


第一章 緒論

在微波通訊系統的射頻前端電路中，低通濾波器扮演著關鍵的角色，可用以抑制多重諧波以及擷取混波器或振盪器輸出端的低頻訊號 [1]-[3]。最常見的低通濾波器就是以步階阻抗 (Stepped-Impedance) 或高阻抗低阻抗 (hi-Z low-Z) 的結構實現，此種結構廣泛應用的最主要原因，是因為結構與設計方法都很簡單。然而這種低通濾波器潛在問題就是尺寸過大與截止帶響應較差。一些較新的研究，諸如光能隙 (PBG) [4] 與 DGS [5] 結構利用傳遞訊號路徑下方的接地平面上製造週期性的非金屬孔隙，可以改善低通濾波器截止帶不佳的問題。利用這兩個結構的缺點是 (1) 通帶與截止帶不易控制，(2) 微帶線的色散特性也會在通帶造成漣波響應，(3) 製造過程手續較為繁雜。

針對步階阻抗結構的問題，有許多國際期刊或研討會論文，提出新型的低通濾波器。文獻 [3] 在一段傳輸線的輸出與輸入端並接一個集總電容元件，所以從輸入到輸出之間有兩條訊號路徑；當兩路徑的訊號電流和為零時，可在拒斥帶中某兩個頻率點產生傳輸零點，可增加通帶邊緣的衰減率。因此，不需要階次高，就具有陡峭的通帶邊緣特性，並可以維持相當小的面積。

文獻 [6] 利用一段耦合線段與傳輸線，提出一種新型微小化低

通濾波器。文中並應用傳輸線的理論加以分析，提出相對應的等效電路模型，其原理是藉由適當的選擇耦合線段與傳輸線的電氣長度，產生適當的電容性耦合量，可在截止帶產生零點，達到截止頻率的五倍。文獻 [7] 以指插式電容來取代文獻 [3] 的集總元件，並藉由調整平行共振的衰減極點，設計在截止帶具有雙傳輸零點響應的平面式微帶低通濾波器，如此增進通帶邊緣的頻率選擇性（selectivity）。文獻 [8] 則是利用髮夾式步階阻抗諧振腔，實現一個微小化的橢圓函數響應低通濾波器，若以不同截止頻率的兩級串接，可以達到更寬的截止帶。



本文從傳統的三階步階阻抗結構出發，以微小化為目的。方法是將電路做適當的折曲，將電路的第一與三段以指插式電容實現，並達到適當的耦合量。結果實現一個具有三個零點、寬止帶的三階微小化低通濾波器。

第二章將討論其等效電路，並且利用奇偶模分析，預測其傳輸零點；第三章介紹電路設計流程，另外也針對電路結構的不同，探討對傳輸零點位置的影響；第四章利用串接兩個不同截止頻率之低通濾波器，可得寬截止帶之低通濾波器；第五章則是本論文的總結。

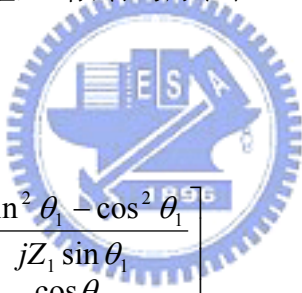
第二章 新型微小化低通濾波器及其分析

本章將仔細描述電路結構與設計，並利用等效電路、奇偶模理論、與傳輸線原理，分析本文所提出的新型低通濾波器。

2.1 傳統低通濾波器

圖 2.1 所示為 [3] 所提出的半集總低通濾波器，圖中 θ_1 與 Z_1 分別為傳輸線段之電氣長度與特性阻抗，並聯之電容容值為 C_e ， Z_0 為端埠之參考阻抗。電路產生零點的原因，可由以下分析得到：

(1) 傳輸線之導納矩陣：


$$Y_{TXL} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_1}{jZ_1 \sin \theta_1} & \frac{-\sin^2 \theta_1 - \cos^2 \theta_1}{jZ_1 \sin \theta_1} \\ -1 & \frac{\cos \theta_1}{jZ_1 \sin \theta_1} \end{bmatrix} \quad (2-1a)$$

(2) 電容之導納矩陣：

$$Y_C = \begin{bmatrix} j\omega C_e & -j\omega C_e \\ -j\omega C_e & j\omega C_e \end{bmatrix} \quad (2-1b)$$

(3) 整個低通濾波器之導納矩陣：

$$Y_T \equiv \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = Y_{TXL} + Y_C \quad (2-1c)$$

將此導納矩陣轉換為散射參數，可得

$$\because S_{11} = S_{22} = \frac{(Y_o - Y_{11})(Y_o - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y_T} \quad (2-2a)$$

$$\because S_{21} = S_{12} = -\frac{2Y_{21}Y_o}{\Delta Y_T} \quad (2-2b)$$

其中 $\Delta Y_T = (Y_{11} + Y_o)(Y_{22} + Y_o) - Y_{12}Y_{21}$

將(2-1a), (2-1b), (2-1c) 代入 (2-2a), 可得

$$\Rightarrow S_{11} = S_{22} = \frac{Y_o^2 - Y_1^2 + \omega C_e Y_1 (\csc \theta_1 - \cot \theta_1)}{\Delta Y_T} \quad (2-3a)$$

將(2-1a), (2-1b), (2-1c) 代入 (2-2b), 可得

$$\Rightarrow S_{21} = S_{12} = \frac{2jY_o(\omega C_e - Y_1 \csc \theta_1)}{\Delta Y_T} \quad (2-3b)$$

其中 $Y_o = 1/Z_o$, $Y_1 = 1/Z_1$

從 (2-3b) 可以得知此濾波器的傳輸零點位置。

文獻[7]則是利用指插式電容取代[3]中集總元件，並且爲了增進截止帶的介入損失，在電容的兩側加入兩段低阻抗傳輸線，進而增加截止帶寬度，其等效電路如圖 2.2 所示。由於電路具有對稱性，可以利用奇偶模導納矩陣分析：

(1) 偶模之等效電路如圖 2.3 所示

其端阜的輸入導納爲

$$Y_{in}^e = j(Y_{1n} \tan(\theta_1 / 2)) + Y_{2n} \tan \theta_2 \quad (2-4)$$

其中 $Y_{1n} = Y_1 / Y_o$, $Y_{2n} = Y_2 / Y_o$

(2) 奇模時之等效電路如圖 2.4 所示

其端阜的輸入導納爲

$$Y_{in}^o = jY_{2n} \tan(\theta_2 + \theta_e) - j \frac{Y_{1n}}{\tan(\theta_1 / 2)} \quad (2-5)$$

其中

$$\tan \theta_e = \frac{2\omega C_e Z_o}{Y_{2n}} \quad (2-6)$$

由奇偶模態之導納矩陣轉換爲 S 參數：

$$\begin{aligned} S_{21} &= -\frac{2Y_{21}Y_o}{\Delta Y} \\ &= \frac{Y_{in}^o - Y_{in}^e}{(Y_{in}^e + 1)(Y_{in}^o + 1)} \\ &= \frac{1}{1 + Y_{in}^e} - \frac{1}{1 + Y_{in}^o} \end{aligned} \quad (2-7)$$



$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{(Y_o - Y_{11})(Y_o + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y} \\ &= \frac{1 - Y_{in}^o Y_{in}^e}{(Y_{in}^e + 1)(Y_{in}^o + 1)} \end{aligned} \quad (2-8)$$

由(2-7)直接令 $Y_{in}^e = Y_{in}^o$ 可以得知其傳輸零點的位置，實際結果與理論驗證符合，在截止帶響應具有兩個傳輸零點。利用 (2-7)、(2-8) 可畫出其 $|S_{21}|$ 及 $|S_{11}|$ 的頻率響應，如圖 2.5 所示。

2.2 具三零點之新型步階阻抗低通濾波器電路

由 2.1 節的基礎，在本節中提出一個新的微小化低通濾波器，本設計將從傳統的步階阻抗低通濾波器出發，採用指插式電容結構應用在低阻抗端，以達到適當的電容耦合，結果得到在截止帶中具有三個傳輸零點。由等效電路出發，對低阻抗的週期性結構加以分析並計算其伯洛齊阻抗 (Bloch impedance)，代入等效電路中，最後再以雙埠網路的導納矩陣分析其零點位置，最後以等效電路與 IE3D 的模擬印證理論分析。

2.2.1 新型步階阻抗低通濾波器及其等效電路

從傳統的步階阻抗低通濾波器出發，低通原型濾波器的 g 值，選擇所需傳輸線的高、低阻抗上下限，可得到步階阻抗中每段或每一根的電氣長度。我們以 $N=3$ 為例說明如下：

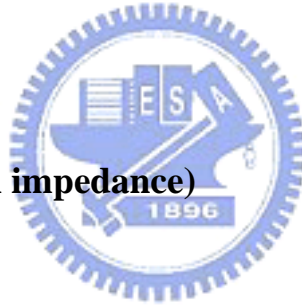
滿足極平坦響應低通原型濾波器的 $g_1=1$ 、 $g_2=2$ 、 $g_3=1$ ，選擇電路中可實現之最高與最低阻抗分別為 Z_h ， Z_l ，則每段步階阻抗的電氣長度為 $\beta l = \frac{LR_o}{Z_h}$ 、 $\beta l = \frac{CZ_l}{R_o}$ 。

本文所提出的電路結構如圖 2.6 所示，等效電路如圖 2.7，低阻抗間的指插式電容結構分別以兩個單位元做等效，每一個單位元包含

兩個集總電容 $C/2$ 與兩段傳輸線。指插電容的計算可以由[9]的公式：

$$C(pF) = 3.937 \times 10^{-5} l(\epsilon_{\text{reff}} + 1)[0.11(n - 3) + 0.252] \quad (2-9)$$

爲了驗證指插式電容的散佈特性，先將圖 2.7 中的高阻抗傳輸線整段移除，以A、B兩端點當作一個雙埠網路，其響應圖 2.8 的 S_{21} 大小與相角在 8 GHz之前都有良好的吻合，可以驗證我們所提出的等效模型。這裡， $C = 0.275 \text{ pF}$ ， $l_1 = 8.3 \text{ mm}$ ， $Z_1 = 52.25 \Omega$ 。值得注意的是，當圖 2.7 中之電容值爲零時，整個電路就與傳統的步階阻抗低通濾波器無異。



2.2.2 伯洛齊阻抗 (Bloch impedance)

由圖 2.6 可知，訊號行走之路徑中，低阻部分可視爲一個週期性結構，因此有必要先對週期性結構提出探討。利用具有開路殘段週期性負載的傳輸線，可以是步階阻抗的低阻抗部分，圖 2.9(a) 爲一週期性加載傳輸線的等效電路，其中每一個「單位元網路」(如圖 2.9(b) 所示)的定義是：一段長度爲 d 的傳輸線，加上線中間並聯的電納。電納的值 b 爲經過 Z_0 正規化後的值。若將整個無限長傳輸線視爲一連串的雙埠網路的串聯，則第 n 個單位元網路兩側的電流與電壓的關係，可用ABCD矩陣描述如下：

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

其中 A/B/C/D 網路參數，用以描述一段長為 $d/2$ 的傳輸線，並聯一個電納 b ，在串聯一段長為 $d/2$ 的傳輸線，查[1] Pozar 的書可得：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \left(\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right) & j \left(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2} \right) \\ j \left(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta + \frac{b}{2} \right) & \left(\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-11)$$

其中， Z_u 與 Z_s 分別是未加負載之傳輸線與開路殘段的特性阻抗，假設兩者間的傳播常數相同，設為 β ， $\theta=\beta d$ 為電氣長度，電納 b 的定義為

$$b = \frac{Z_u}{Z_s} \tan \theta \quad (2-12)$$

若此波傳播方向為 $+Z$ ，其電壓與電流的數學式為：

$$\begin{aligned} V(z) &= V(0)e^{-\gamma z} \\ I(z) &= I(0)e^{-\gamma z} \end{aligned}$$

參考相位為 $z=0$ 處，第 n 個端阜與第 $n+1$ 個端阜上的電壓電流之

間，僅差一個傳播因子 $e^{-\gamma d}$ ：

$$\begin{aligned} V_{n+1} &= V_n e^{-\gamma d} \\ I_{n+1} &= I_n e^{-\gamma d} \end{aligned} \quad (2-13)$$

將(2-13)式代入(2-10)可得

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} e^{-\gamma d} \\ I_{n+1} e^{-\gamma d} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0 \quad (2-15)$$

對週期性加載傳輸線結構，其單位元網路端阜的特性阻抗也就是伯洛齊(Bloch impedance)定義為：

$$Z_l = Z_u \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (2-16)$$

由(2-15)知，

$$(A - e^{\gamma d})V_{n+1} + BI_{n+1} = 0$$



以(2-11)及本式代入(2-16)可得：

$$\begin{aligned} Z_l &= Z_u \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} = \frac{BZ_u}{\sqrt{A^2 - 1}} \\ &= Z_u \frac{\sin \beta d + \frac{Z_u}{2Z_s} \tan \beta l_s (\cos \beta d - 1)}{\sqrt{1 - (\cos \beta d - \frac{Z_u}{Z_s} \tan \beta l_s \sin \beta d)^2}} \end{aligned} \quad (2-17)$$

利用此式即可計算週期性結構之 Bloch impedance，也就是本文提出低通濾波器之第一、三低阻抗段的特性阻抗。

以 $W_s=0.2\text{mm}$, $d=0.8\text{mm}$, $Z_s=132.5\Omega$, $l_s=2.5\text{mm}$, $Z_u=52.25\Omega$, $\beta = \frac{\omega}{V_p}$

則可以計算出 $Z_l=35\Omega$ 。

2.2.3. 有限零點之分析

爲了分析我們所提出的新型步階阻抗低通濾波器，利用電路的對稱性，以奇偶模分析之：

(1) 偶模時：等效電路如圖 2.10 所示

$$Y_1^e = jY_2 \tan(\theta_2 / 2) \quad (2-18)$$

$$\begin{aligned} Y_{in}^e &= Y_1 \frac{Y_1^e + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 + jY_1^e \tan \theta_1} \\ &= Y_1 \frac{jY_2 \tan \frac{\theta_2}{2} + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 - Y_2 \tan \frac{\theta_2}{2} \tan \theta_1} \\ &= jY_1 \frac{\tan \theta_e + \tan \theta_1}{1 - \tan \theta_e \tan \theta_1} \\ &= jY_1 \tan(\theta_1 + \theta_e) \end{aligned} \quad (2-19)$$


其中， $\tan \theta_e = \frac{Y_2}{Y_1} \tan \frac{\theta_2}{2}$

(2) 奇模時：等效電路圖如 2.11 所示

$$Y_1^o = -jY_2 \cot(\theta_2 / 2) \quad (2-20)$$

$$\begin{aligned} Y_2^o &= j\omega C - jY_2 \cot(\theta_2 / 2) \\ &= j(\omega C - Y_2 \cot \frac{\theta_2}{2}) \end{aligned} \quad (2-21)$$

$$\begin{aligned}
Y_3^o &= Y_1 \frac{Y_2^o + jY_1 \tan \frac{\theta_1}{2}}{Y_1 + jY_2^o \tan \frac{\theta_1}{2}} \\
&= Y_1 \frac{j(\omega C - Y_2 \cot \frac{\theta_2}{2}) + jY_1 \tan \frac{\theta_1}{2}}{Y_1 - (\omega C - Y_2 \cot \frac{\theta_2}{2}) \tan \frac{\theta_1}{2}} \\
&= jY_1 \frac{\frac{\omega C - Y_2 \cot \frac{\theta_2}{2}}{Y_1} + \tan \frac{\theta_1}{2}}{1 - \frac{\omega C - Y_2 \cot \frac{\theta_2}{2}}{Y_1} \tan \frac{\theta_1}{2}} \\
&= jY_1 \frac{\tan \theta_L + \tan \frac{\theta_1}{2}}{1 - \tan \theta_L \tan \frac{\theta_1}{2}} \\
&= jY_1 \tan(\theta_L + \frac{\theta_1}{2})
\end{aligned} \tag{2-22}$$

$$\begin{aligned}
Y_4^o &= j2\omega C - jY_1 \tan(\theta_L + \frac{\theta_1}{2}) \\
&= j(2\omega C - Y_1 \tan(\theta_L + \frac{\theta_1}{2}))
\end{aligned} \tag{2-23}$$

$$\begin{aligned}
Y_5^o &= Y_1 \frac{Y_4^o + jY_1 \tan \frac{\theta_1}{2}}{Y_1 + jY_4^o \tan \frac{\theta_1}{2}} \\
&= Y_1 \frac{j(2\omega C - Y_2 \tan(\theta_L + \frac{\theta_1}{2})) + jY_1 \tan \frac{\theta_1}{2}}{Y_1 - (2\omega C - Y_2 \tan(\theta_L + \frac{\theta_1}{2})) \tan \frac{\theta_1}{2}} \\
&= jY_1 \frac{\tan \theta_o + \tan \frac{\theta_1}{2}}{1 - \tan \theta_o \tan \frac{\theta_1}{2}} \\
&= jY_1 \tan(\theta_o + \frac{\theta_1}{2})
\end{aligned} \tag{2-24}$$

其中

$$\tan \theta_o = \frac{2\omega C - Y_2 \tan(\theta_L + \frac{\theta_1}{2})}{Y_1} \quad (2-25)$$

$$Y_{in}^o = j\omega C + jY_1 \tan(\theta_o + \frac{\theta_1}{2}) \quad (2-26)$$

將 (2-19) 和(2-26) 利用 Y 參數轉 S 參數：(請參考附錄一)

由(2-7)與(2-8)可知，傳輸零點產生在 $Y_{in}^e = Y_{in}^o$ 時，令 $Y_{in}^e = jB_e$ 、
 $Y_{in}^o = jB_o$ ，以低通濾波器的截止頻率作正規化為橫軸做圖，結果如
圖 2.12 所示，圖中顯示 B_e 及 B_o 在 5 倍的 f_c 範圍內有三個交點，
也就是電路的傳輸零點。



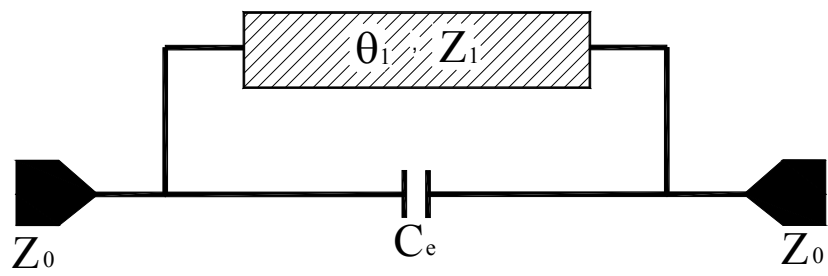


圖 2.1 半集總低通濾波器等效電路

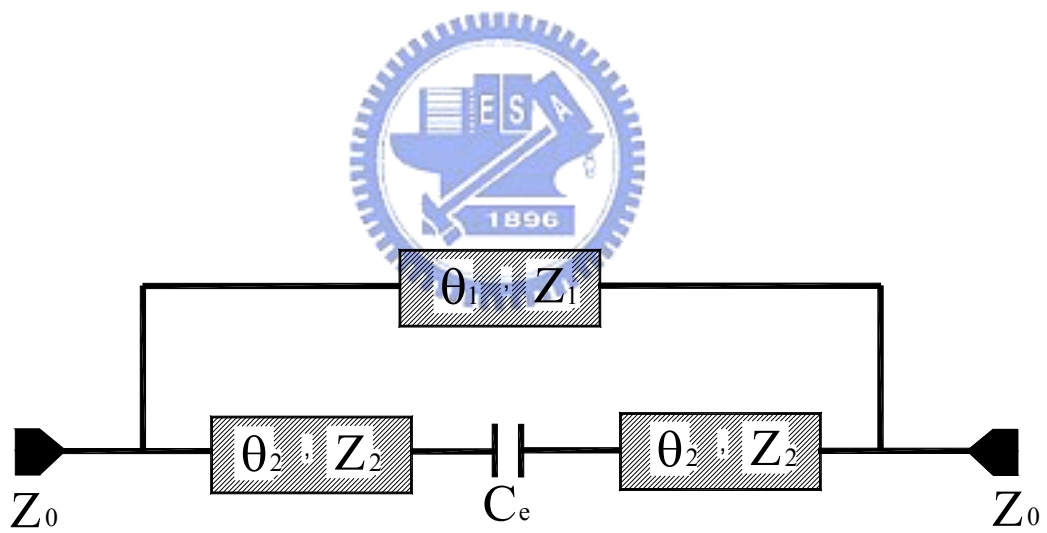


圖 2.2 寬截止帶散佈式低通濾波器

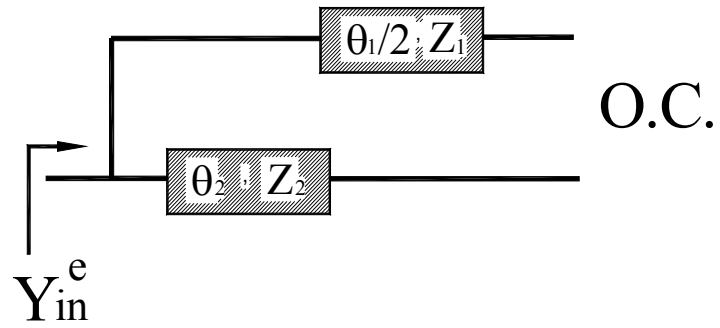


圖 2.3 (圖 2.2)等效電路之偶模分析

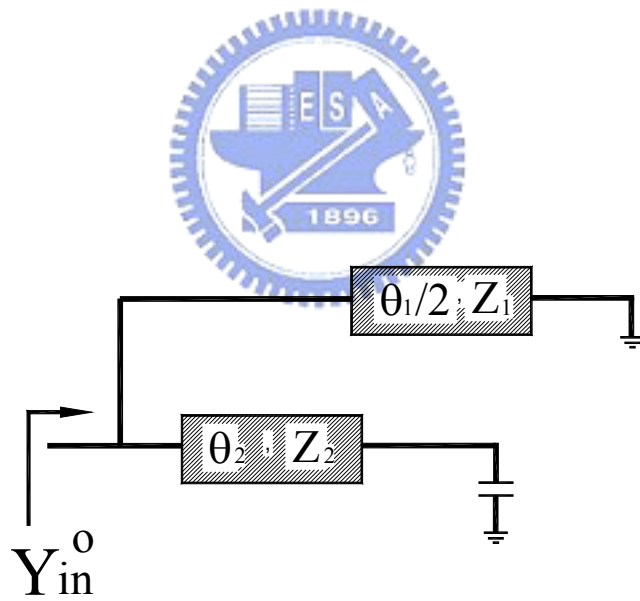


圖 2.4 (圖 2.2)等效電路之奇模分析

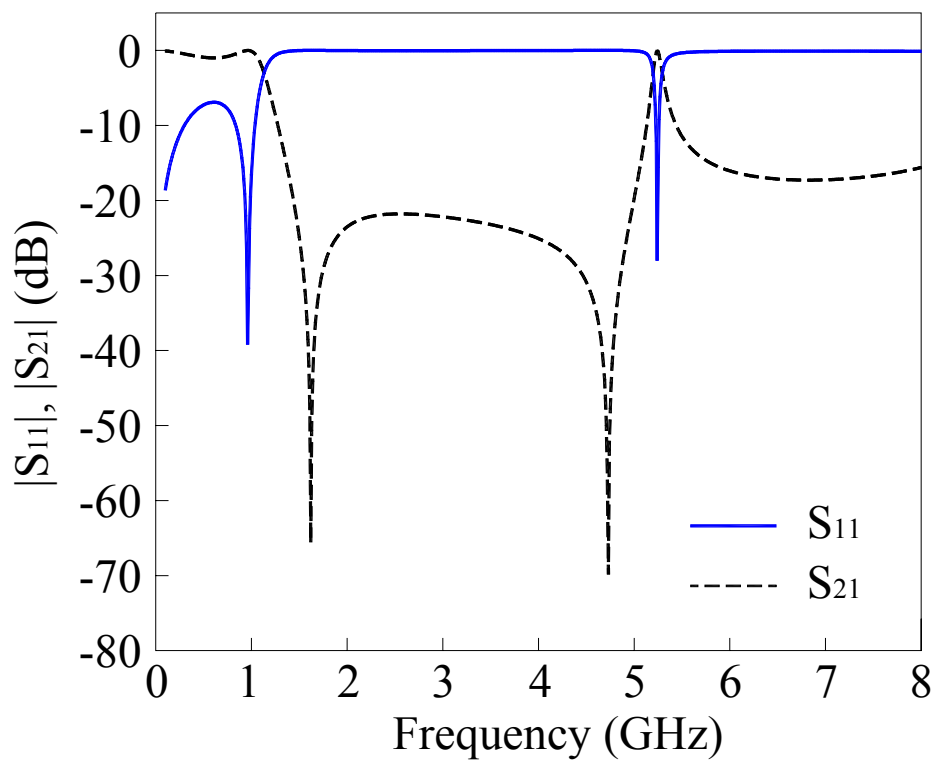


圖 2.5 S_{21} 、 S_{11} 頻率響應

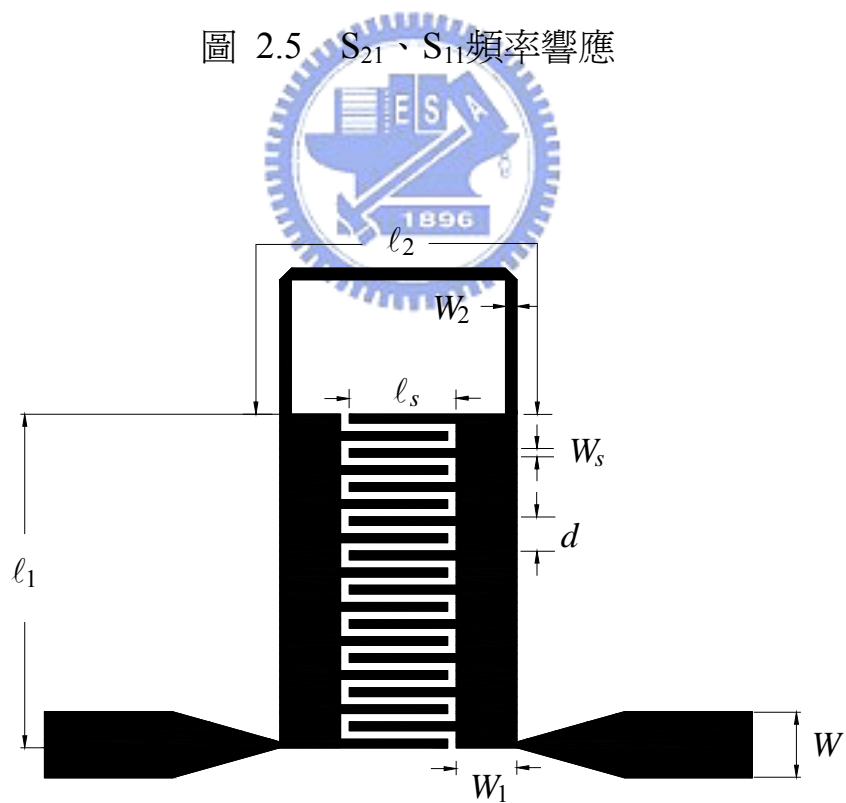


圖 2.6 N=3 新型步階阻抗低通濾波器

實際佈局圖

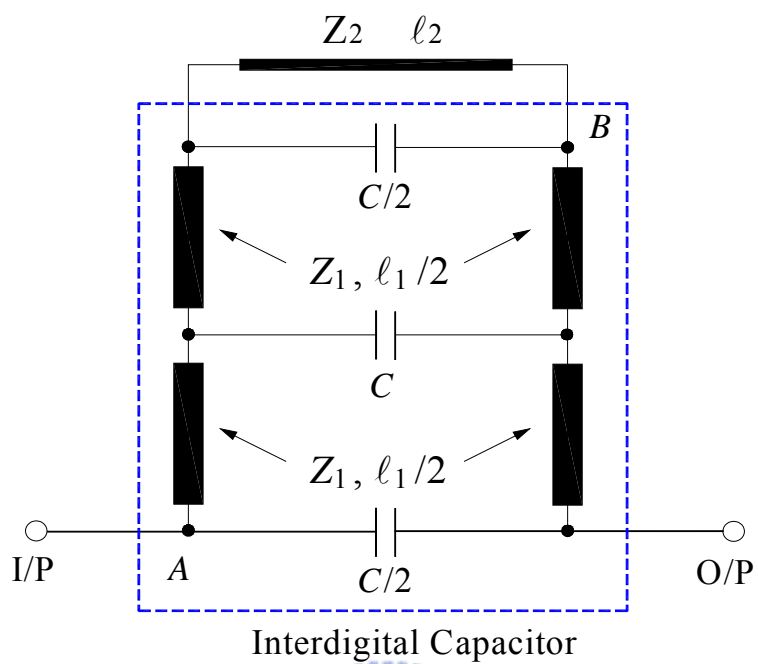


圖 2.7 新型步階阻抗低通濾波器

等效電路圖

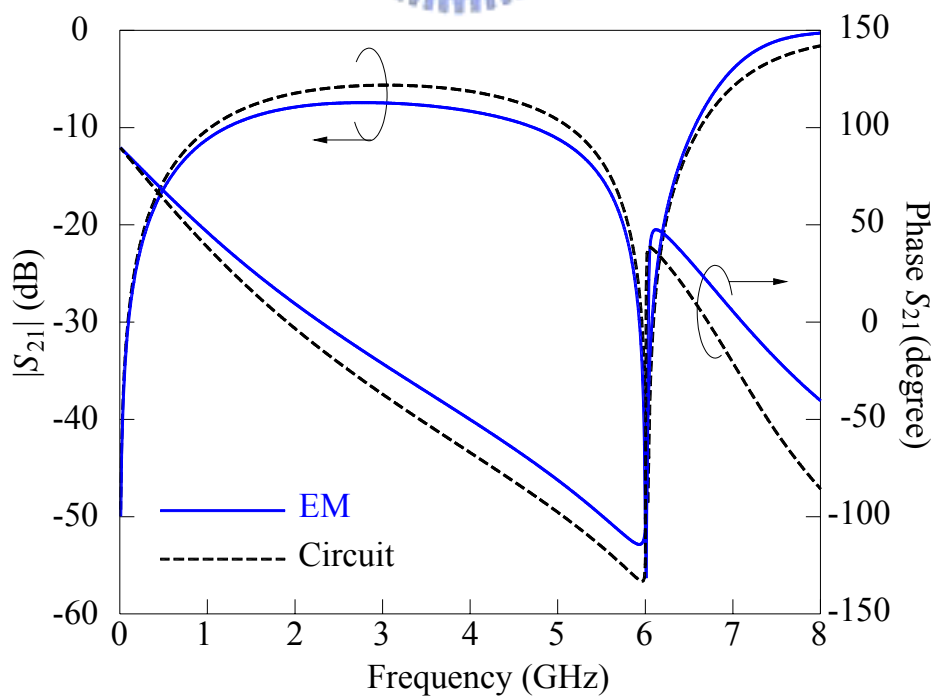


圖 2.8 指插式電容結構之等效電路響應

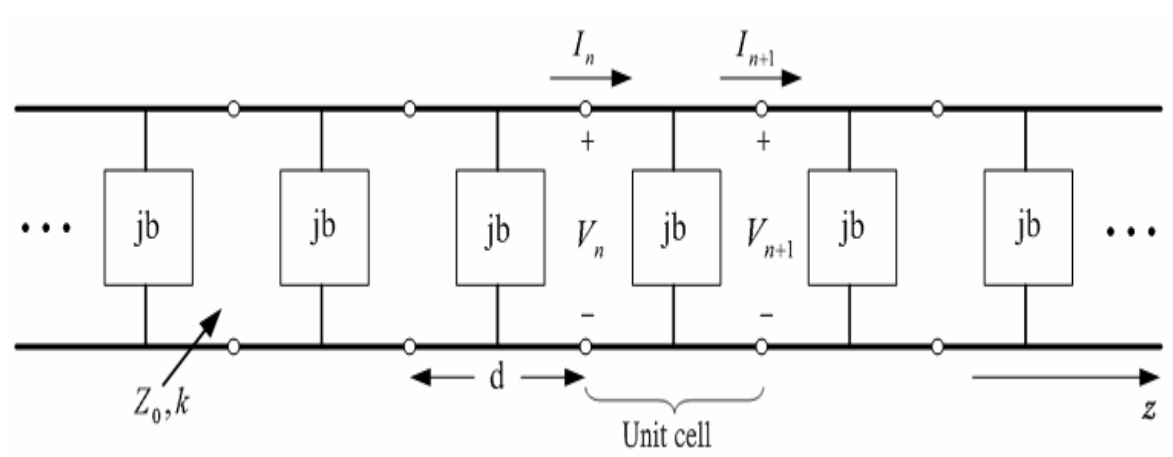


圖 2.9(a) 週期性加載傳輸線的等效電路

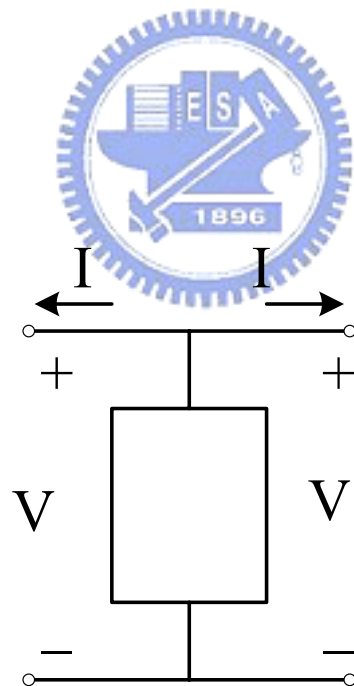


圖 2.9(b) 單位元網路

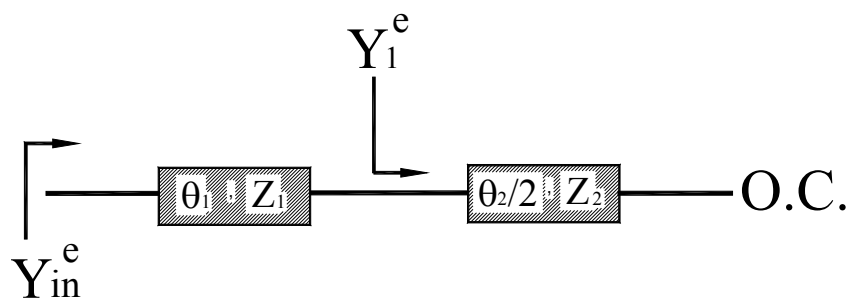


圖 2.10 (圖 2.7)等效電路之偶模分析

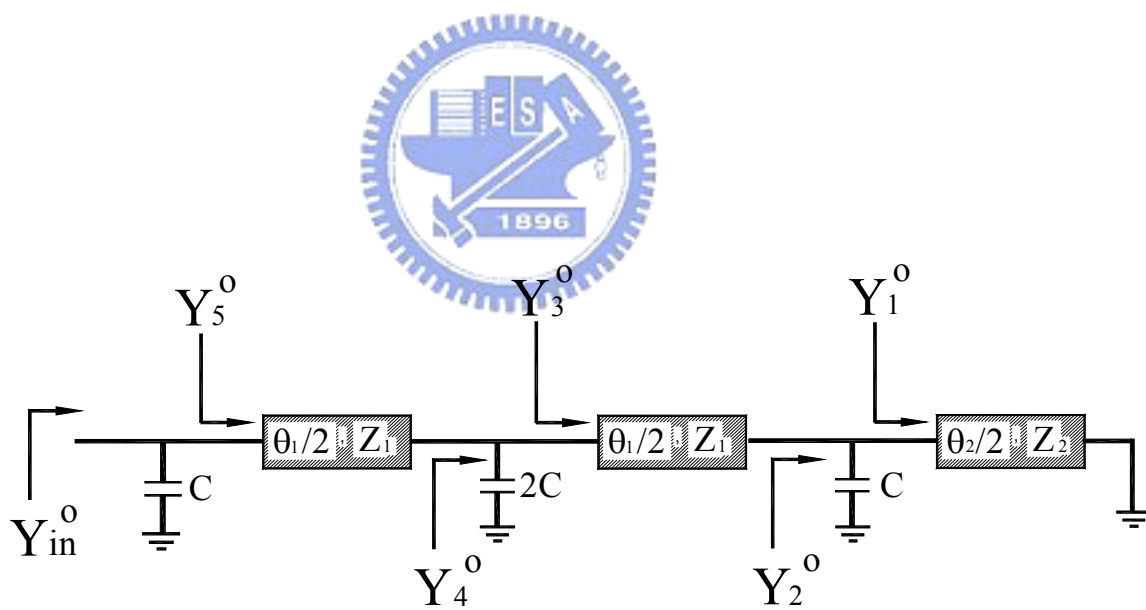


圖 2.11 (圖 2.7)等效電路之奇模分析

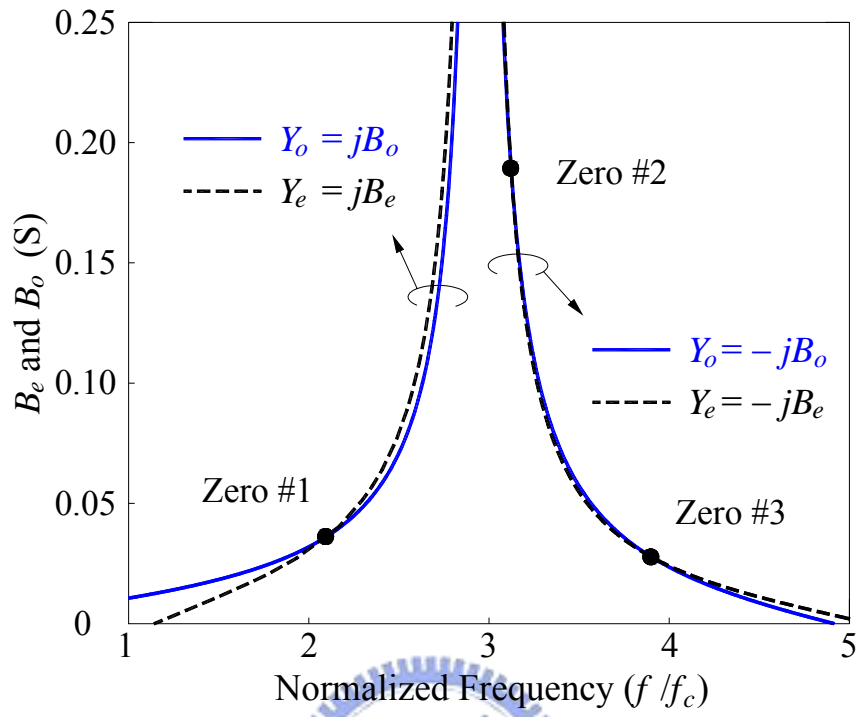


圖 2.12 Y_{in}^e , Y_{in}^o 圖

第三章 指插電容值與零點位置分析

3.1 指插電容值對應零點之位置

由上章之等效電路模型，預測傳輸零點的位置發生在 $Y_{in}^e = Y_{in}^o$ 時，其中 (2-26) 與指插式電容有關，再者，其電容量也可以根據 (2-10) 所計算出來。利用簡單的找根程式，將三個傳輸零點位置與電容值的關係繪出如圖 3.1 所示。其中橫座標為電容值；縱座標為對低通濾波器的截止頻率正規化之頻率。由圖 3.1 可以發現指叉式電容值對傳輸零點位置有絕對的影響。在 $0.25\text{ pF} \leq C \leq 0.3\text{ pF}$ 中，當電容值增加，則第一、第三個零點往低頻移動；而第二個零點往高頻移動；當電容值下降，則第一、第三個零點往高頻移動；而第二個零點往低頻移動。值得注意的是，一旦容值超過 0.289 pF 或低於 0.262 pF ，則截止帶 ($f \geq f_c$) 中將只有一個零點。因此審慎的選取適當容值，可在止帶得三個零點。

圖 3.2 進一步繪出三個傳輸零點與殘段長度之關係，殘段愈長，週期性結構之“電容負載”增加，可以降低 Z_{ℓ} (2-17) 式，而圖 3.1 中的 C 值是增加的，同此。 $Zero\ #2$ 隨殘段長度增加往高頻移動；而 $Zero\ #1$ 與 $Zero\ #3$ 則隨長度增加往低頻移動。比較圖 3.2 與圖 3.1 後，可以發現其零點移動的整體趨勢是相當契合的。


3.2 等效電路的模擬與驗證

在上一節當中，對不同的電容值影響零點位置的變化作探討，這裡將利用多個不同殘段長度電路電磁模擬並與等效電路做比較，藉以驗證等效電路的準確性。所有的電路皆使用電路基板型號為 RT/Duroid 5880，其介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ 、基板厚度為 0.508 mm、正切損耗 $\tan\delta = 0.023$ 。在此，將對三階的低通濾波器做模擬，其截止頻率為 1.65 GHz。再者，其它的電路參數如下： $W_s = 0.2$ mm、 $d = 0.8$ mm、 $Z_s = 132.5 \Omega$ 、 $Z_u = 52.25 \Omega$ 、 $Z_l = 35 \Omega$ 。

圖 3.3(a) 為 $\ell_s = 2.25$ mm 電路的實作圖，其量測結果與 EM 模擬軟體、等效電路模擬如圖 3.3(b) 所示。從量測結果可以發現到此電路僅有一個傳輸零點的存在，其頻率在 7.4 GHz，根據 (2-10) 計算出其電容量為 0.255 pF。從圖 3.1，可以發現當電容為 0.255 pF 時，確實只有一個零點，證明了此結果與理論預測相當符合。為了設計出擁有三個零點的低通濾波器，根據圖 3.1 來加長 ℓ_s 的長度。圖 3.4 為 $\ell_s = 2.3$ mm 的實作結果，從圖 3.4 當中，可以發現其量測結果的三個傳輸零點位置分別為： $f_{z1} = 3.75$ GHz、 $f_{z2} = 4.43$ GHz、 $f_{z3} = 7.3$ GHz，而其所對應的 $C = 0.262$ pF，也與圖 3.1 所預測的位置相當的接近。圖 3.5 -3.7 分別是 $\ell_s = 2.4 \sim 2.6$ mm 的電路實做圖與其結果，可以看

出電路實作與 EM 模擬、等效電路有極佳的吻合。整體電路面積僅佔 $5.6 \times 12 \text{ mm}^2$ 。從中可以明顯的發現容值變小，第三個零點往高頻移動，使高頻截止帶延伸；而第一跟第二個零點會互相接近。此結論與我們原先的預測相當的一致。表 3.1 為此電路在不同 ℓ_s 時其零點的所在位置，表 3.2 則是在不同 ℓ_s 時，利用 (2-10) 所算出的電容值，與實際最佳化電容值之比較結果，從此結果可以發現最佳化電容值與預測的結果相差無幾。

3.3 電路實作與量測



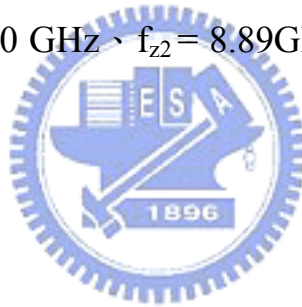
在前幾章裡，已經就新型微小化低通濾波器的設計流程有完整的描述，從傳統的步階阻抗設計流程出發，引入指插式電容在低阻抗兩端，可以得到具有三零點止帶的良好響應。對於不同的容值影響傳輸零點的位置也做了一系列探討，並且也充分驗證了所提出來的等效電路可以準確預測其傳輸零點的位置。在這一節中，將以不同的間距 $S = 0.18$ 實作設計本文所提出的濾波器數個，以印證此設計方法其適用性。

第一個電路使用電路基板型號為 RT/Duroid 5880，其介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ 、介質厚度為 20 mil、損耗正切 $\tan\delta = 0.023$ 。低通濾波器的截止頻率為 1.45 GHz，除此之外，指插式電容的每一開路殘段其寬

度 $W_s = 0.18 \text{ mm}$ 、 $d = 0.72 \text{ mm}$ 、 $Z_s = 132.5 \Omega$ 、 $Z_u = 40 \Omega$ 和 $Z_\ell = 30 \Omega$ 。

圖 3.8(a) 為電路的實作圖，其模擬與量測結果如圖 3.8(b) 所示，其量測結果三個傳輸零點的位置分別為： $f_{z1} = 2.67 \text{ GHz}$ 、 $f_{z2} = 4.95 \text{ GHz}$ 、 $f_{z3} = 6.75 \text{ GHz}$ 。

第二個和第三個電路一樣使用電路基板如上述。濾波器的截止頻率分別是 $f_c = 2 \text{ GHz}$ 、 $f_c = 2.5 \text{ GHz}$ 。圖 3.9 為 $f_c = 2 \text{ GHz}$ 電路的實作圖與模擬與量測，其三個零點的位置 $f_{z1} = 3.82 \text{ GHz}$ 、 $f_{z2} = 6.51 \text{ GHz}$ 、 $f_{z3} = 9.20 \text{ GHz}$ ；圖 3.10 為 $f_c = 2.5 \text{ GHz}$ 電路的實作圖與模擬與量測，其三個零點則分別為 $f_{z1} = 4.40 \text{ GHz}$ 、 $f_{z2} = 8.89 \text{ GHz}$ 、 $f_{z3} = 11.21 \text{ GHz}$ ，整體結果皆有極佳吻合度。



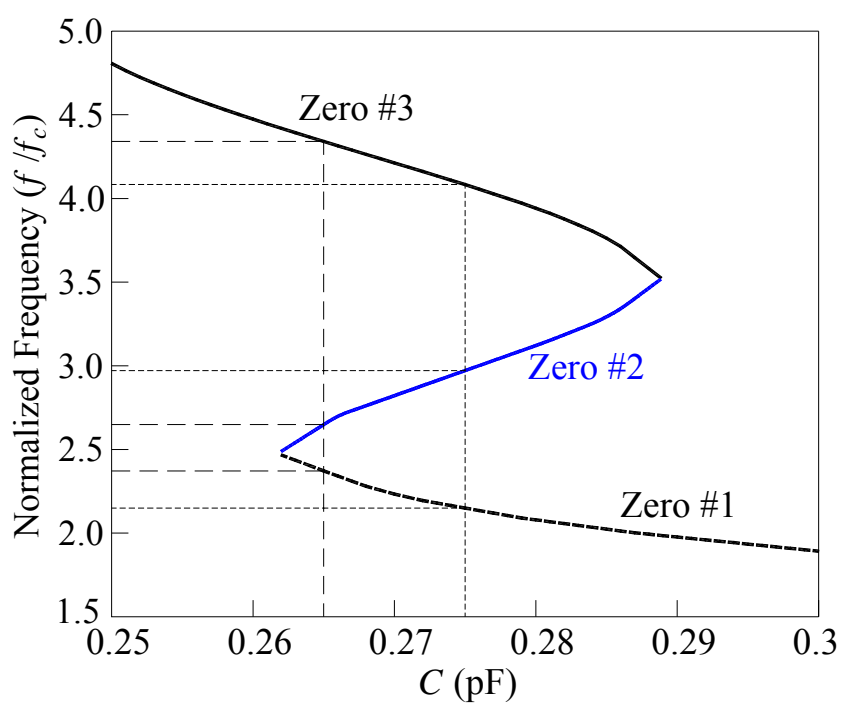


圖 3.1 三個傳輸零點相對於電容之變化

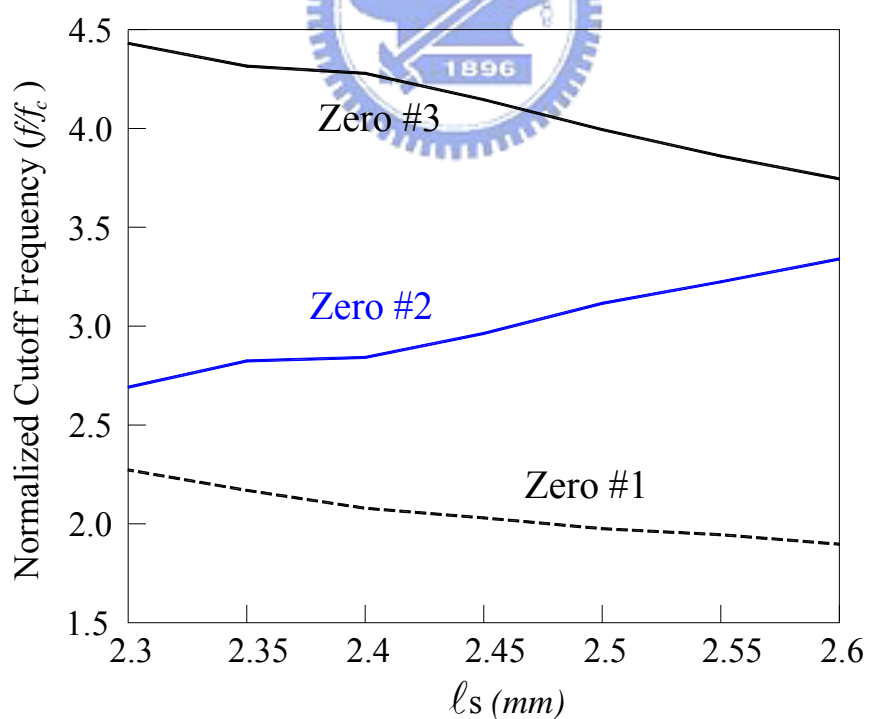


圖 3.2 三個傳輸零點相對於 l_s 的變化情形

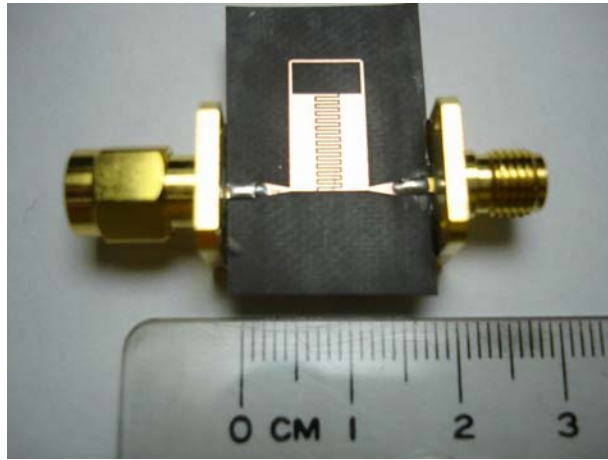


圖 3.3 (a) $\ell_s=2.25$ mm 電路照相

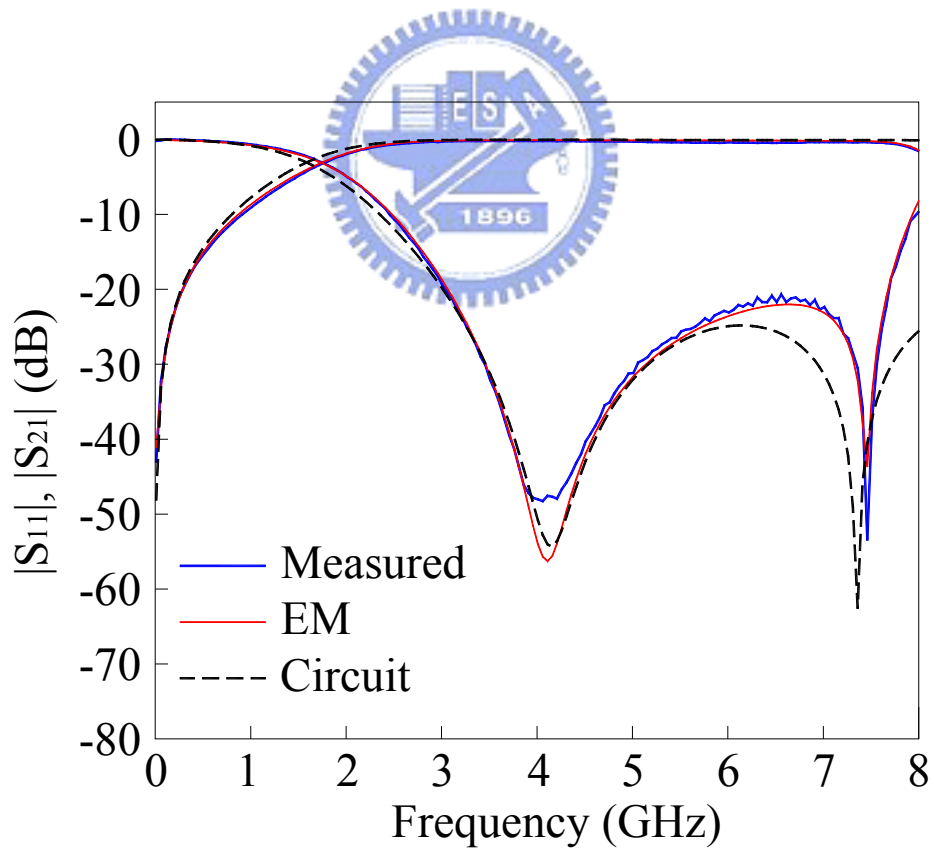


圖 3.3 (b) $\ell_s=2.25$ mm 電路模擬與量測結果圖

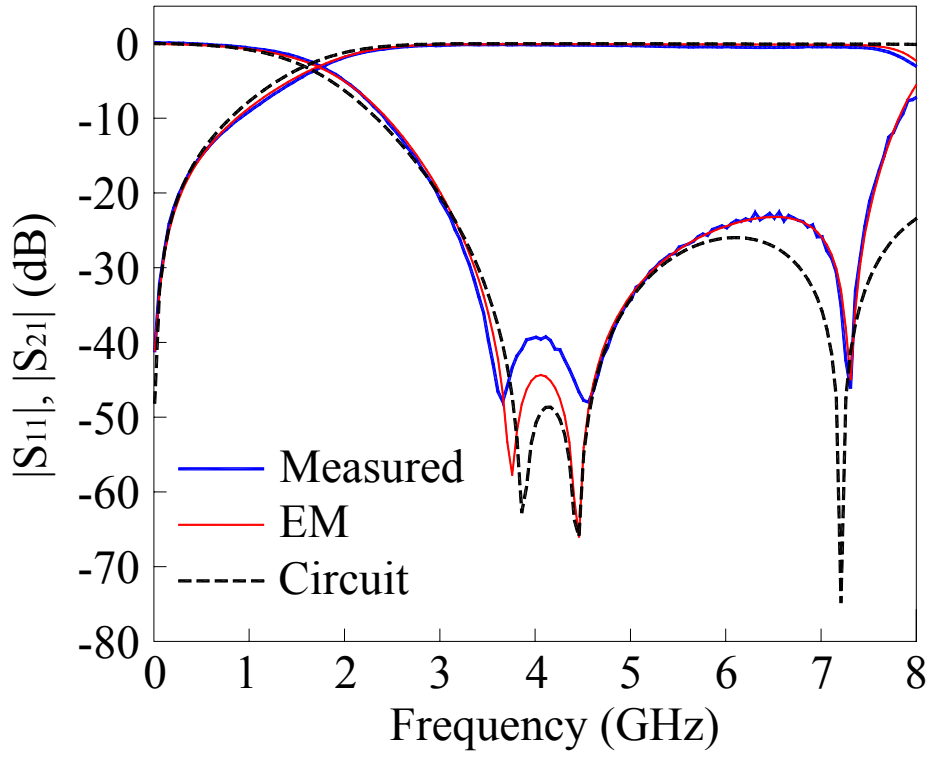


圖 3.4 $\ell_s = 2.3$ mm 電路模擬與量測結果圖

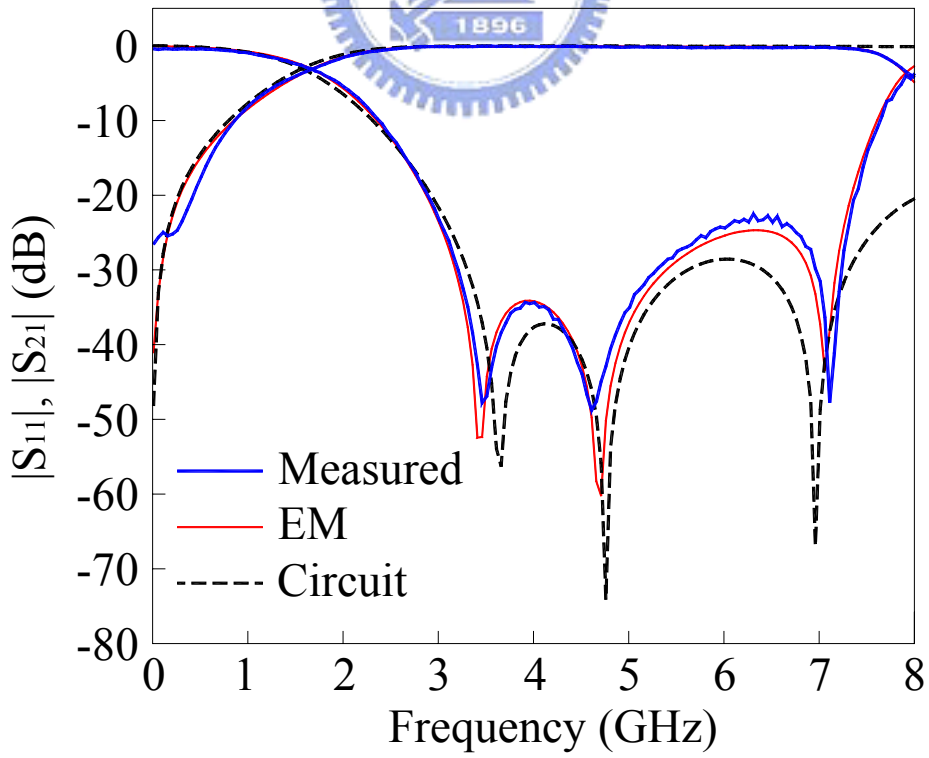


圖 3.5 $\ell_s = 2.4$ mm 電路模擬與量測結果圖

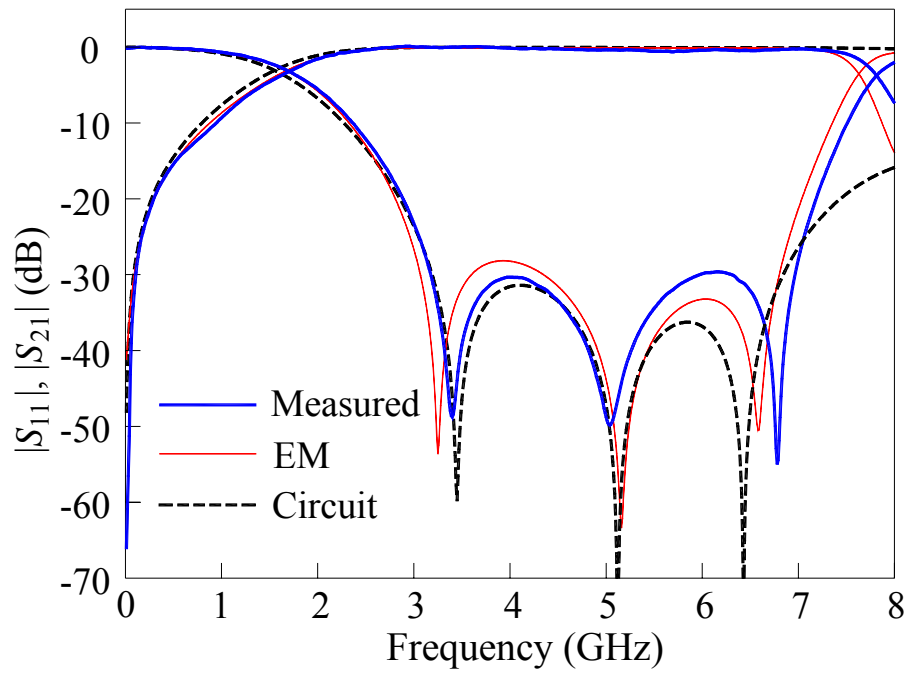


圖 3.6 $\ell_s=2.5$ mm 電路模擬與量測結果圖

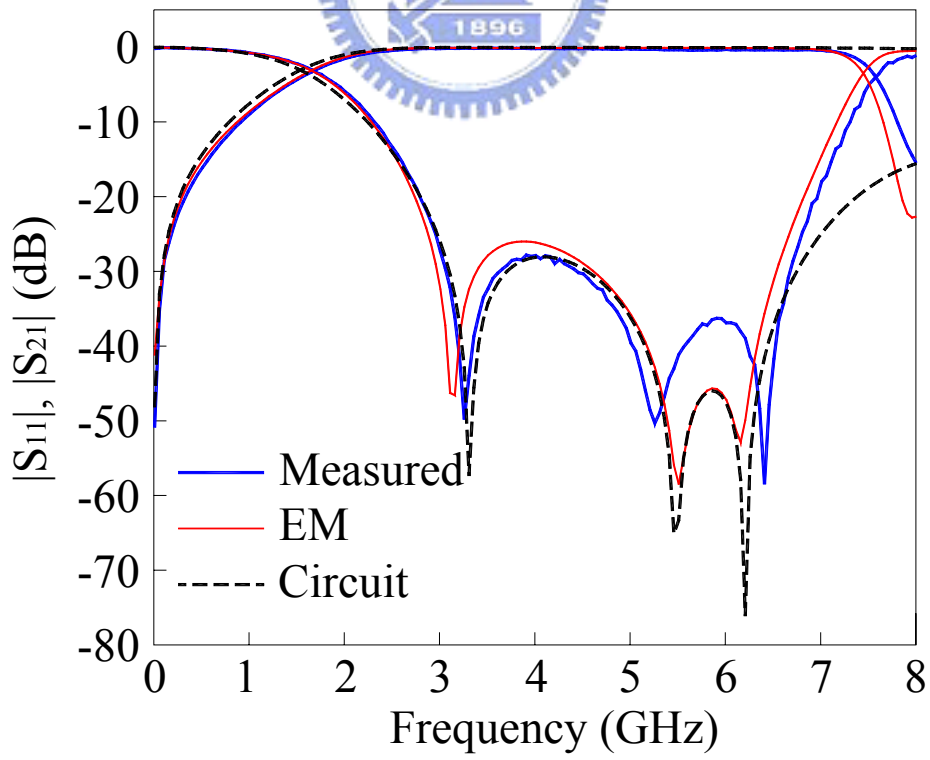


圖 3.7 $\ell_s=2.6$ mm 電路模擬與量測結果圖

表 3.1 不同 ℓ_s 下之三個傳輸零點的變化情形

ℓ_s (mm)	f_{z1} (GHz)	f_{z2} (GHz)	f_{z3} (GHz)
2.25	/	/	7.45
2.3			7.3
2.35	3.58	4.65	7.13
2.4	3.43	4.68	7.06
2.45	3.35	4.9	6.83
2.5	3.26	5.12	6.61
2.55	3.2	5.3	6.38
2.6	3.13	5.48	6.13
2.65	3.08	/	/

表 3.2 不同 C 值 下之三個傳輸零點的變化情形

ℓ_s (mm)	C 值 (2-10)	最佳化 C 值	差值 (%)
2.25	0.255	0.258	0.978
2.3	0.262	0.261	0.2
2.35	0.267	0.2645	0.936
2.4	0.2725	0.2665	2
2.45	0.2785	0.270	3.05
2.5	0.284	0.274	3.5
2.55	0.2895	0.278	3.97
2.6	0.2955	0.281	4.9
2.65	0.301	0.285	5.3

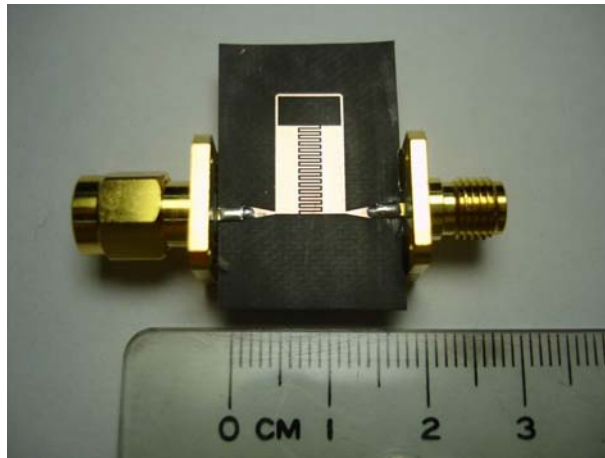


圖 3.8(a) $f_c = 1.45$ GHz 低通濾波器之實作電路照片

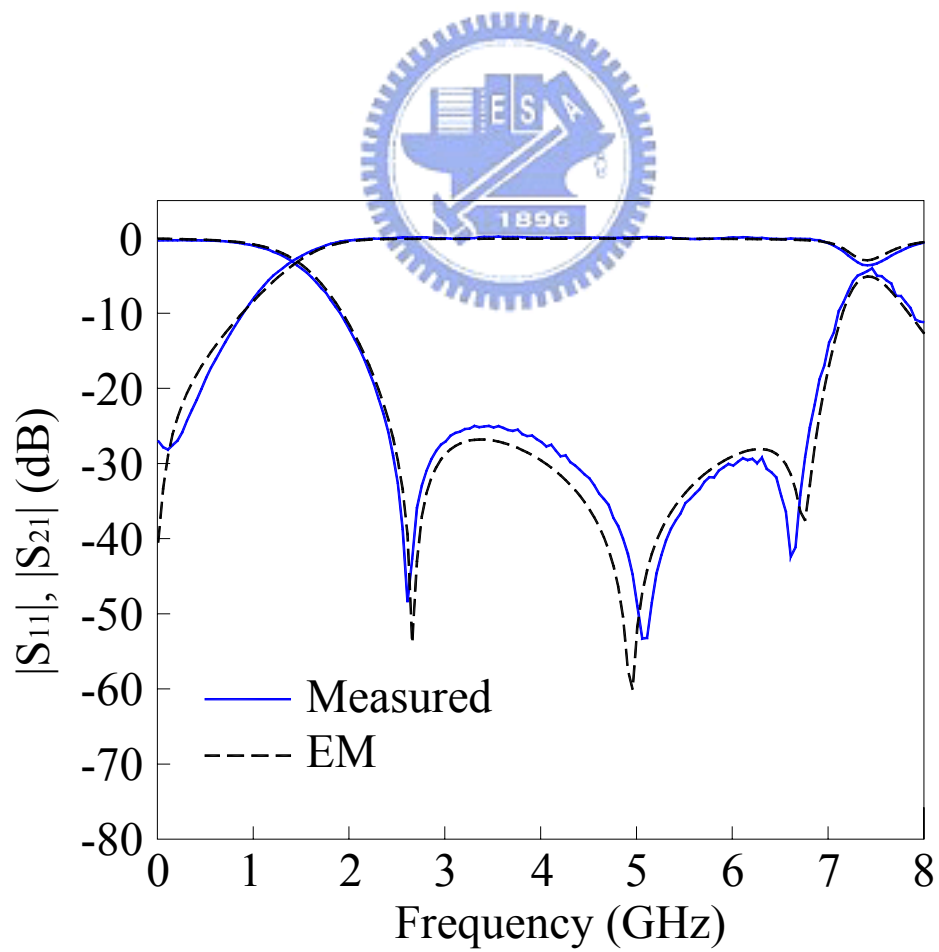


圖 3.8(b) $f_c = 1.45$ GHz 低通濾波器之模擬與量測結果

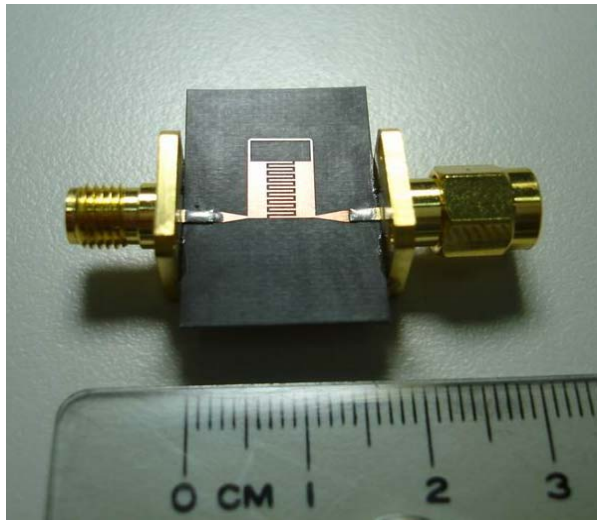


圖 3.9(a) $f_c = 2$ GHz 低通濾波器之實作電路照片

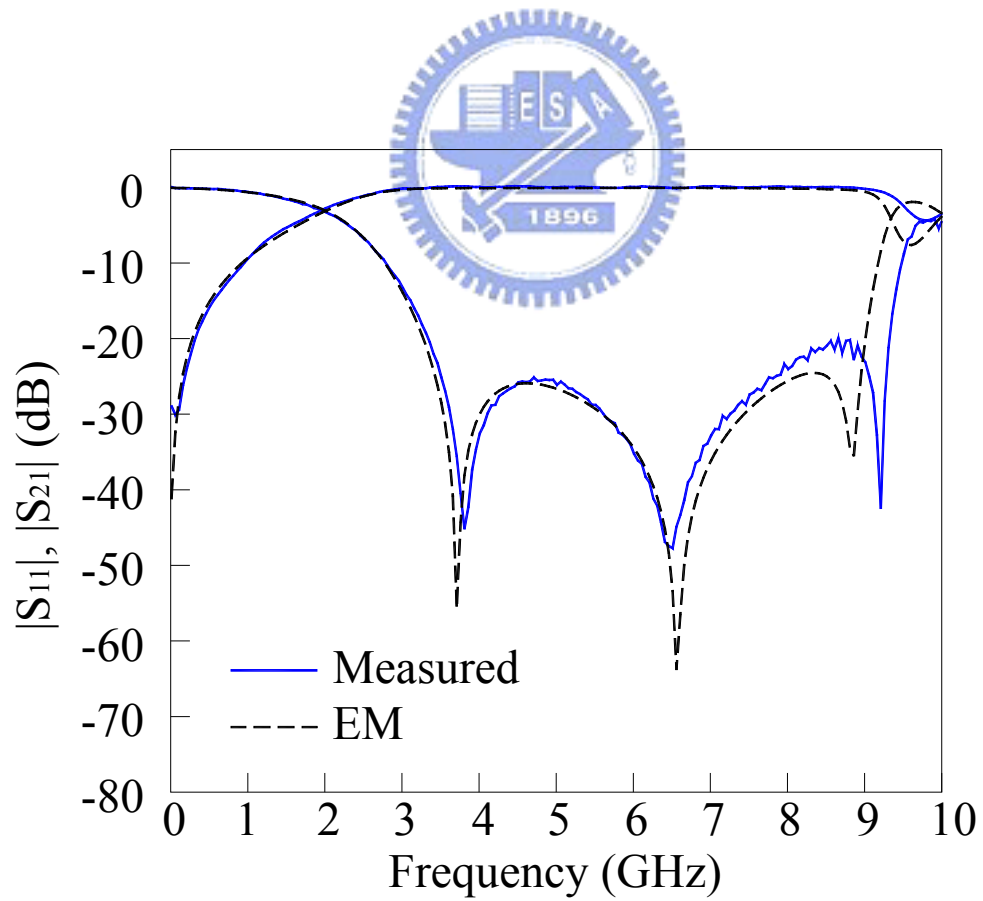


圖 3.9(b) $f_c = 2$ GHz 低通濾波器之模擬與量測結果

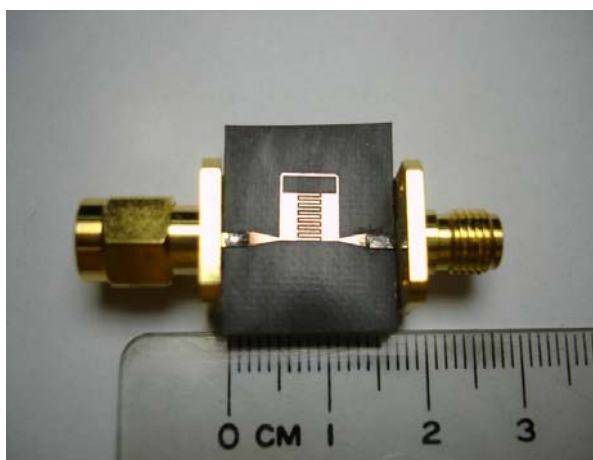


圖 3.10(a) $f_c = 2.5$ GHz 低通濾波器之實作電路照片

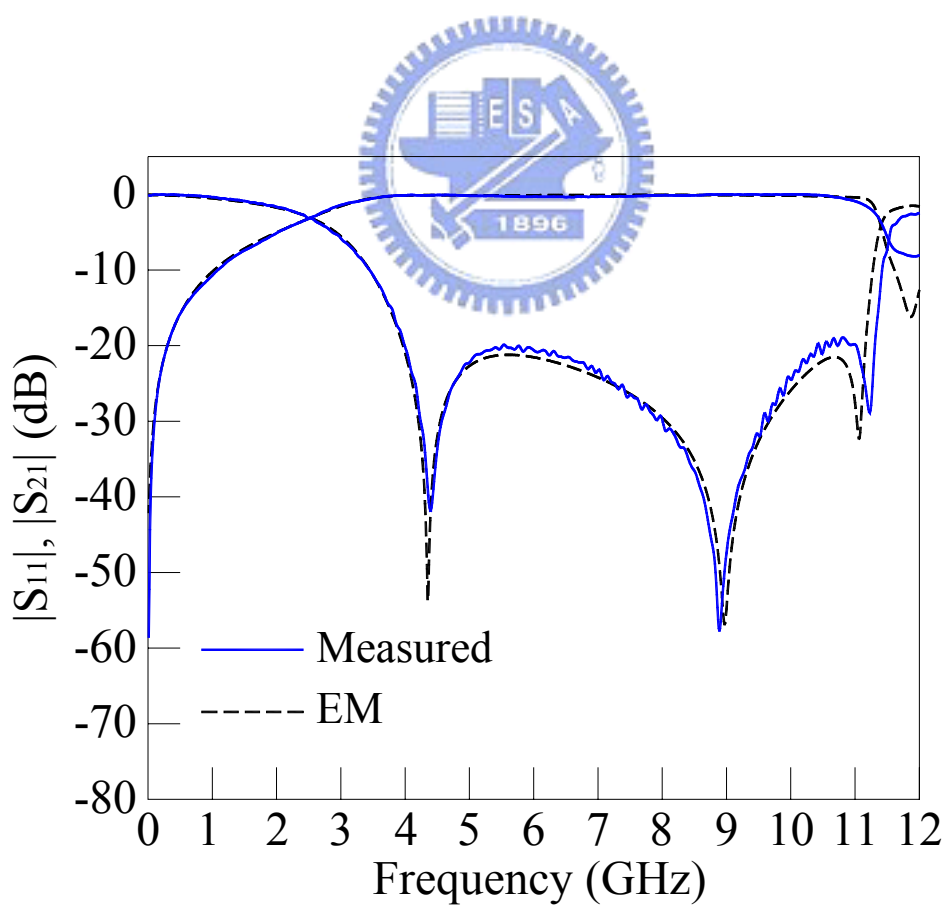


圖 3.10(b) $f_c = 2.5$ GHz 低通濾波器之模擬與量測結果

第四章 寬截止帶低通濾波器

在前幾章裡，對本文所提出的新型微小化低通濾波器已經有所詳述，第二章介紹等效電路模型，並從奇偶模分析低通濾波器的傳輸零點位置；第三章則對零點位置與指插式電容大小詳加探討。這裡將利用串接兩個不同截止頻率的低通濾波器來達到寬截止帶之微小化低通濾波器。圖 4.1 為串接兩個不同散射參數網路圖，其新的散射參數如下：

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_1^+ \\ A \end{bmatrix} &= [S^A] \begin{bmatrix} V_1^+ \\ B \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} B \\ V_2^- \end{bmatrix} &= [S^B] \begin{bmatrix} A \\ V_2^+ \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} &= [S] \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \\
 S_{21} &= \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+=0}, \quad \because V_2^+=0, \quad \therefore B = S_{11}^B A, \quad V_2^- = S_{21}^A A \\
 A &= S_{21}^A V_1^+ + S_{22}^A B = S_{21}^A V_1^+ + S_{22}^A S_{11}^B A \\
 \frac{V_2^-}{S_{21}^B} &= S_{21}^A V_1^+ + S_{22}^A S_{11}^B \frac{V_2^-}{S_{21}^B} \\
 V_2^- \left(\frac{1 - S_{22}^A S_{11}^B}{S_{21}^B} \right) &= S_{21}^A V_1^+ \\
 \Rightarrow S_{21} &= \frac{S_{21}^A S_{21}^B}{1 - S_{22}^A S_{11}^B} \tag{4-1}
 \end{aligned}$$

這裡以 $f_c=1.45$ 、 $f_c=2.5$ 兩不同截止頻率串接之。個別三階低通濾波器其模擬與量測圖如第三章圖 3.8、圖 3.10 所示。由 (4-1)，可以知道傳輸零點發生在個別的散射參數為零處。實際以EM模擬，其結果如圖 4.2 所示，可以發現串接的六個零點分別為：

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Z_5	Z_6
2.72GHz	3.92GHz	4.96GHz	6.72GHz	8.52GHz	11.08GHz

與單一級 $f_c=1.45$ 的零點作比較：

cascade	Z_1	Z_3	Z_4
	2.72GHz	4.96GHz	6.72GHz
$f_c=1.45$	Z_1	Z_2	Z_3
	2.67GHz	4.95GHz	6.75GHz

與單一級 $f_c=2.5$ 的零點作比較：

cascade	Z_2	Z_5	Z_6
	4.96GHz	8.52GHz	11.08GHz
$f_c=2.5$	Z_1	Z_2	Z_3
	4.40GHz	8.89GHz	11.12GHz

由上可知，串接兩個不同頻率的低通濾波器，理論與實際模擬結果相符，可得到六個零點。但是，串接的截止帶響應在 7GHz 會有極大值，爲了達到寬止帶低通濾波器，適當的微調電容耦合將會使截止帶響應極寬頻。圖 4.3(a) 是分別串接 $f_c = 1.45$ GHz、 $f_c = 2.5$ GHz 兩個三階低通濾波器。微調後的響應如圖 4.3(b) 所示；其量測可知介入損失在 20 dB 下，其截止帶爲 2.4 GHz 至 10.6 GHz。通帶的反射損失維持在 13 dB 以下。圖 4.4(a) 則是串接 $f_c = 1.75$ GHz、 $f_c = 2.5$ GHz 兩個三階低通濾波器，由 4.4(b) 的量測可知介入損失在 30dB 下，其截止帶爲 2.9 GHz 至 11 GHz。通帶的反射損失維持在 14dB 下，從此結果中我們可以得知其止帶爲截止頻率的七倍。可知串接兩個不同截止頻率低通濾波器，可達到高選擇性且寬截止帶。

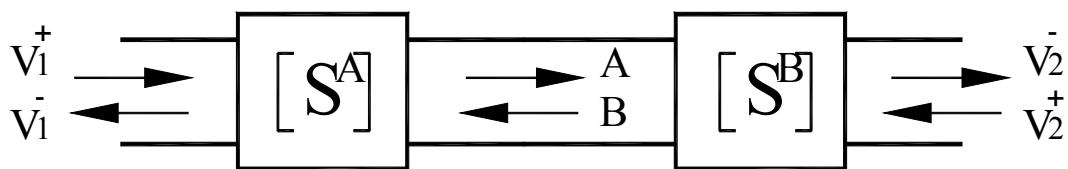


圖 4.1 串接兩不同散射參數網路圖

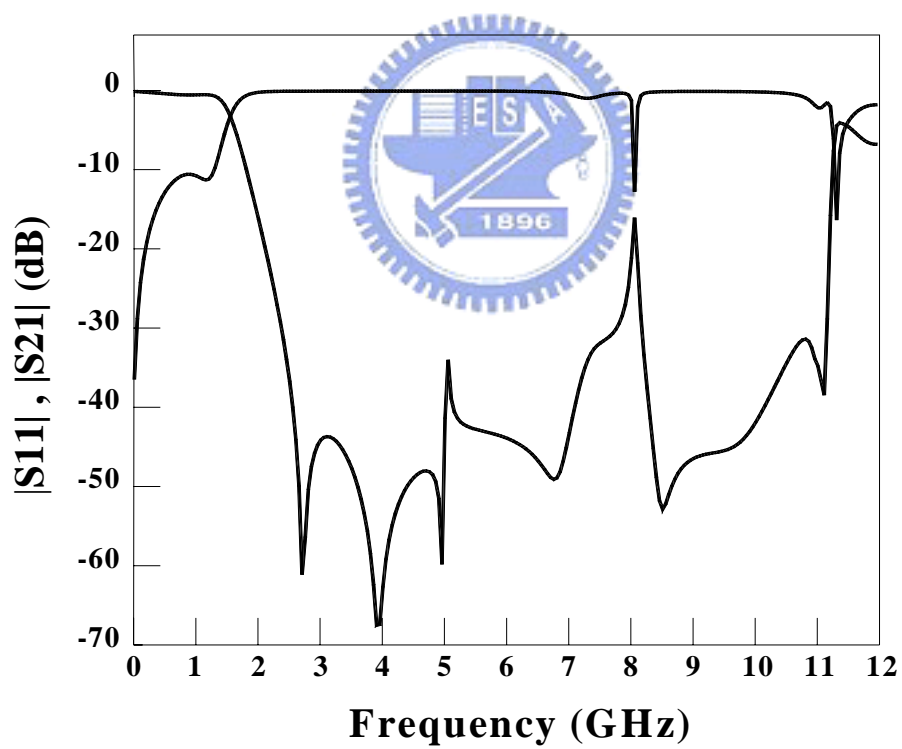


圖 4.2 $f_c = 1.45$ GHz 與 $f_c = 2.5$ GHz 串接濾波器之模擬響應圖

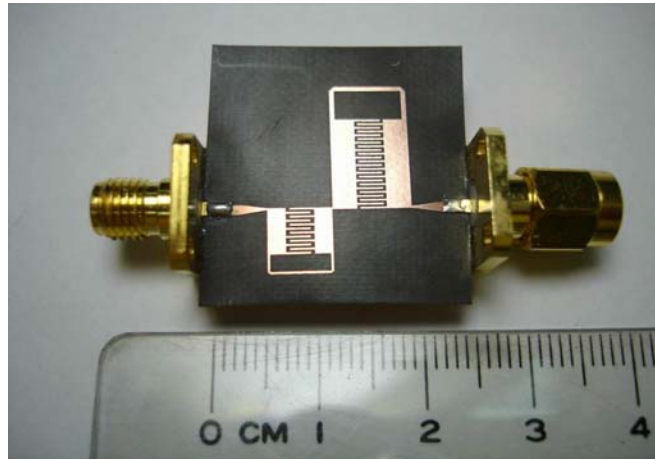


圖 4.3(a) $f_c = 1.45 \text{ GHz}$ 與 $f_c = 2.5 \text{ GHz}$ 串接濾波器之實作電路照片

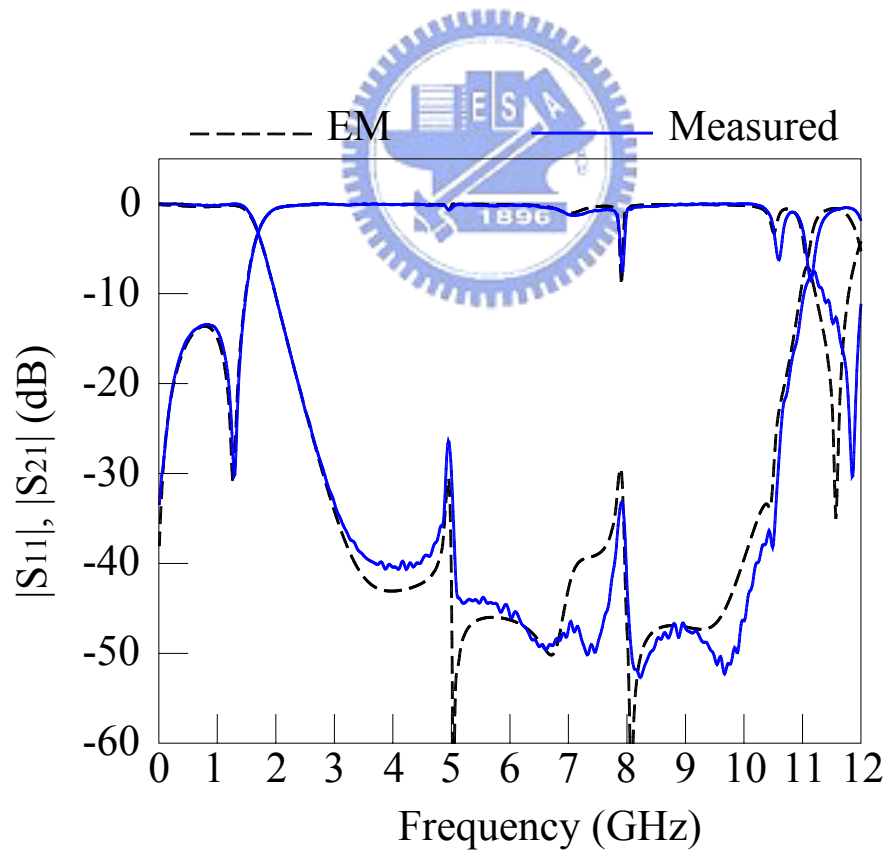


圖 4.3(b) $f_c = 1.45 \text{ GHz}$ 與 $f_c = 2.5 \text{ GHz}$ 串接濾波器之模擬量測圖

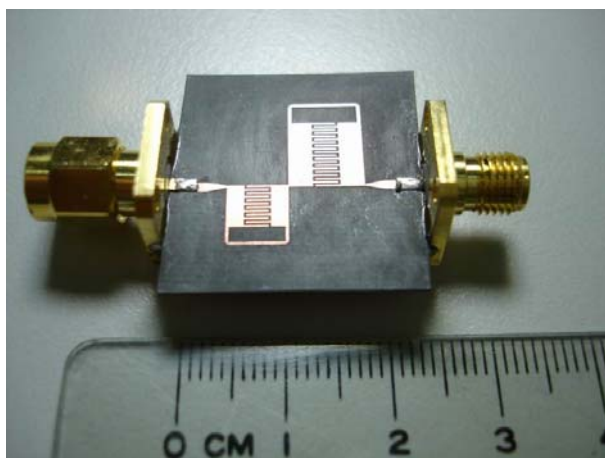


圖 4.4(a) $f_c = 1.75$ GHz 與 $f_c = 2.5$ GHz 串接濾波器之實作電路照片

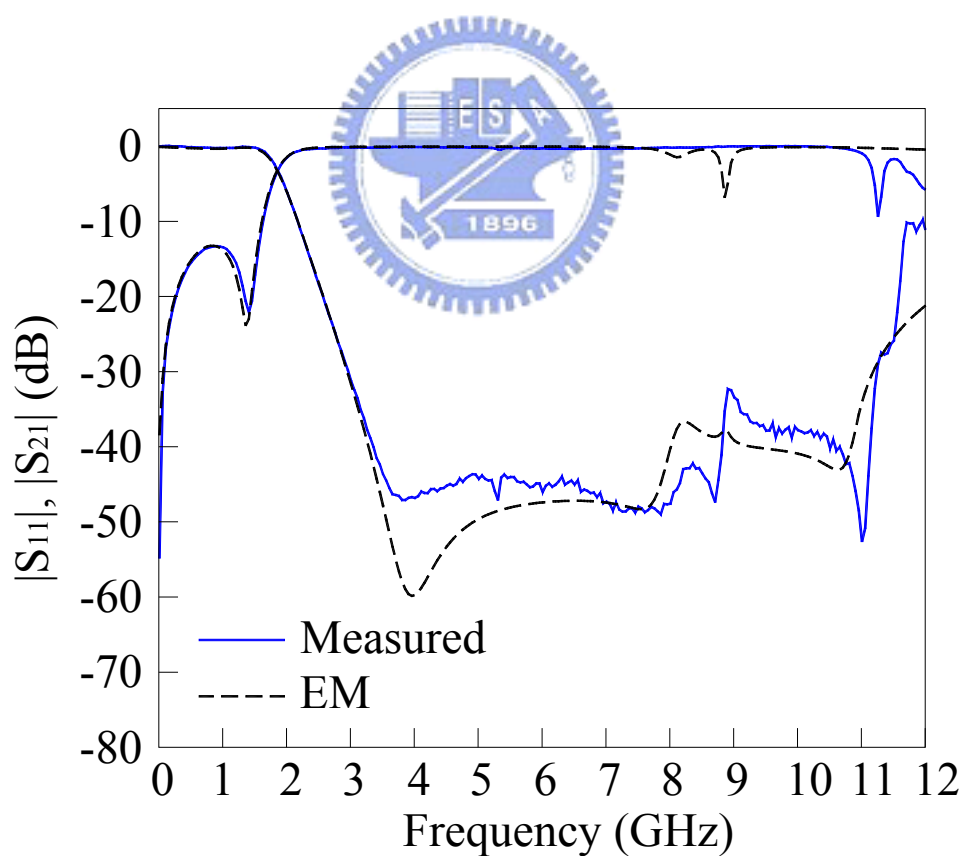


圖 4.4(b) $f_c = 1.75$ GHz 與 $f_c = 2.5$ GHz 串接濾波器之模擬量測圖

第五章 結論

本文從傳統的步階阻抗低通濾波器設計出發，不同於[6-7]的設計方式，設計出新型微小化低通濾波器。以奇、偶模分析其傳輸零點的位置，並提出等效電路分析理論。

止帶零點的位置與耦合電容有極大的關係，爲了達到良好的止帶響應，文中利用指插式電容加強耦合，並且分析不同電路結構造成零點位置的變化。可以發現，應用適當的電容耦合，可以在止帶產生三零點。當電容值變大，第一、三個零點位置往低頻移動，第二個零點往高頻移動；當電容值變小，第一、三個零點位置往高頻移動，第二個零點往低頻移動。電容值在新型微小化步階阻抗濾波器扮演關鍵的角色。適當的選擇電容值將使濾波器止帶具有三零點，增加通帶邊緣的選擇性。

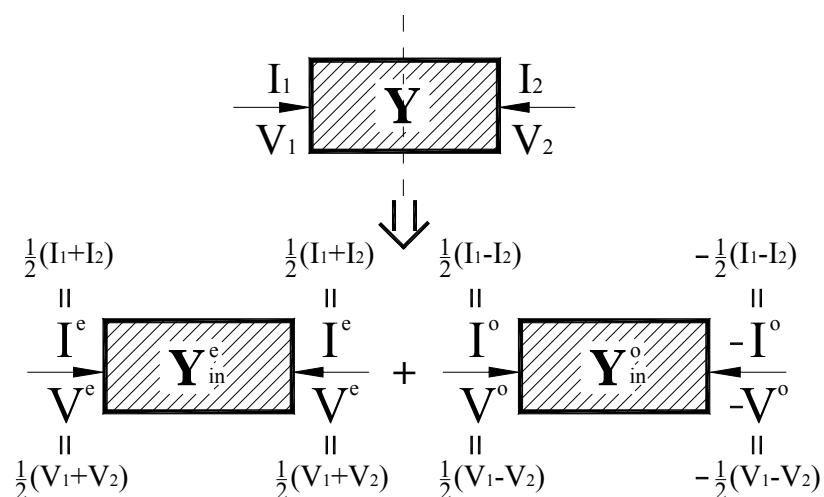
最後利用本文的設計方式，製作數個低通濾波器，印證我們理論分析。新型微小化步階阻抗低通濾波器止帶響應具有三零點，截止帶介入損失在 20dB 下，可達 5 倍通帶寬。利用串接兩個不同的截止頻率低通濾波器，止帶響應在 30dB 下，可達 11GHz，達 7 倍通帶。電路的模擬與量測有極佳的吻合，驗證了此方法。

參考文獻

- [1] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, New York: John Wiley & Sons, 2nd Ed., 1998.
- [2] M.-Q. Lee, K.-K. Ryu, I.-B. Yom, and S.-P. Lee, "Novel low-pass filter for broad-band spurious suppression," in *IEEE MTT-S Dig.*, 1999, pp.1797-1800.
- [3] J.-W. Sheen, "A Compact semi-lumped low-pass filter for harmonics and spurious suppression," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp. 92-93, Mar. 2000.
- [4] T. Kim, and C. Seo, "A novel photonic bandgap structure for low-pass filter of wide stopband," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp. 13-15, Jan. 2000.
- [5] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.49, no.3, pp. 86 – 93, Jan. 2001.
- [6] D. H. Lee, Y. W. Lee, J. S. Park, D. Ahn, H. S. Kim, and K. Y. Kang, "A design of the novel coupled line low-pass filter with attenuation poles," in *IEEE MTT-S Dig.*, 1999, pp. 1127-1130.
- [7] J.-T. Kuo and J. Sheen, "A compact distributed low-pass filter with wide stopband," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 1, 2001, pp. 330 – 333.
- [8] L. H. Hsieh, and K. Chang, "Compact elliptic-function low-pass filter using stepped-impedance hairpin resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 193 –199, Jan. 2003.
- [9] G. D. Alley, "Interdigital capacitors and their application to lumped-element microwave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.18, pp. 1028 –1035, Dec. 1970.
- [10] Zeland Software Inc., IE3D simulator, Jan. 1997.

附錄一 雙埠網路的奇偶模分析

對一個具對稱且互易性的雙埠網路，我們可以由下分析其 Y 矩陣：



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^e \\ I^o \end{bmatrix} = [Y] \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^e \\ V^o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{in}^e & 0 \\ 0 & Y_{in}^o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^e \\ V^o \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^e \\ V^o \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
\therefore [Y] &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{in}^e & 0 \\ 0 & Y_{in}^o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \\
&= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} Y_{in}^e + Y_{in}^o & Y_{in}^e - Y_{in}^o \\ Y_{in}^e - Y_{in}^o & Y_{in}^e + Y_{in}^o \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

其散射矩陣爲

$$S_{21} = -\frac{2Y_{21}Y_o}{\Delta Y}$$

$$S_{11} = \frac{(Y_o - Y_{11})(Y_o + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$$

