

第一章 導論

(Introduction)

隨著通訊產業的蓬勃發展，微波通訊系統的射頻電路設計越來越有挑戰性。只要是無線通訊產品，都會有使用頻帶的限制，為了不妨礙到其他的通訊技術的頻寬，並且過濾掉其他頻帶的雜訊與干擾，將我們所需要的訊號篩選出來，濾波器扮演著相當重要的角色。

低通濾波器可以用來抑制高次項的諧波(harmonics)、降低電路寄生響應(spurious responses)與擷取經由混波器所輸出的低頻訊號，在設計功率放大器，混波器，壓控震盪器時都需要它。低通濾波器有很多種形式，但依其不同的設計方式，會有不同優缺點。

開路傳輸線段(open-stub)低通濾波器的原理與設計都很簡單，但由於要設計在特定頻率的四分之波長，所以在低頻的應用中，會顯得尺寸過大，而且相當窄頻。

步階阻抗式(steped-impedance)低通濾波器是另一種簡於設計的低通濾波器，它使用了高阻抗與低阻抗(hi-Z low-Z)傳輸線來實現[1]，但若要求低截止頻率與陡峭的通帶邊緣，就必須增加濾波器的階數(order)，但所衍生出來過大的電路面積與較高的介入損耗(insertion loss, IL)的問題，是此型濾波器的致命傷。

半集總元件低通濾波器[2]利用了並聯共振電路的原理，以一段高阻抗傳輸線並聯一個集總電容元件，故輸入輸出埠之間有兩條訊號路徑，當兩路徑的訊號總和為零時，可產生傳輸零點。因為集總電容元件可以獲得較大的電容值，可設計零點接近通帶，可達到陡峭通帶邊緣的效果。

文獻[3]利用兩段連接的耦合線段，其中高阻抗的耦合線段終端短路，低阻抗耦合線段終端開路傳輸線，產出一種新型微小化低通濾波器。應用傳輸線的理

論分析，並提出相對應的等效電路模型，藉由適當的耦合線段長度與電容性耦合量來產生零點。

文獻[4]以指叉式電容來取代文獻[2]的集總電容元件，並藉由兩段低阻抗傳輸線來增加截止頻帶寬度。文獻[5]是利用髮夾式步階阻抗諧振腔 (stepped-impedance hairpin resonator)，實現一個微小化的低通濾波器。文獻[6]利用了與文獻[5]相同的等效模型，探討了外加高阻抗傳輸線對零點的影響。文獻[7]也使用髮夾式步階阻抗諧振腔去實現橢圓函數響應，以串接不同頻率諧振腔來達到更寬的截止帶。文獻[8]以指叉式電容取代文獻[7]中之低阻抗耦合段用，以達到在截止帶有陡峭的頻率響應，一樣使用串接單元電路來增加截止帶頻寬。

本文從並聯共振電路出發，在高阻抗傳輸線上加以一段低阻抗傳輸線，用來壓抑高頻的訊號，並以濾波器參數影響頻率響應之關係，調整頻帶內的零點與極點，使其相消來達到增加截止頻帶寬度的效果。

第二章將介紹基本傳輸線與濾波器理論，並由傳統步階阻抗式低通濾波器開始，討論並聯共振電路的原理。第三章著墨於本文所提出的濾波器架構，整理濾波器參數變化所影響頻率響應之走向，來設計此寬截止帶低通濾波器。第四章敘述模擬與量測的結果。第五章則是本論文的總結。

第二章 低通濾波器原理及架構分析

(Theory of Low Pass Filter and Structure Analysis)

本章主要在介紹低通濾波器原理，以及將本論文所提出的濾波器架構加以分析。首先會先介紹傳輸線的基本理論及其等效模型，然後在傳輸線加以特殊負載時所形成的共振電路；之後會引入步階式組抗低通濾波器[1]跟平行共振低通濾波器[2][4][8][5][6]的等效電路與理論；最後將分析本文所提出的濾波器架構。

2.1 傳輸線原理

傳輸線理論已經被廣為分析與利用。圖 2.1 所表示的是一段長度為 Δz 的傳輸線，其等效模型可用集總元件(lumped element)表示，其中 R、L、G、C 的定義為：

R(Ω/m) 兩個導體間每單位長度的串聯電阻值。

L(H/m) 兩個導體間每單位長度的串聯電感值。

G(S/m) 每單位長度的並聯電導值。

C(F/m) 每單位長度的並聯電容值。

串聯電阻 R 是由於導體的導電率並非無窮大，串聯電感 L 來自於導體的總自感，並聯電導 G 和導體間的介質損耗有關聯，而並聯電容 C 是因為導體之間的距離所產生的。

由圖 2.1，可以利用克希荷夫電壓定律(Kirchhoff's Voltage Law)與電流定律(Kirchhoff's Current Law)列出下列方程式：

$$v(z,t) - (R\Delta z)i(z,t) - (L\Delta z)\frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z+\Delta z,t) = 0 \quad (2.1a)$$

$$i(z,t) - (G\Delta z)v(z+\Delta z,t) - (C\Delta z)\frac{\partial v(z+\Delta z,t)}{\partial t} - i(z+\Delta z,t) = 0 \quad (2.1b)$$

在時諧(time-harmonic)的假設下，運用相量(phasor)與極限的觀念，經由計算可得到傳輸線上電壓相量 $V(z)$ 與電流相量 $I(z)$ 為：

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (2.2a)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (2.2b)$$

$$\text{其中 } \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.3)$$

為波在傳輸線中行進的複數傳播常數， α 為衰減常數(attenuation constant)， β 為傳播常數(propagation constant)。

此外，亦可定義傳輸線上電流與電壓的關係為傳輸線的特性阻抗 Z_0 ：

$$\frac{V_o^+}{I_o^+} = \frac{-V_o^-}{I_o^-} \equiv Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.4)$$

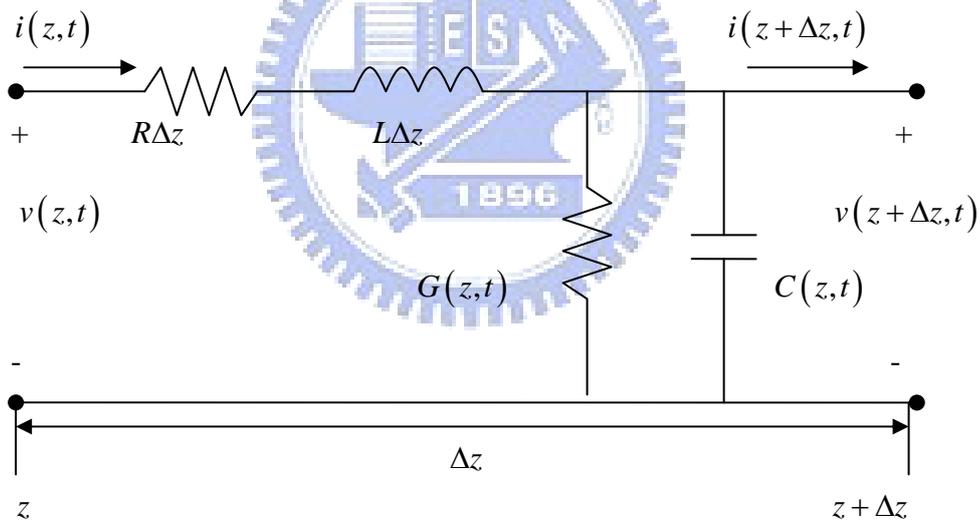


圖 2.1 微小長度傳輸線等效電路

圖 2.2(a) 所表示的是一無損傳輸線 ($\alpha=0, \gamma=j\beta$)，其後端接上一阻抗為 Z_L 之負載。由於阻抗的不匹配，在傳輸線上會產生波的反射，經由推導，可得在距離負載 $z = -l$ 處所看入的輸入阻抗 Z_{in} 為：

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (2.5)$$

由(2.5)可知道，當無損傳輸線接上不同的負載 Z_L 後，我們所得到的輸入阻抗 Z_{in} 會有不同的變化。

如圖 2.2(b)所示，當負載為短路時，可知負載端的電壓為零，電流有極大值，將 $Z_L=0$ 代入(2.5)，其輸入阻抗為

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta\ell) \quad (2.6a)$$

反之，如圖 2.2(c)所示，當負載為開路時，可知負載端的電流為零，電壓有極大值，將 $Z_L=\infty$ 代入(2.5)，其輸入阻抗為

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta\ell) \quad (2.6b)$$

或

$$Y_{in} = Z_{in}^{-1} = jY_0 \tan(\beta\ell) \quad (2.6c)$$

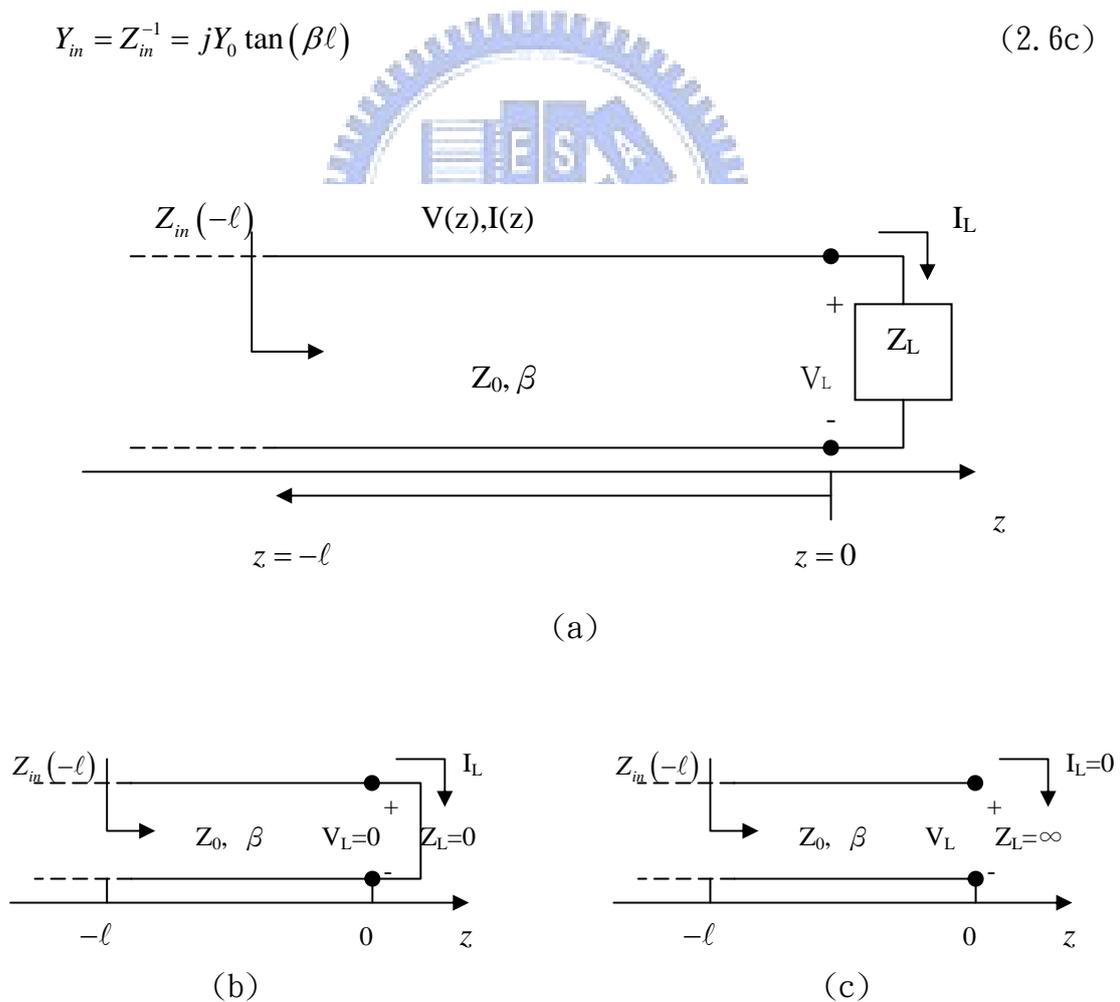


圖 2.2 終端負載的無損傳輸線 (a)一般負載 (b)短路負載 (c)開路負載

2.2 微波共振電路

2.2.1 串聯並聯共振電路

微波共振電路在操作頻率接近其共振頻率時，此電路的行為可以用一個串聯或並聯的RLC集總電路來模擬其等效模型。圖 2.3(a)所表示的是RLC的串聯共振電路，圖 2.3(b)則是此電路輸入阻抗大小的頻率響應，此輸入阻抗 Z_{in} 為

$$Z_{in}(\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.7)$$

$$\text{當操作頻率在共振頻率 } \omega_0 \equiv \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

附近時，令 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ， $\Delta\omega$ 的值很小代入(2.7)，其輸入阻抗變為

$$Z_{in}(\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} \right)$$
$$\xrightarrow{\omega = \omega_0 + \Delta\omega} R + j2L\Delta\omega \quad (2.9)$$

假設R值很小，且因為 $\Delta\omega$ 的值很小，則此時輸入阻抗近似為零，故串聯共振電路操作在共振頻率下的電路行為近似一個短路電路。

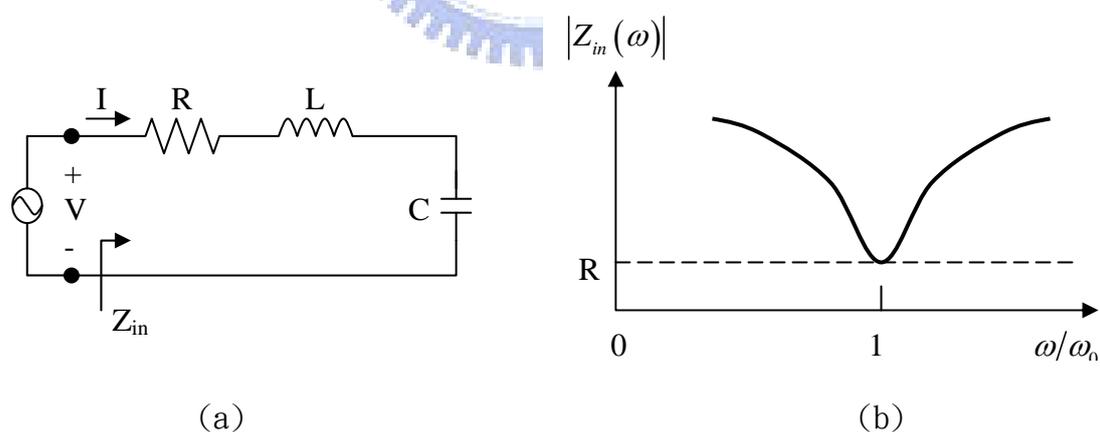


圖 2.3 RLC 串聯共振電路 (a)電路圖 (b)輸入阻抗大小的頻率響應

而圖 2.4(a)所表示的是 RLC 的並聯共振電路，圖 2.4(b)則是此電路輸入阻抗大小的頻率響應，此輸入阻抗 Z_{in} 為

$$Z_{in}(\omega) = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (2.10)$$

換算成輸入導納 Y_{in}

$$Y_{in}(\omega) = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (2.11)$$

同理，當操作頻率在共振頻率附近時，以 $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ 代入(2.11)，其輸入導納變為

$$Y_{in}(\omega = \omega_0) = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = \frac{1}{R} + j\omega C \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} \right)$$

$$\xrightarrow{\omega = \omega_0 + \Delta\omega} \frac{1}{R} + j2C\Delta\omega \quad (2.12)$$

假設 R^{-1} 值很小，且 $\Delta\omega$ 的值很小，則此時輸入導納近似為零，即輸入阻抗趨近無窮大，故並聯共振電路操作在共振頻率下的電路行為近似一個開路電路。

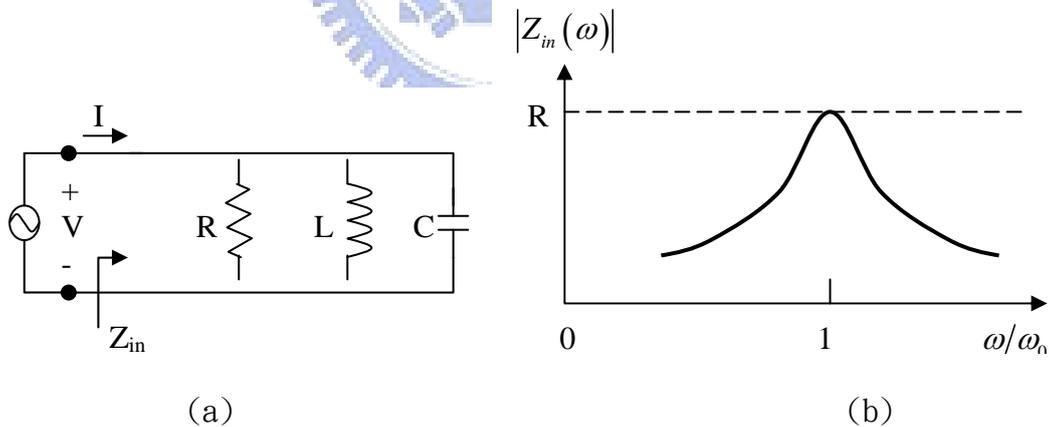


圖 2.4 RLC 並聯共振電路 (a)電路圖 (b)輸入阻抗大小的頻率響應

2.2.2 傳輸線共振電路

在現實的世界中，當集總元件操作在微波頻段時，隨著頻率越高，其寄生效應與損耗越來越明顯，所以常用的是散佈式元件(distributed element)來代替。

如圖 2.5(a)所示，一段特殊長度的傳輸線($\ell = \lambda/4$ 或 $\lambda/2$ 時)，接上適當的終端負載(開路或短路)時，會形成微波共振電路，其電路行為可用下列簡易的傳輸線模型來分析。

當傳輸線為有損傳輸線時，其傳播常數 $\gamma = \alpha + j\beta$ ，此時距離負載 $z = -\ell$ 處所看入的輸入阻抗 Z_{in} 並不再是(2.5)，應該改寫成

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma\ell)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma\ell)} \quad (2.13)$$

當一段長度為 $\lambda/4$ 的傳輸線，其終端負載是開路時，計算其輸入導納，推導(2.13)[9]可得

$$\begin{aligned} Y_{in} &= Y_0 \tanh(\gamma\ell) = Y_0 \tanh[(\alpha + j\beta)\ell] \\ &= Y_0 \frac{\tanh(\alpha\ell) + j \tan(\beta\ell)}{1 + j \tanh(\alpha\ell) \tan(\beta\ell)} = Y_0 \frac{1 - j \tanh(\alpha\ell) \cot(\beta\ell)}{\tanh(\alpha\ell) - j \cot(\beta\ell)} \end{aligned} \quad (2.14)$$

假設傳輸線的損耗小，即 $\alpha\ell \ll 1$ ， $\tanh(\alpha\ell) \approx \alpha\ell$ ；當操作頻率再共振頻率附近時， $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ ， $\Delta\omega$ 的值很小，因此 $\beta\ell = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}$ ，所以

$$\cot(\beta\ell) = \cot\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}\right) = -\tan\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}\right) \approx -\frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0} \quad (2.15)$$

將上述條件代入(2.14)，即可知道輸入導納

$$Y_{in} \approx Y_0 \frac{1 - j(\alpha\ell)\left(-\frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}\right)}{\alpha\ell - j\left(-\frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}\right)} \approx \frac{Y_0}{\alpha\ell + j\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}\right)} \quad (2.16)$$

故輸入阻抗為

$$Z_{in} = Y_{in}^{-1} \approx \frac{\alpha\ell + j\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}\right)}{Z_0^{-1}} = Z_0\alpha\ell + jZ_0\left(\frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0}\right) \quad (2.17)$$

(2.17)與 RLC 串聯共振電路的近似輸入阻抗(2.9)相同

$$Z_{in} = Z_0 \alpha l + jZ_0 \left(\frac{\pi \Delta\omega}{2 \omega_0} \right) \equiv R + 2jL\Delta\omega \quad (2.18)$$

其中其等效電路的關係為 $R = Z_0 \alpha l$ ， $L = \frac{Z_0 \pi}{4\omega_0}$ ，可運用(2.8)得出 $C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$ 。

所以一段長度為 $\lambda/4$ 的傳輸線，其終端負載是開路之電路，在共振頻率附近的電路行為可以視為一 RLC 串聯共振電路(圖 2.5(b))。

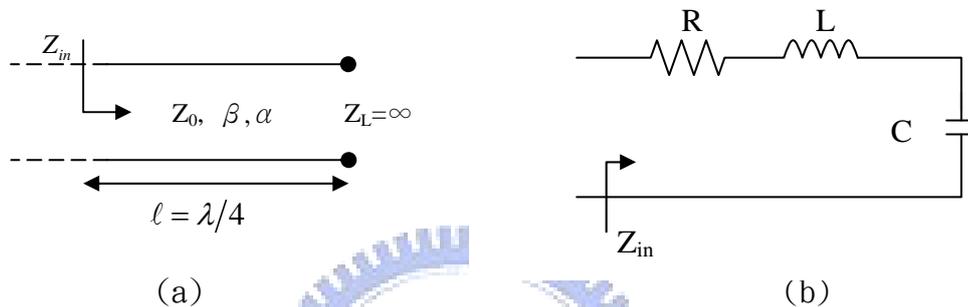


圖 2.5 終端開路的 $\lambda/4$ 傳輸線 (a)示意圖 (b)共振頻率附近的等效電路圖

2.3 步階阻抗式低通濾波器

使用微帶線設計低通濾波器，有一種簡單方法是利用極高阻抗與極低阻抗的傳輸線交錯串接，此濾波器稱為步階阻抗式(steped-impedance)濾波器。雖然設計容易，不過其電氣特性不盡理想，若要設計成低截止頻帶或陡峭的通帶邊緣的濾波器，其佔用的電路面積將過大。

2.3.1 低通濾波器原型

圖 2.6 為一 N 階低通濾波器的原型集總電路，其中 g_0 為正規化的波源阻抗，而 g_1, g_2, \dots, g_N 代表 N 階濾波器所需的 N 個電抗性元件(電感或電容，單位為 H 或 F)，依序電感串聯、電容並聯、電感串聯等等， g_{N+1} 則是外加負載阻抗。經由不同的濾波器效能要求，我們可以經由查表得到各種不同階數濾波器所對應之 $g_i |_{i=1 \sim N}$ 值。

由於經過正規化計算，這些濾波器原型的 3dB 截止(角)頻率 ω_c 為 1rad/sec，波源阻抗 R_0 為 1Ω 。所以經過阻抗與頻率的數值縮放後，新的濾波器元件數值為

$$L'_i = \frac{R_0 L_i}{\omega_c} \quad (2.19a)$$

$$C'_i = \frac{C_i}{R_0 \omega_c} \quad (2.19b)$$

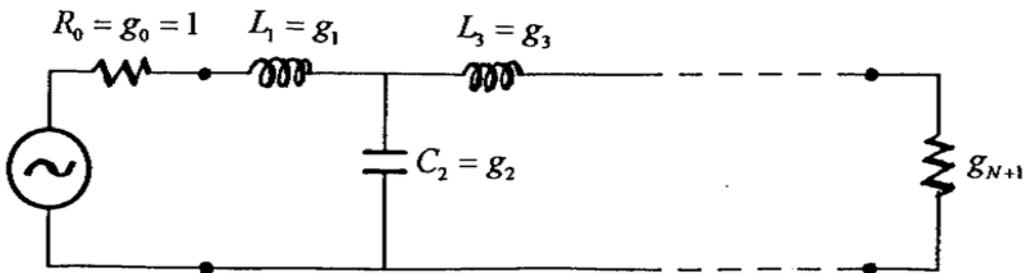


圖 2.6 N 階低通濾波器原型

2.3.2 短傳輸線近似等效電路

一段長度 ℓ ，特性阻抗為 Z_0 ，傳播常數 β 的無損傳輸線，其傳輸矩陣(ABCD matrix)為：

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{TXL} = \begin{pmatrix} \cos(\beta\ell) & jZ_0 \sin(\beta\ell) \\ jY_0 \sin(\beta\ell) & \cos(\beta\ell) \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

經過阻抗矩陣(Z matrix)與ABCD矩陣的參數轉換後，可得Z參數為：

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} = -jZ_0 \cot(\beta\ell) \quad (2.21a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} = -jZ_0 \csc(\beta\ell) \quad (2.21b)$$

如圖 2.7，由於此傳輸線網路為一不具損耗的互易性(Reciprocal)雙埠網路，可將此電路轉換成全為電抗性元件的為T型等效電路(T-model)，其中串聯元件為

$$Z_{11} - Z_{12} = -jZ_0 \left[\frac{\cos(\beta\ell) - 1}{\sin(\beta\ell)} \right] = jZ_0 \tan\left(\frac{\beta\ell}{2}\right) \quad (2.22)$$

而其並聯元件為 Z_{12} 。

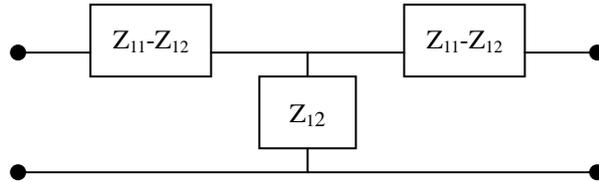


圖 2.7 T型等效電路

如果 $\beta\ell < \pi/2$ ，串聯元件為正電抗(電感)，而並聯元件為負電抗(電容)，其等效電路模型如圖 2.8(a)所示，其中

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan\left(\frac{\beta\ell}{2}\right) \quad (2.23a)$$

$$B = Y_0 \sin(\beta\ell) \quad (2.23b)$$

當傳輸線長度相對於波長夠短時(例如 $\beta\ell < \pi/4$)，(2.23)可近似成

$$\frac{X}{2} \approx Z_0 \left(\frac{\beta\ell}{2}\right) \quad (2.24a)$$

$$B \approx Y_0(\beta\ell) \quad (2.24b)$$

假若且其傳輸線特性阻抗很高，則(2.24)可進一步近似為

$$X \approx Z_0\beta\ell \quad (2.25a)$$

$$B \approx 0 \quad (2.25b)$$

其等效電路如圖 2.8(b)所示，近似一個串聯電感。

若該傳輸線的特性阻抗極低，則(2.24)可近似為

$$X \approx 0 \quad (2.26a)$$

$$B \approx Y_0\beta\ell \quad (2.26b)$$

其等效電路如圖 2.8(c)所示，近似一個並聯電容。

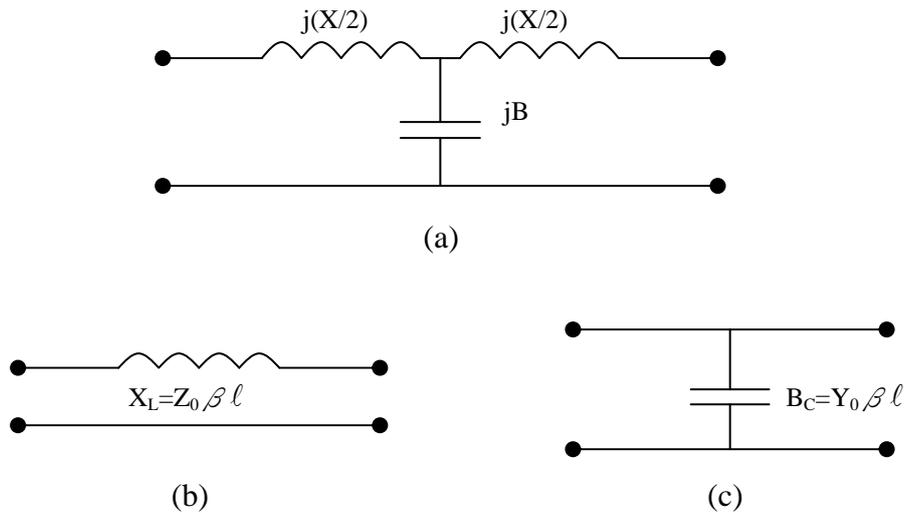


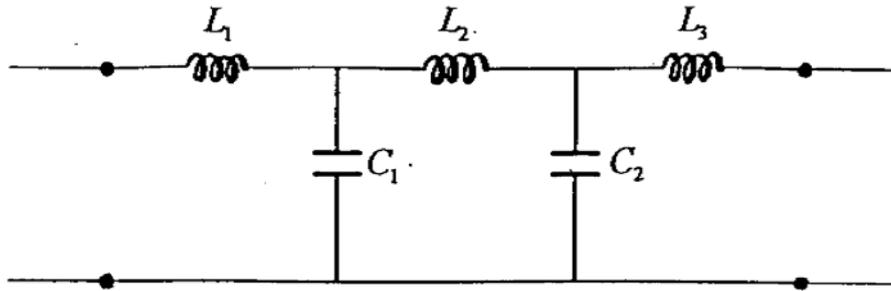
圖 2.8 短傳輸線等效電路 (a) $\beta l < \pi/4$ (b)高阻抗 (c)低阻抗

如圖 2.9，低通原型電路中的電感，可用一段高阻抗 ($Z_0 = Z_L$) 傳輸線代替，而電容可用一段低阻抗 ($Z_0 = Z_C$) 傳輸線來近似，由 (2.25) 及 (2.26) 可得知 Z_L/Z_C 的比值愈高愈好。但由於微帶線的特性阻抗 Z_0 愈大，其傳輸線線寬將愈窄，就必須使用非常精確的微波製程設備，一般設備所能製作出的微帶線線寬約在 8 mil (0.2 mm) 以上。因此，要決定細微帶線的高阻抗 (Z_L) 必須限於電路板製作流程及設備。

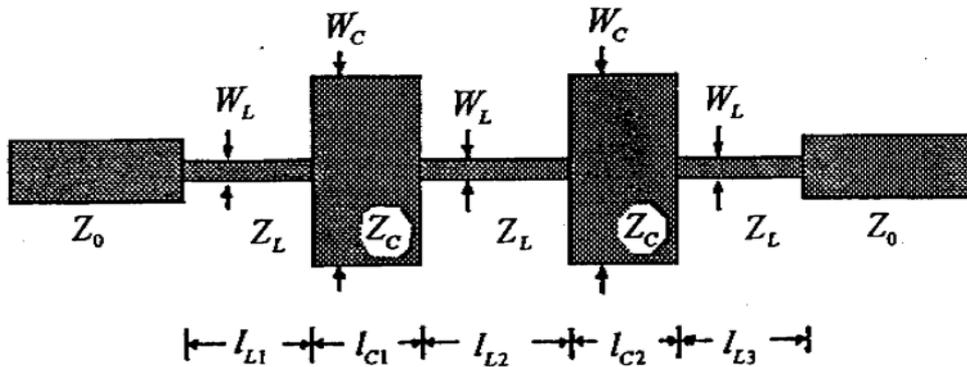
與高阻抗線相反，低阻抗線 (Z_C) 則需要較寬的微帶線。然而為避免橫向共振模產生，影響電路設計結果，微帶線的最大寬度 (W_{\max}) 通常限制為：

$$W_{\max} = \frac{c}{2f_{ct} \sqrt{\epsilon_r}} - 0.4h \quad (2.27)$$

其中 c 為電磁波在真空中的傳播速度， ϵ_r 為板材的介電係數， h 是板厚， f_{ct} 為橫向共振模的截止頻率，其值必須大於電路所用的最大頻率。



(a)



(b)

圖 2.9 五階步階阻抗式低通濾波器 (a)低通濾波器原型電路 (b)此步階阻抗式低通濾波器之佈局

短傳輸線的長度可由(2.25)與(2.26)決定；為了讓所設計的濾波器在接近截止頻率時，能有較好的頻率響應，這些傳輸線長度的計算，應以 $\omega = \omega_c$ 頻率點為準。由(2.19)、(2.25)、(2.26)就可求出代表電感之短傳輸線長度：

$$\beta l = \frac{LR_0}{Z_L} \tag{2.28a}$$

形成電容之短傳輸線長度為：

$$\beta l = \frac{CZ_C}{R_0} \tag{2.28b}$$

其中 R_0 為濾波器的參考阻抗， L 與 C 為低通原型電路中的元件值。

因為濾波器採用的是步階阻抗式，所以微帶線特性阻抗的不連續會造成的寄生電感(L_P)及電容(C_P)(圖 2.10)，會影響所設計的濾波器效能。

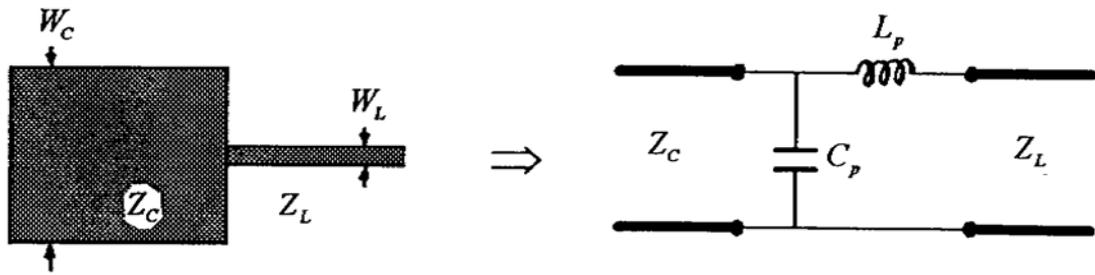


圖 2.10 微帶線特性阻抗不連續面示意圖及其等效寄生元件

圖 2.11 所表示的是某一個步階阻抗式頻率響應的理論曲線，與其對應的集總元件濾波器頻率響應之比較示意圖。在通帶(passband)中兩者的曲線非常接近，但在集總元件濾波器在高頻處的衰減較高，這是因為步階阻抗式濾波器的元件值，在高頻處已經偏離了原有的設計值。此外，由於(2.6)及(2.23)有週期性，故可推算在更高頻處會有通帶的產生，但這些高頻響可能並非完美的週期性，這是因為各段傳輸線的長度並不一定相等。

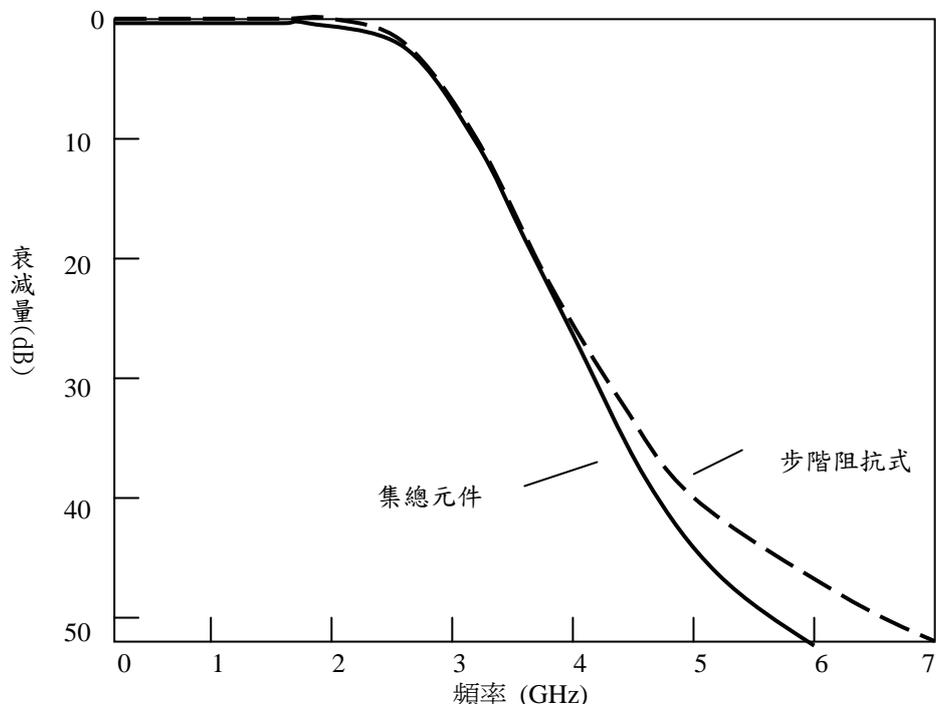


圖 2.11 步階阻抗式濾波器與集總元件濾波器頻率響應之比較

2.4 平行共振低通濾波器

2.4.1 半集總低通濾波器

半集總(semi-lumped)低通濾波器[2]利用了並聯共振的原理，在截止帶(stopband)設計了兩個衰減極點，來消除依般低通濾波器諧次項的問題。且將衰減極點設計在通帶(passband)邊緣，故在低截止頻率及陡峭通帶邊緣的要求下，其尺寸能不至於過大。如圖 2.12(a)[2]所示，半集總低通濾波器是由一段傳輸線並聯一集總元件電容組合而成，由於集總元件電容可選擇較大的容值，故可設計其衰減集點非常接近通帶邊緣，以達到陡峭通帶邊緣的條件。

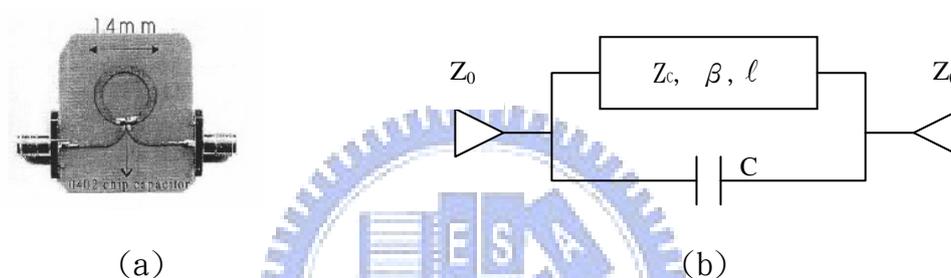


圖 2.12 平行共振濾波器 (a)實際電路照片 (b)等效電路圖

圖 2.12(b)為平行共振濾波器的等效電路圖，其中 Z_0 為輸入輸出埠的輸入阻抗， Z_c 、 β 、 l 為傳輸線段的參數， C 為並聯電容的容值。分析此低通濾波器，將(2.20)傳輸線段的 ABCD 矩陣轉換成導納矩陣(Y matrix)可得

$$[Y]_{TXL} = \begin{pmatrix} \frac{\cos(\beta l)}{jZ_c \sin(\beta l)} & \frac{-1}{jZ_c \sin(\beta l)} \\ \frac{-1}{jZ_c \sin(\beta l)} & \frac{\cos(\beta l)}{jZ_c \sin(\beta l)} \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

而電容之導納矩陣為

$$[Y]_C = \begin{pmatrix} j\omega C & -j\omega C \\ -j\omega C & j\omega C \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

由於平行共振濾波器為是由一段傳輸線並聯一電容，故整個網路的導納矩陣 $([Y]_T)$ 即為(2.29)與(2.30)之和。

$$[Y]_T \equiv \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = [Y]_{TXL} + [Y]_C \quad (2.31)$$

由於 $[Y]_{TXL}$ 、 $[Y]_C$ 與 $[Y]_T$ 都具有互易性，經由查表[1]，導納矩陣跟 ABCD

矩陣的轉換式可改寫為以下式子：

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Y_0^2 - Y_{11}^2 + Y_{12}^2}{\Delta Y} \quad (2.32a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{-2Y_0 Y_{12}}{\Delta Y} \quad (2.32b)$$

$$\text{其中 } \Delta Y = (Y_0 + Y_{11})^2 - Y_{12}^2 \quad (2.32c)$$

將(2.29)、(2.30)、(2.31)代入(2.32)：

$$S_{11} = S_{22} = \frac{Y_0^2 - Y_C^2 + \omega C Y_C (\csc(\beta l) - \cot(\beta l))}{\Delta Y} \quad (2.33a)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{j2Y_0 (\omega C - Y_C \csc(\beta l))}{\Delta Y} \quad (2.33b)$$

$$\text{其中 } \Delta Y = Y_0^2 + Y_C^2 + \omega C Y_C (\cot(\beta l) - \csc(\beta l)) + j2Y_0 (\omega C - Y_C \cot(\beta l)) \quad (2.33c)$$

$$Y_0 = 1/Z_0, \quad Y_C = 1/Z_C。$$

$$\text{由(2.33b)可知此低通濾波器的傳輸零點位在 } \omega C - Y_C \csc(\beta l) = 0 \quad (2.34)$$

[2]處。

圖 2.13[2]描繪出 ωC 與 $Y_C \csc(\beta l)$ 的曲線關係，兩區線的交點所對應的頻率即是傳輸零點(衰減極點)所在， ω_1 代表是傳輸線段長度等於 $\lambda/2$ 時所對應的頻率(此時的電氣長度 $\beta l = \pi$)。由於 S_{21} 正比於 $\omega C - Y_C \csc(\beta l)$ 之差值，若設計適當，可以看到 ω_1 在之內有兩個傳輸零點，用以壓制諧次項(圖 2.14[2])。

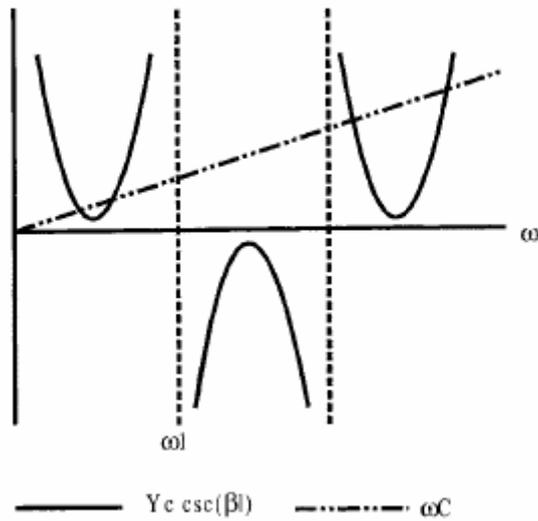


圖 2.13 平行共振電路零點曲線

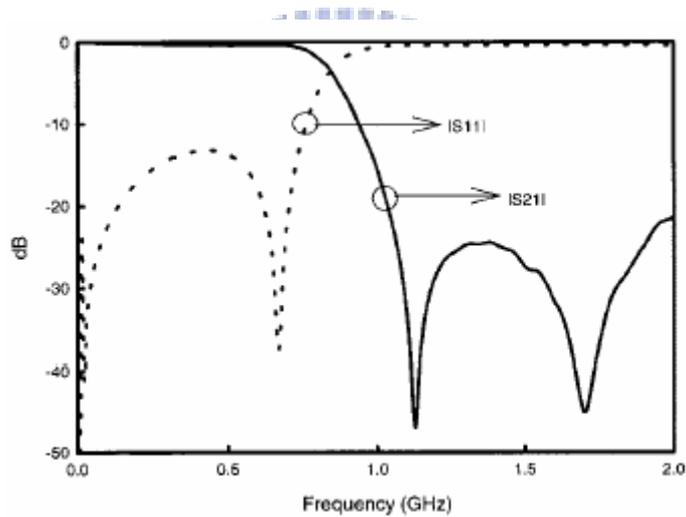


圖 2.14 平行共振電路頻率響應

2.4.2 平行共振低通濾波器之頻率響應

文獻[8]討論出(2.34)中各個參數在頻率 ω_1 內對於頻率響應的影響。觀察 $\omega C - Y_c \csc(\beta l) = 0$ ，影響頻率響應的參數有：並聯電容 C 、傳輸線段的特性阻抗 Z_c (特性導納 Y_c)與其電氣長度 βl (或是 l)。

(1) 並聯電容 C :

文獻[2]設計的是半集總電路，電容是集總元件，而近期的電路大多使運用傳輸線間的耦合電容([4][5][6][7][8])，甚至使用指叉型(interdigital)電容來實現。當初始電容值過小時，兩曲線無交點，其頻率響應上並無傳輸零點，隨著容值越大(手指數目增加)， ωC 的斜率越大，可預期將會有兩個零點出現(稱之為 $zero_L$ 與第 $zero_U$ ，定義 $zero_L < zero_U$)，且 $zero_L$ 越往低頻， $zero_U$ 越往高頻 ω_1 靠近。如圖 2.15[8]。

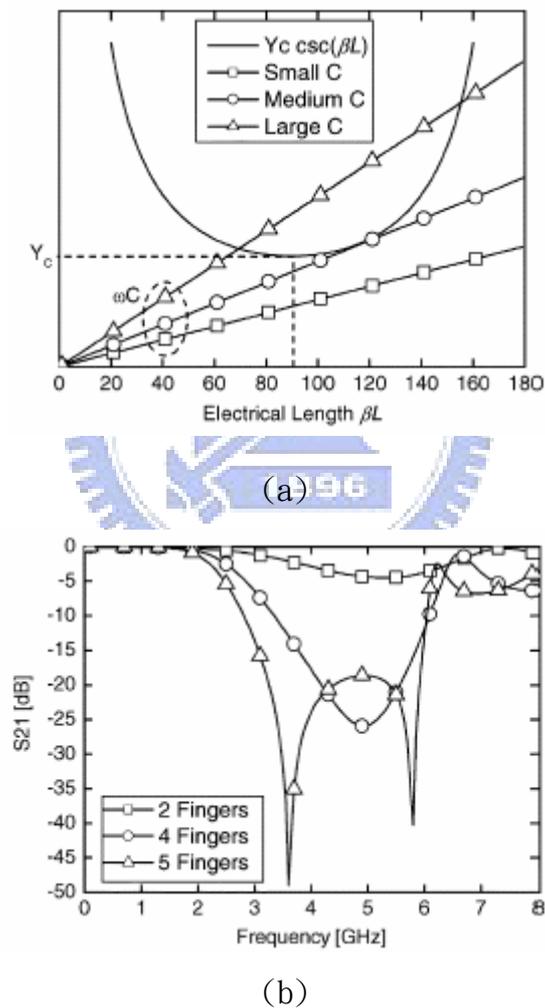


圖 2.15 並聯電容值的影響 (a)曲線圖 (b)頻率響應

(2) 傳輸線段特性阻抗 Z_c (特性導納 Y_c) :

我們使用微帶線來實驗設計的電路，故傳輸線的特性阻抗會隨著線寬 W 的增

加而降低(特性導納則相反)。當特性阻抗初始值過小時，兩曲線無交點，隨著抗初值增加(Y_c 減少， W 增加)， $Y_c \csc(\beta l)$ 變化量變小，產生兩個零點，且 $zero_L$ 越往低頻， $zero_U$ 越往高頻 ω_1 靠近。如圖 2.16[8]。

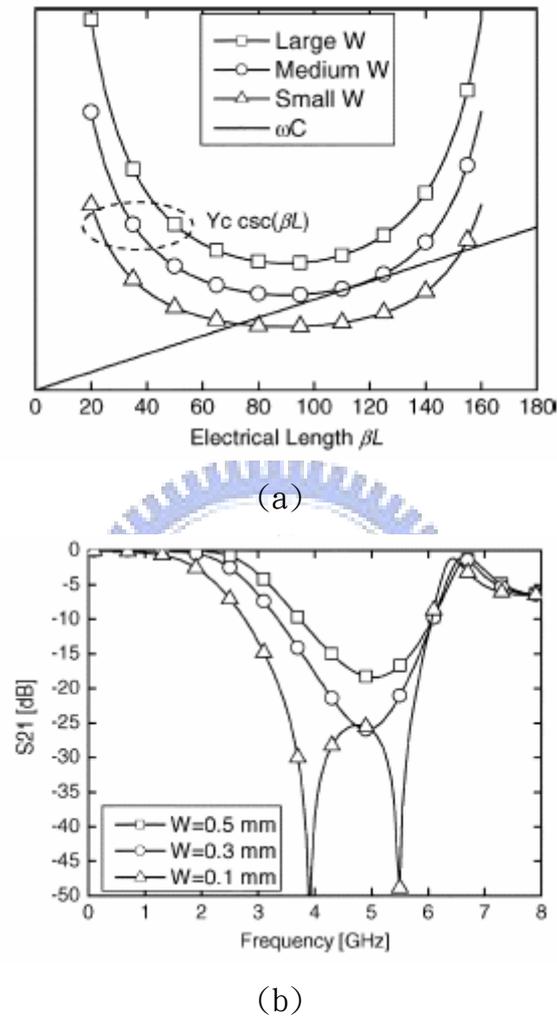
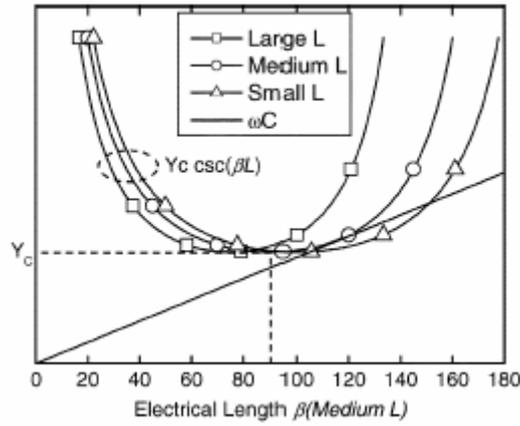


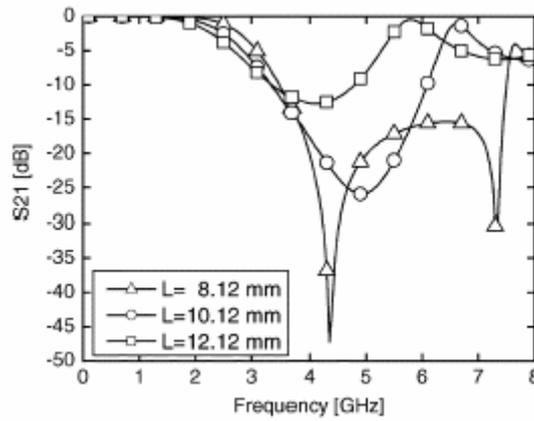
圖 2.16 傳輸線段特性導納的影響 (a)曲線圖 (b)頻率響應

(3) 傳輸線段長度 l :

由於 $Y_c \csc(\beta l)$ 有週期性，當 l 越短， $\csc(\beta l)$ 的週期越長，產生兩個零點，雖然 $zero_L$ ， $zero_U$ 雖然是越往高頻移動，但此時所對應的 ω_1 亦往高頻移動。如圖 2.17[8]。



(a)



(b)

圖 2.17 傳輸線段長度的影響 (a)曲線圖 (b)頻率響應

2.4.3 寬截止帶平行共振濾波器

如圖 2.18，文獻[4]提出在耦合電容 C 兩側各串接一段低阻抗傳輸線(Z_2 ， l_2)，可增加截止帶寬度(令跨接在輸入輸出端的傳輸線參數為 Z_1 ， l_1)。

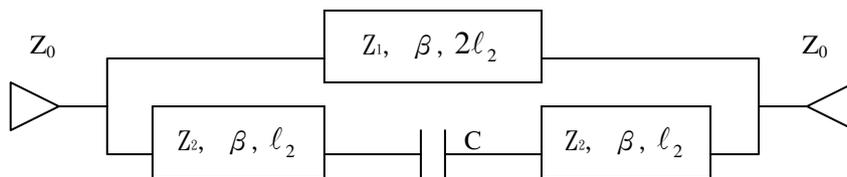


圖 2.18 寬截止帶平行共振濾波器

由於電路具有對稱性，經由奇偶模(even-odd mode)分析後，可算出

$$S_{21} = \frac{1}{1+Y_n^e} - \frac{1}{1+Y_n^o} \quad (2.35a)$$

其中偶模態正規化輸入導納 $Y_n^e = j(Y_{1n} \tan(\beta l_1) + Y_{2n} \tan(\beta l_2))$ (2.35b)

奇模態正規化輸入導納 $Y_n^o = j(Y_{2n} \tan(\beta l_2 + \theta_c) - Y_{1n} \cot(\beta l_1))$ (2.35c)

$$\tan(\theta_c) \equiv \frac{2\omega CZ_0}{Y_{2n}}, Y_{1n} = \frac{Y_1}{Y_0}, Y_{2n} = \frac{Y_2}{Y_0} \quad (2.35d)$$

由(2.35a)知道傳輸零點發生在 $Y_n^e = Y_n^o$ 時，定義：

$$f_1 = \frac{Y_{1n}}{\sin(2\beta l_1)} \equiv \frac{Y_{1n}}{\sin(2\theta_1)} \quad (2.36a)$$

$$f_2 = \omega CZ_0 [1 + \tan(\beta l_2) \tan(\beta l_2 + \theta_c)] \quad (2.26b)$$

故在 $f_1=f_2$ 時即有傳輸零點，由(2.36)可知道若 $l_2=0$ ， f_1-f_2 可簡化為(2.34)。

圖 2.19(a)[4]描繪出(2.36)的曲線關係，圖 2.19(b)[4]則是頻率響應示意圖。

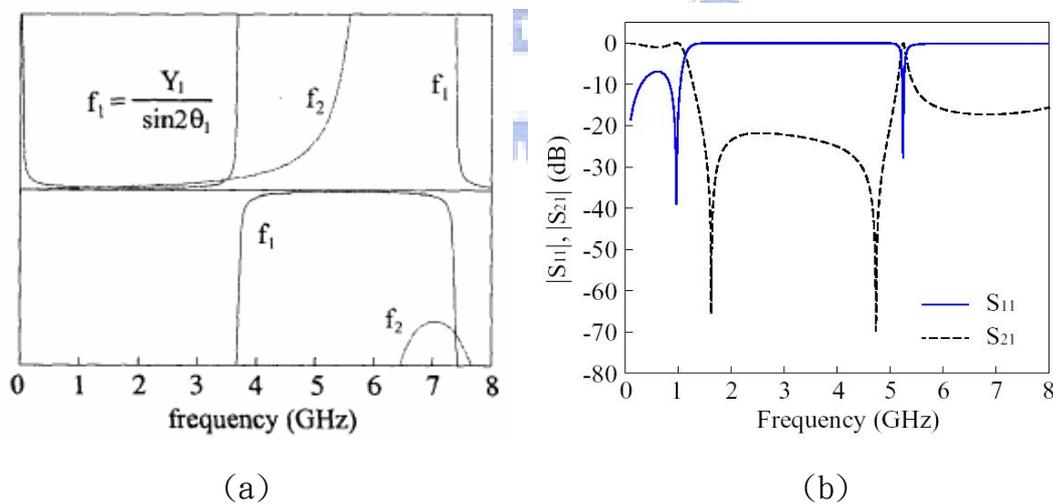


圖 2.19 寬截止帶平行共振濾波器 (a)零點曲線圖 (b)頻率響應示意圖

2.4.4 終端耦合低通濾波器

文獻[5]使用了步階式阻抗髮夾諧振腔(steped-impedance hairpin resonator)來完成一個低通濾波器，使用了兩種不同阻抗的傳輸線，一樣也使用

到了耦合電容，將其濾波器的尺寸縮小化。圖 2.20 [5] 為其佈局圖與等效電路，可以明顯看出在其輸入及輸出端各外加了一段高阻抗的傳輸線(l_5)，連接到耦合電容旁之低阻抗傳輸線(l_4)，這一段高阻抗的傳輸線可以視為一電感(l_b)。

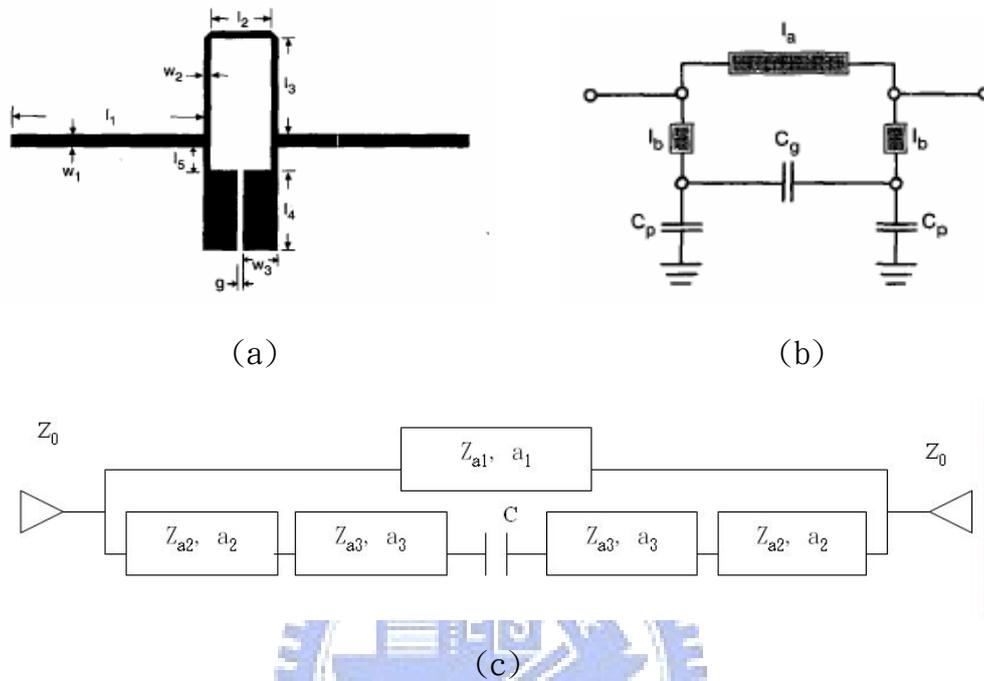


圖 2.20 步階式阻抗髮夾低通濾波器 (a) 佈局圖 (b) 等效電路圖 (c) 等效傳輸線模型

文獻[6]利用了同樣的等效電路，類似的佈局(圖 2.21[6])，討論了外加電感的效應。稱此型濾波器為帶有終端耦合之低通濾波器(lowpass filter with end coupling)，其截止頻率(cut-off frequency)仍是由連接輸入輸出埠的高阻抗傳輸線(圖 2.21(b) 中 l_a)與負載的耦合電容(C_L)所主導，當傳輸線 a_1 (圖 2.21(a))長度減少時，1-dB 截止頻率會增加，而當負載耦合電容 C_L 電容值增加時，1-dB 截止頻率會減少。

而在截止頻帶中的兩個傳輸零點的頻率也會受到外加電感(圖 2.21(b) l_b)的影響，當傳輸線 a_2 (圖 2.21(a))長度減少時，兩個傳輸零點的頻率會增加(如圖 2.22[6]所示)。由表 2.1[6]可得，此濾波器的 1-dB 截止頻率(f_{1dB})在傳輸線 a_2 長度改變時，會稍微受到影響。

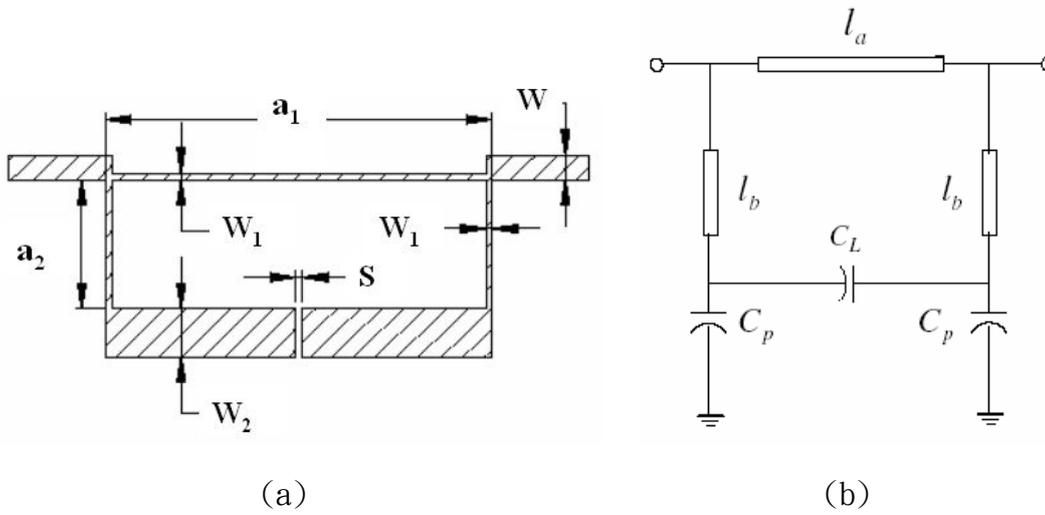


圖 2.21 終端耦合低通濾波器 (a) 佈局圖 (b) 等效電路圖

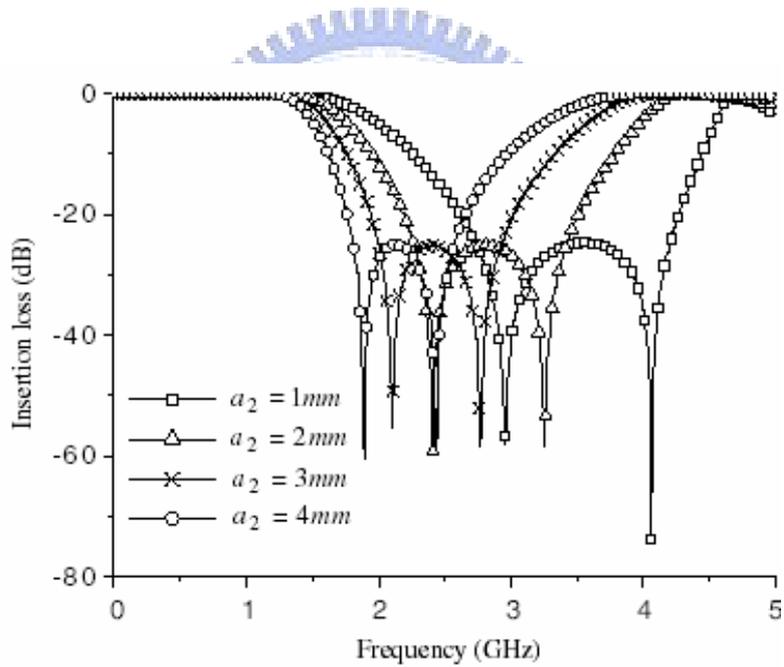


圖 2.22 改變傳輸線 a_2 長度對濾波器 S_{21} 之影響

$a_2(\text{mm})$	1	2	3	4
$f_{1\text{dB}}(\text{GHz})$	1.6	1.5	1.41	1.34

表 2.1 傳輸線長度 a_2 v. s. 1-dB 截止頻率

2.5 具寬截止帶低通濾波器

由 2.3.2 節(2.6)得知，一段低阻抗的短傳輸線可以近似為一個對地電容，而電容可使得高頻電磁波短路接地。圖 2.23 為本論文所提出之低通濾波器的基本架構，不同於之前所述的濾波器，此濾波器在原本連接於輸入輸出埠的高阻抗傳輸線上，串接一段低阻抗傳輸線(L_b)，可視為並聯一個對地電容，而此時這個的上半部電路(傳輸線 L_a 與 L_b)可看成由一條單純的高阻抗傳輸線，演變成一個 3 階的步階阻抗式低通濾波器，預期能增加高頻的介入損失(insertion loss, IL)，抑制高頻通過，以增加截止頻帶的寬度。

圖 2.24 為其等效傳輸線模型，由 2.3.2 節(2.5)得知，一段高阻抗的短傳輸線($Z_{L1}, Z_{L2} \gg Z_0$)，可視為一個串聯的電感，所以傳輸線 L_a 及 L_c 可用電感(L_1 與 L_2)來等效，如前段所述，一段低阻抗的短傳輸線($Z_{C1}, Z_{C2} \ll Z_0$)可近似為一個並聯的電容，故傳輸線 L_b 及 L_d 可用對地電容(C_1 與 C_2)來描述它，若低阻抗傳輸線 L_d 之間的時間隔相對於操作波長很小，那麼兩傳輸線間會有一耦合電容 C_L 。

圖 2.25 為其低頻時集總元件的等效電路。

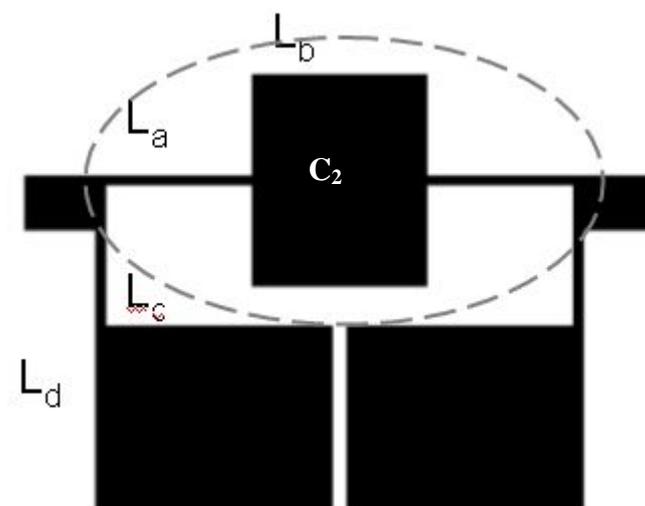


圖 2.23 寬截止帶低通濾波器基本佈局

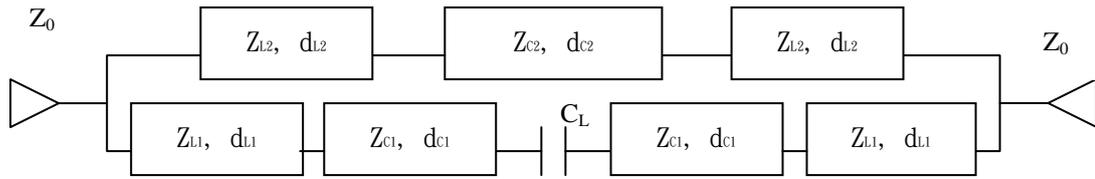


圖 2.24 寬截止帶低通濾波器等效傳輸線模型

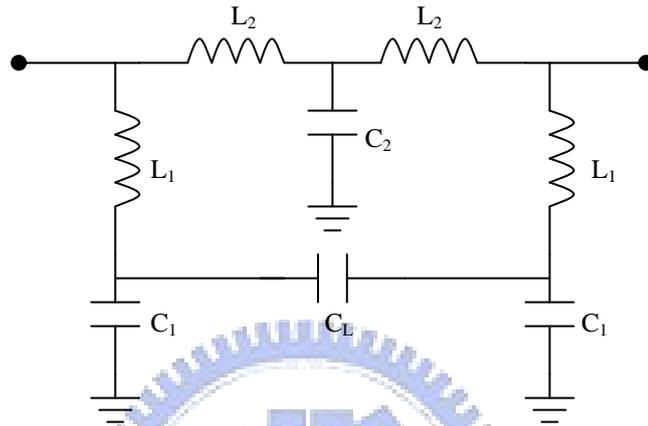
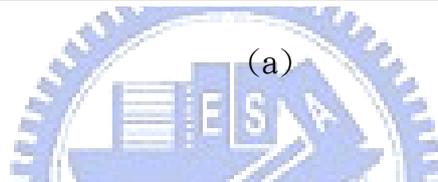
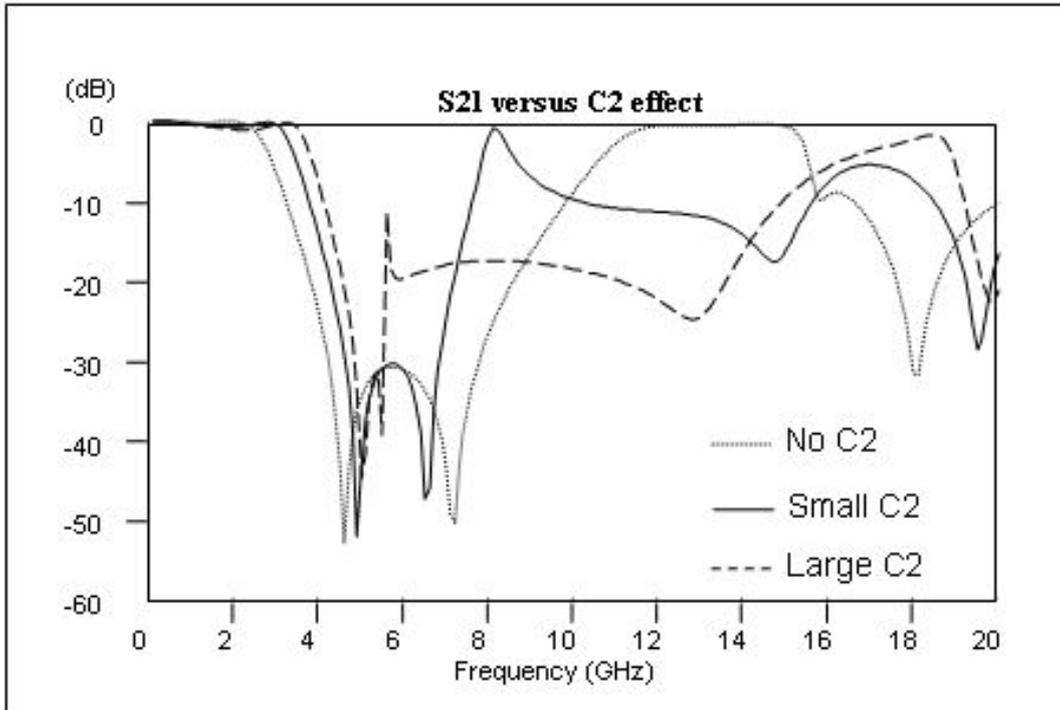
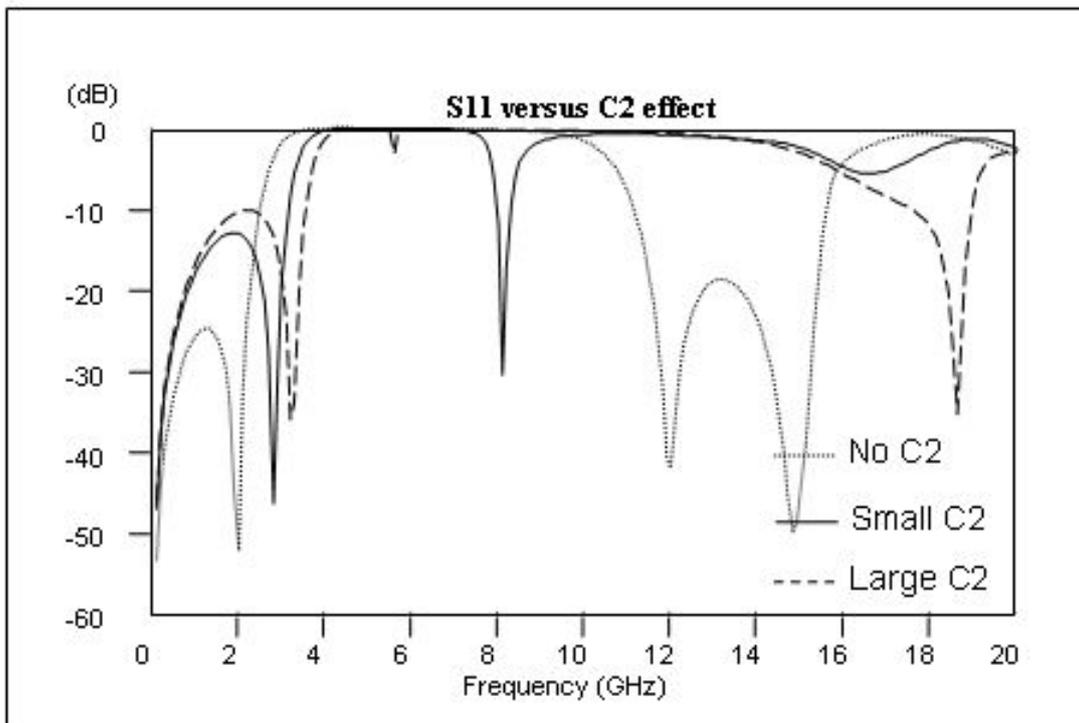


圖 2.25 寬截止帶低通濾波低頻時等效集總元件模型

圖 2.26 是我們在逐步增加低阻抗傳輸線 L_b 的面積 (C_2) 時，此低通濾波器的頻率響應。可以尚未加上 C_2 時(圖 2.26(a) 虛線)，其 S_{21} 在 4.5 GHz 與 7.3 GHz 各有一個傳輸零點，隨著 C_2 的增加，整個濾波器的的高頻響應被壓抑下來(圖 2.26(a) 短截線)。觀察其 S_{11} 看到為 $C_2=0$ 時，其頻率響應在 12 與 15 GHz 附近各有一個極點，當 C_2 增加，這兩個極點分開，一個推往高頻，另一個往低頻移動，若能將往低頻移動的極點與其中一個傳輸零點相互抵消，將可以提供一段非常寬的截止頻帶。



(a)



(b)

圖 2.26 C_2 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{11}

第三章 寬截止帶低通濾波器參數影響

(Parameters Effect of Low-Pass Filter with Wide Stopband)

本章主要在討論此寬截止帶低通濾波器的參數變化，對整個濾波器頻率響應所造成的影響。描述一個濾波器的頻率響應可以有很多的參數，例如截止頻率(cut-off frequency)、通帶(passband)頻寬，截止帶(stopband)頻寬等等。由於微波電路是非常複雜的，在佈局上一個參數的調動往往會牽連到其他參數，進而影響到濾波器的頻率響應。

3.1 寬截止帶低通濾波器參數

3.1.1 濾波器參數定義

圖 3.1 所是本論文所提出的低通濾波器架構，將運用微帶線來實現，將對以下的參數進行定義。

- (1) 高阻抗傳輸線 L_a ：線寬 W_{L2} ，線長 d_{L2} 。
- (2) 高阻抗傳輸線 L_c ：線寬 W_{L1} ，線長 d_{L1} 。
- (3) 低阻抗傳輸線 L_b ：線寬 W_{C2} ，線長 d_{C2} 。
- (4) 低阻抗傳輸線 L_d ：線寬 W_{C1} ，線長 d_{C1} 。

(5) 耦合電容 C_{L1} ， C_{L2} ：現今微波電路越作越小，為了充分利用空間，在佈局時往往會將過長的高阻抗傳輸線 L_a 作彎曲，將低阻抗傳輸線 L_b 往低阻抗傳輸線 L_d 靠近，當間隔 W_1 過小時，電磁波會有耦合的效應，可視為傳輸線 L_b 與 L_d 之間串聯一個耦合電容 C_{L1} ，而傳輸線 L_b 之間的間隔 W_2 ，會影響耦合電容 C_{L2} 。

本論文欲實現一個寬截止頻帶的低通濾波器，故要考慮到其頻率響應的高頻部分，由於電磁波在傳輸線上行進時，其波長和頻率成反比($v_p = f\lambda_p$ ， v_p 為電

磁波的相位速度(phase velocity)， f 為頻率， λ_p 為波長)，隨著頻率漸增，傳輸線的電氣長度越長($\beta l > \pi/4$)，其高頻行為已不能再用簡單的集總元件(並聯電容及串聯電感)來描述。故等本論文的寬頻帶低通濾波器將用傳輸線模型來組成它的等效電路(圖 3.2)。

為了要比較不同的參數設定對於濾波器頻率響應的改變，在此定義一些參數還描述濾波器的頻率響應：

(1) 3-dB 截止頻率(f_{3dB})：表示濾波器的 S_{21} 由 DC 衰減到 -3 dB 時的頻率，在此頻率之內的頻帶稱之為通帶。

(2) 10-dB 截止帶頻寬(BW_{10dB})：由於在高頻時，傳輸線的頻率響應會有週期性，可預知的是其 S_{21} 將會有週期性，在此定義 S_{21} 衰減到 10 dB 時的頻率為 f_{L10dB} ，隨著頻率增加，當 S_{21} 爬升超過 10dB 時的頻率為 f_{U10dB} ，故

$$BW_{10dB} = f_{U10dB} - f_{L10dB} \quad (3.1a)$$

(3) 10-dB 截止帶頻寬比(r_{10dB})：10-dB 截止帶頻寬與 3-dB 截止頻率的比值，可以藉此評估截止帶頻寬的好壞。

$$r_{10dB} = \frac{BW_{10dB}}{f_{3dB}} \quad (3.1b)$$

(4) 15-dB 截止帶頻寬(BW_{15dB})：定義 S_{21} 衰減到 15 dB 時的頻率為 f_{L15dB} ，隨著頻率增加，當 S_{21} 爬升超過 15dB 時的頻率為 f_{U15dB} ，故

$$BW_{15dB} = f_{U15dB} - f_{L15dB} \quad (3.2a)$$

(5) 15-dB 截止帶頻寬比(r_{15dB})：15-dB 截止帶頻寬與 3-dB 截止頻率的比值，可以藉此評估截止帶頻寬的好壞。

$$r_{15dB} = \frac{BW_{15dB}}{f_{3dB}} \quad (3.2b)$$

參考(3.1)與(3.2)，可以藉此比較通帶邊緣的陡峭程度，當 r_{10dB} 與 r_{15dB} 越接近，即代表通帶邊緣越陡峭。

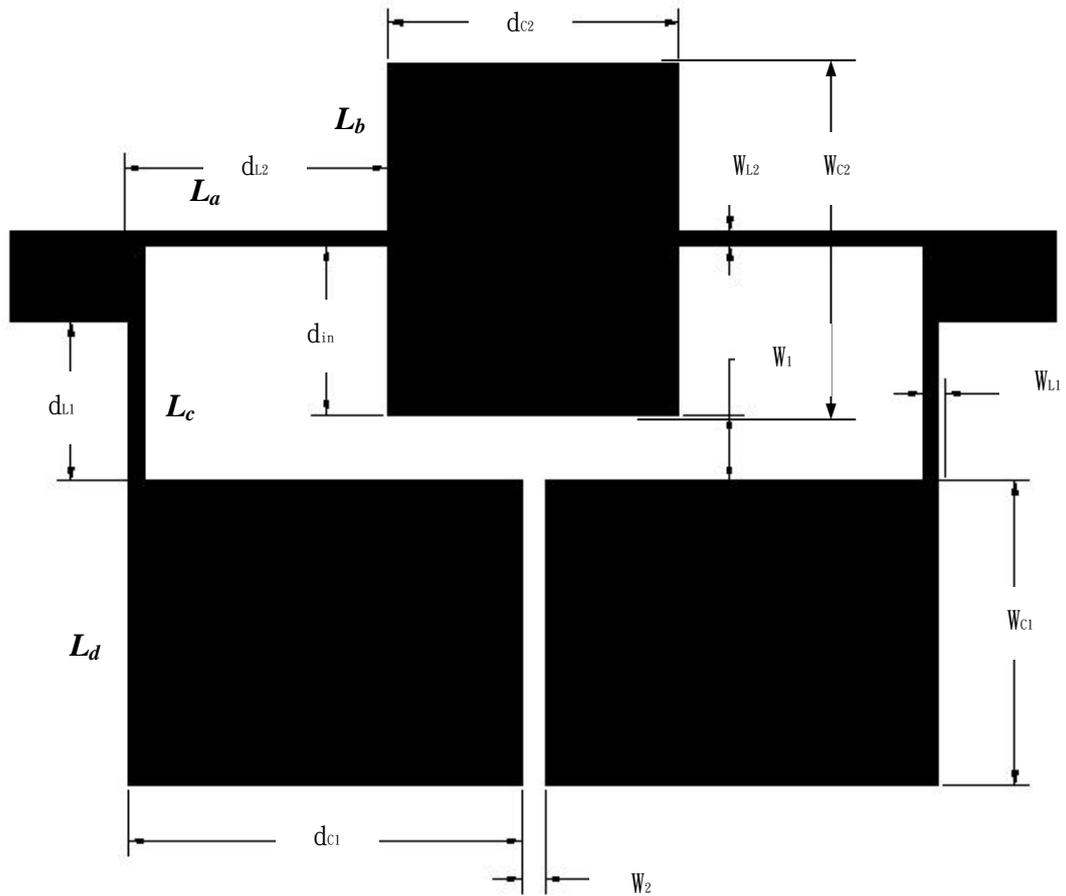


圖 3.1 寬截止帶低通濾波器架構及其參數

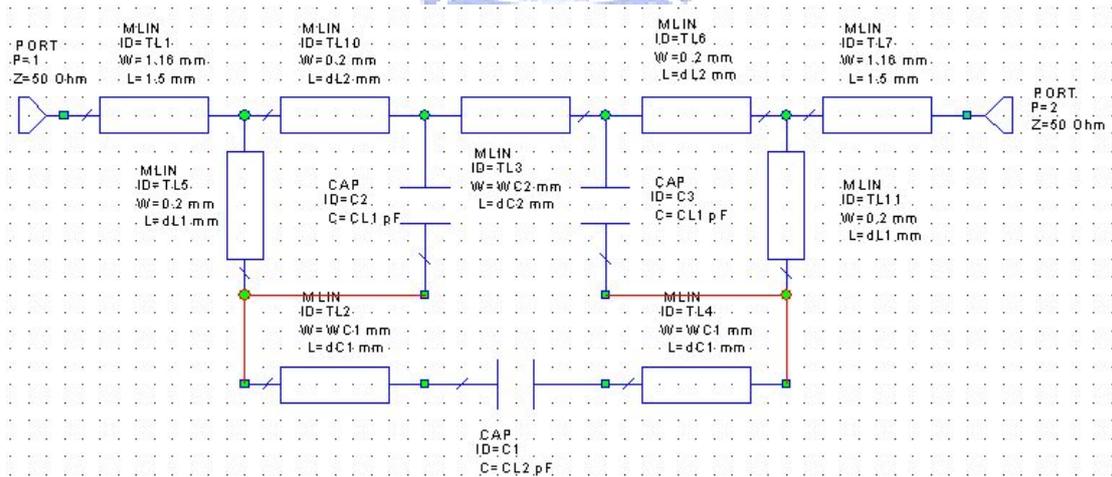


圖 3.2 寬截止帶低通濾波器傳輸線等效模型

3.1.2 濾波器參數設定

在此我們使用電磁模擬軟體 IE3D[10]來做設計。所採用的版材為 RO4003/20 miLs，其相對介電常數 $\epsilon_r = 3.38$ ，版厚 0.504 mm。為了要達到高阻抗的傳輸線及電路簡單性，在可允許的技術範圍下，我們讓 $W_{L1}=W_{L2}= 0.2$ mm，因此兩者的特性阻抗 Z_{L1} 跟 Z_{L2} 在 0.5 GHz~20 GHz 的操作頻率下，都有約 111 Ω ~115 Ω 的阻抗，而我們設計輸入輸出埠的傳輸線寬為 1.16 mm， Z_0 在上述的頻率範圍也都有約 50 Ω 的阻抗。

表 3.1 所列的是我們一開始所設計的低通濾波器初始參數設定值，其模擬出來的頻率響應如圖 3.3 所示，觀察 S_{11} ，有一個極點在 2.2 GHz(稱之為第一極點 pole1)。 S_{21} 部分，其 $f_{3dB}=2.78$ GHz，在通帶內的介入損耗少於 0.3dB，在通帶外發現兩個傳輸零點(第一零點 zero1 與第三零點 zero3)，分別是在 3.6 GHz 與 15.3 GHz，10dB 截止帶頻寬由 3.1 GHz 延伸到 16.43 GHz，截止帶頻寬比可達 4.79，觀察在 4.2 GHz 附近的頻率響應，出現一個傳輸零點(第二零點 zero2：4.2 GHz)與傳輸極點(第二極點 pole2：4.0 GHz)，由於此零點跟極點並未完全相消，讓 S_{21} 已上升到 -14.4 dB，使得其 15-dB 截止帶頻寬異常的小(只有 0.3 而已)，若能調整濾波器參數，使得第二極點與第二零點完全相抵消，將可使得截止帶的頻寬得以增加。下面將利用濾波器各個參數對頻率響應的影響，改進此低通濾波器，以達到寬截止頻帶的效能。

參數名稱	參數值(mm)	參數名稱	參數值(mm)
d_{L1}	2.0	W_{L1}	0.2
d_{C1}	3.0	W_{C1}	3.9
d_{L2}	3.7	W_{L2}	0.2
d_{C2}	3.7	W_{C2}	4.5
W_1	0.2	W_2	0.3

表 3.1 低通濾波器初始值

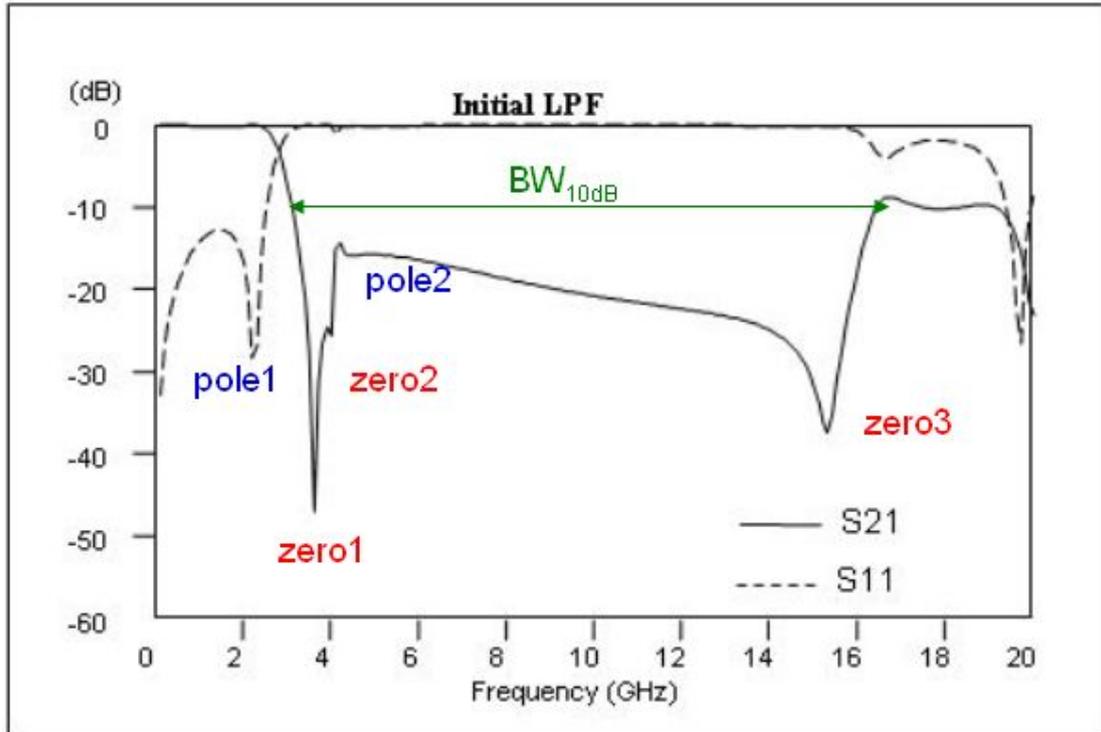


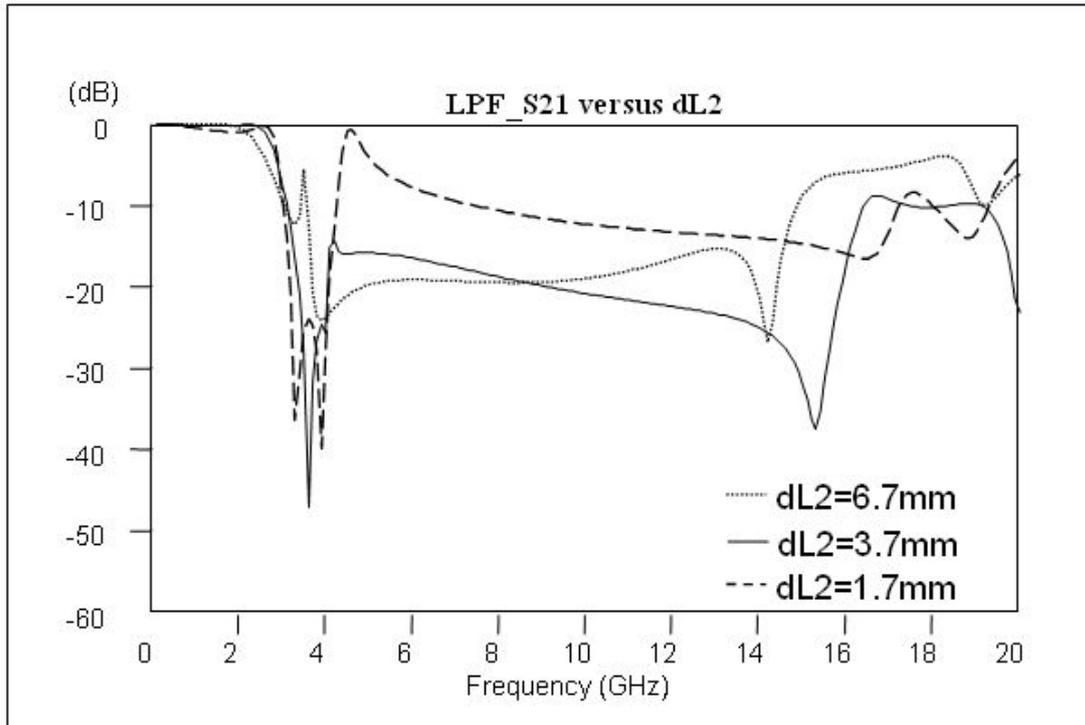
圖 3.3 初始低通濾波器的頻率響應

3.2 高阻抗傳輸線 L_a 參數影響

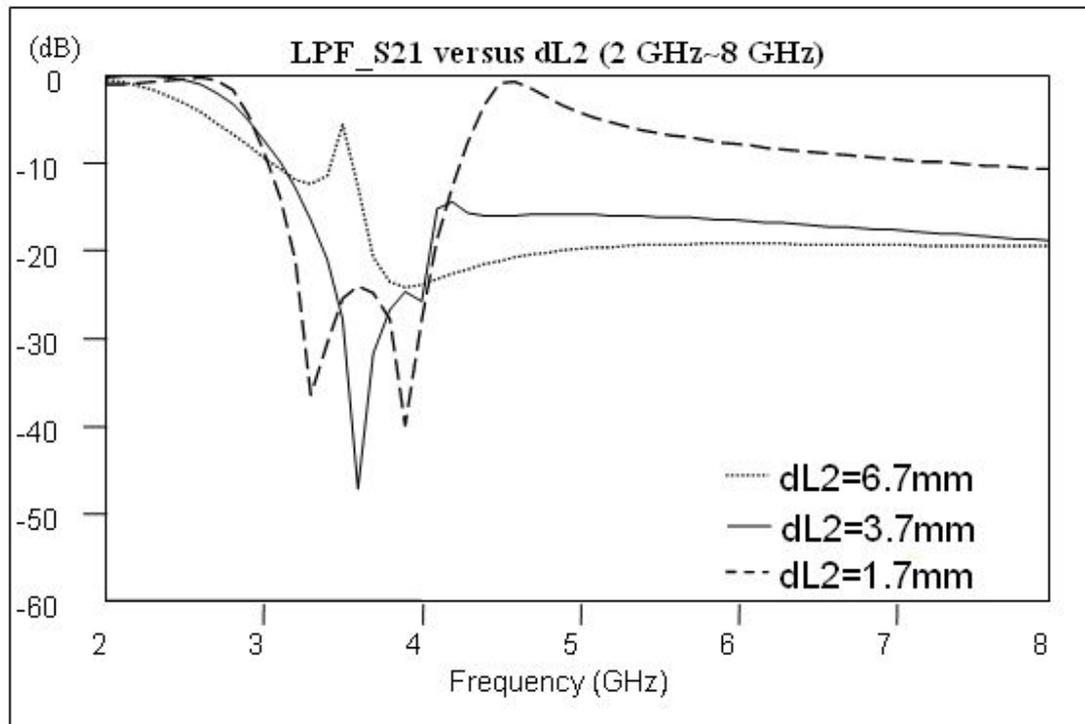
由於高阻抗傳輸線 L_a 的線寬 $W_{L2}=0.2\text{ mm}$ ，在 20 GHz 以下的特性阻抗都在 $110\ \Omega$ 以上，故我們只變動 L_a 的長度 d_{L2} ，來觀察其頻率響應的變化。

觀察圖 3.4(a)(b) 可知道，當 d_{L2} 減少時， f_{3dB} 稍稍增加，zero1 與 zero2 則會稍微往低頻移動，增加通帶邊緣的陡峭程度，不過因為 pole2 與 zero3 往高頻推，將使得 pole2 與 zero2 越離越遠，且讓整個高頻的 S_{21} 快速爬升。反之增加 d_{L2} ，雖然 f_{3dB} 稍微往低頻移動，但第 pole2 也隨之往低頻移動，當 $d_{L2}=5.5\text{ mm}$ 左右，pole2、zero1 與 zero2 將位在 3.8 GHz 附近，使得 S_{21} 在的 BW_{15dB} 由 3.24 GHz 到 15.22 GHz， r_{15dB} 達到 4.64 (圖 3.5)。不過當 d_{L2} 再繼續增加，pole2 將離開 zero1 與 zero2，使得 BW_{15dB} 與 BW_{10dB} 再度縮小。

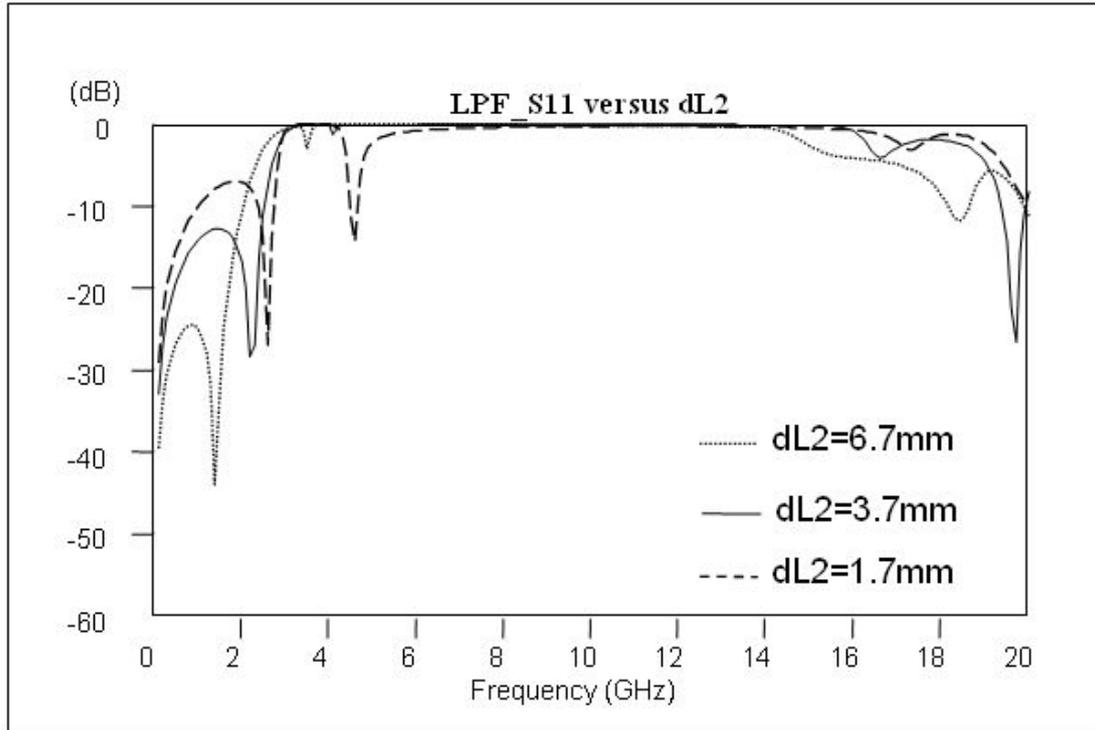
由圖 3.4(c) 可得知， d_{L2} 越增加，其 pole1 往低頻移動，通帶內的返回損耗 (return Loss, RL) 將會越來越大。



(a)



(b)



(c)

圖 3.4 d_{L2} 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部圖 (c) S_{11}

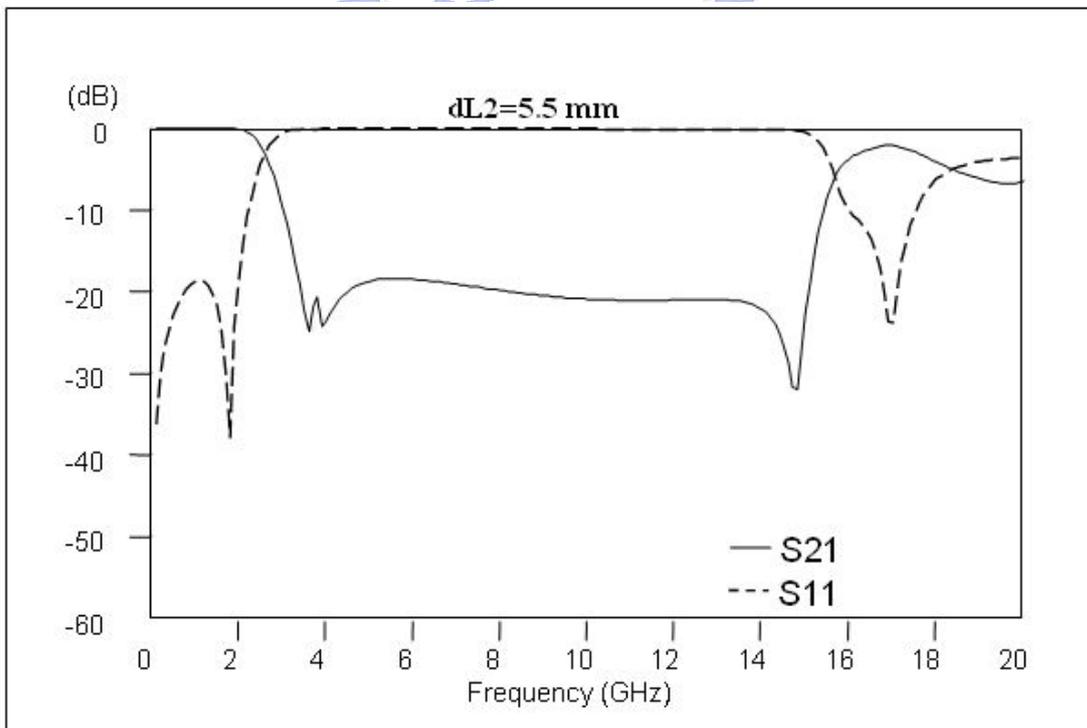


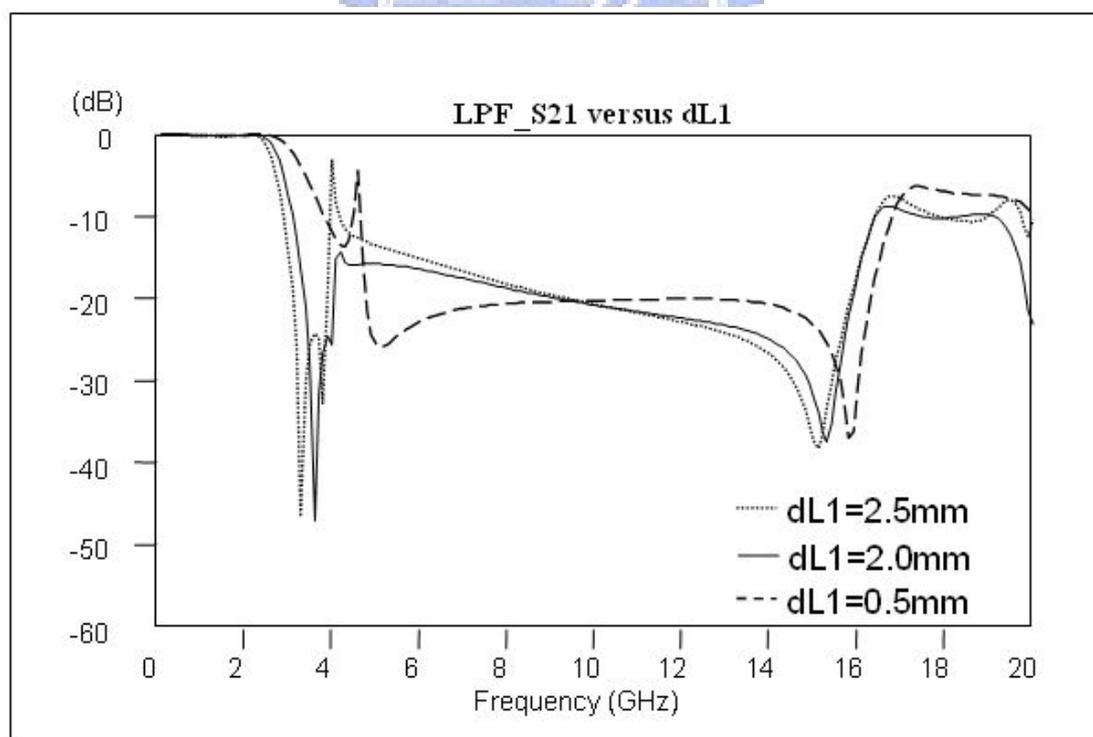
圖 3.5 $d_{L2}=5.5\text{ mm}$ 時的頻率響應

3.3 高阻抗傳輸線 L_c 參數影響

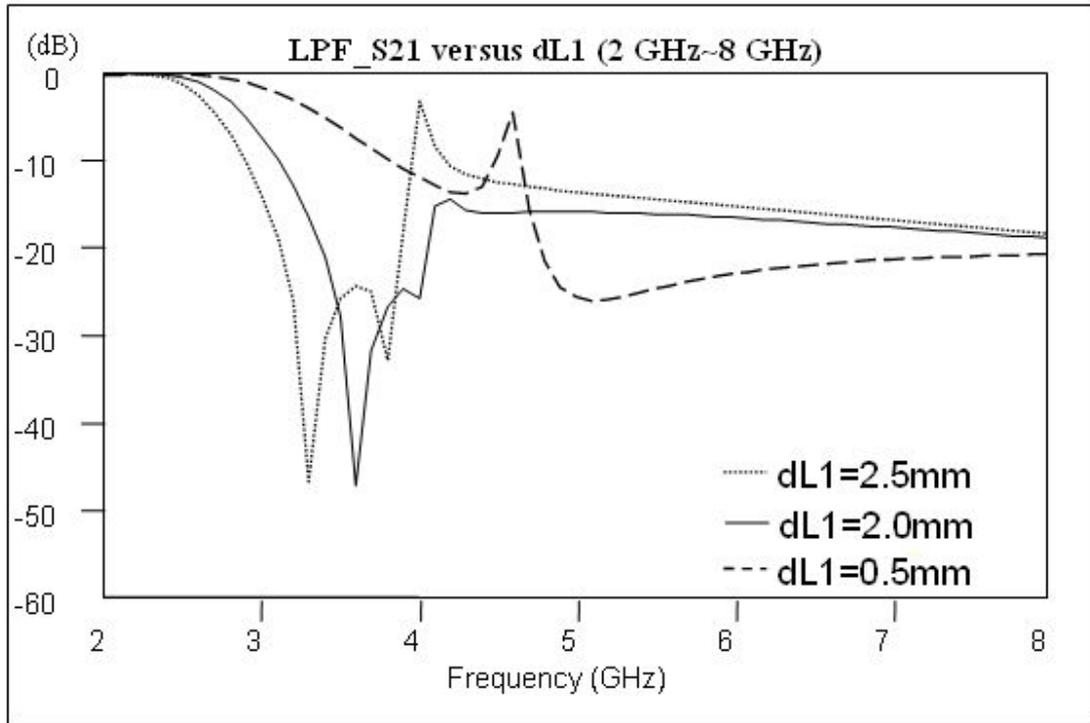
選擇高阻抗傳輸線 L_c 的線寬 $W_{L1}=0.2$ mm，故藉由變動 L_c 的長度 d_{L1} ，觀察其頻率響應的變化。

觀察圖 3.6(a)(b)可知道，當 d_{L1} 減少時，不但 f_{3dB} 快速增加，且 pole2 與 zero1、zero2、zero3 全都往高頻推，但由於 zero1 與 zero2 往高頻移動的速率快於 pole2，因此在 $d_{L1}=1.0$ mm 左右，pole2、zero1 與 zero2 將位在 4.6 GHz 附近，使得 BW_{15dB} 由 3.75 GHz 到 16.47 GHz， r_{15dB} 達到 4.24(圖 3.7)。反之增加 d_{L1} ， f_{3dB} 與 zero1、zero2、zero3、pole12 都往低頻移動，但 pole2 移動的速度較慢，使得 pole2 與 zero1、zero2 越離越遠，帶起截止帶內的 S_{21} 值，讓截止帶頻寬縮小。

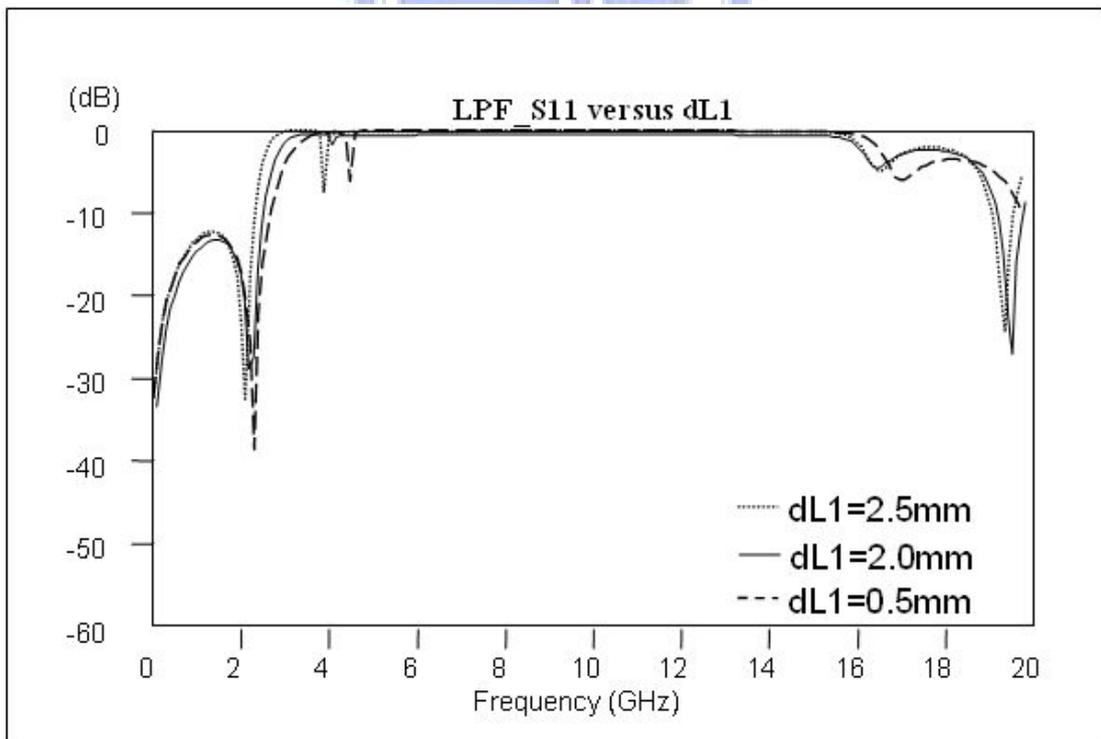
由圖 3.6(c)可得知，增加 d_{L1} 對通帶內的返回損耗(return Loss, RL)影響不大。



(a)



(b)



(c)

圖 3.6 d_{L1} 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部圖 (c) S_{11}

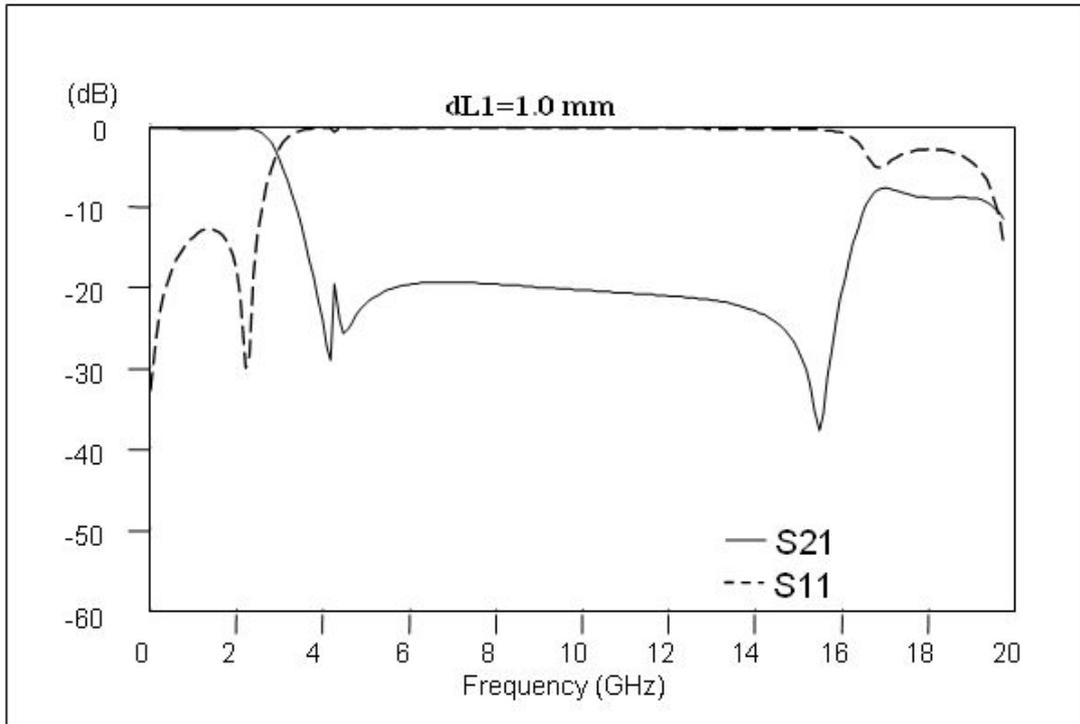


圖 3.7 $d_{L1}=1.0$ mm 時的頻率響應

3.4 低阻抗傳輸線 L_b 參數影響

描述低阻抗傳輸線 L_b 的參數有兩種，分別是線寬 W_{c2} 與線長 d_{c2} 。

(1) 線寬 W_{c2} ：

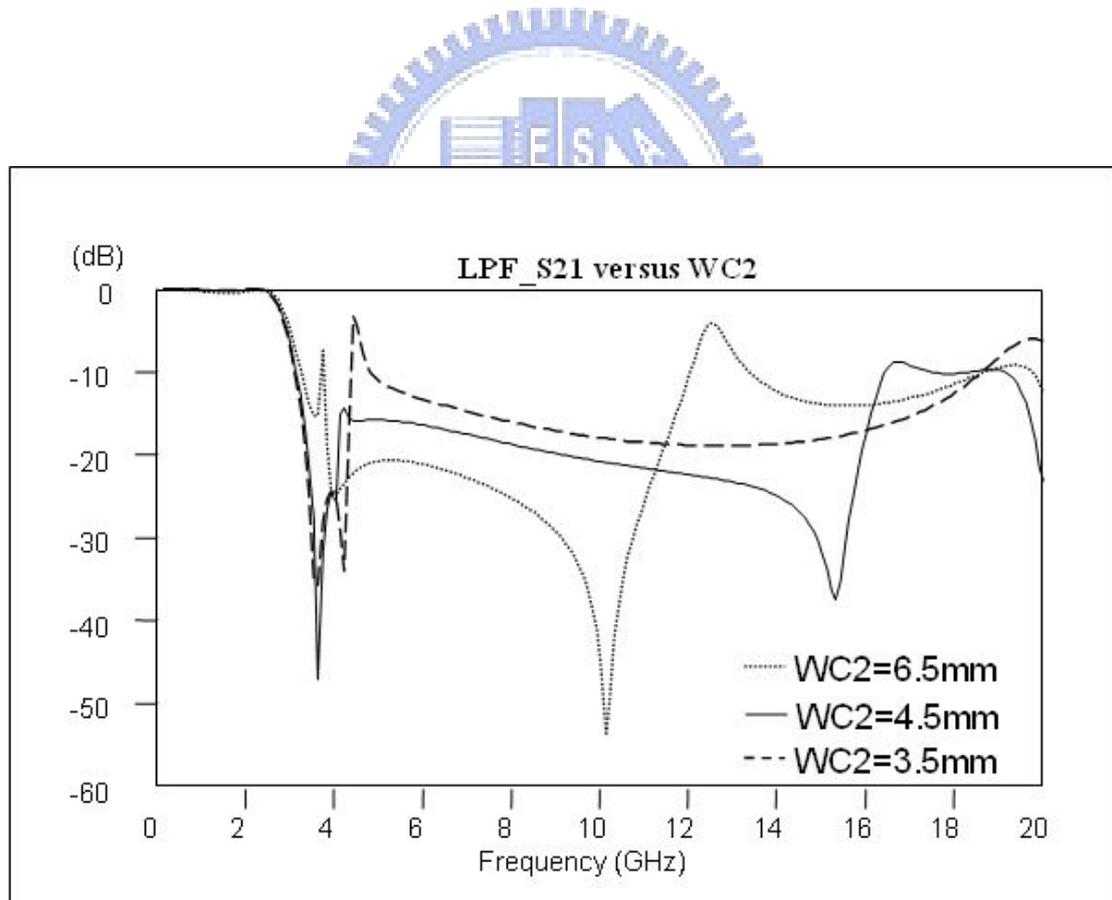
一開始所設定 $W_{c2}=4.5$ mm，由 0.5 GHz 到 20 GHz 的特性阻抗都約在 18.5Ω ~ 19.3Ω 之間，變動 W_{c2} 的值，即改變傳輸線 L_b 的特性阻抗(表 3.2)，來觀察其頻率響應的變化。

Z_{c2} \ freq.	0.5 GHz	10 GHz	20 GHz
W_{c2}			
3.5 mm	22.7 Ω	23.2 Ω	23.7 Ω
4.5 mm	18.5 Ω	18.9 Ω	19.3 Ω
5.5 mm	15.6 Ω	16.0 Ω	16.3 Ω
6.5 mm	13.5 Ω	13.9 Ω	14.0 Ω

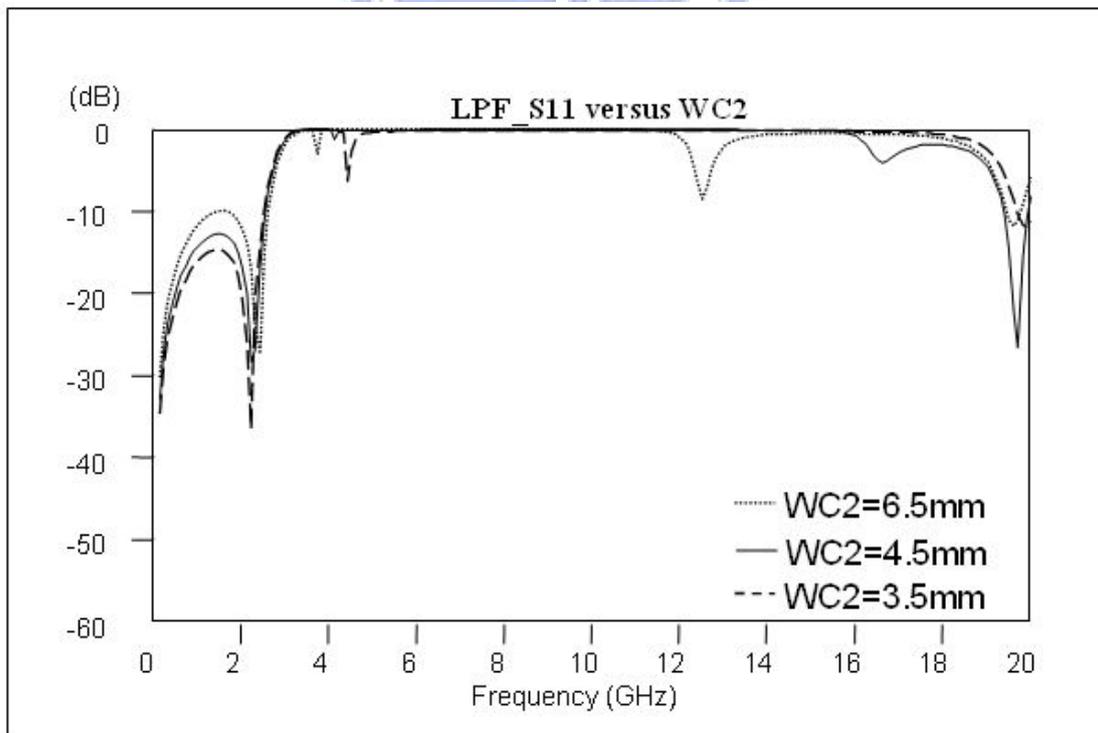
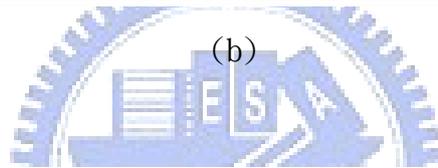
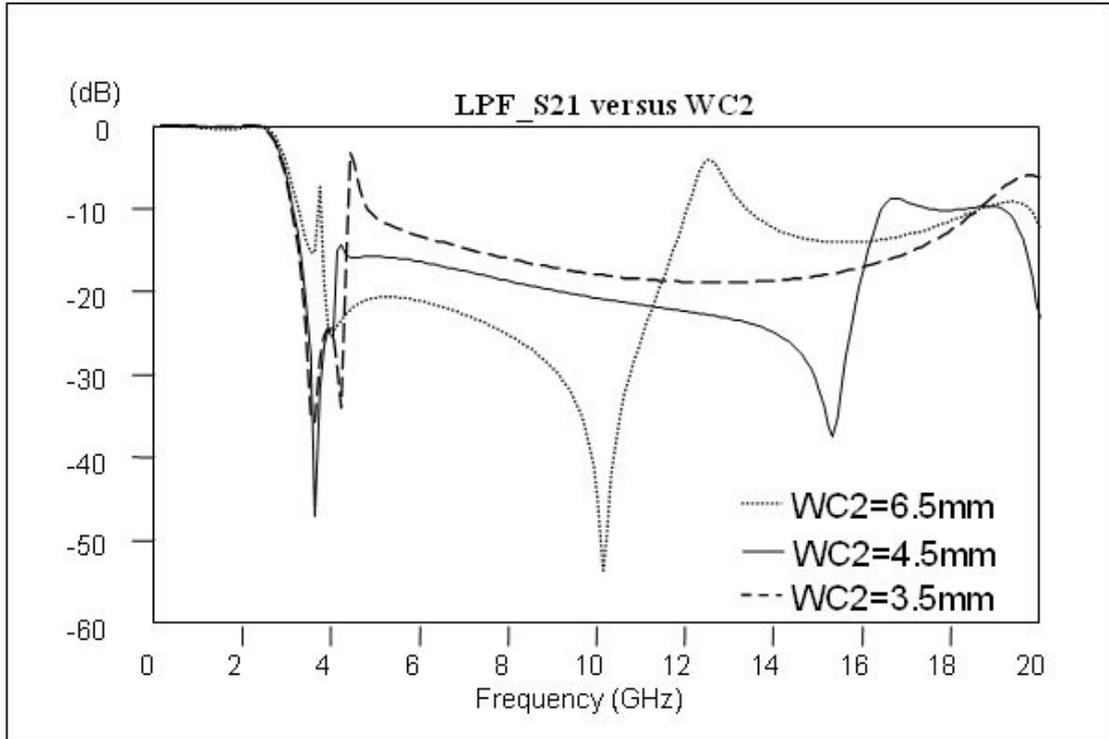
表 3.2 線寬 W_{c2} 在不同頻率下之特性阻抗

觀察圖 3.8(a)(b)可知道，當 W_{c2} 減少時， f_{3dB} 與 zero1 幾乎沒有移動，不過 pole2 與 zero2、zero3 都往高頻推，且 pole2 移動的速率快於 zero2，兩者越離越遠，使得 S_{21} 快速爬升，影響截止帶頻寬。增加 W_{c2} ， f_{3dB} 也幾乎沒有改變，但 pole2 往低頻移動，當 $W_{c2}=5.5\text{mm}$ 左右，pole2 與 zero2 已完全相消，整個截止帶內只看到 zero1 與 zero3(圖 3.9)，但由於 zero3 往低頻移動的速度也相當迅速，這也會傷害濾波器的截止帶頻寬。當 W_{c2} 再繼續增加，pole2 將離開 zero2，讓 BW_{15dB} 與 BW_{10dB} 再度縮小(圖 3.8(b)中，當 $W_{c2}=6.5\text{mm}$ 時，pole2 位在 zero1 與 zero2 之間)。

由圖 3.8(c)可得知， W_{c2} 越增加，pole1 稍稍往高頻移動，但其通帶內的返回損耗會降低，影響通帶內的漣漪(ripple)。



(a)



(c)

圖 3.8 WC_2 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部圖 (c) S_{11}

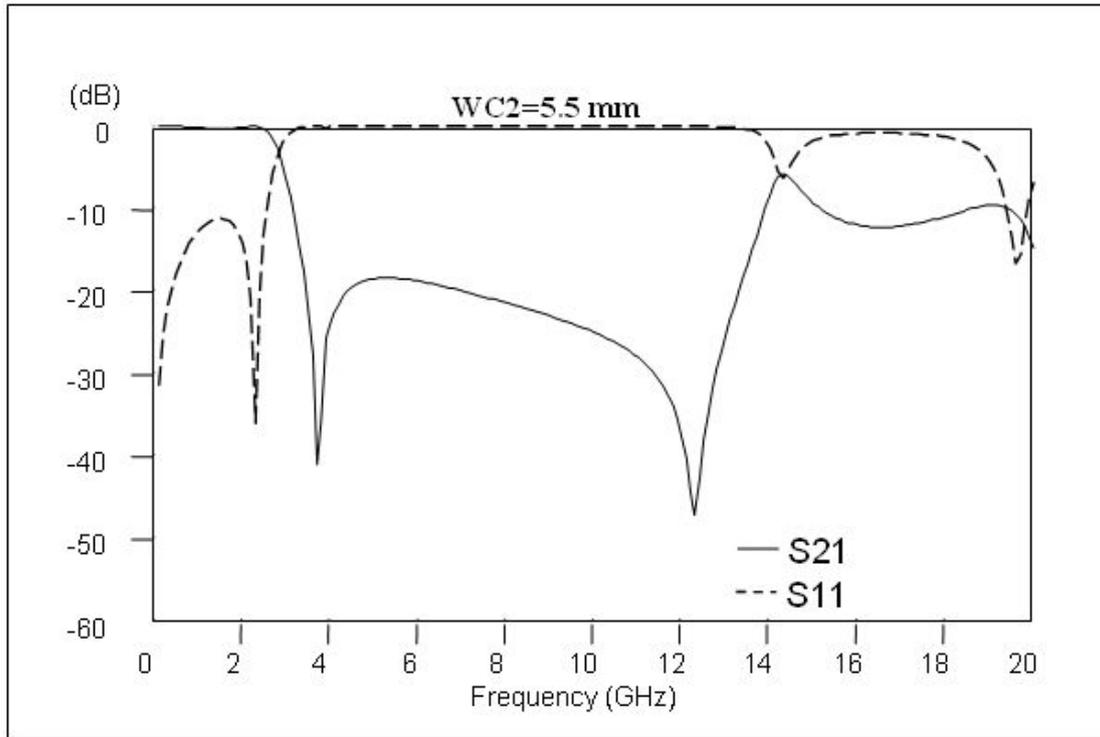
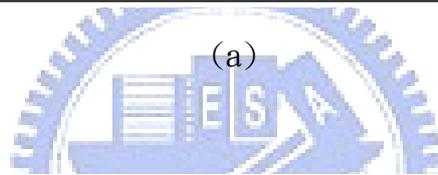
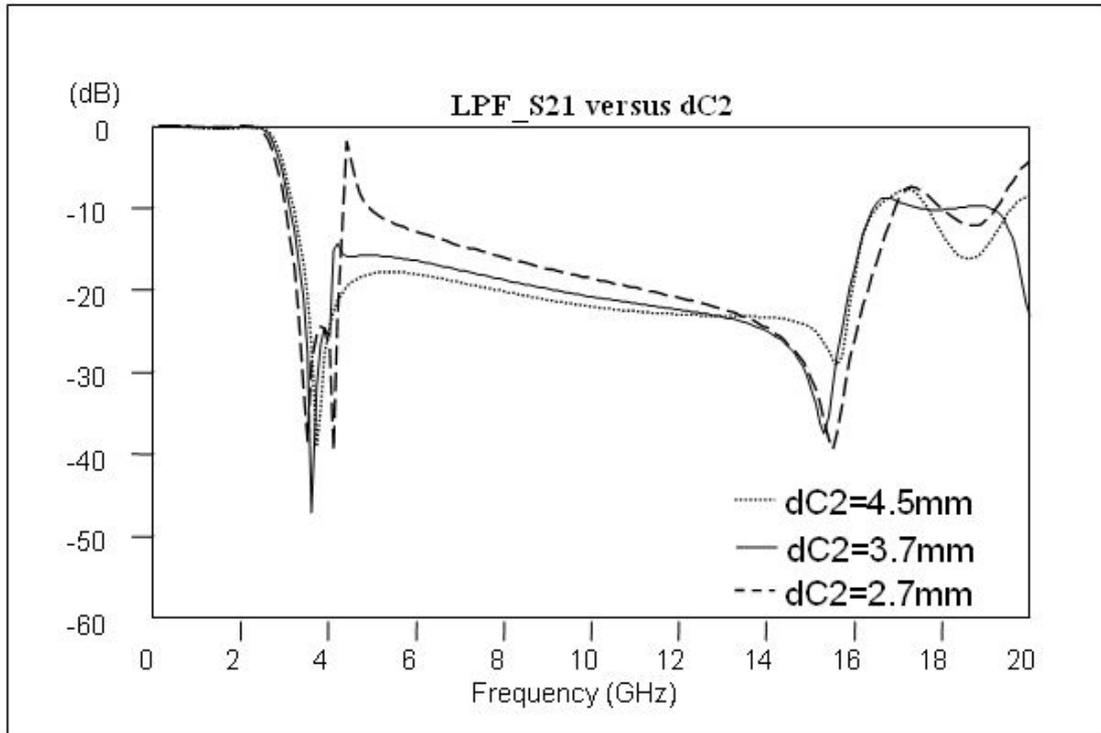


圖 3.9 $W_{c2}=5.5 \text{ mm}$ 時的頻率響應

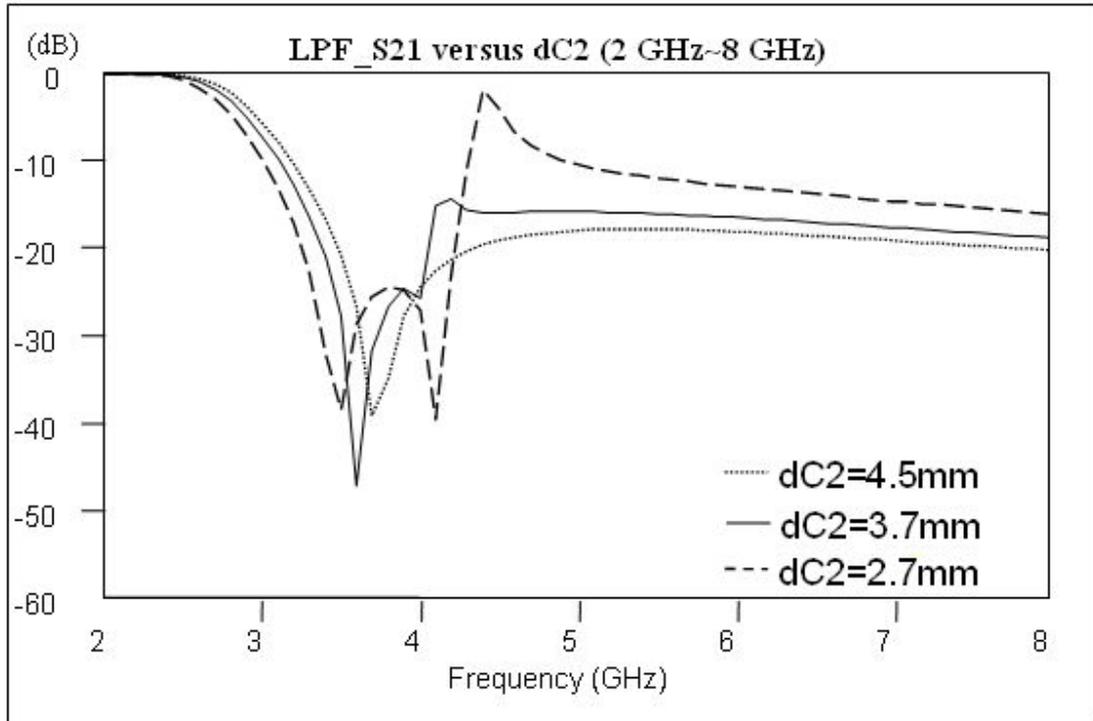
(2) 線長 d_{c2} :

觀察圖 3.10(a)(b)，當 d_{c2} 減少時， f_{3dB} 與 $zero1$ 稍稍減少，而 $pole2$ 與 $zero2$ 、 $zero3$ 都往高頻移動，由 $pole2$ 移動的速率快於 $zero2$ ，兩者分開，讓 S_{21} 快速爬升，影響截止帶頻寬。當 d_{c2} 增加， f_{3dB} 與 $zero1$ 稍稍往高頻移動， $pole2$ 與 $zero2$ 則低頻移動，當 $pole2$ 追上 $zero2$ 後，兩者相消，使得截止帶內的 S_{21} 都保持在 -15 dB 以下，且由於 $zero3$ 也會往高頻移動，讓此濾波器的 BW_{15dB} 由 3.35 GHz 到 16.12 GHz， r_{15dB} 達到 4.49。不過可預期的是，當 d_{c2} 再繼續增加， $pole2$ 將追故 $zero2$ ，使得兩者再度分離。

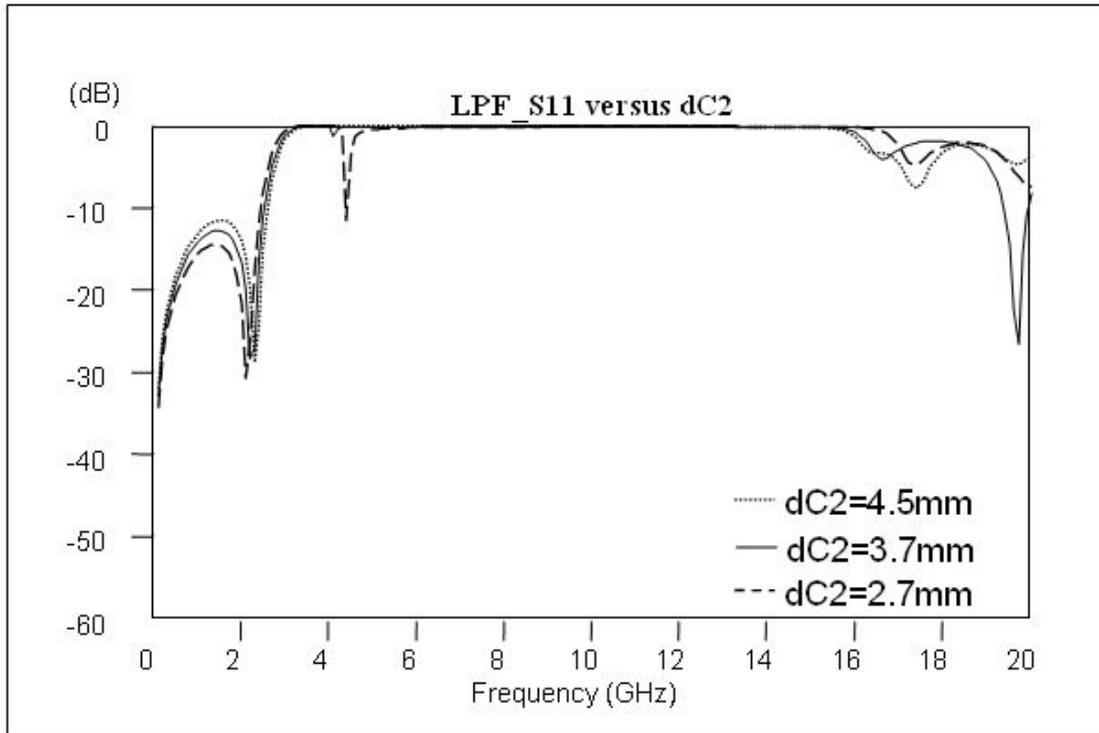
由圖 3.10(c)所示的是 d_{c2} 變化對濾波器 S_{11} 的影響，與圖 3.8(c)類似， d_{c2} 增加， $pole1$ 稍稍往高頻移動， S_{11} 增加，影響通帶內的介入損耗。



(a)



(b)



(c)

圖 3.10 d_{c2} 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部圖 (c) S_{11}

3.5 低阻抗傳輸線 L_d 參數影響

線寬 W_{c1} 與線長 d_{c1} 可用來描述低阻抗傳輸線 L_d 。

(1) 線寬 W_{c1} ：

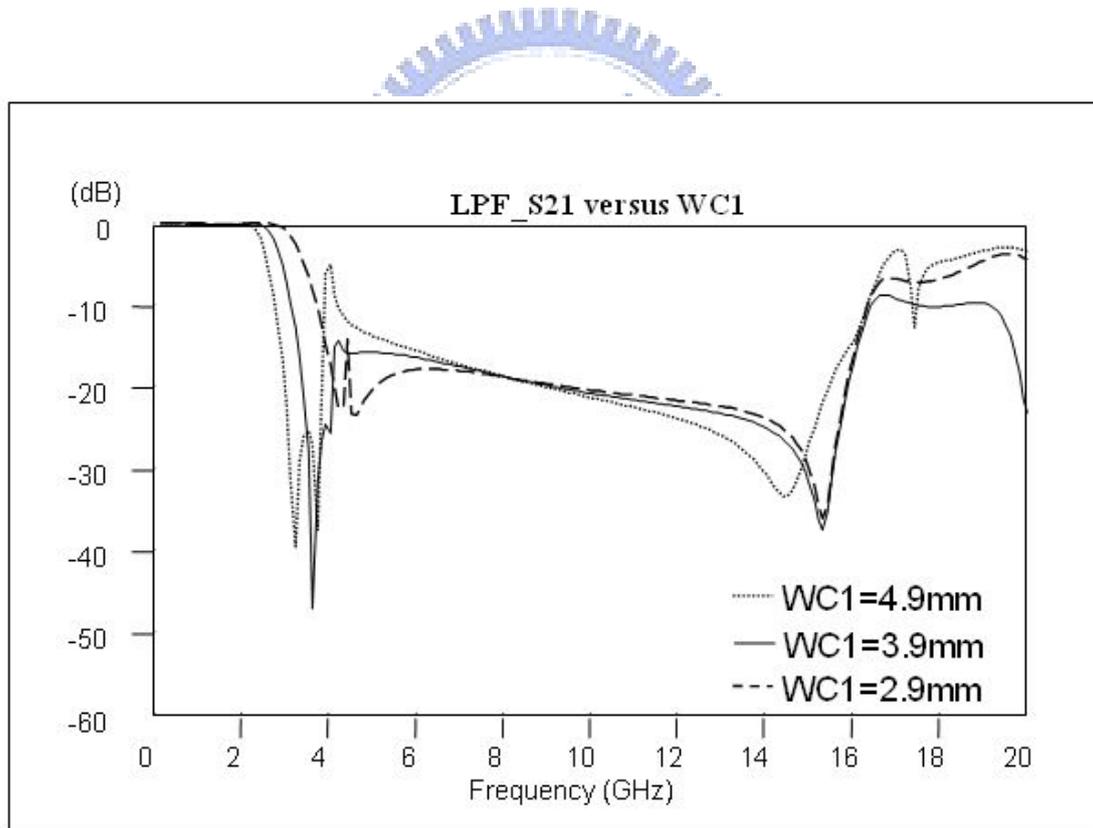
一開始所設定 $W_{c1}=3.9$ mm，由 0.5 GHz 到 20 GHz 的特性阻抗都約在 20.8 Ω ~21.7 Ω 之間，將改變傳輸線 L_d 的特性阻抗(表 3.3)，觀察對頻率響應的影響。

Z_{c1} \ W_{c1} \ freq.	0.5 GHz	10 GHz	20 GHz
2.9 mm	263 Ω	26.9 Ω	27.5 Ω
3.4 mm	23.2 Ω	23.7 Ω	24.2 Ω
3.9 mm	20.8 Ω	21.3 Ω	21.7 Ω
4.9 mm	17.2 Ω	17.6 Ω	17.9 Ω

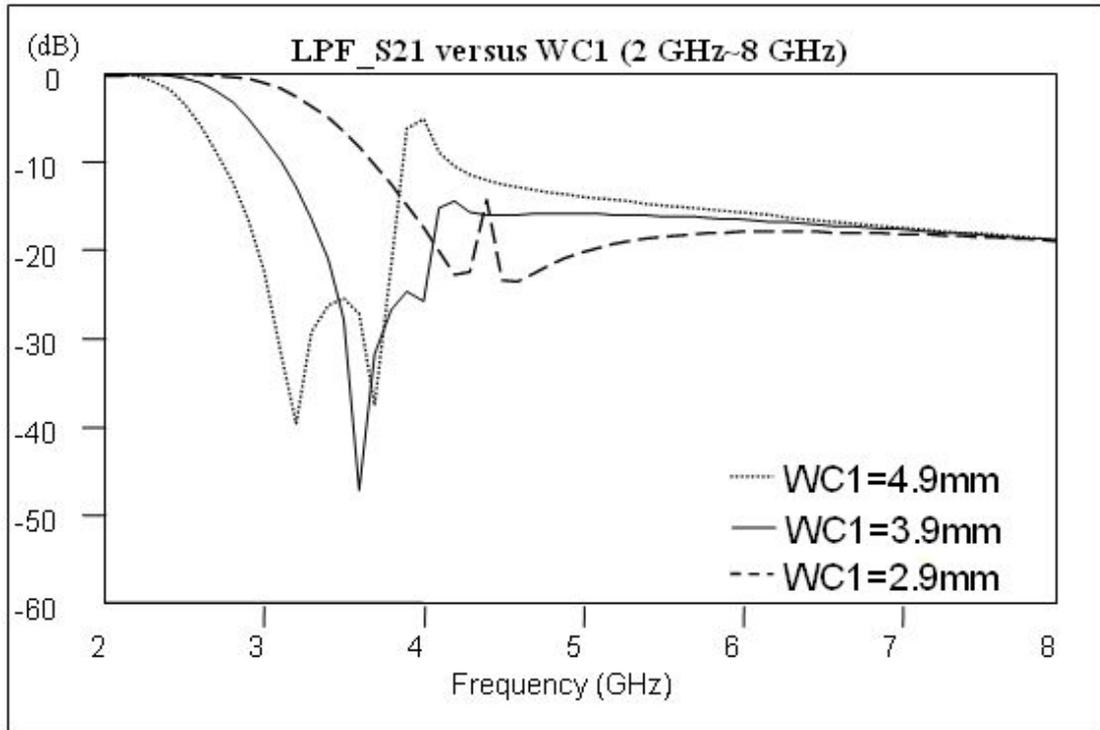
表 3.3 線寬 W_{c1} 在不同頻率下之特性阻抗

觀察圖 3.11(a)(b)可知道，當 W_{C1} 減少時， f_{3dB} 、zero1、zero2 與 pole2 全都往高頻推，且但由於 zero2 往移動的速率快於 pole2，因此在 $W_{C1}=3.4$ mm 時，pole2 與 zero2 將完全相消，使得 BW_{15dB} 由 3.54 GHz 到 16.22 GHz， r_{15dB} 達到 4.24(圖 3.12)，但當 W_{C1} 持續減少， f_{3dB} 的增加與零點極點的分離，對濾波器的截止帶頻寬並未有助益。反之增加 W_{C1} ，會得到與增加 d_{L1} 的效果類似： f_{3dB} 與 zero1、zero2、zero3、pole12 都往低頻移動，因為 pole2 移動的速度較慢，使得 pole2 與 zero1、zero2 越離越遠，帶起截止帶內的 S_{21} 值，讓截止帶頻寬縮小。

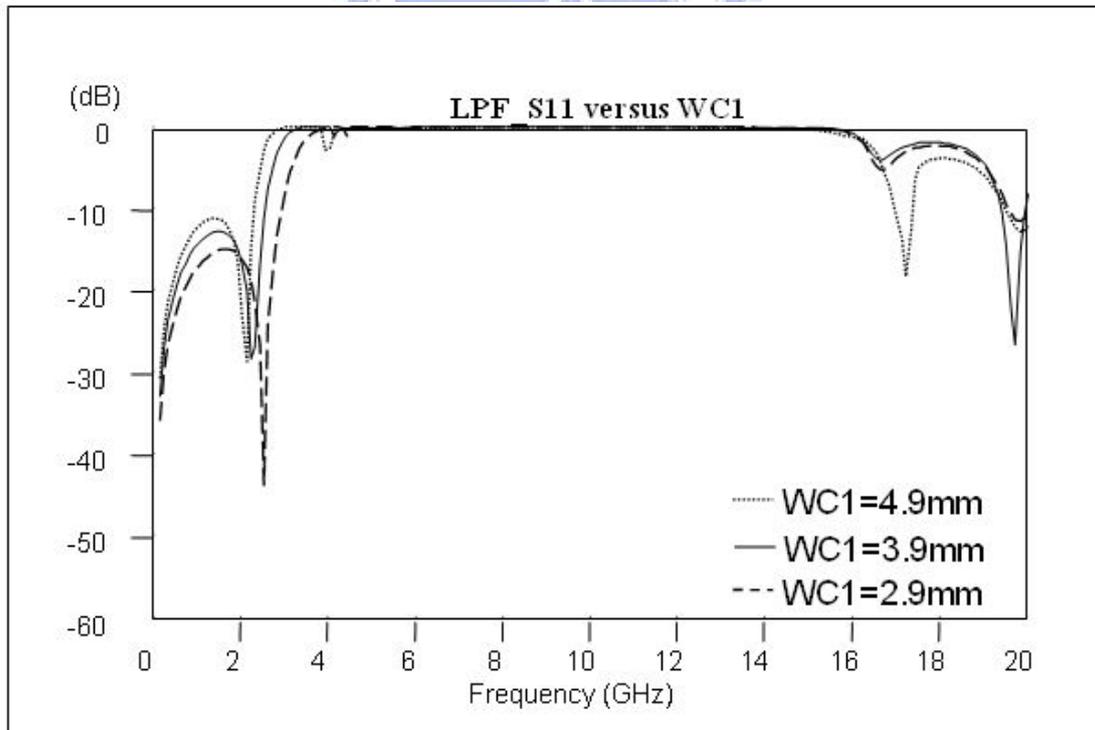
由圖 3.11(c)可得知，增加 W_{C1} 使得 pole1 往低頻移動，帶並非像圖 3.4(c) 那樣增加 d_{L2} 使得通帶內的返回損耗增加，反而是讓返回損耗減少，這將會影響到通帶內的漣漪，讓介入損耗增加，這不是我們想要的。



(a)



(b)



(c)

圖 3.11 WC_1 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部圖 (c) S_{11}

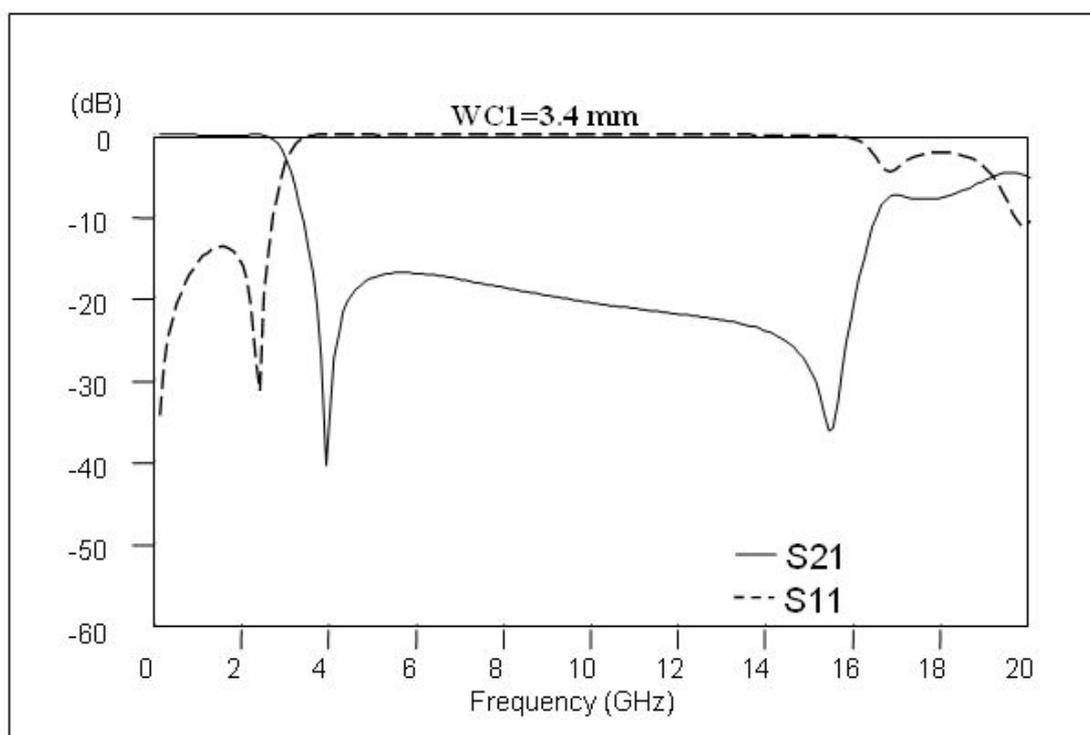


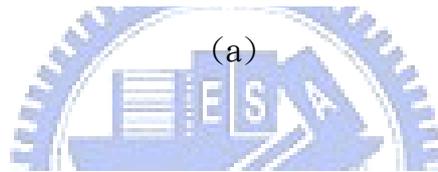
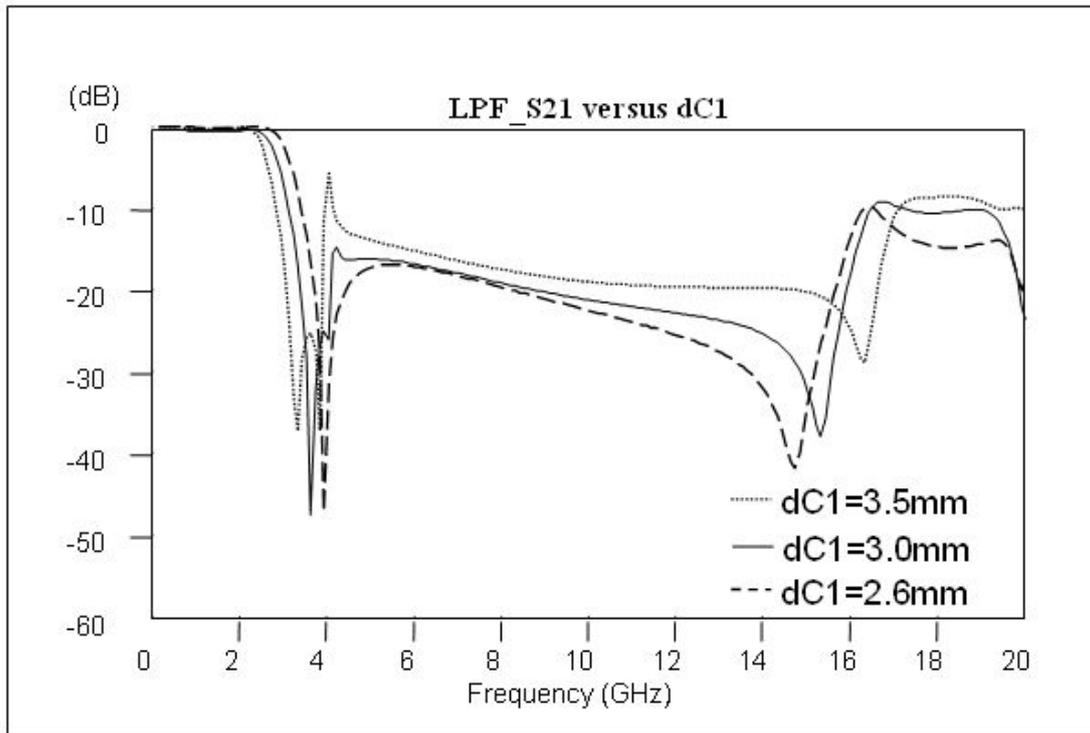
圖 3.12 $W_{c1}=3.4$ mm 時的頻率響應

(2) 線長 d_{c1} :

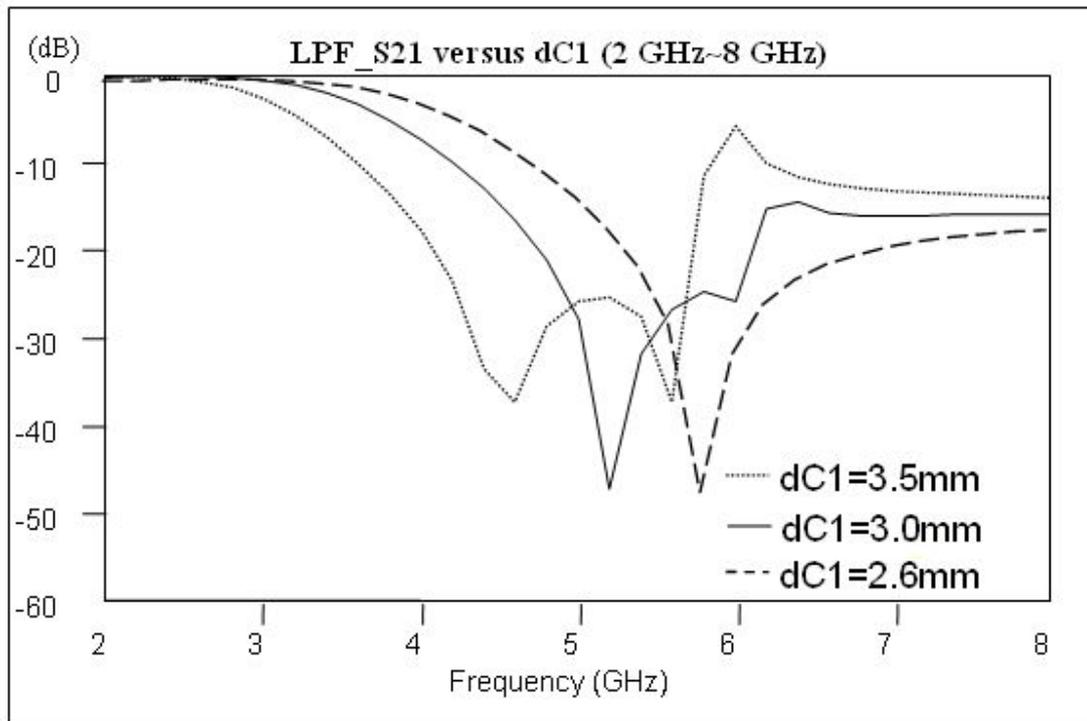
觀察圖 3.13(a)(b) 可知道，增加 d_{c1} 會讓 f_{3dB} 、 $zero1$ 、 $zero2$ 與 $pole2$ 全都往低頻移動，且 $zero2$ 往移動的速率比 $pole2$ 快，使得 $pole2$ 與 $zero2$ 漸行漸遠，對截止帶頻寬的增加沒有幫助。減少 d_{c1} ， $zero2$ 會往高頻移動的速度較快，將可追 $pole2$ ，但由於 $zero3$ 會隨著 d_{c1} 的減少而往低頻移動。這也會影響截止帶的頻寬。可預期若持續降低 d_{c1} ， $pole2$ 與 $zero2$ 也將分開，截止帶中的 S_{21} 將順勢而起。

如圖 3.13(c) 所示，增加 d_{c1} 使得 $pole1$ 往低頻移動，且讓通帶返回損耗減少，會導致通帶內的漣漪振值增大。

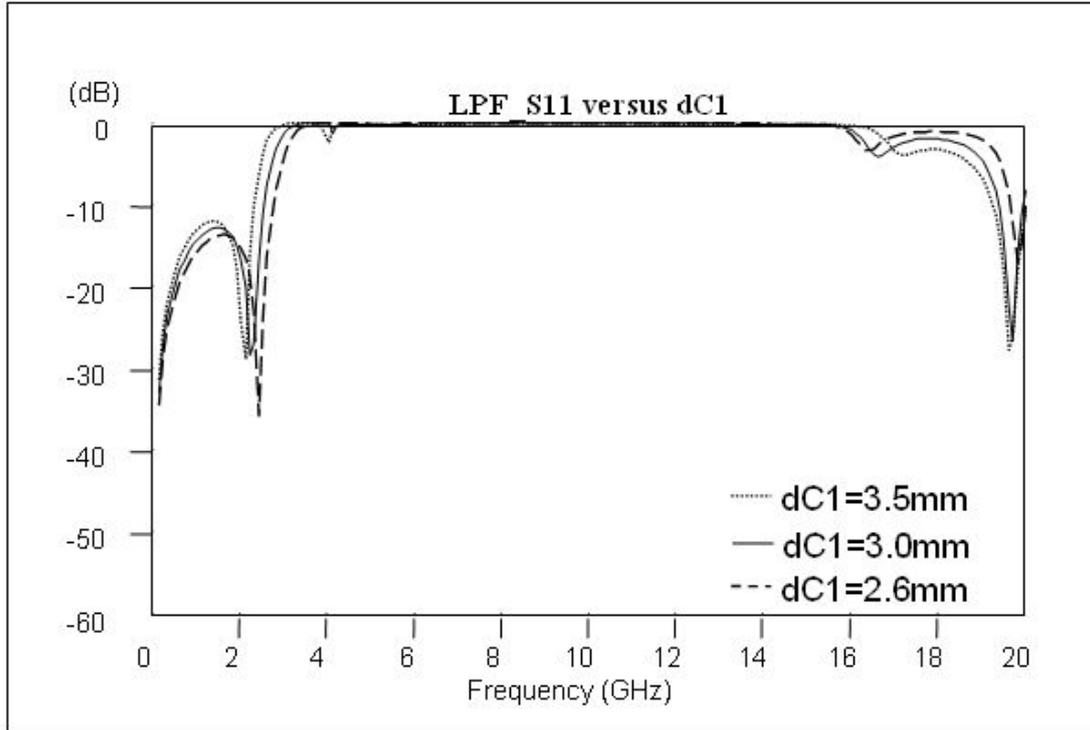
觀察圖 3.11 與圖 3.13，低阻抗傳輸線 L_d 的兩種參數 W_{c1} 與 d_{c1} 對於濾波器頻率響應的影響是很類似的。



(a)



(b)



(c)

圖 3.13 d_{c1} 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部圖 (c) S_{11}

3.6 耦合電容 C_{L1} 影響

當兩個金屬導體間的距離很近時，在導體邊緣的電磁場會因為邊際電場效應 (fringing field effect)，使得電磁場穿過旁邊的導體，這時可以視為導體間串聯著一個耦合電容。一般而言，只要金屬間的距離相對於波長越小，或發生相互耦合作用的邊緣越長，則其等效耦合電容值越大。因此只要 W_1 越小或是 d_{c2} 越長，在同樣操作頻率下，傳輸線 L_b 與傳輸線 L_d 之間的耦合電容 C_{L1} 值越大，但隨著操作頻率越高， W_1 相對於波長將越來越大，會造成耦合電容值的下降。

一開始設定 $W_1=0.2$ mm，以臨界微波電路板製作技術的極限。將 W_1 由 0.2 mm 變動到 0.6 mm，其模擬出來的低通濾波器頻率響應並無明顯差異。為了放大耦合電容 C_{L1} 對此微波電路的影響，將傳輸線 L_b 與傳輸線 L_d 之間的佈局改成圖 3.14 所示，以指叉式 (interdigital) 佈局來增強耦合電容 C_{L1} ，其中 $W_{f1}=0.26$ mm， $W_{f2}=0.23$ mm， $W_{g1}=W_{g2}=0.2$ mm，藉由改變 d_1 來增減 C_{L1} 。

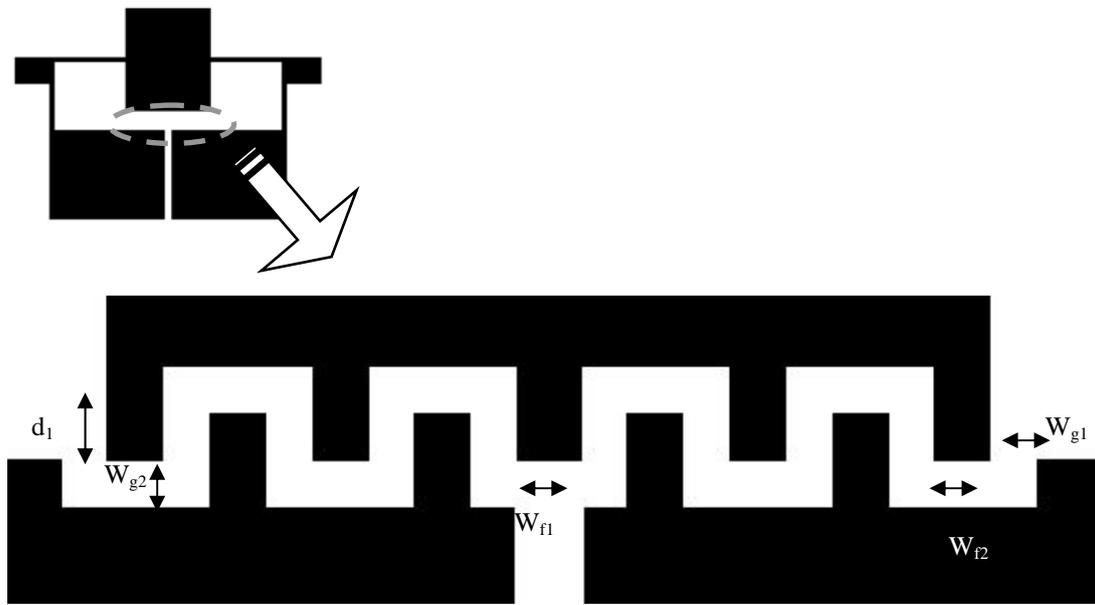
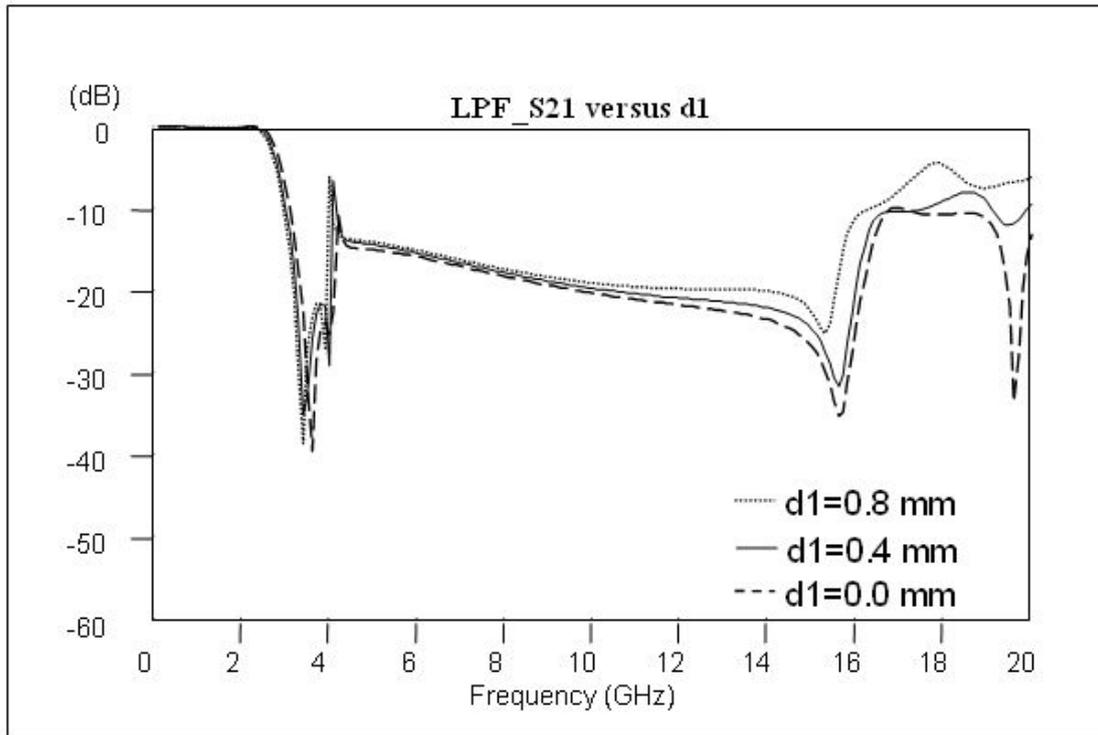


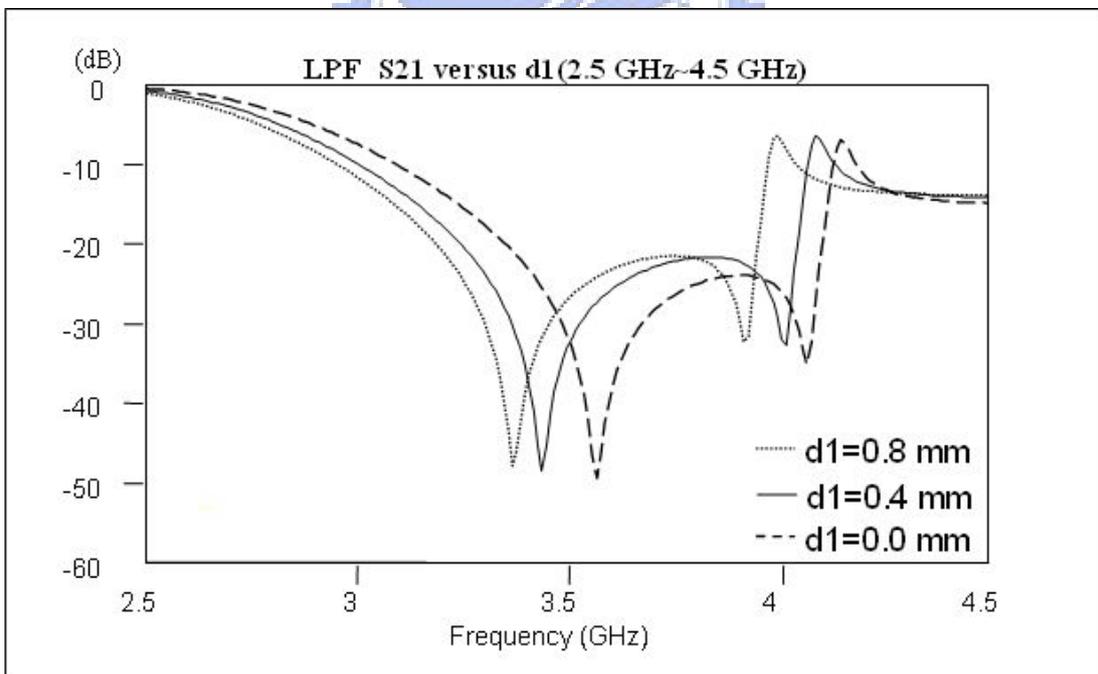
圖 3.14 傳輸線 L_b 與傳輸線 L_d 之間的指叉式佈局

當 $d_1=0.0$ mm 時，完全沒有指叉式佈局，即為原本的初始低通濾波器 ($W_1=0.2$ mm)，圖 3.15 所示為變動 d_1 從 0.0 mm、0.4 mm 到 0.8 mm 的低通濾波器頻率響應。觀察 2.5 GHz 到 4.5 GHz 的局部頻率響應(圖 3.15(b))，知道當增加耦合電容值 C_{L1} (即增加 d_1) 時， f_{3dB} 、 $zero1$ 、 $zero2$ 與 $pole2$ 都會往低頻移動，但由於 $zero2$ 與 $pole2$ 往低頻移動的速率差不多，因此兩者之間的頻率差幾乎不變，而整體的 S_{21} 就好像隨著 C_{L1} 的增加往低頻壓縮。

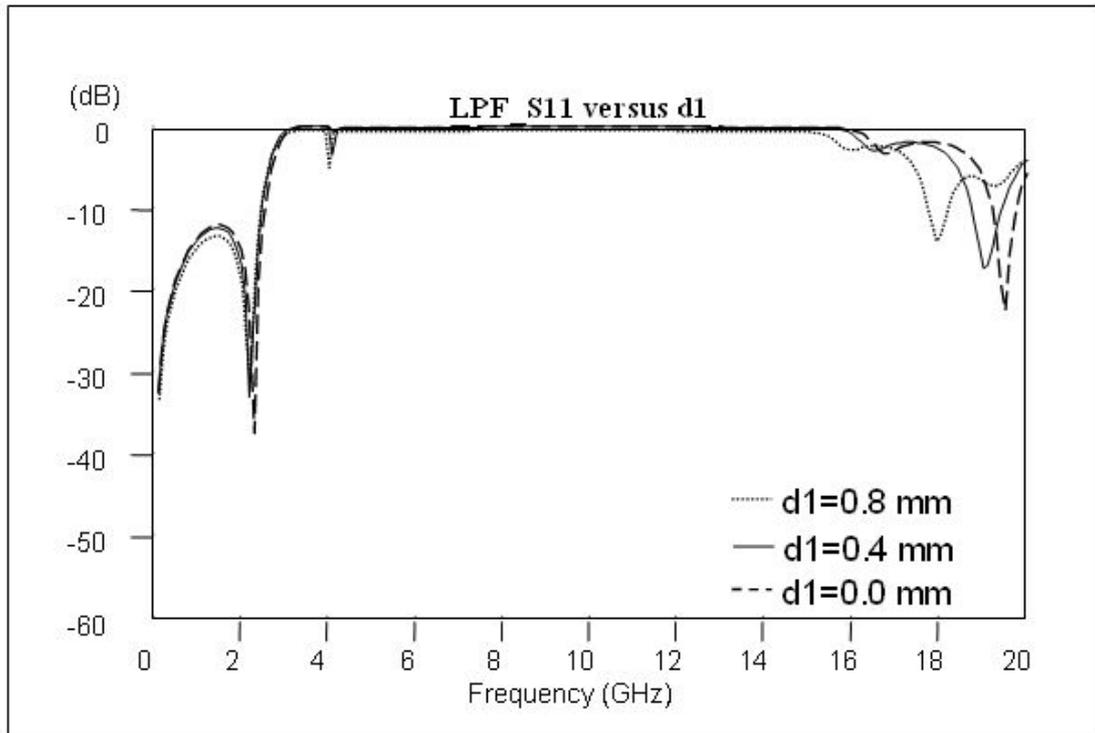
由圖 3.15(c)得知在通帶內的 S_{11} 幾乎沒有太大的變動。



(a)



(b)



(c)
圖 3.15 d_1 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部圖 (c) S_{11}

3.7 耦合電容 C_{L2} 影響

同樣的佈局問題發生在低阻傳輸線 L_d 的間隔 W_2 上，一開始設定 $W_2=0.3$ mm。由於將 W_2 由 0.2 mm 變動到 0.5 mm，模擬出來的濾波器頻率響應無明顯差異。為了放大傳輸線 L_d 間的耦合電容 C_{L2} 對濾波器的影響，將以指叉式(interdigital)佈局來增強耦合電容 C_{L2} ，兩段傳輸線 L_d 之間的佈局改成圖 3.16 所示，其中 $W_{f3}=0.21$ mm， $W_{g3}=0.2$ mm，藉由改變 d_2 來增減 C_{L2} 。

當 $d_2=0.0$ mm 時，沒有指叉式佈局，即為原本的初始低通濾波器相去不遠，圖 3.17 為變動 d_2 從 0.0 mm、0.4 mm 到 0.8 mm 的低通濾波器頻率響應圖。經由圖 3.17(b)，知道當增加耦合電容值 C_{L1} (即增加 d_1) 時， f_{3dB} 與 $zero1$ 會往低頻移動， $zero2$ 則是受到 $zero1$ 的牽引，稍微往低頻移動。與 C_{L1} 不同的是：增加 C_{L2} 並沒有改變 $pole2$ 的位置。

由圖 3.17(c)得知在通帶內的 S_{11} 也幾乎沒有太大的變動。

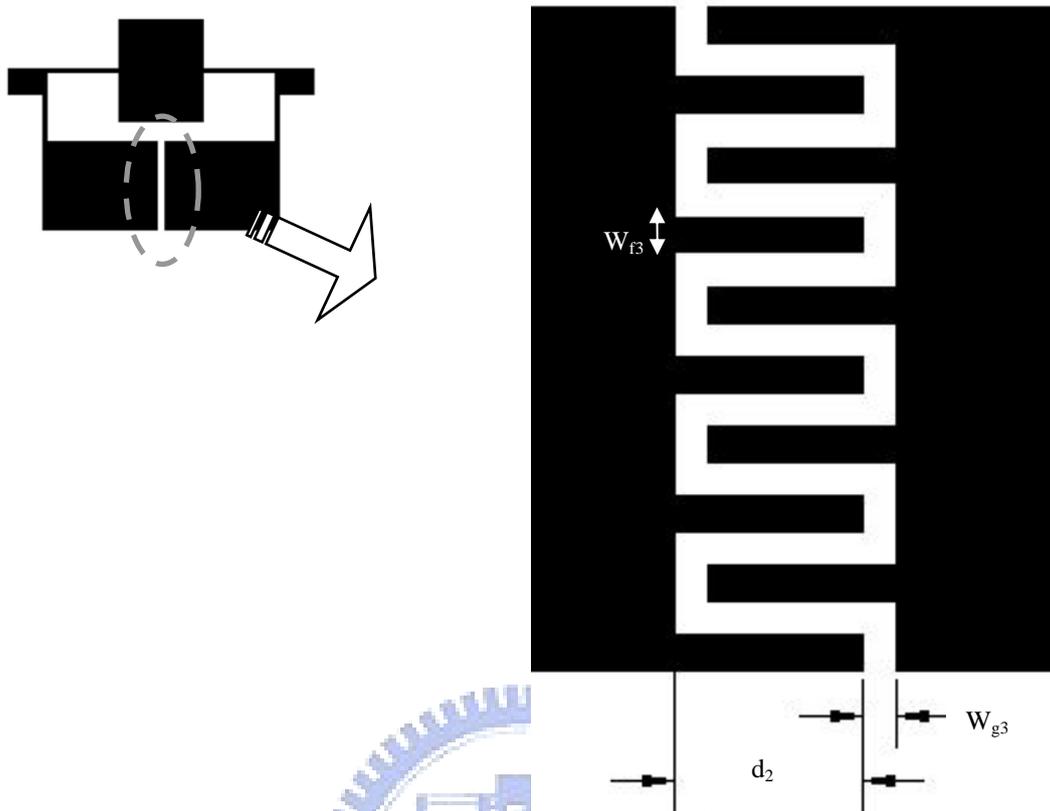
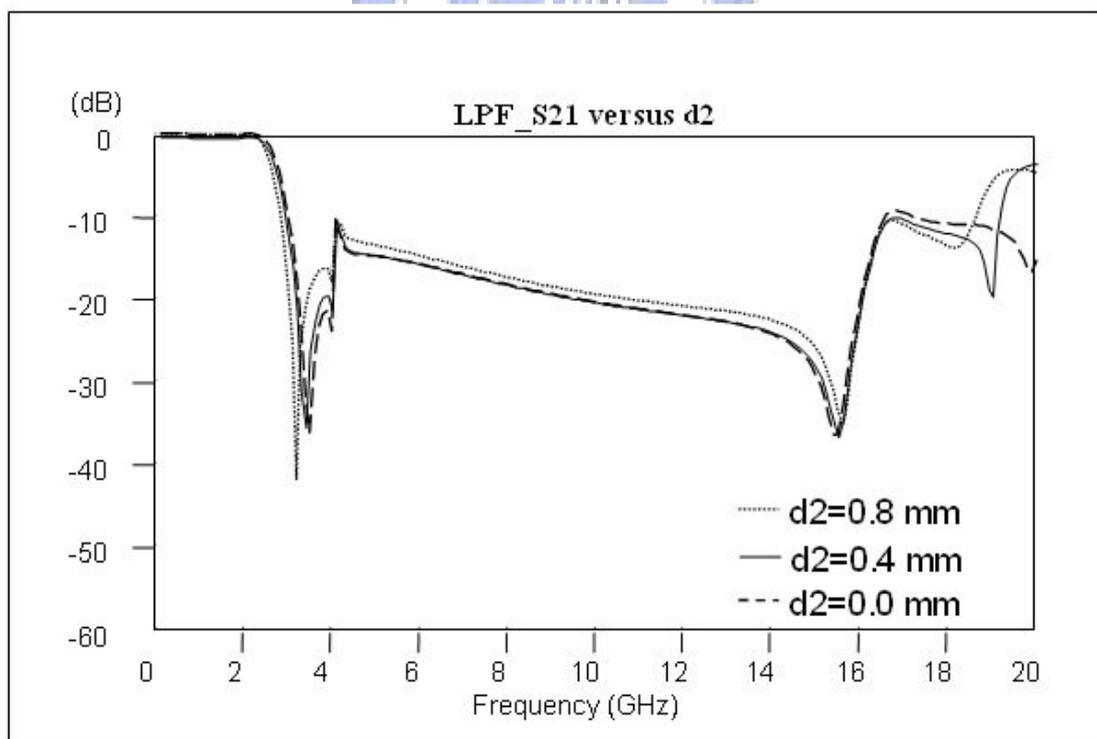


圖 3.16 傳輸線 L_d 之間的指叉式佈局



(a)

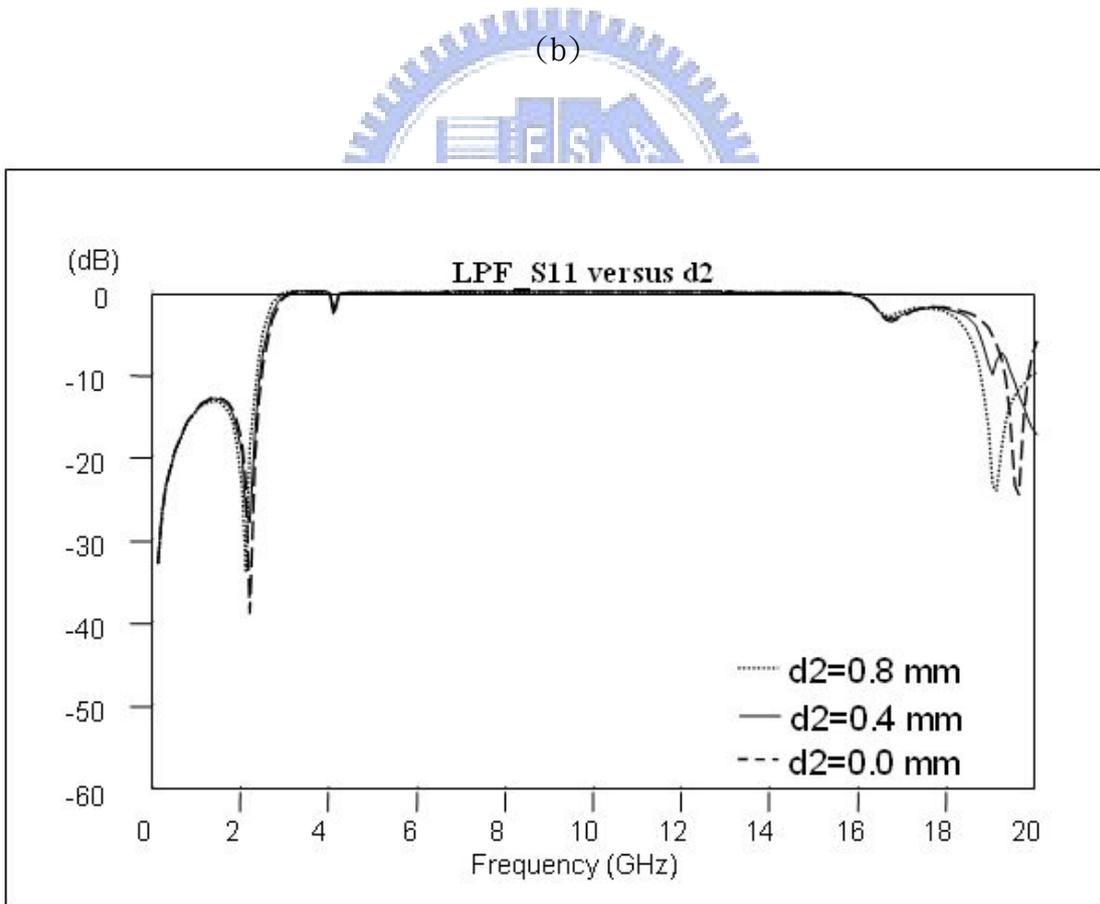
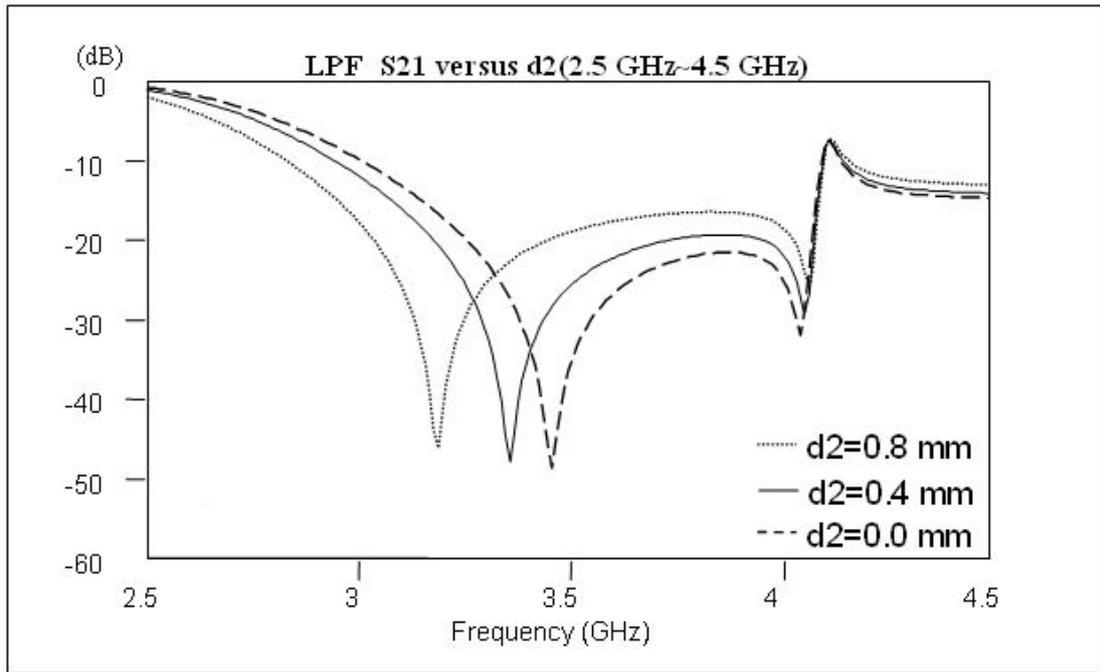


圖 3.15 d_1 變化對於濾波器頻率響應之影響 (a) S_{21} (b) S_{21} 局部放大圖 (c) S_{11}

3.8 寬截止帶低通濾波器參數綜合影響

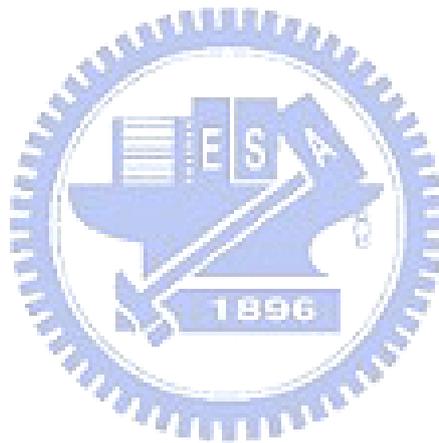
因為微波電路相當地複雜，調動一個參數對頻率響應造成的影響往往是全面的。表 3.4 列出此濾波器各個參數頻率響應的影響，經由這些資料跟電磁模擬軟體[10]的修正，即可設計出寬截止帶的低通濾波器。

		passband			stopband					
		$ S_{11} $	poleL	f_{3dB}	zero1	zero2	zero3	pole2	$ S_{21L} $	$ S_{21U} $
d_{L2}	+	--	--	-	+	X	-	-	-	+
	-	++	++	+	-	X	+	+	+	+
d_{L1}	+	-	-	--	--	--	-	-	++	-
	-	+	+	++	++	++	+	+	-	+
W_{C2}	+	++	+	X	X	-	--	--	-	-
	-	--	-	X	X	+	++	++	+	+
d_{C2}	+	+	+	+	+	X	--	--	X	X
	-	-	-	-	-	+	X	++	X	X
W_{C1}	+	+	-	--	--	--	-	-	X	X
	-	-	+	++	++	++	X	+	X	X
d_{C1}	+	+	-	--	--	--	++	-	X	+
	-	-	+	++	++	++	--	+	X	-
C_{L1}	+	-	-	-	-	-	-	-	X	+
C_{L2}	+	X	-	-	-	X	X	X	X	X

表 3.4 寬截止帶低通濾波器參數影響

在表 3.4 中，最左方欄表示各參數的增減，最上方列代表描述濾波器頻率響應的參數：在通帶內有截止頻率 f_{3dB} 、第一極點 pole1、與通帶內的 S_{11} 的振幅

$|S_{11}|$ (用以判斷通帶內的返回損耗或漣漪)，在截止帶內有第一零點 zero1、第二零點 zero2、第三零點 zero3 與第二極點 pole2，我們用 $|S_{21L}|$ 及 $|S_{21U}|$ 來描述截止帶內 pole2 到 zero3 附近的 S_{21} 振幅， $|S_{21L}|$ 表示較靠近 pole2 附近的 S_{21} 振幅， $|S_{21U}|$ 用來敘述較靠近 zero3 附近 S_{21} 的行為。



第四章 模擬與量測

(Simulation and Measurement)

本章主要是在描述此寬截止帶低通濾波器的模擬與實際量測的結果，再將兩者加以比較。本文使用 RO4003 的基板，其介電常數 $\epsilon_r=3.38$ ，板材厚度為 0.508mm，正切損耗(loss tangent)為 0.0027。以微帶線設計並實作出寬截止帶低通濾波器。依第二章的理論、第三章的資料加以修正，再使用電磁模擬軟體 IE3D[10]加以模擬設計。主要量測的儀器為向量網路分析儀 Agilent 8510C。

4.1 平行耦合電容寬截止帶低通濾波器

現今的微波電路，為了要節省電路板上的空間，會嚴格要求每個電路元件的尺寸，為了不讓濾波器的尺寸過大，將高阻抗傳輸線 L_a 彎曲，以達到節省電路面積的要求。

圖 4.1 是平行耦合電容寬截止帶低通濾波器的佈局圖，設計 3-dB 截止頻率在 2.85 GHz，高阻抗傳輸線 L_a 與 L_c 的線寬(W_{L1} 與 W_{L2})為 0.2 mm，輸入輸出埠線寬 $W_{50}=1.16$ mm 在 2.85 GHz 的特性阻抗為 50Ω 。其他的設計參數如表 4.1 所示。

參數名稱	參數值(mm)	參數名稱	參數值(mm)
d_{L1}	2.0	W_{L1}	0.2
d_{C1}	3.0	W_{C1}	3.9
d_{L2}	3.7	W_{L2}	0.2
d_{C2}	4.5	W_{C2}	4.0
W_1	0.2	W_2	0.3
W_{g4}	0.3	d_{50}	1.5

表 4.1 平行耦合電容截止帶低通濾波器參數值

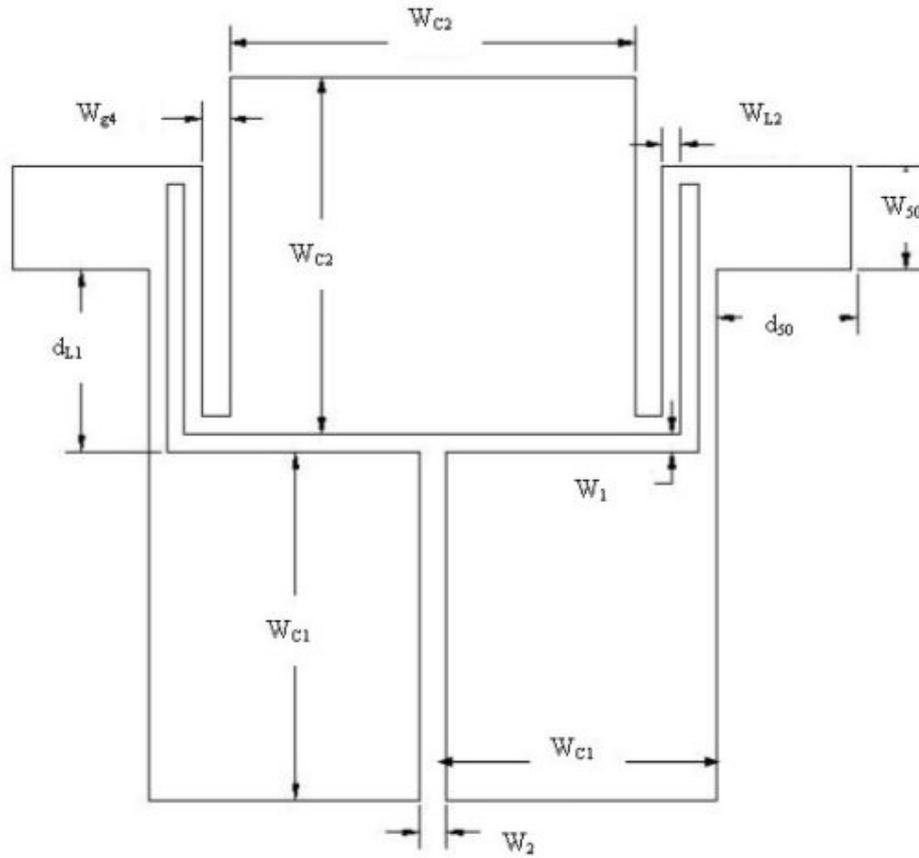
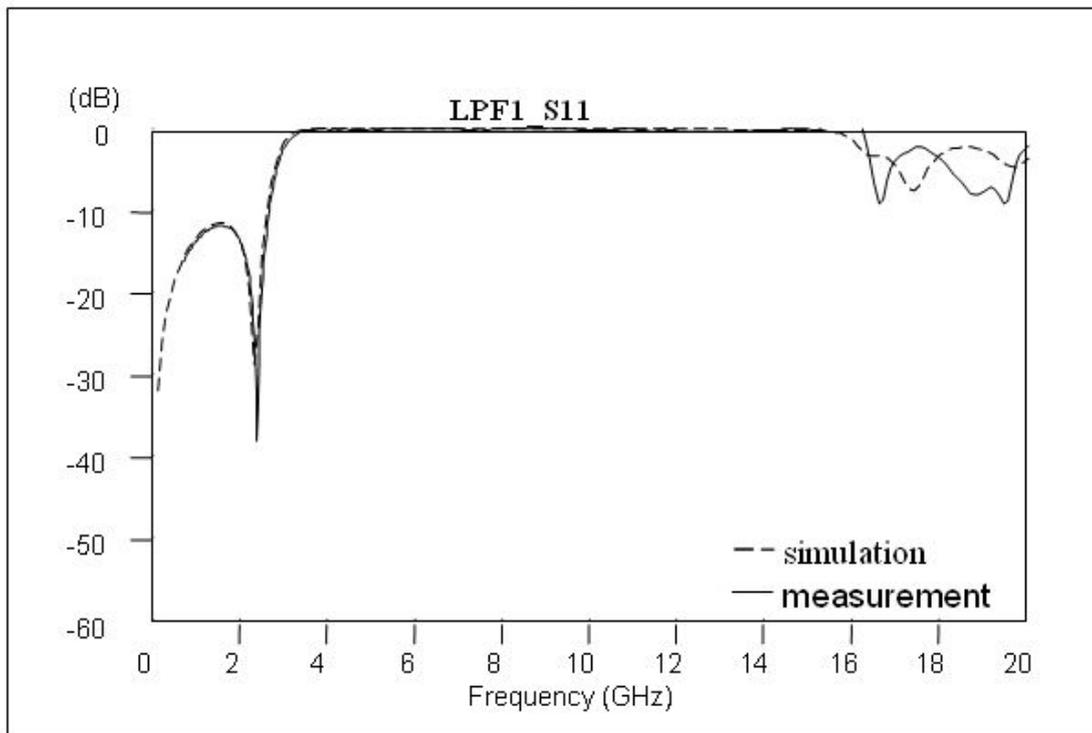
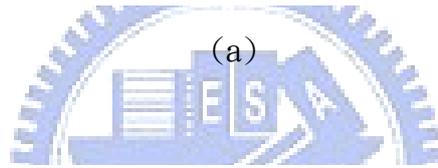
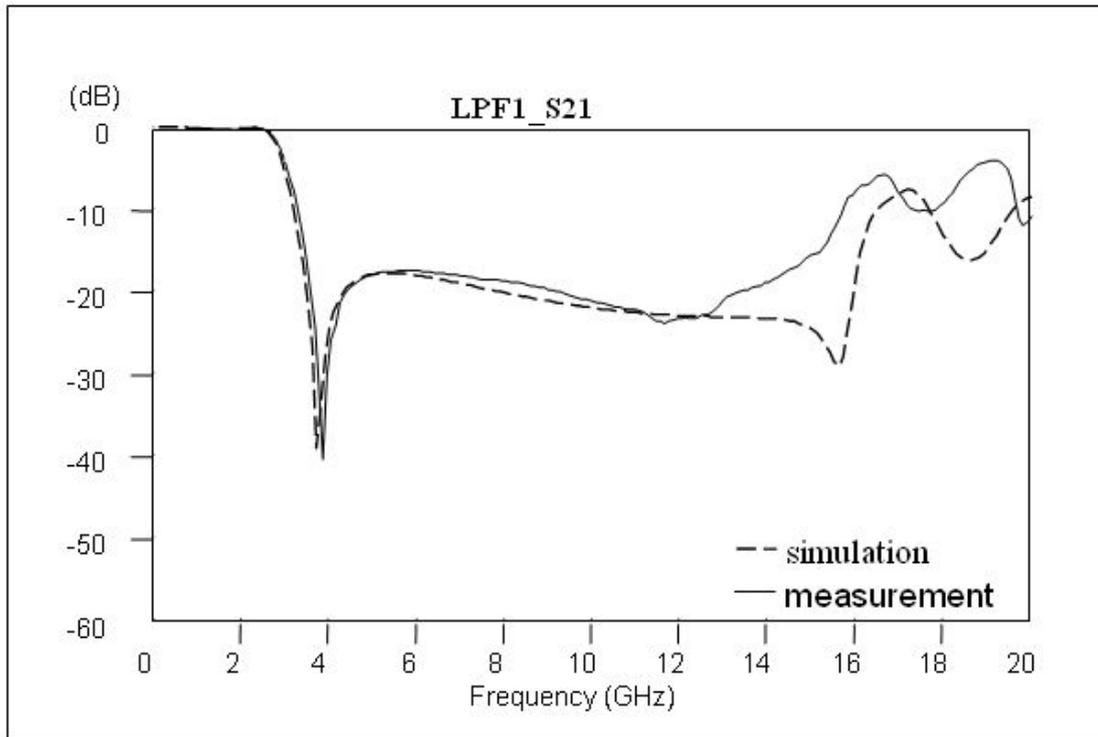


圖 4.1 平行耦合電容截止帶低通濾波器佈局圖

圖 4.2 為此濾波器所量測到的頻率響應與模擬結果的比較圖，其低頻部分都非常的吻合，漣波值小於 0.4 dB，但在高頻部分未如模擬般良好， S_{21} 在 13 GHz 後快速爬升，導致其截止帶頻寬縮小，量測結果列在表 4.2。整體尺寸大小為 $6.3 * 8.1 \text{ mm}^2$ 。

量測名稱	量測值
$f_{3\text{dB}}$	2.91 GHz
$BW_{10\text{dB}}$	3.28~15.70 GHz
$r_{10\text{dB}}$	4.27
$BW_{15\text{dB}}$	3.45~15.21 GHz
$r_{15\text{dB}}$	4.04

表 4.2 平行耦合電容截止帶低通濾波器量測結果



(b)

圖 4.2 平行耦合電容截止帶低通濾波器頻率響應 (a) S_{21} (b) S_{11}

4.2 指叉型耦合電容寬截止帶低通濾波器

第二個寬截止帶低通濾波器，將其 3-dB 截止頻率設計在 2.6 GHz，在此我們使用了指叉型電容來增加兩低阻抗傳輸線 l_d 之間的耦合電容值，用來降低其 3-dB 截止頻率，並稍調整其他參數，設計參數如表 4.3 所示，圖 4.3 為此低通濾波器的佈局圖。

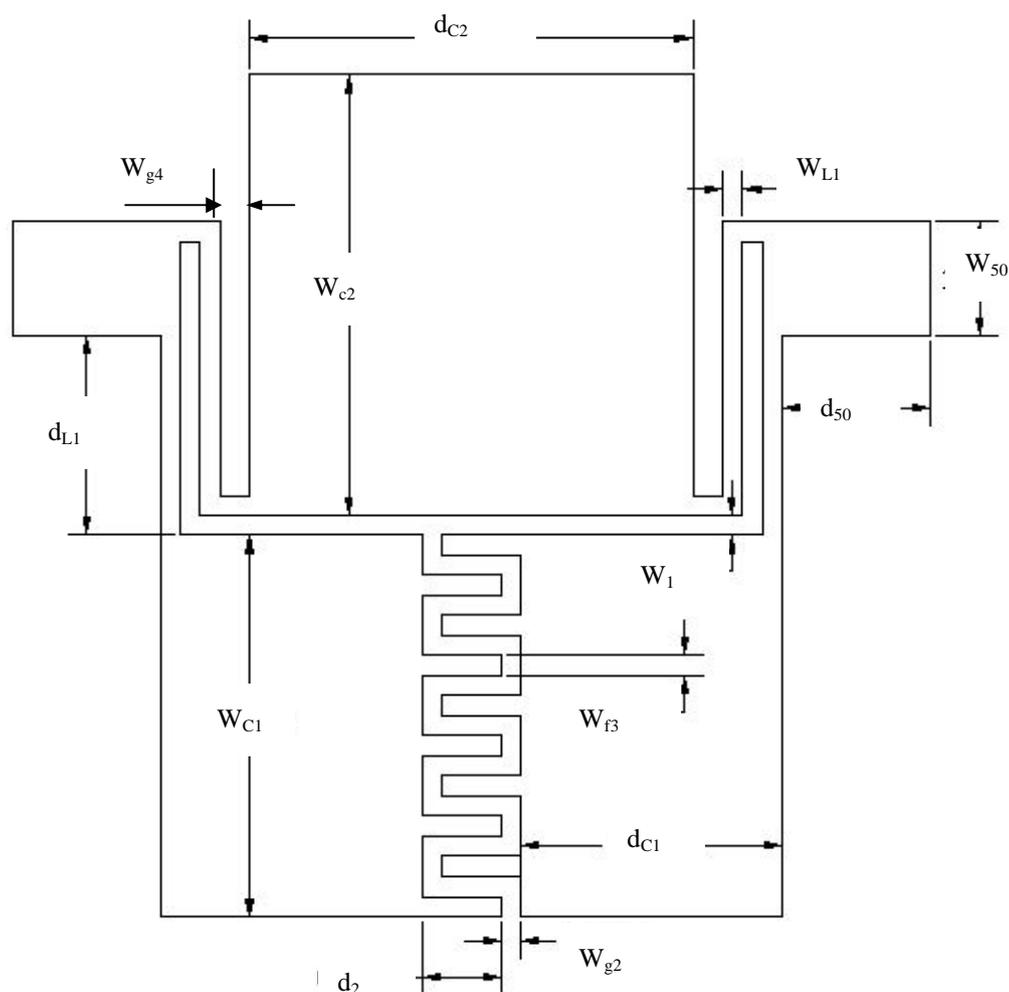


圖 4.3 指叉型耦合電容寬截止帶低通濾波器佈局圖

圖 4.4 為指叉型耦合電容寬截止帶濾波器所量測到的頻率響應與模擬結果的比較圖，整體的結果都大致吻合，3-dB 截止頻率為 2.64 GHz，漣波值小於 0.4 dB，截止帶寬度可延伸到 15 GHz 以上，其 15-dB 截止帶頻寬比達 4.6 左右，量

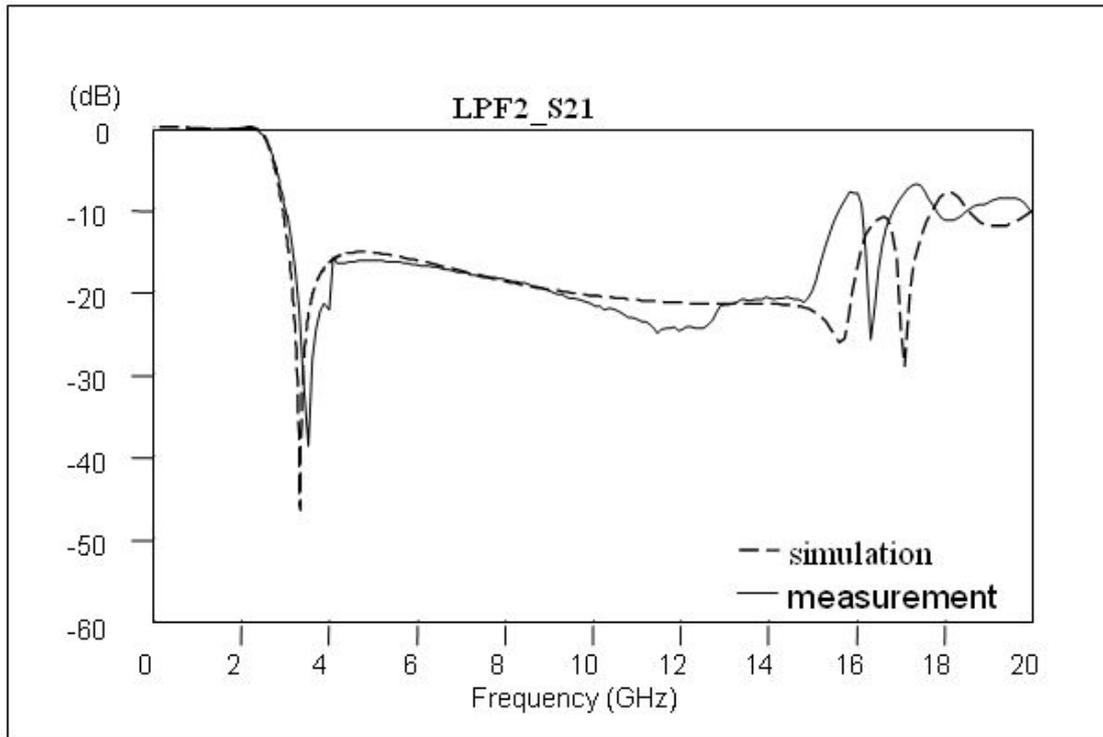
測結果列在表 4.2。整體尺寸大小為 $6.3 * 8.6 \text{ mm}^2$ 。

參數名稱	參數值(mm)	參數名稱	參數值(mm)
d_{L1}	2.0	W_{L1}	0.2
d_{C1}	2.65	W_{C1}	3.9
d_{L2}	3.7	W_{L2}	0.2
d_{C2}	4.5	W_{C2}	4.5
W_1	0.2	W_{g4}	0.3
W_{f3}	0.21	W_{g2}	0.2
W_{50}	1.16	d_{50}	1.5

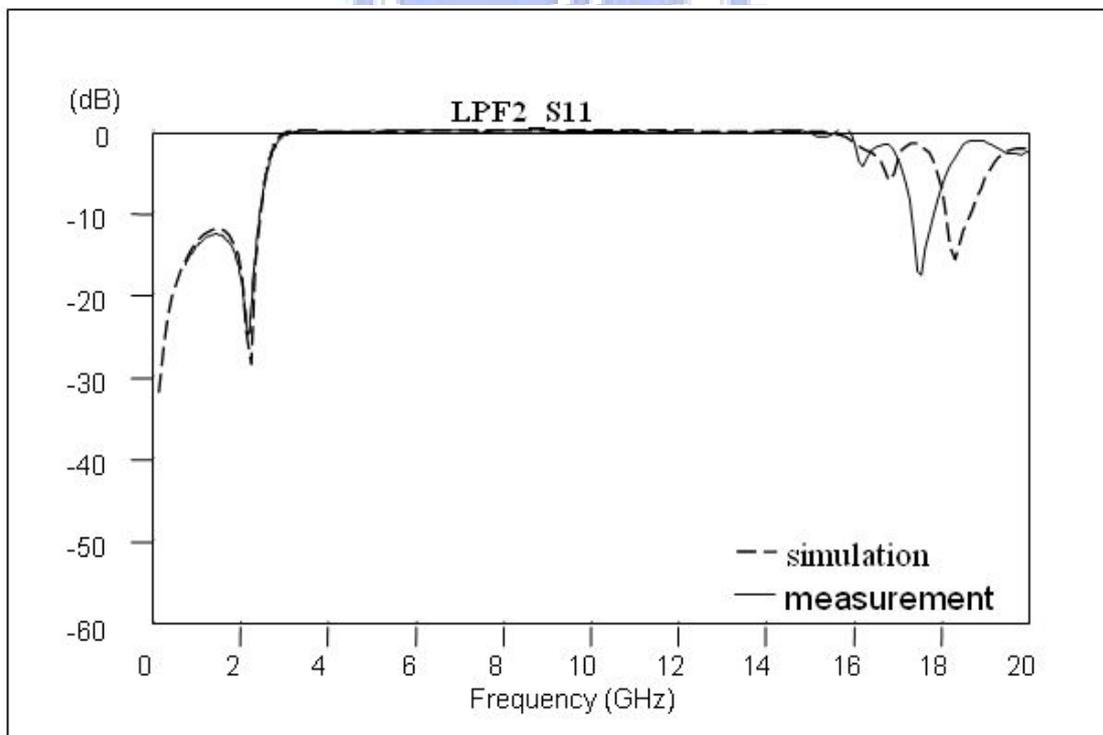
表 4.3 指叉型耦合電容寬截止帶低通濾波器參數值

量測名稱	量測值
f_{3dB}	2.64 GHz
BW_{10dB}	2.96~15.61 GHz
r_{10dB}	4.79
BW_{15dB}	3.13~15.24 GHz
r_{15dB}	4.59

表 4.4 指叉型耦合電容寬截止帶低通濾波器量測結果



(a)



(b)

圖 4.4 指叉型耦合電容寬截止帶低通濾波器頻率響應 (a) S_{21} (b) S_{11}

第五章 結論

(Conclusion)

本論文從傳統的步階阻抗式低通濾波器出發，利用傳輸線間耦合電容的作用達到縮小化的目的。

由於現在的微波電路越作越小，電磁場在傳輸線間的行為日益複雜，我們可以利用第二章所提及平行共振電路的原理，先初步設計出一個初始低通濾波器，再運用第三章所整理各個濾波器參數對頻率響應的影響，對傳輸零點與極點進行調整，使得零點與極點相消，來達到寬截止帶頻率響應的效果。而模擬與量測結果也大致相符，其 15-dB 截止帶頻寬比都可超過 4，對於壓抑高頻的次諧波有很大的幫助。

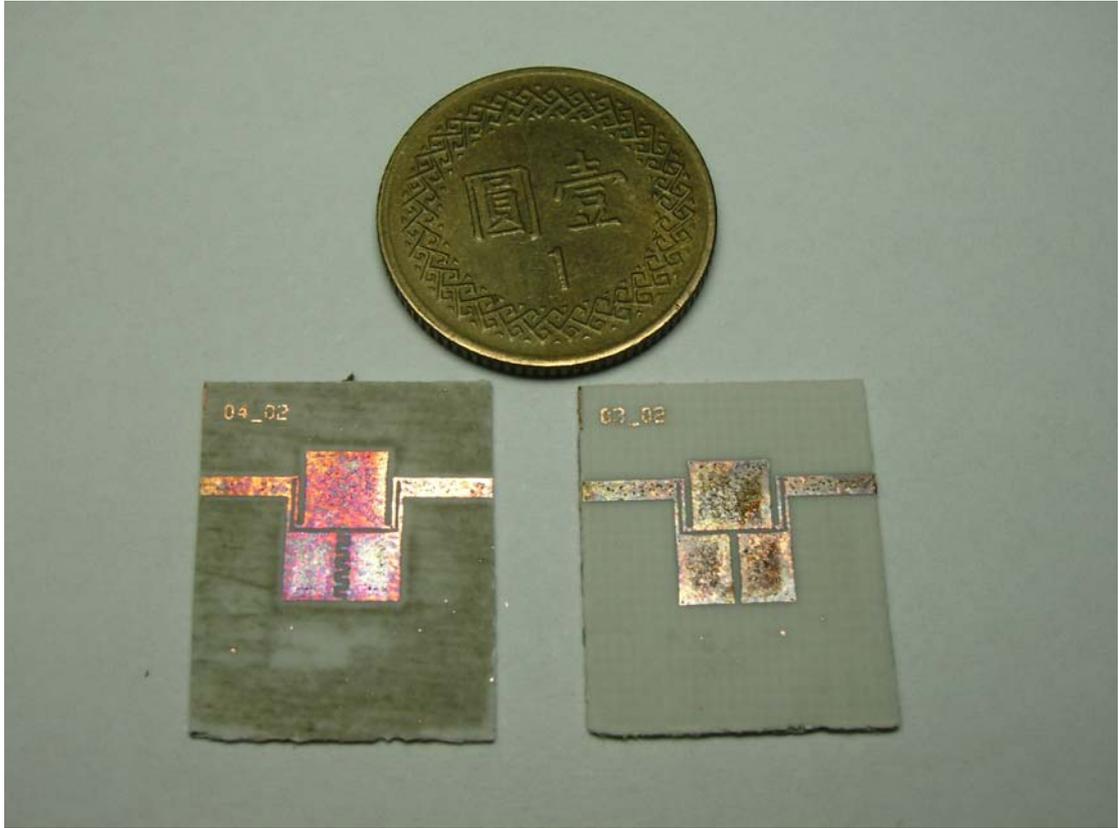
在功率消耗方面，由於使用了傳輸線間的耦合電容來代替集總元件，故在較高頻的截止頻率下，其通帶內的介入損耗也可以較少。



參考文獻

- [1] D. M. Pozer, *Microwave Engineering*, New York: John Wiley & Sons, 3rd ED., ch. 2, ch. 4, ch. 6, and ch. 8, 2003.
- [2] J.-W. Sheen, “A compact semi-lumped low-pass filter for harmonics and spurious suppression,” *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp.92-93, Mar. 2000.
- [3] 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.*, pp. 1127-1130. 1999.
- [4] J.-T. Kuo and J. Shen, “A compact distributed low-pass filter with wide stopband” , in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 1, 2001, pp.330-333.
- [5] L.-H. Hsieh and K. Chang, “Compact low-pass filter using stepped-impedance hairpin resonators” , *Electronics Letters*, vol. 37, pp.899-900, Jul. 2001.
- [6] Chen, J.-X. Xue, Q., “Compact microstrip low-pass filter with suppression of spurious response”, in *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 153, pp.432 – 434, Oct. 2006.
- [7] 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.
- [8] W.-H. Tu and K. Chang, “Compact microstrip low-pass filter with sharp rejection,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, pp.404-406, June 2005.
- [9] Joseph F. White, *High Frequency Techniques*, WILEY-INTERSCIENCE, 3rd ED., ch. 4, 2003.
- [10] Zeland Software Inc., IE3D Simulator, Jan. 1997.

附錄
(實作照片)



具寬截止頻帶低通濾波器實作圖 (左)指叉型耦合電容 (右)平行耦合電容