

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

微波輻射計酬載系統之需求與可行性分析

Requirement and Feasibility Analysis of
Microwave Radiometer System

研究生：胡祥容

指導教授：張志揚 博士

中華民國 一零一年 六月

微波輻射計酬載系統之需求與可行性分析

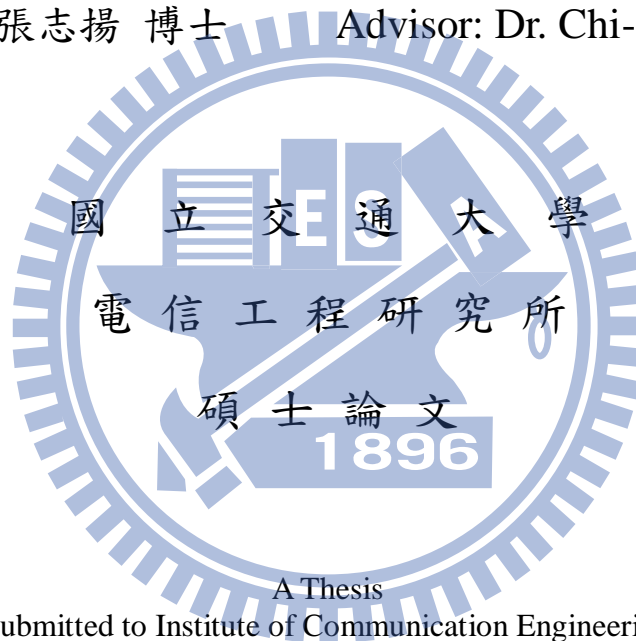
Requirement and Feasibility Analysis of Microwave Radiometer System

研究生:胡祥容

Student: Hsiang-Jung Hu

指導教授:張志揚 博士

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang



A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
In Partial Fulfillment of the Requirements
For the Degree of Master
in
Communication Engineering

June 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 一零一年 六月

微波輻射計酬載系統之需求與可行性分析

研究生:胡祥容

指導教授:張志揚 博士

國立交通大學電信工程研究所

摘要

本論文將針對搭載於衛星上之星載微波輻射計系統，進行可行性與系統需求之分析報告，並討論各種衛星掃描方式、及各種現行微波輻射計系統架構之優劣，以做為台灣太空中心往後研究星載微波輻射計之任務的參考。

此外，本論文也針對部分星載微波輻射計系統所需之元件與系統架構，進行電磁模擬，以及實體電路的製作與量測，例如，功率偵測器之機殼、以及K-Band之波導管至微帶線的轉換器。

Requirement and Feasibility Analysis of Microwave Radiometer System

Student: Hsiang-Jung Hu

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Institute of Communication Engineering

National Chiao Tung University



This thesis discuss the requirement and feasibility analysis of microwave radiometer system for assisting National Space Organization (NSPO) in finishing the microwave radiometer design.

In addition, some components of microwave radiometer system would be designed, simulated and fabricated in this thesis, such as the detector block, and the K-band waveguide to microstrip line transition.

Acknowledgment

誌謝

兩年的碩士時光匆匆就過了，轉眼間，我即將離開待了好久的交大。是這些年交大所給我的磨練，以及老師同儕間的相互教導關照，才讓我的人生變的更加精采，而我也時時刻刻感激這一切。

首先，必須要感謝我的指導教授張志揚老師，在這兩年內，老師總是細心的教導，並分享在微波實作上的經驗給我們，老師在實驗精神與為人處事上，也為我們樹立了良好的典範，承蒙老師的指導與照顧，我才可以順利的完成碩士論文。感謝建育、郭博、梁八等博班學長，謝謝你們細心的教導原本什麼都不會的我，你們總是可以解決各種疑難雜症，並提供各種建議；感謝維欣，謝謝你常常教會我簡單的思考事情，也謝謝你常常載我出去遛搭；感謝威嘉學長，謝謝你總是細心的教導我模擬軟體的使用，您總是把我們遭遇到的問題掛在心上，並常常關心我們的進度；感謝 98 級的學長姐小水、大蘋、小鵬，因為有你們在實驗室與我們分享碩二生活的點滴，才讓我們不管在研究或找工作上更有方向；感謝槿柑，你真的是個好夥伴，不管在模擬、量測、報告都幫我好大的忙；感謝草草，在我忙到很煩悶的時候總是會適時地幫助我，沒有你的小角落，實驗室都不實驗室了；感謝費祥，謝謝你在草草出國後就跟我當好朋友，也謝謝你無怨無悔地載我們去中科院；感謝老爹、丘帥、若宜、郁叡等小朋友們，謝謝你們在口試前的幫忙，是我們口試可以順利進行；感謝中科院的牛博士，謝謝您教導我們各種量測儀器的使用，在您很忙碌的時候，還是會適時關心我們的電路；感謝中科院的林先生、阿春阿姨和廖先生，因為有您們，我們的電路才能順利的組裝完成，也謝謝你們教導我有關電路配置、組裝和焊接的相關知識。最後，一定要感謝我的家人，爸爸、媽媽、和姊姊們，謝謝你們容忍了任性且愛四處亂玩的我，有了你們的疼愛，我才可以無憂無慮地走到這一步。

單憑自己的力量，我絕對不可能順利的完成這一切，要感謝的人有太多太多而無法一一詳列，但你們對我的好，我都默默地記在心裡啦！

目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
誌謝.....	III
表目錄.....	VI
圖目錄.....	VII
第一章 前言.....	1
第二章 衛星掃描機制.....	3
2.1 衛星掃描機制種類.....	3
2.2 衛星掃描系統分析.....	6
2.3 衛星掃描系統分析流程圖.....	13
第三章 微波輻射計系統分析.....	14
第四章 微波輻射計系統性能.....	23
4.1 刈幅 (Swath).....	23
4.2 入射角度 (Incidence angel).....	24
4.3 天線半功率波束寬 (Antenna 3-dB beamwidth).....	24
4.4 波束效率 (Beam efficiency).....	26
4.5 光跡大小 (Footprint size, FP).....	26
4.6 積分時間 (Integration time, τ).....	27
4.7 反射式天線之轉速 (Revolution speed, ω).....	28
4.8 雜訊指數 (Noise figure, NF).....	31
4.9 頻寬 (Bandwidth, B).....	32
4.10 靈敏度(Sensitivity).....	33
4.11 絕對準確性 (Absolute accuracy).....	35
4.12 線性度 (Linearity).....	35
4.13 穩定度 (Stability).....	35
第五章 實作電路.....	40

5.1 系統整體方塊圖	40
5.2 功率偵測器機殼	41
5.3 波導至微帶線之轉接器	47
第六章 結論	53
參考資料	54



表目錄

表 3.1	微波輻射計所採用之頻段及其對應之偵測項目	22
表 4.1	現行星載微波輻射計之入射角度	24
表 4.2	反射式天線 1.2 公尺時之各個頻段的天線半功率波束寬.....	25
表 4.3	各個頻段的天線半功率波束寬	25
表 4.4	各個頻段等效使用之直徑	25
表 4.5	衛星高度 600 公里時的光跡大小	27
表 4.6	衛星高度 561 公里時的光跡大小	27
表 4.7	衛星高度 600 公里時各頻段所需的積分時間	28
表 4.8	衛星高度 561 公里時各頻段所需的積分時間	28
表 4.9	各頻段之雜訊指數	32
表 4.10	各個頻率之頻寬	32
表 4.11	衛星高度 600 公里時之半功率波束寬、頻寬與靈敏度	34
表 4.12	衛星高度 561 公里時之半功率波束寬、頻寬與靈敏度	34
表 4.12	性能需求規格列表 (反射式天線直徑 1.2 公尺，軌道高度 600 公里). 38	
表 4.13	性能需求規格列表 (反射式天線直徑 1.2 公尺，軌道高度 561 公里). 39	
表 5.1	Glass seal.....	49
表 5.2	波導至微帶線轉接器之結構的尺寸.....	50

圖目錄

圖 2.1 跨徑式掃描之示意圖.....	3
圖 2.2 錐狀式掃描之交互式掃描示意圖	4
圖 2.3 錐狀式掃描之旋轉天線掃描示意圖	4
圖 2.4 推掃式掃描之示意圖.....	5
圖 2.5 星載微波輻射計偵測地表的幾何示意圖.....	6
圖 2.6 刈幅與半掃描角度的關係示意圖	7
圖 2.7 光跡在地表的行進示意圖.....	8
圖 2.8 圓形半徑、弧長和圓心角的關係圖	8
圖 2.9 入射角度和光跡大小的幾何關係.....	9
圖 2.10 衛星速度與光跡速度的幾何關係圖.....	10
圖 2.11 衛星行進方向光跡重疊示意圖	11
圖 2.12 衛星行進方向以及掃描方向的光跡重疊示意圖	12
圖 2.13 系統分析流程圖	13
圖 3.1 電阻等效一雜訊電壓源.....	14
圖 3.2 電阻等效雜訊電壓源所能提供之最大可獲功率	14
圖 3.3 天線偵測目標物示意圖.....	15
圖 3.4 微波輻射計的簡易示意圖.....	16
圖 3.5 全功率輻射計接收機之系統方塊圖	17
圖 3.6 迪克輻射計之方塊圖.....	18
圖 3.7 雜訊注入輻射計之方塊圖	20
圖 3.8 大氣的微波吸收光譜.....	21
圖 4.1 選低頻轉速，低頻光跡與高頻光跡在一個刈幅時間內之相對位置圖.....	29
圖 4.2 選高頻轉速，低頻光跡與高頻光跡在一個刈幅時間內之相對位置圖.....	29

圖 4.3 高頻選用兩個接收天線.....	30
圖 4.4 89GHz 之光跡重疊比例	30
圖 4.5 DREAM 線性度.....	35
圖 5.1 微波輻射儀整體系統架構.....	40
圖 5.2 功率偵測器機殼 輸入功率與輸出電壓之曲線圖	42
圖 5.3 低雜訊放大器機殼 + 功率偵測器機殼	42
輸入功率與輸出電壓之曲線圖.....	42
圖 5.4 低雜訊放大器機殼 + 功率偵測器機殼 輸入射頻功率與否，所對應之輸出 電壓差異.....	43
圖 5.5 UMS 公司所提供的功率偵測器之輸入功率與輸出電壓曲線圖.....	44
圖 5.6 低雜訊放大器機殼 + 功率偵測器機殼 輸入射頻功率與否，所對應之輸出 電壓差異.....	44
圖 5.7 功率偵測器實作電路.....	45
圖 5.8 功率偵測器機殼(CPW) 輸入功率與輸出電壓之曲線圖	46
圖 5.9 功率偵測器(CPW)實作電路.....	46
圖 5.10 低雜訊放大器機殼與功率偵測器機殼.....	47
圖 5.11 HFSS 模擬之波導至微帶線之轉接器	48
圖 5.12 Glass seal 實體圖	48
圖 5.13 波導至微帶線轉接器之結構的示意圖.....	49
圖 5.14 波導至微帶線之轉接器的模擬結果.....	50
圖 5.15 實作波導至微帶線之轉接器	51
圖 5.16 使用背對背型式校正 SMA 接頭至波導之轉接器	51
圖 5.17 使用背對背型式量測自製波導至微帶線之轉接器	52

第一章 前言

台灣的自然災害頻傳，受天候影像因素甚大，故如何能夠全天候的觀測地表與海洋，並且在災害發生前可以提早預防或是發布警報，是一件很重要的事。另外，在災害發生的同時，必須持續的對災區進行觀測，即時掌握災害的情況，引導救援進度，以降低損失；而在災害發生後，必須有完整的紀錄資料，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。

早期氣象衛星的感測器，主要以波長相對較短的可見光及紅外線頻道為主，礙於波長限制，兩者皆無法穿透雲層以探測雲下大氣以及地表面資訊；而微波則具穿透雲層能力，因此透過微波頻道的應用，我們將可以觀測雲層和降水資訊、監視地表與海面，及推算大氣溫度、濕度剖面等。

目前國內現有的衛星以光學攝影為主。在光線不足的夜晚或雲層太厚時，光學攝影便無法發揮預期的作用。相對於光學攝影而言，微波輻射計接收到的是有溫度的物體所輻射出來的訊號，並對此加以分析判別，所以光線的強弱並不會對微波輻射計的觀測效能產生影響，故在陰天抑或是夜晚也可以進行觀測。微波輻射計因為可以克服天候不佳及光線不足的問題，進而達到全天候觀測的目的，故其為太空中心積極發展之目標。

微波輻射計(Microwave radiometer)屬於遙測(remote sensing)儀器的一種，遙測顧名思義即是對目標物進行間接量測，以不接觸到目標物並取得目標物的資訊為前提，並不會改變目標物的狀態。藉由不同的物體在不同的頻段有著不同的物理特性，藉由分析所偵測到的資料，我們即可反演出所要的資訊。

本論文將針對搭載於衛星上的微波輻射計進行討論，主要針對衛星偵測地表時的掃瞄機制，如反射式天線轉速、系統積分時間、光跡大小、和系統靈敏度進行討論，另外，本論文也依照太空中心所要求的系統規格，進行研究與分析，並訂定出一系列之微波輻射計規格；在實作方面，則以連接天線和開關之波導至微

帶線轉接器的模擬與實作，以及偵測射頻前端電路的功率之功率偵測器為主。

在第二章會先說明衛星在偵測地表訊號時的各種掃描型態，並加以分析討論；在第三章中，將簡介微波輻射計之偵測原理，說明頻段選擇之依據，以及探討微波輻射計的各種架構；而第四章會根據使用者需求，提出星載微波輻射計的各種性能，並繪製流程圖，標明出各種參數之相對關係；在第五章，則將討論實體設計之系統架構，微波輻射計中功率偵測器(Detector)之實作電路和量測結果，以及波導至微帶線之轉接器的模擬和實作；最後，第六章為本論文之結論。



第二章 衛星掃描機制

2.1 衛星掃描機制種類

機械式的衛星掃描機制可分為三種[1]，分別為跨徑式掃描(Cross-track scanning)、錐狀式掃描(Conical scanning)、以及推掃式掃描(Push-broom scanning)。

2.1.1 跨徑式掃描

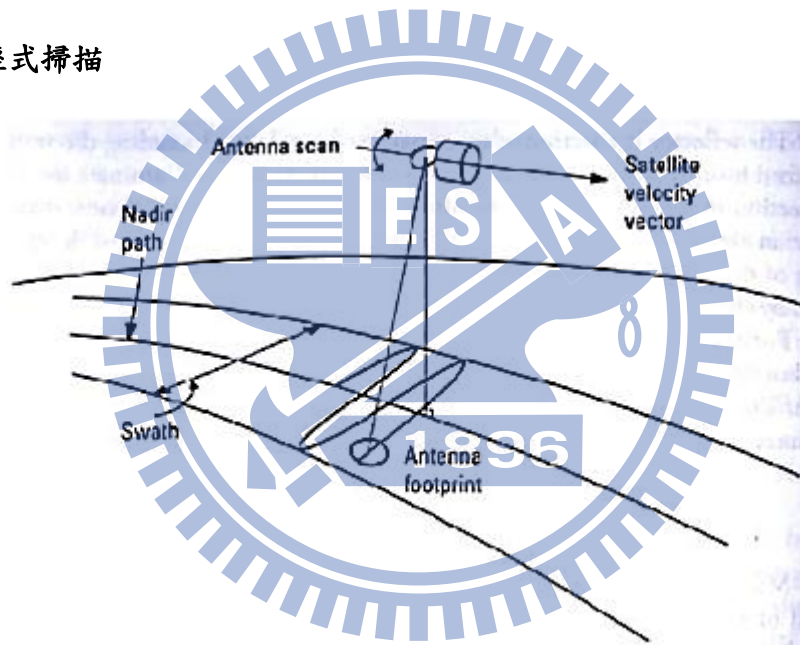


圖 2.1 跨徑式掃描之示意圖

跨徑式掃描如圖 2.1 所示，衛星上的馬達會驅動天線旋轉，而在天線主波束掃過的區域即稱做刈幅(Swath)，此方式通常應用於光學掃描。跨徑式掃描的入射角隨著天線的旋轉而持續變動，在刈幅每個位置上的入射角度不同，由於亮度溫度(Brightness temperature)會受到衛星入射角度(Incidence angle)的影響，此方法並不適用於微波輻射計的量測。

2.1.2 錐狀式掃描

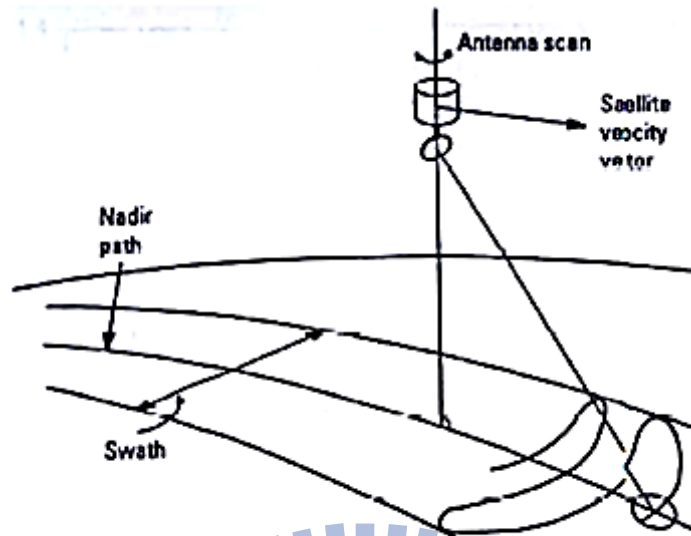


圖 2.2 錐狀式掃描之交互式掃描示意圖

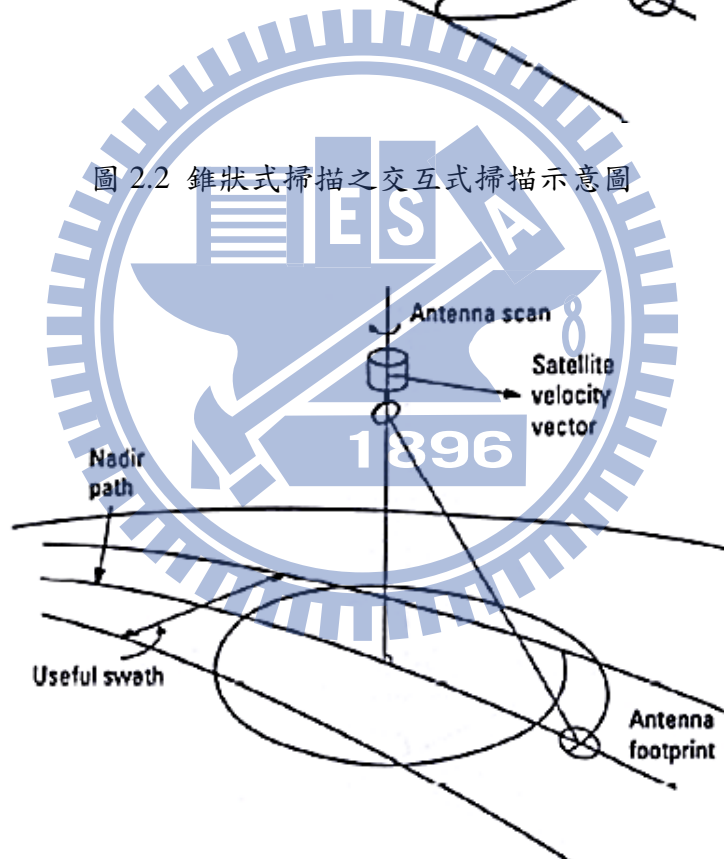


圖 2.3 錐狀式掃描之旋轉天線掃描示意圖

錐狀式掃描如圖 2.2 與圖 2.3 所示，可再細分為交互式掃描(Reciprocal scan)，以及旋轉天線掃描(Conical rotating scan)。天線為斜向入射，其入射角度保持一定，因此掃描的面積大小也維持一定，故不會有跨徑式掃描因入射角度不同而影

響亮度溫度的問題。

交互式掃描的天線在掃描時，來回旋轉需要反向的加速度，故必須產生反作用力導致衛星旋轉，因而造成衛星掃描時的不穩定性，嚴重者可能導致衛星脫離軌道。

反觀旋轉天線掃描方式的轉動速率固定，衛星處於穩定轉動的狀態，並且能夠利用在非刈幅的區域進行量測校正，有效的利用了這些時間，因此我們選擇以圓錐式旋轉天線掃描的方式進行掃描，除了具有使系統較為穩定的優勢外，也符合微波輻射計需要反覆校正的需求。

2.1.3 推掃式掃描

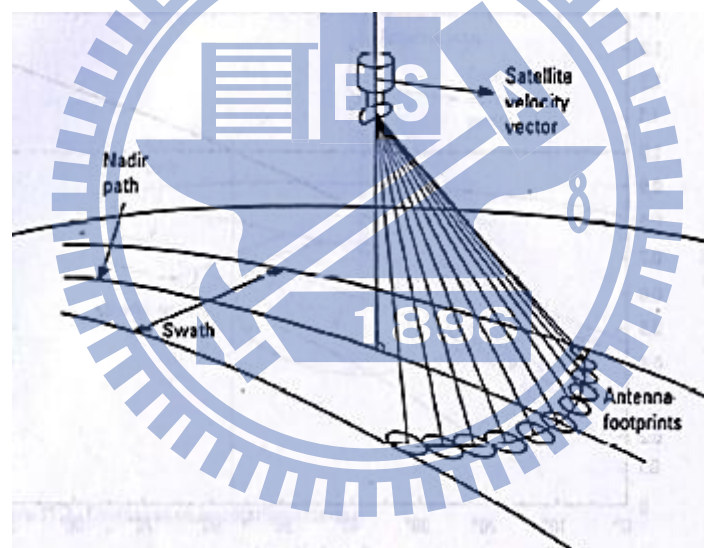


圖 2.4 推掃式掃描之示意圖

若為了追求更好的地面解析度，我們須將光跡(footprint)調小，但較小的光跡天線旋轉速度必須更快，因此積分時間(integration time)也會變短，也因此系統靈敏度會變差，此部分會在第三章第2部分有更詳盡之說明。而推掃式掃描的方式，即可解決為了追求更好的地面解析度而產生系統靈敏度變差之問題。

不同於跨徑式掃描與錐狀掃描，推掃式掃描的天線需採用多波束天線(multiple beam antenna)，因為多個波束同時進行掃描，因此天線並不需要轉動，

且因為各個光跡並不需要和其他光跡平分偵測的時間，固可積分時間較長，因而靈敏度較佳。但是推掃式掃描的接收機數目很多，不僅電路較為複雜，系統體積也很龐大，重量較重，所需消耗之能量也相對較多[2]。Winsat 即使用此種掃描方式

2.2 衛星掃描系統分析

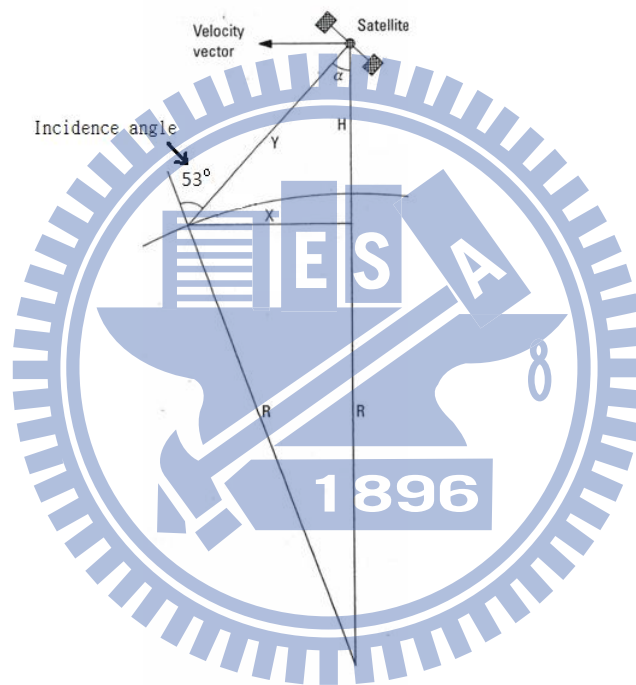


圖 2.5 星載微波輻射計偵測地表的幾何示意圖

星載微波輻射計所偵測到的地表範圍，可由幾何方式得知，如圖 2.5。其中，地球半徑以 R 表示，其值為 6371 公里；衛星軌道距離地表高度用 H 表示，由於太空中心目前尚未決定其軌道高度，預計為其值為 600 公里或 561 公里，故本論文將根據此兩個數據，進行衛星掃描系統參數之設計。

而目前現行的星載微波輻射計其大部份之入射角度，用 α 表示，範圍介於 50 度至 55 度角之間，我們參考 SSM/I，將入射角度訂定為 53 度，進行其他參

數之運算。

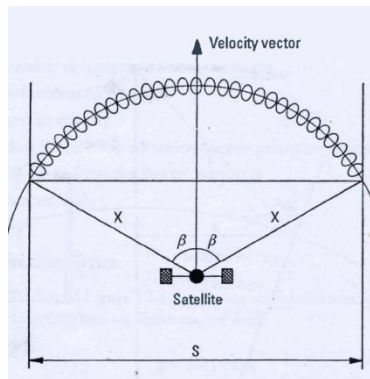


圖 2.6 刈幅與半掃描角度的關係示意圖

刈幅，本論文以 S 表示，是微波輻射計所能偵測到的寬度，如圖 2.6 所示，其中， β 表示半掃描角度(Half scan angle)；由圖 2.5 中可知微波輻射計所偵測的目標地區至衛星與地心連線的距離為 X 。利用三角幾何關係，即可求得刈幅可由式 2.1 表示：

$$S = 2 \cdot X \cdot \sin \beta \quad (2.1)$$

天線半功率波束寬(Antenna 3-dB beamwidth)以 θ 來表示。一般而言，其數學式子可表示為：

$$\theta = 1.2 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (2.2)$$

λ 代表波長； D 表示天線直徑

根據[1]，在衛星的天線方面，由於要求會比一般普通的天線更高，其能量會更集中在主波束之上，因此，必須將係數稍微做調整，從 1.2 改為 1.4。因而得到：

$$\theta = 1.4 \frac{\lambda}{D} = 1.4 \frac{c}{F(\text{Hz}) \cdot D(\text{m})} = \frac{0.42}{F(\text{GHz}) \cdot D(\text{m})} \quad (2.3)$$

其中 F 表示系統接收訊號之頻率；而 c 則表示光速，為每秒 3×10^8 公尺。

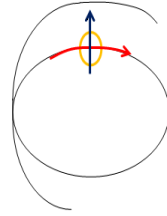


圖 2.7 光跡在地表的行進示意圖。

光跡(Footprint, FP)是微波輻射計在瞬間所偵測到的地表範圍。其可分為掃描方向與衛星行進方向，如圖 2.7 所示，其中橫向箭頭表示掃描方向，縱向箭頭表示衛星行進方向，圓圈代表光跡。



圖 2.8 圓形半徑、弧長和圓心角的關係圖

根據天線半功率波束寬，即可推得光跡的大小。如圖 2.8，弧長 L、圓半徑 r 以及兩半徑所夾角度 θ_0 的幾何關係，亦即：

$$L = r \cdot \theta_0 \quad (2.4)$$

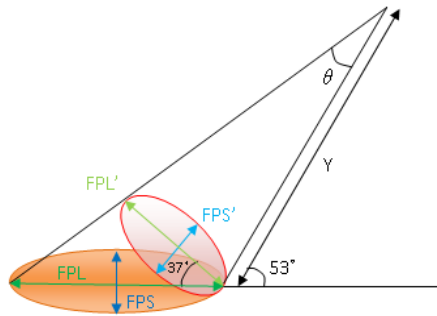


圖 2.9 入射角度和光跡大小的幾何關係

因此，可得知 FPL' 和 FPS' 皆等於 $Y \cdot \theta$ 。衛星掃描中，入射角度和光跡大小的幾何關係，可參考圖 2.9。其中，入射角度定訂在 53 度，而天線至地表的距離為 Y ，而圖中淺色橢圓投影出的深色橢圓，就是光跡。由 FPS' 投影出的 FPS ，即光跡在掃描方向的大小(Footprint in the scan direction)，投影結果並不會改變其值，故：

$$FPS'(km) = FPS(km) = Y \cdot \theta = \frac{Y \cdot 0.42}{F(GHz) \cdot D(m)} \quad (2.5)$$

而 FPL' 投影出的 FPL 就是沿著衛星行進方向的光跡(Footprint in the along track direction)，則可利用三角函數得知：

$$FPL(km) = \frac{FPL'}{\sin 37^\circ} = \frac{FPS}{\sin 37^\circ} = \frac{Y \cdot 0.7}{F(GHz) \cdot D(m)} \quad (2.6)$$

通常光跡的表示方式為：

$$FP(km) = \sqrt{FPS \cdot FPL} = \frac{Y \cdot 0.54}{F(GHz) \cdot D(m)} \quad (2.7)$$

由此，可以反推出反射式天線(Reflector antenna)的直徑為：

$$D(m) = \frac{Y \cdot 0.54}{F(GHz) \cdot FP(km)} \quad (2.8)$$

衛星在空中飛行的速度以下用 V_s 來表示。人造衛星是以等速率圓周運動繞著地球飛行，而其向心加速度為地球對人造衛星的萬有引力，故可以得到：

$$V_s = R \cdot \sqrt{\frac{g}{R+H}} = R \cdot \sqrt{\frac{0.00981}{R+H}} \quad (2.9)$$

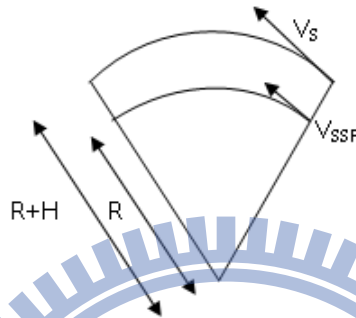


圖 2.10 衛星速度與光跡速度的幾何關係圖

由衛星在空中的飛行速度，利用幾何關係，如圖 2.10，可以推出光跡在地表沿著衛星行進方向的速度，以 V_{SSP} 表示：

$$V_{SSP} = V_s \cdot \frac{R}{R+H} \quad (2.10)$$

為了求出偵測每一個光跡所需要的駐留時間(Dwell time, T_D)，必須要先求出每秒所能偵測到的刈幅數以及每個刈幅所包含的光跡數目。每秒掃過的刈幅數目可由光跡在地表沿著衛星行進方向的速度推得：

$$N_s = \frac{V_{SSP}}{FPL} \quad (2.11)$$

若使用錐狀式旋轉天線掃描的方式，每當反射式天線旋轉一周，其光跡也會在地表掃出一個半徑為 X 的圓周。而在掃描方向的一個圓周內所存在之光跡個數，可表示成為：

$$N_{FP} = \frac{2\pi \cdot X}{FPS} \quad (2.12)$$

因此，每秒所能偵測到的光跡數即可以下式表示：

$$N_F = N_{FP} \cdot N_S = \frac{2\pi \cdot X}{FPS} \cdot \frac{V_{SSP}}{FPL} = \frac{2\pi \cdot X \cdot V_{SSP}}{FP^2} \quad (2.13)$$

每個光跡所存在時間即可得到：

$$T_D = \frac{1}{N_F} = \frac{FP^2}{2\pi \cdot X \cdot V_{SSP}} \quad (2.14)$$

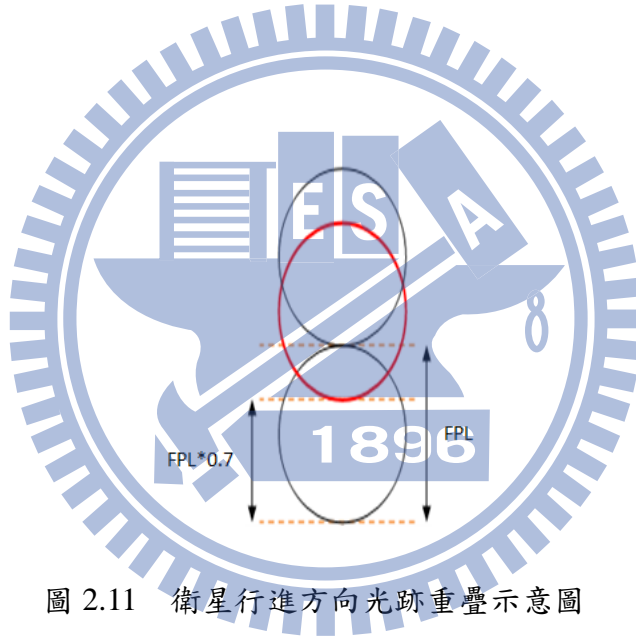


圖 2.11 衛星行進方向光跡重疊示意圖

已知每秒掃過的刈幅數目為 N_S ，也就是說從一個刈幅到下一個刈幅所需時間為 $1/N_S$ 。反射式天線每秒鐘轉 N_S 圈，每分鐘轉 $60 \cdot N_S$ 圈，由於微波輻射計在進行偵測時，為了得到更為精確的資料，一般來說，會需要兩個光跡之間相互重疊百分之三十，如圖 2.11。因此反射式天線的轉速(Revolution speed, ω)可表示如式 2.15

$$\omega(rpm) = 60 \cdot \frac{V_{SSP}}{FPL \cdot 0.7} = 60 \cdot \frac{N_S}{0.7} \quad (2.15)$$

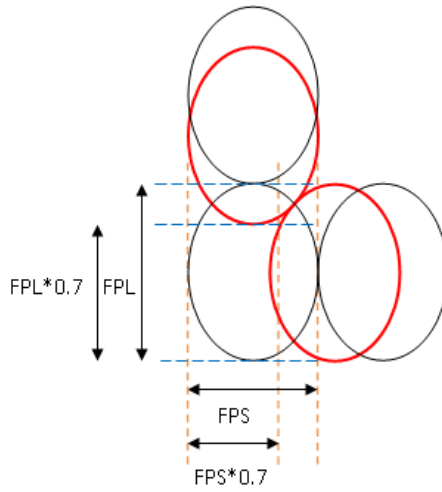


圖 2.12 衛星行進方向以及掃描方向的光跡重疊示意圖

積分時間(Integration time, τ)亦即掃描方向和衛星行進方向都重疊百分之三十之後的各個光跡所偵測的時間，如圖 2.12 所示，因此，積分時間為：

$$\tau(\text{sec}) = T_D \cdot 0.7^2 = \frac{FP^2}{2\pi \cdot X \cdot V_{SSP}} \cdot 0.7^2 \quad (2.16)$$

2.3 衛星掃描系統分析流程圖

為了方便了解各個參數之間的相互影響關係，我們繪製系統分析流程圖：

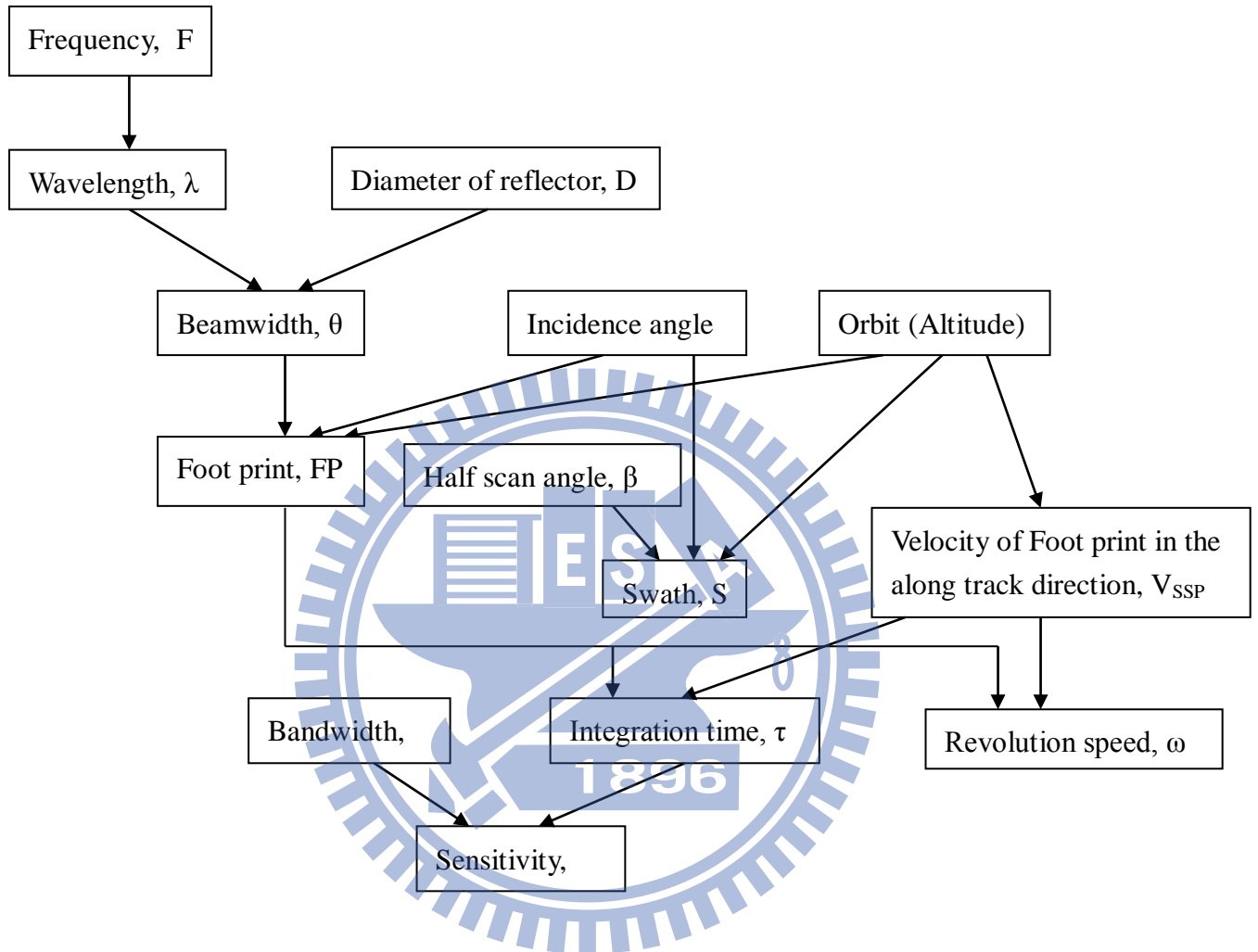


圖 2.13 系統分析流程圖

圖 2.13 中，箭頭尾端之參數會影響箭頭前端之參數，例如：高度會影響光跡、刈幅、以及光跡在衛星行進方向之速度。由此圖，可以清楚的看見各個參數之相對關係。

第三章 微波輻射計系統分析

3.1 熱雜訊分析



圖 3.1 電阻等效一雜訊電壓源

若一個電阻其絕對溫度為TK，則它可以等效成一個雜訊電壓源串接一個等值但沒有雜訊的電阻。如圖3.1。其中 $v_N = \sqrt{4KTBR_N}$ ；K為波茲曼常數(Boltzmann's constant) 1.38×10^{-23} J/K；B為頻寬。

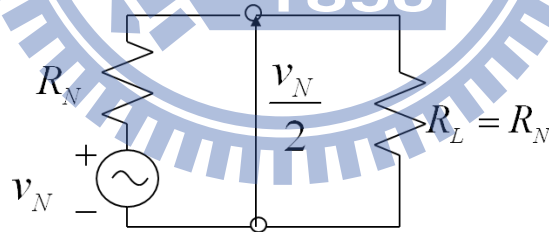


圖 3.2 電阻等效雜訊電壓源所能提供之最大可獲功率

由圖3.2，當 R_L 等於 R_N 時， v_N 可提供 R_L 最大可獲功率。可以由式3.1表示。可發現其功率只和電阻溫度有關，而和電阻值無關。

$$P_N = \frac{\left(\frac{v_N}{2}\right)^2}{R_L} = \frac{v_N^2}{4R_N} = KTB \quad (3.1)$$

3.2 微波輻射計偵測原理

所有的物體都會輻射出電磁能，而微波輻射計即為量測目標物體所輻射出的電磁能之系統。

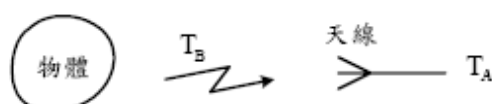


圖 3.3 天線偵測目標物示意圖

圖3.3為微波輻射計中，天線偵測目標物體的示意圖。物體輻射出的亮度溫度，經由天線的接收轉為天線的等效雜訊溫度，並將此訊號送到微波輻射計接收機。其中物體所輻射出之能量，我們用 T_B 來表示，其代表的是物體所輻射出的亮度溫度，若此物體為黑體，理論上，物理溫度(physical temperature)與亮度溫度的數值是相等的。一般來說，若頻率越高之頻段，物體的物理溫度與亮度溫度之差值就越大，反之亦然。

而我們使用 T_A (Antenna temperature)表示天線所接收到的等效雜訊溫度，其與天線效率(antenna efficiency, η_A)與天線自身之溫度 T_{ant} 有關，如式3.2。天線效率之理想值為1，表示傳入天線的所有訊號，都會被送入接收機，進行資料分析，而不會受到其他訊號的干擾。

$$T_A = (1 - \eta_A)T_{ant} + \eta_A T_B \quad (3.2)$$

T_A 即為我們所欲分析之訊號，透過微波輻射計接收機，將此訊號放大且利用濾波器濾出我們所需要的頻段，得到此訊號在特定頻帶內的功率大小，最後反推即可以得到被偵測物體的亮度溫度。

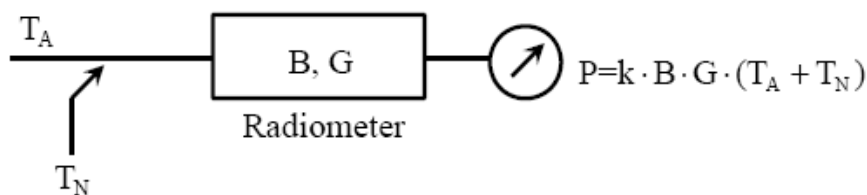


圖 3.4 微波輻射計的簡易示意圖

接收機部分的簡化方塊圖可參考圖3.4所示。將系統所產生的雜訊，視為一個等效雜訊溫度 T_N ，並視為和天線雜訊溫度一起輸入接收機中。根據式3.1，接收機的輸入訊號可等效為式3.3

$$P = K \cdot (T_A + T_N) \cdot B \quad (3.3)$$

而微波輻射計接收機之增益可用G來表示，故接收機的輸出訊號表示為式3.4

$$P = K \cdot (T_A + T_N) \cdot G \cdot B \quad (3.4)$$

利用微波輻射計接收機所輸出的訊號進行資料分析，即可得到所需要的氣象天候資訊。

3.3 微波輻射計之架構

現行星載微波輻射計最普遍的接收機架構可分為全功率輻射計(Total power radiometer, TPR)、迪克輻射計(Dicke radiometer, DR)以及雜訊注入輻射計(Noise injection radiometer, NIR)三種。以下，將針對此三種架構分別進行說明。

3.3.1 全功率輻射計

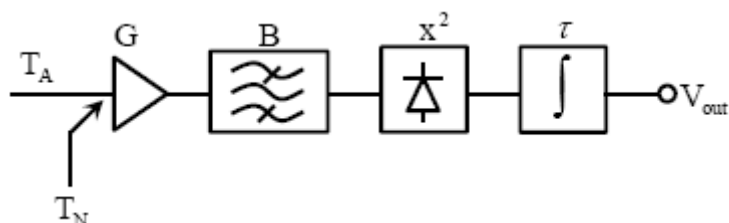


圖 3.5 全功率輻射計接收機之系統方塊圖

圖3.5為全功率輻射計接收機之系統方塊圖，天線和系統的等效雜訊溫度可視為一起輸入此系統。第一級為低雜訊放大器，放大訊號並遮蔽掉後級元件的雜訊，再由濾波器濾出我們所要的頻帶，經過功率偵測器得到訊號的包跡電壓，最後經由積分器，降低輸出訊號的擾動。其輸出電壓可以表示為式3.5

$$V_{out} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (3.5)$$

c 為系統常數， G 則為系統的增益。由式3.5，可發現輸出電壓與接收機的雜訊溫度 T_N 及放大器增益 G 有關，也就是與系統的主動元件的穩定度有關，若系統元件之供應電源不夠穩定，或系統所處環境之溫度變化劇烈，則對輸出電壓會有嚴重的影響。

而全功率輻射計的靈敏度[3]~[5]，也就是最小溫度解析量如式3.6:

$$\Delta T = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (3.6)$$

全功率輻射計架構之優點為體積小，架構較簡單，且靈敏度佳；但若在穩定度需求較高的應用上，則較不合適。

3.3.2 迪克輻射計

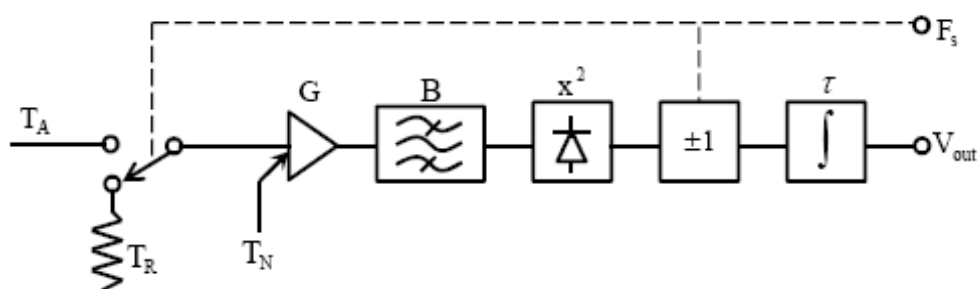


圖 3.6 迪克輻射計之方塊圖

迪克輻射計為 1946 年迪克所提出之架構[6]，主要用來解決接收機穩定度的問題。不同於全功率輻射計，迪克在於天線後端使用一個迪克切換器，切換天線雜訊溫度 T_A 及一個基準溫度源 T_R ，隨後如同全功率輻射計，將訊號送入低雜訊放大器，做低雜訊放大，然後接上帶通濾波器濾掉頻帶外之雜訊，再利用功率偵測器將訊號轉換成電壓峰值，而在功率偵測器之後設置一個 ± 1 的乘法電路，使天線雜訊溫度的輸入乘上 $+1$ ，而基準溫度源之溫度的輸入乘上 -1 。天線雜訊溫度與基準溫度源的系統輸出分別為：

$$V_A = c \cdot (T_A + T_N) \cdot G \quad (3.7)$$

$$V_R = -c \cdot (T_R + T_N) \cdot G \quad (3.8)$$

其中，迪克切換器與乘法器均由切換頻率 F_{switch} 所控制。切換的速率必須夠快，故天線雜訊溫度、系統雜訊溫度、以及增益可視為定值。其總輸出訊號則為

$$V_{out} = V_A + V_R = c \cdot (T_A - T_R) \cdot G \quad (3.9)$$

此方式可消除接收器雜訊溫度 T_N 對於輸出電壓的影響。但增益不穩定性的影響

仍然存在，我們可以設計使基準溫度源盡可能地等於天線雜訊溫度，如此一來，天線雜訊溫度與基準溫度源的差值幾乎等於零，而增益與之相乘也會幾乎等於零，也就除去了增益不穩定性對系統所產生的影響。故迪克輻射計系統較全功率輻射計穩定。

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之組合，因此偵測天線雜訊溫度和基準溫度源的積分時間皆為系統積分時間的一半，故其靈敏度分別為：

$$\Delta T_A = \frac{T_A + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau / 2}} \quad (3.10)$$

$$\Delta T_R = \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau / 2}} \quad (3.11)$$

由於天線雜訊溫度和基準溫度源互相獨立，故系統總靈敏度可表示為：

$$\begin{aligned} \Delta T &= \sqrt{(\Delta T_A)^2 + (\Delta T_R)^2} \\ &= \sqrt{\frac{(T_A + T_N)^2}{B \cdot \tau / 2} + \frac{(T_R + T_N)^2}{B \cdot \tau / 2}} \\ &= \sqrt{\frac{2(T_A + T_N)^2 + 2(T_R + T_N)^2}{B \cdot \tau}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

如上述，我們會設計使基準溫度源的溫度幾乎等於天線雜訊溫度，故靈敏度可化簡為：

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (3.13)$$

迪克輻射計的靈敏度比全功率輻射計差，但卻可消除輻射計雜訊溫度對靈敏

度的影響。現行星載微波輻射計中，Nimbus-7 衛星中的 SMMR、Envisat 衛星中的 MWR[6]、以及 SAC-D 衛星中的 Aquarius 均使用迪克型式的接收機架構。

3.3.3 雜訊注入接收機

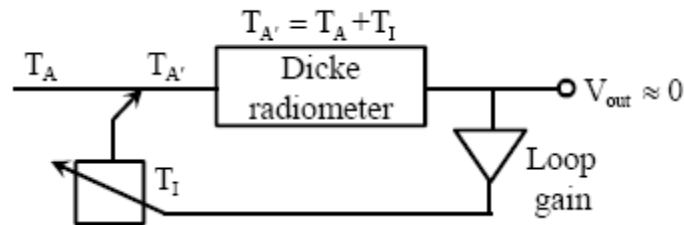


圖 3.7 雜訊注入輻射計之方塊圖

圖 3.7 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。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：

$$T_{A'} = T_A + T_I \quad (3.14)$$

並在可變雜訊源及輸出端之間放置一個放大器，調整可變雜訊源 T_I 至輸出電壓為零：

$$V_{out} = c \cdot (T_{A'} - T_R) \cdot G = 0 \quad (3.15)$$

故可推得：

$$\begin{aligned} T_{A'} - T_R &= 0 \\ (T_A + T_I) - T_R &= 0 \\ T_A &= T_R - T_I \end{aligned} \quad (3.16)$$

而靈敏度則由迪克輻射計一致，當基準溫度源溫度與雜訊注入天線雜訊溫度相同時，其可由式 3.17 表示。

$$\Delta T = 2 \cdot \frac{T_R + T_N}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (3.17)$$

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[8]~[9]，最為穩定，但實作電路體積最大且複雜。

3.4 頻段之選擇

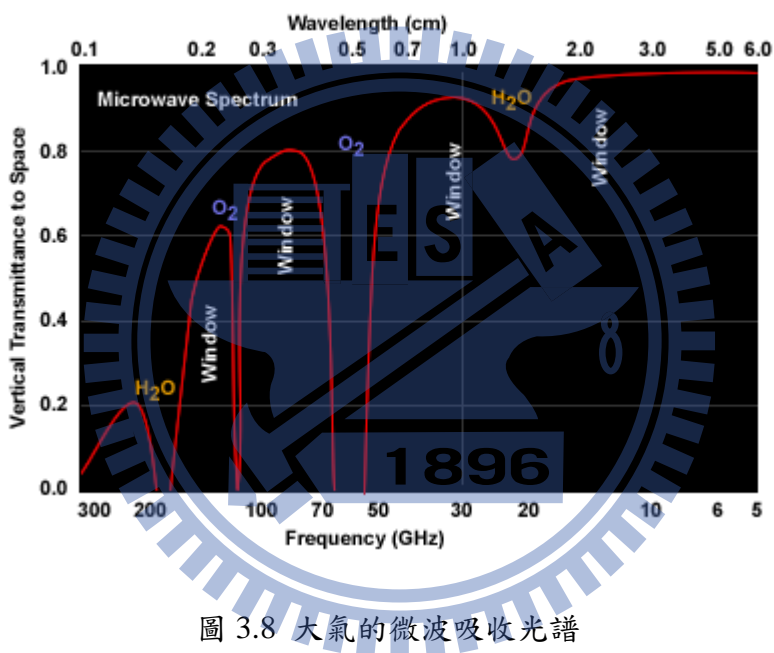


圖 3.8 大氣的微波吸收光譜

微波頻道的選擇，是根據大氣光譜在不同頻段對不同的物質具有不同的感測能力，如圖 3.8 所示。舉例來說，大氣中的水氣分子在 23.8GHz 時具有較強的吸收能力，故我們可以利用此頻段來偵測大氣中水氣含量的多寡。表 3.1 為廣泛使用於現行星載微波輻射計的頻段，以及其所對應的偵測大氣項目。

頻率 (GHz)	偵測項目
6.9	土壤濕度
10.7	降水
18.7	液態降水、水汽、積雪深度與密度
23.8	資料校正
36.5	水滴、液態降水、海面風、植被、積雪深度與密度
89.0	水汽、洋面放射率

表 3.1 微波輻射計所採用之頻段及其對應之偵測項目

另外，我們也會選擇在窗區(Window)的頻段，這主要是因為在窗區內，大氣對微波頻段的吸收能力相當低，藉此可以利用這些頻段推演而得到地表、海表及雲表面等相關的物理參數，例如海面溫度、雲頂溫度等；因此結合窗區及吸收頻道所接收到的訊號，即可推估許多大氣的相關參數。



第四章 微波輻射計系統性能

在微波輻射計系統性能的部分，將根據第二章第二部分衛星掃描系統分析的分析方法以及步驟，分別計算出刈幅、入射角度、光跡尺寸、積分時間、以及反射式天線之旋轉速度等各個常用頻段的參數值。

另外，可根據市面上的元件估算出雜訊指數，同時參考許多現行星載微波輻射計的設計，訂出一系列參數值，包含靈敏度、頻寬、功率消耗、線性度以及穩定度等規格。

4.1 刈幅 (Swath)

由第二章第二部分衛星掃描系統分析得知，刈幅可以表示成：

$$S = 2 \cdot X \cdot \sin \beta \quad (4.1)$$

配合可行之半掃描角度 β ，即可選擇刈幅之大小。由於此微波輻射計偵測的範圍需求必須包含台灣地區以及附近海域，故將其值定為大於 1200 公里。

X 表示微波輻射計所偵測的目標地區至衛星與地心連線的距離。由於目前太空中心尚未決定衛星高度，故將分別討論衛星高度位於 600 公里或 561 公里的狀況，參考圖 2.5 的三角幾何關係，在入射角度 α 為 53° 下，可得 X 分別為 679.47 公里和 641.28 公里，藉由調整半掃描角度 β 值，即可以得到刈幅大於 1200 公里之需求。

在衛星高度距地表 600 公里時，半掃描角度需大於 63 度，如此刈幅 1211 公里，可達到大於 1200 公里的需求。同樣的，在衛星高度為 561 公里時，半掃描角度需大於 70 度，刈幅才可達到 1205 公里，大於 1200 公里。參考目前現行

星載微波輻射計的半掃描角度，譬如：Aqua 其半掃描角度值為 75 度，故我們所定之 63 度與 70 度皆為可行合理的。

4.2 入射角度 (Incidence angel)

將欲偵測的目標與微波輻射計的天線連線，以及欲偵測目標與地心連線，這兩條線的夾角即稱為入射角度，可參考圖 2.5。參考現行星載微波輻射計的設計，入射角度大多數選擇在 50 度至 55 度之間，如表 4.1。

衛星名稱 (輻射計名稱)	Nimbus-7 (SMMR)	DMSP F-8 (SSM/I)	DMSF F-17 (SSM/IS)	Aqua (AMSR-E)
入射角度(deg)	50.2	53.1	53.1	55 & 54.5

表 4.1 現行星載微波輻射計之入射角度

參考 DMSP F-8 以及 DMSF F-17 這兩款由美國於 1987 年及 2006 年所發射的衛星，將微波輻射計的入射角度定為 53 度。

4.3 天線半功率波束寬 (Antenna 3-dB beamwidth)

天線在星載微波輻射計中扮演很重要的角色，由其半功率波束寬， θ ，會影響光跡的大小。由於科技的日新月異，天線的半功率波束寬已經可以做得很窄，能夠達到更為良好的空間解析度，也就是指光跡尺寸可以做到很小。但光跡的大小也必須適中，以符合較好的偵測效率。

利用式(2.3)， $\theta = \frac{0.42}{F(\text{GHz}) \cdot D(\text{m})}$ ，可以算出在反射式天線直徑為 1.2 公尺時

的半功率波束寬，如表 4.2 所示：

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
半功率波束寬 (deg)	2.91	1.87	1.07	0.84	0.55	0.23

表 4.2 反射式天線 1.2 公尺時之各個頻段的的天線半功率波束寬

半功率波束寬直接影響到光跡的大小。如果半功率波束寬較小，則光跡也會較小，可積分的時間變小，使得靈敏度變差。為了使靈敏度提升，故將半功率波束寬調大，微調之後的數據列於表 4.3 中。而微調前與微調後之靈敏度參數數據，將於第 4.10 部分中再說明。

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
半功率波束寬 (deg)	2.90	2.24	1.28	1.26	0.82	0.45

表 4.3 各個頻段的的天線半功率波束寬

一旦半功率波束寬改變，其等效之反射式天線直徑也會改變。於表 4.4 中，列出各頻段之等效使用之直徑(D_{eff})。

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
等效使用之直徑(m)	1.2	1.0	1.0	0.8	0.8	0.6
所佔比例(%)	100	83	83	67	67	50

表 4.4 各個頻段等效使用之直徑

以下之推導，皆為固定各頻段之半功率波束寬，進行演算。而若使用之推

導公式中含有反射式天線之直徑(D)，皆須改為等效使用之反射式天線直徑(D_{eff})。

4.4 波束效率 (Beam efficiency)

波束效率是指天線輻射能量集中於主波束的程度，也就是主波束能量所佔全部能量之比例。微波輻射計所偵測的是物體所輻射出的熱雜訊。為了使物體所輻射出的熱雜訊有別於系統所產生的雜訊，故接收天線的波束效率必須要達到一定的值，如此才能分辨出欲偵測訊號與系統雜訊的差別。

參考現行的微波輻射計之波束效率，如 Nimbus-7 衛星中的 SMMR 波束效率就能達到百分之九十；而 MetOp 衛星中的 AMSU-A1 以及 AMSU-A2，其波束效率更到達百分之九十五以上。有鑑於大部分現行微波輻射計波束效率都能達到百分之九十以上，故我們將波束效率定為大於百分之九十二。

4.5 光跡大小 (Footprint size, FP)

光跡大小即為空間解析度，其值越大，空間解析度越差；其值越小，空間解析度越佳。由第二章第二部分得知，光跡大小可用下式表示：

$$FPS(km) = Y \cdot \theta \quad (4.2)$$

$$FPL(km) = \frac{FPS}{\sin 37^\circ} \quad (4.3)$$

$$FP(km) = \sqrt{FPS \cdot FPL} \quad (4.4)$$

表 4.5 與表 4.6 為根據上式所算出當衛星高度位於 600 公里與 561 公里時的光跡大小。而一般表達光跡的方式為 FPS*FPL。

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
光跡(km)	47.12*	36.39*	20.80*	20.47*	13.32*	7.31*
	78.29	60.47	34.56	34.02	22.14	12.15

表 4.5 衛星高度 600 公里時的光跡大小

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
光跡(km)	44.22*	34.16*	19.52*	19.21*	12.50*	6.86*
	73.48	56.76	32.43	31.93	20.78	11.40

表 4.6 衛星高度 561 公里時的光跡大小

影響光跡的因素分別為天線的半功率波束寬、衛星高度、以及入射角度。若半功率波束寬越大，則光跡會越大；若衛星高度越大，則光跡會越大，由表 4.5 表 4.6 可得到印證；而若入射角度越大，則 FPS 並不會改變，但 FPL 會變大，故光跡也會變大。

4.6 積分時間 (Integration time, τ)

若每個光跡在掃描方向與衛星行進方向均互相重疊百分之三十的狀況下，由一個光跡至下一個光跡所需的時間，即稱為積分時間，也就是取樣時間。積分時間可表示成：

$$\tau(\text{sec}) = T_D \cdot 0.7^2 = \frac{FP^2}{2\pi \cdot X \cdot V_{SSP}} \cdot 0.7^2 \quad (4.5)$$

由於 X 和 V_{SSP} 都是定值，故積分時間只和光跡的大小有關，光跡越大，則積分時間也需要越長。表 4.7 和表 4.8 分別標出在衛星高度在 600 公里以及 561 公里

時，各個頻段所需要的積分時間。

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
積分時間(ms)	61.3	36.6	11.9	11.6	4.9	1.5

表 4.7 衛星高度 600 公里時各頻段所需的積分時間

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
積分時間(ms)	56.7	33.8	11.1	10.7	4.5	1.4

表 4.8 衛星高度 561 公里時各頻段所需的積分時間

4.7 反射式天線之轉速 (Revolution speed, ω)

反射式天線之轉速，可由下式表示：

$$\omega(rpm) = 60 \cdot \frac{V_{SSP}}{FPL \cdot 0.7} = 60 \cdot \frac{N_s}{0.7} \quad (4.6)$$

由於各頻段的 FPL 數值並不同，故需要不同的轉速，但是，由於只有一個反射式天線，故必須將其轉速統一。這時候必須屈就於最高頻段的轉速，也就是最快的轉速。

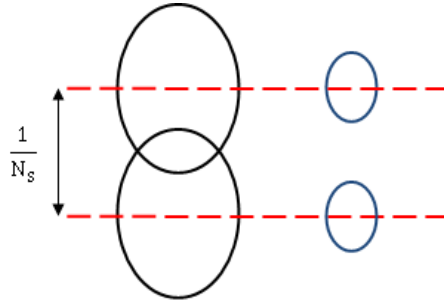


圖 4.1 選擇低頻轉速時，

低頻光跡與高頻光跡在一個刈幅時間內之相對位置圖

因為如果選擇較低的頻段之轉速，其值較慢。由於低頻的光跡較大，如果其剛好在衛星行進方向相互重疊百分之三十，高頻光跡會有部分地區無法偵測到，如圖 4.1 所示。其中，較大的圓圈表示較大的低頻光跡，較小的圓圈則表示較小的高頻光跡，兩條虛線線段的距離表示刈幅間之距離，故可發現部分地區高頻光跡並無法偵測到。

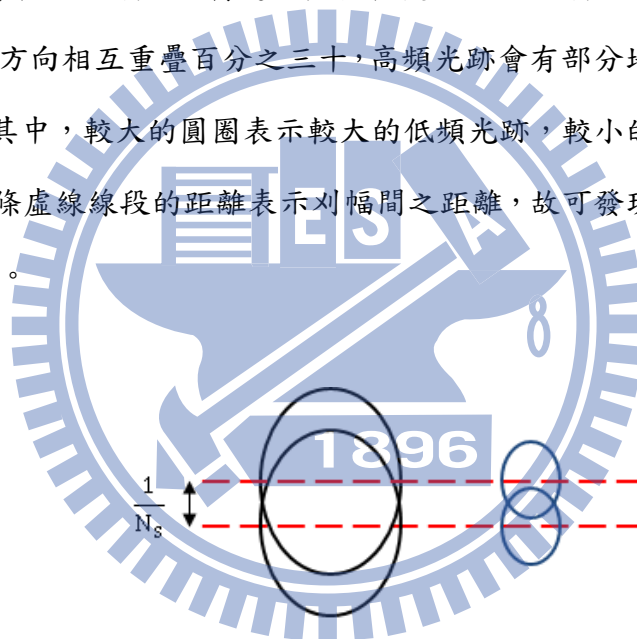


圖 4.2 選擇高頻轉速時，

低頻光跡與高頻光跡在一個刈幅時間內之相對位置圖

反之，若選擇較高的頻段之轉速，其值較快。由圖 4.2 所示，低頻的光跡會有超過百分之三十的重複，造成過度取樣(Oversampling)。而對低頻光跡而言，由於轉速變快，故在同一刈幅內偵測同一地區的時間變短，收到的訊號量會較為不足。也就是說，在衛星行進方向會有過度取樣的情況，而在掃描方向卻會造成資料不足，故必須在後端進行演算法資料分析，以達到所需的資料量。

就衛星高度 600 公里而言，最高頻段 89.0GHz 之轉速為 48.73rpm。參考目

前現行微波輻射計，最高轉速為 40rpm，故推測 48.73rpm 這麼快的轉速並無法達到，我們必須退而求其次，使用第二高頻段 36.5GHz 之轉速，其值為 26.74rpm。

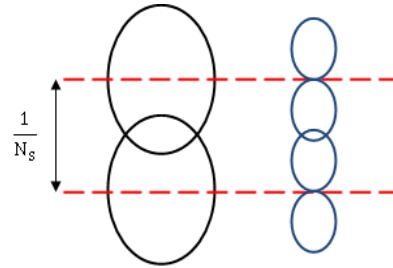


圖 4.3 高頻選用兩個接收天線

若選擇使用 36.5GHz 的旋轉速度，那就必須要解決 89GHz 部分地區無法偵測到的問題。其解決方法為使用兩個天線來接收，如圖 4.3 所示。

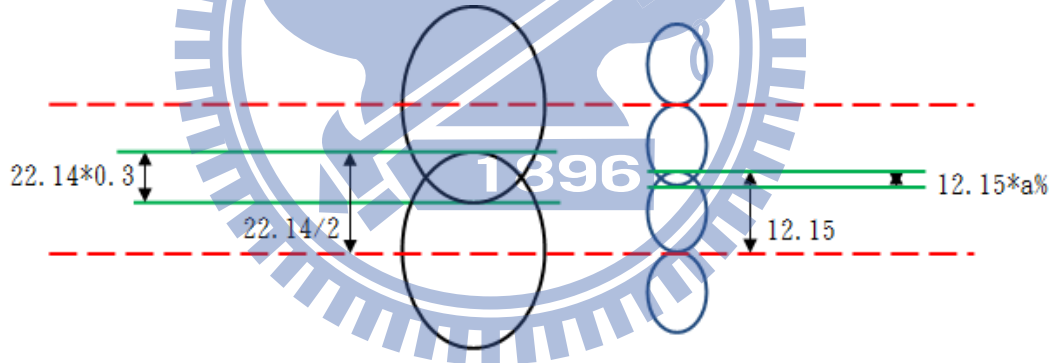


圖 4.4 89GHz 之光跡重疊比例

89GHz 光跡所重疊之比例，可參考圖 4.4。由表 4.5 可知，36.5GHz 的光跡大小為 13.32×22.14 公里；89GHz 的光跡大小則為 7.31×12.15 公里。利用 36.5GHz 和 89.0GHz 之刈幅距離彼此相等，且 36.5GHz 的光跡重疊 30%，89.0GHz 的光跡則假設為重疊 $a\%$ ，就可以列出式 4.7：

$$2 \times \frac{22.14}{2} - 22.14 \times 0.3 = 2 \times 12.15 - 12.15 \times a\% \quad (4.7)$$

故可算出 89.0GHz 的重疊部分比例為 72.4%，是位於可接受之範圍的。

此外，現行的微波輻射計反射式天線轉速約介於 30 rpm 至 40 rpm 之間。例如：由日本所發射的 TRMM 衛星中之 TMI，其轉速為 31.58 rpm，而 Aqua 衛星中的 AMSR-E 可高達 40 rpm。故在軌道高度 600 公里時，我們將反射式天線轉速定為 26.74 rpm 是可行的。

4.8 雜訊指數 (Noise figure, NF)

雜訊指數的定義為：

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}}{\frac{S_{out}}{N_{out}}} \quad (4.8)$$

上式表示雜訊指數的線性值，但其通常會用對數來表示，以NF代表。一般來說，物體所輻射出的電磁能會比接收機的雜訊功率小很多，因此，一個好的微波輻射計，必須具有高敏感度，將微弱的訊號放大，並且減小對雜訊的放大，也就是雜訊指數要夠低，才可以準確測量到低準位的微波輻射訊號。

通常在接收器的前級會放置低雜訊放大器，這是因為遮蔽效應(Friis formula for noise)可以使前級電路的增益遮蔽掉後及電路的雜訊指數。故整體系統的雜訊指數，由前面幾級的電路主宰，越前級的電路影響系統雜訊指數越大。遮蔽效應公式表示如下：

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (4.9)$$

其中， F 表示雜訊指數的線性量(非分貝量)。若將低雜訊放大器放在第一級，便可遮蔽掉後端元件的雜訊指數。故為了壓低雜訊指數，需壓低第一級放大器之

雜訊指數，並增加第二級之後放大器之增益。

此外，帶通濾波器是在低雜訊放大器的後一級，這是因為若將帶通濾波器放置於低雜訊放大器之前級，也就是做為預選濾波器，雖然可預先濾掉系統不需要的頻段資訊，但整體的雜訊指數會增加，故將帶通濾波器置於低雜訊放大器之後，讓系統可享有較低之雜訊指數。

雜訊指數越小越好，參考市面上可購得的原件之雜訊指數，推算出理論上各個頻段的雜訊指數，如表4.9所示。

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
雜訊指數(dB)	4.3	4.6	4.6	4.8	4.8	6.2

表 4.9 各頻段之雜訊指數

4.9 頻寬 (Bandwidth, B)

接收機之頻寬會影響到其靈敏度。若其頻寬越大，則靈敏度越佳。但由於被動式微波資料的使用，最重要的是反演各種物理量，如降雨率、雲中液態水含量、海面溫度等。在能精確反演各項物理參數的前提下，我們對輻射計各頻率之頻寬必須有所限制。

針對現行作業衛星中，研究任務與我們相近的微波輻射計規格（如 SSMI、TMI、AMSR-E 等），並排除年代久遠（如 Nimbus-7 / SMMR）及具特殊功能（如 Coriolis / WindSAT）的輻射計規格，將訂定之頻寬，列於表 4.10。

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
頻寬(MHz)	350	100	500	400	1500	3000

表 4.10 各個頻率之頻寬

4.10 靈敏度(Sensitivity)

靈敏度的物理意義就是溫度解析度，也就是說，當靈敏度的數值越大，其溫度解析度就越差。譬如：若靈敏度為 1K，則此接收機可以分辨出 300K 與 301K 的差別，但卻分不出 300K 與 300.5K 之間的差異。

迪克輻射計之靈敏度可由下式求得：

$$\Delta T = \frac{2 \cdot (T_A + T_N)}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (4.10)$$

其中 T_A 表示天線所接受到的等效雜訊溫度，隨著偵測目標物不同而不同； T_N 表示系統之雜訊溫度，其可由下式算出：

$$T_N = 290 \cdot (F - 1) \quad (4.11)$$

F 表示系統雜訊指數的線性數值。而 B 是表示接收機系統的頻寬， τ 則表示積分時間。

以上有關於靈敏度的推導，是在完全理想的狀況下，就是不考慮微波輻射計在一個積分時間之內的增益不穩定性(ΔG)，以及把基準溫度源視為等同於等效雜訊溫度。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：

$$\Delta T = \sqrt{\frac{2 \cdot (T_A + T_N)^2}{B \cdot \tau} + \frac{2 \cdot (T_{REF} + T_N)^2}{B \cdot \tau} + (T_A - T_{REF})^2 \cdot \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad (4.12)$$

為了要將靈敏度降到最低，會希望增益越穩定越好，故需要熱控機制，以期求各元件都能工作在最適宜的範圍內。同時，各個元件的穩定性也是非常重要的，由於太空任務幾乎都會長達五年以上，故各個元件的壽命也需高於任務所需

求之時間。

此外，若各頻段皆使用到反射式天線全部的面積，在高頻時，其半功率波束寬會很小，故光跡很小、積分時間也小，其靈敏度會達不到使用者需求。故我們調整半功率波束寬，使之變大，如此一來光跡就變大，積分時間也會隨之變大，會有較佳的靈敏度。表 4.11 與表 4.12 列出各頻段調整半功率波束寬之後的靈敏度。

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
半功率波束寬(deg)	2.90	2.24	1.28	1.26	0.82	0.45
頻寬(MHz)	350	100	500	400	1500	3000
靈敏度(K)	0.31	0.81	0.64	0.76	0.60	0.60

表 4.11 衛星高度 600 公里時之半功率波束寬、頻寬與靈敏度

頻率(GHz)	6.9	10.7	18.7	23.8	36.5	89.0
半功率波束寬(deg)	2.90	2.24	1.28	1.26	0.82	0.45
頻寬(MHz)	350	100	500	400	1500	3000
靈敏度(K)	0.32	0.85	0.66	0.79	0.63	0.62

表 4.12 衛星高度 561 公里時之半功率波束寬、頻寬與靈敏度

經過微調半功率波束寬之後的靈敏度，與一般現行之微波輻射計的靈敏度相差不多，故此參數數據是可行的。

4.11 絕對準確性 (Absolute accuracy)

絕對準確性是表示系統分析所得到的溫度數據與真正溫度之差值。參考現行微波輻射計，幾乎都可以達到 2K 以下。故將其訂定為小於 2K。若將來科技更為精進，絕對準確性可以做到更為精準，將修正此參數數據。

4.12 線性度 (Linearity)

系統使用冷熱校正法，為了使誤差降至最低，系統之線性度必須要越高越好。而系統線性度主要受到功率偵測器工作範圍影響，使用功率偵測器的工作區域必須位於功率偵測器之線性範圍中，才可得到最佳之線性度。

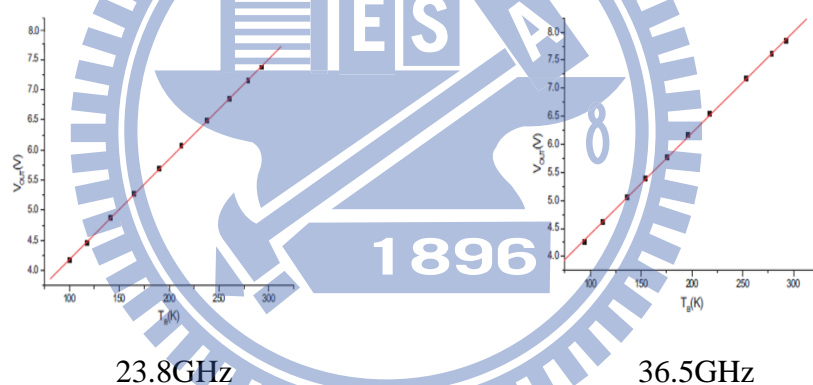


圖 4.5 DREAM 線性度

有鑑於現行微波輻射計之線性度絕大多數都可以達到 99% 以上，如由韓國製造之 DREAM[10]~[12]，其線性度非常優異，如圖 4.5。故將線性度之需求訂為須大於 99%。

4.13 穩定度 (Stability)

微波輻射計的穩定度由系統雜訊溫度、校正目標穩定度、反射式天線之旋轉

速度穩定度、以及增益穩定度所影響。

由於熱控機制不可能做到完全沒有溫差，故如果系統的環境溫度越不穩定，將會使得系統雜訊溫度以及增益差值均變大。而系統雜訊溫度增加也會使得系統之敏感度變大，造成溫度解析度下降。

此外，因為我們選用冷熱校正法來進行量測校正，故冷源與熱源亦即校正目標的準確性是非常重要的，若其不穩定，即會造成校正失敗，導致所分析的數值之誤差變大。

而反射式天線之旋轉速度如果不穩定，將會使得系統認知的偵測範圍與真實偵測之範圍有所差異，造成資料分析出現錯誤，產生空間準確性上的誤差。

此外，由第三章第 3 部分所提到的接收機型態，可知其分為全功率輻射計、迪克輻射計、與雜訊注入輻射計。全功率輻射計的輸出，可表示成為：

$$V_{OUT,TPR} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot (G + \Delta G) \quad (4.13)$$

其中 c 為一常數。由於增益的不穩定性將會與等校雜訊溫度和系統雜訊溫度相乘，不穩定性會被放大，加重其對整體系統產生之影響。

由於迪克輻射計會使用到一個迪克切換器，並設定其周期約等於十分之一的積分時間。在一個迪克切換器之周期內，須分別偵測等效雜訊溫度與基準溫度源，且各為一半之週期，其功率偵測器之輸出分別為：

$$V_{T_A} = c \cdot (T_A + T_N) \cdot (G + \Delta G) \quad (4.14)$$

$$V_{T_{REF}} = -c \cdot (T_{REF} + T_N) \cdot (G + \Delta G) \quad (4.15)$$

而此兩訊號分別進入積分器後，所得到之系統輸出為：

$$\begin{aligned}
V_{OUT,DR} &= V_{T_A} + V_{T_{REF}} \\
&= c \cdot (T_A + T_N) \cdot (G + \Delta G) \pm c \cdot (T_{REF} + T_N) \cdot (G + \Delta G) \\
&= c \cdot (T_A - T_{REF}) \cdot (G + \Delta G)
\end{aligned} \tag{4.16}$$

由上式不難發現，迪克輻射計之輸出為增益不穩定，輸出必須乘上天線所接受之等效雜訊溫度與基準溫度源之差值，由於基準溫度源之數值會設計得與等效雜訊溫度盡量一樣，故能降低增益不穩定對系統所造成之影響，因此，迪克輻射計的穩定性會比全功率輻射計來的高，這也是我們選擇使用迪克輻射計，而不使用全功率輻射計之重要考量之一。

此外，雜訊注入輻射計是使得基準溫度源永遠等於等效雜訊溫度。此種接收機型態可將增益的不穩定性降到最低，但其系統較為複雜，考量到輻射計之重量，故不使用。

目前現行微波輻射計之穩定度約可做到每年只飄動 0.2K，如 TOPEX，其 18GHz 在 7 年的任務期間之內，就約每年飄動 0.2K；而 ERS-2 的微波輻射計中之 23.8GHz 頻段，約每年飄動-0.2K。故我們將穩定度需求訂為須小於每年飄動 0.2K。

以下，將上述各個參數值，整理成表 4.12 和表 4.13

	Characteristic					
Frequency (GHz)	6.9 (1.2)	10.7 (1.0)	18.7 (1.0)	23.8 (0.8)	36.5 (0.8)	89 (0.6)
Beam efficiency	>92%					
Beamwidth (°)	2.90	2.24	1.28	1.26	0.82	0.45
Altitude (km)	600					
Diameter of reflector (m)	1.2					
Incidence angle (°)	53					
Swath (km)	1211 ($\beta=63^\circ$)					
Foot print (km)	47.12*	36.39*	20.80*	20.47*	13.32*	7.31*
	78.29	60.47	34.56	34.02	22.14	12.15
Integration time (ms)	61.3	36.6	11.9	11.6	4.9	1.5
Revolution speed (rpm)	26.47					
Noise Figure (dB)	4.3	4.6	4.6	4.8	4.8	6.2
Bandwidth (MHz)	350	100	500	400	1500	3000
ΔT (K)	0.31	0.81	0.64	0.76	0.60	0.60
Absolute accuracy (K)	<2					

表 4.12 性能需求規格列表 (反射式天線直徑 1.2 公尺，軌道高度 600 公里)

Parameter	Characteristic					
Frequency (GHz)	6.9 (1.2)	10.7 (1.0)	18.7 (1.0)	23.8 (0.8)	36.5 (0.8)	89 (0.6)
Beam efficiency	>92%					
Beamwidth (°)	2.90	2.24	1.28	1.26	0.82	0.45
Altitude (km)	561					
Diameter of reflector (m)	1.2					
Incidence angle (°)	53					
Swath (km)	1205 ($\beta=70^\circ$)					
Foot print (km)	44.22*	34.16*	19.52*	19.21*	12.50*	6.86*
	73.48	56.76	32.43	31.93	20.78	11.40
Integration time (ms)	56.7	33.8	11.1	10.7	4.5	1.4
Revolution speed (rpm)	28.74					
Noise Figure (dB)	4.3	4.6	4.6	4.8	4.8	6.2
Bandwidth (MHz)	350	100	500	400	1500	3000
ΔT (K)	0.32	0.85	0.66	0.79	0.63	0.62
Absolute accuracy (K)	<2					

表 4.13 性能需求規格列表 (反射式天線直徑 1.2 公尺，軌道高度 561 公里)

第五章 實作電路

5.1 系統整體方塊圖

整體微波輻射儀的系統架構，可由圖5.1來表示。此系統之機殼分為四大部分，分別為 (1)射頻部分主要機殼 (2)低雜訊放大器機殼 (3)功率偵測器機殼

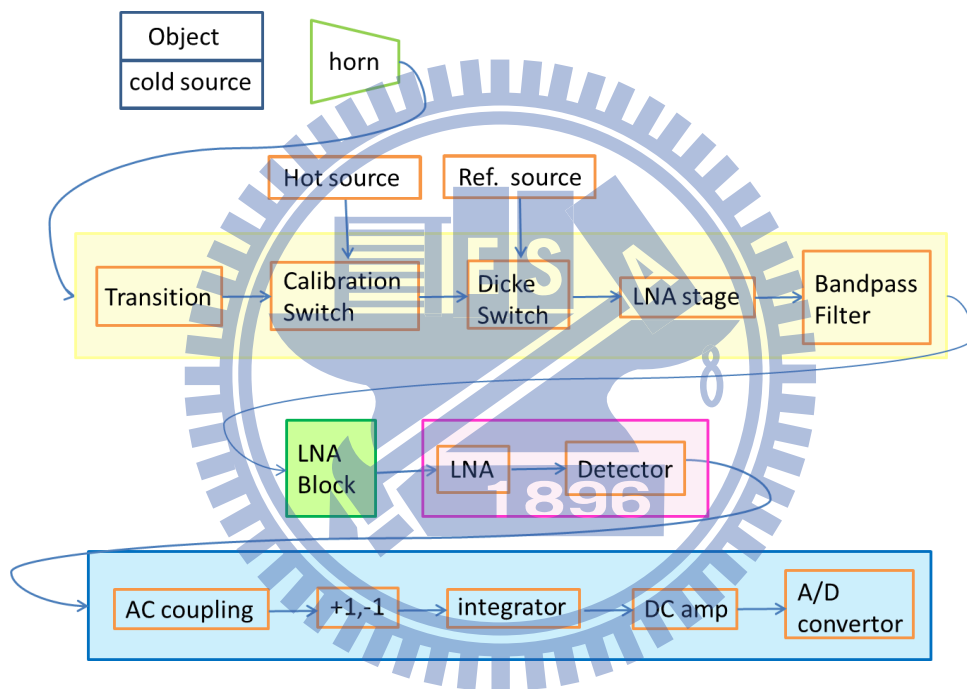


圖 5.1 微波輻射儀整體系統架構

系統使用冷熱溫校正法，故需偵測穩定的冷溫雜訊源與熱溫雜訊源。而偵測目標物和冷溫都使用天線進行接收，至於接收到訊號是目標物溫度亦或是冷溫，則由主反射天線所轉動的角度來決定；而熱溫與迪克型式之基準溫度源，則使用一個由TEC溫控系統控制溫度的波導型式終端負載來提供雜訊溫度。

由於接收天線是波導的型式，而校正開關與迪克開關則為晶片的型式，因此我們必須要製作做一個波導至微帶線的轉接器，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，負責切換冷熱溫；而後級

則為迪克開關，在偵測目標物以及基準溫度源之間做切換。

在開關之後則為低雜訊放大級(LNA stage)，包含低雜訊放大器以及防止震盪的3dB衰減器。之後經過帶通濾波器濾出我們所需要的頻段，再經由一級低雜訊放大級，以增加系統之增益。而後需要接一個功率偵測器，其輸出訊號則為原本訊號之包跡電壓，由於我們使用迪克接收機的架構，分別切換量測偵測目標物以及基準溫度源，因兩者溫度不盡相同，故此時電壓訊號為一個方波，而其方波的電壓值，分別代表 $(T_R + T_N)$ 與 $(T_A + T_N)$ 在射頻部分的輸出。此方波的波峰-峰值(peak-to-peak value)為 $(T_R + T_N)$ 與 $(T_A + T_N)$ 射頻部分的輸出差值，也就是 T_R 與 T_A 射頻部分的輸出差值。由於基準溫度源的溫度 T_R 是我們已知的條件，故根據系統輸出之波峰差值，我們可以反推而得知 T_A ，進而得到偵測目標所輻射出的亮度溫度。

在功率偵測器之後加上交流耦合器(AC Coupling)，除掉直流，使得原本的方波峰值變為 $(T_R - T_A)/2$ 與 $-(T_R - T_A)/2$ 。經過±1的電路之後，則會變為電壓值為 $(T_R - T_A)/2$ 的直流電源。之後使用積分器當低通濾波器，濾掉雜訊，使直流訊號更趨於平坦。最後，將直流訊號利用放大器以及加法器做調整，使之符合類比數位轉換器(A/D Converter)的輸入訊號的工作電壓範圍，根據其輸出，我們即可以推導出偵測目標物以及基準溫度源的溫度差異。

5.2 功率偵測器機殼

在射頻部分主要機殼的輸出之後，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-76.8dBm，故在射頻放大的部分，必須至少要放大56.8dB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，可在兩極低雜訊放大器之間加衰減器，也可在機殼內放置吸

波材料。

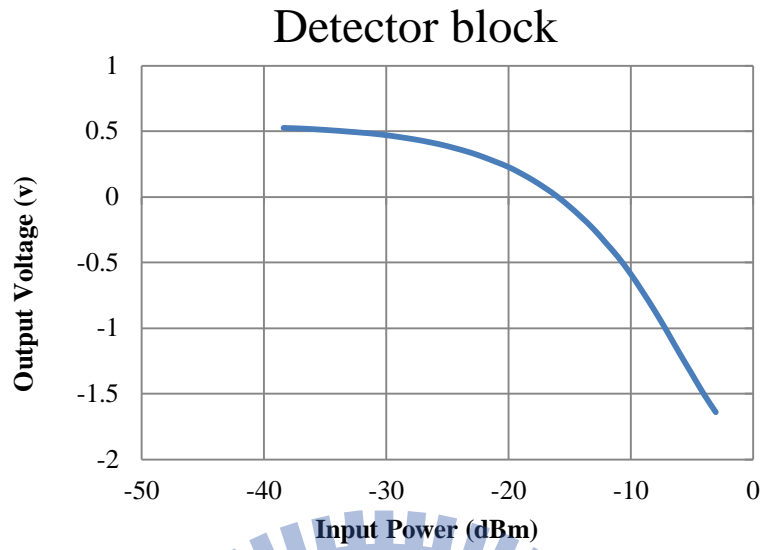


圖 5.2 功率偵測器機殼 輸入功率與輸出電壓之曲線圖

在功率偵測器之機殼內，含有一級低雜訊放大器(Hittite - ALH476)與一個功率偵測器(UMS - CHE1270a98F)之晶片，其射頻輸入功率與輸出電壓之曲線圖如圖5.2所示。

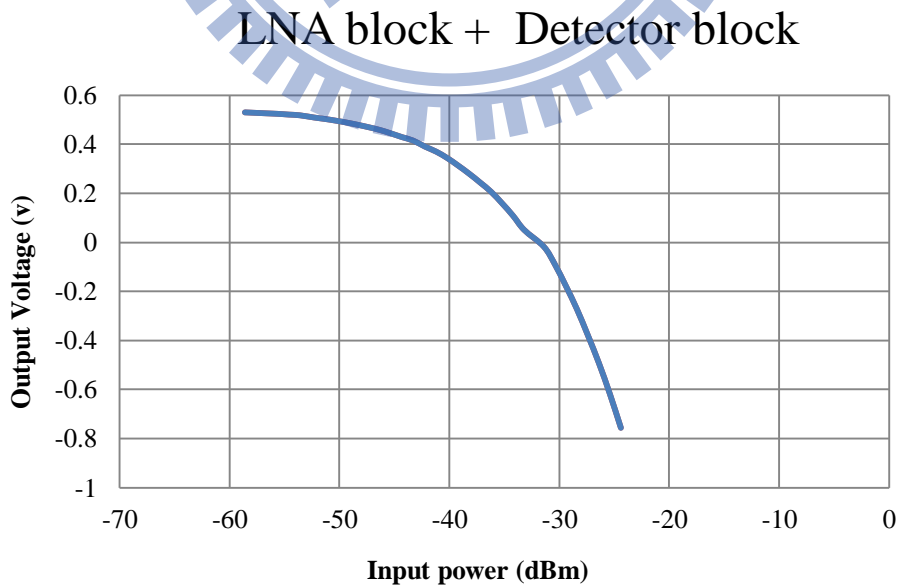


圖 5.3 低雜訊放大器機殼 + 功率偵測器機殼

輸入功率與輸出電壓之曲線圖

由於此系統所需增益需到達56.8dB以上，經由量測射頻部分主機殼的結果，其增益為23.812dB，而由Hittite公司所提供之低雜訊放大器的單級增益約為20dB，故可發現，若只靠射頻部分主機殼內的低雜訊放大器，與功率偵測器機殼內的單極低雜訊放大器，系統整體的增益並不夠，功率偵測器並無法偵測到其訊號，故還需要在射頻部分主機殼與功率偵測器之機殼中加一級低雜訊放大器機殼，而低雜訊放大器機殼加功率偵測器機殼其射頻輸入功率與輸出電壓之曲線圖如圖5.3所示。

圖5.3與圖5.2之差別為前者多加了一級低雜訊放大器，比較兩張圖，我們可以求得裝入機殼的低雜訊放大器的增益為16.7dB。

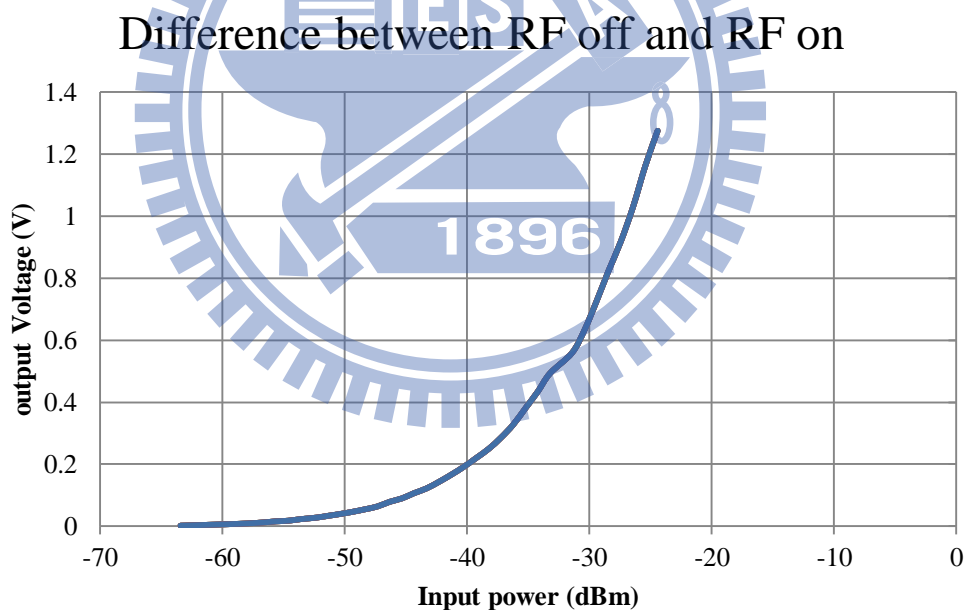


圖 5.4 低雜訊放大器機殼 + 功率偵測器機殼

輸入射頻功率與否，所對應之輸出電壓差異

量測低雜訊放大器機殼加上功率偵測器機殼，在無射頻輸入功率時，其輸出功率值為539mV；而隨著輸入射頻訊號的功率越來越大，其所輸出的電壓值就越

來越小，也就是與539mV越差越多。而不同功率之輸入射頻訊號與沒有輸入射頻訊號時的電壓差異，如圖5.4。

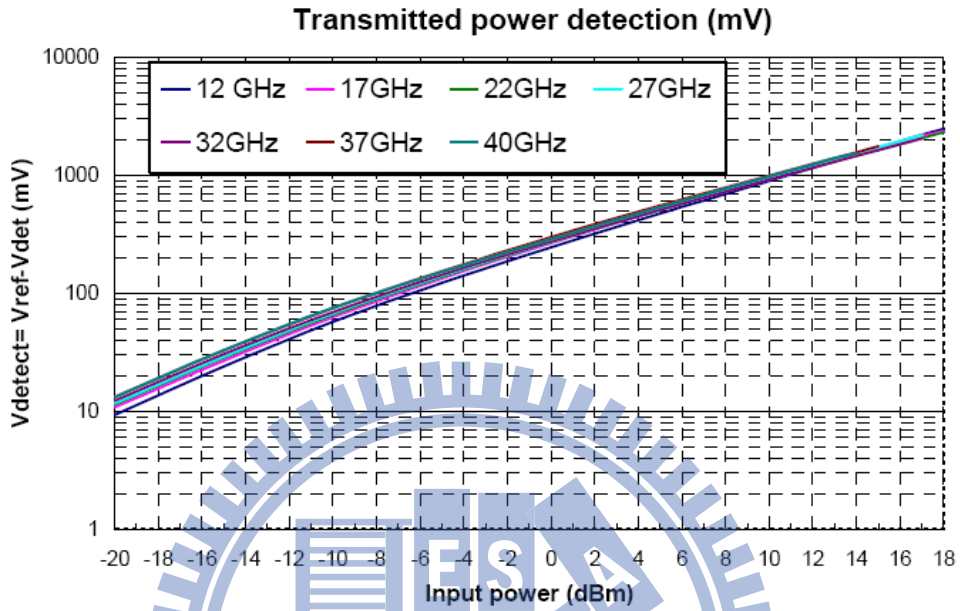


圖 5.5 UMS 公司所提供的功率偵測器之輸入功率與輸出電壓曲線圖

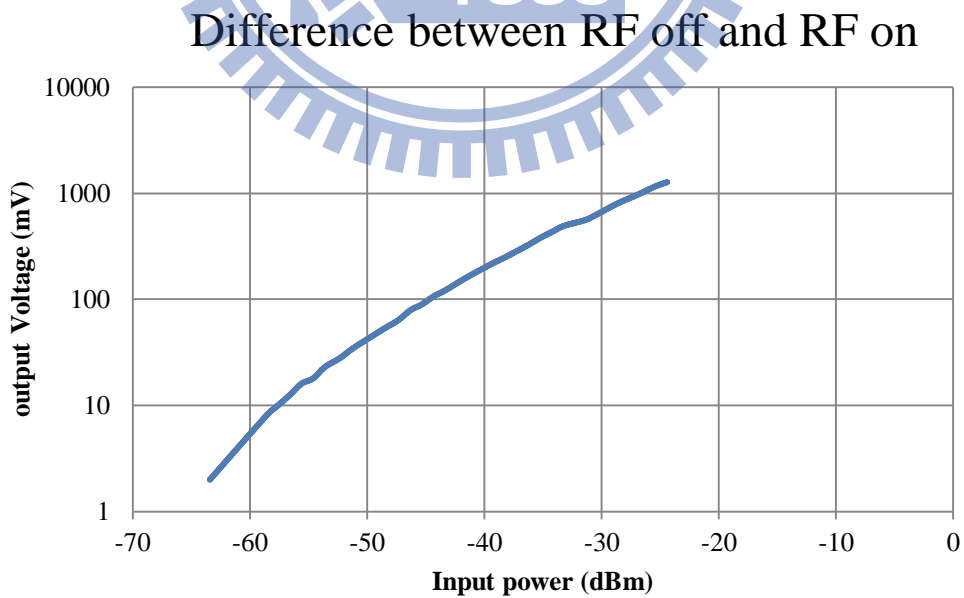


圖 5.6 低雜訊放大器機殼 + 功率偵測器機殼

輸入射頻功率與否，所對應之輸出電壓差異

UMS公司所提供此功率偵測器的晶片資料，可參考圖5.5。由於此資料為對數形式，故將圖5.4一樣改為對數形式，如圖5.6。將我們量測功率偵測器的結果與公司所提供的資料做對比，在輸出電壓為10mV的情況下，UMS公司提供的資料射頻輸入功率為-20dBm(單級功率偵測器)，我們所量測的資料為-57dBm(兩級低雜訊放大器加單級功率偵測器)；而在輸出電壓為1000mV的情況下，UMS公司提供的資料射頻輸入功率為10dBm；而我們所量測的資料為-27dBm。若假設功率偵測器的工作狀況和廠商提供之資料一致，故可得到兩級低雜訊放大器，也就是低雜訊放大器機殼內之放大器，與功率偵測器機殼內之低雜訊放大器，增益共為37dB。

系統輸入功率的大小範圍，由校正系統之冷溫與熱溫雜訊源決定，訂定之冷溫溫度為液態氮之沸點溫度77K，功率為-76.8dBm，而熱溫溫度為350K，其功率為-76.22dBm。兩者只相差0.58dB，此範圍很窄，故此功率偵測器的輸出電壓對此系統而言，線性度是足夠的。實作電路如圖5.7所示

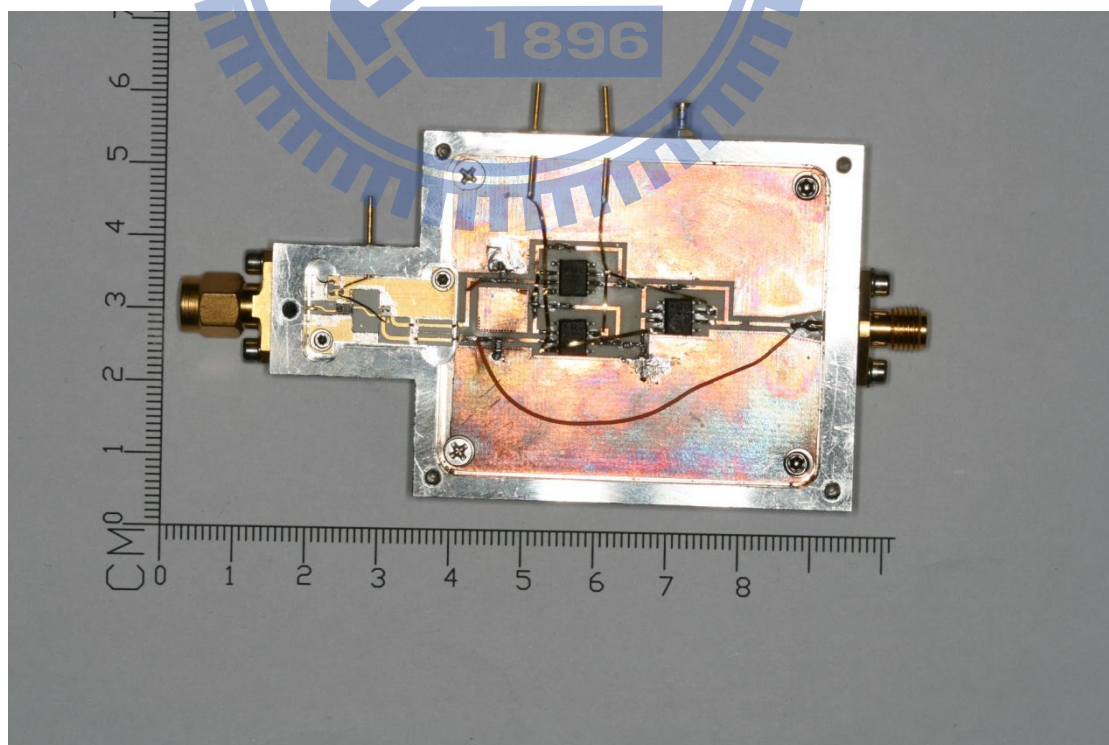


圖 5.7 功率偵測器實作電路

由於使用微帶線的架構，要必須修改電路並不容易，為了方便往後電路之修正，我們使用共平面波導(CPW)架構，其量測結果如圖5.8。

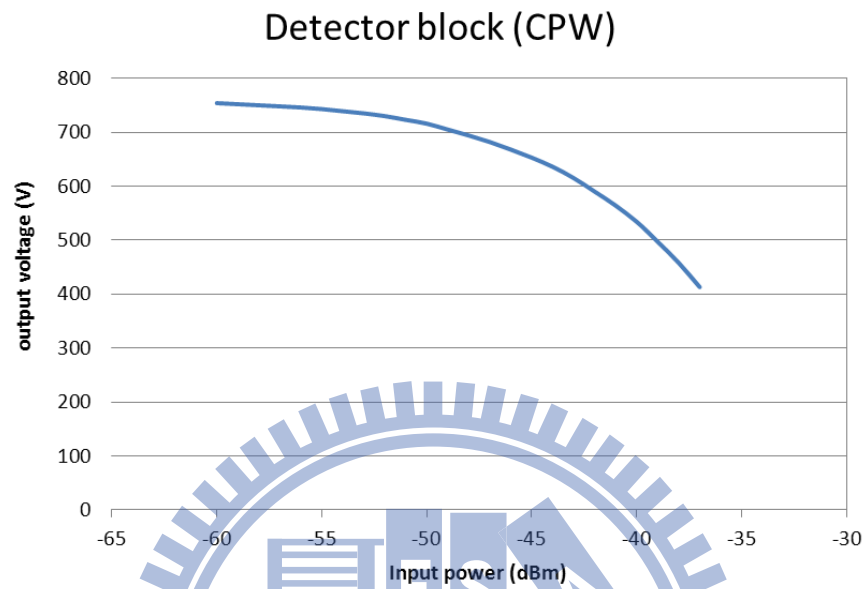


圖 5.8 功率偵測器機殼(CPW) 輸入功率與輸出電壓之曲線圖

而實作電路如圖5.9所示

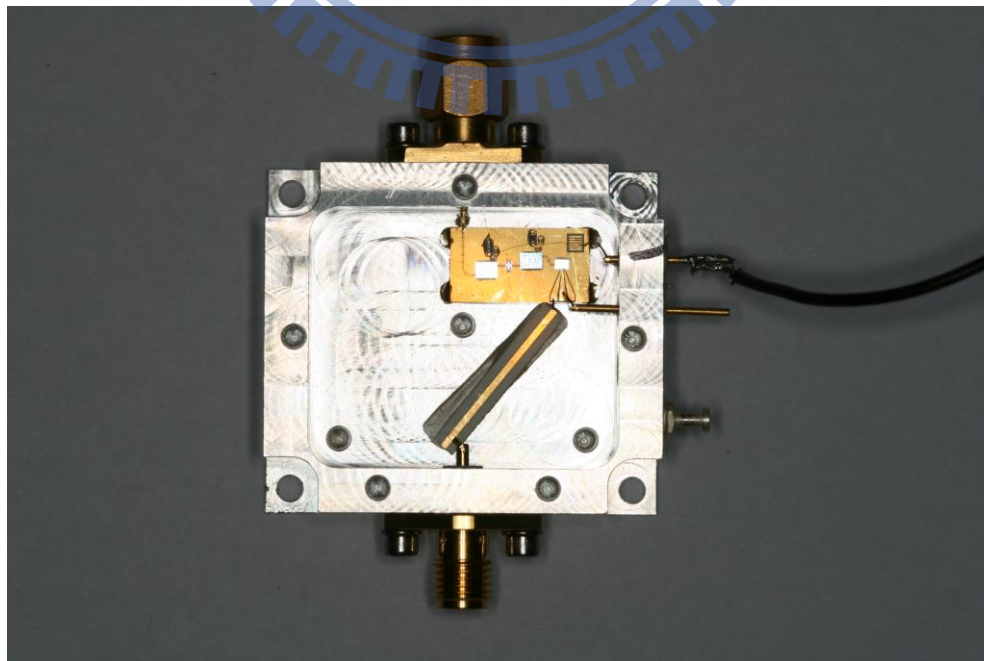


圖 5.9 功率偵測器(CPW)實作電路

此電路中前兩級為低雜訊放大器，之後再接一級功率偵測器，為了符合數位類比轉換器(ADC)之靈敏度，在功率偵測器之殼之前，我們還是要在加一低雜訊放大器之機殼，實作電路如圖5.10。

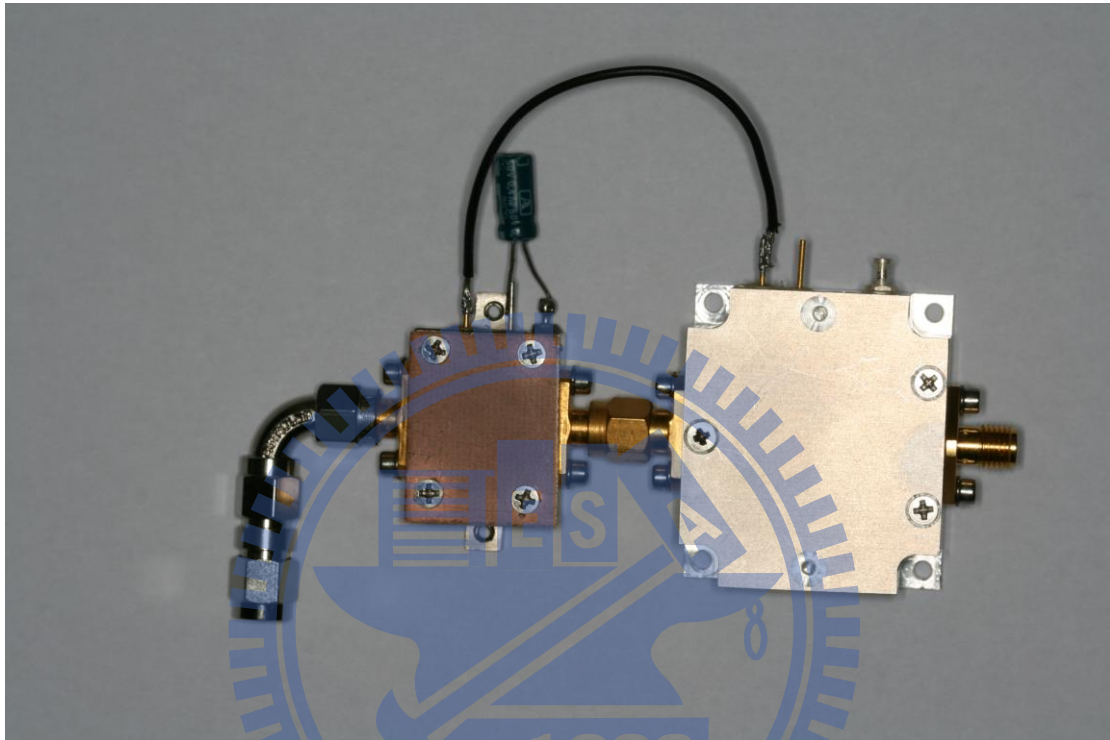


圖 5.10 低雜訊放大器機殼與功率偵測器機殼

5.3 波導至微帶線之轉接器

由於系統的設計架構中接收天線為波導的型式，而校準的開關為晶片的型式。為了要連接此兩個元件，必須要製作一個波導至微帶線之轉接器，才能夠順利將上述兩個元件連接。

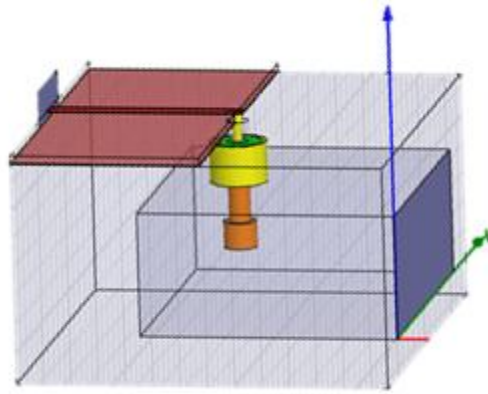


圖 5.11 HFSS 模擬之波導至微帶線之轉接器

利用 HFSS 模擬軟體，我們設計一個波導至微帶線之轉接器，此波導至微帶線之轉接器的架構如圖 5.11 所示。由於我們所需實作的接收機頻帶為 23.6GHz~24.0GHz，落於 K-band (18GHz~26.5GHz)之內，因此我們選擇使用 K-band 的標準尺寸波導，WR-42，來設計此元件。



圖 5.12 Glass seal 實體圖

若將此波導其中一端短路，則訊號最強的地方會在距離短路端約四分之一波長之處。故為了得到較低之穿透損耗，我們在訊號最強的地方設計一個波導轉同軸的垂直結構。在中心頻 23.8GHz 的四分之一波長為 3.15mm，透過電磁模擬軟體 HFSS 的微調，我們所設計之垂直結構離波導的短路端距離為 4.45mm。

而此垂直結構是使用 Glass Seal 來實現，其實際照片則如圖 5.12 所示。而表 5.1 為此 Glass Seal 的相關資料。

公司	Southwest Microwave				
型號	290-06G				
價格	263 NTD each				
尺寸 (inch)					
	d Dia.	D Dia.	A	B	C
	0.012	0.076	0.040	0.055	0.080

表 5.1 Glass seal

而在 Glass Seal 位於波導的內部，接上一個類似帽子形狀的金屬，可以使轉接器達到較大的頻寬以及較低之損耗。此結構與其尺寸，列於圖 5.13 與表 5.2

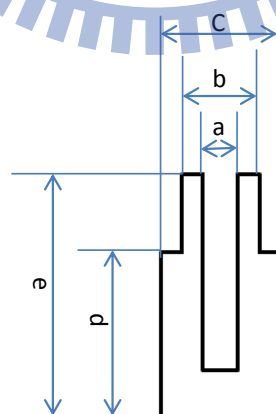


圖 5.13 波導至微帶線轉接器之結構的示意圖

a	b	c	d	e
0.36	0.8	1.2	1.7	2.49

表 5.2 波導至微帶線轉接器之結構的尺寸

此外，微帶線的部分，則是使用 Duroid 5880 10mil 的基板來實現 $50\ \Omega$ 的傳輸線。

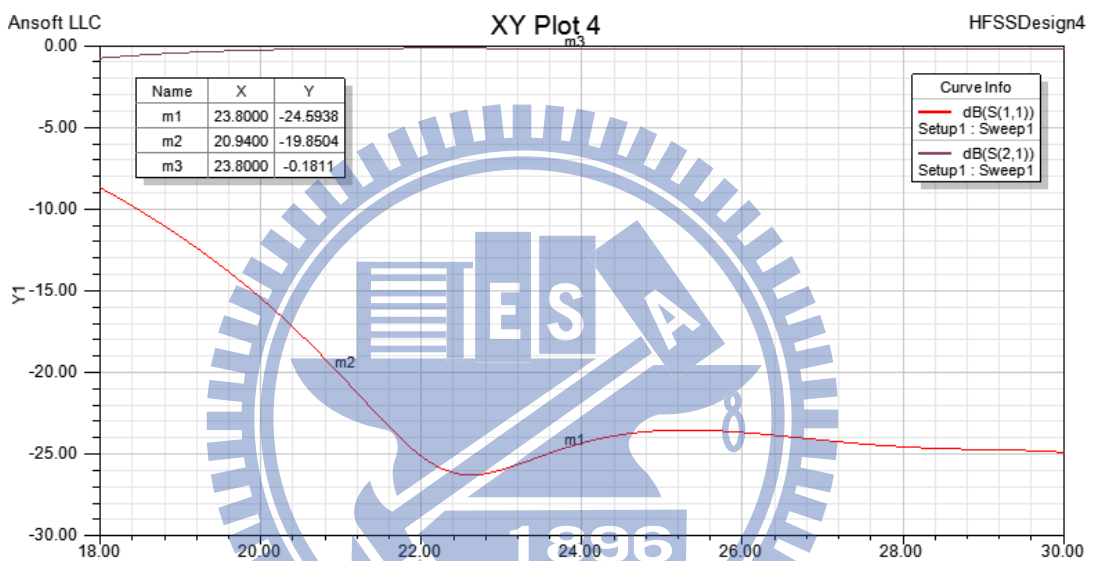


圖 5.14 波導至微帶線之轉接器的模擬結果

圖 5.14 為 HFSS 的模擬結果，在接收機的中心頻，也就是 23.8GHz 之處，此轉接器的穿透損耗為 0.1811dB、而其反射損耗為 24.5938dB。由於此架構尺寸很小，因此我們設計得很寬頻，以避免機械實作之誤差。

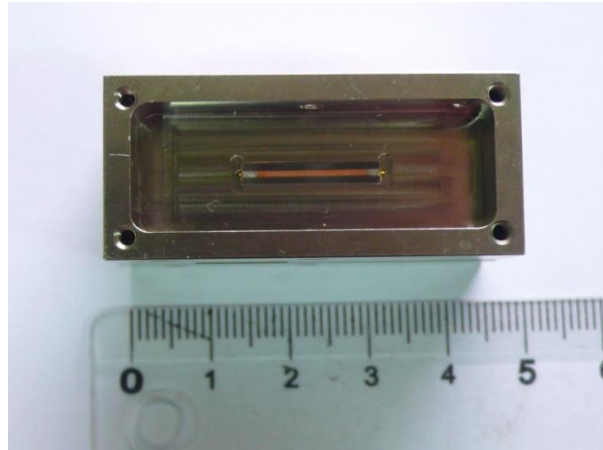


圖 5.15 實作波導至微帶線之轉接器

實作電路如圖 5.15，而其量測結果採用背對背的形式進行的量測。量測時，必須先做 SMA 接頭至波導之轉接器接頭的校正，也就是將兩個接頭互接，量測其穿透損耗與反射損耗。

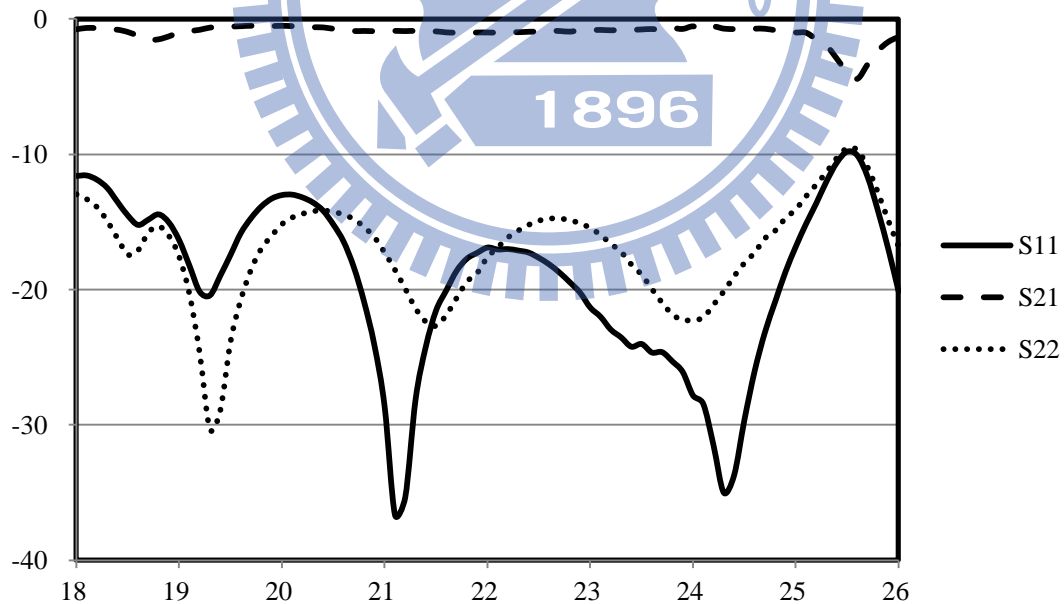


圖 5.16 使用背對背型式校正 SMA 接頭至波導之轉接器

(Insertion loss: 0.771 dB)

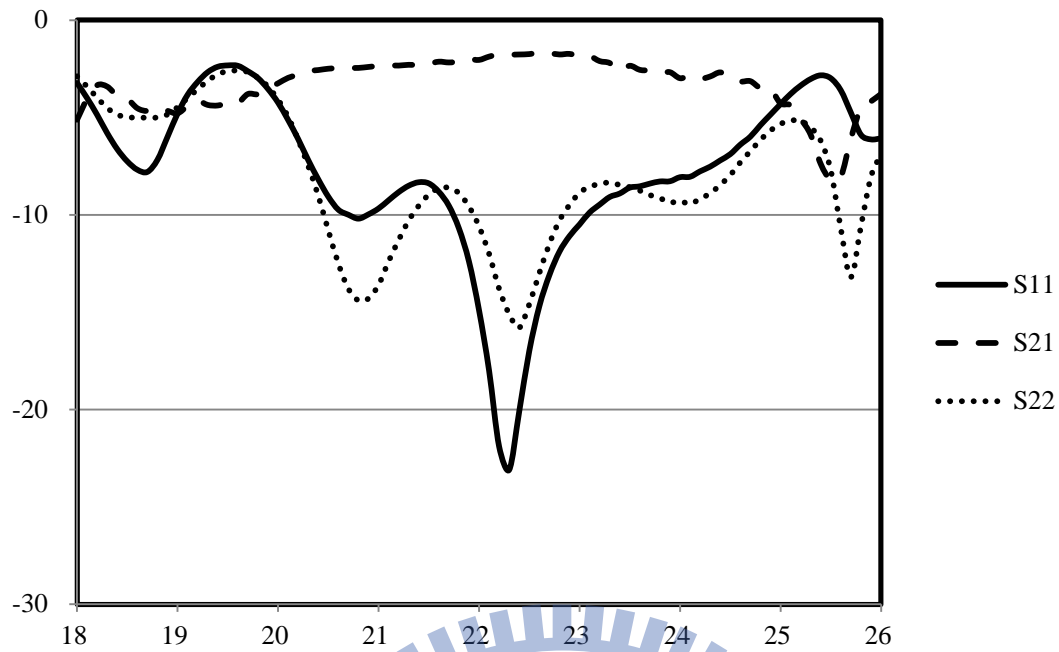


圖 5.17 使用背對背型式量測自製波導至微帶線之轉接器

(Insertion loss: 2.465 dB)

如圖 5.16, 可看到兩個 SMA 接頭至波導之轉接頭互接的穿透損耗為 0.771dB。

而使用背對背型式量測自製波導至微帶線之轉接器如圖 5.17。由

$\frac{1}{2}(2.465 - 0.771) = 0.847$ 計算出一個轉接器之穿透損耗為 0.847dB。

第六章 結論

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。本論文為配合國家太空任務計畫的發展及規劃，將針對星載微波輻射計遙測任務，進行系統需求的研究，以協助太空中心完成星載微波輻射計之任務定義，並且供後續任務規劃參考。

一般星載微波輻射計之觀測資料可以反演推得許多大氣、海洋及陸地參數，科學團隊期望利用這些參數應用至氣象預報以及災害防制等方面。目前國內現有的衛星以光學攝影為主軸，在光線不足的晚上，抑或是雲層太厚之地方，光學攝影無法發揮其預期的功效，故科學團隊正積極投入對微波輻射計之相關研究。

本論文藉由蒐集國際間各衛星所搭載的微波輻射計相關資訊，探討各微波觀測頻道的觀測原理，及可能的應用方向與頻道選擇，彙整星載微波輻射計系統之理論，其將可做為未來訂定頻道組合方案的參考。

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.