

東海大學電機工程學系

碩士論文

具微小化及寬截止頻帶之微帶線寬頻帶通
濾波器設計

Design of Miniaturized and Wide Stopband
Microstrip Wideband Bandpass Filters

研究生:王國灃

指導教授:陳錡楓 博士

中華民國 107 年 6 月

東海大學電機工程學系碩士學位
考試委員審定書

電機工程學系研究所 王國灃 君所提之論文，

具微小化及寬截止頻帶之微帶線寬頻帶通濾波器

設計，經本考試委員會審查，符合碩士資格標準。

學位考試委員會 召集人： (簽章)

委員：

中華民國 107 年 06 月 27 日

致謝

本論文是在陳錡楓老師的親切的指導下完成，老師嚴謹的精神，讓我能
在論文有更好的發揮與結論。在此謹向陳老師致以誠摯的謝意。另外還
要感謝李忠貞同學以及陳冠州同學，正因為有你們的幫助和支持，我才能
克服論文上遇到的困難和疑惑，讓本論文的順利完成。在論文完成後，
還是有許多可敬的師長、同學、朋友給了許多的幫助，在這裡請接受我誠
摯的謝意。最後我還要感謝培養我長大的父親，謝謝你們。再次對關心、
幫助我的老師和同學表示衷心地感謝！

中文摘要

本論文以四分之波長短路殘段帶通濾波器為原型，共提出五種不同的寬頻帶通濾波器，分別為第 I 型(單步階式阻抗傳輸線)、第 II 型(雙步階式阻抗傳輸線)、第 III 型(π 型傳輸線)、第 IV 型(單 T 型傳輸線)及第 V 型濾波器(雙 T 型傳輸線)，利用 ABCD 網路分析法，將原先四分之波長短路殘段帶通濾波器上的線段替換成上述五種不同的傳輸線。

第 I 型及第 II 型濾波器分別為使用單步階式阻抗傳輸線及雙步階式阻抗傳輸線，這兩型傳輸線具有電路尺寸小以及寬截止頻帶的特性，第 III 型濾波器為使用 π 型傳輸線，該傳輸線具備了電路尺寸小的特性，第 IV 型及第 V 型濾波器分別使用單 T 型傳輸線以及雙 T 型傳輸線，而這兩型電路具備了電路尺寸小及寬截止頻帶的特性。

上述這五種電路皆有模擬與實測結果，且皆與模擬與量測的響應圖皆有良好的的一致性，因此若要製作電路微小化及寬截止頻帶的帶寬頻帶通濾波器，本篇論文提出的五種傳輸線結構是一個有效且可行的方法。

關鍵字：微帶線、帶通濾波器、寬頻、電路微小化、寬截止頻帶

Abstract

In this study, we proposed 5 different wideband bandpass filter which are all based on the stub loaded bandpass filter. They are type I (single stepped-impedance transmission line), type II (double stepped-impedance transmission line), type III (π shape transmission line), type IV (single T shape transmission line) and type V (double T shape transmission line). By using ABCD matrix, the transmission line of stub-loaded bandpass filter can be replaced by these 5 types transmission lines.

Type I and type II filter are separately using single stepped impedance lines and double stepped impedance lines. Both of them have advantages such as compactness and wide stopband. Type III filter is using π shape transmission lines, this filter has advantage such as compactness. Type IV and type V are separately using single T transmission lines and double T transmission lines, both of them have the advantages such as compactness and wide stopband.

These five types filters all have simulation and measured results, and a good agreement between simulations and measured results. Hence, if the requirement is wideband, compactness and wide stopband bandpass filter, these five filters are effective and feasible.

Keywords: Microstrip, Bandpass filter, Wideband, Compactness, Wide stopband.

目錄

第一章、緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 文獻回顧.....	1
1.3 論文貢獻.....	4
1.4 論文架構.....	5
第二章、理論分析.....	6
2.1 散射係數.....	6
2.2 ABCD 矩陣分析.....	8
2.3 傳統帶通濾波器之設計.....	10
第三章、電路設計.....	16
3.1 第 I 型傳輸線(單步階式阻抗傳輸線).....	17
3.1.1 電路設計.....	17
3.1.2 電路佈局圖與量測.....	22
3.2 第 II 型傳輸線(雙步階式阻抗傳輸線).....	25
3.2.1 電路設計.....	25

3.2.2 電路佈局圖與量測.....	30
3.3 第 III 型傳輸線(π 型傳輸線).....	33
3.3.1 電路設計.....	33
3.3.2 電路佈局圖和量測.....	37
3.4 第 IV 型傳輸線(單 T 型傳輸線).....	41
3.4.1 電路設計.....	41
3.4.2 電路佈局圖和量測.....	44
3.5 第 V 型傳輸線(雙 T 型傳輸線).....	46
3.5.1 電路設計.....	46
3.5.2 電路佈局圖和量測.....	49
第四章、結論.....	52
參考文獻.....	54

表目錄

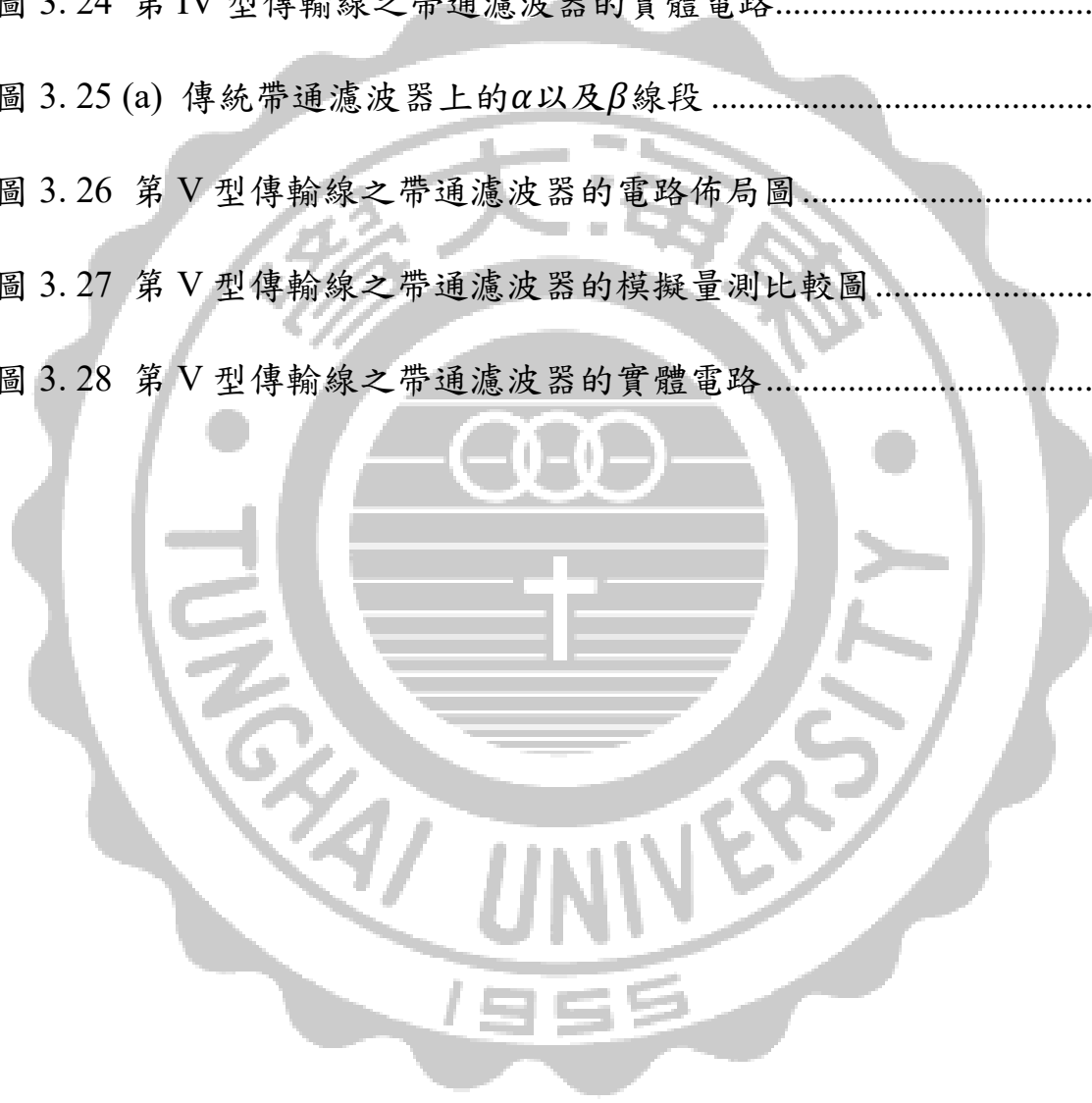
表 2.1 柴比雪夫低通元件值表格	11
表 2.2 四分之波長短路殘段濾波器之設計規格	12
表 2.3 基板參數	13
表 2.4 四分之波長短路殘段帶通濾波器之理論的 θ 和 Z 值	13
表 2.5 四分之波長短路殘段帶通濾波器之 θ 和 Z 的實際長度	14
表 3.1 五種阻抗比值之第 I 型帶通濾波器	20
表 3.2 第 I 型傳輸線之不同阻抗比值比較表	22
表 3.3 五種阻抗比值之第 II 型傳輸線	28
表 3.4 第 II 型傳輸線之不同阻抗比值的比較表	29
表 3.5 四種阻抗比值之第 III 型傳輸線	36
表 3.6 第 III 型傳輸線之不同阻抗比值的比較表	37
表 4.1 比較表	53

圖目錄

圖 2.1 具不同特性阻抗之 N 埠網路	7
圖 2.2 單一雙埠網路	9
圖 2.3 兩個連接的雙埠網路	9
圖 2.4 N 階之四分之一波長短路殘段帶通濾波器	11
圖 2.5 四分之一波長短路殘段帶通濾波器之電路模型	12
圖 2.6 以 MWO 模擬之四分之一波長短路殘段濾波器	13
圖 2.7 四分之一波長短路殘段帶通濾波器之電路架構	14
圖 2.8 四分之一波長短路殘段帶通濾波器頻率響應圖	15
圖 2.9 理論值與微調後的模擬結果比較圖	15
圖 3.1 (a)傳統帶通濾波器上的 α 以及 β 線段 (b)以第一、第二、第三、第四以及第 V 型傳輸線取代後的帶通濾波器	16
圖 3.2 第 I 型傳輸線取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段 (a) 傳統濾波器 (b) 以第 I 型傳輸線取代後的帶通濾波器	17
圖 3.3 第 I 型傳輸線之電路模型	20
圖 3.4 第 I 型傳輸線之阻抗比值比較圖	21
圖 3.5 第 I 型傳輸線之帶通濾波器的電路佈局圖	23
圖 3.6 第 I 型傳輸線之帶通濾波器的模擬量測比較圖	23

圖 3.7 第 I 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路	24
圖 3.8 (a) 傳統濾波器的電路模型 (b) 以第 II 型傳輸線取代的帶通濾波 器	25
圖 3.9 第 II 型傳輸線之電路模型	28
圖 3.10 第 II 型傳輸線之阻抗比值比較圖	29
圖 3.11 第 II 型傳輸線之帶通濾波器	31
圖 3.12 第 II 型傳輸線的帶通濾波器之頻率響應圖(實線為模擬結果，虛 線為量測結果).....	31
圖 3.13 第 II 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路	32
圖 3.14 (a)傳統濾波器上的 α 以及 β 線段 (b)第 III 型傳輸線取代 α 以及 β 線	33
圖 3.15 第 III 型傳輸線之電路模型	35
圖 3.16 第 III 型傳輸線阻抗比值比較圖	36
圖 3.17 第 III 型傳輸線的帶通濾波器之電路佈局圖	38
圖 3.18 第 III 型傳輸線的帶通濾波器之模擬量測比較圖(實線為模擬結 果，虛線為量測結果).....	39
圖 3.19 第 III 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路	39
圖 3.20 並聯之第 III 型帶傳輸線的帶通濾波器	40
圖 3.21 (a) 傳統濾波器上的 α 以及 β 線段 (b) 以第 IV 型傳輸線製作的帶	

通濾波器	41
圖 3.22 第 IV 型傳輸線之帶通濾波器的電路佈局圖.....	44
圖 3.23 第 IV 型傳輸線之帶通濾波器的模擬量測比較圖	45
圖 3.24 第 IV 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路.....	45
圖 3.25 (a) 傳統帶通濾波器上的 α 以及 β 線段	46
圖 3.26 第 V 型傳輸線之帶通濾波器的電路佈局圖	49
圖 3.27 第 V 型傳輸線之帶通濾波器的模擬量測比較圖	50
圖 3.28 第 V 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路.....	50



第一章、緒論

1.1 研究動機

在這個科技快速進步的時代，通訊和生活已經是密不可分的關係了，從早期的有線電話一直到現在的無線通訊，其發展的產品功能也越多越方便。

早期無線通訊系統大多都是應用在航空、軍事以及衛星通訊上，但隨著科技的進步與演進，無線通訊系統的應用範圍漸漸地步入了民眾的生活當中，例如：手機、GPS、無線網路及通訊上，這個現象使得微波通訊系統發展的更加快速。

在通訊系統中，寬頻帶的帶通濾波器是一個相當重要的電路元件，一般來說寬頻帶的帶通濾波器的電路尺寸都相對的大，所以本篇論文以成本低、微小化以及寬截止帶特性為主要的研究目標。

1.2 文獻回顧

在現今的文獻中，寬頻帶濾波器已經有許多種設計方式且被廣泛的研究，

在本節中將會針對不同種類寬頻濾波器的研究做文獻回顧。

在文獻[1]-[2]中，作者提出了使用步階式阻抗之傳輸線替換傳統帶通濾波器上的傳輸線，進而達到了縮小尺寸並且擁有寬截止帶的效果之寬頻帶通濾波器，而本篇論文也是基於此篇文獻之概念所完成的。在[3]中，使用了兩個步階式阻抗的多模態共振器，並將這兩個多模態共振器擺放成串接以及並排的方式，以達到增加耦合量以及縮小電路尺寸的效果。在[4-6]中，將傳輸線的加上環形的共振器，並將接地端嵌入至環形共振器裡面，該設計可以讓電路擁有更小的尺寸並且能得到寬截止頻帶及高選擇度的特性。在[7]中，在此篇文獻中提出 TCLS(terminated coupled line structure)這種結構去製作寬頻帶通濾波器，並製作了三種不同的帶通濾波器，各別有著高選擇度、良好的截止帶以及高選擇度的寬頻帶通濾波器。在[8]中，此濾波器的結構由兩段開路段以及一個步階式阻抗共振器所組成的，藉由調整兩段開路段的長度可以去控制在通帶內的模態，並且能再通帶的高、低頻處各產生一個傳輸零點。在[9]中，此文獻利用步階式阻抗共振器並連結兩個開路段以及兩個短路段去實現一個寬頻帶通濾波器，此濾波器能有良好的寬頻響應。在[10-12]中，藉由調整多模態共振器的阻抗，能在通帶附近產生傳輸零點，且通帶內的模態分別能被多模態共振器的奇模態及偶模態所控制，因此該濾波器具有良好的選擇性及寬頻的特性。在

[13]中，此文獻利用一個四分之波長短路殘段共振器以及兩個步階式阻抗共振器實現一個寬頻帶通濾波器，此共振器通帶內的頻率能藉由調整四分之波長短路殘段共振器的奇偶模態去控制，並能藉由短路殘段產生六個傳輸零點。在[14]中，此文獻使用四分之三波長的共振器以及步階式阻抗的接地殘段設計一個微小化的寬頻帶通濾波器，並利用奇模態以及偶模態控制通帶內的頻率位置。在[15]中，此文獻利用耦合線、開路殘段以及短路殘段實現一個七階的寬頻帶通濾波器，該濾波器擁有非常好的選擇度。在[16]中，此文獻設計了一個寬頻帶通濾波器並且利用了開路殘段以及短路殘段在倍頻處產生許多傳輸零點，以達到寬截止帶的效果。在[17]中，此文獻以三模態共振器設計帶通濾波器，並利用四分之波長短路殘段的特性，能在高頻處與低頻處各產生一個傳輸零點，使該濾波器能有高選擇性的優點。在[18]中，此文獻利用平行耦合四分之波長短路殘段共振器去實現一個寬頻且擁有高選擇度的帶通濾波器，並且能藉由調整耦合量，去控制通帶的頻寬以及反射損耗。在[19]中，此文獻利用十字形共振器實現一個寬頻帶通濾波器，並能利用二極體調整十字形共振器的阻抗值，進一步改變通帶的比例頻寬。在[20]中，此文獻在均勻阻抗的二分之一波長傳輸線上加入了 PCLS(parallel-coupled-line-stub)的結構，以實現一個用三模態共振器，且 PCLS 能在高頻處與低頻處各產生一個傳輸零點，最後利用三

模態共振器實現一個寬頻且有高選擇度的帶通濾波器。在[21]中，此文獻在半波長共振器上放上一個四分之一波長短路殘段，並藉由該四分之一波長短路殘段在高頻段處產生傳輸零點，以達到良好的寬截止帶效應。在[22]中，此文獻設計一個四分之一波長短路殘段的共振器，並於共振器上方和下方各加入一個二分之一波長的 T 行共振器，此電路具有抑制第一倍頻以及第二倍頻的，且具有寬頻的特性。

上述的文獻提出許多設計寬頻帶通濾波器的方法與概念，但是其中仍有許多能夠改善且進步的空間，大多數的寬頻濾波器的電路尺寸通常會比較大，且抑制倍頻的效果也不盡理想，因此本篇論文著重的重點為在設計具微小化且寬截止頻帶的帶通濾波器。

1.3 論文貢獻

本篇論文主要提出五種寬頻帶通濾波器，第 I 型、第 II 型、第 III 型、第 IV 型及第 V 型帶通濾波器，這五種帶通濾波器具有微小化及寬截止帶的優點，在本研究中提出了這五種寬頻帶通濾波器之設計理論以及將之設計、製作與量測。

1.4 論文架構

本篇論文一共分為四章。第一章主要是說明本論文的研究動機以及相關的文獻回顧。第二章是說明 S 參數、ABCD 矩陣以及傳統濾波器設計理論。第三章的內容介紹以微帶線實現的五種寬頻帶通濾波器電路，分別介紹了第 I 型、第 II 型、第 III 型、第 IV 型以及第 V 型，共五種結構的寬頻帶通濾波器，藉由 ABCD 矩陣分析將傳統濾波器之傳輸線替換成上述的五種結構，以達到縮小尺寸或是寬截止帶的效果，並利用不同的阻抗比值去分析哪一個比值是能實現出來而且能有寬截止帶的效果。第四章為本文的結論與未來展望。

第二章、理論分析

本章介紹散射係數(scattering parameter)、ABCD 矩陣以及殘斷負載帶通濾波器之設計理論和基本概念。

2.1 散射係數

在高頻電路上不管是量測或是模擬都是使用散射係數，散射參數亦可稱為 S 參數，在各網路的表示中，入射、反射及穿透波都是和散射係數同一種觀念。在許多的情況之下特性阻抗均為 $50\ \Omega$ ，但是在廣義多埠網路中參考阻抗可能會不相同，所以就必須要考慮各個端埠的阻抗。圖 2.1 中的 N 埠網路中， Z_{0n} 表示第 n 端埠的特性阻抗， V_1^+ 和 V_1^- 則分別表示端埠之入射和反射的電壓波，為了使電波震幅更加符合物理意義，因此重新定義一組電波振幅：

$$a_n = V_n^+ / \sqrt{Z_{0n}} \quad (2.1)$$

$$b_n = V_n^- / \sqrt{Z_{0n}} \quad (2.2)$$

其中 a_n 為第 n 端埠的入射波， b_n 為反射波

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \quad (2.3)$$

V_n 為第 n 端埠上的總電壓，因此得到散射係數矩陣入射和反射的關係如

下：

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \text{ 或 } [b] = [S][a] \quad (2.4)$$

散射係數矩陣第 i 和 j 為

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j}, a_k = 0 \text{ 且 } k \neq j \quad (2.5)$$

S_{ij} 表示：在第 j 端埠輸入入射波 a_j ，並在第 i 端埠量測反射波 b_i ，當除了第 j 端埠外，其他端埠的入射波都必須為零，換言之，也就是其他端埠的負載都需要完全匹配。根據圖 2.1 上考慮到特性阻抗將 2-1 和 2-2 帶入到 2-5 可以得到

$$S_{ij} = \frac{V_i^- \sqrt{Z_{0j}}}{V_j^+ \sqrt{Z_{0i}}}, V_k^+ = 0 \text{ 且 } k \neq j \quad (2.6)$$

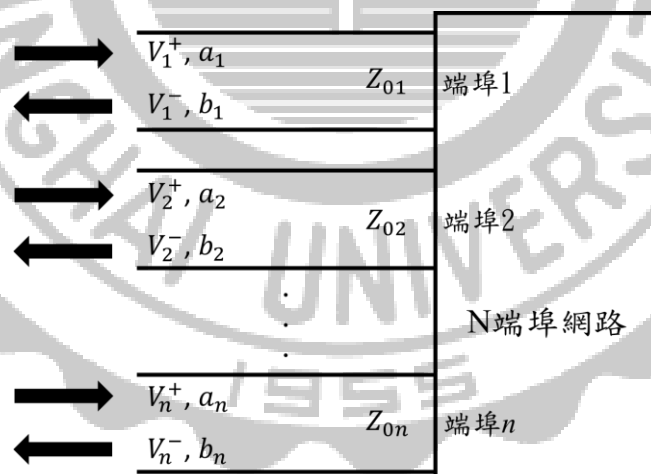


圖 2.1 具不同特性阻抗之 N 端埠網路

在雙埠網路中經常用到的參數 S_{11} 和 S_{21} 分別代表著反射係數和穿透係數的

大小以及相位， $|S_{11}|$ 和 $|S_{21}|$ 去表示其參數的大小，並用 dB 值表示為反射損失(return loss)以及入射損失(insertion loss)。

2.2 ABCD 矩陣分析

S 參數可以用來描述具有任意端埠數量的網路。但是，許多微波網路內部，都含有兩個或以上的雙埠網路連接。但是如果每一個雙埠網路都有一個 2×2 的傳輸或是 ABCD 矩陣的話，問題就會方便解決。兩個以上連接的網路，其總 ABCD 矩陣就是個別網路中的 ABCD 矩陣依序相乘。

如圖中 2.2 中雙埠網路的 ABCD 矩陣，以端埠上的總電流和總電壓定義：

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (2.7)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (2.8)$$

或是用矩陣的方式表示：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

其中 ABCD 的定義分別如下：

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad B = - \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.10)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad D = - \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.11)$$

在圖 2.3 中，是兩個串接的雙埠網路，分別都用 ABCD 矩陣表示：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

將上兩式帶入可得

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

以此類推若有二級的串接雙埠網路，就可將兩個雙埠網路之 ABCD 矩陣相乘得到：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

使用 ABCD 矩陣的優點在於可以分別計算一個基本雙埠網路後，在依照先後順序依次相乘就可以得到一個完整的 ABCD 參數。

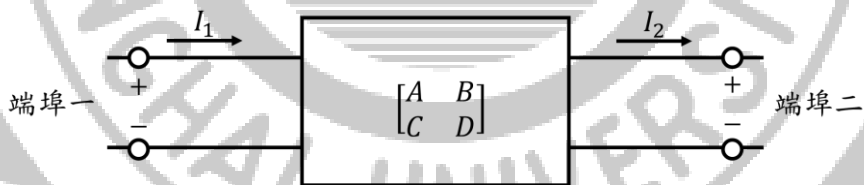


圖 2.2 單一雙埠網路

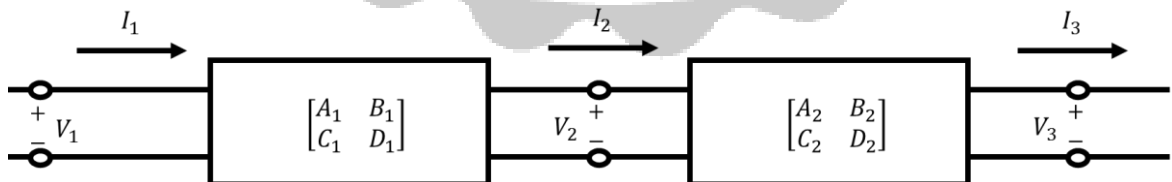


圖 2.3 兩個連接的雙埠網路

而在本篇論文後面將利用雙埠網路的等效電路將尺寸過大的傳輸線替換成不同的五種型態以減少電路尺寸及達到寬截止帶的效果。

2.3 四分之波長短路殘段帶通濾波器之設計

四分之波長短路殘段帶通濾波器是由短路殘段以及四分之波長之傳輸線組合而成，其四分之波長傳輸線是以中心頻率計算而得的，假如給定濾波器階數為 N 時，此帶通濾波器的特性將會取決於短路殘段的特徵導納 (Y_i $i = 1$ to n) 以及四分之波長傳輸線之特徵導納 ($Y_{i,i+1}$ $i = 1$ to $n - 1$)，四分之波長短路殘段帶通濾波器之設計公式可從[23]得到及其電路圖如下圖 2.4 所示：

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{FBW}{2} \right) \quad (2.16)$$

$$h = 2 \quad (2.17)$$

$$\frac{J_{1,2}}{Y_0} = \frac{hg_0g_1}{\sqrt{g_1g_{i+1}}} \text{ for } i = 2 \text{ to } n - 2 \quad (2.18)$$

$$N_{i,i+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right)^2 + \left(\frac{hg_0g_1 \tan \theta}{2}\right)^2} \text{ for } i = 1 \text{ to } n - 1 \quad (2.19)$$

$$Y_1 = g_0Y_0 \left(1 - \frac{h}{2} \right) g_1 \tan \theta + Y_0 \left(N_{1,2} - \frac{J_{1,2}}{Y_0} \right) \quad (2.20)$$

$$Y_n = Y_0 \left(g_n g_{n+1} - g_0 g_1 \frac{h}{2} \right) \tan \theta + Y_0 \left(N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_0} \right) \quad (2.21)$$

$$Y_i = Y_0 \left(N_{i-1,i} + N_{i,i+1} - \frac{J_{i-1,i}}{Y_0} - \frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right) \text{ for } i = 2 \text{ to } n - 1 \quad (2.22)$$

$$Y_{i,i+1} = Y_0 \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} \right) \text{ for } i = 1 \text{ to } n - 1 \quad (2.23)$$

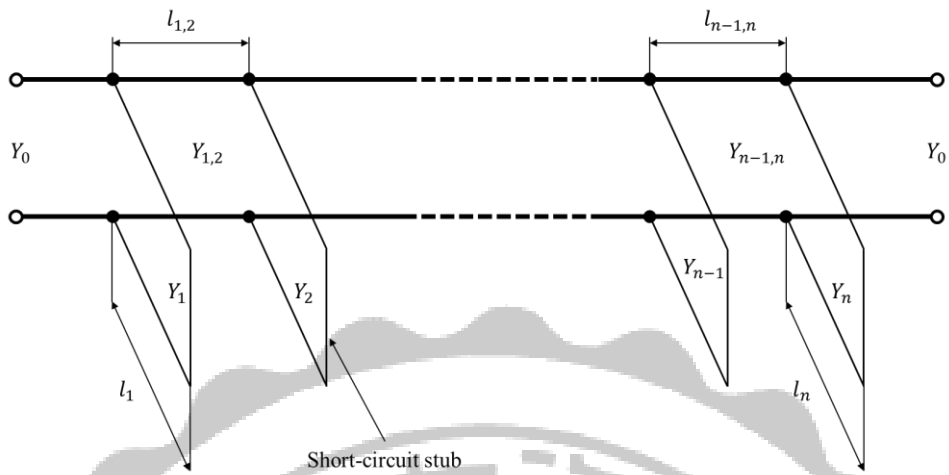


圖 2.4 N 階之四分之一波長短路殘段帶通濾波器

其中 θ 為電氣長度、 N 為濾波器之階數、 FBW 為比例頻寬以及 g 值為柴比雪夫低通元件值，另外如果比例頻寬的值太小時，則其短路殘段的阻抗會非常之小，以至於在製作上會十分困難， g 值可藉由表 2.1 所知 [24]。

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
0.01 dB ripple											
1	0.0960	1.0000									
2	0.4488	0.4077	1.1007								
3	0.6291	0.9702	0.6291	1.0000							
4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007						
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0000					
6	0.7813	1.3600	1.6896	1.5350	1.4970	0.7098	1.1007				
7	0.7969	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7969	1.0000			
8	0.8072	1.4130	1.7824	1.6833	1.8529	1.6193	1.5554	0.7333	1.1007		
9	0.8144	1.4270	1.8043	1.7125	1.9057	1.9125	1.8043	1.4270	0.8144	1.0000	
10	0.8196	1.4369	1.8192	1.7311	1.9362	1.7590	1.9055	1.6527	1.5817	0.7446	1.1007
0.1 dB ripple											
1	0.3052	1.000									
2	0.8430	0.6220	1.3554								
3	1.0315	1.1474	1.0315	1.0000							
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
5	1.468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000					
6	1.681	1.4039	2.0560	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554				
7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1.0000			
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.6010	2.1699	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554		
9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6467	2.1345	1.4270	1.1956	1.0000	
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.6527	1.9628	0.8853	1.3554

表 2.1 柴比雪夫低通元件值表格

若為濾波器階數為二階時該四分之一波長短路殘段帶通濾波器之電路模型如圖 2.5 所示， θ 值為電氣長度、 Z 值為阻抗。

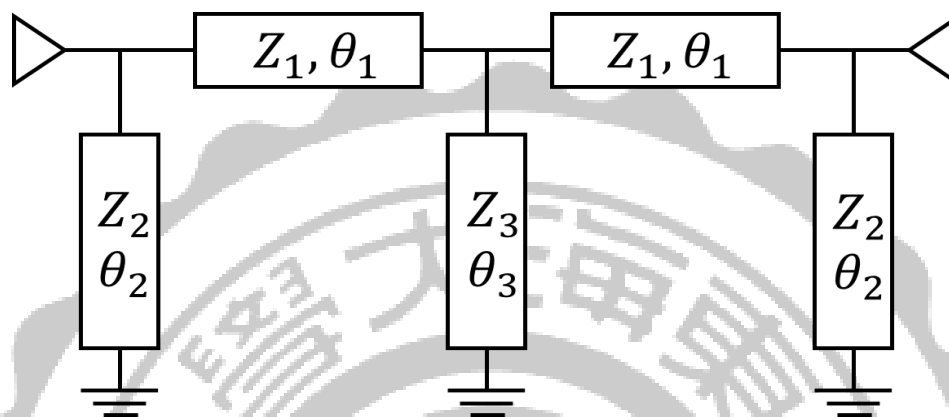


圖 2.5 四分之一波長短路殘段帶通濾波器之電路模型

經由上述所提到的設計公式以及設計規格，可以計算出各段的 θ 值以及 Z 值如下表 2.2、表 2.3 及表 2.4 所示：

設計規格	
中心頻率 (GHz)	3
比例頻寬 (%)	85
階數N	2

表 2.2 四分之一波長短路殘段濾波器之設計規格

基板參數	
介電系數 ϵ_r	3.38
基板厚度 (mm)	1.524
損耗角正切值	0.0027

表 2.3 基板參數

θ_1	θ_2	θ_3	Z_1	Z_2	Z_3
90°	90°	90°	53Ω	50Ω	52Ω

表 2.4 四分之波長短路殘段帶通濾波器之理論的 θ 和 Z 值

由上述表 2.4 內得到的 θ 和 Z 值，將這些值放入 MWO 內進行模擬，可以得到圖 2.6 之模擬結果，由模擬結果可知經由計算後得到的 θ 、 Z 值與 0.01dB 漣波特性是正確的。

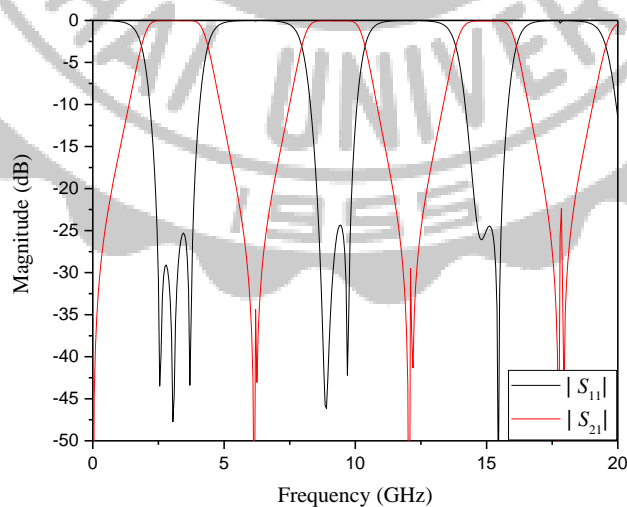


圖 2.6 以 MWO 模擬之四分之波長短路殘段濾波器

然而若要放到全波模擬軟體內，則需要將電路下方的三段短路殘段進行微調，讓 MWO 之模擬結果與全波模擬結果相符合，因此下方表 2.5 為經過微調之後的數值。

θ_1	θ_2	θ_3	Z_1	Z_2	Z_3
14.7 mm	15.7 mm	16 mm	3.11 mm	3.39 mm	3.19 mm

表 2.5 四分之波長短路殘段帶通濾波器之 θ 和 Z 的實際長度

有了實際長度就可以繪製其電路結構圖，如圖 2.7 所示：

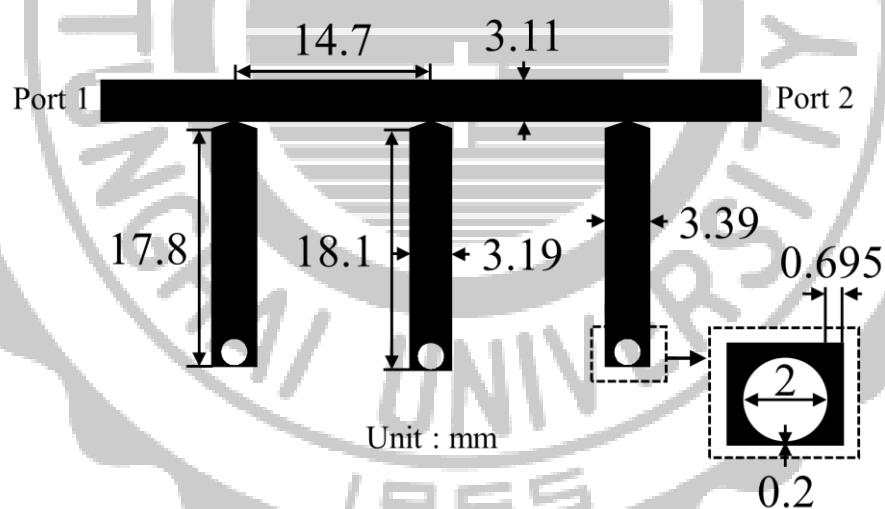


圖 2.7 四分之波長短路殘段帶通濾波器之電路架構

而該四分之波長短路殘段帶通濾波器之頻率響應圖如圖 2.8 所示：

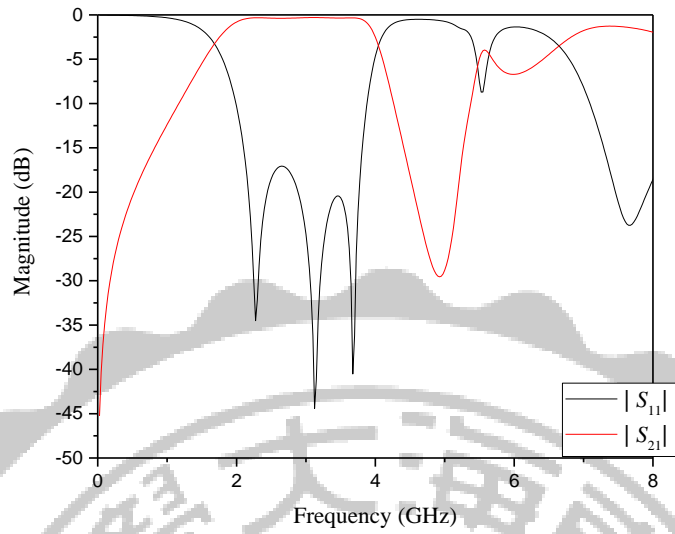


圖 2.8 四分之一波長短路殘段帶通濾波器頻率響應圖

而理論值與經由微調後的模擬結果比較於圖 2.9 內，可以發現理論值與微調後的結果幾乎一致。

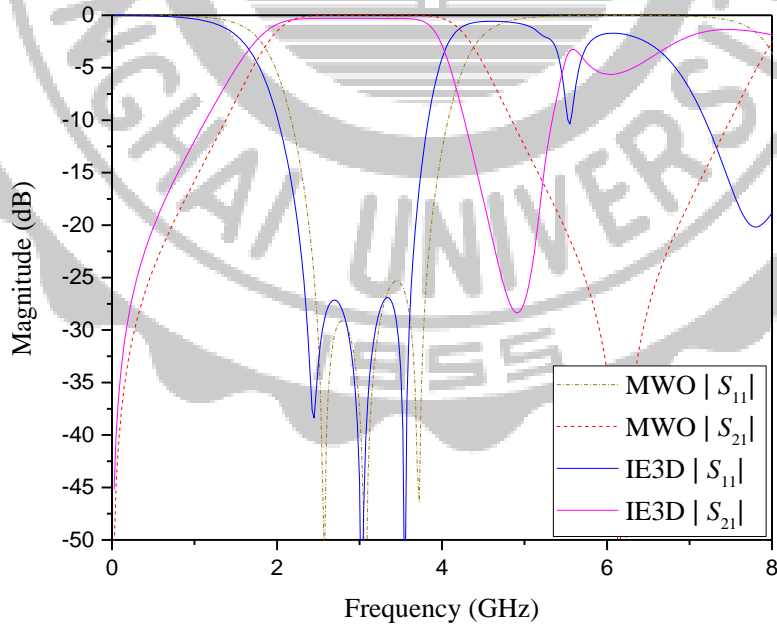


圖 2.9 理論值與微調後的模擬結果比較圖

第三章、電路設計

本章將講述以五種不同種類的傳輸線去取代傳統帶通濾波器上的傳輸線，以達到縮小尺寸以及寬截止帶的效果。

3.1(a)為傳統傳輸線上的 α 以及 β 線段，因為傳統濾波器上的 α 以及 β 線段尺寸太大，因此在後面的章節將以五種不同的傳輸線取代 α 以及 β 線段，3.1(b)為使用第一、第二、第三、第四以及第V型傳輸線取代後的帶通濾波器。

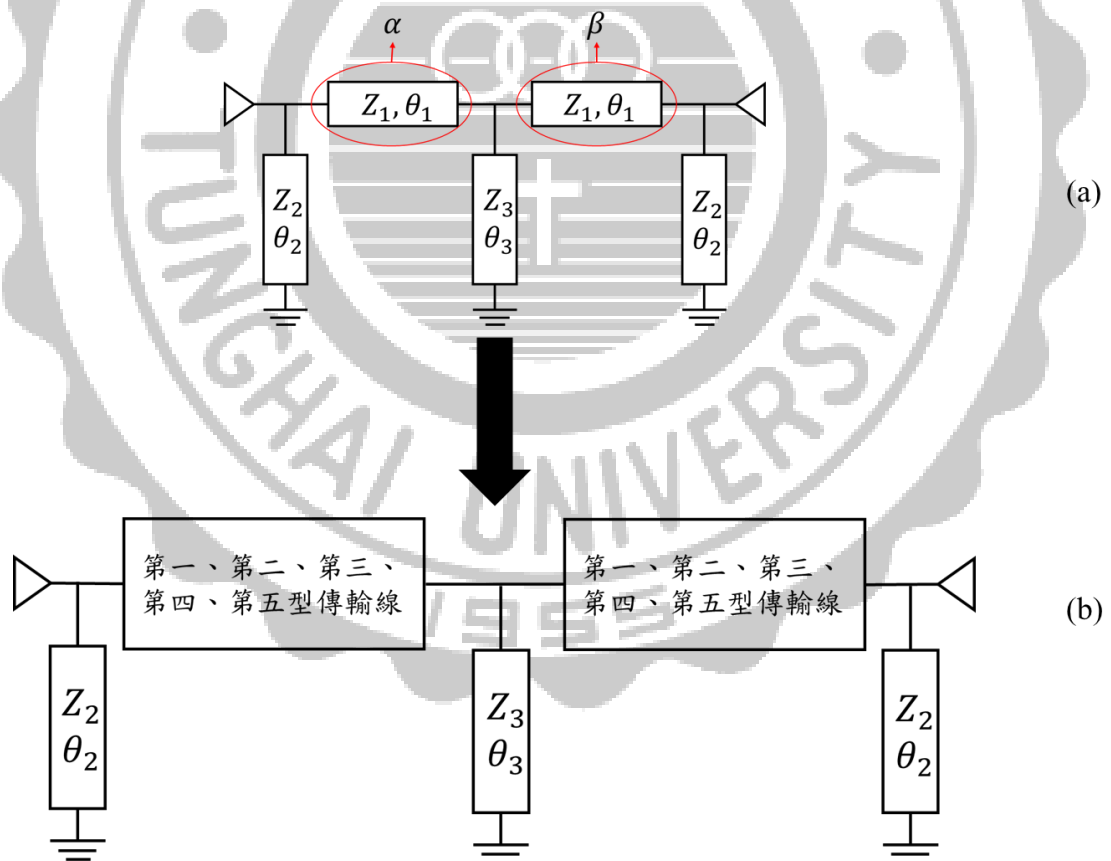


圖 3.1 (a)傳統帶通濾波器上的 α 以及 β 線段 (b)以第一、第二、第三、第四以及第V型傳輸線取代後的帶通濾波器

3.1 第 I 型傳輸線(單步階式阻抗傳輸線)

3.1.1 電路設計

本節將介紹以第 I 型傳輸線取代傳統濾波器上的傳輸線，如下圖 3.1 之電路模型所示，將傳統濾波器上的 α 以及 β 線段以第 I 型傳輸線取代，圖 3.2 (a) 傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，3.2 (b) 以第 I 型傳輸線取代後的帶通濾波器

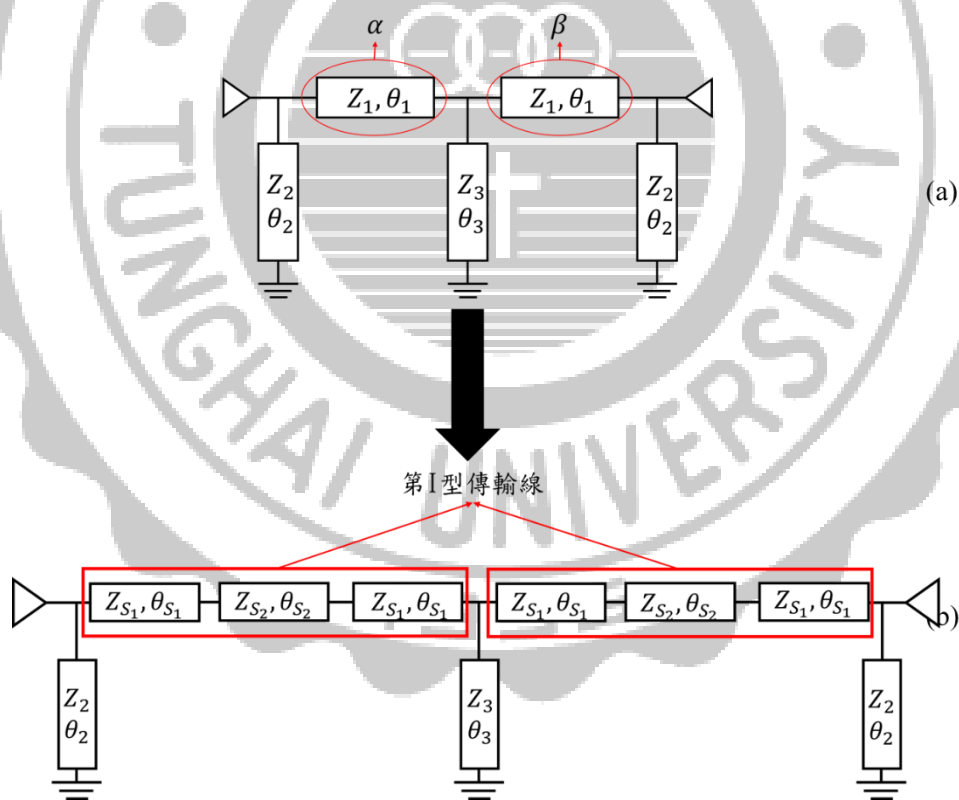


圖 3.2 第 I 型傳輸線取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段 (a) 傳統濾波器 (b)

以第 I 型傳輸線取代後的帶通濾波器

圖 3.2 (a) 傳統濾波器上的 α 以及 β 線段由表 2.3 可知其阻抗 Z_1 為 52.7Ω 、電氣長度 θ_1 為 87.16° ，因此可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_1} \sin \theta_1 & \sin \theta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 87.16 & j52.7 \sin 87.16 \\ \frac{j}{52.7} \sin 87.16 & \sin 87.16 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

圖 3.2 (b) 為以第 I 型傳輸線取代後的帶通濾波器，並定義第 I 型傳輸線的阻抗為 Z_{S_1} 、 Z_{S_2} ，電氣長度為 θ_{S_1} 、 θ_{S_2} ，另外第 I 型傳輸線具有電路尺寸小以及寬截止帶的優點，而由上述的電路模型以及阻抗和電氣長度，可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_1} & jZ_{S_1} \sin \theta_{S_1} \\ j\frac{1}{Z_{S_1}} \sin \theta_{S_1} & \cos \theta_{S_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_2} & jZ_{S_2} \sin \theta_{S_2} \\ j\frac{1}{Z_{S_2}} \sin \theta_{S_2} & \cos \theta_{S_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_1} & jZ_{S_1} \sin \theta_{S_1} \\ j\frac{1}{Z_{S_1}} \sin \theta_{S_1} & \cos \theta_{S_1} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

再經由推算後得到

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_2} (\cos \theta_{S_1}^2 - \sin \theta_{S_1}^2) - 2\frac{Z_{S_1}}{Z_{S_2}} \cos \theta_{S_1} \sin \theta_{S_1} \sin \theta_{S_2} & (\cos \theta_{S_1}^2 - \sin \theta_{S_1}^2)(jZ_{S_2} \sin \theta_{S_2}) + 2jZ_{S_1} \sin \theta_{S_1} \cos \theta_{S_1} \cos \theta_{S_2} \\ \cos \theta_{S_2} \left(-\frac{1}{Z_{S_2}^2} \cos \theta_{S_1} \sin \theta_{S_1} \right) + j\frac{1}{Z_{S_2}} \sin \theta_{S_2} (\cos \theta_{S_1}^2 - \sin \theta_{S_1}^2) & \cos \theta_{S_2} (\cos \theta_{S_1}^2 - \sin \theta_{S_1}^2) - 2\frac{Z_{S_1}}{Z_{S_2}} \cos \theta_{S_1} \sin \theta_{S_1} \sin \theta_{S_2} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

經由推導之後可以得到第 I 型傳輸線之 ABCD 矩陣，而為了要將傳統濾波器上的 α 以及 β 線段取代成第 I 型傳輸線，因次要將傳統濾波器上 α 以及 β 線

段的 ABCD 和第 I 型傳輸線的 ABCD 矩陣讓兩式相等，如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \quad (3.4)$$

$$\cos 87.16 = \cos \theta_{S_2} (\cos \theta_{S_1}^2 - \sin \theta_{S_1}^2) - 2 \frac{Z_{S_1}}{Z_{S_2}} \cos \theta_{S_1} \sin \theta_{S_1} \sin \theta_{S_2} \quad (3.5)$$

$$j52.7 \sin 87.16 = (\cos \theta_{S_1}^2 - \sin \theta_{S_1}^2)(jZ_{S_2} \sin \theta_{S_2}) + 2jZ_{S_1} \sin \theta_{S_1} \cos \theta_{S_1} \cos \theta_{S_2} \quad (3.6)$$

$$\frac{j}{52.7} \sin 87.16 = \cos \theta_{S_2} \left(-\frac{1}{Z_{S_2}^2} \cos \theta_{S_1} \sin \theta_{S_1} \right) + j \frac{1}{Z_{S_2}} \sin \theta_{S_2} (\cos \theta_{S_1}^2 - \sin \theta_{S_1}^2) \quad (3.7)$$

上述的取代僅替換中心頻率而已，然而該電路是一個寬頻的帶通濾波器，因此在實作上可能有些許偏差，因此會需要微調使之達到預期的特性。由上述的公式可以得到阻抗 Z 值和電氣長度 θ 值的關係式，且能發現到該方程組擁有許多組解，因此後面的章節會討論不同的解，並挑選出一個最適合的值去製作、量測。

由式 3.4 可發現將傳統濾波器的 α 以及 β 線段取代成第 I 型傳輸線時，有許多組解，因此本節將比較不同阻抗比值 ($K = \frac{Z_{S_1}}{Z_{S_2}}$) 下的第 I 型傳輸線。

圖 3.3 為第 I 型傳輸線之電路模型，藉由比較不同阻抗比值，去分析當阻抗比值高或是低時，第 I 型傳輸線會有那些不同的特性。 l_{S_1} 和 l_{S_2} 為 θ_{S_1} 和 θ_{S_2} 之實際長度， w_{S_1} 和 w_{S_2} 為 Z_{S_1} 和 Z_{S_2} 之實際寬度。

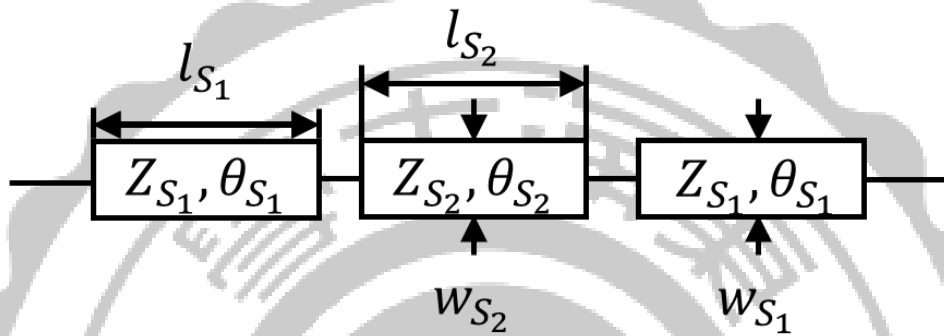


圖 3.3 第 I 型傳輸線之電路模型

第 I 型傳輸線即單步階式阻抗傳輸線，因此具有電路尺寸小以及寬截止帶的特性。下方表 3.1 將列出五種不同阻抗比值的第 I 型傳輸線並附上各個阻抗比值的模擬結果，最後在從五個阻抗比值中挑選一個最適合的值去製作、量測。

第一型傳輸線之 阻抗比值	2.2	3.5	4.2	5.1	6.14
-----------------	-----	-----	-----	-----	------

表 3.1 五種阻抗比值之第 I 型帶通濾波器

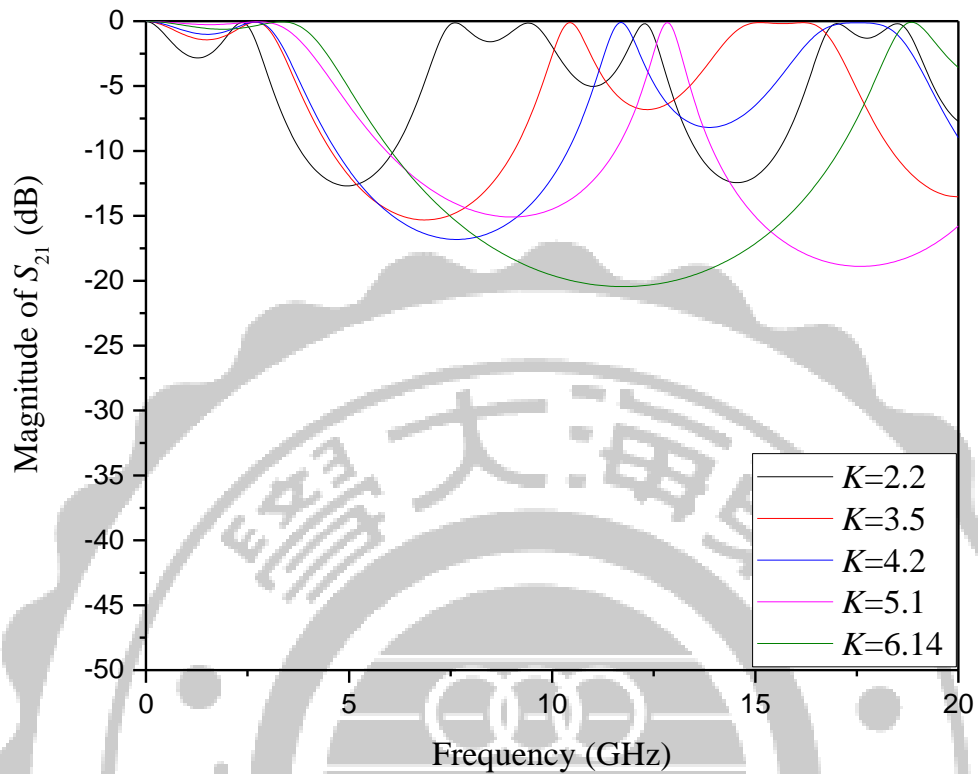


圖 3.4 第 I 型傳輸線之阻抗比值比較圖

由上圖 3.4 可以得出當阻抗比值越高時，其電路的寬截止帶特性會越明顯，且由表 3.2 可發現當阻抗比值越高時，其第 I 型傳輸線的尺寸會越小，因此本篇論文挑選了阻抗比值為 6.14 的第 I 型傳輸線進行製作與量測。

	w_{S_1} (mm)	w_{S_2} (mm)	l_{S_1} (mm)	l_{S_2} (mm)	電路尺寸($2l_{S_1}+l_{S_2}$) (mm)
$K = 2.2$	0.1	1.967	10.75	8.41	29.91
$K = 3.5$	0.1	3.57	6.46	7.63	20.55
$K = 4.2$	0.1	4.8	5.68	6.85	18.21
$K = 5.1$	0.1	6.25	3.34	6.85	13.53
$K = 6.14$	0.1	8	4	4	12

表 3.2 第 I 型傳輸線之不同阻抗比值比較表

3.1.2 電路佈局圖與量測

經由先前的阻抗比值比較，可以發現到當阻抗比值越高時，電路的截止帶會越大，同時電路的尺寸也會縮小，因此由剛剛的結論本論文挑選了阻抗比值為 6.14 的第 I 型傳輸線取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，而此電路的設計規格和基板參數都和表 2.2 及表 2.3 相同，圖 3.5 為阻抗比值為 6.14 之第 I 型傳輸線所製作的帶通濾波器電路佈局圖。

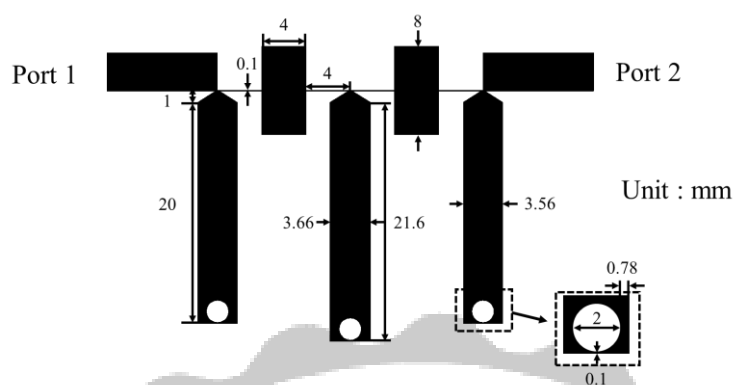


圖 3.5 第 I 型傳輸線之帶通濾波器的電路佈局圖

圖 3.6 為第 I 型傳輸線的帶通濾波器之模擬量測比較圖，實線為模擬結果，虛線為量測結果，此電路之中心頻率為 3 GHz，比例頻寬為 81%，通帶內的反射損耗為 10 dB，通帶內的插入損耗為 1.5 dB，由圖上可發現該電路具有寬截止帶的特性，以 -20 dB 為基準則大概有三倍頻左右的頻寬。第 I 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路如圖 3.7 所示，其電路尺寸為 27.56 mm × 26.85 mm，即為 $0.45\lambda_g \times 0.43\lambda_g$ 。

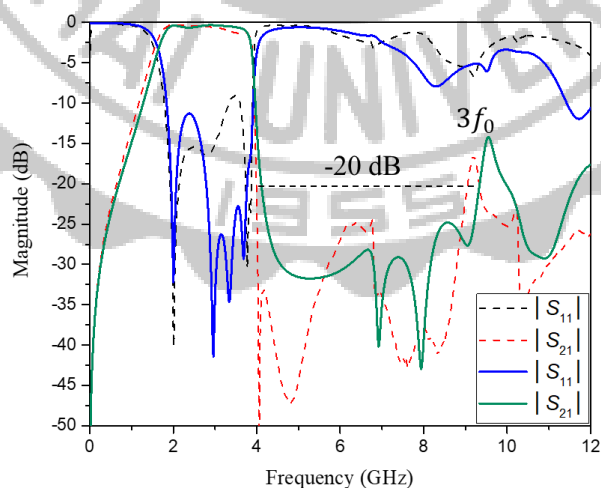


圖 3.6 第 I 型傳輸線之帶通濾波器的模擬量測比較圖

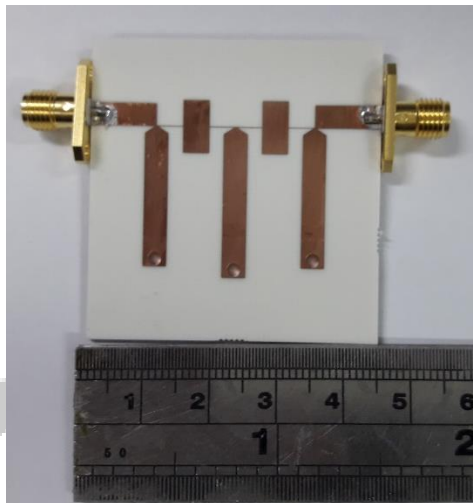


圖 3.7 第 I 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路

因此若要用第 I 型傳輸線時，應要考慮其阻抗比值的高低，並比較不同阻抗比值的特性，以及是否在製作上面得以實現等等，進而選擇一個適合的阻抗比值去製作以及量測，以獲得電路尺寸小及寬截止帶的效果。

由第 I 型傳輸線製作的帶通濾波器會有電路尺寸小及寬截止帶的特性，而若要設計不同規格的頻率或是頻寬，可藉由上面提及的設計公式以及阻抗比值去計算出所需要的電路架構。

3.2 第 II 型傳輸線(雙步階式阻抗傳輸線)

3.2.1 電路設計

本節將介紹以第 II 型傳輸線取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，如下圖 3.8 所示，以第 II 型傳輸線替換 α 以及 β 線段後之帶通濾波器，圖 3.8 (a) 為傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，圖 3.8(b)為以第 II 型傳輸線取代的帶通濾波器。

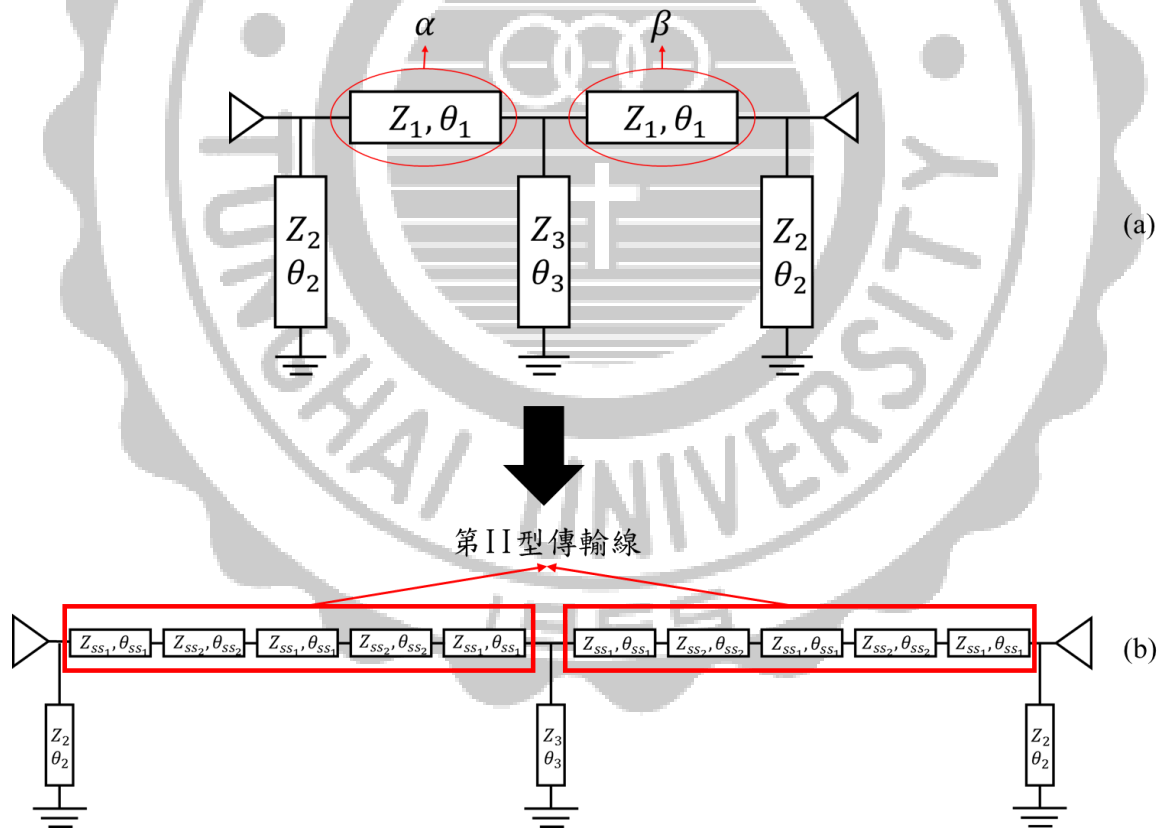


圖 3.8 (a) 傳統濾波器的電路模型 (b) 以第 II 型傳輸線取代的帶通濾波器

圖 3.8(a) 傳統濾波器上的 α 以及 β 線段由表 2.3 可知其阻抗 Z_1 為 52.7Ω 、電氣長度 θ_1 為 87.16° ，因此可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_1} \sin \theta_1 & \sin \theta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 87.16 & j52.7 \sin 87.16 \\ \frac{j}{52.7} \sin 87.16 & \sin 87.16 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

圖 3.8(b)為以第 II 型傳輸線取代 α 以及 β 線段後的帶通濾波器，並定義第 II 型傳輸線的阻抗為 Z_{SS1} 、 Z_{SS2} ，電氣長度為 θ_{SS1} 、 θ_{SS2} ，另外第 II 型傳輸線具有電路尺寸小以及寬截止帶的優點，而由 3.8(b)的電路模型及阻抗和電氣長度，可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_1} & jZ_{S_1} \sin \theta_{S_1} \\ j\frac{1}{Z_{S_1}} \sin \theta_{S_1} & \cos \theta_{S_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_2} & jZ_{S_2} \sin \theta_{S_2} \\ j\frac{1}{Z_{S_2}} \sin \theta_{S_2} & \cos \theta_{S_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_1} & jZ_{S_1} \sin \theta_{S_1} \\ j\frac{1}{Z_{S_1}} \sin \theta_{S_1} & \cos \theta_{S_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{S_2} & jZ_{S_2} \sin \theta_{S_2} \\ j\frac{1}{Z_{S_2}} \sin \theta_{S_2} & \cos \theta_{S_2} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

將上式(3.9)化簡可得到

$$A = \cos \theta_{SS1} \cos \theta_{SS2} \cos(\theta_{SS1} + \theta_{SS2}) - \frac{Z_{SS2} \sin(\theta_{SS1} + \theta_{SS1}) \sin \theta_{SS1}}{Z_{SS1}} - \frac{\sin \theta_{SS2} (Z_{SS1} \cos(\theta_{SS1} + \theta_{SS2}) \sin \theta_{SS1} + Z_{SS2} \sin(\theta_{SS1} + \theta_{SS1}) \cos \theta_{SS1})}{Z_{SS2}} \quad (3.10)$$

$$B = j Z_{SS1} Z_{SS2} \sin(\theta_{SS1} + \theta_{SS1}) \quad (3.11)$$

$$C = j \cos \theta_{SS1} \cos \theta_{SS2} \left(\frac{\cos \theta_{SS1} \cos \theta_{SS2} \sin \theta_{SS1} + \cos \theta_{SS1} \sin \theta_{SS2}}{Z_{SS1}} + \frac{\sin \theta_{SS2} \cos \theta_{SS1} \cos \theta_{SS2} - j Z_{SS2} \sin \theta_{SS1} \sin \theta_{SS2}}{Z_{SS1}} \right) + \sin \theta_{SS2} \cos \theta_{SS1} \left(\frac{\cos \theta_{SS1} \cos \theta_{SS2} - Z_{SS2} \sin \theta_{SS1} \sin \theta_{SS2}}{Z_{SS1}} \right) - j Z_{SS1} \sin \theta_{SS1} \left(\frac{\sin \theta_{SS1} \cos \theta_{SS2}}{Z_{SS1}} + \frac{\cos \theta_{SS1} \sin \theta_{SS2}}{Z_{SS2}} \right) \quad (3.12)$$

經由推導之後可以得到第 II 型傳輸線之 ABCD 矩陣，而為了要將傳統濾波器上的 α 以及 β 線段取代成第 II 型傳輸線，因次要將傳統濾波器上 α 以及 β 線段的 ABCD 和第 II 型傳輸線的 ABCD 矩陣讓兩式相等，如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \quad (3.13)$$

分別以 $A_1 = A_2$ ， $B_1 = B_2$ 以及 $C_1 = C_2$ 表示如下：

$$\cos 87.16 = \cos \theta_{SS_1} \cos \theta_{SS_2} \cos(\theta_{SS_1} + \theta_{SS_2}) - \frac{Z_{SS_2} \sin(\theta_{SS_1} + \theta_{SS_2}) \sin \theta_{SS_1}}{Z_{SS_1}} - \frac{\sin \theta_{SS_2} (Z_{SS_1} \cos(\theta_{SS_1} + \theta_{SS_2}) \sin \theta_{SS_1} + Z_{SS_2} \sin(\theta_{SS_1} + \theta_{SS_2}) \cos \theta_{SS_1})}{Z_{SS_2}} \quad (3.14)$$

$$j52.7 \sin 87.16 = j Z_{SS_1} Z_{SS_2} \sin(\theta_{SS_1} + \theta_{SS_2}) \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{j}{52.7} \sin 87.16 = j \cos \theta_{SS_1} \cos \theta_{SS_2} & \left(\frac{\cos \theta_{SS_1} \cos \theta_{SS_2} \sin \theta_{SS_1}}{Z_{SS_1}} + \frac{\cos \theta_{SS_1} \sin \theta_{SS_2}}{Z_{SS_2}} \right) + \frac{\sin \theta_{SS_2} \cos \theta_{SS_1} \cos \theta_{SS_2} - j Z_{SS_2} \sin \theta_{SS_1} \sin \theta_{SS_2}}{Z_{SS_1}} \\ & + \sin \theta_{SS_2} \cos \theta_{SS_1} \left(\frac{\cos \theta_{SS_1} \cos \theta_{SS_2} - Z_{SS_2} \sin \theta_{SS_1} \sin \theta_{SS_2}}{Z_{SS_1}} \right) - j Z_{SS_1} \sin \theta_{SS_1} \left(\frac{\sin \theta_{SS_1} \cos \theta_{SS_2}}{Z_{SS_1}} + \frac{\cos \theta_{SS_1} \sin \theta_{SS_2}}{Z_{SS_2}} \right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

上述的取代僅替換中心頻率而已，然而該電路是一個寬頻的帶通濾波器，因此在實作上可能有些許偏差，因此會需要微調使之達到預期的特性。由上述的公式可以得到阻抗 Z 值和電氣長度 θ 值的關係式，並且能發現到該方程式擁有許多組解，因此後面的章節會計算不同的解，並選擇出一個最適合的值去製作、量測。

由式 3.11 可發現該方程式有許多組解，因此本節將會挑選不同的阻抗比值($K = \frac{Z_{SS1}}{Z_{SS2}}$)並且比較當阻抗比值高或是低時，其第 II 型傳輸線會有那些不同的特性。

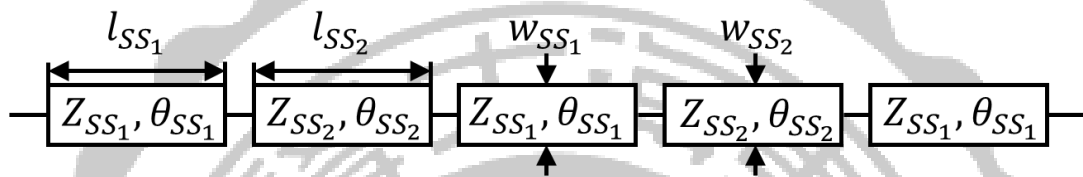


圖 3.9 第 II 型傳輸線之電路模型

圖 3.9 是第 II 型傳輸線的電路模型圖，第 II 型傳輸線即為雙步階式阻抗傳輸線，因此具有電路尺寸小以及寬截止帶的特性。 l_{SS1} 和 l_{SS2} 為 θ_{SS1} 和 θ_{SS2} 之實際長度， w_{SS1} 和 w_{SS2} 為 Z_{SS1} 和 Z_{SS2} 之實際寬度。下方表 3.3 將列出五種不同阻抗比值的第 I 型傳輸線並附上各個阻抗比值的模擬結果，最後在從五個阻抗比值中挑選一個最適合的值去製作、量測。

第二型傳輸線之 阻抗比值	1.7	2.2	2.8	3.4	4.1
-----------------	-----	-----	-----	-----	-----

表 3.3 五種阻抗比值之第 II 型傳輸線

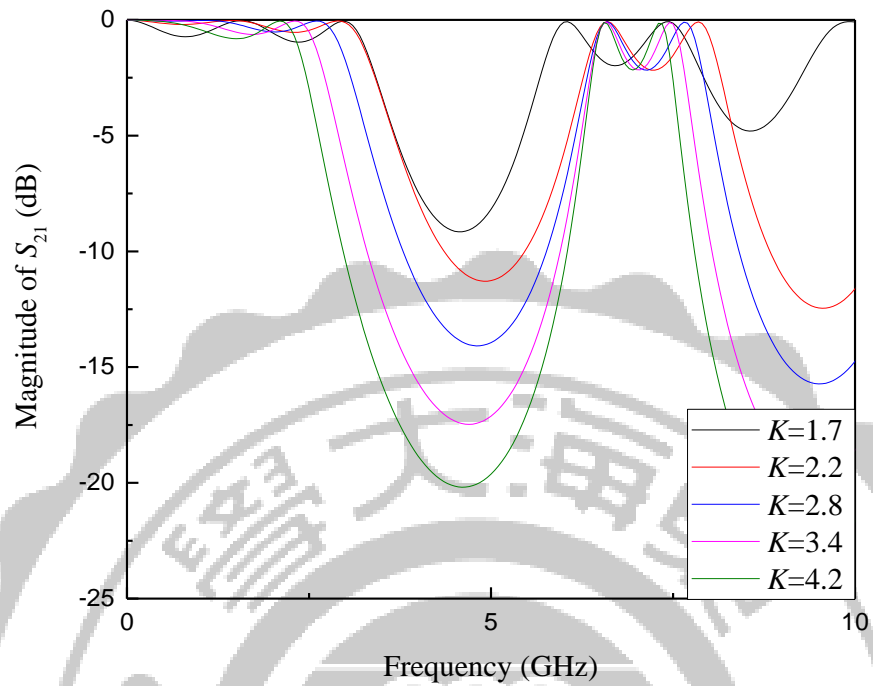


圖 3.10 第 II 型傳輸線之阻抗比值比較圖

	w_{SS_1} (mm)	w_{SS_2} (mm)	l_{SS_1} (mm)	l_{SS_2} (mm)	電路尺寸($2l_{SS_1}+l_{SS_2}$) (mm)
$K = 1.7$	0.786	2.52	8.68	12.19	29.55
$K = 2.2$	0.786	3.88	8.35	8.58	25.28
$K = 2.8$	0.786	5.25	8.12	5.68	21.92
$K = 3.4$	0.786	7.3	8.46	4.85	21.77
$K = 4.1$	0.786	9.31	8.45	3.56	20.46

表 3.4 第 II 型傳輸線之不同阻抗比值的比較表

由上圖 3.10 可以得出當阻抗比值高越高的時候，電路的寬截止帶特性會越明顯，且由表 3.4 可以發現當阻抗比值越高時，第 II 型傳輸線的尺寸會越小。

3.2.2 電路佈局圖與量測

經由上述的設計公式、設計規格、基板參數以及阻抗比值，可以發現當阻抗比值越高時，電路的截止帶特性會越好，同時電路的尺寸會縮小，然而若阻抗比值過高時，在製作上會無法實現，因此本篇論文挑選了阻抗比值為 2.8 的第 II 型傳輸線取代傳統帶通濾波器上的 α 以及 β 線段，所以可以得到由第 II 型傳輸線所取代的帶通濾波器之架構圖，而此電路的設計規格和基板參數都和表 2.3 及表 2.4 相同，如下圖 3.11 所示，及其模擬量測比較圖如圖 3.12，實線為模擬結果，虛線為量測結果，此電路之中心頻率為 3 GHz，比例頻寬為 85%，通帶內的反射損耗為 11 dB，通帶內的插入損耗為 0.5 dB，其截止帶以 -10 dB 為基準的話，其截止帶頻寬約為三倍頻左右。圖 3.13 為第 II 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路。其電路尺寸為 52.12 mm × 25.79 mm，即為 $0.85\lambda_g \times 0.42\lambda_g$ 。

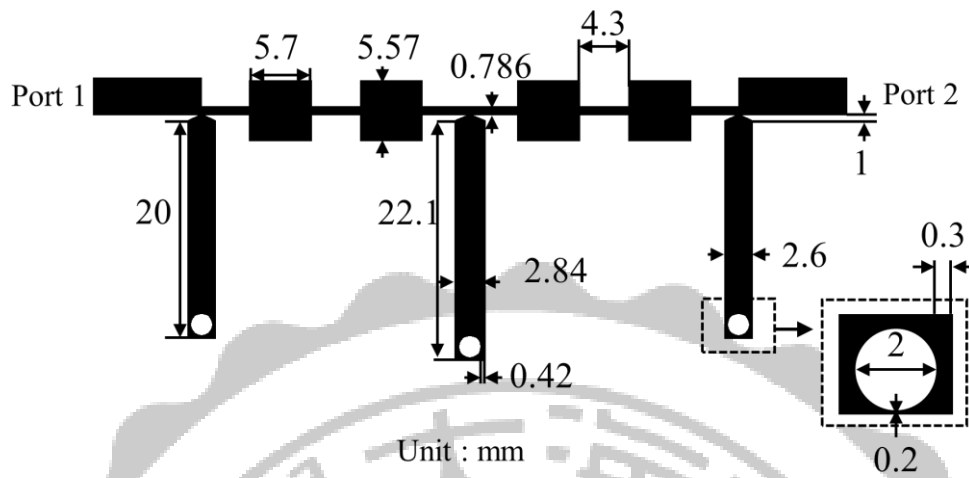


圖 3.11 第 II 型傳輸線之帶通濾波器

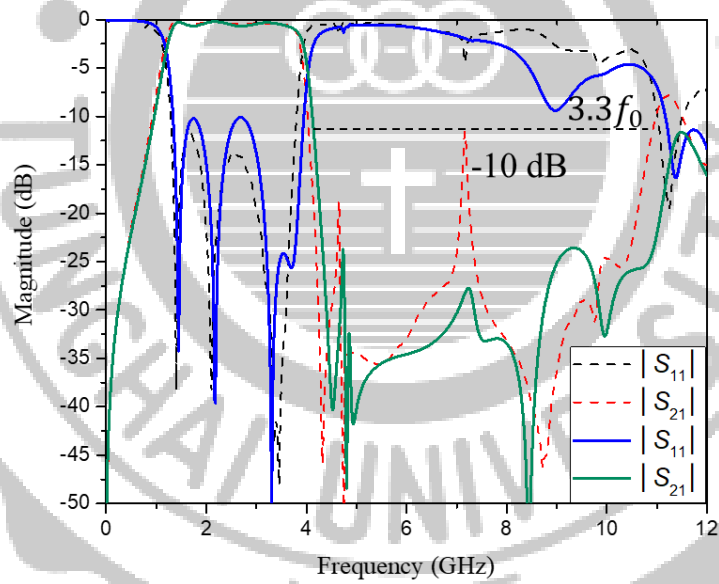


圖 3.12 第 II 型傳輸線的帶通濾波器之頻率響應圖(實線為模擬結果，虛線為量測結果)

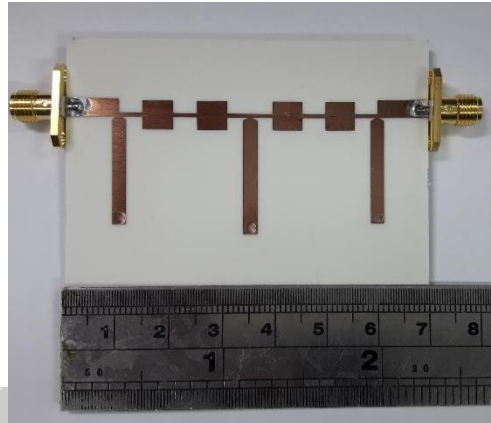


圖 3.13 第 II 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路

因此若要用第 II 型傳輸線時，應要考慮其阻抗比值的高低，並比較不同阻抗比值的特性，以及是否在製作上面得以實現等等，進而選擇一個是和的阻抗比值去製作以及量測，以獲得電路尺寸小及寬截止帶的效果。

由第 II 型傳輸線製作的帶通濾波器會有電路尺寸小及寬截止帶的特性，且若要設計不同規格的頻率或是頻寬，可藉由上面提及的設計公式以及阻抗比值比較去得到所需要的電路架構。

3.3 第 III 型傳輸線(π 型傳輸線)

3.3.1 電路設計

本節以介紹第 III 型傳輸線取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，如下圖 3.14 所示，將 α 以及 β 線段以第 III 型傳輸線替換，圖 3.14 (a)傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，(b)第 III 型傳輸線取代 α 以及 β 線段後之帶通濾波器。

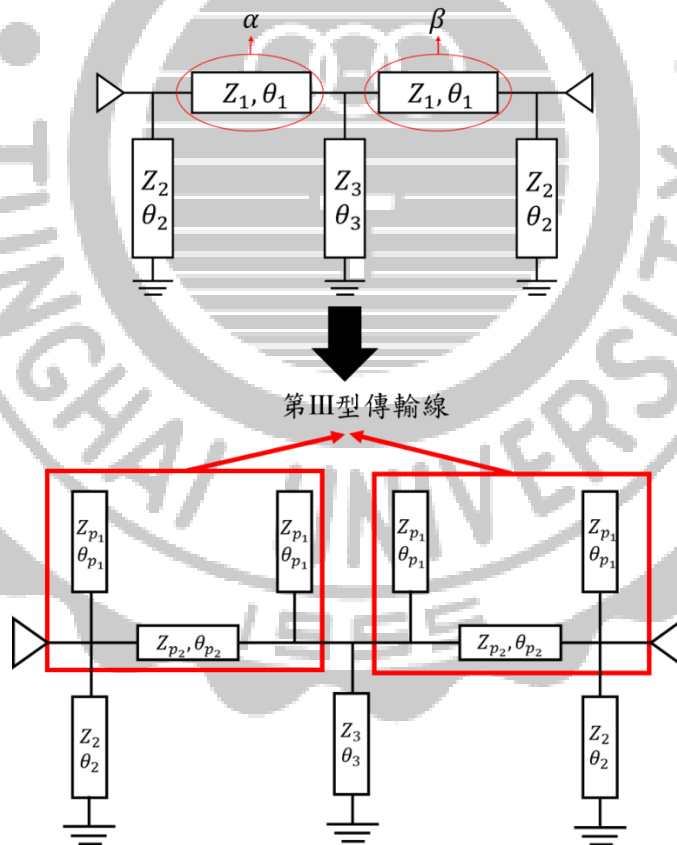


圖 3.14 (a)傳統濾波器上的 α 以及 β 線段 (b)第 III 型傳輸線取代 α 以及 β 線

圖 3.14 (a) 為傳統濾波器上的 α 以及 β 線段由表 2.3 可知其阻抗 Z_1 為 52.7Ω 、

電氣長度 θ_1 為 87.16° ，因此可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_1} \sin \theta_1 & \sin \theta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 87.16 & j52.7 \sin 87.16 \\ \frac{j}{52.7} \sin 87.16 & \sin 87.16 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

圖 3.14(b) 為以第 III 型傳輸線取代後的帶通濾波器，並定義第 III 型傳輸線的阻抗為 Z_{p_1} 、 Z_{p_2} ，電氣長度為 θ_{p_1} 、 θ_{p_2} ，而由上述的電路模型以及阻抗和電氣長度，可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{\tan \theta_{p_1}}{Z_{p_1}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{p_2} & jZ_{p_2} \sin \theta_{p_2} \\ j \frac{1}{Z_{p_2}} \sin \theta_{p_2} & \cos \theta_{p_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \frac{\tan \theta_{p_1}}{Z_{p_1}} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

經由化簡之後可得：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{p_1} - \frac{Z_{p_1}}{Z_{p_2}} \sin \theta_{p_1} \tan \theta_{p_2} & jZ_{p_1} \sin \theta_{p_1} \\ 2j \left(\frac{\cos \theta_{p_1} \tan \theta_{p_2}}{Z_{p_2}} \right) + j \frac{\sin \theta_{p_1}}{Z_{p_1}} - \frac{Z_{p_1} \sin \theta_{p_1} \tan \theta_{p_2}}{Z_{p_2}^2} & \cos \theta_{p_1} - \frac{Z_{p_1}}{Z_{p_2}} \sin \theta_{p_1} \tan \theta_{p_2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

經由推導之後可以得到第 III 型傳輸線之 ABCD 矩陣，而為了要將傳統濾波器上的 α 以及 β 線段取代成第 III 型傳輸線，因次要將傳統濾波器上 α 以及 β 線段的 ABCD 和第 III 型傳輸線的 ABCD 矩陣讓兩式相等，如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \quad (3.20)$$

分別以 $A_1 = A_2$ ， $B_1 = B_2$ 以及 $C_1 = C_2$ 表示如下：

$$\cos 87.16 = \cos \theta_{p_1} - \frac{Z_{p_1}}{Z_{p_2}} \sin \theta_{p_1} \tan \theta_{p_2} \quad (3.21)$$

$$j52.7 \sin 87.16 = jZ_{p_1} \sin \theta_{p_1} \quad (3.22)$$

$$\frac{j}{52.7} \sin 87.16 = j \left(\frac{\cos \theta_{p1} \tan \theta_{p2}}{Z_{p2}} \right) + j \frac{\sin \theta_{p1}}{Z_{p1}} - \frac{Z_{p1} \sin \theta_{p1} \tan \theta_{p2}}{Z_{p2}^2} \quad (3.23)$$

上述的取代僅替換中心頻率而已，然而該電路是一個寬頻的帶通濾波器，因此在實作上可能有些許偏差，因此會需要微調使之達到預期的特性。由上述的公式可以得到阻抗 Z 值和電氣長度 θ 值的關係式，並且能發現到該方程式擁有許多組解，因此後面的章節會計算出不同的解，並挑選出一個最適合的值去製作、量測。

由式 3.18 可發現將傳統濾波器的 α 以及 β 線段取代成第 III 型傳輸線時，有許多組解，因此本節將比較不同阻抗比值 ($K = \frac{Z_{p2}}{Z_{p1}}$) 下的第 III 型傳輸線。

圖 3.15 為第 III 型傳輸線之電路模型，藉由比較不同阻抗比值，去分析當阻抗比值高或是低時，第 III 型傳輸線會有那些不同的特性。 l_{p1} 和 l_{p2} 為 θ_{p1} 和 θ_{p2} 之實際長度， w_{p1} 和 w_{p2} 為 Z_{p1} 和 Z_{p2} 之實際寬度。

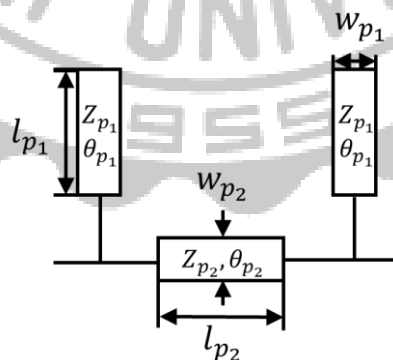


圖 3.15 第 III 型傳輸線之電路模型

下方表 3.5 將列出四種不同阻抗比值的第 III 型傳輸線並附上各個阻抗比值的模擬結果，最後在從四個阻抗比值中挑選一個最適合的值去製作、量測。

第三型傳輸線之 阻抗比值	1.32	2	2.5	3
-----------------	------	---	-----	---

表 3.5 四種阻抗比值之第 III 型傳輸線

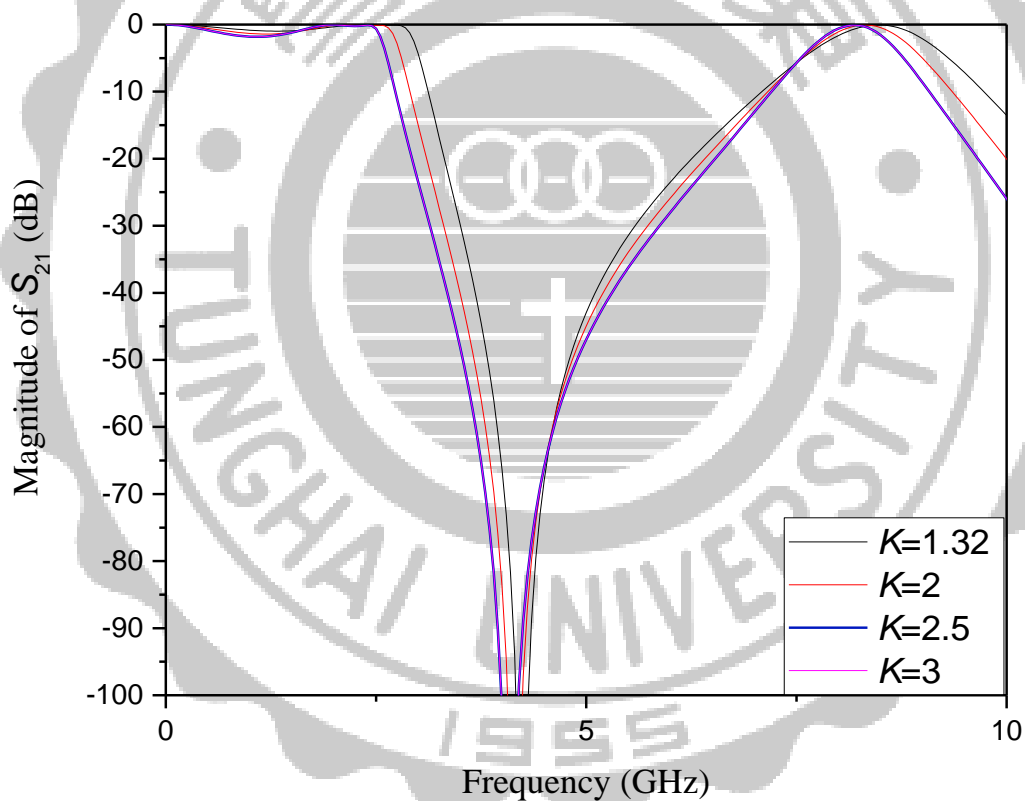


圖 3.16 第 III 型傳輸線阻抗比值比較圖

	w_{p_1} (mm)	w_{p_2} (mm)	l_{p_1} (mm)	l_{p_2} (mm)	電路尺寸 ($l_{p_1} \times l_{p_2}$)(mm ²)
$K = 1$	1	1	5.2	10	52 mm ²
$K = 1.32$	1	1.88	5.2	5.46	28.392 mm ²
$K = 2$	1	3.9	5.2	2.88	14.976 mm ²
$K = 2.5$	1	5.44	5.2	2.4	12.48 mm ²
$K = 3$	1	7	5.2	2.1	10.92 mm ²

表 3.6 第 III 型傳輸線之不同阻抗比值的比較表

由上圖 3.16 可以得出當阻抗比值越高時，其電路的寬截止帶特性會越明顯，且由表 3.6 可發現當阻抗比值越高時，其第 III 型傳輸線的尺寸會越小。

3.3.2 電路佈局圖和量測

經由上述的阻抗比值會發現到當阻抗比值越高時，寬截止帶的特性就會越顯著，且電路尺寸會愈小，但是若阻抗比值太高時，則在製作的時候會無法實現，因此本篇論文挑選了阻抗比值為 1.3 的第 III 型傳輸線取代了傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，而下圖 3.17 為第 III 型傳輸線的帶通濾波器之電路佈局圖，而此電路的設計規格和基板參數都和表 2.3 及表 2.4 相

同，圖 3.18 為第 III 型傳輸線的帶通濾波器之模擬量測比較圖，實線為模擬結果，虛線為量測結果，此電路之中心頻率為 3 GHz，比例頻寬為 82%，通帶內的反射損耗為 10 dB，通帶內的插入損耗為 0.8 dB。圖 3.19 為第 III 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路。其電路尺寸為 20.74 mm × 34.71 mm，即為 $0.33\lambda_g \times 0.56\lambda_g$ 。

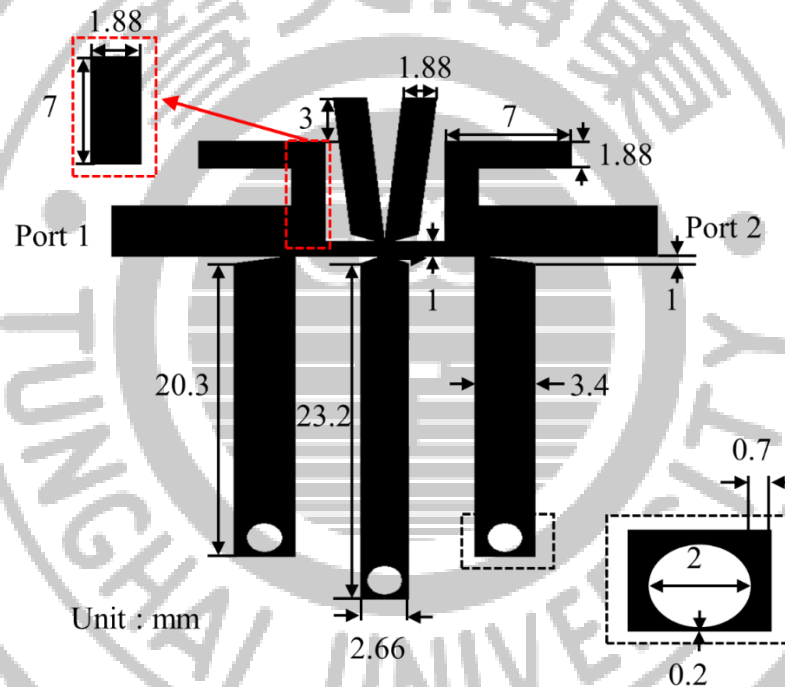


圖 3.17 第 III 型傳輸線的帶通濾波器之電路佈局圖

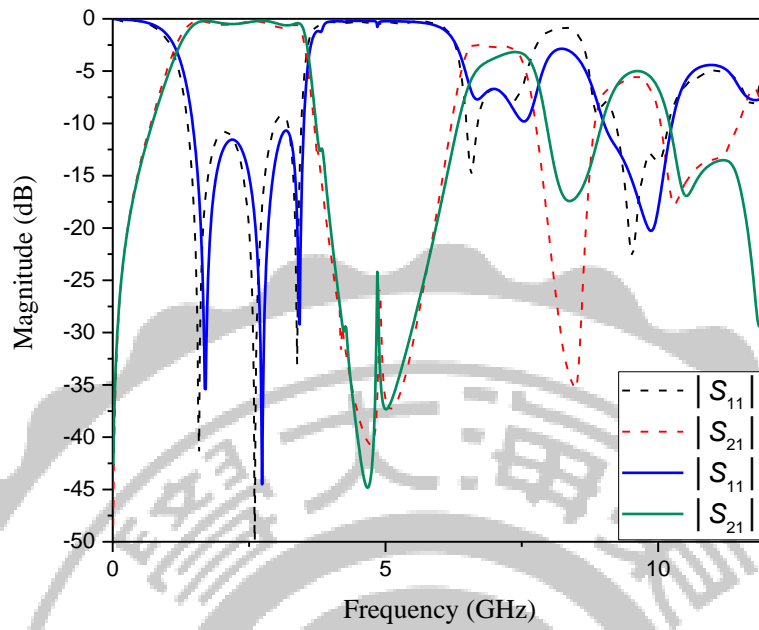


圖 3.18 第 III 型傳輸線的帶通濾波器之模擬量測比較圖(實線為模擬結果，虛線為量測結果)

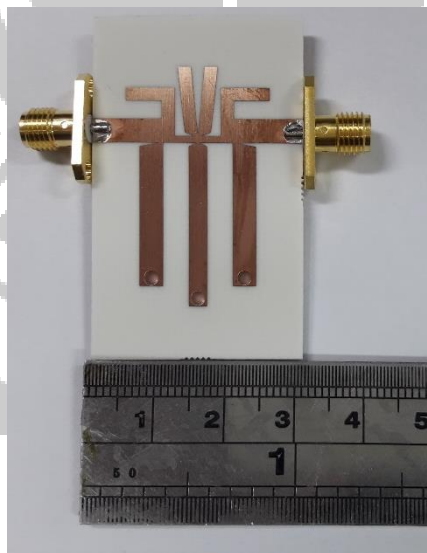


圖 3.19 第 III 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路

另外也能夠將中間的兩個開路殘斷並聯，讓製作上更為簡單，如圖 3.20 所示。

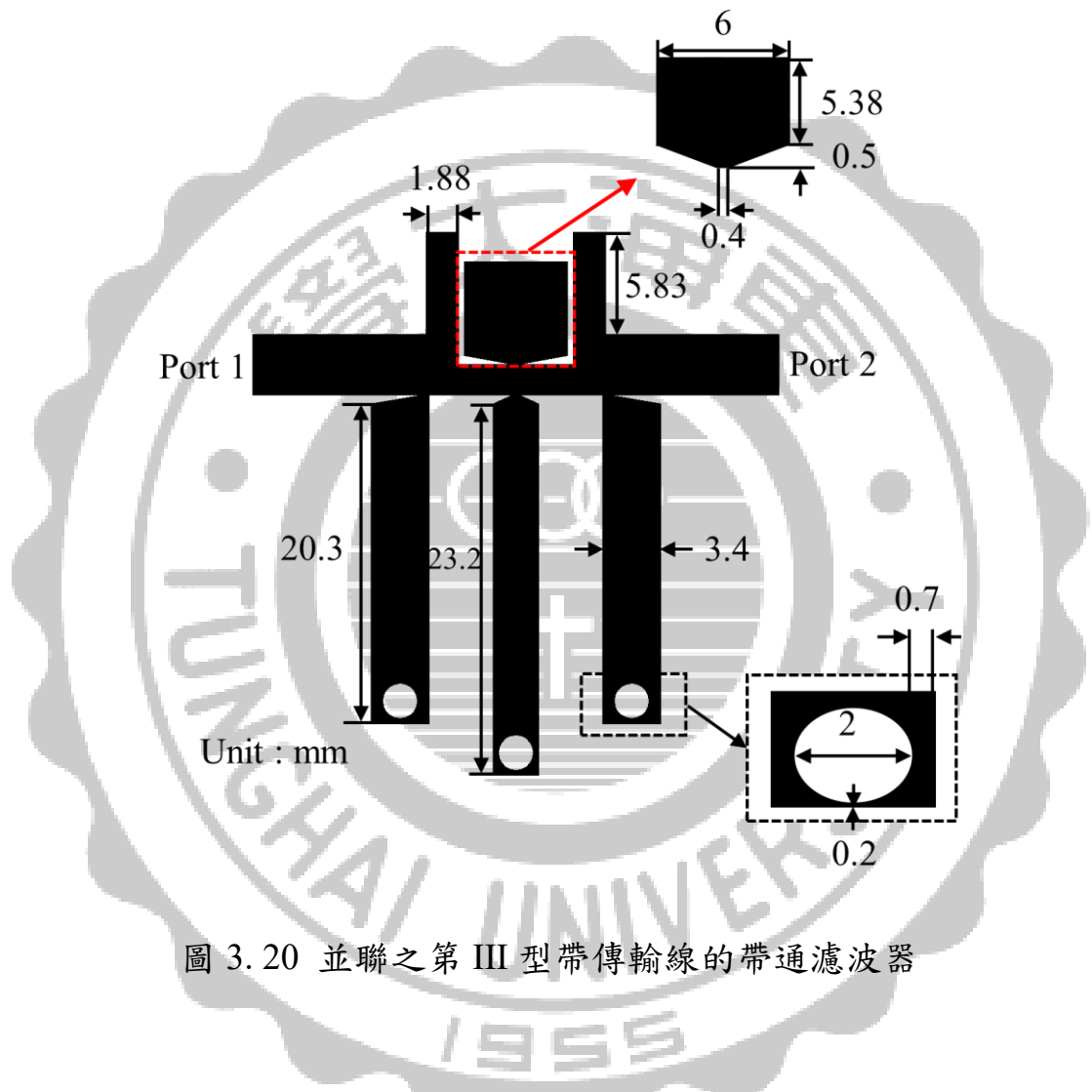


圖 3.20 並聯之第 III 型帶傳輸線的帶通濾波器

因此若要用第 III 型傳輸線時，應要考慮其阻抗比值的高低，並比較不同阻抗比值的特性，以及是否在製作上面得以實現等等，進而選擇一個是和的阻抗比值去製作以及量測，以獲得電路尺寸小及寬截止帶的效果。

由第 III 型傳輸線製作的帶通濾波器會有電路尺寸小及寬截止帶的

特性，且若要設計不同規格的頻率或是頻寬，可藉由上面提及的設計公式以及阻抗比值比較去得到所需要的電路架構。

3.4 第 IV 型傳輸線(單 T 型傳輸線)

3.4.1 電路設計

本節將介紹以第 IV 型傳輸線取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，如下圖 3.21 所示之電路模型，將 α 以及 β 線段以第 IV 型傳輸線取代，圖 3.21(a) 為傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，圖 3.21(b) 為以第 IV 型傳輸線製作的帶通濾波器。

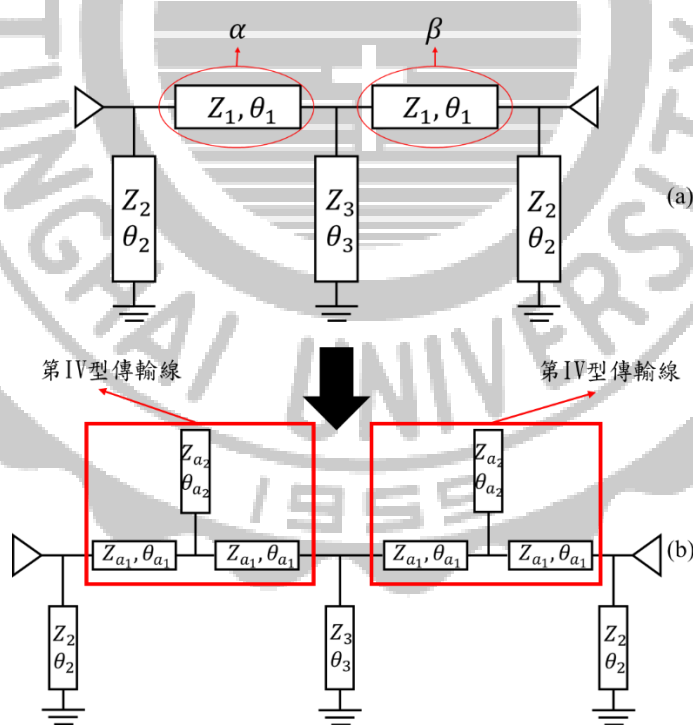


圖 3.21 (a) 傳統濾波器上的 α 以及 β 線段 (b) 以第 IV 型傳輸線製作的帶通濾波器

圖 3.21(a) 傳統濾波器上的 α 以及 β 線段由表 2.3 知其阻抗 Z_1 為 52.7Ω 、電氣長度 θ_1 為 87.16° ，因此可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_1} \sin \theta_1 & \sin \theta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 87.16 & j52.7 \sin 87.16 \\ \frac{j}{52.7} \sin 87.16 & \sin 87.16 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

圖 3.21(b) 為以第 IV 型傳輸線取代後的帶通濾波器，並定義第 IV 型傳輸線的阻抗為 Z_{a_1} 、 Z_{a_2} ，電氣長度為 θ_{a_1} 、 θ_{a_2} ，而由上述的電路模型以及阻抗和電氣長度，可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{a_1} & jZ_{a_1} \sin \theta_{a_1} \\ j\frac{1}{Z_{a_1}} \sin \theta_{a_1} & \cos \theta_{a_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{\tan \theta_{a_2}}{Z_{a_2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{a_1} & jZ_{a_1} \sin \theta_{a_1} \\ j\frac{1}{Z_{a_1}} \sin \theta_{a_1} & \cos \theta_{a_1} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

再經由推算後得到

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{a_1}^2 - \frac{Z_{a_1}}{Z_{a_2}} \sin \theta_{a_1} \cos \theta_{a_1} \tan \theta_{a_2} - \sin \theta_{a_1}^2 & 2jZ_{a_1} \sin \theta_{a_1} - j\frac{Z_{a_1}^2}{Z_{a_2}} \sin \theta_{a_1}^2 \tan \theta_{a_2} \\ 2j\left(\frac{\cos \theta_{a_1} \sin \theta_{a_1}}{Z_{a_2}}\right) + j\frac{\cos \theta_{a_1}^2 \tan \theta_{a_2}}{Z_{a_2}} & \cos \theta_{a_1}^2 - \frac{Z_{a_1}}{Z_{a_2}} \sin \theta_{a_1} \cos \theta_{a_1} \tan \theta_{a_2} - \sin \theta_{a_1}^2 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

經由推導之後可以得到第 IV 型傳輸線之 ABCD 矩陣，而為了要將傳統濾波器上的 α 以及 β 線段取代成第 IV 型傳輸線，因次要將傳統濾波器上 α 以及 β 線段的 ABCD 和第 IV 型傳輸線的 ABCD 矩陣讓兩式相等，如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \quad (3.27)$$

分別以 $A_1 = A_2$, $B_1 = B_2$ 以及 $C_1 = C_2$ 表示如下。

$$\cos 87.16 = \cos \theta_{a_1}^2 - \frac{Z_{a_1}}{Z_{a_2}} \sin \theta_{a_1} \cos \theta_{a_1} \tan \theta_{a_2} - \sin \theta_{a_1}^2 \quad (3.28)$$

$$j52.7 \sin 87.16 = 2j Z_{a_1} \sin \theta_{a_1} - j \frac{Z_{a_1}^2}{Z_{a_2}} \sin \theta_{a_1}^2 \tan \theta_{a_2} \quad (3.29)$$

$$\frac{j}{52.7} \sin 87.16 = 2j \left(\frac{\cos \theta_{a_1} \sin \theta_{a_1}}{Z_{a_2}} \right) + j \frac{\cos \theta_{a_1}^2 \tan \theta_{a_2}}{Z_{a_2}} \quad (3.30)$$

上述的取代僅替換中心頻率而已，然而該電路是一個寬頻的帶通濾波器，因此在實作上可能有些許偏差，因此會需要微調使之達到預期的特性。由上述的公式可以得到第 IV 型傳輸線以及傳統濾波器上的 α 以及 β 線段之間的關係式，藉由這些關係式去推算各個阻抗 Z 值和電氣長度 θ 值，但由於該方程組有許多的解，因此後面的章節會計算幾個不同的解，並相互比較最後選出一個最適合的值進行製作以及量測。

由式 3.25 可以發現第 IV 型傳輸線和傳統濾波器上的 α 以及 β 線段之間的關係式，並且知道該方程組有許多組解，因此會有不同阻抗比值 ($K = \frac{Z_{a_1}}{Z_{a_2}}$) 下的第 IV 型傳輸線，而本篇挑選阻抗比值為 4.08 的第 IV 型傳輸線進行實作與量測。

3.4.2 電路佈局圖和量測

下圖 3.22 為以第 IV 型傳輸線製作之帶通濾波器的電路佈局圖以及下圖 3.23 為該電路之模擬量測比較圖，實線為模擬結果，虛線為量測結果，此電路之中心頻率為 3 GHz，比例頻寬為 83%，模擬結果中的通帶內的反射損耗為 0.6 dB，通帶內的插入損耗為 10 dB，其截止頻帶以 -10 dB 為基準的話，約有兩倍半倍頻的截止頻帶。圖 3.25 為第 IV 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路。其電路尺寸為 17.79 mm × 32.01 mm，即為 $0.29\lambda_g \times 0.52\lambda_g$ 。

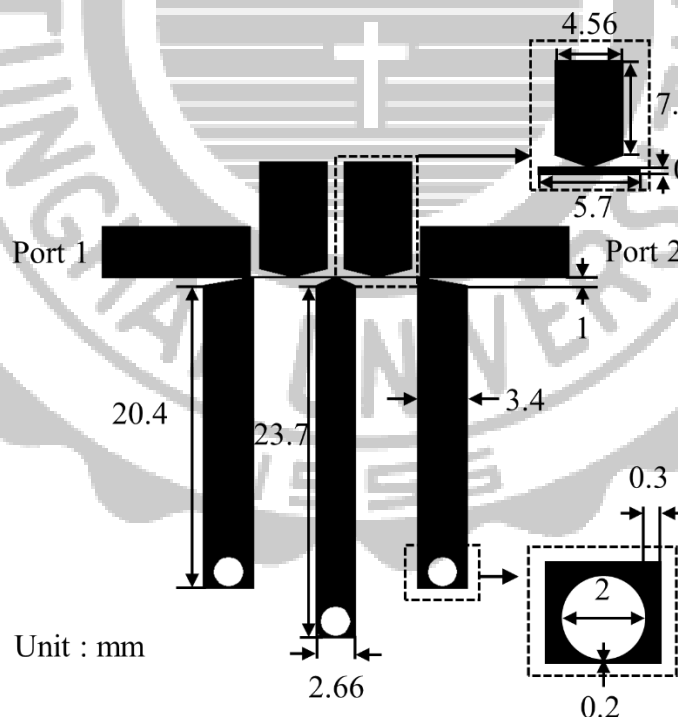


圖 3.22 第 IV 型傳輸線之帶通濾波器的電路佈局圖

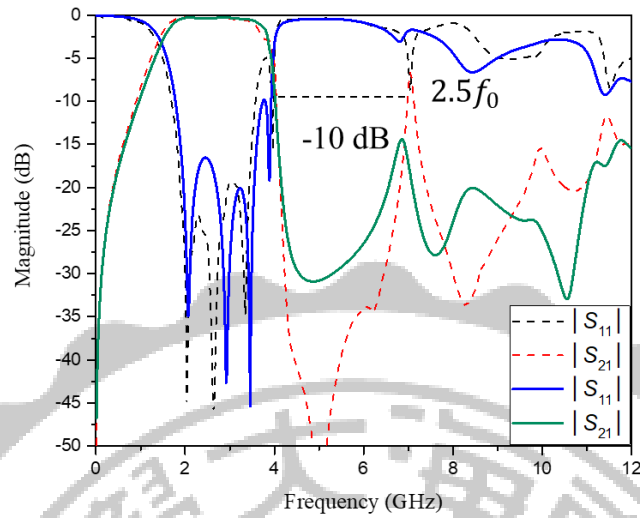


圖 3.23 第 IV 型傳輸線之帶通濾波器的模擬量測比較圖

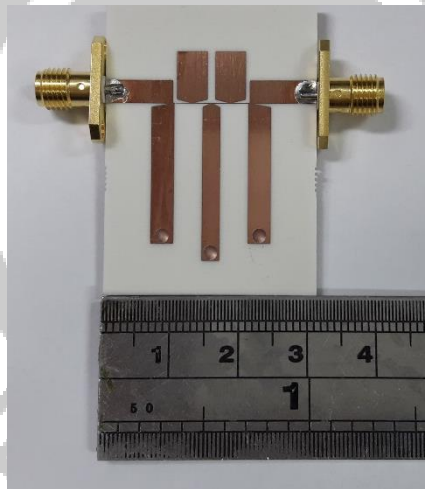


圖 3.24 第 IV 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路

因此若要用第 IV 型傳輸線時，應要考慮其阻抗比值的高低，並比較不同阻抗比值的特性，以及是否在製作上面得以實現等等，進而選擇一個適合的阻抗比值去製作以及量測，以獲得電路尺寸小及寬截止帶的效果。

由第 IV 型傳輸線製作的帶通濾波器會有電路尺寸小及寬截止帶的

特性，而若要設計不同規格的頻率或是頻寬，可藉由上面提及的設計公式去計算出所需要的電路架構。

3.5 第 V 型傳輸線(雙 T 型傳輸線)

3.5.1 電路設計

本節將介紹以第 V 型傳輸線取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，而下圖 3.25 為傳統濾波器之 α 以及 β 線段電路模型，以及第 V 型傳輸線之電路模型，圖 3.25(a)為傳統帶通濾波器上的 α 以及 β 線段，圖 3.25(b) 第 V 型傳輸線之帶通濾波器。

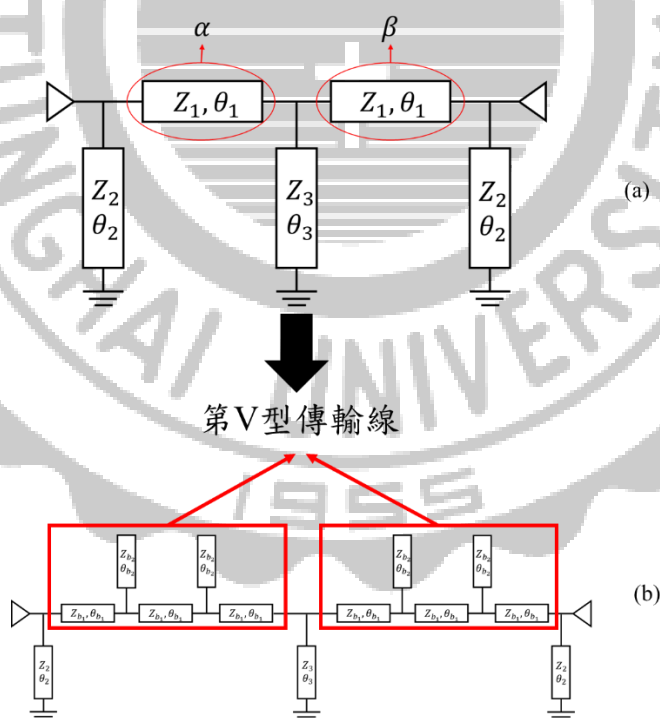


圖 3.25 (a) 傳統帶通濾波器上的 α 以及 β 線段

(b) 第 V 型傳輸線之帶通濾波器

圖 3.25(a)為傳統帶通濾波器上的 α 以及 β 線段，由表 2.3 可知其阻抗 Z_1 為
52.7 Ω 、電氣長度 θ_1 為 87.16 $^\circ$ ，因此可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下
式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ \frac{j}{Z_1} \sin \theta_1 & \sin \theta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 87.16 & j52.7 \sin 87.16 \\ \frac{j}{52.7} \sin 87.16 & \sin 87.16 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

3.25(b) 為以第 V 型傳輸線取代 α 以及 β 線段後的帶通濾波器，並定義其阻
抗為 Z_{b_1} 及 Z_{b_2} ，電氣長度為 θ_{b_1} 及 θ_{b_2} ，而經由上述的電路模型、阻抗和電
氣長度，可以得到任意長度的 ABCD 矩陣如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_{b_1} & jZ_{b_1} \sin \theta_{b_1} \\ j\frac{1}{Z_{b_1}} \sin \theta_{b_1} & \cos \theta_{b_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{\tan \theta_{b_2}}{Z_{b_2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{b_1} & jZ_{b_1} \sin \theta_{b_1} \\ j\frac{1}{Z_{b_1}} \sin \theta_{b_1} & \cos \theta_{b_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{\tan \theta_{b_2}}{Z_{b_2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_{b_1} & jZ_{b_1} \sin \theta_{b_1} \\ j\frac{1}{Z_{b_1}} \sin \theta_{b_1} & \cos \theta_{b_1} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

經由推算後可得

$$A = \frac{Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_1} \cos \theta_{b_2}^2 (4 \cos \theta_{b_1}^2 - 3) + Z_{b_1}^2 \cos \theta_{b_1} \sin \theta_{b_1}^2 \sin \theta_{b_2}^2 + Z_{b_1} Z_{b_2} \cos \theta_{b_2} \sin \theta_{b_1} \sin \theta_{b_2} (\sin \theta_{b_1}^2 - 3 \cos \theta_{b_1}^2)}{Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_2}^2} \quad (3.33)$$

$$B = j \frac{Z_{b_2}^2 \sin \theta_{b_1} \cos \theta_{b_2}^2 (3Z_{b_1} \cos \theta_{b_1}^2 - \sin \theta_{b_1}) + Z_{b_1} \sin \theta_{b_1} \sin \theta_{b_2} (Z_{b_1} \sin \theta_{b_1} \sin \theta_{b_2} - 4Z_{b_2} \cos \theta_{b_1} \cos \theta_{b_2})}{Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_2}^2} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned} C = j \cos \theta_{ss_1} \cos \theta_{ss_2} & \left(\frac{\cos \theta_{ss_1} \cos \theta_{ss_2} \sin \theta_{ss_1}}{Z_{ss_1}} + \frac{\cos \theta_{ss_1} \sin \theta_{ss_2}}{Z_{ss_2}} \right) + \frac{\sin \theta_{ss_2} \cos \theta_{ss_1} \cos \theta_{ss_2} - jZ_{ss_2} \sin \theta_{ss_1} \sin \theta_{ss_2}}{Z_{ss_1}} \\ & + \sin \theta_{ss_2} \cos \theta_{ss_1} \left(\frac{\cos \theta_{ss_1} \cos \theta_{ss_2} - Z_{ss_2} \sin \theta_{ss_1} \sin \theta_{ss_2}}{Z_{ss_1}} \right) - jZ_{ss_1} \sin \theta_{ss_1} \left(\frac{\sin \theta_{ss_1} \cos \theta_{ss_2}}{Z_{ss_1}} + \frac{\cos \theta_{ss_1} \sin \theta_{ss_2}}{Z_{ss_2}} \right) \end{aligned} \quad (3.35)$$

經由推算後可得第 V 型傳輸線之 ABCD 矩陣，而為了要將傳統濾波器上的 α 以及 β 線段取代成第 V 型傳輸線，要將傳統濾波器上 α 以及 β 線段的 ABCD 和第 V 型傳輸線的 ABCD 矩陣讓兩式相等。如下式：

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_2 \quad (3.36)$$

分別以 $A_1 = A_2$ ， $B_1 = B_2$ 以及 $C_1 = C_2$ 表示如下。

$$\cos 87.16 = \frac{Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_1} \cos \theta_{b_2}^2 (4 \cos \theta_{b_1}^2 - 3) + Z_{b_1}^2 \cos \theta_{b_1} \sin \theta_{b_1}^2 \sin \theta_{b_2}^2 + Z_{b_1} Z_{b_2} \cos \theta_{b_2} \sin \theta_{b_1} \sin \theta_{b_2} (\sin \theta_{b_1}^2 - 3 \cos \theta_{b_1}^2)}{Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_2}^2} \quad (3.37)$$

$$j 52.7 \sin 87.16 = j \frac{Z_{b_2}^2 \sin \theta_{b_1} \cos \theta_{b_2}^2 (3 Z_{b_1} \cos \theta_{b_1}^2 - \sin \theta_{b_1}) + Z_{b_1} \sin \theta_{b_1} \sin \theta_{b_2} (Z_{b_1} \sin \theta_{b_1} \sin \theta_{b_2} - 4 Z_{b_2} \cos \theta_{b_1} \cos \theta_{b_2})}{Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_2}^2} \quad (3.38)$$

$$\frac{j}{52.7} \sin 87.16 = j \frac{Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_2}^2 \sin \theta_{b_1} (\sin \theta_{b_1}^2 - 3 \cos \theta_{b_1}^2) + Z_{b_1}^2 \cos \theta_{b_1}^2 \sin \theta_{b_1} \sin \theta_{b_2}^2 - Z_{b_1} Z_{b_2} \sin \theta_{b_2} \cos \theta_{b_1} \cos \theta_{b_2} (2 \sin \theta_{b_1}^2 - \cos \theta_{b_1}^2)}{Z_{b_1} Z_{b_2}^2 \cos \theta_{b_2}^2} \quad (3.39)$$

上述的取代僅替換中心頻率而已，然而該電路是一個寬頻的帶通濾波器，因此在實作上可能有些許偏差，因此會需要微調使之達到預期的特性。由上述的公式可以得到阻抗 Z 值和電氣長度 θ 值的關係式，且能發現到該方程組擁有許多組解，因此後面的章節會討論不同的解，並挑選出一個最適合的值去製作、量測。

由式 3.32 可發現將傳統濾波器的 α 以及 β 線段取代成第 V 型傳輸線時，有許多組解，因此會有不同阻抗比值 ($K = \frac{Z_{b_1}}{Z_{b_2}}$) 下的第 V 型傳輸線，本

篇挑選了阻抗比值為 3.75 的第 V 型傳輸線進行實作與量測。

3.5.2 電路佈局圖和量測

此電路的設計規格、基板參數都和表 2.3 及表 2.4 相同，下圖 3.26 為以第 V 型傳輸線製作之帶通濾波器的電路佈局圖以及下圖 3.27 為該電路之模擬量測比較圖，實線為模擬結果，虛線為量測結果，此電路之中心頻率為 3 GHz，比例頻寬為 83 %，通帶內的反射損耗為 8 dB 以上，通帶內的插入損耗為 1 dB，其截止頻帶以 -10 dB 為基準的話，大約有兩倍半倍頻的截止頻帶。圖 3.28 為第 V 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路。其電路尺寸為 20.78 mm × 38.5 mm，即為 $0.34 \lambda_g \times 0.62 \lambda_g$ 。

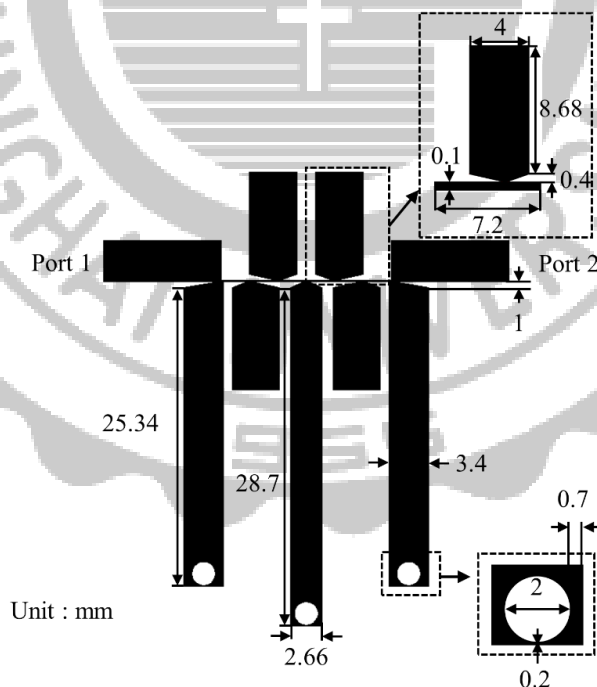


圖 3.26 第 V 型傳輸線之帶通濾波器的電路佈局圖

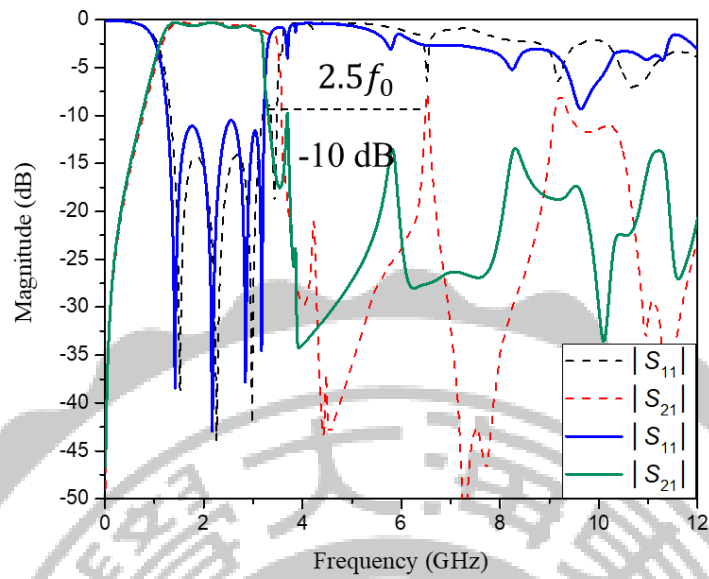


圖 3.27 第 V 型傳輸線之帶通濾波器的模擬量測比較圖

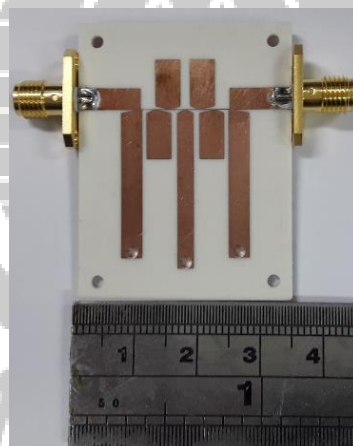


圖 3.28 第 V 型傳輸線之帶通濾波器的實體電路

因此若要用第 V 型傳輸線時，應要考慮其阻抗比值的高低，並比較不同阻抗比值的特性，以及是否在製作上面得以實現等等，進而選擇一個適合的阻抗比值去製作以及量測，以獲得電路尺寸小及寬截止帶的效果。

由第 V 型傳輸線製作的帶通濾波器會有電路尺寸小及寬截止帶的特

性，而若要設計不同規格的頻率或是頻寬，可藉由上面提及的設計公式去計算出所需要的電路架構。



第四章、結論

由於傳統濾波器上的傳輸線段尺寸太大，因此本篇論文提出了五種不同型態的傳輸線取代原本的傳輸線段。這五種傳輸線皆是微帶線結構，其主要設計目的為電路微小化以及寬截止頻帶。

第 I 型及第 II 型濾波器分別為使用單步階式阻抗傳輸線及雙步階式阻抗傳輸線，這兩型傳輸線具有電路尺寸小以及寬截止頻帶的特性，而如同在第三章內所示，本篇論文提供了這兩型電路的設計流程，包含了設計規格、基板參數以及阻抗比值的比較表，從表 3.2 及表 3.4，可得出當阻抗比值越大時，該電路的寬截止帶特性會越明顯，但因為要考量到製成的因素，因此無法選擇過高的阻抗比值進行製作。因此若要製作不同規格的電路時，可以參照第三章內的設計流程。

第 III 型濾波器為使用 π 型傳輸線，該傳輸線具備了電路尺寸小的特性，並且本篇論文提供了該電路的設計流程，且能從表 3.6 中可得出當該電路的阻抗比值越大時，其電路的尺寸會越小，但因製成的限制，無法選擇過高的阻抗比值，若要製作不同規格的電路時，可以參照第三章內的設計流程。

第 IV 型及第 V 型濾波器分別使用單 T 型傳輸線以及雙 T 型傳輸線，而這兩型電路具備了電路尺寸小的特性，若要製作不同規格的電路時，可

以參照第三章內的設計流程。

本篇論文提出了五種型態的濾波器，分別為第 I 型(單步階式阻抗傳輸線)、第 II 型(雙步階式阻抗傳輸線)、第 III 型(π 型傳輸線)、第 IV 型(單 T 型傳輸線)及第 V 型傳輸線(雙 T 型傳輸線)，原理皆是利用 ABCD 矩陣取代傳統濾波器上的 α 以及 β 線段，這五種電路在量測結果中，皆與模擬的響應圖有良好的一致性，因此若要製作電路微小化及寬截止頻帶的帶寬頻帶通濾波器，本篇論文提出的五種傳輸線結構是一個有效且可行的方法。

表 4.1 為與其他電路之比較結果，由表上可知本論文提出的五種濾波器與其他電路比較皆有電路尺寸微小以及寬截止頻帶等優點。

參考文獻	比例頻寬 (%)	插入損耗 (dB)	電路尺寸 (λ_g^2)	截止頻帶 (GHz)
[1]	89	0.5	0.28	> 20 ($2.5f_0$)
[2]	110	1	0.59	> 17 ($2.5f_0$)
[3]	101.8	0.5	0.0082	> 3.5 ($9.84f_0$)
[4]	45	1.2	0.09	> 12.5 ($2.3f_0$)
[5]	35	0.71	0.676	> 6.5 ($2.35f_0$)
[6]	62.7	0.7	0.68	> 18 ($2.63f_0$)
[7]	78	0.8	0.128	> 35.1 ($2.6f_0$)
[8]	70	0.5	0.217	> 7.8 ($2.6f_0$)
四分之波長短路殘段濾波器	85	0.4	0.23	> 5.4 ($1.8f_0$)
第 I 型濾波器	81	1.1	0.193	> 10 ($3f_0$)
第 II 型濾波器	85	0.5	0.357	> 7 ($2.3f_0$)
第 III 型濾波器	82	0.8	0.185	> 6.5 ($2.18f_0$)
第 IV 型濾波器	83	0.6	0.15	> 7 ($2.3f_0$)
第 V 型濾波器	83	1	0.21	> 6.5 ($2.18f_0$)

表 4.1 比較表

參考文獻

- [1] H. -N. Shaman and J. -S. Hong, "Compact wideband bandpass filter with high performance and harmonic suppression" *37th European Microwave Conference*, pp. 528-531, 2007.
- [2] J.-S. Hong and H. Shaman, "An optimum ultra-wideband microstrip filter," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 47, no. 3, pp. 230-233, Nov. 2005.
- [3] Mondal P.; Roy A.; Parui S.K., "Design of a bandpass filter using multimode resonators for ultra-wideband application," *5th International Conference on Computers and Devices for Communication*. 2012. p. 1-4
- [4] D. Singwong and N. Siripon "A Wide-Band Bandpass Filter Using a Novel Embedded Short-Circuited Stub Resonator" *Asia-Pacific Microwave Conference*. 2010 pp. 1086 - 1089
- [5] S. Sun and L. Zhu, "Wideband Microstrip Ring Resonator Bandpass Filters Under Multiple Resonances," *Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 10, pp. 2176-2182, Oct. 2007.
- [6] N. Siripon and A. Pruksawan "Design 2.4 GHz wide bandpass filter using the closed loop ring resonator with the compound stub." *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 2048-2050, May 2010
- [7] Zhang, B., Wu, Y.L., and Liu, Y.A.: 'Wideband single-ended and differential bandpass filters based on terminated coupled line structures', *Trans. Microw. Theory Tech.*, 2017, 65, (3), pp. 761–774.
- [8] Y.-C. Chiou, Y.-F. Lee, J.-T. Kuo, and C.-C. Chen, "Planar multimode resonator bandpass filters with sharp transition and wide stopband," in 2008 *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 439–442.
- [9] Y.-H Pang and C.-L Huang "A compact wideband filter utilizing stepped-impedance transformer and stubs", in 2013 *IEEE International Workshop on Electromagnetics, Applications and Student Innovation Competition*, pp. 160-162.
- [10] W.J. Feng, J.G. Zhou, W.Q. Che, "Wideband bandpass filter using symmetric multimode resonator," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 17, pp. 1071-1073, 2012.
- [11] S Kumari and M Kumar "Design of Planar Bandpass Filter for Ultra Wideband Applications" *Fourth International Conference on*

- Communication Systems and Network Technologies* , pp. 38-40, May 2014.
- [12]Ma, K., Liang, K.C.B., Jayasuriya, R.M., and Yeo, K.S.: ‘A wideband and high rejection multimode bandpass filter using stub perturbation’, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2009, 19, (1), pp. 24–26
- [13]H. Zhu and Q.-X Chu “Ultra-wideband bandpass filter using symmetric stub-loaded resonator and stepped impedance resonators” *IEEE MICROW. Wireless Compon. Lett*, vol. 23, no. 10, pp. 527-529, oct 2013.
- [14]I.S Krishna , R.K Barik and S.S Karthikeyan “A Miniaturized Wideband Bandpass Filter Based on $3\lambda/4$ Resonator Loaded With Stepped Impedance” *Twenty-third National Conference on Communications*, pp. 1-5
- [15]K.D Xu, F.Zhang, Y Liu and W. Nie “High selectivity seventh-order wideband bandpass filter using coupled lines and open/shorted stubs” *Electronics Letters* 22nd February 2018 Vol. 54 No. 4 pp. 223 – 225.
- [16]A.G. Malherbe “Wideband Bandpass Filter With Extremely Wide Upper Stopband” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 2822-2827, June 2018.
- [17]X. Wu, H. Sun, and J. Ge “Tri-Mode Stub-Loaded Ring Resonator And Its Application to Miniaturized Wideband Bandpass Filter Design” *Global Symposium on Millimeter-Waves*, pp. 31-33.
- [18]C. Tang, X. Lin, W. Liu, Y. Fan and K. Song “A compact wideband bandpass filter based on parallel-coupled stub-loaded resonator” *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications*, pp. 1-3
- [19]T. Cheng and K.-W Tam, “A Wideband Bandpass Filter With Reconfigurable Bandwidth Based on Cross-Shaped Resonator” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 10, Oct 2017.
- [20]X. Wu and J. Ge, “Compact Wideband Bandpass Filter With Sharp Selectivity Using Short-Ended Parallel-Coupled-Line Stub Resonator”, *IEEE microwave conference*, vol.3, pp. 1-3, Dec. 2015
- [21]L. Murmu and S. Das “Wideband Microstrip Bandpass Filter Using Stub-Loaded Resonator” *International Conference on Microwave and Photonics*, pp. 1-2 Dec. 2015
- [22]B. Zhang, S.S. Li and J. -M. Huang “Wideband Bandpass Filter with Wide Stopband Based on Stub-loaded Resonator.” *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 922-924 Nov. 2014.
- [23]G. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Norwood, MA,

1980.

- [24]J. S. Hong and M.J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York: Wiley, 2001.

