

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文



使用低溫共燒陶瓷設計一非平衡至平衡帶通濾波器

Design of an LTCC Balanced-to-Unbalanced Bandpass Filter

研究生：陳昆賜 (Kun-Tzu Chen)

指導教授：鍾世忠 博士 (Dr. Shyh-Jong Chung )

中華民國九十六年六月

使用低溫共燒陶瓷設計一非平衡至平衡帶通濾波器

Design of an LTCC Balanced-to-Unbalanced Bandpass Filter

研究生：陳昆賜

Student : Kun-Tzu Chen

指導教授：鍾世忠博士

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

A Thesis

Submitted to College of Electrical Engineering and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

June 2007

HsinChu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年六月

# 使用低溫共燒陶瓷設計一非平衡至平衡帶通濾波器

研究生：陳昆賜

指導教授：鍾世忠博士

國立交通大學



電信學程碩士班

本篇論文提出一個新型非平衡至平衡帶通濾波器的電路架構。首先以一個電感性帶通濾波器並聯一個異相位的電容性帶通濾波器，組成一個新的非平衡至平衡帶通濾波器電路架構。之後提出一個微型化的非平衡至平衡帶通濾波器電路架構，這個電路架構是由上述電路改善而來的，為了證實所提出之電路的可行性，因此以此電路架構為基礎並藉由電路及全波電磁模擬軟體來設計一個尺寸為 2.0 mm x 1.2 mm x 0.7 mm，操作在 2.4 GHz 的非平衡至平衡帶通濾波器，並將該電路實現於低溫共燒陶瓷中，實際量測實作後的非平衡至平衡帶通濾波器，其量測結果與模擬結果十分吻合，由量測結果可知所設計的濾波器在通帶內其最大介入損失為 1.65 dB，平衡振幅差異可以控制在 0.32 dB，而平衡相位差異可以控制在 3 度以內。

# Design of an LTCC Balanced-to-Unbalanced Bandpass Filter

Student : Kun-Tzu Chen

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Degree Program of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University



## ABSTRACT

This thesis proposes a novel compact circuit structure of balanced-to-unbalanced bandpass filter. Firstly, a pre-design circuit is presented, which is composed of an inductive coupled-line (ICL) bandpass filter and an out-of-phase capacitive coupled-line (CCL) bandpass filter. A novel compact circuit with three coupled lines configuration, derived from the pre-design circuit, is then proposed for miniaturizing the balanced-to-unbalanced bandpass filter. In order to verify the feasibility of the proposed structure, a 2.4 GHz multilayer ceramic chip type balanced-to-unbalanced bandpass filter with size of 2.0 mm x 1.2 mm x 0.7 mm is developed. The filter is designed by using circuit simulation as well as full-wave electromagnetic (EM) simulation softwares, and fabricated by the use of low-temperature co-fire ceramic (LTCC) technology. The measured results agree quite well with the simulated ones. According to the measurement results, the maximum insertion loss is 1.65 dB, the maximum in-band phase imbalance is within 3 degrees, and the maximum in-band magnitude imbalance is less than 0.32 dB.

## 誌 謝

這篇論文能順利完成，首先要感謝的是鍾世忠教授，鍾教授總能在我遇到瓶頸時，適時地給予我指導，藉由鍾教授豐富的教學經驗及微波電路設計經驗，使我的研究可以順利的完成。同時也要感謝我的父母及辛苦照顧我兒子的岳父、岳母還有我摯愛的妻子，由於您們的付出讓我除去了後顧之憂。也要感謝 912 實驗室的成員及信通公司長官及同事們的協助。

如陳之藩先生說的”得之於人太多，出之於己太少，要感謝的人太多了，所以只好謝天了。”感謝曾經幫助過我的所有人！



# 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.....	VIII
符號說明.....	IX
第一章 導論.....	1
第二章 低溫共燒陶瓷元件設計.....	4
2.1 低溫共燒陶瓷製程簡介.....	4
2.2 低溫共燒陶瓷濾波器設計.....	6
2.2.1 微波濾波器電路原理與設計.....	6
2.2.2 帶通濾波器電路設計.....	8
2.2.3 提昇帶通濾波器效能的電路設計.....	11
2.2.4 電感及電容性耦合帶通濾波器.....	16
2.3 低溫共燒陶瓷平衡至非平衡轉換器設計.....	18
2.3.1 平衡至非平衡轉換器介紹.....	18
2.3.2 小型化的平衡至非平衡轉換器.....	21
第三章 非平衡至平衡帶通濾波器.....	24
3.1 非平衡至平衡帶通濾波器電路設計.....	25
3.2 非平衡至平衡帶通濾波器電路模擬.....	27
第四章 微型化的非平衡至平衡帶通濾波器.....	30
4.1 微型化的非平衡至平衡帶通濾波器電路設計.....	30
4.2 設計電路轉換至實際佈線的方法.....	33
4.3 三維 LTCC 佈線.....	34
4.4 非平衡至平衡帶通濾波器之模擬.....	35

4.5 非平衡至平衡帶通濾波器之量測.....	37
第五章 結論.....	41
參考文獻.....	42



## 圖目錄

圖 2.1 陶瓷基板製程技術類別.....	5
圖 2.2 陶瓷基板收縮誤差造成覆晶不良.....	6
圖 2.3 低通濾波器原型電路.....	8
圖 2.4 柴比雪夫二階帶通濾波器.....	10
圖 2.5 以互感方式實現帶通濾波器.....	10
圖 2.6 帶通濾波器使用電感和使用互感實現的結果比較.....	11
圖 2.7 濾波器並接一個電容來產生零點.....	12
圖 2.8 濾波器串接一個電容來產生零點.....	13
圖 2.9 原始濾波器及加上電容後電路的頻率響應.....	13
圖 2.10 將電路分成兩個並聯子電路,以 Y-Matrix 分析.....	14
圖 2.11 帶通濾波器與電容之 $\angle Y_{21}$ .....	15
圖 2.12 傳輸零點位置與導納的關係.....	15
圖 2.13 電容性耦合帶通濾波器.....	16
圖 2.14 ICL 與 CCL 帶通濾波器電路模擬結果.....	17
圖 2-15 直觀的平衡至非平衡轉換器電路.....	19
圖 2-16 Marchand 平衡至非平衡轉換器.....	20
圖 2-17 Marchand 平衡至非平衡轉換器電路模擬結果.....	20
圖 2-18 三維螺旋狀 Marchand 平衡至非平衡轉換器佈線.....	21
圖 2-19 微型化平衡至非平衡轉換器.....	22
圖 2-20 小型化 Marchand 平衡至非平衡轉換器.....	23
圖 2-21 小型化 Marchand 平衡至非平衡轉換器電路模擬結果.....	23
圖 3.1 以傳輸線實現帶通濾波器.....	24
圖 3.2 一簡易的非平衡至平衡帶通濾波器電路.....	26
圖 3.3 非平衡至平衡帶通濾波器電路模擬結果.....	28
圖 3.4 平衡模式電路量測電路.....	29
圖 3.5 非平衡至平衡帶通濾波器電路經一理想換器的模擬結果.....	29



圖 4.1 一個新型且簡潔的非平衡至平衡帶濾波器電路.....	31
圖 4.2 非平衡至平衡帶濾波器的電路模擬結果.....	32
圖 4.3 非平衡至平衡帶濾波器經一理想轉換器後的模擬結果.....	32
圖 4.4 電容在 LTCC 上的實現方式.....	33
圖 4.5 非平衡至平衡帶通濾波器的 LTCC 佈線示意圖.....	35
圖 4.6 非平衡至平衡帶通濾波器的電路模擬結果與 EM 模擬結果比較.....	36
圖 4.7 非平衡至平衡帶通濾波器量測結果與 EM 模擬結果比較.....	39
圖 4.8 LTCC 非平衡至平衡帶通濾波器實體照片.....	40



## 表目錄

表 2.1 濾波器原型電路的轉換.....	16
-----------------------	----



## 符號說明

HTCC (High Temperature Co-fire Ceramic)：高溫共燒陶瓷。

LTCC (Low Temperature Co-fire Ceramic)：低溫共燒陶瓷。

NS-LTCC (Non-Shrinking Low Temperature Co-fire Ceramic)：非收縮低溫共燒陶瓷。

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。

TL(Transmission Line)：傳輸線。

$\Delta\alpha$  (Phase Imbalance)：平衡相位差異。

$\Delta\beta$  (Magnitude Imbalance)：平衡振幅差異。

EM (Electromagnetic) Simulation：電磁模擬。



## 第一章 導論

由於無線通訊技術不斷的推成出新，個人行動通訊裝置也隨之越來越普及化，為了攜帶方便，這些個人行動通訊裝置的尺寸都被要求要輕、薄、短、小，為了達到這個目的，所以在個人行動通訊裝置的零件也必須儘量地縮小尺寸[1-5]。

多層走線及內埋元件的設計技術也應際而生，低溫共燒陶瓷 (Low Temperature Co-fired-Ceramic, LTCC) 的製程，即是一種以三維空間的多層結構來實現電路設計，可以有效地縮小產品尺寸，且可以運用系統封裝(SOP) 或系統單一晶片(SOC)的技術，來有效的減少走線，並提昇產品的效能。LTCC技術除了可以提供設計者作多層電路走線設計外，其最大的好處是可以以三維空間的多層結構，將高頻所需的被動元件如電感、電容、天線、濾波器等製作於陶瓷基板內，因為陶瓷基板具有較低的正切損失，用在製作高頻被動元件上可以提高高頻被動元件的品質因子(Quality factor)，同時因為可以內埋高頻被動元件的關係，所以可以提高電路密度、縮小產品尺寸更可以降低成本，另外，將所有的高頻被動元件內埋於陶瓷基板後可以以盲埋孔(Blind Via)使其相互連接，這樣可以有效地縮短走線長度並避免因走線而造成的能量損耗，而把所有的元件都整合在同一陶瓷模組中，對於元件設計可以有較高的自由度，元件跟元件之間也可以有較理想的匹配，同時對於產品效能也可以有相當程度的提昇，而在生產線上也可以獲得較高且穩定的製程良率。

非平衡式電路(Unbalanced Circuit 或 Single-end Circuit)中，由於其中一條導線必需接地形成地電位，所以當有雜訊(Noise)干擾時，雜訊會直接加在訊號上，這樣一來，雜訊干擾便無法消除，另外，由於其中一條導線必須接地，而在高頻電路設計中要確實接地是很難達成的，而且在非平衡式電路中，訊號常因傳輸過程能量衰減而造成傳輸失效。而平衡式電路(Balanced Circuit)設計，二條導線上的訊號大小是相同的，但相位是相反的，實際的訊號大小是由兩條導線上訊號的差異來決定，因此對於在傳輸路徑中所造成的損耗，在平衡式電路中是比較不明顯的，而在傳輸過程中如有雜訊干擾時，二條導線上的雜訊干擾量會是相同的，且其相位也會是相同的，最後可以藉由共模雜訊消除(Common Mode Noise

Rejection)的方式來還原訊號，所以平衡式電路對於雜訊干擾具有較高的忍受力，另外，平衡式電路架構的虛接地方式可以避免高頻訊號接地不良的問題，可使高頻訊號具有較好的傳輸效果[6]，因此現今許多無線通訊晶片在其高頻訊號的發射及接收端都是以平衡式電路來作設計，但在射頻前端模組(RF Front-end)中，大部分的元件如天線、濾波器都還是設計成非平衡式的架構，以節省電路面積，因此在晶片跟射頻前端模組之間需要有一個非平衡至平衡轉換器，如 Balun。

為了有效縮小高頻前端模組的尺寸，因此高頻被動元件不但是以 LTCC 技術內埋到基板中，而且還積極地將相鄰的元件整合成一個新元件，帶通濾波器與非平衡至平衡轉換器是高頻前端模組中最常見也是最重要的的二個被動元件，這二個元件在高頻前端模組中常是相接在一起的，所以這二個元件可以很容易且方便地整合成一個新元件，稱之為非平衡至平衡帶通濾波器。在文獻[7]中，帶通濾波器與非平衡至平衡轉換器直接內埋在 LTCC 陶瓷基板中，並在陶瓷基板中以埋盲孔的方式將這二個元件連結，這樣的作法可以避免連接這二個元件之間的走線所造成的損失，也可以避免二個元件有阻抗不匹配的現象發生，但是這樣的作法對於電路尺寸縮減的幫助十分有限。因此在最近的研究中[8, 9]，以一個變壓器(Transformer)來取代非平衡至平衡轉換器，並把濾波器所需的諧振腔直接設計在這個變壓器的耦合線路上，而形成一個非平衡至平衡帶通濾波器。文獻[10]中提出一個非平衡至平衡帶通濾波器新的設計方法，在該設計中，首先先設計一個傳統的三階帶通濾波器，再以虛接地的觀念作出一個三階的非平衡至平衡帶通濾波器。上述這些非平衡至平衡帶通濾波器的設計都有一個共同的缺點，那就是元件尺寸仍是太大，因此在本文中將提出一個新型且微型化的非平衡至平衡帶通濾波器電路架構。

本論文共分成五章，第一章為導論，主要說明研究的動機，第二章將先介紹以 LTCC 生產技術，然後再介紹實現帶通濾波器及平衡至非平衡換器的方法，第三章則是提出一新型非平衡至平衡帶通濾波器電路架構，這個非平衡至平衡帶通濾波器是利用電感性耦合帶通濾波器 (Inductive Coupled-Line Filter, ICL Filter) 並接電容性耦合帶通濾波器 (Capacitive Coupled-Line Filter, CCL Filter)，這樣作的好處是該電路不但會具有通濾波器的特性同時也會產生非平衡至平衡效果，第四章是針對前一章所提出的電路架構加以改善，並提出一更節潔的非平衡至平衡帶通濾波器電路架構，並以 LTCC 的技術實際製作一微型

化的非平衡至平衡帶通濾波器，並以量測結果來證實所提出電路的可行性，最後，第五章說明本論文的研究心得與結果。



## 第二章 低溫共燒陶瓷元件設計

### 2.1 低溫共燒陶瓷製程簡介

現今行動通訊產品要求小尺寸、重量輕且高性能，以方便使用者使用及攜帶，因此在無線通訊產品中的射頻前端模組也相對的被要求要作到小型化，這樣的需求是與日劇增，然而如果以一般的印刷電路板(Printed Circuit Board, PCB)來製作射頻前端模組，由於表面而加工組裝許多的被動元件，這會使得組裝複雜度增加，因而影響到製程的良率，而且這些被動元件必需組裝在模組的表面，因此這此被動元件會占據很大的電路面積，如此一來會使得產品的成本增加，也使得產品的實用性大大地降低。

多層共燒陶瓷生產技術則是提供了一個很好的射頻前端模組小型化設計平臺，多層共燒陶瓷技術是以多層陶瓷堆疊的方式提供三維設計空間給設計者使用，設計者可以使用多層高密度的電路走線，再以盲埋孔作為電路的連接，以目前的技術多層陶瓷可以作到 20 到 30 層左右(依單一層陶瓷基板的厚度不同或各家製程技不同而有所差異)，但一般的設計都的使用上都不會超過 20 層，即可滿足設計。

多層陶瓷技術不但可以增加電路密度，更可以用來內埋高頻被動元件，藉此來縮小射頻前端模組尺寸，以降低產品成本，另外，內埋在多層陶瓷中的高頻被動元件，其零件特性可受到嚴格的控管，也不會因人為組裝錯誤而造成產品不良，且經燒結過後的陶瓷元件與一般的 FR4 基板相比，除了具有尺寸優勢外，更具有較佳的耐環境性，可使用在較惡劣環境中(如高溫、高濕)，因此多層共燒陶瓷技術非常適合用在高頻電路設計上。



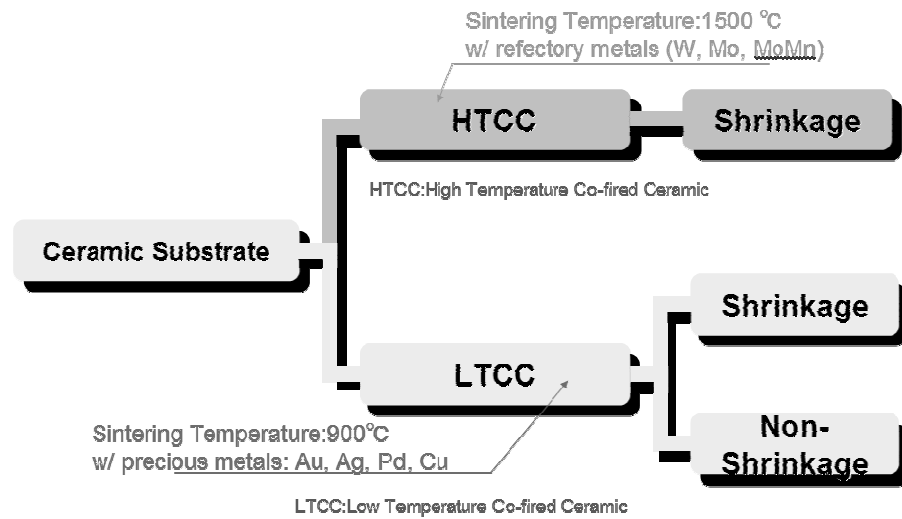


圖 2.1 陶瓷基板製程技術類別

圖 2.1 為現今為高頻電路設計所使用的陶瓷基板類別，以燒結溫度來區分，可將陶瓷基板製程技術區分為高溫共燒陶瓷(High Temperature Co-fire Ceramic, HTCC)及低溫共燒陶瓷，其燒結溫度分別為 1500°C 及 900°C，而所使用的導體也不同，高溫共燒陶瓷因其燒結溫度較高，所以必須使用高熔點金屬如鎢、鉬、錳等，而這些導體的導電性能都比較差，而低溫共燒陶瓷因其燒結溫度較低，所以導體可以使用較低熔點的金屬如金、銀、銅等，這些金屬都是低阻抗的金屬，因此以低溫共燒陶瓷基板來設計高頻元件可以得到較高的 Q 值(Quality Factor)，且高溫共燒陶瓷在燒結時的收縮率控制性上也不如低溫共燒陶瓷，但因高溫共燒陶瓷是一種成熟技術，產業界已對其材料和技術都已有相當的瞭解，所以至今仍有人持續使用高溫共燒陶瓷來作高頻元件設計。

為了提高陶瓷基板的精準度，並對其收縮性有更好的控制，因此便發展出非收縮低溫共燒陶瓷技術(Non-Shrinking Low Temperature Co-fire Ceramic, NS-LTCC)，非收縮低溫共燒陶瓷技術可以將陶瓷基板在 XY 平面的收縮率，由原本的 15%減小為 0.12%，而且其收縮控制度也由原先的 $\pm 0.5\%$ 縮小到 $\pm 0.05\%$ ，如此一來便可以降低因基板收縮而造成覆晶(Flip Chip)時的不良率，如圖 2.2 所示。由此可知，非收縮低溫共燒陶瓷非適合用於高精密度的高頻模組設計。



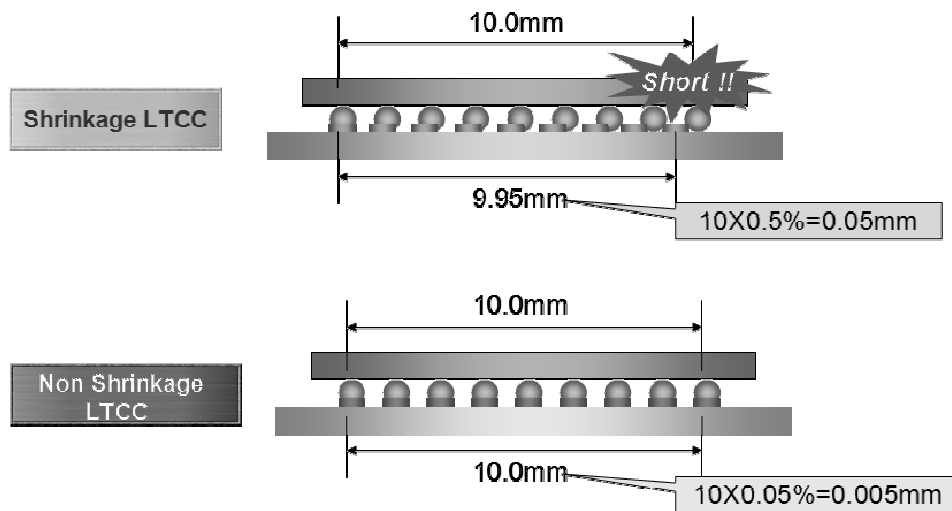


圖 2.2 陶瓷基板收縮誤差造成覆晶不良

## 2.2 低溫共燒陶瓷濾波器設計

本節主要介紹微波濾波器的設計方法，並介紹幾個提昇微波濾波器性能的方法，最後介紹二個輸出訊號為異相位的帶通濾波器，分別為電感性帶通濾波器及電容性帶通濾波器，以為下一章設計非平衡至平衡帶通濾波器作準備。

### 2.2.1 微波濾波器電路原理與設計

微波濾波器是在高頻前端模組中最常見也是最重要的元件之一，其功能是在傳輸符合通帶頻率內的訊號並衰減通帶頻率外的訊號。濾波器依其不同的頻率響應可以區分為低通、高通、帶通及帶止等四種。

微波濾波器的設計方法有二種，一種是鏡像參數法(Image Parameter Method)，是 1930 年代後期所發展出來的設計技術，但由於現今 CAD 套裝軟體的盛行，鏡像參數法漸漸地被介入損失法(Insertion Loss Method)[11]所取代，因此在此只介紹使用介入損失法來設計微波濾波器。

在使用插入損耗法來設計低通濾波器，首先定義介入損失的頻率響應，或是功率損耗比值(Power Loss Ratio,  $P_{LR}$ )，其定義為可獲得的入射功率( $P_{av}$ )與實際送入負載之功率( $P_{load}$ )

的比值。

$$\begin{aligned}
 P_{av} &= \frac{1}{2} \frac{|V_1^+|^2}{Z_0} \\
 P_{load} &= \frac{1}{2} \frac{|V_1^+|^2 - |V_1^-|^2}{Z_0} \\
 \Gamma(\omega) &= \frac{V_1^-}{V_1^+} \\
 P_{LR} &= \frac{\text{Power available from source}}{\text{Power delivered to load}} \\
 &= \frac{P_{av}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - \Gamma(\omega)\Gamma^*(\omega)} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2-1)
 \end{aligned}$$

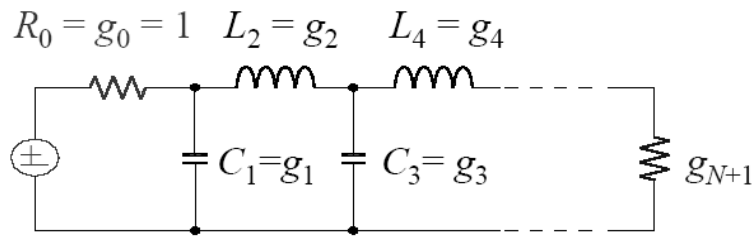
其中  $V_1^+$  及  $V_1^-$  表示入射及反射電壓波， $\Gamma(\omega)$  為輸入點的反射係數， $|\Gamma(\omega)|^2$  為  $\omega$  的偶函數，  
 可以以  $\omega^2$  的多項式來表示，如以分貝來表示插入損耗(Insertion Loss, IL)則為：

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

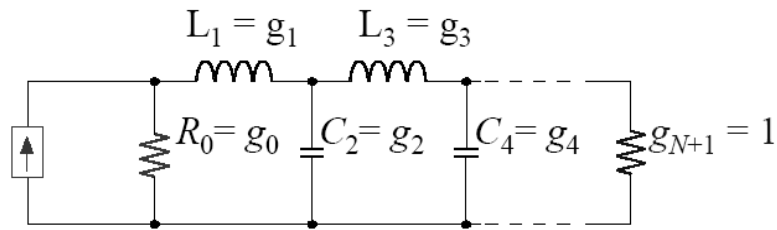
對於像濾波器這樣一個被動網路而言，反射電壓波( $V_1^-$ )是不可能大於入射電壓波( $V_1^+$ )的，  
 也就是說：

$$\Gamma(\omega) = \frac{V_1^-}{V_1^+} \leq 1 \quad \Rightarrow \quad P_{LR} \geq 1 \quad (2-3)$$

功率功率損耗比值函數理論上是可以有無窮多種解的，但是在可以實現的網路中，以  
 等漣波函數(Equal-Ripple Response 或以人名稱之為 Chebyshev Response)及最平緩函數  
 (Maximally Flat Response、Binomial Response 或以人名稱之為 Butterworth Response) 最常被  
 使用。介入損失法是一套很有系統的濾波器設計方法，無論是哪一種濾波器(低通、高通、  
 帶通及帶止)都可以藉由低通濾波器的原型(Prototype) (如圖 2. 3 所示)作為其設計原型，而  
 低通濾波器的原型則可以依據濾波器的規格來決定(這些規格如：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。



(a)



(b)

圖 2.3 低通濾波器原型電路(a)以並聯元件為開始 (b)以串聯電路為開始



## 2.2.2 帶通濾波器電路設計

以介入損失法設計帶通濾波器時，可先依其規格來決定帶通濾波器的階數，然後以查表的方式取得低通濾波器原型，所謂的濾波器原型即為一個低通濾波器其負載阻抗及截止頻率均正規化( $R_L=1 \Omega$ ， $\omega_c=1 \text{ rad}$ )，所以當濾波器原型設計完成後必須作阻抗及頻率解正規化及依不同的濾波器型式作轉換，阻抗解正規化(Impedance De-normalization)解正規化後與原型元件值的關係如下：

$$L' = R_0 L \quad (2-4a)$$

$$C' = C / R_0 \quad (2-4b)$$

$$R'_L = R_0 R_L \quad (2-4c)$$

其中  $L'$ 、 $C'$  及  $R'_L$  為解阻抗化後的值， $L$  及  $C$  表示低通濾波器原型中的元件值，而  $R_L$  代表

原負載阻抗。而頻率解正規化的方法如下：

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \quad (2-5a)$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\omega_c R_0} \quad (2-5b)$$

最後藉由濾波器的型式轉換即可以得到帶通濾波器所需的電路元件值，濾波器的型式轉換如表 2-1 所示。

表 2-1 濾波器原型電路的轉換

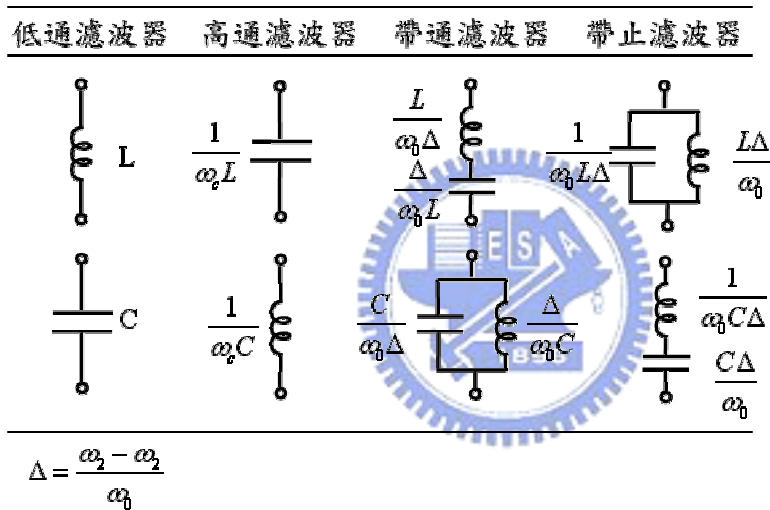


圖 2.4 即是一個常見的柴比雪夫二階帶通濾波器，其中心頻率為 2.5 GHz，頻寬為 300 MHz，通帶內漣波為 0.2 dB，DC1=DC2=0.79 pF，L1=L2=1.55 nH，C1=C2=2.48 pF，MM=9.27 nH。為了縮小元件尺寸，所以在電路設計上應力求電路架構簡潔化，以圖 2.4 的電路設計可以簡化成圖 2.5 的電路設計，在圖 2.4 的電路設計中，轉換子(Inverter)電感 MM 的值非常大，但在圖 2.5 的設計中，只要以一個很小的互感(Mutual Inductance)來取代便可以了，而且這個互感在實際製作電路時，並不用以實體元件來實現，只要在 LTCC 佈線時，把電路中的二個電感(L1 及 L2)作適當的距離設計便可以實現。圖 2.6 是這二個電路的模擬結果比較，圖中實線為使用互感的設計，而虛線為使用電感的設計，由模擬結果可知這二個濾波具有相同的頻率響應，但圖 2.5 的電路設計比圖 2.4 的電路設計簡潔。

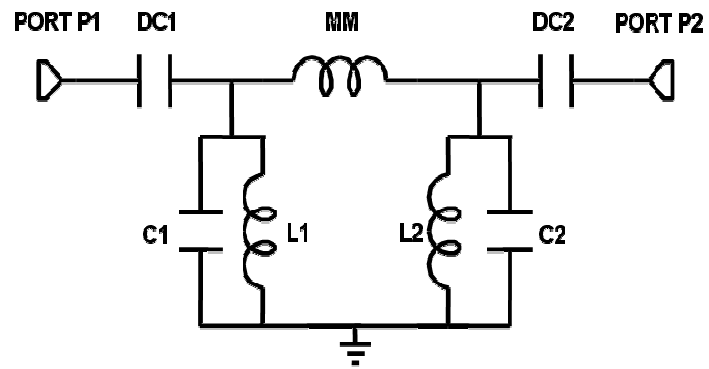


圖 2.4 柴比雪夫二階帶通濾波器

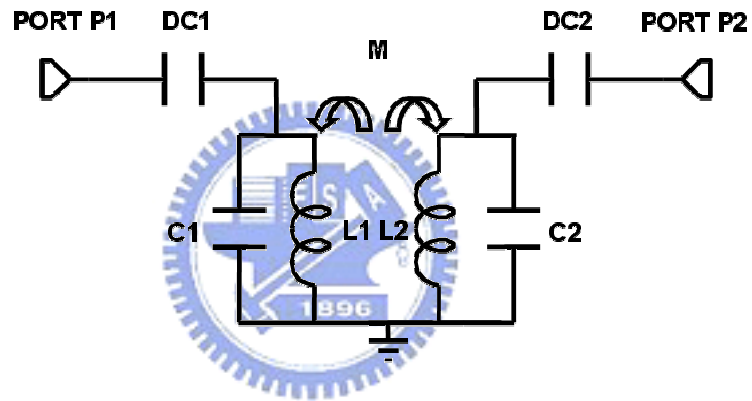


圖 2.5 以互感方式實現帶通濾波器

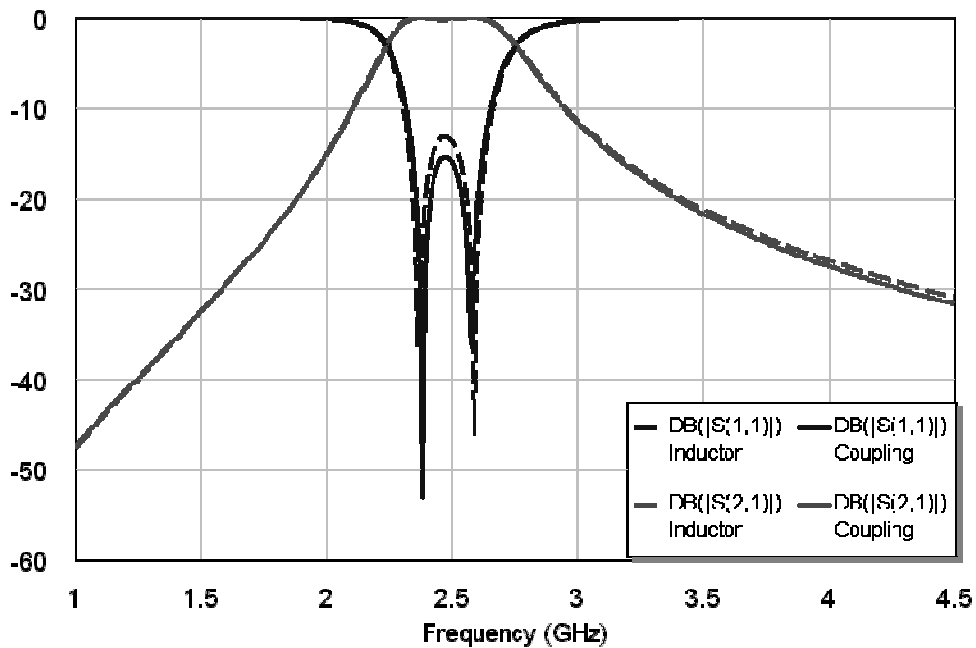


圖 2.6 帶通濾波器使用電感和使用互感實現的結果比較

### 2.2.3 提昇帶通濾波器效能的電路設計

由於現實的通訊頻道是有限的，為了避免頻道資源的浪費，也為了減少通訊中的干擾，現今在濾波器的設計上對於通帶外的訊號抑制效能要求日益嚴苛，為了滿足濾波器的規格要求，在設計上通常會在特定頻率設計傳輸零點(Transmission Zero)，以加強濾波器對特定頻率訊號的抑制能力，一般的傳輸零點設計是利用 LC 串/並聯的諧振器來實現，此種作法原理就是當 LC 諧振時，可以得到短路(串聯諧振)或開路(並聯諧振)的特性，而無論是串聯或是並聯諧振其諧振頻率( $f$ )都為：

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-6)$$

如使用串聯諧振，當在諧振頻率時，其輸入阻抗等於零(短路)。如果在電路上並接一個串聯諧振器，在其諧振頻率時，訊號會經串聯諧振器短路到地，所以可以在其諧振頻率上可以得到一個傳輸零點；同理當串接一個並聯諧振器，在諧振頻率時，諧振器的輸入阻抗會趨近於無窮大(開路)，所以其在諧振頻率時，訊號在經此並聯電路時，會全部反射，同樣的也

可以得到一個傳輸零點。

在電路中增加諧振器固然可以提昇濾波器的效能，但相對的濾波器所需的尺寸也會跟著增加，最好的方式是可以不增加濾波器的尺寸，而且可以提昇濾波器的效能。如果可以在傳統濾波器上加上一個元件，就可以產生一個以上的傳輸零點，那對於元件小型化及濾波器效能的提昇都將有很大的幫助。在此將介紹二種簡單且可以增加傳輸零點的方法。圖 2.5 的電路作為例子，在不變動原始電路設計的前提下，想要在電路的頻率響應中增加二個傳輸零點，可以並接一個電容[12]，如圖 2.7 所示，或串接一個電容(或電感)[13, 14]，如圖 2.8 所示，圖 2.9 為這二個電路跟原始電路模擬結果的比較，虛線為原始濾波器的模擬結果，標示有△的結果表示濾波器並接一個電容(圖 2.7)後的電路模擬結果，標示有□的結果表示濾波器串接一個電容(圖 2.8)後的電路模擬結果，由圖 2.9 可以看出，無論是並接(圖 2.7)或是串接(圖 2.8)電容的電路，在通帶內對於電路的頻率響應幾乎是沒有影響的，但在通帶的二邊各可以增加一個傳輸零點，這二個傳輸零點的位置可以由額外加上去的電容來決定。

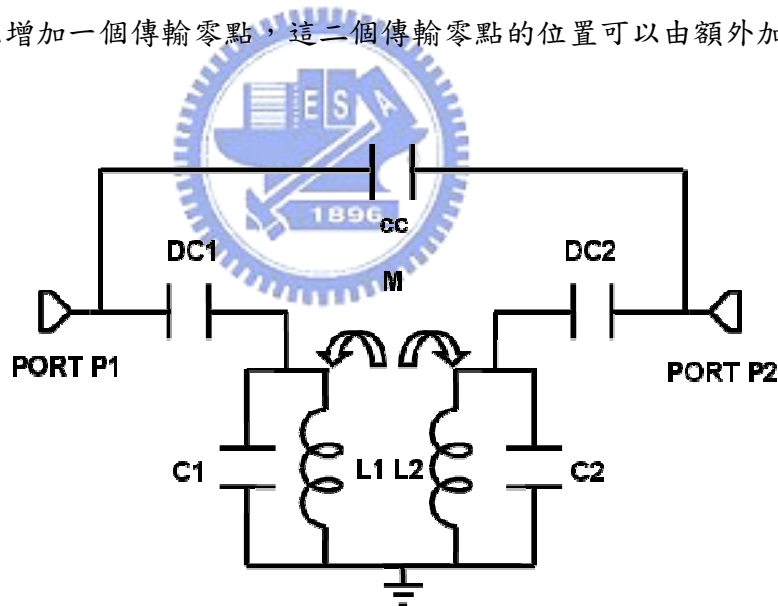


圖 2.7 濾波器並接一個電容來產生零點

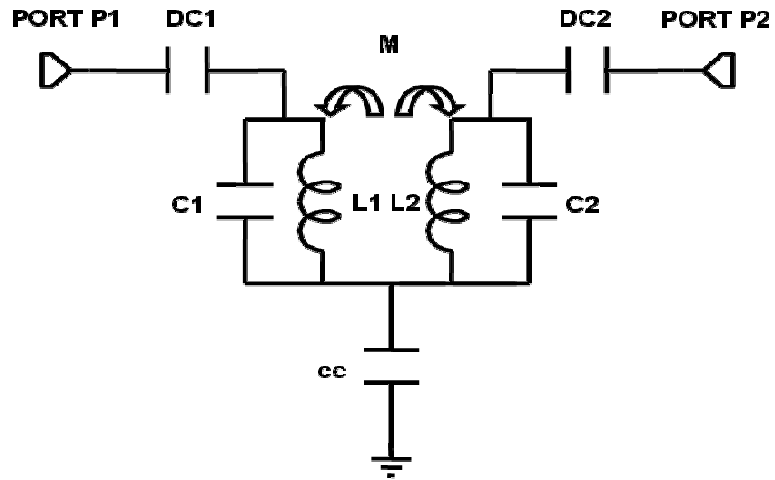


圖 2.8 濾波器串接一個電容來產生零點

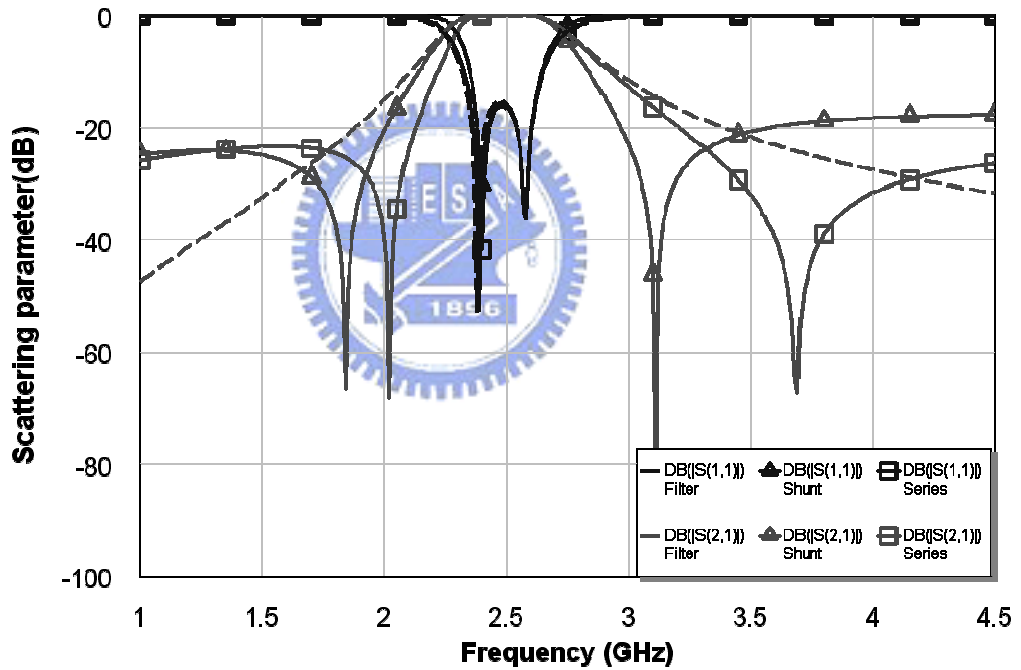


圖 2-9 原始濾波器及加上電容後電路的頻率響應

在圖 2.7 及圖 2.8 的電路中，產生傳輸零點的原理是相似的，在此以並接電容電路(圖 2.7)作為說明，圖 2.7 的電路可以拆成二個電路來看，一個是原始的濾波器電路，另一個是額外加上的電容，其導納(Admittance)分別以  $Y_L$  及  $Y_U$  來表示。如圖 2.10 所示。直觀的來說，當訊號由輸入埠饋入時，能量會被分成二個路，一路走原始電路，另一路走額外加上



去的這個電容，在  $Y_L=Y_U$  時，輸入能量恰恰會被均分到這二條路徑，另外圖 2.11 為原始電路與額外加上的電容的  $\angle Y_{21}$  模結果，圖中虛線代表原始電路模結果，實線為電容的模擬結果，由圖 2.11 可以看出在通帶外這二個電路是異相位(Out-of-phase)的，所以當在通帶外通過這二路能量相同( $Y_L=Y_U$ )，且為相位為異相位時，那在輸出埠這二路能量就會相互抵消而產傳輸零點。從圖 2.12 可以看出傳輸零的確出現在這二個電路的相位為異相位，且其導納相等時。

另外也可以以 Y-Matrix 來解釋，而當  $S_{21}=0$  時，即可以在該頻率產生傳輸零點，再根據下列轉換式[15]：

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_{11}+Y_0)(Y_{22}+Y_0)-Y_{12}Y_{21}} \quad (2-6)$$

可以推得滿足  $Y_{21}=0$  之頻率一樣可以得到傳輸零點，因  $Y_{21}=Y_{U21}+Y_{L21}$  所以當  $Y_{U21}+Y_{L21}=0$  時，就可以得到傳輸零點。同樣的，可以以 Z-Matrix 來解釋串接電容(圖 2.8)的電路，當  $S_{21}=0$  時之頻率，可以產生傳輸零點，再根據下列轉換式：

$$S_{21} = \frac{2Z_{21}Z_0}{Z_0^2 + (Z_{11} + Z_{22})Z_0 + (Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21})} \quad (2-7)$$

可以推得滿足  $Z_{21}=0$  之頻率一樣可以得到傳輸零點，且  $Z_{21}=Z_{U21}+Z_{L21}$  所以當  $Z_{U21}+Z_{L21}=0$  時，就可以得到傳輸零點。

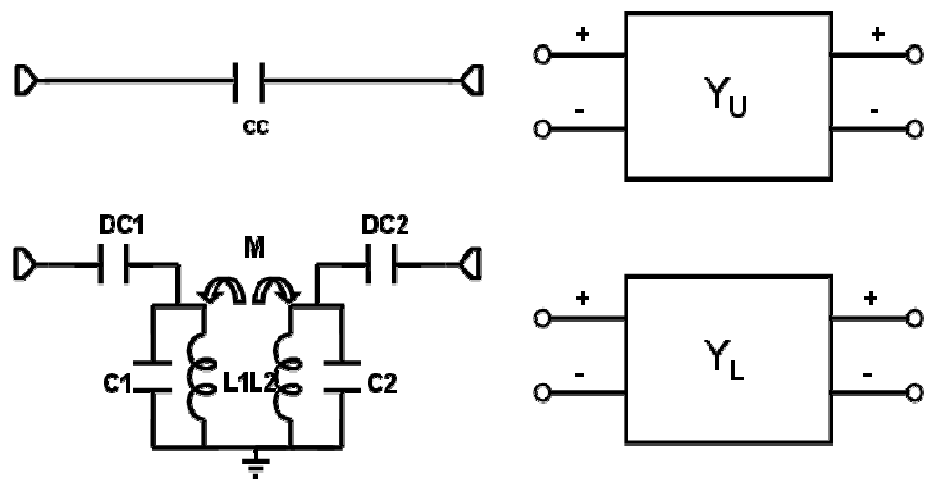


圖 2.10 將電路分成兩個並聯子電路，以 Y-Matrix 分析

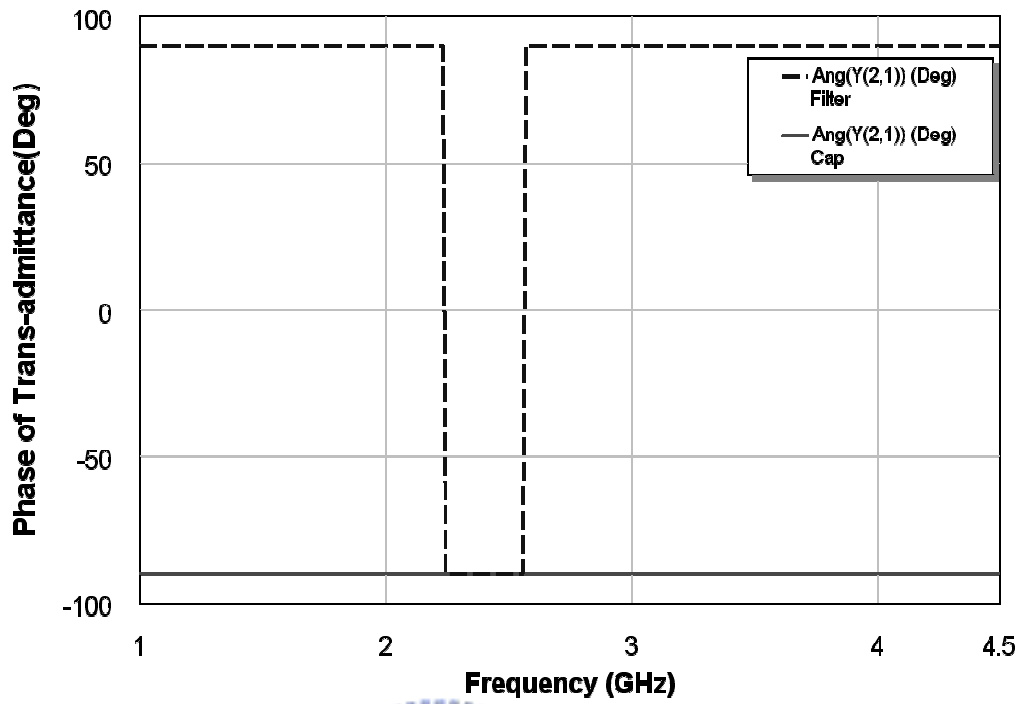


圖 2.11 帶通濾波器與電容之  $\angle Y_{21}$

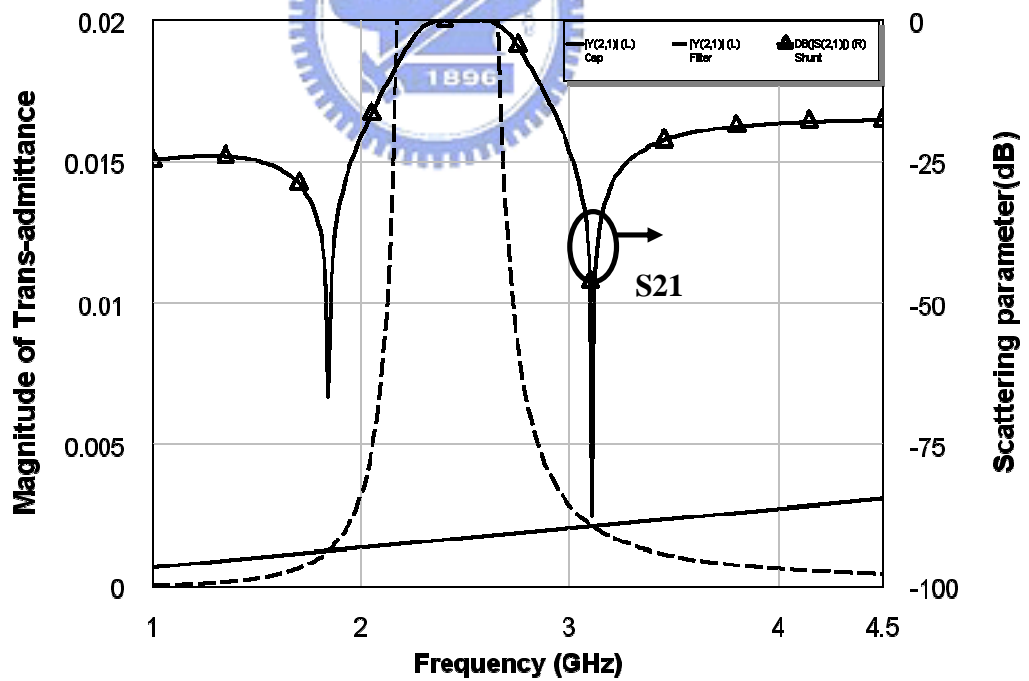


圖 2-12 傳輸零點位置與導納的關係

## 2.2.4 電感及電容性耦合帶通濾波器

在上節所使用的電路(圖 2.8)是一個常見的二階耦合帶通濾波器，另外在本節中，將介紹另一種二階耦合帶通濾波器，在本節中將證明這二個帶通濾波器的耦合為相反方向，換句話說，這二個帶通濾波器輸出相位為異相位，而這個特性將在下一章中用來設計非平衡至平衡帶通濾波器。

在上一節中，介紹了一個二階耦合帶通濾波器的電路架構(圖 2.8)，如果將該電路的耦合方向改變(如圖 2.13 所示)，則可以得到另一個頻率響應相近的二階耦合帶通濾波器，圖 2.14(a) 為這二個帶通濾波器的頻率響應模擬結果，而圖 2.14(b)則是展示了此電路架構的  $Z_{21}$  的相位，由圖 2.14 可以看出來，這二個帶通濾波器的相位只有在諧振頻率才會有所改變，而圖 2.8 的電路除了在通帶內其相角為  $-90^\circ$  外，其餘頻率皆為  $+90^\circ$ ，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)，而圖 2.14 的電路，則是與電感性耦合帶通濾波器的相位完全相反，因此稱這個電路為電容性耦合帶通濾波器(Capacitive Coupled-Line Filter, CCL Filter) [16]，在圖 2.14 中，CCL 的模擬結果以  $\triangle$  來表示，而  $\square$  則表示 ICL 的模擬結果。

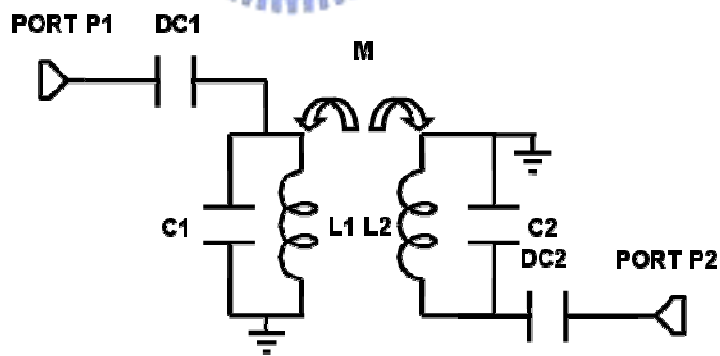
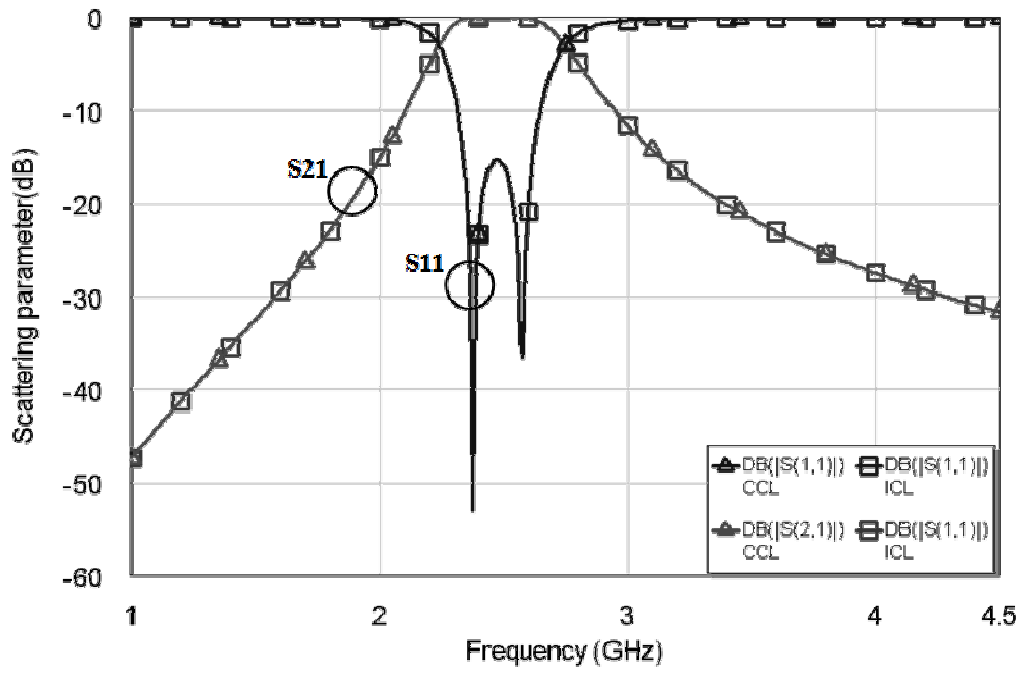
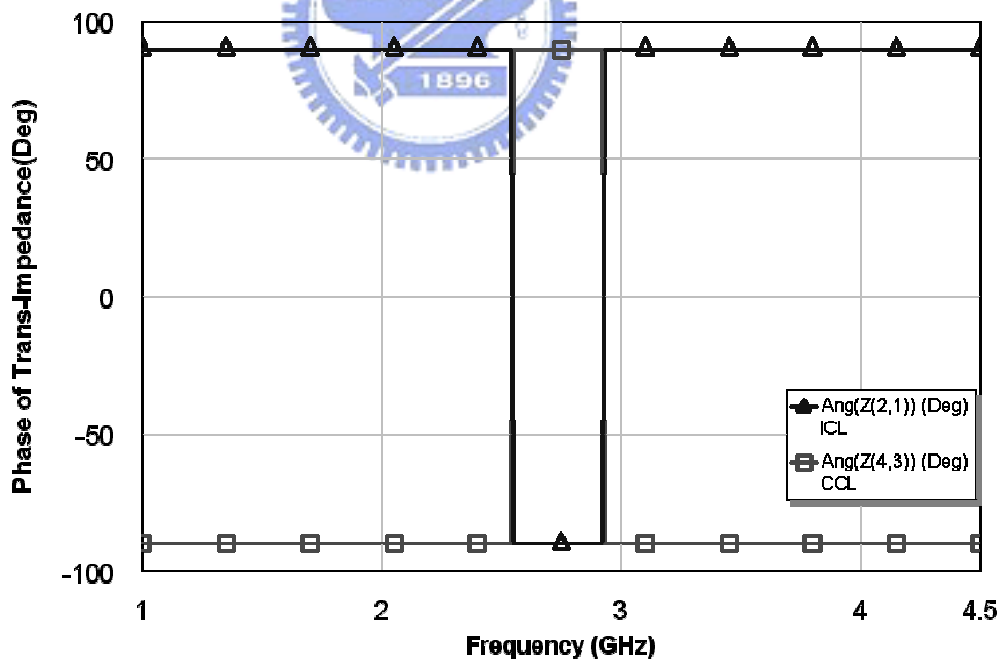


圖 2.13 電容性耦合帶通濾波器



(a)



(b)

圖 2-14 ICL 與 CCL 帶通濾波器電路模擬結果 (a)振幅模擬結果 (b)相位模擬結果

## 2.3 低溫共燒陶瓷平衡至非平衡轉換器設計

本節主要介紹微波平衡至非平衡轉換器(Balun)的功能，並介紹幾個常見的平衡至非平衡轉換器，最後介紹二個小型化的平衡至非平衡轉換器設計。

### 2.3.1 平衡至非平衡轉換器介紹

在非平衡式電路(Unbalanced Circuit 或 Single-end Circuit)中，由於兩條導線之一需接地形成地電位，所以當有雜訊(Noise)干擾時，雜訊會直接加在訊號上，這樣一來，雜訊干擾便無法消除，另外，由於其中一條導線必須接地，而在高頻電路設計中要確實接地是很難達成的，而且在非平衡式電路中，訊號常因傳輸過程能量衰減而造成傳輸失效。而平衡式電路(Balanced Circuit)設計，二條導線上的訊號大小是相同的，但相位是相反的，實際的訊號大小是由兩條導線上訊號的差異來決定，因此對於在傳輸路徑中所造成的損耗，在平衡式電路中是比較不明顯的，而在傳輸過程中如有雜訊干擾時，二條導線上的雜訊干擾量會是相同的，且其相位也會是相同的，最後可以藉由共模雜訊消除(Common Mode Noise Rejection)的方式來還原訊號，所以平衡式電路對於雜訊干擾具有較高的忍受力，另外，平衡式電路架構的虛接地方式可以避免高頻訊號接地不良的問題，可使高頻訊號具有較好的傳輸效果。

雖然平衡式電路具有較好的傳輸效果，但相對的也比較占電路面積，因此在設計上各有取捨，事實上，平衡式電路與非平衡式電路是可以通過平衡至非平衡轉換器來作轉換的，以下將介紹幾種常見的平衡至非平衡轉換器。

圖 2-5 是一個很直觀的平衡至非平衡轉換器，這個平衡至非平衡轉換器是由二條傳輸線所組成的，TL1 的長度為操作頻率的四分之三波長，而 TL2 為操作頻率的四分之一波長，二條傳輸線的輸入阻抗為 PORT P1 輸入阻抗的二倍，當有一非平衡訊號由 PORT P1 饋入時，訊號能量會被均分成二部份，一半的能量經 TL1 傳輸到 PORT P2，另一半的能量則是透過 TL2 傳輸到 PORT P3，假設傳輸線為無損耗之傳輸線，則在 PORT P2 及 PORT P3 所得到能量應該會等於輸入訊號能量的一半(-3 dB)，另一方面，由於 TL1 的長度比 TL2 的長度多了二分之一波長，所以由 PORT P2 輸出的訊號在相位上會落後 PORT P3 輸出訊號 180

度，因此 PORT P2 與 PORT P3 所輸出的訊號大小相同，相位相差 180 度，所以 PORT P2 與 PORT P3 可以構成一個平衡輸出埠，由此可知圖 2-5 所示之電路圖可視為一個平衡至非平衡轉換器的電路。

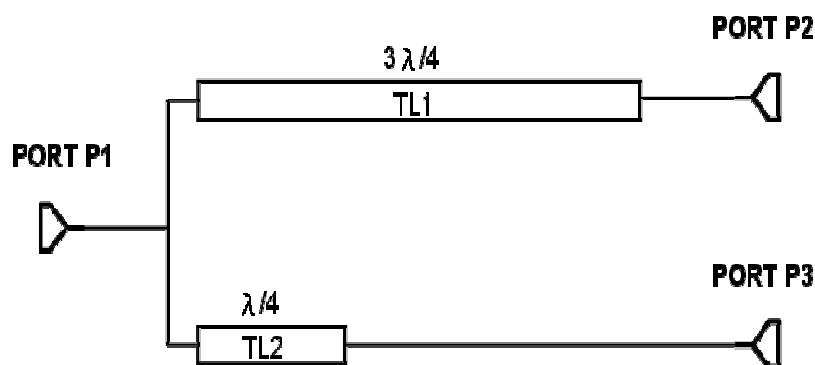


圖 2-15 直觀的平衡至非平衡轉換器電路

圖 2-15 提出了一個可行的平衡至非平衡轉換器電路，但由於其中一條傳輸線的長度必需為操作頻率的四分之三波長，這會占用很大的電路電面積，另外，實際的傳輸線並非無損耗的，所以二條傳輸線的長度不同，一定會造成輸出訊號有不同的大小能量輸出，而破壞平衡電路的特性，而且二條長度不同的傳輸線受雜訊干擾的程度也可能會有所差異，因此該電路實際上是很難實現的。

圖 2-16 的電路架構[17]，以解決上述電路的問題。這個電路由三條傳輸線組成，分別為 TL1、TL2 及 TL3，TL1 為末端開路的傳輸線，其長度為操作頻率的二分之一波長，所以在操作頻率內可產生共振，且會使得 PORT P1 的輸入阻抗變成無窮大，所以在 PORT P1 的饋入點的電壓為最大(電流為零)，而在這條傳輸線的中點向傳輸線末端看，則該傳輸線會變一條長度為四分之一波長的傳輸線，且其末端為開路，所以在操作頻率時在 TL1 的中點就形同短路，所以其電壓為零(電流為最大)。而 TL2 及 TL3 為末端短路的傳輸線，長度為操作頻率的四分之一波長，PORT P1 為一個非平衡訊號輸入(出)埠，而 PORT P2 與 PORT P3 組成一個平衡輸入(出)埠，當有一非平衡訊號由 PORT P1 饋入時，輸入訊號會分別耦合到 PORT P2 及 PORT P3，因為耦合線的長度與間距都相同，所以耦合到 PORT P2 及 PORT P3 的訊號大小會相同，但由於耦合方向不同，所以在 PORT P2 及 PORT P3 輸出的訊號會有

180 度的相位差，圖 2-17 為這個平衡至非平衡轉換器電路模擬結果。

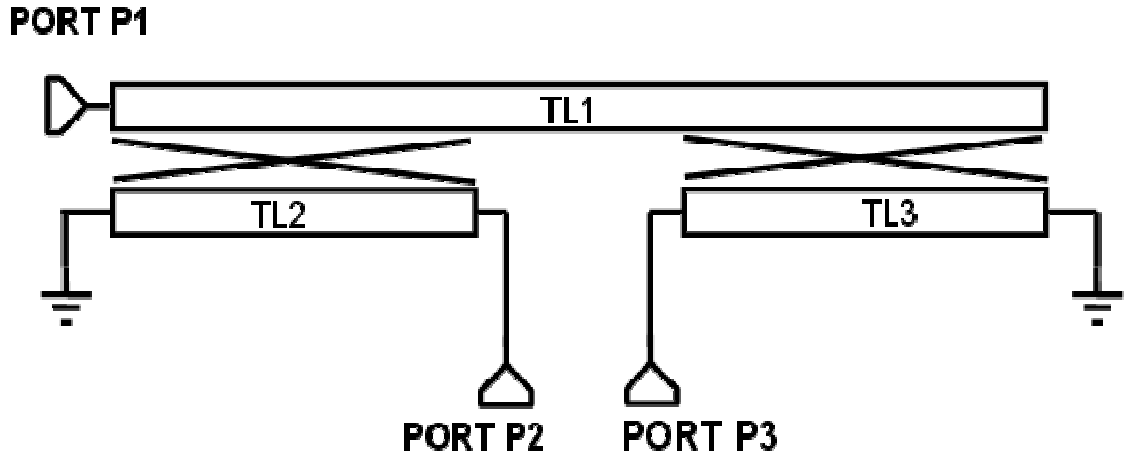


圖 2-16 Marchand 平衡至非平衡轉換器

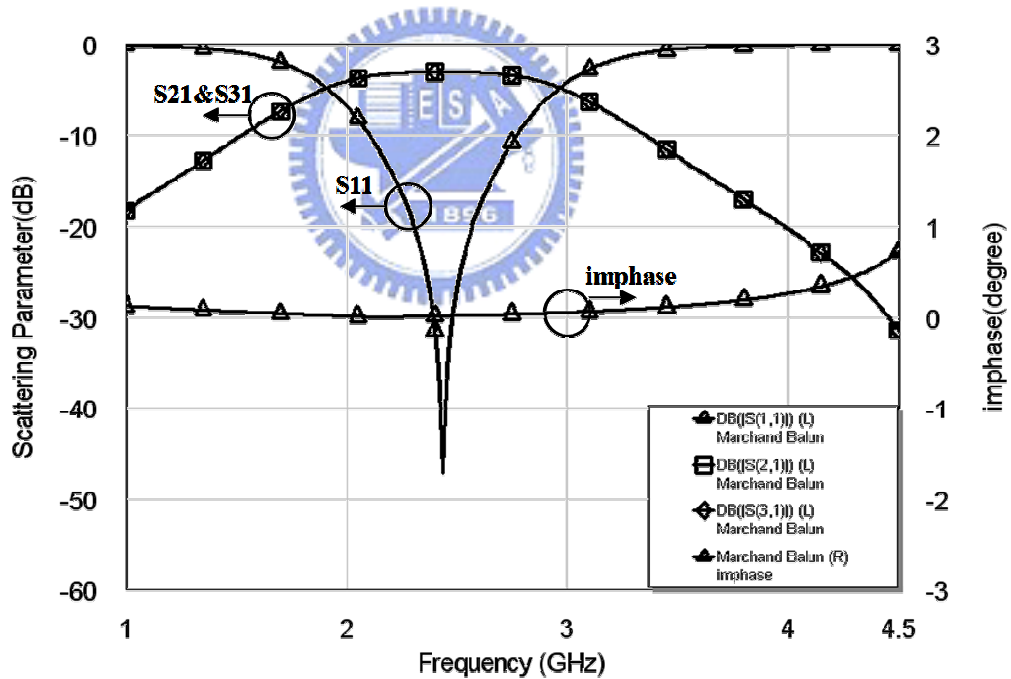


圖 2-17 Marchand 平衡至非平衡轉換器電路模擬結果

這個電路架構是在 1944 年由 Marchand 所提出，因此以 Marchand 平衡至非平衡轉換器來作為該電路的名稱。這個電路架構的好處是以耦合線的結構來實現電路，可以確保在平衡埠的訊號平衡特性，另外這個電路可以螺旋狀的佈線來實現，可以有效地縮小電路面積，



如圖 2-17 所示。

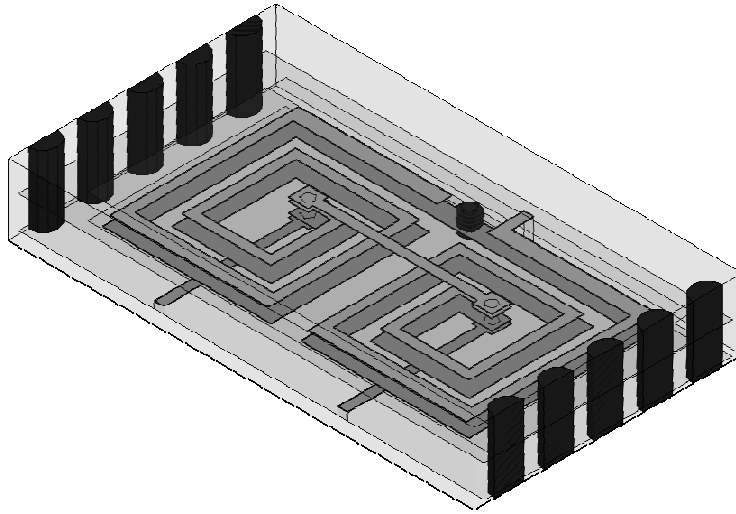


圖 2-18 螺旋狀 Marchand 平衡至非平衡轉換器佈線

### 2.3.2 小型化的平衡至非平衡轉換器

由於現今無線通訊技術的蓬勃發展，個人手持行動設備也愈來愈普及，為了攜帶方便，所以產品的尺寸受到嚴重的限制，所以所使用的元件也是朝著微型化的方向發展。平衡至非平衡轉換器是在無線通訊系統中常使用的元件之一，所以小型化平衡至非平衡轉換器的需求已是不可忽視的策略。

圖 2-19 是為一可微型化平衡至非平衡轉換器的電路架構[18, 19]，這個電路也是由三條傳輸線所組成的，這三條傳輸線的長度都為操作頻率的四分之一波長，TL1 與 TL2 為一組負耦合係數的耦合線，而 PORT P1 為一個非平衡訊號輸入(出)埠，而 PORT P2 與 PORT P3 組成一個平衡輸入(出)埠，當有一非平衡訊號由 PORT P1 饋入時，輸入訊號會均分成二部份，一部份進入 TL1 與 TL2 所形成的耦合線，經耦合後的訊號由 PORT P2 輸出，由於耦合機制的關係，輸出訊號在相位上會超前原訊號 90 度，而另一部份的能量直接經由 TL3 到 PORT P3，而 TL3 的長度為操作頻率的四分之一波長，所以在 PORT P3 輸出的訊號在相位上會落後原輸入訊號 90 度，所以在 PORT P2 與 PORT P3 輸出的訊號會具有 180 度的相位差，如果耦合線設計得當，且所有傳輸線都為無損耗，則輸出訊號大小會相同，所以 PORT



P2 與 PORT P3 是一組平衡輸入(出)埠。

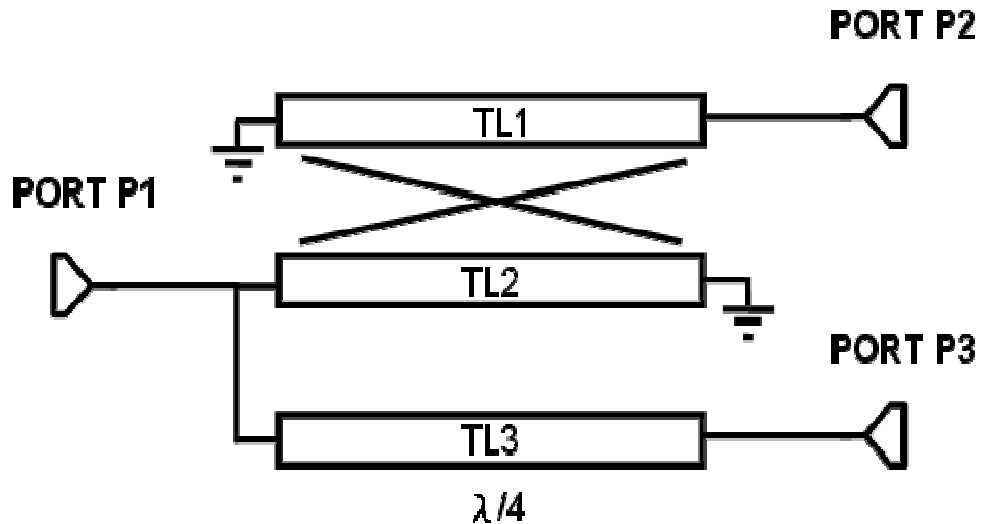


圖 2-19 微型化平衡至非平衡轉換器

圖 2-20 是為一微型化 Marchand 平衡至非平衡轉換器電路架構[20]，這個電路基本上也是由三條傳輸線所組成的，且與 Marchand 平衡至非平衡轉換器最大的不同是 TL1 末端是接地不是開路(在諧振頻率時是等效開路的)，這個電路利用傳輸線與電容並聯，使這個諧振頻率落在操作頻率上，利用諧振增加傳輸線的耦合效果，並且可以縮短所使用的傳輸線長度(當電容愈大則所需的傳輸線長度愈短)。PORT P1 為一個非平衡訊號輸入(出)埠，而 PORT P2 與 PORT P3 組成一個平衡輸入(出)埠，當有一非平衡訊號由 PORT P1 饋入時，輸入訊號會分別耦合到 PORT P2 及 PORT P3，因為耦合線的長度與間距都相同，所以耦合到 PORT P2 及 PORT P3 的訊號大小會相同，但由於耦合方向不同，所以在 PORT P2 及 PORT P3 輸出的訊號會有 180 度的相位差，圖 2-21 為這個電路的模擬結果。

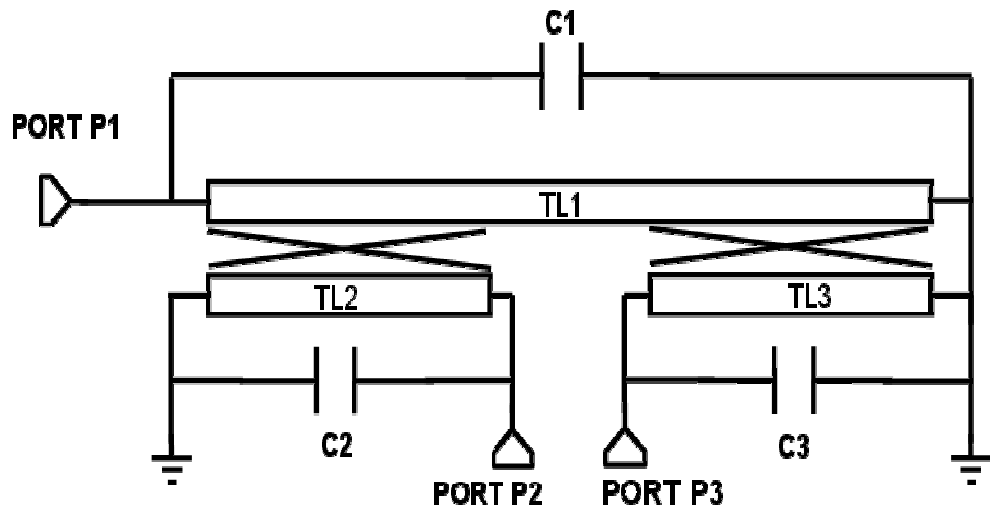


圖 2-20 小型化 Marchand 平衡至非平衡轉換器

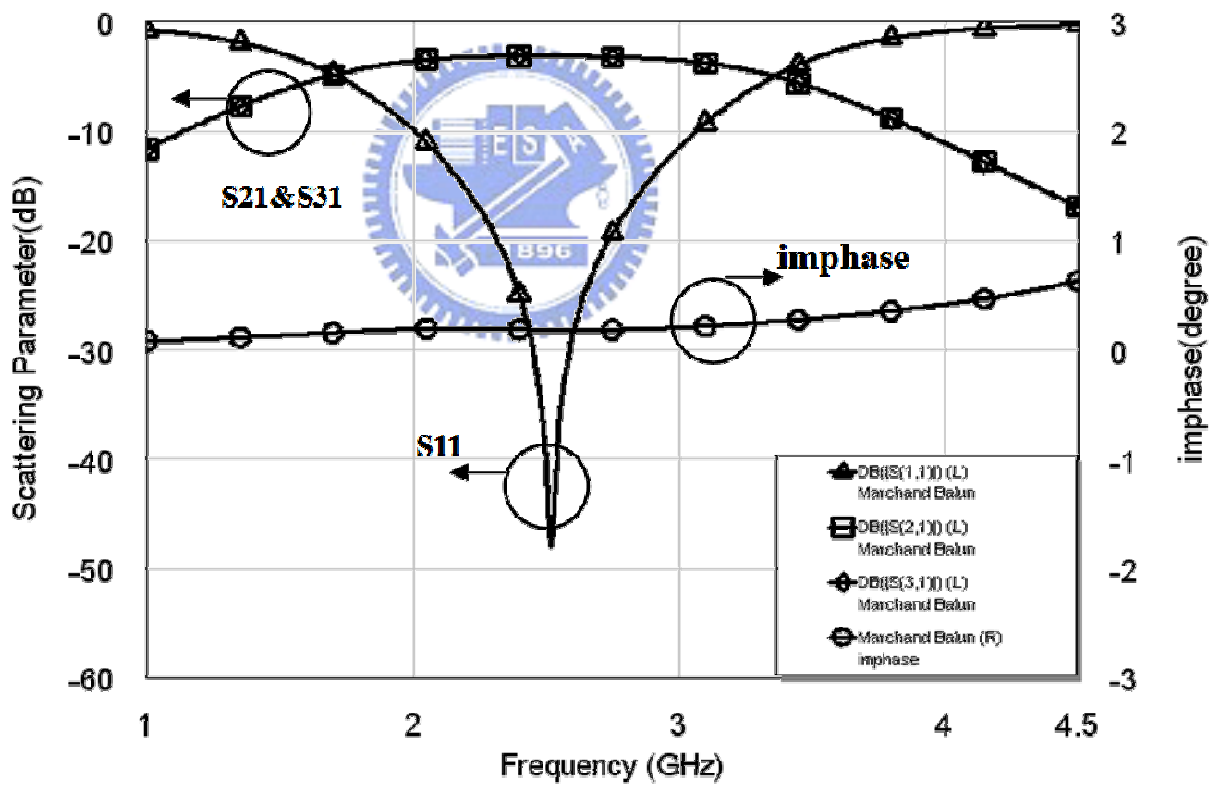


圖 2-21 小型化 Marchand 平衡至非平衡轉換器電路模擬結果

### 第三章 非平衡至平衡帶通濾波器

在本章中，ICL帶通濾波器與CCL帶通濾波器電路中所需的電感將由傳輸線來取代(如圖3-1所示)，以方便在LTCC基板上實現這個電路。在第二章已經證實ICL帶通濾波器與CCL帶通濾波器，這二個帶通濾波器在通帶內具有相同的頻率響應，而且相位為異相位，本章將可以利用這二個特點來設計一個非平衡至平衡帶通濾波器。

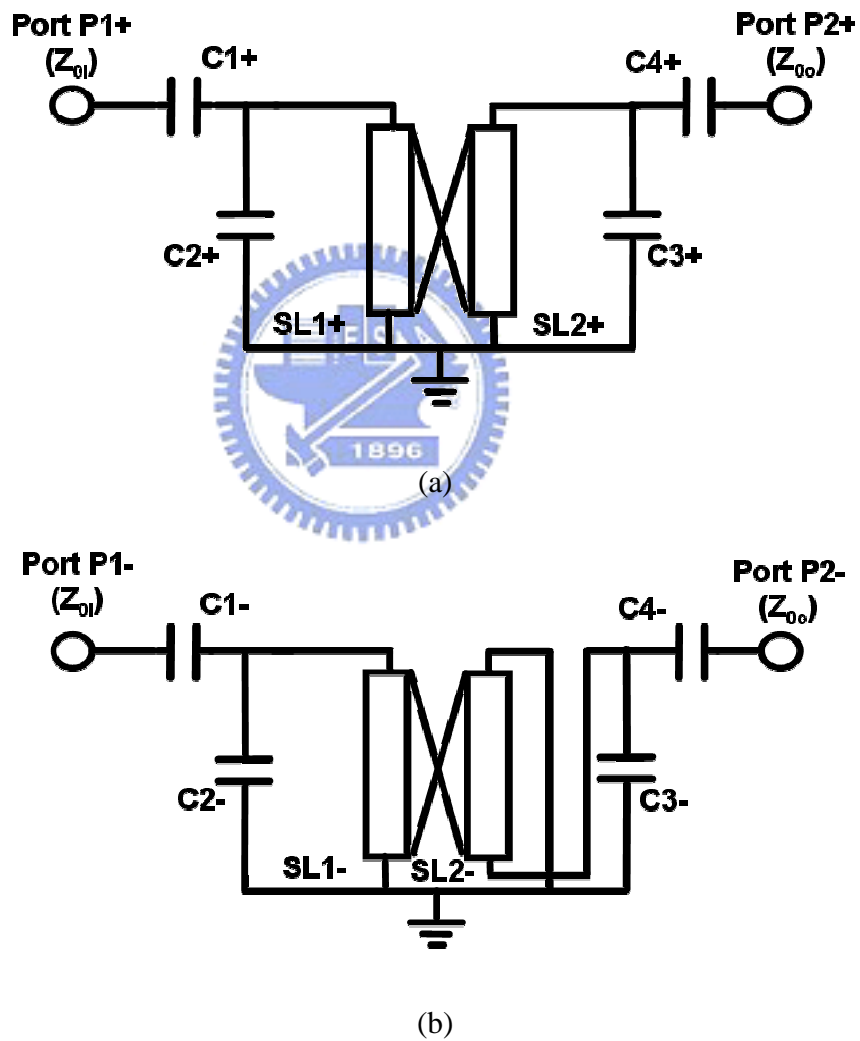


圖3-1 以傳輸線實現帶通濾波器 (a) ICL帶通濾波器 (b) CCL帶通濾波器

### 3.1 非平衡至平衡帶通濾波器電路設計

非平衡至平衡帶通濾波器簡單的來說，就是這個元件在操作頻率上具有將非平衡訊號與平衡訊號相互轉換的功能（如同一個平衡至非平衡轉換器的功能），而在通帶外又可以有效地抑制雜訊（如同一個帶通濾波器的功能），這樣一個同時具有平衡至非平衡轉換器及帶通濾波器功能的元件即被稱非平衡至平衡帶通濾波。

由第二章的結果可知ICL帶通濾波器與CCL帶通濾波器具有相同的頻率響應，且輸出相位為異相位，所以可以很直觀地把這二個電路連接起來，變成一個非平衡至平衡帶通濾波器電路，如圖3-2所示，此為本論文所提出的第一個非平衡至平衡帶通濾波器電路。由於圖3-2中的port p1是由圖3-1(a)的port p1+及圖3-1(b)的port p1-並聯而成，而port p1+與port p1-的輸入阻抗相同(皆為 $Z_{0i}$ )，因此port p1的輸入阻抗應為 $Z_{0i}/2$ ，而port p2及port p3的輸出阻抗為 $Z_{0o}$ ，如果在設計時將 $Z_{0i}$ 與 $Z_{0o}$ 設計成相同數值，則這個非平衡至平衡帶通濾波器平衡埠對非平衡埠的輸入阻抗比為4:1，當然，這個輸入阻抗比可以為任何值，如果想得到其它比值的輸入阻抗比，可以在2-port的ICL帶通濾波器與CCL帶通濾波器設計時直接作設計變更 $Z_{0i}$ 與 $Z_{0o}$ 的數值即可，假如想要得到一個三個輸入(出)埠阻抗都相同(如50  $\Omega$ )的非平衡至平衡帶通濾波器，則在設計2-port的ICL帶通濾波器與CCL帶通濾波器設計時， $Z_{0i} = 2Z_{0o}$ (如果 $Z_{0o}$ 為50  $\Omega$ 的話，則 $Z_{0i}$ 必需設計成100  $\Omega$ )，這樣的二個帶通濾波器經上述方法並聯後，即可以得到一個三個輸入(出)埠阻抗都相同的非平衡至平衡帶通濾波器。

電路中C1+、C1-、C4+及C4-可作為直流阻抗電容，另外這些電容也可以調整濾波器的輸入阻抗，實際上，這個電路的匹配是一組L型的匹配電路，只是在這個L型匹配電路中的接地元件已經被電路中的接地電容(C2+、C2-、C3+和C3-)吸收了。這個設計為一二階帶通濾波器，所以濾波器的通帶內將會有二個極點產生，這二個極點的位置可以由傳輸線(SL1+、SL1-、SL2+及SL2-)的長度及接地電容(C2+、C2-、C3+和C3-)的容值來決定。

當一個非平衡訊號(Single-ended Signal或Unbalanced Signal)由port p1饋入時，因為二個帶通濾波器的輸入阻抗相等，所以能量會被均分為二，分別通過ICL帶通濾波器及CCL帶通濾波器，並分別由port p2及port p3輸出，由於ICL帶通濾波器及CCL帶通濾波器具有不同方

向的耦合，所以輸出訊號的相位會呈現異相位，因此在port p2及port p3輸出的訊號是大小相同、相位相差 $180^\circ$ 的平衡訊號(Balanced Signal)。很明顯的，這個電路可以具有將非平衡訊號與平衡訊號相互轉換的功能，且該電路的諧振頻率可以由電路中的傳輸線長度及接地電容值的大小來決定，因此這個電路具有和一般濾波器相同的頻率選擇功能，綜合以上的結果可知，所提出的電路是一個可行的非平衡至平衡帶通濾波器。

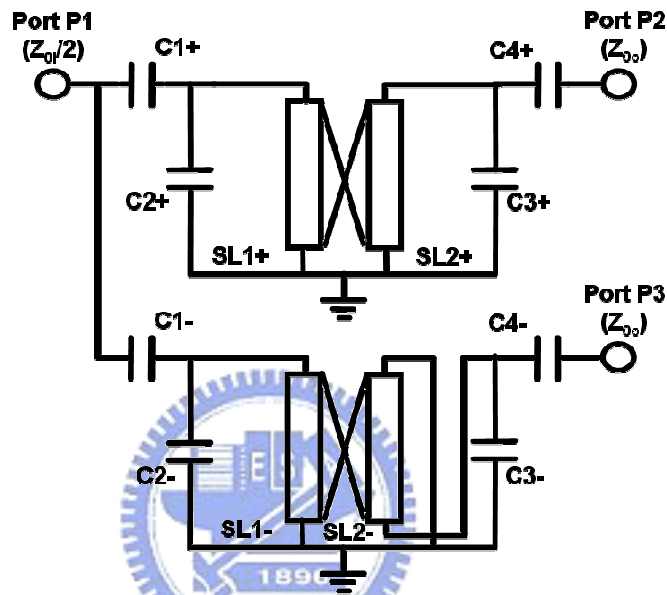


圖3.2 一簡易的非平衡至平衡帶通濾波器電路

### 3.2 非平衡至平衡帶通濾波器電路模擬

為了證實上述電路的可行性，在此將藉由商業套裝電路模擬軟體(AWR, Microwave Office)[21]設計一個操作頻率為2.4 GHz-2.5 GHz的非平衡至平衡帶通濾波器，並以其模擬結果來輔證該電路正確性與可行性。為了簡化電路設計及保持電路的對稱性，在設計該電路時，令所有的直流阻隔電容的電容值都相同( $C_{1+} = C_{1-} = C_{4+} = C_{4-} = 0.89 \text{ pF}$ )，而且接地電容電容也都相同( $C_{2+} = C_{2-} = C_{3+} = C_{3-} = 2.96 \text{ pF}$ )，而所有的傳輸線的長度及寬度也都完全相同(長度為2.36 mm，寬度0.15 mm)，並且這二組耦合線都具有相同的耦合距離(0.3 mm)，在這個模擬實驗中，所使用的基板材料的介電常數為7.8，其正切損耗為0.002，總厚度為0.7 mm，所用的金屬材料為銀，其導電係數為 $3.5 \times 10^7$ ，導體厚度為0.008 mm。

圖3-3為該電路模擬結果，其中圖3-3(a)是以S參數(Scattering Parameter)的響應來表示該電路的傳輸特性，而圖3-3(b)則是顯示該電路的平衡特性。由模擬結果得知，該電路在S21及S31在通帶內最大的介入損失為3.5 dB，最小的反射損失為34.4 dB，最大的平衡振幅差異(Magnitude Imbalance,  $\Delta\beta$ )小於0.6 dB，最大平衡相位差異(Phase Imbalance,  $\Delta\alpha$ )在 $4^\circ$ 以內，可符合非平衡至平衡帶通濾波器的特性要求。平衡振幅差異 $\Delta\beta$ 與平衡相位差異 $\Delta\alpha$ 的定義如下：

$$\Delta\beta = |S_{21}| - |S_{31}| \quad (3-1)$$

$$\Delta\alpha = \angle S_{21} - \angle S_{31} - 180^\circ \quad (3-2)$$

在所提之電路的平衡埠接上一個理想的轉換器(Ideal transformer)，如圖3-4所示，這樣的作法有二個目的，一是為了驗證所提之非平衡至平衡帶通濾波器的平衡輸入(出)特性，另外，是為了得到所提出之非平衡至平衡帶通濾波器的實際介入損失及反射損失，其模擬結果如圖3.5所示，由圖3.5模擬結果可知所提出之非平衡至平衡帶通濾波器在通帶內，最大介入損失及最小反射損失分別為0.35 dB及25 dB。由圖3.3及圖3.5的模擬結果得知，本文所提的電路的確為一可行且特性良好的非平衡至平衡帶通濾波器。

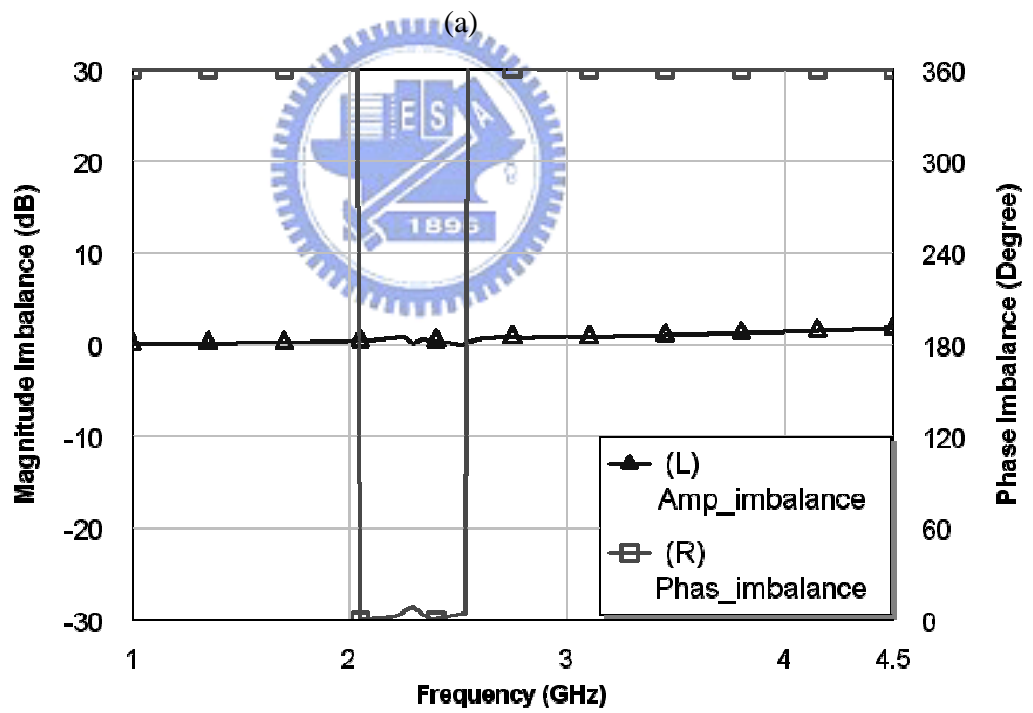
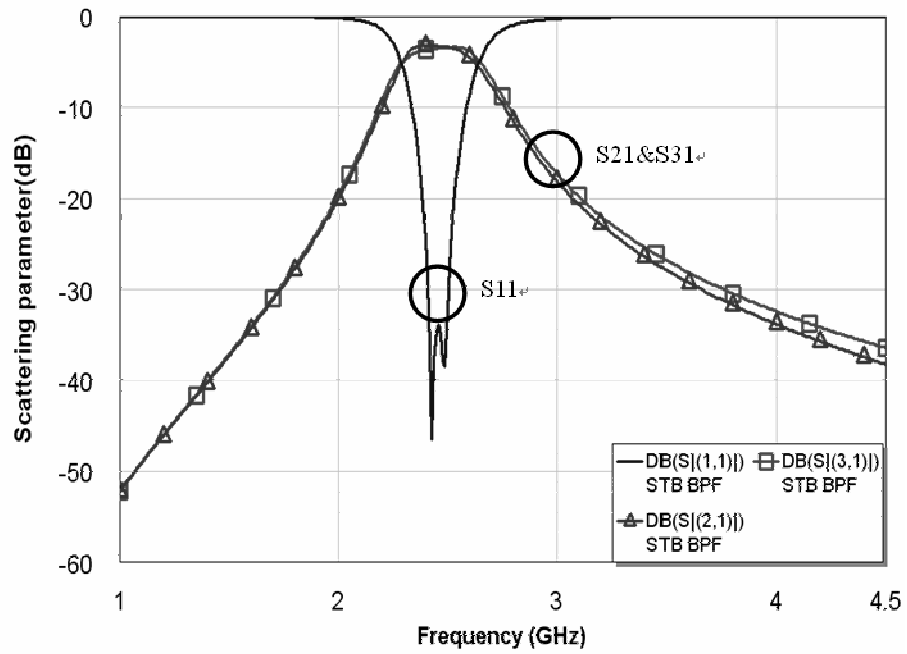


圖3.3 (a) 3-port S參數模擬結果(b)振幅及相位平衡差異模擬結果

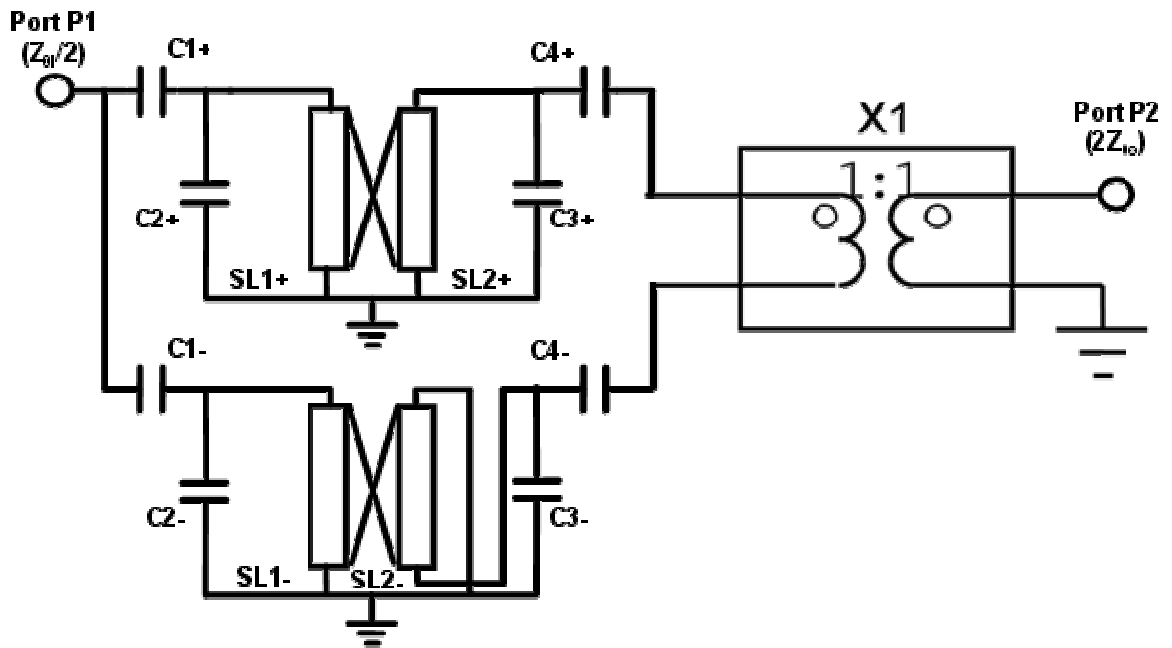


圖3.4 平衡電路量測電路

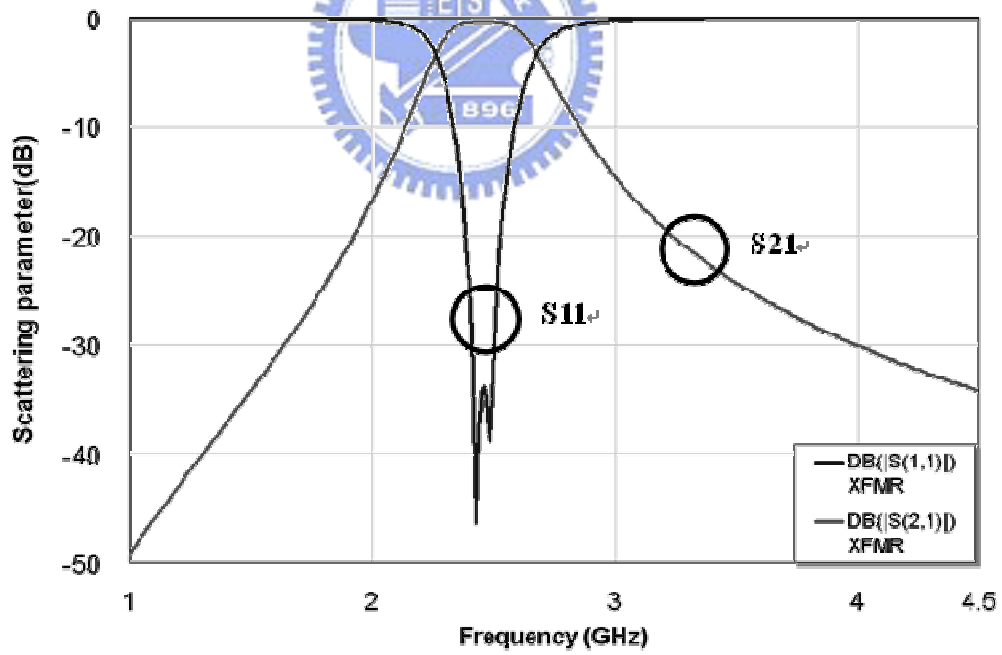


圖3.5 非平衡至平衡帶通濾波器電路經一理想換器的模擬結果



## 第四章 微型化的非平衡至平衡帶通濾波器

在第三章中所提出的電路已被證實為一可行的非平衡至平衡帶通濾波器電路，而且經由電路模擬軟體的模擬結果得知該電路的特性也是非常良好，但是這個電路仍有二個主要的問題，首先是在該電路 ICL 跟 CCL 之間必需有適當的隔離，以避免這二組耦合線彼此互相耦合，隔離這二組耦合線的方法可以 ICL 跟 CCL 之間以地層隔離，但這樣的作法會造成一個新問題，因為 ICL 跟 CCL 之間有一層地層，為了避免這二組耦合線與地層之間產生寄生電容效應(Parasitic Capacitance)，所以所使用的陶瓷基板層數必須增加，這也是意謂製程成本將會增加。第二個問題是這個電路所占的面積也太大了，因為這個電路是由二個濾波器所組成，而這二個濾波器都含有二個諧振腔，所以這個電路必須加以簡化，以減少該濾波器所占的電路面積。

### 4.1 微型化的非平衡至平衡帶通濾波器電路設計

本論文提出一個更簡潔的電路架構，如圖 4.1 所示，來解決前一節所提到的問題，這個電路是由上一節所提出的電路改善而來的，在這個電路中原本設計的耦合線 ICL 跟 CCL 被合併成三條相互耦合傳輸線(Three Coupled Lines)，以解決在 ICL 跟 CCL 之間必須隔離的問題，另外在原先設計中的一組諧振腔也被整合到非平衡傳輸埠，這樣可以減少電路中的諧振腔數目，也可以縮減濾波器的電路面積，在圖 4.1 電路中所使用的元件都可以對應到圖 3.2 所用的元件，電路中用以隔離直流(DC Blocking)及匹配(Matching)的電容 C1，是由圖 3-2 中的 C1+及 C1-所合併而成的，而 C2 是由圖 3-2 中的 C2+及 C2-所合併而成的，而在圖 3-2 中的 SL1+及 SL1-則由 SL1 取代。這個電路的諧振頻率是由接地電容(C2、C3+或 C3-)的電容值及並聯傳輸線(SL1、SL2+或 SL2-)的長度，這些諧振腔可以構成濾波器的通帶。另外，SL1 跟 SL2+可以組成 ICL，而 SL1 跟 SL2-可以組成 CCL，因此 ICL 跟 CCL 不同耦合機制會使輸出訊號的相位形成異相位的觀念依然可以使用在這個電路中，如同上一節所設計的電路一樣，port p1 是一個非平衡輸入埠，而這個的路的平衡輸入埠是由 port p2 及 port p3 所組成的，另外如同第三章所述，在電路中所有的輸入(出)阻抗都是可以被設

計的。

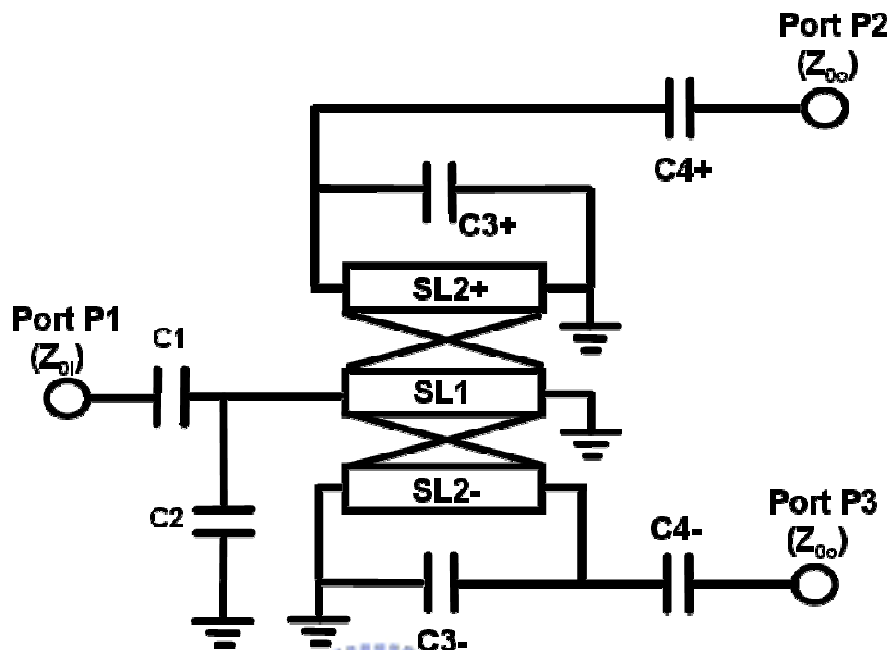


圖 4.1 一個新型且簡潔的非平衡至平衡帶濾波器電路

為了驗證這個電路的效能及可行性，在此同樣地以這個電路設計一個操作頻率在 2.4 GHz-2.5 GHz 的非平衡至平衡帶濾波器，電路設計最終的元件如下所述：直流隔離電容  $C1 = 2.0 \text{ pF}$ ， $C4+ = C4- = 1.47 \text{ pF}$ ，接地電容  $C2 = 4.59 \text{ pF}$ ， $C3+ = C3- = 4.5 \text{ pF}$ ，在該電路中所使用的傳輸線具有相同的長度及寬度分別為 1.56 mm 及 0.1 mm，且傳輸線與傳輸線彼此的間距都為 0.26 mm，所使用的基板材料的介電常數為 7.8，其正切損耗為 0.002，總厚度為 0.7 mm，所用的金屬材料為銀，其導電係數為  $3.5 \times 10^7$ ，導體厚度為 0.008 mm。這個電路的三個輸入(出)埠的阻抗都為 50  $\Omega$ ，也就是說這個電路是一個 50  $\Omega$  的非平衡輸入(出)埠對一個 100  $\Omega$  的平衡輸入(出)埠。

這個電路的電路模擬結果如圖 4.2 所示，S21 及 S31 在通帶內最大的介入損失為 4 dB，這表示在平衡埠的介入損失約為 1 dB，另外通帶內的最小的反射損失為 32 dB，最大的振幅差異都小於 0.1 dB，最大相位差異都在在  $0^\circ$  附近，這個結果與上一節所設計的電路之模擬結果非常相近，而且在本節所提出的的電路更為簡潔，所以可以更有效地縮小該濾波器的尺寸，由模擬結果可知所提出的非平衡至平衡帶濾波器電路是可行的，且可以作為一個微型非平衡至平衡帶濾波器的電路。在電路設計時將所有的諧振腔的諧振頻率都設計在

2.44 GHz，所以在電路的頻率響應上會有二個極點(Pole)出現在 2.44 GHz 附近，這二個極點的出現可以提供該濾波器在 2.4 GHz-2.5 GHz 形成通帶。圖 4.3 為該電路經一理想轉換器後的模擬結果。

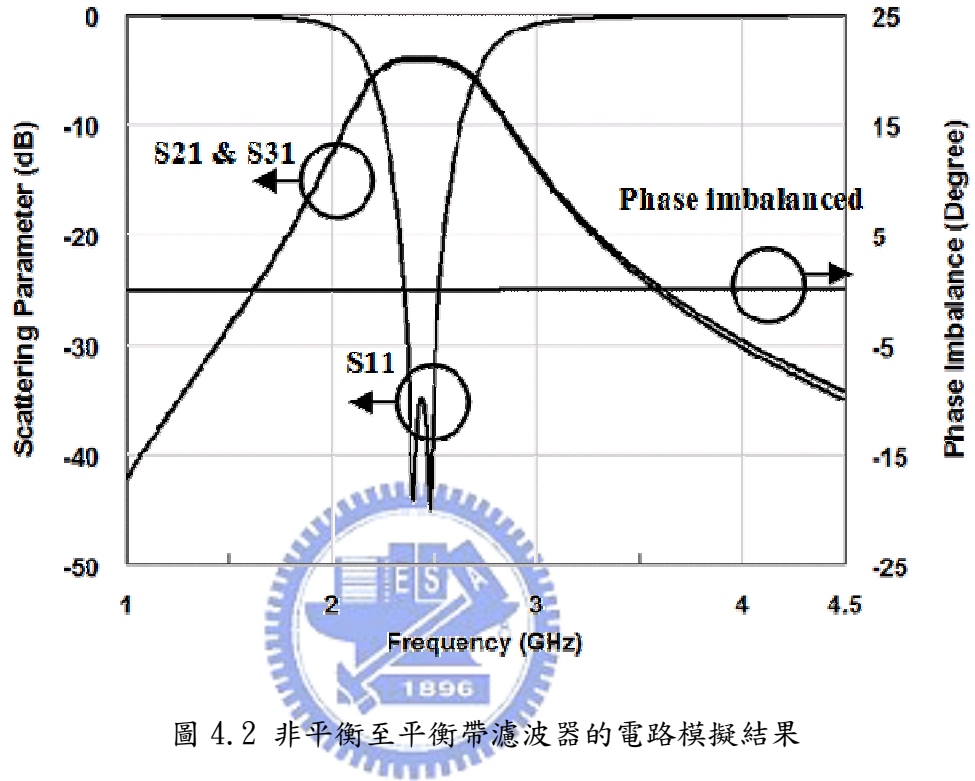


圖 4.2 非平衡至平衡帶濾波器的電路模擬結果

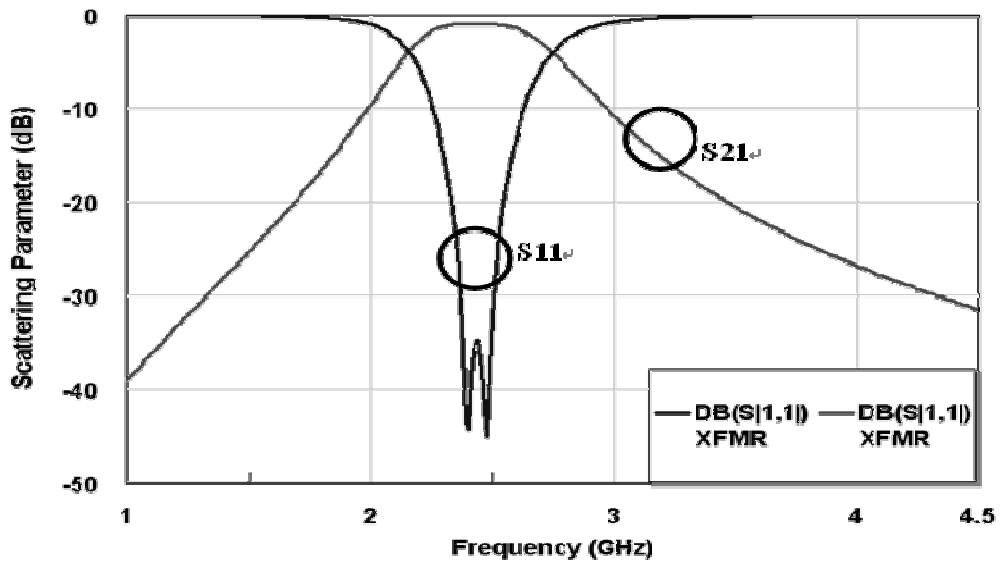


圖 4.3 非平衡至平衡帶濾波器經一理想轉換器後的模擬結果

## 4.2 設計電路轉換至實際佈線的方法

為了有效地縮小本文所提出的非平衡至平衡帶通濾波器的尺寸，所以在本研究中以 LTCC 製程技術來實作所提出的電路，本文所提出的電路架構是由電容及傳輸線所構成的，電容實現在 LTCC 基板上，常以 MIM(Metal-Insulator-Metal)電容，如圖 4.4(a)所示，或指插式電容(Vertical Interdigitated Capacitor)的方式來完成，如圖 4.4(b)所示，並可以以下式來決定初步的電容值：

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (4-1)$$

其中， $\epsilon$  為基板的介電常數， $A$  為二片平行金屬板之重合面積， $d$  則為兩金屬板之間的距離，為了預防製程的偏移誤差，在設計電容時二片金屬板時以設計成一大一小，小片的金屬板的面積為電容所需的面積，而大片的金屬板在每一邊的邊長都應比小片金屬板至少大 0.1 mm，(應為製程誤差最大為 50  $\mu$ m)。

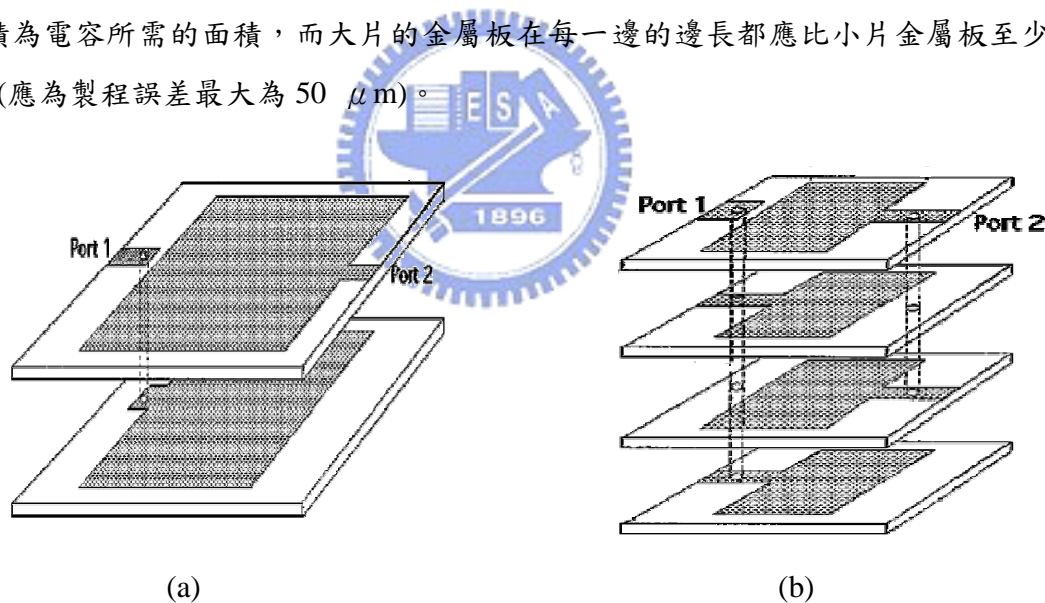


圖 4.4 電容在 LTCC 上的實現 (a)MIM 電容 (b) VIC

如果依 4-1 式來設計電容，實際在 LTCC 上作出來的電容都會比目標值大，這是因為 4-1 式並未考慮因邊際效應(Fringing Effect)所產生的電容值，所以可以依電磁模擬(Electromagnetic Simulation)軟體來算出因邊際效應所產生的電容值，再修正所使用的金屬板的面積。而傳輸線的尺寸可以依電路模擬結果來佈線，再依電磁模擬結果加以修正。另

外，在作佈線時應特別注意製程的限制，依目前 NS-LTCC 的製程技術，在維持 95% 以上良率的前提下，線寬應不小於 0.1 mm，線距要維持在 0.075 mm 以上，而可使用最小的連接孔孔徑為  $\phi 0.1$  mm。

在實現本文所提出的電路佈線前，有幾個地方是要特別注意，首先為了防止電磁干擾 (Electromagnetic Interference, EMI)，所以在 LTCC 基板的第一層與最後一層必須以金屬佈滿，並與系統的地電位相連接。第二點，為了減少歐姆損失及在傳輸線與地層間產生寄生電容，所以電路中的傳輸線最好設計在 LTCC 基板的中間層，以使傳輸線可以和地層得到最大的間距，而且為了減少基板的使用層數，耦合線最好以邊緣耦合 (Edge Coupled) 來實現，第二點，由於該電路的平衡輸入(出)埠是由 port p2 及 port p3 所組成，所以 port p2 及 port p3 應該要儘可能地靠近，而且要儘可能地對稱於非平衡輸入(出)埠以維持其平衡的特性。

本文所提出的非平衡至平衡帶濾波器是以 NS-LTCC 的製程技術來實作的，其實際元件尺寸為 2.0 mm x 1.2 mm x 0.7 mm，共使用了 13 層陶瓷基板，除了第 7 層到第 10 層是使用厚度 0.096 mm 的基板，其它層別的基板厚度都是 0.035 mm，所使用陶瓷基板為 NEG 公司所生產製造，其材料代碼為 MLS-1000，介電常數為 7.8，正切損耗為 0.002，印刷導體是採用銀鈮合金為國內信通公司所自行研發的金屬導體，其導電係數為  $3.5 \times 10^7$ ，導體厚度在燒結後為 0.008 mm。

### 4.3 三維 LTCC 佈線

圖 4.5 為本文所提出的非平衡至平衡帶通濾波器三維佈線示意圖，Layer 0 是為了避免在 layer 1 的金屬直接與空氣接觸而增加的，這個 LTCC 的佈線中共有三層地層，分別在 Layer 1、Layer 10 及 Layer 12，這三層的金屬以側面電極 (Side Electrode) 連接以確保電位相等，這些側面電極在作量測時應與測試治具的地層相連接，並確定與量測儀器的地線等電位。port p1 跟 port p2 設計在 Layer 8，而 port p3 則是在 Layer 3，在 Layer 7、Layer 9 及 Layer 11 的金屬透過垂直導通孔連接，所以它們的電位是相等的，在佈線時，電容 C1、C2、C3 及 C4 是以 VIC 的方式實現，Layer 7、Layer 8 及 Layer 9 的金屬可以產生 C1 及 C4<sup>-</sup>，而 C2 及 C3 則是實現在 Layer 9 到 Layer 12 之間的金屬，諧振電容 C3<sup>+</sup> 與直流隔離電容 C4<sup>+</sup>，Layer 2 及 Layer 3 的金



屬可以產生C4+，而C3+則是產在Layer 1跟Layer 2之間，而耦合傳輸線則是以邊緣耦合的方式佈置在Layer 5。

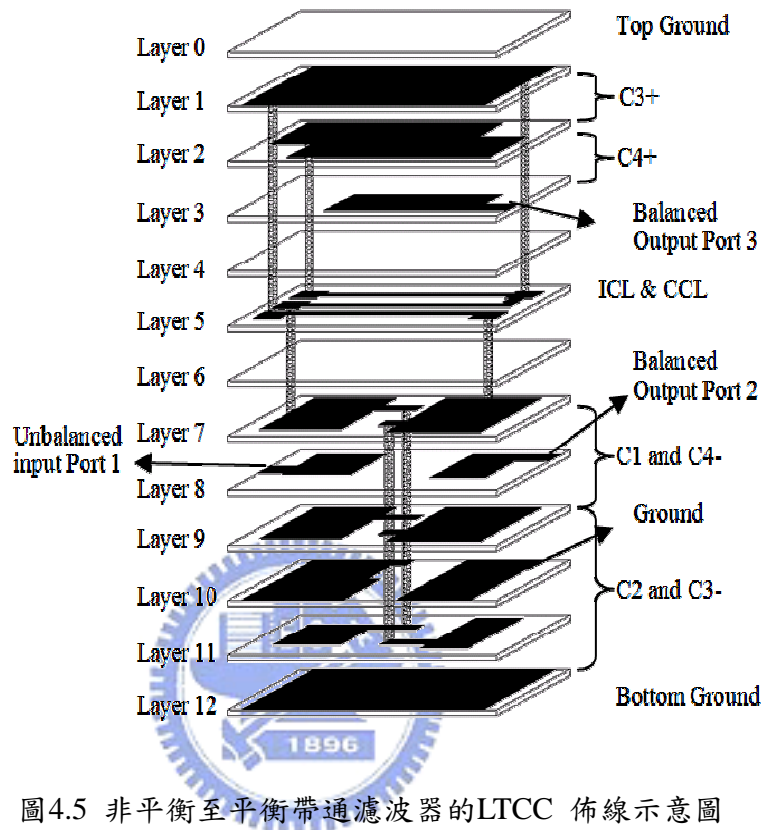


圖4.5 非平衡至平衡帶通濾波器的LTCC 佈線示意圖

#### 4.4 非平衡至平衡帶通濾波器之模擬

在本文中電路模擬結果是以AWR Microwave Office來模擬，而EM模擬則是以Ansoft HFSS[22]來完成的，HFSS是一套三維全波電磁模擬軟體，圖4.6是電路模擬結果與EM模擬結果的比較，在圖中虛線表示電路模擬結果，而EM模擬結果則是以實線來表示。由圖4.6(a) EM模擬結果可以看出在通帶內(2.4 GHz到2.5 GHz)最大的介入損失(指S21及S31)為-4.6 dB，而最小的反射損失(指S11)為-24.5 dB，而圖4.6(b)則顯示其平衡特性，依模擬結果可知在通帶內最大的振幅差異可以控制在0.2 dB，而最大相位差異可以控制在 $2^\circ$ 以內。

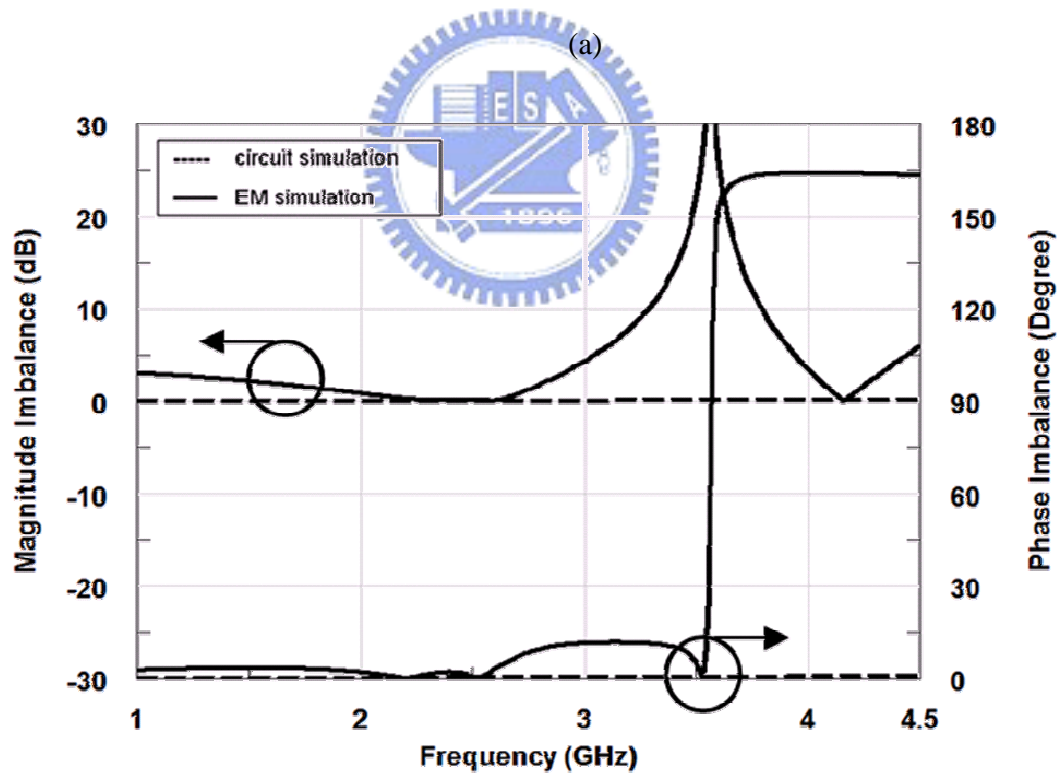
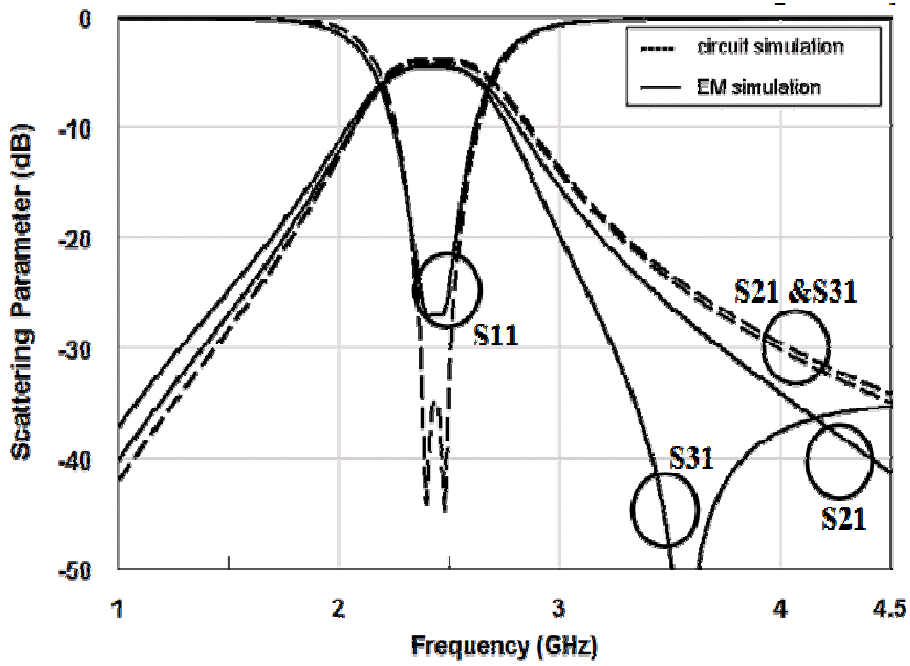


圖4.6 非平衡至平衡帶通濾波器的電路模擬結果與EM模擬結果比較

由圖4.6可以看出，電路模擬結果與EM模擬結果十分的吻合，除了在3.5 GHz，在EM模擬結果顯示ICL這條路徑上(S31)在3.5 GHz產生了一個傳輸零點，這是因為有一個寄生電容產在Layer 3的金屬與傳輸線SL1之間，這個寄生電容可提供在port p1與port p3之間提供一個回饋路徑，因此在3.5 GHz產生了一個傳輸零點，這個傳輸零點的位置可以由寄生電容的大小來控制。

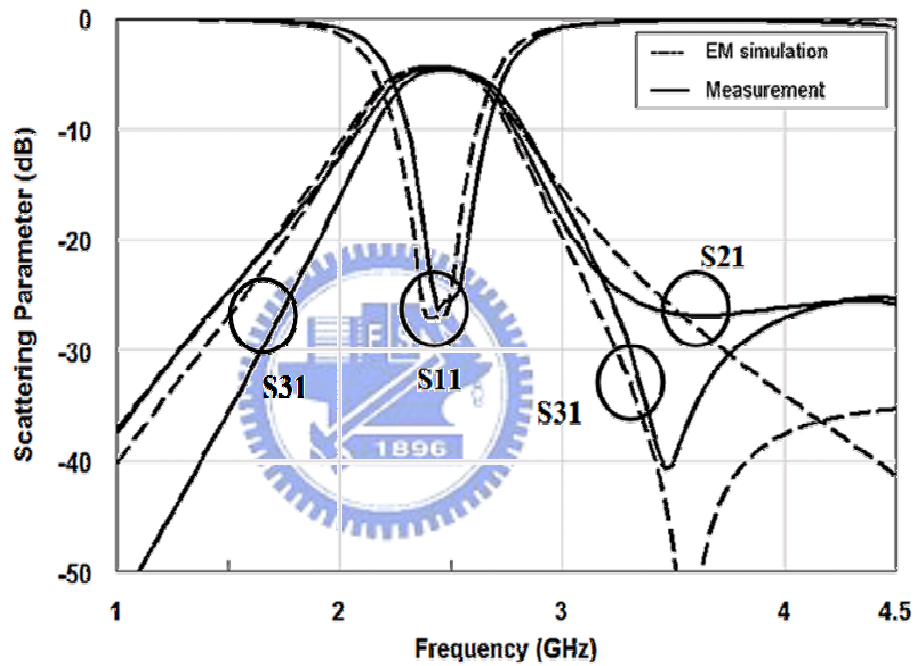
#### 4.5 非平衡至平衡帶通濾波器之量測

本文所設計的非平衡至平衡帶通濾波器在實作完成後，以安捷倫(Agilent) ENA E5071B[19]作量測，E5071B具有完整4-port的量測能力，且具有內建功能可以直接在平衡訊號模式(Balanced Mode)及非平衡訊號模式下(Common or Unbalanced Mode)量測待測物的S參數，在平衡訊號模式下，可以指定任意二個量測埠為平衡輸入(出)埠，E5071B內部可以自動將非平衡訊號對平衡號量測結果轉換成非平衡訊號對非平衡訊號的結果，這樣對於量測非平衡至平衡帶通濾波器是有好處的，因為量測結果轉換成非平衡訊號對非平衡訊號後，可以直接看這個非平衡至平衡帶通濾波器的實際介入損失及反射損失，而不需再作額外的量測電路或是計算，所以安捷倫ENA E5071B非常適合拿來作非平衡至平衡帶通濾波器的量測。

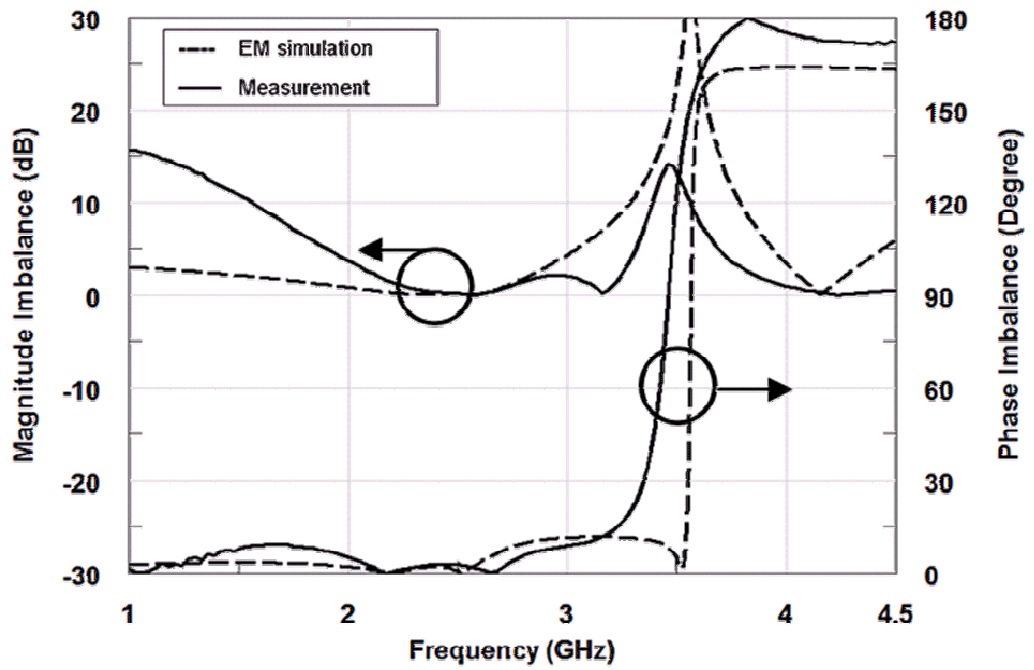
圖4.7為非平衡至平衡帶通濾波器的實際量測結果與EM模擬結果的比較，在圖中實線為實際量測結果，而虛線則是代表EM模擬結果。在圖4.8(a)可以看出實際模擬結果與模擬結果非常的吻合，在S11的量測結果可以看出在通帶內有二個極點出現在2.44 GHz附近，而且在通帶內最小的反射損失為27 dB，而在S21及S31的量測結果，在通帶內最大的介入損失為-4.7 dB，而且量測結果S31在3.5 GHz附近也如同EM模擬結果所預期的出現一個傳輸零點。圖4.8(b)顯示非平衡至平衡帶通濾波器實際量測的振幅差異及相位差異，由其結果可以看出該濾波器在S31的零點(在3.5 GHz)出現之前，二個平衡輸入(出)埠的相位是呈現異相位的，而在該零點出現後其相位由異相位變成同相位，而且在通帶內其平衡振幅差異小於0.32 dB，平衡相位差異小於3°，由這個結果可以得，這個非平衡至平衡帶通濾波器在通帶內的平衡特非常好。圖4.8(c)表示這個非平衡至平衡帶通濾波器在平衡訊號及不平衡訊號下的傳輸特性，在平衡訊號量測結果這個非平衡至平衡帶通濾波器的在通帶內最介入損失為



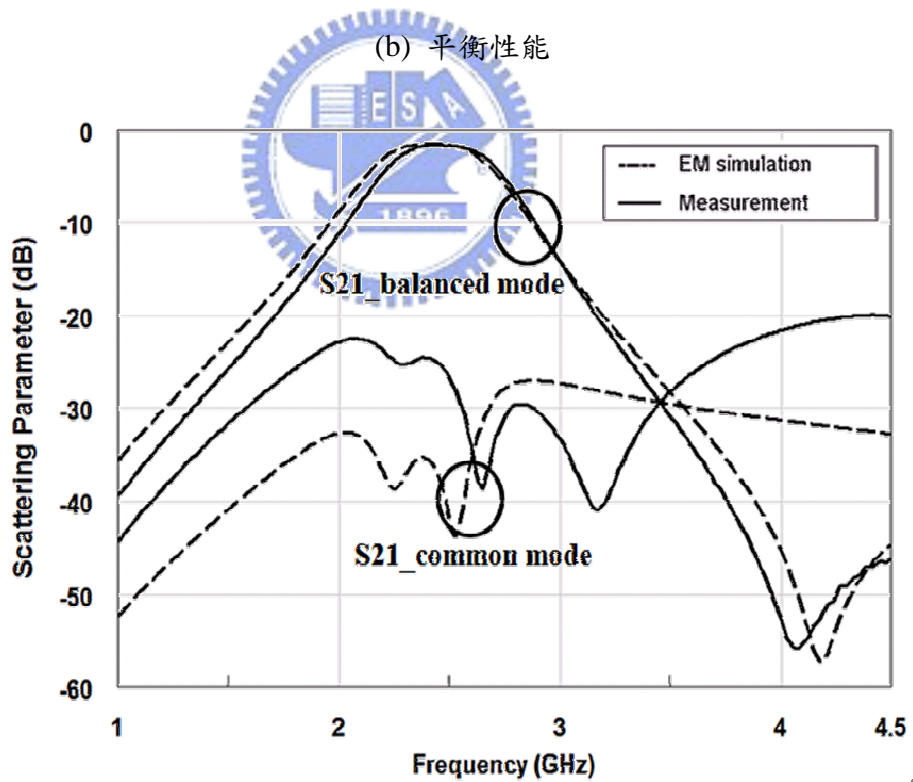
1.65 dB，而在非平衡訊號量測時，最小介入損失為-24 dB，另外在平衡訊號量測時，在4.2 GHz附近有一個傳輸零點出現，且在EM模擬也有同樣的結果，這個傳輸零點出現的原因是因為S21與S31在3.5 GHz之後相位由異相位變成同相位，且S21與S31在4.2 GHz時具有相同大小的振幅，所以訊號會在平衡埠相抵消，因此會有傳輸零點產生在4.2 GHz，這個傳輸零點可以用來抑制2.1 GHz的本地振盪器(Local Oscillator)在4.2 GHz所造成的諧波(Harmonic)訊號，在該頻率點至少衰減50 dB以上的雜訊。圖4.8為LTCC非平衡至平衡帶通濾波器之實體照片。



(a) 3-port S參數



(b) 平衡性能



(c) 平衡模傳輸模式與非平衡傳輸模式

圖4.7 非平衡至平衡帶通濾波器量測結果與EM模擬結果比較

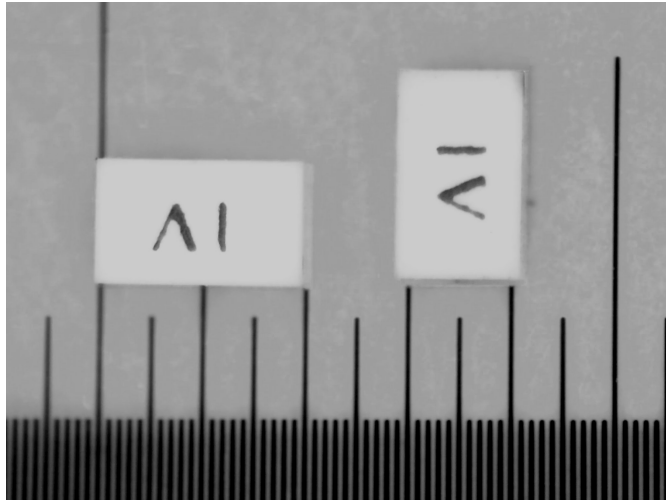


圖4.8 LTCC非平衡至平衡帶通濾波器實體照片



## 第五章 結論

在本篇論文中，首先提出一種簡易的非平衡至平衡帶通濾波器電路，並以電路模擬的結果來證實該電路的可行性與正確性。之後，為了縮小元件尺寸，所以再提出一種更簡潔且可以微型化的非平衡至平衡帶通濾波器電路，並以 EM 模擬軟體在尺寸為  $2.0 \text{ mm} \times 1.2 \text{ mm} \times 0.7 \text{ mm}$  的 LTCC 基板中設計出所提出之電路，且以 LTCC 生產技術實際製作本文所提出的非平衡至平衡帶通濾波器電路，實作完成後實際量測該元件的性能，發現所提出的非平衡至平衡帶通濾波器電路性能十分優異，具有很小的介入損失(1.65 dB)，且在通帶內具有很好的平衡特性(平衡振幅差異在 0.32 dB 以內，平衡相位差異在  $3^\circ$  以內)，並且有一個傳輸零點在 4.2 GHz，可以用來抑制本地振盪器所產生的諧波，另外量測結果與 EM 模擬結果也十分的吻合，這證實了本文所提出的電路是正確且是可行的。



## 參考文獻

- [1] Y.-S. Lin, C.-H. Wang, C. H. Wu, and C. H. Chen, "Novel compact parallel-coupled microstrip bandpass filters with lumped-element K-inverters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 7, pp.2324–2328, Jul. 2005.
- [2] B. H. Lee, D. S. Prak, S. S. Park, and M. C. Park, "Design of new three-line balun and its implementation using multilayer configuration," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1405–1414, June 2006.
- [3] A. Bailey, W. Foley, M. Hageman, C. Murray, A. Piloto, K. Sparks, and K. Zaki,"Miniature LTCC filters for digital receivers," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1997, pp. 999-1002.
- [4] Y. C. Zhang, K. A. Zaki, A. J. Piloto, and J. Tallo, "Miniature broadband bandpass filters using double-layer coupled stripline resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 12, pp. 2718–2724, Dec. 2004.
- [5] A. Chernyakov, K. Markov, D. Orlenko, P. Heide, C. Ruppel, "Miniature fully-integrated WLAN frontend-modules based on LTCC technology," in *Radio and Wireless Conf.*, 2004, pp. 139-142
- [6] C. M. Tsai, and K. C. Gupta, "CAD procedures for planar re-entrant type couplers and three-line baluns," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1993, pp. 1013-1016.
- [7] C. Cho, and K. C. Gupta, "A new design procedure for single-layer and two-layer three-line baluns," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2514–2519, Dec. 1998.
- [8] R. Kravchenko, K. Markov, D. Orlenko, G. Sevskiy, and P. Heide, "Implementation of a miniaturized lumped-distributed balun in balanced filtering for wireless applications," in *Proc. Eur. Microwave Conf.*, 2005, pp. 1303–1306
- [9] S. Belkin,"Differential circuit characterization with two-port S-parameters," in *IEEE Microwave*, 2006, pp. 86-99.
- [10] D. W. Yoo, E. S. Kim, and S. W. Kim, "A balance filter with DC supply for Bluetooth module," in *Proc. Eur. Microwave Conf.*, 2005, pp. 1239–1242.

- [11] M. C. Park, B. H. Lee, and D. S. Park, "A laminated balance filter using LTCC technology," in Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., 2005, pp. 4–7.
- [12] L. K. Yeung and K. L. Wu, "An LTCC balanced-to-unbalanced extracted-pole bandpass filter with complex load," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, no. 4, pp. 1512–1518, Apr. 2006.
- [13] C. C. Chuang and C. L. Wang, "Design of three-pole single-to-balanced bandpass filters," in Eur. Microwave Conf., 2005, pp. 1193–1196.
- [14] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures. New York: McGraw-Hill, 1980.
- [15] L. K. Yeung and K. L. Wu, "A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, pp. 337-341, February 2003.
- [16] C. F. Chang, and S. J. Chung, "Bandpass filter of serial configuration with two finite transmission zeros using LTCC technology," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, pp. 2383-2388, July 2005.
- [17] N. Marchand, "Transmission-line conversion transformers," Electronics, vol. 17, no. 12, pp. 142-145, Dec. 1944
- [18] Ching-Wen Tang, Yin-Ching Lin, and Chi-Yang Chang, "Realization of Transmission Zeros in Compline Filters Using an Auxiliary Inductively Coupled Ground Plane," in IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, pp. 2112-2118, Oct. 2003.
- [19] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2<sup>nd</sup> ed. New York: Wiley, 1998.
- [20] K. C. Lin, C. F. Chang, M. C. Wu, and S. J. Chung, "Dual bandpass filters with serial configuration using LTCC technology," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 54, no. 6, pp. 2321–2328, June 2006.
- [21] Microwave Office, Applied Wave Research, Inc., El Segundo, CA, 2002.
- [22] HFSS, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA.
- [23] "Agilent E5070B/E5071B ENA Series RF Network Analyzers User's Guide," 2nd ed. Agilent Technol., CA, 2003.