

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

具有高精準度的 23.8 GHz 微波輻射計系統  
設計與量測

**Design and Measurement of a 23.8 GHz  
High Accuracy Microwave Radiometer System**

研究生：林健倫 (Jian-Lun Lin)

指導教授：鍾世忠 博士 (Dr. Shyh-Jong Chung)

中華民國一百零二年八月

具有高精準度的 23.8 GHz 微波輻射計系統  
設計與量測

**Design and Measurement of a 23.8 GHz  
High Accuracy Microwave Radiometer System**

研究生：林健倫 Student: Jian-Lun Lin

指導教授：鍾世忠博士 Advisor: Dr. Shyh-Jong Chung

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

A Thesis

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

in Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of Master of Science

In Communications Engineering

August 2013

HsinChu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零二年八月

# 具有高精準度的 23.8 GHz 微波輻射計系統

## 設計與量測

研究生：林健倫

指導教授：鍾世忠博士

國立交通大學

電信工程研究所



### 中文摘要

本論文將實作一個 23.8GHz 的迪克微波輻射計，此微波輻射計系統具有高精準度用來量測不同水溫。為了準確地控制熱雜訊源與參考雜訊源，此熱控機制用電子冷卻器與風扇組成。為了提高精準度與穩定度，此微波輻射計在迪克開關器後面接上的兩級低雜訊放大器與功率偵測器都使用熱控裝置控溫。系統校正的正確性會影響目標水溫判別的正確與否及精準度的好壞，故校正也是精準度的重要影響因素。此校正系統我們使用冷熱源校正法，但實作此迪克微波輻射計有路徑上的誤差，故需在冷熱校正之前先做路徑差的校正。在本論文最後的實體微波輻射計量測不同水溫結果，呈現出此系統的高精準度。

# **Design and Measurement of a 23.8 GHz High Accuracy Microwave Radiometer System**

Student : Jian-Lun Lin

Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communications Engineering  
National Chiao Tung University

## **Abstract**

A 23.8 GHz microwave radiometer system prototype which employs the Dicke architecture for temperature measurement is presented. This radiometer system is used for the evaluation of different water temperature that is read by it with high accuracy. Two low noise amplifiers are used after the radiometer Dicke switches in both the input paths of antenna and reference temperature. In order to control hot and reference sources, a practical temperature control system composed of thermoelectric coolers and fans is utilized. Moreover, by stabilizing the temperature of the two low noise amplifiers and power detector, the accuracy of the radiometer can also be improved. Calibration is important because it affects not only the correctness of the analysis of the received signal but also the accuracy of the system. Here we use hot/cold source calibration which is mostly used in the radiometer. Before this, we also need to calibrate the difference between the input paths of antenna and reference temperature that is caused by the implementation. Some measured results show that this developed radiometer system can read different water temperature with high accuracy.

## 誌謝

在兩年的碩士生涯裡，首先要先感謝我的指導老師鍾世忠教授，讓我在微波領域有更深的領悟，還提供我良好的實驗器材與環境，除了專業領域方面，也教我許多做人處事的態度。

在實驗室最要感謝的就是博班三本柱，孝寧、雲叡、青翰，在我研究面臨問題時，三位都能適時提供我一些思考方向，讓我在實驗上不會徬徨無助。在來就是感謝上一屆學長姐，育廷、廷如、凱明、宜諺、至琦、軒銘、子祐、Jason、煥為，想當初碩一剛進來，還不熟實驗室，每位學長姐都很熱情介紹，讓整個實驗室充滿溫暖。

再來就是跟我同屆一起奮鬥的同學，嘉慶、政道、銘棻，碩一修課很重，大家一起學習與研究作業，有空時一起打球、吃飯、出遊，讓這兩年的研究生涯不孤單。還有就是學弟妹，盈偉、煒霖、家綸、韋成、柔宏、亮宇，多虧這些學弟妹，才有廉價的勞工可用，願他們將來都能順利畢業。

最後感謝我的媽媽，多虧她的辛苦，才能有現在的我，希望她能身體健康。



## 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 背景與動機 .....	1
1.2 微波輻射計原理 .....	1
1.3 研究方向與目標 .....	2
1.4 文獻探討.....	4
第二章 系統架構分析 .....	5
2.1 系統架構種類 .....	5
2.1.1 全功率輻射計(TPR).....	5
2.1.2 迪克輻射計 (DR).....	6
2.1.3 雜訊注入輻射計 (NIR).....	7
2.2 次系統分析 .....	8
2.2.1 天線.....	8
2.2.2 接收機.....	9
2.2.3 量測校正 .....	11
2.2.4 資料處理 .....	15
2.2.5 直流電力轉換.....	17
2.2.6 熱控機制 .....	19
2.3 訊號流程圖 .....	23
第三章 次系統實作與量測 .....	25
3.1 號角天線量測 .....	25
3.2 RF 電路量測 .....	26
3.3 IF 電路量測.....	30
3.4 溫控電路量測 .....	34
3.5 直流轉換電路 .....	36
第四章 實體微波輻射計量測 .....	40
4.1 初步實體量測 .....	40

4.2 完整版實體量測 .....	44
4.3 量測分析.....	53
4.4 電子冷卻器 C.O.P.量測 .....	54
第五章 結論 .....	54
5.1 結論.....	58
5.2 未來工作.....	58
參考文獻.....	59

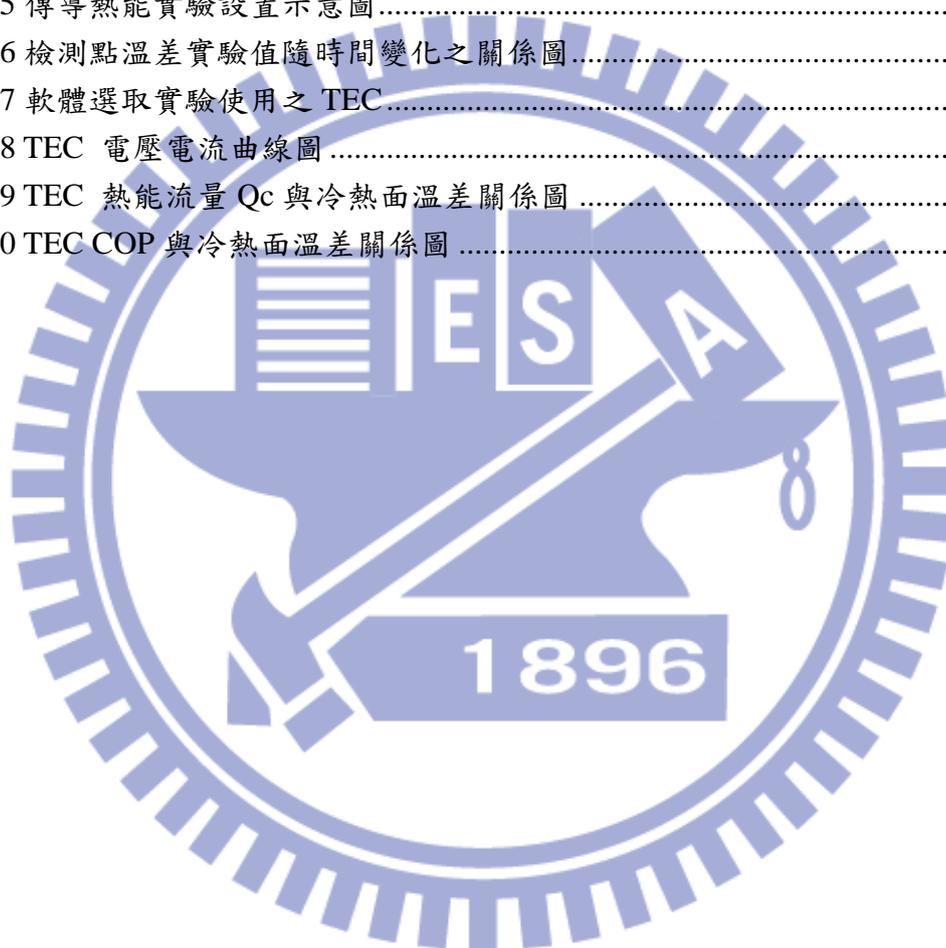


## 圖目錄

圖 1.1 天線偵測目標物示意圖 .....	1
圖 1.2 物體的亮度溫度.....	2
圖 1.3 輻射計示意圖.....	2
圖 1.4 SAC-D 的內部架構.....	4
圖 2.1 全功率輻射計之方塊圖.....	5
圖 2.2 直接偵測式迪克輻射計之方塊圖.....	6
圖 2.3 超外差式迪克輻射計之方塊圖.....	7
圖 2.4 雜訊注入輻射計之方塊圖.....	8
圖 2.5 微波輻射計系統圖.....	8
圖 2.6 超外差接收器接收器架構.....	10
圖 2.7 以高Q的中頻帶濾波器示意圖.....	10
圖 2.8 直接偵測的接收器架構.....	11
圖 2.9 串接系統的雜訊示意圖.....	12
圖 2.10 理想雜訊系統量測圖.....	12
圖 2.11 待測物冷熱雜訊溫度與輸出雜訊關係圖.....	133
圖 2.12 量測系統校正示意圖.....	14
圖 2.13 待測物量測示意圖.....	14
圖 2.14 取樣保存架構圖.....	15
圖 2.15 類比轉數位電路內部電路概念圖.....	16
圖 2.16 資料擷取卡實體圖與規格.....	16
圖 2.17 LabVIEW 圖形使用者介面.....	17
圖 2.18 LabVIEW 程式編輯區.....	17
圖 2.19 疊構式直流轉換穩壓電路方塊圖.....	18
圖 2.20 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合示意圖.....	19
圖 2.21 P 型半導體之散熱方式.....	20
圖 2.22 N 型半導體知散熱方式.....	20
圖 2.23 N 型半導體及 P 型半導體串接之熱電元件.....	20
圖 2.24 市售之熱電致冷器.....	21
圖 2.25 溫控電路與電路機構整合示意圖(a)上視圖，(b)側視圖。.....	22
圖 2.26 接收機整體架構.....	23
圖 2.27 系統訊號流程圖.....	24
圖 3.1 微波輻射計系統方塊圖.....	25
圖 3.2 天線實體圖.....	25
圖 3.3 天線場型圖.....	26

圖 3.4 RF Stage 的實作圖.....	26
圖 3.5 天線端增益.....	27
圖 3.6 參考雜訊源端增益.....	27
圖 3.7 熱雜訊源端增益.....	28
圖 3.8 初步量測所使用的功率偵測級實作圖.....	28
圖 3.9 初步量測中的功率偵測級量測結果.....	29
圖 3.10 功率 V.S. 電壓.....	30
圖 3.11 IF 整合電路圖.....	31
圖 3.12 訊號產生器面板.....	31
圖 3.13 輸入訊號波形圖.....	32
圖 3.14 輸出波形圖.....	32
圖 3.15 訊號產生器面板.....	33
圖 3.16 輸入訊號波形圖.....	33
圖 3.17 輸出波形圖.....	34
圖 3.18 量測架構.....	34
圖 3.19 環境溫度變化時參考雜訊源溫控結果圖.....	35
圖 3.20 環境溫度變化時高溫熱源溫控結果圖.....	35
圖 3.21 整合溫控電路溫度檢測區塊劃分圖.....	36
圖 3.22 直流轉換器實驗檢測電路板.....	37
圖 3.23 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合實驗之電路板.....	37
圖 3.24 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合電路量測結果.....	38
圖 3.25 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合電路 4V 輸出時域量測結果.....	39
圖 3.26 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合電路 2.5V 輸出時域量測結果.....	39
圖 4.1 初步整體微波輻射計電路圖.....	40
圖 4.2 微波輻射計系統實作圖(b)俯視圖.....	41
圖 4.3 LNA 放大級實作圖.....	42
圖 4.4 功率偵測級實作圖.....	42
圖 4.5 IF 電路實作圖.....	43
圖 4.6 溫度 V.S. 電壓.....	43
圖 4.7 量測溫度.....	44
圖 4.8 完整版整體微波輻射計電路圖.....	45
圖 4.9 實體輻射計的右側視圖.....	46
圖 4.10 實體輻射計的俯視圖.....	46
圖 4.11 RF 電路.....	47
圖 4.12 功率偵測器.....	47
圖 4.13 IF 整體電路.....	47
圖 4.14 量測目標物方法.....	48
圖 4.15 量測目標物溫度.....	48

圖 4.16 量測介面.....	49
圖 4.17 兩路差量測介面.....	49
圖 4.18 溫度控制介面.....	50
圖 4.19 冷熱源校正介面.....	50
圖 4.20 冷源 288.7K 量測水溫結果圖.....	51
圖 4.21 冷源 288.7K 量測液態氮結果圖.....	51
圖 4.22 冷源 77K 量測水溫結果圖.....	52
圖 4.23 冷源 290K 量測水溫與乾冰結果圖.....	53
圖 4.24 校正分析.....	53
圖 4.25 傳導熱能實驗設置示意圖.....	54
圖 4.26 檢測點溫差實驗值隨時間變化之關係圖.....	54
圖 4.27 軟體選取實驗使用之 TEC.....	55
圖 4.28 TEC 電壓電流曲線圖.....	55
圖 4.29 TEC 熱能流量 $Q_c$ 與冷熱面溫差關係圖.....	56
圖 4.30 TEC COP 與冷熱面溫差關係圖.....	56



## 表目錄

表 1.1 需求驗證表.....	3
表 3.1 RF Stage 增益量測.....	28
表 3.2 功率偵測器規格.....	30
表 3.3 IF 整合電路量測結果.....	31
表 3.4 整合溫控電路溫度檢測區檢測結果.....	36
表 3.5 直流轉換器實驗檢測結果.....	37
表 4.1 需求驗證表.....	40



# 第一章 導論

## 1.1 背景與動機

星載微波輻射計不論在災難防治、能源探勘和地球科學研究皆有莫大助益。本論文以做為太空中心後續微波輻射計實體製作的參考。

就現在自然災害頻傳的地球，如何能夠全天候的觀測地表、海洋與氣候；並在災害發生前可以提早預防或是發布警報；在災害發生的時候，同樣可以不受天候影響，持續觀測；而在災害發生後，可以完整的紀錄資料，以利資料分析，做出適當的處置，以防止未來有同樣類型的災害發生。就國內現有衛星大部分是以光學攝影為主。然而，光學攝影易受天候影響，例如雲層太厚，或夜間光線不足時，此類衛星無法發揮預期的功用。而微波輻射計可克服氣候和光源不足等問題，以達全天候觀測的目的。

利用微波輻射計當作觀測工具的好處就是它較不易受天氣影響。現有的光學及紅外線之成像，十分容易受到雲霧的干擾，而無法有效的顯示觀測地點的狀況。利用微波輻射計，因微波的波長較可見光波長，不易受到微小氣體分子或是灰塵的干擾，在惡劣的天候環境下，例如颱風期間在雲層相當厚的情況下，微波輻射計依然可以有效的觀測地面。另外在夜間觀測，微波輻射計接受有溫度的物體所輻射出來的訊號然後進行判別，所以有沒有光線並不會影響微波輻射計偵測的效能，以達全天候偵測的目的。微波輻射計也用來探勘地表下面的成份，例如土壤肥沃與否，或是埋藏在地底下的物體。微波輻射計就是一個接收機，接收來自地面、天空、海洋、任何有溫度的物體所輻射出來之訊號，所以受天氣的影響較小。

## 1.2 微波輻射計原理

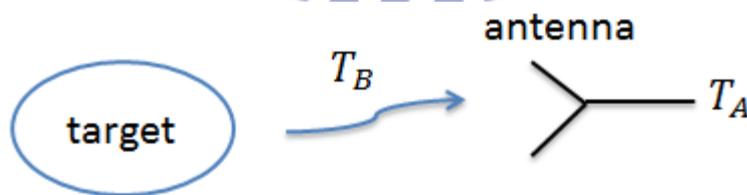


圖 1.1 天線偵測目標物示意圖

所有有溫度的物體都會輻射出電磁能，而微波輻射計即為量測目標物所輻射出的電磁能之儀器。圖 1.1 為微波輻射計中天線偵測目標物的示意圖，其中  $T_B$  所代表的是亮度溫度(Brightness temperature)， $T_A$  表示天線的等效雜訊溫度。而

$T_A$  與  $T_B$  的關係可由  $T_A = \eta \cdot T_B + (1 - \eta) \cdot T_{ph}$  表示， $\eta$  表示天線的效率， $T_{ph}$  為天線本身的物理溫度。由於  $T_B$  會包含各種方向的微波，將會由天線的特性來決定所要收集的微波方向，故天線的特性非常重要。

物體輻射的亮度溫度可由下圖 1.2 表示[1]，每個物體都有其輻射率、穿透率及反射率，環境其他物體藉由乘上穿透率與反射率再加上愈觀察的目標本身乘上輻射率，最後由輻射計接收到的這些總和就是亮度溫度。

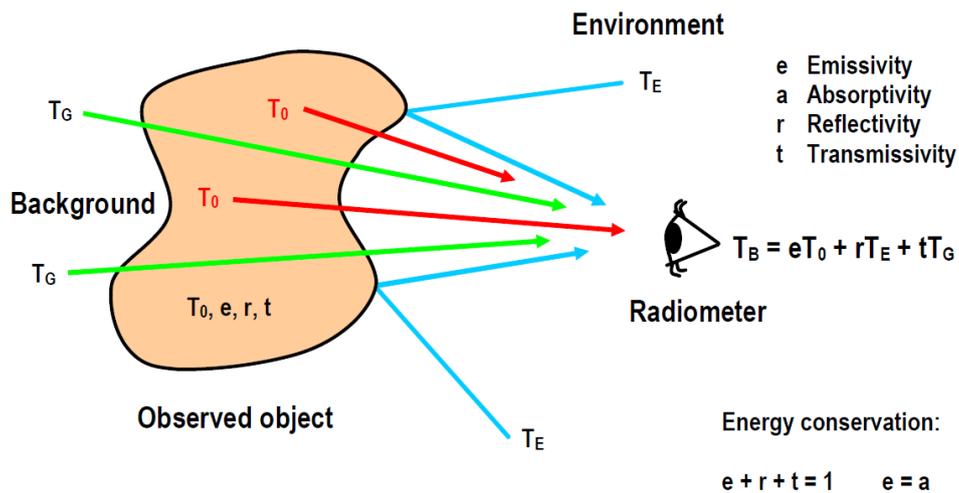


圖 1.2 物體的亮度溫度

而在許多微波上的應用，如地球表面的遙測，常以等效溫度來表示功率。圖 1.3 為輻射計之簡易方塊圖，其中  $T_A$  為天線的等效雜訊溫度， $T_N$  為接收機的雜訊溫度， $B$  為濾波器頻寬， $G$  為放大器增益， $k$  為波茲曼常數(Boltzmann's Constant)  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 。

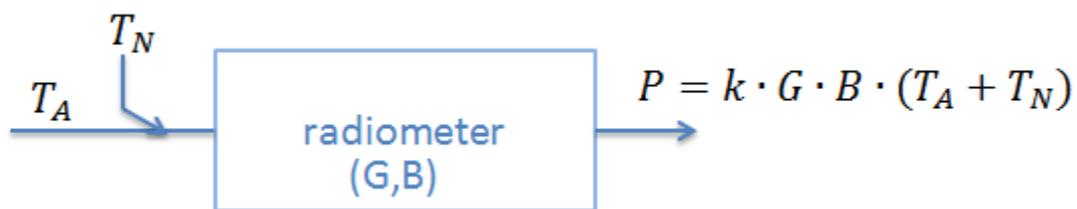


圖 1.3 輻射計示意圖

### 1.3 研究方向與目標

本論文之研究目標在於實作一個可以搭載於衛星上的微波輻射計。並依照太空中心的要求進行實作。此需求驗證表如表 1.1，輻射計兩個關鍵參數為靈敏度與性能係數，以下分別介紹。

表 1.1 需求驗證表

Requirement	Test Result	Remark
0.5 秒的積分時間下溫度 精準度 ≤ 1K	量測結果精準度 ≤ 1K	P.40
操作在 273K 下 TEC 的 冷熱面溫差 ≥ 25K， C.O.P ≥ 0.1	冷熱面溫差 ≈ 37K，符合 ≥ 25K，C.O.P > 0.322， 符合 ≥ 0.1	P.54

### 靈敏度 (Sensitivity)

此微波輻射計系統主要偵測的等效雜訊溫度範圍介於 77K 至 350K。靈敏度的物理意義就是溫度解析度，這項規格是指在微波輻射計輸出訊號中，能夠偵測到的目標物溫度的最小增量，也就是說，當靈敏度的數值越小，其溫度解析度就越好。譬如：若靈敏度為 1K，則此接收機可以分辨出目標物 290K 與 291K 的差別，但卻分不出 290K 與 290.5K 之間的差異。

迪克輻射計之靈敏度可由下式求得：

$$\Delta T = \frac{2 \cdot (T_A + T_N)}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (1.1)$$

其中  $T_A$  表示天線的等效雜訊溫度，隨著偵測目標物不同其數值會有所改變， $T_N$  表示系統之雜訊溫度， $B$  是表示接收機系統的頻寬， $\tau$  則表示積分時間。其中  $T_N$  可由下式算出：

$$T_N = 290 \cdot (F - 1) \quad (1.2)$$

$F$  表示雜訊指數的線性數值。以上有關於靈敏度的推導，是在理想的狀況下，及不考慮微波輻射計在一個積分時間之內的增益不穩定性 (Gain fluctuation over integration time,  $\Delta G$ )，以及使天線的等效雜訊溫度與參考雜訊溫度 (Reference temperature,  $T_{REF}$ ) 相同下。如果更進一步，考慮到在此兩種情況之下，則靈敏度的式子將改為：

$$\Delta T = \sqrt{\frac{2 \cdot (T_A + T_N)^2}{B \cdot \tau} + \frac{2 \cdot (T_{REF} + T_N)^2}{B \cdot \tau} + (T_A - T_{REF})^2 \cdot \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad (1.3)$$

為了得到較好的靈敏度，會希望增益越穩定越好，故需要熱控裝置來使每個元件都能穩定工作在最適當的溫度範圍內。

## 性能係數(Coefficient of Performance, COP)

此項規格是來判斷此系統的熱控裝置好壞，性能係數 (Coefficient of Performance, COP)=熱控裝置抽走的熱量/熱控裝置消耗的能量=熱控裝置單位時間抽走的熱量/熱控裝置消耗的功率，性能係數沒有單位，因此性能係數的分子及分母的單位必須相同  $1\text{kcal}/(\text{hW}) \doteq 1.1622\text{W}/\text{W} \doteq 1.1622$  若能量效率比為  $1\text{kcal}/(\text{hW})$  則其性能係數約為 1.1622。

## 1.4 文獻探討

針對現有的輻射計衛星 SAC-D[2]，此衛星搭載的是直接偵查式迪克輻射計，圖 1.4 為輻射計細部電路圖，號角天線(Feed Horn)接受到的訊號由 (Ortho-Mode Transducer, OMT) 分為水平和垂直極化，之後分別接到定向耦合器 (Directional Couplers)，用來引入校正用的溫度雜訊訊號和電流控制的二極體雜訊訊號，在耦合器之後是操作在 33Hz 的迪克開關，控制來消除放大器的雜訊和偏移，接在開關後的是另一組耦合器和雜訊二極體，用於系統診斷，損耗(Loss) < 0.5 dB 和隔離度(Isolation)  $\geq 20$  dB 的隔離器(Isolator)放在低雜訊放大器之前，提供良好的阻抗匹配低雜訊放大器，第一個低雜訊放大器使用雜訊指數 0.4 dB、增益 30 dB，之後的二個是雜訊指數 1 dB、增益 30 dB，帶通濾波器(Bandpass Filter) 設置在輻射計頻帶，從 1401 到 1426 MHz，是在受保護的無線電天文頻帶，Rejection  $\geq 40$  dB。這個輻射計是極化(Polarimetric)設計，所以利用 Hybrid 的設計得到正負 45 度的極化，進而求得 Stokes Parameter 裡面的 U 極化。在最前端的二個耦合器(Coupler)中間加雜訊二極體，是為了校正 U 極化。可藉由調整雜訊二極體的開關來確定，開關開啟時雜訊二極體會對兩個接收器注入相同訊號，來確認最後兩邊接收器後端收到的訊號有無相等。開關關閉的時候兩個接收器會分別接收到沒有關聯性的訊號，此時第三、第四個 Stokes Parameter 須為零。

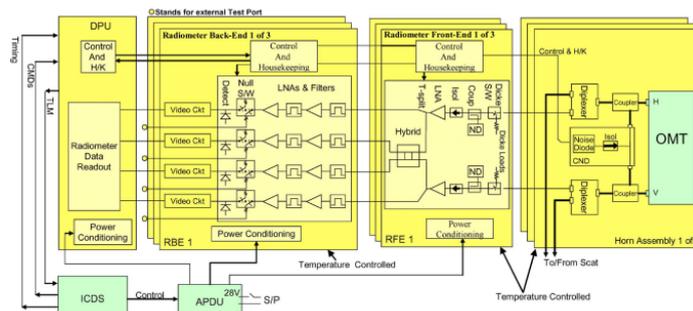


圖 1.4 SAC-D 的內部架構

## 第二章 系統架構分析

### 2.1 系統架構種類

以下說明三種可能實現的輻射計接收機系統，包含全功率輻射計(Total Power Radiometer, TPR)、迪克輻射計(Dicke Radiometer, DR)、雜訊注入輻射計(Noise Injection Radiometer, NIR)，針對不同的電路架構，其具有不同的功能。

#### 2.1.1 全功率輻射計(TPR)

圖 2.1 為全功率輻射計之方塊圖，除了放大器與濾波器，還需要使用功率偵測器來得到訊號的包跡電壓，接著再利用積分器，積分時間為 $\tau$ 來降低輸出訊號的擾動，其可使功率偵測器的輸出較為平滑，所得到輸出電壓為式 2.1:

$$V_{out} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (2.1)$$

其中  $T_A$  為天線收進來的訊號， $c$  為常數。由此方程式可知，輸出電壓完全與接收機的雜訊溫度  $T_N$  及放大器增益有關。而全功率輻射計的靈敏度[3]如式 2.2

$$\Delta T = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2.2)$$

此靈敏度稱為等效雜訊靈敏度，亦可稱為最小溫度解析度。使用全功率輻射計可以提供良好的靈敏度，但實際上只有  $k$  與  $B$  為常數，其中  $G$  與  $T_N$  由主動元件產生，將會受到電源及元件雜訊溫度的干擾而產生擾動，當這些擾動大於解析度時，全功率輻射計的靈敏度將受到嚴重影響，而無法正確分辨天線所量測到的雜訊溫度。因此，可利用其他輻射計之架構，如迪克輻射計或雜訊注入輻射計，來解決這些擾動產生的穩定度問題。但全功率輻射計並非完全不適用，可利用其高靈敏度的優點，因此在全功率輻射計的射頻前端使用溫控器，來大幅改善增益及雜訊溫度擾動的問題。

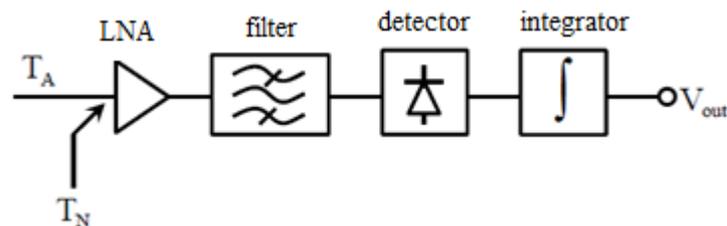


圖 2.1 全功率輻射計之方塊圖

## 2.1.2 迪克輻射計 (DR)

圖 2.2 為迪克輻射計之方塊圖，為 1946 年迪克所發明的[4]，可以大幅度解決穩定度的問題。架構上與全功率輻射計不同處，在於天線後端使用一個迪克切換器(Dicke Switch)，使得天線雜訊溫度  $T_A$  及一個參考雜訊溫度  $T_R$  之間做切換，而在中頻電路中設置一個  $\pm 1$  乘法電路。其中，迪克切換器與  $\pm 1$  乘法電路均由切換頻率  $F_s$  所控制，此種架構可消除接收機雜訊溫度  $T_N$  對於輸出的影響。因此，我們可得到正半週與負半週的輸出電壓為  $V_{o1}$  與  $V_{o2}$

$$V_{o1} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (2.3)$$

$$V_{o2} = -c \cdot (T_R + T_N) \cdot G \quad (2.4)$$

由於  $\frac{1}{F_s} \ll \tau$ ，故系統雜訊溫度、天線雜訊溫度以及系統增益可視為定值。所以總輸出電壓為

$$V_{out} = V_{o1} + V_{o2} = c \cdot (T_A - T_R) \cdot G \quad (2.5)$$

由式(2.5)可知接收機的雜訊溫度  $T_N$  於輸出端已被消除，但放大器增益仍存在，若欲消除此增益對輸出的影響，可使用雜訊注入輻射計。由於主架構仍是全功率輻射器，迪克輻射計的輸出可看成是兩個半週期積分時間的全功率輻射器[5]的組合。其靈敏度為

$$\Delta T_1 = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau / 2}} \quad (2.6)$$

$$\Delta T_2 = \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau / 2}} \quad (2.7)$$

若參考溫度  $T_R$  很接近天線雜訊溫度  $T_A$ ，則總靈敏度為

$$\Delta T = \sqrt{(\Delta T_1)^2 + (\Delta T_2)^2} = 2 \cdot \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2.8)$$

由上述可知，迪克輻射計的靈敏度比全功率輻射計來的差，但前者可消除輻射計雜訊溫度對靈敏度的影響。

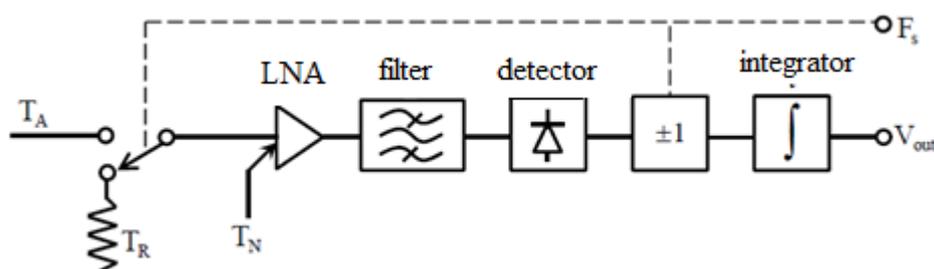


圖 2.2 直接偵測式迪克輻射計之方塊圖

而圖 2.2 即為直接偵測式接收機之架構。此架構經由天線接收訊號後無須作降頻的處理，經由開關切換器切換天線接收訊號與參考雜訊訊源，再將訊號送入低雜訊放大器(Low Noise Amplifier, LNA)作低雜訊放大，接著送至帶通濾波器(Bandpass Filter, BPF)濾除此輻射計應用頻帶外的雜訊，接著再利用功率偵測器(Detector)將訊號轉換成電壓峰值，之後將天線接收的訊號  $T_A$  與參考用雜訊訊號  $T_R$  進行相減得到差值，利用積分器積分得到訊號  $V_{out}$ ，最後送至後端處理。

超外差式接收機如圖 2.3 經由天線接收訊號，透過開關(Switch)切換，訊號先後經由 LNA、BPF 進行放大與濾波，在與本地訊號(Local Signal)混頻得到中頻訊號 IF (Intermediate Signal)，通過中頻濾波器(IF Filter)，接著由中頻放大器(IF Amp)將訊號放大，之後由功率偵測器得到峰值電壓，接著同樣將天線接收訊號與參考雜訊訊號作相減後積分，得到積分後訊號  $V_{out}$  送至後端處理。

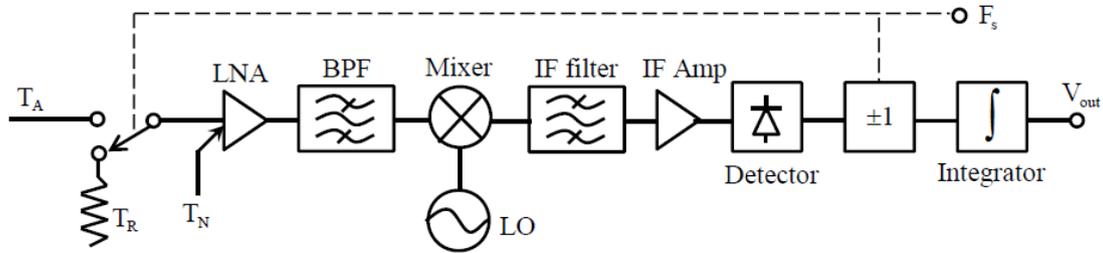


圖 2.3 超外差式迪克輻射計之方塊圖

### 2.1.3 雜訊注入輻射計 (NIR)

圖 2.4 為雜訊注入輻射計之方塊圖，其架構由迪克輻射計的改良，可使輸出電壓趨近於零而大幅降低對放大器增益的影響。如圖所示的方式是在迪克輻射計的輸入端前面外加一可變雜訊源  $T_I$ ，使得輸入雜訊溫度為

$$T_A' = T_A + T_I \quad (2.9)$$

而靈敏度則由迪克輻射計所決定，式(2.9)代入式(2.8)可得到

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_A' + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2.10)$$

當  $T_A' = T_R$  時，

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2.11)$$

由上述可知，雜訊注入輻射計的靈敏度亦比全功率輻射計來得差，但其可以同時消除放大器增益及輻射計雜訊溫度的干擾[6]。

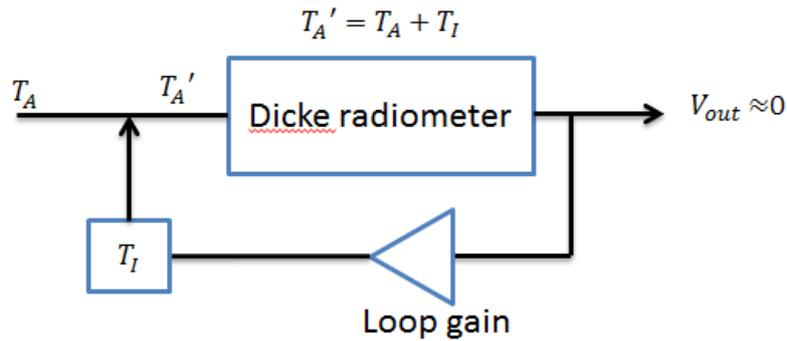


圖 2.4 雜訊注入輻射計之方塊圖

## 2.2 次系統分析

微波輻射計系統如圖 2.5 包含天線、接收器、量測校正、資料處理、直流電力轉換、熱控機制等部分。以下就各次系統之功能及原理說明分析。

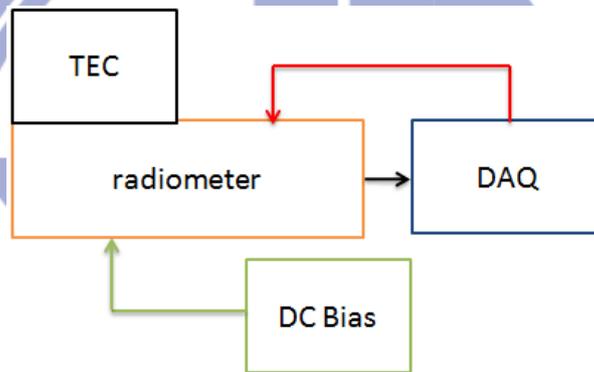


圖 2.5 微波輻射計系統圖

### 2.2.1 天線

天線是星載微波輻射計中的硬體元件之一，微波輻射計的光跡大小及偵測角度皆是由天線的特性所決定的。為了達到良好的空間解析度，同時，光跡的大小也必須適中，以達到良好的偵測效率，因此天線的半功率波束寬 (Half-Power Beam Width, HPBW) 必須十分地窄，而入射地表的角度也必須適當，以達到適中的光跡大小，達到良好的空間解析度，故星載微波輻射計大部分都是用反射式天線為主，接在接收機上的饋入天線以號角天線(Feed Horn)為主，接收到的地表溫度訊號會經由反射面反射，使得最後訊號輸入至饋入用的號角天線中。

### 2.2.2 接收機

星載微波輻射計的接收機系統是進行外界雜訊的處理，因此，系統本身的雜訊就必須獲得適當地控制，以防止系統雜訊影響到外界物體熱雜訊的偵測。另一方面，系統的溫度解析度與系統的等效雜訊溫度有關，當系統等效雜訊溫度愈大，則溫度解析度就愈差，如此的話，此系統能觀測到物體的溫度變化便有限，將無法達到預期的功能。因此，系統雜訊的控制非常重要。接收機系統架構基本上可分為前面已經探討過的全功率輻射計、迪克輻射計及雜訊注入輻射計，這邊將探討傳統的接收機架構超外差與直接偵測式，各式的系統都具有其優缺點，選擇適合的系統架構來進行此系統的設計與規畫。

接收機的電路結構可分為射頻前端、中頻、和基頻電路等三級，我們就分別將這三級電路的功能加以說明：1.前端電路包含低雜訊放大器(Low Noise Amplifier)、混頻器(Mixer)以及壓控振盪器(Voltage Control Oscillator)等部份電路，主要負責接收機靈敏度、系統雜訊指數和操作動態範圍，前端電路的設計越仔細且效能越好，則直接決定接收訊號或訊號急遽變化時的品質表現越好。2.中頻電路則包括中頻放大器、類比解調器、各式濾波器、自動變換增益放大器等電路；其複雜度為最高，負責接收機選擇性以及供應足夠系統增益，使解調訊號出中頻訊號送至基頻處理器，得已繼續完成解調的工作。3.基頻電路主要處理產生數位訊號。由數位訊號處理器處理中頻電路送來的基頻類比訊號轉換產生基頻數位訊號。常見應用於通訊系統中的接收機架構可以簡單區分為直接檢測式與超外差式等兩大形式。下述將針對此兩種接收機架構各優缺點做介紹。

#### (1).超外差接收器

超外差式接收機架構[7]，可採用一個中頻或兩個中頻的架構，如圖2.6所示。超外差式接收機架構好處在於擁有高選擇性及較佳的穩定性等效能。傳統系統所規畫的皆多半採取超外差式接收機。超外差接收機將天線收到的射頻訊號與本地振盪訊號加以混頻，使得射頻訊號降低頻率為中頻訊號後放大，輻射計適用的中頻放大器則會依照功率偵測器所需要的最小輸入功率進行挑選，一般約 50 到 80dB，最後送入後端進行解調而產生基頻數位訊號以便數位訊號處理器加以辨識。

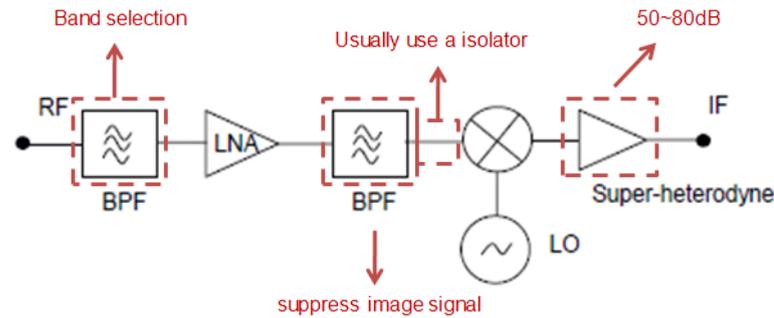


圖 2.6 超外差接收器接收器架構

超外差式接收機最重要的特色為不受強干擾訊號影響，使得接收機能接收及處理微弱之目標訊號的能力，此為高選擇性的系統架構。以系統角度解釋當系統要求在中心頻率範圍內中特定某一小段頻寬通道時，其架構中的帶通濾波器即發揮功能，避免了不必要的干擾訊號進入。

超外差式接收機雖然有良好的訊號選擇性但也有著許多缺點，在架構中將射頻訊號  $\omega_{RF}$  轉換成中頻訊號  $\omega_{IF}$ ，需要利用本地振盪訊號  $\omega_{LO}$ ，經過頻率轉換除了產生中頻訊號  $\omega_{IF}$  外，也同步產生  $2\omega_{RF} - \omega_{LO}$  訊號，故必須增加濾波器將額外產生訊號濾除如圖 2.7。除此之外在鏡像頻率抑制 (Image Rejection) 與通道選擇 (Channel Selection) 的問題，通常需要一個相當高的中頻頻率，因中頻越低，鏡像訊號離所要訊號越近，則濾波器的階數越高，體積越大，會影響輻射計接收器的設計。最壞的情況會造成在中頻濾波器實現上難以整合到晶片中。故超外差方式的主要缺點是：對中頻鏡像訊號太靈敏，進而造成接收機靈敏度的降低，且中頻鏡像濾波器須使用大量的被動元件，射頻端與本地振盪器的隔離度有限且本地振盪器體積大，因此當本地振盪器訊號注入混頻器時，會溢漏到射頻端。若架構中需要兩次混頻則必須增加額外的本地振盪訊號，故太多電路元件使用，以致整體功率損耗、體積上以及成本上皆無法降低。

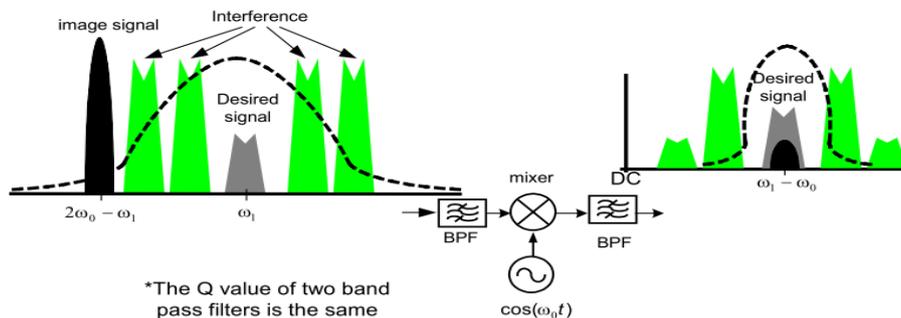


圖 2.7 以高Q的中頻帶濾波器示意圖

## (2).直接偵測接收器

直接偵測不降頻式接收機[8]如圖 2.8 所示，為一種趨近零中頻接收技術，即是由射頻直接轉換解調出類比訊號，然後再送至類比轉數位處理器成為基頻數位訊號。

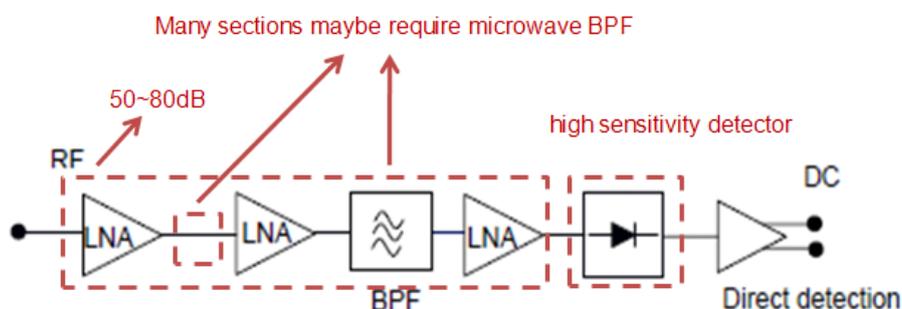


圖 2.8 直接偵測的接收器架構

由於直接偵測式接收機在架構上的簡化，使得結構更簡單，減少耦合效應，適合多頻道使用不需要本地震盪器和混頻器，降低體積和功率消耗，而且避免了本地震盪器對系統的影響，增強穩定性。缺點為適合在高頻運作的元件製作複雜，且不易取得，沒有像超外差結構有中頻高增益的放大器，前端需要串接或使用大增益的低雜訊放大器達到後端功率偵測器的最低輸入電壓需求。

## (3)接收機架構取舍

考量全功率輻射計(TPR)穩定性所需溫度控制處理的難度跟雜訊注入輻射計(NIR)實作上太過於複雜，故選迪克輻射計。對於超外差或直接偵測接收器類型選擇，雖然超外差接收器可以使用一比較容易製作的中頻放大器對元件的選擇度較高，但是混頻器的體積跟上述提到的一些關於混頻器的效應對一個輻射計接收器造成的影響需要考量。而以現今的科技來說，在高頻段約 40GHz 以下，有適合規格的微波元件可製作直接檢測接收器的架構，所以對輻射計 40GHz 以下的部分使用直接檢測接收器的架構。接收器架構最後採用直接偵測(Direct detection)的迪克開關輻射計(Dicke switch radiometer)。

## 2.2.3 量測校正

星載微波輻射計對於物體雜訊的量測是建立在本身系統特性已知的情形下，因此，對於系統特性的量測便十分地重要，不僅會影響到分析接收訊號的正確性，同時，也會影響到系統的溫度解析度，而影響物體溫度的辨別能力；在校正的過程中，雜訊源的設計及控制是最重要的一環，透過穩定的校正雜訊源，將系統雜

訊溫度量測出來，以進一步求得物體的熱雜訊表現。此外，由於星載微波輻射計對於正確使用系統雜訊的要求很高，因此，需要時常地校正系統雜訊。

系統雜訊的量測校正方法以「冷熱雜訊源校正法(Hot/Cold Source Calibration)」為首要[10]，此方法在大部分已發射衛星上的輻射計被使用，由其是二點校正最為廣泛使用。因為在酬載中，系統各模組的溫度穩定度是十分高的，進而提供穩定的冷熱雜訊源來進行系統雜訊的校正。以下，將針對「冷熱雜訊源校正法」進行說明。在說明「冷熱雜訊源校正法」之前，一些基本的系統雜訊定義及計算必須被說明[10]。

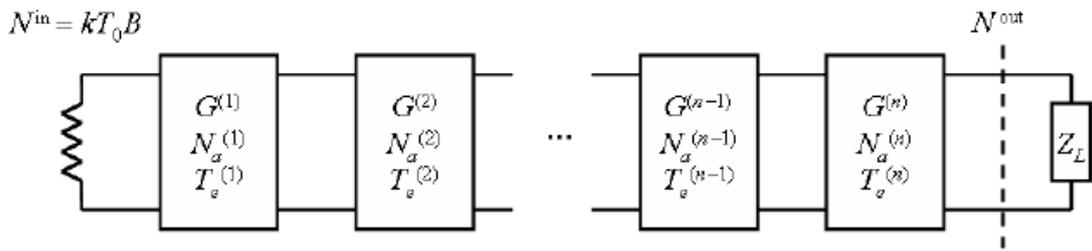


圖 2.9 串接系統的雜訊示意圖

如圖 2.9，若存在一個串接的電路系統，則其系統整體的雜訊因子為

$$F = F^{(1)} + \frac{F^{(2)} - 1}{G^{(1)}} + \frac{F^{(3)} - 1}{G^{(1)}G^{(2)}} + \frac{F^{(4)} - 1}{G^{(1)}G^{(2)}G^{(3)}} + \dots + \frac{F^{(n)} - 1}{G^{(1)}G^{(2)}G^{(3)} \dots G^{(n-1)}} \quad (2.12)$$

經由雜訊因子及等效雜訊溫度的轉換公式

$$F^{(i)} = 1 + \frac{T_e^{(i)}}{T_0} \quad (2.13)$$

可以得到等效的系統雜訊溫度  $T_e$

$$T_e = T_e^{(1)} + \frac{T_e^{(2)}}{G^{(1)}} + \frac{T_e^{(3)}}{G^{(1)}G^{(2)}} + \frac{T_e^{(4)}}{G^{(1)}G^{(2)}G^{(3)}} + \dots + \frac{T_e^{(n)}}{G^{(1)}G^{(2)}G^{(3)} \dots G^{(n-1)}} \quad (2.14)$$

以下的量測校正將根據此特性進行說明。

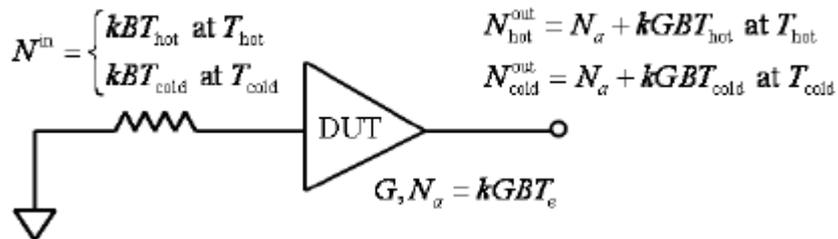


圖 2.10 理想雜訊系統量測圖

首先，假設量測系統是不產生雜訊、增益及損耗，即系統量測到的雜訊便是待測物所產生的雜訊，如圖 2.10。當待測物的輸入端輸入一個已知的低溫雜訊，冷溫

雜訊源(cold source)，產生  $N_{cold} = kBT_{cold}$  的雜訊進入待測物，再加上待測物本身所貢獻的雜訊，會在待測物輸出端（量測系統輸入端）得到一組系統雜訊  $N_{cold}^{out} = KGB(T_{cold} + T_e)$ ；同理，當輸入端輸入一個已知的高溫雜訊，熱雜訊源(hot source)，則在輸出端會得到系統雜訊  $N_{hot}^{out} = KGB(T_{hot} + T_e)$ ，茲整理如下：

$$N_{hot}^{out} = KGB(T_{hot} + T_e) \quad \text{when hot source is used} \quad (2.15)$$

$$N_{cold}^{out} = KGB(T_{cold} + T_e) \quad \text{when cold source is used} \quad (2.16)$$

由於雜訊的大小與其雜訊溫度為線性的關係，故我們可以將式(2.15)、(2.16)的關係整理成圖 2.11 所示。

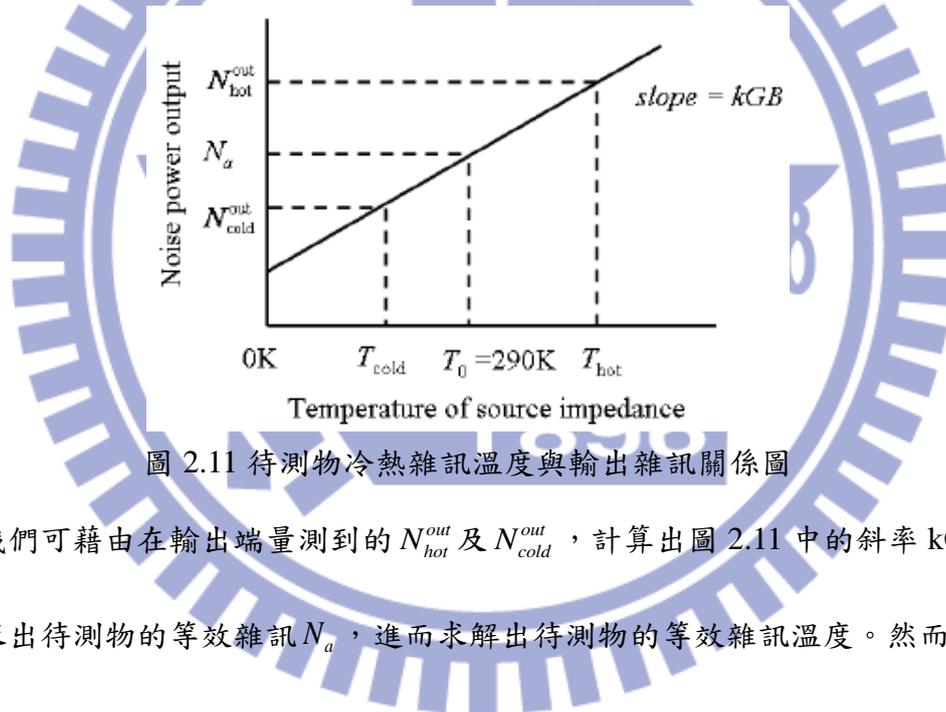


圖 2.11 待測物冷熱雜訊溫度與輸出雜訊關係圖

我們可藉由在輸出端量測到的  $N_{hot}^{out}$  及  $N_{cold}^{out}$ ，計算出圖 2.11 中的斜率  $kGB$ ，進而求出待測物的等效雜訊  $N_a$ ，進而求解出待測物的等效雜訊溫度。然而，有更加簡單的方法進行待測物等效雜訊溫度的計算。假設  $Y = \frac{N_{hot}^{out}}{N_{cold}^{out}}$ ，則經由以下的推導，

$$Y = \frac{N_{hot}^{out}}{N_{cold}^{out}} = \frac{KGB(T_{hot} + T_e)}{KGB(T_{cold} + T_e)} = \frac{(T_{hot} + T_e)}{(T_{cold} + T_e)} \quad (2.17)$$

$$T_e = \frac{T_{hot} - YT_{cold}}{Y - 1} \quad (2.18)$$

$$F = \frac{T_e + T_0}{T_0} = \frac{[T_{hot}/T_0 - 1] - Y[T_{cold}/T_0 - 1]}{Y - 1} \quad (2.19)$$

式(2.17)、(2.18)中，Y 值是冷熱雜訊源於待測物輸出端的雜訊比值，可由量測得到，而冷熱雜訊源的溫度  $T_{hot}$  及  $T_{cold}$  亦為已知，故便可直接求解出待測物的等效系統雜訊溫度  $T_e$  及雜訊因子 F。然而實際上，量測系統會產生雜訊、增益及損耗，為了得到正確的待測物等效雜訊溫度，我們必須在量測前先進行量測系統本身的校正。

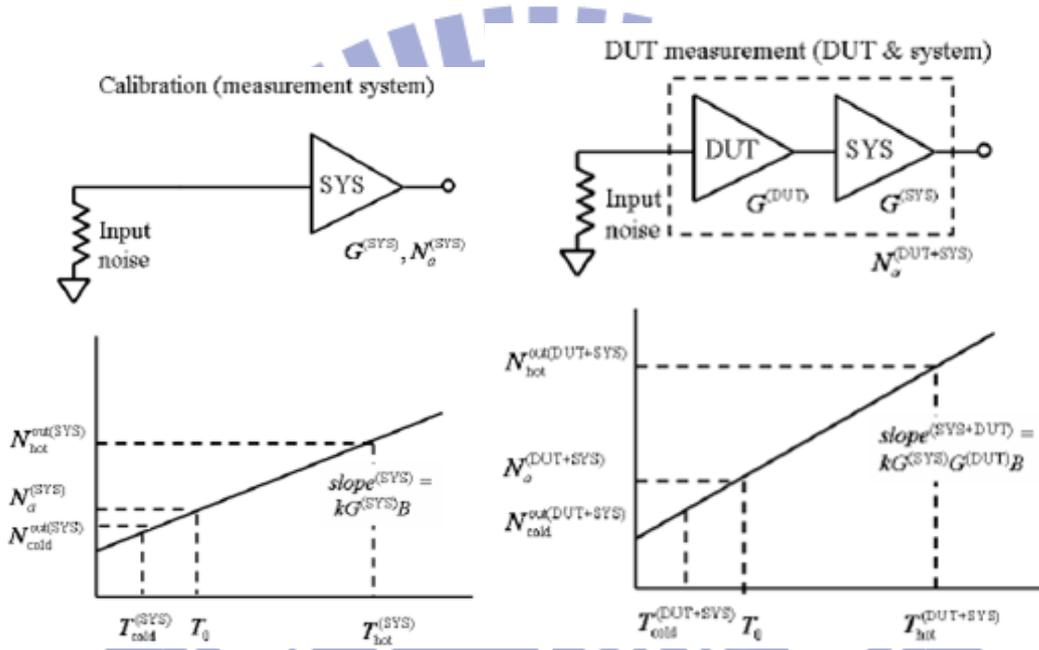


圖 2.12 量測系統校正示意圖

圖 2.13 待測物量測示意圖

如圖 2.12，我們先利用冷熱雜訊源對量測系統進行輸出雜訊的量測，藉由式子(2.19)，可以得到量測系統的雜訊因子  $F^{(SYS)}$ ；實際上進行待測物雜訊量測的系統可以看成兩組具有雜訊的元件串接在一起，如圖 2.13，故同樣藉由式子(2.19)，可求解出整體系統的雜訊因子  $F^{(SYS+DUT)}$ ，同時待測物的增益  $G^{(DUT)}$ ，可透過量測系統的校正時得到的斜率及實際量測時得到的斜率求得，如式(2.20)。

$$G^{(DUT)} = \frac{slope^{(SYS+DUT)}}{slope^{(SYS)}} = \frac{\left[ \frac{N_{hot}^{out(DUT+SYS)} - N_{cold}^{out(DUT+SYS)}}{T_{hot}^{(DUT+SYS)} - T_{cold}^{(DUT+SYS)}} \right]}{\left[ \frac{N_{hot}^{out(SYS)} - N_{cold}^{out(SYS)}}{T_{hot}^{(SYS)} - T_{cold}^{(SYS)}} \right]} \quad (2.20)$$

從串接系統的雜訊因子計算中（式(2.12)），我們可以得到

$$F^{(SYS+DUT)} = F^{(DUT)} + \frac{F^{(SYS)} - 1}{G^{(DUT)}} \quad (2.21)$$

配合式子(2.20)解出的  $G^{(DUT)}$ ，便可求解出  $F^{(DUT)}$ ，如式(2.22)。

$$F^{(DUT)} = F^{(SYS+DUT)} - \frac{F^{SYS} - 1}{G^{(DUT)}} \quad (2.22)$$

並透過式子(2.13)，便可將待測物的等效系統雜訊溫度計算出來。

## 2.2.4 資料處理

星載微波輻射計的資料處理電路便是將經過前端射頻電路所收到的訊號進行分析及成像的功能，同時，對於需要控制雜訊源的系統，如迪克微波輻射計及雜訊注入微波輻射計，進行必要的控制；此外，資料處理單元也必須能正確地將前端系統收到的訊號數位化之後，進行必要的運算及成像。故在資料處理單元中，類比數位轉換器電路的選擇便佔有舉足輕重的角色。

類比數位轉換過程可以用圖 2.14 表示，過程主要有兩項，首先要對欲轉換的資料進行取樣與保存(Sampling and Holding)，然後再將擷取到的資料加以量化(Quantization)，如此就完成了資料的轉換。其中取樣的目的是在於將原始類比資料一一擷取，因此取樣率(Sampling Rate)越高則訊號越不易失真，亦即解析度越高；量化的目的則是在於將藉由取樣所獲得的資料以 0 與 1 的組合予以編碼，同樣的，量化的位元數越高則解析度越高。

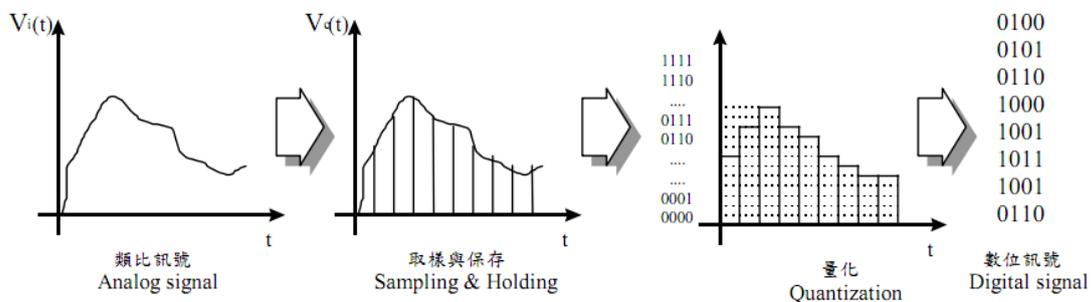


圖 2.14 取樣保存架構圖

圖 2.15 則為類比轉數位電路內部電路概念圖，在圖中開關  $S$  往復切換將輸入  $V_i$  訊號取樣，並且利用電容器  $C$  將取樣後的訊號加以保存，然而在下一次取樣後電容器中的資料將會被更新，因此需要在下一次取樣前將資料完成量化儲存至微電腦的記憶單元

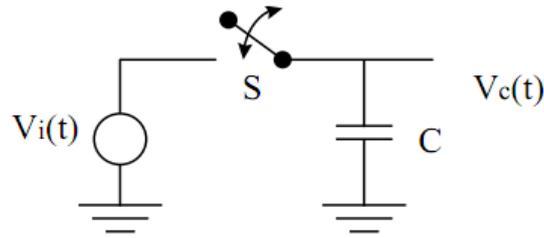


圖 2.15 類比轉數位電路內部電路概念圖

為了達成上述對資料的處理，我們選用以下硬體來實現，使用美國國家儀器公司 (National Instruments)[11]的一種硬體設備叫做資料擷取卡，實體圖與規格如圖 2.16。

NI USB-6210	
通道數	16, 8
單端點通道	16
差動通道	8
解析度	16 bits
取樣速率	250 kS/s
最大類比輸入電壓	10 V
最大電壓範圍	-10 V, 10 V
最大電壓範圍的精確度	2.69 mV
最大電壓範圍的敏感度	91.6 $\mu$ V
最小電壓範圍	-200 mV, 200 mV
最小電壓範圍的精確度	0.088 mV
最小電壓範圍的敏感度	4.8 $\mu$ V

圖 2.16 資料擷取卡實體圖與規格

我們透過此卡將訊號由類比轉換成數位來進行觀察。而在使用者與硬體之間所使用的軟體介面部分，我們使用NI所開發的實驗室虛擬儀器工程平台(Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench, LabVIEW)這套軟體做為橋樑。如圖2.17及圖2.18所示，此軟體不僅是圖形使用者介面(Graphical user interface, GUI)，在程式開發也是一個圖形化的編譯平台。在程式流程上，它採用資料流的概念讓程式開發者在流程圖構思完畢的同時也完成程式的編輯。LabVIEW率先引進了虛擬儀表的概念，讓使用者能用 LabVIEW 上所撰寫的程式來控制及量測自行開發的儀器。此外，LabVIEW 所提供的內建功能包含資料擷取、資料分析以及資料儲存等。其圖形化的介面讓使用者容易讀懂程式並可以迅速上手，大幅縮短程式的開發時間，目前廣泛地被應用於工程的領域上。

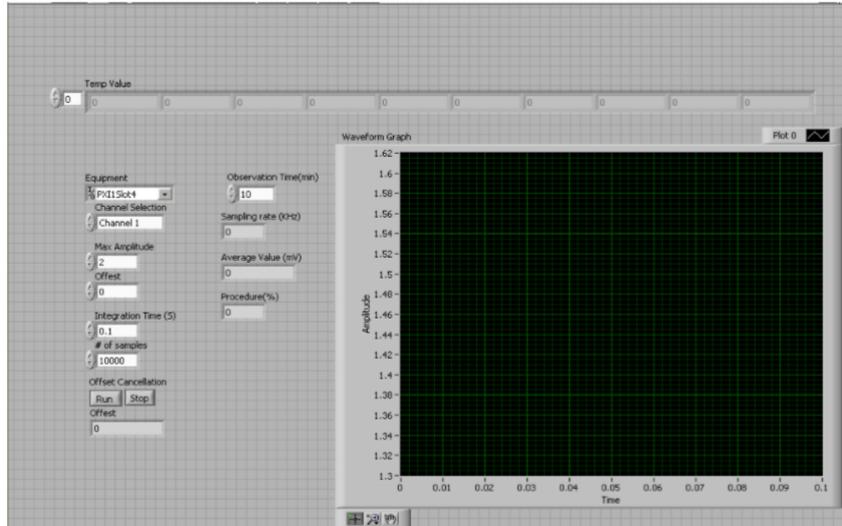


圖 2.17 LabVIEW 圖形使用者介面

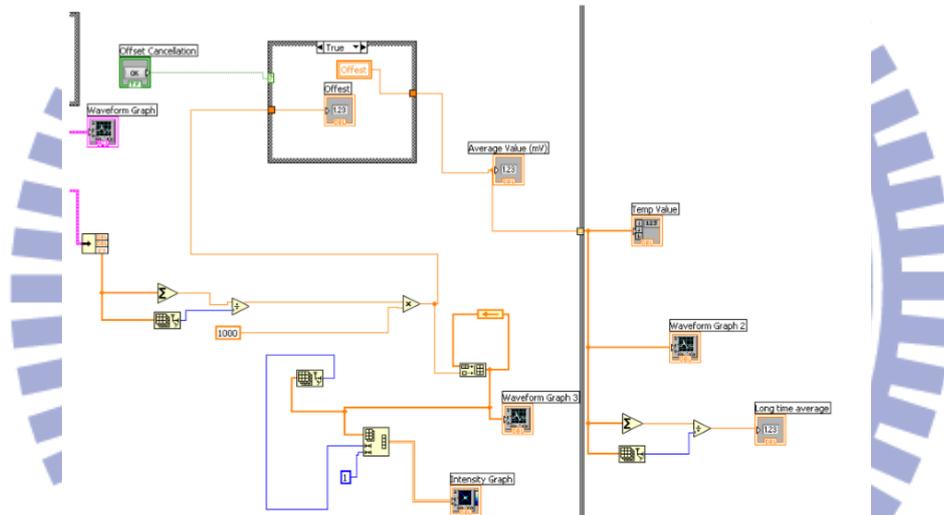


圖 2.18 LabVIEW 程式編輯區

### 2.2.5 直流電力轉換

由於星載微波輻射計的系統電力來源為太陽能板所產生的直流 28 伏特，因此，需經由穩壓器(Regulator)的電壓轉換，將輸出的 28 伏特直流電轉換為各模組所需不同大小的直流電壓源，使各模組能正常工作。由於此直流電力系統是提供微波輻射計整體的電力來源，以期提供整體微波輻射計系統穩定且乾淨的電源供應。

直流穩壓器(Regulator)可分為線性(Linear)穩壓器和開關型(Switch)穩壓器 [12][13]，線性穩壓器的特點是穩壓性能好、輸出漣波電壓小、電路簡單、成本低廉。但缺點是壓降大，功耗高，容易發熱，電源轉換率差，所有輸入電壓高出

輸出電壓的準位通通以熱能方式消散。在  $V_{in} > V_{out}$  的向下轉換應用中， $V_{in}$  比  $V_{out}$  大越多，開關降壓穩壓器就比低壓降穩壓器效率好更多。

考慮我們的輸入電源是來自太陽能的 28 伏，要使用的電路元件電壓有 2.5 伏、4 伏、5 伏、12 伏等，以 28 伏降到 2.5 伏來說算是壓降很大的，這樣如果使用低壓降穩壓器，效率會非常的差。所以最後採用疊構式，圖 2.19 為基本架構圖。太陽能電壓 28V 經由直流轉換器(DC-to-DC converter) 降至 12V 後再經由一個低壓差線性穩壓器(Low dropout linear regulator)調整至所需之直流電壓，直流轉換器所使用之型號為 SW20-24-12，低壓差線性穩壓器之型號為 LM1117，根據此兩零組件之電性規格，此轉換架構在太陽能於  $28 \pm 6V$  之電壓範圍中變動時，輸出電壓變動率最大不會超過 4.5%，此結果應可符合低雜訊放大器運作時對於直流穩定之需求。

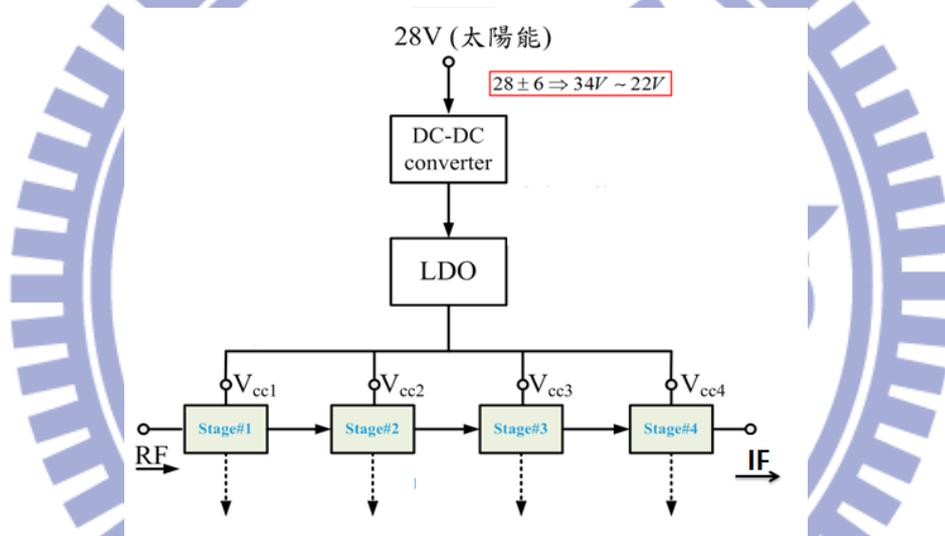


圖 2.19 疊構式直流轉換穩壓電路方塊圖

電路系統中有許多直流電壓需求，因此以下就以 2.5V 與 4V 此兩電壓值之需求做電路介紹，將整合兩組低壓差線性穩壓器電路於直流轉換電路模組之輸出端，用以產生此兩組之電壓。圖 2.20 為此電路架構之示意圖，兩組 LDO 須調整輸出電阻之比例關係來達到所需之電壓輸出值，其關係如下： $V_o = V_{REF}(1 + R_2/R_1)$ ，其中  $V_{REF} = 1.25V$ 。

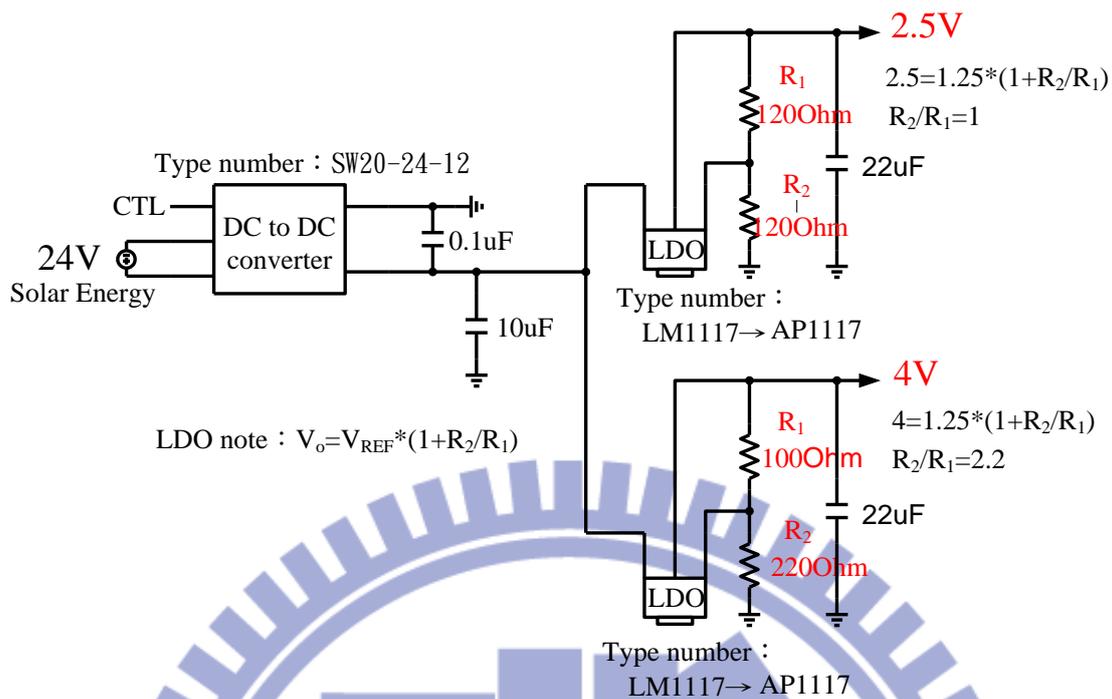


圖 2.20 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合示意圖

### 2.2.6 熱控機制

此微波輻射計是量測外界物體所產生的熱雜訊，因此，系統雜訊的控制便十分地重要，而系統雜訊的主要來源便是以「熱」所產生的雜訊為首要。如系統中所需要的低雜訊放大器及功率偵測器，在系統運行過程中，會產生很大的熱量，若無法適當且迅速地將熱量排放掉，將會使低雜訊放大器及功率偵測器的特性產生很大的變化，進而影響到溫度解析度。所以會使用電子冷卻器(Thermal Electronic Cooler, TEC)[14]，來控制各重要元件及系統的整體溫度在一定範圍，以提供及維持穩定的系統效能。

基本的溫度控制，主要分為接收器(Receiver)跟控制(Control Processor)的部分。溫度感測器(Sensor)放置在欲控制元件旁獲得他們的溫度，並送入控制處理單元進行訊號處理。在控制處理的部分，分成軟體以及硬體的架構，先針對進來的訊號進行放大跟類比數位轉換，再送入控器中進行校正與比對，控制器輸出的訊號會產生不同方波去驅動溫度電子式冷卻器(Thermoelectric Cooler)進行加熱或冷卻的動作。

要達到溫控的效果，需要三個關鍵的元件，第一個為電子冷卻器，第二個為控制元件(Controller of thermoelectric cooler)，第三個為熱敏電阻(Thermistor)，其

中又以電子冷卻器為最關鍵的元件，所以將在下面介紹電子冷卻器之運作原理。

熱電元件的操作原理主要源自於珀爾帖(Peltier)效應，其概念為於 P 型或 N 型半導體與金屬導線連接，並於兩端加一直流電壓，即可作為熱幫浦(Heat Pump)的雛形。

電子冷卻器是由 P 型半導體以及 N 型半導體所組成，運作原理為 P 型半導體由外部電壓導通時內部之電洞移動，熱量散溢出去如圖 2.21 所示，此時散熱方向和電流方向一致。N 型半導體經外部電壓導通時內部之電子移動，熱量散溢出去如圖 2.22 所示，此時散熱方向和電流方向相反。

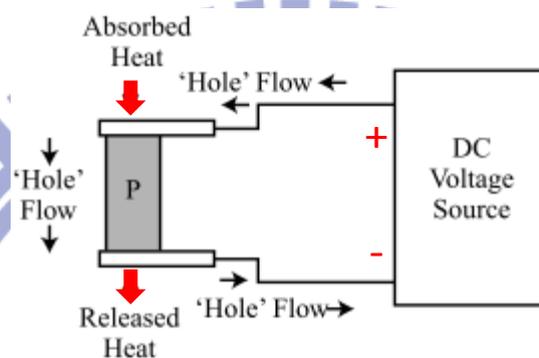


圖 2.21 P 型半導體之散熱方式

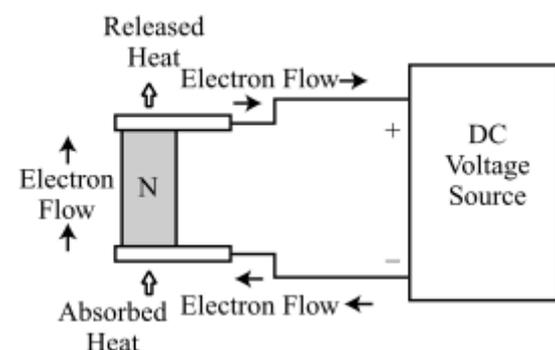


圖 2.22 N 型半導體散熱方式

為了讓 P 型半導體以及 N 型半導體之散熱方向一致，則採用 P 型半導體和 N 型半導體依序串接之方式，此接法稱為 P-N 對(P-N Pair)，如圖 2.23 所示，此種串連方式所需之直流電壓與電流較小，而於市面上所看到的電子冷卻器是多個 P-N 對組合而成如圖 2.24 所示。

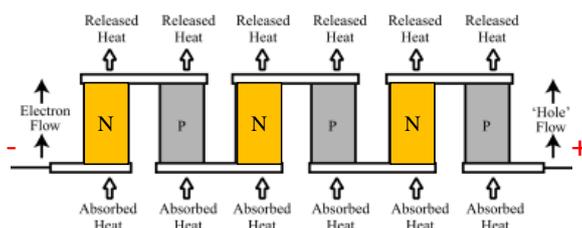


圖 2.23 N 型半導體及 P 型半導體串接之熱電元件

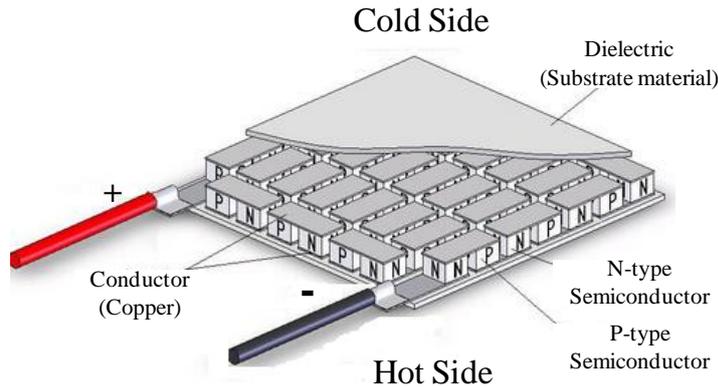


圖 2.24 市售之熱電子冷卻器

介紹完電子冷卻器的操作原理以後，接下來要了解電子冷卻器使用時的關鍵參數。

首先電子冷卻器散熱方程式如下所示：

$$Q_c = (S_h - S_e)IT_c - \frac{I^2R}{2} - G(T_H - T_C) \quad (2.23)$$

由此方程式知道電子冷卻器在散熱的時候除了珀爾帖的效應外，亦有因為熱電材料自身的電阻特性，當電流通過時，產生焦耳熱往元件兩端傳遞；以及溫度梯度的存在，能量經由熱傳導從高溫往低溫傳遞。其中  $Q_c$  為電子冷卻器的熱傳遞量、 $S_e$  為 N 型半導體的 Peltier 係數， $S_h$  為 P 型半導體的 Peltier 係數、 $I$  為流經電子冷卻器的電流、 $R$  為電子冷卻器的電阻值、 $G$  為 TEC 的熱傳導係數、 $T_H$  為 TEC 熱端(Hot Side)的溫度、 $T_C$  為 TEC 冷端(Cold Side)的溫度。

由上面的方程式亦可以知道電子冷卻器元件有一最大的輸入電流，並非輸入電流越大，運輸的熱能就越大。

所以選定之電子冷卻器要知道該產品之重要參數為：最大致冷力( $Q_{max}$ )、預達到最大致冷力所需之電流( $I_{max}$ )、冷熱元件端達到最大溫度差( $\Delta T_{max}$ )和為了達到最大溫度差之電壓( $V_{max}$ )。此些參數將會影響規格表中所要求的 C.O.P 量測。

整體微波輻射計需要三組溫控電路，包括參考雜訊源(Reference source)、熱雜訊源(Hot source)以及低雜訊放大電路之恆溫裝置。此三組溫控套組中所使用的電子冷卻器將共用一散熱片用於散熱，而溫控區及輻射計機構將以電子冷卻器往上組裝架設，整體架構規畫如圖 2.25 所示。所有組件全部架構在一個散熱平面

上，圖中黑色所代表的是參考及熱雜訊源所使用之波導，此波導使用一個墊片與中間輻射計電路所使用之金屬外殼做溫度隔離，降低各區溫控相互之影響，而此兩個熱源都有一個熱敏電阻(紅色)來偵測溫度，並回饋至內部控制電路及電子冷卻器以達恆溫之狀態。而電子冷卻器則放置於各溫控區之下方如側視圖所示。使用內嵌入方式以確保溫度能夠較穩定維持在所需之參考及高溫溫度上。

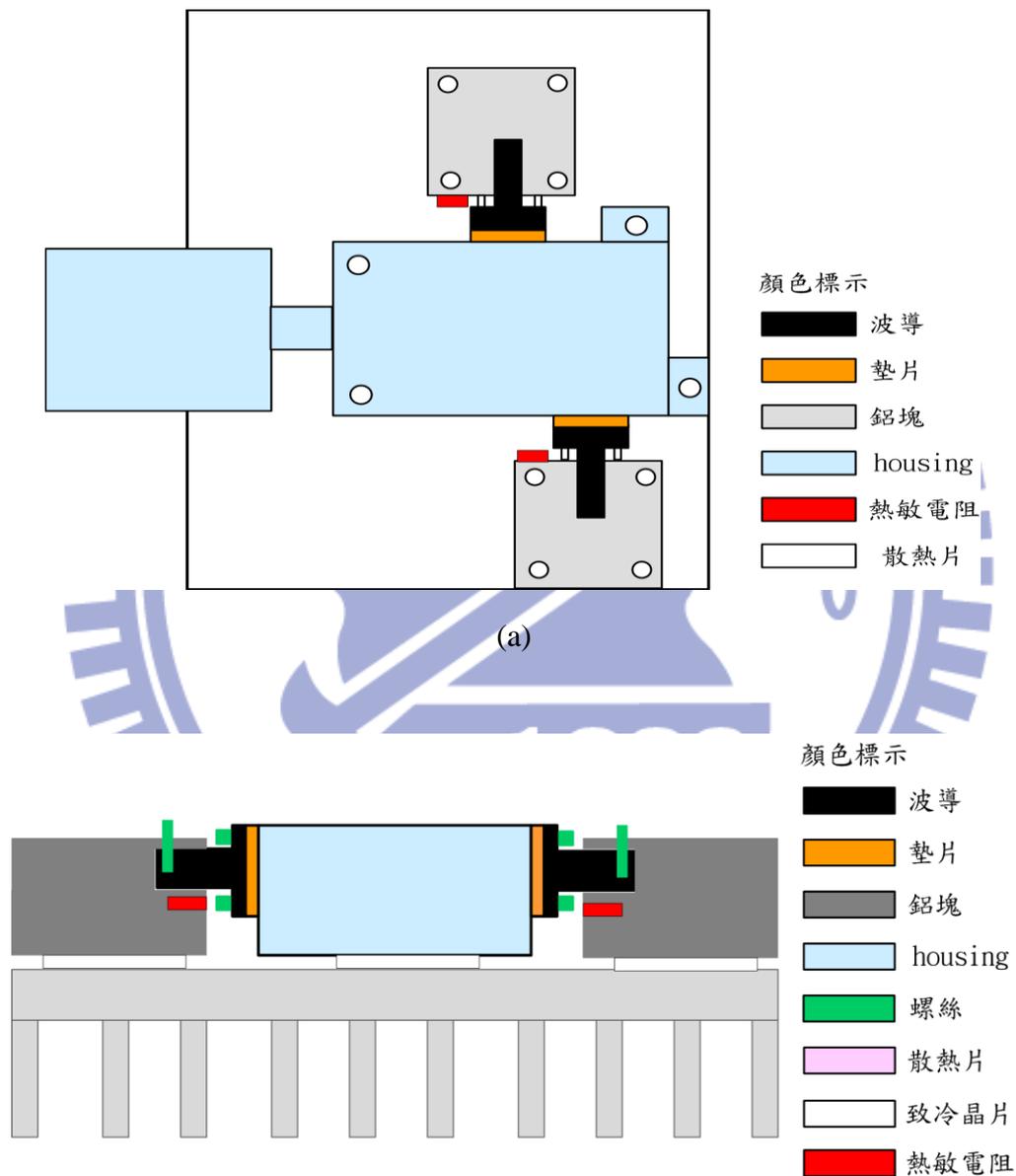


圖 2.25 溫控電路與電路機構整合示意圖(a)上視圖，(b)側視圖。

## 2.3 訊號流程圖

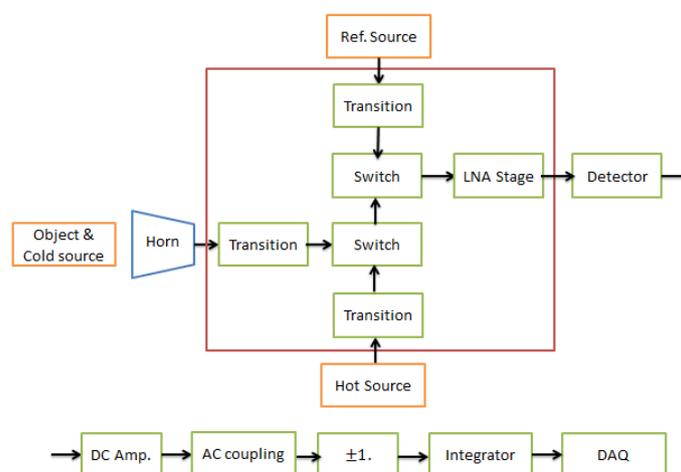


圖 2.26 接收機整體架構

整個輻射計的系統架構，可由圖 2.26 來表示。在功率偵測器之前，訊號為射頻訊號，而在功率偵測器之後則為低頻的訊號。

偵測目標物和冷溫的訊號都使用接收天線(Horn)接收，進入整個接受機的系統。至於接收到訊號的是目標物溫度亦或是冷溫，則由操作者來決定。由於接收天線是波導的型式(Waveguide)，而校正開關(Calibration Switch)與迪克開關(Dicke Switch)則為晶片(Chip)的型式，因此我們必須要製作做一個波導至微帶線的轉接器(Waveguide-to-Coaxial Transition)，來連結接收天線與開關。在整個系統之中，我們需要兩個開關，在前級的為校正開關，負責切換冷熱雜訊源；而後級則為迪克開關，在偵測目標物以及參考雜訊源(Reference Source)之間做切換。

在開關之後則為低雜訊放大級(LNA stage)，包含低雜訊放大器(LNA)以及帶通濾波器(Bandpass Filter)。低雜訊放大級之後需要接一個功率偵測器(Detector)，其輸出訊號則為原本訊號之包跡電壓(Envelope)，此時訊號的波峰差值(Peak to Peak)為 $(T_R+T_N)$ 與 $(T_A+T_N)$ 的差值，也就是 $T_R$ 與 $T_A$ 的差值。其中， $T_R$ 與為參考雜訊源， $T_A$ 與為偵測目標物的溫度。

在功率偵測器之後為直流放大器，其主要目的為阻抗匹配使用，讓訊號能順利進入後端電路，在直流放大器之後加上交流耦合器(AC Coupling)，交流耦合器為將訊號濾除直流的成份，使得原本的方波峰值變為 $(T_R-T_A)/2$ 至 $-(T_R-T_A)/2$ 。經過 $\pm 1$ 乘法電路之後消除接收機的雜訊溫度對輸出的影響則會變為 $(T_R-T_A)/2$ 的直流。 $T_R$ 可以自行依照所需觀察的溫度範圍調整。之後使用積分器(Integrator)當低通濾波器，濾掉高頻雜訊，使直流訊號更趨於平坦。最後，再將訊號送入資料擷取卡，其輸出則為我們所要得到的結果。

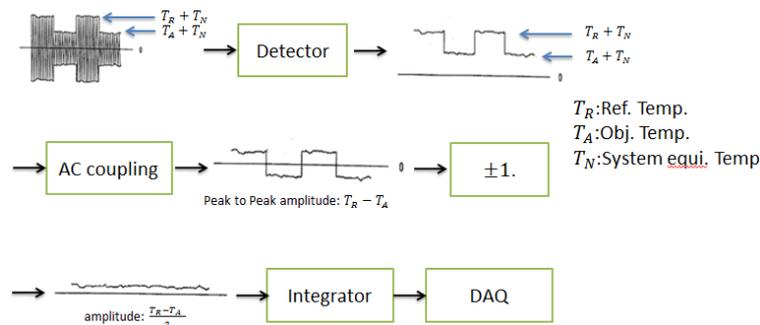


圖 2.27 系統訊號流程圖

微波輻射計經由天線接受輻射訊號後，經過切換器和低雜訊放大器放大後，訊號的波形圖可從圖 2.27 中看出，在振幅上有高低的區分，這是因為迪克切換器所造成的，迪克輻射計所設計的理念在於利用提供觀測物體的平均溫度當作參考基準，在觀測物體時，不間斷的切換觀測物的訊號和參考的訊號，藉以提高量測的精確度；因此在波形上會如圖 2.27 中第一個波形圖一樣振幅會有高低的區別，此圖是假設  $T_R > T_A$  的情況，所以振幅大的代表為參考雜訊源的訊號，振幅小的代表為觀測物的訊號。

訊號在通過功率偵測器後，偵測器是將功率的訊號轉換成為電壓的訊號，因此將一具有振幅變化的弦波送入偵測器後，可得到具有振幅變化的方波，如圖 2.27 中第二個波形圖所示，亦即代表偵測器的功用在於偵測輸入訊號的波峰值，從第二個波形圖中同樣可發現振幅大的為參考雜訊源的訊號，振幅小的代表為觀測物的訊號。

從圖 2.27 中，觀察第一個和第二個波形圖，可發覺除了參考雜訊源的訊號和觀測物的訊號外，還多上了系統雜訊的訊號，這是因為無論是參考雜訊源的訊號和觀測物的訊號同樣都經過具有雜訊的元件像是轉換器、切換器和低雜訊放大器等，但如果整個接收機架構溫度變動不大和提供給低雜訊放大器的電壓變動不大的假設下，參考雜訊源的訊號和觀測物的訊號所加上的系統雜訊約為一定值。

從上述的討論中可得知如果將溫度與電壓控制得當的話，系統雜訊為一定值，並且從波形上可得知兩波形間振幅的差距，即為所要的訊號，因此利用一交流耦合的電路，濾掉其直流電壓，留下一交流訊號，且此交流訊號的峰對峰值為參考雜訊源訊號與觀測物訊號的差值。交流訊號的峰對峰值為參考雜訊源訊號對觀測訊號的差值，再通過  $\pm 1$  乘法電路後可將方波的半週期的值轉為正，所以直流電壓的值為交流電壓峰對峰值的一半，再經由積分器把直流訊號變成更平滑，藉由資料擷取卡做訊號擷取，最後用軟體秀出量測結果。

### 第三章 次系統實作與量測

微波輻射計的方塊圖如下圖 3.1，在系統組裝實作上有兩種量測版本，初步量測是量測系統的靈敏度，最終量測是量測系統精準度，最主要的差別在功率偵測器選購上有所不同，因為訂購的功率偵測器還沒到，故有先自製一個功率偵測級頂替，所以 IF 電路中的直流放大器電阻值也必須做些修改，以下會先分別介紹每一個次系統的量測結果，最後在下一章介紹組裝後的量測結果。

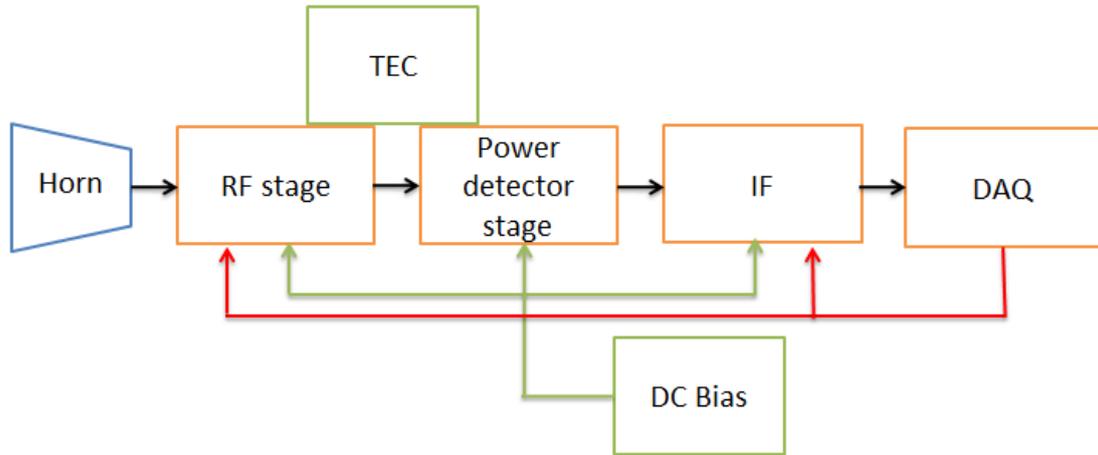


圖 3.1 微波輻射計系統方塊圖

#### 3.1 號角天線量測

本接收機饋入天線所選用的為 Advanced Technical Materialse 公司提供的號角天線，尺寸規格為 WR-42，型號 42-449-6，操作頻率範圍 18-26.5GHz，實體圖如圖 3.2， $A*B*C=4.45\text{ inch} * 3.54\text{ inch} * 11.05\text{ inch}$ ，量測結果如圖 3.3，增益 24.9dBi，半功率波束寬在 E\_plane 是  $8.3^\circ$ ，在 H\_plane 是  $9.8^\circ$ ，符合天線需求半功率波束寬要窄。

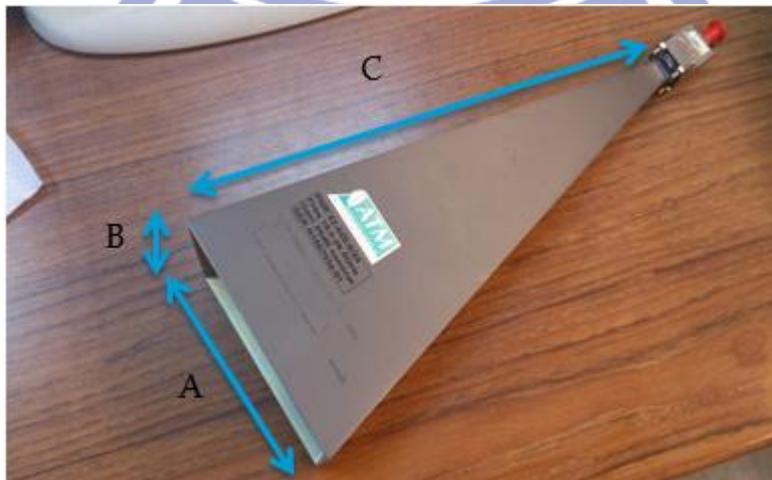


圖 3.2 天線實體圖

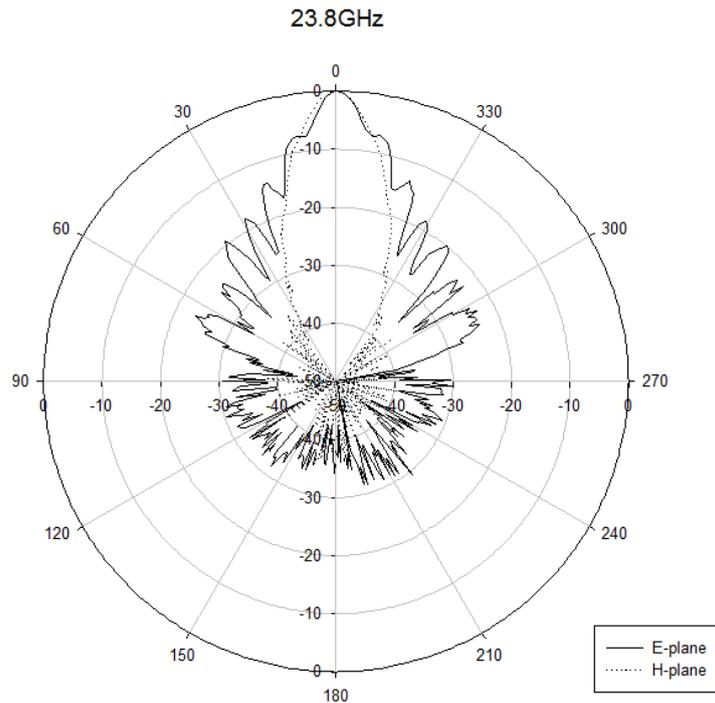


圖 3.3 天線場型圖

### 3.2 RF 電路量測

如上圖 3.1，射頻端分成 RF Stage 與功率偵測級兩部份量測。

#### (1) RF Stage 量測

RF Stage 的實作圖如下圖 3.4，開關選用 Hittite 公司的 HMC975，開關驅動器選用 Microsemi 公司的 MSD7802，低雜訊放大器選用 Hittite 公司的 HMC ALH476，濾波器為懸空微帶線形式。

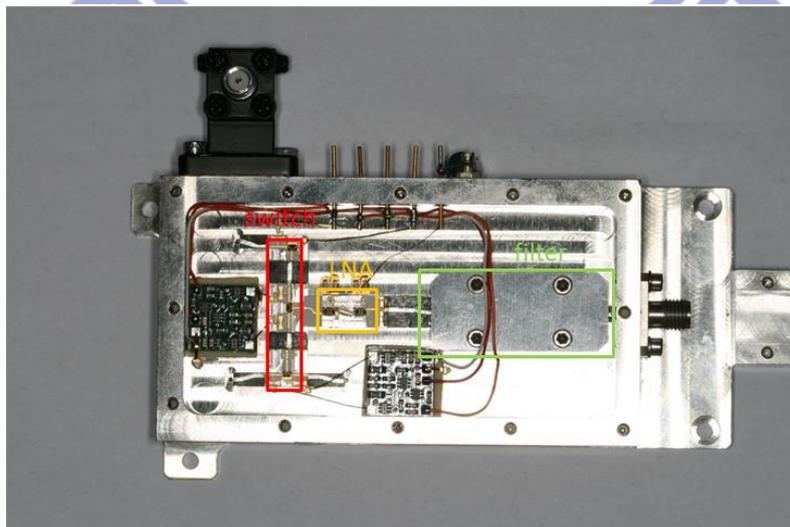


圖 3.4 RF Stage 的實作圖

由於整個系統有三條路徑，以下分別對每一條路徑量測其增益大小，結果如圖 3.5、3.6、3.7，由於量測上需要一個同軸線轉至波導管之轉換器，故量測結果還要加回 0.385dB 的損耗，將結果整理如下表 3.1。

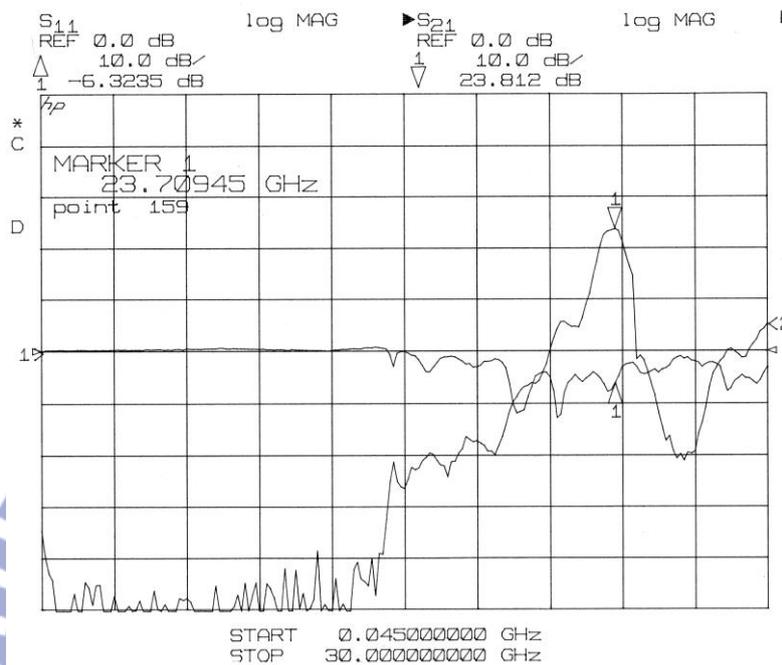


圖 3.5 天線端增益

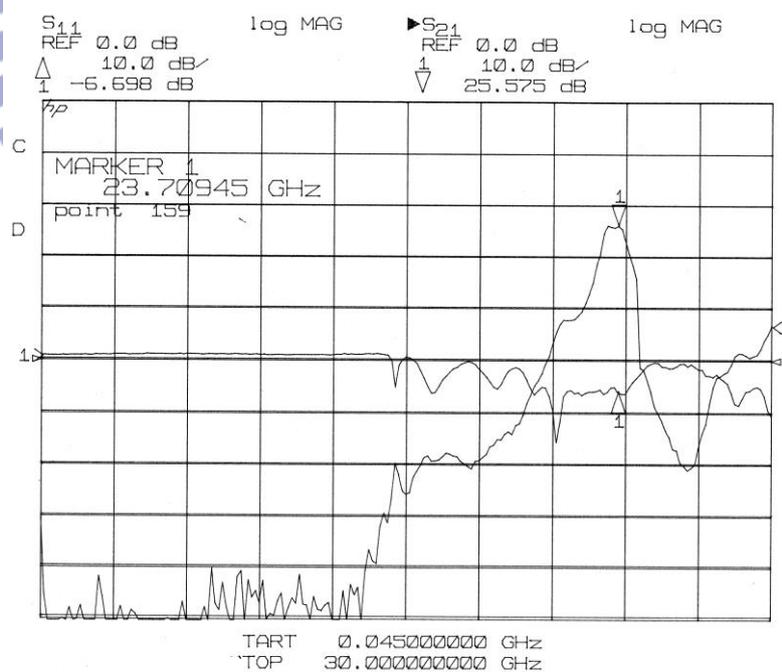


圖 3.6 參考雜訊源端增益

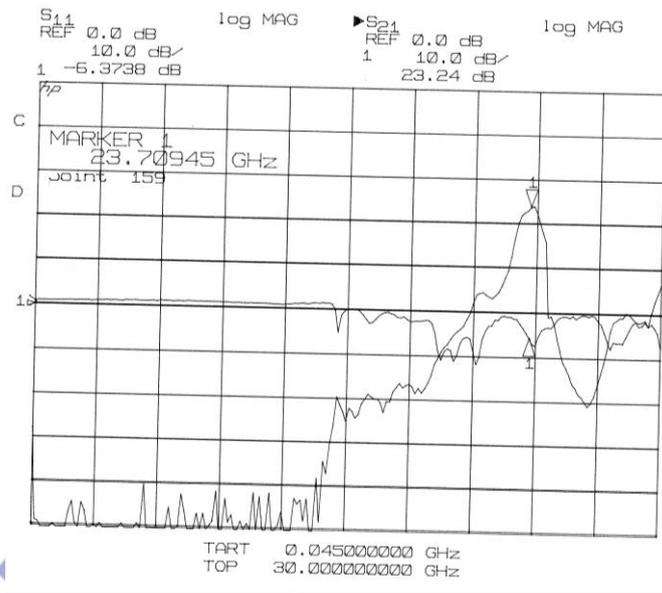


圖 3.7 熱雜訊源端增益

由表可以看出三條路徑的增益都不同，天線端與熱雜訊源端結果比較相近，增益都比基準雜訊源來的低，造成此種現象的原因可能是中間迪克開關造成的影響。

表 3.1 RF Stage 增益量測

	天線端	參考雜訊源端	熱雜訊源端
增益(dB)	24.197	25.96	23.625
回返損耗(dB)	-6.3235	-6.698	-6.3738

(2) 功率偵測級

(a) 初步量測微波輻射計使用的功率偵測級

初步量測所使用的功率偵測級實作圖如圖 3.8。

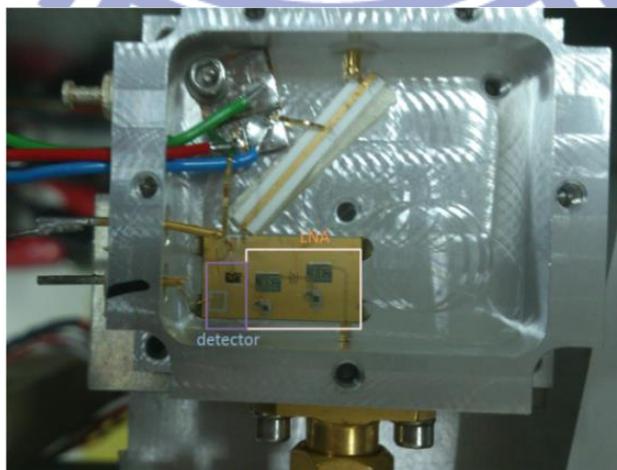


圖 3.8 初步量測所使用的功率偵測級實作圖

原本在射頻 RF Stage 部分的輸出之後，為了讓功率轉換為電壓，我們接上功率偵測器。我們選用 UMS 公司所提供的 CHE1270a98F 晶片，其可偵測到的輸入功率必須大於-20dBm。由於系統將會偵測到的最低功率值是做為校正的冷溫，其物理絕對溫度為 77K，由  $P=KTB$  可得到其輸入功率為-84.28dBm，故在射頻放大的部分，必須至少要放大 64.28dB 以上。必須注意的是，若在同一機殼內，增益太大將會使電路容易震盪，故在 RF Stage 部分的增益不夠需在功率偵測級也做訊號放大的部分。量測結果如下圖 3.9。

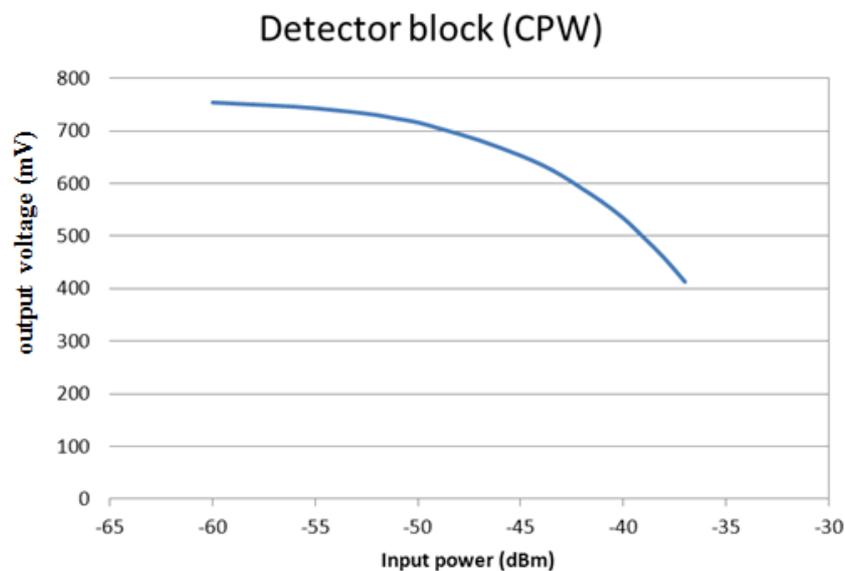


圖 3.9 初步量測中的功率偵測級量測結果

(b)最終量測微波輻射計所使用的功率偵測級

原本所使用的功率偵測器為 UMS CHE1270a98F，此功率偵測器是利用蕭基二極體(Schottky diode)之微波積體電路製成；蕭基二極體導通回覆時間短，適用於高頻率整流，但一般而言漏電流較多，突波耐受度較低。所以我們將此功率偵測器更換成 HEROTEK DTA182680A，此功率偵測器為有著前置放大器的隧道二極體功率檢測器(Tunnel Diode Detector)；隧道二極體的特點是工作頻率高、速度快、雜音低，而此功率偵測器模組中已帶有前置放大器，因此最小輸入功率可達-80dBm，也同時具有相當高的電壓靈敏度和穩定的低雜訊。其詳細參數如表 3.2 所示。

表 3.2 功率偵測器規格

詳細參數(VDD=12V)				
參數	單位	最小值	正常	最大值
頻率範圍	GHz	18		26
靈敏度	$\mu\text{W}$	1000	—	—
輸入功率	dBm	-80	—	—
輸入 VSWR	—	—	—	2:1
供應電壓	V	—	12	—
供應電流	mA	—	300	—

下圖 3.10 為量測此功率偵測器的結果。

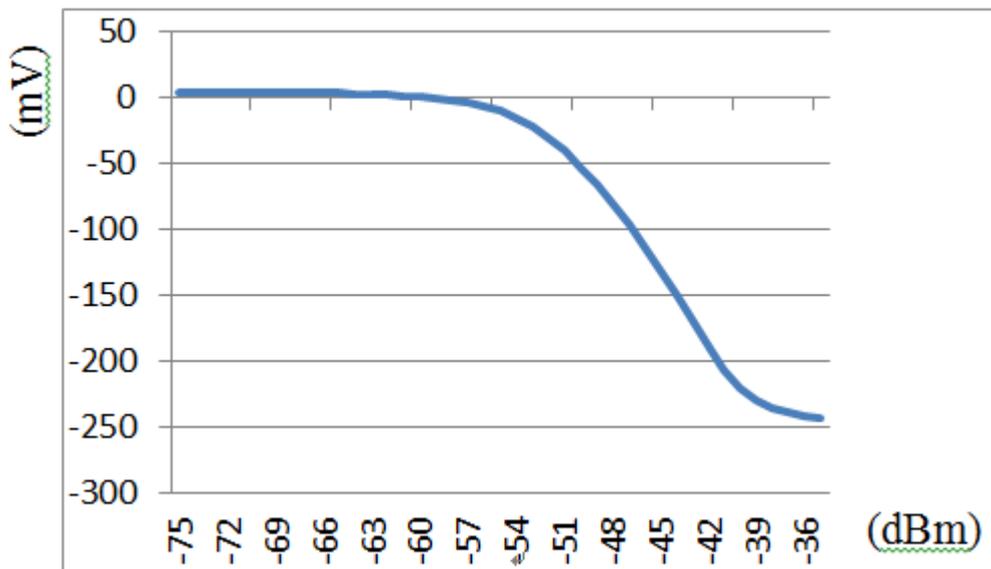


圖 3.10 功率 V.S. 電壓

### 3.3 IF 電路量測

IF 整合電路如下圖 3.11 訊號由訊號產生器產生用 SMA 接頭相接，經過直流放大器，此放大倍率為 1，目的是為了阻抗匹配所用，再來經過交流耦合器、 $\pm 1$  電路、積分器、最後由資料擷取秀出結果。放大器所使用的型號為 AD8628，開關所使用的型號為 AD719。

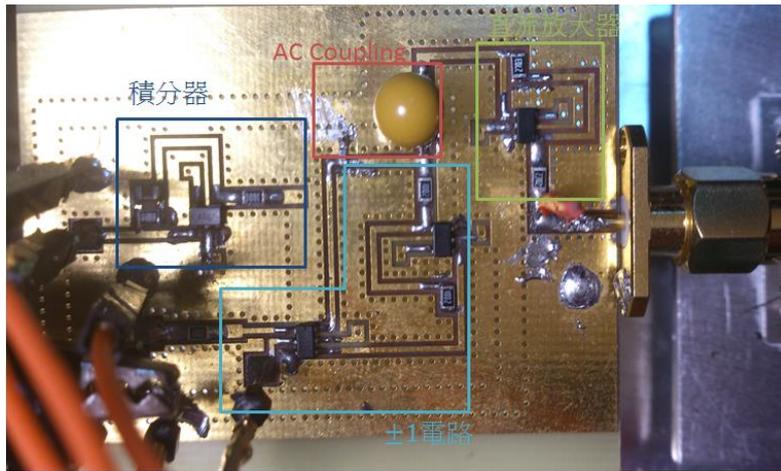


圖 3.11 IF 整合電路圖

下表 3.3 為兩種量測結果，詳細如下列敘述。

表 3.3 IF 整合電路量測結果

輸入方波	Offset 直流值	輸出結果
±19.5mV	40mV	19.5mV
±118mV	40mV	118mV

- (1) 輸入訊號由訊號產生器產生±19.5mV 的方波再加上 40mV offset 的直流值如下圖 3.12、3.13，由圖可看出輸入進 IF 整合電路的方波為 20.5mV~59.5mV 的方波，經過 IF 整合電路後再資料擷取結果如下圖 3.14，讀取到的與訊號產生器面板顯示的符合，誤差在 1mV 以下。



圖 3.12 訊號產生器面板

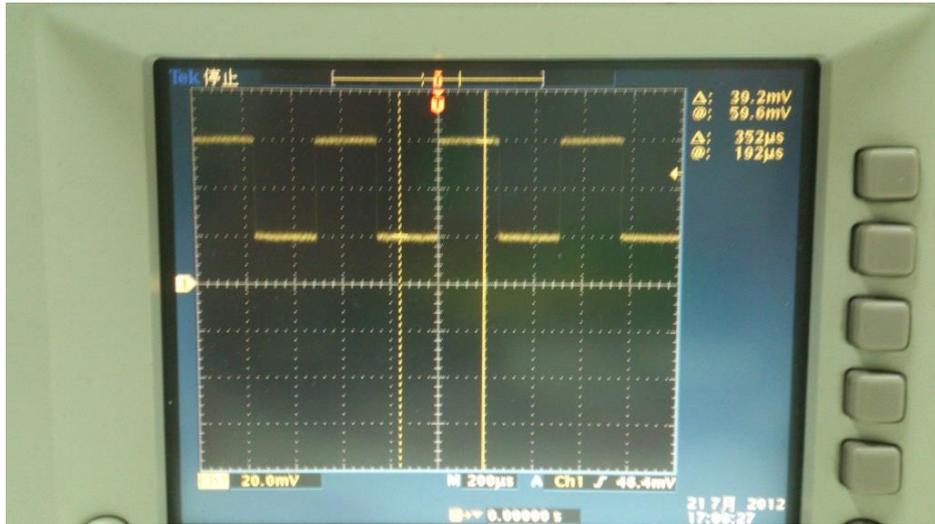


圖 3.13 輸入訊號波形圖

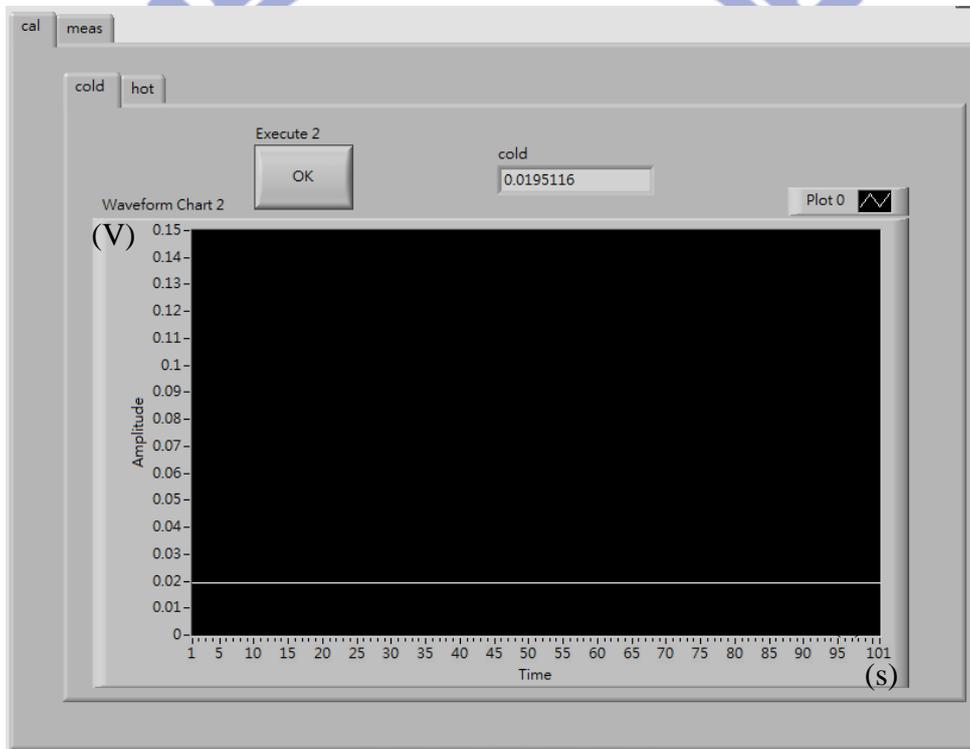


圖 3.14 輸出波形圖

(2).輸入訊號由訊號產生器產生±118mV的方波再加上40mV offset的直流值如下圖 3.15、3.16，由圖可看出輸入進 IF 整合電路的方波為-78mV~158mV的方波，經過 IF 整合電路後再資料擷取結果如下圖 3.17，讀取到的與訊號產生器面板顯示的符合，誤差在 1mV 以下。



圖 3.15 訊號產生器面板

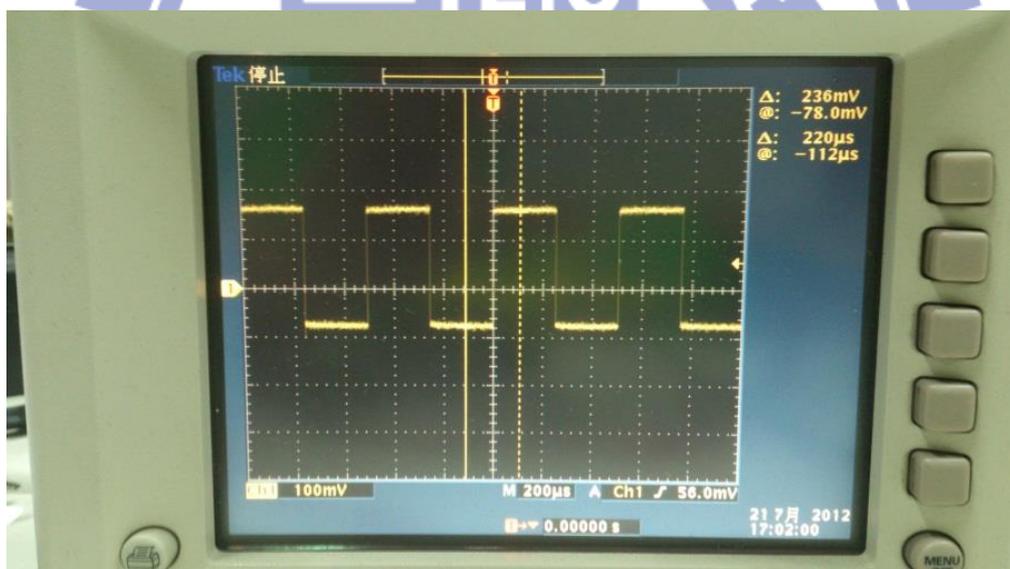


圖 3.16 輸入訊號波形圖

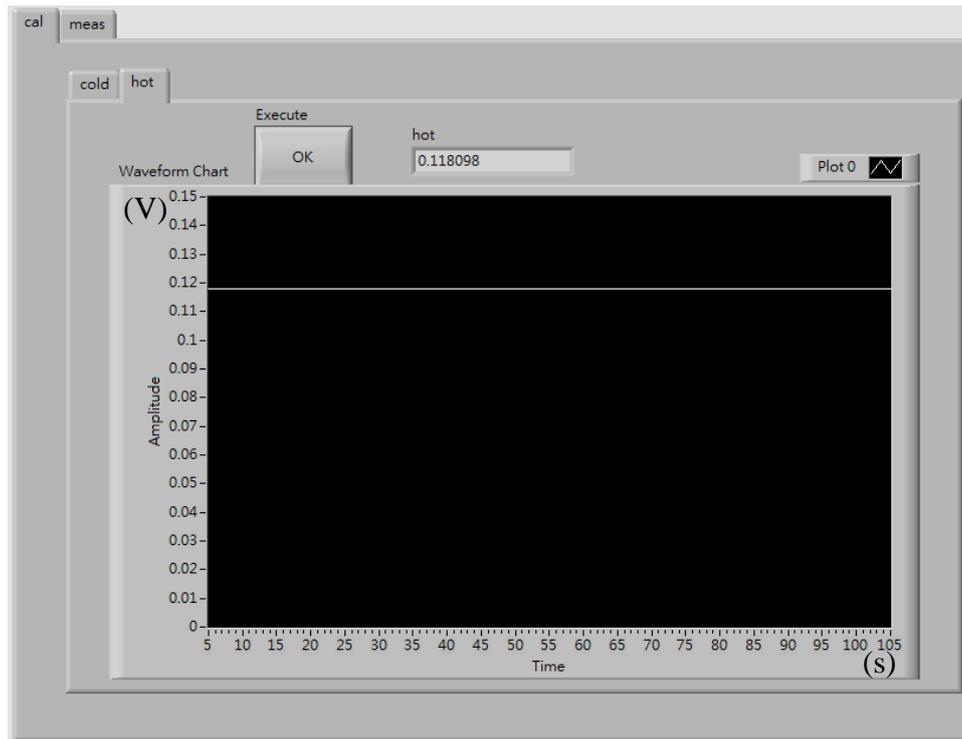


圖 3.17 輸出波形圖

### 3.4 溫控電路量測

- (1) 參考雜訊源及高溫熱雜訊源波導單獨溫度之檢測：

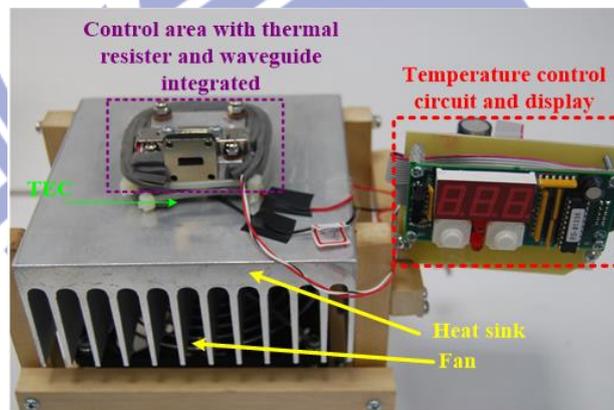


圖 3.18 量測架構

圖 3.18 為量測架構，參考雜訊源溫度設定於 297K，當環境溫度從 263K 變化到 313K 時針對溫控金屬區作檢測與面板顯示比對，結果如圖 3.19 所示，Thermistor temperature 為溫控裝置面板顯示溫度，Thermal Coupler 為電子溫度計顯示溫度。由圖中可看出，在環境溫度大範圍變化時，波導溫度變化大約可控制在 1K 以內。高溫熱雜訊源溫度設定在 333K，量測條件與參考熱源一樣，量測結果如圖 3.20 所示。從圖中可看出最大誤差出現在低環境溫度區，一直到高

環境溫度時溫控的誤差約可控制在 1K 左右。造成誤差的原因可能是因為用電子溫度計量測此數據時，會跟空氣有所接觸，導致量測數據有所誤差。但誤差還是有在 1K 已內此誤差在可接受範圍內。

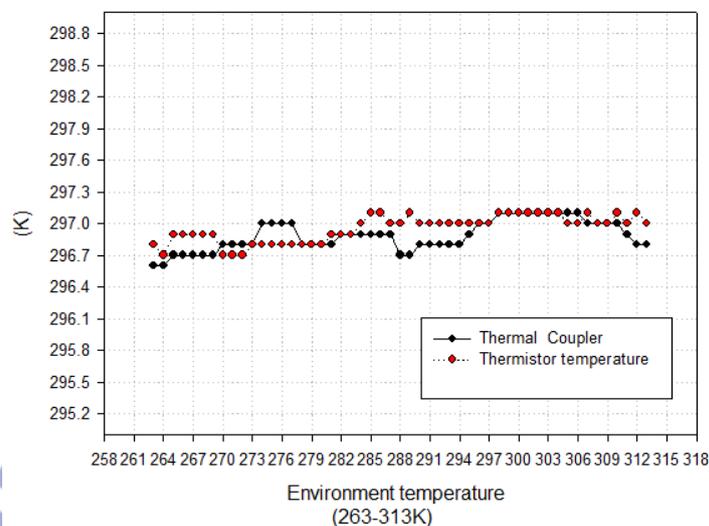


圖 3.19 環境溫度變化時參考雜訊源溫控結果圖

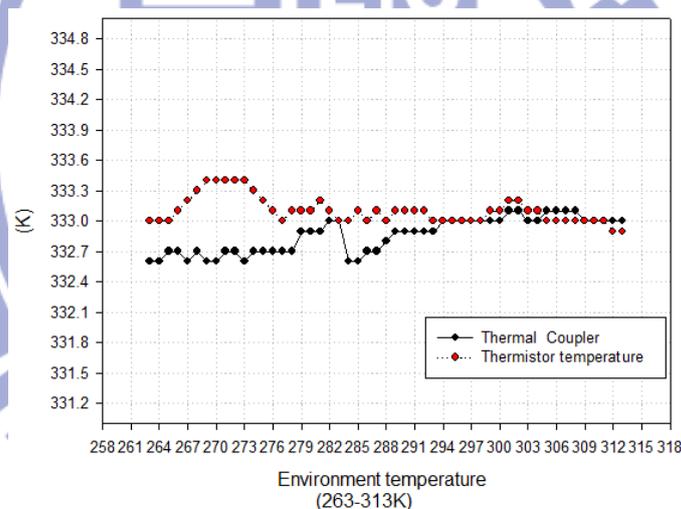


圖 3.20 環境溫度變化時高溫熱源溫控結果圖

(2). 參考雜訊源及高溫熱雜訊源波導整合溫度之檢測：

根據整合之機構圖，溫度量測之區域可分成六區如圖 3.21 所示，第一區為高溫熱雜訊源，第二區為參考雜訊源，第三區及第六區為低雜訊放大電路之恆溫控制區，最後在第四區及第五區是熱源隔離度檢測區，也就是檢測此兩區間隔熱墊片之效果如何。各區檢測結果如表 3.4 所示。由表中可看出直接控制區(1,2,6)溫度誤差相當小約 0.5K 以內，而 4、5 區溫度隔離效果也相當不錯，輻射計機構之溫度可控制在室溫。

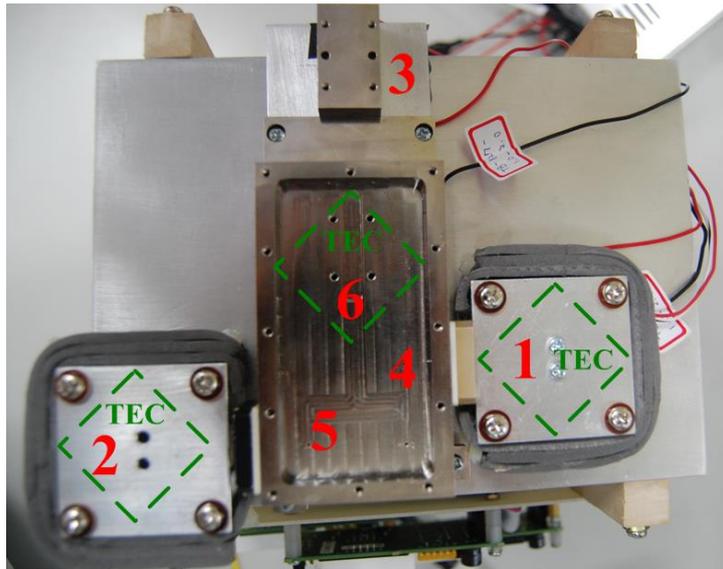


圖 3.21 整合溫控電路溫度檢測區塊劃分圖

表 3.4 整合溫控電路溫度檢測區檢測結果

區塊編號	熱敏電阻溫度(K)	溫控區溫度
1	333K	332.9K
2	293K	293.1K
3	###	297.4K
4	###	300.3K
5	###	298.7K
6	297K	297.2K

### 3.5 直流轉換電路

(1). 直流供應電路之量測驗證:

圖 3.22 為直流轉換器 SW20-24-12 之實驗驗證實體電路外觀，此電路之製作標準是依據廠商給予之建議圖來完成的。其中左側是 28V 電壓輸入位置，右側是 12V 之輸出，主要之連接線位於照片中之背面處，是一個週邊電路相當簡潔之直流轉換電路模組。檢測條件為輸入直流電壓範圍 31.8V~17V 時量測輸出之電壓值，結果如表 3.5 所式。從實驗結果可看出輸出電壓介於 11.927V~11.937V 間，變化非常小且與 12V 之差異不到 1%，是個非常穩定之直流輸出，也滿足第二級低壓差線性穩壓器輸入之需求。

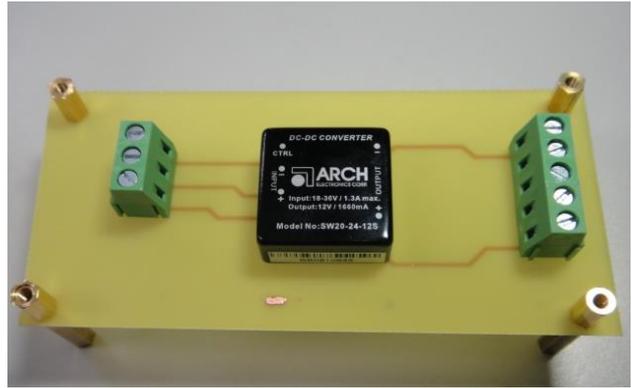


圖 3.22 直流轉換器實驗檢測電路板  
表 3.5 直流轉換器實驗檢測結果

輸入電壓	輸出電壓
17.027V	11.938V
18.048V	11.93V
18.974V	11.934V
20.05V	11.935V
22.014V	11.93V
28.038V	11.927V
31.8V	11.937V

2. 直流轉換器電路與低壓差線性穩壓器整合電路之量測驗證:

實驗中將整合兩組低壓差線性穩壓器電路於直流轉換電路模組之輸出端，用以產生穩定之 2.5V 與 4V 電壓。實驗用電路板經設計製作後結果如圖 3.23 示。電路板左側為太陽能 28V 之輸入，經直流轉換器後輸出並接了兩組低壓差線性穩壓器，上面負責 2.5V 之輸出，下方則是 4V 之輸出，所使用電阻比前者為 1 後者為 0.4545。

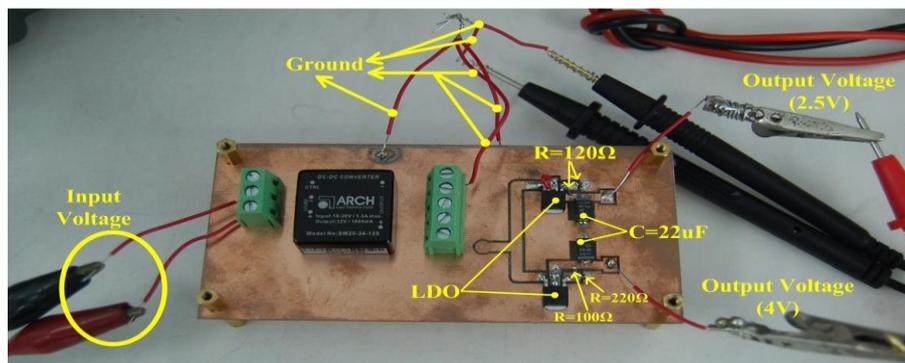


圖 3.23 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合實驗之電路板

經過實驗檢測後得到如圖 3.24 輸出電壓相對於輸入電壓之關係圖，由圖中可看出無論是 4V 或 2.5V 之輸出直流電壓，當輸入電壓介於 19V~32V 間時，輸出之直流幾乎沒有變化，維持在 4.042V 及 2.51V，相當穩定，也滿足後續電路系統運作時所需之穩定性及電壓值。

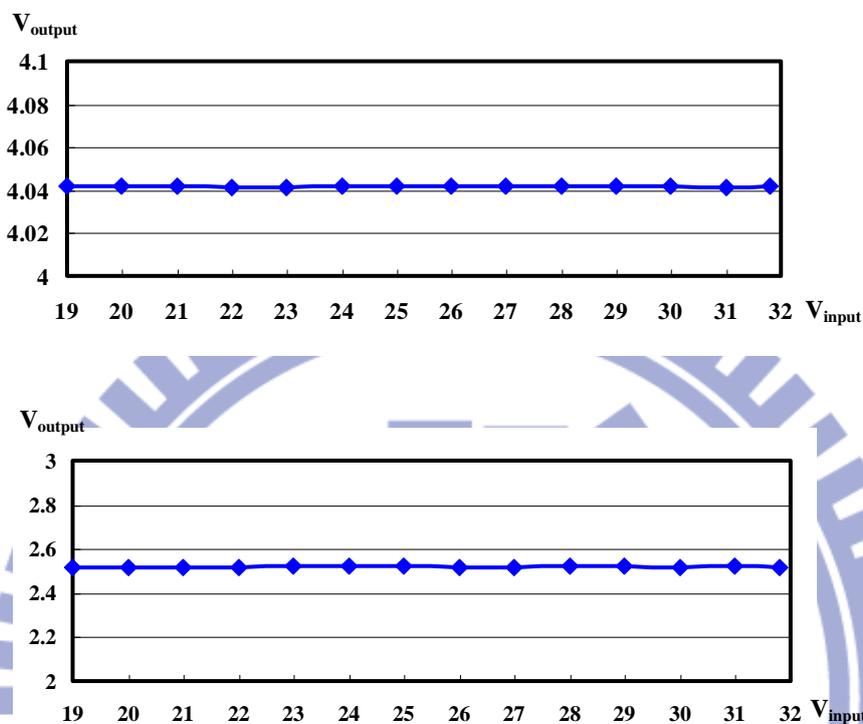


圖 3.24 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合電路量測結果

此外，使用同樣之整合電路板，除了觀察靜態之輸出電壓值外，還需檢測當時間變化時輸出電壓是否能夠維持穩定之輸出，經由示波器量測後結果如圖 3.25 及圖 3.26 所示。觀察此兩張輸出結果圖可看出 4V 輸出訊號含有一約 1.7MHz 之雜訊，2.5V 輸出訊號含有一約 20MHz 之雜訊，此為直流轉換電路模組內部運作之產物，其對輸出電壓造成之電壓變動最大分別為 1.9% 及 2.1%，此電壓變動百分比並不大，預期對於後續實際上電路系統之應用應不會有影響。

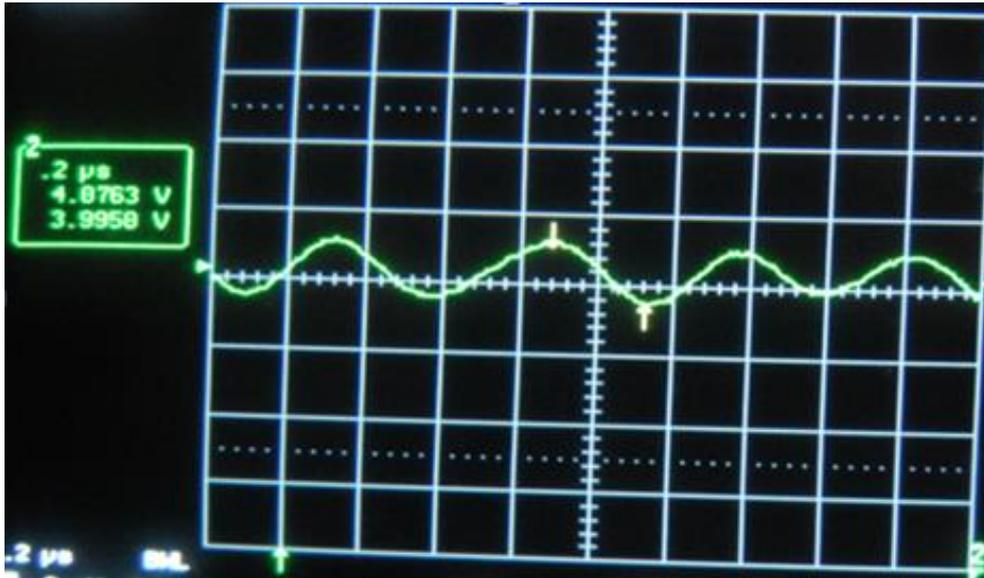


圖 3.25 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合電路 4V 輸出時域量測結果



圖 3.26 直流轉換器與低壓差線性穩壓器整合電路 2.5V 輸出時域量測結果

## 第四章 實體微波輻射計量測

下表 4.1 為規格需求驗證表:

表 4.1 需求驗證表

Requirement	Test Result	Remark
0.5 秒的積分時間下溫度 精準度 $\leq 1K$	量測結果精準度 $\leq 1K$	P.40
操作在 273K 下 TEC 的 冷熱面溫差 $\geq 25K$ C.O.P $\geq 0.1$	冷熱面溫差 $\approx 37K$ ，符合 $\geq 25K$ ，C.O.P $> 0.322$ ， 符合 $\geq 0.1$	P.54

以下兩版的量測結果，由於在同一個溫度之下的變化率小於 1K，故當目標物變動 1K 之下可以觀察的到，故滿足靈敏度小於 1K 與精準度小於 1K。

### 4.1 初步實體量測

#### (1).初步實體微波輻射計電路圖與實作圖

下圖 4.1 為初步量測實體微波輻射計的電路圖，由圖可看出，前面三個 switch 中間的為 Dicke switch，下面的為 calibration switch，經過 LNA 放大、濾波器濾波、再由功率偵測器輸出到中頻，經由直流放大器阻抗匹配，再經過交流耦合器去直流，最後 $\pm 1$ 電路跟積分器的濾波，由硬體作資料擷取的動作。

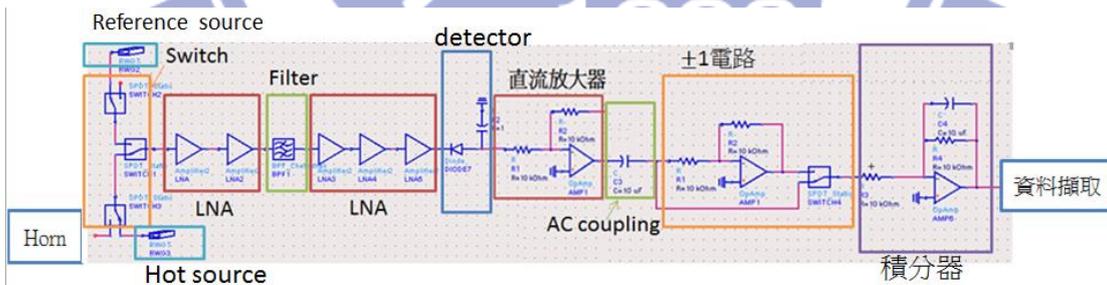
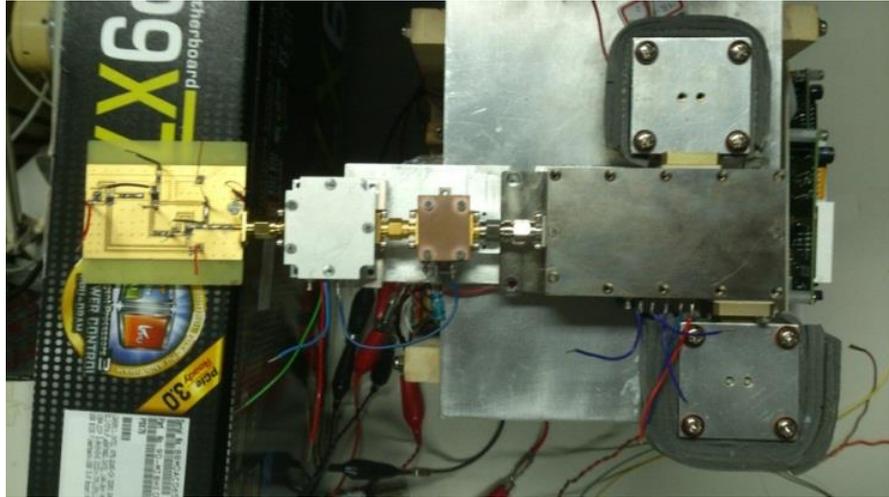
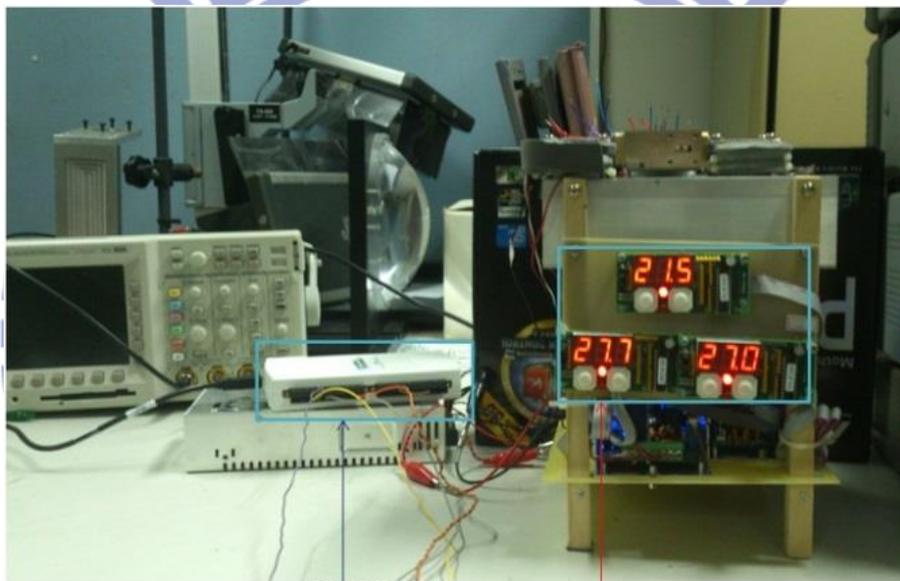


圖 4.1 初步整體微波輻射計電路圖

下圖 4.2(a),(b)為實體輻射計的側視圖與俯視圖，溫控的設定在實體微波輻射計的側邊。



(a)側視圖



USB-6200

溫度顯示與控制面板

圖 4.2 微波輻射計系統實作圖(b)俯視圖

由前面報告得知，整體微波輻射計分成 RF Stage、功率偵測級、IF 三部分，下圖 4.3、4.4、4.5 為 RF Stage、功率偵測級與 IF 實作圖，RF Stage 內包含了 switch、LNA 及 filter，功率偵測級內包含 LNA 及 detector，IF 包含直流放大器、AC Coupling、 $\pm 1$  電路及積分器，最後由 IF 的 output 接到資料擷取的硬體讀取資料。

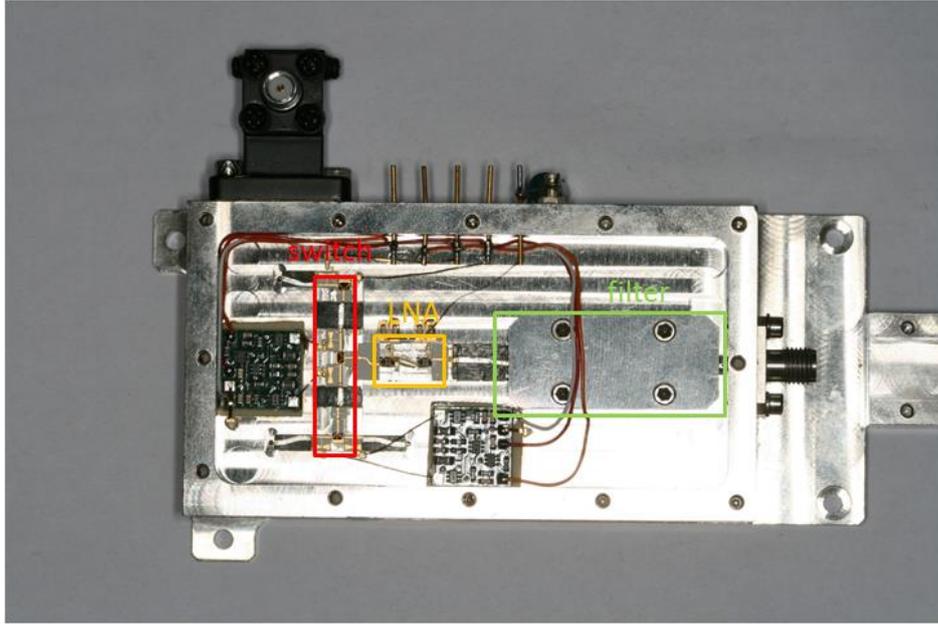


圖 4.3 LNA 放大級實作圖

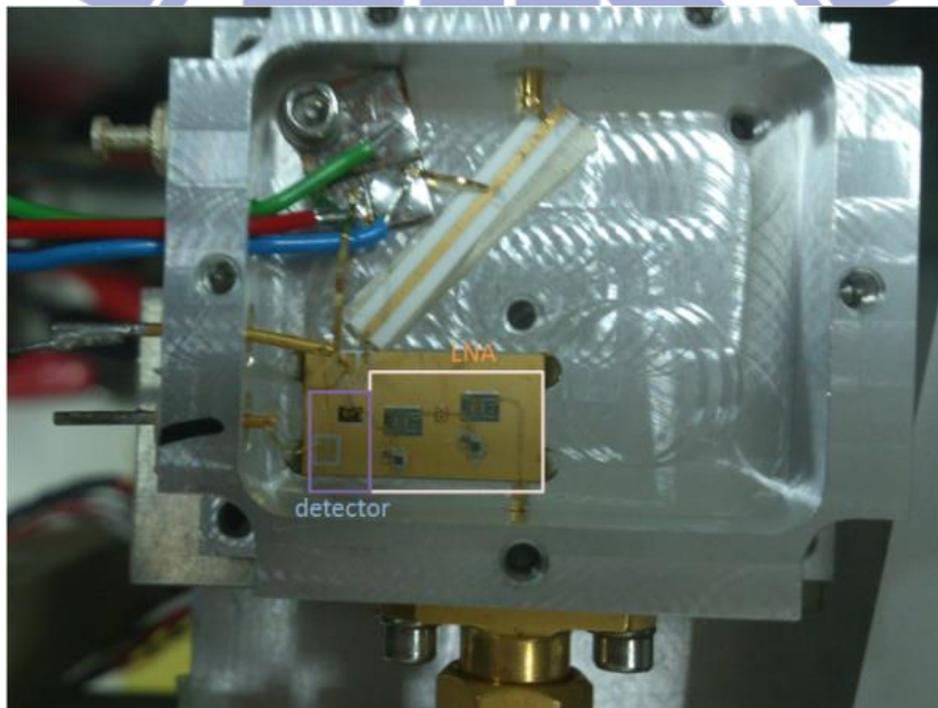


圖 4.4 功率偵測級實作圖

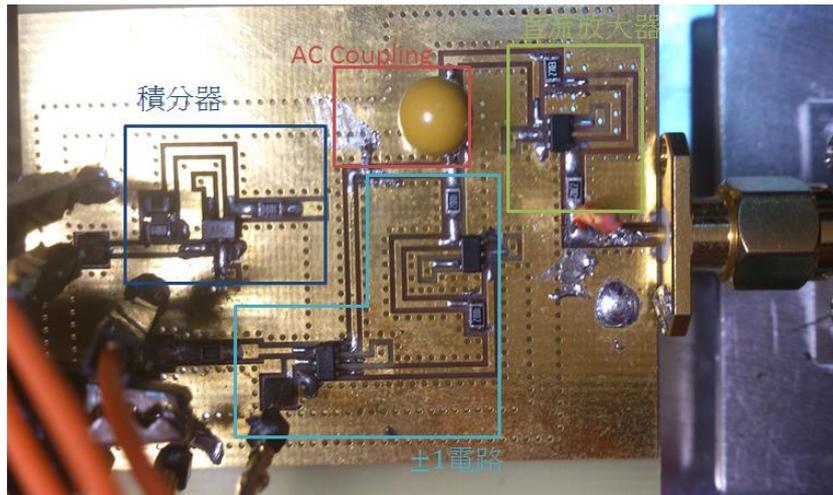


圖 4.5 IF 電路實作圖

## (2).初步實體微波輻射計量測

初步量測沒有量測天線端，目前我們量測方式是先用已知的 waveguide 來量測，及固定一邊 waveguide 的溫度當 reference source，另一個 waveguide 當目標溫度來做變動，由上圖 4.2(a)可知下面及為固定溫度的 waveguide，上面為變動溫度的 waveguide。

以下量測數據的 reference temperature 定在 300K，目標溫度變動範圍定在 293K 到 338K，下圖 4.6 為目標溫度對電壓作圖，每一個溫度取 10 筆資料，每隔 5K 做一次紀錄。圖中的誤差範圍為把每個溫度的 10 筆資料由小排到大的誤差條。由圖可知同一溫度之下量測出來的電壓會有些微的變動。

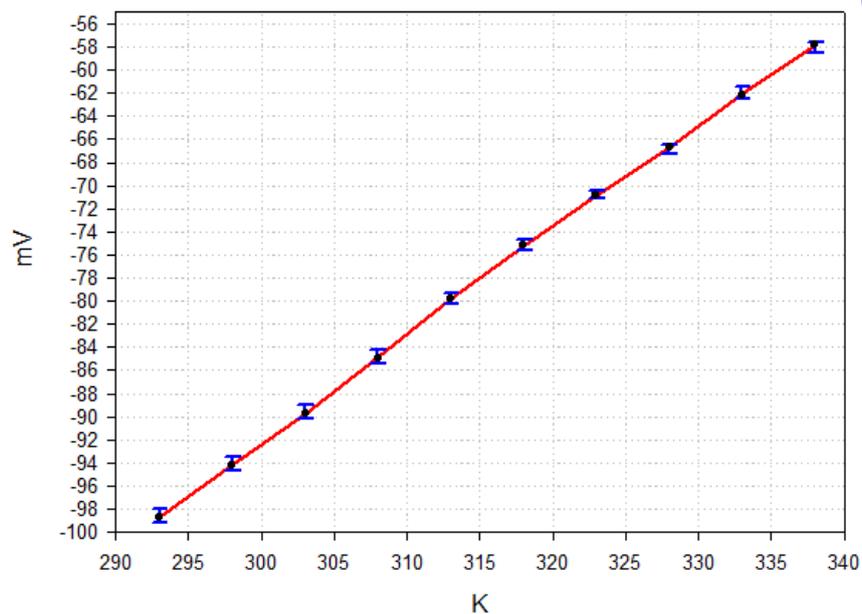


圖 4.6 溫度 V.S. 電壓

目前量測把 293K 定為 cold source temperature，343K 定為 hot source temperature 來做曲線校正，下圖 4.7 為校正過後目標溫度從 301K 變化到 300K 在變化到 299K 量測出的圖，圖中因為溫度轉換是使用 TEC 會需要一點時間，故由圖可看出轉換的過程，實際應用目標物不會有此現象，由於在校正時候電壓偏移，故在量測圖中目標物的溫度會高 0.5K。因為同一個溫度的變化小於 1K，故由圖可看出變化從 301.5K 變化到 300.5K 在變化到 299.5K 此圖證明當目標物變動 1K，此系統可以偵測出變化，故滿足靈敏度 1K 的需求。

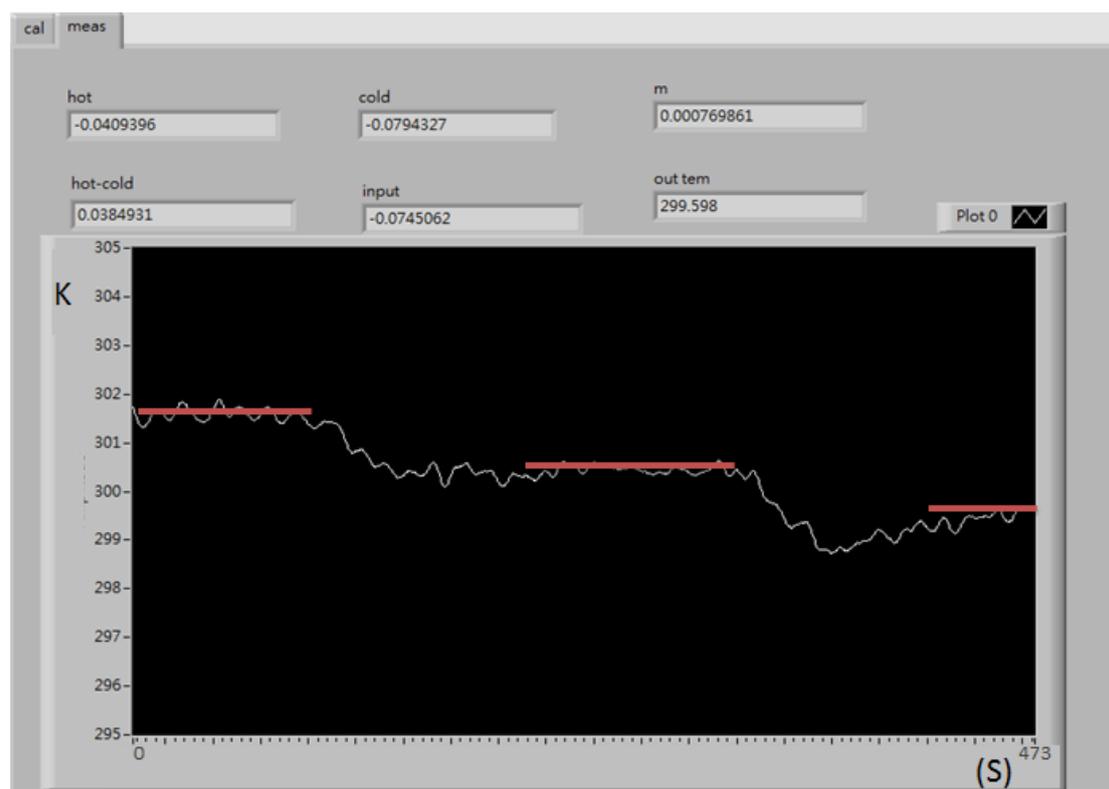


圖 4.7 量測溫度

## 4.2 完整版實體量測

### (1).完整版實體微波輻射計電路圖與實作圖

下圖 4.8 為完整版實體微波輻射計的電路圖，由圖可看出，前面三個 switch 中間的為 Dicke switch，下面的為 calibration switch，經過 LNA 放大、濾波器濾波、由功率偵測器輸出到中頻，經由直流放大器阻抗匹配，再經過交流耦合器去直流，最後 $\pm 1$ 電路跟積分器的濾波，由硬體作資料擷取的動作。與初版差異在功率偵測器前不需要多 LNA 來把訊號放大，因為新的功率偵測器可輸入動態範圍比較大，還有就是射頻的輸出阻抗不同，所以中頻的直流放大器電阻調整阻抗

匹配問題。

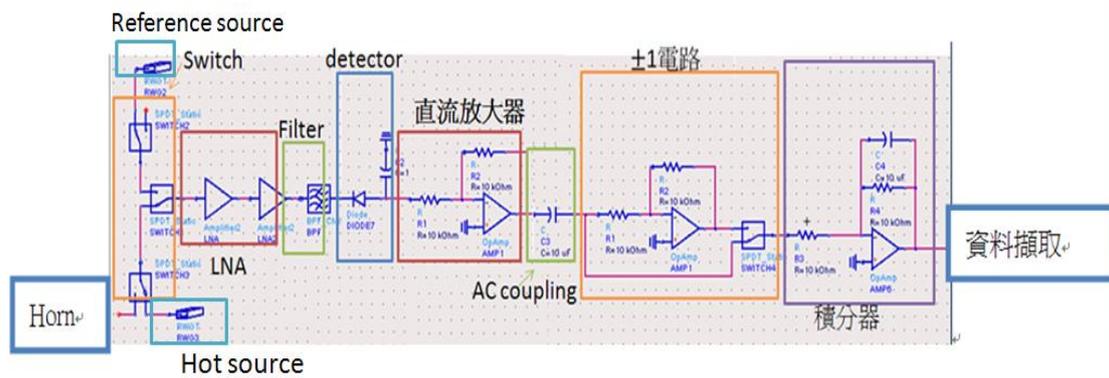
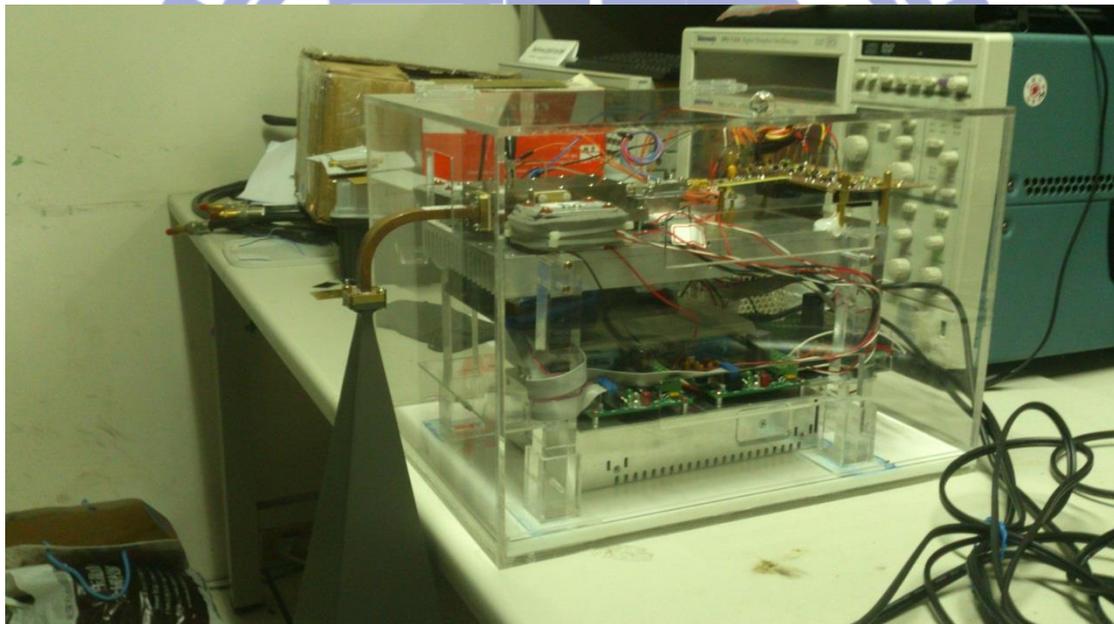


圖 4.8 完整版整體微波輻射計電路圖

下圖 4.9(a)(b)、圖 4.10 為實體輻射計的側視圖與俯視圖，溫控的設定在實體微波輻射計的側邊。



(a) 實體輻射計的左側視圖

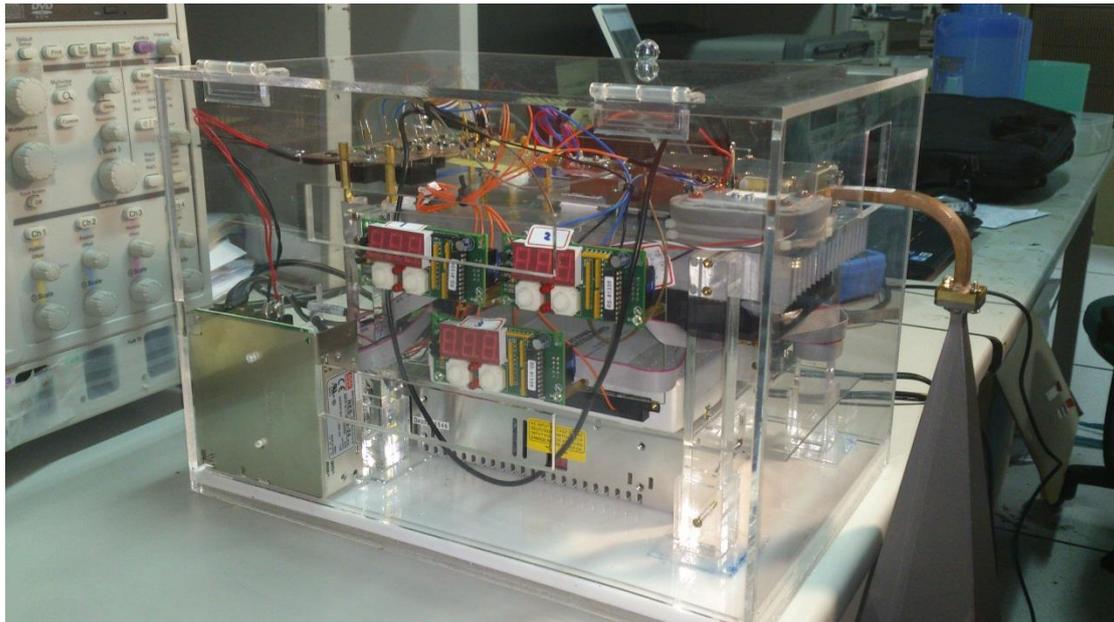


圖 4.9 (b)實體輻射計的右側視圖

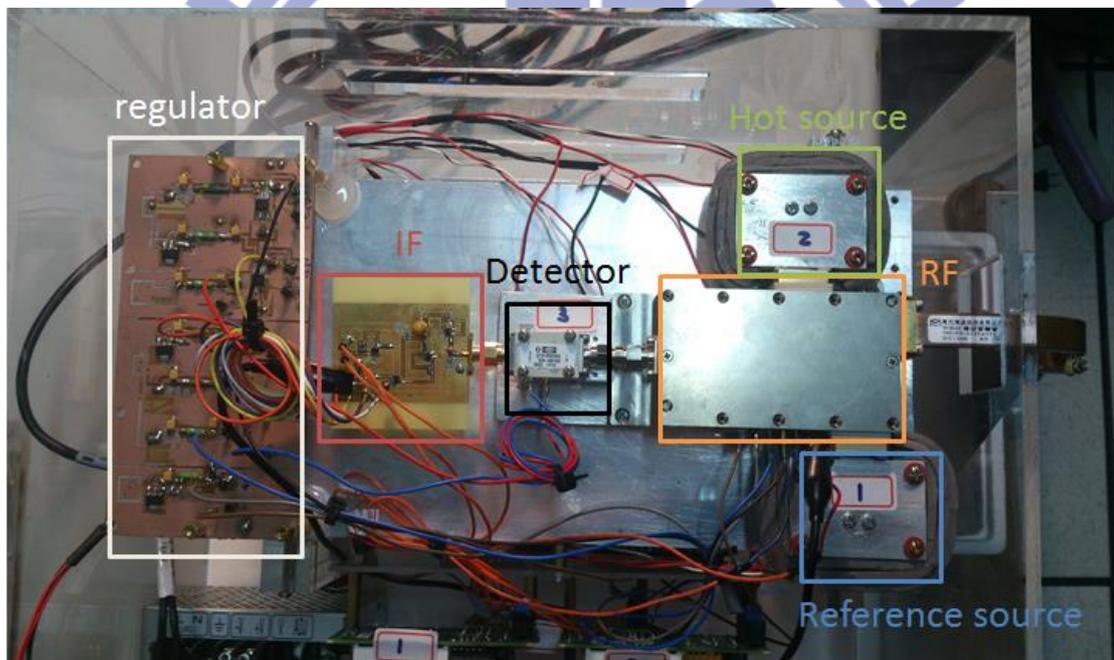


圖 4.10 實體輻射計的俯視圖

完整版與初版差異在整體微波輻射計少了後端 LNA，及在原本的功率偵測級部分只剩下功率偵測器，還有量測結果有包含天線端。整體微波輻射計分成 RF、功率偵測器、IF 三部分，下圖 4.11、4.12、4.13 為 RF、功率偵測器與 IF 實作圖，RF 內包含了 switch、LNA 及 filter，IF 包含直流放大器、AC Coupling、 $\pm 1$  電路及積分器，最後由 IF 的 output 接到資料擷取的硬體讀取資料。

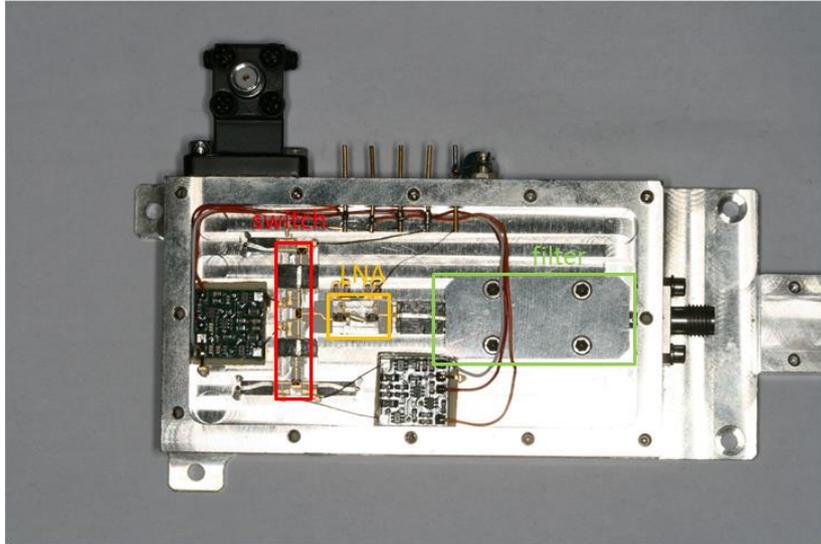


圖 4.11 RF 電路



圖 4.12 功率偵測器

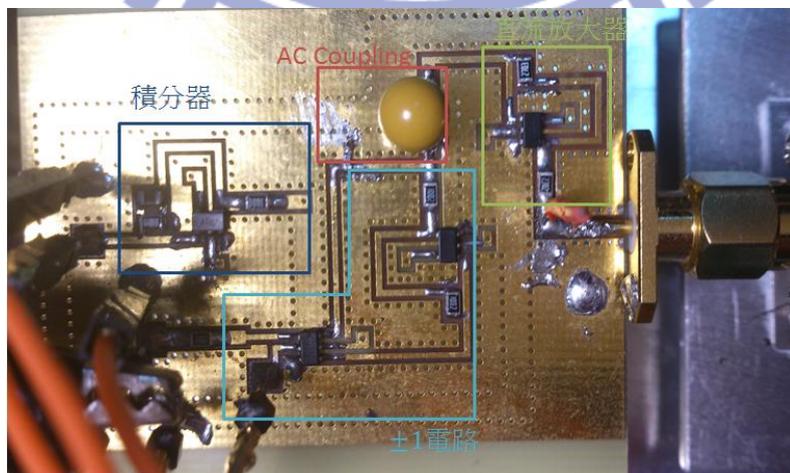


圖 4.13 IF 整體電路

## (2). 完整版實體微波輻射計量測

### a. 量測方法

下圖 4.14 為目標物量測方法，用保鮮盒裝目標水溫放置 Horn 前面量測，下面有墊吸波材料，目標水溫用 K-type 溫度計量測如圖 4.15。

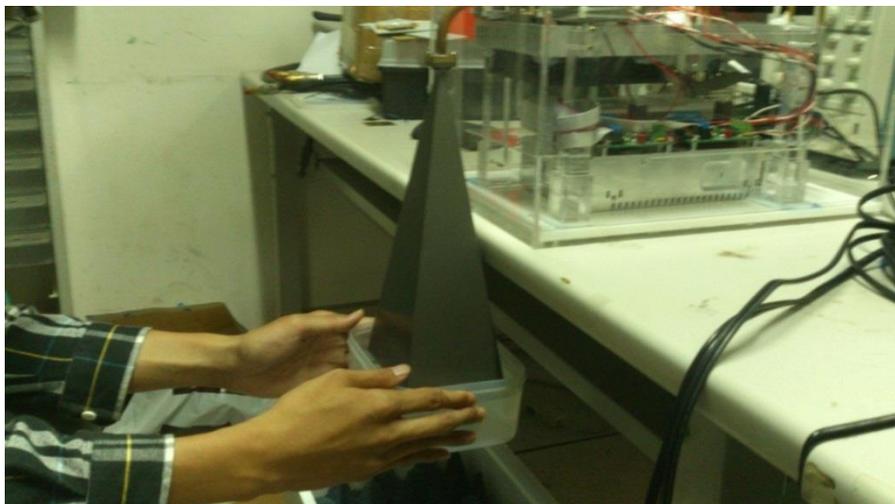


圖 4.14 量測目標物方法



圖 4.15 量測目標物溫度

### b. 操作步驟

先設定資料擷取卡的通道與輸出頻率如下圖 4.16 左側。第一個選擇資料擷取的通道，選擇 Dev1/ctr0，再來第二個選擇輸出頻率，再來最後一個 lines 中選擇 Dev1/port0/line2，基本設定即完成。

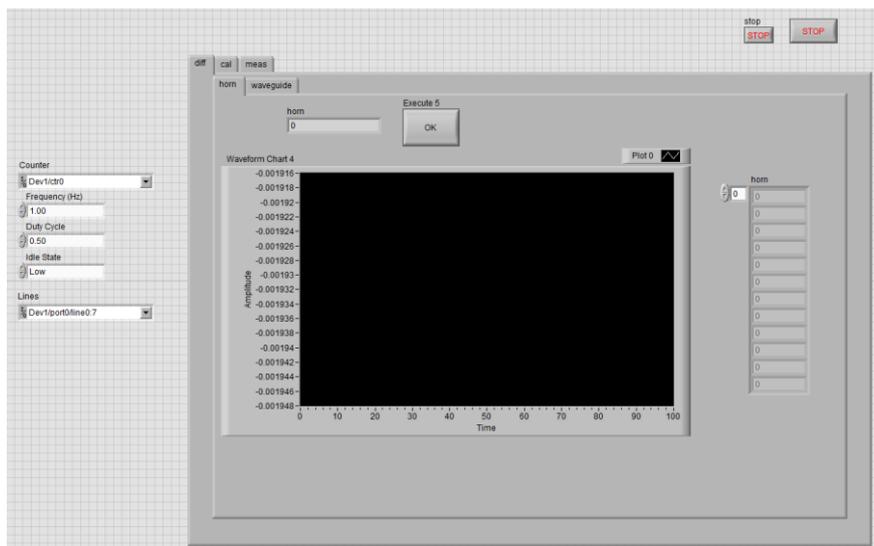


圖 4.16 量測介面

又整體微波輻射計有三個通道(reference source、hot source、horn)，因為實作結果三路的增益不同，故會有路徑差異需要校正。所以量測步驟要先校正路徑差，操作如圖 4.17、圖 4.18，先設定 TEC 號碼 2 的溫度讓 hot source waveguide 和 horn 量測的目標物兩路的溫度一樣，選擇 diff 中 horn 和 waveguide 分別按下 OK 鍵後開始量測，量測兩路記錄下來後再按 OK 鍵讓它停止動作。

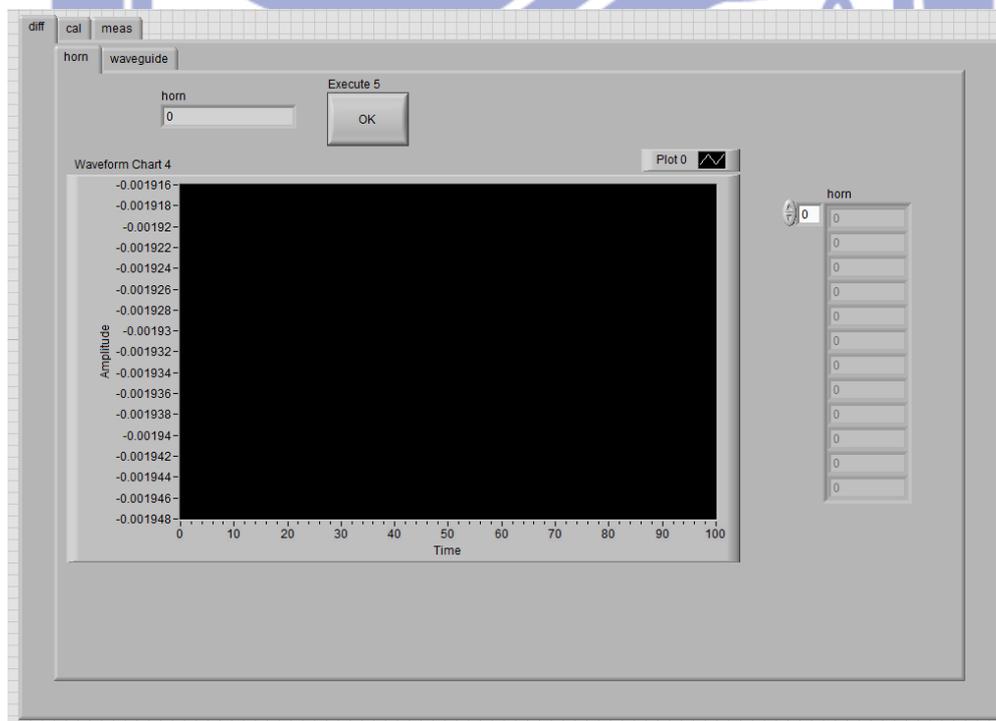


圖 4.17 兩路差量測介面

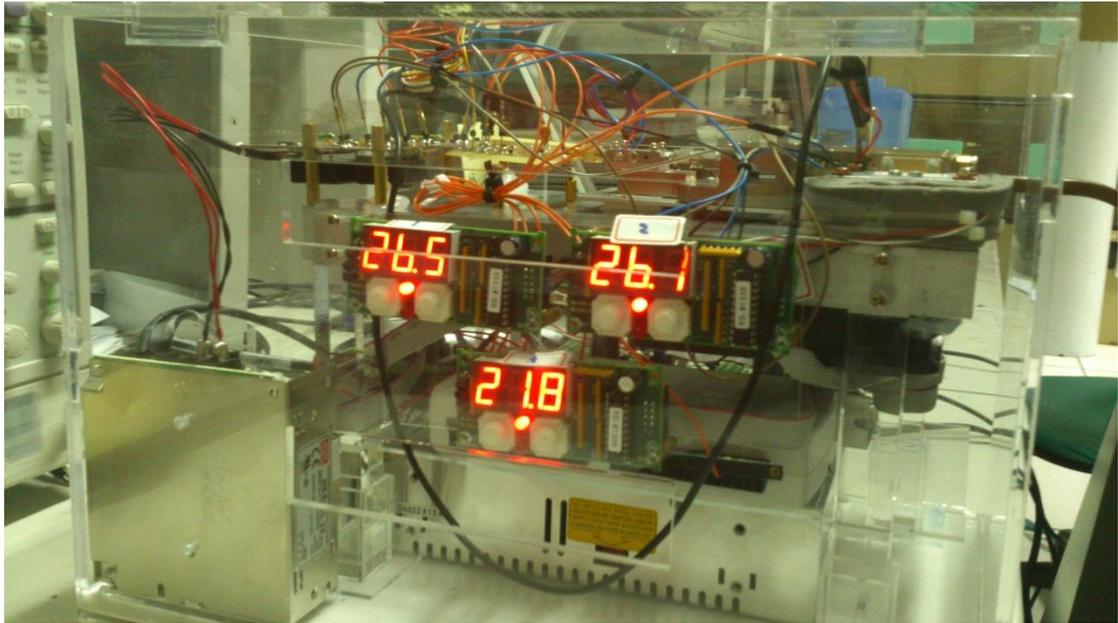


圖 4.18 溫度控制介面

再來就是做冷熱源校正，操作如圖 4.19，選擇 cal，先把 TEC 號碼 2 的 hot source waveguide 溫度調到 77 度，因為冷源是由 horn 這路接收，我們可以自己決定冷源溫度並在程式裡面設定冷源的溫度(及圖 4.19 上面 temp 那邊輸入)。分別在 hot 和 cold 按下 OK 鍵後開始量測，量測記錄完再按下 OK 鍵讓她停止動作。

最後就是選擇 meas 開始做量測，按下 OK 鍵及開始量測，若要停止量測在按一次即可。

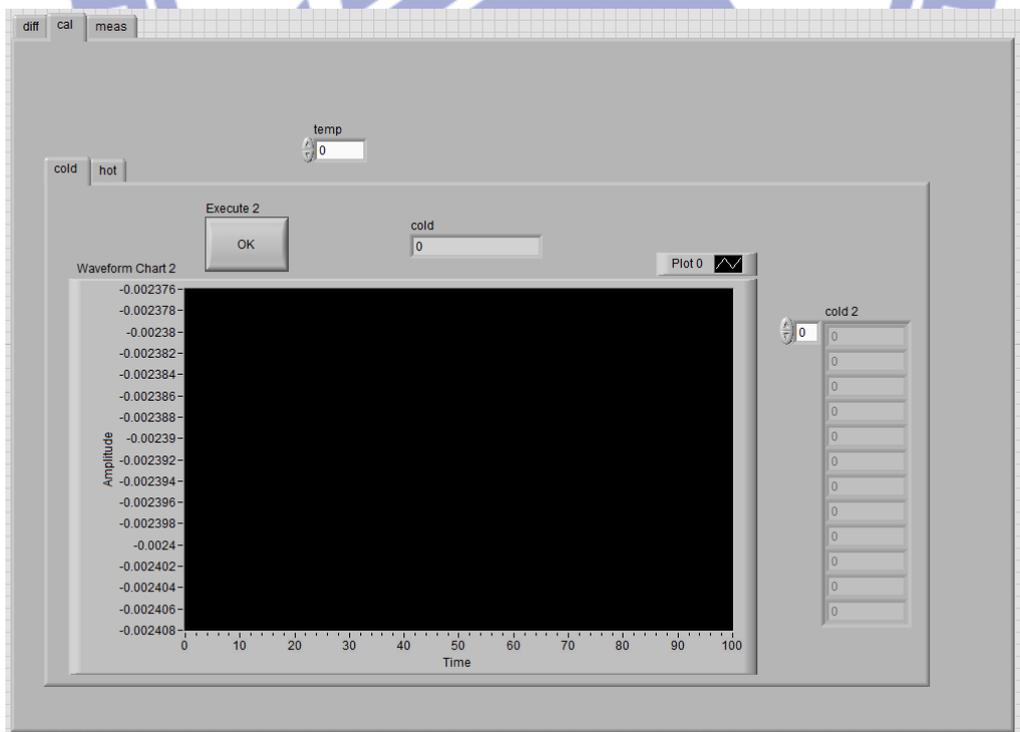


圖 4.19 冷熱源校正介面

### (3)量測結果

由於每次量測的值都會有些誤差，以下比較幾次的結果。量測結果數值看圖 4.20 中的 output variable。

(a)冷源設定為 288.7K，結果如圖 4.20，量測幾個水溫與液態氮，目標水溫值如圖中土黃色線所標示，量測結果如白色線，量測結果變動小於 1K。



圖 4.20 冷源 288.7K 量測水溫結果圖

圖 4.21 前面溫度即為前一張圖 4.20 所示，最後量測的數據為液態氮的輸出，會有誤差可能原因是液態氮自體輻射率比水小的問題，導致量測到的亮溫溫度所提供的能量比較小，所以經由 radiometer 此系統換算出來的溫度比較低，但穩定度還是有達到小於 1K。

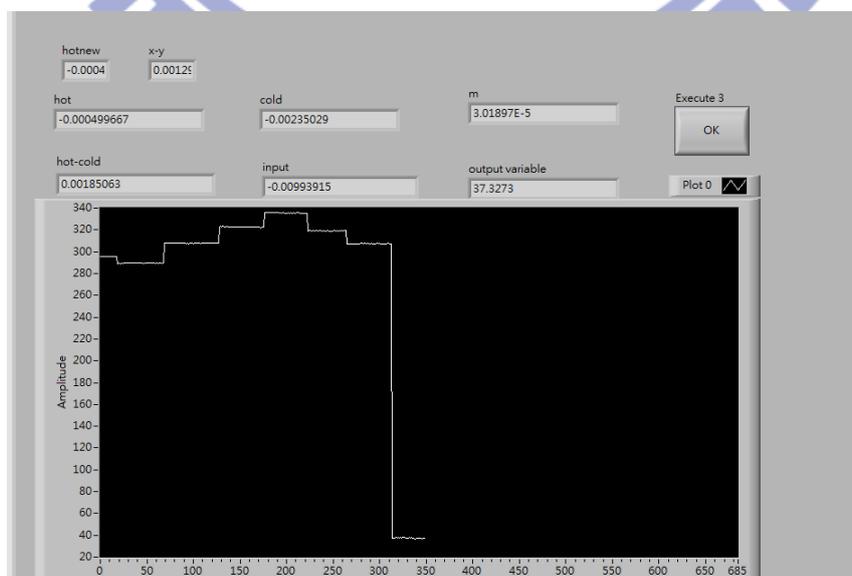


圖 4.21 冷源 288.7K 量測液態氮結果圖

(b) 冷源設定為 77K，量測水溫結果如圖 4.22，即拿液態氮當冷源校正，目標水溫值如圖中土黃色線所標示，量測結果如白色線，最後一個目標水溫為 290.4K 無法標示在圖上，會有這樣的誤差及前面所說因為液態氮自體輻射率小於水的關係，若拿液態氮當冷源校正時，整體校正曲線斜率會改變，導致量測出來的溫度與實際目標水溫不同，越接近高溫誤差越小如圖中紅色箭頭的值，最後一個誤差 7.9K，但目標物的穩定度還是小於 1K。

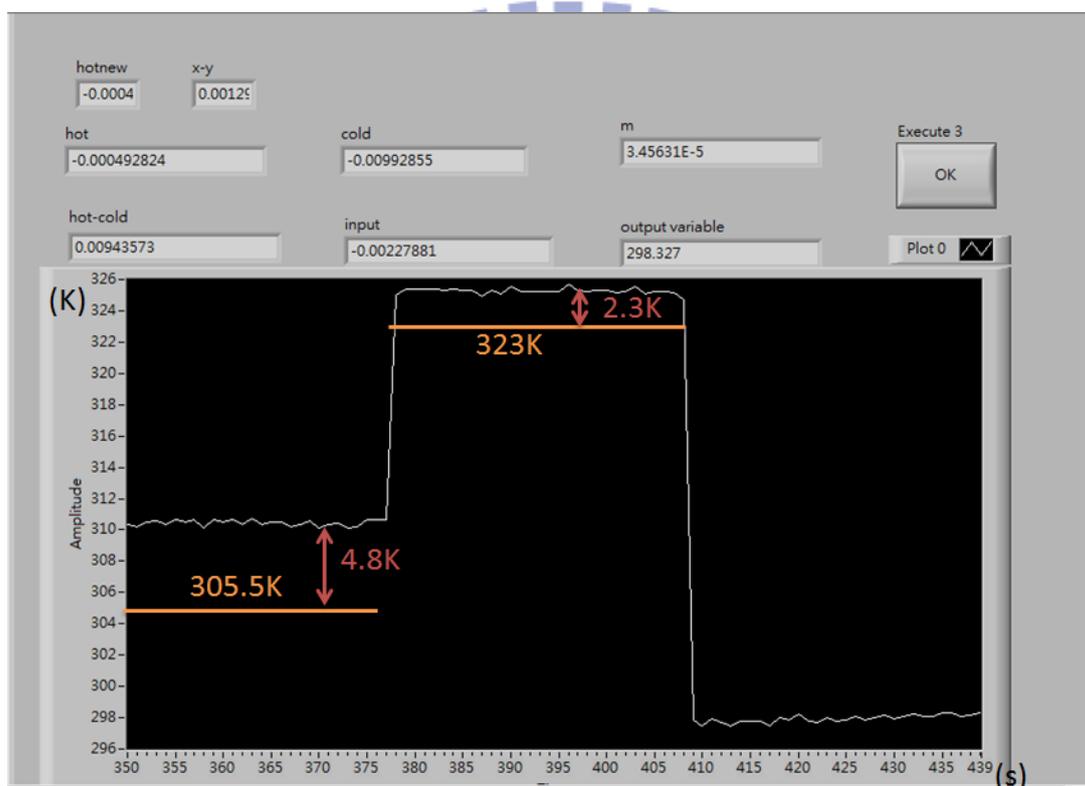


圖 4.22 冷源 77K 量測水溫結果圖

(c)冷源設定為 290K，量測水溫與乾冰，結果如圖 4.23，目標水溫值如圖中土黃色線所標示，量測結果如白色線，目標物變動小於 1K。

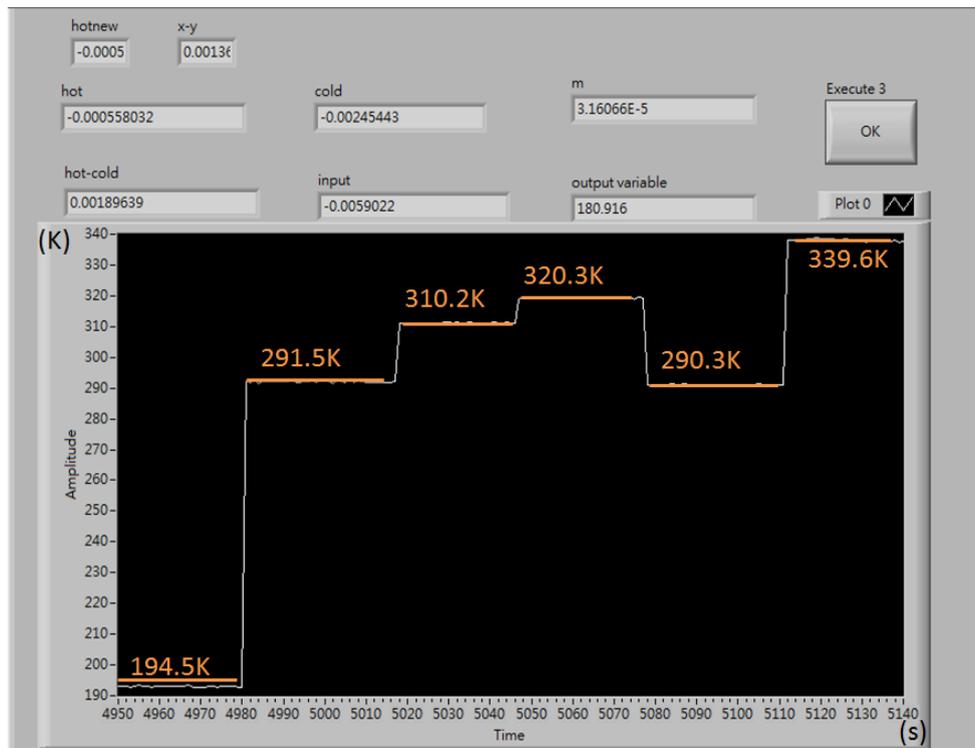


圖 4.23 冷源 290K 量測水溫與乾冰結果圖

### 4.3 量測分析

如下圖 4.24，藍色曲線為冷溫雜訊源用水校正的曲線，綠色曲線為冷溫雜訊源用液態氮校正的曲線，由第一章可知，微波輻射計接收的為亮度溫度，因為液態氮的輻射率較低，故經過功率偵測器偵測出的電壓會較低，導致與參考溫度的壓差更大，最後量測出來的電壓會更大，所以若是用液態氮當冷溫雜訊源，會校正出綠色曲線，故在量測其他水溫時，整體的溫度會偏高，但越接近高溫誤差越小。

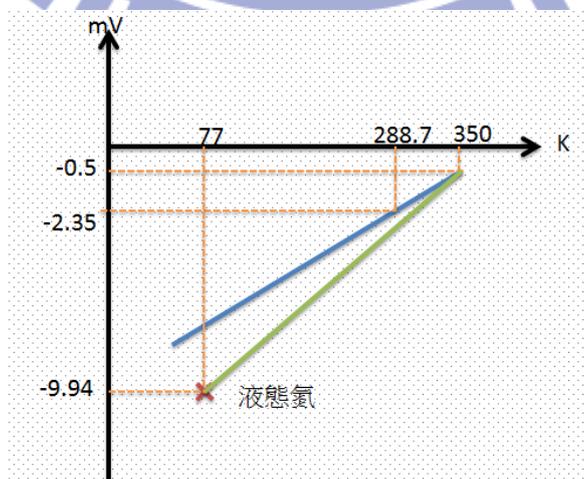


圖 4.24 校正分析

## 4.1 電子冷卻器 C.O.P.量測

量測的方式是實際去檢測 TEC 運作時之傳導熱能流量( $Q_c$ )，再使用此熱能流量配合運作電流值( $I$ )來取得 C.O.P.值。傳導熱能實驗值所需之實驗設定如圖 4.25 所示，電子冷卻器冷面放置一個面積與晶片面積大小一樣的金屬銅塊，面積為 $9\text{cm}^2$ ，此銅塊預先規劃溫度檢測孔以方便熱耦合溫度計連接使用，而檢測孔之距離為 $10\text{mm}$ ，此外銅塊周邊需使用隔熱泡棉(isolator)完整包覆以避免空氣熱傳導效應產生過多誤差。

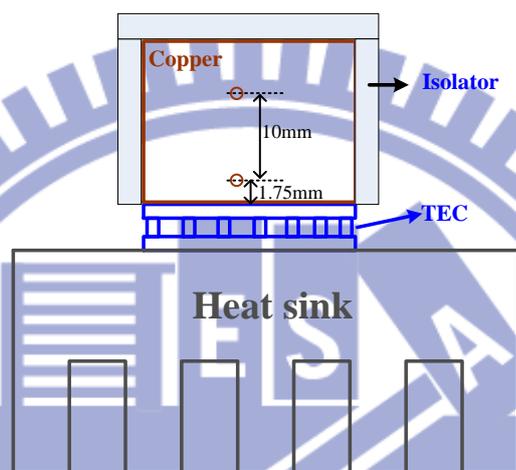


圖 4.25 傳導熱能實驗設置示意圖

此實驗所使用之傳導熱能計算公式為  $Q_c = S_c A \Delta T / L$ ，其中  $S_c$  為銅之導熱係數， $A$  為電子冷卻器與銅之接觸面積， $L$  為銅塊內部靠近 TEC 兩個溫度檢測點之距離， $\Delta T$  為兩檢測點之溫差。實驗中最主要取得之實驗數據為  $\Delta T$  溫差，而結果如下圖 4.26 所示：

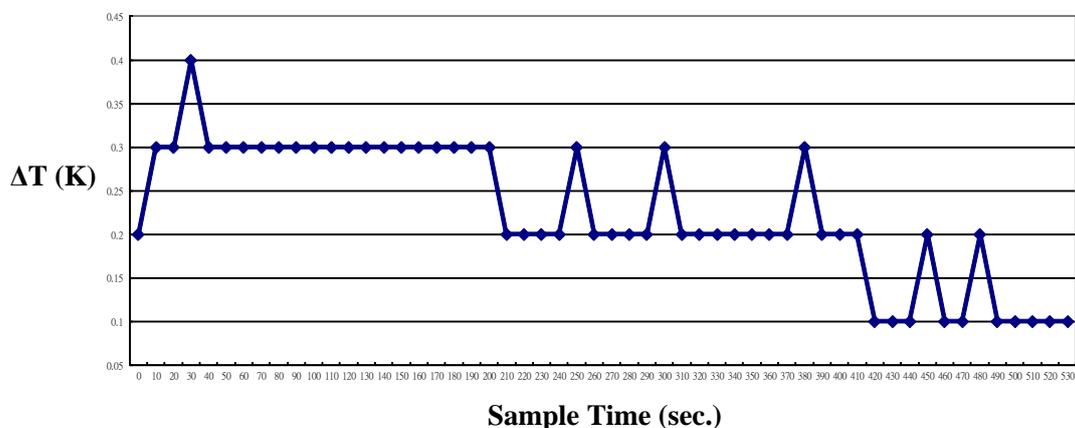


圖 4.26 檢測點溫差實驗值隨時間變化之關係圖

觀察此圖 4.26 可看出實驗結果大約可分成三段之穩定溫差區間，差值分別為 0.3、0.2 及 0.1，取圖中  $\Delta T=0.3$  之穩定差值帶入傳導熱能計算公式可得到  $Q_c=10.872$ ，此時 TEC 運作之電流  $I \approx 2.2A$  端電壓  $U \approx 15.33V$ ，利用此實驗數據帶入 TEC 原廠提供之計算軟體可得實驗所需之 C.O.P.值。首先選取本實驗所使用 TEC 之型號 TB-127-1.0-2.0，如下圖 4.27 所示：

**Thermoelectric Modules Catalogue**

**TB-127-1.0-2.0**       $I_{max}$  (Amps)= 2.3    $Q_{max}$  (Watts)= 22.9    $U_{max}$  (Volts)= 15.9    $dT_{max}$  (K)= 70

Module	$I_{max}$ (Amps)	$Q_{max}$ (Watts)	$U_{max}$ (Volts)	$dT_{max}$ (K)	A (mm)	B (mm)	C (mm)	D (mm)	H (mm)
(-)	(Amps)	(Watts)	(Volts)	(K)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)	(mm)
TB-83-1,0-2,5	1.9	12.0	10.4	70	22.0	19.0	22.0	19.0	4.8
TB-127-1,0-2,5	1.9	18.3	15.9	70	30.0	30.0	30.0	30.0	4.8
TB-7-1,0-2,0	2.3	1.3	0.9	70	8.0	8.0	8.0	8.0	4.3
TB-17-1,0-2,0	2.3	3.1	2.1	70	11.5	11.5	11.5	11.5	4.3
TB-31-1,0-2,0	2.3	5.6	3.9	70	14.8	14.8	14.8	14.8	4.3
TB-63-1,0-2,0	2.3	11.4	7.9	70	15.0	30.0	15.0	30.0	4.3
TB-71-1,0-2,0	2.3	12.8	8.9	70	23.0	23.0	23.0	23.0	4.3
TB-83-1,0-2,0	2.3	14.9	10.4	70	22.0	19.0	22.0	19.0	4.3
<b>TB-127-1,0-2,0</b>	<b>2.3</b>	<b>22.9</b>	<b>15.9</b>	<b>70</b>	<b>30.0</b>	<b>30.0</b>	<b>30.0</b>	<b>30.0</b>	<b>4.3</b>
TB-127-1,0-1,8	2.6	24.9	15.7	69	30.0	30.0	30.0	30.0	4.1
TB-7-1,0-1,5	3.1	1.7	0.9	69	8.0	8.0	8.0	8.0	3.8
TR-17-1 0-1.5	3.1	4.0	2.1	69	11.5	11.5	11.5	11.5	3.8

Standard   Detailed   Standard+Detailed

圖 4.27 軟體選取實驗使用之 TEC

之後帶出此 TEC 之 U-I 曲線如下圖 4.28 所示：

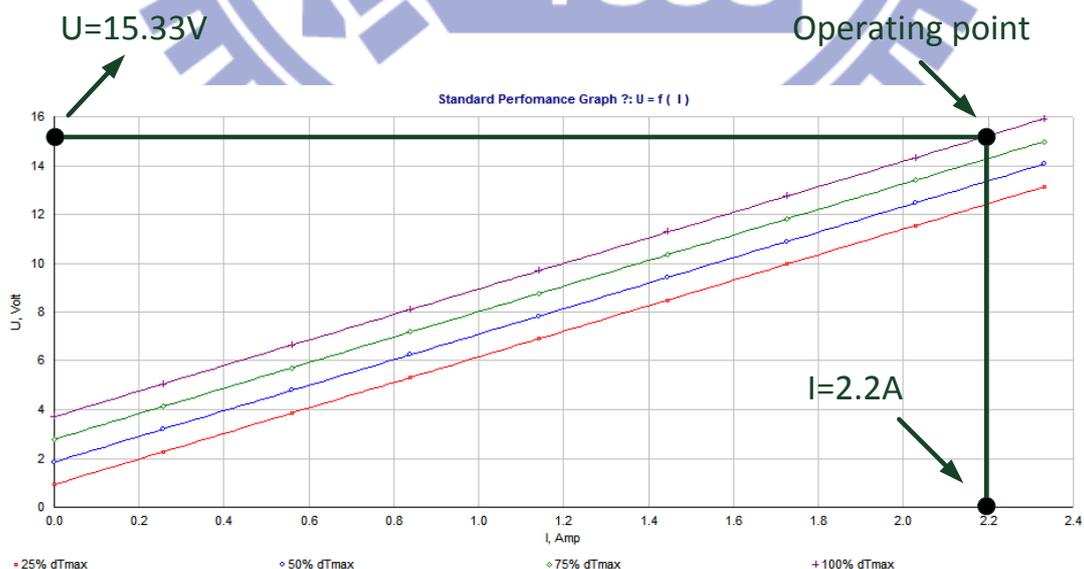


圖 4.28 TEC 電壓電流曲線圖

由上圖配合實驗得到 TEC 之工作電壓電流可得此晶片之工作點如圖中所示，此點位於100% dTmax之曲線上，因此後續其餘數據之取得將以此條件為基準。確認此工作曲線後，配合  $Q_c$  與 TEC 冷熱面溫差之關係圖，可得到此實驗於  $\Delta T=0.3$ (銅塊檢測點之溫差)時 TEC 兩面之溫差如下圖 4.29 所示：

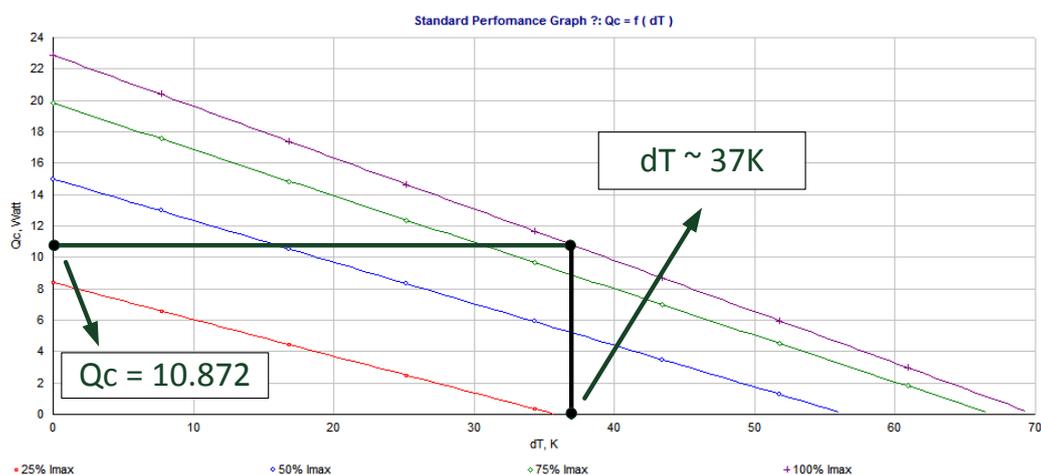


圖 4.29 TEC 熱能流量  $Q_c$  與冷熱面溫差關係圖

由圖中可得到當  $Q_c=10.872$  時對應到 100% dTmax 曲線之 TEC 冷熱面溫差約 37K，此結果以滿足計畫訂定之目標( $>25K$ )。使用此溫差配合 C.O.P.與溫差之關係圖可得到此實驗之 C.O.P.值如下圖 4.30 所示：

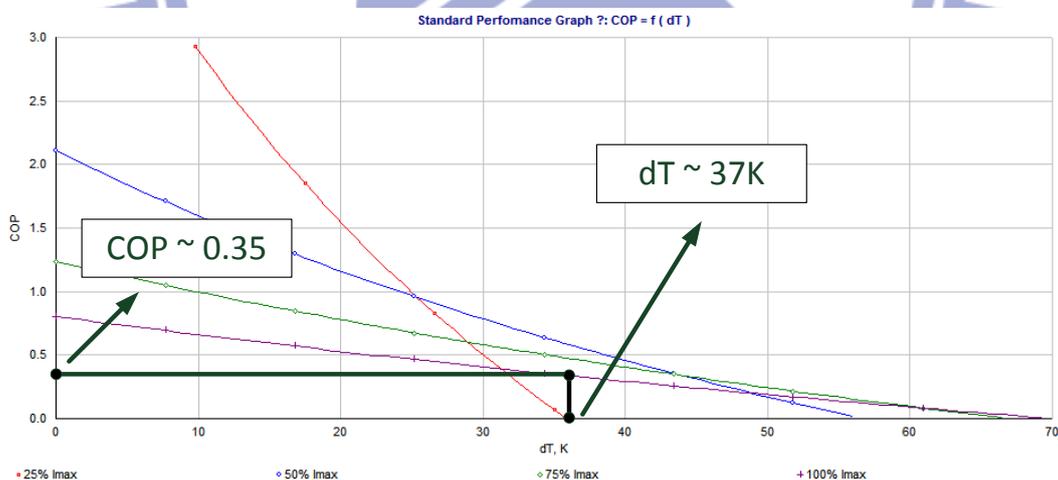


圖 4.30 TEC COP 與冷熱面溫差關係圖

由圖中可得到當  $dT \sim 37K$  時對應到 100% dTmax 曲線之 TEC COP 約等於 0.35，此數值已滿足計畫訂定之目標( $C.O.P. > 0.1$ )，再由圖中可觀察出如欲提高 C.O.P. 在相同之電功率下必須降低冷熱面溫差，而降低冷熱面溫差同等於提高熱能流量  $Q_c$ 。此外 C.O.P.原始定義及計算公式為：

$$\text{C.O.P.} = \frac{Q_c}{P} \quad (4.1)$$

其中 P 為電功率，在本實驗值為  $P=33.726\text{W}$ ， $Q_c=10.872\text{W}$ ，帶入上式可得到 C.O.P. 值為 0.322，此值與上述作圖方式取得的值差不多，也再度驗證本計畫使用之 TEC 運作規範滿足計畫訂定之規格。



## 第五章 結論

### 5.1 結論

本論文實作一個 23.8GHz 的迪克微波輻射計系統，此微波輻射計系統具有高精度可用來量測不同水溫。輻射計採用直接偵測不降頻式，此架構需要再 RF 端作功率放大，所以要串接多級低雜訊放大器，但在同一個機殼內增益太大將會使電路容易震盪，本系統解決震盪的方法是在兩級低雜訊放大器中間加衰減器。為了提高系統穩定性與靈敏度，本系統在低雜訊放大器與功率偵測器下都安置溫控裝置來穩定增益變異。由於實作組裝關係，造成路徑上的誤差，故需在冷熱校正之前先做路徑差的校正。在本論文最後的實體微波輻射計量測不同水溫結果，呈現出此系統的高精準。

### 5.2 未來工作

此微波輻射計是採用迪克式，故會有迪克開關跟校正開關，本系統是採用兩個 SPDT 開關來完成，由於開關容易造成雜訊，又因為天線端、參考雜訊端與熱雜訊端經過不同開關可能造成路徑差，未來可以考慮把兩個開關融合用一個 SP3T 的開關，三路徑都經過同樣的開關，可降低系統雜訊與路徑差的可能性。

因為本系統資料處理是使用 NI 的資料擷取卡為固定式硬體，在程式編輯上節省很多時間也比較容易用圖形介面顯示接收的資料，但比較占空間，攜帶上也比較不容易。另一種作法為電路式，訊號處理為將接收器收到類比訊號的部分，送到後端的類比轉數位電路(ADC)，進行訊號轉換，轉換後的訊號送入 DSP 進行處理。因為 ADC 與 DSP 都為電子元件，因此在基頻電路板上可以把 ADC 與 DSP 整合在一起，這樣可以大大縮小佔用空間，提升便利性。

## 參考文獻

- [1] M. Peichl, S. Dill, M. Jirousek, and H. Sub, “Microwave radiometry – imaging technologies and applications,” *proceedings of Wave Propagation in Communication, Microwave Systems and Navigation*, pp. 75-83, 2007.
- [2] David M. Le Vine, Gary S. E. Lagerloef, Fernando Raúl Colomb, Simon H. Yueh, and Fernando A. Pellerano “Aquarius: An Instrument to Monitor Sea Surface Salinity From Space”
- [3] M. E. Tiuri, “Radio Astronomy Receiver.” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 12, no 7, 1964, pp. 930-938
- [4] Dick, R.H., “The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies,” *Rev. Sci. Instr.*, Vol. 17, 1946, pp. 268-279.
- [5] M. S. Hersman and G. A. Poe, “Sensitivity of the total power radiometer with periodic absolute calibration,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-29, no. 1, pp. 3340, Jan. 1981.
- [6] Goggins, W.B., “A Microwave Feedback Radiometer,” *IEEE Trans. Aerospace Electronic Systems*, Vol. 3, No. 1, 1967
- [7] Envisat-1 MWR, in flight functional and performance verification, online, available at:  
[https://earth.esa.int/pub/ESA\\_DOC/envisat\\_val\\_1202/proceedings/RA2\\_MWR\\_DOR\\_IS/01\\_labbate.pdf](https://earth.esa.int/pub/ESA_DOC/envisat_val_1202/proceedings/RA2_MWR_DOR_IS/01_labbate.pdf)
- [8] Ho-Jin Lee, Sung-Hyun Kim, Jing-Shan Jiang, Jong-Oh Park, Eun-Sup Sim, et al., “Korean Spaceborne Microwave Radiometer on STSAT-2: Dual-channel Radiometers for Earth and Atmosphere Monitoring (DREAM)” *IEEE International Conference Geoscience Remote Sensing Symposium*, July 2005, pp. 464-466

[9] Elizabeth M. Twarog, William E. Purdy, Peter W. Gaiser, Senior Member, IEEE, Kwok H. Cheung, and Bernard E. Kelm, "WindSat On-Orbit Warm Load Calibration", *IEEE Trans. Geoscience remote sensing*, vol. 44, no. 3, March 2006

[10] "Noise figure measurement", online, available at:  
[http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/noise\\_figure\\_measurements.pdf](http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/noise_figure_measurements.pdf)

[11] National Instruments, online, available at: <http://taiwan.ni.com/>

[12] "Choosing the Right Power-Supply IC for your Application" online, available at:  
<http://www.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/737>

[13] "Linear and Switching Voltage Regulator Fundamentals", online, available at  
<http://www.ti.com/lit/an/snva559/snva559.pdf>

[14] Thermoelectric Cooler, online, available at:  
<http://www.ferrotec.com/technology/thermoelectric/>

