

# 國立交通大學

## 電機學院通訊與網路科技產業研發碩士班 碩士論文

94 GHz 被動影像雷達一維成像系統整合

Implementation of 94 GHz One-dimensional Passive  
Imaging Radar System



研究生：江志謙 (Chih -Chien Chiang)

指導教授：鍾世忠 博士 (Dr. Shyh-Jong Chung)

中華民國 一 百 年 三 月

94 GHz 被動影像雷達一維成像系統整合  
Implementation of 94 GHz One-dimensional Passive  
Imaging Radar System

研究生：江志謙                      Student： Chih - Chien Chiang  
指導教授：鍾世忠博士              Advisor： Dr. Shyh-Jong Chung

國立交通大學

電機學院通訊與網路科技產業研發碩士班

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  
in

Industrial Technology R & D Master Program on  
Communication Engineering

March 2011

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 一〇一〇年 三月

# 94 GHz 被動影像雷達一維成像系統整合

研究生：江志謙

指導教授：鍾世忠博士

國立交通大學電機學院產業研發碩士班

## 摘要

本論文提出應用在 W-band 之被動影像雷達系統，系統整合各元件：透鏡、高指向性之天線、低雜訊放大器、功率偵測器以及運算放大器，利用不同待測物之天然熱輻射能量差異，來觀察輸出的電壓差，並藉此來分辨物體。為了有效分辨不同天然熱輻射所造成的微小電壓差，進行關鍵元件的量測來確認其特性，包含透鏡效率、天線之場型、低雜訊放大器之增益及其阻抗、功率偵測器之敏感度及其阻抗、運算放大器之增益。確認個別元件的特性後，在天線與後端電路之間設計適當的轉接，讓整體模組因阻抗不匹配而造成的損耗減小。

在整合模組後，利用類比數位轉換器 NI PXI-5122 來將輸出電壓由類比訊號轉為數位訊號，並透過積分來消除高頻雜訊，觀察輸出電壓變化則利用熱源冷源的量測，並利用此電壓差來確定整體系統之熱敏感度後，進行人體與金屬及空氣的量測並且探討其輸出電壓變化的合理性以及影響效能之關鍵因素。

最後單一路徑之被動影像雷達系統透過機械式移動待測物來進行一維成像，電壓以圖形表示，完成辨別人體與金屬或其他物體之目標。

# Implementation of 94 GHz One-dimensional Passive Imaging Radar System

Student : Chih- Chien Chiang

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Industrial Technology R & D Master Program of  
Electrical and Computer Engineering College  
National Chiao Tung University

## Abstract

The thesis introduces to the W-band passive imaging radar system. The system integrates elements, including lens 、 an antenna with high directivity 、 a low-noise amplifier 、 a power detector and an operation amplifier. By means of the difference of natural thermal radiation power resulted from different objects, we can use the output voltage difference to tell different objects. In order to distinguish the little voltage difference efficiently, we measure key elements to ensure their characteristics., including the efficiency of the lens, antenna patterns, the gain and the impedance of the low noise amplifier, the sensitivity and the impedance of the power detector, the gain of the operation amplifier. According to the characteristics of the elements, we design proper transition between the antenna and the back-end circuits to reduce the loss resulted from impedance mismatch of the module.

For the baseband circuits, we use NI PXI-5122 to convert the output voltage from analog signal to digital signal. To avoid the dc signal degradation caused by high frequency noise, we implement signal integration technique to improve the signal quality. Through hot- and cold-source measurement, we can observe output voltage difference, which can be applied to calculate the thermal sensitivity of the whole module. Based on the calculated sensitivity, we can verify the voltages resulted from a human body, coppers and air. In addition, the key points to the system performance are discussed.

Finally, the W-band passive imaging radar system with a single channel shows one-dimensional image by mechanical scanning. Therefore, we achieve the goal of distinguishing human bodies and coppers or other objects.

## 誌謝

在這短短兩年的碩士班生涯，首先要感謝指導老師鍾世忠教授，在與老師無數的討論中，除了學到學問的內容，更學習做研究的方式，另外感謝我的口試委員唐震寰教授以及楊育群博士對我的建議及指導，讓我的論文更加充實。

此外我想感謝畢業的實驗室之母-學姊菁偉以及博士班學長凱哥、肇堂以及大學長實驗室之父-柯柯，謝謝你們在我做研究有疑問時總是無私的給我一個良心的建議甚至是幫助，有你們我才能這麼順利地走過我的碩士生活。感謝助理珮華、鐘興，為我的口試前準備資料及餐點。感謝已畢業的碩士班學長姊少華、浩宇、小池、柏翔、阿彬、財溢、子嫻、逼逼、冷肥，在我修課過程中總是給我許多的幫助以及指導。感謝阿澤、kimi、阿甘、瑋哥、人豪、大元、廷如、育廷、至琦、軒銘、凱明、宜彥，有你們讓我緊繃的生活增加許多樂趣。

我想感謝工研院的學長們，理淵、小龜、雅仲、俊彥，透過你們的無數討論指導與交流，並且有你們一起辛苦地做實驗才能有今天的論文完成。

最後我想感謝我的大學好朋友肥劭、小米、葉力中、國中死黨以及我的家人，總是不斷的給予我最大的精神鼓勵，謝謝所有幫助我的人。

# 目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vi
表目錄	ix
第一章 導論	1
1.1 研究動機	1
1.2 章節介紹	1
第二章 94GHz 被動影像雷達系統背景介紹與模組規劃	3
2.1 背景介紹	3
2.2 熱輻射計簡介	3
2.3 被動影像雷達系統架構簡介	6
2.4 被動影像雷達原理與推導	7
第三章 模組關鍵元件量測與分析	11
3.1 低雜訊放大器量測	11
3.2 功率偵測器量測	16
3.3 低雜訊放大器與功率偵測器整合量測與分析	19
3.4 天線特性量測	20
3.5 天線與射頻電路轉接電路設計	28
3.6 系統整合模擬	29
3.7 透鏡量測	30
3.8 透鏡與天線整合場型量測	32
3.9 運算放大器量測	34

第四章 系統整合量測與分析-----	37
4.1 射頻模組輸出電壓量測-----	37
4.2 完整模組電壓量測與分析-----	37
4.3 接收機效能關鍵因素分析-----	41
4.4 影像雷達一維成像與分析-----	44
第五章 結論-----	48
5.1 結論-----	48
5.2 未來工作-----	48
參考文獻-----	50



## 圖目錄

圖 1.1 金屬探測門-----	1
圖 2.1 全能量熱輻射計方塊圖-----	3
圖 2.2 迪克熱輻射計方塊圖-----	4
圖 2.3 雜訊注入熱輻射計方塊圖-----	5
圖 2.4 被動式影像雷達前端接收模組示意圖-----	6
圖 2.5 NI PXI-5122 實照圖-----	7
圖 2.6 實際能量接收示意圖-----	8
圖 2.7 戶外金屬與人體輸出電壓與天線效率比較圖(戶外)-----	10
圖 2.8 戶外金屬與人體輸出電壓與天線效率比較圖(室內)-----	10
圖 3.1 低雜訊放大器實照圖-----	11
圖 3.2 鏟線方式給偏壓之量測照片-----	12
圖 3.3 實際量測與 HRL 量測比較圖( $V_d$ 為 1.2 伏特)-----	14
圖 3.4 我方量測與 HRL 量測比較圖( $V_d$ 為 1.2 伏特 改變不同 $V_g$ )-----	15
圖 3.5 功率偵測器實照圖-----	16
圖 3.6 功率偵測器量測比較圖-----	18
圖 3.7 功率偵測器敏感度比較圖-----	18
圖 3.8 低雜訊放大器與功率放大器整體敏感度比較圖-----	19
圖 3.9 天線實作圖-----	20
圖 3.10 天線 S 參數模擬與量測比較圖-----	21
圖 3.11 天線場型量測示意圖-----	22
圖 3.12 天線場型量測環境圖-----	22
圖 3.13 天線模擬與量測場型比較圖 (E 平面)-----	25
圖 3.14 天線模擬與量測場型比較圖 (H 平面)-----	28
圖 3.15 共軛匹配示意圖	29

圖 3.16 轉接微帶線模擬示意圖-----	29
圖 3.17 (b)AWR 共軛匹配方塊圖-----	30
圖 3.18 共軛匹配模擬圖-----	30
圖 3.19 透鏡聚焦示意圖-----	31
圖 3.20 透鏡實做圖-----	31
圖 3.21 透鏡天線場型圖-----	34
圖 3.22 運算放大器架構圖-----	35
圖 3.23 運算放大器輸出誤差電壓圖-----	36
圖 4.1 射頻模組輸出電壓圖-----	37
圖 4.2 射頻模組對冷熱水及常溫輸出電壓圖-----	38
圖 4.3 射頻模組對冷熱水及常溫輸出電壓圖二-----	39
圖 4.4 射頻模組對人體與金屬輸出電壓圖-----	40
圖 4.5 輸出電壓差整體比較圖-----	40
圖 4.6 陶瓷板加熱之線性度量測-----	41
圖 4.7 模組整體敏感度斜率對應天線效率之變化-----	42
圖 4.8 鏢線位置對共軛匹配之影響-----	43
圖 4.9 待測物(熱水)置於天線端十公分處與空氣之電壓變化圖-----	43
圖 4.10 量測環境圖-----	44
圖 4.11 熱陶瓷加熱板實照圖-----	45
圖 4.12 陶瓷攝氏一百度一維影像圖-----	45
圖 4.13 陶瓷攝氏一百度一維電壓變化圖-----	45
圖 4.14 熱陶瓷加熱板及金屬片實照圖-----	46
圖 4.15 陶瓷攝氏一百度與金屬一維影像圖-----	46
圖 4.16 陶瓷攝氏一百度與金屬一維影像圖-----	46
圖 4.17 陶瓷攝氏 37 度與金屬一維影像圖-----	47
圖 4.18 陶瓷攝氏一百度與金屬一維電壓圖-----	47

圖 5.1 十一路模組示意圖-----	49
---------------------	----

### 表目錄

表 2.1 全功率熱輻射計與迪克熱輻射計比較表-----	6
表 2.2 物體輻射律表-----	8
表 2.3 各類物體亮溫度表-----	9
表 3.1 整合低雜訊放大器與功率偵測器輸出電壓表-----	20
表 3.2 理想與量測透鏡天線比較表-----	32
表 3.3 運算放大器放大倍率量測表-----	35
表 4.1 射頻模組對冷熱水及常溫輸出斜率及熱敏感度表-----	38
表 4.2 射頻模組對冷熱水及常溫輸出斜率及熱敏感度表-----	39
表 4.3 陶瓷板加熱之斜率及熱敏感度表-----	41
表 4.4 待測物(熱水)置於天線端十公分處與空氣之熱敏感度及斜率表-----	44
表 5.1 被動影像雷達特性表-----	48

# 第一章 導論

## 1.1 研究動機

隨著科技及武器的發展，武器的殺傷力愈來愈強大，同時，其體積也愈來愈小，很容易可以藏在身上的任何一處，不被發現，因此被容易被挾帶進入任何地方，造成該地區或人員的危險。此外，由於人權觀念的升高，警衛人員利用搜身的方式來進行檢查的動作已不能被接受，同時，也會因為一時的疏忽而無法找到藏匿良好的武器，進而造成人員及活動場所的安全。為了達到無接觸的檢查且可以知道內容物為何，無線掃描影像儀的需求便應運而生。

圖 1.1 為機場常見之金屬探測門，當金屬通過此門時會影響其電磁場而發出警訊，進而達到偵測金屬的目的[1]，利用金屬探測門的最大缺點就是無法偵測出非金屬的危險物品以及無法判別物體之數量，對於現今的社會已愈來愈不適用，同時，為了避免偵測到非危險的金屬物品，在檢查時，必須將身上金屬的物品先行移開，造成檢查的時間浪費及受檢人的麻煩。因此，綜合以上的原因，被動式毫米波影像雷達便可以應用在人體上的攜帶物品的成像，提供檢查，也不會像 X 光機一樣會對人體造成影響，將是未來安檢使用發展的主要目標。

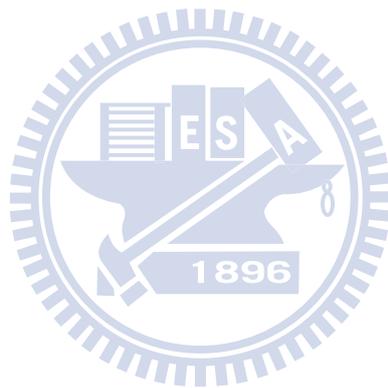


圖 1.1 金屬探測門

目前市面上所販售的無線掃描影像儀都是機台式的，固定在需要高安全性場所的門口，對於目前愈來愈複雜的安全問題，可攜式的檢測儀器便愈來愈重要，本論文便是著重在於開發可攜式的 W-band 被動影像雷達，以達未來危安檢測的需求。

## 1.2 章節介紹

在本論文中第一章為背景介紹，第二章介紹熱輻射計的種類、基本架構原理、以及本論文之輻射計架構，並介紹被動影像雷達的原理及其推導。第三章分析關鍵元件之量測。第四章進行整合模組後之系統量測，並分別探討其合理性及影響其優劣之關鍵因素。最後第五章則為結論及參考論文



## 第二章 94GHz 影像雷達系統背景介紹與模組規劃

### 2.1 背景介紹

所有的物體皆會發射能量，此稱為物體的黑體輻射，但由於物體的輻射率不同，因此金屬與人體的輻射能量便有差異，毫米波被動式影像雷達便是利用不同物體所發出的亮溫度(Brightness Temperature)或稱輻射溫度的差異來偵測物體的存在並成像。由於是被動成像，因此欲接收之能量相當的微弱，適當的設計整體模組使的金屬與人體之微小的能量差異可以被萃取出來是本篇探討之主題。

### 2.2 熱輻射計簡介

傳統熱輻射計可分為三大類，分別為全能量熱輻射計(total power radiometer)，迪克熱輻射計(Dicke radiometer)，雜訊注入熱輻射計(noise-injection radiometer)，底下將個別針對此三種熱輻射計做一個介紹[2]。

#### 全能量熱輻射計

全能量之熱輻射計為最三種熱輻射計中，架構最簡單的，如圖 2.1，其標準架構為低雜訊放大器、帶通濾波器、平方率元件、以及一個積分器。

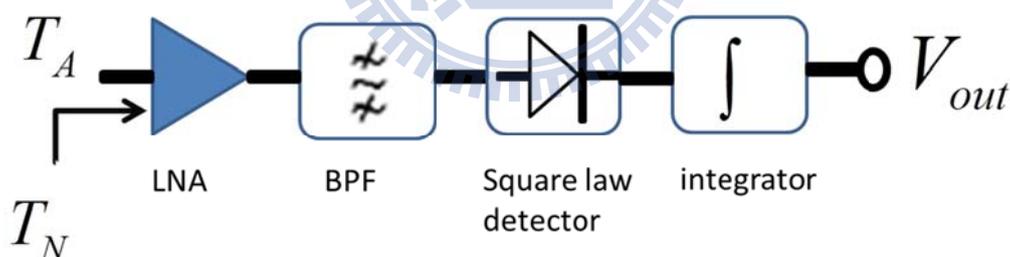


圖 2.1 全能量熱輻射計方塊圖

熱雜訊等效溫度為  $T_A$  之物體經由黑體輻射之能量透過前端天線接受後，經過低雜訊放大器放大，並且由帶通濾波器濾除不必要的雜訊，再經由平方率元件使輸出為一直流電壓，最後利用積分做平均使的輸出跳動誤差減小後輸出。

一般全功率熱輻射計可以將輸出簡化為下式：

$$V_{out} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (2-1)$$

其中  $c$  表示一個定值， $G$  為低雜訊放大器的增益，而等效溫度的來源則可分為  $T_A$  及  $T_N$ ， $T_A$  為收到的天線雜訊等效溫度， $T_N$  則為系統雜訊等效溫度，由於  $T_N$  一般來說很大，因此增益擾動所造成的電壓變化會很大，造成溫度解析度變差。

全功率放大器的溫度解析度方面，不考慮增益擾動時則可由以下公式表示：

$$\Delta T = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2-2)$$

其中  $\Delta T$  為溫度解析度， $B$  為訊號頻寬， $\tau$  為積分時間。由本式可知系統的溫度解析度跟訊號處理時，使用的積分時間有關係，當積分時間愈長時，溫度解析度便愈好，這是由於積分相當於一個低通濾波器，而時間拉長即為濾除更多的高頻雜訊，因此整體雜訊電壓可下降，另外良好的匹配使頻寬增加和降低系統雜訊溫度也是溫度解析度重要的一環。

### 迪克熱輻射計

其標準架構如圖 2.2，與全功率熱輻射計最大不同點在於前端能量來源有兩個部分，一部分來自於熱雜訊等效溫度為  $T_A$  待測物之黑體輻射，另一部分來自於一個已知等效熱雜訊溫度為  $T_R$  之電阻或二極體(diode)，透過切換器(switch)來切換不同的能量來源，並且在平方率元件後方使用一個加減器，讓兩個不同之能量做一個相減的動作。此架構之好處是透過相減動作，可作為一種校正，降低模組之增益誤差所造成的電壓擾動。

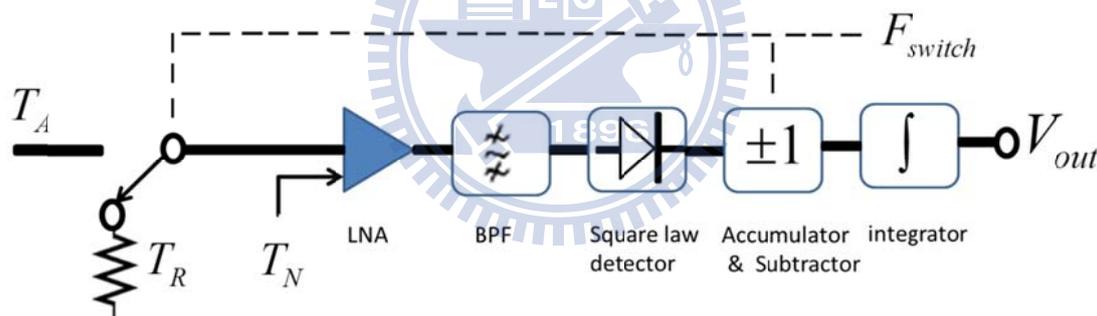


圖 2.2 迪克熱輻射計方塊圖

公式推導如下，(2-3)為當切換器切換至天線端所得到之電壓值，(2-4)為切換器切換至已知之二極體或是電阻所輸出之電壓值，最後輸出的電壓等於(2-5)，由於加減器的相減，雜訊  $T_N$  項並不會影響輸出電壓，因此增益擾動對整體的影響較小，輸出電壓單純只與  $T_A$  及  $T_R$  之差值有關，而由於我們可事先精確地得到  $T_R$  的值，因此對於回推待測物之等效溫度  $T_A$  也會相對準確。此外在一般應用上  $T_R$  選擇上會盡量接近  $T_A$  之值。

$$V_1 = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (2-3)$$

$$V_2 = -c \cdot (T_R + T_N) \cdot G \quad (2-4)$$

$$V_{out} = V_1 + V_2 = c \cdot (T_A - T_R) \cdot G \quad (2-5)$$

但相對的由於需要切換器需要在兩個能量來源間做切換，因此實際個別的積分時間只有全能量熱輻射計之一半，其造成的影響為迪克熱輻射計最低電壓偵測靈敏度較差，如下列公式(2-6)，溫度解析度在不考慮增益擾動的情況下，等效上迪克熱輻射計為全能量熱輻射計的兩倍。此外由於需要用到切換器，因此結構較複雜，主動式的切換器亦會使整體雜訊亦會上升，影響溫度解析度。

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2-6)$$

### 雜訊注入熱輻射計

雜訊注入熱輻射基本架構如圖 2.3，承襲迪克熱輻射計的基本架構，在其外部加入一個迴路放大器及可調變大小之雜訊源，讓最終的輸出趨近於零。

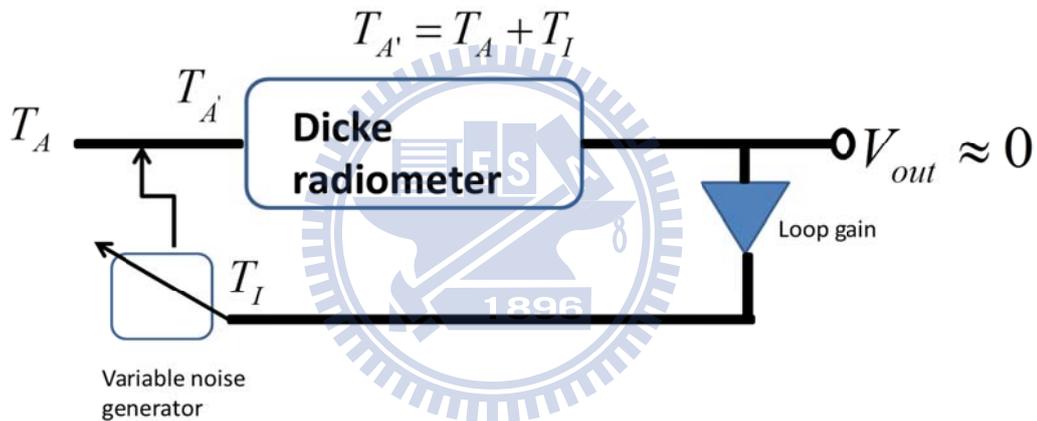


圖 2.3 雜訊注入熱輻射計方塊圖

公式推導如下：

$$V_{out} = c \cdot (T_{A'} - T_R) \cdot G = 0 \quad (2-7)$$

目標是將輸出為零，而由雜訊注入熱輻射計之方塊圖可知

$$T_{A'} = T_A + T_I \quad (2-8)$$

綜合上式可知，當調整迴路放大器的增益以及可調式雜訊源，可讓輸出為零，此時可以得到(2-9)式，得到天線端所接收到的等效溫度：

$$T_A = T_R - T_I \quad (2-9)$$

在此架構下，可更有效的降低系統增益以及熱雜訊本身的擾動誤差，但由於使用了迪克熱輻射計之架構，因此靈敏度仍比全能量熱輻射計要來的差。

表 2.1 為較常見的全能量熱輻射計及迪克熱輻射計兩種基本熱輻射計之綜合

比較，由於我們設計此影像雷達希望達到可攜式，空間將是一大考量，因此設計方面參考結構相對簡單的全功率熱輻射計，來進行設計。

Comparison between total power type & Dicke type & noise-injection type		
	total power	Dicke & noise-injection
advantage	<ul style="list-style-type: none"> <li>·Compact and simple</li> <li>·Lower NF</li> <li>·Low cost</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>·Stable</li> <li>·Smaller Gain variation</li> </ul>
disadvantage	<ul style="list-style-type: none"> <li>·Gain variation makes temperature resolution worse</li> <li>·Non-stable after long time measuring</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>·Switch is included , NF will be worse</li> <li>·Module is complicated</li> </ul>

表 2.1 全功率熱輻射計與迪克熱輻射計比較表

### 2.3 被動影像雷達系統架構簡介

本論文設計之被動式影像雷達前端接收模組示意圖如圖 2.4，系統分為兩部份，W band 前端接收天線包含透鏡、W band 接收機電路部分以及後端訊號處理部分，其中接收機部分包含低雜訊放大器(LNA)以及功率偵測器(power detector)，後端訊號處理包含運算放大器及數位電壓計來偵測輸出電壓。

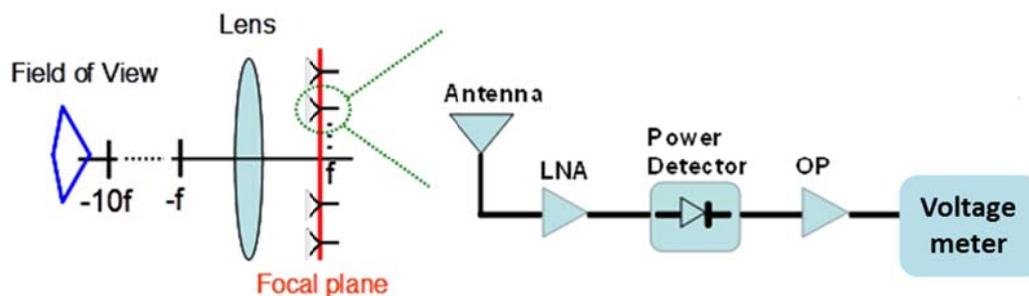


圖 2.4 被動式影像雷達前端接收模組示意圖

物體置於透鏡設計的聚焦點上，透過透鏡的聚焦以及高指向性的天線，將物體輻射之能量藉由此透鏡天線接收後，利用低雜訊放大器有效將訊號放大，並透過功率偵測器將能量轉成直流後，再經過運算放大器放大後，送到後端進行數位化處理。由於接收能量微弱，因此在天線方面，需要高指向性及低旁瓣(sidelobe)之場型[3][4][5]，而透鏡則須配合天線場型，來達到完美的聚焦效果[6]，最後天線與各元件之間的阻抗匹配需要良好的設計，使的整體反射損耗之能量能達到最

小。

運算放大器输出的電壓透過 NI 公司出產的 NI PXI-5122 進行量測，此張卡具有最高 100 MS/s 取樣率、14 位元解析度，我們透過此卡將訊號由類比轉換成數位來進行觀察。儀器的解析度隨著設定的電壓範圍及位元解析度有關，當設定最大電壓範圍為-10 V, 10 V 時，最大電壓範圍的敏感度為 1.22 mV，當設定最小電壓範圍為-100 mV, 100 mV，最小電壓範圍的敏感度為 12.2  $\mu$ V。圖 2.5 為 NI PXI-5122 實照圖。



圖 2.5 NI PXI-5122 實照圖

## 2.4 被動影像雷達原理與推導

由於我們所收的為物體本身的黑體輻射，因此欲辨別金屬或其他物體與人體的不同，必須先有效確定各個物體之間的輻射功率大小差異。一般來說能量穿透率( $\epsilon$ )，輻射率( $\epsilon$ )與反射率( $\rho$ )相加為 1，但由於金屬及人體幾乎無穿透率，且當達到熱平衡時，吸收率與輻射率相同，因此在此輻射率( $\epsilon$ )與反射率( $\rho$ )相加為 1[7]。完美的輻射體輻射率等於 1 稱為黑體，此時輻射出去的能量等效溫度為自身的物理溫度，而完美的反射體的輻射率則等於 0，其輻射出去的溫度則為外在的環境溫度，與自身物理溫度無關，對於一個物體輻射出的等效絕對溫度則為

$$T_{obj} = \epsilon T_a + \rho T_{sur} \quad (2-10)$$

其中  $T_a$  為物體物理溫度， $T_{sur}$  為環境溫度。表 2.2 為一般物質對應頻率之輻射律表[8]，對於辨別金屬與人體最大的關鍵便在於金屬的輻射率極低，約為 0.04，在室內的環境下反映出來的幾乎是完全的室溫，而人體的輻射率約為 90%，因此人體的體溫在 310K 下便可與室溫設定 300K 下的金屬可以有接近 10K 的溫差。

Table 1. Effective emissivity of common materials at various frequencies.			
Surface	Effective Emissivity		
	44 GHz	94 GHz	140 GHz
Bare metal	0.01	0.04	0.06
Painted metal	0.03	0.10	0.12
Painted metal under canvas	0.18	0.24	0.30
Painted metal under camouflage	0.22	0.39	0.46
Dry gravel	0.88	0.92	0.96
Dry asphalt	0.89	0.91	0.94
Dry concrete	0.86	0.91	0.95

表 2.2 物體輻射律表

物體輻射出的能量為  $K \cdot T \cdot B$ ，其中  $K$  為波茲曼常數  $1.38 \cdot 10^{-23}$  (J/K)、 $T$  為等效絕對溫度(K)、 $B$  為有效頻寬 (Hz)，在我們設定的圖 2.4 基本架構下，能量會經由透鏡天線收進接收模組，再經由低雜訊放大器的增益放大後，進入功率偵測器轉成直流，所以輸出的電壓值為：

$$V_{out} = K \cdot T \cdot B \cdot G \cdot \beta \quad (2-11)$$

其中  $T = T_{obj} + T_{sys}$ ， $T_{sys}$  為系統雜訊， $G$  為低雜訊放大器增益 (dBi)、 $\beta$  為功率偵測器的靈敏度(V/mW)，設定低雜訊放大器增益為 30dB，靈敏度為 9.3V/mW，頻寬為 15GHz，時，我們欲辨別 300K 與 300.5K 的差異，經過計算所得到之能量差異為  $0.96 \mu V$ ，討論人體與金屬的 10K 差異則約為  $19.2 \mu V$ 。

圖 2.6 為微波工程一書[9]介紹之能量接收示意圖，由於天線效率並非百分之百，此外還會有微帶線走線本身熱雜訊及反射損耗的影響，因此物體輻射出的整體等效溫度會比前面估計之  $19.2 \mu V$  要來的更低，需要經過(2-12)式修正物體等效接收溫度。

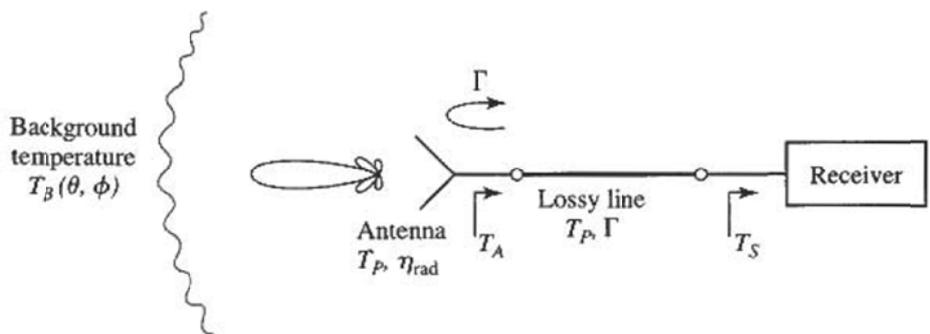


圖 2.6 實際能量接收示意圖

$$\begin{aligned}
T_s &= \frac{T_A}{L}(1-|\Gamma|^2) + (L-1)\frac{T_p}{L} + (L-1)\frac{T_p}{L^2}|\Gamma|^2 \\
&= \underbrace{\left\{ \frac{(1-|\Gamma|^2)}{L} [\eta_{rad}T_b + (1-\eta_{rad})T_p] \right\}}_{(a)} + \underbrace{\left\{ (L-1)\frac{T_p}{L} \right\}}_{(b)} + \underbrace{\left\{ (L-1)\frac{T_p}{L^2}|\Gamma|^2 \right\}}_{(c)} \quad (2-12)
\end{aligned}$$

(2-12)中(a)為物體熱雜訊溫度包含天線自身的損耗熱雜訊實際被收進天線後的大小(b)為有損耗的微帶線所造成的正向熱雜訊進入後端模組的等效雜訊溫度(c)為損耗微帶線熱雜訊逆向傳播雜訊等效溫度，在(2-12)式中，我們可知要有效判斷出實際物體所發出的熱雜訊時，天線端阻抗要匹配，傳輸線損耗要低，天線效率要佳，其中又以天線效率影響最大，當天線效率差時，所輸出的電壓資訊幾乎為天線本身的熱雜訊。

金屬位在室內與室外之熱輻射能量不同，這是由於金屬反射率極大，當金屬在室內反應為單純的室溫，在室外則因反射為宇宙之低度輻射約為 120K，因此較容易顯現出其低溫特性，表 2.3 為金屬與人體等物體的位於戶外之等效輻射溫度表[10]。在此假設走線損耗為 2dB，反射損耗為-10dB 的狀況下，金屬與人體所造成的電壓差與天線效率之關係表示為圖 2.7，當天線效率為 30%時，可見輸出電壓差約為 57.8 μV。

material	wood	body	grass	metal	sky	sands	brick
B <sub>f</sub>	290.6	304.5	265.3	135.2	124.7	281.2	285.5

表 2.3 各類物體亮溫度表

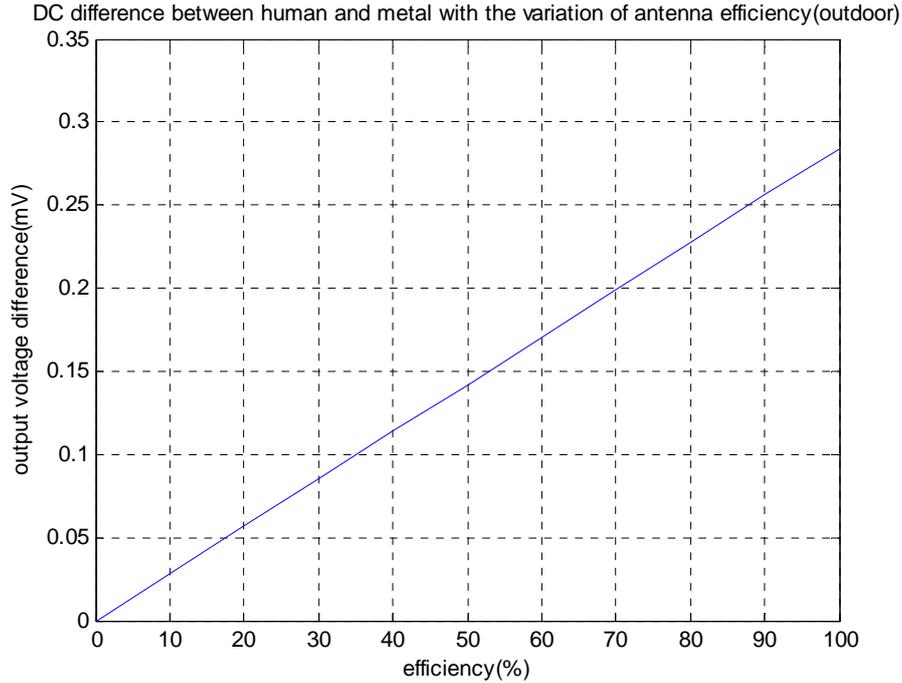


圖 2.7 戶外金屬與人體輸出電壓與天線效率比較圖(戶外)

由於此被動影像雷達預設希望使用於室內，來辨別金屬與人體之差異，因此實際人體與金屬之等效溫差並不會有如此大的變化[11]。圖 2.8 則為室內人體與金屬隨著天線效率所呈現的電壓差，當天線效率為 30%時，可見輸出電壓差約為  $4 \mu V$ ，顯現在室內熱輻射計需要設計得更佳使的整體熱敏感度更加敏感。

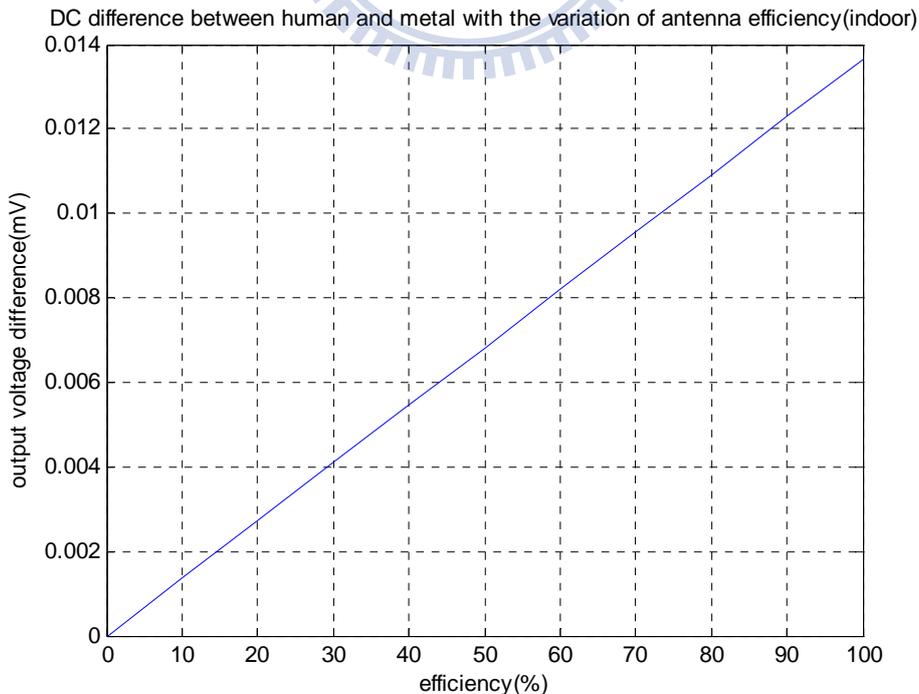


圖 2.8 戶外金屬與人體輸出電壓與天線效率比較圖(室內)

## 第三章 模組之關鍵元件量測與分析

### 3.1 低雜訊放大器量測

低雜訊放大器部分，目前我們採用 HRL 公司出產之 LN5-100，使用頻寬在 70GHz 到 100GHz，雜訊指數 (noise figure) 為 3dB，圖 3.1 為 LN5-100 低雜訊放大器實照圖，此低雜訊放大器由四級放大電路所構成，其中  $V_{g1}$  獨立出一個偏壓，而  $V_{g2}$ 、 $V_{g3}$ 、 $V_{g4}$  則相連接，共用一組偏壓；然而，若有需要分開給偏壓，可以將此斷開以利單獨給偏壓。我們採用預設的偏壓方式也就是  $V_{g2}$ 、 $V_{g3}$ 、 $V_{g4}$  互相連接為同一組偏壓值。

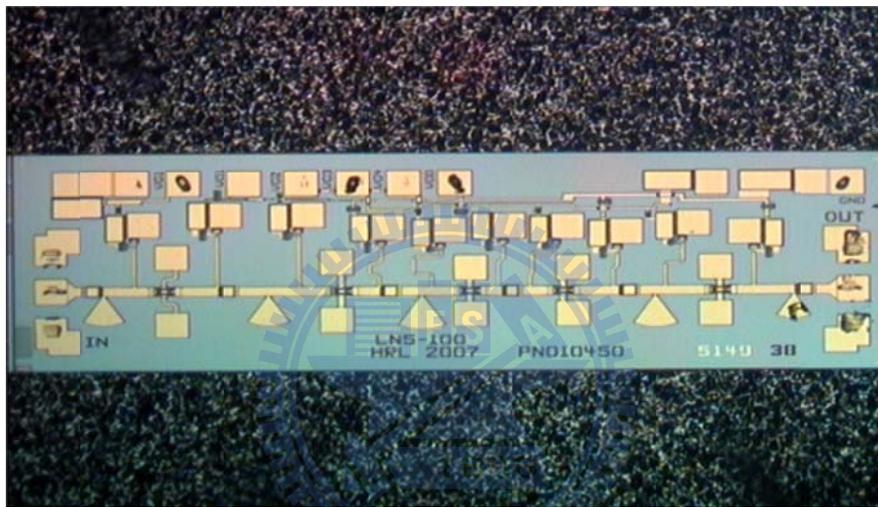


圖 3.1 低雜訊放大器實照圖

量測此 IC 時，將偏壓以鏢線方式向外接到走線後利用排線以及鱷魚夾給偏壓，如圖 3.2。由於需避免高頻信號由此路徑通過影響放大器之特性，在偏壓以及走線之間會先利用鏢線經過數個旁路電容 (bypass capacitors)，此電容主要在於避免高頻信號由此路徑通過影響放大器之特性，而得到一乾淨之直流偏壓，由於希望避免鏢線效應，因此對於每個電容皆接出兩根並連鏢線，透過並聯方式來減少鏢線造成的額外電感效應。

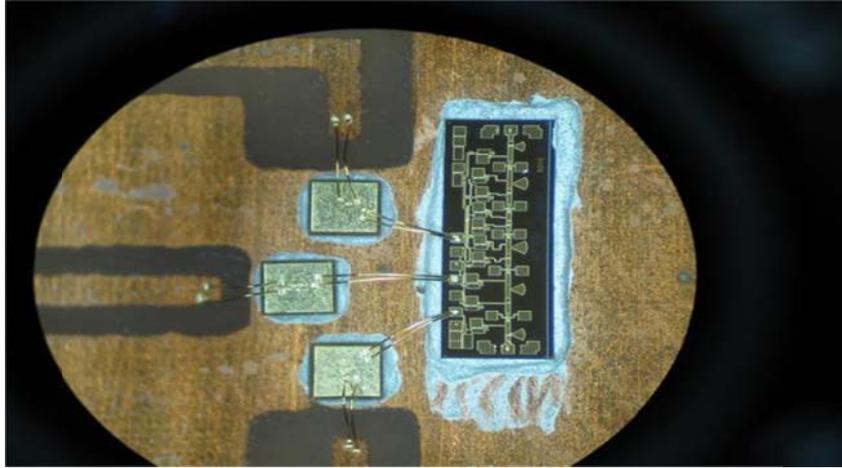
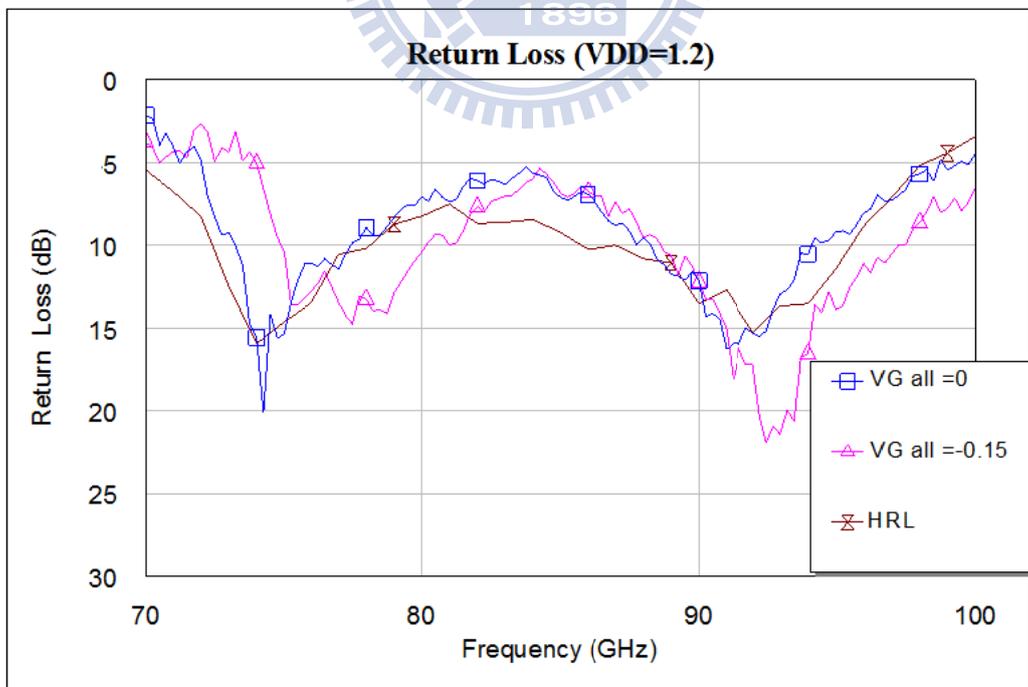
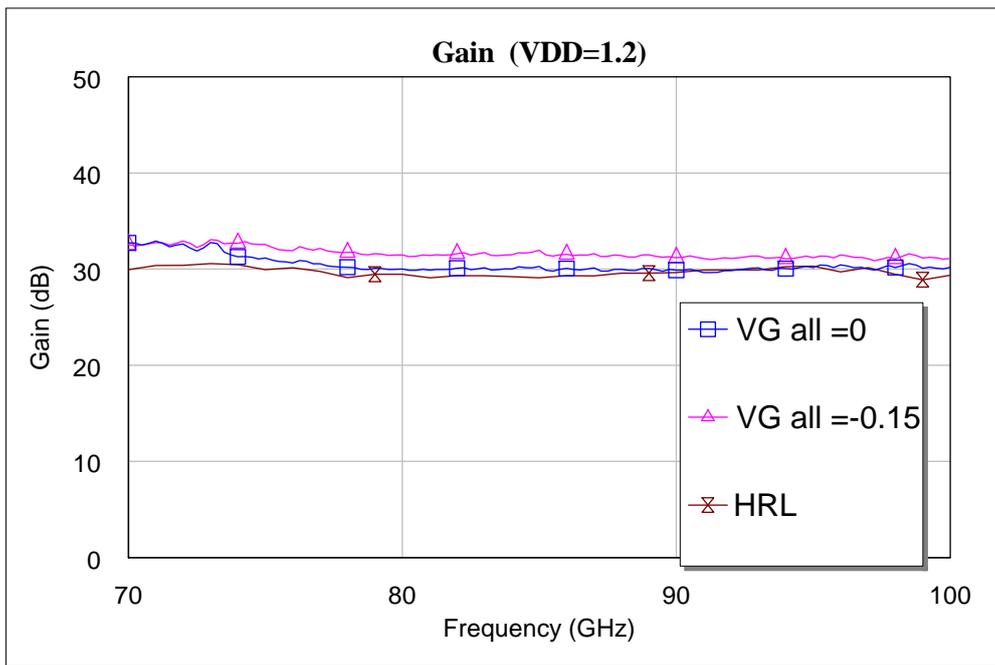


圖 3.2 鎊線方式給偏壓之量測照片

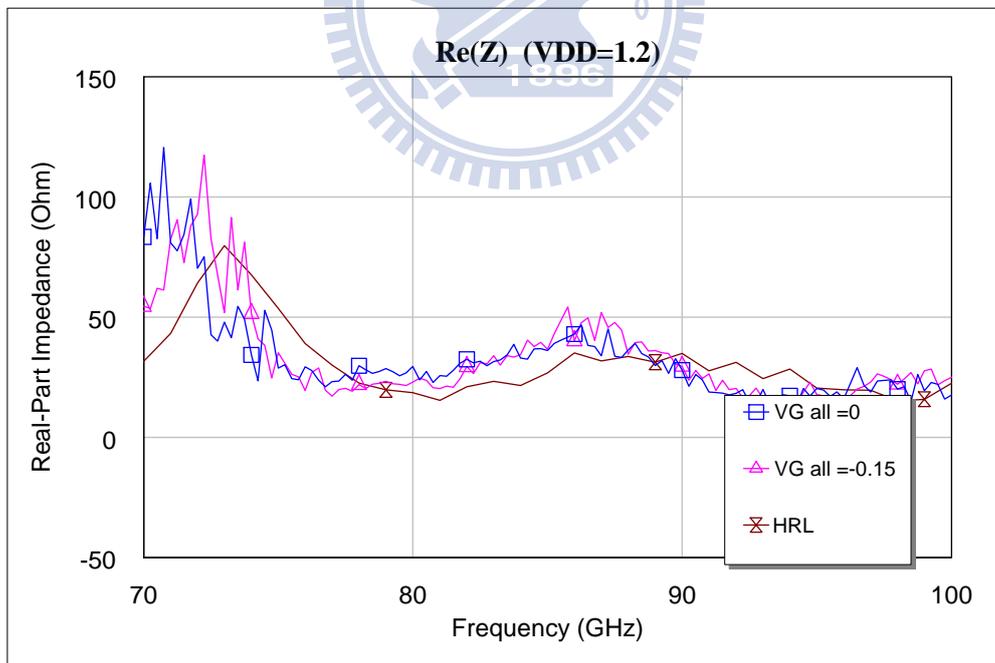
考慮到實作時的電路設計問題，我們將  $V_g$  的值設為 0 伏特，期望在此偏壓值下，可以得到良好的結果，以利簡化未來整體的電路設計。圖 3.3 為在偏壓值  $V_d$  為 1.2 伏特時，設定整體  $V_g$  偏壓為 0 伏特以及 -0.15 伏特時，與 HRL 量測資料之差異，由圖可知，不論偏壓  $V_g$  為 0 伏特以及 -0.15 伏特，反射損耗與阻抗之實部虛部皆與 HRL 量測資料相近，而增益部分則在偏壓  $V_g$  為 -0.15 伏特有稍佳的表現，較  $V_g$  為 0 伏特高約 2dB，然而此 2dB 的差異對整體系統的影響性並不大。因此由此量測中可知，在實際應用上， $V_g$  零偏壓是可考慮的一種方式。



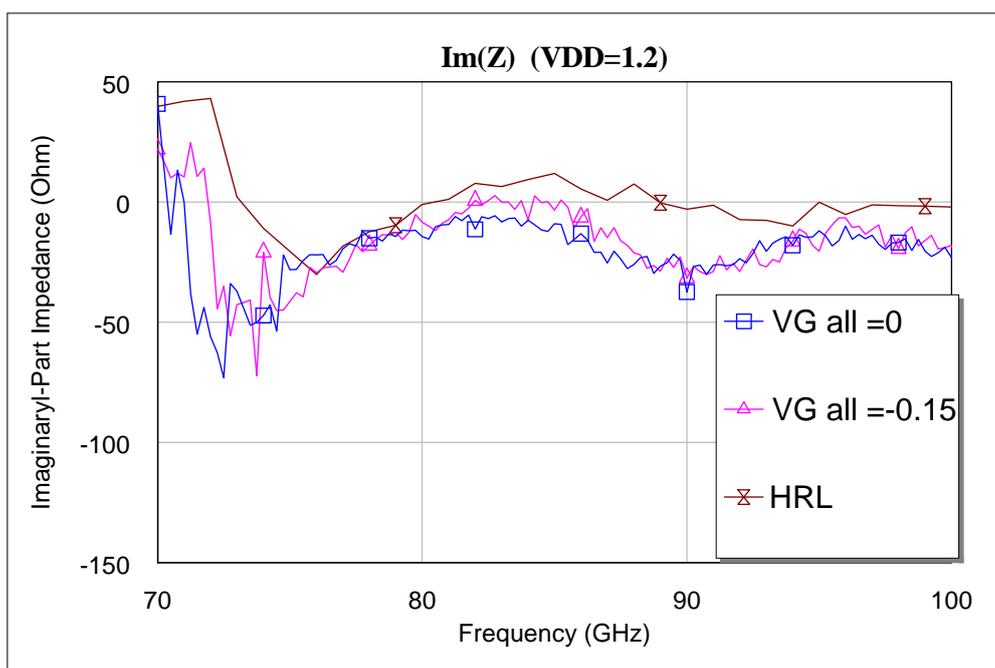
(a)反射損耗



(b) 增益



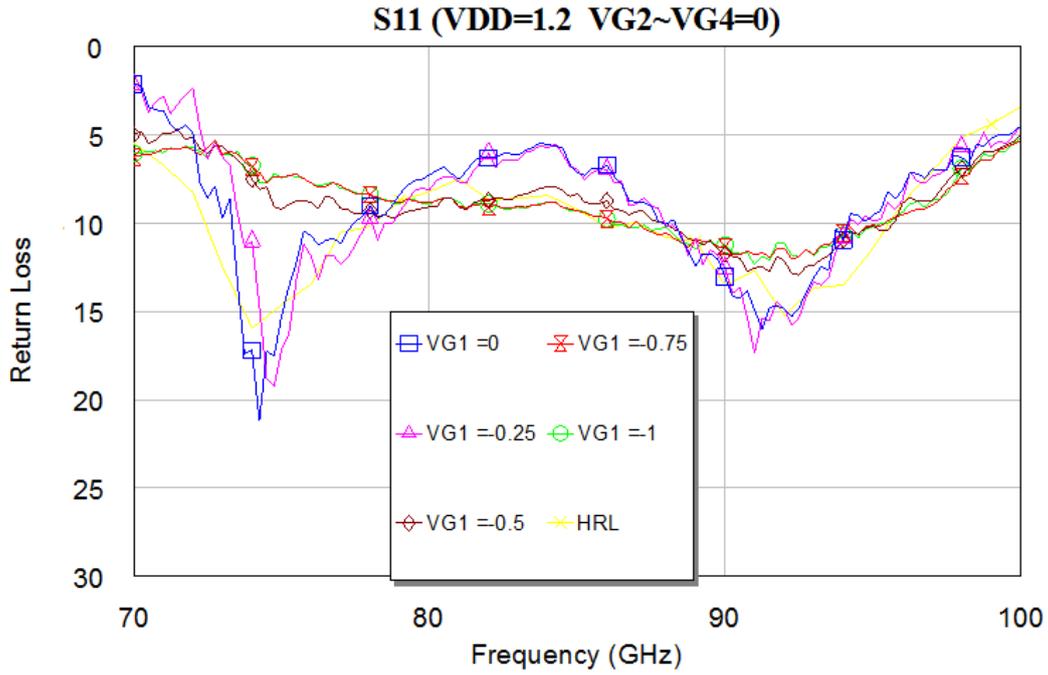
(c) 實部阻抗



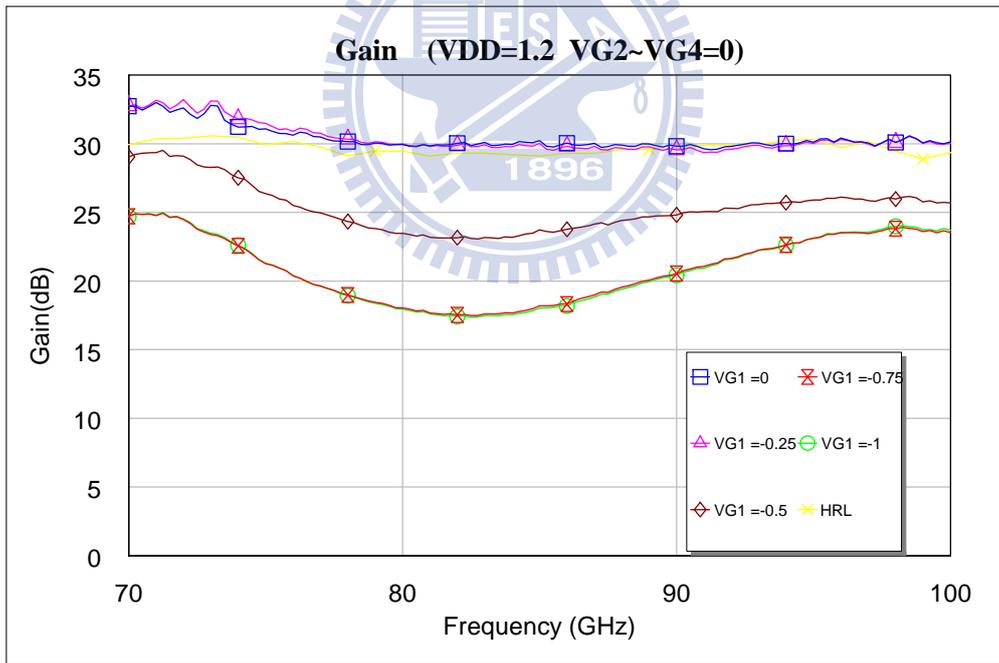
(d) 虛部阻抗

圖 3.3 實際量測與 HRL 量測比較圖( $V_d$  為 1.2 伏特)

由於零偏壓對於整體電路設計，可以有效減少電路之複雜度，此外影響低雜訊放大器之阻抗第一級之影響較大，因此我們給定  $V_{g2}$ 、 $V_{g3}$ 、 $V_{g4}$  為 0 伏特，進一步探討當  $V_{g1}$  在不同的偏壓值時，所造成的影響。如圖 3.4 所示，對於反射損耗以及阻抗實部虛部 0 伏特以及 -0.25 伏特皆與 HRL 量測數據相近，增益也較高，相對的在其他偏壓下，反射損耗較大，因此增益較差，對於整體設計之阻抗匹配也更加困難，因此  $V_{g1}$  偏壓直適合選擇在 0 伏特以及 -0.25 伏特這個區間。



(a) 反射損耗



(b) 增益

圖3.4我方量測與HRL量測比較圖 ( $V_d$ 為1.2伏特 改變不同 $V_g$ )

綜合以上的量測結果及討論，我們將會使用  $V_d$  為 1.2 伏特、 $V_g$  為 0 伏特的偏壓設計，以達到高增益及電路簡化的效果。

## 3.2 功率偵測器量測

功率偵測器的部分，我們採用 HRL 公司出產之 V1A，圖 3.5 為此功率偵測器實照圖，此功率偵測器可作用於 75GHz 到 110GHz 包含整個 W-band 頻帶，此外具有低的閃爍雜訊(flicker noise)以及零偏壓使用的特性，由於零偏壓的特性，對未來整體電路應用上將更為便利。

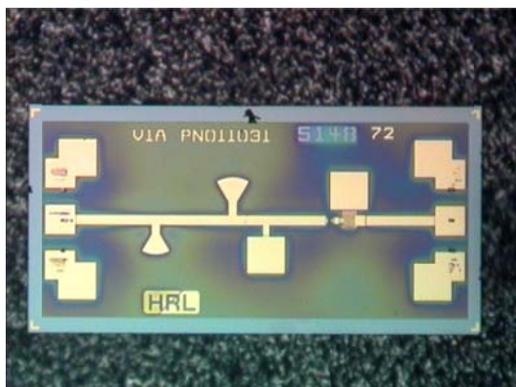
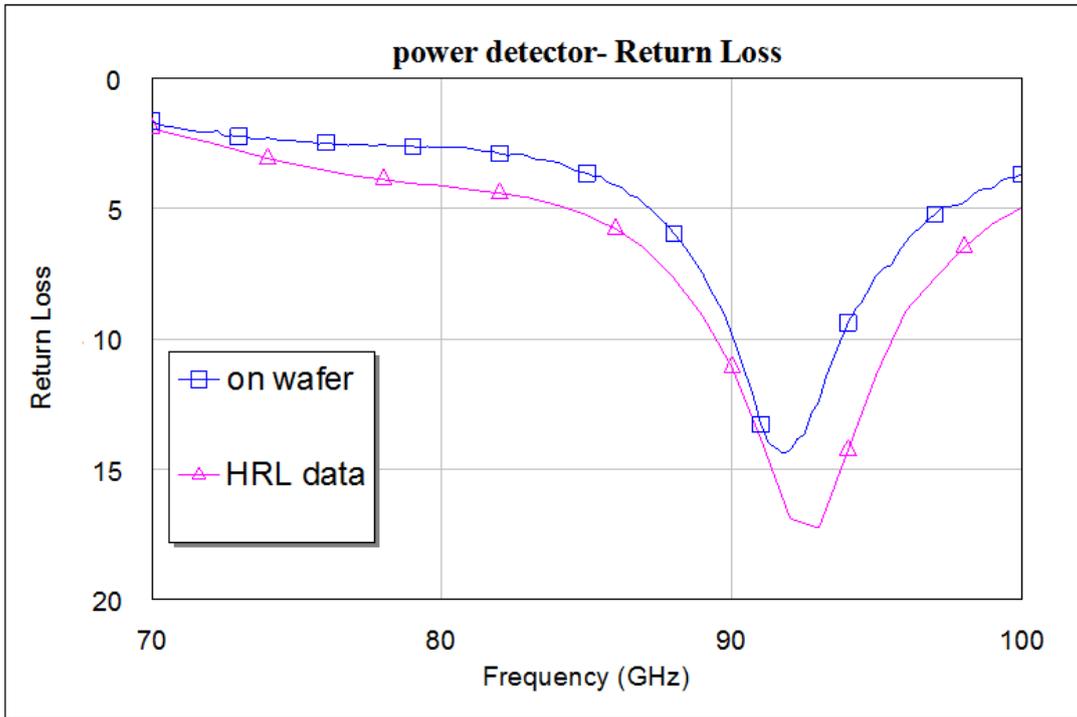


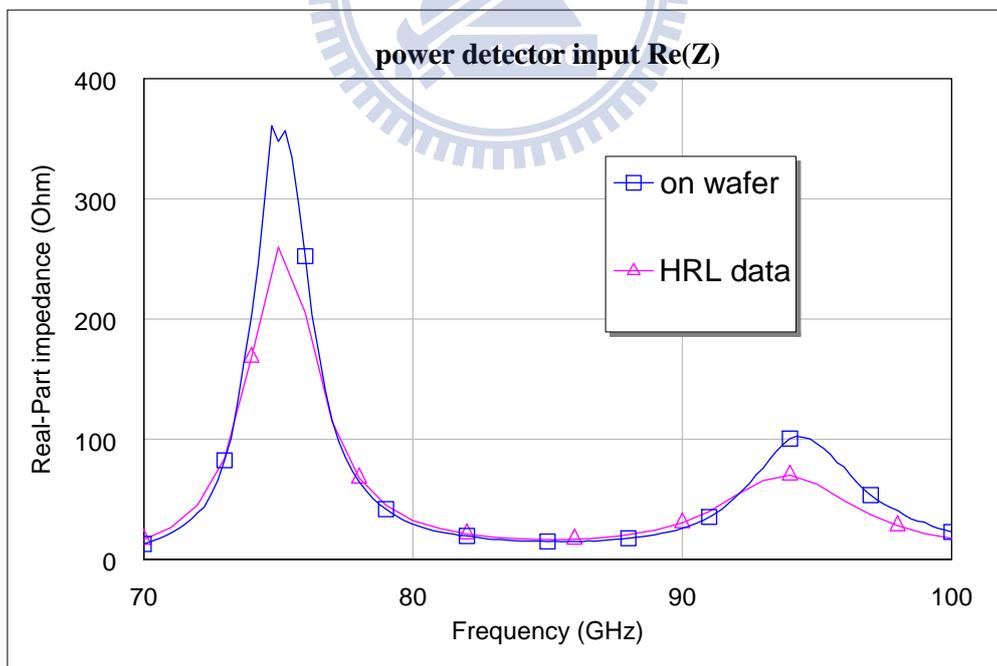
圖3.5 功率偵測器實照圖

圖3.6為V1A功率偵測器量測比較圖，對於反射損耗、阻抗實部虛部方面，量測皆相當準確，與HRL出廠之量測結果接近，阻抗實部在我們所需的頻帶中，變化不大維持著低阻抗，此特性對整體之寬頻阻抗匹配會較容易達成。

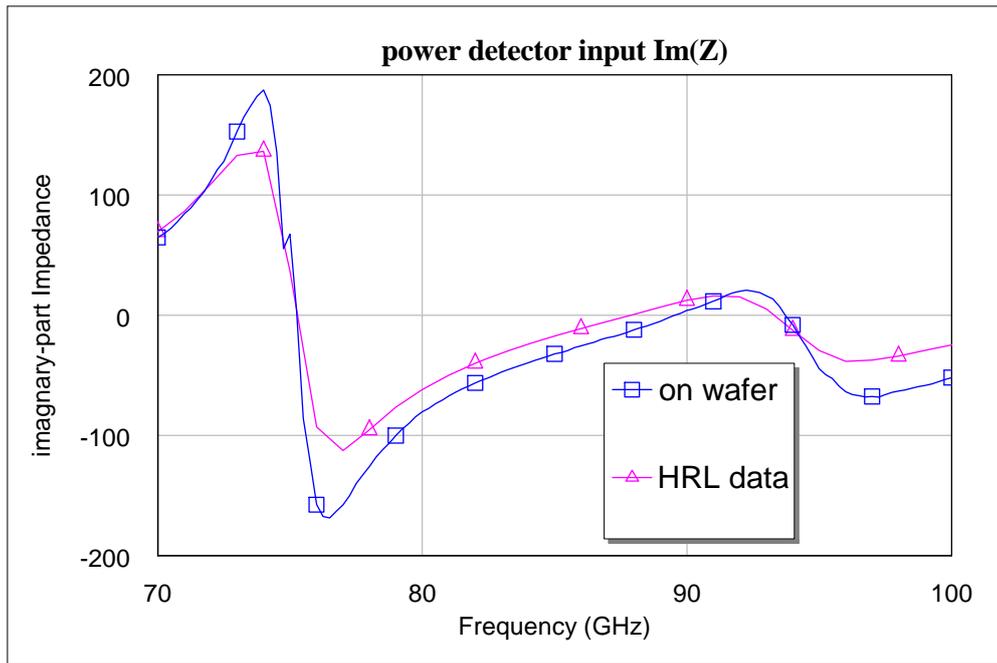
功率偵測器另外一項重要數據為偵測的敏感性(sensitivity)，即輸入功率及輸出直流電壓的關係。根據HRL提供之資料，當提供之能量低於-30dBm時，此零偏壓之功率偵測器可以輸出一個正比於輸入能量的直流，且雜訊等效能量(noise equivalent power)小於 $1\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，由於確認輸入能量與輸出電壓之間的關係影像到後續運算放大器之設計，因此量測此敏感性也是重要之課題。



(a) 反射損耗



(b) 實部阻抗



(c) 虛部阻抗

圖 3.6 功率偵測器量測比較圖

圖3.7為功率偵測器所量到的敏感性對HRL量測之比較圖，而實際量測與HRL量測比較來說，除了在90GHz到95GHz HRL量測資料有爬升以外，其餘整體趨勢相近，而對於實用上，我們希望在所收到的能量不會隨著頻率而改變，因此維持一個穩定的敏感度結果是較好的，由圖可知量測皆相當平緩，敏感度皆在7V/mW到11V/mW間跳動，平均約為8.54V/mW。

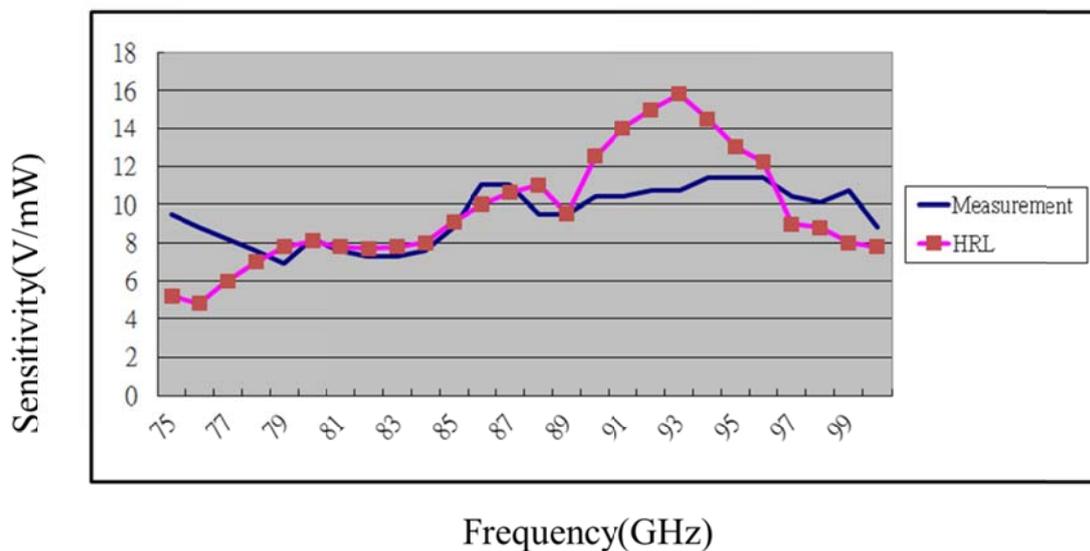


圖3.7功率偵測器敏感度比較圖

### 3.3 低雜訊放大器與功率偵測器整合量測與分析

低雜訊放大器與功率偵測器間，需要鏢線連接，而在 94GHz 高頻底下鏢線所造成的電感效應會造成部分的能量反射使的整體的敏感度下降，因此在此進行整體的量測以獲得真實的整體敏感度，在此量測中給低雜訊放大器 1.2 伏之偏壓，並在射頻訊號輸入端輸入-60dBm 的能量，觀察輸出電壓之大小。圖 3.8 中菱形為 HRL 提供之功率放大器敏感度搭配預設之低雜訊放大器 30dB 之增益、正方形為功率放大器實際量測並搭配理想低雜訊放大器 30dB 之增益不考慮鏢線之敏感度、以及三角形為整體功率偵測器實際之敏感度，此量測中主要希望得到鏢線對兩元件連接之影響。在圖 3.8 可見，80~100GHz 鏢線所造成的反射對敏感度並沒有造成太大的影響，這是由於在低雜訊放大器與功率偵測器間的距離很小，鏢線很短，並且在其晶片接腳上，我們各打了三根鏢線，藉此降低其電感性，因此整體之敏感度沒有太大的差異。而在 75GHz 有極高的敏感度，此預估為量測偏離 W-BAND 中心頻率量測之儀器誤差，對於所有的儀器，校正皆有個中心頻率，以 W-band 來說，頻率範圍為 75GHz~110GHz，因此在校正時會以 95GHz 為中心頻率進行校正，在距離中心頻率較遠的頻率量測則容易產生較大的誤差。

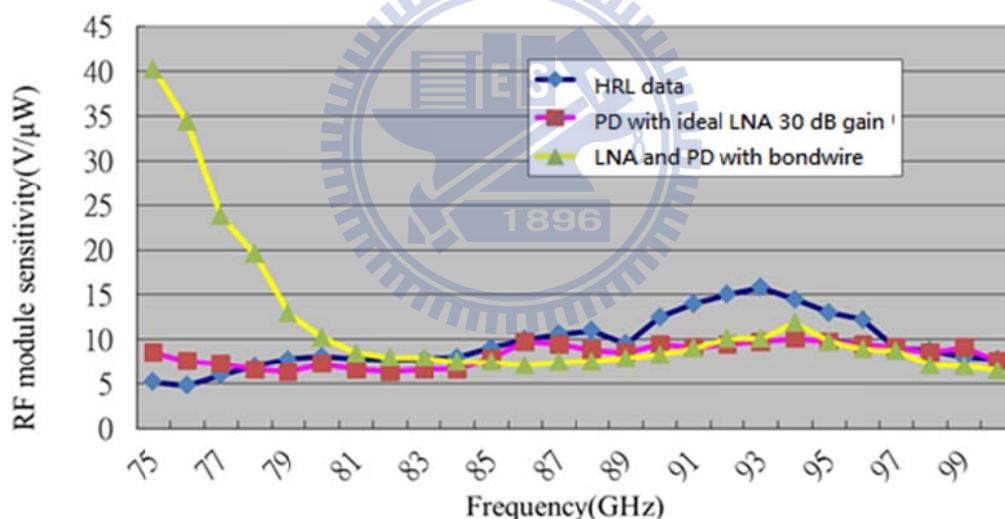


圖 3.8 低雜訊放大器與功率偵測器整體敏感度比較圖

在上述藉以單一頻率之能量來得到各頻率之敏感度後，進一步將低雜訊放大器的輸入端以不輸入能量的方式，來觀察其輸出電壓。由表 3.1 可知當低雜訊放大器的輸入端下針與否，會些許影響輸出的電壓值，當我們未下針時，所輸出電壓為單純兩個 IC 所造成的系統雜訊電壓，而當我們下針時，除了基礎的系統雜訊外，相當於一個五十歐姆的熱雜訊便會藉由下針進入低雜訊放大器，因此理想上下針與否的電壓差異應與此五十歐姆所造成的熱雜訊相近，而此理想雜訊等效溫度與室溫相近為 300K。

在此我們將  $T=300K$  的等效溫度帶入公式  $V_{out} = K \cdot T \cdot B \cdot G \cdot \beta$ ，由於雜訊屬全

頻寬訊號，因此在此等效頻寬帶入理想的 15GHz，低雜訊放大器的增益  $G$  則與之前量測之數據相同為 30dB，功率偵測器的敏感度則帶入其平均值 8.54 V/mW，此時輸出電壓為 0.53mV，與量測的 0.6mV 之電壓差相距不遠，因此可再次驗證 IC 有在我們設定的範圍下正常工作，此外下針的狀態下所得到的 4.8mV 亦可當作我們一組參考輸出應該有的電壓參考值，而當未給偏壓時，整體量測到的電壓值趨近於零。

NDL measurement--- LNA+PD without input power		
configuration		Receive voltage
LNA – turn on	with probe	4.8mV
	Without probe	4.2 mV
LNA – turn off	Without probe	-200uV

表 3.1 整合低雜訊放大器與功率偵測器輸出電壓表

### 3.4 天線特性量測

由於系統研究所得的需求，天線需要設計成一個高指向性及寬頻天線，圖3.9為實做天線圖，天線設計上使用工研院服務系統科技中心設計之漸進式槽孔天線(tapered-slot antenna)，並搭配指向器(director)以及皺折設計(corrugation)來達到高指向性以及減少旁波瓣(side lobe)，最後在天線離槽孔四分之波長的位置，打一個貫穿孔(via)接地，讓此貫穿孔短路經過四分之波長到槽孔時視為開路，此時電場最強因此天線效能會最好。



圖3.9 天線實作圖

### 3.4.1 天線反射損耗

由於天線需要與後端電路進行匹配，避免因為不匹配所造成的訊號反射，因此進行天線之量測以取得天線之輸入阻抗。欲去除載具影響必須使用 TRL 校正法，而高頻的 TRL 校正法並不容易實現，因此將載具一同加入模擬中。圖 3.10 為天線包含載具的反射損耗模擬與量測圖，可以看到有些許的頻飄。

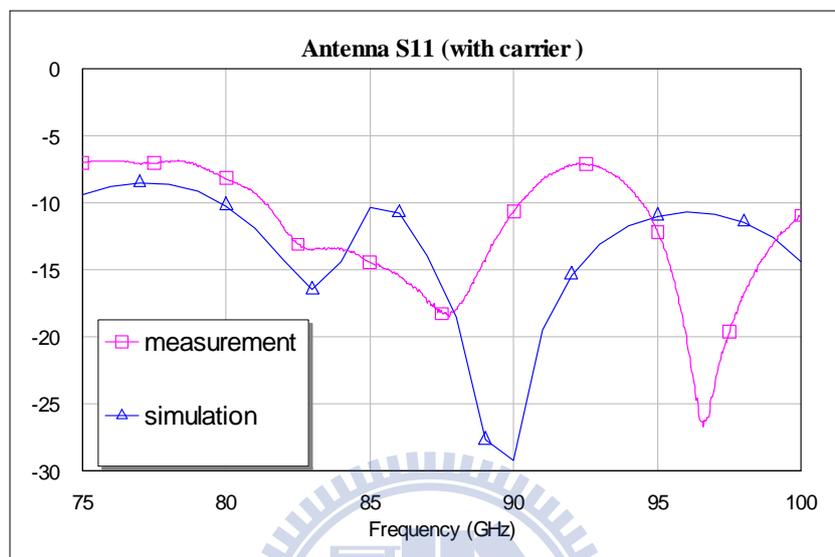
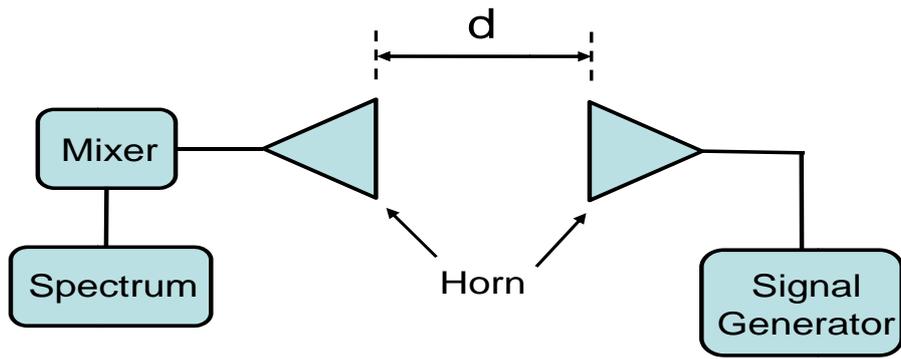


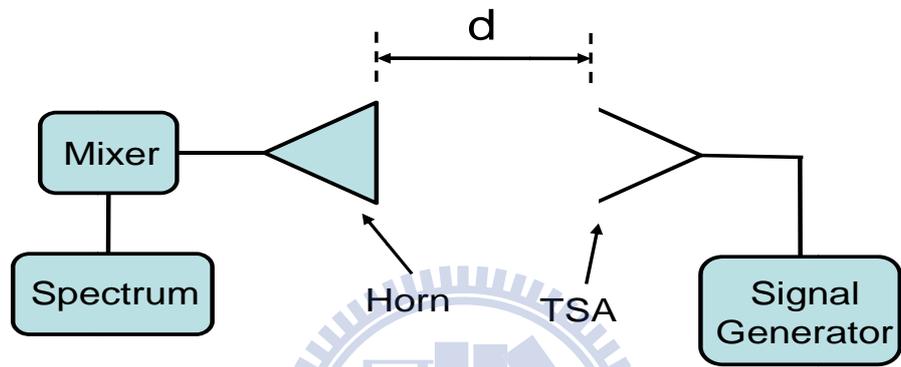
圖3.10 天線S參數模擬與量測比較圖

### 3.4.2 天線場型

由於天線在未來需配合透鏡(lens)一起使用，因此天線場型顯得格外重要，場型的主波瓣(main lobe)10dBi 波束寬度需要包含到整個透鏡的寬度，讓透鏡的使用效率達到最好。在此我們利用自行架設之量測機台來進行量測，圖 3.11 為量測示意圖，圖 3.12 為實景圖，一端利用訊號產生器(source generator)將訊號送入混波器(mixer)將訊號升至我們所需的 W-band 頻帶，先利用喇叭天線(horn antenna)收發訊號，得到實際的空氣傳播損耗，再將其中一個天線置換為待測之漸進式槽孔天線，置於 13.8 公分，此距離為設計之透鏡中心點到天線的距離，讓天線接收後送到後端的頻譜分析儀，透過旋轉天線角度來量測場型，並扣除因為空氣中傳播的損耗公式以得到真正的增益值。場型量測方面，我們則取五個我們頻帶之頻率來進行量測，分別為 75GHz、80GHz、85GHz、90GHz、95GHz。



(a)空氣傳播損耗量測示意圖



(b)天線場型量測示意圖

圖 3.11 天線場型量測示意圖

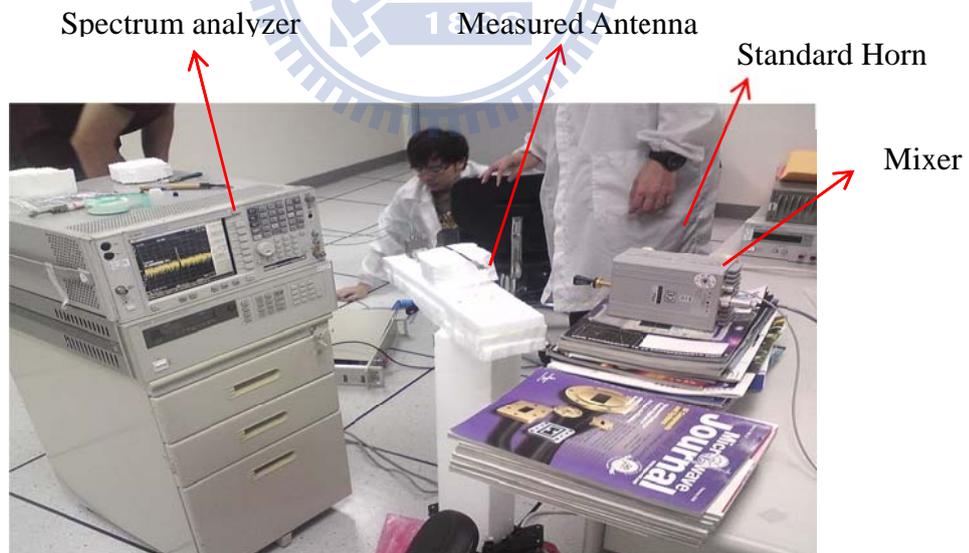
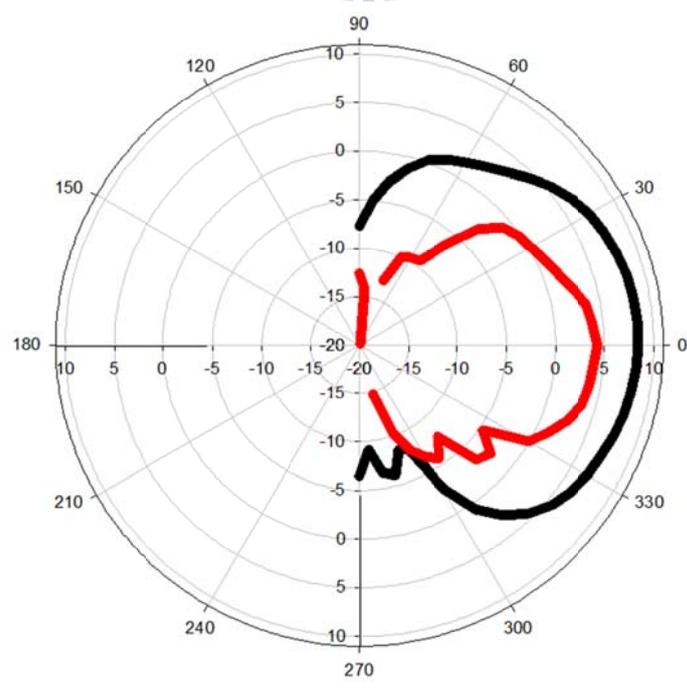
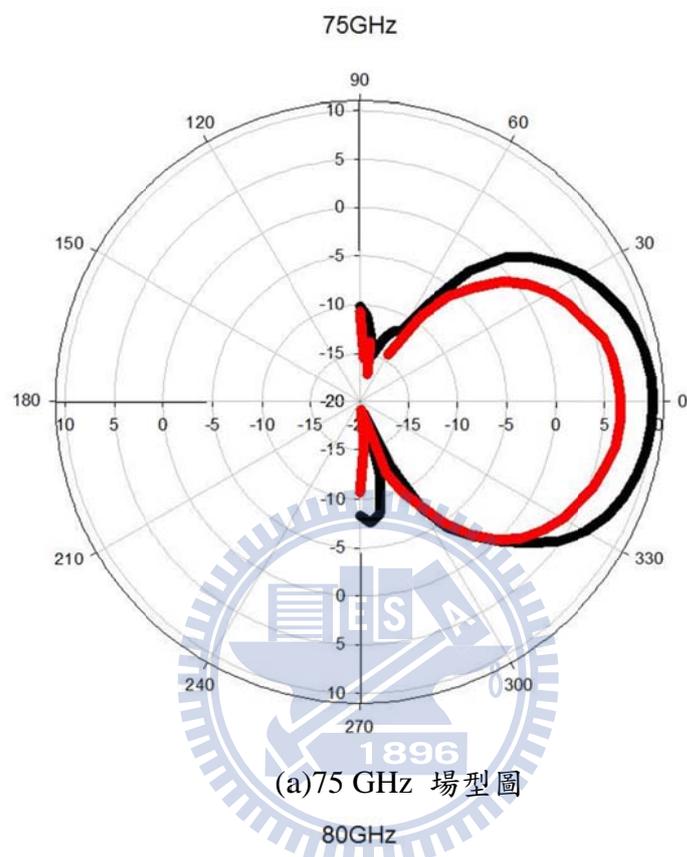


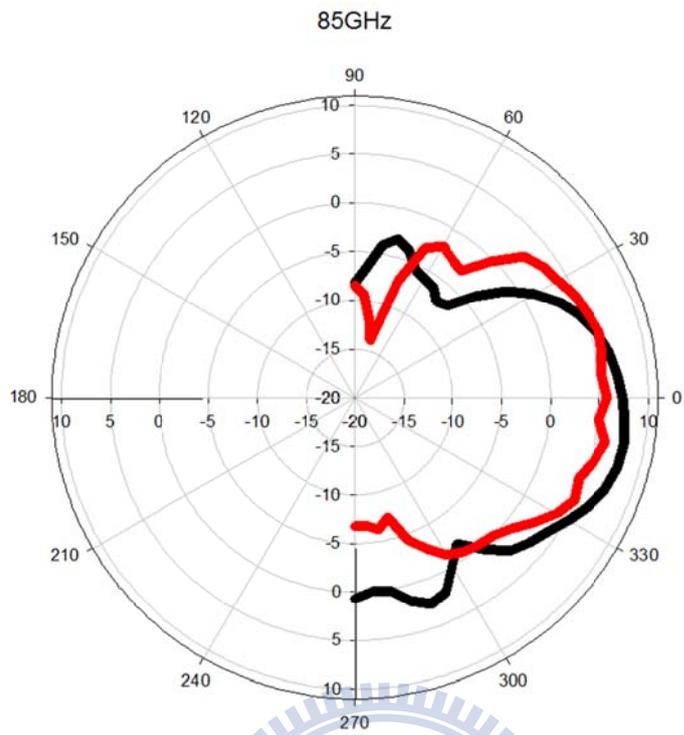
圖 3.12 天線場型量測環境圖

圖 3.13 及圖 3.14 為模擬與量測的場型圖，可以發現量測之增益與部分模擬相比略小，這是由於環境、板材或是接頭一些損耗所造成的，此外天線的場型對於透鏡的使用率來說很重要，若是場型不能完美包含到整個透鏡，則透鏡使用率會下降，針對我們預先設計的透鏡大小，天線 3dBi 的波束寬度需要在正負 35 度

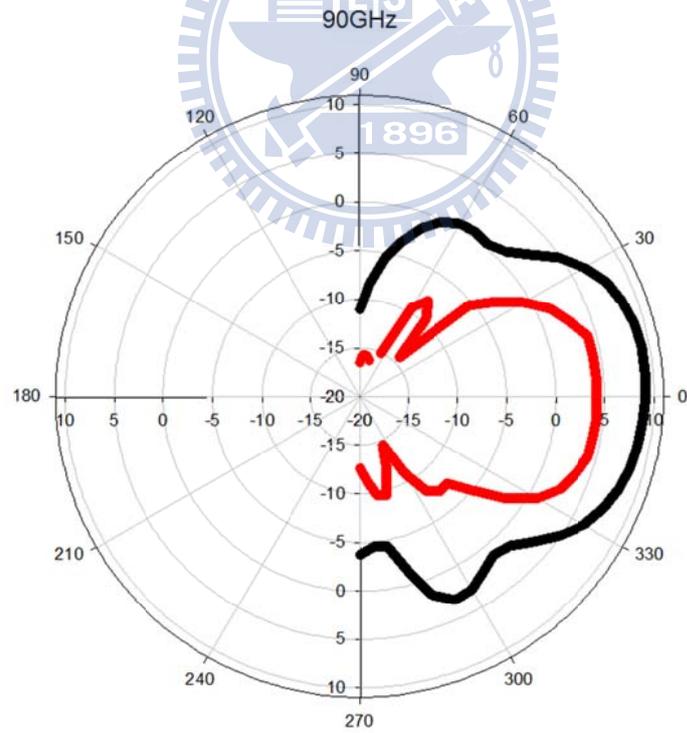
左右，可以有較完整的透鏡使用率。整體的模擬跟量測場型大致相同，但量測較模擬的波束寬度稍窄，因此透鏡使用率可能在此會有些許的減少，但理想上不影響整體效能。在天線增益方面，以 75GHz 為例，模擬約為 10dBi 左右，量測約為 6dBi。



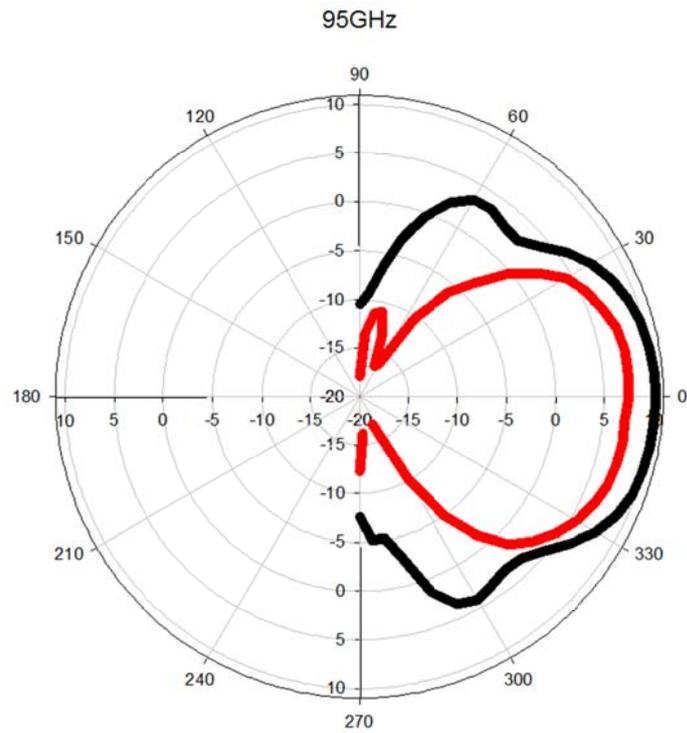
(a)80 GHz 場型圖



(a)85 GHz 場型圖



(a)90 GHz 場型圖



(a)95 GHz 場型圖

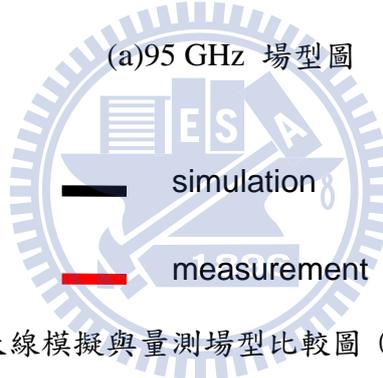
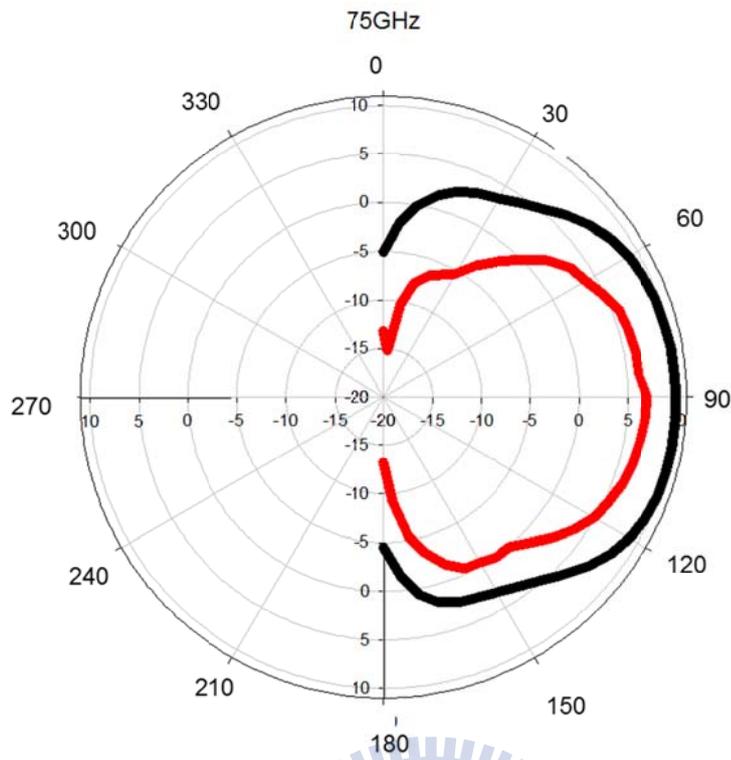
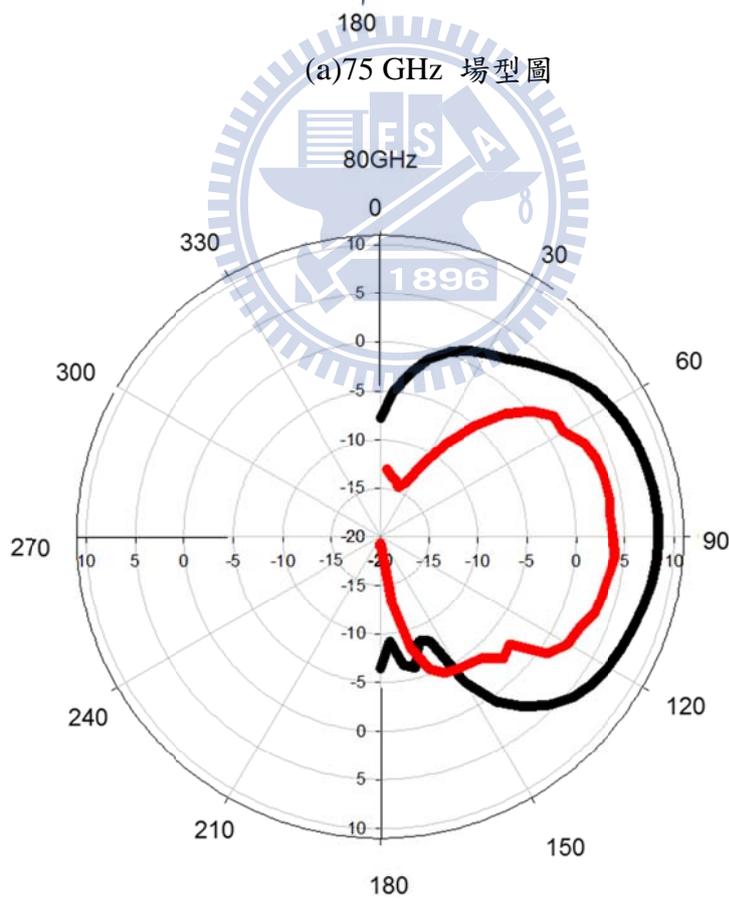


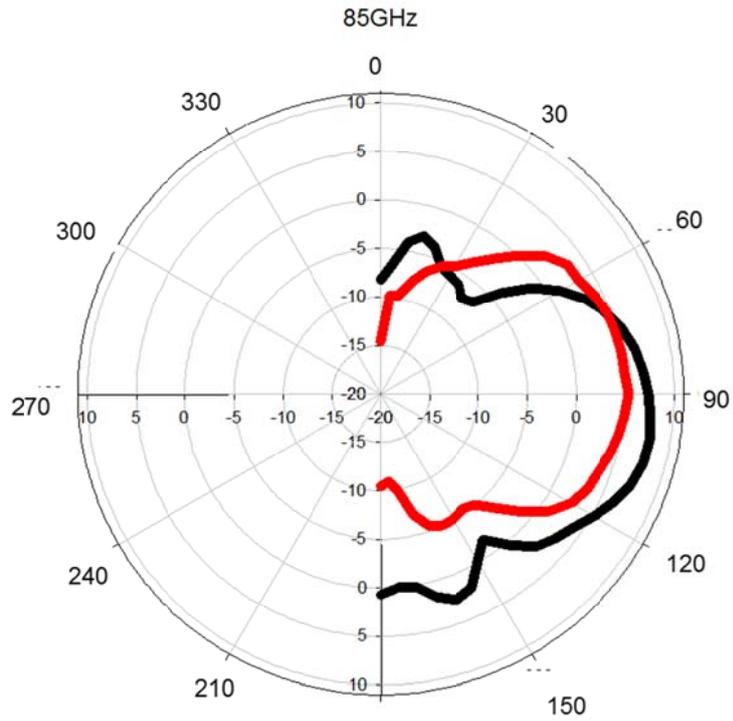
圖 3.13 天線模擬與量測場型比較圖 (E-plane)



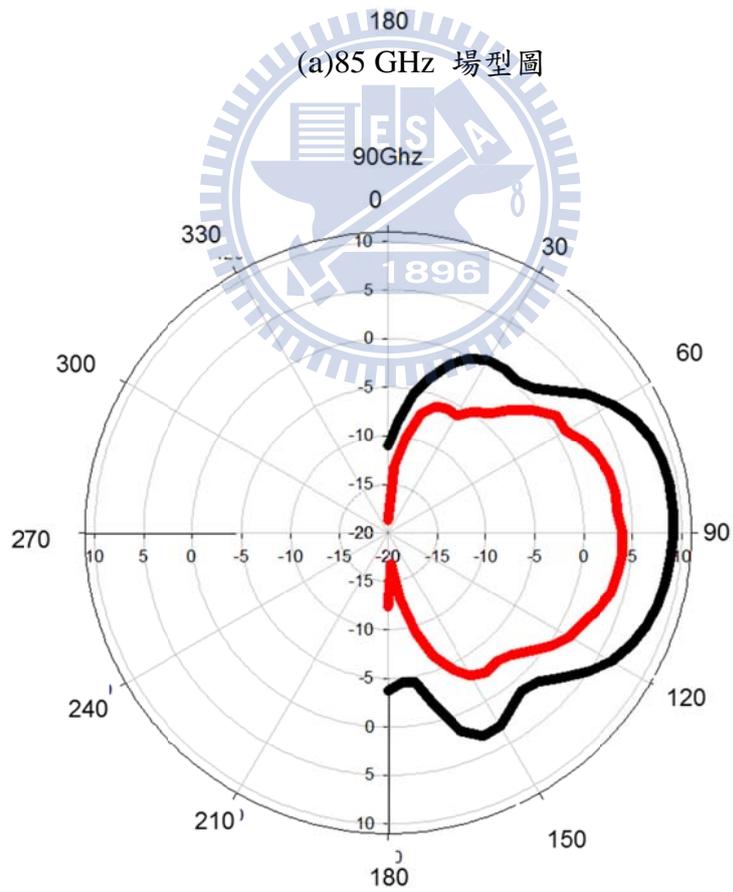
(a)75 GHz 場型圖



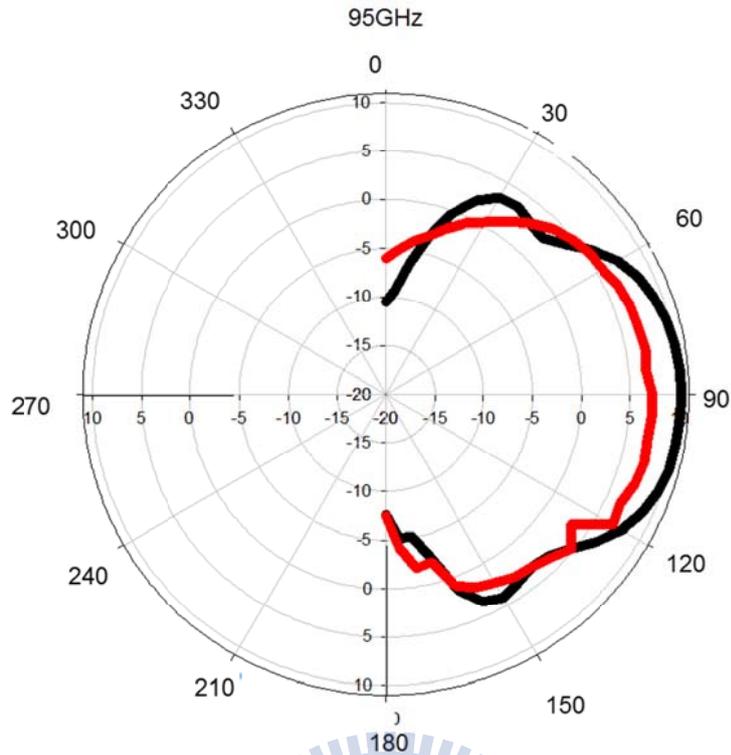
(a)80 GHz 場型圖



(a)85 GHz 場型圖



(a)90 GHz 場型圖



(a)95 GHz 場型圖

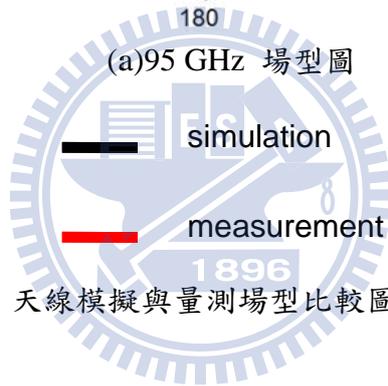


圖 3.14 天線模擬與量測場型比較圖 (H-plane)

### 3.5 天線與射頻電路轉接電路設計

由前面探討低雜訊放大器部分可知，其輸入阻抗約為 $25\Omega$ ，而天線端設計一般皆為 $50\Omega$ ，過小的阻抗對於天線的實做上，如走線與走線間的間距會因為線寬過寬而十分狹窄，造成製程會有困難，另一方面，低雜訊放大器到微帶線間需經過一段短鏢線，此鏢線在高頻訊號會造成電感效應，但鏢線相對波長不長，因此在此造成的電感效應並不大。

由於希望能減少反射，天線需與電路進行阻抗匹配，因此在電路與天線間，需要一個阻抗轉換電路，讓能量能順利的從天線端進入電路而不會造成過大的反射。由於天線不會是理想的 $50\Omega$ ，從低雜訊放大器輸入端得到的阻抗也不會是單純的純實部 $25\Omega$ ，因此匹配的重點在於讓此兩端共軛匹配達到最大功率傳輸，圖3.15為本輻射計之共軛匹配示意圖。

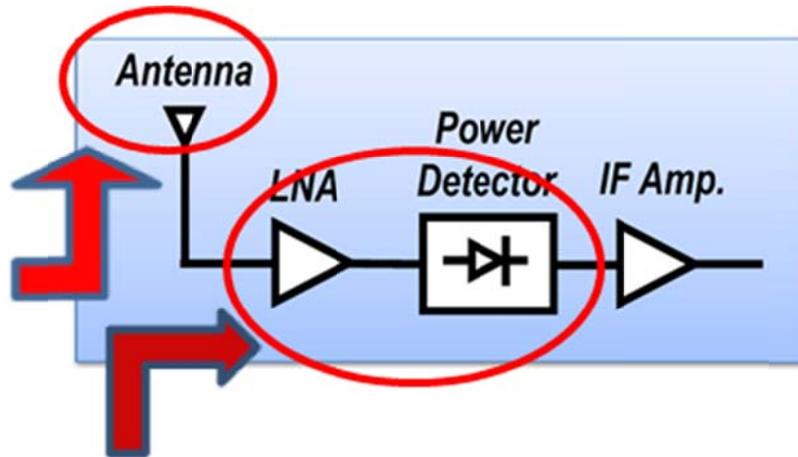


圖 3.15 共軛匹配示意圖

圖3.16顯示天線端及電路間的模擬阻抗轉換電路，首先在低雜訊放大器經過鏟線後先接到一個漸進式微帶線，此漸進式微帶線目的為讓阻抗漸進轉換避免直接接到高阻抗走線後造成過大的反射，適當的設計長度便可有效地將阻抗轉換匹配於天線的阻抗，由於轉換完後的線粗並非與理想 $50\Omega$ 之微帶線走線線寬相等，因此最後再接一小段漸進式微帶線使之等寬以方便接至前端天線。利用此漸進式微帶線阻抗轉換主要仍是以轉換實部為主，主要考量為整體需共軛匹配的虛部部分並不大，且由於需匹配的頻寬較寬，共軛匹配虛部往往無法有寬頻的良好匹配，因此在此使用此設計。模擬轉接效應時一端阜(port)設低雜訊放大器包含功率偵測器之量測之輸入端阻抗，另一端阜由模擬之天線阻抗進行匹配。

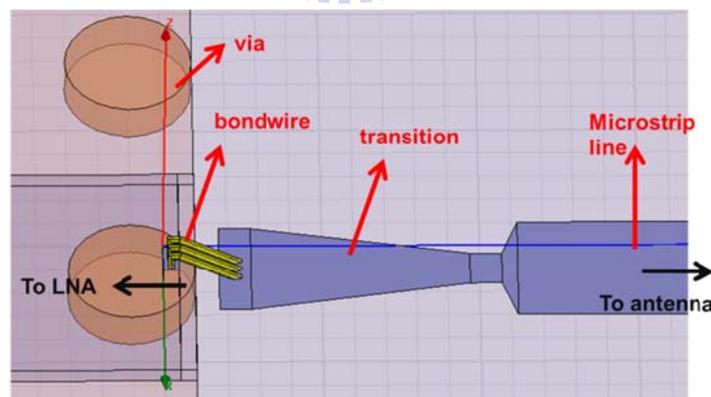


圖3.15 轉接微帶線模擬示意圖

### 3.6 系統整合模擬

利用個別萃取出來的低雜訊放大器及功率放大器的阻抗特性，低雜訊放大器與功率偵測器中間利用模擬的一段實際長度寬度的鏟線進行連接，之後利用

Microwave office 軟體與模擬的天線進行共軛匹配。圖 3.17 為 AWR 共軛匹配方塊圖，其中天線與低雜訊放大器之間的轉接使用 3.5 節所模擬之轉接。

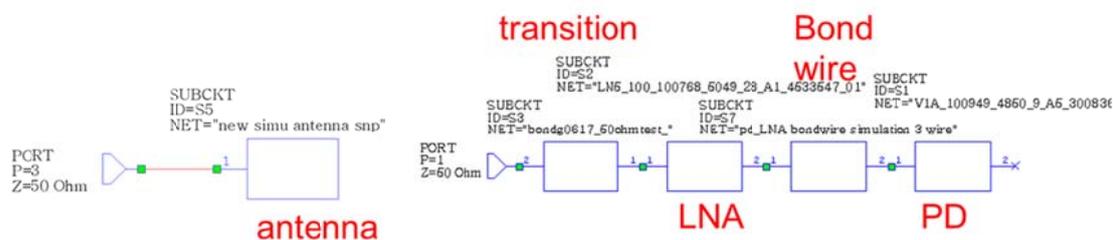


圖 3.17 AWR 共軛匹配方塊圖

接著在相同的轉接下，分別比較我們量測之低雜訊放大器整合功率偵測器的情況，與 HRL 所提供之低雜訊放大器以及功率偵測器之量測資料整合有何差異。由圖 3.18 可知在相同匹配下整體反射損耗低於-10dB 的頻寬差不多，但頻率點有所偏移，這是由於我們量測之低雜訊放大器，在我們給定的偏壓下輸入虛部阻抗與 HRL 資料有些許的誤差，我們量測之虛部阻抗呈現電容性，而 HRL 量測資料則呈現電感性，但由於零偏壓在整體電路設計上將更為簡便，因此在匹配後有效頻寬差不多的情況下，我們採用此種設計。

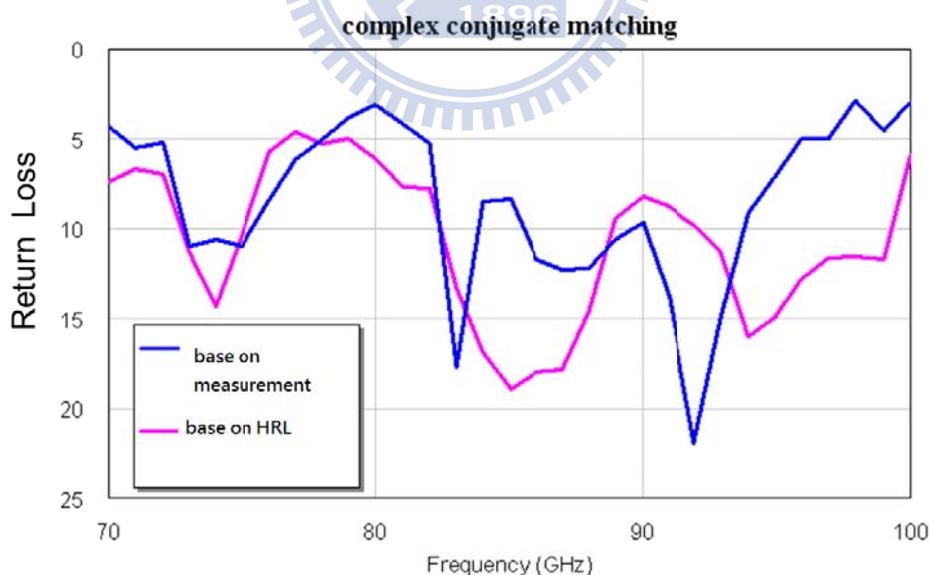
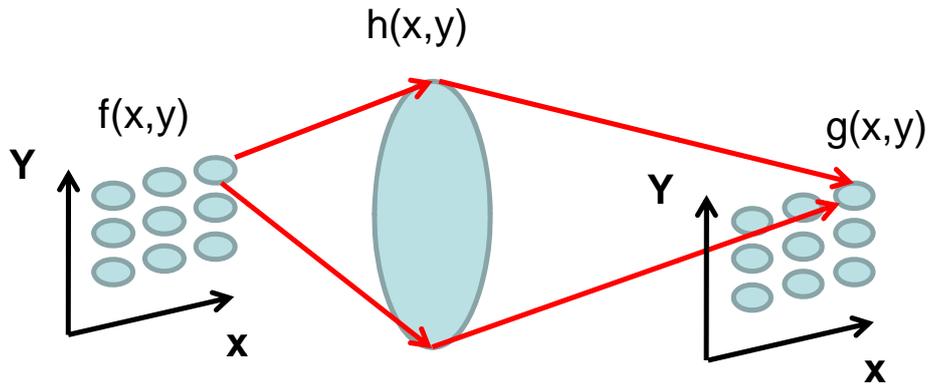


圖 3.18 共軛匹配模擬圖

### 3.7 透鏡量測

圖 3.19 為透鏡聚焦示意圖，透鏡設計為雙凸設計，目的為讓點波源透過第一層凸面時先以平行光行進，在出透鏡時由於第二個凸面因此會再將平行光聚焦

到一點上，達到雙邊聚焦的效果，實作圖如圖 3.20 所示。



3.19 透鏡聚焦示意圖



圖 3.20 透鏡實作完成圖

在透鏡量測方面，我們利用兩端收發的喇叭天線分別置於透鏡之聚焦點，比較有無透鏡所造成的增益改變，根據此喇叭天線規格表提供，此喇叭天線 3dB 波束寬度為 18 度，提供 W-band 訊號 20dBi 的增益，跟據孔徑公式

$$\frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (3-1)$$

，其中 A 為有效面積， $\lambda$  為波長，3dB 波束寬度為 18 度的喇叭天線加上透鏡的整組透鏡天線如表 3.2 可視提供約 33.7dBi 的增益，而實際量測的透鏡天線增益則為 31.85dBi，又增益與效率( $\zeta$ )和指向性有關，其關係可表示為

$$G = \zeta D \quad (3-2)$$

因此得到指向性及增益便可回推效率，得到整體喇叭透鏡天線效率為

$\frac{10^{\frac{31.85}{10}}}{10^{\frac{33.7}{10}}}=65\%$ ，而在實際應用上由於我們使用的天線為漸進式槽孔天線，等效照

到的孔徑較大，由表 3.2 可知在理想的狀況下漸進式槽孔天線搭配設計的透鏡，由於用的到透鏡孔徑更大，因此可擁有 45.5dBi 的增益，實際量測漸進式槽孔天線為 42dBi，效率約為 44.6%，整體效率較低是由於當使用漸進式槽孔天線時，我們設計為天線波束寬度 10dB 的天線場型約為正負六十度時，能涵蓋整個透鏡的面積，然而 10dB 波束寬度的天線場型在透鏡上並不均勻，且天線場型實際量測較模擬的要窄，無法完整利用透鏡之面積，因此會造成效率下降。

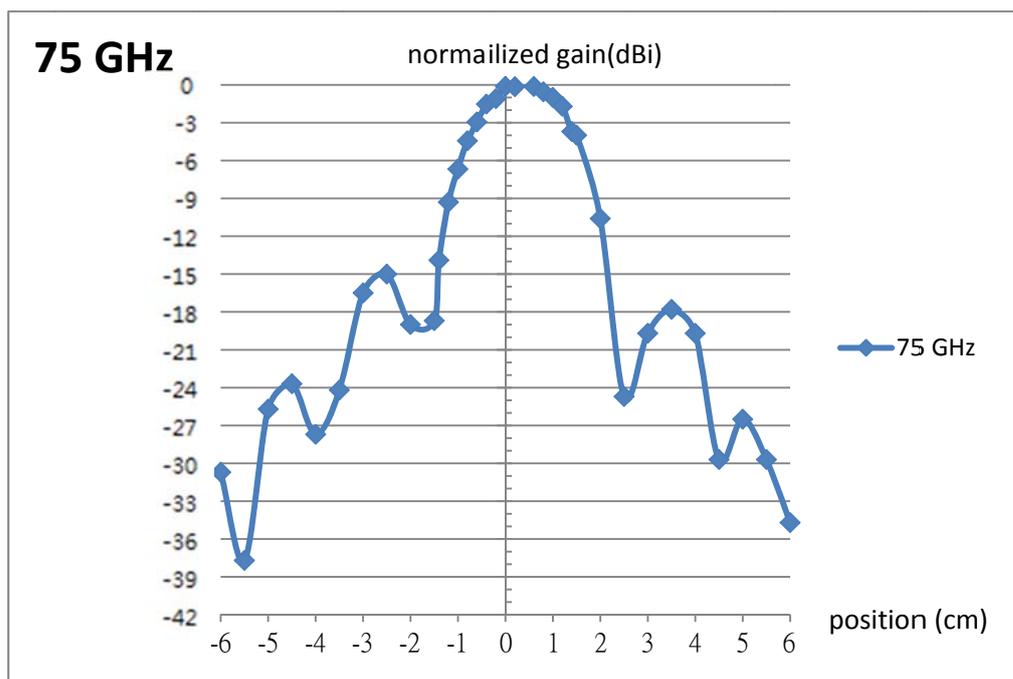
。

configuration	gain
ideal lens+ horn antenna gain	33.7dBi
measured lens+ horn antenna gain	31.85dBi
ideal lens+ taper slot antenna gain	45.5dBi
measured lens+ taper slot antenna gain	42dBi

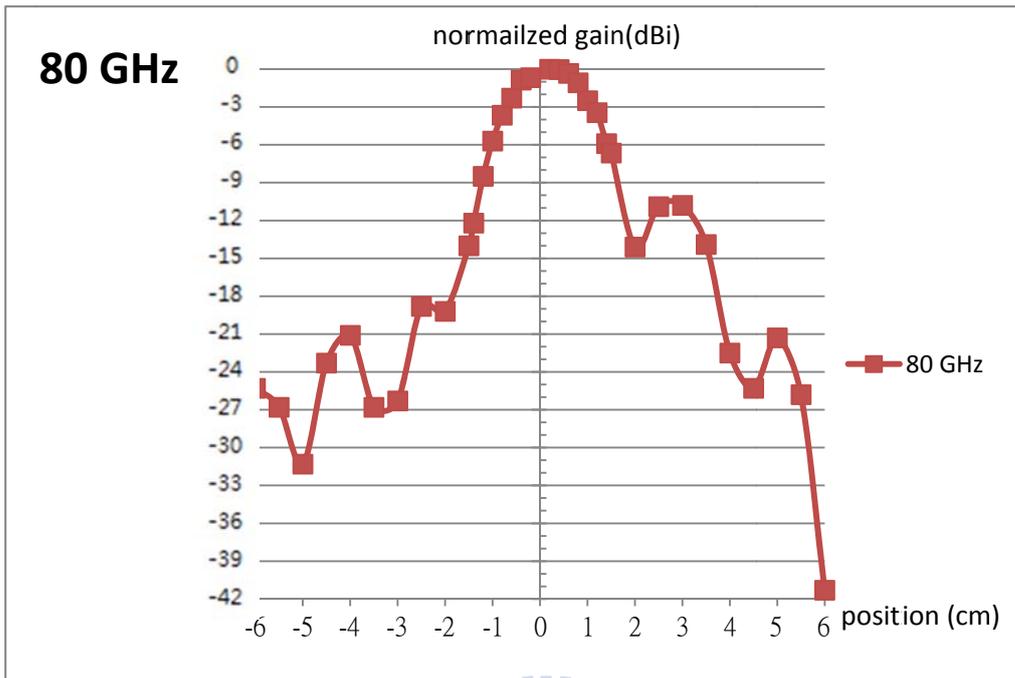
表 3.2 理想與量測透鏡天線比較表

### 3.8 透鏡天線整合場型量測

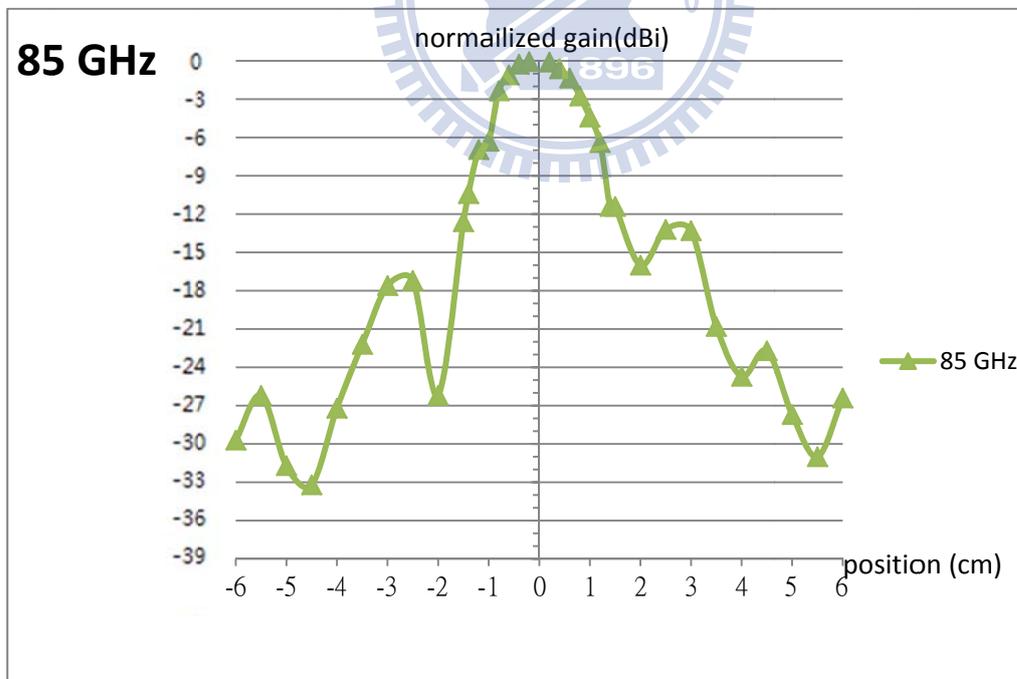
透鏡的預期設計的解析度為在聚焦平面上場型的 3dBi 波束寬度為兩公分乘上兩公分，在此進行空間解析度的量測驗證，圖 3.21 為透鏡天線之量測場形圖，由圖可知在各個頻帶內 3dBi 的寬度約都有涵蓋在正負一公分內，顯示透鏡天線有達到預期的聚焦效果



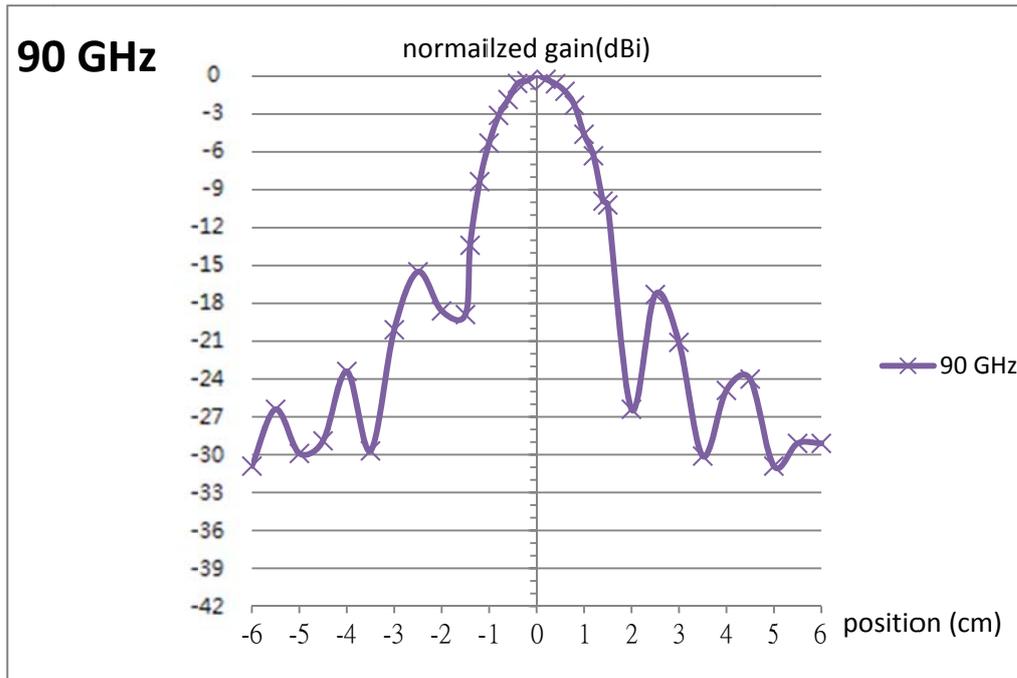
(a) 75GHz 場型圖



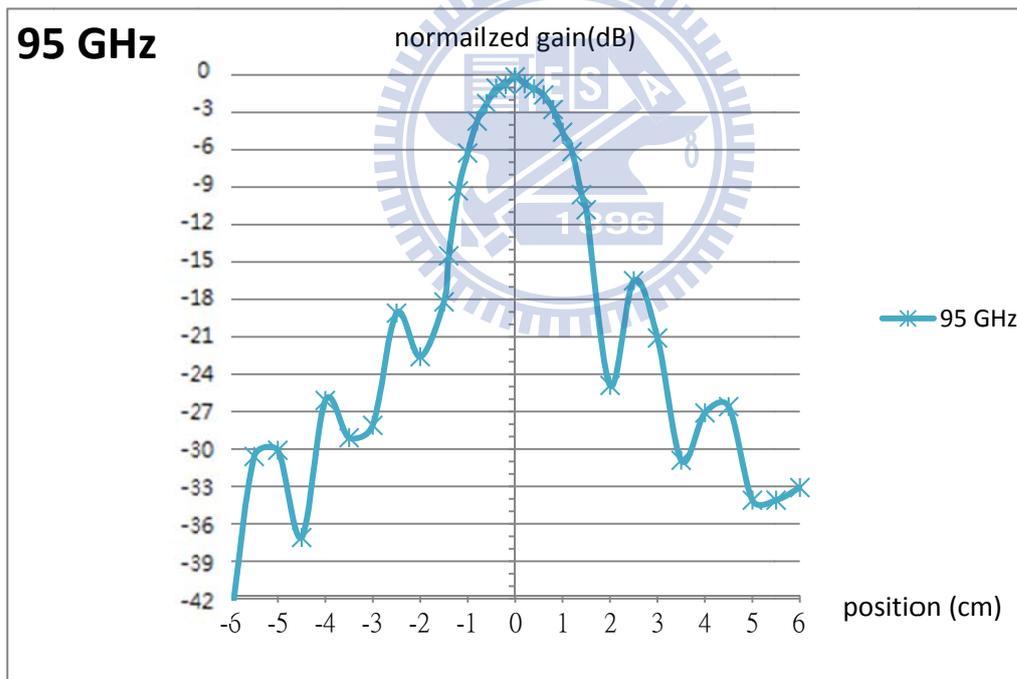
(b) 80GHz 場型圖



(c) 85GHz 場型圖



(d) 90GHz 場型圖



(e)95GHz 場型圖

圖 3.21 透鏡天線場型圖

### 3.9 運算放大器量測

由於接收到的能量為 $10\mu\text{V}$ 級，而機器本身跳動之雜訊亦為 $10\mu\text{V}$ 級，因此收到之能量資訊會被系統雜訊給蒙蔽住，此外對於電壓計之最小解析度為 $12.2\mu\text{V}$ ，若無使用運算放大器則不容易判讀實際變化，因此在功率放大器輸出後須

接一個運算放大器來放大訊號。

在此運算放大器中設計中，我們採用 ADI AD8616 放大器，此放大器具有低誤差電壓之特性，圖 3.22 為運算放大器架構圖，在電路結構上則採用非反向放大器。實際應用採兩級放大，設計放大倍率為第一級 101 倍以及第二級 4 倍，理想整體放大倍率為 404，表 3.3 為輸入電壓、輸出電壓、其倍率關係以及整體誤差電壓表，實際整體放大倍率約為 425 倍，誤差電壓為 226mV。

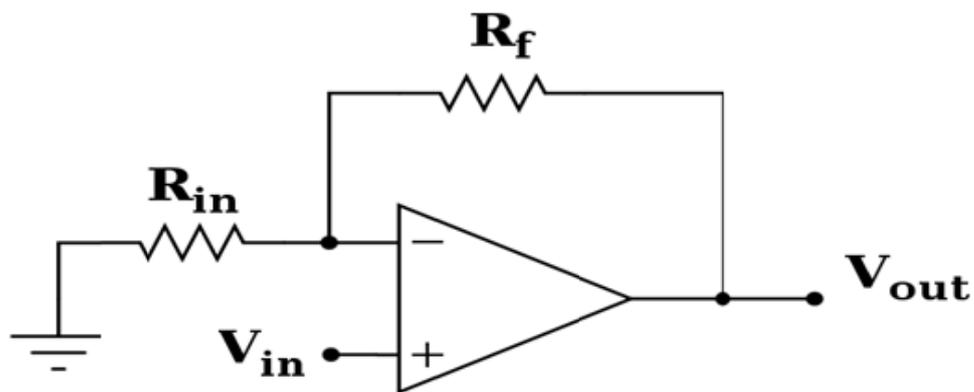


圖 3.22 運算放大器架構圖

Voltage(mV)	output voltage(mV)	beta
2.8	1416	425
3.6	1783	432.5
4.8	2240	419.5833
5.7	2608	417.8947
6.8	3063	417.2059
Offset output voltage	226	

表 3.3 運算放大器放大倍率量測表

圖 3.23 為誤差電壓量測圖，觀察其電壓擾動變化，可見到其誤差擾動約為 0.4mV

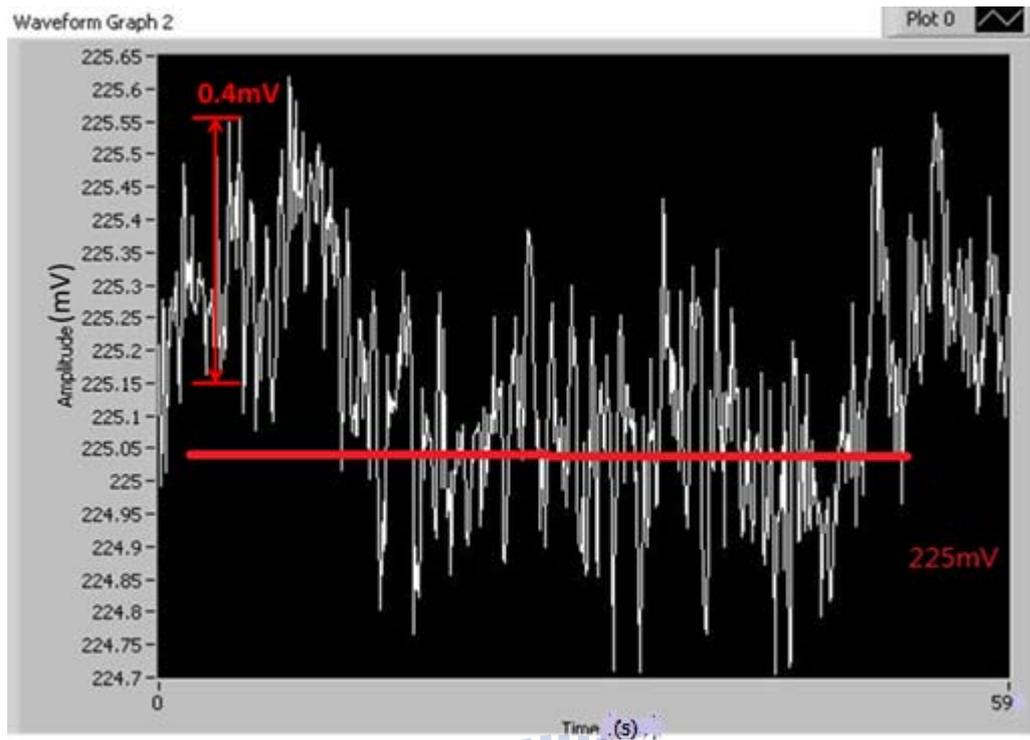


圖 3.23 運算放大器輸出誤差電壓圖



## 第四章 系統整合量測與分析

### 4.1 射頻模組輸出電壓量測

圖 4.1 為整體射頻電路輸出之直流電壓，由圖可視在六十秒內，輸出電壓為穩定的 3.0mV，此電壓值除了待測物的輻射能量以外，亦包含整個接收模組的系統雜訊，在待測物固定下，當整體輸出的直流電壓越大，代表系統雜訊越大，造成溫度解析度下降，圖中亦可得知其擾動雜訊約為 0.01mV。

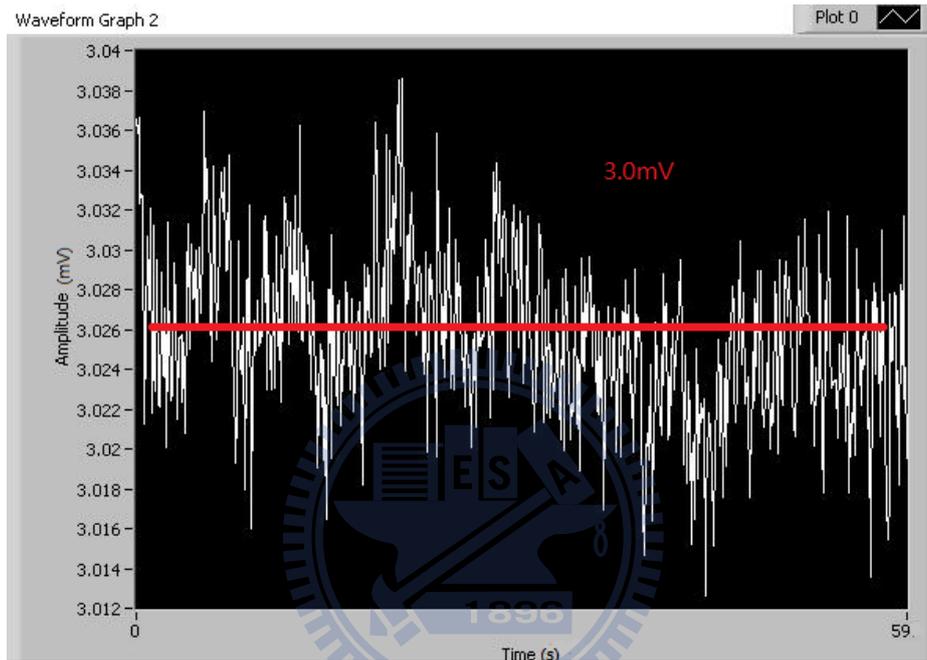


圖 4.1 射頻模組輸出電壓圖

### 4.2 完整模組電壓與量測

圖 4.2 為整體模組實測輸出電壓圖，此模組量測中，我們將提供五種不同的變因，分別為空氣、熱水、冷水、金屬、以及人體，進行量測。首先在第一張圖中，分別在 60 秒鐘內，每十五秒為一個單位，改變待測物體順序為攝氏 25 度室溫空氣、攝氏 85 度熱水、攝氏 10 度冷水、攝氏 25 度室溫空氣，在熱水與冷水反應出待測物溫度較熱電壓較高，較冷電壓較低的狀況，當熱水及冷水帶測物移開後，溫度又可以在後面回到原本初始的空氣狀態，且輸出電壓值 1500mV 左右，3mV 經由運算放大器放大 425 倍左右加上誤差電壓 220mV 約與量測的 1500mV 近似。表 4.1 為計算後之不同物體間量測之射頻模組熱敏感度(thermal sensitivity)及將基頻放大器之倍率加入考量之整體斜率(slope)，由於系統是線性的，因此不論是哪兩種間的物體所造成的熱敏感度都是近似的，此外由圖 4.2 亦可之本身系統的擾動電壓約為 1mV，因此輸出電壓的浮動會影響我們判別其線性度，但由表 4.1 的熱敏感度可見其具有高度的線性關係，此結果符合我們預期，而每 10 度的溫差，在此表之斜率粗略估計約可造成 1.4mV

的壓差。

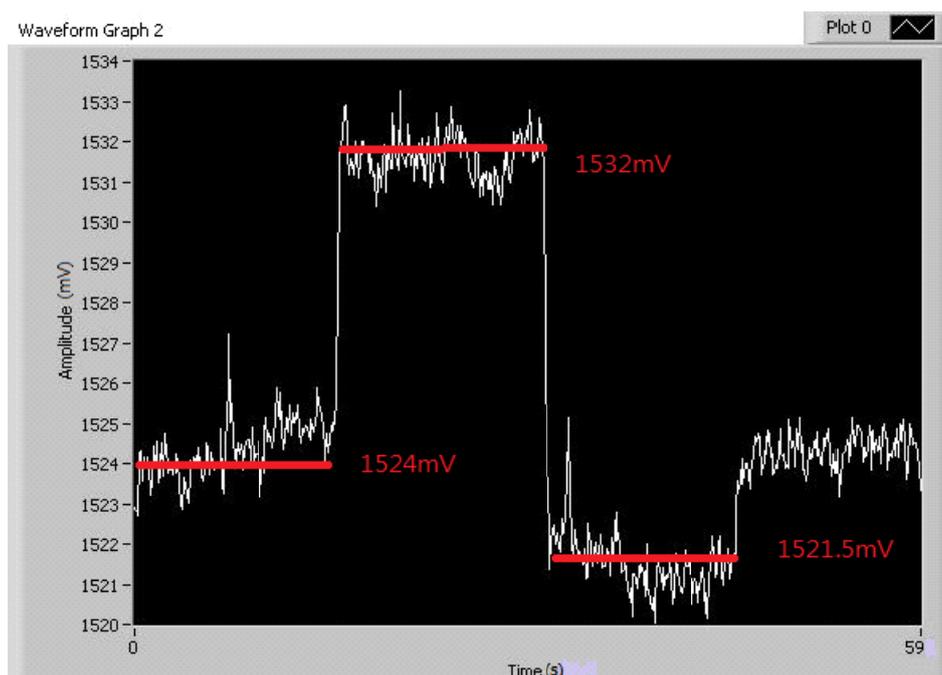


圖 4.2 射頻模組對冷熱水及常溫輸出電壓圖

Temperature difference	85-25=60 (°c)	25-10=15 (°c)
Voltage difference	7.5 (mV)	2.5 (mV)
slope	0.125 (mV/K)	0.167 (mV/K)
thermal sensitivity	0.313 (μV/K)	0.418 (μV/K)

表 4.1 射頻模組對冷熱水及常溫輸出斜率及熱敏感度表

圖 4.3 則是在六十秒鐘內，每十五秒為一個單位，改變待測物體順序為攝氏 25 度室溫空氣、攝氏 75 度熱水、攝氏 10 度冷水、攝氏 25 度室溫空氣，主要比較當原待測物熱水降溫十度時，是否仍是維持線性，以證明量測及熱敏感度估計無誤。由於整體系統雜訊會由於量測之同軸電纜之晃動或是時間造成的低雜訊放大器及量測儀器的系統雜訊上升，因此圖 4.2 圖與 4.3 兩張圖的初始位準並不相同，但比較其差值，圖 4.3 可見除了換上熱源瞬間有個擾動誤差，其熱水和室溫，以及冷水和室溫的熱敏感度幾乎仍維持一個線性關係，依然符合預期。表 4.2 為此數據之對應熱敏感度及其斜率。

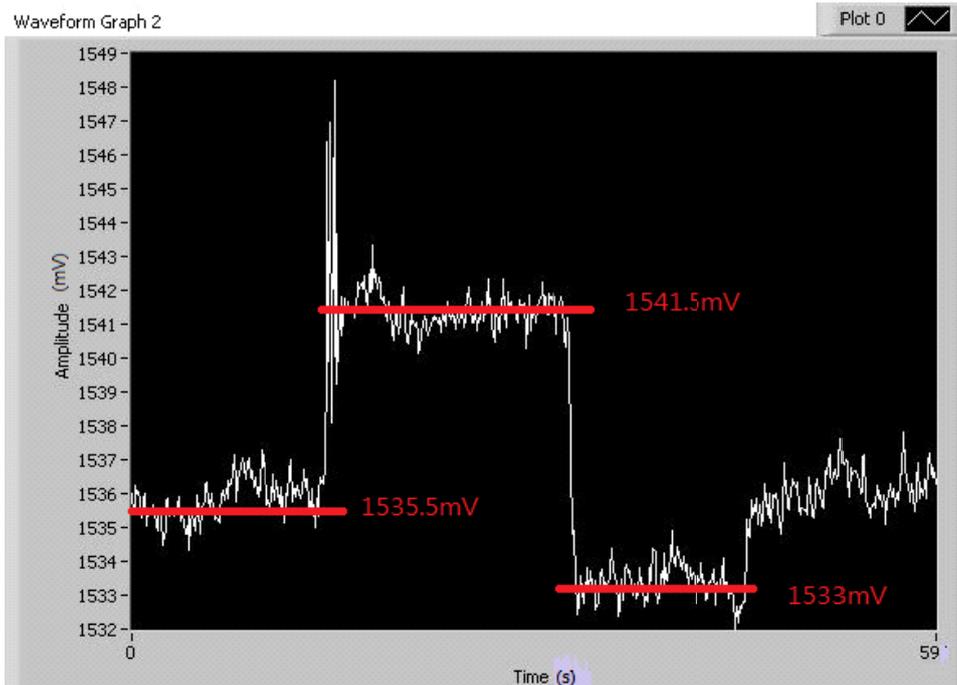


圖 4.3 射頻模組對冷熱水及常溫輸出電壓圖二

Temperature difference	75-25=50 (°c)	25-10=15 (°c)
Voltage difference	6.5 (mV)	2.5 (mV)
slope	0.13 (mV/K)	0.167 (mV/K)
thermal sensitivity	0.325 (μV/K)	0.418 (μV/K)

表 4.2 射頻模組對冷熱水及常溫輸出斜率及熱敏感度表二

接著進一步比較人體與金屬輸出電壓，由於金屬在室內反映出的熱輻射幾乎與環境溫度相同，因此在此時人體與金屬的溫差約為 10K，由圖 4.3 的數據推導出的溫度對電壓熱敏感度得知，人與金屬當 10K 的溫差所造成的壓差為 1.4mV 上下，圖 4.4 則是比較 30 秒內，15 秒為一個單位，金屬與人體的壓差，可以見到確實在兩個比較上，壓差有預期的 1.4mV 之差異，達到判斷金屬與人體的差異，然而雜訊擾動約為 1mV，因此在溫差不夠大的情況下，較容易造成兩個不同物體判斷上的困難，這是未來可以進行改善的項目。

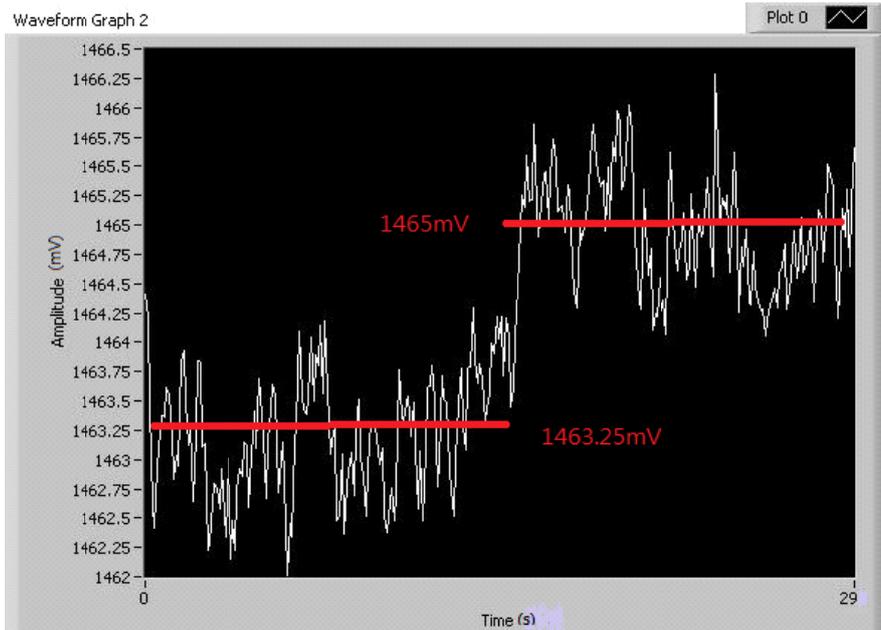


圖 4.4 射頻模組對人體與金屬輸出電壓圖

最後圖 4.5 將上述的幾種不同物體造成的不同輸出電壓差擺在一起進行比較，可以發現每次量測由於經過長時間的擾動，位準在每次量測皆不同，這是由於量測並非在同一時間進行，每次量測所造成之系統雜訊會隨著外部偏壓鱷魚夾走線有變化，些許的雜訊改變經過放大後會改變其為準，但熱靈敏度與曲線的斜率是幾乎相同的。

### DC output difference between different objects

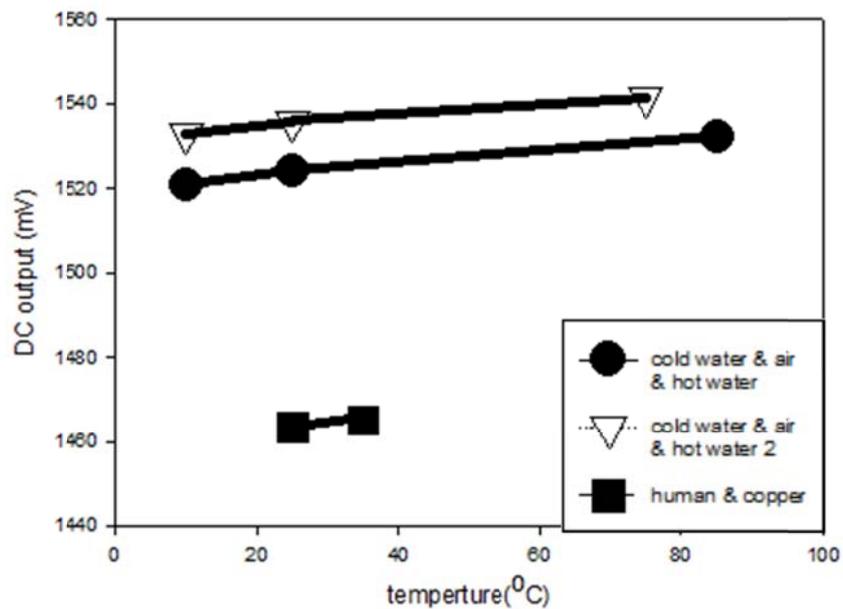


圖 4.5 輸出電壓差整體比較圖

在做完上述兩次實驗後我們確定其敏感度之穩定性，最後我們利用陶瓷熱輻射加熱板，進行十分鐘之量測，將溫度在前五分鐘內從攝氏 30 度上升至 200 度，並在後五分鐘維持穩定的 200 度，觀察其電壓變化如圖 4.6，並以此數據之表 4.3 做為此接收機之標準效能。

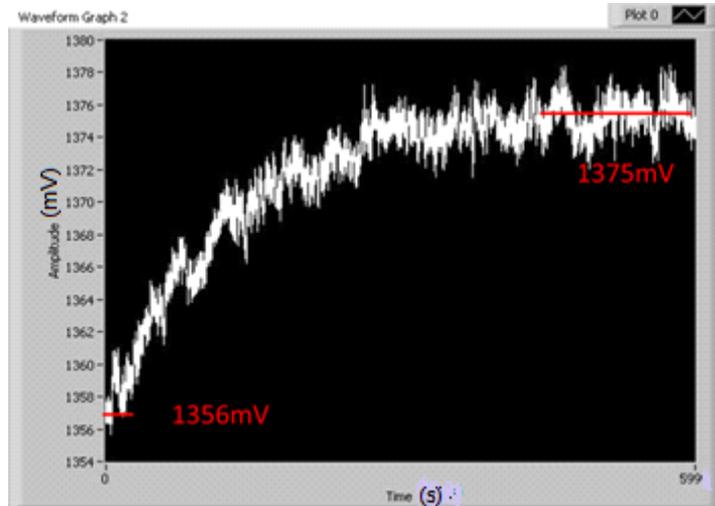


圖 4.6 陶瓷板加熱之線性度量測

Temperature difference	200- 32=168 (°c)
Voltage difference	19 (mV)
slope	0.113 (mV/K)
thermal sensitivity	0.283 (μV/K)

表 4.3 陶瓷板加熱之斜率及熱敏感度表

### 4.3 接收機效能關鍵因素分析

在此針對輸出電壓之值進行探討，理想上輸出電壓

$$V_{out} = K \cdot T \cdot B \cdot G \cdot \beta \cdot G_{op} \quad (4-1)$$

其中為  $G_{op}$  運算放大器之增益，圖 3.31 為天線效率對應整體輸出斜率之比較圖，輸出電壓分別將  $K=1.38 \cdot 10^{-23}$  (J/K)、 $T=300$  (K)、 $G=30$  (dB)、 $\beta=9.3V/mW$ 、 $G_{op}=400$  代入，當等效頻寬為預期的 15GHz 且溫度變化為 1K 時，天線效率為 40%，由圖 4.7 可得到之整體敏感度斜率應為 0.291，而實際之電壓變化約為預期 0.113，相當於等效頻寬約為 5.8GHz，下面將進行此特性之成因探討。

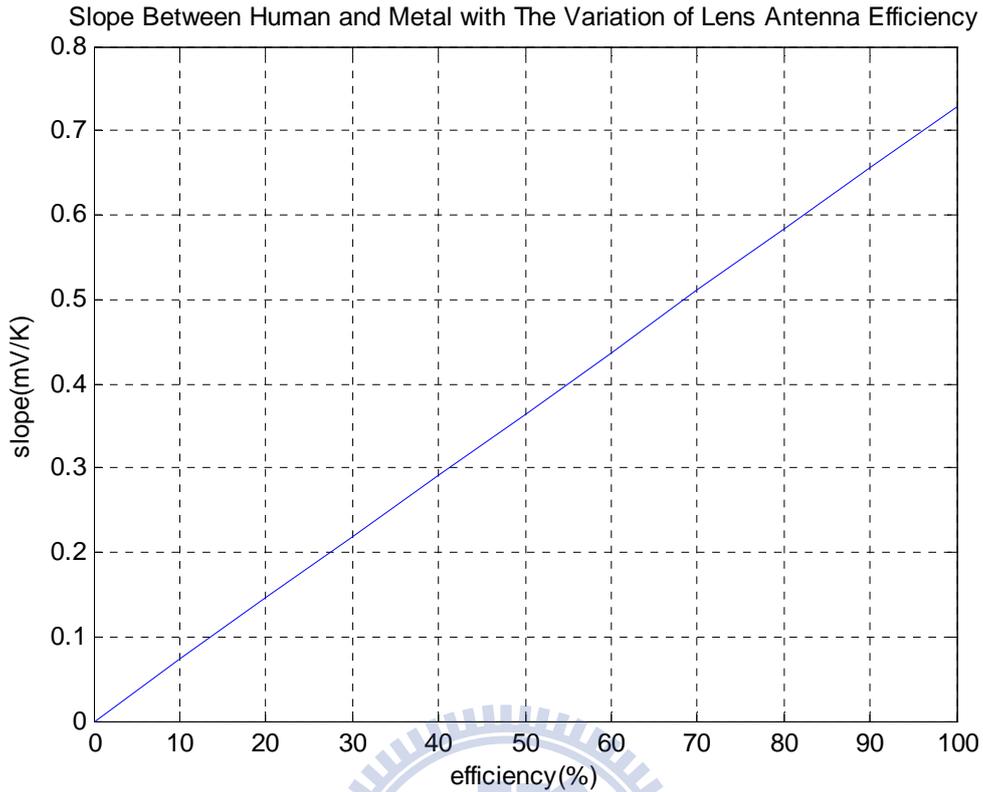


圖 4.7 模組整體敏感度斜率對應天線效率之變化

輸出電壓減少之成因大致可分為兩類，首先是訊號之不匹配造成之反射，對於低雜訊放大器及功率偵測器之間的銜線，由前面實驗可知對整體的效能並沒有太大的影響，另外針對轉接方面的問題，由於此模組應用在相當高的頻段，此外我們期望整體頻寬能涵蓋 w-band 相當寬的頻帶，因此整體匹配並不容易，圖 4.8 為模擬之銜線不同情況底下，所獲得之整體模組共軛匹配之反射損耗圖，經此模擬發現，由於高頻效應，因此在天線與低雜訊放大器的銜線影響整體效能較為明顯，由圖 4.8 可視，第一種理想的銜線情況下，整體頻寬的反射損耗較為理想，反射量較小，當銜線的位置偏移原本預期之位置時，如圖中 case1~case3，可以見到整體匹配之狀況影響極大，當偏移位置時，整體匹配狀況與無匹配之情況相距不遠，等效頻寬約縮減為原本預期之三分之一左右。

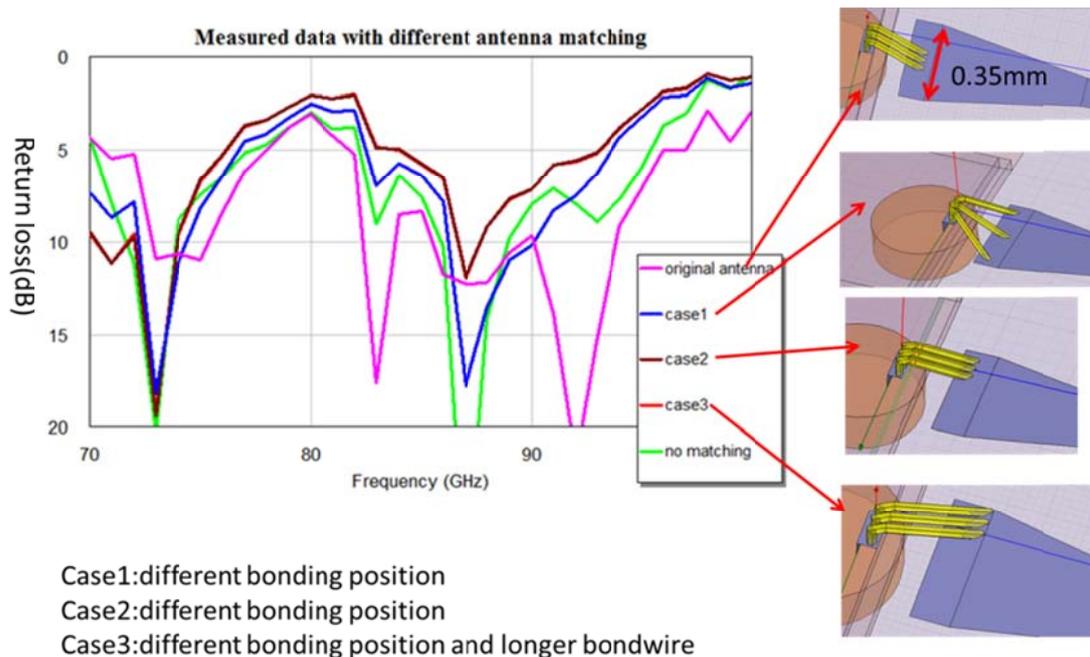


圖 4.8 鎊線位置對共軛匹配之影響

此外由於透鏡效率前面實驗結果約為 44%，透鏡效率亦是影響其輸出電壓一個重要的成因，因此進行透鏡使用與否之實驗。圖 4.9 為不使用透鏡而直接將待測物(熱水)置於天線 10 公分處，進行量測，由表 4.4 可知當未透過透鏡時整體的熱敏感度之斜率約為 0.51，對應圖 4.7 之斜率圖可得到天線效率約為 70%，此值符合一般漸進式槽孔天線之效率。

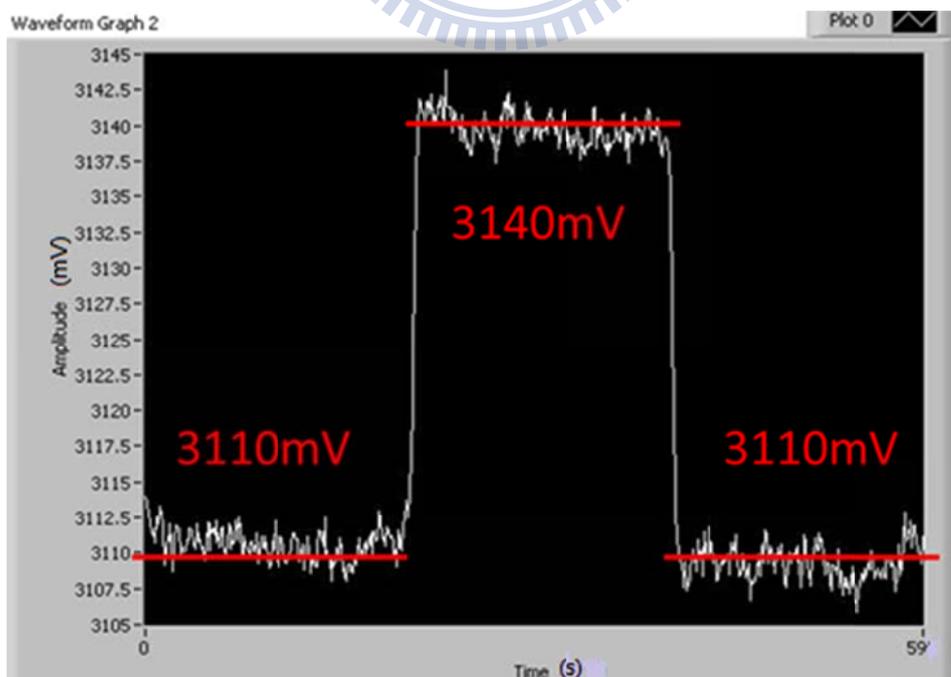


圖 4.9 待測物(熱水)置於天線端十公分處與空氣之電壓變化圖

Temperature difference	80.7-22=58.7 (°c)
Voltage difference	30 (mV)
Slope	0.51 (mV/K)
Thermal sensitivity	1.275 (μV/K)

表 4.4 待測物(熱水)置於天線端十公分處與空氣之熱敏感度及斜率表

#### 4.4 影像雷達一維成像與分析

在探討完上述電壓變化後，進一步將輸出電壓以圖形表示，並透過機械式移動待測物，來完成一維成像之目標，圖 4.10 量測環境圖，固定量測平台，機械移動陶瓷加熱板來得到待測物圖形，此陶瓷加熱板為邊長十二公分的正方體，實驗中以一百度定溫每次移動一公分為單位進行二十六次移動，並將此二十六次每次存成一個圖格來完成一維成像，預期可利用加熱板接近及遠離聚交點，來得到暗-亮-暗之圖形。由於初始設定之溫差較大，因此圖形顏色設定在此區間為二分法，高溫呈現淡灰色，低溫呈現黑色，並取一個最高值以白色來顯示。實驗中將陶瓷加熱板如圖 4.11，加熱至攝氏 100 度來進行實驗，圖 4.12 及 4.13 分別為顯示圖形及對應之電壓圖，由圖可分辨圖形淺色部分約中間佔十三格左右，由於每次移動為一公分，因此此十三格代表的十三公分，與實際陶瓷加熱板之邊長十二公分之誤差一公分比較仍在空間解析度兩公分範圍內，證明其聚焦效果良好。由此圖可知機械掃描待測物移動約在第 7 次會進入透鏡聚焦位置，第 20 次會遠離聚焦位置。

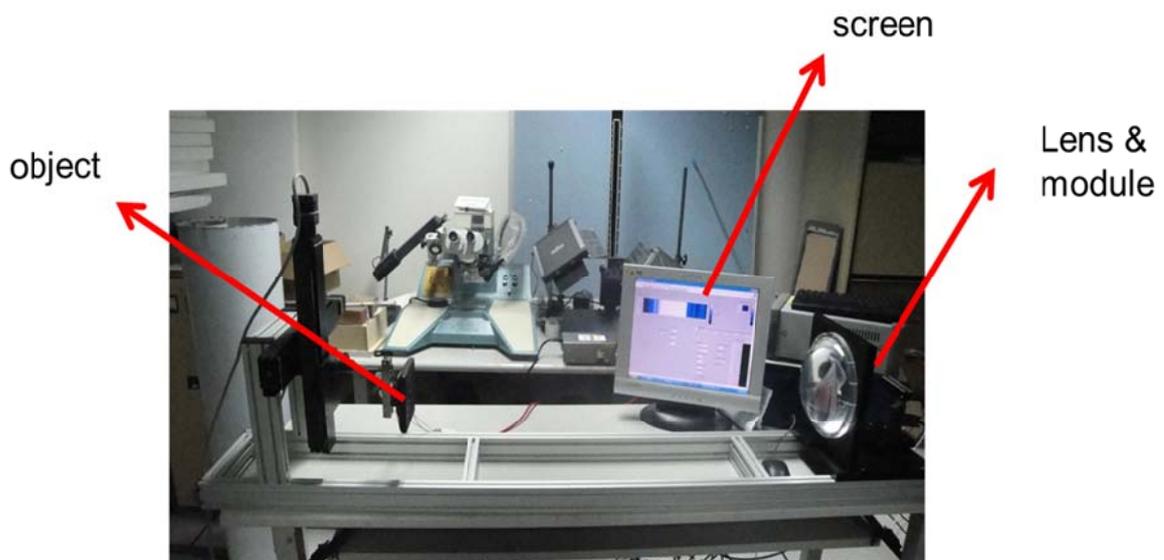


圖 4.10 量測環境圖

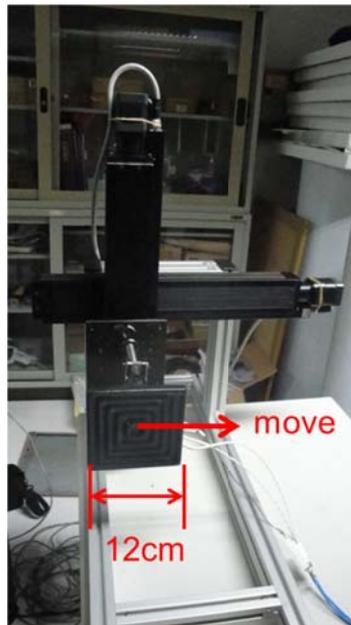


圖 4.11 熱陶瓷加熱板實照圖

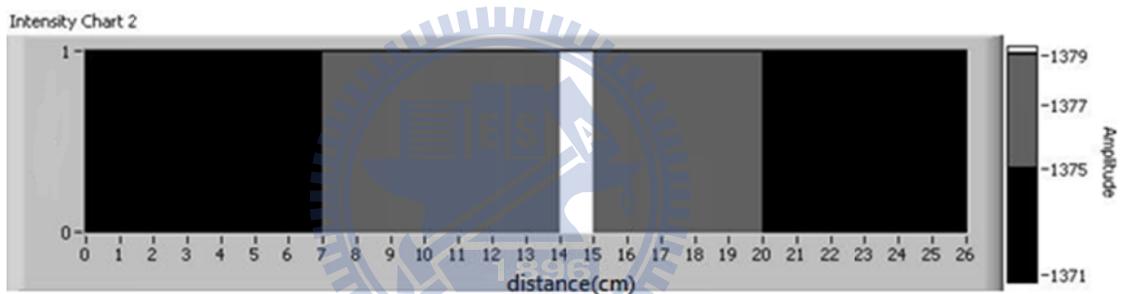


圖 4.12 陶瓷攝氏一百度一維影像圖



圖 4.13 陶瓷攝氏一百度一維電壓變化圖

接著將陶瓷加熱板中間放置一邊長為五公分之金屬如圖 4.14，預期因為金屬反應室溫特性，等效溫度會較陶瓷加熱板而使得圖形呈現亮暗漸層，由圖 4.15 及 4.16 可視最中間黑色部分即反映出金屬的室溫，而黑色部分佔三格顯示偵測到的金屬為三公分，預期的空間解析度為 2 公分，因此 5 公分金屬呈現 3 公分圖形仍屬正常誤差範圍。



圖 4.14 熱陶瓷加熱板及金屬片實照圖

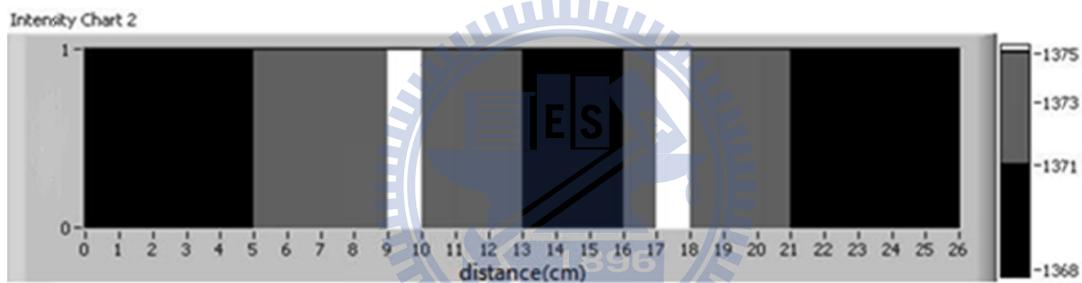


圖 4.15 陶瓷攝氏一百度與金屬一維影像圖

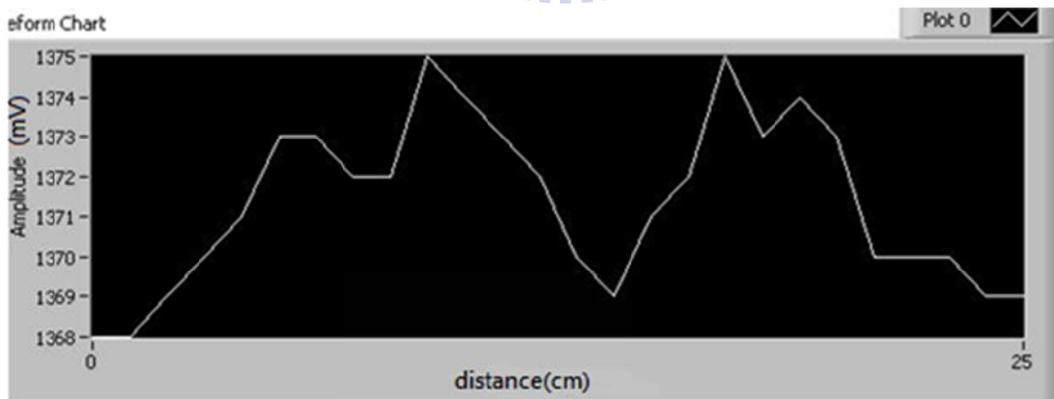


圖 4.16 陶瓷攝氏一百度與金屬一維影像圖

接著進行金屬與人體之量測，圖形以漸層的方式表示，利用陶瓷加熱板加熱至攝氏 37 度模擬人體之體溫之方式進行成像，並在陶瓷加熱板中間置入一塊金屬板，預期圖形將可呈現暗-亮-暗-亮-暗交錯之情況。圖 4.17 及圖 4.18 為對應之顯示圖形及其電壓圖，由於前面實驗中得知系統在量測人體及室溫可判別，但其差異不足以完全蓋掉雜訊擾動的影響，因此由實驗圖中會部分誤差的圖格，影響

到判別，如第 19 至第 21 公分處應為淺色但實際為深色。

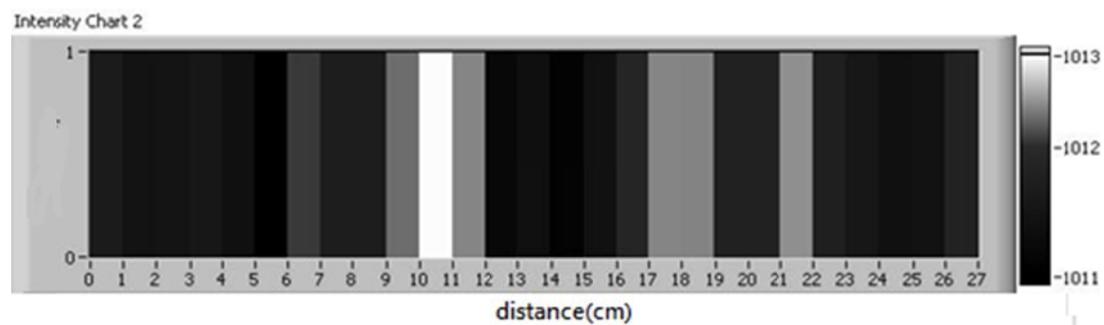


圖 4.17 陶瓷攝氏 37 度與金屬一維影像圖

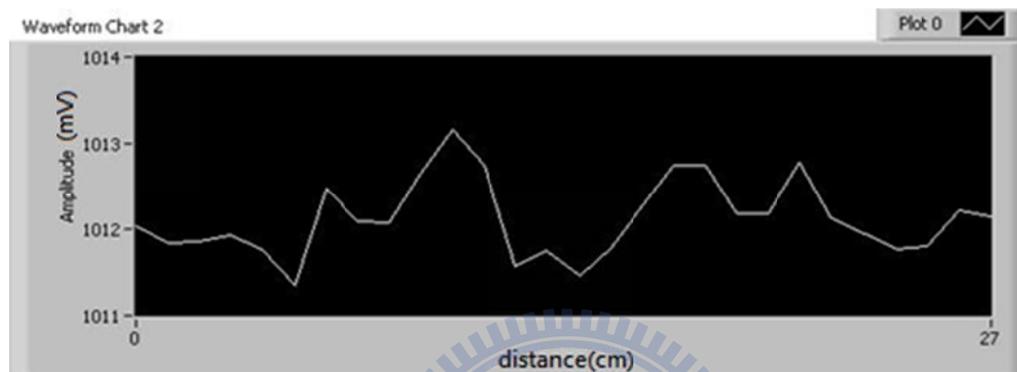


圖 4.18 陶瓷攝氏一百度與金屬一維電壓圖

## 第五章 結論

### 5.1 結論

本論文完成被動式影像雷達之系統整合，將各關鍵元件之特性做逐一量測與探討，並將其整合在一起，最後將單一路徑之模組以移動待測物的方式進行一維成像。

在實驗過程中我們得知，要有良好的被動影像雷達需要兩個關鍵因素，第一是抗雜訊能力，有效降低瞬時或長時間的雜訊擾動將會增加我們辨識物體的能力，而抗雜訊的關鍵點之一在於同軸電纜線之使用，由於同軸訊號線之結構有電磁屏蔽(shielding)之效果，外在之電磁雜訊不易影響到內部之火線。此外地線-火線-地線(GSG)的結構也是重點之一，由於高頻訊號之間的耦合也會造成許多的雜訊，地線-火線-地線的架構可以有效的避免許多不必要的耦合效應。

另外一個關鍵因素即是增加系統本身的熱敏感度，敏感度高時不同物體對電壓的反應大也是增加整體系統效能的重要方式，改善的方向可從透鏡天線的效率以及整體訊號之匹配來著手。

表 5.1 為本熱輻射計之特性表，其中熱敏感度定義為包含透鏡及天線之射頻接收模組之電壓與溫度變化比，空間解析度定義為量測之 3dB 之場型大小。

Imaging Radar	
Radiometer type	Total power
Antenna type	Antipodal tapered slot antenna
Lens antenna efficiency	44%
RF bandwidth (simulation)	~5.8GHz
Thermal sensitivity	0.283( $\mu\text{V}/\text{K}$ )
Spatial resolution	~2cm

表 5.1 被動影像雷達特性表

### 5.2 未來工作

未來將會把單一路徑之模組進一步擴展至十一路利用相同透鏡掃一維成像，圖 5.1 為示意圖

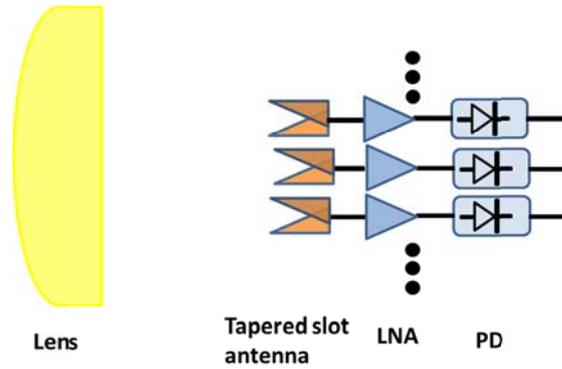


圖 5.1 十一路模組示意圖

為了讓十一組天線皆能有效率的利用透鏡，因此將適當的設計熱輻射計之天線皺褶結構，使其改變相位達到些許的偏移，使的透鏡之有效使用面積增加。

此外所接收之人體與金屬之電壓差很小，而模組之元件特性些許不同或是系統雜訊不同會使的電壓位準不同，其整體模組之斜率也不盡相同，因此需要進行校正，如氣象衛星的輻射計所常用的冷熱校正方式[12]，也就是天線在量測待測物前，會先經過量測一個已知等效溫度的冷源及熱源，藉由比較輸出電壓差與冷熱源之等效熱輻射溫度後，可由(4-1)式回推實際物體之等效熱輻射溫度。

$$T_{obj} = T_c + \frac{V_{obj} - V_c}{V_h - V_c} (T_h - T_c) \quad (5-1)$$

其中為  $T_{obj}$  待測物等效熱溫度， $T_c$  為冷源等效熱溫度， $T_h$  為熱源等效熱溫度， $V_c$  為

待測物量測之輸出電壓， $V_h$  為冷源量測之輸出電壓，為熱源量測之輸出電壓，利用量測系統線性的特性，來回推物體的等效熱溫度，並使十一路徑達到同一位準。

## 参考文献

- [1] Agurto, A.; Yong Li; Gui Yun Tian; Bowring, N.; Lockwood, S.;, " A Review of Concealed Weapon Detection and Research in Perspective," Networking, Sensing and Control, 2007 IEEE International Conference on, 2007.
- [2] Skou, Niels, " Microwave radiometer systems : design and analysis ," 2nd ed. , Boston : Artech House, c2006. Boston : Artech House, c2006.
- [3] Sato, M.; Hirose, T.; Sato, H.; Sawaya, K.; Mizuno, K, "A novel small tapered slot antenna for passive imaging sensors," Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International .2005.
- [4] Sawaya, K.; Sato, H.; Wagatsuma, Y.; Mizuno, K., "BROADBAND FERMI ANTENNA AND ITS APPLICATION TO MM-WAVE IMAGING," Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on. 2007
- [5] Sato, M.; Sato, H.; Hirose, T.; Ohki, T.; Takahashi, T.; Makiyama, K.; Kobayashi, H.; Sawaya, K.; Mizuno, K.;, " Compact receiver module for a 94 GHz band passive millimetre-wave imager ," Microwaves, Antennas & Propagation, IET . 2008
- [6]. Sato, H.; Sawaya, K.; Mizuno, K.; Uemura, J.; Takeda, M.; Takahashi, J.; amada, K.; Morichika, K.; Hasegawa, T.; Hirai, H.; Niikura, H.; Matsuzaki, T.; Nakada, J., " Development of 77 GHz millimeter wave passive imaging camera ," Sensors, 2009 IEEE . 2009
- [7]. Zelong Xiao; Taiyang Hu; Jianzhong Xu, " Research on millimeter-wave radiometric imaging for concealed contraband detection on personnel ," Imaging Systems and Techniques, 2009. IST '09. IEEE International Workshop on . 2009
- [8]. Yujiri, L.;, " Passive Millimeter Wave Imaging ," Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International . 2006

- [9]. D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 3rd ed. , John Wiley, New York, pp.306-313, 1998.
- [10]. Li LiangChao; Jiang ZhengMao; Jianyu Yang; Zheng Xin, " Detection performance of PMMW image ," Communications, Circuits and Systems, 2008. ICCAS 2008. International Conference on . 2008
- [11]. Lynch, J.J.; Moyer, H.P.; Schaffner, J.H.; Royter, Y.; Sokolich, M.; Hughes, B.; Yoon, Y.J.; Schulman, J.N.; , " Passive Millimeter-Wave Imaging Module With Preamplified Zero-Bias Detection ," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume: 56 , Issue: 7 . 2008
- [12]. Amiot, T.; Goldstein, C., "Impact of calibration on the performance of a total power radiometer ," Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. IGARSS 2007. IEEE International

