

國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班

碩士論文

多頻道天線與雙工器之整合設計及低溫陶瓷共燒濾波器

Multi-Band Integrated Antennas and Diplexers on Printed
Circuit Boards and Low Temperature Co-fired Ceramics
(LTCC) Filter

研 究 生：吳旭昇

(Syu-Sheng Wu)

指 導 教 授：林育德 博士

(Dr. Yu-De Lin)

中 華 民 國 九 十 四 年 六 月

多頻道天線與雙工器之整合設計及低溫陶瓷共燒濾波器
Multi-Band Integrated Antennas and Diplexers on Printed
Circuit Boards and Low Temperature Co-fired Ceramics
(LTCC) Filter

研究生：吳旭昇

Student : Syu-Sheng Wu

指導教授：林育德博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin

國立交通大學

電信工程學系碩士班



A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年六月

多頻道天線與雙工器之整合設計及低溫陶瓷共燒濾波器

研究生：吳旭昇

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

通訊系統前端的射頻元件整合模組，通常只包括雙工器與兩個不同頻段的帶通濾波器，隨著前端射頻模組的高度整合化，雙頻天線與雙工器之整合設計在未來的研究與通訊產品設計中也將是一個無可避免的趨勢。在本論文中，以 Ansoft HFSS 全波分析軟 作為設計之工具，提出雙頻天線和雙工器的整合設計以應用於無線區域網路（Wireless Local Area Netowrk, WLAN）系統。本文中所提出的雙頻天線結構，是將原本的四分之一波長單極天線（ $\lambda/4$ monopole antenna）加入袖型(sleeve)結構以達到雙頻與寬頻的效果。雙工器部份則是利用步階阻抗諧振腔帶通濾波器與四分之一波長平行耦合帶通濾波器 加而成。sleeve 雙頻天線架構在 2.4 GHz 與 5 GHz WLAN 頻段分別具有 22.49%和 32.58% 的阻抗頻寬。此雙頻天線和雙工器的整合架構將能夠滿足 2.4 GHz 和 5.2 GHz WLAN 系統的需要。此外我們選用合適帶通濾波器的集總元件 電路模型，有效地利用低溫共燒陶瓷（Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC）製程設計出符合 WLAN 2.4GHz 帶通濾波器規格的帶通濾波器，以期達到 積小，高選擇性，具有高整合度的元件。

Multi-Band Integrated Antennas and Diplexers on Printed Circuit Boards and Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) Filter

Student: Syu-Sheng Wu

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract



The integrated RF front-end module of communication systems usually only includes a diplexer and two different bandpass filters. As the RF front-end module becomes highly integrated, the integrated design of a dual-band antenna and a diplexer will be in great trends for research and commercial products in the future. In the paper, Ansoft HFSS full wave simulator is used to be the design tool. The purpose of this paper is to propose a new integration design of a dual-band antenna and a diplexer that can be applied to the Wireless Local Area Network (WLAN) system. The dual-band antenna structure proposed by this paper is constructed by the original quarter wavelength ($\lambda/4$) monopole antenna plus a sleeve structure. This improvement is expected to help obtain the wide bandwidth and dual-band effect. The diplexer is composed of stepped impedance resonator bandpass filter and $\lambda/4$ parallel coupled microstrip line bandpass filter. The proposed dual-band antenna structure possesses 22.49% and 32.58% impedance bandwidth under the WLAN band of 2.4 GHz and 5 GHz. The proposed integrated structures of the dual-band antenna and the diplexer can meet the requirements of the 2.4 GHz and 5.2 GHz WLAN systems. Besides, in order to obtain a WLAN bandpass filter with the specific of 2.4GHz, we apply LTCC to effectively process the selected suitable lumped element circuit model of the bandpass filter. The newly designed WLAN bandpass filter will be of small size, of high selectivity and highly integrated.

謝 誌

本論文之所以可以有點小成，首要感謝的就是我的指導教授——林育德博士。老師在我這兩年的研究所生涯中，引領我進入微波領域，老師熱心的教導與溝通我對無線通訊系統與天線研究領域能有一定程度的了解，更 我學會了如何作好研究工作。以及感謝口試委員：李慶烈教授、張志揚教授與沈志文博士，能在口試時對於學生的論文內容加以指導，使得此論文得以更加完善。

除了老師，在此衷心感謝目前於美磊科技任職的鄭謹鋒學長，對於論文中所設計的 LTCC 帶通濾波器提供許多 貴的建 與經 。

也感謝實 室的同學捲毛、少年阿霖、熱愛回家的哲維與活力十足的學弟們，能互相討論學有不足之處，琢磨砥 彼此的上進心。

最後，我要表達我對家人與女友的感謝之意，因為有他們的全力支持，我才能無後 之憂地完成研究所的學業。



目 錄

第一章 導論.....	1
1.1 工程背景與動機.....	1
1.2 章節內容簡介.....	2
第二章 sleeve單極天線與雙工器之整合設計.....	3
2.1 sleeve單極天線.....	3
2.1.1 單極天線與 sleeve單極天線介紹.....	3
2.1.2 sleeve單極天線之設計.....	5
2.1.3 模擬與量測結果.....	8
2.2 雙工器.....	10
2.2.1 雙工器介紹.....	10
2.2.2 雙工原理與設計.....	10
2.2.3 模擬與量測結果.....	19
2.3 天線與雙工器之整合電路.....	20
2.3.1 天線與雙工器整合電路架構設計.....	20
2.3.2 模擬與量測結果.....	21
第三章 低溫陶瓷共燒帶通濾波器.....	24
3.1 濾波器介紹.....	24
3.2 三階交錯耦合濾波器.....	24
3.3 低溫陶瓷共燒帶通濾波器設計.....	29
3.3.1 電容設計.....	30
3.3.2 電感設計.....	33
3.3.3 模擬結果與討論.....	34
第四章 結論.....	38
參考文.....	39

圖 錄

圖 2-1、偶極天線與單極天線電流分佈(a)半波長偶極天線(b)1/4 波長單極天線.....	3
圖 2-2、長度為 L 的 sleeve 單極天線電流分佈.....	
(a) sleeve 單極天線電流分佈.....	
(b) $L = \lambda_1/4$ 時的電流分佈.....	
(c) $L = \lambda_2/4$ 時的電流分佈.....	4
圖 2-3、CPW-fed 四分之一波長單極天線結構圖.....	6
圖 2-4、四分之一波長單極天線阻抗 化圖.....	6
圖 2-5、sleeve 單極天線結構圖.....	7
圖 2-6、S 參數隨著 sleeve 位置的 化.....	7
圖 2-7、雙頻 sleeve 單極天線實 電路圖.....	8
圖 2-8、雙頻 sleeve 單極天線 S 參數模擬與量測頻率 應圖.....	8
圖 2-9、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型.....	9
圖 2-10、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型.....	9
圖 2-11、雙工器的基本架構.....	10
圖 2-12、使用 入耦合輸入的步階阻抗諧振腔.....	11
圖 2-13、(a)奇模激發(b)偶模激發.....	12
圖 2-14、(a)SIR 諧振頻率與結構參數的 係圖.....	
(b)SIR 的首兩個高階諧振頻率對基頻頻率的比值.....	13
圖 2-15、(a)步階阻抗諧振腔帶通濾波器電路圖.....	
(b)步階阻抗諧振腔帶通濾波器結構圖.....	14
圖 2-16、步階阻抗諧振腔帶通濾波器頻率 應模擬圖.....	14
圖 2-17、(a)平行耦合微帶線帶通濾波器電路圖.....	
(b)平行耦合微帶線帶通濾波器結構圖.....	15
圖 2-18、平行耦合微帶線帶通濾波器頻率 應模擬圖.....	15
圖 2-19、雙工器架構圖.....	16
圖 2-20、不同的 L_1 所得到的各頻率輸入阻抗.....	17
圖 2-21、不同的 L_2 所得到的各頻率輸入阻抗.....	17
圖 2-22、(a)雙工器電路圖(b) 雙工器電路架構圖.....	18

圖 2-23、雙工器頻率 應模擬圖.....	18
圖 2-24、雙工器實 電路圖.....	19
圖 2-25、模擬與量測 S 參數頻率 應圖.....	19
圖 2-26、天線與雙工器整合電路架構圖.....	20
圖 2-27、微帶線輸入轉 CPW 輸入轉換器.....	21
圖 2-28、轉換器頻率 應模擬圖.....	21
圖 2-29、天線與雙工器整合電路實 圖.....	21
圖 2-30、天線與雙工器整合電路頻率 應模擬與量測圖.....	22
圖 2-31、天線與雙工器整合電路頻率 應圖.....	22
圖 2-32、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型.....	23
圖 2-33、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型.....	23
圖 3-1、(a)三階交錯耦合低通濾波器集總電路原型.....	
(b)三階交錯耦合帶通濾波器集總電路原型.....	24
圖 3-2、基本型的三階梳型濾波器集總電路模型.....	25
圖 3-3、改良式三階梳型濾波器即總電路模型.....	25
圖 3-4、(a)訊號由埠 1 經串聯電容到達埠 2 後的相位差.....	26
(b)訊號由埠 1 經串聯電感到達埠 2 後的相位差.....	26
(c)訊號由埠 1 經電容與電感並聯形成的共振腔後到達埠 2 後的相位差.....	27
(d)訊號由埠 1 經梳型濾波器電路模型到達埠 2 後的相位差.....	27
圖 3-5、改良式三階梳型濾波器多重通道示意圖.....	28
圖 3-6、(a) C_{13} 與 origin circuit 的 Y_{21} 參數大小與相位位移.....	
(b)改良式三階梳型濾波器可能出現的頻率 應圖.....	28
圖 3-7、(a)、改良式梳型三階交錯耦合低通濾波器集總電路模型.....	
(b)、帶通濾波器頻率 應.....	29
圖 3-8、(a) π 型電容集總電路模型(b) π 型電容實 圖.....	30
圖 3-9、改良式梳型帶通濾波器電路模型的分解.....	31
圖 3-10、電感層與電容層示意圖.....	31
圖 3-11、(a)改良式梳型三階交錯耦合濾波器電容電路模型.....	
(b)改良式梳型三階交錯耦合濾波器電容實 結構.....	32

圖 3-12、電感佈局側視圖.....	33
圖 3-13、LTCC 電路佈局圖.....	34
圖 3-14、LTCC 帶通濾波器頻率 應.....	35
圖 3-15、LTCC 量測用架構.....	36
圖 3-17、LTCC 量測用架構等效電路模型.....	36
圖 3-17、via 金 柱數量造成的電感對濾波器的影	36



表 錄

表 2-1、單極天線的阻抗 化.....	6
表 2-2、雙頻天線的量測頻寬.....	8
表 3-1、訊號行經不同通道所造成的相位差.....	28
表 3-2、濾波器規格.....	28
表 3-3、LTCC 各項參數.....	31



第一章 導論

(Introduction)

1.1 工程背景與動機

由於近來無線通訊技術與電信服務型態的多元化發展，因此一套通訊設備通常不僅止於被要求工作在單一頻段，設計單一可工作於不同頻段的無線通訊模組，是目前產／學界所極力開發的目標，目前在無線通訊區域網路系統(Wireless Local Area Network, WLAN)已研發出將通訊系統前端的被動元件整合在一起的通訊模組，此通訊模組通常包括接收端與發射端的雙工器(diplexer)，以及不同工作頻段的低通或帶通濾波器等等.....。於天線與通訊模組的整合也將是未來通訊模組發展的重點之一，對此，本論文提出以印刷式電路板方式製作雙頻天線與雙工器的整合架構，加以應用於通訊系統前端區塊中。除此之外，如何將無線通訊產品推向輕、薄、短、小以及功能多元化更是目前的設計趨勢及重點。

隨著通訊系統的發展，縮小無線通訊系統接收端中帶通濾波器的積，並提升其選擇性，自然是目前十分重視的問題，低溫共燒陶瓷 (Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC)是一種實現射頻電路積化的技術，已被證在製作高頻通訊模組有許多利基，包括：①高品質因數，(High Q) ②內接導高導電率，③可應付大電流及優良的熱傳導特性，④可作極高層次的的電路板結構，⑤可直接作為 IC 封裝材料....等。利用多層陶瓷介質層間內埋金導的方法，將射頻電路中的被動元件由表面埋入各層介質中，藉由高介電常數以及提高空間使用率來減少表面積以達到電路積化的目的，實現電路輕、薄、短、小的目標。本論文使用此種方法來設計無線通訊系統接收端中的帶通濾波器，以期達到目前現有通訊系統所需要的帶通濾波器規格。並進一步設計適用於 WLAN 通訊系統前端包含雙頻天線、雙工器以及各個不同頻段的帶通濾波器的通訊模組。

1.2 章節內容簡介

本論文共分四章，第二章主要是介紹雙工器，雙頻天線以及其整合架構的設計實例及量測結果，第三章主要是介紹 LTCC 改良式三階梳型帶通濾波器的設計實例及模擬結果，最後於第四章作一簡單的結論。



第二章 sleeve 單極天線與雙工器之整合設計

(An Integrated Design of Sleeve Antennas and Diplexers)

本論中所設計之印刷式雙頻天線與雙工器整合架構，其主要架構分別是由 sleeve 單極天線，與由步階阻抗諧振腔帶通濾波器與四分之一波長平行耦合微帶線帶通濾波器所組合而成的雙工器所整合而來，因此本章節專門介紹 sleeve 單極天線、步階阻抗諧振腔濾波器的基本原理，以及雙頻天線、雙工器與其整合架構的各別設計與量測結果。

2.1 Sleeve 單極天線

2.1.1 單極天線與 sleeve 單極天線介紹 (sleeve monopole antenna)

四分之一波長單極天線 ($\lambda/4$ monopole antenna)[1]為一廣泛使用的天線，單極天線為偶極天線 (dipole antenna) 之簡化型，藉由地 (ground) 的映像效應 (Image) 產生與極天線相同之電流分佈，如圖 2-1，其電流分佈之通式為：

$$I(z) = I_m \sin \left[\beta \left(\frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (2-1)$$

I_m : maximum value of current

β : phase constant in free space

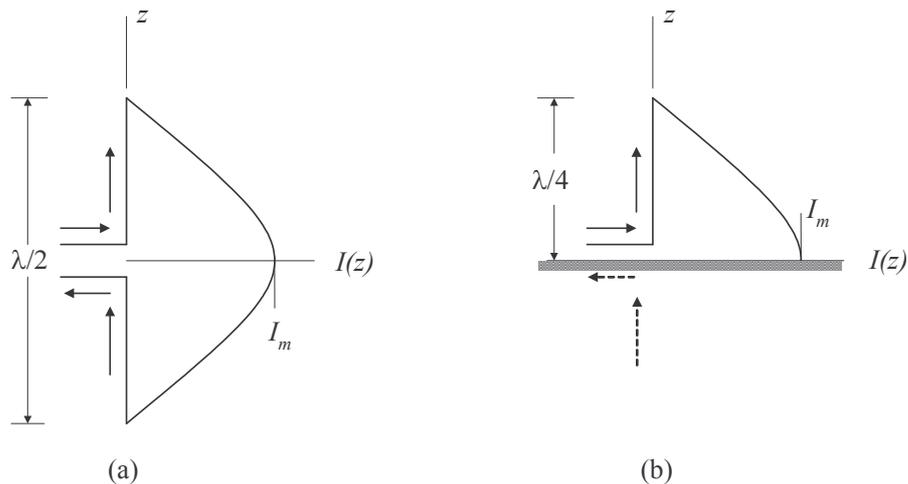


圖 2-1、偶極天線與單極天線電流分佈。

(a) 半波長偶極天線 (b) 1/4 波長單極天線。

由於單極天線與偶極天線上半部的電流與電荷分佈相同，因此在單極天線只有耦極天線一半長度的情形之下，會使得單極天線的端電壓只有偶極天線的一

半，結果得到單極天線的輸入阻抗會是偶極天線的一半。所以想得到單極天線的阻抗，可以從得到偶極天線的阻抗之後，再除以 2，以數學表示如下式：

$$Z_{A,mono} = \frac{V_{A,mono}}{I_{A,mono}} = \frac{\frac{1}{2}V_{A,dipole}}{I_{A,dipole}} = \frac{1}{2}Z_{A,dipole} \quad (2-2)$$

而獲得偶極天線阻抗的方法，可由天線的輻射功率來求得：

$$P_r = \frac{1}{2}R_r I_m^2 = \frac{1}{2} \iint (\vec{E} \times \vec{H}^*) r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2-3)$$

又

$$\vec{E} \times \vec{H}^* = \frac{|E_\theta|^2}{2\eta_0}, \quad E_\theta = j\omega\mu \sin \theta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int I(z') e^{j\beta z' \cos \theta} dz' \quad (2-4)$$

$$\therefore P_r = 30 I_m^2 \int_0^\pi \frac{\cos^2 [(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} d\theta = 36.54 I_m^2 \quad (W) \quad (2-5)$$

將(2-5)式的結果代入(2-3)式

$$\Rightarrow R_{r,dipole} = 2 \frac{P_r}{I_m^2} \cong 73 \quad (\Omega)$$

$$\Rightarrow R_{r,mono} = \frac{R_{r,dipole}}{2} = 36.5 \quad (\Omega) \quad (2-6)$$

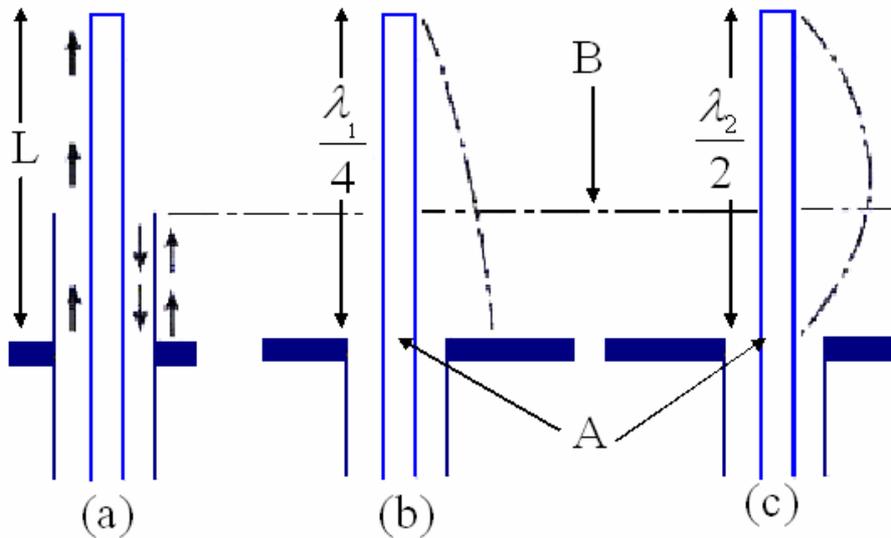


圖 2-2、長度為 L 的 sleeve 單極天線電流分佈

(a) sleeve 單極天線電流分佈 (b) $L = \frac{\lambda_1}{4}$ 時的電流分佈 (c) $L = \frac{\lambda_2}{2}$ 時的電流分佈

如圖 2-2(a)中所示，sleeve 外部結構有如一個輻射元件，而其內部結構可視作同軸電 傳輸線的外部導 。通常將 sleeve 的長度取為單極天線高度的 1/3 或者 1/2。上圖 2-2(b)為一長度為 $L=\lambda_1/4$ 且共振頻率為 f_1 的單極天線，上圖 2-2(b) 為一相同長度為 $L=\lambda_2/2$ 且共振頻率為 $f_2=2f_1$ 的單極天線，由圖 2-2(b)、2-2(c)可知，如果單極天線沒有 sleeve 結構時，位於餽入點的電流大小，會在不同的共振頻率下(例如在 f_1 與 f_2 兩個頻率下)相差頗大，因此沒有 sleeve 結構的單極天線無法同時在 f_1 和 f_2 達到輸入阻抗的阻抗匹配。藉由額外增加 sleeve 的結構使得原本的四分之一波長單極天線餽入點由 A 改 到 B 的位置，此時 sleeve 單極天線 入點的電流大小與共振頻率為 f_1 與 f_2 接近相同，即天線能在 f_1 與 f_2 的達到良好的輸入阻抗匹配，所以 sleeve 單極天線可以達到寬頻的效果

2.1.2 sleeve 單極天線之設計 (sleeve monopole antenna)

本論文中所使用的材質為 RO4003 板，其規格如下：

介電常數(Dielectric constant, ϵ_r) : 3.38

損耗正切(Loss tangent, $\tan \delta$) : 0.0025

導 金 : 銅(copper), 5.88×10^7

板材厚度 : 0.508mm

本論文設計時所用之模擬分析工具，是 Ansoft 公司所出版的 HFSS (High Frequency Structure Simulator)。所設計之天線，其工作頻段包含 2.4 GHz ISM 頻段與 5.25~5.35 GHz 及 5.725~5.825 GHz 供無線資訊傳輸設備(Unlicensed National Information Infrastructure) 使用之頻段。而天線 積方面，也是以盡量縮小 積為設計的原則。

對於傳統的雙頻天線來說 [2]，低頻頻率共振的頻寬表現往往不能令人滿意。為了克服這個缺點，特別利用 sleeve 單極天線結構設計來改進。首先，設計一個採共平面波導 入(coplanar waveguide fed, CPW-fed)方式且共振頻率為 2.4 GHz 的四分之一波長單極天線，其結構如圖 2-3。藉由模擬軟 可得到此單極天線於 1~7 GHz 輸入阻抗，由圖 2-4 中可明 看出，我們可藉由改 單極天線的寬度，改 天線阻抗實部與虛部的大小，調整適當的寬度之後如表格 2-1，可於令

此單極天線在 5~6 GHz 的阻抗實部為 50 歐姆，虛部為-140~-80 歐姆左右。因此，考慮在不重影單極天線架構的情況下，在原本的單極天線結構中加入額外結構可以使 5~6 GHz 頻段的輸入阻抗虛部消失，即可達到雙頻的效果。本論文中嘗試利用 sleeve 結構既可增加單極天線低頻的阻抗頻寬，也可用於調整此天線於 5~6 GHz 的輸入阻抗進而達成阻抗匹配。

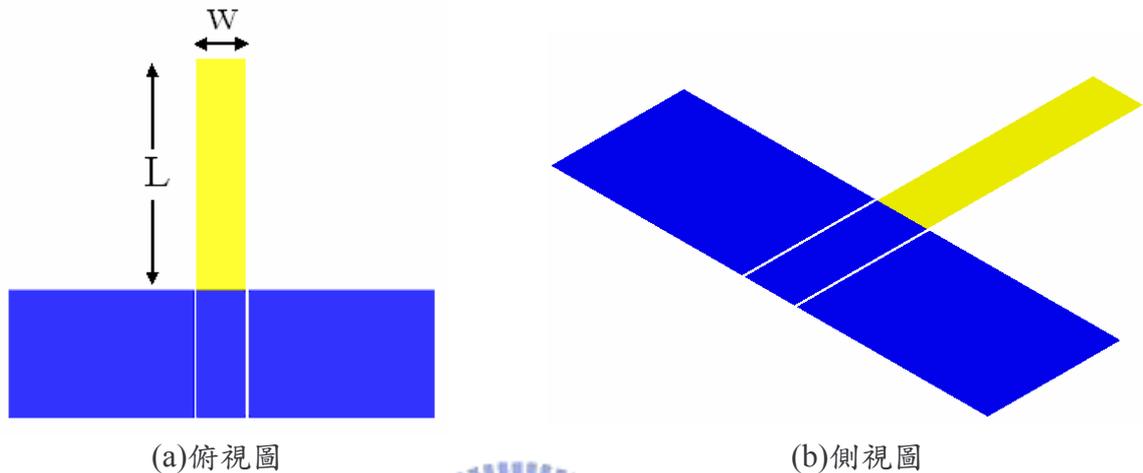


圖 2-3、CPW-fed 四分之一波長單極天線結構圖

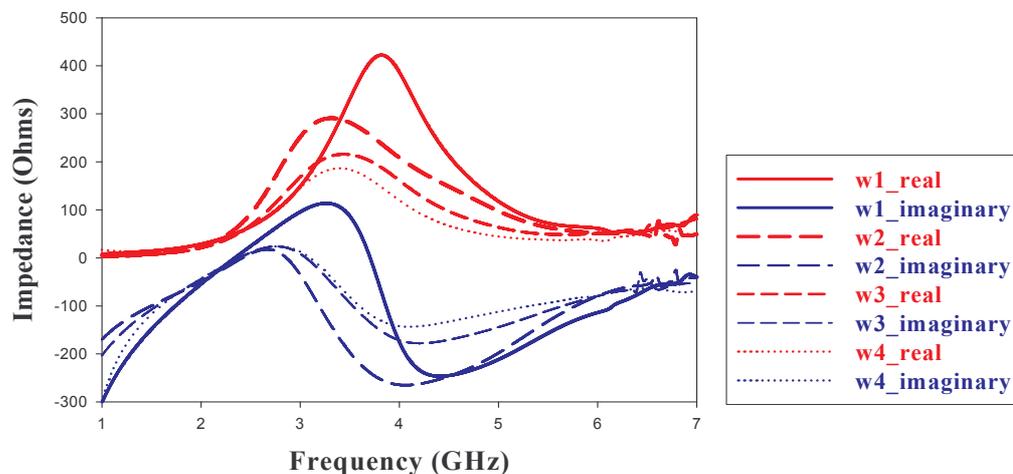
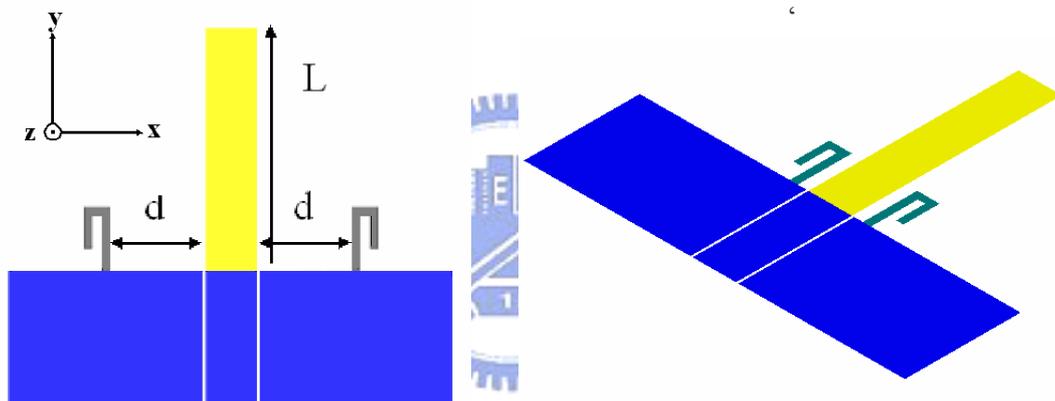


圖 2-4 四分之一波長單極天線阻抗的變化

W	real part(Ω)	imaginary part(Ω)
W1=4mm	120~60	-210~-100
W2=5mm	100~50	-200~-70
W3=6mm	57~50	-140~-80
W4=7mm	40~30	-110~-80

表格 2-1、單極天線的阻抗變化

根據上述想法，將 sleeve 單極天線結構，其結構如圖 2-5，以平板式印刷天線實現，此天線 入結構採用 CPW-fed 方式，低頻的共振頻率由圖 2-5 中的 L 所決定。sleeve 結構的總長度為 14 mm，調整 sleeve 與單極天線的距離於 1mm 時可使得此天線在 5~6GHz 達到良好的阻抗匹配，但此時低頻阻抗頻寬受到 sleeve 高度的影 過大，因此採用折 形式的 sleeve 架構，總長度為 14mm 其高度為 7.5mm，藉以降低 sleeve 結構高度對於低頻阻抗頻寬造成的影 。經由模擬結果發現，在不改 sleeve 結構總長度下，適當調整折 sleeve 的高度以及位置可以在不影 低頻阻抗頻寬的情況之下改 高頻頻段的頻寬。在本論文所做的實 中，文中設計的雙頻天線架構在 5GHz 與 2.4GHz WLAN 頻段分別具有 32.58% 和 22.49% 的阻抗頻寬。此天線架構將能夠滿足 2.4 GHz 和 5 GHz WLAN 系統的需要



(a)俯視圖 (b)側視圖
圖 2-5、sleeve 單極天線結構圖

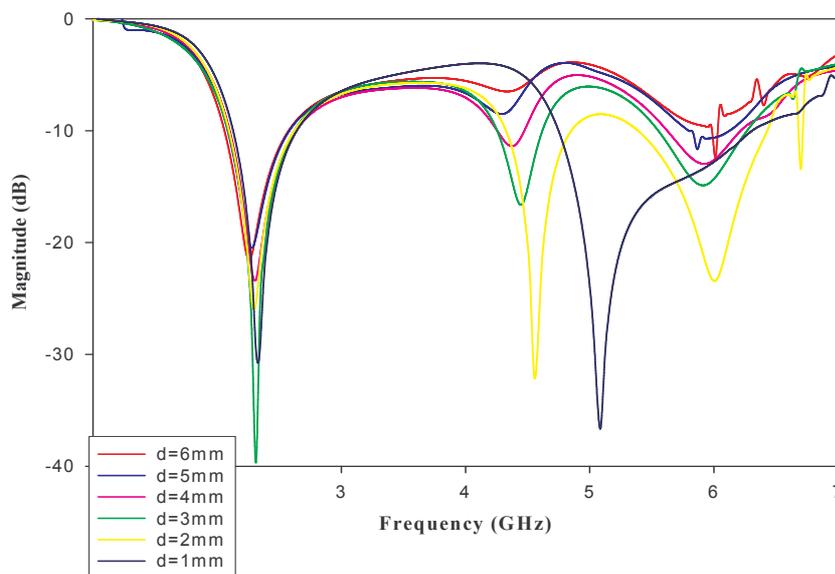


圖 2-6、S 參數隨著 sleeve 位置 化圖

2.1.3 模擬與量測結果

本論文中，使用 Agilent E5071A 量測頻率 應、HP 8530A 量測天線的場型。

其量測與模擬的頻率 應如圖 2-7 所示，量測到的數值如下表格 2-1：

共振頻率(GHz)	2.44	5.14
頻寬(GHz)	2.17~2.74	4.75~6.40

表格 2-2、雙頻天線的量測頻寬

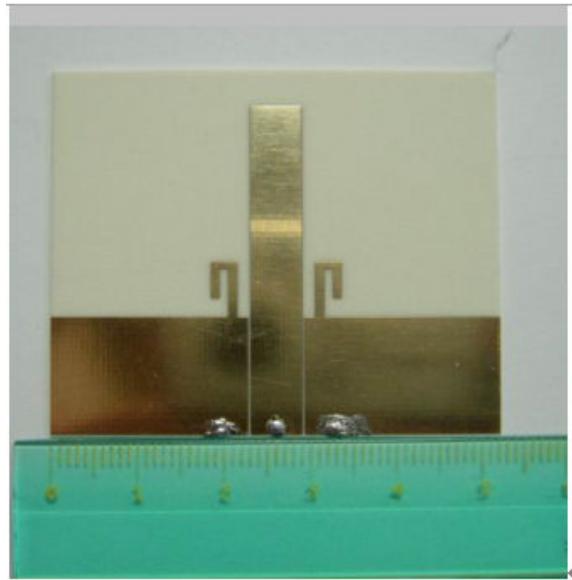


圖 2-7、雙頻 sleeve 單極天線實 電路圖

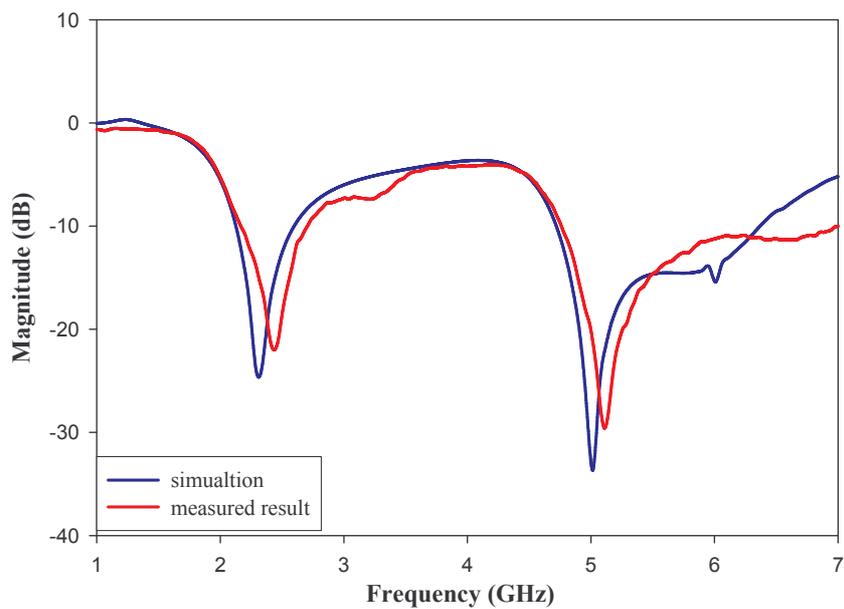


圖 2-8、雙頻天線 S 參數模擬與量測頻率 應圖

量測的遠場場型，如圖 2-9、圖 2-10 所示：

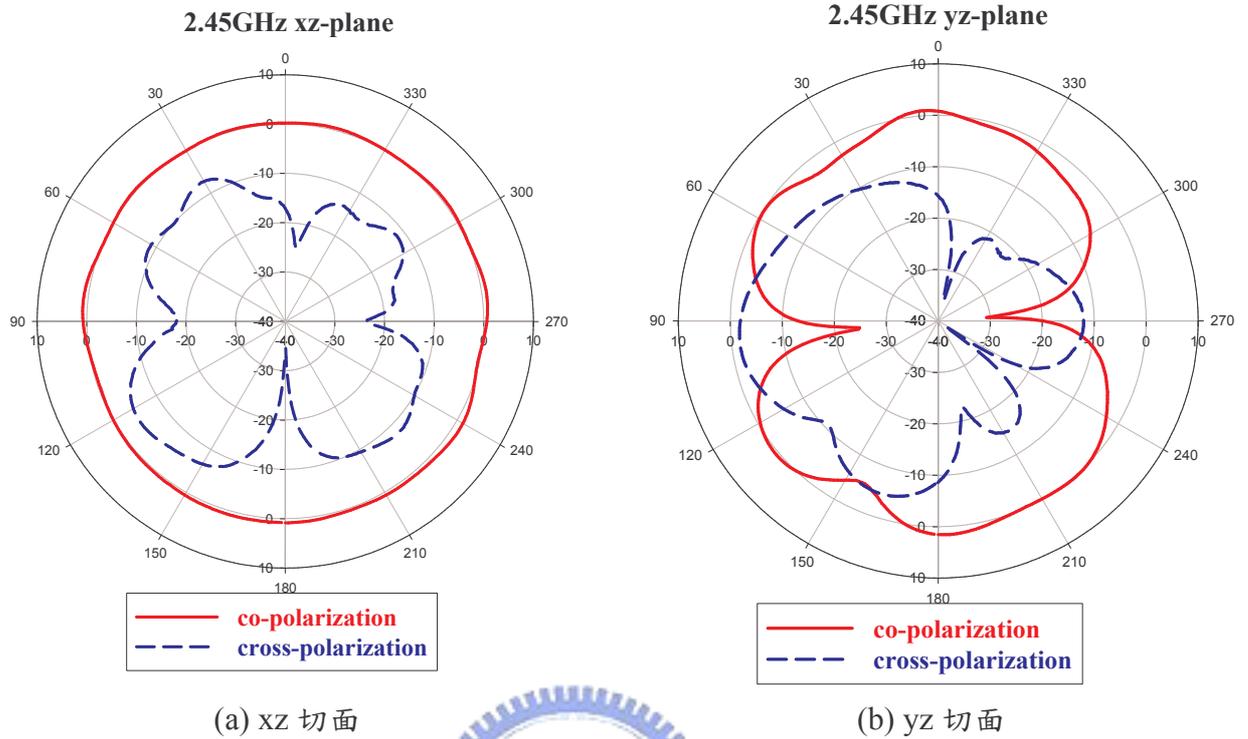


圖 2-9、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型

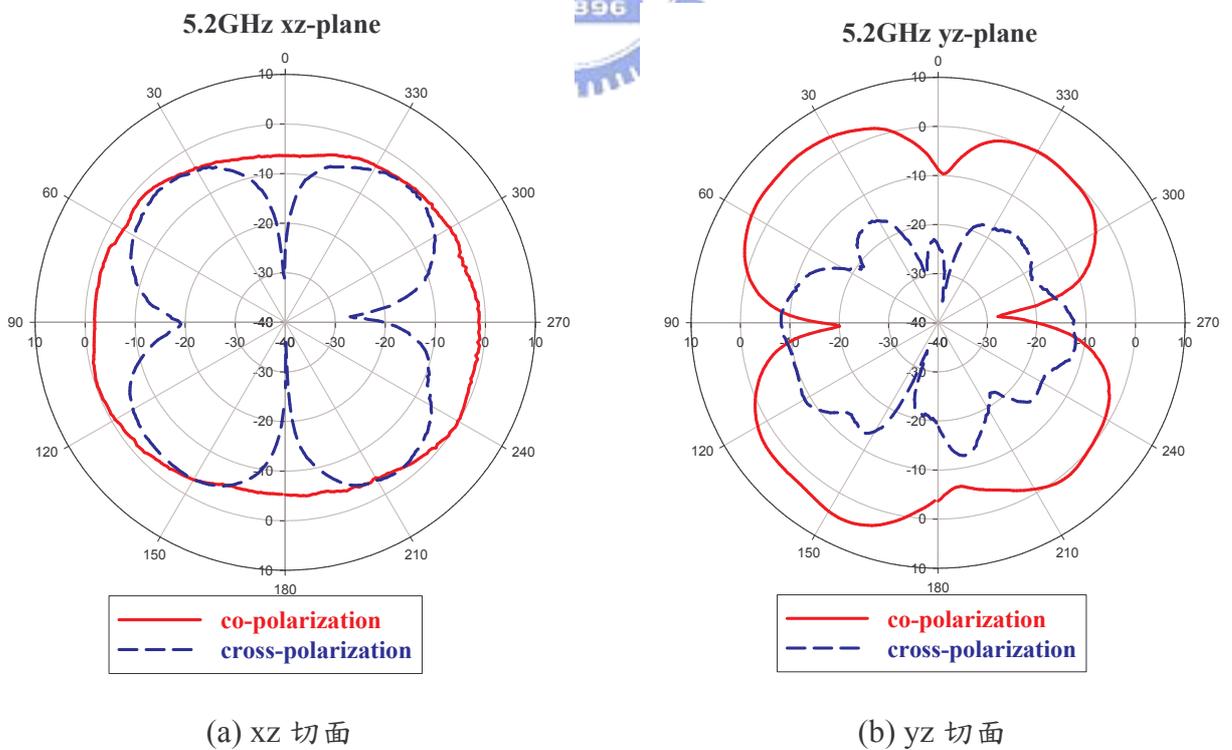


圖 2-10、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型

2.2 雙工器

2.2.1 雙工器介紹

多工器(multiplexer)是通信系統中相當重要的一部分，其功用是，根據不同的工作頻率在一個共有的埠和若干的埠(port)之間，選擇不同的通道傳送信號。依根據通道的數目、傳送信號的分頻或者合頻，將它們命名為雙工器(diplexer)、三工器(triplexer)、quadraplexer....等等。簡單來說，可以將雙工器視為一個將兩個濾波器結合的被動元件，具有不同頻段的濾波功能，可將原本完整的頻段分成兩個狹窄頻段，根據通訊系統所需要的不同頻段，在不同的埠輸出。

2.2.2 雙工器原理與設計

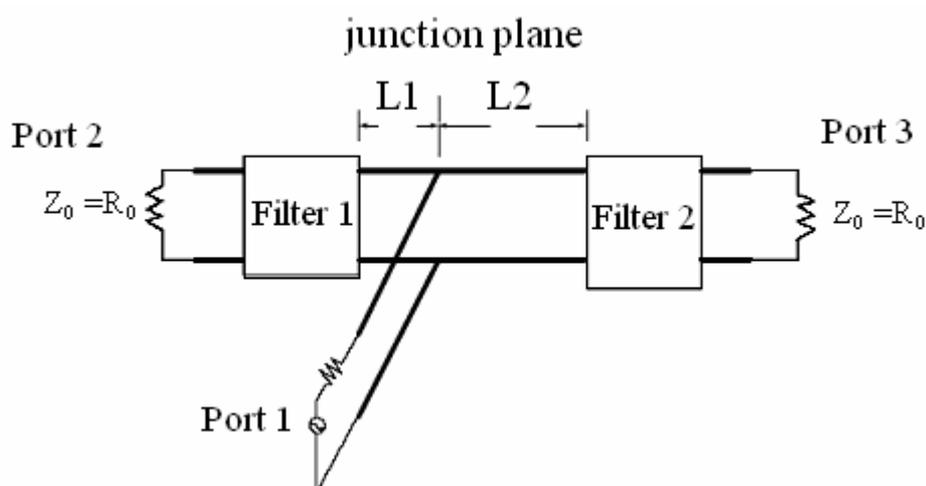


圖 2-11、雙工器的基本架構

雙工器的基本架構如圖 2-11 所示，首先，分別設計 WLAN 頻段所需要的帶通濾波器，其中 2.4 GHz 頻段的帶通濾波器利用步階阻抗諧振腔，SIR，(Stepped-Impedance Resonator)[3]架構實現之。5.25~5.35 GHz 頻段的帶通濾波器則使用常見的四分之一波長平行耦合微帶線帶通濾波器架構。本章節中所使用的材質為 RO4003 板，其規格如下：

介電常數(Dielectric constant, ϵ_r): 3.38

損耗正切(Loss tangent, $\tan \delta$): 0.0025

導 金 : 銅(copper), 5.88×10^7

板材厚度: 0.508mm

本論文設計時所用之模擬分析工具, 是公司所出版的 AWR Microwave Office 高頻電路模擬軟。所設計之濾波器, 其工作頻段包含 2.4GHz ISM 頻段與 5.25-5.35GHz 供無線資訊傳輸設備(Unlicensed National Information Infrastructure) 使用之頻段。首先設計中心頻率為 2.4GHz 步階阻抗諧振腔帶通濾波器, 其電路圖如圖 2-12 所示。

步階阻抗諧振腔基本設計原理:

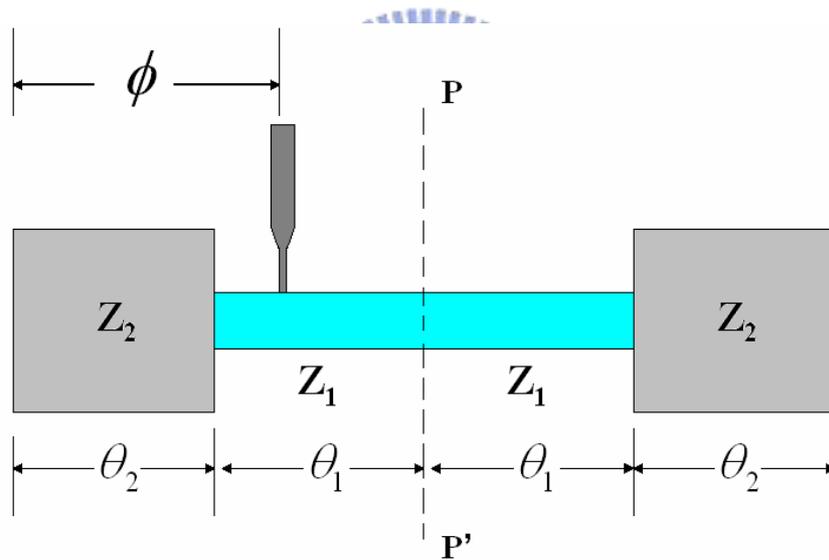


圖 2-12、使用 入耦合輸入的步階阻抗諧振腔

如圖 2-12 所示為一個典型的步階阻抗諧振腔, SIR, (Stepped-Impedance Resonator) 的結構, 其具有無限多個不平均間隔的諧振頻率, 每一個諧振頻率在共振腔上的電壓分佈會呈現出奇模(odd mode)或是偶模(even mode)的狀態, 在基頻諧振時電壓分佈是呈現奇模狀態, 而在第一高階諧振則是偶模狀態, 依此 推。步階阻抗諧振腔的諧振頻率可由圖 2-13 所推導出的兩個方程式得到。

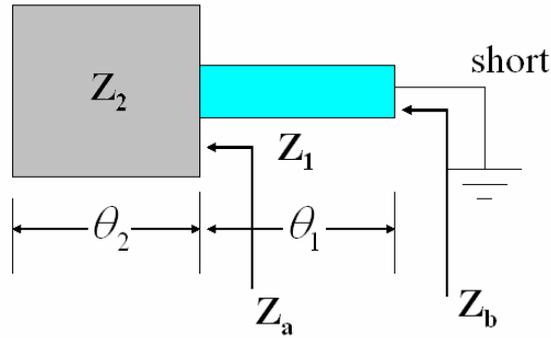


圖 2- 13(a)、奇模激發

藉由將圖 2-12 中的 P-P' 平面在奇模激發時視為虛接地，可求得下列推導方程式

$$Z_a = Z_2 \frac{Z_{open} + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 + jZ_{open} \tan \theta_2} = -jZ_2 \cot \theta_2$$

$$Z_b = Z_1 \frac{Z_a + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + jZ_a \tan \theta_1} = Z_1 \frac{j(Z_1 \tan \theta_1 - Z_2 \tan \theta_2)}{Z_1 + Z_2 \tan \theta_1 \cot \theta_2} = 0$$

$$Z_1 \tan \theta_1 - Z_2 \tan \theta_2 = 0$$

$$Z_1 + Z_2 \tan \theta_1 \cot \theta_2 = \infty$$

$$\rightarrow \tan \theta_1 = \frac{Z_2}{Z_1} \tan \theta_2$$

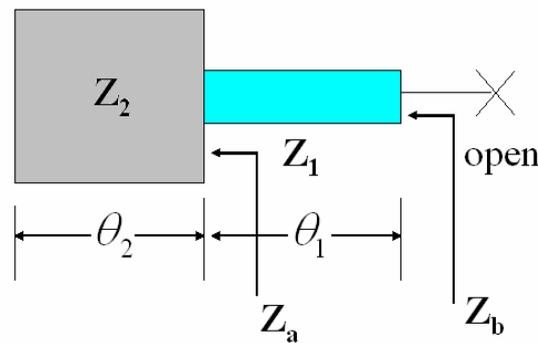


圖 2- 13(b)、偶模激發

藉由將圖 2-12 中的 P-P' 平面在偶模激發時視為虛接地，可求得下列推導方程式

$$Z_a = Z_2 \frac{Z_{open} + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 + jZ_{open} \tan \theta_2} = -jZ_2 \cot \theta_2$$

$$Z_b = Z_1 \frac{Z_a + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + jZ_a \tan \theta_1} = Z_1 \frac{j(Z_1 \tan \theta_1 - Z_2 \tan \theta_2)}{Z_1 + Z_2 \tan \theta_1 \cot \theta_2} = \infty$$

$$Z_1 \tan \theta_1 - Z_2 \tan \theta_2 = \infty$$

$$Z_1 + Z_2 \tan \theta_1 \cot \theta_2 = 0$$

$$\rightarrow \cot \theta_1 = -\frac{Z_2}{Z_1} \cot \theta_2$$

其中 θ_1 和 θ_2 分別表示微帶線特性阻抗為 Z_1 和 Z_2 時的電氣長度，而 R 為步階阻抗諧振腔的阻抗比，定義為

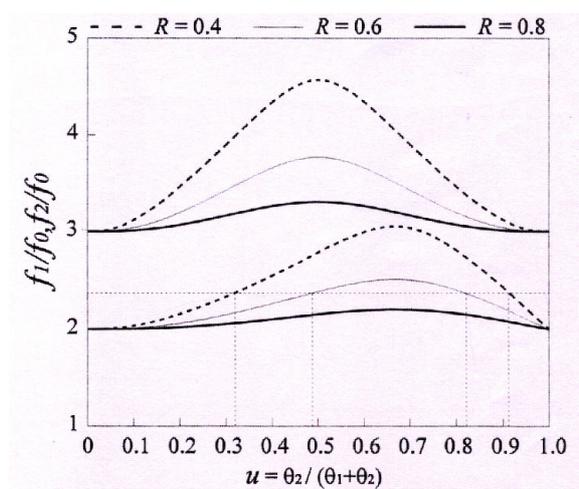
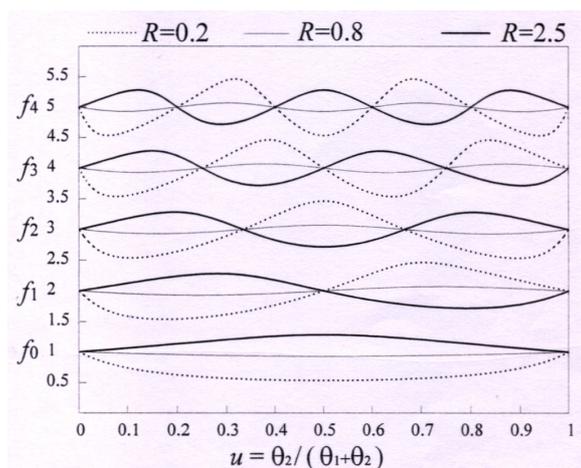
$$R = \frac{Z_2}{Z_1}$$

根據以上所推得的方程式可得到：

$$\tan \theta_1 = R \cot \theta_2 \quad (\text{奇模})$$

$$\cot \theta_1 = -R \cot \theta_2 \quad (\text{偶模})$$

舉例來說 $R=1$ 時 $\theta_1 + \theta_2 = \pi/2$ ，此時諧振腔的電氣長度為中心頻的半波長。因此我們可由上述的兩個方程式得知，改 諧振腔的阻抗比 R 值和高低阻抗的電氣長度(即 θ_1 和 θ_2)可以調整諧振腔的諧振頻率，圖 2-14 所示為步階阻抗諧振腔的諧振頻率與結構參數之間的 係圖，縱軸為 SIR 的諧振頻率均勻阻抗諧振腔 (Uniform Impedance Resonator，即 $Z_1=Z_2$) 的基頻作正規化後的值，橫軸則為高低阻抗的長度比 u 、定義為 $u = \theta_2 / (\theta_2 + \theta_1)$ ，描繪的三條曲線分別是阻抗比 R 等於 0.2、0.8 和 2.5。

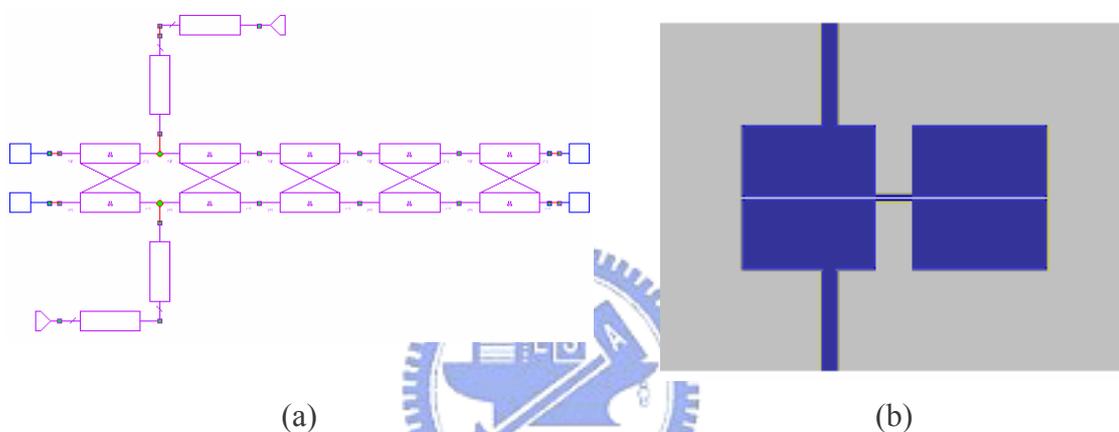


(a)

(b)

圖 2-14、(a)SIR 諧振頻率與結構參數的 係圖
(b)SIR 的首兩個高階諧振頻率對基頻頻率的比值

將圖 2-14(a)中各個高階的諧振頻率除以基頻以後，可以得到如圖 2-14(b)，圖中所示為第一、二高階諧振頻率對基頻正規化的作圖，圖中的 R 分別為 0.4、0.6 和 0.8。由圖 2-14，可以察發現，當我們選定較小的 R 值，可以使第二高階諧振頻率遠離基頻，因此在設計 2.4GHz 頻段的帶通濾波器時，可以利用此點，使得第二高階諧振頻率遠離 WLAN 頻段。而且可藉由對稱的選擇性入結構在通帶前產生傳輸零點，以提高此濾波器的選擇性。使用步階阻抗諧振腔作為濾波器的結構還有一個優點，比一般濾波器在電路佈局上緊實，可節省電路面積。



(a) 步階阻抗諧振腔帶通濾波器電路圖
 (b) 步階阻抗諧振腔帶通濾波器結構圖

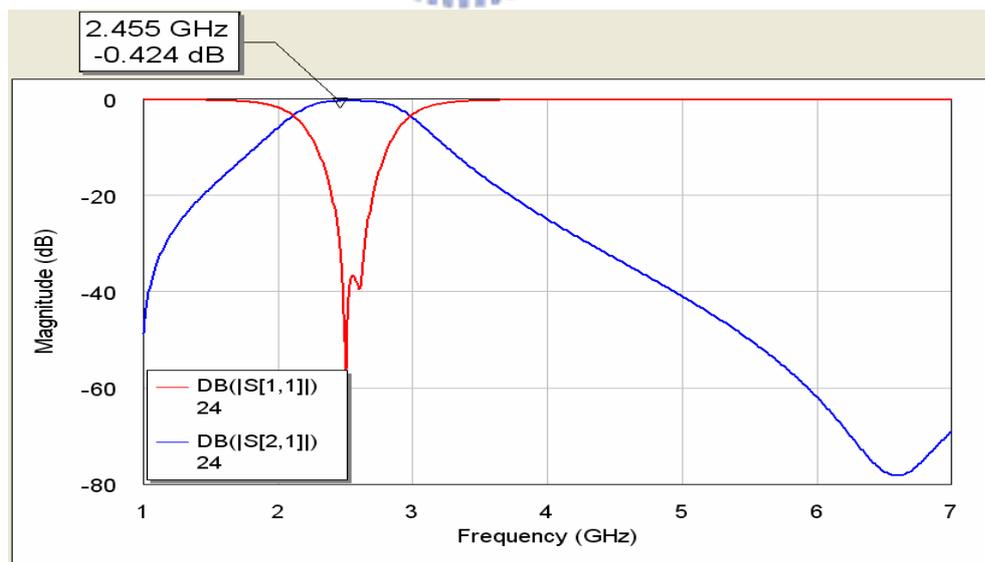
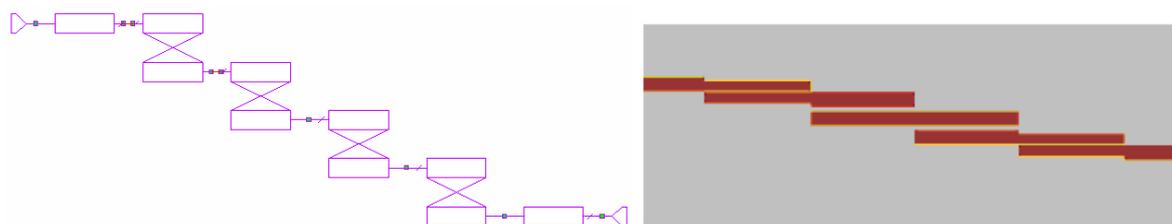


圖 2-16、步階阻抗諧振腔帶通濾波器頻率 應模擬圖

接下來設計中心頻率為 5 GHz 平行耦合微帶線帶通濾波器架構[4]，其電路圖如下圖 2-17 所示，採用平行耦合微帶線帶通濾波器架構作為 5.25~5.35GHz 頻段的濾波器是因為設計簡易，加上在 5GHz 的工作頻率下，四分之一波長遠較 2.4GHz 為小，因此使用四分之一波長平行耦合微帶線當作 5GHz 頻段的帶通濾波器結構。



(a) (b)
圖 2-17、(a)平行耦合微帶線帶通濾波器電路圖
(b) 平行耦合微帶線帶通濾波器結構圖

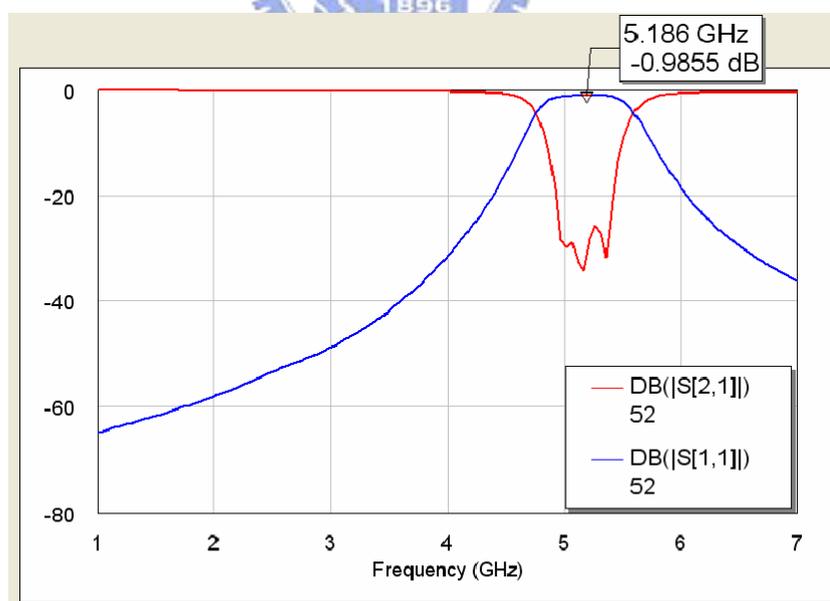


圖 2-18、平行耦合微帶線帶通濾波器頻率 應模擬圖

雙工器設計概念：

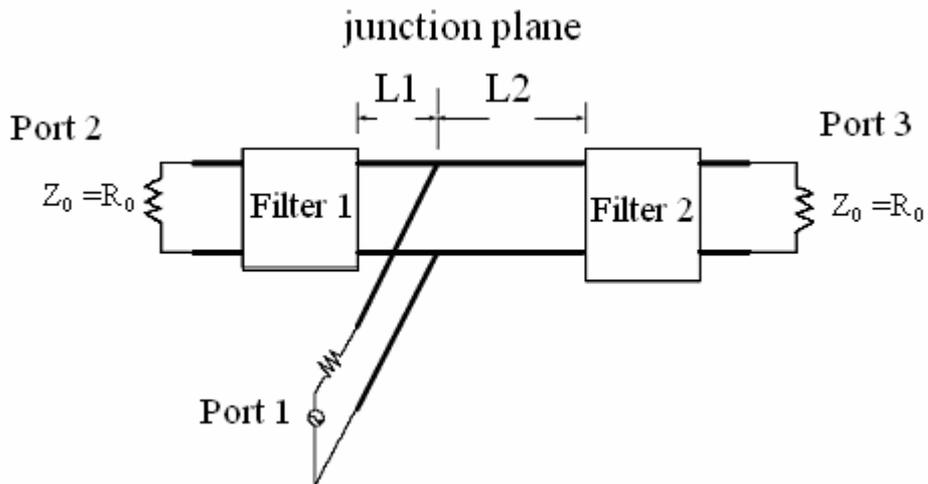


圖 2-19、雙工器架構圖

將上述兩個濾波器如圖 2-19 連接起來時，必須考慮兩者之間的阻抗匹配問題[5]，由圖 2-20、圖 2-21 可以清楚的表達，步階阻抗諧振腔濾波器與平行耦合微帶線濾波器在每個頻率點的輸入阻抗。

由圖 2-20，利用史密斯圖(Smith Chart)可以清楚的表達出在不同的 L_1 中，步階阻抗諧振腔濾波器的輸入阻抗在 2.4 GHz 頻段附近並沒有多大的差異，然而 5.2 GHz 的輸入阻抗則會隨著 L_1 的增加而在史密斯圖上順時針旋轉，可以藉由調整適當的長度，使步階阻抗諧振腔帶通濾波器工作頻率在 5.2 GHz 時，將輸入阻抗視為開路，因而，當訊號經平行耦合微帶線帶通濾波器由埠 1 傳送到埠 3 時，不會受到步階阻抗諧振腔帶通濾波器的影 。

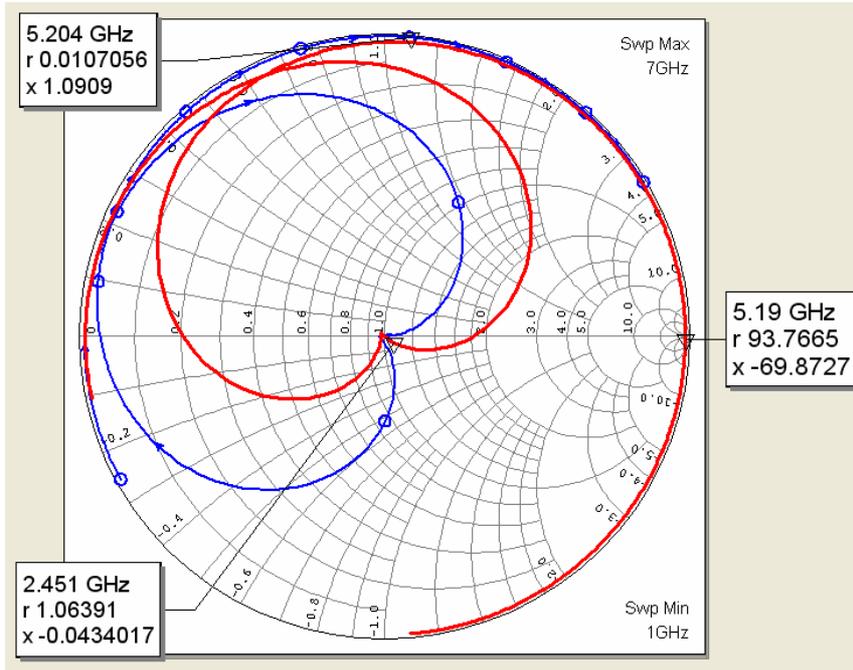


圖 2-20、不同的 L_1 所得到的各頻率輸入阻抗

由圖 2-21 可以清楚的看出在不同的 L_2 中，平行耦合微帶線帶通濾波器的輸入阻抗在 5.2 GHz 並沒有多大的不同，然而 2.4 GHz 的輸入阻抗則會隨著 L_2 的增加而順時針旋轉，調整適當的長度，使平行耦合微帶線濾波器工作頻率在 2.4 GHz 的時候，輸入阻抗為開路，因而可令訊號經步階阻抗諧振腔帶通濾波器由埠 1 傳到埠 2 時，不受到平行耦合微帶線濾波器的影。

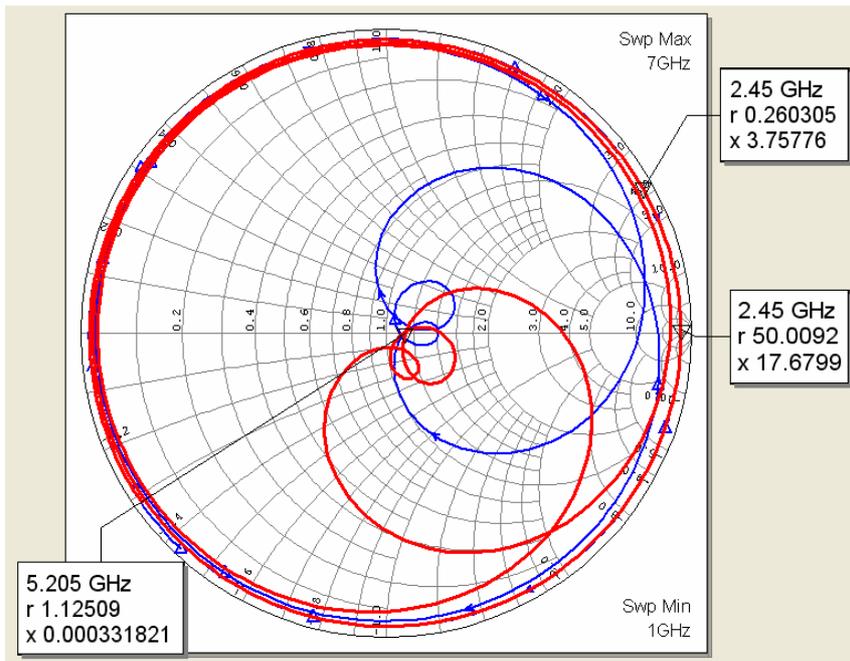


圖 2-21、不同的 L_2 所得到的各頻率輸入阻抗

調整適當的 L_1 與 L_2 之後，將兩個濾波器連接起來可得到如圖 2-22 一樣的雙工器結構。可以得到圖 2-13 為雙工器的 S 參數的頻率 應模擬圖。

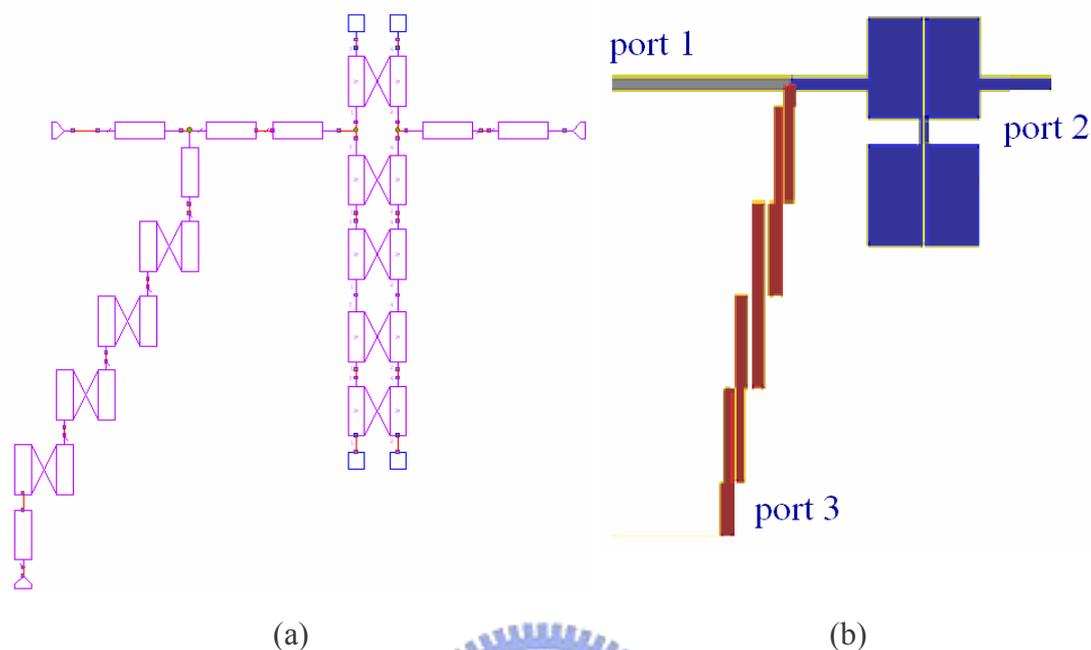


圖 2-22、(a) 雙工器電路圖
(b) 雙工器電路架構圖

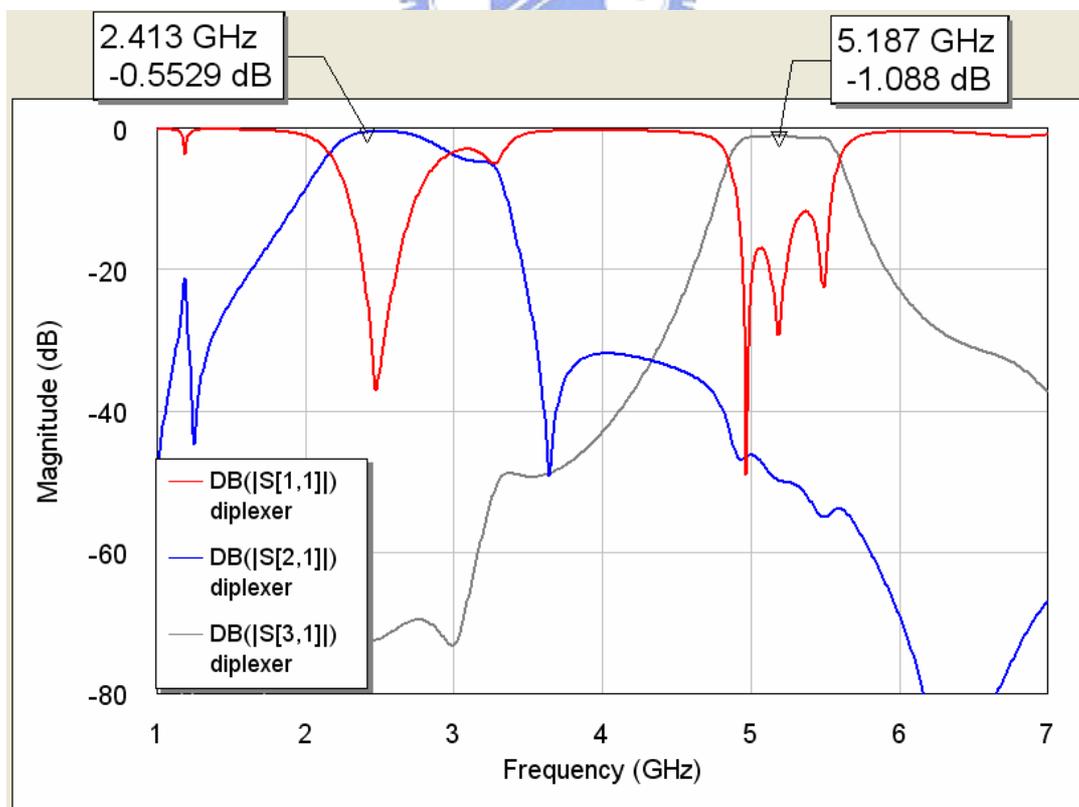


圖 2-23、雙工器頻率 應模擬圖

2.2.3 模擬與量測結果

如圖 2-25(a)所示此雙工器在 2.4GHz Insertion Loss 為 0.9dB，在 5.2GHz 時為 1.6dB，且 port2 與 port3 之間的 Isolation 在 WLAN 頻段中都在 -30dB 以下如圖 2-25(b)。

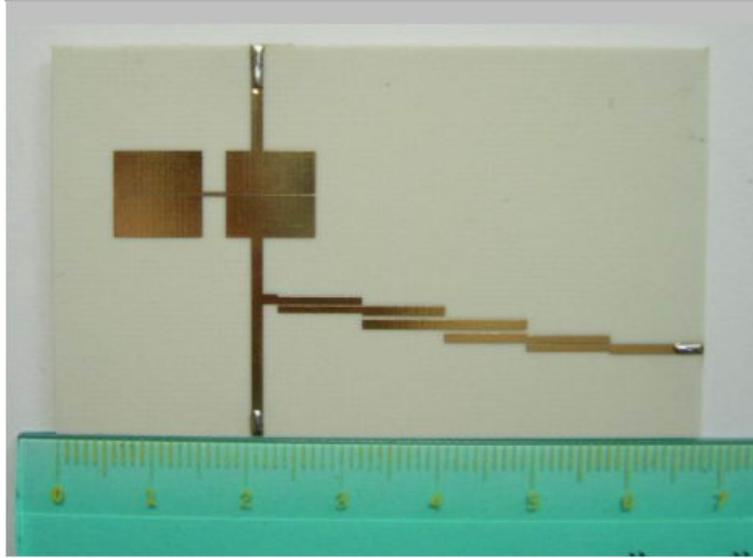


圖 2-24、雙工器實 電路圖

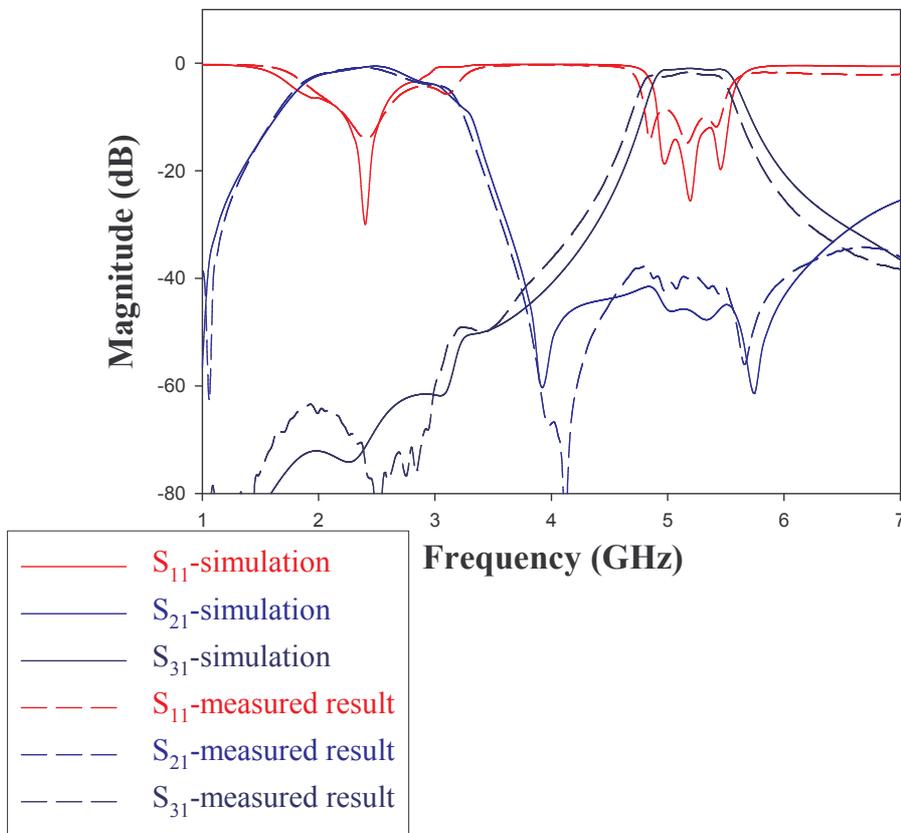


圖 2-25(a)、模擬與量測 S 參數頻率 應圖

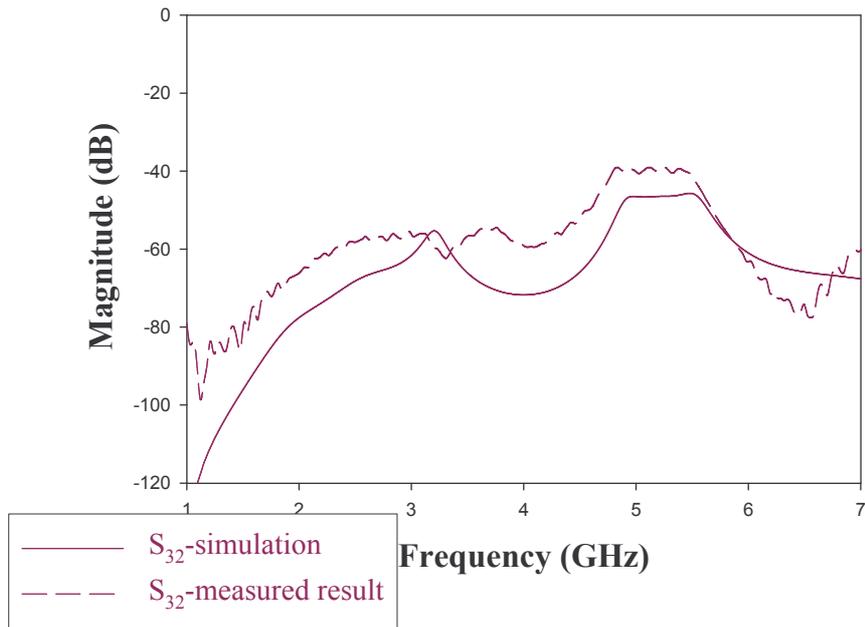


圖 2-25(b)、模擬與量測 S 參數頻率 應圖

2.3 天線與雙工器之整合電路

2.3.1 天線與雙工器整合電路架構設計

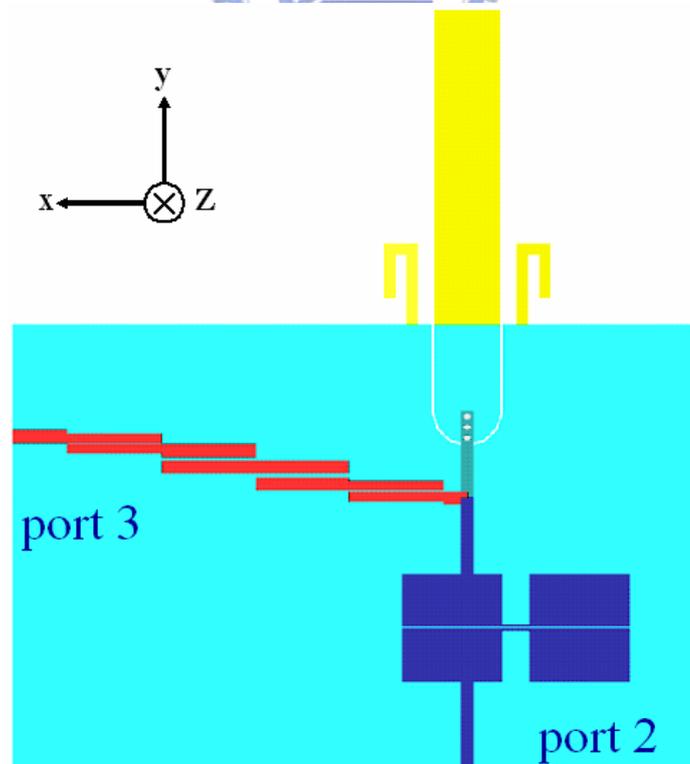


圖 2-26、天線與雙工器整合電路架構圖

因本論文的 sleeve 單極天線與雙工器分別採用共平面波導與微帶線當作傳輸線架構，所以在兩者之間作整合時，必須有微帶線轉 CPW 轉換器。如下圖 2-27 所示。

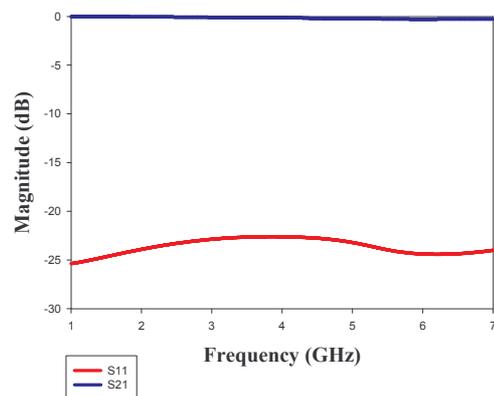
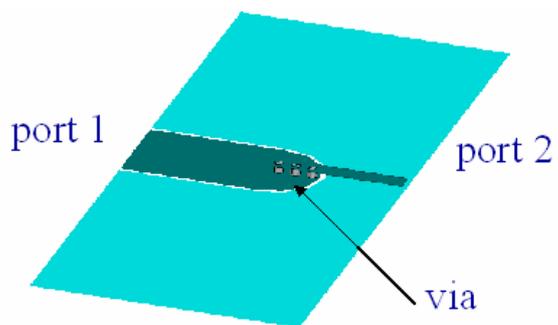


圖 2-27、微帶線輸入轉 CPW 輸入轉換器

圖 2-28、轉換器頻率 應模擬圖

2.3.2 模擬與量測結果

如圖 2-30 所示此雙工器在 2.4GHz 之 Return Loss 為-17dB，在 5.2GHz 時為-23dB，且 port2 與 port3 之間的 Isolation 在 WLAN 頻段中都在-30B 以下如圖 2-31。

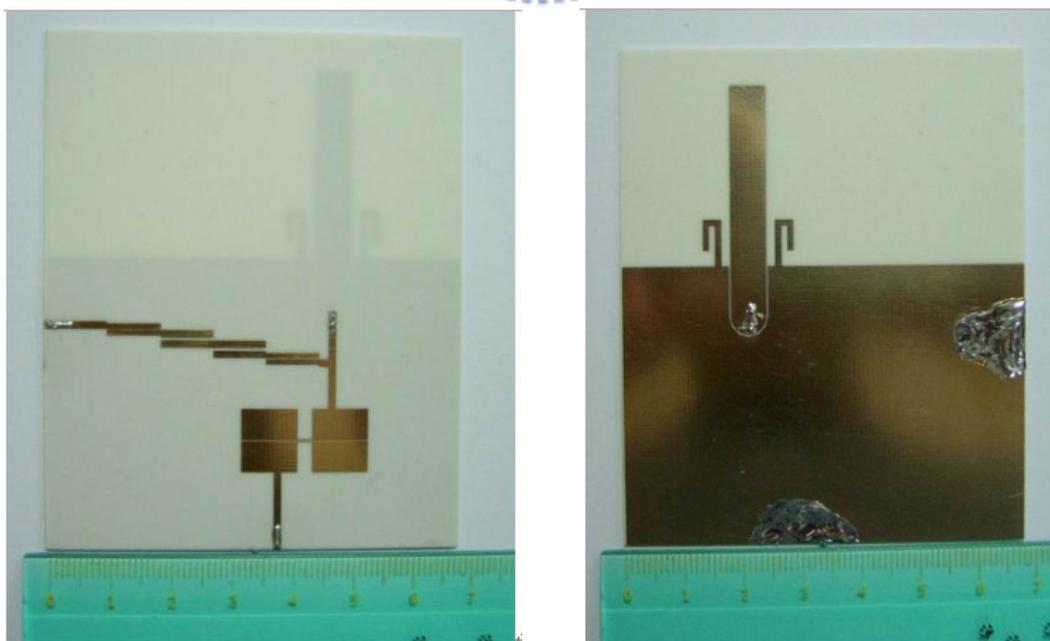


圖 2-29、天線與雙工器整合電路實 圖

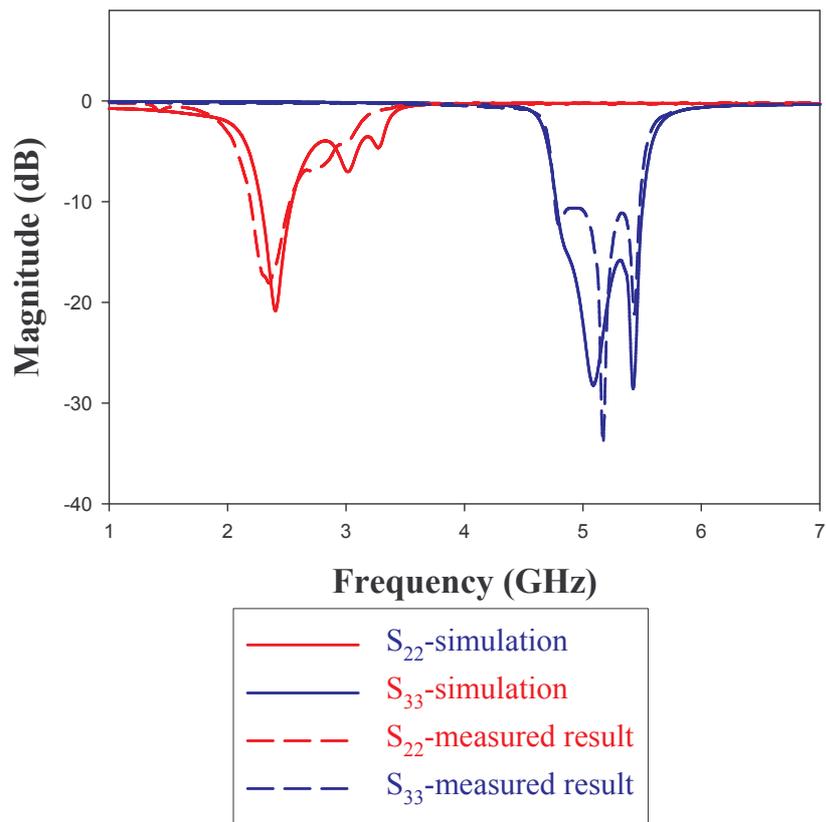


圖 2-30、天線與雙工器整合電路頻率 應模擬與量測圖

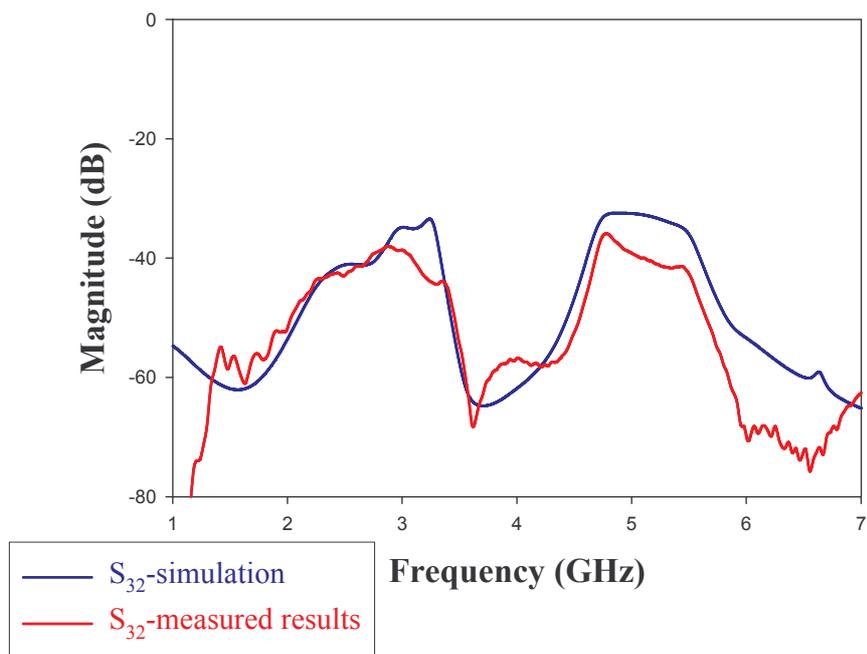
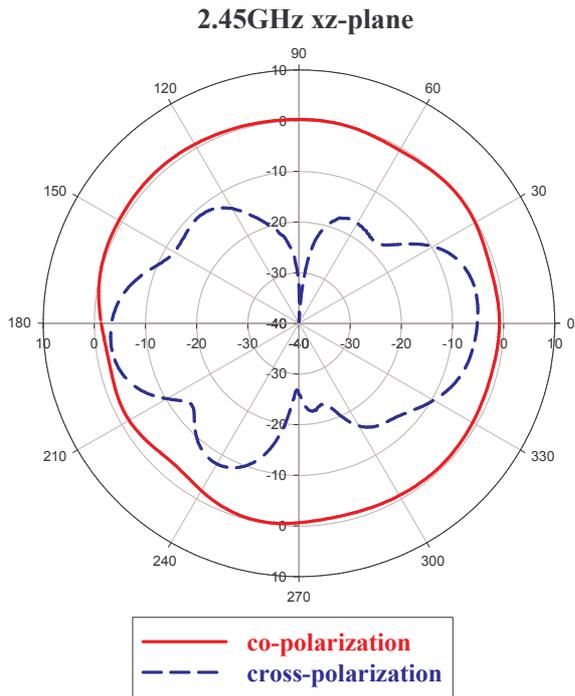
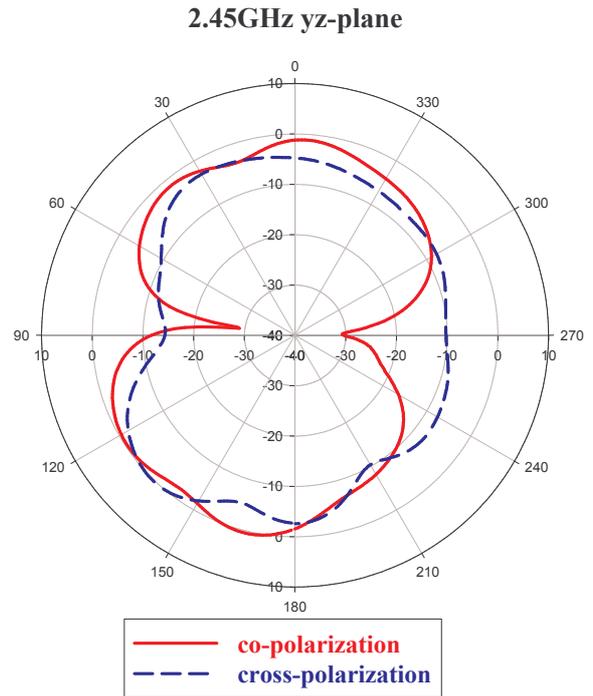


圖 2-31、天線與雙工器整合電路頻率 應圖

量測的遠場場型，如所示：

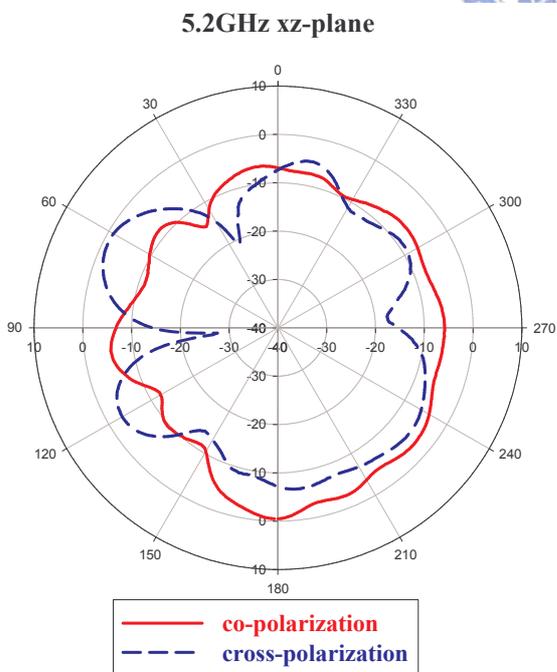


(a) xz 切面

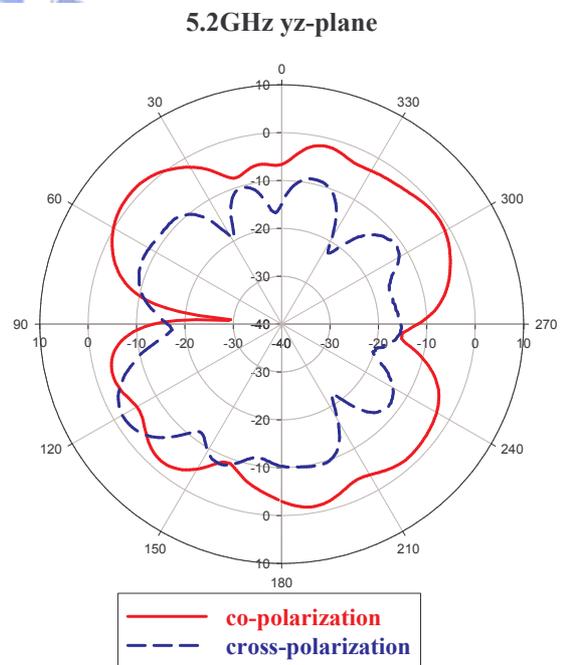


(b) yz 切面

圖 2-32、共振頻率為 2.45GHz 的天線量測場型



(a) xz 切面



(b) yz 切面

圖 2-33、共振頻率為 5.2GHz 的天線量測場型

第三章 低溫陶瓷共燒帶通濾波器

(Low Temperature Co-fired Ceramics Band-pass Filter)

本章所要討論的是低溫陶瓷共燒帶通濾波器，首先先簡單地介紹三階交錯耦合濾波器的集總元件(lumped element)電路模型，再由三階梳型帶通濾波器外加一個交錯耦合電容作為改良式三階梳型帶通濾波器，並以其集總元件電路模型，設計出符合 WLAN 通訊系統接收端 2.4 GHz 頻段規格的低溫陶瓷共燒帶通濾波器。

3.1 濾波器介紹

近來微波通訊的蓬勃發展，對帶通濾波器的要求也日益嚴格。除了要有低插入損耗(low insertion loss)、高選擇性外(high selectivity)，同時希望通帶中的相位能呈線性。為了要達到低插入損耗及高選擇性，通常會以交錯耦合的方式，即在兩非相鄰的諧振腔間加一耦合路徑，使得輸出和輸入間有多重路徑，造成在周圍的截止帶中產生傳輸零點，以符合現今通訊系統對濾波器規格日益嚴格的要求。

3.2 三階交錯耦合濾波器

傳統的交錯耦合型帶通濾波器(cross-coupled bandpass filter)如圖3-1(b)，可以藉由共振腔之間彼此的交錯耦合，使得在通帶的兩側，或其中一側產生出傳輸零點，截止頻帶附近的雜訊，得以被有效地被抑制、衰減，以提升電路本身的選擇度。[6]-[12]

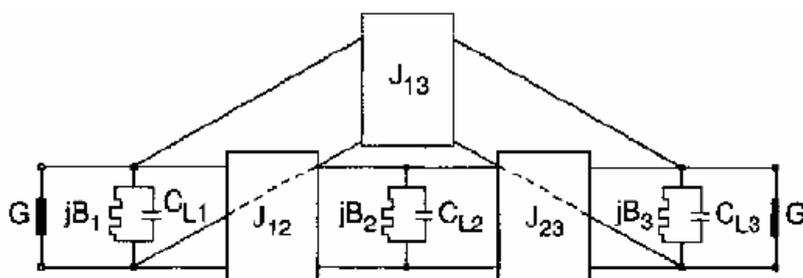


圖3-1(a)、三階交錯耦合低通濾波器集總電路原型

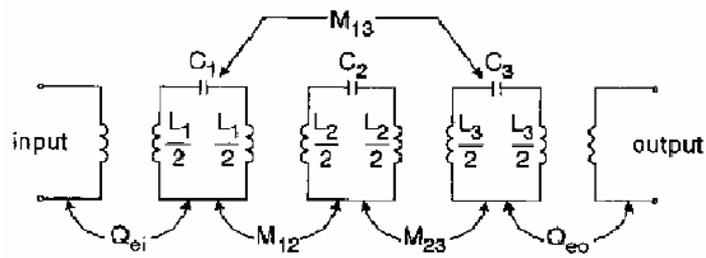


圖3-1(b)、三階交錯耦合帶通率濾波器集總電路原型

本章中所討論的改良式三階梳型濾波器集總電路模型如圖3-2，是將原本基本型的三階梳型濾波器集總電路模型如圖3-3中非相鄰的諧振腔 加一交錯耦合電容，使訊號由原本的單一路徑傳送，改為在多重路徑中傳送，並在共振頻率之左側截止帶中產生傳輸零點。

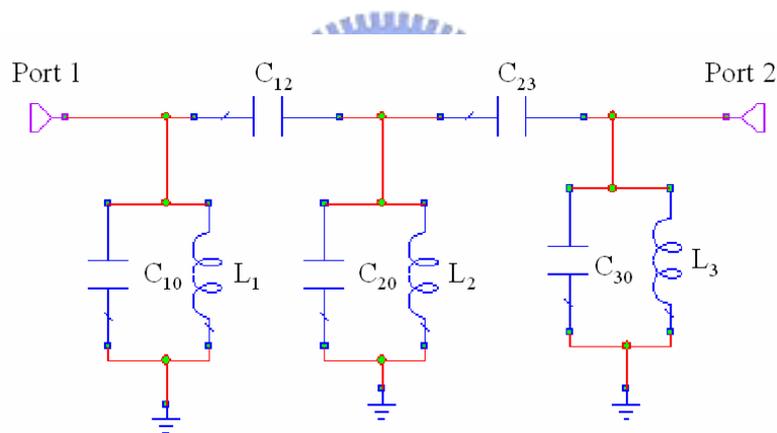


圖 3-2、基本型的三階梳型濾波器集總電路模型

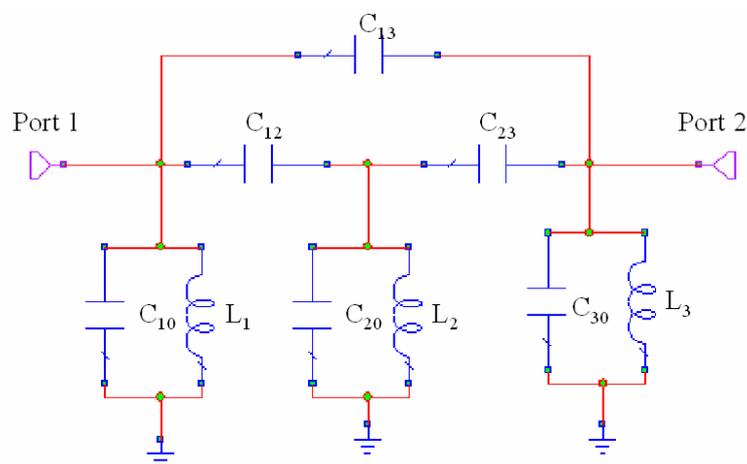


圖 3-3、改良式三階梳型濾波器集總電路模型

將圖3-4的雙埠電路Y參數 Y_{21} 的相位部分表示為 θ_{21} ，考慮如圖3-4(a)一樣的雙埠裝置，當訊號由埠1經過一個串聯電容時到達埠2時，則 θ_{21} 會因為電容特性而造成相位位移 -90° ，若訊號是由埠1通過一個串聯電感後到達埠2如圖3-4(b)，則 θ_{21} 會因電感特性造成相位位移 $+90^\circ$ ，若訊號是由埠1通過一個電容與電感並聯形成的共振腔後到達埠2如圖3-4(c)，則 θ_{21} 會因訊號頻率高低的不同的相位位移，當訊號頻率低於共振頻率時，相位位移為 $+90^\circ$ ，反之，當訊號頻率高於共振頻率時，相位位移為 -90° 。由圖3-4(d)可以清楚的看出訊號由埠1通過一個梳型帶通濾波器電路模型後到達埠2，訊號會行經兩個串聯電容以及三個由電容與電感並聯形成的共振腔，則 θ_{21} 在不同的訊號頻率下，會有不同的相位位移，當訊號頻率低於共振頻率時，相位位移為 $+90^\circ$ ，反之，當訊號頻率高於共振頻率時，相位位移為 -90° 。

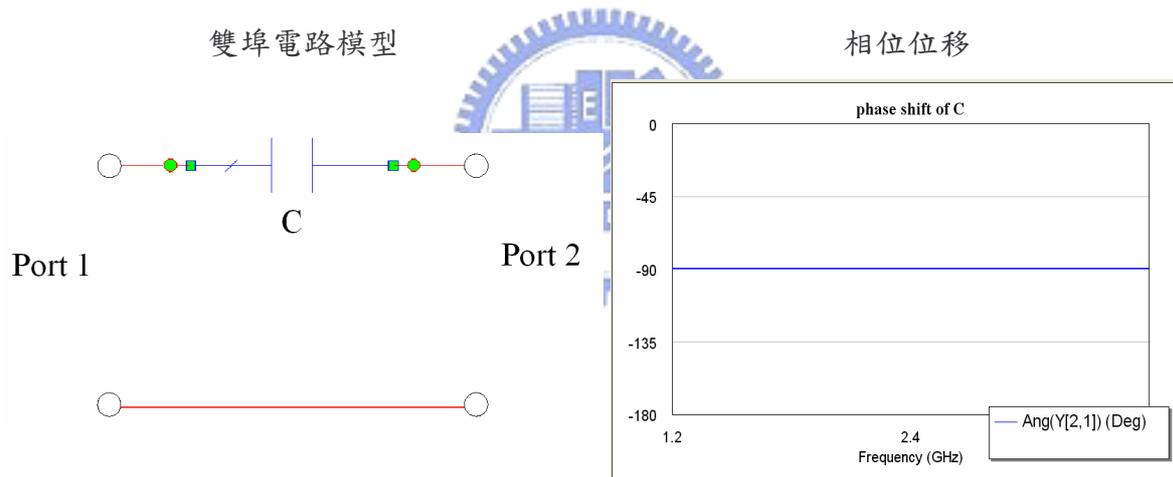


圖 3-4(a)、訊號由埠 1 經串聯電容到達埠 2 後的相位差

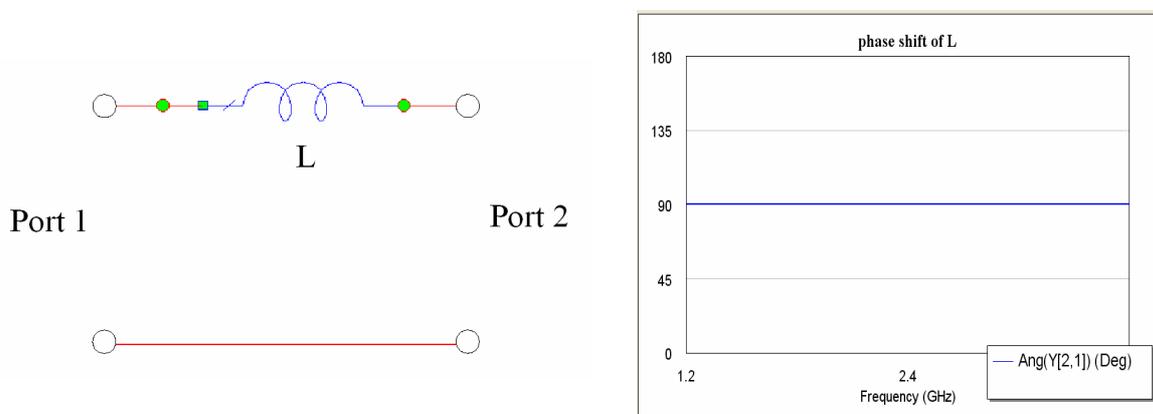


圖 3-4(b)、訊號由埠 1 經串聯電感到達埠 2 後的相位差

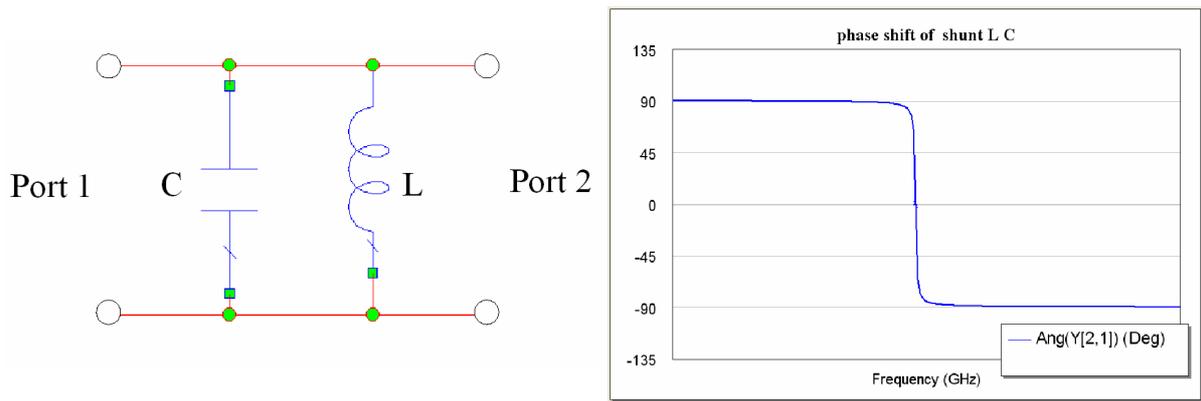


圖 3-4(c) 、訊號由埠 1 經電容與電感並聯形成的共振腔後到達埠 2 後的相位差

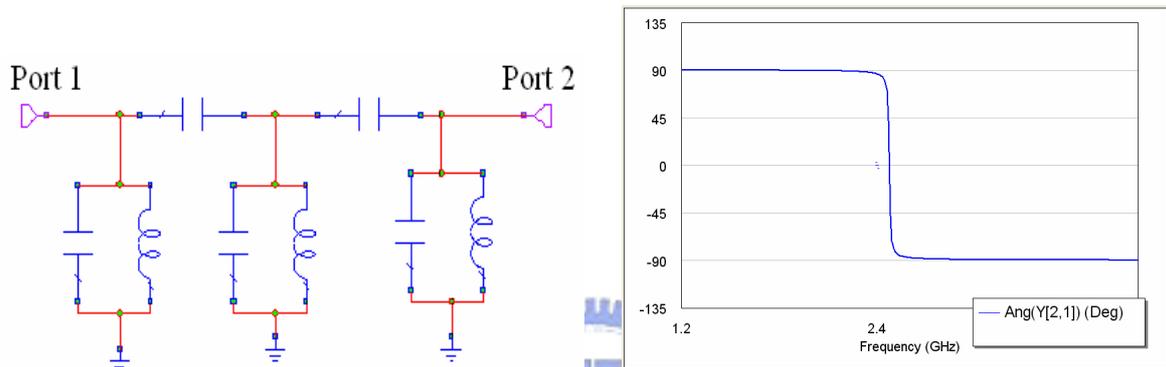


圖 3-4(d) 、訊號由埠 1 經梳型濾波器電路模型到達埠 2 後的相位差

接下來我們將簡單討論傳輸零點如何產生以及如何改 傳輸零點的位置，以符合WLAN通訊系統中2.4GHz濾波器規格的需求。圖3-5為一改良式的梳型帶通濾波器電路模型，其中埠1與埠2之間使用交錯耦合電容連接。圖3-5中所示路徑 (path) 1 是訊號傳遞的主要通道，而 path 2 是藉由交錯耦合電容所形成的次要通道。訊號行經兩條路徑的階段轉 皆在表格3-1中。如圖3-6(a)所示，當訊號頻率超出共振頻率時， Y_{21} 的相位 θ_{21} 通過 path 1與 path 2時處於相位位移相同的情形，但在訊號頻率低於共振頻率時， θ_{21} 行經兩條路徑後的相位位移相差 180° ，藉由改 共振腔 1 和共振腔 3 之間的耦合量(即 C_{13} 的增加或減少)，可使 C_{13} 的 Y_{21} 參數大小與梳型帶通濾波器(origin circuit)的 Y_{21} 參數大小相同，加上兩者之間相位位移(θ_{21})相差為 180° ，此時兩者相加後的 Y_{21} 為零，會如圖3-6b所示在低頻止帶產生傳輸零點。 C_{13} 的增加或減少，將會使傳輸零點向高頻或低頻移動。這個特性對於我們設計WLAN規格濾波器有很大的功用。

	訊號頻率低於共振頻率	訊號頻率高於共振頻率
Path 1	$+90^\circ - 90^\circ + 90^\circ - 90^\circ + 90^\circ = +90^\circ$	-90°
Path 2	-90°	-90°
相位相差	180°	0°

表格 3-1、訊號行經不同通道所造成的相位差

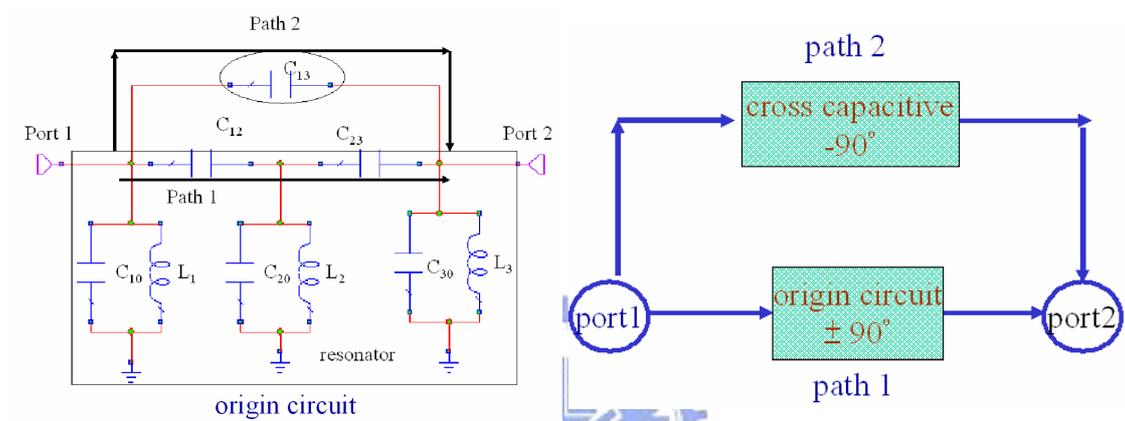


圖 3-5、改良式三階梳型濾波器多重通道示意圖

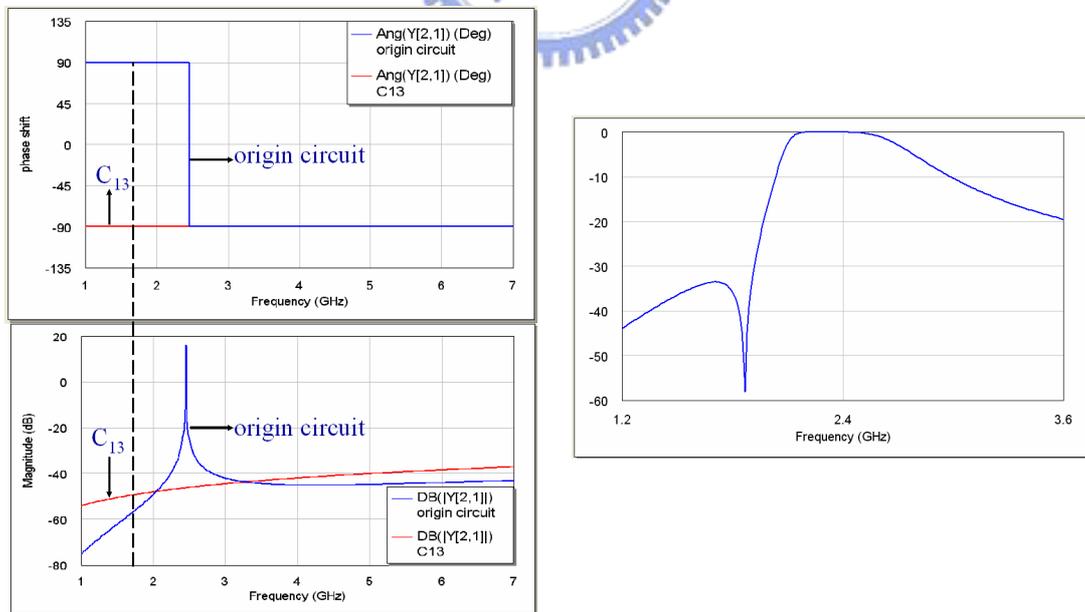


圖 3-6(a)、 C_{13} 與 origin circuit 的 Y_{21} 參數大小與相位位移

圖 3-6(b)、改良式三階梳型濾波器可能出現的頻率響應圖

3.3 低溫陶瓷共燒帶通濾波器設計

在設計低溫共燒陶瓷帶通濾波器的過程中，先以集總元件電路模型方式設計出改良式梳型三階交錯耦合帶通濾波器。預定設計的中心頻率為 2.45 GHz，比例頻寬為 10%，並應規格要求希望設計傳輸零點在通帶外側的低頻 2.1GHz 處，以便在做為射頻前端應用時，抑制其餘電路所產生的諧波，或降低其餘通訊應用上的干擾。整 電路架構的集總元件等效電路如圖 3-7 所示。考慮下表 3-2 的濾波器規格，計算出改良式梳型三階耦合濾波器集總電路模型中的電感與電容值，並利用高頻電路模擬軟 Microwave Waveoffice 將效能最佳化可得到 $C_{10}=C_{30}=4.20\text{ pF}$ ， $C_{20}=3.95$ ， $C_{12}=C_{23}=0.89\text{pF}$ ， $C_{13}=0.315\text{pF}$ ， $L_1=L_2=L_3=0.7388\text{nH}$ 。其頻率 應圖如圖 3-7(b)。

帶通濾波器規格	2.4GHz band
操作頻段	2.4~2.5 GHz
輸入阻抗	50 歐姆
輸出阻抗	50 歐姆
帶通濾波器拒斥比 (bandpass filter rejection)	30dBc @ 0.88GHz~1.785GHz
	35dBc @ 1.85GHz~1.91GHz
	30dBc @ 2.1G
	30dBc @ 4.8GHz~5GHz
	20dBc @ 7.2GHz~7.5GHz

表格3-2、濾波器規格

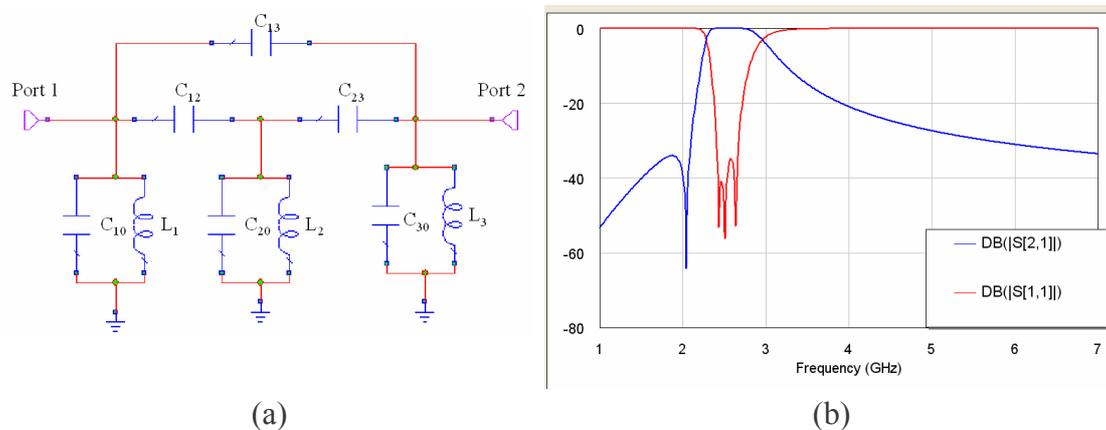


圖3-7、(a)改良式梳型三階交錯耦合低通濾波器集總電路模型
(b)帶通濾波器頻率 應

3.3.1 電容設計

電容的設計，主要以兩金片間的距離與交錯的有效面積來決定所需的電容值大小。由於在LTCC結構中，為了要節省電部佈局的面積，上下層結構之間電路的佈線往往相當緊密，彼此間的寄生耦合效應相當重，因此在電容設計時常採用 π 型電容的方式，如圖3-8所示。將電容內埋在兩接地金層之間，可以同時設計兩輸入、輸出端的對地電容，並隔絕外界電路的影。

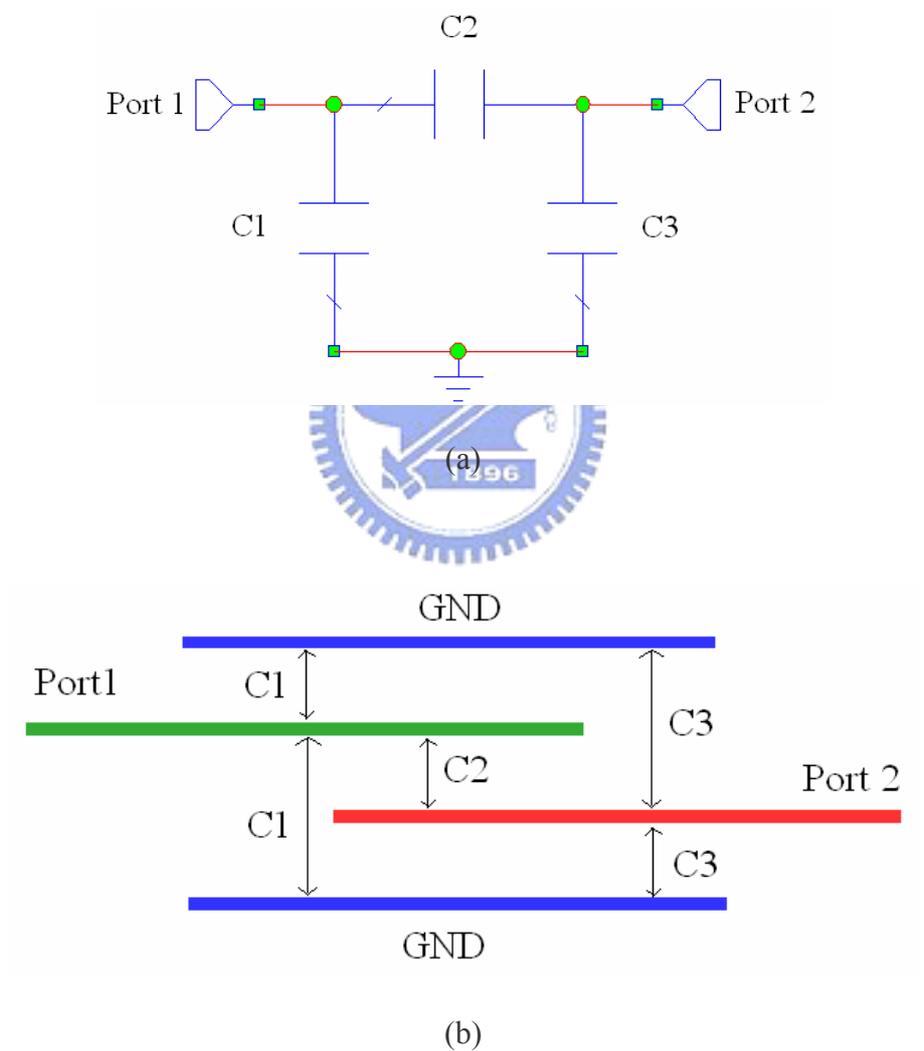


圖3-8、(a) π 型電容集總電路模型

(b) π 型電容實圖

根據上述改良式梳型三階交錯耦合帶通濾波器的集總元件電路模型，可以利用 π 型電容，以及 LTCC 多層地(ground)的概念如圖 3-9，簡易的整個電路的電容與電感部分分開設計如圖 3-10。

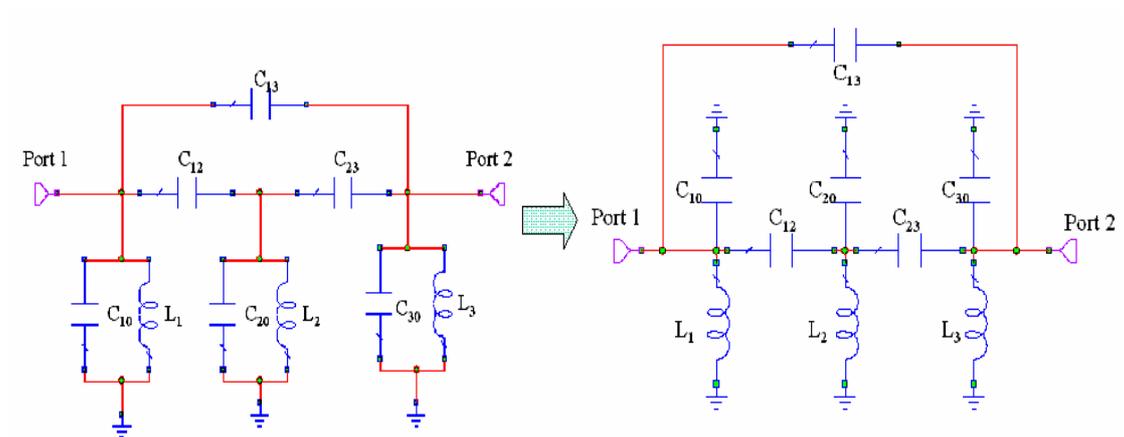


圖 3-9、改良式梳型帶通濾波器電路模型的分解

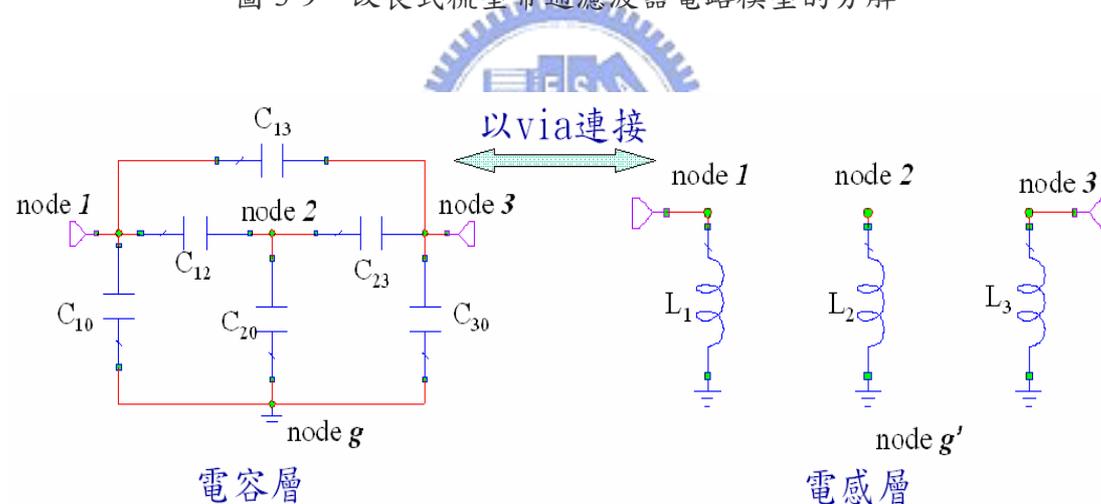


圖 3-10、電感層與電容層示意圖

LTCC	
ϵ_r	9.1
loss $\tan\delta$	0.002
metal thickness	12um
LTCC thickness	35um or 70um

表格 3-3、LTCC 各項參數

電容部分如圖 3-9 所示，將整個電容架構分為四個節點，其電路佈局線如圖 3-9 所示。使用的製程參數如表格 3-2

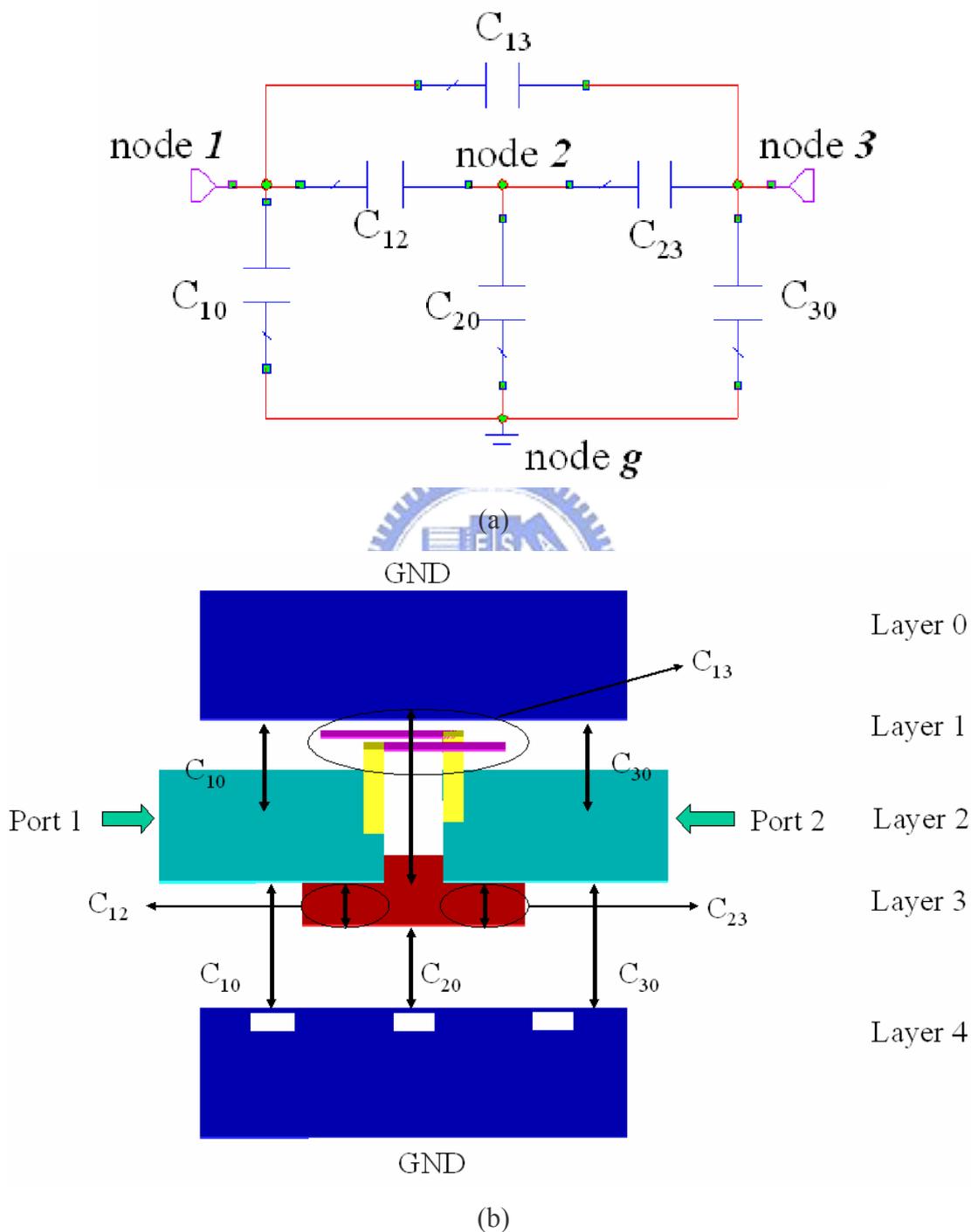


圖 3-11、(a)改良式梳型三階交錯耦合濾波器電容電路模型

(b)改良式梳型三階交錯耦合濾波器電容實 結構

節點 1 與節點 3 分別為電路的輸入、輸出端，兩端與側面電極連接。而接地面，彼此間也以側面電極連接以達到同一參考地面 (reference ground) 的條件。由圖 3-9b 中可以清楚的看出 Layer0, Layer2、Layer3、Layer4 的電路佈局可視為上圖 3-9a 中節點 1、節點 2 與節點 g 及節點 3、節點 2 與節點 g 兩個 π 型結構串聯在一起。並且以 Layer1 及 Layer2 的電路佈局再節點 1 與節點 3 之間形成兩並聯的電容形式，以此兩相加的電容值來決定電容 C_{13} 。

3.3.2 電感設計

電感的電路佈線如圖 3-10 所示。利用簡單的帶線 (stripline) 形式的傳輸線接地後可視為電感。此次設計的三個電感皆在同一層走線，以帶狀金線接地的方式，並藉由調整傳輸線的長度來達到所需的電感值。電感所處的帶狀金線層也與上下兩接地金面盡量遠離，間隔為兩厚層，藉由增加 LTCC 介質層數來提升電感的感值。

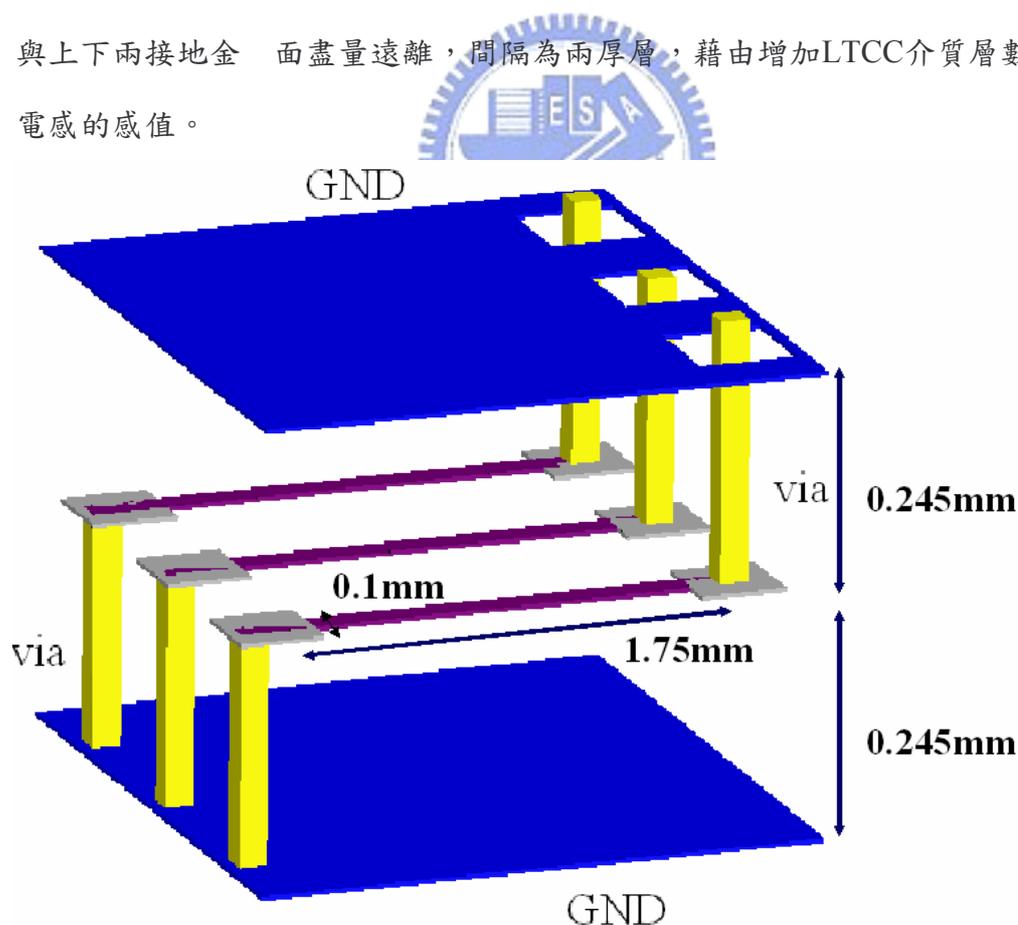
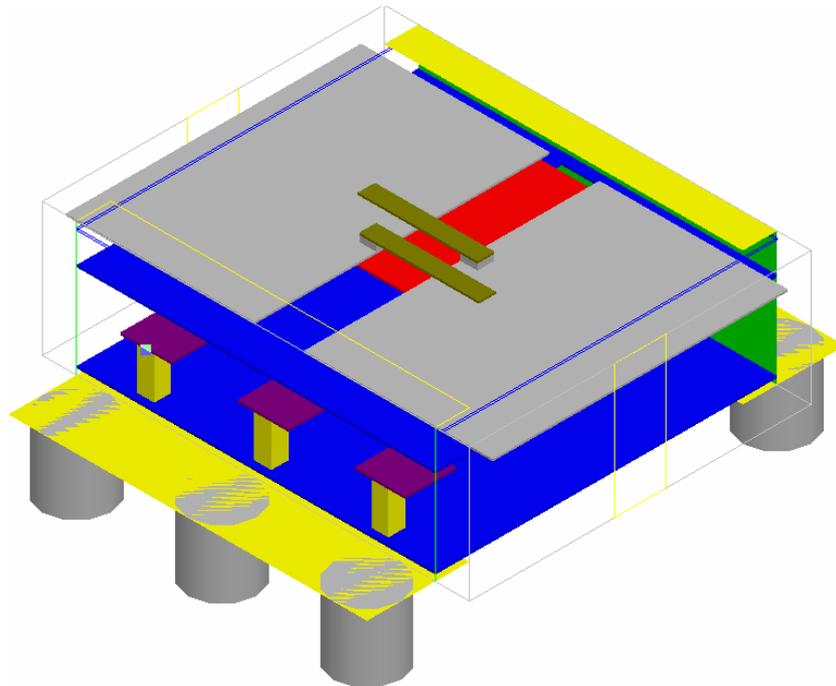


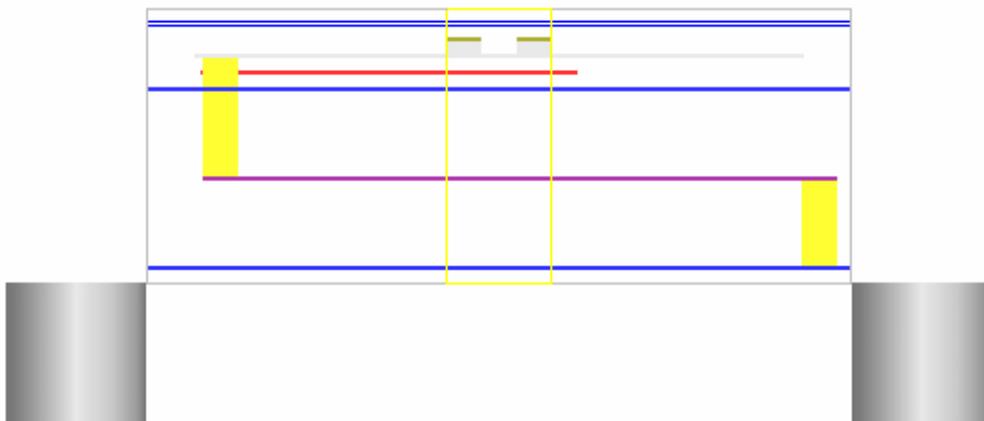
圖 3-12、電感佈局側視圖

3.3.3 模擬結果與討論

結合前述的電容與電感設計，在LTCC 製程實現帶通交錯耦合型濾波器，其整體結構如圖3-11所示。電路結構中接地金面、輸入和輸出埠之間，皆在電路封裝後，以側面電極的方式連接，整個電路的大小約為 $2500\mu\text{m} \times 2000\mu\text{m} \times 784\mu\text{m}$ 。模擬結果如圖 3-12所示。設計的中心頻率為 2.45 GHz，頻寬約為 400 MHz，通帶損耗約為 1dB，傳輸零點設計在 2.04 GHz 其衰減量約為 55dB，在 2.1GHz的斥拒比約為35dB。



(a)俯視圖



(b)側視圖

圖 3-13、(a)LTCC 電路佈局俯視圖
(b)LTCC 電路佈局側視圖

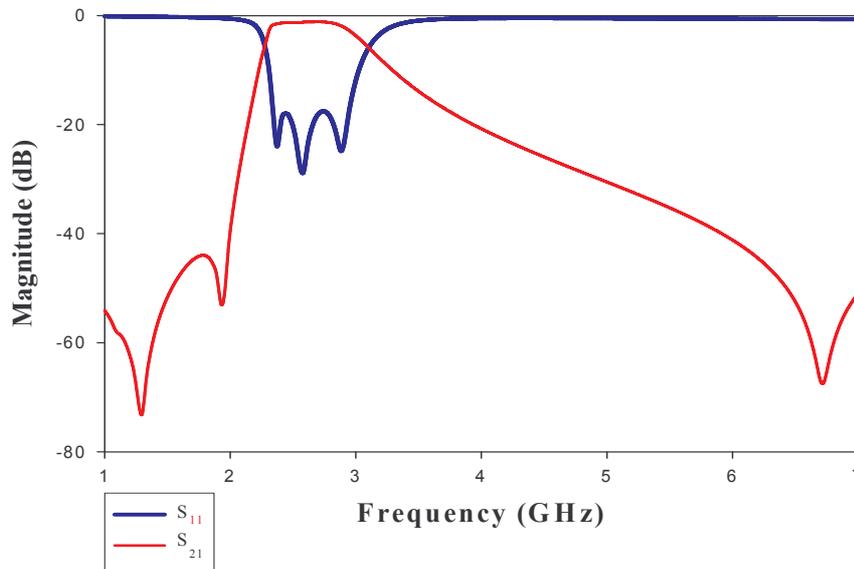


圖 3-14、LTCC 帶通濾波器頻率 應

圖3-12為此帶通濾波器模擬結果，發現在通帶左右兩側比先設計上各多了一個似傳輸零點的現像，這是因為在模擬時，如圖3-13所示，在FR4的載板上連接濾波器的接地面與FR4板的接地面之間所使用的via金 柱，產生 似電感的效應，使得整 電路的等效模型如同圖3-14所示，而模擬此接地面間的電感對電路的影 響，如圖3-15所示，可發現via金 柱而在通帶前段頻段與後段頻段產生的零點會隨著等效電感移動，藉由模擬結果可得知，當via金 柱的數量越多時，等效出來的電感值越小，高頻頻段的傳輸零點會往更高頻移動，低頻頻段的傳輸零點會網更低頻移動。應盡量降低此不必要的電感產生，才不至影 整個低溫共燒陶瓷濾波器的表現。

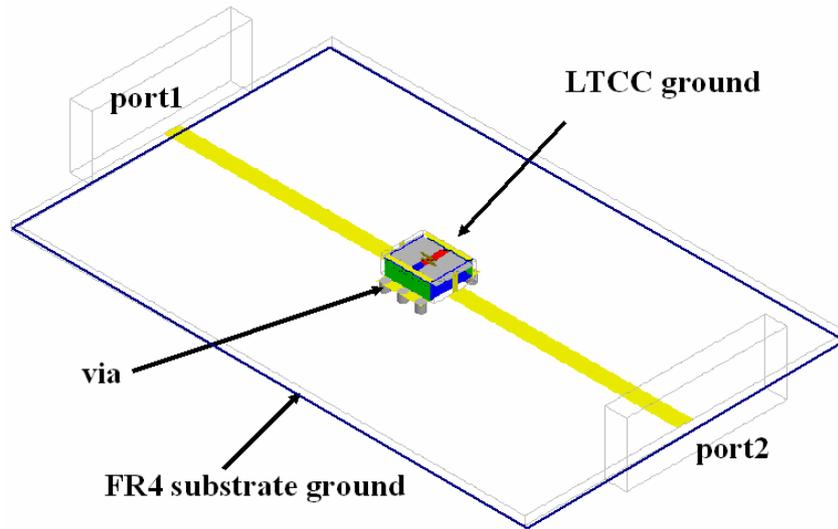


圖 3-15、LTCC 量測用架構

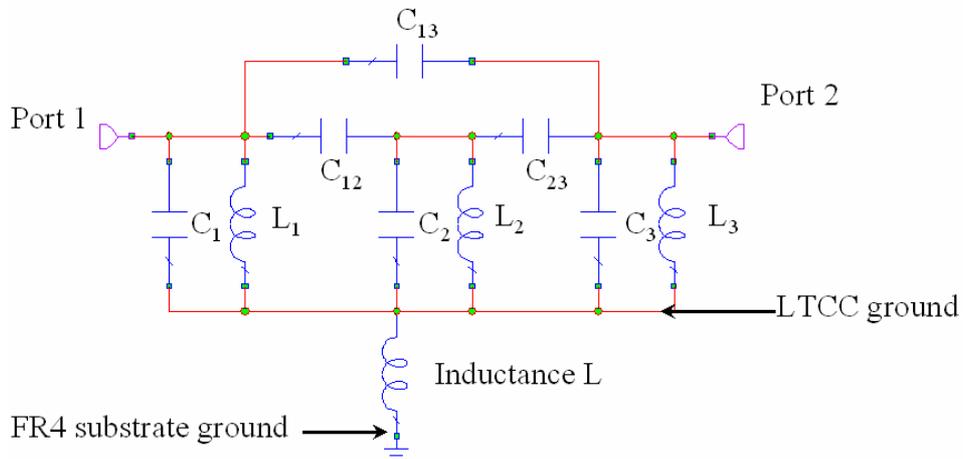
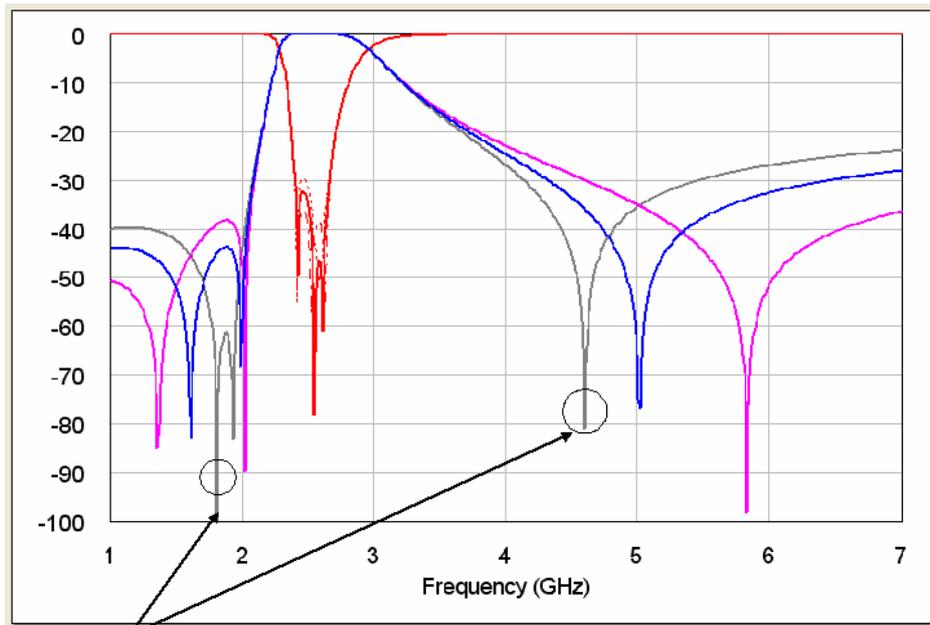


圖 3-16、LTCC 量測用架構等效電路模型



$L=0.04895\text{nH}$

$L=0.03475\text{nH}$

$L=0.02075\text{nH}$

圖 3-17、via 金柱數量造成的電感對濾波器的影

根據以上所作的模擬結果，可以整理得到一些基本的 LTCC 帶通濾波器設計概念。首先，先找出可符合通訊系統規格的帶通濾波器集總元件電路模型，並且簡化模型使其可適用於 LTCC 的電路佈局中，利用 LTCC 多層介電質的特性，簡單地將電路模型區分為電感層與電容層。設計電容層時，利用 π 型電容法，因容值與金屬的面積成正比，與地之間的距離成反比，而 LTCC 單層厚度通常比較小，(例如本章中所用的製程，單層厚可為 35um)，所以比較容易達到電路模型所需要的容值，若電容容值太大，可用多層地(ground)來增加容值。設計電感層時，如在厚度還可以接受的範圍之內，可以利用帶線(stripline)接地，並藉由調整帶線的厚度，長短以及 LTCC 的層厚以達到所需要的感值，也可利用螺旋狀式的電感佈局法，以節省 LTCC 的層數，由於 LTCC 層中的空間有限，所以在作電感佈局時，必須考慮到不同的佈局方式可能會產生的耦合效應，進一步修正原本的濾波器電路模型，觀察耦合效應對於整體架構的影響，才能使設計過程更加順利。在電感層與電容層之間的連結，可以利用 via 或是側面電極連接，利用 via 連接對於 LTCC 中的電路佈局有比較大的自由度，但相對的 via 的大小、長短以及數量的多寡，多少會影響到電路的表現，利用側面電極及連接可以避免由 via 所帶來不必要的寄生效應，但考慮到接面電極所在的位置，層與層之間並不能全都用側面電極連接，因此如何利用側面電極、如何減少使用 LTCC 中的 via 數量以及更精確的考慮到電路佈局之間的耦合效應，使電路的表現更加理想，是需要努力研究的方向。

第四章 結論

(Conclusion)

本論文第二章中所提出的雙頻天線與雙工器整合架構，在日後將嘗試將其置入 WLAN 通訊系統中，以確實的了解是否符合通訊系統的需求，以及其工作表現。由於成品所佔面積不小，雙頻天線與雙工器大約各佔 50mm * 50mm，未來除了致力於縮小雙頻天線以及雙工器的面積，最終將利用 LTCC 製程中多介質層的特性，設計包括 WLAN 通訊系統前端雙頻天線、雙工器與本論文第三章中帶通濾波器，並將其整合，以達到無線通訊模組高整合度，積縮小化的目標。



參考文

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [2] Duixian Liu, "A multi-branch monopole antenna for dual-band cellular applications," in *IEEE AP- S Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1578-1581, Aug. 1999
- [3] E. Shih and J.-T Kuo, "A new compact microstrip stacked-SIR bandpass filter with transmission zero," in *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1616-1616, June 8-13, 2003.
- [4] C. Y. Chang and T. Itoh, "A modified parallel-coupled filter structure that improves the upper stopband rejection and response symmetry," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp. 310-314, Feb. 1991.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [6] J.-S. Hong, M.J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Application," 2001.
- [7] J.-S. Hong, M.J. Lancaster, "Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics," *Microwaves, Antennas and Propagation*.
- [8] J. S. Hong; M.J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 2099-2109, Nov. 1996.
- [9] I. Awai, A.C. Kundu, T. Yamashita, "Equivalent-circuit representation and explanation of attenuation poles of a dual-mode dielectric-resonator bandpass filter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 2159-2163, Dec. 1998.
- [10] C. W. Tang, Y. C. Lin and C. Y. Chang, "Realization of transmission zeros in

comblines filters using an auxiliary inductively coupled ground plane,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, Issue 10, pp. 2112-2118, Oct. 2003.

[11] Levy, R.; Rhodes, J.D.,”A Comb-Line Elliptic Filter; *Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans.*, vol. 19, Issue 1, pp.26-29, Jan. 1971.

[12] Wenzel, R.J.,”Synthesis of Comblines and Capacitively Loaded Interdigital Bandpass Filters of Arbitrary Bandwidth,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 19, Issue 8, pp.678 - 686, Aug. 1971.

[12] Cristal, E.G., ”Tapped-Line Coupled Transmission Lines with Applications to Interdigital and Comblines Filters,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 23, Issue 12, pp. 1007- 1012, Dec. 1975.

