

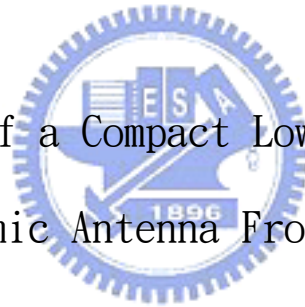
國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

小型化低溫共燒陶瓷天線前端模組之開發

Development of a Compact Low-Temperature Co-fired
Ceramic Antenna Front-End Module



研究生：翁嘉君 (Chia-Chun Weng)

指導教授：鍾世忠 博士 (Dr. Shyh-Jong Chung)

中華民國九十七年九月

小型化低溫共燒陶瓷天線前端模組之開發
Development of a Compact Low-Temperature Co-fired
Ceramic Antenna Front-End Module

研究生：翁嘉君

Student : Chia-Chun Weng

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 and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Science
in
Communication Engineering
September 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年九月

小型化低溫共燒陶瓷天線前端模組之開發

研究生：翁嘉君

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學

電機學院

電信學程碩士班

摘要

本篇論文旨在利用低溫共燒陶瓷(LTCC)多層架構的基板，設計一嵌入式內含天線的一個小型化 5 GHz 的射頻前端模組，而且能夠將這個模組用於 IEEE 802.11a 無線區域網路的應用當中。在這個 LTCC 模組當中，包含了一個嵌入式的倒 F 型天線，一個帶通濾波器和一個低通濾波器。而這兩個所提出來的濾波器能在截止的頻帶產生額外的傳輸零點，並且能夠抑制一些不需要的訊號。再者，我們在這個 LTCC 的基板表面上黏著了一個雙刀雙擲(DPDT)的傳送/接收裸晶片開關切換器，並且利用金屬鏢線的方式將這個裸晶片開關切換器與內埋式的被動元件電路連接起來。所以在我們設計的濾波器當中，必須要把鏢線近似於等效電感的效應考慮和計算進去。整個完成後的 LTCC 天線射頻前端模組的尺寸大小為 6.2 mm × 5.4 mm × 0.98 mm，在整個模組的設計當中，為了使天線有最佳的輻射效能，所以大部份的空間是保留給所設計的天線使用(接近三分之二的空間)。並且，為了避免內埋式的被動電路元件和天線之間產生潛在性的近距離耦合效應，也為了增加元件和天線之間的隔離度，所以在模組的設計上，利用許多的金屬貫穿孔將上層的接地面和下層的接地面互相連結起來。由於小型天線的輻射場型容易受到附近電路接地面所感應出的接地電流所影響，所以我們將所設計出來的天線射頻模組放在兩種不同大小的 FR4 印刷電路板(PCBs)上面做測試(即 55 mm × 20 mm 和 80 mm × 46 mm 兩種不同的印刷電路板)，用來驗證天線射頻模組在這兩個不同大小的 PCB 上都能夠有不錯的特性。

Development of a Compact Low-Temperature Co-fired Ceramic Antenna Front-End Module

Student: Chia-Chun Weng

Adivisor: Dr. Shyh-Jong Chung

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

This thesis proposes a compact 5 GHz front-end module with embedded antenna on a low-temperature co-fire ceramic (LTCC) substrate, which is to be used for the IEEE 802.11a wireless local area network (WLAN) applications. This module comprises an embedded inverted-F antenna, a band-pass filter, and a low-pass filter. Both the proposed filters possess transmission zeros at out band for suppressing unwanted signals. Also, a double-pole double-throw (DPDT) bare die transmitting/receiving (T/R) switch is mounted on the surface of the substrate. The interconnection between the bare die switch and the buried circuits is established by bond wires. The effect of the bond wire is considered by incorporating its equivalent inductance into the design of the filters. The overall size of the antenna front-end module is only 6.2 mm × 5.4 mm × 0.98 mm, with most of the space (near two third of the volume) reserved for the antenna so as to have a better radiation performance. Also, to avoid the potential close proximity coupling among the buried circuits and the antenna, numerous metal vias connecting the top and bottom grounds in the module are designed for shielding. Since the radiation of a small antenna is influenced by the nearby circuit ground due to induced ground current, the developed antenna front-end module is tested on two FR4 printed circuit boards (PCBs) with different sizes (i.e., 55 mm × 20 mm and 80 mm × 46 mm). It is demonstrated that the antenna module performs well on these two grounded PCBs.

誌謝

最美的回憶往往是在努力奮鬥的過程中一點一滴所累積起來的，不管是悲或是喜，總是在最後才了解原來追求的不是最後的目標，而是過程。首先，要感謝我的指導老師 鍾世忠教授，感謝老師這兩年半來細心的教誨，不僅在學識上有所增進還有研究的態度與執著，更是讓我受益良多。同時，感謝一路上相遇的夥伴，由於你們的出現豐富了我的人生。尤其是 Lab912 的夥伴們，感謝你們在我最需要的時候能夠扶持我一把，沒有你們的幫助我沒有辦法走到現在。

最後，要感謝我的父母親、妹妹、妹夫還有我最愛的老婆 秀容，謝謝你們這些年來的犧牲與奉獻，讓我能無後顧之憂的完成學業。真的..真的..好愛你們。

還有，感謝上天及神明的眷顧！



目錄

	頁次
摘要.....	i
ABSTRACT.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	v
表目錄.....	viii
第一章 緒論.....	1
1.1 背景簡介.....	1
1.2 LTCC 簡介.....	2
1.3 文獻探討.....	9
1.4 章節介紹.....	11
第二章 關鍵模組元件之設計與開發.....	12
2.1 鎊線連接技術(Wire Bonding).....	12
2.2 天線切換模組系統方塊圖.....	14
2.3 帶通濾波器(BPF)設計.....	17
2.4 低通濾波器(LPF)設計.....	21
2.5 內嵌式 5 GHz 天線設計.....	24
2.6 DPDT 收發切換器(T/R Switch).....	30
2.7 濾波器不良特性分析與探討.....	33
第三章 射頻前端天線模組的整合與測試.....	37
3.1 元件之間的耦合效應.....	37
3.2 天線切換模組的佈局設計.....	39
3.3 天線切換模組在傳送路徑上的量測.....	41
3.4 天線切換模組在接收路徑上的量測.....	45
3.5 天線切換模組在大型 FR4 PCB 上的量測.....	48
第四章 結論.....	53
參考文獻.....	54

圖目錄

	頁次
圖 1.1 多層 LTCC 模組橫向剖面架構圖.....	2
圖 1.2 LTCC 生產製造流程.....	3
圖 1.3 內埋式電容器(A)平面式 (B)指插式.....	6
圖 1.4 內埋式電感器(A)曲折式 (B)方型螺旋式 (C)圓型螺旋式 (D)橫式立體螺 線管式 (E)高感抗螺線管式 (F)高 Q 值螺線管式.....	8
圖 1.5 FILTERS 加 DIPLEXER 的 LTCC 前端模組設計.....	9
圖 1.6 FILTERS 加 LNA 及 SWITCH 的 LTCC 前端模組設計.....	10
圖 2.1 內埋式元件、裸晶片及鍍線的剖面圖.....	12
圖 2.2 鍍線接合方式(A)楔形-楔形接合 (B)球形-楔形接合.....	13
圖 2.3 鍍線實體圖(A)楔形接合 (B)球形接合.....	13
圖 2.4 前端天線切換模組系統方塊圖.....	15
圖 2.5 模組 1 和模組 2 的測試治具實體照片.....	16
圖 2.6 (A)常用的三階帶通濾波器電路圖 (B)常用的三階帶通濾波器加上鍍線電 路圖 (C)帶通濾波器加鍍線與未加鍍線的模擬結果.....	18
圖 2.7 帶通濾波器的電路圖.....	19
圖 2.8 帶通濾波器的 3-D 佈線圖.....	20
圖 2.9 帶通濾波器散射參數(S-PARAMETER)的模擬與量測數據.....	21
圖 2.10 低通濾波器的電路圖.....	22
圖 2.11 低通濾波器的等效電路圖.....	22
圖 2.12 低通濾波器的 3-D 佈線圖.....	23
圖 2.13 低通濾波器散射參數(S-PARAMETER)的模擬及量測數據.....	24
圖 2.14 倒 F 天線(INVERTED-F)的架構圖.....	25
圖 2.15 LTCC 天線模組的尺寸圖。 ANT. FEED = ANTENNA FEED.....	25

圖 2.16	內含天線切換模組的小型 FR4 PCB 的幾何圖	26
圖 2.17	倒 F 天線電流分佈圖	27
圖 2.18	PI 型匹配電路實體圖	28
圖 2.19	內嵌式倒 F 天線放置於尺寸為 55 MM × 20 MM 的 PCB 時，所量測與電磁模擬的反射損失($1/S_{11}$)	28
圖 2.20	內嵌式倒 F 天線放置於尺寸為 55 MM × 20 MM 的 PCB 時，於頻率為 5.25GHz 時，所量測與電磁模擬的遠場正規化輻射場型圖位於(A)X-Z 平面、(B)Y-Z 平面及(C)X-Y 平面	30
圖 2.21	DPDT 開關切換器裸晶片上每個鎊線墊片的位置、名稱及尺寸大小 ..	31
圖 2.22	從 ANT1 到 TX 端所量測到的入射損失	31
圖 2.23	從 ANT1 到 RX 端所量測到的入射損失	32
圖 2.24	從 ANT1 到 TX 端所量測到的隔離度	32
圖 2.25	從 ANT1 到 RX 端所量測到的隔離度	33
圖 2.26	BPF 濾波器實體切片圖(單位: MM)	34
圖 2.27	LPF 濾波器實體切片圖(單位: MM)	35
圖 2.28	BPF 濾波器的鎊線等效電感比較圖	35
圖 2.29	LPF 濾波器的鎊線等效電感比較圖	36
圖 3.1	連接第二層和第四層之間的接地貫穿孔	38
圖 3.2	天線饋入端和濾波器之間的耦合效應	38
圖 3.3	低通濾波器(LPF)和帶通濾波器(BPF)之間的耦合效應	39
圖 3.4	LTCC 天線切換器的 3-D 佈局圖	40
圖 3.5	已完成的 LTCC 天線切換模組實體圖。在圖中可以清楚的顯示在 LTCC 基板上面每一個的金屬墊片	40
圖 3.6	LTCC 天線切換模組黏著於 FR4 PCB 測試板的實體照片圖。FR4 PCB 測試板的尺寸為 55 MM × 20 MM	41
圖 3.7	整個天線切換模組在尺寸 55 MM × 20 MM 的小型 FR4 PCB 上，於傳送路徑所	

量測到的反射損失($1/S_{11}$).....	42
圖 3.8 在尺寸 55 MM × 20 MM 的小型 FR4 PCB 上，頻率為 5.25GHz 時，於傳送路徑所量測到的遠場正規化輻射場型圖位於(A)X-Z 平面、(B)Y-Z 平面及(C)X-Y 平面	44
圖 3.9 於傳送(TX)路徑X-Y平面 $\Psi = 17^\circ$ 所量測頻率對天線增益的關係圖	44
圖 3.10 整個天線切換模組在尺寸 55 MM × 20 MM 的小型FR4 PCB上，於接收路徑所量測到的反射損失($1/S_{11}$).....	45
圖 3.11 在尺寸 55 MM × 20 MM 的小型 FR4 PCB 上，頻率為 5.25GHz 時，於接收路徑所量測到的遠場正規化輻射場型圖位於(A)X-Z 平面、(B)Y-Z 平面及(C)X-Y 平面	47
圖 3.12 於接收(RX)路徑X-Y平面 $\Psi = 14^\circ$ 所量測頻率對天線增益的關係圖	48
圖 3.13 大型 FR4 PCB 的幾何圖形，並且包含了一個天線切換模組.....	49
圖 3.14 整個天線切換模組在尺寸 80 MM × 46 MM 的大型FR4 PCB上，於傳送路徑所量測到的反射損失($1/S_{11}$).....	50
圖 3.15 在尺寸 55 MM × 20 MM 的小型 FR4 PCB 上，頻率為 5.25GHz 時，於傳送路徑所量測到的遠場正規化輻射場型圖位於(A)X-Z 平面、(B)Y-Z 平面及(C)X-Y 平面	51
圖 4.1 射頻前端天線切換模組實體圖.....	53

表目錄

	頁次
表 1.1 目前商用低溫共燒陶瓷製程的材料特性.....	4
表 1.2 LTCC 和 HTCC 的優缺點比較.....	4
表 1.3 LTCC 和 HTCC 機電特性的比較.....	5
表 1.4 本篇論文與參考文獻的比較.....	11
表 2.1 四種測試用的射頻前端模組.....	16
表 2.2 帶通濾波器相關元件的尺寸及數值.....	19
表 2.3 低通濾波器相關元件的尺寸及數值.....	23
表 3.1 在尺寸 55 MM × 20 MM 的小型 FR4 PCB 上，於傳送路徑所量測到的天線峰值及平均增益.....	42
表 3.2 在尺寸 55 MM × 20 MM 的小型 FR4 PCB 上，於接收路徑所量測到的天線峰值及平均增益.....	45
表 3.3 在尺寸 80 MM × 46 MM 的大型 FR4 PCB 上，於傳送路徑所量測到的天線峰值及平均增益.....	52

第一章 緒論

1.1 背景簡介

近年來，由於無線通訊的技術日新月異，無線通訊的產品也被廣泛的運用在每個人的生活當中，而無線區域網路(Wireless Local Area Network；WLAN)的技術也被大量的使用在一些可攜式及手持式的產品上面，例如：筆記型電腦(Notebook)和個人數位助理(Personal Digital Assistant；PDA)。這些產品不僅在體積、重量及耗電的要求上越小越好，但是在產品的功能及性能上希望越多越好，所以意謂著電路的設計越來越複雜且使用的元件越來越多，因此整合這些主動和被動元件將會成為未來零組件發展的趨勢。

在主動元件和被動元件的整合技術上，主要區分為兩種技術：系統化單晶片(System-on-Chip；SoC)及系統化封裝(System-on-Package；SoP)。在 SoC 的技術方面，主要具有高度整合的能力，能夠將各種電路全部整合在同一個晶片裡面，但是由於需要整合不同電路的製程，而且需要製作額外的光罩，因此會增加整個系統設計上的複雜度及生產製造上的成本，此外還有一些被動元件無法被整合到 SoC 裡面，所以 SoC 並不適合應用在本篇的論文當中。而 SoP 主要是為了實現一個小型化的電路系統，將不同功能的系統晶片或子系統的主動元件、被動元件整合於單一的封裝當中[1]-[2]。利用 SoP 的封裝技術不僅可以成功的解決不同製程電路之間相容性的問題，並且降低整個電路設計的複雜度與開發的時程，而能夠快速的將產品推銷到市場當中。

在被動元件電路的設計部分，主要利用多層架構的低溫共燒陶瓷(Low-Temperature Co-fired Ceramic；LTCC)基板來實現。由於 LTCC 基板是以陶瓷為介電材料，具有高頻及高 Q 值的特性，而且有較小的熱膨脹係數、較小的介電常數溫度係數、較高的密度整合及可多層結構的 3D 電路設計，因此非常適合被運用於小型化的高頻通訊模組當中。現在，利用 LTCC 的技術已經可以將主動元件(功率放大器、低雜訊放大器、傳送/接收開關切換器)和被動元件(濾波器、Baluns、匹配電路、天線)整合在幾公釐平方的封裝當中，達到節省空間、降低成本的目標，進而完成輕、薄、短、小及低成本的模組。

1.2 LTCC 簡介

1.2.1 LTCC 技術

低溫共燒陶瓷(Low-Temperature Co-fired Ceramic; LTCC)技術是利用陶瓷材料做為基板，將電阻、電容、耦合電路等被動元件埋入多層的陶瓷基板之中，並且採用金、銀、銅等貴金屬及低阻抗的金屬一起共燒作為內外的電極，每一層基板均為 LTCC 的生胚，在每一層的生胚上印上導電的金屬層，並藉由貫穿孔(Vias)連結到每一層內埋式的被動元件當中，這些內埋式的被動元件是利用平行印刷塗佈的方式印到基板上面，最後將所需的多層生胚疊壓並在攝氏 800~900 多度的燒結爐中進行燒結而形成整合式陶瓷元件。由於可以把這些電阻、電容、電感等被動元件燒結在同一片 LTCC 的基板內，因此可以將原本面積龐大的電路立體化，形成多層架構的積體模組，如同「被動元件的積體電路」，大幅的縮小整個電路元件的體積。並且可以結合其他不能埋入的主動元件如 IC、功率放大器、收發器等則承載於基板表面上，即可構成完整之系統化封裝(SoP)模組，如圖 1-1 所示。最後將整塊 LTCC 模組黏著到電路板(PCB)上，這樣不僅可以大幅縮減元件與元件之間的空間外，還可以將原本黏著於基板上的電阻、電容、電感、匹配電路等被動元件及部分連接線路製作成多層結構的方式，並且內藏在 LTCC 的基板之中，而縮小使用面積。如此可以減少離散表面黏著元件(Surface Mount Device; SMD)的使用數量，以及因焊點(Solder Joints)所造成的不可靠度，降低高頻所產生之不必要的寄生效應(Parasitic Effect)。

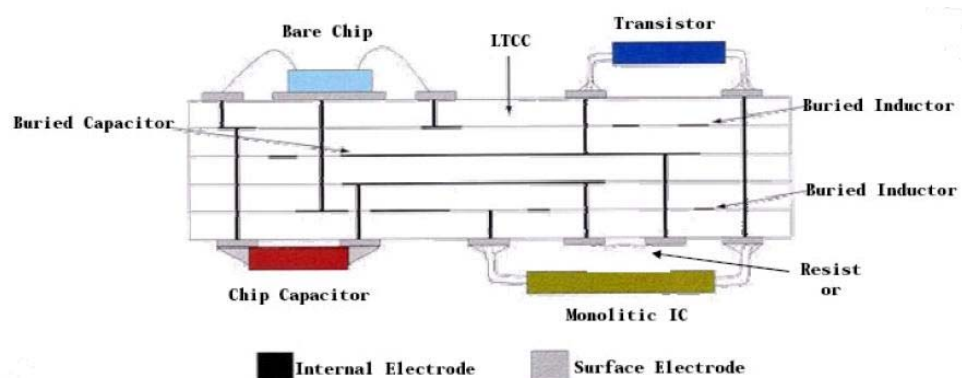


圖 1.1 多層 LTCC 模組橫向剖面架構圖

由於利用 LTCC 技術開發的被動元件和模組具有高頻、高 Q、適應大電流及耐高溫等特性，最適合於射頻電路及無線通訊產品的應用中。同時由於整合式的模組可以將被動元件藏於電路板中，可以減少濕度、腐蝕及銹蝕等問題，進而達到提升整個模組及系統的可靠度。以 LTCC 技術所製造的被動元件及模組，其生產製造流程主要包括以下的程序：陶瓷粉末→漿料配置→刮刀成型→沖孔→填孔→網印→疊壓→切割→燒結→上端電極→燒附→電鍍→電性測試。如圖 1-2 所示。

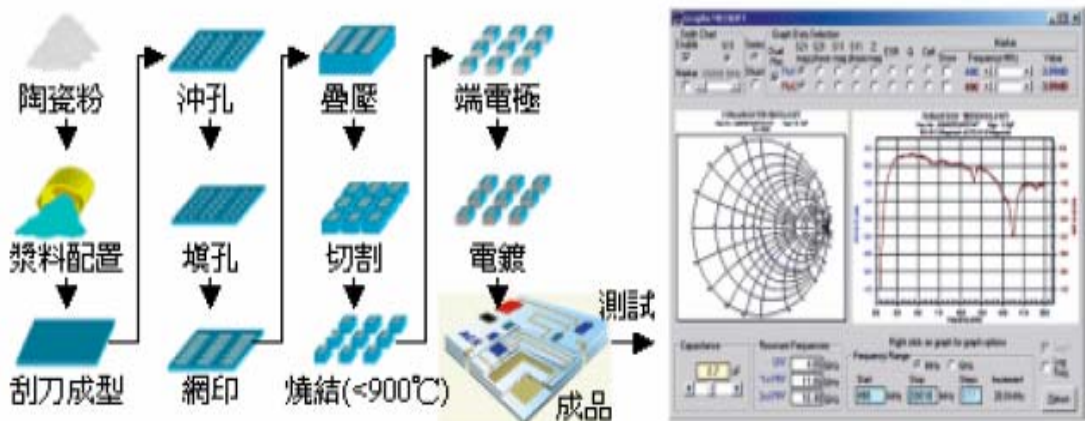


圖 1.2 LTCC 生產製造流程

資料來源：工研院 IEK (2004/02)

低溫共燒陶瓷技術的材料為玻璃陶瓷(Glass Ceramin)或是玻璃加陶瓷填充劑，材料組成後可以在溫度攝氏 800~900 多度燒結。因此，陶瓷材料可以與高導電率且低熔點的金屬，如：Ag(熔點 961°C)與 Cu(熔點 1070°C)共燒。目前比較常見的低溫共燒陶瓷材料系統有 DuPont 951、Ferror A6 與 NEG MLS 系統等。表 1.1 所示為各種低溫共燒陶瓷製程的材料特性。

由於現在電子元件模組化已經成為產品發展的趨勢，除了以 LTCC 當作模組的基板之外，還有其他可以選擇的模組基板，包括了 HTCC(High-Temperature Co-fired Ceramic；高溫共燒陶瓷)、傳統的 PCB 如 FR4 和 PTFE(高性能聚四氟已烯)等。不過由於 HTCC 的燒結溫度須在 1500°C 以上，而採用的高熔金屬如鎢、鉬、錳等的導電性能較差，所以燒結收縮並不如 LTCC 容易控制。但是，HTCC 還是有一些優點是 LTCC 所比不上的，因為 HTCC 已經是一種成熟的技術，業界對於材料和技術已經有相當的了解，並且，HTCC 氧化鋁的機械強度比 LTCC 介質材料的機械強度高的多，可以使得整個封裝更加的牢固，而氧化鋁的熱導率比起 LTCC 介質材料的熱導率幾乎要高上 20 倍。表 1.2 和表 1.3 為 HTCC 和 LTCC 基板的一些優缺點的

比較。

表 1.1 目前商用低溫共燒陶瓷製程的材料特性

特性	單位	DuPont 951	Ferror A6	NEG MLS-1000
顏色	---	藍	白	白
燒結密度	g/cm ³	3.1	2.5	3.39
強度	kg/cm ²	320	130	274
楊氏係數	kg/cm ²	152	92	---
熱膨脹係數	°C ⁻¹	5.8×10^{-6}	7.0×10^{-6}	6.05×10^{-6}
介電常數	(1MHz)	7.8	6.5	7.8
損失正切	(1MHz)	1.5×10^{-3}	$< 2 \times 10^{-3}$	1.6×10^{-3}
電阻係數	Ω · cm	$> 10^{12}$	$> 10^{12}$	$> 10^{14}$
熱導係數	W/m. K	3	2	3.1

而在 FR4 的 PCB 方面，介電損耗要比 LTCC 來的高，雖然 PTFE 的損耗較低，但是絕緣性能卻不如 LTCC。所以 LTCC 的基板比大多數的有機基板材料提供更好的控制能力，相較之下 LTCC 在高頻特性、尺寸和成本方面比起其他的基板更為優秀。

表 1.2 LTCC 和 HTCC 的優缺點比較

特點	HTCC	LTCC	優點
材料和技術成熟	0	X	生產效率高
設計週期短	X	0	對設計變化的回應快
開發費用低	X	0	試製成本低
印刷解析度高	X	0	高頻應用
層數不受限制	0	0	能達到最高電路密度
燒結過程	X	0	延用現有厚膜材料
技術選擇廣泛	X	0	設計靈活性大
焊接	0	X	封裝技術簡便
對晶片引線和表面組裝設備的適應性	0	0	設計的機動性強

資料來源：電子時報 (2006/02)

雖然 LTCC 的技術有許多的優點可以使用在射頻無線通訊的產品上面，但是在生產技術和材料的選擇上還有一些需要克服的問題。就材料而言，LTCC 所使用的

陶瓷材料必須提供良好的高頻特性，並且具備低損耗、高介電常數及溫度係數穩定等的特性，所以這也是目前微波陶瓷材料被積極研究發展的重點。在生產技術方面，一般大部分在基板上都是堆疊相同介電常數的基板，在燒結後產生的縮小率大概在 15~20%左右，但是，如果推疊不同介電常數的材料，在燒結之後，這些介電常數不同的材料會出現不同的縮小率，使得燒結後的模組會產生變形的現象。除了縮小率之外，材料的膨脹係數也是一個問題，不同係數的材料，在燒結過程中會產生不同的膨脹現象，相同的會使得燒結後的模組產生變形甚至失敗的現象。

表 1.3 LTCC 和 HTCC 機電特性的比較

特點	HTCC	LTCC	優點
翹曲度小	X	0	提高線焊設備生產效率
表面粗糙度小	X	0	高頻性能好
頂層尺寸穩定度高	X	0	提高線焊設備生產效率的穩定程度
熱膨脹係數與氧化鋁或矽的匹配程度佳	X	0	提高組裝能力
導率高	0	X	熱特性良好
密封性佳	0	0	提供封裝
導體的電導率高	X	0	採用細線和小空間設計
介質特性控制優良	0	0	電性能更相容
機械强度高	0	X	封裝更牢固

資料來源：電子時報 (2006/02)

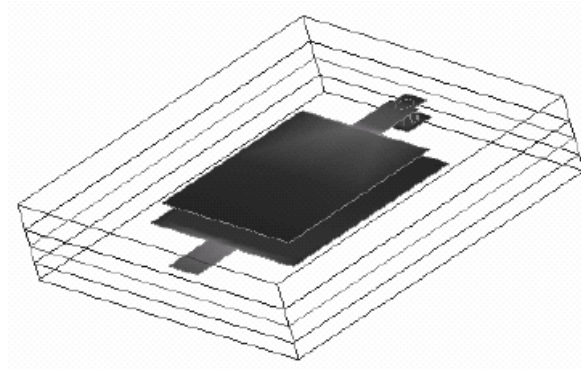
綜合來說，LTCC 以陶瓷做為介電材料，具有高 Q 值，高介電係數及低介電損失的特性，非常適合運用於高頻通訊模組當中，主要應用於手機、藍芽 (Bluetooth)、無線區域網路(WLAN)與全球衛星定位系統(GPS)的產品之中。目前利用 LTCC 技術製作的整合型元件有功率放大器、多層天線、濾波器等。其中也包括一些收發器前端模組、功率模組、WLAN 模組、Bluetooth 模組等，將晶片和被動元件聚集在同一個基板上面。

1.2.2 LTCC 被動元件實現方法

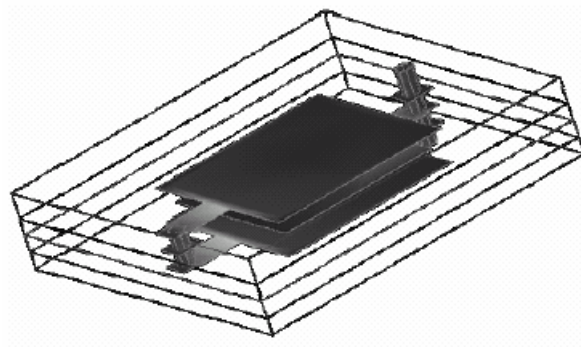
在 LTCC 的技術中，可以將被動元件內埋在 LTCC 當中。而用 LTCC 實現內埋式

電容器，目前常見的有以下兩種技術：

1. 平板式電容器(Two-parallel plate capacitor) 或稱作金屬-介電絕緣體-金屬(Metal-Insulator-Metal, MIM)電容器。
2. 指插式(Interdigitated)電容器。



(a)



(b)

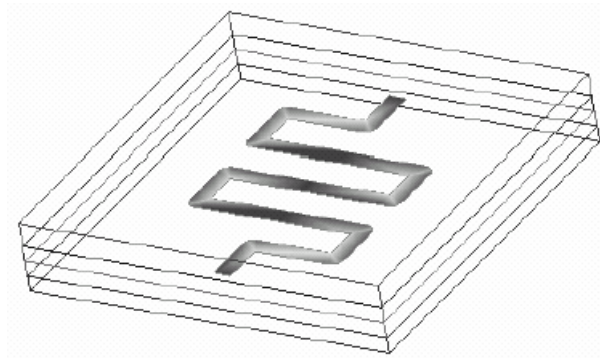
圖 1.3 內埋式電容器(a)平面式 (b)指插式

圖 1.3(a)為平面式電容器的結構，將上下兩層金屬夾住一介電絕緣體，而互相交錯的面積即為此電容的有效面積，又稱作 MIM 電容。有效面積越大、兩金屬間的距離越小，或中間的介電層的介電常數越高，則所產生的等效電容值也越大。不過當需要設計較大的電容值時，相對的要付出較大的面積，所以在元件縮小化的趨勢之下，比較不會用 MIM 的架構設計容值較大的電容器。

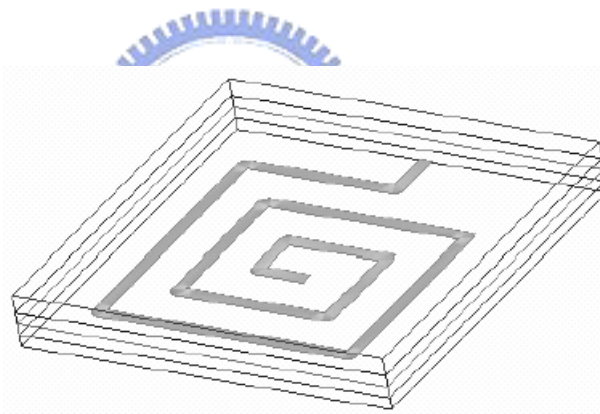
圖 1.3(b)為指插式電容器的架構，利用金屬層垂直交錯的方式能產生多個電容並聯的效果，並且用金屬交錯的數目來調整電容的大小，因此指插式電容可以在較小的面積設計出較大的電容值，不過也必須運用較多的層數來設計。

在內埋式電感器的設計技術主要常見的有以下六種：

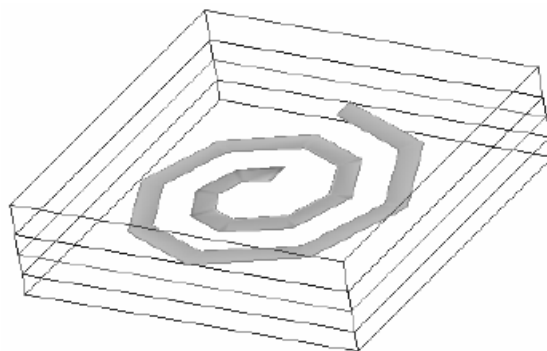
1. 曲折式電感器(Meander Inductor)。
2. 方型螺旋式電感器(Rectangular Spiral Inductor)。
3. 圓型螺旋式電感器(Round Spiral Inductor)。
4. 橫式立體螺線管電感器(Horizontal Helical Inductor)。
5. 高感抗螺線管電感器(Helical Inductor with high Inductance)。
6. 高Q值螺線管電感器(Helical Inductor with high Q value)。



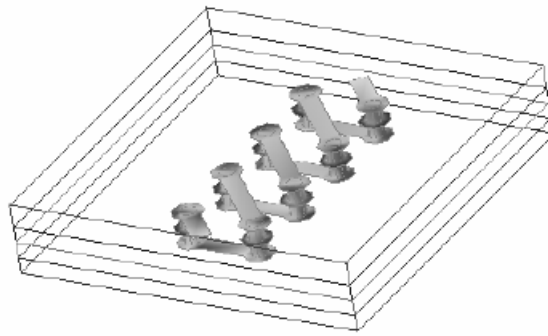
(a)



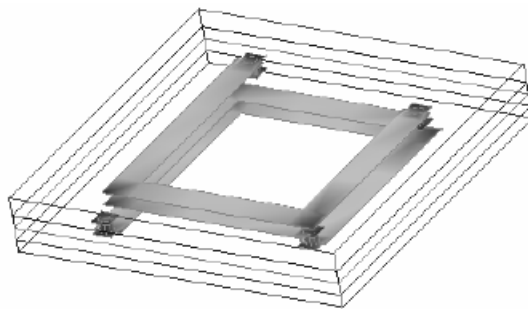
(b)



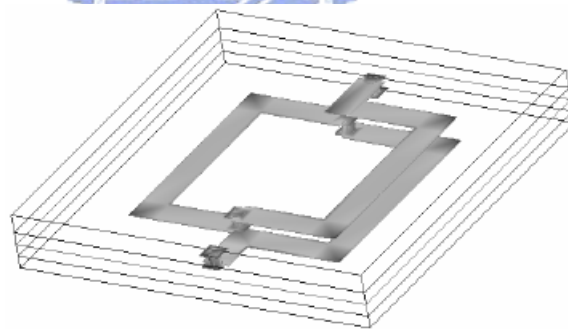
(c)



(d)



(e)



(f)

圖 1.4 內埋式電感器(a)曲折式 (b)方型螺旋式 (c)圓型螺旋式 (d)橫式立體螺線管式 (e)高感抗螺線管式 (f)高 Q 值螺線管式

如圖 1.4 所示，在這六種內埋式電感器的結構上，前面三種的架構也可以設計在 LTCC 的表面上，而於相同面積之下，以後面三種的 Helical 架構設計的電感值最大，而且所表現的 Q 值也最高，但是所需要使用的層數較多。

因此，要選用何種架構來實現內埋式的電容和電感器，必須取決於預先規畫的層數及欲實現的容值及電感值的大小，而且所選用的 LTCC 製程及基板材料也是設計時所考量的因素。

1.3 文獻探討

目前，文獻中有很多使用 LTCC 技術開發和設計出來的射頻前端模組已經被提出，並且能夠應用在 IEEE 802.11a/b/g 標準上面[3]-[6]，但是在這些文獻當中，所提出的架構通常單純的只有被動元件的設計在裡面，如濾波器(Filters)、平衡/不平衡器(Balun)等單一元件設計或是濾波器加頻率多工器(Diplexer)相結合的設計，如圖 1.5 所示。或者將被動元件設計在 LTCC 裡面，上面黏著一些主動元件(LNA、Switch)，如圖 1.6。

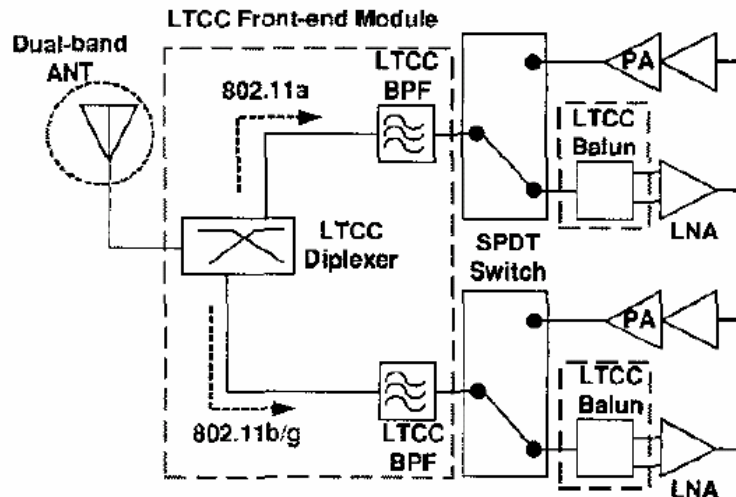


圖 1.5 Filters 加 Diplexer 的 LTCC 前端模組設計

資料來源：Reference [3]

在這些前端模組，除了可以放在產品的應用當中，最終還是需要外接天線來做訊號收發的動作，而利用 LTCC 的技術設計天線也早已經被提出並實際運用在產品當中[7]-[9]。所以近年來，已經有一些文獻利用 LTCC 技術所設計的天線前端模組被發表出來[10]-[12]，但是這些模組大部分是設計在毫米波(Millimeter-Wave)的頻段上。而且這些元件的設計及電路的整合是非常簡單的，並且比起毫微米波的波長來說，這些模組的尺寸相對的是非常的巨大。而在微波(Microwave)的應用上，由於波長較長，而整個模組必須設計在一個小的尺寸當

中。這個意味著在這個高介質係數的材料中，這些內埋式的元件必須擁擠的聚集在一起。所以在 LTCC 內的元件和天線之間的耦合效應(Coupling Effect)必須小心謹慎的處理並且保持每一個元件本身應有的特性。最近，一個整合 LTCC 技術和微波天線的模組已經被開發出來並使用於藍芽(Bluetooth)的應用上[13]，相對於 2.4 GHz 的波長來說，這個藍芽模組已經是設計在一個小型的尺寸當中(12 mm × 12 mm)。然而，關於天線的性能，尤其是天線的輻射場型(Radiation Patterns)，並沒有被提出來討論。甚至對於 PCB 尺寸的大小對天線特性的影響也沒有被考量進去。表 1.4 則列出了本篇論文與參考文獻的比較一覽表。

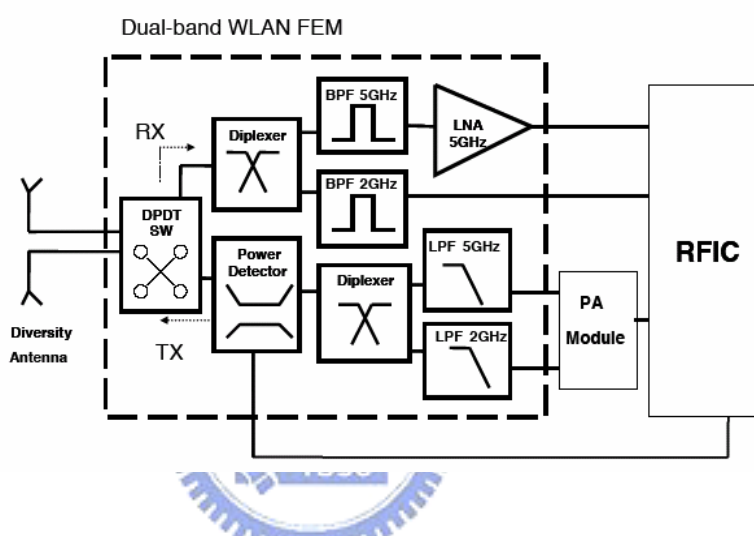


圖 1.6 Filters 加 LNA 及 Switch 的 LTCC 前端模組設計

資料來源：Reference [6]

因此，這對我們來說是一個非常好的研究方向，如何將天線與射頻前端模組整合在一個 LTCC 的模組上面，並且能夠有良好的輻射場型(Radiation Patterns)和增益(Gains)，還能夠適應並且運用在不同尺寸大小的 PCB 上面。所以根據這個概念，我們所提出一個新的射頻前端天線收發切換模組(RF Front-end Antenna Switch Module)的架構，不僅擁有高密度的整合性，而且包含了內埋式的被動元件(帶通濾波器和低通濾波器)、主動元件(DPDT 的收發切換開關的裸晶片)和一個嵌入式的倒 F 天線(Inverted-F Antenna)，完全將這些元件設計在一個 LTCC 的模組當中。此射頻天線前端模組不僅適合應用在 IEEE 802.11a 標準的產品，而且還適用於 PCB 大小不同尺寸的產品，如 USB dongle、PCMCIA WLAN card 等，其中天線的輻射場型及特性不會因為 PCB 大小的不同而造成太大的改變。

表 1.4 本篇論文與參考文獻的比較

Ref. Papers	Operating Freq. (GHz)	Path	Active Device	Passive Device	Antenna	The effect of the PCB Size on the Antenna	Size (mm)
ref. [10]	60	Tx/Rx	No	BPF x 2	Patch	No	7.94 x 7.82
ref. [11]	60	Tx	No	BPF	Patch	No	9.6 x 1.5
ref. [12]	60	Tx	Yes	Resonator + modulator	Patch	No	26 x 18
ref. [13]	2.45	Tx	Yes	Balun	Inverted-F	No	12 x 12
This work	5.25	Tx/RX	Yes	BPF + LPF	Inverted-F	Yes	6.2 x 5.4

1.4 章節介紹

本篇論文共分四大章。第一章主要為緒論及 LTCC 技術的簡介，並且對近年來相關的文獻作一些探討。第二章描述所提之射頻前端模組內部元件的設計及開發，除了被動元件的設計之外，還考量了鏜線的效應。第三章則將所有元件整合在同一個模組之內，並且設計了兩種不同大小的 PCB 來測試天線模組的特性。最後，在第四章做一個總結。

第二章 關鍵模組元件之設計與開發

在本章節中，我們實現了系統化封裝(SoP)整合的概念，利用 LTCC 多層結構的特性設計一個適合無線區域網路使用的射頻前端天線切換模組，在這個模組當中，包含了一個裸晶片(Bare Die)的開關切換器(主動元件)，還包括內埋式的帶通濾波器、低通濾波器及內嵌式的倒 F 天線(被動元件)。如圖 2.1 所示，這個開關切換器(Switch)可以利用銀膠黏著在基板的表面上面，而一些被動元件可以設計在 LTCC 基板內層之中，所以我們利用鎊線(Bond Wire)的方式互相連接天線和切換器以及切換器與內埋的濾波器。但是因為鎊線在高頻時表現的效應類似一個電感，所以這個鎊線的效應在設計電路的時候就要被考慮進去[14]-[16]，並且可以改善內埋元件的阻抗匹配。而我們的帶通濾波器及低通濾波器在設計的時候就將鎊線的效應計算在整個電路之中。整個濾波器的設計及模擬都是使用高頻全波電磁(EM)模擬軟體(HFSS)[17]和電路模擬軟體(AWR *Microwave Office*)[18]，並且這些模擬的結果和實驗的數據會呈現在每一個章節之中。

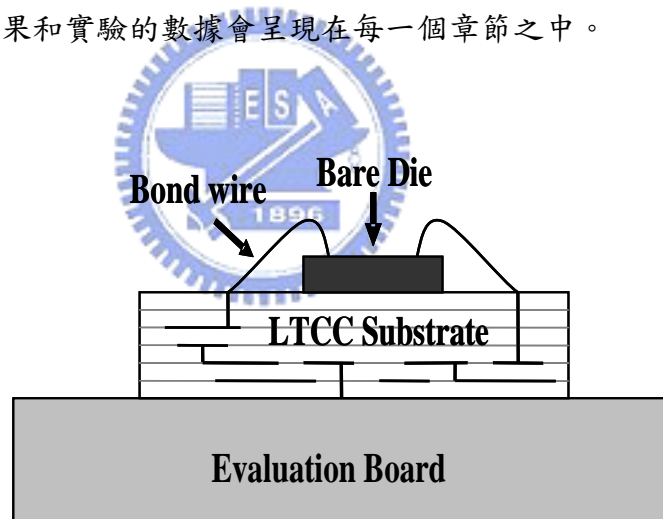
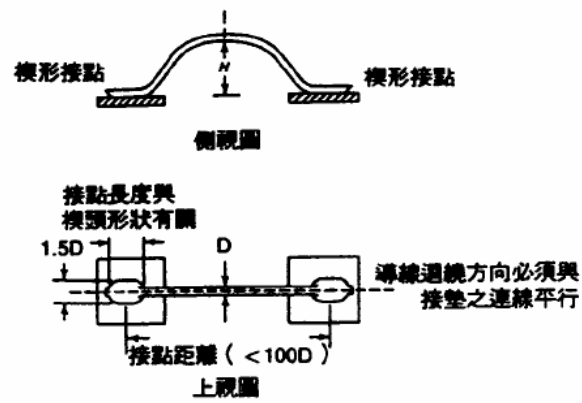


圖 2.1 內埋式元件、裸晶片及鎊線的剖面圖

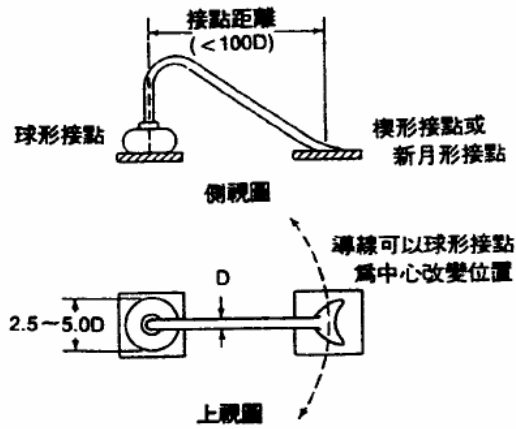
2.1 鎊線連接技術(Wire Bonding)

由於在 LTCC 天線前端模組中，我們選擇用裸晶片(Bare Die)的切換開關 IC，因此需要利用鎊線(Wire Bonding)的方式來連接 IC 和內埋的被動元件。鎊線的連接方法主要有兩種不同的技術：Wedge-Wedge bonding(楔形-楔形接合)和

Ball-Wedge bonding(球形-楔形接合)，如圖 2.2 及圖 2.3 所示。

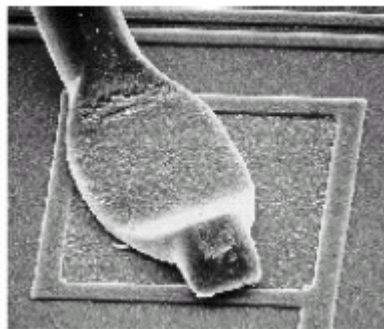


(a)

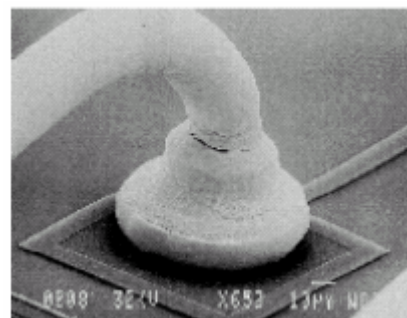


(b)

圖 2.2 鎊線接合方式(a)楔形-楔形接合 (b)球形-楔形接合



(a)



(b)

圖 2.3 鎊線實體圖(a)楔形接合 (b)球形接合

除了鎊線接合分為兩種以外，另外在連接的過程又分為三種方法：

1. 超音波接合(Ultra-Sonic Bonding)。
2. 熱壓接合(Thermo-Compression Bonding)。
3. 熱超音波接合(Thermo-Sonic Bonding)。

超音波接合是利用接合楔頭(Wedge)引導金屬線壓迫於金屬墊上，在輸入 20~60 KHz 的超音波，藉由音波的震動與壓迫的力量產生冷鐸的效應而完成接合。而超音波接合只能夠使用於楔形-楔形接合(Wedge-Wedge Bonding)，且能夠完成金屬墊間距較小的連線，在導線迴路的輪廓較低，但是因為第一接合點(First Bond)和第二接合點(Second Bond)的導線迴路方向必須平行，所以連線接合的速度較慢。熱壓接合主要是用氧化鋁、碳化鎢等高溫耐火材料製成的毛細管狀的接合工具(Bonding Tool)在金屬線末端以電弧(Arc)或氫燄(Hydrogen Torch)燒灼成球，並將加熱至 300~400°C 的接合工具再將金屬球下壓至第一接合墊上，藉由熱壓擴散接合效應進行球形接合(Ball Bond)，接合工具隨後升起，導引金屬線至第二接合墊位置上進行楔形接合(Wedge Bond)，接合的過程中基板也有 150~250°C 的加熱，而熱壓接合只能夠使用於球形-楔形接合(Ball-Wedge Bonding)。熱超音波接合為熱壓接合與超音波接合的混合技術，首先亦在金屬線末端成球，再用超音波進行導線與金屬接墊之間的接合。在熱超音波的接合過程中，接合工具並未被加熱，只有基板維持在 150~250°C 的溫度，因為接合的溫度較低，所以可以抑制接合接面的介金屬化合物(Inter-metallic Compound)成長及減少基板發生高溫劣化的現象。而熱超音波接合的技術不僅能使用於 Ball-Wedge bonding 亦能夠使用於 Wedge-Wedge bonding。金線由於具有良好的抗氧化性，通常為熱壓接合及熱超音波接合最常見的導線材料。

本篇論文主要使用的鎊線技術為熱超音波接合的 wedge-wedge bonding，使用 0.7 mil 的金線，基板溫度維持在 180°C 左右。

2.2 天線切換模組系統方塊圖

在圖 2.4 中，顯示了整個 5 GHz 前端天線切換模組的系統方塊圖。共有兩個濾波器和一個天線被設計並內埋在 LTCC 的基板之中，並同時有一個裸晶的雙刀雙擲(DPDT)的收發切換器(Switch)被黏著在 LTCC 基板的表面上。尤其注意的是為了

去抑制從功率放大器(並沒有包含在這個設計的模組中)出來的諧波訊號(Harmonic Signals)，並同時能夠有最小的入射損失(Insertion Loss)，所以我們在傳送端的路徑(Transmitting Path)上使用低通濾波器來取代帶通濾波器。

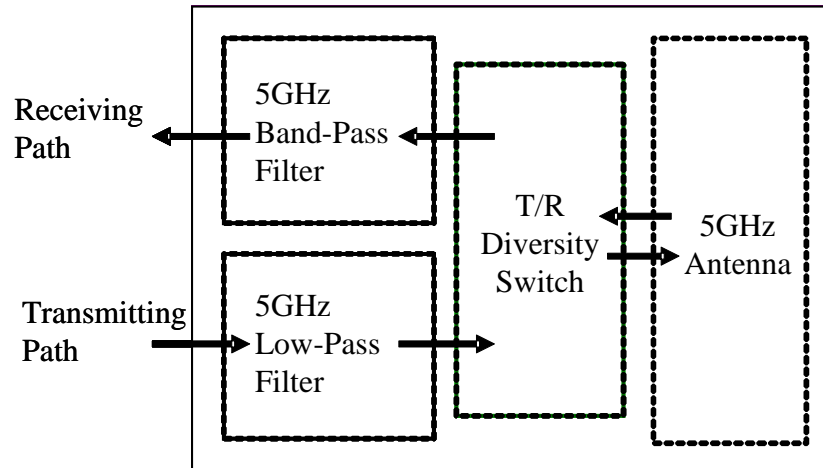


圖 2.4 前端天線切換模組系統方塊圖

在 5 GHz 天線切換模組的接收端(Receiving Path)，是由一個天線、DPDT 的開關切換器和一個帶通濾波器所組成而成，並且在傳送端(Transmitting Path)是由一個低通濾波器、DPDT 的開關切換器和一個天線所組成。要注意的是，在傳送端和接收端是共用同一個 DPDT switch 和 5 GHz 天線。而這些被動元件都是由總共 14 層(7 層厚的和 7 層薄的)LTCC 的基板所組合而成。

為了開發這個天線切換模組，並且能夠完整的測試元件和天線模組的特性，所以我們製作了四種 LTCC 的模組來測試數據。這四種天線模組包含了所有內埋式的元件(如帶通濾波器、低通濾波器和 5 GHz 的天線)，並且每一個模組有不同數量的輸出埠。模組 1(Module 1)和模組 2(Module 2)各有兩個輸出埠，分別是為了測試帶通濾波器和低通濾波器所設計開發出來的。這兩個模組(Module 1 and Module 2)的兩個輸出埠為了連結到 LTCC 內濾波器的輸出端，在 LTCC 基板上額外設計了 50-Ω 的傳輸線，並且讓其他元件的接腳保持浮接的狀態。圖 2.5 的照片是測試 Module 1 和 Module 2 時所使用的測試治具。在模組 3(Module 3)是為了內嵌式天線的測試而製作的，所以在 LTCC 上只有一個輸出埠連接到內嵌式的天線。特別須要注意的，雖然並沒有黏著 DPDT switch 在這三個模組上，但是在每一個被動元件上面還是有保留鏢線的連接點，因為這個鏢線的效應已經在我們電路設計時就已經被考慮進去了。最後，模組 4(Module 4)是一個完整的 5 GHz 的前端天

線切換模組，裡面包括了內埋式的被動元件、DPDT 的切換開關和連接各元件的鍍線。這個天線切換模組有三個輸出埠，第一個輸出埠是對應到傳送端 (Transmitting Path)，而第二個輸出埠是給接收端 (Receiving Path) 使用，最後第三個是保留給外接式天線使用，為了提供天線分集 (Diversity) 的功能。在表 2.1 列出了這四種的模組，並且在下面章節會詳細的介紹這些模組。

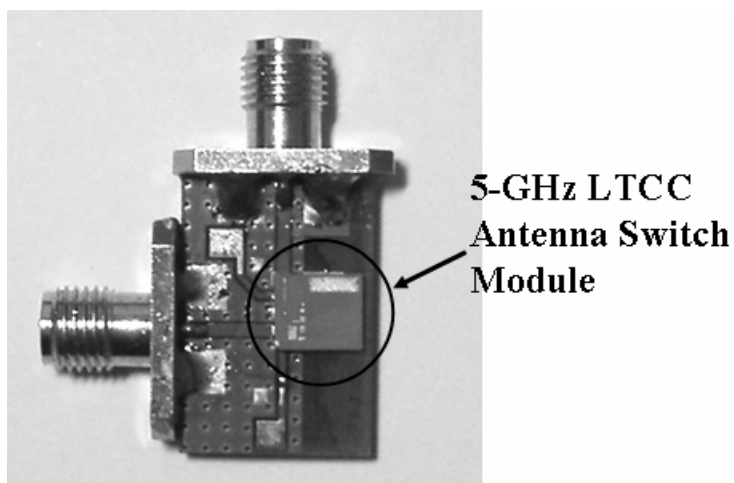


圖 2.5 模組 1 和模組 2 的測試治具實體照片

表 2.1 四種測試用的射頻前端模組

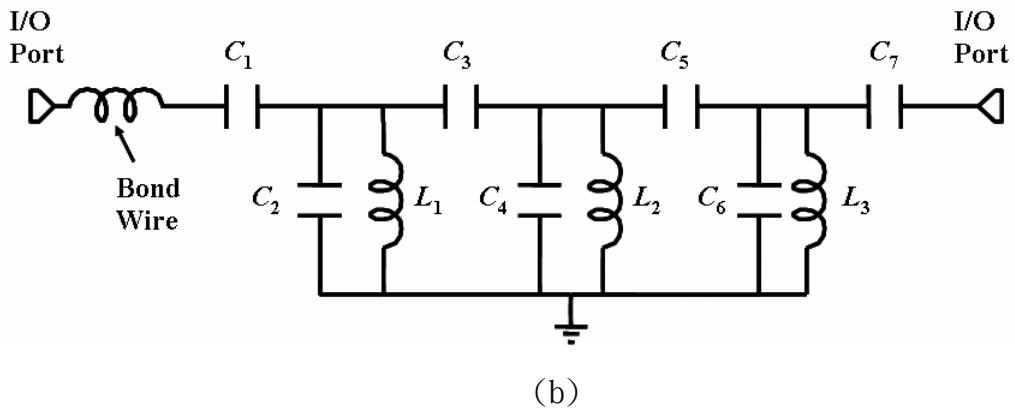
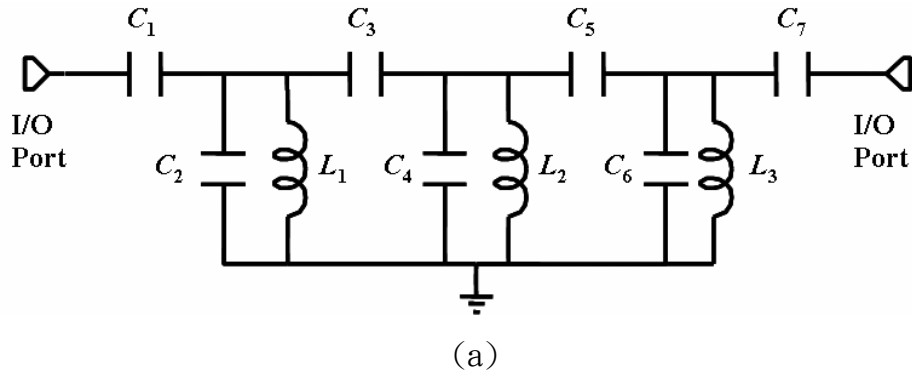
Module	Included Components	No. of Output Ports
1	Band-pass filter + Bond wire	2
2	Low-pass filter + Bond wire	2
3	Antenna + Matching Circuit + Bond wire	1
4	Antenna + Switch + LPF (Tx) Antenna + Switch + BPF (Rx)	3

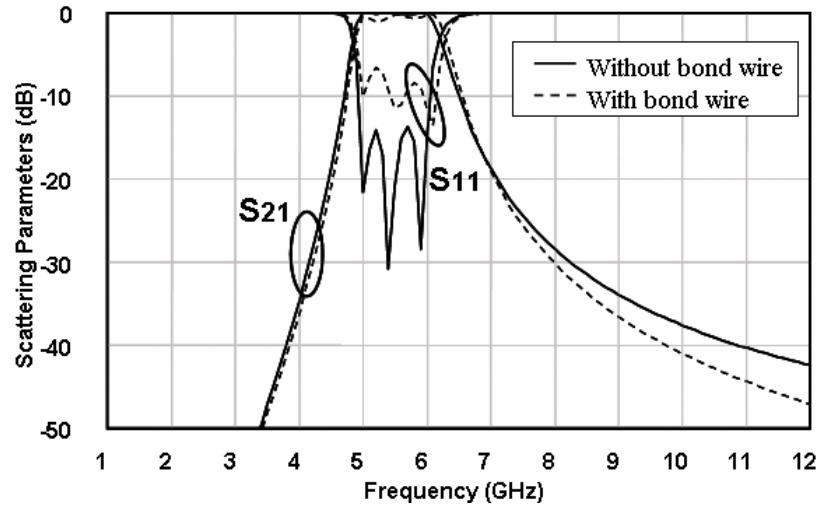
Tx = Transmitting Path, Rx = Receiving Path.

2.3 帶通濾波器(BPF)設計

2.3.1 鎊線對 BPF 的影響

由於一般常用的帶通濾波器(BPF)都是在輸出/輸出端使用電容器當作阻抗轉換器(Impedance Inverter) [19]-[21]，如圖 2.6(a)為常用三階帶通濾波器，所模擬的結果在圖 2.6(c)中(實線)。在本篇論文中，由於小型化的需求，利用一個裸晶片的 switch 黏著於 LTCC 基板表面，因此需要用鎊線的技術來連接 switch 與內埋式的濾波器。所以在濾波器的設計上就需要考慮到鎊線的效應($1 \text{ mm} \doteq 1 \text{ nH}$)，圖 2.6(b)為常用的帶通濾波器加上鎊線的電路圖。從圖 3.6(c)(虛線)中可得知，加上鎊線之後，不僅入射損失(Insertion loss)變大而且通帶上的反射損失(Return loss)也變差了。





(c)

圖 2.6 (a)常用的三階帶通濾波器電路圖 (b)常用的三階帶通濾波器加上鏢線電路圖 (c)帶通濾波器加鏢線與未加鏢線的模擬結果

2.3.2 電路設計

在我們這篇論文所提出的帶通濾波器(BPF)，主要是利用一個電感器放在輸出/輸出端(I/O ports)當做阻抗轉換器，取代大部分傳統的帶通濾波器是使用電容器的架構。而這一個電感器可以利用一個鏢線(類似一個電感器)的方式或是 LTCC 內部內埋式的電路來實現。

圖 2.7 所示，是放在前端天線模組內新設計的帶通濾波器的電路圖。這是一個三階的帶通濾波器，主要是由一個並聯的LC共振器(由夾心帶線 L_3, L_5 和電容 C_5 所組成)和兩個等效的並聯LC共振器所形成，而這兩個等效的並聯LC共振器又是由兩個串聯的LC共振器(L_1, C_3 和 L_2, C_4)再加上兩個終端開路的夾心帶線殘段(SL_1, SL_2)所組成。在BPF的電路中，串聯的LC共振器(L_1, C_3 和 L_2, C_4)可以提供限定的傳輸零點在低頻的地方。而在我們設計的通帶上，這兩個串聯的LC共振器的特性又如同電感器一樣，並且與兩個電容性的夾心帶線 SL_1 和 SL_2 互相並聯，因而產生了兩個傳輸的極點。此外，這兩個夾心帶線 SL_1 和 SL_2 是兩個不同長度的終端開路殘段，這是一個四分之一波長($\lambda/4$)的共振器，能夠提供兩個傳輸的零點在高頻的地方(靠近所操作頻率第二諧波的地方)。還有這個串聯的LC共振器(L_5, C_5)可以在高頻的地方提供第三個傳輸零點。

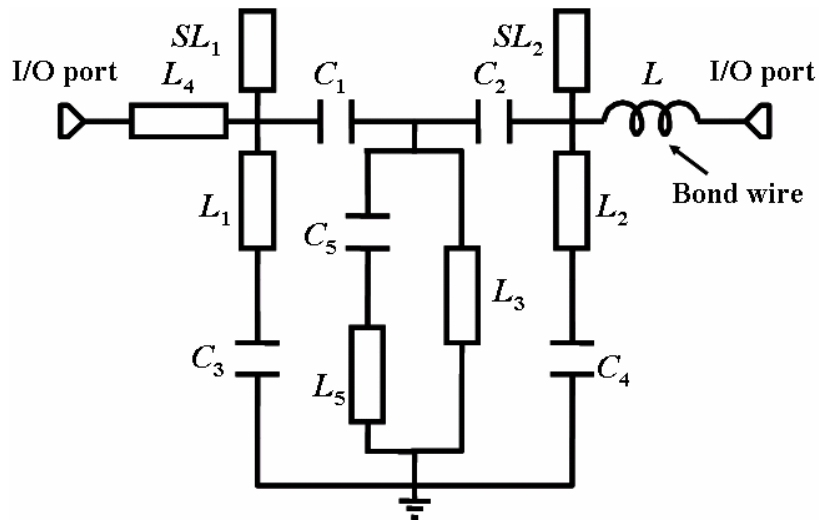


圖 2.7 帶通濾波器的電路圖

在電容 C_1 和 C_2 的方面，是扮演一個導納轉換器(Admittance Inverter)的角色，可以去控制在LC共振器之間的耦合量，並且和 C_3 及 C_4 一起當作直流去耦合電容，能夠阻絕在濾波器之前和之後的直流訊號。而在夾心帶線 L_4 表現如同一個阻抗轉換器(Impedance Inverter)能夠提供外部阻抗與共振器之間的匹配，其電感器 L 也扮演一樣的功能。特別的是，這個電感 L 不是內埋在LTCC內的元件，而是利用一個外部的鏢線來實現這個電感。這個鏢線可以用來連接BPF和LTCC表面上的裸晶片(DPDT T/R switch)。電路圖中相關元件的尺寸及數值被詳列在表 2.2 中。

表 2.2 帶通濾波器相關元件的尺寸及數值

Component	Value	Component	Value
$C_1 = C_2$ (pF)	0.668	$L_1 = L_2$ (μm^2) (width \times length)	100×2220
$C_3 = C_4$ (pF)	2.59	L_3 (μm^2) (width \times length)	152×675
C_5 (pF)	1.61	L_4 (μm^2) (width \times length)	100×500
SL_1 (μm^2) (width \times length)	150×2272	L_5 (μm^2) (width \times length)	100×198
SL_2 (μm^2) (width \times length)	150×2634	-	-

2.3.3 BPF 電磁模擬和量測結果

在帶通濾波器的佈線及模擬作業，我們使用 HFSS 來當作設計的工具。整個帶通濾波器 3-D 的佈線圖顯示在圖 2.8 當中。總共使用了 14 層的 LTCC 陶瓷基板來完成帶通濾波器的設計。有兩種不同厚度的 LTCC 陶瓷基板被使用在我們的設計當中，一個厚度是 0.04 mm，另一個厚度是 0.09 mm。而在帶通濾波器設計上，第一層和第八層到第十三層全部都是使用 0.09 mm 厚的基板，而剩餘的其他層則是使用 0.04 mm 薄的基板。這個帶通濾波器被設計在我們的模組 1 (Module 1) 上，使用的是杜邦 (DuPont) 951 LTCC 的製程和材料，其基板的介電常數是 7.8。而在共同使用的 FR4 PCB 測試治具上 (圖 2.5)，則是選用介電常數是 4.4，損失正切 (Loss Tangent) 是 0.02，且厚度是 0.8 mm 的板材，可用來量測所製造出來的 LTCC 濾波器。

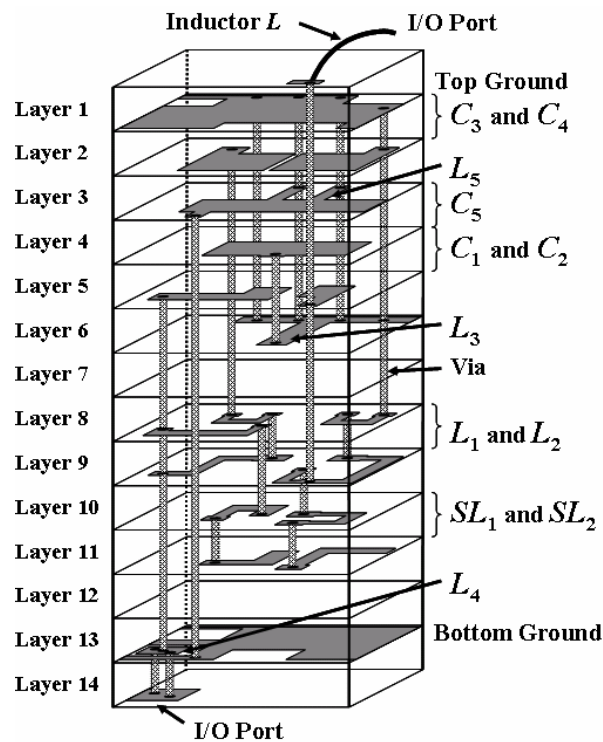


圖 2.8 帶通濾波器的 3-D 佈線圖

在圖 2.9 中顯示的是帶通濾波器量測出來的結果，並且同時也將理想電路的模擬結果以及電磁模擬結果一起顯示在圖中。並且量測出來的數據和電磁模擬出來的數據大致來說是相符合的，但是在帶通濾波的通帶上只有兩個極點產生，這

是由於 LTCC 的製作過程中內部金屬電路的尺寸不夠精確所致。主要原因是因為陶瓷材料在燒結後會在長度和寬度產生 10%~15% 的收縮而厚度也會稍微的縮小，所以會使得 LTCC 內部金屬電路的尺寸發生變化，改變電感和電容值，進而影響到了濾波器的特性。所以在通帶上的反射損失(Return Loss)也同樣的受到了影響。不過在入射損失(Insertion Loss)方面，從 4.85 GHz 到 6 GHz 的範圍最大不超過 2.31 dB，而在 4.92 GHz 的地方有 1.5 dB 的最小值。同時在高頻的範圍有兩個傳輸零點，8.92 GHz 和 10.5 GHz，同時提供了 38 dB 的抑制能力。此外，在 1 到 3 GHz 的範圍內也提供了高達 38.7 dB 的抑制能力。

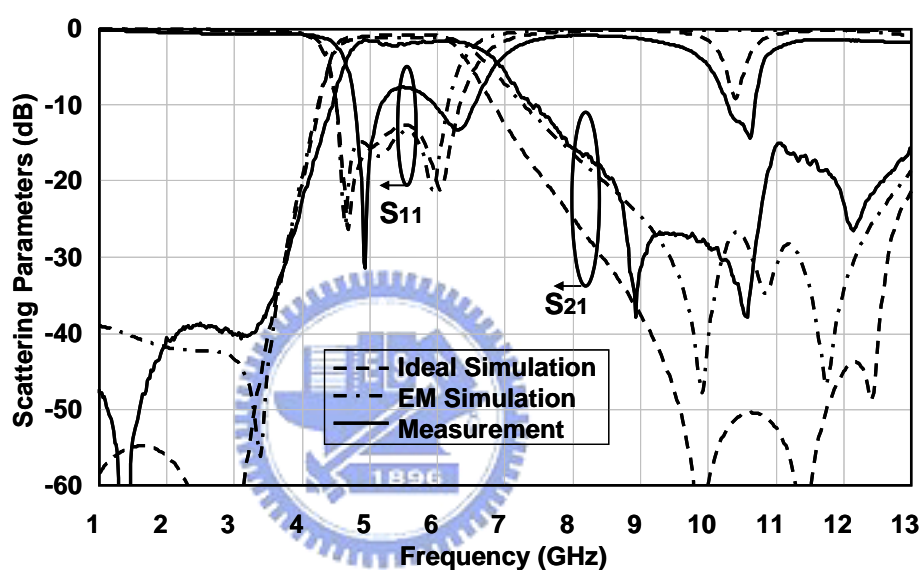


圖 2.9 帶通濾波器散射參數(S-parameter)的模擬與量測數據

2.4 低通濾波器(LPF)設計

2.4.1 電路設計

由於鏢線對濾波器造成特性上的影響，已經在 2.3 節 BPF 濾波器設計中探討，所以在本節的 LPF 濾波器設計中同樣需要考量鏢線的效應。在圖 2.10 中是我們本篇論文所提出的低通濾波器加上鏢線的電路圖。在我們提出的低通濾波器中總共只有六個元件，但是能夠在截止帶產生兩個傳輸零點。在電路圖中在電感器 L 部分，由於鏢線是類似一個電感器的效應，因此我們是用鏢線的方式來取代，並且

這個鏞線是連接內埋的低通濾波器和黏著在 LTCC 表面的裸晶片 (DPDT 收發切換器) 之用。

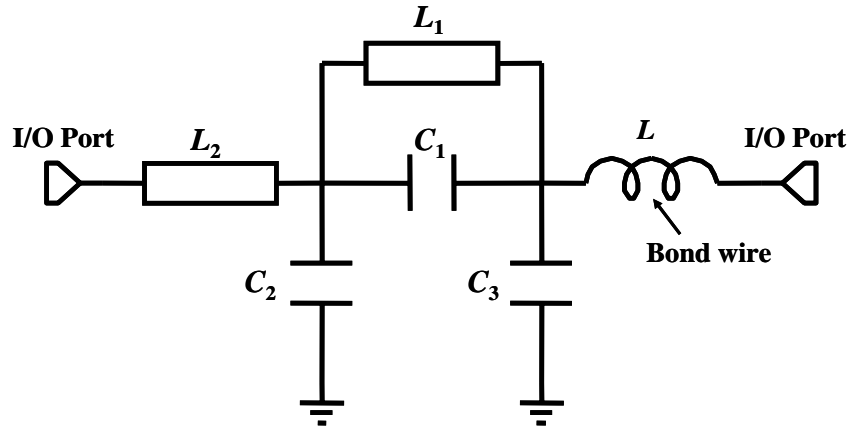


圖 2.10 低通濾波器的電路圖

因為一個低特性阻抗而且短的夾心帶線 L_1 可以表示成一個 T 型的等效電路 [23]，如圖 2.11 所示。由於夾心帶線 L_1 的 T 型等效電路與電容 C_1 互相並聯，因此可以在高頻的地方產生兩個共振的頻率，而產生兩個傳輸零點。如果我們改變夾心帶線 L_1 的長度，或是改變電容器 C_1 的值，就可以控制這兩個傳輸零點在頻率上的所在位置。LPF 濾波器中相關元件的尺寸及數值被詳列在表 2.3 中

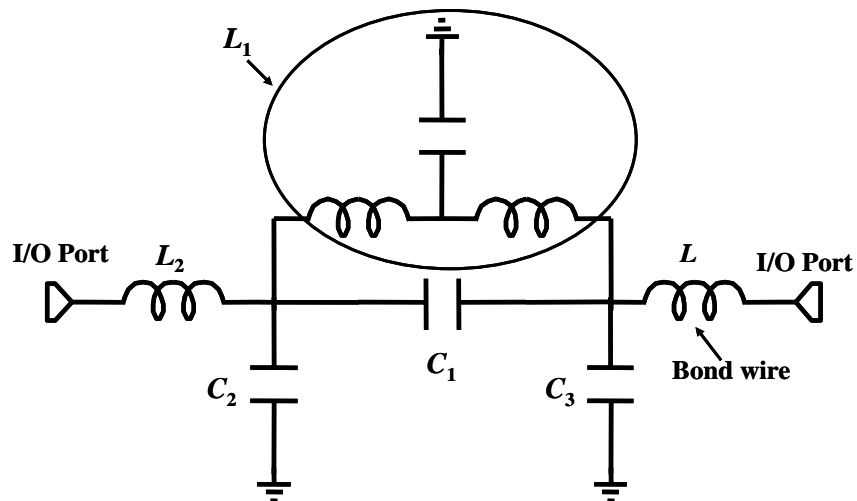


圖 2.11 低通濾波器的等效電路圖

表 2.3 低通濾波器相關元件的尺寸及數值

Component	Value	Component	Value
C_1 (pF)	0.3	L_1 (μm^2) (width \times length)	184×2629
C_2 (pF)	0.2	L_2 (μm^2) (width \times length)	184×4550
C_3 (pF)	0.44	-	-

2.4.2 LPF 電磁模擬和量測結果

在圖 2.12 是我們所提的低通濾波器的 3-D 佈線圖，因為這個低通濾波器只有五個內埋式的元件在 LTCC 裡面，所以在佈局的設計上只有使用三層的基板(第 8 層到第 10 層)。由於為了去減少因為製程上精確度誤差所造成特性上的影響，所以在設計上我們使用較厚的基板去改善製作電容器時所產生的誤差。

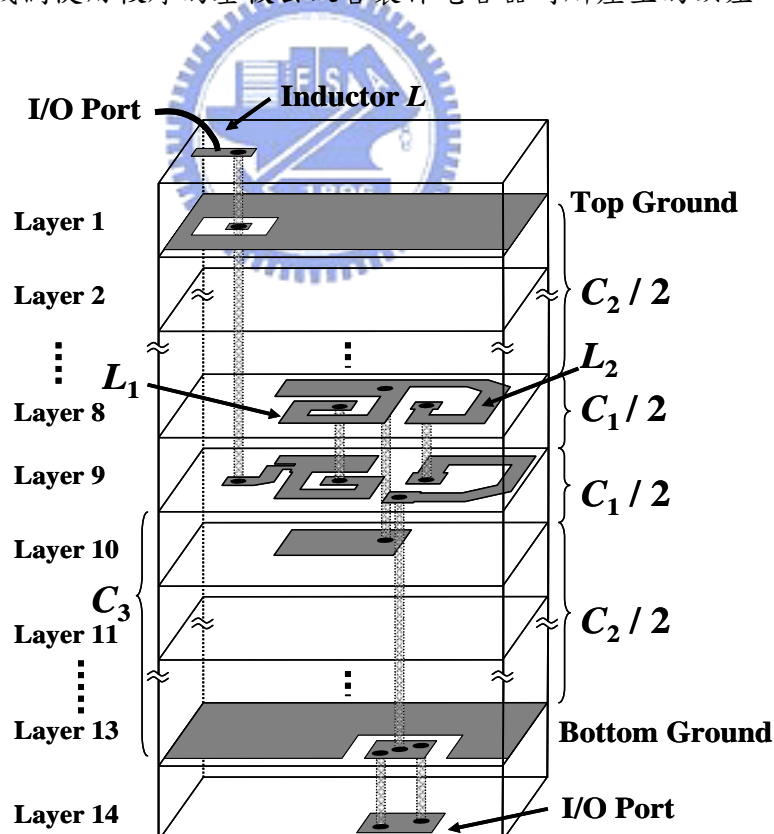


圖 2.12 低通濾波器的 3-D 佈線圖

整個低通濾波器加上鏽線效應所量測的結果(使用模組 2 所量測的)顯示在圖 2.13。同時將理想的模擬與電磁模擬及量測的數據放在一起比較。從模擬和量測的數據得知，在較高頻的截止帶上有稍微的不一致性，這是因為 LTCC 製程的不精確性所造成誤差。量測到的入射損失從 4.9 GHz 到 6 GHz 最大不超過 1.57 dB，在 5.3 GHz 時有最小值 0.95 dB。此外，在 10.3 GHz 和 12.4 GHz 的頻率有兩個傳輸零點，並且個別提供高達 35.6 dB 及 41.4 dB 的抑制能力。

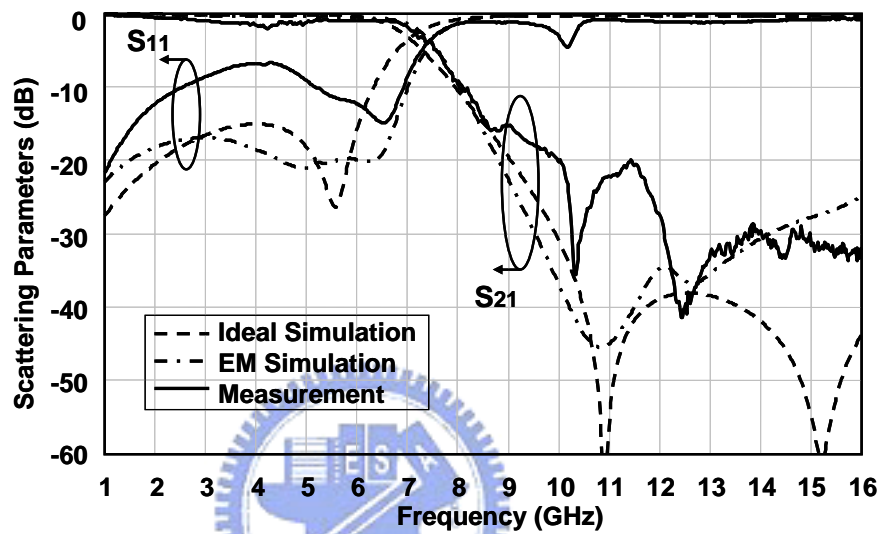


圖 2.13 低通濾波器散射參數(S-parameter)的模擬及量測數據

2.5 內嵌式 5 GHz 天線設計

2.5.1 倒 F 天線設計

在這個射頻前端模組當中，我們利用 LTCC 多層結構的基板設計了一個 5 GHz 的內嵌式天線。在天線的需求上，為了有較好的反射損失(Return loss)，在輸入阻抗的設計上必須盡量接近 50Ω ，並且在天線的增益上必需符合我們的需求(峰值增益必須大於 0 dBi)，而在操作頻帶上的輻射場型必須盡量的全方向性(Omni-directional)。所以在這個模組的天線設計上，我們選用簡單的倒 F 天線(Inverted-F antenna)的架構，如圖 2.14 所示，其中 l_1 和 l_2 分別代表短路線段的

長度和開路線段的長度。為了能夠發生共振的情形，在我們操作的頻帶上，因此 $l_1 + l_2$ 的電器長度必須要接近 $90^\circ (\lambda/4)$ [25]。

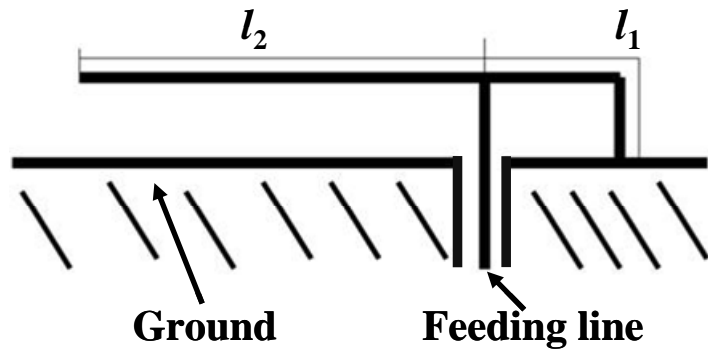


圖 2.14 倒 F 天線(Inverted-F)的架構圖

針對所設計出來的 LTCC 天線模組，如圖 2.15 所示。我們提議利用一個小型的 FR4 PCB 當作量測的基板，這個 FR4 PCB 的尺寸有 55 mm × 20 mm(實際是為了 USB dongle 使用)，而實際上這個 PCB 的接地面(Ground Area)的區域是(50 mm × 20 mm + 5 mm × 4 mm)，如圖 2.16 顯示 FR4 PCB 的實際尺寸。

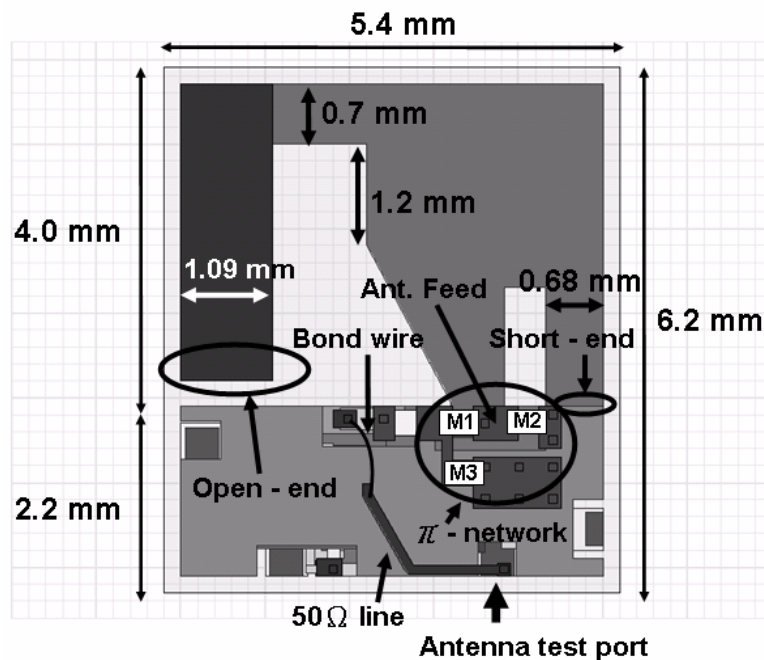


圖 2.15 LTCC 天線模組的尺寸圖。Ant. Feed = antenna feed

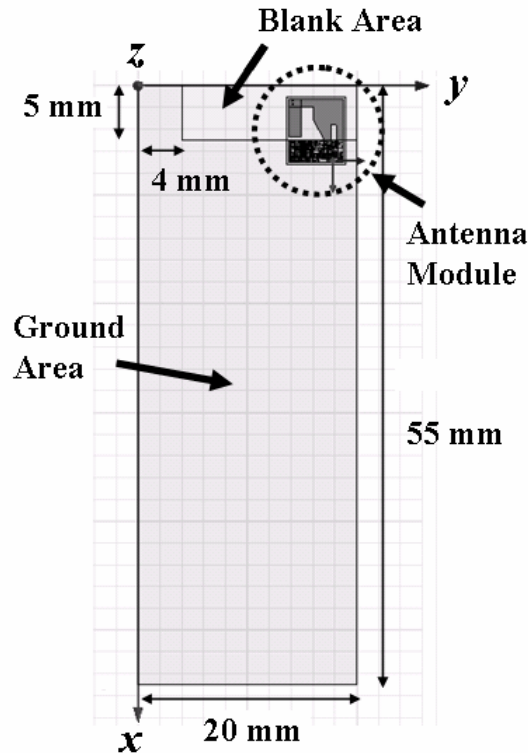


圖 2.16 內含天線切換模組的小型 FR4 PCB 的幾何圖

在我們的設計中，LTCC 天線模組(Module 3)的面積是 $6.2 \text{ mm} \times 5.4 \text{ mm}$ ，並且被放置在 PCB 一旁的轉角的地方，而 LTCC 天線的部份則是放在 PCB 空白的區域(Blank Area)，其他 LTCC 內部電路的部份(濾波器和切換開關)則是有涵蓋到一部分的接地面(Ground Area)。此外，為了去縮小這個倒 F 天線的尺寸，我們在天線的開路端做一個往下轉折的設計方式，所以整個倒 F 天線在 LTCC 天線模組中所佔的面積是 $4 \text{ mm} \times 5.4 \text{ mm}$ 。

2.5.2 天線電磁模擬和量測結果

為了模擬 LTCC 天線模組的設計和佈線，我們利用電磁模擬軟體(HFSS)來模擬天線的特性。圖 2.15 為最終的天線架構，在天線的右半平面(包括天線饋入端及短路端的區域)與實際上的倒 F 天線有一些相異的地方，主要是為了考慮到天線的阻抗匹配。然而，在這塊區域與傳統的倒 F 天線一樣，有較大的感應電流分佈在上頭，因此仍然貢獻了大部分的天線輻射場型，如圖 2.17。



圖 2.17 倒 F 天線電流分佈圖

在佈局方面，天線只有用到兩層的LTCC的基板，而在轉折的開路端是被設計在LTCC模組的最頂端的表面(第一層)，其他天線的部份則是放在第二層，並用垂直的貫穿孔來連接這兩層。而將開路端設計在最上層表面的主要目的是讓我們能夠利用貼片或是切割的方式去微調天線的共振頻率，避免LTCC製造時精確度的誤差所產生操作頻率上的漂移。我們設計出來的 $l_1 + l_2$ 的電器長度等於 12.3 mm，其他地方的長度則描述在圖 2.15 中。在LTCC天線模組的表面上，我們保留了一個 π 型的匹配電路(位於倒F天線的饋入端)，主要是要做天線輸入阻抗的匹配。圖 2.15 中，M1 代表的是 π 型匹配電路中串聯的元件，而M2、M3 代表的是兩個並聯的元件。並且我們也保留天線和DPDT切換開關之間的鏜線，並在後端加入了 50Ω 線，方便我們做天線特性的量測。如圖 2.18 實體圖所示，這個 π 型匹配電路實際調整出來的值，分別是一個串接電容(10 pF)和一個並聯電容(0.5 pF)再加上一個 4.7 pF 的直流阻隔電容(DC-Blocking Capacitor)。在圖 2.19 中所呈現的是LTCC天線模組的電磁模擬和實際透過FR4 PCB(Size = 55 mm \times 20 mm)所量測到的反射損失($1/S_{11}$)的數據圖。量測到 10-dB反射損失的頻率可以從 4.73 GHz到 5.95 GHz(大概 1.2 GHz的頻寬)，這跟我們電磁模擬的結果(頻率從 4.7 到 6.0 GHz)可以說是十分的吻合。在圖 2.20 則顯示我們電磁模擬出來在 5.25 GHz時各個主要平面的遠場正規化輻射場型圖。在圖形當中，並且把電磁模擬的數據與量測出來的數據一起顯示出來比較，可以看到在x-z和y-z的平面上，這兩個的數據是非常吻合且一致性，而且輻射場型也是非常的全方向性。另外，在x-z、y-z及x-y所量測到的峰值增益

各別是 0.35 dBi、0.15 dBi 和 -0.12 dBi，而且在這三個平面的平均增益分別是 -1.32 dBi、-3.03 dBi 及 -3.18 dBi。

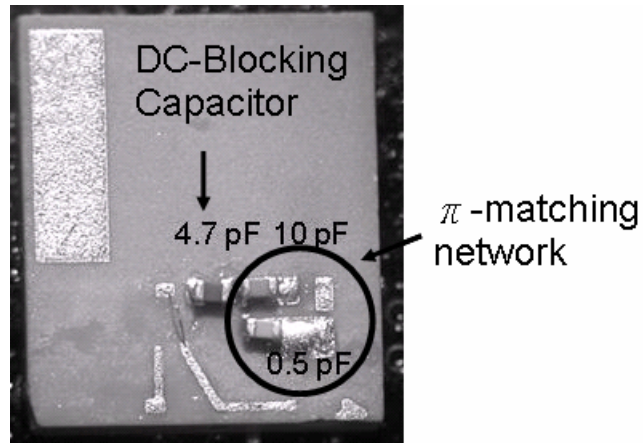


圖 2.18 Pi 型匹配電路實體圖

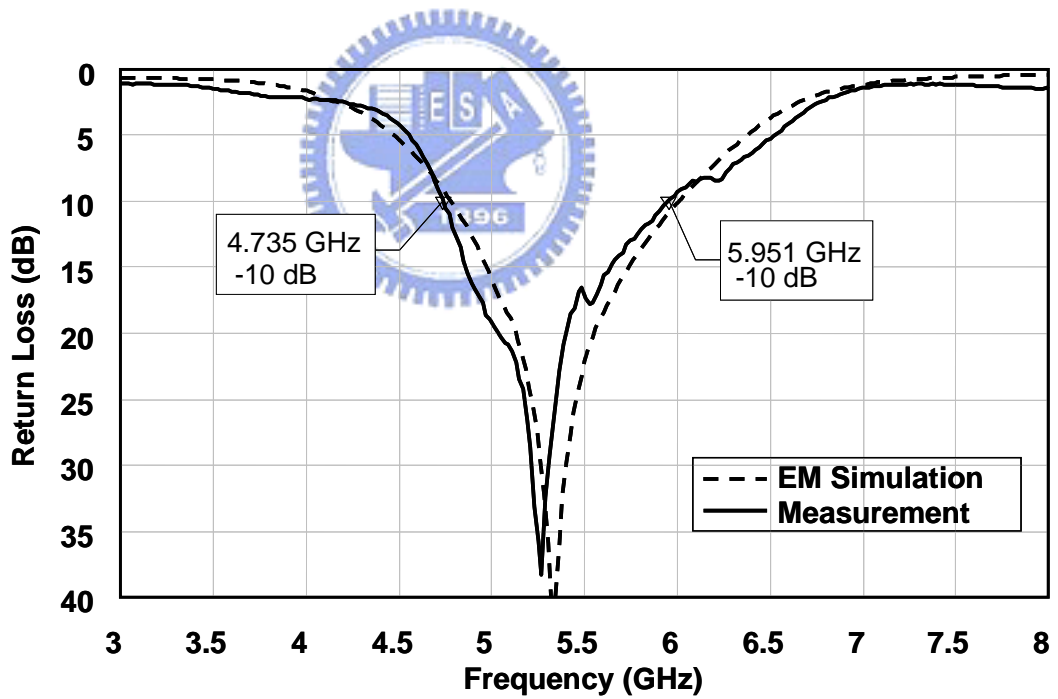
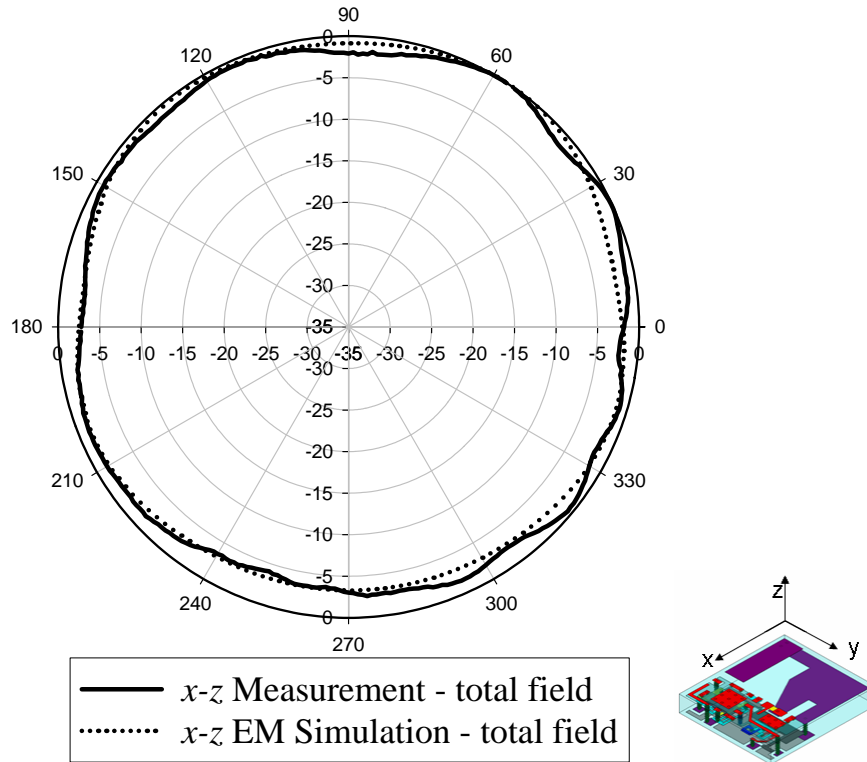
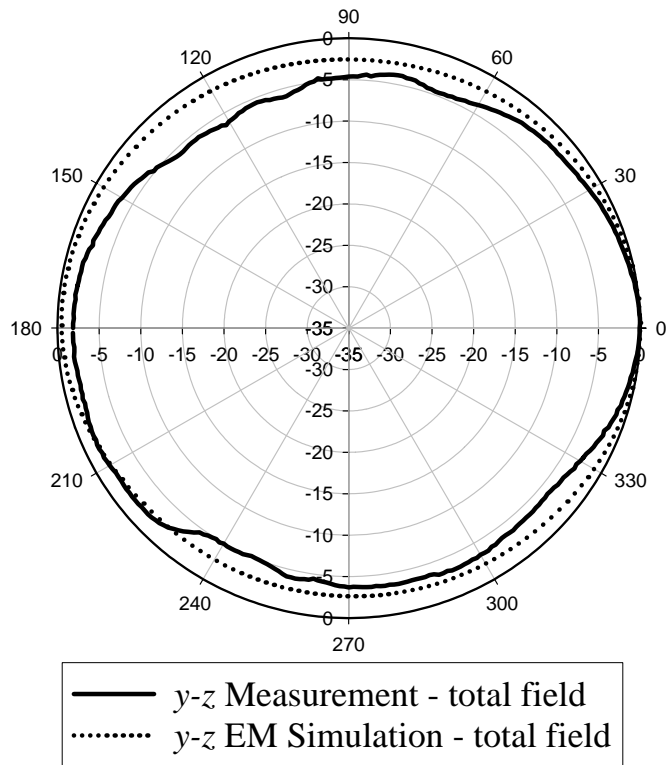


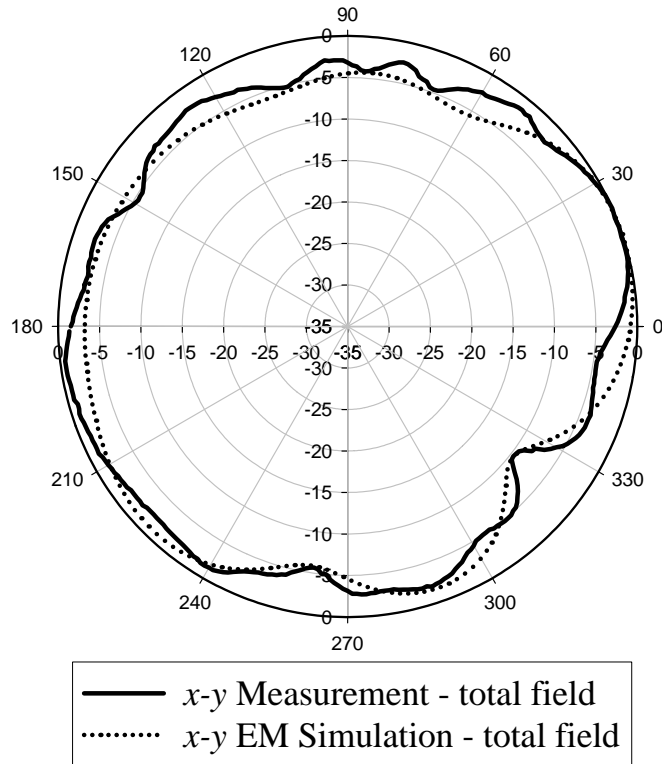
圖 2.19 內嵌式倒F天線放置於尺寸為 55 mm × 20 mm 的PCB時，所量測與電磁模擬的反射損失(1/S₁₁)



(a)



(b)



(c)

圖 2.20 內嵌式倒F天線放置於尺寸為 55 mm × 20 mm 的 PCB 時，於頻率為 5.25GHz 時，所量測與電磁模擬的遠場正規化輻射場型圖位於(a)x-z 平面、(b)y-z 平面及 (c)x-y 平面

2.6 DPDT 收發切換器(T/R Switch)

在 LTCC 前端射頻天線模組中，我們需要一個 DPDT 的收發切換器黏著於 LTCC 的表面上，當作是天線端傳送與接收訊號時的切換開關。於傳送訊號時，必須將切換器切換到低通濾波器，在接收訊號時，則必須將切換器切換到帶通濾波器的路徑上。在切換器的規格上面，在操作的頻帶上必須要有較低的入射損失、在穿透端及隔離端必須要有較高的拒絕能力，並且在傳送和接收的切換時間必須越小越好。為了使我們 LTCC 射頻前端模組盡量的縮小化，因此我們選用的是 HEXAWAVE HWS411 GaAs DC-6GHz DPDT Switch 的裸晶片(Bare Die)[24]。這個裸晶片的尺寸只有 0.99 mm × 0.93 mm 的大小，而已經封裝型的切換開關尺寸有 3 mm × 3 mm

的大小，相對起來選擇裸晶片切換器才能夠使實現我們整個 LTCC 前端模組小型化的目標。圖 2.21 指示出 DPDT 開關切換器裸晶片上每個鍍線墊片的位置大小及名稱。在我們操作頻率的範圍內(4.85 GHz 到 6 GHz)，所量測到切換器從 ANT1 到 TX/RX 的入射損失大約為 1 dB 而隔離度都至少大於 30 dB，如圖 2.22 到圖 2.25 所示。

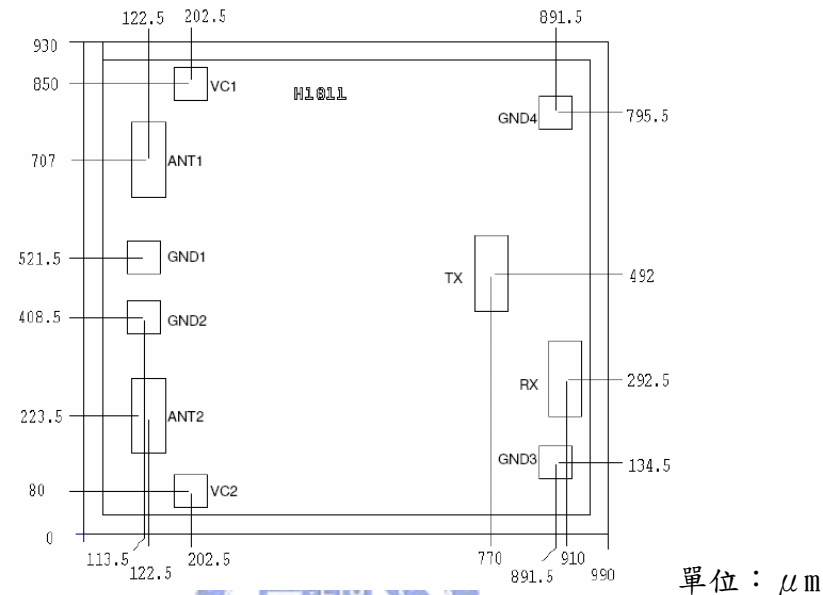


圖 2.21 DPDT 開關切換器裸晶片上每個鍍線墊片的位置、名稱及尺寸大小

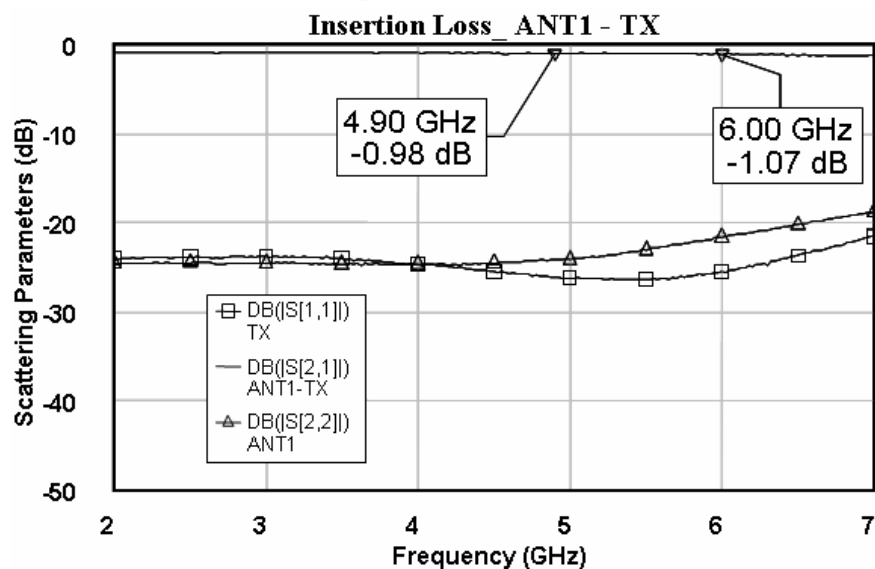


圖 2.22 從 ANT1 到 TX 端所量測到的入射損失

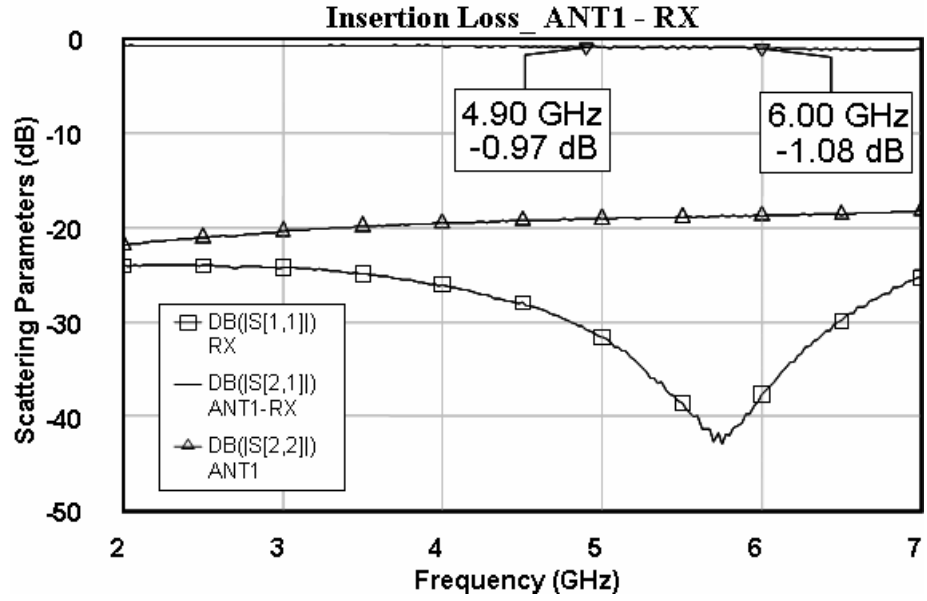


圖 2.23 從 ANT1 到 RX 端所量測到的入射損失

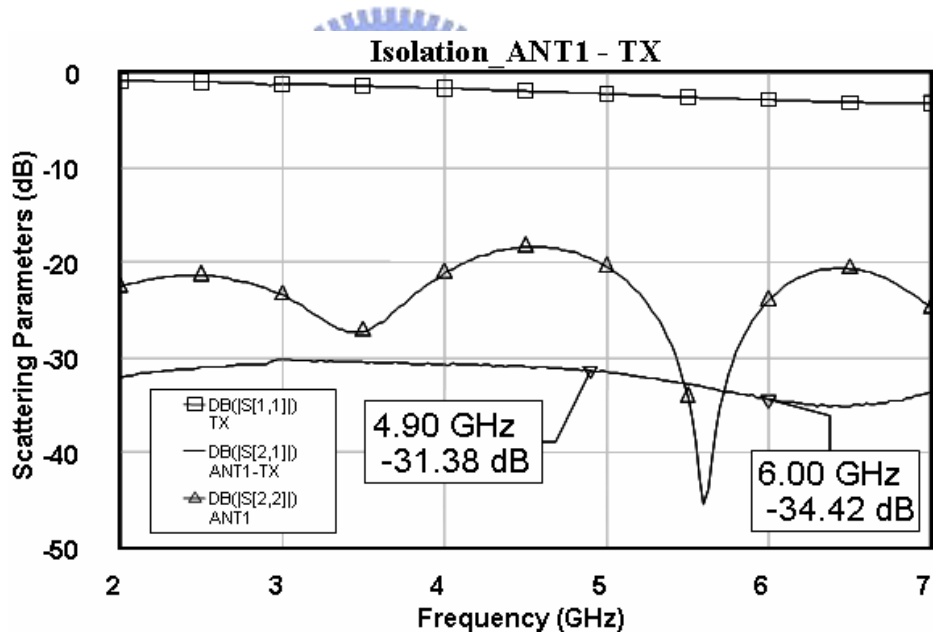


圖 2.24 從 ANT1 到 TX 端所量測到的隔離度

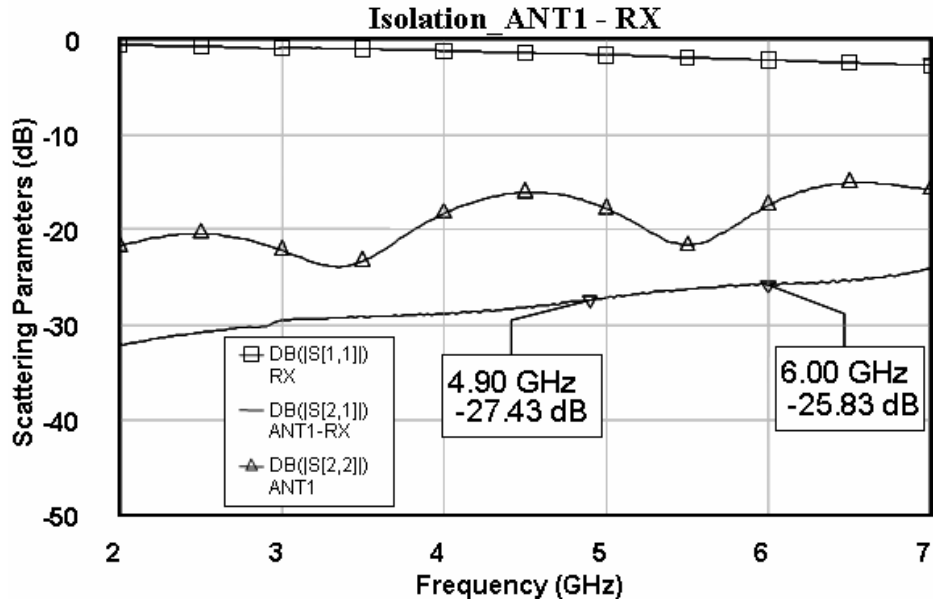
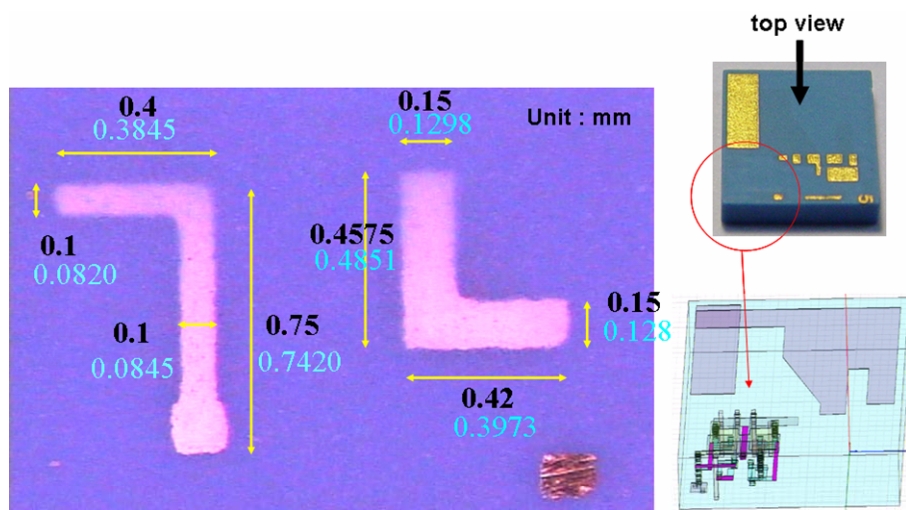


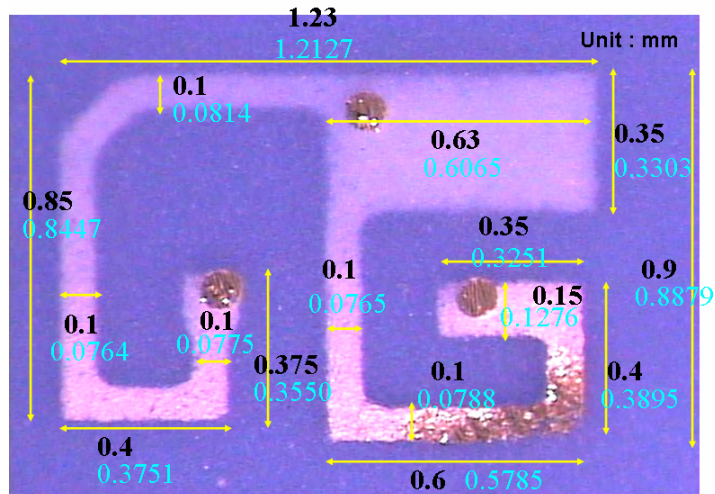
圖 2.25 從 ANT1 到 RX 端所量測到的隔離度

2.7 濾波器不良特性分析與探討

在 2.3 節與 2.4 節中，我們完成了 BPF 濾波器和 LPF 濾波器的設計，但是在量測的數據與 EM 模擬的結果有一些差異性，因此為了找出發生的原因，我們將 LTCC 的模組做切片的檢查，如圖 2.26 所示，為 BPF 濾波器的切片實體圖。



(a)



(b)

圖 2.27 LPF 濾波器實體切片圖(單位: mm)

另一個影響濾波器特性的因素是鏢線的長度，由於我們是利用人工的方式去做鏢線的動作，在鏢線的高度上無法精確的去掌握，導致長度過長或過短，都會影響濾波器的特性。所以如果利用自動鏢線機來做鏢線的動作，將能夠更正確的掌握鏢線的電感效應。圖 2.28 為 BPF 濾波器鏢線等效電感的比較圖(Ideal Simulation)，將等效鏢線的電感值從 1 nH 換成 2 nH，從圖可以清楚的了解到換成 2 nH 後，整個反射損失變的非常的大，入射損失稍微的增加，但是對零點並不會有太大的改變。

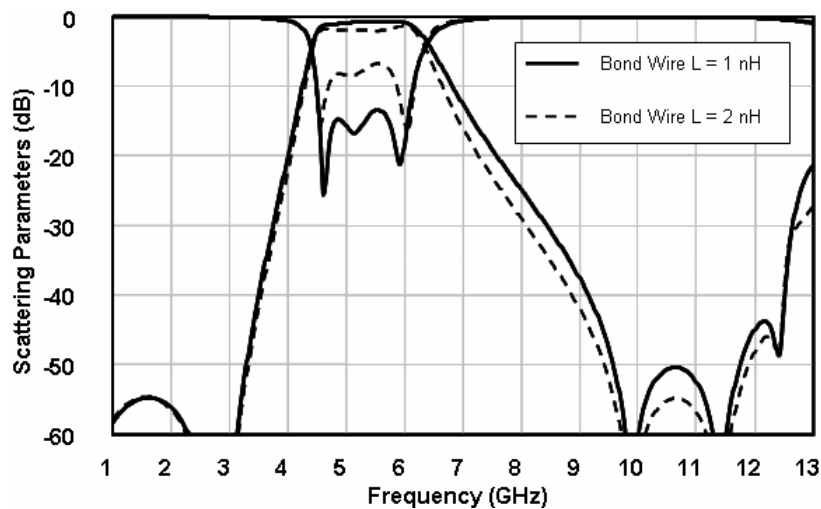


圖 2.28 BPF 濾波器的鏢線等效電感比較圖

圖 2.29 顯示的是 LPF 濾波器鏢線等效電感的比較圖(Ideal Simulation)，同樣將等效鏢線的電感值從 1 nH 換成 2 nH，從圖可以清楚的了解到換成 2 nH 後，整個反應與 BPF 濾波器是一致的。整個反射損失變的非常的大，入射損失稍微的增加，但是對零點並不會有太大的改變。

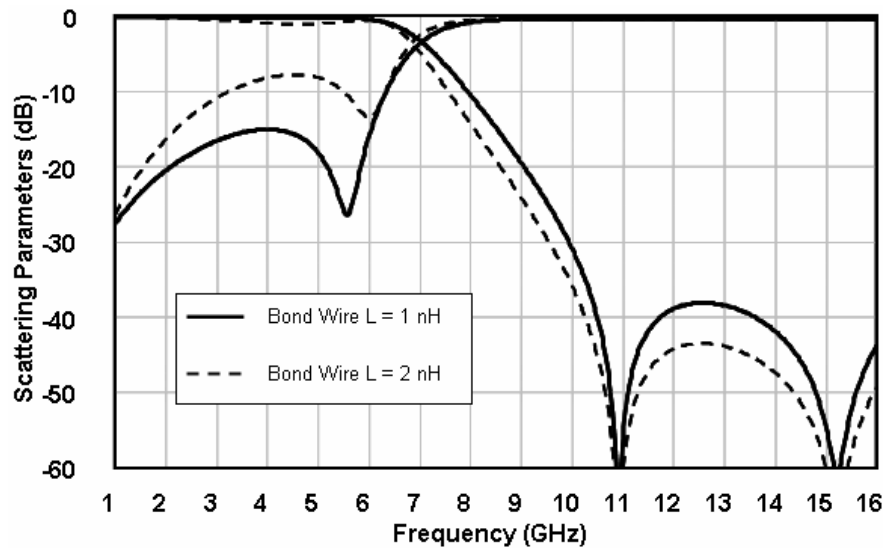


圖 2.29 LPF 濾波器的鏢線等效電感比較圖

所以從 LTCC 的切片分析到不同鏢線等效電感的分析，我們所得到的結論是：在 BPF 和 LPF 濾波器的反射損失變大的主要原因是由於實際鏢線等效電感的感值大於我們所模擬的電感值(1 nH)，這可以透過我們再次的模擬做修改，而得到改善。在 LTCC 的製程上可以透過無縮小化的製程，或重覆的模擬與實作，來改善傳輸零點與極點的位置，符合我們想要的特性。

第三章 射頻前端天線模組的整合與測試

3.1 元件之間的耦合效應

在本章節中，我們將介紹如何把所有的主動元件和被動元件整合於同一塊的 LTCC 模組上。

根據我們前一章節所提的帶通濾波器及低通濾波器的架構，我們可以去整合這兩個濾波器電路和一個倒 F 的天線在同一個 LTCC 的包裝當中，並且去模擬這些元件之間的耦合效應及隔離度。第一步，我們先去預先模擬每一個單獨內埋式元的特性，然後再將他們整個一起設計到一個 LTCC 的封裝之中，最後，還要針對每一個在模組中的元件去作微調的動作。整個完成後的天線切換模組的尺寸大小僅僅只有 $6.2\text{ mm} \times 5.4\text{ mm} \times 0.98\text{ mm}$ 。總共使用 14 層的 LTCC 基板來設計，其中 7 層是薄的基板(0.04 mm)，另外 7 層是用厚的基板(0.09 mm)。每一個金屬(銀合金)平面的厚度是 0.006 mm 。在 LTCC 的基板上，我們選用 Dupont 951 的製程與材料，介電常數 7.8 (1MHz)，損失正切為 0.0015 (1MHz)。而共 14 層的 LTCC 基板中，其第二層及第十四層是當作接地層，為了去隔絕及抵擋其他電磁波的干擾。如圖 3.1 所示，我們設計了很多的接地貫穿孔(Grounding Vias)，環繞在元件的四周圍，這些貫穿孔主要是用來連接第二層和第十四層的接地層。這些貫穿孔主要設計的目的是讓這兩個接地層的電位能夠相等，並且去抑制在每個內埋式元件之間的耦合效應。在天線端、低通濾波器及帶通濾波器輸出輸入端之間耦合效應模擬的結果顯示在圖 3.2 及圖 3.3，而圖中的 BPF input(LPF input)和 BPF output(LPF output)分別代表的是帶通濾波器(低通濾波器)的輸入端和輸出端。在頻率從 3 GHz 到 8 GHz 的範圍中，不管是天線饋入端和兩個濾波器之間的隔離度，還是濾波器和濾波器之間的隔離度都有大於 30 dB 的表現。所以模擬的結果顯示在天線模組內所有元件之間的電磁耦合效應已經是非常的小，甚至可以完全的忽略。

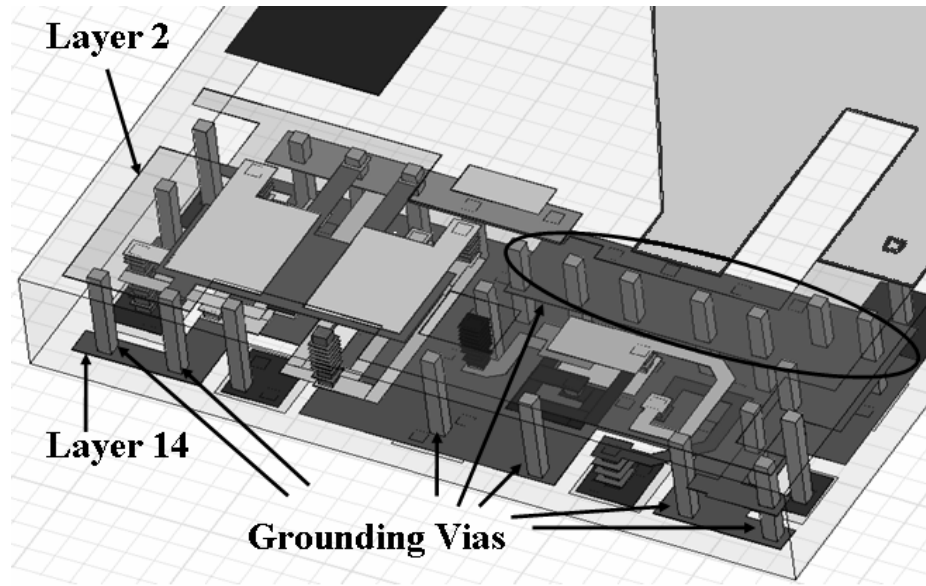


圖 3.1 連接第二層和第四層之間的接地貫穿孔

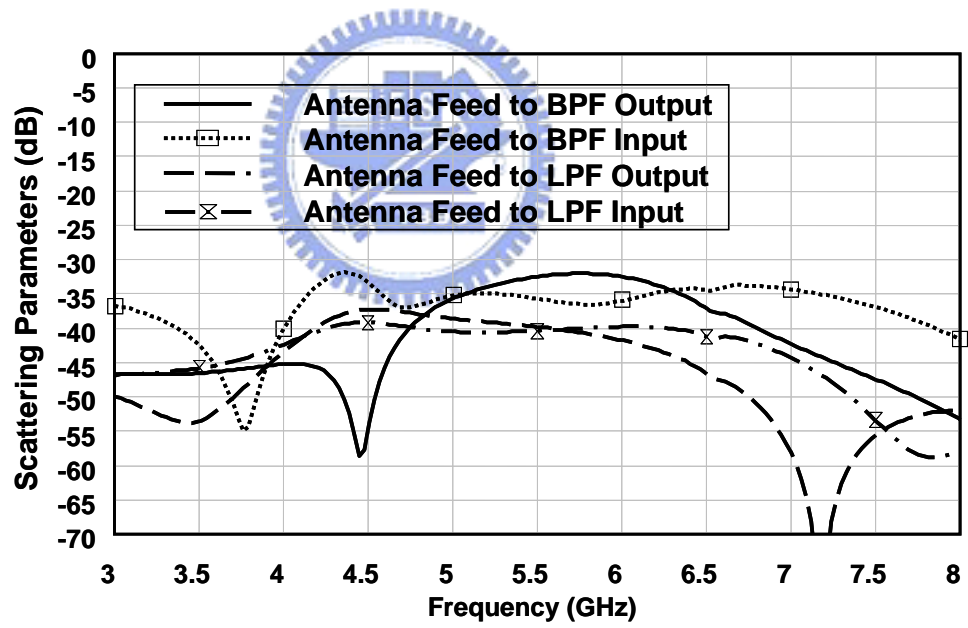


圖 3.2 天線饋入端和濾波器之間的耦合效應

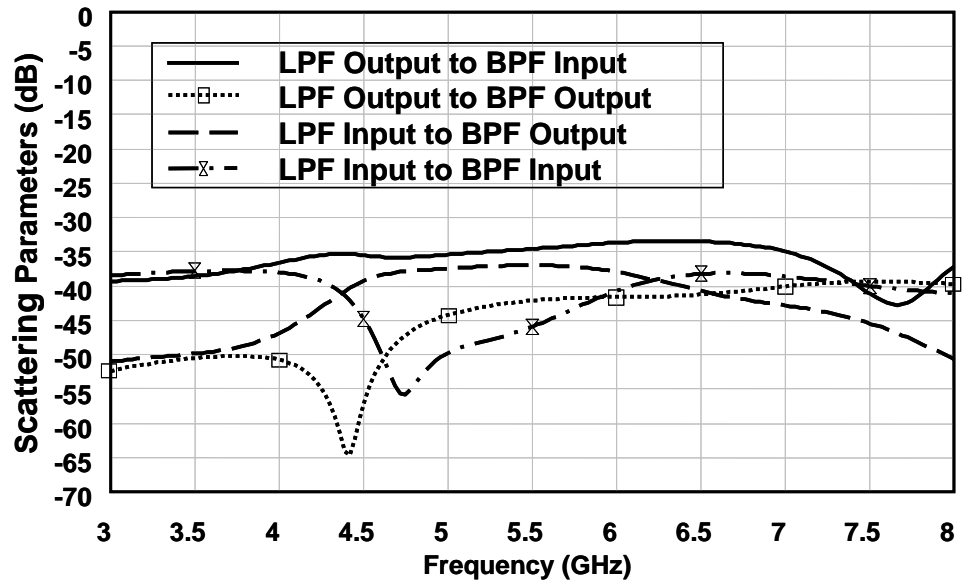


圖 3.3 低通濾波器(LPF)和帶通濾波器(BPF)之間的耦合效應

3.2 天線切換模組的佈局設計

在圖 3.4 顯示了整個天線切換模組的 3-D 立體佈線圖。而在圖 3.5 中則是 LTCC 天線切換模組的實體照片圖，在這張圖中明顯的指出在 LTCC 模組上層的金屬墊片 (Metal Pads)。而從 DPDT 切換器必須要鏢線到金屬墊片，其中包含了兩個直流控制電壓的金屬墊片 (Vc1 和 Vc2)、三個接地的金屬墊片 (GND3、GND4 和 GND5)、兩個天線的金屬墊片 (pad1 和 Ext. Ant.)、一個低通濾波器金屬墊片 (LPF Output) 和一個帶通濾波器的金屬墊片 (BPF Input)。這個 LTCC 的模組包含了三個輸出入的埠，分別是輸出埠 (TX port)、輸入埠 (RX port) 和外部天線埠 (Ext. Ant. port)。在鏢線上是使用 0.7 mil 的金線連接 DPDT 切換開關與金屬墊片。另外在天線饋入端設計一個 π 型匹配電路並由 Ant. Feed、pad3、GND1 和 GND2 這幾個金屬墊片所組合而成，並有一個 0201 大小的 SMD (表面黏著) 直流阻絕電容 (DC-Blocking) 放置在 pad2 和 pad3 之間。特別注意的，在 pad1 和 pad2 之間有一個內埋式的 50Ω 傳輸線設計在 LTCC 的內層當中，而將 pad1 和 pad2 分開主要的原因是為了防止在 pad2 上 SMD 元件的焊錫流到 pad1 上，進而影響到鏢線從切換器到 pad1 之間的連結。在 LTCC 的模組，保留了一個外接天線埠 (Ext. Ant.)，主要是應用於無線網路天

線分集(Antenna Diversity)使用，並且可藉由這個外接天線埠，連接一個外部的天線到我們的前端天線模組。圖 3.6 顯示的是 LTCC 天線模組黏著在一個 FR4 PCB 測試板上的實景照片圖，並且 FR4 PCB 測試板的尺寸大小為 55 mm × 20 mm(For USB dongle)。

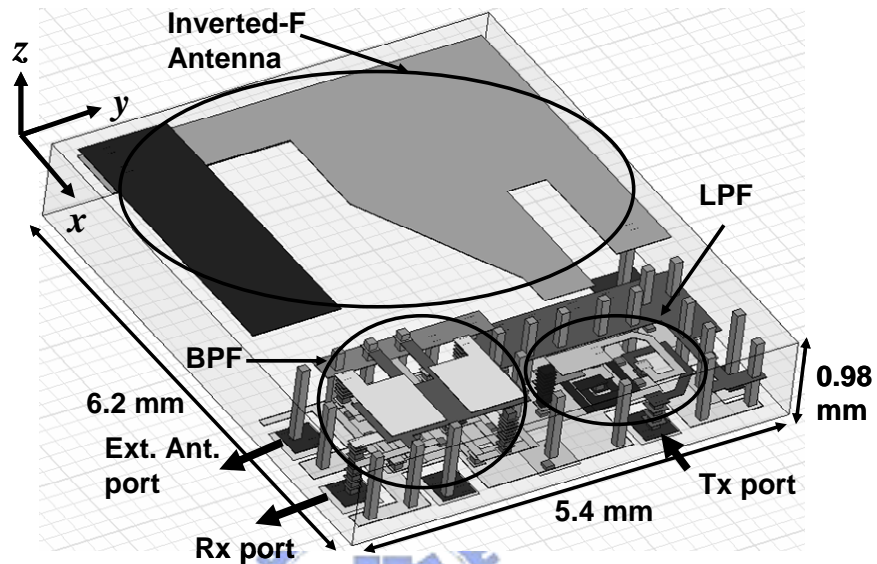


圖 3.4 LTCC 天線切換器的 3-D 佈局圖

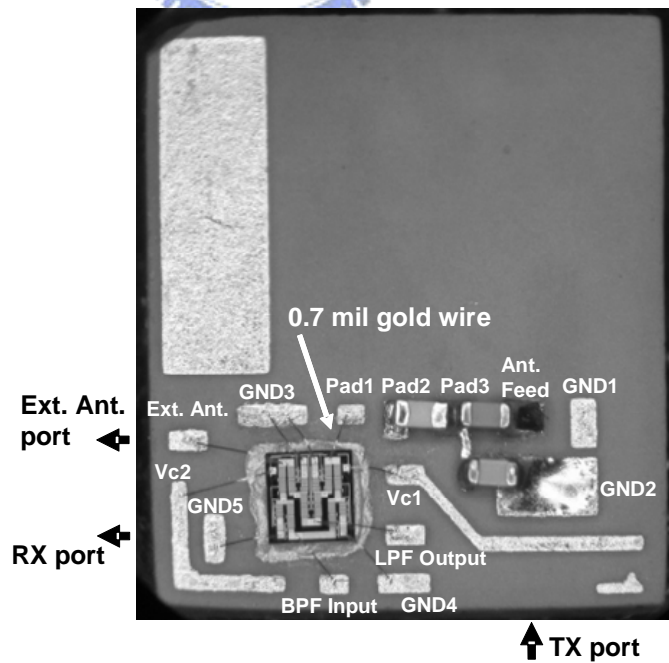


圖 3.5 已完成的 LTCC 天線切換模組實體圖。在圖中可以清楚的顯示在 LTCC 基

板上面每一個的金屬墊片。GND = grounding pad ; Ext. Ant. = external antenna pad ; Vc = DC control voltage ; BPF = band-pass filter ; LPF = low-pass filter

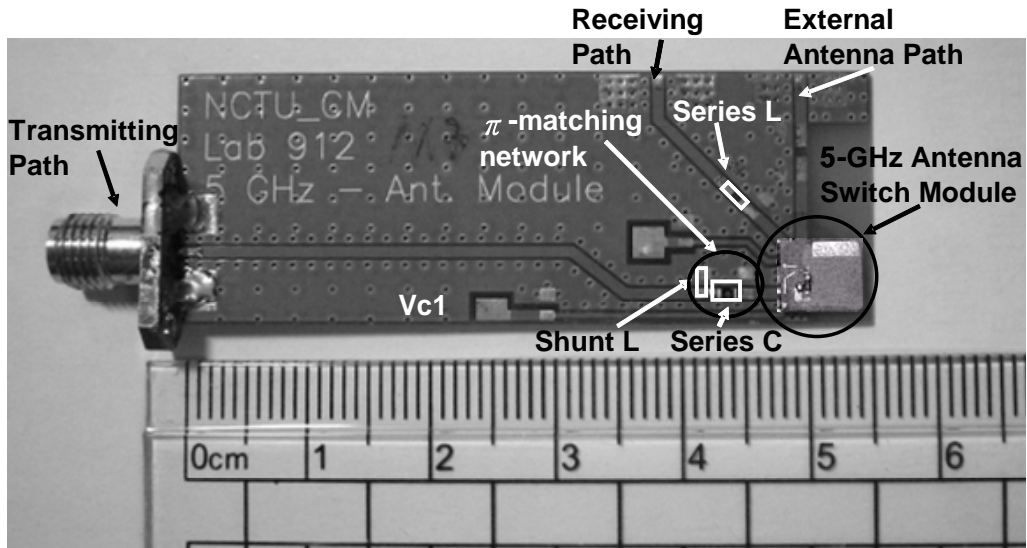


圖 3.6 LTCC 天線切換模組黏著於 FR4 PCB 測試板的實體照片圖。FR4 PCB 測試板的尺寸為 55 mm × 20 mm



3.3 天線切換模組在傳送路徑上的量測

在LTCC射頻前端天線切換模組中，其傳送端主要是由一個低通濾波器、DPDT的切換器和天線所組成的。並且，在我們FR4 PCB測試板的傳送端路徑上設計了一個 π 型匹配電路，如圖 3.6，能夠去改善和調整輸入阻抗的特性，而這個匹配電路實際調整出來的值，分別是一個串接電容(1 pF)和一個並聯電感(1 nH)。所以在圖 3.7 中代表的是整個天線切換模組從傳送端量測到的反射損失($1/S_{11}$)。而整個10-dB反射損失的頻率範圍是從 4.76 到 5.73 GHz(大概 970 MHz頻寬)，並且在頻率 5.3 GHz的位置有最大的反射損失(33 dB)。

圖 3.8 的圖形表示的是整個天線切換模組在傳送端量測到的正規化天線輻射場型，而測量的頻率是 5.25 GHz，所使用的測試板是在尺寸 55 mm × 20 mm 的小型 FR4 PCB(For USB dongle)所量測到的數據。在三個主要平面也可以得到十分全向性的輻射場型。分別在 x-z、y-z、和 x-y 平面所量測到的峰值增益(Peak gains)

為 0.24 dBi、-1.24 dBi 和 1.25 dBi，其平均增益(Average gains)為-2.45 dBi、-3.19 dBi 和-2.91 dBi。我們將這些數據整理於表 3.1 中。由於量測的數據包含了所有的電路(Switch、LPF 和 Matching circuit)，所以天線的增益和前面章節描述的有一些不同。

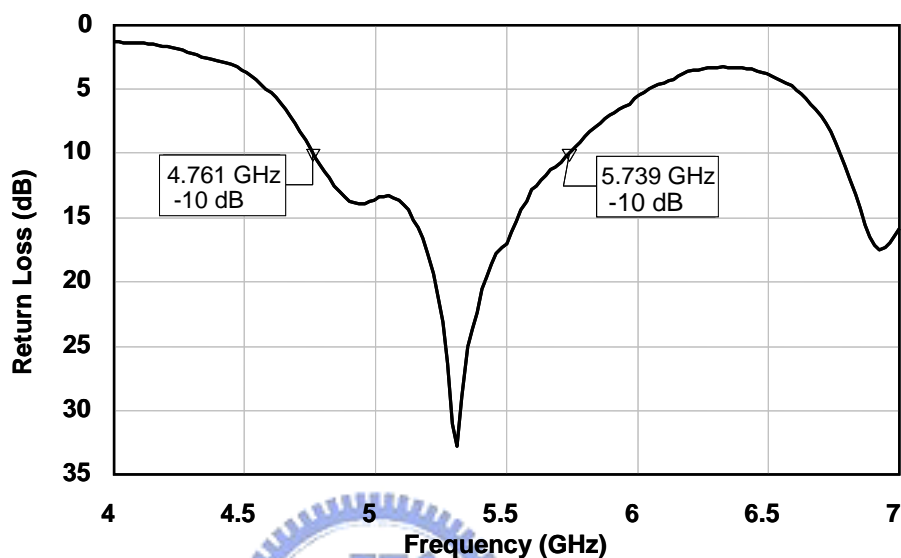
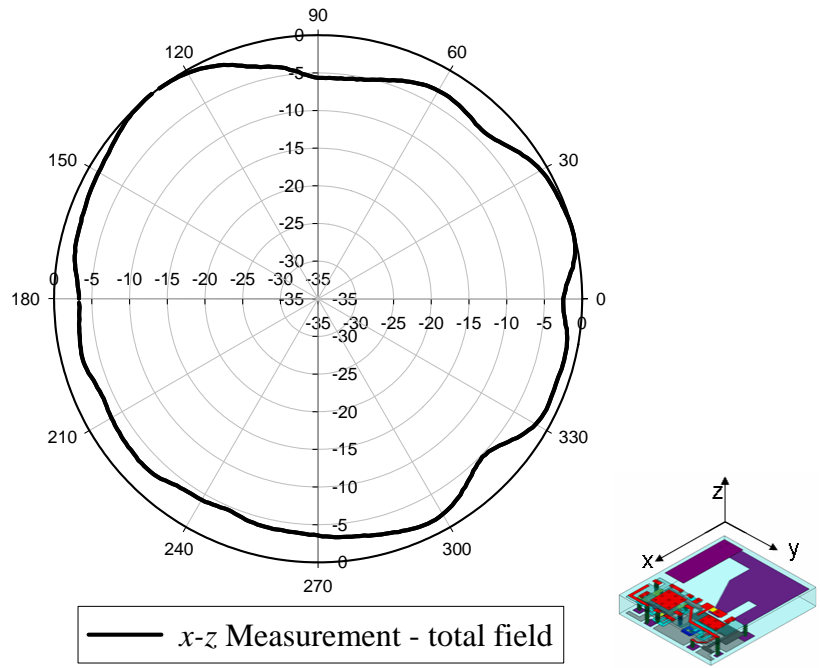


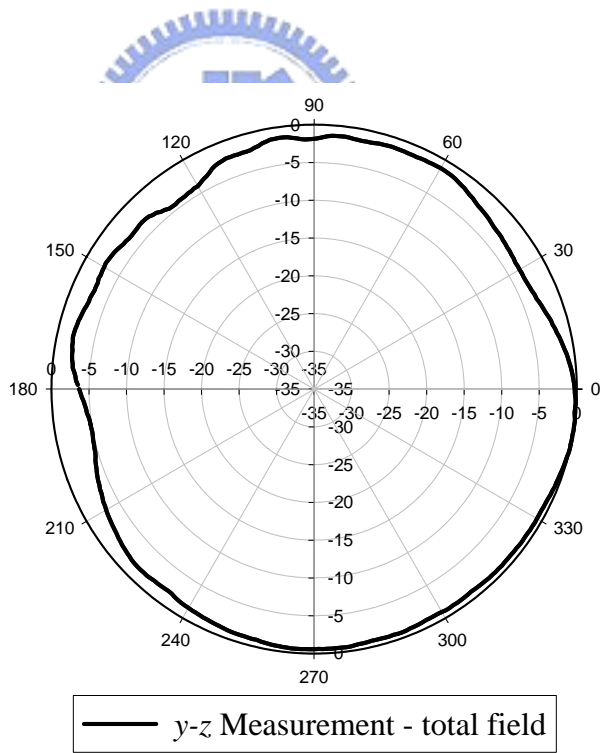
圖 3.7 整個天線切換模組在尺寸 55 mm × 20 mm 的小型 FR4 PCB 上，於傳送路徑所量測到的反射損失(1/S₁₁)

表 3.1 在尺寸 55 mm × 20 mm 的小型 FR4 PCB 上，於傳送路徑所量測到的天線峰值及平均增益

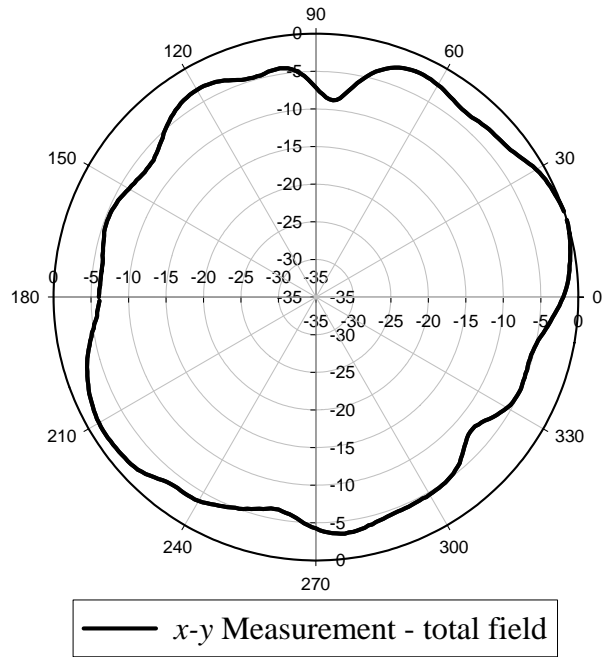
E-Total	x-z plane	y-z plane	x-y plane
Peak Gain	0.24 dBi	-1.24 dBi	1.25 dBi
Average Gain	-2.45 dBi	-3.19 dBi	-2.91 dBi



(a)



(b)



(c)

圖 3.8 在尺寸 55 mm × 20 mm 的小型 FR4 PCB 上，頻率為 5.25GHz 時，於傳送路徑所量測到的遠場正規化輻射場型圖位於(a)x-z 平面、(b)y-z 平面及(c)x-y 平面



圖 3.9 是於傳送(Tx)路徑x-y平面 $\phi = 17^\circ$ 所量測頻率對天線增益的關係圖，從圖中可知，頻率從 4.9~5.9 GHz的天線增益都有-4 dBi以上(需加上 1 dB的cable loss)，符合我們在 5 GHz頻帶上使用的需求。

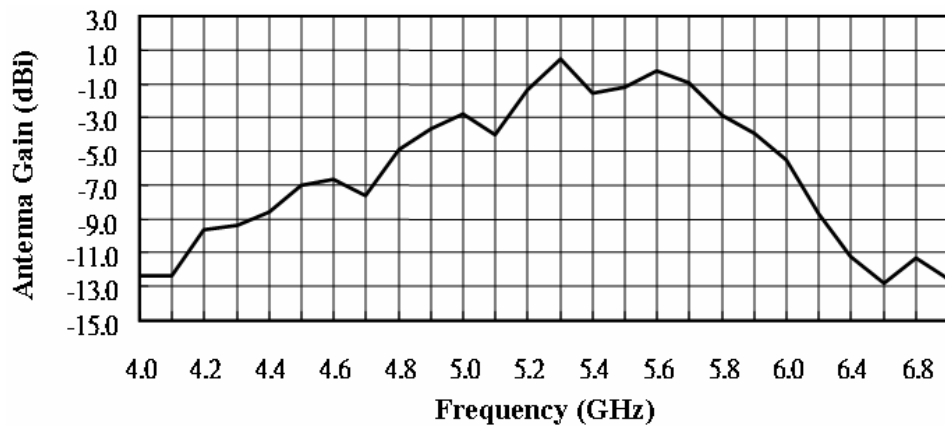


圖 3.9 於傳送(Tx)路徑x-y平面 $\phi = 17^\circ$ 所量測頻率對天線增益的關係圖

3.4 天線切換模組在接收路徑上的量測

在 LTCC 天線前端模組的接收路徑中，其內嵌式天線和 DPDT 的切換器是與傳送路徑一起共用的。而帶通濾波器是放在 LTCC 天線前端模組的接收路徑上。另外，在小型 FR4 PCB 測試板的接收路徑上串聯了一個電桿器(1 nH)，能夠改善接收端輸入阻抗的特性。整個天線切換模組從接收路徑端量測到的反射損失則顯示在圖 3.10 中。而整個 10-dB 反射損失的頻率範圍是從 4.74 到 5.63 GHz(大概 890 MHz 頻寬)，並且在頻率 5.3 GHz 的位置有最大的反射損失(24 dB)。

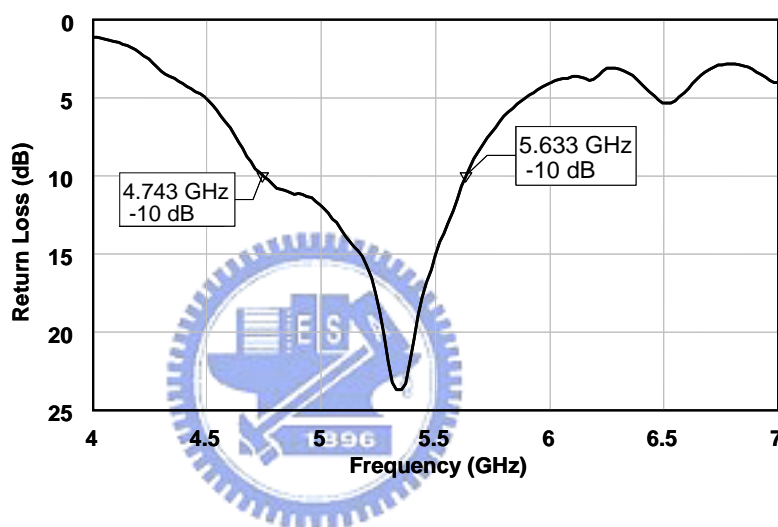


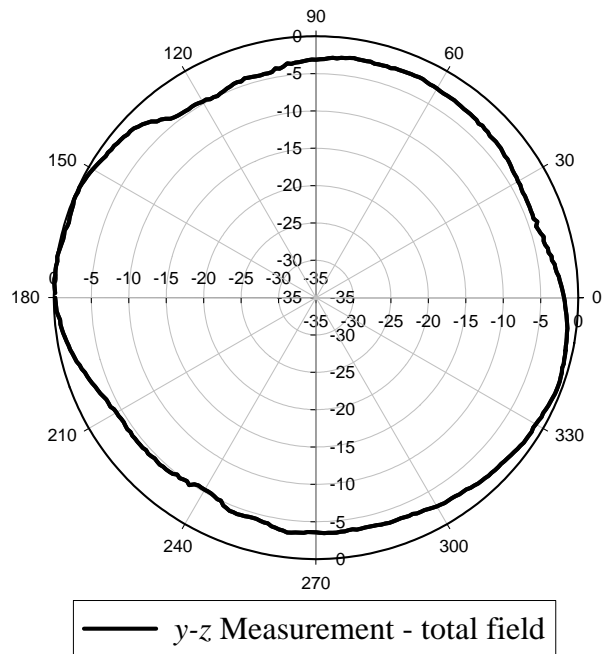
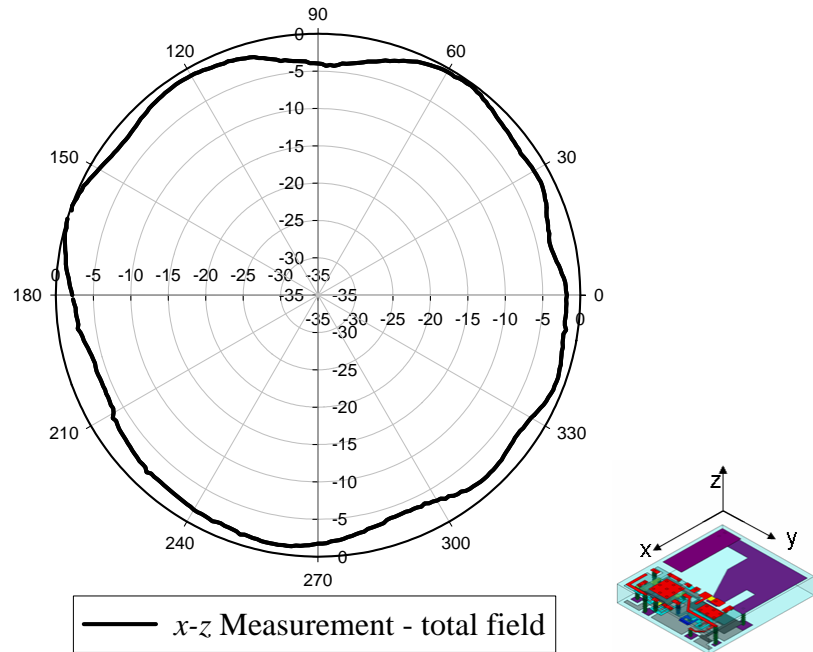
圖 3.10 整個天線切換模組在尺寸 55 mm × 20 mm 的小型 FR4 PCB 上，於接收路徑所量測到的反射損失(1/S₁₁)

表 3.2 在尺寸 55 mm × 20 mm 的小型 FR4 PCB 上，於接收路徑所量測到的天線峰值及平均增益

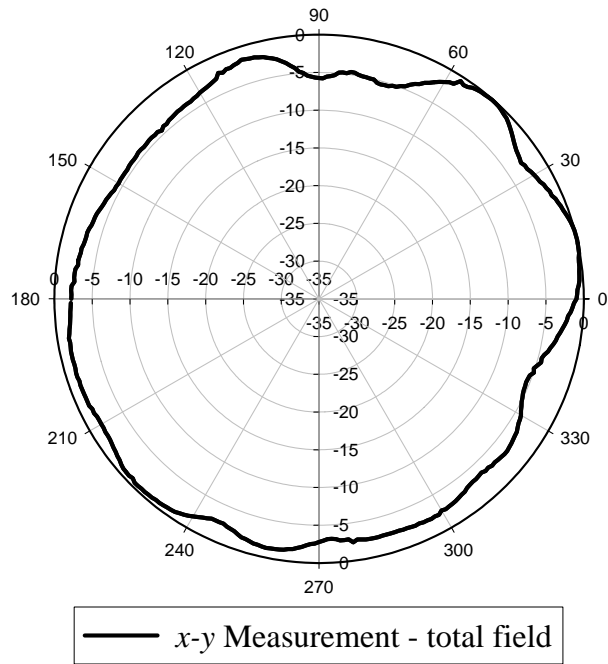
E-Total	x-z plane	y-z plane	x-y plane
Peak Gain	-1.7 dBi	-1.89 dBi	-2.49 dBi
Average Gain	-3.77 dBi	-4.67 dBi	-5.10 dBi

在圖 3.11 中所表示的是整個天線切換模組在接收端量測到的正規化天線輻射場型，測量的頻率是 5.25 GHz，並且在三個主要的平面也可以得到十分全向性的

輻射場型。而分別在 x-z、y-z、和 x-y 平面所量測到的峰值增益(Peak gains)為 -1.7 dBi、-1.89 dBi 和 -2.49 dBi，其平均增益(Average gains)為 -3.77 dBi、-4.67 dBi 和 -5.10 dBi。我們將這些數據分別列於表 3.2 中。由於帶通濾波器的入射損失比低通濾波器來的大，所以在接收路徑的天線增益比傳送路徑來的小。



(b)



(c)

圖 3.11 在尺寸 55 mm × 20 mm 的小型 FR4 PCB 上，頻率為 5.25GHz 時，於接收路徑所量測到的遠場正規化輻射場型圖位於(a)x-z 平面、(b)y-z 平面及(c)x-y 平面

圖 3.12 是於接收(Rx)路徑x-y平面 $\phi = 14^\circ$ 所量測頻率對天線增益的關係圖，從圖中可知，頻率從 4.9~5.9 GHz的天線增益都有-5 dBi以上(需加上 1 dB的cable loss)，因為接收端的BPF比傳送端的LPF的入射損失還要大，因此在天線增益的表現上，接收端的gain比傳送端的稍微小一點。但是還是符合我們在 5 GHz頻帶上使用的需求。

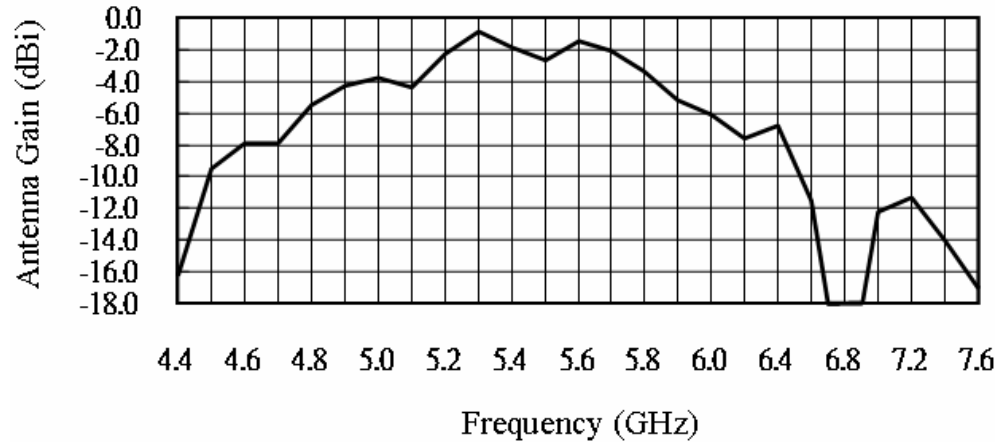


圖 3.12 於接收(Rx)路徑x-y平面 $\phi = 14^\circ$ 所量測頻率對天線增益的關係圖

3.5 天線切換模組在大型 FR4 PCB 上的量測

因為小型天線的輻射容易受到附近導體所感應出來的導體電流所影響，所以 PCB 的接地面積的大小將會影響天線前端模組輻射出來的場型和特性。為了驗證所開發出來的天線模組是否能夠使用於不同大小的 PCB 上，所以我們製作了一個尺寸 80 mm × 46 mm(根據 PCMCIA WLAN card 實際的大小)的大型 FR4 PCB 測試板。如圖 3.13 所示，在大型 FR4 PCB 測試板中，金屬接地平面的面積是(75 mm × 46 mm + 20 mm × 5 mm)，並且於 PCB 的右上角保留一塊 26 mm × 5 mm 沒有接地金屬的區域(Blank Area：未鋪銅片的空白區)。而保留 26 mm 長的空白區是根據電磁模擬軟體(HFSS)模擬出來的結果，在這個設定之下，可以得到最佳化的輻射場型。為了能夠改善輸入阻抗的特性，在大型 FR4 PCB 的 π 型匹配電路上依據實際特性所調整出來的值，分別是一個並聯電感 (2.7 nH)、一個串聯電阻(0 ohm)和一個並聯電容(0.3 pF)。

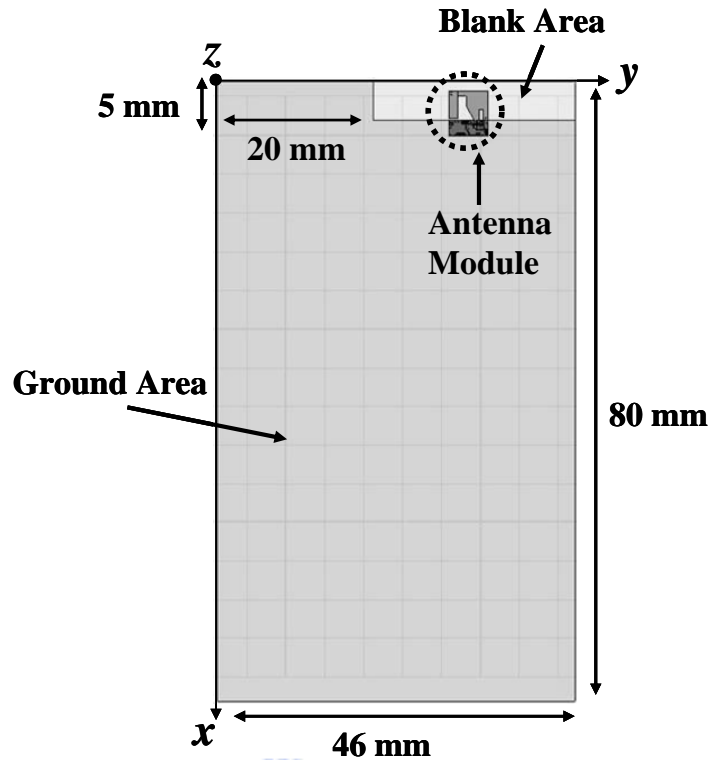


圖 3.13 大型 FR4 PCB 的幾何圖形，並且包含了一個天線切換模組

在圖 3.14 中顯示了整個天線切換模組從大型 FR4 PCB 的傳送路徑上量測到的反射損失 ($1/S_{11}$)。而 10-dB 反射損失的頻寬有 857 MHz，頻率範圍從 4.962 到 5.819 GHz。圖 3.15 所表示的是整個天線切換模組在大型 FR4 PCB 的傳送端量測到的正規化天線輻射場型，所測量的頻率是 5.25 GHz。從圖中可得知，在 x-z 和 y-z 平面上的輻射場型也是十分的全方向性，而在 x-y 的平面，在角度 330° 的地方會產生一個 -17 dB 的輻射零陷點 (Null)。三個平面的峰值增益和平均增益整理於表 3.3 中。雖然量測出來的數據不是非常完美，但是整體來說，這個已經完成的 LTCC 天線前端模組仍然能夠適用於大型的 FR4 PCB 上。

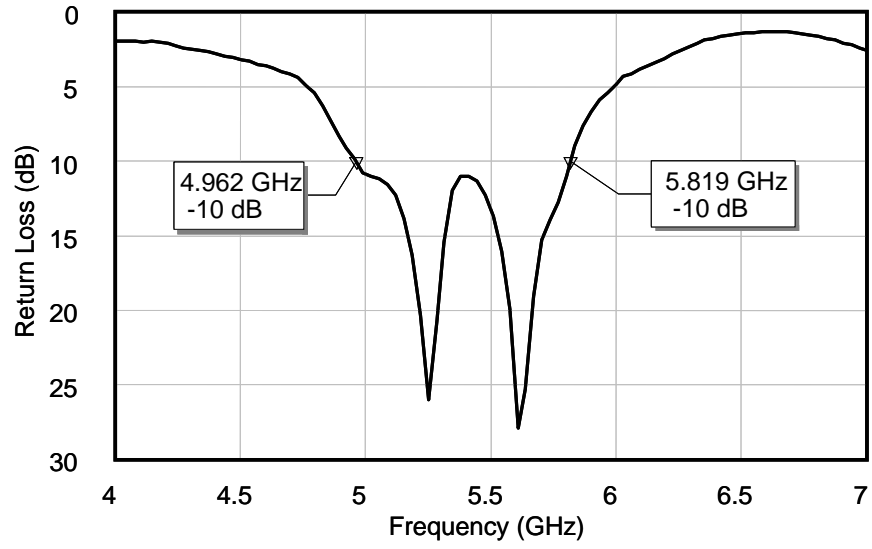
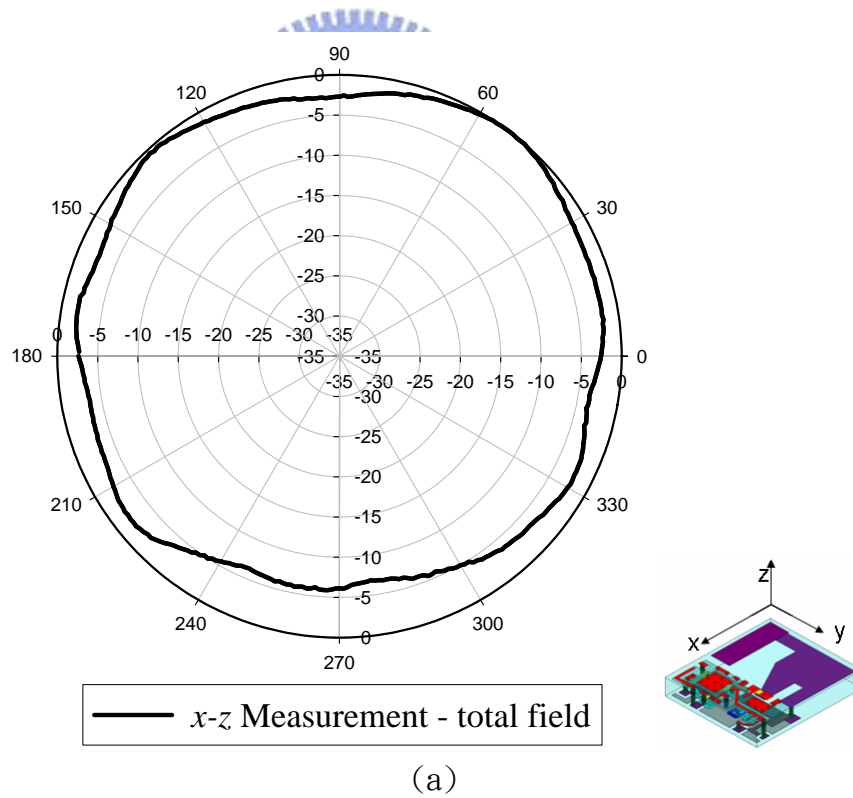
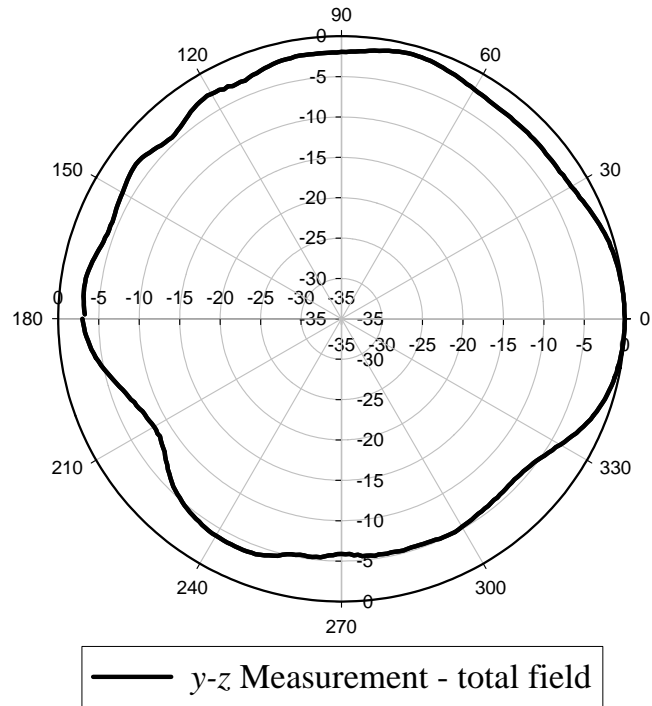
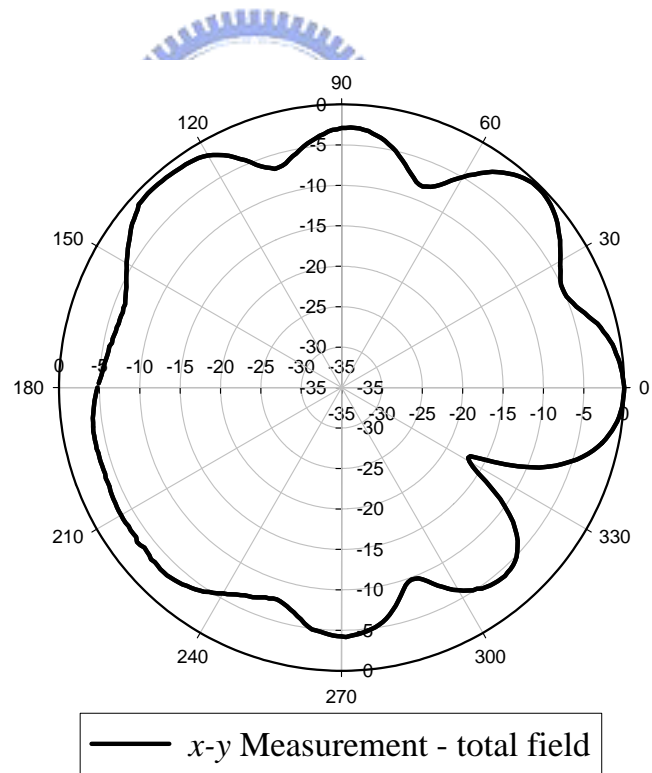


圖 3.14 整個天線切換模組在尺寸 80 mm × 46 mm 的大型FR4 PCB上，於傳送路徑所量測到的反射損失(1/S₁₁)





(b)



(c)

圖 3.15 在尺寸 80 mm × 46 mm 的大型 FR4 PCB 上，頻率為 5.25GHz 時，於傳送路徑所量測到的遠場正規化輻射場型圖位於(a)x-z 平面、(b)y-z 平面及(c)x-y 平面

表 3.3 在尺寸 80 mm × 46 mm 的大型 FR4 PCB 上，於傳送路徑所量測到的天線峰值及平均增益

E-Total	x-z plane	y-z plane	x-y plane
Peak Gain	-0.31 dBi	-0.85 dBi	-0.64 dBi
Average Gain	-3.22 dBi	-5.46 dBi	-4.20 dBi



第四章 結論

本論文中，我們使用 LTCC 多層架構的方式去設計而且實現了一個小型化射頻前端天線模組。在這個模組中，不僅包含了低通濾波器(LPF)、帶通濾波器(BPF)、DPDT 的裸晶開關切換器和一個內嵌式的倒 F 天線，並且完成在一個非常小尺寸的封裝當中，整個尺寸為 6.2 mm × 5.4 mm × 0.98 mm，如圖 4.1。在濾波器的設計上，我們將鏜線的效應合併到電路設計中，而這兩個所提出的濾波器能在非操作的頻帶上產生額外的傳輸零點，並且能夠抑制一些不需要的訊號。在論文中，我們展示了所設計的天線前端模組的性能，並且能夠運用於兩種不同尺寸大小的 PCB 上(55 mm × 20 mm 和 80 mm × 46 mm)。所量測到的天線輻射場型有不錯的全方向性。並且反射損失的頻寬和天線的增益也是足夠的，適合應用於 802.11a 的產品中。在未來的工作中，或許能夠將更多的元件(如功率放大器、低雜訊放大器和射頻收發器)整合在同一塊的 LTCC 模組上。另外，也可以將一些雙頻的元件設計在模組中，真正的去實現一個應用於 IEEE 802.11 a/b/g 的雙頻射頻前端模組。

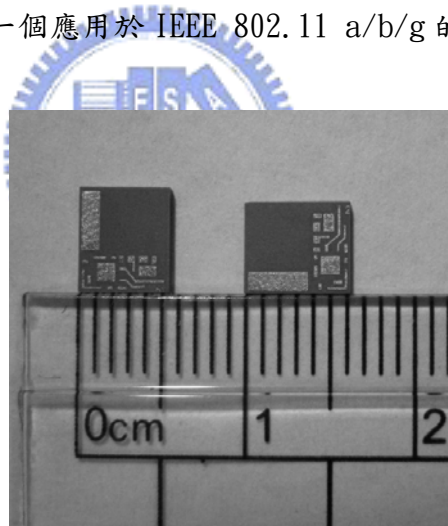


圖 4.1 射頻前端天線切換模組實體圖

參考文獻

- [1] J.-H. Lee, G. DeJean, S. Sarkar, S. Pinel, K. Lim, J. Papapolymerou, J. Laskar, and M. M. Tentzeris, "Highly integrated millimeter-wave passive components using 3-D LTCC system-on-package (SOP) technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 2220-2229, Jun. 2005.
- [2] S.-H. Wi, Y.-B. Sun, I.-S. Song, S.-H. Choa, I.-S. Koh, Y.-S. Lee, and J.-G. Yook, "Package-level integrated antennas based on LTCC technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 8, pp. 2190-2197, Aug. 2006.
- [3] Y.-J. Ko, J. Y. Park, J.-H. Ryu, K.-H. Lee, and J. U. Bu, "A miniaturized LTCC multi-layered front-end module for dual band WLAN (802.11 a/b/g) applications," in *2004 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2004, pp. 563-566.
- [4] C.-H. Lee, S. Chakraborty, A. Sutono, S. Yoo, D. Heo, and J. Laskar, "Broadband highly integrated LTCC front-end module for IEEE 802.11a WLAN applications," in *2002 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Jun. 2002, pp. 1045-1048.
- [5] G. Wang, M. Van, F. Barlow, and A. Elshabini, "An interdigital bandpass filter embedded in LTCC for 5-GHz wireless LAN applications," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 5, pp. 357-359, May 2005.
- [6] M.-C. Wu and S.-J. Chung, "A small SiP module using LTCC 3D circuitry for dual band WLAN 802.11 a/b/g front-end solution," in *2006 Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF06)*, CA, USA, Jan. 2006.
- [7] J.-S. Kim, S.-H. Wi, J.-C. Kim, and J.-G. Yook, "5 GHz band LTCC antenna for WMAN applications," *IEEE Antennas and Propag. Society Int. Symp.*, vol. 1B, pp. 385-388, 2005.
- [8] C.-Y. Wu, C.-L. Tang, A.-C. Chen, "UWB chip antenna design using LTCC multilayer technology for mobile applications," in *2005 Asia-Pacific Conf. Proc. (APMC 2005)*, vol. 3, pp. 4-7, Dec. 2005.
- [9] S. Mei, Z. Y. Ping, "A Chip Antenna in LTCC for UWB Radios," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 4, pp. 1177-1180, Apr. 2008.
- [10] J.-H. Lee, N. Kidera, G. DeJean, S. Pinel, J. Laskar, and M. M. Tentzeris "A V-band front-end with 3-D integrated cavity filters/duplexers and antenna in LTCC technologies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 7, pp. 2925-2935, July 2006.
- [11] J.-H. Lee, N. Kidera, S. Pinel, J. Laskar, and M. M. Tentzeris "Fully integrated passive front-end solutions for a V-band LTCC wireless system," *IEEE Antennas*

- Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 285-288, 2007.
- [12] D. Y. Jung, W.-I. Chang, K. C. Eun, and C. S. Park, "60-GHz system-on-package transmitter integrating sub-harmonic frequency amplitude shift-keying modulator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 8, pp. 1786-1793, Aug. 2007.
- [13] L. K. Yeung, J. Wang, Y. Huang, S.-C. Lee, and K.-L. Wu, "A compact LTCC bluetooth system module with an integrated antenna," *Int. Journal of RF and Microw. Computer-Aided Eng.*, Vol. 16, No.3, pp.238-244, 2006.
- [14] F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Roselli, and R. Sorrentino, "Modeling and characterization of the bonding-wire interconnection," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 142-150, Jan. 2001.
- [15] Mohamed A.I. Mostafa, J. Schlang, and S. Lazar, "On-chip RF filters using bond wire inductors," in *14th Annual IEEE Int. ASIC/SOC. Conf. Proc.*, 2001, pp. 98-102.
- [16] J. Y. Chuang, S. P. Tseng, and J. A. Yeh, "Radio frequency characterization of bonding wire interconnections in a molded chip," in *Electronic Compon. Tech. Conf.*, Las Vegas, NV, USA, 2004, pp. 392-399.
- [17] HFSS, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, 2001.
- [18] *Microwave Office*, Applied Wave Research, Inc., El Segundo, CA, 2002.
- [19] L. K. Yeung and K.-L. Wu, "A compact second-order LTCC bandpass filter with two finite transmission zeros," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 337-341, Feb. 2003.
- [20] W. Y. Leung, K.-K. M. Cheng, and K.-L. Wu, "Multilayer LTCC bandpass filter design with enhanced stopband characteristics," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, pp. 240-242, Jul. 2002.
- [21] C.-F. Chang and S.-J. Chung, "Bandpass filter of serial configuration with two finite transmission zeros using LTCC technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 7, pp. 2383-2388, Jul. 2005.
- [22] K.-C. Lin, C.-F. Chang, M.-C. Wu, and S.-J. Chung, "Dual-bandpass filters of serial configuration using LTCC technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2321-2328, Jun. 2006.
- [23] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [24] "HWS411 GaAs DC-6 GHz DPDT Switch V3," HEXAWAVE, Inc. Oct. 2004. Available: <http://www.hw.com.tw/>.
- [25] Y.-S. Wang, M.-C. Lee, and S.-J. Chung, "Two PIFA-related miniaturized dual-band antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 805-811, Mar. 2007.