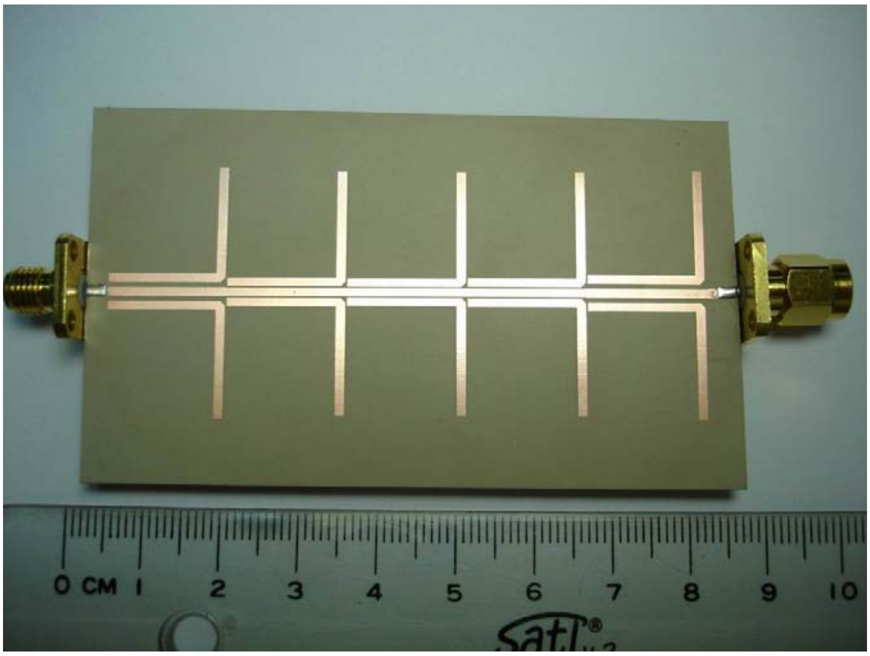

圖 4.8　(b)實作照片

第五章 結論

在帶拒濾波器設計方法[1]中，需先選定線寬與開路殘段傳輸線的阻抗，藉由改變線距以達到設計之目地，因此減少了一個自由度的選擇性。本文所提出之設計方法，線寬與線距皆非定值，且可搭配不同的開路殘段傳輸線阻抗值，因此設計的選擇性較高。首先，本文將以一個平行耦合微帶線帶拒濾波器爲基礎，經由其等效電路推導出的合成公式，獲得設計時所需的線寬與線距，進而設計出一個窄頻的帶拒濾波器。並成功的結合兩線與三線之設計原理，使得在 PCB 板的製成限制下，可達到較高的比例頻寬。文中並針對不同的開路殘段傳輸線阻抗 Z_k 提出討論，在相同線距限制下，比例頻寬會隨著 Z_k 的減少而增加。在電路中，先經由兩線與三線的單階電路模擬，以驗證所提出之理論的正確性，再利用合成的方法，以達到多階電路之設計目的。根據文中的方式，製作數個帶拒濾波器的電路，並比較兩線與三線的量測與模擬結果，兩者幾乎一致。

參考文獻

[1] Hong J.S. and Lancaster M. J., 'Microstrip Filters for RF/Microwave Applications' (John Wiley & Sons, Inc. 2001).

[2] L. Young, G. L. Matthaei, and E. M. T. Jones, ''Microwave band-stop filters with narrow stop bands,'' IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-10, pp. 416-427, Nov. 1962.

[3] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures, Norwood MA: Artech House, 1980.

[4] B. M Schiffman and G L Matthael, " Exact deslgn of band-stop microwave filters," IEEE Trans. Mzcrowave Theory Tech., vol. MTI-12, pp. 6-15, Jan. 1964.

[5] H. C. Bell, "Bandwidth adjustment in iterative approximation procedures, "IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-25, pp. 951-954, Dec. 1978.

[6] H. C. Bell, "Narrow bandstop filters," IEEE Trans Mzcrowave TheoryTech., vol MTT-39, pp 2188-2191, Dec 1991.

[7] D. M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, New York, 1998, 2nd Ed.

[8] R. SCHWINDT. and C. NGUYEN, " Spectral domain analysis of three symmetric coupled lines and application to a novel band pass filter," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1994, 42, (7), pp. 1183-1189.

[9] J.-T. Kuo, "Accurate quasi-TEM spectral domain analysis of single and multiple coupled microstrip lines of arbitrary metallization thickness," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1995, 43, (8), pp.1881-1888.

[10] J.-T. Kuo and E. Shih, "Wideband bandpass filter design with three-line microstrip structures," 2001 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1593-1596, May 2001.

[11] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, New York: John Wiley & Sons,1994.

[12] Zeland Software Inc.,IE3D simulator, Jan.1997.