

國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班

碩士論文

多頻多模整合被動元件模組

Multi-Band Multi-Mode Integrated Passive Modules



研 究 生：盧約廷

(Yue-Ting Lu)

指導教授：林育德 博士

(Dr. Yu-De Lin)

中 華 民 國 九 十 五 年 七 月

多頻多模整合被動元件模組

Multi-Band Multi-Mode Integrated Passive Modules

研 究 生：盧 約 廷

Student : Yue-Ting Lu

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



碩士論文

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

July 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中 華 民 國 九 十 五 年 七 月

多頻多模整合被動元件模組

研究生：盧約廷

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是現今發展的趨勢，本論文提出包括雙工器與兩個不同頻段的帶通濾波器之整合模組，利用低溫共燒陶瓷(Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC)製程設計出符合 WLAN 802.11a/b/g 頻段的雙工器模組，符合現今通訊產品體積縮小化，高選擇性，及高整合度的元件。在本論文中，以 Ansoft HFSS 全波分析軟體及 Microwave office 電路模擬軟體作為設計之工具，提出帶通、低通濾波器和雙工器及其整合模組以應用於無線區域網路 (Wireless Local Area Netowrk, WLAN) 系統。本文中所提出的兩種帶通濾波器結構，其一是將三階梳型濾波器加入一耦合電容以達到產生傳輸零點高選擇性的效果，另一種是雙零點帶通濾波器，其是藉由多重傳輸路徑而產生通帶兩側的傳輸零點。低通濾波器部份則是利用定 k 值與導 m 型組合式的複合結構。雙工器由低通與帶通濾波器結合而成。最後雙工器模組是將雙工器接上不同頻段的帶通濾波器，在 2.4 GHz 與 5.2 GHz WLAN 頻段分別具有低損耗和高選擇性的頻率響應，以滿足 2.4 GHz 和 5.2 GHz WLAN 系統的需求。

Multi-Band Multi-Mode Integrated Passive Modules

Student: Yue-Ting Lu

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

Nowadays ,It's the trend to integrate RF device of WLAN system ,this thesis presents a integrated module of a diplexer and two band pass filters of different bands by using LTCC technique. Design the diplexer module will meet IEEE802.11a(5.2GHz 、5.7GHz) and 802.11b/g(2.4GHz) wireless LAN's specifications. The device conforms to small size and high selectivity. In the thesis, the simulation tool is Ansoft HFSS and Microwave office. This thesis presents two structures of band pass filters, one is the LTCC three-order comb-line filter with cross-coupled capacitor, and another is two-order with two transmission zero band pass filter. The low pass filter is a complex device of constant k filter and m-derived filter. The diplexer is composite of the band pass filter and the low pass filter. Finally, the diplexer module is a composite of diplexer and two band pass filters. It has low insertion loss and high selectivity in 2.4GHz and 5GHz bands, to meet IEEE 802.11a/b/g wireless LAN's specifications.

誌 謝

本論文可以有點小成果，首要感謝的就是我的指導教授——林育德博士。老師在我兩年的研究所生涯中，引導我進入微波領域，老師熱心的教導與細心的溝通讓我對無線通訊系統與天線研究領域有相當程度的了解，最重要的是讓我學習如何作研究，遇到問題有解決問題的能力。也非常感謝洪萬鑄博士，在我有疑惑的時候，給我許多寶貴的意見，讓我獲益良多。非常感謝口試委員沈志文博士，將其在 LTCC 領域上的專業知識提供給我，並在口試時給我莫大的幫助，使得此論文得以更加完善。

在此，再次感謝任職於美磊科技的沈志文學長以及鄭謹鋒學長，學長將多年專研設計 LTCC 的經驗帶給我，雖然學長工作繁忙，卻也細心的協助我，並且幫助我完成數個 LTCC 元件，雖然我對於 LTCC 下線的程序笨手笨腳，學長也都是以很溫柔的語氣教導我，感覺很溫馨，並對於論文中所設計的 LTCC 濾波器提供許多寶貴的經驗與建議，如此才得以順利完成此論文。

感謝大鵬養殖場的 DogLin 林烈全學長，照料我們碩一時的生活樂趣，帶我們去聯誼，由於他很熱心，每當我遇到問題時，都願意協助我各種大大小小的事情，還帶我去去認識新竹的路，帶我去看煙火，有了他生活變的更多彩多姿。也感謝天線實驗室的學長旭昇、仲啟、哲維和宏霖，感謝學長們長期以來的照顧，並提供他在 LTCC 研究領域上的研究心得。實驗室的同學薛豹、小蔡、李鵬及宗遠是我研究所生涯中的良師益友，一起打球，互相幫助共同成長。並感謝活力十足的學弟們，阿彭、阿德、Nash、旻翰互相討論不足之處，也帶給我們許多歡笑。感謝大學同學們裕京、佩臻、阿泰、Kevin、峰祥、紹軒和雅琪，放假時陪我一起打牌和聊天打屁。

最後，我要表達我對家人爸爸盧虎、媽媽蔡金淵和哥哥盧政毅，有了家人精神與經濟上的全力支持，與女友依岑的生活上的相伴，我才能無後顧之憂地完成研究所的學業及此論文，在此，將論文獻給幫助過我的所有人。

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 低溫共燒陶瓷帶通濾波器.....	3
2.1 濾波器介紹.....	3
2.2 三階梳型濾波器.....	3
2.2.1 低溫共燒陶瓷帶通濾波器設計.....	3
2.2.2 模擬與量測結果.....	6
2.3 低溫共燒陶瓷雙零點二階帶通濾波器.....	9
2.3.1 雙零點二階帶通濾波器.....	9
2.3.2 濾波器設計及模擬量測結果.....	12
第三章 低溫陶瓷共燒低通濾波器.....	15
3.1 定 k 值與導 m 型濾波電路理論.....	15
3.1.1 導 m 型濾波電路.....	15
3.1.2 組合式濾波器.....	19
3.2 低溫陶瓷共燒低通濾波器設計.....	21
3.3 模擬與量測結果.....	21
第四章 低溫共燒陶瓷雙工器.....	23
4.1 雙工器介紹.....	23
4.1.1 雙工器原理與設計.....	23
4.1.2 模擬與量測結果.....	27
4.2 低溫共燒陶瓷雙工器模組.....	28
4.2.1 雙工器模組設計及模擬量測結果.....	28
第五章 結論.....	33
參考文獻.....	34

表 錄

表 2-1、訊號經過不同通道所造成之相位差.....	6
表 2-2、改良型三階交錯耦合濾波器 2.4/5GHz 各項參數值.....	7
表 2-3、訊號行經不同通道造成之相位差.....	11
表 2-4、改良型三階交錯耦合濾波器各項參數值.....	12
表 3-1、T 與 π 網路的鏡像參數.....	15
表 3-2、組合式濾波電路 T 與 π 網路的各項參數值.....	21



圖 錄

圖 1-1、典型的 WLAN 通訊系統.....	1
圖 2-1、(a) 典型梳型濾波器 (b) 三階梳型濾波器等效電路.....	3
圖 2-2、改良式三階梳型帶通濾波器.....	4
圖 2-3、(a) 訊號由埠 1 經過串聯電容到達埠 2 後的相位差.....	4
(b) 訊號由埠 1 經過串聯電感到達埠 2 後的相位差.....	5
(c) 訊號由埠 1 經過並聯電容電感到達埠 2 後的相位差.....	5
圖 2-4、改良型三階交錯耦合濾波器多重通道示意圖.....	5
圖 2-5、訊號經過不同通道之相位及震幅響應的 Y 參數.....	6
圖 2-6、(a)2.4GHz 帶通濾波器俯視圖、側視圖與實體.....	7
(b)5 GHz 帶通濾波器俯視圖、側視圖與實體.....	7
圖 2-7、2.4GHz 帶通濾波器頻率響應圖.....	8
圖 2-8、5GHz 帶通濾波器頻率響應圖.....	8
圖 2-9、電感金屬線不同距離之響應.....	9
圖 2-10、二階雙零點帶通濾波器電路模型.....	10
圖 2-11、二階雙零點帶通濾波器多重通道示意圖.....	10
圖 2-12、金屬線互感示意圖.....	10
圖 2-13、不同 C 值產生不同之 (a) 振福 (b) 相位差.....	12
圖 2-14、二階雙零點帶通濾波器之 (a) 俯視圖 (b) 側視圖.....	13
圖 2-15、帶通濾波器頻率響應.....	14
圖 3-1、定 k 值低通濾波電路。(a) 低通 T 網路 (b) 低通 π 網路.....	16
圖 3-2、定 k 值濾波電路的 α 與 β 值.....	16
圖 3-3、定 k 值網路到 m 值濾波網路的推導。(a) 定 k 值網路.....	17
(b) 通用型 m 值網路.....	17
(c) 最後的 m 值網路.....	17
圖 3-4、m 值濾波電路 (a) 低通 T 網路 (b) 低通 π 網路.....	18
圖 3-5、m 值=0.79 時通帶中 $Z_{i\pi}$ 的響應.....	18
圖 3-6、定 k 值、m 值濾波器、及其組合網路的衰減頻率響應圖.....	19
圖 3-7、定 k 值與 m 值 π 網路濾波電路.....	20

圖 3-8、低通組合式濾波電路.....	20
圖 3-9、低通濾波器之 (a) 俯視圖 (b) 側視圖 (C) 實體圖.....	22
圖 3-10、低通濾波器頻率響應圖.....	22
圖 4-1、雙工器的基本架構.....	23
圖 4-2、不同的 L1 所得到的史密斯圖.....	24
圖 4-3、不同的 L2 所得到的史密斯圖.....	24
圖 4-4、雙工器電路模型.....	25
圖 4-5、雙工器俯視圖(一).....	25
圖 4-6、雙工器俯視圖(二).....	26
圖 4-7、雙工器側視圖(一).....	26
圖 4-8、雙工器側視圖(二).....	26
圖 4-9、雙工器頻率響應模擬圖.....	27
圖 4-10、雙工器隔離度模擬圖.....	27
圖 4-11、雙工器模組電路模型.....	28
圖 4-12、雙工器模組俯視圖(一).....	29
圖 4-13、雙工器模組俯視圖(二).....	29
圖 4-14、雙工器模組側視圖(一).....	30
圖 4-15、雙工器模組側視圖(二).....	30
圖4-16、雙工器模組的頻率響應圖.....	30
圖4-17、雙工器模組的隔離度.....	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快速發展，而新一代的無線通訊產品通常都必須符合多功能性且體積小，因此也增加了電路本身的複雜度。被動元件如電容、電感、濾波器(filter)、雙工器(duplexer)、巴倫(balun)，在一個典型的通訊系統中如圖 1-1，被動元件使用的數量通常遠大於主動元件的數量，因此減少被動元件的使用量以縮小電路面積，進而將無線通訊產品導入輕、薄、短、小更是目前的設計趨勢與發展重點。也由於一套通訊設備通常不僅工作在單一頻段，設計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。目前在無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)系統已研發出將通訊系統前端的被動元件整合為通訊模組，這些被動元件模組通常包括接收端與發射端的雙工器(duplexer)，以及不同工作頻段的帶通或低通濾波器等。

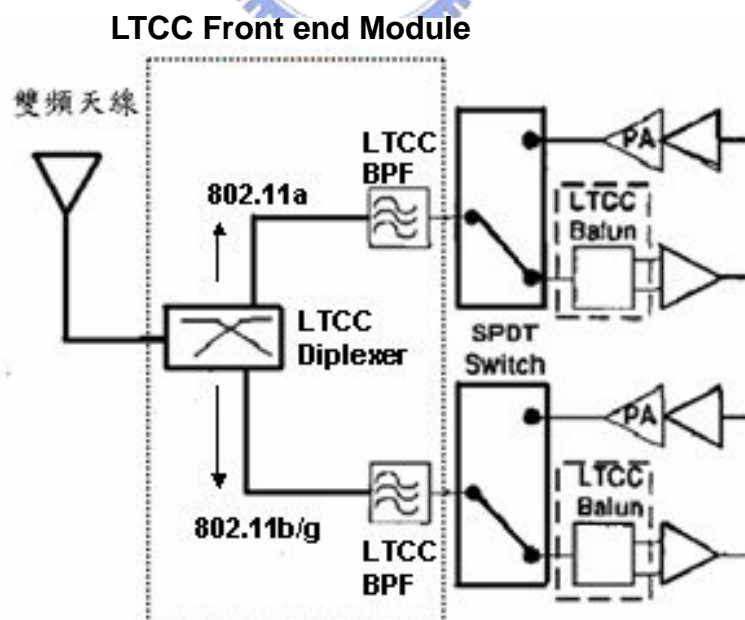


圖 1-1、典型的 WLAN 通訊系統

本論文中所使用的材料為低溫共燒陶瓷(Low Temperature Co-fired Ceramics, LTCC)，這是一種實現射頻電路積體化的先進技術，其易與主動元件整合，並且被驗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)內接導體(silver)的高導電率，(3)適於大電流及良好的熱傳導特性，(4)可作多層次的電路結構，(5)亦可直接作為 IC 封裝材料等。利用多層陶瓷介質層中內埋金屬導體的方法，將射頻電路中的被動元件由表面埋入各層介質中，藉由較高的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體化的目地，進而實現電路輕、薄、短、小的目標。本論文使用此積體化的先進技術來設計無線通訊系統接收端中的帶通、低通濾波器等被動元件，以期達到目前現有通訊系統所需要的濾波器規格。並進一步設計適用於 WLAN 通訊系統前端包含雙工器以及不同頻段的帶通濾波器通訊模組。在本論文中 LTCC 材料介電常數為 7.6，導體材料為銀(silver)，金屬導體厚度為 12um，薄層料片厚度為 32um 厚，介質損耗為 0.003。



1.2 章節內容簡介

本論文共分五章，第二章將介紹 LTCC 帶通濾波器的設計實例及模擬結果，第三章主要是介紹 LTCC 低通濾波器的設計實例及模擬結果，第四章是 LTCC 低通與帶通濾波器所結合之雙工器以及雙工器模組實例與模擬結果，最後於第五章作一簡單的結論。

第二章 低溫共燒陶瓷帶通濾波器

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

本章所討論的是低溫共燒陶瓷帶通濾波器，首先介紹三階梳型濾波器，外加一耦合電容，作為改良式三階梳型濾波器[1,2]，並以集總元件(lump element)電路模型，設計符合 Wireless LAN 通訊系統接收端 2.4 / 5.2 GHz 頻段規格之帶通濾波器。然而再以相同之分析方式，設計 5.2GHz 二階雙零點帶通濾波器[3]，以完成最後雙工器模組。

2.1 濾波器介紹

由於近年來微波通訊蓬勃發展，對於帶通濾波器規格也愈嚴格，因此，為了要達到低介入損失(insertion loss)及高選擇性，通常在兩非相鄰的諧振腔間加入一耦合路徑，使得輸入端至輸出端為多重路徑，並在通帶兩側產生所需要的傳輸零點(transmission zero)，以符合日漸嚴格的要求。

2.2 三階梳型濾波器

2.2.1 低溫共燒陶瓷帶通濾波器設計

典型的梳型帶通濾波器如圖 2-1(combine band-pass filter)[3]-[5]，其藉由諧振腔之間的交錯耦合，可使得通帶的兩側或任一側產生傳輸零點，讓截止頻帶上的雜訊可以有效被抑制，進而提升電路本身的選擇度(selectivity)。

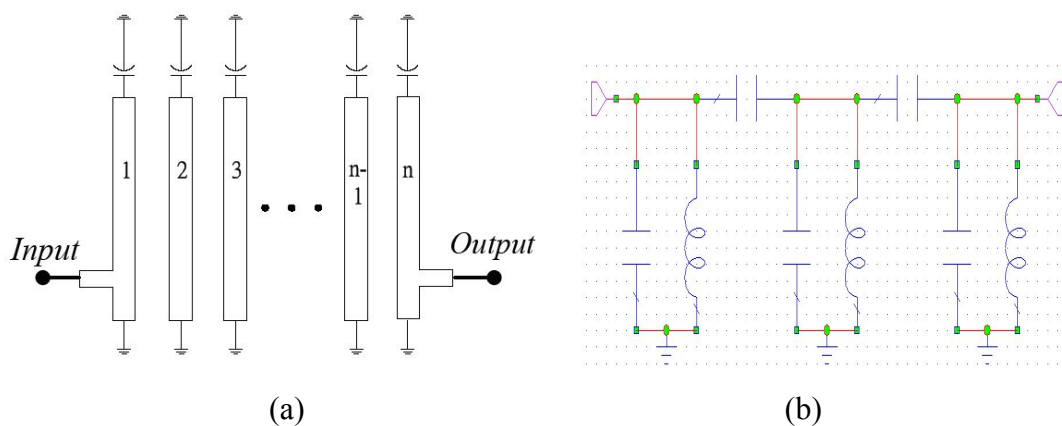


圖 2-1、(a) 典型梳型濾波器

(b) 三階梳型濾波器等效電路

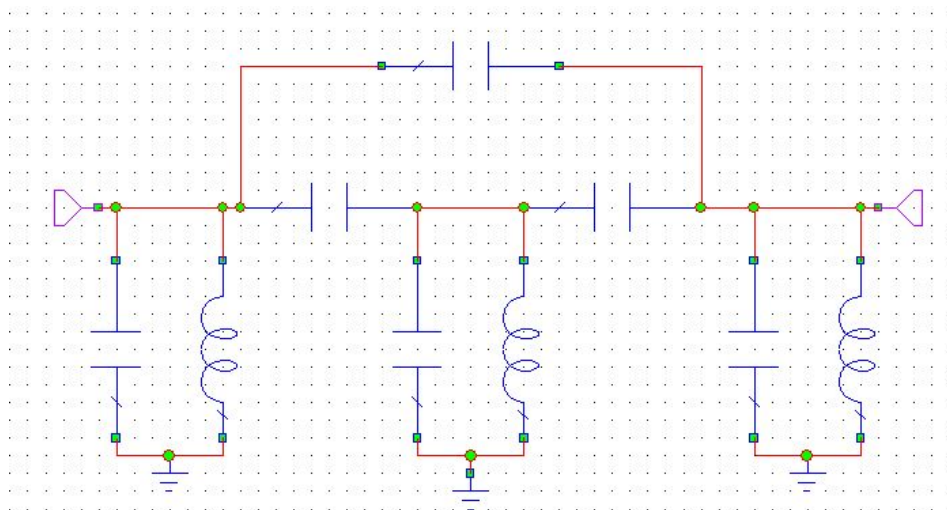
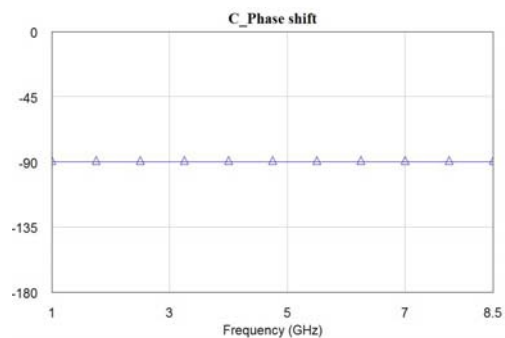
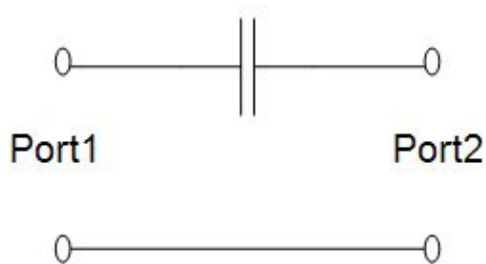


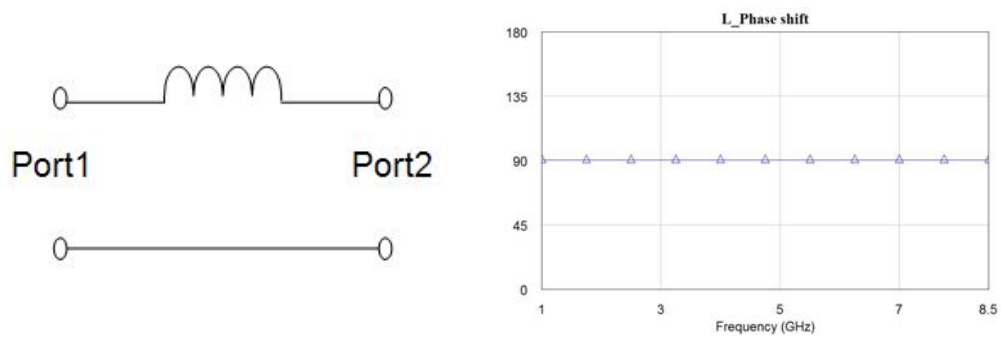
圖 2-2、改良式三階梳型帶通濾波器

將原型的三階梳型濾波器中非相鄰的兩個諧振腔疊加一耦合電容，使得訊號由單一傳輸路徑，改變為雙重傳輸路徑，並使得通帶左側產生一個傳輸零點，如圖 2-2 所示之改良式三階梳型帶通濾波器電路模型。

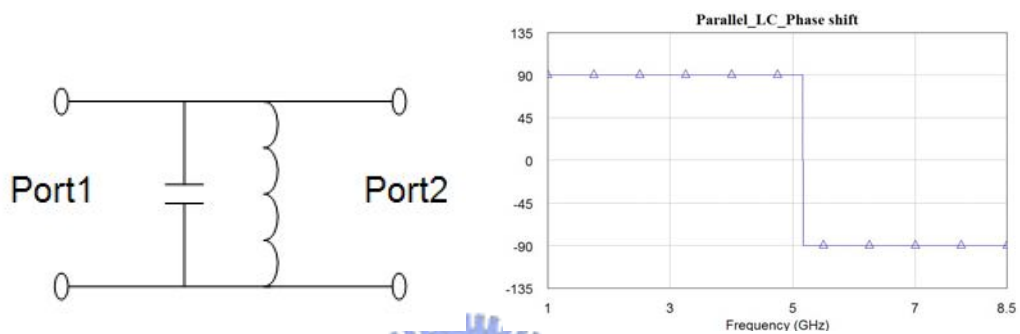
圖 2-3 中 Y 參數之 Y_{21} 相位部份表示成 θ_{21} 。考慮圖 2-3 的雙埠網路，當訊號由 Port1 經過一個串聯電容到達 Port2 時，則 θ_{21} 會因為電容特性造成相位移 -90° ，若訊號由 Port1 經過一個串聯電感到 Port2 時，則 θ_{21} 會因為電感特性造成相位移 $+90^\circ$ ，若訊號由 Port1 經過如圖 2-3(c)所示之並聯電容電感之電路到達 Port2 時，則 θ_{21} 會隨著頻率的高低而有不同的相位移，當訊號頻率低於共振頻率時，相位移為 $+90^\circ$ ，反之，則為 -90° 相位移。



(a)



(b)



(c)

圖 2-3、(a) 訊號由 Port1 經過串聯電容到達 Port2 後的相位差
 (b) 訊號由 Port1 經過串聯電感到達 Port2 後的相位差
 (c) 訊號由 Port1 經過並聯電容電感到達 Port2 後的相位差

圖 2-4 中所示 path2 是訊號傳遞的主要通道，而 path1 為交錯耦合電容所結合的次要通道。表 2-1 所示為訊號經過不同路徑所造成之相位差。

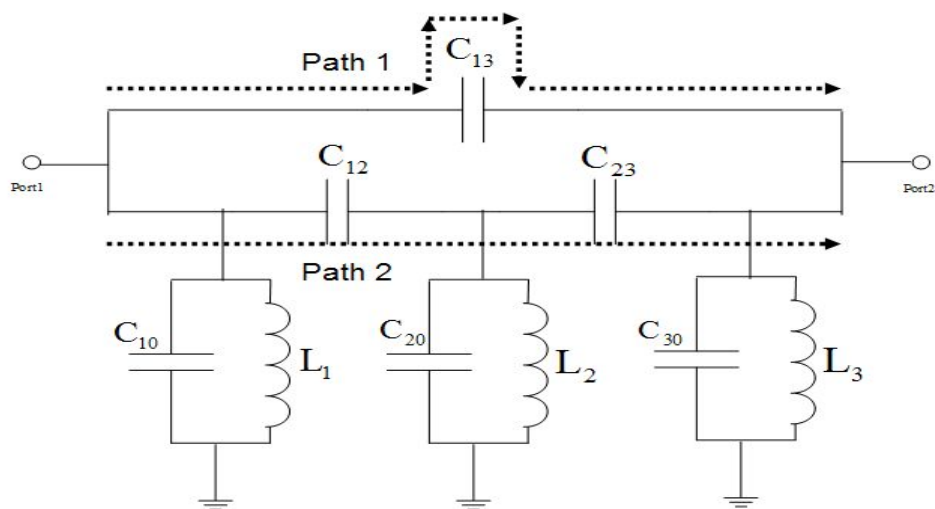


圖 2-4、改良型三階交錯耦合濾波器多重通道示意圖

	訊號頻率低於共振頻率	訊號頻率高於共振頻率
Path 1	-90^0	-90^0
Path 2	$+90^0$	-90^0
Phase Shift	180^0	0^0

表 2-1、訊號經過不同通道所造成之相位差

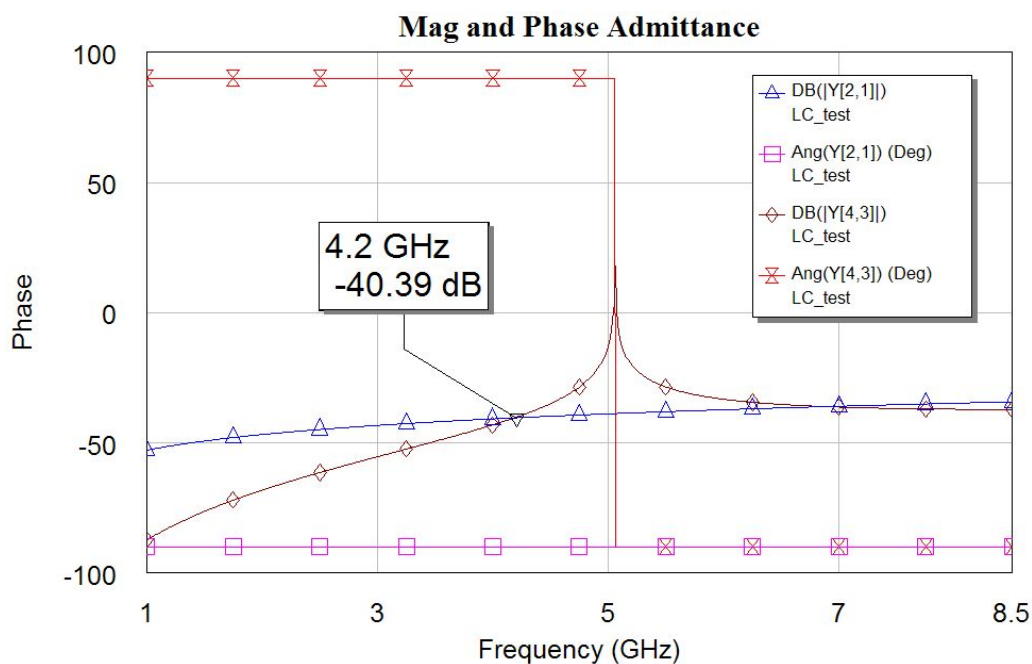


圖 2-5、訊號經過不同通道之相位及振幅響應的 Y 參數

由圖 2-5 可知 4.2GHz 頻段為振幅相同且相位相差 180 度的頻率點，因此傳輸零點(transmission zero)將發生在這個位置，其可提高濾波器的選擇度。

2.2.2 模擬與量測結果

此 2.4GHz 帶通濾波器的電路大小約為 2.5 mm × 2mm × 0.724 mm，設計之中心頻率為 2.45GHz，頻寬約 700MHz，通帶中介入損失約為 1.3dB，傳輸零點於 1.9GHz，其衰減量約為 40dB，圖 2-6(a)為其 LTCC 中的電路佈局。5.2GHz 帶通濾波器之電路大小為 2 mm × 1.2 mm × 0.724 mm，設計之中心頻率為 5.2GHz，頻寬約 1200MHz，通帶中介入損失約為 1.5dB，傳輸零點設計於 4.1GHz，而其衰減量約為 30dB，圖 2-6(b)為其 LTCC 中的電路佈局。使用 Microwave office 將電路效能最佳化所得到之電容電感值如下表 2-2 所示：

	2.4GHz	5GHz
C13	0.4pF	0.2pF
C12=C23	0.99pF	0.53pF
C10=C30	4.2pF	2.14pF
L1=L2=L3	0.7nH	0.3nH
C20	4.2pF	2.1pF

表 2-2、改良型三階交錯耦合濾波器 2.4 / 5 GHz 各項參數值

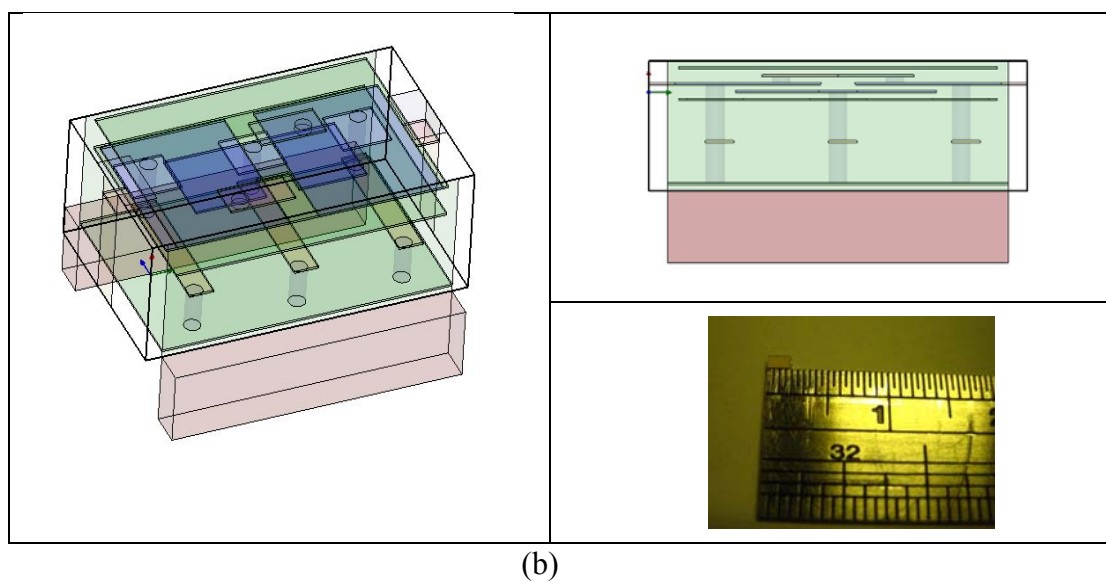
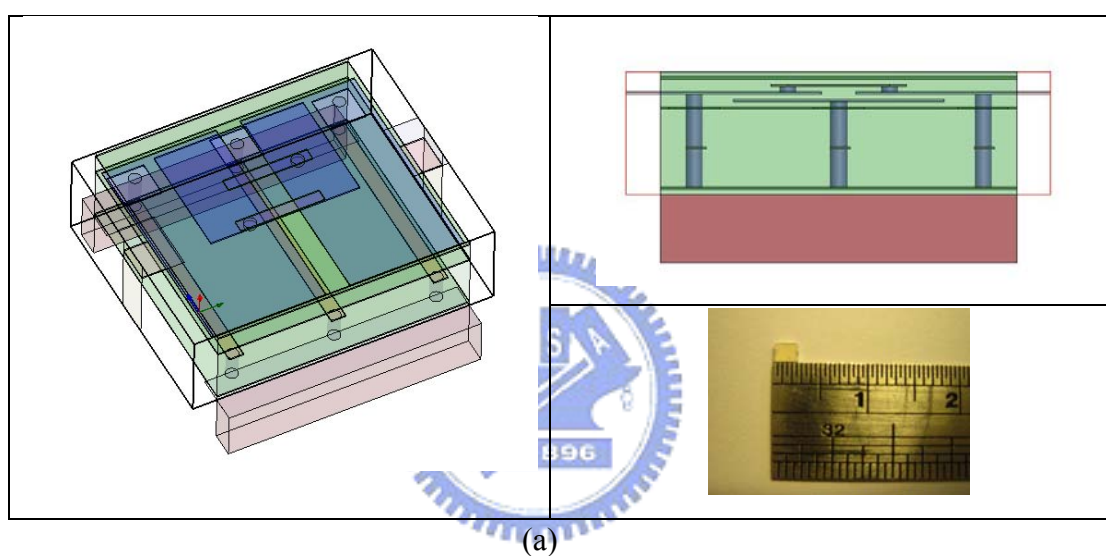


圖 2-6、(a) 2.4 GHz 帶通濾波器俯視圖、側視圖與實體

(b) 5 GHz 帶通濾波器俯視圖、側視圖與實體

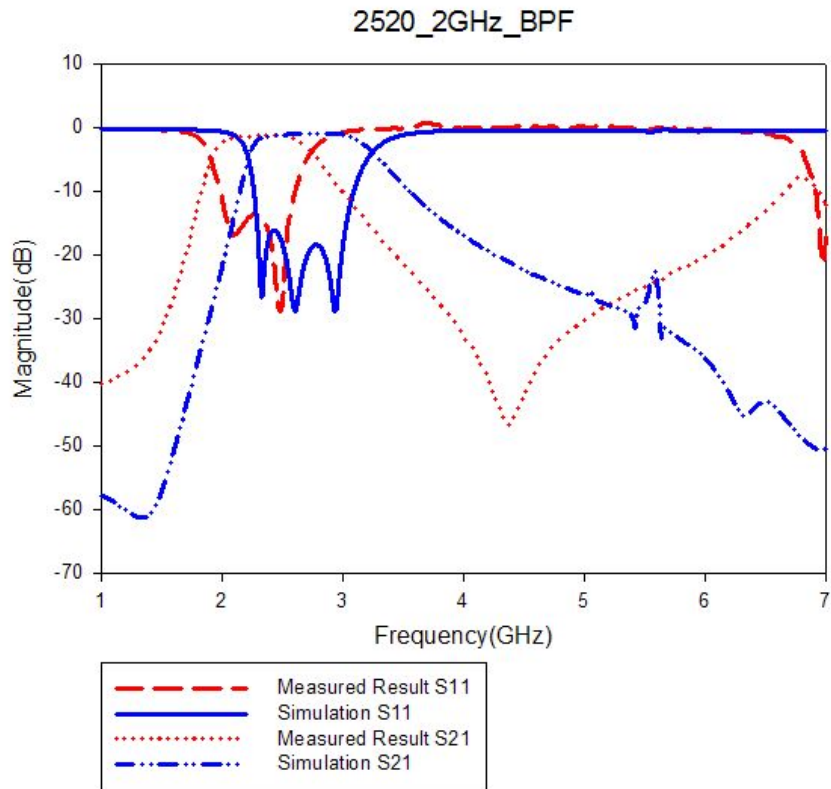


圖 2-7、2.4 GHz 帶通濾波器頻率響應圖

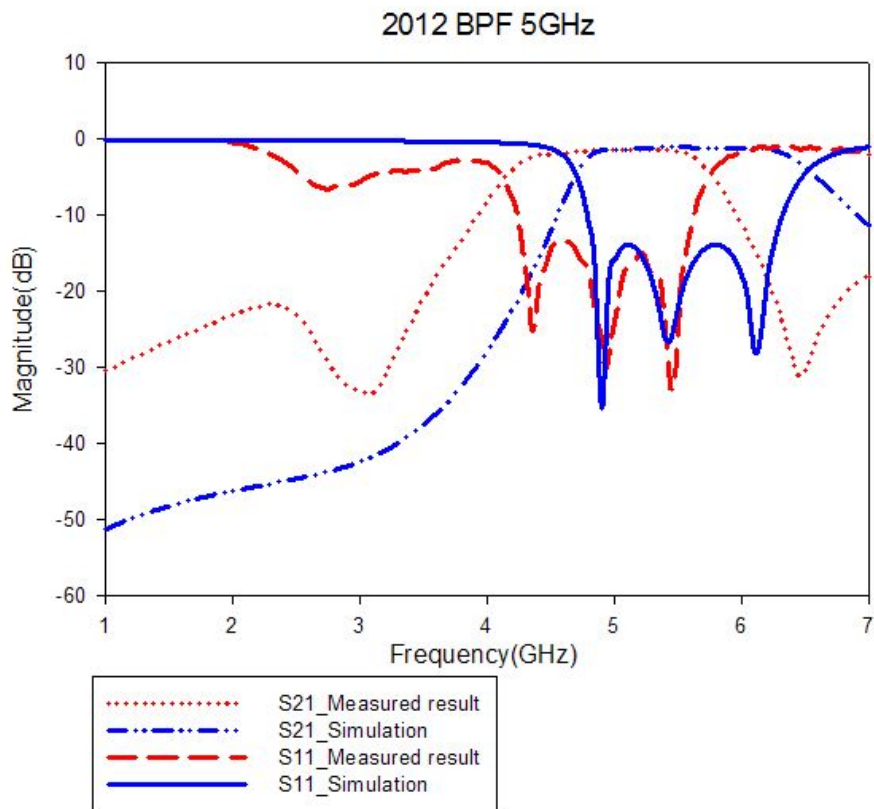


圖 2-8、5 GHz 帶通濾波器頻率響應圖

圖 2-7 為 2.4 GHz 帶通濾波器的頻率響應圖，圖 2-8 為 5 GHz 帶通濾波器的頻率響應圖。在設計的過程中我們發現，等長的三條電感金屬帶線，彼此間的距離會影響到濾波器的頻寬，當三條金屬帶線距離越遠其通帶則越寬，而金屬帶線距離越近則頻寬會越窄，其趨勢如下圖 2-9 所示：

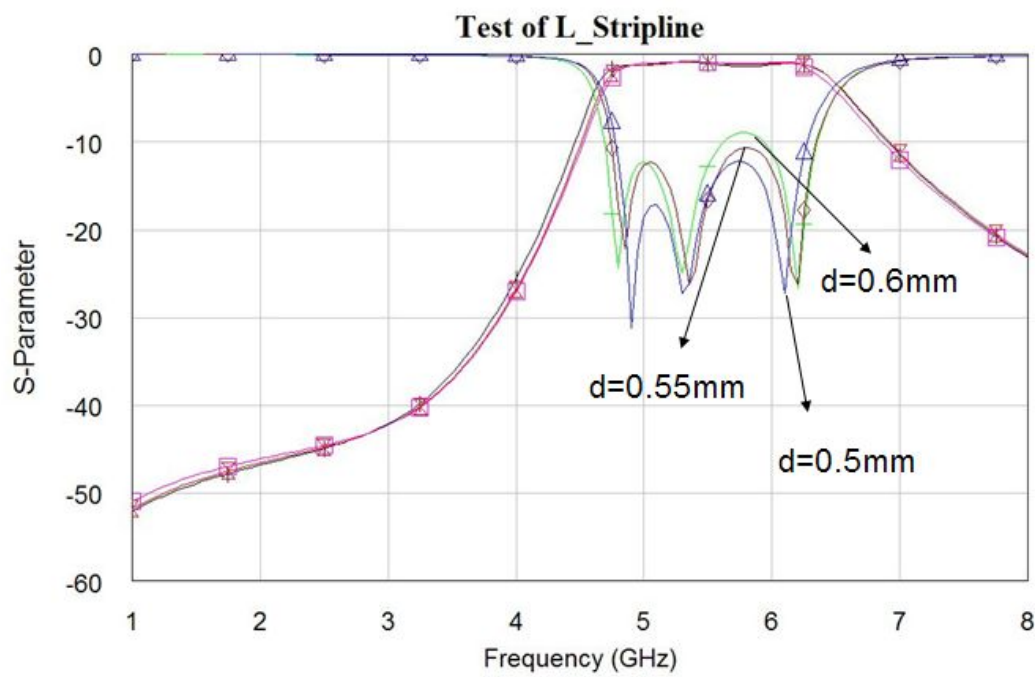


圖 2-9、金屬帶線不同距離之頻率響應

在設計的過程中發現，同樣的電容值有許多種佈局的方式，在設計佈局時，若設定每一層網版的距離更大(在製程規範下)，雖然所使用之金屬板重疊的面積需更大才能得到相同的等效電容值，但其介入損失也會降低。當設計電感時，其金屬線的寬度越寬，其所需要的金屬線長會越短，同樣也可以降低其介入損失，這樣的特性方便我們往後設計 LTCC 的各種元件或模組，將其介入損失降至最低，設計出品質更好的元件。

2.3 低溫共燒陶瓷二階雙零點帶通濾波器

2.3.1 二階雙零點帶通濾波器

本章節所要介紹的是二階雙零點帶通濾波器[6]，其產生雙傳輸零點的分析方式與上一節雷同，其集總元件電路模型如圖 2-10 所示。此低溫共燒陶瓷帶通濾波器將與第四章所提到之 LTCC 雙工器做整合，設計出符合 WLAN 802.11 a/b/g

之通訊系統接收模組。

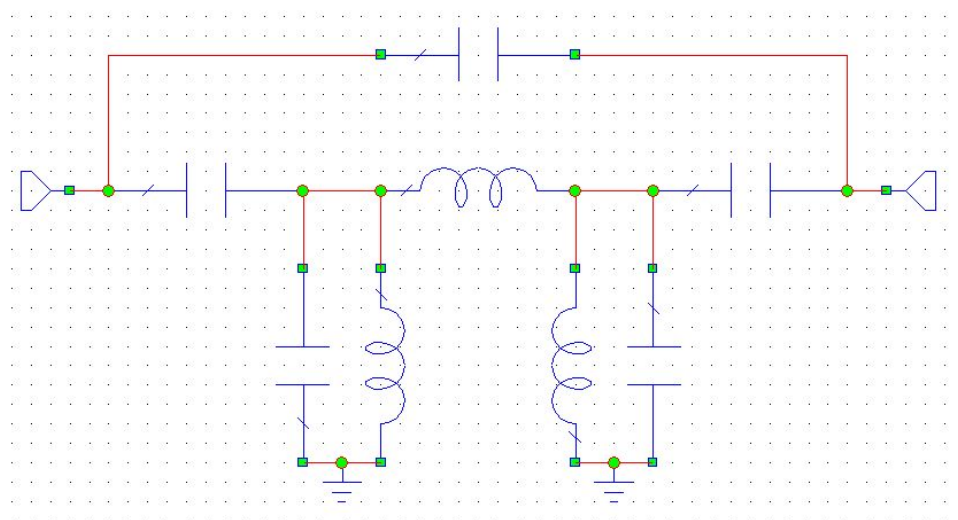


圖 2-10、二階雙零點帶通濾波器電路模型

二階雙零點帶通濾波器利用兩共振腔之間彼此交錯耦合，並依據其訊號有雙重傳輸路徑，造成在共振頻率或通帶左右兩邊的截止帶中產生傳輸零點。圖 2-11 所示為此帶通濾波器之傳輸路徑，Path1 為訊號經過一個串聯電容，Path2 訊號經過兩個串聯電容、一個串聯電感以及兩個並聯電容電感的諧振腔。表 2-3 為訊號行經兩條路徑所產生的相位移：

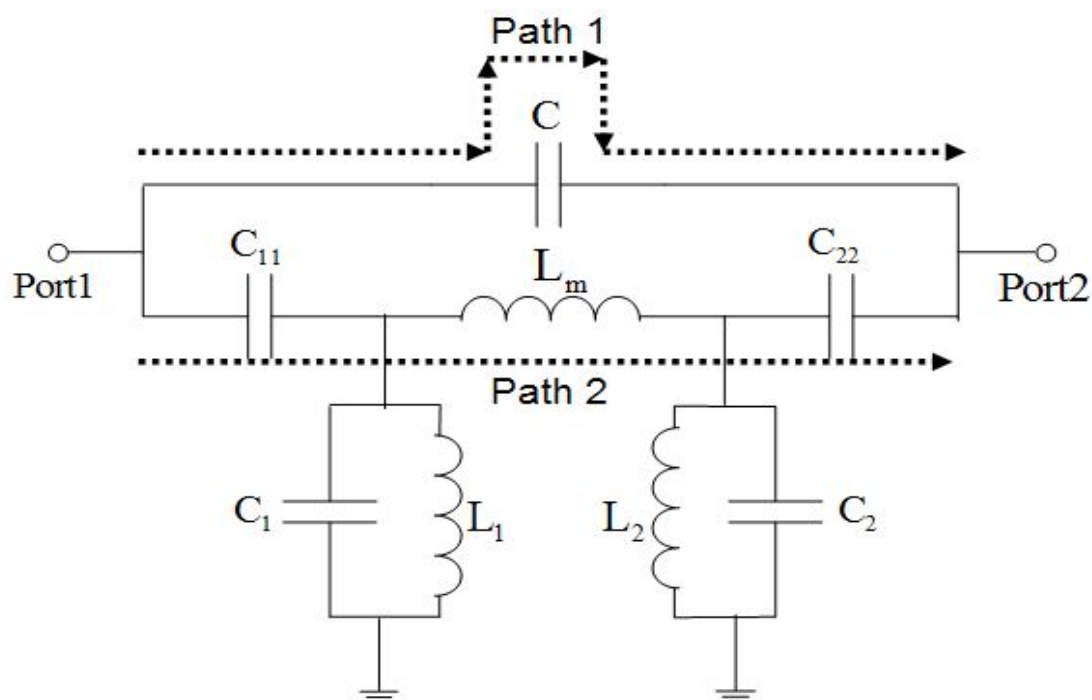


圖 2-11、二階雙零點帶通濾波器多重通道示意圖

依據電容所產生 -90^0 相位移，電感產生 $+90^0$ 相位移，且 LC 諧振腔低於共振頻率時為 $+90^0$ 相位移，而高於共振頻率時為 -90^0 相位移，由此可整理出表 2-3:

	訊號頻率低於共振頻率	訊號頻率高於共振頻率
Path 1	-90^0	-90^0
Path 2	$+90^0$	$+90^0$
Phase Shift	180^0	180^0

表 2-3、訊號行經不同通道造成之相位差

由表 2-3 可知，在通帶左右兩側都為 180^0 之相位差，若取適當之電容值，可設計出所需要的傳輸零點。圖 2-11 中 L_m 以互感(mutual inductance)的方式作電路佈局，利用兩條金屬線位處不同層，彼此耦合出所需要的電感值，如圖 2-12 的金屬線互感示意圖。

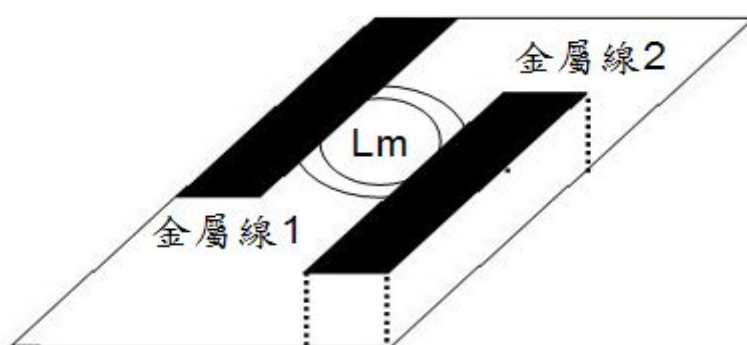
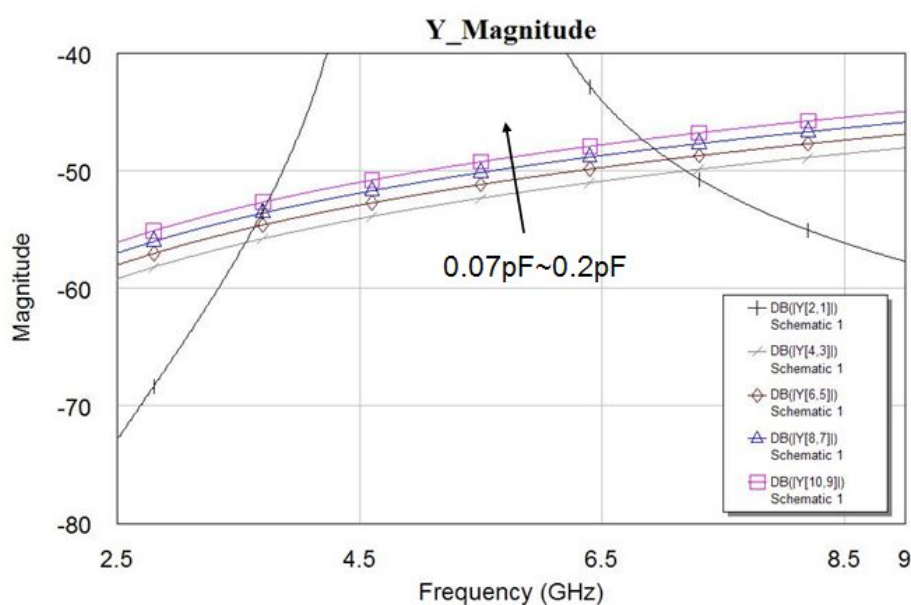
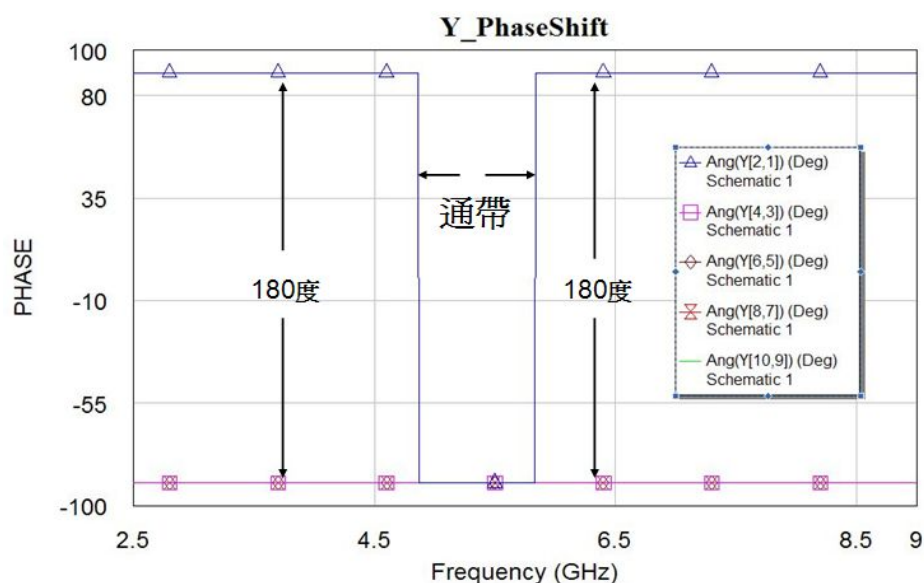


圖 2-12、金屬線互感示意圖



(a)



(b)

圖 2-13、不同 C 值產生不同之 (a) 振幅 (b) 相位差

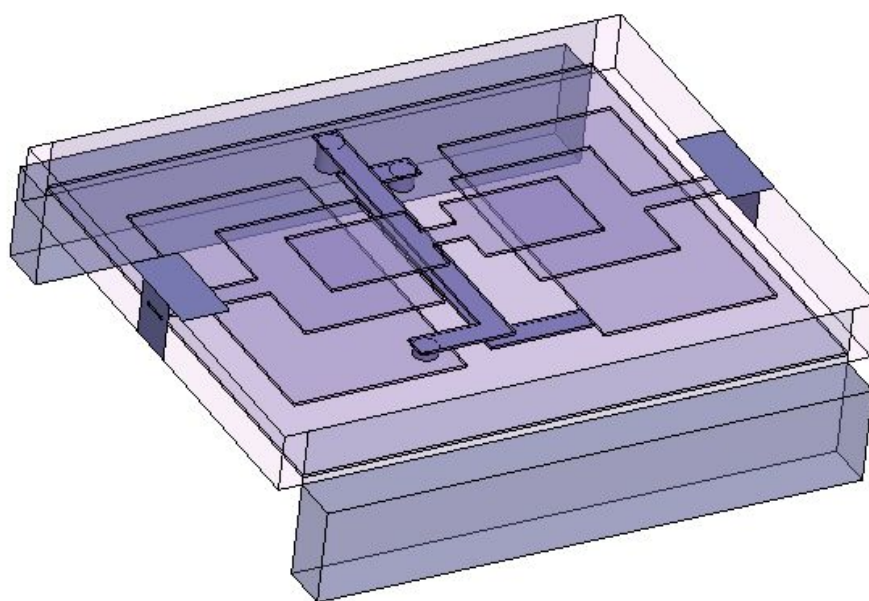
由圖 2-13(b)可以清楚看到，在通帶的左右兩側相位差均為 180 度，因此，如圖 2-13(a)所示，藉由調整 C 的電容值，可設計出所需要的傳輸零點。

2.3.2 濾波器設計及模擬量測結果

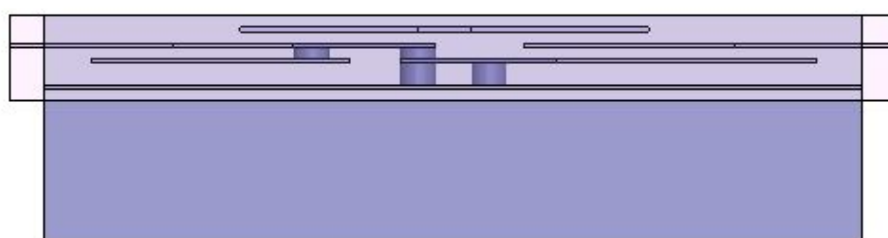
設計濾波器時，先以集總元件電路模型模擬之，再將電路所需之電感電容值以金屬線或金屬板實現，電路佈局如圖 2-14 所示。大小約為 2.5 mm × 2 mm × 0.24 mm，設計中心頻率為 5.2GHz，所需頻寬約為 1000MHz，通帶損耗約 1.1dB，並應規格要求設計傳輸零點於，通帶外側低頻零點約 3GHz 處，高頻 7HGz 處，以抑制通帶外之訊號干擾。使用 Microwave office 將電路效能最佳化所得之電容電感值如表 2-4 所示：

各項參數	參數值
C	0.2pF
C11=C22	0.35pF
Lm	3.7nH
C1=C2	0.4pF
L1=L2	1.67nH

表 2-4、濾波器各項參數值



(a)



(b)

圖 2-14、二階雙零點帶通濾波器之 (a) 俯視圖 (b) 側視圖

圖 2-15 為二階雙零點帶通濾波器的頻率響應圖。根據以上的模擬結果，可整理出一些基本的 LTCC 帶通濾波器設計概念，首先找出符合通訊系統規格之帶通濾波器集總元件電路模型，將其模型化簡並將等效電路佈局於 LTCC 中，藉由 LTCC 多層介質的特性，簡單地將電路佈局模型區分為電感層與電容層。設計電感的佈局時，可以使用帶線(stripline)連接 via 至地，藉由調整帶線的寬度、長短以及 LTCC 的層厚以達到所需要的電感值，也可利用螺旋狀式的電感佈局法，以節省 LTCC 的層數，由於 LTCC 中空間有限，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，觀察其耦合效應對於整體架構的影響，才能使設計更加順利完善。

設計電容層時，通常使用 π 型電容法，由於電容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，(如本論文中所使用的製程，單一薄層厚度為 32 μm ，金屬(silver)厚度為 12 μm)，所以較容易達到電路模型所需要的電容值。

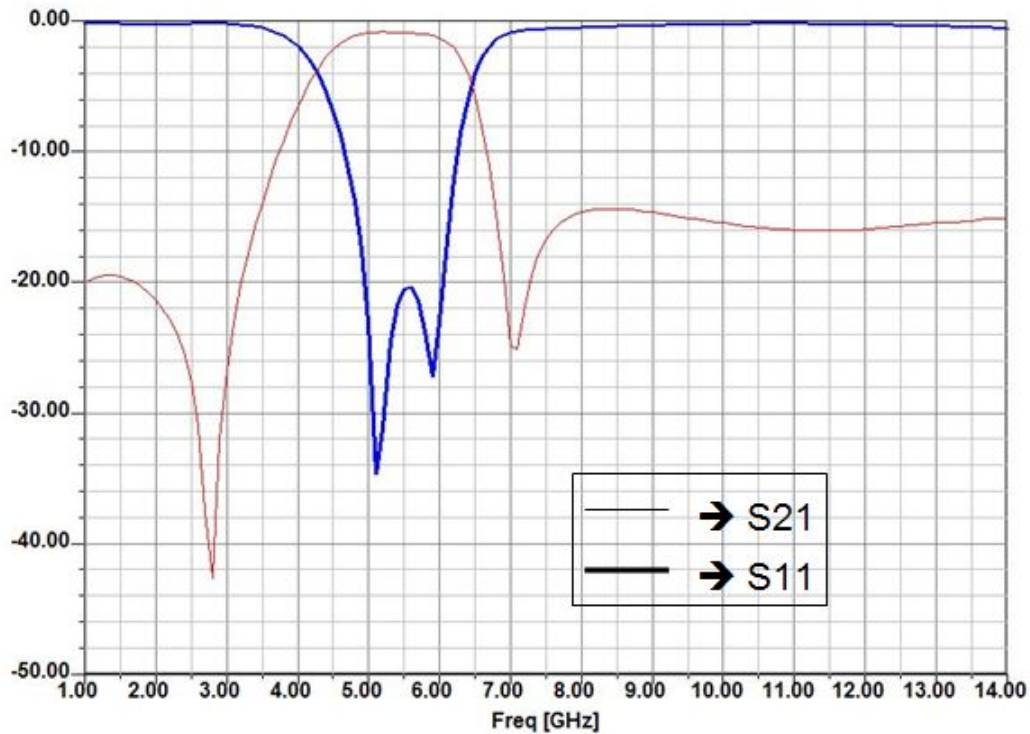


圖 2-15、帶通濾波器頻率響應

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都會影響電路的表現，使電路本身損耗更大，利用側邊電極連接可以避免由 via 所帶來的寄生效應，但考慮到接面電極所在的位置，層與層之間並不容易都用側面電極連接，因此如何利用側面電極、減少使用 via 數量及更周全的考慮到電路佈局之間的耦合效應，將使電路的表現更加理想，仍是需要努力研究的方向。

第三章 低溫陶瓷共燒低通濾波器

(Low Temperature Co-fired Ceramics Low-Pass Filter)

3.1 定 k 值與導 m 型濾波電路理論

3.1.1 導 m 型濾波電路

T 網路與 π 網路是設計濾波器重要的兩個雙埠網路，其可左右對稱的特性，更方便我們設計濾波器。下表 3-1 是參考 David M. Pozar 的微波工程[7]一書中，T 網路與 π 網路的鏡像參數：

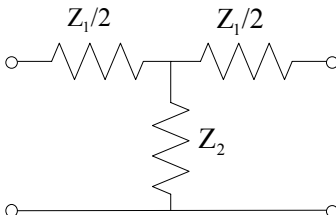
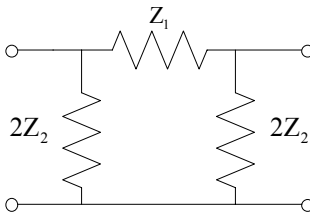
		
ABCD 參數	$A=1+Z_1+2Z_2$ $B=Z_1+Z_1^2/4Z_2$ $C=1/Z_2$ $D=1+Z_1/2Z_2$	$A=1+Z_1+2Z_2$ $B=Z_1$ $C=1/Z_2+Z_1/4Z_2^2$ $D=1+Z_1/2Z_2$
Z 參數	$Z_{11}=Z_{22}=Z_2+Z_1/2$ $Z_{12}=Z_{21}=Z_2$	$Y_{11}=Y_{22}=1/Z_1+1/2Z_2$ $Y_{12}=Y_{21}=1/Z_1$
鏡像參數	$Z_{iT}=\sqrt{Z_1Z_2}\sqrt{1+Z_1/4Z_2}$	$Z_{i\pi}=\sqrt{Z_1Z_2}/\sqrt{1+Z_1/4Z_2}$
傳播常數	$e^\gamma=1+Z_1/2Z_2+\sqrt{(Z_1/Z_2)+(Z_1^2/4Z_2^2)}$	$e^\gamma=1+Z_1/2Z_2+\sqrt{(Z_1/Z_2)+(Z_1^2/4Z_2^2)}$

表 3-1、T 與 π 網路的鏡像參數

鏡像參數法有兩種濾波器原型架構，一為定 k 值(constant k)濾波電路，一為 m 值(m-derived)濾波電路，以下先對定 k 值的 π 網路低通濾波器作分析，利用表 3-1，低通濾波器取 $Z_1=j\omega L$ ， $Z_2=1/j\omega C$ 代入

$$Z_{i\pi}=\sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{1-\frac{\omega^2 LC}{4}} \quad , \quad e^\gamma=1-\frac{2\omega^2}{\omega_c^2}+\frac{2\omega}{\omega_c}\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_c^2}-1}$$

；其中 $R_0=\sqrt{\frac{L}{C}}=k$ ，define, 截止頻率 $\omega_c=\frac{2}{\sqrt{LC}}$ ， R_0 為特性阻抗，

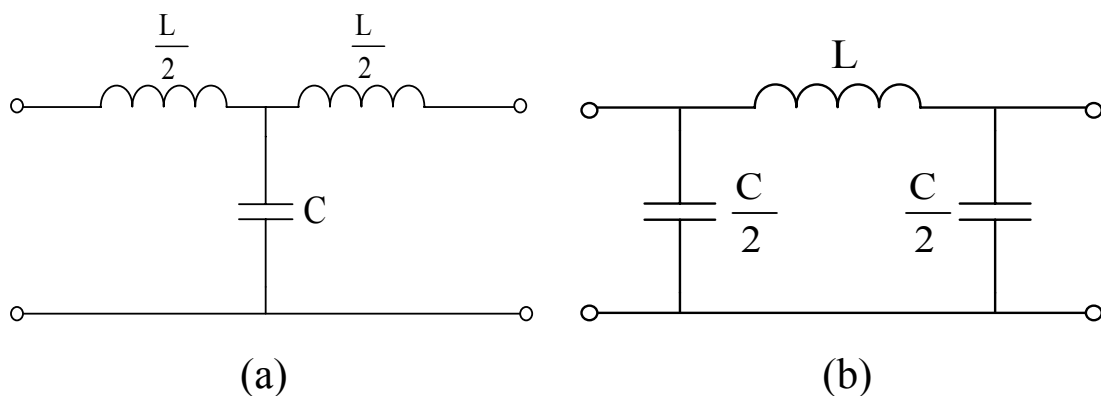


圖 3-1、定 k 值低通濾波電路。(a) 低通 T 網路 (b) 低通 π 網路。

上圖(b)為一定 k 值低通濾波器之 π 網路，因串聯電感與並聯電容，而使得高頻訊號被截止，而低頻訊號可通過。經過代換後，可得到鏡像阻抗為

$$Z_{i\pi} = R_o / \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}$$

$$\text{當 } \omega = 0 \text{ 時, } Z_{i\pi} = \sqrt{\frac{L}{C}} = R_o$$

考慮以下兩個頻率範圍：

1. $\omega < \omega_c$ (pass band) 時: $Z_{i\pi}$ 為實數， γ 為虛數。

$$\text{且 } |e^\gamma|^2 = \left(1 - \frac{2\omega^2}{\omega_c^2}\right)^2 + \frac{4\omega^2}{\omega_c^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}\right) = 1 \quad ; \quad \frac{\omega^2}{\omega_c^2} < 1$$

2. $\omega > \omega_c$ (stop band) 時: $Z_{i\pi}$ 為虛數， γ 為實數。

且當 $\omega \gg \omega_c$ 時，其衰減率為 40dB/dec。下圖 3-2 為 constant k 濾波電路之相位常數(β) 與衰減係數(α)對頻率之作圖。

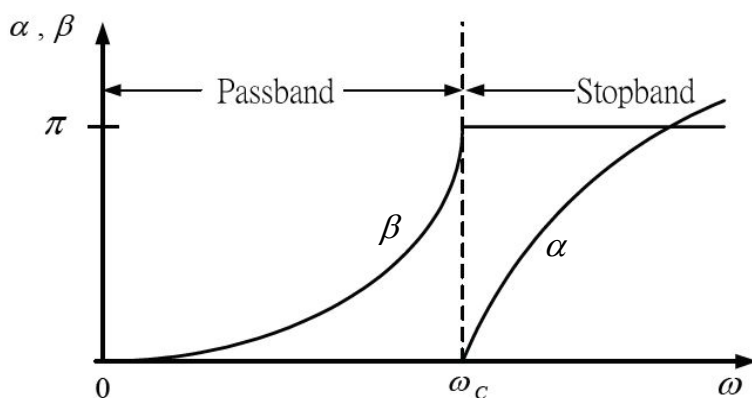


圖 3-2、定 k 值濾波電路的 α 與 β 值

由此可知定 k 值濾波電路其缺點，在高頻截止頻帶之衰減量不夠大，及其隨頻率變化的鏡像阻抗 Z_{iT} 不夠接近常數，因此我們考慮 m 值濾波電路，以期改善上述之問題。將定 k 值濾波電路 T 網路作以下替代

令， $Z_1' \rightarrow mZ_1$

再適當的取 Z_2' 使其 Z_{iT} 與原 constant k 網路相同，得

$$Z_{iT} = \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}} = \sqrt{Z_1' Z_2' + \frac{Z_1'^2}{4}} = \sqrt{mZ_1 Z_2' + \frac{m^2 Z_1^2}{4}}$$

推得， $Z_1' = mZ_1$

$$Z_2' = \frac{Z_2}{m} + \frac{(1-m^2)}{4m} Z_1$$

由於 Z_1 與 Z_2 均為電抗性元件，因此 Z_2' 可表示為兩個串聯的元件，如圖 3-3(c)所示。且當 $m=1$ 時，此 m-derived 網路就完全等於 constant k 網路。

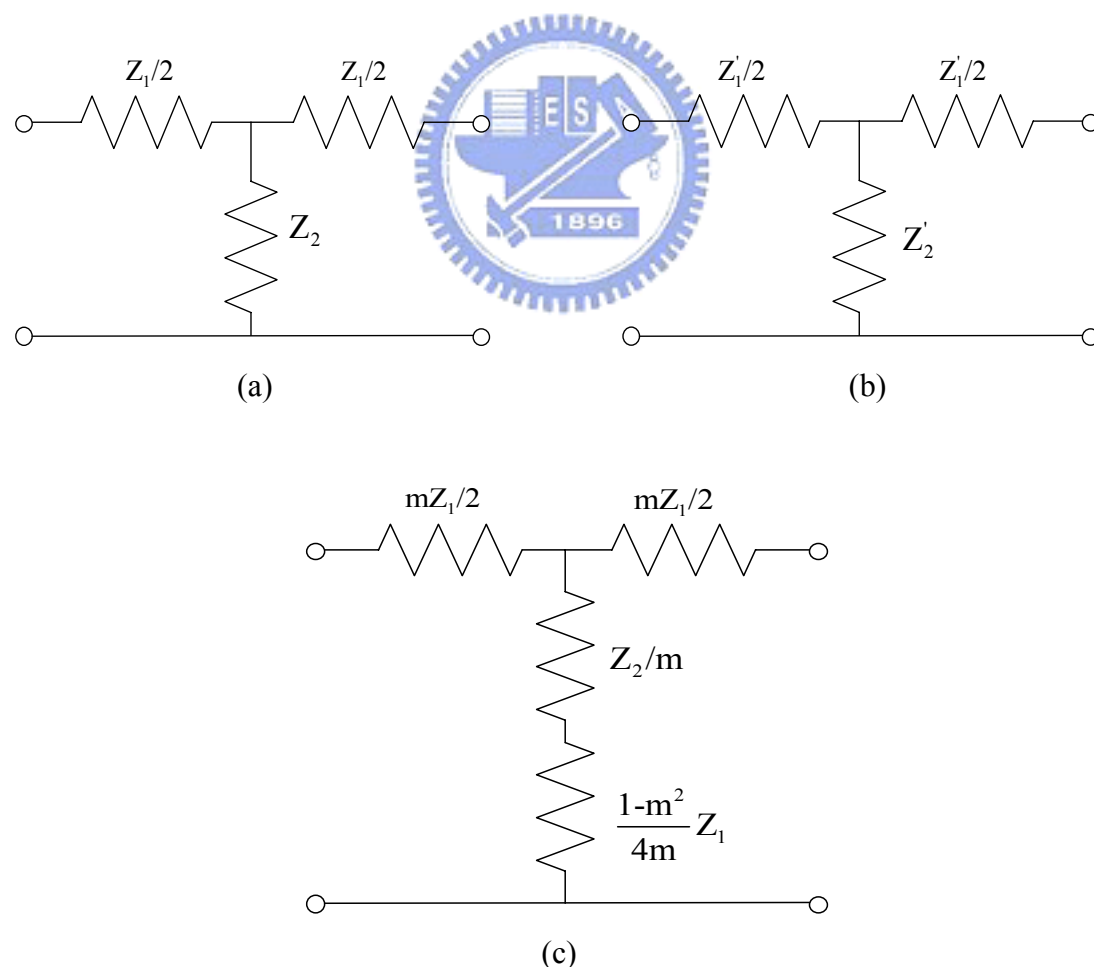


圖 3-3、定 k 值網路到 m 值濾波網路的推導。(a) 定 k 值網路 (b) 通用型 m 值網路 (c) 最後的 m 值網路。

對於低通濾波器而言， $Z_1=j\omega L$ 且 $Z_2=1/j\omega C$ ，我們可得到 m 值濾波電路的 T 網路與 π 網路電路模型，如圖 3-4 所示

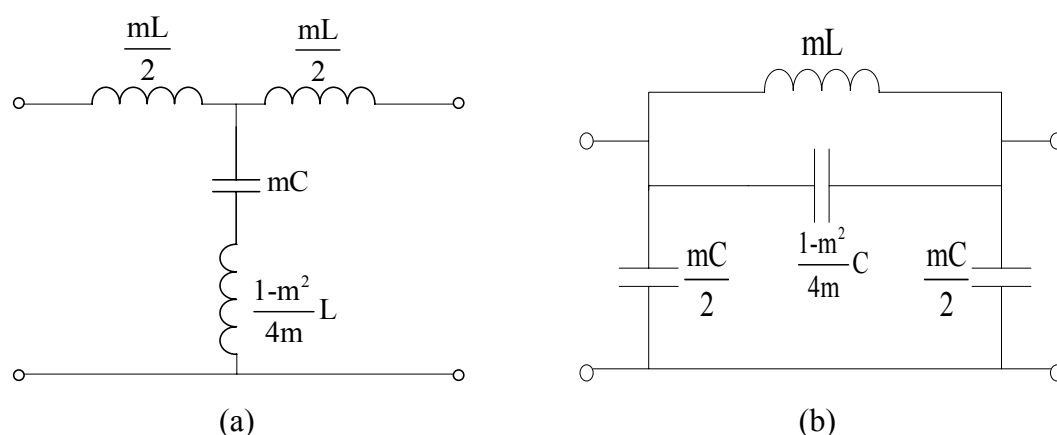


圖 3-4、 m 值濾波電路 (a) 低通 T 網路 (b) 低通 π 網路。

圖 3-5 為 $m=0.79$ 時使用軟體 Matlab 7.0 所計算出來的鏡像參數與頻率的響應圖，發現 $m=0.79$ 的 $Z_{i\pi}$ 與 $R_0=50$ 歐姆曲線相差不遠，符合我們所希望 $Z_{i\pi}$ 盡量接近 $R_0=50$ 歐姆，理想值為 $Z_{i\pi}$ 完全等於 50 歐姆。

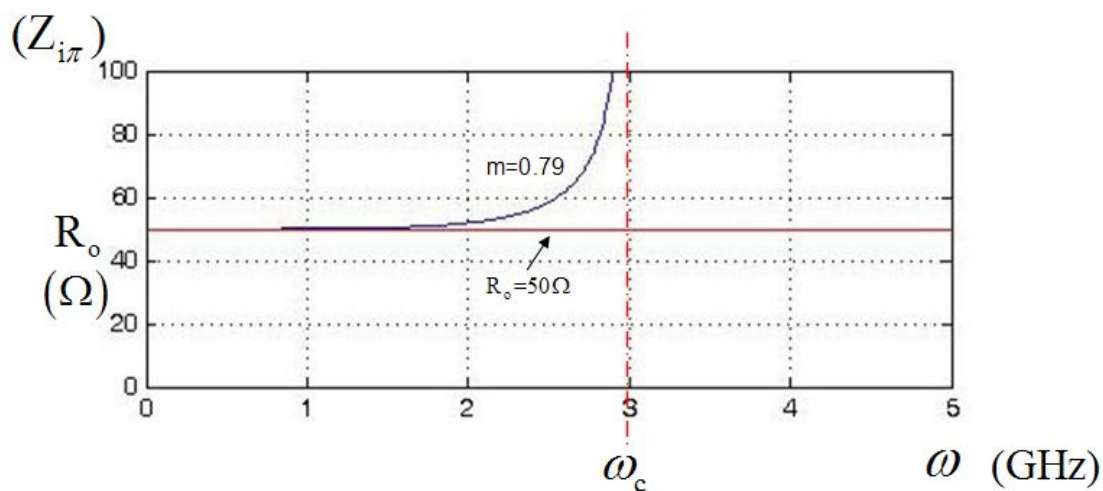


圖 3-5、 m 值=0.79 時通帶中 $Z_{i\pi}$ 的響應

3.1.2 組合式濾波器

對於低通濾波器而言， $Z_1=j\omega L$ 而 $Z_2=1/j\omega C$ ，其 m 值網路之傳播常數

$$e^\gamma = 1 + \frac{Z'_1}{2Z'_2} + \sqrt{\frac{Z'_1}{Z'_2} \left(1 + \frac{Z'_1}{4Z'_2} \right)} \quad ; \text{其中 } \frac{Z'_1}{Z'_2} = \frac{-(2\omega m/\omega_c)^2}{1-(1-m^2)(\omega/\omega_c)^2}$$

取 $0 < m < 1$ ，則 e^γ 必為實數，

且 $\omega > \omega_c$ 時， $|e^\gamma| > 1$ ，

$\omega = \omega_c$ 時， $|e^\gamma| = 1$ ，所以截止帶開始於 $\omega = \omega_c$ ，與 k 值濾波網路相同。

但當 $\omega = \omega_\infty$ 時， $\omega_\infty = \frac{\omega_c}{\sqrt{1-m^2}}$

由上式得知， $\omega_\infty > \omega_c$ ，即無限衰減會發生在截止頻率之後，而且無限衰減的位置可由 m 值來控制。由圖 3-6 可知當 $\omega > \omega_\infty$ 時，其衰減量反而會降低，不符合規格，因此將 m 值網路與定 k 值網路串接起來，可得到組合式的衰減頻率響應圖。

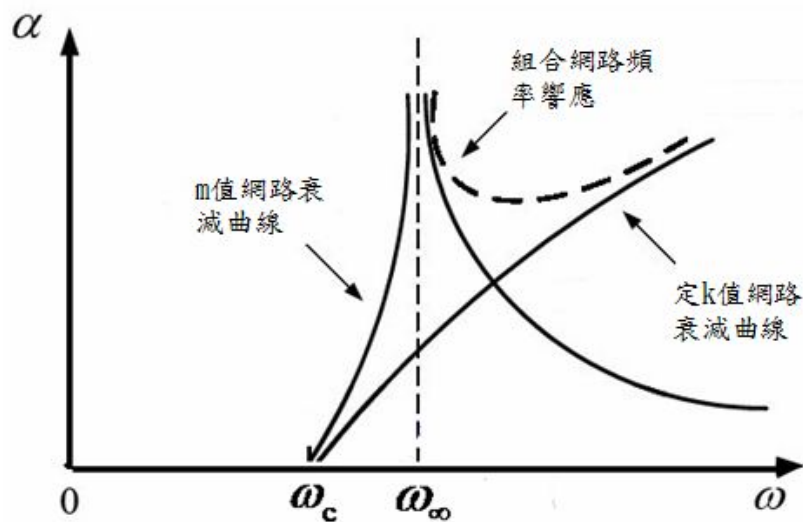


圖 3-6、定 k 值、 m 值濾波器、及其組合網路的衰減頻率響應圖

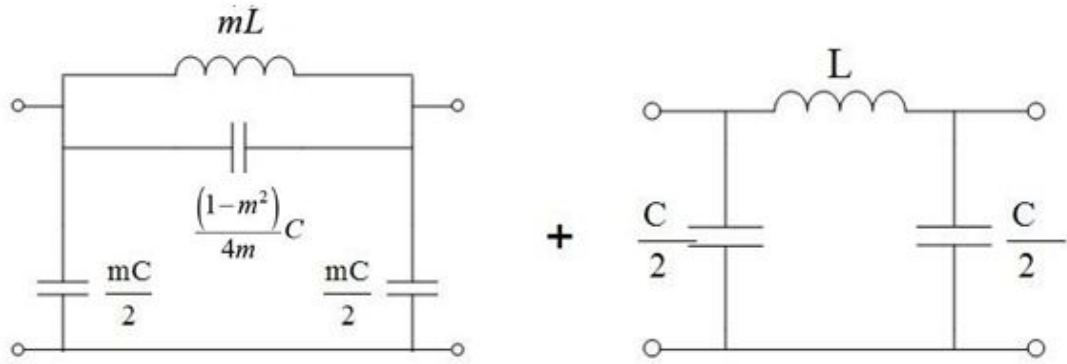


圖 3-7、定 k 值與 m 值 π 網路濾波電路

將定 k 值與 m 值 π 網路濾波電路作組合，如圖 3-7，經過簡單的化簡後，可得到如圖 3-8 的組合式低通濾波電路。

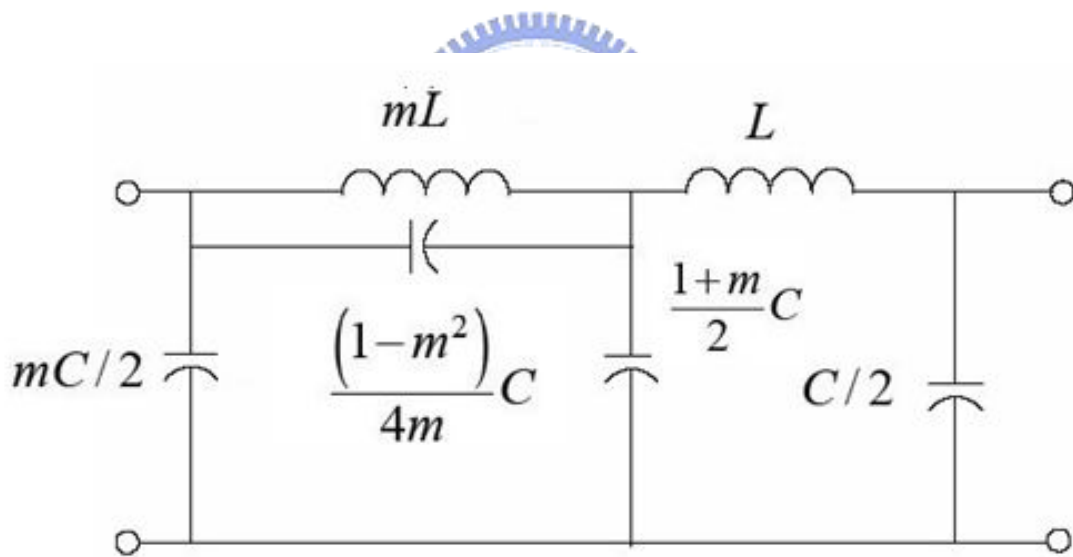


圖 3-8、低通組合式濾波電路

3.2 低溫共燒陶瓷低通濾波器設計

根據組合式濾波器的分析，可任意設計出我們所需求的低通濾波器。此將設計組合式低通濾波電路截止頻率於 3GHz，輸入阻抗為 50 歐姆，衰減極點位於 4.9 GHz 位置，根據這些條件可得：

$$L = \frac{2R_o}{\omega_c} = 5.305 \times 10^{-9} \text{H} \cong 5.3 \text{nH}$$

$$C = \frac{2R_o}{R_o \omega_c} = 2.122 \times 10^{-12} \text{F} \cong 2.1 \text{pF}$$

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_\infty} \right)^2} = 0.79$$

再將其帶入組合式低通濾波電路之各項參數可得表 3-2：

	π 網路		T 網路
$C_1 = \frac{m}{2} C$	0.84pF	$L_1 = \frac{m}{2} L$	2.1nH
$L_2 = mL$	4.19nH	$C_2 = mC$	1.66pF
$C_2 = \frac{1-m^2}{4m} C$	0.25pF	$L_2 = \frac{1-m^2}{4m} L$	0.63nH
$C_3 = \frac{1+m}{2}$	1.9pF	$L_3 = \frac{1+m}{2} L$	4.74nH
$L_4 = L$	5.3nH	$C_4 = C$	2.1pF
$C_5 = \frac{C}{2}$	1.06pF	$L_5 = \frac{L}{2}$	2.65nH

表 3-2、組合式濾波電路 T 與 π 網路的各項參數值

3.3 模擬與量測結果

利用組合式低通濾波電路模型，並將其佈局於 LTCC 多層介質中，其整體結構如圖 3-9 所示。整體的電路大小約為 $2.5\text{ mm} \times 2\text{ mm} \times 0.26\text{ mm}$ ，模擬結果如圖 3-10 所示。此低通濾波器設計在 2.45 GHz 的通帶，通帶介入損失約為 0.5 dB ，截止頻率位於 3 GHz ，輸入阻抗為 $50\text{ }\Omega$ ，衰減極點位於 4.9 GHz ，其衰減量為 30 dB 。

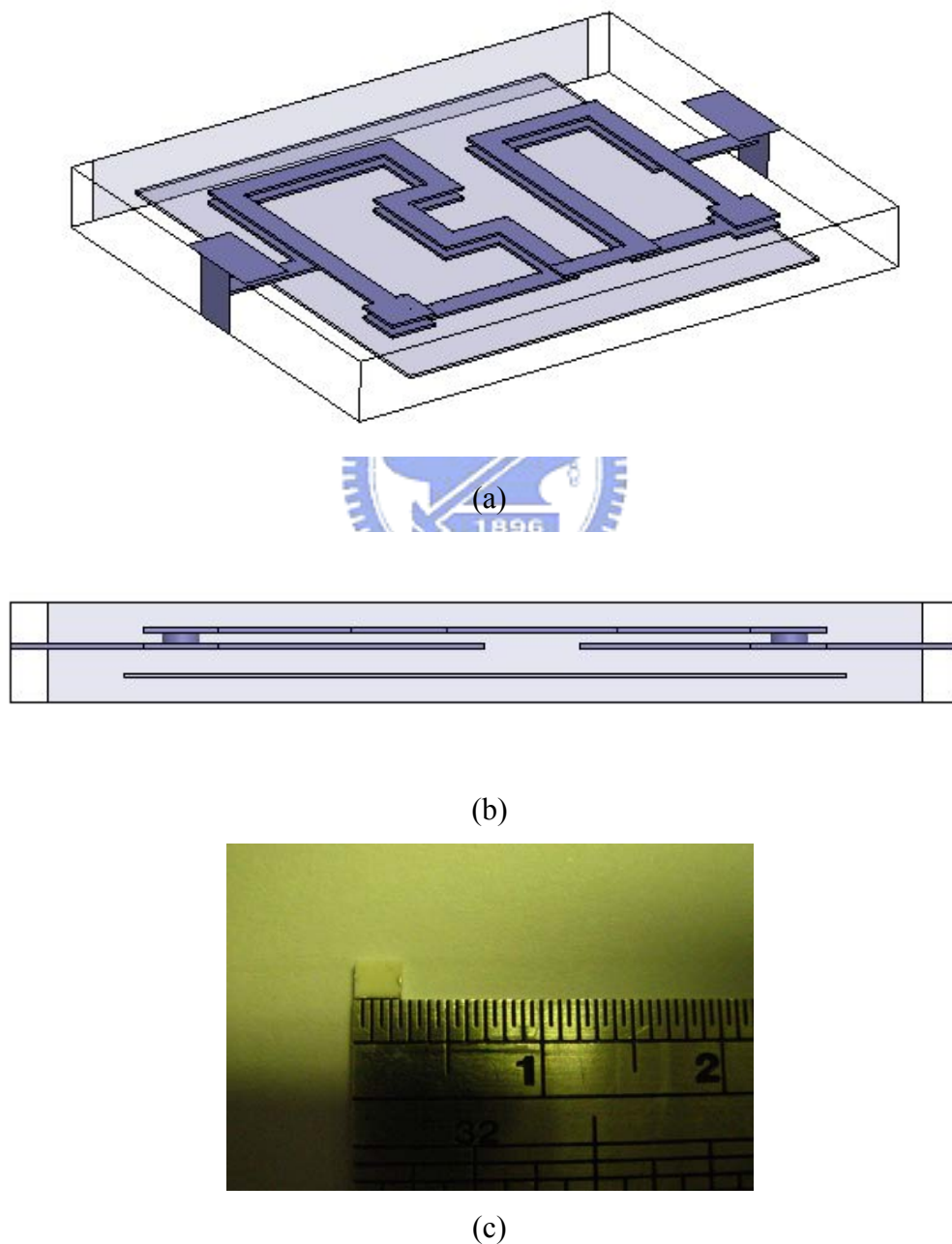


圖 3-9、低通濾波器之 (a) 俯視圖 (b) 側視圖 (c) 實體圖

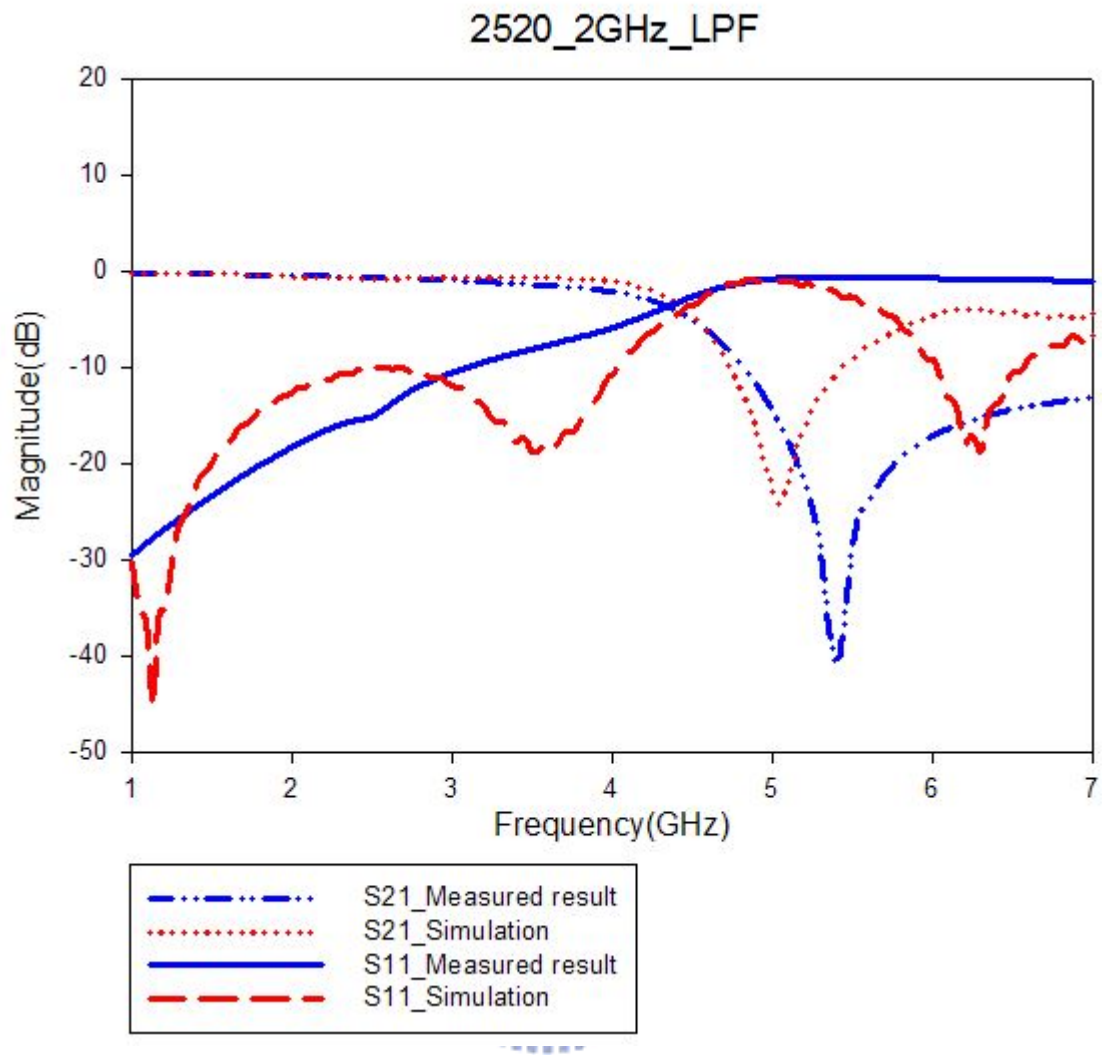


圖 3-10、低通濾波器頻率響應圖

第四章 低溫陶瓷共燒雙工器

(Low Temperature Co-fired Ceramics Diplexer)

4.1 雙工器介紹

多工器(multiplexer)是射頻通信系統中相當重要的元件，其根據不同頻段之工作頻率在一個共同的 Port 和若干的 Port 之間，根據不同頻段之接收訊號而選擇不同的通道傳遞訊號。依據通道的數目、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 Port 輸出。此雙工器設計將使用先前章節所討論的低通濾波器與帶通濾波器，並加上一組匹配電路完成此雙工器設計。

4.1.1 雙工器原理與設計

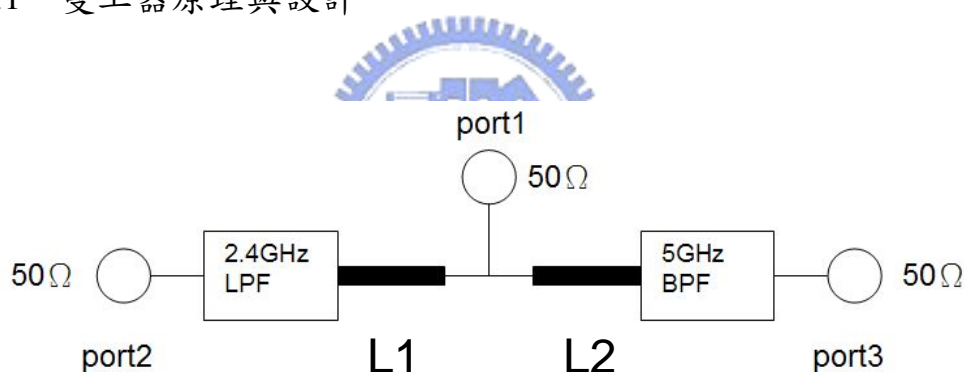


圖 4-1、雙工器的基本架構

將兩濾波器連接起來時，首先須考慮兩個濾波器阻抗匹配的問題，這樣的問題，我們可藉由外加的阻抗匹配網路[8]，利用不同的 L1 與 L2 長度與特徵阻抗設計之[9,10]，如圖 4-1 所示。圖 4-2、圖 4-3 可清楚的表達，低通濾波器與帶通濾波器每個頻率點的輸入阻抗。由圖 4-2 的史密斯圖(Smith chart)，當對應到不同的 L1 值，低通濾波器 2.4 GHz 頻段都距離圓心不遠處，而 5.2 GHz 頻段的位置則隨著 L1 的增加而順時針旋轉移動，因此可藉由此特性，適當的調整 L1 長度，將 5.2GHz 位置調整至史密斯圖中的開路端，因此當訊號由埠 1 傳送至埠 2 時，不會受到 5.2GHz 帶通濾波器之影響。

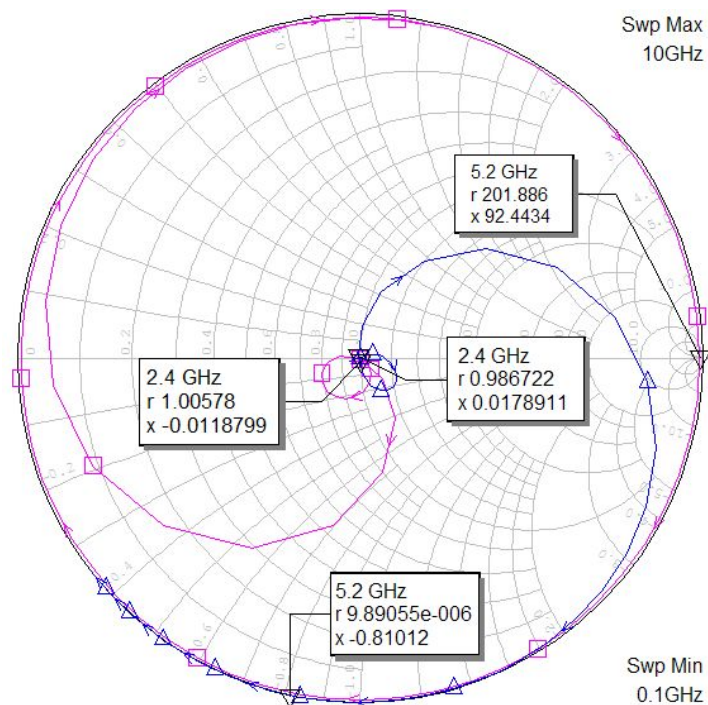


圖 4-2、不同的 L1 所得到的史密斯圖

由圖 4-3 也可以清楚看到在不同的 L2 中，2.4 GHz 頻段則會隨著 L2 的增加而順時針旋轉，而帶通濾波器的 5.2 GHz 頻段都在距離圓心不遠處，藉由調整 L2 長度，將帶通濾波器 2.4 GHz 頻段調整至史密斯圖中開路端，因此當訊號由埠 1 傳送至埠 3 時，亦不會受 2.4 GHz 頻段的影響。

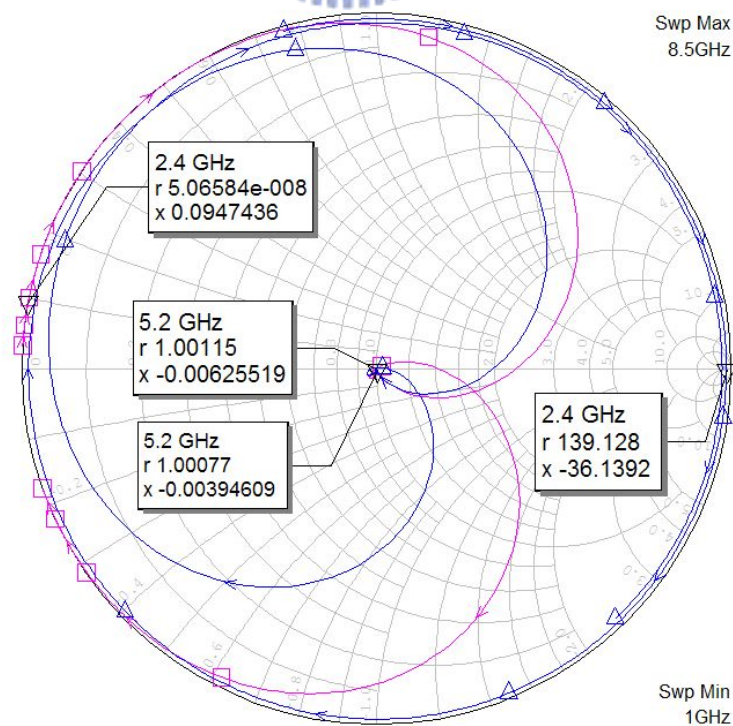


圖 4-3、不同的 L2 所得到的史密斯圖

適當調整 L1 與 L2 的長度後，將低通濾波器與帶通濾波器連接起來可得到如圖 4-4 之雙工器電路模型。

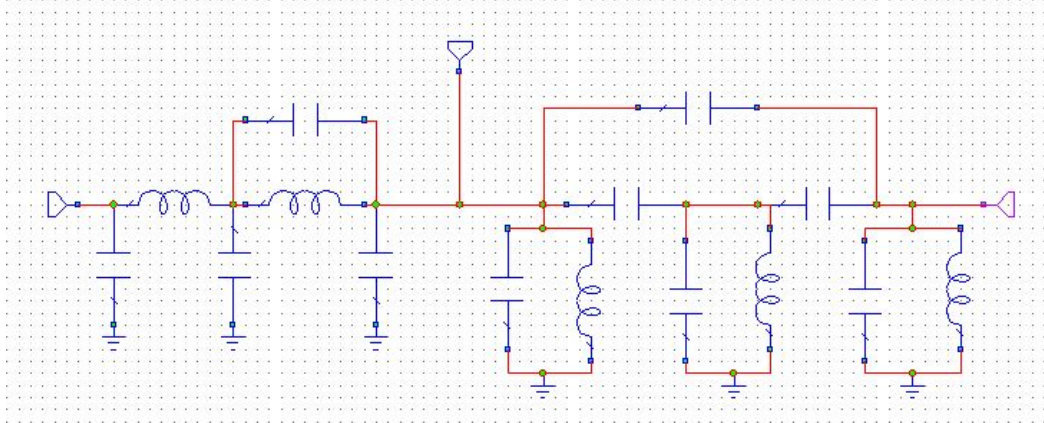


圖 4-4、雙工器電路模型

下圖 4-5 為 LTCC 製程中實現低溫共燒陶瓷雙工器整體結構俯視圖及側視圖，如圖 4-5、圖 4-6 為俯視圖，圖 4-7、圖 4-8 為側視圖。LTCC 電路結構中的接地金屬面、輸入與輸出 Port 皆在電路整體封裝完成後，以側面電極做連接，其連接的材料為銀。

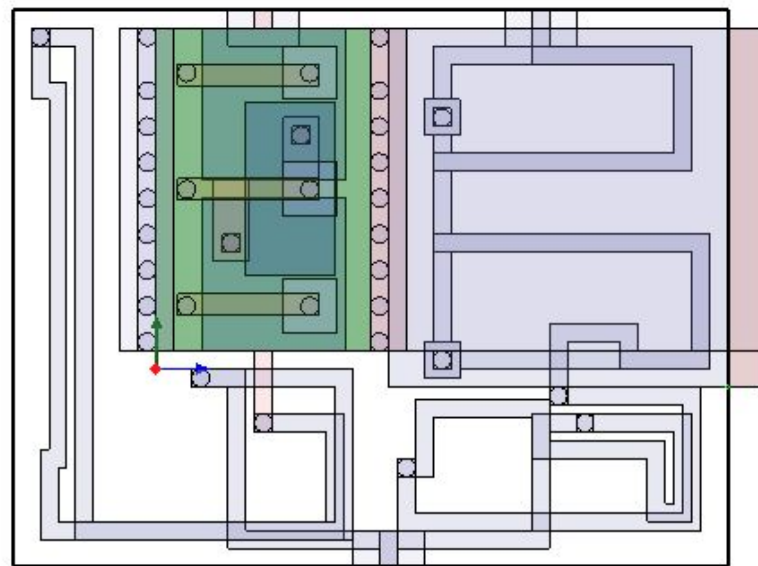


圖 4-5、雙工器俯視圖(一)

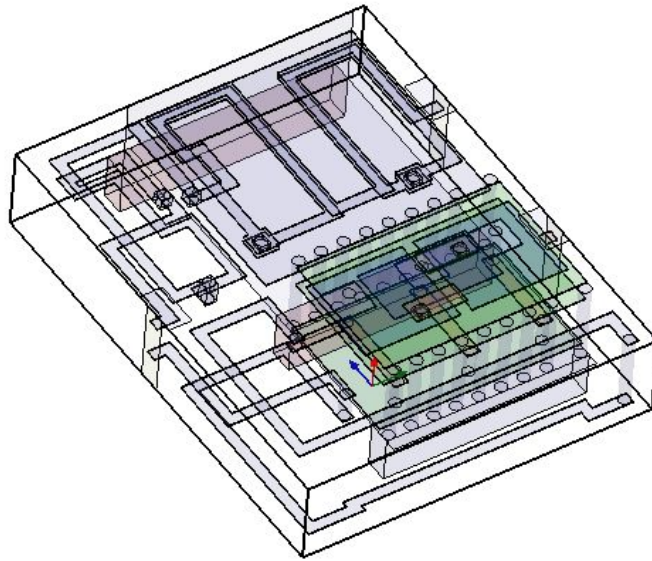


圖 4-6、雙工器俯視圖(二)

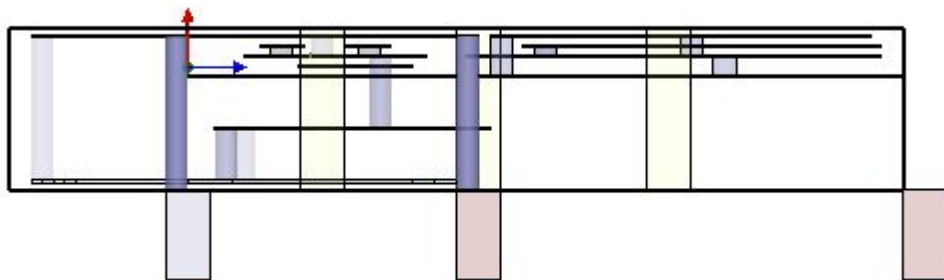


圖 4-7、雙工器側視圖(一)

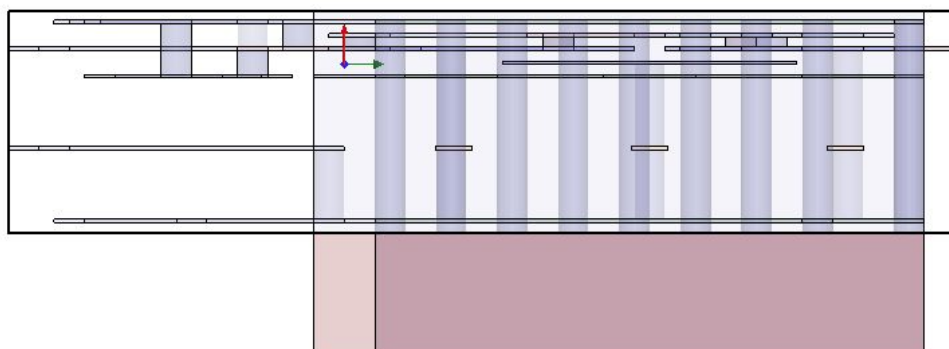


圖 4-8、雙工器側視圖(二)

4.1.2 模擬與量測結果

此雙工器的大小約為 $4\text{ mm} \times 3.1\text{ mm} \times 0.736\text{ mm}$ ，輸入與輸出阻抗為 50 歐姆接頭，低通 2.4 GHz 頻段介入損耗約為 0.6dB，帶通頻段 5.2 GHz 介入損耗約為 1.8dB，其 Port2/Port3 的隔離度在低通 2.4 GHz 頻段約在 30dB 以下，帶通 5.2 GHz 頻段約在 20dB 以下，如圖 4-10 所示

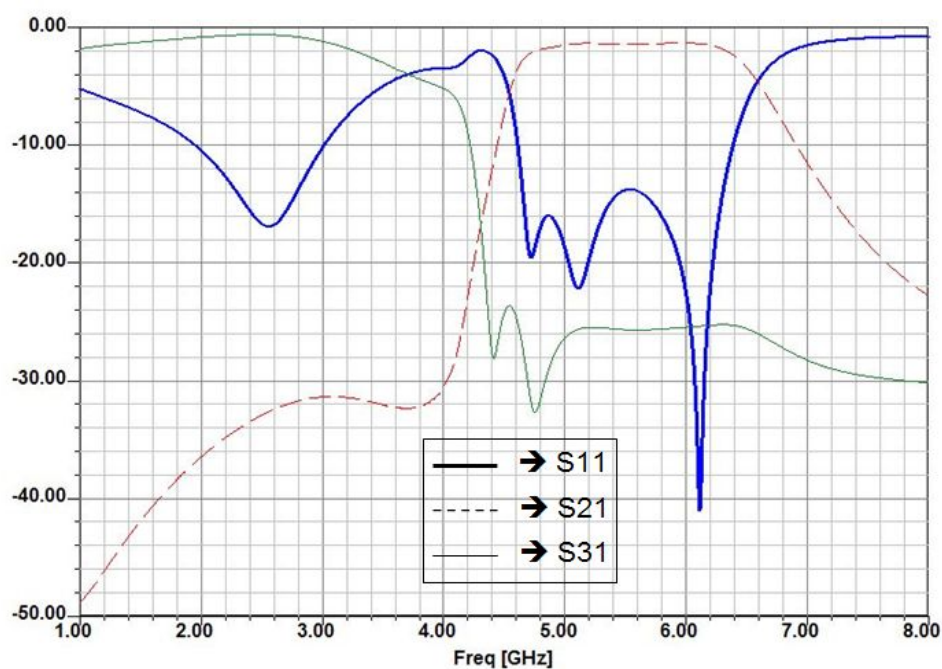


圖 4-9、雙工器頻率響應模擬圖

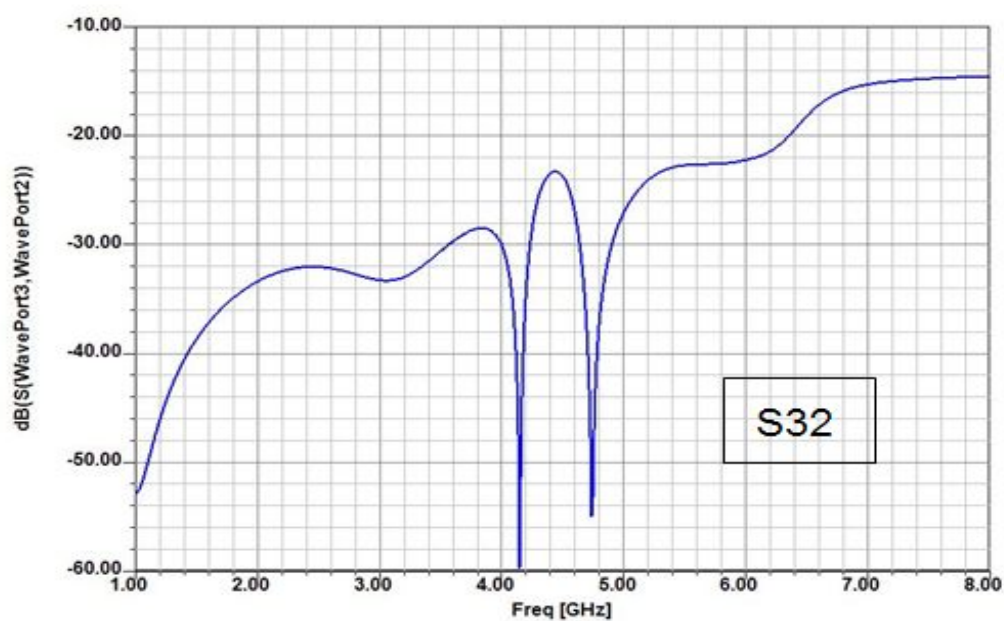


圖 4-10、雙工器隔離度模擬圖

4.2 低溫共燒陶瓷雙工器模組

4.2.1 雙工器模組設計及模擬量測結果

本章節所要討論的是低溫共燒陶瓷雙工器模組。模組化已經是現今 LTCC 發展的重要趨勢[11,12]。此模組將先前所設計之雙工器，在其低頻輸出端與高頻輸出端分別接上 2.4 GHz 與 5.2 GHz 的帶通濾波器，其中 2.4 GHz 為改良式三階交錯耦合梳型帶通濾波器，5 GHz 為二階雙零點帶通濾波器。其電路模型如圖 4-11 所示。此雙工器模組大小約為 $5.6\text{ mm} \times 4\text{ mm} \times 0.736\text{ mm}$ ，其整體結構如圖 4-12、圖 4-13 為俯視圖，圖 4-14、圖 4-15 為側視圖。輸入與輸出阻抗為 50 歐姆，低通 2.4 GHz 頻段介入損失約為 1.8dB，帶通 5.2 GHz 頻段介入損失約為 2.5dB，2.4 GHz 與 5.2 GHz 頻段的反射損失(Return Loss)均在 10dB 以下，如圖 4-16 所示，其隔離度在低頻 2.4 GHz 頻段約 30dB 以下，5.2 GHz 頻段約 25dB 以下如圖 4-17 所示。

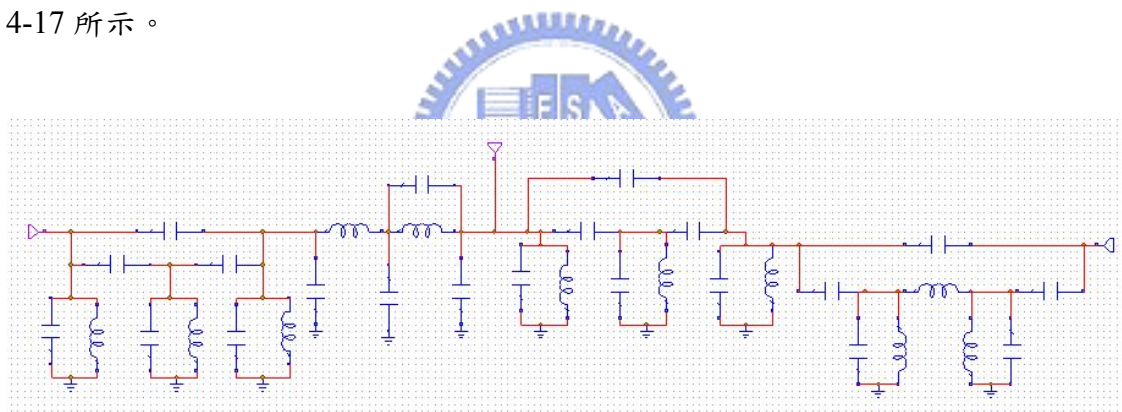


圖 4-11、雙工器模組電路模型

設計此模組時發現，當 LTCC 模組完成後，其側邊的接地電極與嵌入 FR4 版子間的 via 連接數量與整體的隔離度有成正比的影響，也就是說當 FR4 嵌入的 via 數越多時，在高頻 5.2 GHz 的通帶頻段內，其隔離度會越好，反之，若嵌入的 via 數越少時，其整體隔離度會越差，其影響的原因應該為確保每個側面電極的接地面，連接至 FR4 的 Ground 必須為等電位，若電位不相等時，對電路的頻率響應則會產生影響，因此在 LTCC 封裝完成後，其量測的工作亦須小心注意。

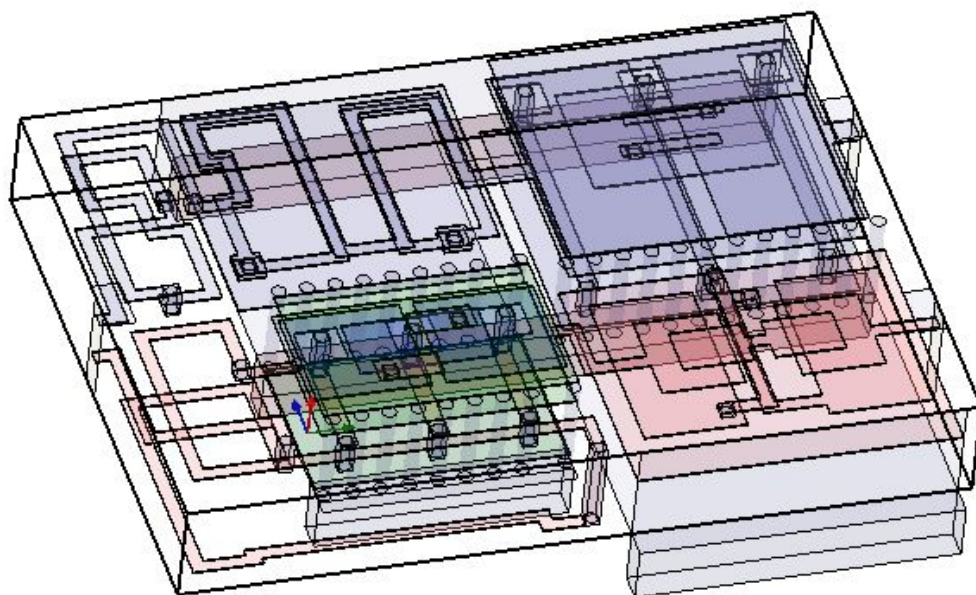


圖 4-12、雙工器模組俯視圖(一)

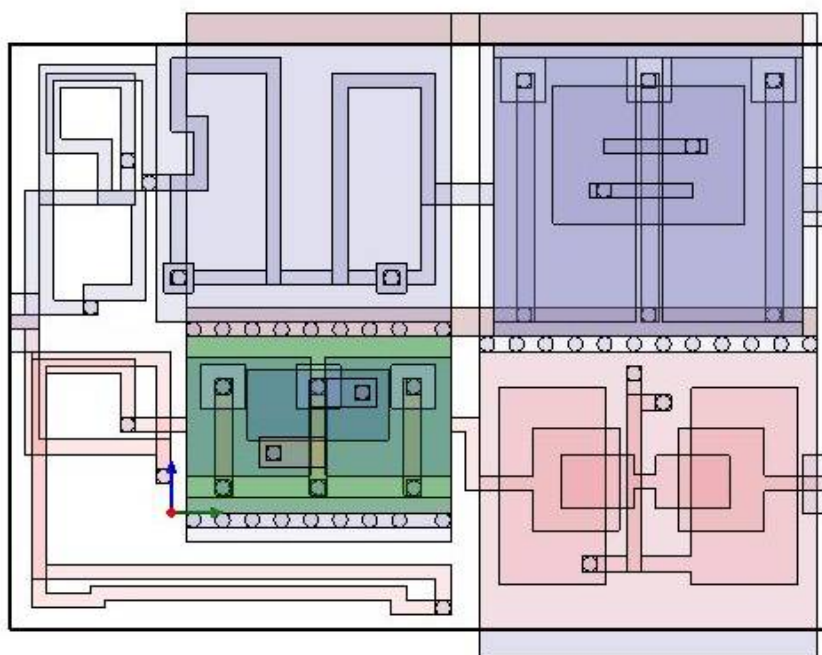


圖 4-13、雙工器模組俯視圖(二)

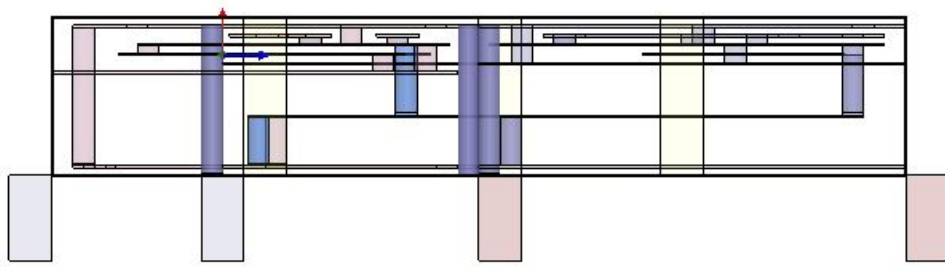


圖 4-14、雙工器模組側視圖(一)



圖 4-15、雙工器模組側視圖(二)

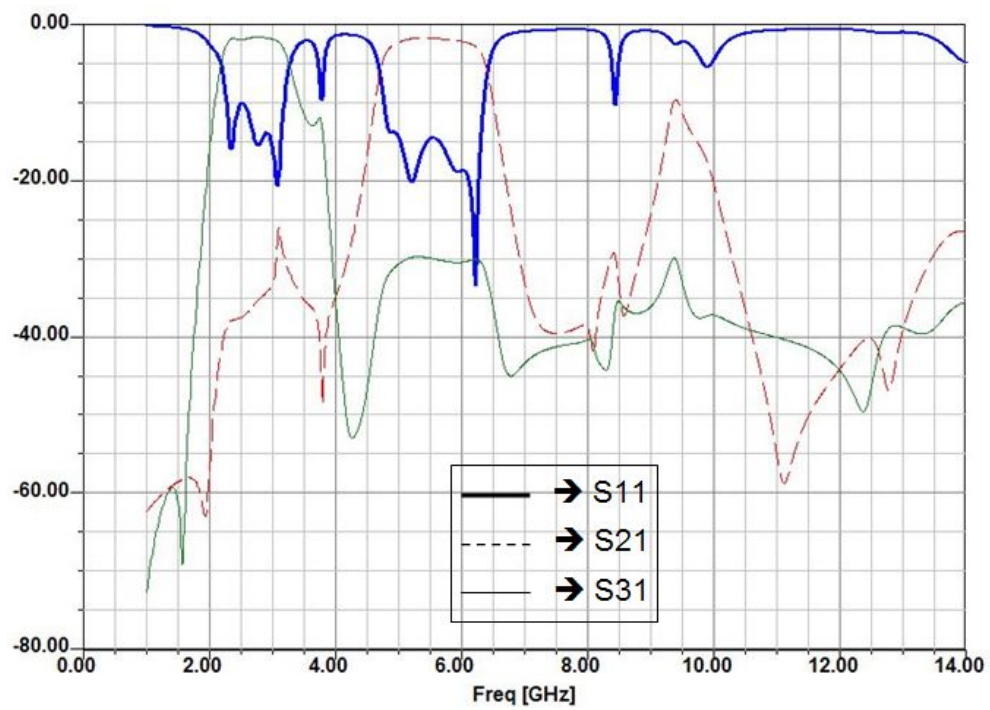


圖4-16、雙工器模組的頻率響應圖

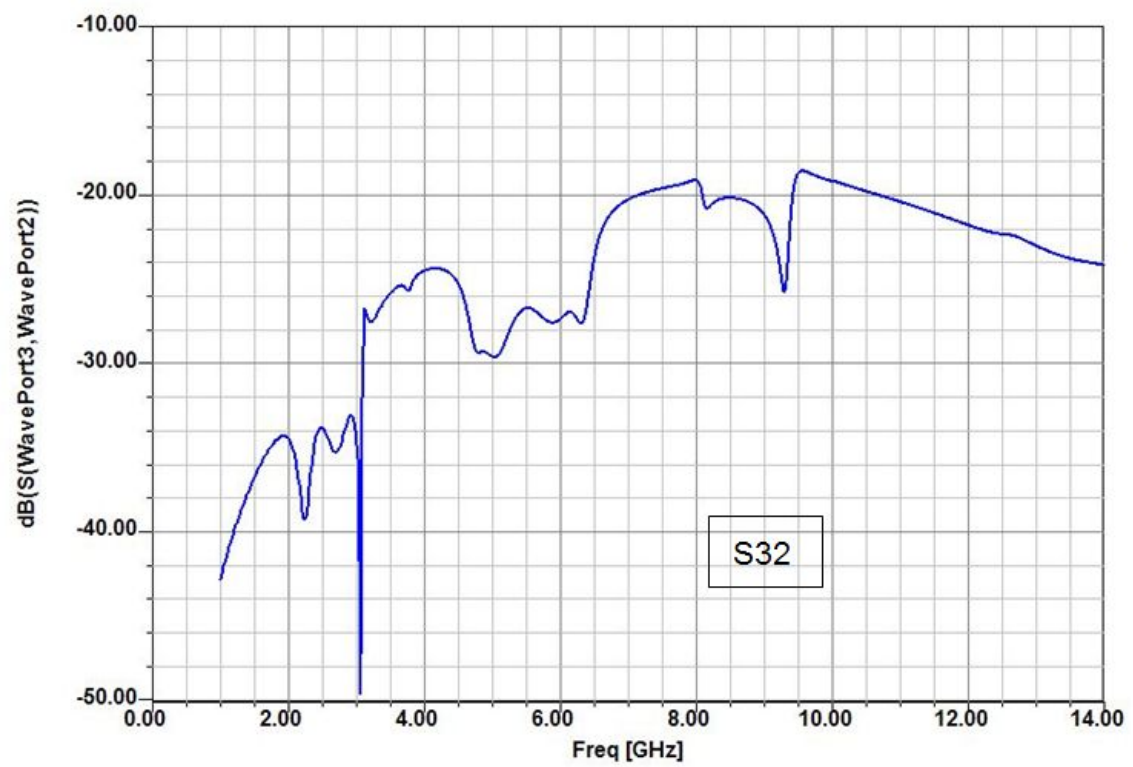


圖4-17、雙工器模組的隔離度



第五章 結論

(Conclusion)

本論文第四章中所提出的 LTCC 雙工器模組，日後將嘗試置入 Wireless LAN 通訊系統中進行測試，以確實了解是否符合通訊系統中的規格，並依據其工作表現，改善電路佈局不良之處。由於此雙工器模組是先將每一個元件單獨完成，如帶通濾波器、低通濾波器及雙工器等，再將這些元件結合，因此雙工器模組所佔的體積較大，日後將嘗試改善其電路模型，將電路模型縮小簡化，設計較小的電容電感值，減少 LTCC 中 via 使用的數量，並把電路佈局於 LTCC 多層介質中，設計出品質更好，體積更小的模組。

最終希望利用 LTCC 製程中多介質層的特性，設計出符合 Wireless LAN 通訊系統前端射頻模組，包含 LTCC 雙頻天線、雙工器，帶通濾波器、巴倫與 Switch 之整合模組，以達到無線通訊模組高整合度，體積縮小化的目標。



參考文獻

- [1] Ching-Wen Tang, Yin-Ching Lin, and Chi-Yang Chang, "Realization of transmission zeros in combline filters using an auxiliary inductively coupled ground plane," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 51, Issue 10, pp.2112 - 2118, Oct. 2003.
- [2] Ching-Wen Tang, "Harmonic-suppression LTCC filter with the step-impedance quarter-wavelength open stub," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 52, Issue 2, pp.617 - 624, Feb. 2004.
- [3] George L. Matthaei, Leo Young, and E. M. T. Jones, "*Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*," McGraw-Hill, USA, 1964.
- [4] Lap Kun Yeung, and Ke-Li Wu, "A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 51, Issue 2, Part 1, pp.337 - 341, Feb. 2003.
- [5] Levy, R., and Rhodes, J.D., "A Comb-Line Elliptic Filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 19, Issue 1, pp.26 - 29, Jan 1971.
- [6] Cristal E.G., "Tapped-Line Coupled Transmission Lines with Applications to Interdigital and Combline Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 23, Issue 12, pp.1007 - 1012, Dec 1975.
- [7] D. M. Pozar, "*Microwave Engineering*," 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [8] Allan W. Scott, "*Understanding Microwaves*," John Wiley, Canada, 1993
- [9] Jyh-Wen Sheen, "LTCC-MLC duplexer for DCS-1800," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 47, Issue 9, Part 2, pp.1883 - 1890 Sept. 1999.

- [10] Ching-Wen Tang, and Sheng-Fu You, "Design methodologies of LTCC bandpass filters, diplexer, and triplexer with transmission zeros," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 54, Issue 2, Part 1, pp.717 – 723, Feb. 2006.
- [11] Kunihiro. K. , Yamanouchi. S. , Miyazaki. T. , Aoki. Y. , Ikuina. K. , Ohtsuka. T. , and Hida. H" A diplexer-matching dual-band power amplifier LTCC module for IEEE 802.11a/b/g wireless LANs," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Dig.* , pp.303 - 306, 6-8 June 2004.
- [12] Young-Joon Ko , Jae Yeong Park , Jin-Hyung Ryu , Kyeong-Hak Lee ,and Jong Uk Bu," A miniaturized LTCC multi-layered front-end module for dual band WLAN (802.11 a/b/g) applications," *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT'S International*, Volume 2 , pp.563 - 566 , 2004.

