

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

W 頻段基板整合波導帶通濾波器與基板整合波導頻
率雙工器研製

**Design of W-Band Substrate Integrated Waveguide
Bandpass Filter and Diplexer**

研究生：陳弘偉

指導教授：張志揚 博士

中華民國 一百零二年 四月

W 頻段基板整合波導帶通濾波器與基板整合波導頻 率雙工器研製

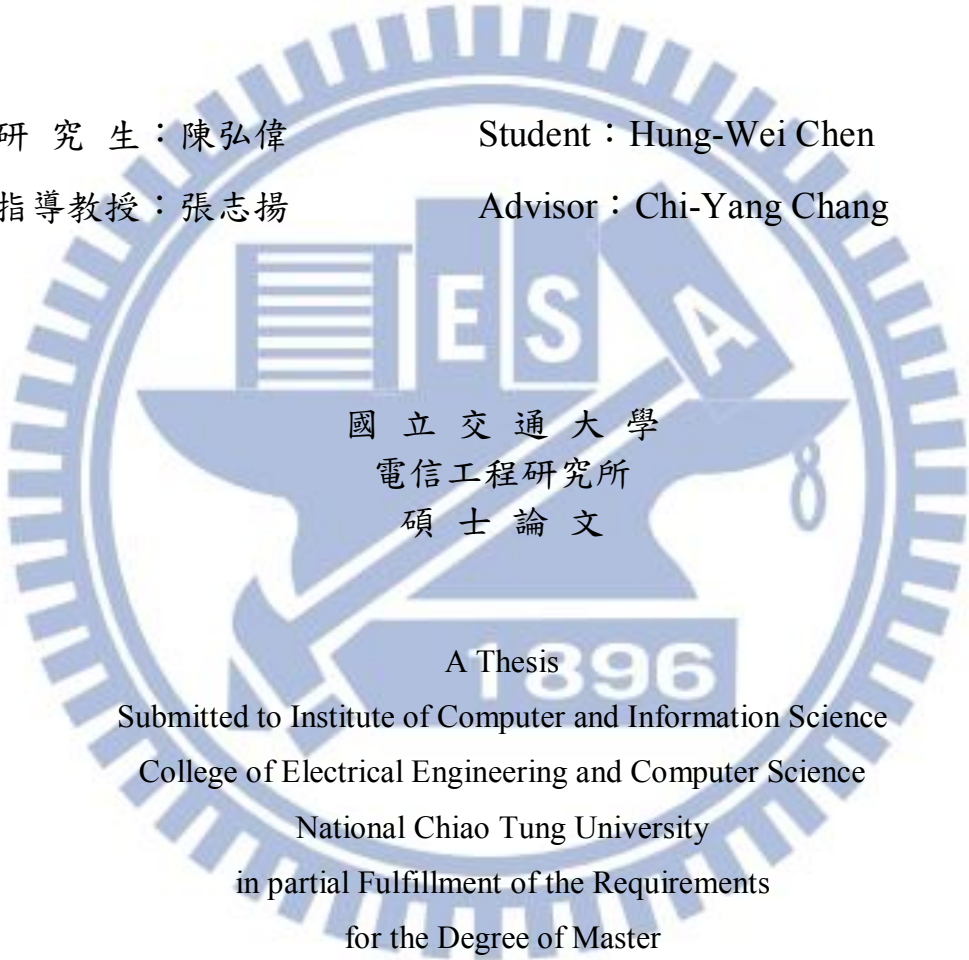
Design of W-Band Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter and Diplexer

研究生：陳弘偉

Student : Hung-Wei Chen

指導教授：張志揚

Advisor : Chi-Yang Chang



國立交通大學
電信工程研究所
碩士論文

A Thesis

Submitted to Institute of Computer and Information Science

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Communication Engineering

June 2013

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 一 百 零 二 年 四 月

W 頻段基板整合波導帶通濾波器與基板整合波導 頻率雙工器研製

研究生：陳弘偉

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系

摘要

本論文在 W 頻段以基板整合波導完成帶通濾波器及雙工器的製作。基板整合波導帶通濾波器的設計是決定中心頻及頻寬後，將柴氏低通原型濾波器係數轉換至耦合係數，利用腔與腔間的耦合量設計完成。

論文中，基板整合波導雙工器分成四種種架構，前三種是 T 形結耦合頻率雙工器，第四種是混成結耦合頻率雙工器。其中，第一、二種是以較長之 T 形結輸出臂結合基板整合波導帶通濾波器完成雙工器，其中 T 形結分別用基板整合波導與傳統微帶線兩種形式來實現。第三種是將微帶線 T 形結之長度儘量縮小完成的雙工器，其中基板整合波導帶通濾波器配合修改，取消了緩變線部分，以完成尺寸縮小的雙工器，以上三種雙工器的通帶分別是中心頻 81 GHz 頻寬 3% 及中心頻 96 GHz 頻寬 3%。第四種是垂交混成器所構成之雙工器，利用兩個基板整合波導垂交混成器之垂交特性與兩個相同之基板整合波導帶通濾波器形成類似平衡式放大器之混成結濾波器結構，再將二個結構相同但頻率不同之混成結濾波器串接形成雙工器，此雙工器其通帶分別是中心頻 84 GHz 頻寬 5% 及中心頻 93 GHz 頻寬 5%。

帶通濾波器及雙工器皆使用基板厚度 5mil，損耗較低的介電常數 2.2 的 Rogers RT-Duroud 5880™ 板材，並使用扇形轉換器進行特高頻探針的量測，扇形轉換器使用基板厚度 5mil 介電常數 9.8 的陶瓷基板，完善的組裝兩種板材可得正確的量測結果。

Design of W-Band Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter and Diplexer

Student: Hung-Wei, Chen

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

**Department of Communication Engineering
National Chiao-Tung University**

In this thesis, we use W-band substrate integrated waveguide (SIW) to design and implement the bandpass filters and the diplexers. The design of SIW bandpass filter is firstly converting the Chebyshev low-pass prototype filter parameters to the coupling coefficients with respect to the passband center frequency and fractional bandwidth, and then obtaining the appropriate physical dimensions of the SIW structure corresponding to the specific coupling coefficient between resonators.

The proposed diplexers involve two types, namely, the T-junction-coupled diplexer and the hybrid-coupled diplexer. The first three are the T-junction-coupled diplexers. The first and the second T-junction-coupled diplexers have long T-junction arms to match with two SIW bandpass filters where the T-junctions are much larger than a quarter wavelength. The T-junctions are realized by SIW and microstrip respectively. The third T-junction-coupled diplexer has very short microstrip T-junction with modified SIW bandpass filter without the microstrip to SIW taper-line transition. The bandwidths and center frequencies of these three diplexers are 3%, 3% and 81GHz, 96GHz respectively. The fourth structure is the hybrid-coupled diplexer. This type of diplexer uses two SIW quadrature hybrids and two identical SIW filters to form a filter channel that is just like the conventional balanced amplifier. Cascading two of the filter channels forms the diplexer. The diplexer of this type is designed with the bandwidths of 5% and 5%, and a center frequency of 84 GHz and 93 GHz respectively.

Both SIW bandpass filter and diplexer use the Rogers RT-Duroud 5880TM substrate

with a thickness of 5mil, a dielectric constant of 2.2, and a dielectric loss tangent of 0.0021. A fan-shaped transition is used for probe measurement. The fan-shaped transition circuit is on the Al_2O_3 ceramic substrate with a thickness of 5mil, and a dielectric constant of 9.8. Precise assembly of transition and SIW circuit is essential for measurement accuracy and repeatability.



誌謝

經過了兩年半的研究生涯，我終於通過口試，一路上受到了許多人的幫助，讓我能順利的完成了碩士論文。

首先我要感謝的，是我的爸媽與家人，從小到大，無論我有多叛逆，多耍賴，總是能包容我，且辛辛苦苦地賺錢養我，讓我在求學時無後顧之憂，專心於學業，不用整天為了經濟而煩惱，讓爸媽擔憂了許久，如今我也即將畢業，踏入社會這塊未知的領域，幫家裡分擔壓力。

接著我要感謝指導教授張志揚老師，從懵懂無知的大學生到現今即將畢業的碩士生，受到了老師許多的指導，不管是學術上還是生活上，老師都是我們的楷模。對人生體驗的分享與爽朗的笑聲，讓我們除了研究，也比其他研究生多了許多愉快的回憶，我想這些絕對是我們實驗室最特別的地方。

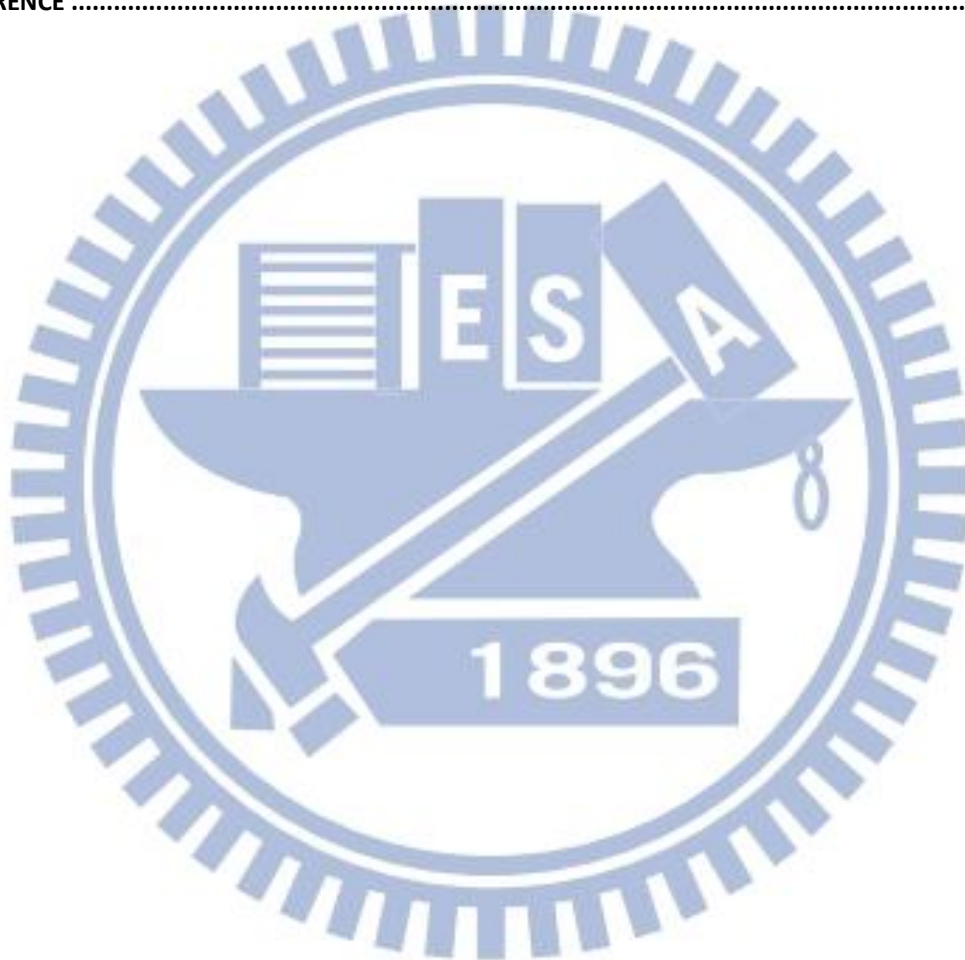
也謝謝實驗室的威加學長，每次我有問題，只要轉個身就能請教你，你也總是不厭其煩的回答我，我能完成這篇論文，真的受到了學長很大的幫助。也感謝梁八學長與維新賢伉儷，還記得有一天學長突然出現，我問了一個問題，學長馬上解決我的困惑，只能說是天外飛來一筆；也謝謝維新學姊總是告訴我哪裡有好吃的東西。還有郭博學長，在我還是一個傻傻的碩一新生，教會了我許多的東西。建育學長總是帶來新科技及工作上的經驗的分享。小鵬學長在工作之餘，也撥空回答我問題，小水學姊在我們修課時帶來許多歡樂。還有費槿草胡四位假學長姐，謝謝你們陪我度過愉快的碩一。每次我煩躁時都會吵的拉契及小學妹，常常被我拉去頂樓看風景的丘帥；邱士量、B總、小紅及東東，實驗室這四個小屁孩，雖然你們常常翹老師的課，但是我都沒有跟老師講，也謝謝你們這一路上的陪伴。我覺得我們實驗室最不一樣的，就是和樂融融的氣氛。然後要感謝家教學生的家長，林爸爸及沈爸爸，靠著兩位的照顧，我在經濟上能獨立自主，

最後我要感謝從大學一路陪我到碩班畢業的樂樂，謝謝你總是在我失落時給我打氣加油，也包容我的脾氣，體諒我的疲累。要感謝的人太多了，就謝天吧。

目錄

口試委員會審定書.....	#
中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	IV
目錄.....	V
表目錄.....	VII
圖目錄.....	IX
第一章 緒論	1
第二章 理論	3
2.1 基板整合波導(SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE).....	3
2.2 帶通濾波器(BANDPASS FILTER).....	4
2.2.1 帶通濾波器轉換至低通原型濾波器.....	4
2.2.2 低通原型參數轉換至帶通耦合濾波器之耦合係數.....	5
2.3 T-形結匹配法.....	6
2.4 垂交混成器(QUADRATURE HYBRID).....	8
2.5 緩變線(TAPERED LINE).....	9
2.6 混成結耦合多工器(HYBRID-COUPLED MULTIPLEXER).....	10
第三章 設計與模擬	12
3.1 基板整合波導帶通濾波器之設計.....	12
3.1.1 帶通濾波器之規格.....	12
3.1.2 內部耦合係數 k 值(coupling coefficient).....	13
3.1.3 外部品質因數(external Q , Q_{ext}).....	16
3.1.4 帶通濾波器之模擬與設計.....	18
3.1.5 整體帶通濾波器之設計.....	20
3.1.6 各式規格濾波器設計.....	22
3.2 基板整合波導之 T-形結雙工器.....	29
3.3 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器.....	33
3.4 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器.....	36
3.5 基板整合波導混成耦合雙工器.....	41

第四章	實作與量測	51
4.1	基板整合波導帶通濾波器實作與量測.....	51
4.2	基板整合波導之 T-形結雙工器實作與量測.....	60
4.3	微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器.....	62
4.4	修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器.....	63
4.5	基板整合波導混成耦合雙工器.....	64
第五章	結論	66
REFERENCE	68



表目錄

表 3-1	三階柴比雪夫帶通濾波器	12
表 3-2	三階柴比雪夫帶通濾波器	13
表 3-3	弱耦合 L_0 量測的物理尺寸(單位：mm).....	13
表 3-4	弱耦合 L_1 量測的物理尺寸(單位：mm).....	15
表 3-5	外部品質因數 L_{g2} 量測實際物理尺寸(單位：mm).....	17
表 3-6	93 GHz 基板整合波導帶通濾波器理論與實際尺寸(單：mm).....	19
表 3-7	扇形轉換器的尺寸設計(單位：um，度).....	20
表 3-8	接上緩變線與扇形轉換器之基板整合波導帶通濾波器尺寸(單位：mm)	22
表 3-9	中心頻 92GHz 頻寬 5%帶通濾波器尺寸(單位：mm).....	23
表 3-10	中心頻 92 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm).....	26
表 3-11	中心頻 94.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電物理尺寸(單位：mm).....	27
表 3-12	中心頻 77.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器物理尺寸(單位：mm).....	28
表 3-13	基板整合波導 T-形結尺寸(單位：mm，度).....	29
表 3-14	中心頻 96 GHz 頻寬 3%帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)	30
表 3-15	中心頻 81 GHz 頻寬 3%帶通濾波器電物理尺寸(單位：mm).....	31
表 3-16	基板整合波導之 T-形結雙工器物理尺寸(單位：mm)	32
表 3-17	傳統微帶線 T-形結物理尺寸(單位：mm，度).....	34
表 3-18	修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm).....	37
表 3-19	修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm).....	38
表 3-20	統微帶線 T-形結物理尺寸(單位：mm，度).....	39
表 3-21	修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器物理尺寸(單位：mm).....	40
表 3-22	中心頻 93 GHz 頻寬 5%帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)	41
表 3-23	中心頻 84 GHz 頻寬 5%帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)	42
表 3-24	垂交混成器物理尺寸(單位：mm).....	44
表 3-25	端口延伸垂交混成器物理尺寸(單位：mm).....	47
表 3-26	基板整合波導混成耦合雙工器物理尺寸(單位：mm).....	49
表 4-1	移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測與模擬比較	54
表 4-2	中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測與模擬比較.....	55
表 4-3	增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測與模擬比較	56
表 4-4	中心頻 92 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測與模擬比較.....	57
表 4-5	中心頻 94.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測與模擬比較.....	58
表 4-6	中心頻 77.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測與模擬比較.....	60
表 4-7	基板整合波導之 T-Junction 雙工器量測與模擬比較	61

表 4-8	微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測與模擬比較.....	63
表 4-9	修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測與模擬比較	64
表 4-10	基板整合波導混成耦合雙工器量測與模擬比較	65



圖目錄

圖 2-1	基板整合波導示意圖.....	3
圖 2-2	波導示意圖 (a) 基板整合波導 (b)傳統波導.....	4
圖 2-3	T-形結等效電路示意圖.....	6
圖 2-4	史密斯圖阻抗匹配.....	7
圖 2-5	短槽式混成結示意圖.....	8
圖 2-6	電路示意圖 (a)微帶線 (b)基板整合波導.....	9
圖 2-7	混成耦合多工器示意圖.....	10
圖 3-1	弱耦合 L_0 量測示意圖.....	13
圖 3-2	弱耦合 L_0 量測頻率響應圖.....	14
圖 3-3	弱耦合 L_1 量測示意圖.....	15
圖 3-4	弱耦合 L_1 量測頻率響應圖.....	15
圖 3-5	L_{g1} 與 L_1 及 k 之關係圖.....	16
圖 3-6	外部品質因數 L_{g2} 量測示意圖.....	17
圖 3-7	外部品質因數 L_{g2} 量測頻率響應圖.....	17
圖 3-8	L_{g2} 與 L_2 及 Q_{ext} 之關係圖.....	18
圖 3-9	93 GHz 基板整合波導帶通濾波器電路圖.....	19
圖 3-10	93 GHz 基板整合波導帶通濾波器頻率響應圖.....	19
圖 3-11	扇形轉換器實際電路圖.....	20
圖 3-12	扇形轉換器背對背相接頻率響應圖.....	21
圖 3-13	接上緩變線與扇形轉換器之基板整合波導帶通濾波器電路圖.....	21
圖 3-14	接上緩變線與扇形轉換器之基板整合波導帶通濾波器頻率響應圖.....	22
圖 3-15	中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器電路圖.....	23
圖 3-16	中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器頻率響應圖.....	23
圖 3-17	移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器電路圖.....	24
圖 3-18	移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器頻率響應圖.....	24
圖 3-19	帶通濾波器電場圖 (a) 有端口旁貫孔 (b) 無端口旁貫孔.....	24
圖 3-20	增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器電路圖.....	25
圖 3-21	增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器頻率響應圖.....	25
圖 3-22	中心頻 92 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖.....	26
圖 3-23	中心頻 92 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖.....	26
圖 3-24	中心頻 94.5 GHz 頻寬 5%之帶通濾波器電路圖.....	27
圖 3-25	中心頻 94.5 GHz 頻寬 5%之帶通濾波器頻率響應圖.....	27
圖 3-26	中心頻 77.5GHz 頻寬 3%帶通濾波器電路圖.....	28

圖 3-27	中心頻 77.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器頻率響應圖.....	28
圖 3-28	基板整合波導 T-形結電路圖.....	29
圖 3-29	基板整合波導 T-形結頻率響應圖.....	29
圖 3-30	中心頻 96 GHz 頻寬 3%帶通濾波器電路圖.....	30
圖 3-31	中心頻 96 GHz 頻寬 3%帶通濾波器頻率響應圖.....	30
圖 3-32	中心頻 81 GHz 頻寬 3%帶通濾波器電路圖.....	31
圖 3-33	中心頻 81 GHz 頻寬 3%帶通濾波器頻率響應圖.....	31
圖 3-34	基板整合波導之 T-形結雙工器電路圖.....	32
圖 3-35	基板整合波導之 T-形結雙工器頻率響應圖.....	33
圖 3-36	傳統微帶線 T-形結電路圖.....	34
圖 3-37	傳統微帶線 T-形結頻率響應圖.....	34
圖 3-38	微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器電路圖.....	35
圖 3-39	微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器頻率響應圖.....	35
圖 3-40	修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖.....	36
圖 3-41	修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖.....	37
圖 3-42	修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電場圖.....	37
圖 3-43	修正後中心頻 96 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖.....	38
圖 3-44	修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖.....	38
圖 3-45	傳統微帶線 T-形結電路圖.....	39
圖 3-46	修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器電路圖.....	40
圖 3-47	修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器頻率響應圖.....	40
圖 3-48	中心頻 93 GHz 頻寬 5%帶通濾波器電路圖.....	41
圖 3-49	中心頻 93 GHz 頻寬 5%帶通濾波器頻率響應圖.....	42
圖 3-50	中心頻 84 GHz 頻寬 5%帶通濾波器電路圖.....	42
圖 3-51	中心頻 84 GHz 頻寬 5%帶通濾波器頻率響應圖.....	43
圖 3-52	端口延伸並分開垂交混成器電路圖.....	43
圖 3-53	垂交混成器端口延伸並分開對接電路圖.....	44
圖 3-54	垂交混成器端口分開並對接頻率響應圖.....	45
圖 3-55	中心頻 93 GHz 頻寬 5%端口延伸並分開單一頻段混成多工器電路圖.....	45
圖 3-56	中心頻 93 GHz 頻寬 5%單一頻段混成多工器頻率響應圖.....	46
圖 3-57	端口延伸垂交混成器電路圖.....	46
圖 3-58	垂交混成器端口延伸對接電路圖.....	47
圖 3-59	垂交混成器端口延伸對接頻率響應圖.....	48
圖 3-60	中心頻 93 GHz 頻寬 5%端口延伸單一頻段混成多工器電路圖.....	48
圖 3-61	中心頻 93 GHz 頻寬 5%端口延伸單一頻段混成多工器頻率響應圖.....	49

圖 3-62	基板整合波導混成耦合雙工器電路圖.....	50
圖 3-63	基板整合波導混成耦合雙工器頻率響應圖.....	50
圖 4-1	基板整合波導帶通濾波器電路整體實作照片.....	51
圖 4-2	扇形轉換器背對背接實體電路.....	52
圖 4-3	扇形轉換器背對背接頻率響應圖.....	52
圖 4-4	傳統微帶線加扇形轉換器實體電路圖.....	53
圖 4-5	傳統微帶線加扇形轉換器頻率響應.....	53
圖 4-6	移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器實體電路.....	54
圖 4-7	移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測結果.....	54
圖 4-8	中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器實體電路.....	55
圖 4-9	中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測結果.....	55
圖 4-10	增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器實體電路.....	56
圖 4-11	增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測結果.....	56
圖 4-12	中心頻 92 GHz 頻寬 3%帶通濾波器實體電路.....	57
圖 4-13	中心頻 92 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測結果.....	57
圖 4-14	中心頻 94.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器實體電路.....	58
圖 4-15	中心頻 94.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測結果.....	58
圖 4-16	中心頻 77.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器實體電路.....	59
圖 4-17	中心頻 77.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測結果.....	59
圖 4-18	各式基板整合波導雙工器整體電路實作照片.....	60
圖 4-19	基板整合波導之 T-形結雙工器實體電路.....	61
圖 4-20	基板整合波導之 T-形結雙工器量測結果.....	61
圖 4-21	微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器實際電路.....	62
圖 4-22	微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測結果.....	62
圖 4-23	修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器實際電路.....	63
圖 4-24	修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測結果.....	63
圖 4-25	基板整合波導混成耦合雙工器實際電路.....	64
圖 4-26	基板整合波導混成耦合雙工器量測結果.....	65

第一章 緒論

近年來，毫米波與微波的應用愈來愈廣，尤其是關於民生的需求，因應現今醫療科技的進步與老齡化的社會，應用於生醫方面的無線遠距非侵入式生醫感測系統[1]也隨之產生，而現今手機有多種功能，如廣播、網路、藍芽等技術集於一身，所以需要處理多頻段多模態的應用[2]，及利用衛星量測氣象[3]等，諸如此類的應用不勝枚舉。其中W-頻段是75 GHz至110 GHz，在此頻段上已經有許多的應用，如自動雷達[4]、影像感測[5]、汽車防撞雷達[12]等。微波電路方面也有諸如，混頻器[6]、混成器[21]、濾波器[7]、功率分配器[8]等許多的研究，本論文將於此頻段進行帶通濾波器與頻段雙工器的研製。

頻率雙工器的功能有很大一部份是應用於接收與發射不同頻率的通信系統又稱之為分頻雙工(frequency division duplexing, FDD)系統，其主要特點是不同頻率之信號能共用單一天線，將訊號接收後再透過頻段雙工器將訊號分離至不同通帶，節省天線使用空間與成本，所以一個分頻雙工系統的好壞，雙工器是極為重要的一環，而帶通濾波器又影響了雙工器的表現，所以這兩者環環相扣，互相影響。帶通濾波器的製作有使用傳統的電感電容電路分析而成[9]，即使用傳統微帶線製作的帶通濾波器[10]，頻率雙工器則有依據傳統波導製作而成的[11]。本論文改變做法，使用基板整合波導完成帶通濾波器與頻率雙工器。傳統微帶線在此頻段上損耗過高，且線距容易因板材的製程限制而無法達成，而金屬波導則是製作上困難、價昂、尺寸大、且與平面電路之連接轉換須另行設計，所以改採用基板整合波導完成，其優點是製作簡易，僅需於電路上貫孔，且與平面電路轉換容易，只要接上緩變線即可，且損耗較傳統微帶線低，兼具微帶線與波導的優點。缺點是電路敏感，易因貫孔位置誤差而使整體電路響應改變。

本論文第二章將介紹基板整合波導之理論，講述其與傳統波導的差異，接著說明設計基板整合波導帶通濾波器時所需的理論，不以傳統LC電路分析，改用共振腔與共振腔的耦合量設計帶通濾波器，並設計基板整合波導與傳統微帶線轉換所需的緩變線。接著介紹設計各式頻率雙工器時所需使用的理論，包含T形結(T-junction)匹配法設計頻率雙工器及使用垂交混成器完成平衡式雙工器。第三章將依據第二章的理論模擬與設計各式基板整合波導帶通濾波器，並將之與T形結匹配法及垂交混成器結合，製作四種雙工器。前三種是T形結耦合雙工器。第一種是以基板整合波導製作T形結，結合帶通濾波器後完成頻率雙工器，其優點是製程簡單，但是設計不易。接著，第二種係將T形結以傳統微帶線實現，藉以瞭解同電路但是不同形式實現的頻率雙工器差異。第三種是基於電路大小與

損耗成正比，將濾波器進行修改，並將傳統微帶線 T 形結走線改變，減小整體尺寸，完成體積縮小的頻率雙工器，將之進行模擬，可發現整體響應變佳。由於 T 形結理論的限制，此三種雙工器須採用兩分隔較開的通帶。此缺點可以用第四種之混成結耦合雙工器來改善。第四種電路是採用垂交混成器理論，靠垂交混成器輸出埠之間的相位差，與帶通濾波器結合形成如平衡式放大器之結構，形成一個頻率通道，再串接另一個平衡式頻率通道，完成頻率雙工器，兩通帶可以靠的很近，同時設計上不須因應不同頻段改變垂交混成器的設計，只要修改帶通濾波器的貫孔位置；但缺點是由於不同頻段基板整合波導經過的路徑長度不同，而此高頻下板材的損耗不可忽略，導致所接收的不同頻段導波穿透損耗有 3dB 左右的差異，且尺寸較大。

第四章是將所做的各式電路進行實作，並接上扇形轉換器，以 W-頻段波導探針進行量測，將量測結果與模擬結果進行比較，可發現皆有些許誤差，推測之誤差因素於第五章進行討論。



第二章 理論

2.1 基板整合波導(Substrate Integrated Waveguide)

基板整合波導是近期新穎的技術[13]，圖 2-1 為基板整合波導示意圖，在印刷電路板上使用左邊溝槽(groove)可達成金屬牆的特性，而右邊是一排支柱-牆(post-wall)或稱貫孔(via hole)，此貫孔之間距影響止帶頻率，在其之止帶可視為金屬牆，與上下層金屬板形成如同矩形波導之結構。

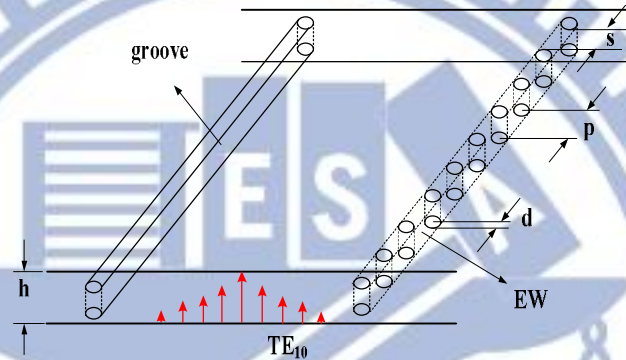


圖 2-1 基板整合波導示意圖

設計時需注意貫孔間距與半徑，若貫孔間距過大，則波會溢散到波導之外，根據[14]，貫孔直徑(d)至少要小於 $1/5$ 導波長，貫孔中心間距(p)至少小於兩倍貫孔直徑，由[15]可知，當貫孔與貫孔邊緣(s)之間距小於 $1/10$ 導波長時，可使導波幾乎沒有消散，能量完全約束於波導內。

基板整合波導如同傳統波導，但是由於選用之介質基板很薄，所以不會產生垂直方向的模態，圖 2-2 (a)與圖 2-2 (b)分別是基板整合波導與傳統波導之示意圖，從[16]內的截止頻率經驗公式(2.1)及(2.2)，等效波導寬度 W_{eff} 轉換公式(2.3)。

$$f_c(\text{TE}_{10}) = \frac{C_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left(W - \frac{d^2}{0.95p} \right)^{-1} \quad (2.1)$$

$$f_c(\text{TE}_{20}) = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(W - \frac{d^2}{1.1p} - \frac{d^3}{6.6b^2} \right)^{-1} \quad (2.2)$$

$$W_{\text{eff}} = W - \frac{d^2}{0.95p} \quad (2.3)$$

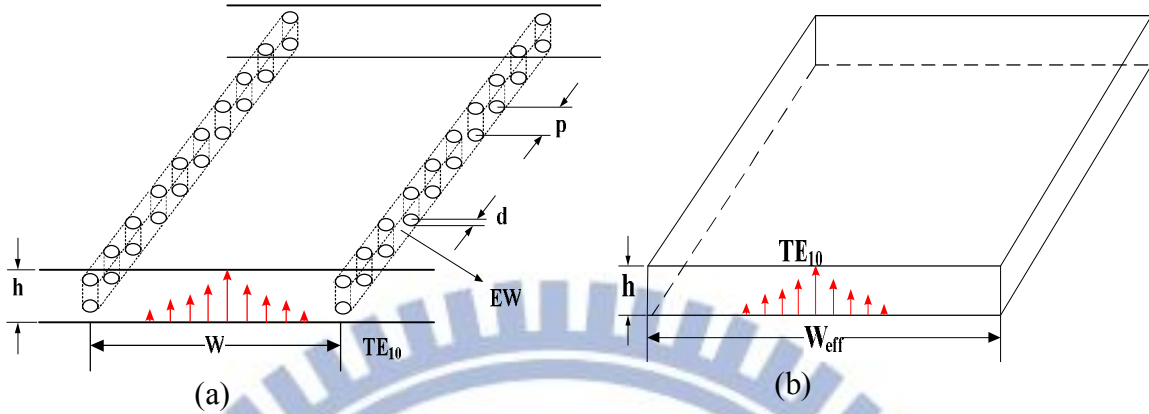


圖 2-2 波導示意圖 (a) 基板整合波導 (b) 傳統波導

此結構保有傳統波導的優點，比一般平面式傳輸線有較低損失及高品質因子(Q-factor)，同時製作上又比傳統波導簡易，耗費較低，且具有易與其他平面電路結合的特性。

2.2 帶通濾波器(Bandpass Filter)

2.2.1 帶通濾波器轉換至低通原型濾波器

濾波器頻頻率響應主要分為兩種，分別為極平坦響應及等漣波響應。本論文中使用等漣波響應的柴氏帶通濾波器(Chebyshev bandpass filter)，其特點是具有較大之衰減率，頻率選擇度較佳，但是在通帶會有漣波響應。

設計時須先決定中心頻率 ω_0 、3dB 頻寬 $\Delta\omega$ 、指定截止頻率(ω)及指定截止頻率衰減量(L_A) [17]，利用(2.4)將之轉換到低通原型參數，從(2.5)得到所要使用的n階數(order)，其中 L_{Ar} 是通帶內漣波水平(ripple level)。

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.4)$$

$$L_A(\omega') = \begin{cases} 10 \log_{10} \left\{ 1 + (10^{L_{Ar}/10} - 1) \cos^2 \left[n \cos^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\} & \omega' \leq \omega_1 \\ 10 \log_{10} \left\{ 1 + (10^{L_{Ar}/10} - 1) \cosh^2 \left[n \cosh^{-1} \left(\frac{\omega'}{\omega_1} \right) \right] \right\} & \omega' \geq \omega_1 \end{cases} \quad (2.5)$$

在柴氏低通原型電路中，每個 g_k 值都已被固定，決定好階數及漣波水平，即應用(2.6a)到(2.6h)求得，或可於[17]內查表求得。

$$\beta = \ln[\coth(L_{Ar}/17.37)] \quad (2.6a)(2.6)$$

$$\gamma = \sinh(\beta/2n) \quad (2.6b)$$

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \quad k=1,2,\dots,n \quad (2.6c)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \quad k=1,2,\dots,n \quad (2.6d)$$

$$g_0 = 1 \quad (2.6e)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (2.6f)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k=2,3,\dots,n \quad (2.6g)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n = \text{odd} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & n = \text{even} \end{cases} \quad (2.6h)$$

2.2.2 低通原型參數轉換至帶通耦合濾波器之耦合係數

依據[18]將上述所得之 g 值進行轉換，先得出(2.7)的濾波器等漣波比例頻寬 (fractional band width, FBW)，用(2.8)將 g 值轉換成耦合係數 k 值(coupling coefficient)，由(2.9)及(2.10)得到外部品質因數(external Q , Q_{ext})，關於其 k 值與 Q_{ext} 量測之方法將於第三章第一節介紹。

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_{\text{upper}} - f_{\text{lower}}}{f_0} \quad (2.7)$$

$$k_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad i=1,2,\dots,n-1 \quad (2.8)$$

$$Q_{ex1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (2.9)$$

$$Q_{exn} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (2.10)$$

2.3 T-形結匹配法

本論文為頻率雙工器，其中部分使用 T-形結匹配法[19]，T-形結在兩帶通頻段相差較遠之頻率雙工器能得到較好隔離度(isolation)，其等效電路為圖 2-3，T-形結為一分二電路之匯合點，其中 Z_1 為一低頻帶通濾波器之輸入阻抗， Z_2 高頻帶通濾波器之輸入阻抗， L_1 及 L_2 均為阻抗 50Ω 之傳輸線，為了頻率雙工器有好的響應，所以需要設計好接合點部分，使訊號能在 T-形結時即能因頻率不同而分開。

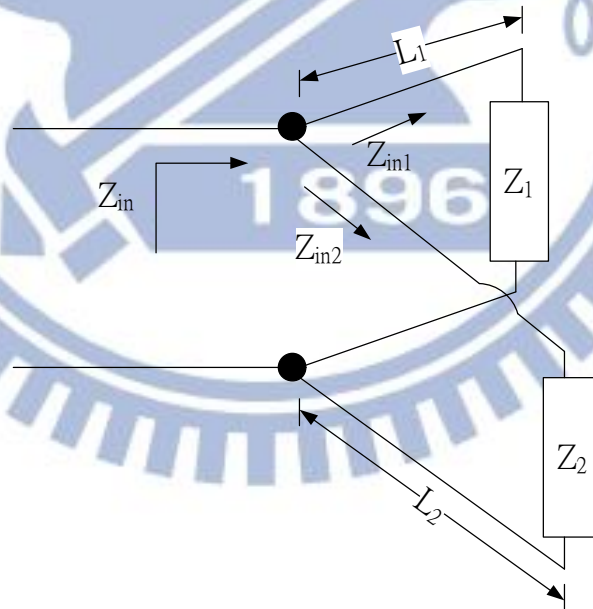


圖 2-3 T-形結等效電路示意圖

根據[20]的傳輸線輸入阻抗公式(2.11)，利用傳輸線的長度可以改變看進去的輸入阻抗(Z_{in})，可參照圖 2-4 史密斯圖來理解。

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 j \tan \beta L}{Z_0 + Z_L j \tan \beta L} \quad (2.11)$$

低頻時，希望訊號完全進入低頻帶通濾波器，無法進入高頻帶通濾波器，也就是 Z_{in} 等於 Z_{in1} ，而 Z_{in2} 為無窮大；我們改變傳輸線 L_2 之長度，使 Z_{in2} 從接點處看進去為開路端，如此從 Z_{in} 看進去，為 Z_{in1} 與開路端 Z_{in2} 並聯，阻抗仍為 Z_{in1} ，低頻訊號將完全進入低頻帶通濾波器，而對於 Z_{in2} 端，會得到 $|\Gamma_{in}|=1$ ，也就是能量完全反射，高頻帶通濾波器將完全收不到訊號。

假設長度匹配錯誤，雖然匹配到的 Z_{in2} 於史密斯圖上可得到 $|\Gamma_{in}|=1$ ，但實際上之 Z_{in2} 可能為短路端或是其它不是純實數阻抗。若為短路端，則並聯 Z_{in1} 之後 Z_{in} 看進去仍是短路，能量會完全反射回輸入端，低頻與高頻濾波器皆收不到訊號，此時需將 L_2 增加(減少)四分之低頻波長，使反射係數沿著 $|\Gamma_{in}|=1$ 之圓順(逆)時針到開路端處；若是其他非純實數阻抗，則視情況調整 L_2 之長度至開路端。

反之於高頻時，於低頻帶通濾波器亦然，只要調整 L_1 的長度可得到相同結果，用此方法將高低頻訊號分開，實現頻率雙工器。

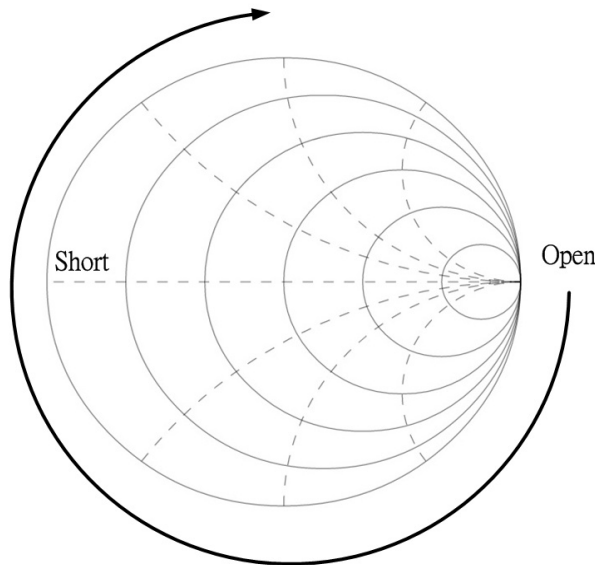


圖 2-4 史密斯圖阻抗匹配

2.4 垂交混成器(Quadrature Hybrid)

垂交混成器是耦合量為 3 分貝之垂交方向耦合器。在微帶線，主要分成分歧線耦合器或稱枝幹耦合器(branch line coupler)與藍吉耦合器(Lange coupler)二大類，但由於在 W-頻段，枝幹耦合器的四分之一波長線段極短，接面效應強，而藍吉耦合器不適用在介電常數低且厚度小的基板，因此在本論文中將沿用[21]所設計的 Riblet 短槽式基板整合波導垂交混成器。

Riblet 短槽式基板整合波導垂交混成器是由 Riblet 短槽式混成結(hybrid junction)衍伸而成[22]，圖 2-5 是短槽式混成結示意圖，(2.12)是兩輸出相位差 90° 的關係式，其中 L 表示耦合區域的長度， λ_g^e 是偶模波導波長， λ_g^o 是奇模波導波長，而 ϕ_r 是偶模分析中耦合區域末端的反射貢獻的相位偏移量。適當的設計 L ，可得到垂交混成器，在終端 1_{out} 跟 2_{out} 可得到相位差 90° ，能量等分的訊號，而 2_{in} 則會完全無能量，指向性無窮大。

$$L \left(\frac{1}{\lambda_g^e} - \frac{1}{\lambda_g^o} \right) + \phi_r = \frac{1}{4} \quad (2.12)$$

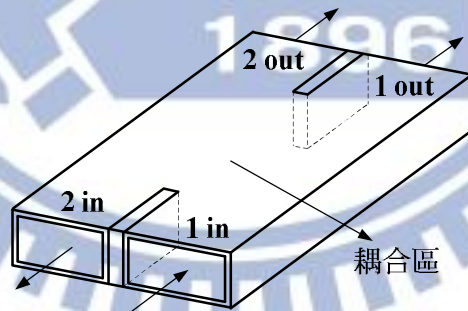


圖 2-5 短槽式混成結示意圖

接著將圖 2-5 之金屬溝槽改用以基板整合波導，並進行修正，即完成基板整合波導垂交混成器，於[21]中已完成 W-頻帶使用之短槽式基板整合波導垂交混成器，第三章第二節之雙工器將繼續沿用該設計。

2.5 緩變線(Tapered Line)

緩變線是透過緩慢改變傳輸線的寬度，達成阻抗轉換或結構轉換的功用；在本論文中運用緩變線作為橋樑銜接基板整合波導與傳統微帶線，同時進行阻抗匹配；緩變線兩端寬度設計，須分別為微帶線阻抗與基板整合波導之阻抗。圖 2-6(a)(b)為電路示意圖，利用[23]之公式(2.13)與(2.14)得出微帶線阻抗所需寬度， ϵ_r 為介質介電係數， W 為線寬， h 為基板厚；根據[24]可得出基板整合波導阻抗公式(2.15a)(2.15b)(2.16)， a 為波導寬度， ω 為角頻率。確立兩端之寬度，由於要緩慢改變阻抗或結構，緩變線需足夠長度，通常設計為四分之一波長或其整數倍，可得較好反射係數。

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.13)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & , \text{for } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & , \text{for } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (2.15a)$$

$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.15b)$$

$$Z_0 = \frac{k}{\beta} \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{\pi h}{2a}\right) \quad (2.16)$$

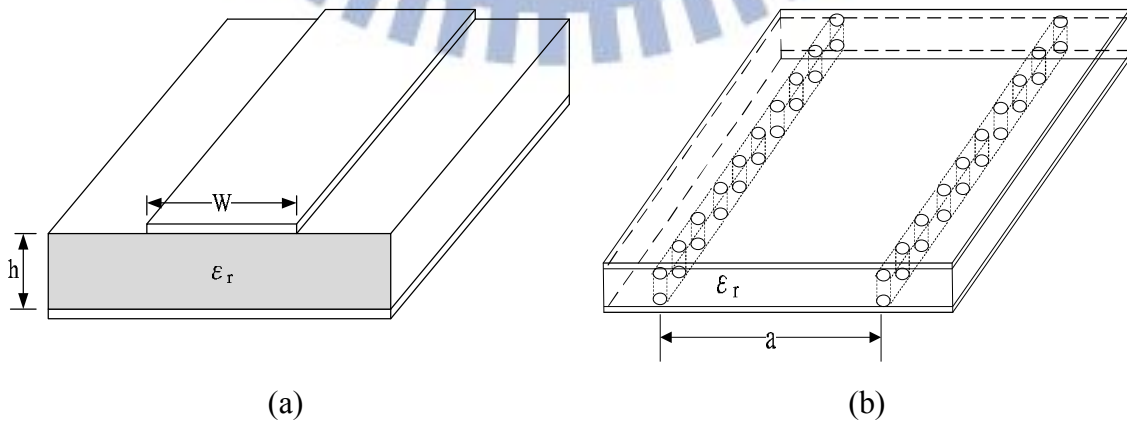


圖 2-6 電路示意圖 (a)微帶線 (b)基板整合波導

2.6 混成結構耦合多工器(Hybrid-coupled multiplexer)

混成耦合多工器是[25]中提出的一種製作多工器的方法，優點是製作成本低及在波導工作的頻帶都有不錯的表現，圖 2-7 是混成耦合多工器示意圖，Band-Pass Filter I 為通帶 I 的帶通濾波器，Band-Pass Filter II 為通帶 II 之帶通濾波器，absorb 為吸波材料。

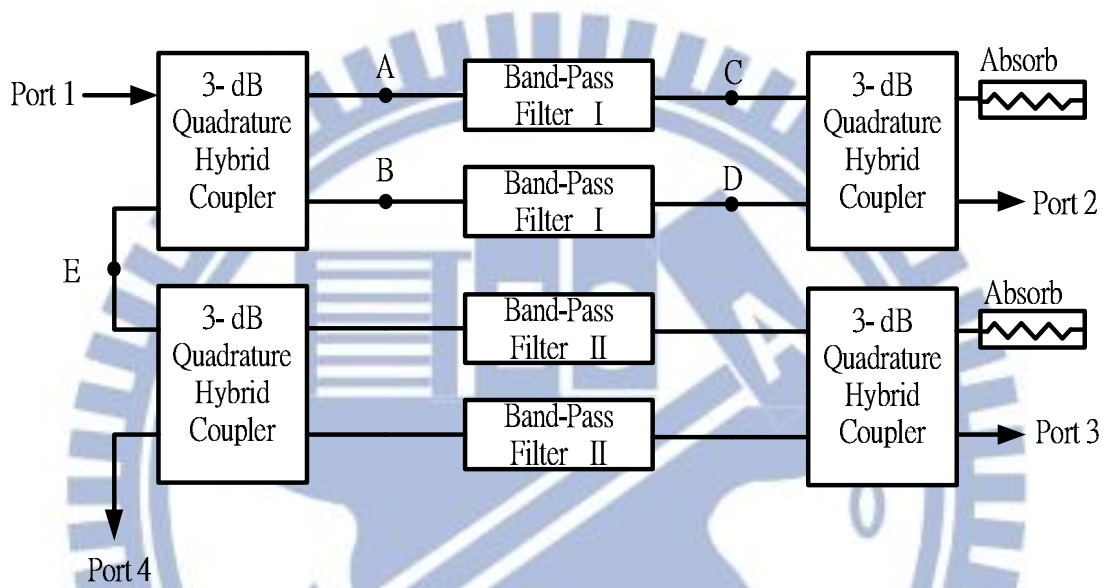


圖 2-7 混成耦合多工器示意圖

假如從 Port 1 打入能量 $1\angle 0^\circ$ ，频段是帶通濾波器 I 的通帶 I 內，經過 3-dB 垂交混成器，將於 A 點得到 $\frac{1}{\sqrt{2}}\angle 0^\circ$ ，B 點得到 $\frac{1}{\sqrt{2}}\angle -90^\circ$ ，訊號將通過帶通濾波器 I，並於 C 點得到 $\frac{S_{21}}{\sqrt{2}}\angle 0^\circ$ ，D 點得到 $\frac{S_{21}}{\sqrt{2}}\angle -90^\circ$ ，再經過右邊的 3-dB 垂交混成器，於 Absorb 端將得到從 C 點來的 $\frac{S_{21}}{2}\angle 0^\circ$ 及 D 點來的 $\frac{S_{21}}{2}\angle -180^\circ$ ，兩者相疊加後 Absorb 端將完全無能量，而 Port 2 將得到 C 點來的 $\frac{S_{21}}{2}\angle -90^\circ$ 及 D 點來的 $\frac{S_{21}}{2}\angle -90^\circ$ ，相疊加後 Port 2 得到 $S_{21}\angle -90^\circ$ ，也就是從 Port 1 到 port 2 收到频段 I 的訊號過程中，只有帶通濾波器 I 的穿透損耗(S_{21})。

假使從 Port 1 進來的能量頻段是通帶 II，則在經過第一個 3-dB 垂交混成器後，A 點之 $\frac{1}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ$ 經帶通率波器 I 反射後再經過 3-dB 垂交混成器，於 E 點得到 $\frac{S_{11}}{\sqrt{2}} \angle -90^\circ$ ，而 B 點之 $\frac{1}{\sqrt{2}} \angle -90^\circ$ 經反射後通過 3-dB 垂交混成器，於 E 點得到 $\frac{S_{11}}{\sqrt{2}} \angle -90^\circ$ ，相疊加後，E 點將得到 $S_{11} \angle -90^\circ$ ，也就是此通帶 II 的能量到達 E 點只有反射損耗(S_{11})，之後再進行上一段所述之機制傳送至 Port 3，於 Port 3 得到 $S_{11}S_{21} \angle -180^\circ$ 。

於 Port1 輸入之訊號，因為頻段不同，而分別傳入 Port 2 及 Port 3，達成頻率雙工器之功能，若能量頻段非通帶 I 及通帶 II，則將透過上述之機制傳送至 Port 4。假設濾波器 I 及濾波器 II 皆為理想濾波器，也就是通帶 $|S_{21}|$ 及非通帶 $|S_{11}|$ 為 1，在傳遞的過程中無能量損耗，則在 Port 2 可得到完整頻段 I 之能量，Port 3 可得到完整頻段 II 之能量，而 Port 4 得到剩餘頻段之能量，繼續依混成耦合多工器之機制，可實現多頻段多工器；若只想實現三個頻段多工器，僅須於圖 2-7 之 Port 4 接上一個頻段 III 之帶通濾波器即可實現。

第三章 設計與模擬

3.1 基板整合波導帶通濾波器之設計

3.1.1 帶通濾波器之規格

本論文中雙工器使用於 W 頻段，由工作機制主要分成垂交混成雙工器與 T-形結匹配法雙工器兩種，垂交混成雙工器主要是靠相位差及濾波器之反射而成，可選用兩個較近之頻段；而 T-形結匹配法雙工器重點在於傳輸線之長度，利用不同頻率有不同阻抗實現頻率雙工器，所以兩頻段必須差距較遠。

配合上述特性與[21]所設計之垂交混成器，垂交混成雙工器所選用之帶通濾波器分別是中心頻 84 GHz 頻寬 5%及中心頻 93 GHz 頻寬 5%；T-形結匹配法雙工器所選用之帶通濾波器分別是中心頻 81 GHz 頻寬 3%及中心頻 96 GHz 頻寬 3%，通帶內漣波水平皆為 0.01dB，皆為三階濾波器。

所選用板材為用之基板為厚度 5mil、介電常數 2.2 的 Rogers RT-Duroid 5880™ 基板，選用此薄板是為了避免相接微帶線的高階模態與介電基板的表面波(surface wave)。

根據 2.2 節，由於選用之漣波水平及階數固定，所以低通原型濾波器 g 值皆相同，將上述濾波器所需之柴比雪夫 g 值轉換至耦合係數 k 值及外部品質因數(Q_{ext})，算出之數值僅與頻寬有關，所以將所得數值依頻寬分成兩表，表 3-1 為頻寬 5%之帶通濾波器耦合係數數值，表 3-2 為頻寬 3%之帶通濾波器耦合係數數值，下面將僅以 93 GHz 頻寬 5%之濾波器為例，講述如何設計。

表 3-1 三階柴比雪夫帶通濾波器

(頻寬 5%，漣波水平 0.01dB，中心頻 84 GHz、93 GHz)

低通原型濾波	g_1	g_2	g_3	g_4
器係數	0.6291	0.9702	0.6291	1
耦合係數	Q_{ext1}	k_{12}	k_{23}	Q_{ext3}
	12.582	0.064	0.064	12.582

表 3-2 三階柴比雪夫帶通濾波器

(頻寬 3%，漣波水平 0.01dB，中心頻 81 GHz、96 GHz)

低通原型濾波器係數	g_1	g_2	g_2	g_3
	0.6291	0.9702	0.6291	1
耦合係數	Q_{ext1}	k_{12}	k_{23}	Q_{ext3}
	20.97	0.038	0.038	20.97

3.1.2 內部耦合係數 k 值(coupling coefficient)

先決定基板整合波導之寬度，由於頻帶皆為 90 GHz 附近，為了避免 TE_{20} 產生，選用截止頻率為 54 GHz 之波導，貫孔直徑(d)為 0.2mm，貫孔中心間距(p)為 0.4mm，經過(2.1)轉換後，得到 W 為 2mm。

根據[26][27]，使用弱耦合方式量測 k 值，圖 3-1 為弱耦合 L_0 量測示意圖，表 3-3 為其實際物理尺寸，用兩個金屬溝槽阻擋導波的前進，產生弱耦合之腔，用此量測金屬溝槽所影響之共振腔長，圖 3-2 為其模擬結果，可得出 L_0 為 1.47mm。

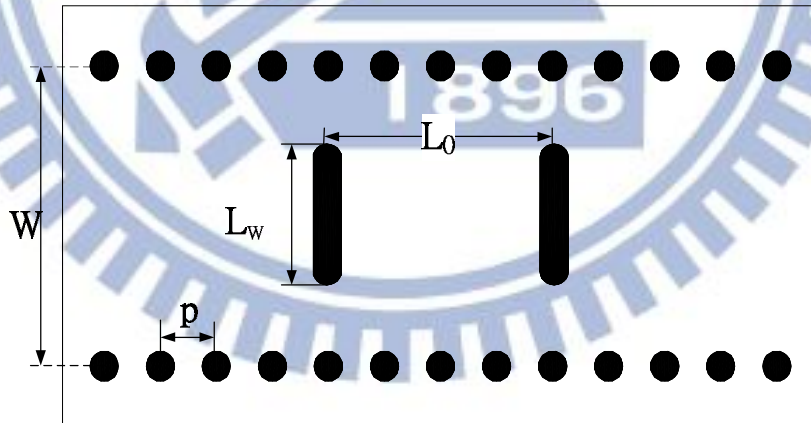


圖 3-1 弱耦合 L_0 量測示意圖

表 3-3 弱耦合 L_0 量測的物理尺寸(單位：mm)

L_0	L_w	W	p
1.47	0.8	2	0.4

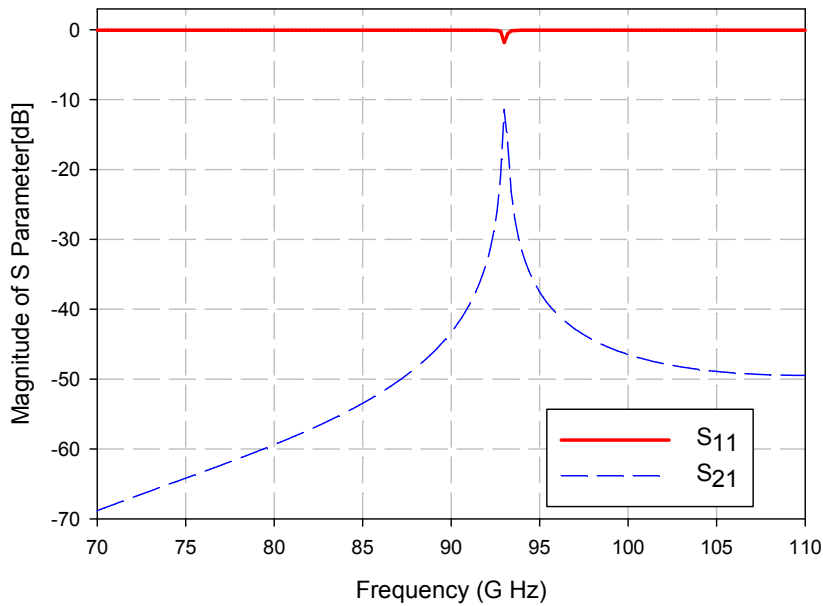


圖 3-2 弱耦合 L_0 量測頻率響應圖

測得金屬溝槽所影響之腔長後，進行量測耦合係數 k 值與其共振腔長 L_1 ，圖 3-3 為弱耦合 L_1 量測示意圖，表 3-4 為其實際物理尺寸， L_g 為控制耦合量之貫孔距離， L 為影響共振頻率之兩金屬溝槽距離，如(3.1)，須減去金屬溝槽影響之共振腔長(L_0)後才是貫孔之共振腔長(L_1)， L_1 為 1.286mm，圖 3-4 為其頻率響應圖，可看出 S_{21} 兩個共振頻率，頻率較高的為 f_{p2} ，較低的為 f_{p1} ，(3.2)為其共振頻率 f_c ，套用(3.3)可得耦合係數 k 。圖 3-5 是 L_g 與 L_1 及 k 之關係圖，可看出 L_{g1} 愈大，耦合量愈大，共振腔長愈短。

$$L_1 = L - L_0 \quad (3.1)$$

$$f_c = \frac{f_{p1} + f_{p2}}{2} \quad (3.2)$$

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (3.3)$$

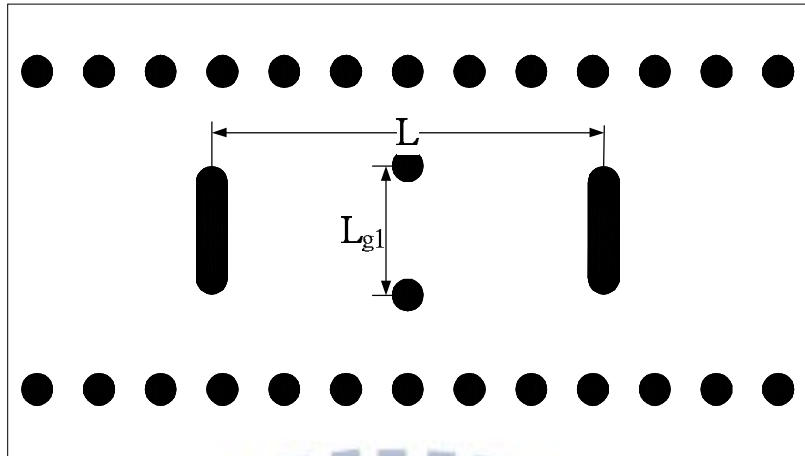


圖 3-3 弱耦合 L_1 量測示意圖

表 3-4 弱耦合 L_1 量測的物理尺寸(單位: mm)

L	L_{g1}	L_1
2.756	0.83	1.286

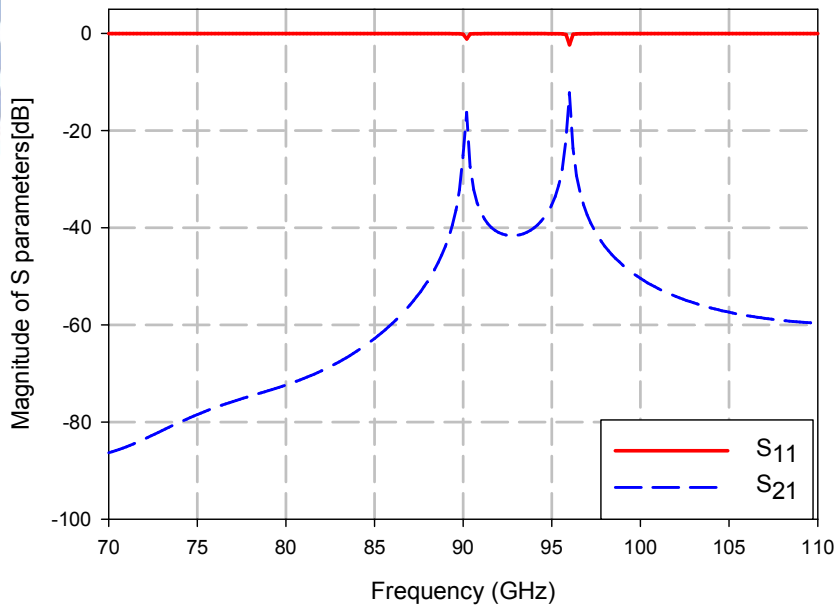


圖 3-4 弱耦合 L_1 量測頻率響應圖

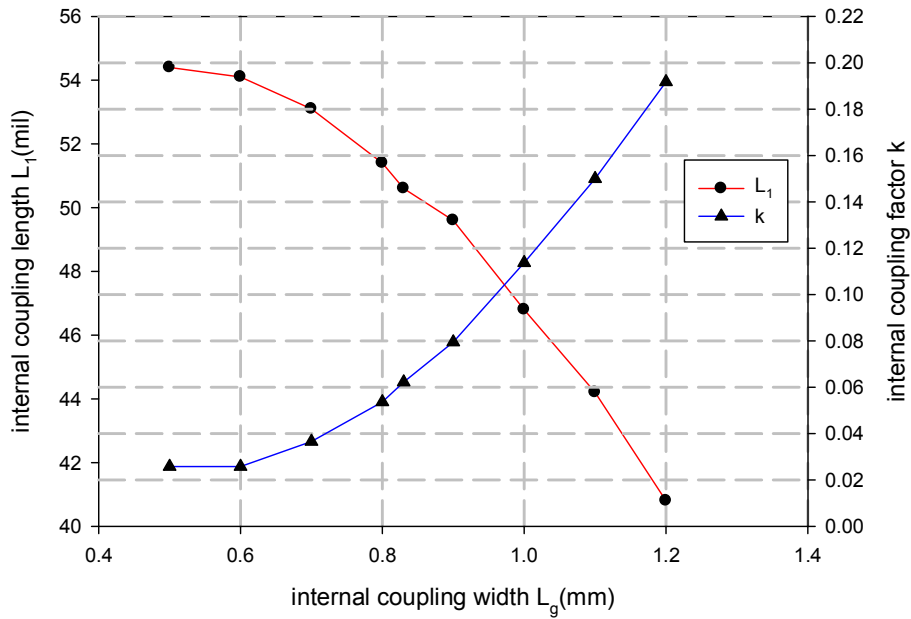


圖 3-5 L_{g1} 與 L_1 及 k 之關係圖

3.1.3 外部品質因數(external Q, Q_{ext})

圖 3-6 為外部品質因數量測示意圖，兩貫孔為濾波器之對外開口，此間距(L_{g2})控制外部品質因數大小，圖 3-7 為其頻率響應圖，表 3-5 為其實際物理尺寸。可看出在中心頻 93 GHz 有共振，而外部品質因數用雙端負載(doubly loaded)量測，運用(3.4)可得出 Q_{ext} 值。圖 3-8 為 L_{g2} 與 L_2 及 Q_{ext} 之關係圖，可看出開口愈大， Q_{ext} 愈小，且其共振腔長也愈小。

$$Q_{ext} = \frac{2f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (3.4)$$

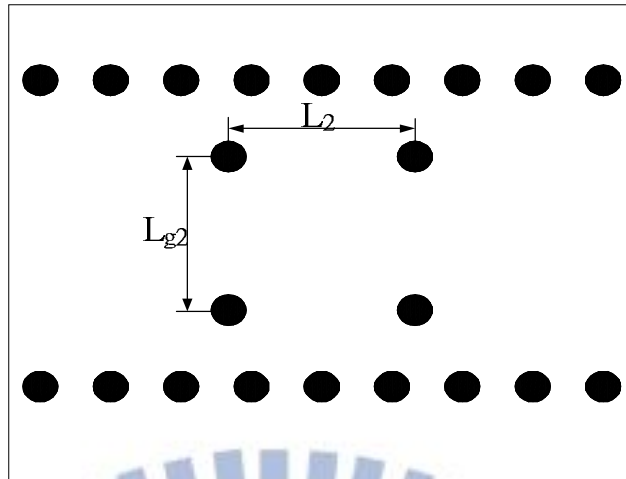


圖 3-6 外部品質因數 L_{g2} 量測示意圖

表 3-5 外部品質因數 L_{g2} 量測實際物理尺寸(單位：mm)

L_2	L_{g2}
1.06	1.1

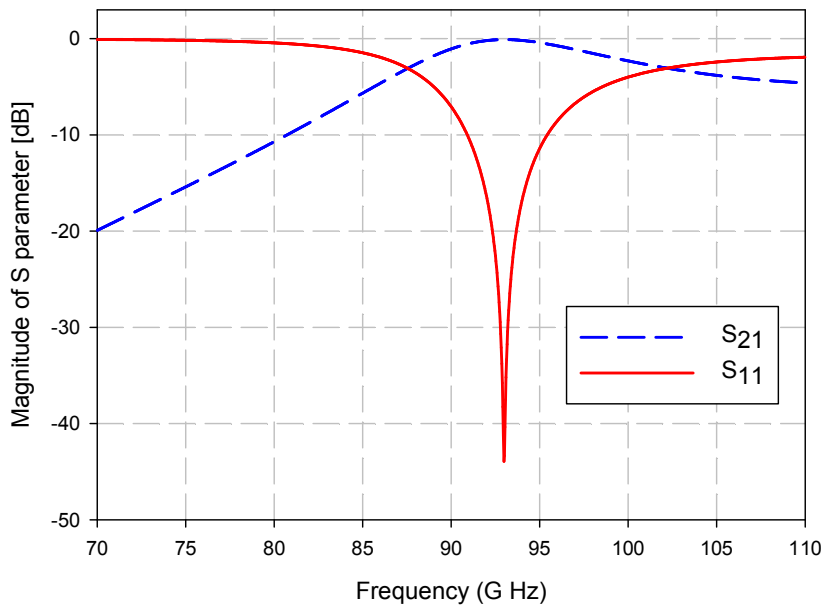


圖 3-7 外部品質因數 L_{g2} 量測頻率響應圖

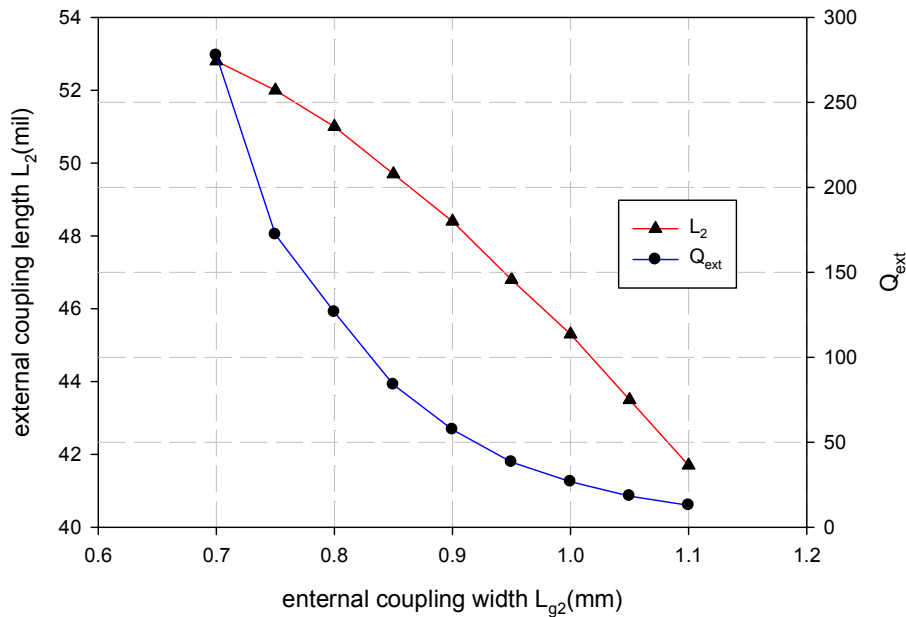


圖 3-8 L_{g2} 與 L_2 及 Q_{ext} 之關係圖

3.1.4 帶通濾波器之模擬與設計

由前幾個小節各參數之計算與量測方式確立了濾波器尺寸，圖 3-9 為基板整合波導帶通濾波器之電路圖，其中 L_{f2} 為第一腔共振半波長，其理論值是由 L_1 加 L_2 除二，可視為由對外貫孔與第一二腔貫孔開口各自提供四分之一波長，形成第一腔共振半波長；同理 L_{f1} 是由中間兩貫孔開口各自提供四分之一波長，其理論值為 L_1 。 L_{g2} 為濾波器對外開口端貫孔間距， L_{g1} 為濾波器第一、二腔(二、三腔)間開口貫孔間距。

表 3-6 為其理論與實際物理尺寸，圖 3-10 為其頻率響應圖，模擬結果中心頻是 93.1 GHz，頻寬 4.6%，通帶穿透損耗 0.3dB，反射損耗在 29dB 之下，與所設計之規格相差無幾。其端口端阻抗與寬度 W 及頻率較有關係，尺寸圖 W 旁之數字即為該端口之阻抗。

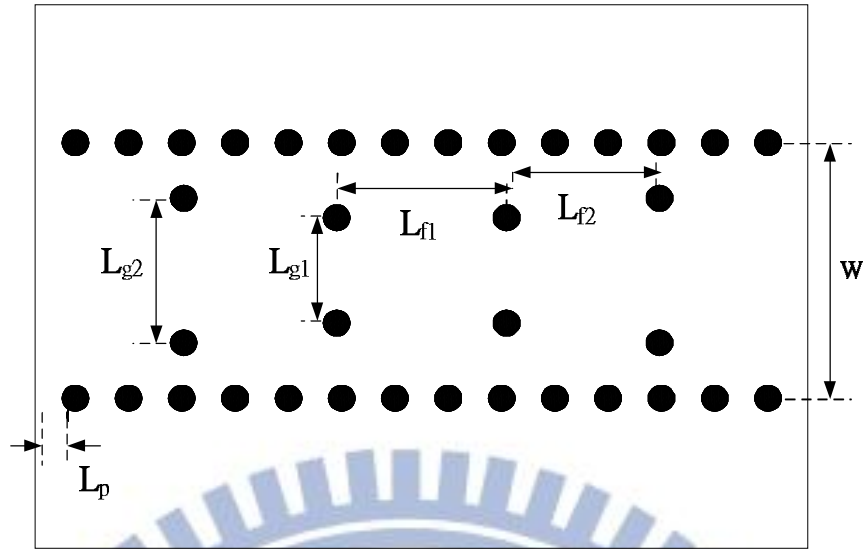


圖 3-9 93 GHz 基板整合波導帶通濾波器電路圖

表 3-6 93 GHz 基板整合波導帶通濾波器理論與實際尺寸(單：mm)

	L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
理論	0.83	1.1	1.286	1.173	2	0.2
實際	0.825	1.13	1.275	1.148	2	0.2

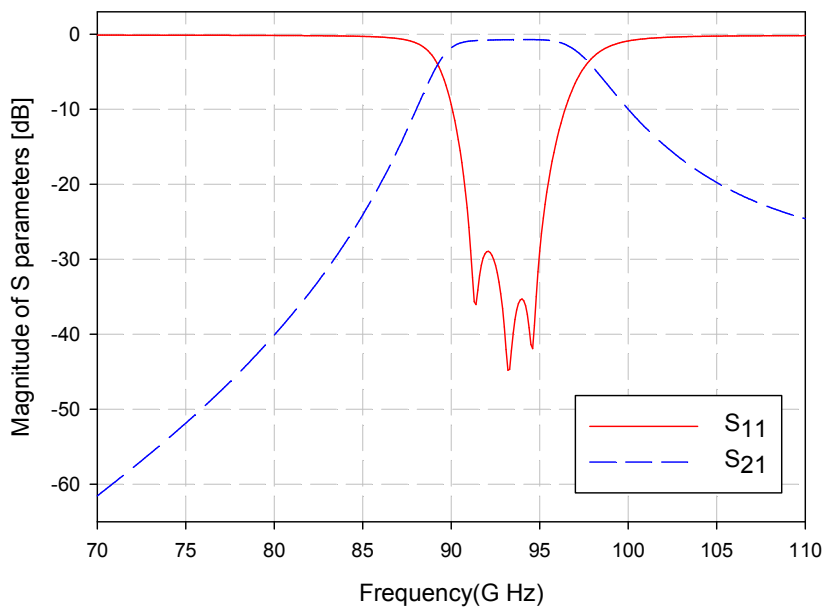


圖 3-10 93 GHz 基板整合波導帶通濾波器頻率響應圖

3.1.5 整體帶通濾波器之設計

上一小節所完成之基板整合波導帶通濾波器，由於量測機台之限制，無法直接進行量測，須加上緩變線後，接上[21]所設計的從微帶線轉換至探針之扇形轉換器，其板材為 Al_2O_3 陶瓷基板，轉換器進行些許尺寸調整，圖 3-11 為扇形轉換器實際電路圖，表 3-7 為修正後之物理尺寸，圖 3-12 為其頻率響應圖，反射損耗皆在 11dB 以下，穿透損耗皆在 1dB 之內。

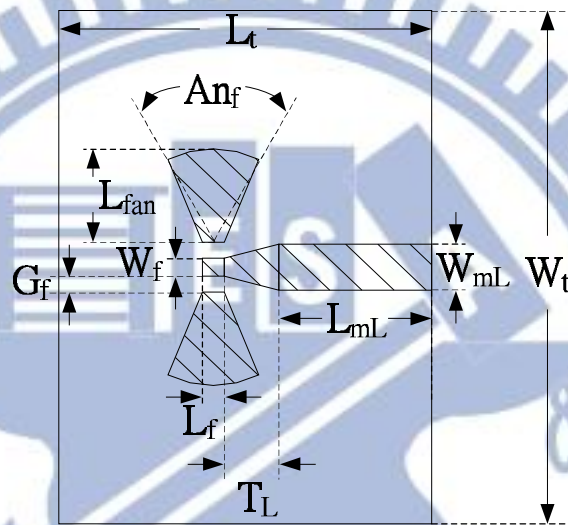


圖 3-11 扇形轉換器實際電路圖

表 3-7 扇形轉換器的尺寸設計(單位：um，度)

L_{mL}	W_{mL}	W_f	G_f	L_f
420	133	60	38	60
T_L	L_{fan}	An_f	L_t	W_t
120	230	45	978	1256

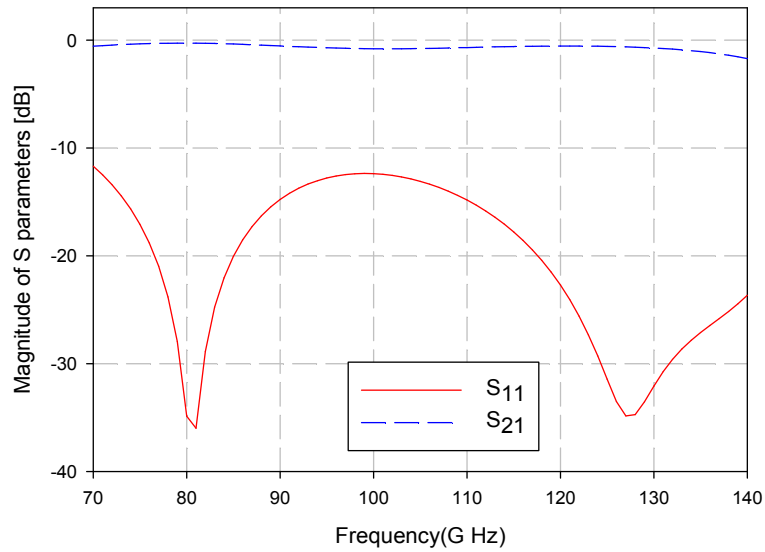


圖 3-12 扇形轉換器背對背相接頻率響應圖

圖 3-13 是接上緩變線與扇形轉換器之電路圖，表 3-8 為其物理尺寸，圖 3-14 是其頻率響應圖，通帶穿透損耗 2dB，反射損耗皆在 13dB 之下。微帶線是使用 quasi-TEM 模態傳波，而基板整合波導則是 TE_{10} 模態，為了防止從微帶線剛進入基板整合波導時 quasi-TEM 模態溢散到板外，所以在電路端口處多鑽了一個貫孔，避免 quasi-TEM 的能量消散，其距離原本貫孔之距離為 L_s ， L_p 為貫孔邊端與上層金屬邊緣之距離。

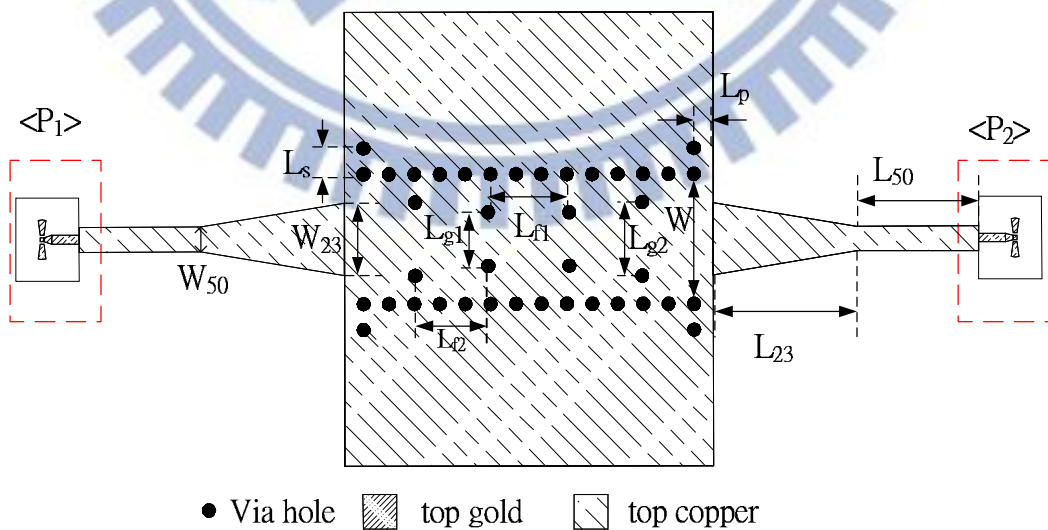


圖 3-13 接上緩變線與扇形轉換器之基板整合波導帶通濾波器電路圖

表 3-8 接上緩變線與扇形轉換器之基板整合波導帶通濾波器尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.825	1.13	1.275	1.148	2	0.2
L_s	W_{23}	W_{50}	L_{23}	L_{50}	
0.4	1.117	0.38	2.26	1.91	

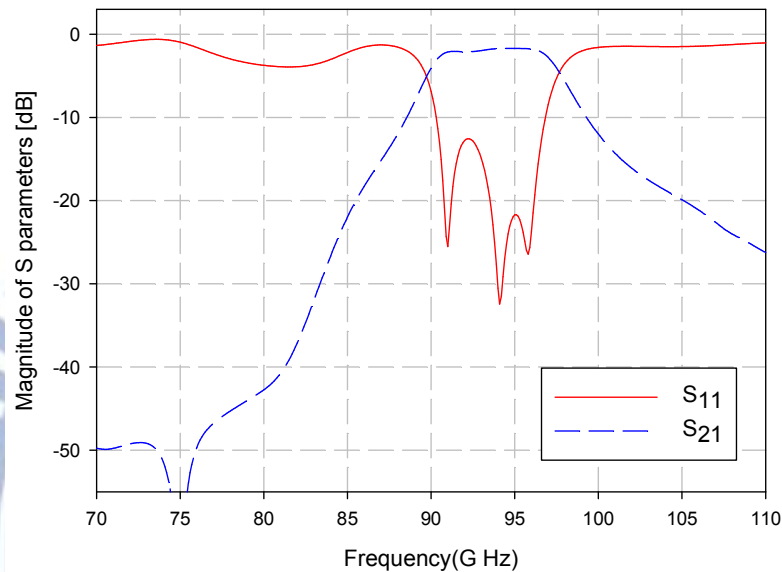
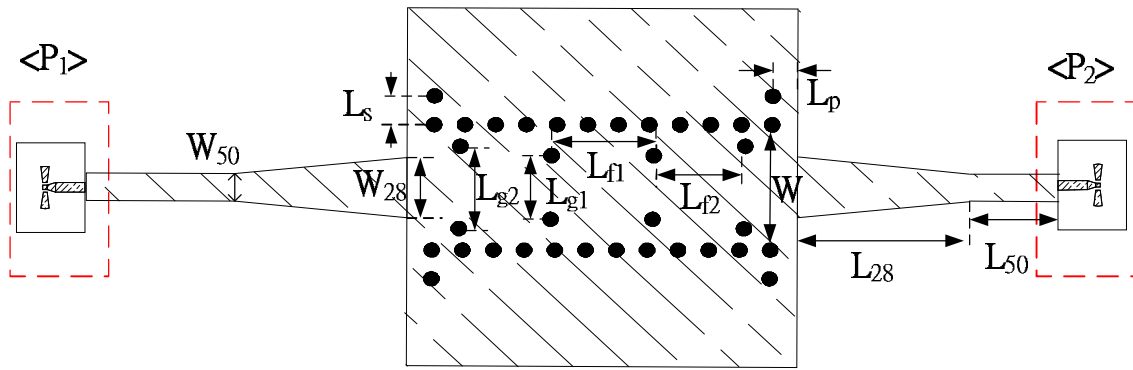


圖 3-14 接上緩變線與扇形轉換器之基板整合波導帶通濾波器頻率響應圖

從圖 3-14 可看出接上扇形轉換器後，穿透損耗增加至 2dB，但頻寬與中心頻不變。確立根據前幾節所述可設計各種中心頻與頻寬之基板整合波導帶通濾波器。

3.1.6 各式規格濾波器設計

本小節會對濾波器做各種測試，首先是驗證端口旁的貫孔防止 quasi-TEM 模態消散的效果，圖 3-15 是中心頻 92GHz 頻寬 5% 帶通濾波器，表 3-9 是其物理尺寸，圖 3-16 為頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.2dB，反射損耗皆在 20dB 之下；圖 3-17 為移除端口旁貫孔之帶通濾波器，尺寸不變，圖 3-18 為其頻率響應圖，穿透損耗 1.7dB，反射損耗在 17dB 之下。圖 3-19(a) 為有端口旁貫孔電場圖圖 3-19 (b) 為無端口旁貫孔電場圖，從電場圖可看出端口旁貫孔確實能防止 quasi-TEM 溢散，且頻率響應較佳。



● Via hole ▨ top gold ▩ top copper

圖 3-15 中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器電路圖

表 3-9 中心頻 92GHz 頻寬 5% 帶通濾波器尺寸(單位: mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.9017	1.1684	1.328	1.189	1.9336	0.2
L_s	W_{28}	W_{50}	L_{28}	L_{50}	
0.4	0.859	0.38	2.24	1.93	

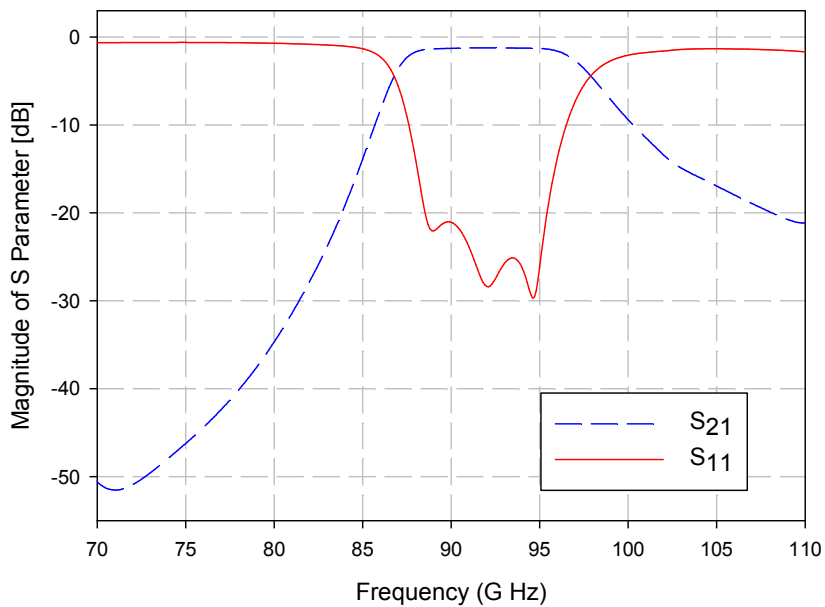


圖 3-16 中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器頻率響應圖

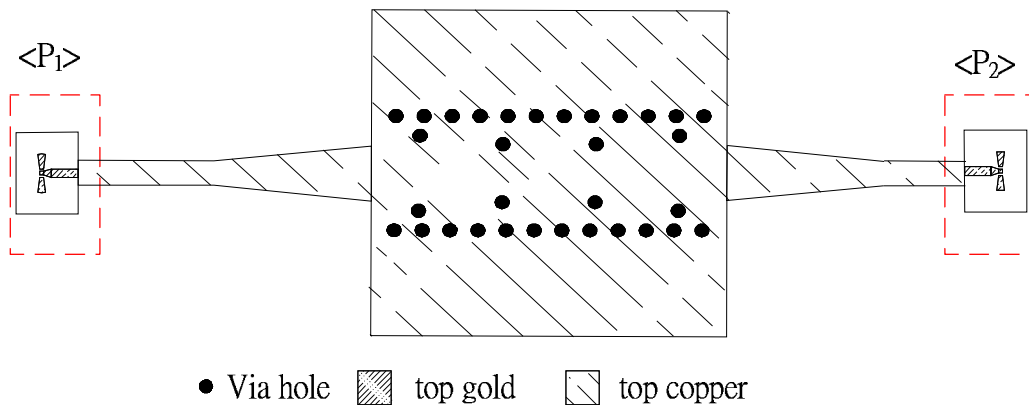


圖 3-17 移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器電路圖

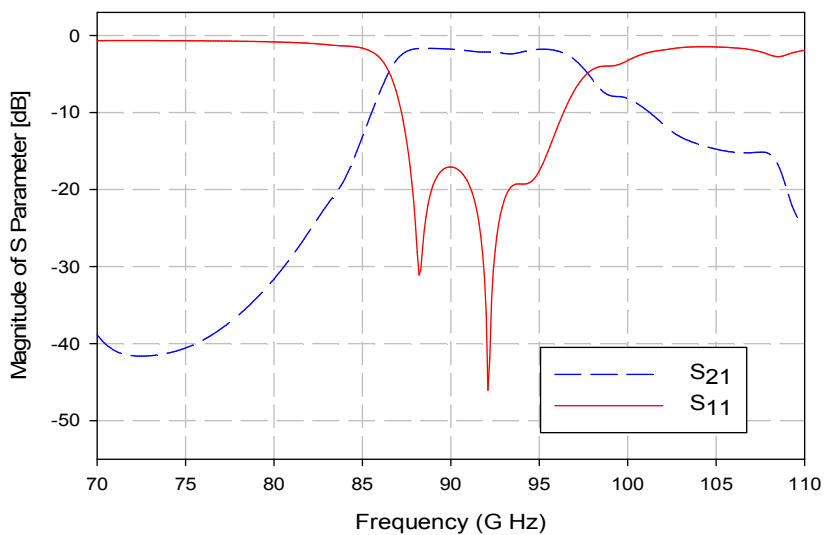


圖 3-18 移除端口旁貫孔中心頻 92.GHz 頻寬 5%帶通濾波器頻率響應圖

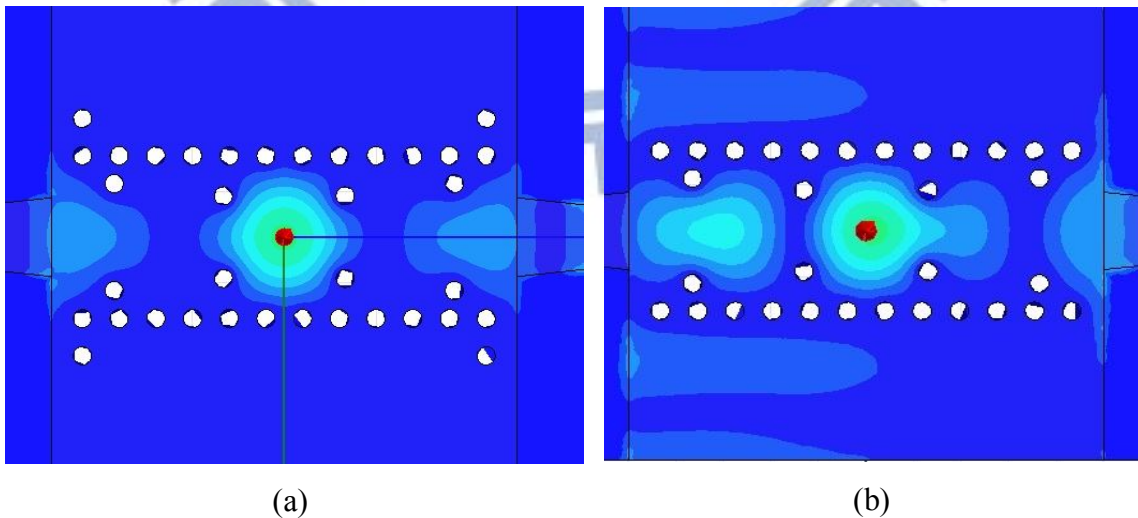


圖 3-19 帶通濾波器電場圖 (a) 有端口旁貫孔 (b) 無端口旁貫孔

圖 3-20 同上，是中心頻 92 GHz 頻寬 5% 之帶通濾波器，尺寸不變，僅將端口旁貫孔增加，圖 3-21 為其頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.3dB，反射損耗皆在 20dB 之下可看出會對反射損耗產生些許影響，但對穿透損耗幾乎不影響，所以製作上僅需於端口旁多打一排貫孔即可。

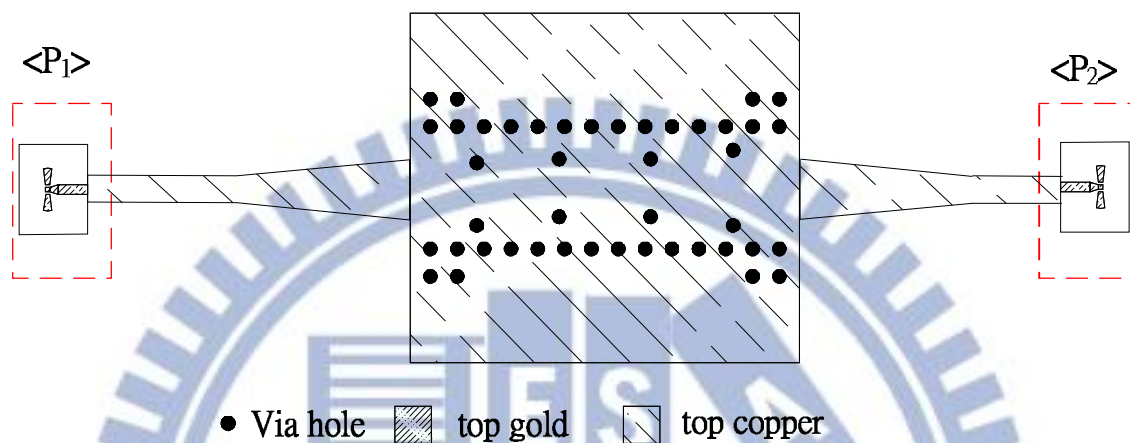


圖 3-20 增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器電路圖

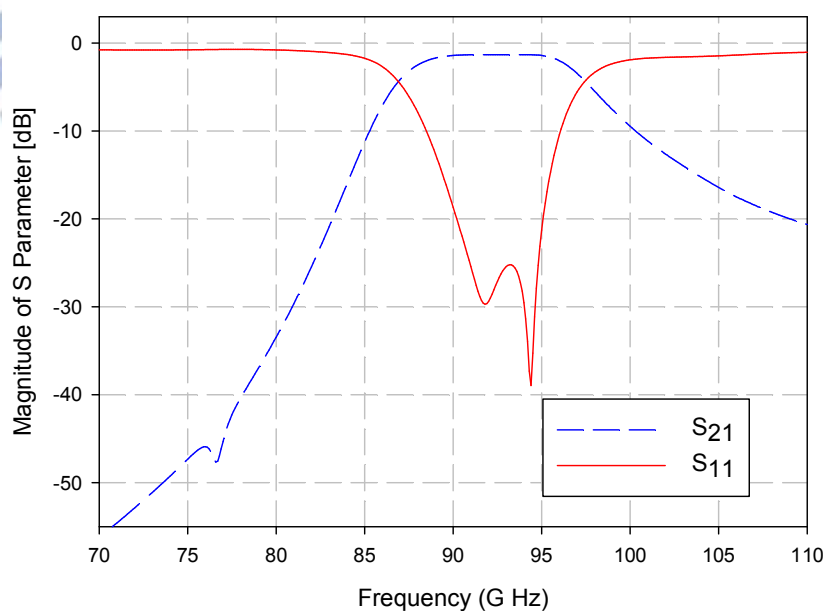


圖 3-21 增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器頻率響應圖

因為基板整合波導的 Q 值較低，測試頻寬調整為 3% 是否能運作。圖 3-22 為中心頻 92 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖，表 3-10 為其物理尺寸，圖 3-23 為其頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.7dB，反射損耗在 21dB 之下，隨著頻寬減小，穿透損耗增加。3% 濾波器可正常運作，但是調整時較敏感。

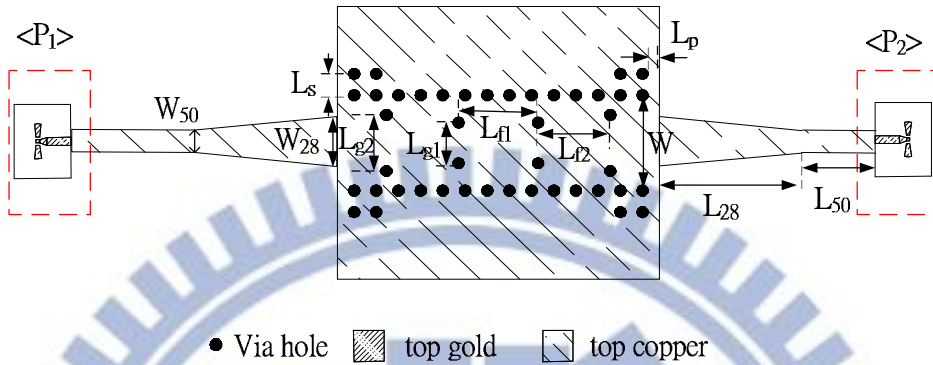


圖 3-22 中心頻 92 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖

表 3-10 中心頻 92 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.754	1.046	1.432	1.3	1.9336	0.2
L_s	W_{28}	W_{50}	L_{28}	L_{50}	
0.4	0.859	0.38	2.24	1.93	

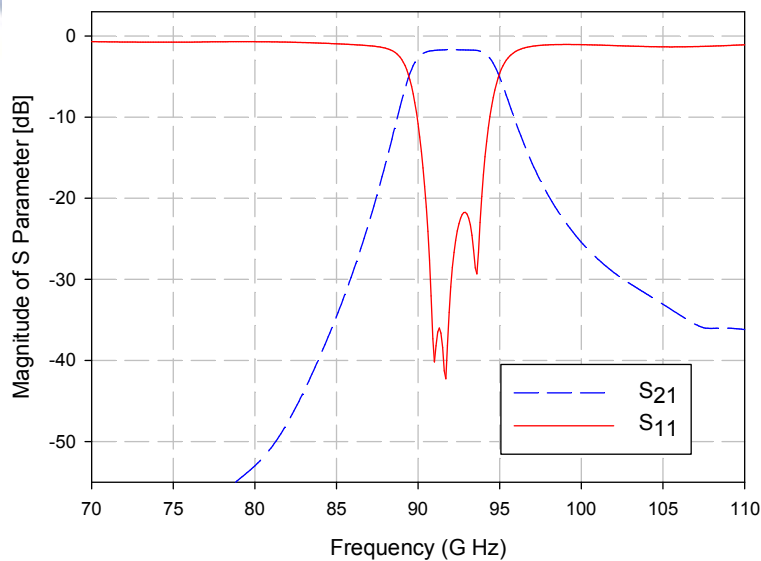


圖 3-23 中心頻 92 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖

圖 3-24 為中心頻 94.5GHz 頻寬 5%之帶通濾波器，表 3-11 為其尺寸，圖 3-25 為頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.6dB，反射損耗在 15dB 之下，設計僅為驗證不同頻率是否好設計。

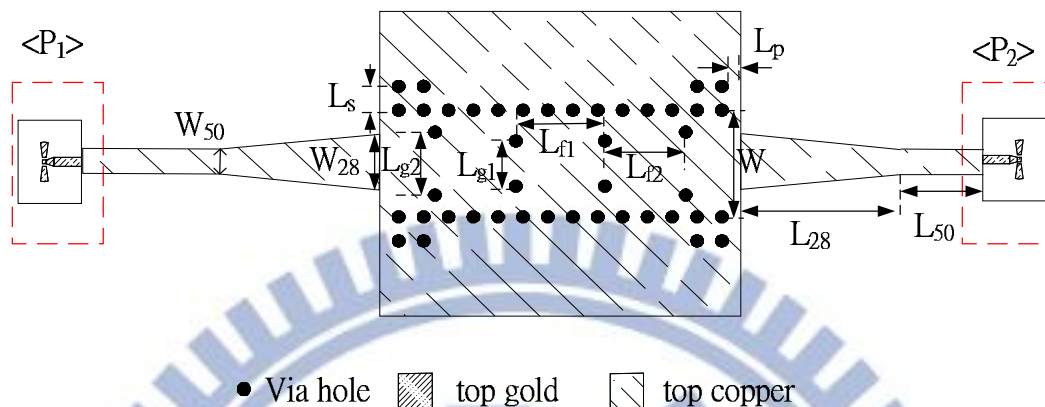


圖 3-24 中心頻 94.5 GHz 頻寬 5%之帶通濾波器電路圖

表 3-11 中心頻 94.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.741	1.031	1.356	1.24	1.9336	0.2
L_s	W_{28}	W_{50}	L_{28}	L_{50}	
0.4	0.859	0.38	2.24	1.93	

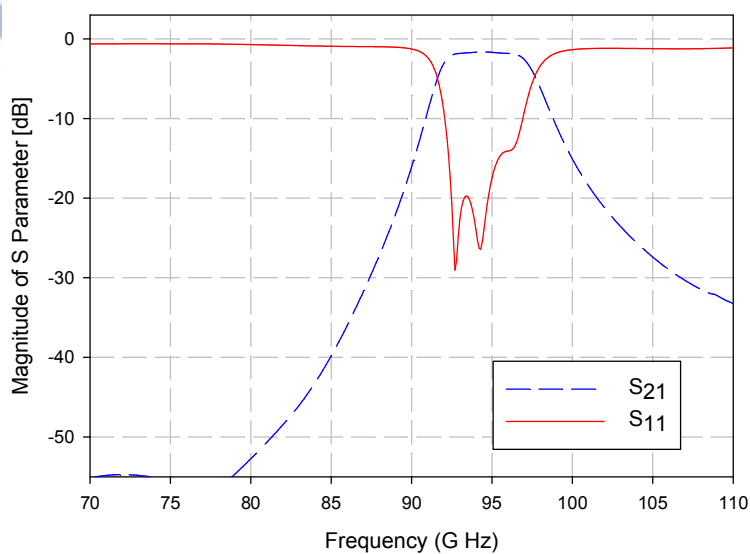


圖 3-25 中心頻 94.5 GHz 頻寬 5%之帶通濾波器頻率響應圖

圖 3-26 為中心頻 77.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器，目的是測試低頻是否能正常運作，表 3-12 為物理尺寸，圖 3-27 為頻率響應圖，未接上轉換器時反射損耗皆能在 -20dB 之下，接上轉換器後大幅上升，受轉換器影響較大，但是中心頻及頻寬無太大變動。

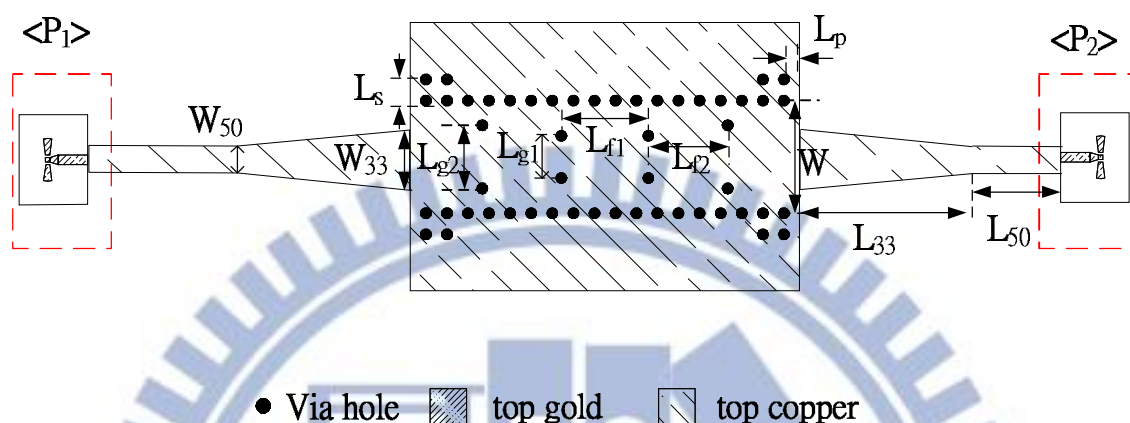


圖 3-26 中心頻 77.5GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖

表 3-12 中心頻 77.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.8	1.2	1.648	1.5	1.9336	0.2
L_s	W_{33}	W_{50}	L_{33}	L_{50}	
0.4	0.69	0.38	2.7	2	

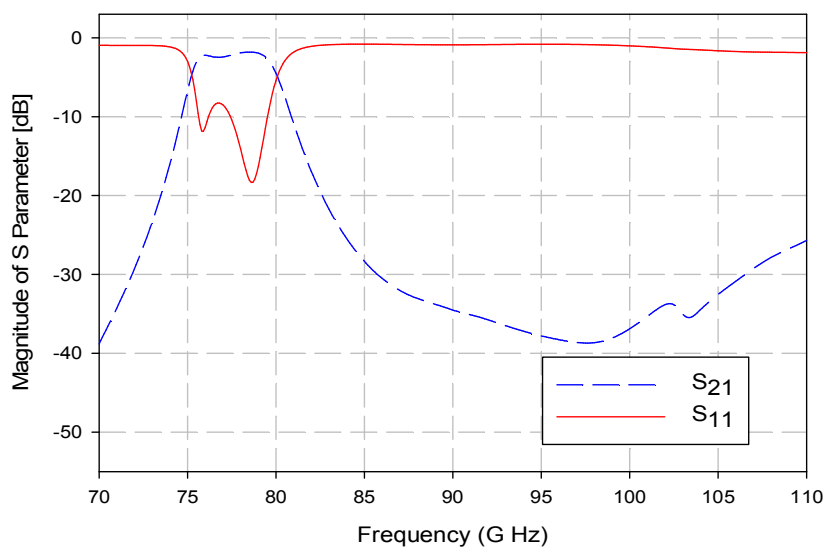


圖 3-27 中心頻 77.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖

3.2 基板整合波導之 T-形結雙工器

這一小節是單純用基板整合波導實現 T-形結雙工器，濾波器選用中心頻 81 GHz 及 96 GHz 頻寬皆 3%。參考[28]設計出圖 3-28 基板整合波導之 T-形結電路圖，表 3-13 為其尺寸，圖 3-29 為電路響應，可看出 T-形結將能量均分，但是被板材損耗掉部分能量，穿透損耗約為 3.8dB。

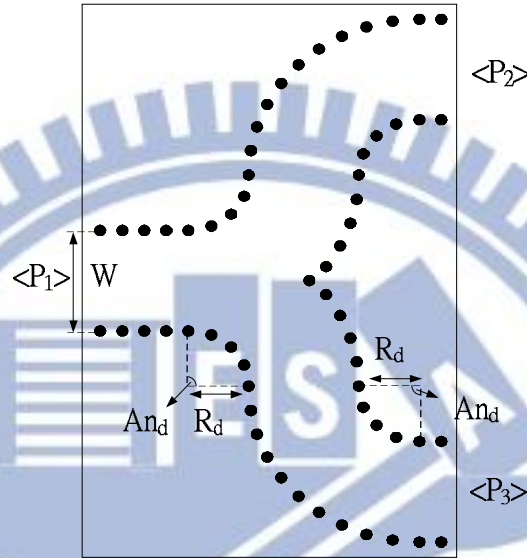


圖 3-28 基板整合波導 T-形結電路圖

表 3-13 基板整合波導 T-形結尺寸(單位：mm，度)

W	R_d	A_n
2	1.1	90

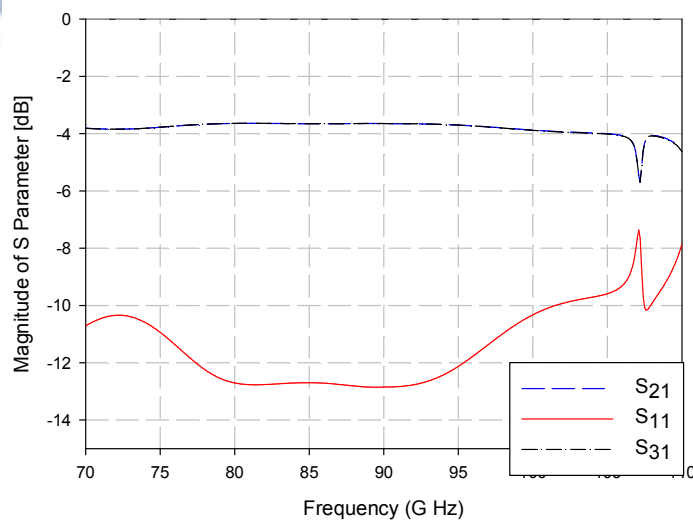


圖 3-29 基板整合波導 T-形結頻率響應圖

圖 3-30 是 96 GHz 的帶通濾波器電路圖，表 3-14 是其物理尺寸，圖 3-31 是頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.1dB，反射損耗皆在 28dB 之下。

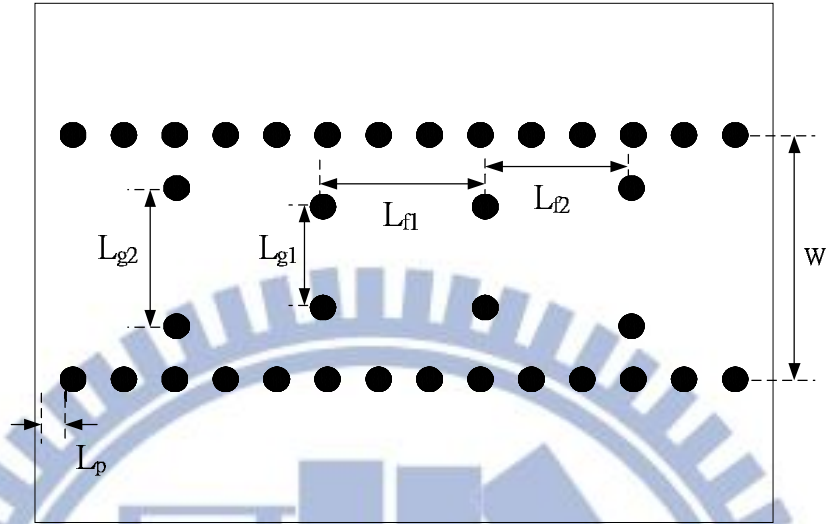


圖 3-30 中心頻 96 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖

表 3-14 中心頻 96 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位: mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.8	1.1684	1.635	1.482	2	0.2

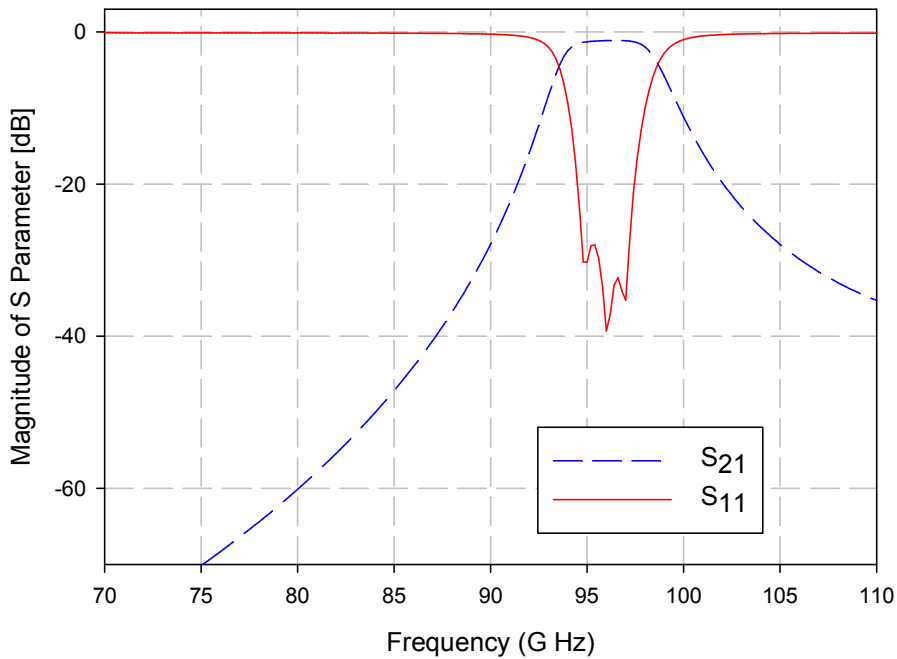


圖 3-31 中心頻 96 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖

圖 3-32 是 81 GHz 的帶通濾波器電路圖，表 3-15 是物理尺寸，圖 3-33 是其頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.1dB，反射損耗皆在 30dB 之下。

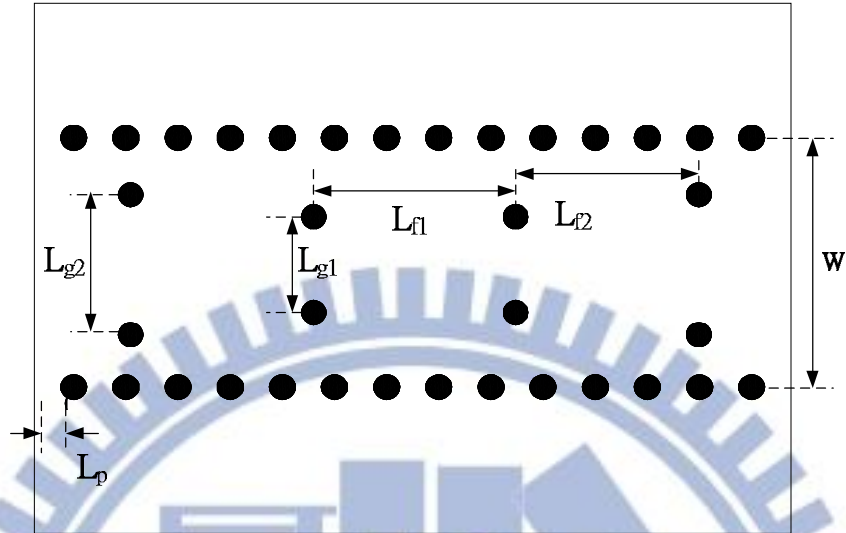


圖 3-32 中心頻 81 GHz 頻寬 3%帶通濾波器電路圖

表 3-15 中心頻 81 GHz 頻寬 3%帶通濾波器電物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.6756	1.02	1.2852	1.174	2	0.2

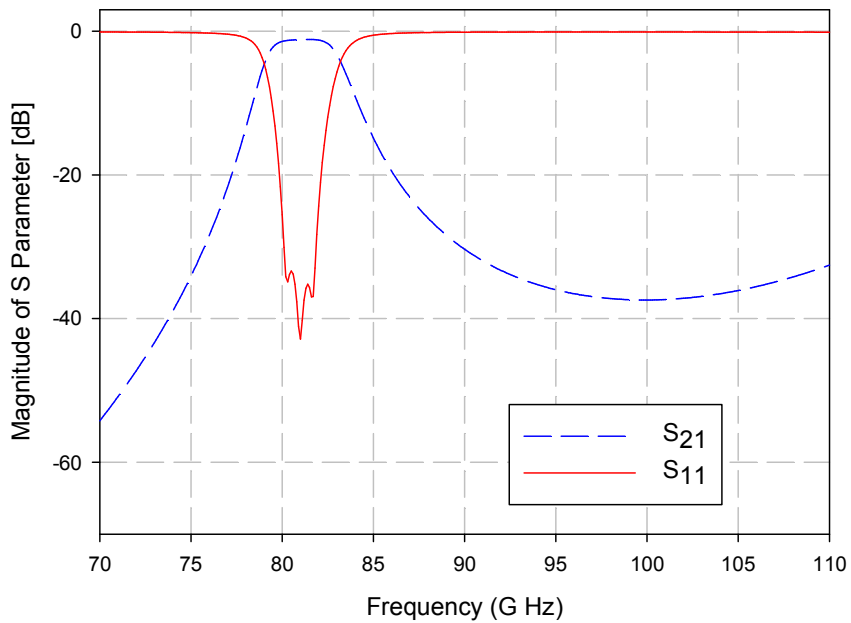


圖 3-33 中心頻 81 GHz 頻寬 3%帶通濾波器頻率響應圖

將此二濾波器與基板整合波導 T-形結結合，完成圖 3-34 基板整合波導之 T-形結頻率雙工器，並加上緩變線與端口旁貫孔，接著利用帶通濾波器與 T-形結的距離 T_L 與 T_H ，達成 2.3 節所述的 T-形結匹配法，完成雙工器，表 3-16 是其尺寸，圖 3-35 是其頻率響應圖，低頻部分中心頻 81.5 GHz，頻寬 2.9%，穿透損耗約 2.7dB，反射損耗皆在 14dB 之下；高頻中心頻 95.5 GHz，頻寬 3.1%，穿透損耗約 3dB，反射損耗皆在 10dB 之下，兩通帶穿透損耗交點為 33dB。

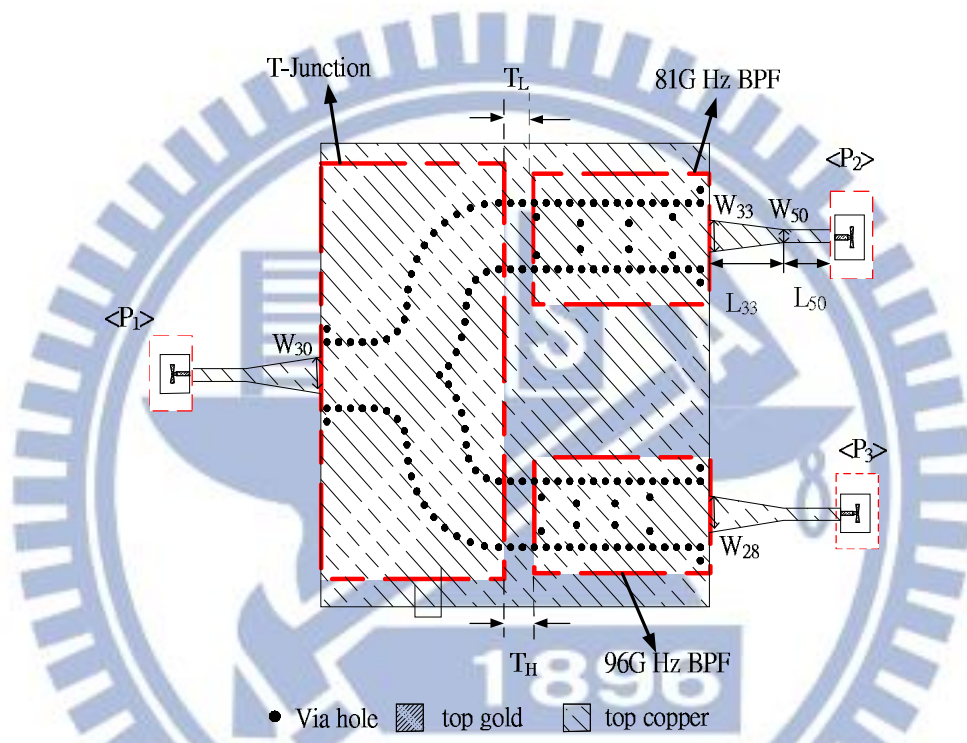


圖 3-34 基板整合波導之 T-形結雙工器電路圖

表 3-16 基板整合波導之 T-形結雙工器物理尺寸(單位：mm)

T_L	T_H	W_{28}	W_{30}	W_{33}	W_{50}	L_{33}	L_{50}
1.272	1.04	0.86	0.8	0.69	0.38	2.7	2

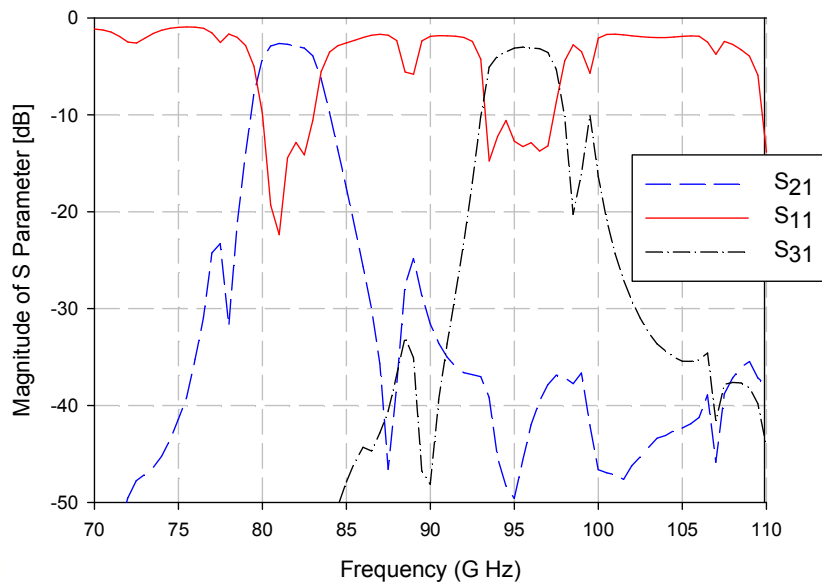
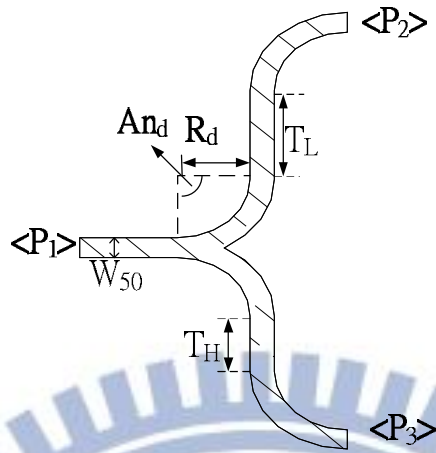


圖 3-35 基板整合波導之 T-形結雙工器頻率響應圖

3.3 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器

上一小節以基板整合波導完成 T-形結，這一小節改用傳統微帶線完成這部分架構，圖 3-36 是傳統微帶線 T-形結電路圖，表 3-17 是其物理尺寸，接合點是由兩個半徑 1.524mm、轉九十度的緩變線接合而成，之後各自接上長度為 T_H 及 T_L 之長直緩變線，最後再接轉九十度之緩變線方便量測。圖 3-37 是假設 T_H 及 T_L 長度均為 0 時之頻率響應，可看出能量均分，穿透損耗 3.4dB，且沒有純基板整合波導 T-形結時的共振現象。



● Via hole ▨ top gold □ top copper

圖 3-36 傳統微帶線 T-形結電路圖

表 3-17 傳統微帶線 T-形結物理尺寸(單位：mm，度)

T_L	T_H	R_d	A_n	W_{50}
1.7526	1.0922	1.524	90	0.38

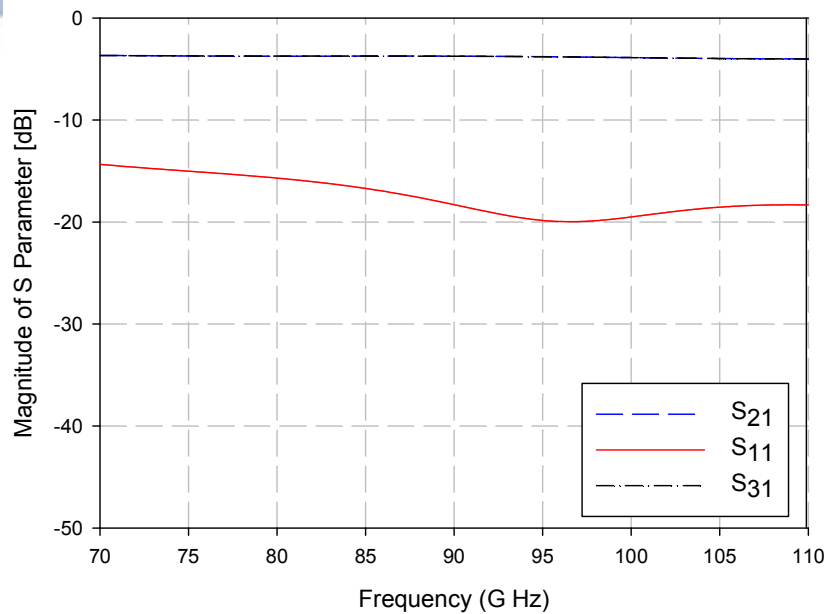


圖 3-37 傳統微帶線 T-形結頻率響應圖

將傳統微帶線 T-形結與 3.2 節所完成之濾波器結合，完成圖 3-38 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器。圖 3-39 是其頻率響應圖，低頻部分中心頻 80.9 GHz 頻寬 3.1%，穿透損耗 3.4dB，反射損耗 12dB 之下，高頻部分中心頻 96.3 GHz 頻寬 3.4%，穿透損耗為約 4.2dB，反射損耗 15dB 之下，兩通帶穿透損耗交點為 31dB。

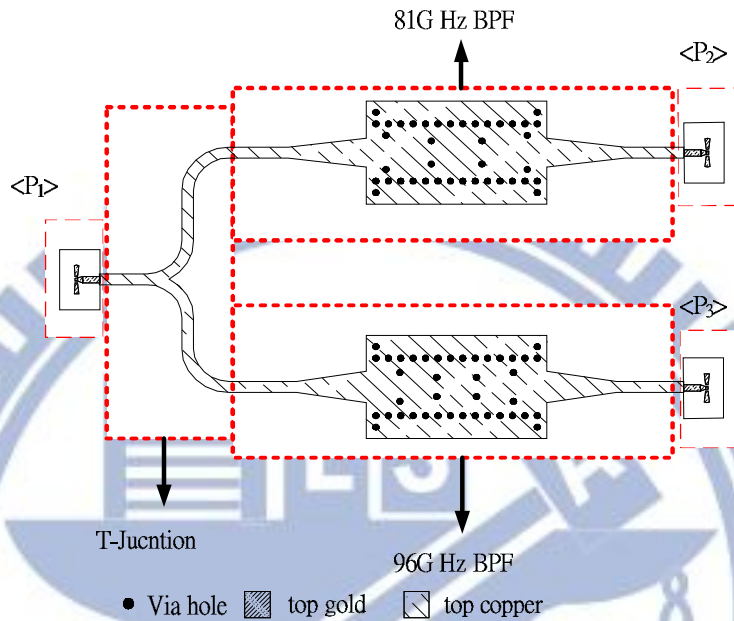


圖 3-38 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器電路圖

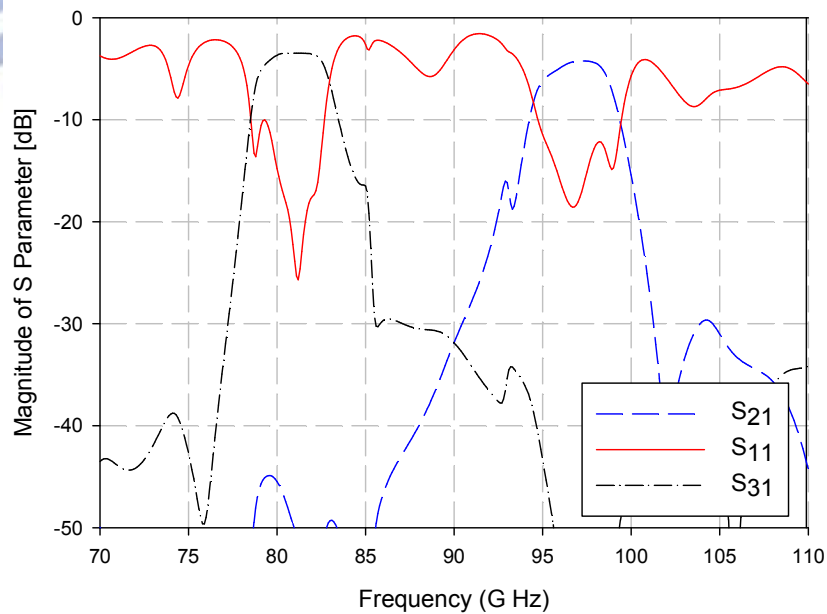


圖 3-39 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器頻率響應圖

3.4 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器

由於前兩個 T-形結雙工器的礙於架構設計，T-形結接合點至帶通濾波器之傳輸線均超過半波長，也就是阻抗匹配在史密斯圖上多走了一段，所以本節將整體架構做大幅度修改。首先參考[26]，將帶通濾波器其與接合點間的對外端口修改，完成新的帶通濾波器架構。

圖 3-40 是修正之中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器，表 3-18 是其物理尺寸，圖 3-41 為其頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.5dB，反射損耗 23dB，穿透損後比之前架構略微增加。其中 L_{f1} 、 L_{f2} 、 L_{g1} 及 L_{g2} 均與圖 3-32 之帶通濾波器尺寸差不多，僅經過微調。需要特別調整的是圖 3-40 左端對外端口的貫孔間距 L_{g3} 及貫孔至第一、二腔貫孔的距離 L_{f3} ，另外端口貫孔與側邊貫孔的中心點均須位於上層金屬之邊緣，此四個貫孔位置較為特殊，金屬層一半洗掉一半保留。用此方法可使省去帶通濾波器轉換至微帶線之緩變線，將尺寸大幅縮小，且此方法無端口並不會產生 Quasi-TEM 模態導波溢散，故不需於端口邊增加貫孔，圖 3-42 是其電場圖。

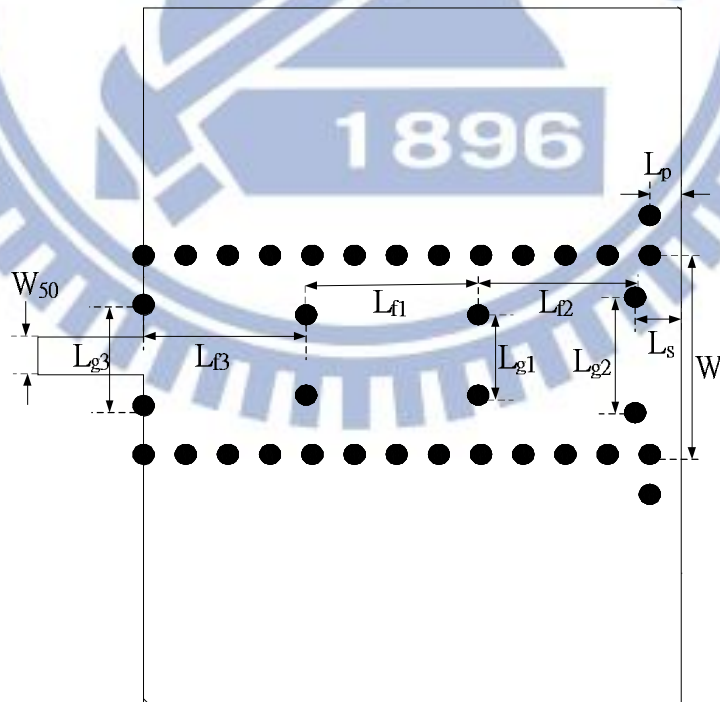


圖 3-40 修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖

表 3-18 修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{g3}	L_{f1}	L_{f2}
0.805	1.16	1.016	1.63	1.488
L_{f3}	L_p	L_s	W	W_{50}
1.542	0.2	0.44	2	0.38

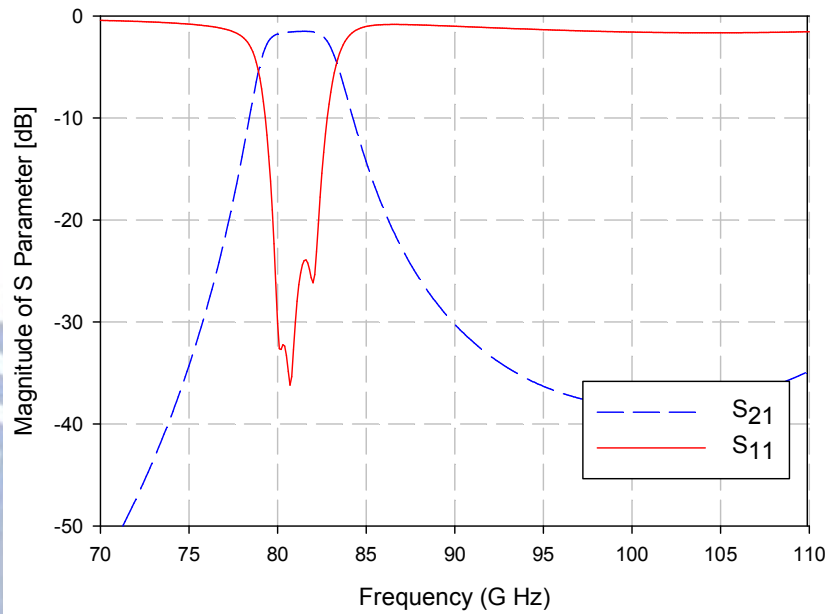


圖 3-41 修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖

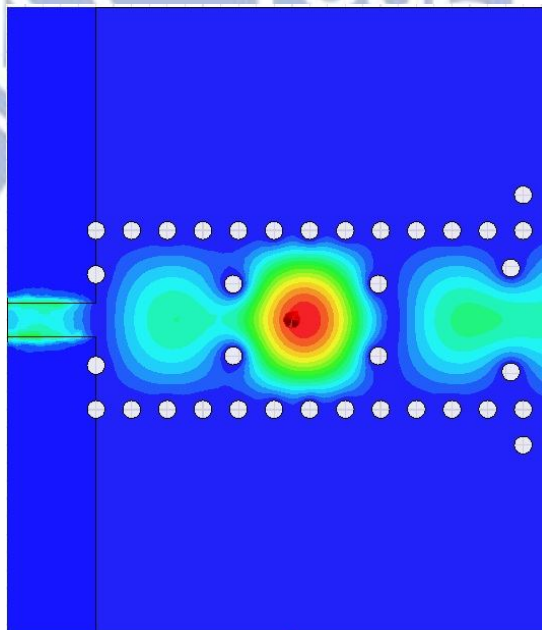


圖 3-42 修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電場圖

圖 3-43 是修正後中心頻 96 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖，表 3-19 是其尺寸，圖 3-44 是其頻率響應圖，通帶穿透損耗 1.3dB，反射損耗 23dB。

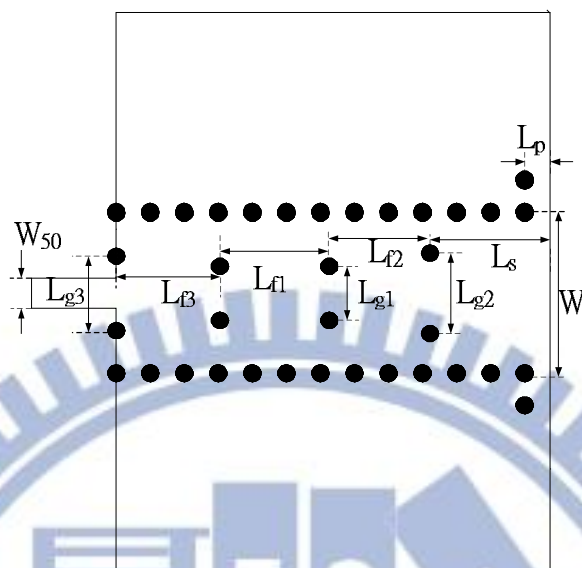


圖 3-43 修正後中心頻 96 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器電路圖

表 3-19 修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{g3}	L_{f1}	L_{f2}
0.673	1	0.927	1.285	1.183
L_{f3}	L_p	L_s	W	W_{50}
1.217	0.2	1.414	2	0.38

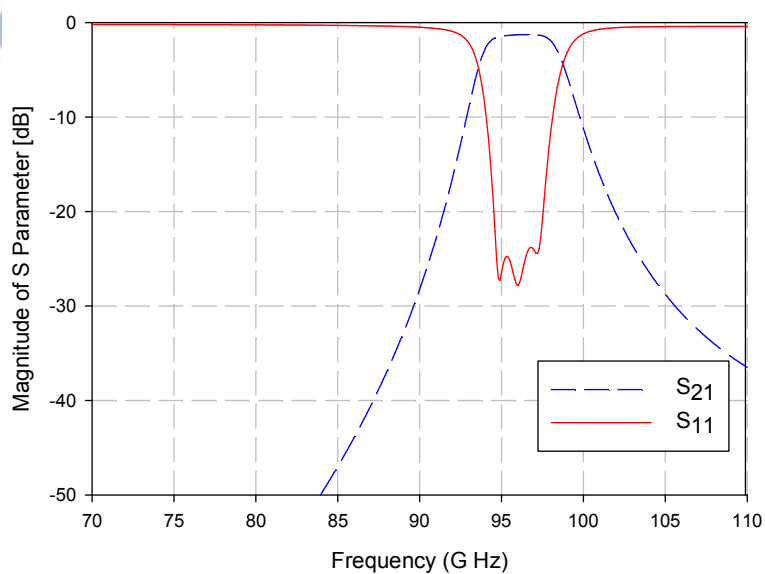


圖 3-44 修正後中心頻 81 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器頻率響應圖

圖 3-45 為微帶線 T-形結電路圖，表 3-20 為其物理尺寸，將之前接合點部份之圓弧微帶線半徑縮小，並利用輸出臂 50Ω 微帶線線長 T_H 及 T_L 控制接合點看至濾波器之輸入阻抗。

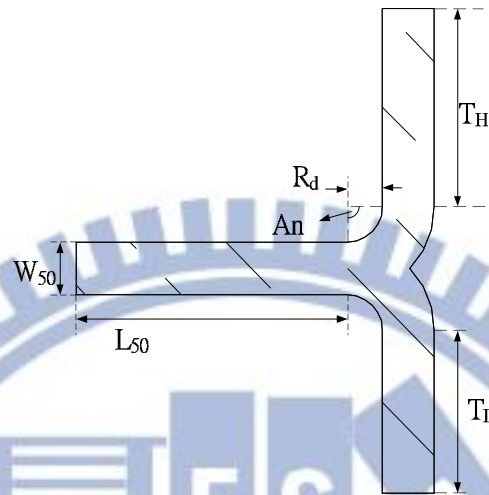


圖 3-45 傳統微帶線 T-形結電路圖

表 3-20 統微帶線 T-形結物理尺寸(單位：mm，度)

T_H	T_L	W_{50}	L_{50}	An	R_d
1.42	1.16	0.38	2	90	0.254

將微帶線 T-形結與圖 3-40 及圖 3-43 之帶通濾波器結合，並加上緩變線及扇形轉換器後，完成修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工，表 3-21 為其物理尺寸，圖 3-47 是其頻率響應圖。可看出修正後，反射損耗增加，通帶部分均可達到 20dB，低頻部份中心頻 81.25 GHz 頻寬 3%，穿低頻透損耗減為 2.4dB；高頻部分中心頻 91 GHz 頻寬 3.1%，穿低頻透損耗減為 2.7dB，兩通帶穿透損耗交點為 30dB，推估是尺寸縮小減少電路損耗，此修正於各方面皆有改善。

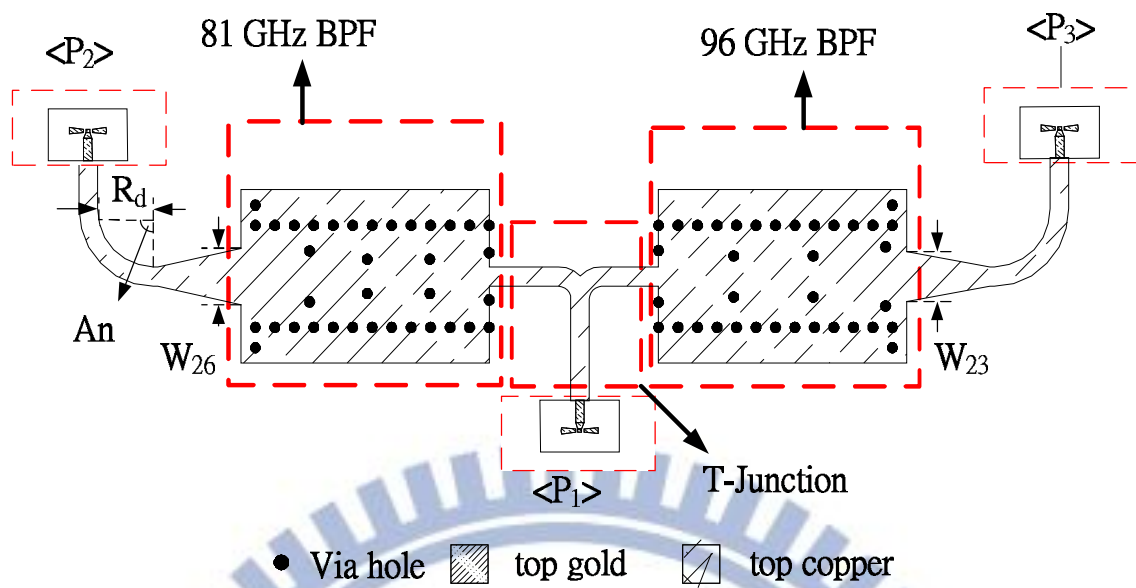


圖 3-46 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器電路圖

表 3-21 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器物理尺寸(單位：mm，度)

W26	W23	An	Rd
0.94	1.1	90	1.143

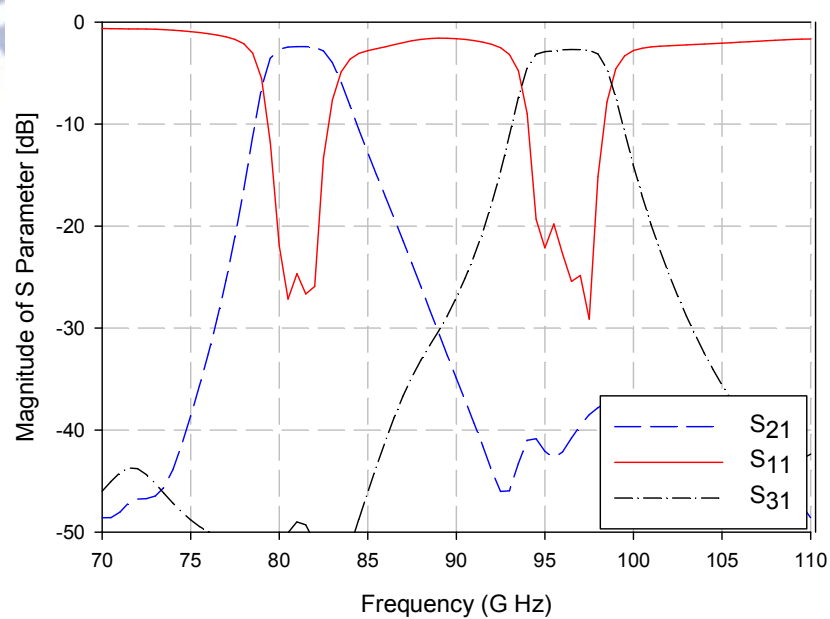


圖 3-47 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器頻率響應圖

3.5 基板整合波導混成耦合雙工器

由 2.6 節所述的混成耦合雙工器理論，結合基板整合波導，完成此節之基板整合波導混成耦合雙工器。需要使用 3dB 垂交混成器及帶通濾波器，垂交混成器部分沿用[21]之設計，而帶通濾波器則是根據 3.1 節方法設計出所需的 84 GHz 及 93 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器。圖 3-48 是中心頻 93 GHz 帶通濾波器電路圖，表 3-22 是其物理尺寸，圖 3-49 是頻率響應圖，其通帶穿透損耗 0.7dB，反射損耗皆超過 25dB；圖 3-50 是中心頻 84 GHz 帶通濾波器電路圖，表 3-23 是其物理尺寸，圖 3-51 是其頻率響應圖，其通帶內穿透損耗 0.7dB，反射損耗皆超過 22dB，

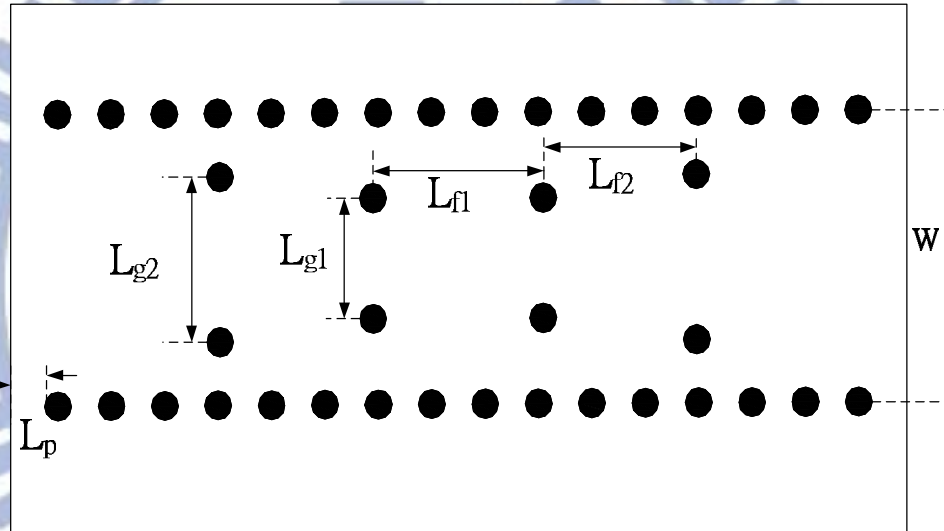


圖 3-48 中心頻 93 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器電路圖

表 3-22 中心頻 93 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.825	1.13	1.275	1.148	2	0.2

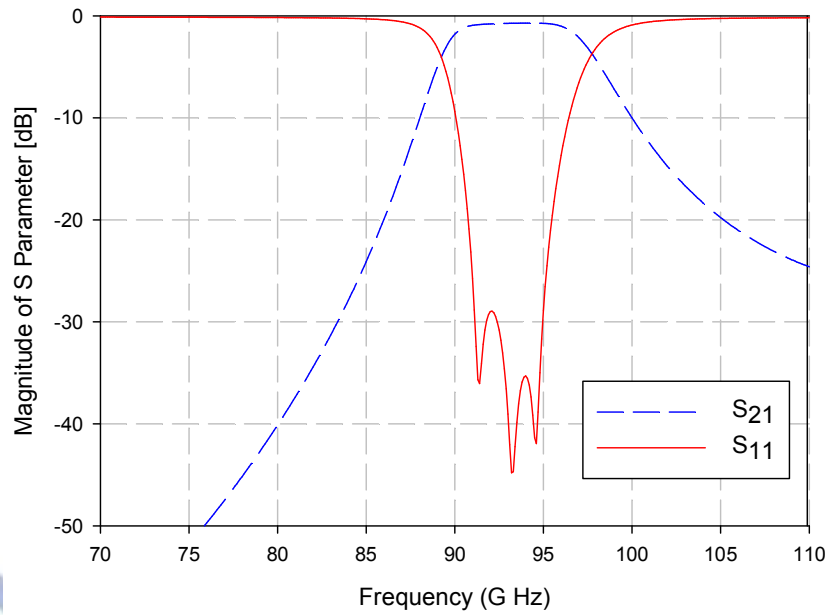


圖 3-49 中心頻 93 GHz 頻寬 5%帶通濾波器頻率響應圖

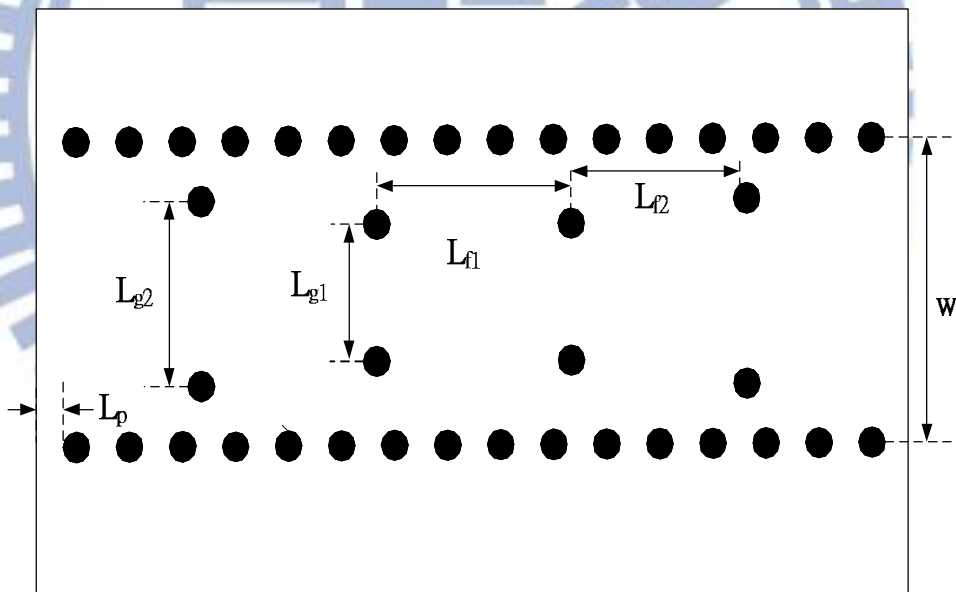


圖 3-50 中心頻 84 GHz 頻寬 5%帶通濾波器電路圖

表 3-23 中心頻 84 GHz 頻寬 5%帶通濾波器物理尺寸(單位：mm)

L_{g1}	L_{g2}	L_{f1}	L_{f2}	W	L_p
0.9	1.214	1.47	1.323	2	0.2

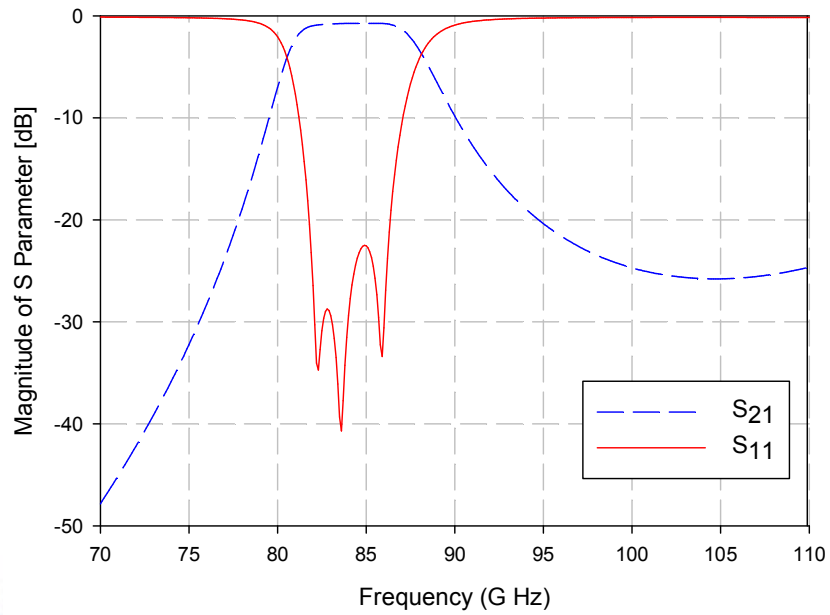


圖 3-51 中心頻 84 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器頻率響應圖

帶通濾波器設計完成後，接著要設計的部分是如何將垂交混成器與帶通濾波器結合。將[21]的垂交混成器端口延伸，作為與帶通濾波器連接部分，為了避免兩個濾波器之間產生耦合互相影響，所以稍微分開，圖 3-52 為端口分開垂交混成器電路圖，表 3-1 表 3-24 為其物理尺寸。

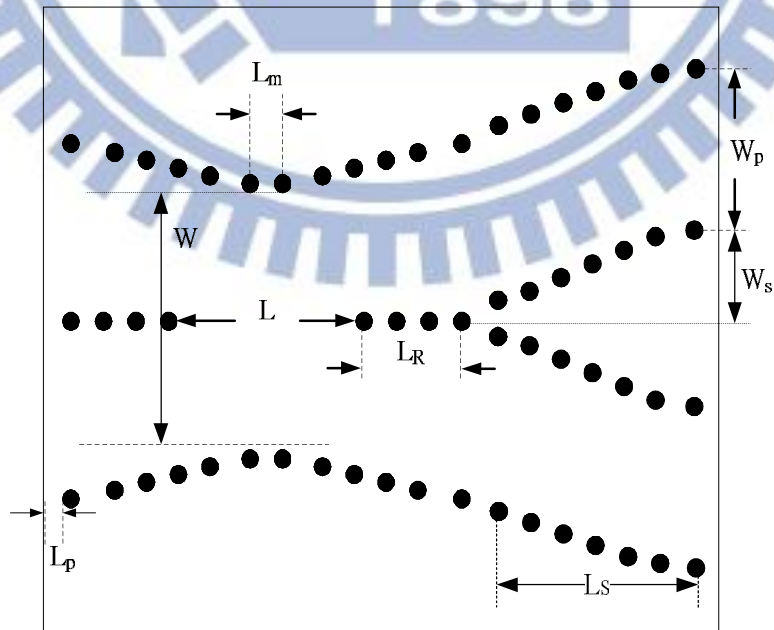


圖 3-52 端口延伸並分開垂交混成器電路圖

表 3-24 垂交混成器物理尺寸(單位：mm)

L	L _p	L _S	L _R	L _m	W	W _p	W _S
2.08	0.2	2.32	1.2	0.4	2.9	2	0.75

將上面設計的垂交混成器對接，測試混成耦合多工器的理論應用在此種架構的效果。並在中間加上一小段基板整合波導，若效果好，再於基板整合波導中間加入控制耦合量的貫孔即可完成帶通濾波器，也就是於單一通帶完成混成耦合多工器理論的設計。圖 3-53 是垂交混成器端口分開並對接電路圖，圖 3-54 為其頻率響應圖，此時未加入帶通濾波器，根據理論 Port 1 輸入的能量，應完全進入 Port 4，而 Port 2 及 Port 3 完全無能量，但是模擬結果於 80 GHz 以下及 100 GHz 以上， S_{41} 有大幅衰減的趨勢。

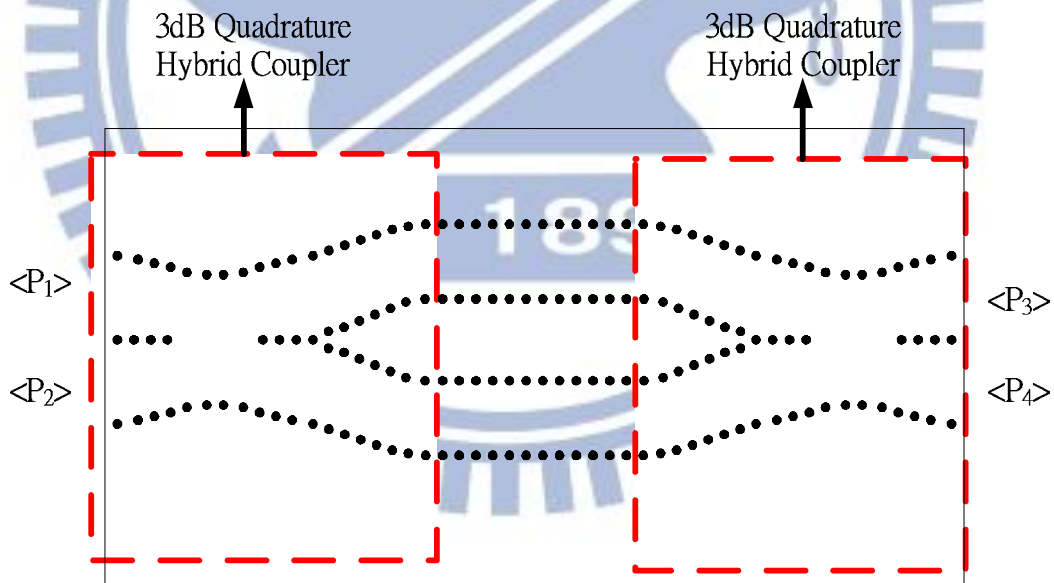


圖 3-53 垂交混成器端口延伸並分開對接電路圖

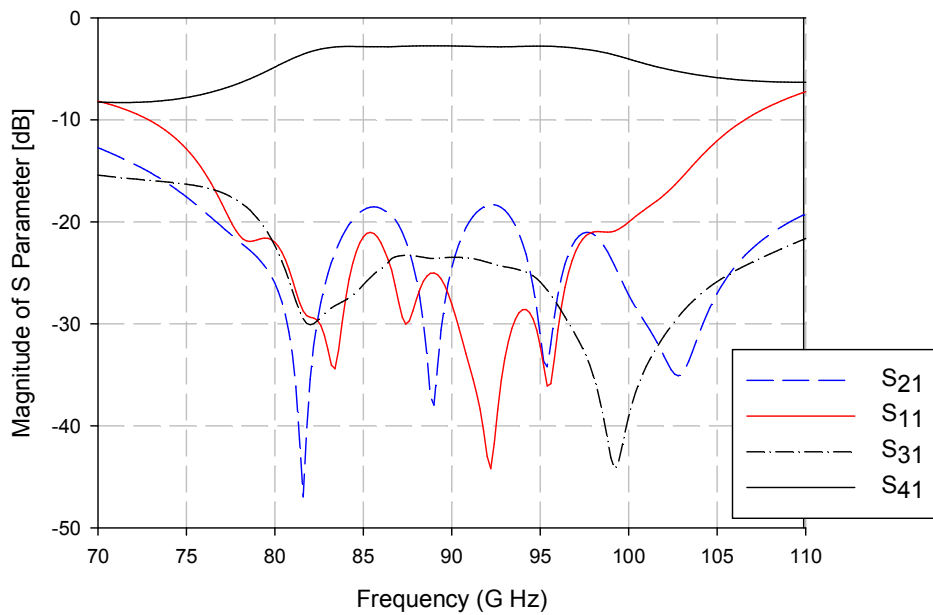


圖 3-54 垂交混成器端口分開並對接頻率響應圖

將圖 3-48 設計的帶通濾波器結合圖 3-53 的對接垂交混成器，也就是在中間的基板整合波導加入貫孔，完成圖 3-55 中心頻 93 GHz 頻寬 5% 單一頻段混成耦合多工器。根據理論 Port1 輸入的能量，經此架構後，僅於 Port 4 收到帶通濾波器通帶的能量，圖 3-56 為其頻率響應圖，效果不理想，所以再進行架構的修改。

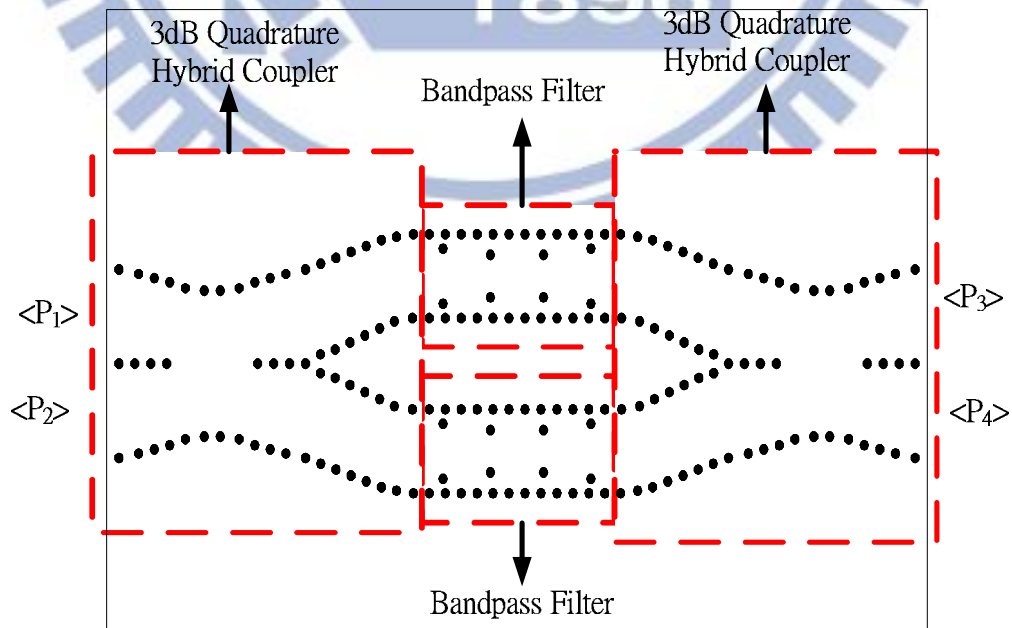


圖 3-55 中心頻 93 GHz 頻寬 5% 端口延伸並分開單一頻段混成多工器電路圖

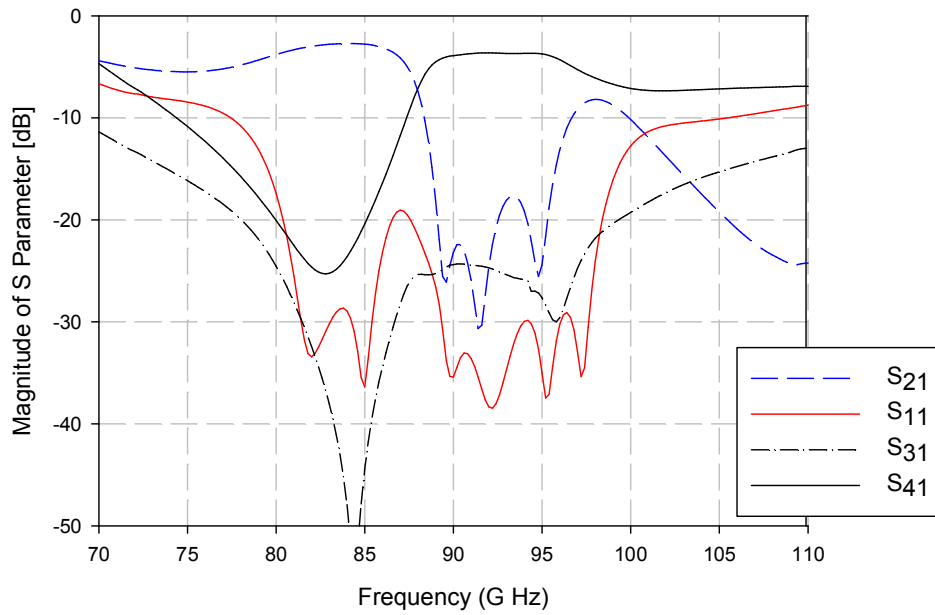


圖 3-56 中心頻 93 GHz 頻寬 5% 單一頻段混成多工器頻率響應圖

端口分開後頻率響應不理想，推測是由於波導進行轉彎造成，考量貫孔間距極小，彼此間的耦合量不大，所以將垂交混成器端口直接延伸，圖 3-57 為端口延伸垂交混成器電路圖，表 3-25 為其物理尺寸。

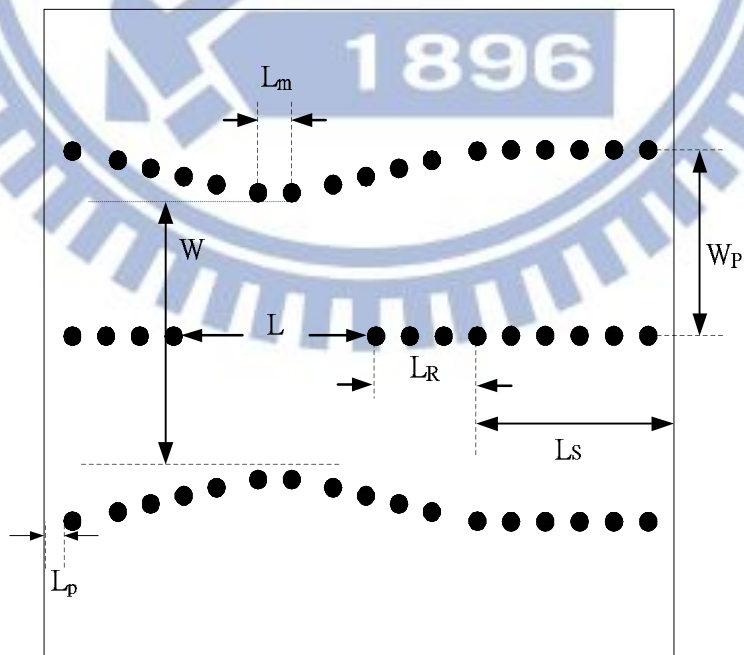


圖 3-57 端口延伸垂交混成器電路圖

表 3-25 端口延伸垂交混成器物理尺寸(單位：mm)

L	L _p	L _S	L _R	L _m	W	W _p
2.08	0.2	2.2	1.2	0.4	2.9	2

圖 3-58 是垂交混成器端口延伸並分開對接電路圖，中間加入一段基板整合波導，測試不加帶通濾波器，Port 1 輸入的能量是否能盡數到達 Port 4。圖 3-59 是其頻率響應圖，可看出通帶大幅改善，端口分開之架構，S₄₁ 僅於 83 GHz 至 98 GHz 有較好表現，改良後於 75 GHz 至 104 GHz 皆有不錯表現，符合本論文中所使用的帶通濾波器頻段，所以採用此種架構。

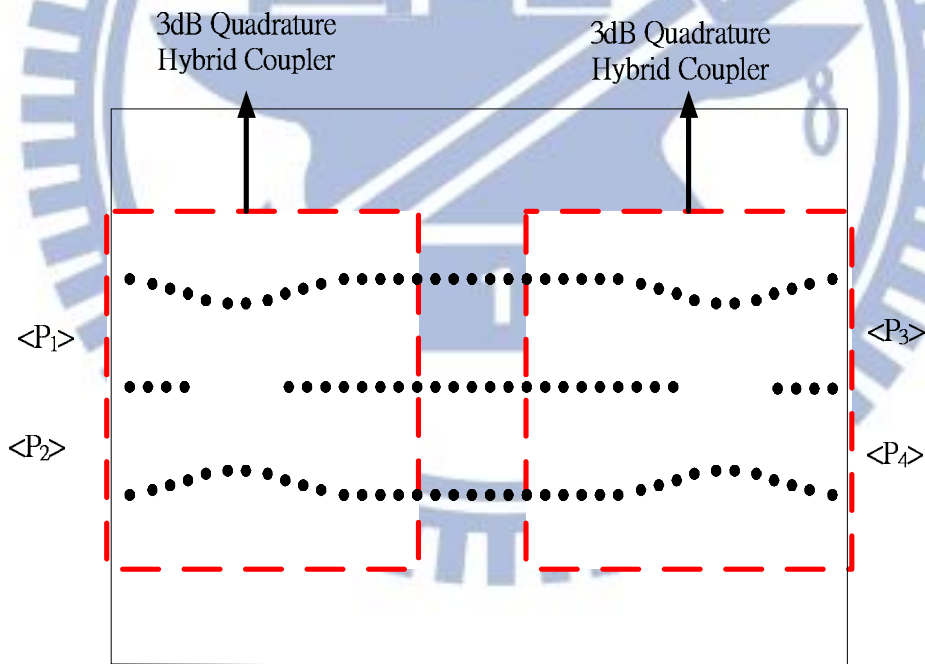


圖 3-58 垂交混成器端口延伸對接電路圖

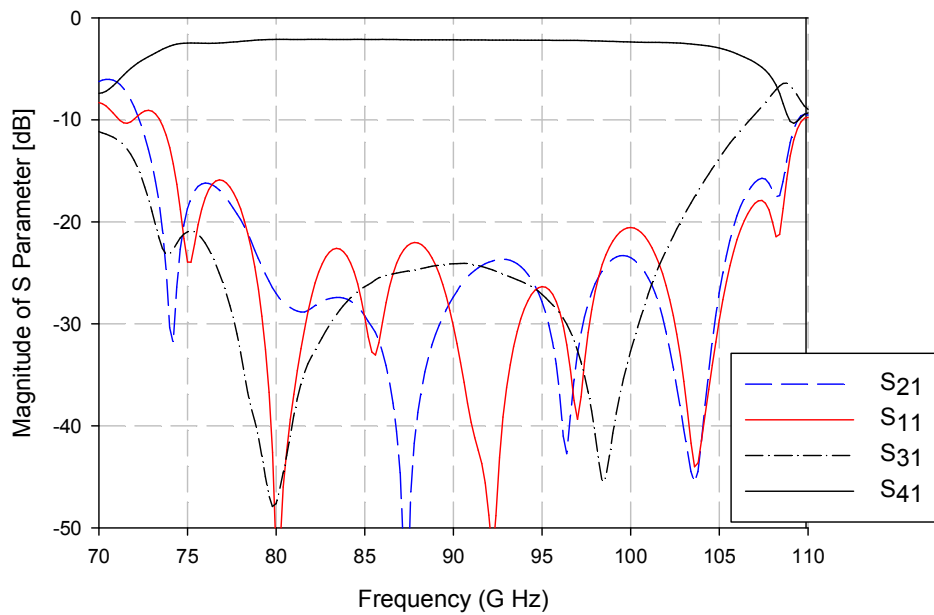


圖 3-59 垂交混成器端口延伸對接頻率響應圖

加上中心頻 93 GHz 的帶通濾波器，測試單一頻段的混成耦合多工器是否能正常運作。圖 3-60 為中心頻 93 GHz 頻寬 5% 端口延伸單一頻段混成多工器電路圖，圖 3-61 為其頻率響應圖，可看出雖然 dip 消失了，但 S_{11} 有較好表現，穿透損耗 3dB，中心頻 93 GHz 頻寬 5%，與設計相同。

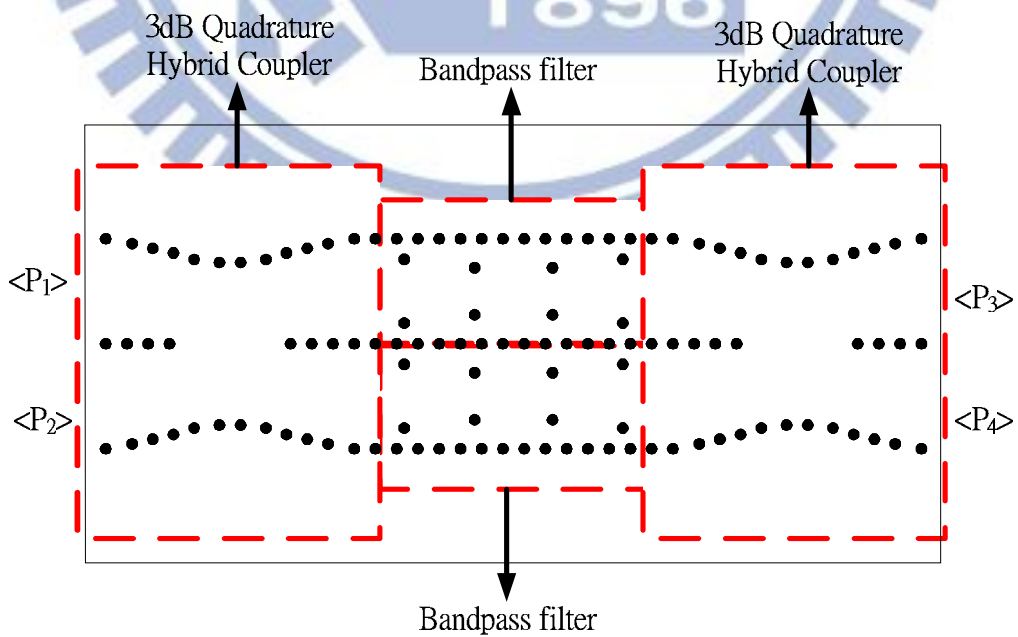


圖 3-60 中心頻 93 GHz 頻寬 5% 端口延伸單一頻段混成多工器電路圖

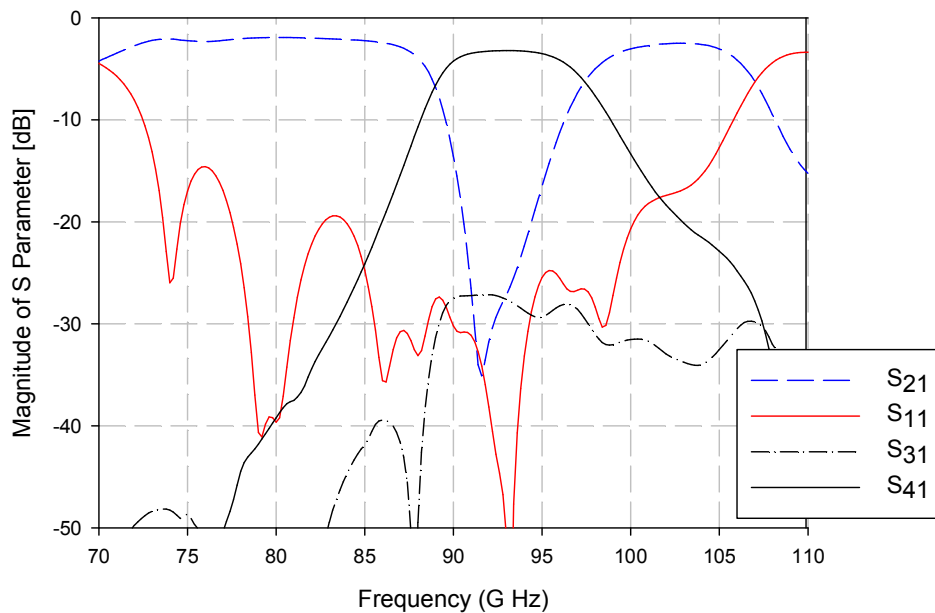


圖 3-61 中心頻 93 GHz 頻寬 5% 端口延伸單一頻段混成多工器頻率響應圖

用新架構完成兩通帶之單一頻段混成多工器，並加上一個半圓的基板整合波導將兩者接在一起，並於端口加上防止 Quasi-TEM 導波溢散的貫孔，接上緩變線及扇形轉換器後，完成圖 3-62 基板整合波導混成耦合雙工器，表 3-26 為其物理尺寸，圖 3-63 為其頻率響應圖，於較高頻通帶部分，穿透損耗 3.5dB，中心頻 93 GHz 頻寬 5.1%，較低頻通帶部分，穿透損耗 5.5dB，中心頻 84.1 GHz 頻寬 4.9%，損耗程度較高是因為導波走了較長距離，被板材損耗部分能量，兩者穿透損耗交點為 11dB，若不計較高通帶穿透損耗，兩者穿透損耗交點為 7.5dB。

表 3-26 基板整合波導混成耦合雙工器物理尺寸(單位：mm)

R_d	W_{50}	W_{26}	L_{50}	L_{26}
3.1	0.38	0.86	2.18	1.7

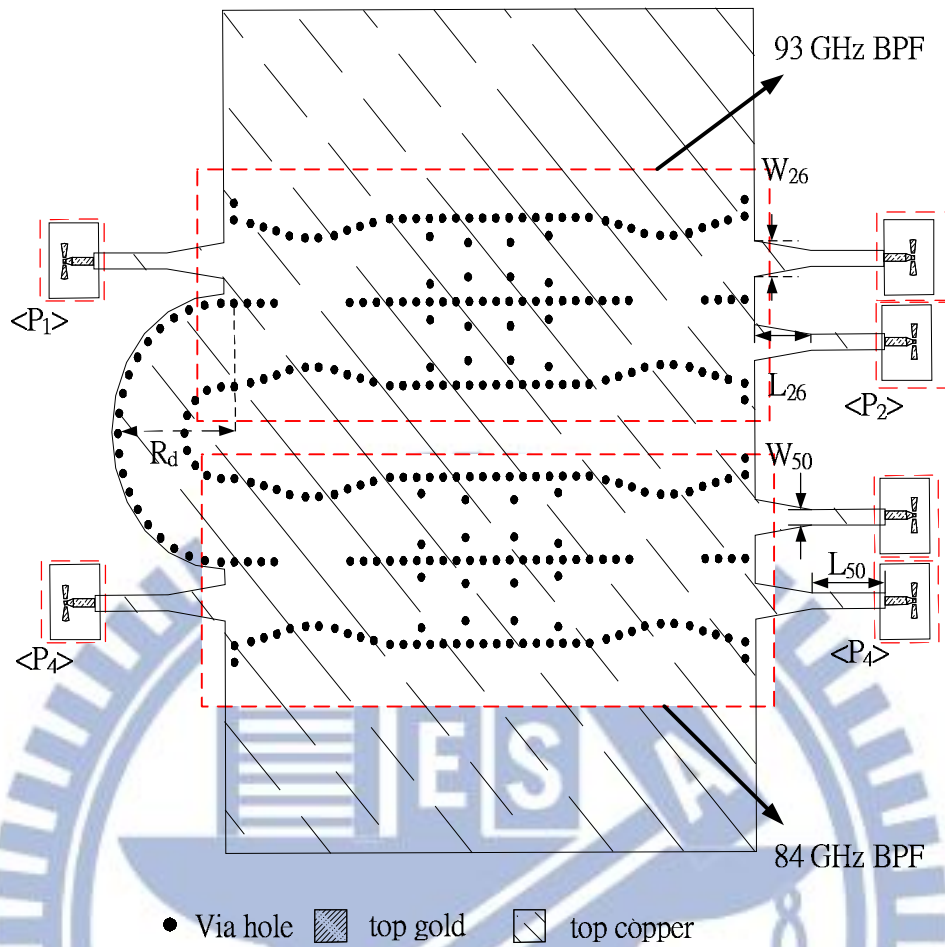


圖 3-62 基板整合波導混成耦合雙工器電路圖

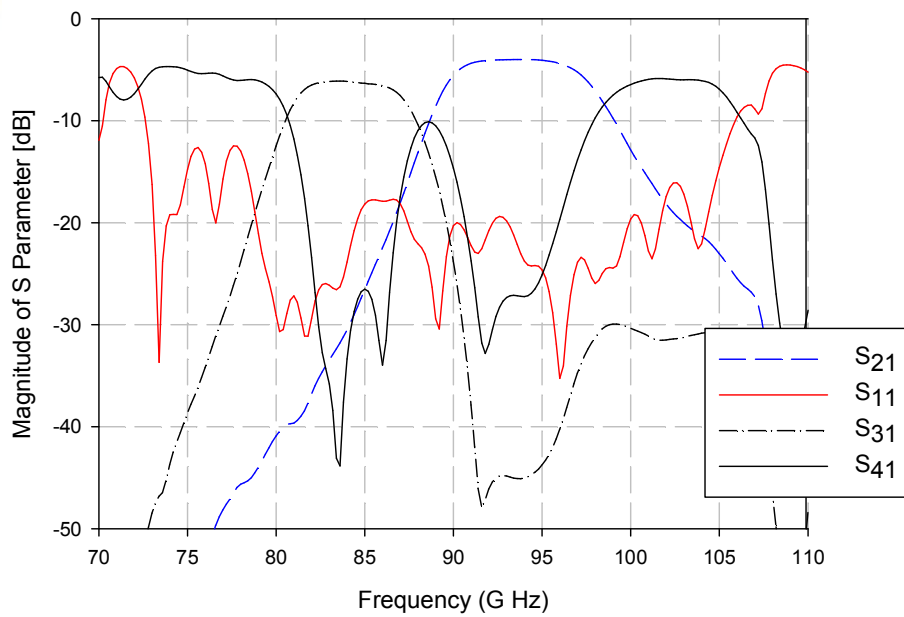


圖 3-63 基板整合波導混成耦合雙工器頻率響應圖

第四章 實作與量測

4.1 基板整合波導帶通濾波器實作與量測

圖 4-1 是基板整合波導帶通濾波器實體電路，由於厚度 5mil 的 Rogers RT-DuroudTM 過軟，組裝及量測時須將電路承載於硬板上，避免電路彎曲及被探針刺穿。

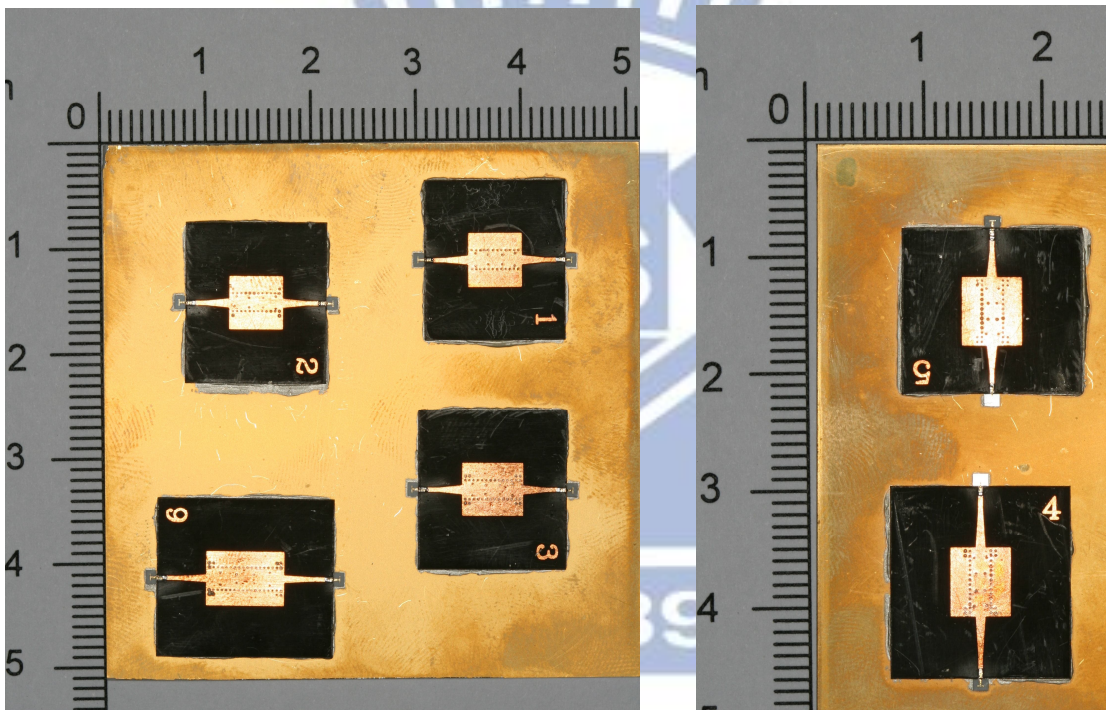


圖 4-1 基板整合波導帶通濾波器電路整體實作照片

在進行各式實作量測之前，先針對扇形轉換器及傳輸線部分的損耗進行量測，圖 4-2 為扇形轉換器背對背接實體電路，圖 4-3 為其量測結果，於 80 GHz 至 90 GHz 其穿透損耗皆在 0.2dB 至 06dB 之內，其他頻率最多損耗至 1dB，推估是扇形部分產生輻射，平均穿透損耗 0.55dB，須注意的是此電路是於製作時即為背對背接，兩轉換器之間並無接合不完善所造成的穿透損耗。

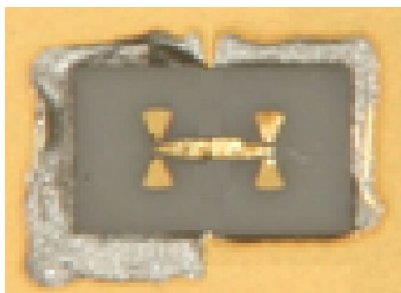


圖 4-2 扇形轉換器背對背接實體電路

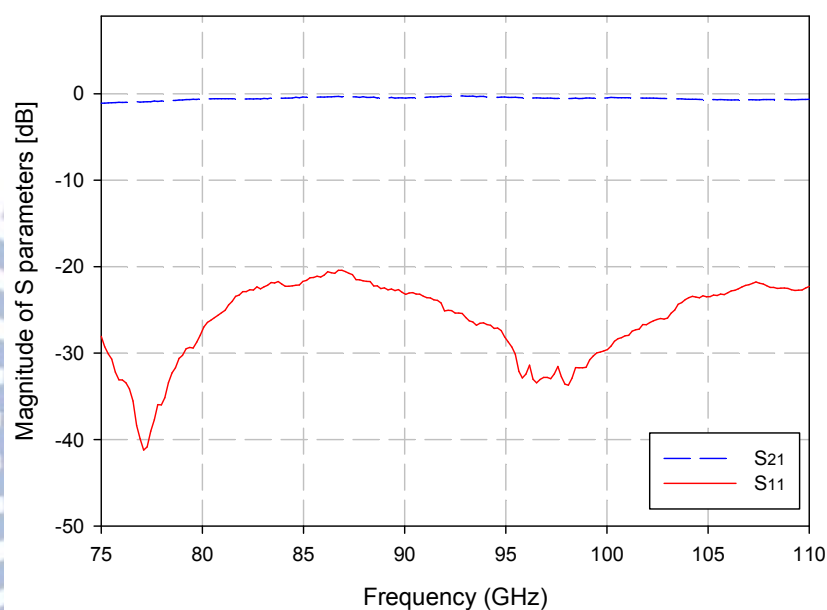


圖 4-3 扇形轉換器背對背接頻率響應圖

圖 4-4 是將傳統微帶線接上扇形轉換器，估算微帶線在 W-頻段的損耗值，圖 4-5 是其頻率響應圖，於 75 GHz 至 110 GHz 平均穿透損耗 3.2dB，總長 10.3mm，扣去扇形轉換器的損耗，推估單純傳輸線為每 1mm 穿透損耗 0.25dB。本論文中 50Ω 傳輸線多為 2mm 左右，左右兩端加上扇形轉換器後，約多損耗 1.5dB，以下量測結果皆未減去此部分損耗。



圖 4-4 傳統微帶線加扇形轉換器實體電路圖

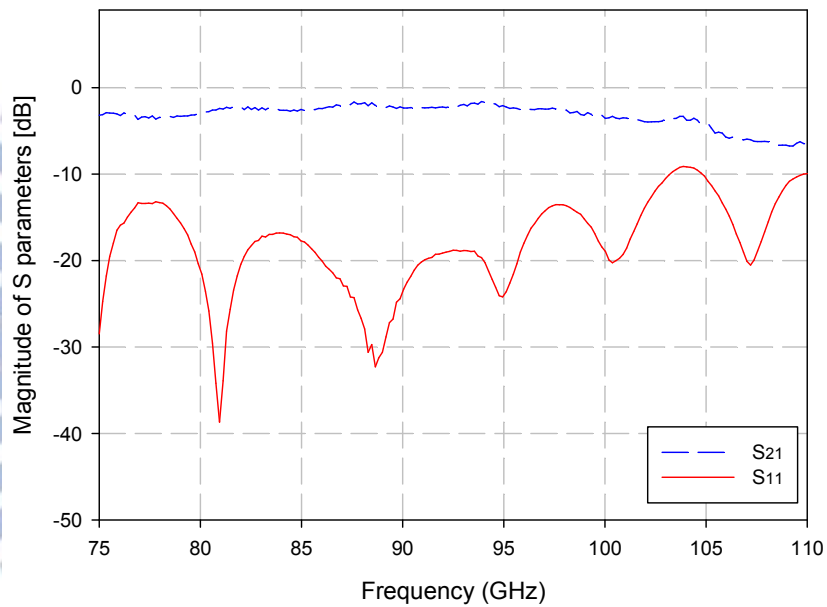


圖 4-5 傳統微帶線加扇形轉換器頻率響應

圖 4-6 是 3.1.6 節所模擬的移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器實體電路，圖 4-7 是其量測結果，中心頻率頻飄至 91.15 GHz，其穿透損耗增加至 4dB，穿透係數衰減時的頻率與模擬略同，整體趨勢近似模擬結果，但是反射損耗減小，表 4-1 是將量測結果與模擬進行比較。

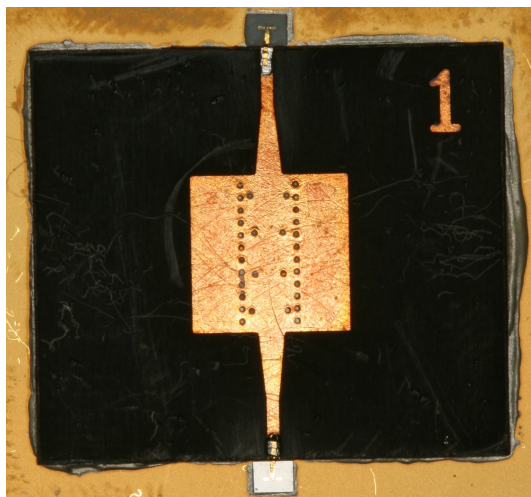


圖 4-6 移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器實體電路

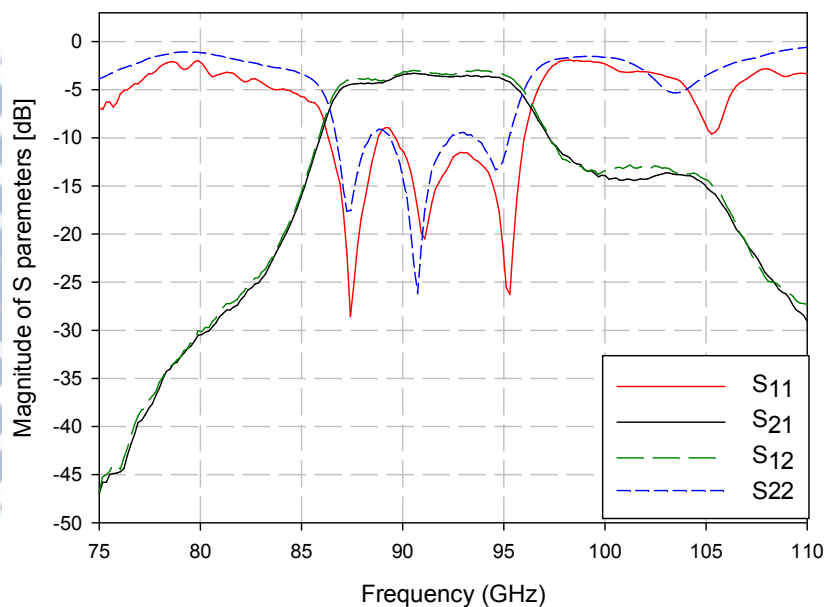


圖 4-7 移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測結果

表 4-1 移除端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測與模擬比較

	中心頻	穿透損耗	反射損耗
電磁模擬	92 GHz	1.7dB@87.7~95.9 GHz	17dB@87.7~95.2 GHz
實作量測	91.15 GHz	4dB@87.2~95.2 GHz	9.8dB@86.8~95.5 GHz

圖 4-8 是 3.1.6 節所模擬的中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器實體電路，圖 4-9 是其量測結果，表 4-2 是將之與模擬進行比較，其 S_{11} 與 S_{22} 相差大，推測是拼裝問題，所以整體效果不佳。

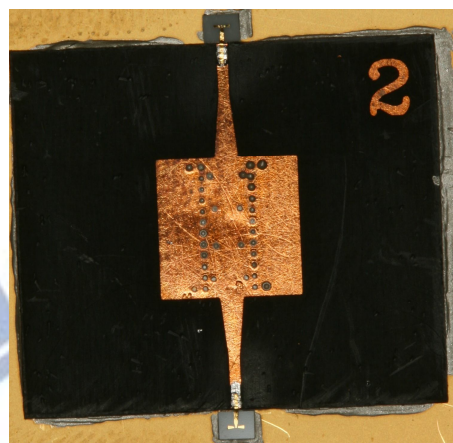


圖 4-8 中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器實體電路

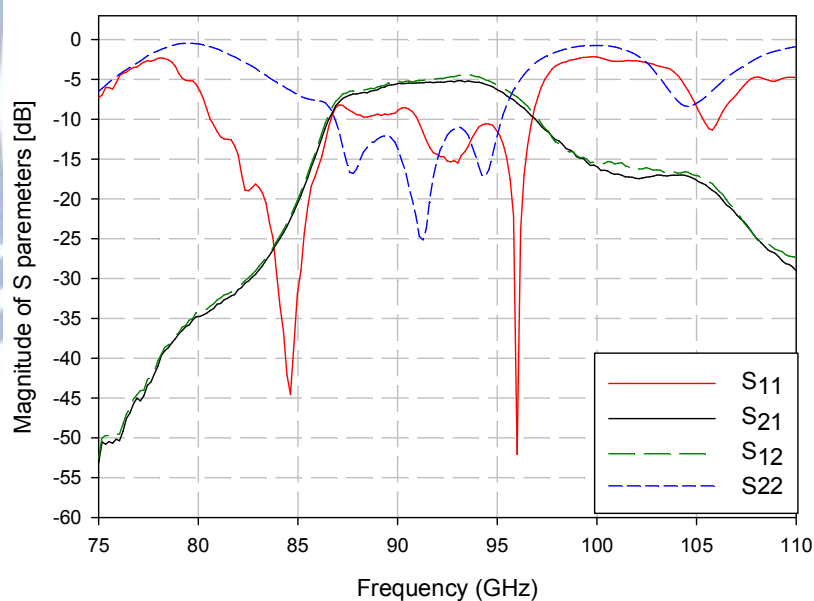


圖 4-9 中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器量測結果

表 4-2 中心頻 92 GHz 頻寬 5% 帶通濾波器量測與模擬比較

	中心頻	穿透損耗	反射損耗
電磁模擬	92 GHz	1.5dB@88.3~95.95GHz	20dB@88.6~95.4 GHz
實作量測	91.1 GHz	6dB@87.2~95 GHz	11dB@87.2~95GHz

圖 4-10 是增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器實體電路，圖 4-11 是量測結果，表 4-3 是將之與模擬進行比較。

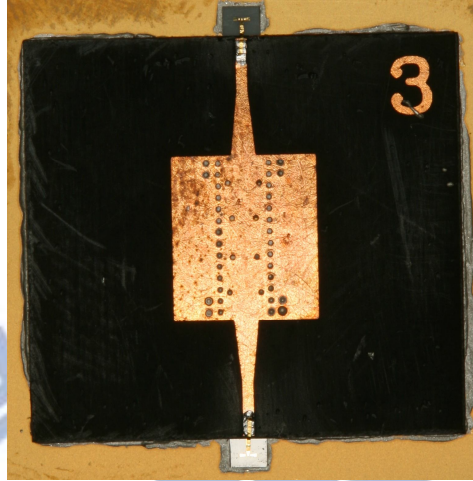


圖 4-10 增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器實體電路

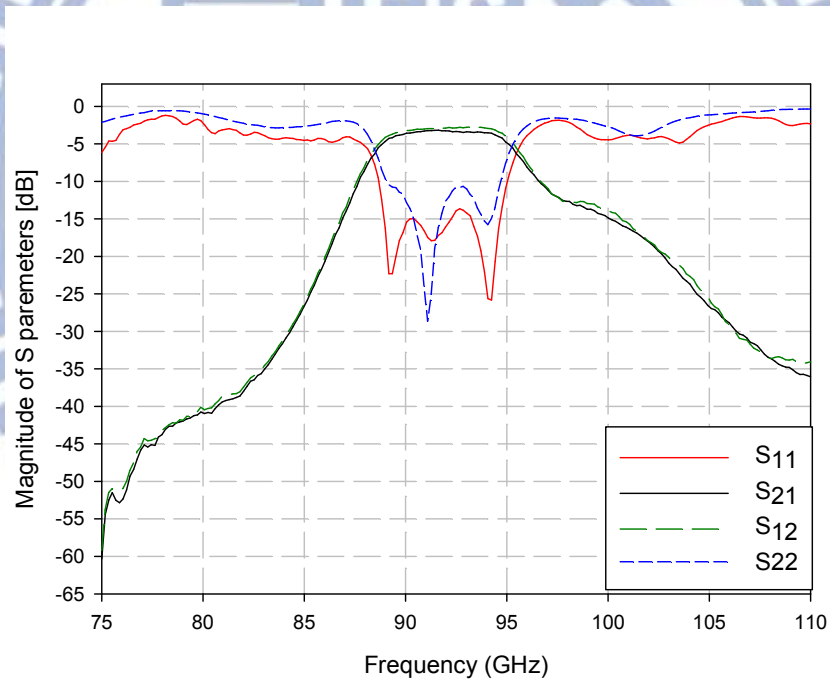


圖 4-11 增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測結果

表 4-3 增加端口旁貫孔中心頻 92 GHz 頻寬 5%帶通濾波器量測與模擬比較

	中心頻	穿透損耗	反射損耗
電磁模擬	92 GHz	1.6dB@89.1~94.9 GHz	21dB@90.2~95 GHz
實作量測	91.85 GHz	3.5dB@89~94.7 GHz	13.7dB@89~95GHz

圖 4-12 是中心頻 92 GHz 頻寬 3%帶通濾波器實體電路，圖 4-13 是其量測結果
果表 4-4 是將之與模擬進行比較。

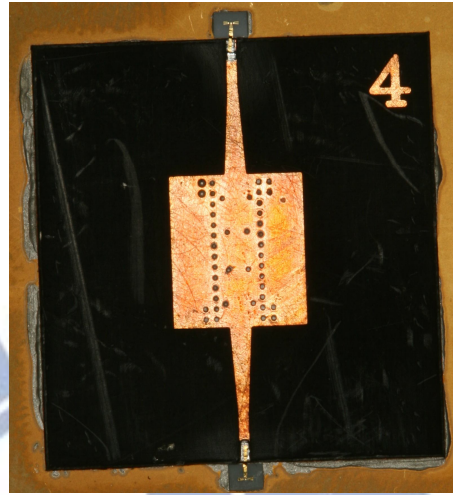


圖 4-12 中心頻 92 GHz 頻寬 3%帶通濾波器實體電路

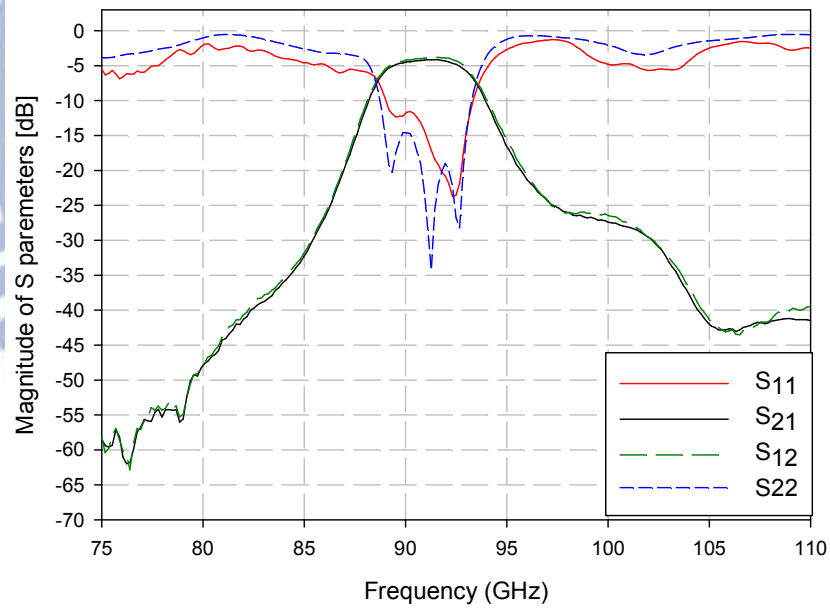


圖 4-13 中心頻 92 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測結果

表 4-4 中心頻 92 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測與模擬比較

	中心頻	穿透損耗	反射損耗
電磁模擬	92 GHz	2dB@90~94 GHz	20dB@90.5~93.9 GHz
實作量測	91.05 GHz	4dB@89~93.1 GHz	14.7dB@88.9~93.1GHz

圖 4-14 是中心頻 94.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器實體電路，圖 4-15 是其量測結果，表 4-5 是與模擬進行比較，可看出兩端反射損耗有差，所以整體效果不佳。

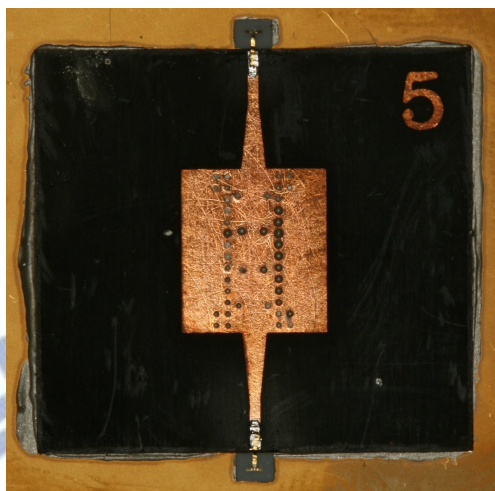


圖 4-14 中心頻 94.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器實體電路

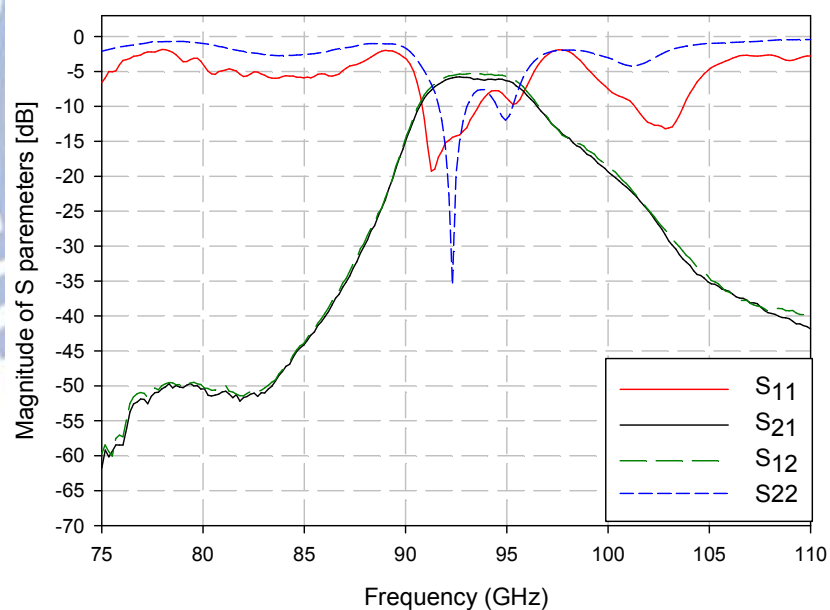


圖 4-15 中心頻 94.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測結果

表 4-5 中心頻 94.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測與模擬比較

	中心頻	穿透損耗	反射損耗
電磁模擬	94.5 GHz	2.1dB@92.4~96.7 GHz	20dB@90.5~93.9 GHz
實作量測	93.75 GHz	6.8dB@91.5~96 GHz	7.7dB@91.7~95.8 GHz

圖 4-16 是中心頻 77.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器實體電路，圖 4-17 是其量測結果礙於量測機台限制，只能量測 75 GHz 到 110 GHz，所以效果無法在中心頻附近詳細比較，表 4-6 為其與模擬結果比較。



圖 4-16 中心頻 77.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器實體電路

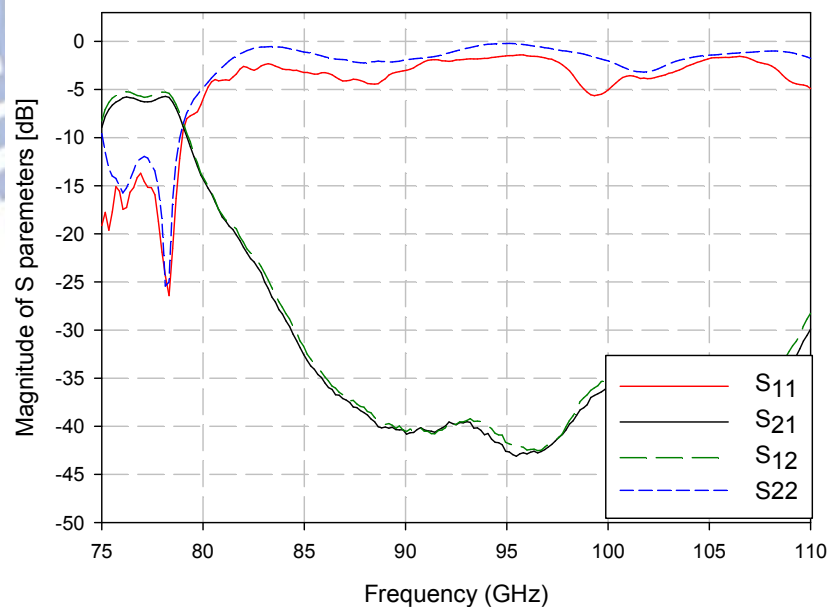


圖 4-17 中心頻 77.5 GHz 頻寬 3% 帶通濾波器量測結果

表 4-6 中心頻 77.5 GHz 頻寬 3%帶通濾波器量測與模擬比較

	中心頻	穿透損耗	反射損耗
電磁模擬	77.5 GHz	2dB@75.9~79.1 GHz	8dB@75.5~79.7 GHz
實作量測	76.95 GHz	5.5dB@75.7~78.2 GHz	13dB@75~78.5GHz

4.2 基板整合波導之 T-形結雙工器實作與量測

圖 4-18 是 3.2 節至 3.5 節所設計的四個雙工器整體電路之實作照片，同之前之濾波器，由於使用之基板過軟，所以承載於硬板上避免電路彎曲。

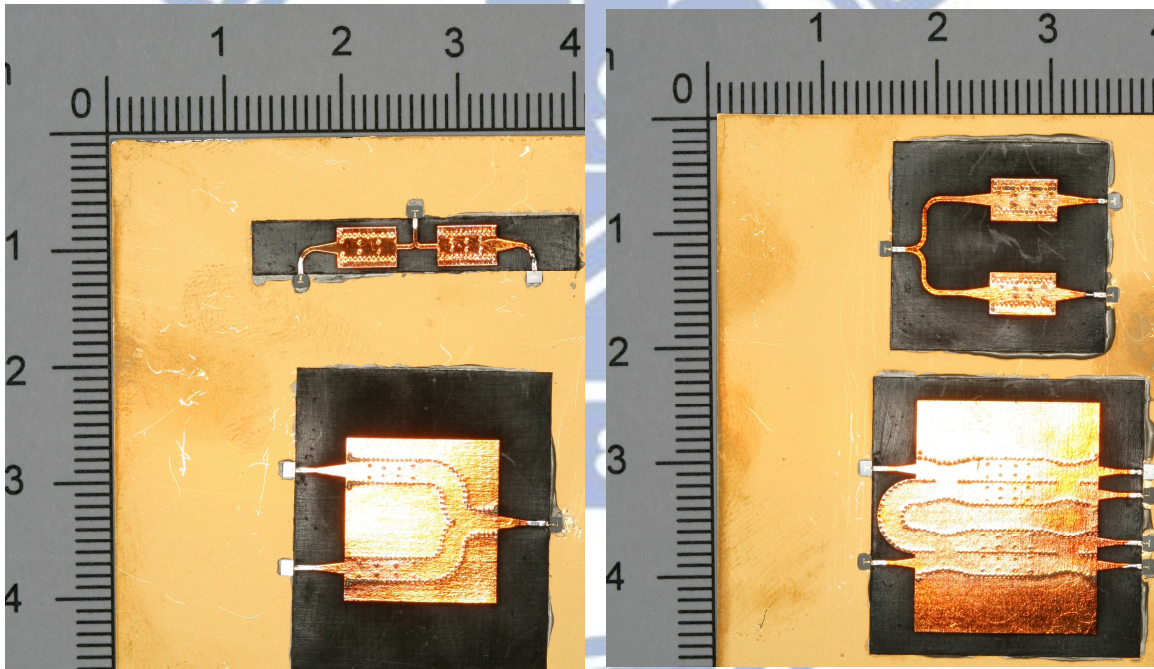


圖 4-18 各式基板整合波導雙工器整體電路實作照片

圖 4-19 是基板整合波導之 T-Junction 雙工器實體電路，圖 4-20 是其量測結果，表 4-7 是其與模擬結果比較，有雙工器的趨勢，但是衰減量上升 3dB 左右，同時頻率偏移，但是濾波器通帶內趨勢與模擬相同。

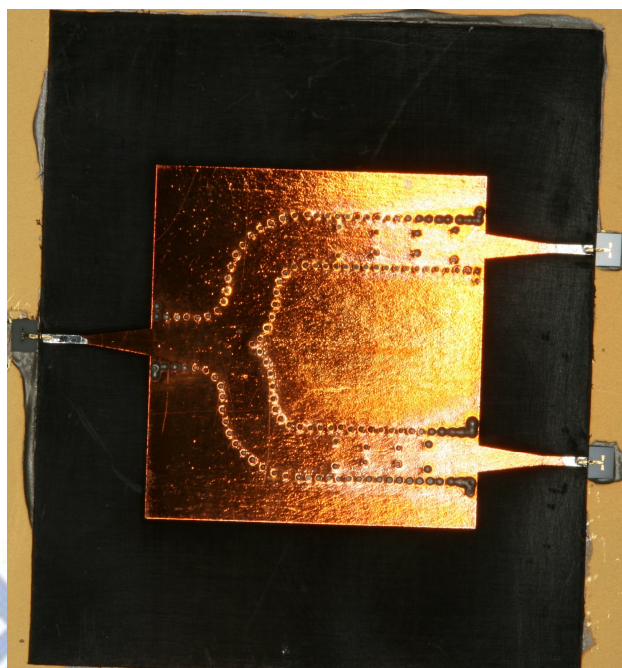


圖 4-19 基板整合波導之 T-形結雙工器實體電路

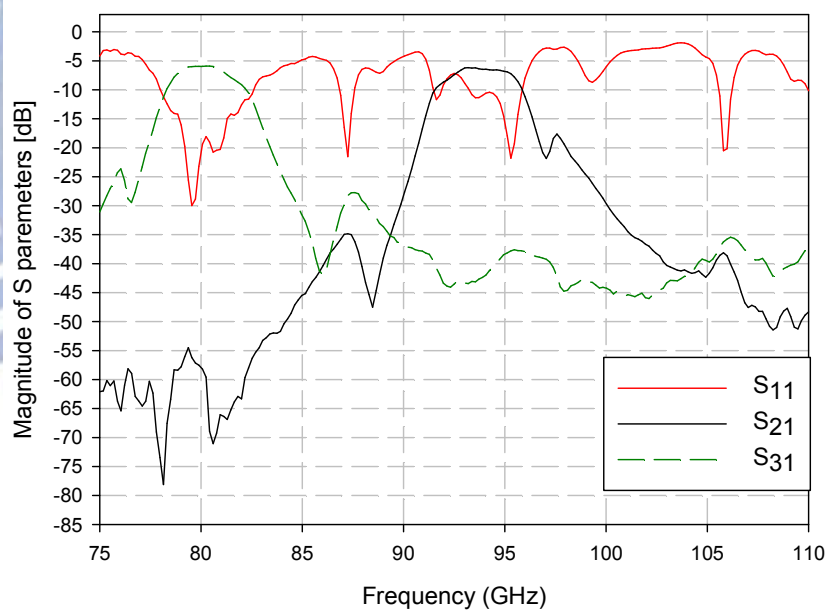


圖 4-20 基板整合波導之 T-形結雙工器量測結果

表 4-7 基板整合波導之 T-Junction 雙工器量測與模擬比較

	低頻通帶穿透損耗	高頻通帶穿透損耗
電磁模擬	4dB @80~83 GHz	3.9dB@94~97.2 GHz
實作量測	6dB@79~81 GHz	7dB@92.7~95.4 GHz

4.3 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器

圖 4-21 是微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器實際電路，圖 4-22 是其量測結果，表 4-8 是量測結果與模擬的比較，與基板整合波導之 T-形結雙工器一樣，有雙工器的趨勢，衰減量比模擬上升 4dB 左右，同時頻率偏移，低頻通帶內穿透損耗較不平穩，但是各通帶濾波器趨勢與模擬相同，。

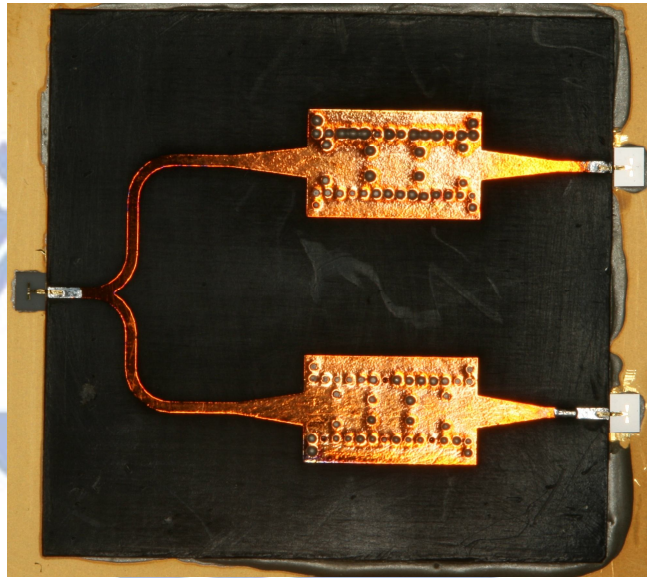


圖 4-21 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器實際電路

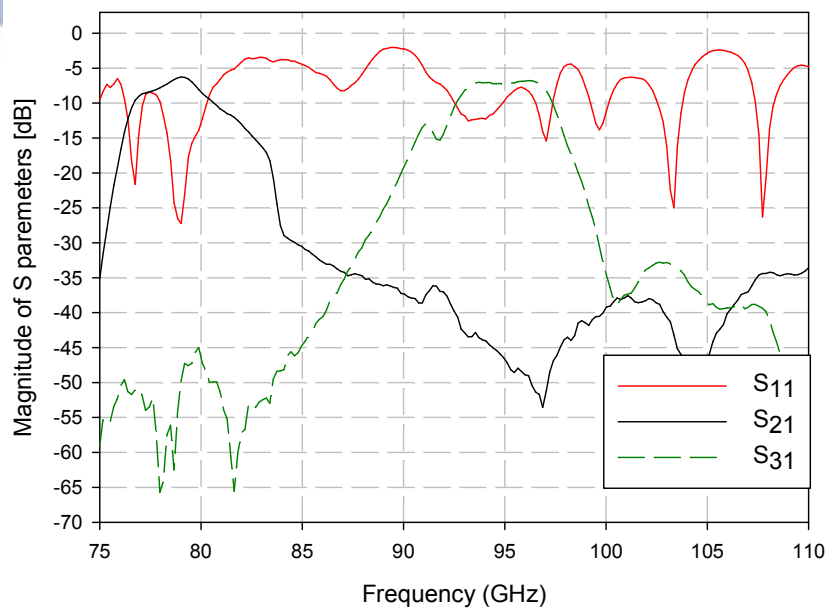


圖 4-22 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測結果

表 4-8 微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測與模擬比較

	低頻通帶穿透損耗	高頻通帶穿透損耗
電磁模擬	4dB @80~83 GHz	3.9dB@94~97.2 GHz
實作量測	8dB@77~80 GHz	7.5dB@93.2~97 GHz

4.4 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器

圖 4-23 是修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器實際電路，圖 4-24 是其量測結果，表 4-9 是量測結果與模擬進行比較。這架構表現與模擬結果都是 T-形結最好的，穿透損耗僅比模擬多 2.5dB，同時反射損耗與穿透損耗有較大差距，且頻飄較小，dip 也都在通帶內。

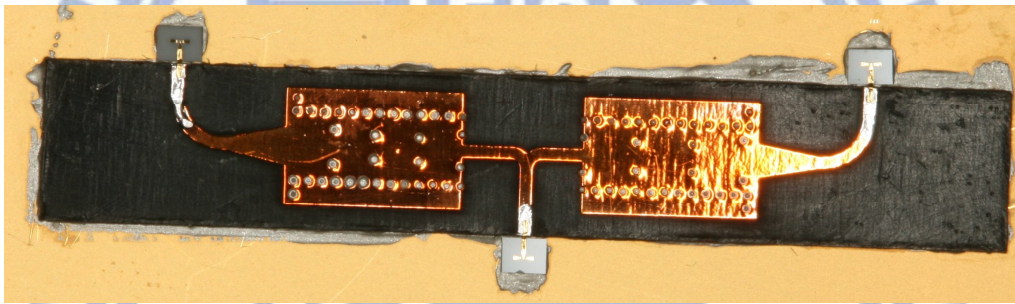


圖 4-23 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器實際電路

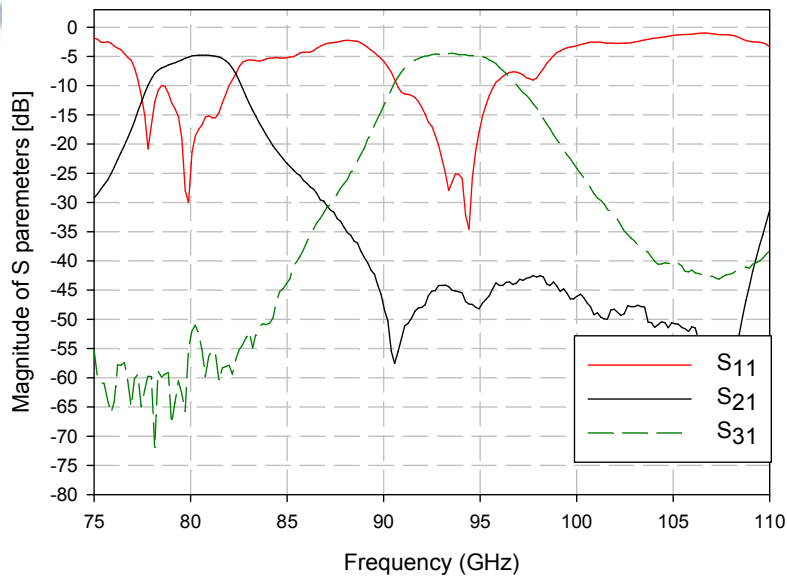


圖 4-24 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測結果

表 4-9 修正微帶線結合基板整合波導之 T-形結雙工器量測與模擬比較

	低頻通帶穿透損耗	高頻通帶穿透損耗
電磁模擬	2.8dB @79.5~82.5 GHz	3.1dB@94.5~98 GHz
實作量測	5.3dB@79.6~81.7 GHz	5.1dB@92~95.4 GHz

4.5 基板整合波導混成耦合雙工器

圖 4-25 是基板整合波導混成耦合雙工器實際電路，圖 4-26 是其量測結果，表 4-10 是量測結果與模擬進行比較，高頻通帶穿透損耗增加 0.9dB，低頻通帶穿透損耗增加 2dB，兩者穿透損耗交點於 13dB，若減去高頻穿透損耗 5.5dB，則焦點變為 7.5dB，與模擬相同，但是各通帶皆有頻飄。



圖 4-25 基板整合波導混成耦合雙工器實際電路

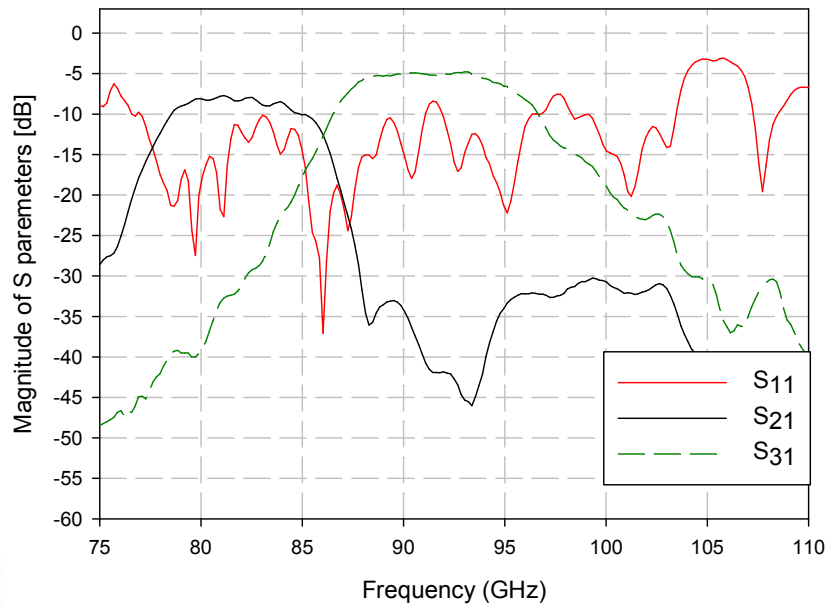


圖 4-26 基板整合波導混成耦合雙工器量測結果

表 4-10 基板整合波導混成耦合雙工器量測與模擬比較

	低頻通帶穿透損耗	高頻通帶穿透損耗
電磁模擬	7dB @81.5~86.6 GHz	4.6dB@90.6~96.4 GHz
實作量測	9dB@79.5~84.3 GHz	5.5dB@88.1~93.9 GHz

第五章 結論

Chapter 5

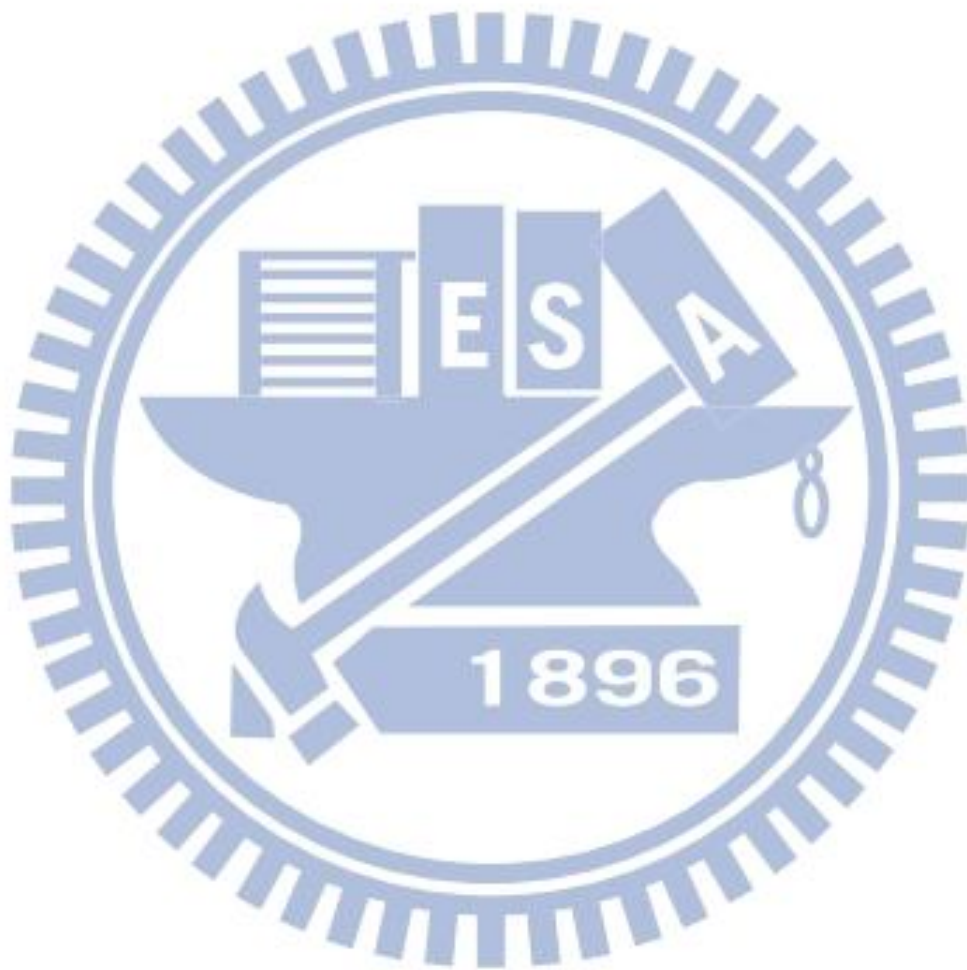
量測實作的基板整合帶通濾波器時，可發現通帶內穿透損耗比模擬增加 2dB 到 4dB，皆產生頻飄，同時部分電路其 Port 1 與 Port 2 的反射損耗差異甚大，對於一個完全對稱的電路來說是不合理的，推測是因為製作上的誤差所造成。製程上造成誤差的因素有兩個，第一個是貫孔的位置，基板整合波導完全是依據貫孔位置決定電路表現，在製程上，每一個貫孔位置皆有正負 1mil 的誤差範圍，對於本論文的電路是一個極大的誤差值，於此高頻下電路十分敏感，本論文中的電路相距最近的貫孔距離約 4mil，假如兩貫孔同時誤差 1mil，則距離縮減至 2mil，在模擬時發現，即使是 0.1mil 的誤差，都會使電路頻率響應的反射損耗有巨幅的變動，很可能一個 dip 頻率就偏移，導至三階帶通濾波器的三個 dip 減少至一個或兩個，且整體通帶頻飄。而第二個因素，是扇形轉換器的組裝不完善，組裝扇形轉換器的陶瓷基板與基板整合帶通濾波器的 Rogers RT-Duroud 5880™ 板材時，若兩者無完全貼齊，導致黏合的銀膠夾在其中，甚至有空氣殘存在內，會使得阻抗不匹配，導致兩端反射損耗量測結果不同，且穿透損耗大幅增加。而頻寬也決定了穿透損耗量大小，若頻寬越小，則控制 Q_{ext} 的對外貫孔相距較近，會使導波的耦合量減小，使穿透損耗增加。

用 T-Junction 匹配製作的雙工器，其優點是兩通帶穿透損耗量較相近，但是設計模擬上較複雜，且兩通帶中心頻必須相距較遠。以基板整合波導實現 T-形結的穿透損耗量比以傳統微帶線實現 T-Junction 的穿透損耗量略小，理由是因為傳統微帶線在此高頻下會比波導結構有較高的損耗，但是由於兩者架構的設計皆使走線過長，導致整體損耗量大幅上升，所以經過修正後，將非帶通濾波器的電路部分減小，穿透損耗大幅減小，有最佳的表現。礙於製程上的誤差，其穿透損耗量仍比模擬略大 2.5dB，同時通帶頻率皆有所偏移。而這三者於設計模擬上較混成耦合雙工器略為複雜，設計好純基板整合波導帶通濾波器後，加上緩變線會產生 dip 偏移，須微調，才可使三個 dip 出現，且因應不同頻率的帶通濾波器，T-Junction 部分均須重新設計。

混成耦合雙工器的優點是設計簡單，且通帶中心頻率不須相距太遠，但是兩通帶穿透損耗量差異較大，同時整體尺寸也較大。設計好圖 3-58 之形式後，僅須

將所設計的帶通濾波器加入其中，即可完成，於各頻段通帶較好設計，缺點是由於高頻通帶與低頻通帶經過的路程不同，所以兩通帶經過板材損耗的的穿透損耗有 3.5dB 的差異。若想再增加一個通帶，僅須於 Port 2 下面增加一個帶通濾波器即可，因為走線較少，此通帶損耗量會與第二通帶較近。

整體而言，均能製作出該有的趨勢，且電磁模擬時皆有不錯的表現，但是礙於製程上的因素，實作上仍會有較大的誤差，於此高頻下，板材本身的損耗極為可觀，將架構大幅縮小能有更佳的表现。



Reference

- [1] M. R. Neuman, "Measurement of vital signs: breathing rate and pattern," *IEEE Pulse*, Jan. 2011.
- [2] E. McCune, "High-efficiency, multi-mode, multi-band terminal power amplifiers," *IEEE Microw. Mag.*, Mar. 2005.
- [3] Y. Zhang, S. Zhang, Y. Huang, J. He, and F. Sun, "Ground-based microwave radiometer design and real-time calibration for ocean remote sensing," in *Proc. Int. Symp. Signals, Systems, and Electronics*, 2010.
- [4] W. J. Fleming, "New automotive sensors-A review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 8, no. 11, pp. 1900-1921, 2008.
- [5] L. Yujiri, M. Shoucri, and P. Moffa, "Passive millimeter wave Imaging," *IEEE, Microw. Mag.*, vol. 4, no. 3, pp.39~50, 2003.
- [6] P. J. Meier, "E-plane W-Band Printed Circuit Balanced Mixer," *IEEE Trans.* vol. MTT-31, PP. 227-230, Feb 1983.
- [7] K. Herrick, T. Schwartz, and L. P. B. Katehi, "W-band micromachined finite ground coplanar waveguide filters," in *IEEE MTT-S Symp. Dig.*, vol. 1, Denver, CO, June 1997, pp. 269-272, .
- [8] Xiang Zhao, Xiao Qiang Xie, Lei Zhou, and Yong Lun Wu, "Four-way power divider/combiner based on waveguide-microstrip structure in W-band," in *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012
- [9] F. Sammoura, Y. Cai, C. Y. Chi, T. Hirano, L. W. Lin, and J.C. Chiao, "A micromachined W-band iris filter," *The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, pp. 1067-1070, Seoul, Korea, June 5-9. 2005.
- [10] S. Robertson, L. Katehi, and G. Rebeiz, "Micromachined selfpackaged w-band bandpass filters," *1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol.3, pp.1 543 -1546, New York 1995.
- [11] C. Nguen and K. Chang, "Design and performance of a W-band broad band finline diplexer with over 20 GHz bandwidth, " *IEEE MTT-S Microwave Symp. Dig.*, pp. 349-352, St Louis, MO, June 1985

- [12] D. S. McPherson, I. D. Robertson and S. Lucyszyn, "A W-band vector modulator and its application to software radar for automotive collision avoidance," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, June 2000, pp. 1423-1426
- [13] K. Wu, "State-of-the-art and future perspective of substrateintegrated circuits (SICs)," Workshop Notes: SubstrateIntegrated Circuits (SICs), in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Anaheim, USA, May 2010.
- [14] K. Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *TELSIKS'03*, pp. P-III – P-X, Nis, Yugoslavia, Oct. 1-3, 2003.
- [15] H. Li, W. Hong, T.-J. Cui, K. Wu, Y.-L. Zhang and L. Yan, "Propagation Characteristics of Substrate Integrated Waveguide Based on LTCC" *IEEE-Reference-84 MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp 2045-2048, Dec. 2003.
- [16] Y. Cassivi, L. Perregini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu and G. Conciauro, "Dispersion characteristic of substrate integrated rectangular waveguide" *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sep.2002.
- [17] G. Matthaei, L. Young and E.M.T. Jones, "Microwave filters, impedance matching networks, and conflag structures," *Artech House*, MA, 1980.
- [18] D. G. Swanson, "Narrow-band microwave filter design," *IEEE Microw. Mag.*, Vol. 8, No. 6, pp. 105-114, Oct. 2007.
- [19] Ching-Luh Hsu , Jen-Tsai Kuo, "Design of Microstrip Dual-Band Filters Using a Double-Diplexing Configuration," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, 2006, pp. 1241-1244.
- [20] David K. Chen, *Field and wave electromagnetics*. 2nd edition, Addison Wesley, 1989.
- [21] 黃鵬達, "W-Band Quadrature Hybrid Realized by Metallic Branch-Guide and SIW Riblet Short-Slot Structure," 交通大學電信研究所, 碩士論文, 2011
- [22] H.J. Riblet, "The Short-Slot Hybrid Junction," *IRE* , vol. 40, pp. 180, Feb. 1952.
- [23] David M. Pozar, *Microwave Engineering*. 3rd edition, USA John Wiley and Sons, pp. 144-146, 2005.
- [24] N.Molianian, G.R.Solat, P.Parvand, "A Novel HPF of Substrate Integrated Waveguide," *International Journal of Computer Science and Network Security*, VOL.8 No.10, October 2008.

- [25] K D. Dreuer and N. Worontzoff. "A low cost multiplexer for channelized receiver front ends at millimeter waves." in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 150-152, June 1980.
- [26] 許維真, "Miniaturized Single- and Dual-Mode Waveguide Filters," 交通大學電信研究所, 博士論文, 2003.
- [27] J. S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*. New York: Wiley, 2001, pp. 257-271.
- [28] N. Athanasopoulos. D. Makris and K. Voudouris, "Development of a 60 GHz Substrate Integrated Waveguide Planar Diplexer." *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies*, 2011.

