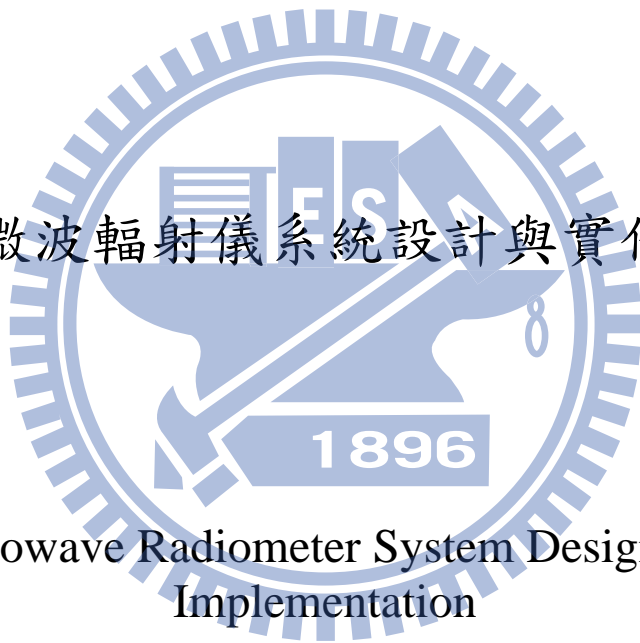


國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

微波輻射儀系統設計與實作



Microwave Radiometer System Design and
Implementation

研究生：徐梓淳

指導教授：張志揚 博士

中華民國一零一年六月

微波輻射儀系統設計與實作

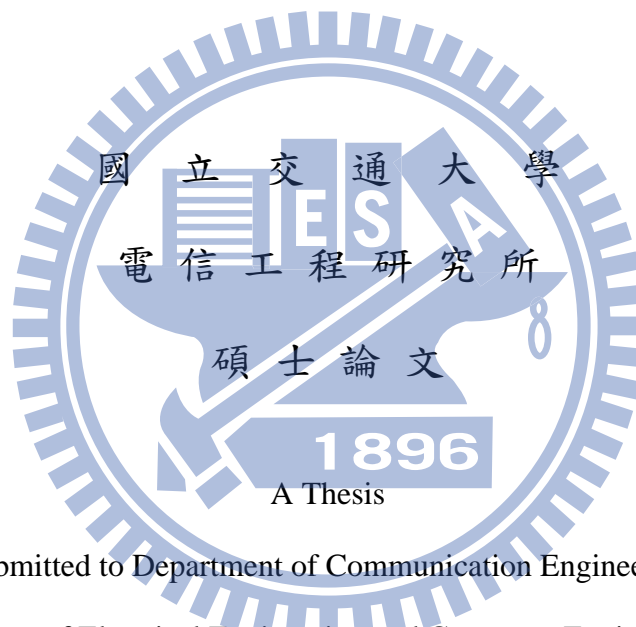
Microwave Radiometer System Design and
Implementation

研究生：徐梓淳

Student : Tzu-Chun Hsu

指導教授：張志揚

Advisor : Chi-Yang Chang



Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master of Science

in

Communication Engineering

June 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一零一年 六月

微波輻射儀系統設計與實作

研究生：徐梓淳

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程研究所碩士班

摘 要

本論文主題是在如何實現迪克架構的微波輻射儀雜訊接收系統，使觀測的雜訊功率訊號能夠轉換為可判別的電壓訊號。

在論文中，前半部分針對微波輻射儀的架構作分析、以及對於系統各部份元件作介紹以及進行元件的量測；於論文後半部分，則是將整個系統組裝並作封蓋，針對組裝後產生的問題，例如震盪、損耗、隔熱等，進行分析並提供解決方法；最後並提出利用共平面波導(Coplanar Waveguide, CPW)將所有元件組裝在同一塊板子上，板材使用厚度為 10 毫英寸，介電係數為 9.8 之陶瓷基板(Al_2O_3)，此電路配置方式能夠有效解決面積大小和得到較好的路徑增益平衡。

Microwave Radiometer System Design and Implementation

Student: Tzu-Chun Hsu Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

This thesis is about how to implement a microwave radiometer system which used the Dicke architecture. The purpose of radiometer system is to measure the brightness temperature of the object, like clouds, water vapor and typhoon etc.

In the thesis, the first part introduce the structure of microwave radiometer , as well as some components used in the system. The half part is about how to assemble the entire system with microstrip line and analysis the problems, such as amplifier oscillation, path loss and thermal insulation and give solutions. In the last, provide a new circuit configuration using coplanar waveguide (CPW) structure to layout whole system which can effectively decrease the system size and have a better balanced path gain.

Acknowledgement

誌謝

從大四專題實驗課就開始跟著張志揚老師學習做研究，到現在已經三年了，在過程當中學習到了做研究的方法和做事的負責態度，以及在遇到困難時，老師都能夠提供給我不同的想法，讓我學習到遇到困難時尋求解決的方法；而老師的生活態度也讓我了解，必須要好好地把握當下，該玩的時候就要好好的玩，生活不該只有工作，還有更多美好的事物等著去發掘，謝謝老師這些年的教導！

在這三年中，陪伴我最長的是「916 實驗室」的大家，從一開始帶我做專題研究的郭博，你精美的投影片和你認真解說的耦合矩陣(雖然我只記得大概)，我都還好好的保存著，以及很厲害的佩潔學姊、酷酷的 Hollycow 學長、認真做事的 Jerry 學長和帥哥達叔，之後對耦合量超有感覺的梁八(也要謝謝梁八幫我大力推薦給公司)和叫我不跟她做一樣天線的維欣，恭喜你們兩個即將要邁入人生第二個階段，希望能夠早點抱到兩個博士的小孩，想必那孩子一定非常聰明；還有日系型男的 wega，雖然外表很帥氣但是內心其實是很幽默的，謝謝你都能夠很認真解答我的問題，像是濾波器、數位通訊和半導體物理和教我如何使用模擬軟體；還有畢業一年的可愛小水學姊、大蘋果學姊還有老師公認的實驗室帥哥小鵬學長，謝謝你們在我修課上都能提供給我考古題和都能夠提供我在研究上的幫助，還有替實驗室帶來不一樣“風氣”的老爹，之後要辛苦接我計畫的邱帥，及很愛看韓劇的拉契和不只愛看韓劇還很喜歡東方神起的小學妹，之後 916 的棒子就要交給你們啦！另外遠在德國過的超級開心又很厲害的草草，雖然以前口頭上常說你屁股大之類的話，但是實際上你是個“瘦子”，認識你這麼多年了，還是要提那句話“什麼時候你才要脫下眼鏡給我看看”，和同我一起參與計畫的胡祥容姊姊，在大學我跟你一點也不熟，但是會和你變得熟識卻是因為接計畫，真的是憂喜參半阿，喜的是多認識到你這麼“落落大方”又“不拘小節”的女生，憂的是這計畫真的不好做啊！另外是從大學就是室友的費翔、小平和韓國人，你們是我大學中最大的收穫，以前 104 寢的歡樂笑聲彷彿都還能夠聽到，希望之後這段回憶都夠持續下去！

在研究上，也要特別感謝中科的牛博、林先生、阿春阿姨和中科電子研究所的各位，沒有你們的幫忙，我的研究沒有辦法順利地做出來；另外也謝謝我的家教阿姨和叔叔，你們總是能夠給我過往人的經驗，讓我在面對未來的選擇題時，能夠做更周全的思考和考量，也希望我的學生們在課業上能夠順順利利。

謝謝我的阿嬤、爸爸、媽媽、哥哥和姊姊，因為有你們在背後的支持，讓我能夠在課業上和研究上能夠全力以赴，讓我能夠順利的完成碩士學業，還有我的阿公，因為從小的教誨，讓我知道做學生的本分和讀書的意義，這篇碩士論文是我當學生的一個句點但是是我另一個學習的開始。

最後，謝謝我的女朋友，從大二認識一直到現在，短短的五年讓我體悟到很多不同的事情(付出、包容和體諒)，讓我的生活添加了不一樣的色彩，雖然有苦有辣，但是之後回想起來總是甜甜的滋味，謝謝你在我遇到困難，心情低落煩悶的時候，都能夠適時地安慰我，讓我重新振作起來，繼續往前走，謝謝妳這些年的陪伴！

目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
表目錄.....	V
圖目錄.....	VI
第一章 前言.....	1
第二章 系統設計.....	3
2.1 微波輻射儀架構.....	3
2.2 微波輻射儀系統方塊圖.....	7
2.3 系統訊號分析.....	8
第三章 系統實現.....	14
3.1 元件設計.....	14
3.2 元件量測.....	22
3.3 系統細部電路圖.....	32
第四章 系統組裝量測.....	34
4.1 低雜訊放大器組裝量測.....	34
4.2 系統組裝量測.....	37
4.3 系統改良與設計.....	43
第五章 未來發展.....	50
第六章 參考資料.....	51

表目錄

表 3.1.3.1 開關器.....	16
表 3.1.5.1 詳細電性($V_{DD}=4V$).....	18
表 3.1.5.2 詳細電性($V_{DD}=4V$).....	19
表 3.1.6.1 濾波器電路尺寸.....	21
表 3.1.7 詳細參數($V_{DD}=4V$).....	22
表 4.2.5.1 系統雜訊量測.....	42
表 4.3.1.1 雜訊接收端量測.....	47
表 4.3.2.2 雜訊接收端量測.....	49



圖目錄

圖 1.1 天線觀測目標物.....	1
圖 1.2 大氣的吸收光譜.....	2
圖 2.1 微波幅射計的簡易示意圖.....	3
圖 2.1.1 無降頻迪克輻射計之方塊圖.....	5
圖 2.1.2 直接降頻迪克輻射計之方塊圖.....	6
圖 2.2 實作微波輻射儀之方塊圖.....	7
圖 2.3.1 訊號示意圖.....	8
圖 2.3.2 雜訊功率圖一.....	10
圖 2.3.3 雜訊功率圖二.....	10
圖 2.3.4 雜訊功率圖三.....	10
圖 2.3.5 雜訊功率圖四.....	11
圖 2.3.6 雜訊功率圖五.....	11
圖 2.3.7 訊號經過檢測器($T_R > T_A$).....	12
圖 3.1.1.1 HFSS 模擬之波導至微帶線之轉接器.....	14
圖 3.1.1.2 波導至微帶線之轉接器的模擬結果.....	15
圖 3.1.3.1 HMC975.....	16
圖 3.1.4.1 MSD7802.....	17
圖 3.1.5.1 功能架構圖.....	18
圖 3.1.5.2 功能架構圖.....	19
圖 3.1.6.1 濾波器電路圖.....	20
圖 3.1.6.2 濾波器模擬結果.....	21
圖 3.2.1.1 固定式背板.....	22
圖 3.2.1.2 同軸線至波導管轉換器之量測.....	23
圖 3.2.1.3 固定式波導管至為帶線轉換器之量測.....	24

圖 3.2.2.1	波導形式終端負載實體圖.....	24
圖 3.2.2.2	波導形式終端負載量測.....	25
圖 3.2.2.3	未加上隔熱墊片之量測.....	26
圖 3.2.2.4	加上隔熱墊片之量測.....	26
圖 3.2.3.1	開關器插入損耗量測.....	27
圖 3.2.3.2	開關器隔離度量測.....	28
圖 3.2.4.1	CHA3689-98F 量測.....	29
圖 3.2.4.2	ALH-476 量測.....	29
圖 3.2.4.2	ALH-476 量測.....	30
圖 3.2.4.3	ALH-476 雜訊量測.....	30
圖 3.2.5.1	濾波器量測.....	31
圖 3.3.1	系統電路配置圖 1.....	32
圖 3.3.2	系統電路配置圖 2.....	33
圖 4.1.1	低雜訊放大器串接量測(UMS+Hittite).....	34
圖 4.1.2	低雜訊放大器串接量測(Hittite+Hittite).....	35
圖 4.1.3	低雜訊放大器串接量測(Hittite+5dB 衰減器+Hittite).....	36
圖 4.1.4	低雜訊放大器接點甚差之串接量測(Hittite+5 dB 衰減器+Hittite).....	37
圖 4.2.1	系統上視圖(加上封蓋).....	38
圖 4.2.2	系統上視圖(未加上封蓋).....	38
圖 4.2.3.1	系統量測(天線和冷溫端).....	39
圖 4.2.3.2	系統雜訊量測(天線和冷溫端).....	39
圖 4.2.4.1	系統量測(基準溫度源端).....	40
圖 4.2.4.2	系統雜訊量測(基準溫度源端).....	40
圖 4.2.5.1	系統量測(熱雜訊源端).....	41
圖 4.2.5.2	系統雜訊量測(熱雜訊源端).....	41

圖 4.3.1	共平面式波導電路配置(雜訊機收端).....	43
圖 4.3.2	共平面式波導電路配置(訊號偵測端).....	44
圖 4.3.1.1	雜訊接收端(天線接收端).....	45
圖 4.3.1.2	雜訊接收端(基準雜訊源端).....	45
圖 4.3.1.3	雜訊接收端(熱雜訊源端).....	46
圖 4.3.1.4	雜訊接收端(放置在吸波材料上).....	46
圖 4.3.2.1	雜訊接收端(天線接收端).....	47
圖 4.3.2.2	雜訊接收端(基準雜訊源端).....	48
圖 4.3.2.3	雜訊接收端(熱雜訊源端).....	48
圖 4.3.2.4	雜訊接收端(放置在吸波材料上).....	49
圖 4.3.2.2	雜訊接收端量測.....	49



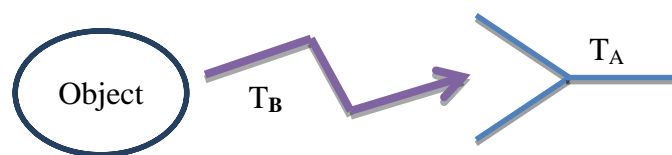
第一章 前言

近年來，由於天然的災害，特別是颱風夾帶的驚人雨量、強風和走向的偵測不夠準確，常造成人民生命財產受到威脅，甚至造成國家的社會成本支出升高，因此藉由遙測影像的比對和分析，能夠從颱風形成之時開始不斷的追蹤颱風的動向以及變化，藉以能更提高對於颱風的預估，將颱風帶來的災害減至最低。

早期搭載於氣象衛星的感測器，主要是以波長相對較短的可見光及紅外線頻譜為主，但由於波長的限制，此種感測器皆十分容易受到雲霧的干擾，因而無法有效的觀測目標物的狀況；在此情況下，微波的波長範圍約在 0.1 公分 至 100 公分 之間，且具有穿透雲層能力，不易受到微小氣體分子或是灰塵的干擾，因此開啟了微波頻道的應用，即使是在惡劣的天氣下，仍然能夠觀測雲層水氣的分佈和風向，乃至於大氣溫度和濕度剖面(atmospheric temperature and humidity profiles)都能夠藉由微波感測器實現。

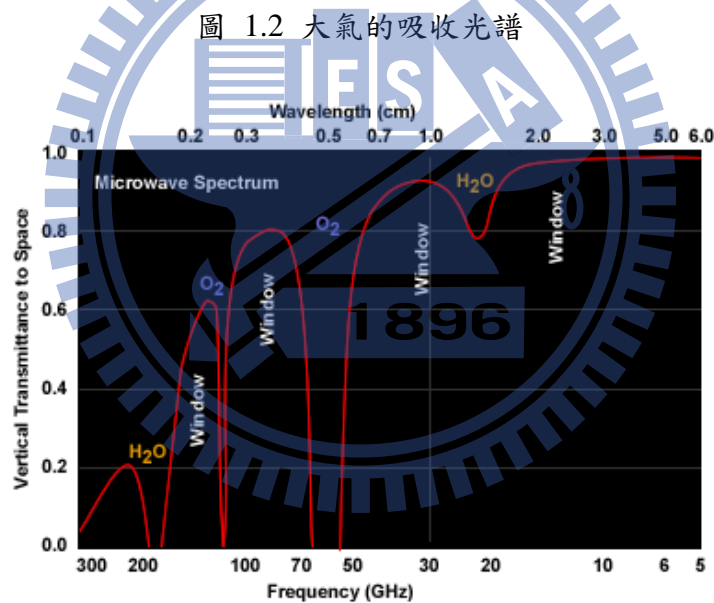
微波輻射計的設計原理在於具有溫度的物體都會輻射出電磁波，而微波輻射計即為量測目標物所輻射出的電磁波。圖 1.1 為微波輻射計中天線偵測目標物的示意圖[1]，其中 T_B 所代表的是亮度溫度(Brightness temperature)， T_A 表示天線的等效雜訊溫度。而 T_A 與 T_B 的關係可由 $T_A = \eta T_B + (1-\eta)T_{ph}$ 表示， η 表示天線的效率， T_{ph} 為天線本身的物理溫度。

圖 1.1 天線觀測目標物



微波輻射儀大致可區分為兩類，一類為成像儀(Imager)，另一類是探空儀(Sounder)。成像儀所使用的頻道多屬大氣窗區頻道，大多用以監測地表特性及降雨估算。探空儀頻道則主要選取大氣吸收頻道，用以探測大氣溫度或水氣之垂直剖面變化。

微波輻射儀頻帶選擇是根據大氣光譜內(圖 1.2)對各種物體具有不同的吸收能力。選擇在窗區的頻道，主要是考量此區間內，大氣對微波的吸收作用相當低，這類頻道得以幫助確認地面、海面及雲表面相關的現象，例如海面溫度、雲頂溫度等；另外其他位於吸收區的頻道則考量其對大氣中水氣、二氧化碳和氧氣相當敏感，可用來估算水氣含量、溫溼度剖面等數據。

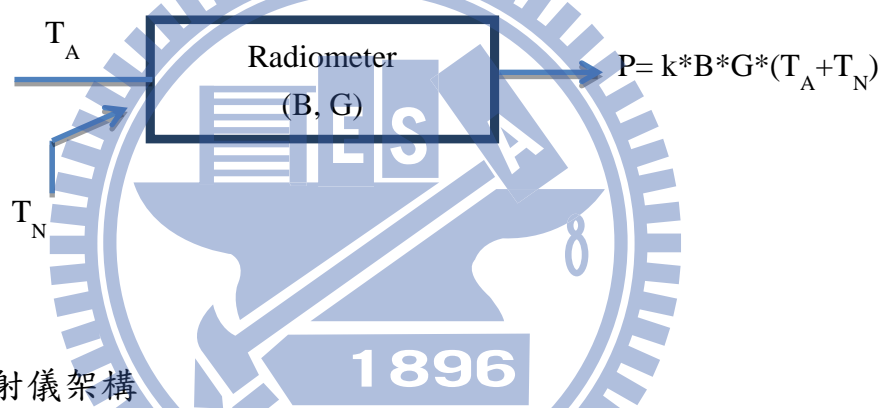


本篇論文於第二章中探討微波輻射儀的架構和規格，並得到欲設計微波輻射儀的系統方塊圖；在第三章中，根據系統方塊圖，針對各部分的元件進行描述，並在最後針對整體微波輻射儀元件整合電路進行討論，第四章則是將整個微波輻射儀系統進行量測，並針對在整合過程中遇到的問題進行討論分析，第五章則是對此系統提出未來的設計空間。

第二章 系統設計

微波輻射]最主要的目的在於量測輻射功率，而在許多微波上的應用，如地球表面的遙測和氣象的觀測，常以等效溫度來表示功率。圖 2.1 為輻射計之簡易方塊圖[1]，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)，其值為 1.38×10^{-23} J/K。

圖 2.1 微波輻射計的簡易示意圖



2.1 微波輻射儀架構

迪克輻射計 (Dicke Radiometer)

圖 2.1.1 為迪克輻射計之方塊圖，為 1946 年迪克所以提出之方法[6]，可有效解決靈敏度的問題。解決的方法是在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)與一參考溫度(T_R)之間作切換，而在峰值偵測器(Detector)之後設置一個 ± 1 的乘法器。其中，切換器與乘法器皆由同一個切換頻率(F_{switch})所控制，此方式能夠消除雜訊接收器本身所造成的雜訊溫度(T_N)對於輸出端的影響。根據切換頻率，可得到正半週與負半週的輸出電壓為 V_1 與 V_2

$$V_1 = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (2.1)$$

$$V_2 = c \cdot (T_R + T_N) \cdot G \quad (2.2)$$

由於 $\frac{1}{F_{Switch}} \ll \tau$ ，所以總輸出電壓為

$$V_{out} = V_1 + V_2 = c \cdot (T_A - T_R) \cdot G \quad (2.3)$$

由上式可知接收器所造成的等效雜訊溫度(T_N) 於輸出端已被消除，但放大器增益的擾動項仍存在，若欲消除增益擾動對輸出的影響，可使用雜訊注入輻射計的系統架構[2]。由於主架構仍是全功率輻射器[3]，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，因此前後半週積分時間皆為 τ ，其靈敏度為

$$\Delta T_1 = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau / 2}} \quad (2.4)$$

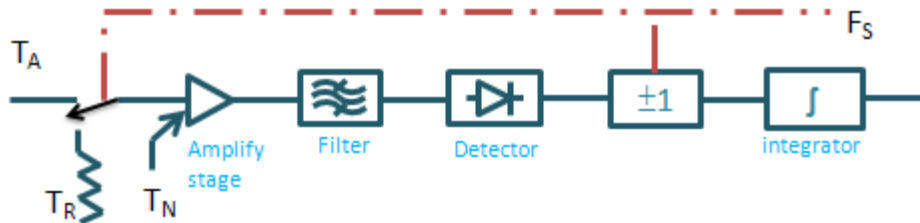
$$\Delta T_2 = \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau / 2}} \quad (2.5)$$

若參考溫度 T_R 很接近天線雜訊溫度 T_A ，則總靈敏度為

$$\Delta T = \sqrt{(\Delta T_1)^2 + (\Delta T_2)^2} = 2 \cdot \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2.6)$$

由上述可知，迪克輻射計的靈敏度比全功率輻射計來的差，但迪克輻射儀能夠消除輻射計接收器所造成雜訊溫度對靈敏度的影響。

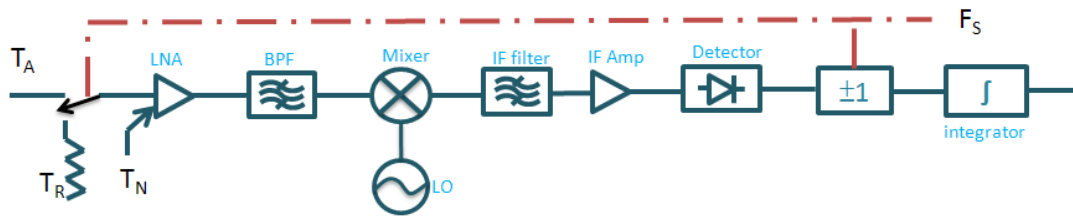
圖 2.1.1 無降頻迪克輻射計之方塊圖



對於迪克輻射計接收機之架構，圖 2.1.1 為無降頻式接收機之架構。此架構經由天線接收訊號後無須作降頻的處理，經由切換器切換天線接收訊號與基準雜訊訊源，再將訊號送入低雜訊放大器(Low noise amplifier, LNA)做訊號放大，接著送至帶通濾波器(Bandpass filter, BPF)濾除欲用頻帶之外的雜訊，緊接著再用峰值偵測器(Detector)將功率訊號轉換成電壓訊號，之後將天線所接收訊號的電壓(T_A)與參考雜訊源(T_R)的電壓進行相減得到差值，再利用積分器積分得到訊號 V_{out} ，最後送至後端處理。此作法的好處為使此接收機之靈敏度(sensitivity)不受到接收機電路自我產生的雜訊(T_N)影響。

直接降頻式接收機(如圖 2.1.2)經由天線接收訊號,透過開關器切換,訊號先後經由低雜訊放大器、帶通濾波器進行放大與濾波,接著與本地震盪訊號(Local Oscillator, LO)混頻得到中頻訊號(Intermediate Frequency Signal, IF), 通過中頻頻帶濾波器(IF Filter),接著由中頻放大器將訊號放大,之後由峰值偵測器(Detector)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 2.1.2 直接降頻迪克輻射計之方塊圖



系統規格要求(表 2.1.1)：

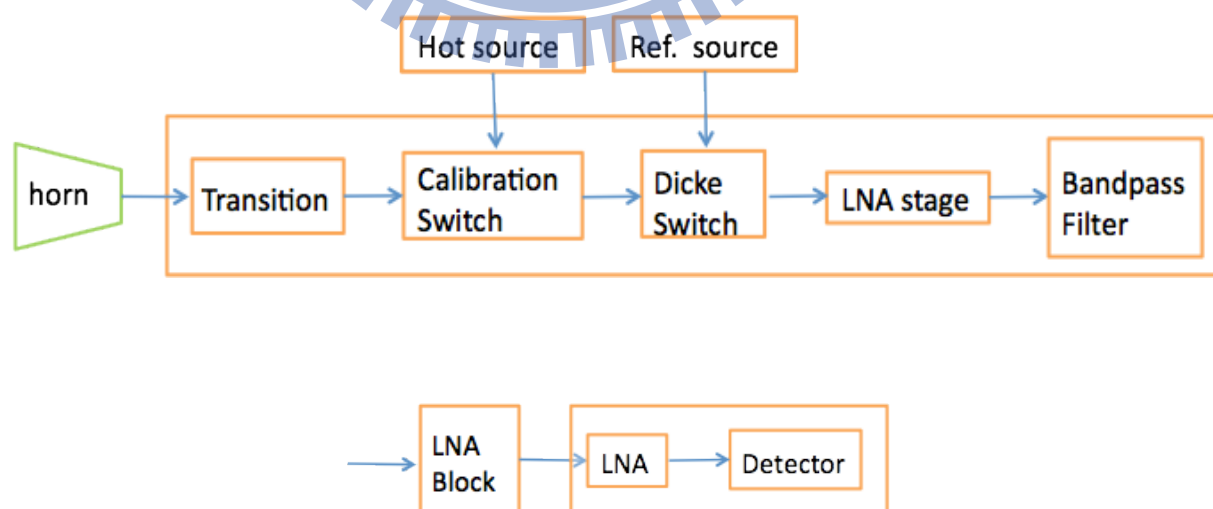
Parameter	Characteristic
Frequency (GHz)	23.8
Beam efficiency	>92%
Beamwidth (°)	1.1
Altitude (km)	561
Diameter of reflector (m)	1.2
Incidence angle (°)	53
Swath (km)	1205 ($\beta=70^\circ$)
Foot print (km)	12.56*
	20.88
Integration time (ms)	10.8
Revolution speed (rpm)	27.22
Noise Figure (dB)	4.6
Bandwidth (MHz)	400
ΔT (K)	0.75
Absolute accuracy (K)	<2

2.2 微波輻射儀系統方塊圖

所設計的微波輻射儀為不降頻式的迪克接收機架構[10][11]，觀測的頻段為 23.8 GHz，整個系統除號角天線(Horn)，從切換器至帶通濾波器甚至到最後的輸出皆會由金屬做封蓋(Housing)，並利用轉接頭將封蓋做區隔，整個電路是由毫米波積體電路(MMIC)和平面式微帶線做為主體，屬於平面式的電路；而在兩個雜訊源：熱雜訊源和基準雜訊源皆為波導式的終端負載，外殼再加上一溫度控制電路，藉以調控負載的溫度進而改變輸入雜訊源的功率大小。

經過校正切換器和迪克切換器後送至低雜訊大放大器，此第一級放大器首重於雜訊指數和增益大小，其雜訊指數將會影響整個接收機本身產生的雜訊大小，而增益大小根據 Friis Formula 將會影響是否有效遮蔽後級電路所造成的雜訊，其後送入帶通濾波器，濾出欲觀測的頻段(23.6GHz 至 24.0GHz)，再送入峰值偵測器，由於峰值偵測器的線性操作範圍，因此在加上放大器做增益的輸出，兩者之間用不同的機殼做隔開，如此可避免放大器由於回授的影響產生震盪。圖 2.2 即為整個微波輻射儀之系統方塊圖。

圖 2.2 實作微波輻射儀之方塊圖



2.3 系統訊號分析

由前述的微波輻射儀系統方塊圖(圖 2.2)中經由號角天線接收後，可接收到觀測物或冷溫的訊號，送至封蓋的平面電路做訊號的放大和濾波，並在峰值檢測器做完功率電壓轉換之後，利用轉接頭送至低頻做訊號處理，以判別觀測物的溫度。

整個輻射儀的架構從天線之後的轉換器(波導管轉至微帶線)到檢測器都是利用通道化的方式組裝整個電路，如此可避免低雜訊放大器的震盪且各機殼彼此之間使用轉接頭相互連接，使用轉接頭的目的是在於能夠有效的隔絕各機殼內波的溢散。

系統訊號走向示意圖如圖 2.3.1



圖 2.3.1 訊號示意圖

當訊號從天線進入時， T_A 表示為目標物的等效雜訊溫度，如圖 2.3.2，其雜訊功率密度為

$$p_N = KT_A \quad (2.7)$$

其中 K 為波茲曼常數，再經過低雜訊放大器 A_1 ，其增益為 G_1 、等效雜訊溫度為 T_{e1} 和頻寬為 B_{A1} ，如圖 2.3.3，其雜訊功率密度為

$$p_N = K(T_A + T_{e1})G_1 \quad (2.8)$$

在濾波器濾波過後，假設濾波器頻寬為 B_{F1} ，如圖 2.3.4，則雜訊功率密度為

$$p_N = K(T_A + T_{e1})G_1 \quad (2.9)$$

最後在通過一級低雜訊放大器，其增益為 G_2 、等效雜訊溫度為 T_{e2} 和頻寬為 B_{A2} ，如圖 2.3.5，其雜訊功率密度為

$$p_N = K((T_A + T_{e1})G_1 + T_{e2})G_2 \cong K(T_A + T_{e1})G_1G_2 \quad (2.10)$$

將上述的雜訊功率密度對頻率做一積分，假設 $F_{skirt}(f)$ 為濾波器裙擺的多項式，並假設濾波器的裙擺為對稱，雜訊功率即為

$$\begin{aligned} & K(T_A + T_{e1})G_1G_2B_{F1} + 2 \int_0^{\frac{1}{2}(B_{F2}-B_{F1})} K(T_A + T_{e1})G_1G_2F_{skirt}(f)df + K(T_0 + T_{e2})G_2(B_{A2} - B_{F2}) \\ & = K(T_A + T_{e1})G_1G_2 \left[B_{F1} + 2 \int_0^{\frac{1}{2}(B_{F2}-B_{F1})} F_{skirt}(f)df \right] + K(T_0 + T_{e2})G_2(B_{A2} - B_{F2}) \end{aligned} \quad (2.11)$$

如果以近似的方法計算 $F_{skirt}(f)$ 的積分，如圖 2.3.6 則

$$\int_0^{f_1} F_{skirt}(f)df \cong \frac{1}{2}(1 + 0.1)f_1 = 0.55f_1 \quad (2.12)$$

$$\int_{f_1}^{f_2} F_{skirt}(f)df \cong \frac{1}{2}(0.1 + 0.01)(f_2 - f_1) = 0.055(f_2 - f_1) \quad (2.13)$$

並假設

$$f_1 = f_2 - f_1 = f_3 - f_2 = \frac{1}{N} B_{F1}$$

(2.14)

最後可得到近似的雜訊功率為

$$K(T_A + T_{e1})G_1G_2(1 + 2 \times 0.6 \times \frac{1}{N})BF_1$$

(2.15)

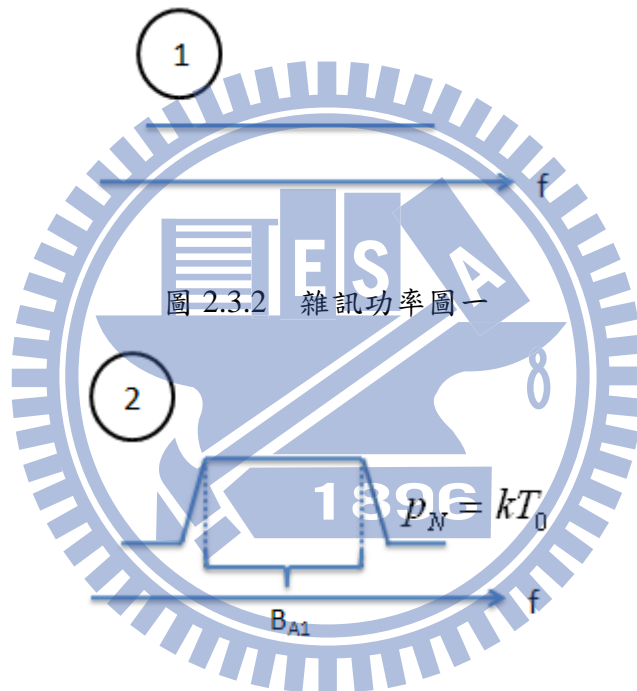
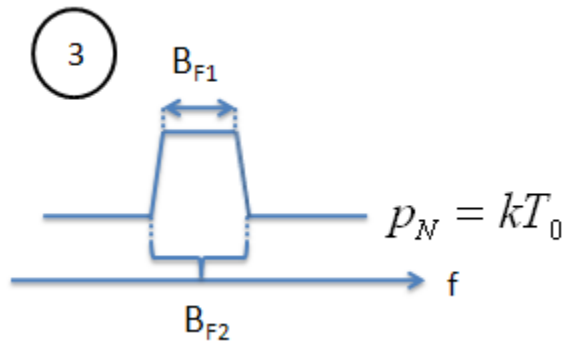


圖 2.3.3 雜訊功率圖二



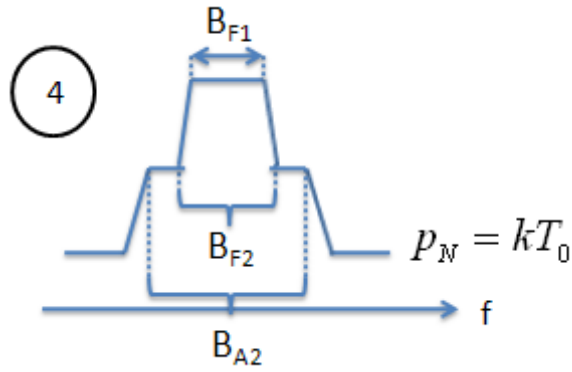


圖 2.3.5 雜訊功率圖四

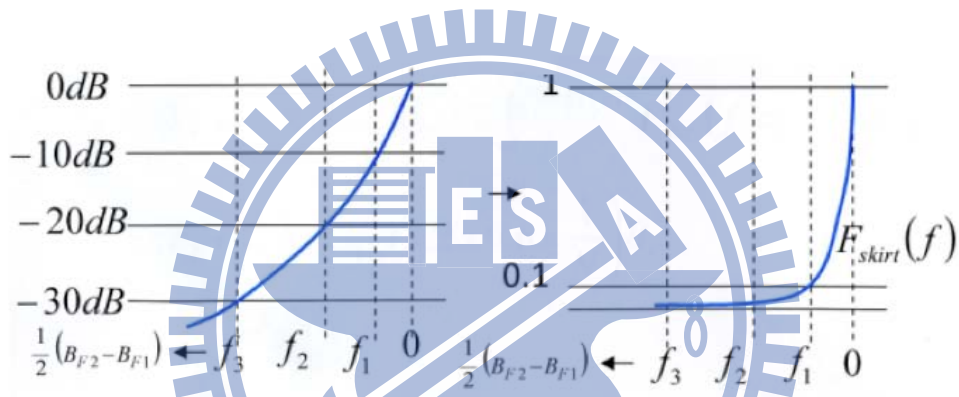


圖 2.3.6 雜訊功率圖五

系統所造成的雜訊可回推其等效雜訊溫度，系統初步等效雜訊溫度計算如

下：

表 2.3.1 雜訊指數計算表	
元件	雜訊指數(dB)
波導到微帶線轉換器	1
切換器*2	0.9
低雜訊放大器	1.8
帶通濾波器	3

根據 Friis Formula 可算出等效的系統雜訊指數

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

(2.16)

可算出等效雜訊指數為 4.8dB，等效雜訊溫度為 590K。

根據上述的輸入訊號以及等效系統雜訊進行訊號的分析，分析如下：



圖 2.3.7 訊號經過檢測器($T_R > T_A$)

微波輻射儀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 2.3.7 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，迪克輻射儀所設計的理念在於利用提供觀測物體的平均溫度當作基準，在觀測物體時，不間斷的切換觀測物的訊號和基準雜訊源的訊號，藉以提高量測的精確度；因此在波形上會如圖 2.3.7 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基準源的訊號，振幅小的代表為觀測物的訊號。

訊號在通過一連串的放大及濾波之後，進入檢測器，檢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檢測器後，可得到具有振幅變化的方波，如圖 2.3.7 中第二個波形圖所示，亦即代表檢測器的功用在於檢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基準源的訊號，振幅小的代表為觀測物的訊號。

從圖 2.3.7 中，觀察第一個和第二個波形圖，可發覺除了基準源的訊號和觀測物的訊號外，還多上了系統雜訊的訊號，這是因為無論是基準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和系統環境溫度保持穩定的假設下，基準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，亦即交流訊號的峰對峰值為基準源訊號與觀測物訊號的差值，便是所要的電壓訊號。若輸入訊號的等效溫度和基準源溫度的差值愈大，則交流訊號的峰對峰值就愈大。

之後的訊號處理部分，就是將系統雜訊所造成的直流電壓給濾除掉，只剩下交流訊號，再依據冷熱溫校正得到的電壓差值，藉此回推觀測物的溫度值。



第三章 系統實現

3.1 元件設計

3.1.1 波導至微帶線轉換器 〈Transtion〉

由於號角天線輸入至系統電路端為一波導管形式，且電路為平面式的製作，因此需要一轉換器將波導管轉成微帶線的形式，將天線與後級電路相連接。

若將波導其中一端短路，則訊號最強的地方會在距離短路端約四分之一波長之處。為了得到較低之損耗，在訊號最強的地方設計一個波導轉同軸的垂直結構，其圖形則如圖 3.1.1.1 所示。

圖 3.1.1.2 為 HFSS 的模擬結果，在接收機的中心頻，也就是 23.8GHz 之處，此轉接器的介入損耗(Insertion Loss)為 0.1811dB、而其反射損耗(Return Loss)為 24.5938dB。

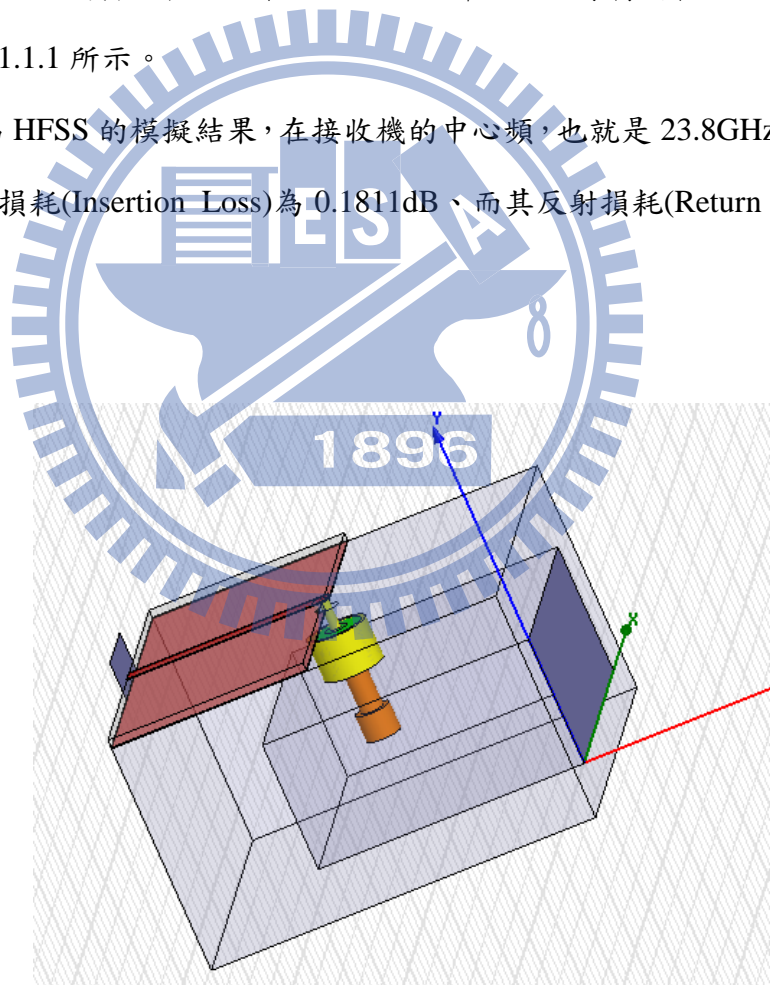


圖 3.1.1.1 HFSS 模擬之波導至微帶線之轉接器

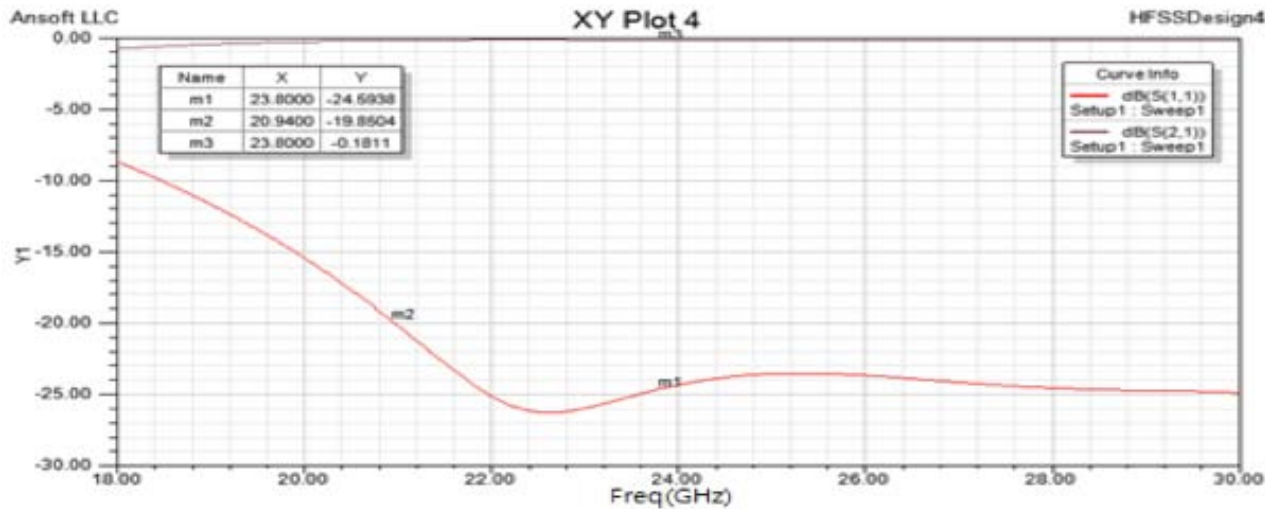


圖 3.1.1.2 波導至微帶線之轉接器的模擬結果

3.1.2 雜訊源 〈Noise Source〉

微波輻射儀在觀測上需要一個校正系統，此校正系統為能夠提供穩定的雜訊，藉以對系統所量測到的觀測物電壓訊號做一校正，利用一波導形式的終端負載〈Waveguide Terminated Load〉並加上一個溫度控制系統來實現此雜訊源。系統需要的是雜訊源所產生的雜訊溫度，並非此終端負載本身的熱度，為了避免雜訊源與本體接收機上會有熱傳導的現象，在兩者之間會加入一隔熱墊片，防止兩者之間產生熱傳導，進而影響雜訊源溫度的控制。

3.1.3 開關器 〈Switch〉

在迪克微波輻射儀架構下，開關器可分為校正開關〈Calibration Switch〉和迪克開關〈Dicke Switch〉，前者是用來切換冷溫和熱溫，其中，冷溫經過號角天線傳入雜訊接收機系統，其與偵測目標物訊號所走的路徑是一模一樣的，冷溫及熱溫的觀測都是用以對微波輻射系統進行校正；後者是用來切換觀測物的雜訊和基準溫度源。

所選用的開關為 Hittite 公司提供的 HMC975，其介入損耗比市面上其他開關元件算低，為 0.9dB，適合用來作為第一級。圖 3.1.3.1 為此開關的等效電路圖

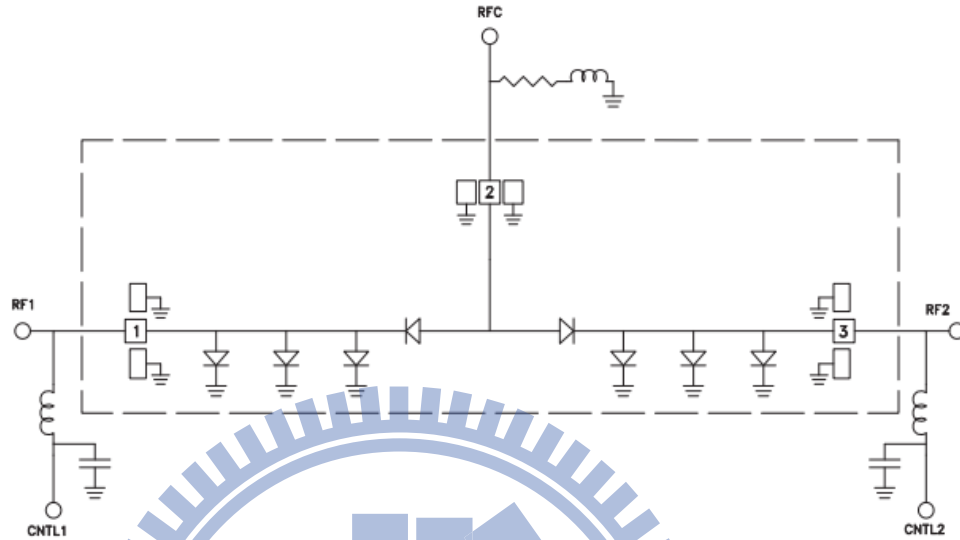


圖 3.1.3.1 HMC975

圖 3.1.3.1 中，虛線為晶片的等效電路圖，而在使用上必須接上開關驅動器(Switch Driver)，藉以控制開關的切換。表 3.1.3.1 為開關器的詳細電性

表 3.1.3.1 開關器	
公司	Hittite
型號	HMC975
型式	Chip
價格	33.94 USD
尺寸	1.75mm*1.1mm*0.1mm
隔離度	45dB@26GHz
介入損耗	0.9dB
工作頻率(GHz)	2~50
工作溫度範圍(°C)	-55 ~ +85
控制(開/ 關)	-10V/ +1.29V

3.1.4 開關驅動器 〈Switch Driver〉

校正開關和迪克開關的開與關，需要一個驅動元件來進行控制。選用 Microsemi 公司所販售的 MSD7802，其主要原因為 MSD7802 為互補 (Complementary) 的系統，可以產生出兩個互補的方波，同時控制 HMC-975 的兩個埠，使開關一邊開時，另一邊就會是關的狀態。圖 3.1.4.1 為此顆開關驅動器的示意圖。

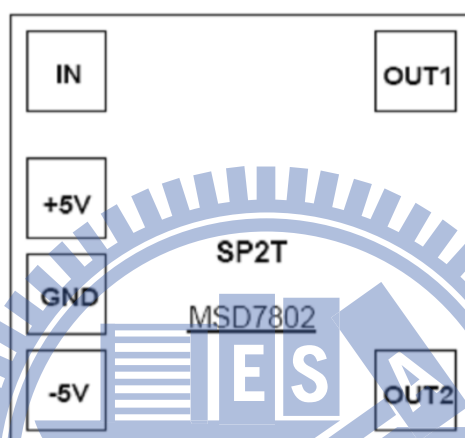


圖 3.1.4.1 MSD7802

3.1.5 低雜訊放大器 〈Low Noise Amplifier〉

在低雜訊放大器選擇上，第一級低雜訊放大器考量到雜訊指數的大小，選擇的低雜訊放大器以雜訊指數為首要的考量，其次為增益大小，增益若太小，將無法有效遮蔽後級電路的雜訊指數；第二級挑選重點在於反射損耗，此為了降低震盪的可能性，再來是增益的大小和平坦度；兩級的共同點在於希望能夠挑選提供的電壓能夠相同，便能夠降低直流轉直流電路的複雜性，以下為所選用的低雜訊放大器。

(1) 第一級：

廠商：UMS

型號：CHA3689-98F

表 3.1.5.1 詳細電性($V_{DD}=4V$)				
參數	單位	最小值	正常	最大值
頻率範圍	GHz	12.5		24
增益	dB	23	26	—
雜訊指數	dB	—	1.8	2.3
輸入端回返損耗	dB	—	6	5
輸出端回返損耗	dB	—	7.5	—
輸出 1dB 壓縮點	dBm	—	13	14
供應電流	mA	—	90	120
增益平坦	dB	—	± 2.5	—

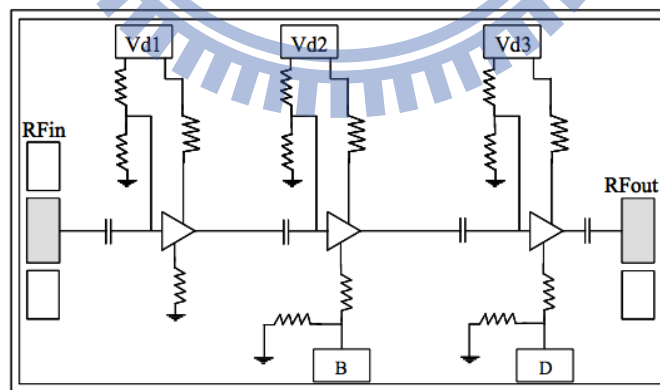


圖 3.1.5.1 功能架構圖

從以上的資料提供，可得知此晶片可提供最小的雜訊指數，且增益為 26dB，
 可有效的遮蔽後期的元件，提供的電壓為 4V。

(2) 第二級：

廠商：Hittite

型號：HMC ALH476

廠商提供數據表：

參數	單位	最小值	正常	最大值
頻率範圍	GHz	18		27
增益	dB	18	20	—
雜訊指數	dB	—	2	2.6
輸入損耗	dB	—	17	—
輸出損耗	dB	—	20	—
輸出 1dB 壓縮點	dBm	—	14	—
供應電流	mA	—	90	—

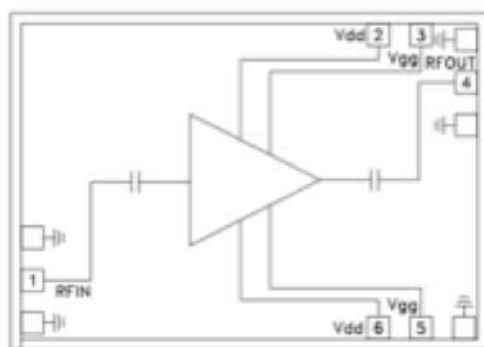


圖 3.1.5.2 功能架構圖

從上表中可得知此顆晶片的輸入損耗和輸出損耗都能夠大於 15dB，能夠符合所第二級低雜訊放大器的選擇，而其增益為 20dB。

3.1.6 帶通濾波器〈Bandpass Filter〉

帶通濾波器是放置於兩級低雜訊放大器之後，放置於低雜訊放大器之後的原因是能夠降低系統雜訊，其缺點是天線所接收的訊號會根據低雜訊放大器的頻寬全部放大，增加低雜訊放大器產生震盪的可能性；根據規格要求，在 23.8GHz 的頻寬要求為 400MHz，頻寬大小是影響雜訊接收訊號的能量，頻寬愈大所接收的能量愈大，且對頻帶外的訊號能夠有效的壓制，避免不必要的雜訊訊號進入檢測器，進而影響電壓判別的準位。

在設計上，由於頻率為 23.8GHz，頻寬要求的百分比為 1.7%，因此使用懸空微帶線基版的方式，減少版材的損耗，並將整個濾波器坐上封蓋，減少輻射的損耗，藉以提高品質因數〈Quality Factor〉，以下所示為實際電路的布局圖：

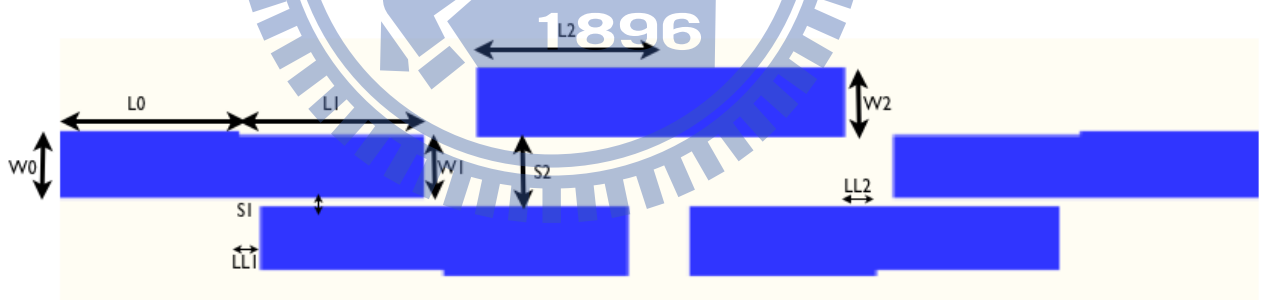


圖 3.1.6.1 濾波器電路圖

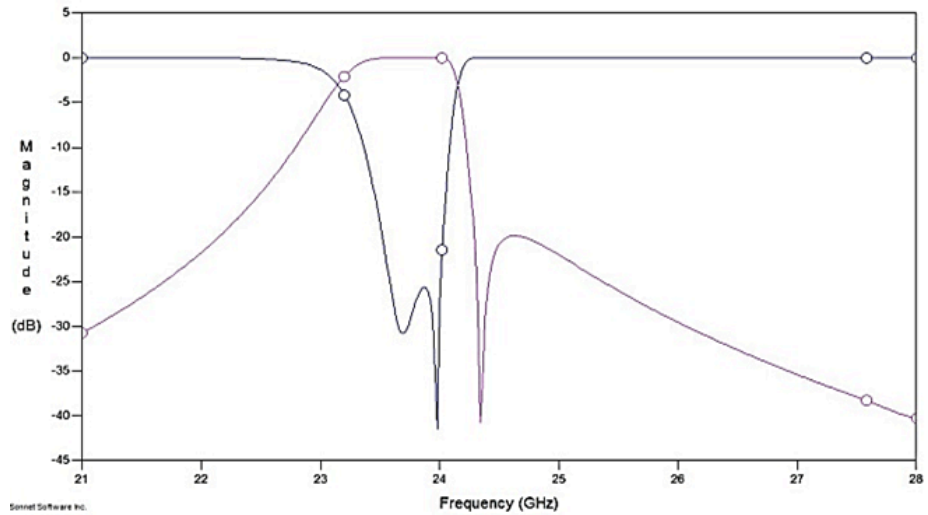


圖 3.1.6.2 濾波器模擬結果

W0	32	W2	33
L0	100	L2	101
W1	30	S2	36
L1	101	LL1	12
S1	6	LL2	19

表 3.1.6.1 濾波器電路尺寸

3.1.7 峰值檢測器 〈Detector〉

功率訊號經過天線、放大器和濾波器後，利用檢測器讓功率訊號轉換為一電壓訊號，因此檢測器輸入功率對輸出電壓必須為線性。所使用的檢測器為 UMS CHE1270a98F。其所提供的詳細參數如表 3.7.1 所示

表 3.1.7 詳細參數(VDD=4V)				
參數	單位	最小值	正常	最大值
頻率範圍	GHz	5		44
動態範圍	dB	30	—	—
輸入功率	dBm	-15	—	15
輸出電壓	mV	5	—	2200
回返損耗	dB	—	-10	-8
供應電壓	V	—	4.5	—
供應電流	mA	50	70	90

3.2 元件量測

3.2.1 波導至微帶線轉換器 〈Transtion〉 1896

在實作上，使用背對背相接形式進行量測，其實體圖如圖 3.2.1.1。

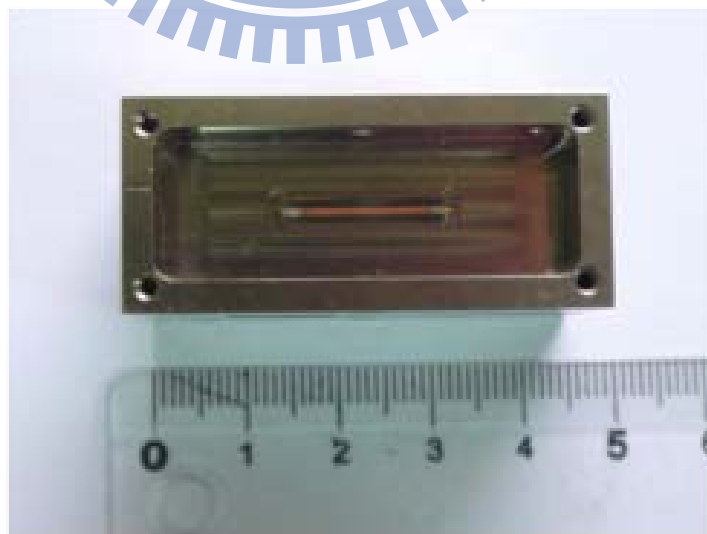


圖 3.2.1.1 固定式背板

量測上需要一同軸線轉至波導管之轉換器，藉以利用網路分析儀對製作的波導至微帶線轉換器進行量測，在量測上同軸線之轉換器一樣同為背對背式相接。

量測結果在 23.8GHz，其介入損耗為 0.771dB。之後將此同軸線轉換器接至設計的轉換器，量測圖形如圖 3.2.1.2 和 3.2.1.3。

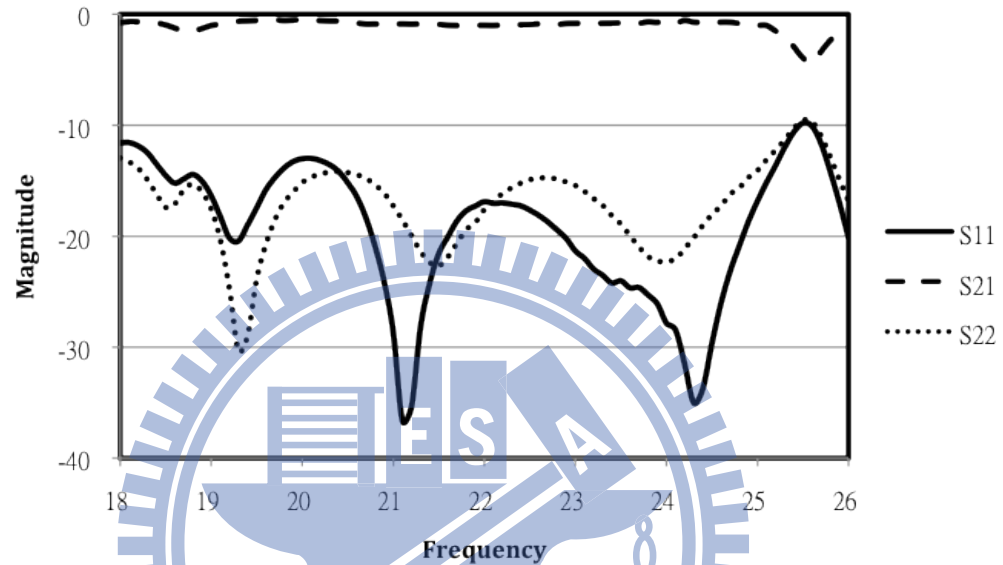


圖 3.2.1.2 同軸線至波導管轉換器之量測

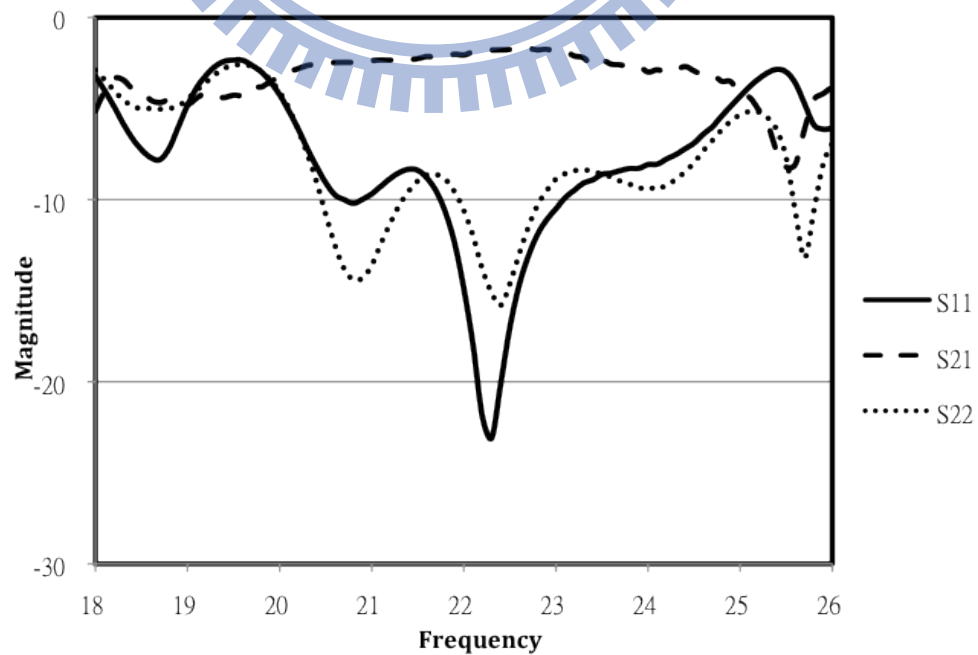


圖 3.2.1.3 固定式波導管至為帶線轉換器之量測

固定式波導管至微帶線轉換器在中心頻 23.8GHz，其插入損耗為 2.465 dB，
所以單一一個轉換器的插入損耗為

$$\frac{1}{2}(2.465 - 0.771) = 0.847dB$$

此插入損耗結果有符合第二章中所初步估算轉換器 1dB 的插入損耗值。

3.2.2 雜訊源

雜訊源為波導形式的終端負載，實體圖和量測圖如 3.2.2.1 和 3.2.2.2 所示

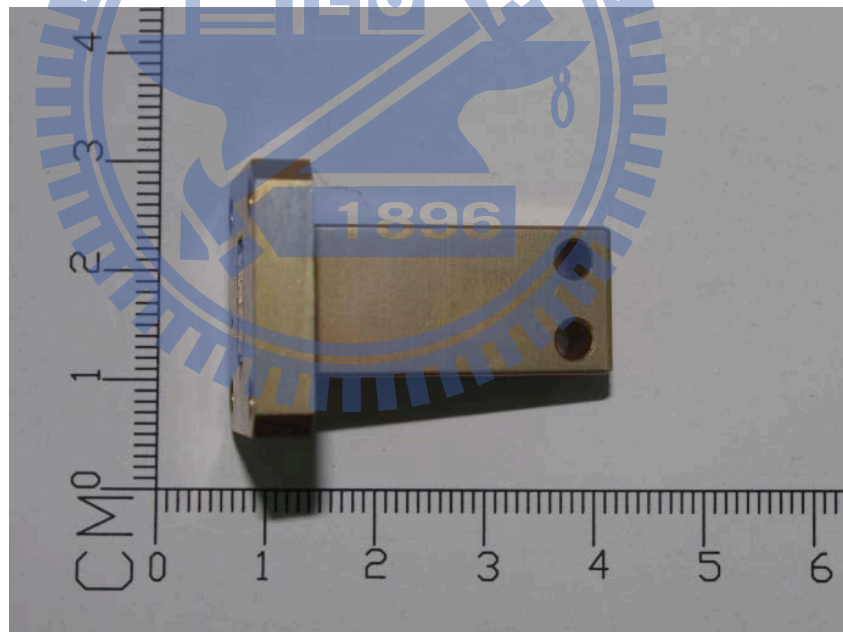


圖 3.2.2.1 波導形式終端負載實體圖

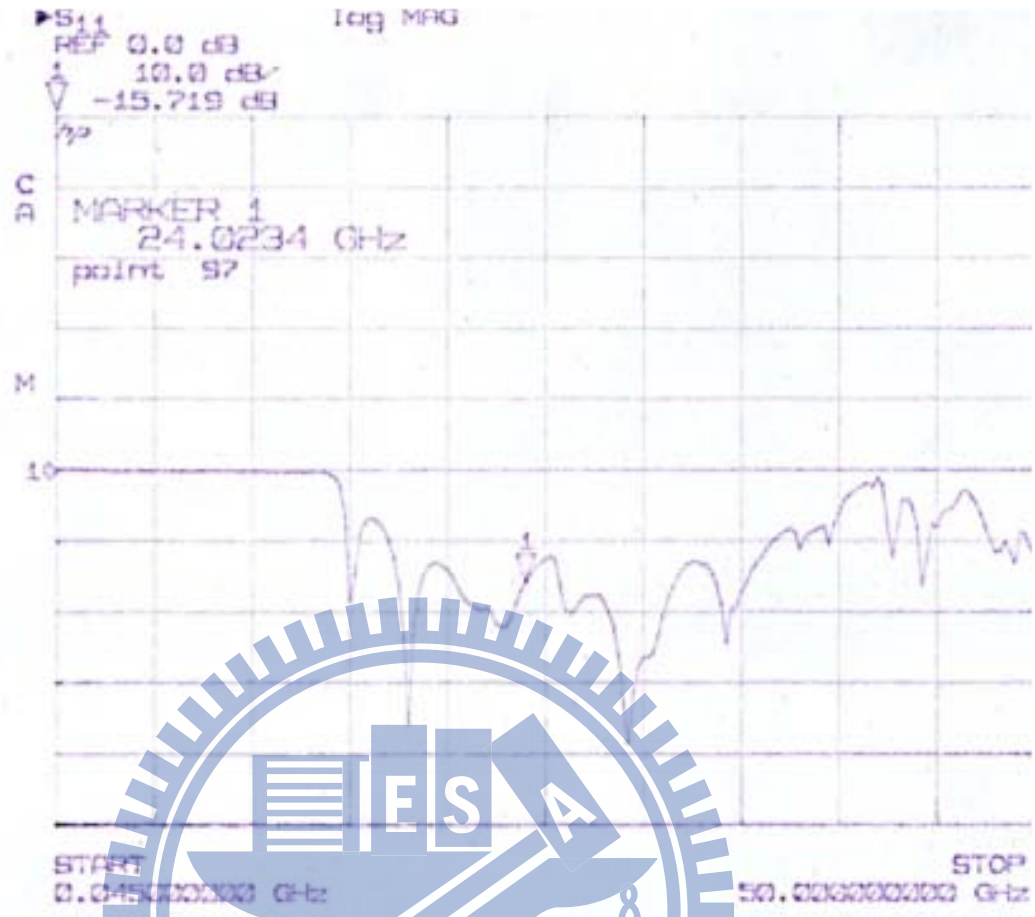


圖 3.2.2.2 波導形式終端負載量測圖

由於此兩個雜訊源會由溫度控制電路控管，一個溫度將與觀測物平均溫度相同，而另一個則為校正用的熱溫，此兩種溫度皆與雜訊接收機本體系統溫度不相同，為了防止熱在於波導接面上產生傳熱現象，因此在接面上加上隔熱墊片，藉以阻隔熱的傳導。

圖 3.2.3.3 為如未加上隔熱墊片的量測，於中心頻插入損耗為 0.772 dB；
圖 3.2.3.4 為加上四片隔熱墊片的量測，於中心頻插入損耗為 0.819 dB。因此可
算得一片隔熱墊片造成的損耗為

$$\frac{1}{4}(0.819 - 0.772) = 0.012 \text{ dB}$$

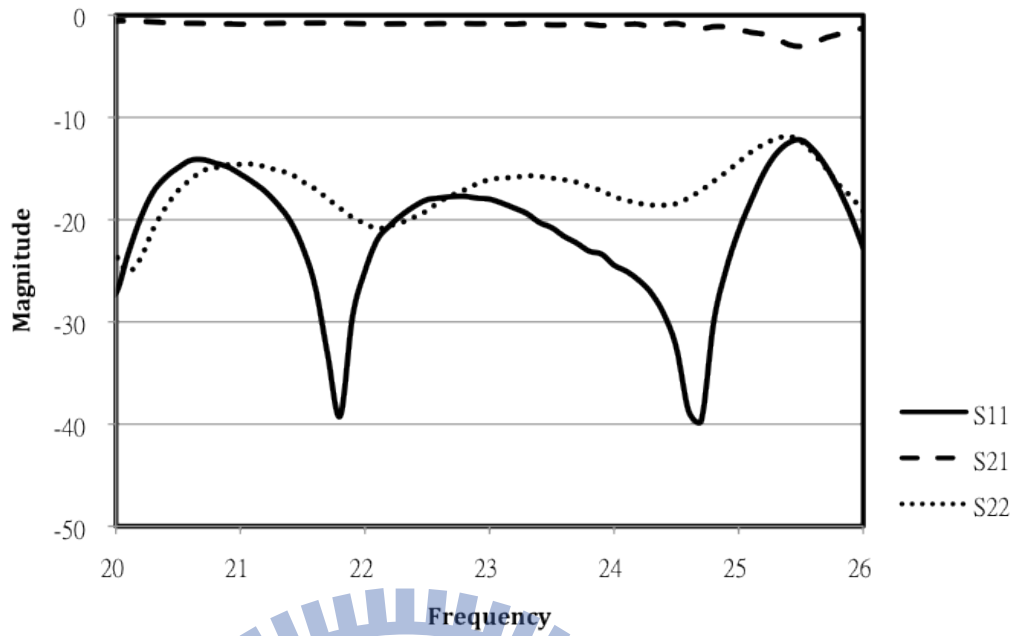


圖 3.2.2.3 未加上隔熱墊片之量測

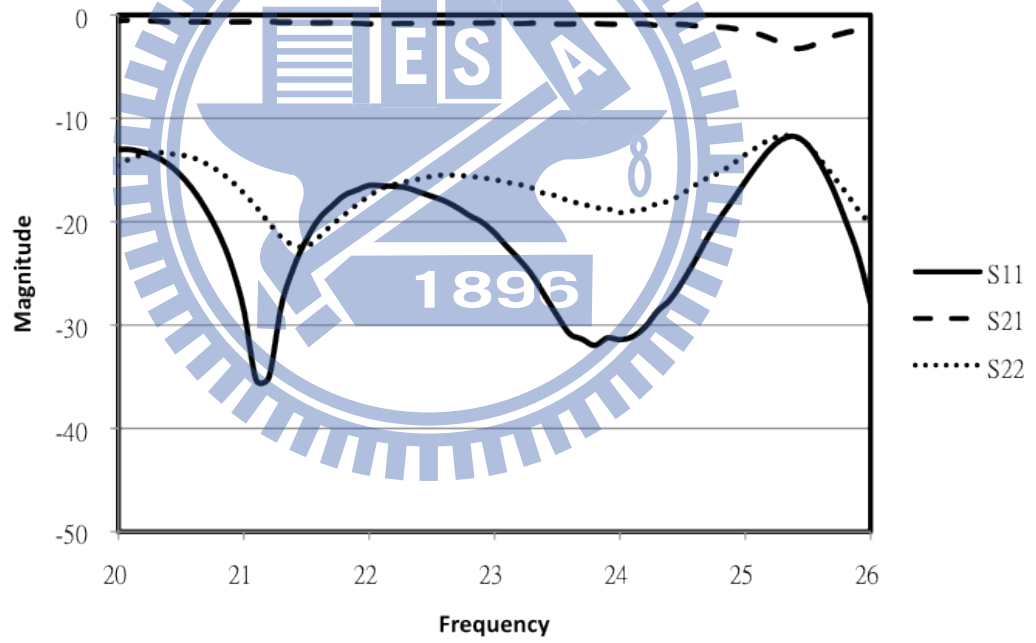


圖 3.2.2.4 加上隔熱墊片之量測

3.2.3 開關器 〈Switch〉

利用探針台，對開關器做探針量測，量測圖 3.2.3.1 為介入損耗量測圖，圖 3.2.3.2 為隔離度量測，量測結果在中心頻上，插入損耗為 0.8149 dB，隔離度為 49.553 dB，量測結果均比廠商所提供的元件參數要好。

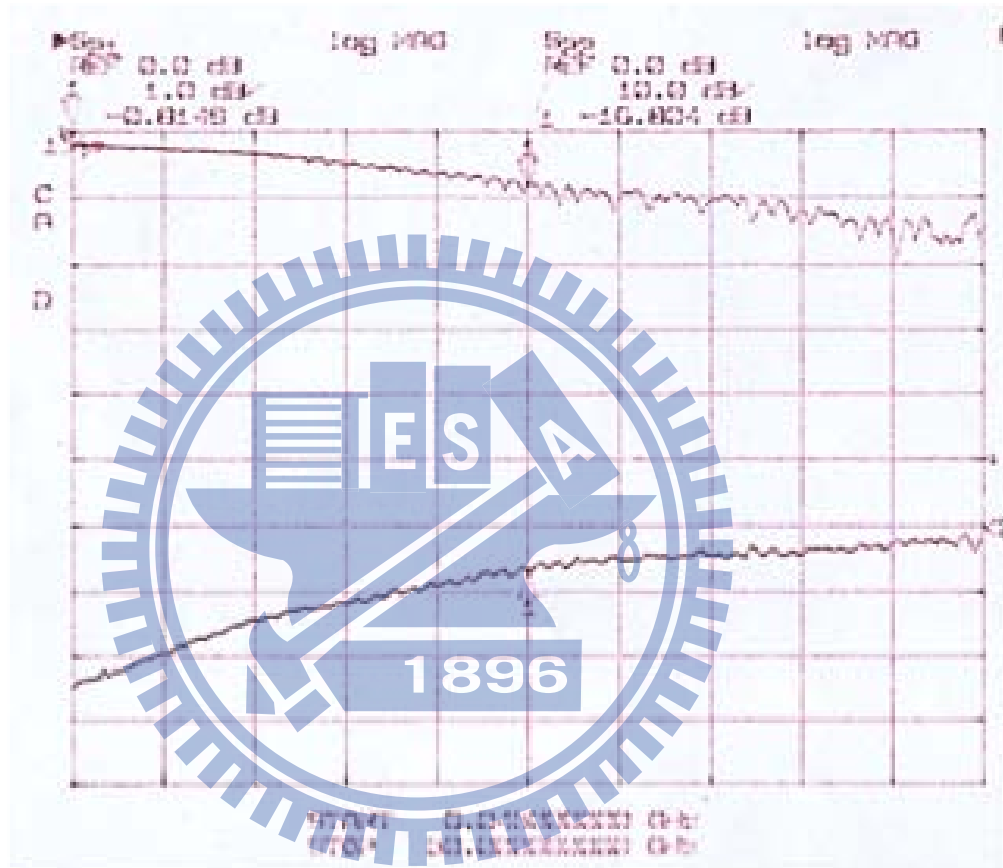


圖 3.2.3.1 開關器插入損耗量測

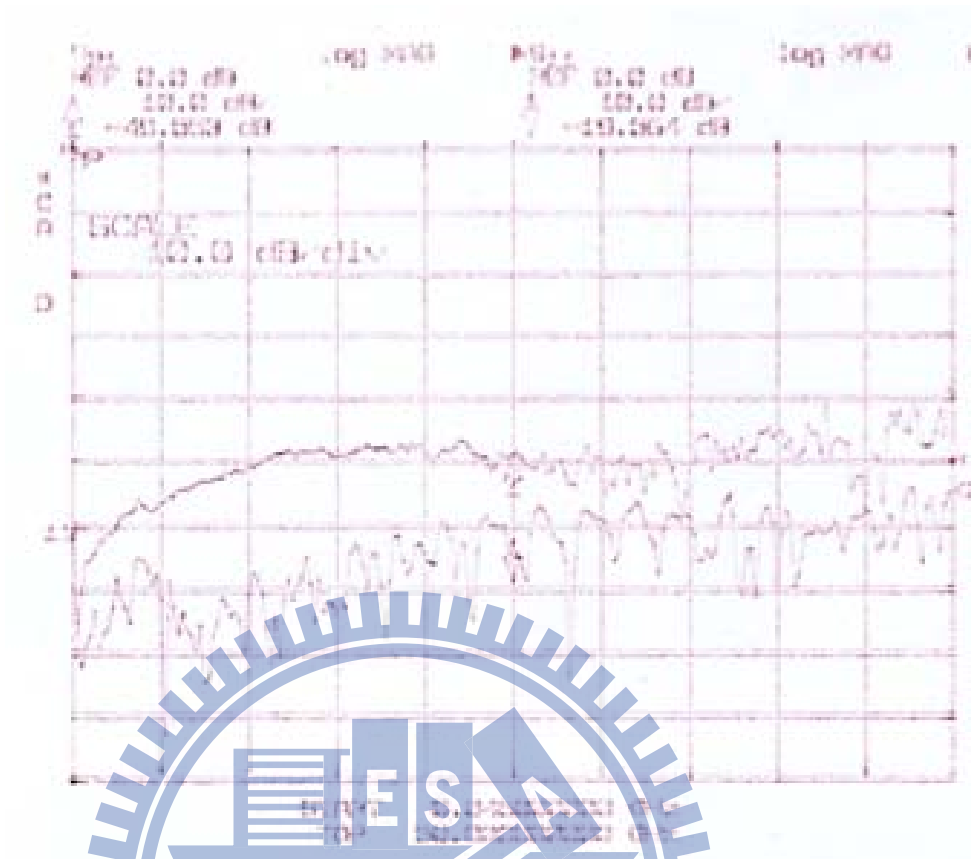


圖 3.2.3.2 開關器隔離度量測

3.2.4 低雜訊放大器 (Low Noise Amplifier)

低雜訊放大器共有兩顆，以下針對個別進行探針量測。

(1) UMS CHa3689-98F

圖 3.2.4.1 為量測結果圖，可發現此顆最高增益雖可到達 26 dB，但在中心頻 23.8GHz 附近，其增益卻是開始下降且不平坦，在加上回返損耗過差(<10 dB)，極易造成震盪問題。

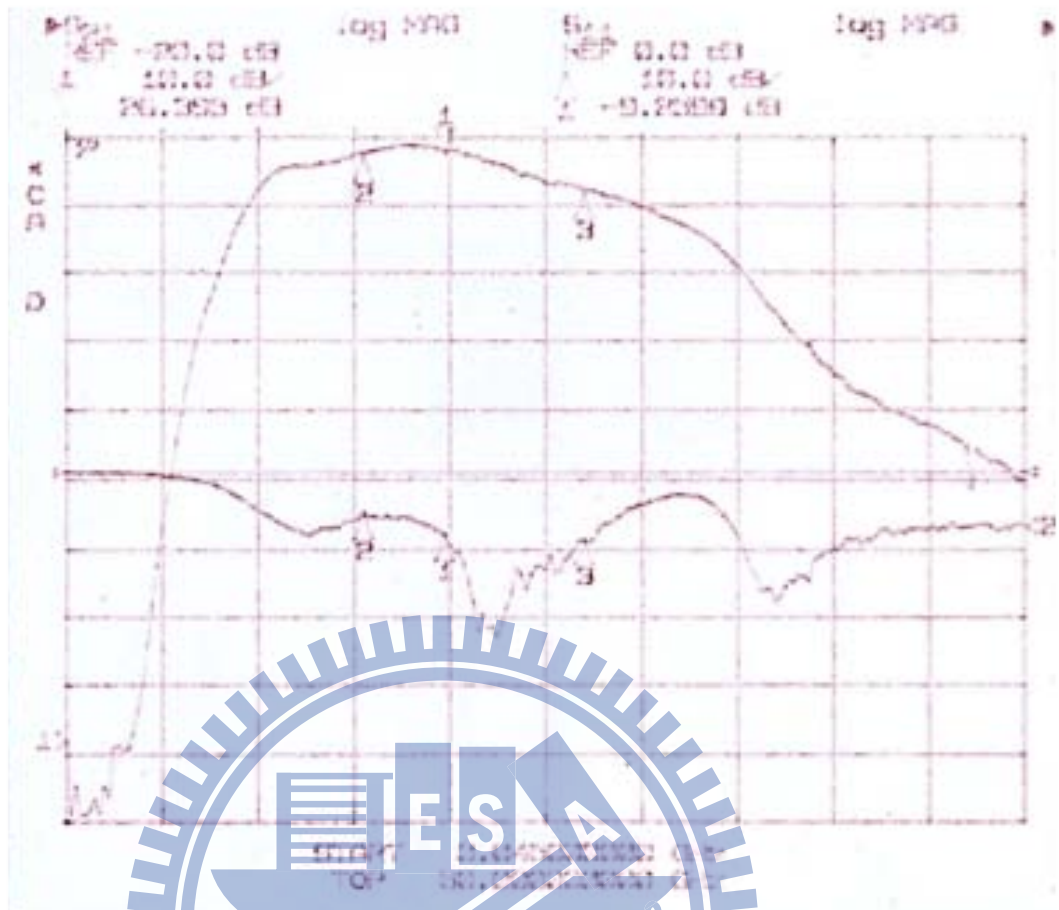


圖 3.2.4.1 CHA3689-98F 量測

(2)Hittite ALH476

圖 3.2.4.2 為探針結果量測圖，此顆元件根據不同的閘極輸入電壓，增益會有所改變，如下表所示

汲極電壓(V)	閘極電壓(V)	電流(mA)	增益(dB)
4	-0.3	90	14.98
4	0	185	18.35

圖 3.2.4.2 ALH-476 量測

圖 3.2.4.3 為將此元件利用雜訊指數分析儀做量測，可得到此顆雜訊指數並不如預期的好，但是由於是迪克輻射儀的架構，其雜訊在最後可被消除，因此仍然可以使用，雜訊儀所量測的增益並不準確(圖中的 14.080dB)。

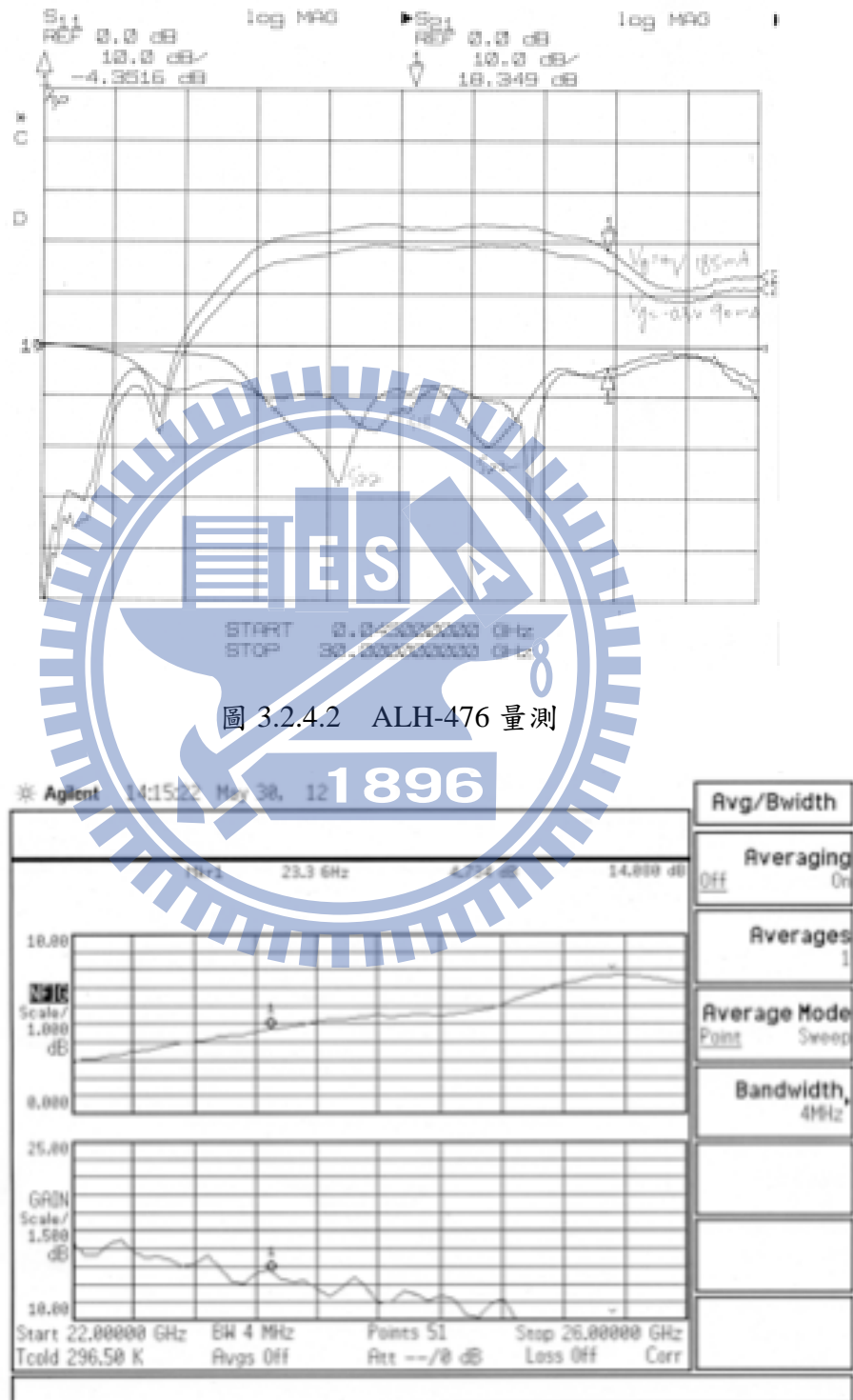


圖 3.2.4.3 ALH-476 雜訊量測

3.2.5 帶通濾波器〈Bandpass Filter〉

濾波器在量測上，於濾波器的頭尾兩端加上微帶線至共平面式波導轉換器 (Coplanar Waveguide Transition)，利用探針台做量測。由於濾波器在實作上，是使用懸空微帶線形式，濾波器量測如圖 3.2.5.1。

由於濾波器在設計上，有利用交錯耦合的方式 (Cross Coupling) 的方式在大於中心頻的頻率上增加一傳輸零點，增加高邊衰減的速度。

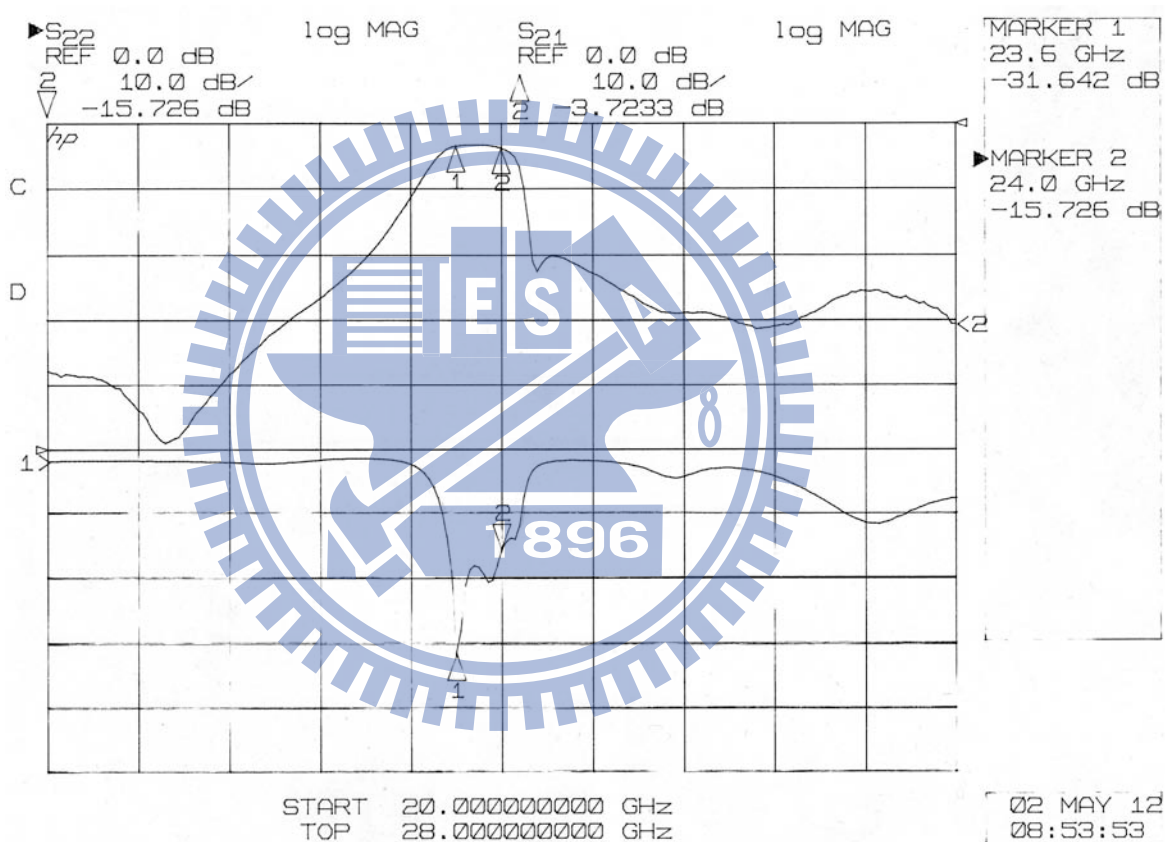


圖 3.2.5.1 濾波器量測

3.3 系統細部電路圖

整個雜訊接收機系統可初步分為四個部分，第一部分為波導至微帶線轉換器到開關器以及開關器的控制、第二部分為低雜訊放大增益級、第三部分為濾波器和接頭輸出和最後一部分為增益放大以及峰值偵測。

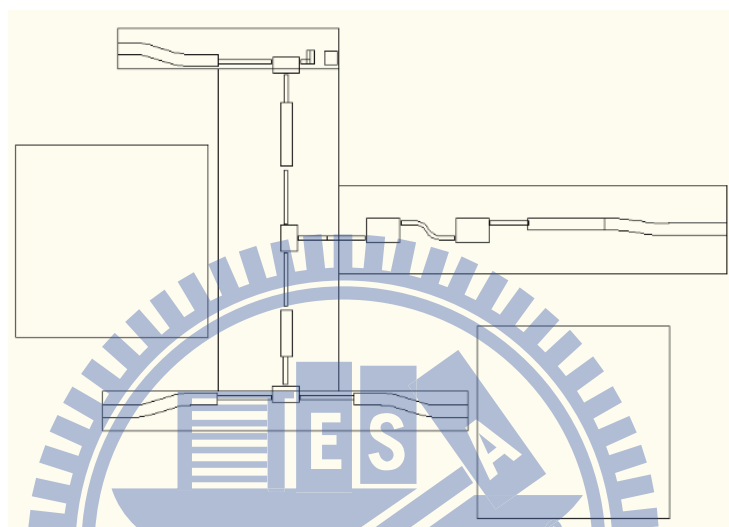


圖 3.3.1 系統電路配置圖 1

(1) 第一部分：轉換器到開關器

波導管經由 glass seal 轉換成同軸線，再利用鏢線直接打在微帶線上，完成轉換。微帶線版材的選擇是 Duroid 5880，板厚為 10 mil，選擇此種板子的原因是在於降低波行經走線所產生的路徑損耗(Path Loss)，但是由於 Duroid 的金屬為銅，不好與開關器相連接，因此再與開關器相接時，微帶線轉換成為 Ceramic，板厚為 10 mil 的基板，利於打鏢線。

開關器的控制是直接在輸入端加入直流電壓，由於開關器為插腳二極管 (Pin Diode)，給予負電壓導通，相反地，給正電壓不導通。根據廠商提供的資料，在輸入端必須串上一組電感和電容，作為射頻扼流圈(RF Choke)，在輸出端也是

同樣接上電感，接上電阻是因為做限流的動作。此部份在電路上直接接上電容與電感實現控制開關器的偏壓電路。

所選用的開關驅動器輸出為一互補式電壓(Complementary)，控制電壓給 5 伏特和 0 伏特，輸出將會是一正一反，可控制開關的切換。

訊號從天線端進入或是從熱源端進入都會經過兩個切換器，而雜訊基準源只經過一個切換器，為了使三路都平衡，在雜訊基準源接入迪克切換器前，先接上一個穩定導通的切換器。

(2) 第二部分：低雜訊放大增益級

開關器輸出後，將兩級低雜訊放大器做串接，由於 UMS CHA3689-99F 的回反損耗並不理想，因此兩級低雜訊放大器都選用 Hittite ALH476，此部份的走線為 Ceramic 板厚為 10mil 的微帶線。

(3) 第三部分：濾波器

低雜訊放大器輸出後，將板材為 Ceramic 的微帶線轉換成板材為 Duroid 的微帶線，接入至濾波器，濾波器濾波後，送至接頭做為輸出。

(4) 第四部分：增益放大及峰值偵測

由於購買的 UMS 峰值偵測器偵測的功率範圍是從 -20dBm 至 18dBm，因此在接收機輸出的接頭後，接上位於不同機殼的低雜訊放大器共兩級，將訊號功率放大至偵測器可偵測的範圍。

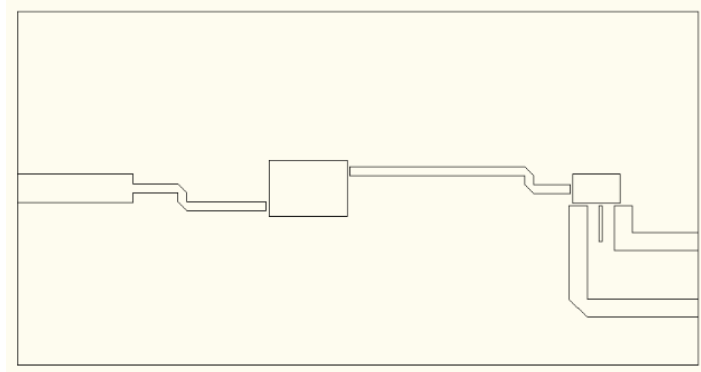


圖 3.3.2 系統電路配置圖 2

第四章 系統組裝量測

4.1 低雜訊放大器組裝量測

在系統組裝上，首先進行低雜訊放大器的串接量測，由於頻率在23.8GHz，加上放大器的串接增益可達40 dB，容易產生震盪的情況，因此針對低雜訊放大器做機殼外量測。

(1) 兩級低雜訊放大器串接：UMS + Hittite

機殼外串接測試：

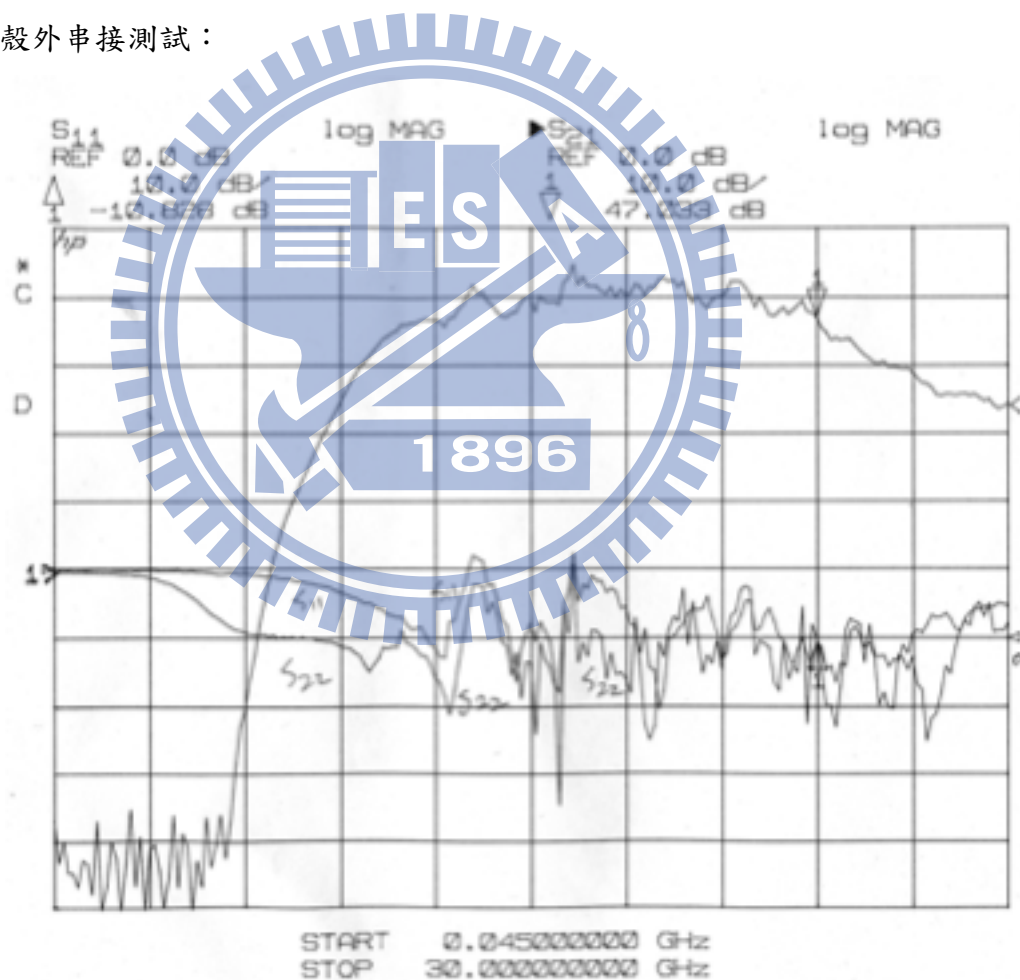


圖 4.1.1 低雜訊放大器串接量測(UMS+Hittite)

從圖 4.1.1 可看出回返損耗有大於 0 dB 的情況出現，即為出現震盪的現象，產生震盪的原因很有可能是因為 UMS CHA3689 此顆元件的回返損耗並不理想，造成波回彈至本身元件產生正回授，因而出現震盪。

(2)兩級低雜訊放大器串接：Hittite + Hittite

機殼外串接測試

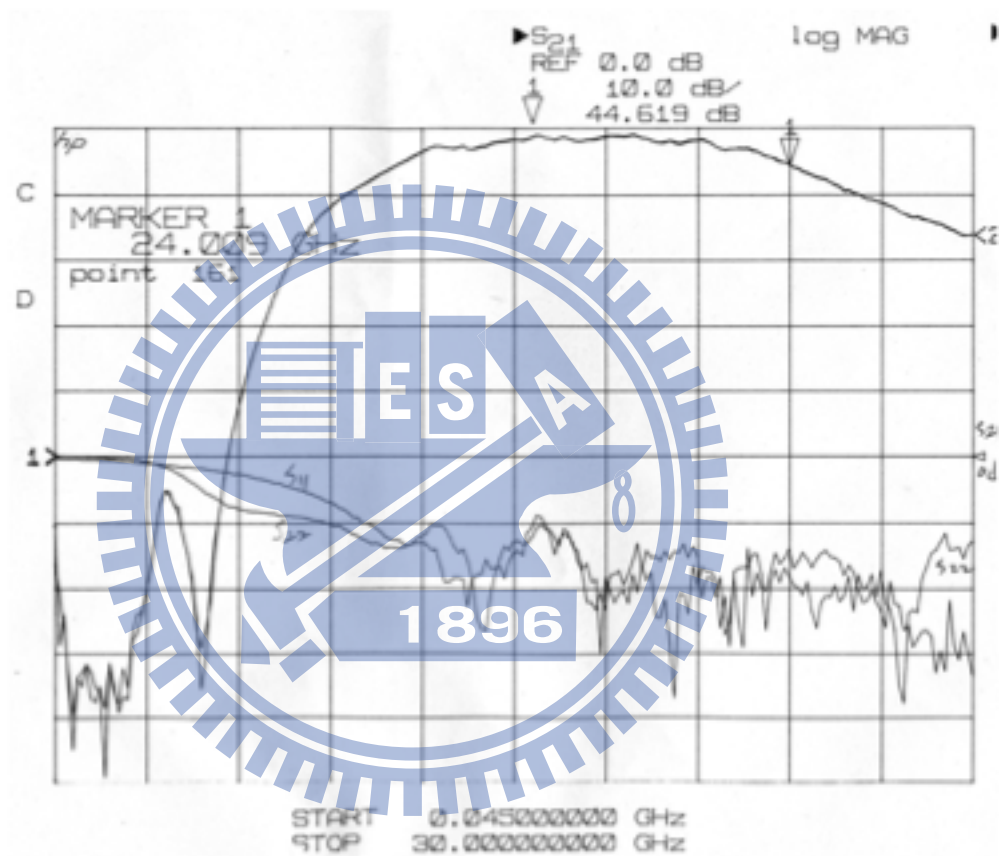


圖 4.1.2 低雜訊放大器串接量測(Hittite+Hittite)

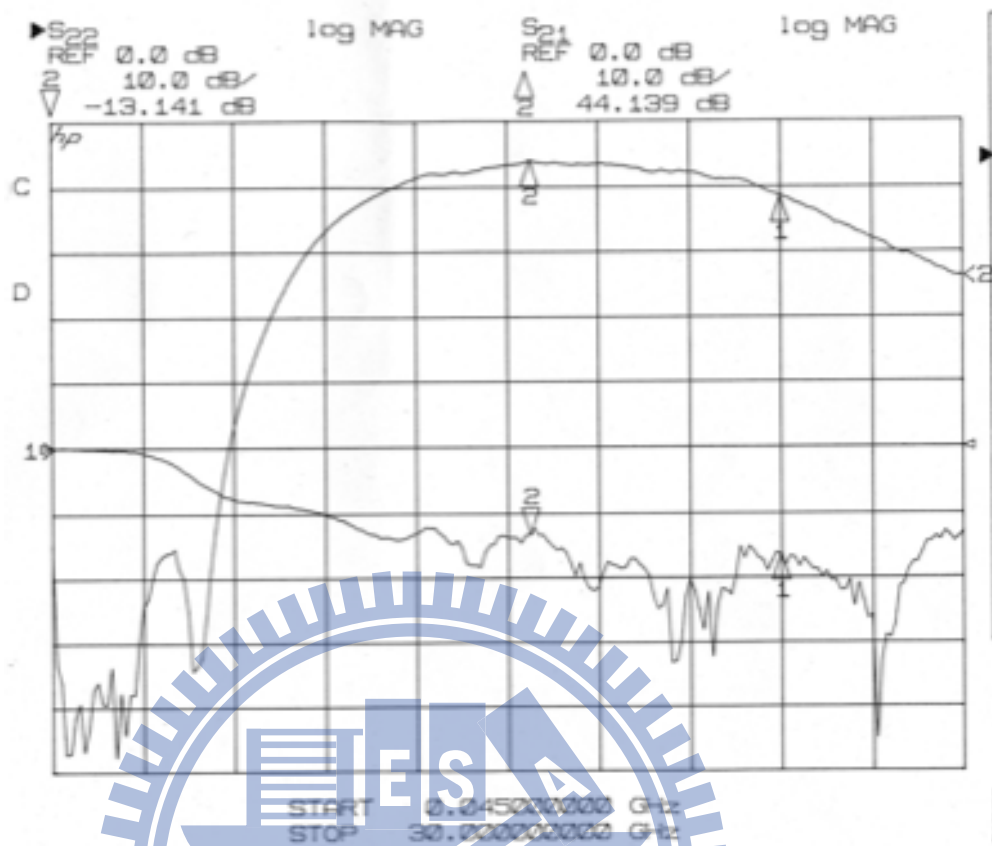


圖 4.1.3 低雜訊放大器串接量測(Hittite+5dB 衰減器+Hittite)

圖 4.1.2 中可發覺兩級 Hittite 相接，雖然增益並不如 UMS 和 Hittite 相接大，但是其回返損耗卻好很多，且並未出現震盪的情況，但是圖中在 17GHz 附近，回返損耗有凸起來，其值略大於 10dB，判斷之後放入機殼後可能會出現震盪的情況。

針對兩級 Hittite 串接，17GHz 可能會出現震盪的情況，因而在兩個低雜訊放大器的輸出端分別接上 3 dB 衰減器，總共衰減 6 dB，量測結果如圖 4.1.3。

將圖 4.1.2 與圖 4.1.3 做對照，可察覺雖然增益掉了 6dB，但是回返損耗明顯變好許多，走勢也沒有出現忽然凸起的情況，針對如果負載端並未完全接好，是否會產生震盪進行量測，如圖 4.1.4。

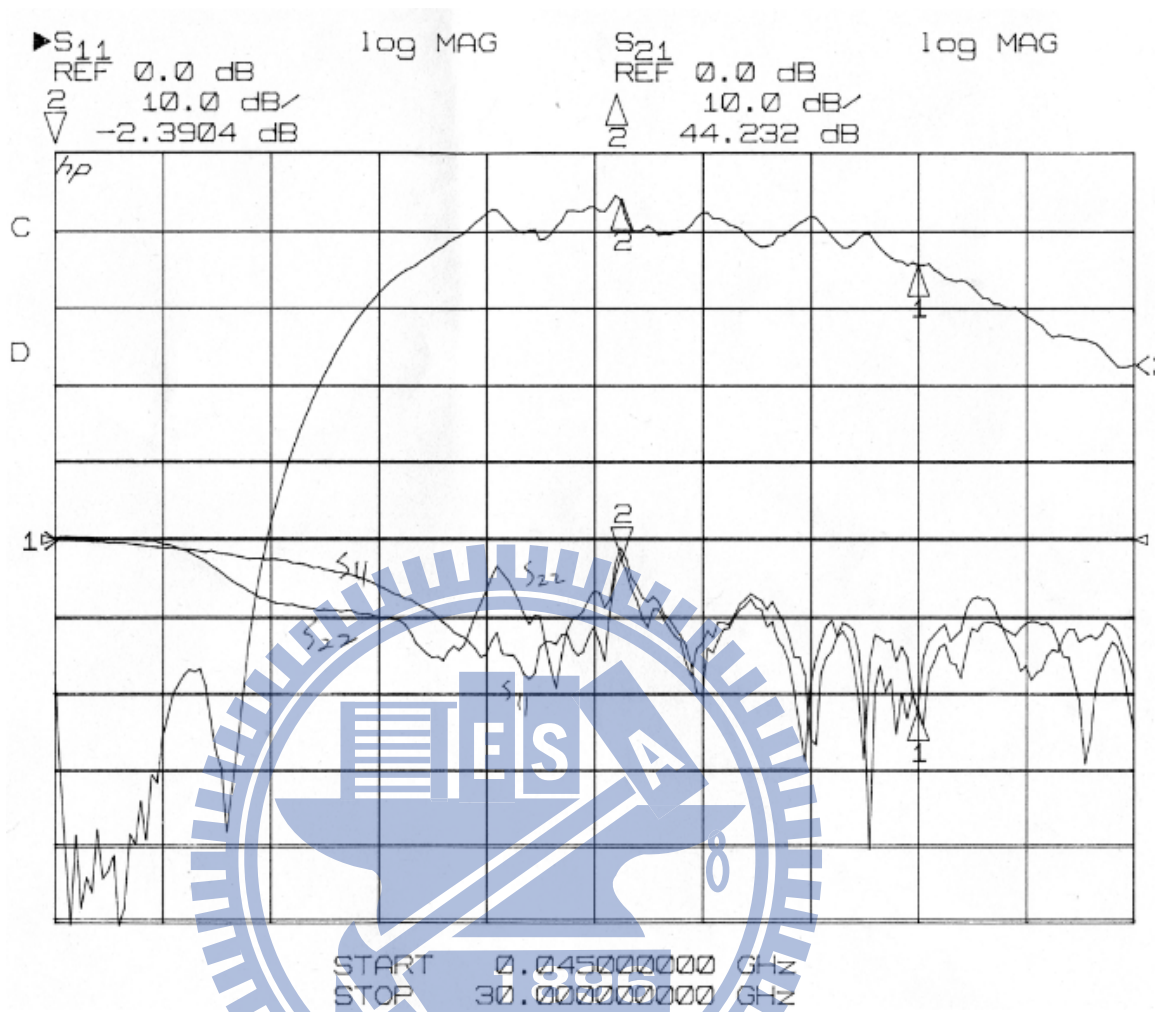


圖 4.1.4 低雜訊放大器接點甚差之串接量測(Hittite+5 dB 衰減器+Hittite)

當接點甚差時，兩級 Hittite 相接加上衰減器，也並未產生震盪情況，因此利用此方式皆至機殼。

4.2 系統組裝量測

系統組裝後實體圖如 4.2.1 和 4.2.2 所示

系統輸入的電壓源分別為 4V、±5V 和控制開關驅動器切換的兩個控制電壓以及接地。

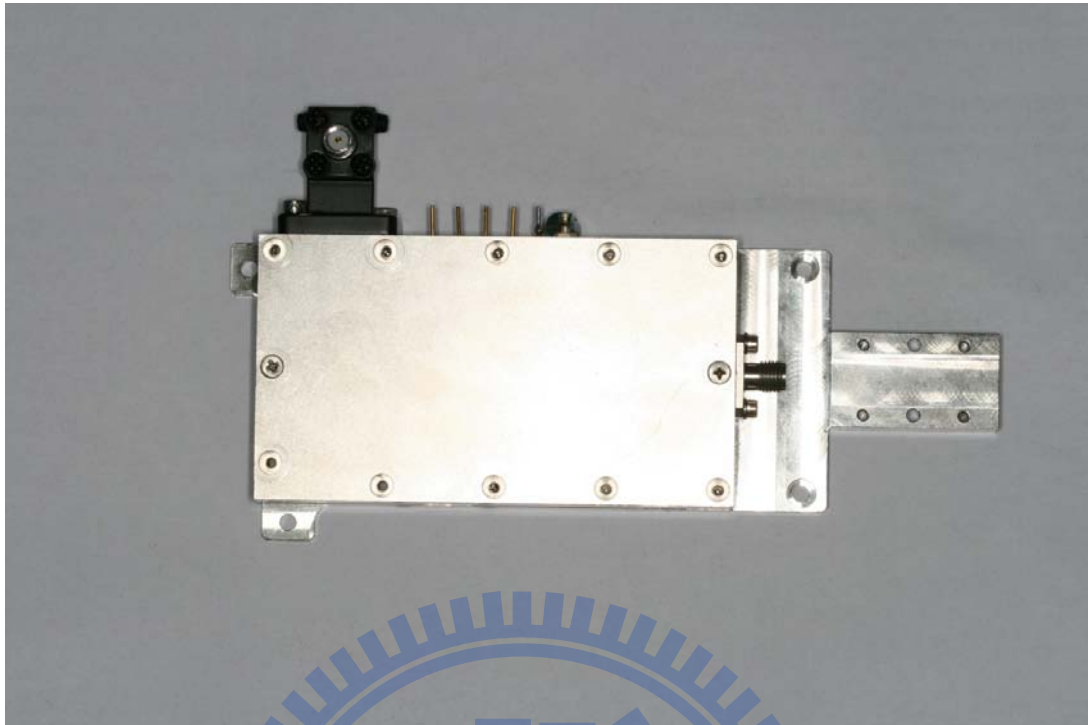
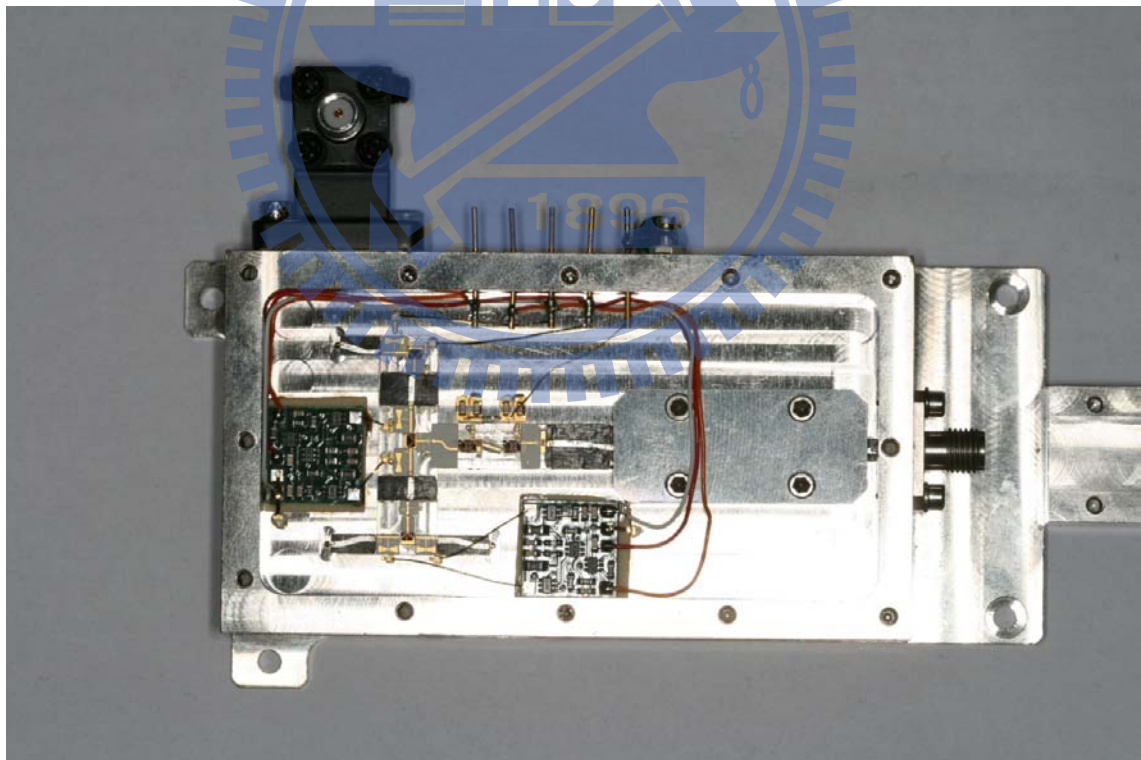


圖 4.2.1 系統上視圖(加上封蓋)



4.2.2 系統上視圖(未加上封蓋)

系統量測結果：

(1)天線和冷溫端

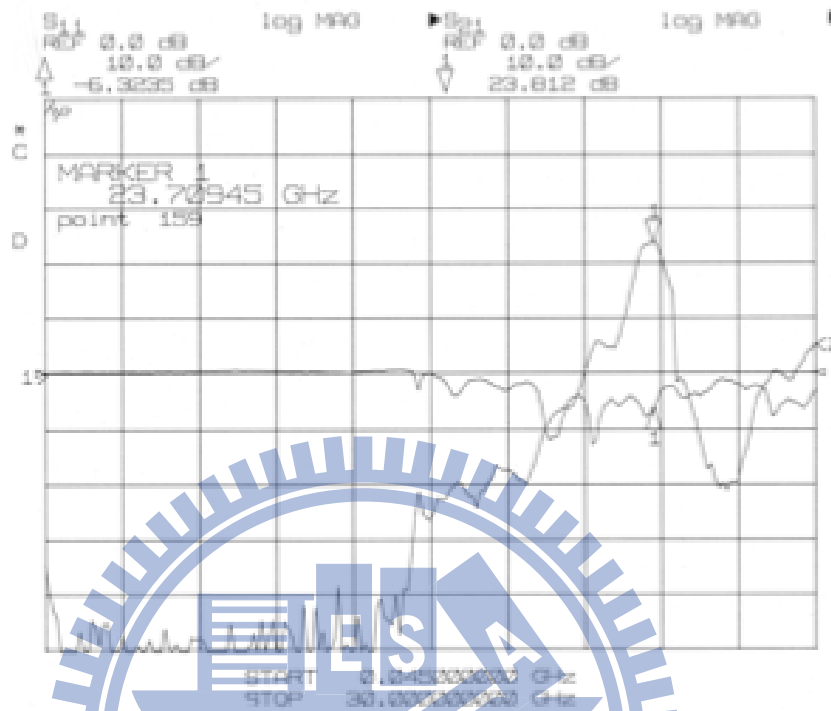


圖 4.2.3.1 系統量測(天線和冷溫端)

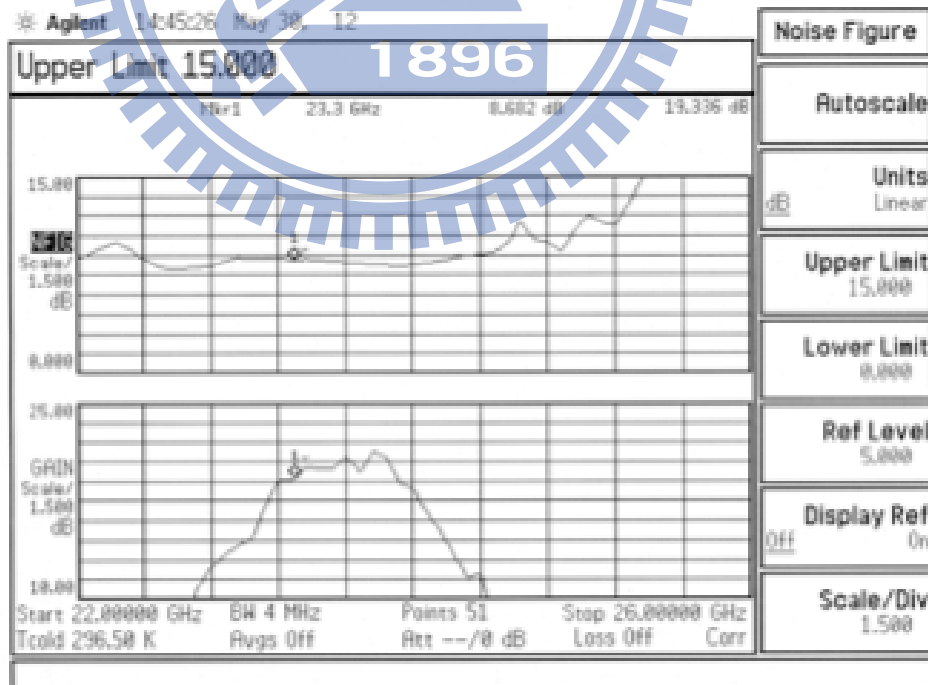


圖 4.2.3.2 系統雜訊量測(天線和冷溫端)

(2) 基準溫度源端

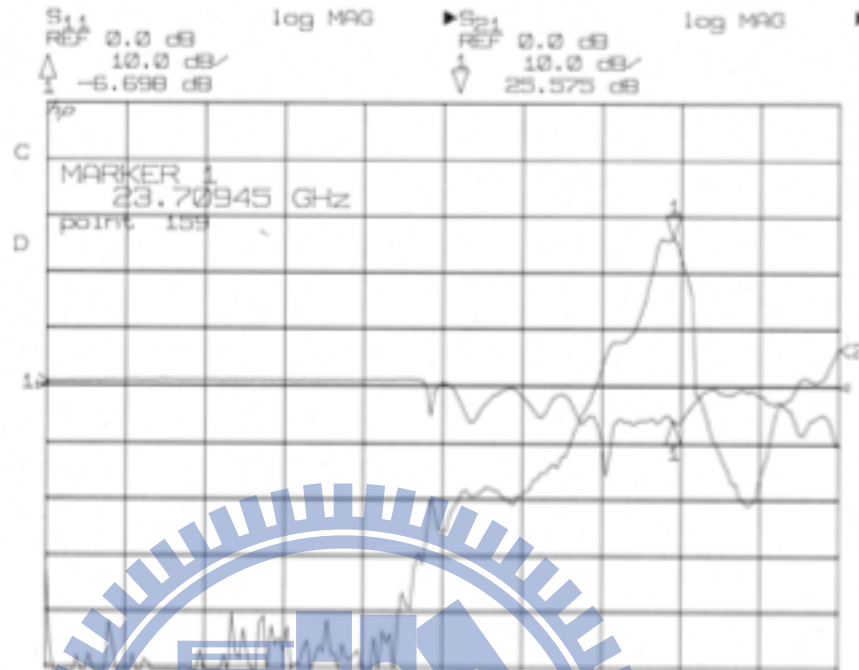


圖 4.2.4.1 系統量測(基準溫度源端)

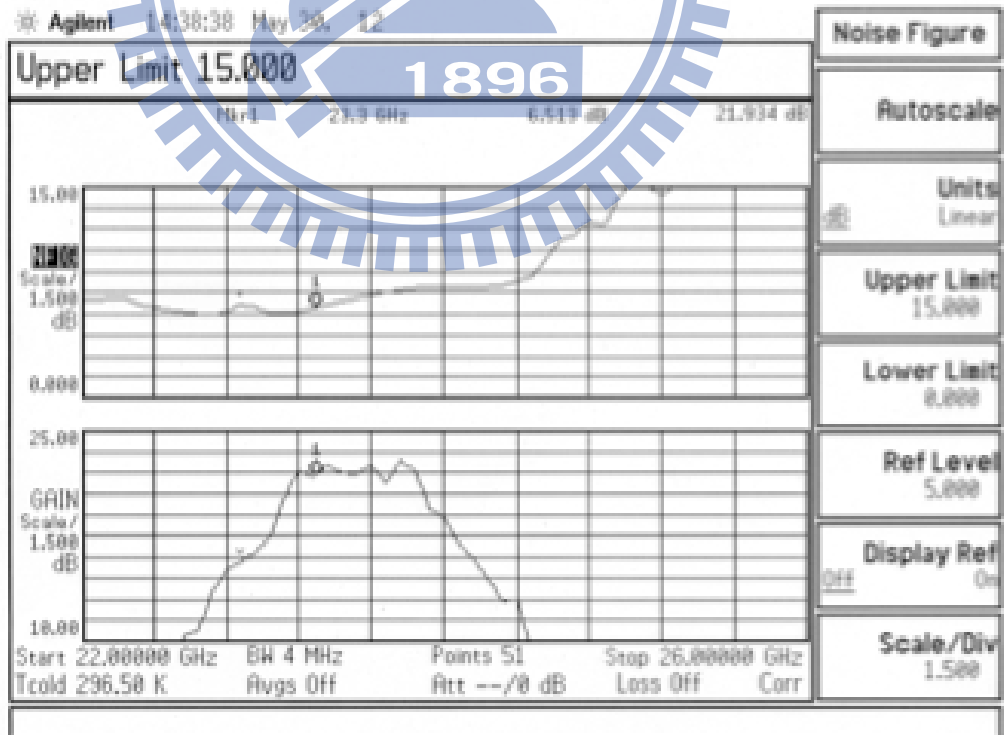


圖 4.2.4.2 系統雜訊量測(基準溫度源端)

(3)熱雜訊源端

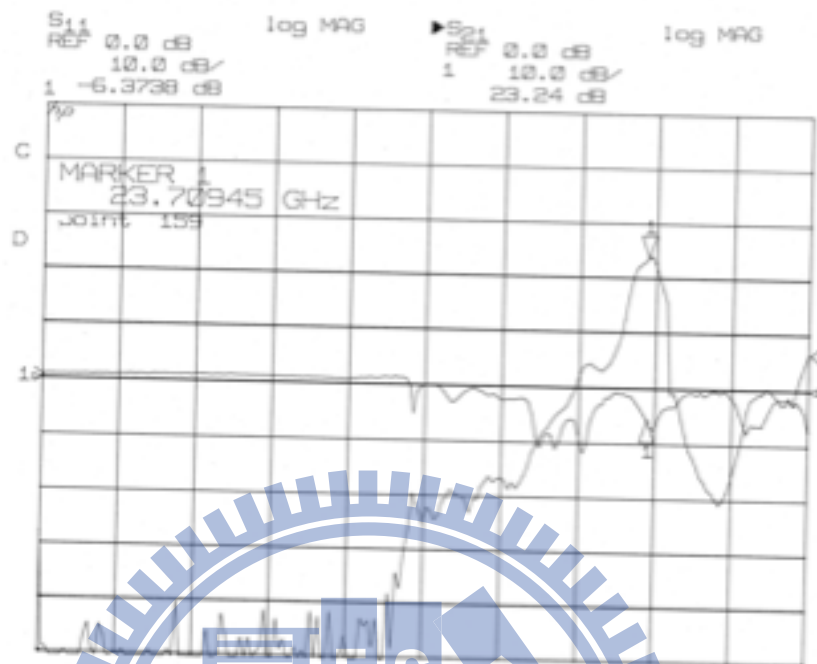


圖 4.2.5.1 系統量測(熱雜訊源端)

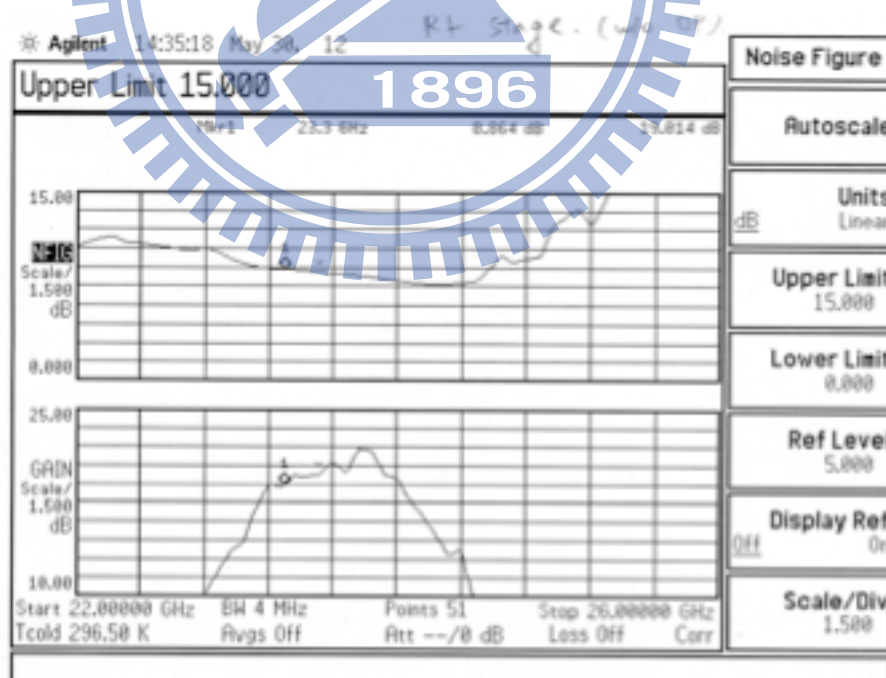


圖 4.2.5.2 系統雜訊量測(熱雜訊源端)

從上圖中所示，其結果整理如下：

	天線和冷溫端	基準雜訊源端	熱雜訊源端
增益(dB)	23.812	25.575	23.24
回返損耗(dB)	-6.3235	-6.698	-6.3738
雜訊指數(dB)	8.628	6.513	8.864

表 4.2.5.1 系統雜訊量測

從上表可得知三種輸入端得到的增益不同，無論是增益和雜訊指數，基準雜訊源端明顯的優於其他兩端的輸入，造成此種現在可能的原因為中間的迪克切換器(Dicke Switch)兩端切換所造成的損耗不同，因而產生此種現象。



4.3 系統改良與設計

由於系統內部微帶線不斷的轉換造成損耗，甚至於走線的長度長短不一、提供電壓的針腳距離元件過遠產生跳線、三路(天線端、熱雜訊元端和基準雜訊元端)增益不平衡，因此重新設計了走線的方式，改用共平面式的波導，將全部的元件置放在同一機板上，不會在散落於各部分，此好處在於可在機殼外先測量結果；提供電源的針腳也根據機械外殼的重新配置而避免跳線的問題。

改用共平面式波導整體電路配置圖如下：

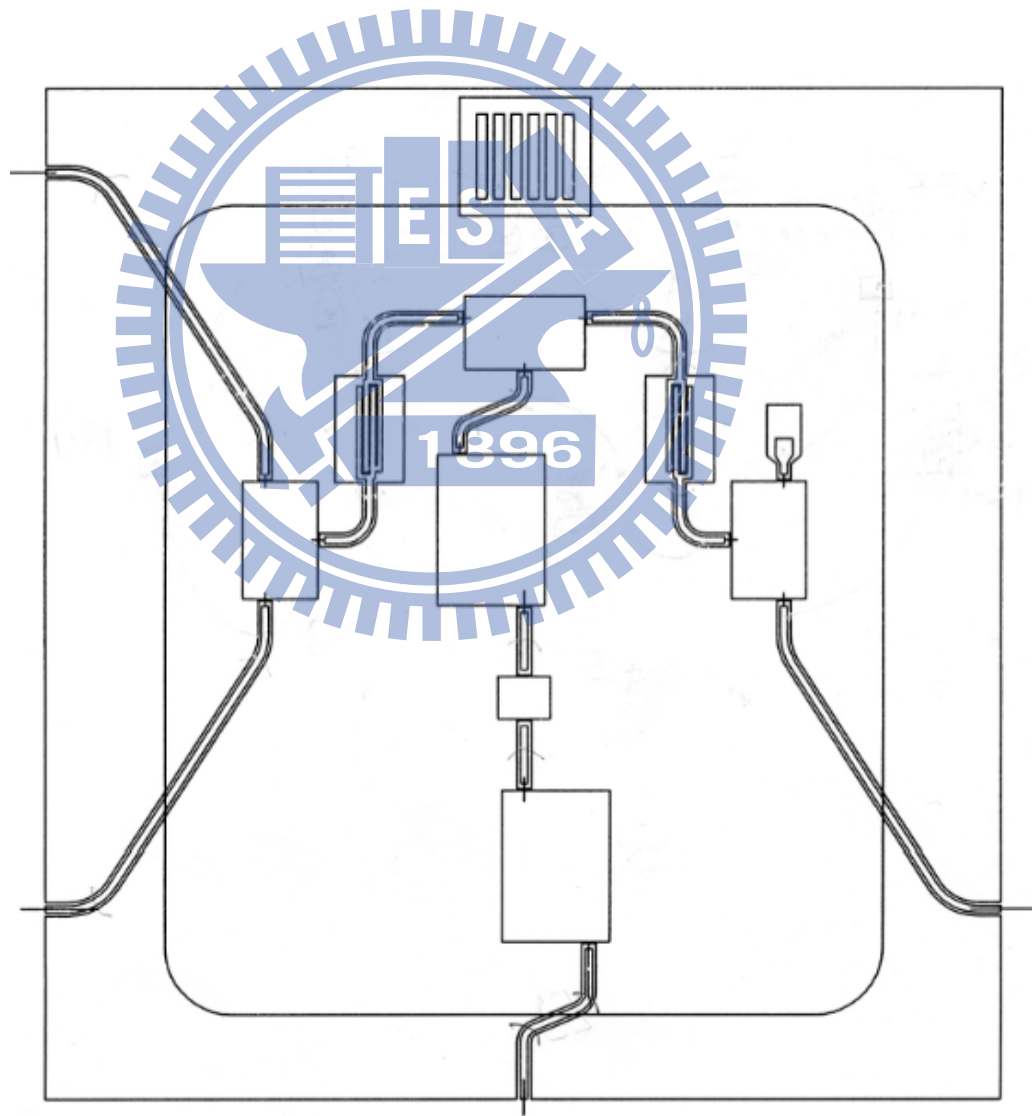


圖 4.3.1 共平面式波導電路配置(雜訊機收端)

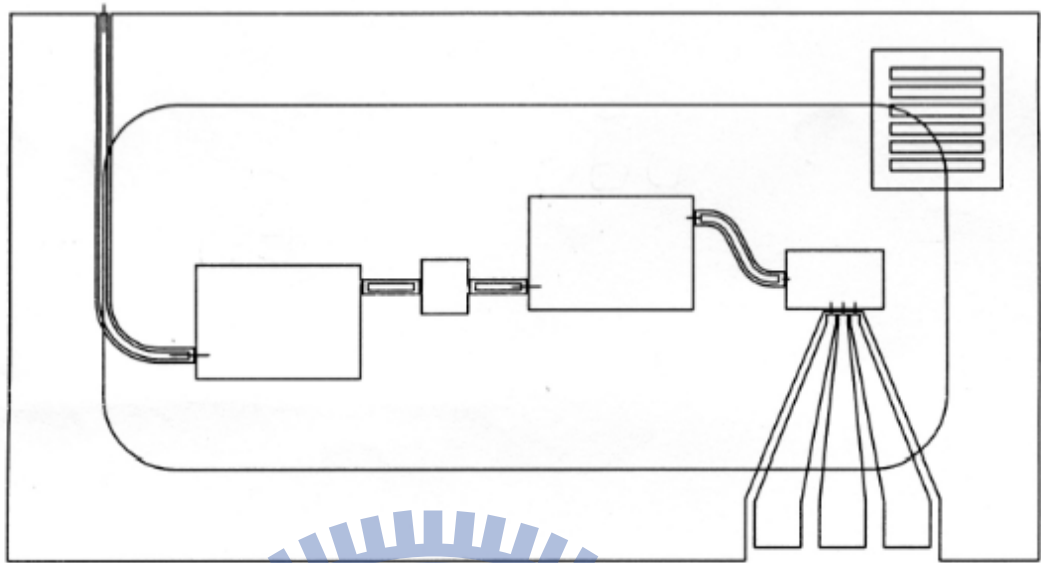


圖 4.3.2 共平面式波導電路配置(訊號偵測端)

從圖 4.3.1 中將熱雜訊源和基準雜訊源做成對稱式，開關器的輸出做一耦合線當做電容作為隔離直流電壓，上方為提供全部電壓的針腳。兩級低雜訊放大器中間放入一衰減器，避免產生震盪的問題，至於開關器的控制訊號所加上的電感和電容則是直接利用元件。

圖 4.3.2 為兩級的低雜訊放大器和峰值偵測器，兩級低雜訊放大器中間加入衰減器也是避免產生震盪。

(1)雜訊接收端：低雜訊放大器為兩級 Hittite

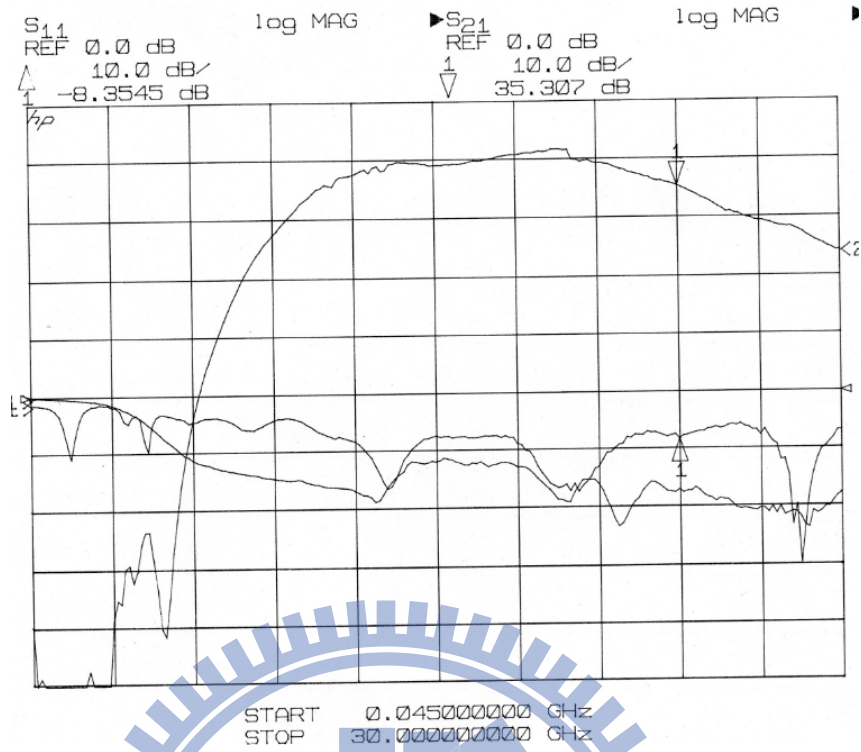


圖 4.3.1.1 雜訊接收端(天線接收端)

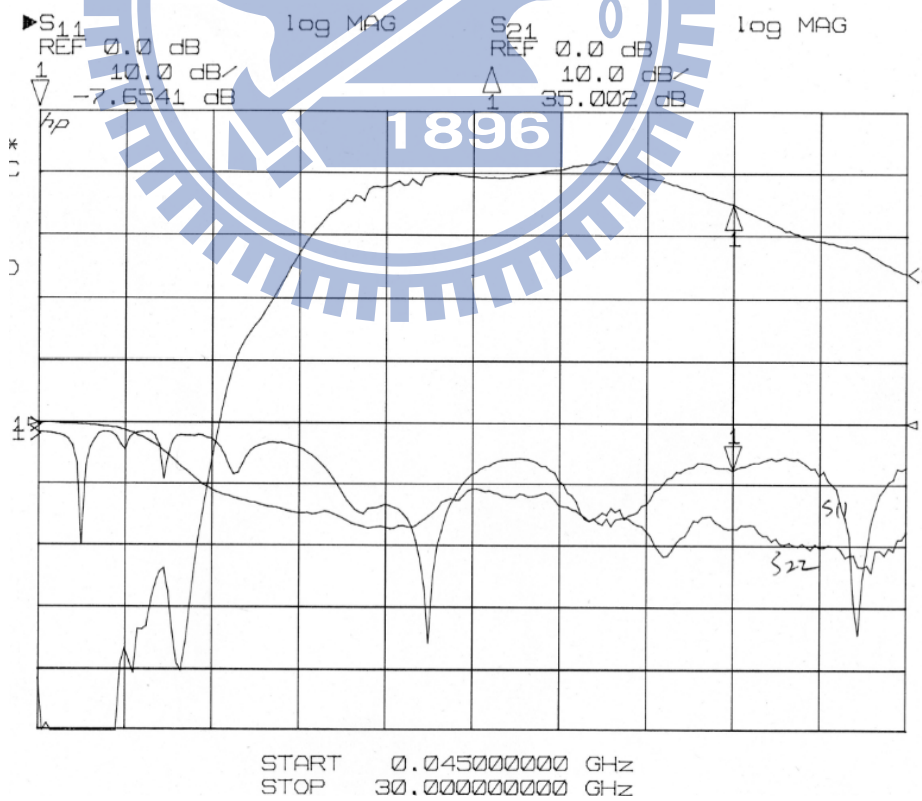


圖 4.3.1.2 雜訊接收端(基準雜訊源端)

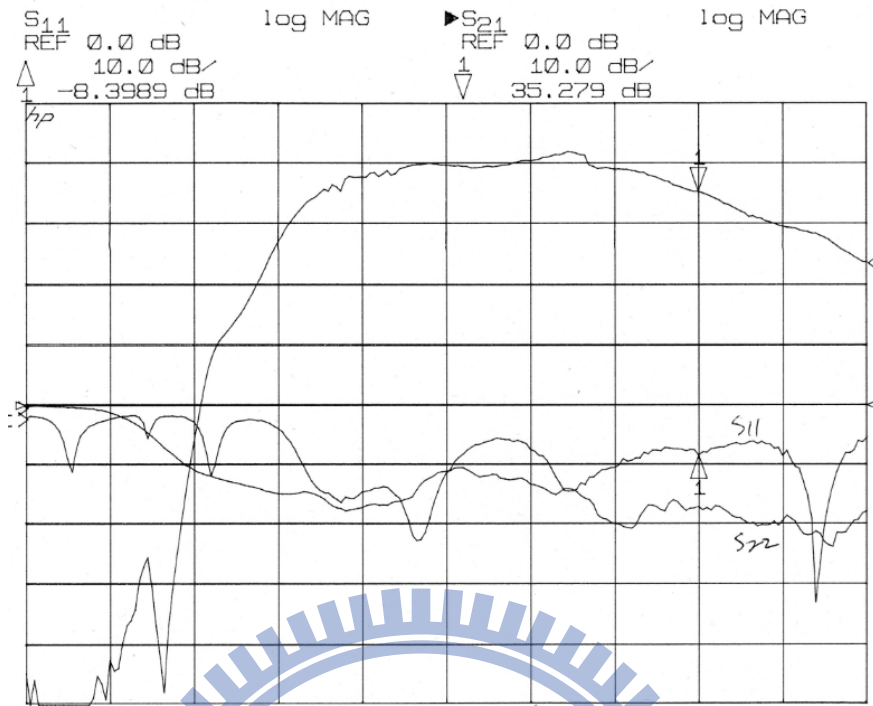


圖 4.3.1.3 雜訊接收端(熱雜訊源端)

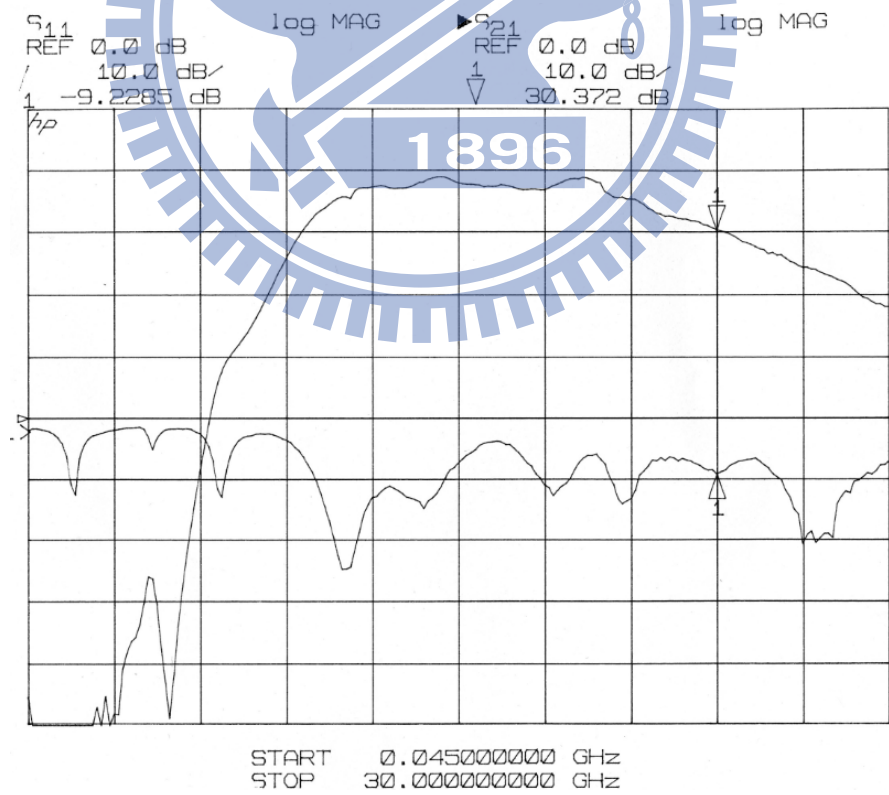


圖 4.3.1.4 雜訊接收端(放置在吸波材料上)

將三個通道的增益和回反損耗整理如下：

	天線和冷溫端	基準雜訊源端	熱雜訊源端
增益(dB)	35.307	35.002	35.279
回返損耗(dB)	-8.3545	-7.6541	-8.3989

表 4.3.1.1 雜訊接收端量測

根據上表三個通道的增益和回反損耗差異並不大，增益的變化最高為 0.3 dB。若將此電路板放置在吸波材料上，增益會往下掉 3 dB，此次的量測是因為在與機械殼整合時，會在雜訊接收端電路放置在吸波材料上，避免震盪。

(2)雜訊接收端：低雜訊放大器為一級 UMS 和一級 Hittite

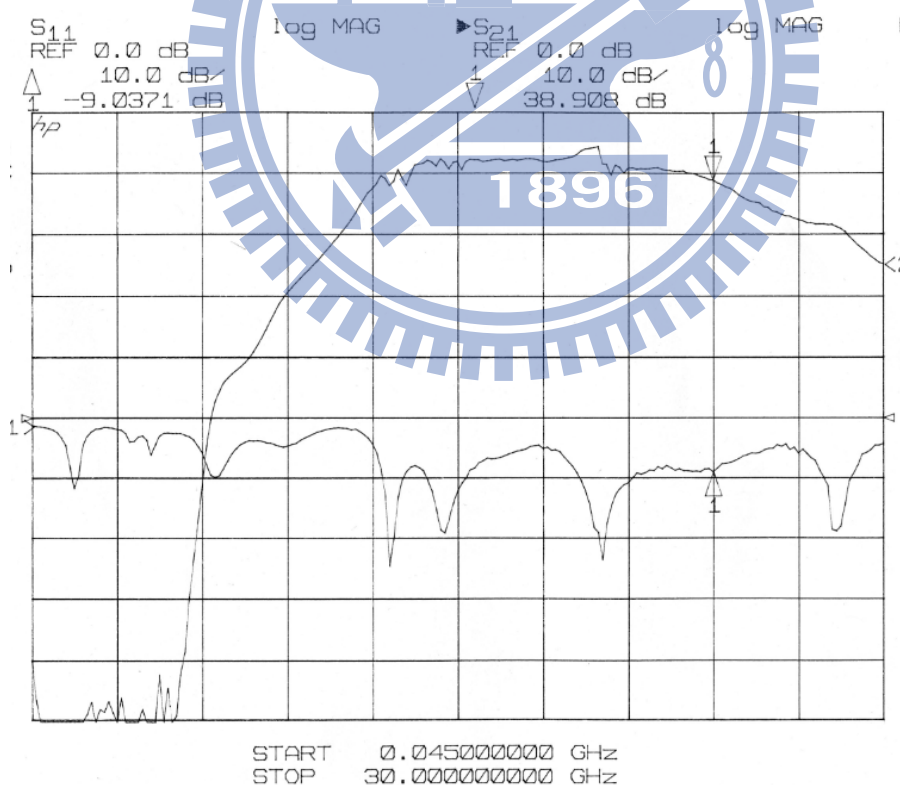


圖 4.3.2.1 雜訊接收端(天線接收端)

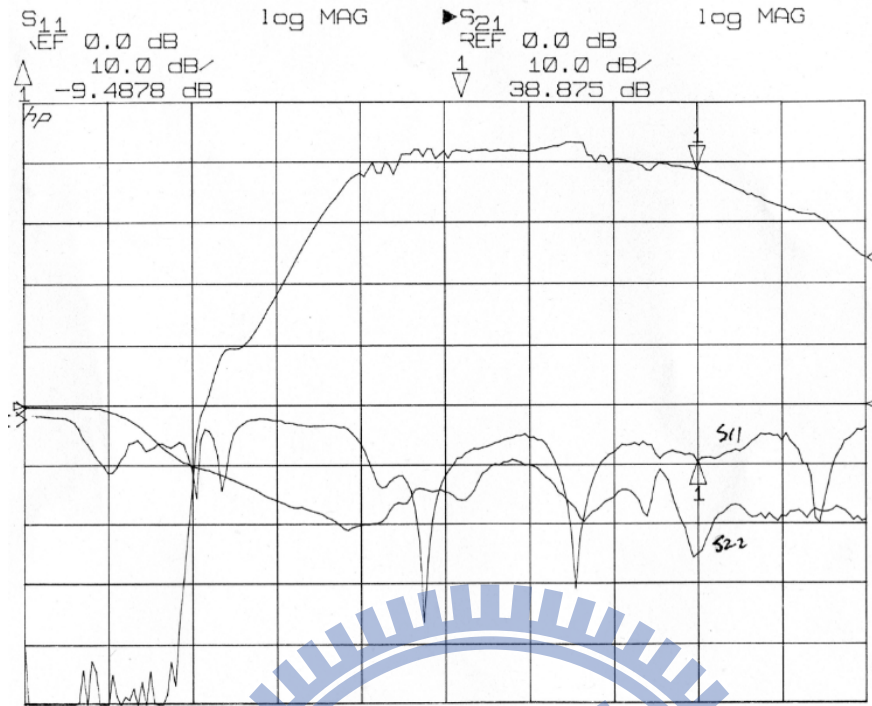


圖 4.3.2.2 雜訊接收端(基準雜訊源端)

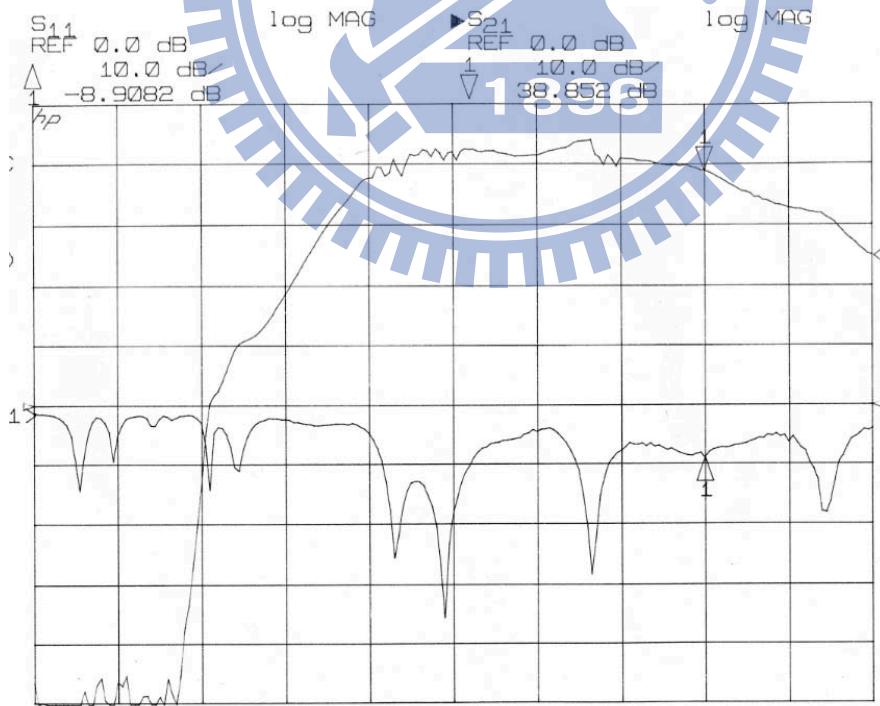


圖 4.3.2.3 雜訊接收端(熱雜訊源端)

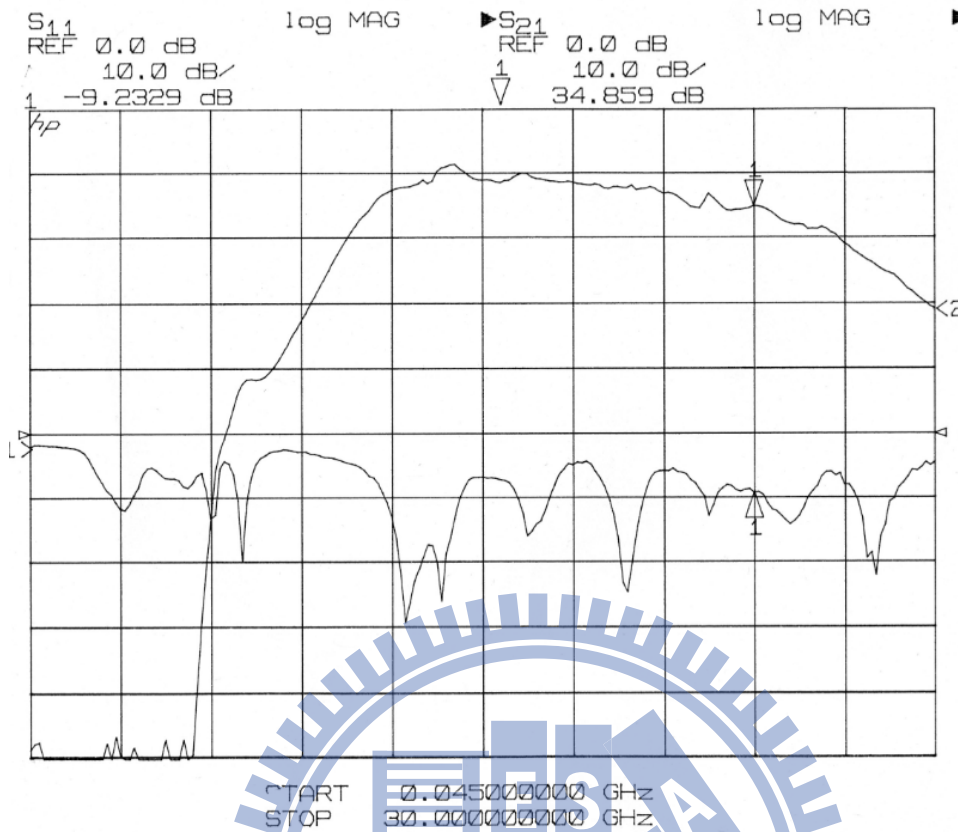


圖 4.3.2.4 雜訊接收端(放置在吸波材料上)

將三個通道的增益和回反損耗整理如下：

	天線和冷溫端	基準雜訊源端	熱雜訊源端
增益(dB)	38.908	38.875	38.852
回返損耗(dB)	-9.0371	-9.4878	-8.9082

表 4.3.2.2 雜訊接收端量測

根據上表三個通道的增益和回反損耗差異並不大，增益的變化最高為 0.03 dB。若將此電路板放置在吸波材料上，增益會往下掉 4 dB，此次的量測是因為在與機械殼整合時，會在雜訊接收端電路放置在吸波材料上，避免震盪。

第五章 未來發展

此微波輻射儀系統在實作過程中，由於在 23.8GHz 直接做增益放大，因此最大的問題在於如何解決低雜訊放大器的震盪，震盪造成的原因並沒有特定為一種，所以在過程中便只能夠去揣測是何處造成放大器震盪，在之後的微波輻射儀設計當中，不仿可以使用降頻方式的迪克架構，只將雜訊指數最小的放大器放在第一級，之後直接做降頻，在於中頻端做雜訊的放大，此種設計方法因為只有一級低雜訊放大器放在射頻端，因此不會有震盪的問題。

另外，針對系統本身的所造成的雜訊，在論文中訊號在進入低雜訊放大器之前，共經過了兩個開關器，倘若使用 SP3T 此種形式的開關，天線輸入端、基準雜訊源輸入端和熱雜訊源輸入端都共接上一個開關，在利用開關驅動器做三個訊號的控制，這樣的設計方式可以大幅降低系統本身的雜訊指數。

論文中，濾波器的設計由於頻寬為 1.6%，使得濾波器極為敏感，也因為使用懸空微帶線的方式，在饋入進濾波器的轉換器回反損耗並不理想，此結果也是造成低雜訊放大器震盪的可能；若使用降頻的方式，濾波器的設計將會變得更為簡單，在射頻部分，濾波器主要的用意在於抑制鏡像訊號，直到中頻部分，才需將所需要的頻段訊號給濾出，由於頻寬百分比的提高，在實現上會變得容易許多。

不過，在設計降頻式的微波輻射儀，必須要能夠有效的防止本地震盪器透過混頻器漏波至中頻，由於本地震盪器的功率遠比觀測物的訊號來得大很多，因此最後經過峰值偵測器所偵測得到的電壓值，都將為本地震盪器的峰值電壓，而非觀測物的峰值電壓；另外，在混頻器之前，必須能夠有效的抑制鏡像訊號，此鏡像訊號在經過混頻之後，會疊加在觀測物的訊號之上，進而影響峰值偵測器輸出電壓；上述兩種情況都會影響輸出的電壓，影響觀測物的判斷，因此必須要能夠有效的防止本地震盪器的漏波和抑制鏡像訊號將為降頻式微波輻射儀設計的最大主軸。

第六章 參考資料

- [1] Niels Skou, David Le Vine "Microwave Radiometer Systems."
- [2] Kunzi, K.,N. Skou, and K. Pontoppidan, Study of Push-Broom Radiometer Systems, Final Report, ESTEC Contract No. 5798/84/NL/GM(SC), Electromagnetics Institute, R 298,1984
- [3] Ulaby, F. T., R. K. Moore, and A.K. Fung, Microwave Remote Sensing, Vol. 1, Dedham, MA: Artech House, 1981.
- [4] Tiuri, M. E., "Radio Astronomy Receivers," IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 12, No. 7, 1964, pp. 930-938
- [5] M. S. Hersman and G. A. Poe, "Sensitivity of the total power radiometer with periodic absolute calibration," IEEE Trans. Microwave Theon; Tech., vol. MTT-29, no. 1 , pp. 3340, Jan. 1981.
- [6] Dicke, R.H., "The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies," Rev. Sci. Instr., Vol. 17,1946, pp.268-279.
- [7] J. Guijarro and C. Graf, "The development and calibration of the ENVISAT-1 microwave radiometer," Geoscience and Remote Sensing Symposium Proceedings, 1998. IGARSS '98, Volume 1, pp.262-264 6-10 July 1998.
- [8] Goggins, W.B., "A Microwave Feedback Radiometer," IEEE Trans. On Aerospace and Electromic Systems, Vol. 3, No. 1, 1967
- [9] Hardy, W.N., K. W. Gray, and A. W. Love, "An S-Band Radiometer Design with High Absolute Precision," IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, No. 4, 1974, pp.382-390
- [10] Sung-Hyun Kim, De-Hai Zhang, Ho-Jin Lee, Hyuk Park, Seok-Hun Yun, Chun-Sik Chae, Eun-Sup Sim, Jing-Shan Jiang, Yong-Hoon Kim, "Korean

spaceborne microwave radiometer on STSAT-2: dual-channel radiometers for earth and atmosphere monitoring (DREAM),” Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2005. IGARSS '05. Proceedings. 2005 IEEE International, Volume 1, pp. 464-466, July 2005.

[11] S.-H. Kim, H.-J. Lee, S.-H. Yun, J.-M. Jeong, C.-S. Chae, M. Singh,; J.-O. Park, E.-S. Sim, D.-H. Zhang, J.-S. Jiang, and Y.-H. Kim, “Design and Performance of Dual-channel Radiometers for Earth and Atmosphere Monitoring (DREAM) Protoflight Model,” IEEE International Conference on Geoscience and Remote Sensing Symposium, July 2006, pp. 3216-3219

[12] S.-H. Kim, H.-J. Lee, S.-H. Yun, J.-M. Jeong, C.-S. Chae, M. Singh,; J.-O. Park, E.-S. Sim, D.-H. Zhang, J.-S. Jiang, and Y.-H. , “Hardware Specification and System Performance of Dual-channel Radiometers for Earth and Atmosphere Monitoring (DREAM) Flight Model,” IEEE International Conference on Geoscience and Remote Sensing Symposium, July 2007, pp. 4441-4443

[13] D. Pozar, Microwave Engineering, 3rd ed. Danvers, Ma.: Wiley & Sons, 2005.

[14] Hittite Microwave Corporation <http://www.hittite.com/>

[15] United Monolithic Semiconductors <http://www.ums-gaas.com/>

[16] Microsemi Corporation <http://www.microsemi.com/>

[17] Southwest Microwave, Inc. <http://www.southwestmicrowave.com/>