

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

射頻系統封裝模組暨縮小化雙頻印刷天線設計



Design of RF System on Package (SOP) and
Miniaturized Dual-Band Printed Antenna

研究生：李明洲

指導教授：鍾世忠博士

中華民國九十三年六月

射頻系統封裝模組暨縮小化雙頻印刷天線設計

Design of RF System on Package (SOP) and
Miniaturized Dual-Band Printed Antenna

研究生：李明洲

Student：Ming-Chou Lee

指導教授：鍾世忠博士

Advisor：Dr. Shyh-Jong Chung



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 2004

HsinChu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月

射頻系統封裝模組暨縮小化雙頻印刷天線設計

研究生：李明洲

指導教授：鍾世忠博士

中文摘要

本篇論文前段提出三個應用於 802.11b 之射頻前端模組，模組一之接放和發射路徑均包含了一個天線分集開關(diversity switch)、一個收發切換開關(T/R switch)及一個帶通濾波器，模組二則是在發射路徑將帶通濾波器改為低通濾波器，以減少發射路徑整體的輸入損耗，模組三則是將模組一的結構在發射端再加上一個功率放大器。此三個模組均利用低溫共燒陶瓷(LTCC)為載板，將功率放大器、天線分集開關(diversity switch)及放發切換開關(T/R switch)放置於載板之上，濾波器和電路匹配所需之電容和電感則設計於載板之內。後段則是提出兩種不同架構的倒 F 天線，首先是利用螺旋繞線的方式，再者是將耦合線當作天線的饋入，兩者皆可縮小天線尺寸並產生雙頻，且螺旋繞線之結構在印刷電路板及低溫共燒陶瓷上均獲得驗證。實作的結果也顯示了此兩種結構可以輕易設計在所需要的頻段，比起傳統的印刷倒 F 型天線也可以縮小約 70% 及 47%，且場型也具有全向性場型的特性。

Design of RF System on Package (SOP) and Miniaturized Dual-Band Printed Antenna

Student : Ming-Chou Lee

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Abstract

In front of this thesis, three RF front end-module (FEM) based on LTCC (low temperature co-fired ceramics) under 802.11b specification is designed. The first FEM contains a diversity switch, a T/R switch and a band-pass filter in both receive and transmit path. The second FEM changes the band-pass filter in the first FEM into low-pass filter in transmit path to improve the total insertion loss. The third FEM includes a power amplifier than the first FEM. They put power amplifier, diversity switch and T/R switch on the top layer of LTCC substrate and band-pass filter, capacitors and inductors of the matching circuit in it. The second part of this thesis, two different inverted F antenna structure are proposed. The first antenna uses spiral line, and the second utilizes couple line as its feed. They are both with miniaturized size, operated in dual frequencies, and implemented by printed circuit board and LTCC. The measured results also reveal that they which have less size than the conventional inverted F antenna and omni-directional pattern can easily operated in the designed frequency.

誌謝

能夠順利的完成這篇論文，首先要感謝的就是我的指導教授鍾世忠博士。在這兩年研究所的期間，以他豐富的學識以及獨到的見解，提供了我思考的方向，解答了我的疑問，並且提供了完善的研究資源，使得我個人從對於通訊系統和天線研究領域的無知懵懂，到現在可以順利完成論文，由衷的感謝鍾教授的指導。

感謝學長及實驗室的伙伴們：南君、俊仰、耀賢、杰霖、文信、伸憶、小雅、凱爺、全哥、怡力、俊甫、揚裕、丹雄、阿信、珮如、民仲、清文、又正、君竹、鈞富，這兩年內因為有你們一起分享著生活和研究的經驗，讓我覺得過的很充實。感謝昀睜、嘉言、勞經理、林經理、魏博士及張簡四續先生在模組製作上的技術支援和相關的經驗指導，沒有你們，這篇論文也不會如此順利。

最後，我要感謝我的家人及女友怡瑩，謝謝你們一直無條件默默的在背後支持我，順利的完成研究所的學業。



目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
圖片目錄.....	VI
表索引.....	X
第一章 導論.....	1
第二章 射頻系統封裝模組各元件設計.....	3
2.1 前言.....	3
2.2 低通濾波器設計.....	4
2.2.1 低通濾波器設計原理.....	5
2.2.2 低溫共燒陶瓷低通濾波器設計.....	5
2.2.3 模擬與量測.....	6
2.3 交錯耦合型帶通濾波器設計.....	7
2.3.1 交錯耦合型帶通濾波器原理.....	7
2.3.2 三階交錯耦合型帶通濾波器設計.....	9
2.3.3 模擬與量測.....	10
2.4 功率放大器與切換開關驗證.....	11
2.4.1 功率放大器驗證.....	11
2.4.2 切換開關驗證.....	12
第三章 射頻系統封裝模組設計.....	29
3.1 前言.....	29
3.2 模組一設計.....	29
3.1.1 表面走線與內部佈線設計.....	29
3.1.2 模擬與實作.....	30
3.3 模組二設計.....	31

3.3.1 表面走線和內部佈線設計.....	31
3.2.2 模擬與實作.....	31
3.4 模組三設計.....	32
3.4.1 表面走線與內部佈線設計.....	32
3.4.2 模擬與實作.....	33
第四章 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線	51
4.1 倒 F 型天線理論	51
4.1.1 偶極天線.....	51
4.1.2 鏡像原理.....	52
4.1.3 單極天線.....	53
4.1.4 倒 F 型天線	54
4.2 縮小化雙頻天線設計.....	55
4.3 利用 FR4 多層板實作、量測與討論.....	56
4.4 利用 LTCC 實作與量測.....	57
第五章 縮小化雙頻印刷 M 型天線.....	79
5.1 設計原理.....	79
5.2 利用 FR4 進行實作.....	80
第六章 結論.....	87
參考文獻.....	89

圖片目錄

圖 2.1 模組之結構簡略示意圖.....	13
圖 2.2 射頻封裝模組之結構區塊圖.....	14
圖 2.3 柴比雪夫(Chebyshev)及巴特沃斯(Butterworth)函數特性.....	15
圖 2.4 低通濾波器原型.....	15
圖 2.5 衰減量對歸一化頻率的關係圖.....	16
圖 2.6 低通原型相對應之元件值.....	16
圖 2.7 低通濾波器集總元件電路.....	17
圖 2.8 π 型電容設計.....	17
圖 2.9(a) 低通濾波器集總元件電路電容設計.....	17
圖 2.9(b) 低通濾波器之電容佈線設計圖.....	18
圖 2.10 低通濾波器之電感佈線設計圖.....	18
圖 2.11 低通濾波器整體佈線圖.....	18
圖 2.12 低通濾波器模擬反射損耗和輸入損耗對頻率圖.....	19
圖 2.13 低通濾波器量測反射損耗和輸入損耗對頻率圖.....	19
圖 2.14 低通濾波器實作照片.....	20
圖 2.15 三階交錯耦合濾波器低通原型.....	20
圖 2.16 三階交錯耦合帶通濾波器等效電路.....	20
圖 2.17 三階交錯耦合帶通濾波器集總電路圖.....	21
圖 2.18(a) 帶通濾波器之電容佈線設計圖.....	21
圖 2.18(b) 帶通濾波器之電容佈線設計圖.....	21
圖 2.19 帶通濾波器之整體佈線設計圖.....	22
圖 2.20 帶通濾波器實作圖.....	22
圖 2.21 帶通濾波器模擬反射損耗和輸入損耗對頻率圖.....	23
圖 2.22 帶通濾波器量測反射損耗和輸入損耗對頻率圖.....	23
圖 2.23(a) 修正之後的帶通濾波器集總電路.....	24
圖 2.23(b) 接地面的電感效應對帶通濾波器之影響.....	24

圖 2.24 功率放大器的直流偏壓電路和匹配電路.....	25
圖 2.25 功率放大器印刷電路板實作圖.....	25
圖 2.26 功率放大器量測反射損耗和輸入損耗對頻率圖.....	26
圖 2.27 功率放大器模擬的修正集總電路圖.....	26
圖 2.28 考慮短傳輸線之後的模擬和實測比較圖.....	27
圖 2.29 切換開關參考電路.....	27
圖 2.30 切換開關驗證電路實作圖.....	28
圖 2.31 切換開關量測輸入損耗和反射損耗和隔絕能力對頻率圖.....	28
圖 3.1 模組一的整體電路圖.....	錯誤! 尚未定義書籤。
圖 3.2 減少直流阻隔電容對地效應之佈線圖.....	36
圖 3.3 模組一內埋電路集總元件圖.....	37
圖 3.4 模組一之表面佈線及接腳圖.....	37
圖 3.5 模組一之內部濾波器佈線圖.....	38
圖 3.6 模組一實作照片.....	38
圖 3.7 模組一內帶通濾波器模擬輸入損耗和反射損耗對頻率圖.....	39
圖 3.8 模組一量測整體輸入損耗和反射損耗對頻率圖.....	39
圖 3.9 模組二之整體電路圖.....	40
圖 3.10 模組二之內埋電路佈線圖.....	40
圖 3.11 模組二之表面佈線及接腳圖.....	41
圖 3.12 模組二之實作照片.....	41
圖 3.13 模組二之內埋濾波器模擬輸入損耗與反射損耗對頻率圖.....	42
圖 3.14 量測模組二接收端和發射端輸入損耗與反射損耗對頻率圖.....	43
圖 3.16 模組三表面走線和接腳圖.....	45
圖 3.17 模組三內部佈線示意圖.....	45
圖 3.18 功率放大器輸出和輸入匹配電路佈線設計.....	46
圖 3.19 模組三內埋電路佈線圖.....	46
圖 3.20 模組三發射端模擬輸入損耗和反射損耗對頻率之關係.....	47
圖 3.21 模組三接收端模擬輸入損耗和反射損耗對頻率之關係.....	47

圖 3.22 模組三單獨量測濾波器之表面佈線.....	48
圖 3.23 模組三量測濾波器之實作圖.....	48
圖 3.24 模組三帶通濾波器模擬和實作比較圖.....	49
圖 3.24 模擬和量測模組內功率放大器輸入和輸出的匹配電路之反射損耗.....	49
圖 3.25 量測模組三功率放大器之實作圖.....	50
圖 4.1 半波長偶極天線結構及電流圖.....	58
圖 4.2 半波長偶極天線之輻射場型.....	58
圖 4.3 圖(a)為一個電流方式垂直於金屬面的理想電流源存在於無窮大的金屬面上，圖(b)為圖 4.3(a)之等效模型	59
圖 4.4 圖(a)為一個電流方式水平於金屬面的理想電流源存在於無窮大的金屬面上，圖(b)為圖 4.4(a)之等效模型	59
圖 4.5 無限大金屬面上之單極天線結構圖.....	60
(a)四分之一波長單極天線 (b)半波長偶極天線	60
圖 4.6 單極天線與偶極天線電流分佈圖.....	60
圖 4.7 L 型單極天線	61
圖 4.8 倒 F 型天線	61
圖 4.9 倒 F 型天線的等效傳輸線模型	62
圖 4.10 平面倒 F 型天線結構圖	62
圖 4.11 印刷倒 F 型天線	63
圖 4.12 印刷倒 F 型天線電流分佈圖	63
圖 4.13 印刷倒 F 型天線三維輻射場型圖	64
圖 4.14 印刷倒 F 型天線各切面之輻射電場	64
圖 4.15 倒 F 型天線輸入阻抗 X_t 對總長度 L 的關係圖.....	65
圖 4.16 倒 F 型天線增加電感 (實線) 及不增加電感 (虛線) 之輸入阻抗 X_t 對總長度 L 的關係圖.....	65
圖 4.17 同樣長度的倒 F 型天線輸入阻抗虛部(X_t)對共振頻率(f_0)的關係圖	66
圖 4.18 將印刷倒 F 型天線水平的部份逐漸繞成螺旋狀	66
圖 4.19 相對應於圖 4.18 之反射損耗對頻率之圖.....	67

圖 4.20 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線結構圖	68
圖 4.21 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線反射損耗對頻率圖	68
圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線 2.45GHz 各切面的輻射電場圖.....	69
圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型 2.45GHz 天線各切面的輻射電場圖.....	70
圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線 5.25GHz 各切面的輻射電場圖.....	71
圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線 5.25GHz 各切面的輻射電場圖.....	72
圖 4.23 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線結構圖	73
圖 4.24 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線利用 FR4 當載板之結構圖.....	74
圖 4.25 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線反射損耗對頻率之圖	74
圖 4.26 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線 2.35GHz 各切面之輻射電場圖.....	75
圖 4.26 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線 5.25GHz 各切面之輻射電場圖.....	76
圖 4.26 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線 5.75GHz 各切面之輻射電場圖.....	77
圖 5.1 印刷倒 L 型天線結構圖	81
圖 5.2 印刷倒 L 型天線反射損耗對頻率圖	81
圖 5.3 印刷雙頻藕合倒 F 型天線	82
圖 5.4 印刷雙頻藕合倒 F 型天線反射損耗對頻率之關係圖	82
圖 5.5 縮小化雙頻印刷 M 型天線.....	83
圖 5.6 圖 5.3 和圖 5.5 在電路板背面天線結構長度相同時, 反射損耗對頻率之關係圖.....	83
圖 5.7 量測縮小化雙頻印刷 M 型天線反射損耗對頻率關係圖	84
表 5.1 縮小化雙頻印刷 M 型天線量測之輻射增益整理圖	84
圖 5.8 縮小化印刷雙頻 M 型天線 2.45GHz 各切面之輻射電場圖	85
圖 5.8 縮小化印刷雙頻 M 型天線 5.25GHz 各切面之輻射電場圖	86

表索引

表 2.1 一些常見的陶瓷材料與特性.....	13
表 4.1 縮小化雙頻印刷倒 F 型天線各切面量測的輻射增益整理.....	73
表 4.2 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線各切面輻射增益整理圖.....	78
表 5.1 縮小化雙頻印刷 M 型天線量測之輻射增益整理圖.....	84



第一章 導論

近年來隨著無線通訊技術的進步，及其與網際網路的密切結合，無線通訊應用已呈現爆炸性的成長。在目前日常生活中，已隨處可見無線通訊相關產品，例如：行動電話(mobile phone)、全球定位系統(global positioning system, GPS)、無線區域網路(wireless local-area-network, WLAN)、藍芽(Bluetooth)產品...等。故對於射頻電路而言，其要求也越來越嚴苛，不僅需要高密度、低成本和高效能，更要能夠防止電磁干擾(EMI)、外力及溼度影響。因此射頻電路通常須藉由封裝(packaging)來達到以上所述之要求，同時達到與外部電路或系統之電氣連結。一個好的封裝結構必須能利用完善的內部電路連接設計以增進電路性能，同時採用多層技術(multi-layer technology)，進一步將較佔體積的電路(如電阻，電感，電容，濾波器等被動元件)設計在封裝結構中，減少原電路或晶片的複雜度並縮小系統體積，同時整合天線及濾波器、共振腔於單一模組內，進而將系統設計與封裝結構融合為一，此即系統封裝(system-on-package, SOP)的概念。

多層結構的低溫共燒陶瓷(LTCC)技術，則為系統封裝提供了一個理想的解決方案。低溫共燒陶瓷(LTCC)利用其材料具有高密度、多層結構及嵌入式(Embedded)被動元件與主動積體電路元件結合的方式製作各式各樣緊密且低成本的射頻模組。這些模組常見的有功率放大器模組、放發機模組及電壓控制振盪器模組等，其中單晶片微波積體電路(MMICs)或射頻積體電路(RFICs)以表面黏著方式置於 LTCC 的表面層(Surface Layer)，被動元件則是以嵌入式的方式置於 LTCC 的內埋層(Buried Layer)，利用貫孔(via)與主動積體電路元件做相連，這些被動式元件通常有濾波器、耦合器、天線、電感、電容及電阻等。一般而言，LTCC 製作射頻微波模組具備以下特徵：

1. 高 Q 值、低損耗的被動元件。
2. 高頻特性佳，約可到 100GHz。
3. 設計靈活性(flexibility)。

- 4 · 可重新分配(reconfigurable)。
- 5 · 緊密性(compactness)
- 6 · 產品定做(customization)
- 7 · 短量產時間及低成本

本論文共分六章，第一章為序論，說明研究的動機。第二章提出三個射頻系統封裝模組的架構，並說明應用在模組中濾波器的設計及切換開關和功率放大器的驗證。第三章則是說明如何整合整個系統封裝模組及模組整體的特性。第四章提出一種縮小化雙頻螺旋結構的天線，並利用 FR4 印刷電路板和低溫共燒陶瓷來進行驗證。第五章則是提出了另一種利用耦合(couple)饋入，來達到雙頻結構的天線。第六章為結論，說明本論文的研究結果和心得。



第二章 射頻系統封裝模組各元件設計

2.1 前言

無論是濾波器或模組，若是將整個系統置於一印刷電路板（PCB）上，需要利用大量的連接線連接各個組件或元件，使得表面電路顯得非常複雜，且因為表面走線過多、過長，一但有不連續介面時即可能造成輻射問題，使用 LTCC 即可將接線埋入晶片內部，使表面電路簡單化以解決此一問題。由於 LTCC 利用三維立體空間來進行佈線，可以將內部的接線做得非常短，且走線一但交錯時，可以利用其它層來達成，使得設計上更加靈活且多選擇性。至於被動元件，傳統上將濾波器、電阻、電容、電感都放置在平面的印刷電路板上，使用 LTCC 可將許多元件埋入基板（substrate）中，如此可以在一定的面積內容納下更多的元件，大量節省所需之空間。以下利用表 2.1[1]介紹一些常見的陶瓷材料和特性[2][3][4]，主要可分為低溫共燒陶瓷(LTCC)、高溫共燒陶瓷(HTCC)。在導體材料方面，LTCC 使用導電性較好的銀，因此應用在高頻時的傳導損失較小；在介電損失方面，因為 HTCC 使用氧化鋁作為基材而最小，而 LTCC 使用玻璃與陶瓷為基材，因此介電損失稍高，但整體的損失，以 LTCC 損失較小。接著需要考量的就是材料對環境變化的穩定性，我們希望材料對溫度的敏感度低，由於主動元件大多以矽做為材料，因此基板的熱膨脹係數需要與矽做比較，當基板的熱膨脹係數與矽相當，溫度變動範圍較大時，不至於造成連接線的破壞。而基板內埋被動元件的能力，因 LTCC 為多層的結構，因此這方面的表現最佳，而 HTCC 因為無法堆疊成多層架構，而且使用損失較大的導電材料，因此在系統運作時較容易疲勞。至於在主動元件的微小化，以 LTCC 表現較佳，因為主動元件有大量的接腳，接腳間需要極細的間距（pitch），LTCC 可以做出較細之間距，而適合主動元件的微型化。比較各基板的特性就可以知道選用 LTCC 的原因。

圖 2.1 為欲設計的模組的簡略示意圖，我們利用 FR4 來當作 LTCC 的載板，將主動元件的部份利用打線(wire bond)和 LTCC 內部電路相連接，被動元件的部份則

埋入 LTCC 內部。圖 2.2 則是所設計的三種射頻封裝模組的架構圖。由圖 2.2(a)中可以看出模組一其接收和發射路徑均包含了一個天線分集開關(diversity switch)、一個收發切換開關(T/R switch)及一個帶通濾波器，圖 2.2(b)的模組二則是在發射路徑將帶通濾波器改為低通濾波器，其差別在於前者的架構只需要一個濾波器，設計及實作上較容易，而後者雖然多了一個低通濾波器，但其發射的插入損失(insertion loss)相對而言會較前者為低。圖 2.2(c)之模組三則是將圖 2.2(a)的結構在發射端再加上一個功率放大器。之所以將切換開關(Switch)與被動元件整合的原因有：1) 希望系統體積更為縮小；2) 單位積的模組內有更多的功能；3) 經過模組化，省去個別組件製程的複雜性，使價格更降低。而利用 LTCC 製作功率放大器模組的優點在於以前在做印刷電路板之功率放大器的設計時，將砷化鎵(GaAs)場效電晶體擺在上面之後，還需要一些匹配的電路，除匹配電路外還有一些偏壓的電路，這些電路都是鑲嵌在板子表面。假設我們用 LTCC 來做的話，表面只剩下場效電晶體，其他的線路可以埋到 LTCC 內部，外面只剩下埋不進去的元件，所以整個體積可以縮小很多，以整個體積來計算的話，大約可以減少一半，這是以 LTCC 來做功率放大器模組的優點。以下的章節就會針對所應到的濾波器和功率放大器及切換開關作各別的設計與驗證，而在第三章的時候，說明整體射頻封裝模組的設計。

2.2 低通濾波器設計

一般而言，濾波器的設計需要符合以下這幾個特點：

1. 濾波特性好：即要有低的輸入損耗(insertion loss)、通帶(passband)內要平坦及產生傳輸零點以抑制其它頻帶不要的訊號
2. 成本要低，尺寸要小，結構要簡單。
3. 要能對製作時的尺寸誤差有良好的容忍度。

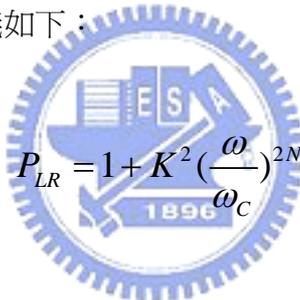
此低通濾波器主要是目的是在於訊號發射的時候，將非線性通訊元件如功率放大器，混波器等所產生的諧波(harmonic)消除，故除了通道內需儘量平坦且低輸入損耗外，還要有適當的零點產生在倍頻或是三倍頻處。

2.2.1 低通濾波器設計原理

此低通濾波器是利用一般微波濾波器教科書中常見的的輸入損耗方法(insertion loss)來設計[5]，首先定義功率損耗比值(power loss ratio)如下：

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

其中 $\Gamma(\omega)$ 為輸入點的反射係數。功率損耗比值函數理論上可以有無窮多種特性，但在可以實現的的網路中以等鏈波及最平緩的函數特性(equal-ripple & maximally flat response)或以人名稱之為柴比雪夫(Chebyshev)或巴特沃斯(Butterworth)函數特性為最常見且最容易實現的響應，如圖 2.3 所示。以巴特沃斯為例，對於一個低通濾波器而言，其功率耗損比值定義如下：


$$P_{LR} = 1 + K^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}$$

其中 N 為濾波器的階數，而 ω_c 為截止頻率(cutoff frequency)。圖 2.4 為低通濾波器的原型(prototype)，假如令 $\omega_c=1$ ，且 $g_0=1$ ，並且能夠確定通帶外的衰減量，就可以利用圖 2.5 來決定濾波器的階數，固定階數的值之後，利用圖 2.6 來查出相對應的值，就可以設計出所需要的低通濾波器。

但是通常現在的通訊系統都會要求對於傳輸零點有高的抑制能力，故設計低通濾波器時通常會在輸入和輸出的節點中間放上一個電容，利用電容和電感本身在需要抑止的頻率上形成開路的共振腔而產生一個傳輸零點。

2.2.2 低溫共燒陶瓷低通濾波器設計

利用 2.2.1 節所述之概念，以低溫共燒陶瓷製程來實現，使用的參數如下：

介電常數為 7.8，介質損耗為 0.004，介質層厚為 39 或 87 μm 。預定設計中心頻率為 2.45GHz，比例頻寬為 10%，並設計傳輸零點在中心頻率的倍頻處，即 4.8GHz，以降低通訊應用時倍頻訊號的干擾。設計上取階數為五，巴特沃斯特性為通帶內之響應，則整體電路架構的集總元件電路圖如 2.7。利用 LTCC 來實現集總元件電路時，電容的設計主要是以兩金屬片的間的距離 d 、交錯的有效面積 A 和介電係數來決定，如下式：

$$c = \frac{\epsilon A}{d}$$

但在 LTCC 結構中，因為要節省體積，整體的佈線相當的緊密，且為了防止外在電磁波對內部電路的干擾，LTCC 最上層和最下層都會設計為接地面，如此一來，電路彼此之間及電路和接地面均會產生無法忽視的耦合效應，故一般設計時均將電容和電感以接地層分開，且電容利用 π 型電路來設計，如圖 2.8[6]。利用將電容內埋在兩接地金屬層之間可以達到同時設計輸入端和輸出端電容，並且阻絕和其它電路的影響。利用 π 型電路的概念，可以將圖 2.7 的集總電路的電容元件分為 a.b.c 三個節點，如圖 2.9(a)所示，且因整體的電路是對稱的，所以可以設計完 a 節點到 b 節點的電路，再鏡射到 b 和 c 節點中即可，相對應在 LTCC 中的電容佈線圖如圖 2.9(b)。

電感的設計則是利用傳統的螺旋型電感，由於在一般的電路中，電感的 Q 值往往決定嚴重影響電路本身的特性，故利用較厚的介質層(87 μm)來設計電感，並將電感的佈線層設計離接地層越大越好，以減少電感的對地電容，以提升其 Q 值，降低電感的損耗[7]。電感的佈線如圖 2.10 所示。整體的佈線圖如圖 2.11 所示。

2.2.3 模擬與量測

模擬的軟體是利用 Ansoft 公司所研發的三維電磁軟體 HFSS，整體 LTCC 的尺寸大小為 2000 μm *1250 μm *860 μm ，電路結構中的接地面和輸入輸出埠均在電路封裝後，利用側面電極和外部電路作電氣連結，以節省整體電路的體積。模擬的結果

如圖 2.12 所示，設計的中心頻率為 2.4GHz，通帶內最大輸入損耗約為 0.5dB，將傳輸零點設計於倍頻 4.8GHz，衰減量約為-50dB。

LTCC 實作的照片如圖 2.14 所示，量測其輸入損耗及反射損耗對頻率如圖 2.13 所示，量測的中心頻率是在 2.4GHz，通帶內的最大的輸入損耗約為 0.6dB，比起模擬的輸入損耗大了約 0.1dB，量測傳輸零點在 4.5GHz 處，衰減量約-39dB，比起模擬傳輸零點約平移了 270MHz，但量測倍頻 4.9GHz 的衰減量仍然有-29dB，整體量測的特性和模擬還算吻合。探討其損耗較大的原因應該是側面電極和 FR4 載板的電氣連結處沒有處理好，而產生多餘的損耗，而傳輸零點平移的原因應是濾波器的接地面和 FR4 的接地面連結處所使用的貫孔(via)金屬柱產生類似對地電感的效應，而使傳輸零點產生平移。

2.3 交錯耦合型帶通濾波器設計



此帶通濾波器主要應用於接收前端，讓所需頻帶內的訊號盡量無損耗通過且抑制其它頻帶的訊號和雜訊。但因現今通訊系統使用的頻率範圍均相距不遠，且為了維持一定的通訊品質，發射時都會達到一定的功率，容易造成各通訊系統之間的干擾，故前端濾波器對於通帶外抑制能力的要求相對的變嚴苛許多。而交錯耦合型濾波器則可以符合此種要求，此種濾波器是在輸入和輸出的節點中間，提供多重路徑給訊號行走，故可以在通道的一側甚至兩側產生傳輸零點，讓截止頻帶(stop band)有效的被衰減。

2.3.1 交錯耦合型帶通濾波器原理

交錯型耦合濾波器的三種基本架構：電耦合(Electric Coupling)、磁耦合(Magnetic Coupling)、混合耦合(Mixed Coupling)在[8]中均有詳細的介紹，在此不作贅述。圖 2.15 為三階交錯耦合型低通濾波器的原型[9]。利用如圖 2.15 的低通原型可以進行參數轉換而將低通轉成帶通，圖 2.16 即為三階交錯耦合帶通濾波器之等效電路圖。令

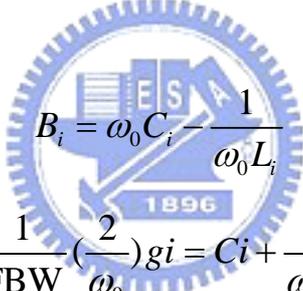
諧振腔在共振頻率附近與低通原型中所對應的節點有相同的導納值，如下式：

$$\frac{1}{\text{FBW}} \left(\frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{j\omega} \right) g_i + jB_i = j\omega C_i + \frac{1}{j\omega L_i}$$

其中 **FBW** 為比例頻寬，又因為兩共振腔在共振頻率時有相同的斜率，所以上式對 $(j\omega)$ 微分可以得到：

$$\frac{1}{\text{FBW}} \left(\frac{1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{(j\omega)^2} \right) g_i = C_i - \frac{1}{(j\omega)^2 L_i}$$

而在共振頻率 $\omega = \omega_0$ ，帶入上述兩式可以得到：



$$B_i = \omega_0 C_i - \frac{1}{\omega_0 L_i}$$

$$\frac{1}{\text{FBW}} \left(\frac{2}{\omega_0} \right) g_i = C_i + \frac{1}{\omega_0^2 L_i}$$

可解得 C_i 及 L_i ：

$$C_i = \frac{1}{\omega} \left(\frac{g_i}{\text{FBW}} + \frac{B_i}{2} \right)$$

$$L_i = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{g_i}{\text{FBW}} - \frac{B_i}{2} \right)^{-1}$$

並得到：

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{B_i}{g_i / \text{FBW} + B_i / 2}}$$

由[10]所定義的電納斜率參數：

$$b_i = \frac{\omega_{0i}}{2} \frac{d}{d\omega} \left(\omega C_i - \frac{1}{\omega L_i} \right)$$

將 C_i 及 L_i 帶入得：

$$b_i = \omega_{0i} C_i = \frac{\omega_{0i}}{\omega_0} \left(\frac{g_i}{\text{FBW}} + \frac{B_i}{2} \right)$$

由定義[11]，而得到耦合係數：

$$M_{ij} |_{i \neq j} = \frac{J_{ij}}{\sqrt{b_i b_j}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_{0i} \omega_{0j}}} \frac{\text{FBW} * J_{ij}}{\sqrt{(g_i + \text{FBW} * B_i / 2)(g_j + \text{FBW} * B_j / 2)}}$$

2.3.2 三階交錯耦合型帶通濾波器設計

根據 2.3.2 所述的原理，利用低溫共燒陶瓷的製程來實現，使用的參數如下：介電常數為 7.8，介質損耗為 0.004，介質層厚為 39 或 87um。預定設計中心頻率為 2.45GHz，比例頻寬為 10%，並設計傳輸零點在通帶外側的低頻處，以便作為射頻前端接收應用時，抑制其餘電路產生的諧波，或降低其它通訊系統的干擾，整體電路的集總元件電路如圖 2.17 所示。在電路設計上採取對稱的方式，即第一個共振腔和第三個共振腔相同， $\omega_{01} = \omega_{03}$ ，且耦合係數 $M_{12}=M_{23}$ ，即共振腔之間的耦合電容值是相同的，且共振腔的共振頻率設計在中心頻率 2.45GHz。再經過微調之後，可以得到 $M_{12}=M_{23}=0.1375$ ， $M_{13}=0.049$ ，諧振腔 1、3 的共振頻率為 $0.97 \omega_0$ ，諧振腔 2 的共振頻率為 $1.01 \omega_0$ 。利用 LTCC 以上所設計的集總元件電路值時，設計概念

和節 2.2.2 相同，將電容和電感分開設計，而電容一樣是利用 π 型電路來設計，相對應的 LTCC 電容佈線圖如圖 2.18(a)所示，電感佈線圖如圖 2.18(b)所示，整體的佈線如圖 2.19 所示。

2.3.3 模擬與量測

模擬的軟體是利用 Ansoft 公司所研發的三維電磁軟體 HFSS，整體 LTCC 的尺寸大小為 2500um*2000um*1029um，電路結構中的接地面和輸入輸出埠均在電路封裝後，利用側面電極和外部電路作電氣連結，以節省整體電路的體積。模擬的結果如圖 2.21 所示，設計的中心頻率為 2.4GHz，通帶內最大輸入損耗約為 2.2dB，將傳輸零點設計於 2.04GHz 處，衰減量約為 40dB，同時發現倍頻 4.8GHz 處，衰減量約為 35dB，此元件因為在倍頻的抑制能力也不錯，也可以拿來當作發射前端使用。LTCC 實作的照片如圖 2.20 所示，量測其輸入損耗及反射損耗對頻率如圖 2.22 所示，量測的中心頻率是在 2.4GHz，通帶內的最大的輸入損耗約為 2dB，比起模擬的輸入損耗約少 0.2dB，量測傳輸零點在 2.07GHz 處，衰減量約-39dB，比起模擬的圖，傳輸零點約平移了 30MHz，量測倍頻 4.8GHz 的衰減量有 41dB，整體量測的特性和模擬算是相當的接近，且此元件已經可以實際應用在現在無線通訊 802.11b/g 的頻段。觀察模擬與實測唯一最大的不同點就是在於通帶外側高頻處有一個傳輸的零點，在模擬的時候是在約 5.8GHz 處，但實際量測值約在 4GHz 處，討論此傳輸零點平移的原因應是濾波器的接地面和 FR4 的接地面連結處所使用的貫孔(via)金屬柱產生類似電感的效應而將模擬的傳輸零點向低頻移動。此電感的影響可以利用圖 2.23 來解釋，圖 2.23(a)為修正之後的三階交錯耦合帶通濾波器集總電路，比起圖 2.17，整體的電路結構多了一個對地的電感，用來模擬 FR4 的貫孔金屬柱所產生的電感效應，圖 2.23(b)就可以清楚的說明當電感效應增加時，通帶外高頻的傳輸零點是向低頻移動，和我們所預期的結果相符合。故在製作 FR4 接地金屬柱時，應盡量降低此電感效應，才不會影響到整體電路的特性。

2.4 功率放大器與切換開關驗證

2.4.1 功率放大器驗證

在所設計的模組中，使用的功率放大器其結構為平面摻雜的磷化銦鎵/砷化鎵異質接面雙極性電晶體(InGaP/GaAs HBT)，工作頻率範圍在 2.4GHz 到 2.5GHz，在增益為 28dBm 時，其輸出功率可以達到 22dBm，此時的工作電流為 190mA，閒置時的工作電流則是 30mA，算是蠻省電的電路。這顆晶片其參考的直流偏壓電路和前後匹配的匹配電路如圖 2.24 所示，但為了縮小整體模組的體積，我們是使用裸晶(bare die)，而不是使用封裝好的晶片(chip)，故需對裸晶及其參考電路作驗證，且因為 LTCC 製程較耗時且花費較貴，先利用印刷電路板對裸晶及參考電路作驗證之後，再將所驗證的電路之值設計進模組之中。驗證的方法如下，首先將裸晶利用打線(wire bond)與印刷電路板連結，使用的電路板為 RO4003，厚度為 8mil，介電常數為 3.38，介質損耗為 0.0027。再將參考電路設計在印刷電路板上，實作的電路如圖 2.25 所示，量測其增益和工作電流，發現在電路偏壓於 3.3 伏特時，其頻帶內的增益約為 26dB，如圖 2.26 所示，輸出功率約為 20dBm，工作電流為 190mA，和晶片提供的資料，增益約少了 2dB，探討其原因，發現在輸入匹配(input matching)和輸出匹配(output matching)電路中，多設計一條短的傳輸線沒有考慮，因此利用相同的印刷電路板，將參考電路本身的前後匹配電路除去，只剩下直流偏壓電路，固定直流偏壓點，來量測沒有放置前後匹配電路的裸晶的散射參數矩陣(S-parameter matrix)，再將量測到的散射參數矩陣利用電路模擬軟體 Mwooffice，將參考電路所提供的匹配電路之值和之前未考慮到的短傳輸線代入，如圖 2.27 所示，其模擬增益和實測(圖 2.26)的比較如圖 2.28 所示，由圖中可以發現此裸晶和參考電路的值還算是可信的，故將把此匹配電路和偏壓電路的參考值利用佈線設計進模組中。

2.4.2 切換開關驗證

在所設計的模組當中，所使用切換開關的是砷化鎵微波單晶片積體電路單刀雙擲開關(GaAs MMIC SPDT switch)，工作頻率範圍在 2.4GHz 到 2.5GHz，通帶內的輸入損耗約為 0.5dB，隔絕能力約為 25dB。同樣地，這顆切換開關也有提供其參考電路和所對應的值，如圖 2.29 所示，但為了縮小整體模組的體積，我們是使用裸晶(bare die)，而不是使用封裝好的晶片(chip)，故需對裸晶及所提供的參考電路作驗證，且因為 LTCC 製程較耗時且花費較貴，先利用印刷電路板對裸晶及參考電路作驗證之後，再將所驗證的電路設計在模組之中。驗證的方法同節 2.4.1 所示，實作的電路圖如圖 2.30 所示，量測其輸入損耗和隔絕度對頻率的關係，如圖 2.31 所示，頻帶內的輸入損失約為 0.6dB，隔絕能力約為 29dB，也算是符合我們的要求。



Material	Dielectric Constant	Loss Tangent	Thermal Conductivity(W/m*K) at 293 K	CTE(1/°C) at 25-200°C	Tape thickness (mils)	Metalization
HTCC	9.6 (1MHz)	0.0015 (1MHz)	23	7.2×10^{-6}	4-20	Tungsten
Dupont 951 AT	7.8 (1MHz)	0.0015 (1MHz)	3	5.8×10^{-6}	5-8.3	Silver/Gold
Dupont 943 AT	7.5 (1MHz)	0.005 (1MHz)	3	5.3×10^{-6}	5-8.3	Silver/Gold
Ferro A6-M	5.9 (10MHz)	≤ 0.002 (10MHz)	3	7×10^{-6}	3.7-7.4	Silver/Gold

表 2.1 一些常見的陶瓷材料與特性

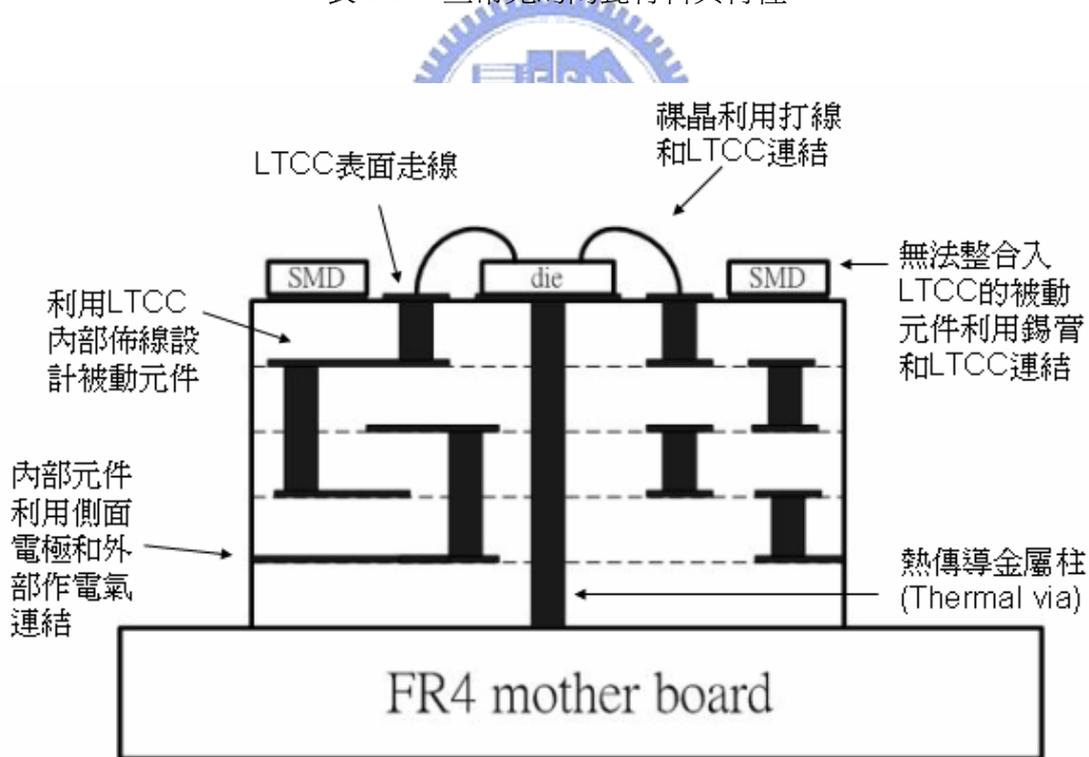
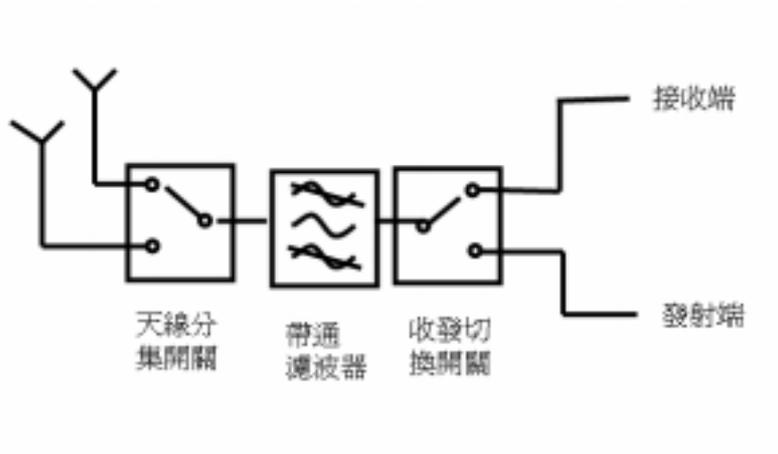
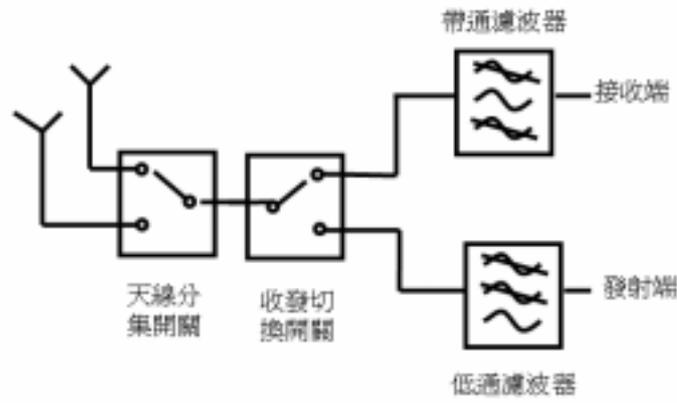


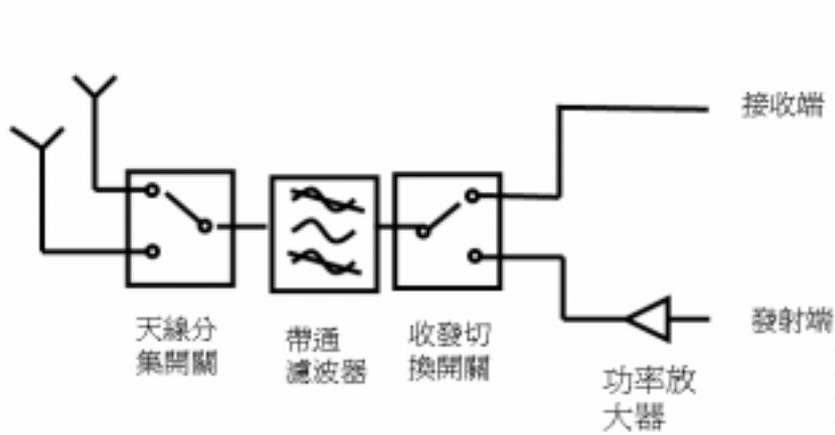
圖 2.1 模組之結構簡略示意圖



(a) 模組一



(b) 模組二



(c) 模組三

圖 2.2 射頻封裝模組之結構區塊圖

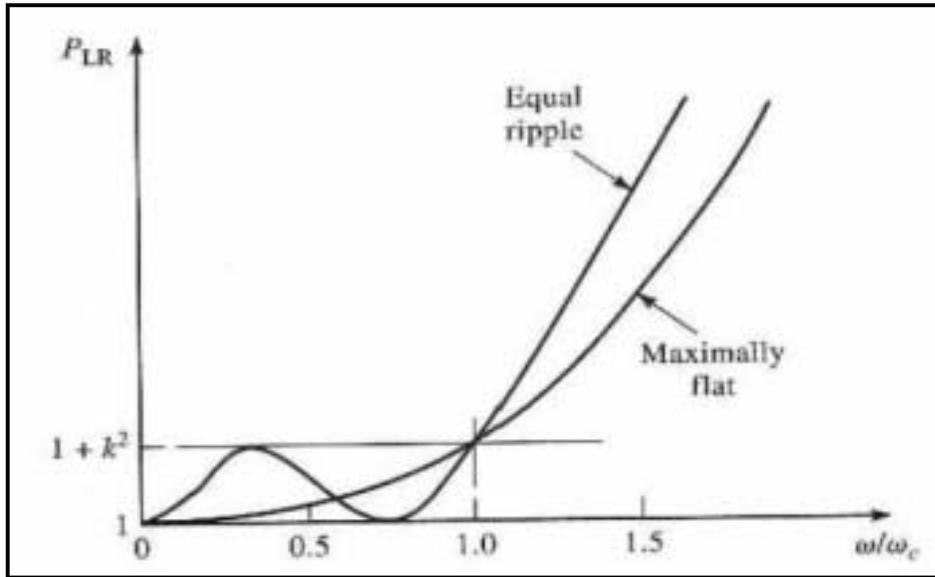
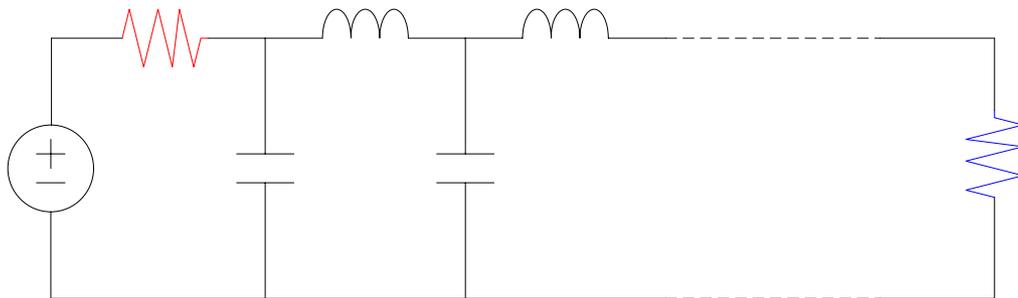
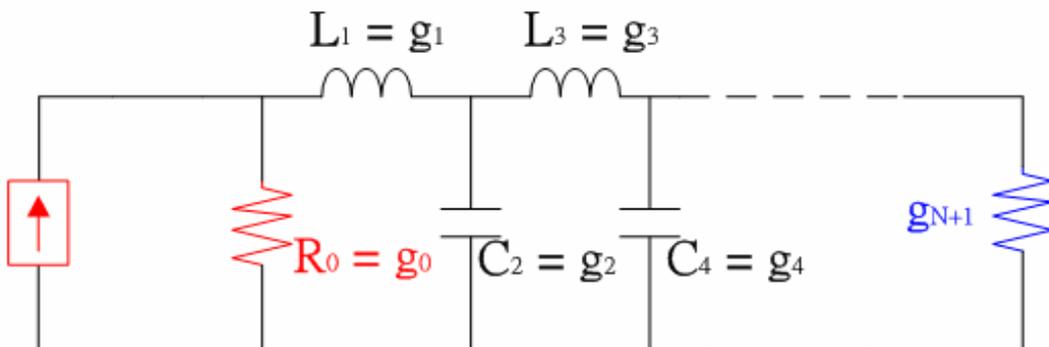


圖 2.3 柴比雪夫(Chebyshev)及巴特沃斯(Butterworth)函數特性



(a)由串聯元件開始



(b)由並聯元件開始

圖 2.4 低通濾波器原型

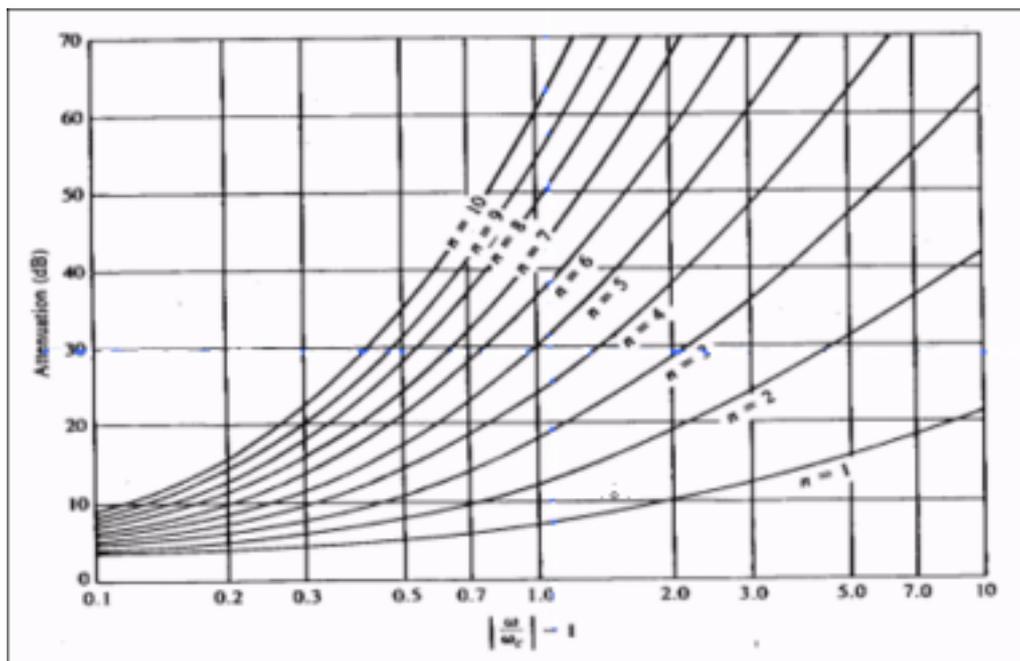


圖 2.5 衰減量對歸一化頻率的關係圖

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

圖 2.6 低通原型相對應之元件值

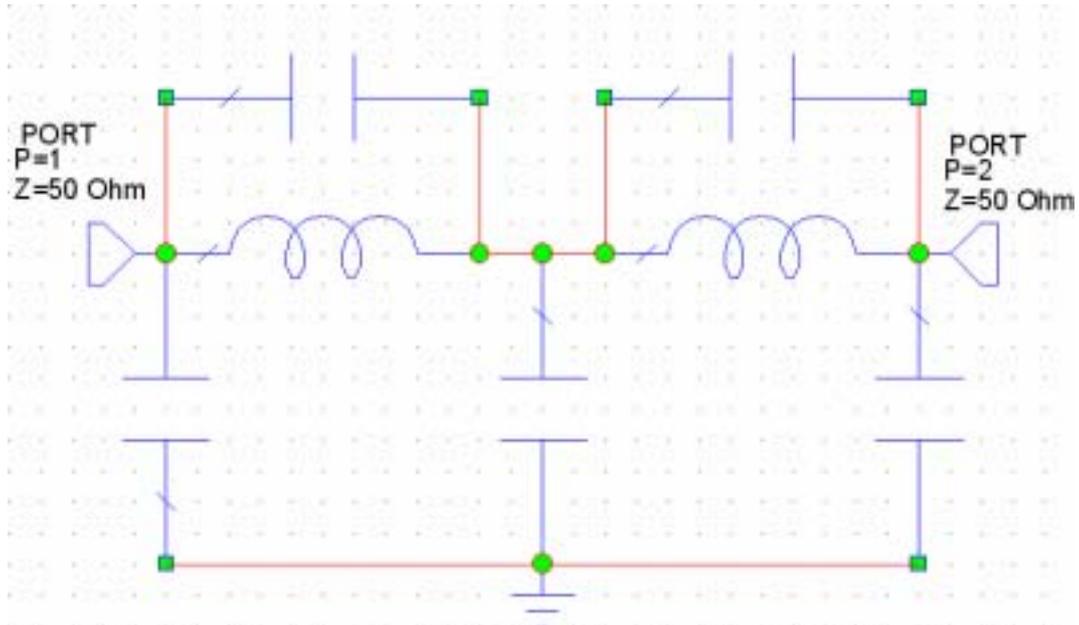


圖 2.7 低通濾波器集總元件電路

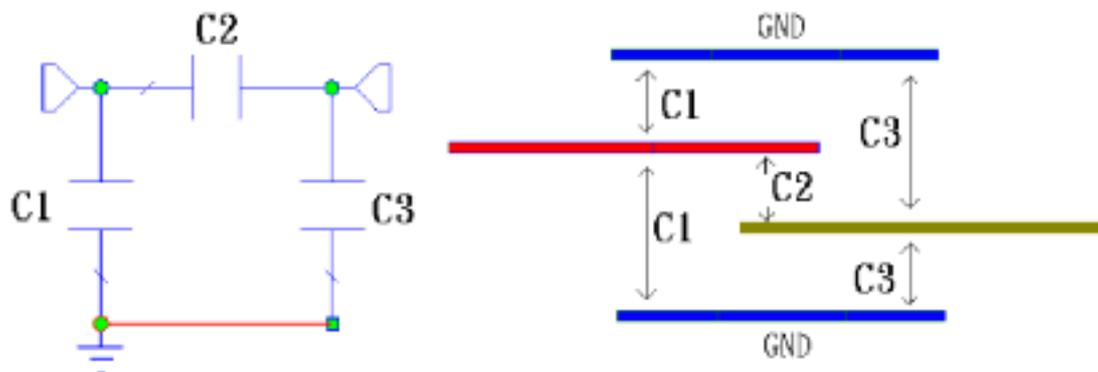


圖 2.8 π 型電容設計

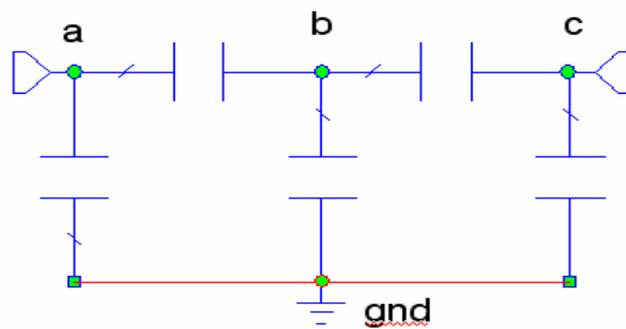


圖 2.9(a) 低通濾波器集總元件電路電容設計

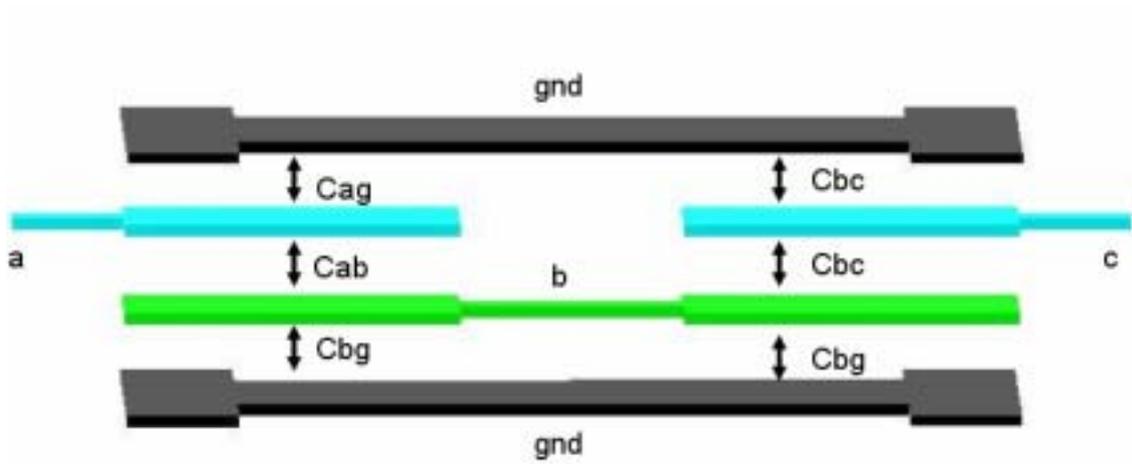


圖 2.9(b) 低通濾波器之電容佈線設計圖

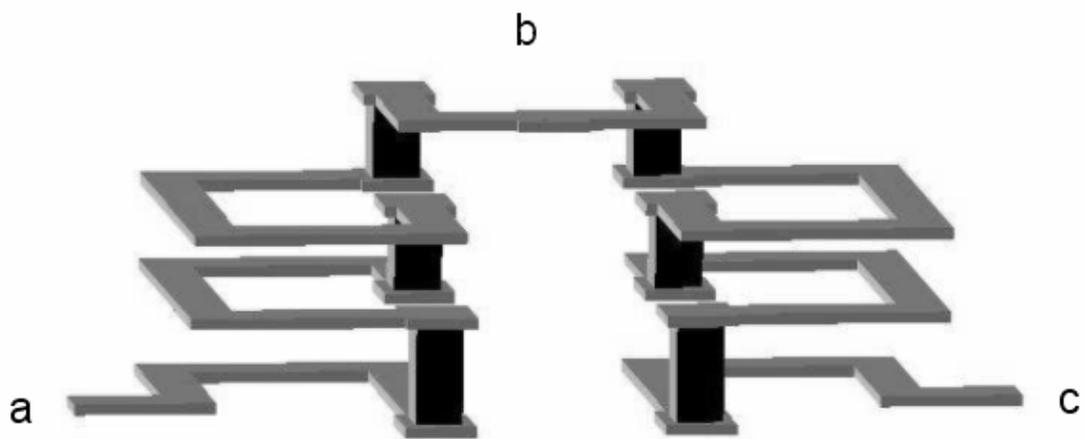


圖 2.10 低通濾波器之電感佈線設計圖

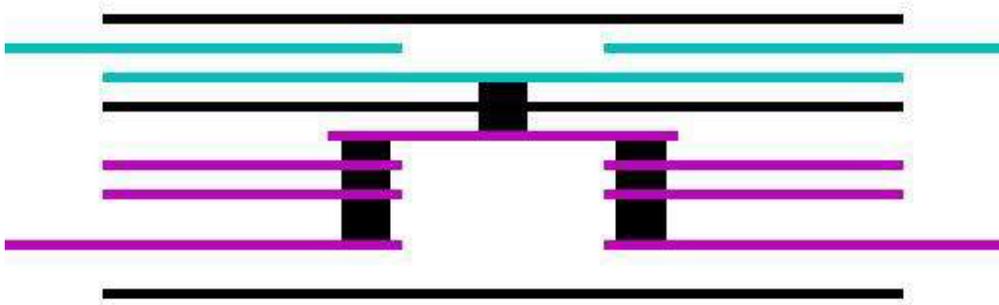


圖 2.11 低通濾波器整體佈線圖

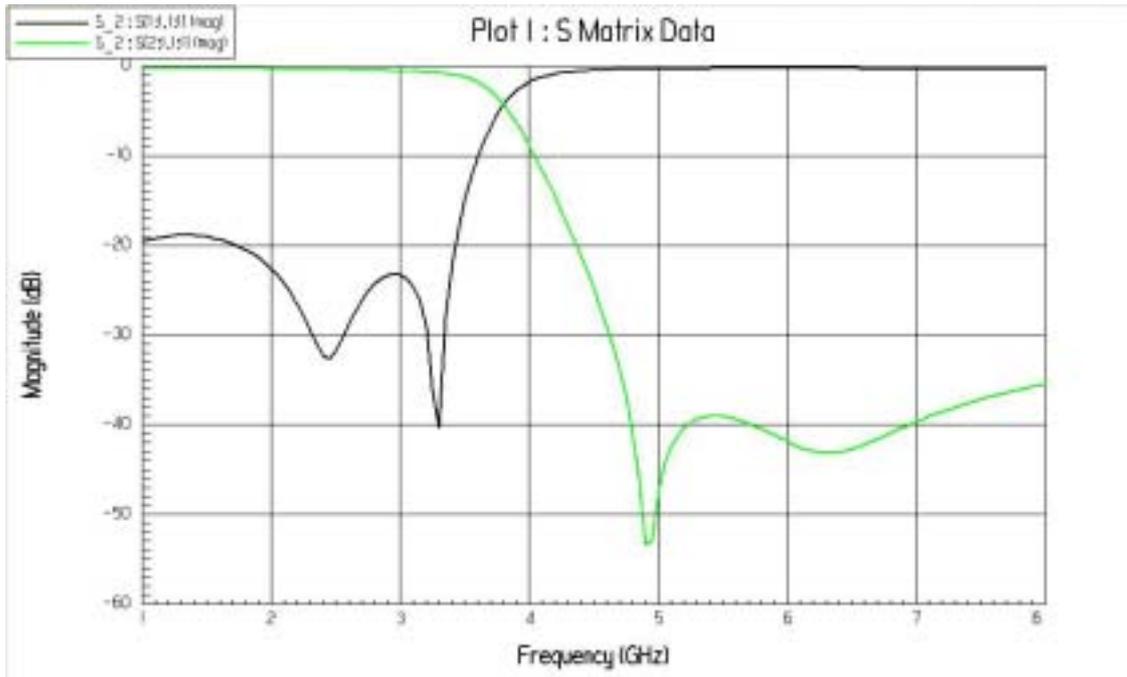


圖 2.12 低通濾波器模擬反射損耗和輸入損耗對頻率圖

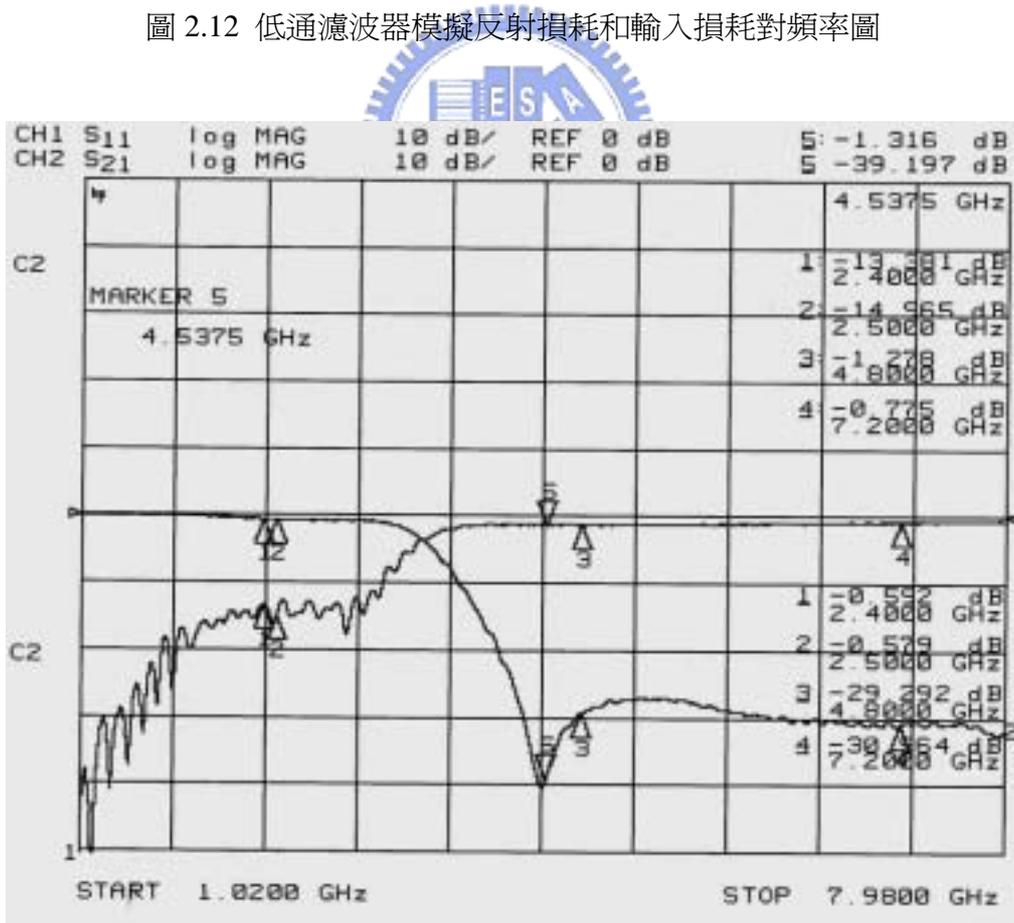


圖 2.13 低通濾波器量測反射損耗和輸入損耗對頻率圖

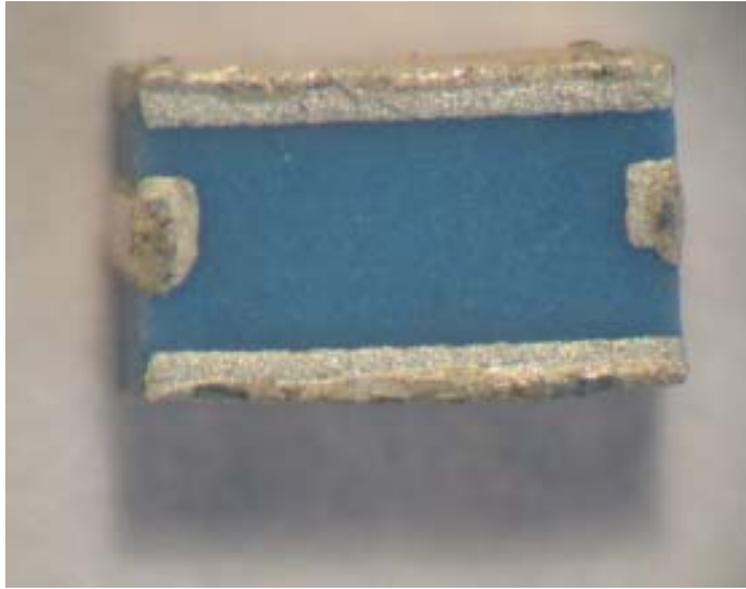


圖 2.14 低通濾波器實作照片

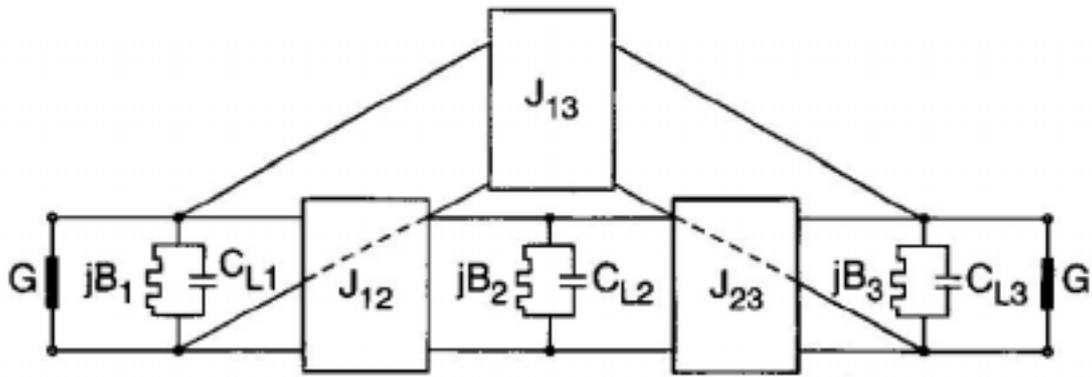


圖 2.15 三階交錯耦合濾波器低通原型

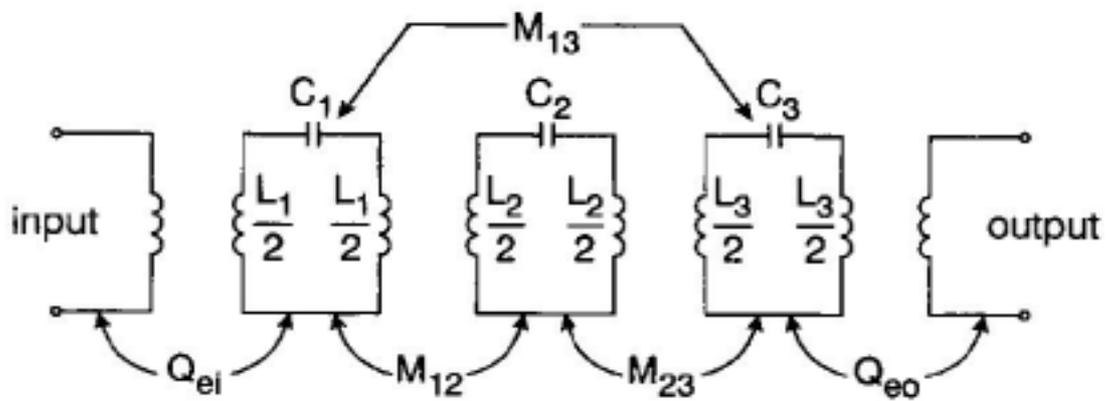


圖 2.16 三階交錯耦合帶通濾波器等效電路

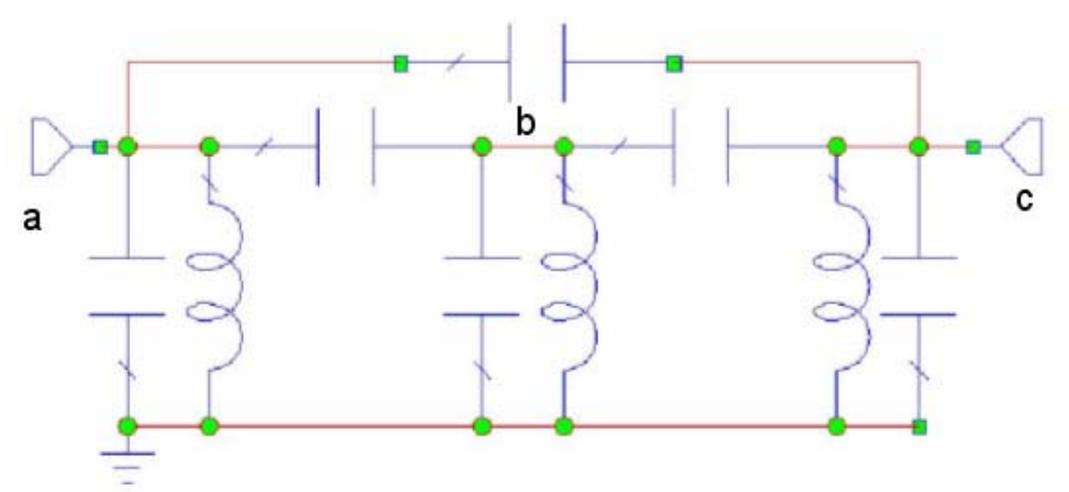


圖 2.17 三階交錯耦合帶通濾波器集總電路圖

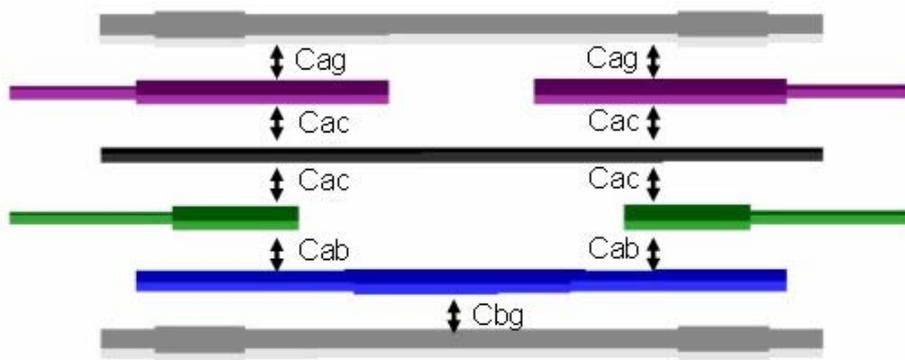


圖 2.18(a) 帶通濾波器之電容佈線設計圖

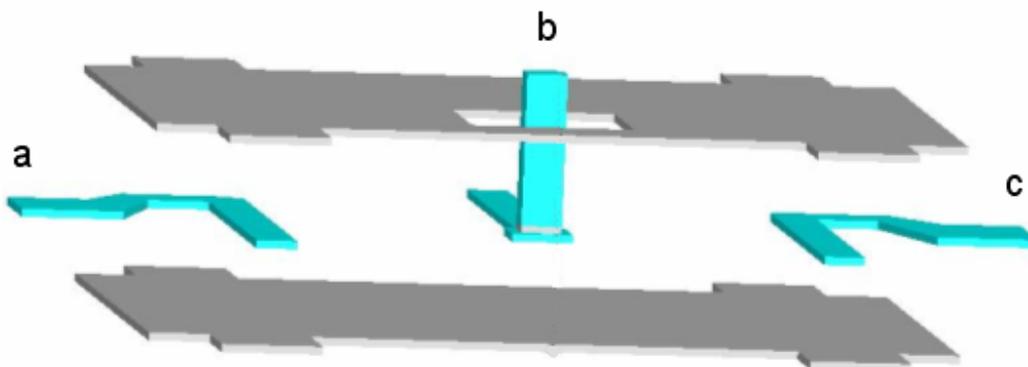


圖 2.18(b) 帶通濾波器之電容佈線設計圖

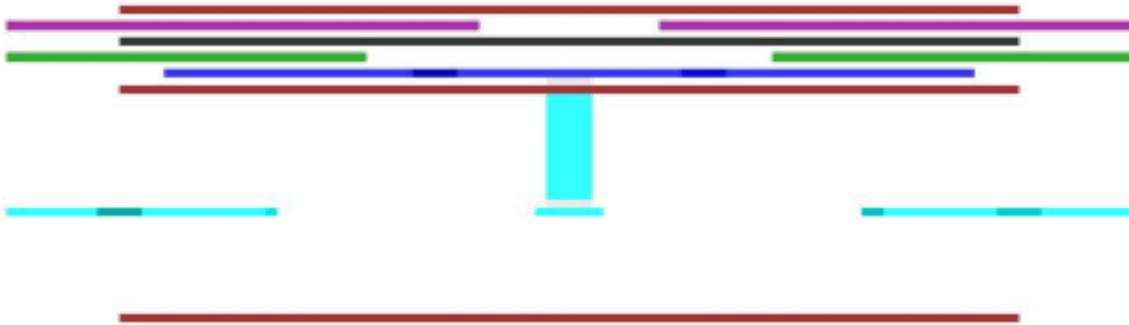


圖 2.19 帶通濾波器之整體佈線設計圖



圖 2.20 帶通濾波器實作圖

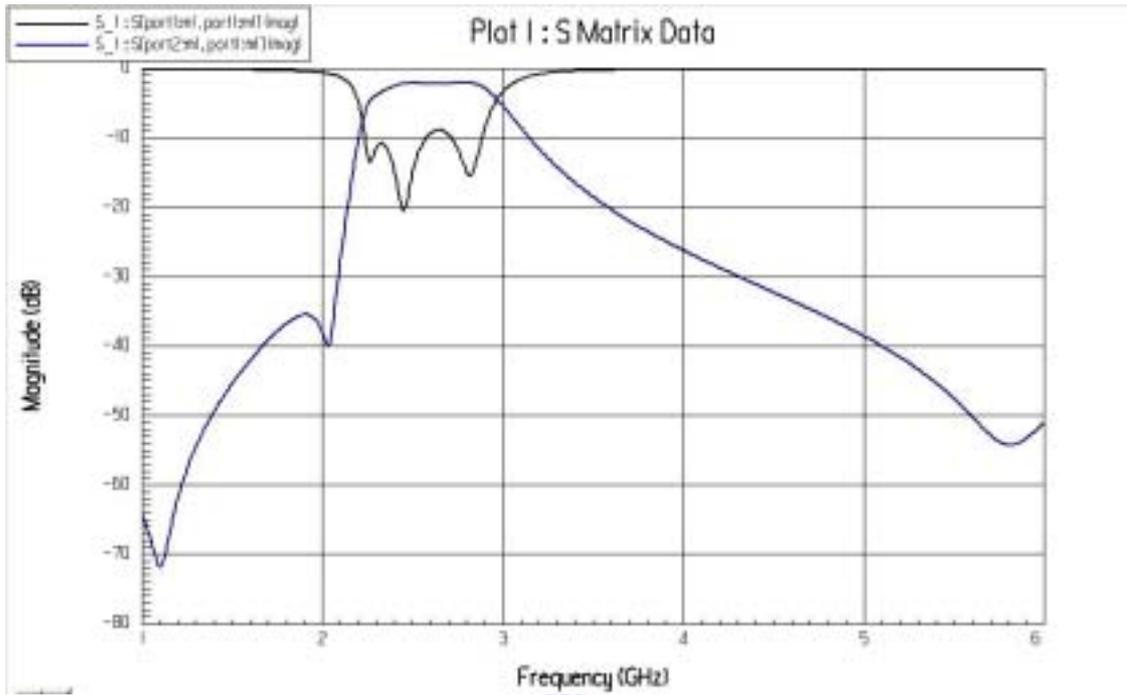


圖 2.21 帶通濾波器模擬反射損耗和輸入損耗對頻率圖

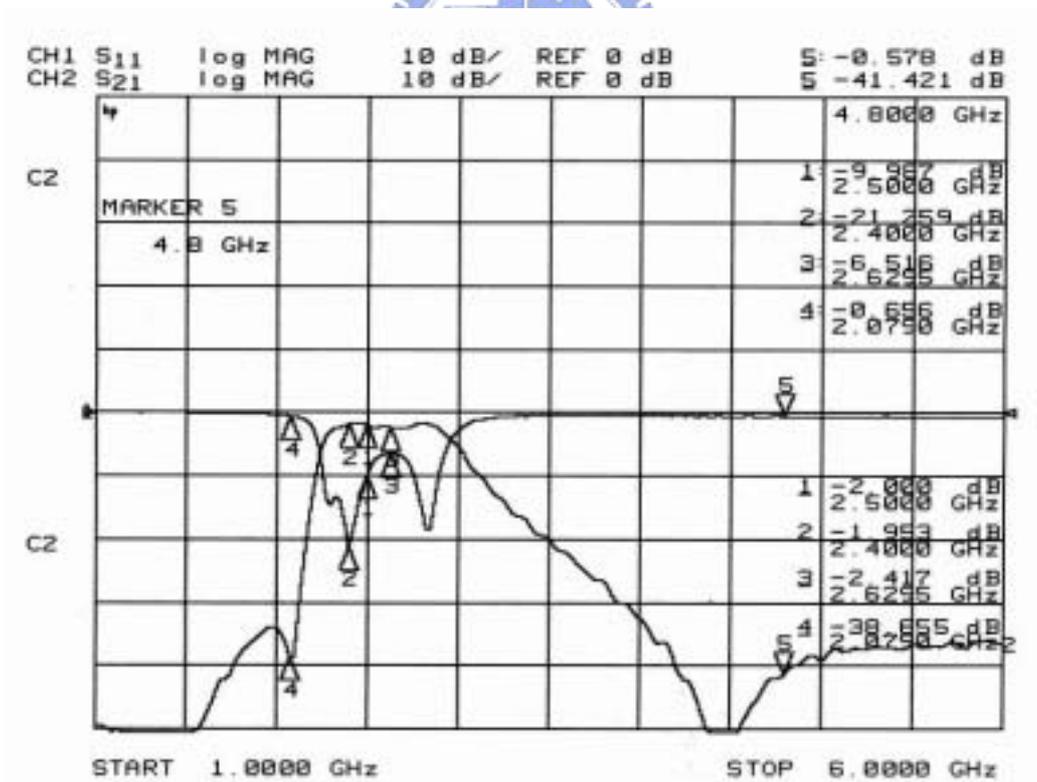


圖 2.22 帶通濾波器量測反射損耗和輸入損耗對頻率圖

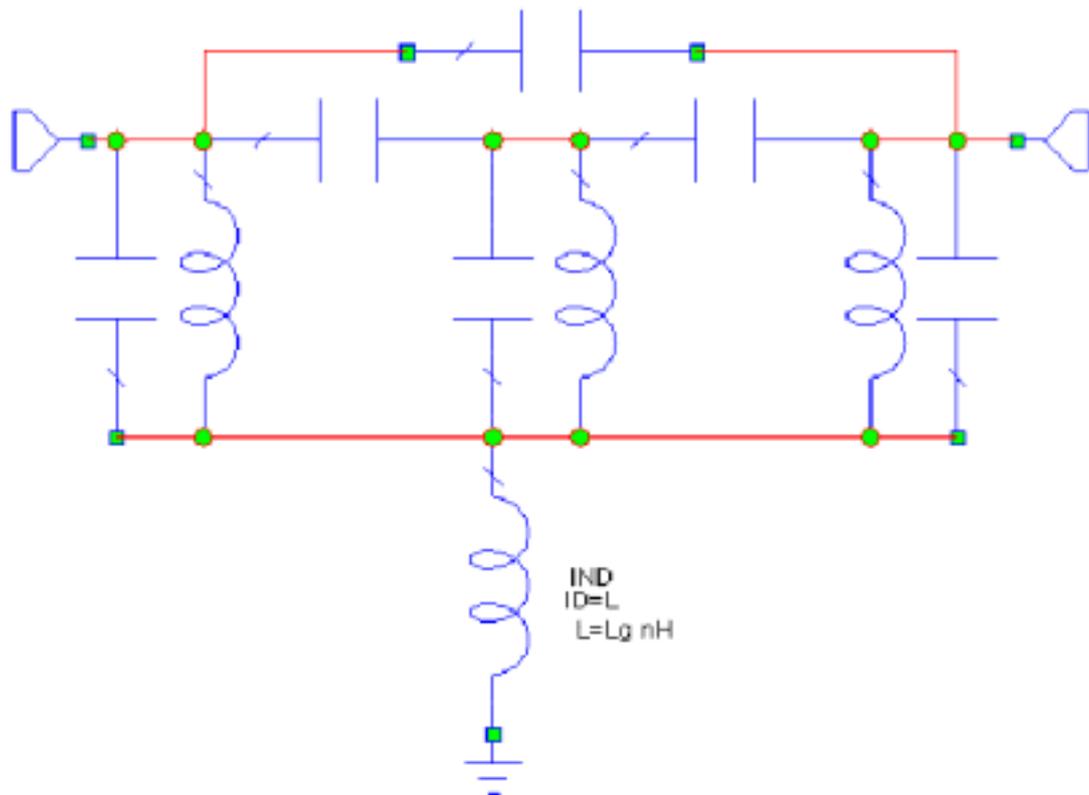


圖 2.23(a) 修正之後的帶通濾波器集總電路

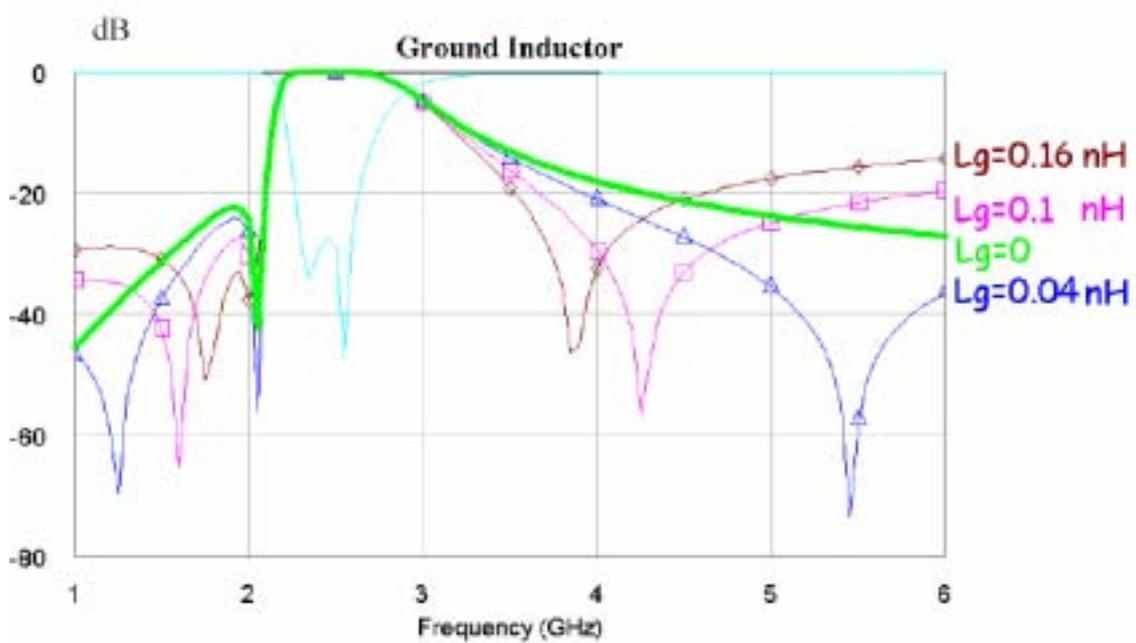


圖 2.23(b) 接地面的電感效應對帶通濾波器之影響

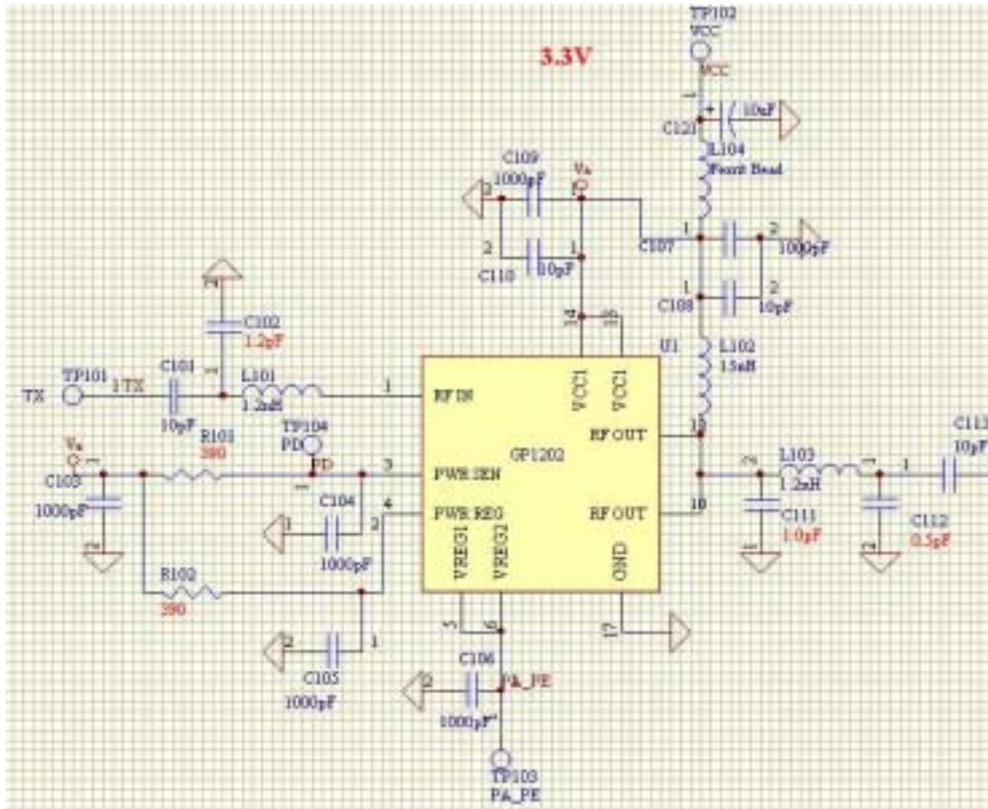


圖 2.24 功率放大器的直流偏壓電路和匹配電路

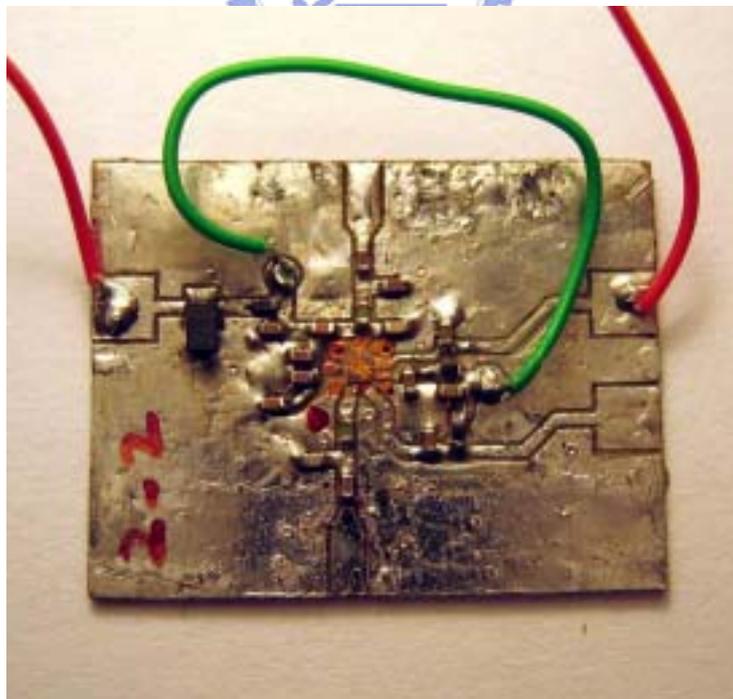


圖 2.25 功率放大器印刷電路板實作圖

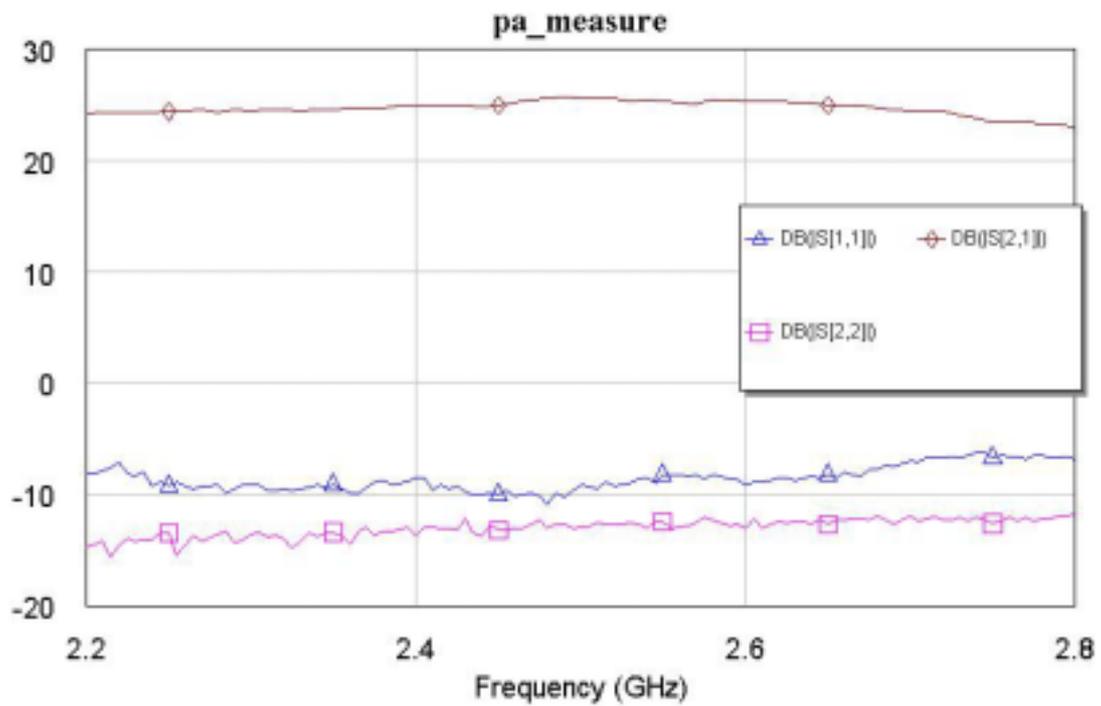


圖 2.26 功率放大器量測反射損耗和輸入損耗對頻率圖

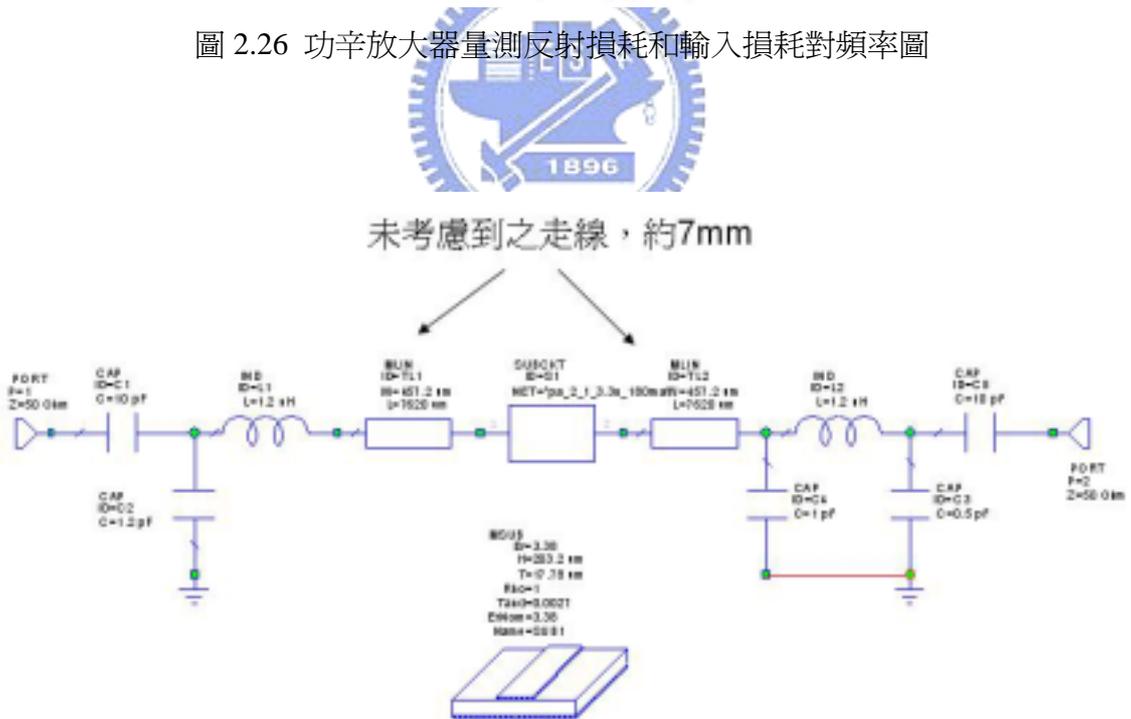


圖 2.27 功率放大器模擬的修正集總電路圖

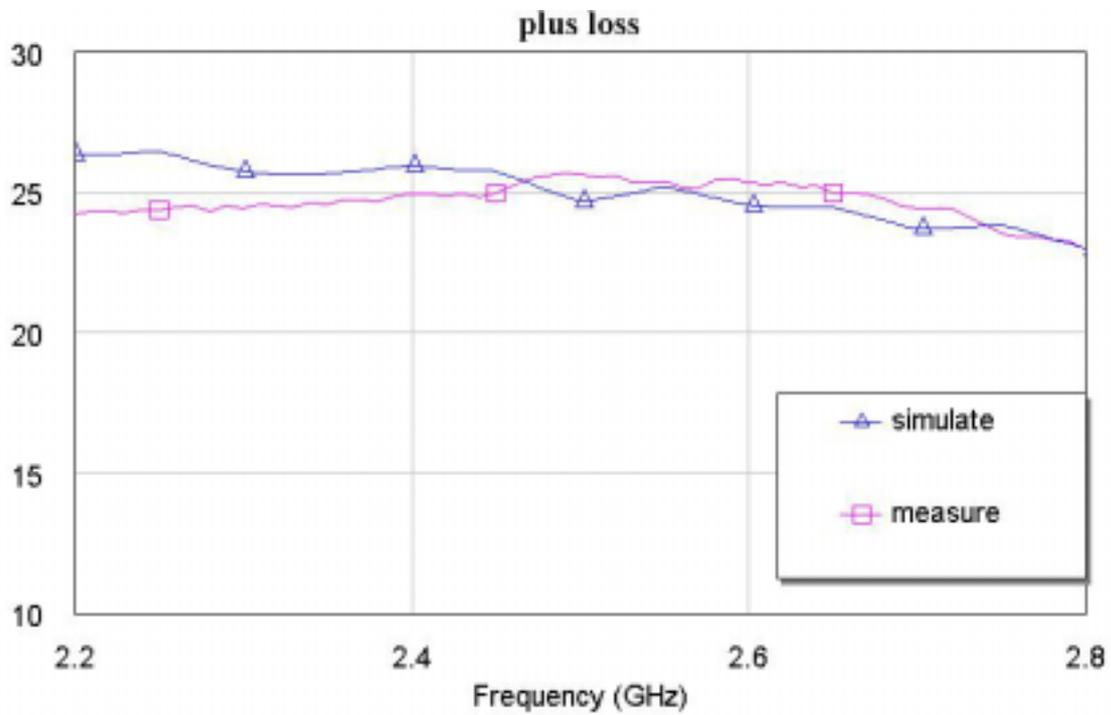
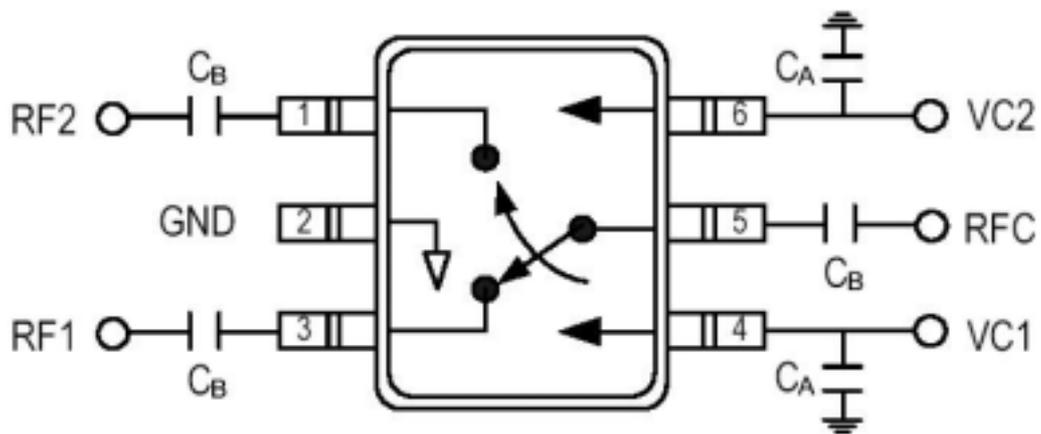


圖 2.28 考慮短傳輸線之後的模擬和實測比較圖



DC blocking capacitors C_B are required on all RF ports.
 $C_B = C_A = 51\text{pF}$ for operating frequency $> 500\text{MHz}$.

圖 2.29 切換開關參考電路

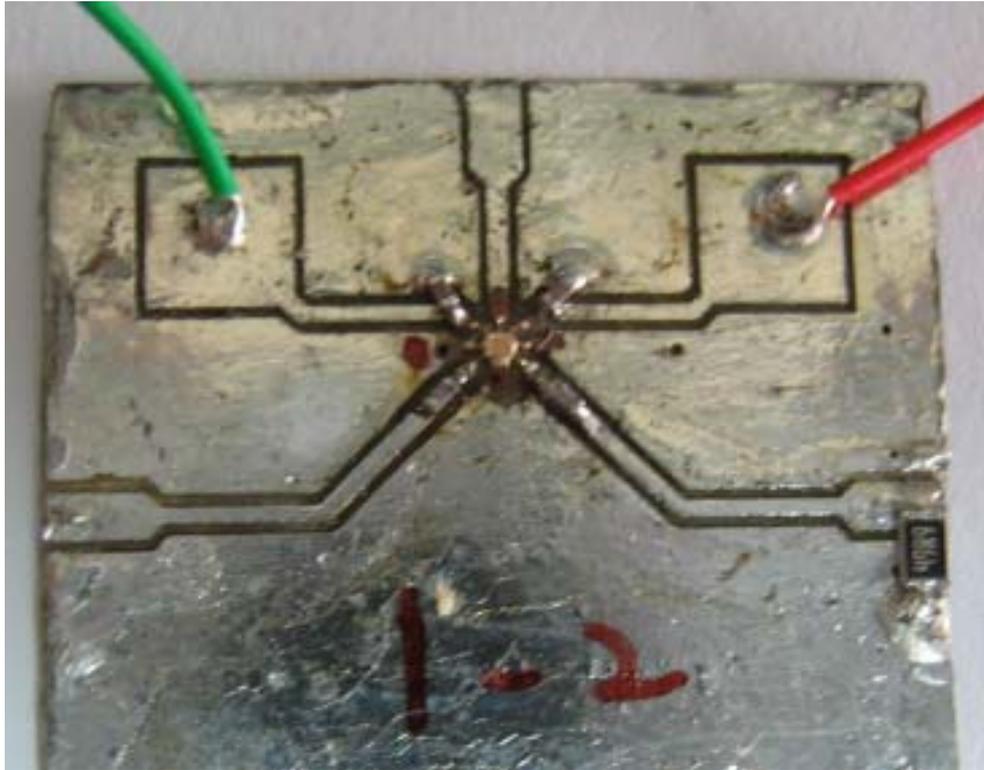


圖 2.30 切換開關驗證電路實作圖

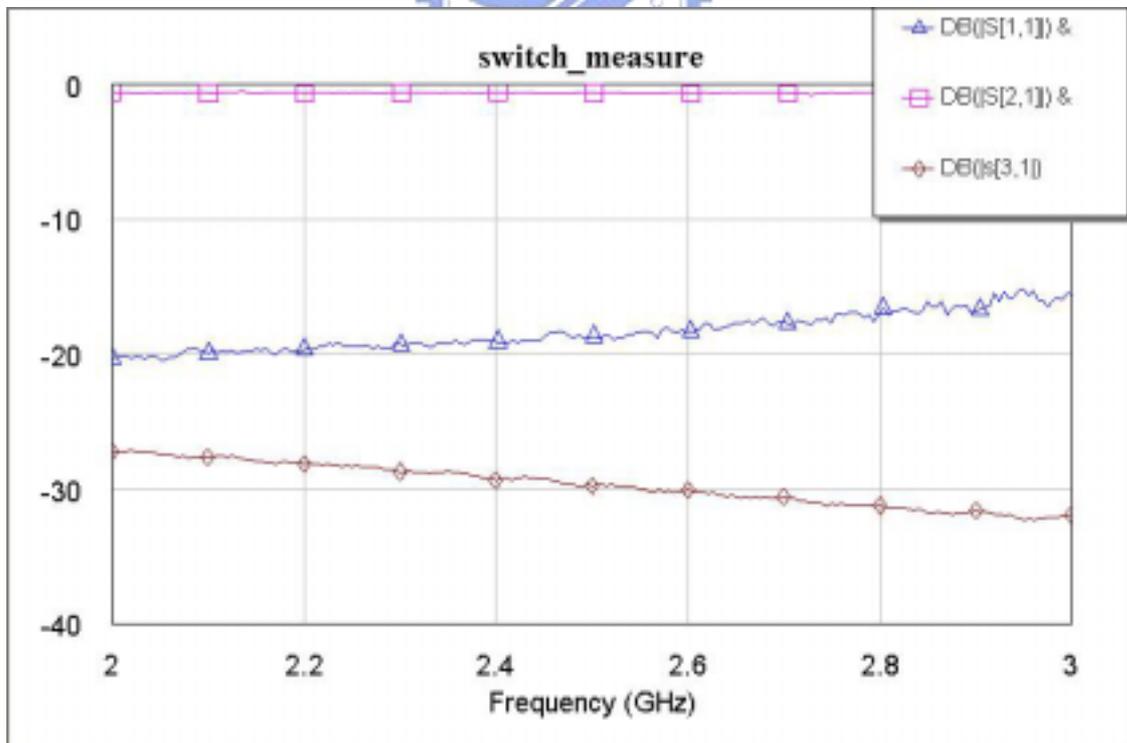


圖 2.31 切換開關量測輸入損耗和反射損耗和隔絕能力對頻率圖

第三章 射頻系統封裝模組設計

3.1 前言

本章將提出三個射頻系統封裝模組的整合設計，目的在於有效的縮小整體電路的體積，降低成本，減少電路連結時訊號的損耗，且提高電路效能。其結構如第二章圖 2.2 所示，圖 2.2(a)為模組一，內部包含了一個天線分集開關(diversity switch)、一個收發切換開關(T/R switch)及一個帶通濾波器，圖 2.2(b)為模組二，包含了兩個切換開關、一個帶通濾波器及一個低通濾波器，和模組一的差別在於模組一的帶通濾波器是接收端和發射端共用，模組二則是接收端利用帶通濾波器，而發射端利用低通濾波器，這種設計的優點在於，發射端較在乎的是發射功率的大小及諧波訊號(harmonic)的影響，而低通濾波器不但可以消除諧波訊號，其輸入損耗也比帶通濾波器為低，但此種設計的缺點就在於需要多設計一個低通濾波器，增加電路的複雜度。圖 2.2(c)則是模組三，包含了兩個切換開關、一個帶通濾波器和一個功率放大器。

3.2 模組一設計

3.1.1 表面走線與內部佈線設計

模組一的整體電路圖如圖 3.1 所示，因為切換開關在輸入端和輸出端都需要放置直流阻隔電容(DC block capacitor)，相對應於圖 3.1 為 C112、C113、C114、C116、C119、C120，但是因為這些電容值太大都是 10pF，假如內埋入 LTCC 中，會耗去太多的面積，故天線端和收發端的直流阻隔電容(圖 3.1 的 C114、C116、C119、C120)將會設計在 FR4 載板上，而內埋入 LTCC 的被動元件部份為一個帶通濾波器和兩個直流阻隔電容。帶通濾波器的設計利用節 2.3 所述之三階交錯耦合型濾波器，直流阻隔電容的設計因為在 LTCC 佈線時，因為佈線緊密，很容易產生對地電容的效應，

但此對地電容的效應會對整體電路造成相當大的損耗，所以我們利用濾波器的本身對地電容的佈線來包住直流阻隔電容，如圖 3.2 所示。但是因為直流阻隔電容的值為 10pF，比起帶通濾波器輸入端的對地電容 4pF 大，要利用對地電容的佈線包住直流阻隔電容不太可能，故試著將直流阻隔電容之值縮小，而不影響其直流阻隔的功能，但發現直流阻隔電容的值在縮小時，會連帶的影響到整體濾波器的特性，故整體濾波器的值也要進行微調，最後直流阻絕電容的值可以縮小到 2pF。整體濾波器加上直流阻隔電容的整體集總電路如圖 3.3 所示。兩個切換開關的裸晶則是利用銀膠黏著在 LTCC 的表面，再利用打線(wire bond)和 LTCC 表面的佈線連結，LTCC 表面的佈線和接腳位置如圖 3.4 所示，圖中灰色的部份是黏著切換開關裸晶處，AntA 及 AntB 為和天線連結之點，TX 和 RX 為和發射電路及接收電路連結點，AntA_sel、AntB_sel、RX_sel、TX_sel 為相對應切換開關的電壓控制連結點，A、B 兩點則是相對應於圖 3.3 之點，為表面電路和內埋電路的連結點，而內埋電路是利用貫孔(via)來連結。內埋濾波器佈線設計如節 2.3.3 所述，將電容和電感分開設計，整體的佈線圖如圖 3.5 所示。



3.1.2 模擬與實作

模擬 LTCC 佈線的軟體是利用 Ansoft 公司所研發的三維電磁軟體 HFSS，再利用 Microwave Office 來連結各個元件的模擬值，整體 LTCC 的尺寸大小為 3000um*3000um*1294um，再加上切換開關的裸晶，整體模組的高度約為 1800um，電路結構中的接地面和輸入輸出埠均在電路封裝後，利用側面電極和外部電路作電氣連結，以節省整體電路的體積。圖 3.7 則是帶通濾波器的模擬結果，設計的中心頻率為 2.45GHz，通帶內最大輸入損耗約為 1.5dB，若再加上兩個切換開關的損耗，整體模組的損耗約 2.7dB。傳輸零點設計於 1.8GHz 處，衰減量約為 45dB，在倍頻 4.8GHz 處，衰減量約為 55dB，不管是其它的頻帶或是倍頻的訊號，此模組都有相當好的抑制能力。實作的照片如圖 3.6 所示，量測輸入損耗及反射損耗對頻率如圖 3.8 所示，發現兩個傳輸零點和模擬的結果相當的一致，但是頻帶內的輸入損耗較

大，約 3.5dB，且平坦度較差，探討其原因，應是製程上些微的誤差，造成佈線所設計的值有些微的飄移，但是整體的波形來說仍算是和模擬相當接近。

3.3 模組二設計

3.3.1 表面走線和內部佈線設計

模組二的整體電路圖如圖 3.9 所示，在 LTCC 的表面和模組一一樣是放置兩個切換開關，但是在 LTCC 內層則需要放置一個帶通濾波器和一個低通濾波器，且帶通濾波器和模組一一樣需要將直流阻隔電容設計入模組中，故低通濾波器將只設計在三階，一方面是可以減少佈線的面積，另一方面是階數較低，輸入的損耗也較低，較符合模組的多功能性選擇，即需要高拒斥能力的系統可以選擇模組一，而需要低輸入損耗的則可以選擇模組二。帶通濾波器的設計如 3.1.1 所述，只是因為整體的佈線面積較少，佈線的方式有點改變，但佈線的基本概念和節 2.3.2 相同。模組內部整體的佈線如圖 3.10 所示，帶通濾波器的輸入端和輸出端及低通濾波器的輸出端皆利用貫孔和表面走線進行連結，低通濾波器的輸入端則是由內部走線直接和側面電極連結。表面的佈線如圖 3.11 所示，圖中灰色的部份一樣是黏著切換開關裸晶的地方，A 點為低通濾波器輸出端，B 點為帶通濾波器輸入端，C 點則是帶通濾波器輸出端，接腳的說明則是和模組一的完全相同。

3.2.2 模擬與實作

模擬 LTCC 佈線的軟體是利用 Ansoft 公司所研發的三維電磁軟體 HFSS，再利用 Microwave Office 來連結各個元件的模擬值，整體 LTCC 的尺寸大小為 3000um*3000um*1362um，再加上切換開關的裸晶，整體模組的高度約為 1900um，電路結構中的接地面和輸入輸出埠均在電路封裝後，利用側面電極和外部電路作電氣連結，以節省整體電路的體積。圖 3.13(a)為帶通濾波器的模擬結果，設計的中心

頻率為 2.45GHz，通帶內最大輸入損耗約為 1.6dB，若再加上兩個切換開關的損耗，整體模組的接收端損耗約 2.8dB。傳輸零點共有兩個，一個設計於 2GHz 處，另一個則是位於 1.6GHz 處，衰減量約為 37dB 和 66dB，在倍頻 4.8GHz 處，衰減量約為 32dB。圖 3.13(b)則是低通濾波器模擬的結果，通帶內最大的輸入損耗大約是 0.25dB，整體模組的發射端的損耗約為 1.45dB，傳輸零點設計在 5GHz 處，衰減量約 37dB。實作的照片如圖 3.12 所示，發射端和接收端量測輸入損耗及反射損耗對頻率如圖 3.14 所示，接收端的通帶內損耗約 3.6dB，比模擬大了 1.2dB，通帶外的偏低頻的兩個零點仍在，分別是 1.2GHz 和 1.95GHz，在倍頻 4.8GHz 處，衰減量也只有 28dB，算是有點糟的結果。探討其原因，損耗增加應該是因為切換開關的裸晶在利用打線和表面走線連結時，因為表面走線的材料是銀，打線的線是金，所以在接著點的地方要先作處理才能打線，且銀的硬度不夠，導致打線的力道不能太大，接著點容易浮接，造成多餘的損耗。另外一個可能的原因是因為在製作整個模組的時候，是先將 LTCC 焊在 FR4 的電路板上，再將裸晶利用打線和 LTCC 連結，但是裸晶黏著在 LTCC 上時，利用的材料是錫膏，錫膏需要加熱才會凝固，在加熱的過程中，原本焊在側面電極的錫會溶化且被地心引力向下拉而流到電路板上，側面電極和 FR4 電路板的連結就容易產生問題，雖然最後有再使用銀膠補上，但是側面電極在這段送去打線的時間內已經氧化，吸錫性變差，在側面電極和 FR4 電路板的連結點就容易產生多餘的損耗。發射端的通帶內損耗約為 1.7dB，傳輸零點在 4.7GHz，衰減量約為 40dB，和模擬比較算是還符合。

3.4 模組三設計

3.4.1 表面走線與內部佈線設計

模組三的整體電路如圖 3.15 所示，此模組因為加上了功率放大器，整體的電路變的相當的複雜，且因為功率放大器的直流偏壓電路中有許多元件，例如電感、電阻及容值較大的電容元件是無法內埋在 LTCC 中，必需放置在表面，故 LTCC 整體

的大小不再是取決於內埋電路，而是表面元件的整合之後的總電路大小。圖 3.16 則是表面相對應的走線圖及接腳圖，圖中灰色的部份為放置切換開關和裸晶的部份，虛線的部份則是放置無法內埋的電感、電阻及電容元件，相對應於圖 3.15 為 C103、C140、C105、C106、L102、R101 及 R102 共七顆被動元件，剩下無法內埋的元件如 C103、C114、C120、C119、C121 和 L104 這些直流阻隔電容和直流整流電路則放置在 FR4 載板上。圖 3.16 中的 A、B 點為帶通濾波器的輸入端，C、D 為功率放大器輸出匹配電路的輸出和輸入端，E 為功率放大器輸入電路的輸出端，F 為接收端利用內部走線和切換開關連結之點。PE 和 VA 為輸入直流電壓的連結點，VA 為 3.3 伏特，PE 為 2.8 伏特，PD 為偵測功率放大器輸出功率的連結點，其它的接腳的定義則是和圖 3.1.1 相同。內埋的電路一共有帶通濾波器、功率放大器的輸入和輸出匹配電路，但為了功率放大器的散熱及避免雜訊影響到濾波器的特性，在黏著功率放大器裸晶處的下方，設計整條貫孔金屬柱接地來當作導熱的金屬柱，並且在導熱的金屬柱和帶通濾波器的佈線電路部份也設計整排的貫孔金屬柱接地來阻隔電路之間的互相影響，整個佈線位置的示意圖如圖 3.17 所示。帶通濾波器的設計同節 3.1.1，輸出匹配電路和輸入匹配電路之佈線如圖 3.18 所示，整體內部電路的佈線側視圖如圖 3.19 所示。

3.4.2 模擬與實作

整體 LTCC 的尺寸大小為 5400um*4000um*1219um，再加上裸晶及表面的被動元件，整體模組的高度約為 2000um，電路結構中的接地面和輸入輸出埠均在電路封裝後，利用側面電極和外部電路作電氣連結，以節省整體電路的體積。圖 3.20 為整個模組輸出端模擬的輸入損耗和反射損耗對頻率的關係圖，整個模組的發射路徑共包含了一個功率放大器、兩個切換開關和一個帶通濾波器，模組內埋的元件佈線是利用 HFSS 來模擬之後，取出各元件的散射參數矩陣(Scattering Matrix)，再將此參數矩陣的值和之前量測到的切換開關及功率放大器裸晶的值在電路軟體 Microwave Office 下進行連結，設計中心頻率為 2.45GHz，整體頻帶內模擬的輸出增

益約 26.5dB，輸入端和輸出端反射損耗都在-10dB 以下。圖 3.21 則是接收端模擬的輸入損耗和反射損耗對頻率的關係圖，整體模組的接收端損耗約 2.8dB。傳輸零點設計於 1.8GHz 處，衰減量約為 50dB，在倍頻 4.8GHz 處，衰減量約為 25dB。進行實作的時候，因為需要驗證每個單獨元件的特性，決定將整個模組分為濾波器和功率放大器兩個部分來量測，量測濾波器模組時，濾波器模組的輸入輸出點(圖 3.22 相對應的 A、B 點)利用表面的 50Ω 線將訊號引出到側面電極(圖 3.22 的 C、D 點)來和 FR4 進行連結並量測其響應，但因為考慮側面電極也會有些微的電感效應，對於表面的拉線和側面電極的效應也要進行一次模擬，再和量測的值作比較，實作的電路如圖 3.23 所示，量測和模擬比較如圖 3.24 所示，量測通帶內的輸入損耗約為 1.3dB，比起模擬的值還少了 0.2dB，整體的波形在通帶外側低頻的地方有點上揚，導致模擬時設計在 1.8GHz 的傳輸零點向低頻偏移了 200MHz，在 1.8GHz 的衰減量就只剩下 30dB，算是差強人意，但倍頻 4.8GHz 處的衰減量仍然有 40dB。探討前端傳輸零點飄移的原因，參考如圖 3.3 的濾波器電路，在 C、D 兩點之間有一個串接的電容，在電路設計時，這個值相當的小，只有 0.19pF，所以只要製程上的佈線有所偏移，對於這個電容值就會有相當大的影響，而此電容值會影響通帶外側低頻的傳輸零點，故應該是佈線上製程產生平移而電容值有所改變而改變了傳輸零點的位置。功率放大器的部份也是分開來量測，實作的時候一樣是利用表面 50Ω 走線將訊號取出來量測，實作的照片如圖 3.25 所示，首先在還沒有在 LTCC 表面放置任何元件時，量測功率放大器的匹配電路的反射損耗對頻率的響應，並在史密斯圖上和模擬作比較，如圖 3.24，整體在史密斯圖上的趨勢都還算蠻像的。接著將表著放置的電容、電感及電阻元件，利用錫膏和表面電路進行連結，並利用打線將功率放大器之裸晶與表面電路聯結，實作的電路如圖 3.26 所示。量測其特性，發現加上直流偏壓 3.3 伏特的時候，其工作電流應該是 190 毫安培，且加上導通電壓 2.8 伏特時，導通電壓的操作電流應該小於 5 毫安培，但加上偏壓的時候，工作電流操作在 90 毫安培，導通電壓點的操作電流高達 30 毫安培，整體的訊號並沒有放大，且在加上導通電壓的時候，一開始並不會出現漏電流，而且一直加到約 1 伏特時才慢慢出現，檢查所有的電路之後，懷疑是功率放大器電晶體的閘極(gate)端已經被燒穿，而造成漏電流，而燒穿的原因應是拿取裸晶的時候並沒有注意到靜電防護的問題而造成，或

是裸晶本身在出廠的時候並沒有進行偏壓或功能的測試，一般都是在封裝之後才進行測試，而這次剛好選取了有問題的裸晶而導致測試失敗。



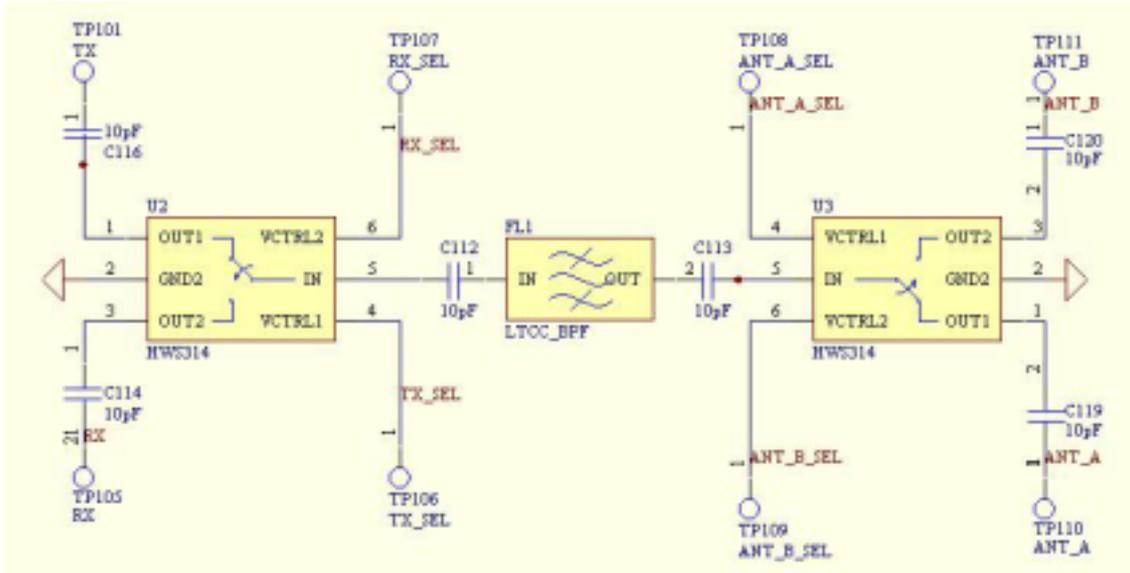


圖 3.1 模組一的整體電路圖

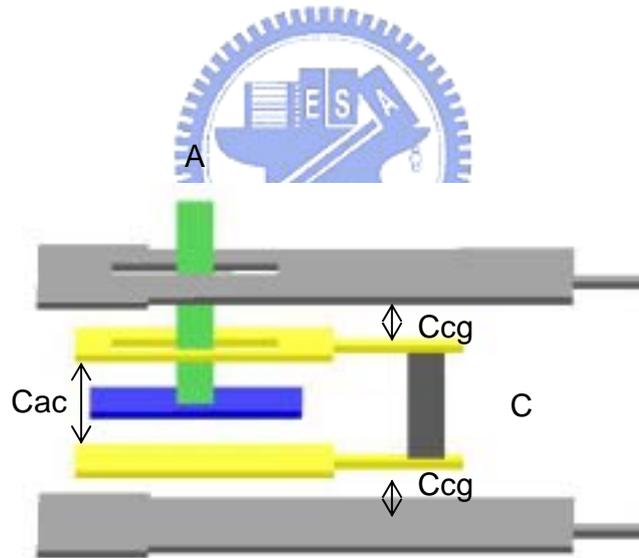


圖 3.2 減少直流阻隔電容對地效應之佈線圖

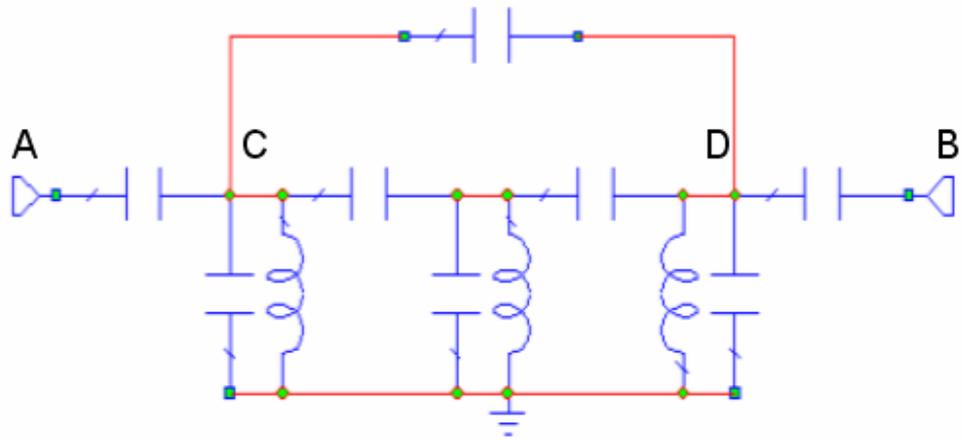


圖 3.3 模組一內埋電路集總元件圖

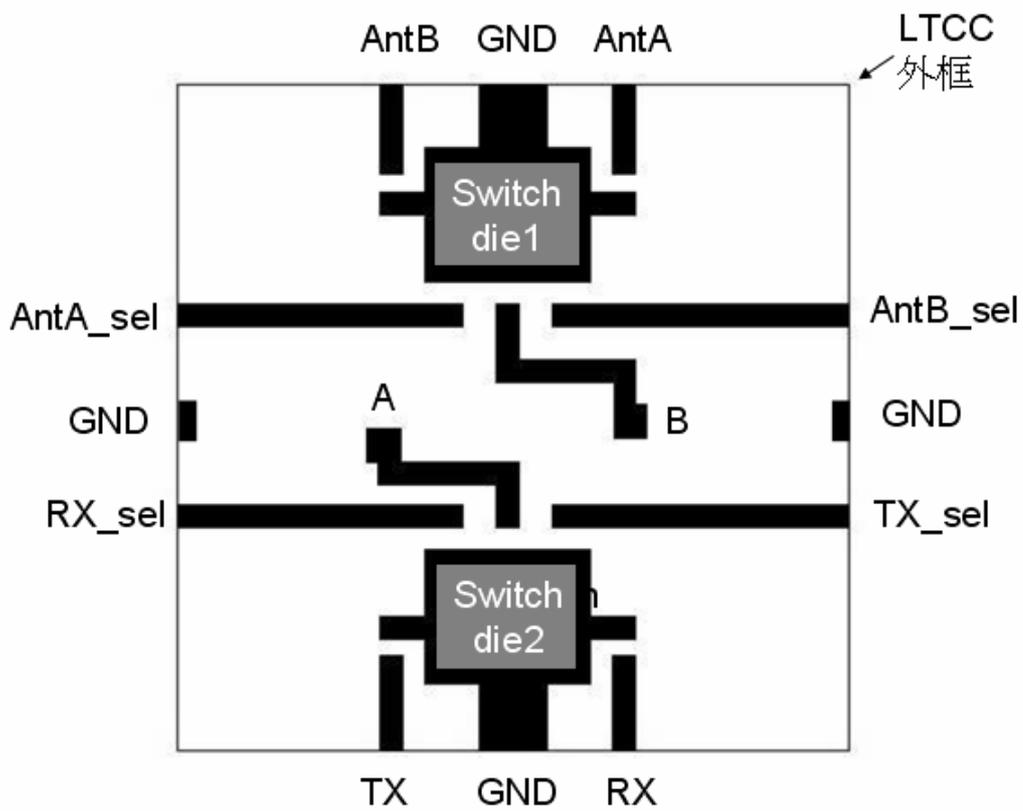


圖 3.4 模組一之表面佈線及接腳圖

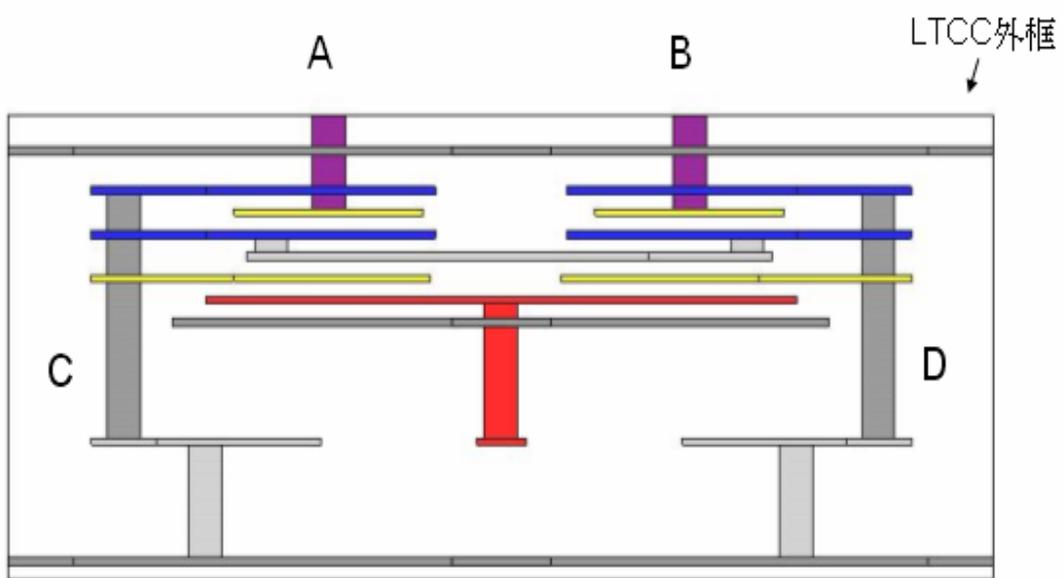


圖 3.5 模組一之內部濾波器佈線圖

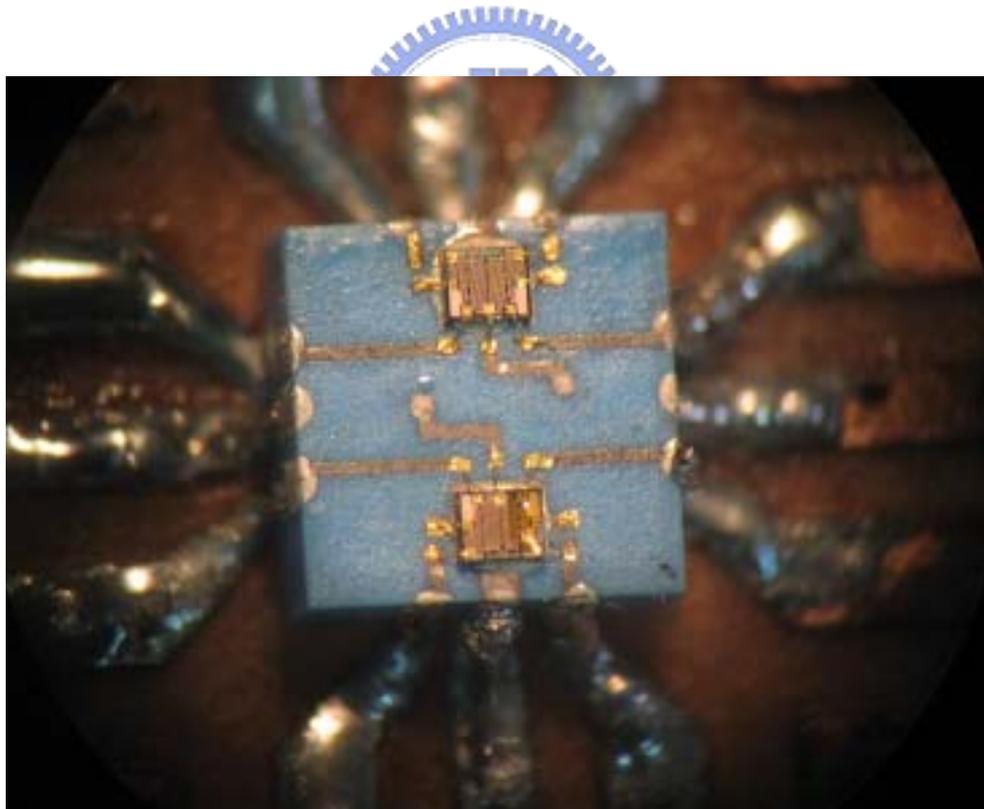


圖 3.6 模組一實作照片

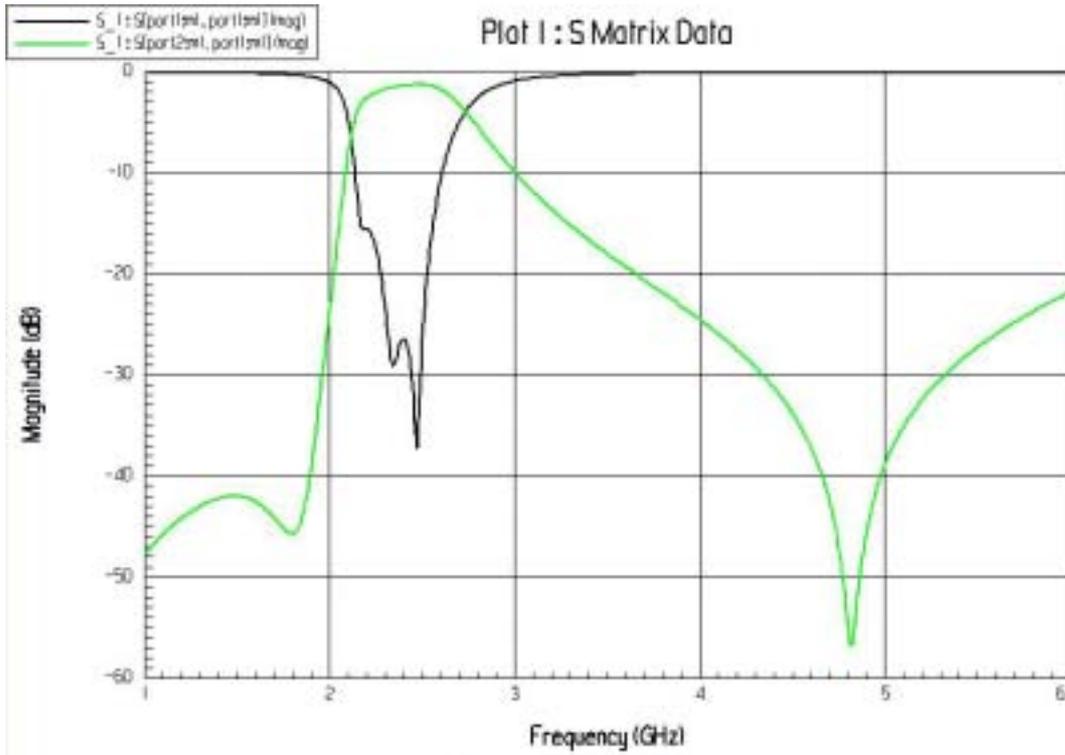


圖 3.7 模組一內帶通濾波器模擬輸入損耗和反射損耗對頻率圖

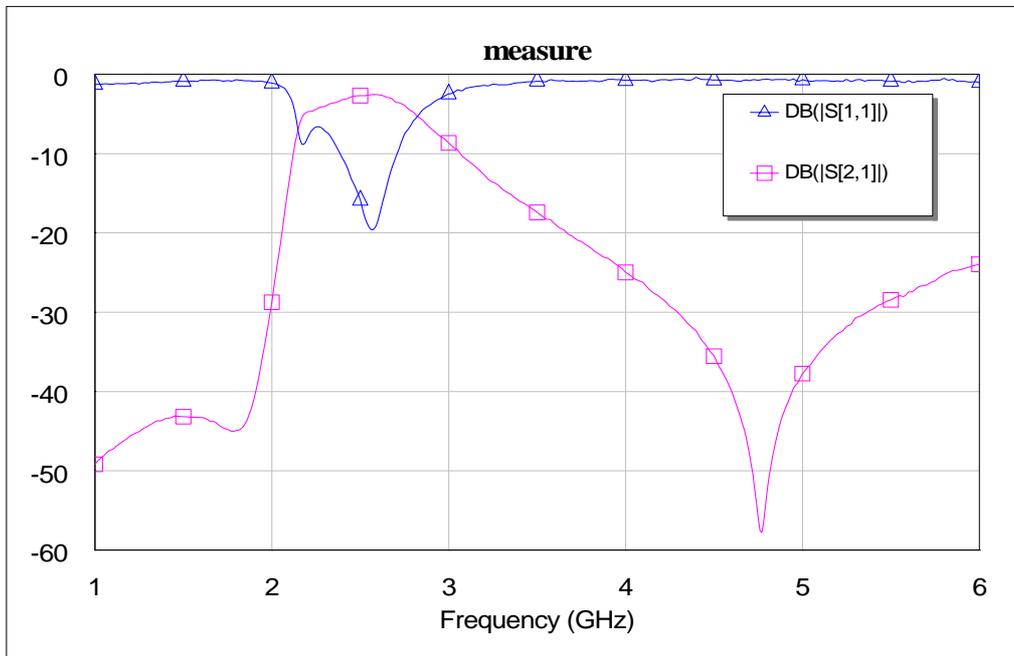


圖 3.8 模組一量測整體輸入損耗和反射損耗對頻率圖

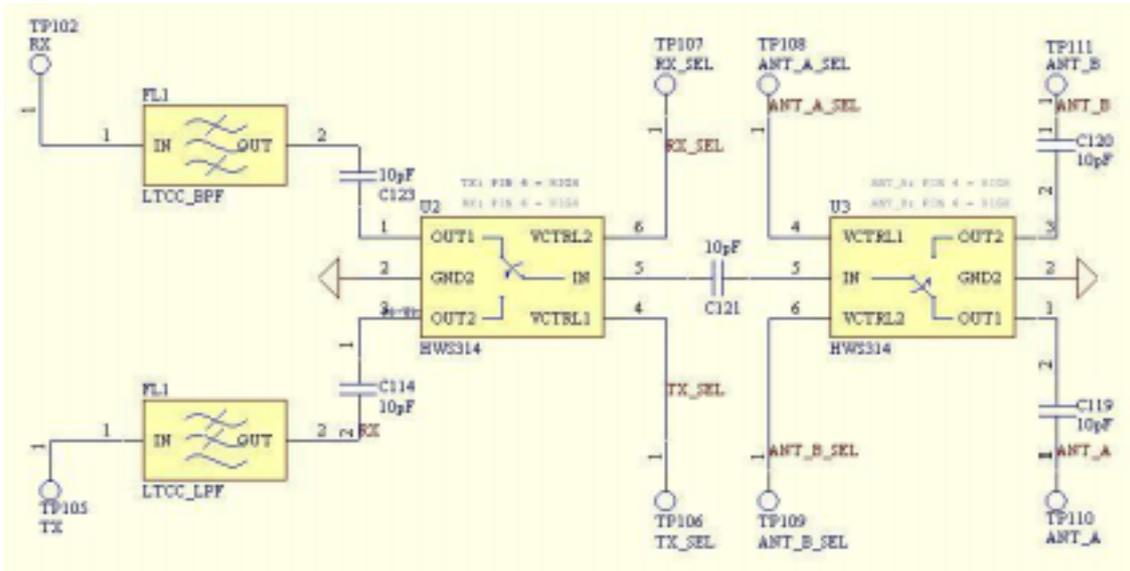


圖 3.9 模組二之整體電路圖

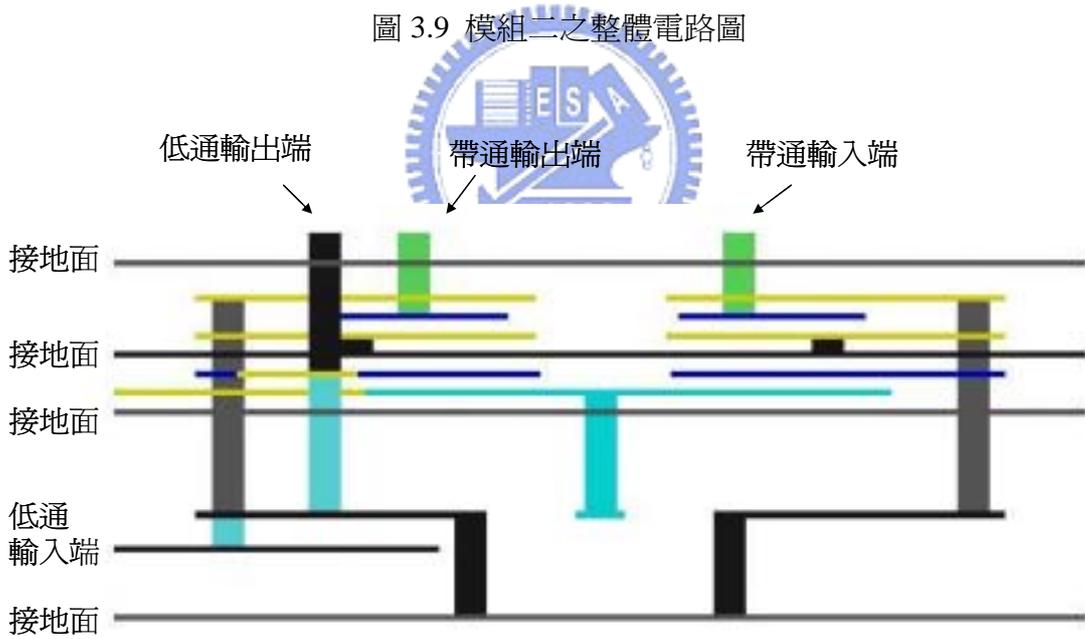


圖 3.10 模組二之內埋電路佈線圖

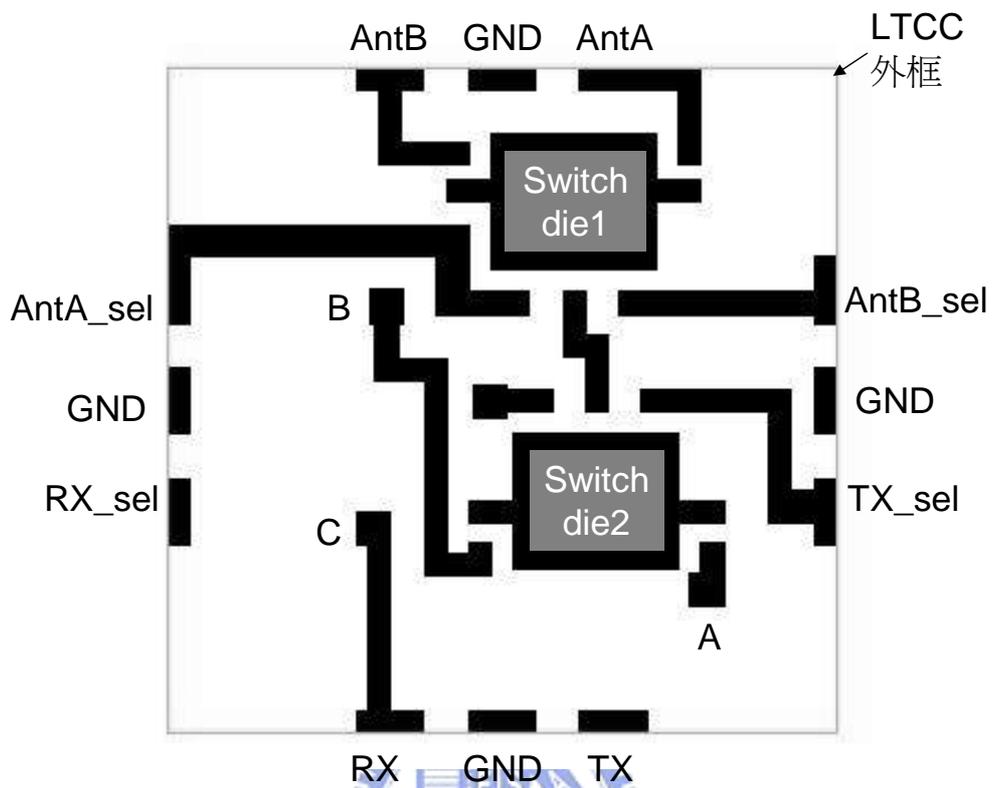


圖 3.11 模組二之表面佈線及接腳圖

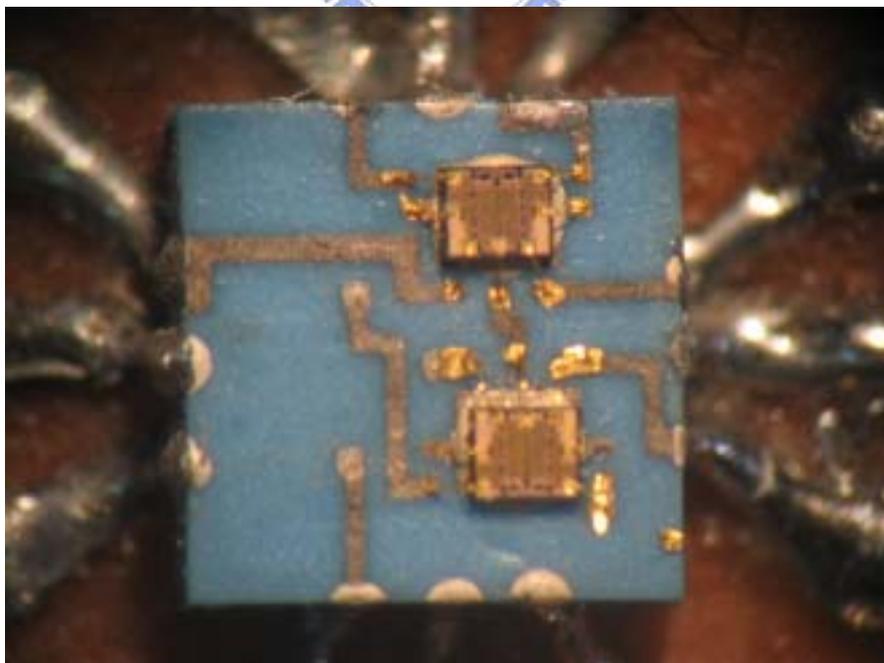
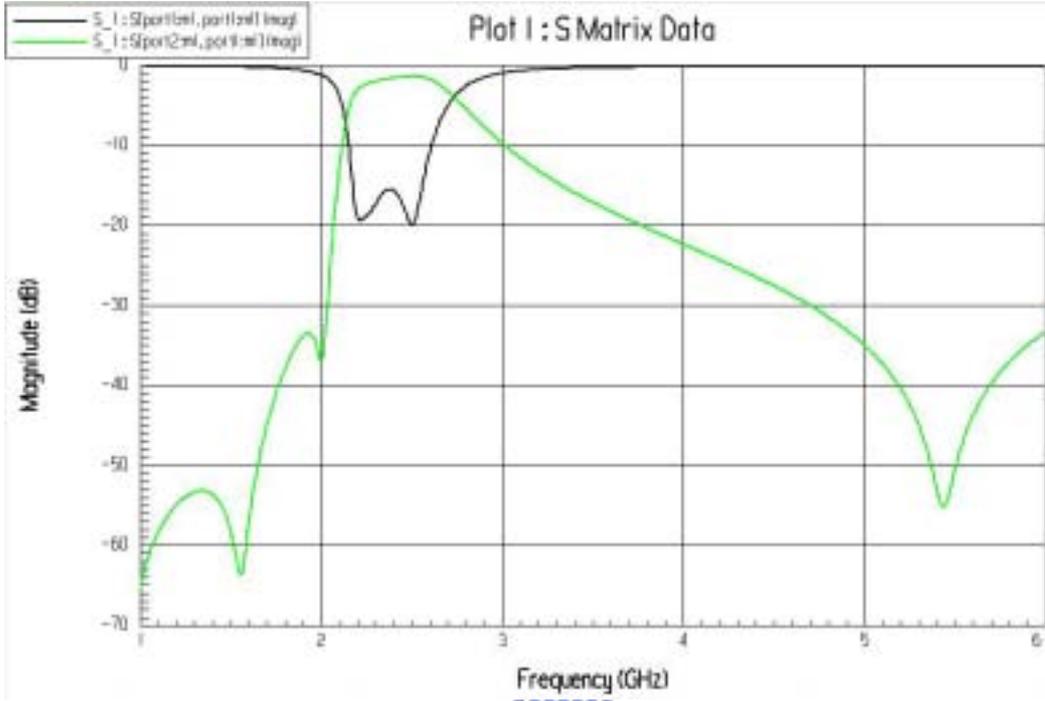
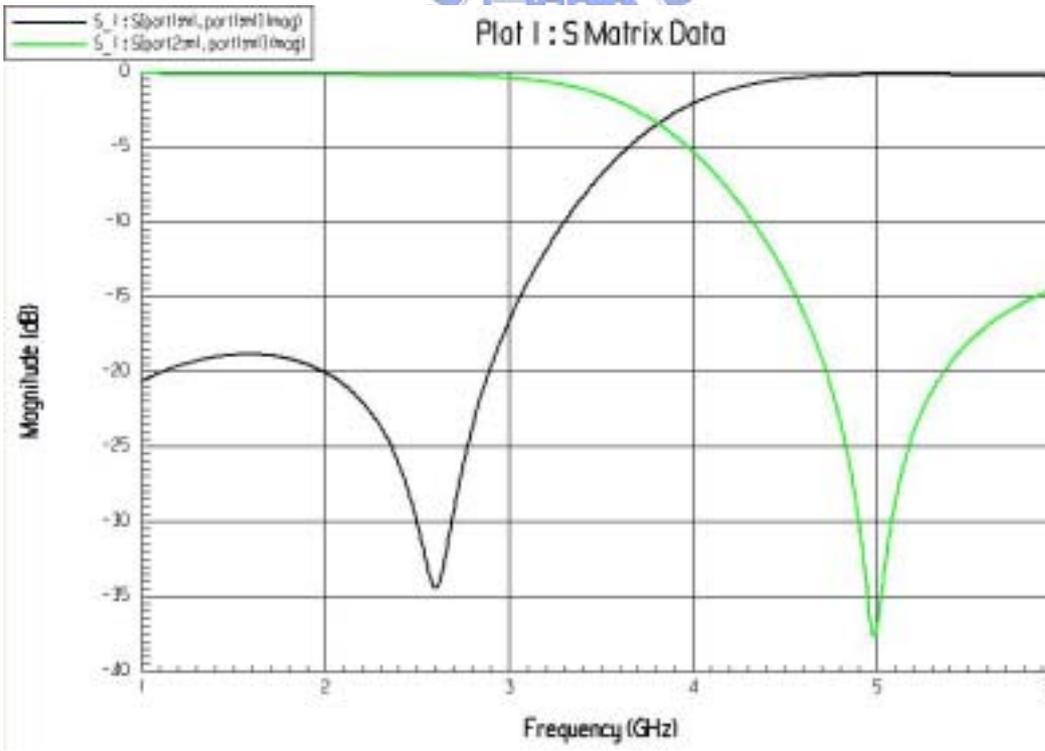


圖 3.12 模組二之實作照片

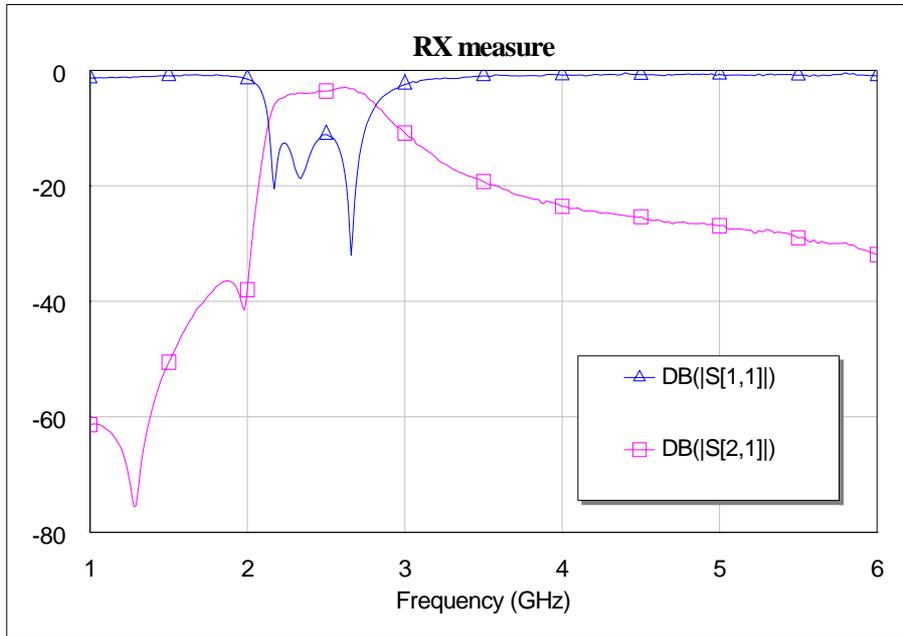


(a) 帶通濾波器

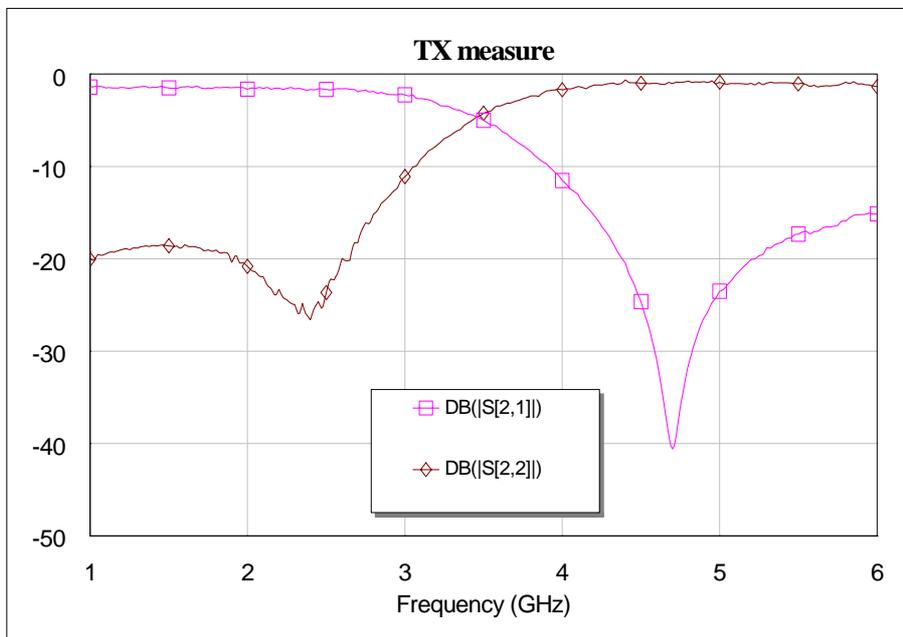


(b) 低通濾波器

圖 3.13 模組二之內埋濾波器模擬輸入損耗與反射損耗對頻率圖



(a)接收端



(b)發射端

圖 3.14 量測模組二接收端和發射端輸入損耗與反射損耗對頻率圖

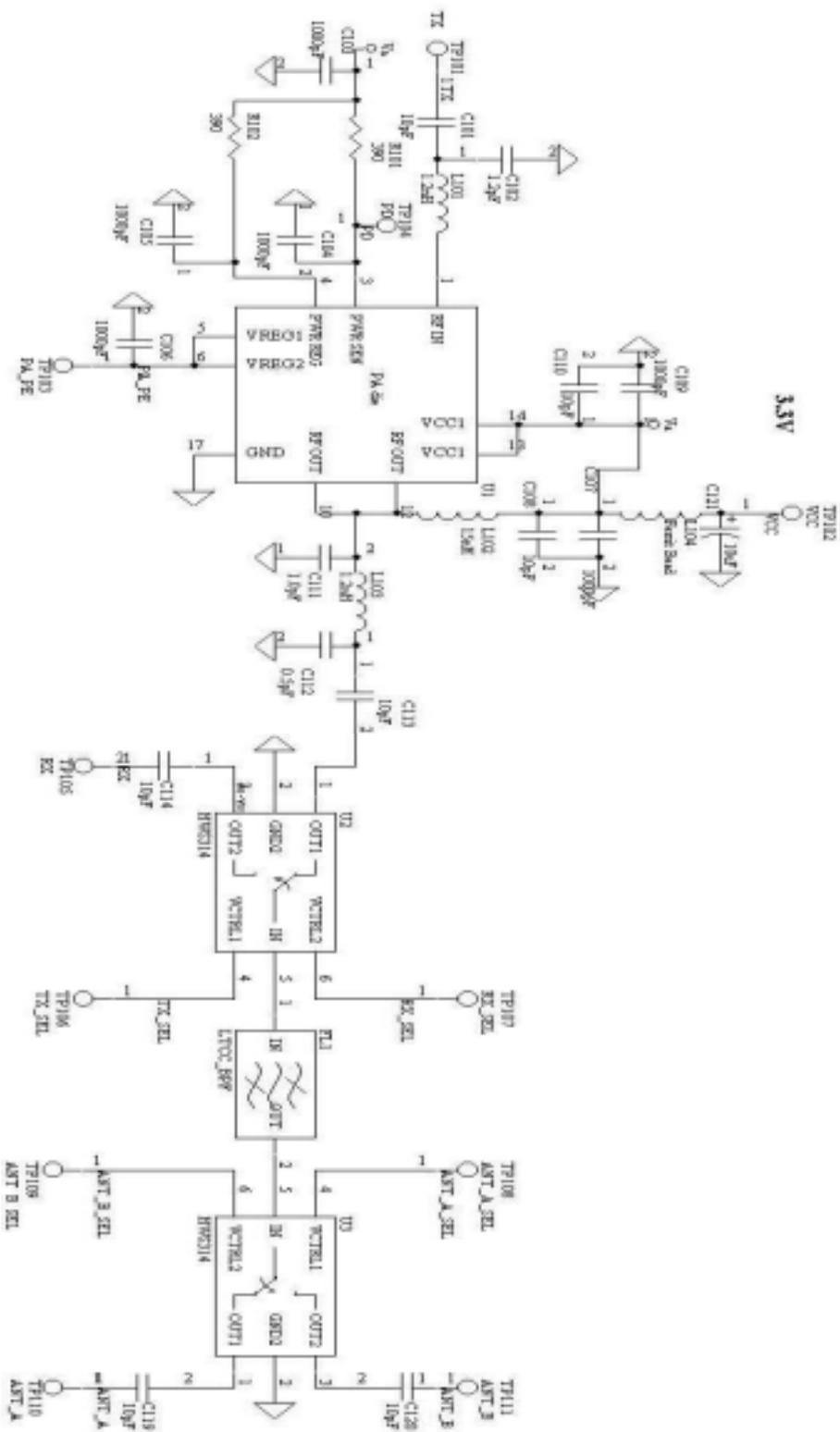


圖 3.15 模組三整體電路圖

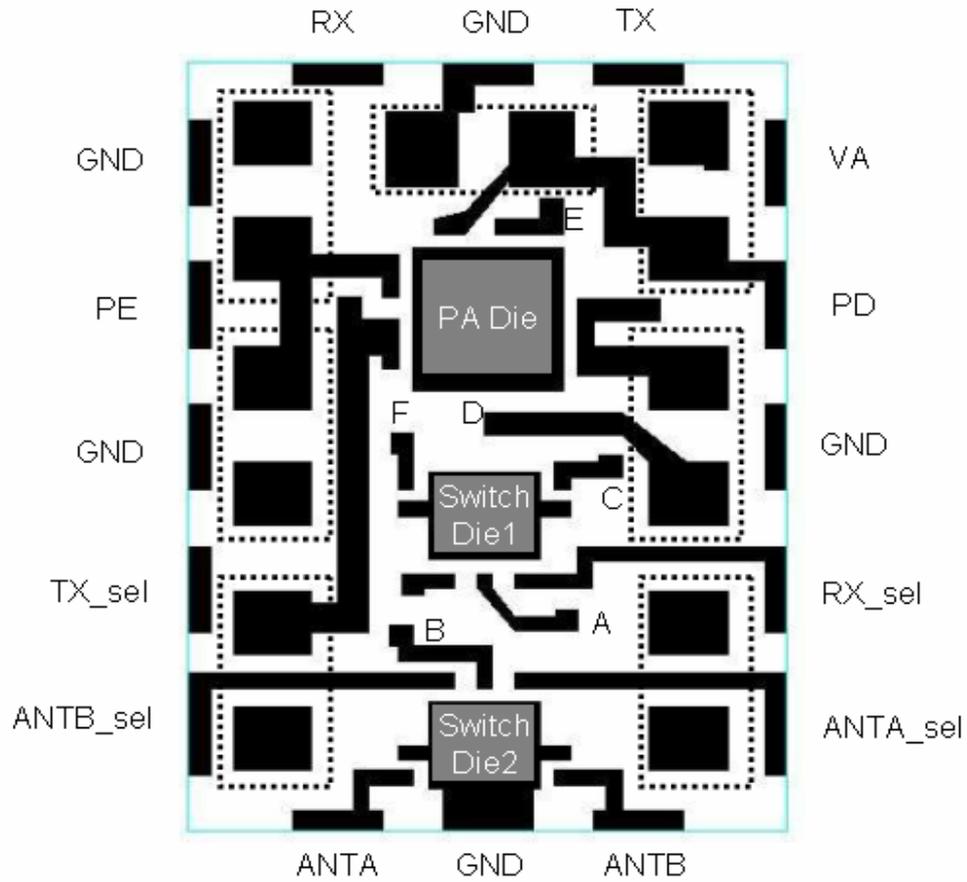


圖 3.16 模組三表面走線和接腳圖

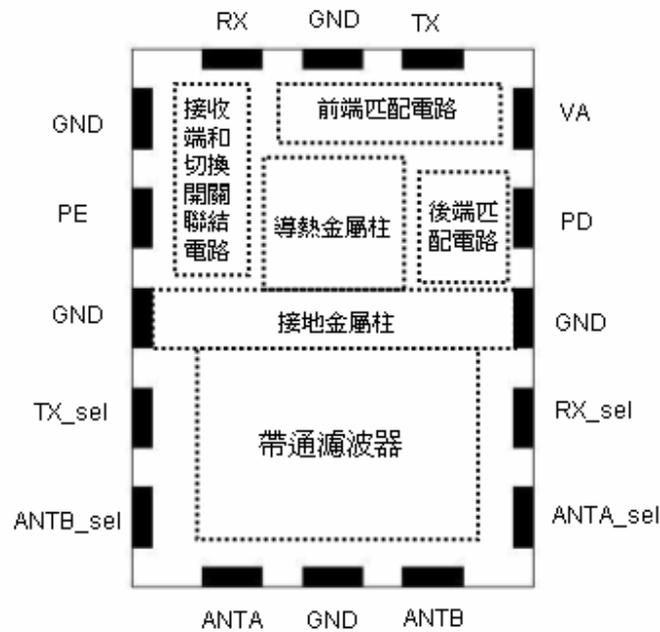


圖 3.17 模組三內部佈線示意圖

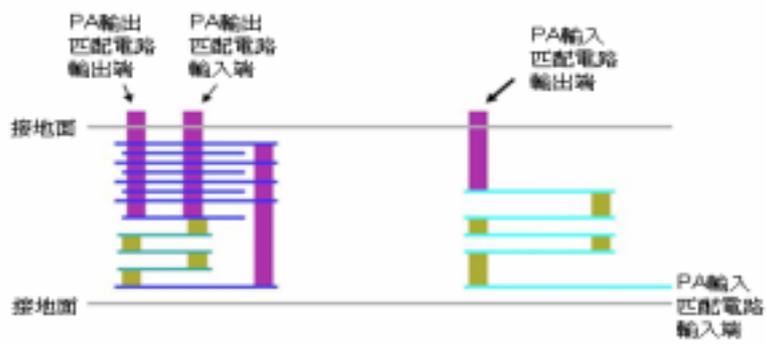
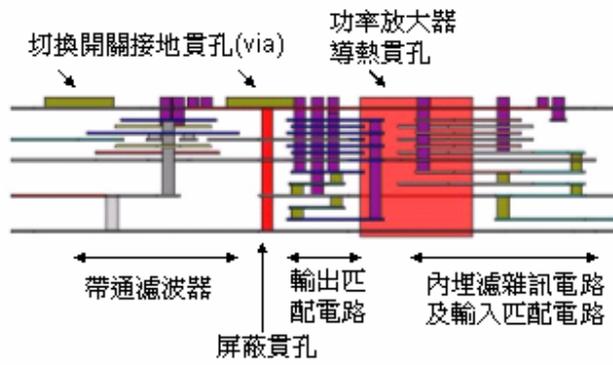
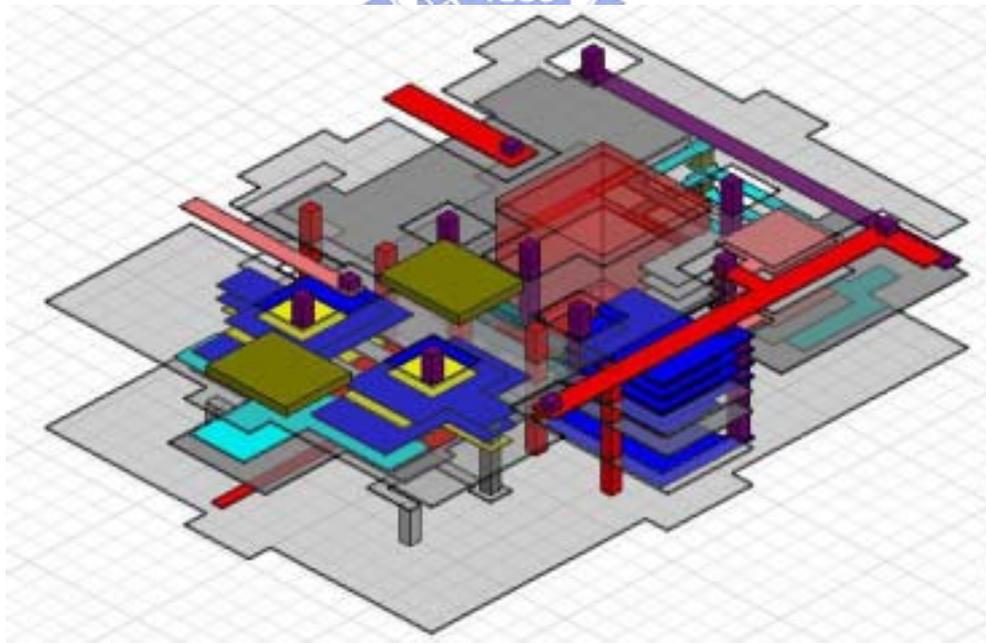


圖 3.18 功率放大器輸出和輸入匹配電路佈線設計



(a)側視圖



(b)45 度角俯視圖

圖 3.19 模組三內埋電路佈線圖

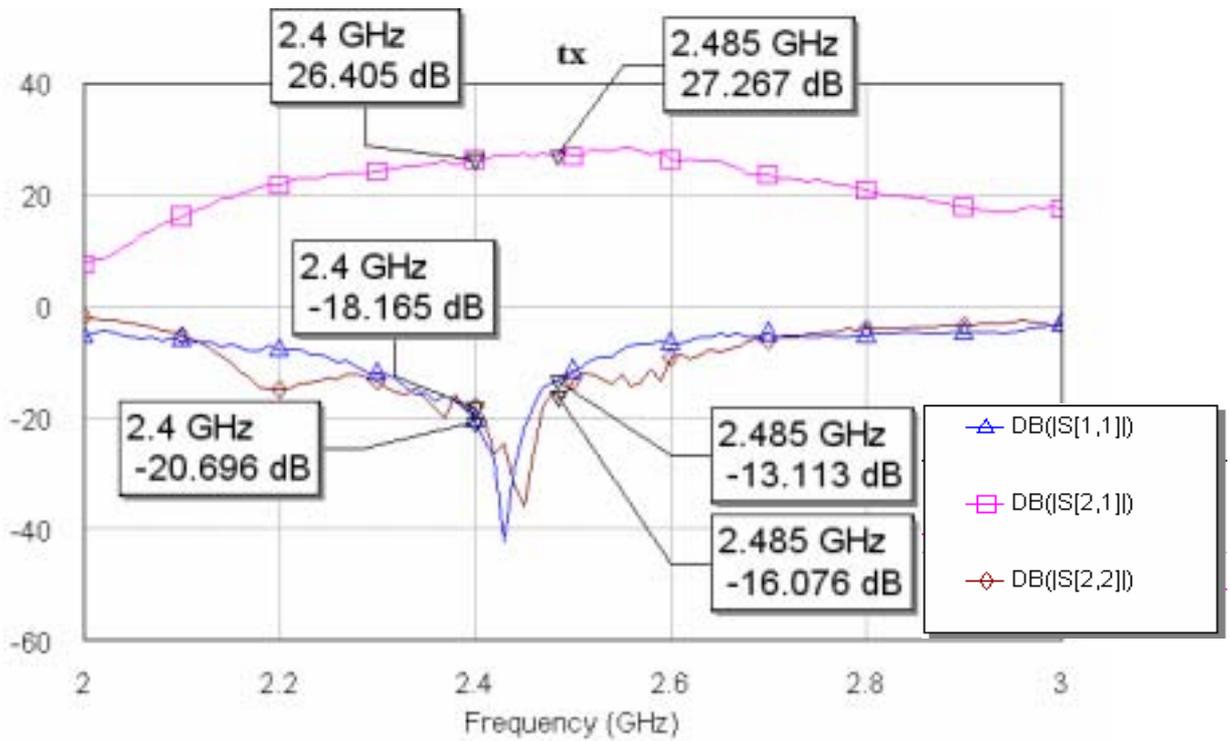


圖 3.20 模組三發射端模擬輸入損耗和反射損耗對頻率之關係

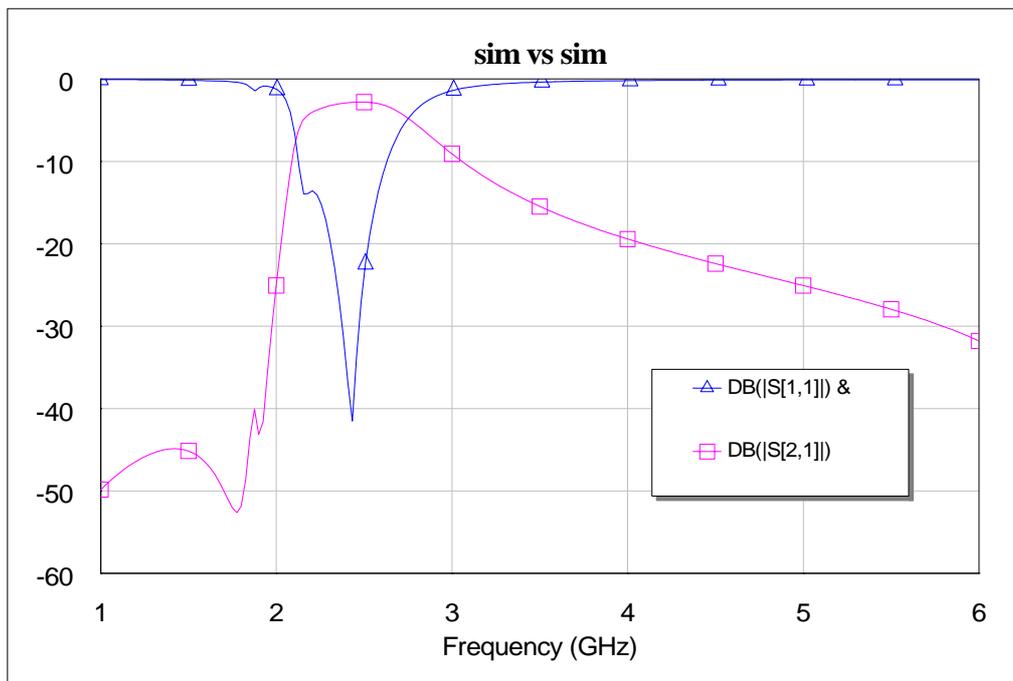


圖 3.21 模組三接收端模擬輸入損耗和反射損耗對頻率之關係

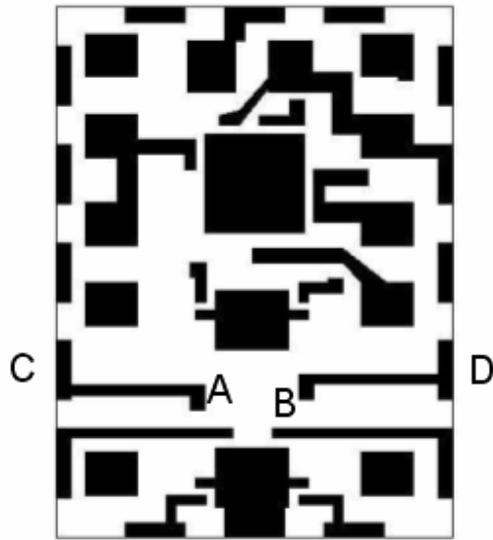


圖 3.22 模組三單獨量測濾波器之表面佈線

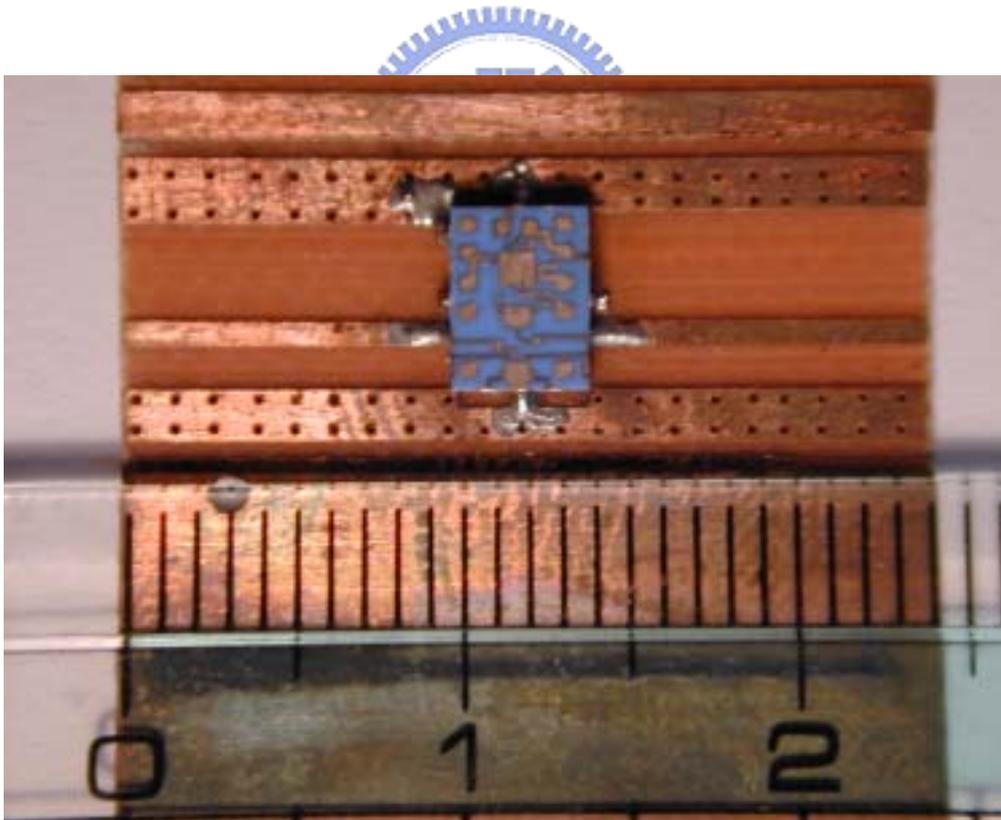


圖 3.23 模組三量測濾波器之實作圖

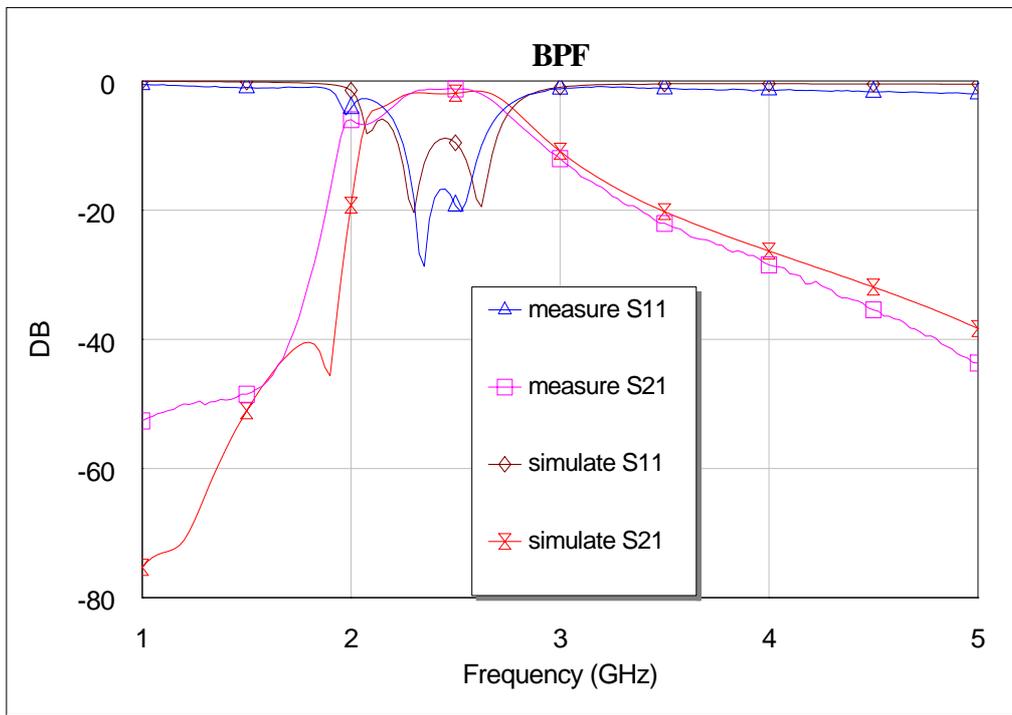
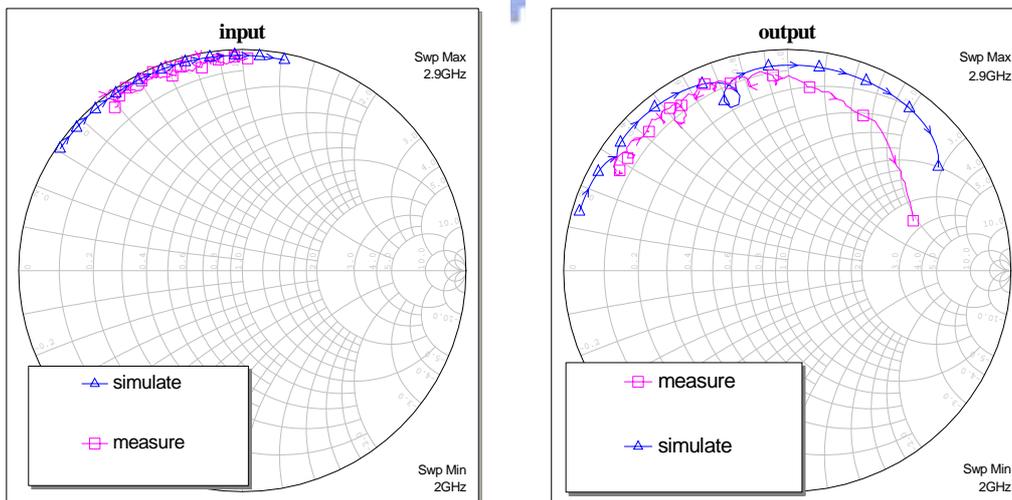


圖 3.24 模組三帶通濾波器模擬和實作比較圖



(a)輸入匹配電路

(b)輸出匹配電路

圖 3.24 模擬和量測模組內功率放大器輸入和輸出的匹配電路之反射損耗

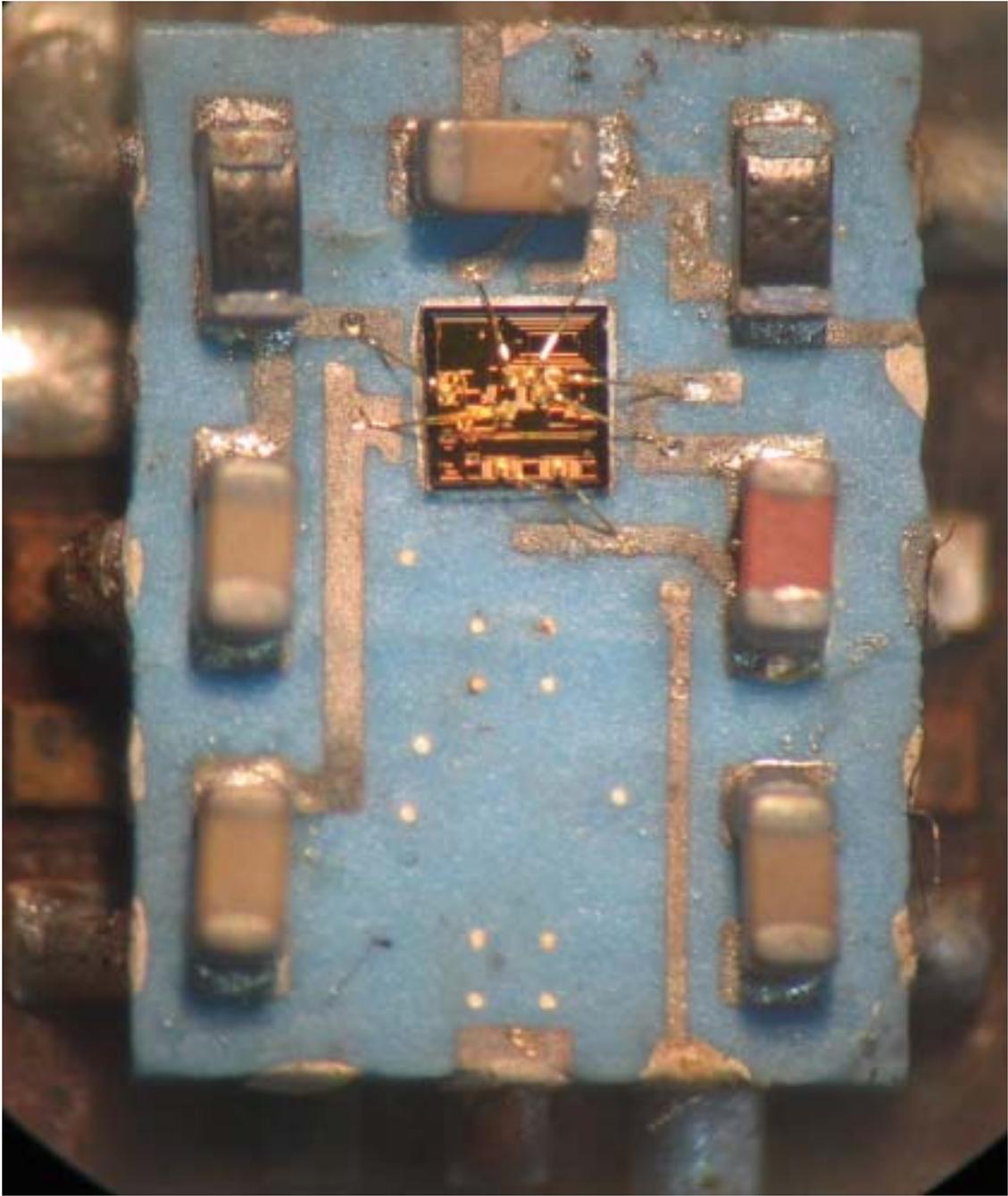


圖 3.25 量測模組三功率放大器之實作圖

第四章 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線

4.1 倒 F 型天線理論

4.1.1 偶極天線

半波長偶極天線是一種被廣泛使用的天線，優點在於天線共振時，輻射阻抗為 73 歐姆，如此可以輕易的將其輸入阻抗匹配到現今微波系統常用的 75 歐姆或 50 歐姆，其結構和電流分佈如圖 4.1 所示，電流分佈方程式如下[18]：

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

由上述方程式可知，半波長偶極天線的電流在天線尾端處為零，並且在天線的中心處有最大電流，根據這樣的電流分佈，可以計算出其遠場輻射電場和磁場如下：

$$E_\theta \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} \right]$$

$$H_\phi \approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} \right]$$

在觀察點單位面積的輻射功率如下：

$$U = U(\theta, \phi) = \frac{1}{2} EH^* = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \approx \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3 \theta$$

若定義天線場型 $F(\theta, \phi) = kr^2 U(\theta, \phi)$ ，其中 k 為一正規化常數，半波長偶極天線的場型如下：

$$F(\theta) = \left[\frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right) \cos \theta\right]}{\sin \theta} \right]$$

圖 4.2 即為半波長偶極天線之天線場型。



4.1.2 鏡像原理

考慮有一個理想的電流源存在於一個無窮大的金屬面上，並且其電流方式垂直於金屬面，如圖 4.3(a)，由電磁理論可知，滿足相同邊界條件的波動方程式之解為唯一，則可以將金屬面移除，假想在金屬面之下有一個鏡像電流源的存在，就可以得到如圖 4.3(b)之等效模型，利用此等效模型，可以符合平面以上及在平面的邊界條件，求得和原來問題相同的解，並且將問題大幅度的簡單化。若是平行於金屬面的電流源，參考圖 4.4(a)，也可以得到如圖 4.4(b)所示之等效模型。若在金屬面上有一任意方向的電流源，其必可分解成垂直分量與水平分量，垂直分量用圖 4.3(b)所示之等效模型，水平分量則用圖 4.4(b)之等效模型，最後再把垂直分量和水平分量所分別產生之鏡電流向量相加，可求得其對應之鏡像電流源。

4.1.3 單極天線

如果將偶極天線在中心饋入處分成兩半，將下半部利用無限大的接地金屬面來取代，從接地金屬面饋入偶極天線的上半部，如此即為單極天線，如圖 4.5 所示，根據鏡像原理可知，單極天線上的電流分佈與偶極天線相同如圖 4.6，故能產生和偶極天線相同的電場，然而單極天線是利用接地金屬面來產生鏡像電流，故整體天線的長度就只需要四分之一波長，為半波長偶極天線的一半。單極天線上的電流分佈和偶極天線上半部的分佈是完全相同的，可是在饋入處的端點電壓只有偶極天線的一半，所以單極天線的輸入阻抗只有其相對應之偶極天線的一半，如下式：

$$Z_{A,mono} = \frac{V_{A,mono}}{I_{A,mono}} = \frac{\frac{1}{2}V_{A,dipole}}{I_{A,dipole}} = \frac{1}{2}Z_{A,dipole}$$

很明顯的，單極天線只能產生上半平面的輻射場，所以輻射電阻就只有偶極天線的一半，如下式：

$$R_{r,mono} = \frac{P_{mono}}{\frac{1}{2}|I_{A,mono}|^2} = \frac{\frac{1}{2}P_{dipole}}{\frac{1}{2}|I_{A,dipole}|^2} = \frac{1}{2}R_{r,dipole}$$

偶極天線的平均單位面積輻射功率為單極天線的兩倍，但兩者的最大單位面積輻射功率是相同的，所以單極天線的指向性是偶極天線的兩倍，如下式：

$$D_{dipole} = \frac{U_m}{U_{ave}} = \frac{U_m}{P/4\pi}$$

$$D_{dipole} = \frac{Um}{\frac{1}{2}U_{ave}} = 2D_{dipole}$$

4.1.4 倒 F 型天線

倒 F 型天線是由 L 型單極天線演變而來，而 L 型單極天線則是將單極天線折成 L 的形狀，如圖 4.7，其優點在於可以減少天線的高度，而且工作在相同的頻率時，L 型單極天線的所需的長度較一般單極天線來得短。因為 L 型單極天線可以看成是一隻短的單極天線在尾端加上一條長的水平線作為負載，所以其負載阻抗較低，較難匹配，故為了增加整體天線的輸入阻抗，在 L 型單極天線垂直部份的尾端，再加上一個 L 形，將尾端接地，即為倒 F 型天線，如圖 4.8。倒 F 型天線可以利用等效傳輸線的模型來解釋，如圖 4.9，假設某頻率(f_r)所對應的波長(λ)為四倍的天線總長度($l = l_1 + l_2$)，則輸入導納(Y_{in})如下式：

$$\begin{aligned} Y_{in} &= -jY_0 \cot \beta l_1 + Y_0 \frac{G + jY_0 \tan \beta l_2}{Y_0 + jG \tan \beta l_2} \\ &= -jY_0 \cot \beta l_2 + Y_0 \frac{G + jY_0 \tan \beta l_2}{Y_0 + jG \tan \beta l_2} \quad (T = \tan \beta l_2) \\ &= \frac{-jY_0^2 T + Y_0 G T^2 + Y_0 G + jY_0^2 T}{Y_0 + jG T} \end{aligned}$$

$$\because G \ll Y_0 \quad \therefore Y_0 + jG T \approx Y_0$$

$$Y_{in} = \frac{G}{\sin^2 \beta l_2}$$

G : 幅射電導

Y_0 : 傳輸線導納

l_1 : 天線 L 形接地的部份

l_2 : 天線由饋入點向右水平的部份

由上式可知，倒 F 型天線的總長度為共振頻率的四分之一波長，且輸入阻抗比起倒 L 型天線可以輕易的匹配到負載的阻抗，大大的增加了天線本身的實用性，但此天線是屬於窄頻的天線，為了增加頻寬，另一種變形是將天線本體利用金屬面來取代，如圖 4.10，也就是一般所稱的平面倒 F 型天線。若使用印刷電路板上層表面金屬設計天線與饋入線，並使用底層金屬設計接地面，並且將天線的尾端利用貫孔 (VIA) 和接地面導通，此即為印刷倒 F 型天線，如圖 4.11。圖 4.12 則是倒 F 型天線的電流分佈圖，由圖中知倒 F 型天線的饋入線和天線尾端接地的部份的電流是同向的，因此其電流分佈和倒 L 型天線是相似的。天線的座標利用圖 4.11 來定義，其相對應的輻射場型如圖 4.13 及圖 4.14[19]。由場型的圖中可以發現，印刷倒 F 型天線是具有全向性場型(omni-directional pattern)的天線，且具有足夠的輻射增益來提供是室內無線通訊發射或是接收，其三維的場型接近橢圓形，即天線每個切面的垂直輻射電場或水平輻射電場都收得到，非常適合作為室內通訊的應用。

4.2 縮小化雙頻天線設計



此設計是將如圖 4.11 的印刷倒 F 天線來進行改良，因為印刷倒 F 天線具有容易製作，不需要外部電路即可以達到輸入阻抗匹配及場型具有全方向性場型等優點，但其長度受限於必需是共振頻率的四分之一波長，往往佔去相當大的面積，且單一倒 F 型天線只有操作在某一個共振頻率，無法應付於目前市面所需的雙頻或三頻天線，故以下提出一螺旋繞線結構，不但可以達到縮小，並且操作在兩個共振頻率。

考慮如圖 4.9 的倒 F 型天線傳輸線的等效模型，此模型分析出當總長度 l 為共振頻率的四分之一波長時，輸入阻抗的虛部為零，即達到共振，因此可推導出輸入阻抗虛部 X_t 對總長度 l 的關係圖，如圖 4.15。由圖 4.15 中可以發現，假如將天線本身的電感值增加，虛部阻抗的線就會上升如圖 4.16，對應到圖中的 X 橫軸就可以發現天線的總長度 l 不需要到共振率的四分之一波長，其虛部阻抗為零，而產生共振，而達到縮小化的功能。圖 4.15 同時也指出了，要達到虛部等於零時，天線的總長度 l 是共振頻率的四分之一波長再加上共振頻率的二分之一波長的的整數倍，如下式：

$$l = \frac{1}{4} * \lambda_g + \frac{1}{2} * n * \lambda_g, n=0 \sim \infty$$

即相同長度的倒 F 型天線在共振頻率的奇數倍時，虛部都會為零，如圖 4.17。但是如果將天線本身作螺旋形的繞線時，三倍共振頻率會逐漸往兩倍半或兩倍移動，而達到想設計的雙頻的頻段，此處由以下幾個圖來說明，圖 4.18a 為一典型的倒 F 型天線，其反射損耗與頻率的關係如圖 4.19a，發現其共振頻率在 2.5GHz，而 7.5GHz 的部份也有共振的現象，於是將天線水平的部份逐漸繞成螺旋狀，如圖 4.18b、4.18c 及 4.18d，相對應的反射損耗與頻率的關係如圖 4.19b、4.19c 及 4.19d，圖 4.19e 則是 4.19a、4.19b、4.19c 及 4.19d 的整理，由圖中可以明顯的發現出在控制天線的總長度共振在同樣是 2.5G 時，較高頻的共振頻率一直向低頻移動，故利用這個方法，我們可以將天線有效的控制共振在所需要的雙頻或三頻，以符合實際的應用。



4.3 利用 FR4 多層板實作、量測與討論

天線的製作利用一般工業界常見到的 FR4 印刷電路板，其參數如下：

$$\epsilon_r = 4.4, \tan \delta = 0.02, h = 0.8mm$$

使用的電磁模擬體則是 IE3D，設計的天線是爲了符合 802.11a/b，故其工作的頻段包含 2.4~2.4835GHz 及 5.15~5.35GHz。設計的過程首先將如圖 4.11 的印刷倒 F 型天線低頻共振頻率的反射損耗的最低點設計在 2.45GHz，接著開始繞線，使得天線較高的共振頻率的反射損耗最低點向低頻移動到 5.25GHz 時，微調其它參數，使得高低頻均達到阻抗匹配。其中爲了使天線的面積儘量縮小，將天線螺旋結構的尾端利用貫孔連接到電路板的底層去走線，最後天線的完整結構如圖 4.20，金屬接地面之大小爲 88*40mm²，天線的面積只有 9.5*3.25mm³，比傳統的印刷倒 F 型天線 22*4.6mm²的面積，縮小約 70%。

此天線是利用 HP8720 量測頻率響應，利用 HP8530A 在電波無反射室裡量測天線的場型，其頻率對反射損耗的量測如圖 4.21。由圖中可讀出天線的頻寬(取反射損耗小於-10dB)在 2GHz 的部份為 140MHz，在 5GHz 的部份為 756MHz，符合當初所定的規格，而天線的模擬和量測場型則如圖 4.22 所示。量測的輻射增益則整理如表 4.2 所示。所設計的天線其場型比起傳統的印刷倒 F 型天線的場型，如圖 4.14，並無太大的改變。且模擬和量測相當的接近，不管是在高頻或是低頻在 Y-Z 面或是 X-Y 面都有全向性的輻射場型，最大的輻射增益都超過 1.5dBi，相當適合室內無線通訊之應用。

4.4 利用 LTCC 實作與量測

由於這種縮小化倒 F 型螺旋天線的結構易於實現，且在頻寬及場型均有不錯的表現，故此處利用 LTCC 製程來驗證此結構。利用 LTCC 來設計還有以下兩個優點：1.因為使用的是 LTCC，故天線可以和本論文前半部所提到的射頻系統封裝模組進行整合。2.一般常見的印刷電路天線因受限於電路板厚度的關係，在平行於電路板的切面上，垂直於電路板的輻射場型都相當的小，以 4.2.2 節中所提到的印刷倒 F 型天線為例，參考圖 4.14c，即可發現其水平於電路板切面(x-y plane)的垂直輻射場(E-theta)，其輻射增益平均大小只有-20dBi，假如在此平面傳輸資料，其工作效能較差，故我們可以利用將 LTCC 其三維的結構，來增加水平於電路板切面的垂直輻射場。圖 4.23 即為天線的設計圖，其中 A 點為接地點，B 點為和饋入線相接之點，天線的部份均是走 LTCC 的表面，到 C 點再走入 LTCC 之內層進行繞線。而此種倒 F 型螺旋結構是需要一接地金屬面來產生鏡像電流，所以利用 FR4 當作 LTCC 的載板，整體的天線結構如圖 4.24。頻率對輸入損耗的量測如圖 4.25。由圖中可讀出天線的頻寬(取反射損耗小於-10dB)在 2GHz 的部份為 50MHz，在 5GHz 的部份為 1146MHz，仍算是不錯的結果。而天線的量測場型則如圖 4.26，量測的輻射增益則整理如表 4.2，由圖中可知此 LTCC 天線其水平於電路板切面(x-y plane)的垂直輻射場(E-theta)的平均值為-12dBi，比起印刷倒 F 型螺旋天線，多了 8dBi，也證實了此種設計可以加大水平於電路板切面的垂直輻射場。

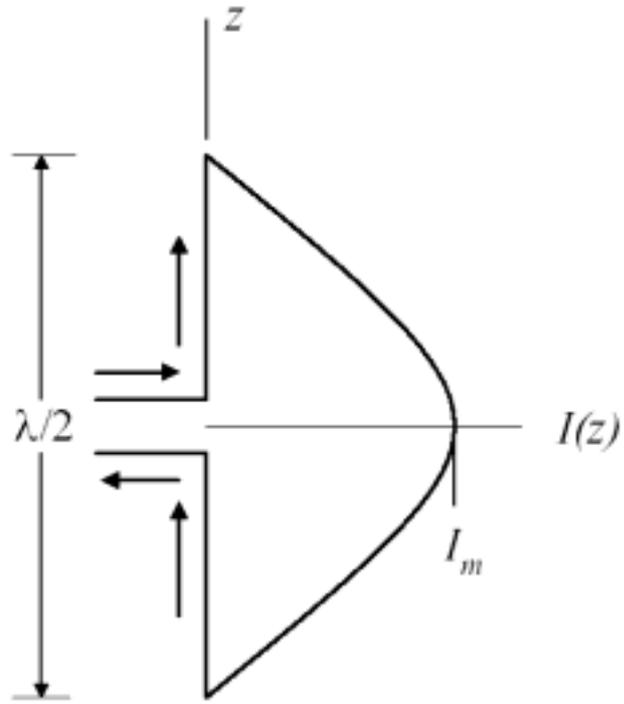


圖 4.1 半波長偶極天線結構及電流圖

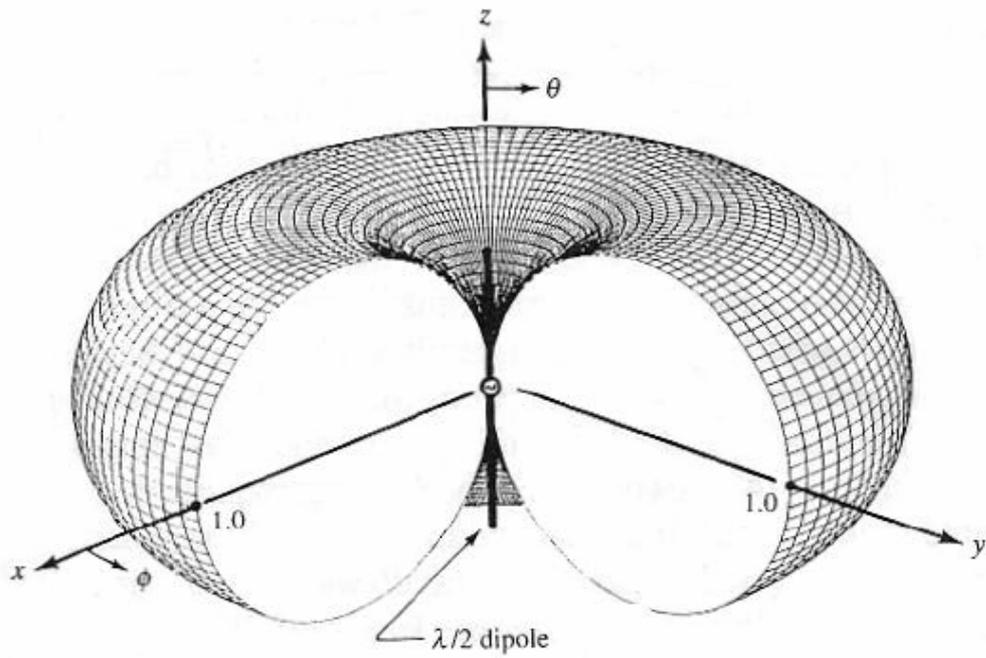


圖 4.2 半波長偶極天線之輻射場型

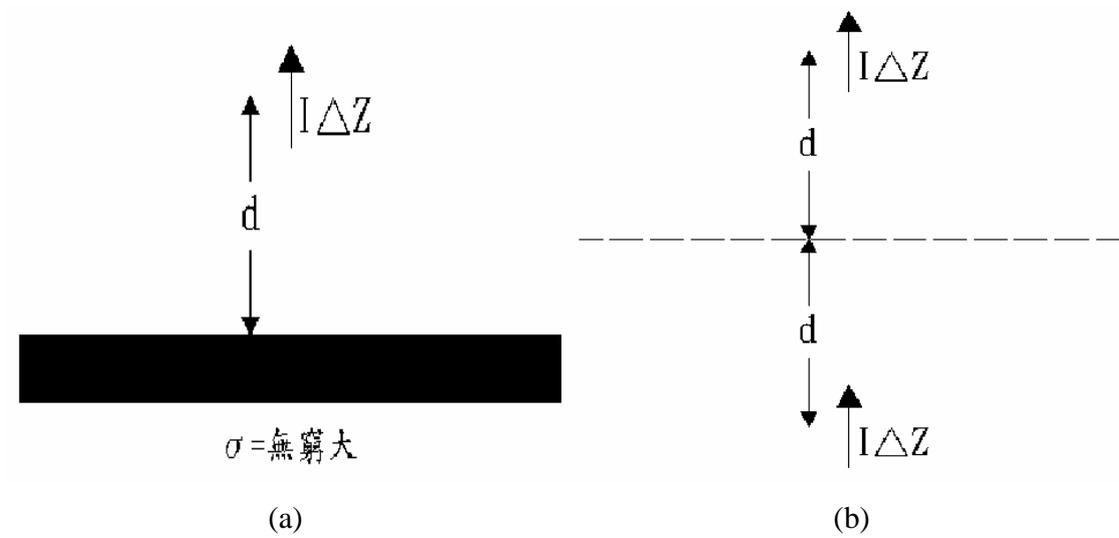


圖 4.3 圖(a)為一個電流方式垂直於金屬面的理想電流源存在於無窮大的金屬面上，
圖(b)為圖 4.3(a)之等效模型

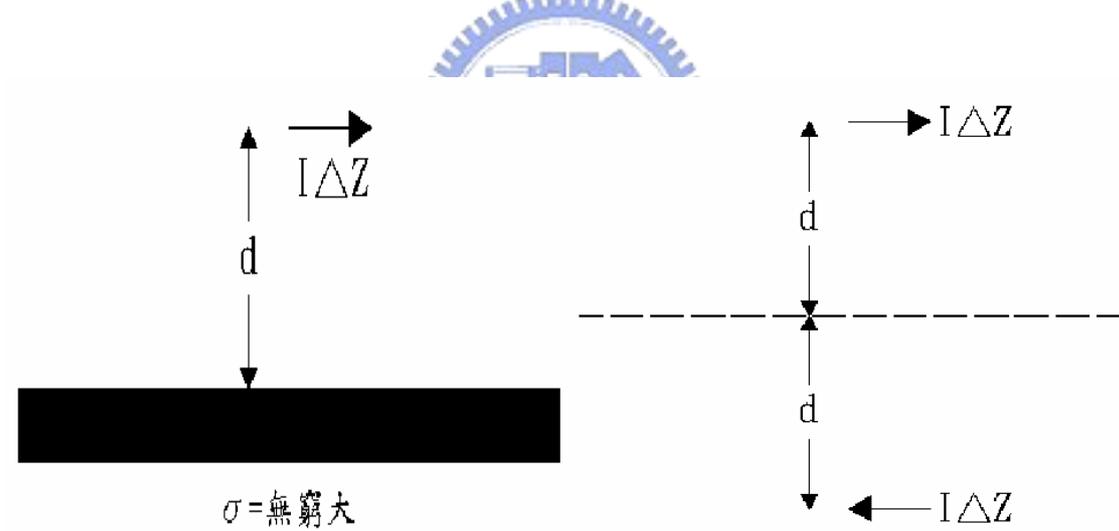


圖 4.4 圖(a)為一個電流方式水平於金屬面的理想電流源存在於無窮大的金屬面上，
圖(b)為圖 4.4(a)之等效模型

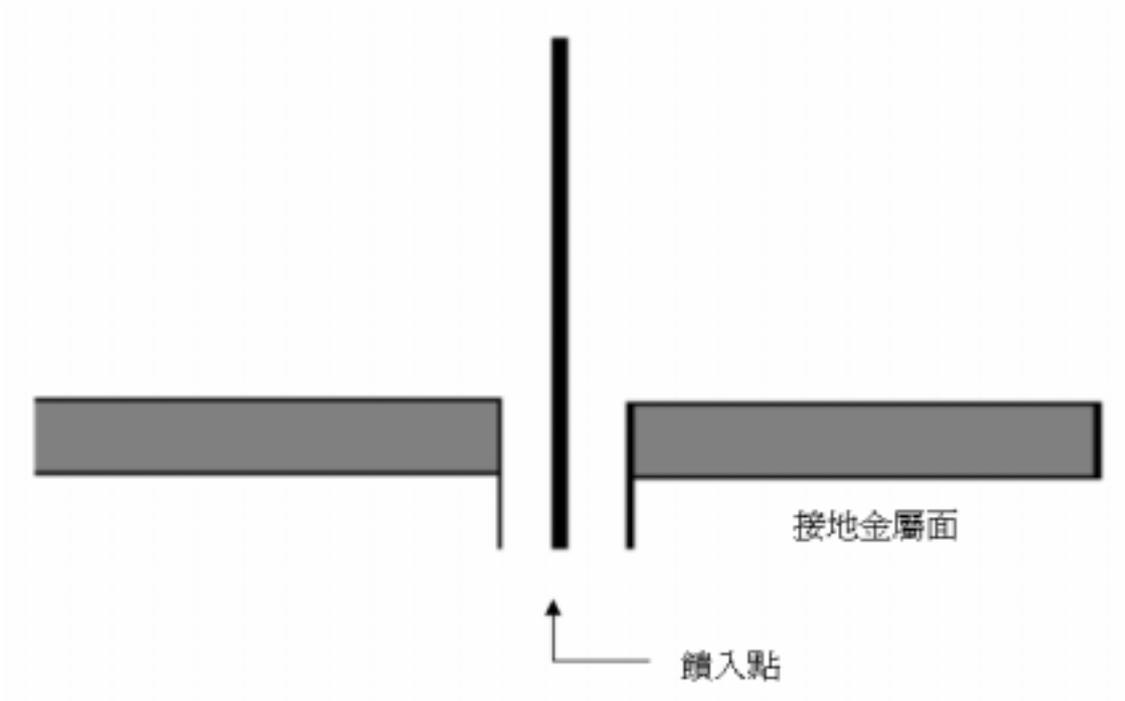
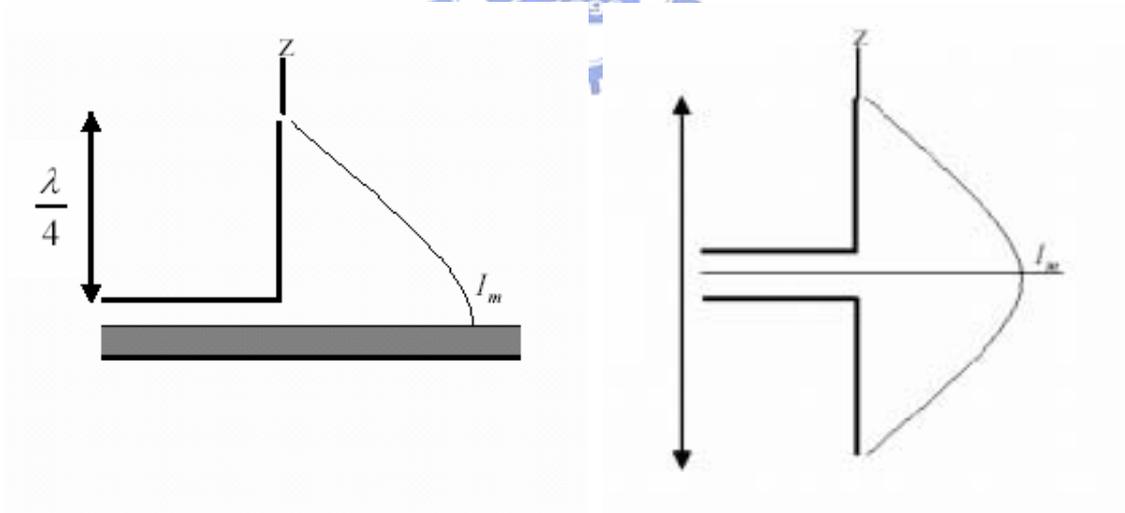


圖 4.5 無限大金屬面上之單極天線結構圖



(a)四分之一波長單極天線

(b)半波長偶極天線

圖 4.6 單極天線與偶極天線電流分佈圖。

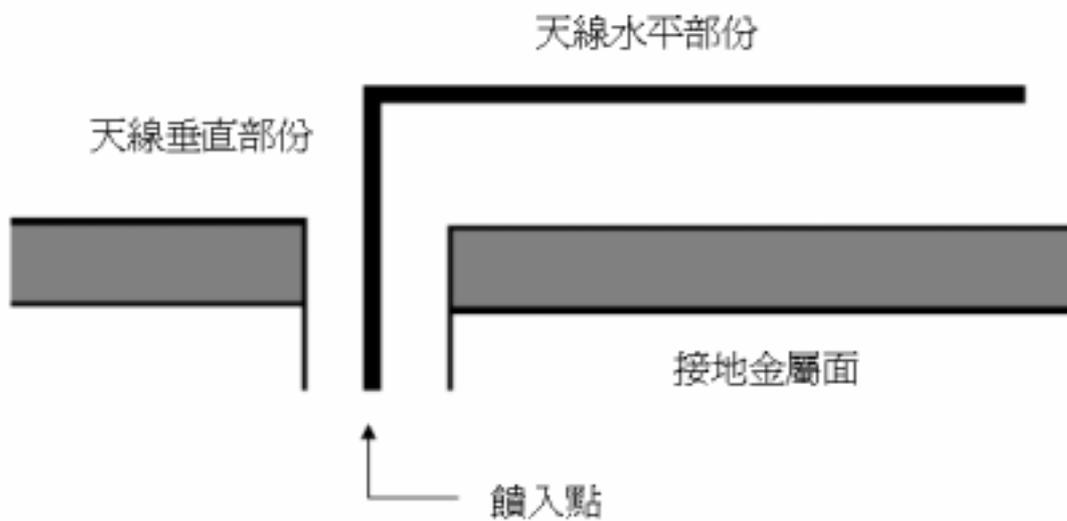


圖 4.7 L 型單極天線

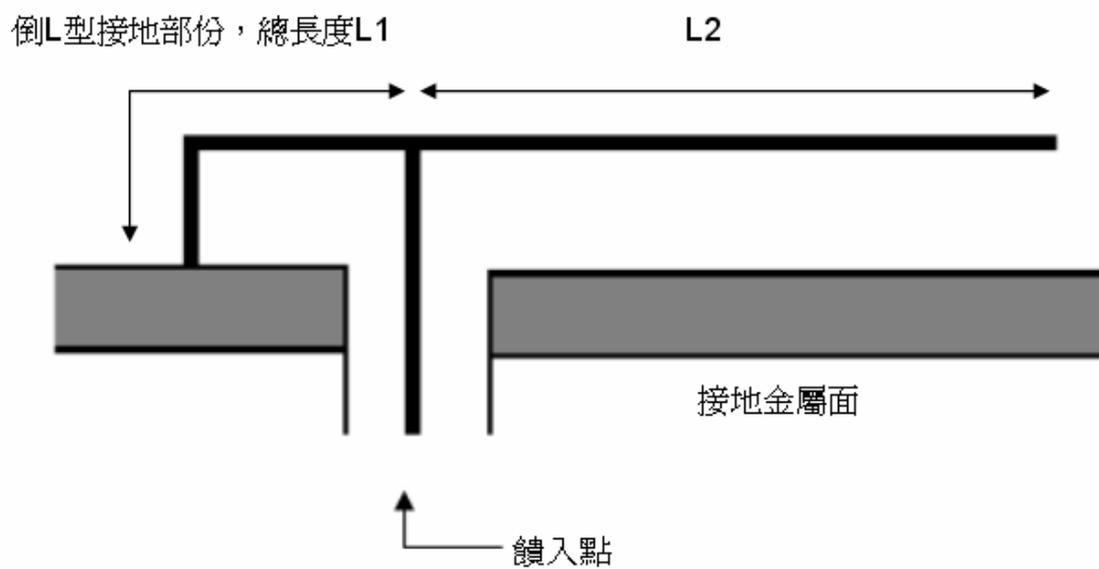


圖 4.8 倒 F 型天線

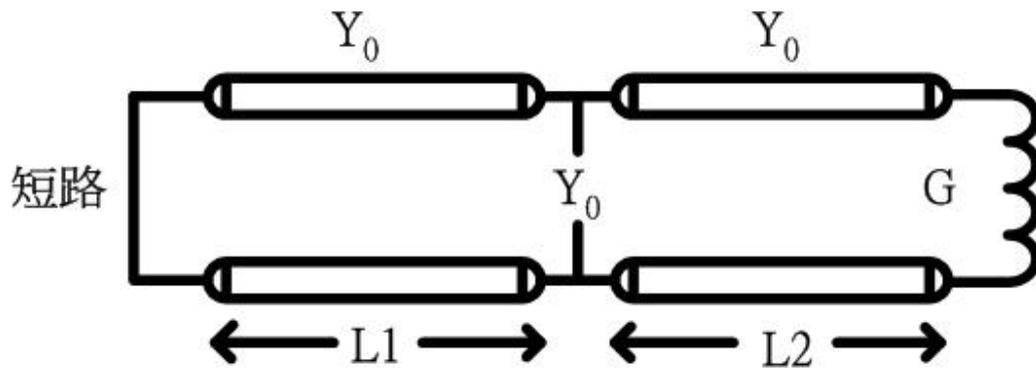


圖 4.9 倒 F 型天線的等效傳輸線模型

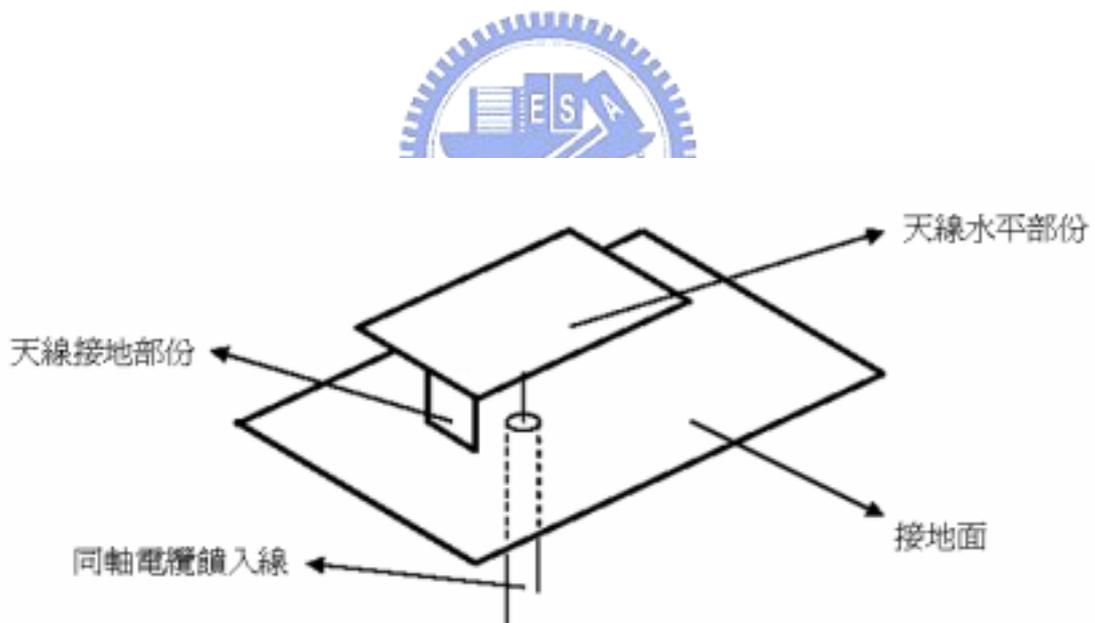


圖 4.10 平面倒 F 型天線結構圖

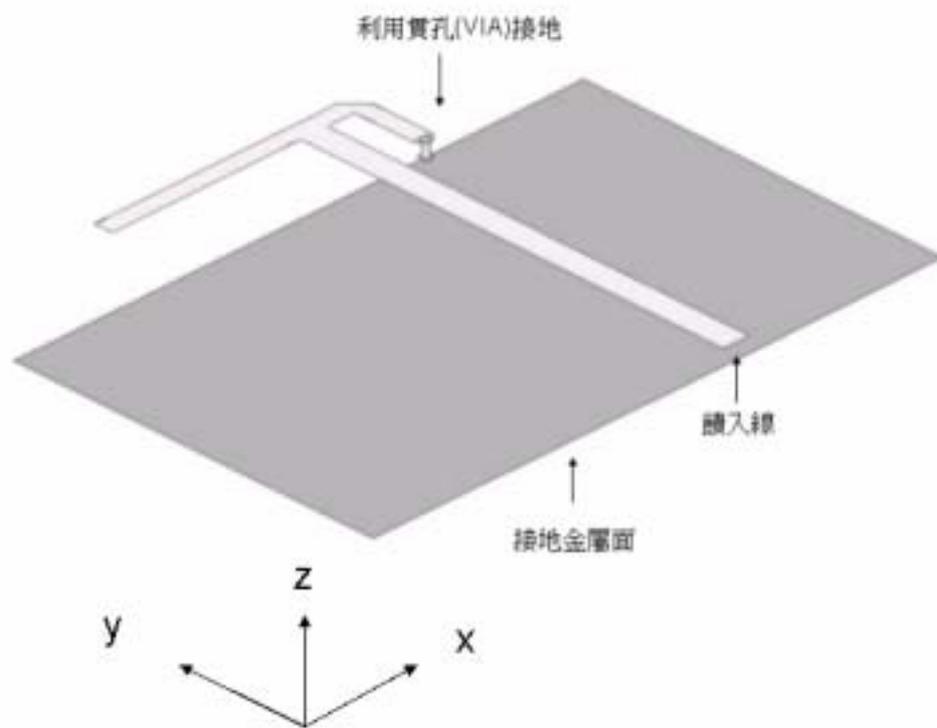


圖 4.11 印刷倒 F 型天線

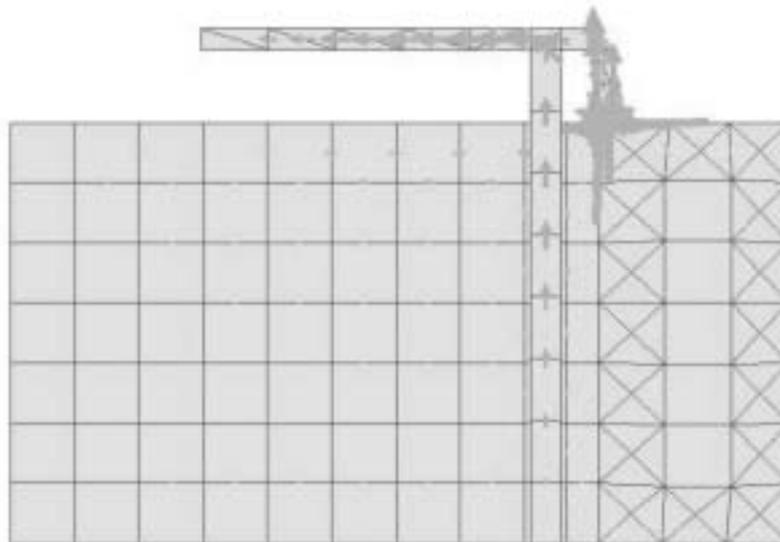


圖 4.12 印刷倒 F 型天線電流分佈圖

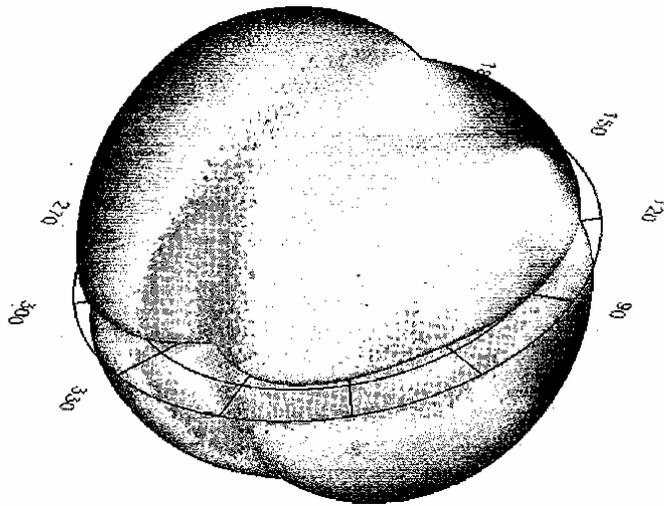
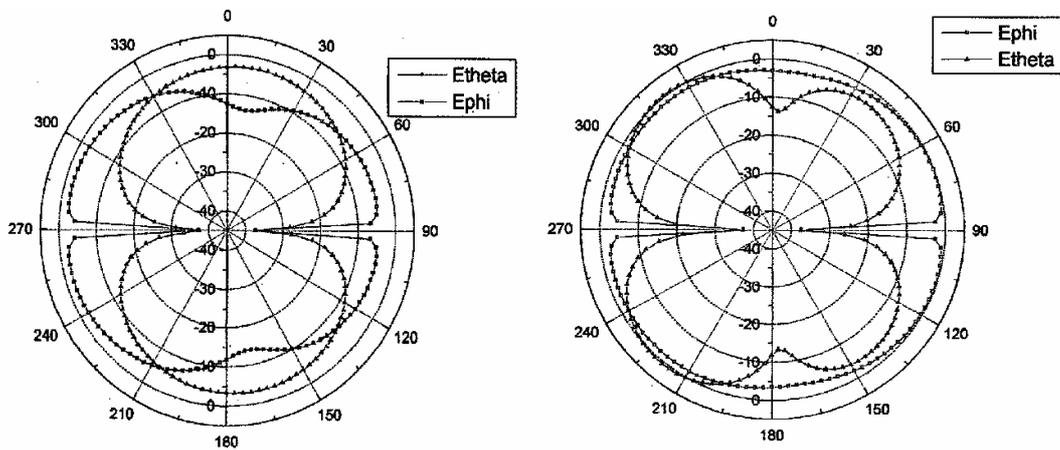
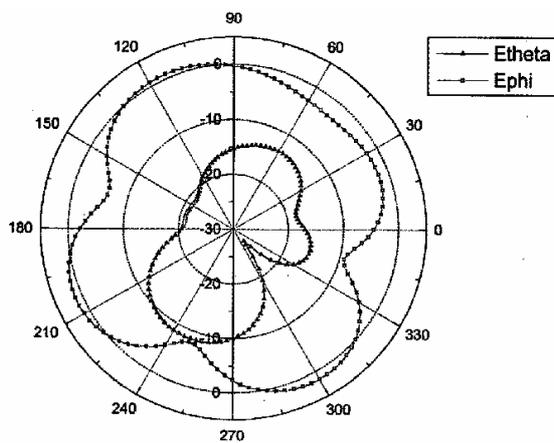


圖 4.13 印刷倒 F 型天線三維輻射場型圖



(a) x-z 平面之輻射電場

(b) y-z 平面之輻射電場



(c) x-y 平面之輻射電場

圖 4.14 印刷倒 F 型天線各切面之輻射電場

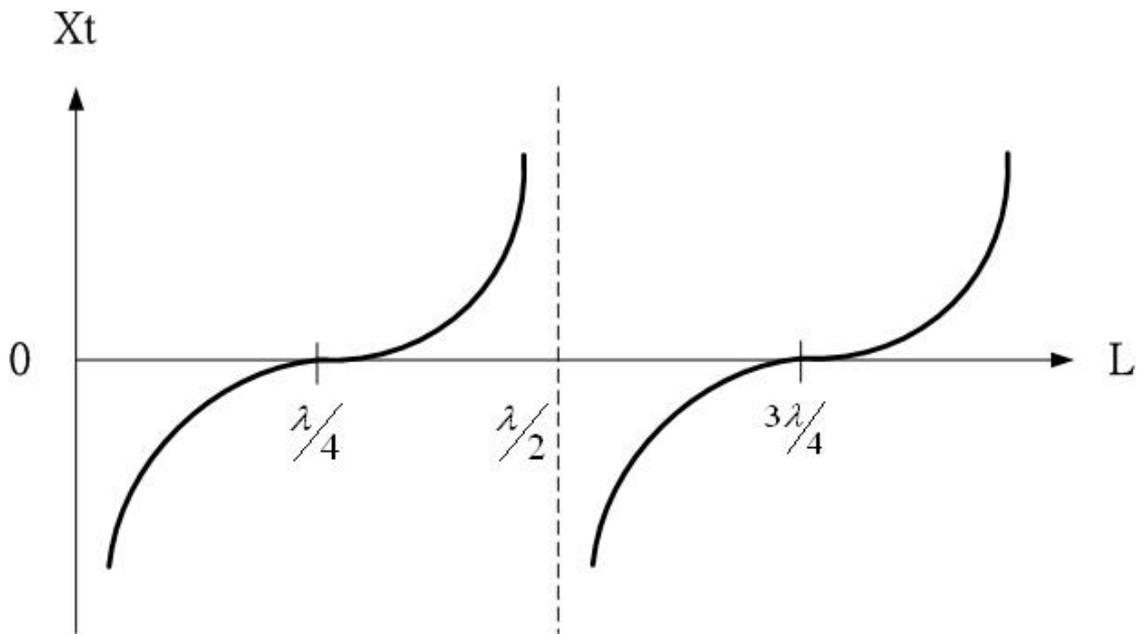


圖 4.15 倒 F 型天線輸入阻抗 X_t 對總長度 L 的關係圖

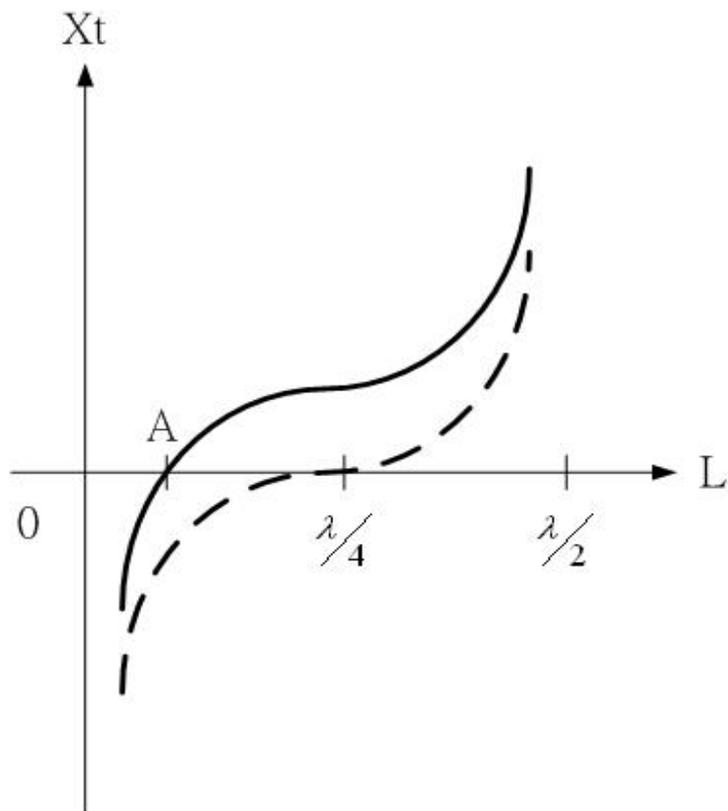


圖 4.16 倒 F 型天線增加電感 (實線) 及不增加電感 (虛線) 之輸入阻抗 X_t 對總長度 L 的關係圖

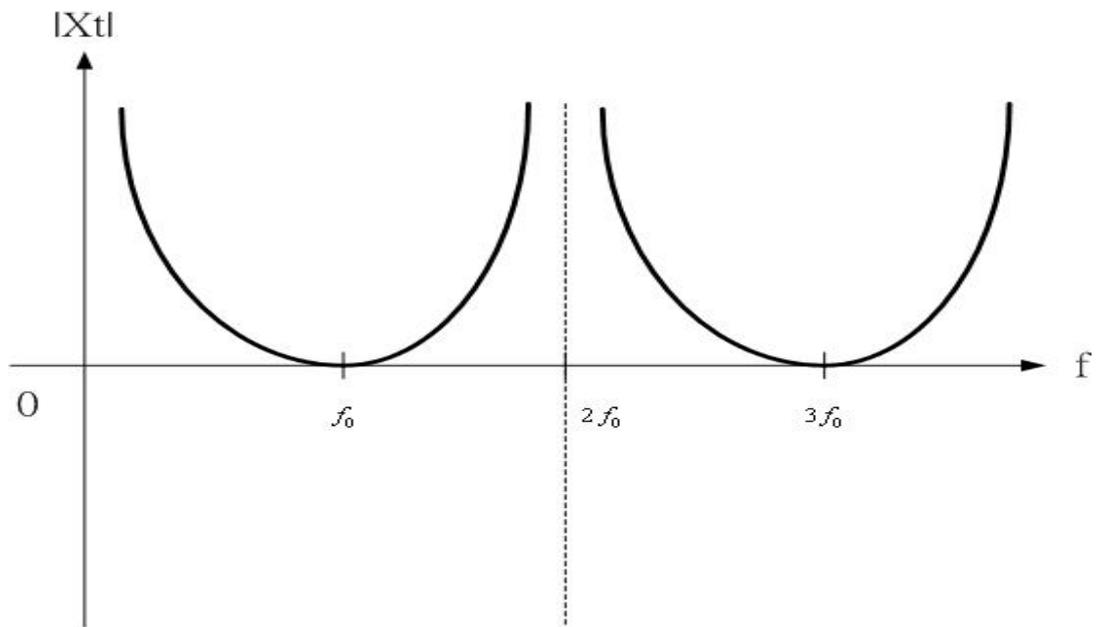


圖 4.17 同樣長度的倒 F 型天線輸入阻抗虛部(X_t)對共振頻率(f_0)的關係圖

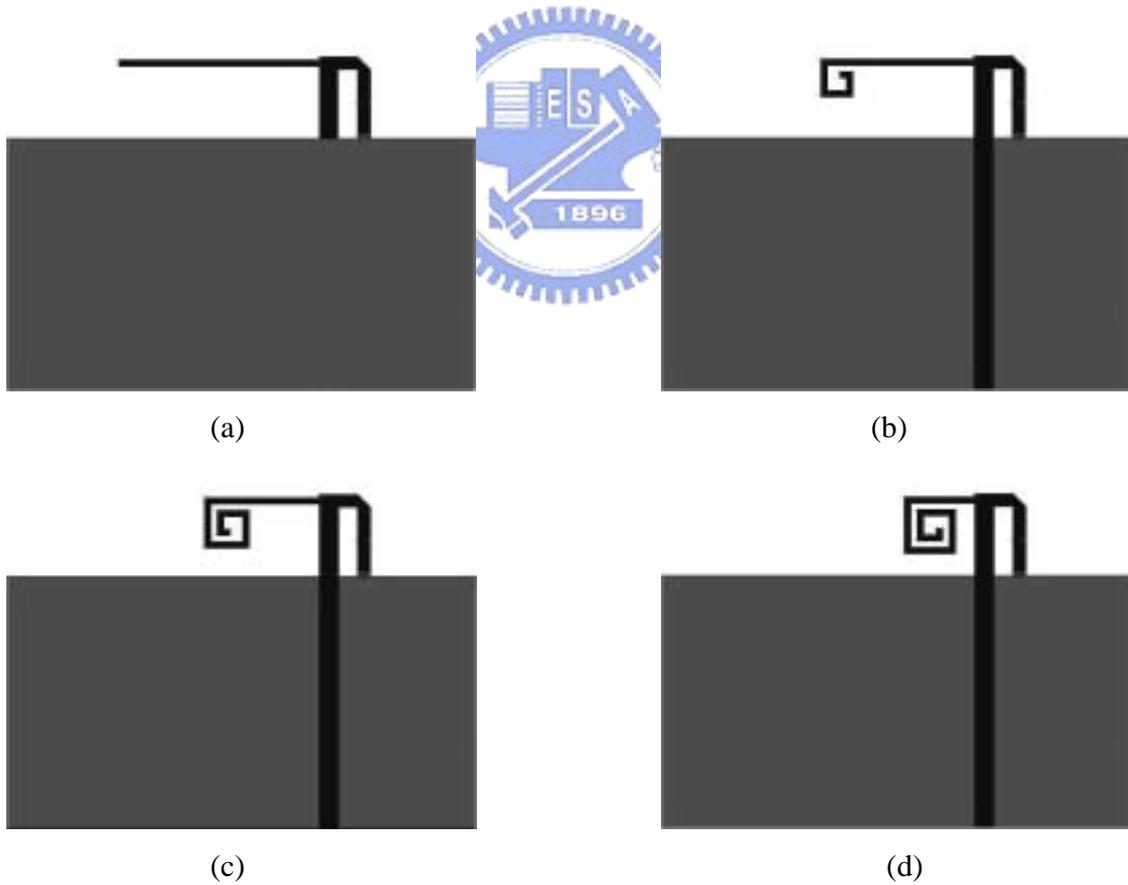


圖 4.18 將印刷倒 F 型天線水平的部份逐漸繞成螺旋狀

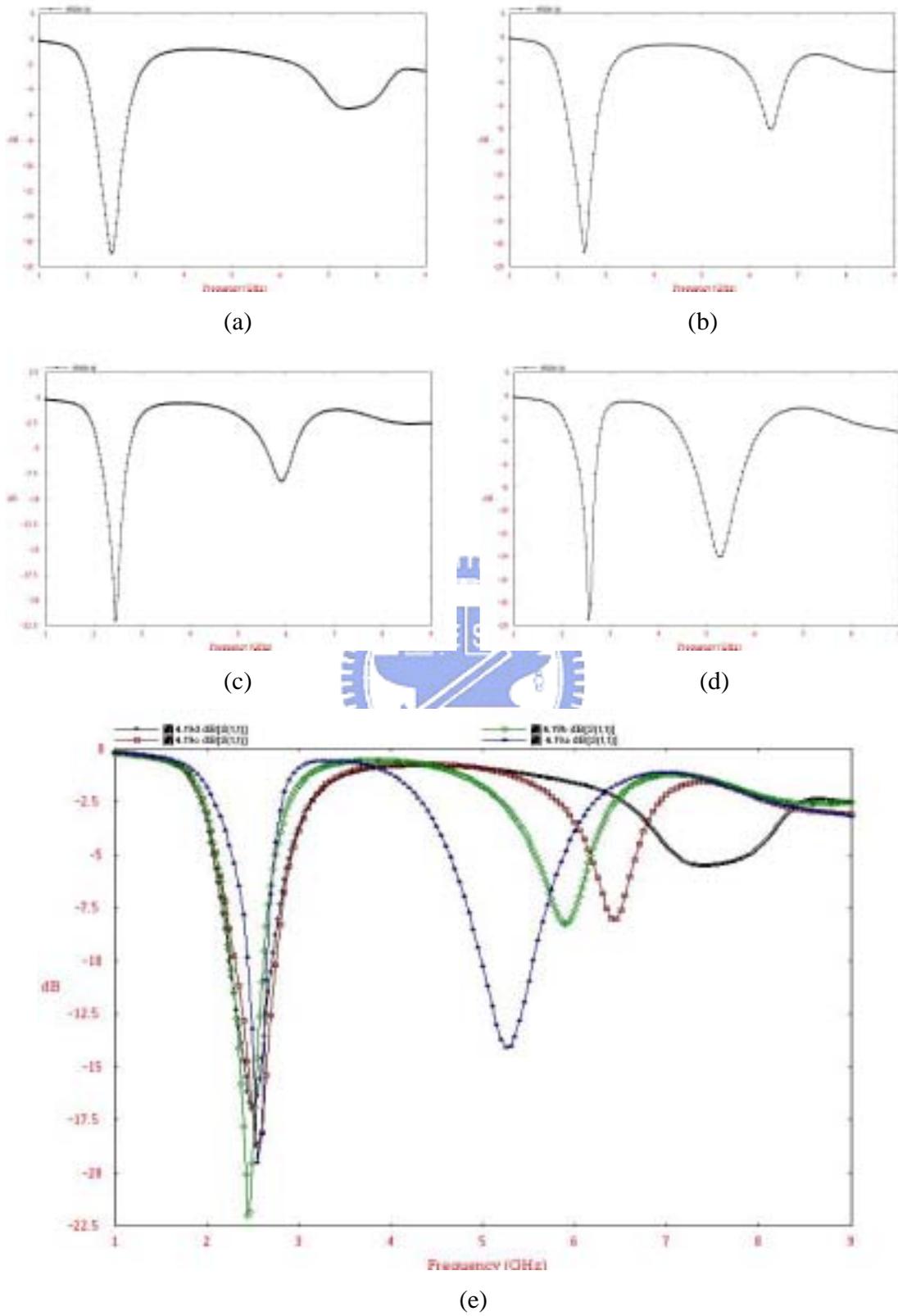


圖 4.19 相對應於圖 4.18 之反射損耗對頻率之圖

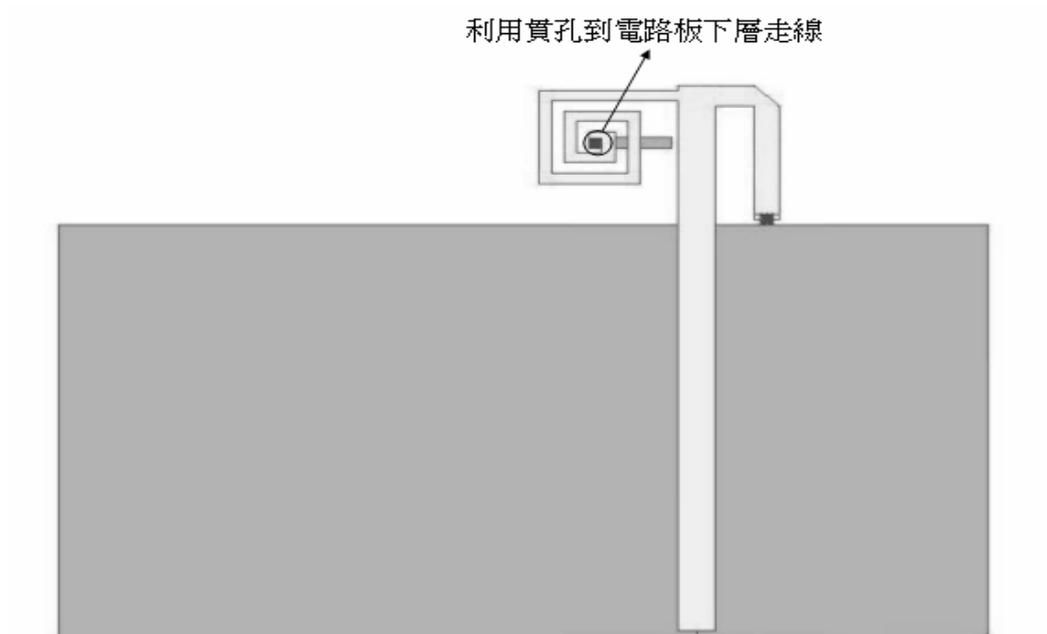


圖 4.20 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線結構圖

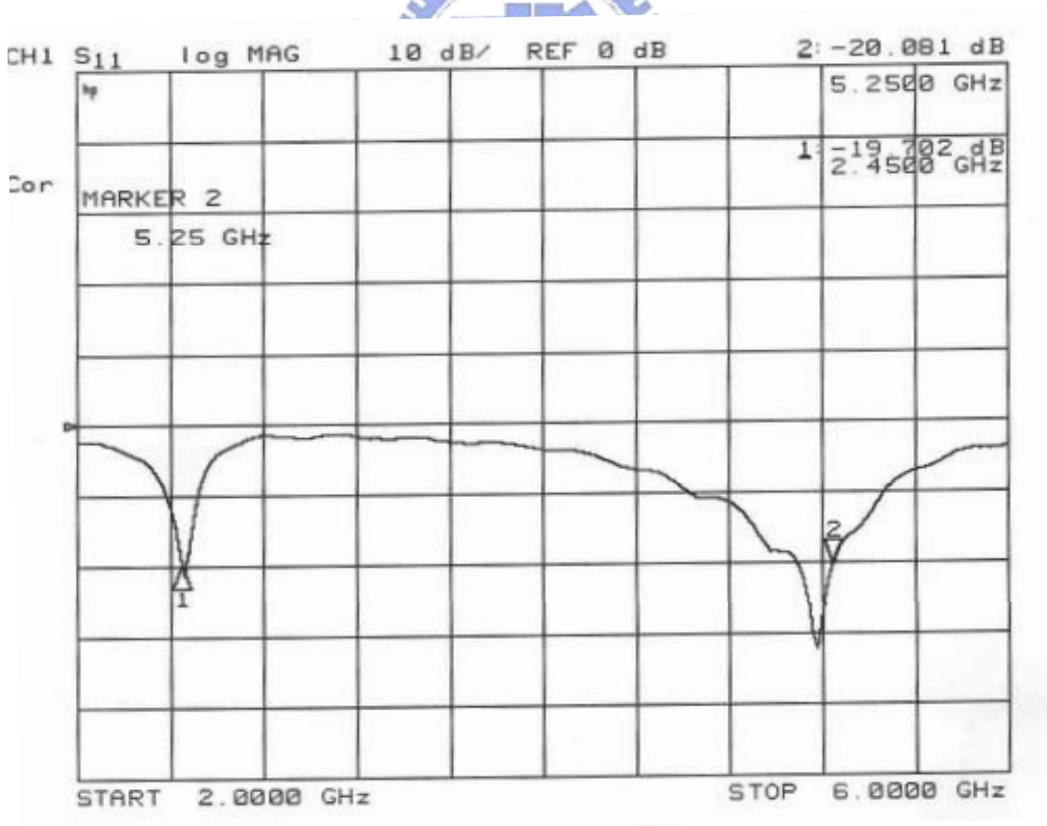
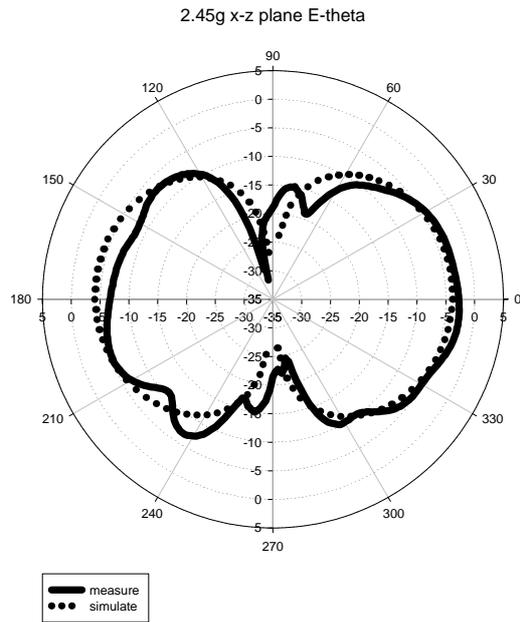
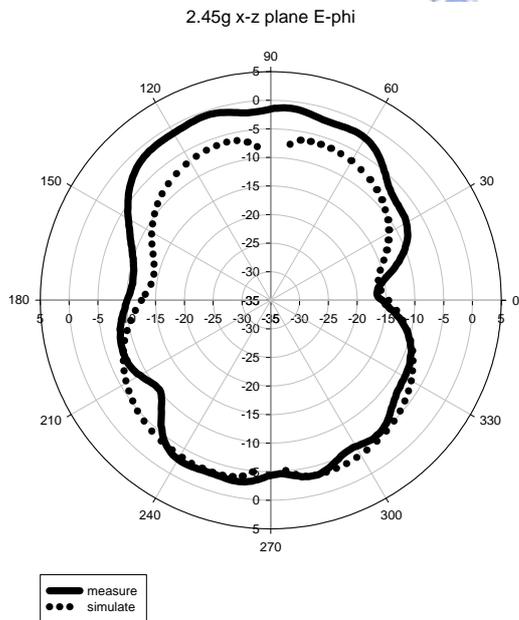
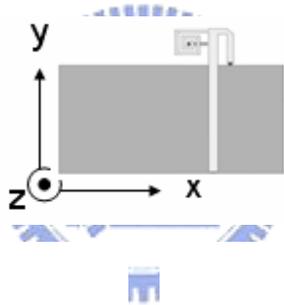


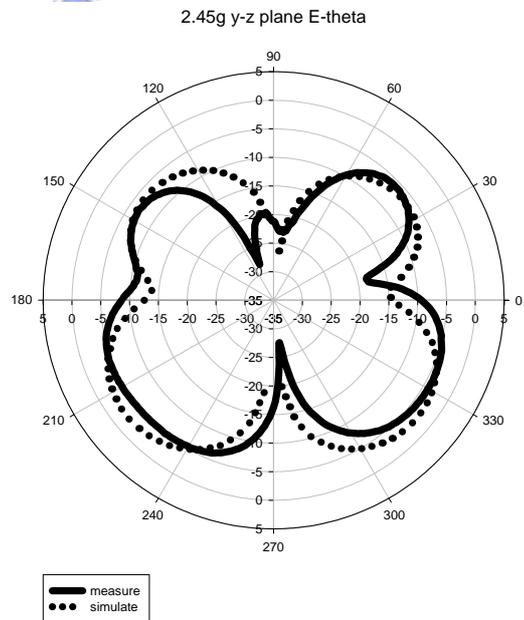
圖 4.21 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線反射損耗對頻率圖



(a) 2.45GHz X-Z 平面 E-theta

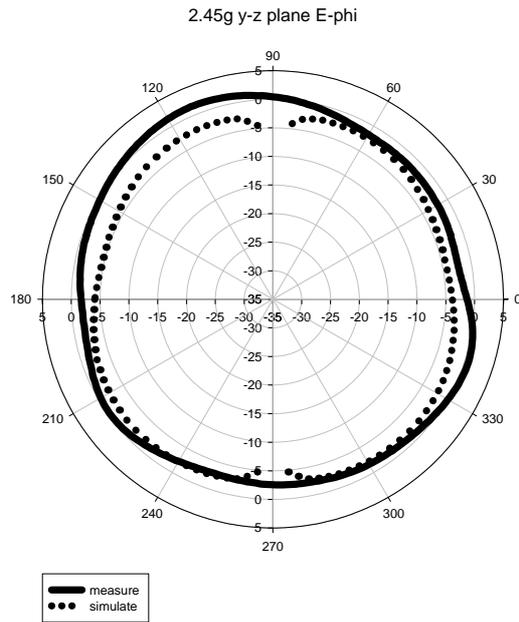


(b) 2.45GHz X-Z 平面 E-phi

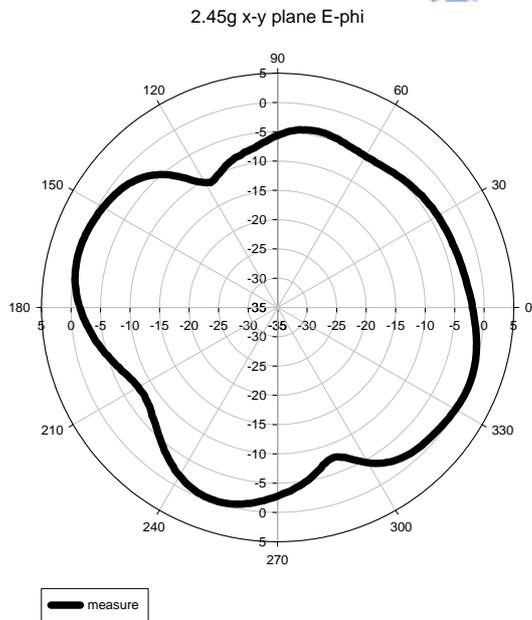
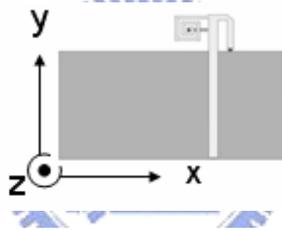


(c) 2.45GHz Y-Z 平面 E-theta

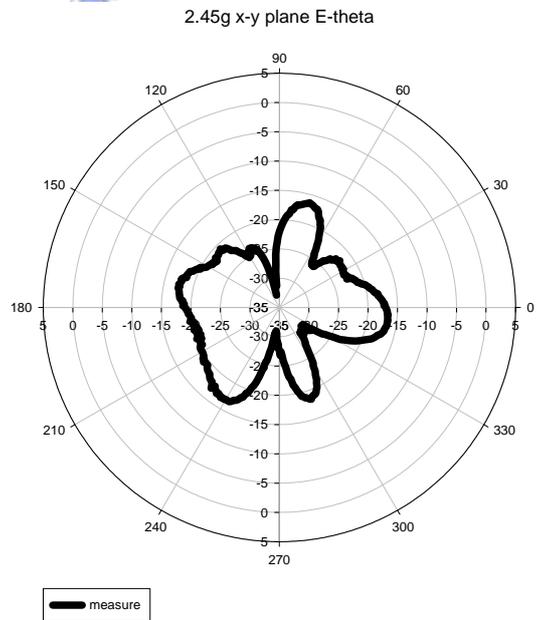
圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線 2.45GHz 各切面的輻射電場圖



(d) 2.45GHz Y-Z 平面 E-phi

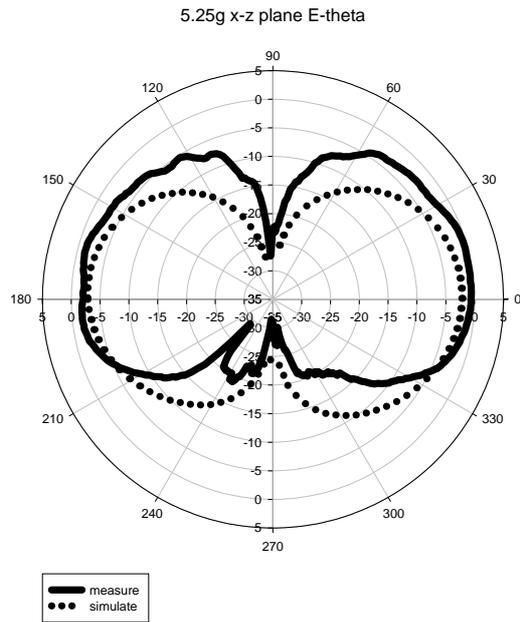


(e) 2.45GHz X-Y 平面 E-phi

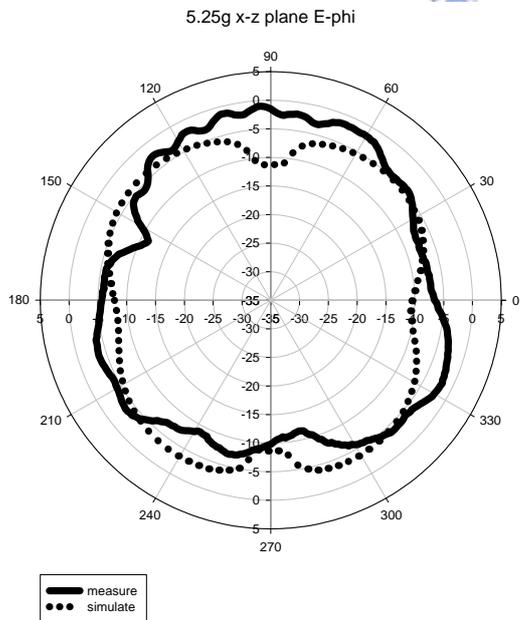
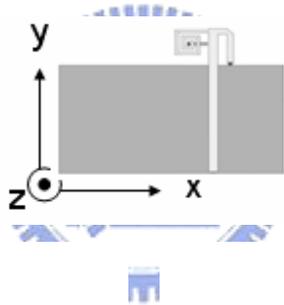


(f) 2.45GHz X-Y 平面 E-theta

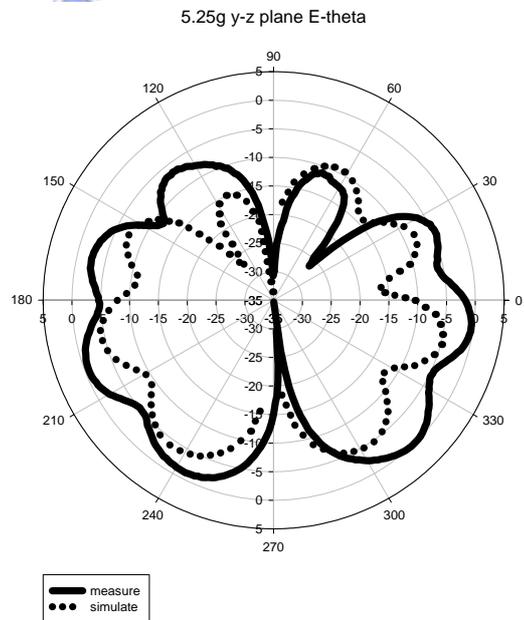
圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型 2.45GHz 天線各切面的輻射電場圖



(g) 5.25 GHz X-Z 平面 E-theta

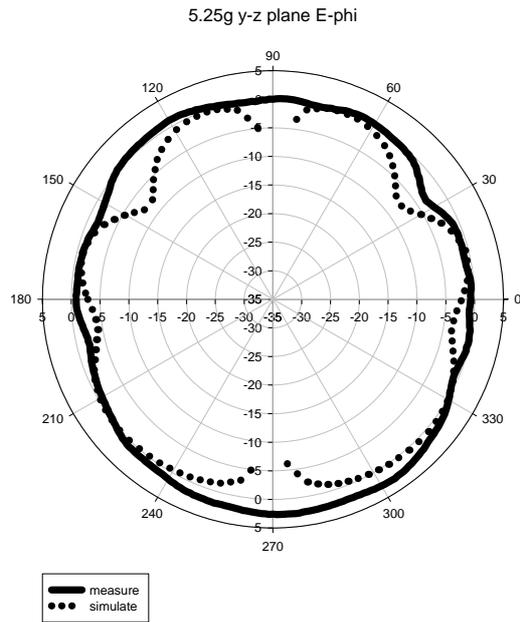


(h) 5.25 GHz X-Z 平面 E-phi

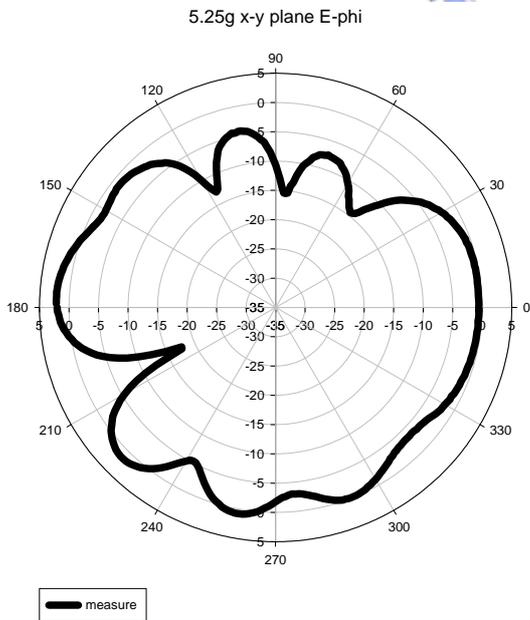
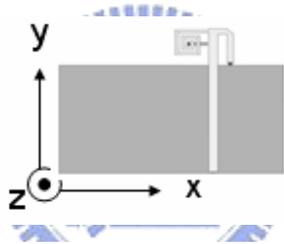


(i) 5.25 GHz Y-Z 平面 E-theta

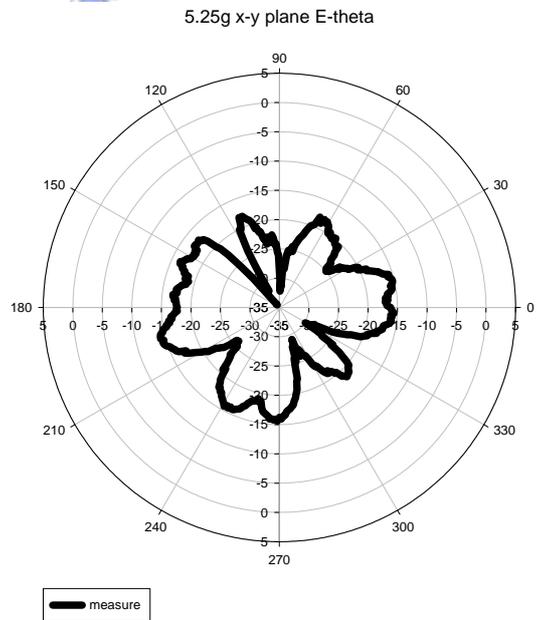
圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線 5.25GHz 各切面的輻射電場圖



(j) 5.25 GHz Y-Z 平面 E-phi



(k) 5.25 GHz X-Y 平面 E-phi



(l) 5.25 GHz X-Y 平面 E-theta

圖 4.22 雙頻縮小化印刷倒 F 型天線 5.25GHz 各切面的輻射電場圖

頻率	切面及電場方向	最大值	平均值
2.45GHz	X-Z E-theta	-2.57	-10
2.45GHz	X-Z E-phi	-0.79	-6.16
2.45GHz	Y-Z E-theta	-4	-7.95
2.45GHz	Y-Z E-phi	1.59	-3.03
2.45GHz	X-Y E-theta	-16.4	-21.8
2.45GHz	X-Y E-phi	0.05	-3.71
5.25GHz	X-Z E-theta	-0.45	-6.74
5.25GHz	X-Z E-phi	-0.99	-5.66
5.25GHz	Y-Z E-theta	-0.01	-8.43
5.25GHz	Y-Z E-phi	2.83	-1.7
5.25GHz	X-Y E-theta	-14.22	-20.51
5.25GHz	X-Y E-phi	2.17	-3.54

單位：dBi

表 4.1 縮小化雙頻印刷倒 F 型天線各切面量測的幅射增益整理

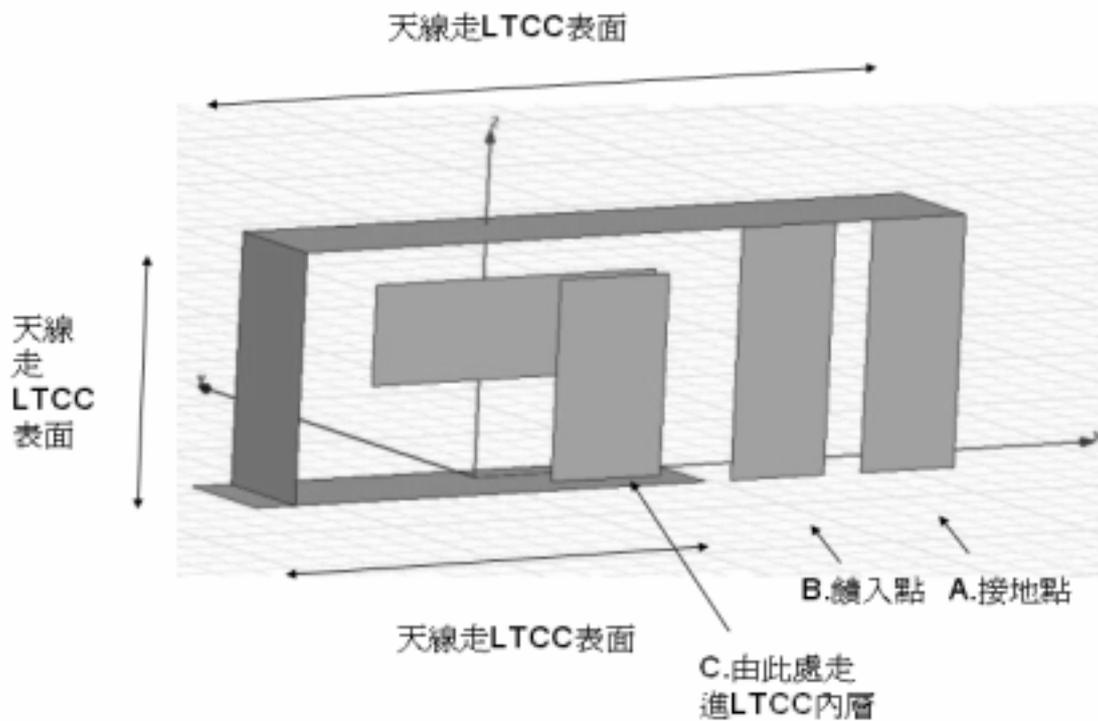


圖 4.23 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線結構圖

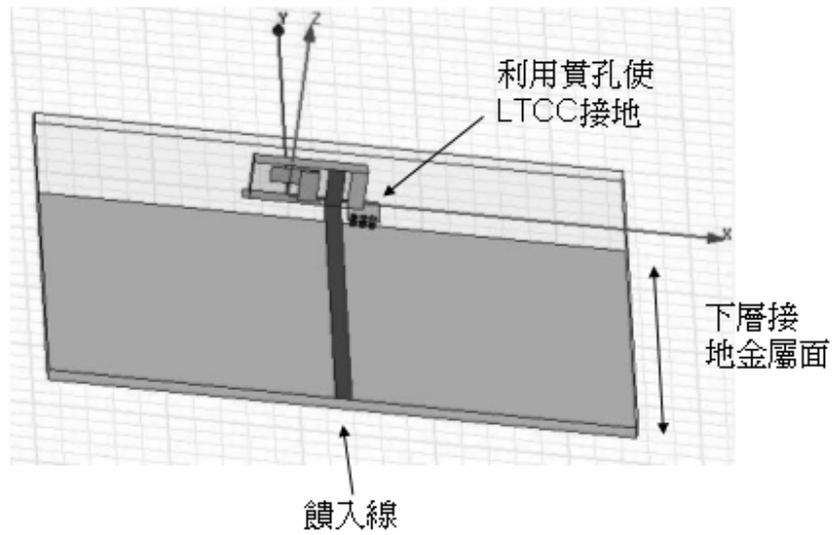


圖 4.24 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線利用 FR4 當載板之結構圖

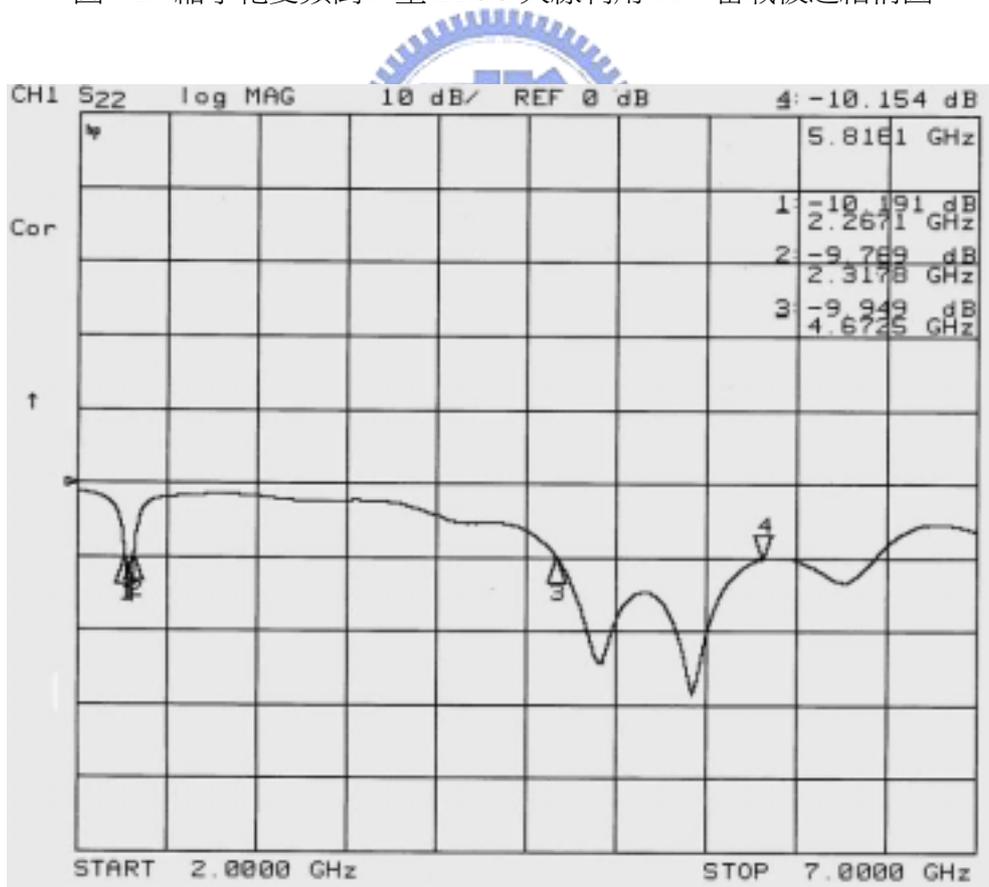
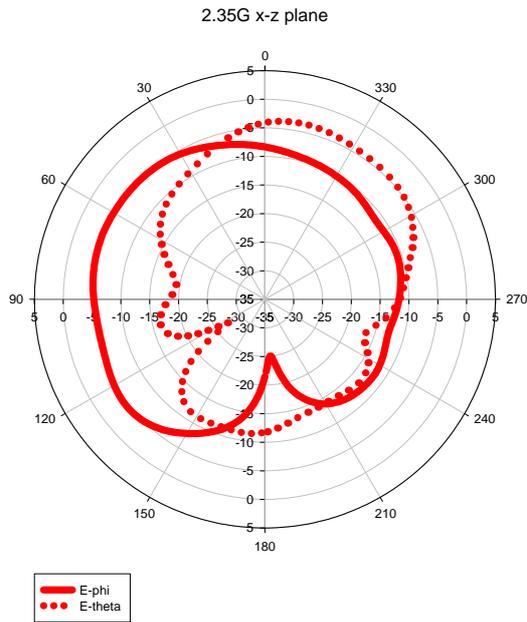
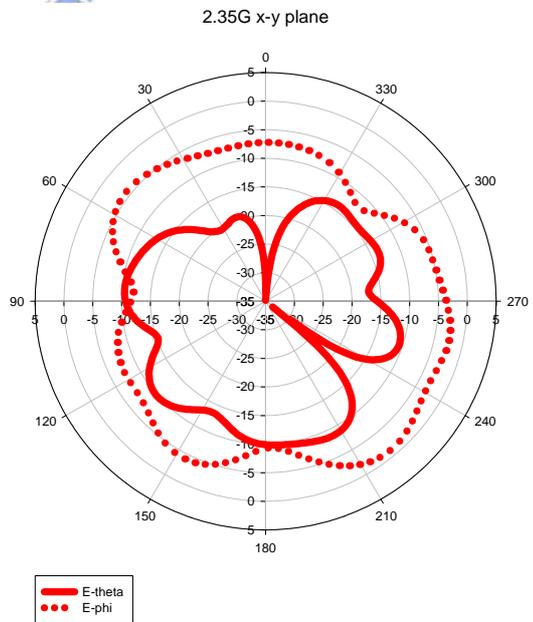
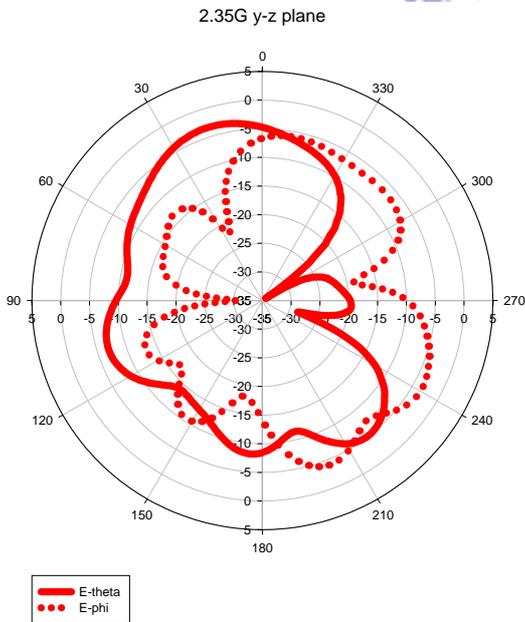
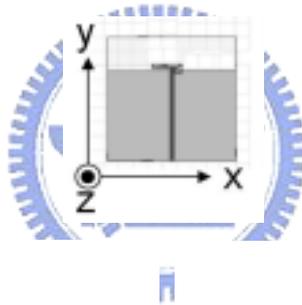


圖 4.25 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線反射損耗對頻率之圖



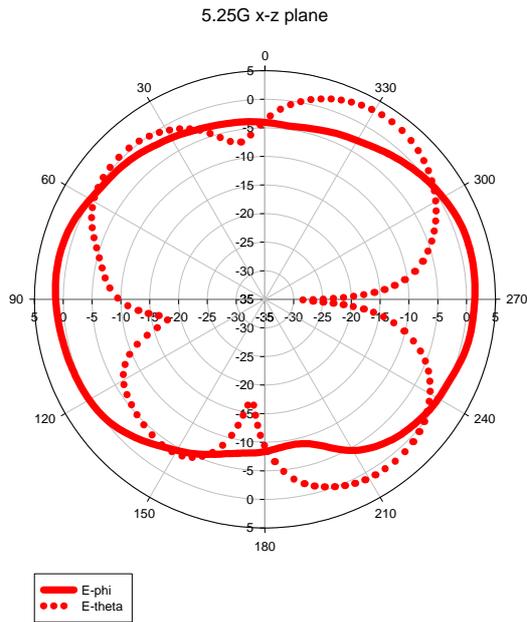
(a) 2.35GHz X-Z 平面 E-theta 及 E-phi



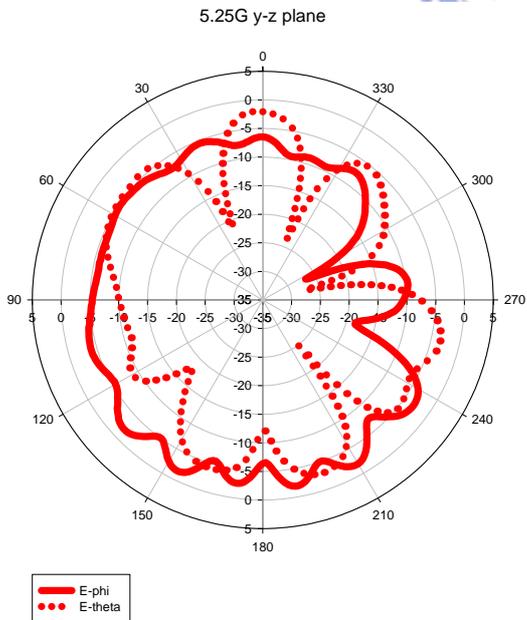
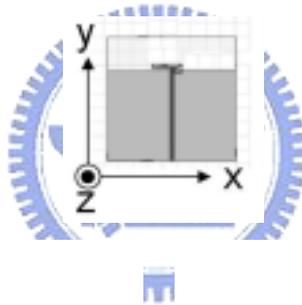
(b) 2.35GHz Y-Z 平面 E-theta 及 E-phi

(c) 2.35GHz X-Y 平面 E-theta 及 E-phi

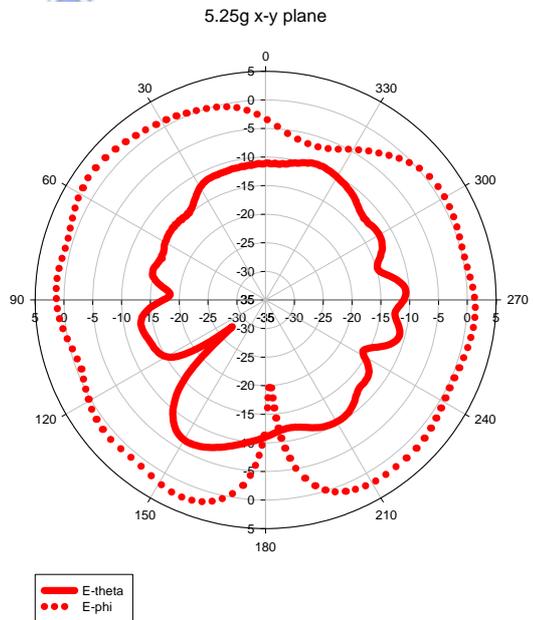
圖 4.26 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線 2.35GHz 各切面之輻射電場圖



(d) 5.25GHz X-Z 平面 E-theta 及 E-phi

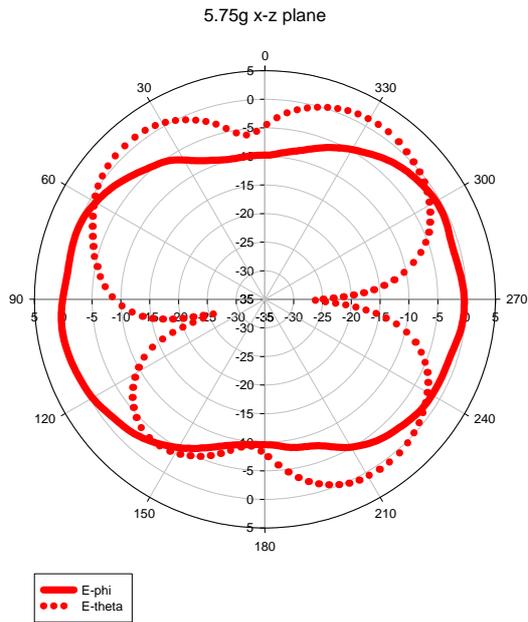


(e) 5.25GHz Y-Z 平面 E-theta 及 E-phi

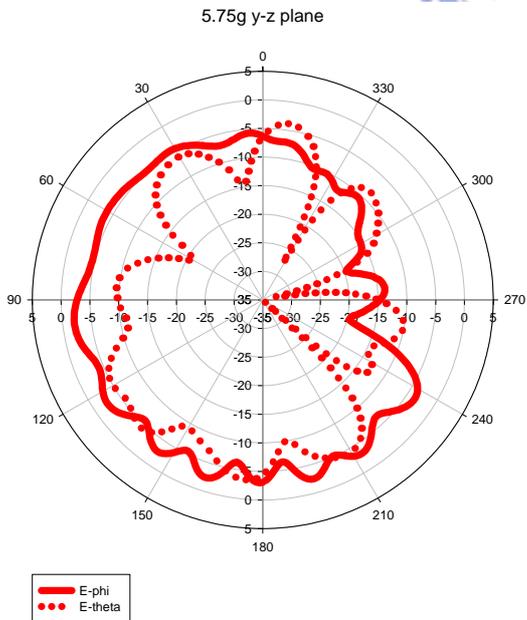
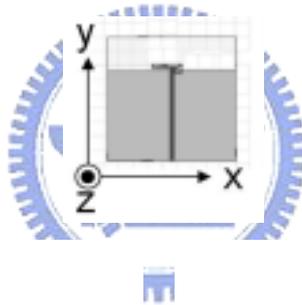


(f) 5.25GHz X-Y 平面 E-theta 及 E-phi

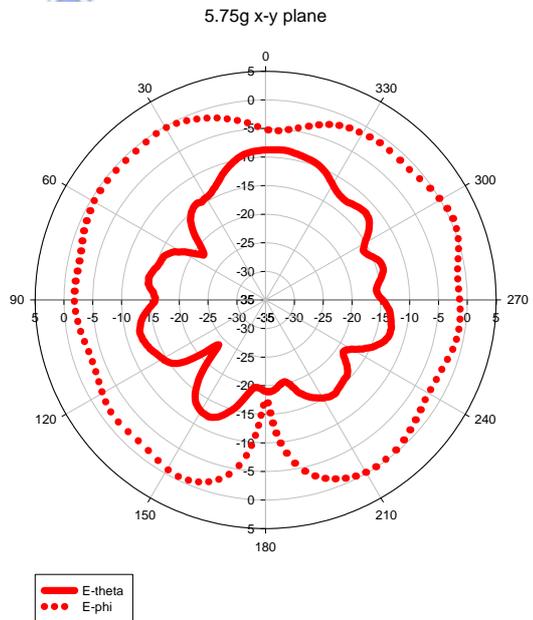
圖 4.26 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線 5.25GHz 各切面之輻射電場圖



(g) 5.75GHz X-Z 平面 E-theta 及 E-phi



(h) 5.75GHz Y-Z 平面 E-theta 及 E-phi



(i) 5.75GHz X-Y 平面 E-theta 及 E-phi

圖 4.26 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線 5.75GHz 各切面之輻射電場圖

頻率	切面及電場方向	最大值	平均值
2.35GHz	X-Z E-theta	-3.6	-11.72
2.35GHz	X-Z E-phi	-4.59	-9.69
2.35GHz	Y-Z E-theta	-3.29	-11.45
2.35GHz	Y-Z E-phi	-3.34	-11.55
2.35GHz	X-Y E-theta	-8.71	-14.69
2.35GHz	X-Y E-phi	-1.1	-6.36
5.25GHz	X-Z E-theta	3.12	-4.47
5.25GHz	X-Z E-phi	1.64	-1.98
5.25GHz	Y-Z E-theta	-2.01	-8.59
5.25GHz	Y-Z E-phi	-1.61	-7.07
5.25GHz	X-Y E-theta	-6.66	-12.48
5.25GHz	X-Y E-phi	2.52	-0.36
5.75GHz	X-Z E-theta	1.37	-4.75
5.75GHz	X-Z E-phi	0.6	-3.85
5.75GHz	Y-Z E-theta	-3.37	-10.66
5.75GHz	Y-Z E-phi	-2.03	-7.09
5.75GHz	X-Y E-theta	-8.62	-14.66
5.75GHz	X-Y E-phi	1.46	-1.16

單位：dBi

表 4.2 縮小化雙頻倒 F 型 LTCC 天線各切面輻射增益整理圖

第五章 縮小化雙頻印刷 M 型天線

5.1 設計原理

在一般常見的倒 F 型天線，不論是平面或是印刷，均使用同軸電纜或是金屬線連接到天線本體進行饋入，因此就只有天線本體的共振頻率，假如將饋入線視為一單獨的共振結構，天線本體視為另一共振結構，利用藕合(couple)的方式將訊號由饋入線送進天線，即可達成操作在雙頻的目的。參考如圖 5.1 的平面倒 L 型天線，利用電路板雙面的特性，將饋入線及倒 L 型天線本體設計於正面，接地面則設計於背面，其共振頻率的中心點設計在 5.25GHz，其反射損耗對頻率的模擬圖如圖 5.2。接著將原本印刷倒 F 型天線接地處 L 型結構，設計在電路板的背面，且將正面的倒 L 型天線水平之部份與背部倒 L 型結構重合，作為背部低頻共振結構的饋入，整體天線結構如圖 5.3。圖中 L1 和 L2 相加的長度，設計在較高共振頻率的四分之一波長，而 L3 與 L4 相加的長度，設計在較低共振頻率的四分之一波長，但因為正面、背面兩個結構會互相影響，其共振頻率會有些微的平飄，經過微調之後，其反射損耗對頻率的關係圖如圖 5.4。此印刷倒 F 型天線已經達到雙頻的目的，但是整體的天線尺寸仍然太大，無法適用於現今無線通訊所要輕、薄、短、小之需求，故我們參考一般常見可調頻率式微帶天線(patch antenna)，是利用變容二極體(varactor)，來改變天線負載端的電容以調整頻率的方法，將印刷雙頻倒 F 型天線的尾端利用貫孔連接到電路板的正面再向下折，並且將尾端對應的接地面向上延伸，如圖 5.5。如此一來，天線水平的長度因為折線而較為縮小，尾端因為接地面向上延伸，負載電容增加，天線的共振頻率會向低頻移動，如圖 5.6。因此天線的的整體面積可以再度的縮小，達到縮小化的目的，但天線此時的形狀已經不像是英水字母中的 F，而是像英文字母的 M，因此稱此天線為縮小化印刷雙頻 M 型天線。

5.2 利用 FR4 進行實作

天線的製作利用一般工業界常見到的 FR4 印刷電路板，其參數如下：

$$\epsilon_r = 4.4, \tan \delta = 0.02, h = 0.8mm$$

使用的電磁模擬體則是 IE3D，設計的天線是爲了符合 802.11a/b，故其工作的頻段包含 2.4~2.4835GHz 及 5.15~5.35GHz。設計的過程首先將如圖 5.1 的印刷倒 L 型天線低頻共振頻率的反射損耗的最低點設計在 5.25GHz，接著將背面的倒 L 型部份的長度設計在低頻共振頻率的四分之一波長，並且將正面倒 L 型天線水平的部份和背面 L 型結構重合，來作爲饋入，再將背面 L 型結構利用貫孔折成 M 型，並將接地面略向上延伸，使得天線較低共振頻率的反射損耗最低點在 2.45GHz，微調其它參數，使得高低頻均達到阻抗匹配。最後天線的完整結構如圖 5.5，金屬接地面之大小爲 88*40mm²，天線的面積只有 12*4.5mm³，比傳統的印刷倒 F 型天線 22*4.6mm² 的面積，縮小約 47%。此天線是利用 HP8720 量測頻率響應，利用 HP8530A 在電波無反射室裡量測天線的場型，其頻率對反射損耗的量測如圖 5.7。由圖中可讀出天線的頻寬(取反射損耗小於-10dB)在 2GHz 的部份爲 240MHz，在 5GHz 的部份爲 672MHz，符合當初所定的規格，而天線的量測場型則如圖 5.8 所示。量測的幅射增益則整理如表 5.1 所示。

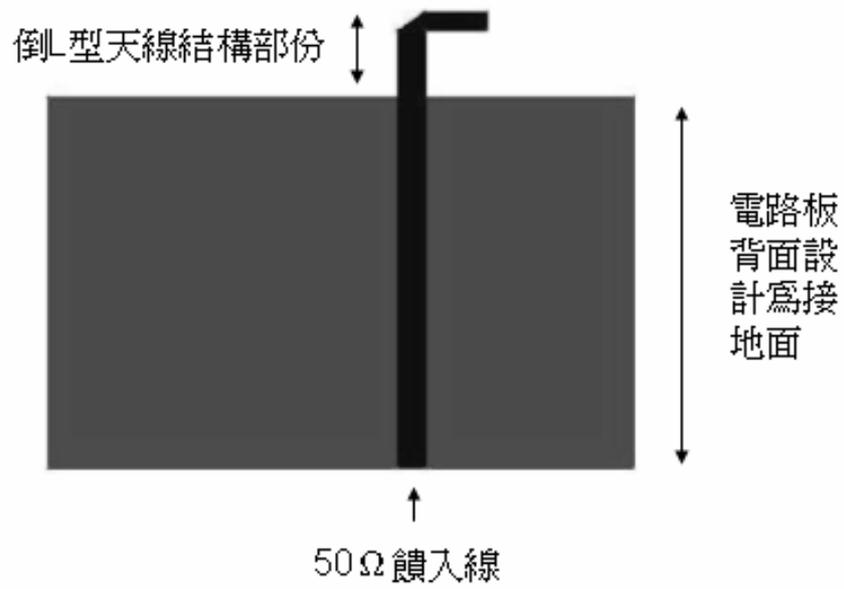


圖 5.1 印刷倒 L 型天線結構圖

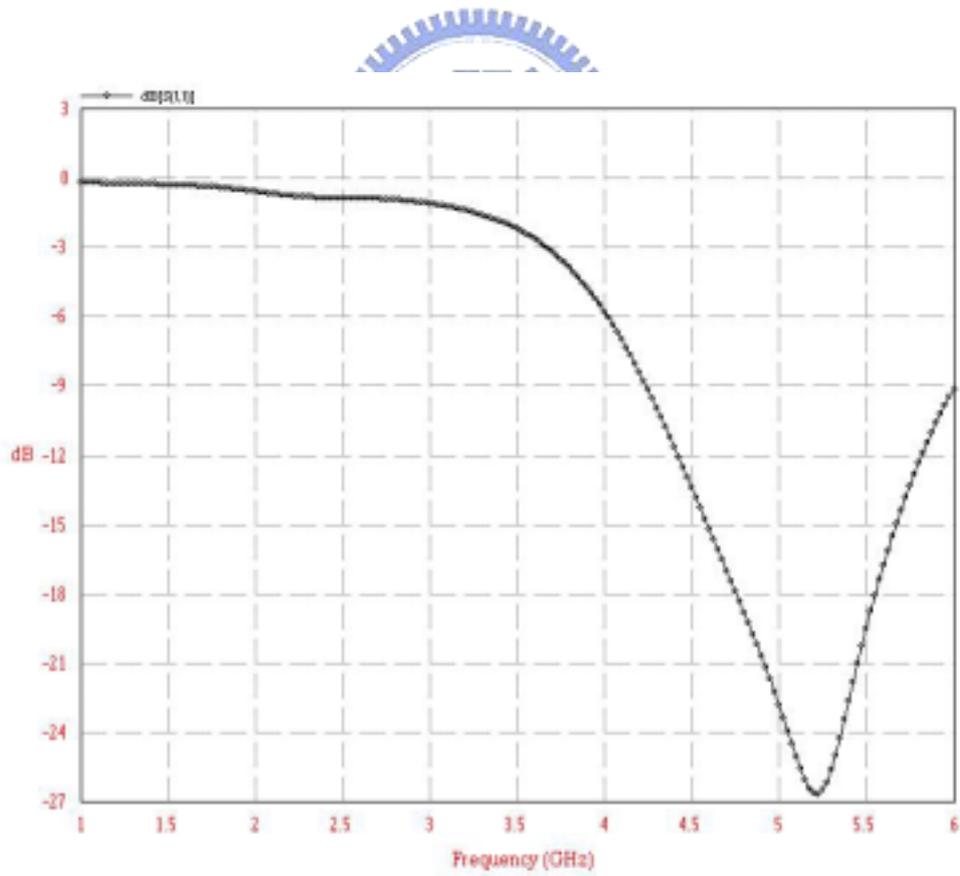


圖 5.2 印刷倒 L 型天線反射損耗對頻率圖

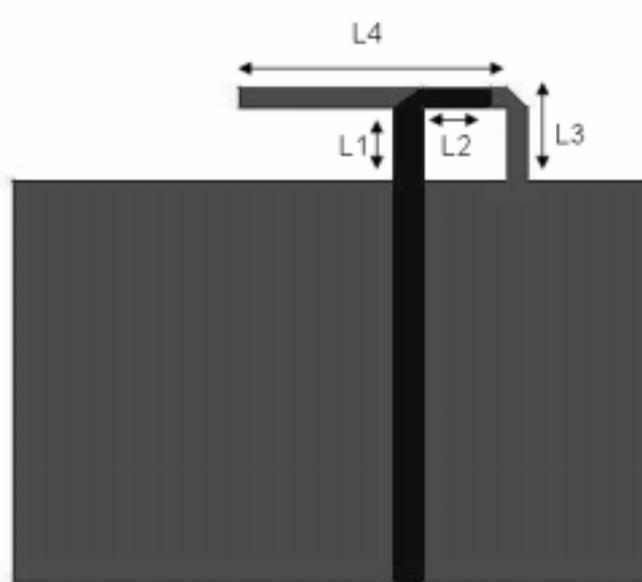


圖 5.3 印刷雙頻耦合倒 F 型天線

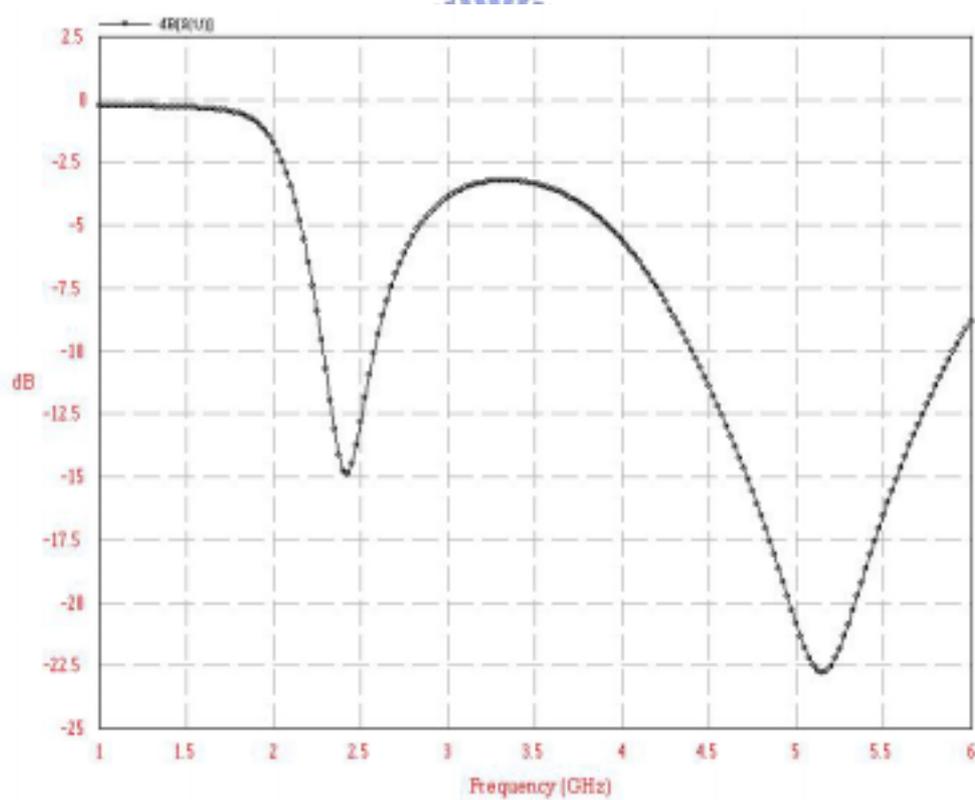


圖 5.4 印刷雙頻耦合倒 F 型天線反射損耗對頻率之關係圖

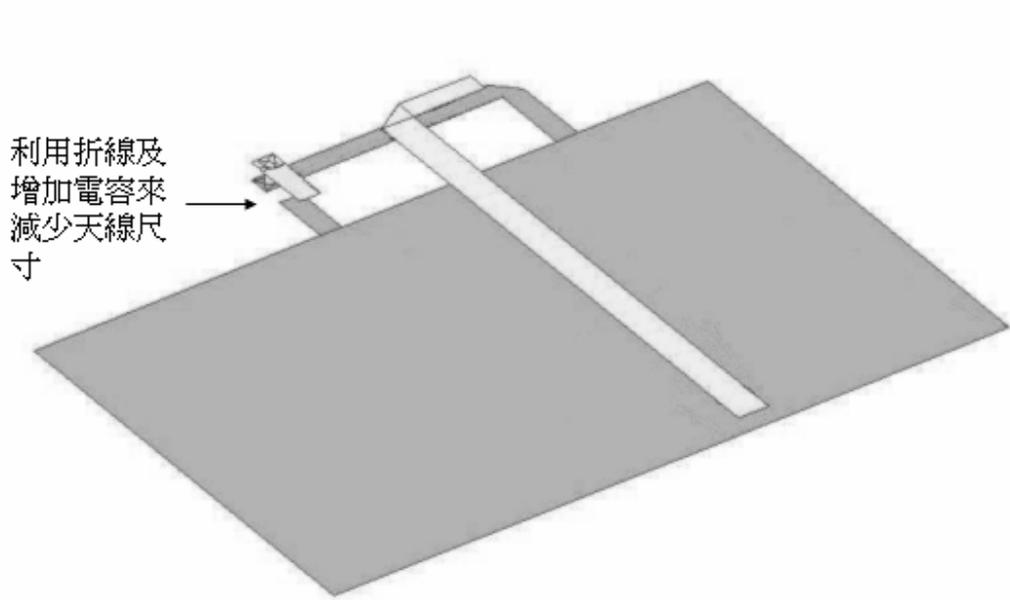


圖 5.5 縮小化雙頻印刷 M 型天線

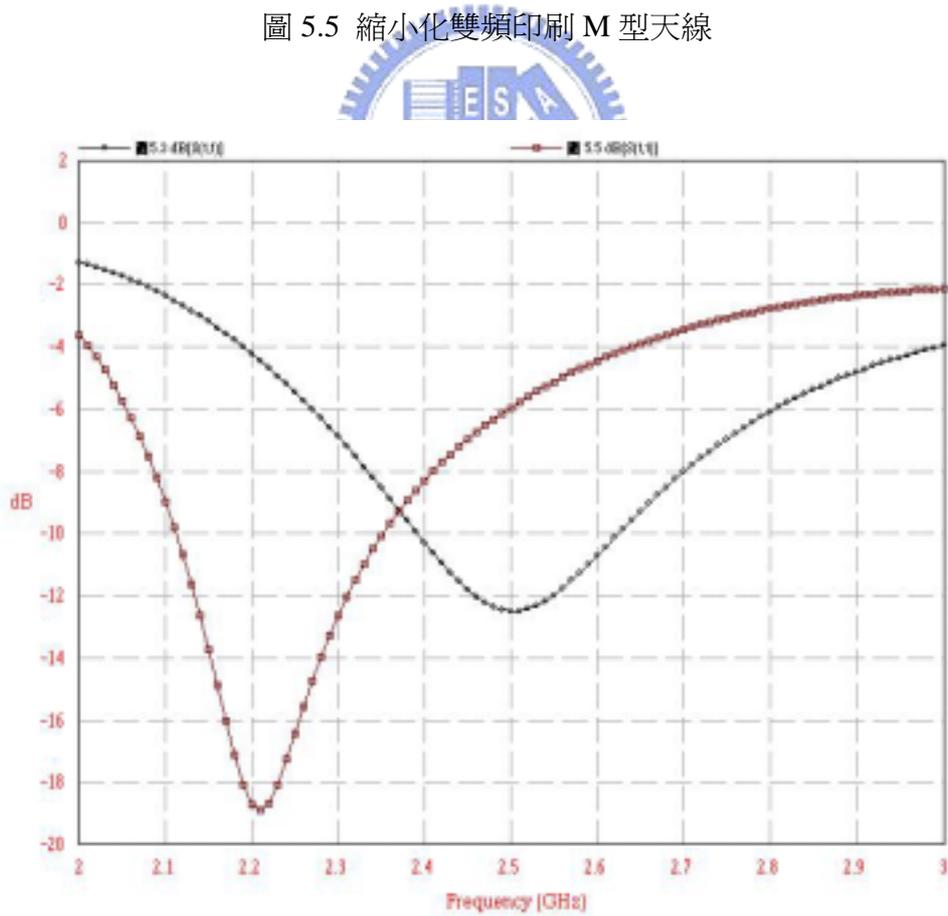


圖 5.6 圖 5.3 和圖 5.5 在電路板背面天線結構長度相同時，反射損耗對頻率之關係圖

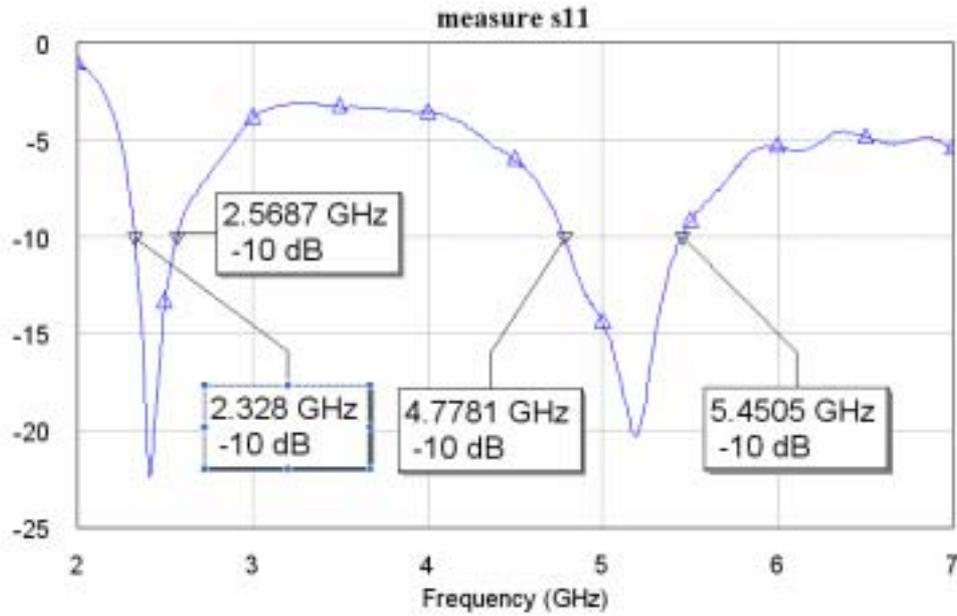
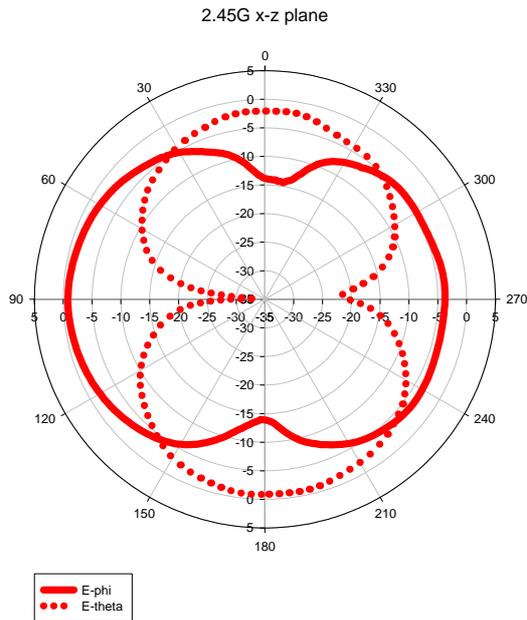


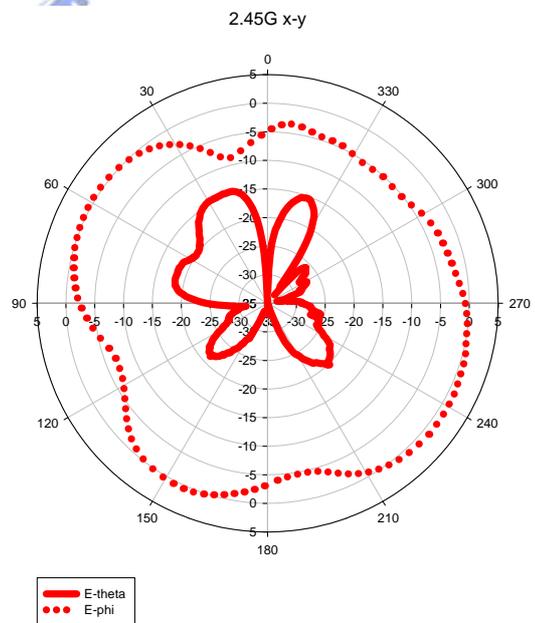
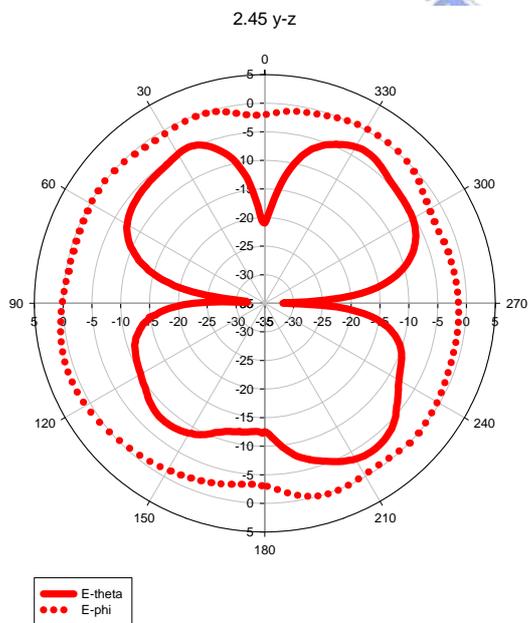
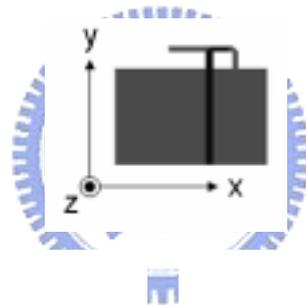
圖 5.7 量測縮小化雙頻印刷 M 型天線反射損耗對頻率關係圖

頻率	切面及電場方向	最大值	平均值
2.45GHz	X-Z E-theta	-0.82	-7.87
2.45GHz	X-Z E-phi	-0.8	-0.69
2.45GHz	Y-Z E-theta	-3.13	-9.94
2.45GHz	Y-Z E-phi	1.2	-0.7
2.45GHz	X-Y E-theta	-14.34	-25.21
2.45GHz	X-Y E-phi	1.2	-2.5
5.25GHz	X-Z E-theta	0.79	-9.08
5.25GHz	X-Z E-phi	-0.18	-3.08
5.25GHz	Y-Z E-theta	-0.71	-7.16
5.25GHz	Y-Z E-phi	3.93	1.16
5.25GHz	X-Y E-theta	-8.26	-19.09
5.25GHz	X-Y E-phi	3.79	-1.47

表 5.1 縮小化雙頻印刷 M 型天線量測之輻射增益整理圖



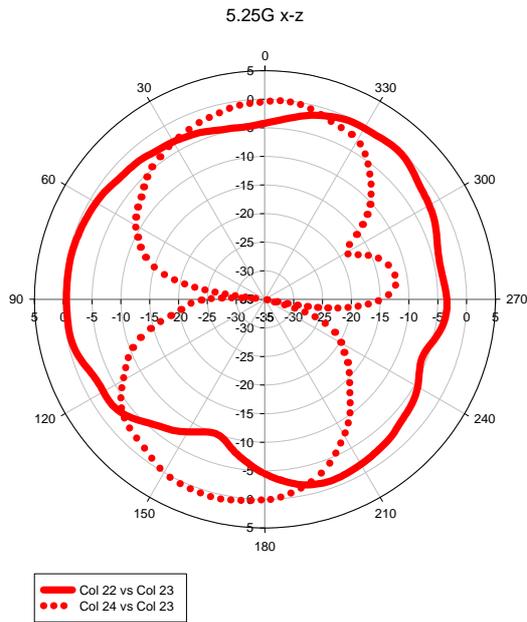
(a) 2.45GHz X-Z 平面 E-theta 及 E-phi



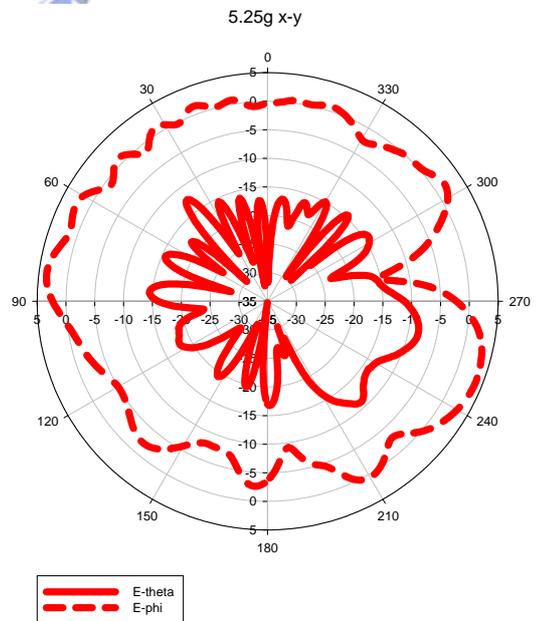
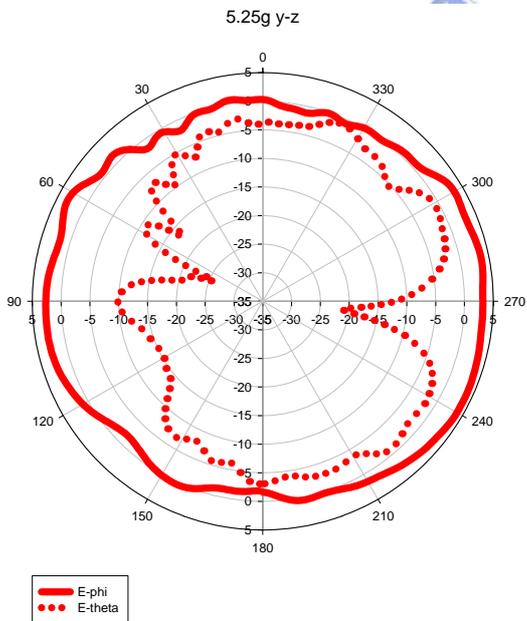
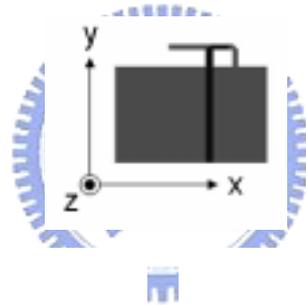
(b) 2.45GHz Y-Z 平面 E-theta 及 E-phi

(c) 2.45GHz X-Y 平面 E-theta 及 E-phi

圖 5.8 縮小化印刷雙頻 M 型天線 2.45GHz 各切面之輻射電場圖



(a) 5.25GHz X-Z 平面 E-theta 及 E-phi



(b) 5.25GHz Y-Z 平面 E-theta 及 E-phi

(c) 5.25GHz X-Y 平面 E-theta 及 E-phi

圖 5.8 縮小化印刷雙頻 M 型天線 5.25GHz 各切面之幅射電場圖

第六章 結論

本論文的第一部份利用理論和實作完成了低溫共燒陶瓷低通及帶通濾波器，低通濾波器設計的中心頻率是在 2.4GHz，通帶內的最大的輸入損耗約為 0.6dB，傳輸零點在 4.5GHz 處，衰減量約-39dB，帶通濾波器設計的中心頻率是在 2.4GHz，通帶內的最大的輸入損耗約為 2dB，量測傳輸零點在 2.07GHz 處，衰減量約-39dB，倍頻 4.8GHz 的衰減量有 41dB。

本論文的第二部份則是將第一部份和切換開關及功率放大器整合，實現了三個射頻系統封裝模組的設計，模組一包含了兩個切換開關和一個帶通濾波器，模組二則比模組一更多了一個低通濾波器，模組三則是比模組一多包含了一個功率放大器，前兩個模組的體積都只有 3000*3000*1300um，模組三的體積也只有 5400*4000*2000um。模組一設計的中心頻率在 2.45GHz，頻寬約 500MHz，通帶內的損耗約 3.5dB，傳輸零點設計於 1.8GHz 處，衰減量約為 45dB，在倍頻 4.8GHz 處，衰減量約為 55dB，模組二設計的中心頻率一樣是在 2.45GHz，接收端的通帶內損耗約 3.6dB，通帶外的有兩個傳輸零點，分別是 1.2GHz 和 1.95GHz，衰減量分別為 41dB 和 70dB，在倍頻 4.8GHz 處，衰減量為 28dB，發射端的通帶內損耗約 1.8dB，傳輸零點在 4.6GHz 處，衰減量約為 40dB。模組三帶通濾波器和功率放大器內埋匹配電路的部份，也都有得到驗證，模組內濾波器量測通帶內的輸入損耗約為 1.3dB，傳輸零點在 1.6GHz，衰減量約 47dB，倍頻 4.8GHz 處的衰減量為 40dB。但因為功率放大器的裸晶功能失效，而無法進行整個模組的驗證。

綜合上述的模組和元件設計，可知實作和模擬相近，但輸入損耗較大，建議以後製作模組時，應該先將裸晶利用打線和 LTCC 連結，再焊上印刷電路板，以減少因為打線和上錫膏對側面電極的影響，並且表面電路要鍍金，方便裸晶的打線。內部電路的佈線方式也是可以思考改進的地方，如何減少電感寄生電容的產生，及有效的利用面積，以及如何使模擬和實作更加的吻合。

本論文的第三部份提出兩種新型雙頻縮小化印刷天線的設計，利用傳統印刷倒 F 型天線本身容易達到阻抗匹配及全向性場型的特性，改變其天線形狀為螺旋形繞線及使用耦合饋入的方式來達到雙頻及縮小化。實作的結果也顯示了此兩種結構可

以輕易設計在吾人所需要的頻段，比起傳統的印刷倒 F 型天線也可以縮小約 70% 及 47%，且場型也具有全向性場型的特性。螺旋性結構也利用低溫共燒陶瓷技術來進行實現，利用低溫共燒陶瓷三維的特性，可以有效的彌補在水平於電路板切面的垂直輻射場，提供天線設計上更多的選擇性。



參考文獻

- [1] S. Chakraborty, K. Lim, A. Sutono, E. Chen, S. Yoo, A. Obatoyinbo, S.-W. Yoon, M. Maeng, M.F. Davis, S. Pinel, J. Laskar “A 2.4-GHz radio front end in RF system-on-package technology” Microwave Magazine, IEEE, Volume: 3 , Issue: 2 , June 2002 , Pages:94 – 104
- [2] C. Q. Scrantom and J. C. Lawson ” LTCC technology: where we are and where we're going. II” Technologies for Wireless Applications, 1999. Digest. 1999 IEEE MTT-S Symposium on , 21-24 Feb. 1999, Pages:193 – 200
- [3] C.H. Lee, A. Sutono, S. Han, K. Lim, S. Pinel, E. M. Tentzeris, and Joy Laskar,“A compact LTCC-based Ku-band transmitter module”Advanced Packaging, IEEE Transactions on [see also Components, Packaging and Manufacturing Technology, Part B: Advanced Packaging, IEEE Transactions on] , Volume: 25 , Issue: 3 , Aug. 2002,Pages:374 – 384
- [4] 方士庭 ”應用於高頻無線通訊之多層低溫共燒陶瓷（LTCC）的設計技術” 中華民國陶業研究學會會刊 第二十一卷 第四期 52-58 頁
- [5] D.M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, New York, 1998, 2nd Ed.
- [6] 陳南君 ”多層基板結構關鍵射頻元件設計” 國立交通大學電信工程研究所碩士論文，2003
- [7] A. Sutono, D. Heo, Y. E. Chen, and J. Laskar, “High-Q LTCC-Based Passive Library for Wireless System-on-Package (SOP) Module Development” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 49 , Issue: 10 , Oct. 2001
Pages:1715 - 1724
- [8] J. S. hong and M. J. Lancaster, “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters” Microwave theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 44 , Nov 1996 , Page: 2099-2109
- [9] J. S. Hong and M. J. Lancaster, “Microstrip corss-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics” Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings - , Volume: 146 , Issue: 1 , Feb. 1999
Pages:84 - 90
- [10] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones “Microwave Filters Impedance

Matching Networks and Coupling Structures” New York: McGraw-Hill, 1980, pp. 355-410

[11] J. S. Hong, M. J. Lancaster, “Microstrip Filters for RF/Microwave Application” Microwave Magazine, IEEE , Volume: 3 , Issue: 3 , Sept. 2002 , Pages:62 – 65

[12] G. Zheng, S. Pinel, K. Lim, R. Li, M. Tentzeris, J. Papapolymerou, J. Laskar, B. Lenoir, P. Blondy, D. Baillargeat, and P. Guillon,” Design of compact RF components for low-cost high-performance wireless front-ends” Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002. Proceedings. ICMMT 2002. 2002 3rd International Conference on , 17-19 Aug. 2002 , Pages:259 – 262

[13] S. Pinel, S. Chakraborty, M. Roellig, R. Kunze, S. Mandal, H. Liang, C. H. Lee, R. Li, K. Lim, G. White, M. Tentzeris, and J. Laskar,” A highly integrated transceiver module for 5.8 GHz OFDM communication system using multi-layer packaging technology” Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S , International , Volume: 3 , 20-25 May 2001 , Pages:1739 - 1742 vol.3

[14] L. K. Yeung, and Ke-Li Wu “A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 51 , Issue: 2 , Feb. 2003 , Pages:337 - 341

[15] W. -Y. Leung, K. -K M. Cheng, and Ke-Li Wu, “Multilayer LTCC bandpass filter design with enhanced stopband characteristics” Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters] , Volume: 12 , Issue: 7 , July 2002 ,Pages:240 - 242

[16] V. Piatnitsa, E. Jakku, and S. Leppaeuori “Design of a 2-pole LTCC filter for wireless communications” Wireless Communications, IEEE Transactions on , Volume: 3 , Issue: 2 , March 2004 , Pages:379 - 381

[17] S. A. Raby, and A.C. Cangellaris “Interconnect properties and multilayer bandpass filter design in LTCC substrates” Wireless Communications Conference, 1997., Proceedings , 11-13 Aug. 1997 , Pages:187 – 192

[18]Constantine A. Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, John Wiley & Sons, INC. 1982

[19] C. Soras, M. Karaboikis, G. Tsachtsiris, V. Makios, “Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4 GHz ISM band” Antennas and

Propagation Magazine, IEEE , Volume: 44 , Issue: 1 , Feb. 2002 , Pages:37 - 44

[20] R. Kronberger, L. Reiter, and J. Hopf, "Multiband planar inverted-F car antenna for mobile phone and GPS" IEEE Trans: Veh: Technol, vol46, pp.2714-2717, December 1999.

[21] S.K. Plait and A. Hamadi, "Design and Development of Wideband and dual-band microstrip antennas" IEE Proc.-Microw Antennas Propag., Vol.146, pp.35-39,February 1999

[22] B Kevin, "Radiating and balanced mode analysis of PIFA shorting pins" Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE , Volume: 4 , 16-21 June 2002 Pages:508 - 511 vol.4

[23] Y. L. Kuo, Y. T. Cheng, K. L. Wong, " Printed inverted-F antennas for applications in wireless communication" Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE , Volume: 3 , 16-21 June 2002 Pages:454 - 457

