

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

具有寬截止頻帶與平坦群延遲

之寬頻帶通濾波器



Wideband Bandpass Filters

with Wide Stopband and Flat Group Delay

研究生：劉懿萱

指導教授：張志揚 博士

中華民國 一百年 七月

具有寬截止頻帶與平坦群延遲之寬頻帶通濾波器

Wideband Bandpass Filters with Wide Stopband and Flat
Group Delay

研究生：劉懿萱

Student: Yi-Hsuan Liu

指導教授：張志揚 博士

Advisor: Chi-Yang Chang



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of Master of Science

in

Communication Engineering

July 2011

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 一百年 七月

具有寬截止頻帶與平坦群延遲之寬頻帶通濾波器

研究生：劉懿萱

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程研究所

摘 要

本論文主題是利用鼠競環搭配數節短路殘段和數節開路殘段的架構，設計偶數階和奇數階的柴氏響應寬頻帶通濾波器，並具有平坦群延遲特性和寬截止頻帶，其中心頻率為 3GHz，比例頻寬可達 100%。

首先，藉由濾波器函數合成和電路分析，設計寬頻帶通濾波器的各段傳輸線阻抗，並求得此結構的零點位於虛頻率軸上，因此能使群延遲平坦。再運用等效電路的方法設計此寬頻帶通濾波器各段傳輸線之步階阻抗架構，以達到寬截止頻帶的效果，更能有效縮小電路面積。在電路佈局方面，利用共平面波導(CPW)，設計 50Ω 輸入端與輸出端饋入結構，電路則以共平面帶線(CPS)實踐，板材使用厚度為 15 毫英寸，介電係數為 9.8 之陶瓷基板(Al_2O_3)。

Wideband Bandpass Filters with Wide Stopband and Flat Group Delay

Student : Yi-Hsuan Liu

Advisor : Dr.Chi-Yang Chang

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

This thesis uses wideband hybrid ring with short and open stubs to design even and odd mode Chebyshev wideband filters. The characteristics of the wideband filters include wide stopband and flat group delay. The filters in this thesis are operated at central frequency 3GHz with nearly 100% bandwidth.

According to the synthesized filtering functions and by analyzing the corresponding circuit, the impedance of each transmission line section can be determined. The circuit shows pairs of pure-imaginary transmission zeros that can improve the group delay flatness. Using equivalent circuit designs stepped impedance structure of wideband filters for wide stopband and miniature size. All of the circuits are fabricated on Al_2O_3 substrate with dielectric constant 9.8 and 15mil thickness. We utilize coplanar waveguide (CPW) structure for 50Ω input and output ports, and use coplanar stripline (CPS) implementation.

Acknowledgement

誌 謝

還記得剛上研究所時，一切既新鮮又具有挑戰性，不論是課業還是研究都比大學的時候豐富許多。然而時光飛逝，轉眼間到了要離開交大的時候了，要離開這個生活六年的校園，揮別學生的身分，心中感到十分的不捨。

本篇論文得以順利完成，首先要感謝我的指導教授張志揚老師。從大三專題到碩二的研究，都承蒙老師教導和照顧，讓我累積了許多微波方面的知識和實作經驗，當遭遇困難時，老師總會耐心回答我的疑問，而老師也十分樂於跟我們分享各種生活經驗，並在作人處事上為我們樹立良好的典範。感謝建育學長，總是不厭其煩的講解我不懂之處，並提出許多令我豁然開朗的想法。感謝益廷、正憲、昫緯等博班學長，總是耐心的幫大家解決各種病灶，並且附上細心的講解。感謝97的學長姊佩潔、揚達和聖智，讓我碩一的生活多彩多姿。謝謝維欣跟我躲在小空間裡一起偷看電視一起聊天，幫我思考解決問題的方法，請繼續電爆大家唷！再來感謝實驗室的學弟妹仕鈺、祥容、義傑和梓淳為大家帶來歡樂，且在口試前幫了我們許多忙。；最後感謝一起打拼的夥伴們，謝謝宛蓉跟我一起從作專題努力到現在，在我很忙碌的時候，貼心的幫我處理瑣事；謝謝鵬達雖然愛跳針讓我們又好氣又好笑，但卻認真負責又細心；謝謝你們兩個陪我走過這一年忙碌的日子，希望我們之後工作順利。

感謝我的大學同學小花、阿將、小蘋、派派、喔拉一家、胖胖、咪哭、阿澤、華山等等族繁不及備載，謝謝你們從大學以來一直的陪伴，讓我在交大留下許許多多璀璨的回憶，一路上有你們真好。感謝小佳，我們一起在風城生活的這麼多年，因為有妳一切變得更美好。感謝綠豆，謝謝你包容我，陪我走過一切酸甜苦辣，一起面對各種挑戰。當然，一定要感謝我親愛的爸爸媽媽，謝謝你們給我避風港，讓我這艘小船能在走累時能安穩的停靠，並鼓勵我勇敢去迎接明天的挑戰。

要感謝的人太多，只好感謝天吧，謝謝您賜給我的一切的幸福與磨練！

目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
致謝	III
目 錄	IV
表 目 錄.....	V
圖 目 錄.....	VI
第一章 前言.....	1
第二章 理論.....	4
2.1 低通濾波器至帶通濾波器之轉換.....	4
2.2 廣義柴氏濾波器函數合成.....	5
2.2.1 二埠網路的穿透參數 $S_{21}(s)$ 和反射參數 $S_{11}(s)$ 多項式化.....	6
2.2.2 交替極點方法.....	9
2.2.3 多項式 $P(s)$ 和 $F(s)$	9
2.2.4 多項式 $E(s)$	11
2.4 步階阻抗(SIR).....	12
第三章 設計與模擬.....	15
3.1 具有平坦群延遲之寬頻帶通濾波器合成.....	15
3.1.2 偶數階寬頻帶通濾波器.....	16
以四階濾波器為例，合成四階濾波器之特性：.....	16
3.1.3 奇數階寬頻帶通濾波器.....	22
以五階濾波器為例，合成五階濾波器之特性：.....	22
3.2 寬截止頻帶之設計方法.....	26
3.2.1 偶數階寬截止頻帶設計.....	27
3.2.2 奇數階寬截止頻帶設計.....	30
第四章 佈局與實作.....	33
4.1 四階濾波器.....	33
4.2 五階濾波器.....	39
第五章 結論.....	44
參考文獻.....	45

表 目 錄

表 3.1 當零點固定($k=1$)時，改變 L_R 所對應之各參數值.....	17
表 3.2 四階寬頻帶通濾波器各個參數結果.....	21
表 3.3 當頻寬固定時，改變 k 所對應之各參數值.....	25
表 3.4 五階寬頻帶通濾波器各個參數結果.....	26
表 3.5 鼠競環 SIR 的阻抗值和電氣長度	28
表 3.6 殘段 SIR 的阻抗值和電氣長度	28
表 3.7 五階 SIR 的阻抗值和電氣長度	30
表 4.1 四階 ABCDE 各區塊所對應之阻抗、線寬與線距.....	34
表 4.2 四階之各段線長.....	34
表 4.3 四階 EM 模擬與實際量測之各參數比較.....	37
表 4.4 四階改良架構之各段線長.....	38
表 4.5 四階改良架構之 EM 模擬之各參數.....	39
表 4.6 五階 ABCDEF 各區塊所對應之阻抗、線寬與線距.....	40
表 4.7 五階之各段線長.....	40
表 4.8 EM 模擬與實際量測之各參數比較.....	43

圖目錄

圖 2.1 頻率響應 (a)低通頻域 (b)帶通頻域	4
圖 2.2 二埠網路.....	6
圖 2.3 在複數平面上當 s 為任意頻率時， $S_{21}(s)$ 、 $S_{11}(s)$ 和 $S_{22}(s)$ 多項式分子的角度：(a) 傳輸零點對 (b) $S_{11}(s)$ 和 $S_{22}(s)$ 的零點.....	8
圖 2.4 步階阻抗架構.....	13
圖 2.5 共振條件圖.....	13
圖 3.1 傳輸零點位於實頻率軸上.....	15
圖 3.2 傳輸零點位於無限遠處.....	15
圖 3.3 傳輸零點位於虛頻率軸上.....	15
圖 3.4 不同位置零點之群延遲比較.....	16
圖 3.5 不同反設損耗所對應之群延遲圖.....	17
圖 3.6 四階寬頻帶通濾波器架構.....	18
圖 3.7 具有虛頻率軸零點的四階寬頻帶通濾波器之 (a)偶模架構 (b)奇模架構	19
圖 3.8 四階寬頻帶通濾波器 S 參數	21
圖 3.9 四階寬頻帶通濾波器群延遲.....	21
圖 3.10 五階寬頻帶通濾波器架構.....	22
圖 3.11 具有虛頻率軸零點的五階寬頻帶通濾波器之 (a)偶模架構 (b)奇模架構	23
圖 3.12 不同 k 對群延遲作圖.....	25
圖 3.13 五階寬頻帶通濾波器 S 參數	26
圖 3.14 五階寬頻帶通濾波器群延遲.....	26
圖 3.15 (a)長為 θ 之傳輸線 (b) 長為 θ 的傳輸線之步階阻抗等效電路.....	27

圖 3.16 具有寬截止頻帶之四階寬頻帶通濾波器的架構.....	29
圖 3.17 具有寬截止頻帶之四階寬頻帶通濾波器的 S 參數模擬	29
圖 3.18 具有寬截止頻帶之四階寬頻帶通濾波器的群延遲模擬.....	30
圖 3.19 具有寬截止頻帶之五階寬頻帶通濾波器的架構.....	31
圖 3.20 具有寬截止頻帶之五階寬頻帶通濾波器的 S 參數模擬	32
圖 3.21 具有寬截止頻帶之五階寬頻帶通濾波器的群延遲模擬.....	32
圖 4.1 四階架構的佈局圖.....	33
圖 4.2 四階通帶 S 參數之模擬與量測比較	35
圖 4.3 四階之通帶群延遲 EM 模擬與量測比較.....	35
圖 4.4 四階 S 參數 EM 模擬與實際量測之比較	36
圖 4.5 四階實作電路圖.....	36
圖 4.6 四階改良架構的佈局圖.....	37
圖 4.7 四階改良架構之 S 參數 EM 模擬	38
圖 4.8 四階改良架構之通帶群延遲 EM 模擬.....	39
圖 4.9 五階架構的佈局圖.....	39
圖 4.10 五階通帶 S 參數之模擬與量測比較	41
圖 4.11 五階之通帶群延遲 EM 模擬與量測比較.....	41
圖 4.12 五階 S 參數 EM 模擬與實際量測之比較	42
圖 4.13 五階實作電路圖.....	42

第一章 前言

隨著無線通訊系統的快速進步，各種多頻帶與寬頻技術也隨之成長，因此各種通訊系統的基本元件，如功率放大器、混頻器、天線和濾波器等，有朝著寬頻設計的趨勢。而寬頻系統的發展，也讓這些元件漸漸傾向具有小面積、平坦群延遲及截止頻帶之阻隔性等特性，這些規格的要求，使得寬頻帶通濾波器的設計成為極重要的課題。

寬頻電路的設計隨著科技的進步而蓬勃發展，延伸出各種設計寬頻濾波器的方法。如[1]將共平面波導之低通和高通週期架構串接，可達到寬頻帶的效果，而在[2]之中為了節省電路所占的空間，可將低通和高通濾波器組合在一起。[3]在輸入與輸出埠的部分利用平行耦合線設計串接結構，中間電路串聯一多模共振腔，配合平行傳輸線能產生傳輸極點的特性，達到寬頻且平整的響應。亦可將平行耦合線之背面接地金屬部分挖空增加耦合量，並利用串接形式達到寬頻帶[4]。利用平行三耦合線的耦合區域，增強共振腔的耦合能力，使得帶通濾波器具有寬頻響應[5]。從[6]中我們可觀察到，若將平行耦合線的地設計成特定圖樣，可使耦合量增強以設計寬頻濾波器。[7]將其中短路殘段之末端相連，在通帶兩側產生傳輸零點，並在輸入與輸出埠設計一段平行耦合線，利用其交錯耦合特性在寬頻帶兩側產生多個零點，達到良好的頻帶選擇性。[8]以微帶線與微帶線間的一層狹槽達到寬邊耦合，並利用雙層寬邊耦合結構達到寬頻，此外三層之形狀皆為橢圓形，由橢圓面與面之間的耦合量來控制頻寬和耦合深度。[9]利用 T 型共振腔之開路殘段部分與四分之一波長短路殘段的寬邊耦合達到寬頻，再利用寬邊耦合之四分之一波長耦合線和一段額外之末端短路的四分之一波長平行耦合線，在通帶兩側產生零點，此電路使用低溫共燒陶瓷(LTCC)技術實作，具有十分寬頻的效果，唯一缺點為截止頻帶略不夠寬。

為了能使寬頻濾波器具有寬截止頻帶，各界提出了許多方法。比如串接低通

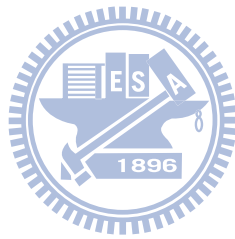
濾波器與高通濾波器，利用高通濾波器之特性使得低頻具有截止效應，而低通濾波器可抑制高頻響應以達到寬截止頻帶[10]。利用平行和非平行兩種新耦合結構，在偽頻處產生零點以消除二倍頻和三倍頻響應，以達到寬截止頻帶的效果[11]。[12]利用指叉式的耦合方式對[3]之架構作變更，使其頻寬更寬，並將其多模共振腔更用三個不同之步階阻抗共振腔串連，以達到寬截止頻帶[13]。[14]提出兩種 EBG 架構，並將其嵌入開路共振器中，而適當調整共振器的長度，可使截止頻域落在通帶外，另外輸入和輸出埠的平行耦合架構，可增加中心頻的耦合量。[15]以四分之波長步階阻抗(SIR)共振腔和帶止嵌入式共振腔架構，也可達到寬截止頻帶的帶通濾波器之目的，其中四分之波長 SIR 共振腔能將倍頻推至較高頻域，而帶止結構能抑制較低的偽頻。[16]利用共平面波導四分之波長步階阻抗加上空橋(air-bridge)結構，縮小面積並抑制較低的倍頻，而在輸入和輸出埠的部分，採取微帶線轉共平面波導的轉換架構耦合方式，抑制較高的偽頻。[17]分析電路奇偶模，以微帶線個別設計成寬頻帶通濾波器。

以上利用單層、多層和共燒陶瓷架構實現寬頻通帶和寬截止頻帶之設計，都有其長處。然而若採取單層板中的平行耦合方式，當阻抗太高或是需要極強耦合時會造成兩線間的間距過窄導致實作困難，以至於難以達到寬頻。另外，串接寬頻帶止濾波器的方式會使電路面積增大，而多層和共燒陶瓷架構則在製作過程上較為繁雜。

為了考量寬頻帶通濾滤波器的小面積、平坦群延遲和截止頻帶之阻隔性，本論文作了以下的設計。首先，藉由短路殘段和開路殘段的設計，使得成對的零點出現在虛頻率軸上，因此能使群延遲平坦，並根據一系列的合成和推導，以設計偶數階和奇數階的濾波器架構，其中偶數階以四階為例，奇數階以五階為例。而零點位置、頻寬和漣波位準，可固定其一以自由選擇另外二者。此外，由於傳輸線具有周期特性，因此我們希望能利用步階阻抗結構消除偽頻訊號，並縮小其電路，以達到更好的訊號傳輸效果。在板材方面使用厚度為 15 毫英寸(mil)，介電係數為 9.8 之陶瓷基板(Al_2O_3)，輸入與輸出埠以共平面波導設計饋入結構，其餘

電路皆以共平面帶線佈局。

本論文將在第二章闡述設計此濾波器的背景知識與理論，包括頻域轉換和Cameron 濾波器函數的合成及步階阻抗之應用；第三章利用 Matlab 程式求出理論的電路參數，進而用 ADS 做理想電路的模擬等設計流程與方法，皆作了詳細的介紹；第四章加以說明電路的佈局與實作，以及對兩者間的差異作比較；最後，第五章為本論文的結論。



第二章 理論

2.1 低通濾波器至帶通濾波器之轉換

為了設計濾波器，我們可將頻率轉換以符合要求。由圖 2.1 可觀察到濾波器在兩種頻域的傳送參數 $|S_{21}|$ 頻率響應，其中 ω 為帶通濾波器之操作頻率，而 Ω 為低通濾波器雛型之正規化頻率，頻率映像函數如(2-1)。

$$\Omega = -\delta \cdot (\tan \theta)^{-1}, \quad \theta = \frac{\pi}{2} \times \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2-1)$$

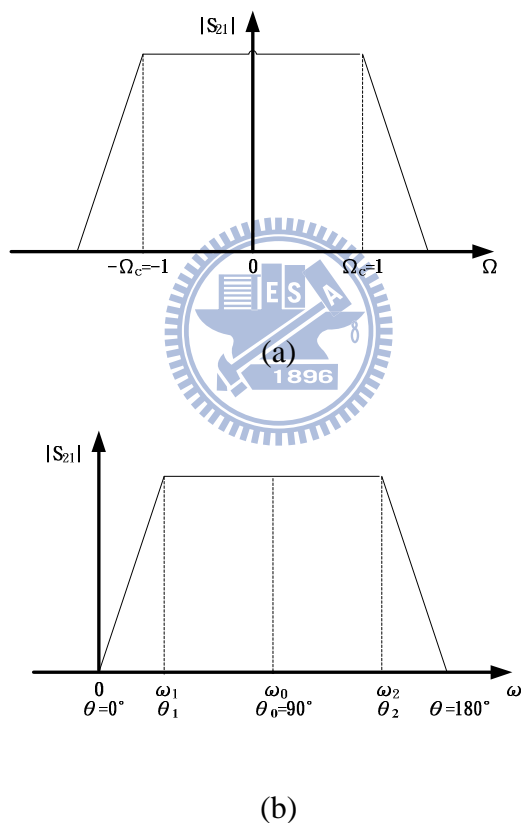


圖 2.1 頻率響應 (a)低通頻域 (b)帶通頻域

其中 ω_0 為帶通濾波器的中心頻率， δ 為低通至帶通轉換的比例因數。由圖 2.1，低通頻域的截止頻率 $-\Omega_c$ 和 Ω_c ，須利用(2-2)和(2-3)對應至帶通濾波器的截止頻率 ω_1 和 ω_2 ，其中 ω_0 為中心頻如(2-4)。

$$-\delta \cdot \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_0}\right) = -\Omega_c = -1 \quad (2-2)$$

$$-\delta \cdot \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_0}\right) = \Omega_c = 1 \quad (2-3)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad (2-4)$$

接著，利用(2-5)和(2-6)我們可得到 δ 的值如(2-7)，而 $W = \omega_2 - \omega_1$ 為帶通濾波器之通帶頻寬。再將(2-7)代入(2-1)，我們可得到完整的頻率映像函數如(2-8)，並進而求得低通頻域之有限個傳輸零點如(2-9)。

$$\delta \cdot \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{2\omega_1}{\omega_1 + \omega_2}\right) = \delta \cdot \tan\left[\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2\omega_1}{\omega_1 + \omega_2}\right)\right] = \delta \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1 + \omega_2}\right) = 1 \quad (2-5)$$

$$\delta \cdot \cot\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{2\omega_2}{\omega_1 + \omega_2}\right) = \delta \cdot \tan\left[\frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{2\omega_2}{\omega_1 + \omega_2}\right)\right] = \delta \cdot \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1 + \omega_2}\right) = -1 \quad (2-6)$$

$$\delta = \frac{1}{\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1 + \omega_2}\right)} = \frac{1}{\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{W}{2 \cdot \omega_0}\right)} \quad (2-7)$$

$$\Omega = -\frac{1}{\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{W}{2 \cdot \omega_0}\right)} \cdot (\tan \theta)^{-1} \quad (2-8)$$

$$\Omega_z = -\delta \cdot (\tan \theta)^{-1} = \{-\delta \cdot r_1^{-1}, -\delta \cdot r_2^{-1}, \dots, -\delta \cdot r_n^{-1} \mid n \in N\} \quad (2-9)$$

2.2 廣義柴氏濾波器函數合成

低通頻域之廣義柴氏濾波器函數，可藉由 R. J. Cameron 所提出的法則求得 [1]。Cameron 發展了一套有效的遞迴技巧，使得一旦給定任意零點，則可求出二埠網路的傳遞和反射多項式，二埠網路架構如圖 2.2。

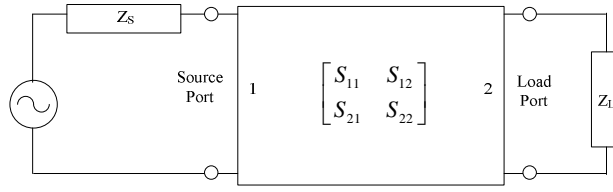


圖 2.2 二埠網路

2.2.1 二埠網路的穿透參數 $S_{21}(s)$ 和反射參數 $S_{11}(s)$ 多項式化

在一個被動、無損且互易的二埠網路中，其 2×2 S 參數矩陣必須符合能量守恆定律，再根據正交和單一條件(orthogonality unitary conditions)和 $S_{12}(s)=S_{21}(s)$ ，我們可得到(2-10a)、(2-10b)和(2-10c)，其中 $s = j\omega$ 。

$$S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (2-10a)$$

$$S_{22}(s)S_{22}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 \quad (2-10b)$$

$$S_{11}(s)S_{21}(s)^* + S_{21}(s)S_{22}(s)^* = 0 \quad (2-10c)$$

由(2-10)我們先將 $S_{11}(s)$ 化成(2-11a)型式，並利用(2-11a)導出(2-11b)，最後將 $S_{21}(s)$ 表示成(2-11c)。其中 $F(s)$ 和 $E(s)$ 為複數係數之有限 N 次 (N 為有限) 項多項式，且由於此為一被動網路，因此 $E(s)$ 的根皆在複數平面的左半面； $P(s)$ 為 n_{fz} 次多項式， n_{fz} 是有限位置零點的個數，且 $n_{fz} < N$ ； ϵ_R 和 ϵ 為可將 $F(s)$ 和 $P(s)$ 最高次項正規化至 1 之常數。

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)/\epsilon_R}{E(s)} \quad (2-11a)$$

$$S_{21}(s)S_{21}(s)^* = 1 - \frac{F(s)F(s)^*/\epsilon_R^2}{E(s)E(s)^*} = \frac{P(s)P(s)^*/\epsilon^2}{E(s)E(s)^*} \quad (2-11b)$$

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)/\epsilon}{E(s)} \quad (2-11c)$$

將所有向量型式的 S 參數以極化座標表示，再利用(2-10)和 $|S_{11}(s)| = |S_{22}(s)|$ 條件，可得到(2-12)。(2-12b)唯有在 $e^{j(\theta_{11}-\theta_{21})} = -e^{j(\theta_{21}-\theta_{22})}$ 時成立，因此我們可得到(2-13)。此外，由於向量 $S_{11}(s)$ 、 $S_{22}(s)$ 和 $S_{21}(s)$ 的分母同為 $E(s)$ ，因此他們的角度

可表示成分子的角度減去分母的角度，如(2-14)。將(2-14)代入(2-13)，可得到通式(2-15)，此式說明不論 $s = j\omega$ 的值如何， $S_{21}(s)$ 的角度和 $S_{11}(s)$ 與 $S_{22}(s)$ 的平均角度相差九十度的奇數倍。

$$|S_{21}(s)|^2 = 1 - |S_{11}(s)|^2 \quad (2-12a)$$

$$|S_{11}(s)|e^{j\theta_{11}} \cdot |S_{21}(s)|e^{-j\theta_{21}} + |S_{21}(s)|e^{j\theta_{21}} \cdot |S_{11}(s)|e^{-j\theta_{22}} = 0$$

$$\Rightarrow |S_{11}(s)||S_{21}(s)|(e^{j(\theta_{11}-\theta_{21})} + e^{j(\theta_{21}-\theta_{22})}) = 0 \quad (2-12b)$$

$$-\theta_{21} + \frac{(\theta_{11} + \theta_{22})}{2} = \frac{\pi}{2}(2k \pm 1) \quad (2-13)$$

$$\theta_{21}(s) = \theta_{n21}(s) - \theta_d(s) \quad (2-14a)$$

$$\theta_{11}(s) = \theta_{n11}(s) - \theta_d(s) \quad (2-14b)$$

$$\theta_{22}(s) = \theta_{n22}(s) - \theta_d(s) \quad (2-14c)$$

$$-\theta_{n21}(s) + \frac{(\theta_{n11}(s) + \theta_{n22}(s))}{2} = \frac{\pi}{2}(2k \pm 1) \quad (2-15)$$

由於(2-15)，加上 $S_{21}(s)$ 和 $S_{11}(s)$ 的零點皆座落在虛軸上或是對稱於虛軸成對出現，因此可知 $S_{22}(s)$ 的零點必與 $S_{11}(s)$ 之零點對稱於虛軸，如圖 2.3。因此能得到(2-16)以符合正交條件。藉由(2-16)可推導出 $F_{22}(s)$ 和 $F(s)$ 的角度關係式，以及 $F_{21}(s)$ 之角度如(2-17)，將(2-17c)代入(2-17b)得到(2-18)，並由此可知， $(N-n_{fz})$ 需為奇數左右兩式才會相等，換句話說當 $(N-n_{fz})$ 為偶數時，左式必須多加上 $\pi/2$ 。根據以上條件，最後可推導出(2-19)，並利用(2-16)得到此二埠網路的多項式 S 矩陣如(2-20)。

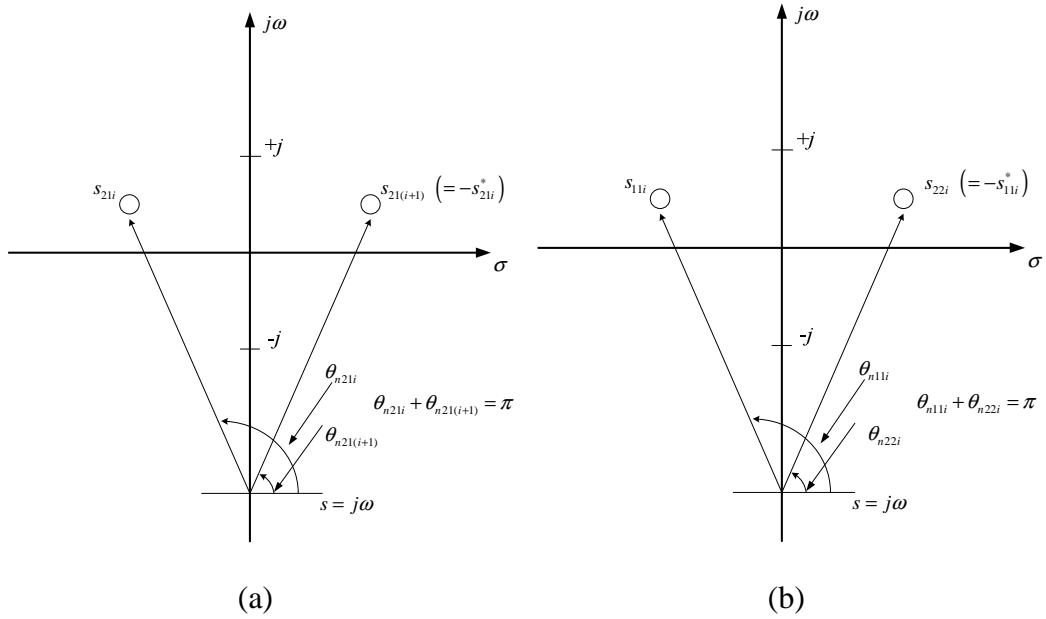
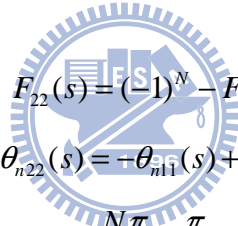


圖 2.3 在複數平面上當 s 為任意頻率時， $S_{21}(s)$ 、 $S_{11}(s)$ 和 $S_{22}(s)$ 多項式分子的角度：

(a) 傳輸零點對 (b) $S_{11}(s)$ 和 $S_{22}(s)$ 的零點



$$F_{22}(s) = (-1)^N F(s)^* \quad (2-16)$$

$$\theta_{n22}(s) = -\theta_{n11}(s) + N\pi \quad (2-17a)$$

$$-\theta_{n21}(s) + \frac{N\pi}{2} = \frac{\pi}{2}(2k \pm 1) \quad (2-17b)$$

$$\theta_{n21}(s) = \frac{n_{fz}\pi}{2} + k_1\pi \quad (2-17c)$$

$$(N - n_{fz})\frac{\pi}{2} - k_1\pi = \frac{\pi}{2}(2k \pm 1) \quad (2-18)$$

當 $(N - n_{fz})$ 為奇數： $F(s)P(s)^* + P(s)F_{22}(s)^* = 0 \quad (2-19a)$

當 $(N - n_{fz})$ 為偶數： $F(s)[jP(s)]^* + [jP(s)]F_{22}(s)^* = 0 \quad (2-19b)$

當 $(N - n_{fz})$ 為奇數或偶數： $F(s)P(s)^* - (-1)^{(N - n_{fz})} P(s)F_{22}(s)^* = 0 \quad (2-19c)$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{\epsilon_R} & \frac{P(s)}{\epsilon} \\ \frac{P(s)}{\epsilon} & \frac{(-1)^{(n_{fz}+1)} F(s)^*}{\epsilon_R} \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

2.2.2 交替極點方法

將(2-10a)化成(2-21)之型式，則求出左式之零點即可建構出右式，而 $E(s)E^*(s)$ 的 $2N$ 個根必對稱於虛軸，此外由於 $E(s)$ 符合赫維茨(Hurwitz)定理，左半平面的零點屬於 $E(s)$ ，右半平面的零點屬於 $E^*(s)$ 。接著將(2-21)化成(2-22)，(2-22a)為當 $(N-n_{fz})$ 為奇數時適用，再配合(2-19a)，可使得(2-23a)成立；同樣的(2-22b)和(2-19b)為當 $(N-n_{fz})$ 為偶數時適用，則(2-23b)成立。

$$\frac{F(s)F^*(s)}{\varepsilon_R^2} + \frac{P(s)P^*(s)}{\varepsilon^2} = E(s)E^*(s) \quad (2-21)$$

$$(N-n_{fz}) \text{ 為奇數：} \quad \varepsilon^2 \varepsilon_R^2 E(s)E^*(s) = [\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)][\varepsilon_R P(s)^* + \varepsilon F(s)^*] - \varepsilon \varepsilon_R [P(s)^* F(s) + P(s)F(s)^*] \quad (2-22a)$$

$$(N-n_{fz}) \text{ 為偶數：} \quad \varepsilon^2 \varepsilon_R^2 E(s)E^*(s) = [j\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)][j\varepsilon_R P(s)^* + \varepsilon F(s)^*] - \varepsilon \varepsilon_R [jP(s)^* F(s) + jP(s)F(s)^*] \quad (2-22b)$$

$$P^*(s)F(s) = -P(s)F^*(s)$$

$$P^*(s)F(s) + P(s)F_{22}^*(s) = 0 \quad (2-23a)$$

$$P^*(s)F(s) = P(s)F^*(s)$$

$$P^*(s)F(s) - P(s)F_{22}^*(s) = 0 \quad (2-23b)$$

顯而易見，若要使(2-23)成立， $F(s)=F_{22}(s)$ ，則我們可將(2-22)改寫成(2-24)。右式求出的左半平面之零點即為 $E(s)$ 之根，也是 $S_{11}(s)$ 和 $S_{21}(s)$ 之極點。

$$(N-n_{fz}) \text{ 為奇數：} \quad \varepsilon^2 \varepsilon_R^2 E(s)E^*(s) = [\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)][\varepsilon_R P(s)^* + \varepsilon F(s)^*] = [\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)][\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)]^* \quad (2-24a)$$

$$(N-n_{fz}) \text{ 為偶數：} \quad \varepsilon^2 \varepsilon_R^2 E(s)E^*(s) = [j\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)][j\varepsilon_R P(s)^* + \varepsilon F(s)^*] = [j\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)][j\varepsilon_R P(s) + \varepsilon F(s)]^* \quad (2-24b)$$

$$(N-n_{fz}) \text{ 為奇或偶數：} \quad \varepsilon^2 \varepsilon_R^2 E(s)E^*(s) = [\varepsilon_R P(s) - j\varepsilon F(s)][\varepsilon_R P(s) - j\varepsilon F(s)]^* \quad (2-24c)$$

2.2.3 多項式 $P(s)$ 和 $F(s)$

由前面二埠網路分析，我們知道可將傳送和反射函數表成兩個 N 階多項式之比，如(2-21)和(2-22)，其中 RL 為在 $\omega=\pm 1$ 時的反射損耗位準(dB)。

$$S_{11}(\omega) = \frac{F(\omega) / \varepsilon_R}{E(\omega)} \quad (2-25a)$$

$$S_{21}(\omega) = \frac{P(\omega) / \varepsilon}{E(\omega)} \quad (2-25b)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(\omega)}{F(\omega) / \varepsilon_R} \right|_{\omega=\pm 1} \quad (2-26)$$

首先，只要知道有限位置的傳輸零點有 n_{fc} 個，則即可求得多項式 $P(\omega)$ 如(2-23)。

$$P(\omega) = \prod_{n=1}^{n_{fc}} (\omega - \omega_n) \quad (2-27)$$

接著為了求出 $F(\omega)$ ，先利用(2-24c)得到(2-28)，其中 $kC_N(\omega) = F(\omega) / P(\omega)$ ， k 為常數， $C_N(\omega)$ 稱作 N 階濾波器函數(filter function of degree N)，如(2-29)，而 $x_n(\omega)$ 為變數 ω 的函數。

$$S_{21}(\omega)S_{21}^*(\omega) = \frac{P(\omega)P^*(\omega)}{\varepsilon^2 E(\omega)E^*(\omega)} \frac{1}{\left[1 - jk \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} C_N(\omega)\right] \left[1 + jk \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} C_N^*(\omega)\right]} \quad (2-28)$$

$$\text{當 } |\omega| \leq 1: \quad C_N(\omega) = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n(\omega)) \right] \quad (2-29a)$$

$$\text{當 } |\omega| \geq 1: \quad C_N(\omega) = \cos \left[\sum_{n=1}^N \cos^{-1}(x_n(\omega)) \right] \quad (2-29b)$$

有了濾波器函數 $C_N(\omega)$ 的幫助，便可開始多項式的合成。先將(2-29a)化成(2-30)，其中 ω' 和 a_n 、 b_n 、 c_n 、 d_n 如(2-31)。

$$\begin{aligned} C_N(\omega) &= \cos \left[\sum_{n=1}^N \cos^{-1}(x_n(\omega)) \right] = \cosh \left[\sum_{n=1}^N \ln(a_n + b_n) \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\exp(\sum \ln(a_n + b_n)) + \exp(-\sum \ln(a_n + b_n)) \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \prod_{n=1}^N (a_n - b_n) \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\prod_{n=1}^N (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^N (c_n - d_n)}{\prod_{n=1}^N (1 - \omega/\omega_n)} \right] \end{aligned} \quad (2-30)$$

$$a_n = \frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n}, \quad b_n = \frac{\omega' \sqrt{1 - 1/\omega_n^2}}{1 - \omega/\omega_n} \quad (2-31b)$$

$$c_n = \omega - \frac{1}{\omega_n}, \quad d_n = \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_n^2}}, \quad \omega' = \sqrt{\omega^2 - 1} \quad (2-31c)$$

再來，將 $C_N(\omega)$ 的分子表成(2-32)，再把(2-32)中的 $G_N(\omega)$ 拆成一組只具有 ω 變數的多項式 $U_N(\omega)$ ，和一組只具有 ω' 變數的多項式 $V_N(\omega)$ ，如(2-33)，同樣將 $G_N'(\omega)$ 拆成 $U_N'(\omega)$ 和 $V_N'(\omega)$ 。最後，利用初始條件 $U_1(\omega) = U_1'(\omega)$ 和 $V_1(\omega) = V_1'(\omega)$ ，並代入遞迴數列(2-34)，可得到(2-35)，也就是求得 $U_N(\omega)$ 即可得到 $F(\omega)$ 。

$$\text{Num}[C_N(\omega)] = \frac{1}{2} [G_N(\omega) + G_N'(\omega)] \quad (2-32)$$

$$G_N(\omega) = U_N(\omega) + V_N(\omega) \quad (2-33a)$$

$$G_N'(\omega) = U_N(\omega) - V_N(\omega) \quad (2-33b)$$

$$U_N(\omega) = u_0 + u_1\omega + \dots + u_N\omega^N \quad (2-33c)$$

$$V_N(\omega) = \omega'(v_0 + v_1\omega + \dots + v_N\omega^N) \quad (2-33d)$$

$$U_N(\omega) = \omega U_{N-1}(\omega) - \frac{U_{N-1}(\omega)}{\omega_N} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_N^2}} V_{N-1}(\omega) \quad (2-34a)$$

$$V_N(\omega) = \omega V_{N-1}(\omega) - \frac{V_{N-1}(\omega)}{\omega_N} + \omega' \sqrt{1 - \frac{1}{\omega_N^2}} U_{N-1}(\omega) \quad (2-34b)$$

$$\text{Num}[C_N(\omega)] = F(\omega) = U_N(\omega) \quad (2-35)$$

2.2.4 多項式 $E(s)$

為了要求出 $E(s)$ ，需運用前面所述的交替極點方法，簡單來說就是將 $P(s)$ 和 $F(s)$ 歸一化後，取(2-36)右式之左半平面的零點 ω_p ，則 $E(s)$ 可表成(2-37)。

$$E(s)E^*(s) = \left[\frac{P(s)}{\varepsilon} - \frac{jF(s)}{\varepsilon_R} \right] \left[\frac{P(s)}{\varepsilon} - \frac{jF(s)}{\varepsilon_R} \right]^* \quad (2-36)$$

$$E(\omega) = \prod_{p=1}^N (\omega - \omega_p) \quad (2-37)$$

當 $P(s)$ 、 $F(s)$ 和 $E(s)$ 皆求出後，將其代入(2-38)，即完成濾波器函數的合成。

$$S_{11}(\omega) = \frac{F(\omega) / \epsilon_R}{E(\omega)} \quad (2-38a)$$

$$S_{21}(\omega) = \frac{P(\omega) / \epsilon}{E(\omega)} \quad (2-38b)$$

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(\omega)}{F(\omega) / \epsilon_R} \right|_{\omega=\pm 1} \quad (2-38c)$$

2.4 步階阻抗(SIR)

我們可將一 180 度的傳輸線殘段化成步階阻抗架構如圖 2.4，首先我們可先求出此步階阻抗的輸入導納 Y_i ，如(2-39)，其中 $K=Z_2/Z_1$ 是阻抗比值。在 $Y_i=0$ 時，即為其共振點，將此條件代入(2-39)，可得到(2-40)，並得到 θ_T 和 θ_1 之關係式(2-41)。利用(2-41)繪出 SIR 共振條件圖，如圖 2.5，由此圖可發現當 $K < 1$ 時 $\theta_T < \pi$ ，並且可找到 θ_T 的最小值，因此對(2-41)作微分，可找出 θ_T 為最小時 θ_1 的值，如(2-42)。

$$Y_i = jY_2 \cdot \frac{2(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2) \cdot (K - \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2)}{K(1 - \tan^2 \theta_1) \cdot (1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 + K^2) \cdot \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2} \quad (2-39)$$

$$K = \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2 \quad (2-40)$$

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \cdot \left(\frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right), \quad K \neq 1 \quad (2-41)$$

$$\frac{1}{1-K} \cdot (\tan^2 \theta_1 - K) \cdot \sin^2 \theta_1 = 0 \quad (2-42a)$$

$$\text{使 } \theta_1 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) = \theta_2 \quad (2-42b)$$

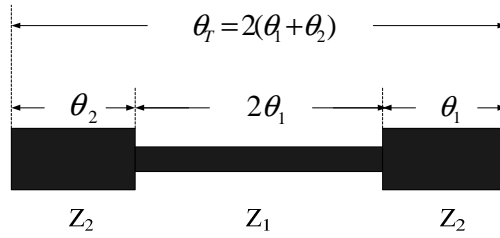


圖 2.4 步階阻抗架構

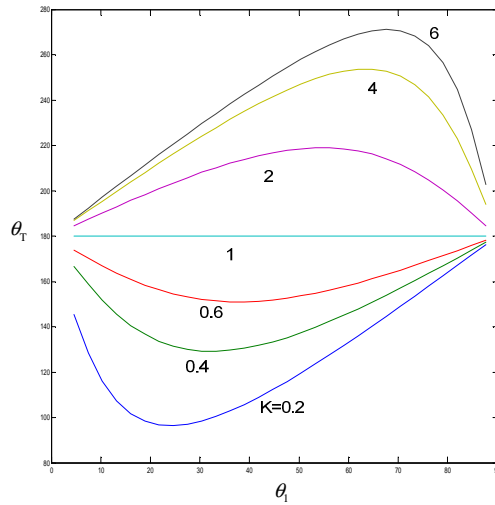


圖 2.5 共振條件圖

將(2-42)代入(2-39)，可得到(2-43)，並得到當長度為 θ_0 時對應的頻率即為基頻 f_0 ，如(2-44)。接著令(2-43)為零，則可求得倍頻和阻抗比例 K 之間的關係，其中 f_{s1} 為第一偽頻， f_{s2} 為第二偽頻， f_{s3} 則是第三偽頻，如(2-45)和(2-46)。由此可知，一旦我們適當的決定 K 值，就可使倍頻往較高頻移動。

$$Y_i = jY_2 \cdot \frac{2(1+K) \cdot (K - \tan^2 \theta) \cdot \tan \theta}{K - 2(1+K+K^2) \cdot \tan^2 \theta + K \tan^4 \theta} \quad (2-43)$$

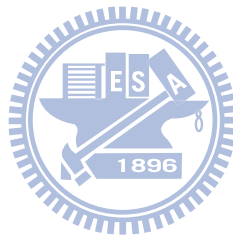
$$\tan^2 \theta_0 = K \Rightarrow \theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{K} \quad (2-44)$$

$$\tan \theta_{s1} = \infty, \tan^2 \theta_{s2} - K = 0, \tan \theta_{s3} = 0 \quad (2-45)$$

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\theta_{s1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \quad (2-46a)$$

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\theta_{s2}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) - 1 \quad (2-46b)$$

$$\frac{f_{s3}}{f_0} = \frac{\theta_{s3}}{\theta_0} = 2 \left(\frac{f_{s1}}{f_0} \right) \quad (2-46c)$$



第三章 設計與模擬

首先，利用低通至帶通頻域映像函數和濾波器合成函數，設計具有平坦群延遲之寬頻帶通濾波器[20]，再來就是進行如何抑制假性諧波通帶的研究，以達到原先擬定的設計訴求。

3.1 具有平坦群延遲之寬頻帶通濾波器合成

為了要有系統的合成濾波器，我們必須先作電路結構的奇模和偶模分析，求出整個電路的傳送和反射多項式，並得到傳輸零點後，利用頻率映像函數，求得在低通頻域的傳送多項式之分子，以及反射多項式之分子。最後利用兩者傳送和反射多項式之比值相等之概念，即可得到電路中所有的阻抗值。

3.1.1 虛頻率軸上的零點

圖 3.1~3.3 為零點在不同位置上時，S 參數之頻率響應圖。當傳輸零點位於虛頻率軸上時，由圖 3.4 可觀察到當零點位於虛頻率軸上時，群延遲最為平坦。

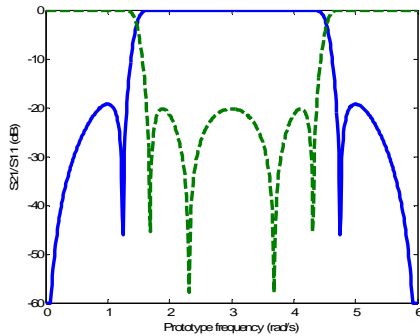


圖 3.1 傳輸零點位於實頻率軸上

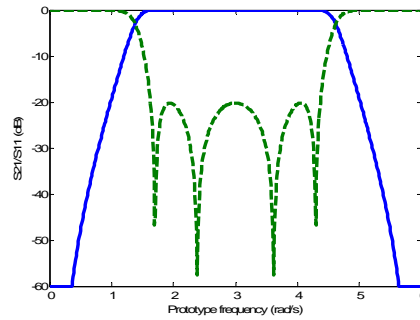


圖 3.2 傳輸零點位於無限遠處

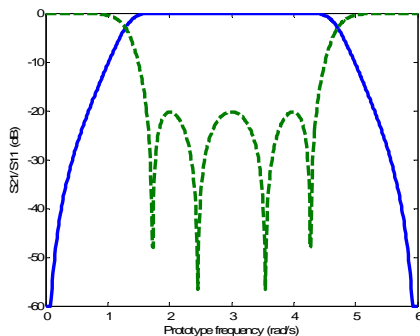


圖 3.3 傳輸零點位於虛頻率軸上

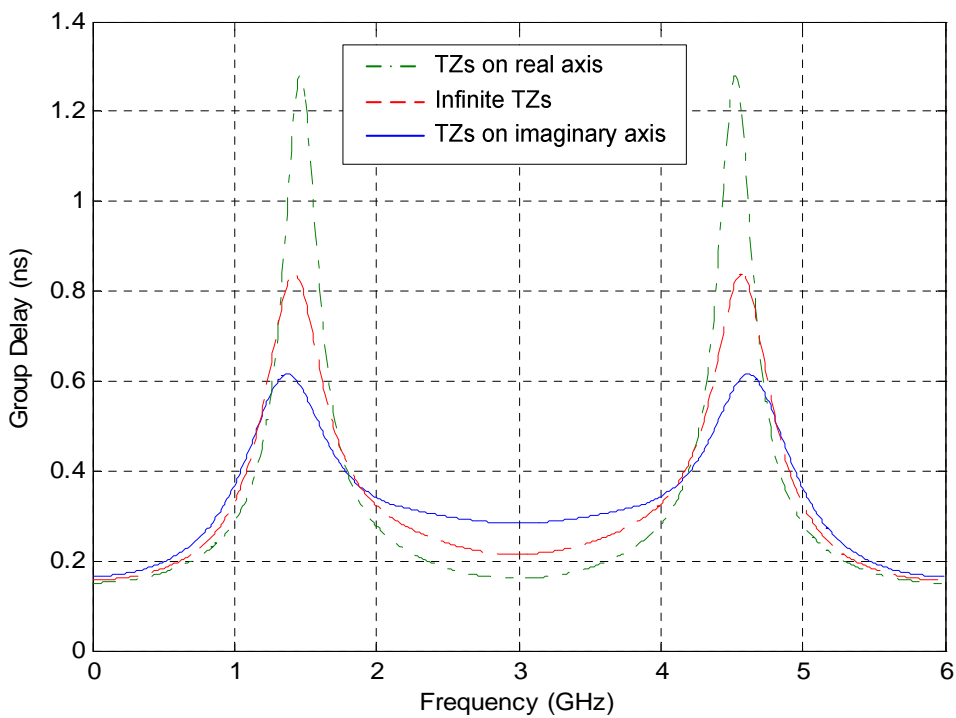


圖 3.4 不同位置零點之群延遲比較



3.1.2 偶數階寬頻帶通濾波器

以四階濾波器為例，合成四階濾波器之特性：

- 固定零點位置，適當選取漣波因子 ϵ 。
- 則頻寬 W 可被決定。

由於合成四階濾波器時，先固定零點，因此不同的反射損耗可以對應到不同的頻寬以及阻抗。根據圖 3.5 可找出當反射損耗為 20dB 時，群延遲最為平坦，因此選取表 3.1 反射損耗為 20dB 的狀況。

表 3.1 當零點固定(k=1)時，改變 L_R 所對應之各參數值

L_R (dB)	BW(%)	Z_1 (Ω)	Z_2 (Ω)
16	100.08	60.15	42.65
17	98.14	61.56	43.68
18	96.18	62.87	44.85
19	94.21	64.09	45.97
20	92.25	65.22	47.03

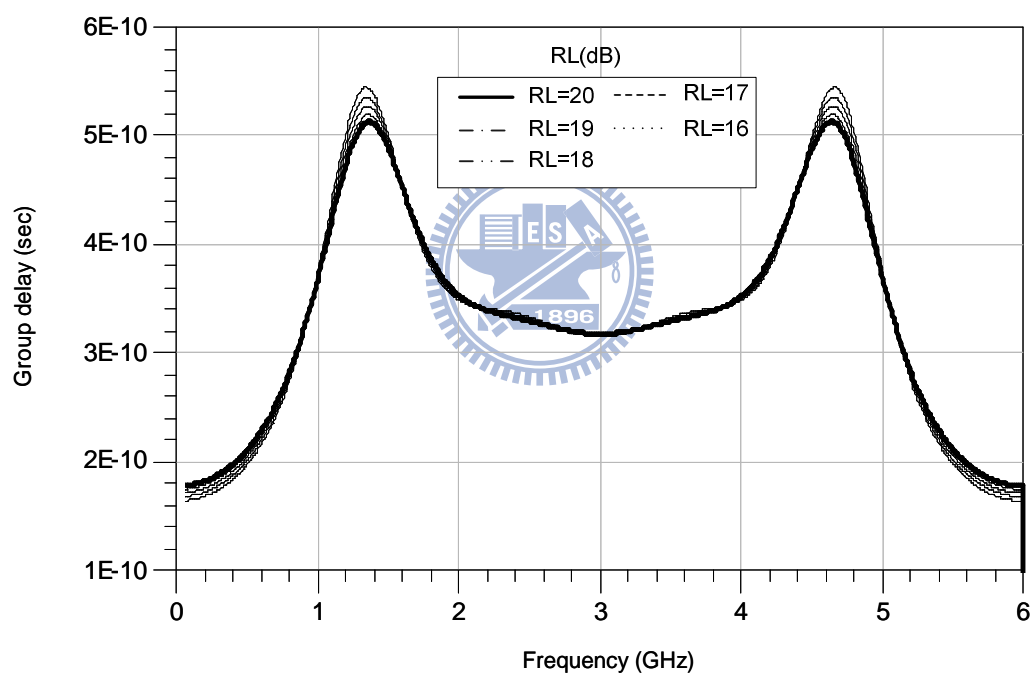


圖 3.5 不同反設損耗所對應之群延遲圖

訂定寬頻濾波器的條件：

- 四階柴氏響應，在虛頻率軸上具有零點，以達到平坦群延遲。
- 中心頻率 $\omega_0 = 3\text{GHz}$ 。
- 通帶頻寬 $W = 2.74\text{GHz}$ (1.63 ~ 4.37GHz)。

圖 3.6 為四階電路的架構，而為了要設計出符合以上條件的寬頻濾波器，首先進行電路的奇偶模分析，以求得濾波器的 S 參數。奇偶模電路如圖 3.7，可先從分析得到奇模和偶模的反射係數如(3-1)和(3-2)，其中 $t = \tan\theta$ ，而 z_1 、 z_2 為 Z_1 、 Z_2 之歸一化阻抗。再由(3-1,2)可導出此電路架構的 S 參數以及濾波器的傳輸零點，如(3-3)~(3-5)。

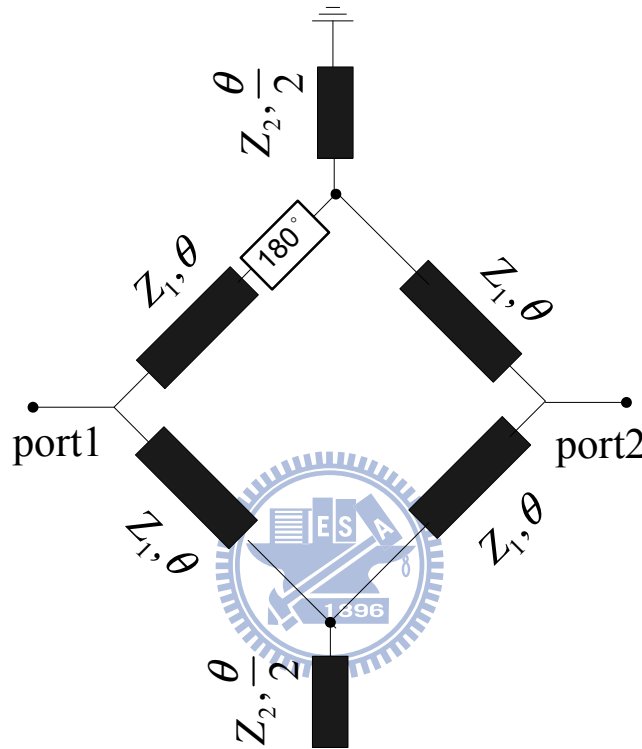


圖 3.6 四階寬頻帶通濾波器架構

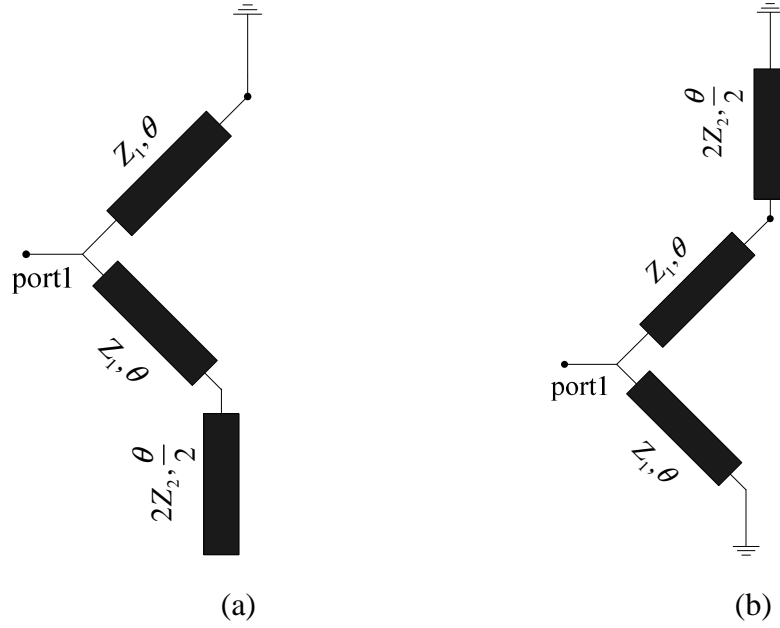


圖 3.7 具有虛頻率軸零點的四階寬頻帶通濾波器之 (a)偶模架構 (b)奇模架構

$$\Gamma_{even} = \frac{t(\sqrt{1+t^2}-1)z_1^2 + j2(t^2-1)z_2 + j2z_1(\sqrt{1+t^2}-1 + jtz_2)}{t(\sqrt{1+t^2}-1)z_1^2 - j2(t^2-1)z_2 - j2z_1(\sqrt{1+t^2}-1 - jtz_2)} \quad (3-1)$$

$$\Gamma_{odd} = \frac{t(\sqrt{1+t^2}+1)z_1^2 - j2(t^2-1)z_2 + 2z_1[j(\sqrt{1+t^2}+1) + tz_2]}{t(\sqrt{1+t^2}+1)z_1^2 + j2(t^2-1)z_2 + 2z_1[-j(\sqrt{1+t^2}+1) + tz_2]} \quad (3-2)$$

$$S_{11}^{cir} = \frac{\begin{bmatrix} -8z_1z_2 - 4z_2^2 + (-4z_1z_2(z_1^2 - 2) + 4z_1^2(1 - z_2^2) + 8z_2^2) \cdot t^2 \\ +(z_1^4 - 4z_2^2) \cdot t^4 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} 8z_1z_2 + 4z_2^2 + j(12z_1^2z_2 + 8z_1z_2^2) \cdot t \\ +(-4z_1z_2(z_1^2 + 2) - 4z_1^2(1 - z_2^2) - 8z_2^2) \cdot t^2 \\ -j(4z_1^3 + 4z_1^2z_2 + 8z_1z_2^2) \cdot t^3 + (z_1^4 + 4z_2^2) \cdot t^4 \end{bmatrix}} \quad (3-3)$$

$$S_{21}^{cir} = \frac{\begin{bmatrix} -4jz_1^2z_2(1 - \sqrt{1+t^2}) \\ -2jz_1^2((6z_2 - 2z_2\sqrt{1+t^2}) \cdot t^2 - 4jz_1^2z_2 \cdot t^4) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} 8z_1z_2 + 4z_2^2 + j(12z_1^2z_2 + 8z_1z_2^2) \cdot t \\ +(-4z_1z_2(z_1^2 + 2) - 4z_1^2(1 - z_2^2) - 8z_2^2) \cdot t^2 \\ -j(4z_1^3 + 4z_1^2z_2 + 8z_1z_2^2) \cdot t^3 + (z_1^4 + 4z_2^2) \cdot t^4 \end{bmatrix}} \quad (3-4)$$

$$S_{21}^{cir} = 0 \Rightarrow \tan \theta_z = \{ 0, j, -j \} \quad (3-5)$$

再來，根據前面 2.1 節所提到的頻率映像函數(2-1)式，並由(2-7)可求出

$\delta=1.15$ ，則(2-1)可表成(3-6)，接著將(3-5)所求得的零點對應至低通頻域如(3-7)，最後運用 2.3 節所提之 Cameron 濾波器合成方法，並將(3-6)代入後，可得到多項式 $P(t)$ 和 $F(t)$ 如(3-10)及(3-11)。

$$\Omega = -1.15(\tan \theta)^{-1} \quad (3-6)$$

$$\Omega_z = \{ \pm 1.15j \} \quad (3-7)$$

$$P(\Omega) = 1 + 2 \cdot \Omega^2 + \Omega^4 \quad (3-8)$$

$$F(\Omega) = 1 - 14 \cdot \Omega^2 + 17 \cdot \Omega^4 \quad (3-9)$$

$$\Omega = -1.15(\tan \theta)^{-1} \text{ 時, } P(t) = 1 + 2 \cdot \frac{1.32}{t^2} + \frac{1.75}{t^4} \quad (3-10)$$

$$F(t) = 1 - 14 \cdot \frac{1.32}{t^2} + 17 \cdot \frac{1.75}{t^4} \quad (3-11)$$

將(3-3)、(3-4)、(3-10)和(3-11)作整理後，可得到(3-13)和(3-14)， ε 為連波因子。並運用等連波近似函數(3-12)，使(3-13)等於(3-14)，而在四階的狀況下為固定傳輸零點位置，則求得電路中所有的阻抗值如(3-15)，在中心頻的狀況下 $\theta=90^\circ$ 。完成設計後四階寬頻帶通濾波器各個參數結果如表 3.2，架構如圖 3.6，S 參數及群延遲模擬圖如圖 3.8 和圖 3.9。

$$\frac{S_{11}(\tan \theta)}{S_{21}(\tan \theta)} = \frac{\varepsilon F(\tan \theta)}{P(\tan \theta)} = \frac{S_{21}^{cir}(\tan \theta)}{jS_{21}^{cir}(\tan \theta)} \quad (3-12)$$

$$\frac{S_{11}^{cir}(\tan \theta)}{jS_{21}^{cir}(\tan \theta)} = \frac{\left[\begin{array}{l} -8z_1z_2 - 4z_2^2 + (-4z_1z_2(z_1^2 - 2) + 4z_1^2(1 - z_2^2) + 8z_2^2) \cdot t^2 \\ +(z_1^4 - 4z_2^2) \cdot t^4 \end{array} \right]}{\left[\begin{array}{l} 4z_1^2z_2(1 - \sqrt{1+t^2}) \\ 2z_1^2 \left((6z_2 - 2z_2\sqrt{1+t^2}) \cdot t^2 + 4z_1^2z_2 \cdot t^4 \right) \end{array} \right]} \quad (3-13)$$

$$\frac{S_{11}(\tan \theta)}{S_{21}(\tan \theta)} = \frac{\varepsilon F(\tan \theta)}{P(\tan \theta)} = \frac{29.75\varepsilon - 18.48\varepsilon t^2 + \varepsilon t^4}{1.75 + 2.64t^2 + t^4} \quad (3-14)$$

$$Z_1 = 65.22\Omega, \quad Z_2 = Z_3 = 47.03\Omega \quad (3-15)$$

表 3.2 四階寬頻帶通濾波器各個參數結果

參數	Ω_Z	Z_1 (Ohm)	$Z_2=Z_3$ (Ohm)	BW	f_0 (GHz)	L_R (dB)
參數值	$\pm 1.15j$	65.22	47.03	92.16%	3	20

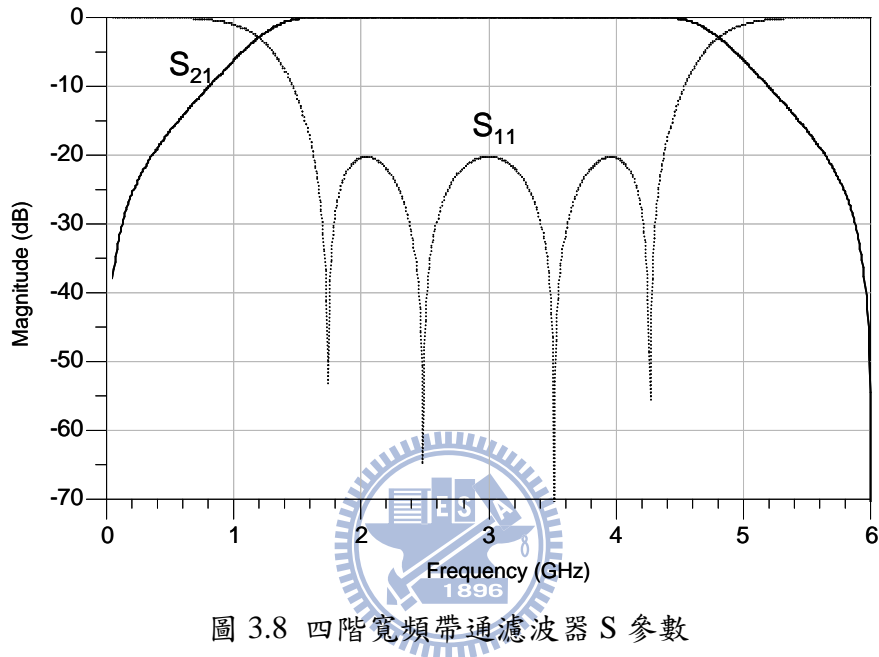


圖 3.8 四階寬頻帶通濾波器 S 參數

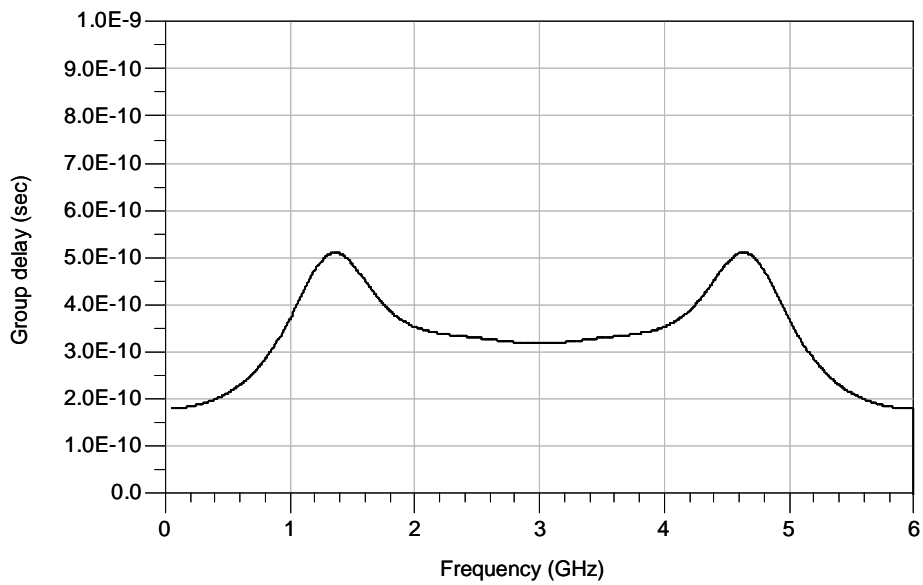


圖 3.9 四階寬頻帶通濾波器群延遲

3.1.3 奇數階寬頻帶通濾波器

以五階濾波器為例，合成五階濾波器之特性：

- 固定頻寬 W ，適當決定傳輸零點的位置。
- 則頻寬 ε 可被決定。

訂定寬頻濾波器的條件：

- 五階柴氏響應，在虛頻率軸上具有零點，以達到平坦群延遲。
- 中心頻率 $\omega_0 = 3\text{GHz}$ 。
- 通帶頻寬 $W = 3\text{GHz}$ ($3 \sim 6\text{GHz}$)。

五階架構圖如圖 3.10，同樣的先利用奇偶模分析求得 S 參數。奇偶模電路如圖 3.11，可先從分析得到奇模和偶模的反射係數如(3-16)，其中 $t = \tan\theta$ ，而 z_1 、 z_2 、 z_3 為 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 之歸一化阻抗，再導出電路的 S 參數和傳輸零點，如(3-17) ~ (3-19)。

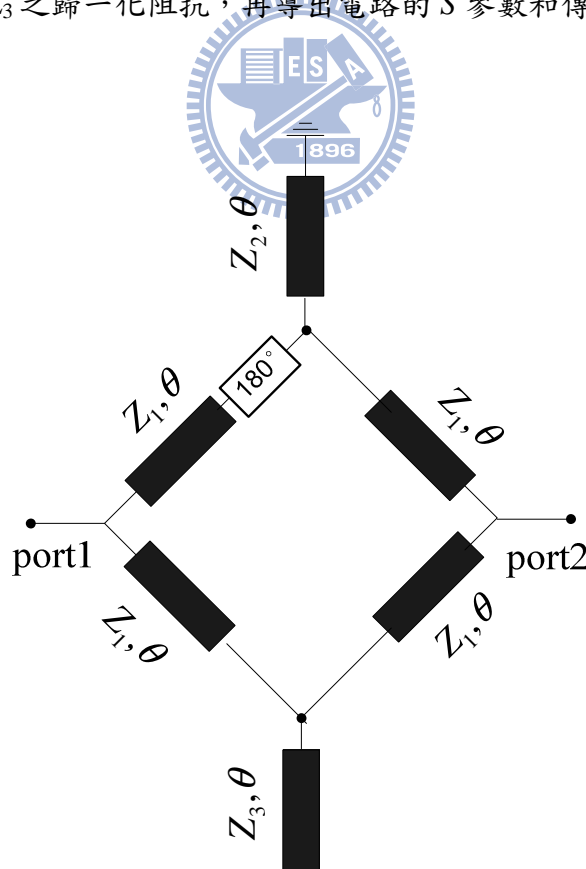


圖 3.10 五階寬頻帶通濾波器架構

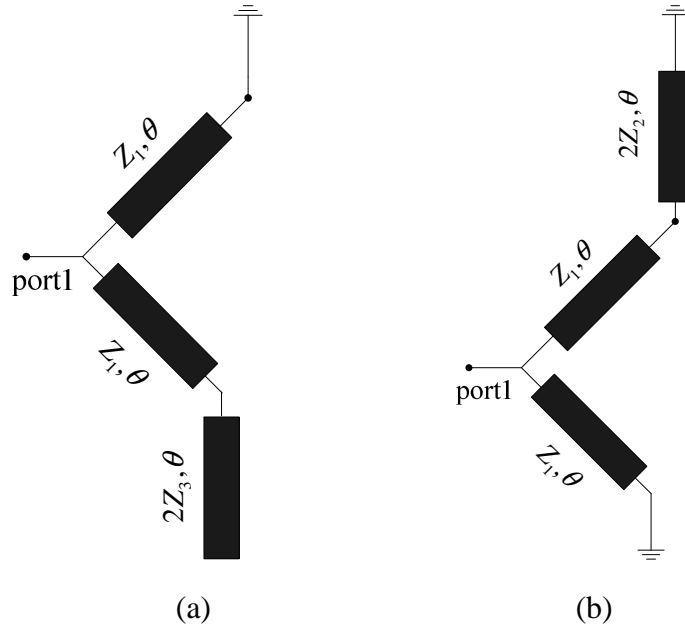


圖 3.11 具有虛頻率軸零點的五階寬頻帶通濾波器之 (a)偶模架構 (b)奇模架構

$$\Gamma_{even} = \frac{z_1^2 t^3 + j2(z_1 + z_3) \cdot t^2 - 2z_1 z_2 t - j2z_3}{z_1^2 t^3 - j2(z_1 + z_3) t^2 - 2z_1 z_2 t + j2z_3} \quad (3-16a)$$

$$\Gamma_{odd} = \frac{-j2z_2 t^2 + (z_1^2 + 2z_1 z_3) \cdot t + j2(z_1 + z_2)}{j2z_2 t^2 + (z_1^2 + 2z_1 z_2) \cdot t - j2(z_1 + z_2)} \quad (3-16b)$$

$$S_{11}^{cir} = \frac{\left[-4(z_1 + z_2) + 2(2z_1(z_1 + z_2) - z_3(z_1^2 - 2)) \cdot t^2 \right. \\ \left. + (z_1^4 - 4z_1 z_2 + 2z_1^3 z_2 - 4z_2 z_3) \cdot t^4 \right]}{\left[4z_3(z_1 + z_2) + j2z_1 z_3(3z_1 + 4z_2) \cdot t \right. \\ \left. - 2(z_1^3 z_3 + 2z_2 z_3 + 2z_1^3 z_2 z_3 + 2z_1(z_1 + z_3) + 2z_2(z_1 + z_3)) \cdot t^2 \right. \\ \left. - j2z_1(z_1^2 + z_1 z_2 + 2z_2 z_3 + 2z_1(z_1 + z_3) + 2z_2(z_1 + z_3)) \cdot t^3 \right. \\ \left. + (z_1^4 + 2z_1^3 z_2 + 4z_2(z_1 + z_3)) \cdot t^4 + j2z_1^2 z_2 t^5 \right]} \quad (3-17)$$

$$S_{21}^{cir} = \frac{\left[j2z_1^2 z_3 t + j2z_1^2(z_2 + z_3) \cdot t^3 + j2z_1^2 z_2 t^5 \right]}{\left[4z_3(z_1 + z_2) + j2z_1 z_3(3z_1 + 4z_2) \cdot t \right. \\ \left. - 2(z_1^3 z_3 + 2z_2 z_3 + 2z_1^3 z_2 z_3 + 2z_1(z_1 + z_3) + 2z_2(z_1 + z_3)) \cdot t^2 \right. \\ \left. - j2z_1(z_1^2 + z_1 z_2 + 2z_2 z_3 + 2z_1(z_1 + z_3) + 2z_2(z_1 + z_3)) \cdot t^3 \right. \\ \left. + (z_1^4 + 2z_1^3 z_2 + 4z_2(z_1 + z_3)) \cdot t^4 + j2z_1^2 z_2 t^5 \right]} \quad (3-18)$$

$$S_{21}^{cir} = 0 \Rightarrow \tan \theta_z = \left\{ 0, j, -j, j\sqrt{k}, -j\sqrt{k} \right\}, \quad k = \frac{z_3}{z_2} \quad (3-19)$$

同樣根據頻率映像函數(2-1)式，設 $\delta=1$ 則得到(3-21)，接著將(3-20)所求得的零點對應至低通頻域如(3-22)，最後運用 Cameron 的合成濾波器法則，並將(3-21)代入後，可得到多項式 $P(t)$ 和 $F(t)$ 如(3-27)及(3-28)。

$$\Omega = -(\tan \theta)^{-1} \quad (3-20)$$

$$\Omega_z = \left\{ -j, j, \frac{1}{j\sqrt{k}}, \frac{1}{-j\sqrt{k}} \right\}, k = \frac{z_3}{z_2} \quad (3-21)$$

$$P(\Omega) = \frac{1}{k} + \frac{k+1}{k}\Omega^2 + \Omega^4 \quad (3-22)$$

$$F(\Omega) = \frac{C(k)}{A(k)}\Omega + \frac{B(k)}{A(k)}\Omega^3 + \frac{B(k)}{A(k)}\Omega^5 \quad (3-23)$$

其中 $A(k) = 11.67 + 5.83k + 11.67\sqrt{1+k} \quad (3-24)$

$$B(k) = -13.49 - 3.83k - 13.66\sqrt{1+k} \quad (3-25)$$

$$C(k) = 3.83 + 2\sqrt{1+k} \quad (3-26)$$

$\Omega = -(\tan \theta)^{-1}$ 時， $P(t) = \frac{1}{k} + \frac{k+1}{k} \cdot \frac{1}{t^2} + \frac{1}{t^4} \quad (3-27)$

$$F(t) = \frac{C(k)}{A(k)} \cdot \frac{1}{t} + \frac{B(k)}{A(k)} \cdot \frac{1}{t^3} + \frac{B(k)}{A(k)} \cdot \frac{1}{t^5} \quad (3-28)$$

將(3-19)、(3-27)和(3-28)作整理後，可得到(3-29)， ε 為漣波因子。運用等漣波近似函數(3-14)，使(3-29a)等於(3-29b)，再根據圖 3.12 可知當 $k = 1.56$ 時，群延遲最為平坦，因此選取表 3.3 中 $k = 1.56$ 之狀況，則求得五階電路中所有的阻抗值如(3-30)，而在中心頻的狀況下 $\theta = 90^\circ$ 。完成設計後五階寬頻帶通濾波器各個參數結果如表 3.4，架構如圖 3.5， S 參數及群延遲模擬圖如圖 3.13 和圖 3.14。

$$\frac{S_{11}^{cir}(\tan \theta)}{jS_{21}^{cir}(\tan \theta)} = \frac{\left[4(z_1 + z_2) - 2(2z_1(z_1 + z_2) + z_3(z_1^2 - 2)) \cdot t^2 \right]}{\left[-(z_1^4 - 4z_1z_2 + 2z_1^3z_2 - 4z_2z_3) \cdot t^4 \right]} \quad (3-29a)$$

$$\frac{S_{11}(\tan \theta)}{S_{21}(\tan \theta)} = \frac{\varepsilon F(\tan \theta)}{P(\tan \theta)} = \frac{\varepsilon k A(k) + \varepsilon k B(k) \cdot t^2 + \varepsilon k C(k) \cdot t^4}{k A(k) \cdot t + (1+k) A(k) \cdot t^3 + A(k) t^5} \quad (3-29b)$$

表 3.3 當頻寬固定時，改變 k 所對應之各參數值

k	Ω_z	$Z_1 (\Omega)$	$Z_2 (\Omega)$	$Z_3 (\Omega)$	ϵ	$L_R(\text{dB})$
1.00	$\pm j$	70.83	65.40	65.4	2.72	21.97
1.24	$\pm j0.9$	69.43	55.30	68.57	2.59	21.11
1.56	$\pm j0.8$	67.9	46.36	72.33	2.48	20.2
2.04	$\pm j0.7$	66.07	37.88	77.28	2.38	19.17
2.78	$\pm j0.6$	63.96	30.15	83.83	2.30	18.02

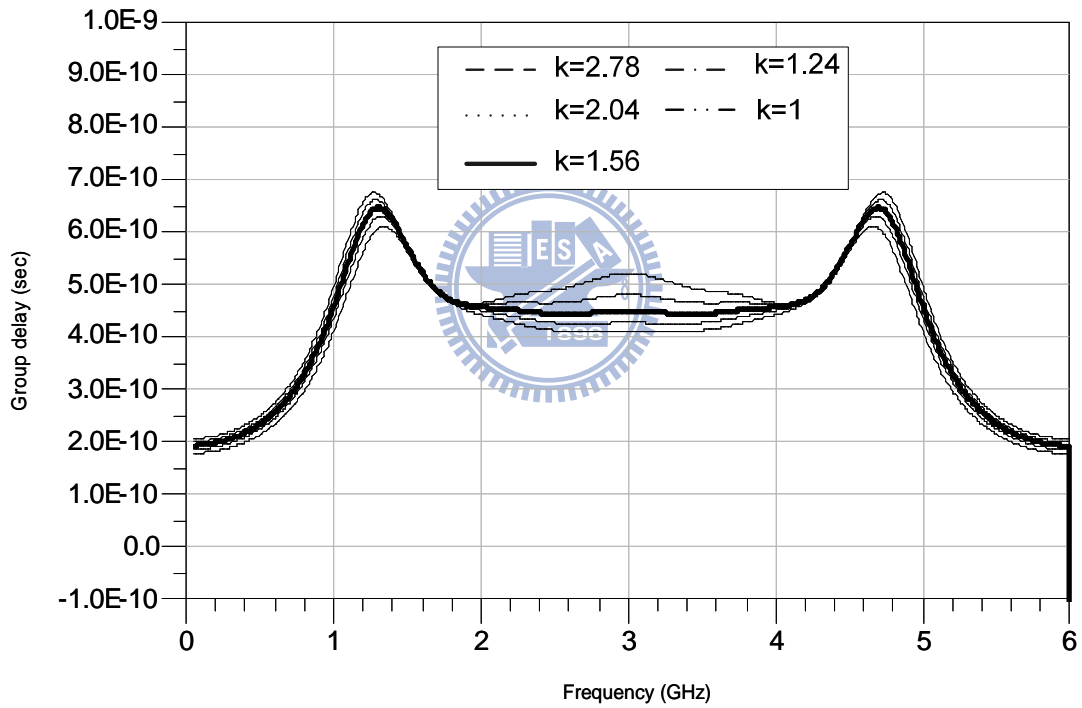


圖 3.12 不同 k 對群延遲作圖

$$Z_1 = 67.9\Omega, Z_2 = 46.36\Omega, Z_3 = 72.33\Omega \quad (3-30)$$

表 3.4 五階寬頻帶通濾波器各個參數結果

參數	Ω_Z	Z_1 (Ohm)	Z_2 (Ohm)	Z_3 (Ohm)	BW	f_0 (GHz)	L_R (dB)
參數值	$\pm j, \pm 0.8j$	67.9	46.36	72.33	100%	3	20

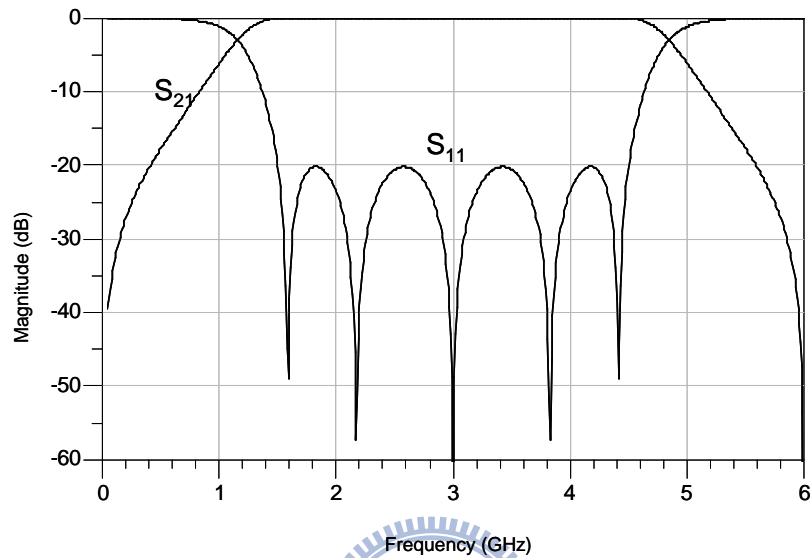


圖 3.13 五階寬頻帶通濾波器 S 參數

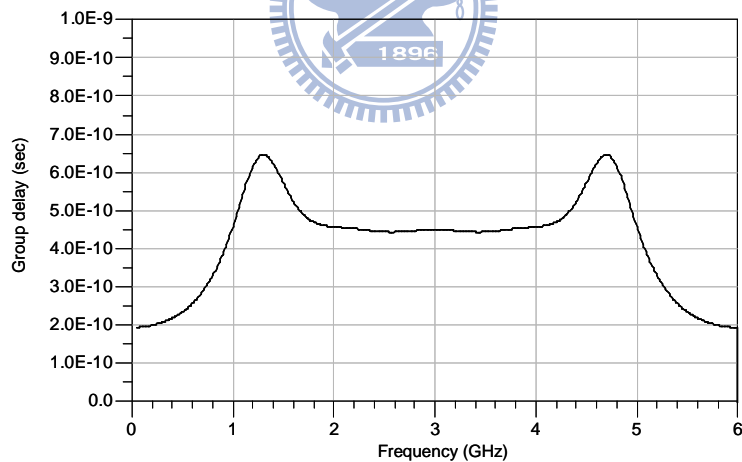


圖 3.14 五階寬頻帶通濾波器群延遲

3.2 寬截止頻帶之設計方法

將高阻抗與低阻抗的傳輸線交錯串接，這種濾波器通常稱為步階阻抗濾波器，若設計得宜，其占用的面積會較一般傳輸線殘段所做的濾波器小，並能將倍頻推遠。因此我們將 3.1 節所設計的寬頻濾波器步階阻抗化，以達到將電路縮小

化，並有寬的截止頻帶之目的。

由 2.4 節我們知道，若將一電氣長度為 θ 之傳輸線等效成步階阻抗之型式後，當 $K < 1$ ($Z_1 > Z_2$) 時，步階阻抗部分的長度會小於 θ ，在此令 $Z_1 = Z_H$ 、 $Z_2 = Z_L$ 如圖 3.15。因此，我們可利用均勻傳輸線和步階阻抗等效傳輸線的 ABCD 矩陣相等之概念，求得不同長度不同阻抗值之傳輸線，應該等效成怎樣的步階阻抗結構。

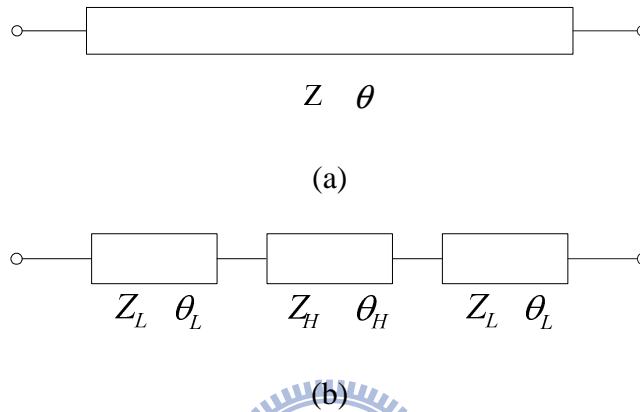


圖 3.15 (a)長為 θ 之傳輸線 (b)長為 θ 的傳輸線之步階阻抗等效電路

3.2.1 偶數階寬截止頻帶設計

四階架構由兩種不同長度的傳輸線所組成，環的部分為 90° 傳輸線，而開路和短路殘段為 45° 傳輸線，因此有兩種等效方程式。

- 90° 傳輸線

藉由 90° 傳輸線的 ABCD 矩陣和步階阻抗部分的 ABCD 矩陣相等，可得到

(3-31)~(3-33)，並可求出最佳化的阻抗值和電氣長度如表 3.5。

$$\frac{Z_H Z_L \cos \theta_H \cos 2\theta_L - (Z_H^2 + Z_L^2) \cos \theta_L \sin \theta_H \sin \theta_L}{Z_H Z_L} = 0 \quad (3-31)$$

$$\frac{Z_H^2 \cos^2 \theta_L \sin \theta_H - Z_L (-Z_L \sin \theta_H \sin^2 \theta_L + Z_H \cos \theta_H \sin 2\theta_L)}{Z_H} = Z \quad (3-32)$$

$$\frac{Z_L^2 \cos^2 \theta_L \sin \theta_H - Z_H (-Z_H \sin \theta_H \sin^2 \theta_L + Z_L \cos \theta_H \sin 2\theta_L)}{Z_H Z_L^2} = \frac{1}{Z} \quad (3-33)$$

表 3.5 鼠競環 SIR 的阻抗值和電氣長度

90°傳輸線	Z_L	Z_H	θ_L	θ_H
$Z=65.6 \Omega$	50.5 Ω	113.35 Ω	25.34°	22.74°

● 45°傳輸線

藉由 45°傳輸線的 ABCD 矩陣和步階阻抗部分的 ABCD 矩陣相等，可得到 (3-34)~(3-36)，並可求出最佳化的阻抗值和電氣長度如表 3.6。

$$\frac{-Z_H Z_L \cos \theta_H \cos 2\theta_L + (Z_H^2 + Z_L^2) \cos \theta_L \sin \theta_H \sin \theta_L}{Z_H Z_L} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3-34)$$

$$\frac{Z_H^2 \cos^2 \theta_L \sin \theta_H + Z_L (-Z_L \sin \theta_H \sin^2 \theta_L + Z_H \cos \theta_H \sin 2\theta_L)}{Z_H} = \frac{Z}{\sqrt{2}} \quad (3-35)$$

$$\frac{Z_L^2 \cos^2 \theta_L \sin \theta_H + Z_H (-Z_H \sin \theta_H \sin^2 \theta_L + Z_L \cos \theta_H \sin 2\theta_L)}{Z_H Z_L^2} = \frac{1}{\sqrt{2}Z} \quad (3-36)$$

表 3.6 殘段 SIR 的阻抗值和電氣長度

45°傳輸線	Z_{Lb}	Z_{Hb}	θ_{Lb}	θ_{Hb}
$Z=47.4 \Omega$	30 Ω	151.4 Ω	17.14°	20.98°

- 完成設計後的四階步階阻抗式寬頻帶通濾波器架構如圖 3.16，S 參數如圖 3.17，其比例頻寬達 100%(1.5~4.5GHz)，且中心頻四倍頻以下之止帶均有壓制，因此具有寬截止頻帶的特性；而群延遲如圖 3.18，從圖中可觀察到此電路架構有平坦的群延遲。

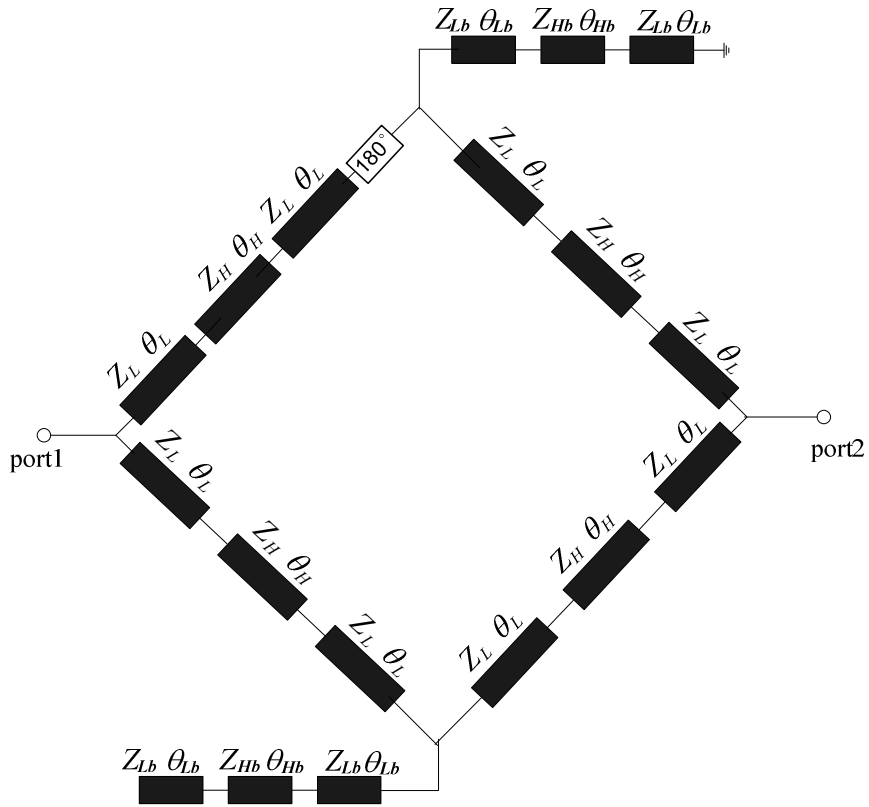


圖 3.16 具有寬截止頻帶之四階寬頻帶通濾波器的架構

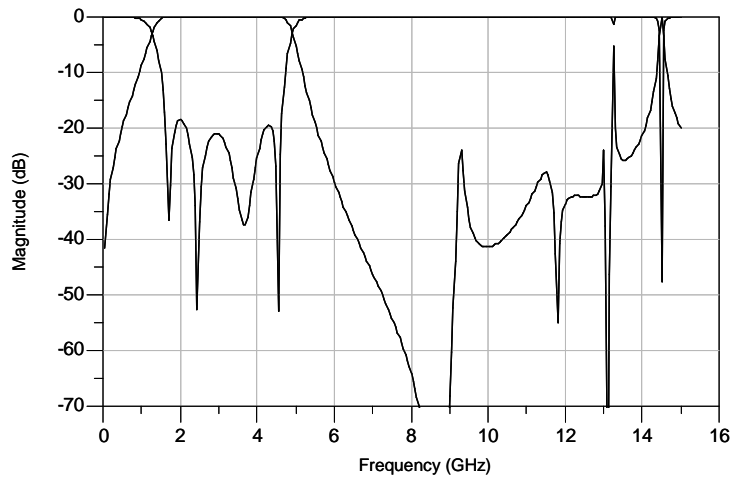


圖 3.17 具有寬截止頻帶之四階寬頻帶通濾波器的 S 參數模擬

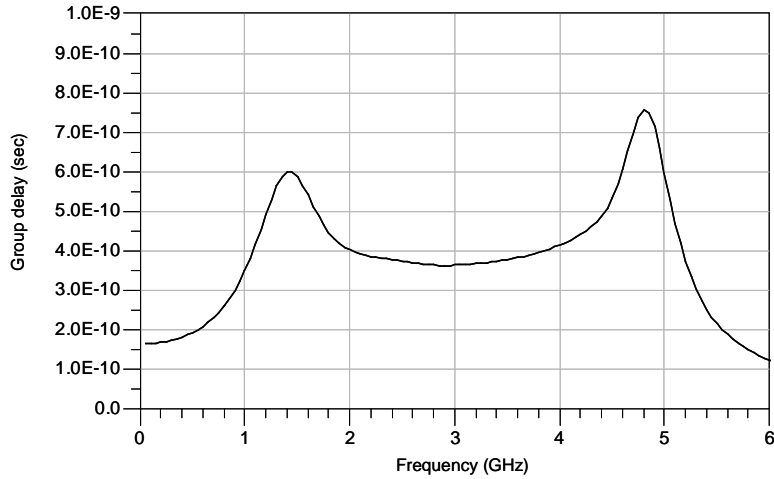


圖 3.18 具有寬截止頻帶之四階寬頻帶通濾波器的群延遲模擬

3.2.2 奇數階寬截止頻帶設計

五階架構皆由長度為 90° 的傳輸線所組成，因此只需要用到 90° 等效方程式。

- 90° 傳輸線

藉由 90° 傳輸線的 ABCD 矩陣和步階阻抗部分的 ABCD 矩陣相等，可得到

(3-37)~(3-39)，並可求出最佳化的阻抗值和電氣長度如表 3.7。

$$\frac{Z_H Z_L \cos \theta_H \cos 2\theta_L - (Z_H^2 + Z_L^2) \cos \theta_L \sin \theta_H \sin \theta_L}{Z_H Z_L} = 0 \quad (3-37)$$

$$\frac{Z_H^2 \cos^2 \theta_L \sin \theta_H - Z_L (-Z_L \sin \theta_H \sin^2 \theta_L + Z_H \cos \theta_H \sin 2\theta_L)}{Z_H} = Z \quad (3-38)$$

$$\frac{Z_L^2 \cos^2 \theta_L \sin \theta_H - Z_H (-Z_H \sin \theta_H \sin^2 \theta_L + Z_L \cos \theta_H \sin 2\theta_L)}{Z_H Z_L^2} = \frac{1}{Z} \quad (3-39)$$

表 3.7 五階 SIR 的阻抗值和電氣長度

90° 傳輸線	Z_L	Z_H	θ_L	θ_H
$Z=67.9 \Omega$	30.3Ω	116.64Ω	16.81°	30.52°

90°傳輸線	Z_{Lb1}	Z_{Hb1}	θ_{Lb1}	θ_{Hb1}
$Z_{b1}=46.36 \Omega$	38.54 Ω	136.47 Ω	20°	22.75°

90°傳輸線	Z_{Lb2}	Z_{Hb2}	θ_{Lb2}	θ_{Hb2}
$Z_{b2}=72.33 \Omega$	30.3 Ω	129.77 Ω	20°	22.75°

- 完成設計後的五階步階阻抗式寬頻帶通濾波器架構如圖 3.19，S 參數如圖 3.20，其比例頻寬達 100%(1.5~4.5GHz)，且中心頻 4 倍頻以下之止帶均有壓制，因此具有寬截止頻帶的特性；而群延遲如圖 3.21，從圖中可觀察到此電路架構有平坦的群延遲。

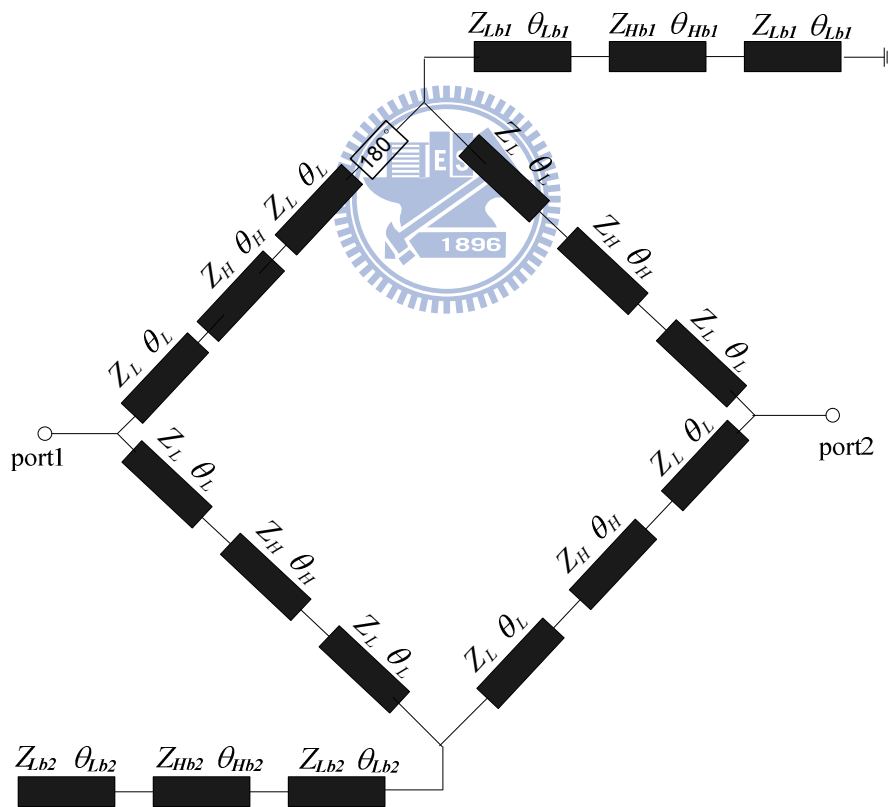


圖 3.19 具有寬截止頻帶之五階寬頻帶通濾波器的架構

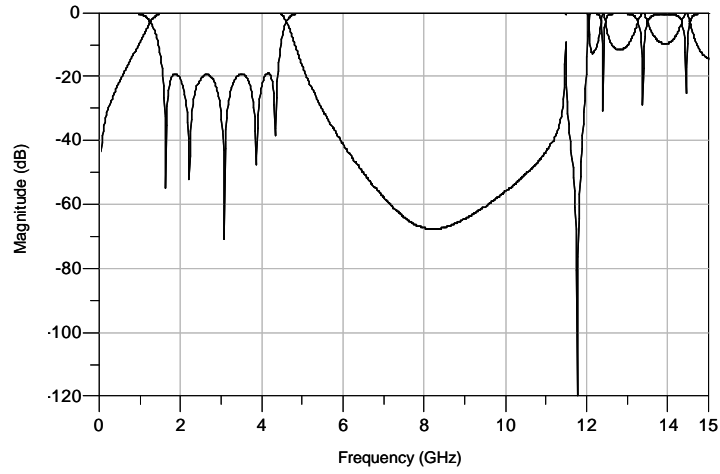


圖 3.20 具有寬截止頻帶之五階寬頻帶通濾波器的 S 參數模擬

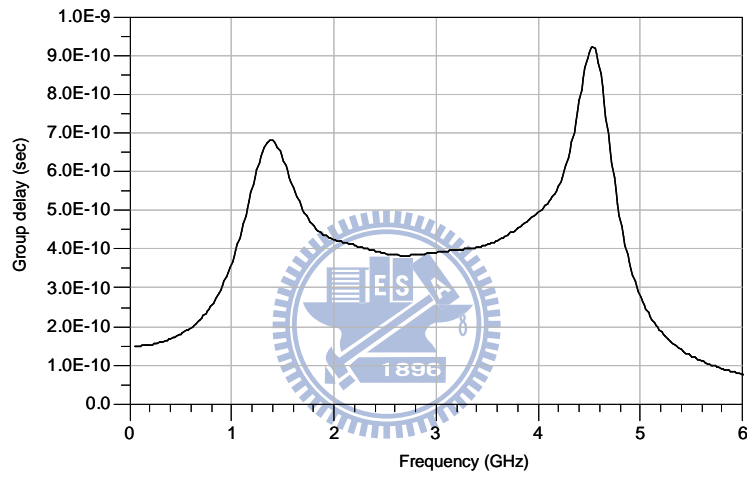


圖 3.21 具有寬截止頻帶之五階寬頻帶通濾波器的群延遲模擬

第四章 佈局與實作

板材的方面，選擇板厚為 15 豪英吋(mil)，介電常數為 9.8 的陶瓷基板。佈局方面，採用共平面帶線(CPS)架構實現，而在輸入埠和輸出埠處，則為共平面波導(CPW)架構以利測量。

4.1 四階濾波器

CPS 主要適合高阻抗傳輸線的實踐，對低阻抗來說必須採取並聯的型式。圖 4.1 為四階架構的佈局圖，表 4.1 和表 4.2 為對應圖 4.1 的各個線寬、線距和線長。

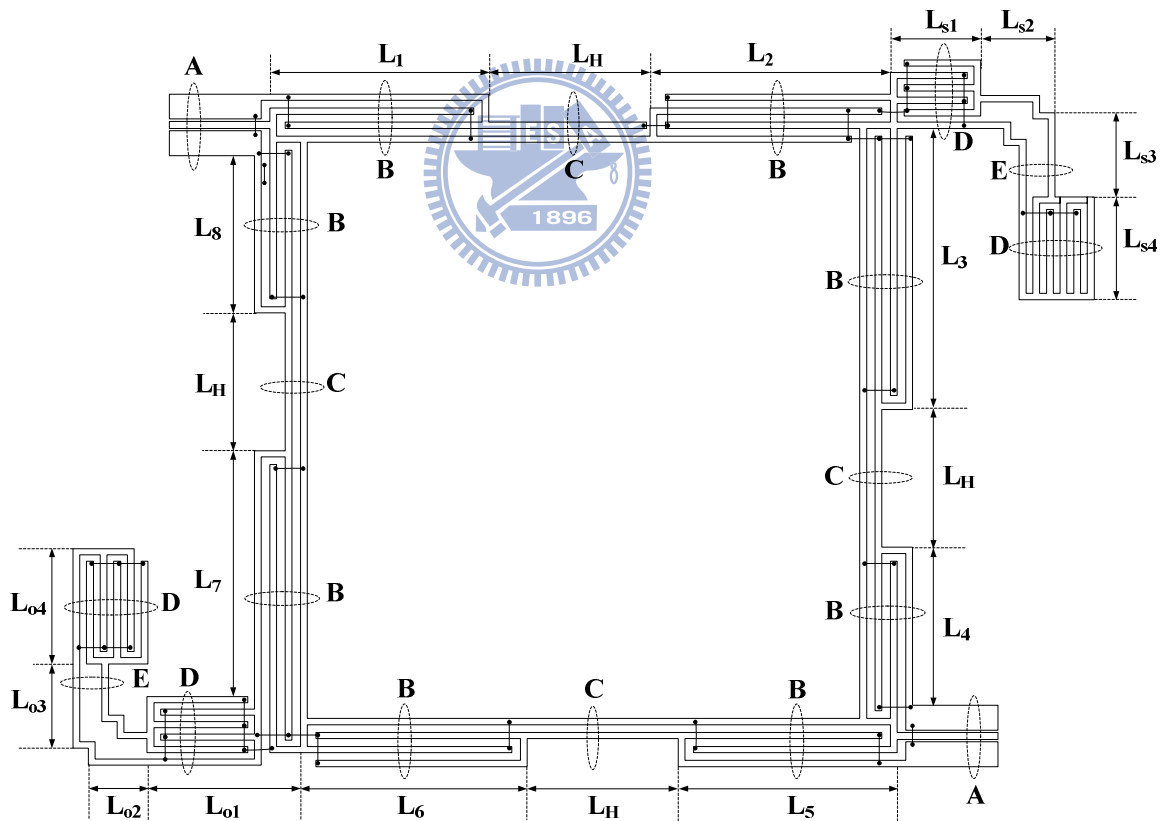


圖 4.1 四階架構的佈局圖

表 4.1 四階 ABCDE 各區塊所對應之阻抗、線寬與線距

區塊	阻抗	訊號線寬	地線寬	線距
A	50 Ω	4.5 mil	16 mil	1.5 mil
B	50.5 Ω	4 mil	4 mil	5 mil
C	113.35 Ω	4 mil	4 mil	5 mil
D	30 Ω	4 mil	4 mil	4 mil
E	151.4 Ω	4 mil	4 mil	13 mil

表 4.2 四階之各段線長

岔路環部分 (mil)					
線段	長度	線段	長度	線段	長度
L _H	88.5	L ₃	180.5	L ₆	133
L ₁	128.5	L ₄	101.5	L ₇	158
L ₂	141	L ₅	128.5	L ₈	101
殘段部分 (mil)					
線段	長度	線段	長度	線段	長度
L _{s1}	53	L _{s4}	66	L _{o3}	61
L _{s2}	43.5	L _{o1}	90	L _{o4}	74
L _{s3}	61	L _{o2}	43.5		

圖 4.2 為電磁模擬及實作量測之通帶 S 參數比較，從此圖可發現反射損耗在 15dB 以下之比例頻寬，EM 模擬為 95.78%，實際量測為 98%。而群延遲不論是理論還是量測皆很平坦，如圖 4.3。圖 4.4 可觀察到截止頻帶在 -20dB 以下的頻段約為 5GHz~6.5GHz。實做電路圖如圖 4.5，模擬與量測詳細各個參數的比較如表 4.3。

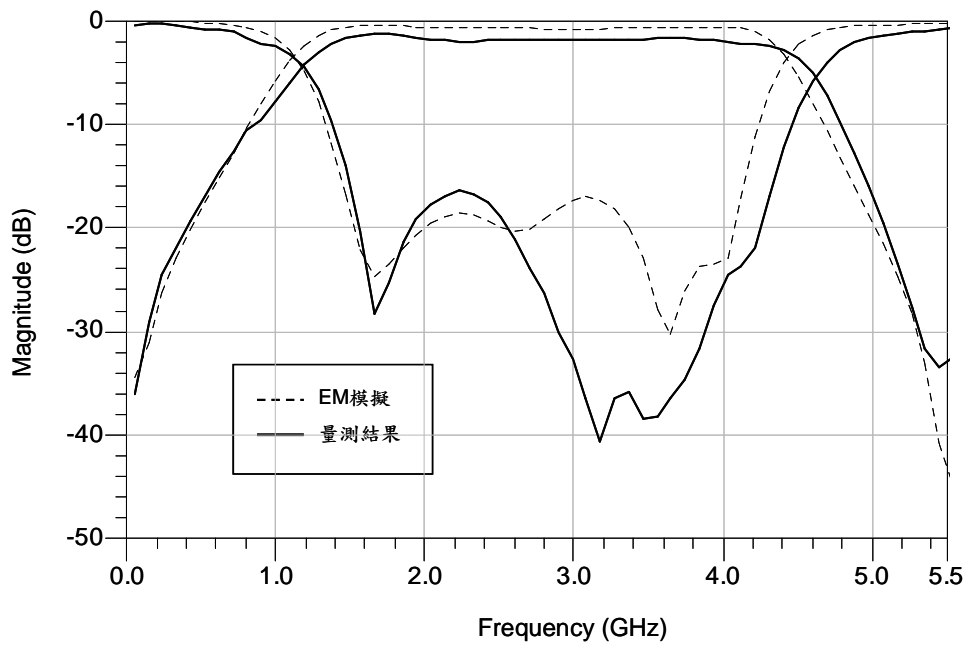


圖 4.2 四階通帶 S 參數之模擬與量測比較

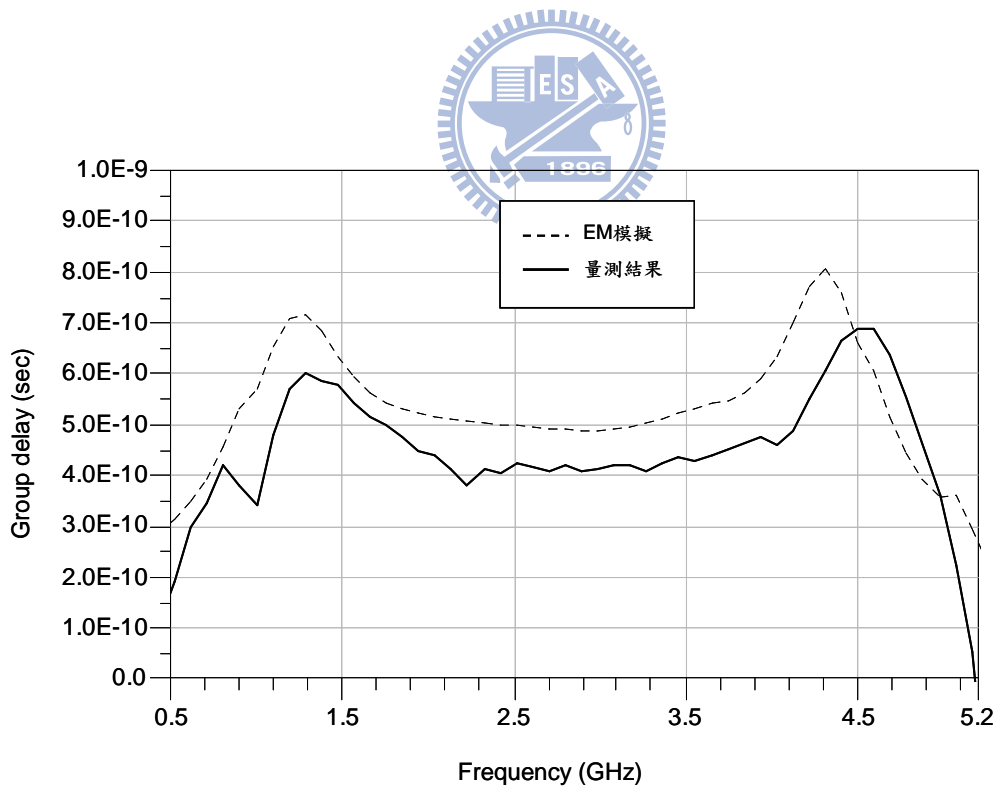


圖 4.3 四階之通帶群延遲 EM 模擬與量測比較

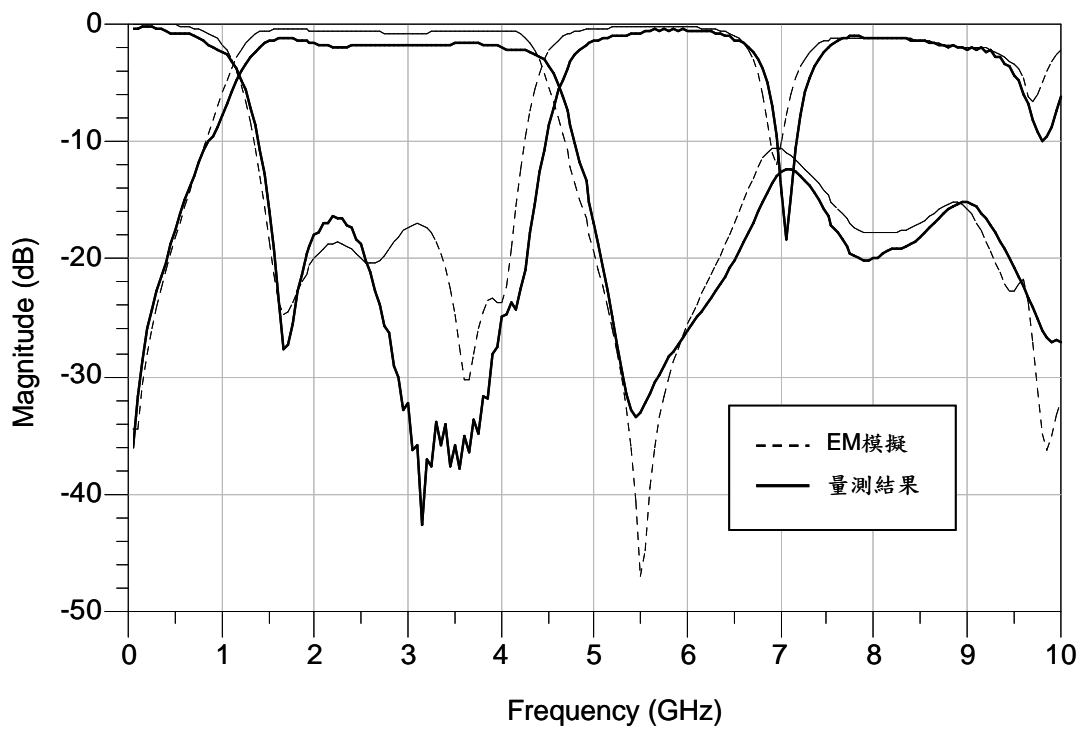


圖 4.4 四階 S 參數 EM 模擬與實際量測之比較

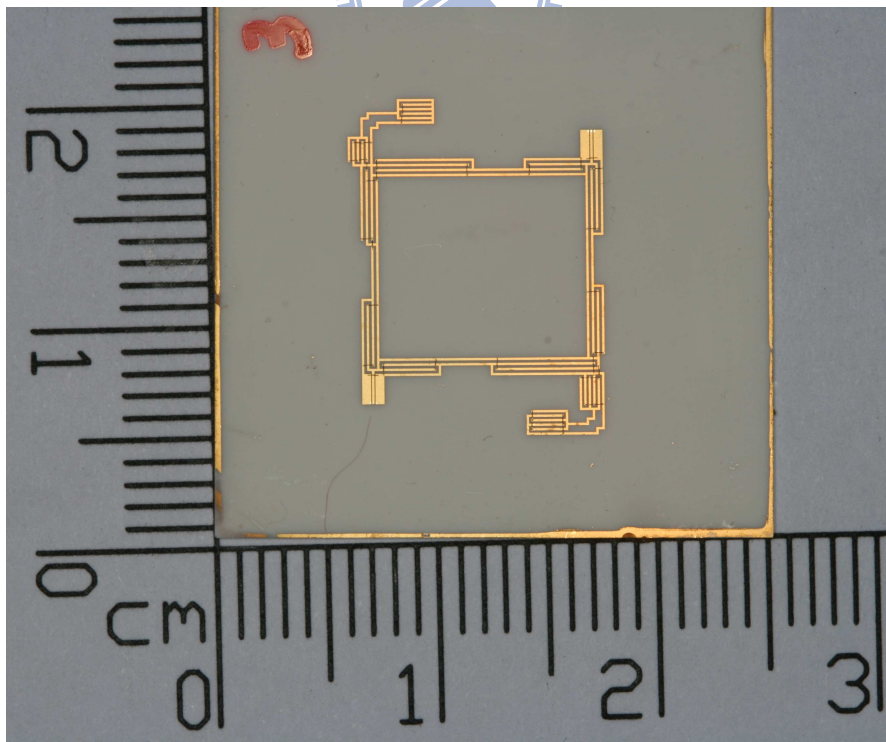


圖 4.5 四階實作電路圖

表 4.3 四階 EM 模擬與實際量測之各參數比較

	比例頻寬	中心頻	群延遲	截止頻帶(-20dB 以下)
EM 模擬	95.78%	2.85GHz	0.3ns	5GHz~6.3GHz
實作量測	98%	2.95GHz	0.19ns	5GHz~6.5GHz

由以上之比較可以發現量測和模擬的趨勢十分吻合，然而在截止頻帶不夠寬，因此從 CPS 架構需要平衡的特性加以改良電路佈局，並犧牲一些面積的優勢將短路和開路殘段截彎取直，以避免不連續狀況產生，改善過後的電路佈局如圖 4.5，ABCDE 所有區塊的線寬和線距不變(阻抗不變)如表 4.1，而表 4.4 為對應圖 4.5 的各個線長。從 S 參數模擬我們可以發現如圖 4.6 所示，截止頻帶在-20dB 以下之頻段為 5GHz~8.7GHz，可抑制約三倍頻，著實比圖 4.1 之設計方式增寬很多，而群延遲模擬如圖 4.7。此架構所有相關參數的值如表 4.5。

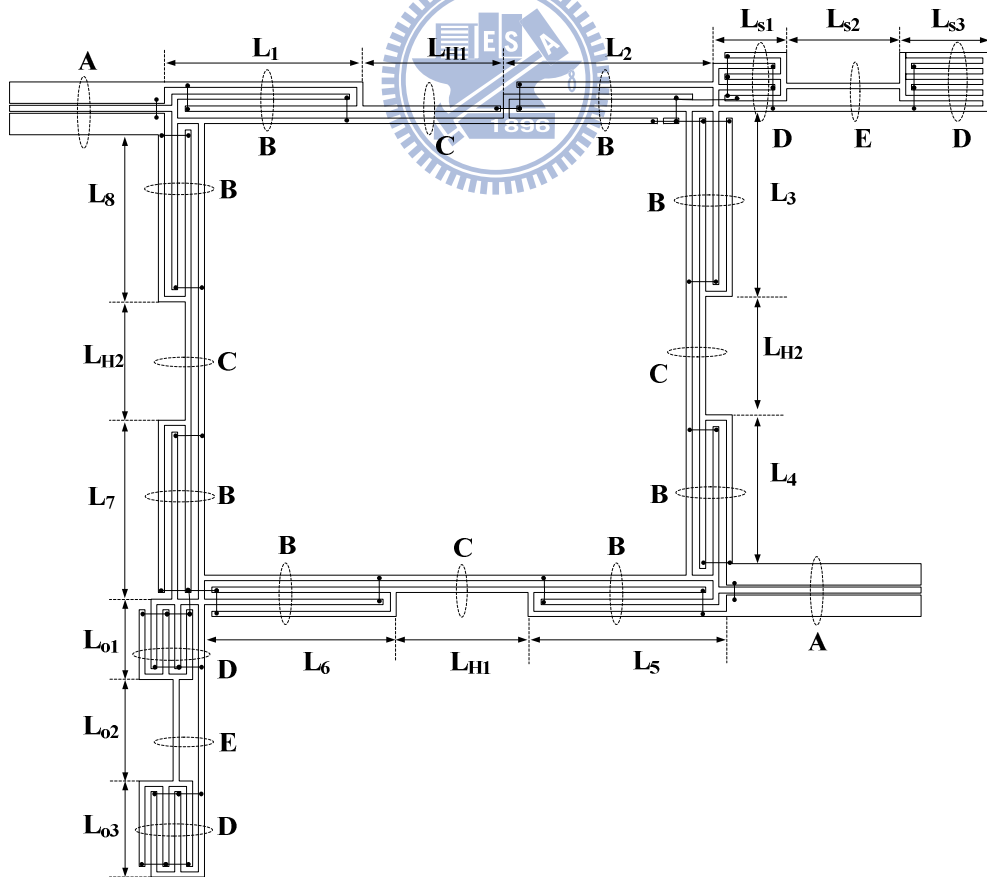


圖 4.6 四階改良架構的佈局圖

表 4.4 四階改良架構之各段線長

岔路環部分 (mil)					
線段	長度	線段	長度	線段	長度
L_{H1} / L_{H2}	94.5/88.5	L_3	138.5	L_6	129
L_1	133.5	L_4	111.5	L_7	134
L_2	141	L_5	133.5	L_8	125
殘段部分 (mil)					
線段	長度	線段	長度		
L_{s1}	49.5	L_{o1}	60		
L_{s2}	76	L_{o2}	76		
L_{s3}	60	L_{o3}	72		

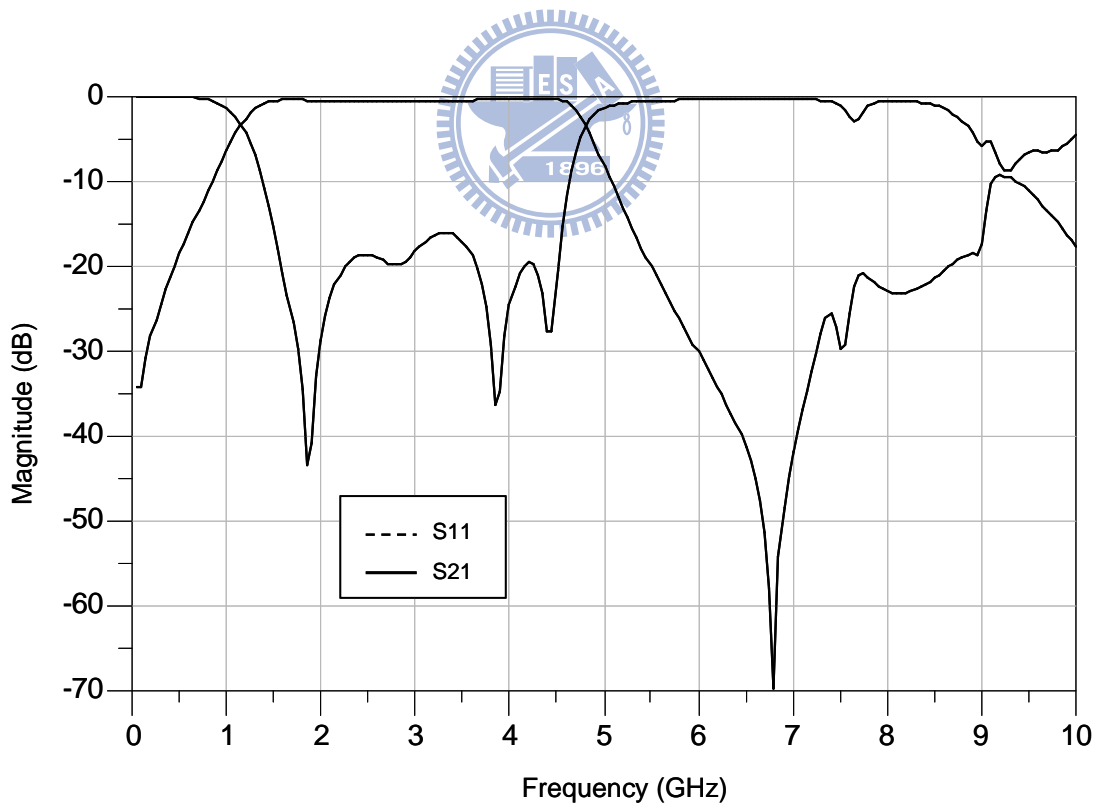


圖 4.7 四階改良架構之 S 參數 EM 模擬

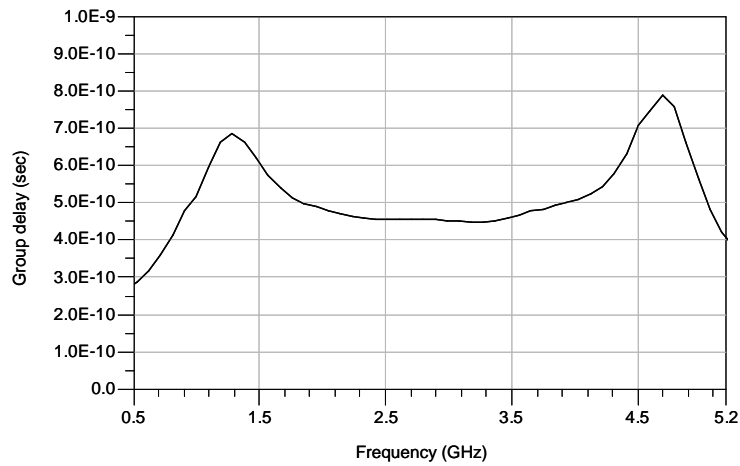
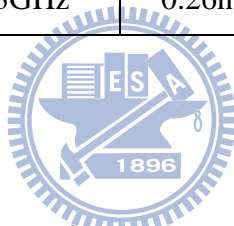


圖 4.8 四階改良架構之通帶群延遲 EM 模擬

表 4.5 四階改良架構之 EM 模擬之各參數

	比例頻寬	中心頻	群延遲	截止頻帶(-20dB 以下)
EM 模擬	100.82%	3.03GHz	0.26ns	5GHz~8.7GHz



4.2 五階濾波器

同樣對低阻抗採取 CPS 並聯型式的佈局。圖 4.9 為四階架構的佈局圖，表 4.3 和表 4.4 為對應圖圖 4.9 的各個線寬、線距和線長。

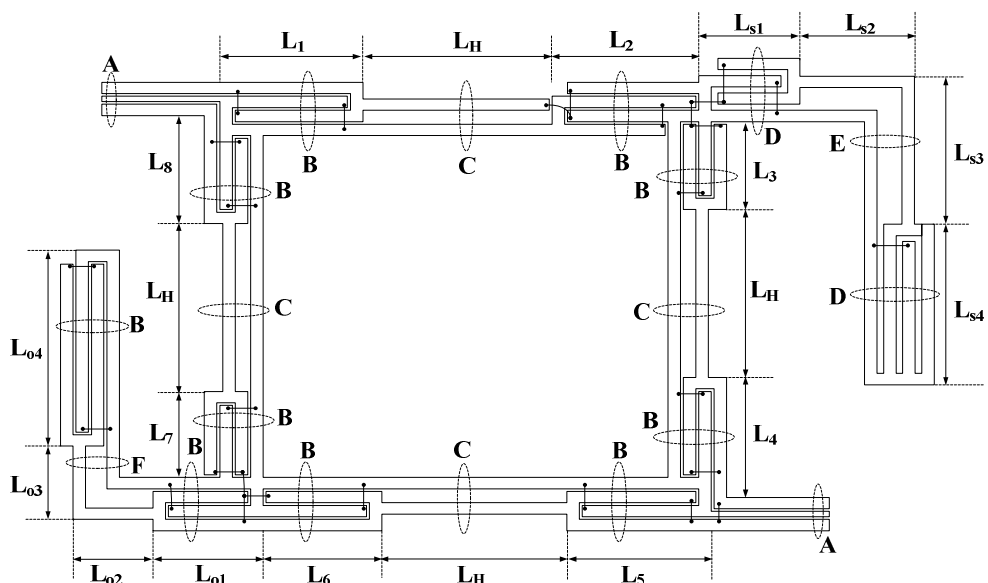


圖 4.9 五階架構的佈局圖

表 4.6 五階 ABCDEF 各區塊所對應之阻抗、線寬與線距

區塊	阻抗	訊號線寬	地線寬	線距
A	50 Ω	4 mil	8.5 mil	2 mil
B	30.3 Ω	8.5 mil	8.5 mil	2 mil
C	116.64 Ω	8.5 mil	8.5 mil	10.5 mil
D	38.54 Ω	8.5 mil	8.5 mil	4.5 mil
E	136.47 Ω	8.5 mil	8.5 mil	17 mil
F	129.77 Ω	8.5 mil	8.5 mil	14.5 mil

表 4.7 五階之各段線長

岔路環部分 (mil)					
線段	長度	線段	長度	線段	長度
L _H	129	L ₃	66	L ₆	89.5
L ₁	97.5	L ₄	90	L ₇	61.5
L ₂	100	L ₅	98	L ₈	81
殘段部分 (mil)					
線段	長度	線段	長度	線段	長度
L _{s1}	69	L _{s4}	120.5	L _{o3}	55
L _{s2}	78	L _{o1}	66.5	L _{o4}	147
L _{s3}	111	L _{o2}	54.5		

圖 4.10 為電磁模擬及實作量測之通帶 S 參數比較，從此圖可發現反射損耗在 15dB 以下之比例頻寬，EM 模擬為 103.4%，實際量測為 102.5%。而群延遲不論是模擬還是量測皆很平坦，如圖 4.11。圖 4.12 可觀察到實作的截止頻帶在 -20dB 以下的頻段約為 5GHz~9.3GHz，可抑制三倍頻。實作電路圖如圖 4.13，模擬與量測詳細各個參數的比較如表 4.8。

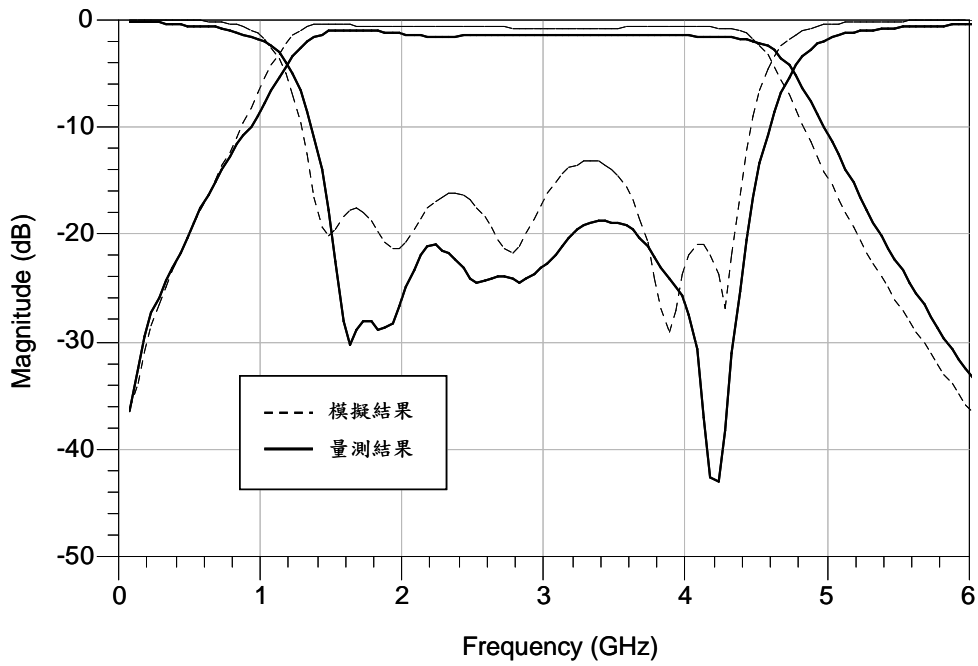


圖 4.10 五階通帶 S 參數之模擬與量測比較

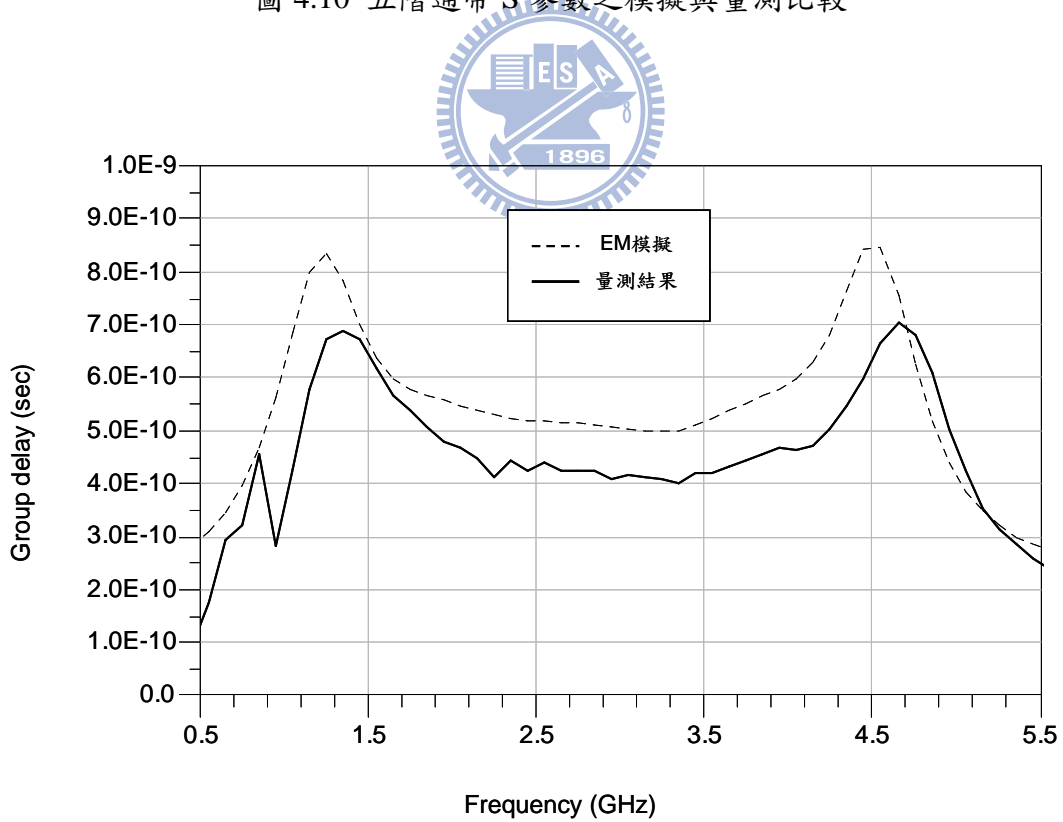


圖 4.11 五階之通帶群延遲 EM 模擬與量測比較

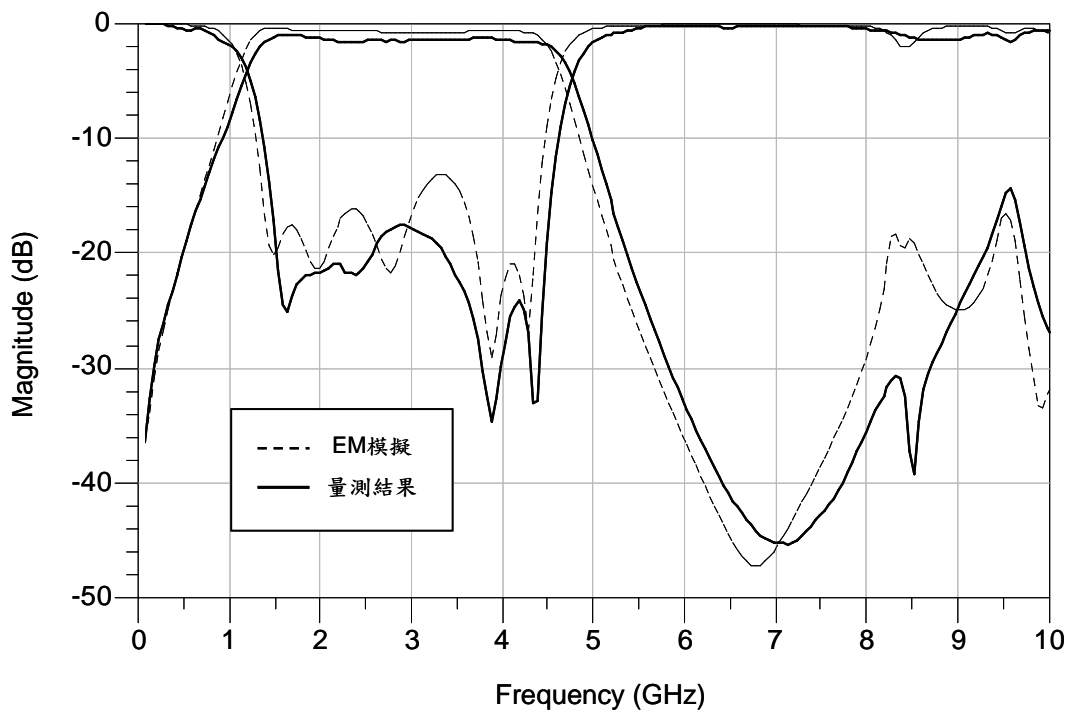


圖 4.12 五階 S 參數 EM 模擬與實際量測之比較

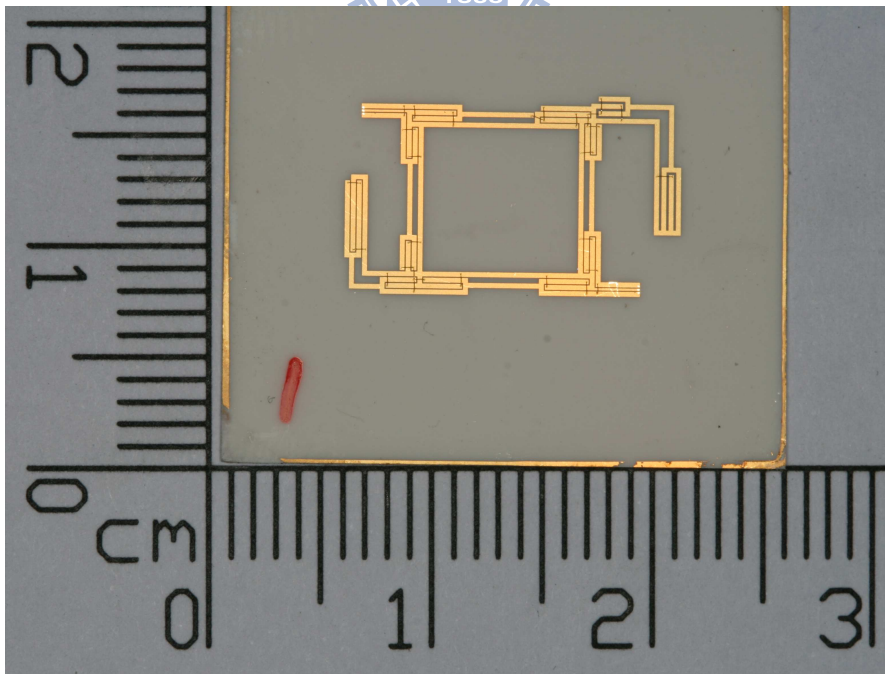
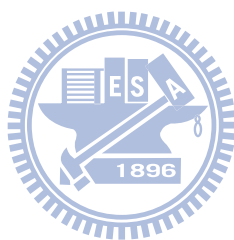


圖 4.13 五階實作電路圖

表 4.8 EM 模擬與實際量測之各參數比較

	比例頻寬	中心頻	群延遲	截止頻帶(-20dB 以下)
EM 模擬	103.4%	2.9GHz	0.3ns	5GHz~8.3GHz
實作量測	102.5%	2.98GHz	0.24ns	5GHz~9.3GHz



第五章 結論

本論文以鼠競環搭配短路與開路殘段，來設計不論奇數或偶數階之寬頻帶通濾波器，不論奇偶階之濾波器在虛頻率軸上都有可設計的成對零點出現，因此能使群延遲平坦。此外，由於傳輸線的週期性，故高頻會出現週期性之偽頻通帶(spurious passband)，所以本文將提出之寬頻帶通濾波器架構中各段傳輸線，改良成步階阻抗結構，以推遠偽頻通帶，達到具有寬截止頻帶之特性。

傳輸零點位置由短路殘段和開路殘段的阻抗值決定，偶數階以四階為例，奇數階則以五階為例。其中四階架構的殘段長度為 45° ，固定零點位置使得短路殘段和開路殘段的阻抗值相等，則頻寬和漣波因子 ϵ 具有自由度；五階架構的殘段長度為 90° ，其頻寬固定而零點位置和漣波因子 ϵ 可變，因此可求得最合適的殘段阻抗值。在虛軸上成對出現的傳輸零點，確實使得群延遲達平坦。在加寬上截止帶方面，先找到每一段傳輸線等效的步階阻抗架構，經由模擬結果可證實此結構能推遠偽頻通帶，達到寬截止頻帶的效果。

綜合以上理論推導與實作，證明此架構確實符合具有平坦群延遲和寬截止頻帶之寬頻帶通濾波器的規格，適合用於寬頻及多頻通訊系統。

參考文獻

- [1] Y. S. Lin, W. C. Ku, C. H. Wang, and C. H. Chen, "Wideband coplanar-waveguide bandpass filters with good stopband rejection," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no.9, pp.422-424, Sep. 2004.
- [2] C. L. Hsu, F. C. Hsu, and J. T. Kuo, "Microstrip bandpass filter for ultra-wideband (UWB) wireless communications," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 679-682, June 2005.
- [3] L. Zhu, S. Sun and W. Menzel, "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.15, no. 11, pp. 796-798, Nov. 2005.
- [4] H. Wang and L. Zhu. "Aperture-backed microstrip line multiple-mode resonator for design of a novel UWB bandpass filter," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol.4, no.4, pp.4-7, Dec. 2005.
- [5] J. T. Kuo and E. Shih, "Wideband bandpass filter design with three-line microstrip structures," in *IET Microwave, Antennas and Propagation.*, vol. 149, no.516, pp.243-247, Oct./Dec. 2002.
- [6] L. Zhu, H. Bu, and K. Wu, "Aperture compensation technique for innovative design of ultra-broadband microstrip bandpass filter," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 315-218,2000.
- [7] H. Shaman and J.-S. Hong, "A novel ultra-wideband (UWB) bandpass filter (BPF) with pairs of transmission zeroes," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 17, no. 2, pp. 121-123, Feb. 2007.
- [8] A.-M. Abbosh, "Planar bandpass filters for ultra-wideband applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 10, pp. 2262-2269, Oct. 2007.

- [9] T.-H. Duong and I.-S. Kim, "New elliptic function type UWB BPF based on capacitively coupled $\lambda/4$ open T resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 3089-3098, Dec. 2009.
- [10] C.-L. Hsu, F.-C. Hsu and J.-T. Kuo, "Microstrip bandpass filter for ultra-wideband (UWB) wireless communications," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.679-682, Jun. 2005.
- [11] H. M. Lee and C. M. Tsai, "Improved coupled-microstrip filter design using effective even-mode and odd-mode characteristic impedances" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, No.9, Sep. 2005.
- [12] S. Sun and L. Zhu, "Capacitive-ended interdigital coupled lines for UWB bandpass filters with improved out-of-band performance" *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no.8, pp.440-442, Aug. 2006.
- [13] S.-W. Wong and L. Zhu, "Ultra-wideband (UWB) microstrip bandpass filters with improved upper-stopband and miniaturized size," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol.1, no.4, pp.11-14, Dec. 2007.
- [14] S. W. Wong and L. Zhu, "Ultra-wideband bandpass filters with improved out-of-band behaviour via embedded electromagnetic-bandgap multimode resonators" *IET Microw., Antennas & Propagation*, July 2008
- [15] T. N. Kuo, W. C. Li, C. H. Wang and C. H. Chen "Wide-stopband microstrip bandpass filters using quarter-wavelength stepped-impedance resonators and bandstop embedded resonators" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, No.6, June 2005
- [16] S. C. Lin, T. N. Kuo, Y. S. Lin and C. H. Chen "Novel coplanar-waveguide bandpass filters using loaded air-bridge enhanced capacitors and broadside-coupled transition structures for wideband spurious suppression" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, No.8, Aug. 2006

- [17] T.-B. Lim and L. Zhu, "Differential-mode ultra-wideband bandpass filter on microstrip line," *Electron Lett.*, vol.45, no.22, pp. 1124-1124, Oct. 2009.
- [18] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline Stepped Impedance Resonators" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-28, No.12, Dec. 1980
- [19] R.J. Cameron. "General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no.4, pp.43-442, Apr. 1999
- [20] J. Y. Li, C. H. Chi and C. Y. Chang, "Synthesis and design of generalized Chebyshev wideband hybrid ring based bandpass filters with a controllable transmission zero pair " *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, No.12, Dec. 2010

