

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

二種具高止帶或低止帶傳輸零點的微帶線
濾波器之設計與應用



Design and Application of Two Types of
Microstrip Filters with Lower- or
Upper-Stopband Transmission Zeros

研究生：溫人錚

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十七 年 六 月

二種具高止帶或低止帶傳輸零點的微帶線
濾波器之設計與應用

Design and Application of Two Types of
Microstrip Filters with Lower- or
Upper-Stopband Transmission Zeros

研 究 生：溫人鎔

Student : Jen-Chun Wen

指 導 教 授：張志揚 博士

Advisor : Dr. Chi-Yang Chang



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 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十七 年 六 月

二種具高止帶或低止帶傳輸零點的微帶線濾波 器之設計與應用

研究生：溫人錚

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系

摘要



本論文提出二種微帶線濾波器架構來產生低止帶或高止帶有限頻率傳輸零點。其中一種為交錯耦合濾波器，我們利用改變交錯耦合線段長度，即可設計傳輸零點產生的位置。另一架構利用開路支線型態之阻抗轉換器實現四分之一波長平行耦合濾波器，藉由設計開路支線長度可決定傳輸零點所在頻率。如此，我們可以縮小電路面積並且對通帶之外頻率也提供相當抑制能力。同時，利用此濾波器的良好特性設計頻率雙工器。

Design and Application of Two Types of Microstrip Filters with Lower- or Upper-Stopband Transmission Zeros

Student : Jen-Chun Wen

Advisor : Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao-Tung University



Two types of microstrip filters with lower- or upper-stopband finite frequency transmission zeros are presented in this paper. One configuration is cross-coupled filter. We can design to have a transmission zero on the lower- or upper-stopband by just adjusting the length of the cross coupling strip. Another one is quarter-wave parallel coupled filter with open stub type K-inverter. We can design the frequency of the transmission zeros by determining the length of the open stubs. Therefore, the size of the filter can be reduced. Also, the out of band signal can be suppressed to a certain value. We use the good performance of the filters designing a diplexer additionally.

誌 謝

本論文得以順利完成，首先要感謝指導教授張志揚博士，二年的碩士研究生活中，在老師專業及經驗豐富的微波領域教導之下，使我突破研究上的難關並且在專業領域獲益良多。同時感謝口試委員郭仁財教授、邱煥凱教授以及陳正中博士提供寶貴的意見與指正，使我的論文更加完善。

感謝實驗室已畢業的廖竟谷學長，幫助我在濾波器理論方面打下良好基礎，也要感謝博士班學長鈞翔、哲慶、建育、正憲、金雄的教導與協助。另外感謝實驗室同學逸亭、威綸、智皓、獻文、逸銘這二年來的相處與陪伴，豐富了彼此的研究生活。

最後謝謝我的家人在我求學生涯中給予完全的支持，讓我無後顧之憂專心致力於學校研究，順利完成碩士學位。

目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目 錄.....	IV
圖目錄.....	VI
表目錄.....	X
第一章 簡介.....	1
第二章 濾波器基本原理.....	3
2.1 低通濾波器原型.....	3
2.2 低通到帶通濾波器轉換.....	4
2.3 阻抗及導納轉換器.....	5
2.4 平行耦合線與 T-junction 電路.....	6
第三章 交錯耦合濾波器.....	8
3.1 設計原理.....	8
3.1.1 相位相關性.....	9
3.1.2 設計含傳輸零點之濾波器.....	10
3.2 理想濾波器響應.....	11
3.2.1 濾波器規格.....	11
3.2.2 耦合路徑示意圖與集總式元件等效電路.....	11

3.2.3 理想交錯耦合濾波器耦合矩陣.....	12
3.2.4 理想交錯耦合濾波器頻率響應.....	13
3.3 模擬流程.....	14
3.3.1 三階平行耦合濾波器存在一個低止帶傳輸零點.....	14
3.3.2 三階平行耦合濾波器存在二個低止帶傳輸零點.....	19
3.4 實作與量測.....	22
第四章 四分之一波長平行耦合濾波器使用開路支線型態阻抗轉換器.....	24
4.1 設計原理.....	24
4.2 五階濾波器存在二個低止帶或高止帶傳輸零點.....	27
4.2.1 模擬流程.....	27
4.2.2 實作與量測.....	33
4.3 五階濾波器存在一個低止帶與一個高止帶傳輸零點.....	37
4.3.1 模擬流程.....	37
4.3.2 實作與量測.....	41
4.4 頻率雙工器.....	43
4.4.1 頻率雙工器規格.....	43
4.4.2 模擬流程.....	44
4.4.3 實作與量測.....	47
第五章 結論.....	49
參考文獻.....	50

圖目錄

第二章

圖 2-1 低通濾波器原型電路。	
(a)以並聯元件開始(b)以串聯元件開始.....	3
圖 2-2 帶通濾波器集總式元件電路.....	4
圖 2-3(a) 全串聯諧振腔形式濾波器.....	5
圖 2-3(b) 全並聯諧振腔形式濾波器.....	5
圖 2-4 導納轉換器與平行耦合線等效電路.....	6
圖 2-5 阻抗轉換器等效電路.....	6
圖 2-6 阻抗轉換器之 T-junction 等效電路.....	7
	
圖 3-1(a) 三階平行耦合濾波器電路佈局示意圖.....	8
圖 3-1(b) 三階平行耦合濾波器耦合路徑示意圖.....	8
圖 3-2 三階平行耦合濾波器之集總式元件等效電路.....	9
圖 3-3(a) 三階平行耦合濾波器之交錯耦合集總式元件等效電路.....	11
圖 3-3(b) 三階交錯耦合濾波器耦合路徑示意圖.....	12
圖 3-4 濾波器低通響應與正規化傳輸零點於 $\Omega=-3$ 及 $\Omega=-7$	13
圖 3-5 理想三階平行耦合濾波器頻率響應存在二個低止帶傳輸零點	13
圖 3-6 存在一個低止帶傳輸零點之理想濾波器頻率響應.....	14
圖 3-7(a) 傳統三階平行耦合濾波器電路圖.....	15

圖 3-7(b) 傳統三階平行耦合濾波器頻率響應.....	15
圖 3-8(a) 增加一段交錯耦合路徑之三階平行耦合濾波器電路圖.....	15
圖 3-8(b) 增加交錯耦合路徑之濾波器初始頻率響應.....	16
圖 3-9(a) 存在一個低止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖.....	17
圖 3-9(b) 存在一個低止帶傳輸零點之濾波器模擬結果.....	18
圖 3-10 二個低止帶傳輸零點之濾波器初始頻率響應.....	19
圖 3-11(a) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖.....	20
圖 3-11(b) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器模擬結果.....	20
圖 3-12(a) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器實體電路.....	22
圖 3-12(b) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器頻率響應.....	22
圖 3-13 二個低止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結果比較.....	23
	
圖 4-1 理想五階濾波器.....	24
圖 4-2 阻抗轉換器等效電路.....	24
圖 4-3 阻抗轉換器之 T-junction 等效電路.....	25
圖 4-4 導納轉換器與平行耦合線等效電路.....	26
圖 4-5 五階濾波器存在二個低止帶傳輸零點之電路佈局示意圖.....	26
圖 4-6(a) 理想五階濾波器電路圖.....	27
圖 4-6(b) 理想五階濾波器頻率響應圖.....	27
圖 4-7 阻抗轉換器等效電路之五階濾波器電路圖.....	28
圖 4-8(a) 二個低止帶傳輸零點位於相同頻率.....	28
圖 4-8(b) 二個低止帶傳輸零點位於相異頻率.....	28
圖 4-9 二個高止帶傳輸零點位於相同頻率.....	29

圖 4-10 五階濾波器電路圖存在二個傳輸零點.....	29
圖 4-11(a) 五階濾波器存在二個頻率相同之低止帶傳輸零點.....	30
圖 4-11(b) 五階濾波器存在二個頻率相同之高止帶傳輸零點.....	30
圖 4-12(a) 存在二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖.....	31
圖 4-12(b) 存在二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器模擬結果.....	31
圖 4-13(a) 存在二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖.....	32
圖 4-13(b) 存在二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器模擬結果.....	32
圖 4-14(a) 二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器實體電路.....	33
圖 4-14(b) 二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器量測結果.....	33
圖 4-15 二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結果比較....	34
圖 4-16(a) 二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器實體電路.....	35
圖 4-16(b) 二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器量測結果.....	35
圖 4-17 二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結果比較....	36
圖 4-18(a) 僅取代一個阻抗轉換器之濾波器電路.....	37
圖 4-18(b) 僅取代一個阻抗轉換器之濾波器頻率響應.....	37
圖 4-19(a) 分別取代阻抗轉換器至一個低之帶與一個高止帶傳輸零點 之濾波器電路.....	38
圖 4-19(b) 分別取代阻抗轉換器至一個低之帶與一個高止帶傳輸零點 之濾波器頻率響應.....	38
圖 4-20 利用軟體最佳化之濾波器頻率響應.....	39
圖 4-21(a) 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器電路佈局...	39
圖 4-21(b) 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器模擬結果...	40

圖 4-22(a)一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器實體電路..	41
圖 4-22(b)一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器量測結果..	42
圖 4-23 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結果比較.....	42
圖 4-24(a) 低頻段濾波器電路佈局.....	44
圖 4-24(b) 低頻段濾波器模擬結果.....	44
圖 4-25(a) 高頻段濾波器電路佈局.....	45
圖 4-25(b) 高頻段濾波器模擬結果.....	45
圖 4-26 頻率雙工器電路圖跟 smith chart 阻抗匹配.....	46
圖 4-27 頻率雙工器模擬之頻率響應.....	47
圖 4-28(a) 頻率雙工器實體電路.....	47
圖 4-28(b) 頻率雙工器實際量測結果.....	48
圖 4-29 頻率雙工器量測與模擬結果比較.....	48

表目錄

第一章

表 1-1	802.16 主要標準比較表.....	1
-------	---------------------	---

第二章

表 2-1	等漣波低通濾波器原型的各元件值.....	3
-------	----------------------	---

第三章

表 3-1	三階平行耦合濾波器之主耦合路徑相位相關性.....	10
-------	---------------------------	----

表 3-2	存在二個低止帶傳輸零點之理想濾波器耦合矩陣.....	12
-------	----------------------------	----

表 3-3	存在一個低止帶傳輸零點之理想濾波器耦合矩陣.....	14
-------	----------------------------	----

表 3-4	初始模擬電路耦合矩陣(括號內為理想耦合矩陣元素).....	16
-------	-------------------------------	----

表 3-5	經微調後之濾波器耦合矩陣與理想耦合矩陣比較.....	18
-------	----------------------------	----

表 3-6	二個低止帶傳輸零點濾波器初始模擬電路耦合矩陣.....	19
-------	-----------------------------	----

表 3-7	經微調後之二個低止帶傳輸零點濾波器電路模擬耦合矩陣...21	
-------	--------------------------------	--

第一章 簡介

目前在無線通訊領域各類應用中，WiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access，微波存取全球互通)是一項新興的無線通訊技術，能提供面向互聯網的高速連接。無論在傳輸距離、數據傳輸速度、建網成本方面都是一個很理想的寬頻無線接收解決方案。

WiMAX 是由科技廠商組成推動 802.16a 無線標準的組織，802.16a 標準於 04 年初獲得 IEEE 通過，而另一個 802.16e 技術也正朝標準制訂進行；如同 Wi-Fi 聯盟推動 802.11a/b/g 無線標準，802.11 標準被統稱為 Wi-Fi，因此 802.16 標準被統稱為 WiMAX，表 1-1 即為 802.16 主要標準之比較表[11]。

技術名稱	802.16	802.16a	802.16-2004	802.16e
應用模式	固定應用模式(取代寬頻設備)			移動應用模式
頻譜規格	10~66GHz	2~11GHz(無需授權頻段)		2~6GHz
應用方向	Last Mile 及 Backhaul	Last Mile 及 Backhaul		手持式行動裝置
傳輸條件	LOS	NLOS		NLOS
傳輸速率	32~134Mbps (通道頻寬為 28MHz)	75Mbps (通道頻寬為 20MHz)		15Mbps (通道頻寬在 5MHz)
調變技術	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM (採 256 子載波 OFDM)		QPSK, 16QAM, 64QAM (採 257 子載波 OFDM)
移動性	固定性	固定性		具移動性
通道頻寬	20, 25 及 28MHz	1.5~20MHz		1.5~20MHz
傳輸距離	1~3 英哩	4~6 英哩		1~3 英哩

資料來源：WiMAX, IEEE；工研院 IEK-ITIS 計劃(2004/04)

表 1-1 802.16 主要標準比較表

目前在國際上為寬頻無線規劃的執照主要為 2.5GHz 和 3.5GHz 頻段，本研究將參照 WiMAX 所使用頻段 2.5GHz~2.69GHz 設計具傳輸零點之濾波器。

在微波通訊系統中，微波濾波器已被廣泛的應用，設計上希望對通帶之外頻率達到足夠的抑制，以避免接收時之鏡像頻率干擾，而在發射時也希望能對本振頻率有足夠的抑制，以避免對他人產生干擾。同時，低成本以及小面積亦是設計上的考量因素之一。一般的設計均是大量運用有限頻率的傳輸零點，以期在最小的濾波器階數之下對通帶外頻率產生足夠的拒斥能力。

微帶線因為具有低價位、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。

在具有傳輸零點的微帶線濾波器中，以串接三角(cascade tri-section, CT)、與串接四角(cascade quadruplet, CQ)交錯耦合濾波器最為常見[3-7]。

微帶線三角交錯互耦濾波器(microstrip CT filter)[4]中以平行耦合濾波器最容易製作[5]，因為有二個電容性的交錯耦合，可產生二個高止帶的傳輸零點，但是使用平行耦合濾波器架構很難產生低止帶的傳輸零點為其缺點。

微帶線串接四角交錯互耦濾波器(microstrip CQ filter)，其最常見為使用開口環狀諧振腔佈局[6-7]，四角交錯互耦濾波器雖可產生一對傳輸零點，但這兩個零點在高低止帶各一個，如果需要低止帶的兩個傳輸零點，勢必要有兩個四角互耦單位串接如此則需要八階濾波器才可以達成，這會太佔面積且通帶耗損會太大。

本論文將使用微帶線設計二種具高止帶或低止帶傳輸零點之濾波器。第二章為濾波器原理簡介，第三章使用交錯耦合(cross-coupled)架構設計濾波器傳輸零點，第四章利用開路支線(open stub)型態之阻抗轉換器(K-inverter)產生傳輸零點，第五章則為此論文研究總結。

第二章 濾波器基本原理

2.1 低通濾波器原型

當所欲設計之濾波器頻率響應決定以後，我們可藉由合成步驟實現濾波器電路。我們先討論經由正規化的濾波器原型設計，其中包含波源阻抗正規化 $g_0=1(\Omega)$ ，截止頻率正規化 $\Omega_c=1(\text{rad/s})$ 。正規化的手續可以簡化濾波器的設計，再經由頻率與阻抗轉換即可實現所設計之濾波器。圖 2-1 即為低通濾波器原型電路[1]。

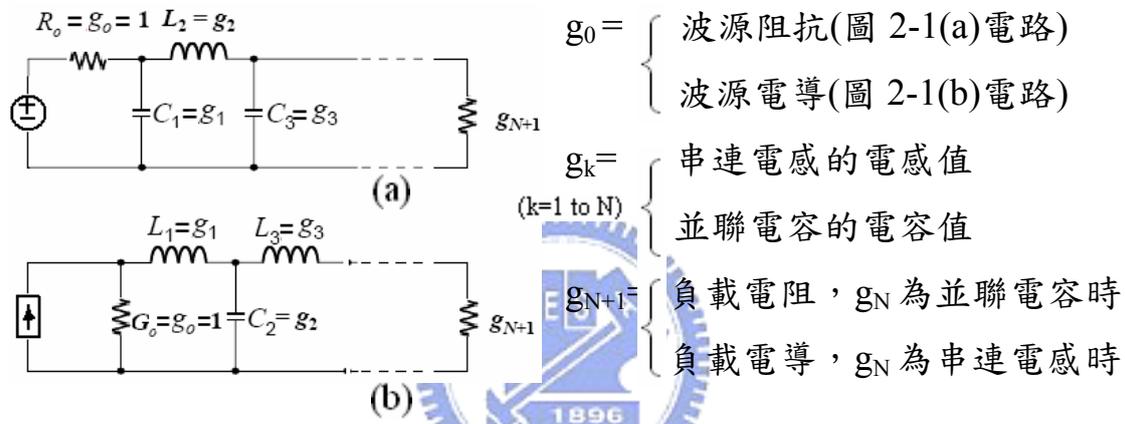


圖 2-1 低通濾波器原型電路。(a)以並聯元件開始(b)以串聯元件開始

濾波器原型中的 g_k 值，我們可經由查表來得到。表 2-1 即為柴式(Chebyshev)響應所對應之濾波器原型的各元件值，其中 $N=1$ 到 10，漣波大小為 0.01dB。

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	1.7125	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	1.007

表 2-1 等漣波低通濾波器原型的各元件值

2.2 低通到帶通濾波器轉換

我們可藉由下列式子將低通濾波器中的串聯電感轉換為串聯諧振器，並聯電容轉變為並聯諧振器。其中，帶通濾波器中心角頻率為 ω_0 ，而 ω_1 是低頻的通帶邊緣角頻率 (passband-edge angular frequency)， ω_2 是高頻的通帶邊緣角頻率，FBW 定義成比例頻寬 (fractional bandwidth)。另外， Ω 表示在低通原型的角頻率，在低通濾波器原型中我們已正規化 $\Omega_c=1$ 。

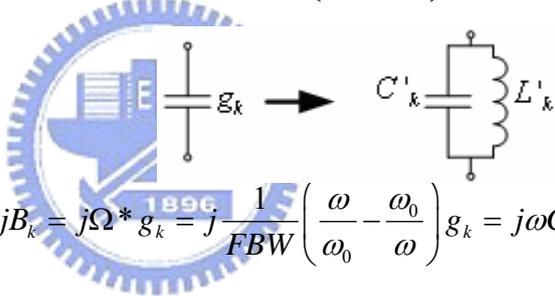
$$\frac{\Omega}{\Omega_c} = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

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

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



$jX_k = j\Omega * g_k = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) g_k = j\omega L'_k - j \frac{1}{\omega C'_k}$



$jB_k = j\Omega * g_k = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) g_k = j\omega C'_k - j \frac{1}{\omega L'_k}$

經由上述公式轉換，我們可將低通濾波器原型電路轉變為帶通濾波器電路，如圖 2-2。

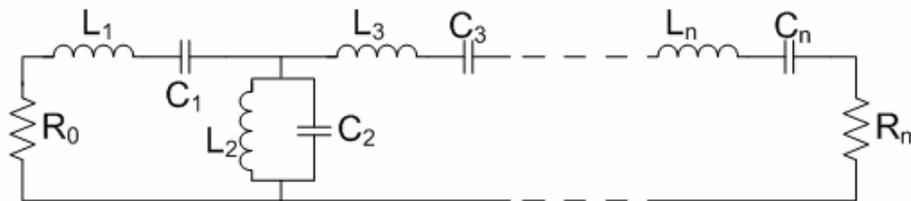


圖 2-2 帶通濾波器集總式元件電路

2.3 阻抗及導納轉換器(K and J inverters)

經由阻抗與導納轉換器的特性，我們能將圖 2-2 電路元件等效為全串聯或是全並聯電路形式。圖 2-3(a)即利用阻抗轉換器將電路轉換為全串聯形式，而圖 2-3(b)則利用導納轉換器將電路轉換為全並聯形式。

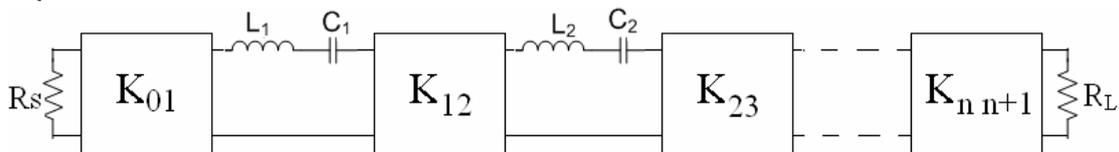


圖 2-3(a) 全串聯諧振腔形式濾波器

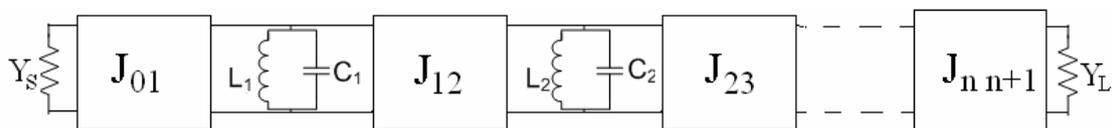


圖 2-3(b) 全並聯諧振腔形式濾波器

接下來，我們可分別求得第 k 個串聯諧振腔之電抗斜率參數 x_k (reactance slope parameter) 以及第 j 個並聯諧振腔之電納斜率參數 b_j (susceptance slope parameter) 如下列公式：

$$x_k = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_k(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 L_k = \frac{1}{\omega_0 C_k}$$

$$b_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_j(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 C_j = \frac{1}{\omega_0 L_j}$$

最後，可利用下列公式求得 K_{kk+1} 及 J_{jj+1} 值。

$$K_{01} = \sqrt{\frac{x_1 R_s}{g_0 g_1} * FBW}, K_{kk+1} = \sqrt{\frac{x_k x_{k+1} * FBW}{g_k g_{k+1}}}, K_{nn+1} = \sqrt{\frac{x_n R_L}{g_n g_{n+1}}}, k=1,2,\dots,n$$

$$J_{01} = \sqrt{\frac{b_1}{g_0 g_1 R_s} * FBW}, J_{jj+1} = \sqrt{\frac{b_j b_{j+1} * FBW}{g_j g_{j+1}}}, J_{nn+1} = \sqrt{\frac{b_n}{g_n g_{n+1} R_L} * FBW}, j=1,2,\dots,n$$

2.4 平行耦合線與 T-junction 電路

平行耦合線之等效電路如圖 2-4 所示，當我們求得 $J_{j,j+1}$ 值後，即可依下列式子計算平行耦合線電性參數 Z_{oe} 與 Z_{oo} ，進而得到平行耦合線之物理尺寸，設計平行耦合濾波器。

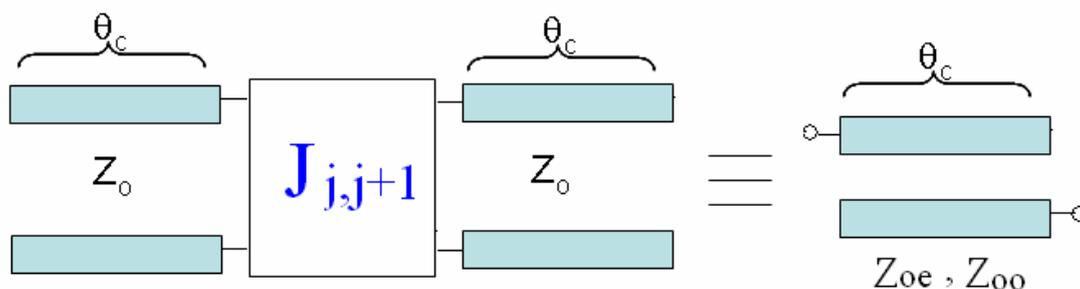


圖 2-4 導納轉換器與平行耦合線等效電路

$$Z_{oo_{j,j+1}} = Z_0 (1 - J_{j,j+1} Z_0 \csc(\theta_c) + (J_{j,j+1} Z_0)^2) / (1 - (J_{j,j+1} Z_0 \cot(\theta_c))^2)$$

$$Z_{oe_{j,j+1}} = Z_0 (1 + J_{j,j+1} Z_0 \csc(\theta_c) + (J_{j,j+1} Z_0)^2) / (1 - (J_{j,j+1} Z_0 \cot(\theta_c))^2)$$

而阻抗轉換器適合使用圖 2-5 電路來等效，其等效公式亦如下列所示[2]。

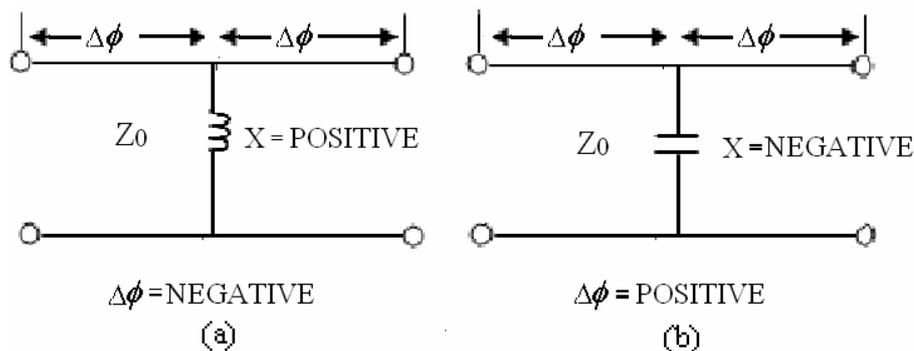


圖 2-5 阻抗轉換器等效電路

$$K_{j,j+1} = Z_0 \tan |\Delta\phi|, \quad \Delta\phi = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2X}{Z_0} \right), \quad \left| \frac{X}{Z_0} \right| = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \right)^2}$$

我們將圖 2-5 中的電感及電容利用開路支線(open stub)等效實現，得到阻抗轉換器之 T-junction 等效電路如圖 2-6。

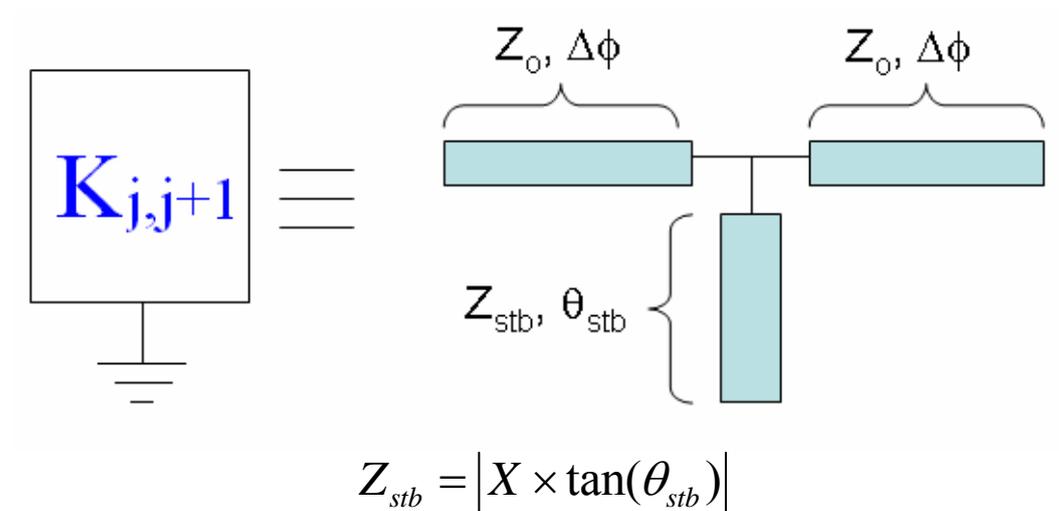


圖 2-6 阻抗轉換器之 T-junction 等效電路

接下來第三章與第四章研究主題，將以本章所論述之濾波器原理作為基本架構，再依照個別主題之設計原理，達到研究目標。

第三章 交錯耦合濾波器

3.1 設計原理

此研究主題以傳統三階平行耦合濾波器為基本架構，利用交錯耦合的特性產生傳輸零點。藉由交錯耦合線段長度的調整，可任意設計傳輸零點所在頻率，突破傳統架構之限制。

圖 4-1(a)與圖 4-1(b)分別為三階平行耦合濾波器之電路佈局以及耦合路徑示意圖。圖 4-1(b)中，實線為主耦合路徑，虛線為交錯耦合路徑。

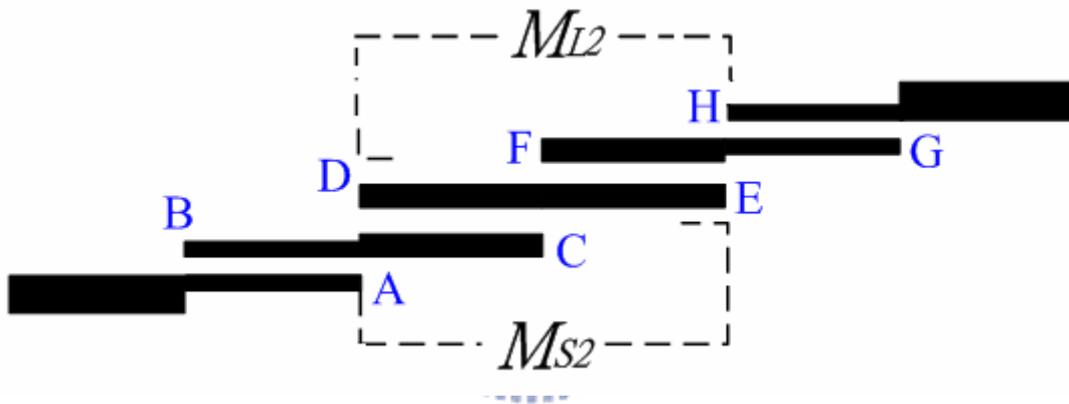


圖 3-1(a) 三階平行耦合濾波器電路佈局示意圖

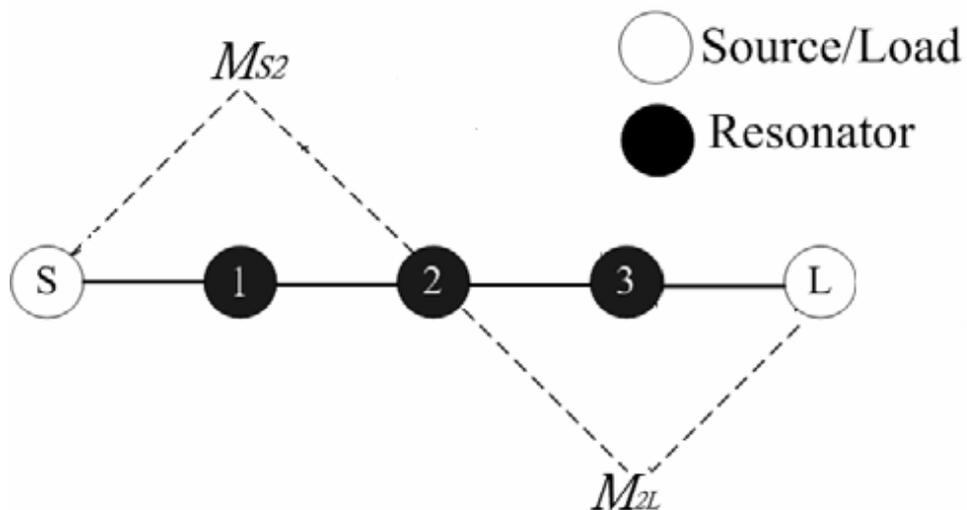


圖 3-1(b) 三階平行耦合濾波器耦合路徑示意圖

3.1.1 相位相關性

圖 3-2 為三階平行耦合濾波器之集總式元件等效電路，其中標示的 A 點到 H 點與圖 3-1(a)分別作對應。圖 3-2 中，每一個諧振腔都包含 180 度相位翻轉，這點相當重要。由於在傳統平行耦合濾波器設計上，180 度相位翻轉對於濾波器響應並沒有影響，因此在等效電路上常被省略，然而在交錯耦合的設計上，相位關係的重要性是不可忽略的。

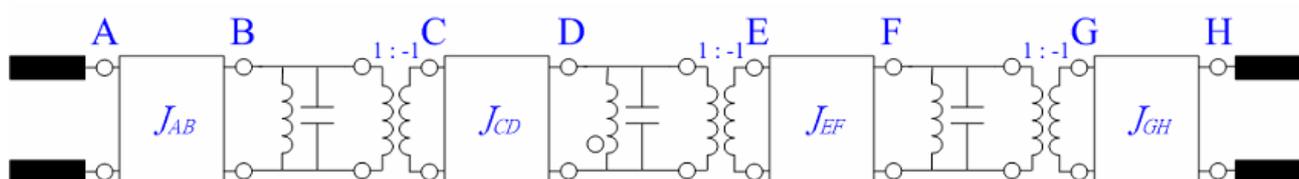


圖 3-2 三階平行耦合濾波器之集總式元件等效電路

在此，我們可以很快速的求得各標示點之間的相位差，其中 A 點與 B 點分別為 J_{AB} 倒轉器的輸入及輸出端，而理想導納轉換器在所有頻率都存在 -90 度相位偏移，因此我們可得二埠導納矩陣中 Y_{BA} 的相位於頻率 $f < f_0$ 以及 $f > f_0$ 皆為 -90 度，其中 f_0 為濾波器中心頻率。接下來，經由相位翻轉 -180 度，可得 Y_{CA} 相位於 $f < f_0$ 以及 $f > f_0$ 皆為 -270 度。 Y_{DA} 則必需考慮並聯電感電容造成的影響，當 $f < f_0$ 時，諧振腔等效為電感性，其相位偏移 -90 度，當 $f > f_0$ 時，諧振腔等效為電容性，其相位偏移 +90 度。因此我們可得當 $f < f_0$ ， Y_{DA} 相位為 -90 度 ($-90^\circ - 180^\circ - 90^\circ - 90^\circ = -450^\circ = -90^\circ$)，當 $f > f_0$ ， Y_{DA} 相位為 +90 度 ($-90^\circ - 180^\circ + 90^\circ - 90^\circ = -270^\circ = +90^\circ$)。相同道理，我們可推得所有相位，如表 3-1。

	$f < f_0$	$f > f_0$
$Y_{BA}(Y_{GH})$	-90	-90
$Y_{CA}(Y_{FH})$	+90	+90
$Y_{DA}(Y_{EH})$	-90	+90
$Y_{EA}(Y_{DH})$	+90	-90
$Y_{FA}(Y_{CH})$	-90	-90
$Y_{GA}(Y_{BH})$	+90	+90
$Y_{HA}(Y_{AH})$	-90	+90

表 3-1 三階平行耦合濾波器之主耦合路徑相位相關性

3.1.2 設計含傳輸零點之濾波器

經由交錯耦合的設計，只要交錯耦合路徑與主耦合路徑的相位相差 180 度，我們可在高止帶、低止帶或是高低止帶都產生傳輸零點。

在此，我們設計一段交錯耦合路徑從波源(source)到第二諧振腔，第二諧振腔的二端對應到圖 3-1(a)標示的 D 點及 E 點。第一個可能，若交錯耦合路徑是由波源到 D 點，從表 3-1 可以馬上得到當 $f < f_0$ 時，主耦合路徑為 -90 度，因此設計交錯耦合路徑於 $f < f_0$ 之相位為 +90 度時，在低止帶端就產生一個傳輸零點。另一種可能，若交錯耦合路徑是從波源到 E 點，也由查表可很快能得到在 $f < f_0$ ，若是交錯耦合相位為 -90 度時，對應到主耦合路徑的 +90 度，同樣在低止帶端可產生一個傳輸零點。

同樣的，若我們想設計高止帶端的傳輸零點，依照上述方法參照表 3-1，得到 $f > f_0$ 的主耦合路徑相位，接著對應 D 點或是 E 點分別設計交錯耦合路徑使之與主耦合路徑相差 180 度，即可在高止帶端產生傳輸零點。

若同時利用二段交錯耦合路徑，即可依照不同的設計需求，使三階平行耦合濾波器產生二個低止帶傳輸零點、二個高止帶傳輸零點或是高低止帶各一個傳輸零點。

3.2 理想濾波器響應

3.2.1 濾波器規格

頻帶：2.5 GHz ~ 2.69 GHz

中心頻率： $f_0 = 2.593$ GHz

頻寬(BW)= 0.19 GHz

比例頻寬(FBW)=7.33%

設計低止帶端存在二個傳輸零點。

3.2.2 耦合路徑示意圖與集總式元件等效電路

利用波源到第二諧振腔，以及第二諧振腔到負載，產生二段交錯耦合路徑，進而設計交錯耦合路徑長度，達到二個低止帶傳輸零點目標，如圖 3-3(a)與圖 3-3(b)。

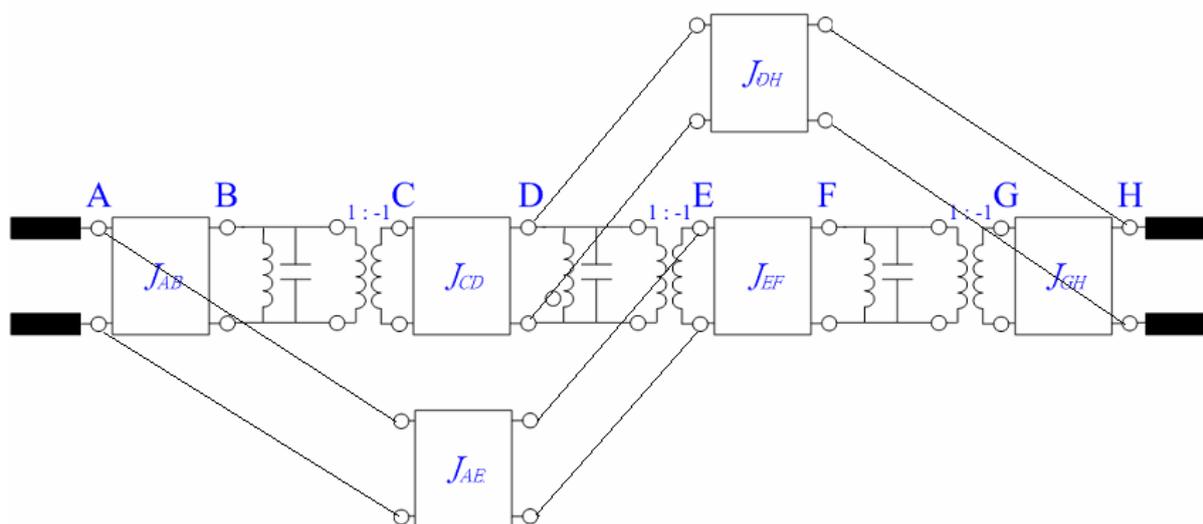


圖 3-3(a) 三階平行耦合濾波器之交錯耦合集總式元件等效電路

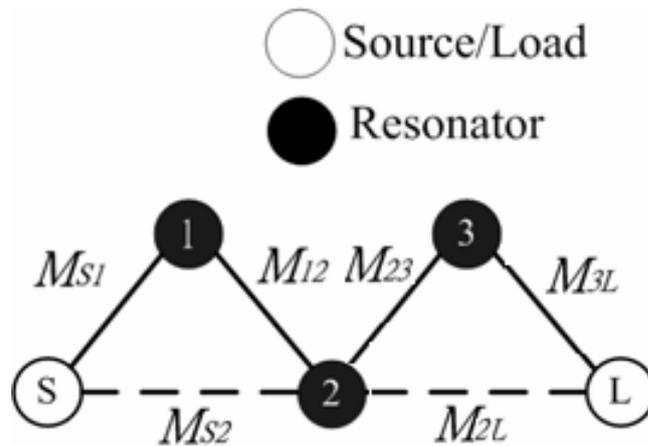


圖 3-3(b) 三階交錯耦合濾波器耦合路徑示意圖

3.2.3 理想交錯耦合濾波器耦合矩陣

M	S	1	2	3	L
S	0	1.0223	-0.3776	0	0
1	1.0223	0.5694	0.8979	0	0
2	-0.3776	0.8979	-0.5008	1.0278	-0.1623
3	0	0	1.0278	0.1748	1.0776
L	0	0	-0.1623	1.0776	0

表 3-2 存在二個低止帶傳輸零點之理想濾波器耦合矩陣

從表 3-2 的耦合矩陣我們可以觀察得到 $M_{S2}=-0.3776$ 以及 $M_{2L}=-0.1623$ 皆為負值，代表二個傳輸零點相對於中心頻在同一側。由表 3-1 可以很快的驗證，當交錯耦合路徑如圖 3-3(a)中的 A 點到 E 點(D 點到 H 點)時，若要設計低止帶傳輸零點，則交錯耦合相位必須為-90 度，即為電容性耦合。

3.2.4 理想交錯耦合濾波器頻率響應

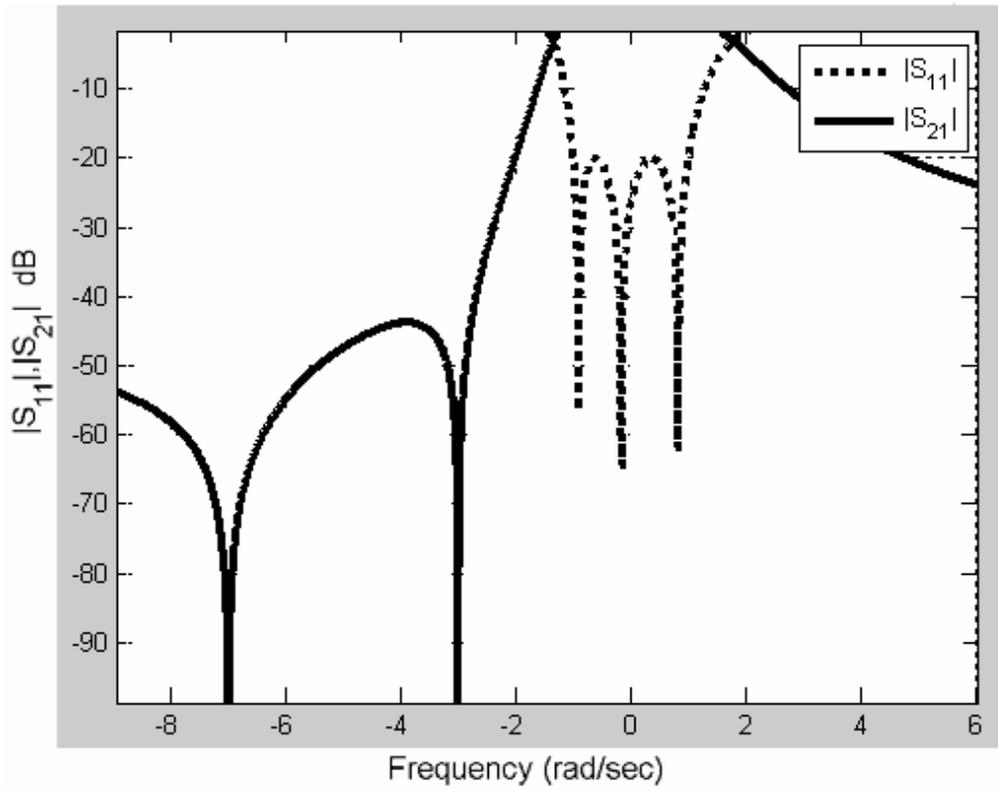


圖 3-4 濾波器低通響應與正規化傳輸零點於 $\Omega=-3$ 及 $\Omega=-7$

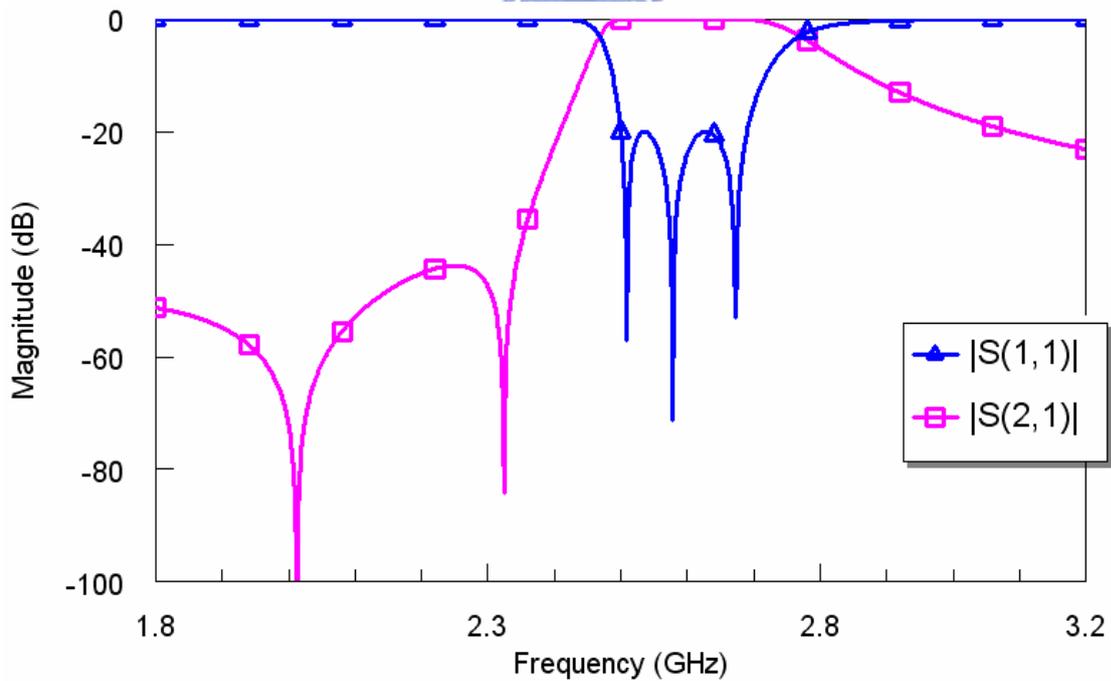


圖 3-5 理想三階平行耦合濾波器頻率響應存在二個低止帶傳輸零點

3.3 模擬流程

3.3.1 三階平行耦合濾波器存在一個低止帶傳輸零點

首先，求得濾波器之理想耦合矩陣以及理想頻率響應，如表 3-3 以及圖 3-6 所示。

M	S	1	2	3	L
S	0	1.0150	-0.3765	0	0
1	1.0150	0.6031	0.8890	0	0
2	-0.3765	0.8890	-0.3408	1.0471	0
3	0	0	1.0471	-0.0908	1.0826
L	0	0	0	1.0826	0

表 3-3 存在一個低止帶傳輸零點之理想濾波器耦合矩陣

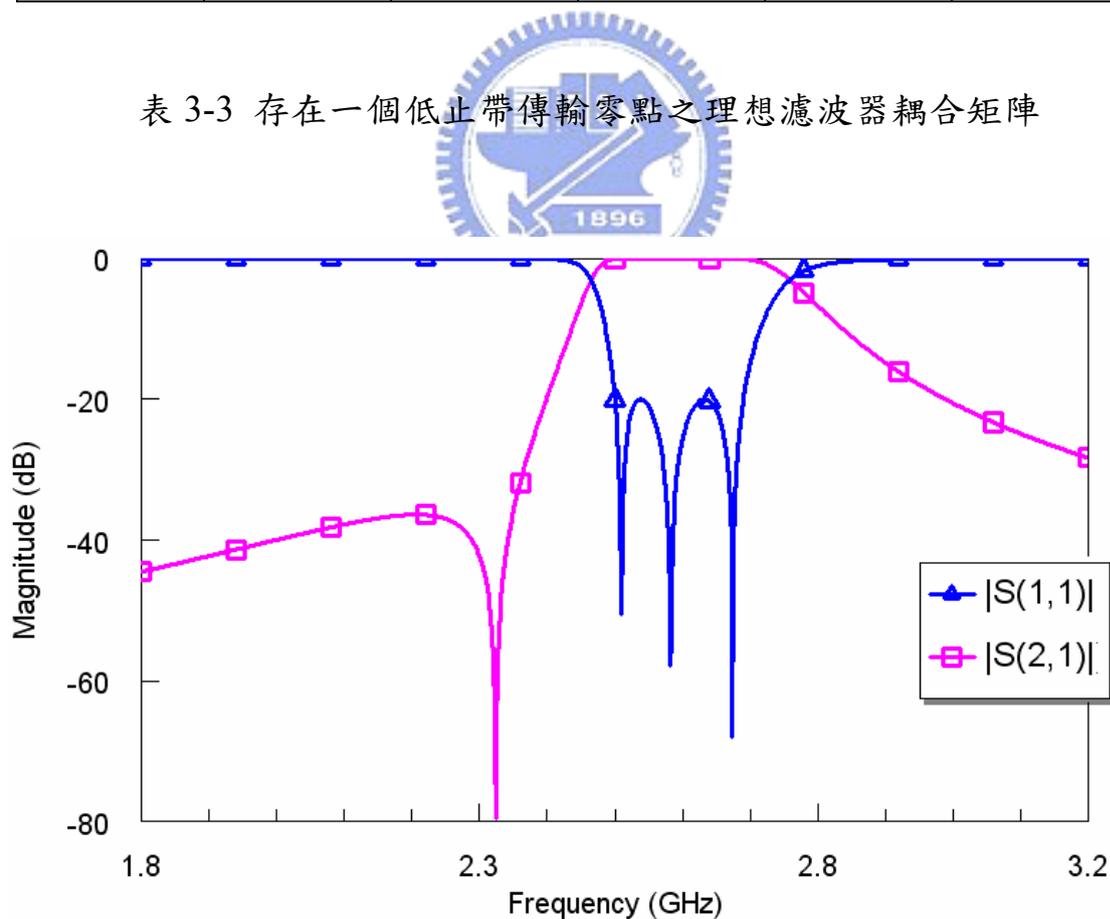


圖 3-6 存在一個低止帶傳輸零點之理想濾波器頻率響應

先設計一個傳統三階平行耦合濾波器，參照表 2-1 得到三階低通濾波器原型的各元件值 g_k ，由於傳統三階平行耦合濾波器之諧振腔為二分之一波長，即求得其電納斜率參數 $b_j = \frac{\pi}{2Z_0}$ ，接下來依照上一章所述公式得到導納轉換器 J_{jj+1} 值，進而等效為平行耦合線設計濾波器。模擬電路圖以及頻率響應如圖 3-7(a)與 3-7(b)所示。

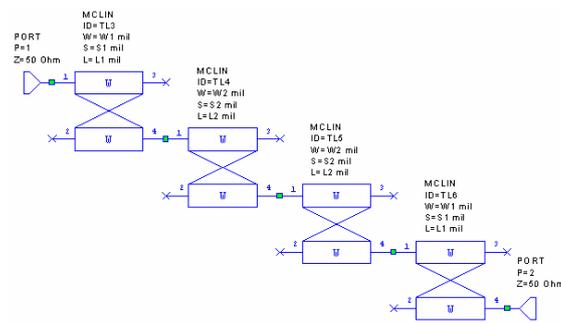


圖 3-7(a) 傳統三階平行耦合濾波器電路圖

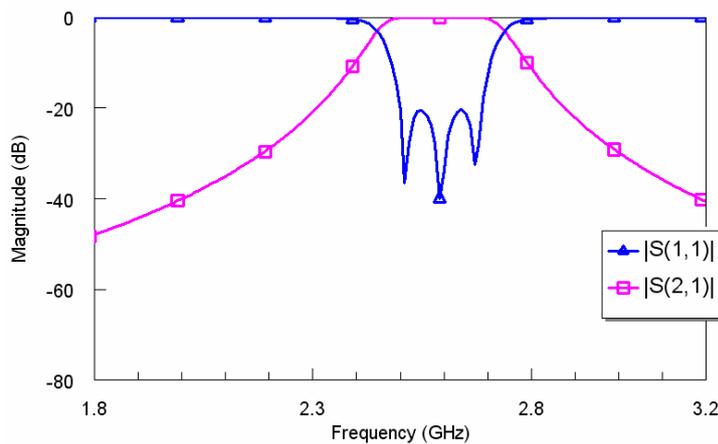


圖 3-7(b) 傳統三階平行耦合濾波器頻率響應

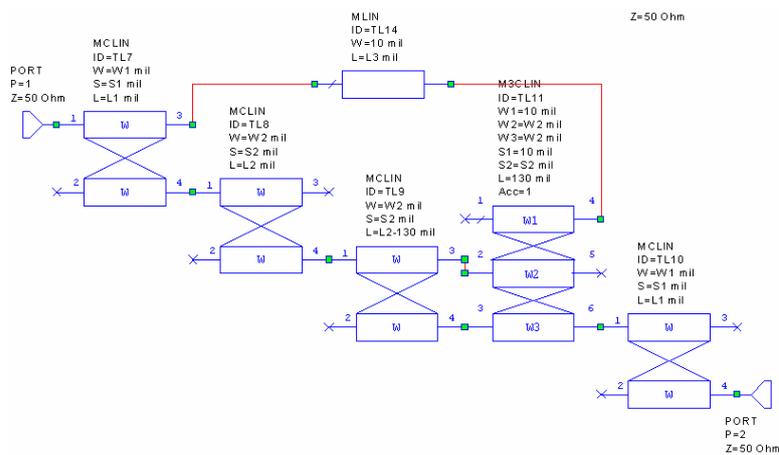


圖 3-8(a) 增加一段交錯耦合路徑之三階平行耦合濾波器電路圖

接下來，於波源到第二諧振腔增加一段交錯耦合路徑，利用調整交錯耦合路徑之長短，可設計在低止帶的特定頻率產生傳輸零點，其電路圖與頻率響應如圖 3-8(a)與圖 3-8(b)所表示，且可經由濾波器診斷方法[8]取得初始模擬電路之耦合矩陣如表 3-4。

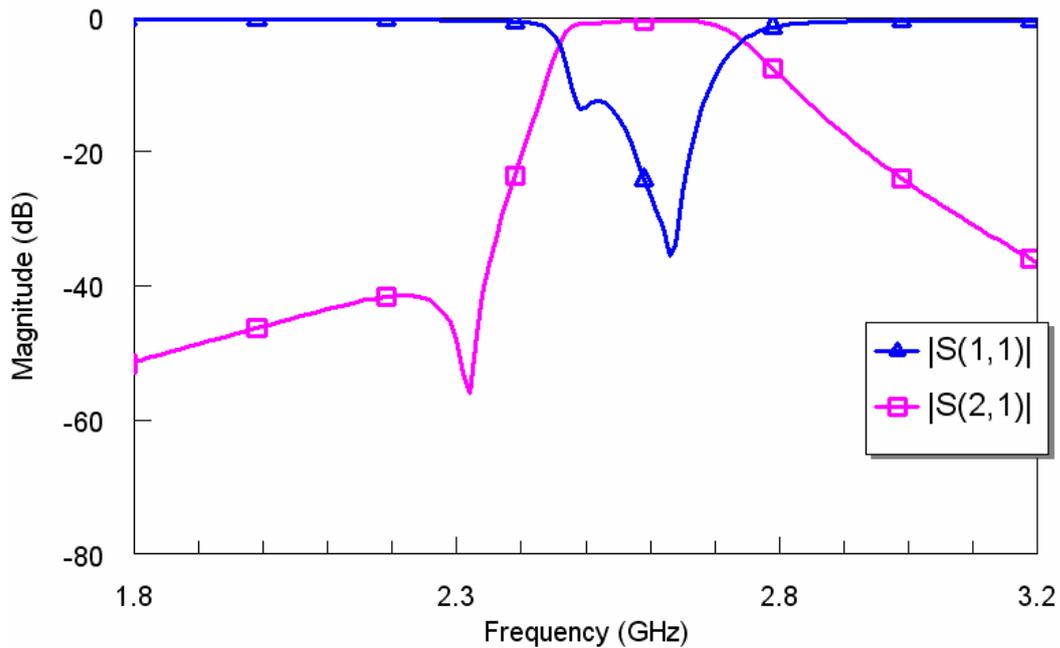


圖 3-8(b) 增加交錯耦合路徑之濾波器初始頻率響應

M	S	1	2	3	L
S	0	0.9740 (1.0150)	-0.3841 (-0.3765)	0	0
1	0.9740 (1.0150)	0.9274 (0.6031)	0.8389 (0.8890)	0	0
2	-0.3841 (-0.3765)	0.8389 (0.8890)	0.3147 (-0.3408)	1.0231 (1.0471)	0
3	0	0	1.0231 (1.0471)	0.3126 (-0.0908)	1.0915 (1.0826)
L	0	0	0	1.0915 (1.0826)	0

表 3-4 初始模擬電路耦合矩陣(括號內為理想耦合矩陣元素)

從表 3-4 中的初始值與理想值，我們可以得到微調電路的訊息，其中對角線元素與濾波器諧振腔之諧振頻率有關，如下列式子所述：

在此， M_{ii} 等於模擬結果經解析獲得之耦合矩陣元素減去理想耦合矩陣元素得到之值。

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

$M_{ii} = 0, f_i = f_0$ 諧振器 i 諧振頻率等於理想諧振頻率

$M_{ii} > 0, f_i < f_0$ 諧振器 i 諧振頻率小於理想諧振頻率

$M_{ii} < 0, f_i > f_0$ 諧振器 i 諧振頻率大於理想諧振頻率

因此，若我們想調整 M_{ii} 使其值變小，也就是說使諧振器 i 諧振頻率變大，我們必須將諧振腔物理尺寸縮短。舉例來說，表 3-4 中，欲使 $M_{11} = [0.9274 \rightarrow 0.6031]$ 、 $M_{22} = [0.3147 \rightarrow -0.3408]$ 、 $M_{33} = [0.3126 \rightarrow -0.0908]$ ，代表三個諧振腔的長度都必須縮短以符合理想值。

另外， M_{ij} 代表相異諧振腔彼此之間的耦合量大小，當耦合量太小時，可縮小耦合線間距以增強耦合量來改善，反之，則加大耦合線間距。

藉由耦合矩陣診斷方法的協助，我們可以很快速的微調電路參數，有系統的達到設計規格需求，圖 3-9(a) 即為在 Sonnet 軟體經微調過後的濾波器電路佈局圖。

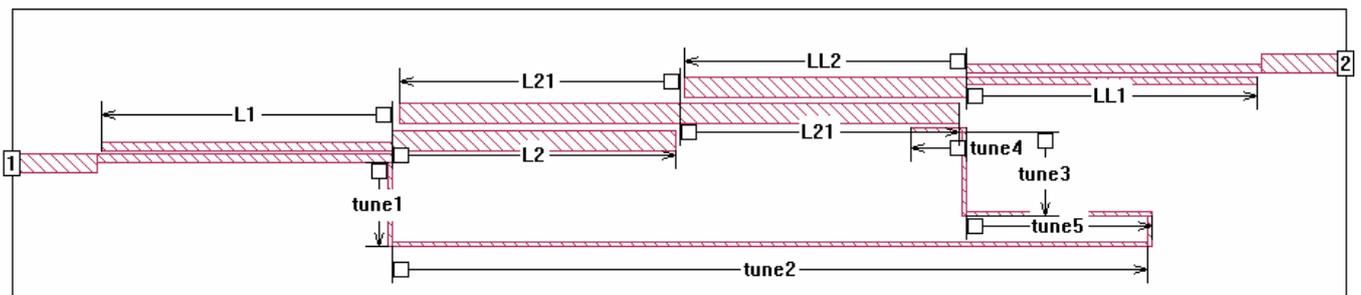


圖 3-9(a) 存在一個低止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖

經由系統化的微調過後，得到頻率響應如圖 3-9(b)，與理想濾波器響應如圖 3-6 相近。從表 3-5 也可以很快速的驗證，微調之後經診斷法求出的耦合矩陣元素與理想耦合矩陣元素都相差不大，達到設計要求。

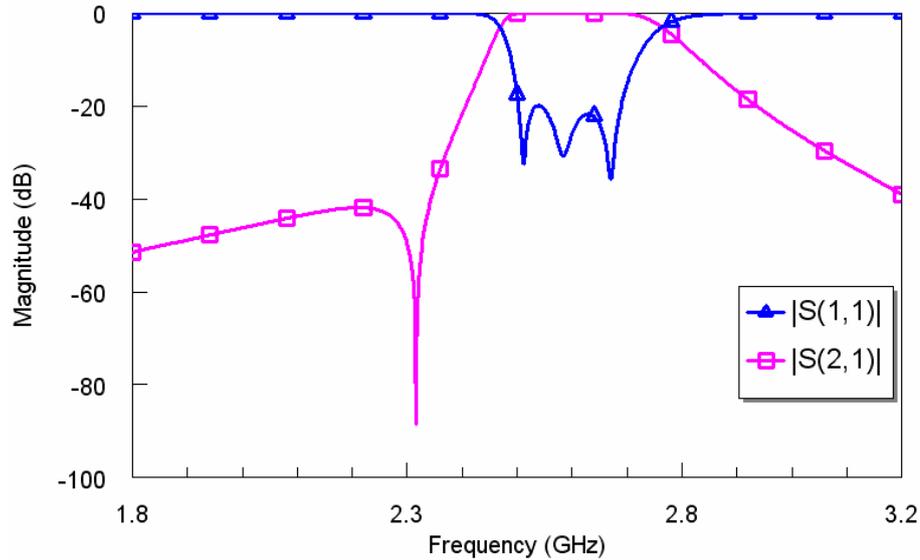


圖 3-9(b) 存在一個低止帶傳輸零點之濾波器模擬結果

M	S	1	2	3	L
S	0	1.0476 (1.0150)	-0.3750 (-0.3765)	0	0
1	1.0476 (1.0150)	0.5908 (0.6031)	0.8960 (0.8890)	0	0
2	-0.3750 (-0.3765)	0.8960 (0.8890)	-0.3398 (-0.3408)	1.0105 (1.0471)	0
3	0	0	1.0105 (1.0471)	-0.0854 (-0.0908)	1.0500 (1.0826)
L	0	0	0	1.0500 (1.0826)	0

表 3-5 經微調後之濾波器耦合矩陣與理想耦合矩陣比較

3.3.2 三階平行耦合濾波器存在二個低止帶傳輸零點

接下來，我們以圖 3-9(a)為基本架構，在第二諧振腔與負載之間，再加上一段交錯耦合路徑，經由調整交錯耦合路徑長度以滿足設計之傳輸零點所在頻率後，可得到二個低止帶傳輸零點之濾波器初始頻率響應如圖 3-10，以及初始耦合矩陣如表 3-6。

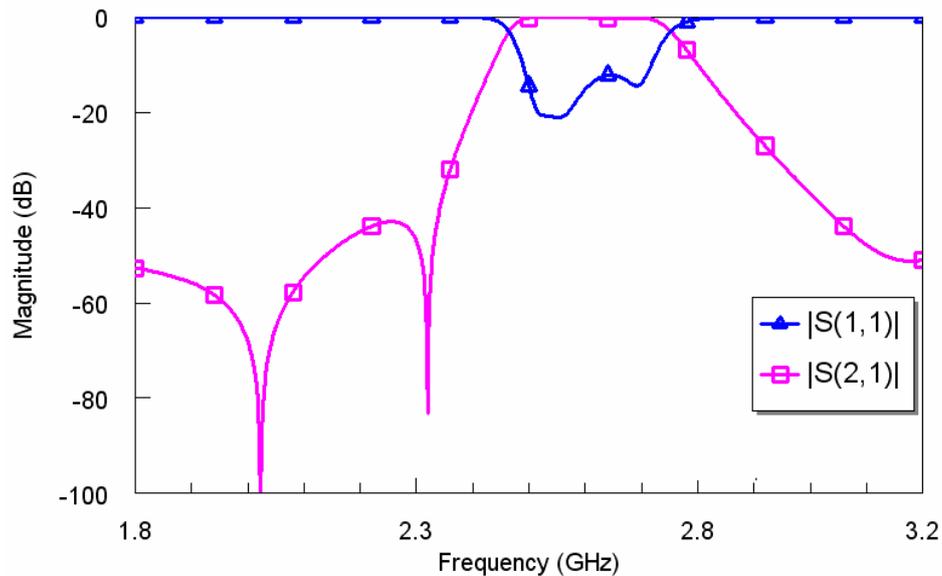


圖 3-10 二個低止帶傳輸零點之濾波器初始頻率響應

M	S	1	2	3	L
S	0	1.0825 (1.0223)	-0.4055 (-0.3776)	0	0
1	1.0825 (1.0223)	0.5601 (0.5694)	0.9473 (0.8979)	0	0
2	-0.4055 (-0.3776)	0.9473 (0.8979)	-0.6250 (-0.5008)	0.9900 (1.0278)	-0.1454 (-0.1623)
3	0	0	0.9900 (1.0278)	0.3247 (0.1748)	0.9627 (1.0776)
L	0	0	-0.1454 (-0.1623)	0.9627 (1.0776)	0

表 3-6 二個低止帶傳輸零點濾波器初始模擬電路耦合矩陣

經由表 3-6 提供的耦合矩陣資訊，我們可依照前述方法來微調電路，經 Sonnet 軟體模擬微調之後，得到濾波器電路佈局如圖 3-11(a)，以及模擬之濾波器頻率響應如圖 3-11(b)。

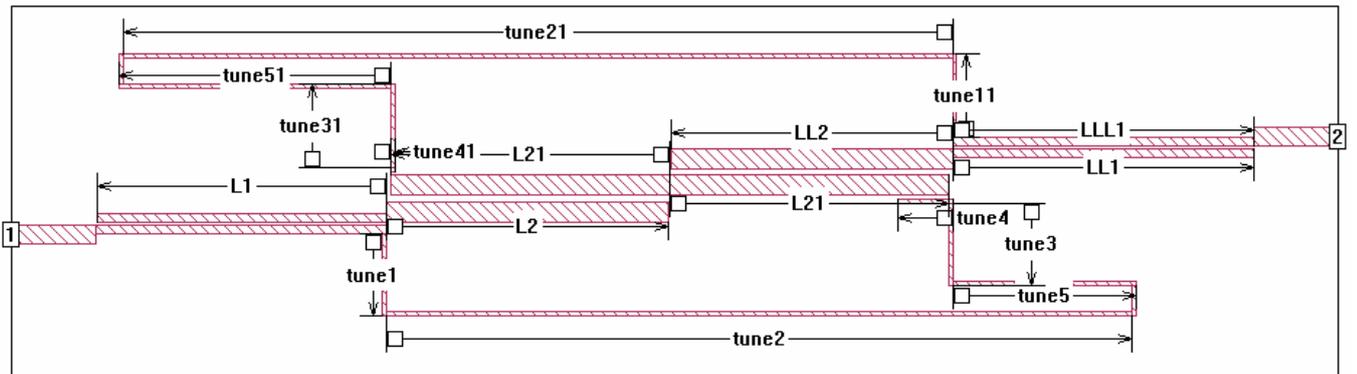


圖 3-11(a) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖

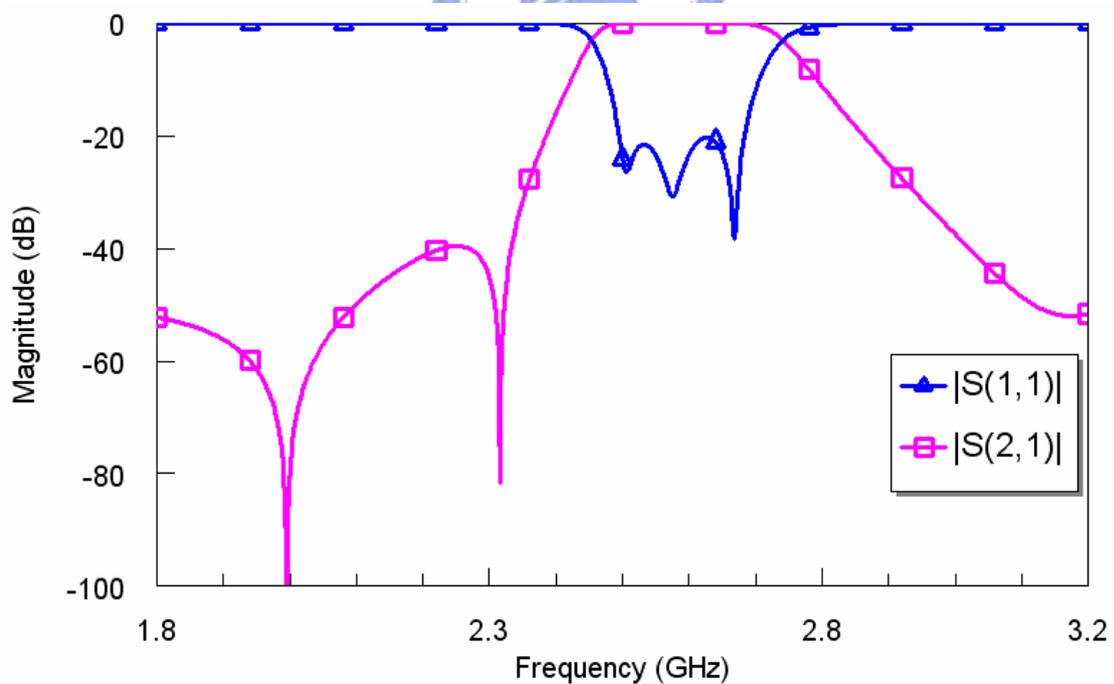


圖 3-11(b) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器模擬結果

電路經微調後之耦合矩陣如表 3-7 所示，模擬之矩陣元素與理想值差距均小於 0.1，可得模擬結果圖 3-11(b)與理想頻率響應圖 3-5 相當接近，滿足設計規格反射損耗在濾波器通帶內皆小於-20dB，且存在二個低止帶傳輸零點。

M	S	1	2	3	L
S	0	1.0503 (1.0223)	-0.3889 (-0.3776)	0	0
1	1.0503 (1.0223)	0.6133 (0.5694)	0.9172 (0.8979)	0	0
2	-0.3889 (-0.3776)	0.9172 (0.8979)	-0.4830 (-0.5008)	1.0747 (1.0278)	-0.1704 (-0.1623)
3	0	0	1.0747 (1.0278)	0.2419 (0.1748)	1.1016 (1.0776)
L	0	0	-0.1704 (-0.1623)	1.1016 (1.0776)	0

表 3-7 經微調後之二個低止帶傳輸零點濾波器電路模擬耦合矩陣

3.4 實作與量測

圖 3-12(a)為產生二個低止帶傳輸零點之濾波器實體電路，實際量測結果如圖 3-12(b)所示，圖 3-13 為 Sonnet 模擬軟體與實作結果比較之頻率響應圖。

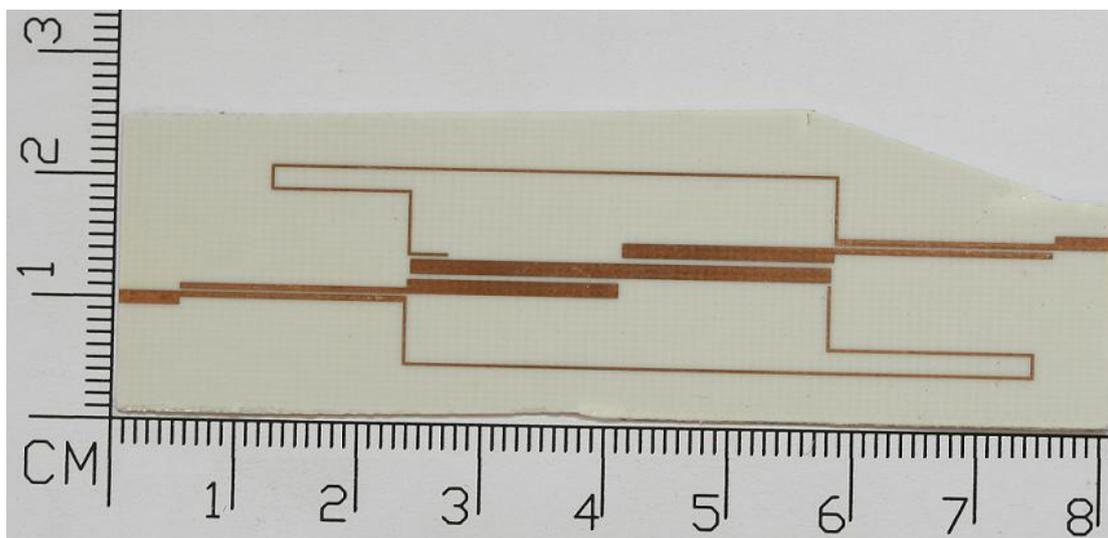


圖 3-12(a) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器實體電路

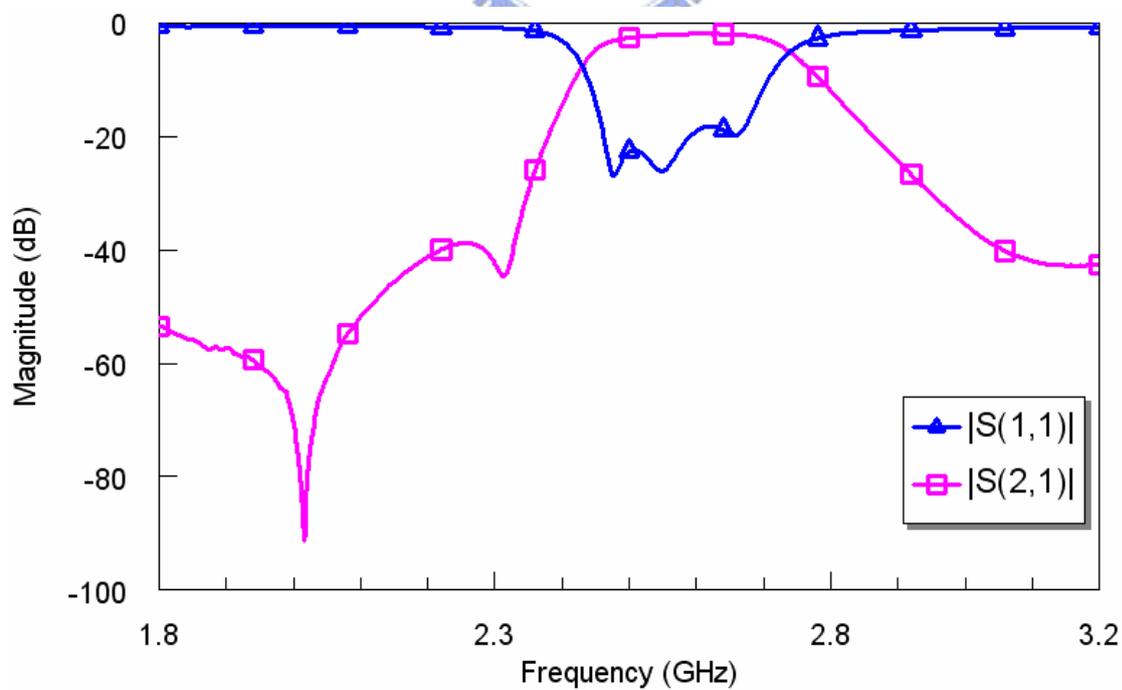


圖 3-12(b) 存在二個低止帶傳輸零點之濾波器頻率響應

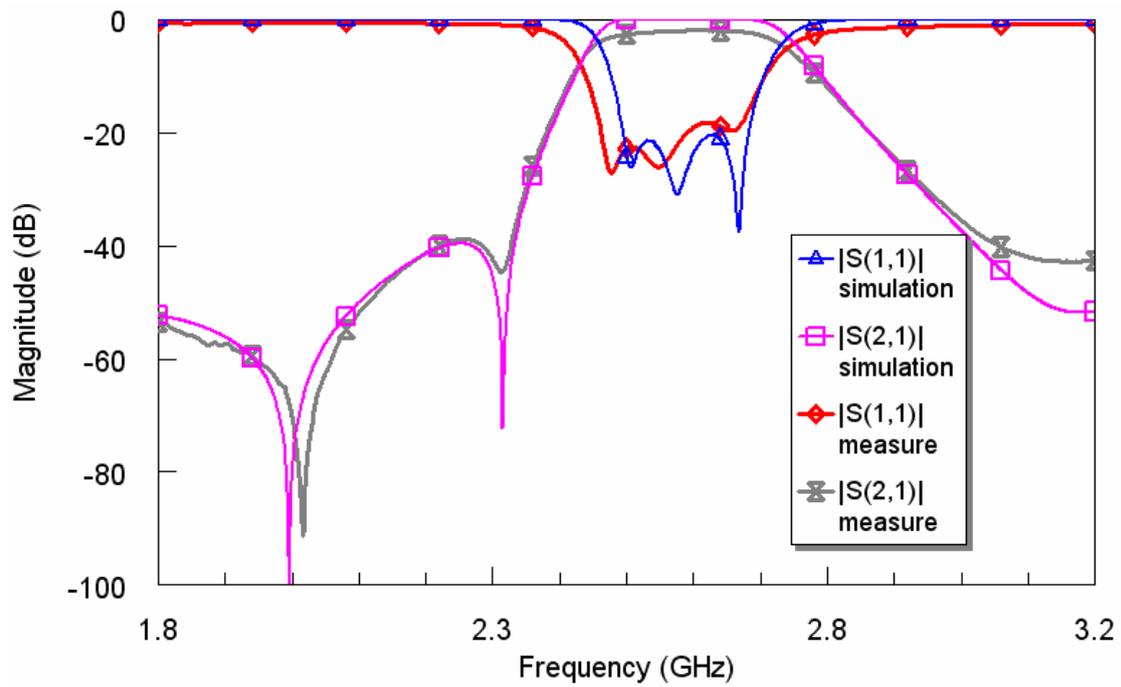


圖 3-13 二個低止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結果比較

實作結果： 最大反射損耗 = -16.7 dB @ 2.540 GHz

中心頻率 = 2.563 GHz

頻寬 = 0.213 GHz

比例頻寬 = 8.31 %

傳輸零點 @ 2.016 GHz & 2.313 GHz

第四章 四分之一波長平行耦合濾波器使用

開路支線型態阻抗轉換器

4.1 設計原理

此研究主題以阻抗及導納轉換器為雛形，首先設計理想五階濾波器，其中第一、第二、第四、第五諧振腔為四分之一波長，第三諧振腔為二分之一波長，如圖 4-1 所示。

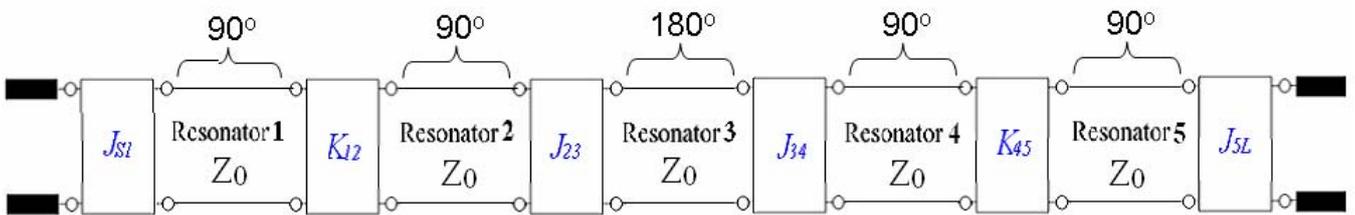


圖 4-1 理想五階濾波器

阻抗轉換器可利用電路等效實現，如圖 4-2(a)與圖 4-2(b)，且可依下列公式轉換。

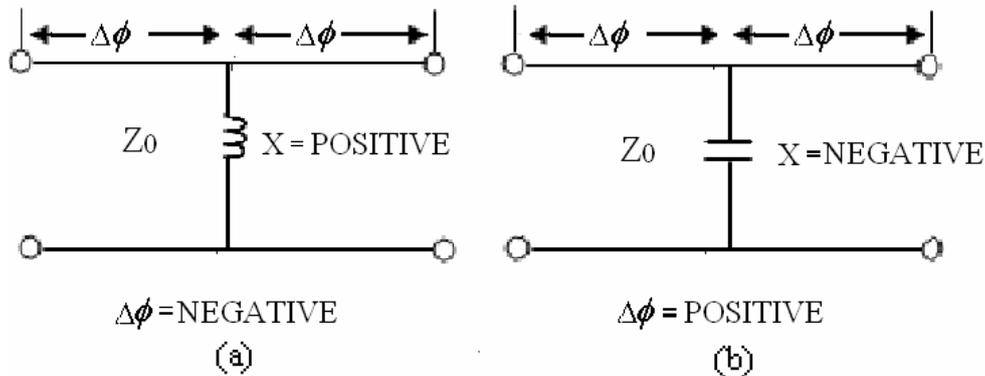


圖 4-2 阻抗轉換器等效電路

$$K_{j,j+1} = Z_0 \tan |\Delta\phi|, \quad \Delta\phi = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2X}{Z_0} \right), \quad \left| \frac{X}{Z_0} \right| = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \right)^2}$$

接下來，我們將圖 4-2 中的電感及電容利用開路支線(open stub)等效實現，如圖 4-3。

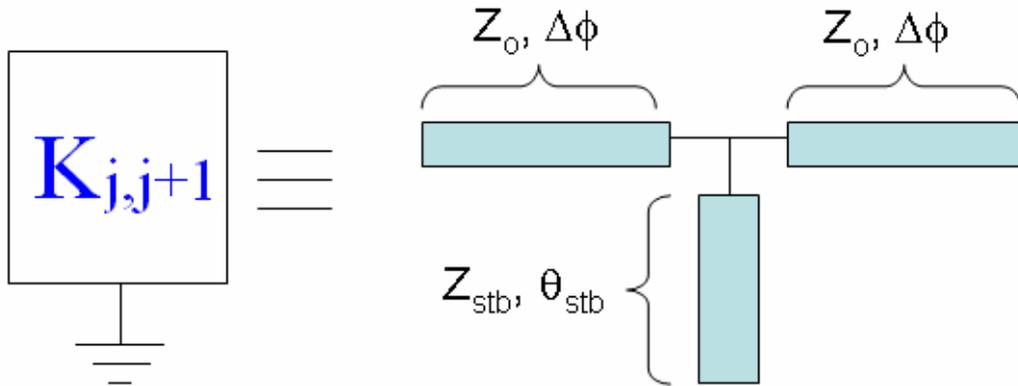


圖 4-3 阻抗轉換器之 T-junction 等效電路

利用開路支線可設計濾波器存在傳輸零點，若我們欲使低止帶端產生傳輸零點，則設計在傳輸零點產生之頻率 f_{tz} 下使得 θ_{stb} 為四分之一波長，此時 θ_{stb} 電長度於濾波器中心頻 f_0 大於 90 度，推得電抗 X 是正值為電感性，而電長度 $\Delta\phi$ 為負值。反之，若設計高止帶端傳輸零點，則 θ_{stb} 電長度於濾波器中心頻 f_0 必須小於 90 度為電容性，此時電抗 X 是負值，電長度 $\Delta\phi$ 為正值。

當電抗值與 θ_{stb} 皆決定後，由下列式子可直接求得開路支線之 Z_{stb} 阻抗值。

$$\theta_{stb} = \frac{f_0}{f_{tz}} \times 90^\circ, \quad Z_{stb} = |X \times \tan(\theta_{stb})|$$

經整理上述等效電路轉換後，得設計流程如下：

1. 求出理想五階濾波器之阻抗轉換器 K 值。
2. 經公式計算得到等效電抗 X 值與電長度 $\Delta\phi$ 值，其正負號由傳輸零點頻率位置決定。
3. 設計傳輸零點所在頻率，求得 θ_{stb} 電長度。
4. 已知電抗 X 值與 θ_{stb} 電長度，即得開路支線阻抗值 Z_{stb} 。

最後，將導納轉換器搭配傳輸線等效為平行耦合線，如圖 4-4，其等效轉換公式如下。

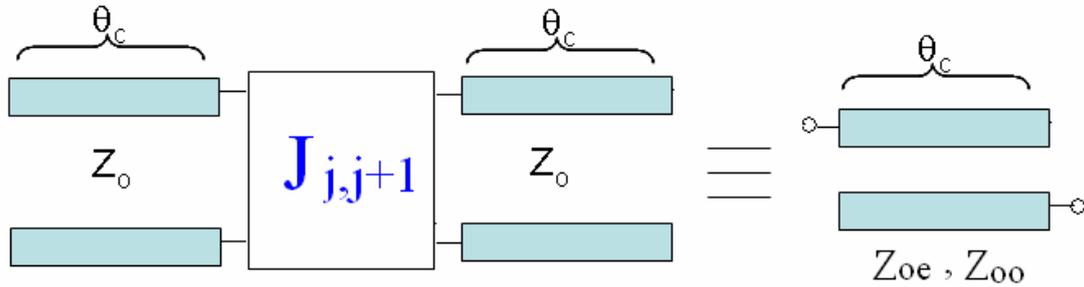


圖 4-4 導納轉換器與平行耦合線等效電路

$$Z_{oo_{j,j+1}} = Z_0(1 - J_{j,j+1}Z_0 \csc(\theta_c) + (J_{j,j+1}Z_0)^2) / (1 - (J_{j,j+1}Z_0 \cot(\theta_c))^2)$$

$$Z_{oe_{j,j+1}} = Z_0(1 + J_{j,j+1}Z_0 \csc(\theta_c) + (J_{j,j+1}Z_0)^2) / (1 - (J_{j,j+1}Z_0 \cot(\theta_c))^2)$$

我們將圖 4-1 的理想五階濾波器，經上述阻抗及導納轉換器之等效電路轉換，得到如圖 4-5 電路佈局示意圖。五階濾波器利用二段開路支線產生二個傳輸零點，以達到設計目標。

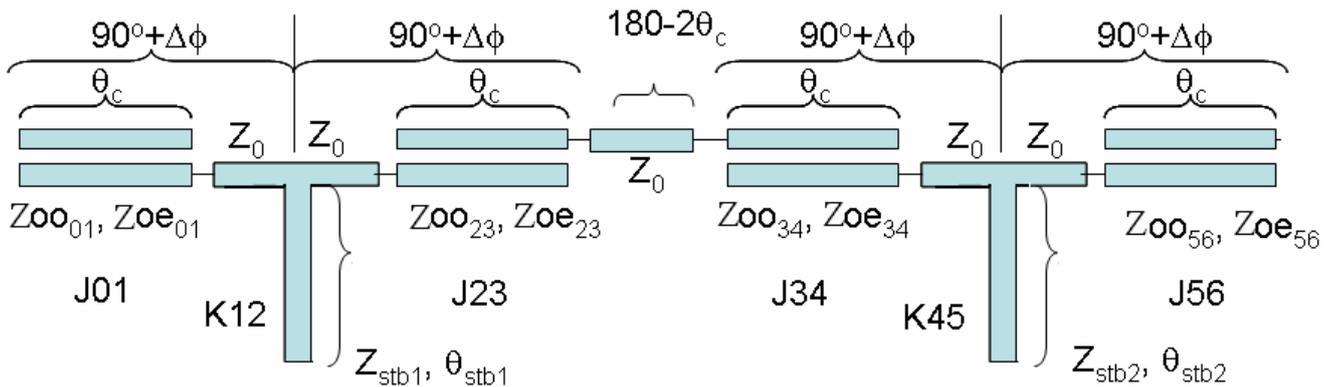


圖 4-5 五階濾波器存在二個低止帶傳輸零點之電路佈局示意圖

4.2 五階濾波器存在二個低止帶或高止帶傳輸零點

4.2.1 模擬流程

濾波器規格：

頻帶：2.5 GHz ~ 2.69 GHz 中心頻率： $f_0 = 2.593$ GHz

頻寬(BW)= 0.19 GHz 比例頻寬(FBW)=7.33%

設計低止帶端或高止帶端存在二個傳輸零點。

首先，參照表 2-1 得到五階低通濾波器原型的各元件值 g_k ，接下來，分別求出其諧振腔之電納斜率參數與電抗斜率參數，其中二分之一波長諧振腔電納斜率參數 $b_{half} = \frac{\pi}{2Z_0}$ ，四分之一波長諧振腔電納斜率參數 $b_{quarter} = \frac{\pi}{4Z_0}$ 以及電抗斜率參數 $x_{quarter} = \frac{\pi Z_0}{4}$ 。經由下列式子即可算出理想五階濾波器之阻抗轉換器 K_{kk+1} 值與導納轉換器 J_{jj+1} 值，帶入電路模擬軟體，分別以二埠阻抗矩陣與二埠導納矩陣表示阻抗轉換器與導納轉換器，如圖 4-6(a)，得到理想頻率響應圖 4-6(b)。

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{b_{quarter} FBW}{g_0 g_1 Z_0}} = J_{5,6}, \quad K_{1,2} = \sqrt{\frac{x_{quarter}^2}{g_1 g_2}} \times FBW = K_{4,5}, \quad J_{2,3} = \sqrt{\frac{b_{quarter} b_{half}}{g_2 g_3}} \times FBW = J_{3,4}$$

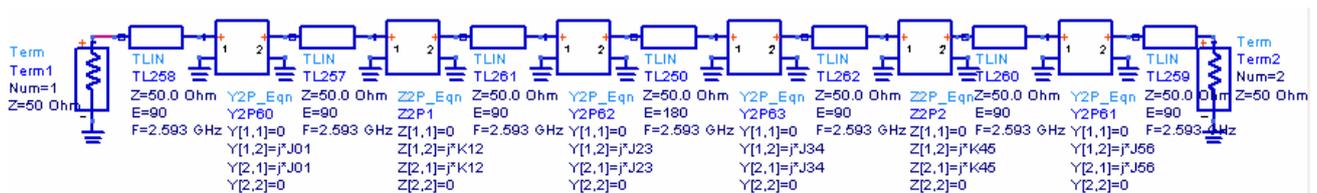


圖 4-6(a) 理想五階濾波器電路圖

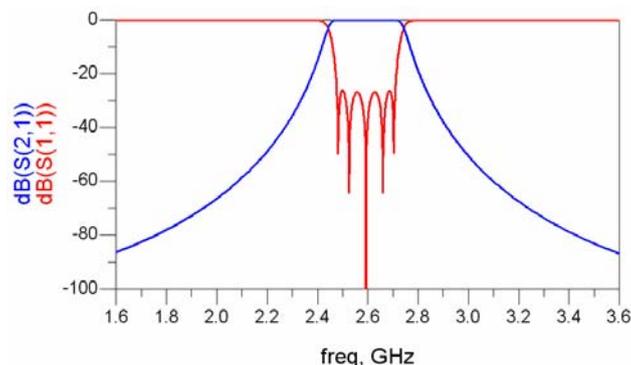


圖 4-6(b) 理想五階濾波器頻率響應圖

阻抗轉換器經 T-junction 之轉換，將其等效電路經由電路模擬軟體驗證，其模擬電路如圖 4-7。

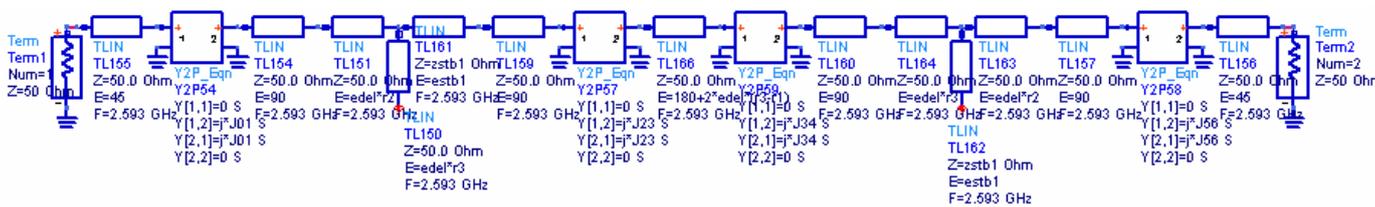


圖 4-7 阻抗轉換器等效電路之五階濾波器電路圖

經由設計開路支線之電長度，可決定傳輸零點所在頻率。在此，我們模擬二種情況，第一種將二個傳輸零點重疊，即二個傳輸零點設計在相同頻率，如圖 4-8(a)；第二種將二個傳輸零點設計在相異頻率，如圖 4-8(b)。由頻率響應可觀察到二種情況之 S21 於低止帶抑制能力都非常好，若將二個傳輸零點設計在相同頻率時，電路設計上更有對稱性之優點。因此，接下來模擬設計皆使二個傳輸零點重疊。

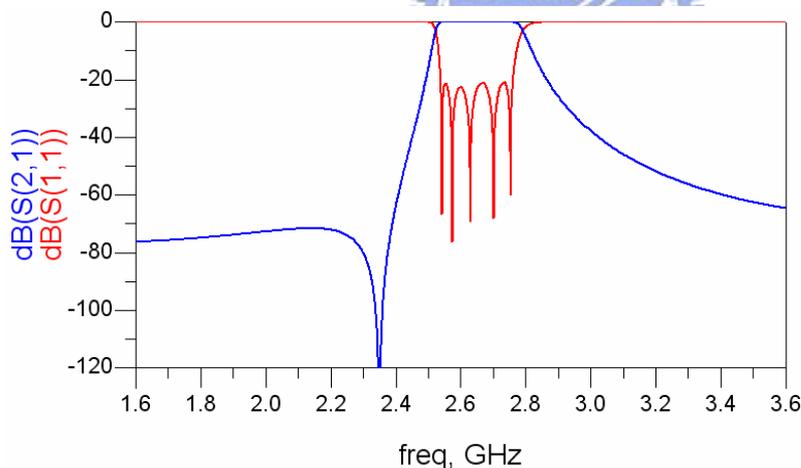


圖 4-8(a)
二個低止帶傳輸零點位於相同頻率

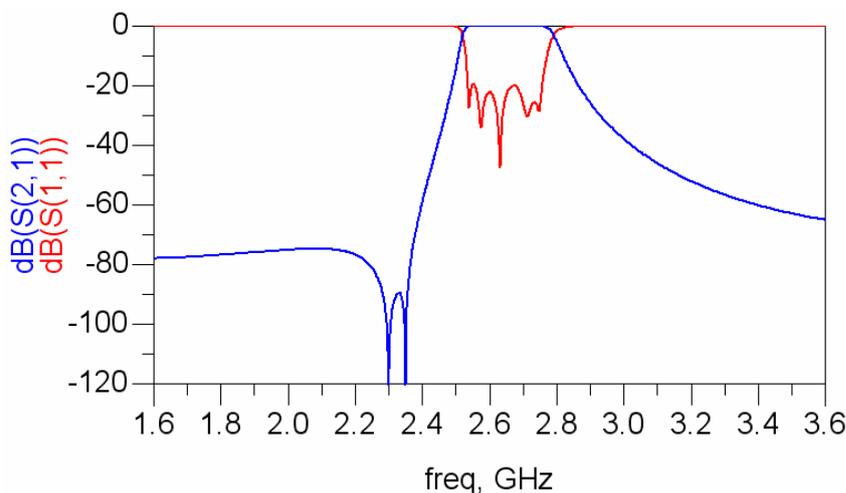


圖 4-8(b)
二個低止帶傳輸零點位於相異頻率

當開路支線在濾波器中心頻之電長度大於 90 度時，傳輸零點產生於低止帶端，如圖 4-8(a)(b)為例。我們亦可將傳輸零點設計在高止帶端，此時開路支線電長度在中心頻則小於 90 度。圖 4-9 即為設計二個傳輸零點在高止帶端且重疊於相同頻率。

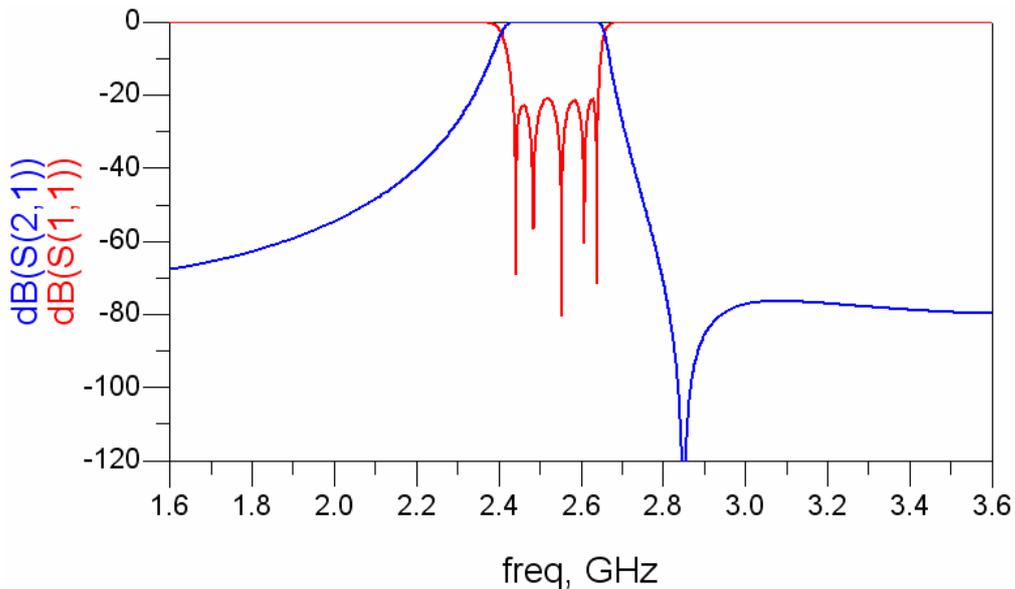


圖 4-9 二個高止帶傳輸零點位於相同頻率

接下來將導納轉換器等效為平行耦合線，同時考慮實作方面的因素，將每段開路支線利用一對並聯之開路支線來實現，以縮小其物理尺寸之寬度。

利用電路模擬軟體驗證其等效電路，如圖 4-10。

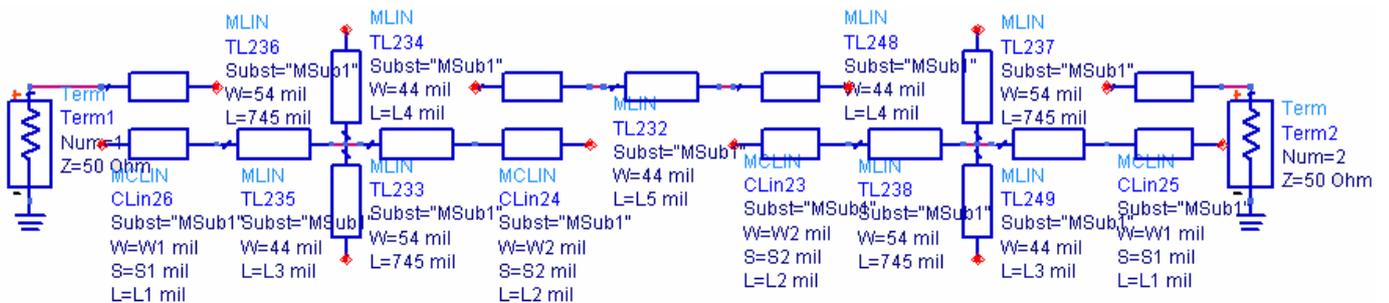


圖 4-10 五階濾波器電路圖存在二個傳輸零點

依圖 4-10 電路架構，亦可分別設計傳輸零點位於高止帶端或是低止帶端，得到頻率響應圖 4-11(a)與圖 4-11(b)。分別對照圖 4-11(a)與圖 4-8(a)以及圖 4-11(b)與圖 4-9，經由電路等效及微調之後，可以得到幾乎理想的頻率響應。

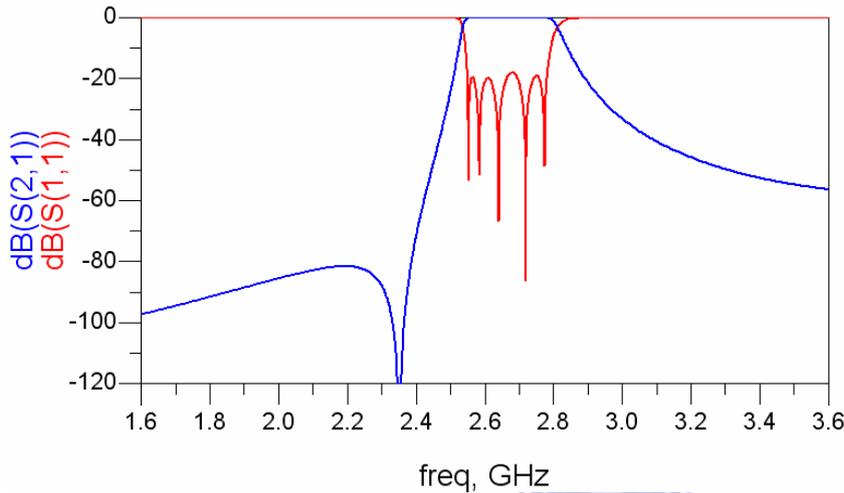


圖 4-11(a)
五階濾波器存在
二個頻率相同之
低止帶傳輸零點

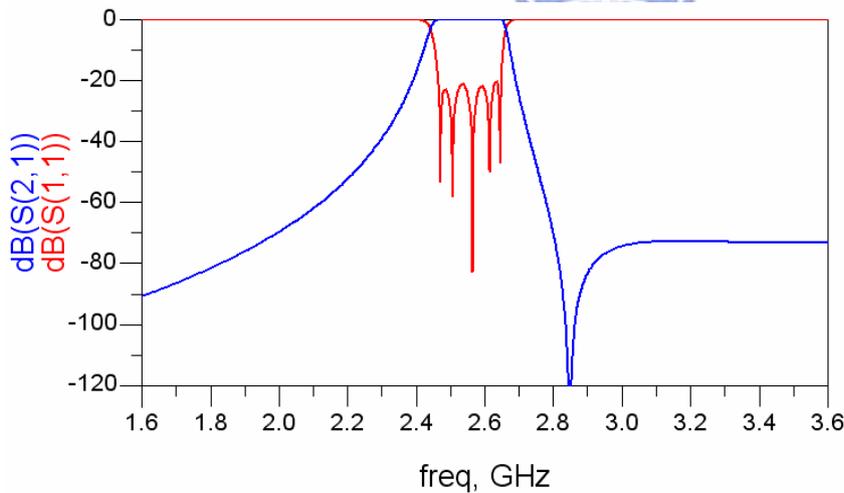


圖 4-11(b)
五階濾波器存在
二個頻率相同之
高止帶傳輸零點

此電路最大的優點，在於只需傳統三階濾波器的物理尺寸，即可實現五階濾波器，並且可在低止帶端或高止帶端產生二個傳輸零點，大大抑制通帶之外訊號。再加上此研究流程可依照理論解析，一步一步推導等效電路實現其設計架構，不僅產生傳輸零點，其通帶內的 S11 經過簡單微調之後仍小於-20dB，滿足理想濾波器通帶設計，是相當有系統且理想的設計方法。

經 Sonnet 軟體模擬微調之後，得到二個重疊低止帶傳輸零點之五階濾波器電路佈局如圖 4-12(a)，以及濾波器頻率響應如圖 4-12(b)，其中 3.494 GHz 處為軟體之 Box resonances，不影響實作設計結果。

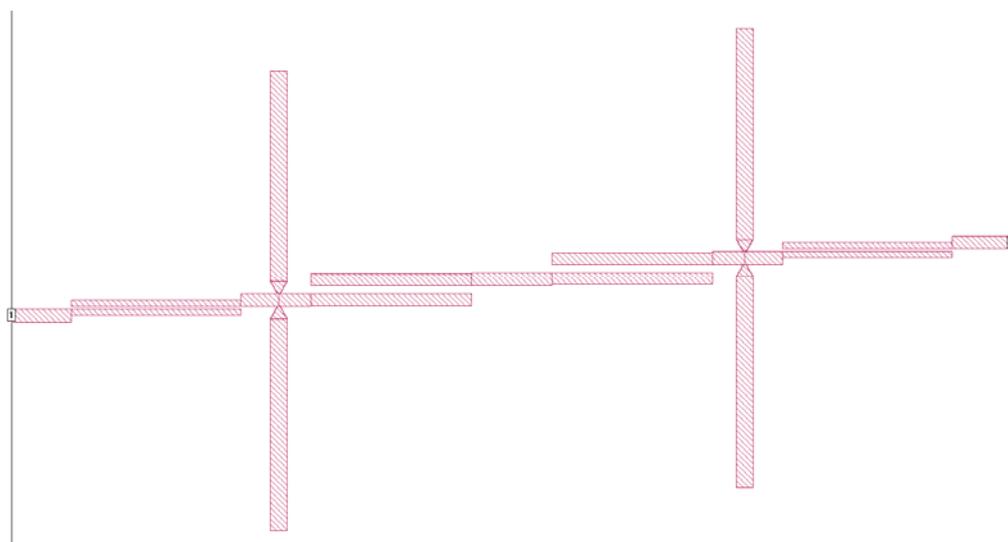


圖 4-12(a) 存在二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖

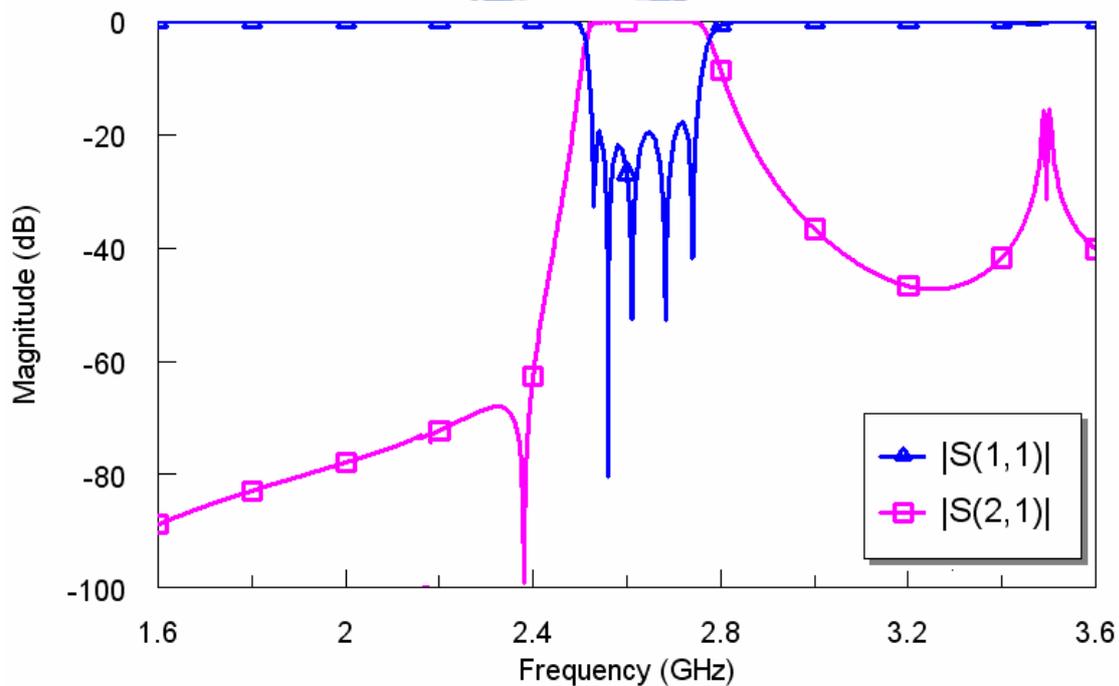


圖 4-12(b) 存在二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器模擬結果

同樣經 Sonnet 軟體模擬微調之後，亦可得二個重疊高止帶傳輸零點之五階濾波器電路佈局如圖 4-13(a)，以及濾波器頻率響應如圖 4-13(b)，其中於 3.922GHz 處受軟體 Box resonances 影響頻率響應。

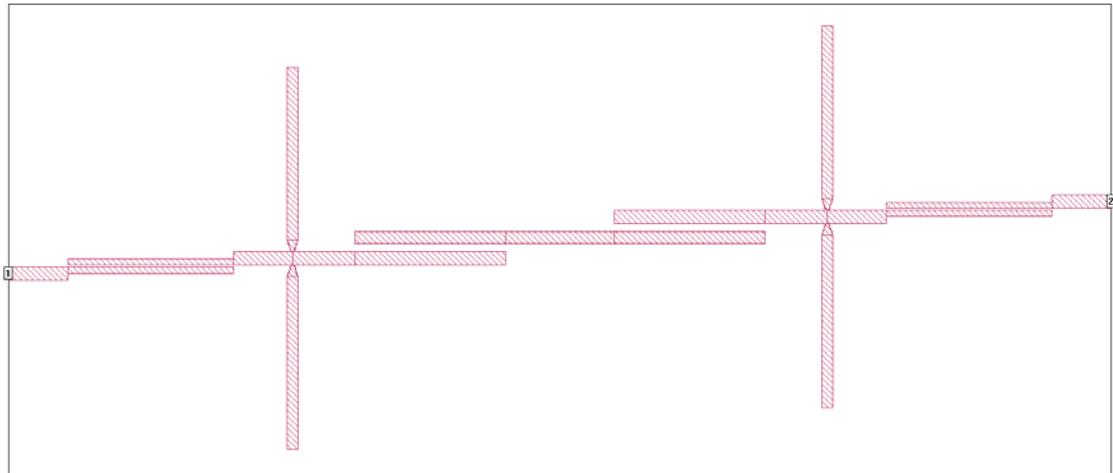


圖 4-13(a) 存在二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖

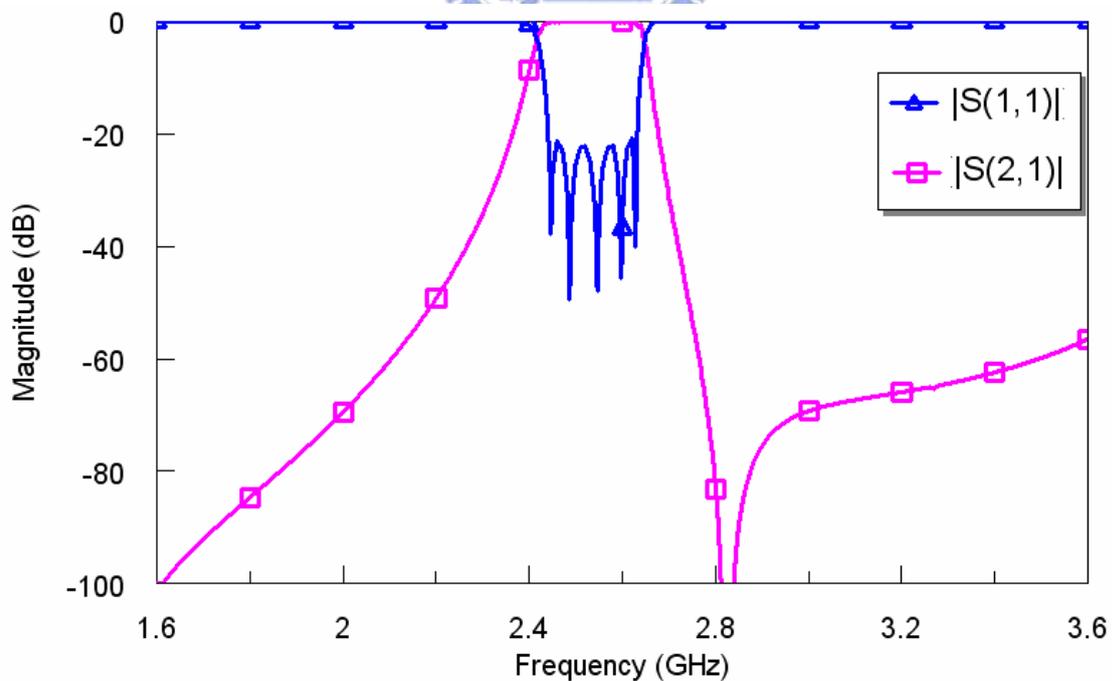


圖 4-13(b) 存在二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器模擬結果

4.2.2 實作與量測

圖 4-14(a)為產生二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器實體電路，實際量測結果如圖 4-14(b)所示，圖 4-15 為 Sonnet 模擬軟體與實作結果比較之頻率響應圖。

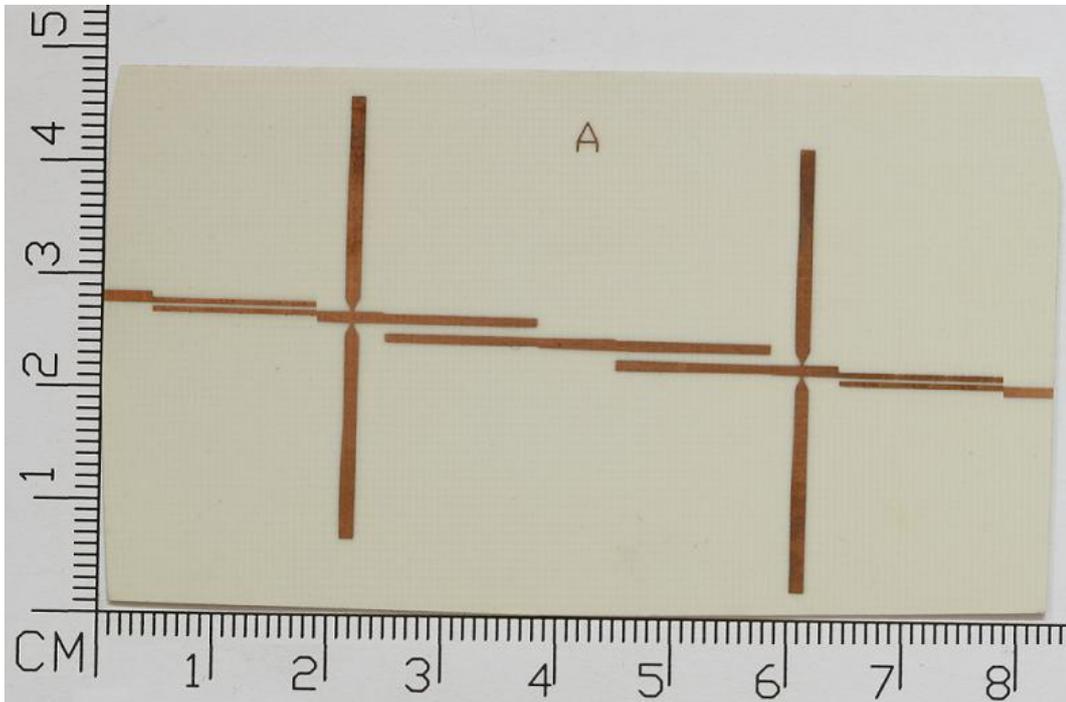


圖 4-14(a) 二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器實體電路

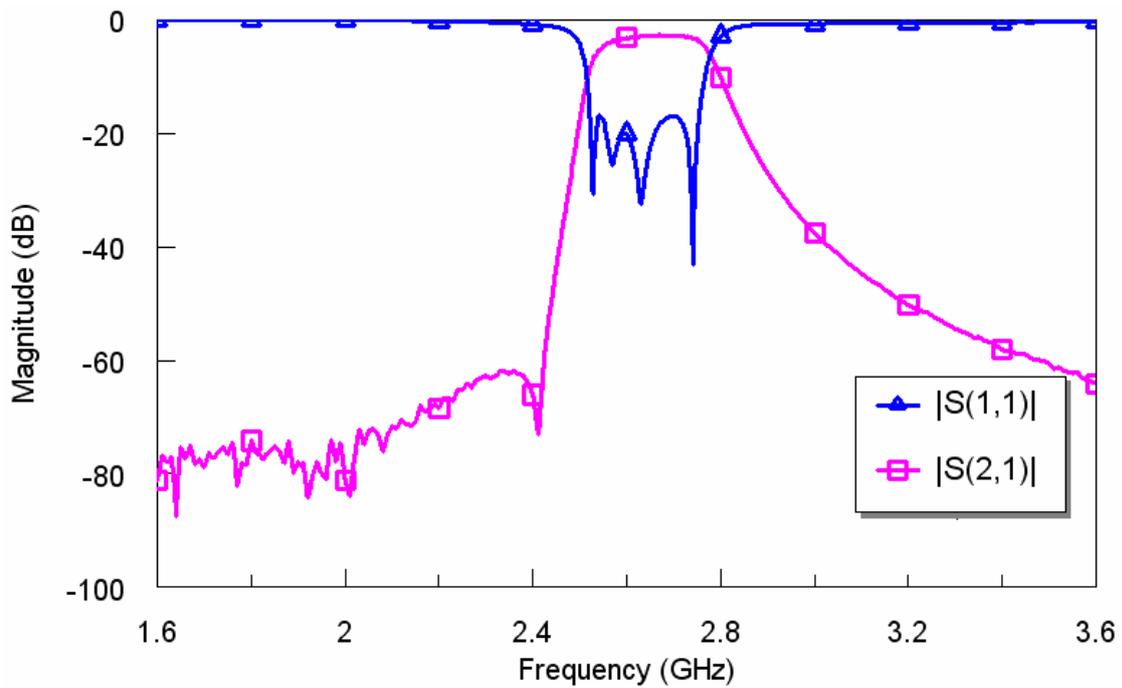


圖 4-14(b) 二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器量測結果

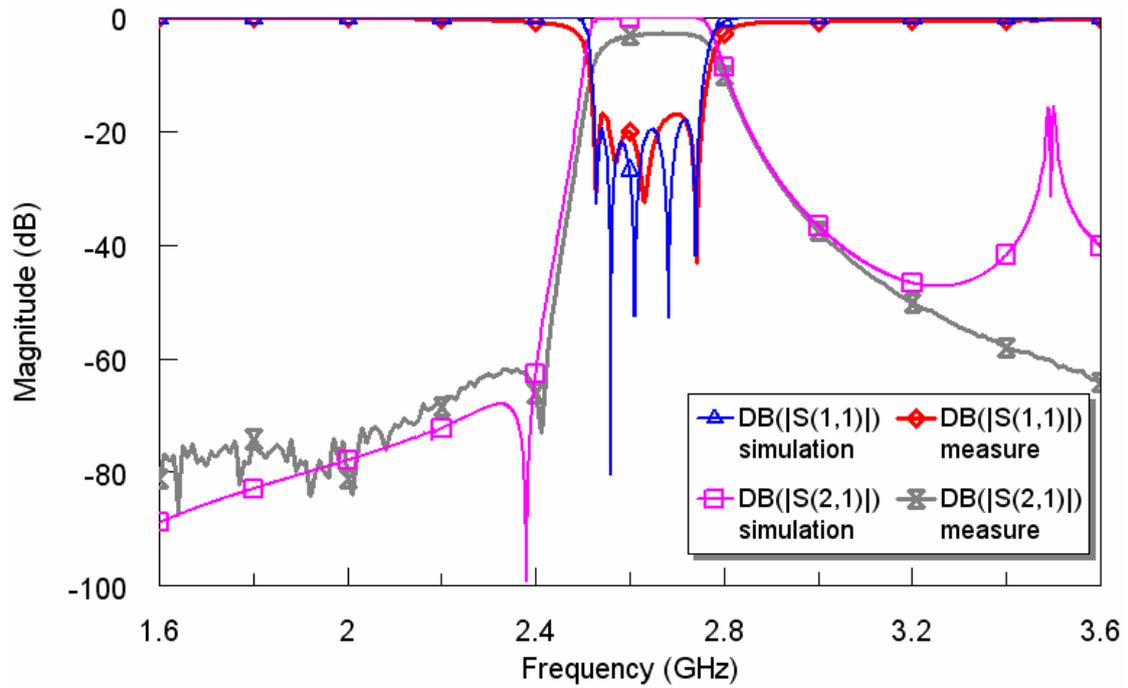


圖 4-15 二個重疊低止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結果比較

實作結果： 最大反射損耗= -16.7 dB @ 2.540 GHz

中心頻率= 2.635 GHz

頻寬= 0.233 GHz

比例頻寬= 8.84 %

傳輸零點 @ 2.411 GHz

而圖 4-16(a)為產生二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器實體電路，實際量測結果如圖 4-16(b)所示，圖 4-17 為 Sonnet 模擬軟體與實作結果比較之頻率響應圖。

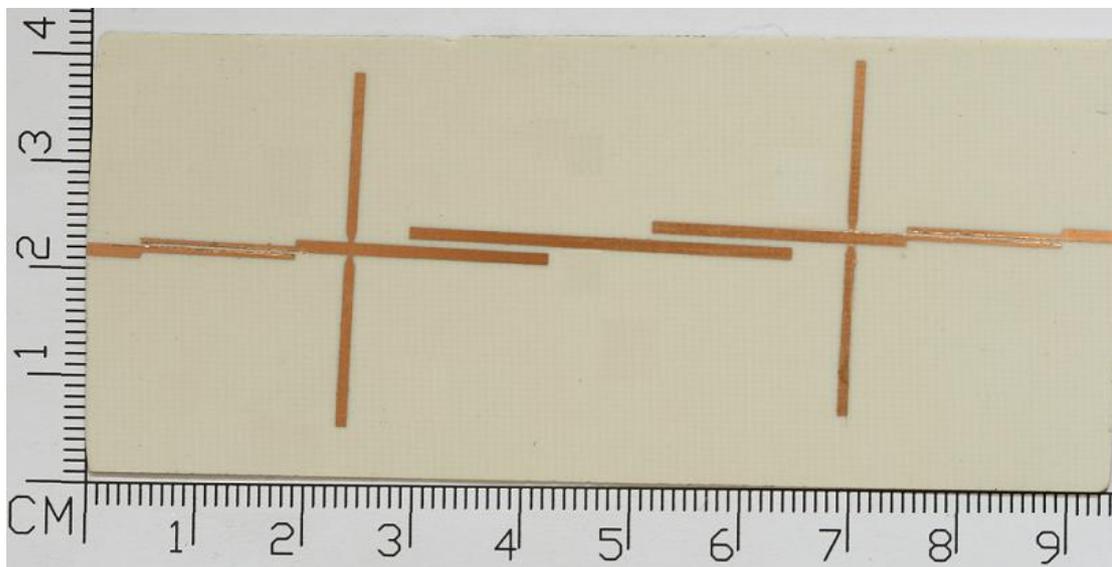


圖 4-16(a) 二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器實體電路

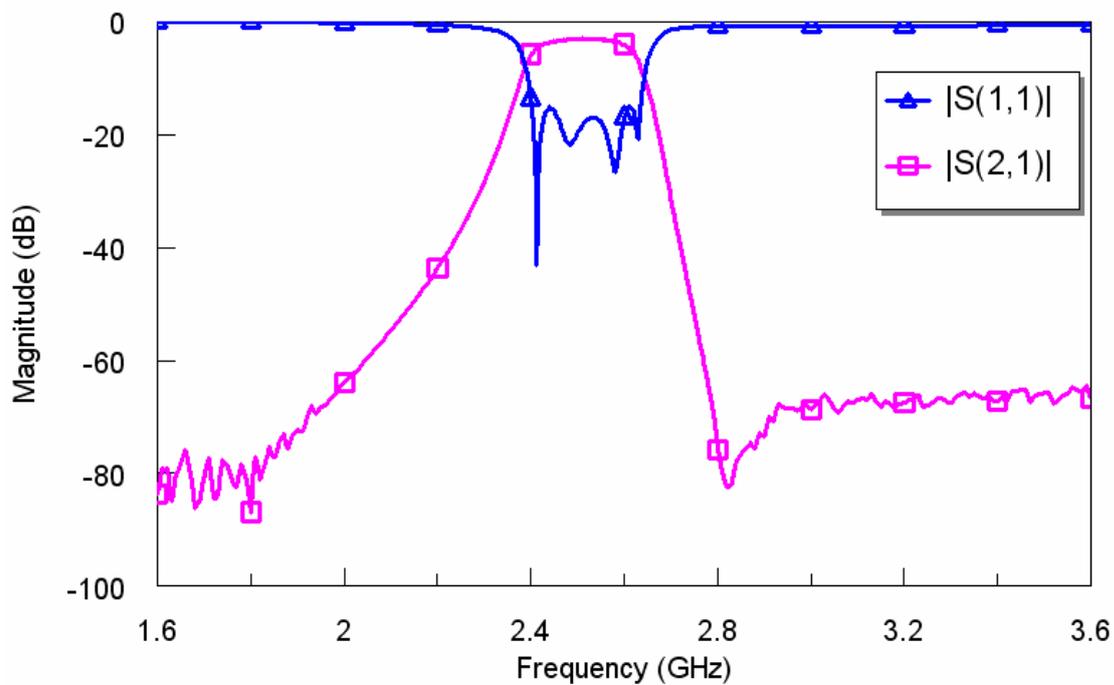


圖 4-16(b) 二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器量測結果

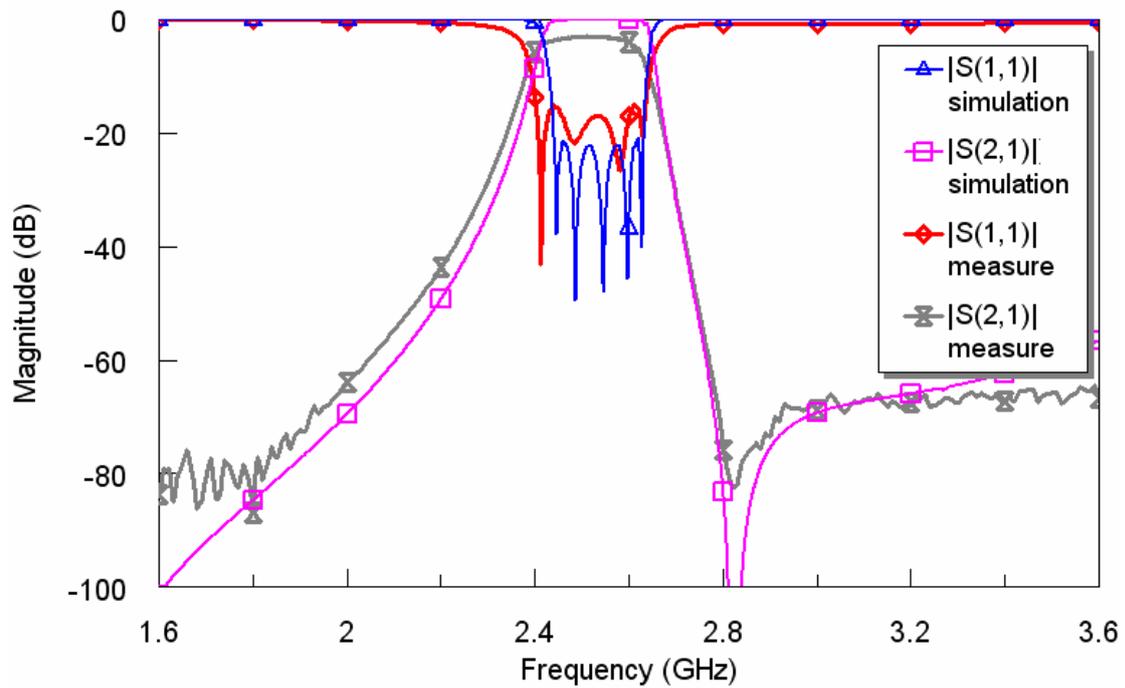


圖 4-17 二個重疊高止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結果比較

實作結果： 最大反射損耗 = -14.91 dB @ 2.610 GHz

中心頻率 = 2.516 GHz

頻寬 = 0.233 GHz

比例頻寬 = 9.26 %

傳輸零點 @ 2.823 GHz

4.3 五階濾波器存在一個低止帶與一個高止帶傳輸零點

4.3.1 模擬流程

同 4.2 節所敘述之設計流程，先設計理想五階濾波器，接著利用圖 4-3 之等效電路，設計對應電路等效為阻抗轉換器。本節所要設計目標為低止帶與高止帶各有一個傳輸零點，因此設計上僅先將一個阻抗轉換器利用電路等效，另一個阻抗轉換器則維持理想形式，其模擬電路如圖 4-18(a)，得到頻率響應如圖 4-18(b)。結果設計上未能在通帶內得到理想的響應，與設計理論不合。

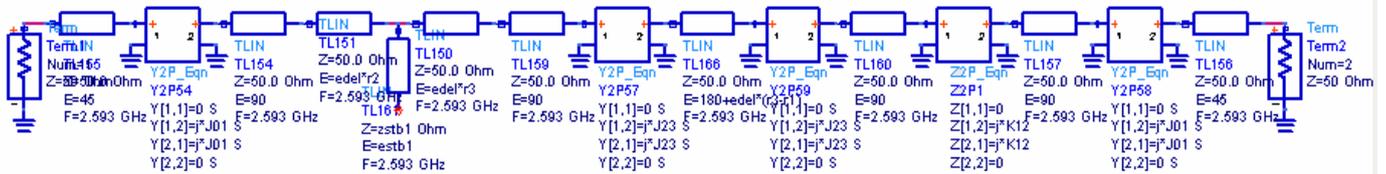


圖 4-18(a) 僅取代一個阻抗轉換器之濾波器電路

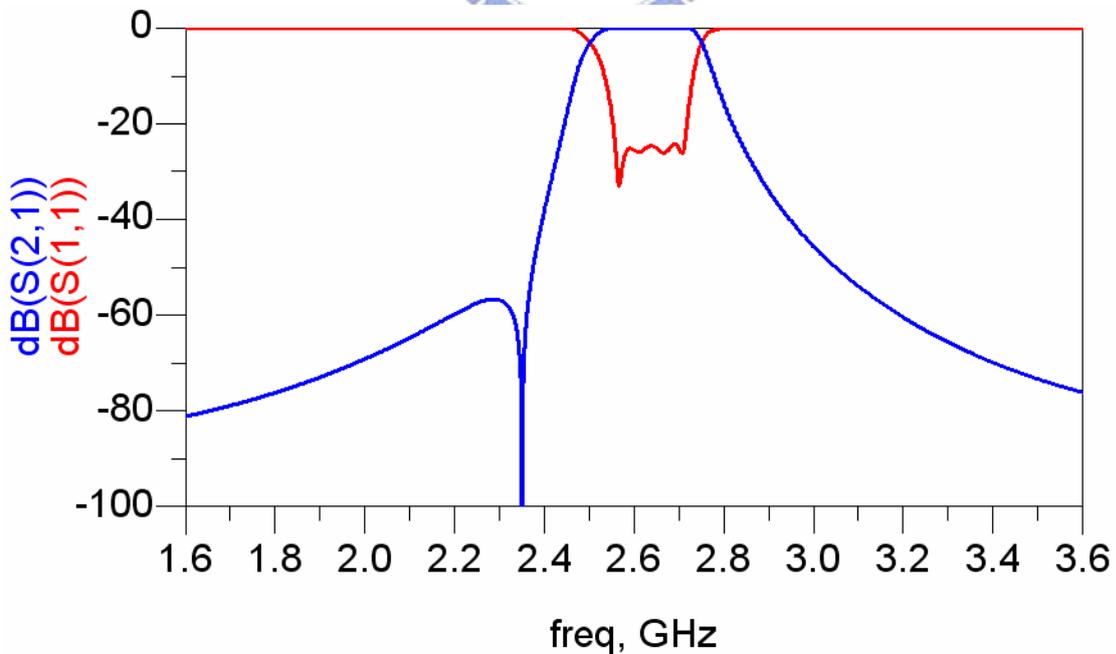


圖 4-18(b) 僅取代一個阻抗轉換器之濾波器頻率響應

接下來，試著將二個阻抗轉換器分別等效為其對應之傳輸零點電路，如圖 4-19(a)所示，且得到其頻率響應如圖 4-19(b)。從這裡我們發現模擬結果相當不理想，利用理論解析一步步地電路等效，未能如預期般達到設計目標。猜測是由於一個低止帶傳輸零點與一個高止帶傳輸零點之設計，造成電路相當不對稱，因此理論上等效電路的設計結果未能實現。

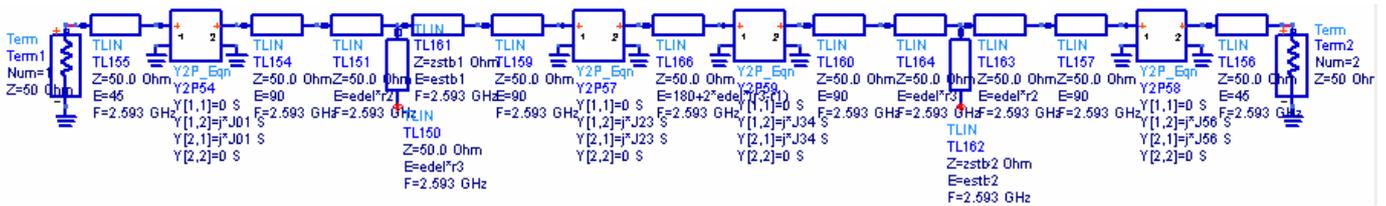


圖 4-19(a) 分別取代阻抗轉換器至一個低之帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器電路

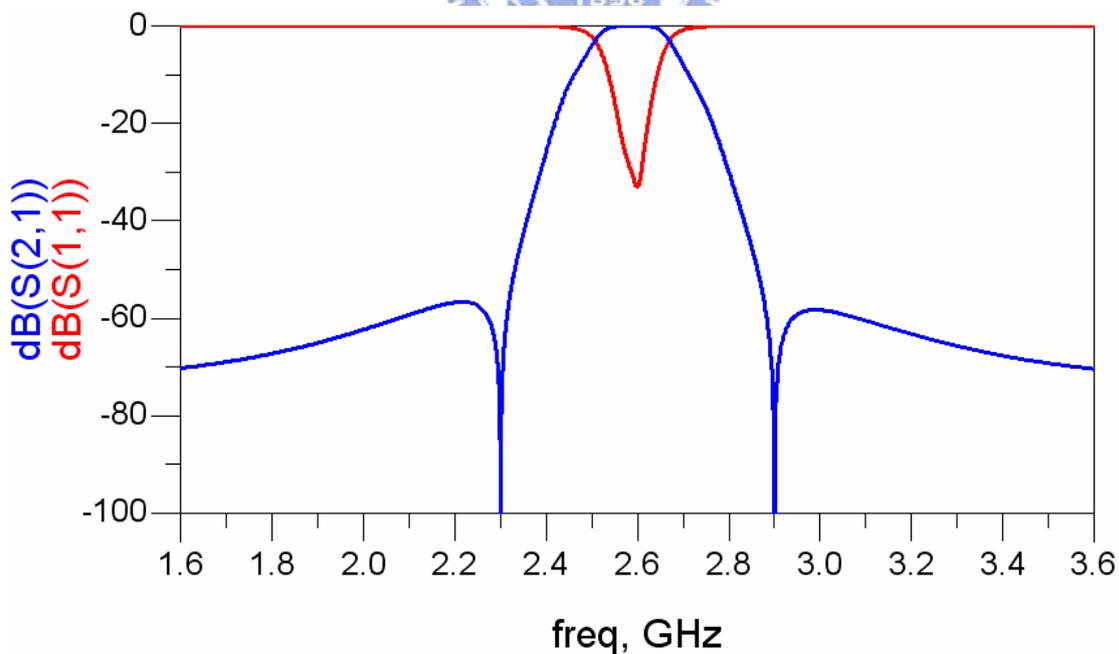


圖 4-19(b) 分別取代阻抗轉換器至一個低之帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器頻率響應

最後，利用電路模擬軟體之最佳化功能，得到圖 4-20 之頻率響應，雖然能夠實現一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器設計，但其設計流程未能如 4.2 節般，利用理論解析達到設計需求。

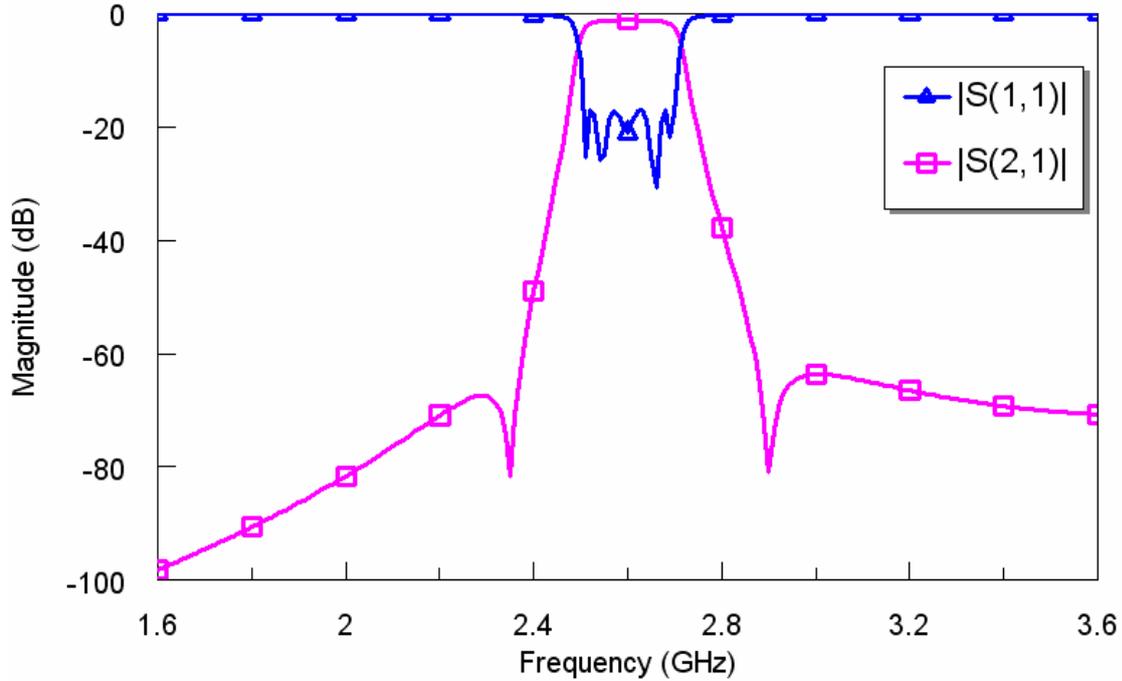


圖 4-20 利用軟體最佳化之濾波器頻率響應

經 Sonnet 軟體模擬微調之後，得到一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之五階濾波器電路佈局如圖 4-21(a)，以及濾波器頻率響應如圖 4-21(b)。

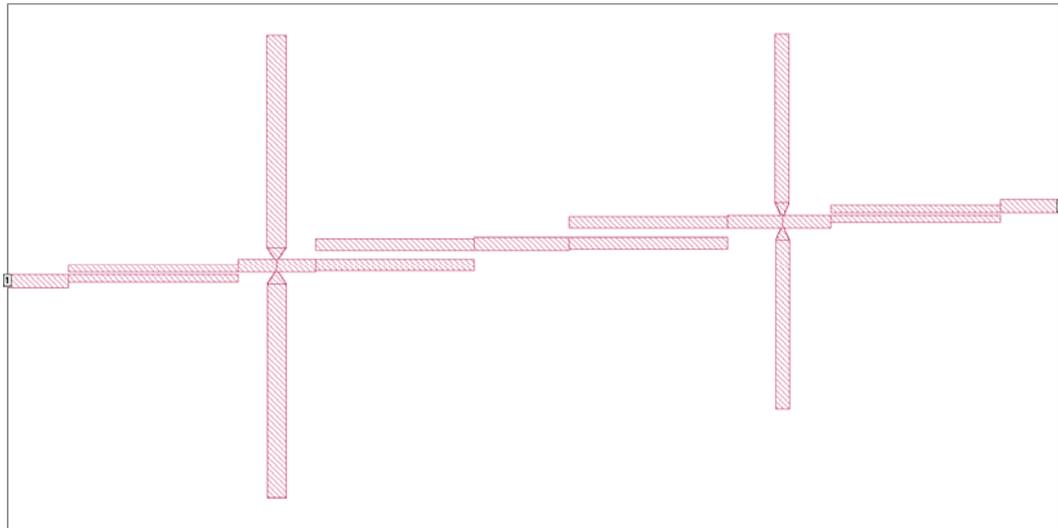


圖 4-21(a) 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器電路佈局圖

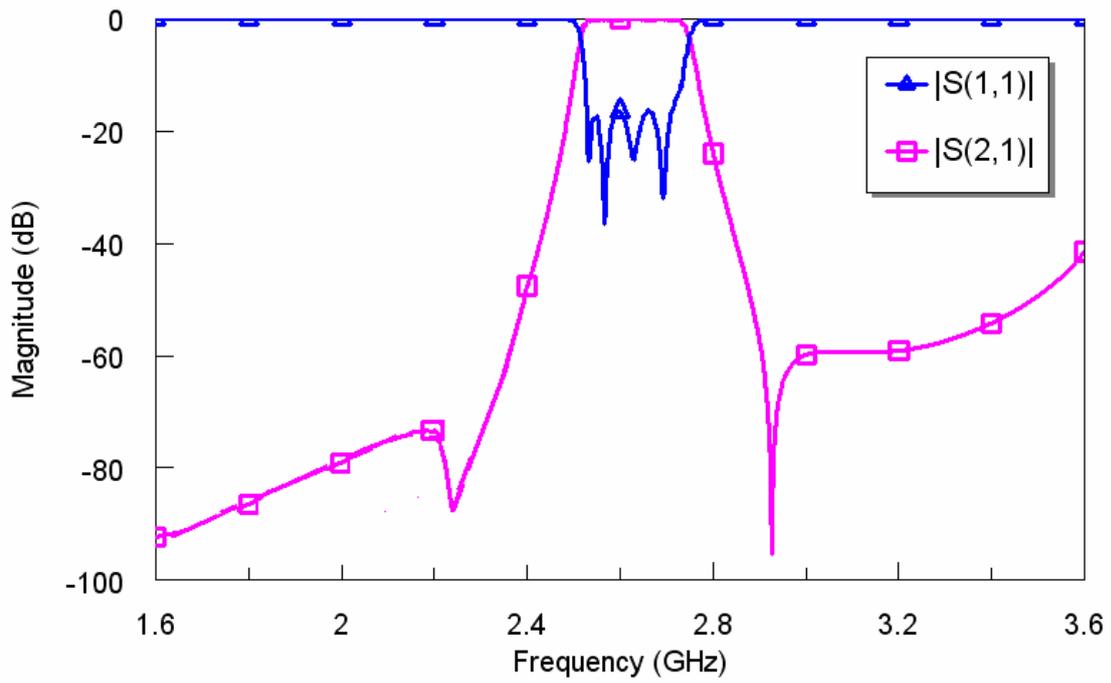


圖 4-21(b) 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器模擬結果
於 3.692 GHz 處有軟體之 Box resonances 效應



4.3.2 實作與量測

圖 4-22(a)為產生一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器實體電路，實際量測結果如圖 4-22(b)所示，圖 4-23 為 Sonnet 模擬軟體與實作結果比較之頻率響應圖。

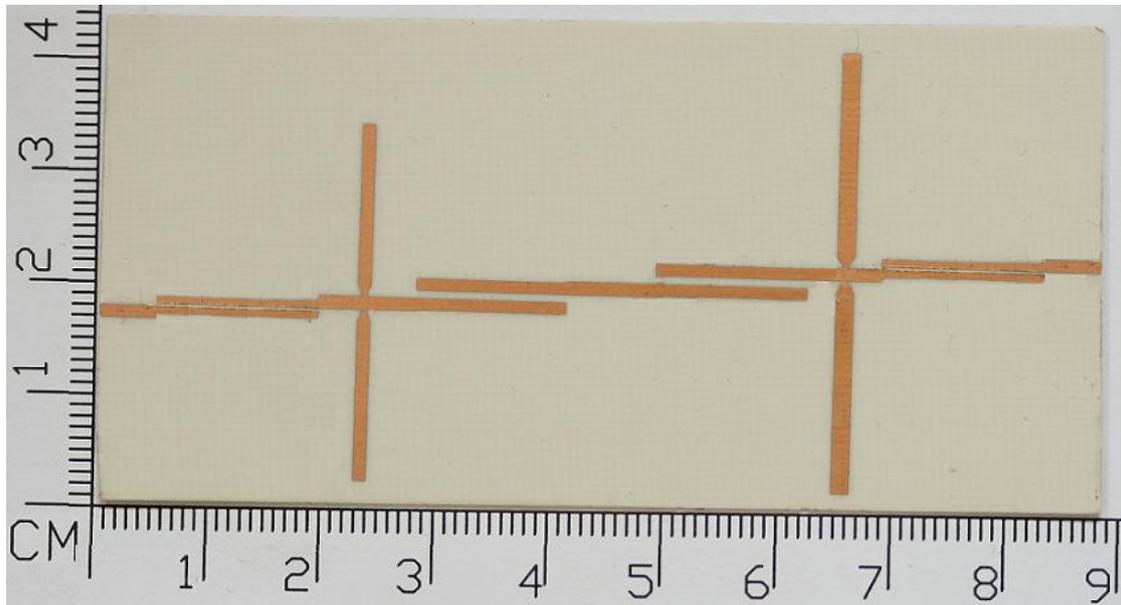


圖 4-22(a) 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器實體電路

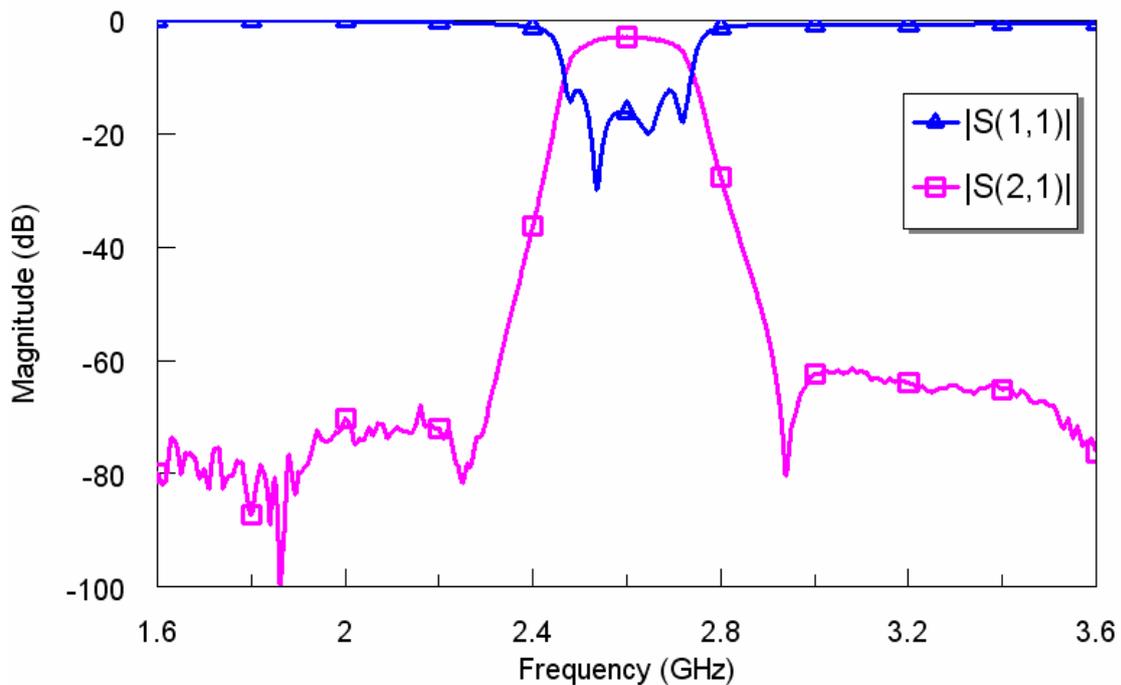


圖 4-22(b) 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器量測結果

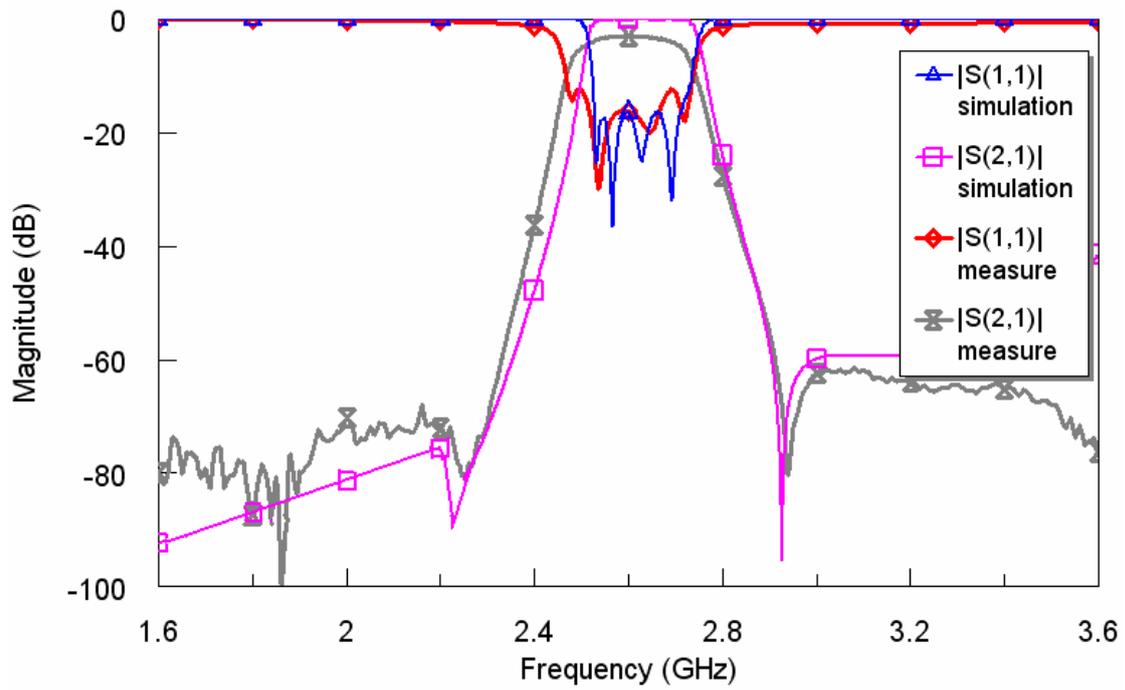


圖 4-23 一個低止帶與一個高止帶傳輸零點之濾波器量測與模擬結



實作結果： 最大反射損耗= -12.26 dB @ 2.690 GHz

中心頻率= 2.598 GHz

頻寬= 0.261 GHz

比例頻寬= 10.05 %

傳輸零點 @ 2.250 GHz & 2.939 GHz

4.4 頻率雙工器

4.4.1 頻率雙工器規格

低頻段濾波器：

頻帶：2.5 GHz ~ 2.69 GHz

中心頻率： $f_0 = 2.593$ GHz

頻寬(BW)= 0.19 GHz

比例頻寬(FBW)=7.33%

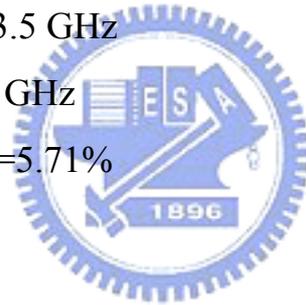
高頻段濾波器：

頻帶：3.4 GHz ~ 3.6 GHz

中心頻率： $f_0 = 3.5$ GHz

頻寬(BW)= 0.20 GHz

比例頻寬(FBW)=5.71%



我們要實現的頻率雙工器架構是由二個濾波器組成，而個別的濾波器均由本章所設計之五階濾波器來實現。此濾波器可任意在低止帶端或高止帶端產生二個傳輸零點為其優點。

由於頻率雙工器最重要的特點就是一個頻帶的濾波器對另一個頻帶有相當大的拒斥力，因此，傳輸零點的設計使 S_{21} 在通帶外的抑制效果相當好，適合應用於頻率雙工器。

4.4.2 模擬流程

首先，分別設計低頻段與高頻段濾波器，同時彎折線路縮小電路面積，以利於頻率雙工器組合。低頻段濾波器經 Sonnet 模擬電路佈局如圖 4-24(a)，其頻率響應如圖 4-24(b)所示。

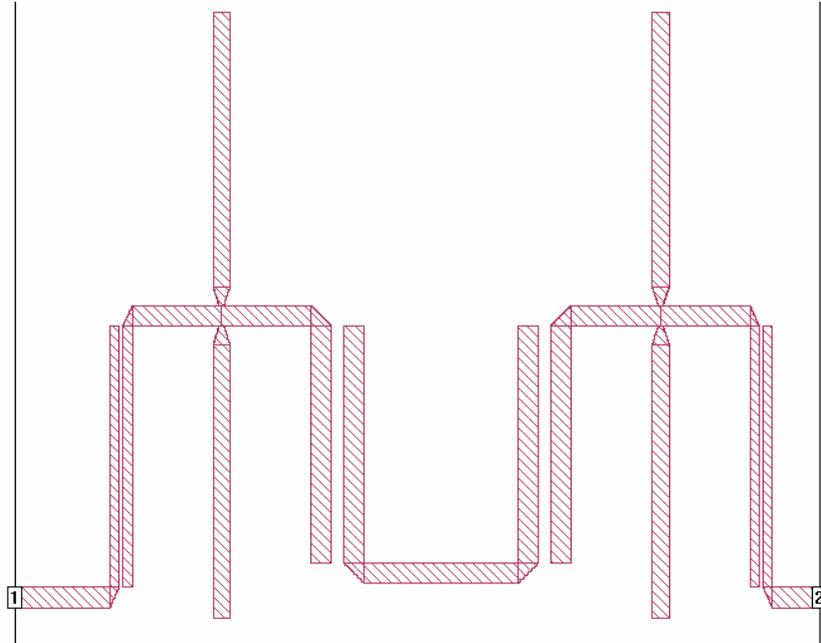


圖 4-24(a) 低頻段濾波器電路佈局

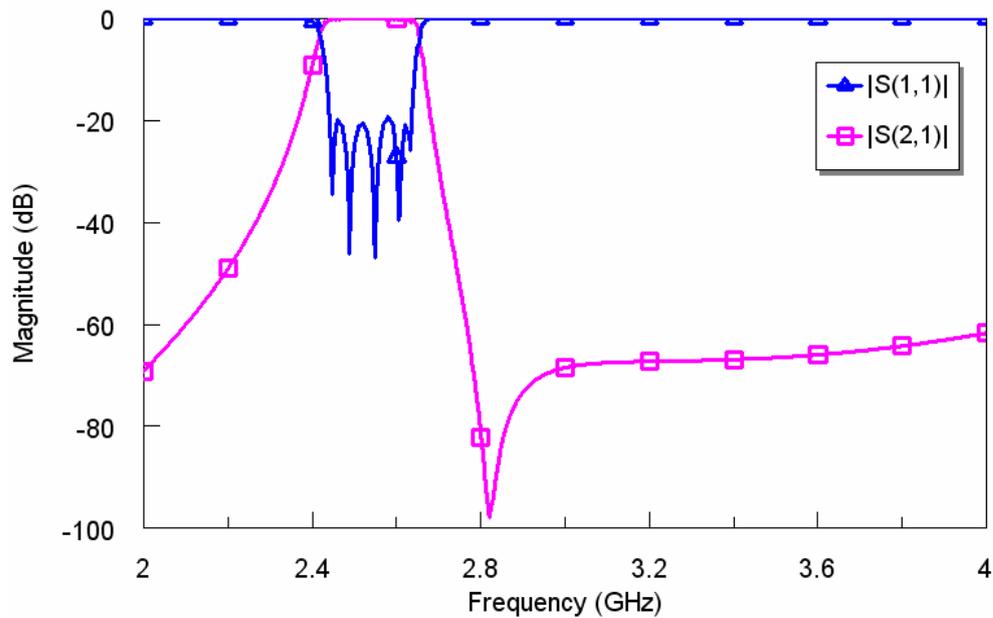


圖 4-24(b) 低頻段濾波器模擬結果

高頻段濾波器經 Sonnet 模擬電路佈局如圖 4-25(a)，其頻率響應如圖 4-25(b)所示。

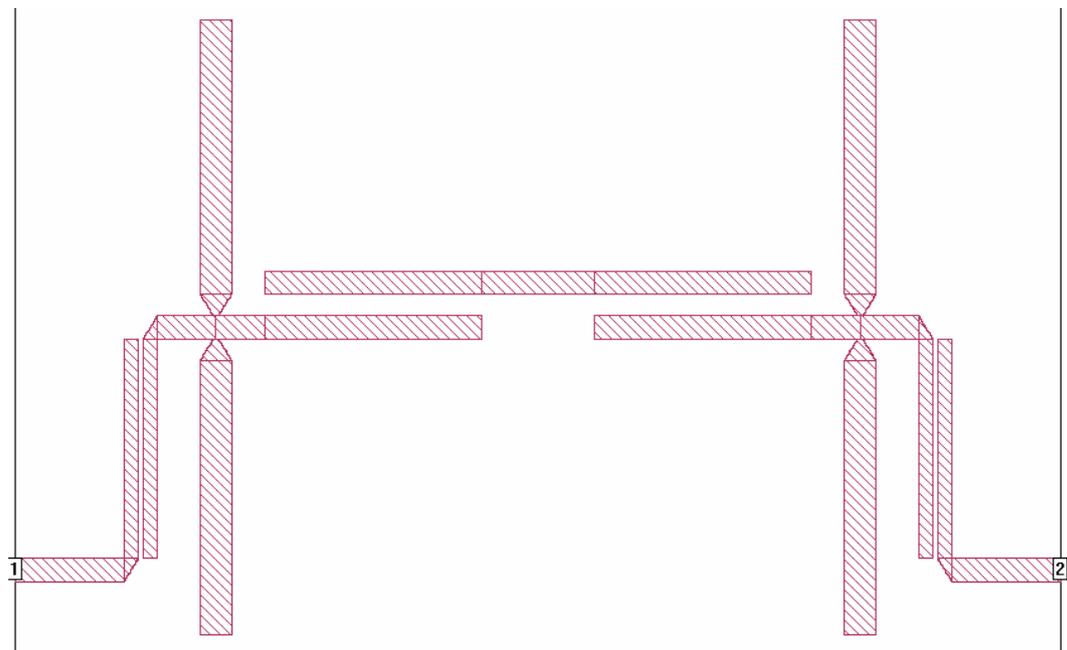


圖 4-25(a) 高頻段濾波器電路佈局

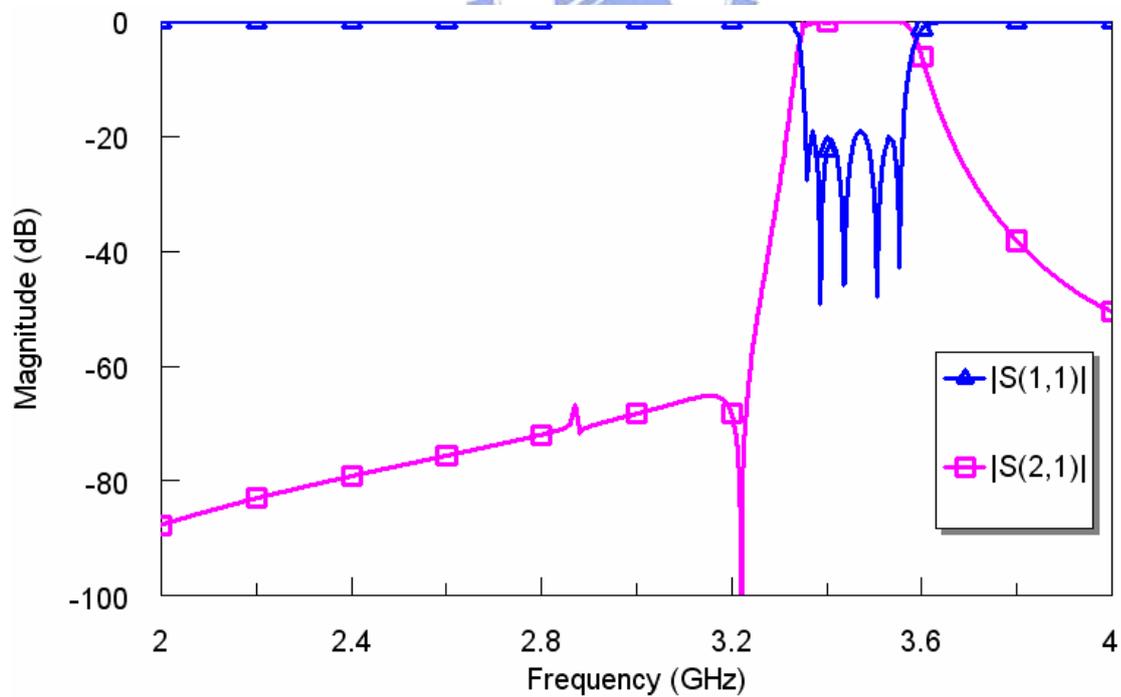


圖 4-25(b) 高頻段濾波器模擬結果

低頻帶與高頻帶濾波器分別設計好後，將二個濾波器連結起來就形成頻率雙工器雛形如圖 4-26(a)，但二個濾波器匯合必須要考慮電路並聯產生的結果以設計阻抗匹配。當低頻段訊號進入頻率雙工器時，我們希望低頻段訊號看進去阻抗 $Z_{in 1}=50\Omega$ ， $Z_{in 2}=\infty$ ，也就是希望低頻段訊號看進去 $Z_{in 2}$ 為開路端，如此， $Z_{in 1}$ 與 $Z_{in 2}$ 並聯後阻抗仍為 50Ω ，能量都往低頻帶濾波器方向。同樣地，我們也必須設計使高頻帶訊號往高頻帶濾波器方向進入。

要達到上述設計目標，最簡易的方法就是加上一段傳輸線，使反射係數於 smith chart 上沿著 $|\Gamma_{in}|=1$ 的圓順時鐘跑到開路端，如圖 4-26(b)，接下來設計低頻帶濾波器輸入阻抗對於高頻帶訊號為開路，如圖 4-26(c)所示，同時也設計使高頻帶濾波器輸入阻抗對於低頻帶訊號為開路，如圖 4-26(d)。

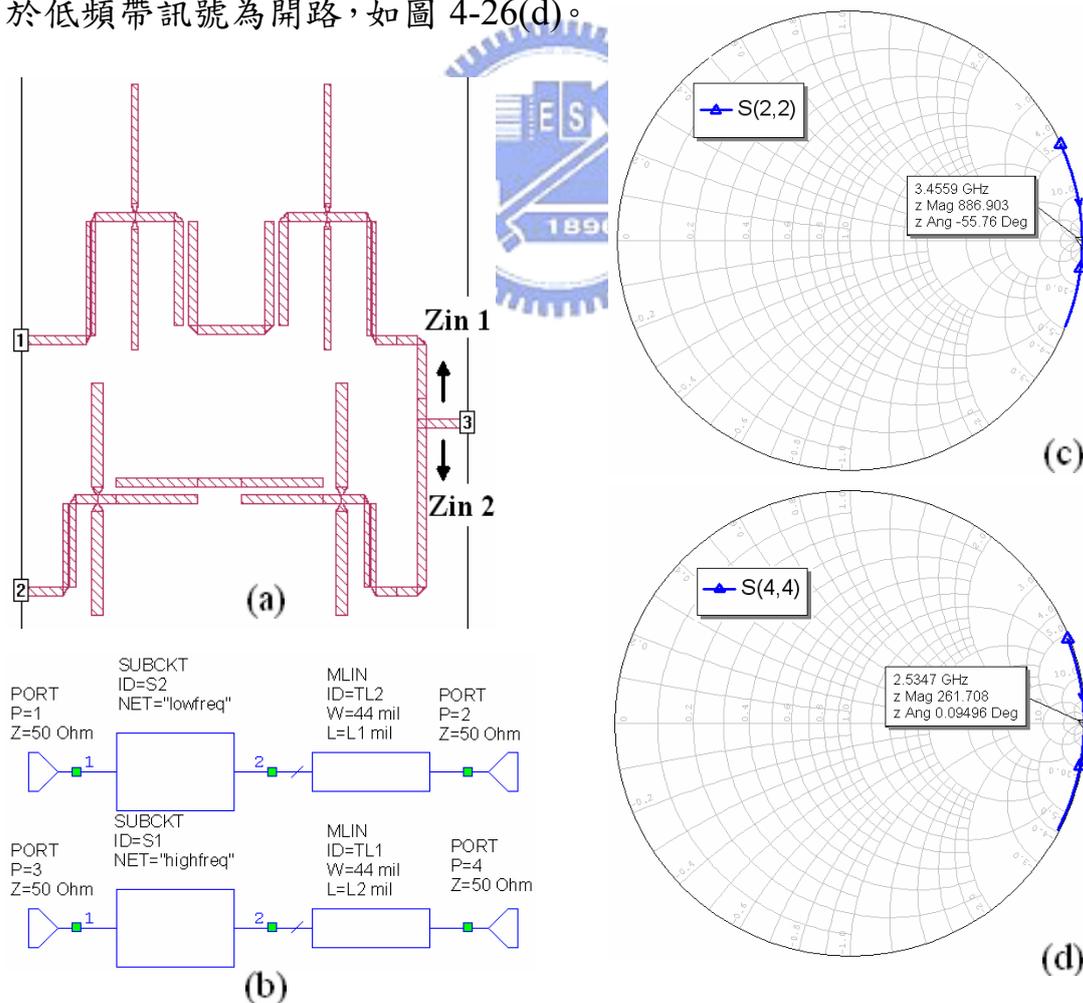


圖 4-26 頻率雙工器電路圖跟 smith chart 阻抗匹配

經由適當設計使阻抗匹配後，得到頻率雙工器模擬之頻率響應如圖 4-27 所示。

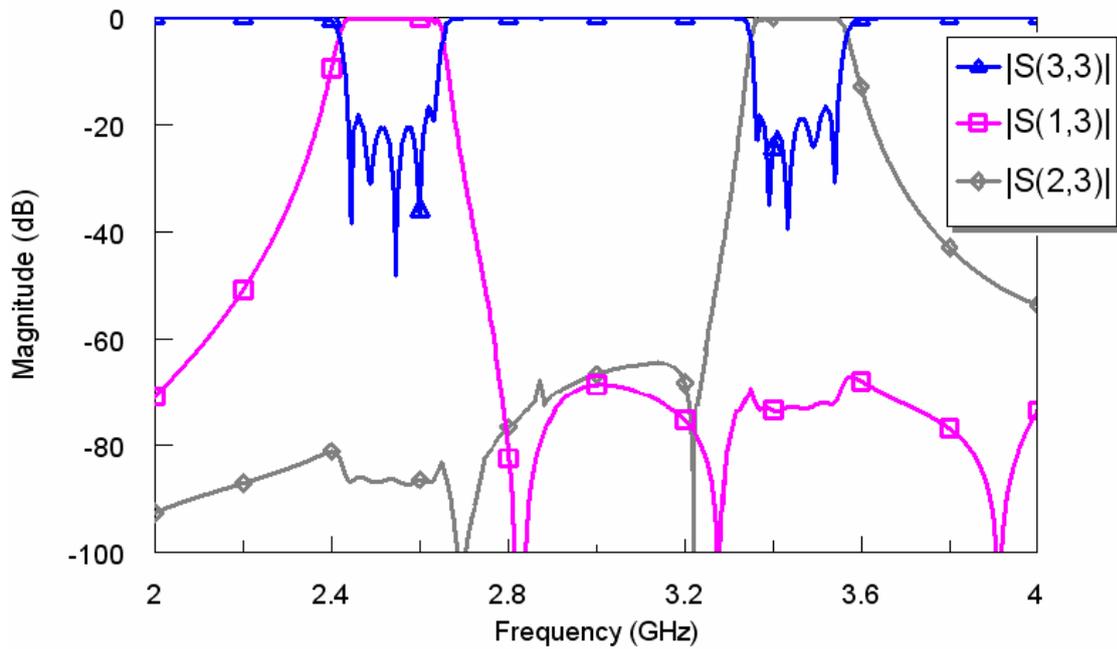


圖 4-27 頻率雙工器模擬之頻率響應

4.4.3 實作與量測

圖 4-28(a)為頻率雙工器實體電路，實際量測結果如圖 4-28(b)所示，圖 4-29 為模擬之頻率響應與實作結果比較。

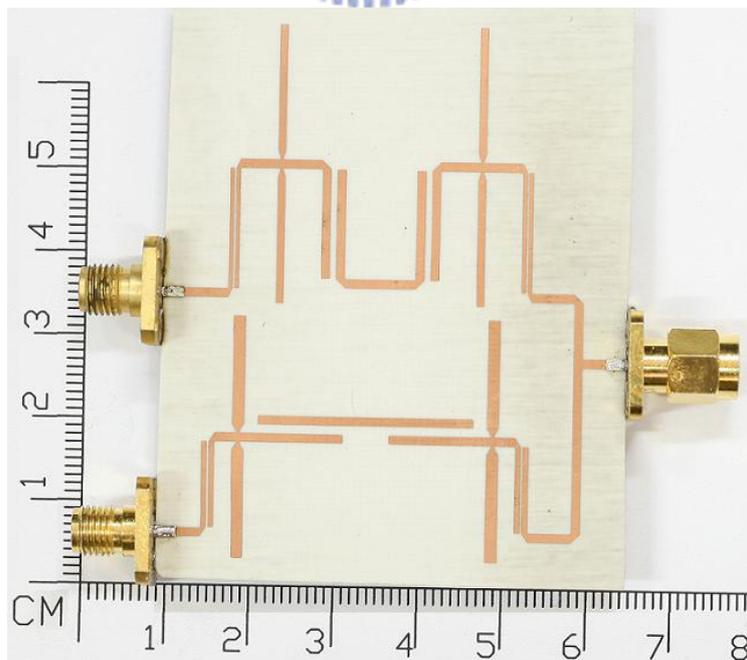


圖 4-28(a) 頻率雙工器實體電路

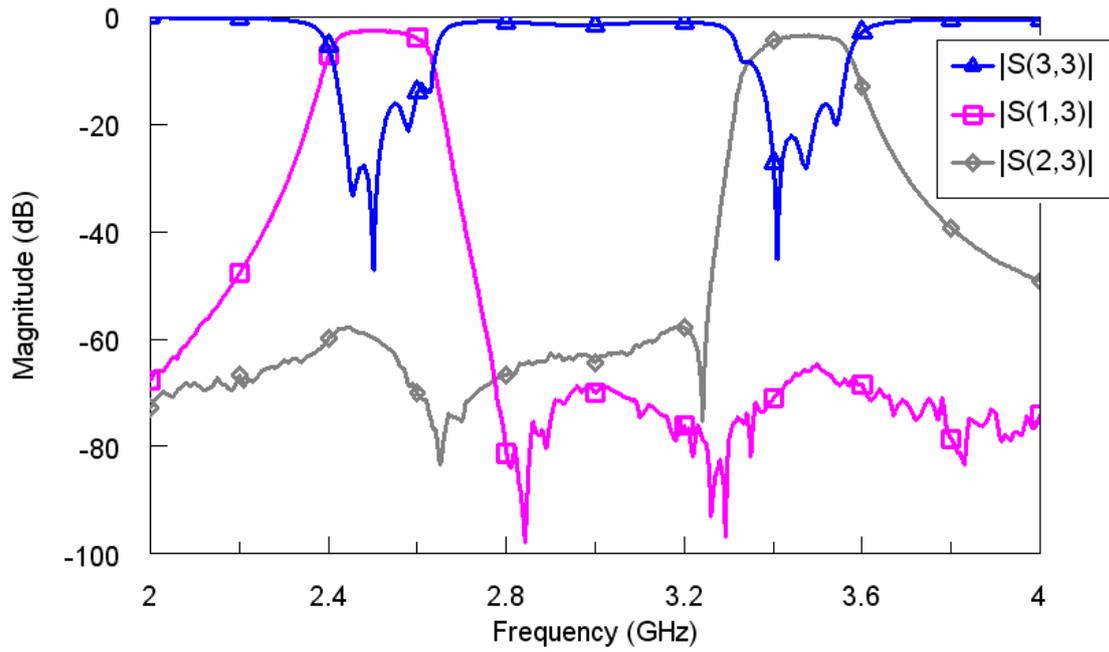


圖 4-28(b) 頻率雙工器實際量測結果

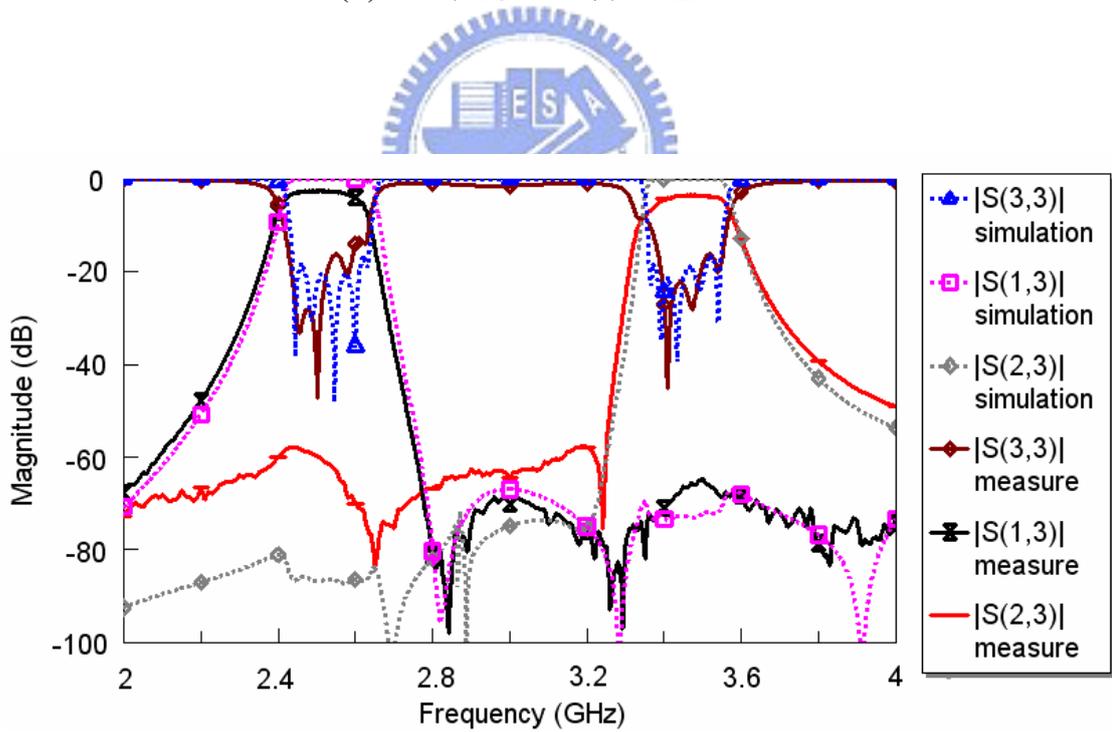


圖 4-29 頻率雙工器量測與模擬結果比較

第五章 結論

本論文的研究著重在以微帶線製作具高止帶或低止帶傳輸零點之濾波器，藉由傳輸零點的設計，可使濾波器對於通帶之外頻率產生更佳的拒斥能力。

第二章簡單說明濾波器由低通原型開始設計，經過頻率與阻抗轉換變為帶通濾波器。藉由阻抗及導納轉換器的特性，可將帶通濾波器集總式元件電路等效為全串聯或是全並聯型式，接下來分別求得串聯諧振腔之電抗斜率參數以及並聯諧振腔之電納斜率參數，即可算出理想之阻抗轉換器 K 值與導納轉換器 J 值。最後經由平行耦合線以及 T-junction 電路等效可實現濾波器設計。

第三章以傳統三階平行耦合濾波器為基本架構，利用交錯耦合的特性產生傳輸零點。依照主耦合路徑之相位相關性，可決定交錯耦合線段長度，任意設計傳輸零點所在頻率，為此電路最大之優點。藉由耦合矩陣的協助，我們可以很快速的微調電路參數，有系統的達到設計規格需求。

第四章以阻抗及導納轉換器為雛形設計五階濾波器，將阻抗轉換器利用 T-junction 電路來等效，而導納轉換器則搭配傳輸線等效為平行耦合線。經由設計 T-junction 中開路支線之電長度，即可決定傳輸零點所在頻率。當開路支線在濾波器中心頻之電長度大於 90 度時，傳輸零點產生於低止帶端；同理，當開路支線電長度在中心頻小於 90 度，則傳輸零點產生在高止帶端。此電路最大的優點，在於只需傳統三階濾波器的物理尺寸，即可實現五階濾波器，並且可在低止帶端或高止帶端產生二個傳輸零點，大大抑制通帶之外訊號。此濾波器特性亦適合應用於頻率雙工器。

整體而言，傳輸零點的設計在濾波器應用上有其重要性與實用性。當我們可任意設計傳輸零點產生之頻率位置，依照需求環境的不同，便可做出相對應之濾波器，滿足其理論與實用價值。

參考文獻

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.
- [2] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. New York: McGraw-Hill, 1964.
- [3] J.-S. Hong and M.J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [4] C.-C. Yang and C.-Y. Chang, "Microstrip Cascade trisection filter," *IEEE Microw. and Guided wave Lett.*, vol. 9, no. 7, pp. 271-273, Jul. 1999.
- [5] C.-K. Liao and C.-Y. Chang, "Modified parallel-coupled filter with two independently controllable upper stopband transmission zeros," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 12, pp. 841-843, Dec. 2005.
- [6] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Design of highly selective microstrip bandpass filters with a single pair of attenuation poles at finite frequencies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 7, Part 1, pp. 1098-1107, July 2000.
- [7] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, pp. 2099–2108, Dec. 1996.
- [8] R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 1–10, Jan. 2003.
- [9] J.-R. Lee, J.-H. Cho, and S.-W. Yun, "New compact bandpass filter using microstrip $\lambda/4$ resonators with open stub inverter," *IEEE Microw. and Guided wave Lett.*, vol. 10, no. 12, pp. 526-527, Dec. 2000.
- [10] J.-C. Lu, C.-K. Liao, and C.-Y. Chang, "Microstrip parallel-coupled filters with cascade trisection and quadruplet responses," to be published in *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*
- [11] 蕭惠中，「網路通訊產業—WiMAX—05 年元年；06 年起飛；07 年適應；08 年普及」，元大京華投顧網。