

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

新式雙頻印刷天線暨全球定位系統封裝  
模組之模擬與設計



Design of Novel Dual-Band Printed Antennas and  
Simulation for GPS System-on Package (SOP)

研究生：廖伸憶

指導教授：鍾世忠 博士

中華民國九十三年六月

新式雙頻印刷天線暨全球定位系統封裝模組之  
模擬與設計

Design of Novel Dual-Band Printed Antennas and  
Simulation for GPS System-on Package (SOP)

研究生：廖伸憶

Student: Shan-Yi Liao

指導教授：鍾世忠 博士

Advisor: Dr. Shyh-Jong Chung



A thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering  
College of Electrical Engineering and Computer Science  
National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of  
Master of Science

In

Communication Engineering

June 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月

# 新式雙頻印刷天線暨全球定位系統封裝 模組之模擬與設計

研究生：廖仲憶

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班



本篇論文分為二部份，分別是新式印刷式天線設計與全球定位系統封裝模組的電路模擬。第一部份的內容中，應用一種可以縮小天線尺寸的分叉結構理論，提出了雙重叉路結構的天線設計方式，文中透過模擬與實作天線的驗證，證明了此雙重叉路結構的設計方式，除了可以保有原來縮小天線尺寸的優點，亦可使天線具有雙頻的特性；此外，雙重叉路天線中的一分叉結構，若是設計在適當的位置，則能使天線具有更大的頻寬特性；此雙頻天線所設計的兩個頻段範圍，可同時滿足 IEEE802.11a 與 802.11b 兩標準所要求之頻率。

本論文的第二部份內容則是全球定位系統封裝模組的設計，以低溫共燒陶瓷做為基板，整合了低雜訊放大器、表面聲波濾波器、第一中頻濾波器以及射頻前端積體電路晶片等。藉由模擬的驗證，設計出內埋電路與表面接著元件所構成的第一中頻濾波器與低雜訊放大器電路。

# **Design of Novel Dual-Band Printed Antennas and Simulation for GPS System-on Package (SOP)**

Student: Shan-Yi Liao

Advisor: Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering

National Chiao Tung University



This thesis is divided into two parts. The first part is the design of dual-band printed antennas. This design utilizes the theory of pliers, which can reduce the size, to propose a dual-pliers structure. By simulation and measurement, the advantages of structure miniaturization and dual-band characteristics are demonstrated with the dual-pliers structure. The antenna is more wideband if one of the dual-pliers is properly arranged. The two operating bands of this antenna meet the standards of IEEE 802.11a and 802.11b.

The second part is the design of GPS system-on-package module by LTCC. This module integrates LNA, SAW filter, 1st IF filter, and RF front-end IC. Furthermore, the 1st IF filter and LNA consisting of buried components and surface-mounted devices are designed by simulation.

# 誌謝

從大學的專題實驗到研究所的論文研究，都是在鍾世忠老師的指導之下所完成，感謝鍾老師提供了相當完善的研究環境，以及在專業領域上的協助。跟隨著老師做研究的這幾年時間，深深感受到老師對學生的耐心與包容；當我在研究上遇到阻礙而停滯不前之時，老師總是能夠適切地引導我走出困惑與迷思，從解決問題之中學習到更多的知識。同時要感謝已經畢業的吳敏銓學長，在忙碌的工作之餘給予我的建議與協助，使我在研究上受益匪淺。研究所的課業與壓力煩重，謝謝實驗室中同一屆的同學們，小雅、阿全、怡力、俊甫、凱得、揚裕及明洲，大家的幫忙與鼓勵陪我渡過了研究生的生活。

最後要感謝的就是表姊英瑾，在她的支持與鼓勵下，我才能夠進入交大就讀，進而攻讀研究所獲得碩士學位。



# 目錄

第一章 導論	1
第二章 雙頻整型印刷式天線	4
2.1 單極天線	4
2.1.1 偶極天線	4
2.1.2 鏡像原理	5
2.1.3 單極天線	6
2.2 縮小化雙頻叉路單極天線設計原理	7
2.3 雙頻整型天線設計	9
第三章 全球定位系統封裝模組之設計與模擬	42
3.1 低溫共燒陶瓷之系統封裝應用	42
3.1.1 低溫共燒陶瓷技術之簡介	42
3.1.2 低溫共燒陶瓷於射頻模組之應用	43
3.2 全球定位系統封裝模組	44
3.2.1 全球定位系統之簡介	44
3.2.2 全球定位系統封裝模組之電路架構	45
3.3 平衡式中頻濾波器電路設計與模擬	46
3.3.1 平衡式帶通濾波器電路設計	46
3.3.2 平衡式中頻濾波器於低溫共燒陶瓷中之模擬與設計	47
3.4 低雜訊放大器電路設計與模擬	48
3.4.1 低雜訊放大器電路之設計	48
3.4.2 低雜訊放大器電路於低溫共燒陶瓷中之模擬與設計	51
3.5 表面聲波濾波器之應用	54
3.6 模組整合與電路佈局	55

第四章 結論 89

參考文獻 90



# 表目錄

表 1-1	Bluetooth 與 IEEE802.11a/b/g 標準所使用之頻段.....	3
表 2-1	雙頻整型天線輻射增益參數.....	41
表 3-1	LTCC 各製程步驟詳細內容.....	56





# 圖目錄

圖 2-1	半波長偶極天線的電流分布 .....	14
圖 2-2	偶極天線的輻射場形圖 .....	14
圖 2-3	鏡像原理的應用 .....	14
圖 2-4	接地金屬面上鏡像原理的應用 .....	15
圖 2-5	四分之波長單極天線及其饋入方式 .....	15
圖 2-6	平行雙導線上電流振幅大小與電流流向 .....	15
圖 2-7	偶極天線上的電流方向 .....	16
圖 2-8	開路傳輸線輸入阻抗虛部 $X_i$ 對長度 $L$ 之關係圖 .....	16
圖 2-9	兩段長度 $L_1$ 的開路傳輸線並聯，再接一段長度 $L_2$ 的傳輸線 ..	17
圖 2-10	長度 $L_1' + L_2$ 的開路傳輸線 .....	17
圖 2-11	叉路結構之偶極天線 .....	18
圖 2-12	叉路結構之單極天線 .....	18
圖 2-13	[20]所提出之單頻叉路天線 .....	19
圖 2-16	[20]中單頻叉路天線反射損耗圖 .....	19
圖 2-15	垂直部份彎曲之叉路結構單極天線 .....	20
圖 2-16	分析圖 2-13 之電流路徑 .....	20
圖 2-17	雙重叉路結構之單極天線及其電流路徑 .....	20
圖 2-18	IE3D 模擬叉路結構之單極天線 .....	21
圖 2-19	模擬叉路結構單極天線之反射損耗對頻率關係圖 .....	21
圖 2-20	IE3D 模擬雙重叉路結構之單極天線 .....	22
圖 2-21	模擬雙重叉路結構單極天線之反射損耗對頻率關係圖 .....	22
圖 2-22	雙頻整型天線設計(一) .....	23
圖 2-23	雙頻整型天線(一)之模擬反射損耗 .....	23
圖 2-24	雙頻整型天線(一)模擬不同長度的第二叉路結構反射損耗 ..	24

圖 2-25	雙頻蝟型天線(一)第二叉路結構為 3.25mm 的反射損耗 .....	24
圖 2-26	雙頻蝟型天線設計(二).....	25
圖 2-27	雙頻蝟型天線(二)之模擬反射損耗.....	25
圖 2-28	雙頻蝟型天線設計(二) 之實作天線電路.....	26
圖 2-29	雙頻蝟型天線設計(二)實作與模擬之比較.....	26
圖 2-30	雙頻蝟型天線設計(三).....	27
圖 2-31	模擬雙頻蝟型天線設計反射損耗 .....	27
圖 2-32	雙頻蝟型天線設計(三) 之實作天線電路.....	28
圖 2-33	雙頻蝟型天線設計(三)實作與模擬之比較.....	28
圖 2-34	HFSS 模擬蝟型天線設計(三)的完整尺寸 .....	29
圖 2-35	2.45GHz 天線輻射場型.....	30
圖 2-36	5GHz 天線輻射場型.....	31
圖 2-37	5.25GHz 天線輻射場型.....	32
圖 2-38	5.775GHz 天線輻射場型.....	33
圖 2-39	對稱式雙頻蝟型天線設計 .....	34
圖 2-40	對稱式雙頻蝟型天線實作電路 .....	34
圖 2-41	5.25GHz 左側天線輻射場型.....	35
圖 2-42	對稱式雙頻蝟型天線(三)量測結果.....	36
圖 2-43	2.45GHz 天線輻射場型量測.....	37
圖 2-44	5.0GHz 天線輻射場型量測.....	38
圖 2-45	5.25GHz 天線輻射場型量測.....	39
圖 2-46	5.775GHz 天線輻射場型量測.....	40
圖 3-1	各種基板材料於不同頻率下的損失關係圖[3].....	57
圖 3-2	低溫共燒陶瓷 GSM/DCS/PCS 三頻前端接收模組[6].....	57
圖 3-3	低溫共燒陶瓷 2.4GHz 射頻前端模組 [7] .....	58
圖 3-4	雙中頻外插式接收機 .....	59

圖 3-5	全球定位系統封裝模組架構示意圖 .....	59
圖 3-6	射頻前端接收積體電路[10] .....	60
圖 3-7	全球定位系統封裝模組表面電路配置方塊圖 .....	60
圖 3-9	平衡式濾波器之應用 .....	62
圖 3-10	Butterworth 三階低通濾波器原型 .....	62
圖 3-11	三階帶通濾波器原型 .....	62
圖 3-12	帶通濾波器設計 .....	63
圖 3-13	帶通濾波器頻率響應 .....	63
圖 3-14	利用對稱性設計平衡式帶通濾波器 .....	64
圖 3-15	平衡式中頻帶通濾波器 .....	64
圖 3-16	LTCC 中平行板電容及其等效電路.....	64
圖 3-17	平衡式電路中並聯電容的等效電路及等效電容值 .....	65
圖 3-18	平衡式濾波器的內埋電容 .....	65
圖 3-19	平衡式濾波器內埋電容的對地效應 .....	65
圖 3-20	平衡式濾波器內埋電容的等效電路 .....	66
圖 3-21	LTCC 內埋電容設計.....	66
圖 3-22	LTCC 內埋平衡式中頻濾波器反射參數之電磁模擬結果.....	67
圖 3-23	電晶體直流偏壓點之選擇 .....	67
圖 3-24	電壓回授式直流偏壓電路 .....	68
圖 3-25	K 因子對頻率之關係圖.....	68
圖 3-26	型匹配電路 .....	69
圖 3-28	LNA 反射參數與雜訊指數對頻率關.....	69
圖 3-29	放大器的 1-dB 壓縮點.....	71
圖 3-30	LNA 於印刷電路板之實做電路.....	71
圖 3-31	LNA 於印刷電路板實做電路量測與模擬結果之比較.....	72
圖 3-32	模組中單一 型電路 .....	73

圖 3-33	單一 型電路在 LTCC 中的散射參數.....	73
圖 3-34	貫孔柱連接 LTCC 中各層接地金屬面.....	74
圖 3-35	加入貫孔柱抑制共振頻率的 型電路散射參數 .....	74
圖 3-36	貫孔柱連接模組下層接地面與電路載板接地面 .....	75
圖 3-37	共振頻率完全抑制後的 型電路散射參數 .....	75
圖 3-38	輸入端阻抗匹配電路 .....	76
圖 3-39	輸入端阻抗匹配電路之寄生效應 .....	76
圖 3-40	射頻抗流圈與旁路電容電路 .....	77
圖 3-41	射頻抗流圈與旁路電容電路之寄生效應 .....	77
圖 3-42	輸入端阻抗匹配電路 .....	78
圖 3-43	輸入端阻抗匹配電路之寄生效應 .....	78
圖 3-44	內埋輸入端匹配電路佈局 .....	79
圖 3-45	內埋射頻抗流圈與旁路電容電路佈局 .....	80
圖 3-46	內埋輸出端匹配電路佈局 .....	81
圖 3-47	低雜訊放大器內埋電路佈局 .....	82
圖 3-48	低雜訊放大器於模組表面電路佈局 .....	82
圖 3-49	低雜訊放大器 HFSS 模擬散射參數對頻率關係 .....	83
圖 3-50	低雜訊放大器輸入端與輸出端之 Smith Chart.....	83
圖 3-51	低雜訊放大器串接表面聲波濾波器 .....	84
圖 3-52	表面聲波濾波器散射參數對頻率關係 .....	84
圖 3-53	低雜訊放大器串接表面聲波濾波器之散射參數對頻率關係 .....	85
圖 3-54	全球定位系統封裝模組內埋電路佈局 .....	86
圖 3-55	全球定位系統封裝模組表面電路佈局 .....	87
圖 3-56	全球定位系統封裝模組接腳功能說明 .....	88

# 第一章 導論

隨著人們對於行動通訊以及網路資訊需求的增加，資訊網路的無線存取市場亦隨之而起。無線區域網路(Wireless LAN)的建構，將促使目前廣為使用的區域網路結構無線化，除了省去佈線的困擾外，並提供使用者可以隨時隨地連結到網際網路的方便性，同時伴隨著日新月異的無線通訊技術，個人化無線通訊產品的發展，愈益朝向輕、薄、短、小的設計，同時還要能夠相容多種應用系統的目標，因此如何將即有的電路元件縮小化並且相互整合，便成為主要的發展方向。

現今無線區域網路的發展，商用市場上可看到的產品，主要的應用是以 IEEE802.11 與 Bluetooth 兩種為主，前者又可分為 802.11a、802.11b、802.11g 三種不同的標準，以上的四種標準所使用的頻段及頻率範圍如表 1-1 所示；若要整合不同標準的通訊產品，使得無線通訊產品在天線上的設計，也必須朝向單一天線即能夠應用在各種通訊標準的工作頻率。目前無線區域網路產品所使用的天線主要是印刷式單極天線(Printed monopole antenna)、倒 F 天線(Inverted-F antenna)、螺旋天線(Helical antenna)及晶片天線(Chip antenna)，其中以印刷式天線製作時所花費的成本最為低廉，但印刷天線因為是在平面上製作，故所佔的電路面積也是一個需要考慮的設計因素；以中心頻率  $2.45GHz$  的單極天線為例，設計在介電常數  $\epsilon_r = 4.7$  的印刷電路板上所需的高度約為  $23.2mm$ ，這樣的尺寸著實不易納入電路設計之中。而今天線設計更不侷限於單一頻率的需求，因此如何縮小天線的尺寸同時又可以達到多頻段的應用，是一個重要的設計目標。基於以上的目的，本論文提出一種雙重叉路結構的設計方式，除了縮小天線的尺寸，同時亦能夠達到雙頻的功用以應用於表 1-1 所列的各種標準上。

個人行動通訊除了受惠於無線網路發展外，全球定位系統(GPS, global positioning system)的商用化及普及化也促使在行動通訊產品中推展全球定位系統的應用，個人化數位助理(PDA)、行動電話甚至是筆記型電腦內建全球定位系

統已經是必然的趨勢,因此全球定位系統的模組化的應用市場也成為兵家必爭之地。本論文利用低溫共燒陶瓷的技術,整合全球定位系統中的低雜訊放大器(LNA, low noise amplifier)、頻段選擇濾波器(Band select filter)、中頻率濾波器(IF filter)、射頻前端積體電路(RF Front-end IC)以及其它被動元件,構成為一全球定位系統封裝模組(SOP, System on Package)。

本論文共分為四個章節。第一章導論在說明相關研究發展的趨勢與研究動機;第二章討論本論文所提出的雙重叉路結構雙頻天線的設計理論及驗證;第三章則是在探討低溫共燒陶瓷應用於全球定位系統封裝模組的設計;第四章結論為本論文之研究心得與結果。



	Operating Frequency Band	Operating Bandwidth
WLAN 802.11a	5.150 ~ 5.250 GHz ( U-NII lower band) 5.250 ~ 5.350 GHz ( U-NII middle band) 5.725 ~ 5.825 GHz ( U-NII upper band)	300 MHz
WLAN 802.11b	2.4000 ~ 2.4835 GHz ( ISM band )	83.5 MHz
WLAN 802.11g	2.4000 ~ 2.4835 GHz ( ISM band )	83.5 MHz
Bluetooth	2.400 ~ 2.500 GHz	100 MHz

ISM: Industrial, Scientific, and Medical

U-NII: Unlicensed National Information Infrastructure

表 1-1 Bluetooth 與 IEEE802.11a/b/g 標準所使用之頻段



## 第二章 雙頻整型印刷式天線

天線在無線通訊上的應用，除了頻率、增益等功能上的要求外，對天線的尺寸也是縝絲必較，過大的天線尺寸難以應用於小型通訊系統之中，應此只需四分之一波長尺寸的單極天線便廣泛地被使用。本論文以單極天線為基礎，發展出另一天線結構，使其具有雙頻與小尺寸的特性，得以做為小型通訊系統之使用。

### 2.1 單極天線

#### 2.1.1 偶極天線

偶極天線是最常被使用到的天線之一，因為它的結構簡單而且製作容易，使用上是將信號在天線的中點饋入，天線上電流的分佈如圖 2-1 所示，沿著  $z$  軸方向以半波長正弦信號的方式分佈，電流分佈的方程式如

$$I(z) = I_0 \sin \left[ \beta \left( \frac{\lambda}{4} - |z| \right) \right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (2-1)$$

其中  $\beta = \lambda/4$ ， $I(z)$  的最大值  $I_0$  發生在天線中點  $z = 0$ ，而天線兩端的電流則是為零。半波長偶極天線的電磁場分佈方程式為[2]

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

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

由(2-2)的式子，可以推導出平均功率密度(average power density)與輻射強度(radiation intensity)



$$W_{av} \equiv \frac{1}{2} \text{Re}\{E \times H^*\} = \eta \frac{|I_m|^2}{8\pi^2 r^2} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2-3)$$

與

$$U(\theta, \phi) = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_m|^2}{8\pi^2} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (2-4)$$

輻射強度是在給定的單位方向角(unit solid angle)上所輻射的能量，單位的定義為每平方徑度分之瓦特(watts per square radian)，輻射強度還可以表示成

$$U(\theta, \phi) = U_{\max} |F(\theta, \phi)|^2 \quad (2-5)$$

其中  $U_{\max}$  是最大輻射強度， $F(\theta, \phi)$  則是遠場輻射場型對最大值做歸一化(normalized)的函數；所以等向性天線(isotropic antenna)的遠場輻射場型  $F(\theta, \phi) = 1$ 。圖 2-2 為半波長偶極天線的輻射場型，藉由(2-4)式的球面積分可以得到出天線的輻射功率(radiation power)為

$$P_{rad} \equiv \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad (2-6)$$

半波長偶極天線的方向性(directionality)定義為輻射強度  $U(\theta, \phi)$  與平均輻射強度  $U_{ave}$  的比值[1]，可寫成

$$D \equiv \frac{U(\theta, \phi)}{U_{ave}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \approx 1.64 \quad (2-7)$$

## 2.1.2 鏡像原理

一個導體平面可以視為一等位面，在任何的電場分佈中都可以找到一條等位

線如圖 2-3a 所示，由一對相隔  $2x$  距離的正負電荷所構成的電場分佈中，在兩電荷的中點處形成一等位平面，如果在這個等位面上置入如圖 2-3b 的一個導體，導體面上的電場分佈並不會有所改變，而導體面以下就如同存在著一等效的鏡像負電荷，以維持整個電場的分佈，此即鏡像原理的應用；由這個簡單的例子，便可以推論其它電流或磁流的完美導體(PEC, perfect electric conductor)上的情形，不同的激發源(source)所產生的鏡像源整理於圖 2-4 中。其中較須注意的是，單位電流或磁流元(element)所產生的鏡像與其所指的方向有關，例如在導體平面上的一垂直方向電流元  $J_h$ ，其鏡像電流元的方向便與其向同；若換成單位磁流元則反之。

### 2.1.3 單極天線

單極天線著實為偶極天線的變形，由偶極天線中間的信號饋入點分成兩部份，上半段的天線結構不變，而下半段加入饋入點與接地平面，此即為單極天線如圖 2-5 所示。因為單極天線比偶極天線的尺寸更小，同時成本也更低廉，所以在某些需要全向性(omni-directional)天線或是垂直電場的地方，單極天線通常被用來取代偶極天線之用。單極天線上的電流分佈與偶極天線的上半部相同，但是因為在饋入點的正電壓是參考到地，與偶極天線參考到負電壓不同，所以只有偶極天線的一半，因此單極天線的輸入阻抗為

$$Z_{A,mono} = \frac{V_{A,mono}}{I_{A,mono}} = \frac{\frac{1}{2}V_{A,di}}{I_{A,di}} = \frac{1}{2}Z_{A,di} \quad (2-8)$$

由鏡像理論，相同饋入電流  $I_{A,mono} = I_{A,di}$  時，單極天線在完美導體平面(perfect conductor plane)上的輻射場型與偶極天線上半平面的場型一致，所以從(2-6)式的積分中可知單極天線的輻射功率只有偶極天線的一半，故而單極天線的輻射電阻亦為為偶極天線的一半

$$R_{r,mono} = \frac{P_{mono}}{\frac{1}{2} |I_{A,mono}|^2} = \frac{\frac{1}{2} P_{di}}{\frac{1}{2} |I_{A,di}|^2} = \frac{1}{2} R_{r,di} \quad (2-9)$$

若偶極天線的輻射強度  $U(\theta, \phi) = U_{\max}$ ，且單極天線亦是  $U_{\max}$  時，由 (2-7) 式可以推得單極天線的指向性為偶極天線的兩倍

$$D_{di} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (2-10)$$

$$D_{mono} = \frac{4\pi U_{\max}}{\frac{1}{2} P_{rad}} = 2 \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} = 2D_{di} \quad (2-11)$$

## 2.2 縮小化雙頻叉路單極天線設計原理

傳輸線的理論中，平行雙導線上的電流是大小相等但流向相反如圖 2-6 所示，因此這一平行雙導線上的輻射電磁場相互抵消，故平行傳輸線不會有輻射的功能；如果將此平行雙導線在距離開路端  $L$  之處，分別上下彎折九十度，對彎折後的導線，其上電流則成為相同流向不會互相抵消，所產生的電磁場可以向外輻射，此即為一偶極天線如圖 2-7 所示；因此偶極天線可以視為是開路傳輸線的一種變形，故在圖 2-7 中偶極天線饋入端輸入阻抗  $Z_{in,dipole}$  的虛部可近似為開路傳輸線的輸入阻抗[19]，即

$$Z_{in,dipole} = R + jX \quad (2-11)$$

$$jX = -jZ_0 \cot(\beta l) \Big|_{l=L} = -jZ_0 \cot\left(2\pi L / \lambda_g\right) \quad (2-12)$$

若天線要達到良好的共振條件，開路傳輸線的長度  $L$  需為四分之一波長，使得天

線的輸入阻抗虛部為零，而整個天線便成為半波長偶極天線。

在[20]中提出縮小化天線的設計方式，其主要原理是如圖 2-8 中，開路傳輸線輸入阻抗  $Z_1 = jX_r(L_1) = jX_1$ ，而  $Z'_1 = jX_r(L'_1) = jX_1/2 = jX_r(L_1)/2$ ， $Z'_1$  可視為二個  $Z_1$  的並聯，所以當兩段長度  $L_1$  的開路傳輸線並聯時，即可得到與單獨一段開路傳輸線  $L'_1$  相同的輸入阻抗如圖 2-9 所示；亦即兩段  $L_1$  的開路傳輸線並聯後再串接  $L_2$  的傳輸線，可以等效成圖 2-10 一段  $L'_1$  的開路傳輸線串接  $L_2$ ，同時  $L_1 + L_2 < L'_1 + L_2$ ，故相同的輸入阻抗下，可以達到縮短長度的效果。若將偶極天線原理應用在圖 2-9 上，即成為圖 2-11 的叉路結構偶極天線。

利用鏡像原理可以再進一步將圖 2-11 的天線結構，轉化成圖 2-12 的叉路單極天線；[20]中已針對叉路單極天線，應用於縮小單頻天線尺寸的設計上有了深入的討論；圖 2-13 與圖 2-14 分別是[20]所提出的天線設計圖與反射損耗關係圖，此一天線的中心頻率是設計在 2.45GHz，為 IEEE 802.11b 標準的工作頻率，其設計除了應用圖 2-12 的結構外，並使天線垂直部份彎曲如圖 2-15，讓天線整體的尺寸可以更加縮小。分析圖 2-13 之結構可以發現，雖然天線上有兩條電流路徑如圖 2-16 所示，但這兩個路徑在天線共振時的有效共振長度為相等，所以只能產生單一共振頻率。為了要達到雙頻共振的目的，本論文修改圖 2-12 的結構，提出圖 2-17 之雙重叉路架構，此架構中具有兩條不相等的電流路徑  $R_1$  與  $R_2$ ，同時  $R_1 > R_2$ ，因此當天線共振時  $R_1$  可作為低頻的共振長度而  $R_2$  可作為高頻的共振長度。

為了印證本論文所提出的天線架構，本論文以 Zeland IE3D<sup>R</sup> 電磁模擬軟體進行天線模擬，模擬時所設定材料參數分別是介電常數(permittivity)  $\epsilon_r = 4.7$ 、介質損耗(loss tangent)為 0.022、印刷電路板厚度 0.8mm、導體厚度為 0.01778mm，在以上的參數設定下，2.45GHz 的 50 線寬度約為 1.46mm。

圖 2-18 是模擬時所設計的印刷式單極叉路天線，圖 2-19 為反射損耗(return loss)對頻率的關係圖，由的反射損耗來看，此單極叉路天線在 2.4GHz 有良好的共振效果，而圖 2-18 中  $L_1 = 7mm$ 、 $L_2 = 12mm$ 、 $L_1 + L_2 = 19mm$ ；於前述的材料

參數之下，2.4GHz 單極天線的長度為約 23mm，在沒有刻意設計的情況下，圖 2-18 之天線長度仍可以有效地縮短 4mm，所以圖 2-18 與 2-19 再次證明了叉路結構確實可以有效縮小天線的尺寸。本論文所提出的雙重叉路單極天線模擬結構於圖 2-20 所示，圖 2-21 為模擬得到的反射損耗圖，同時與單一叉路天線的模擬結果作比較，我們可以發現，圖 2-20 基礎的叉路結構完全與圖 2-18 相等，只是額外地增加了另一叉路結構，以符合本論文於圖 2-17 所提出的給予天線具備二種不同電流共振路徑之論述，以使單極天線可達到雙頻作用之效果；於反射損耗圖 2-21 中可以明顯地看出，額外增加的叉路結構，對 2.4GHz 共振點並無顯著地影響，同時可以在高頻 5.8GHz 附近處，產生另一有效共振頻率點，比較圖 2-21 上的兩條曲線，雙重叉路結構的單極天線確實可以有效地提供兩個共振頻率，電磁模擬的結果證明了本論文所提出之觀點，確實可以應用在雙頻單極天線設計上，同時亦能達到天線縮小化的功用。

## 2.3 雙頻螯型天線設計



本論文將前節所提出的雙重叉路天線結構，應用於設計 IEEE 802.11a 與 802.11b 這二個無線通訊標準的雙頻天線，這二個通訊標準的工作頻段以及所佔用之頻寬如表 1-1 所列，其中較為特殊的是 802.11a 這一通訊標準，此通訊標準使用了三個頻段，其中 U-NII 低頻段與 U-NII 中頻段兩頻段相鄰，但 U-NII 中頻段與 U-NII 高頻段之間相距 375MHz，因此在天線設計上，若要能夠有效地涵蓋整個 802.11a 的頻段，天線在高頻處需要有較大的頻寬範圍，因此本論文所提出的雙頻天線，在 802.11a 之頻段希望可以有 1GHz 以上的頻寬來涵蓋 5GHz 至 6GHz 這一頻帶。

圖 2-22 是應用前述的雙重叉路結構所設計的雙頻螯型天線(一);本論文以[20]中的單頻天線為基礎，於天線的中段加入第二個叉路結構，提供另一長度為 2.25mm 的高頻電流共振路徑，同時低頻與高頻共振電流共同流經天線的下半部；圖 2-23 為電磁模擬所得到的反射損耗，圖中相對最小反射損耗點分別是

2.3GHz 及 5.75GHz，低頻段的-10dB 頻寬可以充份地滿足 802.11b 之需求，但是高頻段的頻寬則無法有效地包含 802.11a 的頻帶；為了要使圖 2-23 高頻部分的頻寬可以往低頻移動，因此增加圖 2-22 中第二叉路結構的長度，以 1mm 的距離做為增加間距，依次將第二叉路結構的長度由 2.25mm 增加至 5.25mm。圖 2-24 是不同長度下第二叉路結構的反射損耗對頻率的關係圖，隨著長度的增加，高頻部份的共振頻率明顯地向低頻移動，由圖上的結果分析，當第二叉路結構長度為 3.25mm 的反射損耗表現較為理想，如圖 2-25 所示，圖中低頻段部份的頻寬可滿足所求，而高頻段的頻寬雖然可以由 5.06GHz 至 5.80GHz，但仍不能滿足本論文 1GHz 以上頻寬之設計目的，因此僅有調整第二共振結構的長度，只能在改變高頻共振頻率的位置上有顯著的影響，但是卻無法有效地改變頻寬之大小，故須針對圖 2-22 的雙頻天線設計，進行其它參數的更動。

為了解決高頻頻寬不足的問題，天線的設計改變成圖 2-26 的型式，此天線設計與圖 2-22 的最大的差異是在於改變第二叉路結構的位置，將其下移至靠近 50 信號線饋入天線處，使低頻與高頻共振電流的共同路徑大幅減少，此一設計方式在模擬的反射損耗圖 2-27 中，可看到高頻部份的-10dB 頻寬從 4.75GHz 延伸至 6.65GHz 約 2GHz 的頻寬，同時在 2.45GHz、5.15GHz 和 5.75GHz 都有相對的最小反射損耗點。基於上述良好的模擬結果，故將雙頻整型天線(二)的設計予以電路實現，實作天線電路於圖 2-28 所示，且天線實測的反射損耗以及模擬結果的比較展示於圖 2-29；從實際的量測結果中，高頻部份具有足夠的頻寬，但是低頻部份的-10dB 頻寬往高頻偏移，同時比較圖上量測與模擬的曲線，由各個相對最小反射損耗點可推知，實作天線的量測結果會往高頻偏移，其與模擬結果的差距介於 150MHz 至 250MHz 之間，此實作與模擬數值的偏差量，是本論文在設計天線時的一個重要參考數據。

綜合前述的分析結果，雙重叉路結構的天線設計，的確可以做為實現雙頻天線的依據，唯須特別注意的是第二叉路結構的長度與分叉的位置點。結構的長度可以決定高頻共振頻率的所在，而第二叉路結構分叉的位置點可決定高頻共振頻

率的頻寬大小；欲以雙重叉路結構設計出一可符合要求的雙頻天線，以上的這兩個變因必需能夠有效地掌控。圖 2-30 的雙頻整型天線設計(三)，是充份考慮到以上的兩個因素後所設計的雙頻天線，整體天線尺寸高  $h = 14.6\text{mm}$ 、寬  $w = 17.2\text{mm}$ ，模擬的反射損耗對頻率關係於圖 2-31 所示，分析電磁模擬的結果，圖 2-30 所設計的天線，在 802.11b 與 802.11a 兩標準所對應的中心頻率 2.45GHz、5.25GHz 及 5.775GHz 上，反射損耗皆可低於-10dB 的基本要求，但是在反射損耗圖上都不是最小的相對反射損耗頻率點，這是因為根據前述的實作經驗，電磁模擬的結果和實作的量測會有頻率偏移的現象，所以在進行天線電磁模擬時，即刻意地將所有頻率略往低頻設計。根據圖 2-30 之設計進行天線實作，所得之實體天線如圖 2-32 所示，由此實作天線所量測的反射損耗於圖 2-33，同時圖 2-33 亦將模擬結果併列比較；實作量測所得到的反射損耗具有極佳的特性，高頻段的相對最小反射損耗點分別是 5.075GHz 及 5.75GHz，與 802.11a 各個頻段的中心頻率極為靠近；而低頻部份 802.11b 的中心頻率 2.45GHz，也非常靠近相對最小損耗點，就整體雙頻天線反射損耗的表現來看，完全如預期中的往高頻偏移，而且偏移量正好是符合當初電磁模擬時所預留的頻移範圍，高頻部份的-10dB 頻寬自 4.7GHz 至 6.8GHz，頻寬範圍高達 2.1GHz。

當天線的反射損耗上已達要求時，接下來便可進行天線場型的模擬及量測。前述電磁模擬所使用的 IE3D 軟體，在 3D 天線場型的模擬上，因軟體本身所使用的數值方法的限制，而無法有效模擬出自由空間的天線場型，因此本論文在模擬天線場型所使用的電磁模擬軟體為 Ansoft HFSS<sup>R</sup>，模擬時整體天線完整的尺寸於圖 2-34 所示；圖 2-35、2-36、2-37 及 2-38 是模擬所得到的輻射場型圖，分別是在 2.45GHz、5GHz、5.25GHz 以及 5.775GH 四個特定頻率下，天線 XY 平面、XZ 平面與 YZ 平面三個截面遠場輻射場型；每一個平面上的輻射場形可分為 E-phi 與 E-theta 兩輻射電場分量，同時 E-phi 與 E-theta 合成的該平面之總輻射電場(E-total Field)。XY-平面上的輻射場型圖中，E-phi 幾乎和 E-total 重疊，這是因為天線是水平放置於 XY 平面上，天線上的電流只有平行於 XY 平面上的分量而

無垂直分量，因此 XY 平面上幾乎不見 E-theta 的量，總輻射電場完全由 E-phi 所決定。從 XY 平面的 E-total 中可看到， $\phi$ 角在 120 度至 270 之間，有兩個明顯的零點(null)出現，弱化了天線的在 XY 平面上的輻射功能；而 XZ 平面上的輻射場型中，E-total 天線增益(antenna gain)值都介於-5dBi 至 0dBi 之間，這個平面的輻射場型具有全向性(omni-directional)的特色；YZ 平面的場型圖中，E-phi 與 E-theta 二者有著良好的互補性，所以由二者所合成的總輻射場在三個平面中有最大的輻射增益值 3.18dBi，同時 YZ 平面上的平均輻射增益也有-0.189dBi。圖 2-36 至 2-38 高頻部份三個頻率點的輻射場形則沒有太大的差異性；XY 平面上的場型在左半邊都顯得相對弱小，原因是作為高頻共振的第二叉路結構在 XY 平面上，由饋入點彎折後平行於 X 軸方向延伸，所以在天線終端指向處的輻射場最為弱小，這也符合對單極天線的一般認知；在三個平面當中，同樣是以 YZ 平面的輻射場最為強大。綜合分析圖 2-35 至 2-38 四組不同頻率的輻射場型圖，可發現在 XY 平面上 $\phi$ 角由 90 度到 270 度之間的輻射場強度，明顯弱於同平面上的另一半場型，為了彌補這一不足之處，在實際的應用上可以採用如圖 2-39 所示的兩支雙頻蝟型天線方式，如此可以兼顧到空間的差異性(spatial diversity)，讓天線對信號的收發有更好的性能表現；同時藉由對稱性的關係，圖 2-39 左側天線的輻射場型會與右側天線的場型鏡射對應，如圖 2-41 左側天線 5.25GH 的模擬輻射場所示，故在 XY 平面上可以與兩側天線的輻射場可以互相的補償，進而達成場型差異性(pattern diversity)的功能。然而圖 2-39 的設計也有其不可避免的問題存在，因為在共振頻率下天線除了是良好的輻射體同時也是良好的接收體，因此當兩支功能相同的天線併置時，就必須需考慮彼此間的耦合效應。為了要驗證圖 2-39 兩支蝟型天線間的耦合效應是可接受的，同時亦不會對各自天線的反射損耗產生重大的影響，本論文以圖 2-40 之實作天線進行介入損耗(insertion loss)與反射損耗的量測，所得之結果於圖 2-42 所示，圖中的散射參數 S21 為右側天線對左側天線的介入損耗，除了在約 2.2GHz 以下低頻部份的介入損耗值超過 -10dB 外，其餘頻率的介入損耗值，皆在-10dB 以下的可接受範圍內，且右側蝟



型天線的反射損耗有些許的變化，高頻 $-10dB$ 頻寬略為縮小，但對所需的頻率範圍並不影響。圖 2-41 的實作天線，除了反射參數的量測外，本論文亦對其實際的輻射場型，在 2.45GHz、5GHz、5.25GHz 以及 5.775GH 四個頻率加以測量，以印證電磁模擬之結果，量測結果分示於圖 2-43、2-44、2-45 以及圖 2-46，同時各個頻率點的最大輻射增益值、最大輻射增益角度與平均輻射增益等主要輻射場型參數整理於表 2-1 中。將此四組量測場形與圖 2-35 至 2-38 四組模擬場形相互比較，可以發現模擬與實測場型的結果具有高度的相似性；不論是反射損耗或是天線增益，藉由實作電路的量測結果印證，本論文所提出的雙頻天線設計都可以達到實際應用的標準。



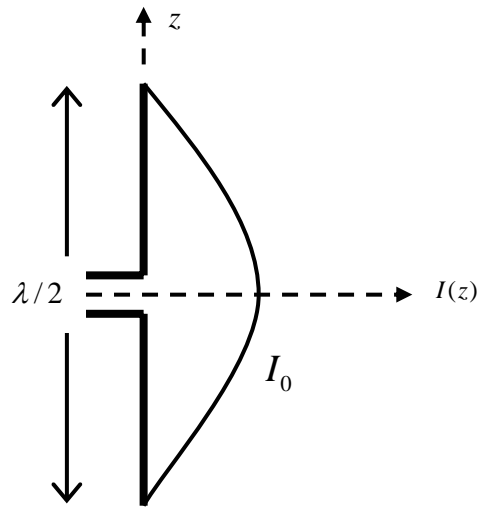


圖 2-1 半波長偶極天線的電流分布

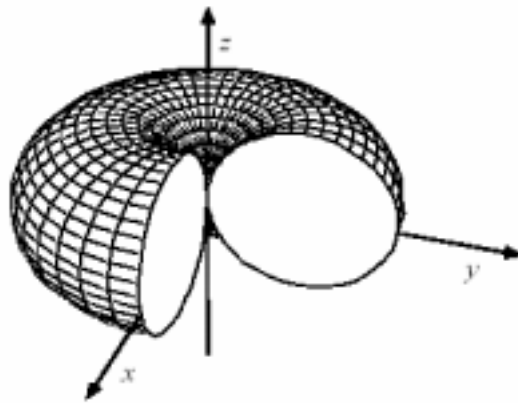
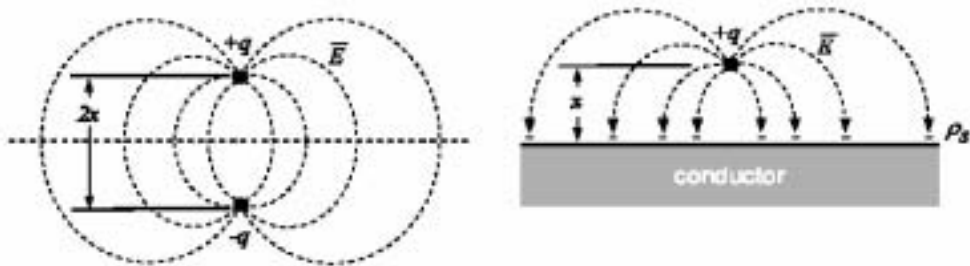


圖 2-2 偶極天線的輻射場形圖



(a) 相距  $2x$  距離的正電荷與負電

(b) 位於接地金屬面上  $x$  處的正電荷

圖 2-3 鏡像原理的應用

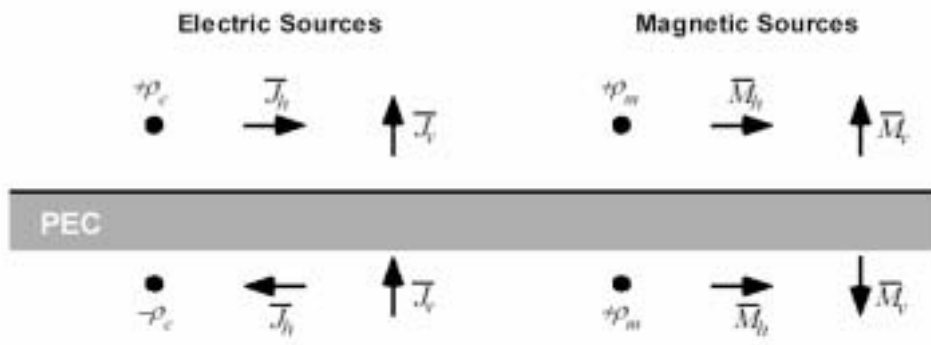


圖 2-4 接地金屬面上鏡像原理的應用

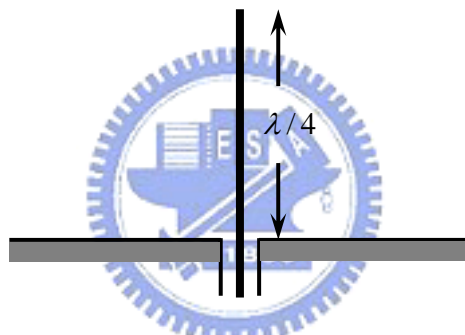


圖 2-5 四分之波長單極天線及其饋入方式

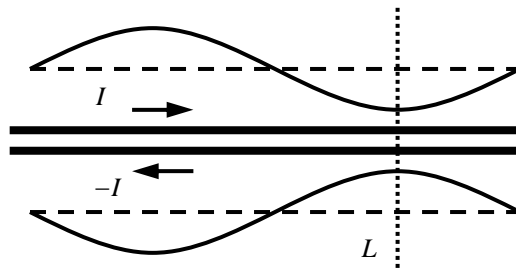


圖 2-6 平行雙導線上電流振幅大小與電流流向

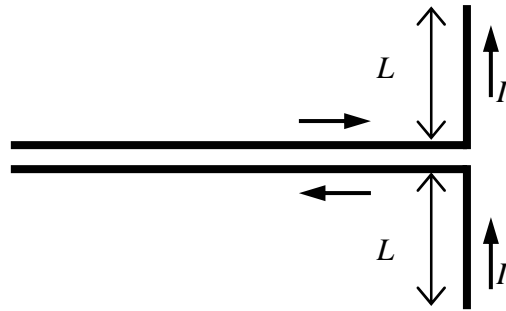


圖 2-7 偶極天線上的電流方向

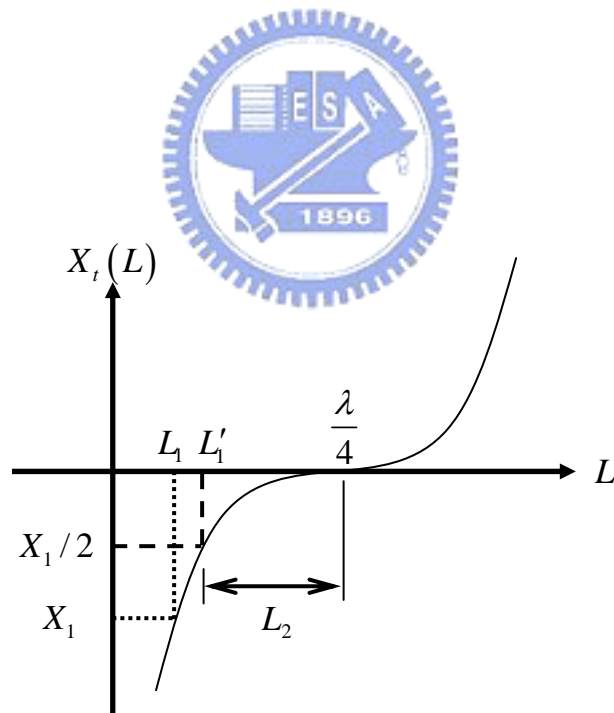


圖 2-8 開路傳輸線輸入阻抗虛部  $X_i$  對長度  $L$  之關係圖

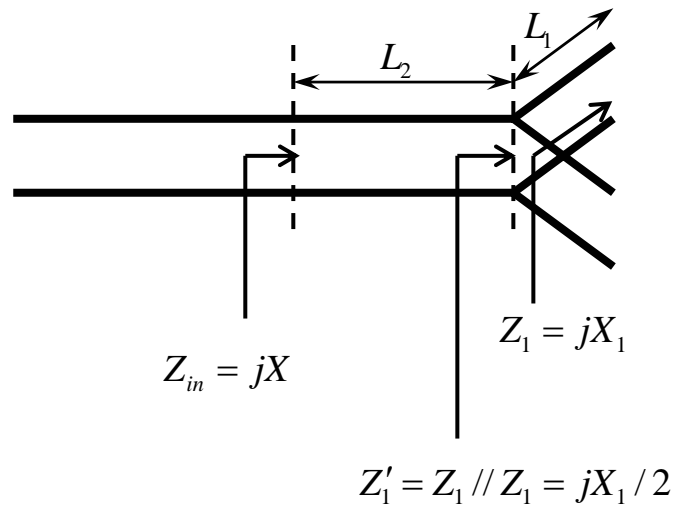


圖 2-9 兩段長度  $L_1$  的開路傳輸線並聯，再接一段長度  $L_2$  的傳輸線

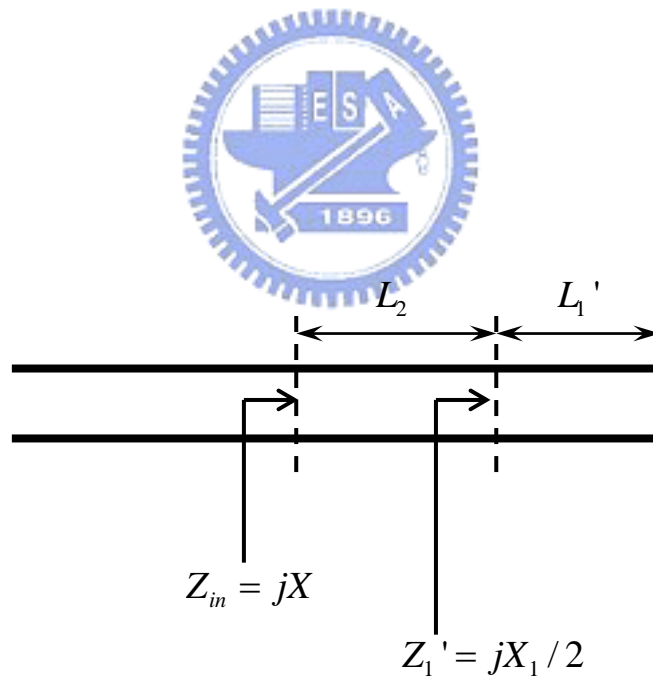


圖 2-10 長度  $L'_1 + L_2$  的開路傳輸線

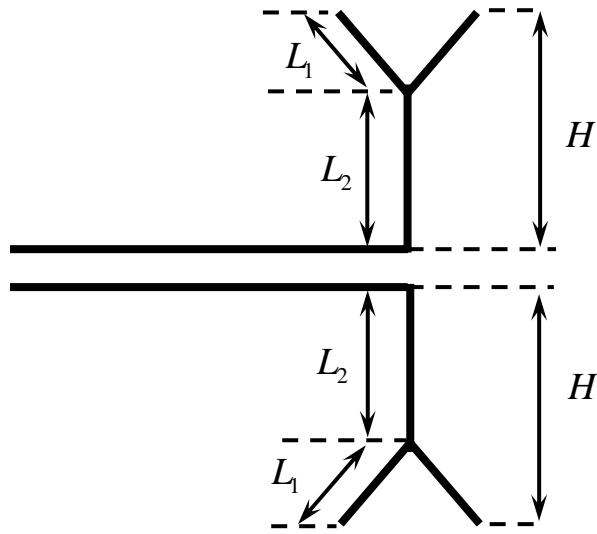


圖 2-11 叉路結構之偶極天線

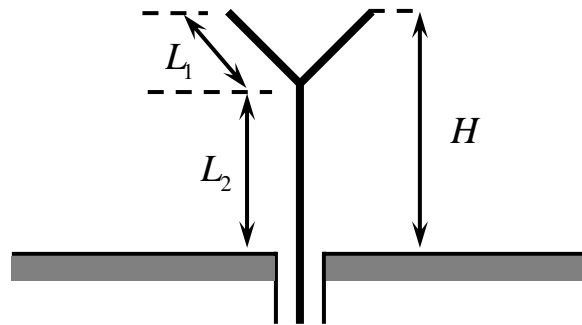


圖 2-12 叉路結構之單極天線

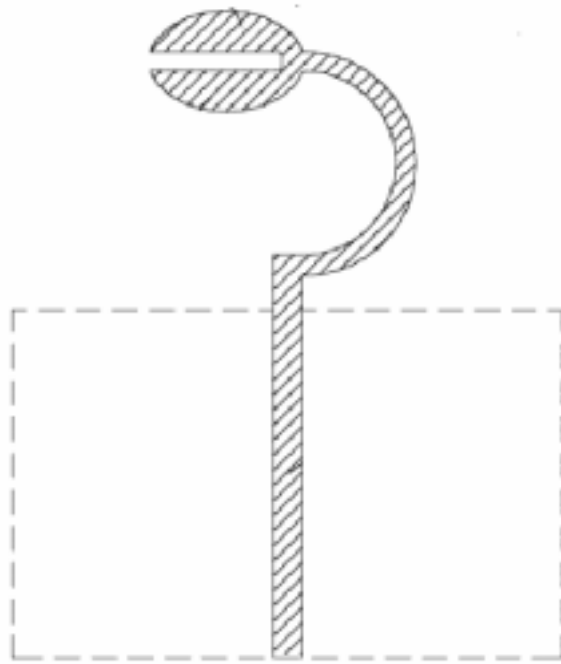


圖 2-13 [20]所提出之單頻叉路天線



Return loss vs frequency

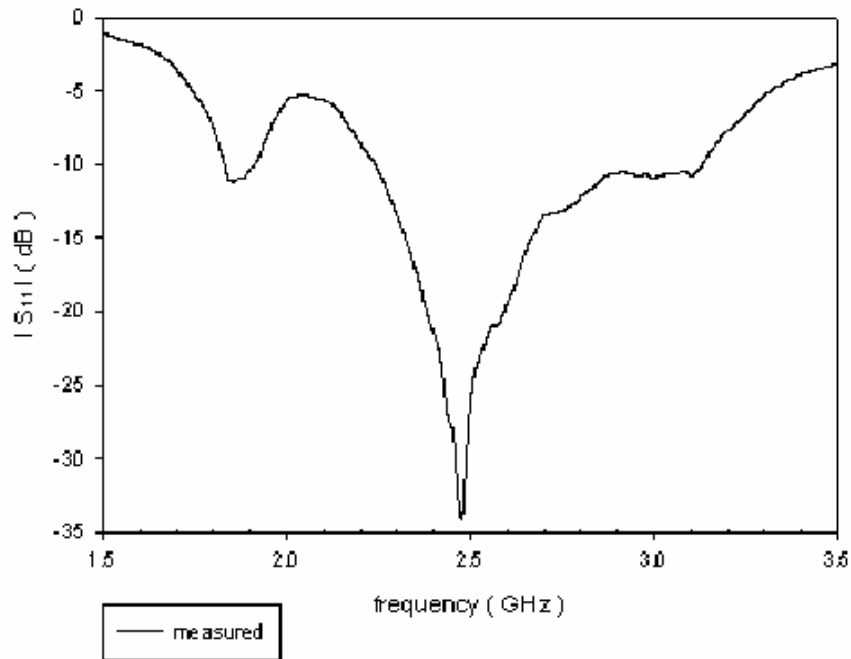


圖 2-16 [20]中單頻叉路天線反射損耗圖

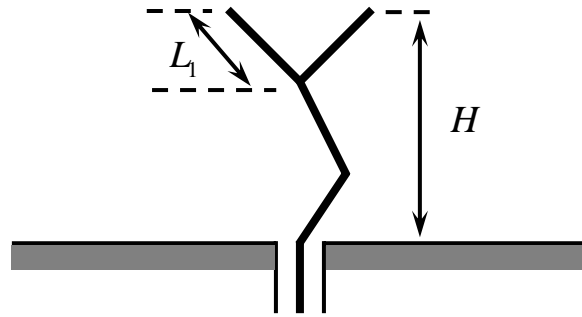


圖 2-15 垂直部份彎曲之叉路結構單極天線

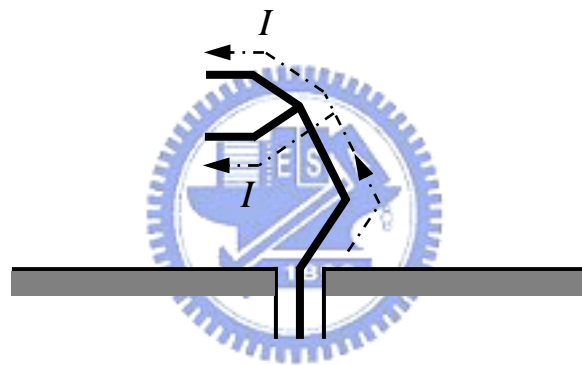


圖 2-16 分析圖 2-13 之電流路徑

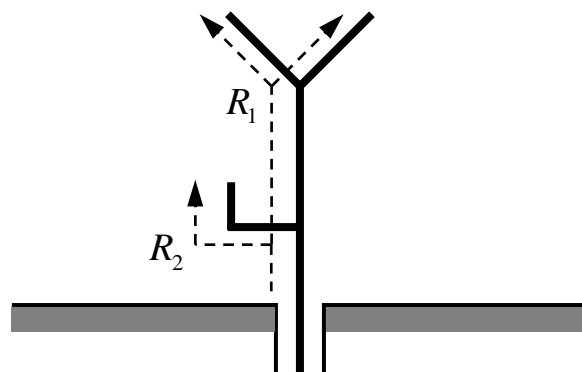


圖 2-17 雙重叉路結構之單極天線及其電流路徑



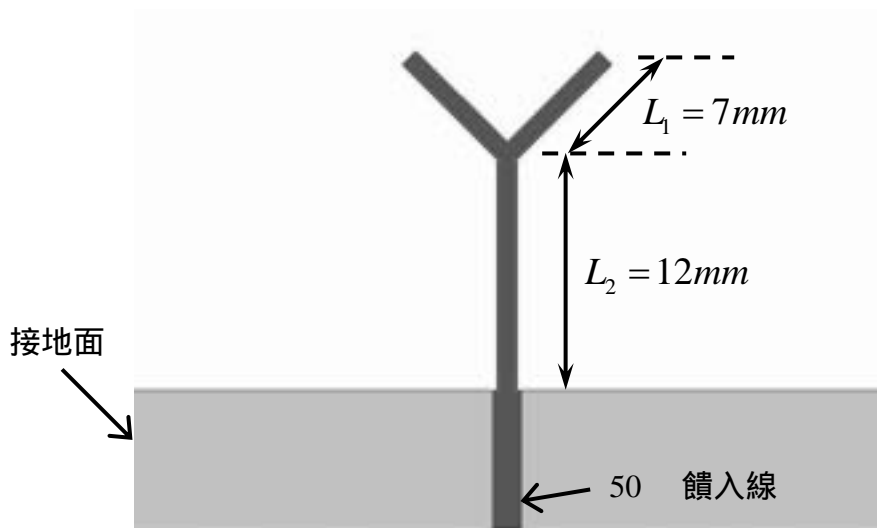


圖 2-18 IE3D 模擬叉路結構之單極天線

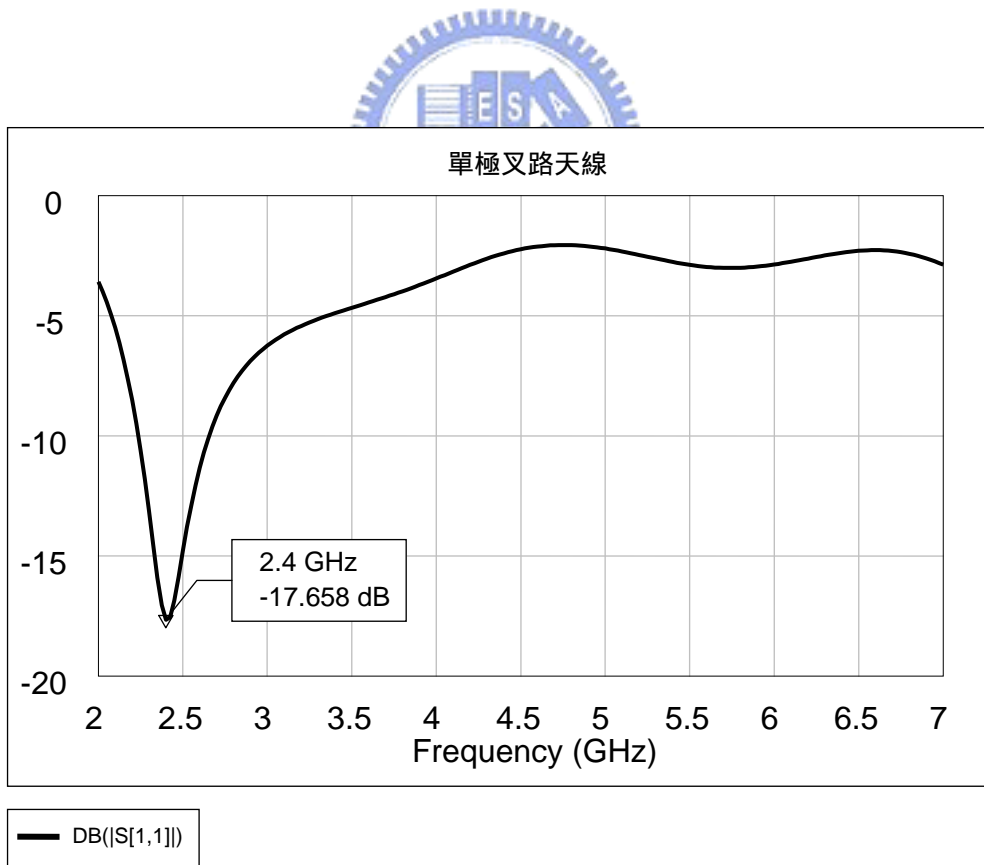


圖 2-19 模擬叉路結構單極天線之反射損耗對頻率關係圖

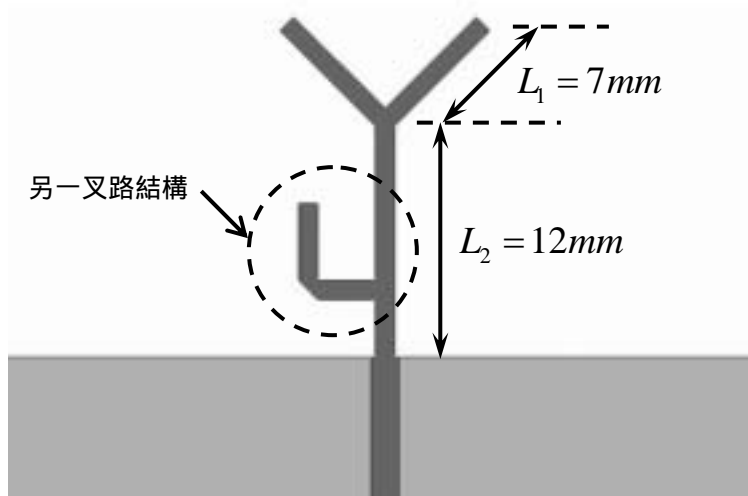


圖 2-20 IE3D 模擬雙重叉路結構之單極天線

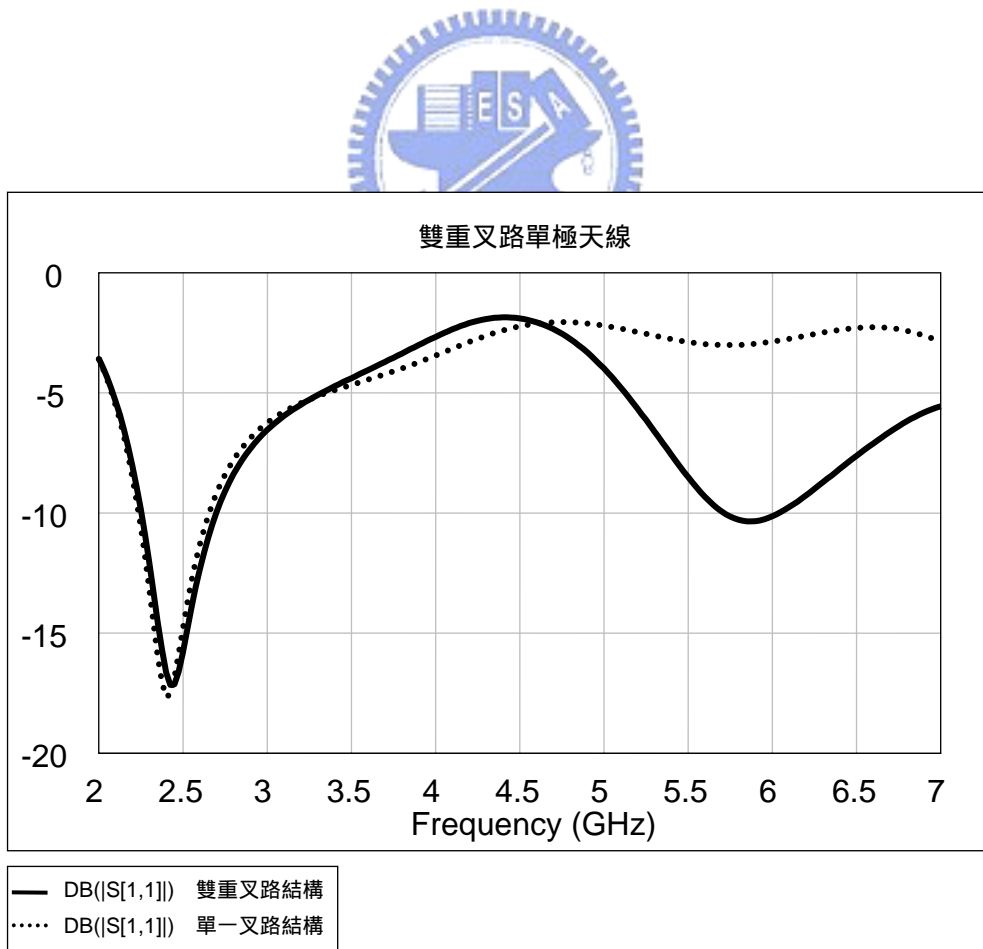


圖 2-21 模擬雙重叉路結構單極天線之反射損耗對頻率關係圖

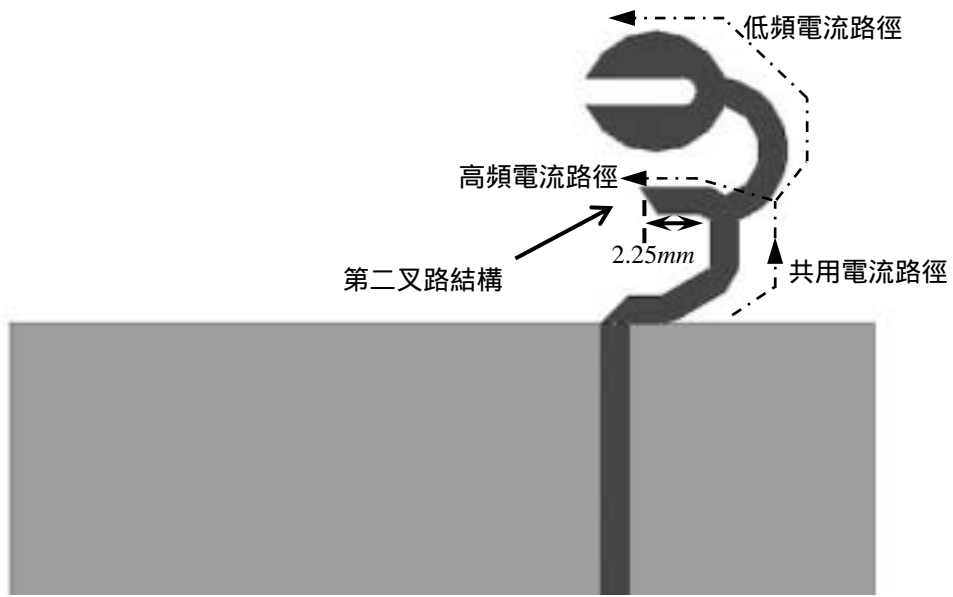


圖 2-22 雙頻整型天線設計(一)

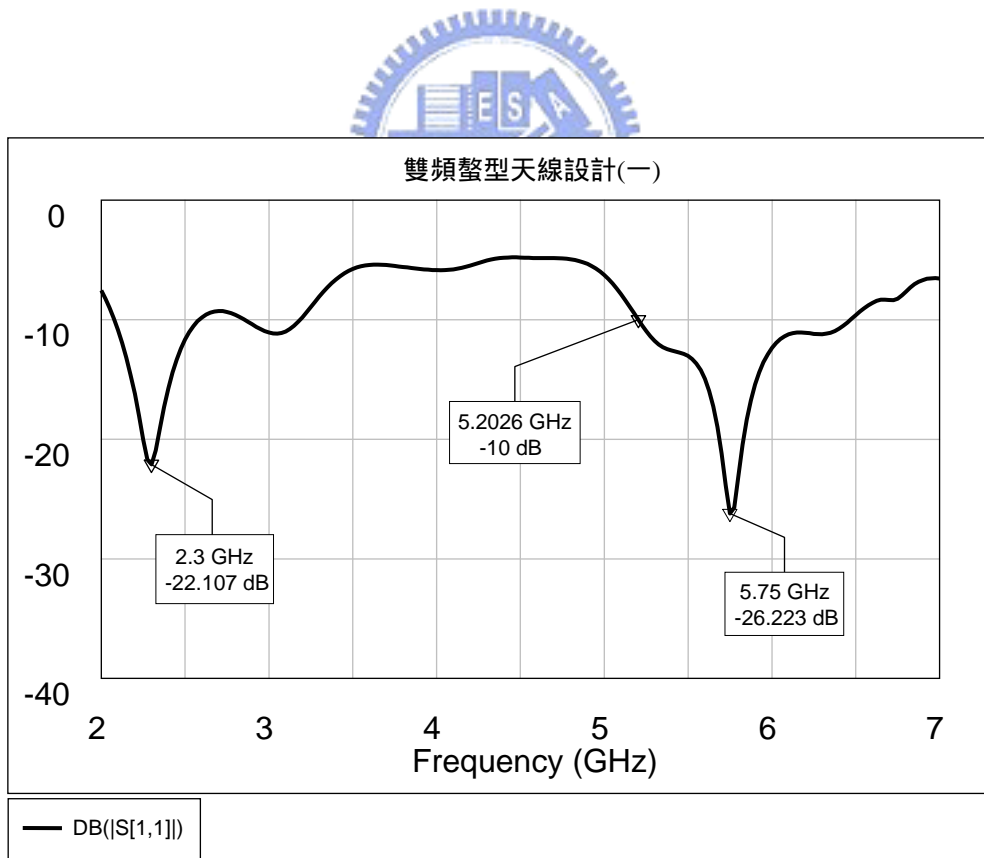


圖 2-23 雙頻整型天線(一)之模擬反射損耗

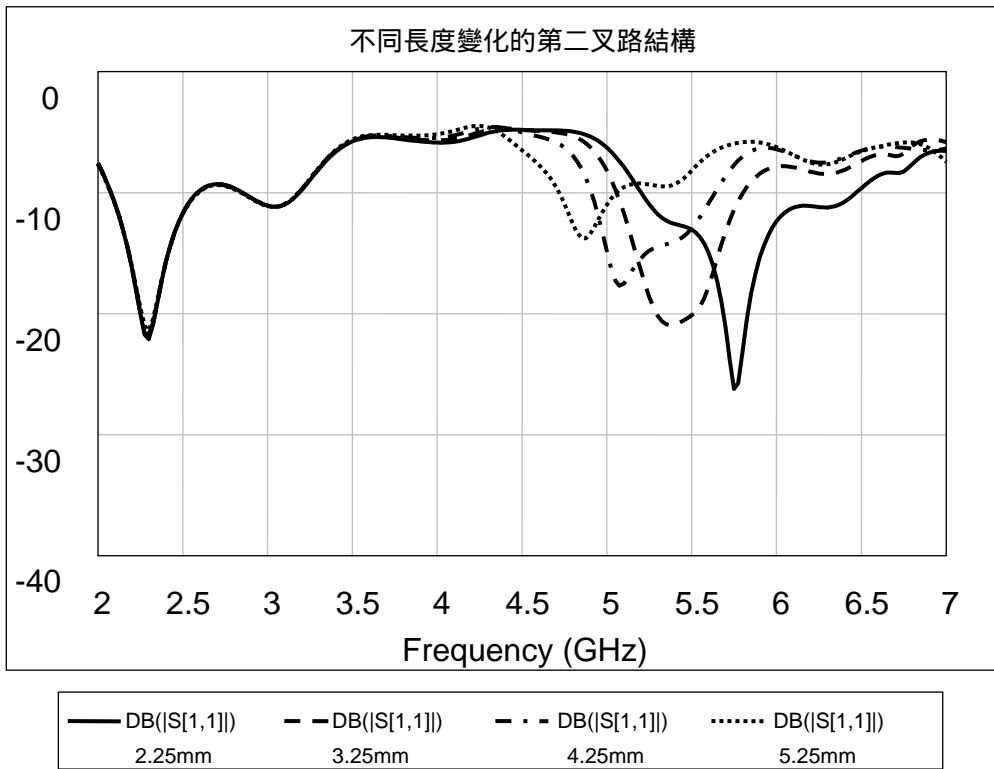


圖 2-24 雙頻整型天線(一)模擬不同長度的第二叉路結構反射損耗

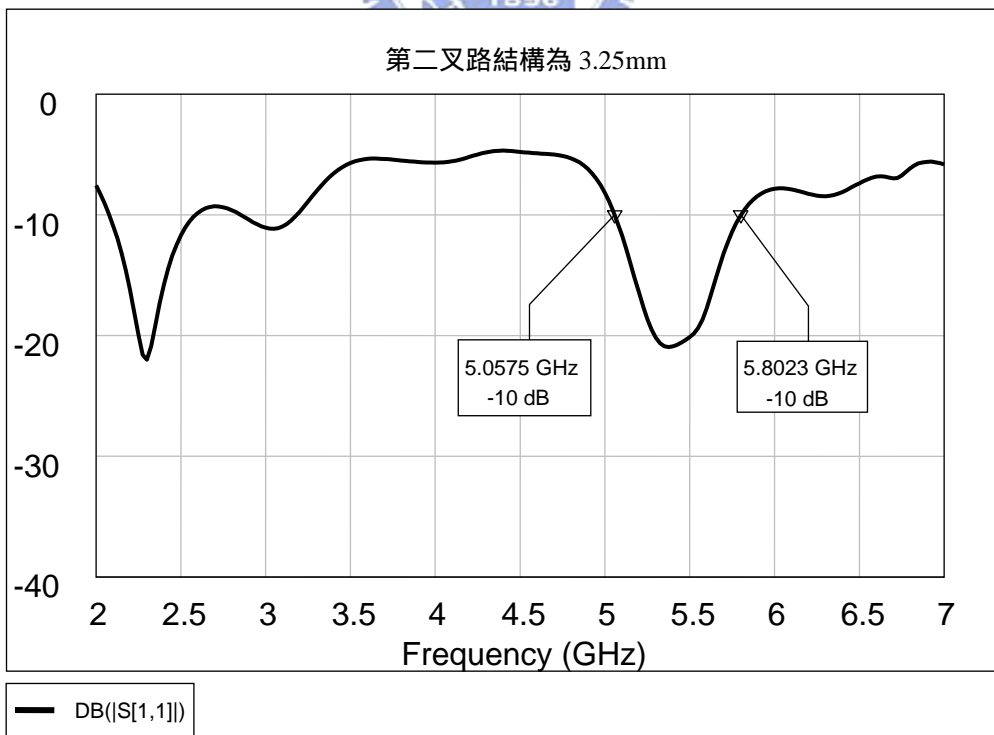


圖 2-25 雙頻整型天線(一)第二叉路結構為 3.25mm 的反射損耗

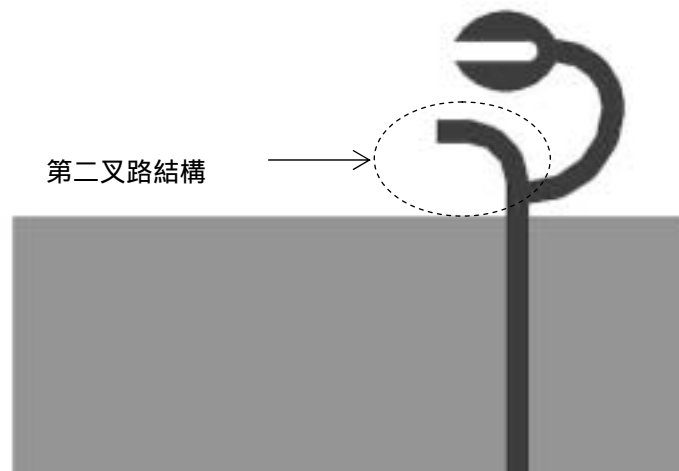


圖 2-26 雙頻蝟型天線設計(二)

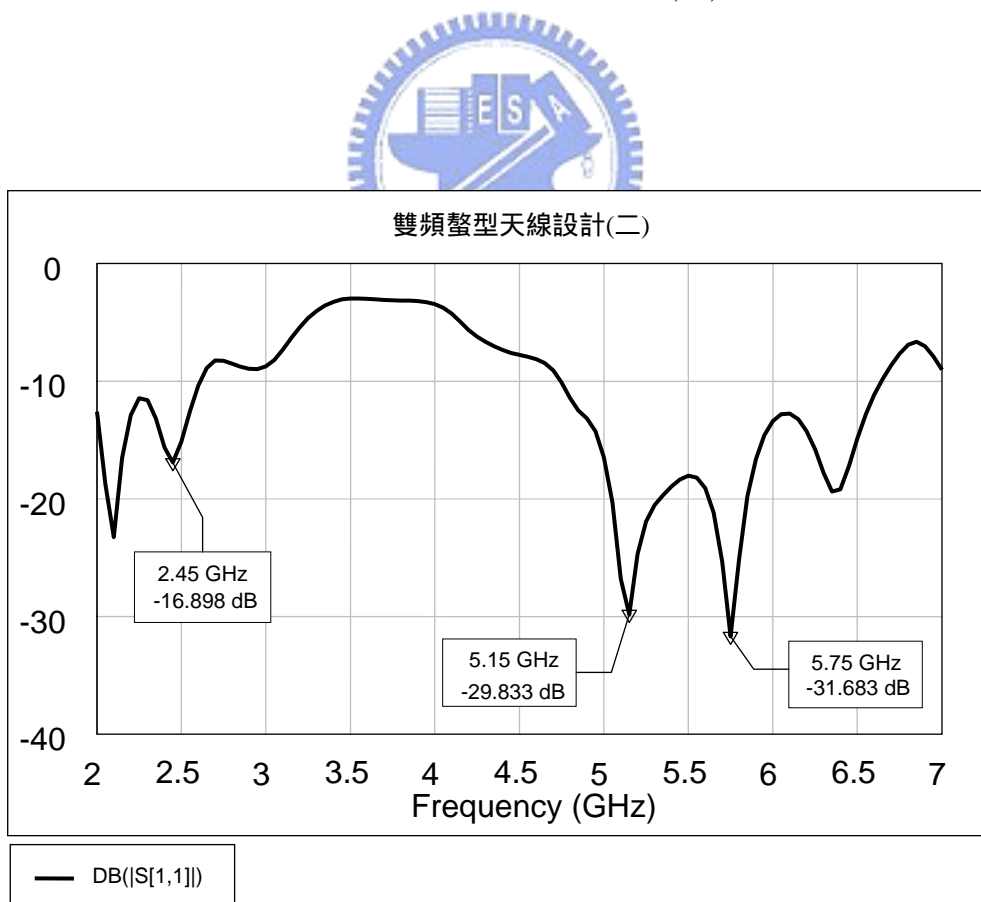


圖 2-27 雙頻蝟型天線(二)之模擬反射損耗



圖 2-28 雙頻整型天線設計(二) 之實作天線電路

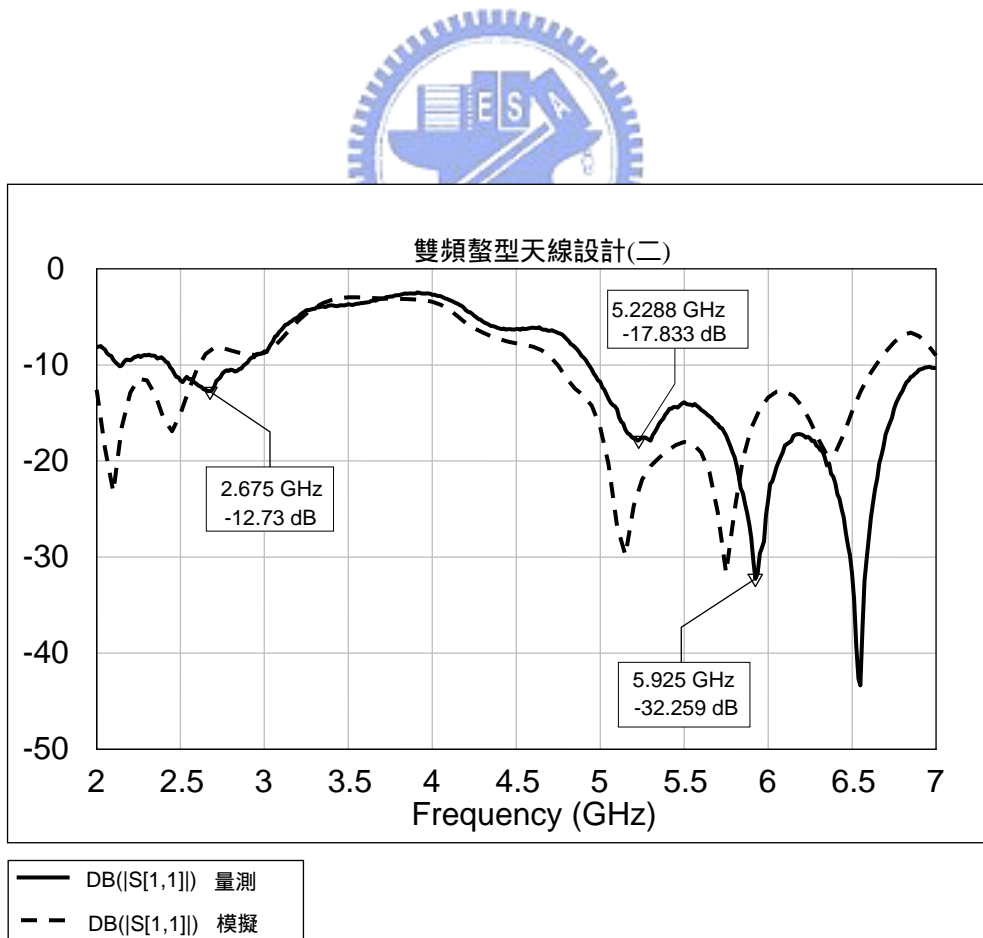


圖 2-29 雙頻整型天線設計(二)實作與模擬之比較

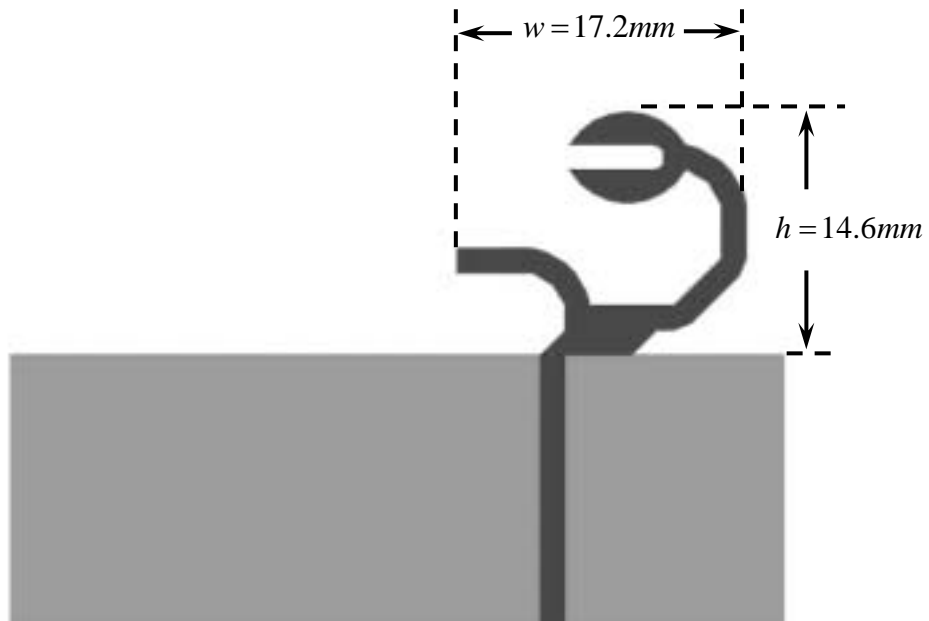


圖 2-30 雙頻整型天線設計(三)

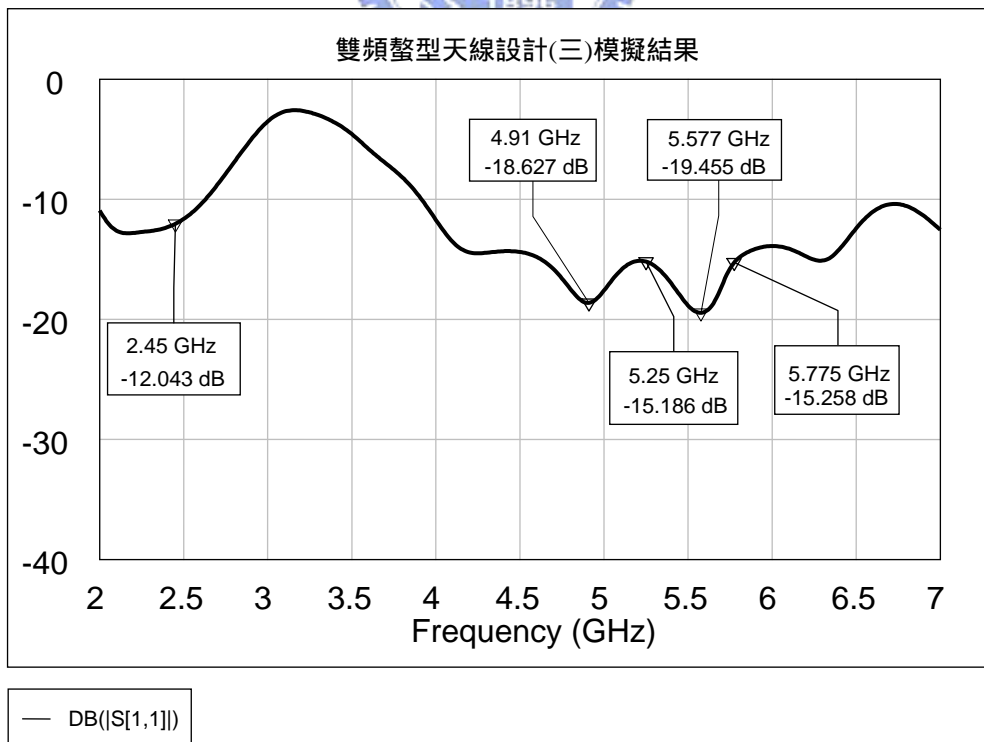


圖 2-31 模擬雙頻整型天線設計反射損耗



圖 2-32 雙頻整型天線設計(三) 之實作天線電路

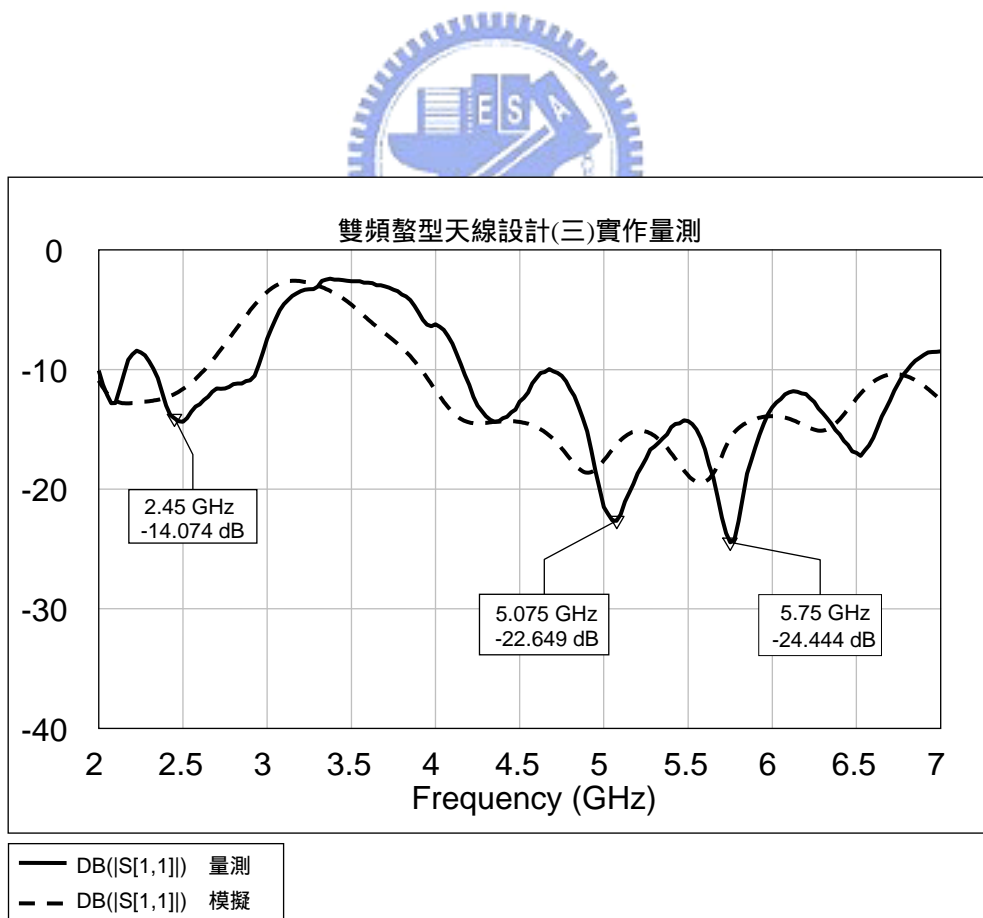


圖 2-33 雙頻整型天線設計(三)實作與模擬之比較



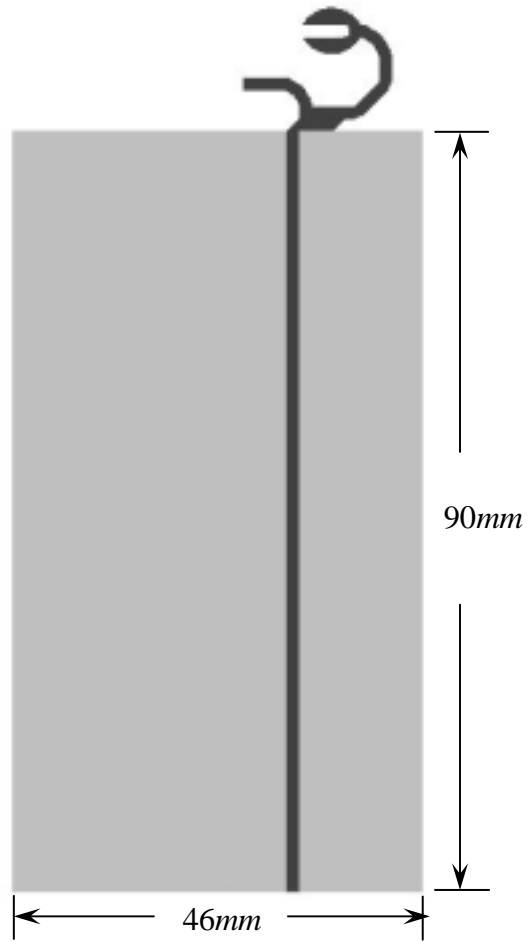


圖 2-34 HFSS 模擬蝟型天線設計(三)的完整尺寸

XY-plane Radiation pattern

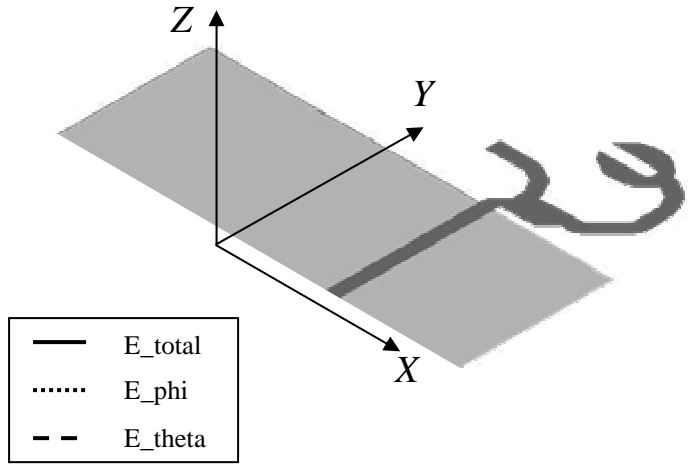
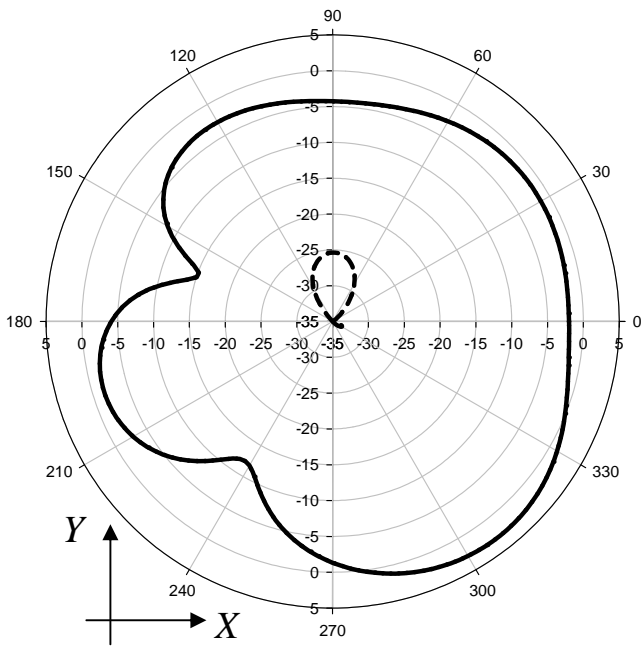
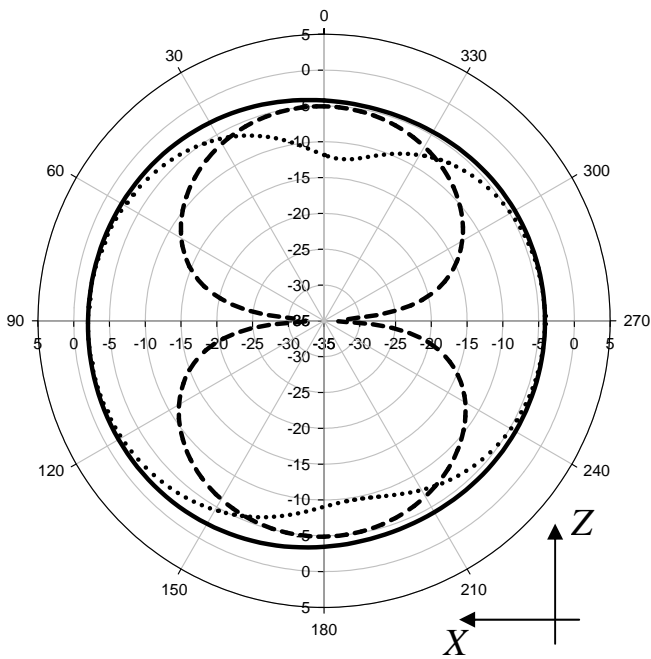


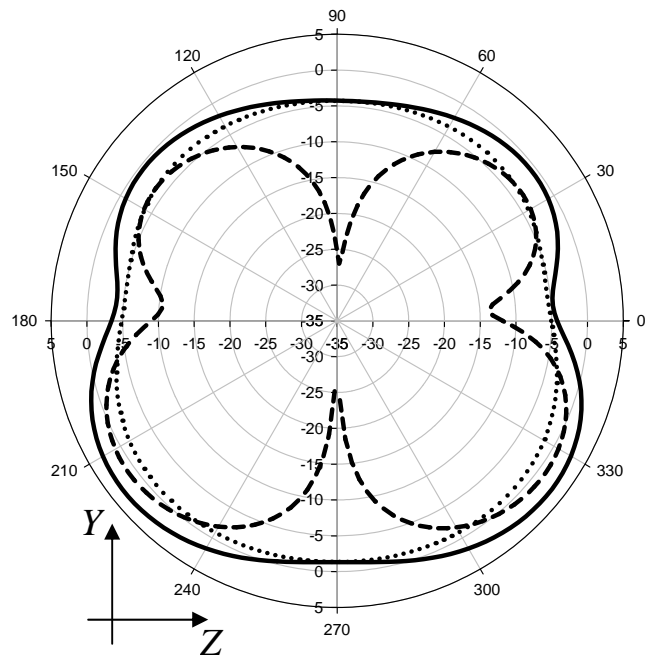
圖 2-35 2.45GHz 天線輻射場型



XZ-plane Radiation pattern



YZ-plane Radiation Pattern



XY-plane Radiation pattern

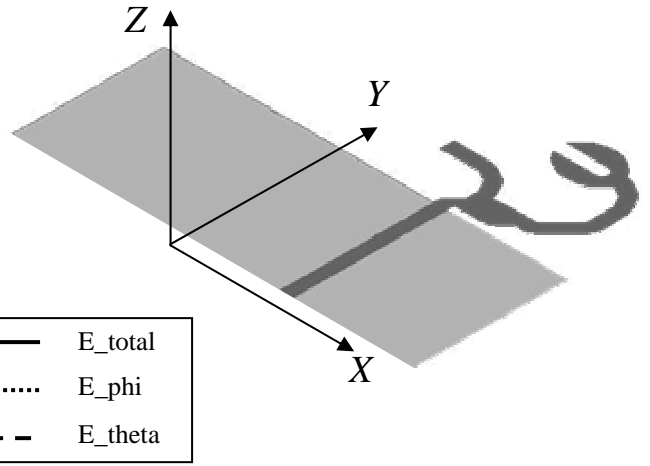
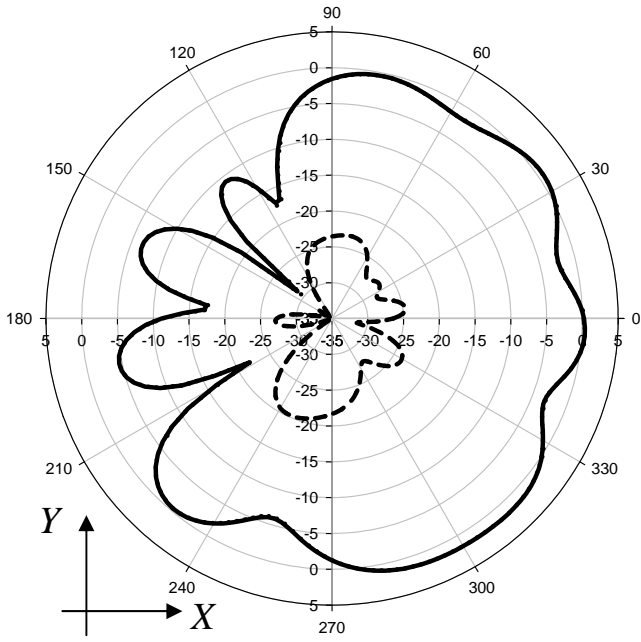
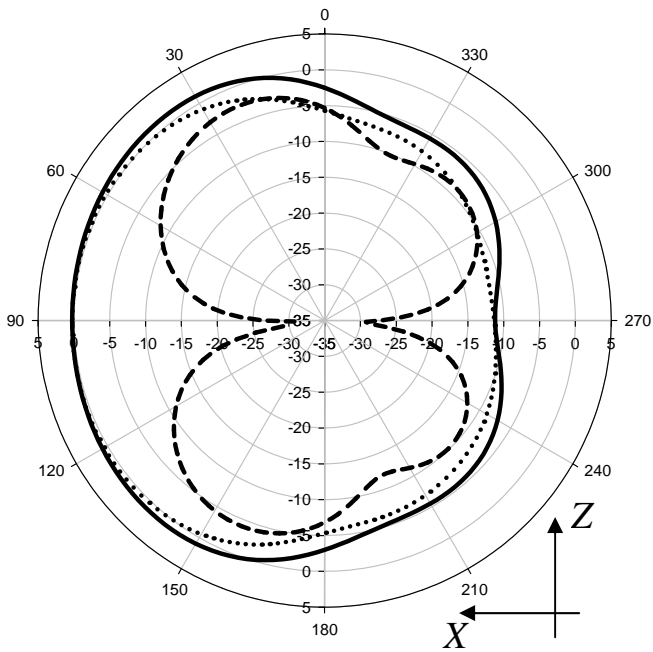


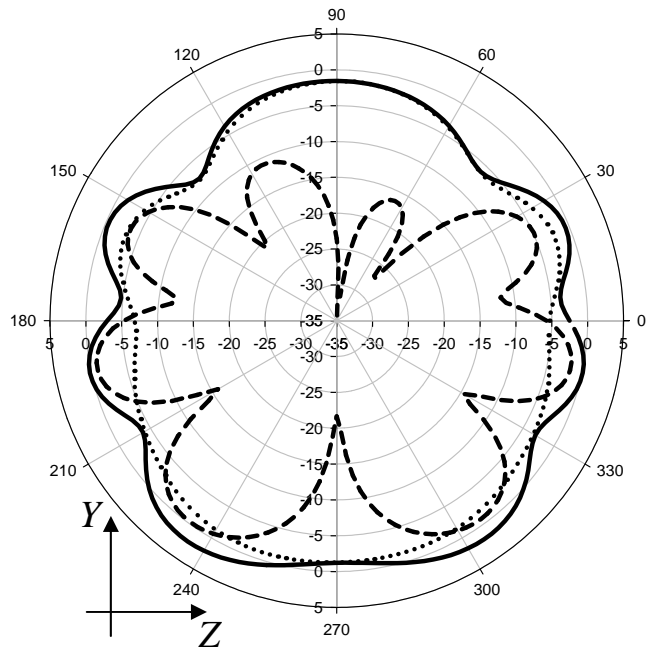
圖 2-36 5GHz 天線輻射場型



XZ-plane Radiation pattern



YZ-plane Radiation pattern



XY-plane Radiation pattern

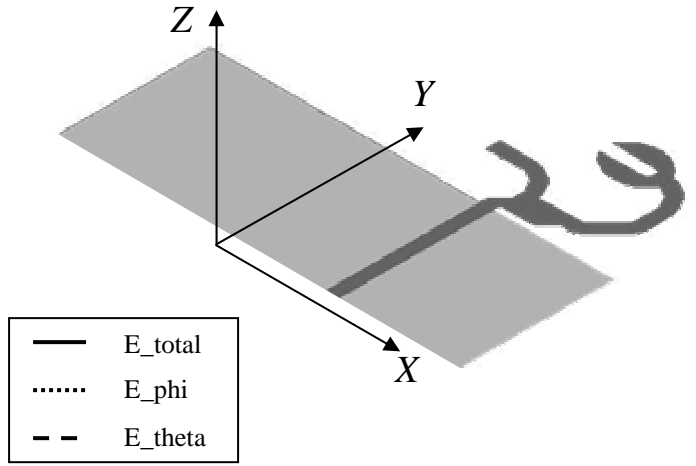
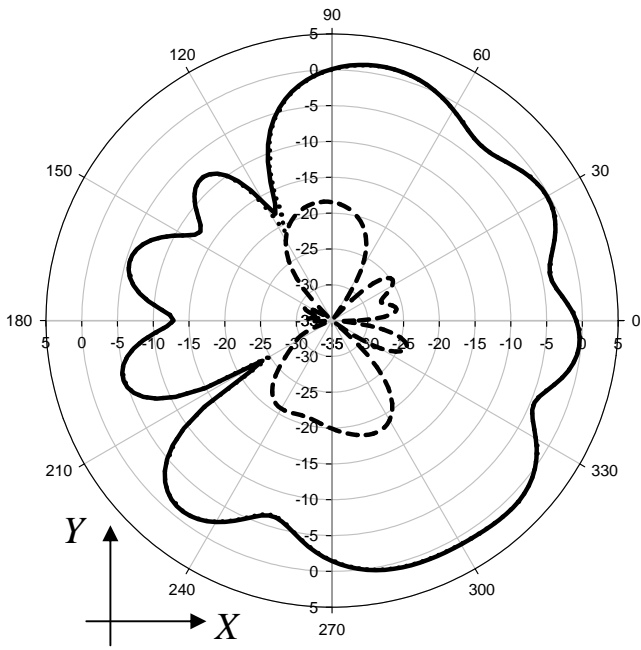
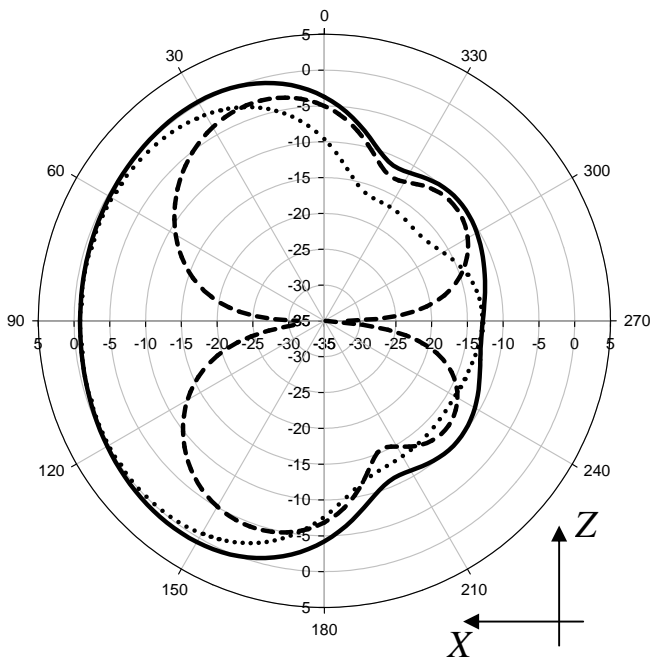


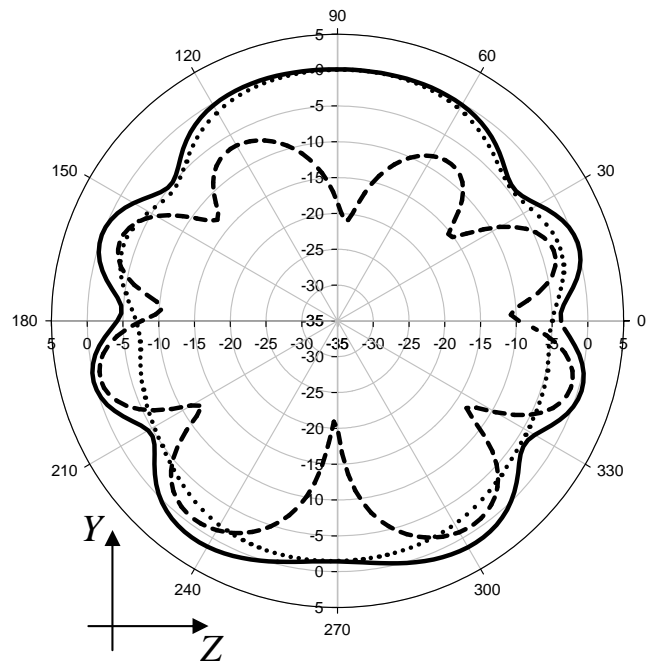
圖 2-37 5.25GHz 天線輻射場型



XZ-plane Radiation pattern



YZ-plane Radiation pattern



XY-plane Radiation pattern

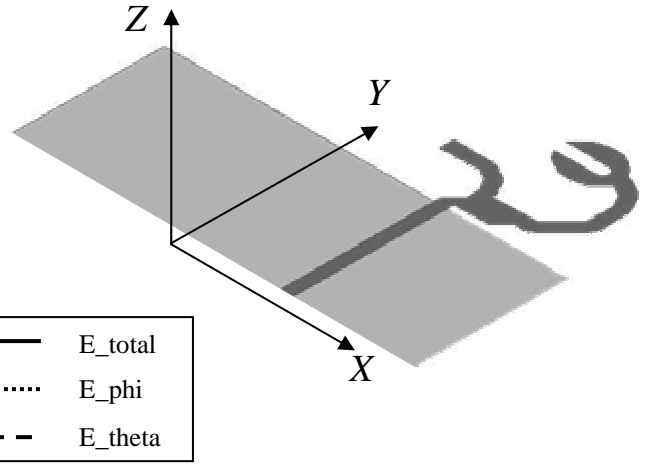
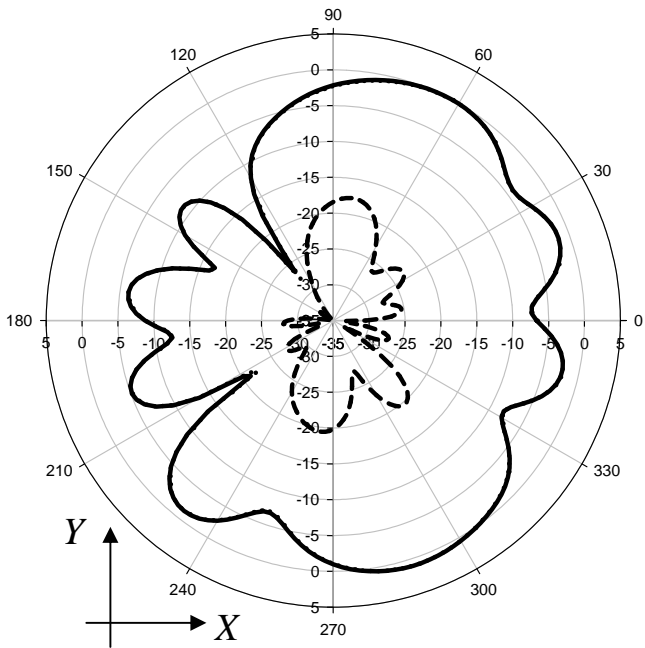
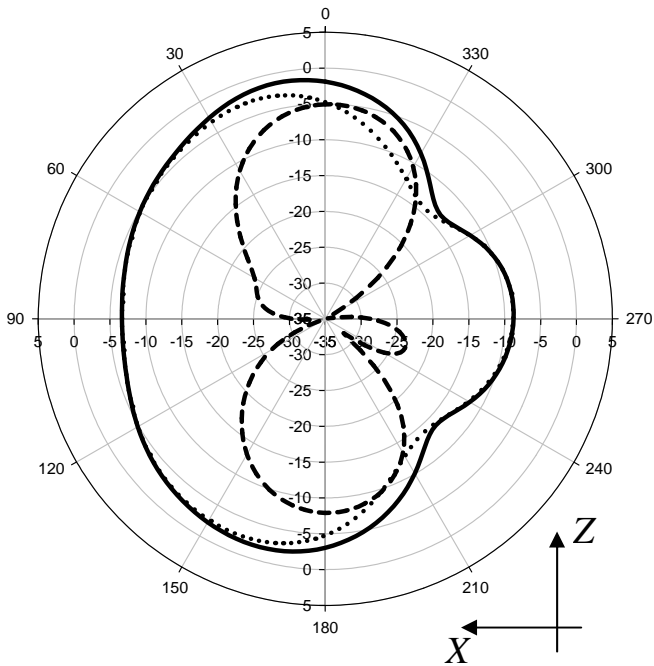


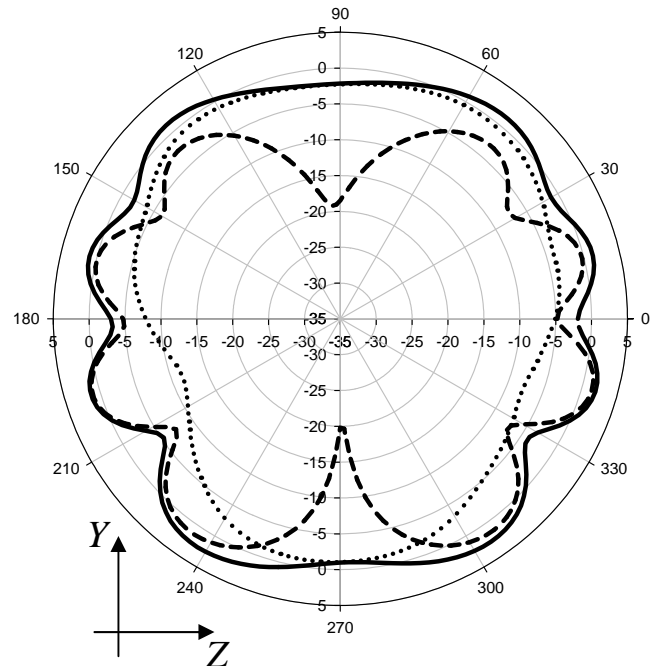
圖 2-38 5.775GHz 天線輻射場型



XZ-plane Radiation pattern



YZ-plane Radiation pattern



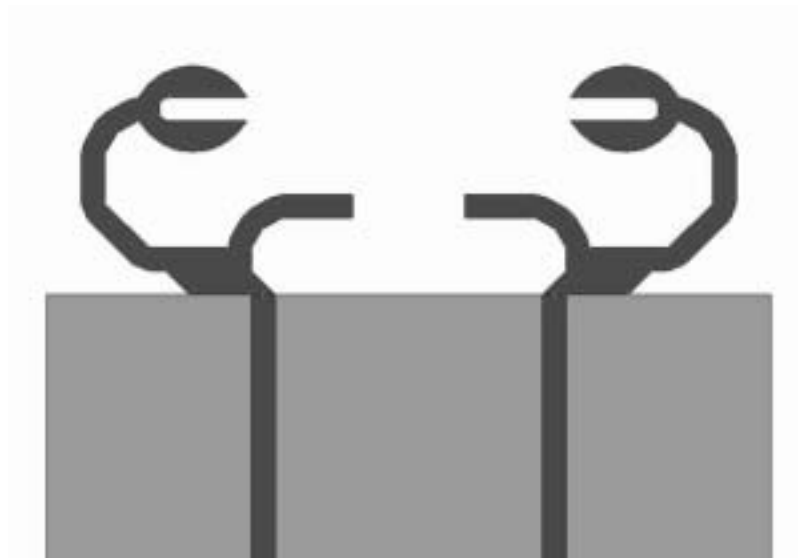


圖 2-39 對稱式雙頻螯型天線設計

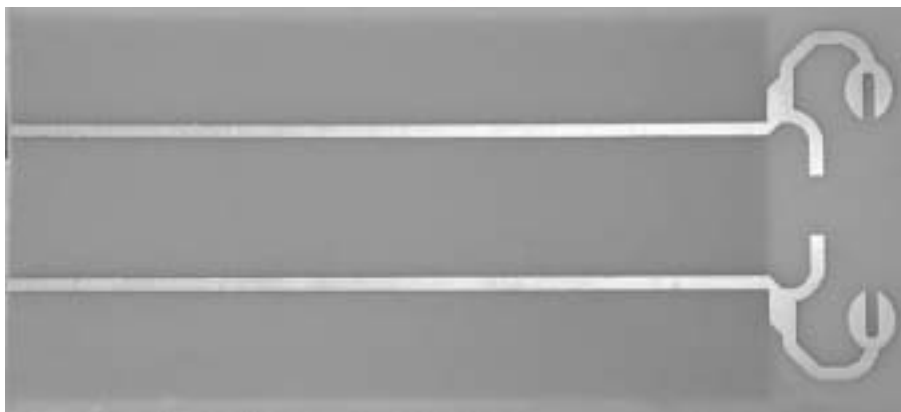


圖 2-40 對稱式雙頻螯型天線實作電路

XY-plane Radiation pattern

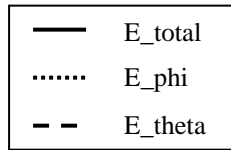
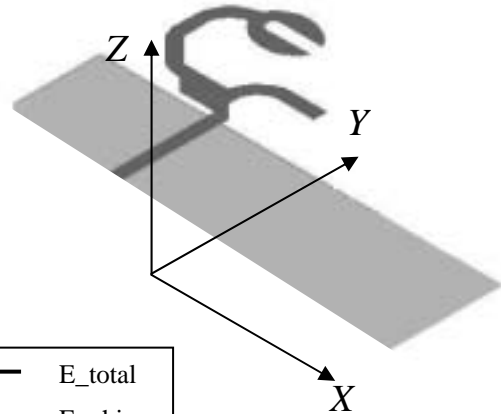
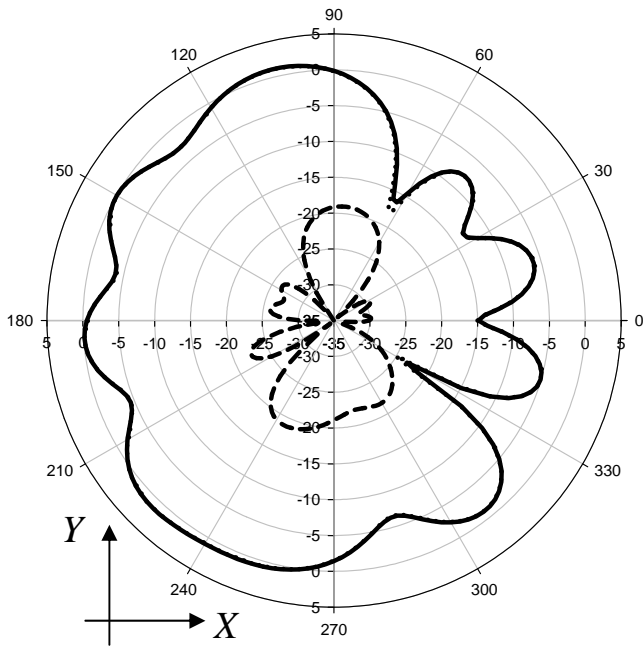
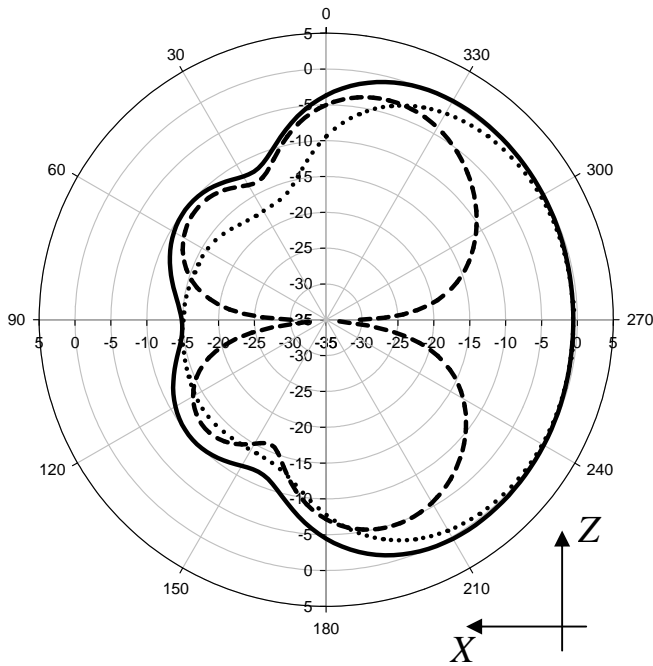


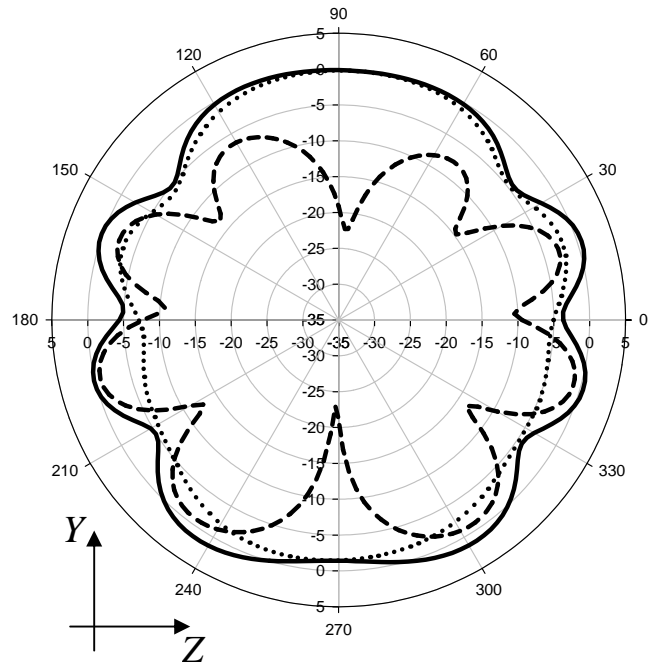
圖 2-41 5.25GHz 左側天線輻射場型



XZ-plane Radiation pattern



YZ-plane Radiation Pattern



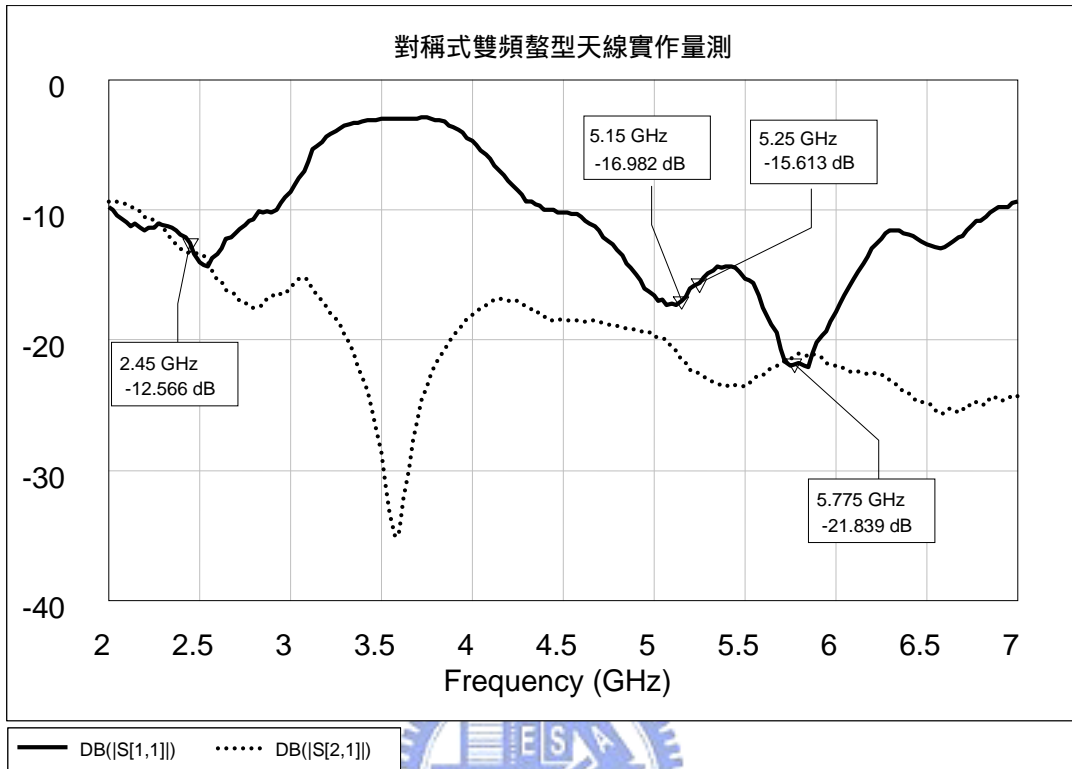


圖 2-42 對稱式雙頻整型天線(三)量測結果



XY-plane Measurement Radiation Pattern

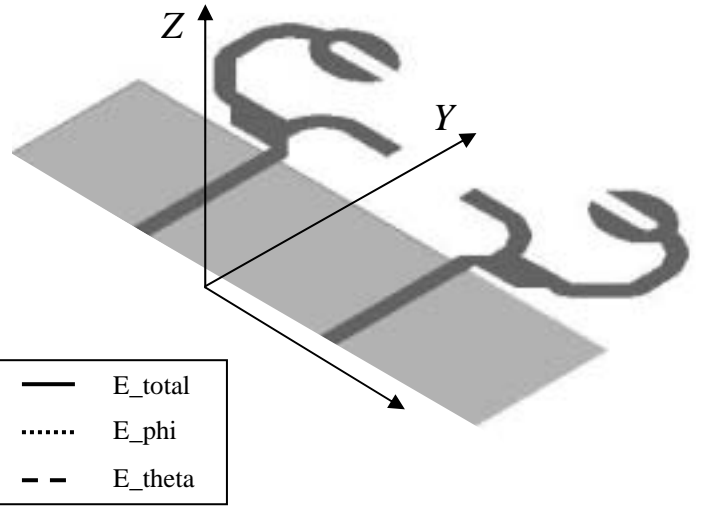
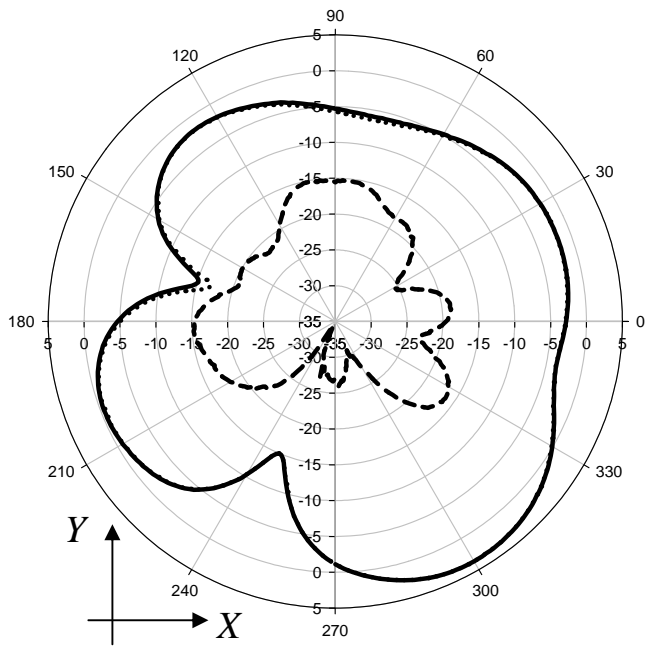
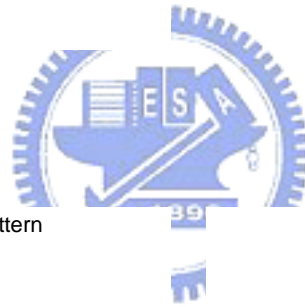
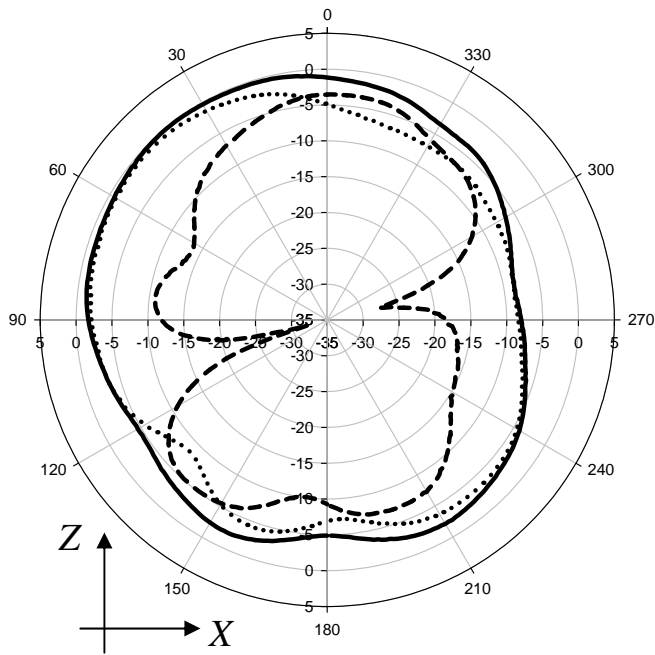


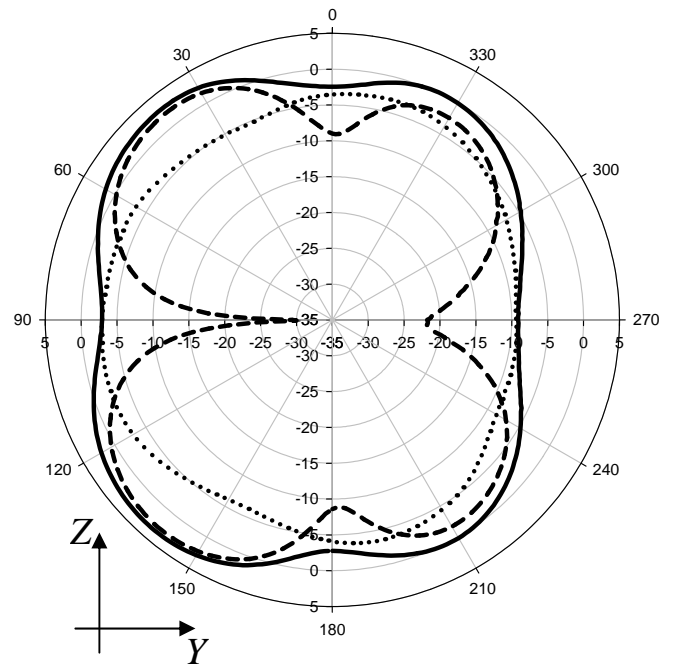
圖 2-43 2.45GHz 天線輻射場型量測



XZ-plane Measurement Radiation pattern



YZ-plane Measurement Radiation pattern



XY-plane Measurement Radiation pattern

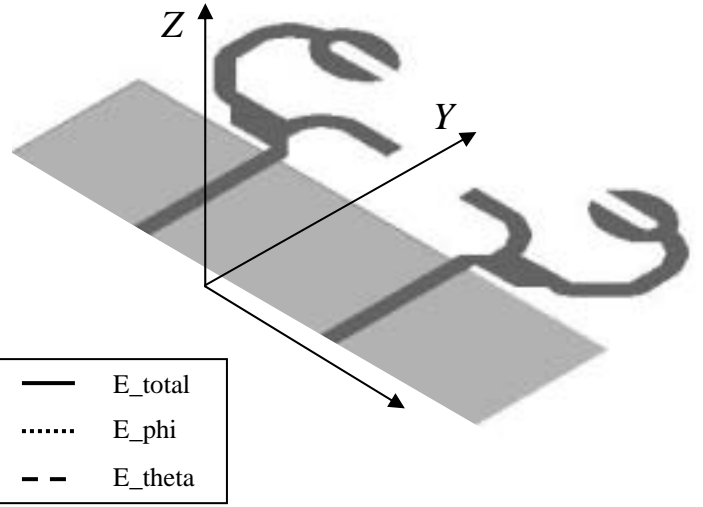
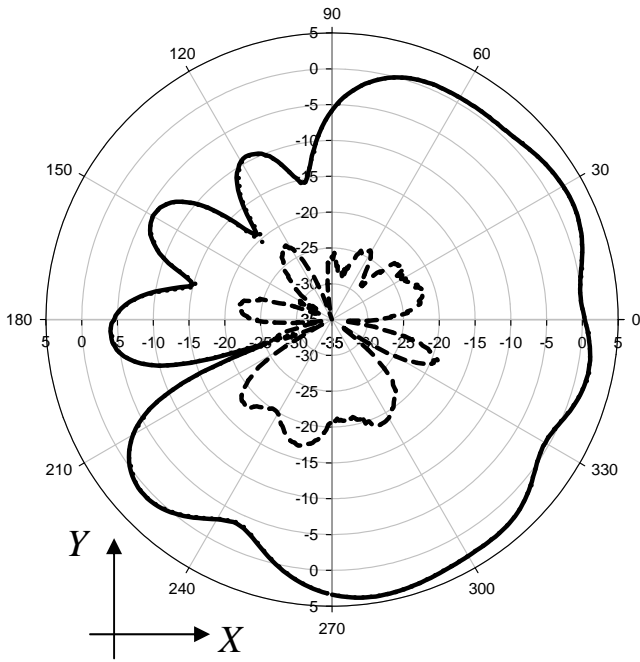
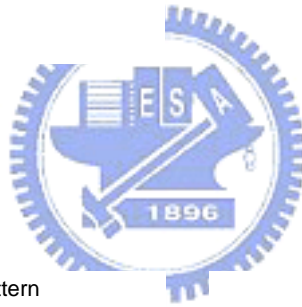
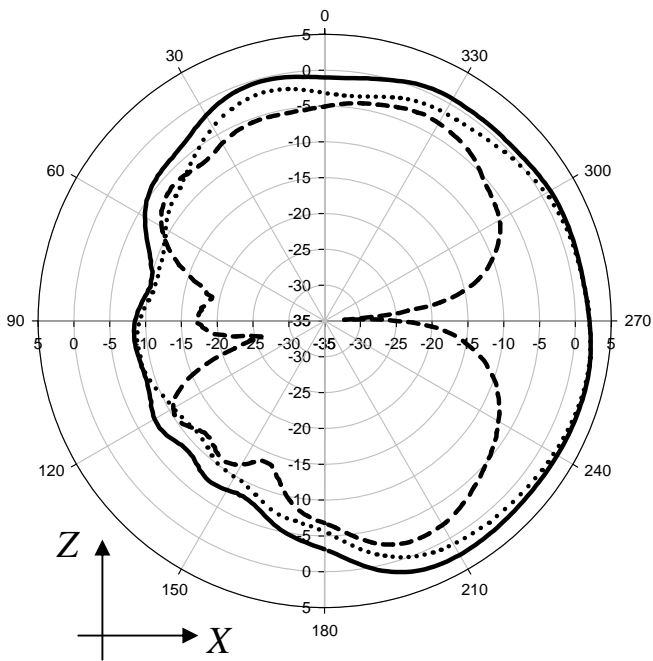


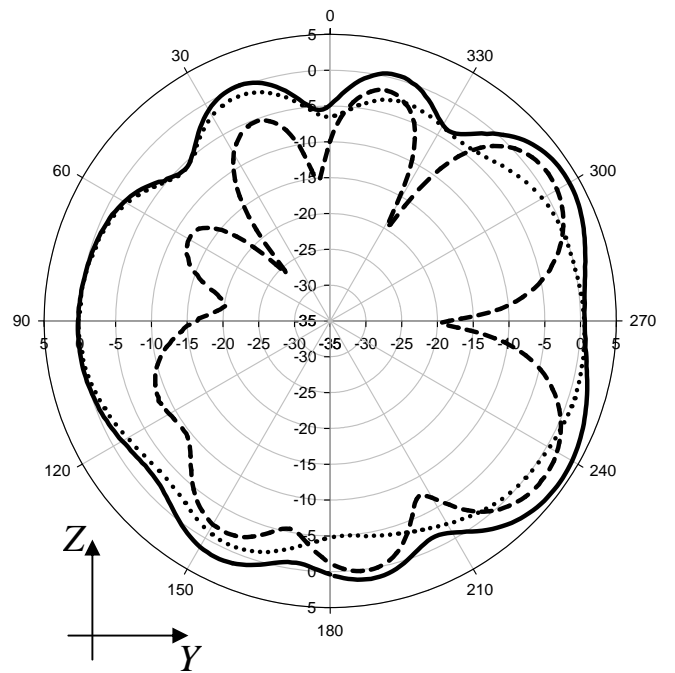
圖 2-44 5.0GHz 天線輻射場型量測



XZ-plane Measurement Radiation Pattern



YZ-plane Measurement Radiation Pattern



XY-plane Measurement Radiation Pattern

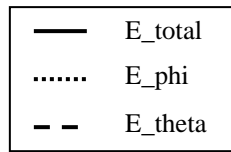
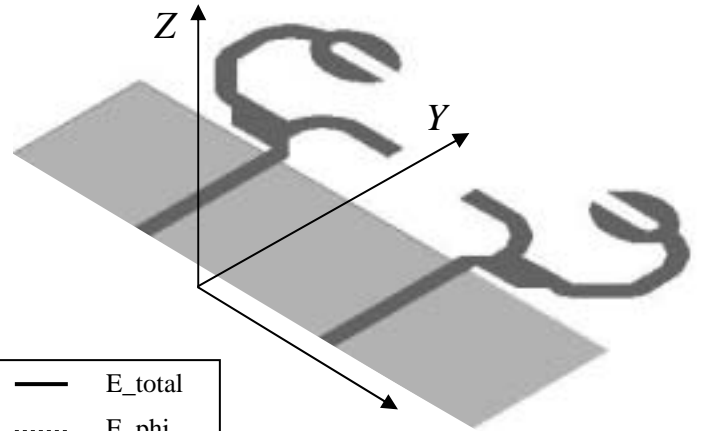
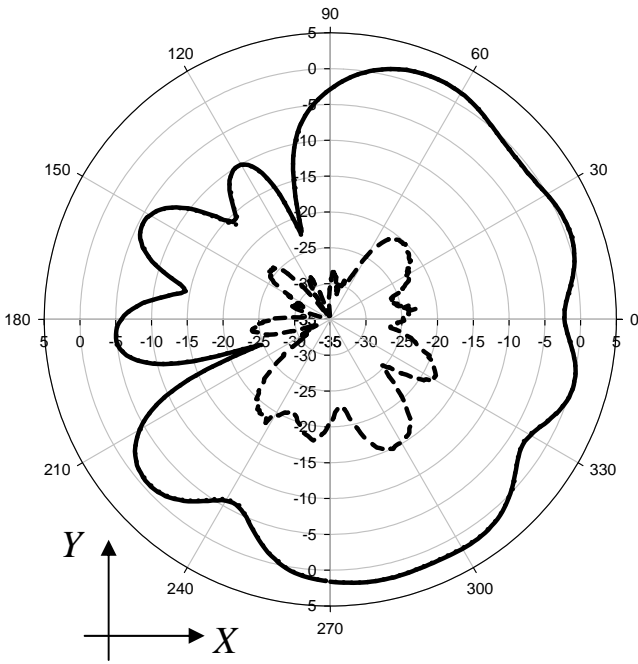
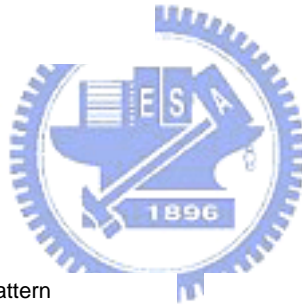
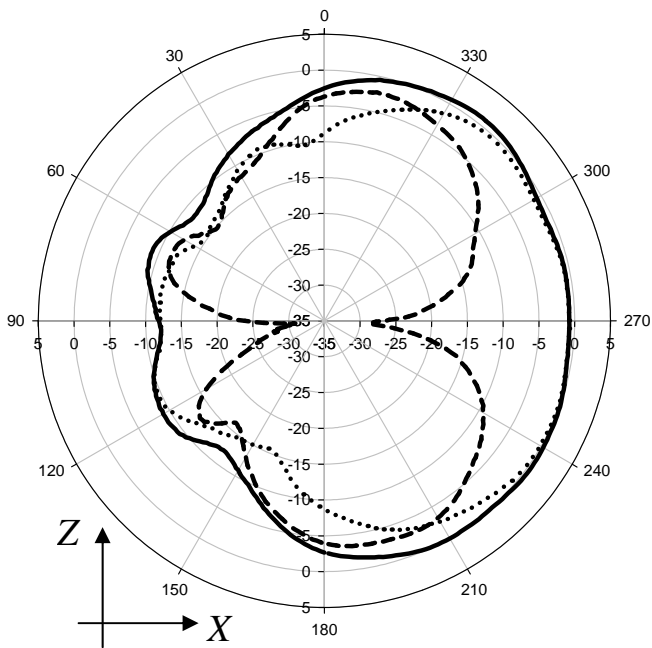


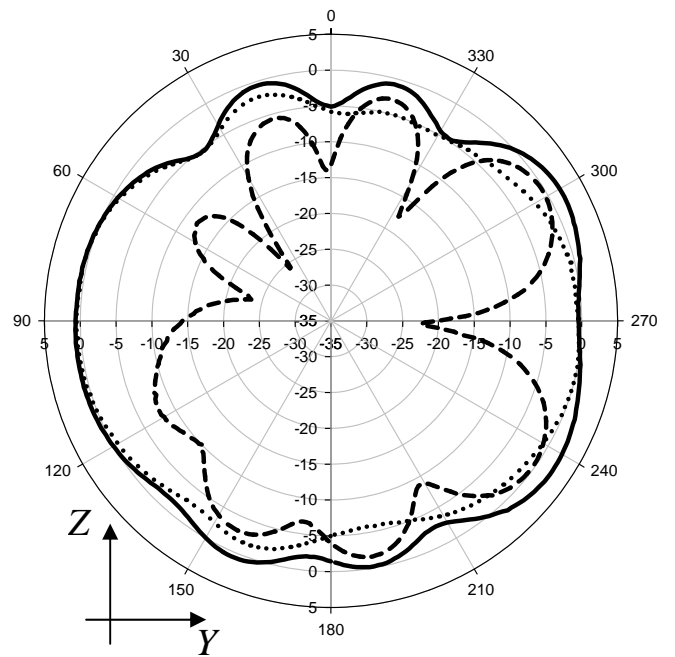
圖 2-45 5.25GHz 天線輻射場型量測



XZ-plane Measurement Radiation Pattern



YZ-plane Measurement Radiation Pattern



XY-plane Measurement Radiation Pattern

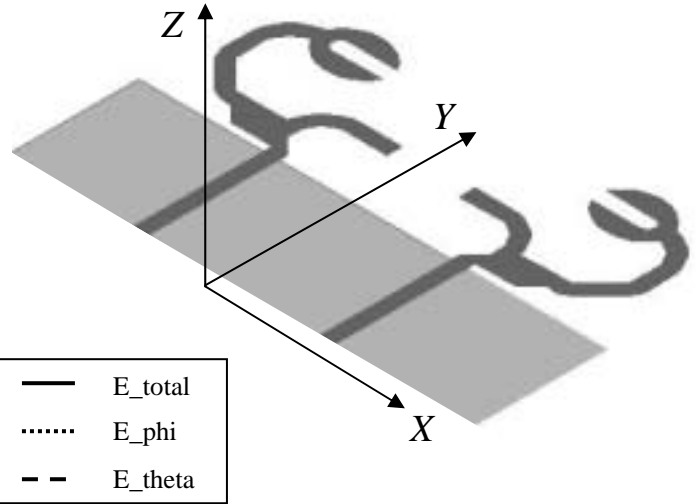
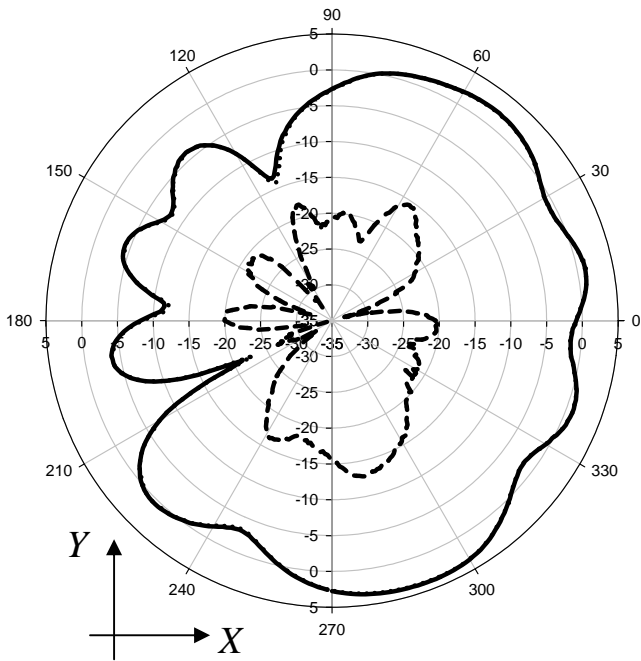
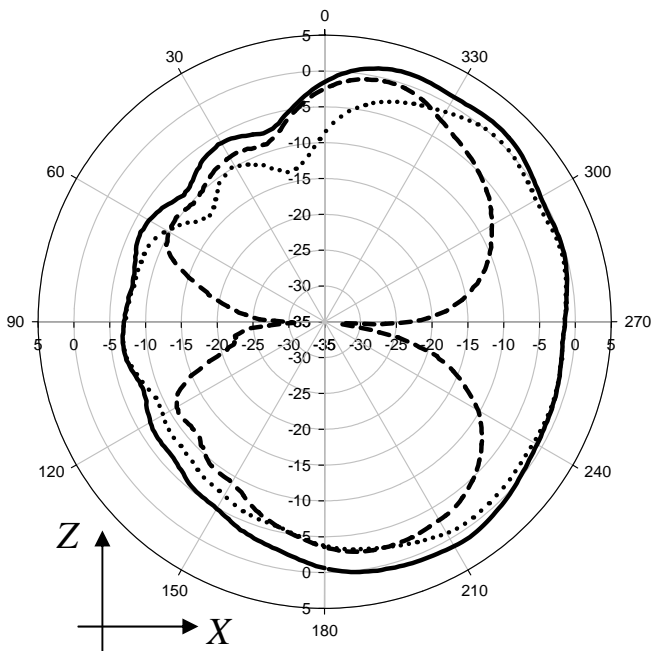


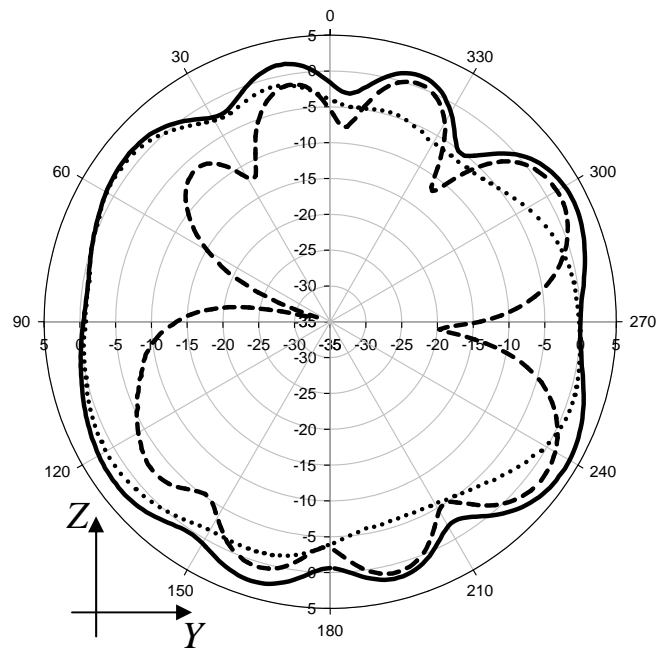
圖 2-46 5.775GHz 天線輻射場型量測



XZ-plane Measurement Radiation Pattern



YZ-plane Measurement Radiation Pattern



頻率 (GHz)	量測平面	最大輻射增 益值(dBi)	最大輻射 增益角度(degree)	平均輻射 增益值(dBi)
2.45	XY	1.788	300	-1.788
2.45	XZ	-0.147	37	-2.760
2.45	YZ	3.428	139	-0.361
5.00	XY	4.125	279	0.285
5.00	XZ	2.714	210	-0.615
5.00	YZ	4.216	234	0.528
5.25	XY	2.087	284	-1.475
5.25	XZ	0.928	322	-2.625
5.25	YZ	2.335	335	-0.351
5.775	XY	3.875	292	-0.459
5.775	XZ	1.560	341	-1.742
5.775	YZ	3.696	238	1.001

表 2-1 雙頻蝟型天線輻射增益參數

## 第三章 全球定位系統封裝模組之設計與模擬

### 3.1 低溫共燒陶瓷之系統封裝應用

射頻積體電路(RF-IC)在現今的發展階段，受到元件本身特性的限制及製程技術仍未突破等因素，目前仍無法真正實現單一系統晶片(SOC, system on chip)，然而透過模組化的方式，整合射頻原有之分離式元件，以達成單一系統封裝模組(SOP, system on package)。低溫共燒陶瓷(LTCC, low temperature co-fired ceramics)技術提供了整合主動及被動元件的能力，並能同時達到模組縮小化及低成本之要求。



#### 3.1.1 低溫共燒陶瓷技術之簡介

低溫共燒陶瓷技術亦可稱為多層陶瓷技術，以玻璃和陶瓷作為基板材料，和一般電路常使用的有機電路板(FR4)相比[3]，當頻率在 1GHz 以下時，LTCC 與 FR4 的損失相當，但是當頻率愈往高頻時，LTCC 的損耗表現明優於 FR-4 如圖 3-1 所示。LTCC 在製程上與傳統的積層晶片型被動元件的製作技術類似，主要仍是採用厚膜印刷(Thick Film)的方式進行製作，其中的差異性則是在於所使用的陶瓷與導體材料的不同，且在進行共燒時的溫度也限制在 1000 以下。主要生產製程大略包括下列數個步驟[4]，陶瓷生胚製造、預燒、通孔、填孔、網版印刷、照準與堆疊、加壓與切割、共燒以及後段製程；各製程步驟詳細內容如表 3-1 所示。LTCC 在多晶片模組(MCM, Multi-chip Module)的封裝應用上，具有下列之特點[5]：

- 導線線寬與線距的縮小化

- 低金屬電阻損耗
- 出色的高頻特性
- 分層設計的獨立性
- 貫孔直徑小

LTCC 還可應用於晶片型天線之設計，同時藉由內埋的電容、電感和電阻，設計濾波器(filter)、雙工器(diplexer)或平衡非平衡轉換器(balun)等被動元件，加上晶片模組的配合，可以在單一 LTCC 的基板上實現完整系統之整合。

### 3.1.2 低溫共燒陶瓷於射頻模組之應用

低溫共燒陶瓷應用在射頻模組上，可以將大量的被動元件內埋至 LTCC 基板中，大幅縮小電路所佔的尺寸與面積。目前射頻模組的整合應用已有許多的成果，行動通訊上有 GSM/DCS/PCS 三頻前端接收模組[6]，所整合的電路架構如圖 3-2 所示，此模組以十九層的 LTCC 內埋 PCS 的平衡對非平衡轉器與匹配電路、GSM/DCS 的表面聲波濾波器(SAW Filter)匹配電路，同時配合直接降頻式(Direct-conversion)晶片，完成整個前端接收模組的整合。無線區域網路(wireless LAN)的應用上則有 2.4GHz 射頻前端系統封裝模組[7]，該設計之主要架構於圖 3-3，此模組中 LTCC 被動電路包含天線、濾波器及平衡對非平衡轉器，同時整合單晶微波積體電路(MMIC, monolithic microwave integrated circuits)的功率放大器(PA, power amplifier)、混波器(Mixer)以及低雜訊放大器(LNA, low noise amplifier)。由於上述模組整合應用的實現，使得 LTCC 在系統封裝的技術發展上愈顯出其重要性，所以本論文利用 LTCC 良好的整合能力，應用在全球定位系統接收模組之設計，以達成系統封裝整合之目的。

## 3.2 全球定位系統封裝模組

### 3.2.1 全球定位系統之簡介

全球定位系統(GPS, Global positioning system)是由太空中的 24 顆人造衛星所構成,這 24 顆衛星平均分佈在距離地球表面 20200 公里高度的六個軌道面上,軌道與赤道面斜角為 55 度,每個軌道面有 4 顆衛星[8]。每一顆衛以分碼多工(CDMA, code division multiple access)技術,傳送通用時間座標(UTC, universal time coordinate),地球上的接收端可以藉由計算所接收到的任意四顆衛星信號得知本身的位置與速度,為了避免各個衛星間信號的干擾,藉由 CDMA 調變中的偽亂碼(pseudo-random code),來區分不同的衛星信號。

GPS 衛星使用 S 頻帶,對控制中心及追蹤站通信,衛星之間則使用超高頻段 UHF 通信。GPS 衛星在 L 頻帶的基頻(Baseband)訊號中心頻率為 10.23MHz,兩組載波(Carrier)頻率 L1、L2 分別是基頻的 154 倍與 120 倍,即

$$L1 = 1575.42 \text{ MHz}$$

$$L2 = 1227.60 \text{ MHz}$$

GPS 提供兩種服務型態,一是標準定位服務(SPS, standard positioning service),另一是精確定位服務(PPS, precise positioning service)。標準定位務開放給全世界的用戶使用,不收取任何費用,以 L1 頻率作為信號的載波,傳送 C/A 碼(Coarse/Acquisition Code)與相關的定位導航資訊;C/A 碼只加在供民間使用的 L1 頻段上,信號接收換算後的位置準確度誤差為 10 至 15 公尺。精確定位服務主要是作為軍事用途,信號同時調制於 L1 與 L2 頻段,使用 P 碼(Precision Code)做為定位與導航之用。本論文所提出的低溫共燒陶瓷全球定位系統封裝模組,是做為 L1 頻段定位信號的接收應用為主要目的。



### 3.2.2 全球定位系統封裝模組之電路架構

本論文所提出之全球定位系統封裝模組，採用圖 3-4 所示之二次降頻(double conversion)式的雙中頻外插接收機(dual-IF heterodyne receiver)，雙中頻外插式接收機的優點是第一中頻可設定為高頻段，以提供良好的鏡像拒斥(image-reject)，而第二中頻則可設定在低頻率，以達到良好的通道選擇(channel selection)能力及降低鄰頻干擾(interference)[9]。圖 3-5 是本論文的系統封裝模組架構示意圖，圖中長虛線範圍內的電路方塊是 LTCC 系統封裝模組所欲整合的各項獨立電路，其中包含了低雜訊放大器、表面聲波濾波器、第一級中頻濾波器、鎖相迴路的迴路濾波器(Loop Filter)、壓控振盪器部份電路(VCO Tank)，以及點虛線表示的 GPS 前端接收積體電路晶片(RF Front-End IC)。系統的運作是以外接式天線接收 GPS 衛星的 L1 頻段信號，經低雜訊放大器放大接收信號後進入射頻積體電路，信號經由積體電路內的單平衡混波器(Single Balanced Mixer)將單端信號轉換成平衡式信號並降頻至第一中頻段(1st IF)20.46MHz；第一中頻帶通濾波器為一平衡式電感電容濾波器(LC Filter)，信號濾波後再透過積體電路中的自動增益控制電路(AGC, automatic gain control)讓中頻信號放大，然後以 2 位元類比對數位轉換器(ADC)將類比信號數位化，同時以數位信號處理的方式再把信號降頻至第二中頻段 4.092MHz。圖 3-6 是本論文所採用的射頻前端接收積體電路晶片詳細的內部電路方塊及對外接腳，射頻晶片所允許的工作電壓介於 2.2V 至 3.6V 之間，運作時消耗電流 5.2mA，晶片尺寸為 5mm×5mm [10]。

圖 3-8 為本論文所提出的 LTCC 全球定位系統封裝模組詳細電路，系統電路由五個主要部份所組成，其中模組電路元件總數共 60 個，可內埋元件有 19 個；LTCC 內埋元件分成兩大部分，一是平衡式中頻濾波器電路，另一則是低雜訊放大器的偏壓電路及匹配電路。本論文主要是探討上述這兩部分內埋電路的設計與模擬，同時藉由 LTCC 表面上電路佈局(layout)的配合，完成全球定位系統封裝模組之設計。此系統封裝模組尺寸為 11.5mm×11.5mm，所有元件電路將分別以

內埋與表面接著(surface mount)的方式進行整合，模組表面電路配置的方塊圖如圖 3-7 所示共五個主要區塊，12 個側面電極做為信號的饋入與取出端；雖然實體模組尺寸為  $11.5\text{mm}\times 11.5\text{mm}$ ，但是考慮到模組整合後需要加上金屬遮蔽蓋(shading case)以降低電磁干擾，故需預留  $0.5\text{mm}$  的邊界給遮蔽蓋使用，LTCC 表面實際可用面積僅有  $10.5\text{mm}\times 10.5\text{mm}$ 。

LTCC 模組電路設計中所使用的陶瓷材料介電係數  $\epsilon_r = 10$ 、介質損耗  $0.002$ ，且陶瓷材料包含  $35\mu\text{m}$  及  $70\mu\text{m}$  兩種不同厚度；導電材料的導電率(conductivity)為  $3.5\times 10^7\text{ S/m}$ ，導電層厚度是  $15\mu\text{m}$ ，使用 14 層陶瓷材料構成的基板做為 GPS 模組的基礎架構。

### 3.3 平衡式中頻濾波器電路設計與模擬

平衡式濾波器(Balanced filter)是應用在混波器的輸出端及下一級放大器的輸入端之間如圖 3-9 所示，所以濾波器的輸入端與輸出端負載，必須配合混器輸出端阻抗與放大器輸入端阻抗，這與一般常見的  $50\Omega$  負載阻抗有所不同，本論文中平衡式中頻濾波器的需求是輸入端負載  $1200\Omega$ 、輸出端負載  $4800\Omega$ 。此中頻濾波器在雙中頻外插式接收機中，具有頻道選擇的功能，同時能夠去除下一級類比對數位轉換器的鏡像雜訊，濾波器的中心頻率定為  $20.46\text{MHz}$ ， $3\text{dB}$  頻寬則容許在  $2\text{MHz}$  至  $4\text{MHz}$  之間

#### 3.3.1 平衡式帶通濾波器電路設計

濾波器的設計理論中，所有型態的濾波器皆可藉由低通濾波器的原型轉換來得到[18]。圖 3-10 是一 Butterworth 三階低通濾波器的原型，透過低通轉帶通的方式，可轉成圖 3-11 帶通濾波器原型，但是為了 LTCC 實際設計上的方便，將此濾波器略為修改成圖 3-12，並且經由電路模擬軟體 ADS 的分析得到圖中各個

元件值，此帶通濾波器的頻率響應如圖 3-13 所示， $3dB$  頻率約為  $2.1MHz$ 。接下來利用對稱性的原理，將圖 3-12 以接地電位做為參考平面鏡射，可得到圖 3-14 所示的平衡式帶通濾波器，最後再將電路上的元件整理合併，即可得到圖 3-15 中輸入端負載  $1200\Omega$ 、輸出端負載  $4800\Omega$  的平衡式中頻帶通濾波器。

### 3.3.2 平衡式中頻濾波器於低溫共燒陶瓷中之模擬與設計

LTCC 中的電路設計，內埋元件對參考接地層(reference ground layer)不可避免地會產生對地電容的效應，如圖 3-16 電容值為  $C$  的平行板電容器，因對地效應的影響，造成等效電路上多了兩個對地電容  $C_g$ ，這是 LTCC 內埋電路設計中不可避免的寄生效應(parasitic)，若在相同層厚的條件下，對地電容值會與平行板電容值相等，即  $C = C_g$ ；通常單端電路設計中，若非電路本身有對地電容的需要，不然則須想盡辦法來抑制對地電容的出現，然而在平衡式電路設計裡，並聯電容的對地寄生效應反而可以對電路設計帶來正面影響。其原因於如圖 3-17 所示，LTCC 中平行板電容器的對地寄生電容於平衡式電路中可視為兩電容串接，因此由平衡式訊號輸入端所看到的等效電容值

$$C_{eq} = C + \frac{C_g \cdot C_g}{C_g + C_g} = C + \frac{C_g}{2} \Big|_{C_g=C} = \frac{3}{2}C \quad (3-1)$$

所以平衡式電路中的並聯電容受對地效應的影響，會增為原電容值的 1.5 倍，這對在有限面積的模組設計上是一個極佳之優點，故 LTCC 相當適合應用於平衡式電路的設計上。

圖 3-18 為欲內埋於 LTCC 中的平衡式中頻濾波器電容部份，因對地效應的影響得到圖 3-19 等效電路，圖中串聯的  $C_3$  與  $C_4$  對地電容雖然無法併入自己，但卻可併入  $C_1$  與  $C_2$  兩電容中如圖 3-20，所以串並聯電容的配合應用，可有效地降

低所需使用的 LTCC 電路面積，圖 3-21 即為內埋於 LTCC 中的電容佈局。經由電磁模擬軟體 HFSS 的模擬，加上外部電感的配合可以得到反射參數對頻率關係圖 3-22，其中並比較了 ADS 的電路模擬，因為 LTCC 的金屬材料本身具有電阻性損耗的關係，使得 HFSS 模擬所得到的損耗較高，濾波器中心頻率的介入損耗為  $20.46dB$ ，整體的  $3dB$  頻寬約為  $2.1MHz$ 。

### 3.4 低雜訊放大器電路設計與模擬

低雜訊放大器(LNA, low noise amplifier)在通訊系統中，提供天線所接收到信號的第一級放大，LNA 必須將極微弱的接收信號足夠放大而又不能夠加入過高的雜訊，以維持系統的訊號雜訊比(SNR, signal to noise ratio)低於一定程度；現今數位通訊中，訊號的組成愈益複雜，LNA 在設計時必需有更多的考量，因此一個適當的 LNA 設計，在通信系統中是相當重要的。



#### 3.4.1 低雜訊放大器電路之設計

設計 LNA 所要面對的挑戰是放大電路必須要能夠同時滿足高增益(Gain)、低雜訊指數(NF, noise figure)、良好的輸入輸出匹配(matching)以及無條件穩定(unconditional stability)的特性，但是低雜訊指數與良好的輸入匹配在設計上卻是有所衝突[13]，而無條件穩定則通常要降低放大器的增益來達成，唯有透過良好的電路設計，方能滿足前述 LNA 所需的條件。本論文所提出的 LNA 設計欲達到的目標如下列所示：

- 總電流消耗： $I_{total} \leq 3mA$
- 增益： $Gain > 27dB$
- 雜訊指數： $NF \leq 2$
- 輸入匹配： $S_{11} < 10dB$

- 無條件穩定

放大器中電晶體必然是決定電路特性表現的關鍵元件，因此電晶體的選擇是設計 LNA 的第一步驟，本論文所選用的電晶體為 Philips BFG425W NPN 雙極性接面電晶體(BJT, bipolar junction transistor)[15]，該電晶體應用於 900MHz 和 1900MHz 低雜訊放大器電路設計均有極佳的特性表現[14],[16]，因本電路的工作頻率介於 900MHz 和 1900MHz 二者之間，故選擇此電晶體做為放大器電路之核心元件。

## I. 偏壓電路設計

模組化電路首在要求精簡的電路設計而又不能失其應具備之功能，因此在偏壓電路的設計上，所要考量的是以較少的電阻來達成電晶體偏壓點，且同時兼顧射頻交流信號在放大過程中不能造成直流電源的飄動；偏壓點的選擇上，因為本電路的目標為低雜訊、低功率消耗，故需較小的集極偏壓電流[17]，電晶體的偏壓點選擇如圖 3-23 所示，偏壓設計於  $V_{CE} = 2V$ 、偏壓電流  $I_C = 1.5mA$ 、 $I_B = 17\mu A$ 。同時偏壓電路的架構，採共射極(Common Emitter)電壓回授(Voltage feedback)式設計如圖 3-24(a)所示[12]，圖中  $L_B$  與  $L_C$  為射頻抗流圈(RF-Chock)，直流時可導通偏壓而交流時阻擋射頻訊號對直流電源產生不良的影響。設直流電壓源為 3V，經由計算後可得  $R_{CC} = 659\Omega$ 、 $R_B = 70.6k\Omega$ ，但為配合商用集總元件(Lump element)即有之元件值，故取  $R_B = 68k\Omega$ 、 $R_{CC} = 680\Omega$ 。

## II. 穩定性

低雜訊放大器必須要滿足無條件穩定之基本要求，亦即不能因為輸入或輸出端的負載使電路產生振盪。造成電路不穩定的原因可能是電晶體本身內部回授所引起或是外部回授電路所造成，也有可能是頻寬外的信號過度放大產生振盪。要判定電路的穩定性，可藉由放大器電路反射參數(Scattering parameter)與  $K$  因子( $K$  Factor)的計算來決定，計算方式如(3-2)與(3-3)式；若(3-3)式中的  $K > 1$ ，電路為

無條件穩定；如果  $K < 1$  則電路為潛在性非穩定(potentially unstable)[12][17]。

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3-2)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3-3)$$

圖 3-25 中的實線是圖 3-24(a)電晶體偏壓電路的  $K$  因子對頻率關係，圖中可以看出在 4GHz 以下的頻率，偏壓電路處於潛在性非穩定狀態，但若將放大器偏壓電路修改為圖 3-24(b)之形式，加入集極電阻  $R_c = 100\Omega$  做為電壓增益衰減電阻，則偏壓電路在 4GHz 以下的範圍即可輕易達成  $K > 1$  無條件穩定的狀態，圖 3-24(b) 電路設計的優點在於沒有輸入與輸出端電路匹配情況下即可無條件穩定，唯所需付出的代價是電壓增益的降低。

### III. 放大器電路設計與雜訊指數

單級放大器過高的增益值容易造成電路的振盪，為了要讓 LNA 的增益能夠高於 27dB，本論文的放大器電路設計採兩級串接式(cascade)架構，配合前述單級放大電路偏壓電流  $I_c = 1.5mA$ ，兩級串接式的 LNA 放大器總電流消耗可控制在 3mA 以下。

放大器輸入端的阻抗匹配設計必需考慮其對雜訊指數的影響，若輸入端的阻抗匹配可以得到極低的反射損耗值，相對的會犧牲放大器雜訊指數，反之亦然，因此本論文在設計上僅希望輸入端反射損耗值略小於 -10dB [17]。阻抗匹配電路的設計有各種不同的架構，考量到 4.3 節中所述 LTCC 電路的對地電容效應，本論文於輸入端與輸出端的匹配電路採  $\pi$  型匹配設計如圖 3-26 所示，此  $\pi$  型電路同時應用於射頻抗流圈的設計上。圖 3-27 是本系統模組中完整的 LNA 電路設計，經由安捷倫 ADS<sup>R</sup> 電路軟體的模擬可得圖 3-28 之頻率關係，本電路設計在 1.575GHz 的各項參數理想值如下：

$$S_{21} = 30.24dB \quad S_{11} = -11.32dB \quad S_{22} = -20.21dB \quad S_{12} = -40.13dB$$

$$\text{Noise Figure} = 1.92\text{dB}$$

而放大器的 1-dB 壓縮點(1-dB compression point)於圖 3-29 中約是-41dBm 左右，就以上的各個數值而言，圖 3-27 的放大器電路設計可符合於先前所提出的各項要求。

#### IV. 放大器電路於印刷電路板之驗證

為了初步驗證前述所設計的低雜訊放大器，本論文以印刷電路板進行放大器實作，LNA 中的偏壓與匹配電路均採用表面接著元件(SMD, surface mounted device)，但因商用規格的 SMD 元件值並非連續變動，受到此限制之影響，為了電路實作的方便性，對放大器所使用的被動元件值略做調整，實作之放大器電路如圖 3-30 所示，調整後的 LNA 模擬與實測反射參數對頻率之關係於圖 3-31(a)，由圖中可看出實際電路在中心頻率位置點的增益  $S_{21}$  值比模擬結果低了 3.6dB 左右；反射損耗  $S_{11}$  模擬時是設計在  $-12.45\text{dB}$  而實際測量的結果則是  $-8.46\text{dB}$ ， $S_{22}$  的量測值也比模擬差了 5dB 左右；圖 3-31(b)則是模擬與量測的雜訊指數比較，模擬時 1.575GHz 的雜訊指數值為 3.05dB，但實際量測出來的值則是 4.54dB，量測值比模擬大了約 1.5dB。由圖 3-31 的比較，量測所得到的反射參數表現較模擬結果差，其原因可能是 SMD 元件的高頻寄生效應在電路模擬時無法完全被考慮，同時受到印刷電路板本身的寄生效應所影響。總體而言，模擬與實作的低雜訊放大器電路，反射參數曲線趨勢的變化有其一致性，因此本論文中所設計的放大電路，藉由電路模擬仍可有效地預測實際電路的特性。

#### 3.4.2 低雜訊放大器電路於低溫共燒陶瓷中之模擬與設計

LTCC 所內埋的元件，僅能做為被動電路之用，因此放大器電路的設計必需與 LTCC 表面佈局電路配合，才能組成為一完整的電路。圖 3-27 中長虛線方塊為輸入端匹配電路、長點虛線方塊則是輸出端的匹配，而中間點虛線方塊則是兩

級放大器間射頻抗流圈與旁路電容，這三部份的被動電路將內埋於 LTCC 中，包括電晶體等其餘電路部份，則以表面接著的方式佈局於模組表面。

## I. 共振腔共振模態抑制

LTCC 模組中通常有多層的接地金屬平面結構，設計上都會有部份的側面電極接地以使模組的接地電位可以和其它電路的接地電位相等，如圖 3-7 中的 GND 接腳，然而這些接地平面可能使模組成為一個共振腔結構(cavity)，當信號由側面電極饋入模組時，即有可能在模組中產生共振。圖 3-32 是在 LTCC 中置入圖 3-26 的  $\pi$  型結構電路，此一簡單電路的頻率響應圖 3-33 中，即明顯地出現兩個共振頻率點，圖中實線與長虛線是  $\pi$  型電路應有的散射參數，而點線與短虛線則是  $\pi$  型電路在 LTCC 中的散射參數，共振頻率點分別在  $1.85GHz$  與  $2.5GHz$  附近。產生共振的原因有可能是  $\pi$  型電路中電感的自振(self resonate)，或者是 LTCC 中產生共振腔共振模態；前者的自振頻率發生點會在更高頻頻，所以圖 3-33 中的共振點不會是電感自振所造成，因此可以推斷為 LTCC 中出現共振腔共振模態，從圖 3-33 可以清楚地看出若共振頻率沒有被抑制，則整體模組的設計會受到相當大的損害。為了要抑制共振頻率的出現，以貫孔柱(Via)將圖 3-32 中接地層連接，確保所有接地金屬平面的電位相等，如側面剖視圖 3-34 所示，此做法的可以有效地抑制  $1.85GHz$  附近的共振點如圖 3-35 所示，但是  $2.5GHz$  的共振頻率依舊存在。分析其原因發現除了 LTCC 內部金屬接地面間可能構成共振腔外，LTCC 下層的接地面與電路載板的接地平面亦會造成共振的現象，消除此共振的方法，同樣可以用貫孔柱將 LTCC 下層接地平與電路載板接地面連接如圖 3-36 所示，破壞共振腔的共振模態後，圖 3-37 中顯示共振頻率可有效地去除。

## II. 內埋電路佈局設計

LTCC 的內埋電路設計，受到有限空間的影響，所設計的元件、電路走線甚至是連接不同層的貫孔柱，彼此間都非常地靠近，設計上必須考慮到內埋各個元



件之間的耦合效應，因此本論文在執行電路模擬時，使用全三維空間模擬軟體 HFSS，以增加模擬電路之準確性。設計時將圖 3-27 中三個電路方塊各自視為一獨立電路分開設計，如圖 3-38、3-40 及 3-42 所示；電路獨立設計的優點在於可降低電路變數，易於調整各項元件參數，同時避免在初期設計時即過度耗費時間於等待模擬軟體的數值計算結果。圖 3-39、3-41 及 3-43 是帶入等效電感模型後 [4.17]，考慮電感寄生效應的等效電路，圖中電感的本身有串接電阻效應與跨接的電容效應，而電感的兩端還有對地的寄生電容。對地寄生的電容效應大都可在此型電路設計中併入實際電路所需的對地電容內，但仍有部份的對地效應無法被即有電路所吸收，所以內埋電路的設計挑戰便是要克服這些寄生效應對電路特性產生不良的影響。

圖 3-44 是輸入端匹配電路的 LTCC 內埋電路佈局，圖中以兩個螺旋電感來實現電感  $In\_Match\_L$  與  $Q1L1$ ，其中  $In\_Match\_L$  的對地寄生電容，均可以被前後兩個電容  $In\_Match\_C1$  與  $In\_Match\_C2$ ，所吸收；而  $Q1L1$  對下層接地面的對地電容可納入  $Q1L1\_C$ ，但對上層接地面所產生的對地電容  $Q1L1\_C_{g2}$  則會單獨存在於電晶體  $Q1$  信號輸入的基極端(Base)，為了減少  $Q1L1\_C_{g2}$  的影響，電路設計上會讓  $Q1L1$  與上方接地面間的距離儘量拉長，以降低對地電容的容值。圖 3-45 則是兩級放大電路之間射頻抗流圈與旁路電容的內埋佈局，圖中  $Mid\_Block$  與  $Q2L1\_C$  是表面接著的高容值電容元件； $Mid\_Block$  電容是做為兩級放大器間射頻訊號的耦合電容，同時亦可隔絕  $Q1$  電晶體集極偏壓加到  $Q2$  電晶體的基極端，而  $Q2L1\_C$  則是做為讓低頻信號旁路到地的旁路電容，其餘的元件則是內埋在 LTCC 之中。圖 3-46 是輸出端匹配的佈局電路，同樣是應用  $Q1L1$  型電路做為基本的組成方式，圖 3-45 與 3-46 中  $Q1L2\_C_{g2}$ 、 $Q2L1\_C_{g2}$  與  $Q2L2\_C_{g2}$  三個電容都是電感對上層接地面的寄生電容，設計上是無法避免，只能儘量降低其電容值以減少對整體電路的影響。

### III. 低雜訊放大器電路之模擬

低雜訊放大器電路的設計，必須由 LTCC 的表面接著元件與內埋電路共同配合來完成，圖 3-47 是整合圖 3-44、3-45 與 3-46 三組內埋電路而成，同時為了避免不同電路區塊間的互相干擾，以成列的貫孔柱做為電磁遮蔽之用。圖 3-48 是放大器在 LTCC 表面的配合電路，不包括 SAW 濾波器則有 12 個主被動元件，加上內埋的 15 電容電感元件共 27 個元件組成二級串接式低雜訊放大器。由表面與內埋元件的配合，經 HFSS 的模擬可以得到散射參數對頻率關係圖如圖 3-49 所示；比較圖 3-49 與圖 3-31，LTCC 中放大電路的輸入端與輸出端匹配，都比印刷電路板上由集總元件構成的 LNA 來得佳，這是因為 LTCC 內埋電路可以做到容值與感值的微調，所以匹配電路可以做得比集總元件更好，由圖 3-50 的 Smith-Chart 可看到輸出端的阻抗幾乎是匹配到  $50\Omega$  的位置。HFSS 的電磁模擬會考慮到表面元件接點(pad)的寄生效應，或是走線間的耦合與寄生，故所得到的結果會比單純由電路模擬軟體所做的電路模擬更為準確。



## 3.5 表面聲波濾波器之應用

表面聲波濾波器(SAW, surface acoustic wave)具有通帶低損耗與高  $Q$  值的特性，因此廣泛的被應用在 RF 與 IF 的頻段，本論文在 GPS 模組設計中，於低雜訊放大器的輸出端應用了一個表面聲波濾波器如圖 3-51 所示，做為 GPS  $L1$  頻段訊號的選擇之用，此表面聲波濾波器的輸入端與輸出端的特徵阻抗(characteristic impedance)均為  $50\Omega$ ，整個濾波器的頻率特性如圖 3-52 所示，中心頻率  $1.575GHz$  的介入損耗值為  $-2.8dB$ ，此濾波器的頻寬極為窄頻， $-10dB$  點的頻寬約為  $24.5MHz$ ，在  $-10dB$  以外的介入損耗則快速衰降到  $-20dB$  以下，這個濾波器應用於 GPS 模組的設計上，可以有效地濾除訊號頻段以外的雜訊。將低雜訊放大器串接表面聲波濾波器的輸出結果於圖 3-53 中，因為 LNA 在輸出端幾近匹配到  $50\Omega$ ，所以放大器與濾波器之間不會因阻抗的不匹配造成信號能量的衰減，圖

3-53 中穿透的放大信號 S21 特性幾乎與圖 3-52 表面聲波濾波器的介入損耗一致，中心頻率的增益因濾波器本身的損耗由  $28.36dB$  降為  $25.63dB$ 。

### 3.6 模組整合與電路佈局

前述的討論中，包含了第一中頻濾波器、低雜訊放大器與表面聲波濾波器等各個不同電路方塊的設計與應用，但是要將這些電路整合於一個模組當中，仍需透過良好的電路佈局，才能夠在有限的電路面積中置入所有的元件。圖 3-54 為完整 LTCC 模組內埋電路的佈局設計，圖 3-55 則是封裝模組表面完整的電路佈局與接腳位置圖，所有外接腳位的功用均說明於圖 3-56 中。

圖 3-54 與圖 3-55 內埋電路與表面元件的配合，整合而成一全球定位系統封裝模組設計，整個模組共使了 14 層的低溫共燒陶瓷材料，總高度為  $0.77mm$ ，面積尺寸  $11.5mm \times 11.5mm$ 。



步驟	實際做法
1.陶瓷生胚製造	將陶瓷粉體均勻地分散於有機載體中，接著將假塑性流變行為的漿料，透過刮刀將其均勻塗佈於承載膜之上，再由乾燥過程讓溶劑揮發，並使粉體進行堆積，然後藉著黏結劑的作用，使上述粉體能夠聚集在一起，進而形成有足夠強度的生胚薄片。
2.預燒	將陶瓷生胚以 120 的溫度進行烘烤，時間約三十分鐘，固定成型後，將其切割成邊長四至八英吋的正方形，並作為後續加工用。
3.通孔	主要工作為形成導通孔及工具孔。利用衝孔、鑽孔或雷射成孔等方式，在陶瓷生胚上做出 5 至 8mil 的導通孔，使各層線路間得以上下互連導通，並可同時做出無須導通只作為壓合對準的工具孔。
4.填孔	主要工作為完成層與層之間的電路導通，實際做法為將通孔內充填金屬導體，而目前充填的方式主要有網版印刷充填通孔與擠壓充填通孔兩種方式。
5.網版印刷	主要工作為形成元件內部電路佈局圖形，透過網版印刷的方式，在之前的陶瓷生胚上印出所需導體圖形，一般會使用到兩台不同精度的網版印刷機進行作業，以適應不同元件在電路精度方面的需求。
6.照準與堆疊	在此步驟中，開始進行積層化的動作，將每片已完成填孔與電路印刷的陶瓷生胚，透過堆疊機將個別的生胚薄片予以對準及堆疊。一般而言，廠商在大量化生產作業時，每片基板在此步驟之前的各項製程均採同時進行的方式製作，直到此步驟才開始進行整合。
7.加壓與切割	藉由溫度約 70 至 80 與壓力為 3,000psi 的環境下，使各個陶瓷基板柔軟並初步黏著成單一組合體，並透過水壓或機械壓合等方式進行壓合。待壓合完成後，將已堆疊的組合體進行切割，便形成獨立模組的 LTCC 小塊。
8.共燒	共燒製程的主要工作是將陶瓷粉體燒結反應成塊狀，並在此時決定整個陶瓷元件的特性。第一段燒結通常在 300 至 500 ，目的在於將陶瓷生胚中的有機物分解燒除，約費時六十分鐘。接著再提高溫度到 850 至 900 ，並保持約十至三十分鐘的燒結反應歷程。
9.後段製程	完成共燒製程後，便是一連串後段製程，包括電阻與電導的再燒結、SMT 製程、線路後製以及 LTCC 的檢測工作等。

表 3-1 LTCC 各製程步驟詳細內容

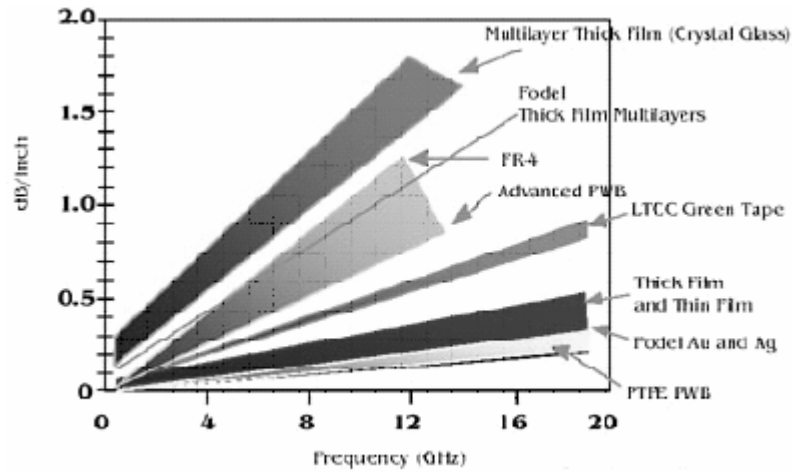


圖 3-1 各種基板材料於不同頻率下的損失關係圖[3]

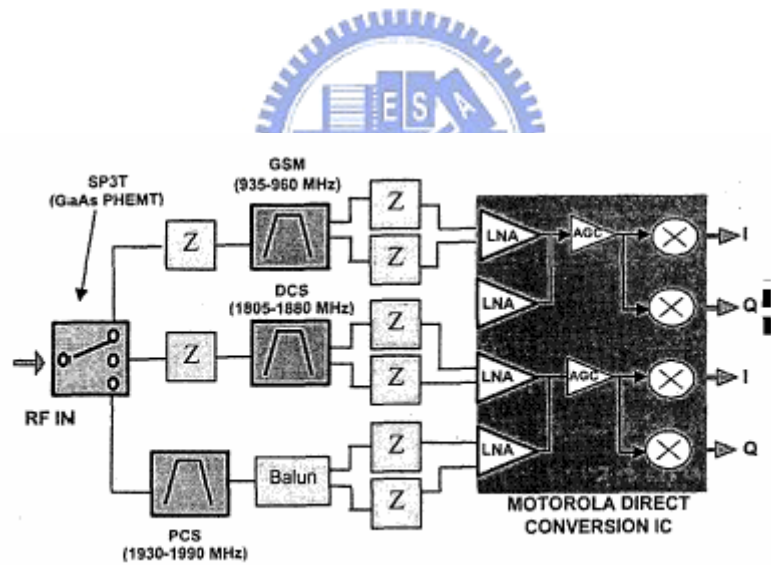
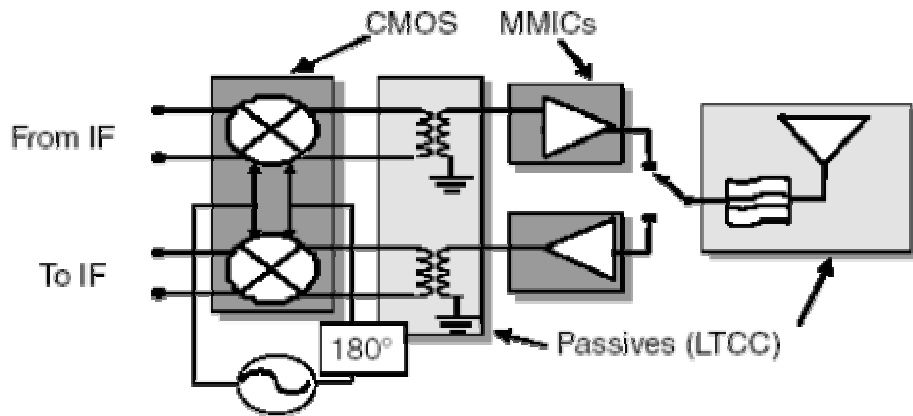
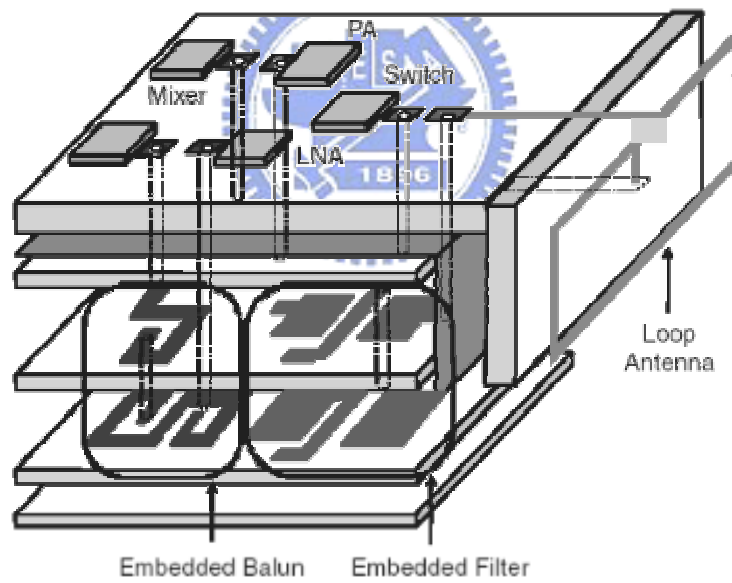


圖 3-2 低溫共燒陶瓷 GSM/DCS/PCS 三頻前端接收模組[6]



(a) 射頻前端模組架構圖



(b) 三維立體示意圖

圖 3-3 低溫共燒陶瓷 2.4GHz 射頻前端模組 [7]

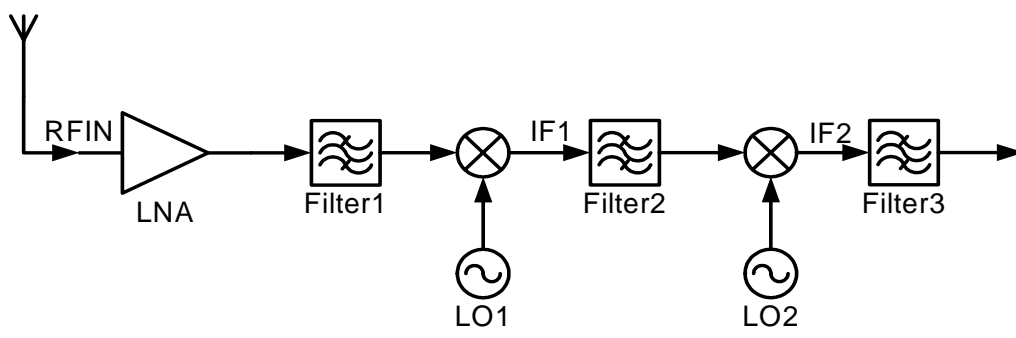


圖 3-4 雙中頻外插式接收機

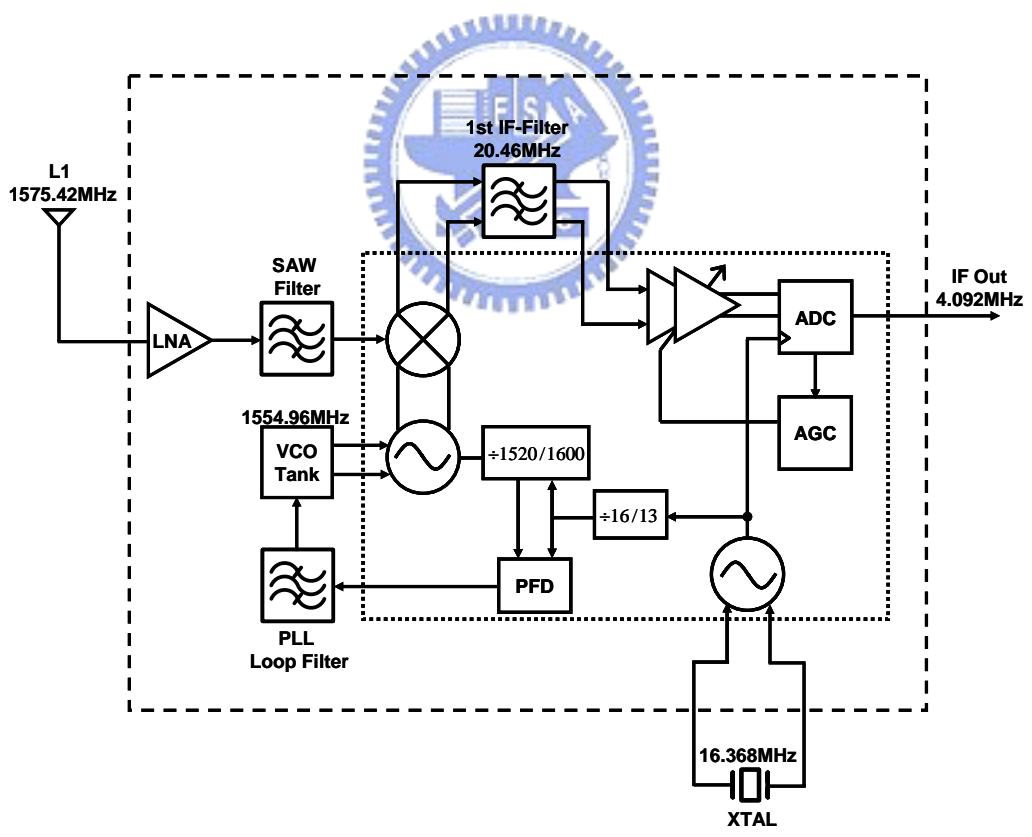


圖 3-5 全球定位系統封裝模組架構示意圖

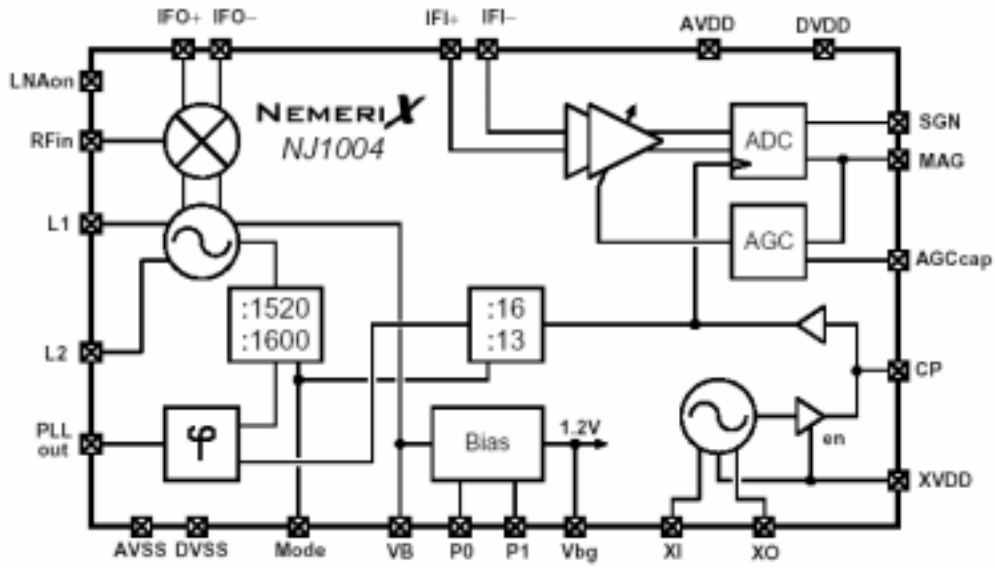


圖 3-6 射頻前端接收積體電路[10]

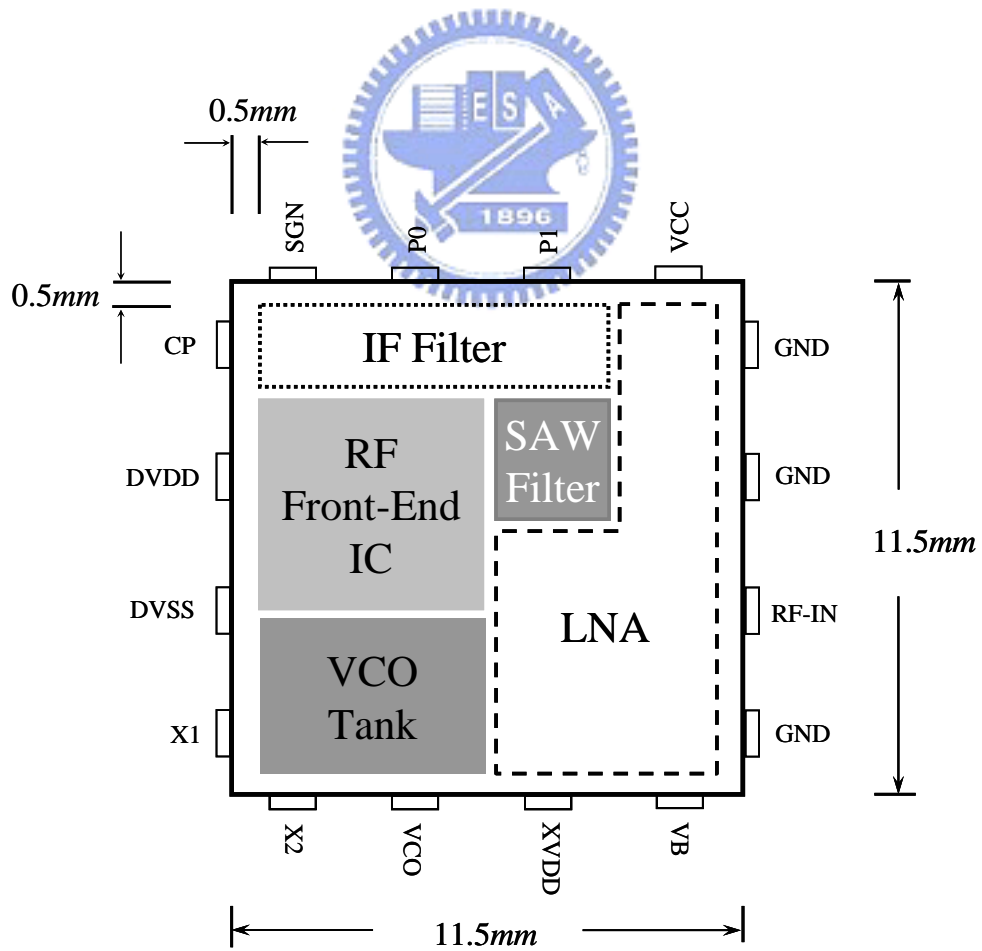


圖 3-7 全球定位系統封裝模組表面電路配置方塊圖



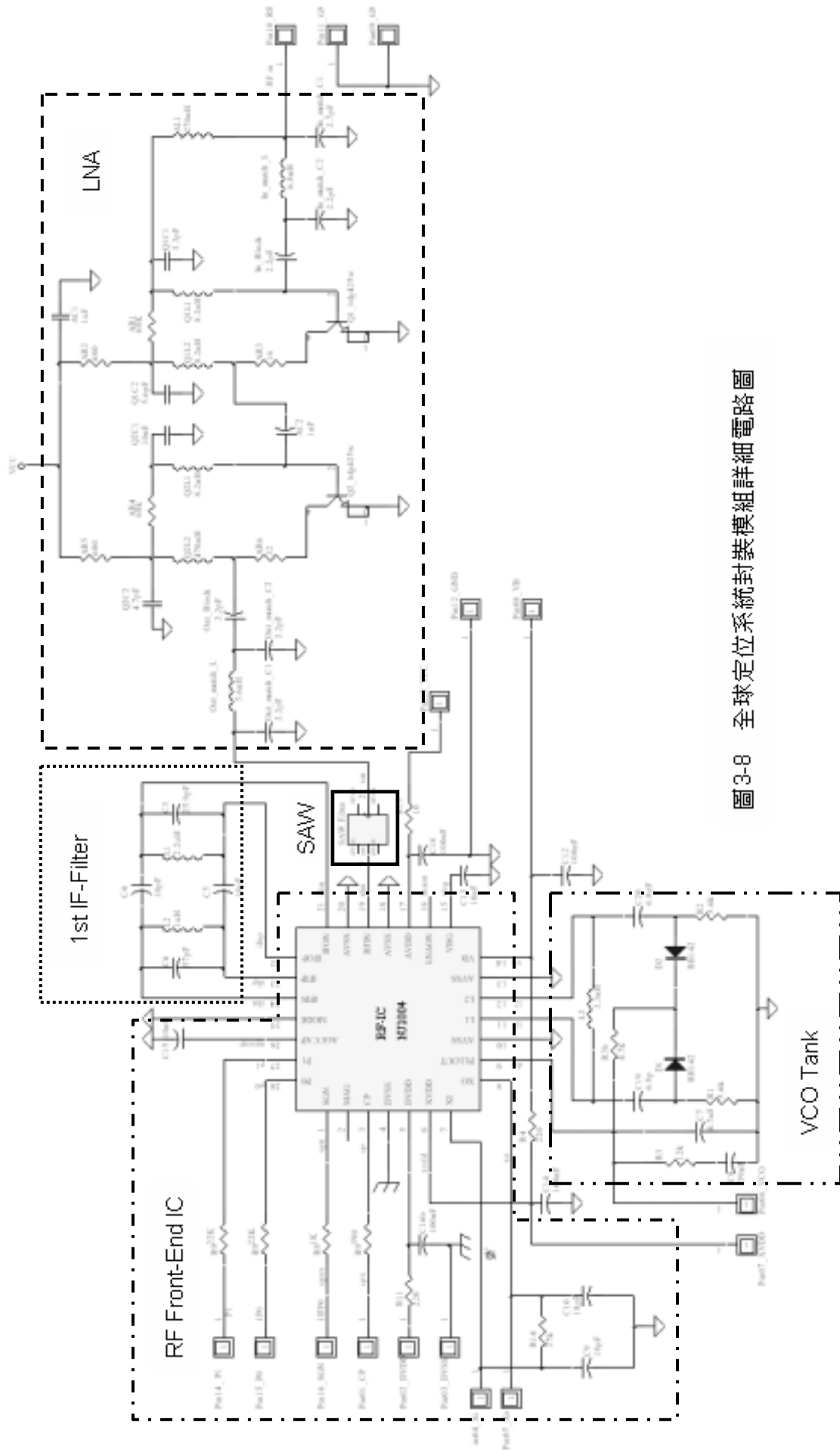


圖 3-8 全球定位系統封裝模組詳細電路圖

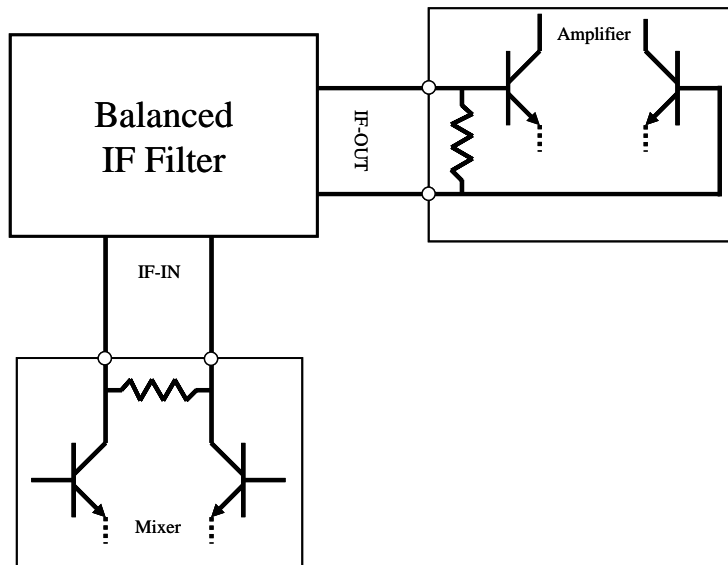


圖 3-9 平衡式濾波器之應用

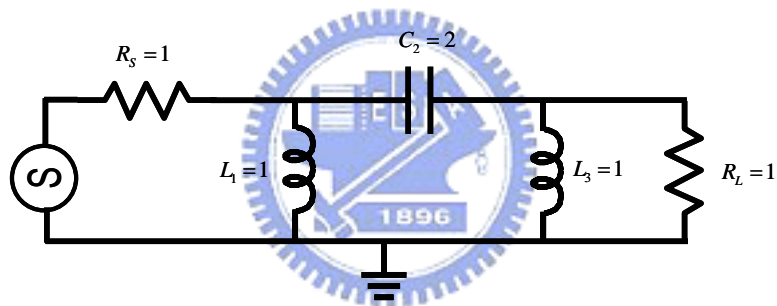


圖 3-10 Butterworth 三階低通濾波器原型

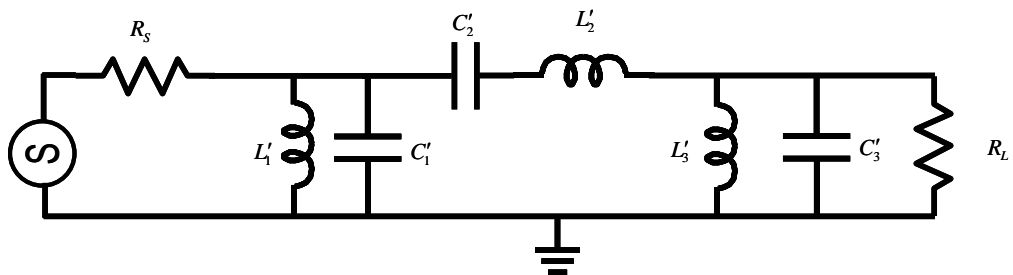


圖 3-11 三階帶通濾波器原型

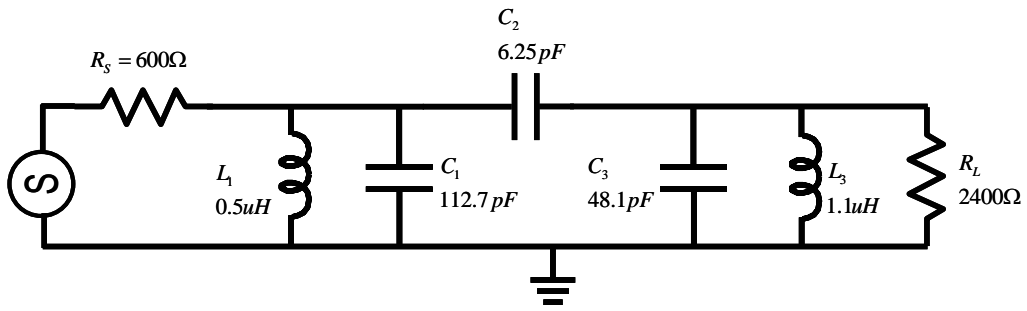


圖 3-12 帶通濾波器設計

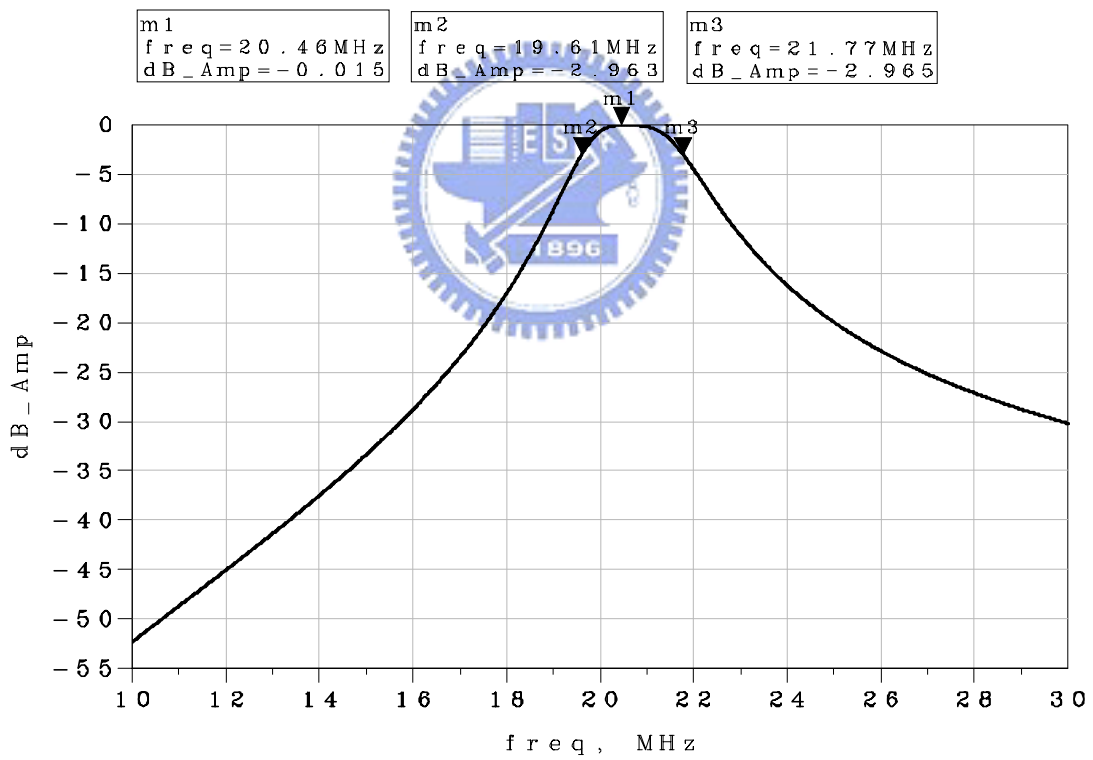


圖 3-13 帶通濾波器頻率響應

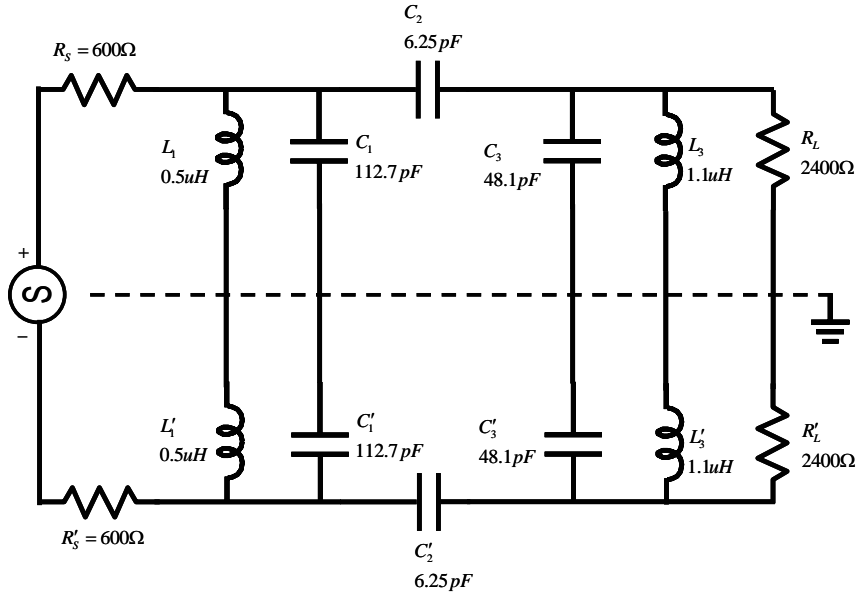


圖 3-14 利用對稱性設計平衡式帶通濾波器

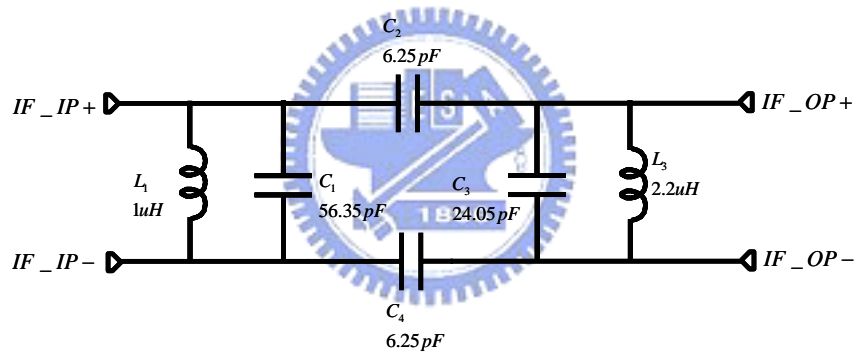
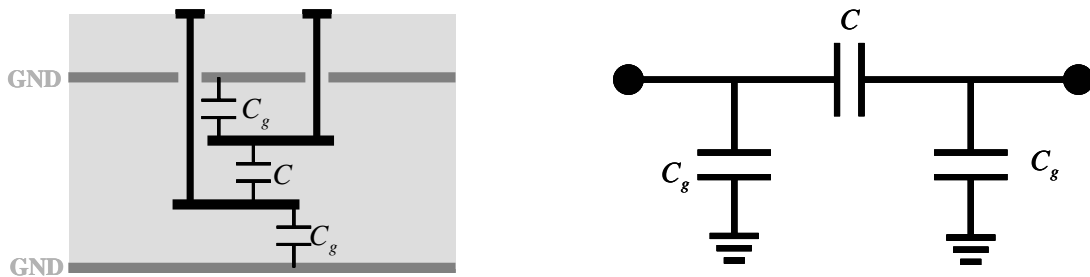


圖 3-15 平衡式中頻帶通濾波器



(a) LTCC 中平行板電容及對地效應

(b) 平行板電容的等效電路

圖 3-16 LTCC 中平行板電容及其等效電路

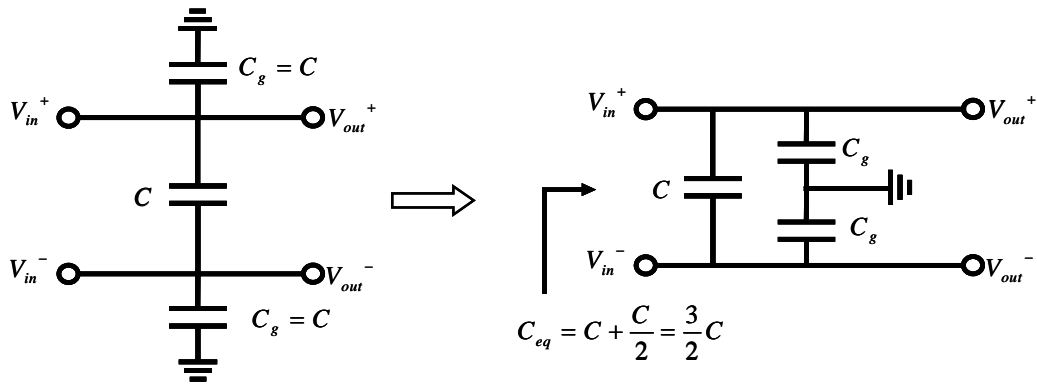


圖 3-17 平衡式電路中並聯電容的等效電路及等效電容值

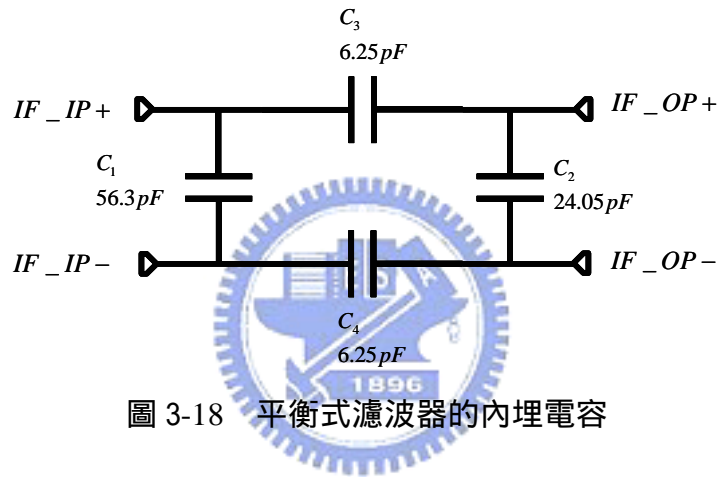


圖 3-18 平衡式濾波器的內埋電容

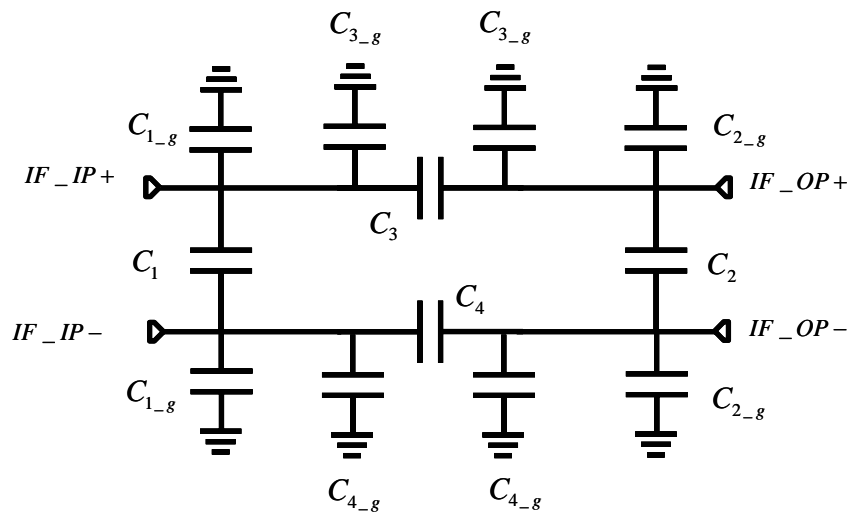


圖 3-19 平衡式濾波器內埋電容的對地效應

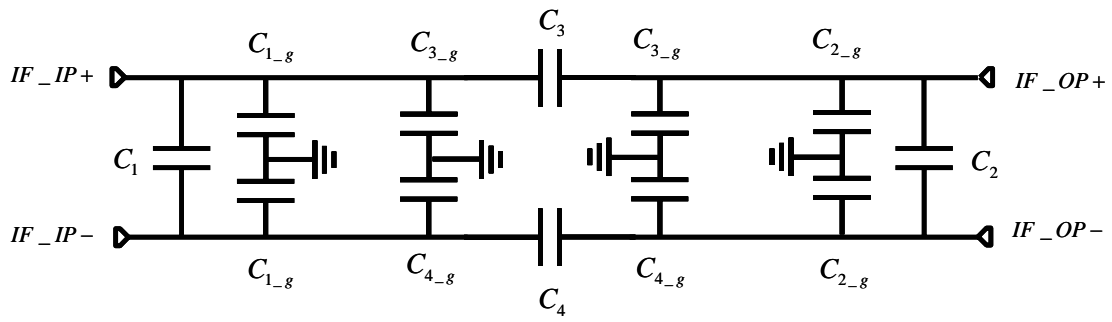


圖 3-20 平衡式濾波器內埋電容的等效電路

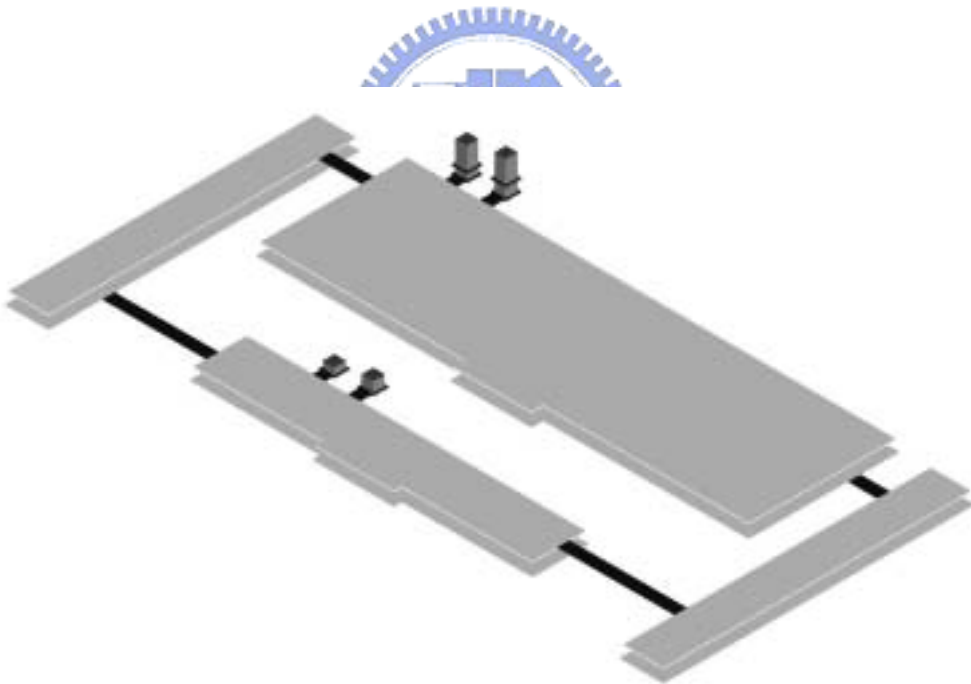


圖 3-21 LTCC 內埋電容設計

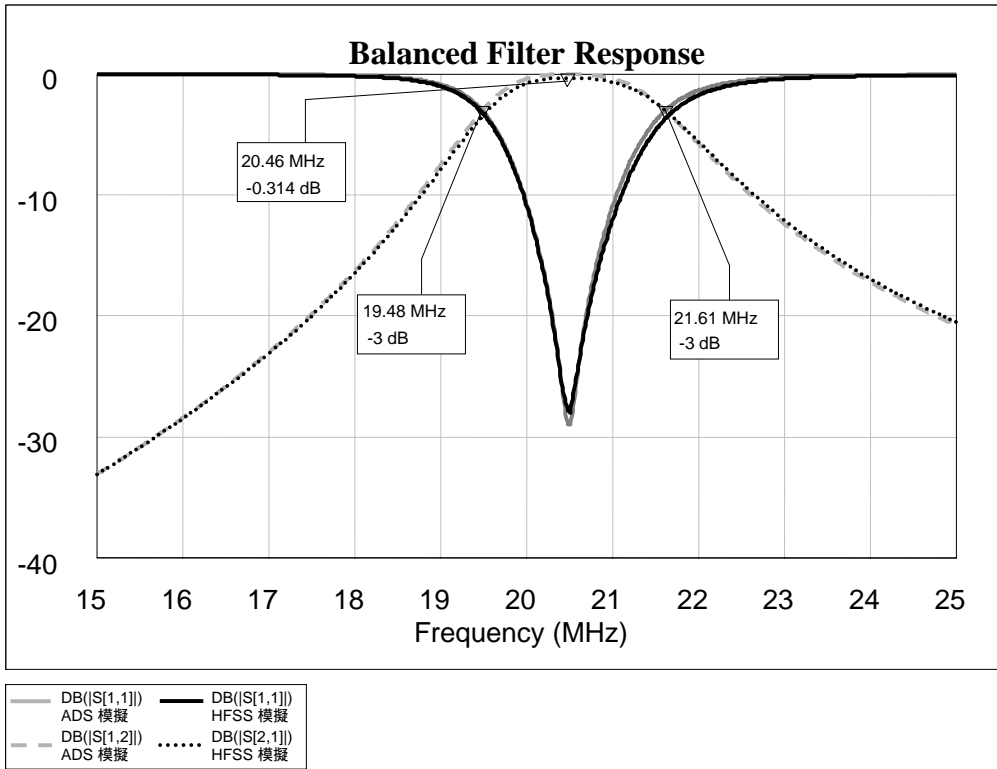


圖 3-22 LTCC 內埋平衡式中頻濾波器反射參數之電磁模擬結果

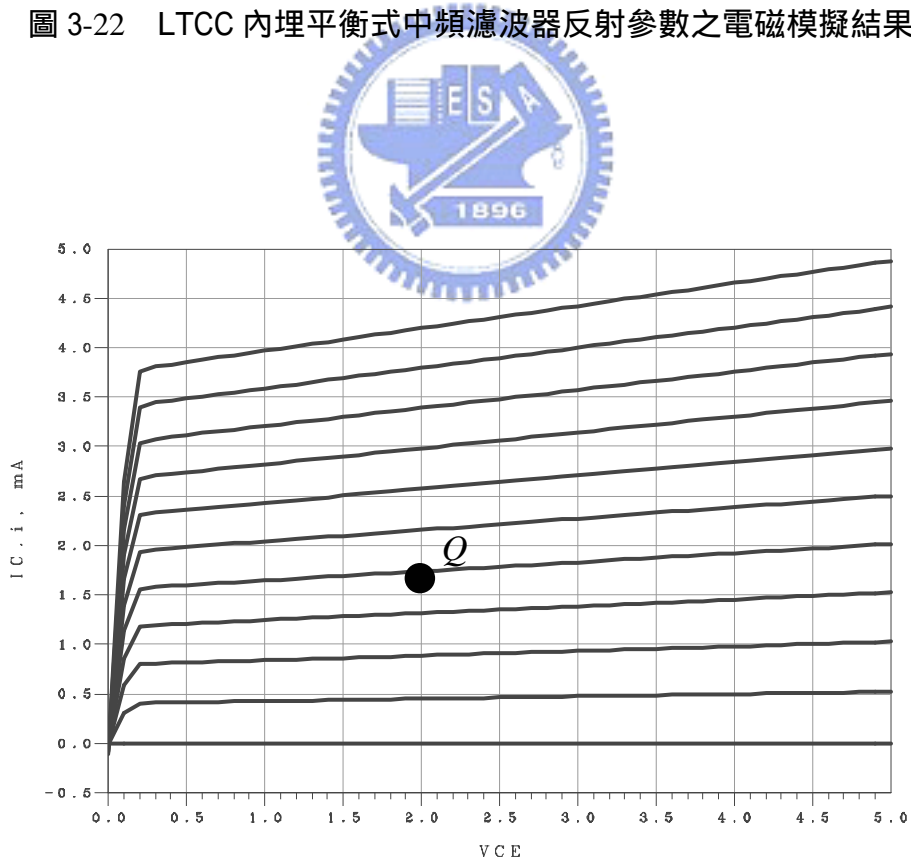


圖 3-23 電晶體直流偏壓點之選擇

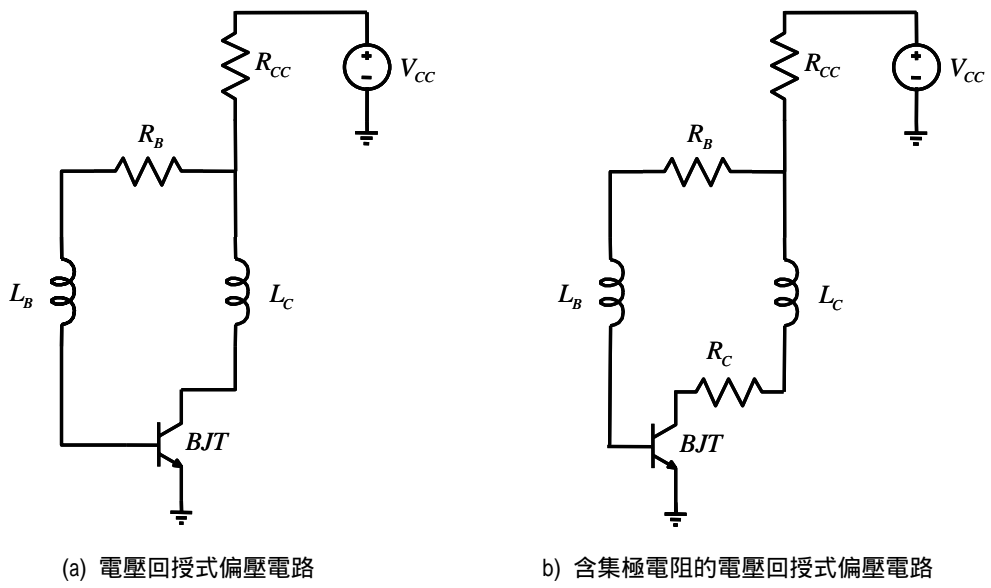


圖 3-24 電壓回授式直流偏壓電路

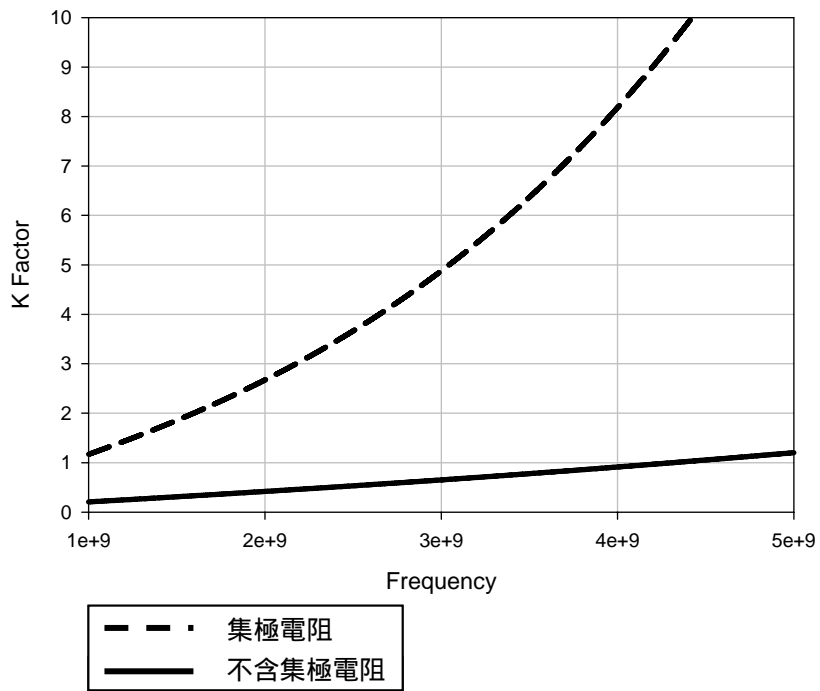


圖 3-25 K 因子對頻率之關係圖



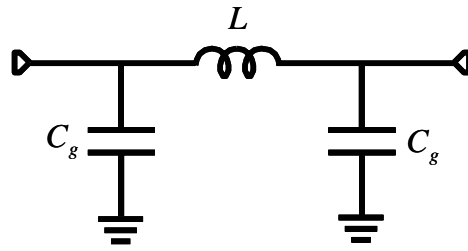


圖 3-26 型匹配電路

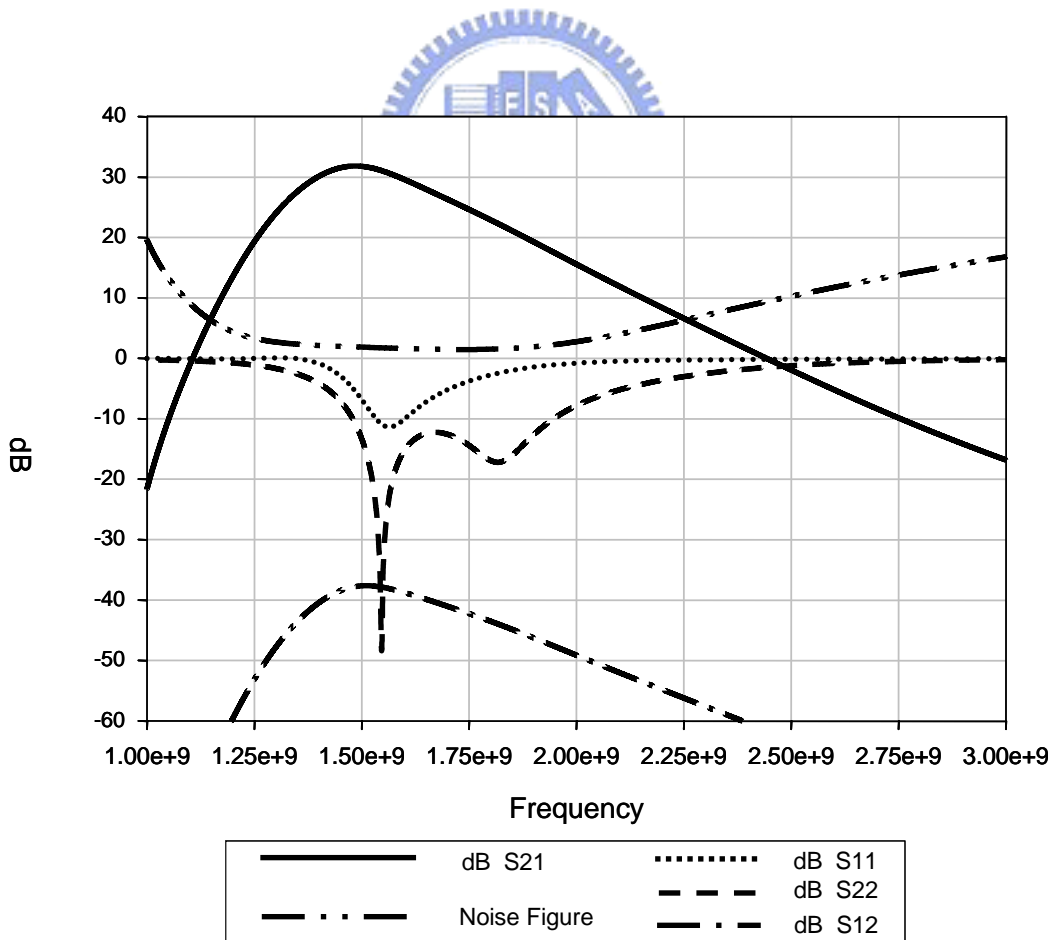


圖 3-28 LNA 反射參數與雜訊指數對頻率關

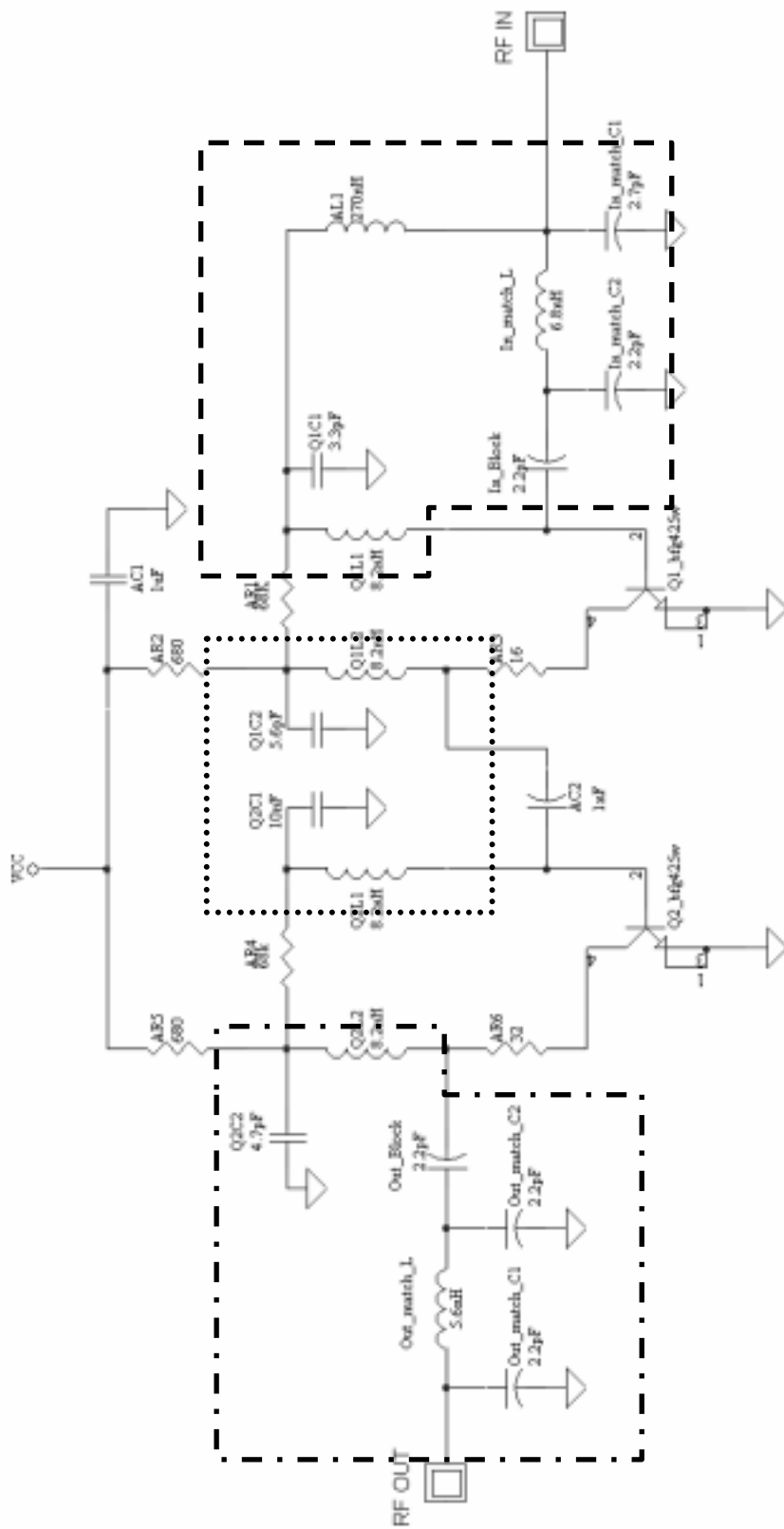


圖3-27 低雜訊放大器電路設計圖

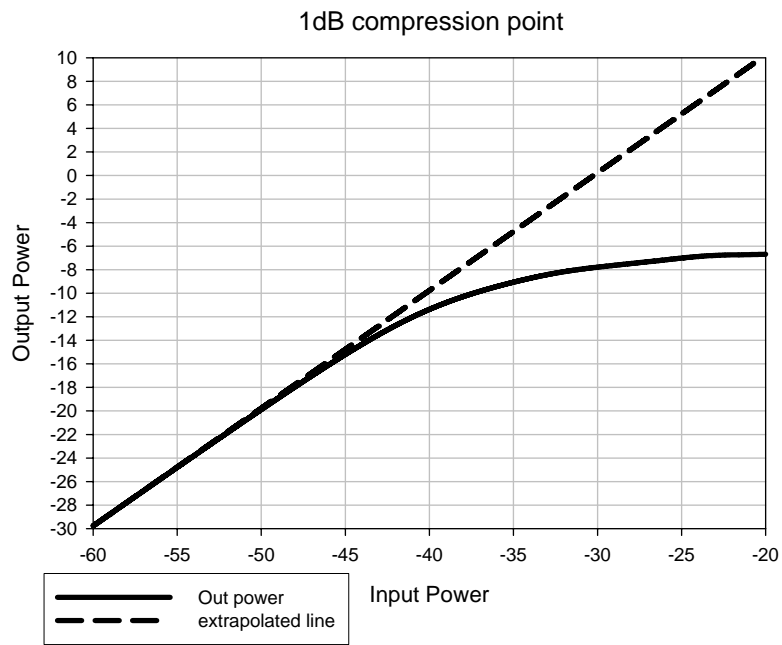


圖 3-29 放大器的 1-dB 壓縮點

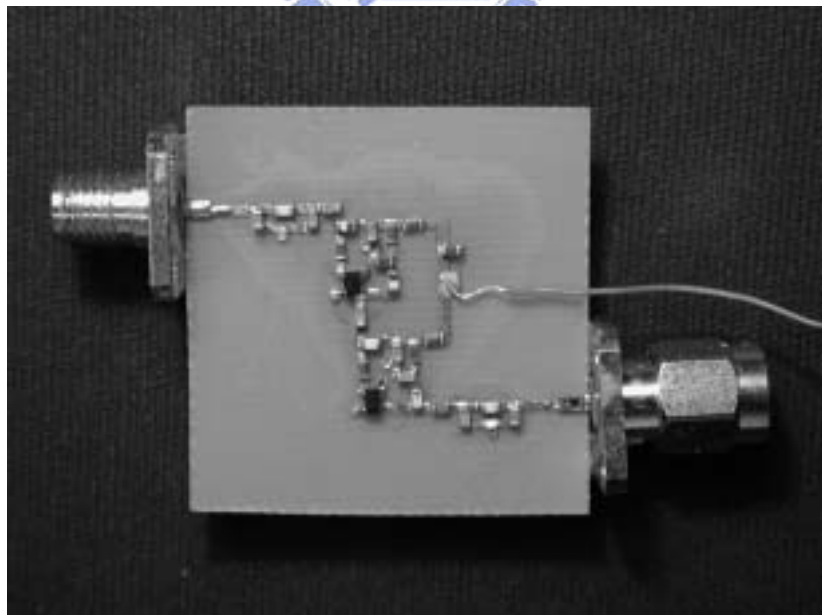
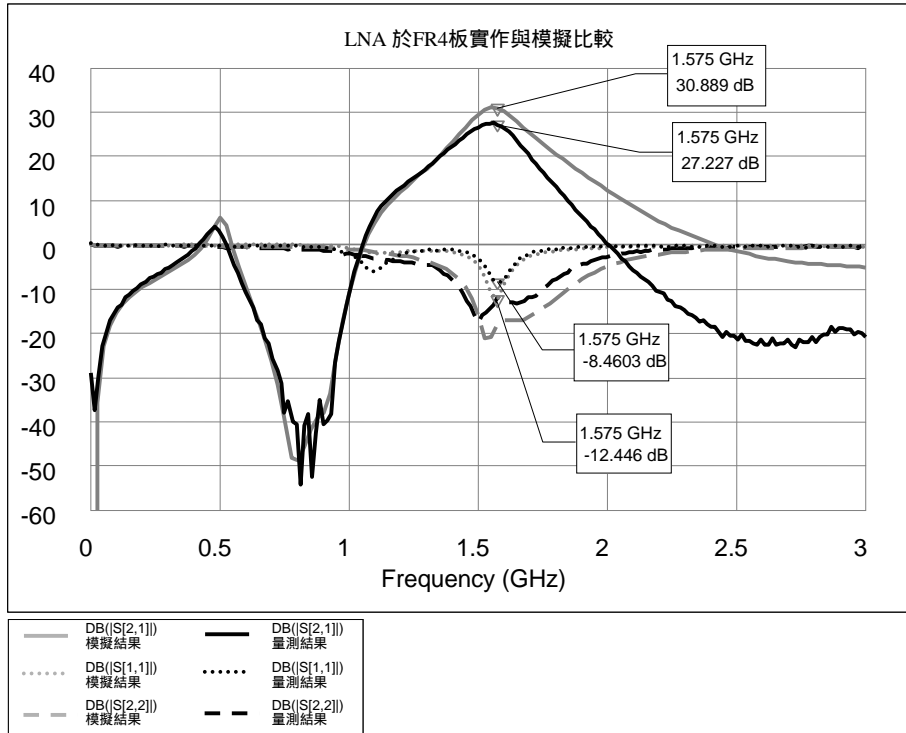
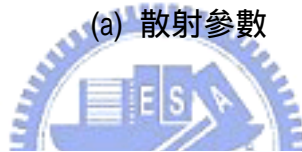


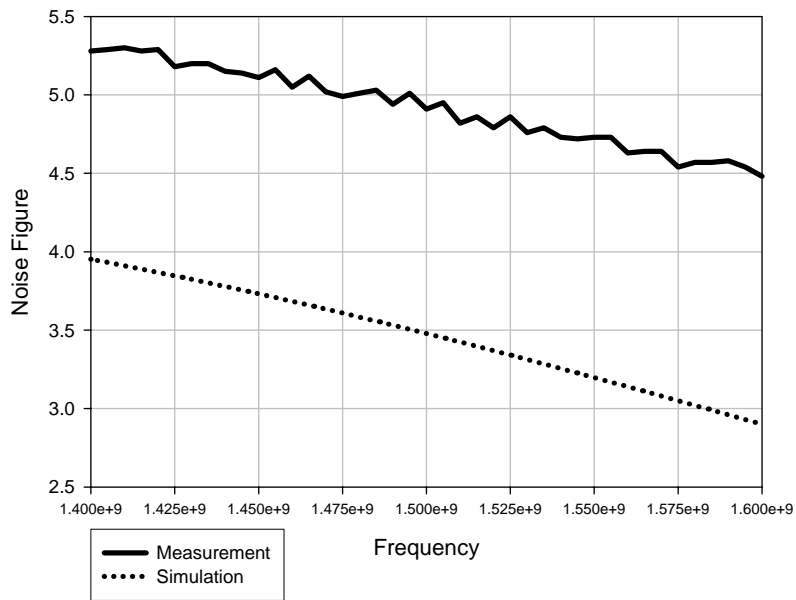
圖 3-30 LNA 於印刷電路板之實做電路



(a) 散射參數



NF



(b) 雜訊指數

圖 3-31 LNA 於印刷電路板實做電路量測與模擬結果之比較

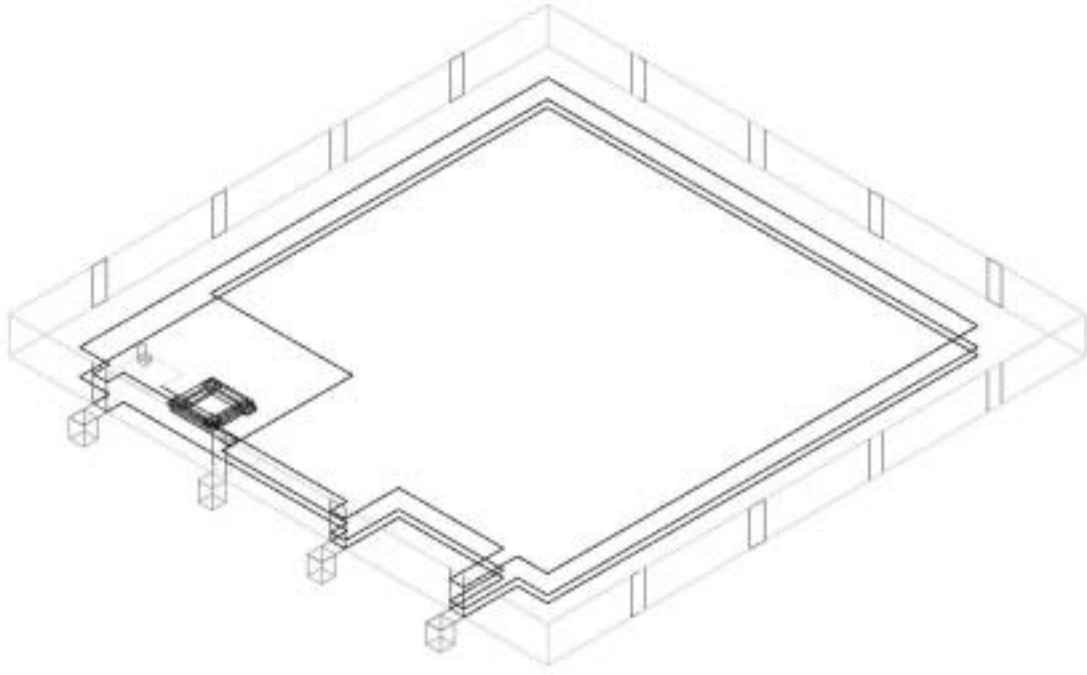


圖 3-32 模組中單一 型電路

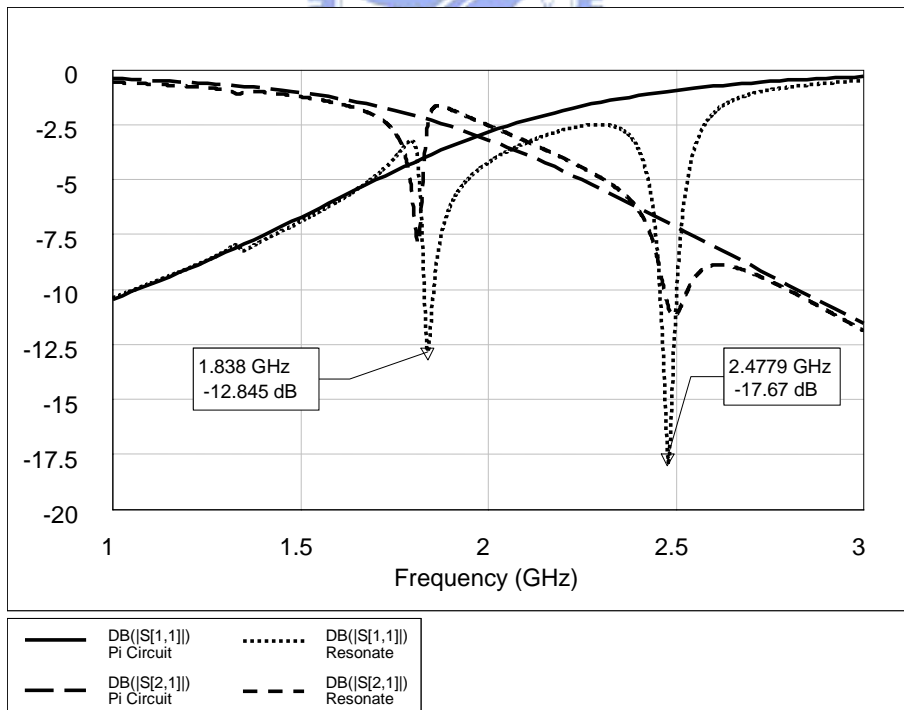


圖 3-33 單一 型電路在 LTCC 中的散射參數

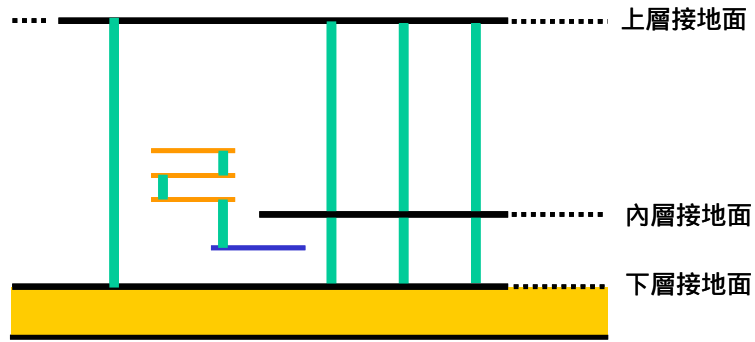


圖 3-34 貫孔柱連接 LTCC 中各層接地金屬面

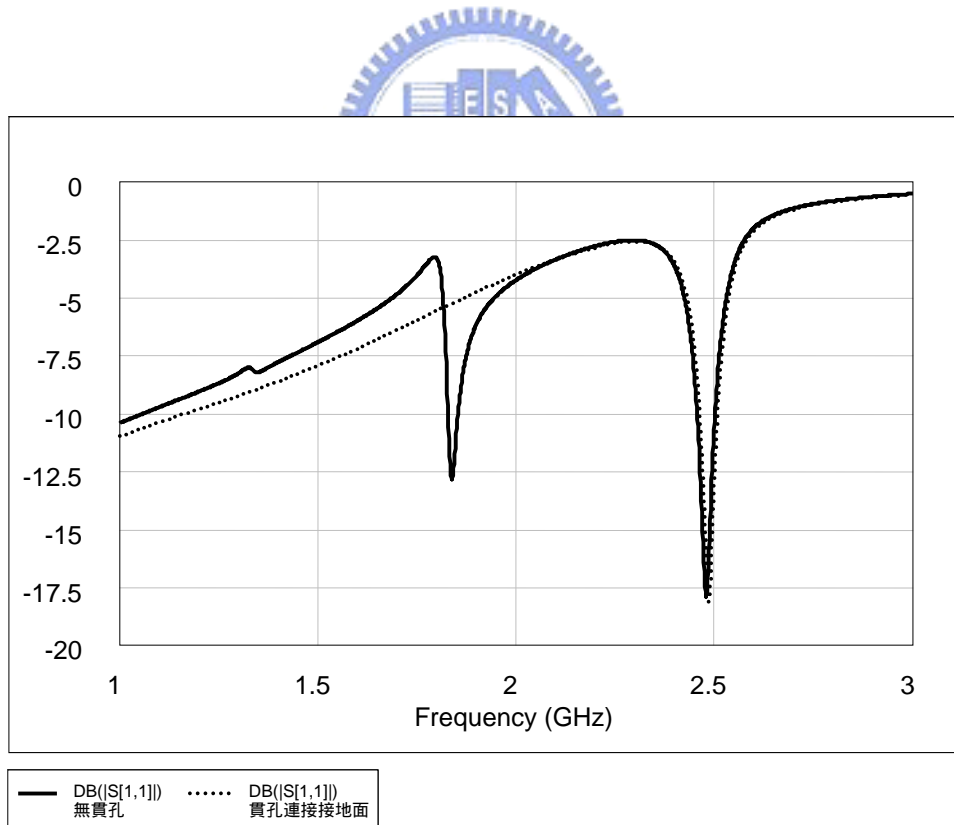


圖 3-35 加入貫孔柱抑制共振頻率的 型電路散射參數

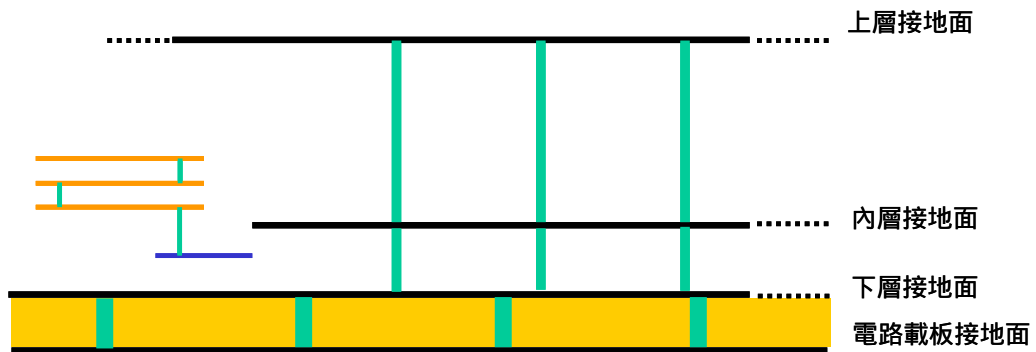


圖 3-36 貫孔柱連接模組下層接地面與電路載板接地面

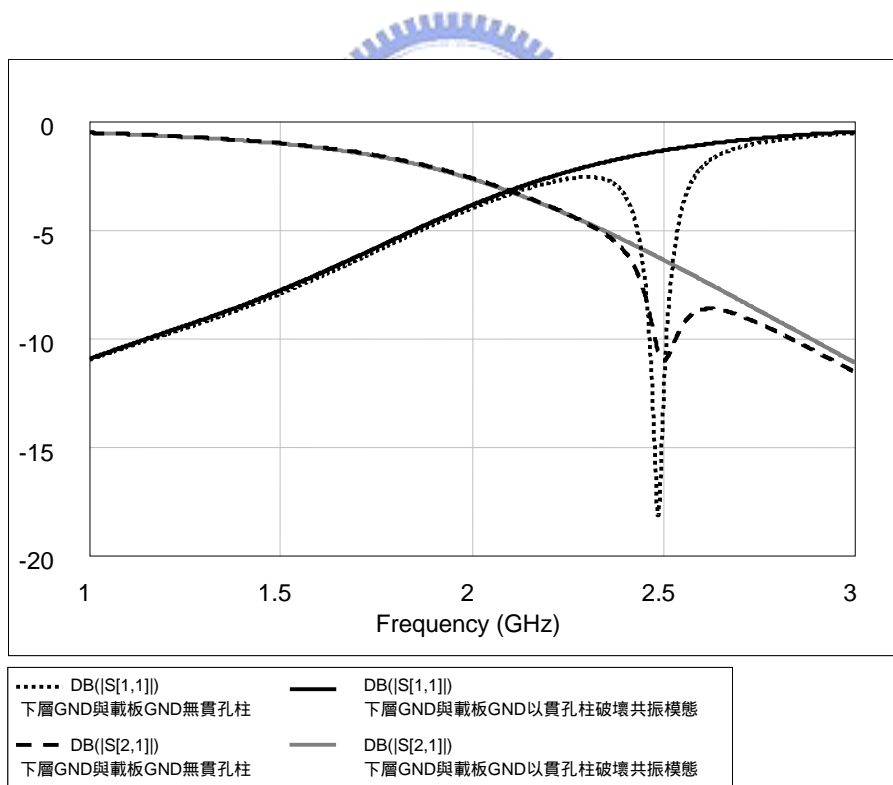


圖 3-37 共振頻率完全抑制後的 型電路散射參數

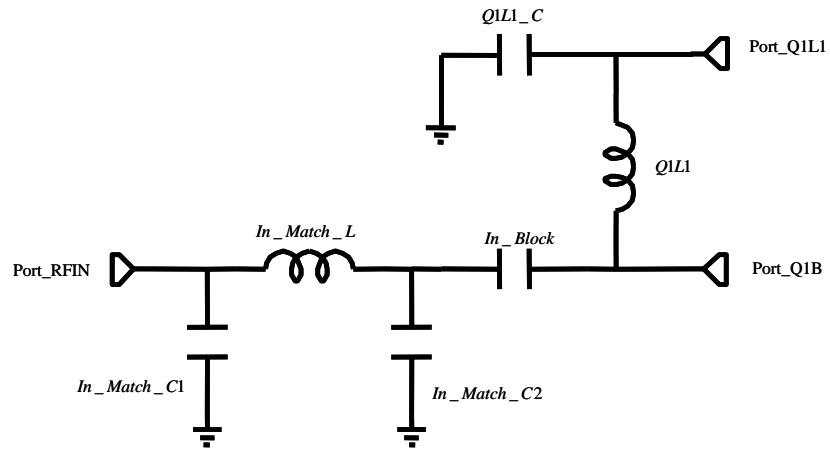


圖 3-38 輸入端阻抗匹配電路

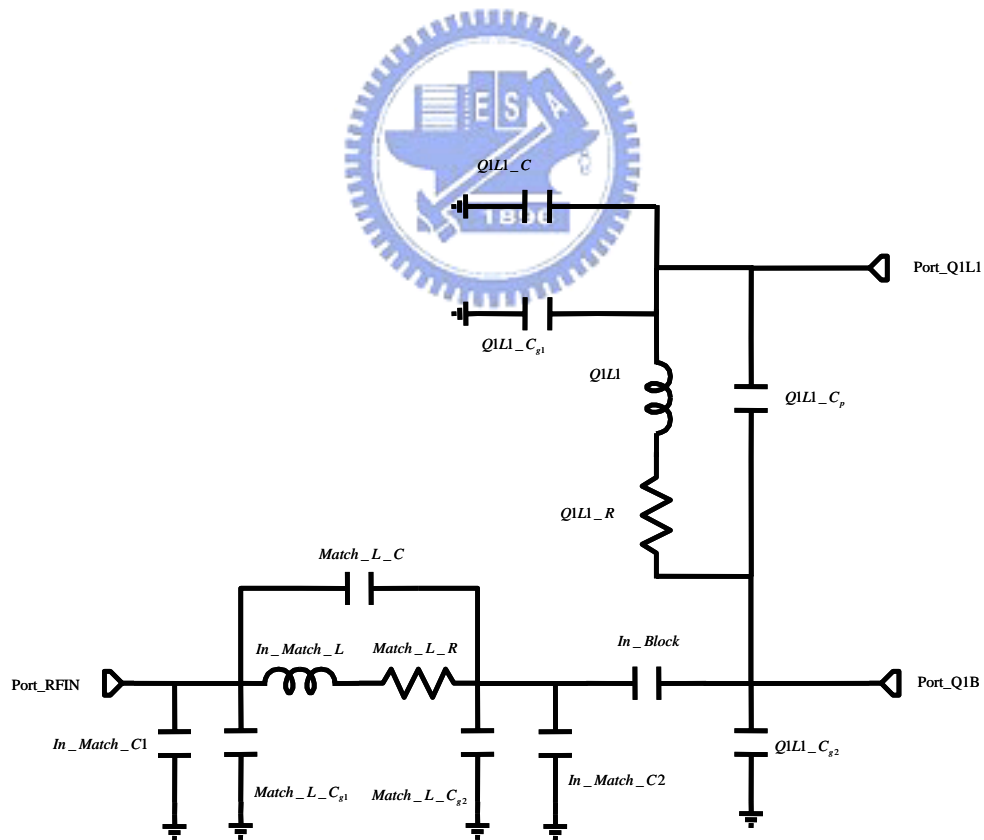


圖 3-39 輸入端阻抗匹配電路之寄生效應



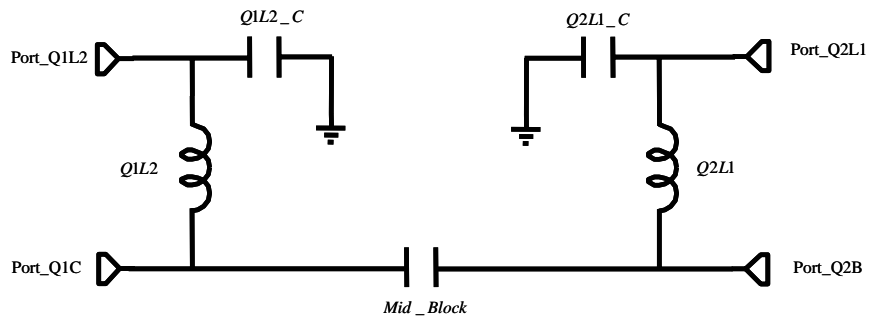


圖 3-40 射頻抗流圈與旁路電容電路

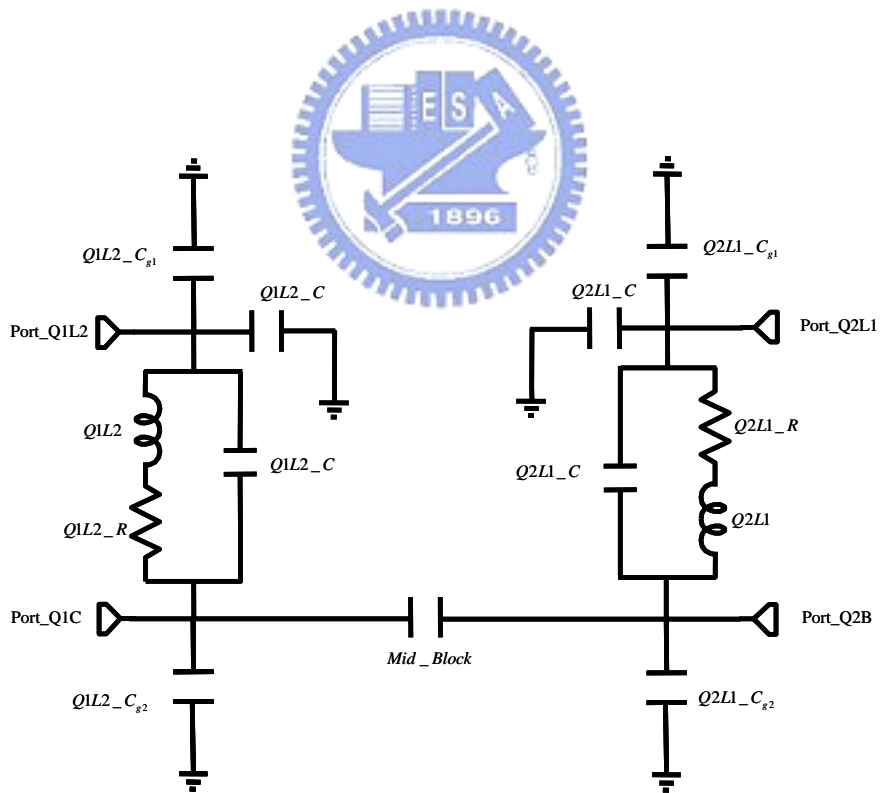


圖 3-41 射頻抗流圈與旁路電容電路之寄生效應

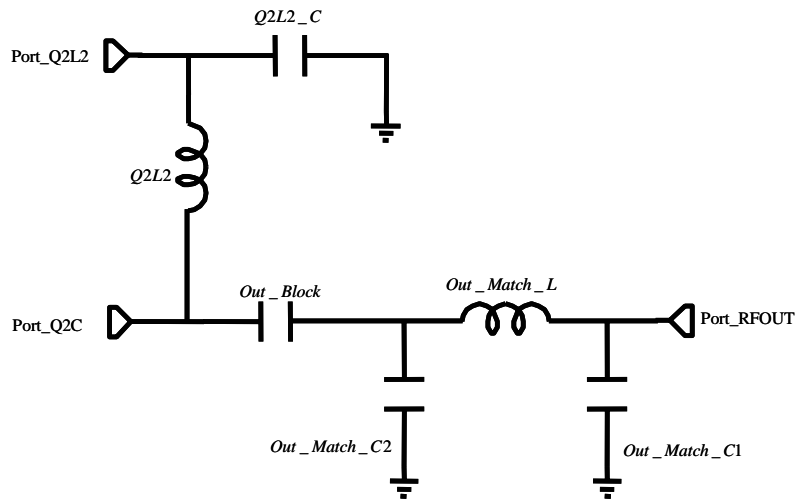


圖 3-42 輸入端阻抗匹配電路

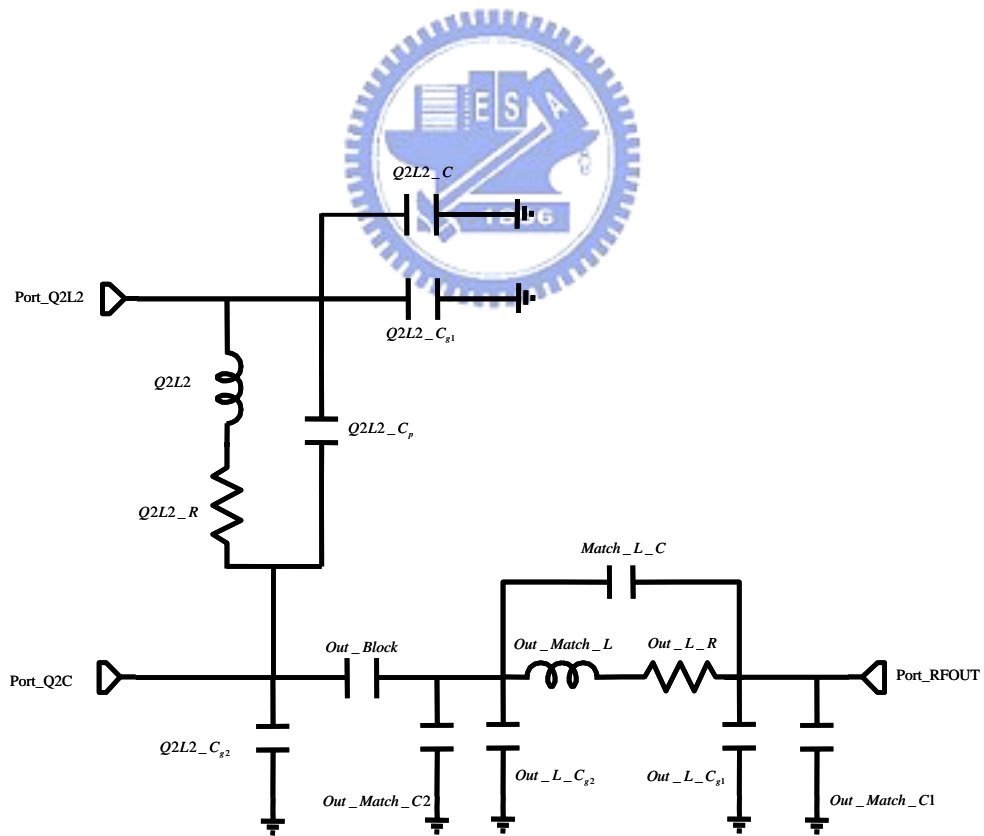


圖 3-43 輸入端阻抗匹配電路之寄生效應

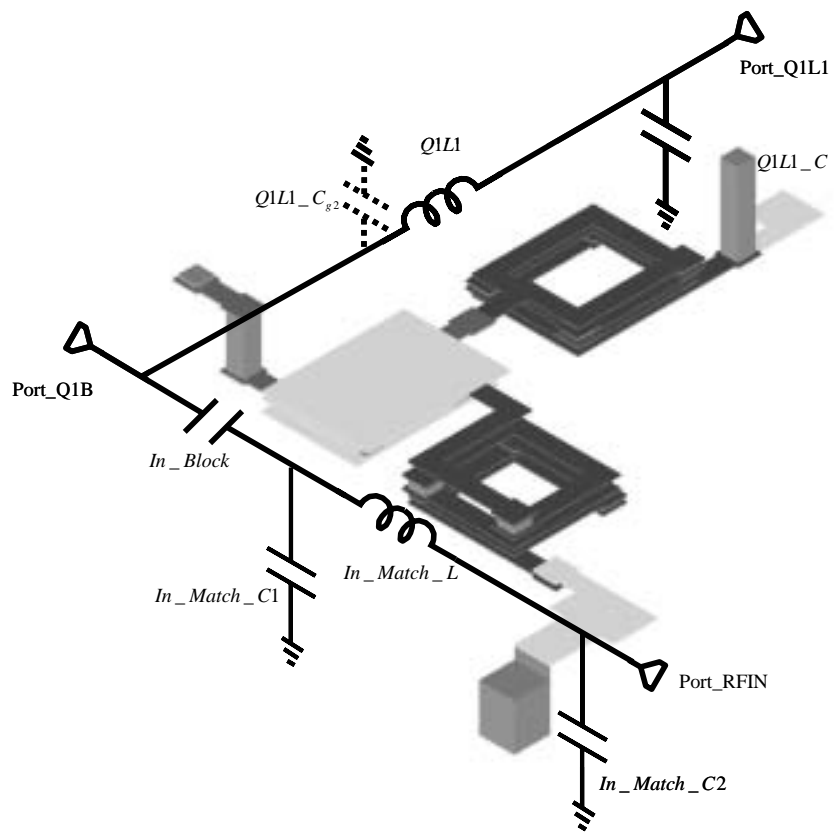
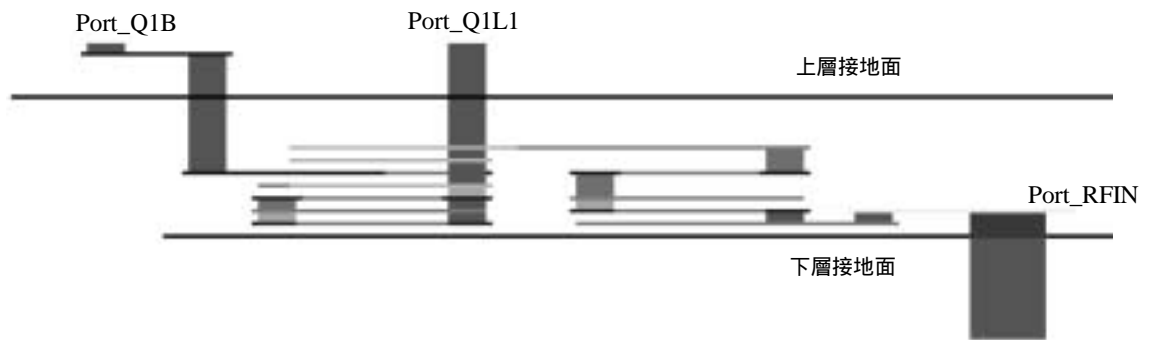


圖 3-44 內埋輸入端匹配電路佈局

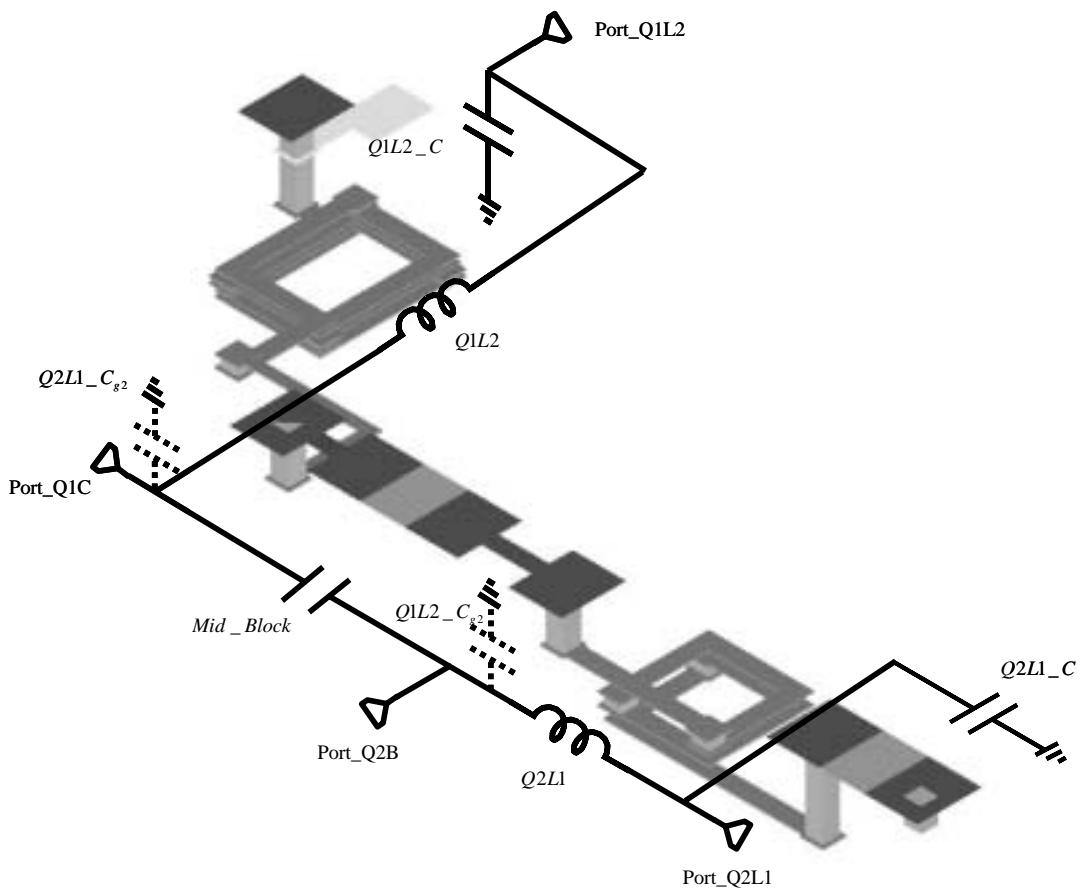
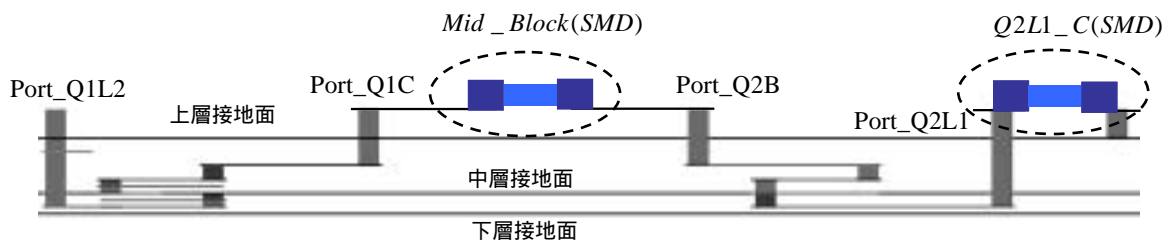


圖 3-45 內埋射頻抗流圈與旁路電容電路佈局

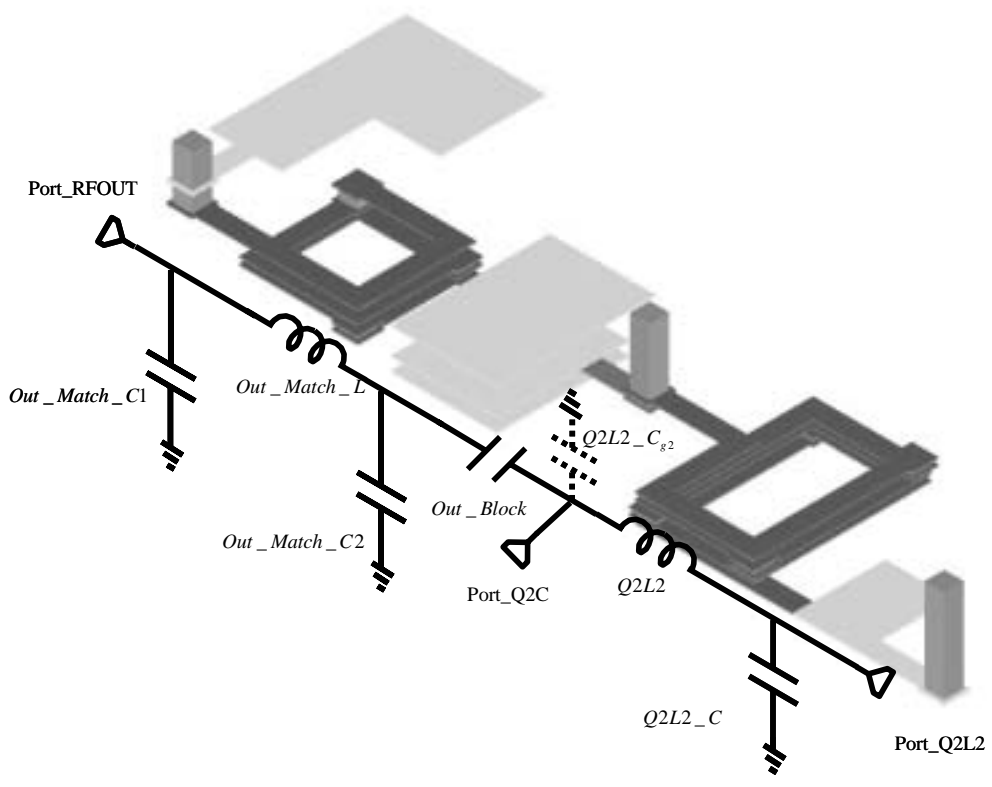
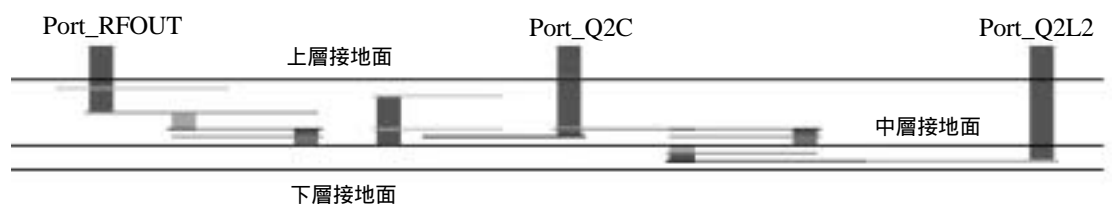


圖 3-46 內埋輸出端匹配電路佈局



圖 3-47 低雜訊放大器內埋電路佈局

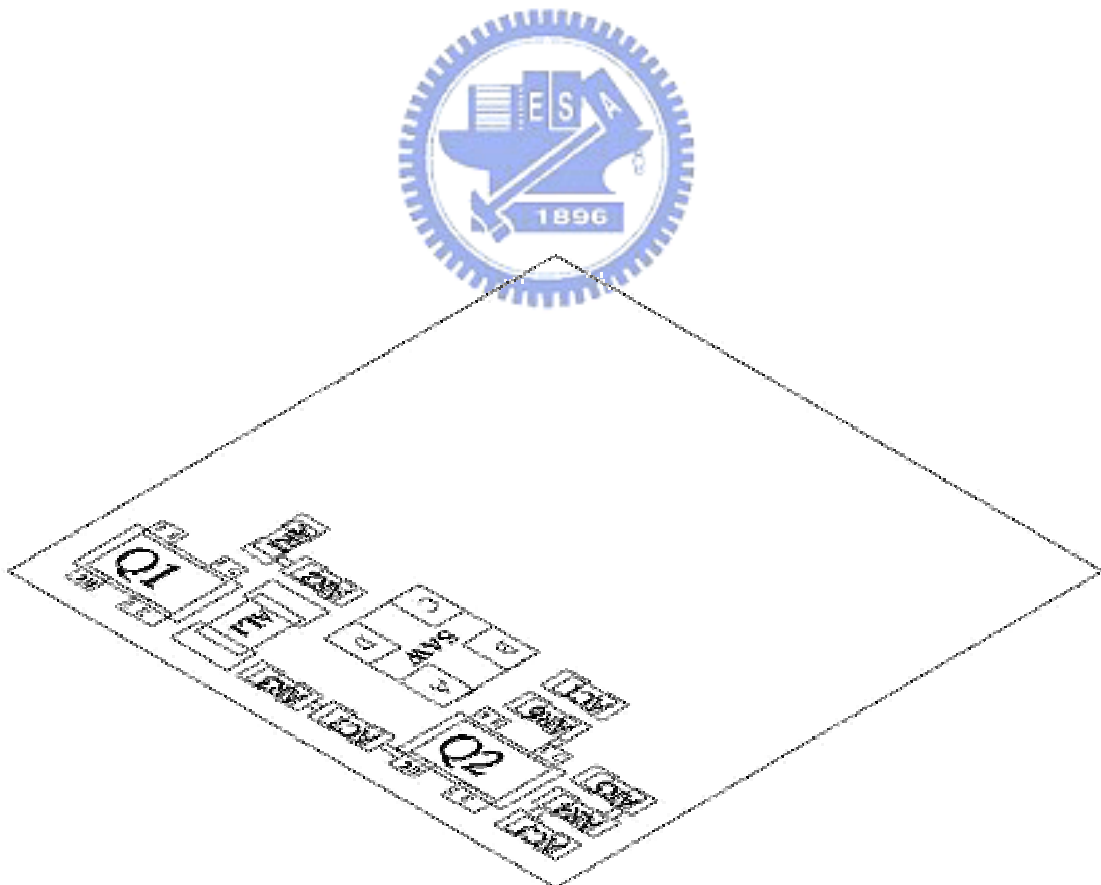


圖 3-48 低雜訊放大器於模組表面電路佈局

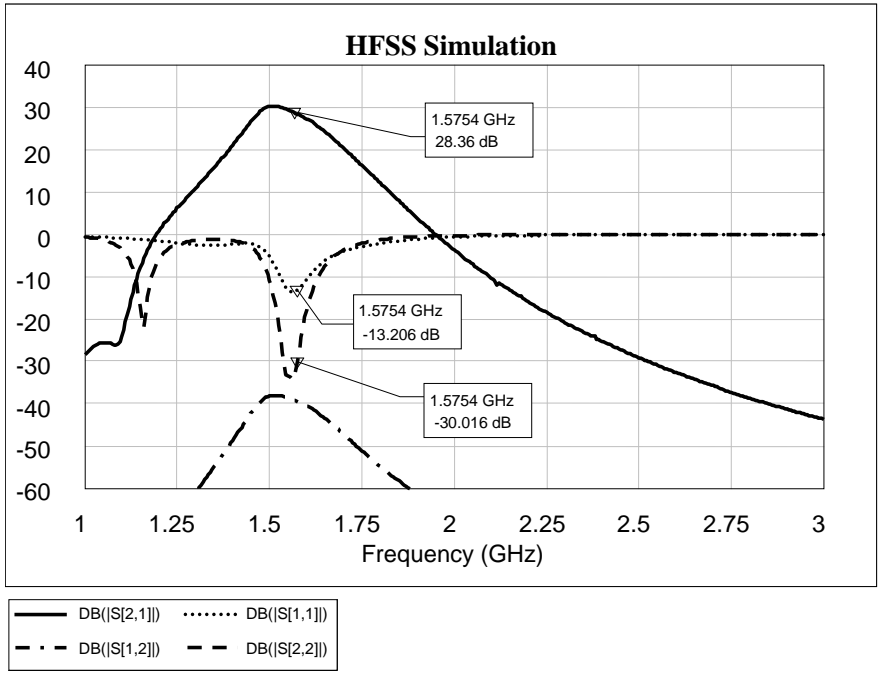


圖 3-49 低雜訊放大器 HFSS 模擬散射參數對頻率關係

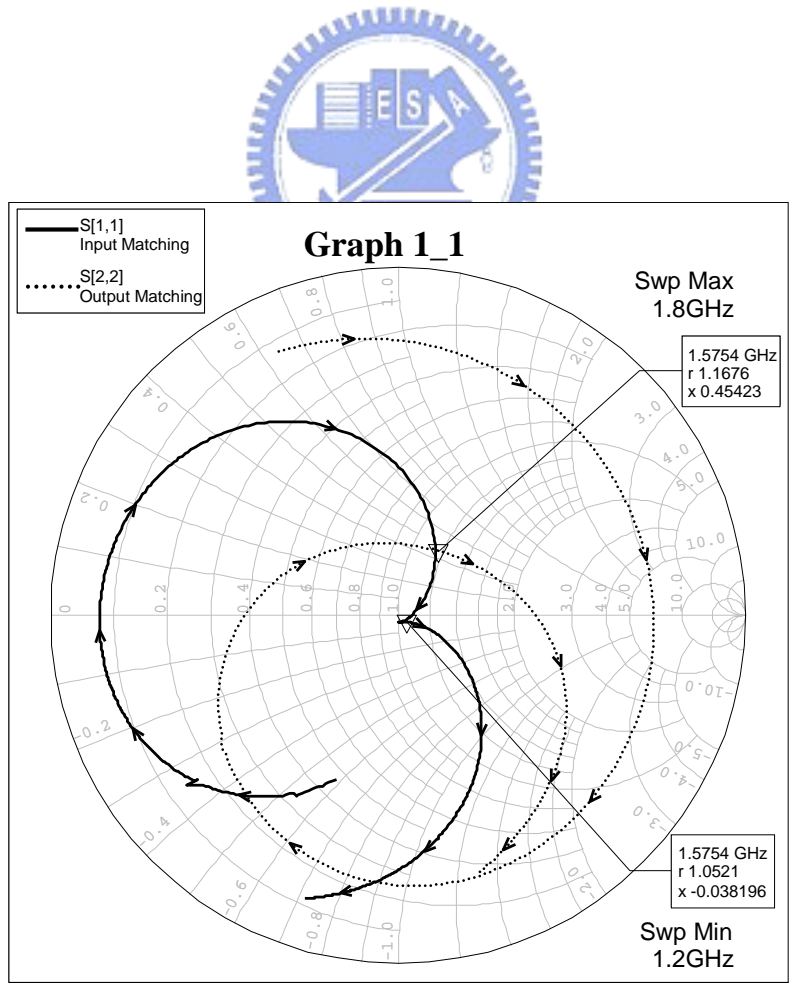


圖 3-50 低雜訊放大器輸入端與輸出端之 Smith Chart

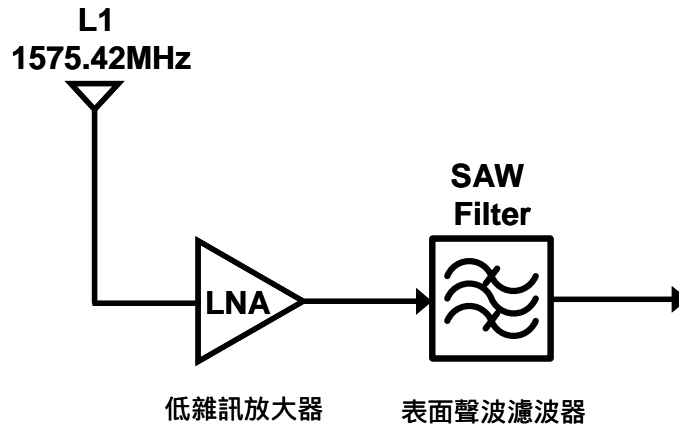


圖 3-51 低雜訊放大器串接表面聲波濾波器

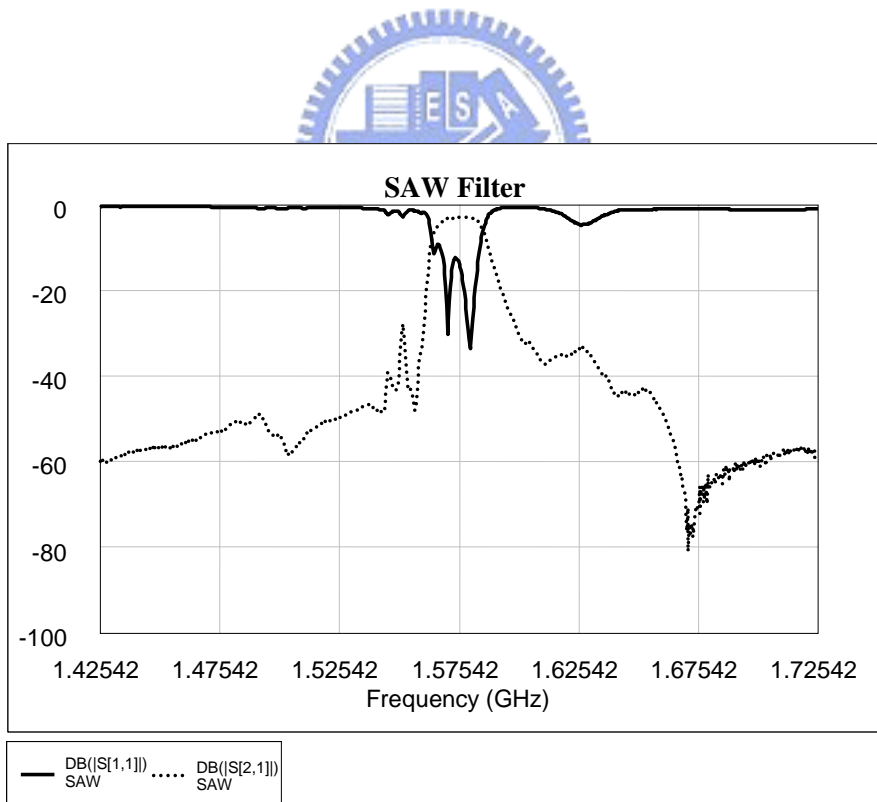


圖 3-52 表面聲波濾波器散射參數對頻率關係



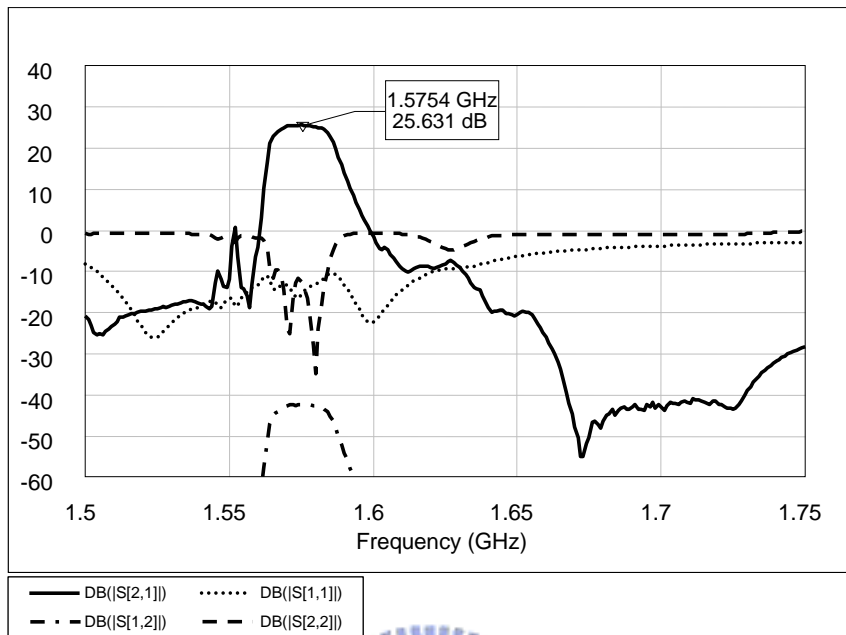


圖 3-53 低雜訊放大器串接表面聲波濾波器之散射參數對頻率關係



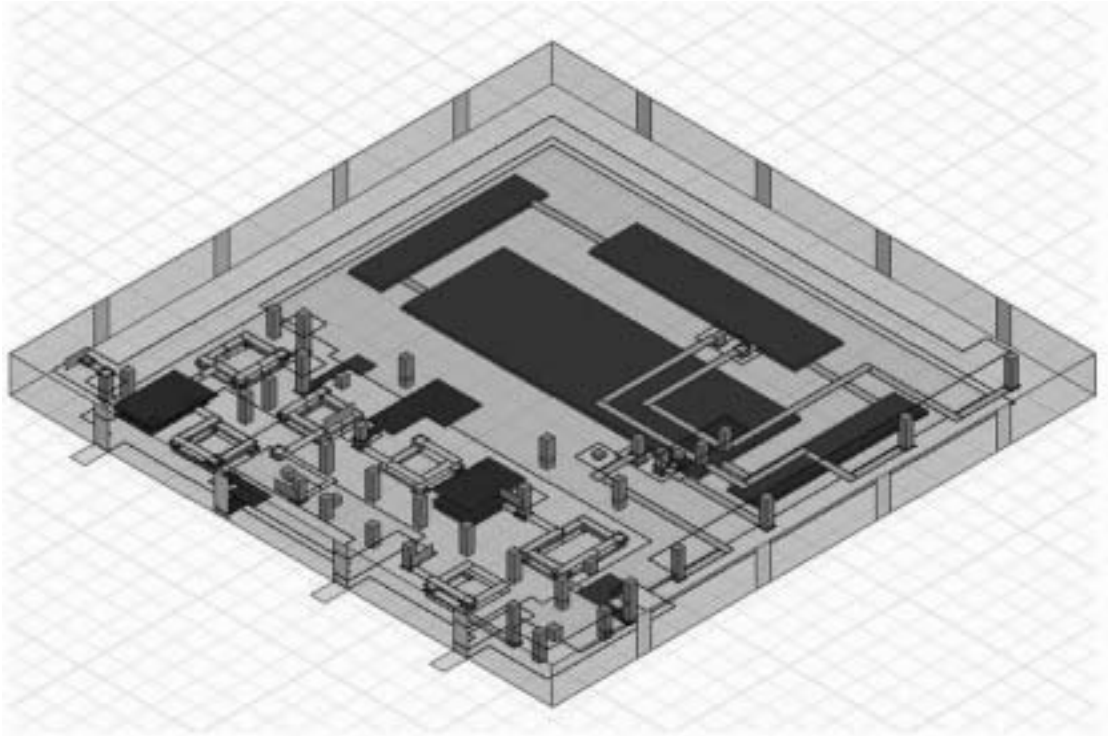


圖 3-54 全球定位系統封裝模組內埋電路佈局

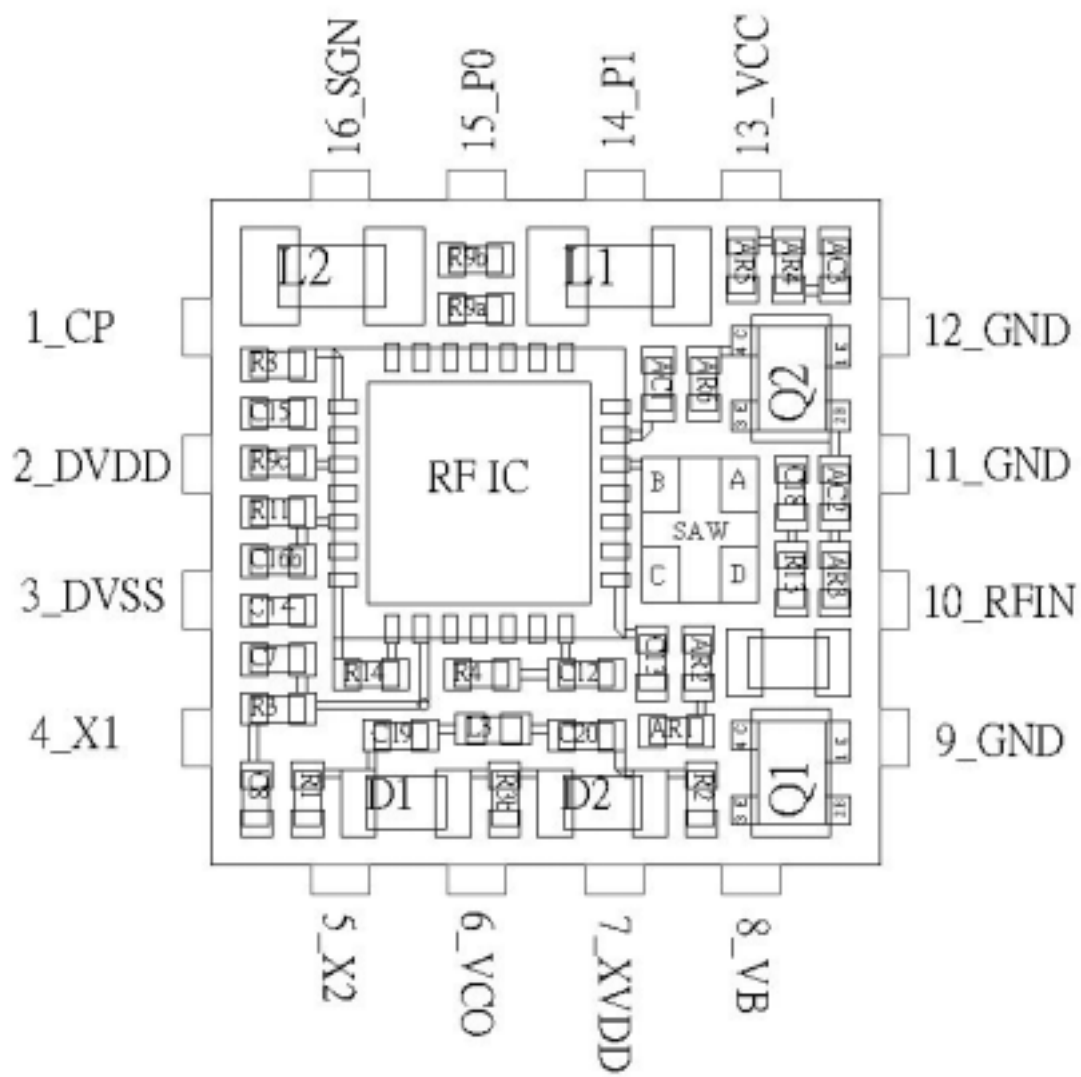


圖 3-55 全球定位系統封裝模組表面電路佈局

接腳名稱	功能說明
1 CP	時脈信號輸入 / 輸出
2 DVDD	供數位信號用之正電壓輸入
3 DVSS	供數位信號用之負電壓輸入
4 X1	晶體振盪器輸入點
5 X2	晶體振盪器輸出點
6 VCO	鎖相迴路相位比較器輸出點
7 XVDD	提供晶體振盪器電壓輸出點
8 VB	射頻 IC 電壓調節器輸出點
9 GND	接地點
10 RF_IN	GPS L1 信號輸入點
11 GND	接地點
12 GND	接地點
13 VCC	直流正電壓
14 P1	射頻 IC 電壓控制點
15 P0	射頻 IC 電壓控制點
16 SGN	數位信號輸出點

圖 3-56 全球定位系統封裝模組接腳功能說明

## 第四章 結論

本論文在第一部份中所提出的雙重叉路結構，應用在同時符合 IEEE802.11a 與 802.11b 兩標準的雙頻天線設計上，確實可以達雙頻寬的特性，同時藉由電磁的模擬與實作天線的量測，印證了本論文所提出的設計方式的確為可行。在反射損耗的特性上，實作天線所量測到的  $-10dB$  頻寬範圍有低頻段  $2.33GHz$  至  $2.93GHz$  與高頻率  $4.67GHz$  至  $6.80GHz$  兩部份。低頻部分的頻寬為  $600MHz$ ，應用在 802.11b 的標準上不成問題，而高頻部分的頻寬範圍更是高達  $2.1GHz$  以上，足以完全涵蓋表 1-1 所列的 802.11a 三個子頻段。在天線的場型方面，分別量測了  $2.45GHz$ 、 $5.0GHz$ 、 $5.25GHz$  與  $5.775GHz$  四個頻率，配合空間的差異性(spatial diversity)，同時使用兩支雙頻整型天線，可產生場型差異性(pattern diversity)的功效，讓兩支天線的輻射場具有互補特性。模擬與實作天線的結果，各項的參數表現都可以充份符合 802.11a 與 802.11b 兩通訊標準之要求，同時所提出的整型天線設計亦能夠兼顧了小尺寸的特性。

第二部份的全球定位系統封裝模組設計，可提供 GPS 的 L1 頻段信號做為定位與導航之用。模組中整合了低雜訊放大器、表面聲波濾波器、第一中頻濾波器與前端射頻積體電路等共 60 個主被動元件；以 14 層低溫共燒陶瓷的材料所構成的模組基板中，內埋了第一中頻濾波器與低雜訊放大器的偏壓與匹配電路；本論文中設計的內埋電路與表面接著元件所構成的中頻濾波器與放大器，都以 HFSS 模擬軟體加以驗證。設計出的中頻濾波器在中心頻率  $20.46MHz$  的介入損耗值為  $-0.314dB$ ， $3dB$  頻寬為  $2.13MHz$ ；此外低雜訊放大器的特性也以印刷電路板加以驗證，證實印刷電路板上的放大器電路與模擬電路的結果僅有些許的差距，故由 HFSS 所做的電磁模擬，也將模擬時的散射參數等特性曲線，儘量近似實作電路的特性曲線，同時放大器於輸出端的電路匹配也微調到接近  $50\Omega$  特徵阻抗值，使後級的表面聲波濾波器特性，可以完全地表現在放大器與濾波器串接後的散射參數上；整個系統封裝模組最後完成的尺寸  $11.5mm \times 11.5mm \times 0.77mm$ 。

## 參考文獻

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York, 1997.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd ed., Wiley, New York, 1997.
- [3] 方仕庭，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 21 卷，第 4 期
- [4] 系統單晶片化？模組化？行動電話用零組件的整合之路百家爭鳴，通訊科技雜誌，2002 年，12 月。
- [5] C.Q. Scramton and G. J. Gravier, "LTCC Technology: Where we are and where we're going – IV," *Proc. IEEE MTT-S Int. Symp.*, Vancouver, Bc., Canada, 193–200.
- [6] R. Lucero, A. Pavio, D. Penunuri, and J. Bost, "Design of an LTCC Integrated Tri-Band Direct Conversion Receiver Front-End Module," *IEEE MTT-S 2002 Microwave Symposium Digest*, Volume 3, May 2002, pp.1545-1548
- [7] S. Chakraborty etl., "A 2.4-GHz Radio RF-front End in RF System-on-Package Technology," *Microwave Magazine*, IEEE, Volume: 3, Issue: 2, June 2002 pp.94–104
- [8] E. D. Kaplan, *Understanding GPS, Principles and Applications*. Boston/London: Artech, 1996
- [9] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, New Jersey, 1998, pp.11-180
- [10] Datasheet from NEMERIX (DS-NJ1004)
- [11] Datasheet from CT2000

- [12] S. Y. Liao, *Microwave Circuit Analysis and amplifier design*, Prentice-Hall, New Jersey, 1987, Chap4.
- [13] J. L. Market and Robbin Damen, “LNA Design for CDMA Front End,” *Application Note*, Philips Semiconductors.
- [14] S. Mercer, “An Introduction to Low-Noise Amplifier Design,” *RF Design*, July 1998, pp.44-56
- [15] Datasheet from BFG425W
- [16] K. Vennema, “Ultra Low Noise Amplifiers for 900 and 2000MHz with High IP3,” *Application Note*, Philips Semiconductors, December, 1996.
- [17] G. Gonzales, *Microwave Transistor Amplifiers*, 2ed, Prentice-Hall, New Jersey, 1997, pp. 213-383
- [18] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, Massachusetts, 1990, pp.422-496
- [19] R. S. Elliot, *Antenna Theory and Design*, Prentice-Hill, New Jersey, 1981, Chap.4.
- [20] 郭彭淵，無線網路卡印刷天線暨低溫共燒陶瓷高頻轉接器與濾波器設計，碩士論文，交通大學電信工程研究所，2002年6月