

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

單脈衝衛星追蹤地面站天線饋入器設計

Design of Antenna Feed for Mono-Pulse Auto-Tracking Ground

Station 1896

研究生：陳煒霖 (Wei-Lin Chen)

指導教授：鍾世忠 博士 (Dr. Shyh-Jong Chung)

中華民國一百零三年七月

單脈衝衛星追蹤地面站天線饋入器設計

Design of Antenna Feed for Mono-Pulse Auto-Tracking Ground
Station

研究生：陳煒霖

Student : Wei-Lin Chen

指導教授：鍾世忠博士

Advisor : 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
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master of Science

In communications Engineering

July 2014

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零三年七月

單脈衝衛星追蹤地面站天線饋入器設計

研究生：陳煒霖

指導教授：鍾世忠博士

國立交通大學 電信工程研究所

摘要

本論文提出一個應用在 S band 的單脈衝地面站自動追蹤天線饋入器，發射頻段為 2.025 到 2.12 GHz，接收頻段為 2.2 到 2.3 GHz，此饋入器具有修正天線方位角度的功能，使天線 boresight 方向可以對準衛星進行通訊。根據單脈衝追蹤雷達的原理，此系統架構可以分為 sum 和 difference channel 兩部分來探討。Sum channel 部分主要用於作資料傳輸，主要的元件為產生圓極化電場的步階隔板極化器，考量體積縮小化，非採用傳統 OMT 結構，difference channel 的部分則是用做修正角度，主要元件為 TE_{21} 模態耦合器，波導管內的最高模態為 TE_{21} 。在 polarizer 與模態耦合器之間為 linear taper 結構，有抑制高階模態的作用。由模擬結果，此饋入器的 VSWR 小於等於 1.5。透過公式計算，極化隔離度大於 20 dB，可知 boresight 方向軸比值小於 1.5 dB。

Design of Antenna Feed for Mono-Pulse Auto-Tracking Ground Station

Student: Wei-Lin Chen

Adivisor: Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communications Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

An S-band auto-tracking antenna feed for mono-pulse ground station is presented. The uplink band is from 2.025 to 2.12 GHz and the downlink one is from 2.2 to 2.3 GHz. The feed is utilized to modify the orientation angle of the antenna to align antenna boresight with a satellite. According to the mono-pulse radar theory, the system structure can be divided into two parts of sum and difference channels. The part of sum channel is used for data transmission and the key component is a septum polarizer which generates circular polarized electric fields. For the miniature purpose, we choose a septum polarizer instead of OMT structures. The other part of difference channel is used for modifying the angle and the key component is a TE_{21} tracking coupler with the highest mode, TE_{21} mode. Between the septum polarizer and the tracking coupler, there is a taper structure for suppressing unwanted higher order modes passing down to the polarizer. The simulated results show that the VSWR is below 1.5. The calculated results show the polarization isolation is larger than 20 dB, and the axial ratio is smaller than 1.5 dB in boresight direction.

誌謝

讀書的這兩年裡先要感謝我的指導教授鍾世忠博士，在學業與研究上的指導並提供好的學習環境讓我學習成長，在面對難題的解決上有更多的思考方法，在做事上的態度更為認真與仔細，有時，讓自己更了解自己缺點。

在實驗室裡雖然事情總是少不了，伴隨的問題也是不曾少過。儘管期待能解決問題，但是心中總有些忐忑，好在遇到同屆的同學：淫蕩盈偉、喵喵韋成、七十二變柔宏、冒險王亮宇、高富帥家倫，在學業上總是互相幫忙，因為有你們讓研究上更為順利，也謝謝實驗室的學長姐，教官，strong guy 青翰，常跑婚宴的昀叡，萬磁王兼效率哥的孝寧，在我遇到有問題時總能不吝嗇的跟我討論，提供想法以及解決的可能方法，讓我在研究上有很大的助力。

感謝實驗室的史上最強助理珮華，雖然出國了，但是忘不了你那處理事物的快狠準，還有繼承珮華意志的助理馥君，很高興有同鄉的可以分享美食經驗。而新任助理至好，歡迎來進行扎實的各種行政訓練，依你的聰明才智很快就會上手囉！有你們的協助真好。

最後感謝我的家人還有你，在我求學路上的支持，因為有你們在背後默默的支持與鼓勵，才讓我的研究所生活能順利完成。

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.....	viii
第一章 導論	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 單脈衝雷達原理.....	1
1.3 研究方向與目標.....	6
1.4 文獻探討與研究動機.....	8
第二章 饋入器結構.....	10
2.1 饋入器耦合器原理.....	13
2.2 饋入器步階隔板極化器原理.....	15
2.3 饋入器 linear taper 原理	18
第三章 饋入器設計.....	20
3.1 耦合器設計.....	20
3.2 步階隔板極化器設計.....	23
3.3 linear taper 設計	31
第四章 饋入器量測.....	33
4.1 轉接器設計與量測.....	33
4.2 饋入器耦合量特性量測.....	40
4.3 轉接器與饋入器各部位尺寸及各部位照片.....	42
第五章 結論.....	42
5.1 結論.....	46
5.2 未來工作	46

圖目錄

圖 1.1 (a)重疊天線場型(b)和場型(c)差場型.....	2
圖 1.2 (a)仰角差的比較器示意圖(b)方向角差的比較器示意圖.....	2
圖 1.3 (a)TE ₁₁ 模電場向量分佈圖(b)TE ₁₀ 模電場向量分佈圖.....	3
圖 1.4 TE ₂₁ 模電場向量分佈圖.....	3
圖 1.5 (a)TE ₁₁ 模遠場輻射場(b)TE ₂₁ 模遠場輻射場.....	4
圖 1.6 TE ₂₁ 單脈衝雷達追蹤系統方塊圖.....	6
圖 1.7 饋入器系統方塊圖.....	7
圖 1.8 TM ₁₁ 追蹤系統的單脈衝號角天線與相位控制電路[4].....	8
圖 1.9 TE ₂₁ 模態饋入器結構[5].....	9
圖 1.10 步階隔板極化器範例結構[6].....	9
圖 2.1 矩形波導之結構.....	10
圖 2.2 矩形波導管 TE ₁₀ 模態電流分布.....	12
圖 2.3 耦合的傳輸線模型[8].....	13
圖 2.4 耦合器原理結構圖[9].....	14
圖 2.5 圓形結構的步階隔板極化器.....	15
圖 2.6 方形結構的步階隔板極化器.....	15
圖 2.7 右手圓極化入射示意圖[10].....	16
圖 2.8 右手圓極化入射波的暫態電場[10].....	16
圖 2.9 左手圓極化入射波的最終垂直暫態電場.....	17
圖 2.10 傳統 turnstile junctions OMT 結構[11].....	17
圖 2.11 T-junction OMT 結構圖[12].....	17
圖 2.12 T-junction OMT 工作原理[12].....	18
圖 2.13 矩形端口的 linear taper 結構分析模型[13].....	18
圖 2.14 linear taper 結構側視圖 (a)圓錐-圓錐 (b)圓錐-圓柱 (c)圓柱-圓錐 [14].....	19
圖 2.15 矩形-圓形端口的 linear taper 結構[15].....	19
圖 3.1 兩孔的方向耦合器概念圖.....	20
圖 3.2 八臂矩形波導管耦合器結構.....	20
圖 3.3 圓形波導管截止頻率.....	21
圖 3.4 八臂矩形波導管耦合器結構不同孔數耦合量模擬比較.....	21

圖 3.5 (a)耦合器模擬結構(b)縮小化耦合器耦合量模擬.....	22
圖 3.6 port 1 ~ port 4 的電場與金屬方向內積示意圖.....	23
圖 3.7 步階極化器整體結構.....	24
圖 3.8 N 型接頭饋入波導管之結構.....	24
圖 3.9 N 型接頭之結構.....	25
圖 3.10 N type connector 結構之特性阻抗模擬	25
圖 3.11 N 型接頭饋入波導管結構之反射與穿透係數模擬	26
圖 3.12 步階極化器波導端口結構	26
圖 3.13 右手圓極化之兩垂直電場大小模擬	27
圖 3.14 右手圓極化之兩垂直電場相位差模擬	27
圖 3.15 左手圓極化之兩垂直電場大小模擬	28
圖 3.16 左手圓極化之兩垂直電場相位差.....	28
圖 3.17 步階隔板極化器反射係數模擬	29
圖 3.18 右手圓極化之兩垂直電場大小模擬	29
圖 3.19 右手圓極化之兩垂直電場相位差模擬	30
圖 3.20 左手圓極化之兩垂直電場大小模擬	30
圖 3.21 左手圓極化之兩垂直電場相位差模擬	31
圖 3.22 linear taper 結構	31
圖 3.23 主模反射與穿透係數模擬.....	32
圖 3.24 TE ₂₁ 模穿透係數模擬.....	32
圖 4.1 轉接器波導管結構	33
圖 4.2 轉接器波導管結構反射係數模擬	33
圖 4.3 TE ₁₁ 模態圖	34
圖 4.4 TE ₂₁ 模態圖	34
圖 4.5 相位控制電路	35
圖 4.6 相位控制電路反射係數模擬	35
圖 4.7 hybrid 電路 S ₂₁ 大小模擬	36
圖 4.8 相位控制電路 S ₂₁ 相位模擬	36
圖 4.9 (a)俯視轉接器波導管實作結構(b)側視轉接器波導管實作結構.....	37
圖 4.10 相位控制電路實作.....	37
圖 4.11 轉接器對接量測實況	38
圖 4.12 轉接器 TE ₁₁ 激發源反射係數的模擬與量測	38

圖 4.13 轉接器 TE_{21} 激發源反射係數的模擬與量測.....	39
圖 4.14 轉接器 TE_{11} 激發源穿透係數的模擬與量測	39
圖 4.15 轉接器 TE_{21} 激發源穿透係數的模擬與量測	40
圖 4.16 耦合器 TE_{21} 對 TE_{11} 耦合係數比值量測架設.....	40
圖 4.17 饋入器 TE_{11} 模激發源反射係數量測與模擬	41
圖 4.18 饋入器 TE_{21} 模激發源反射係數量測與模擬.....	41
圖 4.19 TE_{21} 與 TE_{11} 耦合量差值.....	42
圖 4.20 (a)饋入器模擬結構(b)饋入器實作結構.....	44
圖 4.21(a)耦合器實作結構(b)SMA 轉接頭.....	44
圖 4.22 (a)步階極化器與 linear taper 實作結構(b) N 型轉接頭匹配結構.....	45



表目錄

表 2.1 圓形波導 TE_{nm} 模 p'_{nm} 的值.....	12
表 2.2 圓形波導 TM_{nm} 模 p_{nm} 的值.....	13
表 3.1 耦合器 port1~port4 方向整理	23
表 4.1 轉接器尺寸表.....	42
表 4.2 耦合器尺寸表.....	43
表 4.3 步階極化器結構與 linear taper 結構尺寸表.....	43
表 5.1 圓極化參數理論值.....	46



第一章 導論

1-1. 背景及動機

雷達從第二次世界大戰開始發展，其英文名稱 radar 為 Radio Detection and Ranging 的簡稱，由此可知目標物的偵測為主要功能。應用範圍從軍事預警用途到路上測速用的民間用途，還有與衛星通訊的太空用途。根據追蹤方法可以分為角度追蹤與或者距離(速度)追蹤。

在衛星通訊中，使用的方法為角度追蹤，根據實現方法可以將追蹤方法細分為 sequential lobing、conical scan、amplitude comparison mono-pulse、phase comparison mono-pulse。衛星依照軌道高度可分為低軌道(LEO, Low-Earth Orbit)、中軌道(MEO, Medium-Earth Orbit)、地球靜止軌道(GEO, Geostationary Orbit)，LEO 是距地 500~1500km 的高度，目前全球行動通訊均使用低地球軌道衛星之星群計劃，MEO 是距地 5000~15000km，目前部份全球行動衛星通訊計畫使用中軌道衛星，而 GEO 是距地 35786km 的高度，地球同步衛星均位於此軌道。現今地面站與低軌衛星的通訊上，多半是使用大尺吋的地面站天線，例如碟形天線，此類的天線具有極窄的天線波束(Antenna beamwidth)。為了使地面站天線的波束能夠準確地指向外太空上的低軌衛星，各種追蹤目標的技術已經被應用在此，例如 mono-pulse 是常見的方法。

衛星追蹤技術的發展進程中，地面站使用的一套系統，其使用年限往往是五年甚至十年以上。在台灣，管理衛星使用的機構為國家太空中心，從 1999 年第一顆發射的福爾摩沙衛星一號到預計 2015 年發射的福爾摩沙衛星七號，都由 NSPO(National Space Program Office)掌管現況。

1-2. 單脈衝雷達原理

單脈衝雷達可細分為振幅比較單脈衝雷達(amplitude comparison mono-pulse)與相位比較單脈衝雷達(phase comparison mono-pulse)。振幅比較單脈衝雷達原理是根據天線在交點平面收到的回波訊號，經過後端比較器電路得到的訊號，訊號再經由主動 RF 電路，得到相對於天線坐標系統的仰角(elevation)與方向角(azimuth)的角度誤差訊號。角度誤差訊號是由和場型(sum pattern)與差場型(difference pattern)根據公式 1.1[1]所判別，主動 RF 電路中的 phase detector 可實現此公式。

$$e = \frac{\Delta}{\Sigma} \cos \theta \quad (1.1)$$

e = angle error detector output voltage

Σ = magnitude of sum signal

Δ = magnitude of difference signal

θ = phase angle between sum and difference signals

早期的技術有兩個[2]、四個[1]、五個[1]甚至有十二個天線的系統，當目標物在天線的 boresight 方向時，回波訊號強度以 boresight 方向為最強，離中心位置越遠強度越弱。以一維度的兩個天線系統為例，兩個重疊的天線場型如圖 1.1(a) 所示，和場型即是兩場型同相位饋入訊號，結果如圖 1.1(b) 所示，差場型則是兩場型反相位饋入訊號，結果如圖 1.1(c) 所示。

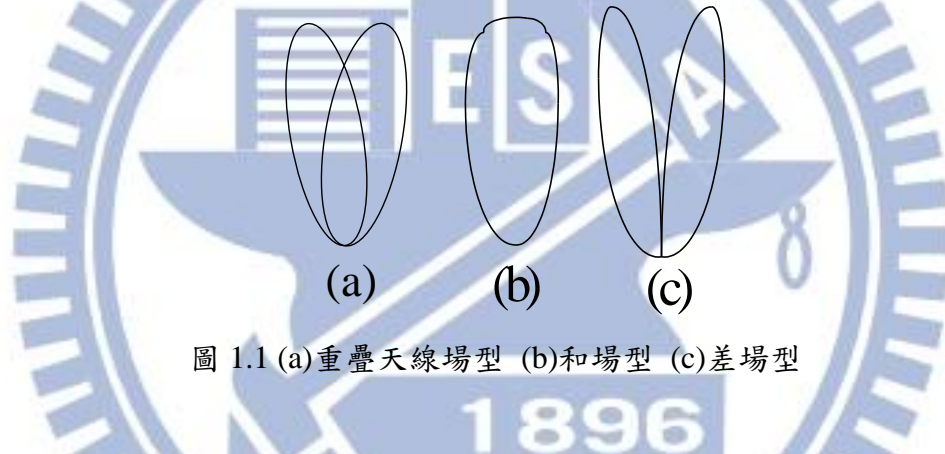


圖 1.1 (a)重疊天線場型 (b)和場型 (c)差場型

以二維度的四個天線系統為例，其和場型是四個天線同相位饋入訊號，產生差場型的比較器電路可分為仰角(elevation)與方向角(azimuth)兩種。分別如圖 1.2(a) 與圖 1.2(b) 所示，兩張圖的正號表示 magic T 的兩個輸出端為同相位的情況，即 in-phase port 輸入時，負號表示 magic T 的兩個輸出端為同相位的情況，即 out-phase port 輸入時，上下平面的訊號強度差值為仰角誤差訊號，左右平面則為方向角誤差訊號。

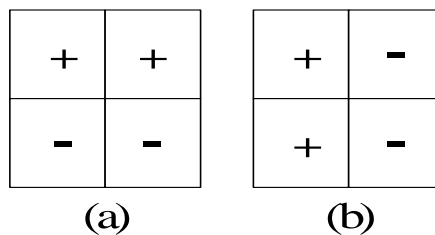


圖 1.2 (a)仰角差的比較器示意圖 (b) 方向角差的比較器示意圖

為了取得角度誤差訊號，除了使用多個天線配合多種比較器以外，也可以使用單個天線，將比較器部分替換成有高階模態的波導管饋入器。在饋入器的設計中，最佳的和場型與差場型、低旁波瓣、總極化能力與簡易性的優點需要取捨，其中簡易性是指如何降低研發費用與簡化比較器的電路。

單個天線的和場型是由圓形波導管的 TE_{11} 模或矩形波導管的 TE_{01} 模產生。 TE_{11} 模波導管內的電場向量分佈如圖 1.3(a)所示， TE_{10} 模波導管內的電場向量分佈如圖 1.3(b)所示，可看出兩張圖的結構中心皆有最強能量分佈，預期遠場輻射在 boresight 方向天線增益會有最大值。

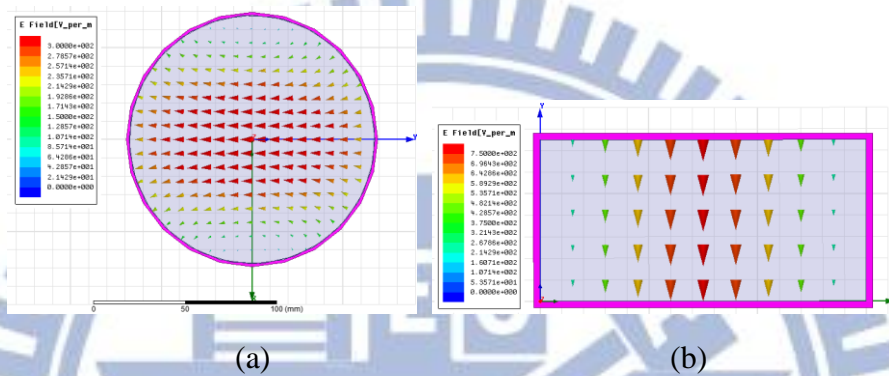


圖 1.3 (a) TE_{11} 模電場向量分佈圖 (b) TE_{10} 模電場向量分佈圖

而圓形波導管的 TE_{21} 模電場分佈如圖 1.4 所示，結構中心的能量最弱，可與圖 1.3(a)對照，預期在 boresight 方向的天線增益極小。

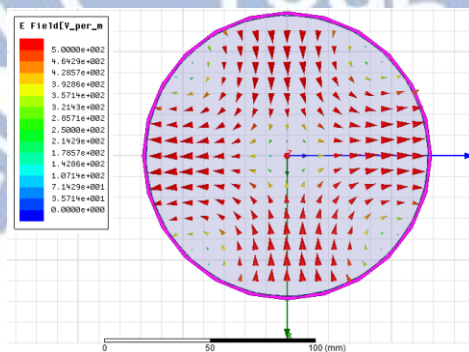


圖 1.4 TE_{21} 模電場向量分佈圖

將圖 1.3(a)與圖 1.4 的電場分佈，帶入 HFSS 模擬軟體號角天線饋入端口後，進行遠場輻射場型模擬，得到 $\phi = 0^\circ$ 的圖 1.5(a)(b)的輻射場型圖，圖 1.5(a)代表著單脈衝雷達技術中的和場型，圖 1.5(b)則是差場型。

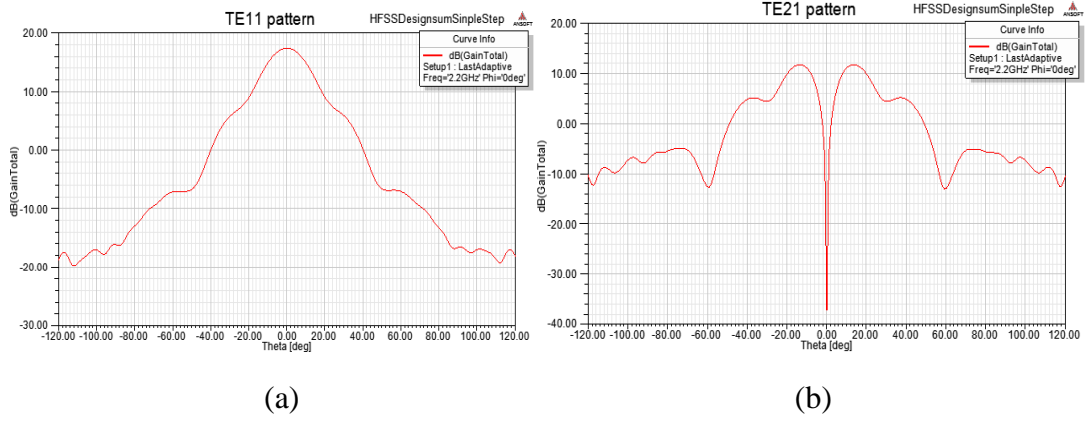


圖 1.5 (a)TE₁₁ 模遠場輻射場 (b) TE₂₁ 模遠場輻射場

為了達成單脈衝雷達追蹤功能，需了解 TE₁₁ 模圓極化場與 TE₂₁ 模圓極化場特性。首先看第一組 TE₁₁ 模遠場輻射場，根據教科書[3]在第四章第四節列出的式(1.1)與式(1.2)

$$E_{\rho} = \frac{2 \sin \phi}{\rho} J_1(1.84 \frac{\rho}{a}) \quad (1.1)$$

$$E_{\phi} = \frac{2a \cos \phi}{1.84} \frac{dJ_1(1.84 \frac{\rho}{a})}{d\rho} \quad (1.2)$$

其中貝索方程式的遞迴函式關係如式(1.3)與式(1.4)

$$\frac{mJ_m(u)}{u} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) + J_{m+1}(u)] \quad (1.3)$$

$$\frac{dJ_m(u)}{du} = \frac{1}{2} [J_{m-1}(u) - J_{m+1}(u)] \quad (1.4)$$

再依式(1.5)與式(1.6)轉成直角座標系。

$$E_x = E_{\rho} \cos \phi - E_{\phi} \sin \phi \quad (1.5)$$

$$E_y = E_{\rho} \sin \phi + E_{\phi} \cos \phi \quad (1.6)$$

經過整理後，可以得到

$$E_x = J_2(1.84 \frac{\rho}{a}) \sin 2\phi \quad (1.7)$$

$$E_y = J_0(1.84 \frac{\rho}{a}) - J_2(1.84 \frac{\rho}{a}) \cos 2\phi \quad (1.8)$$

再根據遠場計算需用的式(1.9)、式(1.10)與式(1.11)

$$f_t(k_x, k_y) = \iint_{S_a} E_a(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (1.10)$$

$$E_\theta = \frac{jk_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} (f_x \cos \phi + f_y \sin \phi) \quad (1.11)$$

$$E_\phi = \frac{jk_0 \cos \theta}{2\pi r} e^{-jk_0 r} (f_y \cos \phi - f_x \sin \phi) \quad (1.12)$$

經過運算化簡後，最終的 TE₁₁ 模遠場為式(1.13)與式(1.14)，其中 a 為圓形波導管半徑，u 為 k₀a(sin θ)。

$$E_\theta = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \sin \phi \frac{J_1(1.84)}{1.84} \frac{J_1(u)}{u} \quad (1.13)$$

$$E_\phi = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \cos \phi \cos \theta \left[\frac{1.84 J_1(1.84)}{1.84^2 - u^2} \frac{dJ_1(u)}{du} \right] \quad (1.14)$$

同理可得第一組 TE₂₁ 模遠場輻射場如式

$$E_\theta = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 4a^2 \sin 2\phi \frac{J_2(3.054)}{3.054} \frac{J_2(u)}{u} \quad (1.15)$$

$$E_\phi = \frac{jk_0}{r} e^{-jk_0 r} 2a^2 \cos 2\phi \cos \theta \left[\frac{3.054 J_2(3.054)}{3.054^2 - u^2} \frac{dJ_2(u)}{du} \right] \quad (1.16)$$

當 θ 趨近於 0 的時候，TE₁₁ 模的遠場可將 sin(φ) 以外的係數簡寫成 k_{θTE₁₁}，cos(φ) 以外的係數簡寫成 k_{φTE₁₁}，其中 k_{θTE₁₁} = k_{φTE₁₁} = k_{TE₁₁}，可寫成式(1.17)與式(1.18)。

$$E_{\theta_{TE_{11}}} = k_{TE_{11}} \sin \phi \quad (1.17)$$

$$E_{\phi_{TE_{11}}} = k_{TE_{11}} \cos \phi \quad (1.18)$$

而 TE₂₁ 模的遠場可將 sin(2φ) 以外的係數簡寫成 k_{θTE₂₁}，cos(2φ) 以外的係數簡寫成

k_{φTE₂₁}，其中 k_{θTE₂₁} = k_{φTE₂₁} = k_{TE₂₁}，可寫成式(1.19)與式(1.20)

$$E_{\theta_{TE_{21}}} = k_{TE_{21}} \sin 2\phi \quad (1.19)$$

$$E_{\phi_{TE_{21}}} = k_{TE_{21}} \cos 2\phi \quad (1.20)$$

產生圓極化所需的第二組 TE₁₁ 模遠場與 TE₂₁ 模遠場 E'，透過 φ 角度修正，可得

E'_{θTE₁₁,TE₂₁} = -E_{φTE₁₁,TE₂₁}，E'_{φTE₁₁,TE₂₁} = E_{θTE₁₁,TE₂₁}。以左手圓極化為例，將第二組遠場乘以 j

再加上第一組遠場，可得到分別代表 TE_{11} 模與 TE_{21} 模圓極化電場的式(1.21)與式(1.22)。

$$\vec{E}_{TE_{11}} = (\hat{\theta} + j\hat{\phi})k_{TE_{11}} e^{j\phi} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (1.21)$$

$$\vec{E}_{TE_{21}} = (\hat{\theta} + j\hat{\phi})k_{TE_{21}} e^{j2\phi} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (1.22)$$

根據單脈衝原理將式(1.22)除以式(1.21)，可得式(1.23)。

$$\frac{\vec{E}_{TE_{21}}}{\vec{E}_{TE_{11}}} = \frac{k_{TE_{21}}}{k_{TE_{11}}} e^{j\phi} \quad (1.23)$$

式(1.23)的訊號經過 amplitude detector 與 angle detector 電路後，可解出誤差角度。

如式(1.24)與式(1.25)所示，其中 $k_{\theta_{TE_{21}}}$ 與 $k_{\theta_{TE_{11}}}$ 的比值由天線特性決定。

$$\phi = \angle e^{j\phi} \quad (1.24)$$

$$\theta = \log\left(\frac{k_{TE_{21}}}{k_{TE_{11}}}\right) \quad (1.25)$$

1-3. 研究方向與目標

圖 1.3 為近年常見的 TE_{21} 模單脈衝追蹤雷達系統方塊圖，有波導管組成的結構：天線(horn)、模態耦合器(coupler)、極化器(polarizer)，還有主被動電路部分。圖中箭頭表示訊號流向，系統中存在單箭頭與雙箭頭，單箭頭表示接收訊號，雙箭頭則是有接收與發射的訊號流動。因此，上排方塊具有發射與接收資料的功能，即通訊用途的 data(sum) channel。coupler、combiner 與下排方塊負責接收差場型，即追蹤用途的 difference channel。根據式(1.24)與式(1.25)，可追蹤衛星，其中 TE_{21} tracking coupler 的作用，就是使得 difference channel 的 TE_{21} 模訊號強度可以大於等於 TE_{11} 模訊號強度。

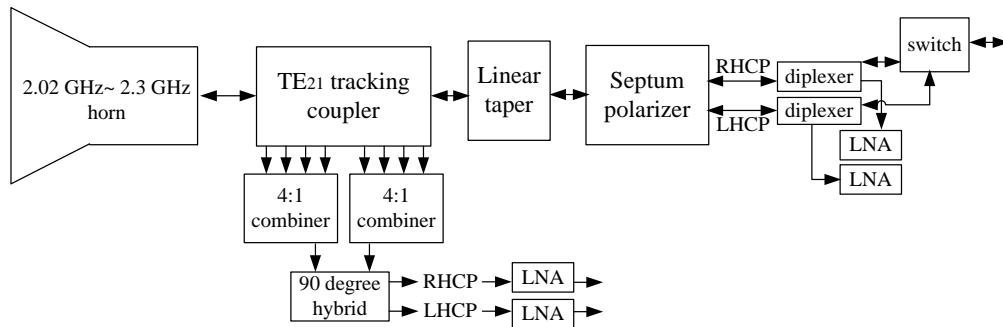


圖 1.6 TE_{21} 單脈衝雷達追蹤系統方塊圖

衛星通訊常使用頻段有 S 和 X band，本系統使用 S 頻段中的 2.02~2.3 GHz，其中 2.02~2.12 GHz 為發射頻段，2.2~2.3 GHz 為接收頻段。有別於多個天線的饋入結構設計，在考量實際使用情況為單個天線，決定採用允許高階模存在的饋入器架構。論文重點在於饋入器的設計、模擬與量測，即圖 1.4 中的方塊圖，兩個 4:1 combiner 電路、90 度 hybrid 電路，電路部分考量實際使用情境後，用採買的方式實現其功能。而 coupler、taper 與 polarizer 由波導管組成，可承受高功率傳輸，此部分交由勝利微波公司製造。

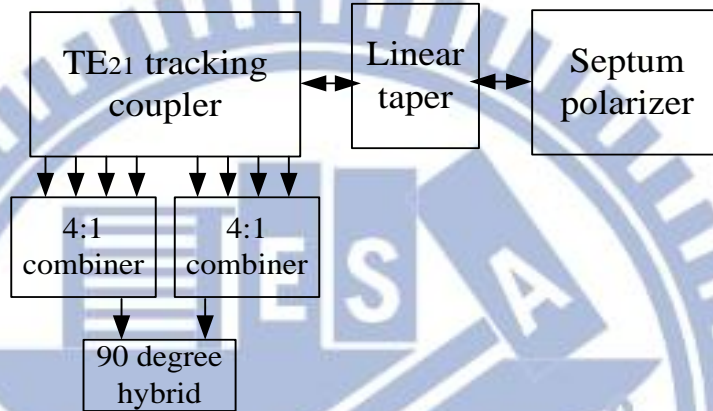


圖 1.7 饋入器系統方塊圖

追蹤系統在使用上有極化隔離度大於 20 dB，1 dB 天線增益頻寬內軸比值小於 1.5 的需求，VSWR 小於等於 1.5。透過饋入器模擬可以知 VSWR 是否符合需求，經由公式(1.26)~公式(1.29)計算，可以得到極化隔離度與未考慮天線增益頻寬下的軸比值。

$$x = \sqrt{\frac{E_x^2 + E_y^2 + \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2 \cdot E_x^2 \cdot E_y^2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta)}}{2}} \quad (1.26)$$

$$y = \sqrt{\frac{E_x^2 + E_y^2 - \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2 \cdot E_x^2 \cdot E_y^2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta\theta)}}{2}} \quad (1.27)$$

再利用式(1.4)，算出軸比值，軸比值取 20log 後可以換成 dB 單位。

$$Axial\ ratio = r = \frac{x}{y} \quad (1.28)$$

把 r 值帶入式子(1.5)，可算出代表極化純度的 polarization isolation 參數。

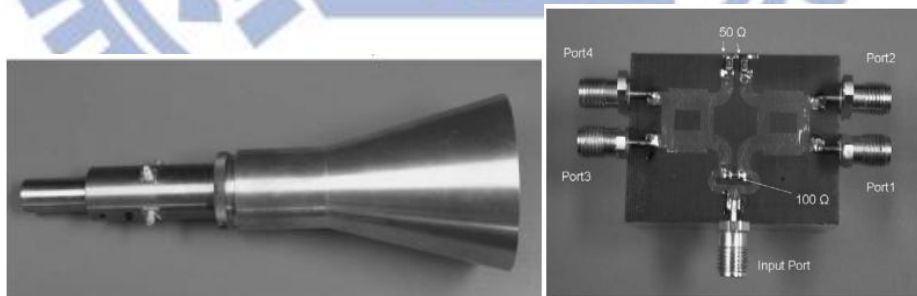
$$isolation (dB) = 20 \cdot \log \left[\frac{(r+1)}{(r-1)} \right] \quad (1.29)$$

公式(1.26)~(1.29)用法如下，例如在 HFSS 模擬中，看到第一組與第二組的 TE_{11} 模態的穿透損耗值分別是 -2.8 dB 與 -3.1 dB，轉成線性值後，分別是 0.724 與 0.7，第一組減去第二組的相位差為 88 度，將 0.724、0.7、88 度帶入式(1.26)與式(1.27)，可得 x 為 0.729， y 為 0.695，軸比值為 0.41 dB，

1-4. 研究動機與文獻探討

系統雖然耐用，但是隨著近幾年來衛星數量的增加，相關系統數量也隨之增加，因為在建置新系統時，以往是向外國廠商買進相關設備，以達成衛星監控與追蹤功能。為了提高衛星通訊科技的自主性，勢必要能夠建置自行研發的一套系統，研發過程中，將衛星通訊系統裡區分為各部分模組，以便於系統的開發與改良。在這樣的想法下，地面站衛星通訊系統中眾多的模組中，其中 RF 模組為開發重點之一。RF 模組有包含訊號處理電路與收發訊號的波導管結構，波導管結構為本論文探討重點。

對於單個天線的單脈衝饋入系統，為了要產生和場型與差場型，可用四個 SMA 饋入結構與相位控制電路[4]。此篇論文使用的高階模態為 TM_{11} ，為了激發波導管內的 TM_{11} 模態，如圖 1.8(a)所示，在兩組對角線位置的饋入結構需要同相位訊號源，這兩組饋入結構的相位差 90 度時，可以產生圓極化的 TM_{11} 場型。



(a) 單脈衝號角天線

(b) 相位控制電路

圖 1.8 TM_{11} 追蹤系統的單脈衝號角天線與相位控制電路[4]

雖然饋入結構簡單，但是從相位控制電路的輸入端看到的返回損耗特，即圖 1.8(b)中的 input port 的返回損耗特性並沒有很好，只在 8.5~8.7 GHz 內損耗大於 10 dB，原因是四個 SMA 結構的互相耦合效應，增加每個饋入結構的反射能量。為了改善返回損耗特性，饋入結構需要進行修正。圖 1.9[5]

為適用於 TE_{21} 模態的饋入結構，但是此結構裡的 hybrid 部分會用到大量的波導管，造成饋入器整體體積過大，因此，像編號 16、17 的端口，須修正成 SMA 饋入結構。

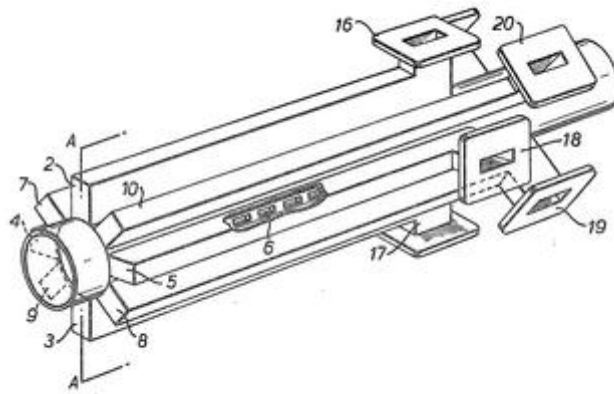


圖 1.9 TE_{21} 模態饋入器結構[5]

根據圖 1.6 可知，為了使波導管同時存在高階模態與主模，還要有 sum channel 的 septum polarizer 來激發波導管內的主模，常見的是只允許主模存在波導管內的圖 1.7 結構[6]，為了承受衛星通訊時的高功率輸入，在右端饋入結構處採用 N type 接頭。

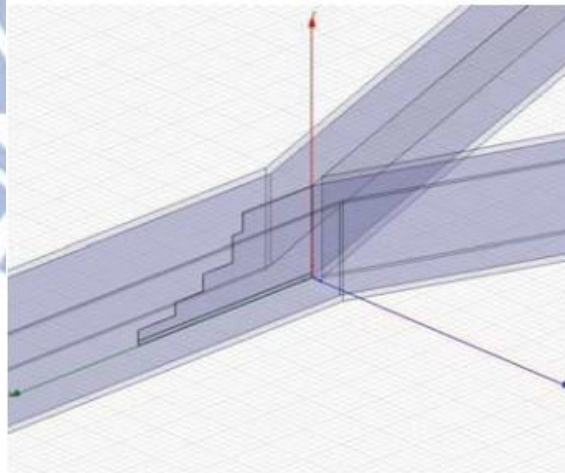


圖 1.10 步階隔板極化器範例結構[6]

第二章 饋入器原理

考慮電磁波在波導管裡傳遞的情況，圓形結構或者矩形波導管(rectangular waveguide)是廣泛運用的為波傳輸線之一[7]，從 1 GHz 到 220 GHz 範圍目前仍使用在各式各樣的元件；相較於常見的平面式傳輸線，矩形金屬波導有著更小的輻射損耗，消除與其他元件的電磁干擾，能承受大功率的等等優點。矩形波導管常以金屬包覆空氣介質，如圖 2.1，波導管中填充的材質介電係數為 ϵ ，導磁係數為 μ ，波導之長寬為 a 、 b ，其中 $a > b$ ，電磁波往 z 方向傳播。在特定的尺寸下，透過適當的電場或磁場可激發 TE、TM 主模或者更高階的模態。其中 TE 模是指縱向無電場；TM 模則是指縱向無磁場。

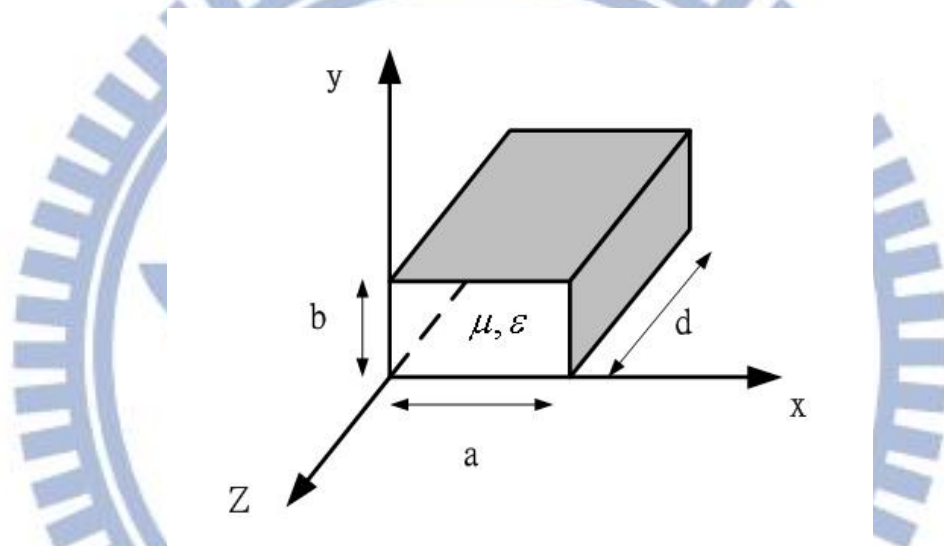


圖 2.1 矩形波導之結構

TE 波定義為 $E_z = 0$ ，即波在傳播方向(z 方向)之分量為零，其 H_z 滿足波動方程式：

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (2.1)$$

其中 $H_z(x, y, z) = h_z(x, y) e^{-j\beta z}$ ，且截止波數 $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ ，可利用分離變數法解(2.1)之偏微分方程式，令

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y) \quad (2.2)$$

代入(2.1)式中，可得到

$$\frac{X''(x)}{X(x)} + \frac{Y''(y)}{Y(y)} + k_c^2 = 0 \quad (2.3)$$

令 $\frac{X''(x)}{X(x)} + k_x^2 X(x) = 0$ 、 $\frac{Y''(y)}{Y(y)} + k_y^2 Y(y) = 0$ ，則：

$$X(x) = A \cos k_x x + B \sin k_x x \quad (2.4)$$

$$Y(y) = C \cos k_y y + D \sin k_y y \quad (2.5)$$

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.6)$$

使用電場在矩形波導之邊界條件

$$E_x(x, y) = 0 \quad \text{for } x = 0, a \quad (2.7)$$

$$E_x(x, y) = 0 \quad \text{for } y = 0, b \quad (2.8)$$

利用上述條件可解得 H_z

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.9)$$

利用 H_z 進一步求解各電磁場分量

$$E_x(x, y) = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.10)$$

$$E_y(x, y) = \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.11)$$

$$H_x(x, y) = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.12)$$

$$H_y(x, y) = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.13)$$

模態之截止頻率為

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.14)$$

波阻抗為

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (2.15)$$

求得在主模態 TE_{10} 之電磁場

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.16)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.17)$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.18)$$

又金屬上之表面電流為 $\bar{J} = \hat{n} \times \bar{H}$ ，可得到矩形波導上(y=b)之電流為

$$J_x = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.19)$$

$$J_z = -\frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (2.20)$$

在 TE_{10} 模態下矩形波導之電流圖如下圖

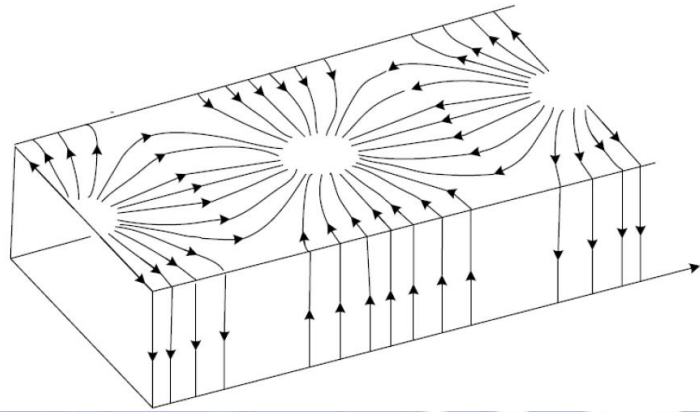


圖 2.2 矩形波導管 TE_{10} 模態電流分布

矩形波導管的使用原理，可對應半徑為 a 的圓形波導管。 TE_{nm} 模截止頻率為

$$f_{c_{nm}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.21)$$

其中 p'_{nm} 為 $J'_n(k_c a)$ 的根，在 TE_{nm} 模的根值如下表 2.1 所示，而 TE_{11} 為主模。

$n \backslash m$	1	2	3
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

表 2.1 圓形波導 TE_{nm} 模 p'_{nm} 的值

TM_{nm} 模其截止頻率公式將式(2.21)的 p'_{nm} 改為 p_{nm} ， $J_n(k_c a)$ 根值如下表 2.2 所示。

$n \backslash m$	1	2	3
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

表 2.2 圓形波導 TM_{nm} 模的 p_{nm} 值

2-1. 饋入器耦合器原理

此耦合器目的是使特定模態 TE_{21} 模有最大能量耦合至矩形波導，同時抑制其他模態 TE_{11} 模與 TM_{01} 模的耦合。

理論由強耦合(tight coupling)與弱耦合(loose coupling)組成，弱耦合是針對模態抑制討論。首先將波導等效如圖 2.3 所示， $\beta_{1,2}$ 是傳播相位常數， $\phi(x)$ 是耦合函數，相當於在位置 x 的 line 1 (圓形波導管) 電壓比 line 2 (矩形波導管) 電壓。
[8]

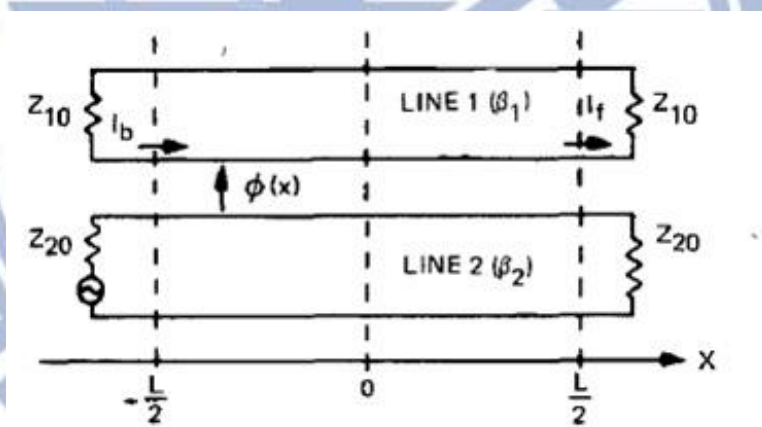


圖 2.3 耦合的傳輸線模型[8]

接著定義 directivity 與 coupling 參數：

$$Directivity = \left| \frac{I_b(\beta_1 \neq \beta_2)}{I_f(\beta_1 = \beta_2)} \right| = \frac{\int_{-L/2}^{L/2} \phi(x) e^{-j(\frac{2\pi}{L})\theta_D x} dx}{\int_{-L/2}^{L/2} \phi(x) dx} \quad (2.1)$$

coupling 將 I_b 改為 I_f 、 θ_D 改為 θ_C ， $\theta_{DC} = \frac{L}{2\pi}(\beta_1 \pm \beta_2)$ 。

考慮多個孔徑耦合情況，將 $\phi(x)$ 修正為 $\phi_i(x)$ ，

$$\phi_i(x) = a_i, \text{ at } x = \pm \frac{S}{2}(2i-1), i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2.2)$$

定義

$$F_i(\theta) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \phi_i(X) e^{-j(\frac{2\pi}{L})\theta X} dX$$

則

$$F_{DC} = 2 \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos \left[\frac{S}{2}(\beta_1 \pm \beta_2) \right] = 2 \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos \left(\frac{2i-1}{2N-1} \pi \theta_{DC} \right) \quad (2.3)$$

最終得到

$$C(\text{coupling}) = \frac{F_C}{F_C(\theta=0)} = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha_i \cos \left(\frac{2i-1}{2N-1} \pi \theta_{DC} \right)}{\sum_{i=1}^N \alpha_i} \quad (2.4)$$

強耦合則針對想要模式的耦合量討論，文獻[9]根據文獻[8]的式子(7)(8)，配合圖 2.4 得到式(2.5)：

$$\frac{V_B}{V_A} = \sin \left[2 \sum_{i=1}^N \arcsin(2\alpha_i) \right] = \sin \left[2 \sum_{i=1}^N \arcsin(2\alpha_i \alpha_0) \right] \quad (2.5)$$

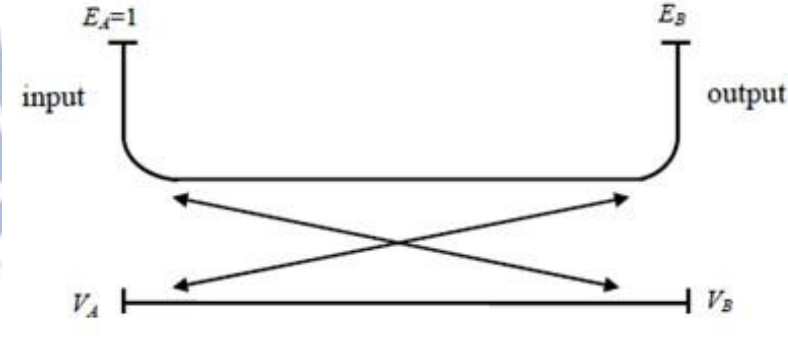


圖 2.4 耦合器原理結構圖[9]

在實際設計時，根據文獻[9]，圓形波導管半徑 R 介於 $\frac{\lambda_{FH}}{2.06}$ 與 $\frac{\lambda_{FL}}{1.64}$ ， λ_{FH} 是最高操作頻率的波長， λ_{FL} 則是最低操作頻率的波長，再根據 TE_{21} 模與 TE_{10} 模傳播常數需相等可知，矩形波導管寬邊等於 1.028 倍的 R 。20 個耦合孔徑的每個耦合半徑為 $0.08\lambda_0$ ， λ_0 為 TE_{21} 模操作頻率之波長。

2-2. 饋入器步階隔板極化器原理

常見結構為一個圓柱截面，中間放置步階的背脊隔板，如圖 2.5 所示。或將圓柱改為方形截面波導管，如圖 2.6 所示，兩圖中的桃紅色皆為背脊隔板。

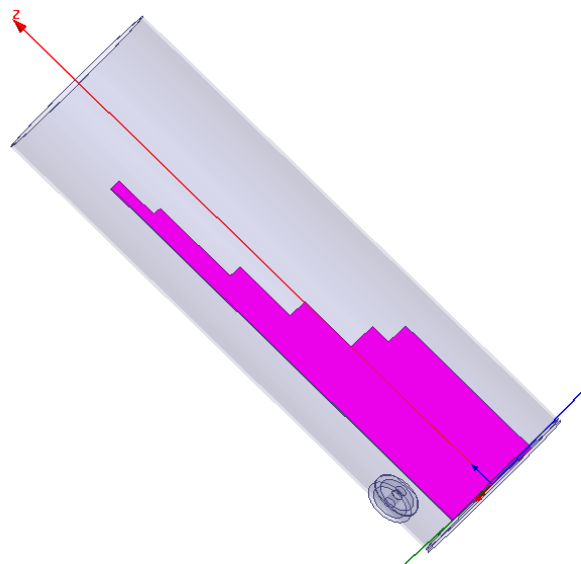


圖 2.5 圓形結構的步階隔板極化器

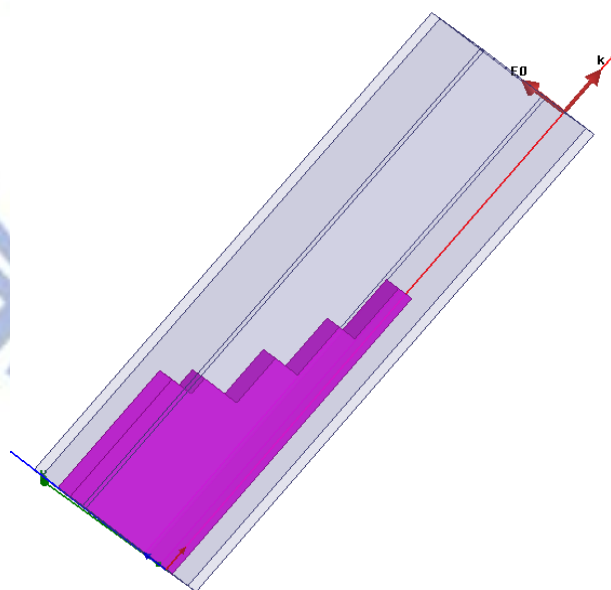


圖 2.6 方形結構的步階隔板極化器

根據一篇 1982 年提出的論文[10]，如圖 2.7 所示，沒有隔板隔開的端口(common port)允許兩種正交模態傳播，也就是圓極化傳播區域。以右手圓極化為例，如圖 2.8，當水平電場接觸到隔板，極化方向不變；垂直電場的相位開始受到背脊

結構影響，會有較低的截止頻率，使得波長比水平方向還要長，部分垂直電場開始旋轉。即背脊結構讓垂直電場相位落後水平電場 90 度。到達隔板端口 (excitation port) 後，標記 L 端口的電場合成後相消，只有在標記 R 的端口取到訊號。

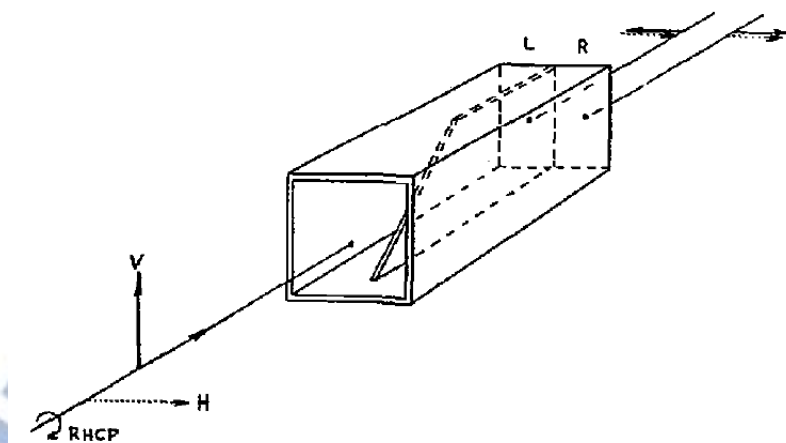


圖 2.7 右手圓極化入射示意圖[10]

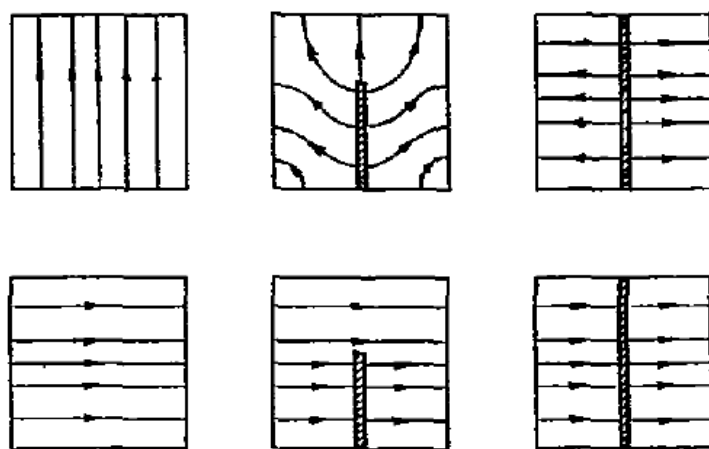


圖 2.8 右手圓極化入射波的暫態電場[10]

當入射波為左手圓極化時，在垂直方向的電場相位差 180 度，同樣經過背脊結構的相位延遲後，可以得到如圖 2.9 的暫態電場，水平方向電場與圖 2.8 右下角相同，經過電場合成後，只在標記 L 的端口取到訊號。

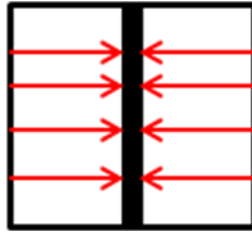


圖 2.9 左手圓極化入射波的最終垂直暫態電場

在傳統實際使用上，天線饋入器中的 septum polarizer 會使用到的結構是圖 2.10 的 orthomode transducer (OMT)，此結構體積偏大，屬於早期的 OMT 結構，改良後，體積縮小化的 OMT 結構如圖 2.11。

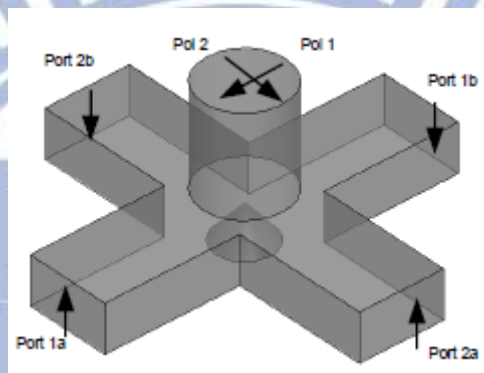


圖 2.10 傳統 turnstile junctions OMT 結構[11]

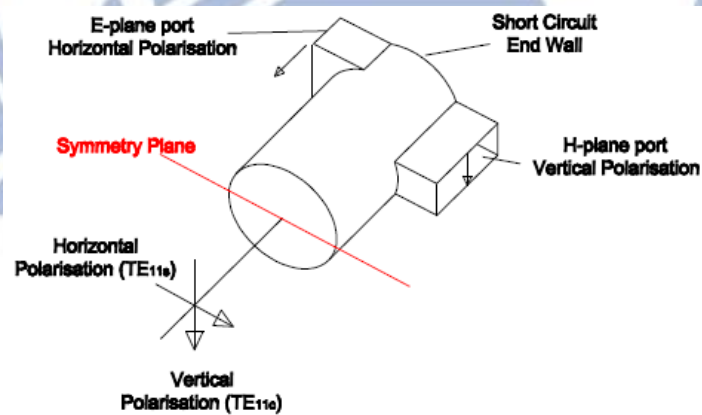


圖 2.11 T-junction OMT 結構圖[12]

OMT 結構最大作用在於將兩垂直極化電場分離到不同的端口，如上圖 2.11 所標記的水平與垂直極化電場，最終由 E-plane 端口取得水平電場訊號，而 H-plane 端口取得垂直電場訊號，工作原理如下圖 2.12 所示。

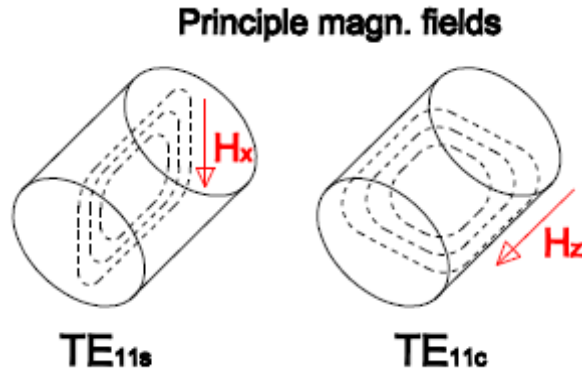


圖 2.12 T-junction OMT 工作原理[12]

圖 2.12 中左側的 H_x ，可以激發 E-plane 端口的 TE_{01} 模，而右側的 H_z 則是激發 H-plane 端口的 TE_{10} 模。以上討論可以知道這兩個垂直極化電場並無相位差，若要產生相位差，則需要在這兩 plane 加入相位延遲電路或者圓柱波導管內加入 septum 結構，如圖 2.5 的桃紅色部份。

2-3. 饋入器 linear taper 原理

linear taper 結構相當於兩個波導端口之間的阻抗轉換，兩個波導端口可以是矩形對矩形，也可以是圓形對圓形，也可以是矩形對圓形。

矩形對矩形端口的 linear taper 結構，在此結構在傳輸矩陣裡，有三種傳輸矩陣相乘，第一種是波輸入端口在結構中，切成 N 等份時，看到的相位延遲效應；第二種是波輸出端口在結構中，切成 N 等份時，看到的相位延遲效應；第三種是同時考慮輸入與輸出端口的反射效應所組成的傳輸矩陣，詳細過程可參考文獻 [13]，其結構分析模型如圖 2.13 所示， $2a_0$ 為矩形輸入端口， $2a_1$ 為矩形輸出端口。

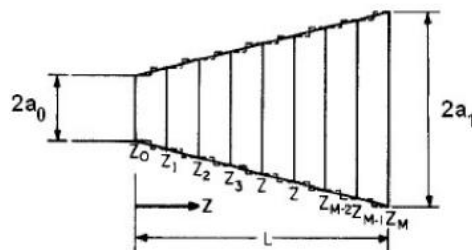


圖 2.13 矩形端口的 linear taper 結構分析模型[13]

圓形對圓形端口的 linear taper 結構，在論文[14]中討論 H_{0n} 模的傳輸狀況，根據結構某段的側面外觀，可以分為圖 2.14 的三種類型，箭頭是波傳遞方向，

依照不同輸出入的波導端口，可以有不同的組合型式。越多區段的組合，能消去不必要的高階模態，但是長度相對加長，因此在頻寬與長度沒有嚴格要求時，區段數少一點即可。

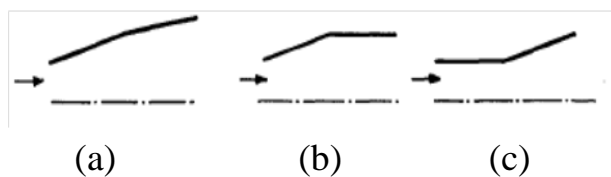


圖 2.14 linear taper 結構側視圖(a)圓錐-圓錐(b)圓錐-圓柱(c)圓柱-圓錐[14]

矩形對圓形結構如圖 2.15[15]所示，由於兩端口之間的曲面在實際製造時，容易有誤差，並未採用此結構。

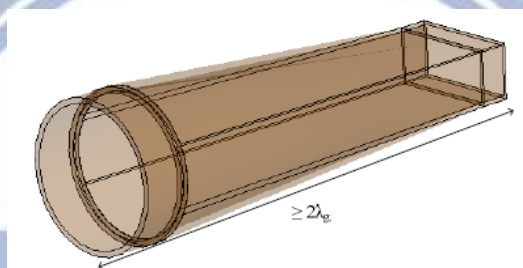


圖 2.15 矩形-圓形端口的 linear taper 結構[15]

第三章 饋入器設計

3-1. 饋入器耦合器設計

根據圖 1.6 的結構，圓形波導管在接收頻段(2.2 GHz~2.3 GHz)內收到訊號時激發的兩組 TE_{21} 模態，透過圓形波導管金屬壁與矩形波導窄邊之間的耦合孔，可以將 TE_{21} 訊號耦合至矩形波導管，再從 SMA 饋入結構取出矩形導管內的主模訊號。波導管之間的兩孔以上的模態耦合概念可參考圖 3.1，在編號 1 的訊號源，透過每個孔徑耦合至另一個波導管時，皆會有向前與向後傳遞的波，每個孔向前傳遞的波最終到達的端口是耦合埠；向後傳遞的波最終到達的端口是耦合埠；未耦合的波最終到達直通埠。而傳統高階模態耦合的設計，可參考 2.1 節原理部分。



圖 3.1 兩孔的方向耦合器概念圖

實際應用情況中，八臂的矩形波導耦合結構其耦合孔數有 20 孔，呈現均勻分布且每個圓孔徑大小相同，如圖 3.2 所示，圓形波導管壁為八角形柱體，目的為使矩形波導管與圓型波導管壁有良好接合。

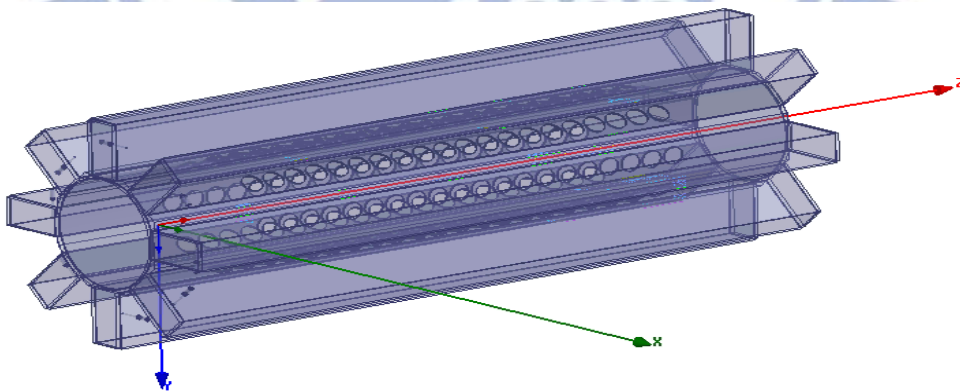


圖 3.2 八臂矩形波導管耦合器結構

其中圓型波導管的半徑為 75 mm，根據第二章式(2.21)，截止頻率整理如圖 3.3 所示，矩形波導管的長邊為 78 mm，主模截止頻率為 1.875 GHz，孔半徑為 12.01 mm，孔間距為 15.83 mm。

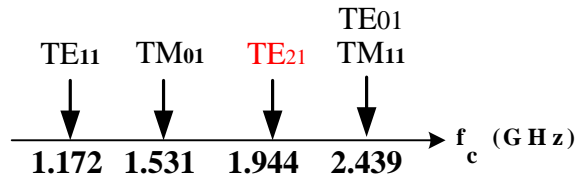


圖 3.3 圓形波導管截止頻率

根據同樣的孔徑與孔間距，將圓孔數量降低，分別進行三孔、五孔、十孔與二十孔的 TE_{21} 模相對於 TE_{11} 模耦合量模擬比較，如圖 3.4 所示，接收頻段內，三孔的耦合效果最少有 6.93 dB，最多有 7.37 dB；五孔的耦合效果最少有 7.9 dB，最多有 8.5 dB；十孔的耦合效果最少有 12.7 dB，最多有 14.6 dB；二十孔的耦合效果最少有 19.8 dB，最多有 21.4 dB。可以發現到孔數越多，其耦合效果會越佳。

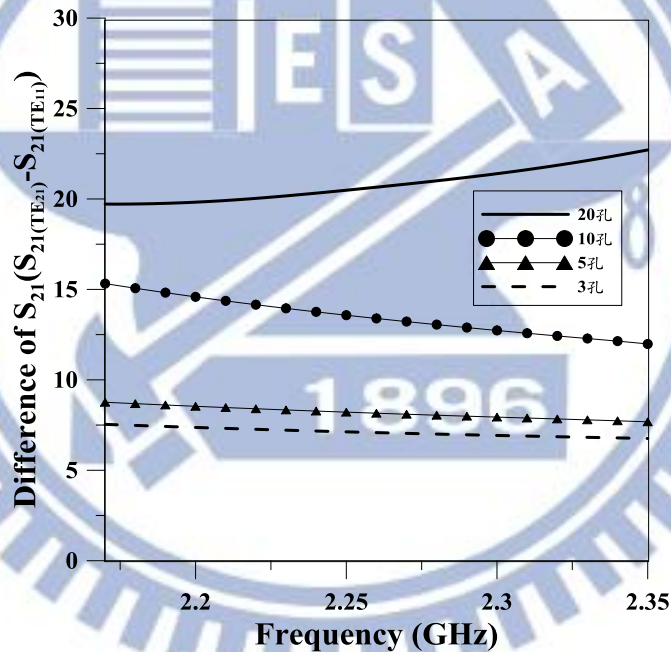


圖 3.4 八臂矩形波導管耦合器結構不同孔數耦合量模擬比較

在實際應用上，會希望耦合器尺寸越小越好，因此孔數越多的設計，儘管耦合量會越好，但是尺寸也相對增加。考慮圖 3.1 的結構，在圓形波導管內特定模式的波耦合時，如 TE_{21} 模或者 TE_{11} 模透過第一個孔耦合至矩形波導管後，向前的波走一段距離 d 後，未耦合的波繼續走 d 的距離後到達第二個耦合孔，因此在第二個孔有兩種相位的向前波。分別如式所示。

$$\theta_{TE_{10}} = \beta_{TE_{10}} d \quad (3.1)$$

$$\theta_{TE_{11}, TE_{21}} = \beta_{TE_{11}, TE_{21}} d \quad (3.2)$$

此耦合器的目的是為了使 TE_{21} 耦合量最大， TE_{11} 耦合量最小，因此，在第二個耦合孔的兩個不同相位的向前波相位差為反相時，可預期對於 TE_{11} 有最好的抑制耦合效果。相位差如式(3.3)所示

$$\Delta\theta = (\beta_{TE_{11}} - \beta_{TE_{10}})d \quad (3.3)$$

此耦合器設計的中心頻率為 2.25 GHz，波導管的波數為 47.1。圓形波導管半徑為實際上應用的 75 mm，此時 $\beta_{TE_{11}}$ 為 40.2， $\beta_{TE_{21}}$ 為 23.67，當相位差為 180 度時，從式可看出 $\beta_{TE_{10}}$ 越大，距離越短，因此選擇長邊為 70mm，主模截止頻率為 2.14 GHz 的矩形波導管， $\beta_{TE_{10}}$ 為 14.29，此時算出來的 d 值約為 120 mm，即圖 3.5(a) 紅色線段所示，其他耦合器結構尺寸會在 4.3 節詳細列出，模擬結果如圖 3.5(b) 所示，在 2.253 GHz 有最大耦合量 37 dB。

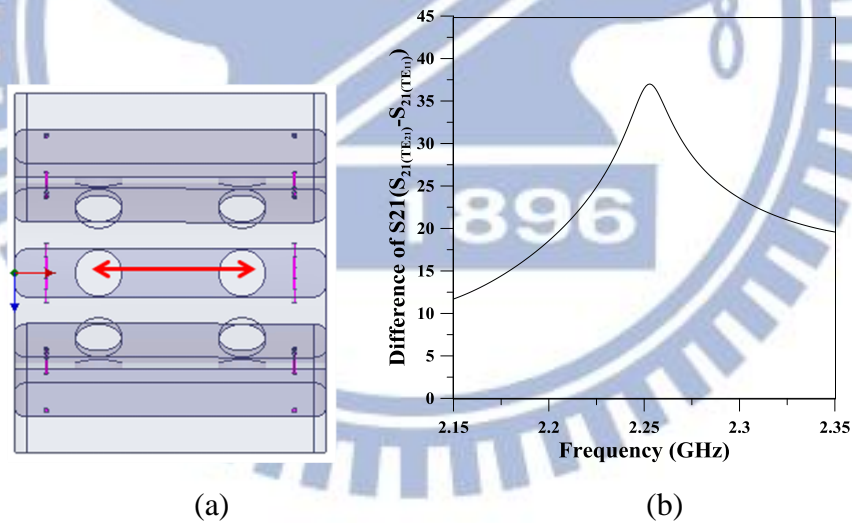


圖 3.5 (a)耦合器模擬結構 (b)縮小化耦合器耦合量模擬

另外一個重點在於 SMA 饋入結構方向的探討，正確的方向可使這兩組 TE_{21} 模態採取的訊號同相位相加，提高對 TE_{11} 模的抑制。圖 3.6 內的實線與虛線代表圓形波導管內被激發的兩組正交的 TE_{21} 模態，在矩形波導管內的電場方向以黑色箭頭表示，接頭黃色金屬結構方向以紅色箭頭表示，兩種顏色箭頭呈現同相位狀態。

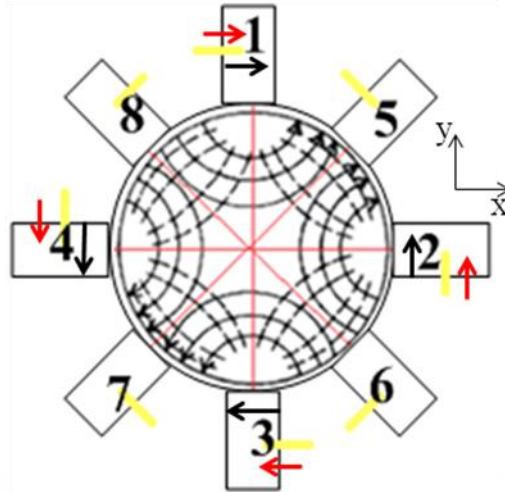


圖 3.6 port 1 ~ port 4 的電場與金屬方向內積示意圖

TE_{21} 模態的電場數學可表示為

$$\vec{E}_\varphi = k' \cos(2\varphi)(-\sin \varphi x + \cos \varphi y) \quad (3.4)$$

k' 為波導管內的常數項。

首先看 port 1 紅色箭頭為正 x 方向，此處的矩形波導電場根據式帶入 $\varphi = 90^\circ$ ，可得正 x 方向，兩方向內積為正值。將 port1~port4 的接頭方向與波導管電場方向整理如表 3.1。

表 3.1 耦合器 port1~port4 方向整理

port 方向	1	2	3	4
金屬接頭	x	y	-x	-y
圓形波導電場	x	y	-x	-y

由此可知，port1~port4 是同相位相加，同理可以得知 port5~port8 也是同相位相加。

3-2. 步階隔板極化器設計

整體結構如圖 3.7 所示，深灰色為步階形狀的金屬隔板，座標原點的 xy 平面為金屬反射面，淡綠色為 N 型接頭的鐵氟龍材質，為了要單獨設計 N 型饋入

結構的尺寸與饋入位置，結構分兩部份模擬，即黑色雙箭頭的左半與右半邊兩部份：一、N 型接頭饋入波導管之結構。二、去掉金屬反射面，以 wave port 作為激發源的步階極化器結構。最後，再將兩個結構重合在一起模擬設計。

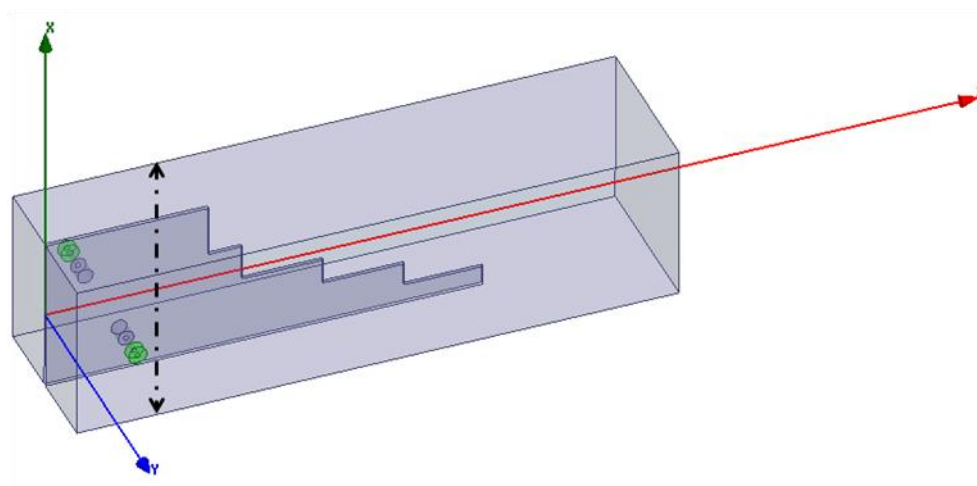


圖 3.7 septum polarizer 整體結構

首先，N 型接頭饋入波導管之結構如圖 3.8 所示，即圖 3.7 的結構在黑色雙箭頭處平行 xy 平面橫切。上層深灰色矩形是波導端口，下層深灰色矩形是反射面，中間白色部分為金屬隔板，隔板左右兩邊淺灰色的粗圓柱體為從接頭內導體延伸而出的匹配結構，距離反射面 31.2 mm。細部 N 型接頭結構如圖 3.9 所示，藍色箭頭是等寬度的內導體，直徑 3 mm；綠色箭頭是等寬度的鐵弗龍介質，直徑為 8.5 mm，黃色框的部分為 N 型接頭與圓形波導管的匹配結構，圓柱體高度為紅色實線 8.5 mm，高度為紅色虛線 10 mm。

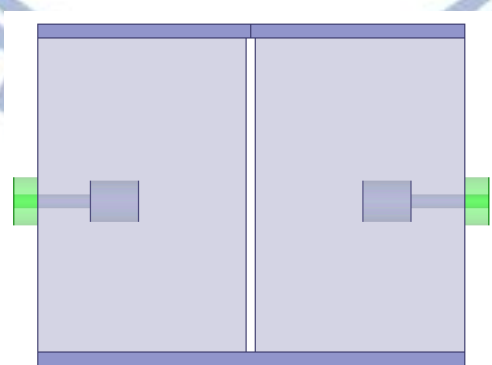


圖 3.8 N 型接頭饋入波導管之結構

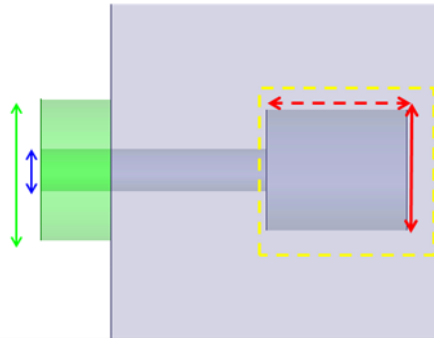


圖 3.9 N 型接頭之結構

接著，檢驗圖 3.9 結構特性阻抗是否為 50 歐姆，模擬結果如圖 3.10 所示。在發射與接收頻段的特性實部阻抗幾近 50 歐姆，虛部 0 歐姆，是 50 歐姆的接頭。

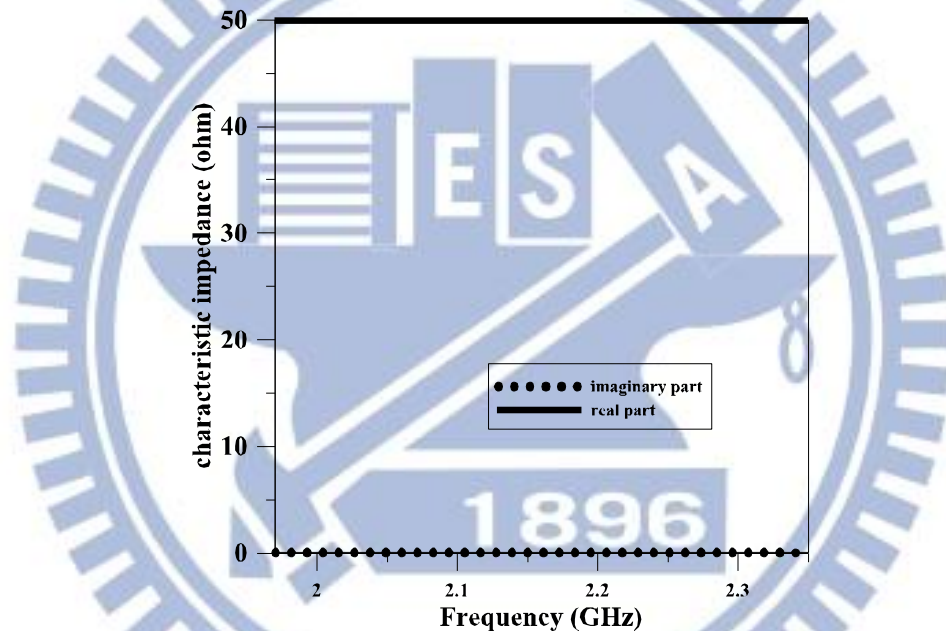


圖 3.10 N type connector 結構之特性阻抗模擬

N type connector 饋入波導管結構的返回損耗 S_{11} 模擬如圖 3.11 實線所示，與穿透損耗 S_{21} 模擬如圖 3.11 虛線所示，實線在使用的頻段內反射係數有低於系統規格的負 15 dB，虛線在使用的頻段內穿透係數幾乎為 0，表示饋入結構所激發的主模可傳遞到另一端口，所以 N 型接頭結構與位置適當。

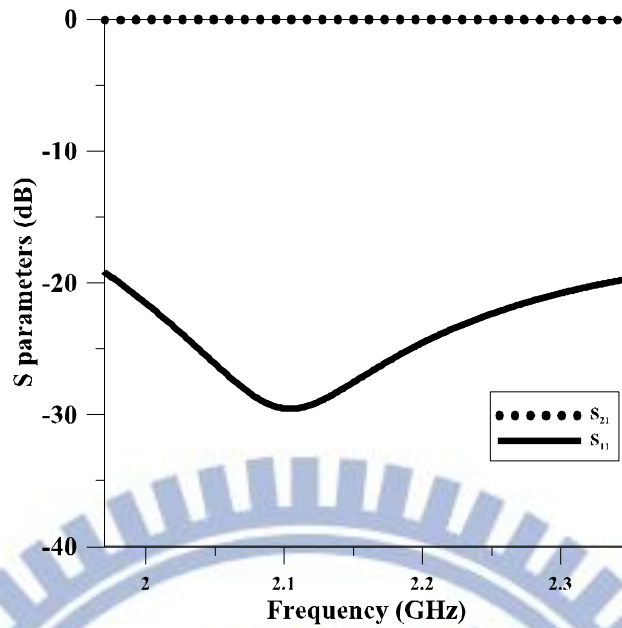


圖 3.11 N 型接頭饋入波導管結構之反射與穿透係數模擬

接著，步階隔板極化器去掉金屬反射面的結構，用波端口作為激發源來設計步階結構，如圖 3.12 所示，由於饋入器設計並未包含號角天線，因此圓極化特性藉由兩垂直電場的大小相等且相位差 90 度來檢驗。相位差檢驗方法為 S_{21} 參數的角度差，即 TE_{01} 模 (x 方向紅線) 與 TE_{10} 模 (y 方向紅線) 經過相同路徑後， TE_{01} 模相位比 TE_{10} 模相位多幾度。

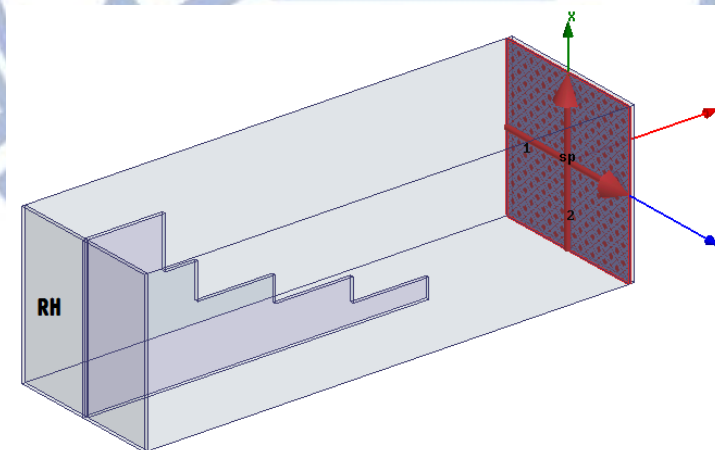


圖 3.12 步階極化器波導端口結構

以右手圓極化為例，負 y 部分的矩形波端口訊號源激發後，模擬圖 3.13 中的正 x 與正 y 方向電場大小在 3 dB 正負 0.1 dB 內，貼近理想的負 3 dB 值。

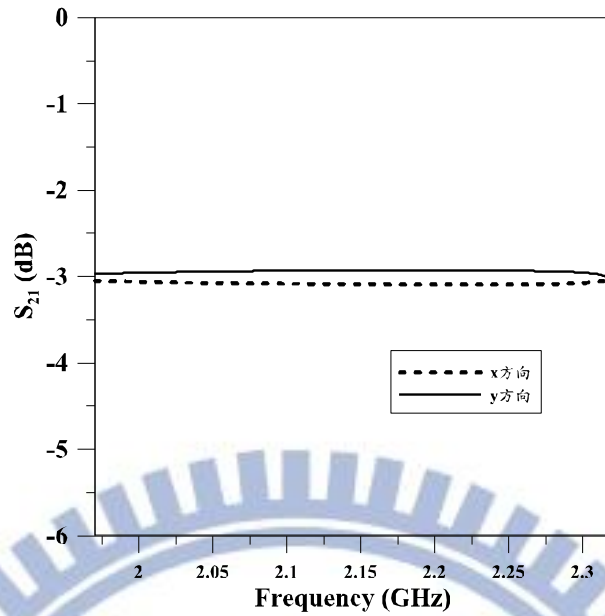


圖 3.13 右手圓極化之兩垂直電場大小模擬

x 方向電場相位減去 y 方向電場相位差如模擬圖 3.14 中，發射頻段內的 2.12 GHz 角度最大 95.48 度，接收頻段內的 2.2 GHz 角度最大為 95.68 度。

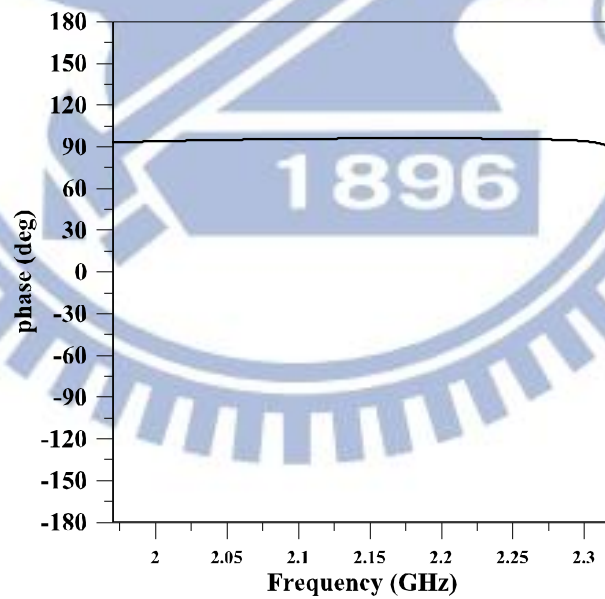


圖 3.14 右手圓極化之兩垂直電場相位差模擬

以左手圓極化為例，正 y 部分的矩形波端口訊號激發後，圖 3.15 中的正 x 與正 y 方向電場大小也都在 3 dB 正負 0.1 dB 內。

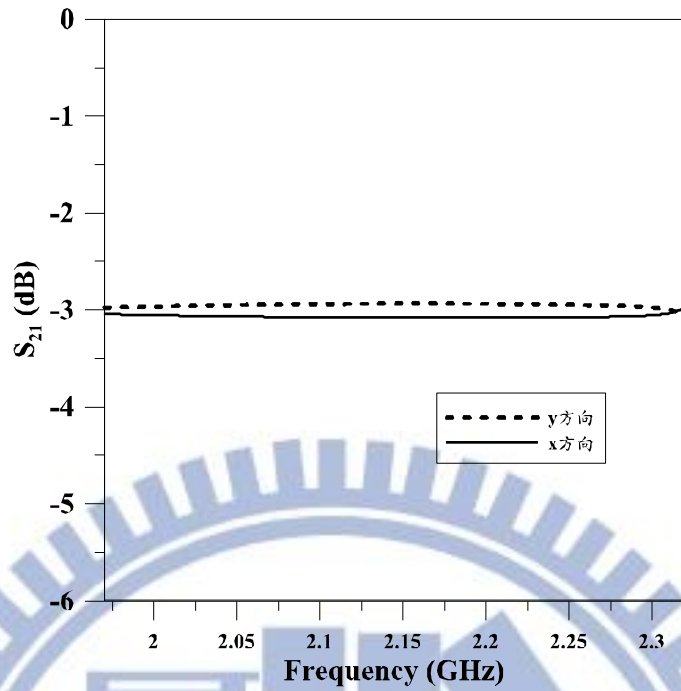


圖 3.15 左手圓極化之兩垂直電場大小模擬

模擬圖 3.16 中，在發射頻段內的 2.12 GHz 角度最大為負 85.97 度，接收頻段內的 2.3 GHz 角度最大為負 84.7 度。

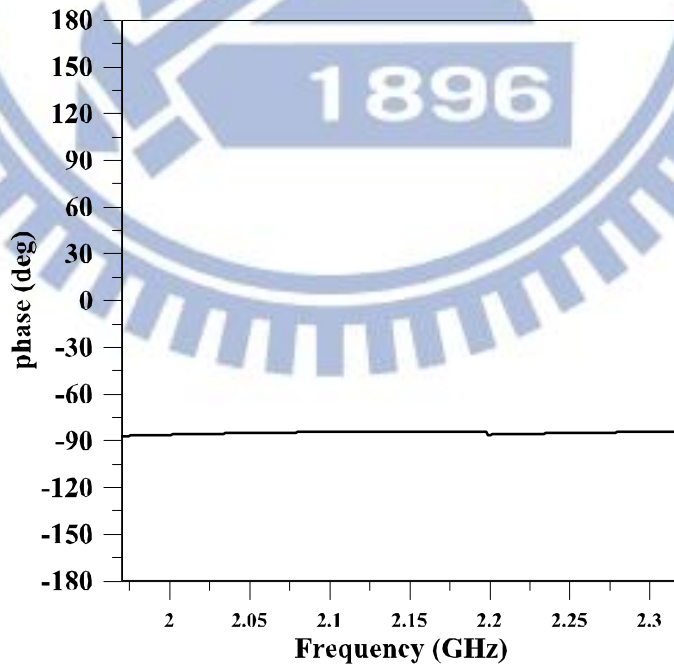


圖 3.16 左手圓極化之兩垂直電場相位差模擬

個別設計完成後，根據圖 3.7 之步階隔板極化器整體結構，模擬反射係數如圖 3.17

所示，在使用頻段內最差為負 20.9 dB。

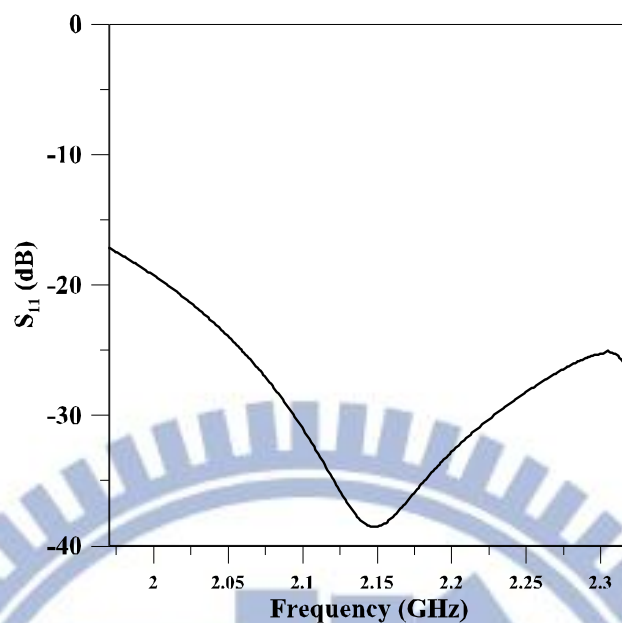


圖 3.17 步階隔板極化器反射係數模擬

檢查右手圓極化兩垂直電場的分量，如圖 3.18 所示。在發射頻段中，2.12 GHz 的差距最大，x 方向負 2.87 dB，y 方向負 3.16 dB。在接收頻段中，2.2 GHz 的差距最大，x 方向負 2.86 dB，y 方向負 3.16 dB。

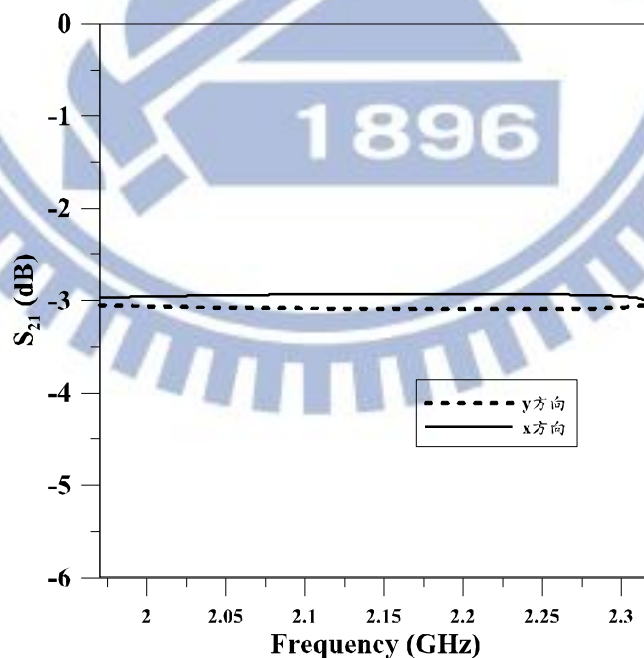


圖 3.18 右手圓極化之兩垂直電場大小模擬

右手圓極化兩垂直電場的相位差如模擬圖 3.19，在發射頻段內的 2.12 GHz 角度

最大是 95.7 度，接收頻段內的 2.2 GHz 角度最大為 95.89 度。

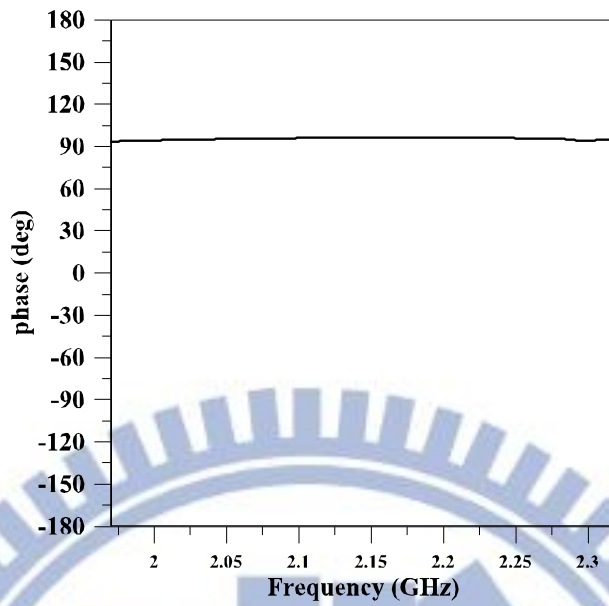


圖 3.19 右手圓極化之兩垂直電場相位差模擬

左手圓極化兩垂直電場的分量，如圖 3.20 所示。在發射頻段中，2.12 GHz 的差距最大，x 方向負 3.16 dB，y 方向負 2.87 dB。在接收頻段中，2.2 GHz 的差距最大，x 方向負 3.16 dB，y 方向負 2.87 dB。

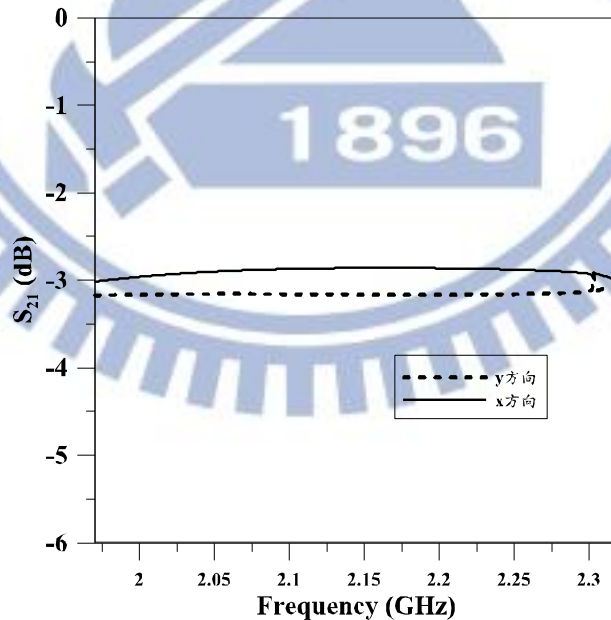


圖 3.20 左手圓極化之兩垂直電場大小模擬

模擬圖 3.21 中，在發射頻段內的 2.12 GHz 角度最大為負 84.291 度，接收頻段內的 2.2 GHz 角度最大為負 84.096 度。

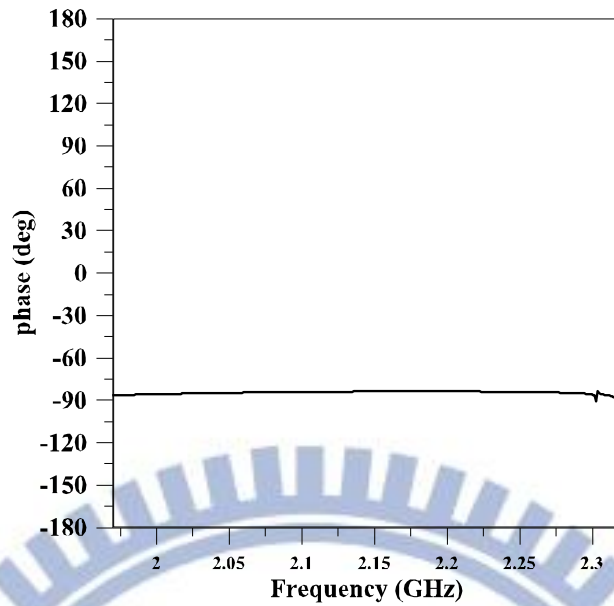


圖 3.21 左手圓極化之兩垂直電場相位差模擬

3-3. linear taper 設計

此結構連接了大尺寸的 TE_{21} 模態耦合器與小尺寸的步階隔板極化器，主要功能是兩連接端口的主模反射與穿透係數特性良好，此外，藉由尺寸的縮減，使得大尺寸波導管中的高階模態 TE_{21} 往小尺寸波導管傳遞時，變成衰消模，因此在極化器端口所收到的 TE_{21} 模態很低，並且透過反射的現象，加強 TE_{21} 模態耦合器的能量耦合。結構如圖 3.22 所示，上面圓形端口接耦合器，下面方形端口接極化器。

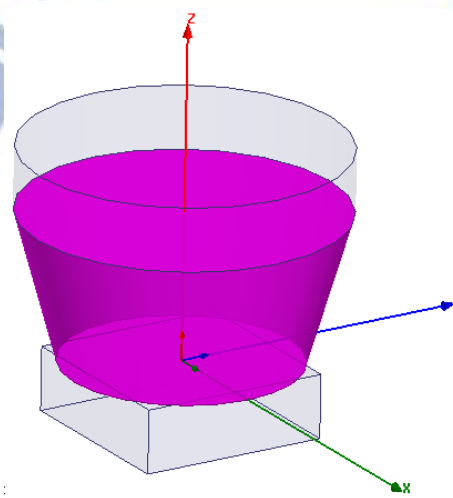


圖 3.22 linear taper 結構

經過調整長度模擬後，發現桃紅色高度 60 mm 時，主模反射與穿透係數分別如模擬圖 3.23 虛線與實線所示，在發射與接收頻段內，反射係數最差為負 28 dB，穿透係數都貼近 0。

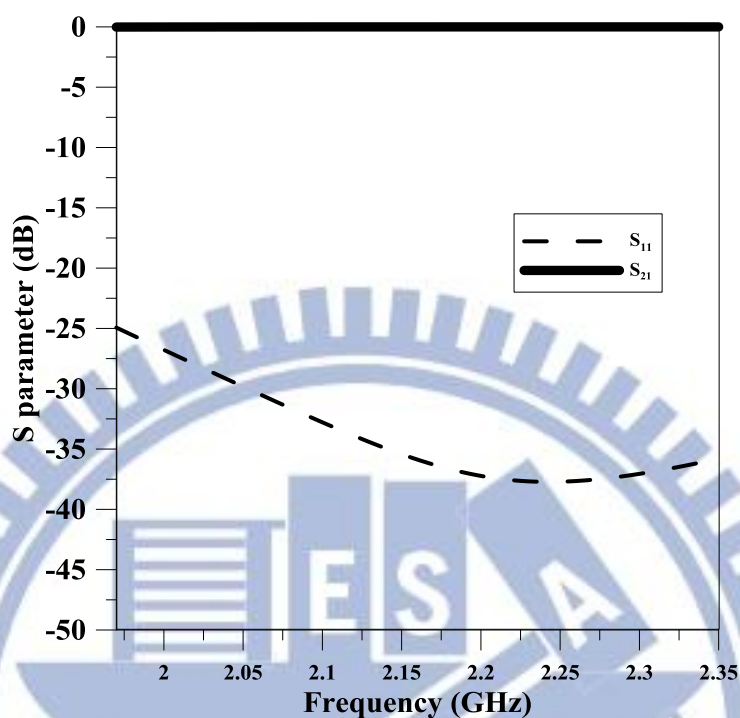


圖 3.23 主模反射與穿透係數模擬

耦合器中 TE₂₁ 模的穿透係數如模擬圖 3.24 所示，接收頻段內最高為負 51.8 dB，表示有極少能量到達極化器。

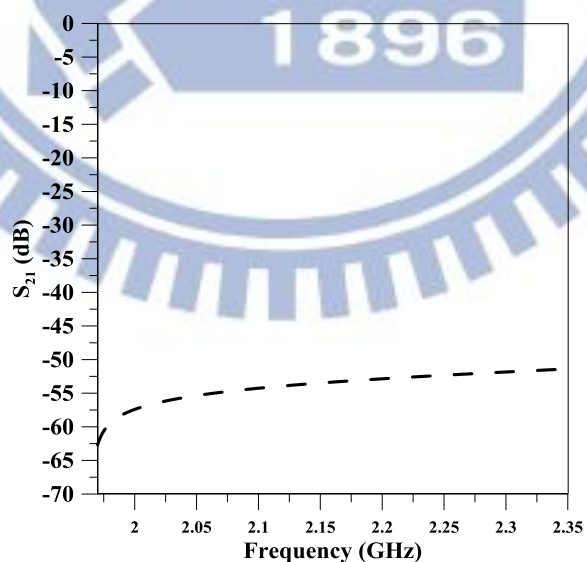


圖 3.24 TE₂₁ 模穿透係數模擬

第四章 饋入器量測

4-1. 轉接器設計與量測

為了量測饋入器圖 3.5(a)的耦合器特性，在接收頻段 2.2~2.3 GHz 內需設計一個轉接器結構，此轉接器包含轉接器波導管結構與相位控制電路，最終可產生 TE_{11} 模與 TE_{21} 模。其中轉接器波導管結構如圖 4.1 所示，此結構下端口封閉，上端口開放，波導管內部半徑與耦合器同樣為 75 mm，內部高度為 100 mm。訊號從四個 SMA 接頭饋入，如桃紅色所示。四個接頭皆在同一水平面，並且每隔 90 度分布在圓柱波導管壁上，橫向圓柱體為匹配結構，可增加 port1~port4 饋入能量，隨著 4 個 port 饋入訊號相位不同的組合，會激發波導內部不同模態。

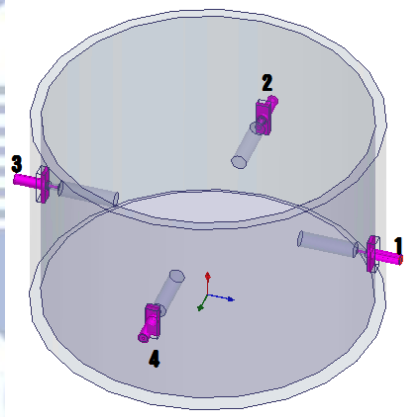


圖 4.1 轉接器波導管結構

根據圖 4.1 具有對稱性的結構，模擬單個 port 的反射係數即可，結果如圖 4.2 所示，在接收的 2.2~2.3 GHz 頻段內反射係數小於負 20 dB。

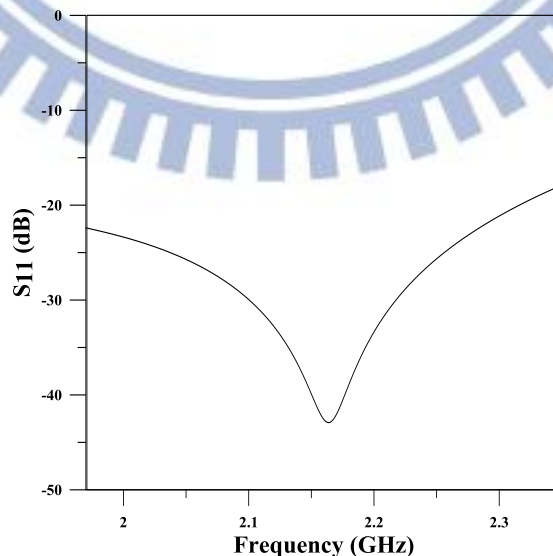


圖 4.2 轉接器波導管結構反射係數模擬

根據圖 4.1 接頭的編號，當編號 1 與編號 2 的角度設為 0 度，編號 3 與編號 4 的角度設為 180 度，可產生如圖 4.3 的 TE_{11} 模態。將編號 1 與編號 3 的角度設為 0 度，編號 2 與編號 4 的角度設為 180 度，可產生如圖 4.4 的 TE_{21} 模態。

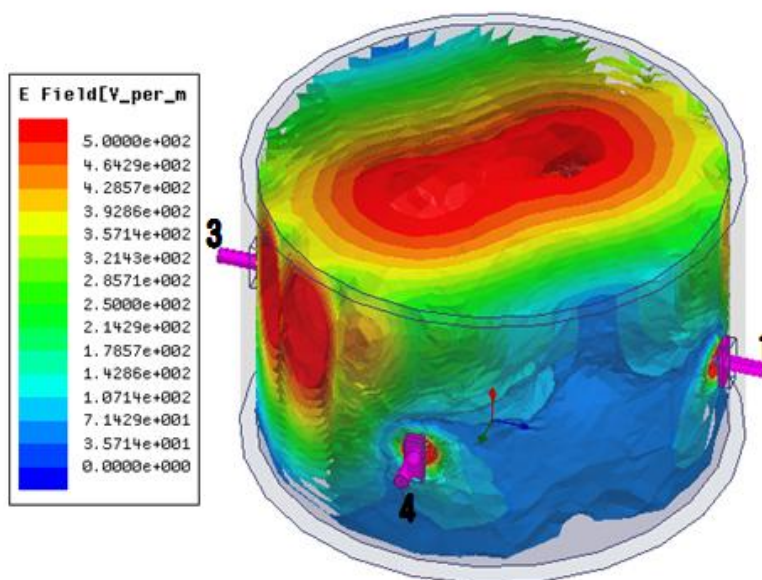


圖 4.3 TE_{11} 模態圖

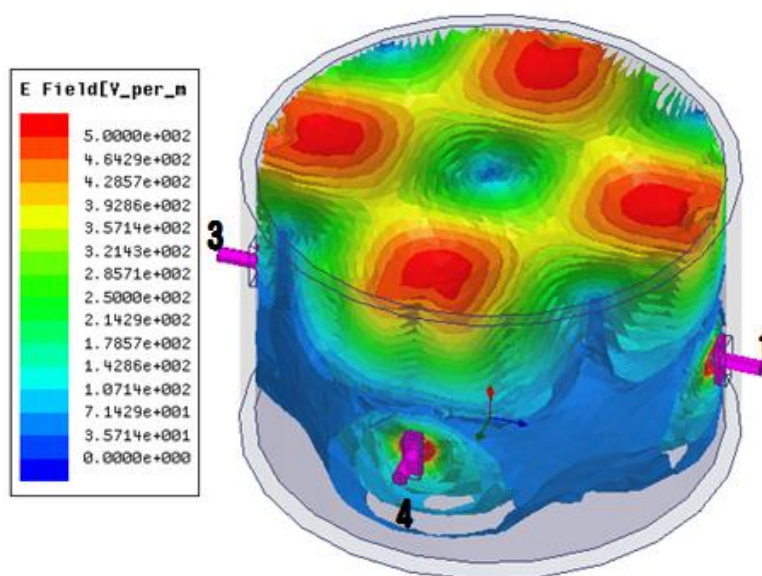


圖 4.4 TE_{21} 模態圖

編號 1 ~ 4 的相位控制可透過圖 4.5 的五個 port 電路完成，特性描述如下：
sum port 為輸入端，port1~port4 為 -6 dB port，port1 與 port3 理想差 180 度；port2

與 port4 理想上也差 180 度；port1 與 port2 理想差 0 度；port3 與 port4 理想差 0 度。

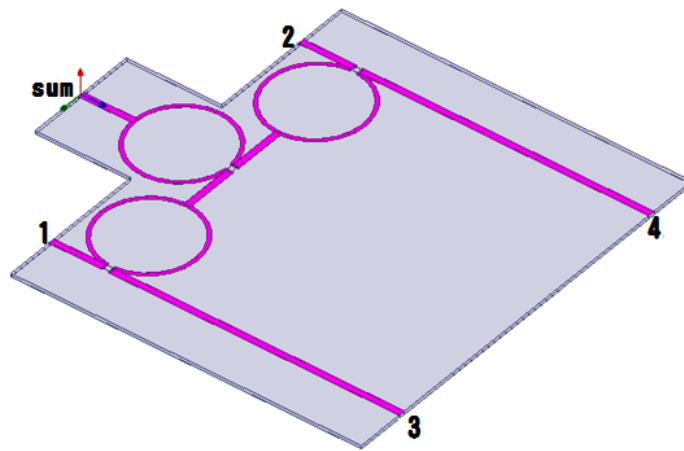


圖 4.5 相位控制電路

此電路的反射係數模擬結果如圖 4.6 所示，在接收頻段內最差為 -19 dB。

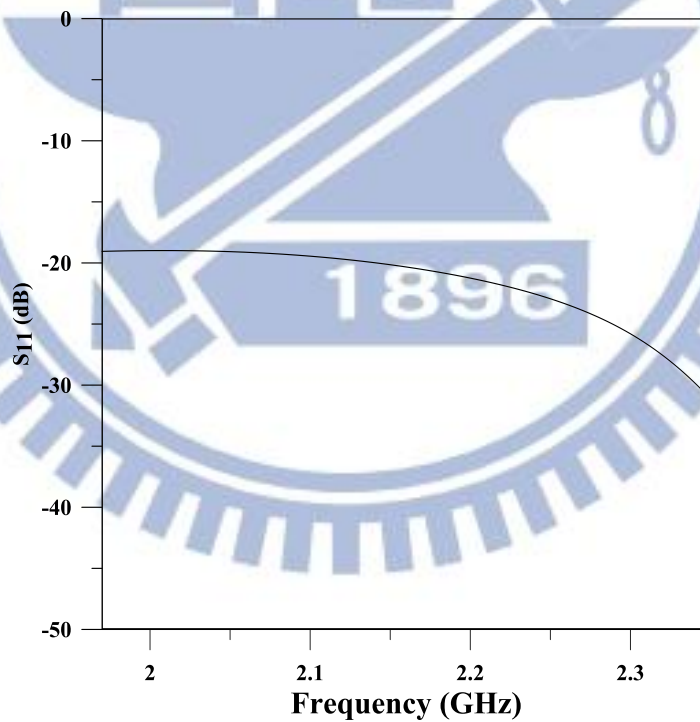


圖 4.6 相位控制電路反射係數模擬

以 sum port 為輸入端，port1 與 port3 為輸出端，此時 S_{21} 大小模擬結果如圖 4.7 所示，皆在 -6.2 dB 附近，符合功率一分四的概念。

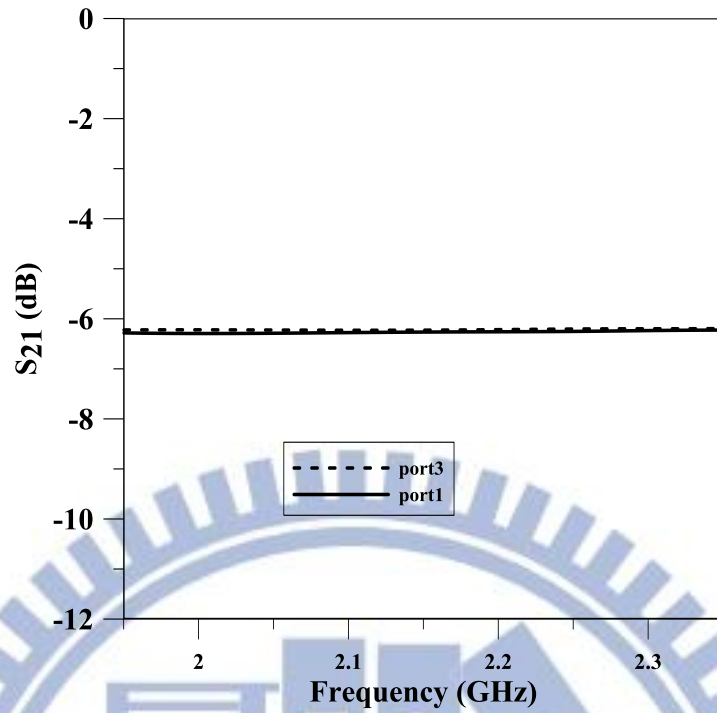


圖 4.7 hybrid 電路 S_{21} 大小模擬

同樣以 sum port 為輸入端，port1 與 port3 為輸出端的 S_{21} 相位模擬結果如圖 4.8 所示，2.2~2.3 GHz 接收頻段內的 port3 相位減去 port1 相位在 $-178^\circ \sim -186^\circ$ ，在 2.25 GHz 的相位差 182.21° 。

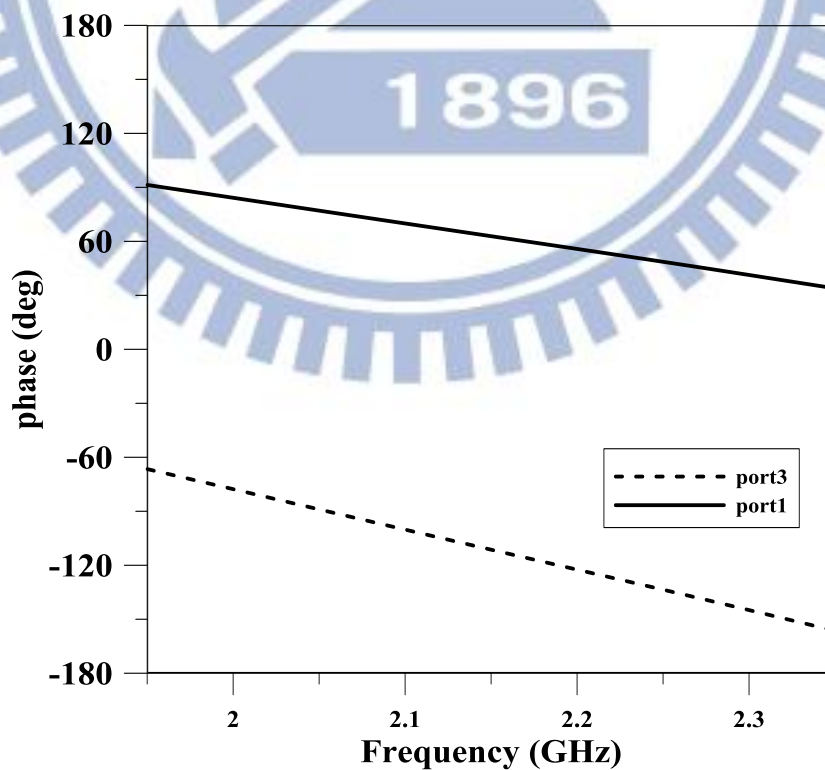


圖 4.8 相位控制電路 S_{21} 相位模擬

實作的轉接器波導管結構俯視與側視分別如圖 4.9(a)與(b)所示，其中圖 4.9(a)的四根金屬柱為匹配結構，而實作的相位控制電路如圖 4.10 所示，其詳細尺寸將列於第四章第三節。

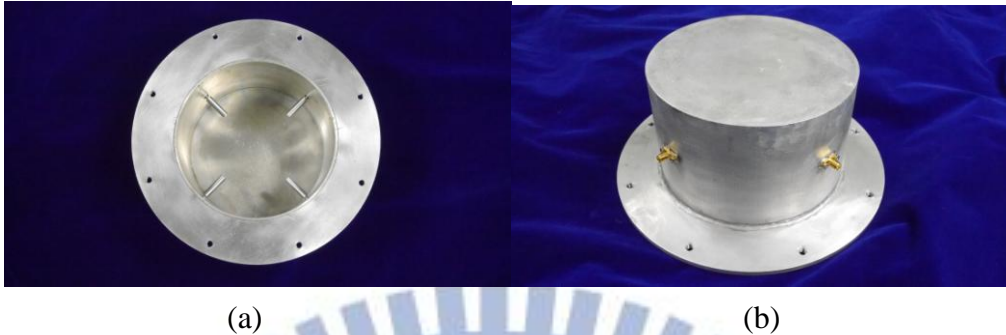


圖 4.9 (a)俯視轉接器波導管實作結構 (b)側視轉接器波導管實作結構

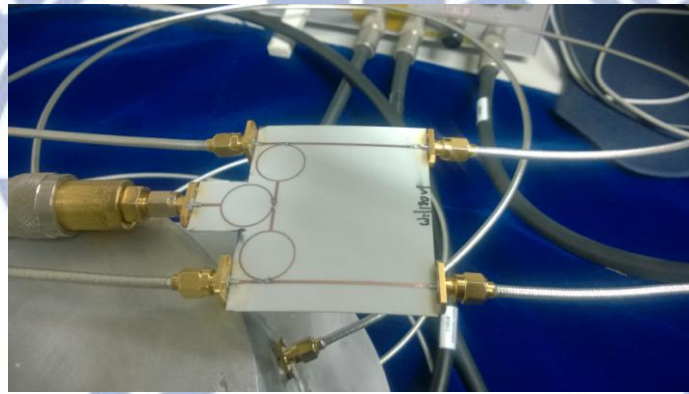


圖 4.10 相位控制電路實作

考量 adapter 返回與穿透損耗特性的實際量測情況，是採用圖 4.9 的結構對接量測方法，如圖 4.11 所示。兩個波導管內的模態由兩組圖 4.10 相位控制電路的接法決定，而波導管與電路之間接線長度為 36 英吋，共八條半硬式線材，量測的穿透損耗特性將用來校正單一個 TE_{11} 模與 TE_{21} 模轉接器的損耗。

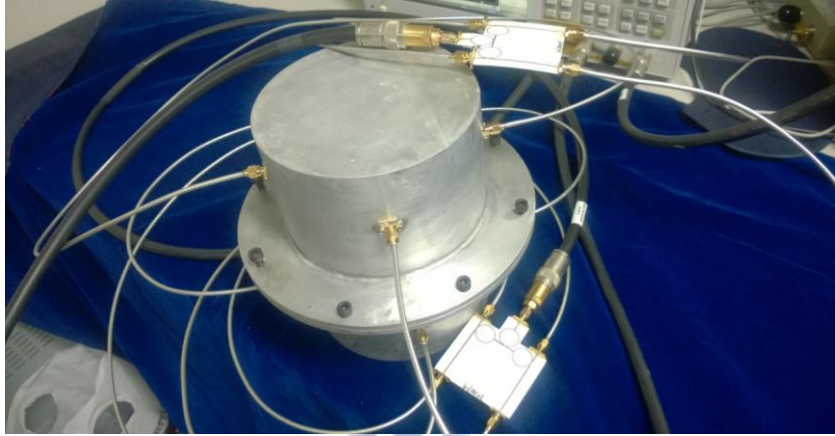


圖 4.11 轉接器對接量測實況

將轉接器與相位控制電路的 S 參數匯出後，透過 ADS 模擬軟體，進行轉接器對接的模擬，在接收頻段 2.2~2.3 GHz 內，量測饋入器時激發源有 TE_{11} 模與 TE_{21} 模，當兩邊激發源同為 TE_{11} 時，模擬結果如圖 4.12 的虛線所示，而量測結果如圖 4.12 的實線所示。在 1.986 GHz 與 2.089 GHz 有 0.01 GHz 的些微頻飄。其中週期性現象主要是線材造成，單獨量測可以看出，當線材長度越長時，此現象越顯著。

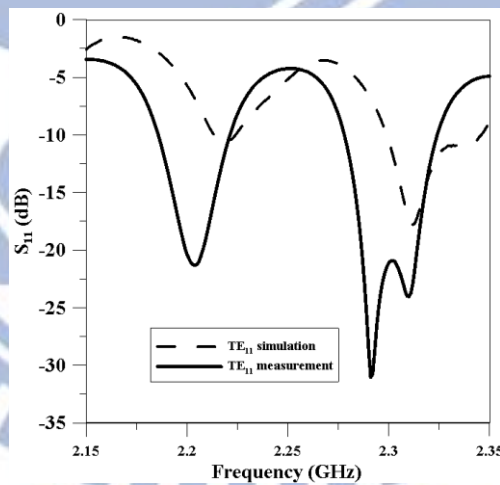


圖 4.12 轉接器 TE_{11} 激發源反射係數的模擬與量測

當兩邊激發源同為 TE_{21} 時，模擬結果如圖 4.13 的虛線所示，而量測結果如圖 4.13 的實線所示，量測較模擬頻率往低頻飄移 0.025 GHz。

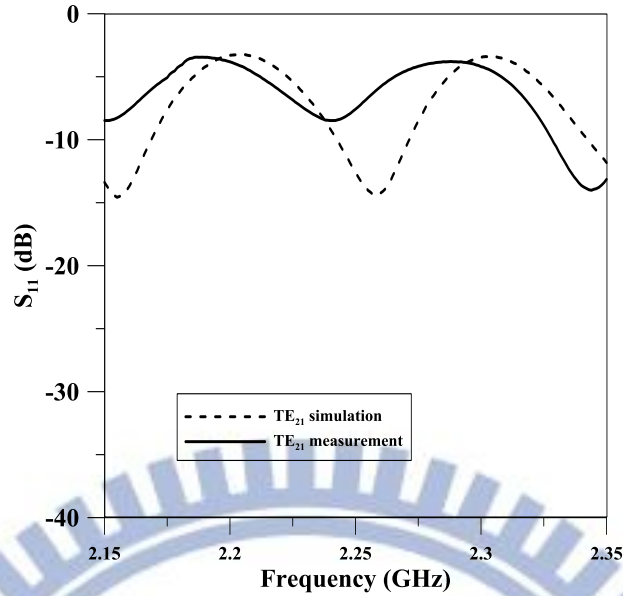


圖 4.13 轉接器 TE_{21} 激發源反射係數的模擬與量測

在接收頻段 2.2~2.3 GHz 內， TE_{11} 模激發源的穿透係數如圖 4.14 所示，實線平均為負 6 dB，所以單一個轉接器、線材與線材共損耗 3 dB。線材單獨量測時有 0.7 dB 損耗，電路有 0.3 dB 損耗，所以轉接器有 2 dB 的損耗。

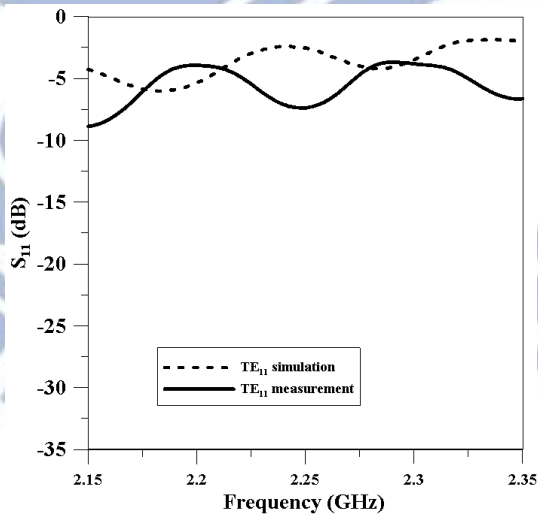


圖 4.14 轉接器 TE_{11} 激發源穿透係數的模擬與量測

在接收頻段 2.2~2.3 GHz 內， TE_{21} 模激發源的穿透係數如圖 4.15 所示，實線平均也為負 6 dB，因此轉接器也有 2 dB 的損耗。

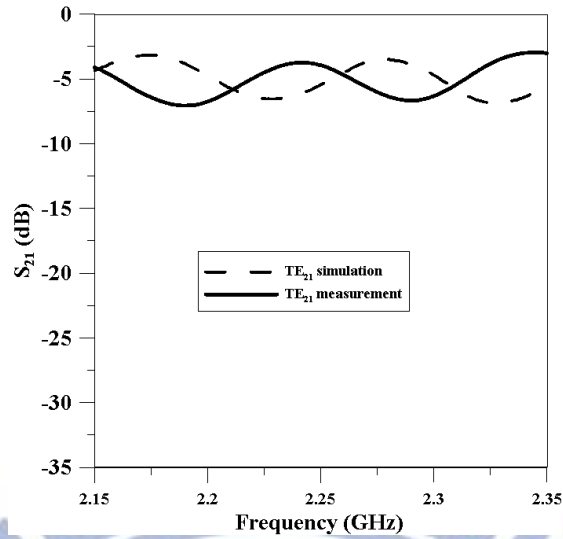


圖 4.15 轉接器 TE_{21} 激發源穿透係數的模擬與量測

4-2. 饋入器耦合量特性量測

將轉接器接上饋入器後，如圖 4.16 所呈現，左邊有相位控制電路與模態耦合器，紅色箭頭表示訊號輸入端，透過線材在 4.1 節介紹的接法，會有 TE_{11} 與 TE_{21} 兩種激發源，這兩種模態透過模態耦合器耦合後，經過右邊兩組藍色的功率合成器與 90 相位差電路，最終到右側紅色箭頭的輸出端，預期 TE_{21} 模比 TE_{11} 模訊號強很多。

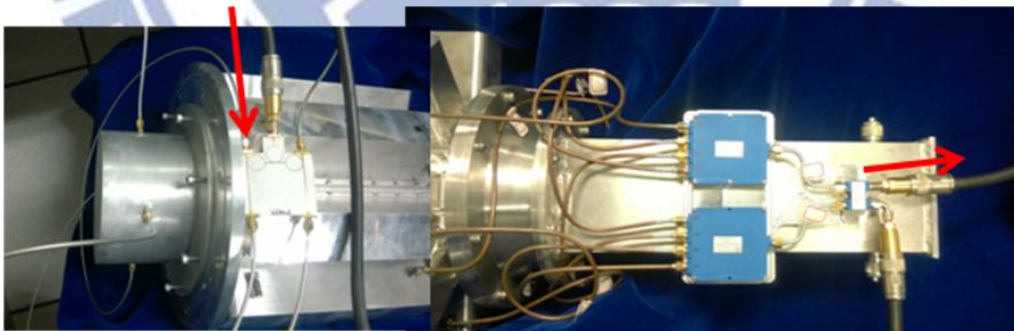


圖 4.16 耦合器 TE_{21} 對 TE_{11} 耦合係數比值量測架設

當轉接器為 TE_{11} 模激發源時，其反射係數模擬如圖 4.17 虛線所示，量測如圖 4.17 實線所示，量測中 S_{11} 小於負 10 dB 的頻率範圍比模擬些微低 0.05 GHz。

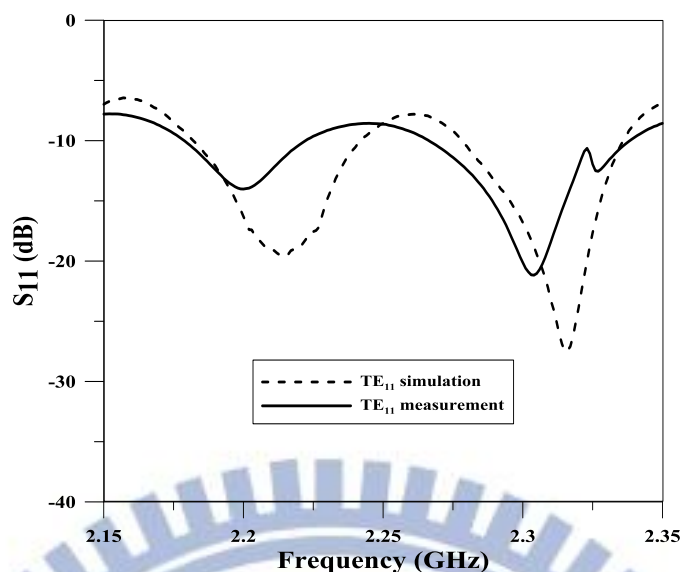


圖 4.17 饋入器 TE_{11} 模激發源反射係數量測與模擬

當轉接器為 TE_{21} 模激發源時，其穿透係數模擬如圖 4.18 虛線所示，量測如圖 4.18 實線所示，穿透係數特性在負 3 dB 左右，特性不好的主要原因是 TE_{21} 模在穿過耦合器後，在 linear taper 結構中會有不少的反射能量返回耦合器，少部分反射能量耦合，多數能量會進入轉接器結構。

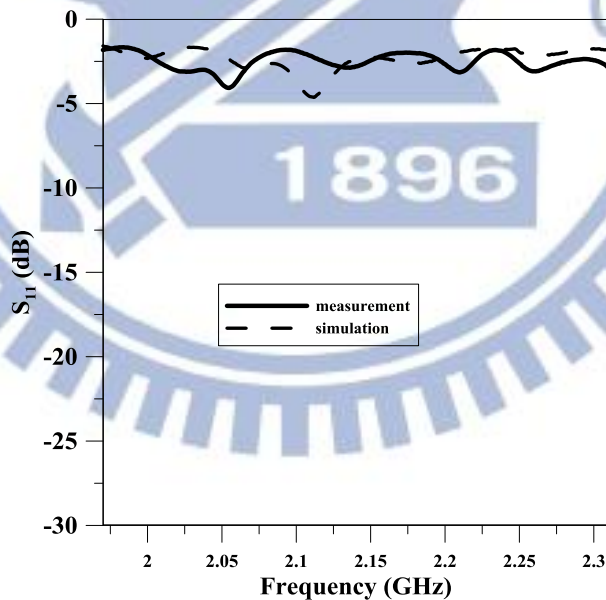


圖 4.18 饋入器 TE_{21} 模激發源反射係數量測與模擬

耦合器的 TE_{21} 與 TE_{11} 耦合量差值算法為補償轉接器的 TE_{21} 模與 TE_{11} 模穿透損耗後，最終 TE_{21} 耦合量減去 TE_{11} 模耦合量的模擬如圖 4.19 虛線所示，在 2.2~2.3 GHz 頻段內的耦合量平均是 32.5 dB，在 2.3GHz 耦合量有 37.5 dB；量測如圖 4.19 實線所示，在接收頻段內的耦合量平均是 34.9 dB，在 2.294 GHz 耦合量有 41.53

dB。

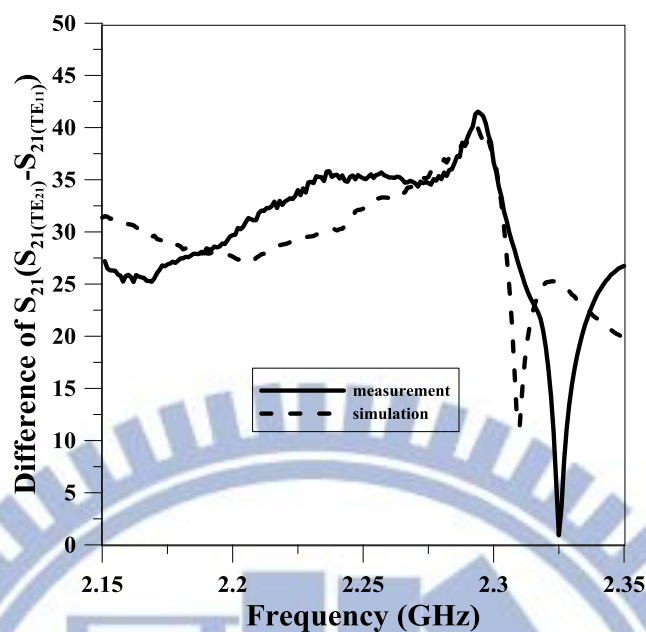


圖 4.19 TE₂₁ 與 TE₁₁ 耦合量差值

4-3. 轉接器與饋入器各部位尺寸及各部位照片

首先是轉接器中的波導管結構與相位控制電路尺寸，如表 4.1 所示。

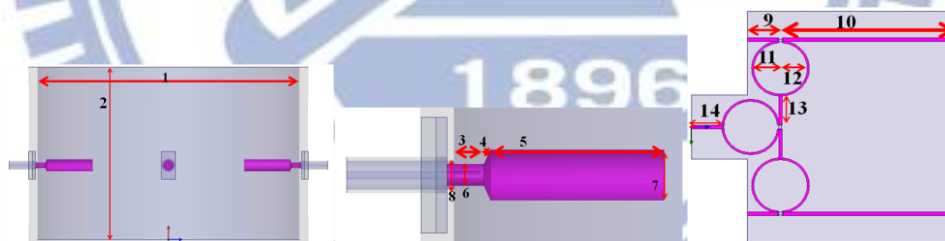


表 4.1 轉接器尺寸表

編號	長度(mm)	編號	長度(mm)
1	150	8	2
2	100	9	9
3	4.5	10	49
4	1	11	8.3
5	26	12	7.7
6	1.5	13	9
7	3.5	14	9

饋入器中的耦合器結構尺寸如表 4.2 所示。

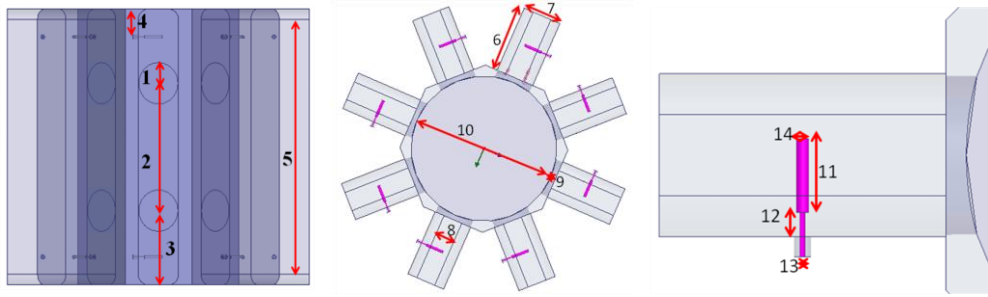


表 4.2 耦合器尺寸表

編號	長度(mm)	編號	長度(mm)
1	39	8	20
2	120	9	5
3	70	10	150
4	26.3	11	18
5	250	12	19
6	70	13	1.27
7	40	14	1.5

饋入器中的步階極化器結構與 linear taper 結構尺寸如表 4.3 所示。

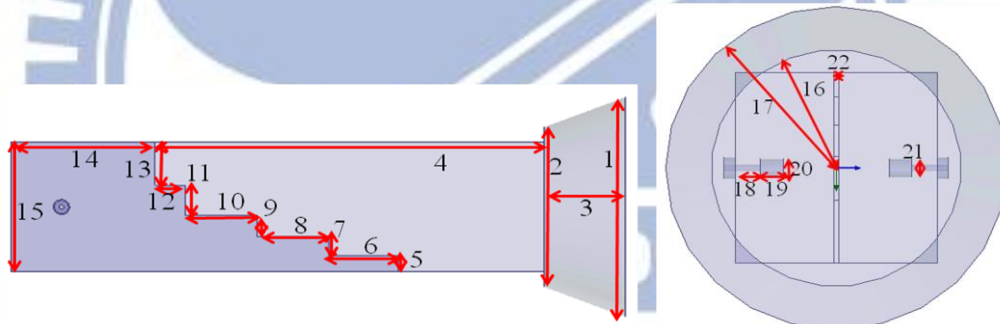


表 4.3 步階極化器結構與 linear taper 結構尺寸表

編號	長度(mm)	編號	長度(mm)
1	150	12	18.5
2	110	13	29.34
3	50	14	89
4	239.74	15	88.6
5	11.16	16	110
6	42.84	17	150
7	13.24	18	11
8	44.4	19	10
9	14.48	20	8.5
10	44	21	3
11	20.38	22	2

整個饋入器模擬結構如圖 4.20(a)所示，紅色箭頭表示總長度為 638.74 mm。而實作結構圖 4.20(b)的一個藍色小方塊是 90 度相移器，兩個藍色大方塊是 4 合 1 功率合成器，透過八條硬式線材與耦合器連接。

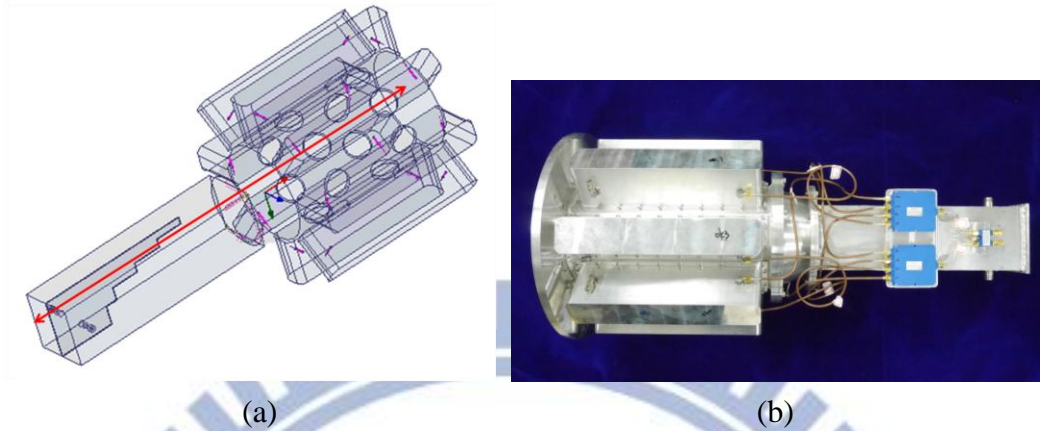


圖 4.20 (a)饋入器模擬結構 (b)饋入器實作結構

其中耦合器實作結構側視圖為圖 4.21(a)，右側黃色圈的部分 SMA 轉接頭接上 50 歐姆負載，左側紅色圈部分為 SMA 轉接頭共八個，細部為圖 4.21(b)，與 4 合 1 功率合成器相接。

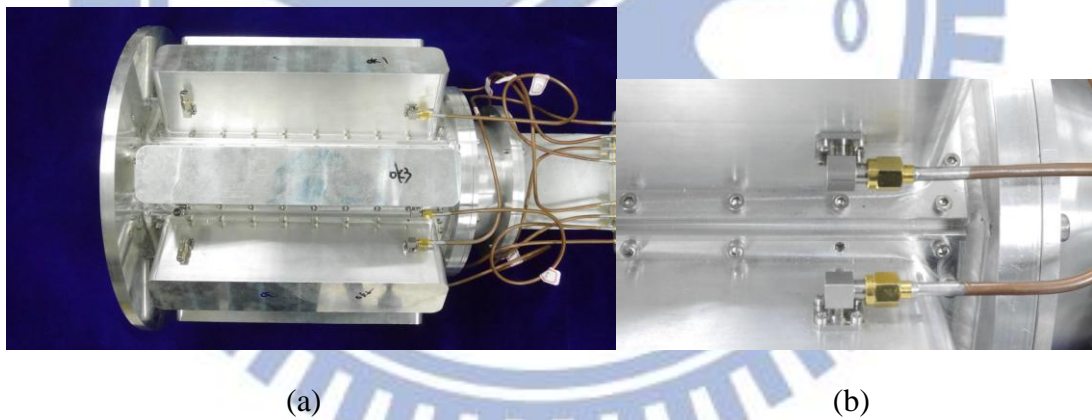
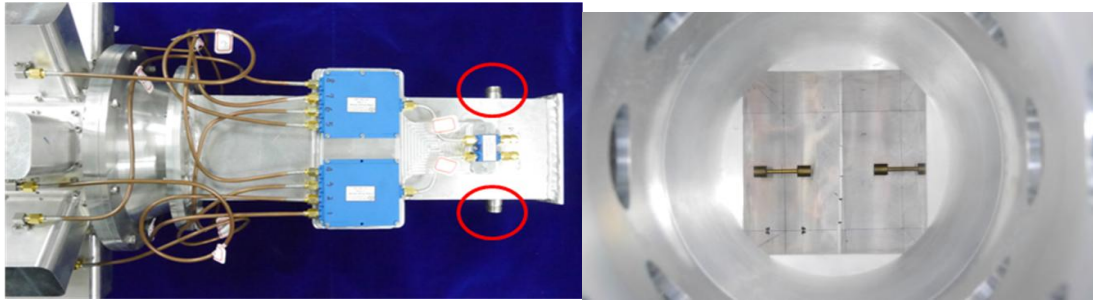


圖 4.21 (a)耦合器實作結構(b) SMA 轉接頭

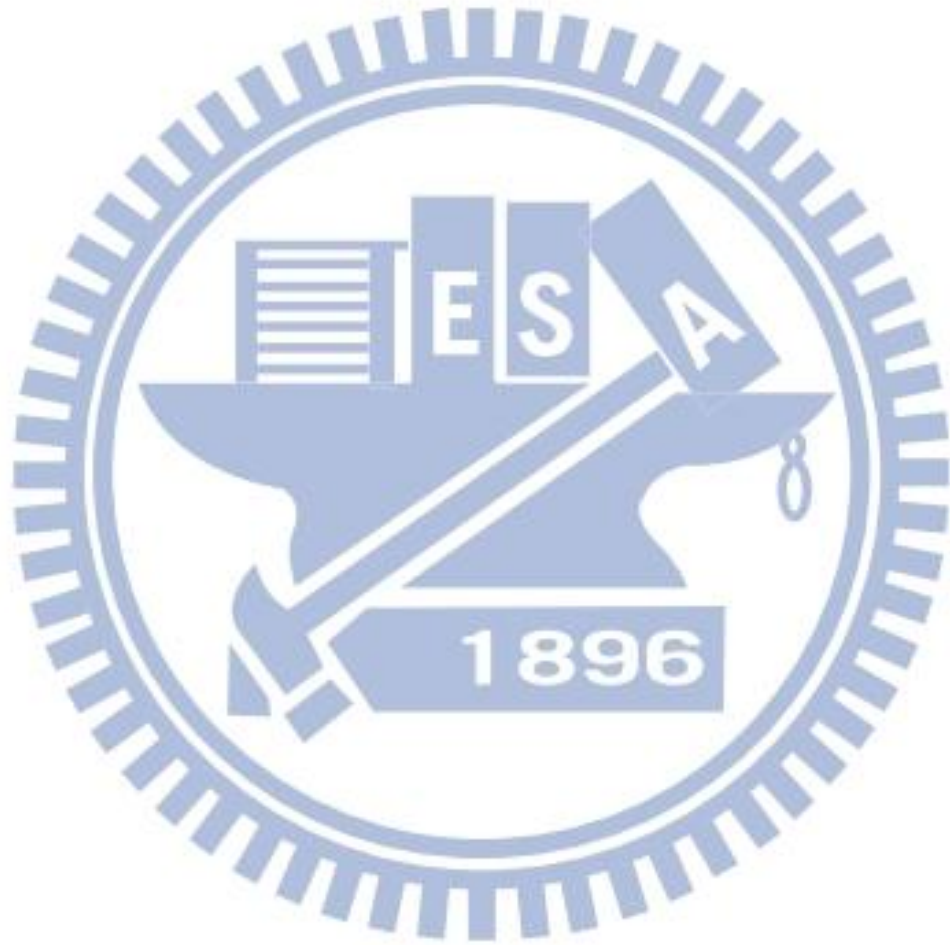
其中步階極化器與 linear taper 實作結構為圖 4.22(a)，紅色圈部分為 N 型轉接頭，圖 4.22(b)為 N 型轉接頭的匹配結構，明顯看出是一個圓柱體。



(a)

(b)

圖 4.22 (a)步階極化器與 linear taper 實作結構(b) N 型轉接頭匹配結構



第五章 結論

5-1. 結論

耦合器將 TE_{21} 模差場型耦合至後端追蹤電路模組，耦合器耦合的 TE_{21} 模態訊號比 TE_{11} 模態大很多，量測結果至少大 30 dB，最多達 41 dB。

由於衛星通訊都是左手圓或右手圓極化電場，軸比值與極化隔離度是圓極化特性的重要參數，此次系統規格的軸比值小於等於 1.5 dB，極化隔離度大於 20 dB，在發射頻段 2.02 ~ 2.12 GHz 與接收頻段 2.2 ~ 2.3 GHz 內，取差異最大的兩組電場與最大的角度差，根據式(1.26)~式(1.29)可算出軸比值與極化隔離度，整理如表 5.1。

表 5.1 圓極化參數理論值

(dB) (GHz)	軸比	Isolation	軸比	Isolation
圓極化	右手		左手	
發射	0.16	40.76	0.18	39.67
接收	0.3	35.29	0.265	36.33

饋入器量測時，與返回損耗的模擬有 0.0125 GHz 頻率飄移，由於本次量測所採用的線材是半硬式材質，隨著不同程度彎曲，其穿透與反射損耗特性會有些微改變。另外，這八條線長度為 36 英寸，此長度會造成返回損耗有上下擺盪的現象。

此饋入器改善的部分主要有兩點：1. 尺寸比已驗證的 20 孔的饋入器系統要小，耦合器部份總長度從 608.96 mm 縮短至 260 mm。2. 通訊中產生圓極化的結構從原本的 OMT 結構改成步階極化器結構，寬度有變小。

5-2. 未來工作

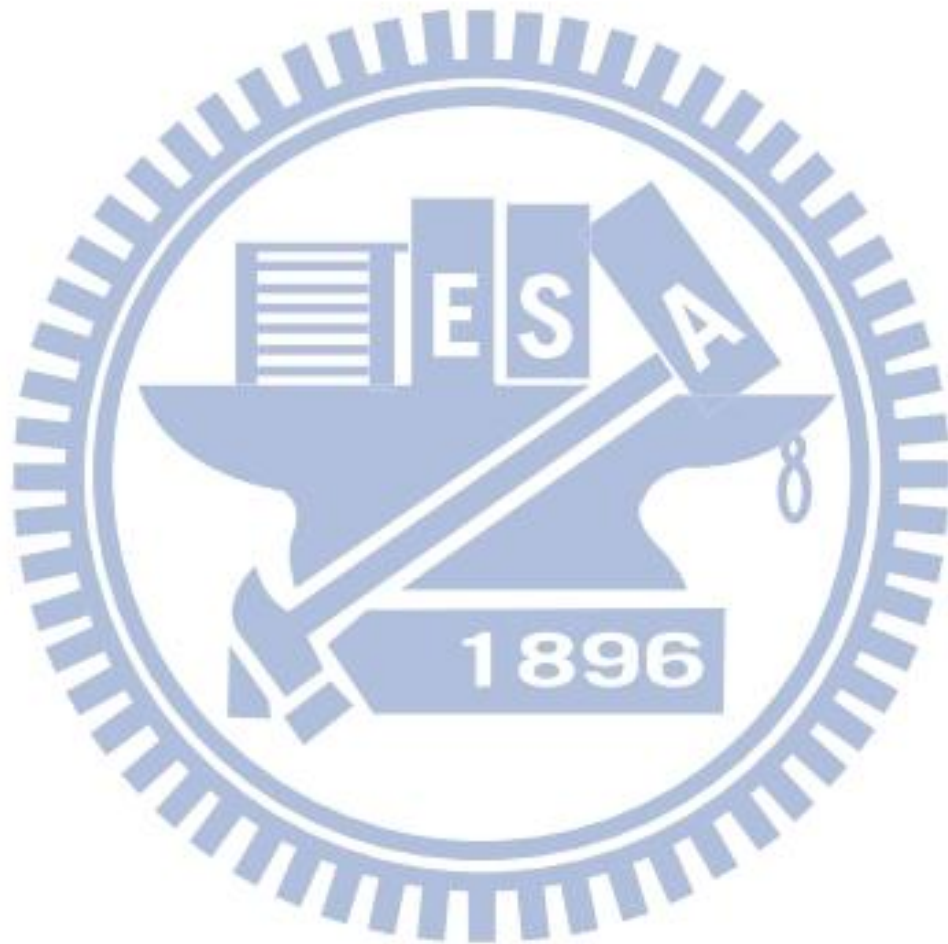
為了符合系統規格中 1 dB 增益頻寬內，軸比值小於等於 1.5 dB，未來可以進行號角天線的設計，模擬與量測天線場型。

由 TE_{21} 模態耦合器量測中的返回損耗特性沒有包括全部的接收頻段範圍，其原因有線材特性不夠好，考量實際應用後，因為不需要將線裝於饋入器中，所以量測線材可以採用長度較短、質地軟的線，使返回損耗特性的頻寬更寬。

另外，轉接器中 hybrid 電路特性可以再做改善，原先設計的反射係數特性

最佳是在 2.35 GHz，可將此頻率點移到 2.25 GHz，使得反射係數的量測值在 2.2~2.3 GHz 更低。若在發射頻段的特性也要好，可以設計另一個反射係數特性最佳是在 2.07 GHz。

饋入器完成後，未來將根據系統圖 1.3，繼續進行單脈衝雷達完整的追蹤功能驗證，最終達成衛星追蹤自主研發的目標。



參考文獻

- [1] Dean D. Howard , *TRACKING RADAR*, Locus , Inc., a subsidiary of Kaman Corp.
- [2] Dr. Robert M. O'Donnell , *Radar Systems Engineering Lecture 15 Parameter Estimation And Tracking* , IEEE New Hampshire Section Guest Lecturer
- [3] R.E. Collin, *Antennas and Radiowave Propagation, 3rd ed.*, McGRAW-HILL, New York, 1988
- [4] Subbarao, B. ; Fusco, V.F., “Single aperture monopulse horn antenna,” *IEEE JOURNALS & MAGAZINES* 10.1109/LMWC.2004.842825
- [5] William J. Hall , *Mode couplers*, The Marconi Company Limited
- [6] P. Lecián, M. Kasal, “X band septum polarizer as feed for parabolic antenna,” in *Proc. 15th Microwave Techniques . (COMITE)*, Apr. 2010, pp. 35–38.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 3rd ed.*, John Wiley, New York, 2003
- [8] Y. H. Choung, K. R. Goudey, and L. G. Bryans, “Theory and design of a Ku-band TE₂₁-mode coupler,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, no. 11, pp. 1862–1866, Nov. 1982.
- [9] LIN WEI-GUAN, “COUPLING BETWEEN A RECTANGULAR WAVEGUIDE AND A CIRCULAR WAVEGUIDE OR A CYLINDRICAL CAVITY THROUGH A SMALL HOLE.” *Acta Phys. Sin.*, 1959, 15(7): 368-376.
- [10] H. Schrank, “Polarization measurements using the septum polarizer,” in *Proc. IEEE Antennas Propagat. Society Int. Symp.*, May 1982, vol. 20, pp. 227–230.
- [11] P. Sarasa, M. Diaz-Martin, J.-C. Angevain, and C. Mangenot, “New compact omt based on a septum solution,” in *Proc. 5th European Conference Antennas Propagat. (EUCAP)*, Apr. 2011, pp. 1181–1185.

- [12] U. Rosenberg and R. Beyer, "Compact T-junction orthomode transducer facilitates easy integration and low cost production," in Proc. 41st European Microwave Conference (EuMC), Oct. 2011, pp. 663–666.
- [13] S. Dwari, A. Chakraborty, and S. Sanyal, "ANALYSIS OF LINEAR TAPERED WAVEGUIDE BY TWO APPROACHES", Progress In Electromagnetics Research, PIER 64, 219–238, 2006
- [14] Solymar, L. Monotonic multi-section tapers for over-moded circular waveguides, IET JOURNALS & MAGAZINES 10.1049/pi-b-2.1959.0025
- [15] Musthofa, M.F.Y. ; Munir, A. Design of rectangular to circular waveguide converter for S-band frequency, Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), 2011 International Conference on

