

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文



雙頻濾波器暨手持式數位視訊廣播模組之研發

Research and Development of Dual Bandpass Filter and Digital
Video Broadcasting-Handheld(DVB-H) Module

研究生：林克強 (Ke-Chiang Lin)

指導教授：鍾世忠 博士 (Dr. Shyh-Jong Chung)

中華民國九十五年六月

雙頻濾波器暨手持式數位視訊廣播模組之研發

Research and Development of Dual Bandpass Filter and Digital
Video Broadcasting-Handheld(DVB-H) Module

研究生：林克強

Student：Ke-Chiang Lin

指導教授：鍾世忠博士

Advisor：Dr. Shyh-Jong Chung

國立交通大學

電信工程學碩士班

碩士論文

A Thesis

Submitted to Department 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 2006

HsinChu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年六月

雙頻濾波器暨手持式數位視訊廣播模組之研發

研究生：林克強

指導教授：鍾世忠博士



本篇論文前段提出一個應用於無線區域網路 802.11 a, b, g 之雙頻濾波器，其雙頻率濾波器是由一個二階電感性帶通濾波器串接一個電容性帶通濾波器所組成，藉由雙埠阻抗分析可得一雙頻濾波器響應，再藉由串聯兩個具有異號相位的雙埠網路，可於兩通帶之間得一有限傳輸零點，並進一步利用原本所設計之雙頻濾波器再串接一電容或電感，可得一具多傳輸零點之雙頻濾波器，而最後之量測結果也符合本篇論文所提之理論；後段將提出一應用於手持式數位視訊廣播(DVB-H)之模組，此模組包含一帶通濾波器過濾不需要的雜訊，後接一低雜訊放大器(LNA)，最後再接一低通濾波器，此模組是利用 LTCC 將帶通濾波器及低通濾波器等被動元件整合為載版，在利用 System On Chip (SOP)的概念，把低雜訊放大器置於載版之上，在最後的量測結果大多也都符合了規格所要求。

Research and Development of Dual Bandpass Filter and Digital Video Broadcasting-Handheld(DVB-H) Module

Student : Ke-Chiang Lin

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung



Abstract

In this thesis, first we introduce a new structure of dual bandpass filter applying for IEEE 802.11a/b/g. By a serial configuration of a inductive coupled-line (ICL) filter and a capacitive coupled-line filter (CCL) filter, a dual bandpass filter can be designed with a transmission zero between the two passbands. By the two-poles Z matrix analysis, we find that the transmission coefficient of the dual bandpass filter has approximately the same behavior as the individual single-band filter around the corresponding pass-band. The measurements results also agree quite well with the simulation ones. In the next part, a front-end module applied for digital video broadcasting-handheld (DVB-H) is proposed. The module which passband is 470~702MHz includes a bandpass filter, a low noise amplifier (LNA), and a lowpass filter. We integrate the active/passive components by LTCC technology and the measurements almost conform to the specifications.

致謝

能夠完成這篇論文要感謝的人很多，首先當然是要感謝我的指導教授，鍾世忠教授，藉由老師有經驗的帶領我進入微波領域，讓我的研究過程更有效率，實驗室也提供了廣大豐富的資源，對於我的研究有事半功倍的效果，而實驗室歡樂的氣氛也是不可少的，感謝鈞富、民仲對我的研究所提出的寶貴意見與指導，淑君對我的模組給予極大的貢獻，阿信和峰哥解答了我不少的疑惑，雖然有時候阿信說的太深奧，對我的下線幫助極大的嘉言、昆賜，實驗室的大學長何伯，會陪我一起打球可是很龜毛的佩宗、嘉佑、清文、小圓、小洪、彥志、digo、小巴、小黃，愛看日劇、韓劇的學姊菁緯，認真研究的達叔，喜歡操學弟的光伯，台客彥圻，漂亮的學妹玫翎，修口不修心的旭哥，在電資很認真研究的源哥、標哥、敦智和俊義，喇妹不是很積極、愛買限量貨的大學同學煥能，當然還有萬能的助理珮華和明潔，有了這些同學的陪伴，使我的研究生涯更多采多姿。

最後一定要感謝我的母親和女朋友庭嘉還有我的家人，媽媽給了我一個溫暖的家，讓我有心靈的寄託，女朋友陪伴了我這幾年，陪我度過風風雨雨，也跟我一起度過低潮期，謝謝你們的幫助。

目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
致謝.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VI
表目錄.....	IV
符號說明.....	X
第一章 導論.....	1
第二章 低溫共燒陶瓷濾波器設計.....	3
2.1 簡介.....	3
2.2 低通及帶通濾波器設計.....	4
2.2.1 低通濾波器電路原理與設計.....	4
2.2.2 帶通濾波器電路設計.....	5
2.3 電感及電容性耦合帶通濾波器.....	11
2.3.1 電感耦合帶通濾波器.....	11
2.3.2 電容性耦合帶通濾波器.....	14
第三章 雙頻濾波器.....	17
3.1 雙頻濾波器設計原理.....	17
3.2 雙頻濾波器電路架構與模擬.....	21
3.3 雙頻濾波器之量測.....	34
第四章 數位視訊廣播模組設計.....	40
4.1 模組架構.....	40
4.2 內埋被動電路之設計與模擬結果.....	41
4.3 主動電路驗證.....	45
4.4 模組之量測結果.....	47
第五章 結論.....	52



圖目錄

圖 2.1 無線區域網路(WLAN)之射頻前端模組架構.....	3
圖 2.2 濾波器之原型，串聯及並聯.....	5
圖 2.3 LC 串/並聯的共振器.....	5
圖 2.4 LC 共振器之頻率響應.....	6
圖 2.5 利用跨接電容來產生傳輸零點.....	7
圖 2.6 將電路分成兩個並聯子電路，以 Y-Matrix 分析.....	7
圖 2.7 兩個子電路之 $ Y_{21} $	8
圖 2.8 兩個子電路之 $\angle Y_{21}$	8
圖 2.9 利用串連接地電感來產生傳輸零點.....	9
圖 2.10 兩子電路之 $ Y_{21} $	9
圖 2.11 兩子電路之 $\angle Y_{21}$	10
圖 2.12 S_{21} 之頻率響應.....	10
圖 2.13 傳統的二階帶通濾波器電路架構.....	12
圖 2.14 電感性(ICL)及電容性(CCL)耦合帶通濾波器之 S 參數及傳輸零點特性.....	13
圖 2.15 電感性(ICL)及電容性(CCL)耦合帶通濾波器之 $\angle Z_{21}$ 參數.....	14
圖 2.16 電容性二階帶通濾波器電路架構.....	15
圖 3.1 串接電感性及電容性耦合濾波器之雙頻濾波器電路架構.....	17
圖 3.2 將雙頻濾波器分成上下兩個子電路.....	18
圖 3.3 2.4GHz ICL 與 5GHz CCL 之 $ Z_{21} $ 、 $\angle Z_{21}$	18
圖 3.4 2.4GHz ICL 與 5GHz CCL 之 $ Z_{11} $ 、 $\angle Z_{11}$	19
圖 3.5 雙頻濾波器 2I5C 之 S 參數	20
圖 3.6a 2I5C 雙頻濾波器:2GHz 使用 ICL 、5GHz 使用 CCL.....	21
圖 3.6b 2C5I 雙頻濾波器:2GHz 使用 CCL 、5GHz 使用 ICL.....	22
圖 3.6c 2I5I 雙頻濾波器:2GHz 使用 ICL 、5GHz 使用 ICL.....	22
圖 3.6d 2C5C 雙頻濾波器:2GHz 使用 CCL 、5GHz 使用 CCL.....	23
圖 3.7 2I5C 雙頻濾波器之三維走線設計.....	23

圖 3.8a	2I5C 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果.....	26
圖 3.8b	2C5I 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果.....	26
圖 3.8c	2I5I 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果.....	27
圖 3.8d	2C5C 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果.....	27
圖 3.9a	2I5C-C 雙頻濾波器:2GHz 使用 ICL、5GHz 使用 CCL、串聯下地的電容.....	28
圖 3.9b	2C5I-L 雙頻濾波器:2GHz 使用 CCL、5GHz 使用 ICL、串聯下地的電感.....	28
圖 3.9c	2I5I-C 雙頻濾波器:2GHz 使用 ICL、5GHz 使用 ICL、串聯下地的電容.....	29
圖 3.9d	2C5C-L 雙頻濾波器:2GHz 使用 CCL、5GHz 使用 CCL、串聯下地的電感.....	29
圖 3.10	a: 2I5C Filter, b: 電容, c: 整體電路.....	30
圖 3.11	雙頻濾波器 2I5C-C 之傳輸零點分析.....	30
圖 3.12	a: 2I5C Filter, b: 電容, c: 整體電路.....	31
圖 3.13	雙頻濾波器 2I5I-C 之傳輸零點分析.....	31
圖 3.14a	雙頻濾波器 2I5C-C 之電磁模擬結果.....	32
圖 3.14b	雙頻濾波器 2C5I-L 之電磁模擬結果.....	33
圖 3.14c	雙頻濾波器 2I5I-C 之電磁模擬結果.....	33
圖 3.14d	雙頻濾波器 2C5C-L 之電磁模擬結果.....	34
圖 3.15a	雙頻濾波器 2I5C 之量測結果.....	35
圖 3.15b	雙頻濾波器 2C5C 之量測結果.....	35
圖 3.16a	雙頻濾波器 2I5C-C 之量測結果.....	37
圖 3.16b	雙頻濾波器 2C5I-L 之量測結果.....	37
圖 3.16c	雙頻濾波器 2I5I-C 之量測結果.....	38
圖 3.16d	雙頻濾波器 2C5C-L 之量測結果.....	38
圖 3.17	LTCC 雙頻濾波器實體照片.....	39
圖 4.1	DVB-H 之接收裝置架構圖.....	40
圖 4.2	LTCC 內埋低通濾波器之電路架構.....	42
圖 4.3	LTCC 內埋高通濾波器之電路架構.....	42
圖 4.4	帶通濾波器之電磁模擬結果.....	43
圖 4.5	LTCC 內埋低通濾波器之電路架構.....	43

圖 4.6 低雜訊放大器後端之通濾波器之電磁模擬結果.....	44
圖 4.7 LTCC 模組內埋電路之三維走線俯視圖.....	44
圖 4.8 LTCC 模組 LNA 之驗證.....	45
圖 4.9 LNA 之輸入、輸出阻抗.....	46
圖 4.10 LTCC 模組 LNA 之輸入、輸出匹配.....	47
圖 4.11 BPF 之量測結果.....	47
圖 4.12 LPF 之量測結果.....	48
圖 4.13 BPF 與 LPF 之間耦合量測結果.....	49
圖 4.14 LTCC 內埋濾波器之實體圖.....	49
圖 4.15 LTCC 模組量測結果.....	50
圖 4.16 LTCC 模組之表面走線.....	50
圖 4.17 LTCC 模組實體圖.....	51



表目錄

表 3.1 前四種雙頻濾波器之參數整理.....	25
表 3.2 2I5C 雙頻濾波器之三維走線參數.....	25



符號說明

ICL(Inductive Coupled-Line) filter：電感性耦合濾波器。

CCL(Capacitive Coupled-Line) filter：電容性耦合濾波器。

雙頻濾波器

2I5C：2.4GHz 通帶使用 ICL 濾波器，5GHz 通帶使用 CCL 濾波器。

2C5I：2.4GHz 通帶使用 CCL 濾波器，5GHz 通帶使用 LCL 濾波器。

2I5I：2.4GHz 通帶使用 ICL 濾波器，5GHz 通帶使用 LCL 濾波器。

2C5C：2.4GHz 通帶使用 CCL 濾波器，5GHz 通帶使用 CCL 濾波器。

2I5C-C：2.4GHz 通帶使用 ICL 濾波器，5GHz 通帶使用 CCL 濾波器，再串接一個電容。

2C5I-L：2.4GHz 通帶使用 CCL 濾波器，5GHz 通帶使用 LCL 濾波器，再串接一個電感。

2I5I-C：2.4GHz 通帶使用 ICL 濾波器，5GHz 通帶使用 ICL 濾波器，再串接一個電容。

2C5C-L：2.4GHz 通帶使用 CCL 濾波器，5GHz 通帶使用 CCL 濾波器，再串接一個電感。



第一章 導論

近年來，無線通訊技術的進步帶動了通訊產業蓬勃發展，也讓科技更融入日常生活，如行動電話 (Mobile Phone)、藍牙 (Bluetooth)、無線區域網路 (Wireless Local Area Network, WLAN)、全球定位系統 (Global Positioning System, GPS)，甚至到最近的超寬頻技術 (Ultra Wideband, UWB)、無線都會區域網路 (Worldwide Interoperability for Microwave Access, Wimax) 更與日常生活之緊密的結合，改變了大多數人的生活型態；更因為貼近生活，所以方便性將是首要目標，自然地，電子產品尺寸有輕薄化、縮小化之趨勢，系統封裝 (SOP) 或是系統單一晶片 (SOC) 將成為射頻電路設計主流。在傳統射頻電路設計上往往因為二維的設計，使得各個電路之間的走線 (interconnect) 繁雜，佔去大部分的空間，即使各元件的尺寸已經縮小，但是連接元件的走線卻使得整個系統的尺寸沒辦法有效率的降低，導致事倍功半的結果，而對一般的射頻電路而言，其要求也越來越嚴格，不僅需要尺寸小、低成本與高效能，更要能夠抗外力及電磁干擾 (Electric Magnetic Interruption, EMI)，所以在射頻電路中，通常會藉由封裝 (packaging) 來得到更好的特性。故現在利用低溫共燒陶瓷 (Low Temperature Cofired-Ceramic, LTCC) 的製程，以多層結構來實現電路設計，用三維立體空間來取代傳統的二維平面空間，且可以運用 SOP 或 SOC 的概念，來有效的減少走線，且走線一但交錯時，可以利用灌孔 (via) 至其它層來達成，可讓設計更加靈活。

LTCC技術是以陶瓷作為電路的基板材料，將設計電路印刷至基板後，放置於850~900多度燒結，主要是以其具有低成本、高品質因子(Q factor)、與多層結構可埋入元件等優點，目前應用的趨勢是將積體電路以表面黏著或鏤線方式置於LTCC表面，再將被動元件如電感、電容、天線、濾波器等整合於LTCC內部，被動元件之間再以導體或灌孔連接，可以節省空間、降低成本。此技術已被廣泛應用在被動元件與射頻模組的設計中。

本篇論文前半部提出應用於無線區域網路 802.11a/b/g 之雙頻濾波器，此雙頻濾波器擁有低插入損耗、高雜訊抑制的優點，且於 802.11a 所使用的頻率 5GHz 可達到 1GHz 的頻寬；後半部則提出一應用於手持式數位視訊廣播 (Digital Video Broadcasting-Handheld, DVB-H) 之模組，此模組包含一帶通濾波器、一低通濾波器及一低雜訊放大器，此模組之特點為高增益、高雜訊抑制、小尺寸，論文共分成五章，第一章

為導論，第二章將介紹以 LTCC 技術設計及實現低通及帶通濾波器，第三章則是提出一新雙頻濾波器，利用電感性耦合帶通濾波器 (Inductive Coupled-Line Filter, ICL Filter) 及電容性耦合帶通濾波器 (Capacitive Coupled-Line Filter, CCL Filter) 串接產生一個有限傳輸零點 (finite transmission zero)，更進一步，再串接一電容或電感，一樣可達到雙頻的效果，但卻可以產生多個有限傳輸零點，此部分將會分析各種串接方式所得到不同的頻率響應，在第四章，是研究一數位視訊廣播模組之設計及實現，也會提到如何解決在整合被動元件與主動元件所遇到的問題，和設計上應該注意的流程，最後，第五章則是我的結論，說明設計的成果與心得。



第二章 低溫共燒陶瓷濾波器設計

2.1 簡介

隨著現代製程技術的進步，各式消費性電子產品及電腦週邊其尺寸縮小化的程度越來越高，而對於射頻模組而言，縮小化的瓶頸往往是受限於被動元件與封裝技術在整合程度上之配置，然而，實際上在使用被動元件時（包括電容、電感、電阻、濾波器等）會因為模組化所需要的被動元件數目過多時，使得組裝上複雜度增加、佔用大量面積且成本提高，雖然目前已有將更多元件整合至積體電路中，但是在考慮成本及電性特性下，並非所有的被動元件都適合做到積體電路中，所以 LTCC 技術以多層陶瓷堆疊的方式，為系統封裝提供整合主 / 被動元件及射頻前端模組能力。

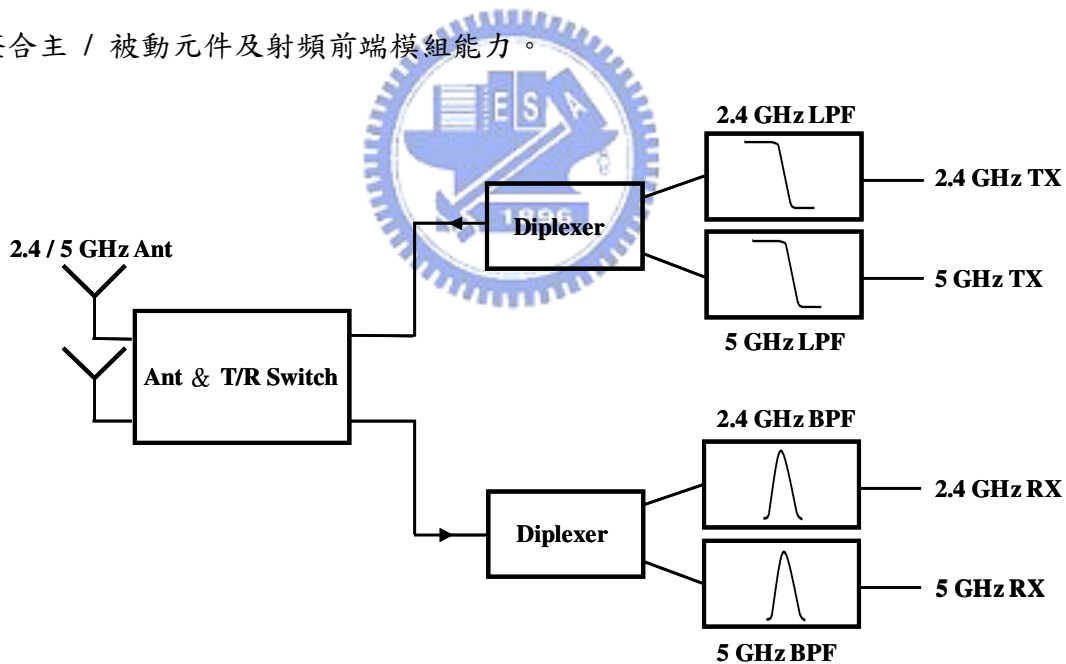


圖 2.1 無線區域網路(WLAN)之射頻前端模組架構

圖 2.1 是目前傳統的 FEM(Front End Module)架構圖，包含兩個 diversity antennas、一個雙刀雙擲(Double-Pole-Double-Throw, DPDT)天線與發射/接受切換器、兩個分頻器(diplexer)，以及接收路徑的兩個帶通濾波器與發射路徑的兩個低通濾波器，而此模組大多朝著以 LTCC 技術來整合，本章即介紹用於射頻前端模之 LTCC 低通及帶通濾波器設計，

配合電路模擬軟體，可以更精確的掌握濾波器的特性。

2.2 低通及帶通濾波器設計

2.2.1 低通濾波器電路原理與設計

在設計微波濾波器，我們可以由兩種方法著手，一種是影像參數法(Image Parameter Method)，另一種為插入損耗法(Insertion Loss Method)[1]，在這裡，使用插入損耗法來設計低通濾波器，第一步先定義功率損耗比值(Power Loss Ratio)：

$$P_{LR} = \frac{\text{Power available from source}}{\text{Power delivered to load}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2-1)$$

其中 $\Gamma(\omega)$ 為輸入點的反射係數。而插入損耗(Insertion Loss, IL)則為：

$$IL = 10 \log P_{LR} \quad (2-2)$$

功率損耗比值函數理論上可以有無窮多種特性，而最常被廣泛使用的則以為最平坦響應(Maximally Flat Response 或稱 Butterworth or Binomial response)或等漣波響應(Equal-ripple or Chebyshev response)。一般可以依據濾波器的規格來決定濾波器的參數，如濾波器之階數、頻寬、最大插入損耗、最小衰減量，然後經過計算和查表可以得到需要的參數值。圖 2.2 即為低通濾波器的原型(prototype)。

藉由現今電腦執行速度的成長以及電路模擬軟體的發達，在設計上，只要先運用微波電路的觀念來決定電路架構，在搭配電路及電磁模擬軟體來驗證，可以讓我們在設計濾波器上更得心應手。

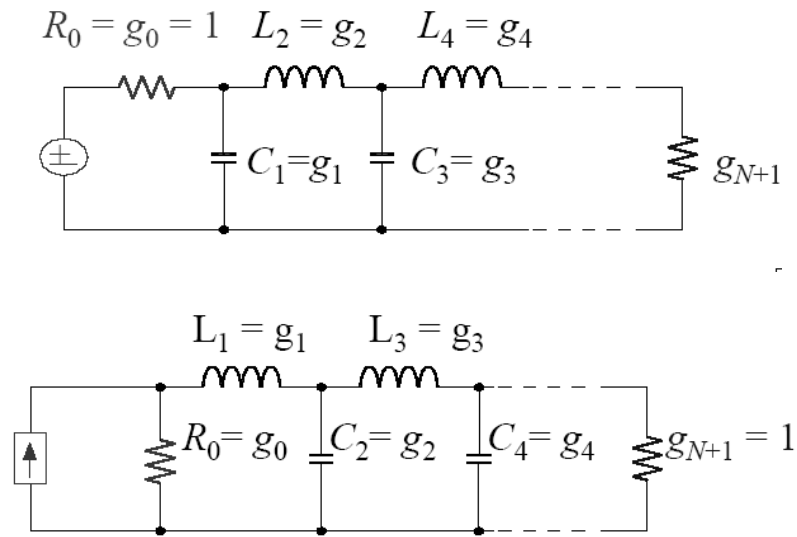


圖 2.2 濾波器之原型，串聯及並聯

2.2.2 帶通濾波器電路設計

在設計上，帶通濾波器原型可以藉由將低通濾波器進行參數轉換而得到，而在目前通訊系統的應用上，對於阻隔區(stopband)的抑制通常有更嚴格的要求，所以通常在設計上，我們會在特定的頻率上，加上傳輸零點，使得在這個頻率上，訊號的衰減程度可以提高，以滿足系統的需求，最基本的作法就是加上 LC 串/並聯的共振器，如圖 2.3 所示

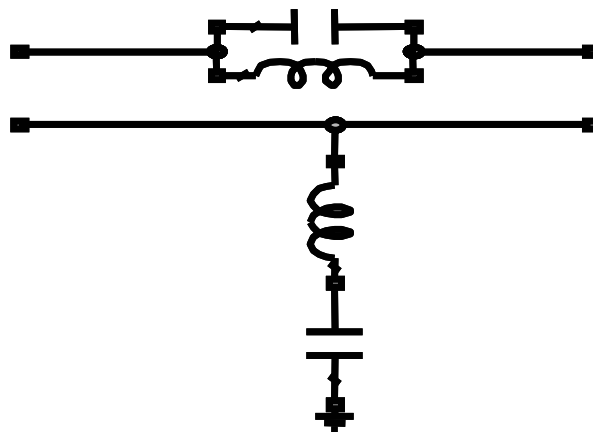


圖 2.3 LC 串/並聯的共振器

，此作法原理就是以 LC 共振時，可以得到開路或短路的特性，如並接一個接地之串聯 LC 共振器，當 LC 電路共振時，共振頻率為：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-3)$$

共振器的輸入組抗虛部會等於零，相當於短路接地，所以在共振頻率時，訊號會經上述之共振器短路到地，所以可以得到一傳輸零點；當串接一個之並聯 LC 共振器，當 LC 電路共振時，共振器的輸入組抗虛部會趨近無窮大，相當於開路，所以在共振頻率時，訊號在經此串聯的 LC 電路時，會全部反射，所以也可以得到一傳輸零點，圖 2.4 是此兩種電路所得到的頻率響應，

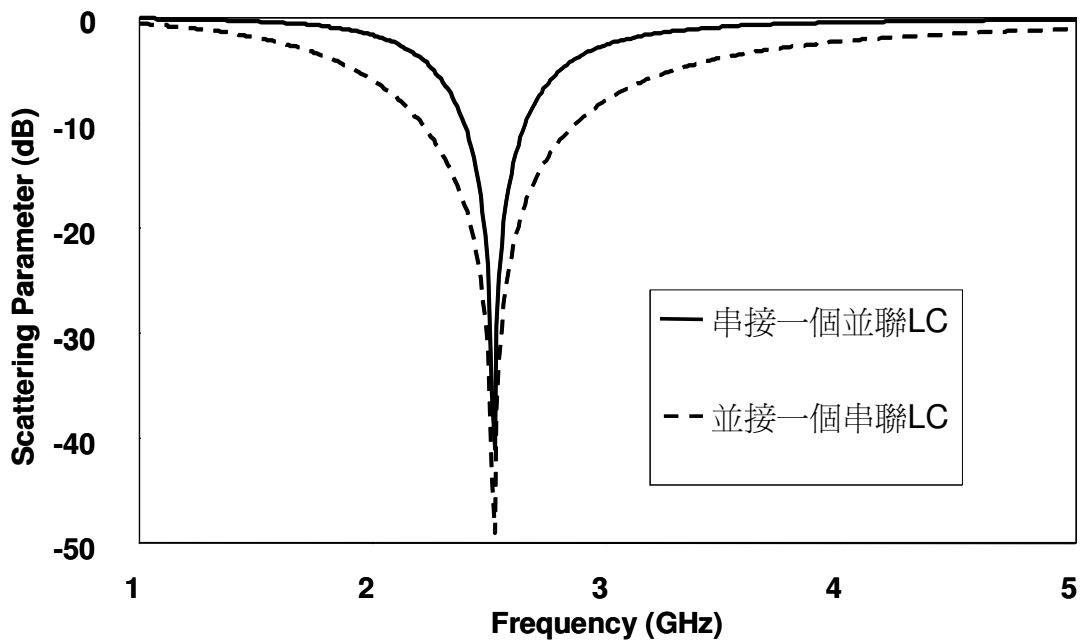


圖 2.4 LC 共振器之頻率響應

我們可以藉由調整 LC 的參數值，來控制傳輸零點的頻率；對於濾波器及增加電路中傳輸零點的研究不斷的被進行[2]-[4]，這裡將再介紹另外兩個更有效且對於濾波器電路本身影響很小的方法，這兩種方法，在原理上是應用並接雙埠的 Y-Matrix，首先，圖 2.5 是顯示利用分析 Y-Matrix 來得到傳輸零點的電路架構[5]，這個電路架構主要是把跨接電容與一個簡單的濾波器分開分析，將電路拆成兩個並聯的 Y-Matrix，如圖 2.6 所示，因為是兩個子電路為並接，所以可以

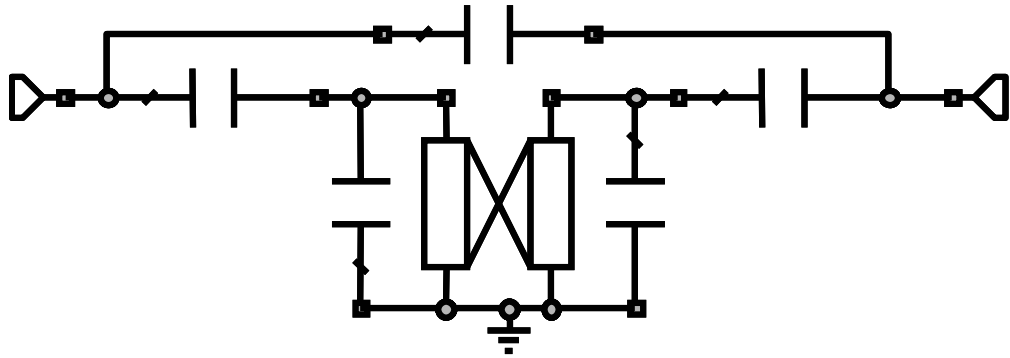


圖 2.5 利用跨接電容來產生傳輸零點

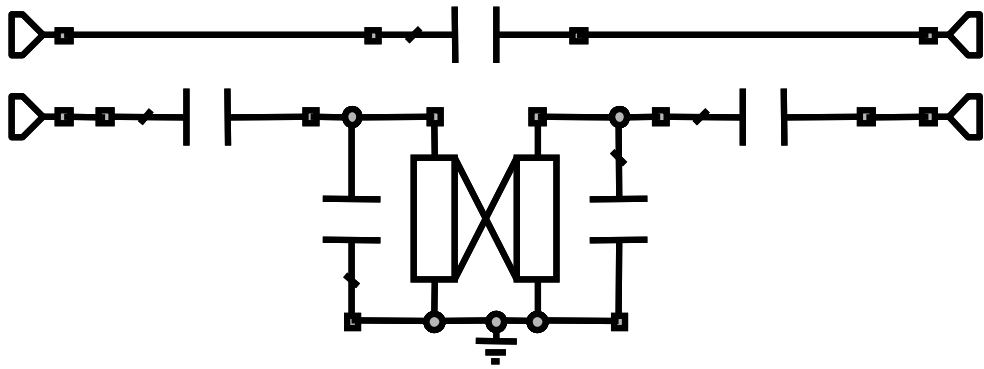


圖 2.6 將電路分成兩個並聯子電路，以 Y-Matrix 分析

得到下式：

$$Y = Y_U + Y_L \quad (2-4)$$

其中， Y 為整體電路之 Y-Matrix， Y_U 與 Y_L 各別上半部及下半部子電路之 Y-Matrix，我們知道令 $S_{21}=0$ 之頻率，可以得傳輸零點，再根據下列轉換式：

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}} \quad (2-5)$$

可以推得滿足 $Y_{21}=0$ 之頻率一樣可以得到傳輸零點，所以當 $Y_{U21} + Y_{L21} = 0$ 時，就可以得到傳輸零點，從圖 2.7 及圖 2.8，

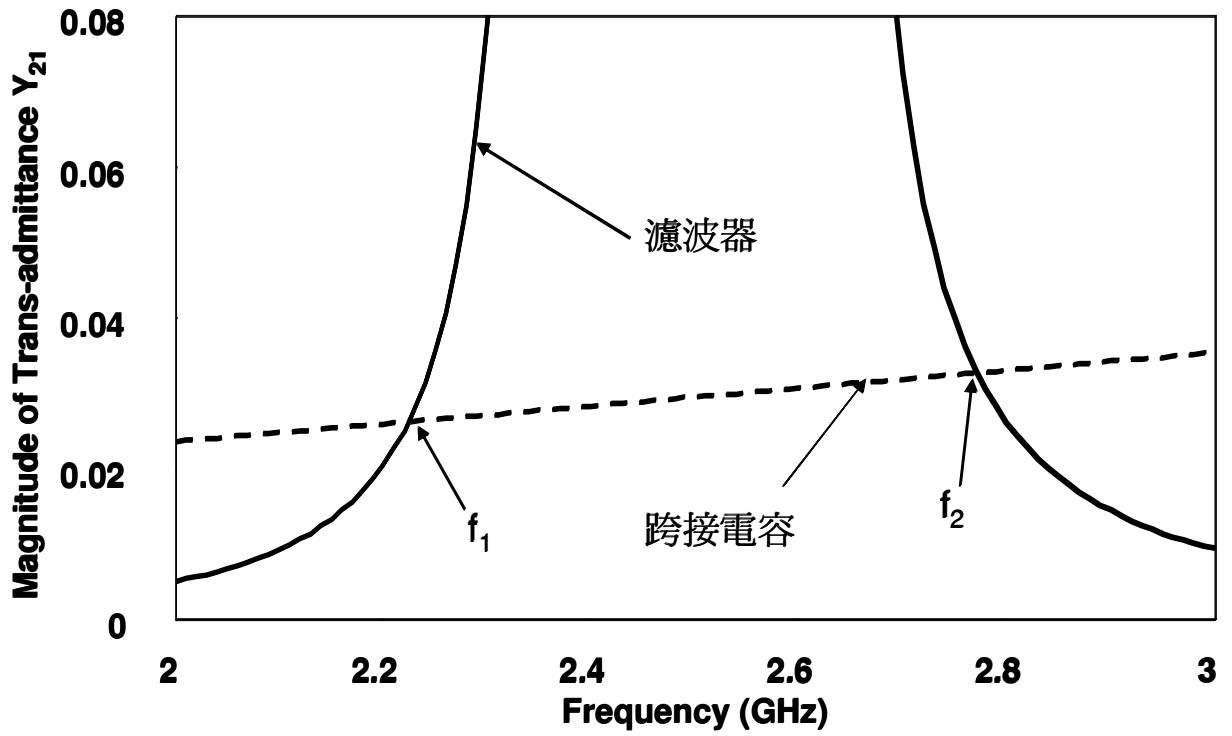


圖 2.7 兩個子電路之 $|Y_{21}|$

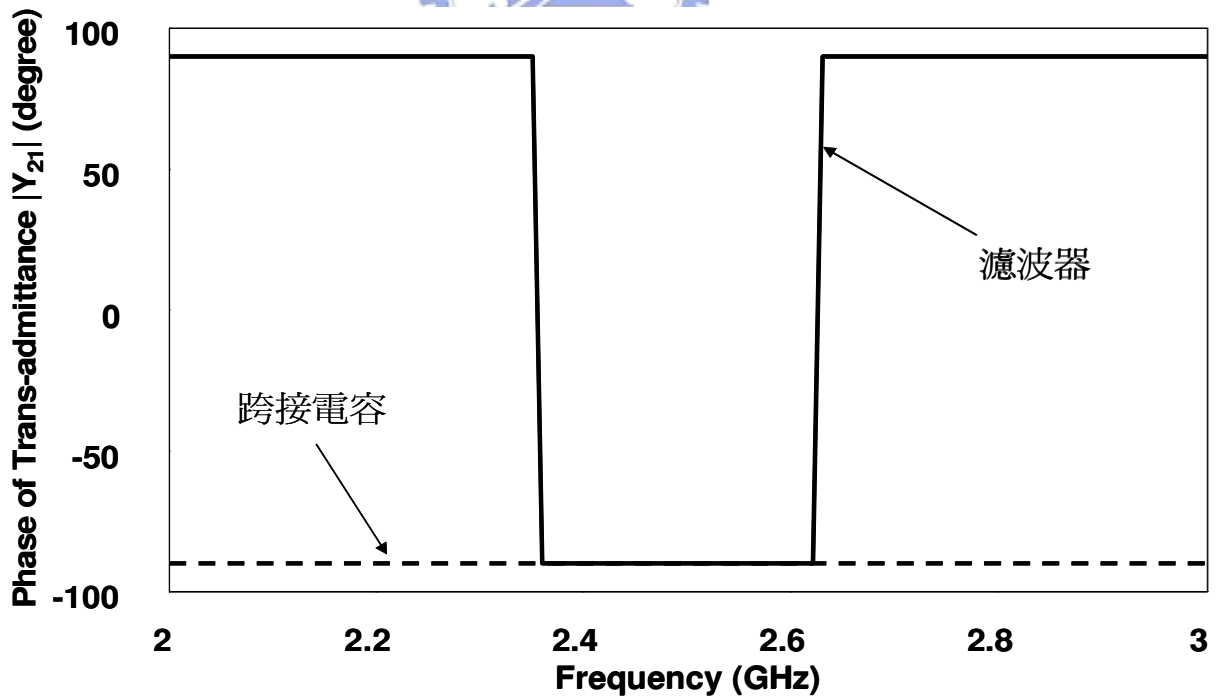


圖 2.8 兩個子電路之 $\angle Y_{21}$

可以明顯看到在 f_1 及 f_2 之振幅(amplitude)相等，相位相反，所以會產生傳輸零點；更進一步的設計，就如圖 2.9 所表示[6]，設計原理就如同上述，一樣是利用 Y-Matrix 分析，而在原本濾波器下多串接了一個接地電感，可以再產生一個傳輸零點，藉由 Y_{21} 之振幅響應(圖 2.10)及相位響應(圖 2.11)，可以明確的對應到傳輸零點的頻率(圖 2.12)。

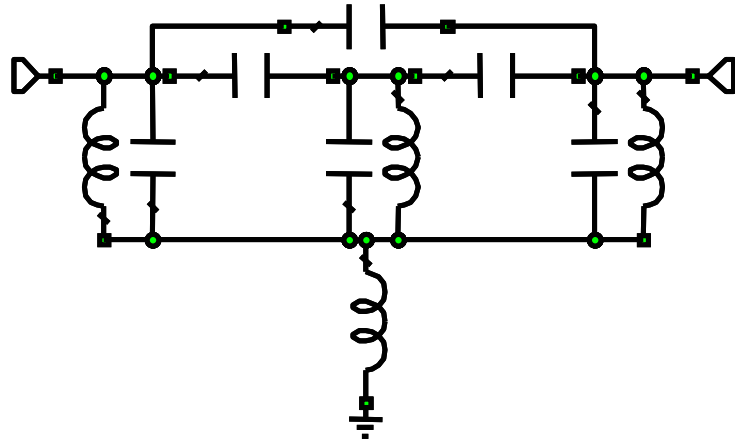


圖 2.9 利用串連接地電感來產生傳輸零點

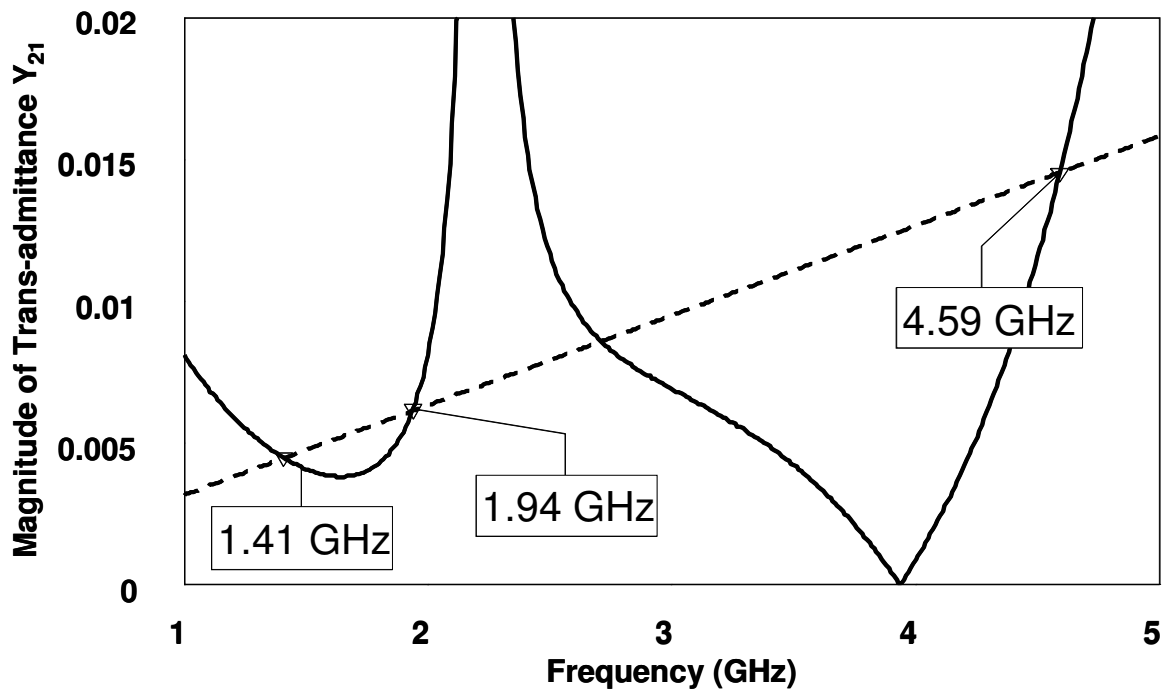


圖 2.10 兩子電路之 $|Y_{21}|$

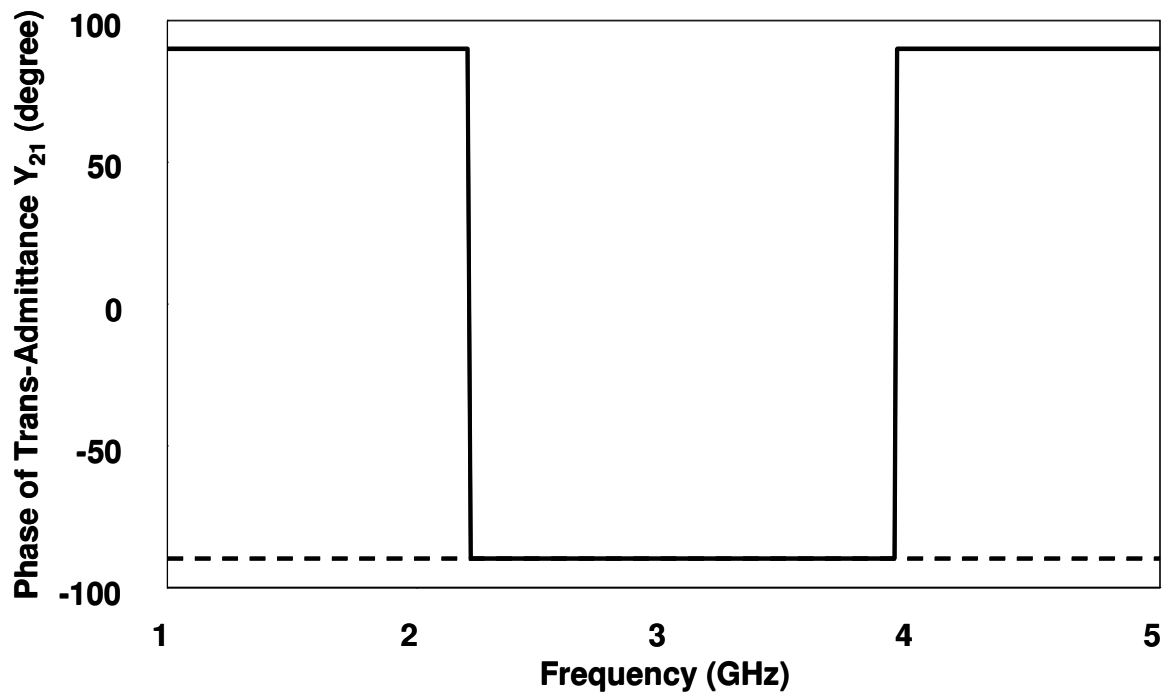


圖 2.11 兩子電路之 $\angle Y_{21}$

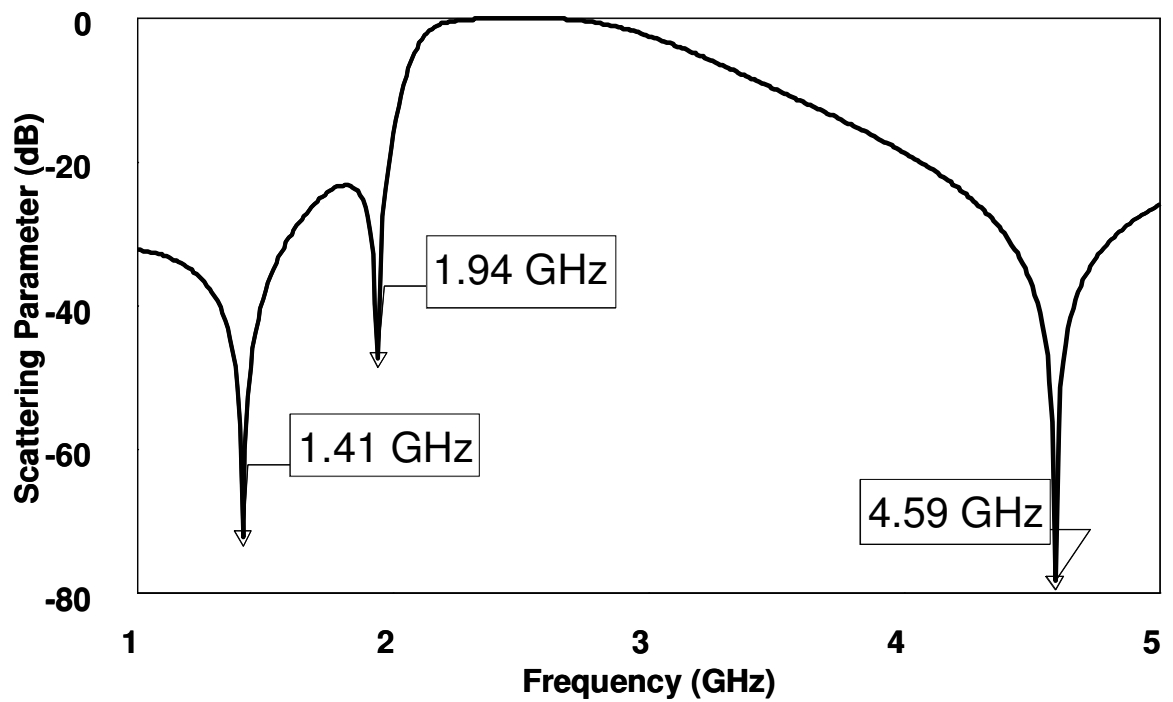


圖 2.12 S_{21} 之頻率響應

以上為濾波器之設計原理，而對於以 LTCC 技術來實現濾波器的設計上，當我們要以 LTCC 來實現集總元件(lump element)時，電容的設計主要是以 MIM(metal-insulator-metal)的方式來完成，以下式來決定初步的電容值：

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad (2-6)$$

其中，A 為平板金屬之面積， ε 為基板的介電常數，d 則為兩金屬板之間的距離，再利用模擬軟體，來算出因邊際效應(fringing effect)所產生的電容值，來修正兩塊金屬板的面積，但是因為 LTCC 結構中，最主要就是要節省體積，所以當電容值過大時，也可以用指插式的方式(interdigital)來設計電容；電感的設計則是利用一段適當長度的傳輸線或以螺旋型電感(spiral or helical)的方式，在一般的電路中，電感的 Q 值往往主宰了電路本身的特性，故如何增加電感的 Q 值也是在設計時要考慮的因素，例如增加金屬線的寬度、讓電感與地層距離較大，減少電感的對地電容等等，都有助於提升電感的 Q 值；此外，在考慮 EMS(ElectroMagnetic Susceptibility)的影響，我們會在 LTCC 最上層和最下層都會設計接地層，以抗外界雜訊的干擾。

一般在設計的時候必須連同製程的影響一起考量進去，例如最小線距、最小線寬、燒結時收縮的比例等等，如果在設計時除了電路本身以外，能多考慮一些製程方面的因素，相信會對於實現出來的濾波器更多一分把握。

2.3 電感及電容性耦合帶通濾波器

在本節中，我會先介紹一常見的二階耦合帶通濾波器[4]，推導其 ABCD-Matrix(Transmission-Matrix)，分析其阻抗、相位及 S 參數之頻率響應；後半節，將會提出一個新的二階耦合帶通濾波器，是利用上述之濾波器，使其反相耦合，也同樣會經由推導其 T-Matrix 來分析電路特性。

2.3.1 電感耦合帶通濾波器

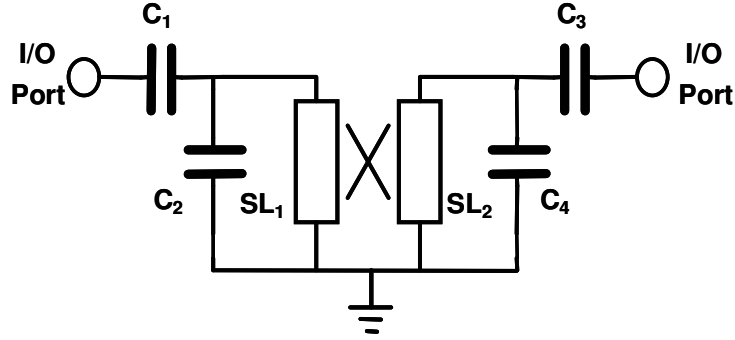


圖 2.13 傳統的二階帶通濾波器電路架構

圖 2.13 是一常見的二階帶通耦合濾波器，在設計時，我們通常為了能更有效掌握濾波器的特性，所以我們通常會以對稱的方式來實現濾波器，因此在電路中，電容 $C_1=C_3$ 是作為 DC-Block，另外此兩個電容也可以作為阻抗匹配(impedance matching)，而共振器(C_2 ， SL_1)、(C_4 ， SL_2)則為電路提供了兩個極點(pole)，此兩個共振器間並互相耦合，為了分析這個電路架構的 T-Matrix，我從一個四埠的耦合傳輸線的 Z-Matrix 開始，將其中兩端接地，變成一個雙埠的耦合傳輸線，再經由轉換得到 T-Matrix，再考慮共振器的電容 C_2 和 C_4 ，最後再把作為 DC-Block 的電容考慮進來，得到整體電路的 T-Matrix 如下：

$$A = D = \frac{1}{2\omega C_d Z_{dif} \tan\theta} [-\omega^2 C (C_d + C) (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \cdot \tan^2\theta + 2\omega Z_{sum} (C_d + 2C) \tan\theta - 4] \quad (2-7a)$$

$$B = \frac{j}{2\omega^2 C_d^2 Z_{dif} \tan\theta} [\omega^2 (C_d + C)^2 (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \tan^2\theta - 4\omega Z_{sum} (C_d + C) \tan\theta + 4] \quad (2-7b)$$

$$C = \frac{j}{2Z_{dif} \tan\theta} [-\omega^2 C^2 (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \tan^2\theta + 4\omega C Z_{sum} \tan\theta - 4] \quad (2-7c)$$

其中 $Z_{\text{sum}} = Z_{0e} + Z_{0o}$, $Z_{\text{dif}} = Z_{0e} - Z_{0o}$, Z_{0e} 與 Z_{0o} 分別為偶態模與奇態模的特性阻抗, θ 則為耦合線的電氣長度; 若要得到傳輸零點的頻率, 則必須使 $S_{21}=0$, 藉由下列轉換公式:

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (2-8)$$

可以得到, 當 $A(\omega)$ 或 $B(\omega)$ 或 $C(\omega)$ 或 $D(\omega)$ 趨近於無窮大時, $S_{21}=0$, 也就是傳輸零點的頻率, 所以我們可以得到上述電路之傳輸零點頻率為:

$$f = \frac{nv}{2l} \quad \text{and} \quad f = \frac{(n + \frac{1}{2})v}{2l}, \quad (2-9)$$

其中 v 為傳播速度, l 為耦合線的長度, n 則是自然數, 再經由電路模擬的結果圖 2.14 中

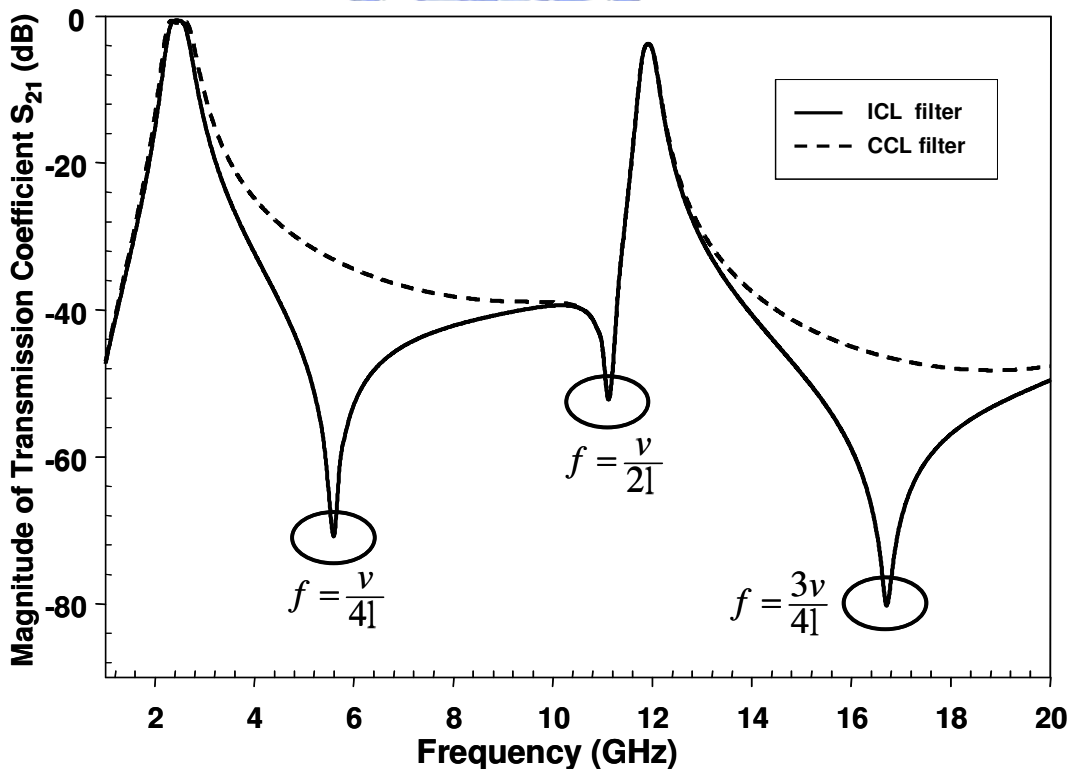


圖 2.14 電感性(ICL)及電容性(CCL)耦合帶通濾波器之 S 參數及傳輸零點特性

可以驗證傳輸零點的頻率正與所推導的頻率點相同，從這裡也說明了此電路架構在高頻的傳輸零點，只受到耦合線長度的影響，而圖 2.15 則是展示了此電路架構的 Z_{21} 的相位，由圖中可以看出來，除了在通帶的地方，相位因為共振器產生共振使得相位有所改變，其餘頻率皆為 90° ，而在遇到傳輸零點時，相位將會再度改變，所以稱此電路架構為電感性耦合帶通濾波器(Inductive Coupled-Line Filter, ICL Filter)。

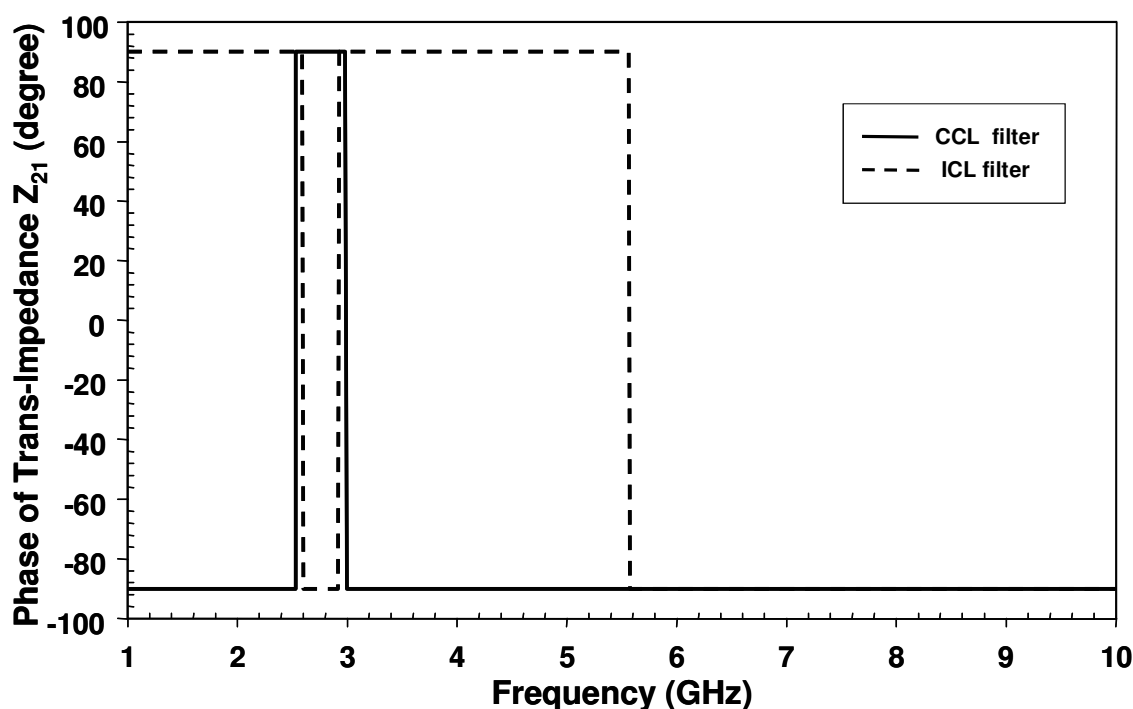


圖 2.15 電感性(ICL)及電容性(CCL)耦合帶通濾波器之 $\angle Z_{21}$ 參數

2.3.2 電容性耦合帶通濾波器

在這一小節中，將會提出一個新的二階耦合帶通濾波器，其電路結構如圖 2.16 所示，與上節電路相近，同樣包含兩個 DC-Block 電容(C_1 , C_3)，與提供系統極點之共振器(C_2 , SL_1)、(C_4 , SL_2)，而在於耦合線的部分，我們採用了反向式的耦合，分析電路方法如統上述，可以得到此電路架構之 T-Matrix 如下：

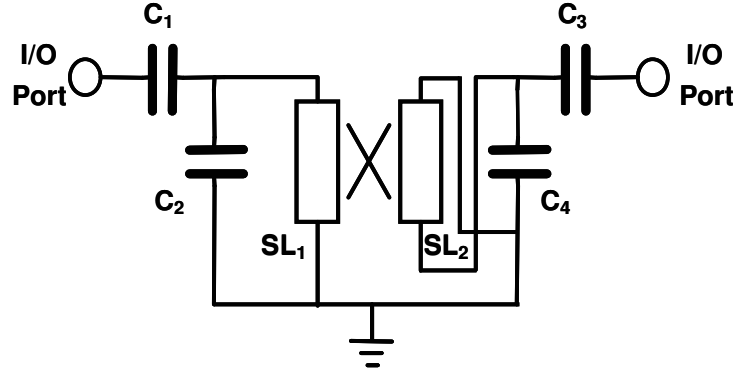


圖 2.16 電容性二階帶通濾波器電路架構

$$A = D = \frac{1}{2\omega C_d Z_{dif} (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \sin\theta} \left[\omega^2 C (C_d + C) \cdot (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \sin^2\theta - 2\omega Z_{sum} (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \cdot (C_d + 2C) \sin\theta \cos\theta - 4(Z_{dif}^2 - Z_{sum}^2 \cos^2\theta) \right] \quad (2-10a)$$

$$B = \frac{j}{2\omega^2 C_d^2 Z_{dif} (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \sin\theta} \left[-\omega^2 (C_d + C)^2 \cdot (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2)^2 \sin^2\theta + 4\omega Z_{sum} (C_d + C) (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \cdot \sin\theta \cos\theta + 4(Z_{dif}^2 - Z_{sum}^2 \cos^2\theta) \right] \quad (2-10b)$$

$$C = \frac{j}{2Z_{dif} (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \sin\theta} \left[\omega^2 C^2 (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2)^2 \sin^2\theta - 4\omega C Z_{sum} (Z_{sum}^2 - Z_{dif}^2) \sin\theta \cos\theta - 4(Z_{dif}^2 - Z_{sum}^2 \cos^2\theta) \right] \quad (2-10c)$$

傳輸零點的頻率可經由推導得出如下：

$$f = \frac{nv}{2l} \quad (2-11)$$

與圖 2.14 之模擬結果吻合，而此電路的 Z_{21} 之相位如圖 2.15 所見，除了在通帶因共振有所改變，其它頻率皆為而 -90° ，所以稱此電路架構為電容性耦合帶通濾波器(Capacitive Coupled-Line Filter, CCL Filter)；另外，經由此兩個推導結果比較可以發現，ICL Filter 在高頻會比 CCL Filter 多出一個傳輸零點。



第三章 雙頻濾波器

3.1 雙頻濾波器設計原理

對於應用於雙頻系統之電路，如 LNA、濾波器、天線、射頻前端模組等等已被廣泛的研究[7]-[13]，在本節中，將會利用上一章所提到的 ICL Filter 以及 CCL Filter 串接起來，再運用 Z-Matrix 阻抗分析，來達到雙頻濾波器的效果，首先，我們提出一雙頻濾波器之電路如圖 3.1 所示，

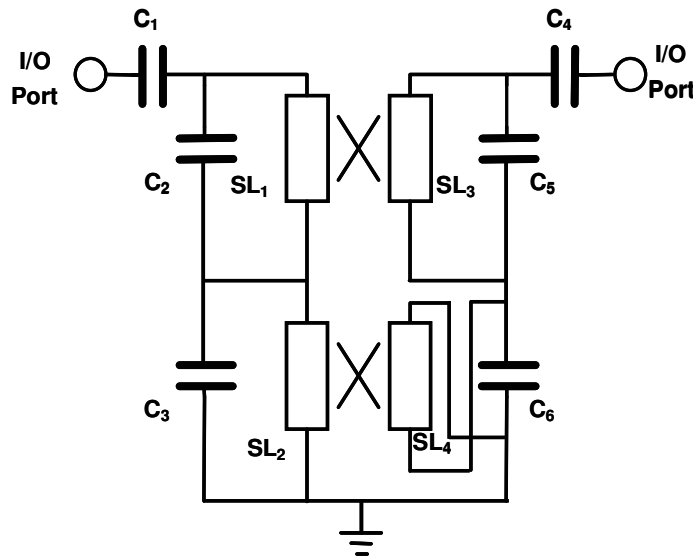


圖 3.1 串接電感性及電容性耦合濾波器之雙頻濾波器電路架構

設計之頻率為 2.4GHz 及 5GHz，此電路可以分為上下兩個電路，上半部的電路是由一個 ICL Filter 所組成，主要是設計於 2.4GHz 的帶通濾波器；而下半部的電路則是由 CCL Filter 所組成，是負責 5GHz 的頻段，而相較於之前所提到的 CCL Filter，在圖 3.1 中，下半部的 CCL Filter 已將 DC-Block 電容省略，分析的方法如圖 3.2 所繪，將電路拆成上下半部，圖中 Network 1 代表 2.4GHz ICL Filter， Z_U 代表此上半部濾波器的 Z-Matrix，Network 2 則代表 5GHz CCL Filter， Z_L 是代表此下半部濾波器的 Z-Matrix，由 Z-Matrix 的定義可以得到下式：

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_U + \mathbf{Z}_L \quad (3-1)$$

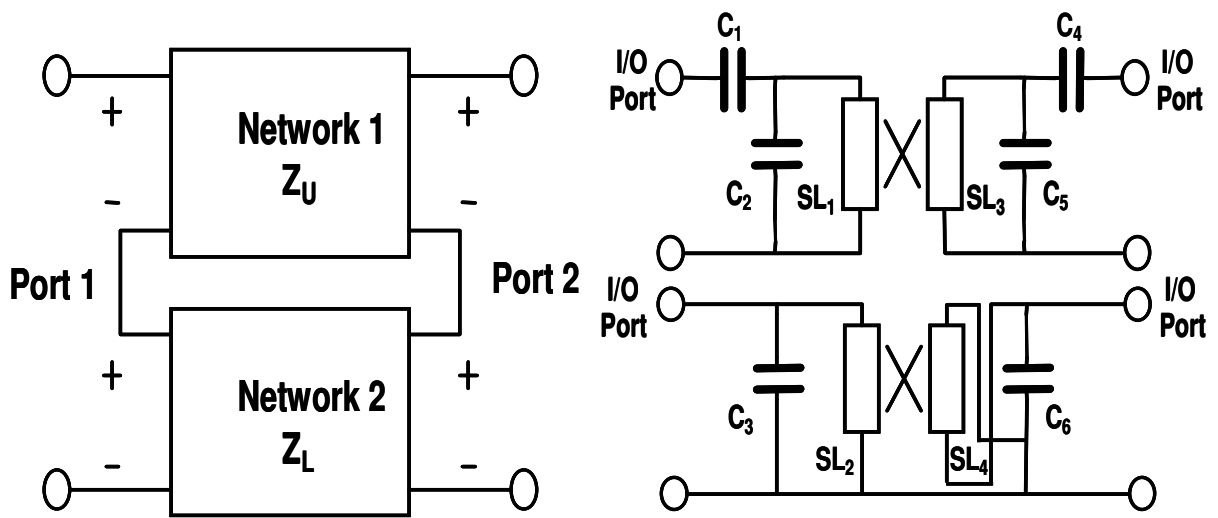


圖 3.2 將雙頻濾波器分成上下兩個子電路

其中， Z 是代表整個雙頻濾波器電路的 Z -Matrix，在這裡，我們將藉由分析其 Z -Matrix，來探討整體雙頻濾波器的響應，在電路對稱的前提下，我們以電路模擬其 Z_{21} 、 Z_{11} 之振幅與相位的關係如圖 3.3、3.4

由圖 3.3 中，明顯可以看出在

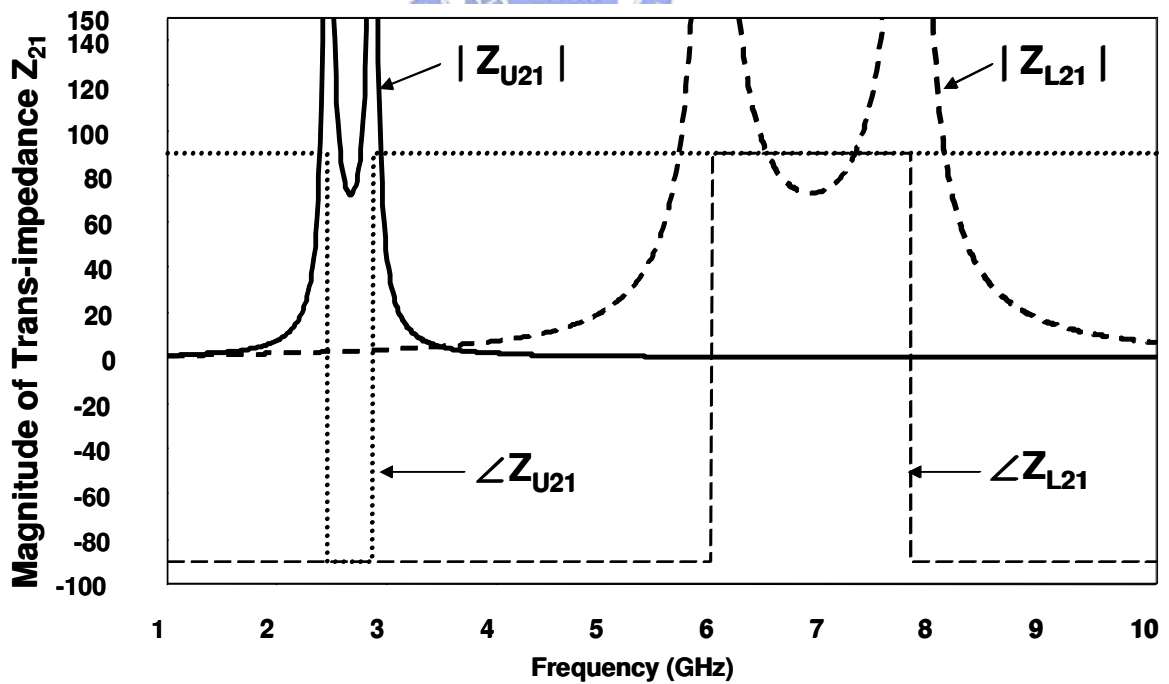


圖 3.3 2.4GHz ICL 與 5GHz CCL 之 $|Z_{21}|$ 、 $\angle Z_{21}$

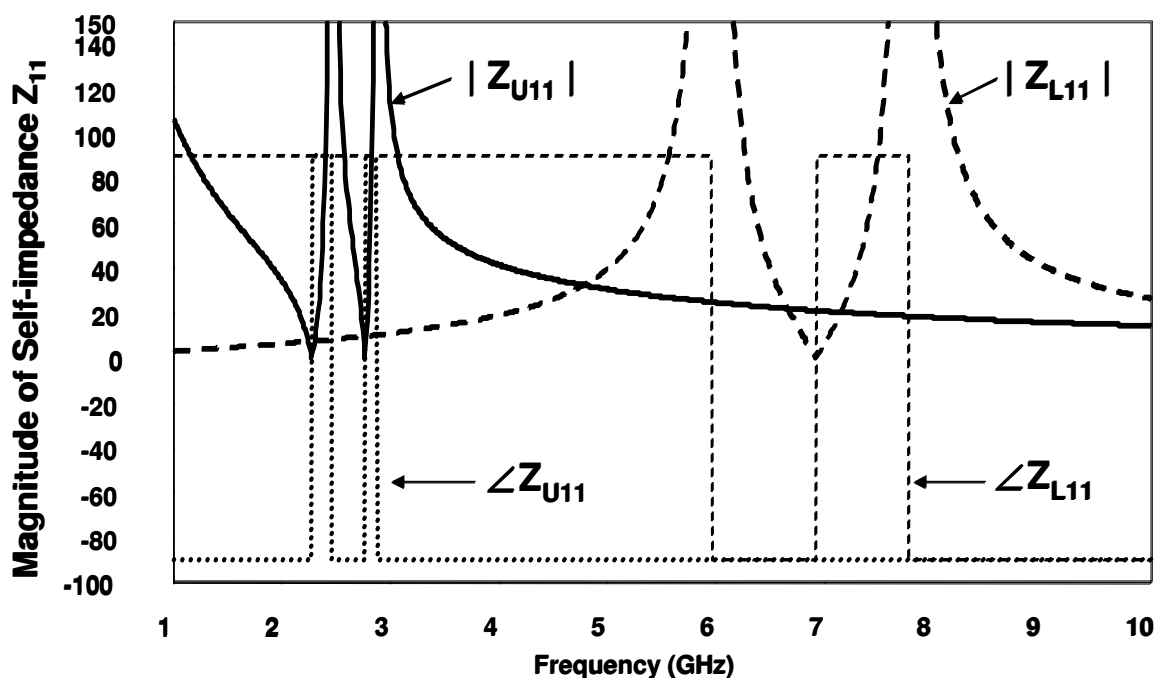


圖 3.4 2.4GHz ICL 與 5GHz CCL 之 $|Z_{11}|$ 、 $\angle Z_{11}$

2.4GHz 之 $Z_{21} = Z_{U21} + Z_{L21} \approx Z_{U21}$ ，5GHz 之 $Z_{21} = Z_{U21} + Z_{L21} \approx Z_{L21}$ ，

由圖 3.4 中，則可以看出在

2.4GHz 之 $Z_{11} = Z_{U11} + Z_{L11} \approx Z_{U11}$ ，5GHz 之 $Z_{11} = Z_{U11} + Z_{L11}$ ，並無法近似 Z_{L11} ，

所以經由下列轉換式：

$$S_{21} = \frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}} \quad (3.7)$$

可以得到在 2.4GHz 的頻段其整體電路之 S_{21} 可以近似為下式

$$S_{21} \approx \frac{2Z_{U21}Z_0}{(Z_{U11} + Z_0)(Z_{U22} + Z_0) - Z_{U12}Z_{U21}} = S_{U21} \quad (3-3)$$

而以此類推散射參數 $S_{11} \approx S_{U11}$ ，所以在低頻的通帶，雙頻濾波器的特性可以近似單一通帶的濾波器；而對於 5GHz 之頻段，因為 $Z_{11} = Z_{U11} + Z_{L11}$ ，並無法近似 Z_{L11} ，所以 S_{21} 將會推

導如下：

$$S_{21} \approx \frac{2Z_{L21}Z_0}{(Z_{U11} + Z_{L11} + Z_0)(Z_{U22} + Z_{L22} + Z_0) - Z_{L12}Z_{L21}} \quad (3-4)$$

在 5GHz~6GHz、7GHz~8GHz 之間，因為 Z_{U11} 與 Z_{L11} 是異號相位(out of phase)，所以 $S_{21} > S_{L21}$ ，在 6GHz~7GHz 之間，因為 Z_{U11} 與 Z_{L11} 是同號相位(in phase)，則 $S_{21} < S_{L21}$ ，所以高頻濾波器 Network 2 的部分，在與 ICL Filter 串接時，通帶頻率會往低頻移動。

在上述的推導中，我們可以歸納出一個結論，對於以串接 ICL Filter 與 CCL Filter 方式所設計的雙頻濾波器，可以利用一個設計在 2GHz 的 ICL Filter 與一個設計在較目標頻率高的 CCL Filter，當串接時，ICL Filter 不會飄移太多，而 CCL 也可以由較目標頻率高的頻率往低頻移動至目標頻率。

接下來，會對於此雙頻濾波器可以在兩通帶頻率間產生一個傳輸零點分析，由式 3.7 可以推得產生傳輸零點之頻率 $S_{21}=0$ 即是 $Z_{21}=0$ ，所以我們可以針對 Z_{21} 來分析傳輸零點的

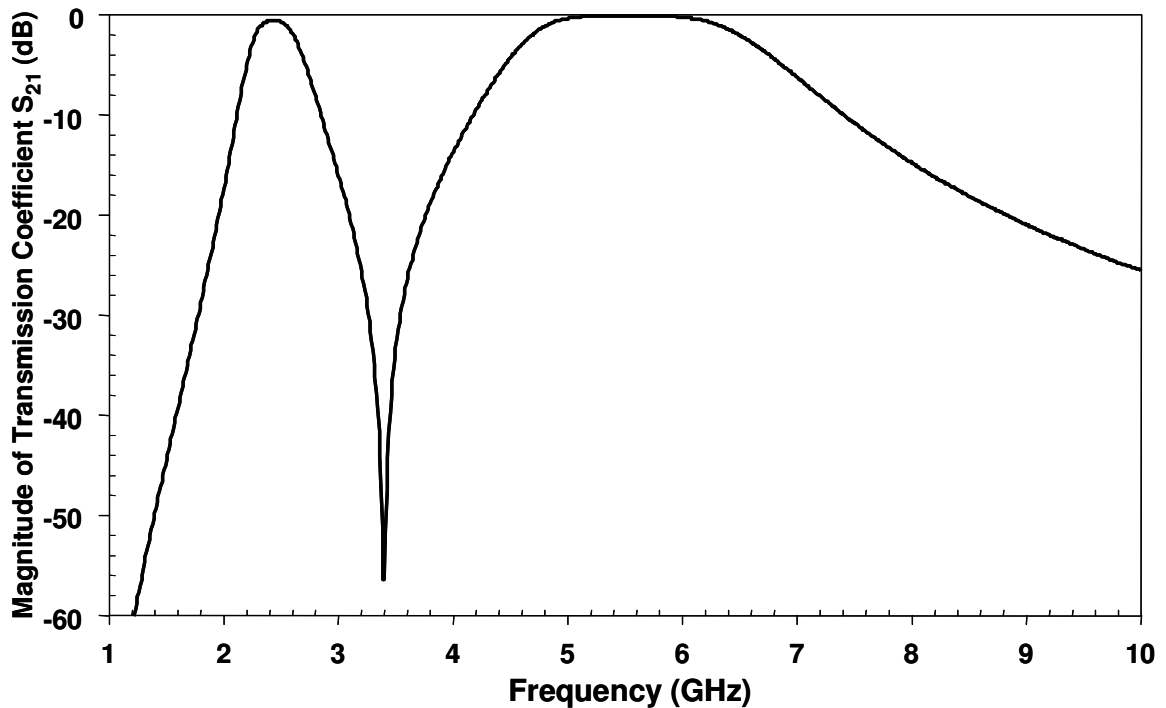


圖 3.5 雙頻濾波器 2I5C 之 S 參數

產生，由圖 3.3 中可以看出在兩通帶之間的 Z_{U21} 與 Z_{L21} 是屬於異號相位，所以只要振幅相同便可以使得 $Z_{21}=0$ ，得到傳輸零點的頻率，圖 3.5 即顯示此雙頻濾波器在兩通帶之間產生之傳輸零點。

3.2 雙頻濾波器電路架構與模擬

本篇論文將會利用上節所提出的設計原理，設計了八種雙頻濾波器，前四種是運用了 ICL Filter 與 CCL Filter 交錯使用，產生雙頻濾波器的效果，而後四種可以說是前四種濾波器的延伸，在前四種濾波器再多串接一電容或電感，可以在阻隔區產生多個傳輸零點，圖 3.6 則是前四種電路架構之介紹，在圖 3.6 中

3.6a 是串接一個 2GHz ICL Filter 與一個 5GHz CCL Filter，簡稱為 2I5C；

3.6b 是串接一個 2GHz CCL Filter 與一個 5GHz ICL Filter，簡稱為 2C5I；

3.6c 是串接一個 2GHz ICL Filter 與一個 5GHz ICL Filter，簡稱為 2I5I；

3.6d 是串接一個 2GHz CCL Filter 與一個 5GHz CCL Filter，簡稱為 2C5C；

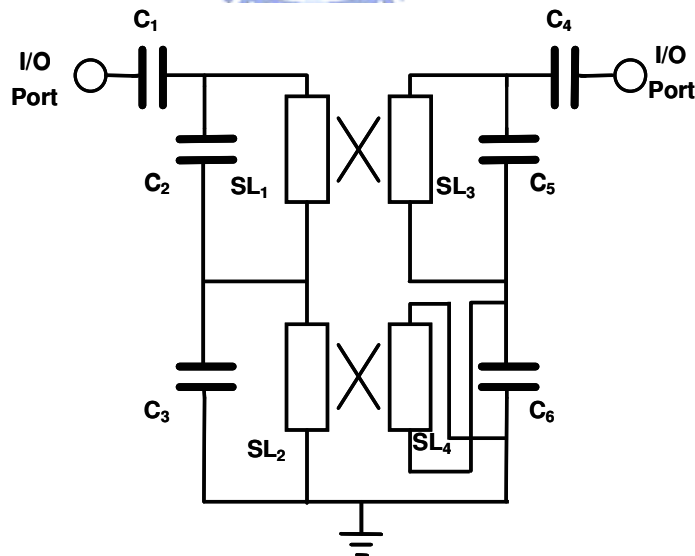


圖 3.6a 2I5C 雙頻濾波器：2GHz 使用 ICL、5GHz 使用 CCL

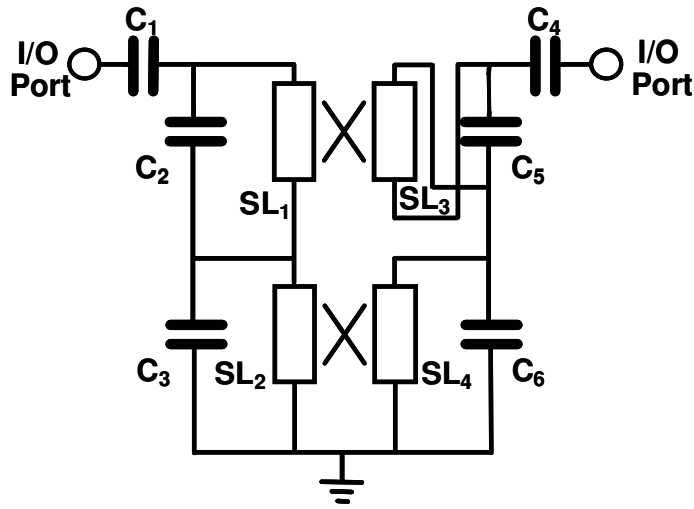


圖 3.6b 2C5I 雙頻濾波器：2GHz 使用 CCL、5GHz 使用 ICL

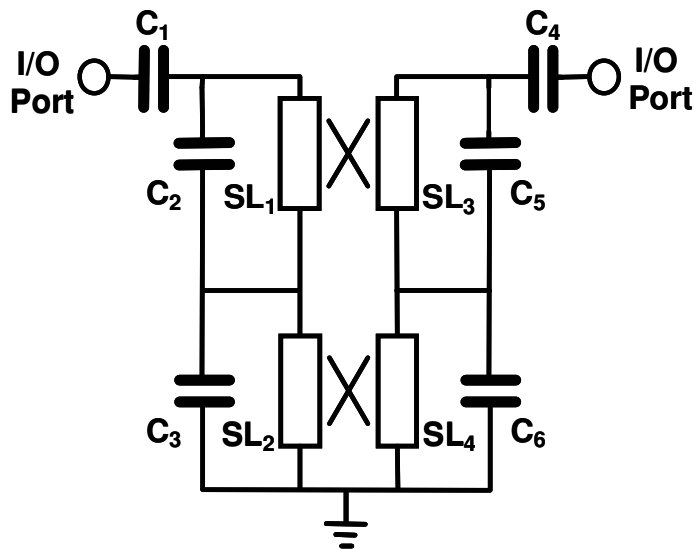


圖 3.6c 2I5I 雙頻濾波器：2GHz 使用 ICL、5GHz 使用 ICL

經由上一節的介紹，可以知道圖 3.6a、3.6b 可以在兩通帶之間產生傳輸零點，而圖 3.6c、3.6d 因為在兩通帶間是同號相位，所以無法使 $Z_{21}=0$ ，也就無法產生傳輸零點，表 3.1 整理了此四種雙頻濾波器及參數設計。

接下來會以圖 3.6a 的電路為例，解釋有關 2I5C 雙頻濾波器的三維走線，圖 3.7 顯示出 2I5C 之三維走線，設計主要是以對稱為前提，除了 5GHz CCL 的耦合線無法以對稱方式實現，此次設計之基板是以 CT2000 的材料，其介電係數為 9.1，正切損耗為 0.002，而金屬

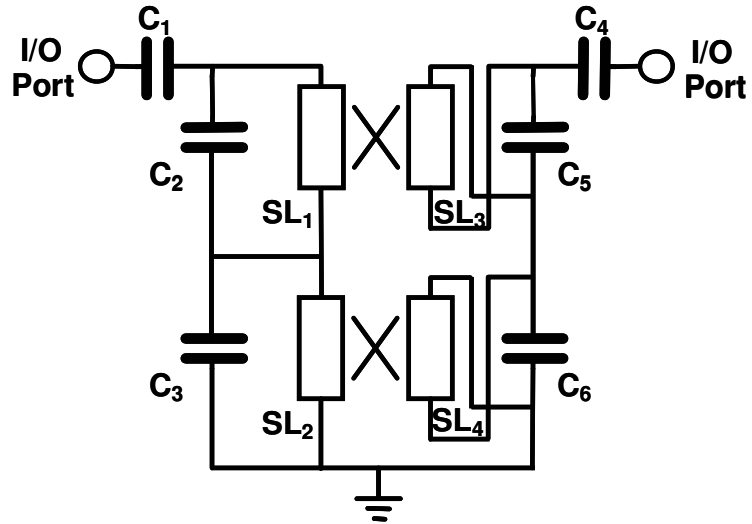


圖 3.6d 2C5C 雙頻濾波器：2GHz 使用 CCL、5GHz 使用 CCL

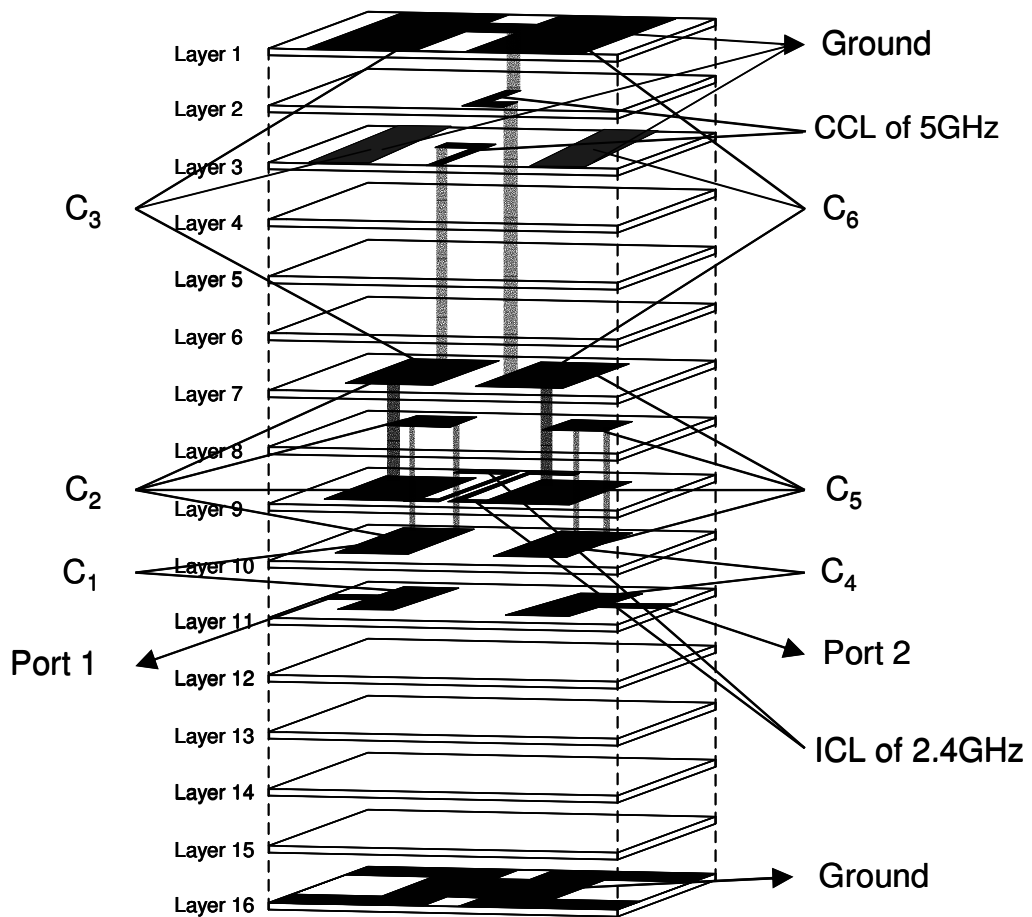


圖 3.7 2I5C 雙頻濾波器之三維走線設計

是採用銀，其導電係數為 3.5×10^7 ，基板厚度有 35um、70um 兩種，共用了 16 層，2 層薄層，14 厚層，整個雙頻濾波器的尺寸為 2.5mm×2.0mm×0.94mm，首先，為了能抗電磁干擾，我們在 LTCC 濾波器的最上層(第 1 層)及最下層(第 16 層)都加上了接地層，輸入輸出埠是位在圖 3.7 中的第 11 層，作為 DC-Block 的電容(C_1, C_4)則是以第 10、11 層之金屬板來實現，低頻共振器之電容(C_2, C_5)因為電容值過大，無法以 MIM 方式實現，所以在這裡我用了指插式(interdigital)電容來模擬，圖中第 7、9 層之金屬與第 8、10 層之金屬分別以灌孔做電氣連接，而(C_2, C_5)就是以此 4 層金屬作指插式電容來完成，而低頻通帶之 ICL 則是在第 9 層，以邊緣耦合(edge couple)來得到，對於高頻共振器之電容(C_3, C_6)則是第 1、3、7 層之金屬來達到，第 1、3 層同為接地層，會使用第 3 層的目的，是希望以較小的金屬板距離(即式 2-6 中的 d)來達到較大的電容值，而因為在高頻通帶的頻寬需要達 1GHz 因素，所以高頻之 CCL 是以寬邊耦合(broadside couple)實現在第 2、3 層以達到較強的耦合量，另外第 1、16 層之接地層，為了變免耦合線對地或電容對地的寄生效應(parasitic effect)，所以在適當的位置挖空，在考慮的 LTCC 技術製程下，對於電容的做法，通常會把兩片一樣面積的金屬板，改成一片金屬版面積不變，而另一片加大面積，針對寬邊耦合的耦合線也是以一樣的做法，將其中一條耦合線之線寬加大，上述之做法都是為了讓電路能承受製程技術在對位時會有些微的飄移，表 3.2 介紹了在每一層實際的電容面積大小、傳輸線之長度及線寬等等。

至於其它三種雙頻濾波器之三維設計都是大同小異，所以不再多做敘述，有關此四種雙頻濾波器之結果將在圖 3.8 說明，本論文之模擬軟體是利用 Microwave Office、ADS 與高頻電磁模擬軟體 HFSS，在圖 3.8 中虛線代表電路模擬，而實線則是電磁模擬，在圖 3.8a、3.8b 可以明顯看出其兩通帶的插入損耗小，且在高頻通帶之頻寬可高達 1GHz，而在兩通帶間也如預期的產生一傳輸零點，對雜訊抑制更有幫助，可達 -30dB 以下，另外，在 7-10GHz 之高頻頻段訊號，圖 3.8b 產生了一個傳輸零點，所以明顯衰減的比圖 3.8a 快速，此是因為在高頻通帶的部分，圖 3.8b 是採用 ICL Filter，而圖 3.8a 則是 CCL Filter，由第 2 章所推導之式 2-9、式 2-11 可以知道 ICL 在通帶之高頻部分會比 CCL 多一個傳輸零點，所以才會使圖 3.8b 比圖 3.8a 多一個傳輸零點；圖 3.8c、3.8d 因為使用同類型的耦合線濾波器(ICL Filter、CCL Filter)，在兩通帶間無法有傳輸零點，而此兩個圖在高頻的響應差異原因如同圖 3.8a 與 3.8b。

雙頻濾波器	耦合線類型 (network 1, network 2)	設計參數 (C1=C4, C2=C5, C3=C6, SL1=SL3, SL2=SL4)
2I5C (圖 3.6a)	(ICL, CCL)	(1.4, 5.4, 1.1, 1.4, 1.0)
2C5I (圖 3.6b)	(CCL, ICL)	(1.2, 3.3, 0.8, 2.1, 1.2)
2I5I (圖 3.6c)	(ICL, ICL)	(1.2, 2.9, 0.5, 2.6, 1.5)
2C5C (圖 3.6d)	(CCL, CCL)	(1.2, 3.1, 0.5, 2.6, 1.4)

表 3.1 前四種雙頻濾波器之參數整理

電容層	金屬板尺寸		
第 3 層	0.47 mm × 2.00 mm		× 2
第 7 層	0.77 mm × 1.50 mm		× 2
第 8 層	0.62 mm × 1.00 mm		× 2
第 9 層	0.72 mm × 1.05 mm		× 2
第 10 層	0.62 mm × 1.30 mm		× 2
第 11 層	0.52 mm × 0.95 mm		× 2
傳輸線層	線寬	總長	實際耦合長度
第 2 層	0.15 mm	1.15 mm	0.50 mm
第 3 層	0.10 mm	1.15 mm	0.50 mm
第 9 層	0.10 mm	1.76 mm	1.425 mm

表 3.2 2I5C 雙頻濾波器之三維走線參數

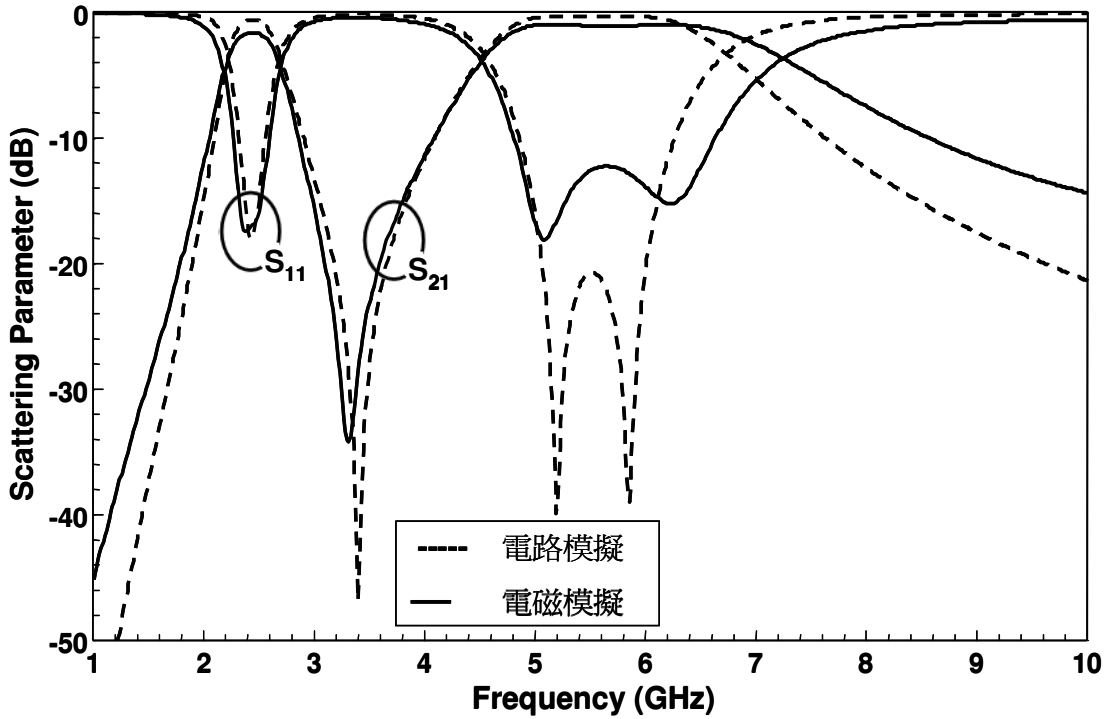


圖 3.8a 2I5C 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果

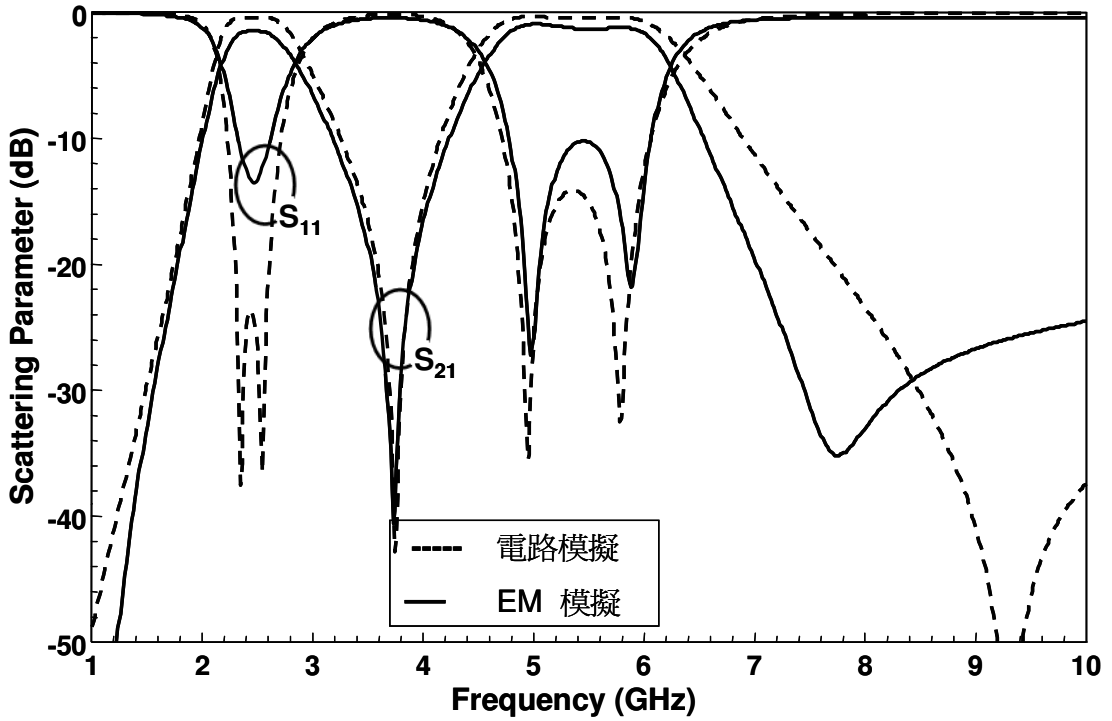


圖 3.8b 2C5I 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果

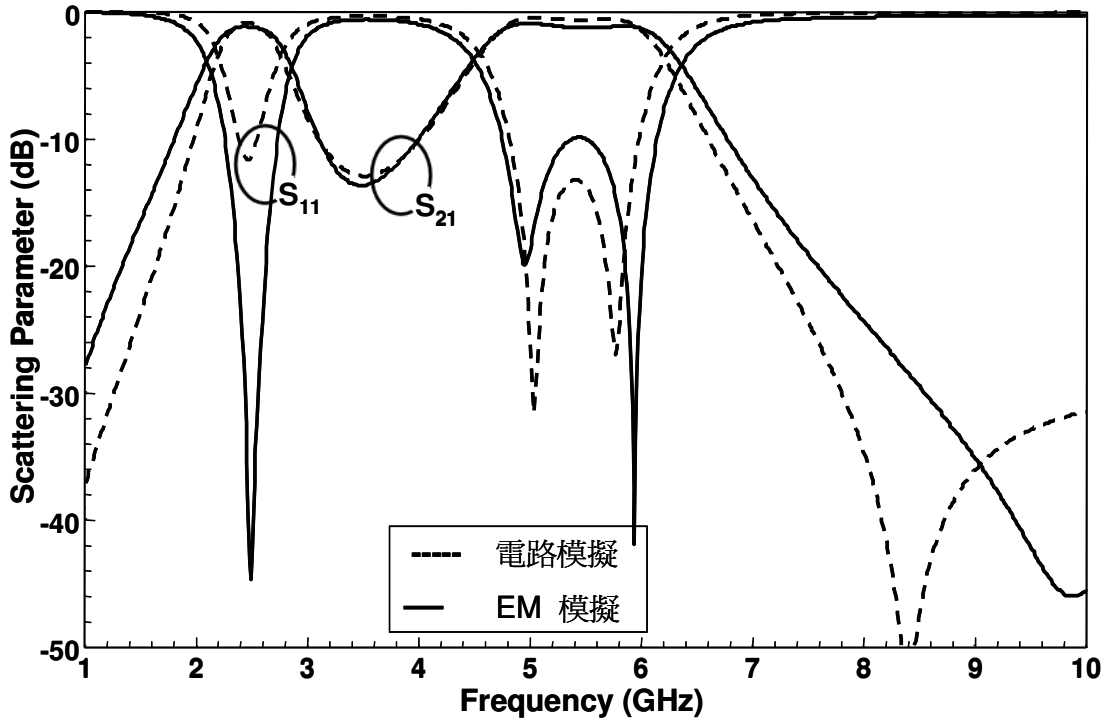


圖 3.8c 2I5I 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果

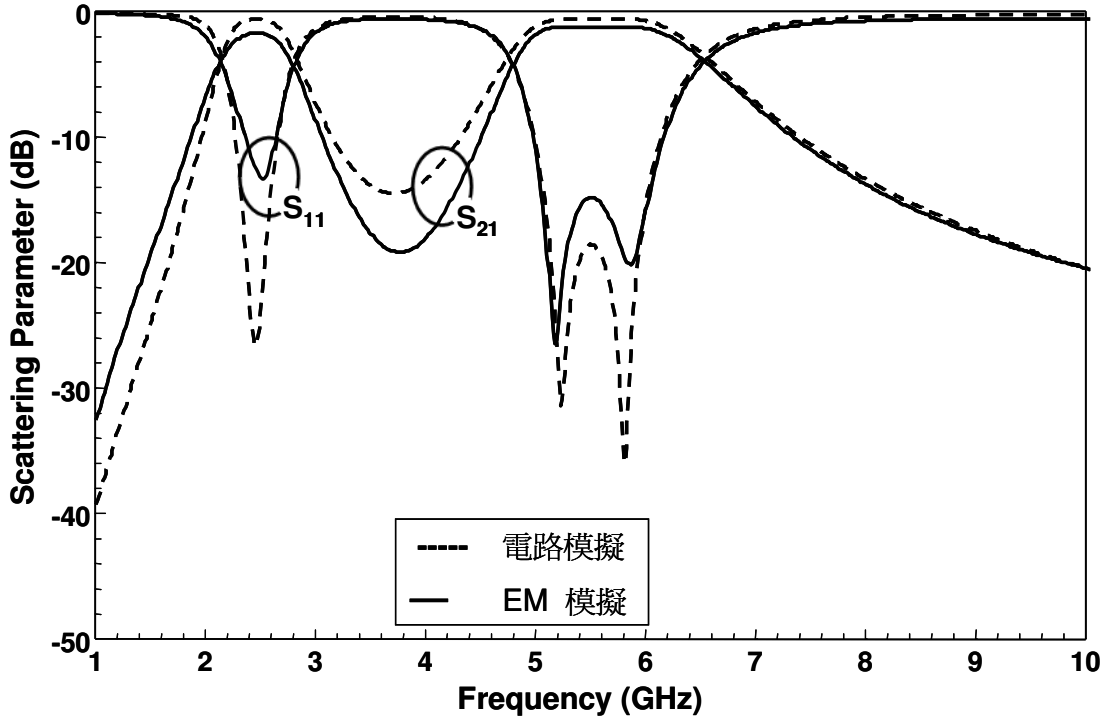


圖 3.8d 2C5C 雙頻濾波器之電路與電磁模擬結果

到此為止，已提出了一個利用串接 ICL Filter 與 CCL Filter 所構成的雙頻濾波器之方法，並可在兩通帶之間產生一傳輸零點，但是對於更低頻(1~2.2GHz)或更高頻(8~10GHz)的頻段，雜訊抑制能力稍嫌不足，若能在這兩個頻段各產生一個傳輸零點，變成具有多個傳輸零點之雙頻濾波器，則將對於 1710-1880MHz 的 Digital Communication System (DCS)及 1850-1990MHz 的 Personal Communication Services (PCS)訊號可以更有效的隔絕，減低干擾，所以在這裡會提出一個具有多個傳輸零點的雙頻濾波器，其四種架構如同圖 3-9 所示，

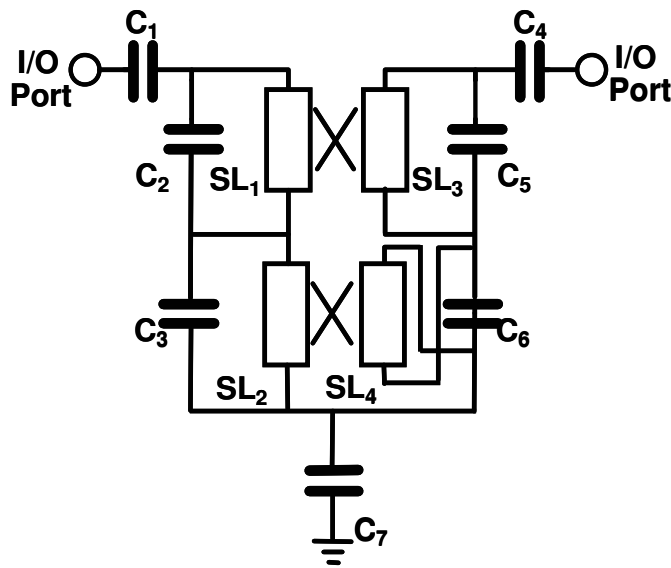


圖 3.9a 2I5C-C 雙頻濾波器：2GHz 使用 ICL、5GHz 使用 CCL、串聯下地的電容

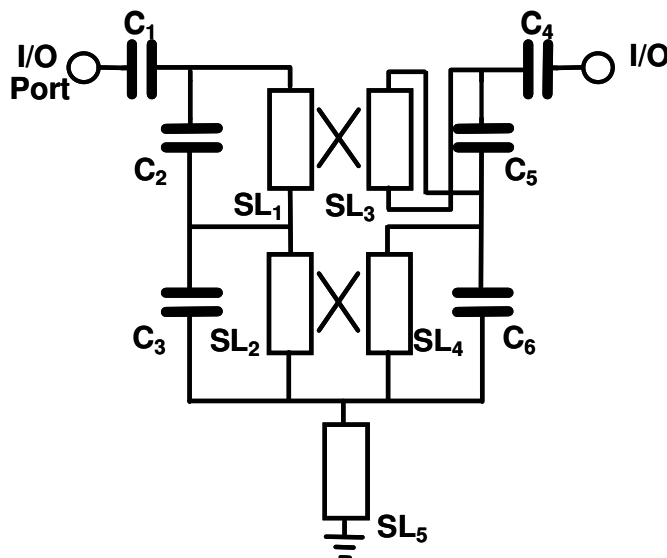


圖 3.9b 2C5I-L 雙頻濾波器：2GHz 使用 CCL、5GHz 使用 ICL、串聯下地的電感

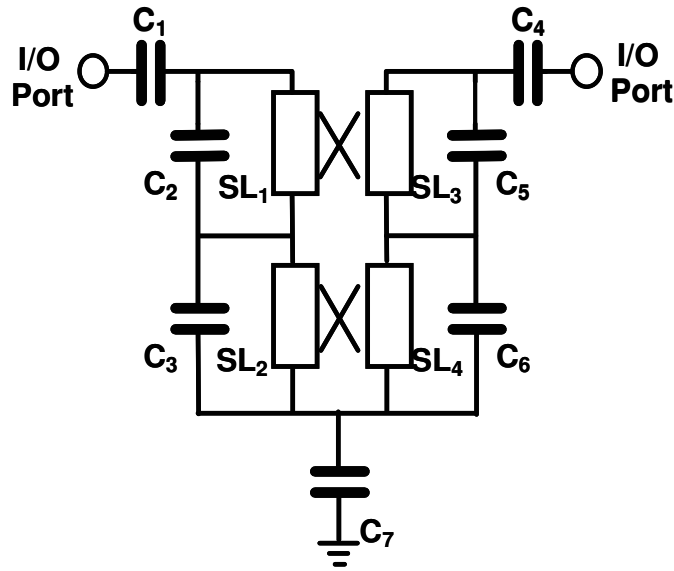


圖 3.9c 2I5I-C 雙頻濾波器：2GHz 使用 ICL、5GHz 使用 ICL、串聯下地的電容

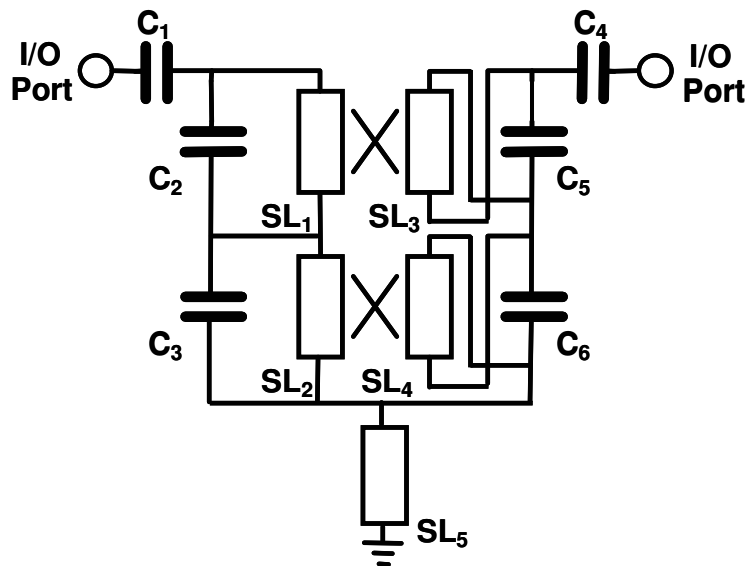


圖 3.9d 2C5C-L 雙頻濾波器：2GHz 使用 CCL、5GHz 使用 CCL、串聯下地的電感

首先，分析方法如同 3-1 節所提相同，將電路分為上下兩半部，如圖 3.10 為例，上半部電路為 2I5C Filter(圖 3.10a)，下半部則為電容(3.10b)，整體電路則為圖 3.10c，因為圖 3.10a 其低頻通帶為 ICL Filter(1~2.2GHz Z_{21} 之相位=90°)，所以再多串接一電容(1~2.2GHz Z_{21} 之相位=-90°)，只要調整電容值，便可以使得其在低頻可以產生振幅相同的頻率點，而使得整個電路 $Z_{21}=0$ ，所以可以在低頻 1~2.2GHz 間產生一個傳輸零點，結果如圖 3.11 所示，在圖 3.11 中，可以看到電容之 $|Z_{21}|$ 與 2I5C 之 $|Z_{21}|$ 共有三個交點，但是位於 4~5GHz 之交點，因

為 2I5C 之 $\angle Z_{21}$ 已由 90° 轉變為 -90° ，相位和電容之 Z_{21} 同號，所以不會有傳輸零點產生，而其餘兩個交點都如推測的產生傳輸零點；至於圖 3.9b 結果與圖 3.9a 相近，所以不再分析。

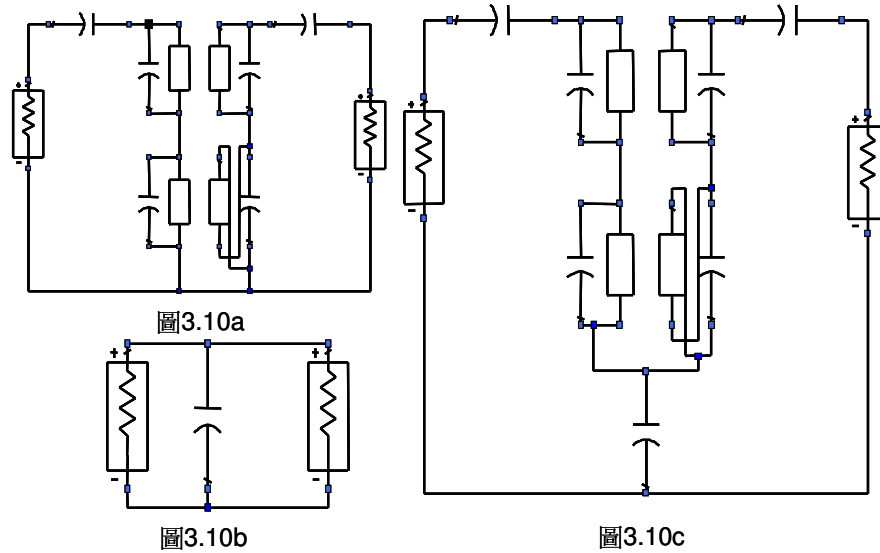


圖 3.10 a：2I5C Filter，b：電容，c：整體電路

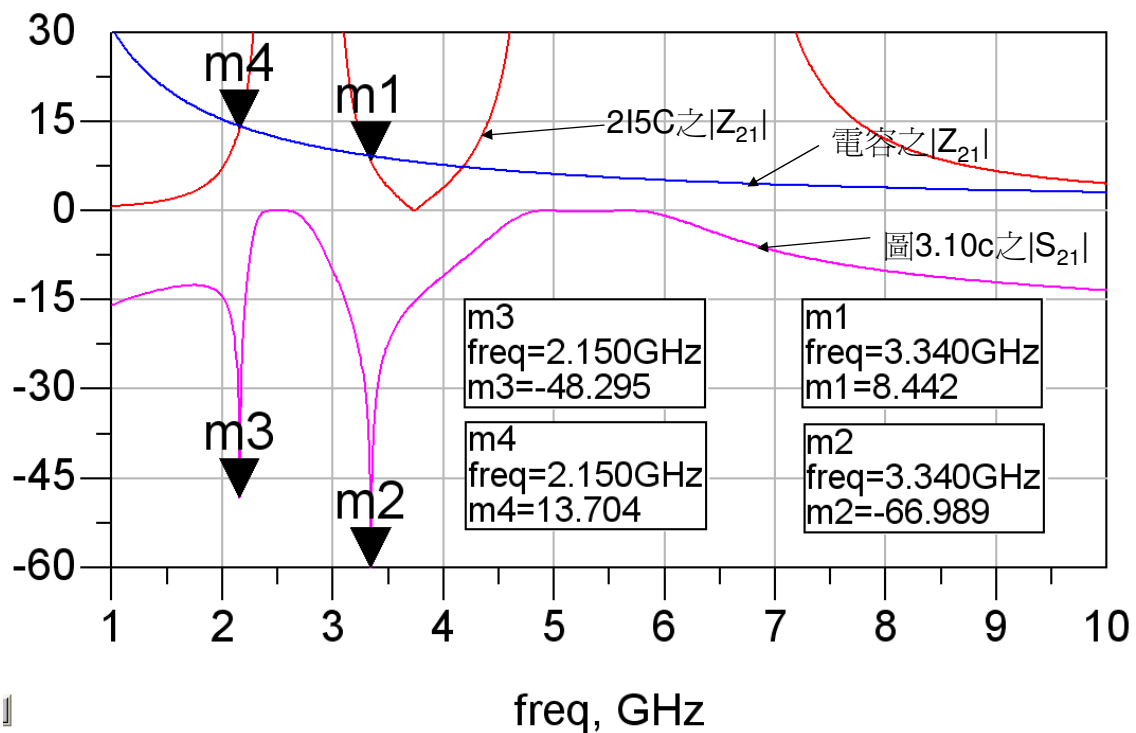


圖 3.11 雙頻濾波器 2I5C-C 之傳輸零點分析

最後關於圖 3.9c、3.9d 之分析，與上述兩個電路圖有些許不同，以圖 3.9c 為例，上、下半電路與整體濾波器電路分別繪於圖 3.12a、3.12b、3.12c，因為上半部電路為 2I5I Filter，所以在兩通帶之間的頻段， $\angle Z_{21}$ 均為 90° ，所以当串接一電容時，在兩通帶之間有可以會造

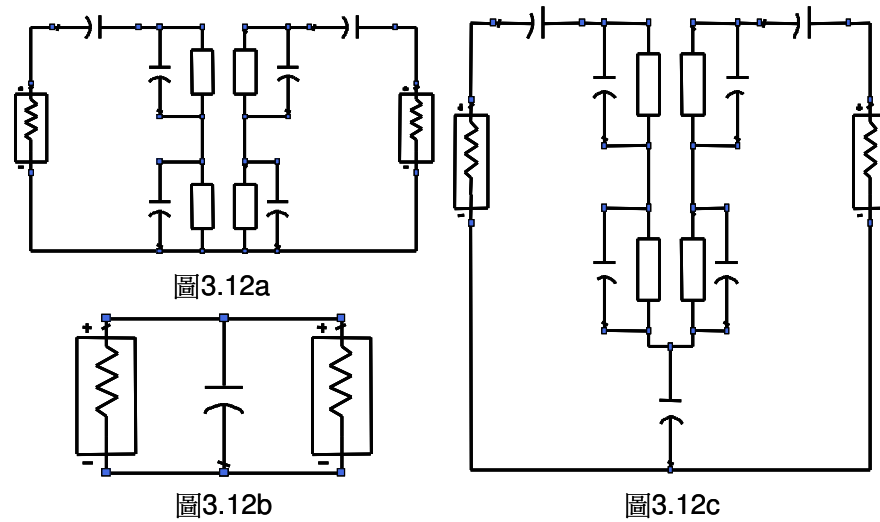


圖 3.12 a : 2I5C Filter, b : 電容, c : 整體電路

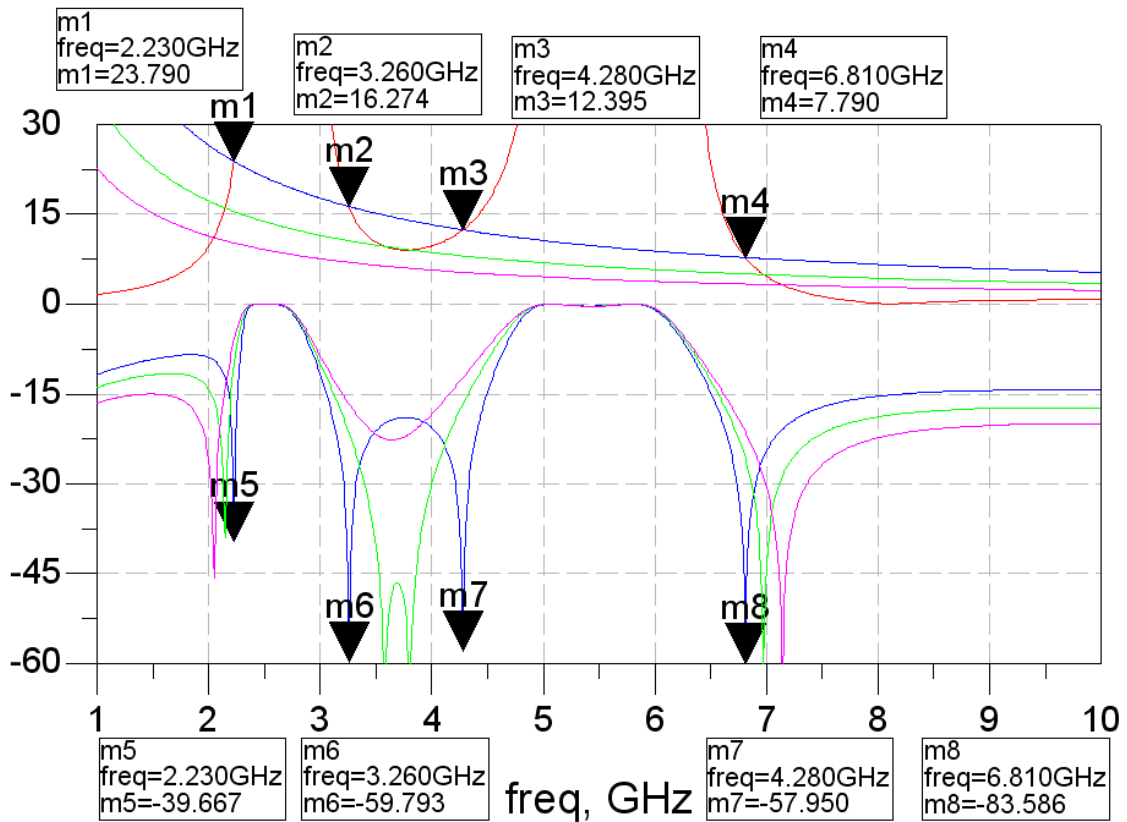


圖 3.13 雙頻濾波器 2I5I-C 之傳輸零點分析

成兩傳輸零點，如圖 3.13 所示，圖中藍色的 Z_{21} 對應藍色的 S_{21} ，其它以此類推，我們可以很清楚的看見隨著電容值的增加，電容之 $|Z_{21}|$ 與 $2|I_5|$ 之 $|Z_{21}|$ 在兩通帶間之交點會由兩個變成一個，再由一個變為無交點，所以由圖下方的 S_{21} 可以看出傳輸零點的變化，所以此兩種雙頻濾波器(圖 3.9c、3.9d)最多可以產生四個傳輸零點，圖 3.14 分別為此四種濾波器之電磁模擬結果，其中，圖 3.14c、3.14d 之雙頻濾波器，在兩通帶之間只設計產生一傳輸零點的原因是因為如果要在兩通帶間產生兩傳輸零點，則在 2.4GHz 通帶之前的傳輸零點勢必往高頻移動，而會非常接近 2.4GHz 通帶，如圖 3.13 所示，進而會增加 2.4GHz 的插入損耗。

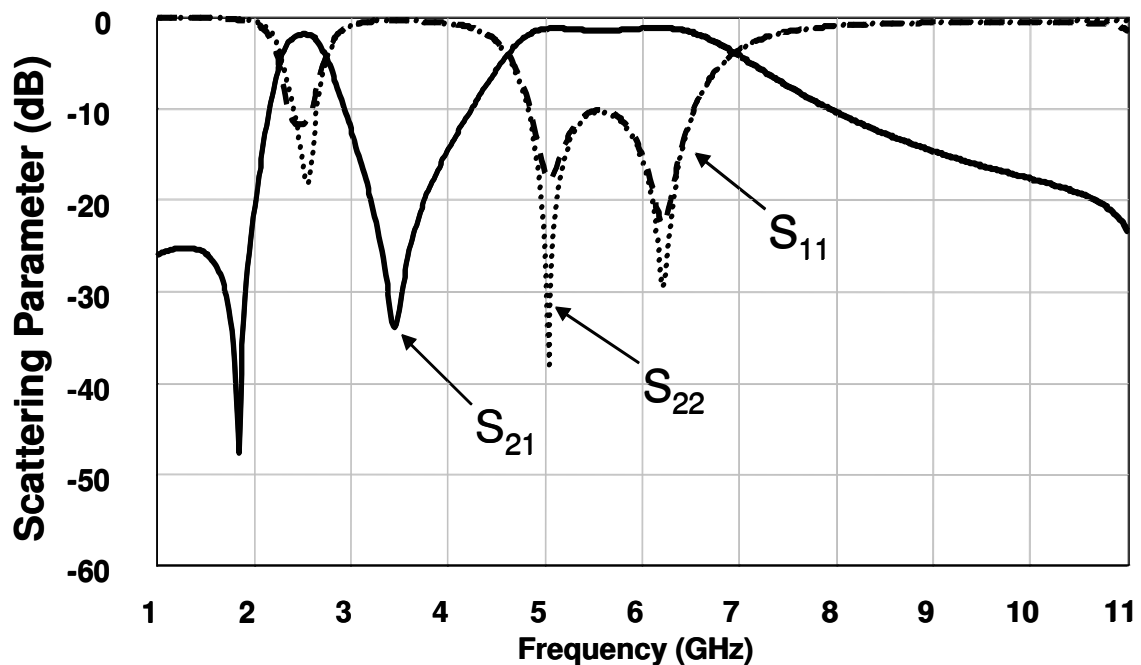


圖 3.14a 雙頻濾波器 2I5C-C 之電磁模擬結果

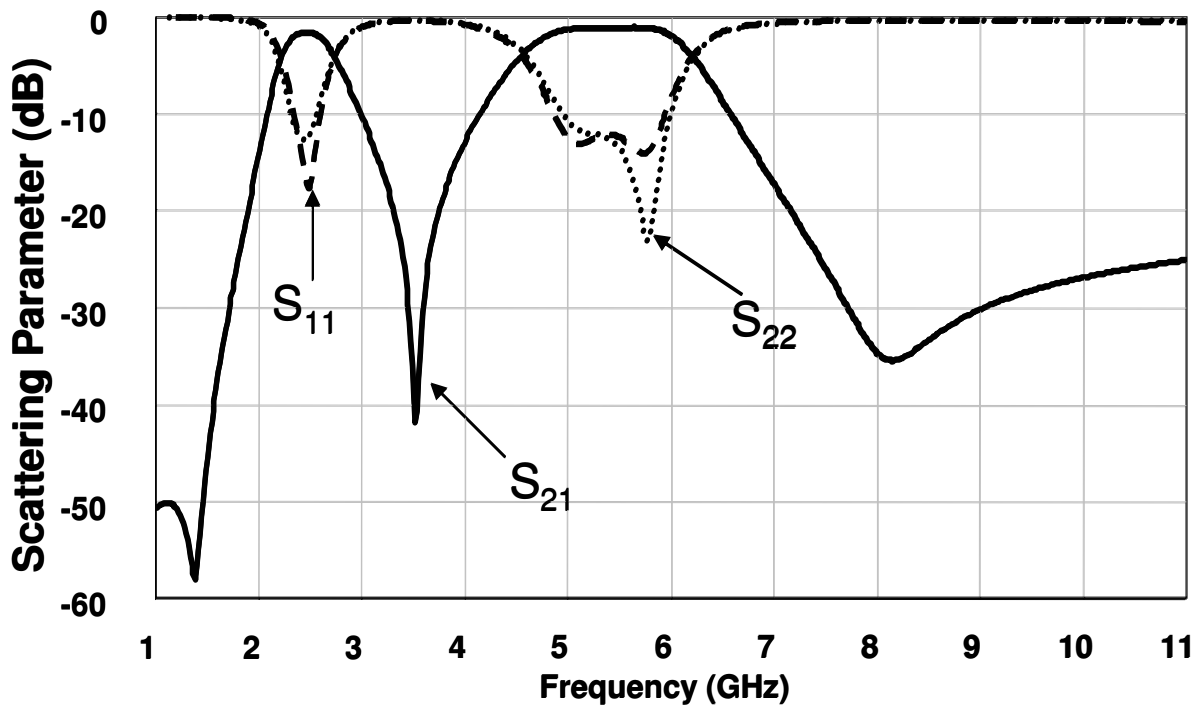


圖 3.14b 雙頻濾波器 2C5I-L 之電磁模擬結果

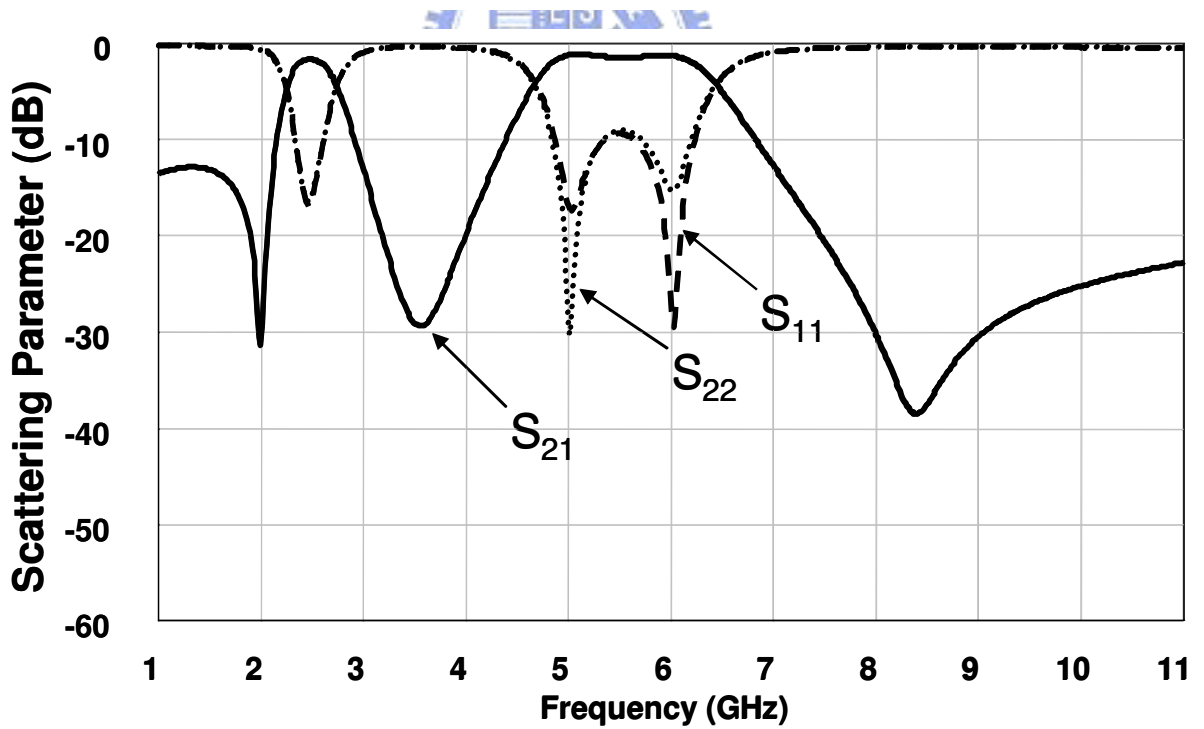


圖 3.14c 雙頻濾波器 2I5I-C 之電磁模擬結果

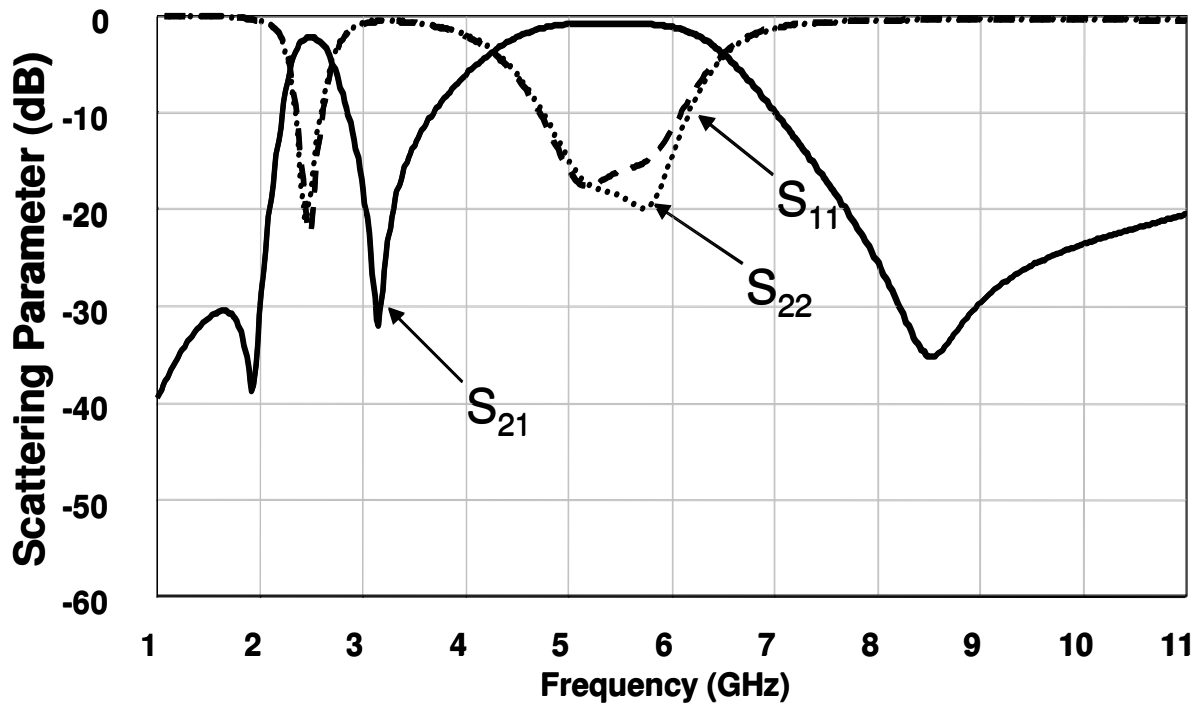


圖 3.14d 雙頻濾波器 2C5C-L 之電磁模擬結果

3.3 雙頻濾波器之量測



而在雙頻濾波器之量測會分成兩個部分來說明，第一部分是針對前四種雙頻濾波器，第二部分則是以後四種多傳輸零點之雙頻濾波器為主，在圖 3.15a、3.15b 分別為 2I5C、2C5C Filter 的量測結果，在圖 3.15a 中，可以看出來在 2.4GHz 通帶部分明顯的往低頻飄移約 200MHz，而插入損耗在 2.2GHz 約為-1.8dB，在高頻通帶 4.9~5.9GHz 部分， S_{21} 與模擬結果相近，但 S_{21} 則因為寬邊耦合線在以 LTCC 實現時，對位產生了些微的位移，以致極點由模擬的 5GHz、6GHz 向中心頻合併為一個極點，插入損耗在 4.9GHz~5.9GHz 約為-1dB，傳輸零點大概是位於 3.17GHz，對雜訊抑制能力可達到-40dB，針對 2.4GHz 通帶往低頻漂移的問題，推測是因為在 LTCC 燒結時，對於有印刷電路基版與沒有印刷電路基版在 Z 軸(即厚度)的收縮率不同，有印刷電路的基版收縮率較無印刷電路的基版大，主要造成電容值改變的程度不同，由於在繪置三維走線時，2.4GHz 的電容大多位於都是有印刷電路的基板，而 5GHz 的電容會以多層基板來實現，包含較多無印刷電路的基板，所以會導致 2.4GHz 的

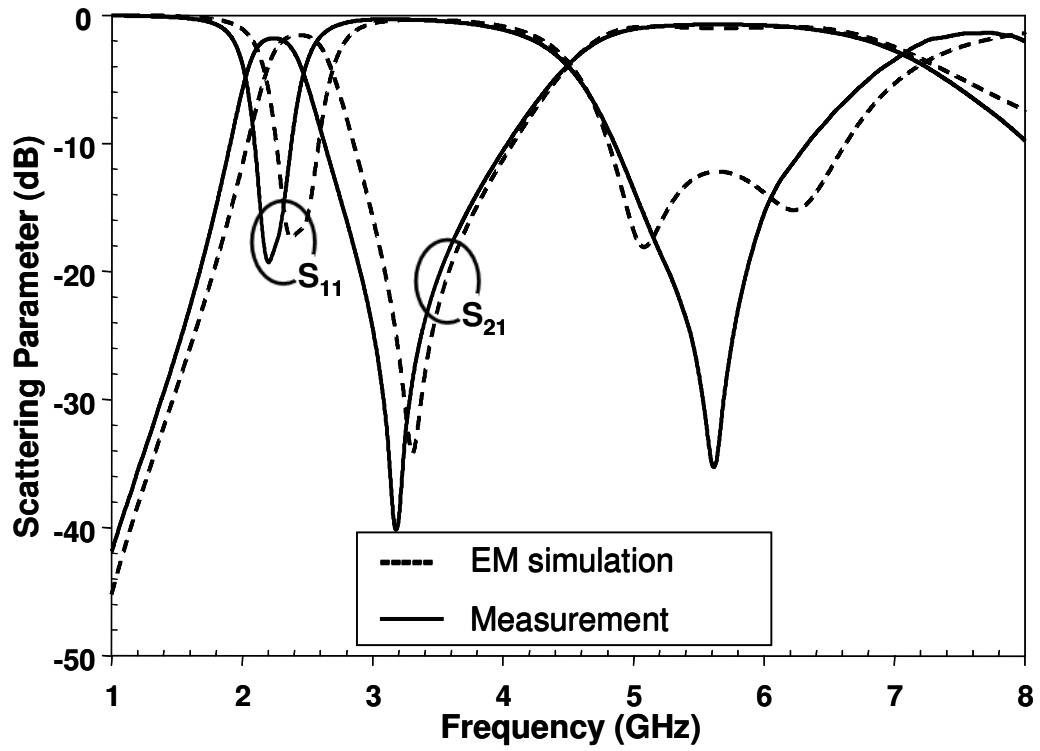


圖 3.15a 雙頻濾波器 2I5C 之量測結果

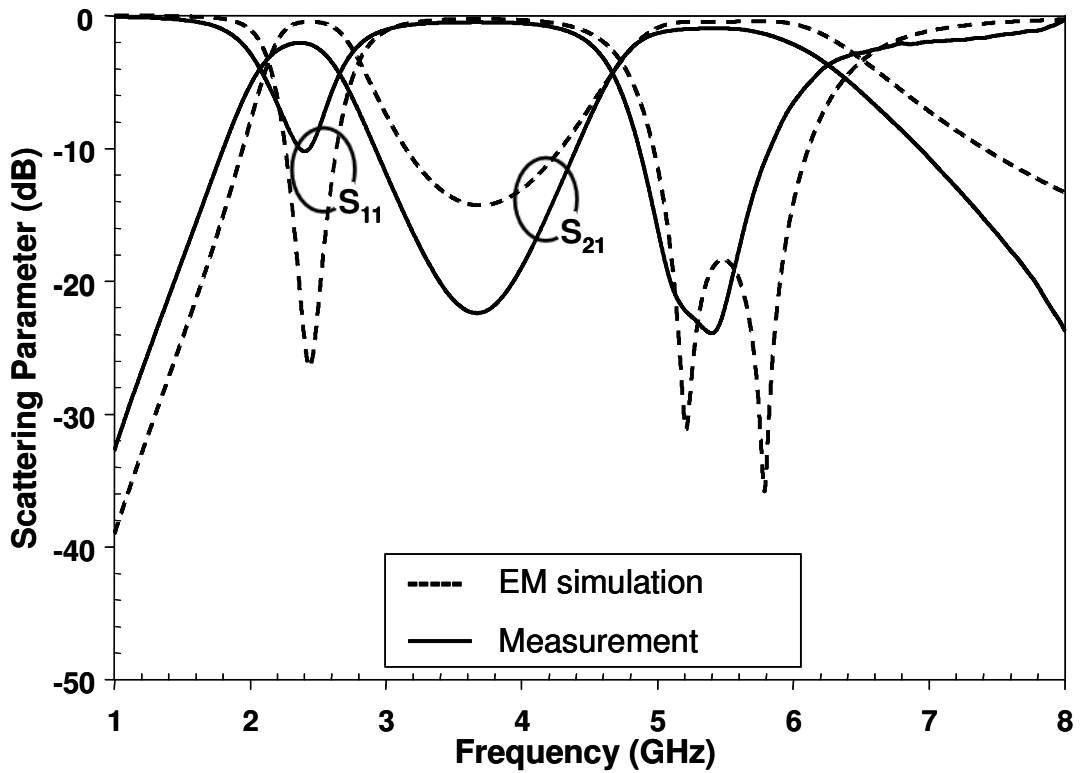


圖 3.15b 雙頻濾波器 2C5C 之量測結果

通帶之電容值變大，所以會往低頻漂移，而 5GHz 無較明顯的漂移，詳細的三維走線可以參考圖 3.7；圖 3.15b 則可以看到與 3.15a 一樣的情形，2.4GHz 的通帶往低頻飄移約 100MHz，插入損耗在 2.3GHz 時為-2.1dB，5GHz 的通帶頻寬縮小，插入損耗在 5.0~5.6GHz 約為-1.3dB，即使此電路無明顯傳輸零點，但對雜訊抑制依然可以達到-20dB，而 5GHz 的頻寬也因為用寬邊耦合線所實現的電容性耦合傳輸線產生位移，導致耦合量減弱，頻寬縮減。

圖 3.16 為後四種具多傳輸零點的雙頻濾波器量測結果，虛線與實線分別代表了 EM 模擬與量測結果，在圖 3.16a、3.16b 的結果中，跟前面量測結果出現一樣的情形，2.4GHz 的通帶依然是往低頻飄移，而 5GHz 的通帶頻寬稍微縮小，因為在製程的誤差及量測時沒有做到完全得電氣連接會在高頻造成較大的誤差，所以在圖 3.16a 及 3.16b 中高頻會有點誤差，圖 3.16a 的插入損耗在 2.32GHz 約為-2.1dB，4.9GHz~5.9GHz 約為-1.4dB，傳輸零點頻率及其雜訊抑制能力依序約為(1.715, -45dB)、(3.2, -35dB)，圖 3.16b 的插入損耗在 2.36GHz 約為-1.8dB，5.15GHz~5.8GHz 約為-1.7dB，傳輸零點頻率及其雜訊抑制能力依序約為(1.385, -54dB)、(3.42, -32dB)、(8.43, -58dB)；最後，在圖 3.16c 中，本來設計在兩通帶間只產生一個傳輸零點，但是量測結果卻有兩個傳輸零點出現，這表示在圖 3.9c 的電路中，接地電容變小，會造成此結果的原因大概是 LTCC 製程的誤差及量測時沒有做到完全得電氣連接，使得此量測結果變得與模擬結果有一些差距，其他的特性皆與上述量測過的雙頻濾波器相同，圖 3.16c 的插入損耗在 2.27GHz 約為-1.7dB，4.8GHz~5.8GHz 約為-1.4dB，傳輸零點頻率及其雜訊抑制能力依序約為(1.725, -30dB)、(3.2, -45dB)、(3.475, -48dB)、(8.15, -60dB)，圖 3.16d 的插入損耗在 2.33GHz 約為-2.78dB，4.9GHz~5.9GHz 約為-1.0dB，傳輸零點頻率及雜訊抑制能力依序約為(1.88, -44dB)、(2.98, -29dB)、(10.52, -49dB)，在圖 3.17 則是 LTCC 雙頻濾波器之實體照片。

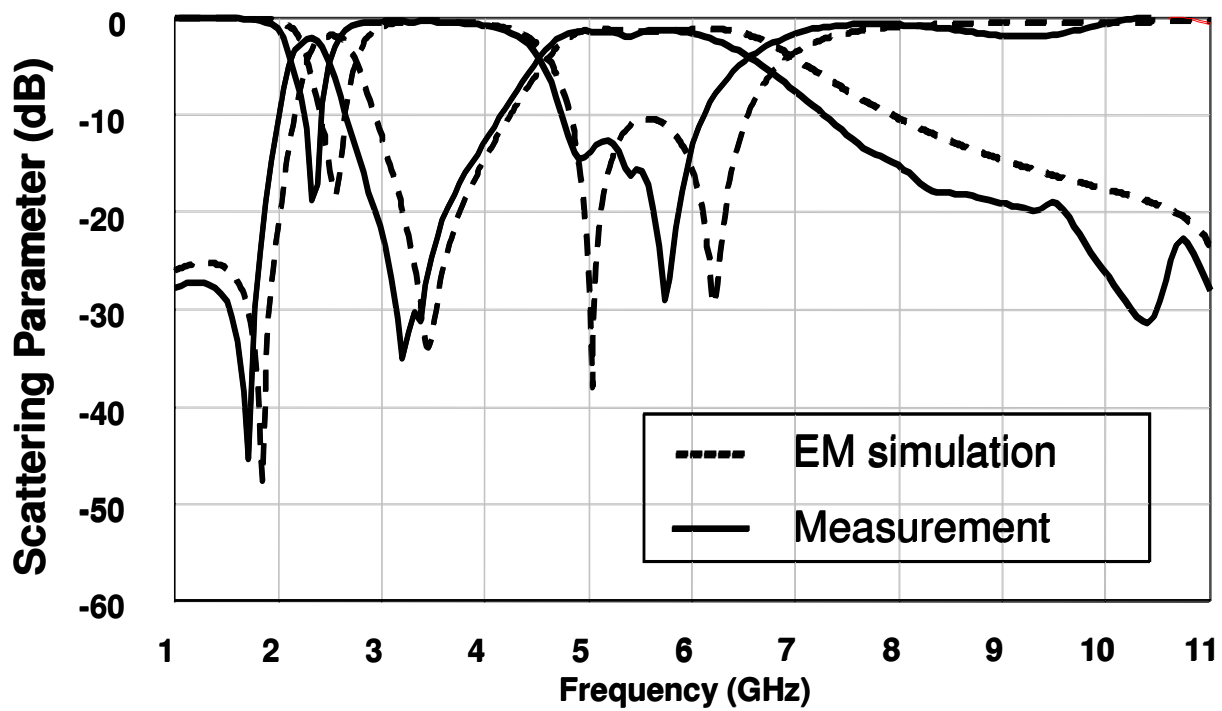


圖 3.16a 雙頻濾波器 2I5C-C 之量測結果

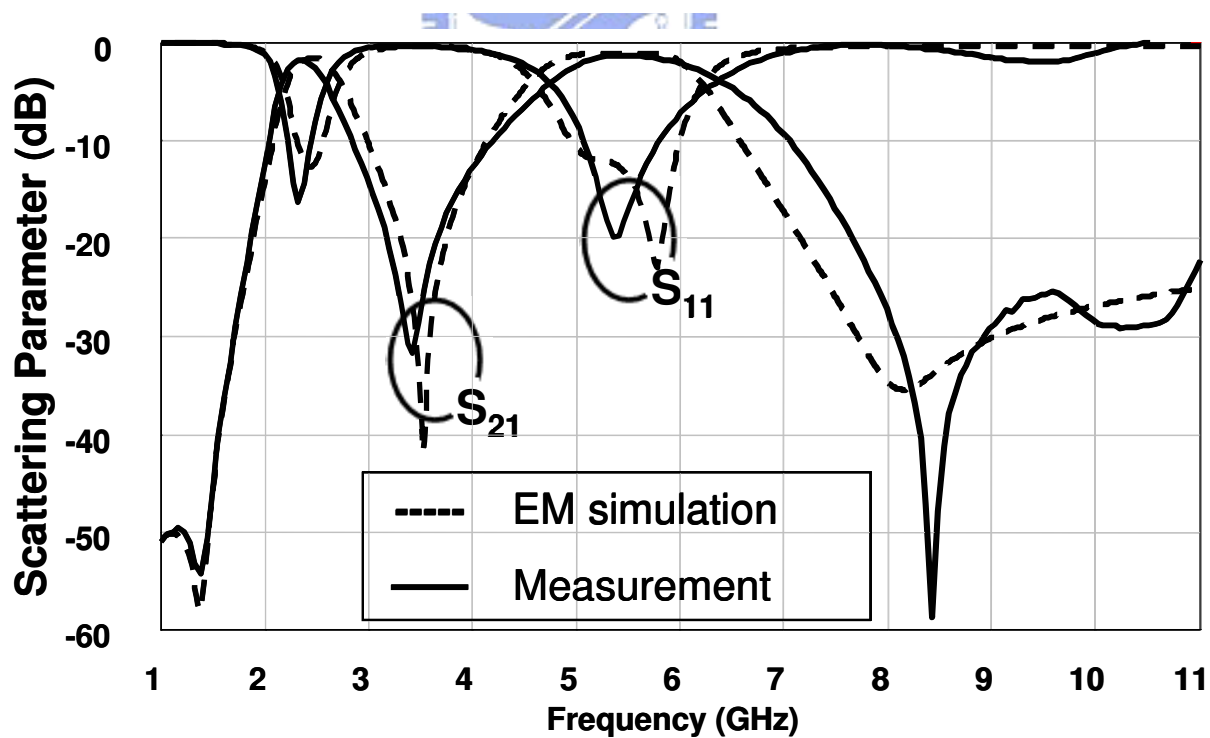


圖 3.16b 雙頻濾波器 2C5I-L 之量測結果

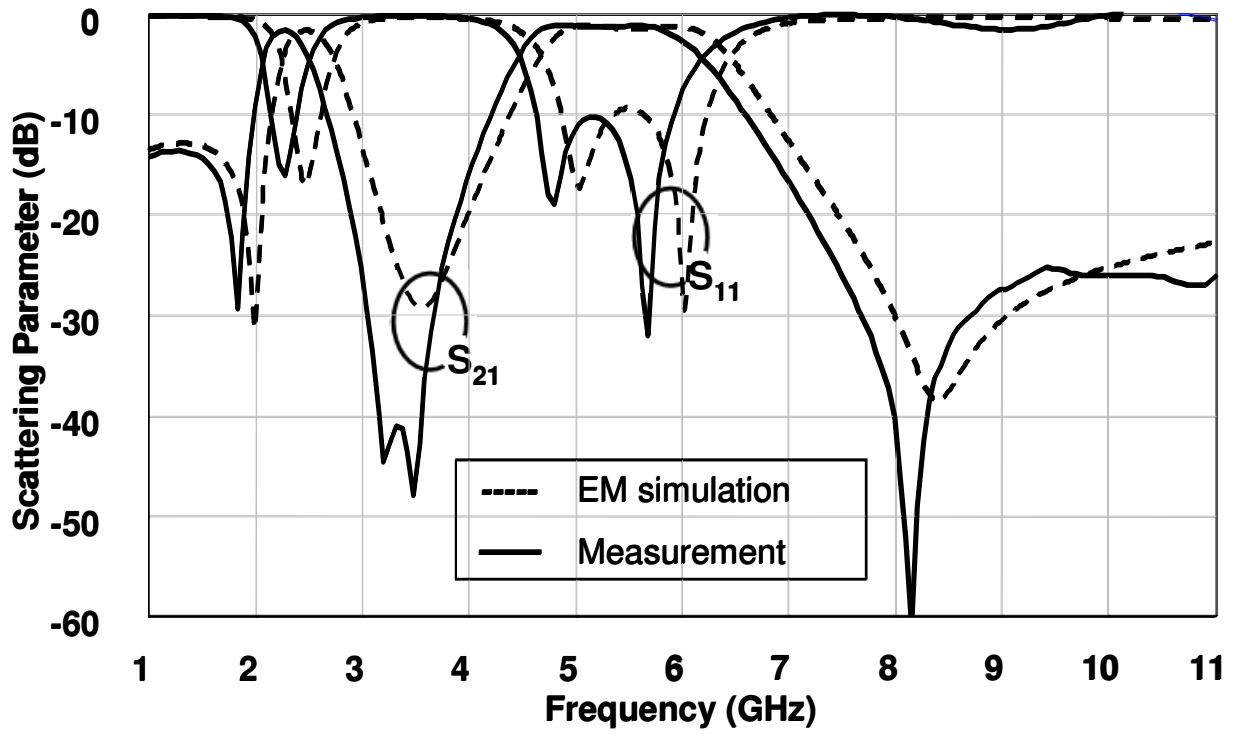


圖 3.16c 雙頻濾波器 2I5I-C 之量測結果

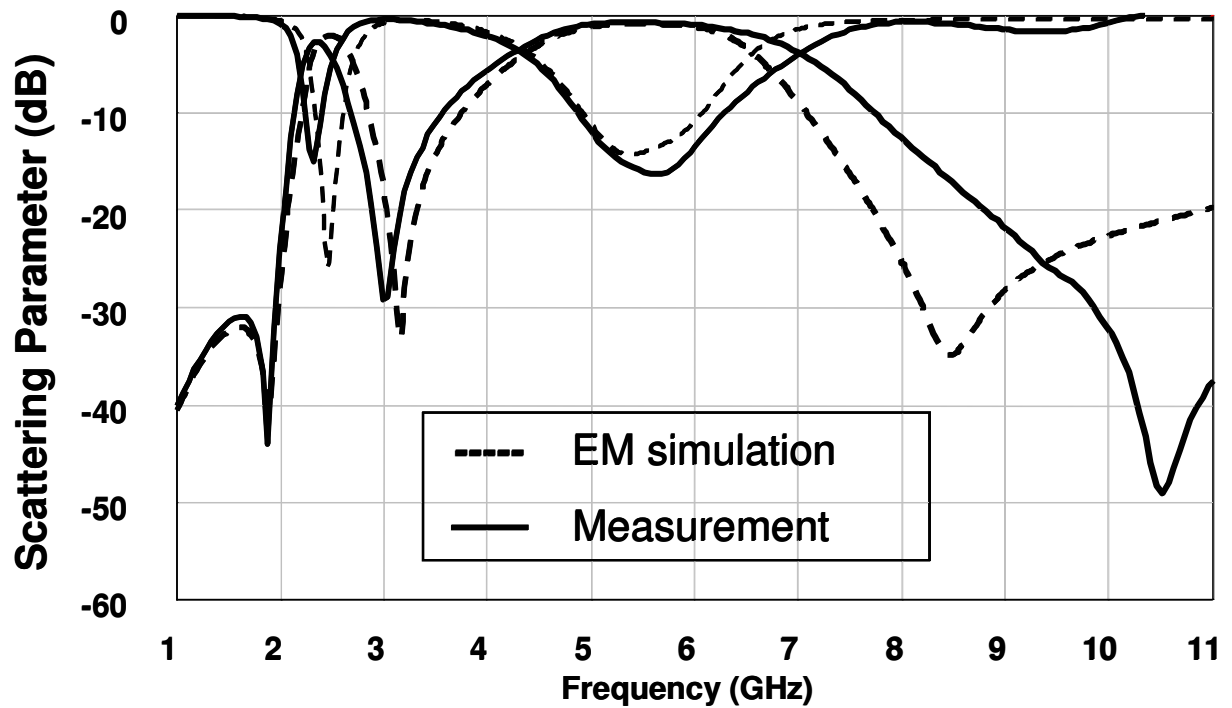


圖 3.16d 雙頻濾波器 2C5C-L 之量測結果

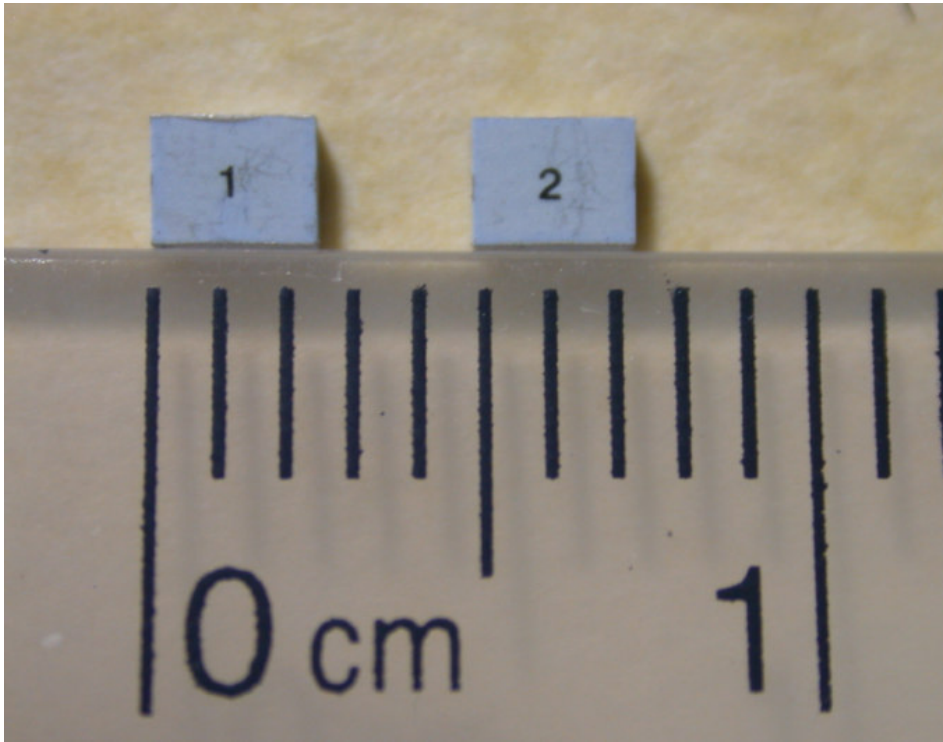


圖 3.17 LTCC 雙頻濾波器實體照片，尺寸為 2.5mm×2.0mm×0.94mm



第四章 數位視訊廣播模組設計

4.1 模組架構

隨著科技的日新月異，數位通訊時代也正式宣告來臨，電視廣播也將從傳統的類比系統轉換成數位系統，以往的類比系統通常會受地形或地物因素的影響而有接收不良或訊號不穩的現象，而數位化的好處主要是可以提高訊號傳輸的品質與抗干擾性，提供更高品質的影音服務，同時，在同樣的傳輸頻寬下，數位廣播可以比類比電視傳送更多的節目，以數位視訊地面廣播(Digital Video Broadcasting-Terrestrial, DVB-T)為例，台灣採用 6MHz 傳輸頻寬，若傳輸一個經由技術壓縮後電視節目約為 2Mbit/s，所以在 6MHz 傳輸頻寬下，則一個頻道內最多可以傳送三個電視節目，目前，針對行動影音之手持式數位視訊廣播(Digital Video Broadcasting-Handheld, DVB-H)已逐漸成為焦點，DVB-H 是以 DVB-T 為基礎所開發的，專門應用於手持式裝置傳輸視訊的低功率標準，圖 4.1 為 DVB-H 接收裝置之系統架構圖，

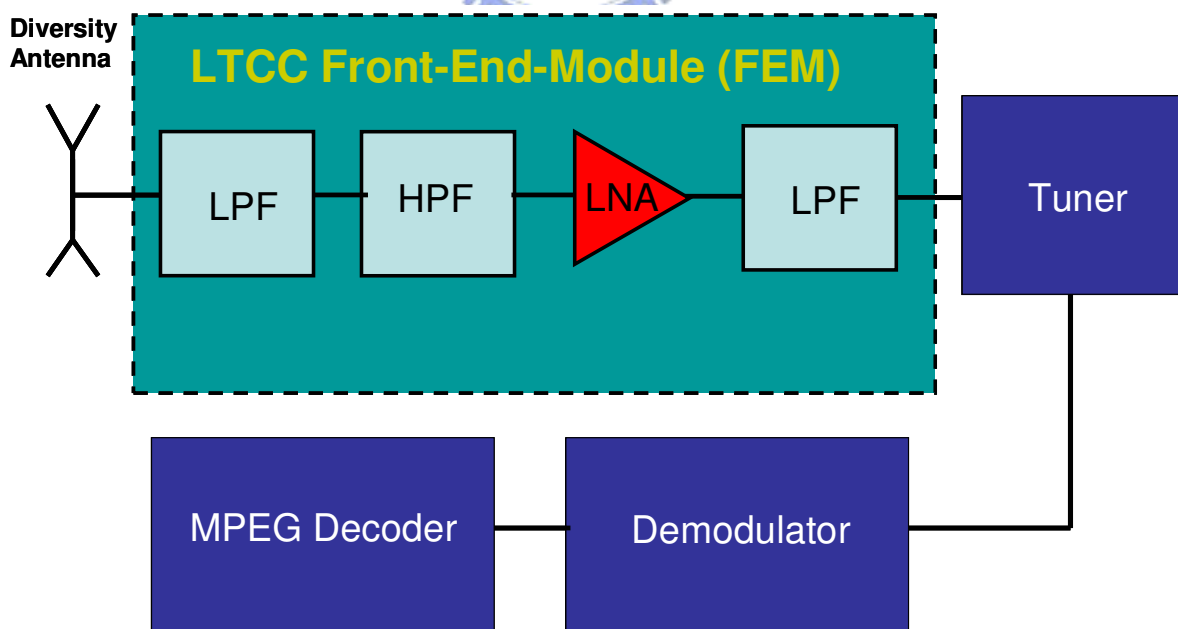


圖 4.1 DVB-H 之接收裝置架構圖

天線端接收高頻訊號後，經過一 LTCC 前端模組(Front-End-Module, FEM)過濾雜訊及放大訊號，再通過 Tuner 將高頻訊號降至中頻，再由 Demodulator 解調將類比訊號轉換為數位訊號，最後將數位訊號經由 MPEG Decoder 轉換成影音訊號，而本章將會實做一個 LTCC 模組，其架構便如圖 4.1 所示，包含內埋被動元件：兩低通濾波器、一高頻濾波器、及表面主動電路：低雜訊放大器，操作頻段為 470MHz~702MHz，對於前端之低通濾波器及高通濾波器所合成的帶通濾波器要求為插入損耗不得低於-2dB，在 230MHz 之頻率，雜訊抑制能力要達-20dB，而在 880~915MHz 之 GSM(Global System for Mobile communications)頻段，1710~1785MHz 之 DCS(Digital Communication System)頻段、1920~1980MHz 之 PCS(Personal Communication Services)頻段，雜訊抑制能力要達 -45dB，而整體模組之增益(gain)必須高於 13dB，NF(Noise Figure)低於 3.5dB，低雜訊放大器之操作電流不可高於 16mA，而此模組的尺寸為 5.2mm×3.8mm×1.7mm，關於內埋被動電路之設計、主動電路之驗證會在後兩節中敘述。

4.2 內埋被動電路之設計與模擬結果



在本節中，會說明 LTCC 內埋被動電路之電路架構及模擬結果，首先圖 4.2、4.3 為 LNA 前端之低通及高通濾波器，圖 4.2 為低通濾波器之電路，因為在阻隔區 880MHz 訊號必須衰減至-45dB 以下，所以單使用一個傳輸零點不足以達到，因為在 880~915MHz 設計了兩個傳輸零點，而在高頻 1700、1900 附近也都設計了一個傳輸零點，而本電路之傳輸零點是利用並接一組串聯 LC 共振器或串接一組並聯 LC 共振器來產生，圖 4.3 則為高通濾波器，運用跨接電容的方式產生傳輸零點，低頻訊號則經由傳輸線下地，圖 4.4 則為低通加高通濾波器所形成的帶通濾波器模擬結果，由圖可以看出在 230MHz 的衰減距離-20dB 還有一點差距，而 470~702MHz 的插入損耗也都優於-2dB，但在 880~915MHz 的訊號衰減已達到規格的-45dB，而在高頻部分抑制訊號的能力雖然不足-45dB，但是在 LNA 後端之低通濾波器會在這個部分再加強，圖 4.5 的部分，則是接在 LNA 後端低通濾波器的電路架構，此濾波器主要是讓訊號在 880~915MHz 及高頻部分再次衰減，以達到要求的-45dB，此電路也是以 LC 共振器產生三個傳輸零點，兩個位於 880~915MHz，一個位於 1800~1900MHz 間，

模擬結果顯示

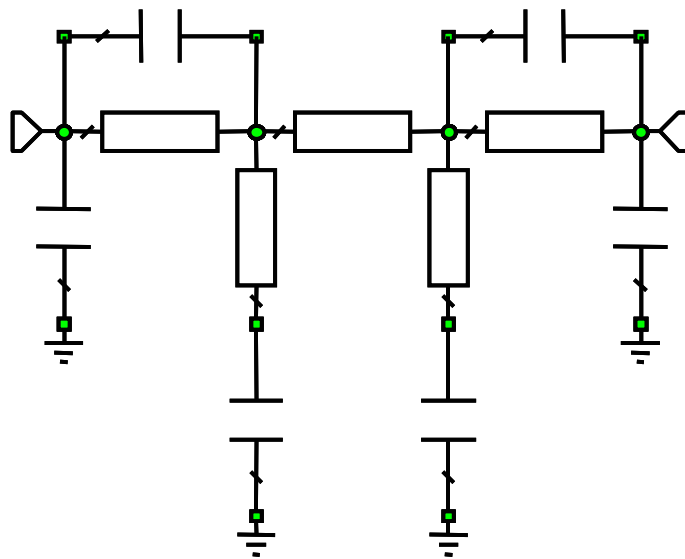


圖 4.2 LTCC 內埋低通濾波器之電路架構

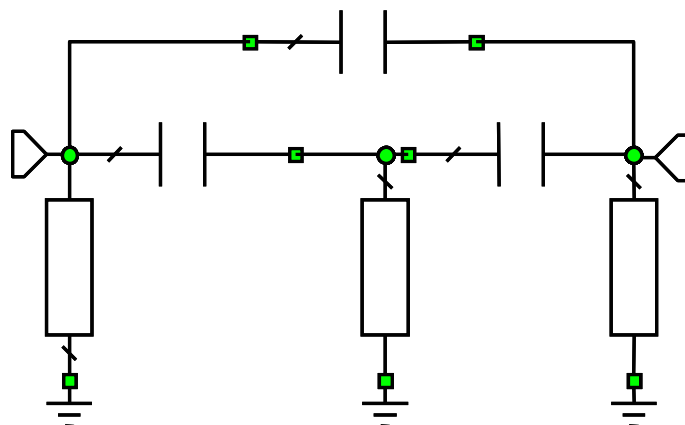


圖 4.3 LTCC 內埋高通濾波器之電路架構

於圖 4.6 中，在低通濾波器通帶邊緣 702MHz 的插入損耗只有約-0.7dB 左右，而在阻隔區 900MHz 的訊號衰減可以達到-30dB，在高頻的傳輸零點也可以造成訊號衰減-29dB。圖 4.7 則是三維走線的俯視圖，可以看出在 LNA 前端之 LPF、HPF 與後端之 LPF 間有以灌孔(via)方式形成遮蔽接地面(shielding ground)來減低其互相耦合的情形。

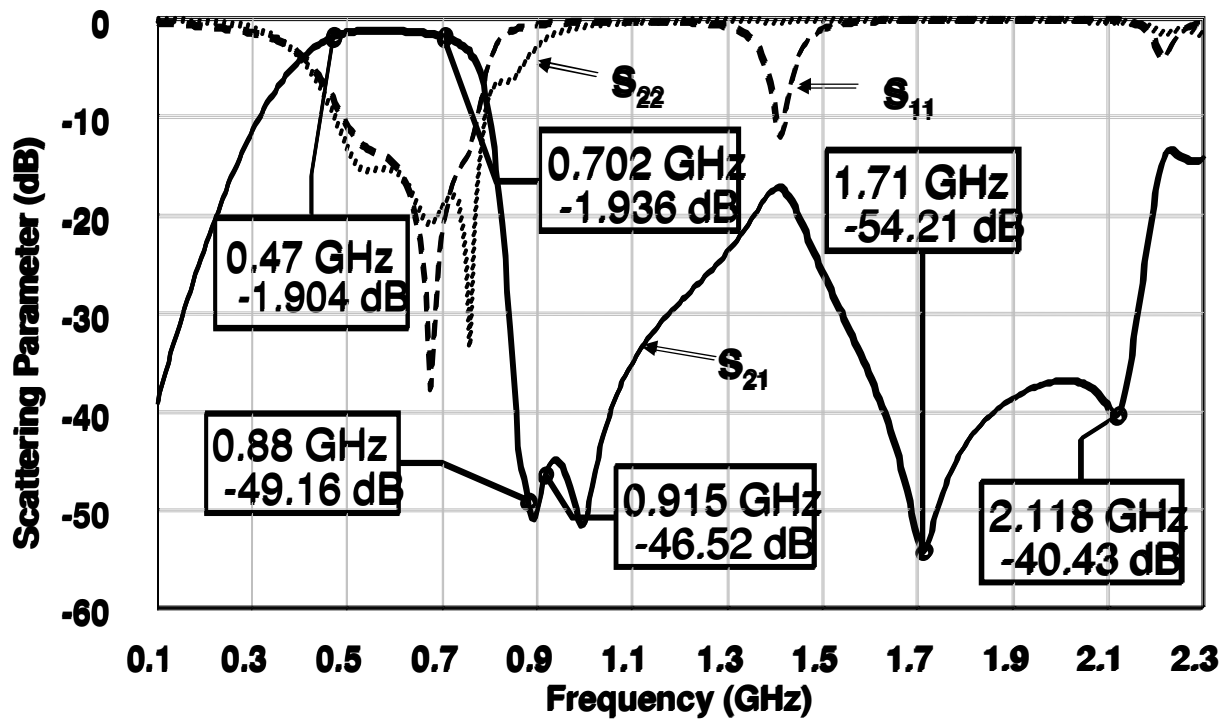


圖 4.4 帶通濾波器之電磁模擬結果

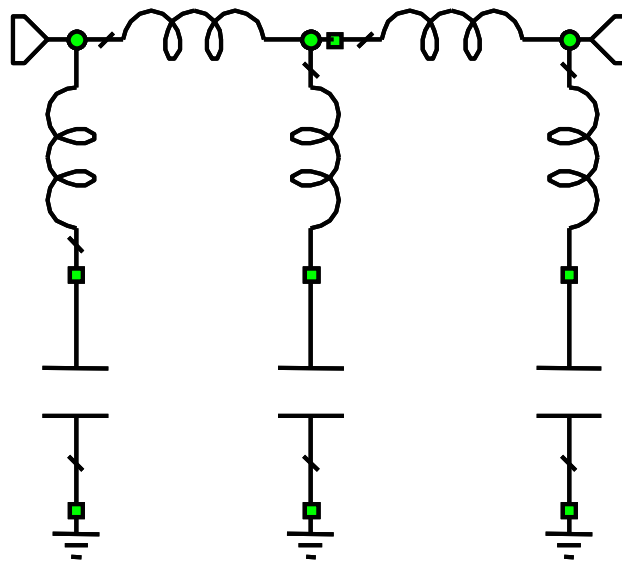


圖 4.5 LTCC 內埋低通濾波器之電路架構

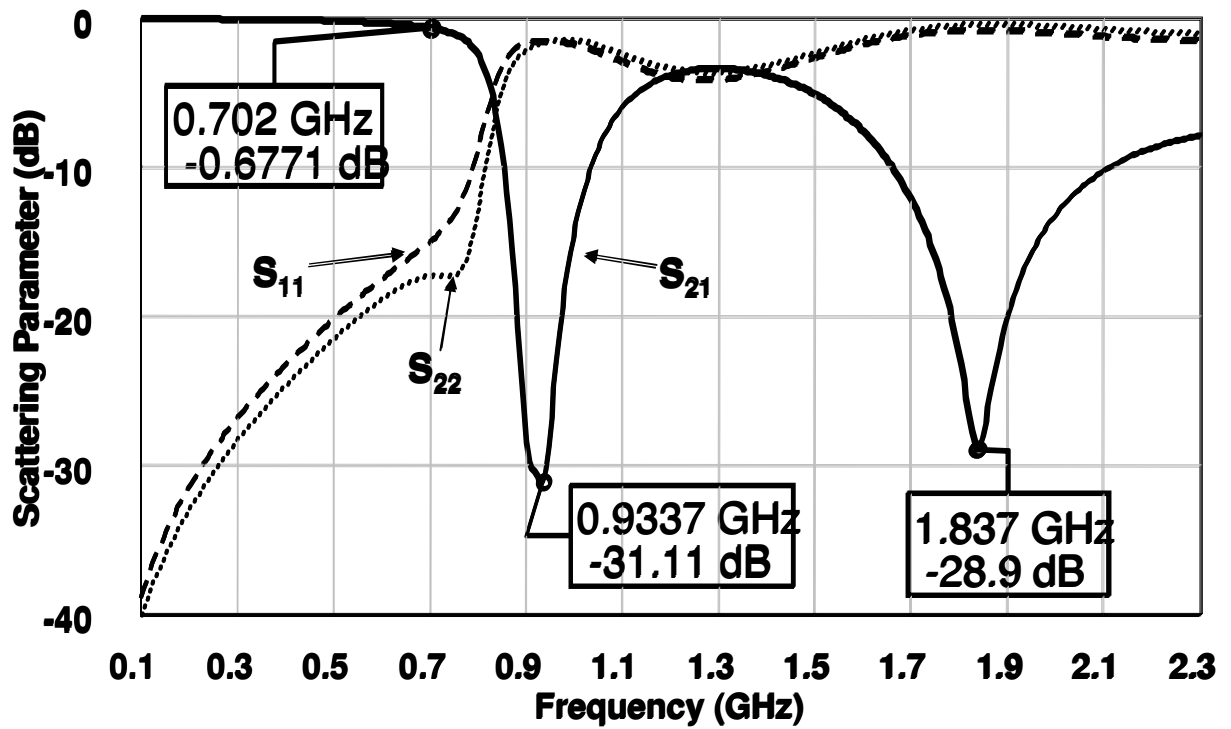


圖 4.6 低雜訊放大器後端之通濾波器之電磁模擬結果

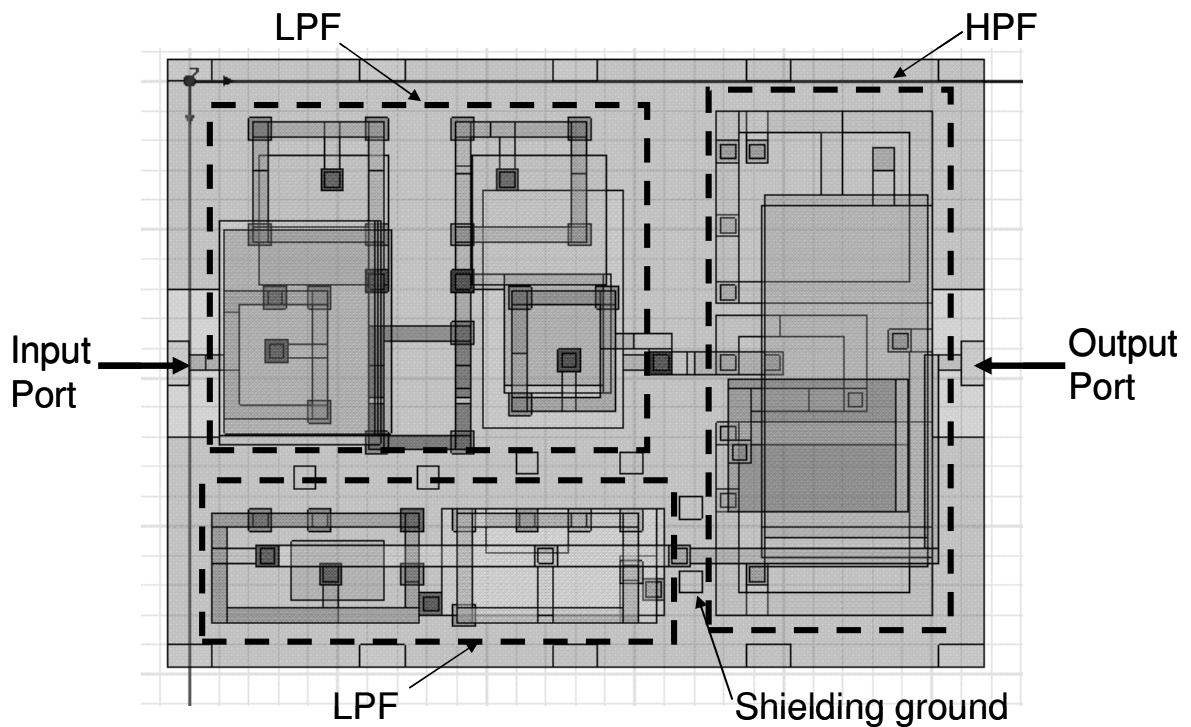


圖 4.7 LTCC 模組內埋電路之三維走線俯視圖

4.3 主動電路驗證

在本節將會低雜訊放大器之驗證部份，此驗證是在以 LTCC 濾波器為載板，此 LTCC 即上述內埋兩低通濾波器、一高通濾波器之模組，因為實際上的 LTCC 模組之低雜訊放大器就是放置在同一塊 LTCC 載板上，圖 4.8 即為量測結果，

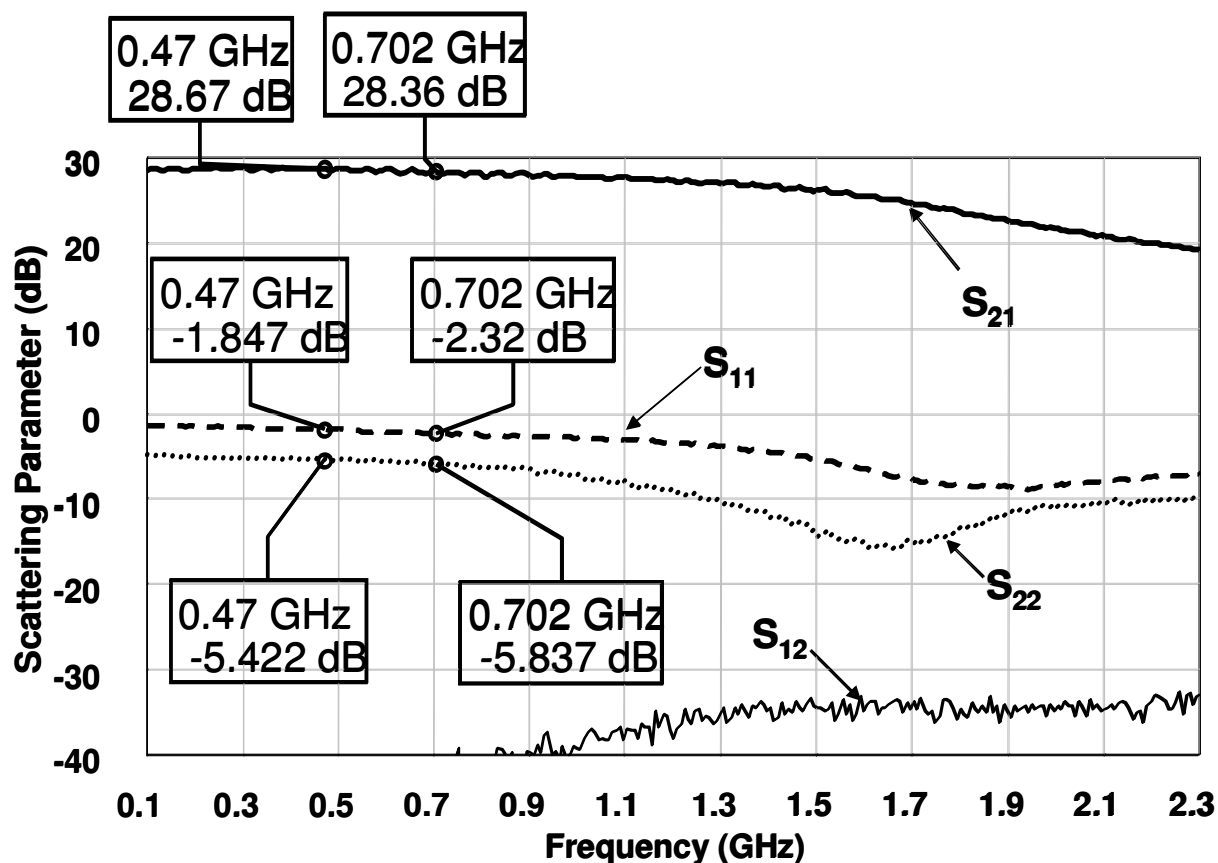


圖 4.8 LTCC 模組 LNA 之驗證

此低雜訊放大器偏壓為 2.8V，可以看出在通帶部分都有 28dB 以上的增益，因為此 LNA 原用於 GPS 系統，所以在 470~702MHz 之 S₁₁、S₂₂ 表現不是很好，約為 -2dB 及 -5dB 左右，所以必需在 LTCC 載板上作 LNA 之輸入匹配與輸出匹配，圖 4.9 則是此 LNA 之輸入阻抗與輸出阻抗及 Γ_{opt} 的大概位置，對於輸入匹配方面，因為考量到 Noise Figure(NF)，根據下式：

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (4-1)$$

在不改變偏壓的前提下，LNA 之 r_n 、 Γ_{opt} 及 F_{\min} 不會改變，所以 NF 只與 Γ_s 有關，所以在圖 4.10 中， Γ_{in} 如同圖 4.9 所示之 S_{11} ，而 Γ_s 必須越接近 Γ_{opt} 越好，所以在匹配時沒有辦法做到共軛匹配(conjugate matching)，也就是在實際整合 LTCC 被動與主動電路時，在輸入阻抗的部分會有所限制，而輸出阻抗就無須考慮 NF，可以直接把 Γ_{out} 及 Γ_L 設計為共軛匹配。

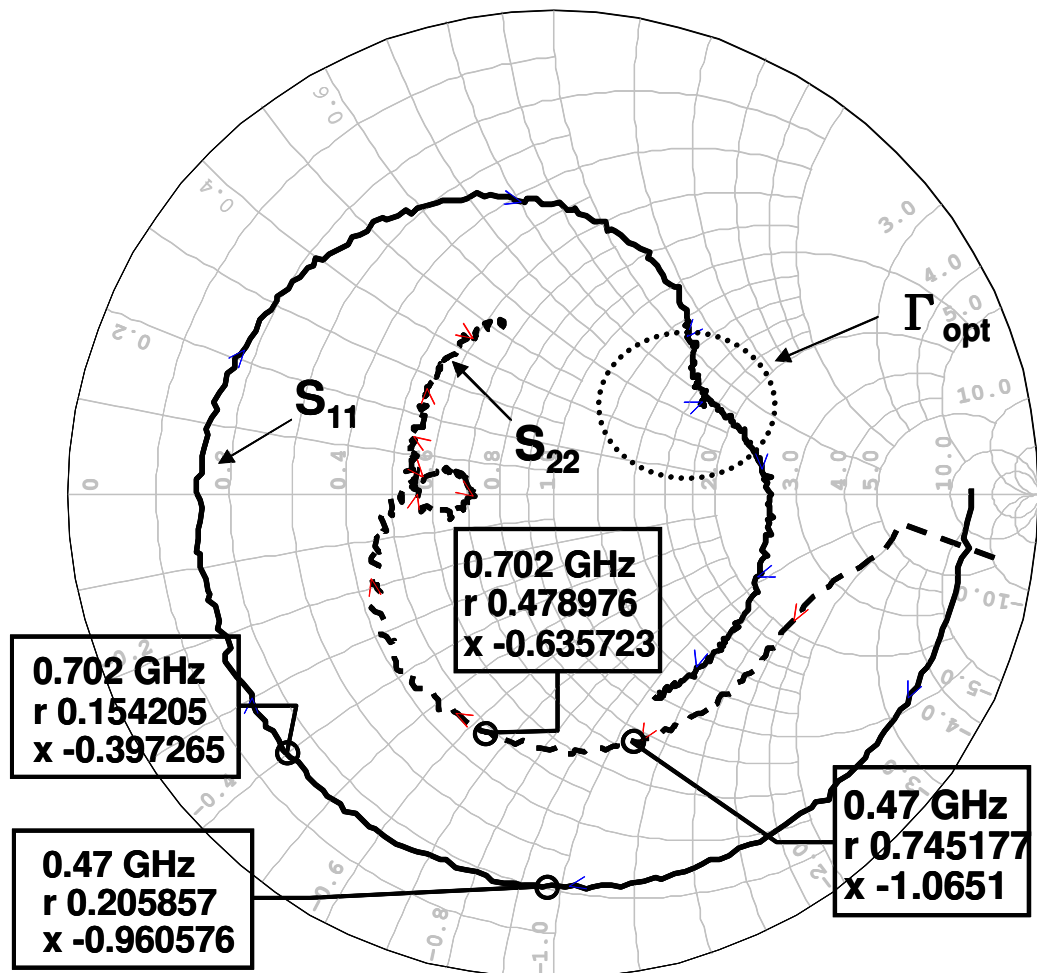


圖 4.9 LNA 之輸入、輸出阻抗

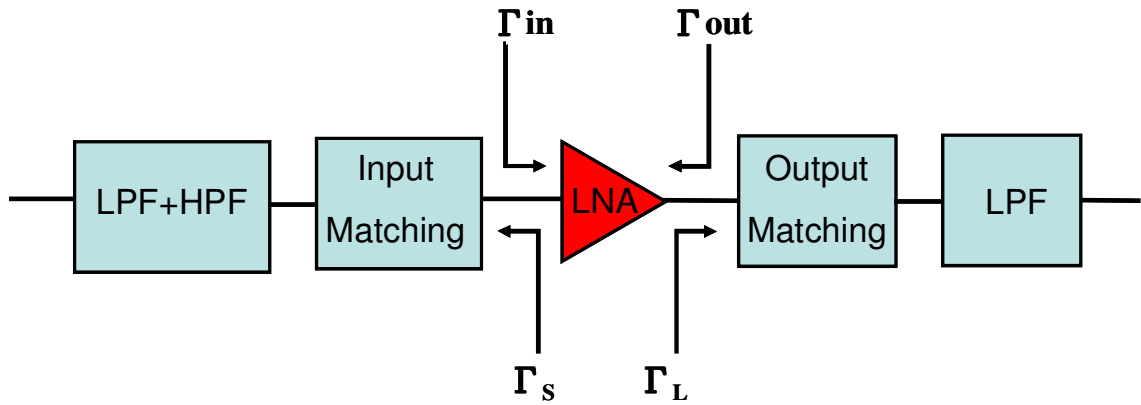


圖 4.10 LTCC 模組 LNA 之輸入、輸出匹配

4.4 模組之量測結果

在 LTCC 模組量測方面，會分兩個部分，第一部分為 LTCC 內埋被動電路之量測，第二部分則是包含了主、被動電路之模組量測，在圖 4.11 及 4.12 分別是 LPF 及 HPF 所形成的 BPF 與 LNA 後端的 LPF 之量測結果，

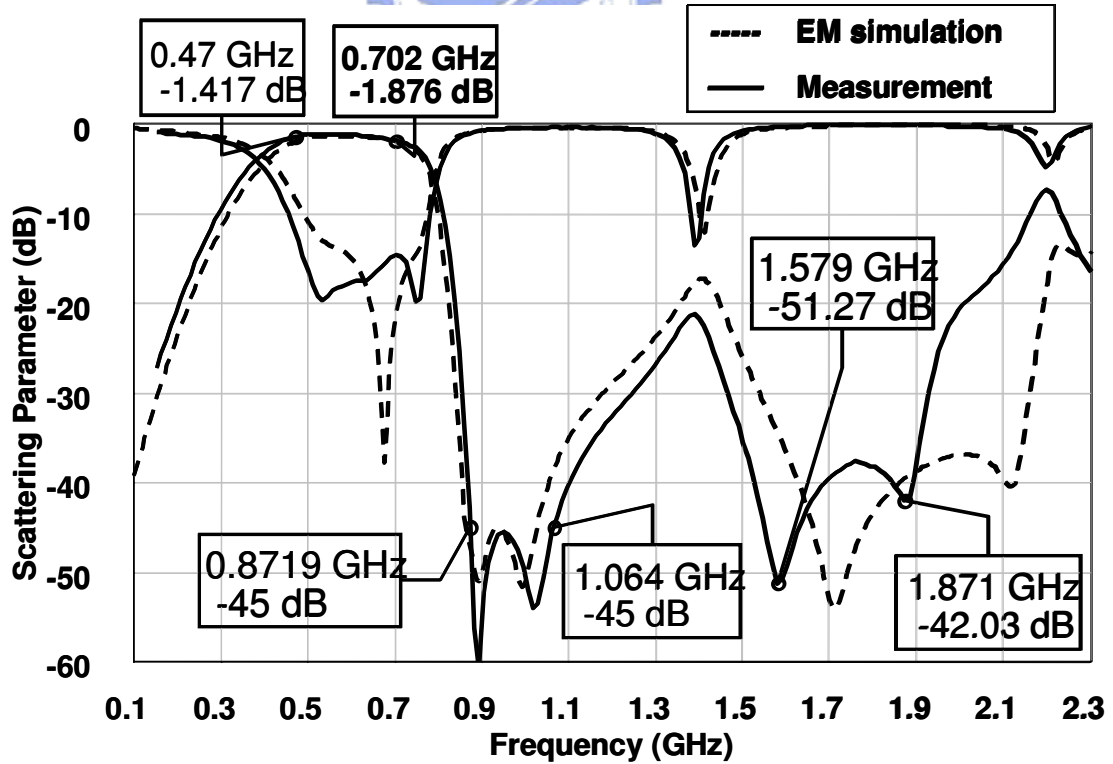


圖 4.11 BPF 之量測結果

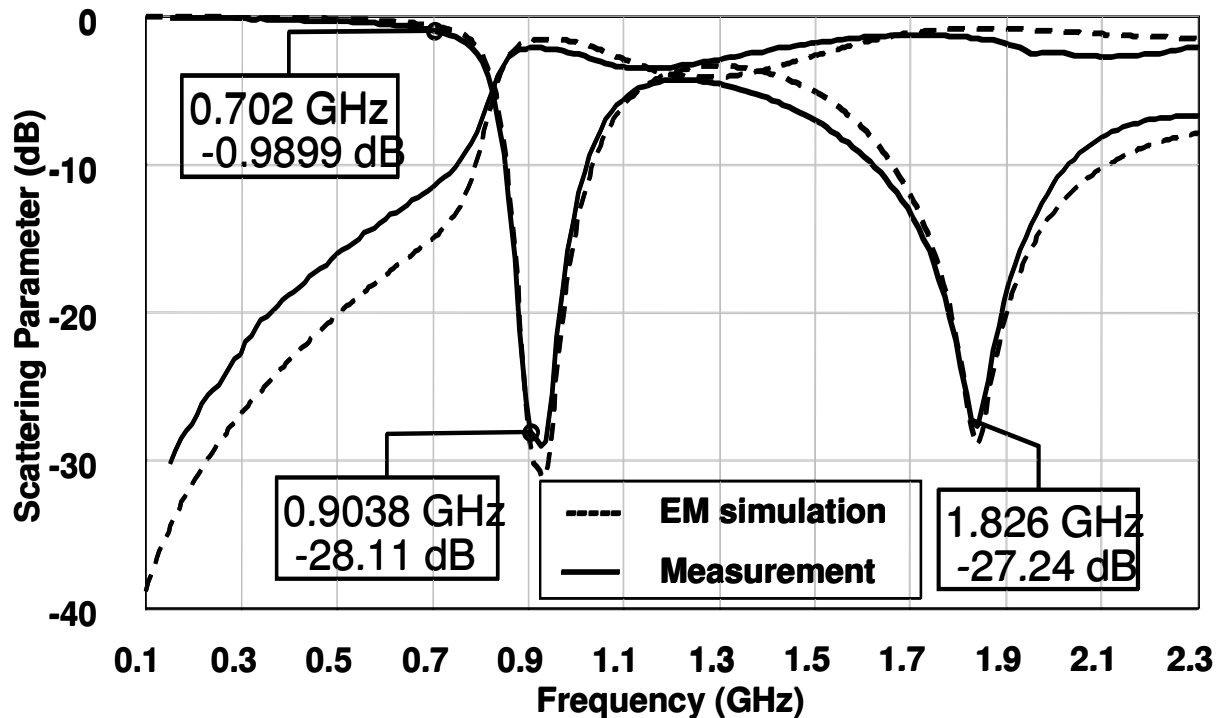


圖 4.12 LPF 之量測結果

在 BPF 的量測中，通帶的插入損耗都符合要求的-2dB，而在 880~915MHz 的頻段，也都可以達到-45dB 的衰減，高頻部分雖然離-45dB 還差一點，但是 LNA 後端的 LPF 可以在這方面再補足，而在 LPF 的量測中，通帶的插入損耗也都優於-1dB，於 880~915 的頻段也有-25dB 的衰減量，高頻部分也都與模擬結果非常吻合，圖 4.13 則是量測 LNA 前端 BPF 與後端之 LPF 間互相耦合的情形，可以看出 shielding ground 對於阻隔兩濾波器之耦合有不錯的成效，圖 4.14 則為僅量測 LTCC 內埋濾波器之實體圖。

最後，圖 4.15 則是 LTCC 模組的量測結果，在通帶部分，對於 S_{21} 都有 24.5dB 以上的增益，比所要求的 13dB 高出了約 10dB，而 S_{22} 只有在約 470~500MHz 未達到-10dB，且最差的 470MHz 也有-8dB 多，至於 S_{11} 則是受限於 Noise Figure 的因素，表現會比較差；在阻隔區部份，890~1000MHz 都可以在 -45dB 以下，而高頻部分的 1700~2000MHz 也都可以在-40dB 以下，所以此次量測的結果大部分已符合當初所規定的要求，圖 4.16 則是 LTCC 模組之表面走線配置，4.17 為 LTCC 模組之實體圖。

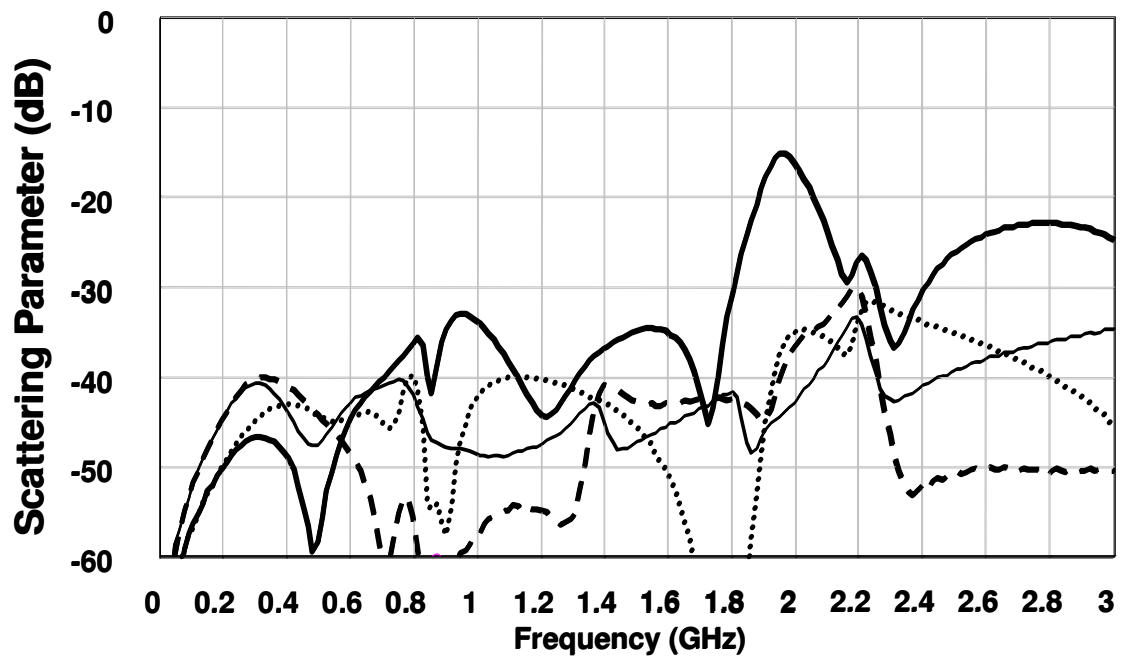


圖 4.13 BPF 與 LPF 之間耦合量測結果

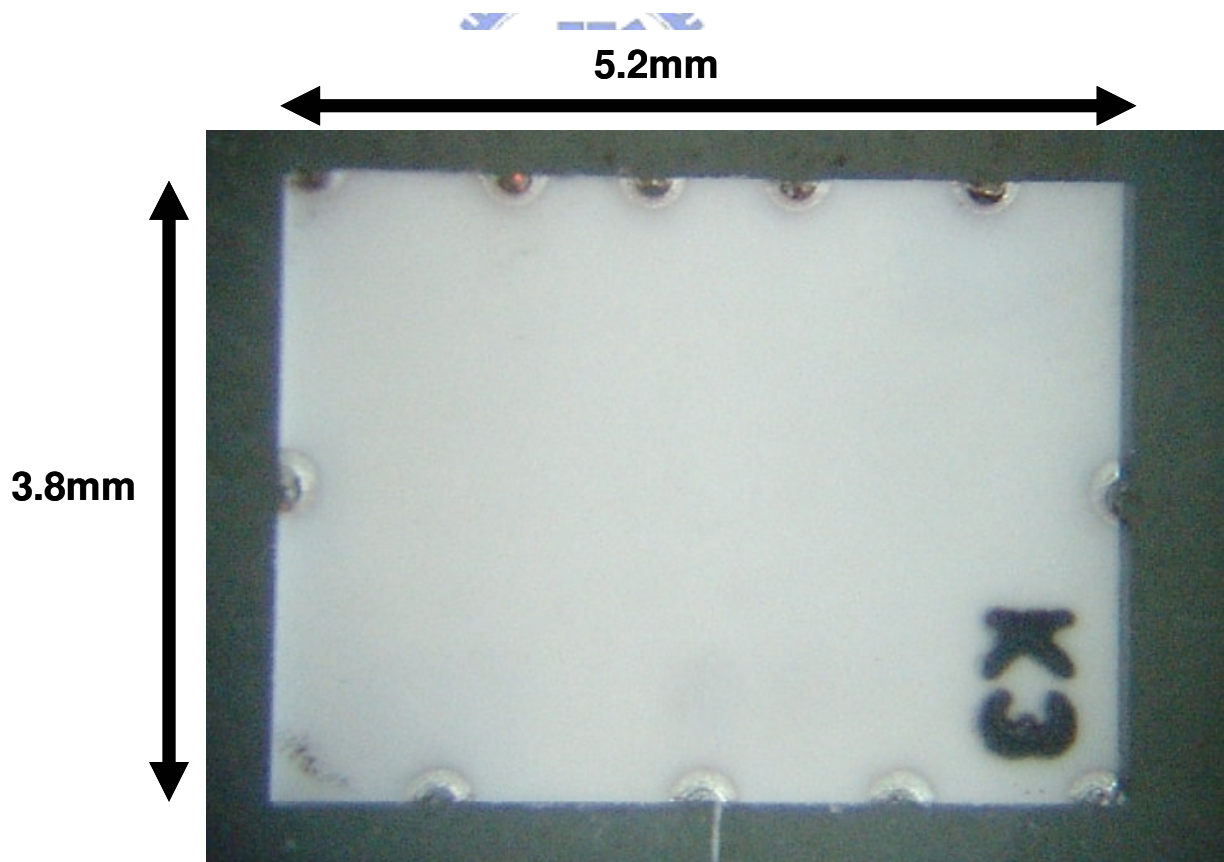


圖 4.14 LTCC 內埋濾波器之實體圖

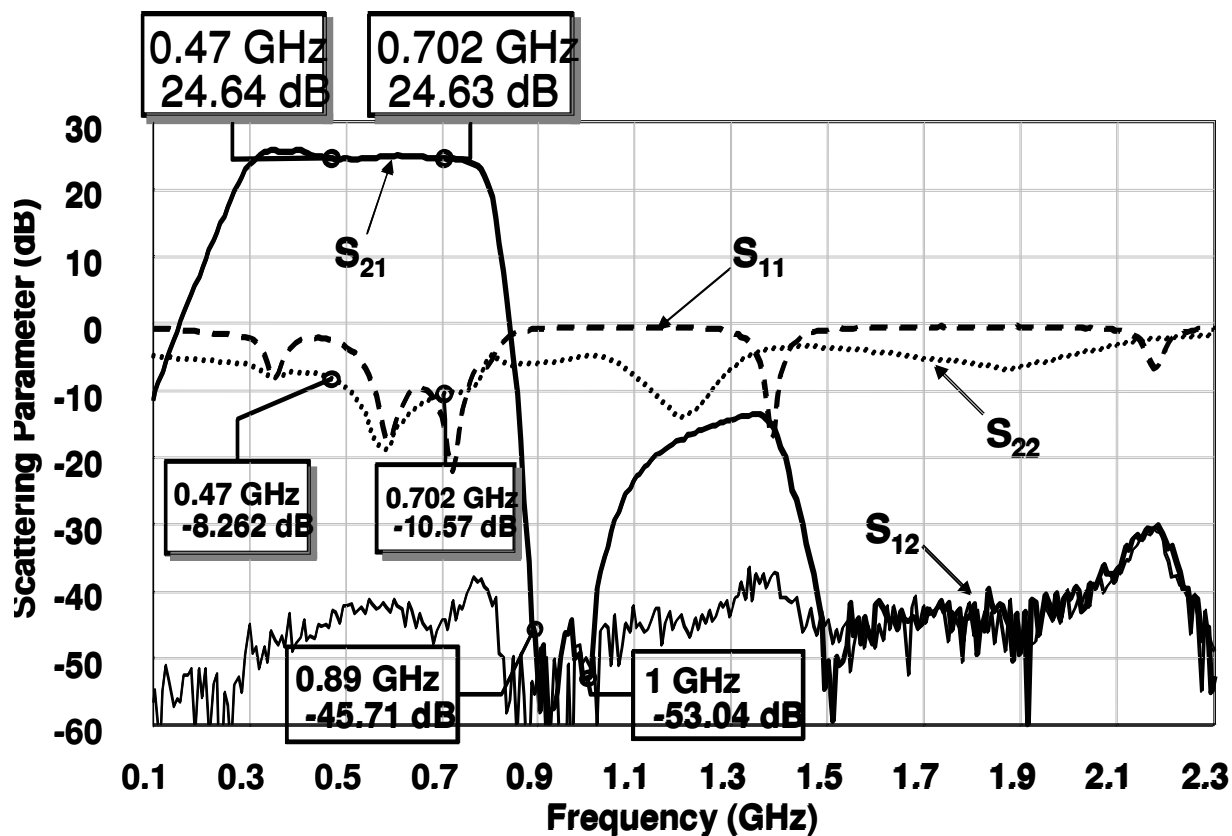


圖 4.15 LTCC 模組量測結果

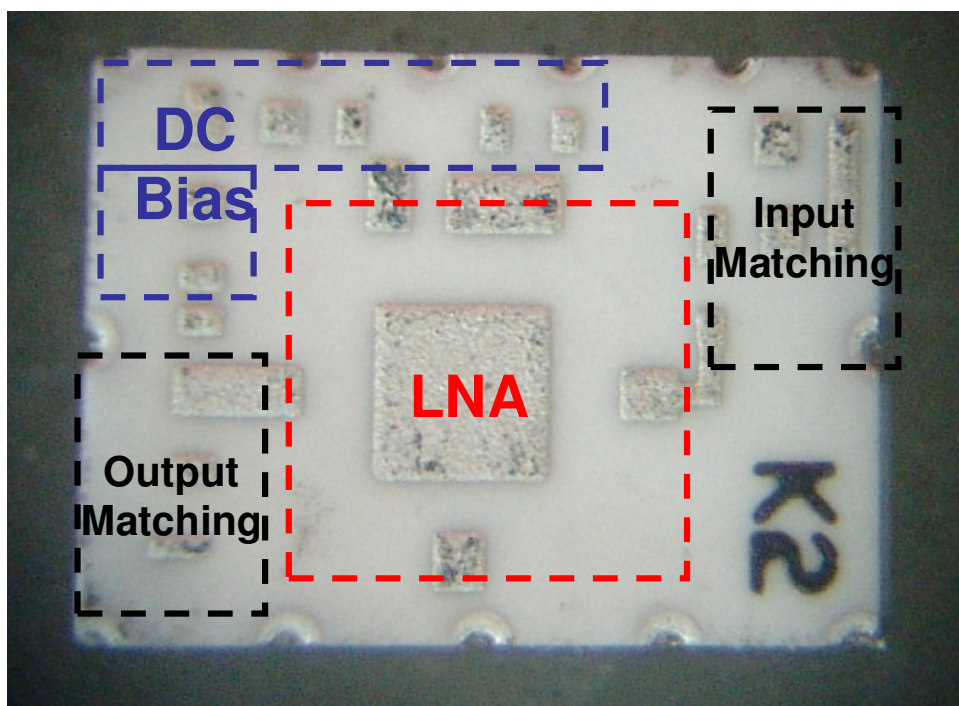


圖 4.16 LTCC 模組之表面走線

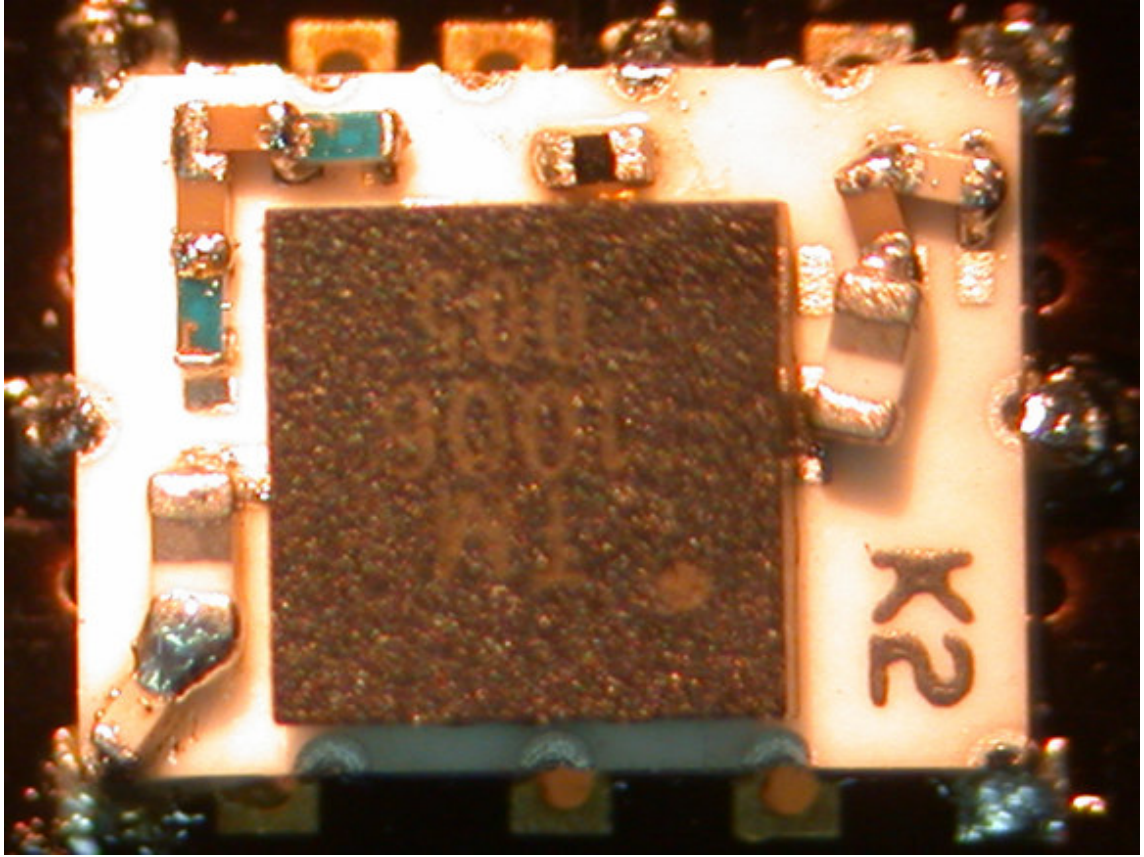


圖 4.17 LTCC 模組實體圖



第五章 結論

在本篇論文中，第一部分首先提出一種電容性耦合濾波器(CCL Filter)，在分析其與傳統的電感性耦合濾波器(ICL Filter)之差異後，便利用此兩種濾波器來設計多種應用於無線通訊的雙頻濾波器，並可以由串接 ICL Filter 或 CCL Filter 或電容及電感，來產生一個或多個傳輸零點，尺寸為 2.5mm×2.5mm×0.94mm，最後以 LTCC 技術實現，而所量測的結果也都與模擬相符；後半部分，則是設計了一個應用於手持式數位視訊廣播(Digital Video Broadcasting-Handheld, DVB-H)的 LTCC 前端模組，此模組內埋了三個濾波器於 LTCC 內部，再整合主動電路，所設計出來的模組尺寸為 5.2mm×3.8mm×1.7mm，而量測所得到的結果大部分也都符合一開始所規定的要求。

在實作了這幾種雙頻濾波器及前端模組後，認知到設計除了考慮電路架構、原理外掌握製程對電路所能造成的誤差也是很重要的一環，能對製程多了解一點，在設計電路時就可以盡量避免製程所帶來的影響，對於設計出來的電路也就會更多了一份信心。



參考文獻

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [2] Abelardo Podcameni, "Symmetrical and Asymmetrical Edge-Coupled-Line Impedance Transformers with a Prescribed Insertion Loss Design." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, pp. 1-7, Jan. 1986.
- [3] K. Rambabu and Jens Bornemann, "Simplified Analysis Technique for the Initial Design of LTCC Filters With All-Capacitive Coupling," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1787-1791, May. 2005.
- [4] Chun-Fu Chang and Shyh-Jong Chung, "Bandpass Filter of Serial Configuration with Two Finite Transmission Zeros Using LTCC Technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 2383-2388, Jul. 2005.
- [5] Lap Kun Yeung and Ke-Li Wu, "A Compact Second-Order LTCC Bandpass Filter With Two Finite Transmission Zeros," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 337-341, Feb. 2003.
- [6] Ching-Wen Tang, Yin-Ching Lin, and Chi-Yang Chang, "Realization of Transmission Zeros in Comblined Filters Using an Auxiliary Inductively Coupled Ground Plane," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 2112-2118, Oct. 2003.
- [7] Hossein Hashemi and Ali Hajimiri, "Concurrent Multiband Low-Noise Amplifiers—Theory, Design, and Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 288-301, Jan. 2002.
- [8] Jussi Ryyänen, Kalle Kivekäs, Jarkko Jussila Aarno Pärssinen, and Kari A. I. Halonen, "A Dual-Band RF Front-End for WCDMA and GSM Applications," *IEEE J. Solid-State Circuit*, vol. 36, pp. 1198-1204, Aug. 2001.
- [9] Hiromitsu Uchida, Hirotaka Kamino, Kazuyuki Totani, Naofumi Yoneda, Moriyasu Miyazaki, Yoshihiko Konishi, Shigeru Makino, Jiro Hirokawa, and Makoto Ando, "Dual-Band-Rejection Filter for Distortion Reduction in RF Transmitters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 2550-2556, Nov. 2004.
- [10] Valeria Palazzari, Stéphane Pinel, Joy Laskar, Luca Roselli, and Manos M. Tentzeris, "Design of an Asymmetrical Dual-Band WLAN Filter in Liquid Crystal Polymer (LCP) System-On-Package Technology," *IEEE Micro. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, pp.165-167, March. 2005

- [11] Jen-Tsai Kuo, Tsung-Hsun Yeh, and Chun-Cheng Yeh, "Design of Microstrip Bandpass Filters With a Dual-Passband Response," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1331-1337, Apr. 2005.
- [12] Lin-Chuan Tsai and Ching-Wen Hsue, "Dual-Band Bandpass Filters Using Equal-Length Coupled-Serial-Shunted Lines and Z-Transform Technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1111-1117, Apr. 2004.
- [13] Chi-Ho Chang, Hsien-Shun Wu, Hounq Jay Yang, and Ching-Kuang C. Tzuang, "Coalesced Single-Input Single-Output Dual-Band Filter," *IEEE MTT-S Dig.*, vol. 1, pp. 511-514, Jun. 2003.

