

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

使用盒狀耦合結構濾波器製作微帶線頻率雙工器



Design and Fabrication of Microstrip  
Frequency Diplexer Using Filters with  
box-like Coupling Scheme

研究生：陳英弘

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十六年 六月

使用盒狀耦合結構濾波器  
製作微帶線頻率雙工器

Design and Fabrication of Microstrip Frequency  
Diplexer Using Filters with box-like Coupling  
Scheme

研究生：陳英弘  
指導教授：張志揚 博士

Student : Ying-Hung Chen  
Advisor : Dr. 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  
June 2007  
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十六 年 六 月

# 使用盒狀耦合結構濾波器製作微帶線頻率雙工器

研究生：陳英弘

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系

## 摘要

本論文描述一種微帶線盒狀耦合濾波器來製作頻率雙工器。盒狀耦合結構濾波器可以以近似的物理佈局產生一個在上止帶或下止帶之傳輸零點，用它來設計頻率雙工器將非常的簡潔且有很佳的性能。此論文提出了一種以 T 型雙模諧振器的方式來實現此種濾波器，它具有對稱的佈局、無下止帶的偽頻通帶、與面積小之優點。實做的雙工器與模擬的結果非常吻合。

# Fabricating Microstrip Frequency Diplexer by Using Box Filters

Student: Ying-Hung Chen

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering  
National Chiao-Tung University

## Abstract

This paper describes the microstrip box-section filter to realize a diplexer. Bandpass filter with box-section coupling scheme has the property of zero-shifting characteristic. Zero shifting means that a filter can have a lower stopband or a upper stopband transmission zero just by changing the resonator length and the physical layout are roughly identical. This zero-shifting characteristic is very helpful to design a good diplexer. Here, we propose a T-shaped two-mode resonator to implement the box-section filter. The filter has the benefits of symmetric layout, free from lower stopband spurious passband, and small size. The measured performance matches well with the simulated results.

# 致謝

兩年的碩士班生涯，感謝張志揚教授毫不藏私的指導，以其淵博豐富的學識帶領我突破研究上的難關。除了研究以外，對平常的生活亦關注有加，一一聆聽我在生活上的歡笑淚水。此外也要感謝口試委員郭仁財博士、邱煥凱博士和鍾世忠博士，使我的碩士畢業論文更加豐富及完整。

感謝實驗室學長廖竟谷，使我的畢業論文能確實完成，熱心解決我各方面的疑問。另外亦要感謝學長陳金雄、呂哲慶、紀佩綾，同學梁正憲、黃為崧、王惟婷和各個學弟妹的幫忙與鼓勵，使我即使在困餒時也不曾放棄希望，順利完成學業。



# 目錄

目錄.....	IV
圖目錄.....	VI
表目錄.....	VIII
<b>第一章 前言</b> .....	<b>- 1 -</b>
<b>第二章 理論</b> .....	<b>- 5 -</b>
2.1 低通集總式濾波器及元件.....	- 5 -
2.2 低通集總式轉換到帶通式濾波器.....	- 5 -
2.3 倒轉器 (inverter).....	- 6 -
2.4 多耦合路徑濾波器.....	- 9 -
2.5 平行諧振器和傳輸線之間的轉換.....	- 11 -
2.5.1 平行諧振器.....	- 11 -
2.5.2 二分之一波長開路傳輸線.....	- 11 -
2.6 平行耦合線.....	- 12 -
2.6.1 平行耦合線的參數.....	- 12 -
2.6.2 平行耦合線的等效表示.....	- 13 -
<b>第三章 研究方法</b> .....	<b>- 15 -</b>

第四章 設計過程 .....	- 19 -
4.1 制定濾波器規格跟理想響應.....	- 19 -
4.2 合成理想濾波器的耦合矩陣.....	- 20 -
4.3 根據理想耦合矩陣設計諧振濾波器 .....	- 25 -
4.4 合成模擬濾波器耦合矩陣並比較理想耦合矩陣來修正 .....	- 33 -
4.5 耦合線耦合 .....	- 34 -
4.6 匯入式耦合 .....	- 39 -
4.7 實際電路成品與量測結果.....	- 44 -
第五章 結論 .....	48
參考文獻 .....	49



# 圖目錄

## 第一章

圖 1- 2	802.16-2004 和 802.16e 等 WiMAX 技術在生活上的應用.....	- 2 -
--------	--	-------

## 第二章

圖 2- 1	低通集總式濾波器.....	- 5 -
圖 2- 2	低階原型集總式跟帶通式響應電抗元件的轉換.....	- 6 -
圖 2- 3	用電抗元件實踐的 $n$ 階帶通濾波器.....	- 6 -
圖 2- 4	經過修正，有倒轉器的 $n$ 階低通濾波器.....	- 7 -
圖 2- 5	有倒轉器的帶通集總式濾波器.....	- 7 -
圖 2- 6	有倒轉器的分佈式帶通濾波器.....	- 8 -
圖 2- 7	J 倒轉器的關係式.....	- 9 -
圖 2- 8	有倒轉器的多耦合路徑集總式低通濾波器.....	- 10 -
圖 2- 9	有倒轉器的集總式帶通濾波器.....	- 11 -
圖 2- 10	集總式並聯諧振器.....	- 11 -
圖 2- 11	終端開路傳輸線.....	- 11 -
圖 2- 12	平行耦合線以及各個電參數.....	- 12 -
圖 2- 13	平行耦合線的等效電路.....	- 13 -
圖 2- 14	倒轉器的 ABCD 矩陣式.....	- 14 -

## 第三章

圖 3- 1	四階盒狀耦合結構之耦合架構圖.....	- 15 -
圖 3- 2	用倒轉器表示盒狀耦合濾波器的耦合架構.....	- 16 -
圖 3- 3	[16]中所提的頻率雙工器與濾波器之佈局.....	- 16 -
圖 3- 4	圖 3-3 之頻率雙工器的響應.....	- 17 -
圖 3- 6	折曲後的 T-型雙模諧振腔.....	- 18 -
圖 3- 7	匯入線耦合.....	- 18 -
圖 3- 8	耦合線耦合.....	- 18 -

## 第四章

圖 4- 1	頻率雙工器理想響應.....	- 20 -
圖 4- 2	完整四階盒狀結構濾波器。(a) 電路圖，(b) 耦合路徑圖。.....	- 22 -

圖 4- 3	去除偶模腔的盒狀結構濾波器。(a) 電路圖，(b) 耦合路徑圖。.....	- 22 -
圖 4- 4	低頻濾波器。(a) 完整頻率響應圖，(b) 去除偶模腔後的頻率響應圖。 -	24
圖 4- 5	高頻濾波器。(a) 完整頻率響應圖，(b) 去除偶模腔後的頻率響應圖。 -	25
圖 4- 6	在 ADS 內用理想傳輸線跟耦合線模擬缺少偶模諧振器的盒狀濾波器..	- 26 -
圖 4- 7	從圖 4-6 的理想傳輸線變成微帶線.....	- 27 -
圖 4- 8	從 ADS export 出來的電路.....	- 28 -
圖 4- 9	將 DXF 檔案 import 到 Sonnet 的電路.....	- 28 -
圖 4- 10	左邊是 Sonnet 模擬響應，右邊是 ADS 模擬響應.....	- 29 -
圖 4- 11	用理想傳輸線模擬整個低頻濾波器.....	- 29 -
圖 4- 12	在 ADS 內用微帶線模擬低頻濾波器.....	- 30 -
圖 4- 13	在 ADS 模擬的低頻濾波器響應.....	- 31 -
圖 4- 14	設計流程圖.....	- 32 -
圖 4- 15	Sonnet 初始的濾波器模擬響應.....	- 33 -
圖 4- 16	低頻的濾波器的形狀.....	- 34 -
圖 4- 17	低頻的濾波器的模擬響應.....	- 35 -
圖 4- 18	高頻濾波器的形狀.....	- 36 -
圖 4- 19	高頻濾波器在 Sonnet 的模擬響應.....	- 36 -
圖 4- 20	雙工器的電路圖跟史密斯圖.....	- 37 -
圖 4- 21	雙工器的模擬響應.....	- 38 -
圖 4- 22	量測外部品質因數的電路圖.....	- 39 -
圖 4- 23	在 ADS 內量測外部品質因數.....	- 40 -
圖 4- 24	藍線是 group delay，紅線是 S11 的相位.....	- 40 -
圖 4- 25	低頻部份的濾波器電路.....	- 41 -
圖 4- 26	低頻部份濾波器的模擬結果.....	- 41 -
圖 4- 27	高頻部份的濾波器電路.....	- 42 -
圖 4- 28	高頻部份濾波器的模擬結果.....	- 42 -
圖 4- 30	雙工器整體模擬結果.....	- 43 -
圖 4- 31	低頻部份的濾波器實體電路.....	- 44 -
圖 4- 32	低頻部份濾波器實際量測結果.....	- 45 -
圖 4- 33	高頻部份的濾波器實體電路.....	- 45 -
圖 4- 34	高頻部份濾波器實際量測結果.....	- 46 -

圖 4- 35	整體雙工器實體電路(59mm × 44mm)	46
圖 4- 36	整體雙工器實際量測結果	47

## 表目錄

表 1- 1	802.16 主要標準比較	- 1 -
表 4- 1	低頻濾波器的耦合矩陣	- 20 -
表 4- 2	高頻濾波器的耦合矩陣	- 20 -
表 4- 3	去除偶模腔後的低頻耦合矩陣	- 23 -
表 4- 4	去除偶模腔後的高頻耦合矩陣	- 23 -
表 4- 5	初始模擬電路耦合矩陣(括號內是理想耦合矩陣元素)	- 33 -
表 4- 6	經過微調電路後在 Sonnet 的模擬耦合矩陣跟理想藕合矩陣比較	- 35 -
表 4- 7	圖 4-17 低頻的濾波器頻寬內的傳輸及反射損耗	- 36 -
表 4- 8	高頻濾波器在頻寬內的傳輸和反射損耗	- 37 -
表 4- 9	雙工器其模擬結果與實際量測結果比較	47



## 第一章 前言

無線接入網際網路和無線多媒體是近年來無線通訊需求，因此無線通訊需具有高傳輸速度與遠傳輸距離等特性以達到要求，這亦是現代通訊系統主要課題，而 WiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access，微波存取全球互通)技術是以 IEEE802.16 系列標準為基礎的寬頻無線技術，逐漸成長為現在熱門的城域寬頻無線(Wireless Metropolitan Area Network，WMAN)技術。IEEE802.16 標準系列包括七個標準：802.16、802.16a、802.16c、802.16d、802.16e、802.16f 和 802.16g，其中 802.16e 是移動式的通訊標準，802.16a、802.16d 則固定式標準不具行動功能，表 1-1 是 802.16 主要標準比較[17]，其中 802.16-2004 就是 IEEE802.16d。

表 1- 1 802.16 主要標準比較[17]

standard	802.16	802.16a	802.16-2004	802.16e
應用模式	固定式應用(取代寬頻設備)			移動式應用
應用方向	Last Mile & Backhaul			Mobile Device
頻段	10~66GHz	2~11GHz		2~6 GHz
傳輸條件	LOS	NLOS		NLOS
傳輸速率	32~134Mbps	75Mbps		15Mbps
調變技術	QPSK、16QAM、64QAM	QPSK、16QAM、64QAM (採 256 Subcarrier OFDM)		QPSK、16QAM、64QAM (採 257 Subcarrier
移動性	固定性	固定性		移動性
傳輸距離	1~3 Mile	4~6Mile(最大 30Mile)		1~3 Mile

LOS ( Line of Sight ) : 可直視範圍的直線傳輸

WiMAX 主要有兩個技術標準，一是滿足固定寬頻無線接的 IEEE802.16d 標準，另一是滿足固定和移動的寬頻無線接入技術 IEEE802.16e 標準。根據這兩個規格的發展趨勢，除了在網路基礎建設的後置網路 ( backhaul ) 應用外，亦可應用於用戶端寬頻接取的應用，還可以分成固定式、可攜式跟移動式寬頻接取如圖 1-1 所示[17]。目前政府正積極推動「M 台灣計畫」，主要是透過完善的寬頻網路基礎建置，結合雙網手機的應用，以行動服務、

生活、學習應用出發，進而塑造行動城市，建立「行動台灣」目標。由於 WiMAX 在都市內可以達到高傳輸速度與遠傳輸距離，在「M 台灣計劃」中扮演極重要的腳色。

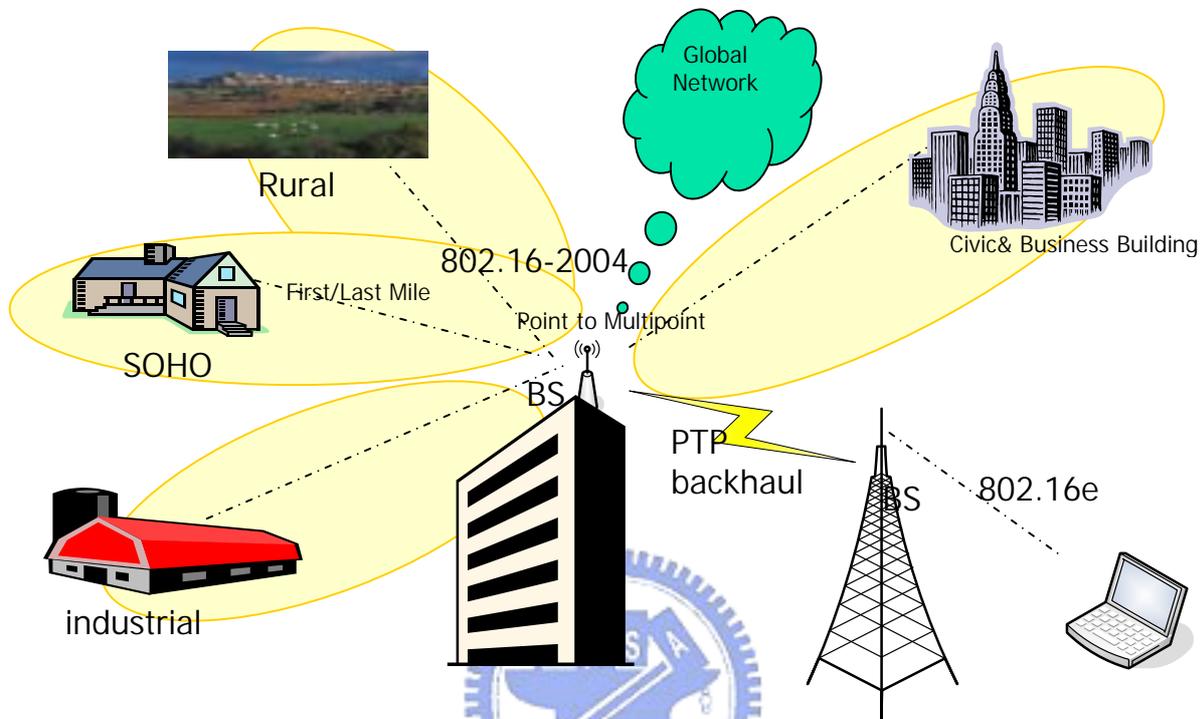


圖 1- 1 802.16-2004 和 802.16e 等 WiMAX 技術在生活上的應用[17]

微帶線架構因具有低成本與易整合其它電路等特性，所以常應用於微波射頻電路 [1-3]。近年來，濾波器之高選擇性 (high selectivity) 在無線通訊扮演極為重要的角色，而濾波器傳輸零點具有高選擇性優點，因此本研究將以傳輸零點為概念，並以微帶線來設計適合於 WiMAX 無線通訊系統之盒狀結構濾波器與頻率雙工器。盒狀結構濾波器 [4-5] 主要優點是易控制傳輸零點位置，只要改變諧振腔之諧振腔頻率便可調整傳輸零點位置，相較於廣義 Chebyshev 濾波器，這是極為方便設計的結構。而頻率雙工器之通帶頻率需要產生足夠的互相拒斥作用；為解決此問題，便須具有上止帶傳輸零點之低頻帶濾波器與下止帶傳輸零點之高頻帶濾波器，由於盒狀結構濾波器具有這樣特性，所以適合應用於頻率雙工器。

微帶線另外還具有低價位適中之性能且與其它的電路可以整合在同一塊電路基板之上，非常適合將來大量生產，所以在微波射頻電路中佔有極為重要的地位。而濾波器或頻率多工器若使用微帶線也有相當的優勢，如果頻寬適中則微帶線諧振器 Q-值較差的缺點也

不構成太大的問題。以頻率雙工器之製作而言，因為需要對二個通帶頻率產生足夠的拒斥作用，所以在設計單獨濾波器之時便須低頻的濾波器具有上止帶的傳輸零點而高頻的濾波器具有下止帶的傳輸零點。

在以往文獻中的微帶線頻率雙工器而言大致可以歸納為下面幾種：第一種是使用雙面基板 [6-8] 來製作高性能濾波器，雖然它可提供不錯的隔離度，但是雙面製程限制了其他電路的佈局，對線路的小型化極為不利。

另外，也有用高通低通濾波器，或低通帶通，或高通帶通濾波器組合而成[9-10]，但是這些頻率雙工器都不符合系統的需要，系統需要二個帶通濾波器之架構。

論文[12]使用二個帶通濾波器。這最符合系統需求，但是此二帶通濾波器最好是能有傳輸零點。[12]中所用之結構雖然很好，但濾波器欠缺傳輸零點使得二個通帶之間相互的隔離度不佳。

在論文[13]中作者們使用二個具傳輸零點的濾波器，此頻率雙工器有很好的性能，但因為[13]中的多模諧振器在低頻與高頻容易出現其他的諧振模，所以在像本系統需求之二個通帶頻率距離稍遠之時，很容易在通帶之間產生偽頻通帶(spurious passband)的問題，或者在靠近通帶附近產生偽頻通帶，這都足以破壞頻率雙工器的性能。

在本文中，第二章將會深入探討濾波器原理作為研究基礎，尤其會著重在諧振器的理論、轉換及可實踐的電路，和諧振器之間的耦合原理和參數；第三章提出前人所設計的盒狀耦合濾波器及頻率雙工器，說明盒狀耦合濾波器的設計架構以及條件，並且比較不同架構的盒狀耦合濾波器所衍生的問題跟優缺點，以及採用本論文電路架構的原因；第四章詳述在研究中採用的設計流程以及簡化設計複雜度的方法；最後第五章對我的頻率雙工器的效能做出結論。

平面結構故容易製作雖然是微帶線的優點之一，不過微帶線也潛藏著能量容易散失的問題。畢竟微帶線濾波器有部份暴露在空氣中而沒有被完全被金屬包圍，能量極易輻射到空氣造成能量的散逸。以微波諧振濾波器來說，諧振器的 Q 值(unloaded Q)就可以表現出諧振器能量散逸的難易，不同的傳輸線所做的諧振器因為傳輸線特性(  $\beta$ 、 $\alpha$  )不同，表現出來的 Q 值自然不同。  $\beta$  越大、 $\alpha$  越小則 Q 越大，Q 小就顯示此種傳輸線所等效的諧振器能量損耗較大。以微帶線而言 Q 值固然跟介電質厚度、火線金屬寬度有關，大致上可以以  $Q=100\sim 150$  估之，甚至更低。Q 值低會明顯影響到濾波器傳輸損耗，使實際量測所得的  $S_{21}$

並不像是在模擬中用完美金屬可以達到的 0dB。在這篇論文內我使用介電常數 3.8、介電質厚度 20mil 的微帶線如果要使微帶線諧振器的 Q 值變大,可以用介電常數比較高的介電質



## 第二章 理論

### 2.1 低通集總式濾波器及元件

知道想要的頻率響應如 S 參數之後，接著工作就是要合成電路。下圖 2-1 就是根據想要設計的頻率響應而合成出來的低通集總式濾波器。低通集總式濾波器就是將元件值歸一化使源電阻  $g_0=1$ ，而且截止頻率也歸一化到  $\omega_c=1$  (rad/s) 的低通濾波器[1]。圖 2-1 中是可以實現全極點濾波器響應的 n 階濾波器的其中一種，其中全極點響應包括柴比雪夫 (Chebyshev) 和巴特渥斯 (Butterworth) 兩種常見的濾波器響應。 $g_i$  表示並聯式電容或是串聯式電感，而 n 則是這些電抗性元件 (電容、電感) 的總數。

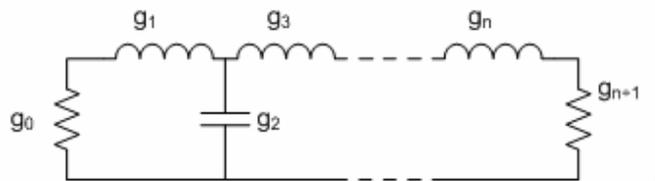


圖 2- 1 低通集總式濾波器

### 2.2 低通集總式轉換到帶通式濾波器

藉著頻率和元件轉換的方法，低通集總式濾波器可以轉換設計成想要的實體濾波器。假設要將一個低通集總式響應轉換成頻寬為  $\omega_2 - \omega_1$ 、中心角頻率為  $\omega_0$  帶通式響應，需要的轉換式子

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

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

$\omega_1$  是低頻的通帶邊緣角頻率 (passband-edge angular frequency)， $\omega_2$  是高頻的通帶邊緣角頻率，FBW 定義成比例頻寬 (fractional bandwidth)， $\omega_0$  表示在低通原型的角頻率[1]。雖然這個轉換式可以成功將響應轉換到想要的頻帶，可是並不適用所有的頻帶大小，換句話說這個轉換式有頻寬的限制，超過某個頻寬後轉換後的響應跟低通集總響應就不相似。大致上比例頻寬小於 20% 的情況上述的轉換式可以適用。

如圖 2-2 將串聯式電感轉換成串聯的諧振器，並聯電容變成並聯式諧振器，轉換的公式列于其下。 $\omega_c$  是低通集總式的截止頻率， $\gamma_0$  表示阻抗的轉換， $\omega_0$  是設計帶通濾波器的中心頻率。集總式帶通濾波器的電路元件分佈如圖 2-3

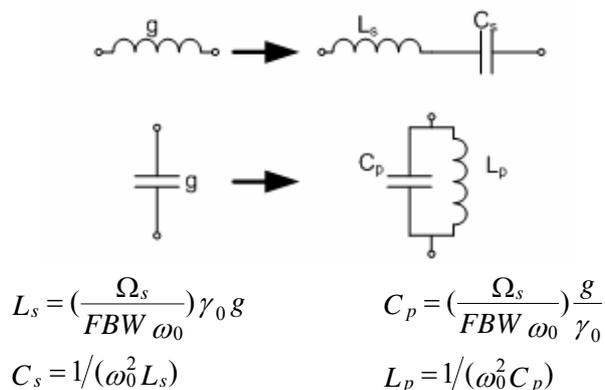


圖 2- 2 低階原型集總式跟帶通式響應電抗元件的轉換

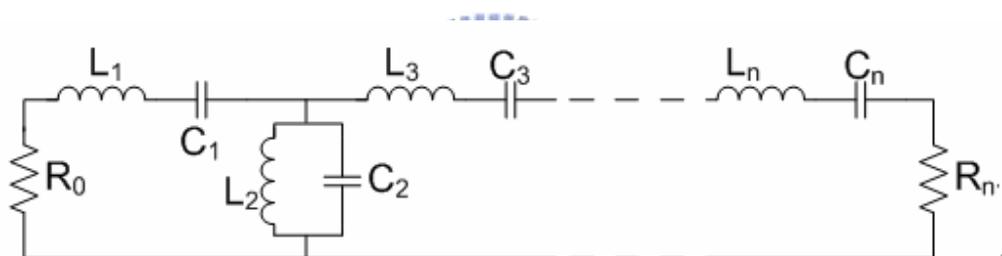
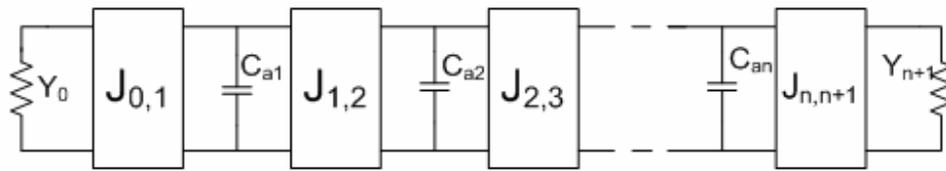


圖 2- 3 用電抗元件實踐的 n 階帶通濾波器

### 2.3 倒轉器 (inverter)

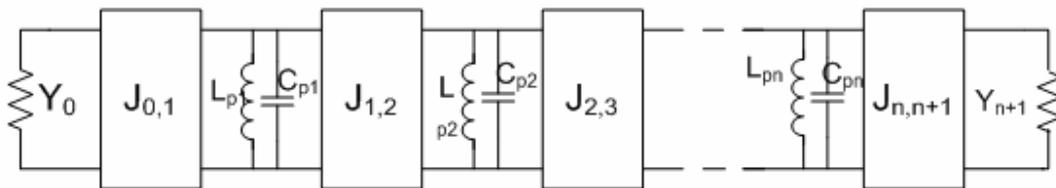
一個串聯電感等效於一個並聯電容、兩邊加上 J 倒轉器的電路。倒轉器藉著 J 值的大小變化具有改變輸入阻抗 (impedance) 或是輸入導納 (admittance) 值, 利用這個特性幫助我們把濾波器電路轉換成另一個更方便實作的等效電路。圖 2-4 是一個從圖 2-1 的電路轉換到具有倒轉器的等效電路, 下面的式子的 g 是原本在圖 2-1 中低通集總電路每個集總元件的元件值。 $Y_0$ 、 $Y_{n+1}$  和  $C_{ai}$  等值可以任意選擇, 倒轉參數 J 值的大小依圖下面的式子決定, 確保修正過後具有倒轉器的低通濾波器跟原來低通集總式濾波器具有相同的響應 [2]。



$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 C_{a1}}{g_0 g_1}}, \quad J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_{ai} C_{a(i+1)}}{g_i g_{i+1}}}_{i=1 \text{ to } i=n-1}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_{n+1} C_{an}}{g_n g_{n+1}}}$$

圖 2- 4 經過修正，有倒轉器的 n 階低通濾波器

理想上倒轉器的值跟頻率無關，不論頻率如何變化 J 值都不變。所以如果將圖 2-4 的電路作轉成帶通濾波器響應的轉換，J 值都不會改變。前面也提到經過這個轉換並聯式電容轉換成電容  $C_{pi}$  和電感  $L_{pi}$  並聯的並聯諧振器，J 值表示式改用轉換後的電感電容  $L_p$ 、 $C_p$  帶入原本式子中的  $C_{ai}$  值，轉換成圖 2-5。



$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW C_{p1} \omega_0}{\Omega_c \epsilon_0 \epsilon_1}}, \quad J_{i,i+1} = \frac{FBW \omega_0}{\Omega_c} \sqrt{\frac{C_{pi} C_{p(i+1)}}{\epsilon_i \epsilon_{i+1}}}_{i=1 \text{ to } i=n-1}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 C_{pn} Y_{n+1}}{\Omega_c \epsilon_n \epsilon_{n+1}}}$$

$$L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}}$$

圖 2- 5 有倒轉器的帶通集總式濾波器

在許多情況 尤其是微波頻段下集總式元件並不實用，常常用分佈式元件(distributed element)來取代原本的元件。並聯的集總式元件 LC 就可以用一些分佈式元件如微波空腔、微波諧振器[3]或是其他適合的諧振架構代替。理想情況上分佈式諧振器跟集總式諧振器要相等，兩者隨著頻率改變的電抗性變化必須要相等，但是這個在實際上是很難辦到的，所以我們只好在中心頻率附近使集總式跟分佈式元件的電抗值相等或是近似。所以如果是窄頻濾波器，使用分佈式元件的濾波器響應會比較近似於集總式濾波器響應。要讓分佈式元件能夠取代由集總式元件 LC 組成的平行諧振器，有兩個參數必須要相等：在諧振頻率的電

納 ( susceptance ) 值跟電納斜率參數 ( susceptance slope parameter ) [3] , 電納斜率參數定義如下 :

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}$$

$B(\omega)$  是並聯諧振器中的電納值。經過計算之後可以得到集總式串聯 LC 諧振器的電抗斜率參數是  $\omega_0 L$  , 集總式並聯 LC 諧振器的電納斜率參數為  $\omega_0 C$  [3]。於是用電納斜率參數  $b = \omega_0 C$  代入上圖中的式子 , 並且用分佈式元件取代集總式並聯諧振器。在這廣義的帶通濾波器可以用耦合諧振器濾波器來實現 , 每個諧振器  $B_1(\omega)$ 、 $B_2(\omega)$ 、 $B_n(\omega)$  是傳輸線諧振器 , 每個諧振器之間的耦合以 J 倒轉器來表示(圖 2-6)。

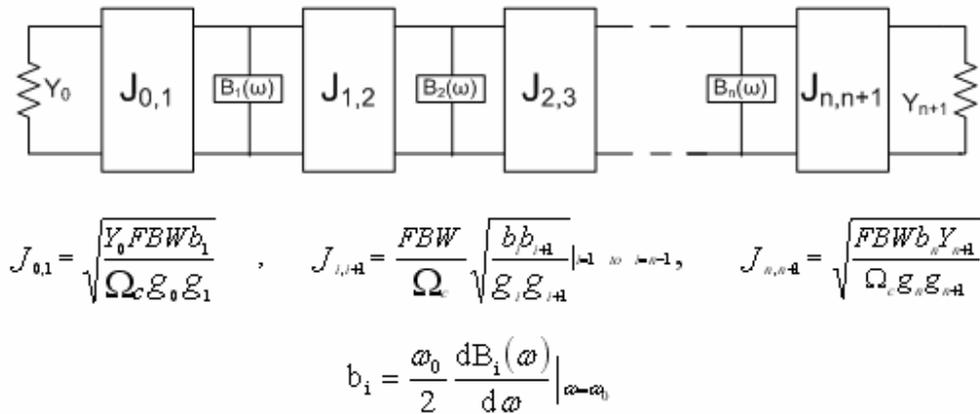


圖 2- 6 有倒轉器的分佈式帶通濾波器

一個傳輸線諧振器如果是並聯諧振器特性 , 諧振器的 Q 值(unloaded Q)為

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{b}{G}$$

G 是並聯諧振器中電導值。在上面廣義帶通濾波器中 , 傳輸線諧振器  $B_1(\omega)$  和  $B_n(\omega)$  分別跟源電導(source conductance)  $Y_0$  和負載(load)電導  $Y_{n+1}$  有耦合存在。對  $B_1(\omega)$ 、 $B_n(\omega)$  而言多了一個電導(圖 2-7) , 諧振器的外部品質因數(external Q,  $Q_{ext}$ )為

$$Q_{ext1} = \frac{\omega_0 C_1}{Y_{in}} = \frac{b_1}{J_{0,1}^2 / Y_0} = \frac{\Omega_c g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{extn} = \frac{b_n}{J_{n,n+1}^2 / Y_{n+1}} = \frac{\Omega_c g_n g_{n+1}}{FBW}$$

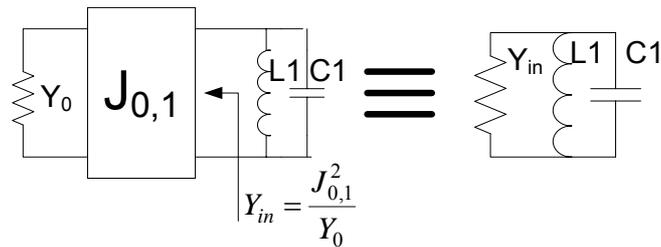


圖 2- 7 J 倒轉器的關係式

關係到耦合量的耦合係數為

$$k_{j,j+1} \Big|_{j=1 \text{ to } n+1} = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} = \frac{FBW}{\Omega_c \sqrt{g_j g_{j+1}}} \Big|_{j=1 \text{ to } n-1}$$

$k_{j,j+1}$  表示第  $j$  個跟第  $j+1$  個諧振器之間的耦合係數。之前提到理想的倒轉器是跟頻率無關的，不過在實際上倒轉器還是會有頻寬的限制。如果使用  $1/2$  波長諧振器的話倒轉器大概有 20% 的比例頻寬，使用  $1/4$  波長諧振器倒轉器能達到 40% 比例頻寬[3]。

上述的外部品質因數和耦合係數在實驗步驟裡面是常常需要調整的參數，外部品質因數  $Q_{ext1}$  是諧振器藉著倒轉器  $J_{0,1}$  耦合到  $Y_0$  的品質因數  $Q$ ，外部品質因數  $Q_{ext2}$  是諧振器藉著倒轉器  $J_{n,n+1}$  耦合到  $Y_{n+1}$  的品質因數  $Q$ 。簡單點來說外部品質因數會關係到耦合的強弱， $Q_{ext}$  越強表示耦合越弱。耦合係數  $k_{j,j+1}$  是一種廣義化、比較常見的耦合係數，對集總式諧振器而言  $L_j$  和  $L_{j+1}$  是自感值， $M_{j,j+1}$  是互感值，電感耦合(磁耦合)的耦合係數為

$$k_{j,j+1} = \frac{M_{j,j+1}}{\sqrt{L_j L_{j+1}}}$$

注意從耦合係數中的定義中要決定倒轉器  $J$  值的話，必須要先知道電納斜率參數。換言之用倒轉器參數  $J$  來決定濾波器的規格跟用耦合係數來決定規格，用倒轉器參數來決定規格含有的資訊較多。因為用耦合係數等於  $J$  參數和電納斜率參數一定關係式，只要知道外部品質因數跟耦合係數就可以決定濾波器的規格，但是如此一來就不知道  $J$  參數跟電納斜率參數的大小，等於是喪失了一些資訊。

## 2.4 多耦合路徑濾波器

之前列出的低通原形濾波器轉到帶通濾波器，每個諧振器之間的耦合都用  $J$  倒轉器來表示，並且兩個埠之間耦合路徑只有一條，每個諧振器都會經過，這樣設計出來的濾波器

通常都沒有傳輸零點。不過在實際的電路上濾波器的架構可能有不只一個耦合路徑，在兩個路徑相位相反的情形下，就會在某個頻率點造成傳輸零點。下面的圖表示一個多重耦合路徑的原型低通濾波器[xx]， $C_1, C_2, \dots, C_n$ 經過轉變到帶通濾波器之後會變成中心頻率為  $\omega_0$  的並聯式諧振器。不過在設計濾波器的過程中會發現每個諧振器的諧振頻率並不一定就是濾波器的中心頻率，如果照原本  $\omega_0 = (\omega_{-3dB} + \omega_{+3dB}) / 2$  就不能完全代表要設計的帶通濾波器。為此在原型低通濾波器每個電容旁邊加上一個與頻率無關的電抗性或是電納性元件  $jB_i, i=1, 2, \dots, n$ ，來表示經過轉換之後並聯諧振器會再並聯元件  $jB_i$  來表示諧振頻率的偏差(圖 2-8)。

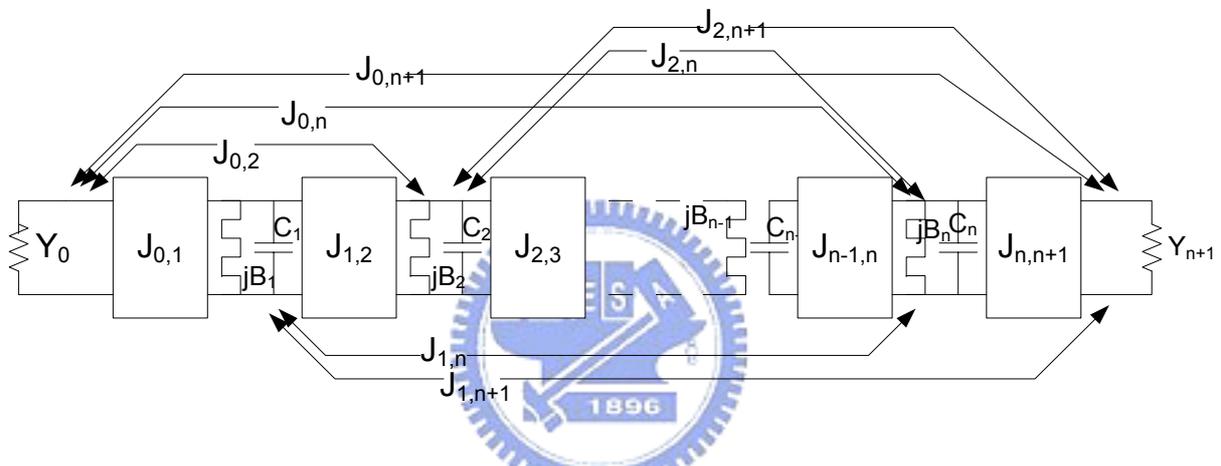
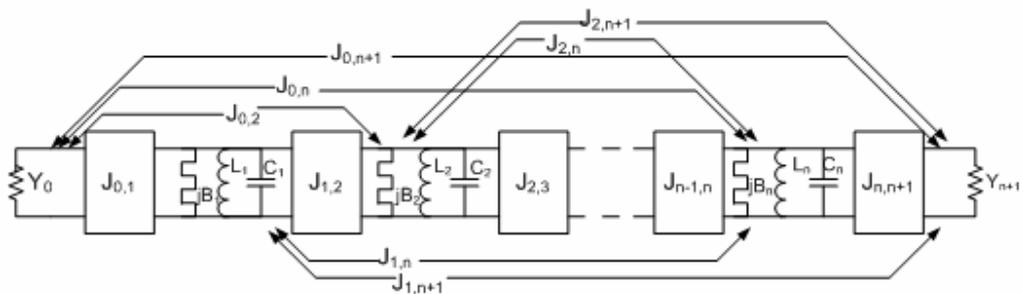


圖 2- 8 有倒轉器的多耦合路徑集總式低通濾波器

在歸一化原型網路， $C_1=C_2=\dots=C_n=1F$  且  $Y_0 = Y_{n+1}=1$  姆歐，經過帶通轉換後就變成下圖 2-9



$$C_i = \left( \frac{1}{FBW \omega_0} \right) = C, \quad L_i = 1 / (\omega_0^2 C_i) = L \quad i = 1, 2, \dots, n$$

$$\omega_0 L = 1 / \omega_0 C = FBW$$

$$Q_{\text{ext}1} = \frac{\omega_0 C_1}{Y_{\text{in}}} = \frac{b_1}{J_{0,1}^2 / Y_0} = \frac{1}{J_{0,1}^2 * \text{FBW}} = \frac{1}{M_{S1}^2 * \text{FBW}}$$

圖 2- 9 有倒轉器的集總式帶通濾波器

這邊  $J_{0,1}=M_{S1}$  的條件是在阻抗比例 (impedance scaling) 之前。換句話說在阻抗歸一化的情形下 ( $\omega_0=1$ ) 的倒轉器值為  $M_{S1}$ ，阻抗比例放大之後的倒轉器值  $J_{0,1}$ 。耦合係數  $k_{ij}$  跟歸一化後的參數  $M_{ij}$  關係如下。

$$k_{i,j} = \frac{J_{i,j}}{\sqrt{b_i b_j}} = \frac{J_{i,j}}{\omega_0 C} = J_{i,j} * \text{FBW} = M_{i,j} * \text{FBW}$$

## 2.5 平行諧振器和傳輸線之間的轉換

### 2.5.1 平行諧振器

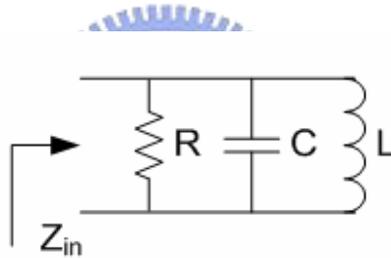


圖 2- 10 集總式並聯諧振器

在中心頻率附近，也就是角頻率  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$  時，看進去的輸入阻抗 [1]

$$Z_{\text{in}} \cong \frac{R}{1 + 2j\Delta\omega RC}, \quad Y_{\text{in}} = \frac{1}{R} + j\frac{2\Delta\omega RC}{R}$$

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \omega_0 RC$$

$$b = \omega_0 C$$

### 2.5.2 二分之一波長開路傳輸線

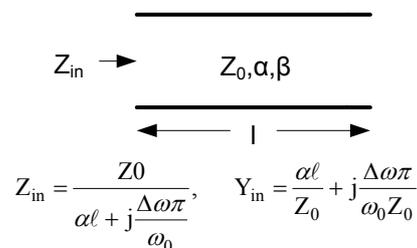


圖 2- 11 終端開路傳輸線

對照二分之一波長開路傳輸線跟平行諧振器的在中心頻率附近的輸入阻抗，可以發現二分之一波長開路傳輸線可以等效成平行諧振器，其關係如下[1]

$$R = \frac{Z_0}{\alpha l}, \quad C = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_0}, \quad L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{2Z_0}{\pi\omega_0}$$

電阻、電容跟電感都知道了，可以得到等效的品質因數跟電納斜率參數

$$Q = \omega_0 RC = \frac{\beta}{2\alpha}$$

$$b = \omega_0 C = \frac{\pi}{2Z_0}$$

從上面的式子可以觀察到電納斜率參數只跟傳輸線的特性阻抗有關。根據之前兩個關於外部品質因數跟耦合係數的式子以及電納斜率參數可以推出下面兩個式子

$$\frac{J_{0,1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} M_{S1}^2 * FBW}$$

$$\frac{J_{i,j}}{Y_0} = \frac{\pi}{2} M_{ij} FBW$$

這兩個式子說明如果有在低通原型的耦合參數( $M_{ij}$ )及低通轉換至帶通濾波器的參數比例頻寬 FBW，就可以得出倒轉器參數跟阻抗( $Y_0$ 的倒數)的乘積。配合在論文 2.6.2 節最後的式子，可以得到等效的平行耦合線。

## 2.6 平行耦合線

### 2.6.1 平行耦合線的參數

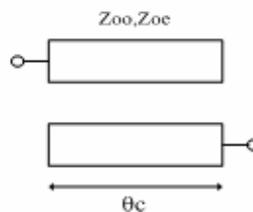


圖 2- 12 平行耦合線以及各個電參數

圖 2-12 是一個平行耦合濾波器的子分佈式電路(distributed circuit)，其電參數是奇模阻抗( $Z_{oo}$ )、偶模阻抗( $Z_{oe}$ )以及電路的電耦合角度(electric couple angle)。在微帶線中奇模跟偶模的相位速度並不一樣，造成奇模跟偶模的電耦合角度( $\theta_o, \theta_e$ )並不一樣。

不過其值差非常非常小，為了分析電路簡便所以一般都視為相等(  $Z_{0e} = Z_{0o} = Z_0$  )。在這種簡化情形之下平行耦合線的阻抗矩陣[Z]為

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2} \cot \theta_c & -j \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{2} \csc \theta_c \\ -j \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{2} \csc \theta_c & -j \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{2} \cot \theta_c \end{bmatrix}$$

因為平行耦合線常常在電路中用來連接諧振器跟耦合電路，為了計算方便將阻抗矩陣

[Z]轉變成傳輸矩陣[T](transmission matrix)ABCD

$$[T] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

$$A = D = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta_c$$

$$B = \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}} = j \frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 + (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta_c}{2(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin \theta_c}$$

$$C = \frac{1}{Z_{21}} = j \frac{2 \sin \theta_c}{Z_{0e} - Z_{0o}}$$

雖然上面的矩陣可以表示平行耦合線的特性，不過很難從這些式子去合成一個帶通濾波器。為了克服這個問題，將上面圖 2-12 平行耦合線的傳輸矩陣等效成兩個傳輸線跟一個倒轉器，並且將倒轉器視為跟頻率無關的耦合電路。

## 2.6.2 平行耦合線的等效表示

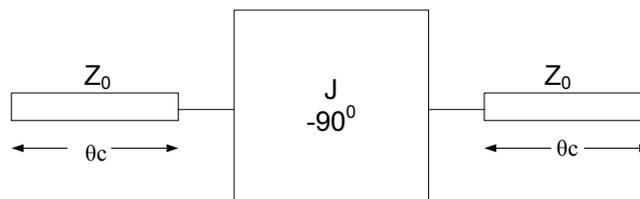


圖 2- 13 平行耦合線的等效電路

倒轉器的傳輸矩陣為

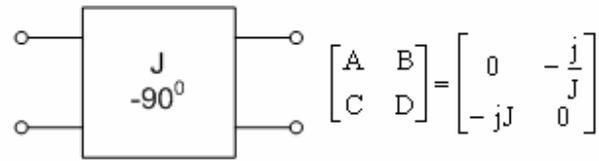


圖 2- 14 倒轉器的 ABCD 矩陣式

平行耦合線跟他的等效電路的傳輸矩陣相等，經過計算之後可以得到平行耦合線的電性參數  $Z_{0e}$ 、 $Z_{0o}$  跟倒轉器  $J$  之間的關係。

$$\frac{Z_{0e}}{Z_0} = \frac{1 + \left(\frac{J}{Y_0}\right) \csc \theta_c + \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2 \cot^2 \theta_c}$$

$$\frac{Z_{0o}}{Z_0} = \frac{1 - \left(\frac{J}{Y_0}\right) \csc \theta_c + \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2 \cot^2 \theta_c}, \quad Y_0 = \frac{1}{Z_0}$$



### 第三章 研究方法

本章節中我們擬探討最近非常熱門的盒狀耦合架構濾波器原理與特性來實現頻率雙工器，這種耦合架構最早是由 R. J. Camron[14]所提出，它之所以稱為盒狀耦合架構濾波器是因諧振腔彼此間耦合路徑為盒狀路徑，因諧振腔彼此間耦合強度一樣，所以諧振腔彼此間耦合都可視為主耦合，各這有別於傳統濾波器具有主耦合與交錯耦合之分。無需調整諧振腔彼此間耦合強度與相位便可控制上止帶或下止帶的傳輸零點位置，是盒狀耦合架構濾波器的主要特性。在此，我們以最簡單的四階盒狀架構則濾波器來說明，其架構圖如圖 3-1 所示。

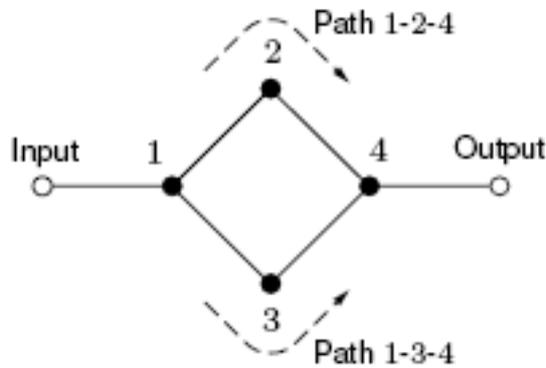


圖 3- 1 四階盒狀耦合結構之耦合架構圖

上圖中黑色點表示諧振器白色點表示訊源與負載，圖中四個諧振腔相互耦合成一個四方盒狀，其中第二與第三腔是非同步諧振的諧振腔，亦即其諧振頻並不等於中心頻。這種四階的帶通濾波器會在上止帶或下止帶有一個傳輸零點，注意盒狀結構的四個耦合路徑中有一個是負號，這是最難實現的部份。數學分析顯示，在這四個耦合之中  $M_{13}=M_{34}$ ， $M_{12}=-M_{24}$  所以對耦合架構而言這個盒狀架構是對稱的，此處  $M_{ij}$  為低通雛型濾波器的耦合矩陣的矩陣元素，一般最好濾波器的物理結構也是對稱才容易達成  $M_{13}=M_{34}$ ， $M_{12}=-M_{24}$  的目標。

有趣的是，此種架構具有零點移動的特性，就是不需改變耦合強度，只需將第二腔與第三腔的頻率(此二腔是非同步諧振之諧振腔)互換即可將傳輸零點由上止帶移到下止帶，反之亦然。

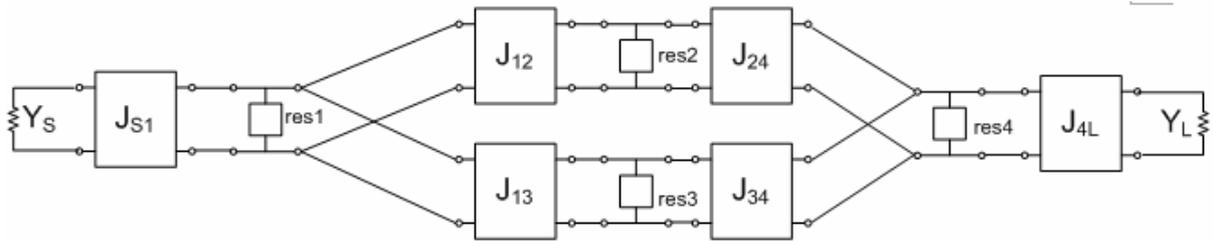


圖 3- 2 用倒轉器表示盒狀耦合濾波器的耦合架構

圖 3-2 用倒轉器來表示耦合架構,之前第二章理論也提到倒轉器的 J 值跟 M 值成正比。換句話說之前提到耦合架構需要的條件是  $M_{13}=M_{34}$ ,  $M_{12}=-M_{24}$ , 在這邊就變成  $J_{13}=J_{34}$ ,  $J_{12}=-J_{24}$ 。

最早將這種架構以微帶線形式實現的是 S. Amari 等人[15]。但其物理結構非對稱對濾波器的微調非常敏感。最近 A. G. Lamperez 等人[16]提出一種對稱式架構來製作頻率雙工器, 它的第三腔是使用一個高階模(1 個波長諧振腔, 而非 1/2 波長諧振腔)的諧振腔, 如此便可很容易的達成  $M_{13}=M_{34}$ ,  $M_{12}=-M_{24}$  的條件, 使用這樣架構的濾波器將沒有[10]中所出現的缺點。圖 3-3 顯示[16]中所提之架構, 所完成的頻率雙工器:

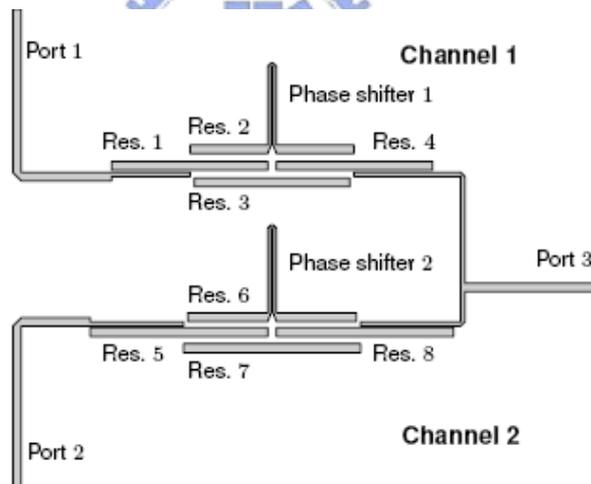


圖 3- 3 [16]中所提的頻率雙工器與濾波器之佈局

在圖 3-3 中二個濾波器佈局幾乎完全一樣,但是一個濾波器在上止帶、一個濾波器在下止帶, 有一個傳輸零點, 這就是所謂的零點移動特性。如此合成的濾波器頻率雙工器具有如圖 3-4 之特性:

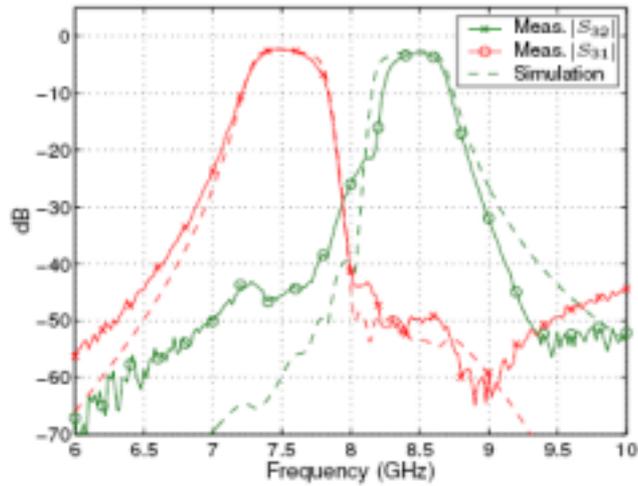


圖 3- 4 圖 3-3 之頻率雙工器的響應

由圖 3-4 可以明顯的看出，二個濾波器各有一個傳輸零點頻率落在對方的通帶。

回頭來看圖 3-3 其中 res. 2 與 res. 6 為一個高階模諧振腔，各具有一個席夫曼移相器(Schifman phase shifter)它可以提供一個  $180^\circ$  的相移，而 res. 3 與 res. 7 則沒有此  $180^\circ$  移相器，因此前段所述盒狀耦合結構濾波器要求的  $M_{13}=M_{34}$ ， $M_{12}=-M_{24}$  便可達成。

雖然這方案似乎非常理想，但是因為它使用了一個高階模諧振腔，這樣會在通帶頻率約一半的地方產生偽頻通帶(spurious passband)，在[16]中因為二個通帶頻率很近，不會造成問題。如果考慮濾波器設計時所保留的保護帶(guardband)則不無影響頻率雙工器性能的可能。

有鑑於此，我們初步提出一種可能架構：T-型雙模諧振腔，來構建盒狀耦合結構的第二與第三腔[5]。如此，因為沒有使用高階模諧振腔，前述[16]中出現的偽頻通帶問題將不會出現。但是，因為它是一個雙模諧振腔，物理結構上一個耦合結構要控制二個耦合強度： $M_{13}$  與  $M_{12}$  或  $M_{23}$  與  $M_{24}$  這在設計上是一個困難的挑戰。圖 3-5 顯示初步構想的濾波器。

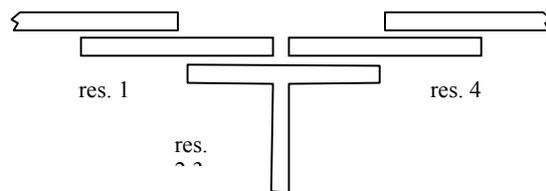


圖 3- 5 初步構想的盒狀耦合結構濾波器

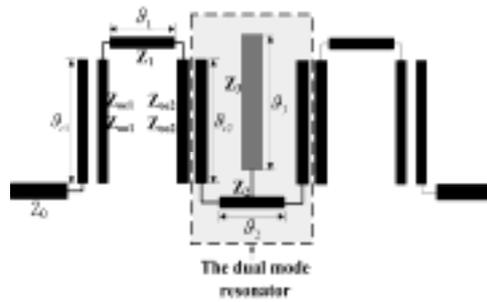


圖 3- 6 折曲後的 T-型雙模諧振腔

利用圖 3-6 的折曲形成的雙模濾波器架構，成功的在模擬軟體上模擬出兩個不同頻段的盒狀耦合架構的濾波器。然後將模擬好的兩個濾波器加上結合點組成一個雙工器。原本盒狀架構源流和諧振器 1、負載和諧振器 4 之間的耦合是利用耦合線(coupled-line)如圖 3-8 所示。不過考慮到製程上的困難，另外設計利用匯入線(tapped-line)耦合如圖 3-8 所示來避免因製程上的困難而增加影響濾波器的變數。



圖 3- 7 匯入線耦合



圖 3- 8 耦合線耦合

## 第四章 設計過程

### 4.1 制定濾波器規格跟理想響應

首先知道想要設計濾波器的條件，開出的濾波器的條件如下：

#### 低頻段濾波器

頻帶： 2.5GHz ~ 2.69GHz

中心頻率  $f_0 = 2.595\text{GHz}$

BW= 0.19 GHz

FBW=0.0732

#### 高頻段濾波器

頻帶： 3.3995 GHz ~ 3.6GHz

中心頻率  $f_0=3.49975\text{GHz}$

BW=0.2005

FBW=0.05728



這次我們要實現的頻率雙工器的架構由兩個濾波器組成，而個別的濾波器均由盒狀結構濾波器來實現。盒狀結構濾波器在前面已經論述過最多有一個傳輸零點特性並且具有零點移動的優點。這非常適合應用於頻率雙工器，因為頻率雙工器最重要的特點就是一個頻帶的濾波器對另一頻帶訊號的能量擁有相當大的排斥能力，傳統的柴比雪夫(Chebyshev，也就是 equal-ripple)濾波器的響應是平衡的：換句話說，對高頻跟低頻訊號能量的排斥能力是一樣的。頻率雙工器某一個頻帶是要對較高頻或是較低頻的另一頻帶有極佳的排斥能力而非同時都要很好的排斥能力，因此柴比雪夫響應在此不是很適用，改用簡單的盒狀結構。盒狀結構濾波器雖為一四階濾波器，但是它只僅有一個傳輸零點使濾波器響應對頻帶一邊的排斥能力高而另一邊較差。根據兩個濾波器的條件和濾波器的架構分析後，我們可得到雙工器的理想響應圖 4-1：

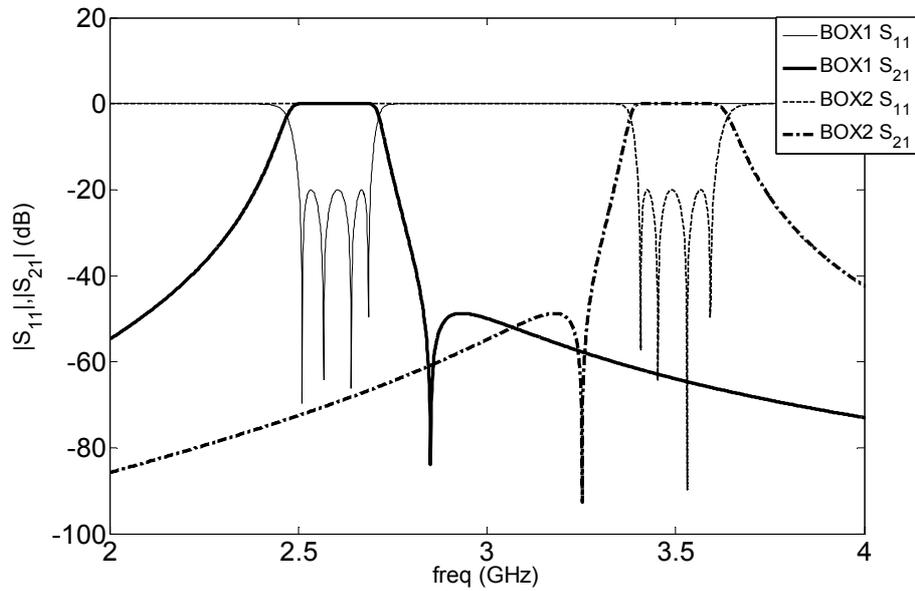


圖 4- 1 頻率雙工器理想響應

## 4.2 合成理想濾波器的耦合矩陣

知道理想的響應，取出個別濾波器的耦合矩陣：

表 4- 1 低頻濾波器的耦合矩陣

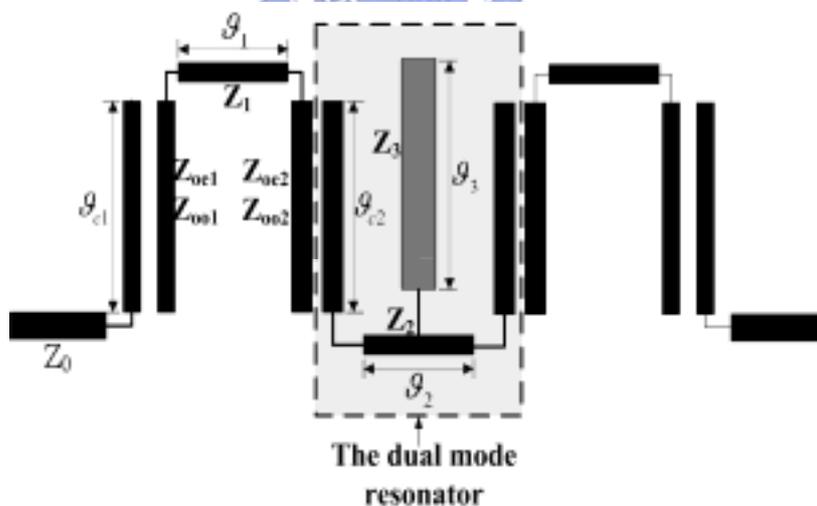
M	S	1	2	3	4	L
S		1.0343				
1	1.0343	0.0342	0.5441	-0.7291		
2		0.5441	-0.8282		0.5441	
3		-0.7291		0.5572	0.7291	
4			0.5441	0.7291	0.0342	1.0343
L					1.0343	

表 4- 2 高頻濾波器的耦合矩陣

M	S	1	2	3	4	L
S		1.0343				
1	1.0343	-0.0342	0.5441	-0.7291		
2		0.5441	0.8281		0.5441	
3		-0.7291		-0.5572	0.7291	
4			0.5441	0.7291	-0.0342	1.0343
L					1.0343	

仔細觀察表 4-1 與表 4-2 之耦合矩陣，最大的差異是  $M_{22}$  跟  $M_{33}$  於盒狀結構低頻濾波器與高頻濾波器分別差了一個負號，這代表第二諧振腔之諧振頻率在低頻濾波器與高頻濾波器分別要設計低於與高於中心頻率，而第三諧振腔則相反。由此二表可知，低頻濾波器的耦合方式固定後，只要改變  $M_{22}$  跟  $M_{33}$  的正負值便可調整為高頻濾波器。而  $M_{11}$  跟  $M_{44}$  雖然也是差一個負號，但是這兩腔的諧振器諧振在濾波器的中心頻率 ( $M_{11} = M_{44} = 0$ )，所以雖然彼此間差一個負號，但在電路上也幾乎沒有任何改變。

四階盒狀結構濾波器如圖 4-2(a) 所示，中間 T 型結構的傳輸線包含偶模(even mode)與奇模(odd mode)兩個諧振腔；第二諧振腔與第三諧振腔分別代表偶模腔與奇模腔，其濾波器的架構如圖 4-2(b) 所示。由於四個諧振器變數較多，尤其中間 T 型結構包含兩個諧振腔，所以設計濾波器時非常敏感，也就是調整一個物理參數時，會同時影響到兩個模的電子參數。為設計方便，在此可先將濾波器降階，也就是在圖 4-2(a) 中之 T 型結構的中間開路終端線路(Open stub)去除如圖 4-3(a) 所示，這意謂著先不考慮第二諧振腔(偶模腔)於濾波器效應，所以此時濾波器為一個僅含有奇模的三階 Chebyshev 濾波器，其架構如圖 4-3(b) 所示。



(a)

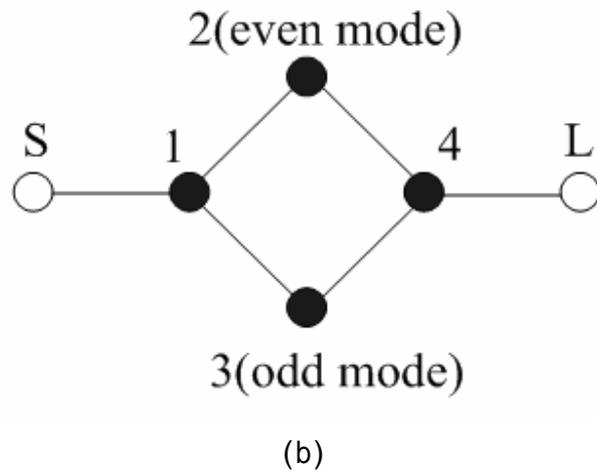


圖 4- 2 完整四階盒狀結構濾波器。(a) 電路圖，(b) 耦合路徑圖。

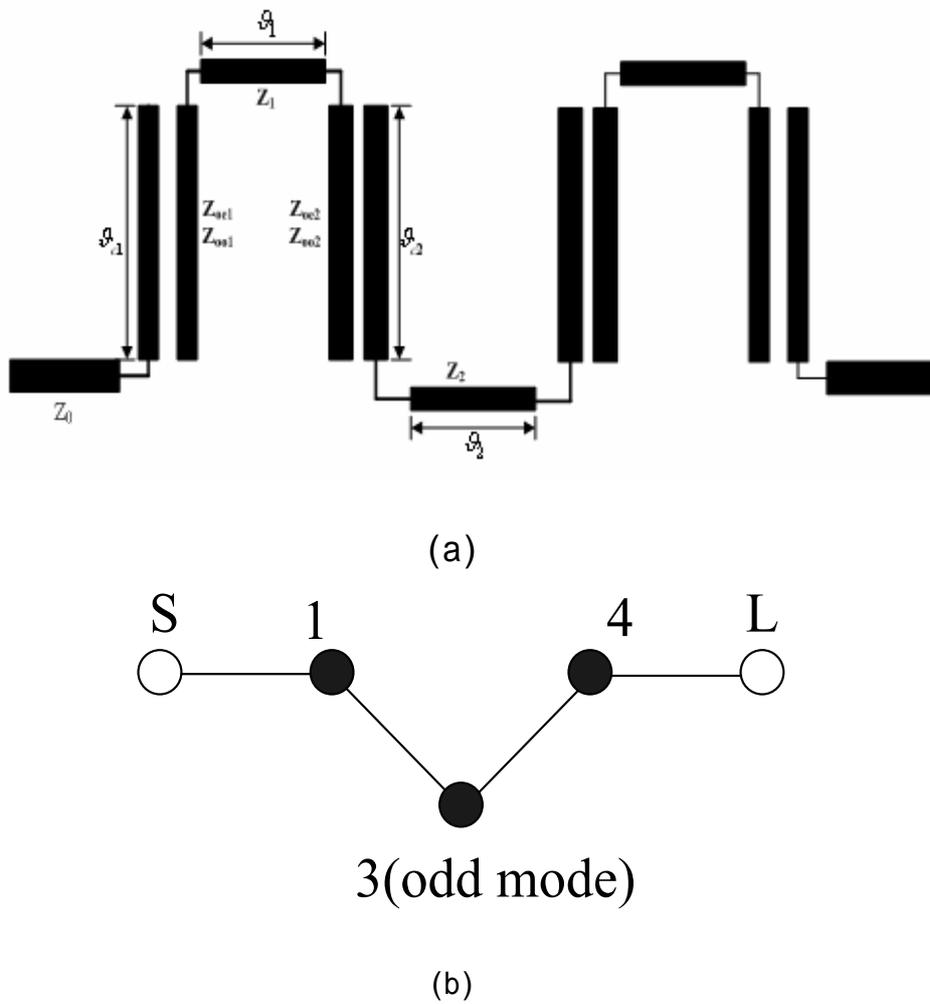


圖 4- 3 去除偶模腔的盒狀結構濾波器。(a) 電路圖，(b) 耦合路徑圖。

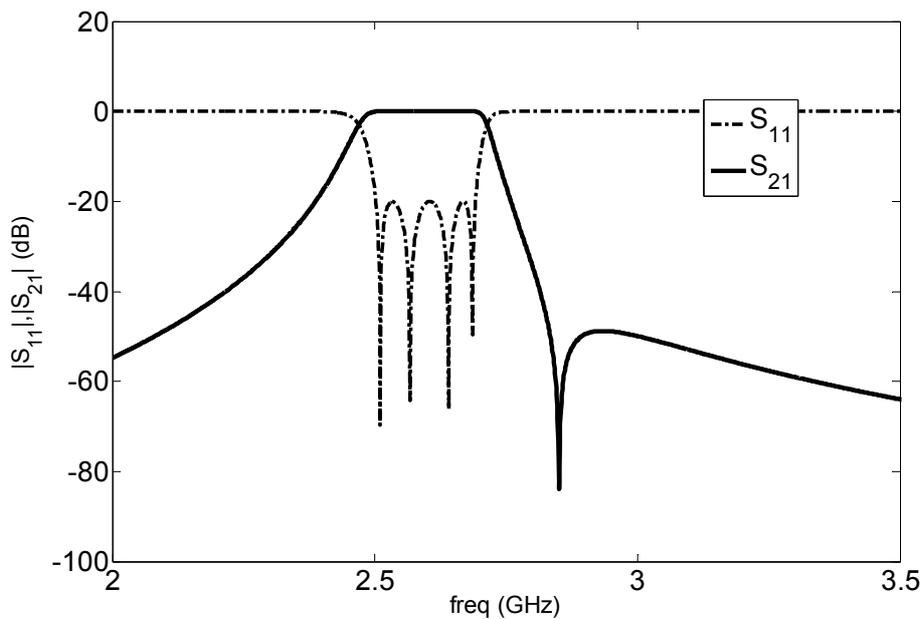
去除偶模腔之後的耦合矩陣，也就是降階後的低頻耦合矩陣與高頻耦合矩陣分別如表 4-3 與表 4-4 所示。表 4-1、表 4-3 與表 4-2、表 4-4 之耦合矩陣得知，若將偶模腔去除，第二腔的矩陣元素亦被刪除，所以耦合矩陣由原來的 6X6 矩降為 5X5 矩陣，且其他的矩陣元素不變，其頻率響應圖如圖 4-4 與圖 4-5 所示。

表 4- 3 去除偶模腔後的低頻耦合矩陣

M	S	1	3	4	L
S		1.0343			
1	1.0343	0.0342	-0.7291		
3		-0.7291	0.5572	0.7291	
4			0.7291	0.0342	1.0343
L				1.0343	

表 4- 4 去除偶模腔後的高頻耦合矩陣

M	S	1	3	4	L
S		1.0343			
1	1.0343	-0.0342	-0.7291		
3		-0.7291	-0.5572	0.7291	
4			0.7291	-0.0342	1.0343
L			1.0343	1.0343	



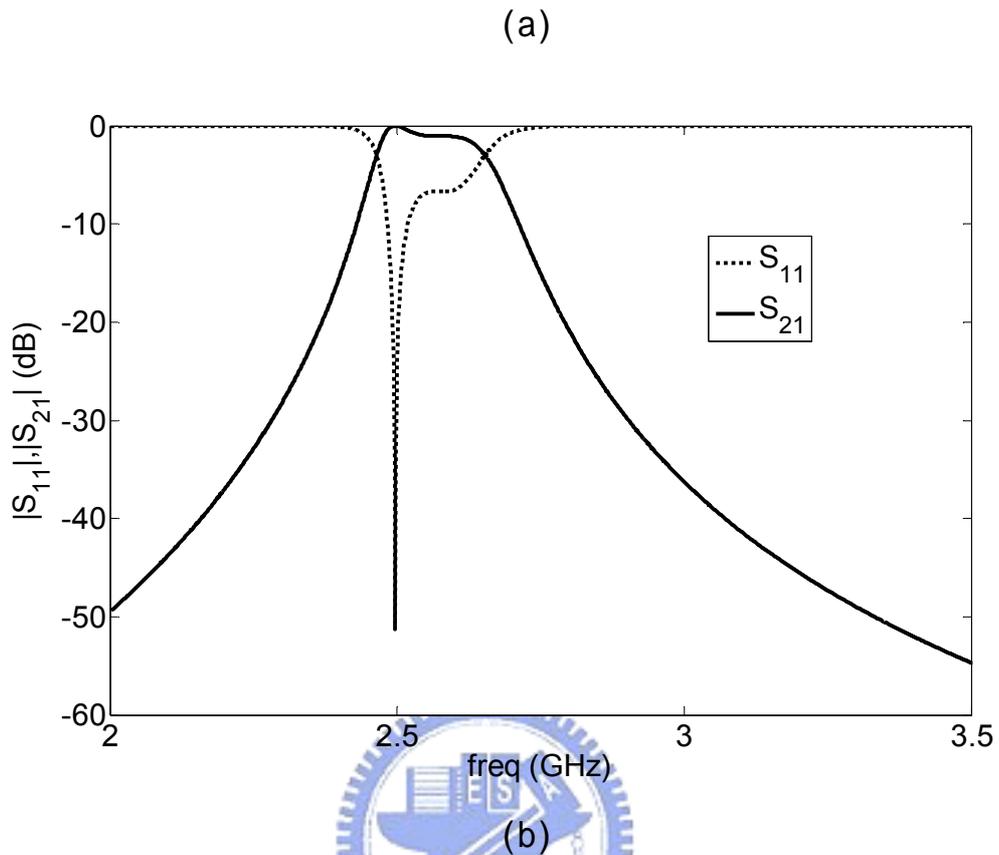
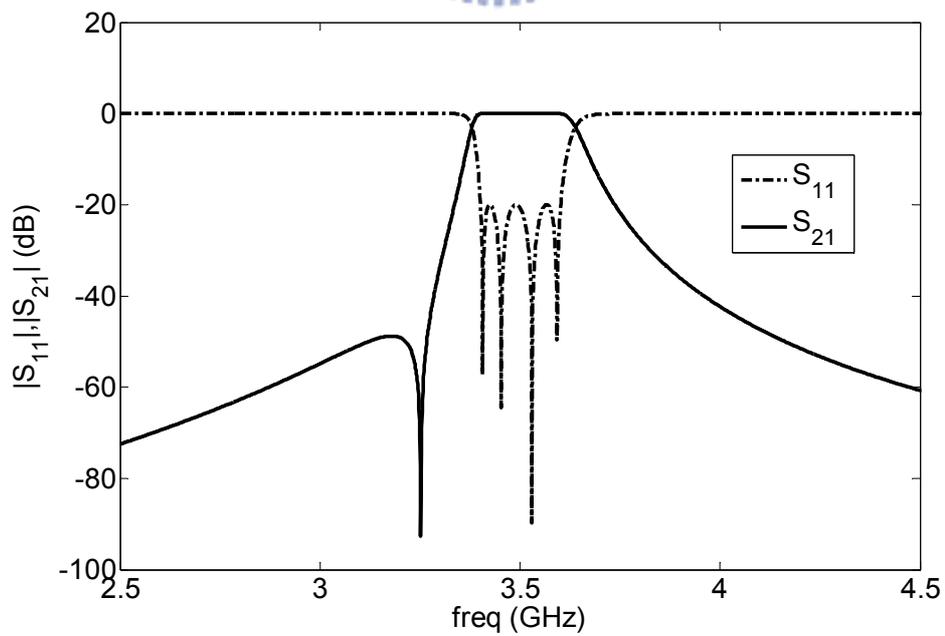


圖 4- 4 低頻濾波器。(a) 完整頻率響應圖，(b) 去除偶模腔後的頻率響應圖。



(a)

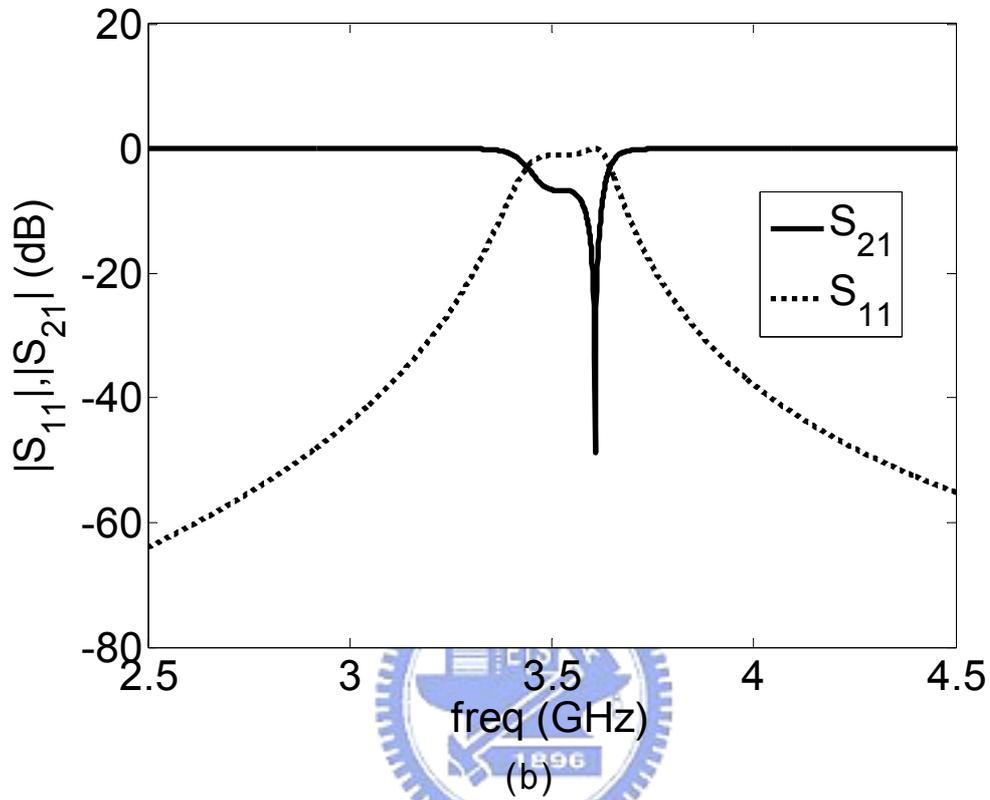


圖 4- 5 高頻濾波器。(a)完整頻率響應圖，(b)去除偶模腔後的頻率響應圖。

### 4.3 根據理想耦合矩陣設計諧振濾波器

根據去除偶模腔後的耦合矩陣，利用  $M_{s1}=1.0343$ 、 $M_{13}=0.7291$  代入下面平行耦合線公

式

$$\frac{Z_{0e}}{Z_0} = \frac{1 + \left(\frac{J}{Y_0}\right) \csc \theta_c + \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2 \cot^2 \theta_c}$$
$$\frac{Z_{0o}}{Z_0} = \frac{1 - \left(\frac{J}{Y_0}\right) \csc \theta_c + \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{J}{Y_0}\right)^2 \cot^2 \theta_c}, \quad Y_0 = \frac{1}{Z_0}$$
$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} * \text{FBW} * M_{S1}^2}$$

$$\frac{J_{13}}{Y_0} = \frac{\pi}{2} * M_{13} * FBW$$

$$\theta_{01} = \frac{\pi}{2}, \quad \theta_{13} = \frac{\pi}{3}$$

$$FBW=0.0732$$

根據上面的算式算出源跟諧振器 1 之間耦合線的奇耦模組抗：

$$Z_{0e1} = 73.6863 \quad Z_{0o1} = 38.6142$$

諧振器 1 跟諧振器 3 耦合線的奇耦模組抗：

$$Z_{0e2} = 55.3211 \quad Z_{0o2} = 45.6181$$

利用 ADS 模擬軟體，拉出理想的傳輸線跟耦合線，然後將算出來兩個平行耦合線的奇耦模阻抗代進去，然後另外拉一個電路，將理想響應的 s2p 檔指到那個電路，然後比較兩個電路使兩個電路的響應幾乎一樣。當然可以利用 ADS 內建的最佳化程式一下子找到最佳參數，不用人工一個一個參數去調，電路圖為圖 4-6

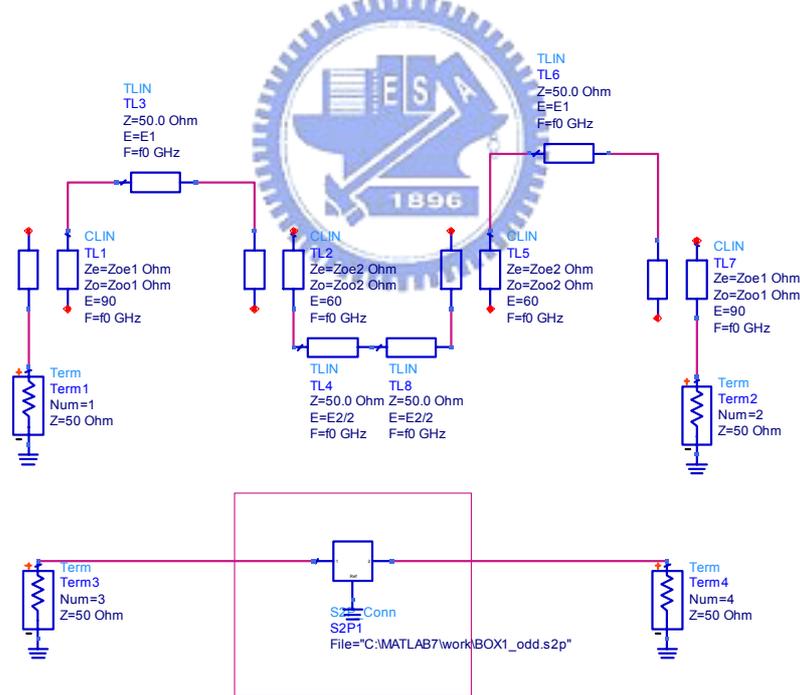


圖 4- 6 在 ADS 內用理想傳輸線跟耦合線模擬缺少偶模諧振器的盒狀濾波器

接著就將理想傳輸線轉換成微帶線(圖 4-7)，然後將響應也調到理想響應。在調電路的過程中諧振器 1 和 4 的長度變化幅度最大，它們的長度從原來從理想傳輸線轉換過來的

1.353 英吋(約 3.3825 公分)微調到 1.336 英吋(約 3.34 公分) , 其他的幾乎都沒有改變。

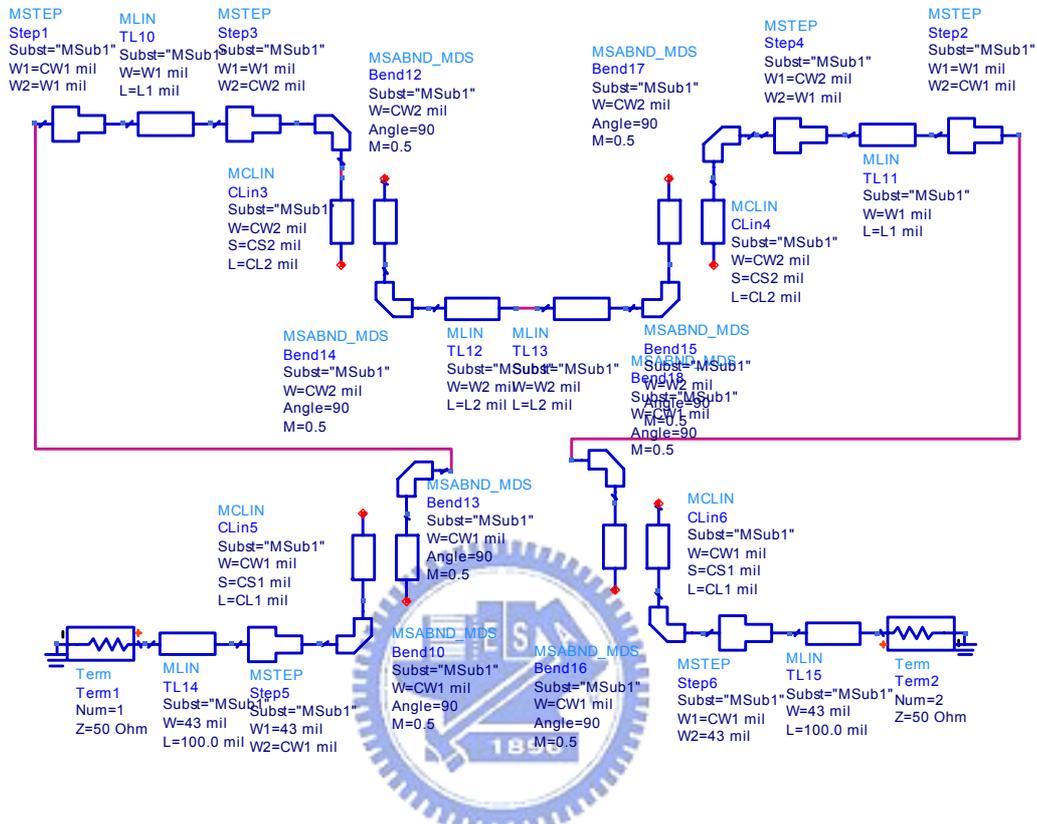


圖 4- 7 從圖 4-6 的理想傳輸線變成微帶線

然後選 file→export(圖 4-8) , file type 選 DXF(flatten) , 確定之後出現視窗選 translate , 就可以把視窗關起來 , 然後進入 Sonnet 軟體中 file→import→DXF , 再去選擇剛剛在 ADS 轉出來的 DXF 檔案。就可以在 Sonnet 模擬而不用在 Sonnet 畫電路圖如圖 4-9 所示。因為現在只有三階 , 從 ADS 模擬好 , 轉過來到 Sonnet 模擬的的響應與在 ADS 模擬的響應差不多如圖 4-10 所示。

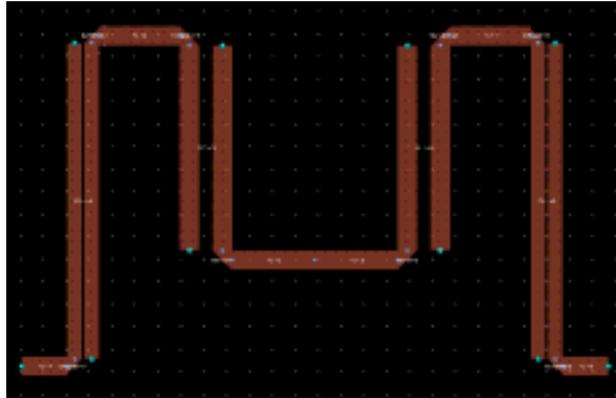
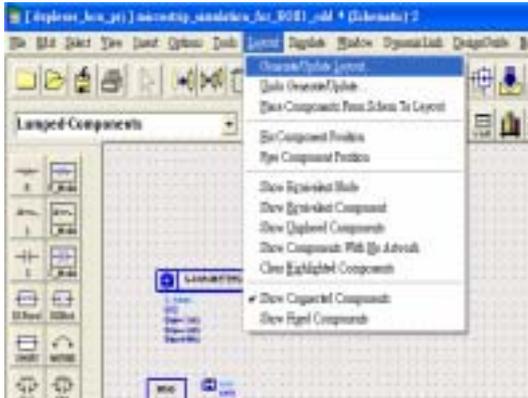


圖 4- 8 從 ADS export 出來的電路

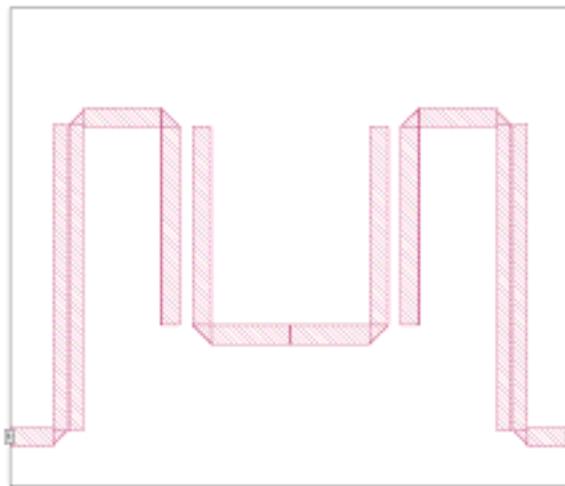


圖 4- 9 將 DXF 檔案 import 到 Sonnet 的電路

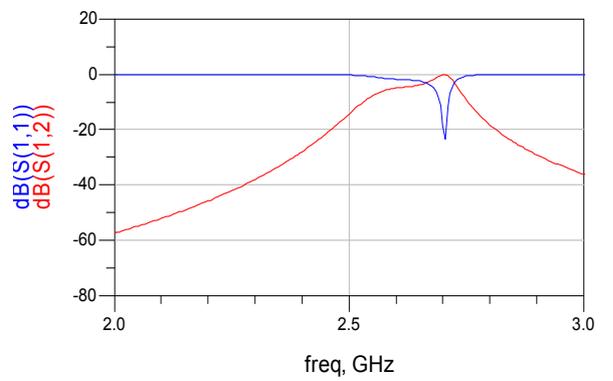
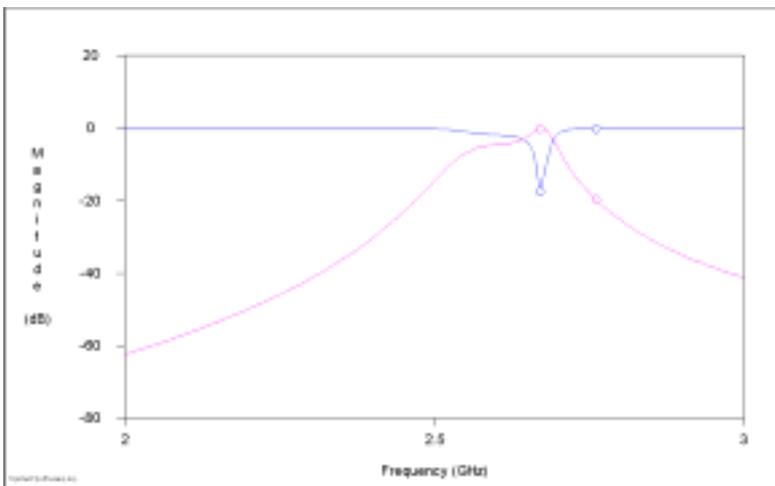


圖 4- 10 左邊是 Sonnet 模擬響應，右邊是 ADS 模擬響應

模擬好之後接著再把之前拿掉的開路終端線路(open stub)置回(也就是放回去之前去  
除的諧振器 2，其完整的模擬電路如圖 4-11，在改成微帶線模擬(圖 4-12)，圖 4-13 是圖  
4-12 的響應。

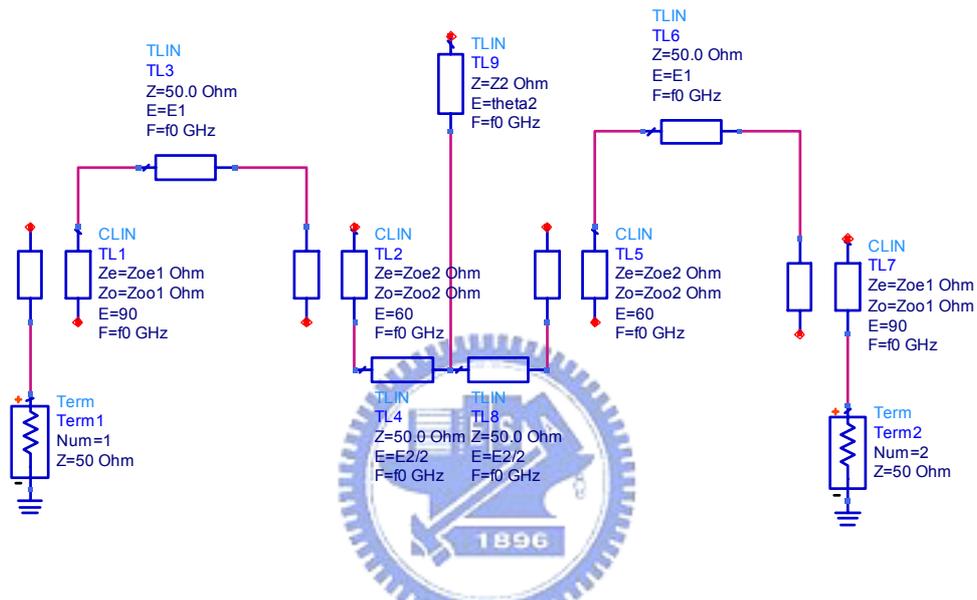


圖 4- 11 用理想傳輸線模擬整個低頻濾波器

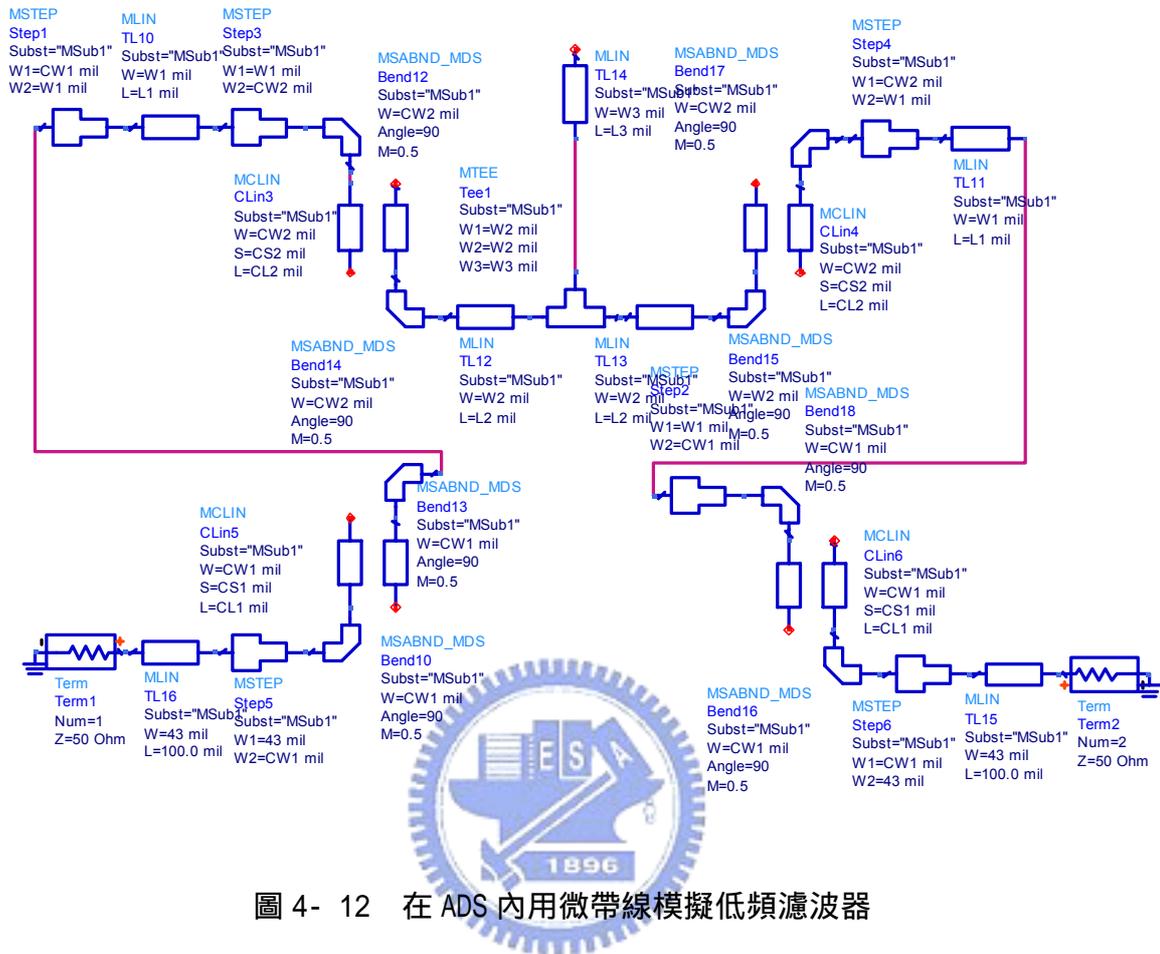


圖 4- 12 在 ADS 內用微帶線模擬低頻濾波器

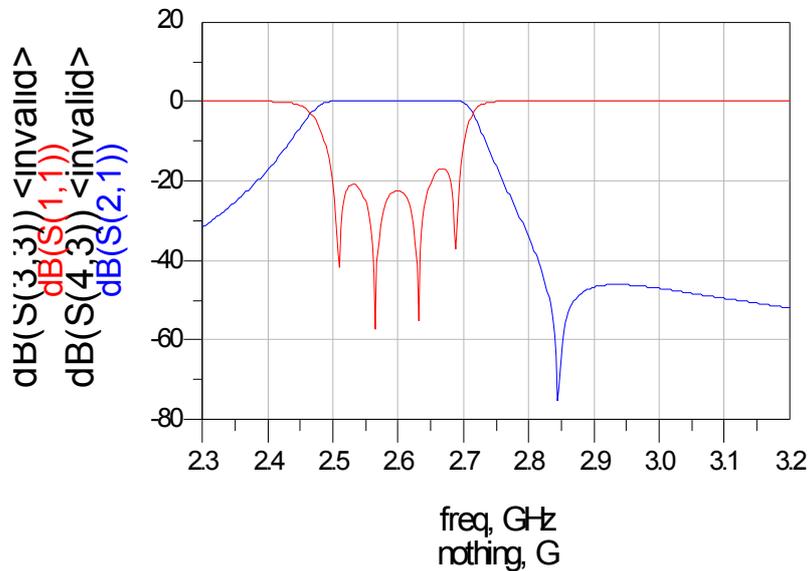


圖 4- 13 在 ADS 模擬的低頻濾波器響應

在整個電路的微調中，開路終端線路是後來置回原電路，而且中間的架構關係到兩個諧振器：奇模諧振器跟偶模諧振器，而且兩個耦合路徑的耦合量均強，所以中間的電路就很敏感，造成在 ADS 模擬的結果和 Sonnet 模擬結果有所差異。另外，如此亦也造成在微調電路上的困難，常發生只微調 1 2 mils(40mils 約等於 1mm)，在 Sonnet 上面模擬響應變化就非常劇烈。因為要調的變數很多而且電路又如此敏感，盲目的微調電路不僅會花上許多時間，更可能都調不到理想的響應。幸好這個濾波器是一個諧振濾波器(resonator filter)，所以可以利用軟體將耦合的情況”合成”出來：也就是所謂的耦合矩陣。對照一開始訂出的理想濾波器的規格合成的耦合矩陣和 Sonnet 模擬電路合成的耦合矩陣，比較矩陣內每個元素的差異。如果兩個耦合矩陣差異甚大，表示模擬濾波器的響應效能還很差，需要微調電路。若當微調到合成的耦合矩陣差不多的時候，可以觀察到模擬的響應跟理想的響應就差不多了，也就是模擬完成，其流程圖如下圖 4-14。

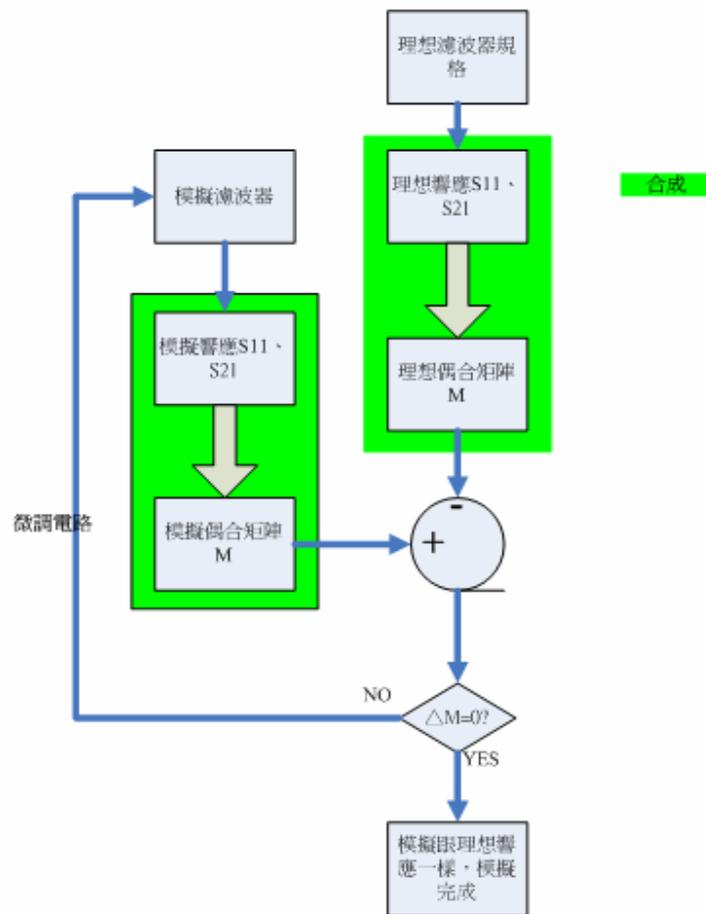


圖 4-14 設計流程圖

在微調電路的過程中，利用軟體很容易可以看出來是耦合矩陣中哪個元素需要改變。不過變動電路的哪個參數，比如說諧振器的長度、耦合線的寬度或是間距等等，會造成耦合矩陣哪些元素的變化，這個問題是要先解決的。了解電路參數和耦合矩陣元素之間的關係，就可以系統化微調電路，而非盲目亂猜。其實一個有經驗的電路設計者，並且熟悉微波理論的人，從模擬出來的響應也可以了解大概的微調方向。不過利用軟體合成出耦合矩陣的好處就在於一個沒有受過微波相關訓練的人，也可以微調電路。所以對一個熟悉微波的人更可以降低微調電路的時間。要知道微調一次電路都需要跑過一次模擬，電路如果複雜的話跑一次模擬的時間可能需要十幾分鐘甚至超過一個小時的時間。有了耦合矩陣的輔助，減少猜測的次數，自然可以降低一個電路成品所需要的時間。這尤其在分秒必爭的業界更是重要，如果能夠比別人快一步推出電路就可以搶得市場先機。

#### 4.4 合成模擬濾波器耦合矩陣並比較理想耦合矩陣來修正

使用耦合矩陣有這麼多好處，不過之前也提到必須先找出電路參數跟耦合矩陣元素的相關性跟敏感性。如果電路簡單，耦合矩陣的元素只對一個或是零個電路參數敏感，表示這個電路很快就可以找到理想的參數。反之，如果變動一個電路參數卻會造成兩個耦合矩陣元素的大量變動，而且此類的變數一多，表示這個電路的微調難度之高可見一斑。圖 4-15 是在 Sonnet 的初始響應，表 4-5 為合成耦合矩陣。

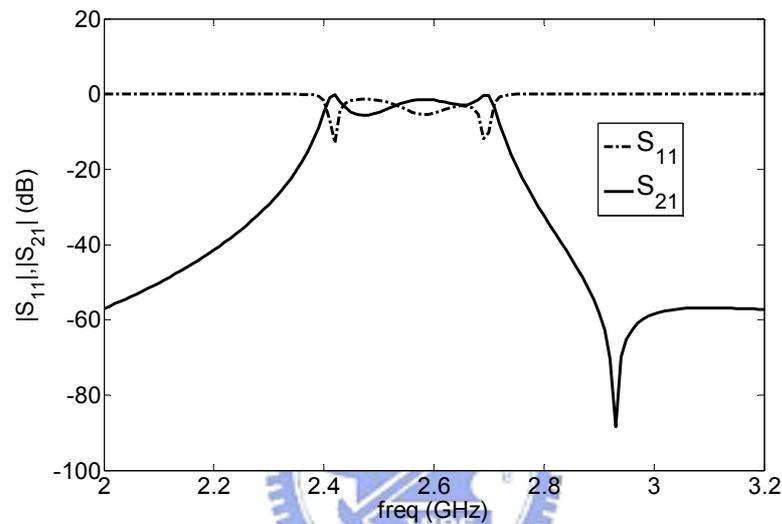


圖 4-15 Sonnet 初始的濾波器模擬響應

表 4-5 初始模擬電路耦合矩陣(括號內是理想耦合矩陣元素)

M	S	1	2	3	4	L
S		1.0153 (1.0343)				
1	1.0153 (1.0343)	0.1825 (0.0342)	0.3268 (0.5441)	-0.6943 (-0.7291)		
2		0.3268 (0.5441)	-0.5383 (-0.8282)		0.3268 (0.5441)	
3		-0.6943 (-0.7291)		1.4526 (0.5572)	0.6943 (0.7291)	
4			0.3268 (0.5441)	0.6943 (0.7291)	0.1825 (0.0342)	1.0153 (1.0343)
L					1.0153 (1.0343)	

由表中初始值跟理想值，我們微調電路的方向大概分成兩個：一個是對角線元素如  $M_{11}$ 、 $M_{22}$  等等，第二個是兩個諧振器之間的耦合如  $M_{12}$ 。下面式子說明對角線元素跟電路諧振器頻率的關係。

$$f_i \approx f_0 \left( 1 - \frac{FBW \cdot M_{ii}}{2} \right), \text{ 在此 } i=1, 2, 3, 4$$

$M_{ii}=0$  ,  $f_i=f_0$  諧振器  $i$  諧振頻率等於中心頻率

$M_{ii} > 0$  ,  $f_i < f_0$  諧振器  $i$  諧振頻率小於中心頻率

$M_{ii} < 0$  ,  $f_i > f_0$  諧振器  $i$  諧振頻率大於中心頻率

如果想要  $M_{ii}$  變大(不管正負) , 諧振器  $i$  諧振頻率變小, 也就是說需要調長諧振器的長度, 反之則縮小長度。再回頭看表 4-5 欲使  $M_{22} = [-0.5383 \rightarrow -0.8282]$   $M_{33} = [1.4526 \rightarrow 0.5572]$  , 換句話說, 諧振器 2 跟 3 的長度大致上都是要往縮小的方向。看圖 4-16 有許多電路參數, 跟諧振器長度相關的參數乃是  $L_2$  跟  $L_3$ 。其中  $L_2$  關係到  $M_{22}$  跟  $M_{33}$  的變化, 而  $L_3$  跟  $M_{22}$  變化有關。接著耦合元素中差異大的還有  $M_{12}$  跟  $M_{13}$  , 兩者的耦合量均不足, 可以調小電路中耦合線的間距(CS2) 來改善。最後只有改這三個參數, 其餘均不變, 最後模擬響應如圖 4-17 所示。

#### 4.5 耦合線耦合

設計出來的架構在實作上最困難的地方在於 S-1 與 L-4 間耦合線間隔小, 所以在印刷電路板製程的時候容易出現誤差。低頻的濾波器如圖 4-16 所示, 它的 S-1 與 L-4 間耦合線距離為 5mils 而圖 4-17 為低頻的濾波器在軟體 Sonnet 的模擬響應圖, 表 4-6 經過微調電路後在 Sonnet 的模擬耦合矩陣跟理想藕合矩陣比較。

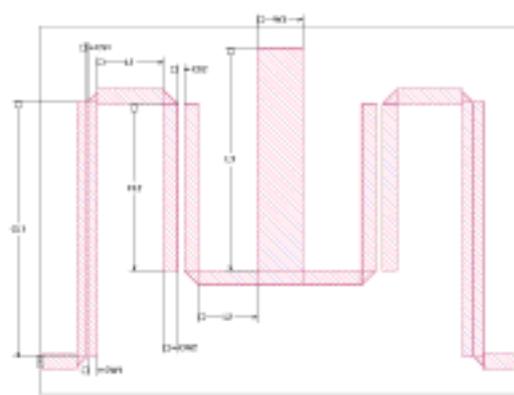


圖 4- 16 低頻的濾波器的形狀

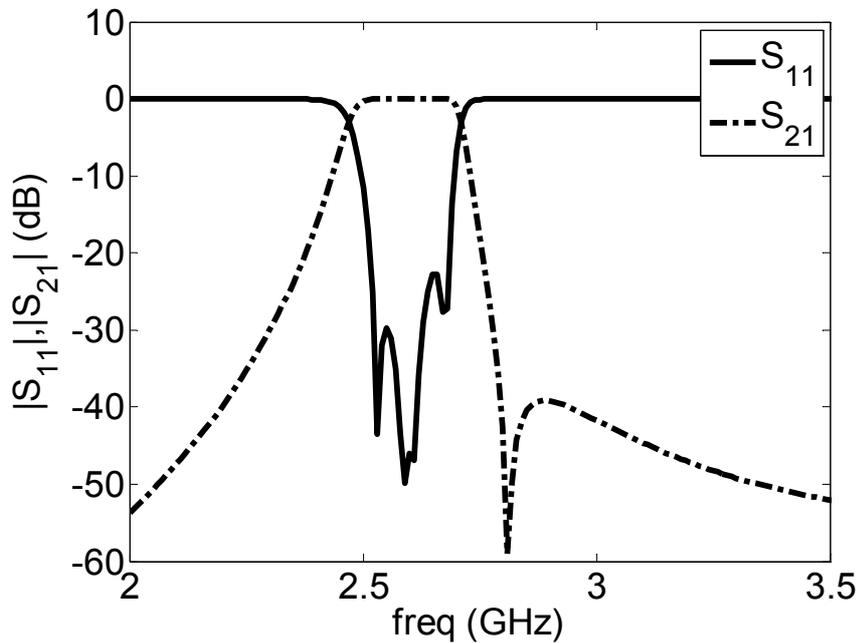


圖 4- 17 低頻的濾波器的模擬響應

表 4- 6 經過微調電路後在 Sonnet 的模擬耦合矩陣跟理想耦合矩陣比較

M	S	1	2(even)	3(odd)	4	L
S		1.0868 (1.0343)				
1	1.0868 (1.0343)	0.0265 (0.0342)	0.5286 (0.5441)	-0.7576 (-0.7291)		
2(even)		0.5286 (0.5441)	-0.8639 (-0.8282)		0.5286 (0.5441)	
3(odd)		-0.7576 (-0.729)		0.5029 (0.5572)	0.7576 (0.7291)	
4			0.5286 (0.5441)	0.7576 (0.7291)	0.0265 (0.0342)	1.0868 (1.0343)
L					1.0868 (1.0343)	

從表 4-6 的耦合矩陣看起來，微調電路三個參數之後得到的矩陣元素跟理想的相差均在 0.1 以下，雖然沒有流程圖裡面  $M=0$ ，不過看圖 4-17 低頻濾波器模擬響應在頻寬內的反射損耗都在 20dB 以上而且成功在高頻處有一個傳輸零點，抑制在較高頻的傳輸能力，達到一開始開出規格的要求，所以模擬低頻濾波器也就可以告一段落。

表 4- 7 圖 4-17 低頻的濾波器頻寬內的傳輸及反射損耗

	2.5GHz	2.595 GHz	2.69 GHz
S11 (dB)	-11.359	-47.231	-14.192
S21 (dB)	-0.33	3.387E-4	-0.167

高頻濾波器跟低頻濾波器設計方法一模一樣，這也是盒狀耦合濾波器的優點，一樣的架構下可以改變零點的位置。高頻的濾波器如圖 4-18 所示，它的 S-1 與 L-4 間耦合線距離為 6mils，而圖 4-19 為高頻的濾波器在 Sonnet 的模擬響應圖，表 4-8 為高頻濾波器在頻寬內的傳輸和反射損耗。

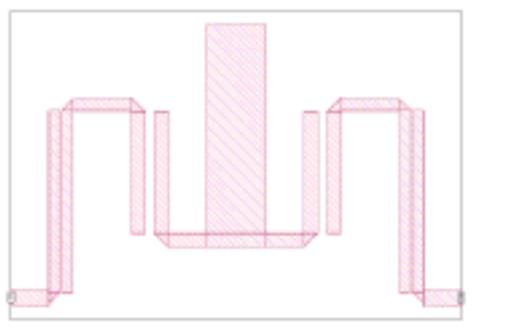


圖 4- 18 高頻濾波器的形狀

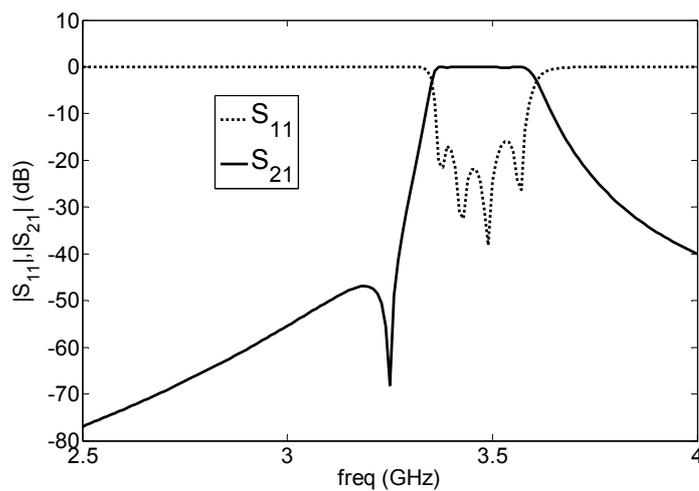


圖 4- 19 高頻濾波器在 Sonnet 的模擬響應

表 4- 8 高頻濾波器在頻寬內的傳輸和反射損耗

	3.4GHz	3.5GHz	3.6 GHz
S11(dB)	-17.795	-24.615	-4.757
S21(dB)	-0.073	-0.016	-1.773

高頻濾波器的頻寬內反射損耗比較小，最小的只有 15.966dB，頻寬顯然也比原先要設計的頻寬為大，不過模擬出來的響應顯示有略往低頻飄移的現象。

兩個低頻跟高頻的濾波器個別設計好了，加一個匯合點(junction)將兩個濾波器連接起來就是一個頻率雙功器的雛形。上半部份是低頻濾波器，下面是高頻濾波器，設計上 2.5~2.69GHz 訊號的能量要從上路走，所以對這個頻段的訊號而言希望  $Z_{in1}=50\ \Omega$ ， $Z_{in2}=\infty$ 。換句話說，希望往下看進去等於是開路端， $Z_{in1}$  和  $Z_{in2}$  並聯還是  $50\ \Omega$ ，而且能量都往上面的電路。如果看進去是短路端，那並聯之後還是短路，能量完全反射回去，訊號既沒有經過低頻濾波器也沒有經過高頻濾波器。也可以利用 smith chart 來解釋，對高頻濾波器而言 2.6GHz 的訊號的傳輸損耗約 80dB， $|Z_{in2}|=\infty$ ， $|r_{in2}|=1$ 。可是反射系數絕對值等於 1 並不一定是等於開路端，也有可能是短路端或是其他  $Z_{in2}$  不是純實數的部份如圖 4-20 所示，藉著加上一段傳輸線使反射係數沿著  $|r_{in2}|=1$  的圓順時鐘跑到開路端  $r=1$ 。假設原本是座落在短路端的話，則要加上四分之一波長的傳輸線(對 2.6GHz)。

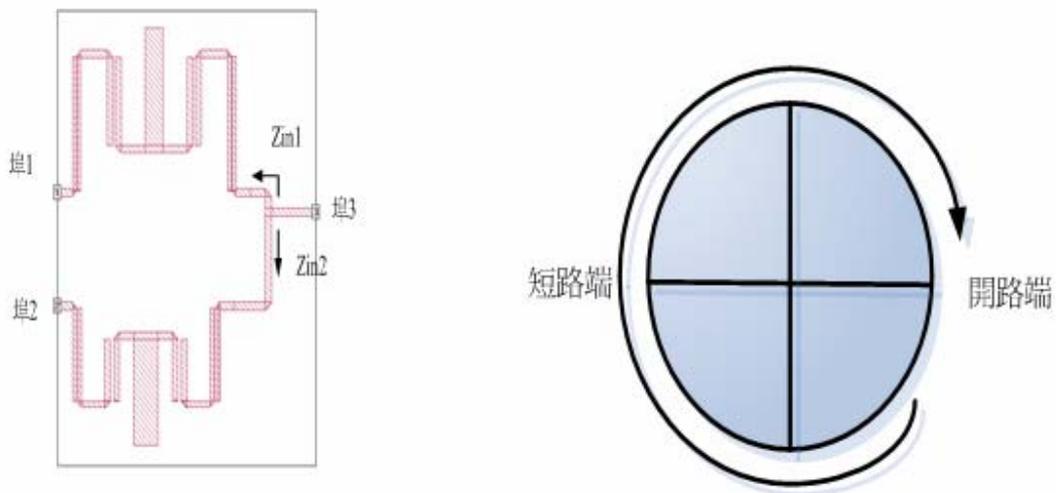


圖 4- 20 雙工器的電路圖跟史密斯圖

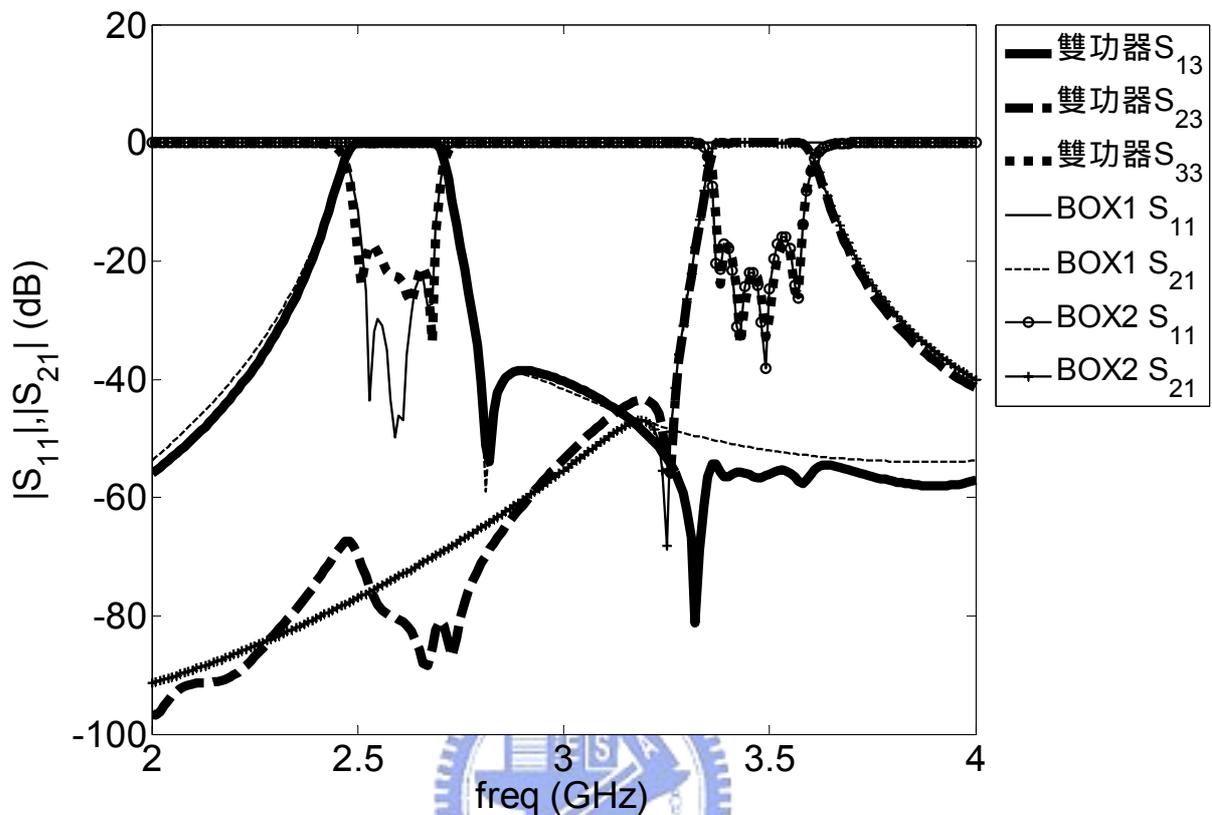


圖 4- 21 雙工器的模擬響應

由如圖 4-21 可顯示雙工器電路模擬的響應與原本個別的盒狀耦合架構的濾波器模擬出來的響應差異不大,而且頻寬也沒有飄移。BOX1 表示低頻濾波器,BOX2 則是高頻濾波器,圖中清楚看到 BOX2 在頻寬(3.4GHz~3.6GHz)內的響應跟雙工器的  $S_{33}$  響應幾乎完全吻合。BOX1 在其頻寬內(2.5GHz~2.69GHz)的響應跟雙工器  $S_{33}$  響應差異較大,不過雙工器  $S_{33}$  仍在 -20dB 以下。原本兩個個別的盒狀耦合濾波器(BOX1、BOX2)原本都只有一個傳輸零點,但是加上連接點後就多出傳輸零點,不過兩個濾波器在另一個濾波器的通帶還是有很好的傳輸抑制效果,達到本來製作雙工器的本意。

因為上述電路的輸入端、輸出端使用耦合(couple)方式輸入訊號,間隙最窄的地方只有 5mils(千分之五英吋),在實際製作電路時會增加其因難度,所以改成將輸入端、輸出端使用匯入(tap)的方式,以此來改善其製作因難度。

## 4.6 匯入式耦合

利用匯入式耦合其實跟耦合線耦合一樣，從規格得到的理想響應跟理想耦合矩陣均相同，因此不必完全重新設計匯入式耦合的濾波器。一開始保留中間四個諧振器的大小、間距以確保耦合的強弱跟相性。當然能量改用匯入的方式勢必會造成變動，所以等到決定匯入式耦合的高度之後仍需要微調電路。除此之外匯入式耦合濾波器會比耦合線耦合濾波器多一個傳輸零點，不論高頻或低頻濾波器多出來的傳輸零點都發生在高頻的地方。

為了讓耦合線耦合跟匯入式耦合有相同的耦合量，因此要設計讓兩者的  $Q_{ext}$  一樣。首先從之前已經設計好的低頻濾波器，將除了第一諧振腔以外的部份去除掉如圖 4-22(a) 所示，改成匯入式耦合如圖 4-22(b) 所示。

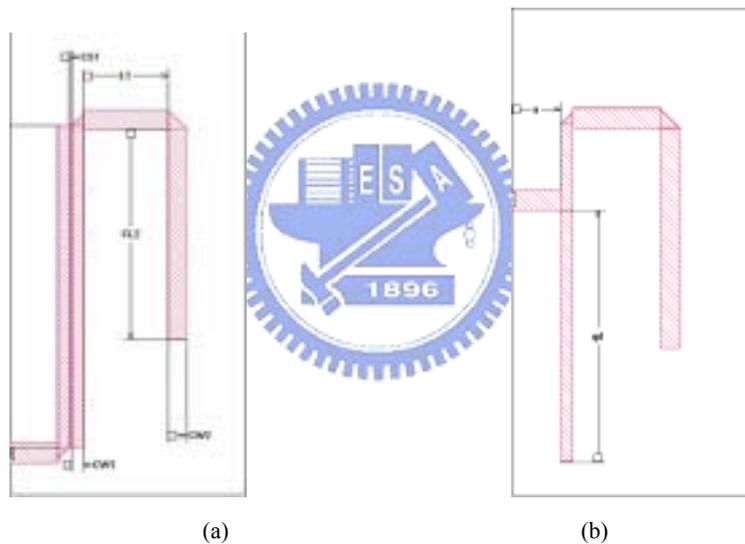


圖 4- 22 量測外部品質因數的電路圖

在 Sonnet 模擬得到 S11 的資料(xxx.s1p)，然後將資料放到 ADS 裡面模擬如圖 4-23 所示。

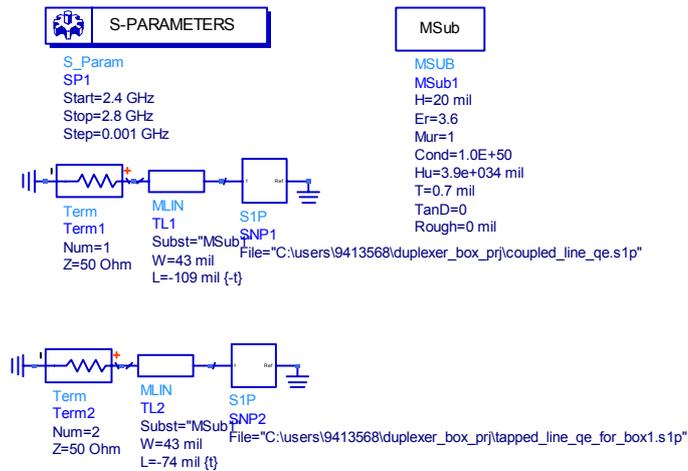


圖 4- 23 在 ADS 內量測外部品質因數

電路跟埠之間加一段傳輸線，調整傳輸線的長度直到 group delay 最高點的頻率  $f_0$  所對應的 S11 的相位剛好也為零。然後再去找正 90 度跟負 90 度對應的頻率點  $f_1$  及  $f_2$ ，知道  $f_0$ 、 $f_1$  和  $f_2$  後就求得  $Q_{ext}$  如圖 4-24 所示。接著模擬匯入式耦合，調整匯入點的位置來微調耦合量的大小。在圖 4-22(b) 的電路參數  $qd$  越小(匯入點越靠近開路端)，耦合量越強， $Q_{ext}$  越小。

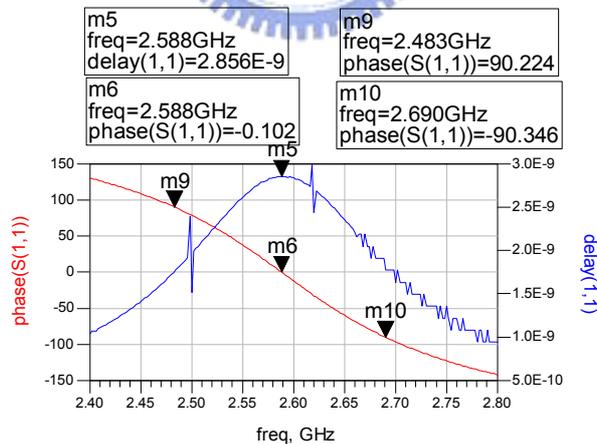


圖 4- 24 group delay 跟 S11 的相位

利用找  $Q_{ext}$  方法決定了匯入點的位置後，開始模擬整個濾波器電路。比照之前設計電路的方式，所設計出來低頻部份的濾波器其電路如下圖 4-25 所示：

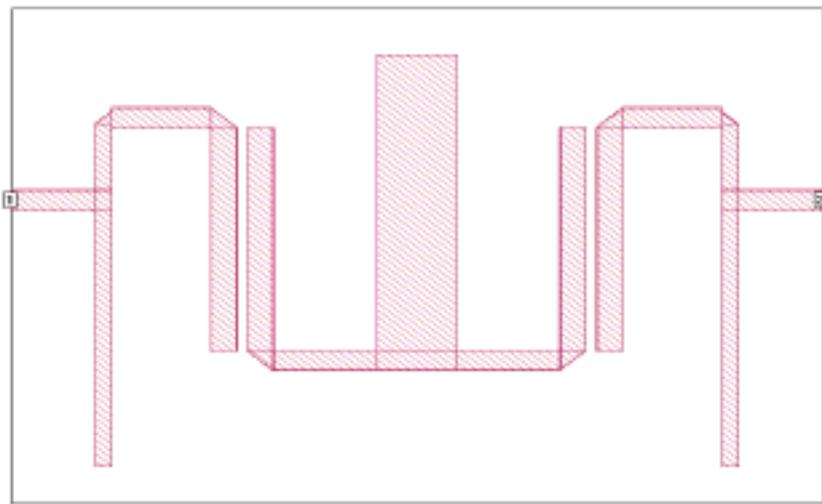


圖 4- 25 低頻部份的濾波器電路

其在 Sonnet 模擬結果如圖 4-26 所示：

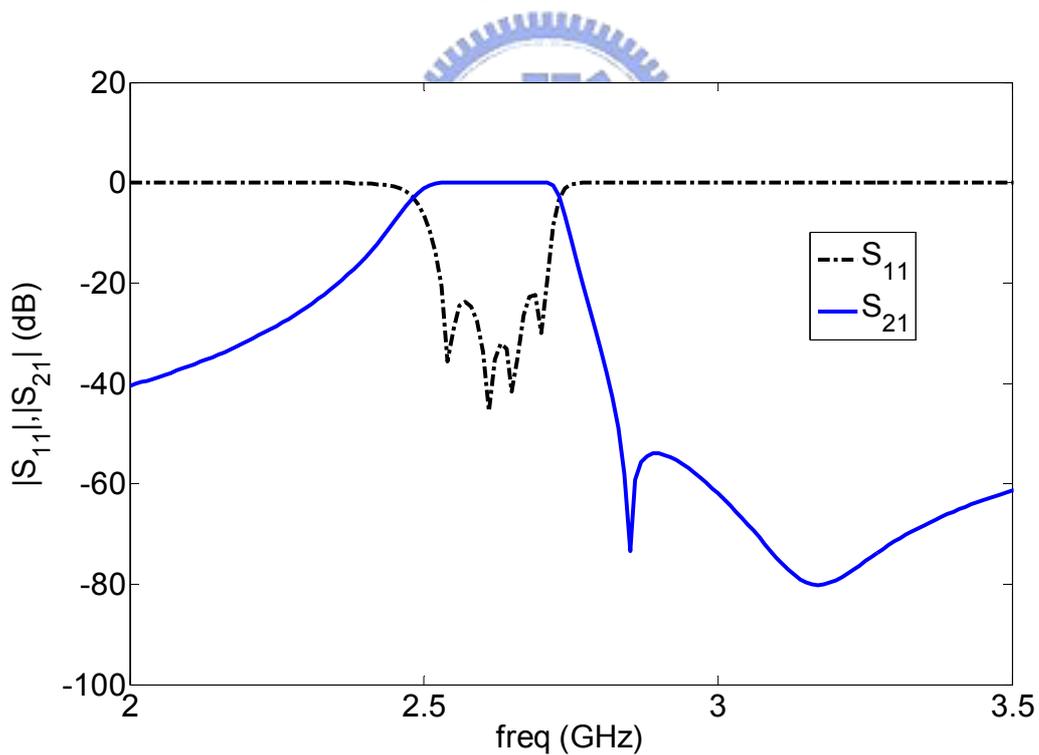


圖 4- 26 低頻部份濾波器的模擬結果  
 -3dB 的頻率分別為：2.482GHz 及 2.731GHz，  
 3dB 頻寬為：0.249GHz，中心頻率為：2.6065GHz

高頻部份的濾波器電路如圖 4-27 所示：

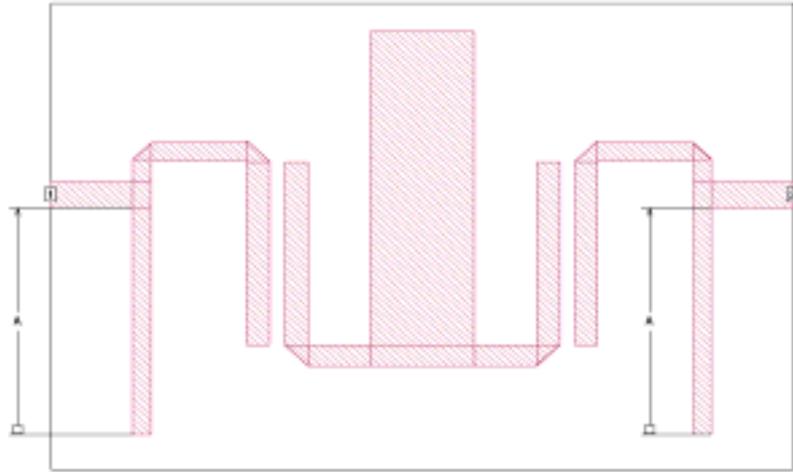


圖 4- 27 高頻部份的濾波器電路

其電路模擬結果如下圖 4-28 所示：

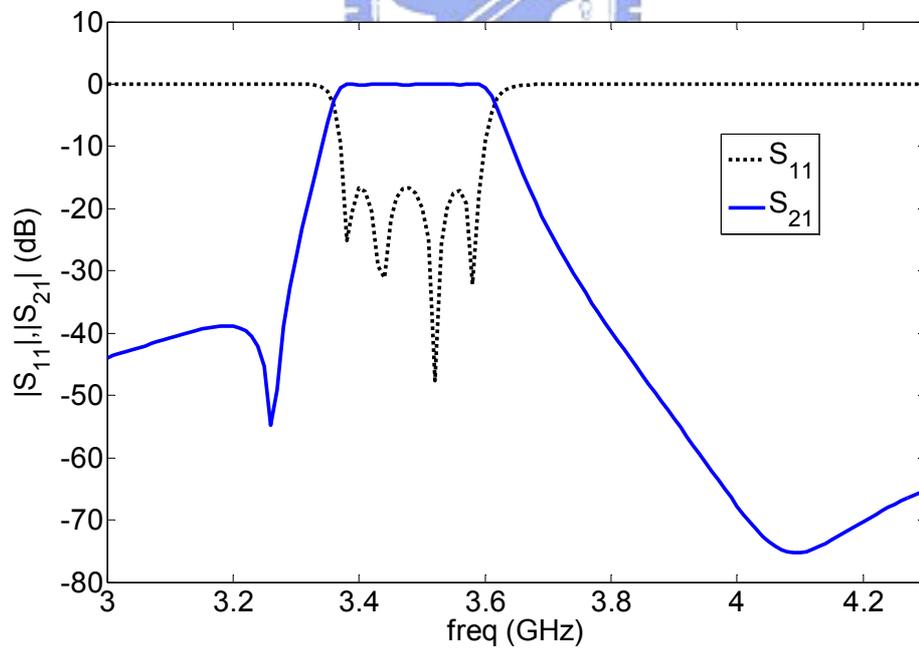


圖 4- 28 高頻部份濾波器的模擬結果

-3dB 的頻率分別為：3.358GHz 及 3.616GHz，  
3dB 頻寬為：0.258GHz，中心頻率為：3.487GHz

雙工器整體電路為圖 4-29，其模擬結果與個別濾波器模擬響應比較如圖 4-30 所示。

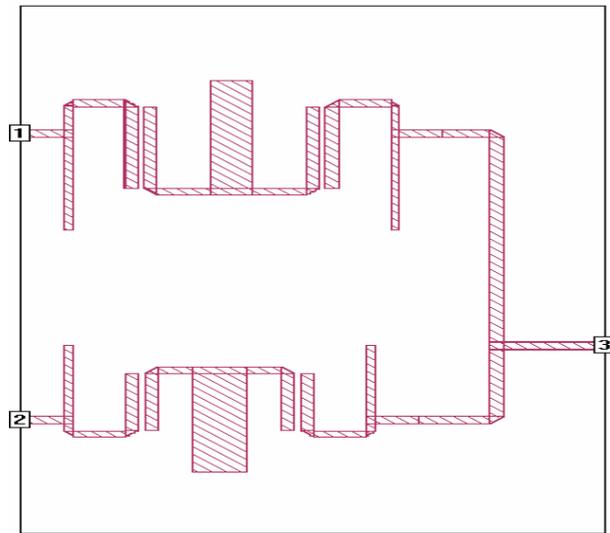


圖 4- 29 雙工器其整體電路圖

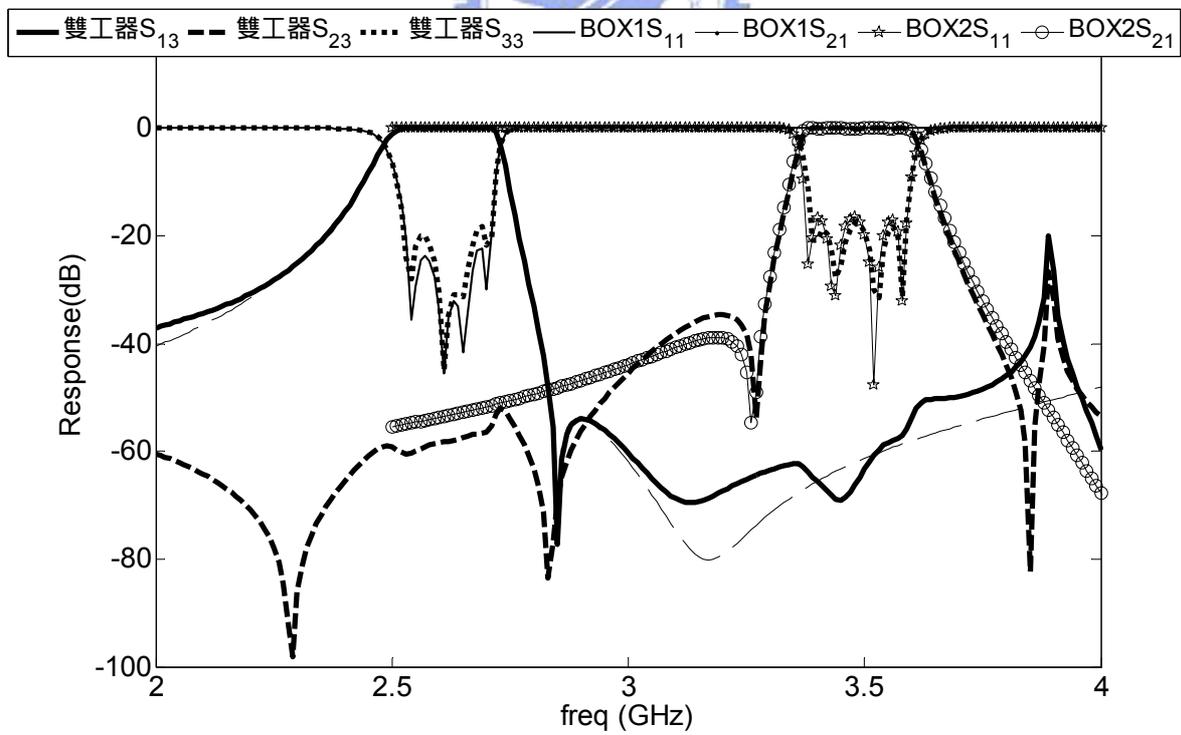


圖 4- 30 雙工器整體模擬結果與個別濾波器模擬比較

由圖 4-30 觀察到在匯入式耦合情況下雙工器的響應跟個別濾波器響應相差接近,表示這種利用 junction 將兩個濾波器結合成一個頻率雙工器的方法可以保留原來個別濾波器的響應,換句話說可以先設計出兩個濾波器後在以此設計頻率雙工器。這邊要注意的地方是雙工器響應  $S_{13}$  與  $S_{23}$  在頻率 3.89GHz 的地方有個突起,這和個別濾波器的響應不符。探究其問題是在於模擬軟體 Sonnet 有 box resonance, 剛好在匯入式耦合的雙工器模擬情況下有此問題出現,在實際電路上是不會有這種響應發生。

由 4.5 跟 4.6 兩節模擬結果參考

#### 4.7 實際電路成品與量測結果

圖 4-31 為低頻部份的濾波器實體電路,實際量測結果如圖 4-32 所示,而圖 4-33 為高頻部份的濾波器實體電路,實際量測結果如圖 4-34 所示。

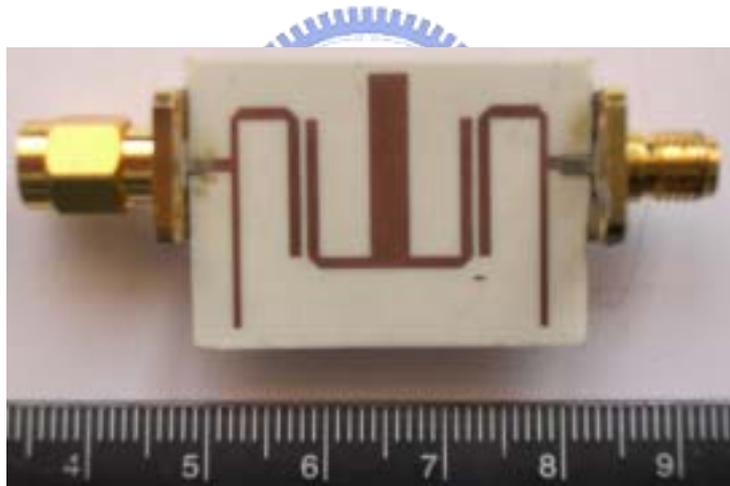


圖 4- 31 低頻部份的濾波器實體電路  
(31mm x 24mm)

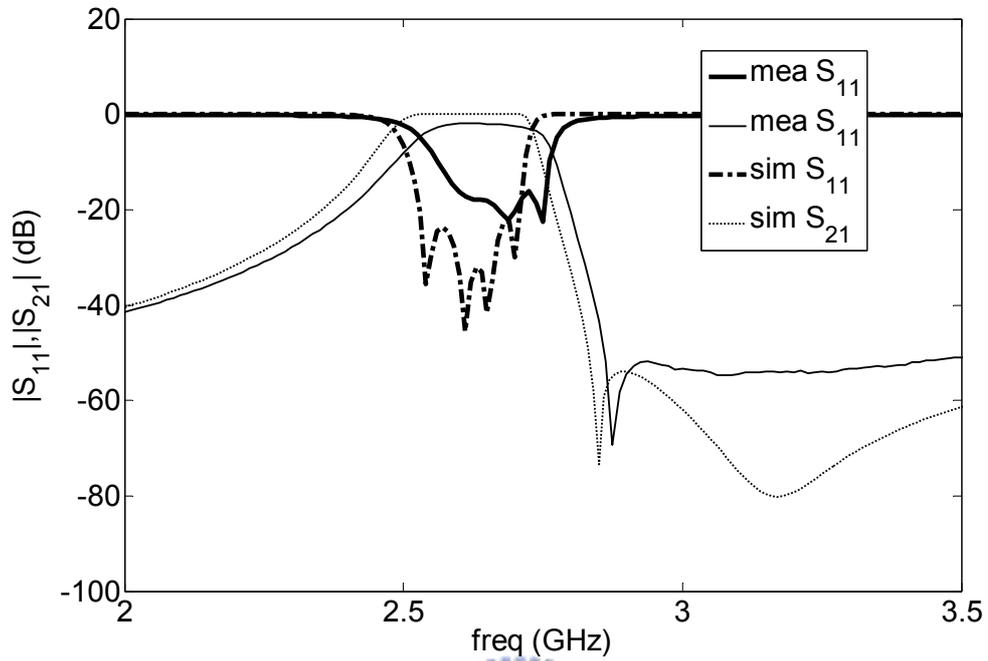


圖 4- 32 低頻部份濾波器實際量測結果(measured)和模擬結果(simulated)比較  
 -3dB 的頻率分別為：2.563GHz 及 2.716GHz，  
 3dB 頻寬為：0.153GHz，中心頻率為：2.64GHz

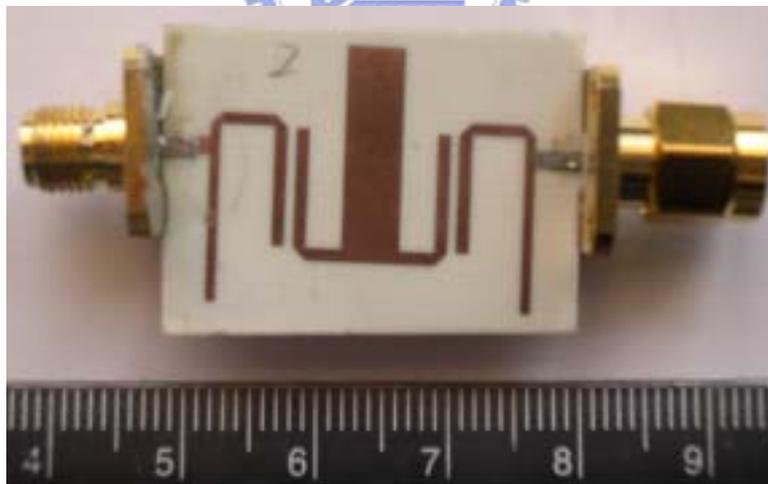


圖 4- 33 高頻部份的濾波器實體電路  
 (30mm × 21mm)

實際量測結果：

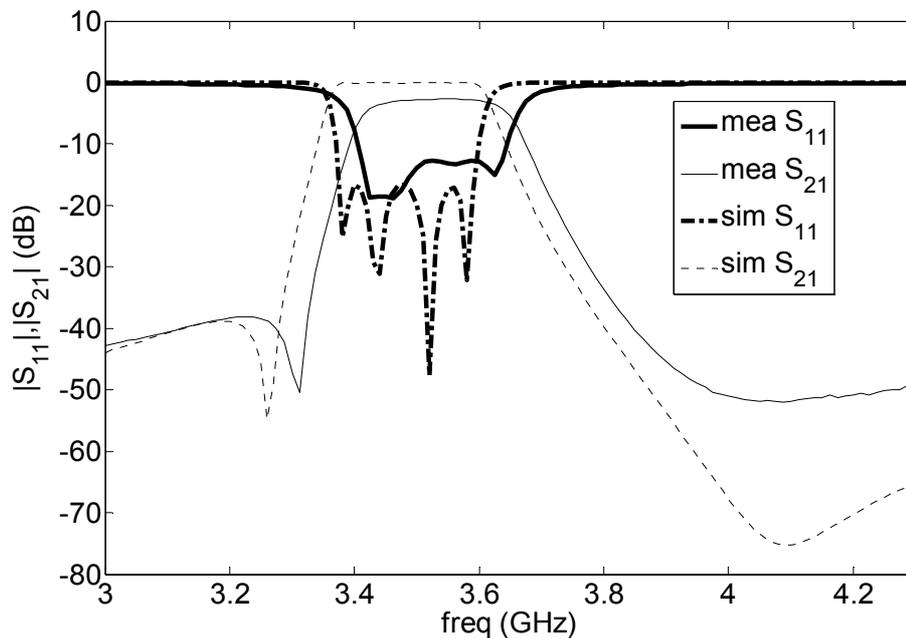


圖 4- 34 高頻部份濾波器實際量測結果(meas)和模擬結果(sim)比較  
 -3dB 的頻率分別為：3.485GHz 及 3.594GHz，  
 3dB 頻寬為：0.109GHz，中心頻率為：3.539GHz

圖 4-35 為低整體雙工器實體電路，實際量測結果如圖 4-36 所示，表 4-9 為雙工器其模擬結果與實際量測結果比較。經由表 4-9 以上的比較，可以發現實際電路的頻寬較模擬出來的電路為小，主要是由於金屬的損耗所產生以及微帶線品質因數較低的緣故。

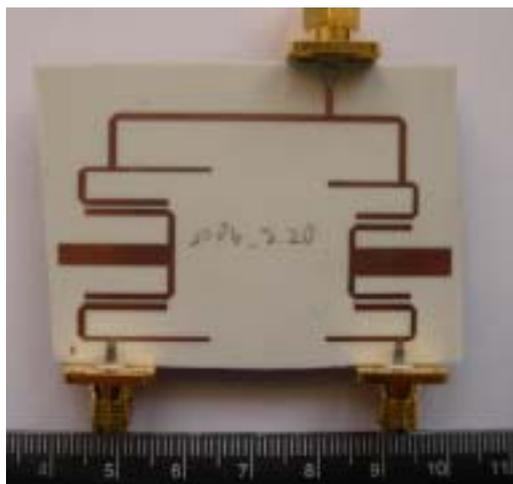


圖 4- 35 整體雙工器實體電路(59mm x 44mm)

實際量測結果：

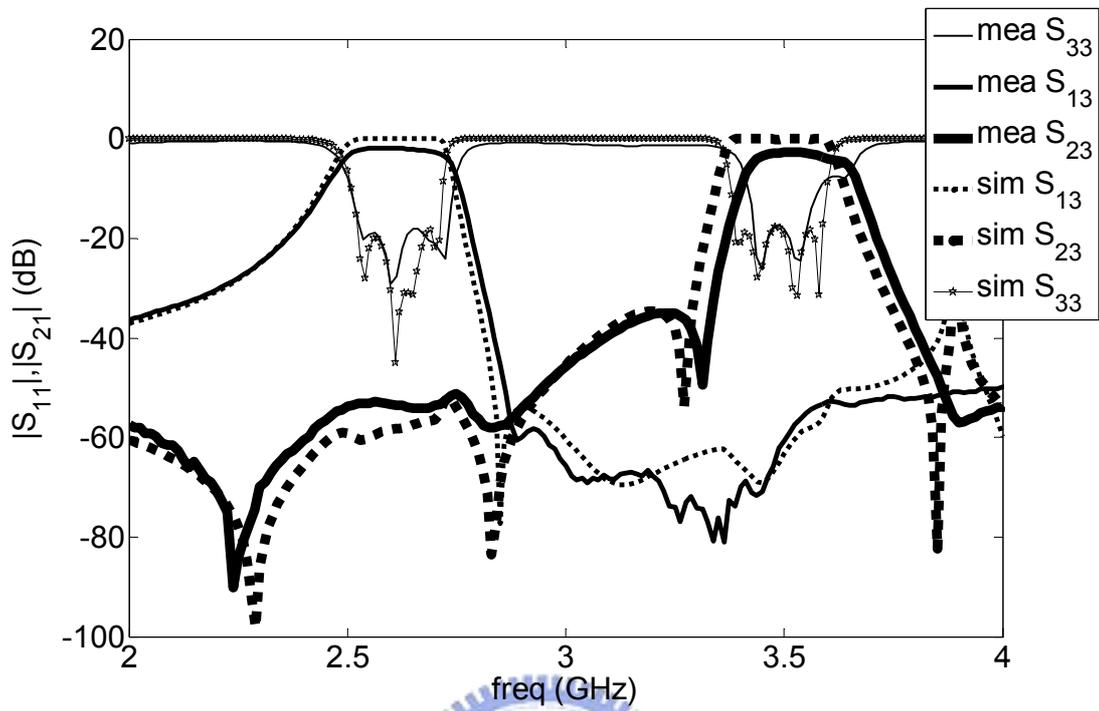


圖 4- 36 整體雙工器實際量測結果(measured)和模擬結果(simulated)比較

表 4- 9 雙工器其模擬結果與實際量測結果比較

低 頻 部 份				
	低 3db 頻率	高 3db 頻率	中心頻 率	3db 頻寬
模 擬	2.483 GHz	2.730 GHz	2.6065 GHz	0.247 GHz
實 際	2.519 GHz	2.704 GHz	2.611 GHz	0.185 GHz
高 頻 部 份				
	低 3db 頻率	高 3db 頻率	中心頻 率	3db 頻寬
模 擬	3.363 Ghz	3.651 Ghz	3.507 Ghz	0.288 Ghz
實 際	3.486 Ghz	3.557 Ghz	3.522 Ghz	0.071 Ghz

## 第五章 結論

由以上的討論，此種電路架構可以產生零點，而且在不改變電路架構的情況下，此零點可以控制在不同的位置；因為有傳輸零點的存在，可以利用來製作雙工器，特別是用在所選擇的二個頻段很接近時，因為可以控制傳輸零點，所以有很好的選擇頻率效果，方便通訊系統使用。而且只要改變一些參數就可以移動傳輸零點。

在耦合結構上，用匯入式耦合的方式的確比用耦合式製程上簡單許多。雖然匯入式會比耦合式多出一個傳輸零點，但是這個反而對兩個濾波器之間的拒斥能力起了正面的作用，比預期的拒斥更好，這也是採用匯入式而非耦合式的原因之一。



## 參考文獻

- [1] David M. Pozar, "Microwave Engineering", 2nd edition, 2005 John Wiley & Sons, 1998.
- [2] JIA-SHEN G. HONG & M. J. LANCASTER, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," JOHN WILEY & SONS, INC, 2001.
- [3] Matthaei, George L. & Young, Leo & Jones, EMT., "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures." , Dedham, MA/Artech House Books/c1980
- [4] Uwe Rosenberg and Smain Amari, "Novel coupling schemes for Microwave resonator filters," IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 50, NO. 12, December 2002.
- [5] Ching-Ku Liao, Pei-Ling Chi, and Chi-Yang Chang, "Microstrip realization of generalized chebyshev filters with box-like coupling schemes," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 55, NO. 1, January 2007.
- [6] Y. Hao, and C. G. Paini, "Isolation enhancement of anisotropic UC-PBG microstrip diplexer patch antenna," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 1, Issue 1, pp135 – 137, Jan. 2002
- [7] H. W. Liu, T. Yoshimasu, S. Kurachi, J. Chen, Z. F. Li, and X. W. Sun, "A novel microstrip diplexer design using defected ground structure," in *Proceedings of International Conference on Communications, Circuits, and Systems*, Volume 2, pp. 27-30, May 2005.
- [8] Y. Hao, and C. G. Parini, "Isolation enhancement of PBG microstrip diplexer patch antenna," in *Eleventh International Conference on Antennas and Propagation*, Volume 1, pp.86 – 89, April 2001.
- [9] G. Czawka, "A new ring microstrip diplexer," in *MIKON '98, 12th International Conference on Microwaves and Radar*, Volume 2, pp.518 – 522, May 1998.
- [10] Y. Y. Yang, M. Nakamura, Z. Z. Wang, "Microstrip elliptic diplexer design by elliptic LPF and CQ BPF," in *ICMMT Proceedings 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp.390 – 393, Aug. 2004
- [11] M. H. Capstick, "Microstrip lowpass-bandpass diplexer topology," *Electronics Letters*, Volume 35, Issue 22, pp.1958 – 1960, Oct. 1999.
- [12] J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, "Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design," *Electronics Letters*, Volume 41, Issue 14, pp.810 – 811, July 2005

- [13] A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J. F. Favennec, P. Moroni, J. C. Cayrou, and J. L. Cazaux, " Ku-band microstrip diplexer based on dual behavior resonator filter, " *in International Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S*, pp.525 – 528, June 2005.
- [14] R. J. Cameron, " Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp.1 – 10, Jan. 2003.
- [15] S. Amari, G. Tadeson, J. Cihlar, R. Wu, and U. Rosenberg, " Pseudo-elliptic microstrip line filters with zero-shifting properties, " *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, pp. 346 – 348, July 2004.
- [16] A. G. Lamperez, and M. S. Palma, " High Selectivity X-Band Planar Diplexer with Symmetrical Box-Section Filters, " *in 2005 Eur. Microwave Conf.*, Vol. 1, pp.105 – 108, France, Oct., 2005
- [17] 林穎舜, " WiMAX Introduction, " 國立暨南大學資訊工程系研究所



## 自傳

剛進國小時，在一次偶然的機會下，跟著家中一起到補習班「閒晃」一天，而正式那一天的好奇心驅使，令我對數學產生莫大興趣。每週兩次到台北一家補習班補習數學，雖然免不了舟車勞頓，卻不因此為苦，因為在學習數學的同時我漸漸了解到數學的樂趣。看似十分複雜的問題，卻可以用數學方法將之簡化闡明，再運用到生活上。也是因為這個興趣驅使下鑽研數學，使我數學底子比同時期的同學來得更為堅實，甚至超越了國小程度，在小學就學習國中數學。

上了國中後真正讓我感覺到讀書的樂趣是在國二接觸理化之後，真正讓我上迷的是牛頓三大定律。僅僅以三個定律，卻闡述了這宇宙間小至撞球的遊戲、大到星球間互相牽引而自成軌道。自此之後我對物理這一門的狂熱遠勝其他。不但預先溫習，甚至超越的老師上課的進度。到後來為了自己的求知欲，我連上物理課時都是按照自己的進度來看。遇到困難時才跑去問老師。我記得那時電路中為何是帶正電的電流著實困擾了我好一陣子。因為課本上並沒有說明明明可以移動的是自由電子（帶負電），卻是用電流表示電路。直到老師說：「這只是為了方便才使用電流」之後我才恍然大悟。後來我周遭的兩位同學也受我影響，一起超前進度、一同鑽研還沒讀到的章節，然後再為了一些定理而有不同的想法而爭吵，最後在交給老師裁定。還有的時候跟同學同時有個考卷或是課本上的疑難那去問老師，而連老師對我們的問題一時間也答不出來。看到這種情形，我都可以直接感受到「啊，我的確有學到東西」的感覺，要不然不可能問出連老師都無法回答的問題。

上了高中後，在物理和數學方面都比較用功，不過並沒有因此不讀生物。相反的覺得放棄任何一科都很可惜，會少學許多學問，所以在高二選組別時就決定考第三類組。高二時參加物理遠哲競賽。那時我負責的項目是「會喝水的吸水鳥」。簡單來說就是利用虹吸管原理和水的表面張力，使一支普通塑膠滴管可以吸飽水後就從尾端把水排掉，然後再繼續吸水，而且要像一隻真正的喝水的鳥一樣，頭下去喝水然後上來再下去喝水。最後雖然沒有得獎，不過卻是最具體將課本上的物理知識實踐在工藝上。

除了課業之外，高二時也是我第一次接觸排球。那一年學校首次舉辦校內班際籃球和排球競賽。籃球不用說大家都打了好幾年了，不過排球倒是從未接觸過。但是就在不斷練

習中，又發掘籃球以外的球類興趣，也成為日後大學加入系排原因。忙完這個比賽後上了高三最後一年全心準備聯考。每天都到學校唸書，早上六點出門，回到家大概都是十點多快十一點。有時候還繼續唸到兩點才睡。

上了大學後在偶然的機會下，參加了登山社的一次登山活動，目的地是台灣的五岳之一：北大武山。之後對登山產生極大興趣，後來陸續爬過五指山、北達拉漫、北插天山、苗栗的馬拉邦山、還有可以算是我的畢業旅行：大、小霸尖山。不僅培養良好體力，更重要的可以看到平常看不到的風景，還有激發出堅持到底的毅力。

