

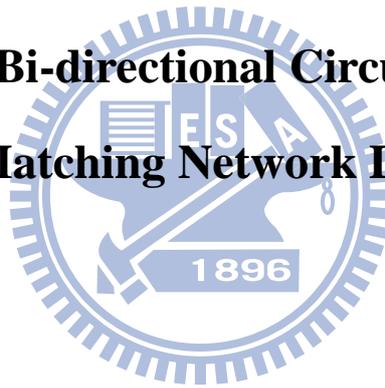
國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

新型三頻雙工電路與多頻匹配設計

**Novel Triplex Bi-directional Circuit and Multi-band
Matching Network Design**



研究生：林佑俞

(You-Yu Lin)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiang Chen)

中華民國九十九年七月

新型三頻雙工電路與多頻匹配設計

Novel Triplex Bi-directional Circuit and Multi-band Matching Network Design

研究生：林佑俞

Student：You-Yu Lin

指導教授：陳富強 博士

Advisor：Dr. Fu-Chiarng Chen

國立交通大學
電信工程研究所
碩士論文



Submitted to Institute of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

in

Communication Engineering

July 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十九年 七月

新型三頻雙工電路與多頻匹配設計

研究生：林佑俞

指導教授：陳富強 博士

國立交通大學 電信工程研究所

摘要

本論文前半部份，提出新式雙頻葦狀結構，利用在葦狀結構金屬片上附加L型裂口，使葦狀結構之高階模頻率得以被降低以及控制，進而達到雙頻濾波之效果。該結構被應用於改良三頻雙工環路器之設計，不但降低電路製造之成本，亦使電路性能有效提升。本論文更進一步分析其電路運作機制，藉由化簡電路架構，開發出具備相同電路功能的新型微波電路，三頻雙工 T 型電路。經比較可發現，該電路擁有較大的頻寬以及較低的介入損耗。

本論文後半部份，則是提出全新的多頻匹配方法，將葦狀結構結合懸置微帶線的理論延伸至串聯 LC 共振腔的概念，設計出易於製作的共振腔結構，並利用該結構與多級串接的單殘段匹配網路相結合，達成任意多頻匹配之效果。為驗證匹配之理論，本論文分別以雙頻與三頻平板式單極天線作為負載電路，依照匹配流程進行設計，成功將天線匹配於其共振頻率。

Novel Triplex Bi-directional Circuit and Multi-band Matching Network Design

Student : You-Yu Lin

Advisor : Dr. Fu-Chiarng Chen

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In the first part of this thesis, a novel dual-band mushroom-like structure is presented. By making L-shaped notches on the patch of mushroom-like structure, the high order mode frequency can be significantly reduced and controlled. A modified triplex bi-directional ring-hybrid is realized with dual-band mushroom-like structures. The proposed circuit yields better performance, and the cost of fabrication has been greatly reduced. Furthermore, by simplifying the topology of triplex bi-directional ring-hybrid, a novel microwave circuit called triplex bi-directional T-type circuit is developed, which has the same mechanism with the original circuit. The result shows that the proposed circuit can provide larger bandwidth and lower insertion loss.

A multi-band matching network is proposed in the second part of this thesis. We extend the concept of the mushroom-like structure with suspending microstrip line to the series LC resonator, and realize multi-band matching by a combination of the resonator and multi-stage single stub matching networks. To test the presented approach, a dual-band and a tri-band planar monopole are designed to be the load circuits. Following the proposed matching scheme, the load antennas achieve good return loss at their resonant frequencies.

誌 謝

首先要感謝我的指導教授陳富強老師，在老師所帶領的實驗室之下，總是盡可能讓我們擁有最多的學習資源，以及最自由的學習發展空間，加上老師不時的指引我正確的方向，使我在兩年中獲益良多，也認識到正面積極的學習態度。

兩年的日子過得好快，感謝實驗室的大家給予我這麼多精彩的回憶。從第一次有點吃不飽的薑母鴨到瘋狂搶菜的海角 99，從莫名其妙的一起瘋籃球到現在甚麼球都有人瘋，這些共同的生活點滴，讓我對這間實驗室充滿了感情。此外，還有學術上的討論、天南地北的嘴砲....感謝眾位學長、同學以及學弟，你們的陪伴讓兩年的研究生活變得絢麗多彩。

感謝羽球高手史帝夫，讓我終於找到一項喜歡的運動；感謝 922 費德洛王小寧，陪我度過那麼多歡笑的時光；感謝運動高手哲宇，讓我作研究的效率變高許多；感謝數學高手阿儒，幫我解決很多難題；感謝未來的飛行員佳聲，讓我了解許多軍事的資訊；感謝肌肉男大餅，教我從不同的觀點看世足；感謝肌肉男書瑋，幫我買了超多次的便當跟兩次的多多綠；感謝名子聽起來像偉柏的柏偉，一樣幫我買了很多次便當；感謝小眼睛聲維，讓我了解最新電腦的資訊；感謝在地人秋宇，讓我吃了很多免費的麵包...要感謝的人真的很多，但這裡必須特別感謝以前的學長，salmax 和王董，因為有你們先前對蕈狀結構的眾多研究，才使得我在往後的研究道路上走得特別平順。

最後，我必須誠摯地感謝我的父母以及我的女友等等，你們總是在背後默默地支持我，包容我，使我充滿前進的動力，如果沒有你們的體諒與關懷，相信這兩年的生活將是很不一樣的光景。在此僅以此篇論文獻給所有幫助或關心我的人，表達我內心最真誠的感激。

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	ix
第一章 導論	1
1.1 研究動機	1
1.2 論文架構	1
第二章 人造後設材料之葦狀結構分析	3
2.1 簡介	3
2.2 葦狀結構	3
2.2.1 人造磁導特性	4
2.2.2 電磁帶隙特性	6
2.3 葦狀結構結合懸置微帶線之分析	9
2.4 懸置微帶線之空氣層分析	10
第三章 改良型三頻雙工環路器	15
3.1 電路原理	15
3.2 雙頻葦狀結構分析	18
3.3 電路設計模擬與量測分析	23
3.4 討論	28
第四章 三頻雙工T型電路	30
4.1 電路原理	30
4.2 電路設計模擬與量測分析	33
4.3 討論	38
第五章 雙頻匹配網路設計	39

5.1	既有之雙頻匹配法	39
5.1.1	共用式雙頻匹配法	39
5.1.2	柴氏雙頻匹配法	41
5.1.3	切換電路法	43
5.2	應用葦狀結構之雙頻匹配網路	43
5.2.1	設計原理	43
5.2.2	長度補償	49
5.3	改良式匹配單元設計	51
5.4	改良式匹配電路設計與量測分析	55
5.5	討論	63
第六章	三頻匹配網路設計	64
6.1	設計原理	64
6.2	長度補償	66
6.3	匹配電路模擬與量測分析	69
6.4	討論	81
第七章	結論	82
參考文獻	84



圖目錄

圖 2-1	二維週期排列的葷狀結構.....	4
圖 2-2	高阻抗平面等效電路模型.....	5
圖 2-3	高阻抗平面之反射波相位.....	5
圖 2-4	不同反射面所產生的鏡像電流.....	5
圖 2-5	傳輸線電路單元.....	6
圖 2-6	二維複合式左右手傳輸線.....	7
圖 2-7	微帶天線結合葷狀結構之比較.....	8
圖 2-8	天線陣列結合葷狀結構之比較.....	8
圖 2-9	葷狀結構結合懸置微帶線.....	9
圖 2-10	葷狀結構結合懸置微帶線之等效電路模型.....	10
圖 2-11	製作於基板上的懸置微帶線架構.....	10
圖 2-12	葷狀結構結合懸置微帶線測試電路(板材相疊).....	11
圖 2-13	測試電路實作圖(板材相疊).....	11
圖 2-14	測試電路之S參數模擬與量測結果比較.....	12
圖 2-15	葷狀結構結合懸置微帶線測試電路(加入空氣層).....	12
圖 2-16	測試電路實作圖(加入空氣層).....	13
圖 2-17	測試電路之S參數模擬與量測結果比較.....	13
圖 2-18	埠阻抗之模擬結果.....	14
圖 3-1	三頻雙工環路器功能示意圖.....	15
圖 3-2	三頻雙工環路器輸入阻抗示意圖.....	17
圖 3-3	三頻雙工環路器(加入匹配設計).....	17
圖 3-4	垂直排列之雙頻葷狀結構.....	18
圖 3-5	雙頻葷狀結構結合懸置微帶線電路圖.....	18
圖 3-6	雙頻葷狀結構結合懸置微帶線之S參數模擬圖.....	19
圖 3-7	電流分佈比較.....	19
圖 3-8	調動尺寸參數 v 之S參數模擬圖.....	20
圖 3-9	電流分佈比較.....	21
圖 3-10	傳統葷狀結構之S參數模擬圖.....	21
圖 3-11	子葷狀結構示意圖.....	22
圖 3-12	子葷狀結構S參數模擬圖.....	22
圖 3-13	各組雙頻葷狀結構之S參數模擬圖.....	23
圖 3-14	改良型三頻雙工環路器電路圖.....	24
圖 3-15	改良型三頻雙工環路器實作電路圖.....	25
圖 3-16	改良型三頻雙工環路器之S參數模擬與量測結果比較.....	28
圖 3-17	水平排列之雙頻葷狀結構.....	29

圖 3-18 加入金屬臂之多頻葦狀結構.....	29
圖 4-1 三頻雙工環路器電路功能化簡.....	30
圖 4-2 三頻雙工T型電路之電路原型(未加入匹配設計).....	31
圖 4-3 三頻雙工T型電路輸入阻抗示意圖.....	32
圖 4-4 三頻雙工T型電路(加入匹配設計).....	32
圖 4-5 葦狀結構S參數模擬圖.....	33
圖 4-6 三頻雙工T型電路.....	34
圖 4-7 電路實作圖.....	34
圖 4-8 三頻雙工T型電路之S參數模擬與量測結果比較.....	37
圖 5-1 共用式雙頻匹配網路.....	39
圖 5-2 共用式匹配法之設計流程.....	40
圖 5-3 不同之匹配元件.....	40
圖 5-4 $(a\cos^2\theta + b)$ 對角度 θ 之響應.....	42
圖 5-5 切換電路匹配網路.....	43
圖 5-6 單殘段匹配網路示意圖.....	44
圖 5-7 單殘段匹配之史密斯圖.....	44
圖 5-8 第一級匹配網路示意圖.....	46
圖 5-9 第二級負載阻抗 Z_{L2}' 示意圖.....	47
圖 5-10 第二級匹配網路示意圖.....	47
圖 5-11 於第二級匹配殘段加入葦狀結構.....	48
圖 5-12 第二級匹配殘段之長度補償設計.....	48
圖 5-13 雙頻匹配設計流程圖.....	49
圖 5-14 長度補償示意圖.....	49
圖 5-15 長度補償之簡化電路.....	50
圖 5-16 匹配單元電路圖.....	51
圖 5-17 線寬不匹配示意圖.....	52
圖 5-18 匹配單元等效電路圖.....	53
圖 5-19 匹配單元設計.....	54
圖 5-20 匹配單元輸入阻抗理論計算與模擬結果之比較.....	55
圖 5-21 負載天線設計.....	55
圖 5-22 負載天線阻抗模擬圖.....	56
圖 5-23 第一級匹配網路電路圖.....	57
圖 5-24 負載天線結合第一級匹配網路之S參數模擬圖.....	58
圖 5-25 第二級負載阻抗 Z_{L2}' 模擬圖.....	59
圖 5-26 第二級匹配網路電路圖.....	60

圖 5 - 27 串接第二級匹配網路後之S參數模擬圖.....	60
圖 5 - 28 完成雙頻匹配之電路.....	61
圖 5 - 29 電路實作圖.....	62
圖 5 - 30 匹配電路S參數模擬與量測結果比較.....	62
圖 6 - 1 第三級負載阻抗示意圖.....	64
圖 6 - 2 第三級匹配網路示意圖.....	65
圖 6 - 3 於第三級匹配殘段加入匹配單元設計.....	65
圖 6 - 4 對第三級匹配殘段作長度補償.....	66
圖 6 - 5 雙匹配單元之長度補償示意圖.....	67
圖 6 - 6 雙匹配單元之長度補償簡化電路.....	67
圖 6 - 7 四分之波長殘段之長度補償示意圖.....	68
圖 6 - 8 多匹配單元之長度補償示意圖.....	69
圖 6 - 9 多匹配單元之長度補償簡化電路.....	69
圖 6 - 10 負載天線設計.....	70
圖 6 - 11 負載天線阻抗模擬圖.....	71
圖 6 - 12 第一級匹配網路電路圖.....	72
圖 6 - 13 負載天線結合第一級匹配網路之S參數模擬圖.....	72
圖 6 - 14 第二級負載阻抗模擬圖.....	73
圖 6 - 15 第二級匹配網路電路圖.....	74
圖 6 - 16 串接第二級匹配網路後之S參數模擬圖.....	74
圖 6 - 17 匹配單元(MU ₁)電路圖.....	75
圖 6 - 18 MU ₁ 之輸入阻抗 Z_{mu} 模擬圖.....	75
圖 6 - 19 第二級匹配殘段結合匹配單元設計之電路圖.....	76
圖 6 - 20 負載天線結合第一、二級匹配網路之S參數模擬圖.....	76
圖 6 - 21 第三級負載阻抗模擬圖.....	77
圖 6 - 22 第三級匹配網路電路圖.....	78
圖 6 - 23 串接第三級匹配網路後之S參數模擬圖.....	78
圖 6 - 24 匹配單元(MU ₂)電路圖.....	79
圖 6 - 25 MU ₂ 之輸入阻抗 Z_{mu} 模擬圖.....	79
圖 6 - 26 完成三頻匹配之電路.....	80
圖 6 - 27 電路實作圖.....	80
圖 6 - 28 匹配電路S參數模擬與量測結果比較.....	81

表目錄

表 3-1 雙頻葦狀結構尺寸參數表 (單位: mm).....	23
表 3-2 電路性能整理.....	28
表 4-1 電路性能整理.....	38
表 4-2 電路性能比較表.....	38
表 5-1 負載參數整理.....	56
表 5-2 第一級匹配網路之單殘段匹配解.....	56
表 5-3 第二級負載阻抗比較.....	57
表 5-4 第二級匹配網路之單殘段匹配解.....	59
表 5-5 匹配效果整理.....	62
表 6-1 負載參數整理.....	71
表 6-2 第一級匹配網路之單殘段匹配解.....	71
表 6-3 第二級匹配網路之單殘段匹配解.....	73
表 6-4 第三級匹配網路之單殘段匹配解.....	77
表 6-5 匹配效果整理.....	81

第一章 導論

1.1 研究動機

隨著無線通訊技術蓬勃發展，個人通訊的發展速度可謂一日千里，不僅創造了一個潛力無限的市場，亦累積了巨大的研究能量。「通訊」這個詞，已經不是單純人們對溝通的需求，現今許多電子產品往往需結合不同通訊規格來滿足更多樣的行動服務。以智慧型手機為例，內部就涵蓋了 GSM、GPS、Bluetooth 以及 WiFi 等操作於不同頻段的通訊規格，這意味著多頻系統內部資料的傳輸與整合，已成為通訊工程的主要議題之一。

此外，以多頻射頻前端(RF front-end)電路而言，目前是以共用式(concurrent)架構為主流，即射頻前端元件均以多頻操作來實現，將不同操作頻率的收發模組藉由多頻元件整合為單一模組，這不僅可大幅縮減電路面積，亦可達到同步多頻操作[1]。然而，相較於一般的單頻模組，多頻元件之間的連接將面臨更加複雜的阻抗匹配問題，即便傳統上已有共用式匹配[1-3]、柴氏匹配(Chebyshev impedance transformer)[2, 4-5]、切換電路匹配(switching circuit matching)[2, 6-7]等數種多頻匹配方法，卻各自有其應用上的限制。為了有效的整合各級元件，使能量使用效率最佳化，如何發展出一套簡易且深具設計彈性之多頻匹配網路，亦是微波領域未來的一個主要課題。

近年來，人造後設材料(metamaterials, MTMs)為相當受到矚目的研究主題之一，在電磁、光電甚至材料領域中開創許多新的研究方向[8]，其中，電磁帶隙結構(electromagnetic band-gap structure, EBG structure)所具備的獨特電磁特性更是引起學界廣泛的研究。在這波熱潮之下，許多新型微波元件紛紛被提出，這些元件改良了傳統微波元件的性能，從縮小化、多頻操作到提高天線指向性，人造後設材料被應用的範圍極為廣泛。本論文將從電磁帶隙結構中著名的蕈狀結構(mushroom-like structure)[9]出發，利用蕈狀結構結合懸置微帶線之濾波特性的特性，設計出新型的三頻雙工電路與全新的多頻匹配方法，為多頻系統的整合提供新的解決方案。

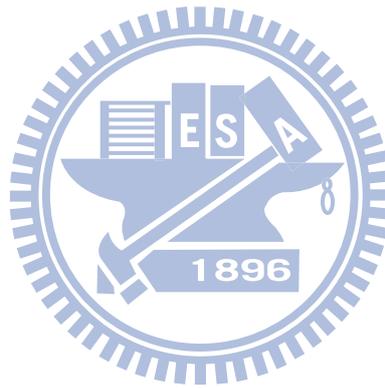
1.2 論文架構

本論文將會清楚交代微波電路與匹配網路之設計原理，並針對所設計之特性加以分析與探討。以下分為七個章節做說明：

第一章 導論：敘述本論文之研究動機與架構。

第二章 人造後設材料之蕈狀結構分析：簡述人造後設材料之發展與理論，並針對蕈狀結構之電磁特性作進一步探討。

- 第三章 改良型三頻雙工環路器：簡述三頻雙工環路器之電路原理與功能，並提出新型的雙頻葦狀結構以改良電路，不僅減少板材的使用，亦提升電路之性能。最後附上模擬分析與實作量測結果。
- 第四章 三頻雙工 T 型電路：分析並簡化三頻雙工環路器，提出功能相同之新型微波電路，稱為三頻雙工 T 型電路。該電路不僅大幅降低設計的複雜度，亦提升電路之頻寬以及降低介入損耗。本章最後附上模擬分析與實作量測結果。
- 第五章 雙頻匹配網路設計：分析整理既有之雙頻匹配方法，提出全新的雙頻匹配網路設計流程，並以改良式匹配單元取代葦狀結構來完成匹配設計，最後附上模擬分析與實作量測結果以驗證理論。
- 第六章 三頻匹配網路設計：延續雙頻匹配之理論，本章提出三頻匹配網路之設計方法，並探討多頻匹配的一般化設計流程。最後附上三頻匹配設計的模擬與實作量測結果以驗證理論。
- 第七章 結論：總結本論文所提出的三頻雙工電路設計與多頻匹配方法。



第二章 人造後設材料之葦狀結構分析

2.1 簡介

人造後設材料是一種人造加工的特殊材料，具有別於一般傳統材料的電磁特性，且操作頻帶涵蓋相當廣泛，深具應用的價值。許多傳統微波元件一旦與後設材料結合或是以後設材料製作，便能產生以往難以達到之特性，故吸引世界上許多優秀的團隊投入研究，目前可說是最熱門的研究主題之一。

後設材料的基本相關理論源起於 1967 年，由前蘇聯科學家 V. G. Veselago 所提出[10]，其主張存在同時具有負介電係數與負磁導係數之物質，與傳統自然界材料不同的是，電磁波在此物質中傳遞行為遵守左手定則，即波之能量傳遞方向與相位方向相反，故此物質又稱左手材料(left handed material)。此概念起初並不被重視，直至 1987 年 E. Yablonovitch 和 S. John 兩位科學家進一步提出光子晶體(photonic crystals)之結構，其擁有獨特的光子帶隙(photonic band-gap, PBG)與負折射(negative refraction)現象，不僅呼應 Veselago 之理論，且引起學界高度重視，終於開啟後設材料研究之大門。此後，人造後設材料的定義也漸趨模糊，不單單限於左手材料的應用，許多研究團隊延續光子晶體週期性結構之概念，設計不同的電路結構與形狀，發展出操作於微波頻帶之電磁帶隙結構。

一般而言，電磁帶隙結構即是利用週期性的結構排列來抑制某些特定頻率的電磁波傳播，產生所謂的電磁帶隙特性。典型之電磁帶隙結構以葦狀結構最為著名，其應用層面相當廣泛，許多研究團隊利用週期排列的葦狀結構與天線結合來提升天線的性能；亦有研究將懸置微帶線結合葦狀結構，來達成過濾行波的應用。本章將針對葦狀結構進行完整的分析與討論。

2.2 葦狀結構

葦狀結構係由上層金屬片(metal patch)、下層接地面(ground plane)與連接兩者之中間層金屬棒(via)所構成，如圖 2 - 1 所示。該結構由科學家 D. Sievenpiper 於 1999 年所提出[9]，研究發現當葦狀結構為二維週期性排列，該平面即轉變成具備人造磁導(artificial magnetic conductor, AMC)特性的高阻抗平面。此外，與光子晶體這類週期結構相似，該結構亦具備電磁帶隙特性，可用來抑制特定頻段電磁波之傳播。下面將進一步探討此兩大特性。

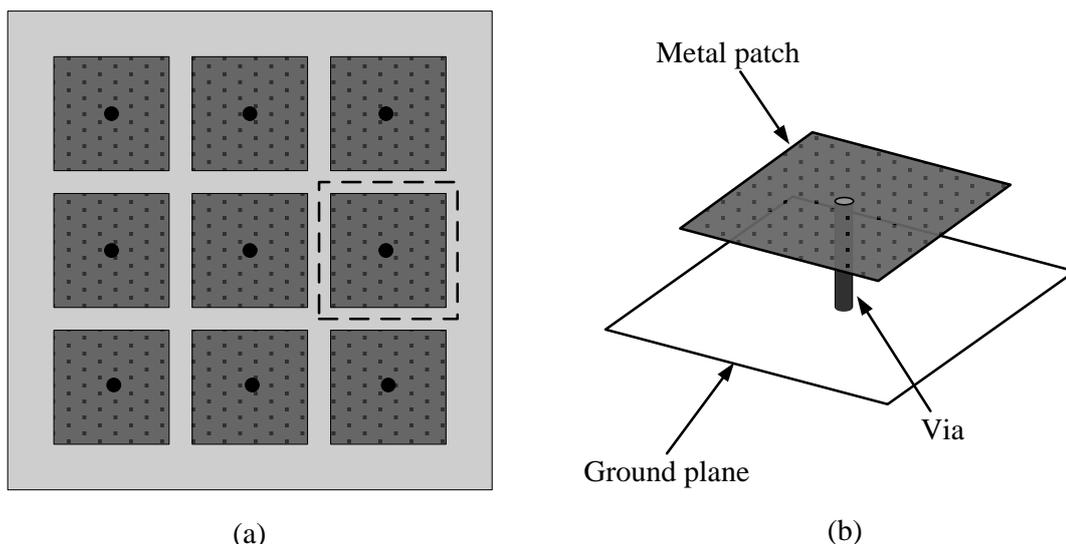


圖 2-1 二維週期排列的蕈狀結構
 (a)俯視圖 (b)蕈狀結構電路單元(unit cell)
 (圖 2-1 取材自[11])

2.2.1 人造磁導特性

利用人造結構使其具備類似完美磁導(perfect magnetic conductor, PMC)之特性，稱之為人造磁導結構(artificial magnetic conductor, AMC)。所謂完美磁導係為完美電導(perfect electrical conductor, PEC)之對偶，因此，完美磁導平面上的切線磁場等於零；以另一觀點切入，由於波之特徵阻抗 η_{in} 可表示為

$$\eta_{in} = \frac{E_t}{H_t} \quad (2.1)$$

當一平面波垂直入射於完美磁導平面，由於邊界條件強迫切線磁場 H_t 為零，使得 η_{in} 趨近於無窮大，故可知人造磁導平面亦具備高阻抗的特性。

依 D. Sievenpiper 所提出的理論，圖 2-1 中的二維週期性排列的蕈狀結構即可視為一種高阻抗平面。相鄰的兩個蕈狀結構金屬片，因為入射波電場的感應，會在間隔處產生等效電容 C，並在兩個蕈狀結構與接地面形成的迴路產生等效電感 L，故該平面可被等效成一個並聯 LC 共振腔，如圖 2-2 所示，而其平面阻抗 Z 為

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.2)$$

由上式可知，當頻率接近其共振頻率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

平面阻抗將趨近無限大，因此，蕈狀結構平面亦可視為一種高阻抗平面。

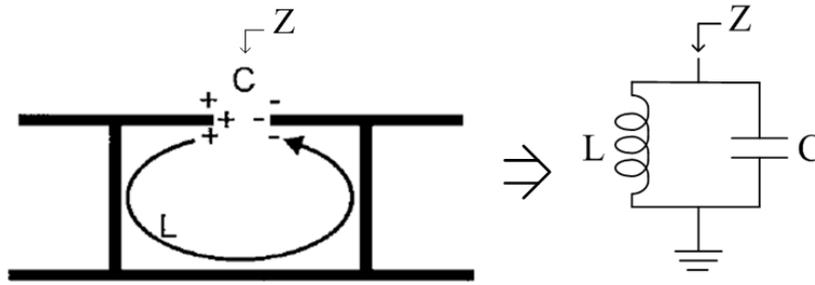


圖 2-2 高阻抗平面等效電路模型
(圖 2-2 之左圖取材自[9])

平面的阻抗決定了電磁波傳遞的邊界條件，當電磁波入射至人造磁導平面，在特定的頻段將產生同相位(in-phase)的反射波，如圖 2-3 所示，在頻率 15 GHz附近其反射波相位為 0° 。許多研究即利用該特性來增加天線增益，如文獻[12-13]，當低姿態(low-profile)天線置於人造磁導平面之上，其產生的鏡像電流可與天線的電流同向，如圖 2-4 所示，這將有效提高天線的增益。

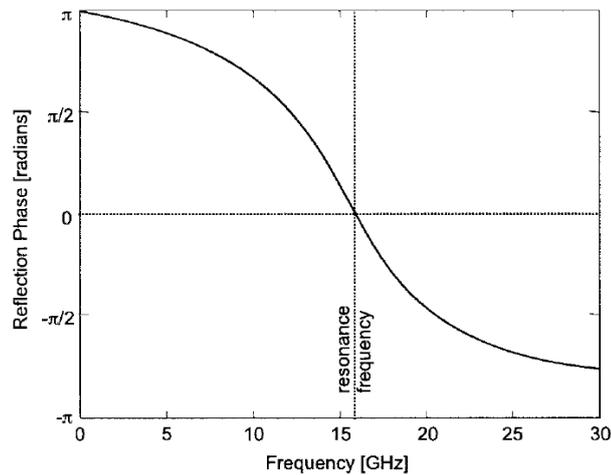


圖 2-3 高阻抗平面之反射波相位
(圖 2-3 取材自[9])

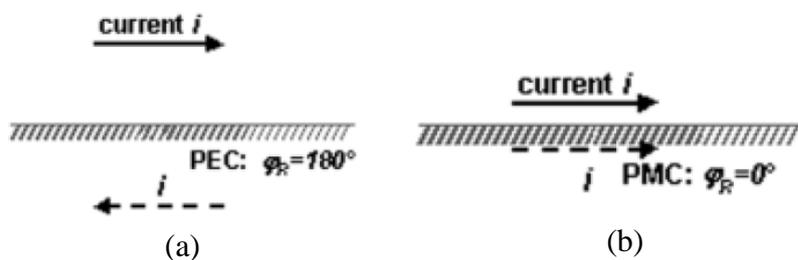


圖 2-4 不同反射面所產生的鏡像電流
(a)PEC 反射面 (b)PMC 反射面
(圖 2-4 取材自[12])

2.2.2 電磁帶隙特性

對於圖 2-1 中的二維週期排列的葦狀結構而言，除了具備前面所述的高阻抗特性，實際上該結構亦是典型的二維複合式左右手傳輸線 (two-dimension composite right/left-handed transmission line, 2D CRLH TL) [14]。

所謂複合式左右手傳輸線的概念，可由圖 2-5 中不同的傳輸線模型加以解釋。圖 2-5(a) 為傳統右手傳輸線之電路單元，由串聯電感 L_R 與並聯電容 C_R 所組成；而左手傳輸線單元，如圖 2-5(b) 所示，則可視為右手傳輸線單元之對偶，由並聯電感 L_L 與串聯電容 C_L 所組成。然而現實中，純粹的左手傳輸線是難以被實現的，原因在於當電流流過傳輸線的金屬導體，必然會產生串聯電感值，而傳輸線的火線與地線之間亦會因電場效應而產生並聯電容，換言之，即使理論上存在左手傳輸線之架構，但實際上卻必然隱含著右手的特性，而此種結合左右手特性的傳輸線，即為複合式左右手傳輸線，其電路單元如圖 2-5(c) 所示。

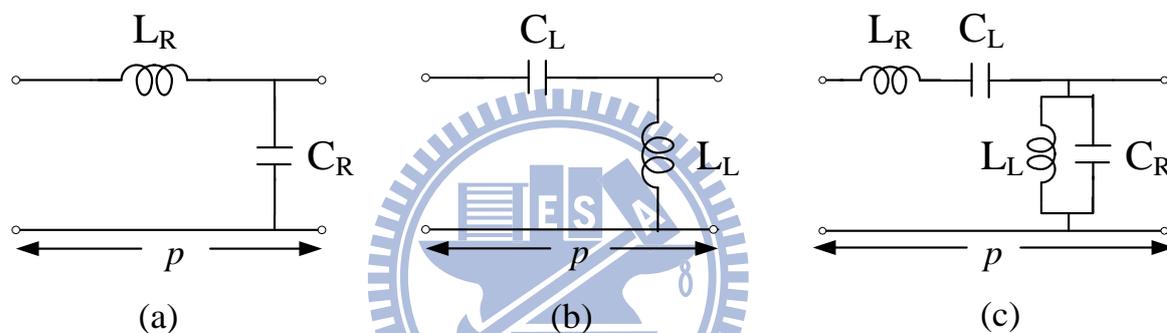


圖 2-5 傳輸線電路單元

(a)右手傳輸線 (b)左手傳輸線 (c)複合式左右手傳輸線

(圖 2-5 取材自[11])

依照相同之概念，若將圖 2-5(c) 中的電路單元擴展至二維，即成為二維複合式左右手傳輸線的電路單元，如圖 2-6(a) 所示。可發現，該電路模型與二維週期排列的葦狀結構電路單元等效電路是一致的，其中 C_L 來自於鄰近葦狀結構金屬片之間的電容效應， L_L 則是接地金屬鉚釘產生的電感效應，而 C_R 與 L_R 則分別源自於金屬片與接地面間的電容效應與自身金屬片上的電感效應。

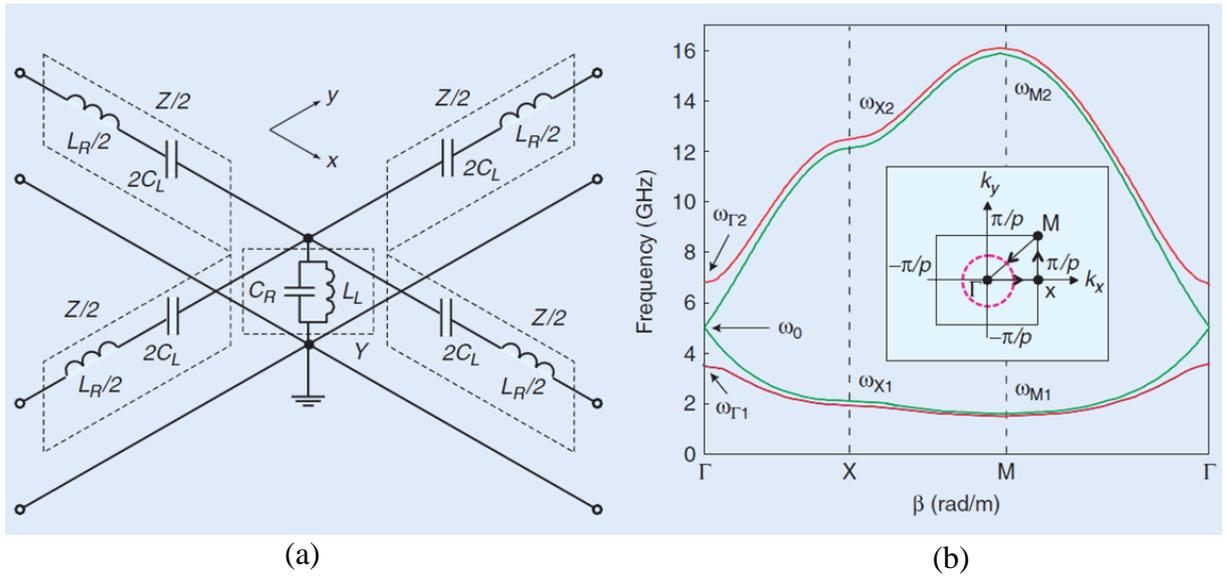


圖 2-6 二維複合式左右手傳輸線

(a)等效電路模型 (b)色散圖

(圖 2-6 取材自[14])

假設波於該結構的相位常數 $\vec{\beta} = x\hat{k}_x + y\hat{k}_y$ ，利用電報方程式與週期邊界條件可推得其色散圖(dispersion diagram)，如圖 2-6 (b)所示。其中，頻率 $\omega_{\Gamma 1}$ 與 $\omega_{\Gamma 2}$ 分別為

$$\omega_{\Gamma 1} = \min\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \quad (2-4)$$

$$\omega_{\Gamma 2} = \max\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \quad (2-5)$$

當此兩點頻率經由設計而相等，即 $\omega_{\Gamma 1} = \omega_{\Gamma 2} = \omega_0$ ，稱為平衡狀態(balanced)，所得到的色散曲線為綠色；反之，當兩者不相等，則稱為非平衡狀態(unbalanced)，所得到的色散曲線為紅色。值得注意的是，在非平衡的狀態下，頻率 $\omega_{\Gamma 1}$ 到 $\omega_{\Gamma 2}$ 之間並無對應的相位常數，這代表訊號於該頻帶內將無法傳播。由於二維週期排列的蕈狀結構在未經特別設計的狀況下通常為非平衡狀態，此即解釋了蕈狀結構電磁帶隙特性的由來。

有鑑於蕈狀結構的電磁帶隙特性可以抑制特定頻率的表面波，因此現今許多天線設計者常利用蕈狀結構來增進天線的指向性[9]或是降低天線陣列間的互耦效應(mutual coupling)[15]，如圖 2-7 與圖 2-8 所示。

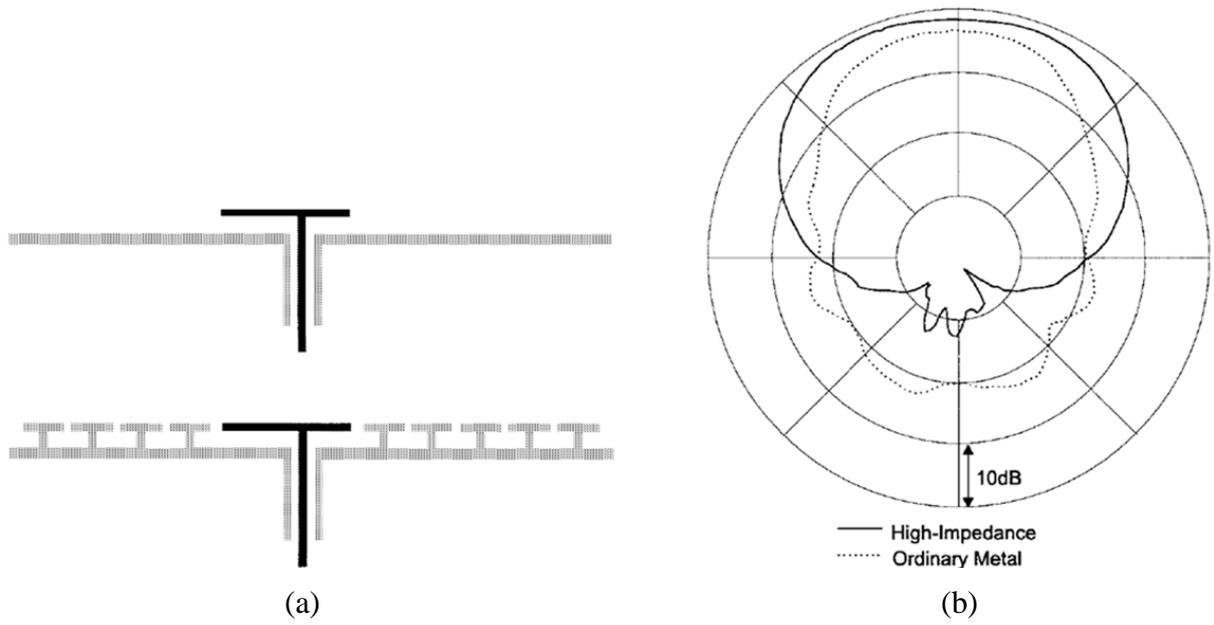


圖 2-7 微帶天線結合葦狀結構之比較
 (a)上圖：天線置於一般金屬面；下圖：天線置於葦狀結構平面
 (b)E 平面(E-plane)天線場型比較
 (圖 2-7 取材自[9])

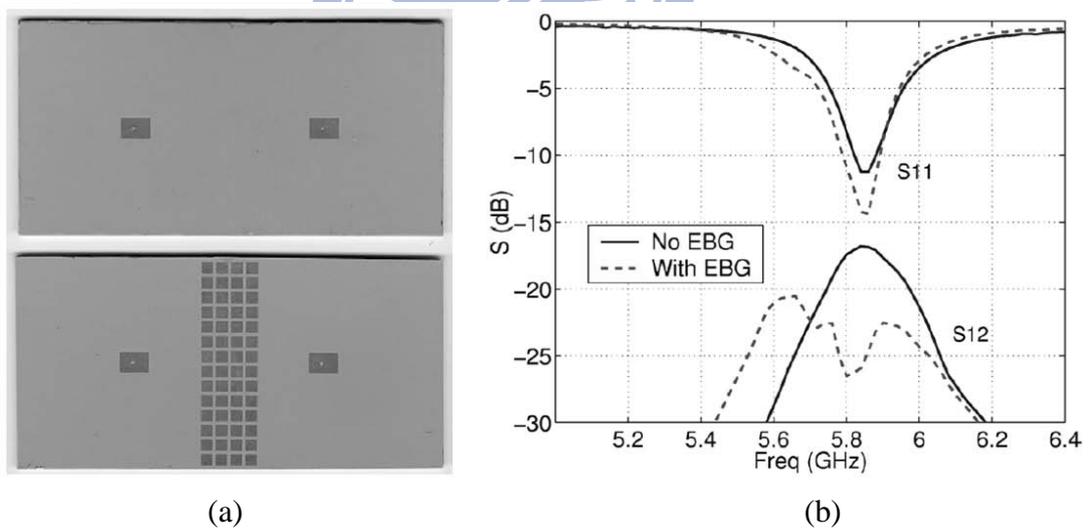


圖 2-8 天線陣列結合葦狀結構之比較
 (a)上圖：無葦狀結構；下圖：加入葦狀結構 (b)S 參數比較
 (圖 2-8 取材自[15])

2.3 蕈狀結構結合懸置微帶線之分析

傳統上蕈狀結構的應用不外乎上述的人造磁導特性以及抑制表面波的電磁帶隙特性，然而近年來因為蕈狀結構成為後設材料中一項熱門的研究主題，使得許多特殊的性質與結構相繼被發表。於文獻[16]中，中國清華大學團隊為簡化量測表面波電磁帶隙特性的方法，提出如圖 2-9 所示的懸置微帶線架構，認為可輕易從量測結果中看出由蕈狀結構平面產生的電磁帶隙效果。然而根據文獻[17]中的分析，隨著懸置微帶線的變動，量測到的電磁帶隙頻率亦隨之改變，量測結果取決於量測之結構，顯然該結果不能代表真正的表面波抑制頻率。

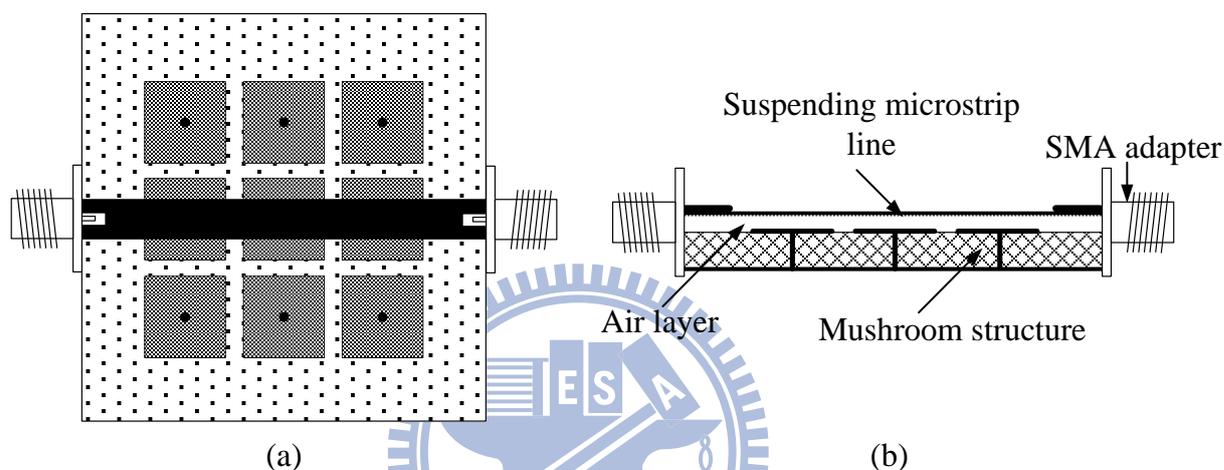


圖 2-9 蕈狀結構結合懸置微帶線

(a)俯視圖 (b)側視圖

(圖 2-9 取材自[11])

實際上，該結構量測到的電磁帶隙特性乃源自於傳輸行波的抑制而非表面波。對於單一蕈狀結構而言，當電流通過上方的懸置微帶線，蕈狀結構金屬片與微帶線和接地面之間分別會產生耦合電容 C_m 與 C ，而蕈狀結構的接地金屬鉚釘亦會因電流通過而產生電感 L ，形成如圖 2-10所示的共振腔結構，其輸入阻抗 Z_{in} 為

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_m} + j \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC} = \frac{1 - \omega^2 L(C + C_m)}{j\omega C_m (1 - \omega^2 LC)} \quad (2-6)$$

而阻抗零點(zero)為

$$\omega_{zero} = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (2-7)$$

值得注意的是，當操作頻率 $\omega = \omega_{zero}$ ， $Z_{in} = 0$ ，共振腔因為短路而使得能量無法通過，進而產生濾波效果。整體而言，蕈狀結構結合懸置微帶線就如同帶止濾波器(band-stop

filter)一般，會將特定頻率的傳輸行波濾掉。因此，基於上述之概念，可知在此種架構下蕈狀結構並不需依賴週期性排列才會具備電磁帶隙特性，因為每一個獨立的蕈狀結構結合懸置微帶線即可產生獨立的共振腔並發揮濾波效果。此概念深具應用的價值，不少微波電路得以被開發與改良[11, 17-18]，成為蕈狀結構應用的重要分支，亦是本論文接下來兩章電路設計的主體架構。

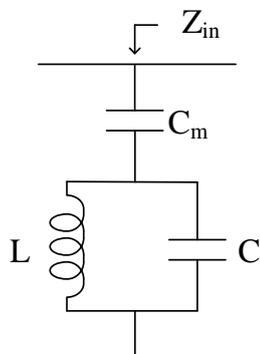


圖 2-10 蕈狀結構結合懸置微帶線之等效電路模型

2.4 懸置微帶線之空氣層分析

對於圖 2-9 中懸置微帶線的電路構架，基於實作與應用上的考量，可將懸於空氣層的微帶線製作於基板之上再與底下的蕈狀結構相疊，如圖 2-11 所示。

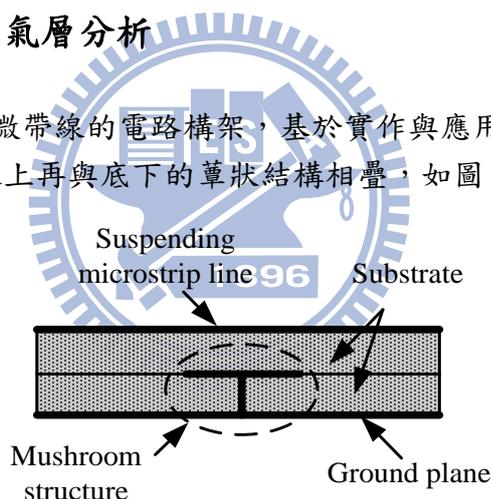


圖 2-11 製作於基板上的懸置微帶線架構

然而，若不考慮採用高成本的熱壓板技術，實作上必須將兩層基板相疊並以螺絲鎖緊來達成。但實際上在兩層基板之間必然存在厚度不一的縫隙，而且蕈狀結構的金屬鉚釘焊點附近會因焊錫而略微凸起，使得板材縫隙更加不可測，這將令實作電路產生的共振頻率與模擬上產生相當大的誤差。

圖 2-12 為蕈狀結構結合懸置微帶線的測試電路。圖中的電路基板是利用兩層厚度為 0.78 mm 的玻璃纖維環氧樹脂基板，FR4，以螺絲鎖緊後來實現，其中蕈狀結構金屬片大小為 $10 \times 10 \text{ mm}^2$ ，接地金屬鉚釘直徑為 0.57 mm，懸置微帶線寬度則為 5.7 mm。圖 2-13 為測試電路實作圖，可發現其 S 參數(散射參數)量測結果與全波模擬軟體 HFSS 所得到的模擬結果明顯不符，其誤差約 14.1%，如圖 2-14 所示。

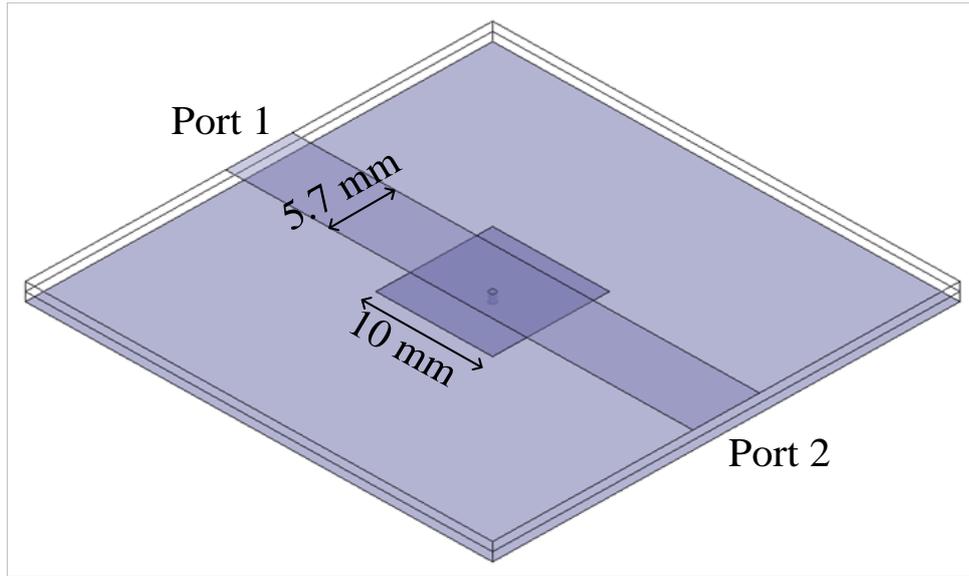


圖 2 - 12 蕈狀結構結合懸置微帶線測試電路(板材相疊)

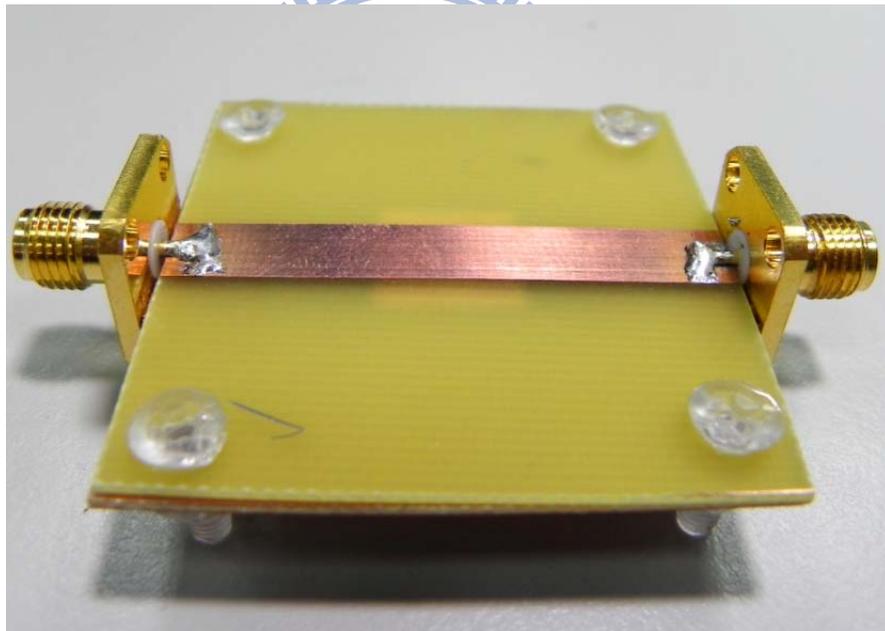


圖 2 - 13 測試電路實作圖(板材相疊)

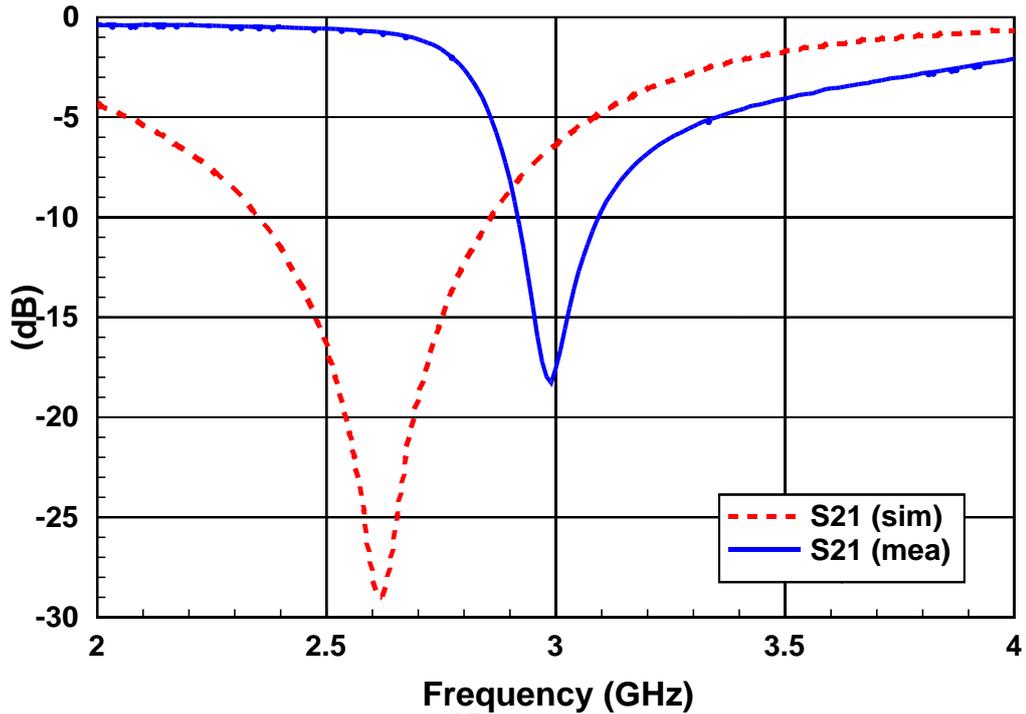


圖 2-14 測試電路之 S 參數模擬與量測結果比較

為了避免此問題，可在兩層板材中間以塑膠墊片支撐出一固定的空氣層厚度，使原本無法掌控的板材間隙變為可控制的均勻空氣層；將其加入模擬的結構之中，即能使模擬與量測得到吻合的結果。圖 2-15 為加入厚度 0.5 mm 空氣層後的測試電路，其 S 參數模擬與量測結果如圖 2-16 所示，可發現兩者曲線相當吻合，誤差約為 0.6%。因此本論文之後所採用的蕈狀結構結合懸置微帶線架構均有加入空氣層的設計。

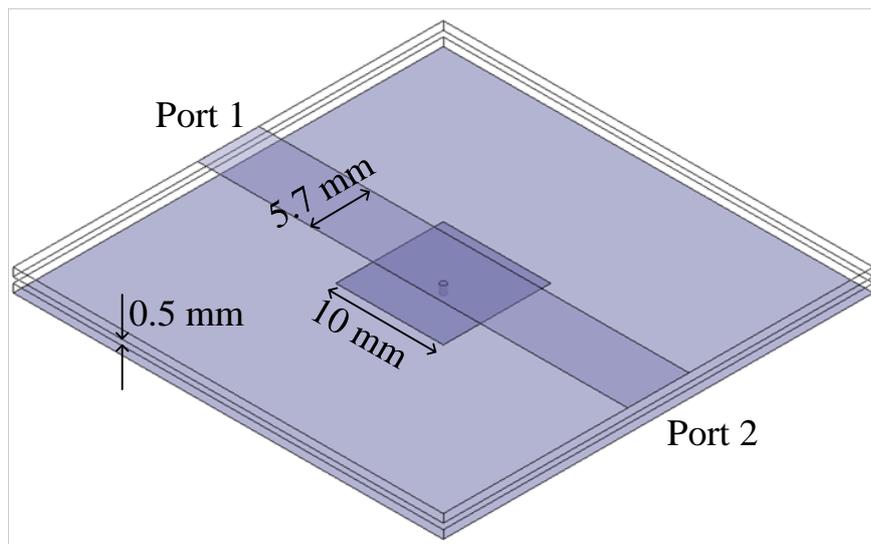


圖 2-15 蕈狀結構結合懸置微帶線測試電路(加入空氣層)

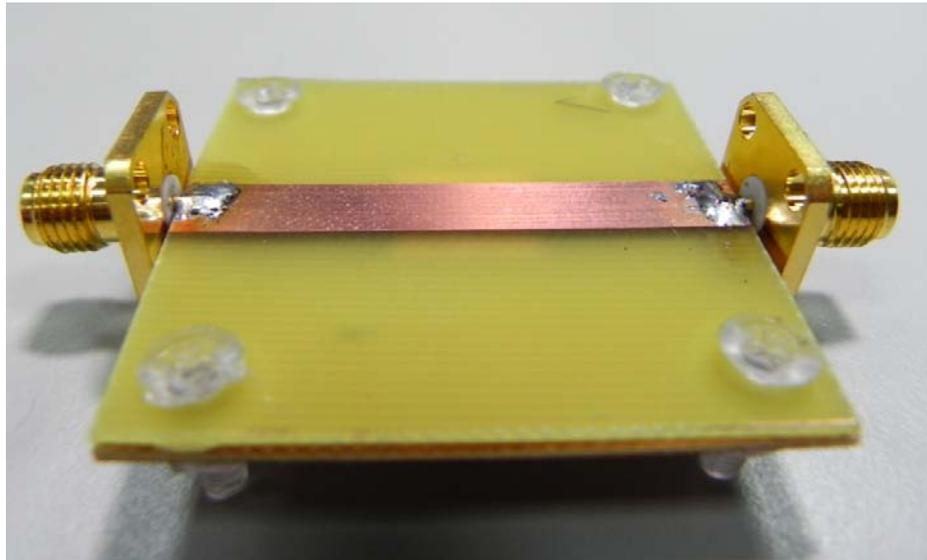


圖 2 - 16 測試電路實作圖(加入空氣層)

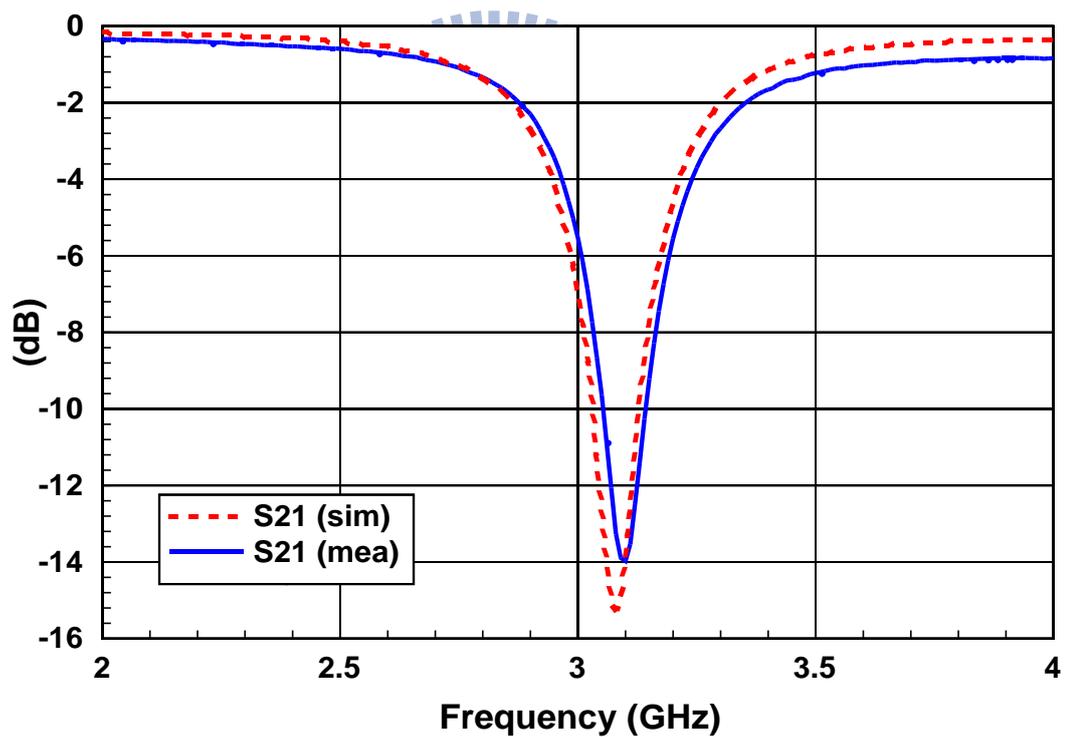


圖 2 - 17 測試電路之 S 參數模擬與量測結果比較

不過，加入空氣層後會造成板材介質不均勻，為得到微帶線的 50 歐姆匹配線寬，可利用模擬軟體 HFSS 觀察微帶線的埠阻抗(port impedance)並調動其線寬使之為 50 歐姆來求得。以圖 2 - 15 中的懸置微帶線架構為例，當微帶線寬為 5.7 mm，其埠阻抗(port impedance)由模擬可知為 50 歐姆，如圖 2 - 18 所示。

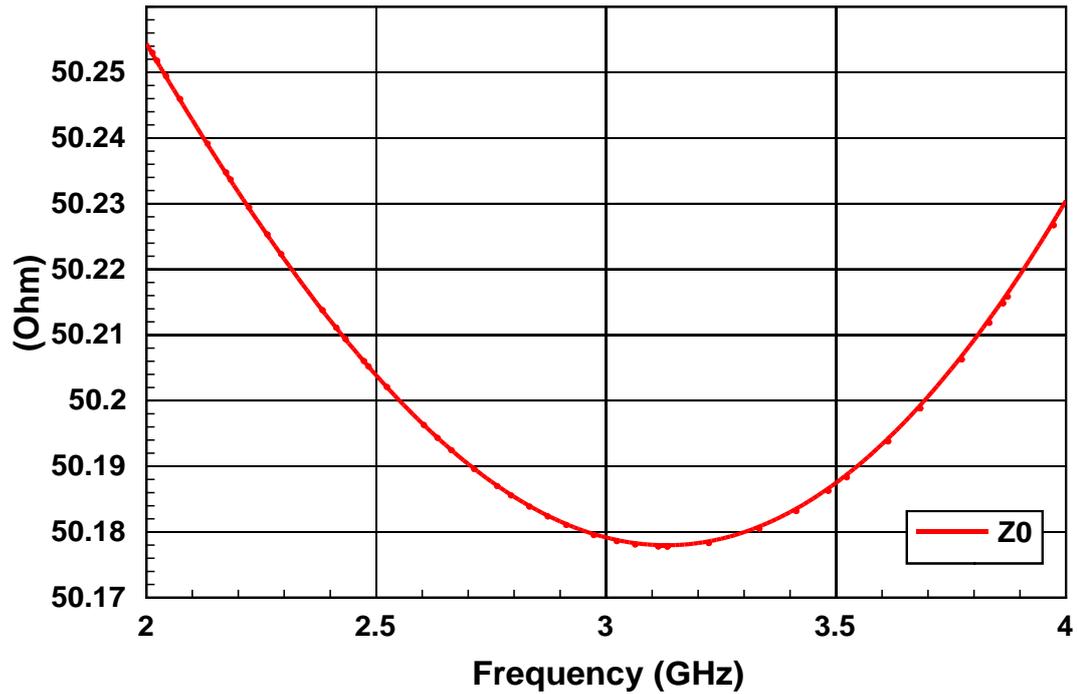


圖 2 - 18 埠阻抗之模擬結果

由於微帶線的電路模型是建立在均勻板材之下，為求得其等效介電係數，則可利用電路軟體 Txlinc 將已知的 50 歐姆匹配線寬以及總板材厚度輸入後，反推出微帶線模型下的板材介電係數 ϵ' 以及等效介電係數 ϵ_r' 。以上述的架構為例，50 歐姆匹配線寬為 5.7 mm，而總板材厚度為 2.06 mm，可求得 $\epsilon'=2.6$ ， $\epsilon_r'=2.2$ 。此方法可用來計算加入空氣層後行進波在懸置微帶線結構下的等效波長 λ

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r'}} \quad (2.8)$$

其中， c 為光速而 f 為波的頻率。本論文微波電路設計的部分將經常利用此方法來計算電路的相關尺寸。

第三章 改良型三頻雙工環路器

3.1 電路原理

三頻雙工環路器(triplex bi-directional ring-hybrid)為一種利用葷狀結構特性所建立的新型微波電路[11]，具有分頻多工、雙向溝通以及迴路傳輸的功能。如圖 3-1 所示，本微波電路是由三組雙頻帶止濾波器所構成的三埠環狀電路，並具有下述之功能：當頻率為 f_1 與 f_2 的訊號由埠一(port 1)中輸入，則會被分別導入至鄰近的埠二(port 2)與埠三(port 3)；當頻率為 f_1 與 f_3 的訊號由埠二中輸入，則會被分別導入至鄰近的埠一與埠三；同樣的，當頻率為 f_2 與 f_3 的訊號由埠三中輸入，則會被分別導入至鄰近的埠一與埠二。

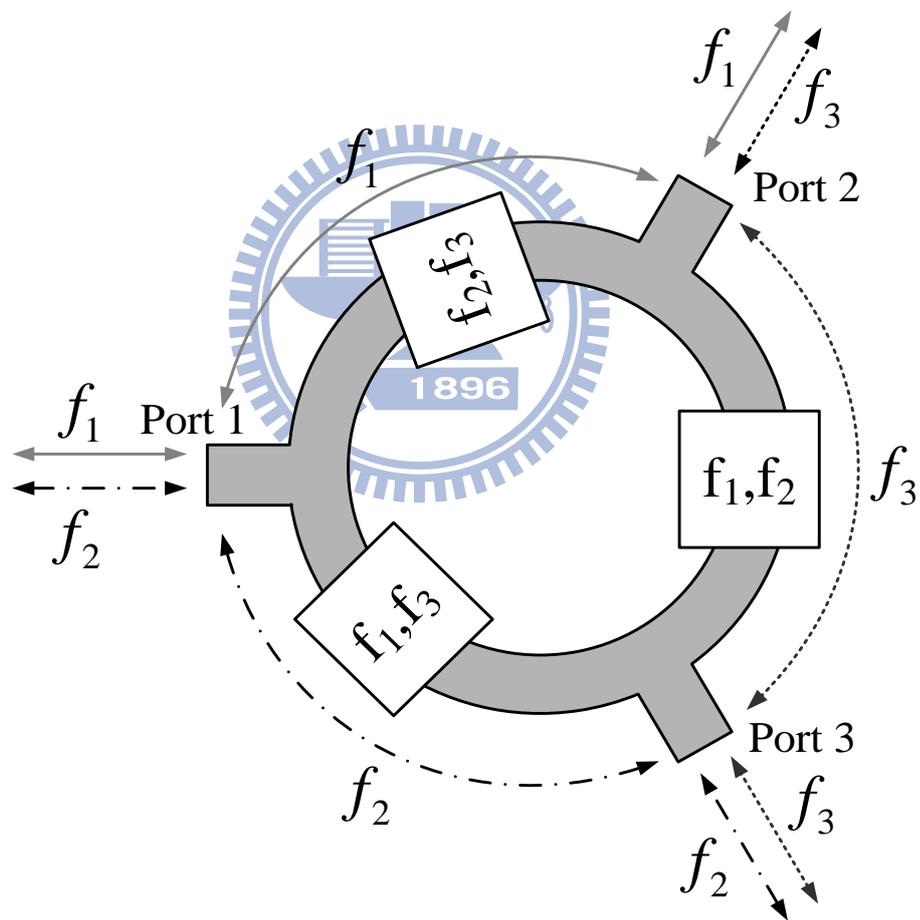


圖 3-1 三頻雙工環路器功能示意圖

由於每個埠均只允許兩個頻率訊號的收發，且輸入的訊號均會分別被導入鄰近的埠，如同三個雙工器(diplexer)環型連接，使得每兩個埠之間的通道僅允許一個頻率訊號的傳輸，此種獨特的電路功能將有利於三種不同頻率的訊號進行多系統間的傳輸與整合。

利用濾波器的濾波效果可以決定訊號的通過與否，就電路的功能而言，三頻環路器架構已大致完成。然而，若不適當地設計濾波器的位置，電路勢必遭遇嚴重的阻抗匹配問題。圖 3-2 為三頻雙工環路器的輸入阻抗示意圖，以埠一而言，該埠的輸入阻抗為分岔兩端看進去阻抗(Z_2^1 與 Z_3^1)的並聯，在未經設計的情況下， Z_{in}^1 通常不會等於饋入埠阻抗(50 歐姆)，而這將成為阻抗不匹配的主因。同理，對於其他埠而言，一樣會遭遇到埠輸入阻抗與饋入阻抗不匹配的問題，而不匹配的結果除了會造成頻飄，亦會使饋入的反射損耗過大，進而造成能量的耗損。

為了解決阻抗不匹配問題，首先假設雙頻帶止濾波器在其共振頻率時，其輸入阻抗與前一章提到的葦狀結構結合懸置微帶線類似，呈現的是短路效應；以傳輸線的觀點來看，當頻率 f_1 的訊號輸入埠一，因為 Z_2^1 是往傳輸通道看進去的阻抗，在不考慮路徑上濾波器(共振頻率為 f_2 ， f_3)電抗效應的情況下， Z_2^1 與埠輸入阻抗是接近匹配的；而往埠三路徑上的濾波器因為在頻率 f_1 時共振，如同短路元件，使訊號在埠一分岔處往埠三看進去就像看到一段長度為 l 的短路殘段，其輸入阻抗可近似為

$$Z_3^1 = jZ_0 \tan \beta l \quad (3.1)$$

因此，為了避免 Z_{in}^1 受到 Z_3^1 並聯的影響，使得 Z_{in}^1 約等於 Z_2^1 ，可設計 l 為頻率 f_1 的四分之波長($\lambda_1/4$)，讓 Z_3^1 在頻率 f_1 時為無限大即可。同理，設計濾波器(共振頻率為 f_1 ， f_2)在距離埠二分岔處 $\lambda_1/4$ 的位置，可以使 Z_3^2 無限大。結合上述的設計，即能讓頻率 f_1 的訊號匹配地由埠一傳至埠二。

依照相同之概念，各個濾波器於環型結構上的位置即被確定，如圖 3-3 所示，可發現雙頻濾波器距離鄰近兩個埠的距離，分別對應到其共振頻率的四分之波長($\lambda_1/4$ 、 $\lambda_2/4$ 以及 $\lambda_3/4$)，故環型結構的圓周長可由下列公式求出

$$2\pi R = 2 \times \frac{1}{4} (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3) \quad (3.2)$$

總結上述電路原理，針對任意三個操作頻率，只需設計出對應的雙頻濾波器，並利用式(3.2)求出環型結構之半徑後，再將濾波器置於環上適當的位置，即可完成三頻環路器的設計。下一節中將提出改良式的雙頻葦狀結構來實現雙頻濾波器的功能。

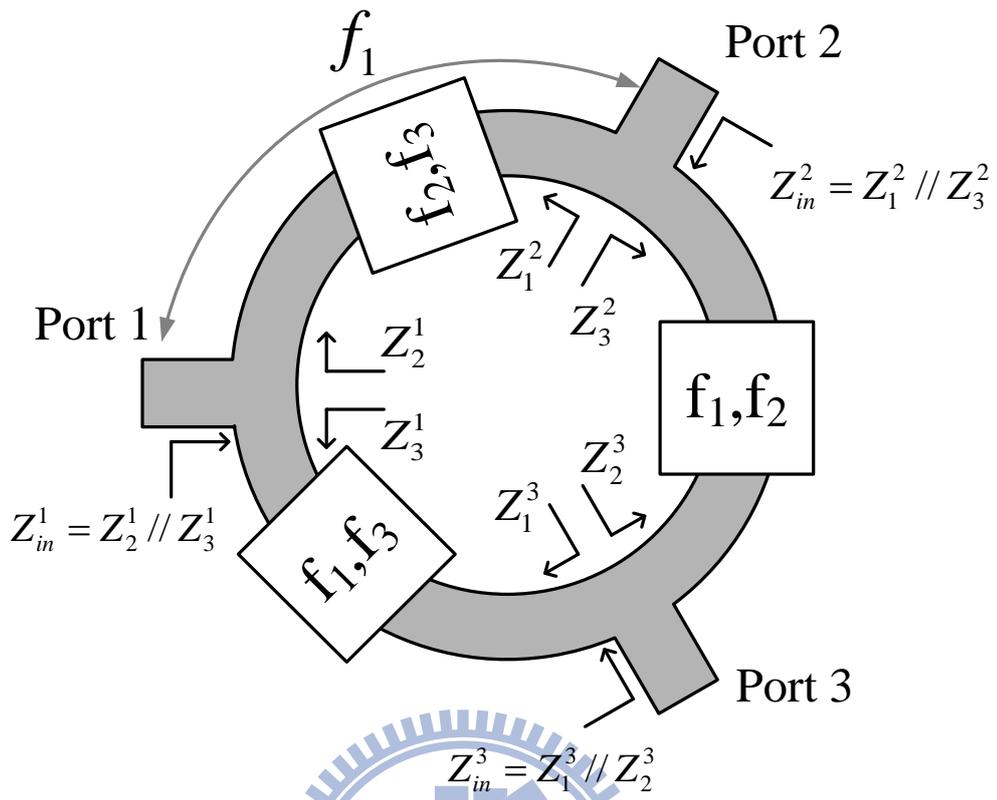


圖 3-2 三頻雙工環路器輸入阻抗示意圖

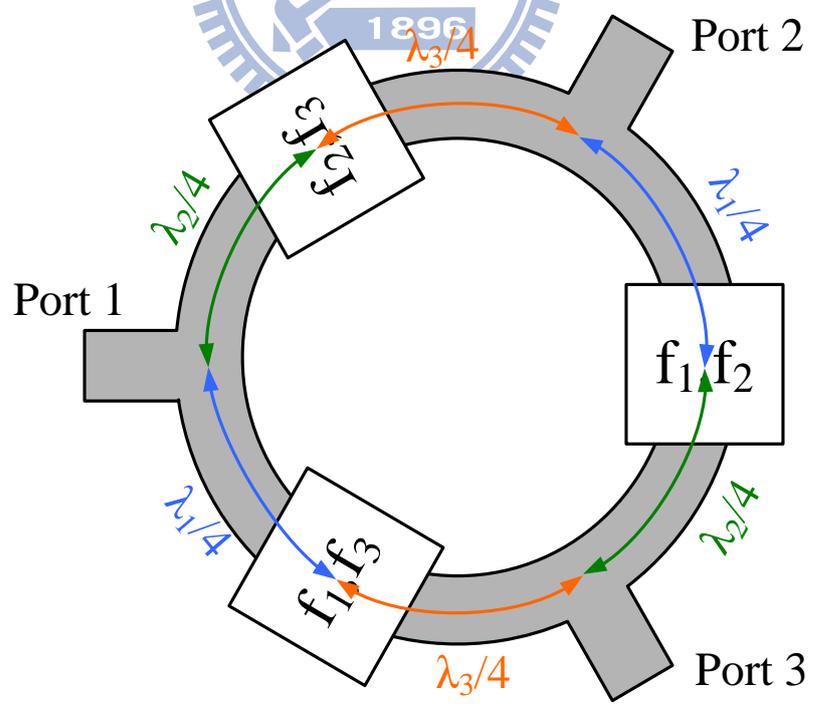


圖 3-3 三頻雙工環路器(加入匹配設計)

3.2 雙頻蕈狀結構分析

文獻[11]中即提出利用垂直排列的蕈狀結構來產生雙頻濾波的效果，如圖 3-4 所示。然而，該種結構必須整合三層基板作為電路的支撐，且蕈狀結構下緊鄰的兩層基板必須以熱壓板技術製作，這將大幅提升製作上的難度。本節將提出一種新的雙頻蕈狀結構，僅需在傳統蕈狀結構的金屬片上附加兩個 L 型裂口，即可使蕈狀結構的高階模頻率變為可調控，進而達到雙頻電磁帶隙的效果。

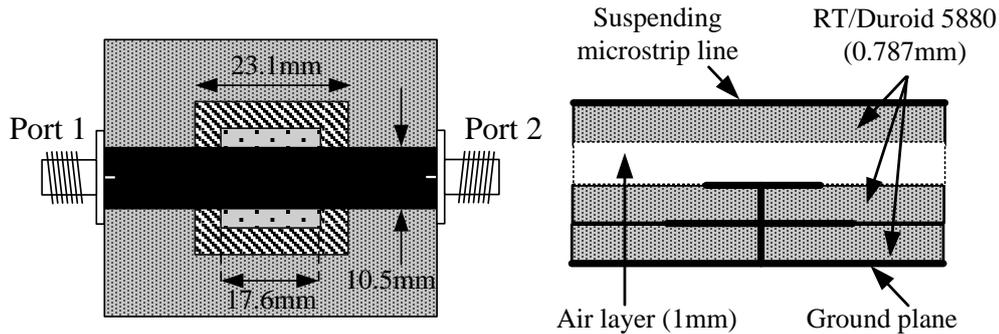


圖 3-4 垂直排列之雙頻蕈狀結構

(圖 3-4 取材自[11])

圖 3-5 為本論文提出的雙頻蕈狀結構，由於僅為傳統蕈狀結構結合懸置微帶線的變形，兩者所採用之板材架構完全相同，其型號為 RT/Duroid 5880，厚度均為 0.78 mm，而上下兩板間的空氣層厚度為 0.5 mm，接地金屬鉚釘的半徑為 0.57 mm，其連接上層金屬片與接地金屬面，由 2.4 節可知，此結構的懸置微帶線 50 歐姆匹配線寬為 7 mm。

圖 3-6 為此結構的 S 參數模擬圖，可發現在頻率 1.59 GHz 與 2.46 GHz 時均出現濾波效果，證明電路確實具備雙頻電磁帶隙之特性，為深入了解其運作機制，下面將利用模擬軟體對該結構進行定性分析。

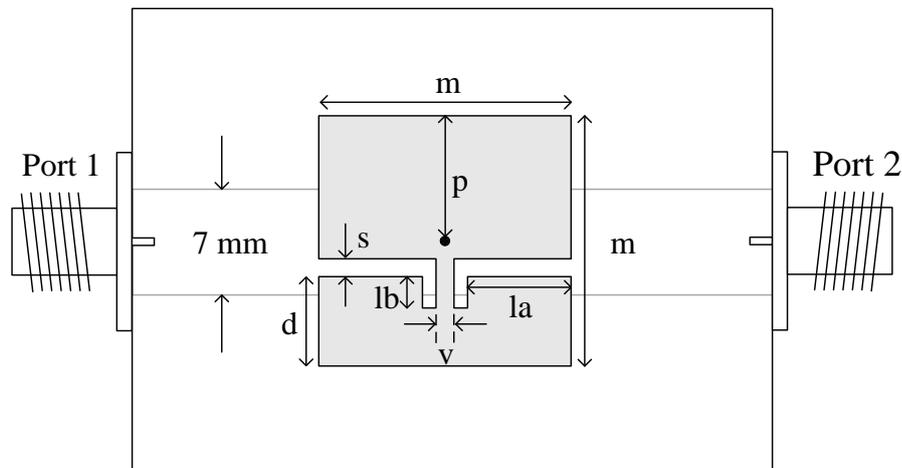


圖 3-5 雙頻蕈狀結構結合懸置微帶線電路圖

$m=21.6 \text{ mm}$; $s=1 \text{ mm}$; $v=2 \text{ mm}$; $d=8.3 \text{ mm}$; $p=10.8 \text{ mm}$; $la=8.8 \text{ mm}$; $lb=2 \text{ mm}$

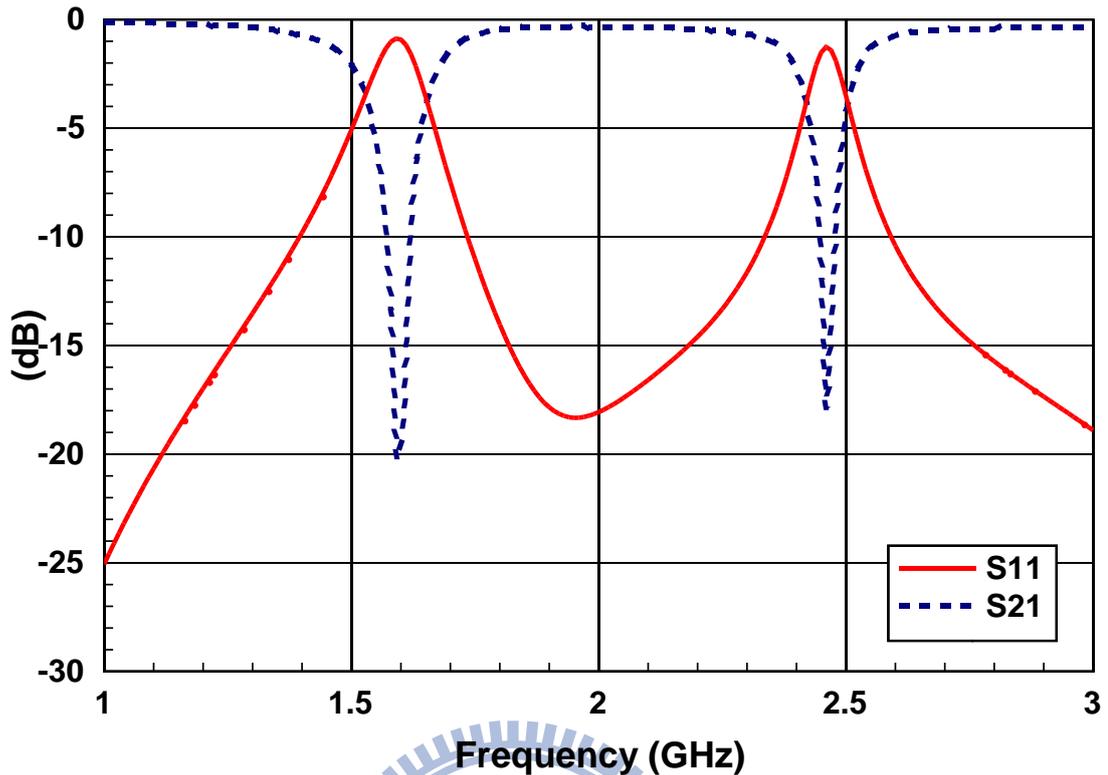


圖 3 - 6 雙頻蕈狀結構結合懸置微帶線之 S 參數模擬圖

為了解兩個共振模態的操作機制，首先利用全波電磁模擬軟體HFSS觀察蕈狀結構金屬片上的電流分佈。圖 3 - 7(a)為本結構在共振頻率 1.59 GHz 的電流分佈圖，可發現其與圖 3 - 7(b)中大小同為 $21.6 \times 21.6 \text{ mm}^2$ 的傳統蕈狀結構在共振頻率時的電流分佈相似，金屬片上的表面電流均輻射狀地流出(或流入)金屬鉚釘。基於上述之觀察，在此假設該頻率之共振模態由傳統蕈狀結構所主導，簡稱為mushroom mode。

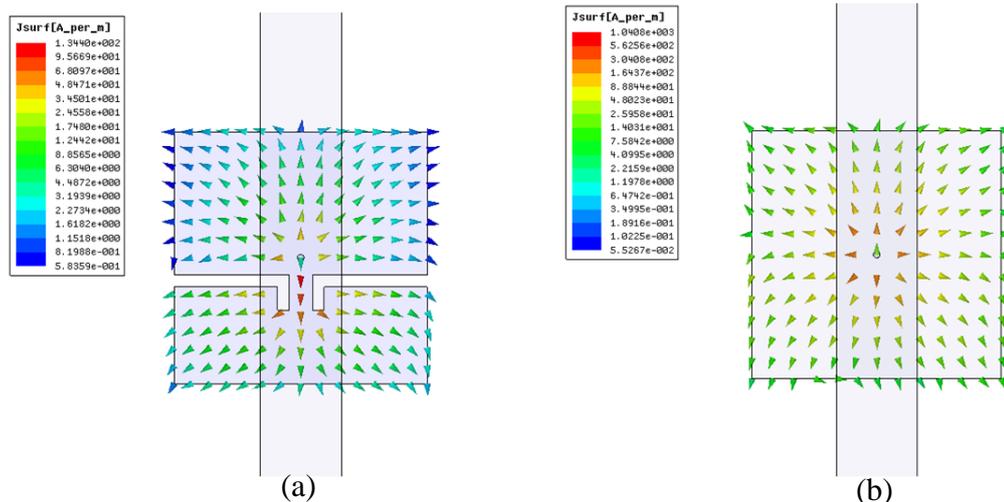


圖 3 - 7 電流分佈比較

(a)雙頻蕈狀結構，共振頻率=1.59 GHz (b)傳統蕈狀結構，共振頻率=1.8 GHz
連續調動雙頻蕈狀結構的尺寸參數「v」可得到不同組的濾波頻率，如圖 3 - 8 所示

(patch mode 頻率的定義將於之後解釋)。觀察 mushroom mode 頻率的偏移情形發現，隨著 v 值變大，mushroom mode 頻率從 1.59 GHz 趨近到 1.8 GHz 附近，即圖 3-7(b)中傳統葷狀結構之共振頻率。這是因為當 v 值夠小時，兩個 L 型裂口(notches)之間形成細金屬線段，當電流通過時，會產生一個與金屬鉚釘串聯的等效電感，使得 mushroom mode 頻率比傳統葷狀結構的共振頻率低，此現象與文獻[19]中，藉由螺旋電感(spiral inductor)來降低葷狀結構共振頻率的原理是一樣的。當 v 值逐漸增大，串聯電感效應減弱，使得 mushroom mode 頻率越趨接近大小相同的傳統葷狀結構共振頻率。值得注意的是，當 $v=17$ mm，因為串聯電感效應幾可忽略，取而代之的，是兩個裂口對於等效電容的影響，這將使 mushroom mode 頻率略高於 1.8 GHz。

歸納以上之結果可發現，當雙頻葷狀結構處於 mushroom mode，可將其視為大小相同的傳統葷狀結構，而兩個 L 型裂口的大小與位置只是在等效電感與電容上作增減使得共振頻率產生飄移，證明了前面對於 mushroom mode 的假設。

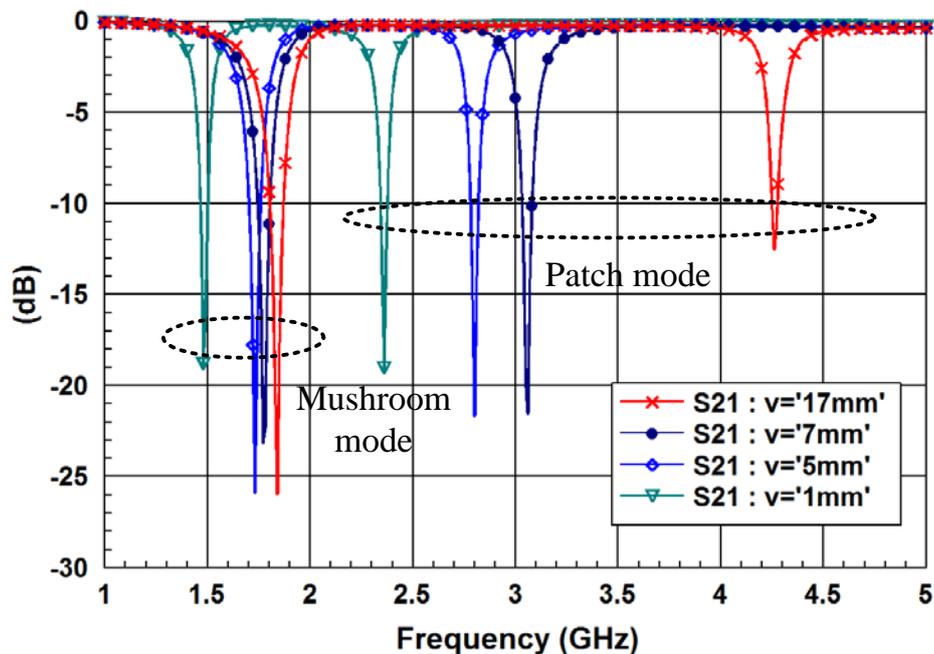


圖 3-8 調動尺寸參數 v 之 S 參數模擬圖

接著對第二個共振頻率進行分析。圖 3-9(a)為雙頻葷狀結構於 2.46 GHz 之電流分佈，可發現該分佈與 mushroom mode 大不相同，電流在金屬片上幾乎同向變化。下面將證明此種電流分佈與傳統葷狀結構之高階模類似。對於圖 3-7(b)中的傳統葷狀結構而言，除了原本操作於 1.8 GHz 的共振頻率，實際上在更高頻的部分還存著在一個同樣具有濾波效果的高階模頻率。如圖 3-10 所示，頻率 4.46 GHz 即為結構的高階模頻率。圖 3-9(b)即為葷狀結構金屬片於該頻率的表面電流分佈，可看出電流變化趨勢與圖 3-9(a)相當類似，故推論雙頻葷狀結構的第二個共振模態由傳統葷狀結構之高階模所主導。由於該分佈近似於矩形微帶天線(patch antenna)上的電流分佈，故把此模態稱為 patch mode。

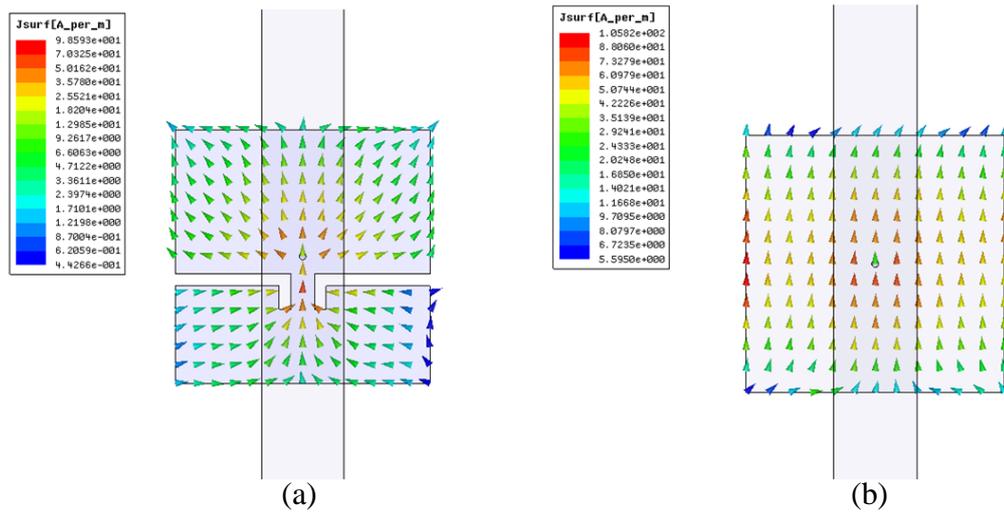


圖 3-9 電流分佈比較

(a)雙頻葦狀結構，操作頻率=2.46 GHz (b)傳統葦狀結構，操作頻率=4.46 GHz

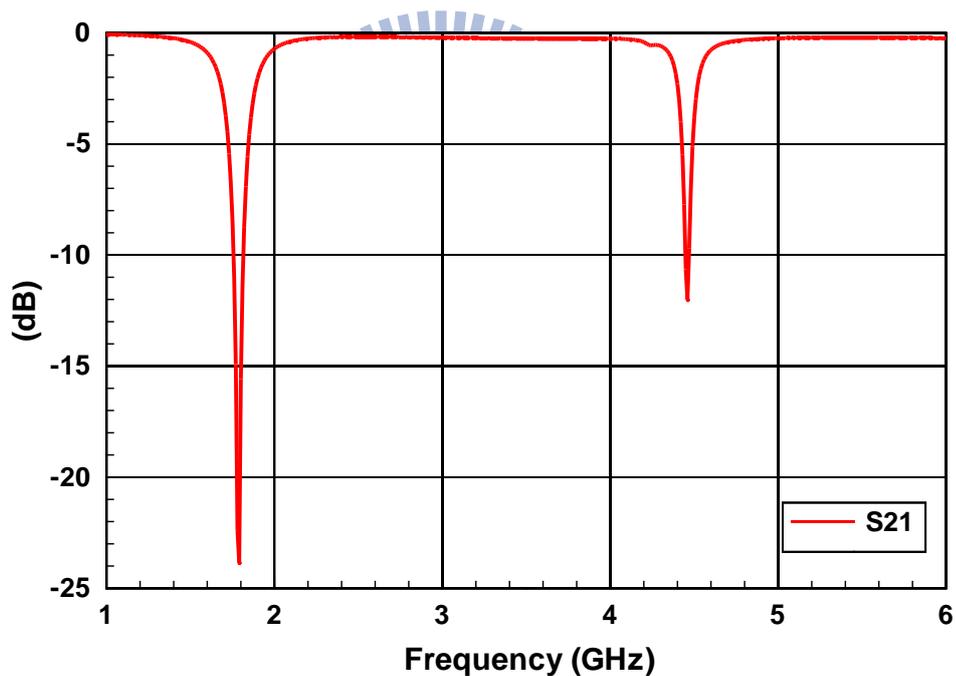


圖 3-10 傳統葦狀結構之 S 參數模擬圖

上述之推論亦可合理解釋圖 3-8 中 patch mode 頻率隨 v 值變化的趨勢。當 v 值逐漸變小，patch mode 頻率從高階模頻率開始降低，此乃金屬片上的兩個 L 型裂口使得電流路徑增長的緣故，與一般天線縮小化之原理相同。此外， v 值越小也意味著雙頻葦狀結構被 L 型裂口隔斷的情形越嚴重，可以預見的，當兩個 L 型裂口接觸在一起，雙頻葦狀結構會被分隔成一個子葦狀結構與浮接(floating)的金屬片，如圖 3-11 所示，此時結構的濾波效果將完全由子葦狀結構所主導，其 S 參數模擬如圖 3-12 所示，可發現子葦

狀結構共振頻率為 2.18 GHz，與圖 3-8 中 $v=1$ 時 patch mode 的頻率點 2.36 GHz 相近。

歸納以上之結果，patch mode 頻率的調動範圍將介於傳統蕈狀結構的高階模頻率與子蕈狀結構的共振頻率之間；換言之，因為 L 型裂口的位置決定子蕈狀結構的大小，利用此點即可控制 mushroom mode 與 patch mode 頻率的比列。掌握雙頻蕈狀結構的兩個主導模態，便能預測其共振頻率隨電路尺寸變化的趨勢，作為電路設計時的依據。

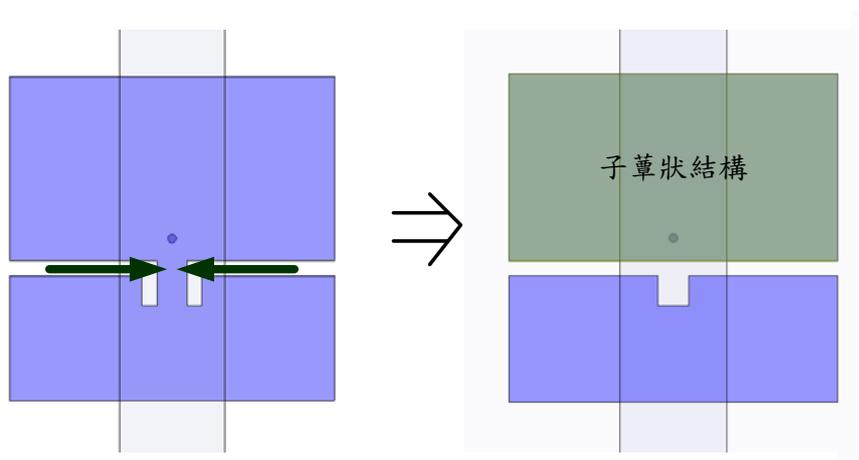


圖 3-11 子蕈狀結構示意圖

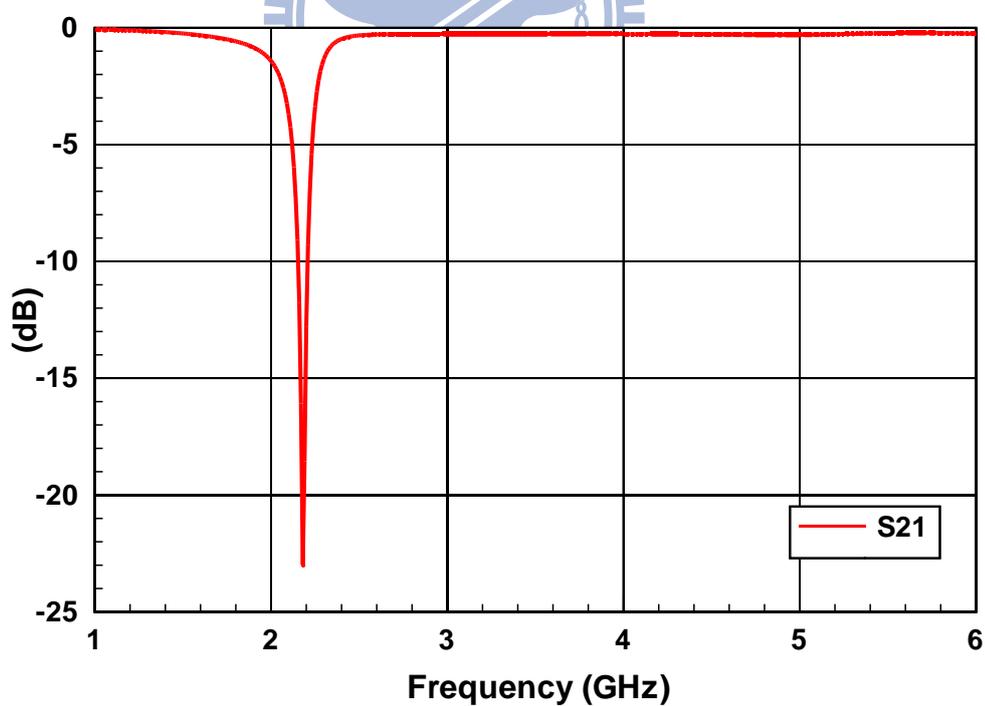


圖 3-12 子蕈狀結構 S 參數模擬圖

3.3 電路設計模擬與量測分析

本節將利用前述之理論，設計一操作於 WiMAX (3.5 GHz)、WiFi (2.45 GHz) 以及 GSM (1.8 GHz) 頻段的改良型三頻雙工環路器，其設計過程與模擬量測分析將於下面作探討。

參照 3.1 節之電路原理，對於 $f_1 = 3.5 \text{ GHz}$ ， $f_2 = 2.45 \text{ GHz}$ ， $f_3 = 1.8 \text{ GHz}$ 之三頻雙工環路器，首先必須設計三組雙頻濾波器，其對應的共振頻率分別為 (f_1, f_2) 、 (f_1, f_3) 以及 (f_2, f_3) 。這裡將採用上節所介紹的雙頻葦狀結構實現此三組濾波器，其板材結構以及型號與前一節中完全相同，故懸置微帶線 50 歐姆匹配線寬亦為 7 mm。各組電路尺寸參數整理於表 3-1。圖 3-13 則為設計完成的雙頻葦狀結構 S 參數模擬圖，可見三者於其操作頻率均擁有良好的濾波效果。

表 3-1 雙頻葦狀結構尺寸參數表 (單位: mm)

尺寸參數 \ 共振頻率	m	s	v	d	p	la	lb
(f_1, f_2)	14	1	0.8	8.4	7.9	5.6	1.7
(f_1, f_3)	16	1	0.8	7.9	6.6	6.6	1.8
(f_2, f_3)	17.6	1	0.8	4.8	11.3	7.4	4

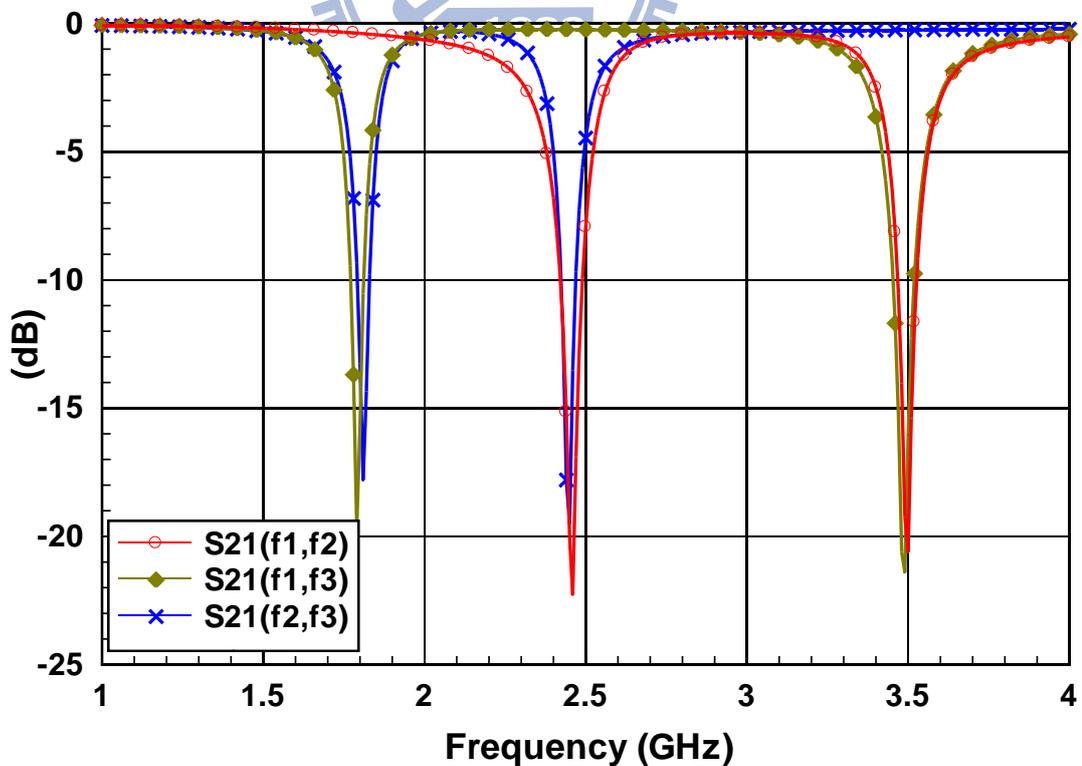


圖 3-13 各組雙頻葦狀結構之 S 參數模擬圖

接著必須決定環型結構的半徑 R 。由 2.4 節之方法，求得等效介電係數 $\epsilon_r' = 1.68$ ，代入式(2.8)後，可得到三個操作頻率的四分之波長， $\lambda_1/4 = 16.5 \text{ mm}$ 、 $\lambda_2/4 = 23.6 \text{ mm}$ 以及 $\lambda_3/4 = 32.1 \text{ mm}$ ，再將其代入式(3.2)即可推得環半徑 $R = 23 \text{ mm}$ 。最後，將三組雙層葦狀結構依照圖 3-3 中的位置擺放即完成電路之設計。圖 3-14 為設計完成的三頻雙工環路器，為最佳化電路之效能，葦狀結構位置經過微調使電路性能最佳化。

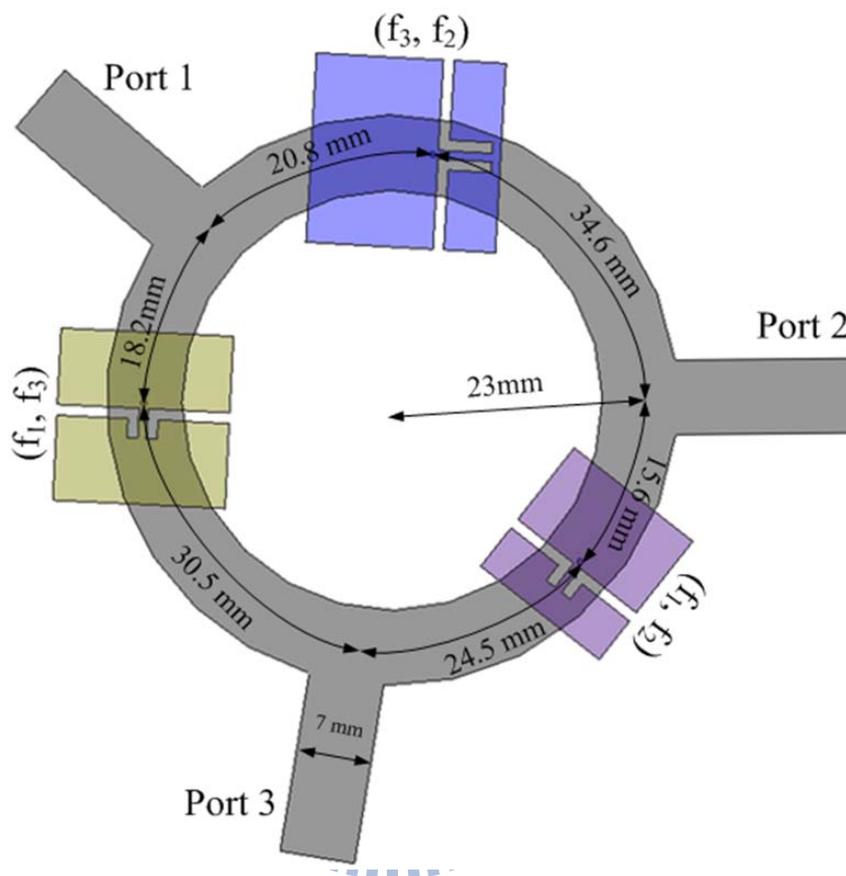


圖 3-14 改良型三頻雙工環路器電路圖

實作電路如圖 3-15 所示，而圖 3-16 為電路之 S 參數模擬與量測比較結果。從各組穿透係數 S_{12} (S_{21})、 S_{13} (S_{31}) 和 S_{23} (S_{32}) 可得知電路之運作機制：對於頻率為 3.5 GHz、2.45 GHz 以及 1.8 GHz 這三組訊號，頻率 3.5 GHz 的訊號僅於埠一與埠二之間互相傳送，頻率 2.45 GHz 的訊號只會在埠一與埠三之間傳遞，而頻率 1.8 GHz 的訊號則是只能在埠二與埠三之間互傳。

另一方面，從各組反射係數 S_{11} 、 S_{22} 和 S_{33} 則可得知電路之匹配效果。由於埠一、埠二與埠三分別於頻率 1.8 GHz、2.45 GHz 以及 3.5 GHz 不導通，這將使 S_{11} 、 S_{22} 與 S_{33} 分別在這三個頻率點最不匹配。此外，由前述的電路機制可知，透過埠一傳遞的訊號為頻率 2.45 GHz 與 3.5 GHz 的訊號，即最不匹配頻率點之外的兩個操作頻率，同理，埠二與埠三亦然，這些頻率點因為前一節所述的匹配設計而具備良好的反射損耗。表 3-2 則為本電路性能之整理。

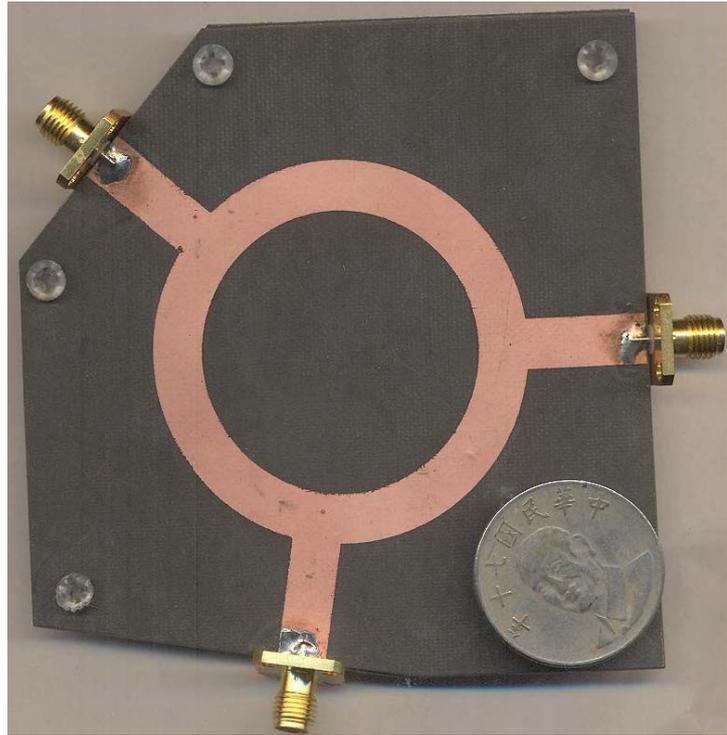
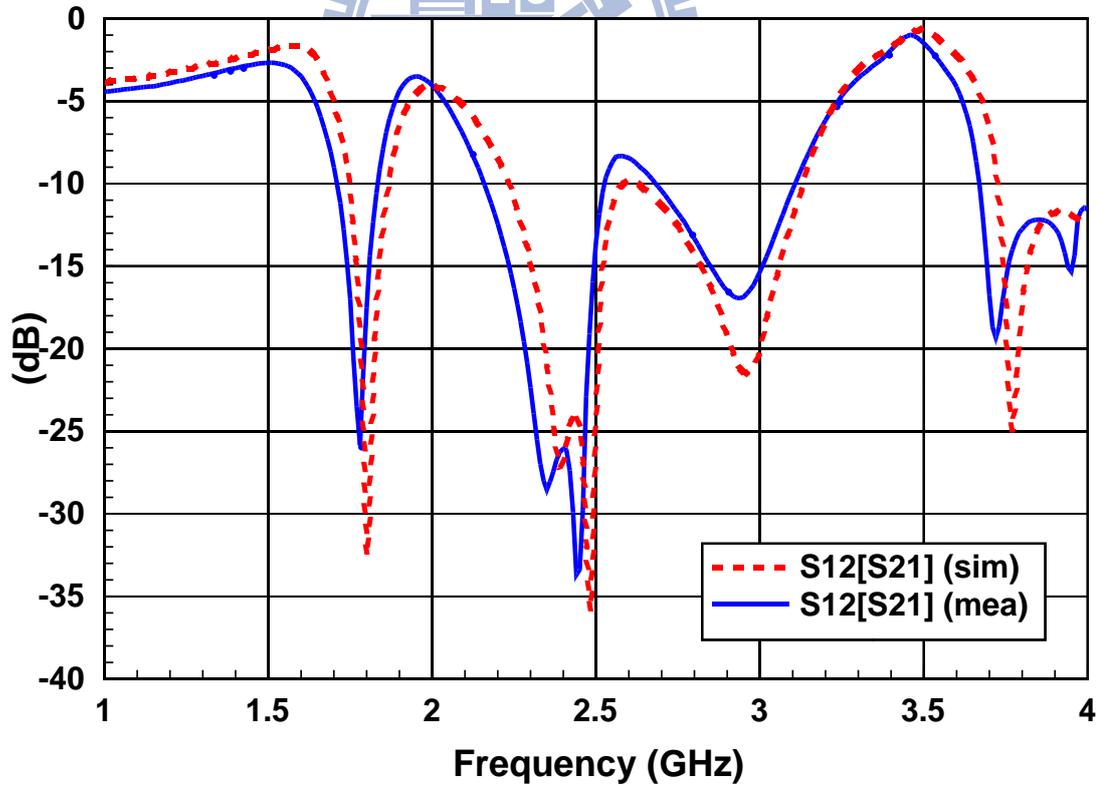
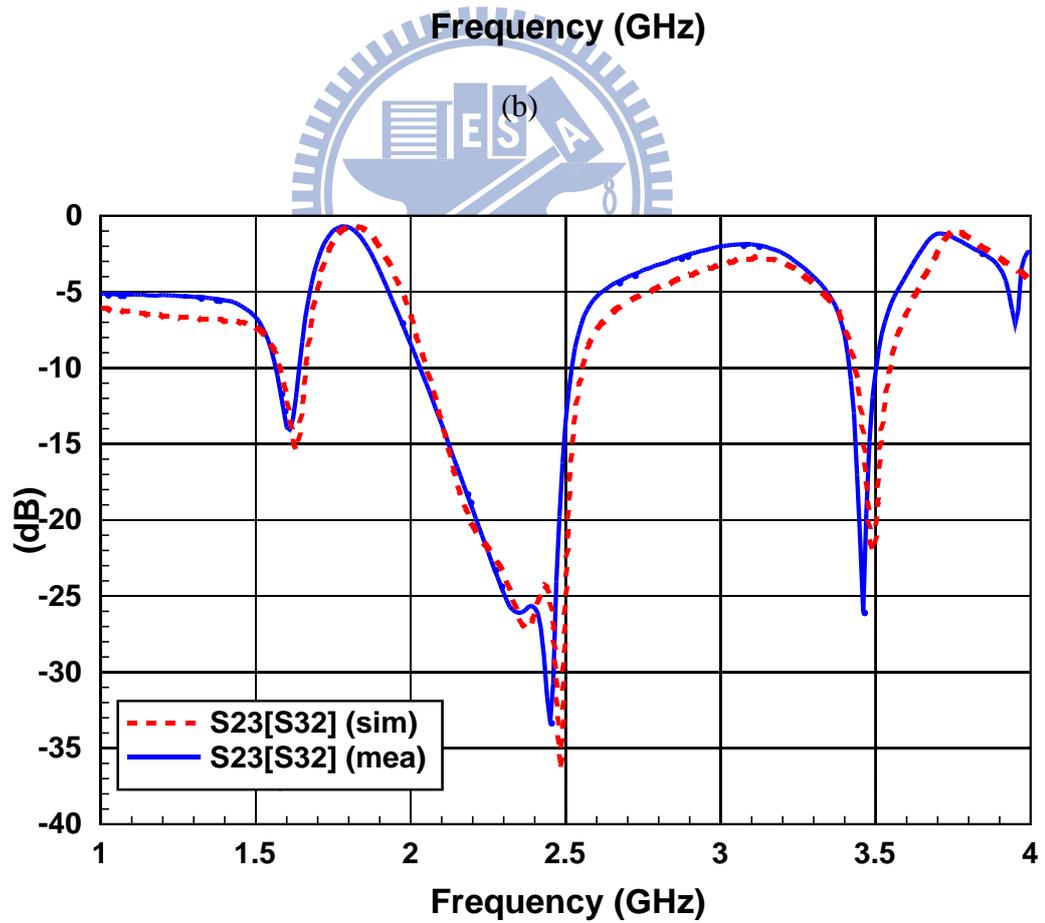
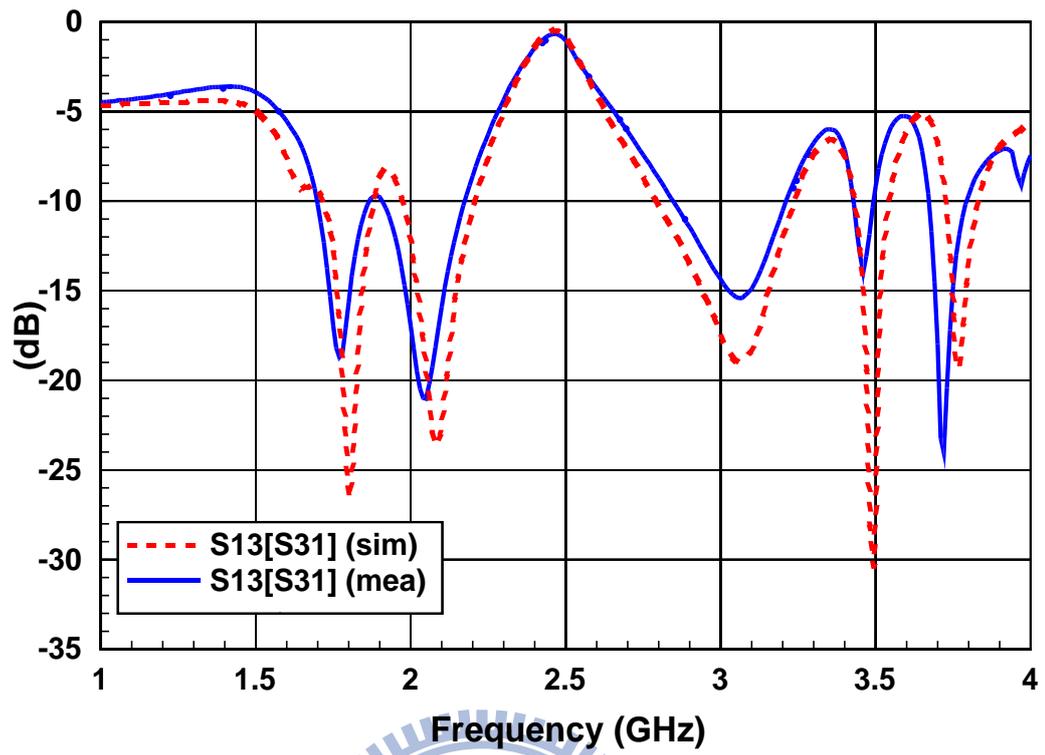


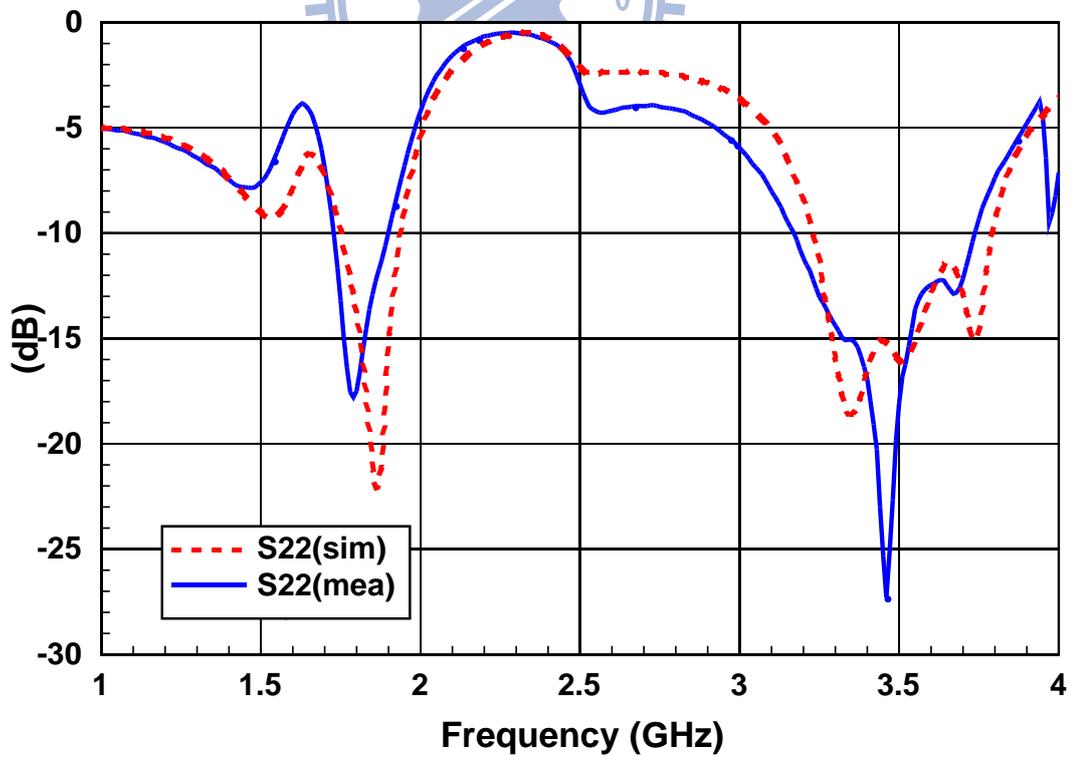
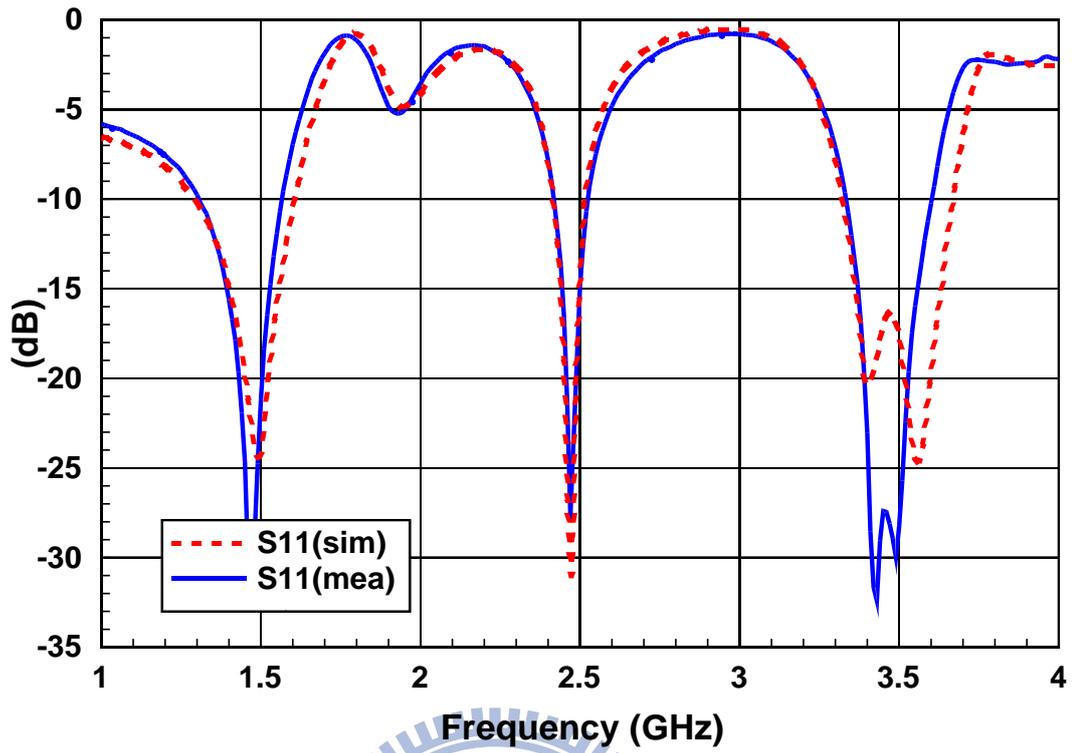
圖 3-15 改良型三頻雙工環路器實作電路圖



(a)



(c)



(e)

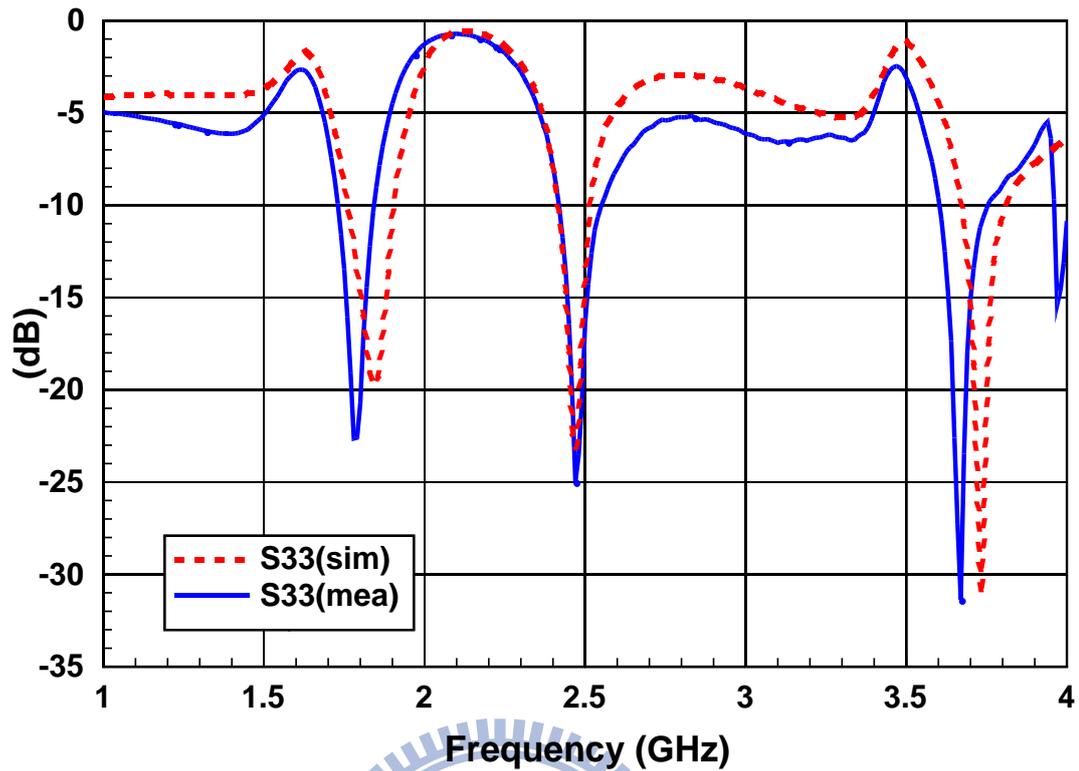


圖 3-16 改良型三頻雙工環路器之 S 參數模擬與量測結果比較

表 3-2 電路性能整理

電路性能 操作頻率	比例頻寬(%)	反射損耗(dB)	介入損耗(dB)
	模擬/量測	模擬/量測	模擬/量測
f_1	9.9/8	17.7/27.5	0.7/1.5
f_2	4.5/4.5	23.2/27.7	0.5/0.7
f_3	8.5/7.2	14.8/17.6	0.7/0.7

3.4 討論

本章提出新式的雙頻葦狀結構對三頻雙工環路器進行改良，大幅降低電路製作成本與困難度。然而實際上，本章之核心價值在於雙頻葦狀結構的分析與設計，藉由觀察葦狀結構金屬片表面電流分佈，可發現雙頻葦狀結構的兩個主導模態分別來自於大小相同的傳統葦狀結構共振頻率以及其高階模頻率。

了解兩共振頻率的主導模態，不但可解釋調動尺寸參數後所產生的頻率偏移趨勢，亦提供頻率設計的準則，等於掌控了雙頻葦狀結構的根本。雖然傳統上多頻葦狀結構已

有水平排列[17]、垂直排列[11]以及改變蕈狀結構金屬片形狀[20-21]等多種不同的實現方式，但就雙頻操作而言，蕈狀結構水平排列雖然具有良好的雙頻濾波效果，但會使電路面積過大，且共振腔位置並非單一點，不適合應用在某些新型微波電路的開發，如圖 3-17 所示；而垂直排列方式已於本章開頭加以說明，多層板材的疊合將增加電路製作成本以及困難度；至於改變金屬片形狀來達成多頻效果這樣的概念雖與本論文類似，但就結構複雜度而言，還是以本雙頻蕈狀結構較為單純，圖 3-18 即為文獻[21]中的多頻蕈狀結構，該結構利用額外繞折的金屬臂來產生新的共振模態。

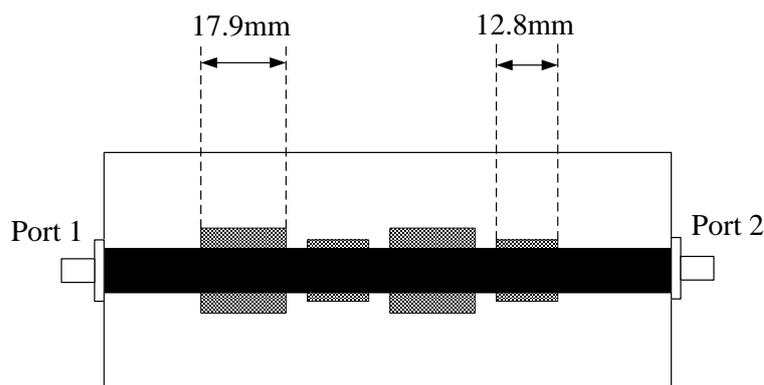


圖 3-17 水平排列之雙頻蕈狀結構
(圖 3-17 取材自[17])

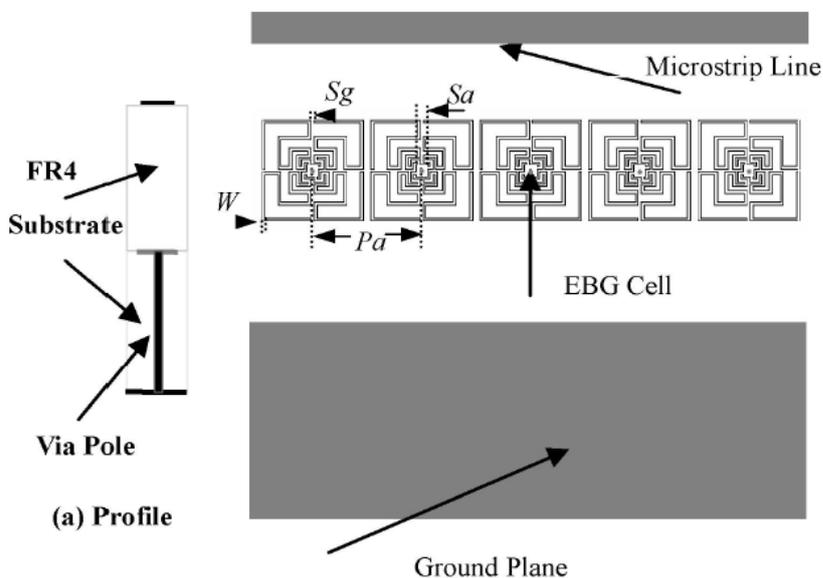


圖 3-18 加入金屬臂之多頻蕈狀結構
(圖 3-18 取材自[21])

本雙頻蕈狀結構憑藉其架構簡單以及共振腔位置明確的特性，相信能成為深具應用價值的基本微波元件，未來將適用於新型微波電路的設計與改良。

第四章 三頻雙工 T 型電路

4.1 電路原理

本章將進一步分析整理三頻雙工環路器之運作機制，針對重複的部份進行化簡，提出一種功能與三頻雙工環路器完全相同之電路，稱為三頻雙工 T 型電路。該電路除了以更單純的 T 型結構取代原本的環形結構，還以傳統葦狀結構取代雙頻葦狀結構，不僅可大幅降低電路設計之複雜度，亦能有效提升電路之性能。

由前一章中三頻雙工環路器之電路功能簡圖可發現，當埠一輸入頻率為 f_3 的訊號，會因為通往鄰埠的通道上均存在擋掉該頻率訊號的濾波元件，使得頻率 f_3 訊號無法傳遞至鄰近的埠。同理，由埠二輸入頻率為 f_2 的訊號，並無法傳遞至鄰近的埠；由埠三輸入頻率 f_1 的訊號，亦無法傳遞至鄰近的埠。對於無法傳遞至鄰近埠的頻率訊號，若在埠端即被先行濾掉，理論上依然維持相同的電路機制，因此電路可化簡為圖 4-1 之形式。

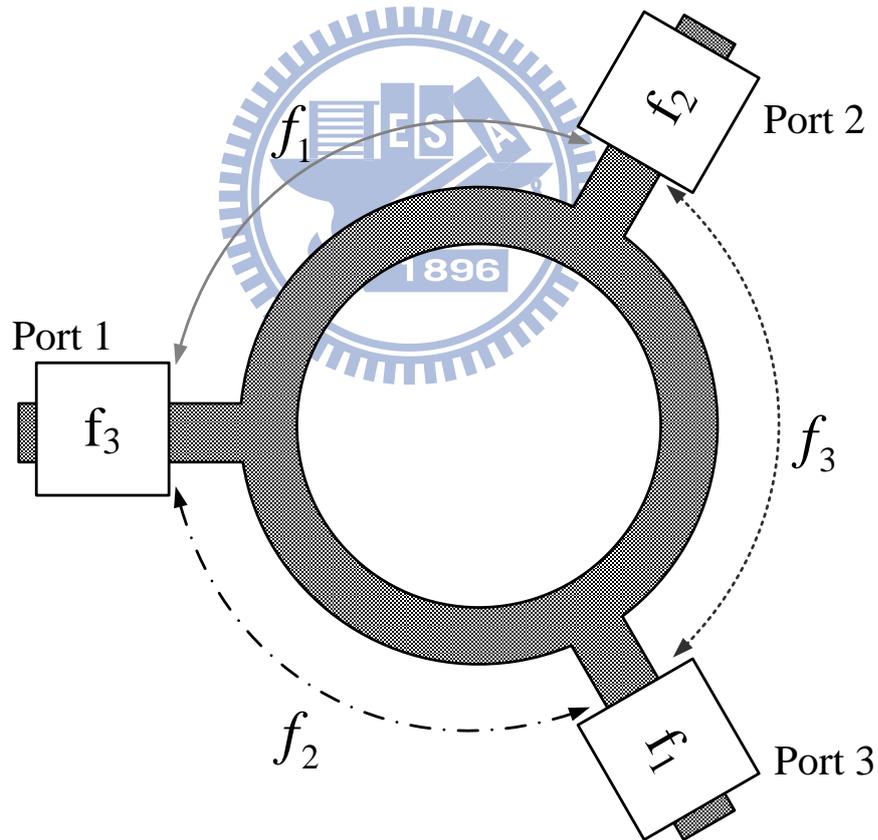


圖 4-1 三頻雙工環路器電路功能化簡

經由上述的轉換，可發現原本的雙頻濾波元件已被拆解為在各個埠端的單頻濾波元件，電路設計相對單純化。而且對於這樣的型式，其實不需要中央的環形結構就可以達

到相同的電路功能，故三埠間的連接可改以最直接的 T 型結構來實現，如圖 4-2 所示，此即為三頻雙工 T 型電路的雛形。

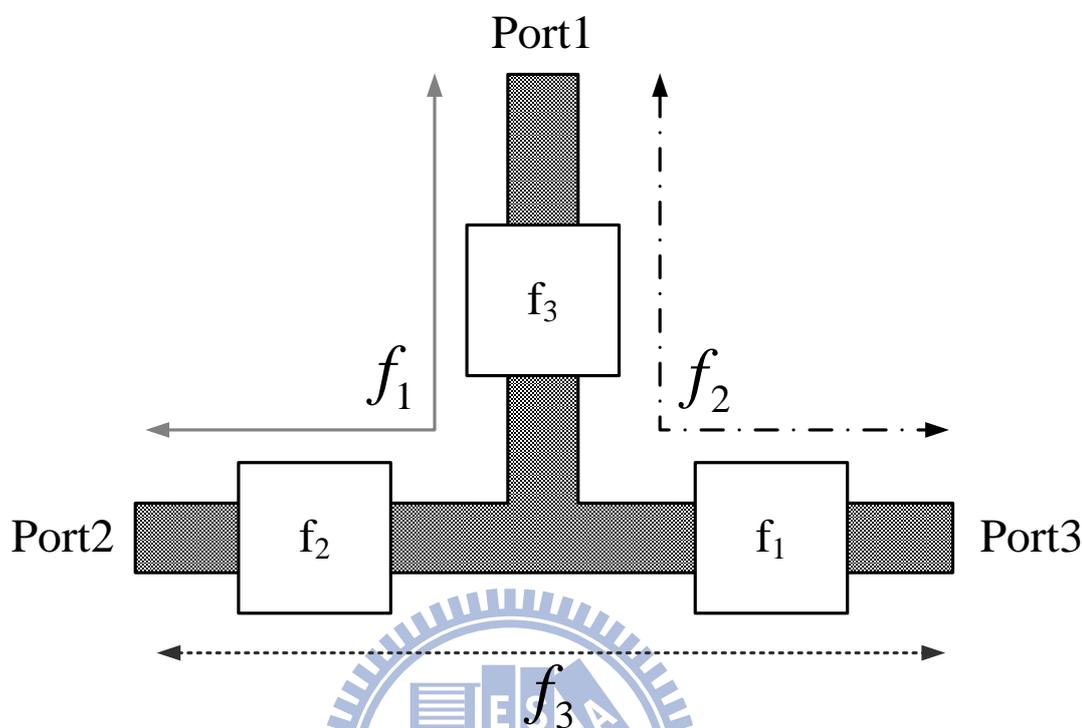


圖 4-2 三頻雙工 T 型電路之電路原型(未加入匹配設計)

然而就電路功能而言，T 型架構雖和三頻雙工環路器完全相同，但若不設計濾波元件的位置，電路將遭遇嚴重的阻抗匹配問題，因此，本電路須採取與前一章類似的方法來進行匹配設計。如圖 4-3 所示，當頻率 f_1 的訊號由埠一輸入傳遞至埠二，在暫不考慮路徑上濾波器(共振頻率分別為 f_2 與 f_3)電抗效應的影響下，對埠一輸入阻抗 Z_{in}^1 匹配效果影響最大的，是從 T 型交岔處往埠三看進去的輸入阻抗 Z_3 。同樣地， Z_3 在頻率 f_1 時可被等效成長度為 l 的短路殘段輸入阻抗，為了避免 Z_{in}^1 受到 Z_3 影響，將濾波器(共振頻率為 f_1)設計在距離 T 型交岔處 $\lambda_1/4$ 的位置，使 Z_3 在頻率 f_1 時開路即可。同理，其他濾波器的位置可運用相同的原理決定，如此便完成三頻雙工 T 型電路之設計，如圖 4-4 所示。值得注意的是，各個濾波器距離 T 型交岔處的長度，即為自身共振頻率的四分之一波長，使得本電路在設計上具備高度對稱性。

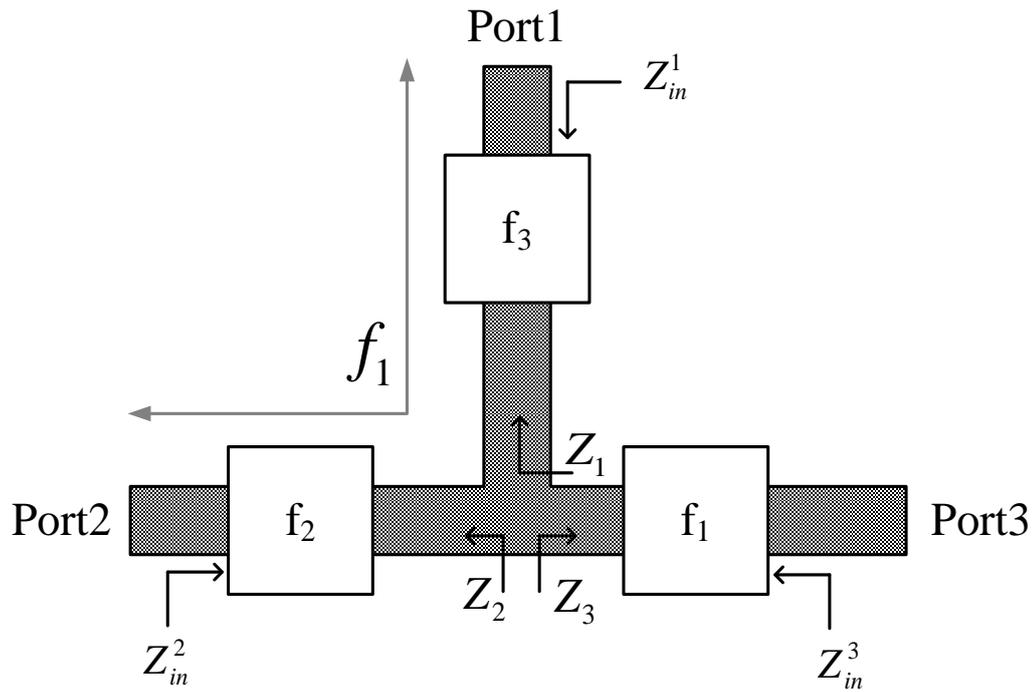


圖 4-3 三頻雙工 T 型電路輸入阻抗示意圖

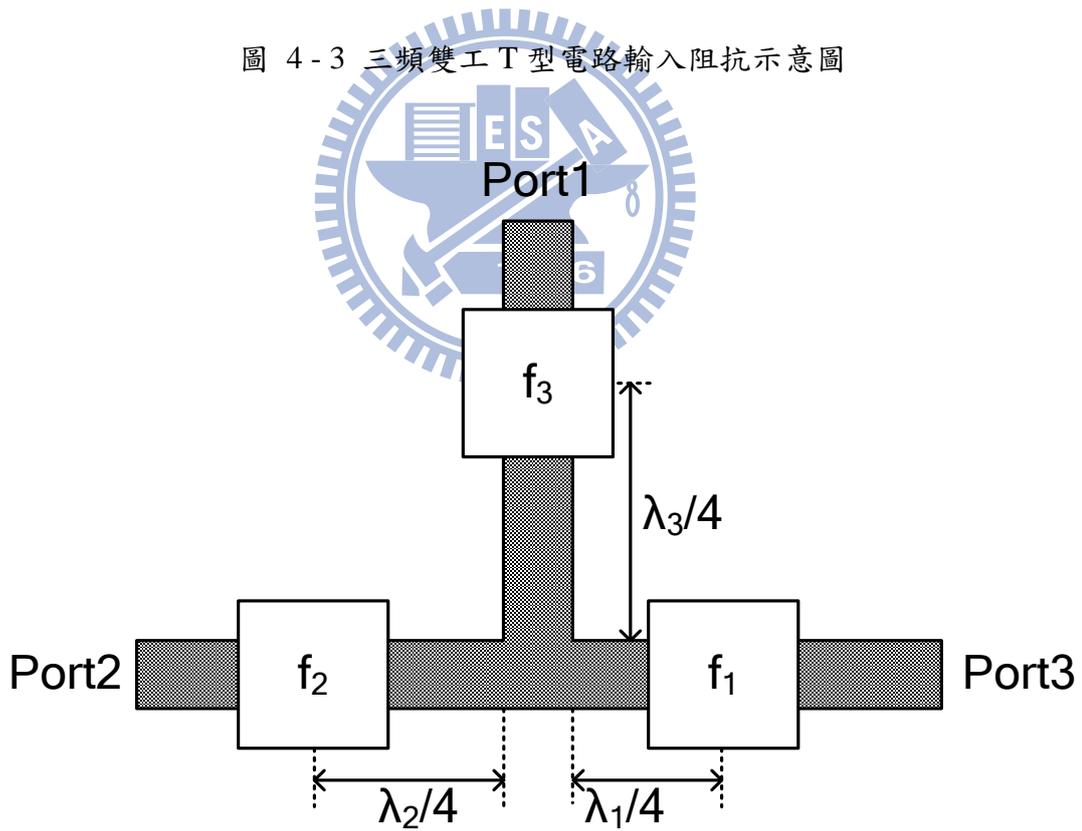


圖 4-4 三頻雙工 T 型電路 (加入匹配設計)

4.2 電路設計模擬與量測分析

由上一節中提出的電路原理可知，若能設計對應的三個單頻濾波器，並分別將其置於圖 4-4 中的位置，即能完成三頻雙工 T 型電路之設計。由於傳統葷狀結構結合懸置微帶線具備垂直整合、共振腔位置明確的特性，本論文將以之作為電路的濾波元件，設計出可應用於 WiMAX (3.5 GHz)、WiFi (2.45 GHz) 以及 GSM (1.8 GHz) 頻段的三頻雙工 T 型電路，其設計過程與模擬量測分析將於以下作詳細探討。

因為本電路為前一章三頻雙工環路器之改良，為方便之後比較電路性能，本節在板材架構及型號的選用上均與三頻雙工環路器相同，採用兩層厚度為 0.78 mm 的 RT/Duroid 5880 基板，中間空氣層厚度為 0.5mm，接地鉚釘直徑為 0.57 mm。此外，因為 T 型電路之傳輸線線寬設計為 50 歐姆匹配寬度，故其值為 7 mm。

由 2.3 節中的理論可知，改變葷狀結構金屬片大小可改變電容 C_m 與 C 的值，進而調動其共振頻率的位置。利用此點即可設計出操作於 $f_1 = 3.5$ GHz、 $f_2 = 2.45$ GHz 與 $f_3 = 1.8$ GHz 的葷狀結構，其金屬片大小分別為 11.6×11.6 mm²、 16.2×16.2 mm² 以及 21.6×21.6 mm²，圖 4-5 為上述三組葷狀結構之 S 參數模擬結果。

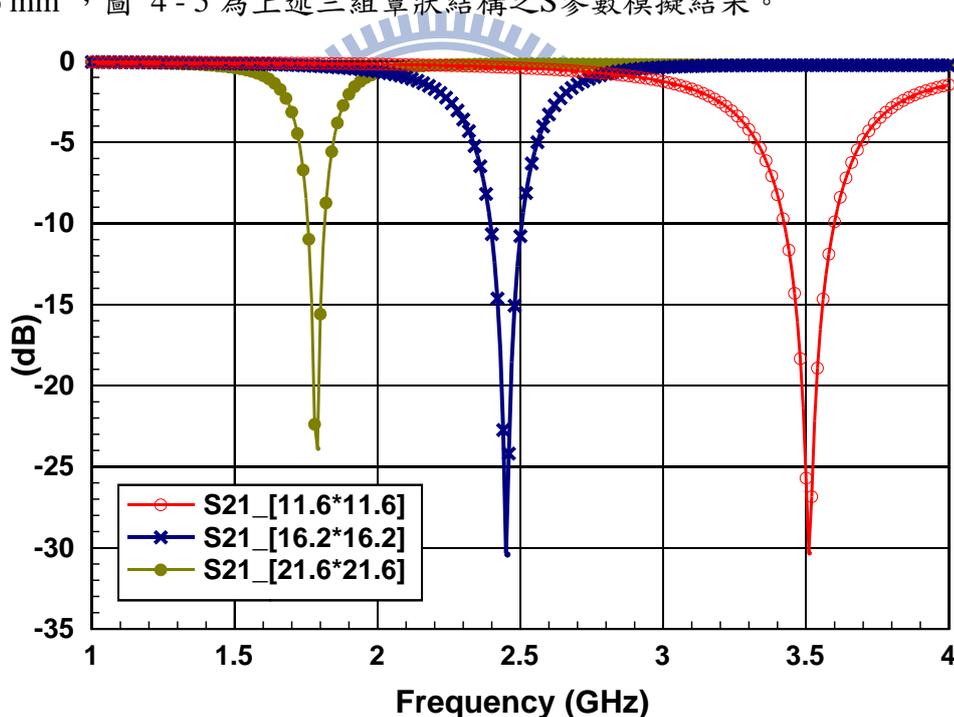


圖 4-5 葷狀結構 S 參數模擬圖

最後，只需將葷狀結構依其共振頻率的四分之一波長置於 T 型電路中即完成設計。由於板材結構和操作頻率均與前一章的改良型三頻雙工環路器相同，故各段四分之一波長的長度依然不變，即 $\lambda_1/4 = 16.5$ mm， $\lambda_2/4 = 23.6$ mm， $\lambda_3/4 = 32.1$ mm。圖 4-6 為設計完成的三頻 T 型電路，為最佳化電路之效能，葷狀結構位置經過微調以彌補葷狀結構在訊號通道上產生的電抗效應，使匹配結果最佳化。

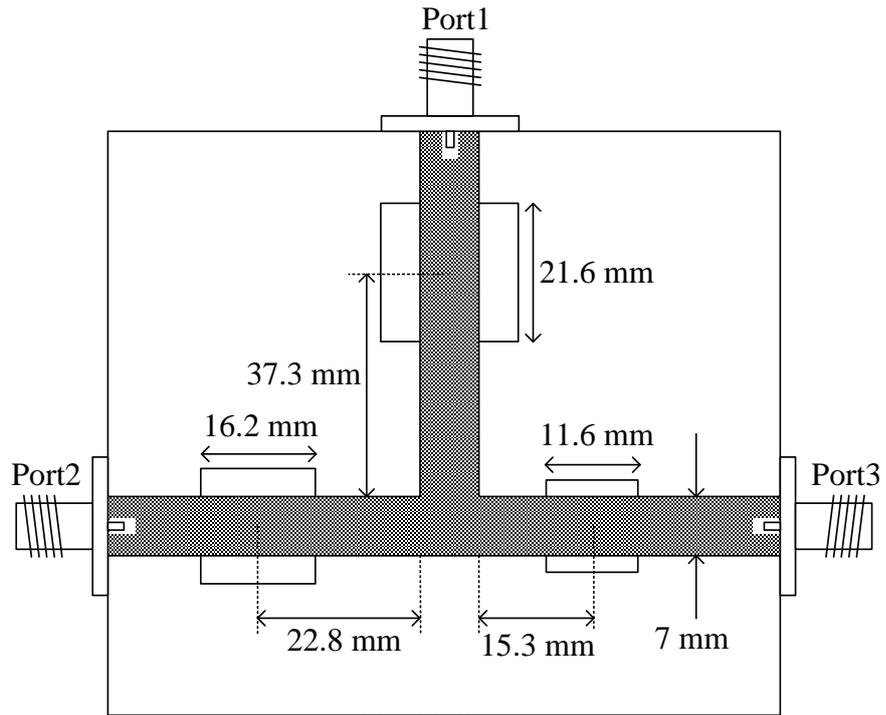


圖 4-6 三頻雙工 T 型電路

實作電路如圖 4-7 所示，而圖 4-8 則為電路 S 參數模擬與量測結果。至於電路之運作機制因與前一章電路相同，故這裡不再贅述。表 4-2 為本電路性能之整理。

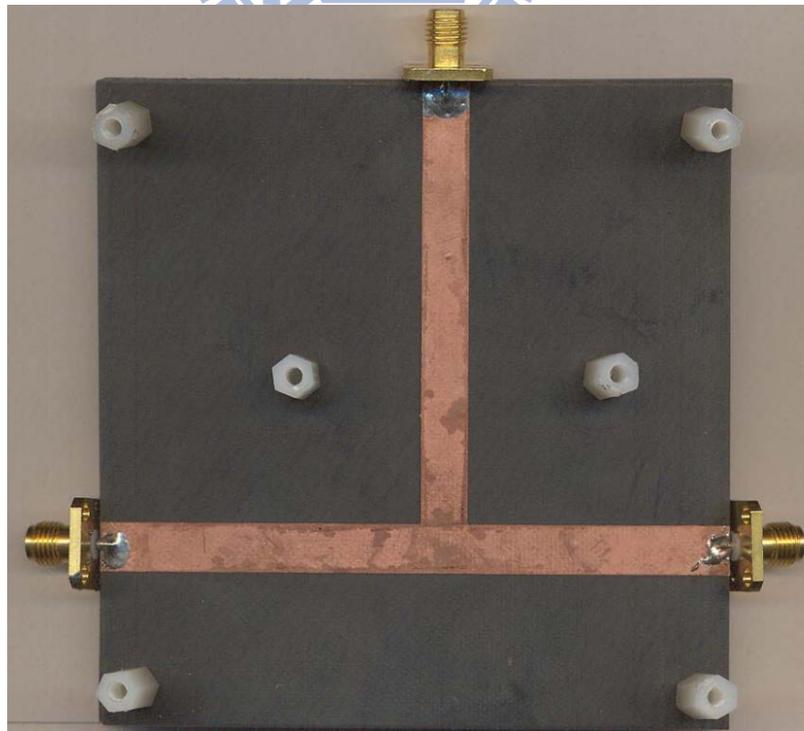
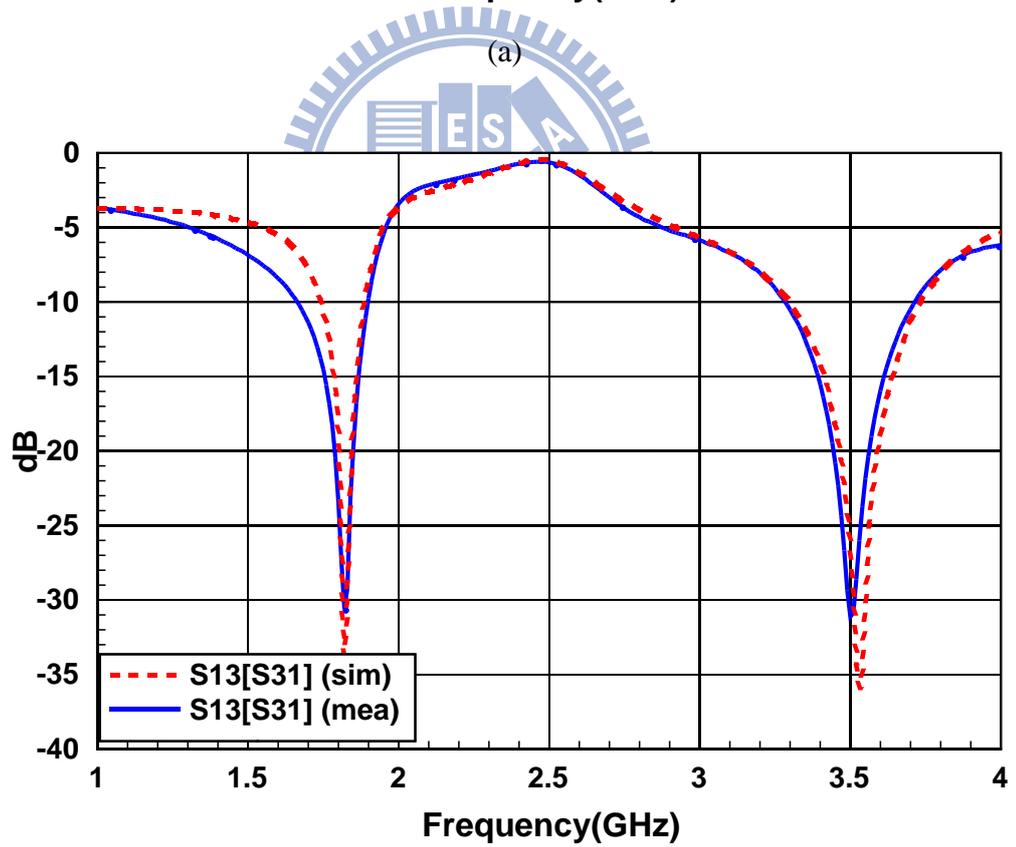
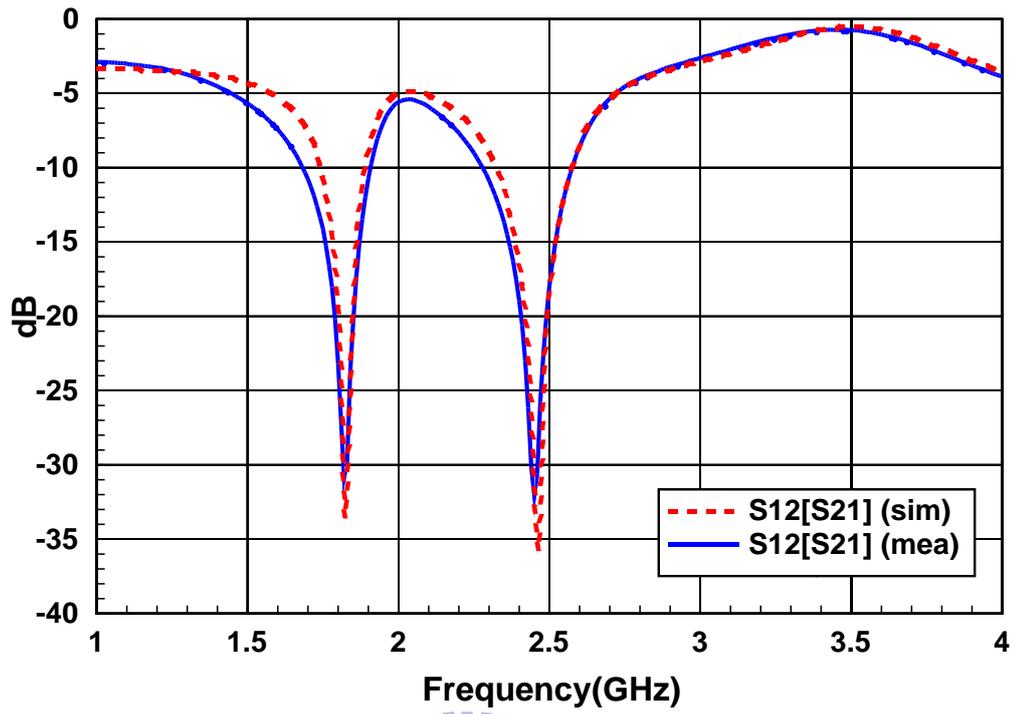
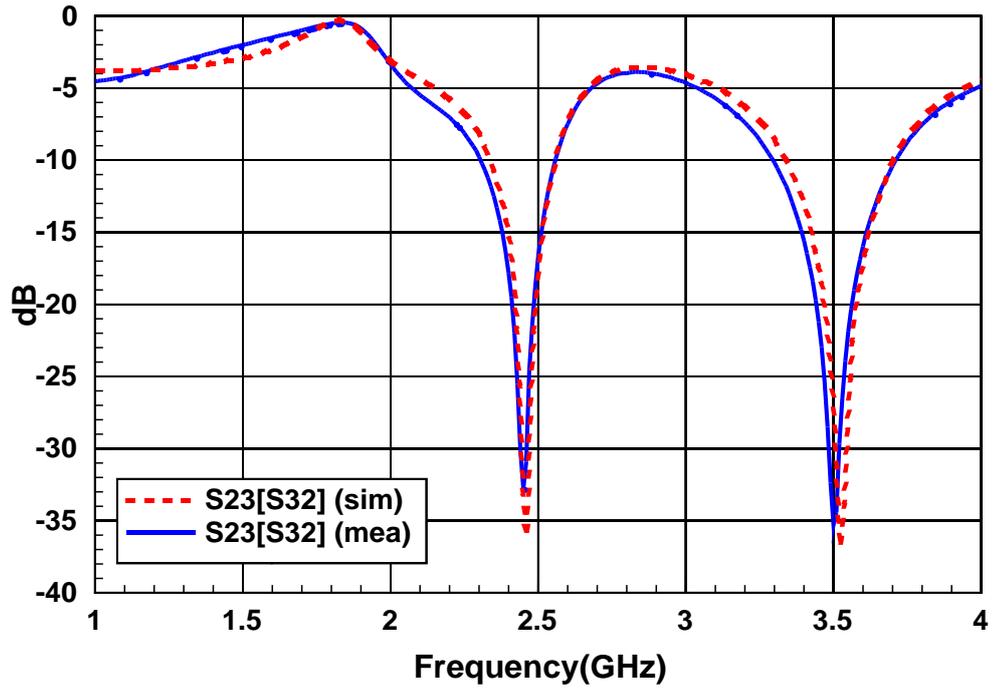


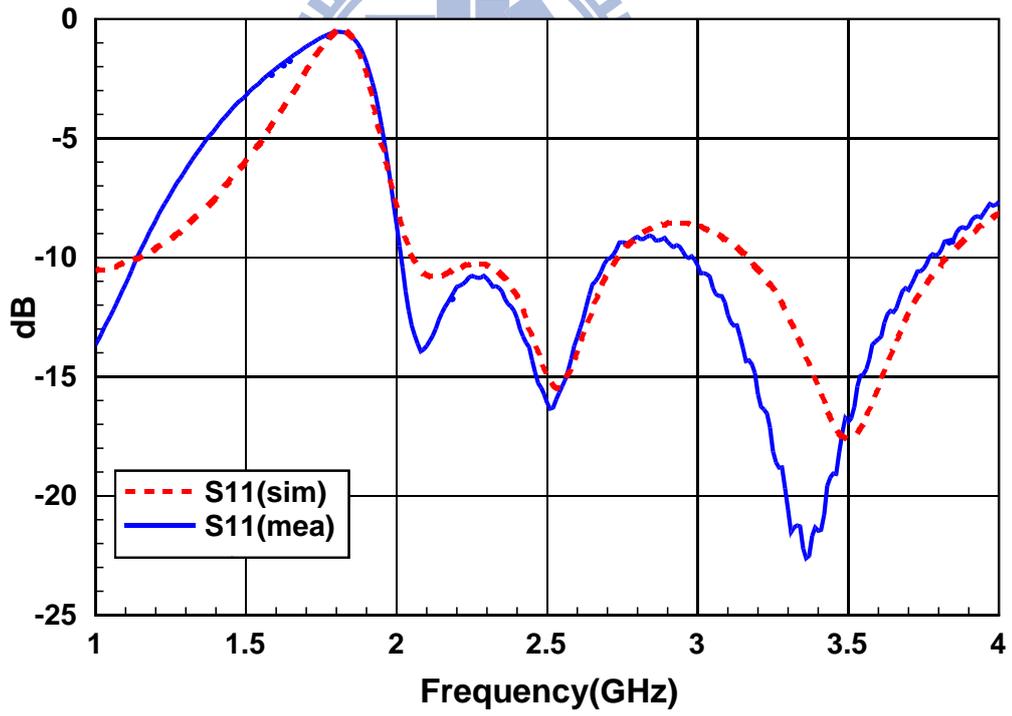
圖 4-7 電路實作圖



(b)



(c)



(d)

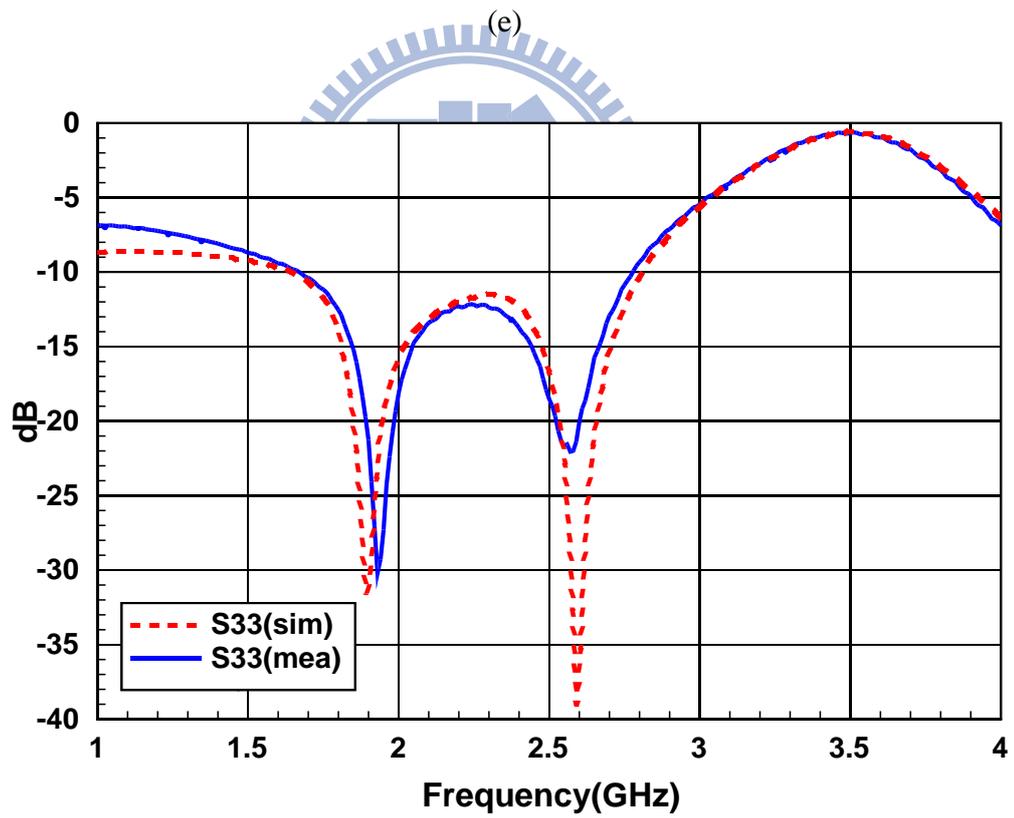
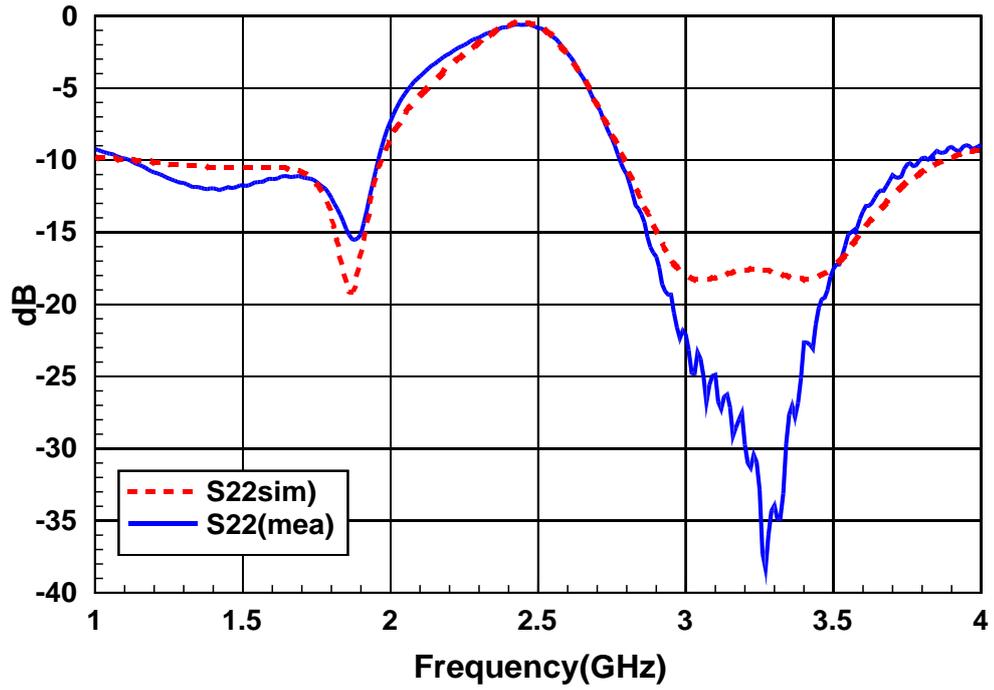


圖 4-8 三頻雙工 T 型電路之 S 參數模擬與量測結果比較

表 4-1 電路性能整理

電路性能 操作頻率	比例頻寬(%)	反射損耗(dB)	介入損耗(dB)
	模擬/量測	模擬/量測	模擬/量測
f_1	18.5/8	17.5/27.5	0.49/1.5
f_2	15.9/4.5	13.6/27.7	0.45/0.7
f_3	13.8/7.2	14/17.6	0.39/0.7

4.3 討論

本章提出的三頻雙工 T 型電路為三頻雙工環路之簡化電路。藉由分析三頻雙工環路器的運作機制，將電路中的雙頻濾波器拆解為兩個單頻濾波器後，再將其移至各個埠端之前，配合 T 型架構與匹配設計，即可實現電路之設計。因本章與前一章均為三頻雙工環路器之改良電路，表 4-2 比較了原始三頻雙工環路器與本論文提出的二組改良電路之性能參數（均以模擬結果比較之）。

表 4-2 電路性能比較表

性能參數 比較電路	操作頻率 (GHz)	比例頻寬 (%)	反射損耗 (dB)	介入損耗 (dB)
[11]	3.5/2.45/1.8	5.1/6.5/6.7	15.8/15.5/16.1	0.9/0.9/0.4
Ch 3	3.5/2.45/1.8	9.9/4.5/8.5	17.7/23.2/14.8	0.7/0.5/0.7
Ch 4	3.5/2.45/1.8	18.5/15.9/13.8	17.5/13.6/14	0.5/0.5/0.4

由表中可發現，三頻雙工 T 型電路擁有最佳的電路性能，這是因為簡化電路後，原本的雙頻濾波元件被拆解為兩個傳統葦狀結構，使得濾波效果可以有效提升。以埠一到埠二之間的傳輸通道為例，三頻雙工 T 型電路在該路徑上便有兩個傳統葦狀結構分別對頻率 f_2 與 f_3 的訊號進行濾波，相較於前兩種環型結構，該傳輸通道僅仰賴單一個雙頻葦狀結構進行濾波，因此在濾波效果與頻寬響應上勢必不及兩個傳統葦狀結構來的好。

然而，也正因如此，使得三頻雙工 T 型電路在匹配效果上會受到較大的影響。即便加入了如圖 4-4 般的匹配設計，但因為傳輸路徑上的兩個葦狀結構會在非共振頻率時產生額外的電抗，這會讓輸入阻抗變得比較難以掌控，還需依靠調整葦狀結構的位置來彌補阻抗不匹配的問題。相較之下，環型結構在傳輸通道上只會受到單一雙頻葦狀結構的電抗影響，對匹配效果不會產生太大的影響。整體而言，雖然第四章中的新式雙頻葦狀結構使電路性能有所提升，但本質上依然是三頻雙工環路器的架構，使得性能提升幅度不大。而 T 型電路卻完全不同，該電路僅追求功能上的相同，但結構上卻經過大幅的簡化，本質上卻已是另一種新型微波電路，故在性能上能有較大的突破。

第五章 雙頻匹配網路設計

5.1 既有之雙頻匹配法

隨著無線通訊技術之發展，為整合不同傳輸系統，多頻通訊設備之需求應運而生。然而，實現多頻系統勢必仰賴各級多頻被動元件之整合，其中遭遇的阻抗匹配問題將比傳統單頻系統更為複雜。本節將介紹現今既有之雙頻匹配方法，並討論其差異。

5.1.1 共用式雙頻匹配法

如圖 5 - 1 所示，共用式雙頻匹配法可視為傳統 L 型匹配網路(L networks)的延伸，只是以串/並聯共振腔組合而成的匹配元件(matching element)取代原本的電感電容元件，進而達到雙頻匹配[1, 3]。

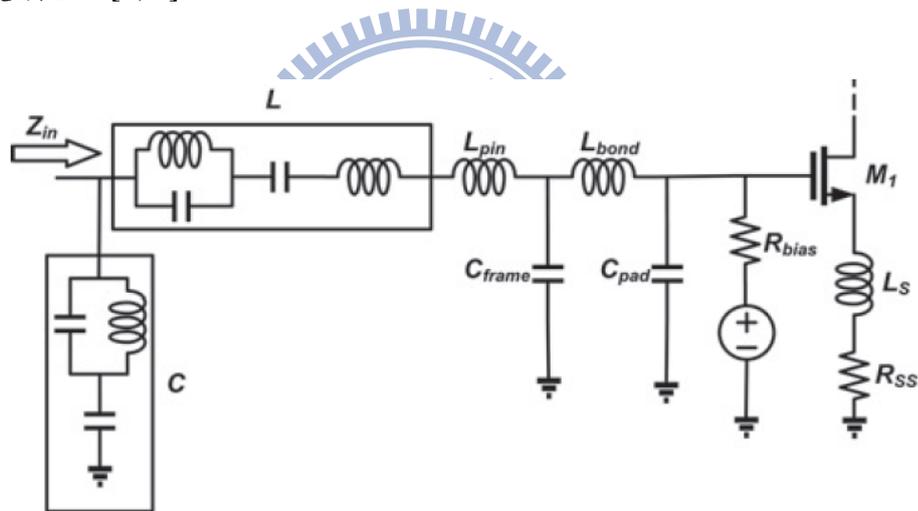


圖 5 - 1 共用式雙頻匹配網路

(圖 5 - 1 取材自[3])

圖 5 - 2 為此匹配法的設計流程圖，首先，分別針對兩個操作頻率點 f_1 及 f_2 的負載阻抗進行 L 型匹配設計，再將得到的兩組電感電容值依照選定的匹配網路架構(matching network topology)進行轉換，合成出匹配元件中所需的電容與電感值，如此便完成共用式雙頻匹配網路之設計。其中由於數學過程過於繁瑣，故不在本論文討論之範圍。

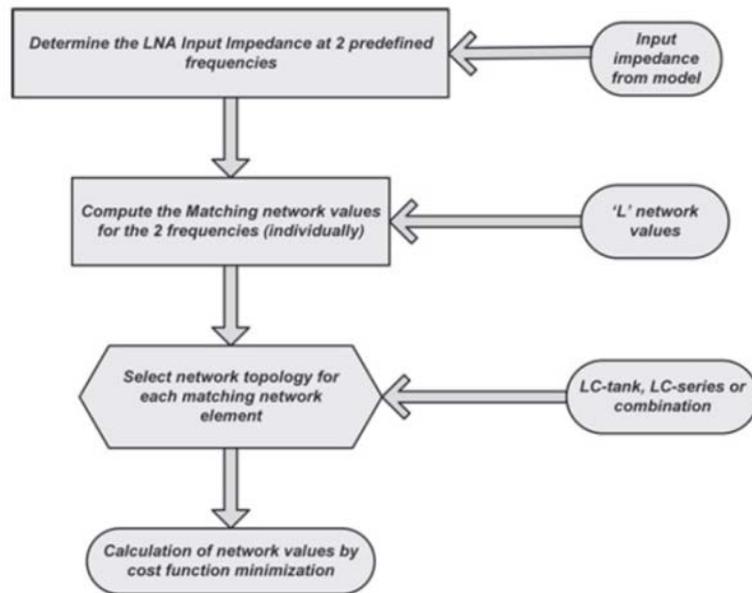


圖 5-2 共用式匹配法之設計流程
(圖 5-2 取材自[3])

圖 5-3 列出不同匹配單元之架構，利用不同的組合，可使匹配單元於不同頻率呈現不同的電容性或電感性。例如，圖 5-3(a)的匹配單元可以在低頻呈現高電容性，高頻則呈現低電容性；圖 5-3(b)的匹配單元則可以在低頻呈現高電感性，高頻呈現低電感性。因此，利用這些匹配元件的特性，可用以取代傳統 L 型匹配中所需的電容與電感，達成雙頻匹配效果。此外，如圖 5-3(c)所示，由串聯與並聯 LC 共振腔所結合而成的匹配單元，因可增加匹配設計的彈性，故常被選用於匹配網路架構中。

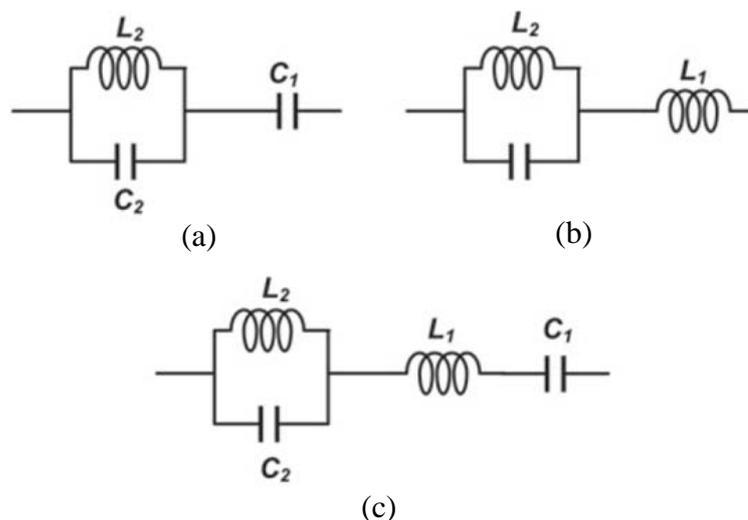


圖 5-3 不同之匹配元件
(圖 5-3 取材自[3])

由於共用式雙頻匹配網路占用面積小，故成為目前主流的雙頻匹配方法，然而在實際應用上仍會遭遇一些困難。第一，由於匹配網路中的電容與電感值大部分均由 SMD 集總元件(lump element)實現，故在設計上往往會受限於元件之規格。第二，SMD 元件本身的損耗電阻會影響低頻的匹配效果，為解決此問題，必須將元件損耗電阻納入考慮後重新設計，但這將增加匹配設計的複雜度。第三，集總元件在高頻會產生寄生的電容與電感效應，使匹配效果大受影響。

5.1.2 柴氏雙頻匹配法

由文獻[22]可知，一個 n 階的柴氏多項式以 $T_n(x)$ 表示，而前四項柴氏多項式為

$$\begin{aligned} T_1(x) &= x \\ T_2(x) &= 2x^2 - 1 \\ T_3(x) &= 4x^3 - 3x \\ T_4(x) &= 8x^4 - 8x^2 + 1 \end{aligned} \quad (5.1)$$

更高階的柴氏多項式則可由下面的遞迴公式求出

$$T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad (5.2)$$

由於柴氏多項式具有下列兩點特性：

一、當 $-1 \leq x \leq 1$ 時， $|T_n(x)| \leq 1$ 。當 x 在此範圍之中，則 $T_n(x)$ 會在 ± 1 間震盪，這個區間亦對應到匹配網路的通帶。

二、當 $|x| > 1$ 時， $|T_n(x)| > 1$ 。此區間則代表通帶外的頻段。

因此，若能找尋適當的 x 在指定的兩個頻帶內絕對值均小於 1，便能達到雙頻匹配之效果。柴氏雙頻匹配法即是基於上述之概念，對典型柴氏阻抗轉換(Chebyshev impedance transformer)加以變化，利用二次餘弦函數作為柴氏多項式的變數來達成雙頻匹配網路的設計[4-5]。

此匹配方法之流程與典型柴氏阻抗轉換類似，依照微量反射理論，此雙頻匹配法利用串接偶數段傳輸線來達成所需之頻率響應，每段傳輸線長度為中心頻率 $(f_1 + f_2)/2$ 的四分之波長，其中， f_1 與 f_2 分別為匹配設計的頻率點。最大的不同在於，本匹配方法以 $a \cos^2 \theta + b$ 作為柴氏多項式的變數，其中 a 與 b 均為常數。圖 5-4 為該變數對角度 θ 之響應，可見在兩個操作頻帶內 $(\theta_1 - \Delta\theta \sim \theta_1 + \Delta\theta)$ 以及 $(\theta_2 - \Delta\theta \sim \theta_2 + \Delta\theta)$ ，該變數的絕對值均小於 1，故能使柴氏多項式產生雙頻的通帶響應。

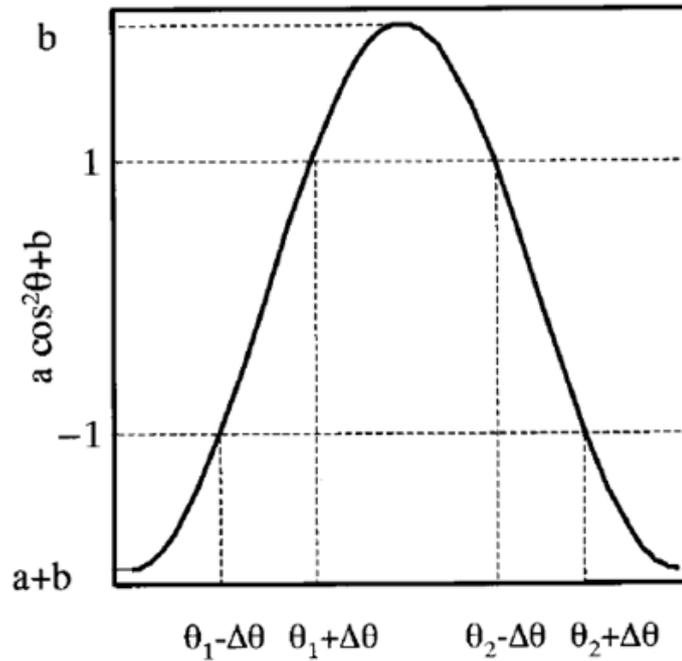


圖 5 - 4 $(a \cos^2 \theta + b)$ 對角度 θ 之響應
(圖 5 - 4 取材自[4])

代入變數後的柴氏反射係數響應為

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 e^{-jn\theta} \frac{T_n(a \cos^2 \theta + b)}{T_n(a + b)} \quad (5.3)$$

其中

$$\Gamma_0 = CT_n(a + b) \quad (5.4)$$

而偶數段傳輸線串接後的反射係數響應則可由微量反射理論求得

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-j2n\theta} \left[\frac{1}{2} \Gamma_n + \sum_{k=0}^{n-1} \Gamma_k \cos(2(n-k)\theta) \right] \quad (5.5)$$

只要令式(5.3)與式(5.5)相等即可求得各段傳輸線之特徵阻抗，進而設計出雙頻的柴式匹配網路。

雖然柴氏雙頻匹配網路架構簡單且可以設計匹配頻寬，但由於其原理是基於微量反射理論的延伸，故僅能對實數負載作匹配。此外，雖然可以藉由多級的傳輸線段串接來達到良好的匹配頻寬，但這將使匹配網路尺寸增大，勢必會影響匹配方法的實用性。

5.1.3 切換電路法

切換電路法是利用微機電開關(MEMS switch)，使電路在兩組匹配網路間切換，達成類雙頻匹配之效果[6-7]。如圖 5-5 所示，當開關為 off，第一級匹配網路匹配負載於第一個頻率， f_1 ；當開關為 on，第一級匹配網路與額外的匹配元件形成第二級匹配網路，使負載匹配於第二個頻率， f_2 。

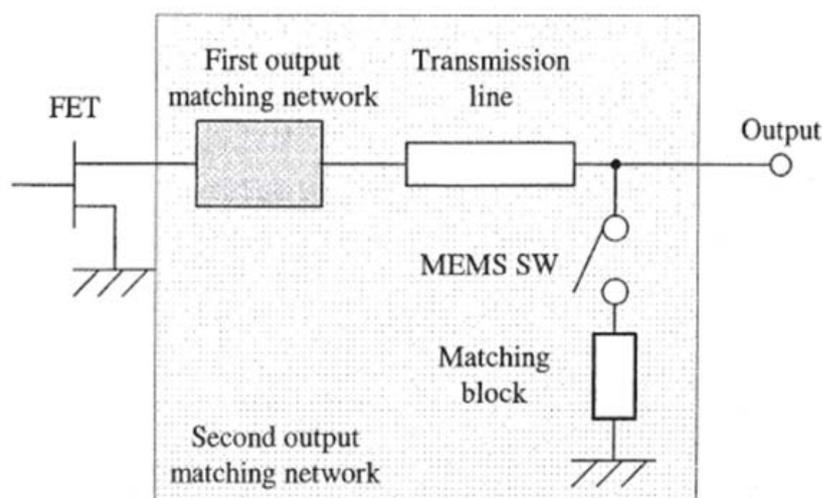


圖 5-5 切換電路匹配網路
(圖 5-5 取材自[6])

使用切換電路法進行雙頻匹配最大的優點在於，由於系統是在兩個單頻模態間切換而達到類雙頻效果，故可大幅降低設計之複雜度。依照相同之原理，只需增加匹配電路開關切換的狀態，系統可輕易達成類多頻匹配。然而切換電路匹配並非真正的多頻匹配網路，故系統無法同時進行多頻之操作，這點將對部分通訊上的應用造成限制。

5.2 應用葷狀結構之雙頻匹配網路

關於葷狀結構之原理與特性已在第二章中加以討論，在本節中，將應用該特性於雙頻匹配網路之設計，並提出完整的匹配設計流程。

5.2.1 設計原理

由於本雙頻匹配方法乃建立於單殘段匹配網路之串接，故本節將先詳盡介紹該匹配網路之原理[22]，進而分析如何應用葷狀結構來達成多級單殘段匹配網路之合成，以達成雙頻匹配設計。

如圖 5 - 6 所示，單殘段匹配網路為利用一段開路或短路之傳輸線殘段，在距離負載特定之位置上，以串聯或並聯的方式連結到饋入傳輸線上來完成單頻匹配。由於並聯殘段於微帶電路上遠較串聯殘段容易製作，且兩者原理相仿，故本論文將以並聯殘段匹配為討論之重心。

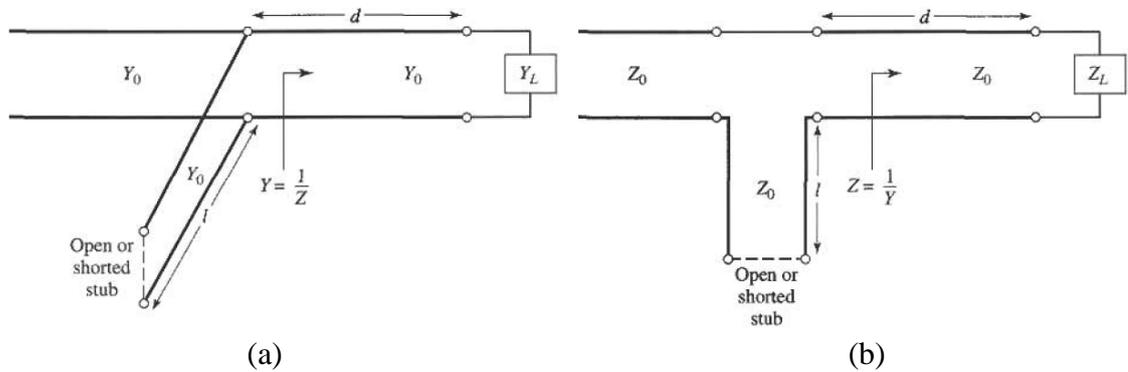


圖 5 - 6 單殘段匹配網路示意圖
(a)並聯殘段結構 (b)串聯殘段結構
(圖 5 - 6 取材自[22])

單殘段匹配網路提供了兩個可調動的變數，即殘段與負載的距離 d ，以及殘段之長度 l 。以圖 5 - 6(a)的並聯殘段架構為例，對於負載阻抗 Z_L 的匹配，首先選擇長度 d 的值，使輸入導納 $Y = Y_0 + jB$ ，接著再設計並聯殘段的長度 l 來提供 $-jB$ 的電納，使其與導納 Y 中的電納 $+jB$ 互相抵銷之後，即可完成單頻匹配的設計。圖 5 - 7 則是以史密斯圖(Smith chart)說明上述的機制：對於正規化負載阻抗 $z_L = Z_L/Z_0$ ，利用長度為 d 的傳輸線使其沿著電壓駐波比圓(SWR circle)順時針旋轉，可與正規化導納 $y = 1 + jb$ 的圓交於A或B兩點，接著利用長 l_s 的並聯短路殘段或長 l_o 的並聯開路殘段提供額外的電納值 $-jb$ ，即可將使負載匹配於埠阻抗 Z_0 。

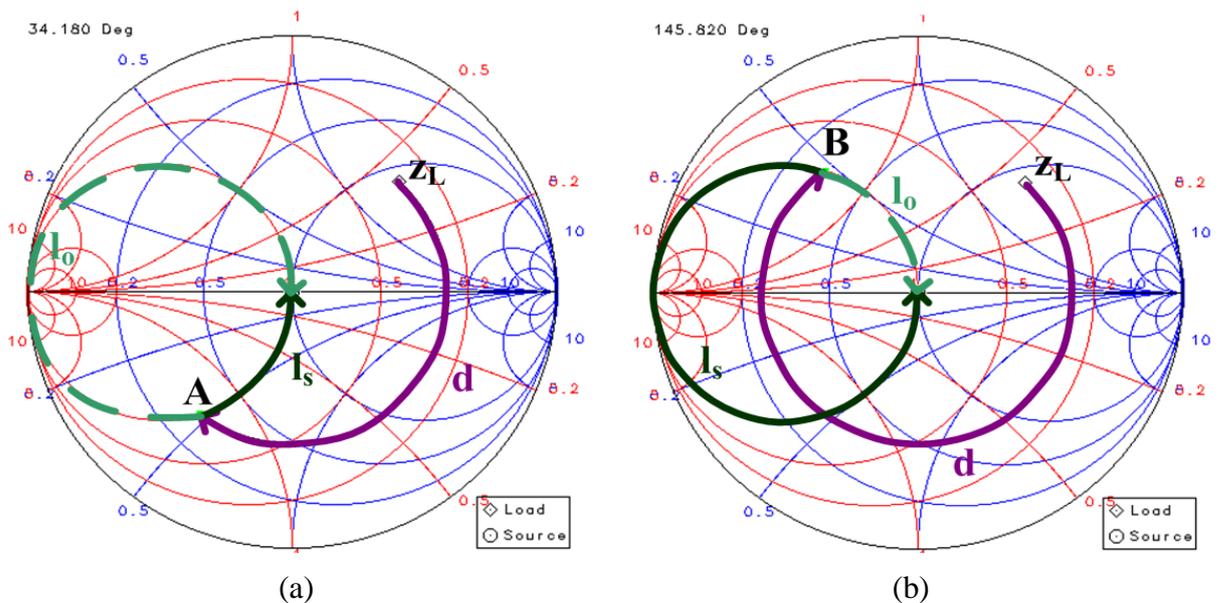


圖 5 - 7 單殘段匹配之史密斯圖

由史密斯圖可觀察出，單殘段匹配網路對於同一個匹配問題提供了不止一組的解，此點亦可藉由推導 d 與 l 的解析解公式來證明。假設負載阻抗 $Z_L = 1/Y_L = R_L + jX_L$ ，則距離負載 d 的輸入阻抗 Z 為

$$Z = Z_0 \frac{(R_L + jX_L) + jZ_0 t}{Z_0 + j(R_L + jX_L)t} \quad (5.6)$$

其中 $t = \tan \beta d$ ，而該點的導納值為

$$Y = G + jB = \frac{1}{Z} \quad (5.7)$$

其中

$$G = Z_0 \frac{R_L(1+t^2)}{R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2} \quad (5.8)$$

$$B = \frac{R_L^2 t - (Z_0 - X_L t)(X_L + Z_0 t)}{Z_0 [R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2]} \quad (5.9)$$

由於必須選擇長度 d 使得 $G = Y_0 = 1/Z_0$ ，故可得下面之等式：

$$Z_0(R_L - Z_0)t^2 - 2X_L Z_0 t + (R_L Z_0 - R_L^2 - X_L^2) = 0 \quad (5.10)$$

由上式可解得

$$t = \begin{cases} \frac{X_L \pm \sqrt{R_L [(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2]}/Z_0}{R_L - Z_0} & , \text{for } R_L \neq Z_0 \\ -\frac{X_L}{2Z_0} & , \text{for } R_L = Z_0 \end{cases} \quad (5.11)$$

故可求得 d 的解為

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} t & \text{for } t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\tan^{-1} t + \pi) & \text{for } t < 0 \end{cases} \quad (5.12)$$

接下來利用已解出的 t 值，帶入式 (5.9) 後可算出殘段電納 $B_s = -B$ ，進而求得殘段長度 l 。若殘段為開路，則

$$\frac{l_0}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B_s}{Y_0} \right) = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_0} \right) \quad (5.13)$$

若殘段為短路，則

$$\frac{l_s}{\lambda} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B_s} \right) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B} \right) \quad (5.14)$$

若式(5.13)或式(5.14)解出的長度值為負，則可加上 $\lambda/2$ 確保其值為正。

綜合上面推導可發現，單殘段匹配網路可對於任意負載進行匹配，而且對於一個負載即可對應到兩組長度 d 的解，而每一組長度 d 的解又分別對應到 l_o 與 l_s 兩組殘段長度。因此對於任意負載，單殘段匹配網路即對應到四種不同的匹配網路架構。一般而言，基於頻寬考量，通常會選擇長度較短的架構來實現，討論有幾種匹配網路架構似乎略顯多餘；然而，由於本雙頻匹配網路乃兩級單殘段匹配網路合成，第一級網路架構的選用將影響第二級匹配網路之設計，基於頻寬與尺寸的權衡，越多可選擇的匹配網路架構將意味著更大的設計彈性。

利用葦狀結構結合懸置微帶線於共振頻率 f_0 時輸入阻抗接近短路的特性，若將其置於匹配殘段 $\lambda_1/4$ 的位置，則可使該殘段在 f_0 時被開路；此外，當葦狀結構操作於非共振頻率時，對傳輸線而言僅是並聯一個電抗元件，可利用簡單的改變殘段長度，使匹配殘段提供相同的電抗值。綜合上述兩點特性，一種全新的雙頻甚至多頻匹配網路可輕易被實現，以下為本匹配方法之設計流程：

假設負載於頻率 f_1 時阻抗為 Z_{L1} ，於 f_2 時阻抗為 Z_{L2} ，其中 $f_1 > f_2$ ，則可先在頻率 f_1 對 Z_{L1} 進行單殘段匹配，在此視為第一級匹配網路(MN I)，如圖 5-8 所示。

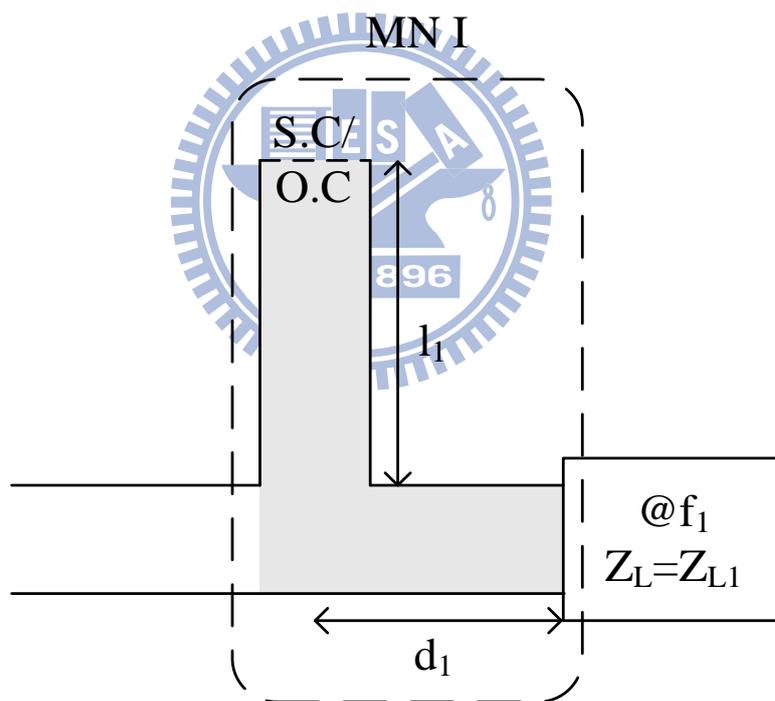


圖 5-8 第一級匹配網路示意圖

接下來，於頻率 f_2 時，將 Z_{L2} 與第一級匹配網路視為第二級負載阻抗 Z_{L2}' ，如圖 5-9 所示。

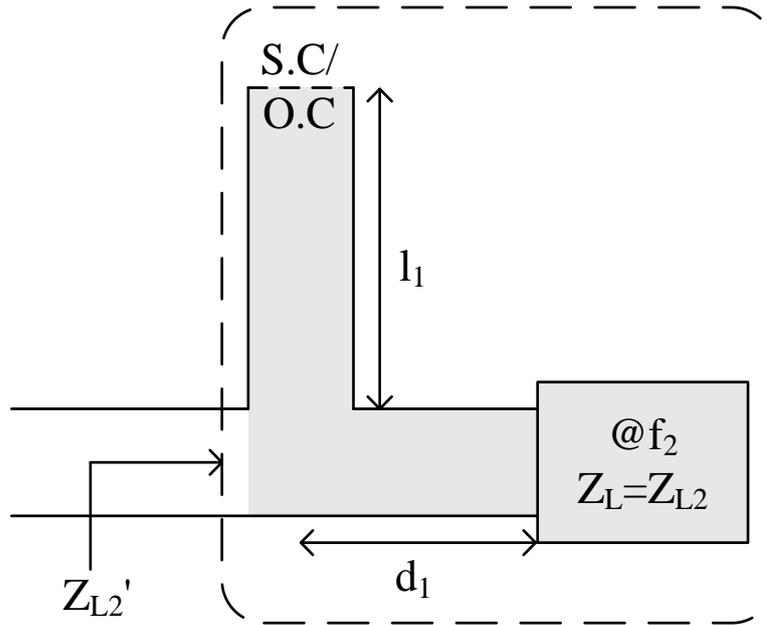


圖 5-9 第二級負載阻抗 Z_{L2}' 示意圖

接著對 Z_{L2}' 進行單殘段匹配，可得到第二級匹配網路，如圖 5-10 所示。

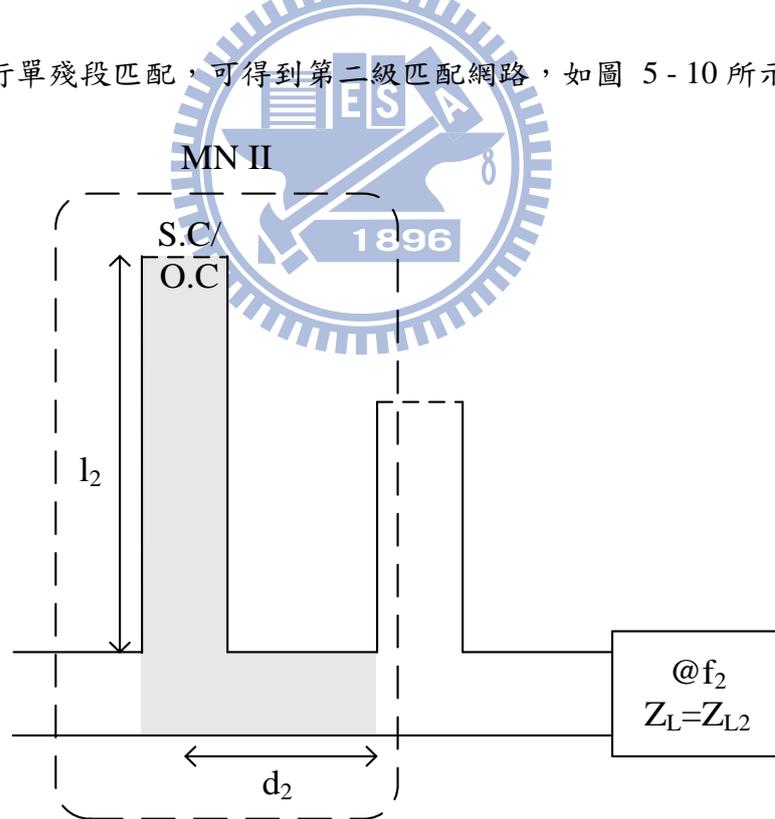


圖 5-10 第二級匹配網路示意圖

至此，理論上負載於頻率 f_2 是匹配的，但由於多了第二級匹配網路的存在，將使得第一級匹配網路無法於頻率 f_1 匹配 Z_{L1} 。為解決此問題，可在第二級匹配殘段上距離饋

入傳輸線 $\lambda_1/4$ 的位置結合共振頻率為 f_1 的蕈狀結構設計，因為該結構在共振頻率時呈現短路的型式，使得第二級匹配殘段的輸入阻抗於頻率 f_1 時因為四分之波長的轉換而變為開路，讓第一級匹配網路在頻率 f_1 時「看不見」第二級匹配網路，如此即能達成雙頻匹配效果，如圖 5-11 所示。

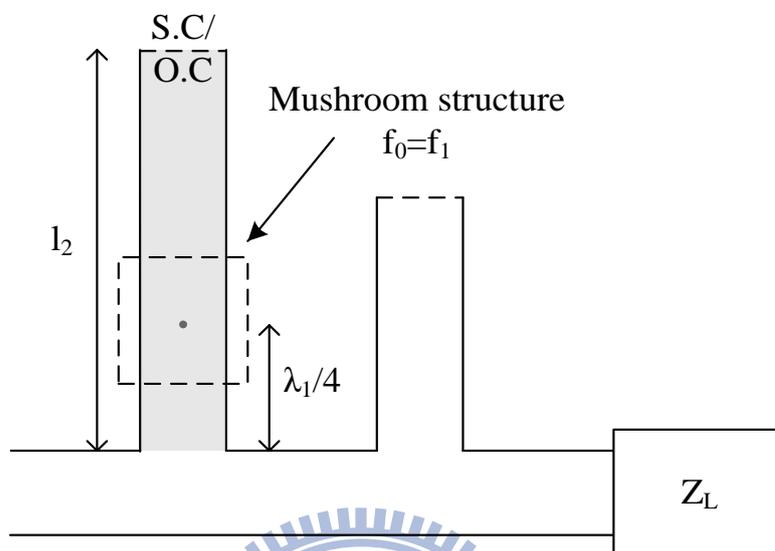


圖 5-11 於第二級匹配殘段加入蕈狀結構

最後，微調第二級匹配殘段的長度來補償蕈狀結構在頻率 f_2 時產生的電抗，使匹配殘段產生同樣的電抗值而不影響原本第二級匹配網路的設計，如圖 5-12 所示。

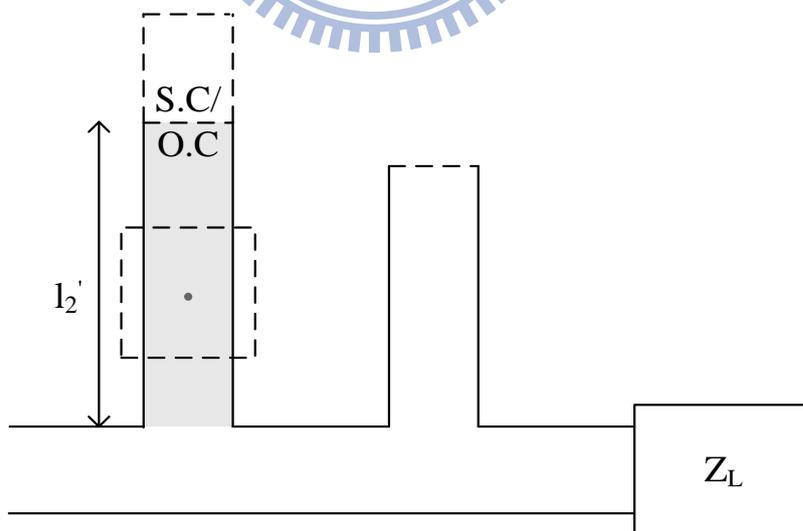


圖 5-12 第二級匹配殘段之長度補償設計

至於如何利用微調長度來補償額外的電抗效應將於下一節中詳細討論。歸納上述之步驟，圖 5-13 列出本雙頻匹配法之設計流程，對於任意之負載均可採用此方法進行匹

配。實際上，本匹配方法並不侷限採用葷狀結構作為使殘段開路的元件，只要是於共振頻率呈現短路特性的共振腔結構，即能應用於本匹配設計理論，而流程圖中的「匹配單元」即代表此種結構。

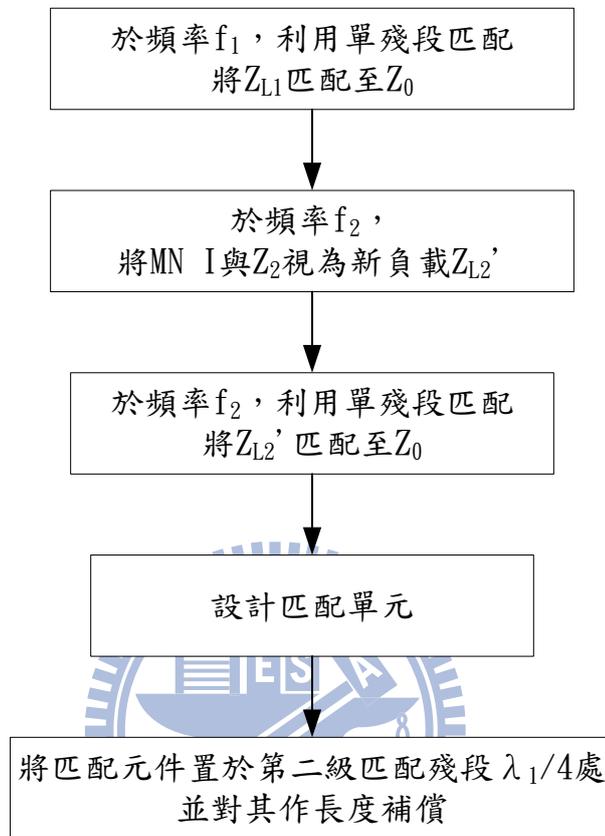


圖 5 - 13 雙頻匹配設計流程圖

5.2.2 長度補償

前一節中提到，對於葷狀結構於非共振頻率 f_2 產生的額外電抗，可以利用改變殘段長度來進行補償，本節將以數學推導補償後的殘段長度。圖 5 - 14 為長度補償之示意圖：

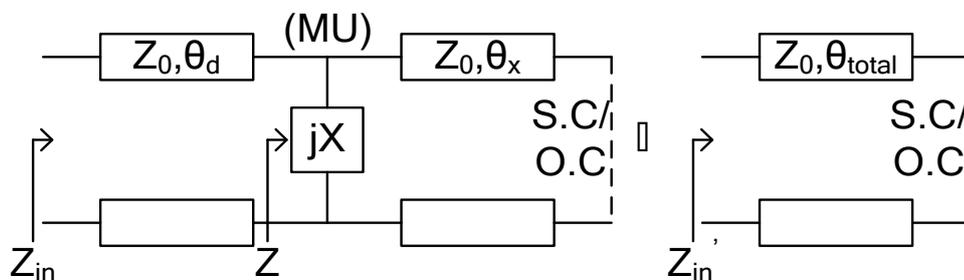


圖 5 - 14 長度補償示意圖

其中 jX 為葦狀結構對匹配殘段產生的電抗， Z 為從葦狀結構前往殘段終端看進去的輸入阻抗， Z_0 為匹配殘段之特徵阻抗， θ_d 為葦狀結構距離饋入傳輸線的電氣長度， θ_x 為葦狀結構距離殘段終端的電氣長度，而 θ_{total} 為原本由單殘段匹配計算出的殘段電氣長度。為了產生相同的電抗值以供匹配使用，圖 5-14 中左邊之殘段輸入阻抗 Z_{in} 必須與右邊之殘段輸入阻抗 Z'_{in} 相等。

由於葦狀結構於匹配殘段上的位置為 $\lambda_1/4$ ， θ_d 已被固定為 $\pi/2(\lambda_1/\lambda_2)$ ，因此結構中可調變數僅剩 θ_x ，而整個長度補償問題可被簡化為圖 5-15，其中 $\theta = \theta_{total} - \theta_d$ 。明顯地，若適當的調動 θ_x 使 $Z = Z'$ ，則 $Z_{in} = Z'_{in}$ 。

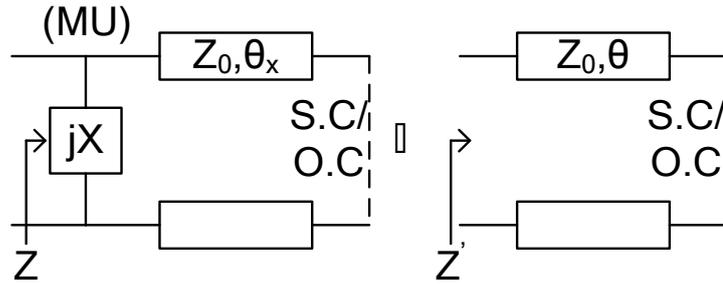


圖 5-15 長度補償之簡化電路

對於短路匹配殘段的長度補償，首先可由傳輸線與電路理論分別求得 Z 與 Z' ：

$$Z = jX // jZ_0 t_x = \frac{-XZ_0 t_x}{j(X + Z_0 t_x)} \quad (5.15)$$

$$Z' = jZ_0 t \quad (5.16)$$

其中 $t_x = \tan \theta_x$ 且 $t = \tan \theta$ 。接下來令 $Z = Z'$ 即可求得 θ_x 的值，

$$\frac{-XZ_0 t_x}{j(X + Z_0 t_x)} = jZ_0 t \quad (5.17)$$

$$t_x = \frac{Xt}{X - Z_0 t} \quad (5.18)$$

$$\theta_x = \tan^{-1}\left(\frac{Xt}{X - Z_0 t}\right) \quad (5.19)$$

而開路匹配殘段的長度補償，則可依相同之原理求得：

$$Z = jX // -jZ_0 c_x = \frac{XZ_0 c_x}{j(X - Z_0 c_x)} \quad (5.20)$$

$$Z' = -jZ_0 c \quad (5.21)$$

其中 $c_x = \cot \theta_x$ 且 $c = \cot \theta$ 。接下來同樣令 $Z = Z'$ 來求得 θ_x 的值，

$$\frac{XZ_0 c_x}{j(X - Z_0 c_x)} = -jZ_0 c \quad (5.22)$$

$$c_x = \frac{Xc}{X + Z_0c} \quad (5.23)$$

$$\theta_x = \cot^{-1}\left(\frac{Xc}{X + Z_0c}\right) \quad (5.24)$$

若式(5.19)或式(5.24)解出的 θ_x 值為負，則可加上 π 確保其值為正。

總而言之，長度補償就是利用適當的 θ_x 值來彌補葦狀結構產生的額外電抗，利用式(5.19)與式(5.24)，可以計算出短路或開路殘段所需的補償長度。

5.3 改良式匹配單元設計

使用前面介紹的方法設計匹配電路將面臨一些實作上的困難。因為要實現葦狀結構，對於負載電路之板材，必須重新以熱壓版或是加入空氣層的方式製作，不方便於一般PCB板的製程。因此，本節將提出一種簡單且易於實作的匹配單元來取代葦狀結構，該匹配單元之特性與葦狀結構相近，均會在其共振頻率時產生接近短路的效果。

圖 5-16 為匹配單元之結構圖，其主要是利用長寬均為 w_1 的粗短開路微帶線，與長 v 寬 w_2 的細短微帶線製造出類似串聯 LC 共振腔的效應。

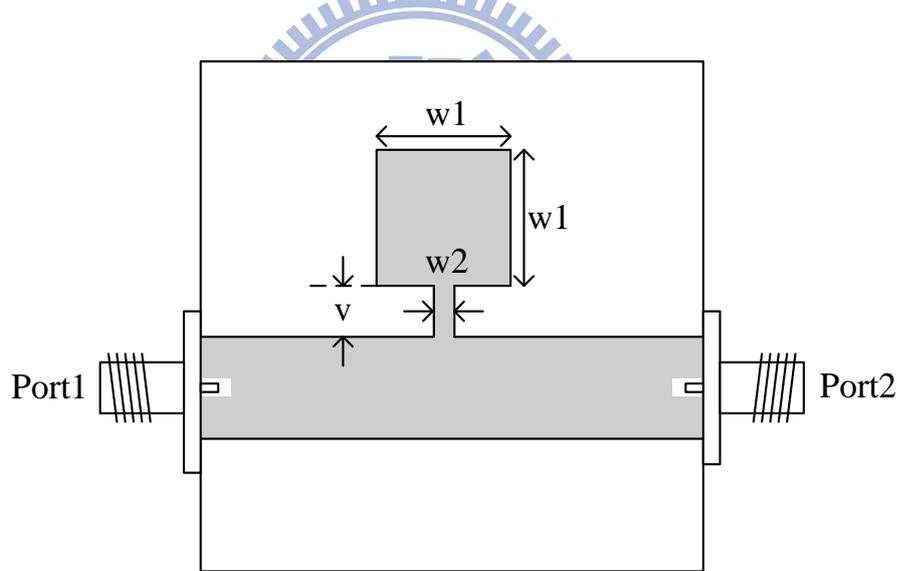


圖 5-16 匹配單元電路圖

粗短開路微帶線產生的電容效應可利用開路傳輸線的輸入阻抗求得：

$$-j \frac{1}{\omega C} = -j Z_{w_1} \cot \theta_{w_1} \quad (5.25)$$

$$C = \frac{1}{\omega Z_{w_1} \cot \theta_{w_1}} \quad (F) \quad (5.26)$$

其中 Z_{w_1} 為線寬 w_1 微帶線的特徵阻抗，而 $\theta_{w_1} = 2\pi(w_1/\lambda)$ ，為長度 w_1 之電氣長度轉換。

細短微帶線產生的電感效應則可利用以下的近似方法求得：對於一段電氣長度為 $\theta_v = 2\pi(v/\lambda)$ ，特徵阻抗為 Z_{w_2} 的傳輸線，其 ABCD 矩陣為

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_v & jZ_{w2} \sin \theta_v \\ \frac{j \sin \theta_v}{Z_{w2}} & \cos \theta_v \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

在 θ_v 夠小且 Z_{w2} 夠大的情況下，上式可近似為

$$\begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

其中 L 即為等效的電感值，可表示為

$$L = \frac{Z_{w2} \sin \theta_v}{\omega} \quad (\text{H}) \quad (5.29)$$

由於串聯 LC 共振腔的輸入阻抗為

$$j\omega L - \frac{j}{\omega C} = j \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1}{\omega C} \quad (5.30)$$

其中 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ，即為串聯 LC 共振腔之共振頻率。可看出於該頻率時其輸入阻抗為零，與葷狀結構結合懸置微帶線的特性相同，理論上可用本匹配元件取代之。然而，實際上因為兩段微帶線交界處線寬不匹配，光用串聯 LC 共振腔的模型去表示是較不準確的，必須考慮額外產生的寄生效應來加以修正[23-24]，如圖 5-17 所示。

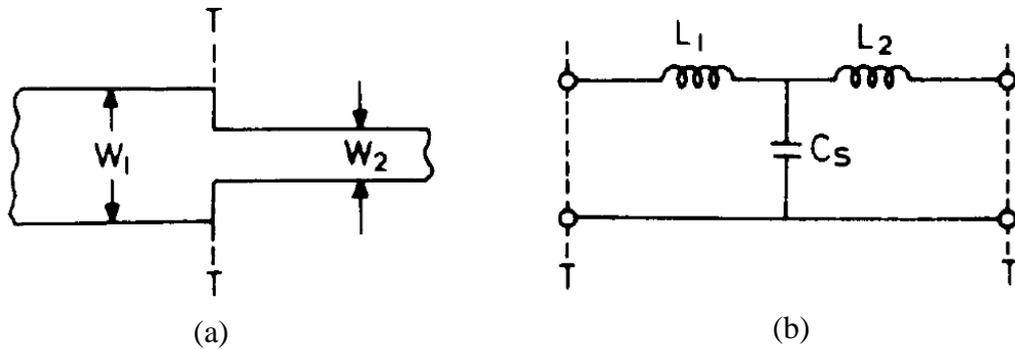


圖 5-17 線寬不匹配示意圖

(a) 電路模型 (b) 等效電路

由於粗微帶線在不連續處有部分開路的效應，洩漏出的電場將產生一等效電容 C_s

$$C_s = 1.37 \frac{\sqrt{\epsilon_{re1}}}{Z_{w1}} \left(1 - \frac{w2}{w1}\right) h \left[\frac{\epsilon_{re1} + 0.3}{\epsilon_{re1} - 0.258} \right] \left[\frac{w1/h + 0.264}{w1/h + 0.8} \right] \times 10^{-12} \quad (\text{F}) \quad (5.31)$$

且當電流流進細傳輸線時電流密度會增加，這將產生一個等效的電感效應 L_s

$$L_s = 0.987h \left(1 - \frac{Z_{w1}}{Z_{w2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{re1}}{\epsilon_{re2}}}\right)^2 \times 10^{-9} \quad (\text{H}) \quad (5.32)$$

其中 ϵ_{re1} 與 ϵ_{re2} 分別為線寬 $w1$ 與 $w2$ 微帶線的等效介電係數， h 為板材高度(mm)。為了方便計算，寄生電感 L_s 可進一步被分解成圖 5-17(b)中的 T 模型電感 L_1 與 L_2 ，

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (5.33)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \quad (5.34)$$

其中

$$L_{w1} = \frac{Z_{w1} \sqrt{\epsilon_{re1}}}{3 \times 10^{11}} \quad (\text{H/mm}) \quad (5.35)$$

$$L_{w2} = \frac{Z_{w2} \sqrt{\epsilon_{re2}}}{3 \times 10^{11}} \quad (\text{H/mm}) \quad (5.36)$$

各自代表線寬為 $w1$ 和 $w2$ 微帶線每單位長度之電感值。綜合上述之分析，整個匹配單元的等效電路可被修正為圖 5-18。

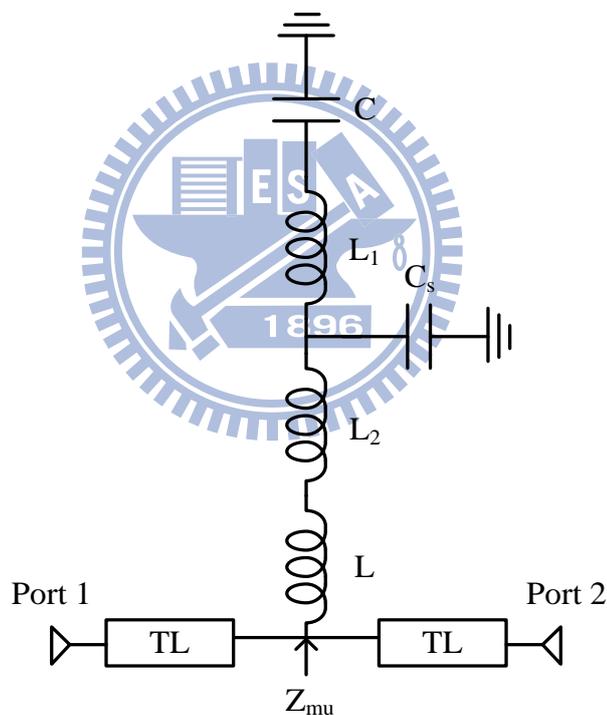


圖 5-18 匹配單元等效電路圖

經由簡單的電路推導可得到匹配單元之輸入阻抗 Z_{mu}

$$Z_{mu} = j \frac{-\omega^4 (L_m L_1 C C_s) + \omega^2 [L_m C_m + L_1 C] - 1}{-\omega^3 L_1 C C_s + \omega C_m} \quad (\Omega) \quad (5.37)$$

其中 $L_m = L + L_2$ ， $C_m = C + C_s$ 。由 Z_{mu} 則可解出該阻抗零點(zero)的頻率

$$\omega_{zero} = \pm \sqrt{\frac{(L_m C_m + L_1 C) \mp \sqrt{(L_m C_m + L_1 C)^2 - 4L_m L_1 C C_s}}{2L_m L_1 C C_s}} \quad (\text{rad/sec}) \quad (5.38)$$

此處有兩組解為負不合，而剩下兩組為正的解當中，有一組會遠高於電容電感值設計的操作頻率，亦非合適的解，因此匹配單元的共振頻率 ω_0 為

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(L_m C_m + L_1 C) - \sqrt{(L_m C_m + L_1 C)^2 - 4L_m L_1 C C_s}}{2L_m L_1 C C_s}} \quad (\text{rad/sec}) \quad (5.39)$$

雖然匹配單元之共振頻率受到寄生元件的影響而被修正為如式(5.39)般的型式，但在該頻率時匹配元件之輸入阻抗亦為短路，依然可用來取代葦狀結構而被應用在雙頻匹配網路當中。

圖 5 - 19 為使用全波電磁模擬軟體 HFSS 所設計出共振頻率 $f_0 = 5.5 \text{ GHz}$ 之匹配單元，電路板材為 FR4，介電係數 $\epsilon = 4.4$ ，板材厚度 $h = 1.56 \text{ mm}$ ，尺寸參數分別為 $w_1 = 3.3 \text{ mm}$ ， $w_2 = 0.3 \text{ mm}$ ， $v = 1.25 \text{ mm}$ 。

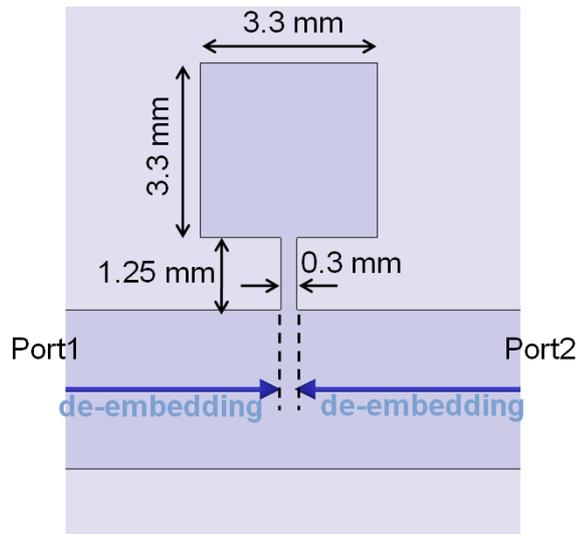


圖 5 - 19 匹配單元設計

圖中兩個由埠端延伸出的箭頭代表去嵌化至匹配單元的位置，藉由去嵌化所得到的 Z_{21} 參數幾乎可代表 Z_{mu} （忽略中間長 0.3 mm 傳輸線所產生的電容效應）。此外，為了萃取出匹配單元等效電路中各元件的值，首先用電路軟體 Txlinc 可求得在 5.5 GHz 時， $Z_{w1} = 47.6 \Omega$ ， $Z_{w2} = 130.8 \Omega$ ， $\epsilon_{re1} = 3.5$ ， $\epsilon_{re2} = 3$ ，再利用式(5.26)與式(5.29)求得 $C = 0.51 \text{ pF}$ ， $L = 0.94 \text{ nH}$ ，並利用式(5.31)、式(5.33-36)求得 $C_s = 0.03 \text{ pF}$ ， $L_1 = 0.16 \text{ nH}$ ， $L_2 = 0.41 \text{ nH}$ ，接著將這些元件值帶入式(5.39)後，可得到 $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 5.6 \text{ GHz}$ ，與模擬之誤差值僅為 1.8% 。最後，比較圖 5 - 20 中兩組分別由全波模擬與理論計算所得到的 Z_{mu} 曲線，可發現結果相當一致，證明等效電路模型的正確性。

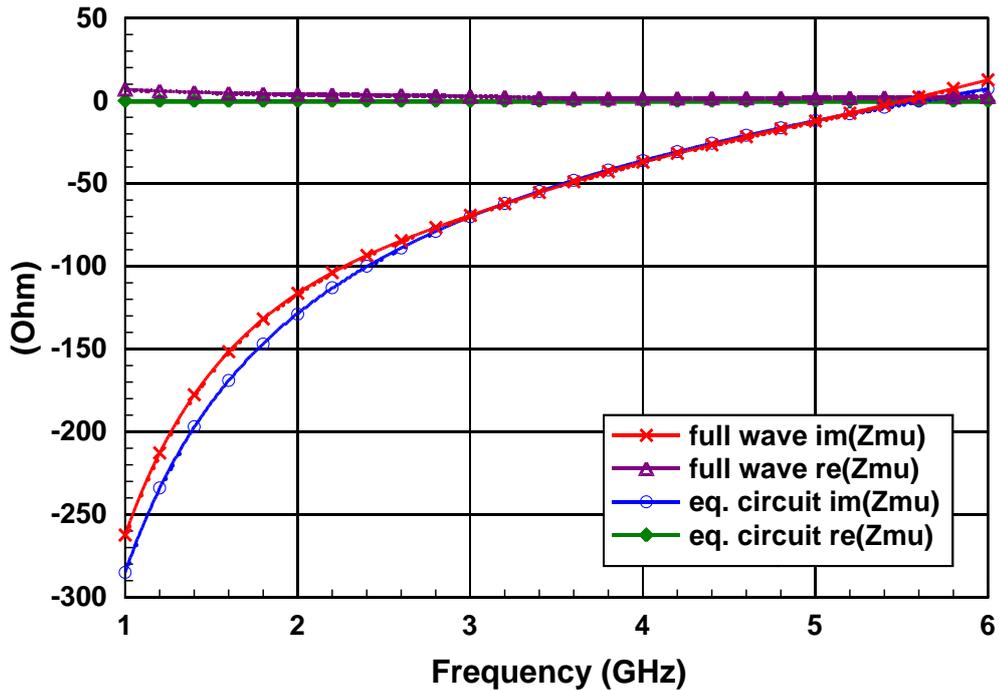


圖 5 - 20 匹配單元輸入阻抗理論計算與模擬結果之比較

5.4 改良式匹配電路設計與量測分析

本節將應用上節所述之匹配單元進行雙頻匹配設計。首先，如圖 5 - 21 所示，本匹配設計將以文獻[25]中所提出的平板式雙頻單極天線(planar dual-band monopole)作為負載電路架構，其基板之型號為FR4，厚度約 1.56 mm，而微帶線 50 歐姆匹配寬度為 3 mm。

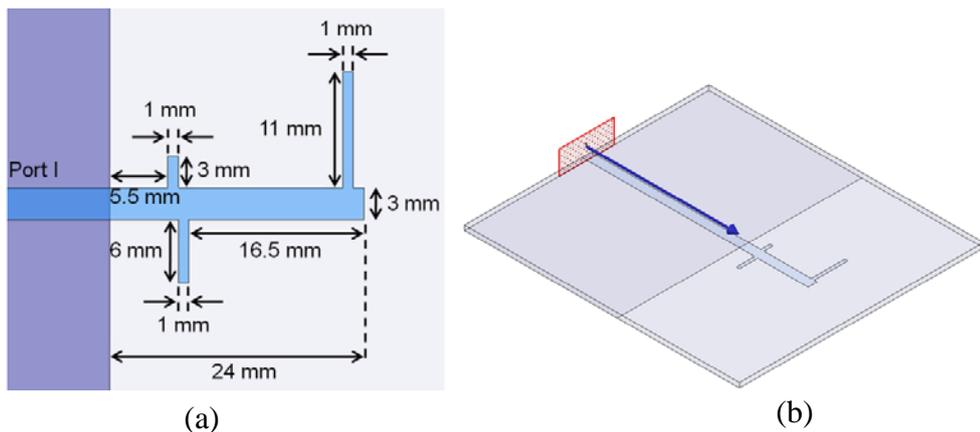


圖 5 - 21 負載天線設計

(a) 電路圖 (b) 俯視圖

利用全波電磁模擬軟體 HFSS 將埠端去嵌化(de-embedding)至負載天線之交界處可得到其輸入阻抗，由圖 5 - 22 可看出天線阻抗在頻率 5.50 GHz 與 2.44 GHz 虛部為零，且阻抗的變化為共振之形式，本節即定義這兩個頻率為匹配設計的操作頻率點，分別為

f_1 及 f_2 ，而對應的負載阻抗(天線阻抗)則分別為 $Z_{L1} = 126.8 \Omega$ 與 $Z_{L2} = 233.8 \Omega$ 。為求得更精準的匹配設計，板材之等效介電係數則是利用微波電路軟體 Txline 求得。表 5-1 為負載數據之整理。

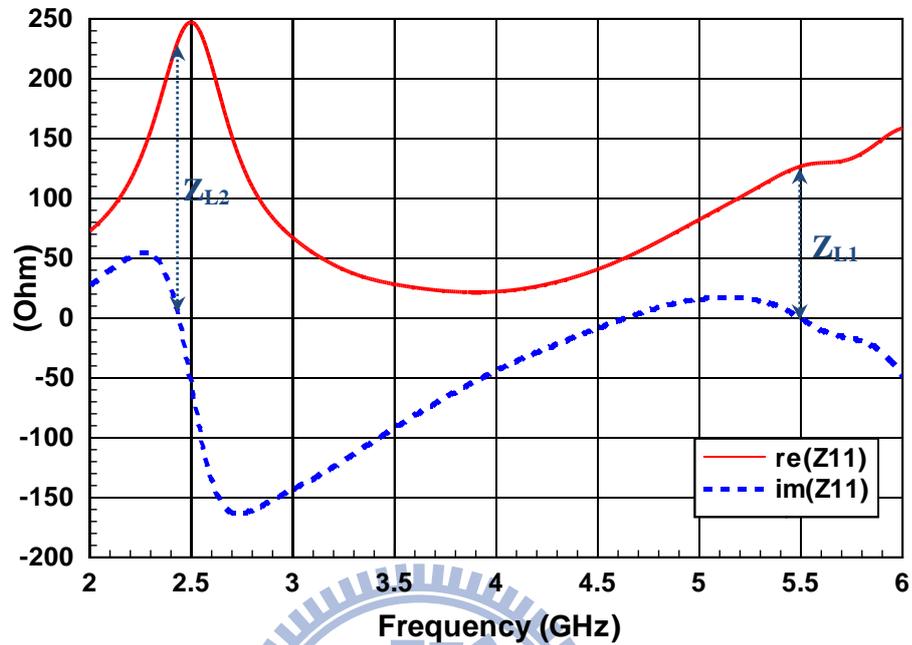


圖 5-22 負載天線阻抗模擬圖

表 5-1 負載參數整理

操作頻率	負載阻抗	等效介電係數
$f_1 = 5.50 \text{ GHz}$	$Z_{L1} = 126.8 \Omega$	3.47
$f_2 = 2.44 \text{ GHz}$	$Z_{L2} = 233.8 \Omega$	3.38

以上述之負載為匹配目標，下面將依圖 5-13 所示的匹配流程進行雙頻匹配：

步驟一：

利用單殘段匹配在頻率 f_1 將 Z_{L1} 匹配至 Z_0 。由於負載到殘段的位置 d 有兩組解，令其分別為 d_p 和 d_n 。對於 d_p ，可得到對應的開/短路殘段長度， l_{op} 及 l_{sp} ；同理，對於 d_n 而言，對應的開/短路殘段長度則是為 l_{on} 及 l_{sn} ，故可求得下列四組結構(a, b, c, d)，如表 5-2 所示。

表 5-2 第一級匹配網路之單殘段匹配解

負載與殘段距離(mm)	開/短路殘段長度(mm)	
$d_p = 4.7$	$l_{op} = 11.1$...(a)
	$l_{sp} = 3.7$...(b)
$d_n = 9.9$	$l_{on} = 3.6$...(c)
	$l_{sn} = 10.9$...(d)

一般而言，單殘段匹配網路常以較短的長度作為架構的選擇以獲得更大的頻寬，然而，由於這四組解所對應的第二級負載阻抗 Z_{L2}' 均不相同，這將影響第二級匹配網路的設計，故在雙頻匹配的設計上，可先透過傳輸線原理的計算或電路軟體(Advanced Design System, ADS)初估 Z_{L2}' 的值以方便選擇合適的解，讓兩個操作頻率的匹配頻寬取得平衡。下表為利用軟體 ADS 所求得之 Z_{L2}' 。

表 5-3 第二級負載阻抗比較

匹配解	第二級負載阻抗(Ω) Z_{L2}'
(a)	$5 - j22.6$
(b)	$4 + j20.3$
(c)	$18.9 - j27.1$
(d)	$52.3 - j17$

從表可發現，採用(d)組解時， Z_{L2}' 實部接近 50 歐姆且虛部的值不大，相較其他三組解而言，對其作單殘段匹配應能獲得較大的匹配頻寬，故第一級匹配網路採用(d)組解來實現，而短路殘段中所使用的金屬鉚釘直徑均固定為 0.57 mm。圖 5-23 為匹配後的電路圖，因為實際電路必須考慮微帶線寬，故圖中長度 d_n 定義為從負載天線到匹配殘段線寬的中心位置，而長度 l_{sn} 則定義為從饋入傳輸線邊界到金屬鉚釘的位置。

然而，當傳輸線寬較大時，長度 d_n 與 l_{sn} 的位置會變的模糊，使得上述的定義並不完全準確；另一方面，因為殘段上的金屬鉚釘會產生額外的電感使其不能呈現理想短路殘段的效果。為使匹配效果最佳化，實際長度修正為 $d_n=10.4$ mm， $l_{sn}=11.5$ mm。

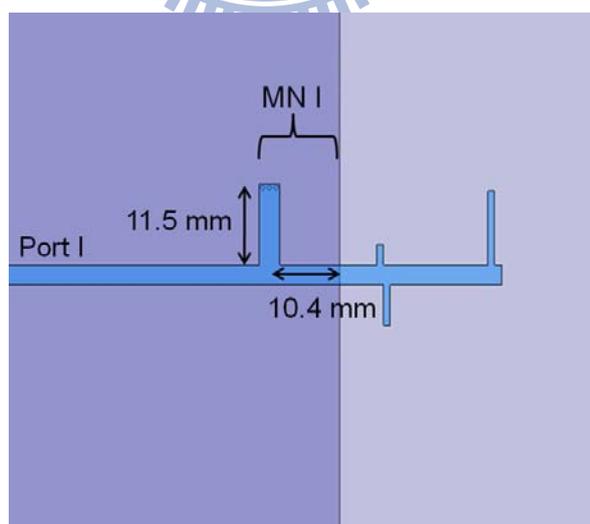


圖 5-23 第一級匹配網路電路圖

圖 5-24 則為模擬之 S 參數圖，可見到電路已匹配於頻率 f_1 ，其反射損耗為 24.3 dB，而 10 dB 匹配頻寬約為 16.7%。

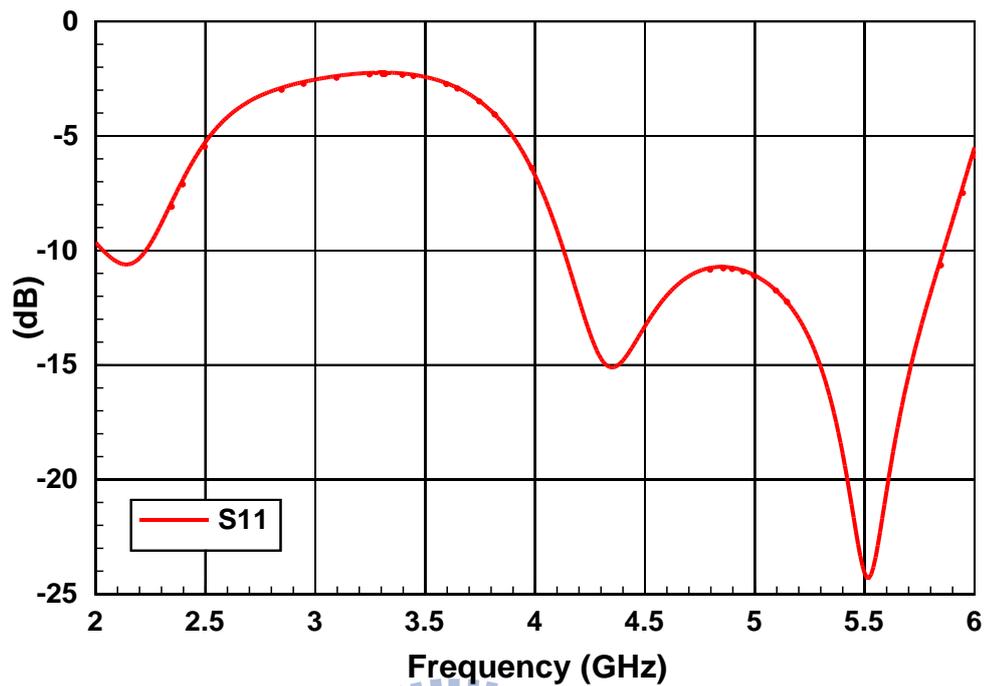


圖 5-24 負載天線結合第一級匹配網路之 S 參數模擬圖

步驟二：

模擬準確的第二級負載阻抗 Z_{L2}' 。對於步驟一中經微調後的匹配網路，再次利用電路軟體 ADS 模擬可得到修正後的 $Z_{L2}' = 42.7 - j21 \Omega$ ；然而，該值僅可視為粗略估計，因為實際電路中微帶線寬以及電路輻射效應均未被考慮，為求精確的 Z_{L2}' 以驗證匹配理論，本步驟利用模擬軟體 HFSS 對電路作去嵌化至第一級匹配網路前來求得更準確的 Z_{L2}' 值。圖 5-25 為其 Z_{11} 參數圖，可發現在頻率 f_2 時 Z_{11} 實部與虛部值分別 26.6 及 -33.2，故 $Z_{L2}' = 26.6 - j33.2 \Omega$ 。

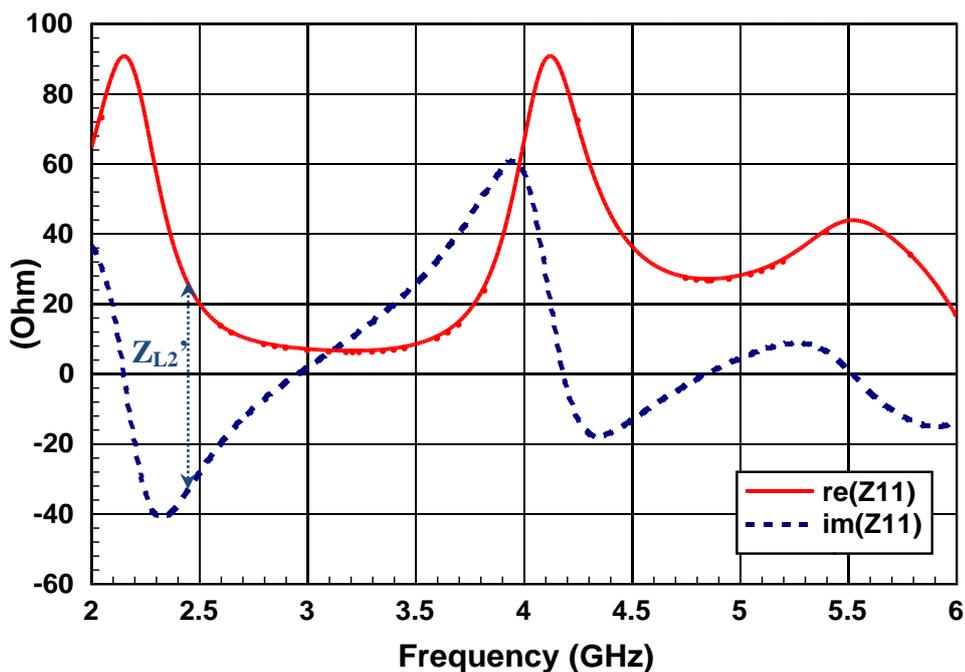


圖 5 - 25 第二級負載阻抗 Z_{L2}' 模擬圖

步驟三：

利用單殘段匹配在頻率 f_2 將 Z_{L2}' 匹配至 Z_0 。同步驟一，對於 Z_{L2} 可得下列四組單殘段匹配網路結構：

表 5 - 4 第二級匹配網路之單殘段匹配解

負載與殘段距離(mm)	開/短路殘段長度(mm)	
$d_p=1.6$	$l_{op}=24.5$...(a)
	$l_{sp}=7.8$...(b)
$d_n=12.9$	$l_{on}=8.9$...(c)
	$l_{sn}=25.7$...(d)

由於第二級匹配網路已經是最後一級，故在選擇解的策略上與傳統單殘段匹配同為以長度較短的解來實現。然而有一點必須注意，殘段長度需大於 $\lambda_1/4$ 以便結合匹配單元的設計。雖然長度不足的解可以再多延伸 $\lambda_2/2$ 的長度以維持相同的輸入電抗，但這勢必會大幅增加匹配網路的尺寸以及縮小匹配頻寬，基於上述理由，第二級匹配網路的主體架構選擇以(b)組解來實現最為合適。圖 5 - 26 為結合該級匹配網路的電路圖，電路尺寸經微調使匹配效果最佳化。

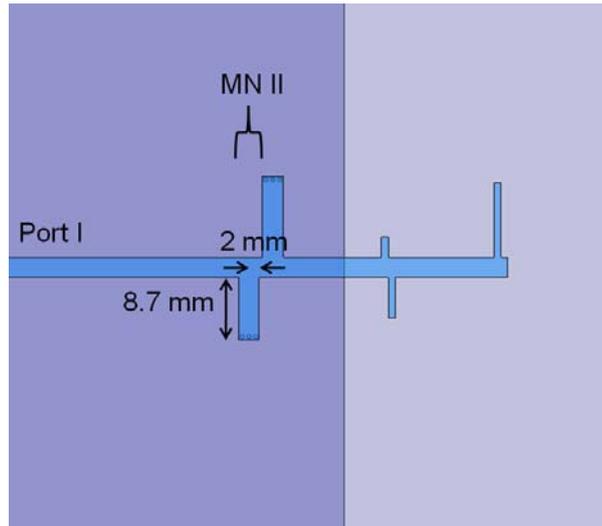


圖 5-26 第二級匹配網路電路圖

圖 5-27 為 S 參數之模擬圖，可看到電路已匹配於頻率 f_2 ，反射損耗為 17.4 dB，匹配頻寬約為 8.1%。值得注意的是，於頻率 f_1 的反射損耗並沒有因為加上第二級匹配網路而被嚴重破壞，反射損耗仍有 19.8 dB，此乃結構設計的巧合所致。因為 (b) 組解中的短路殘段長度 l_{sp} (7.8 mm) 與 $\lambda_1/4$ (7.3 mm) 相當接近，故在頻率 5.5 GHz 時，未結合匹配單元的第二級殘段依然可產生接近開路的效果。然而為驗證本雙頻匹配理論，以下仍設計匹配單元來使雙頻匹配效果最佳化。

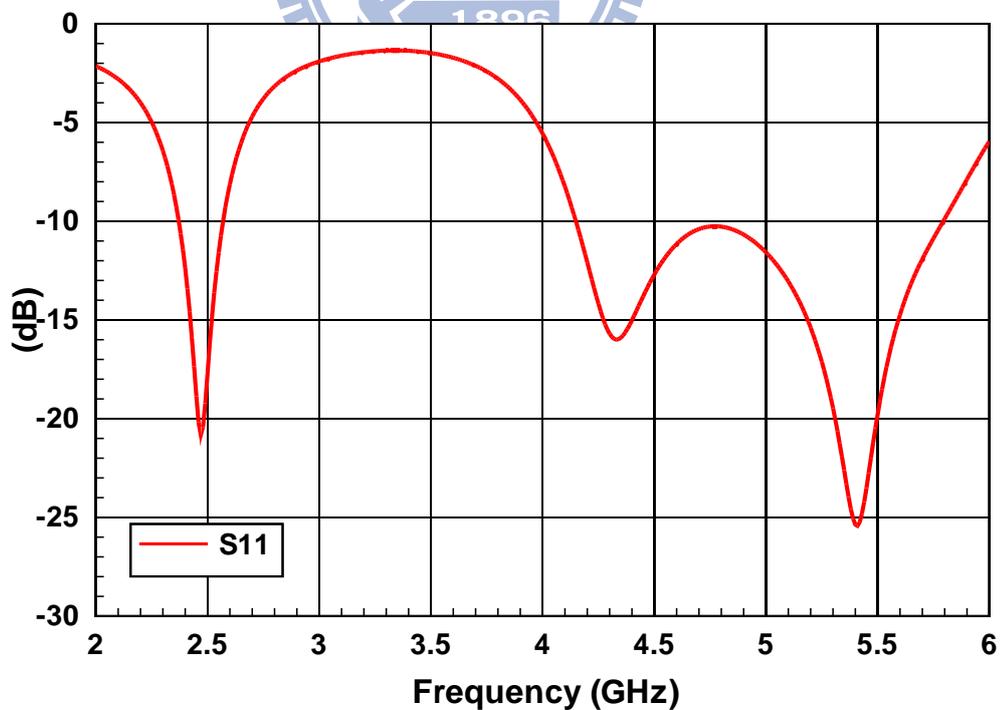


圖 5-27 串接第二級匹配網路後之 S 參數模擬圖

步驟四：

設計共振頻率為 $f_1 = 5.5 \text{ GHz}$ 的匹配單元。由於前一節中匹配單元設計所採用的板材型號及厚度均與本電路相同且共振頻率亦為 5.5 GHz ，故本步驟之設計過程與結果請見上節。

步驟五：

將設計好的匹配單元置於第二級匹配殘段上距離饋入傳輸線 $\lambda_1/4$ 的位置並進行長度補償。首先在頻率 f_2 將殘段長度 l_{sn} 與 $\lambda_1/4$ 的電氣長度相減後可推得 $t=19.5308$ ，且匹配單元於 f_2 之電抗值 $X=-91.7$ ，將其代入式(5.19)中可求得補償後的殘段長度為 8.1 mm ，圖 5 - 28 為匹配完成之電路圖，電路尺寸經微調使匹配效果最佳化。

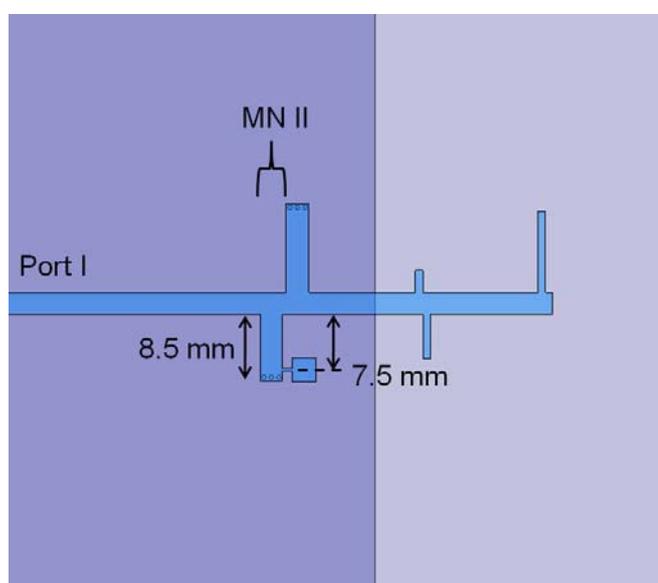


圖 5 - 28 完成雙頻匹配之電路

圖 5 - 29 則為電路實作圖，其 S 參數之模擬與量測比較結果如圖 5 - 30 所示，可觀察到兩者曲線特性一致， f_1 與 f_2 的頻飄效應分別為 3.6% 與 2.8% 。表 5 - 5 為本匹配電路性能之整理，證明在 f_1 與 f_2 兩個操作頻率均有良好的匹配效果。

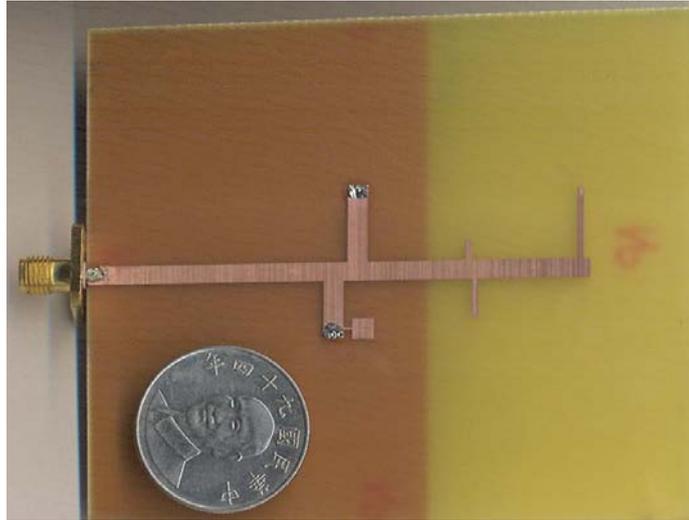


圖 5 - 29 電路實作圖

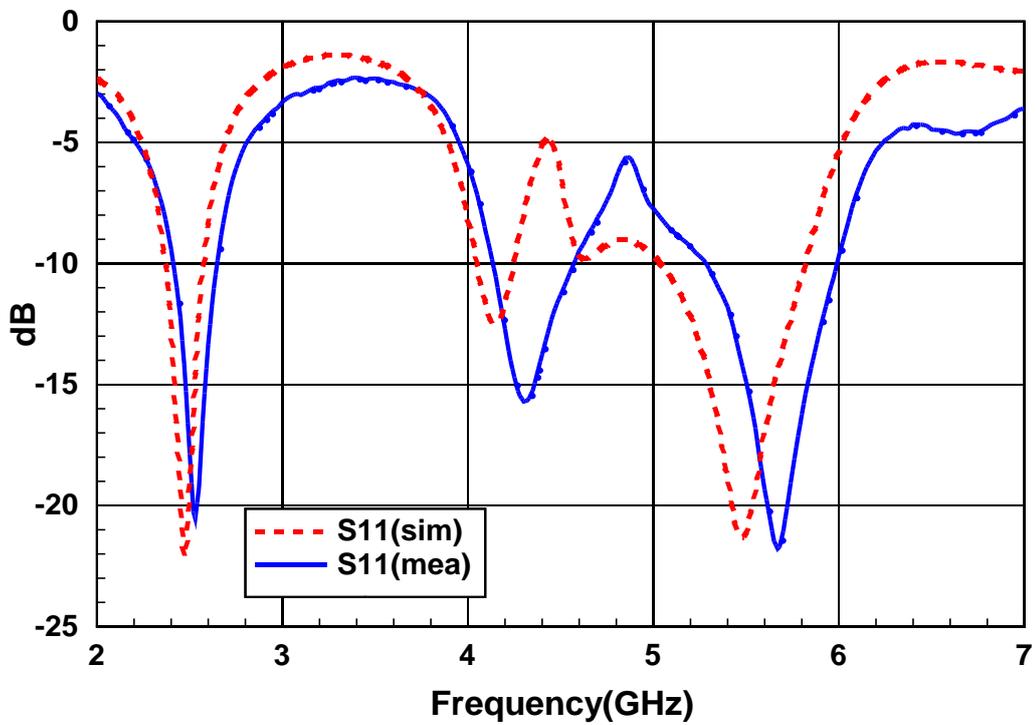


圖 5 - 30 匹配電路 S 參數模擬與量測結果比較

表 5 - 5 匹配效果整理

電路性能 操作頻率	反射損耗(dB)	10 dB 匹配頻寬(%)
	模擬/量測	模擬/量測
f ₁	21.3/21.7	14.1/12.5
f ₂	22.2/20.5	8/9.5

5.5 討論

本章所提出的雙頻匹配方法，其設計原理簡單且富設計彈性，深具應用的價值。傳統上共用式匹配法多採用 SMD 集總元件進行匹配，雖可使電路面積較小，但也因為如此，其設計的元件值必須符合廠商之規格，增加設計的不便。此外集總元件本身的寄生電感與電容效應於高頻時會嚴重影響元件的特性，破壞匹配的性能；相較之下，本匹配方法採分佈式元件(distributed element)之架構，除了適用於高頻的匹配，對於任意的匹配長度，均可由印刷電路板(PCB)輕易實現。

另一方面，柴式雙頻匹配法雖然結構簡單且可以設計匹配頻寬，但由於該方法乃基於微量反射理論，負載阻抗必須為實數，使得匹配設計的可用範圍受限。反觀本匹配方法，因為是單殘段匹配理論的延伸，可對任意負載進行匹配，故在應用的範圍上，本匹配方法略勝一籌。

至於切換電路法，雖可令電路在兩匹配網路間切換使匹配效果最佳化，但僅止於類雙頻匹配效果，兩個頻帶無法達到同步操作，且電路的切換需仰賴額外的主動電路以驅動微機電開關，這將增加匹配電路實作上的複雜度。兩相比較之下，本雙頻匹配方法具備實用上的優勢。上述之比較充分展現本匹配方法的價值，為傳統的雙頻匹配設計領域提供全新的解決方案。



第六章 三頻匹配網路設計

6.1 設計原理

延續前一章介紹的雙頻匹配方法，本章將展現該理論延伸至三頻甚至多頻匹配的高度設計彈性。對於三頻匹配網路之設計，理論上是建立於先前介紹的雙頻匹配網路：假設負載 Z_L 分別在頻率 f_1, f_2 和 f_3 (假設 $f_1 > f_2 > f_3$)的阻抗分別為 Z_{L1} ， Z_{L2} 以及 Z_{L3} ，首先以前述的雙頻匹配網路匹配 Z_{L1} 與 Z_{L2} 於頻率 f_1 和 f_2 ，接著依照同樣的概念，於頻率 f_3 時，將前兩級匹配網路與 Z_{L3} 視為第三級負載阻抗 Z_{L3}' ，如圖 6-1 所示。以單殘段匹配法對 Z_{L3}' 進行匹配，則可得到第三級匹配網路(MN III)，如圖 6-2 所示。

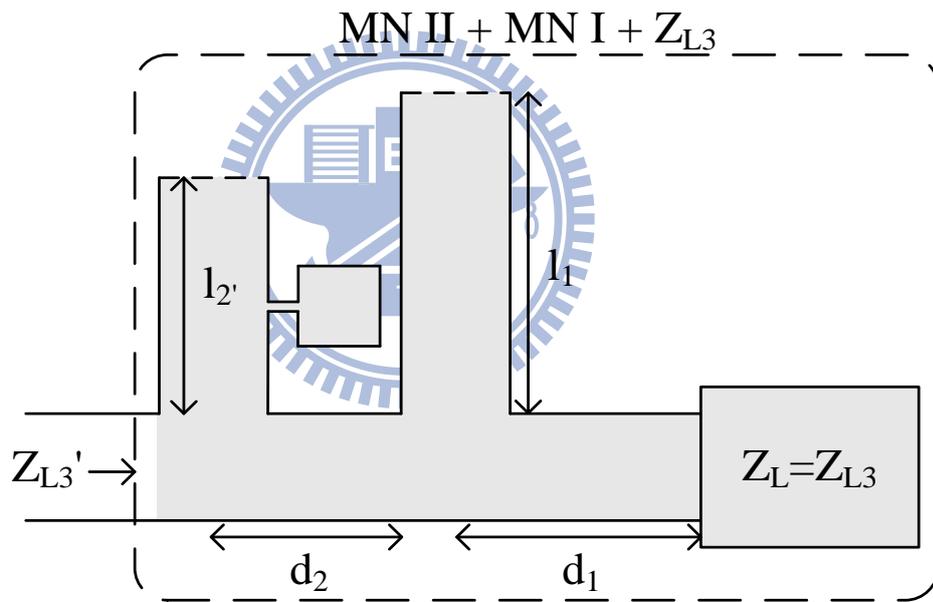


圖 6-1 第三級負載阻抗示意圖

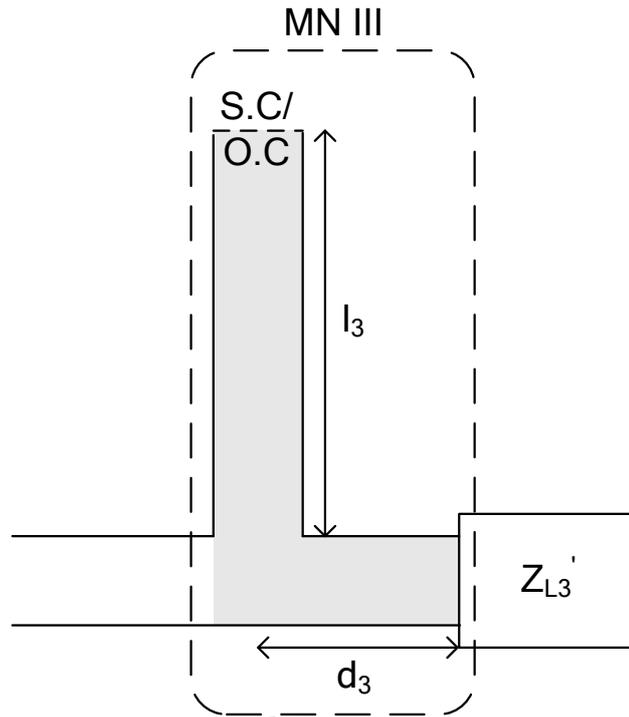


圖 6-2 第三級匹配網路示意圖

為了讓第一級與第二級匹配網路不受第三級匹配網路之影響，須在第三級匹配殘段加上對應於前兩級操作頻率的匹配單元，如圖 6-3 所示。

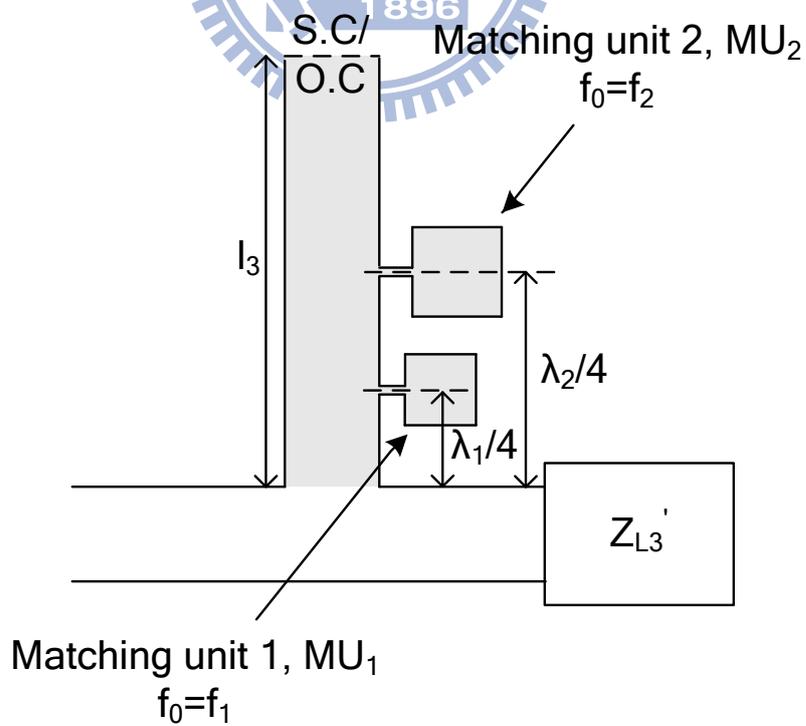


圖 6-3 於第三級匹配殘段加入匹配單元設計

最後利用類似 5.2.2 節提到的長度補償方法來彌補兩個匹配單元對殘段產生的額外電抗，如圖 6-4 所示，詳細的補償方法將於下節中介紹。

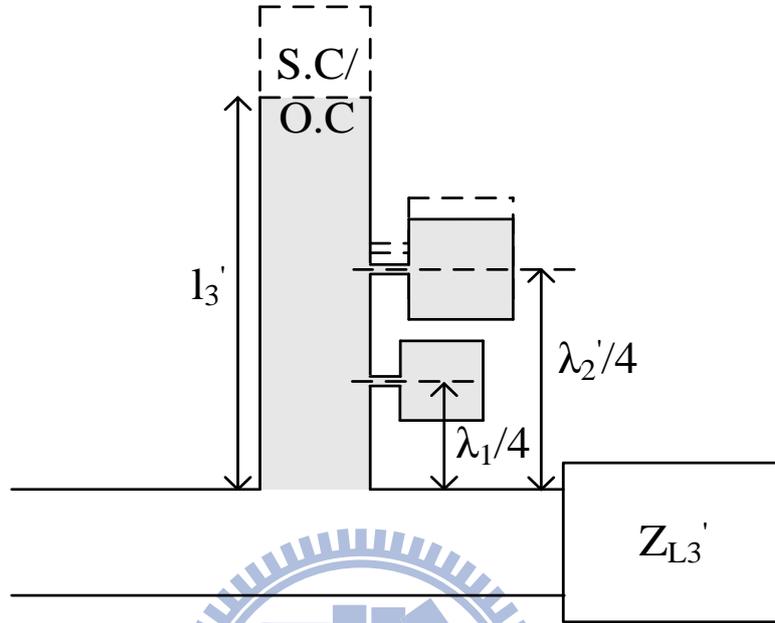


圖 6-4 對第三級匹配殘段作長度補償

經由上面的說明可發現，三頻匹配的設計概念與雙頻匹配完全相同，只是再串接一級匹配網路並加上匹配元件做修正而已。因此，若不考慮匹配頻寬，理論上本匹配方法可推展至任意的多頻匹配。

對於 N 頻匹配網路，假設匹配頻率為 f_1, f_2, \dots, f_N (假設 $f_1 > f_2 > \dots > f_N$)，則需要 N 級單殘段匹配網路的串接。其中第 m 級匹配網路，即被設計來匹配頻率 $f_{m,m=1,2,\dots,N}$ ，且該級殘段須具備下列兩點特性：

- 一、在頻率 f_m ，殘段輸入阻抗必須與單殘段匹配設計的相同。
- 二、在頻率 $f_{k,k=1,2,\dots,m-1}$ ，殘段輸入阻抗均須為開路。

為符合上述條件，先利用單殘段匹配設計該殘段長度，接著在上面配置 $m-1$ 個匹配單元，共振頻率分別為 f_1, f_2, \dots, f_{m-1} ，其位置則分別對應到該共振頻率的四分之一波長，即 $\lambda_1/4, \lambda_2/4, \dots, \lambda_{m-1}/4$ 。最後，利用調整殘段長度來補償額外的電抗，即完成多頻匹配設計。

6.2 長度補償

對於共振頻率分別為 f_1 與 f_2 的匹配元件(以下簡稱為 MU_1 與 MU_2)，其在第三級匹配殘段上所產生的額外電抗，一樣可以利用改變殘段長度來進行補償，圖 6-5 為長度補

償之概念圖：

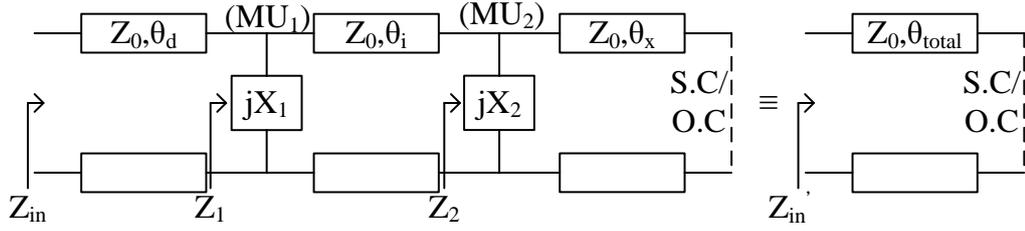


圖 6-5 雙匹配單元之長度補償示意圖

其中 X_1 與 X_2 分別為 MU_1 與 MU_2 對匹配殘段產生的電抗， Z_1 與 Z_2 分別為從 MU_1 與 MU_2 前往殘段終端看進去的輸入阻抗， Z_0 為匹配殘段之特徵阻抗， θ_d 為 MU_1 距離饋入傳輸線的電氣長度， θ_i 為 MU_1 與 MU_2 之間的電氣長度， θ_x 為 MU_2 距離殘段終端的電氣長度，而 θ_{total} 為原本由單殘段匹配計算出的殘段電氣長度。為了產生相同的電抗值以供匹配使用，圖 6-5 中左邊之殘段輸入阻抗 Z_{in} 必須與右圖之殘段輸入阻抗 Z_{in}' 相等。

由於 MU_1 於匹配殘段上的位置為 $\lambda_1/4$ ， θ_d 已被固定為 $\pi/2(\lambda_1/\lambda_3)$ ，整個長度補償問題可被簡化為圖 6-6 中的電路模型。

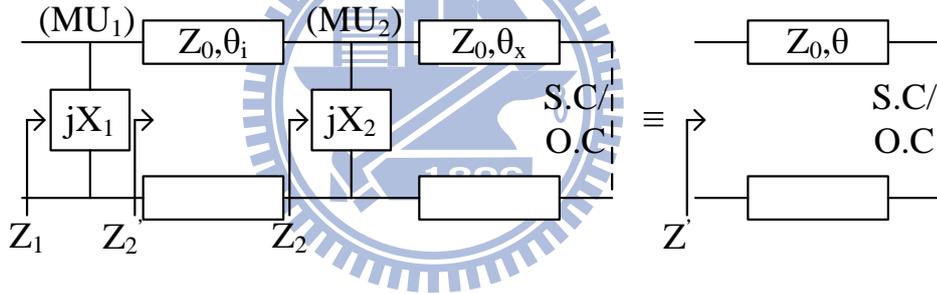


圖 6-6 雙匹配單元之長度補償簡化電路

其中 $\theta = \theta_{total} - \theta_d$ ， Z_2' 為 Z_2 經過一段長 θ_i 傳輸線後的阻抗。若適當的調動 θ_x 與 θ_i 使 $Z_1 = Z_2'$ ，則 $Z_{in} = Z_{in}'$ 。

對於短路匹配殘段的長度補償，由傳輸線與電路理論可知：

$$Z_2 = jX_2 // jZ_0 t_x = \frac{-X_2 Z_0 t_x}{j(X_2 + Z_0 t_x)} \quad (6.1)$$

$$Z_2' = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 t_i}{Z_0 + jZ_2 t_i} \quad (6.2)$$

其中 $t_i = \tan \theta_i$ 。接著可導出

$$Z_1 = jX_1 // Z_2' = \frac{jX_1 Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 t_i}{Z_0 + jZ_2 t_i}}{jX_1 + Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 t_i}{Z_0 + jZ_2 t_i}} \quad (6.3)$$

令 $Z_1 = Z' = jZ_0 t$ ，整理後可將 Z_2 重新表示為

$$Z_2 = -jZ_0 \frac{X_1(t_i - t) - tt_i}{X_1(1 + tt_i) - Z_0 t} = -jZ_0 K_s \quad (6.4)$$

$$K_s = \frac{X_1(t_i - t) - Z_0 tt_i}{X_1(1 + tt_i) - Z_0 t} \quad (6.5)$$

最後，將式(6.1)帶入式(6.4)可得

$$\frac{-X_2 Z_0 t_x}{j(X_2 + Z_0 t_x)} = -jZ_0 K_s \quad (6.6)$$

$$\theta_x = \tan^{-1} \left(\frac{-K_s X_2}{X_2 + K_s Z_0} \right) \quad (6.7)$$

同理，開路匹配殘段的長度補償為

$$\theta_x = \cot^{-1} \left(\frac{K_o X_2}{X_2 + K_o Z_0} \right) \quad (6.8)$$

其中

$$K_o = \frac{X_1(t_i + c) + Z_0 ct_i}{X_1(1 - ct_i) + Z_0 c} \quad (6.9)$$

若式(6.7)或式(6.8)解出的 θ_x 值為負，加上 π 可確保其值為正。

對於上述推導中的 t_i 值，則可利用下面的方法求出：為了要讓殘段輸入阻抗在頻率 f_2 時為開路，理論上 MU_2 需置於殘段上 $\lambda_2/4$ 的位置，然而，由於受到 MU_1 於頻率 f_2 產生的電抗 X_1 影響，必須調整 θ_i 來進行補償，以達到與四分之一波長短路殘段相同之效果，如圖 6-7 所示。

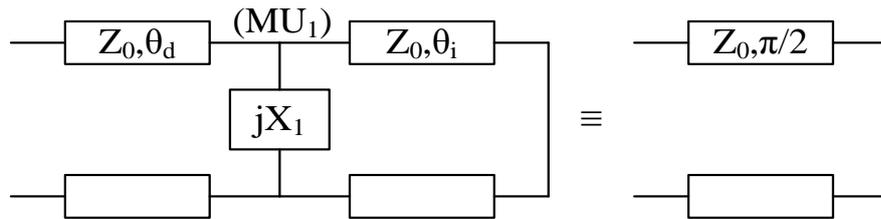


圖 6-7 四分之一波長殘段之長度補償示意圖

上圖中 θ_d 為長度 $\lambda_1/4$ 的傳輸線於頻率 f_2 的電氣長度，亦為固定值，因此整個補償問題可簡化成與 5.2.2 節中圖相同的模型，並求得 t_i 值為

$$t_i = \tan \left(\frac{X_1 t'}{X_1 - Z_0 t'} \right) \quad (6.10)$$

其中 $t' = \tan(\pi/2 - \theta_d)$ 。故可得到

$$\theta_i = \tan^{-1}(t_i) = \frac{X_1 t'}{X_1 - Z_0 t'} \quad (6.11)$$

歸納上述的推導步驟，下面將一般化(generalize)長度補償這個概念，以推展至任意多頻匹配的應用。延續上節最後多頻匹配的理论，對於第 m 級匹配網路的殘段，可用下面的電路模型表示。

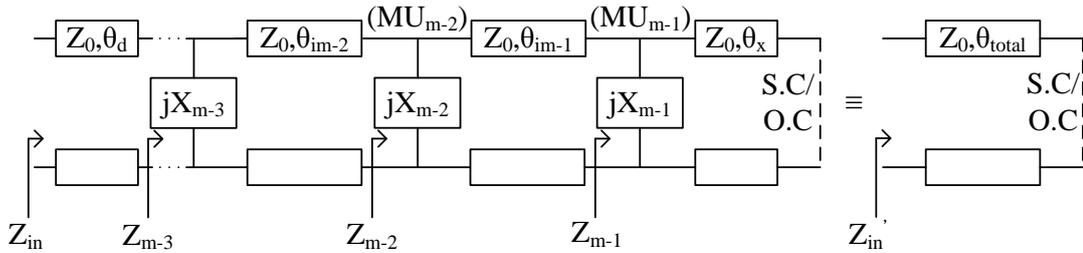


圖 6-8 多匹配單元之長度補償示意圖

其中 $\theta_{ik, k=1 \dots m-1}$ 為第 k 和第 $k-1$ 個匹配單元間的電氣長度， $X_{k, k=1 \dots m-1}$ 為第 k 個匹配單元產生的電抗， $Z_{k, k=1 \dots m-1}$ 則為第 k 個匹配單元前往殘段終端看進去的輸入阻抗。因為不管匹配單元個數多少， θ_d 總是代表 $\lambda_1/4$ 的電氣長度，故補償問題可簡化為圖 6-9 中的型式。

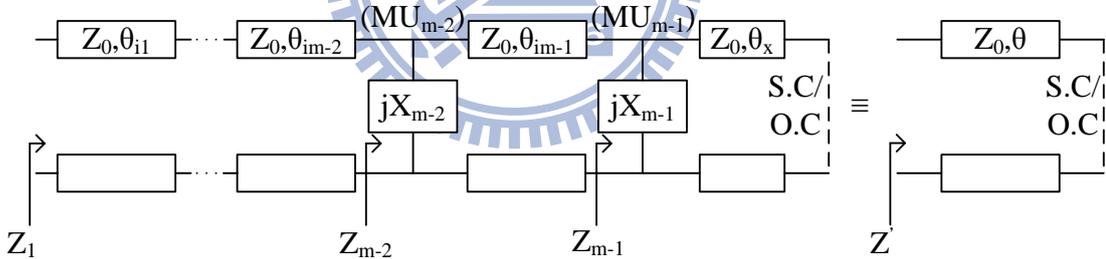


圖 6-9 多匹配單元之長度補償簡化電路

其中 $\theta = \theta_{total} - \theta_d$ 。利用上節提到的第二點殘段特性，可以得到在每個共振頻率時的殘段模型並對其進行補償，進而求得 $\theta_{ik, k=1 \dots m-1}$ 的值。接著根據第一點殘段特性，將 $Z_1 = Z'$ 便可求得 θ_x ，整個長度補償即算完成。

6.3 匹配電路模擬與量測分析

為驗證本多頻匹配方法，下面將以文獻[26]中的平板式三頻單極天線(planar tri-band monopole)作為負載之架構並應用上述之理論對其進行三頻匹配設計，且因該天線僅供驗證匹配理論，故相關之電路尺寸參數為任意設計，其電路架構如圖 6-10 所示。本天

線採用之基板型號為 FR4，其厚度為 1.56 mm，而微帶線 50 歐姆匹配寬度為 3 mm，本節將以其為負載電路，針對三個共振頻率點進行匹配設計。

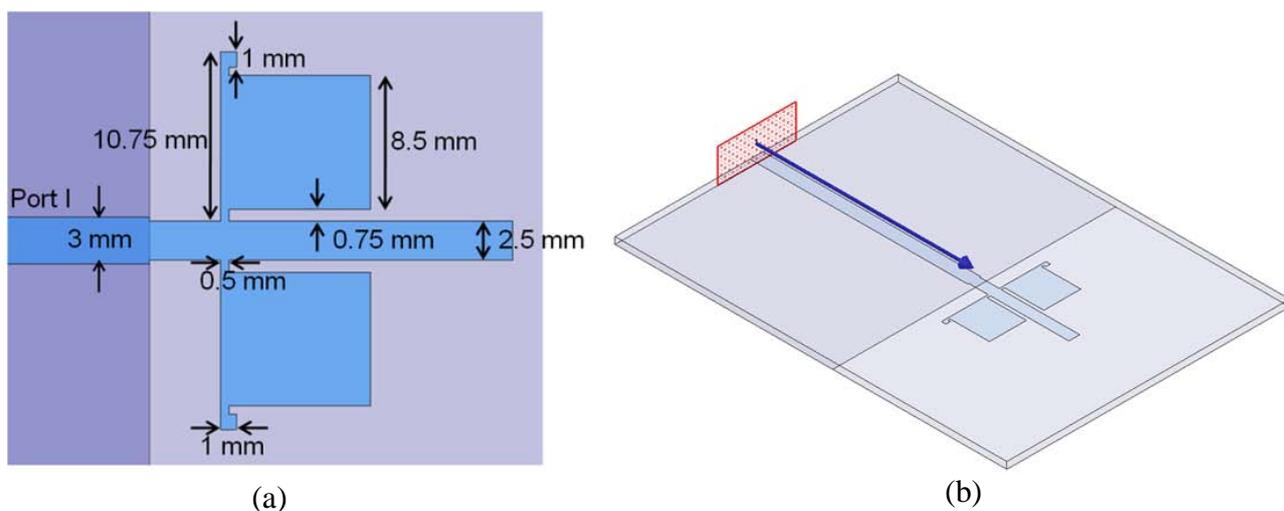


圖 6-10 負載天線設計

(a)電路圖 (b)俯視圖

首先，利用全波電磁模擬軟體 HFSS 將埠端去嵌化至負載天線之交界處可得到其天線阻抗結果，如圖 6-11 所示。由圖中可看出，在頻率 5.19 GHz、3.63 GHz 以及 2.97 GHz 阻抗呈現共振型式，故定義這三個頻率點作為匹配設計的操作頻率。表 6-1 為負載數據之整理：

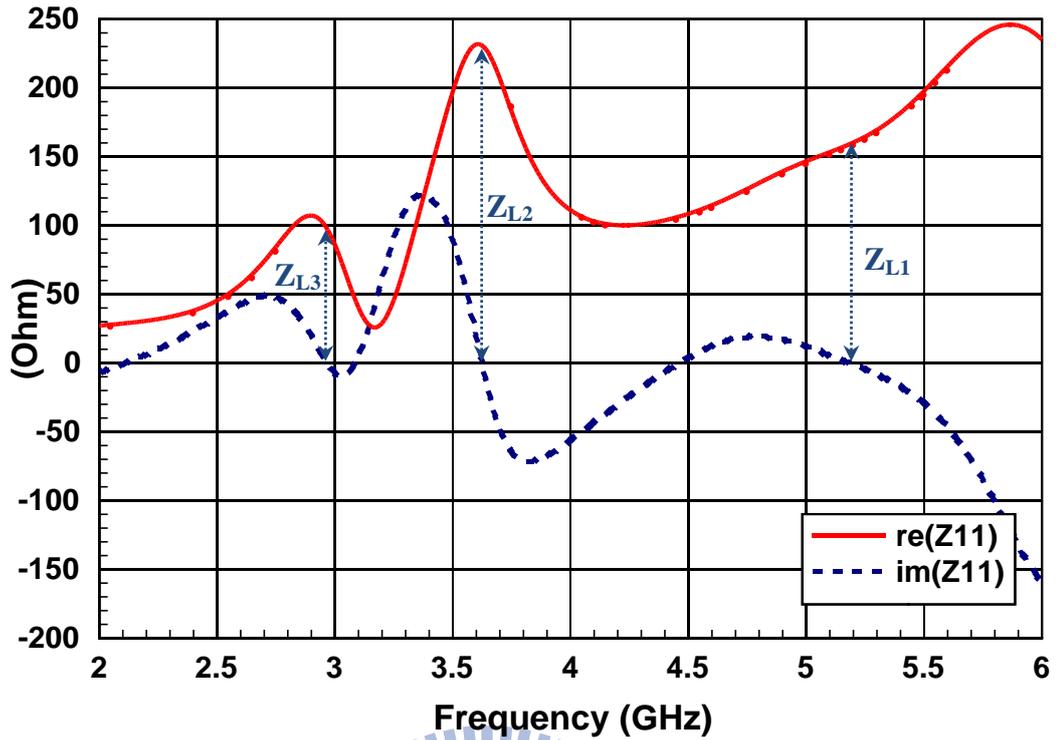


圖 6-11 負載天線阻抗模擬圖

表 6-1 負載參數整理

操作頻率	負載阻抗	等效介電係數
$f_1=5.19$ GHz	$Z_{L1}=159.5 \Omega$	3.46
$f_2=3.63$ GHz	$Z_{L2}=230 \Omega$	3.42
$f_3=2.97$ GHz	$Z_{L3}=96.7 \Omega$	3.4

以上述之負載為匹配目標，下面將進行三頻匹配設計：(由於選擇解的策略與 5.4 節完全相同，為避免流於贅述，故直接列出所選擇的單殘段匹配解)

步驟一：

利用單殘段匹配在頻率 f_1 將 Z_{L1} 匹配至 Z_0 。對於負載 $Z_{L1}=159.5 \Omega$ ，可採用的四組單殘段匹配架構如表 6-2 所示：

表 6-2 第一級匹配網路之單殘段匹配解

負載與殘段距離(mm)	開/短路殘段長度(mm)	
$d_p=5.2$	$l_{op}=11.2$...(a)
	$l_{sp}=3.4$...(b)
$d_n=10.3$	$l_{on}=4.4$...(c)
	$l_{sn}=12.2$...(d)

本步驟選擇以(d)組解來實現單殘段匹配，而短路殘段型式與前一章相同，均使用直徑為0.57 mm的金屬鉚釘來達成短路效果。圖 6-12 為結合第一級匹配網路的負載電路，其電路尺寸經過微調使匹配效果最佳化，而圖 6-13 為電路 S 參數模擬圖，可觀察到電路已匹配於頻率 f_1 ，反射損耗約 27.6 dB，而 10 dB 匹配頻寬為 14.3 %。

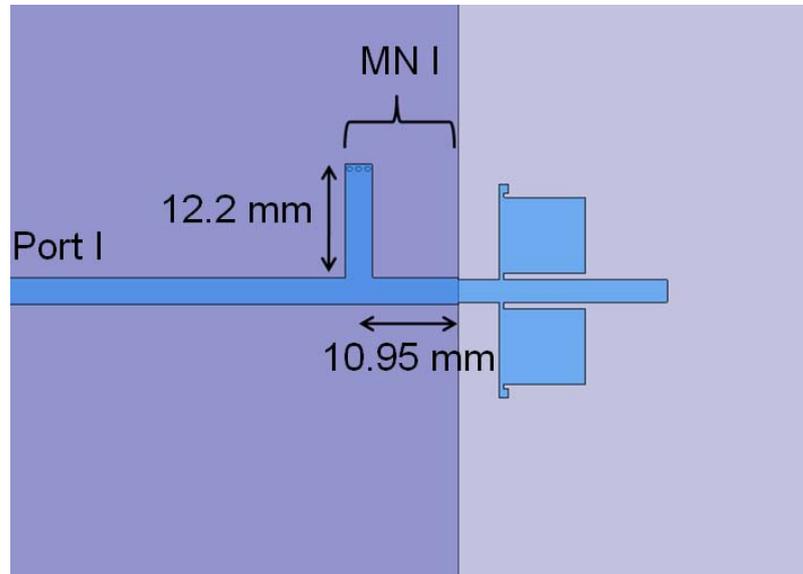


圖 6-12 第一級匹配網路電路圖

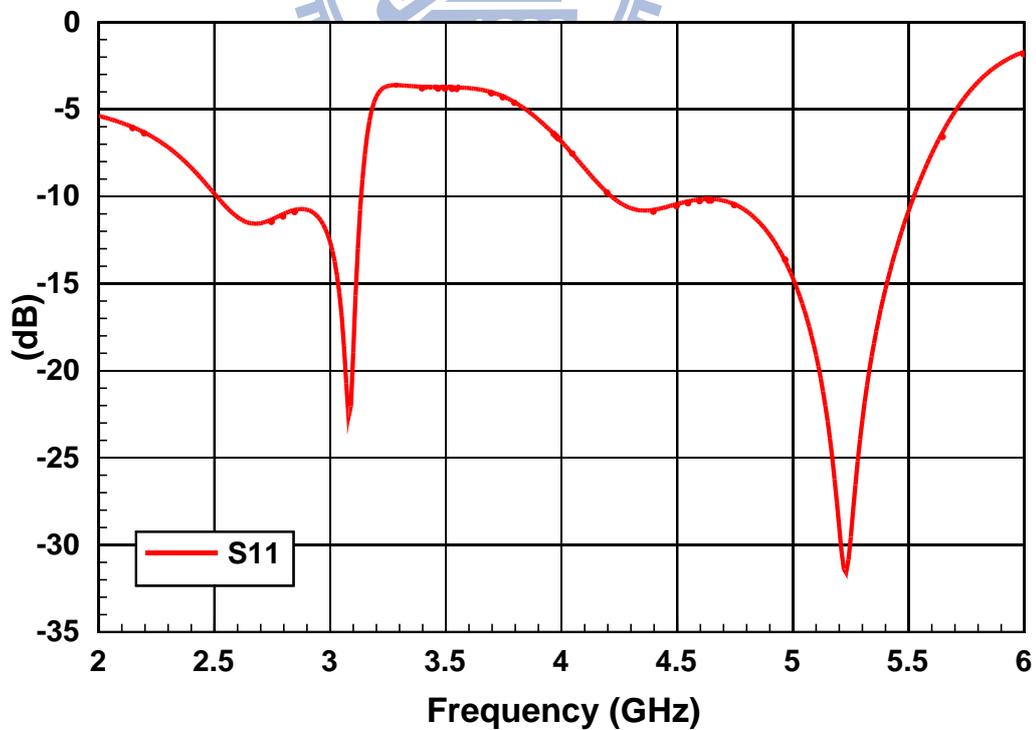


圖 6-13 負載天線結合第一級匹配網路之 S 參數模擬圖

步驟二：

模擬準確的第二級負載阻抗 Z_{L2}' 。圖 6-14 為模擬軟體 HFSS 對電路作去嵌化至第一級匹配網路前所求得的 Z_{11} 參數圖，可觀察到在頻率 $f_2 = 3.63$ GHz 時 Z_{11} 實部與虛部值分別 10.7 和 4.3，故 $Z_{L2}' = 10.7 + j4.3 \Omega$ 。

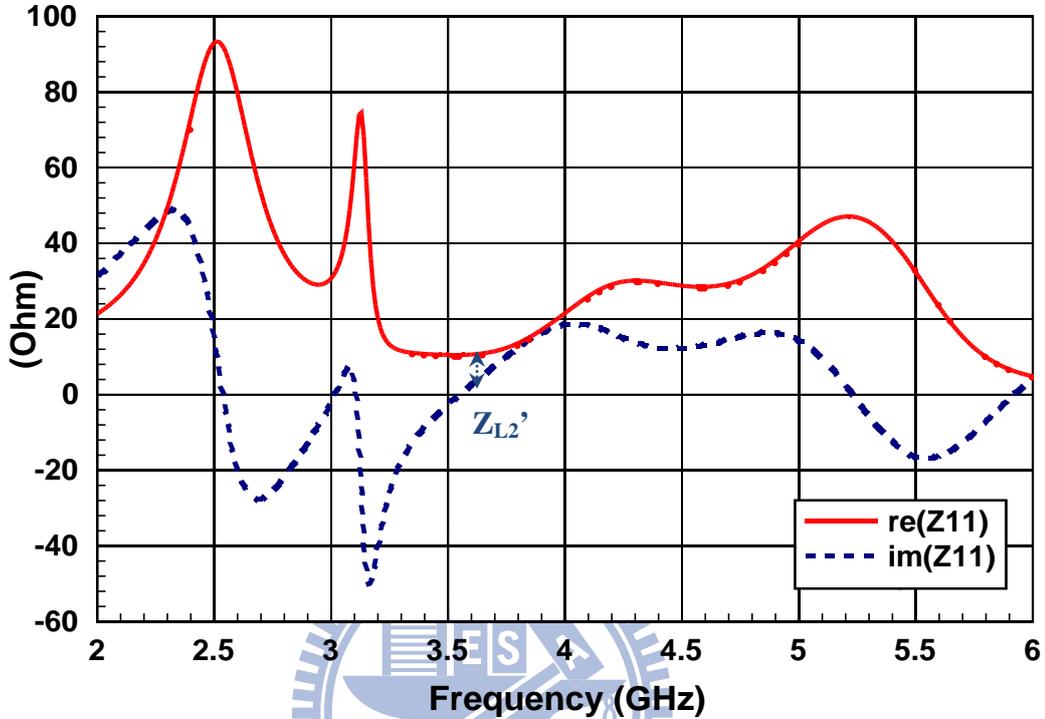


圖 6-14 第二級負載阻抗模擬圖

步驟三：

利用單殘段匹配在頻率 f_1 將 Z_{L2}' 匹配至 Z_0 。與步驟一相同，對於負載 $Z_{L2}' = 10.7 + j4.3 \Omega$ ，可得到下列四組單殘段匹配架構：

表 6-3 第二級匹配網路之單殘段匹配解

負載與殘段距離(mm)	開/短路殘段長度(mm)	
$d_p = 18.6$	$l_{op} = 14.9$...(a)
	$l_{sp} = 3.8$...(b)
$d_n = 2.4$	$l_{on} = 7.4$...(c)
	$l_{sn} = 18.6$...(d)

本步驟選擇以(d)組解作為第二級匹配網路。圖 6-15 為串接上該級匹配網路的電路圖，其電路尺寸經過微調使匹配效果最佳化，由圖 6-16 中的 S 參數模擬圖可觀察到電路已匹配於頻率 f_2 ，反射損耗為 21.8 dB，而 10 dB 匹配頻寬約為 4.9%。然而，由於少了匹配單元的隔絕，使得頻率 f_1 的反射損耗被破壞至 8.8 dB。

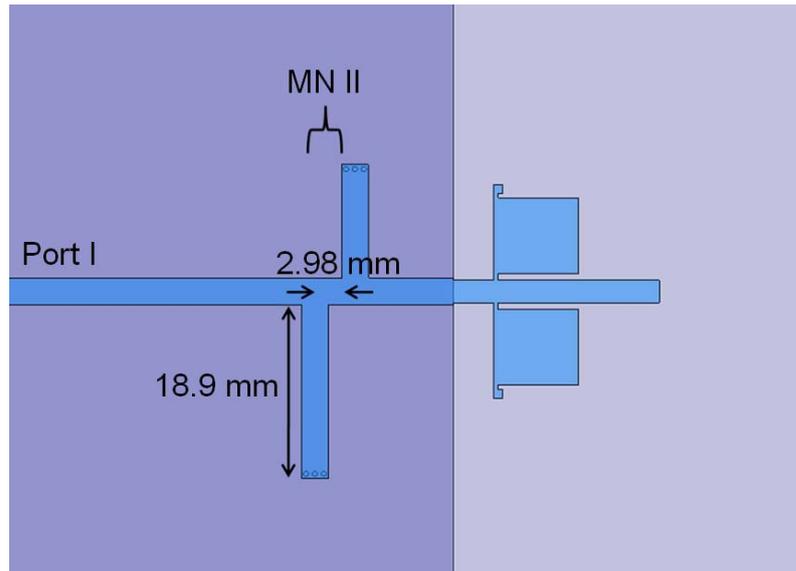


圖 6-15 第二級匹配網路電路圖

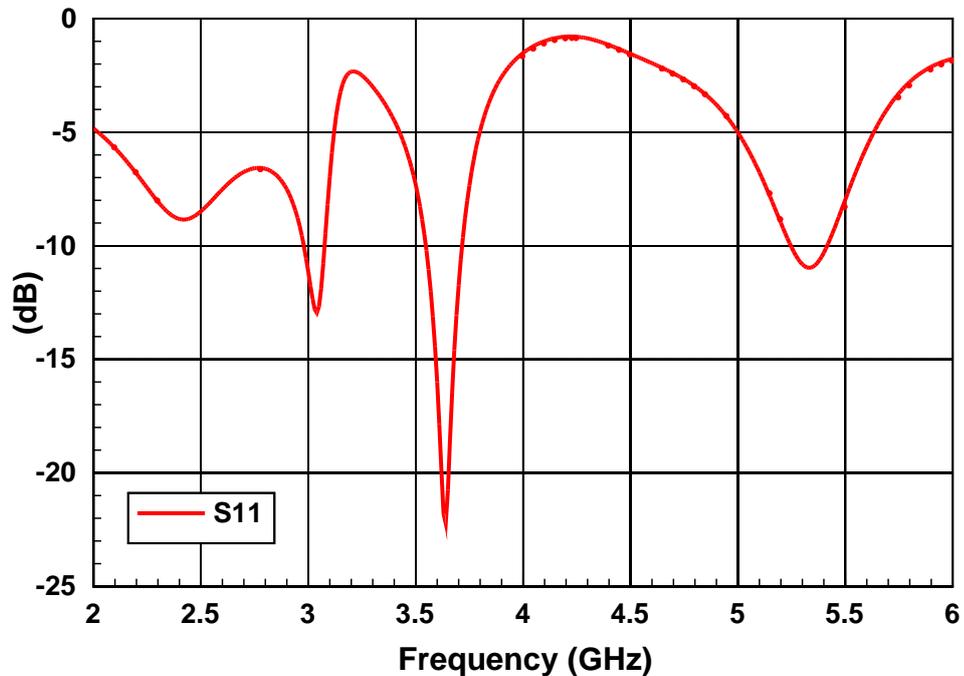


圖 6-16 串接第二級匹配網路後之 S 參數模擬圖

步驟四：

設計共振頻率為 $f_0 = 5.19$ GHz 的匹配單元，在此稱為 MU_1 。圖 6-17 為使用模擬軟體 HFSS 所設計出的匹配單元電路圖，尺寸參數分別為 $w_1 = 3.43$ mm， $w_2 = 0.3$ mm， $v = 1.35$ mm。圖 6-18 為去嵌化後所得到的 Z_{mu} 參數，可知匹配單元的確在頻率 f_1 時阻抗接近零而呈現短路效果。

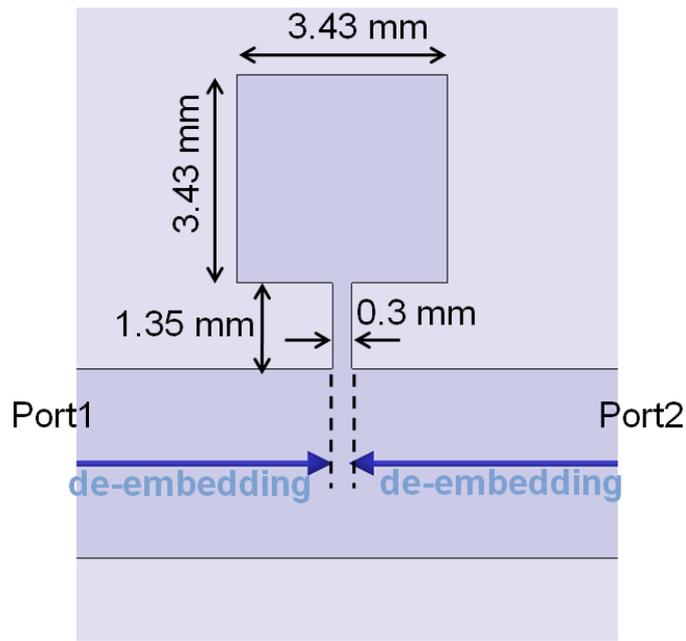


圖 6-17 匹配單元(MU₁)電路圖

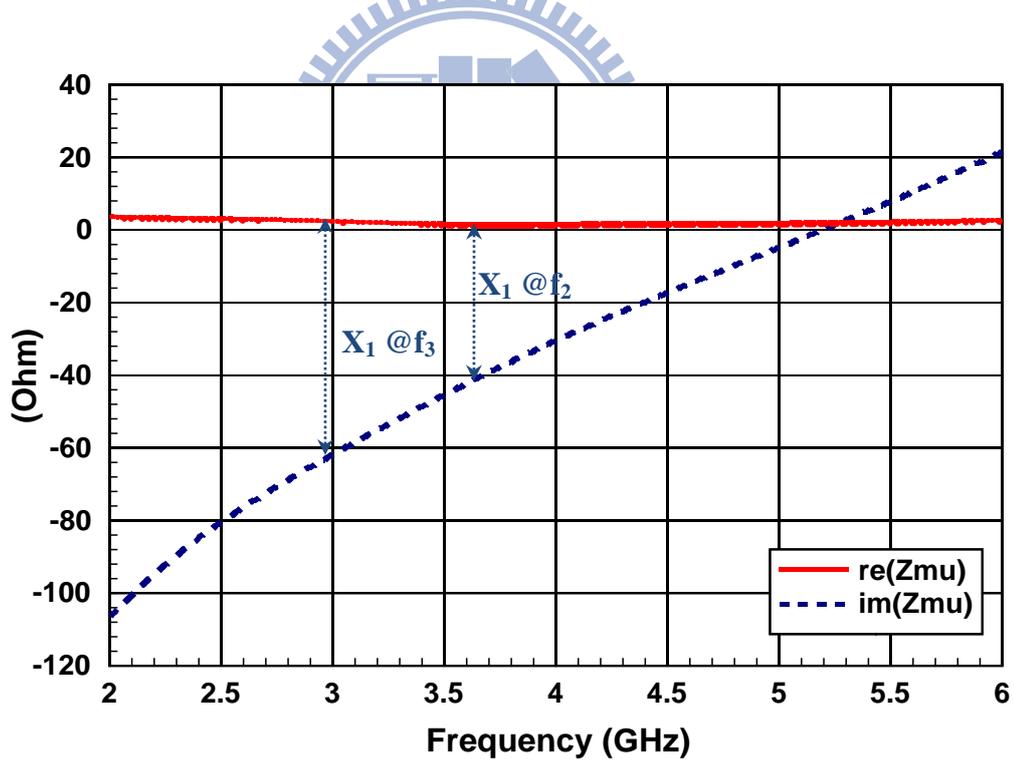


圖 6-18 MU₁之輸入阻抗 Z_{mu} 模擬圖

步驟五：

將設計好的MU₁置於第二級匹配殘段上距離饋入傳輸線 $\lambda_1/4 = 7.8$ mm 的位置並進行長度補償。首先在頻率 f_2 將殘段長度 l_{sn} 與 $\lambda_1/4$ 的電氣長度相減後可推得 $t=19.5308$ ，接著由圖 6-18 可知，MU₁於 f_2 之電抗值 $X_1 = -41.2$ ，將其代入式(5.19)中可求得補償後

的殘段長度為 12.7 mm，圖 6-19 為結合 MU_1 後的電路圖，電路尺寸經微調使匹配效果最佳化。圖 6-20 則為 S 參數之模擬結果，此時電路已成功匹配於 f_1 與 f_2 兩個頻率，反射損耗分別為 22.6 dB 以及 20 dB，而 10 dB 匹配頻寬分別 11.6 % 與 4.2 %。

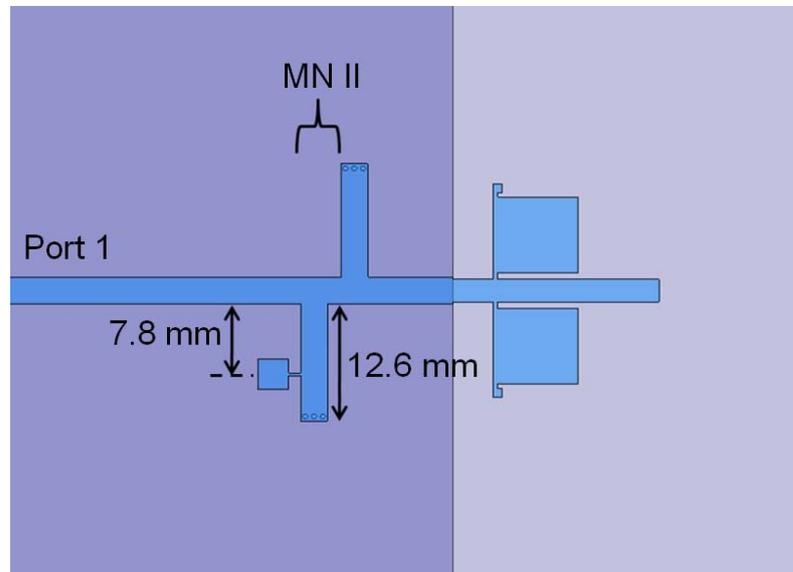


圖 6-19 第二級匹配殘段結合匹配單元設計之電路圖

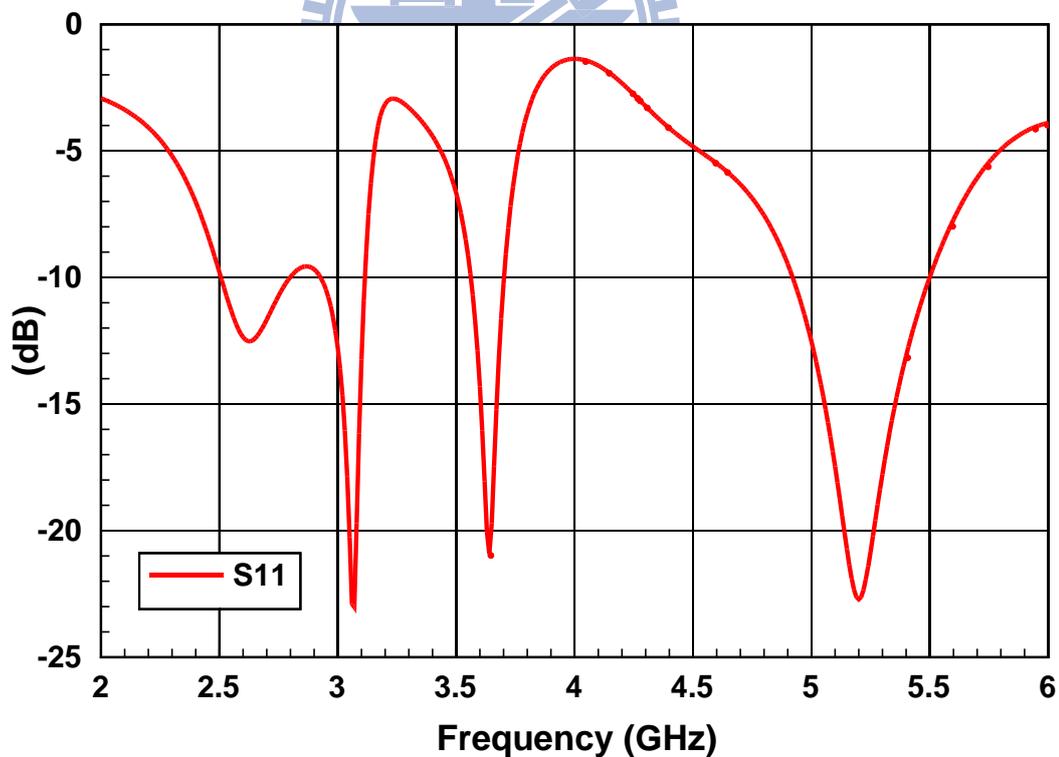


圖 6-20 負載天線結合第一、二級匹配網路之 S 參數模擬圖

步驟六：

模擬準確的 Z_{L3}' 。圖 6-21 為模擬軟體 HFSS 對電路作去嵌化至第二級匹配網路前所求得的 Z_{11} 參數圖，可觀察到在頻率 f_3 時 Z_{11} 實部與虛部值分別 28.6 和 6，故 $Z_{L3}' = 28.6 + j6 \Omega$ 。

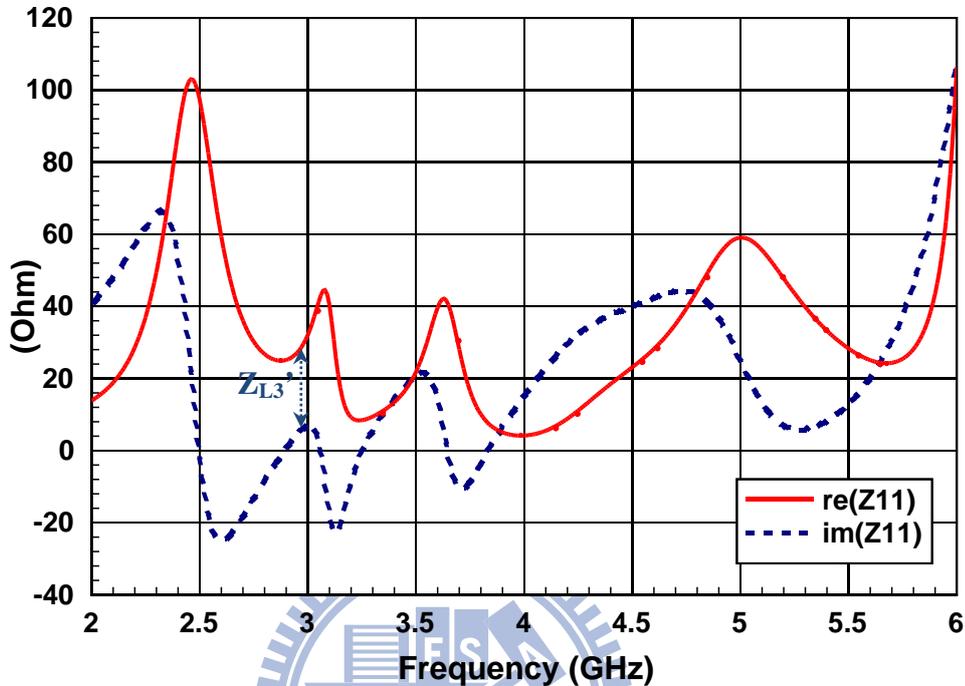


圖 6-21 第三級負載阻抗模擬圖

步驟七：

利用單殘段匹配在頻率 f_3 將 Z_{L3}' 匹配至 Z_0 。表 6-4 為四組可能的單殘段匹配解：

表 6-4 第三級匹配網路之單殘段匹配解

負載與殘段距離(mm)	開/短路殘段長度(mm)	
$d_p=20.3$	$l_{op}=22.8$...(a)
	$l_{sp}=9.1$...(b)
$d_n=4.1$	$l_{on}=4.6$...(c)
	$l_{sn}=18.3$...(d)

從上表可發現，(a)與(b)這兩組解尺寸過長，又(c)組解的殘段長度小於 $\lambda_2/4=11.2\text{ mm}$ ，除非再延伸 $\lambda_3/2$ 的長度，否則不符合配置 MU_2 的條件。因此，第三級匹配網路選擇以(d)組解來實現。圖 6-22 即為串接該級匹配網路後的電路圖，其電路尺寸經過微調使匹配效果最佳化，而圖 6-23 為電路的 S 參數模擬圖，可觀察到電路匹配於頻率 f_3 ，反射損耗為 23.7 dB，10 dB 匹配頻寬則為 11.2%。同樣地，由於少了匹配單元的隔絕，使得在頻率 f_1 與 f_2 的反射損耗分別降至 7.5 dB 與 5.7 dB。

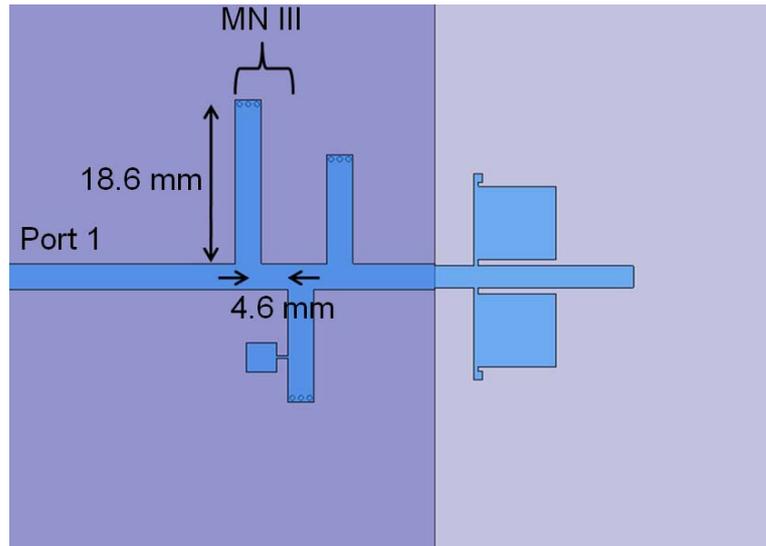


圖 6-22 第三級匹配網路電路圖

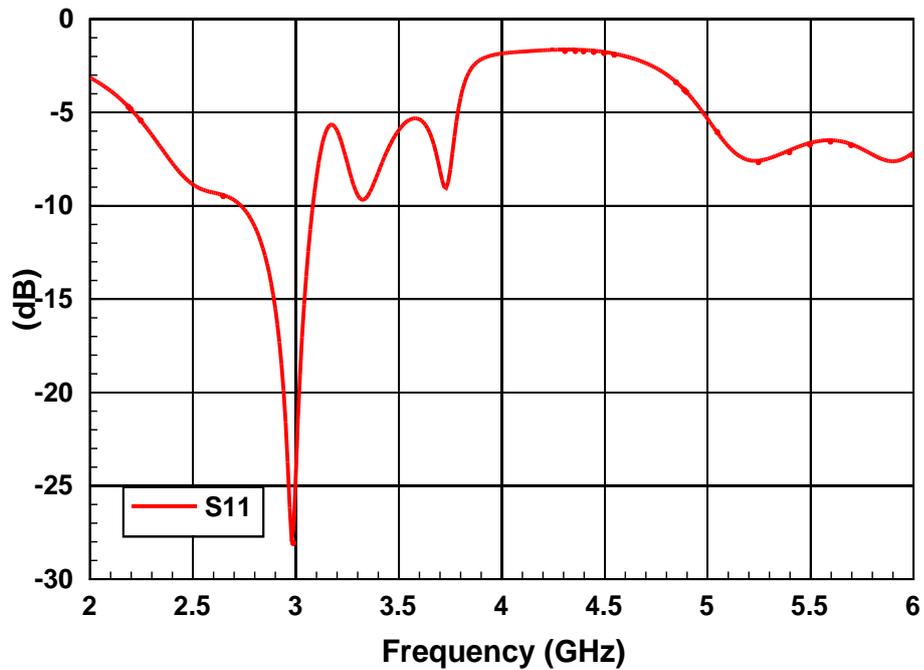


圖 6-23 串接第三級匹配網路後之 S 參數模擬圖

步驟八：

設計共振頻率 $f_0 = 3.63 \text{ GHz}$ 的匹配單元，在此稱為 MU_2 。圖 6-24 為使用模擬軟體 HFSS 所設計出的匹配單元電路圖，尺寸參數分別為 $w_1 = 4.43 \text{ mm}$ ， $w_2 = 0.25 \text{ mm}$ ， $v = 1.98 \text{ mm}$ 。圖 6-25 為去嵌化所得到的 Z_{in} 參數，可知 MU_2 的確在頻率 f_2 時阻抗接近零而呈現短路效果。

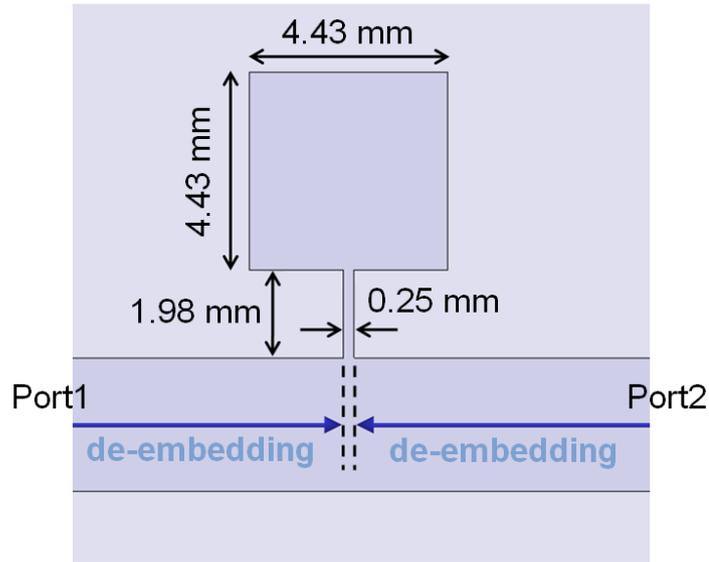


圖 6 - 24 匹配單元(MU₂)電路圖

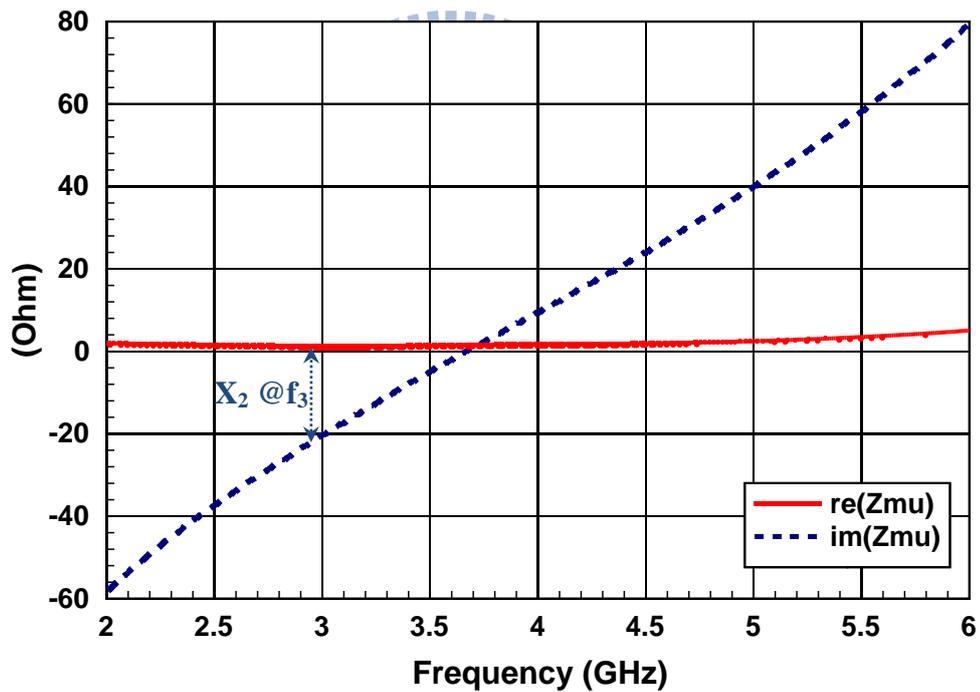


圖 6 - 25 MU₂之輸入阻抗 Z_{mu} 模擬圖

步驟九：

將MU₁與MU₂分別置於第三級匹配殘段上距離饋入傳輸線 $\lambda_1/4$ 及 $\lambda_2/4$ 的位置並進行長度補償。首先，在頻率 f_2 將 $\lambda_1/4$ 進行電氣長度的轉換可得到 $\theta_d = 0.4785$ ，又從圖 6 - 18 可知 X_1 於頻率 f_2 為 -41.2，將值帶入式(6.9)中可得 $t_1 = 0.3295$ 。

接著在頻率 f_3 將殘段長度 l_{sn} 與 $\lambda_1/4$ 的電氣長度相減後可推得 $t = 2.6607$ ，並且同樣由圖 6 - 18 可看出 X_1 於頻率 f_3 為 -62.7，把值帶入式(6.5)中可得 $K_s = -0.4082$ 。

最後，利用圖 6-25 得知 X_2 於頻率 f_3 為-21.2，並配合 K_s 值代入式(6.7)後便可求得 $\theta_x = 0.2050$ ，將各段長度相加後可得到補償後的殘段長度為 11.9 mm，圖 6-26 為匹配完成的電路圖，電路尺寸經微調使匹配效果最佳化。圖 6-27 為電路實作圖，其S參數之模擬與量測比較結果如圖 6-28 所示， f_1 、 f_2 與 f_3 三個頻率的頻飄效應分別為 2.1 %、1.9 % 以及 1.7 %，整體而言兩者曲線特性一致。表 6-5 為本匹配電路性能之整理，證明在三個操作頻率均有良好的匹配效果。

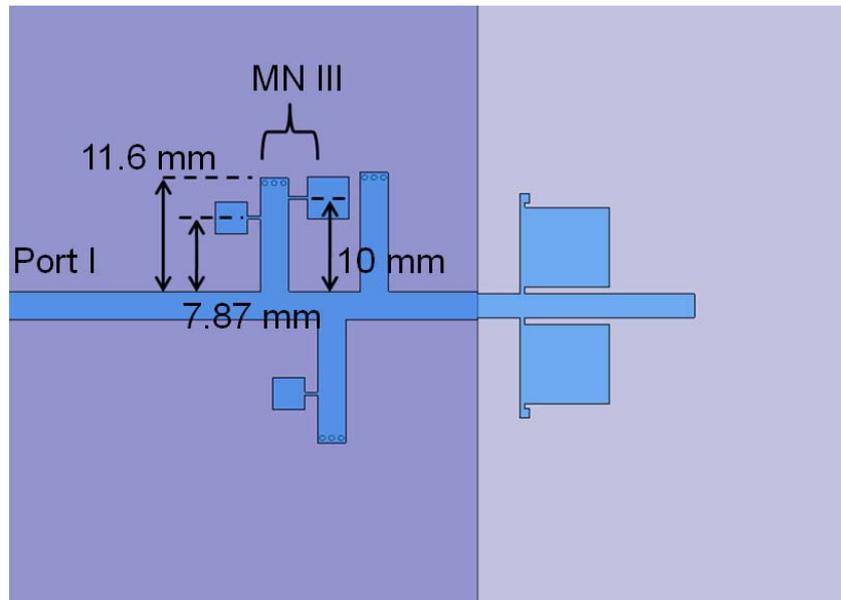


圖 6-26 完成三頻匹配之電路

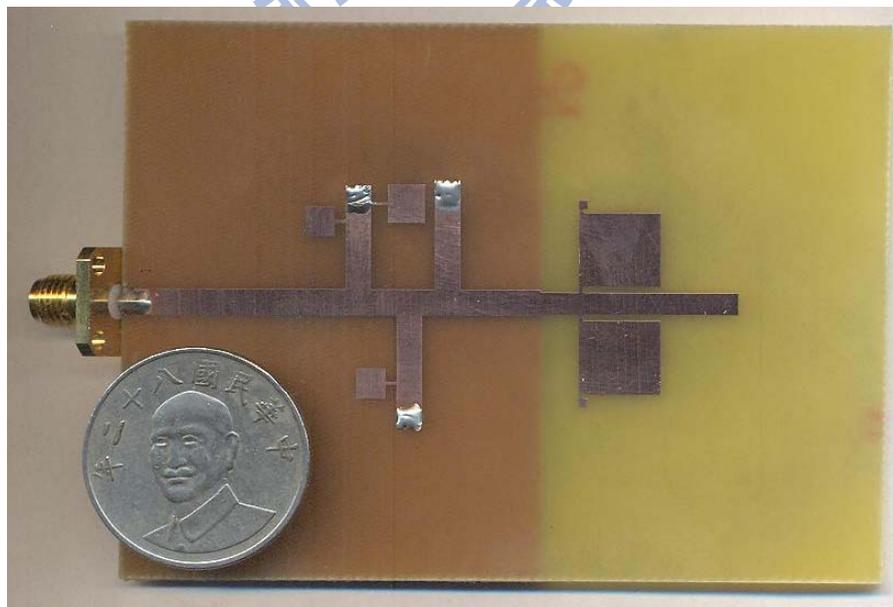


圖 6-27 電路實作圖

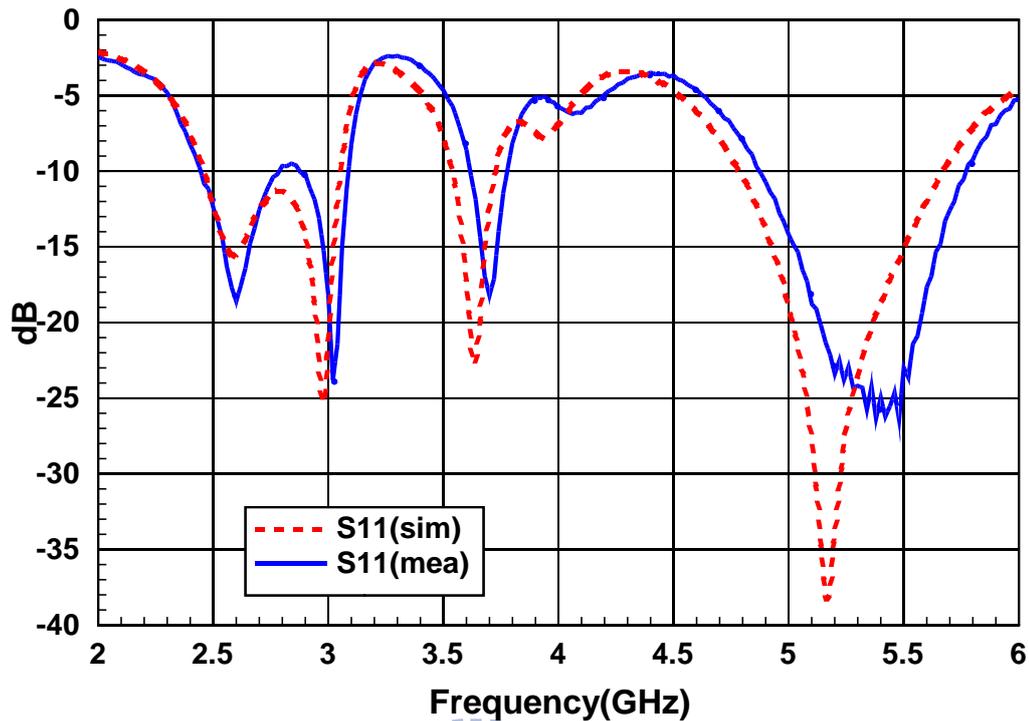


圖 6-28 匹配電路 S 參數模擬與量測結果比較

表 6-5 匹配效果整理

電路性能 操作頻率	反射損耗(dB)		10 dB 匹配頻寬(%)	
	模擬/量測		模擬/量測	
f_1	34.5/24.2		16.9/17	
f_2	22.8/18.2		5/4.6	
f_3	22.9/23.8		8.4/7.3	

6.4 討論

本章延續前一章之理論，利用相同的概念，成功將匹配理論擴展至三頻甚至是多頻的操作。此特性亦是本匹配理論最大的潛在價值，因為鮮有匹配網路可藉由一致的概念而行伸至任意多頻的匹配。

然而，本理論雖保證可將負載匹配於任意多個頻率點，但卻無法確保其匹配頻寬。當新負載阻抗 Z_L' 落在難以匹配的極端情況（例： Z_L' 實部阻抗接近零歐姆），所得到的單殘段匹配解長度均會過長，這除了使電路尺寸大幅增加，亦會使匹配頻寬過窄。以工程的角度來看，為避免此問題，可考慮加入額外的電路元件來改變 Z_L' ，使電路獲得更佳的匹配效果。

第七章 結論

為因應通訊系統朝多頻、多模操作發產的趨勢，本論文以後設材料中的葷狀結構為出發點，提出兩種新型三頻雙工電路以及一種多頻匹配方法，為多頻系統可能遭遇到的訊號傳輸以及阻抗匹配問題提出全新的解決方案。

對於電路設計之部份，本論文於第三章提出新式的雙頻葷狀結構，並將其應用到三頻雙工環路器之中，使原本需要三層基板的電路縮減為兩層，大幅降低電路製作成本以及電路厚度。該章利用雙頻葷狀結構金屬片於共振頻率時的電流分佈，找出主導的共振模態，並由不同的結構尺寸參數觀察共振頻率偏移之趨勢，進一步驗證對於模態的推論，並提供設計上的準則。章節最後，應用三組不同共振頻率的新式雙頻葷狀結構，提出一操作於 WiMAX (3.5 GHz)、WiFi (2.45 GHz) 以及 GSM (1.8 GHz) 頻段的改良型三頻雙工環路器，可應用於不同系統間的整合。此外，本論文中雖將新式雙頻葷狀結構作為電路的改良元件，但其獨特的雙頻濾波效果，未來亦可應用於其他微波電路的開發與改良。

於論文第四章中，則是延續前一章的概念，進一步改良三頻雙工環路器，提出三頻 T 型電路的設計。該章重新分析三頻雙工環路器的電路運作機制，將電路中雙頻濾波器拆解並化簡，成功以更單純的 T 型架構與單頻葷狀結構來實現三頻雙工環路器所具備的電路功能。該電路設計原理簡單，不但降低電路複雜度，亦大幅提升電路之性能。該章最後設計一個操作頻率同為 WiMAX (3.5 GHz)、WiFi (2.45 GHz) 及 GSM (1.8 GHz) 的三頻雙工 T 型電路，由模擬與量測之結果可證明該電路不但具備相同的運作機制，亦擁有更大的操作頻寬與更低的訊號介入損耗。

至於多頻匹配方法的討論，本論文於第五章提出一種全新的雙頻匹配方法。該匹配方法主要是將兩級匹配於不同頻率的單殘段匹配網路串接，利用匹配單元的設計使兩級匹配網路互不干擾，進而達成雙頻匹配之效果。該章以葷狀結構作為匹配單元設計的出發點，但鑑於匹配網路的實用性，故進一步提出新型的匹配單元結構，該結構除了具備與葷狀結構類似的共振腔特性，而且結構簡單，僅需以單層 PCB 印刷電路板即可實現，使匹配電路能應用於絕大多數的負載電路當中。當匹配單元與單殘段匹配網路結合，其於非共振頻率的電抗值會對匹配效果產生嚴重影響，本論文利用改變殘段長度來補償電抗，使兩操作頻率均能擁有良好的匹配效果。最後該章以平板式雙頻單極天線作為負載電路，將其匹配至頻率 5.5 GHz 與 2.44 GHz 來驗證理論。與傳統的雙頻匹配方法比較可發現，本雙頻匹配方法設計彈性大，可匹配任意之負載，且具備高頻上的優勢，深具應用的價值。

本論文所提出的雙頻匹配方法最大特點在於其推展至多頻匹配的設計彈性。論文第六章中即以前述的雙頻匹配理論為基礎，提出全新的三頻匹配網路，並進一步歸納其設計流程，將其一般化為任意多頻匹配方法。該章利用多級的單殘段匹配網路串接作為多頻匹配的主體，接著利用匹配單元來阻隔各級網路之間的影响，使之達成多頻匹配的效果。由於多頻匹配中，匹配殘段可能配置兩個以上匹配單元，故該章修正殘段長度補償

之原理，提出適用於多個匹配單元的殘段長度補償方法。於該章最後，為驗證多頻匹配理論，以平板式三頻單極天線為負載電路，利用三級的匹配網路串接，成功將負載匹配至頻率 5.19 GHz、3.63 GHz 以及 2.97GHz 這三點頻率。電路中的尺寸與理論計算值具有高度穩合性，且匹配效果良好，證明該匹配理論確實有擴展至多頻匹配的設計彈性。

然而，本論文雖具創新但仍不盡完美，尚有數項研究空間值得未來從事相關研究者加以探討並改善之：

一、本論文於第三、四章提出的三頻雙工電路，其濾波性能均取決於葦狀結構的設計；由於單一個葦狀結構僅為獨立的共振腔，可產生的濾波頻寬有限，故未來可採用多級葦狀結構的組合或是頻寬可設計的濾波器來取代單一葦狀結構的設計，使電路操作於較寬的頻帶。

二、由於所設計的微波電路並未加入縮小化之設計，致使電路尺寸稍嫌過大，未來可以此為方向對電路進行改良。可能的縮小化方法有：改用高介電係數基板縮短等效波長，或是引入蜿蜒線(meander line)的設計來增加電流傳輸路徑。

三、對於匹配設計的部份，由於論文中的匹配單元僅可視為窄頻短路元件，這將使設計出的匹配頻寬受到限制而無法達到寬頻匹配的目的。未來可尋找其它種寬頻的匹配單元結構以解決此問題。

四、在多頻匹配的設計過程中，若新負載阻抗 Z_L' 的匹配必須採用較長的傳輸線長度才能達到匹配效果(例： Z_L' 實部阻抗接近零歐姆)，這將使電路尺寸大幅增加，亦得不到良好的匹配頻寬。為解決此問題，則可考慮加入額外的電路元件來改變 Z_L' ，使其不致於落在極端的情況。



參考文獻

- [1] H. Hashemi and A. Hajimiri, "Concurrent multiband low-noise amplifiers-theory, design, and applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, pp. 288-301, Jan 2002.
- [2] Y. Takayama, *et al.*, "Microwave dual-band power amplifiers using two-frequency matching," *Electronics and Communications in Japan (Part II: Electronics)*, vol. 89, pp. 17-24, 2006.
- [3] A. Dutta, *et al.*, "Parasitic-aware robust concurrent dual-band matching network for a packaged LNA," *IET Microwaves Antennas & Propagation*, vol. 3, pp. 1094-1101, Oct 2009.
- [4] G. Castaldi, *et al.*, "A dual-band Chebyshev impedance transformer," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 39, pp. 141-145, Oct 2003.
- [5] G. Castaldi, *et al.*, "AN EXACT SYNTHESIS METHOD FOR DUAL-BAND CHEBYSHEV IMPEDANCE TRANSFORMERS," *Progress in Electromagnetics Research-Pier*, vol. 86, pp. 305-319, 2008.
- [6] A. Fukuda, *et al.*, "Novel 900 MHz/1.9 GHz dual-mode power amplifier employing MEMS switches for optimum matching," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 121-123, Mar 2004.
- [7] H. K. Chiou, *et al.*, "Band switching matching networks for SiGe 2.4/5.2/5.8 GHz dual-band three-mode low noise amplifier," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 2717-2721, Nov 2007.
- [8] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*: Wiley, 2005.
- [9] D. Sievenpiper, *et al.*, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059-2074, Nov 1999.
- [10] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Sov. Phys.-Usp.*, vol. 10, pp. 509-514, Jan-Feb 1968.
- [11] 張榮原, "切換式多平面掃描 CRLH 洩漏波天線與三頻雙工環路器設計," 電信工程研究所, 國立交通大學, 民國 98 年.
- [12] Y. Zhang, *et al.*, "Patch array as artificial magnetic conductors for antenna gain improvement," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 35, pp. 172-175, Nov 2002.
- [13] J. R. Sohn, *et al.*, "Comparative study on various artificial magnetic conductors for

- low-profile antenna," *Progress in Electromagnetics Research-Pier*, vol. 61, pp. 27-37, 2006.
- [14] A. Lai, *et al.*, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, pp. 34-50, Sep 2004.
- [15] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications," *Ieee Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2936-2946, Oct 2003.
- [16] M. Fan, *et al.*, "Advance in 2D-EBG research," *J. Infrared Millim. Waves*, vol. 22, 2003.
- [17] 王士元, "蕈狀結構結合懸置微帶線的多頻 EBG 特性," 電信工程研究所, 國立交通大學, 民國 97 年.
- [18] D. H. Lee, *et al.*, "Dual-frequency dual-polarization antenna of high isolation with embedded mushroom-like EBG cells," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, pp. 1764-1768, Jul 2007.
- [19] L. Yang, *et al.*, "A spiral electromagnetic bandgap (EBG) structure and its application in microstrip antenna arrays," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Vols 1-5*, W. Hong, *et al.*, Eds., ed, 2005, pp. 2121-2124.
- [20] H.-H. Xie, *et al.*, "A novel multi-band electromagnetic band-gap structure," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 9, pp. 67-74, 2009.
- [21] X. L. Bao and M. J. Ammann, "Design of Compact Multi-band EBG Structures," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-4.
- [22] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2 ed.: Wiley, 1997.
- [23] N. H. L. Koster and R. H. Jansen, "The microstrip step discontinuity - A revised description," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, pp. 213-223, Feb 1986.
- [24] K. C. Gupta, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2 ed.: Artech House Publishers, 1996.
- [25] L. Peng and C. L. Ruan, "A microstrip fed monopole patch antenna with three stubs for dual-band WLAN applications," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 21, pp. 2359-2369, Dec 2007.
- [26] R. K. Gupta, "Printed tri-band monopole antenna structures for wireless applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, pp. 1781-1785, Jul 2009.