

# 國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

24-GHz 車輛前視防撞警示雷達之  
高增益透鏡天線開發

Development of a High-Gain Lens Antenna for 24-GHz  
Forward-Looking Collision Warning Radar

研究生：洪傳恩

指導教授：鍾世忠 教授

中華民國九十七年六月

24-GHz 車輛前視防撞警示雷達之

高增益透鏡天線開發

Development of a High-Gain Lens Antenna for 24-GHz

Forward-Looking Collision Warning Radar

研究生：洪傳恩

Student : Chuan-En Hung

指導教授：鍾世忠

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 Communication

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 Communication Engineering

June 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年六

# 24-GHz 車輛前視防撞警示雷達之 高增益透鏡天線開發

研究生：洪傳恩

指導教授：鍾世忠

國立交通大學 電信工程研究所



本論文中設計一個可以應用在 24-GHz 前視防撞警示雷達上之高增益透鏡天線，操作頻段為 24.025GHz~24.225GHz，本論文使用架構為將接收與發射饋入天線放在透鏡天線焦點之兩側，接收與發射天線其主波束輻射場形會有小角度往主軸兩側偏移，而收發天線輻射場形之交集維持在主軸上，其優點為使用面積與單天線相同，並且無使用單天線時，混波器造成之 6dB 損失。當實際系統應用上時，微波主被動元件被包覆在金屬牆遮蔽內，因此饋入天線周圍會存在金屬牆遮蔽，適當設計金屬牆與天線間之距離，可以提高接收與發射端之隔離度。在不同的傳送與接收饋入天線之間距時，探討對於收發天線輻射場形與接收與發射端隔離度之影響。最後為了得知天線應用時的可偵測範圍，實際量測車輛之雷達反射強度對角度的關係，帶入雷達方程式，評估實際應用時雷達可偵測範圍。

# Development of a High-Gain Lens Antenna for 24-GHz Forward-Looking Collision Warning Radar

Student: Chuan-En Hung

Adivisor: Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering  
National Chiao Tung University



In this thesis, a 24GHz forward-looking collision warning antenna operating at 24.025GHz~24.225GHz has been developed. In order to separate transmitted and received signal at reality application, we generally use two kinds of structures. First one is double antenna structure but the drawback is using double area. Another type is single antenna structure, which uses the quadrature hybrid to separate transmitting and receiving signals. The cost is extra 6dB loss. When feed antenna is located lens focal point radiating energy through lens, the main lobe is located at axis. We introduce a new antenna structure putting transmitting and receiving feed antenna at focal point two sides. The main lobes of the transmitting and receiving signal diverge from axis, but the intersectional region of the transmitting and receiving signals is still locate at axis. In practical application, RF active and passive components are surrounded by metal shield. We treat the effect when antenna surrounded by metal wall. We can enhance the isolation between transmitting and receiving port when we properly design the metal wall. We discuss about different space among transmitting and receiving antenna impact on radiation pattern and the isolation between transmitting and receiving port. In the end, we measure the radar cross section of vehicle at different angles. Then we calculate the radar detection region by the radar equation.

# 誌謝

在研究所這兩年中，首先要感謝我的指導教授鍾世忠老師，經由老師辛勤的指導與敦敦教誨，讓我學習到不只是為微波領域的知識，更讓我懂得碰到問題時該如何去面對及解決，並且提供了那麼好的學習環境。特別感謝博士班的小阿信、菁緯，凱凱與肇堂在我撰寫論文之時給了我相當多的建議及協助。

同時也由衷的感謝實驗室的大家，雷達組的何伯、明達、嘉君、紹華與浩宇及已經畢業的小圓、小花及小黃，曾經在一起奮鬥努力的日子，還有一起在實驗室打拼的碩二同學阿本、警棍、小馬、柯柯及實驗室的所有學弟妹喬治、阿彬及博翔，還有電資各位，讓我在這兩年中，留下美好的回憶。

最後我要感謝我的家人，在我的求學路上一直支持鼓勵著我。



# 目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	v
表目錄	viii
第一章 雷達原理及天線架構探討	1
1.1 背景及動機	1
1.2 雷達原理	1
1.3 雷達天線架構探討	3
第二章 透鏡設計	9
第三章 饋入天線設計	15
3.1 像位中心	15
3.2 饋入天線	16
第四章 透鏡天線整合及量測	23
4.1 金屬牆之影響	23
4.2 透鏡天線整合	30
4.3 傳送與接收天線間距探討	32
第五章 可偵測範圍評估	40
第六章 結論	44
參考文獻	A

# 圖目錄

圖 1.1 雷達偵測原理示意圖	2
圖 1.2 防撞雷達功能示意圖	3
圖 1.3 雙天線架構	4
圖 1.4 單天線架構使用切換器	5
圖 1.5 單天線架構發射端傳送能量至天線	5
圖 1.6 單天線架構天線傳送能量至接收端	5
圖 1.7 透鏡天線	6
圖 1.8 擬開發之天線架構	7
圖 1.9 傳送與接收偏移饋入輻射場形	7
圖 1.10 擬開發之傳送與接收偏移饋入交集輻射場形與單天線架構輻射場形	8
圖 2.1 介質透鏡	9
圖 2.2 金屬板透鏡	9
圖 2.3 介質透鏡幾何架構圖	10
圖 2.4 圓柱形透鏡圖	10
圖 2.5 球面型天線圖	11
圖 2.6 雙曲線透鏡天線	11
圖 2.7 點波源輻射至透鏡	12
圖 2.8 透鏡之電場大小分布	13
圖 2.9 透鏡側面圖	14
圖 2.10 透鏡背面圖(左)透鏡正面圖(右)	14
圖 2.11 透鏡實體照片	14
圖 3.1 像位中心在旋轉中心正上 $r$ 之像位變化	15
圖 3.2 像位中心在旋轉中心正下 $r$ 之像位變化	15
圖 3.3 水平方向之饋入天線	16
圖 3.4 垂直方向之饋入天線	17
圖 3.5 微帶天線使用四分之一波長轉換器饋入	17
圖 3.6 微帶天線邊緣槽饋入	18
圖 3.7 微帶天線 S 參數	18
圖 3.8 饋入天線圖	19

圖 3.9 等分功率分波器	19
圖 3.10 等分功率分波器 S 參數模擬結果(dB)	20
圖 3.11 等分功率分波器 S 參數模擬結果(angle)	20
圖 3.12 饋入天線 S 參數模擬結果	21
圖 3.13 微帶陣列天線 E-plane 輻射場形	21
圖 3.14 微帶陣列天線 H-plane 輻射場形	22
圖 4.1 天線及周邊金屬牆	23
圖 4.2 傳送與接收天線之耦合效應圖	24
圖 4.3 金屬牆高度(Z)變化 S 參數模擬結果(dB)	24
圖 4.4 金屬牆高度(Z)變化 S 參數模擬結果(angle)	25
圖 4.5 金屬牆寬度(X)變化 S 參數模擬結果(dB)	25
圖 4.6 金屬牆寬度(X)變化 S 參數模擬結果(angle)	26
圖 4.7 天線及周邊金屬牆	26
圖 4.8 金屬牆長度(Y)變化 S 參數模擬結果(dB)	27
圖 4.9 金屬牆長度(Y)變化 S 參數模擬結果(angle)	27
圖 4.10 傳送及接收饋入天線實體照片	28
圖 4.11 收發天線未加金屬牆之 S 參數圖	29
圖 4.12 收發天線加金屬牆之 S 參數圖	29
圖 4.13 饋入天線加上金屬牆 H-plane 天線輻射場形	30
圖 4.14 饋入天線加上金屬牆 H-plane 天線輻射場形	30
圖 4.15 透鏡種類	31
圖 4.16 收發天線加 Type_1 透鏡之量測 S 參數圖	32
圖 4.17 收發天線加 Type_2 透鏡之量測 S 參數圖	32
圖 4.16 饋入天線與透鏡整合圖	33
圖 4.19 透鏡天線實體照片	34
圖 4.20 $S_p=5.4\text{mm}$ 之透鏡天線 H-plane 輻射場形	34
圖 4.21 $S_p=4.4\text{mm}$ 之透鏡天線 H-plane 輻射場形	35
圖 4.22 $S_p=3.4\text{mm}$ 之透鏡天線 H-plane 輻射場形	35
圖 4.23 $S_p=2.4\text{mm}$ 之透鏡天線 H-plane 輻射場形	36
圖 4.24 $S_p=1.4\text{mm}$ 之透鏡天線 H-plane 輻射場形	36
圖 4.25 $S_p=5.4\text{mm}$ 之交集透鏡天線 H-plane 輻射場形	37
圖 4.26 $S_p=4.4\text{mm}$ 之交集透鏡天線 H-plane 輻射場形	37



圖 4.27 $S_p=3.4\text{mm}$ 之交集透鏡天線 H-plane 輻射場形·····	38
圖 4.28 $S_p=2.4\text{mm}$ 之交集透鏡天線 H-plane 輻射場形·····	38
圖 4.29 $S_p=1.4\text{mm}$ 之交集透鏡天線 H-plane 輻射場形·····	39
圖 4.30 $S_p=4.4\text{mm}$ 之傳送與接收透鏡天線 E-plane 輻射場形·····	39
圖 5.1 量測架設·····	43
圖 5.2 量測目標物·····	43
圖 5.4 雷達反射面積 $\sigma(\theta)$ ·····	44
圖 5.5 最遠可偵測距離 $R_{\max}(\theta)$ ·····	44
圖 5.6 雷達可偵測範圍·····	45



# 表目錄

表 4.1 傳送與接收天線間隔影響..... 35



# 第一章 雷達原理及天線架構探討

## 1.1 背景及動機

隨著世界各國機動車輛的快速成長，已使得道路交通狀況變得十分擁擠、混亂與複雜。道路建設已完全無法負荷汽機車成長的速度，汽機車充斥街道的情形顯示出交通安全與運輸效率上的各項問題，各種複雜的交通環境皆亦造成交通事故的發生。

近年來由於在電子、通訊等技術之高度發展及應用，已經促使人們開始懂得利用這些技術加強汽車安全系統，監控駕駛人的精神狀態、加強視野、防止碰撞，增進交通安全，因此相關先進之車用電子產品也逐漸蓬勃發展。汽車防撞雷達的目的在於輔助人類感測能力的不足，主要是利用先進的通訊、控制與資訊科技，偵測車輛週遭的動態狀況，如其他車輛、行人、或路上障礙物的相對位置、速度與加速度等訊息，並適時通知駕駛人採取必要措施（如加速、減速或保持車道等），以防止發生撞擊，增進車輛駕駛的安全性與舒適度。

根據研究，駕駛人如能多 0.5 秒之反應時間，則車輛追撞之機率可減少 60%；而如能再多 0.5 秒，則追撞機率可減少剩下 10%。汽車防撞系統的作用即在利用先進的電子設備，爭取駕駛人的反應時間。根據美國聯絡車隊(US fleets of tractor-trailers)的四年資料，Eaton-Vorad 的防撞警告系統降低了總計可防止事故平均值的 50%（國家高速公路交通安全管理局(National Highway Traffic Safety Administration, NHTSA)資料），甚至可達 70%(Eaton-Vorad 資料)。

## 1.2 雷達原理

雷達是現今用來偵測物體最普遍的方法，舉個生活中比較容易讓大家了解雷達原理的例子，當在夜晚停電時，大家常用的手電筒在黑暗的夜裡照射目標物時，手電筒之光可將物體照亮，有一部份的光線反射到你的眼中，讓你可以感受到有物體的存在，當電筒離開目標物，因為沒有反射光線，你就將看不見物體。這就跟雷達的原理是相同，因為光線的行為跟電磁波的行為是相同的。雷達藉著傳送端產生出高功率電磁波，此電磁波經由天線輻射出去形成所要的雷達波。當發射出去的雷達波在空間中掃描，碰到目標後部分反射之電磁波經由雷達的接收

天線回到接收端，稱之為回波；回波再經過濾波、放大等程序，與發射波相對應比較，據以偵測目標是否存在，進而決定其距離、方向、高度、速度和其他資訊，並藉雷達顯示器加以顯示出來，此即為雷達之基本原理[1]。

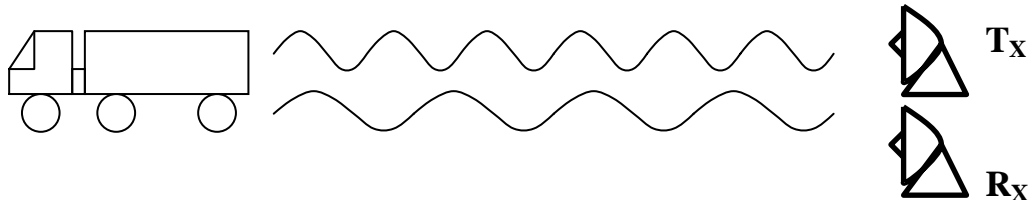


圖 1.1 雷達偵測原理示意圖

利用電磁波碰到物體表面會反射的特性，我們可以得到欲偵測物體的資訊：

- 1、距離：脈衝波跟 FMCW 雷達的計算方式不同。以脈衝波雷達而言，是測量脈衝波發射與接收到回波的時間差；至於 FMCW 雷達則是用固定速率改變發射波頻率，再比較發射與回波的頻率差值，藉以得到電磁波由發射機到目標物，經過反射折回的時間。
- 2、目標的相對速度：運用都普勒效應。若雷達與目標在波的行進方向有相對速度，則觀測到的頻率會隨著相對速度的大小產生頻率漂移

$$f_d = (2v/c)f_0 \quad (1-1)$$

其中  $v$  為雷達與目標物之相對速度在電磁波行徑方向上的分量， $c$  為光速， $f_0$  為發射電磁波頻率。 $f_d$  為都普勒偏移頻率。

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\min}} \right]^{1/4} \quad (1-2)$$

(1-2)為雷達方程式， $P_t$  為發射的功率大小， $G$  為天線增益， $\sigma$  為目標物雷達反射面積， $P_{\min}$  為系統靈敏度， $R_{\max}$  為最遠可偵測距離。 $\lambda$  為操作頻率的波長。



圖 1.2 防撞雷達功能示意圖

### 1.3 雷達天線架構探討

雷達系統[2]中，天線扮演傳送與接收電磁能量的角色，主要功能有二：一是為阻抗轉換裝置，用以匹配傳輸線與自由空間(free space)，使電磁能量做最有效的傳遞。其次是天線可以將能量集中，引導到所需的方向，同時壓制其他方向的發射量到最低以獲得最大增益及傳播距離，並減少不必要的干擾與干擾其他應用的機會，滿足不同的應用。

一般天線的物理特性如天線的尺寸、長度、厚度與形狀等，這些物理特性會影響天線的場型(Pattern)、波束寬(Beamwidth)、極化(Polarization)、駐波比(SWR)、回流損失(Return loss)與增益。各種不同的天線本身有其特性，而不同的應用，有不同的環境狀況，因而對天線有不同的特性需求，如何將兩者相對應，正是天線設計的重要因素。天線將電磁能量向自由空間輻射時，其功率密度的分布情況，就是所謂的天線場型(Antenna pattern)。天線場型代表空間各方向相對功率比值，可視為空間的功率譜(Power spectrum)，主波束(Main beam)代表照射功率較強的區域，旁波束則是功率較弱的範圍。實際天線場型三度空間，但為了方便觀察，通常是以水平與垂直，或者方位與俯仰兩個主切面來呈現場型大致的立體形狀。

當一個天線在發射及接收時，整個球面所有角度的功率大小都一樣時，稱為全向性(Isotropic)天線，全向性天線代表平均輻射強度的情形，其指向性為 1 或 0dB，是天線指向性(Directivity)的參考值。天線指向性定義為最大輻射強度與平均輻射強度的比值，假設天線場型為  $p(\theta, \phi)$ ，天線的指向性  $D$  可表示如下：

$$D = \frac{4\pi p(\theta, \phi)_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (1-3)$$

至於天線波束寬則是場型最大值相差 3dB 的主波束寬度，天線輻射的角度範圍與天線增益成反比。

一般系統上的應用，在為了要區隔出接收跟發射的信號，常見的有兩種架構：  
 (a) 雙天線架構：接收與發射的信號，單獨使用個別的天線如圖 1.3，一般而言，比起單天線架構，有較好的隔離度，但其缺點為是獨立的兩支天線，因此天線所需要的面積，也就會多一倍。



圖 1.3 雙天線架構

如[3]所提出的天線架構，其天線實現方式為 Patch 天線陣列，其接收與發射各自使用單獨的天線。

(b) 單天線架構：接收與發射的信號，使用同一支天線如圖 1.4，但為了區隔出接收與發射的信號，可以使用切換器，但其缺點為高頻的切換器十分昂貴，所以一般很少採用，且其輸入損耗較高，而且收發不能同時進行。

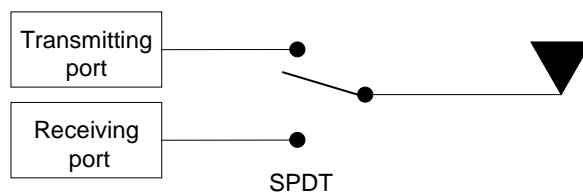


圖 1.4 單天線架構使用切換器

另外一種分開接收與發射的信號的方法為使用混波器，但其缺點為會造成 6dB 的損耗，(1-4)為混波器的 S 參數[1]

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

傳送能量到天線端時，會有一半(3dB)的能量消耗在混波器之 port3 上如圖 1.5。

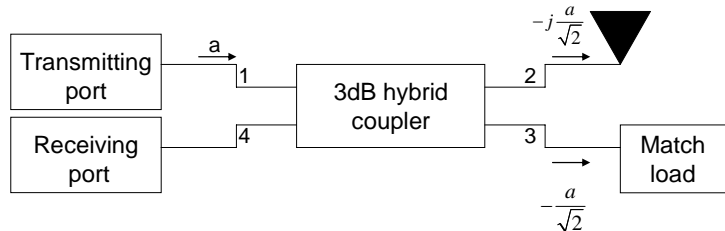


圖 1.5 單天線架構發射端傳送能量至天線

天線傳送能量到接收端時，會有一半(3dB)的能量消耗在傳送端如圖 1.6。

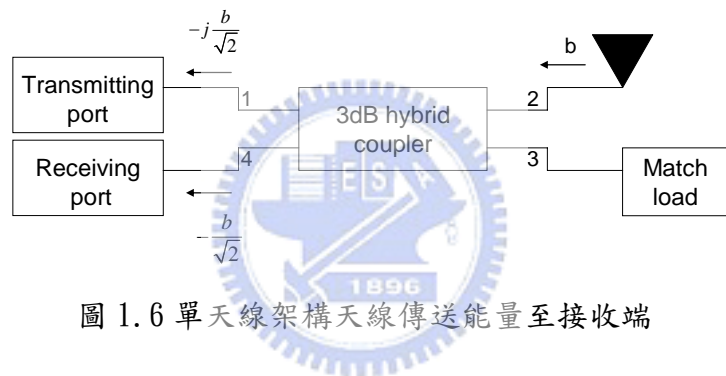


圖 1.6 單天線架構天線傳送能量至接收端

$$V_{receiving\_port} = \frac{-ja}{\sqrt{2}} K \frac{-1}{\sqrt{2}} = j \frac{ak}{2} \quad (1-5)$$

$$P_{receiving\_port} = 20 \log\left(\frac{a|K|/2}{\sqrt{Z_o}}\right) = 20 \log\left(\frac{a|K|}{\sqrt{Z_o}}\right) - 6dB \quad (1-6)$$

假設從天線端發射出能量後，會有 $|K|$ 倍的能量反射回來被接收天線接收。由(1-5)及(1-6)可以得知單天線架構會比雙天線架構多 6dB 的損耗。如[4]所提出的天線架構，其天線實現方式為 Patch 天線陣列，其接收與發射使用同樣的天線。

天線的設計為防撞雷達的設計重點之一。毫米波天線的設計一般採用反射面天線、號角天線、平面微帶天線陣列、導波管漏波天線及透鏡天線等。微帶天線陣列為平面結構，容易與收發電路整合，甚至做成積體電路。同時其平面構造也方便與周圍物體結合，減少對外觀的影響，對商業上的應用有正面效益。每一

微帶天線的增益約 5 到 10 dBi 左右。微帶天線一般採平面傳輸線(如微帶線或共平面波導)饋入，這些傳輸線網路分佈於整個陣列平面。導波管漏波天線一般是在彎曲(meandered)矩形導波管上開槽(slots)，讓訊號一邊在導波管內傳，一邊由槽孔洩漏輻射出去。另外也可在平行板導波管(parallel-plate waveguide)上沿輻射方向開槽，並以 probe feed 方式將訊號饋入。漏波天線的特點是可利用改變頻率的方式，達到波束掃描的目的。

在毫米波頻段由於傳輸線損耗較大，饋入線網路的損耗會降低整個天線陣列的增益。解決之道可利用空間饋入(spatial feed)的方式，將由另一低增益天線出來的訊號，經空間傳播饋入到陣列中的每一元素。透鏡天線(lens antenna)的原理與反射面天線相似，只不過它是利用透鏡的厚度改變電波的相位，而達到天線集束的功能。另外，由於饋入天線在透鏡的另一端，因此不會影響到聚焦後之場型。

本篇論文採用的架構為透鏡天線如圖 1.7，其原理為當饋入天線的相位中心在焦點時，點源發出的球面波或柱面波經過透鏡可以變換成平面波。因為使用單天線架構時，分開接收與發射的信號時，會在混波器上消耗掉 6dB 的能量，因此，本篇天線架構之優點為天線使用面積與單天線架構相同，並且無使用混波器之 6dB 損耗。方法為傳送與接收分別使用不同的饋入天線，但經由同個透鏡聚焦後輻射。

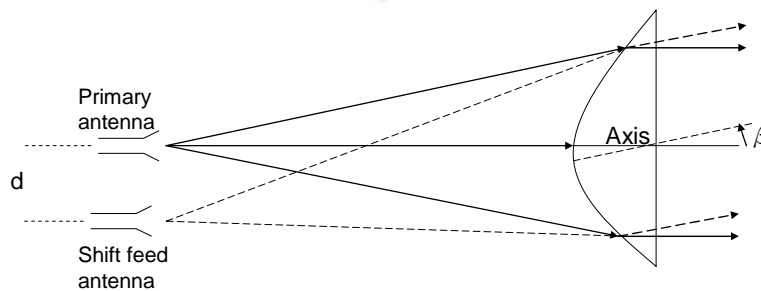


圖 1.7 透鏡天線

$$\beta \propto d \quad (1-7)$$

當饋入天線之相位中心不是在焦點而是往兩側偏移時，經過透鏡聚焦後轉換為與主軸夾角為  $\beta$  的平面波。當饋入天線像位中心偏移焦點越遠時，所產生之輻射場形其主波束與主軸偏移也就越多。



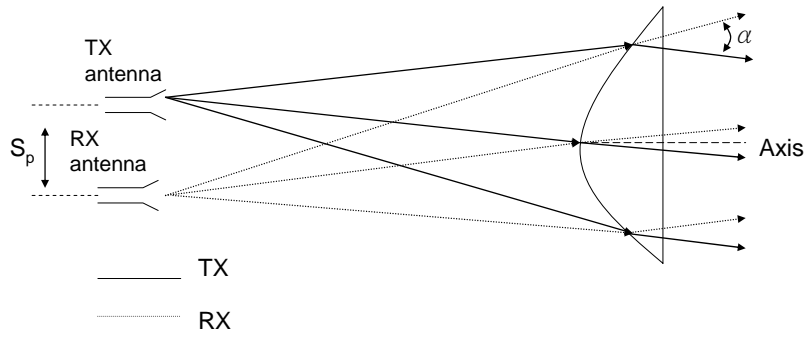


圖 1.8 擬開發之天線架構

擬開發之天線架構如圖 1.8 為將傳送與接收的饋入天線相位中心偏移焦點兩側 $\pm S_p/2$ 時，傳送與接收天線之主波束偏移主軸 $\pm\alpha/2$ 如圖 1.9。而收發天線輻射場型之交集維持在主軸上，傳送與接收天線輻射場型之交集天線場型可寫成 (1-7) 如圖 1.10。

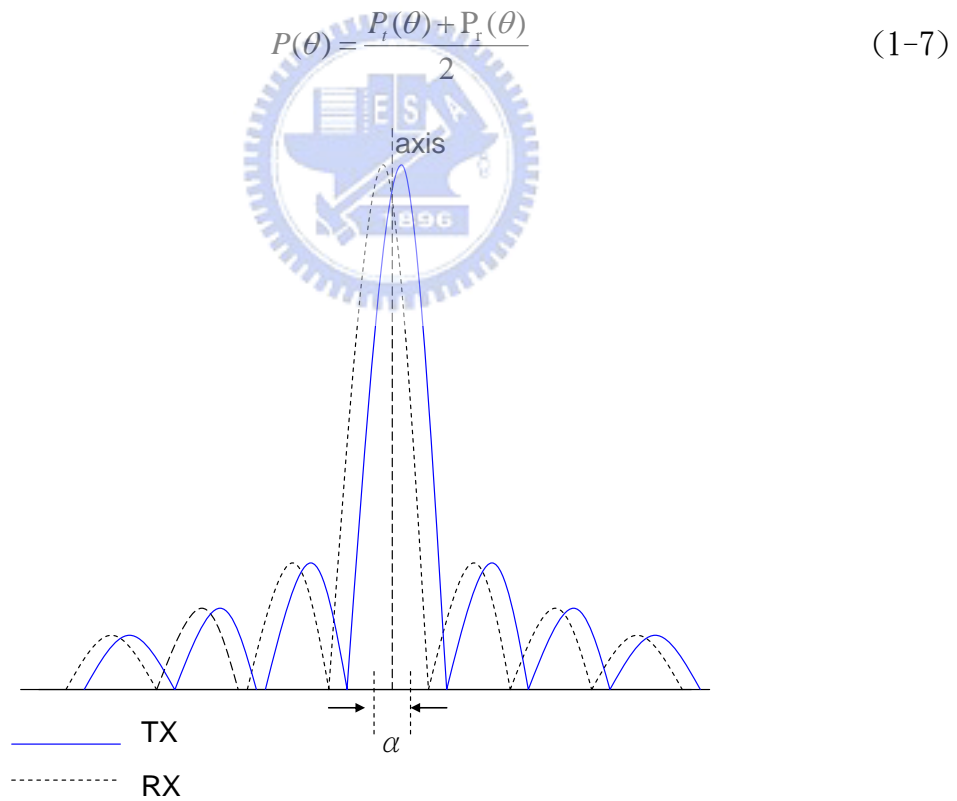
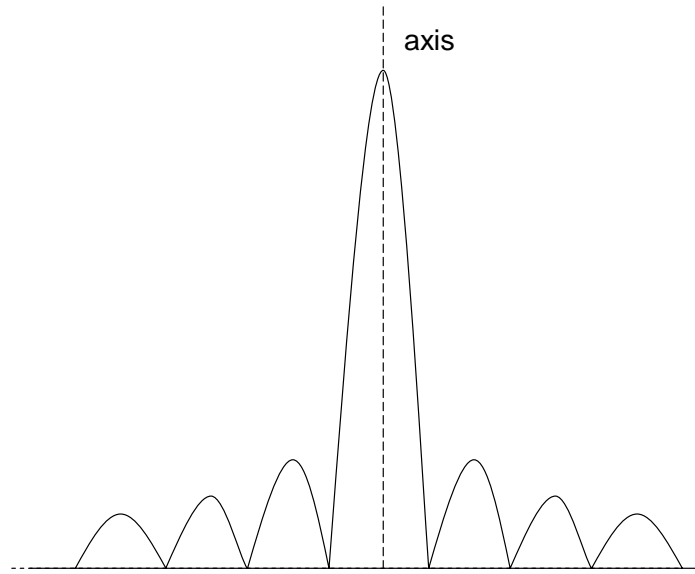


圖 1.9 傳送與接收偏移饋入輻射場型



———— TX &RX Intersection

圖 1.10 擬開發之傳送與接收偏移饋入交集輻射場型



## 第二章 透鏡設計

透鏡是一種能通過電磁波而其折射係數不等於 1 的三維結構。點源發出之球面波或柱面波經過透鏡可以變換成平面波，從而得到所求場型分布。透鏡之折射係數可以是位置的函數，但在大部分情況為固定，透鏡形狀決定其電場相位。

透鏡天線可分為下列兩種：

透鏡可以用折射係數  $n$  大於 1 的自然介質製成，也可以是由金屬柵網或金屬片等組成的人工介質結構 ( $n > 1$  或  $n < 1$ )。 $n = c/v\phi$  (式中  $c$  為光速;  $v\phi$  為介質中的相速)， $n$  大於 1 的透鏡稱為減速透鏡， $n$  小於 1 的透鏡稱為加速透鏡[5]

(a) 介質透鏡：

是藉由波行走在介質中時路徑長度增加，來調整像位，將球面波調整為平面波

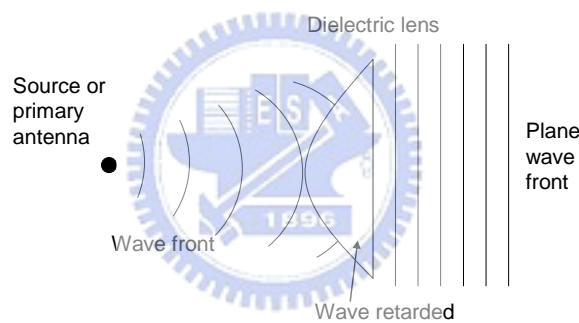


圖 2.1 介質透鏡

(b) 金屬板透鏡：

是藉由波行走在金屬平板中時路徑長度縮短，來調整相位，將球面波調整為平面波

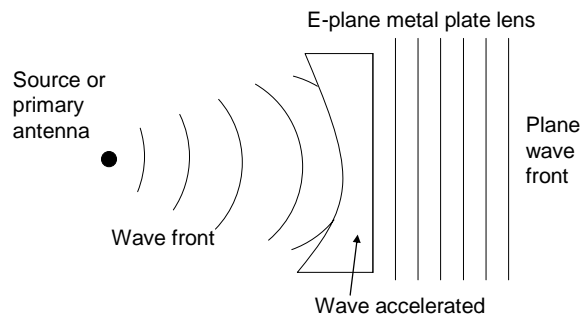


圖 2.2 金屬板透鏡

本次系統中，採用方法為介質透鏡。透鏡天線的設計原理為假設饋入天線其像位中心在 0，幅射電磁波其波前為球面波，經由透鏡調整球面波像位使之成為平面波。像位中心與透鏡之間距離為焦距 F，透鏡直徑為 D，透鏡中心厚度為 T。

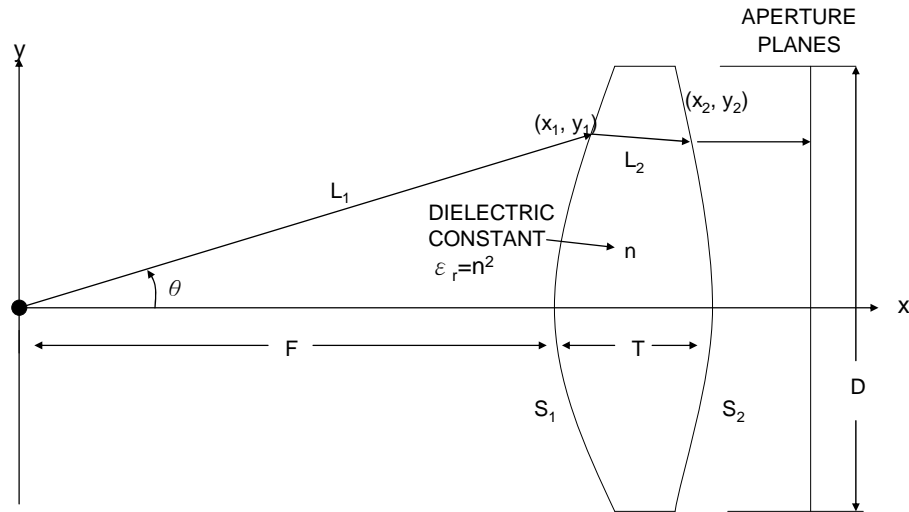


圖 2.3 介質透鏡幾何架構圖

路徑長為透鏡天線設計中最重要之參數，可以寫成下列式子

$$(x_1^2 + y_1^2)^{1/2} + n \left[ (x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 \right]^{1/2} - x_2 = (n-1)T \quad (2-1)$$

依透鏡之對稱性可以分為下列兩種：

(a) 圓柱形透鏡：將線波源打出的電磁波，轉換成平面波

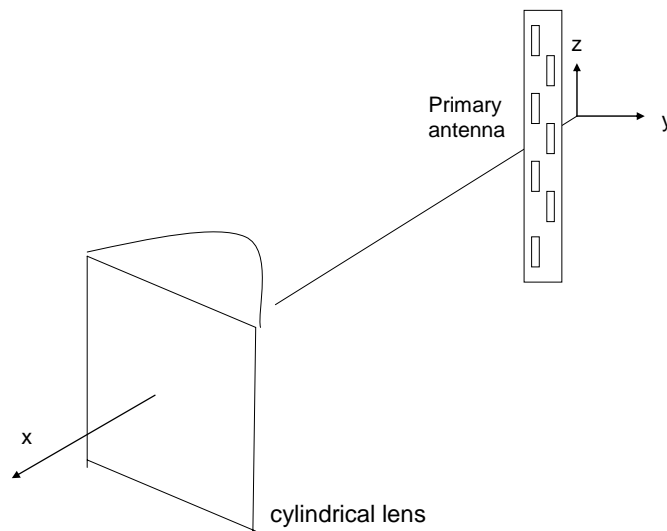


圖 2.4 圓柱形透鏡圖

(b) 球面型天線：將點波源產生的球面波，轉換成平面波

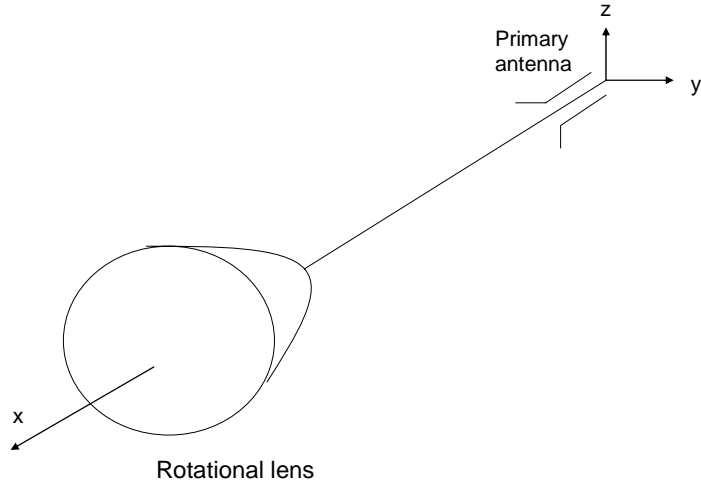


圖 2.5 球面型天線圖

這兩種透鏡天線，在  $z=0$  的切面都一樣，不過圓柱形透鏡饋入較為複雜，但其優點為自由度較高，可以在  $y=0$  的切面上，依照不同的線波源分布，產生所求之天線輻射場型。

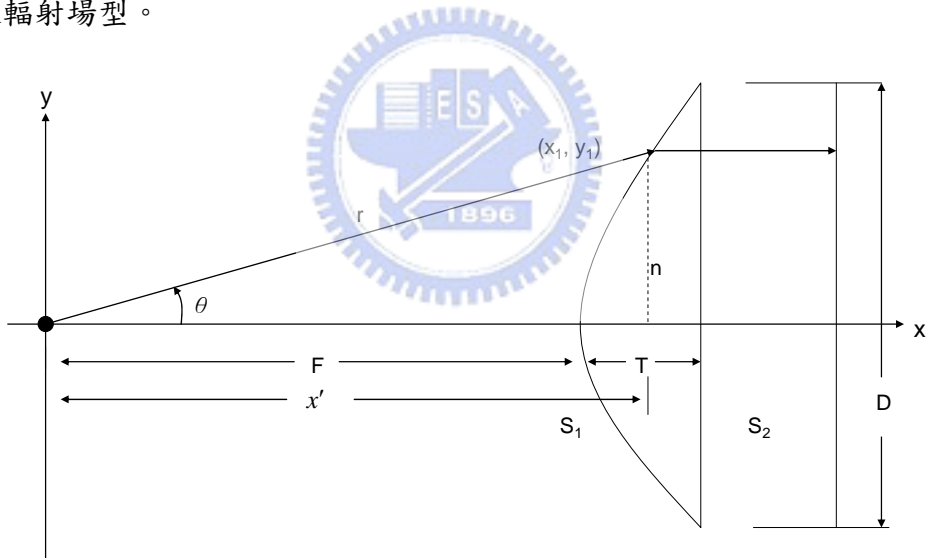


圖 2.6 雙曲線透鏡天線

採用之透鏡結構為雙曲線透鏡如圖 2.6[6][12][13][14][15]，其特色為在相同之透鏡面積大小時所需高度較其他方式低，而雙曲線透鏡天線的形狀跟透鏡材料的折射率  $n$  有關， $c$  是真空中光速， $v$  為光行走在透鏡中的速度。

$$n = \frac{c}{v} \quad (2-2)$$

$\mu_r$  及  $\epsilon_r$  為介質中的導磁性(permeability)及介電常數(permittivity)， $k$  跟  $\lambda$  為真空中傳波常數及波長，為  $k_d$  跟  $\lambda_d$  介質中之傳波常數及波長，為  $k_d$  跟  $\lambda_d$ ，透鏡使用介電係數  $\epsilon_r$  為 2.6 之材料， $n=1.612$ 。點波源產生的球面波要轉

換成平面波需要有相同的像位，其路徑差可經由透鏡來補償如(2-4)所示。決定所使用焦距便可以求得透鏡之結構如(2-6)所示。而透鏡厚度與選用之焦距及透鏡大小有關如(2-7)所示。

$$n = (\mu_r \epsilon_r)^{1/2} = \frac{\lambda}{\lambda_d} = \frac{k_d}{k} \quad (2-3)$$

$$kr' = k \cdot F + k_d(x' - F) \quad (2-4)$$

$$r = \frac{(n-1)F}{n \cos \theta - 1} \quad (2-5)$$

$$y_1 = \left[ (n^2 - 1)(x_1 - F)^2 + 2(n-1)F(x_1 - F) \right]^{1/2} \quad (2-6)$$

$$T = \frac{1}{n+1} \left[ \sqrt{F^2 + \frac{(n+1)D^2}{4(n-1)}} - F \right] \quad (2-7)$$

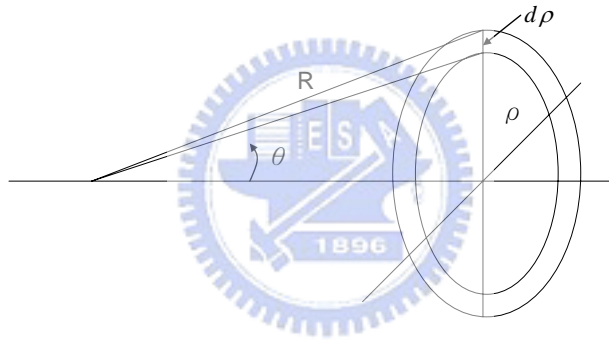


圖 2.7 點波源輻射至透鏡

所有能量在半徑  $\rho$ 、寬度  $d\rho$  內可以表示為(2-8) 如圖 2.7， $S_\rho$  為能量功率的密度在半徑  $\rho$  時。也可寫成經由全向性天線輻射照射在立體角  $2\pi \sin \theta d\theta$  可以表示為(2-9)， $U$  為全向性天線的輻射強度。

$$P = 2\pi \rho d\rho S_\rho \quad (2-8)$$

$$P = 2\pi \sin \theta d\theta U \quad (2-9)$$

$$\rho d\rho S_\rho = \sin \theta d\theta U \quad (2-10)$$

帶入(2-5)，且  $\rho = R \sin \theta$  可以得到(2-11)，能量功率大小與角度變化之關係便可以求得(2-11)，因此就可以得到點波源到透鏡上之電場大小分布 [5](2-13)，圖 2.8 為歸一化後在透鏡上電場大小分布隨角度之關係。

$$S_{\rho} = \frac{(n \cos \theta - 1)^3}{(n - 1)^2 (n - \cos \theta) L^2} U \quad (2-11)$$

$$\frac{S_{\theta}}{S_o} = \frac{(n \cos \theta - 1)^3}{(n - 1)^2 (n - \cos \theta)} \quad (2-12)$$

$$\frac{E_{\theta}}{E_o} = \left[ \frac{(n \cos \theta - 1)^3}{(n - 1)^2 (n - \cos \theta)} \right]^{1/2} \quad (2-13)$$

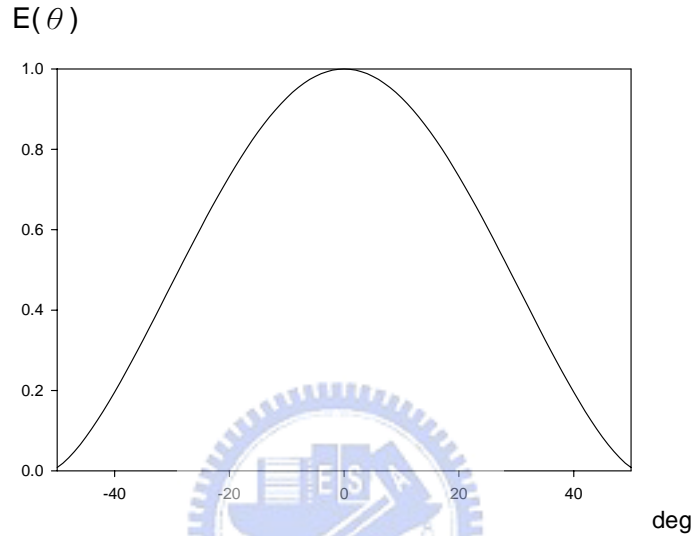


圖 2.8 透鏡之電場大小分布

知道電場大小分佈，將垂直切面與水平切面分別計算，帶入(2-13)~(2-16)可進一步的推得其輻射場型[2]。

$$P = \iint_{S_a} E_a(x', y') e^{j\beta u x'} e^{j\beta v y'} dx' dy' \quad (2-13)$$

$$E_a(x', y') = E_{a1}(x') E_{a2}(y') \quad (2-14)$$

$$P = \int_{-L_x/2}^{L_x/2} E_{a1}(x') e^{j\beta u x'} dx' \int_{-L_y/2}^{L_y/2} E_{a2}(y') e^{j\beta v y'} dy' \quad (2-15)$$

$$f(u', v') = f_1(u') f_2(v') \quad (2-16)$$

考慮到透鏡使用效率，使用之透鏡大小張角約  $70^\circ$ ，而張角固定時當焦距過短時，所需透鏡厚度會大幅增加，因此考慮到厚度與焦距的關係採用的焦距為 50mm，相對應透鏡直徑為 120mm，透鏡厚度為 32.5mm。本次系統中使用之饋入天線為點波源，透鏡為球面形透鏡，將曲線對軸心旋轉  $360^\circ$ ，便可以得到透鏡之

曲面。而系統要求中只對水平方向輻射場形之波束寬有所要求，為了縮小天線面積，在垂直切面只使用 80mm，圖 2.9~圖 2.10 為透鏡外觀。圖 2.11 為透鏡實體照片。

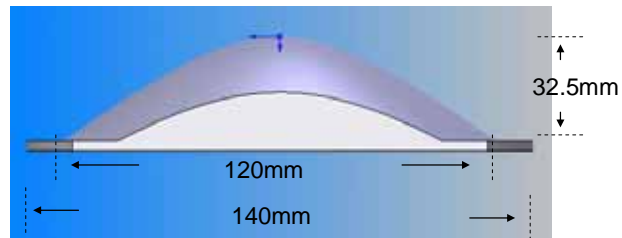


圖 2.9 透鏡側面圖

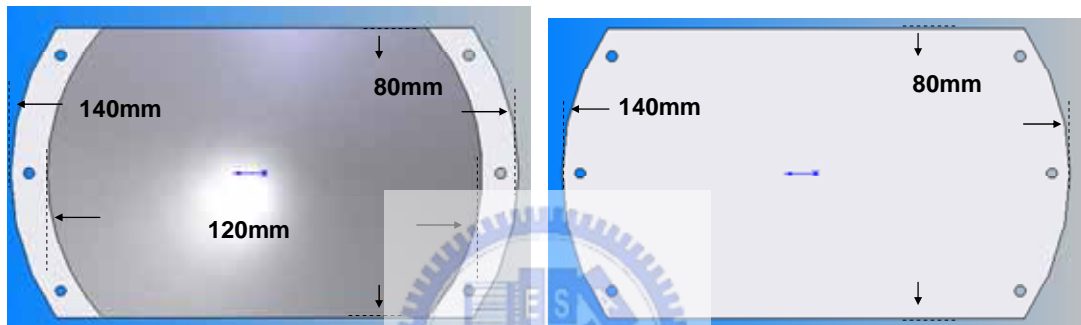


圖 2.10 透鏡背面圖(左)透鏡正面圖(右)



圖 2.11 透鏡實體照片



# 第三章 饋入天線設計

## 3.1 相位中心

透鏡天線的原理為一入射平面波，經由透鏡折射調整相位差，能量聚集在一點，也就是所謂的焦點，反之球面波由焦點輻射，經由透鏡折射調整相位差，變成平面波，因此需要像位中心的探討。

天線幅射所產生的電磁波，其遠場電場可由下式表示

$$E_u = \hat{u}E(\theta, \phi)e^{j\psi(\theta, \phi)} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (3-1)$$

$\hat{u}$  為單位向量， $E(\theta, \phi)$  跟  $\psi(\theta, \phi)$  分別表示隨著  $(\theta, \phi)$  角度變化的電場大小及像位。

像位中心[6]為一參考點其  $\psi(\theta, \phi)$  電場相位不隨著  $(\theta, \phi)$  角度變化，此時，可以視電磁波由此參考點產生理想的點波源，由此點波源輻射出的電場，在固定半徑圓球面上所觀察到的相位皆為同像。但對於實際的天線，對於各個角度  $(\theta, \phi)$  都符合，如此理想的相位中心，並不存在，對大部分天線而言，此參考點可以選在對大部分角度  $(\theta, \phi)$ ，特別是能量較大的角度，電場相位  $\psi(\theta, \phi)$  皆為固定。

當待測天線以 0 為旋轉中心，在遠場範圍觀察相位變化，圖 3.1 為像位中心在旋轉中心正上放距離  $r$  的地方時所觀察到的相位變化。

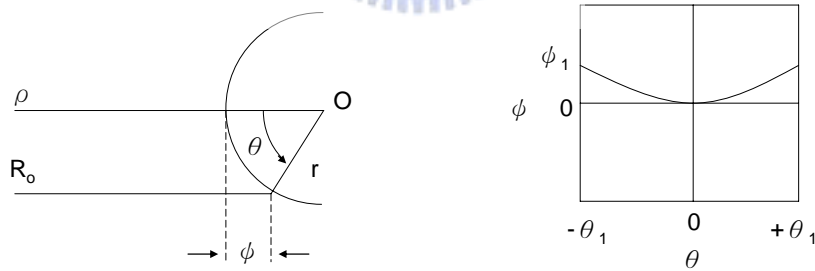


圖 3.1 相位中心在旋轉中心正上  $r$  之相位變化

圖 3.2 為相位中心在旋轉中心正下方距離  $r$  的地方時所觀察到的相位變化。

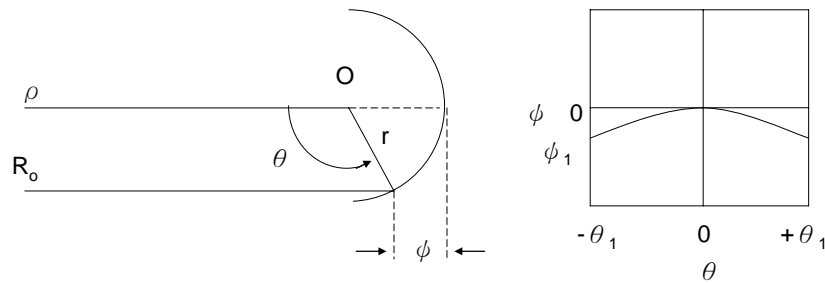


圖 3.2 相位中心在旋轉中心正下 r 之相位變化

假如相位中心為 0 時，所觀察到的相位為不變，如果相位中心與旋轉中心非吻合時所觀察到的相位變化如下式

$$\psi \cong k_0 r (1 - \cos \theta) \quad (3-2)$$

也可藉由觀察到的相位變化去推算相位中心

$$r = \frac{\lambda_0}{2\pi} \frac{\psi_1}{1 - \cos \theta_1} \quad (3-3)$$

當設計饋入天線時，也要考慮到相位中心，不過對一般天線而言，其相位中心通常在天線的正中心。

### 3.2 饋入天線

Patch 天線輻射場型其 3dB 波束寬可以涵蓋透鏡使用範圍且其背面輻射十分的低，非常適合當作透鏡的饋入天線。饋入天線的設計上在水平方向為單一 Patch 天線如圖 3.3。而在垂直方向，透鏡面積較小，為了將大部分能量集中經由透鏡輻射，在垂直方向為二個 Patch 陣列如圖 3.4。因此，饋入天線為延著垂直方向之二個 Patch 陣列。

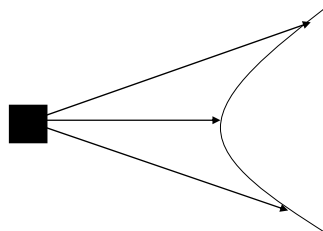


圖 3.3 水平方向之饋入天線

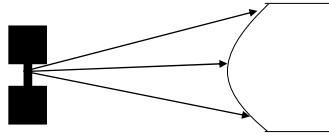


圖 3.4 垂直方向之饋入天線

一般而言，矩形微帶天線的長度  $L$  及寬度  $W$  應選擇如下[2]：

$$L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta l \quad (3-4)$$

其中 
$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad (3-5)$$

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)^{-1/2} \quad (3-6)$$

阻抗匹配的方式常見方法有兩種，方法一是在天線邊緣饋入點與微帶線饋入線間加一段四分之一波長轉換器其轉換特性如圖 3.5 為(3-7)，缺點為需要增加四分之一波長的長度，在本次應用需串接成天線陣列，饋入長度需要列入考量，因此採用另一種方法。

$$Z'_o = \sqrt{Z_o R_L} \quad (3-7)$$

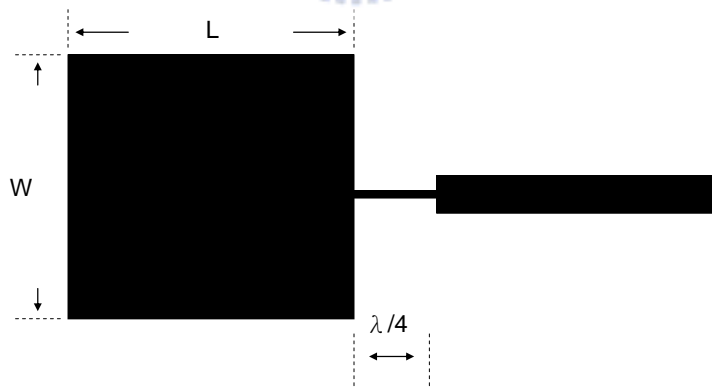


圖 3.5 微帶天線使用四分之一波長轉換器饋入

另外一種方法為將微帶線伸入天線內，饋入點在天線內，使得饋入的微帶線特性阻抗  $Z_o$  變小。此天線建築在 R04003 8mil 的基板上，使用 EM 模擬軟體進行天線的模擬，將特性阻抗轉換到  $80\Omega$ ，串接為陣列時再轉換為  $50\Omega$ ，因為模擬過程中發現不容易將天線轉換到  $50\Omega$ ，天線尺寸參數如圖 3.6： $L=3.2\text{mm}$ 、

$W=3.6\text{mm}$ 、 $W_G=0.35\text{mm}$ 、 $L_G=0.95\text{mm}$ 、 $W_d=0.35\text{mm}$ ，埠端阻抗為  $80\Omega$  所模擬天線的 S 參數如圖 3.7 所示，10dB 反射損失落在  $24.125\text{GHz}\sim 24.475\text{GHz}$  之間，系統要求頻率為  $24.025\text{GHz}\sim 24.225\text{GHz}$ ，依實做經驗，實際量測跟模擬大多有往低頻漂移之趨勢，因此，在設計時將頻率點往系統要求之高頻漂移一些。單一 PATCH 天線之像位中心則在 PATCH 天線的正中心。

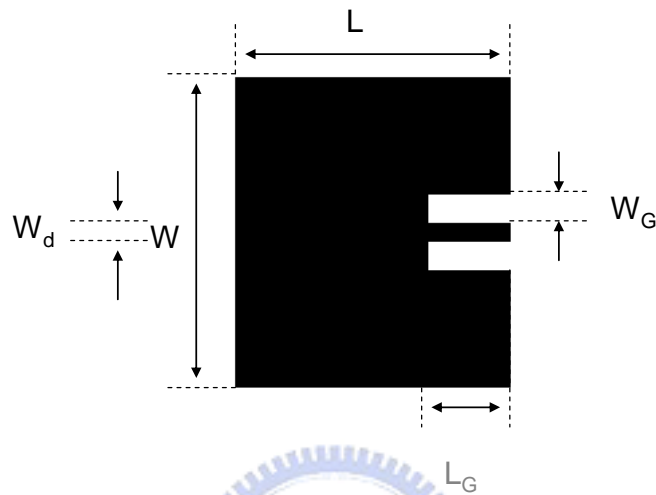


圖 3.6 微帶天線邊緣槽饋入

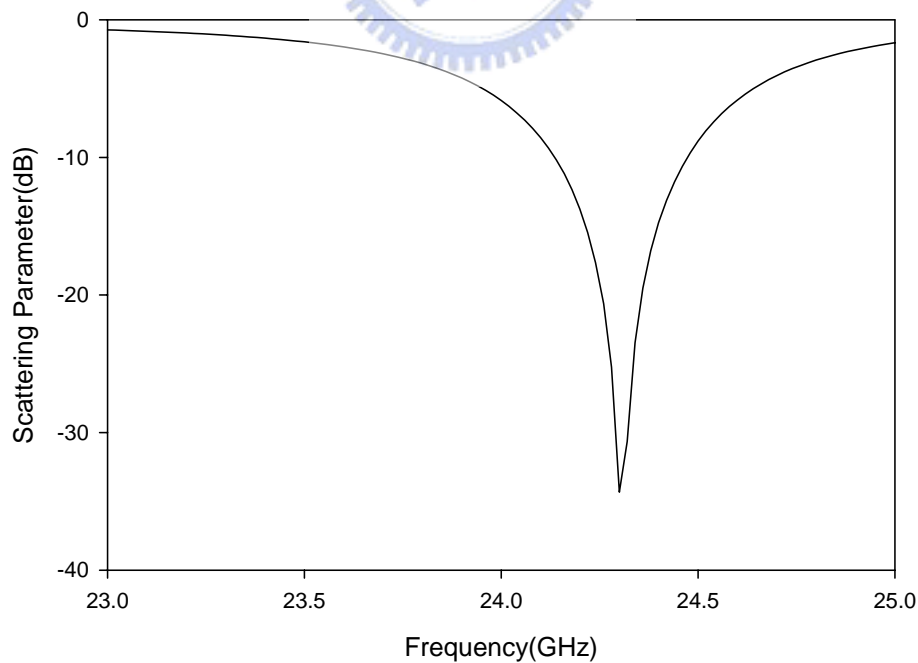


圖 3.7 微帶天線 S 參數模擬結果

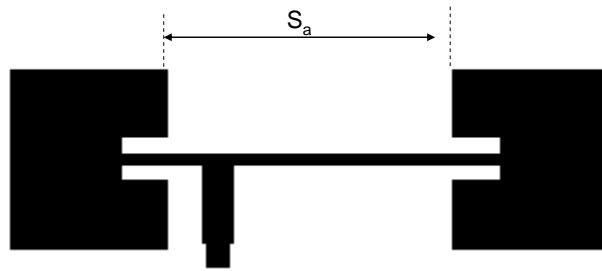


圖 3.8 饋入天線圖

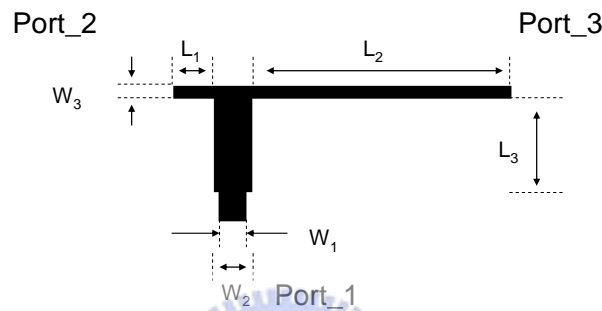


圖 3.9 等分功率分波器

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_3}$$

(3-8)

天線陣列組成兩個反向的 PATCH 天線如圖 3.8，饋入到 PATCH 像位相差  $180^\circ$ ，因為相較於兩個同向之 PATCH 天線饋入像位為同像，在 H-plane 上有較好的交叉極化(cross-polarization)。因為饋入像位需要相差  $180^\circ$ ，所以  $L_2 - L_1 \cong \lambda/2$ 。等分功率分波器如圖 3.9， $Z_1 = Z_2 = 80 \Omega$  根據等功率分波器公式 (2-8) 因此  $Z_3 = 40 \Omega$ ，再使用四分之一波長轉換到  $50 \Omega$  所以  $L_3 \cong \lambda/4$ ，而天線陣列的間距約為  $0.7 \lambda$  ( $\lambda$  為  $24\text{GHz}$  真空中的波長)，，尺寸參數如下所示：  
 $L_1 = 0.7\text{mm}$ 、 $L_2 = 4.5\text{mm}$ 、 $L_3 = 1.6\text{mm}$ 、 $W_1 = 0.46\text{mm}$ 、 $W_2 = 0.64\text{mm}$ 、 $W_3 = 0.2\text{mm}$ 、 $S_a = 5.84\text{mm}$ 。

圖 3.10 及圖 3.11 為等分功率分波器 S 參數模擬結果，可以看出能量均分給 Port\_2 及 Port\_3 且其相位相差  $180^\circ$ ，圖 3.12 為饋入天線 S 參數量測結果， $10\text{dB}$  反射損失落在  $23.975\text{GHz} \sim 24.275\text{GHz}$  之間，符合系統要求。圖 3.13 為微帶陣列天線 E-plane 輻射場型天線增益為  $9\text{dBi}$ ， $3\text{dB}$  波束寬為  $90^\circ$ ，圖 3.14 為微帶陣列天線 H-plane 輻射場型， $3\text{dB}$  波束寬為  $50^\circ$ 。

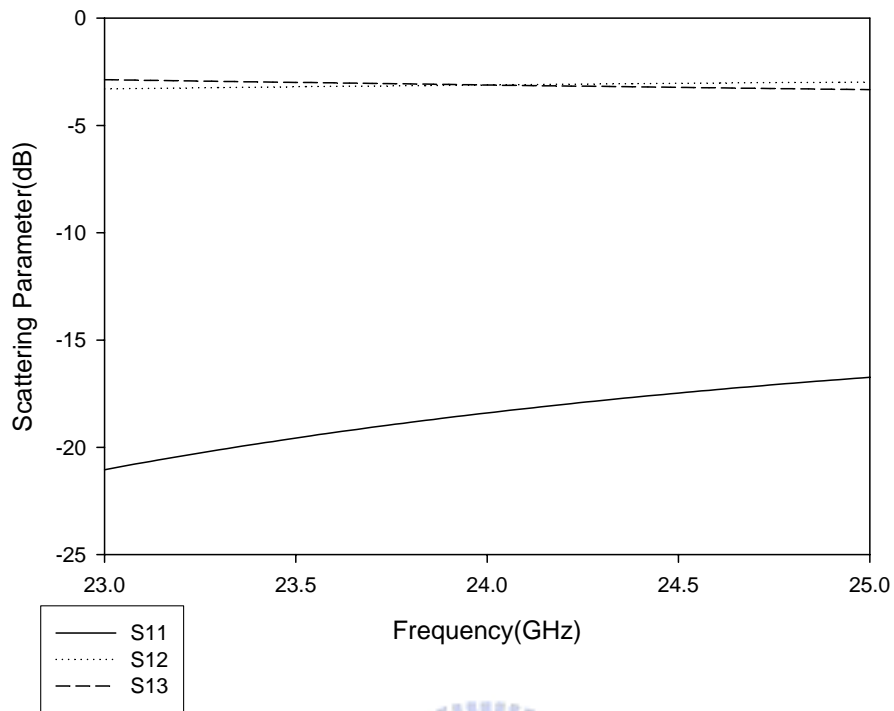


圖 3.10 等分功率分波器 S 參數模擬結果(dB)

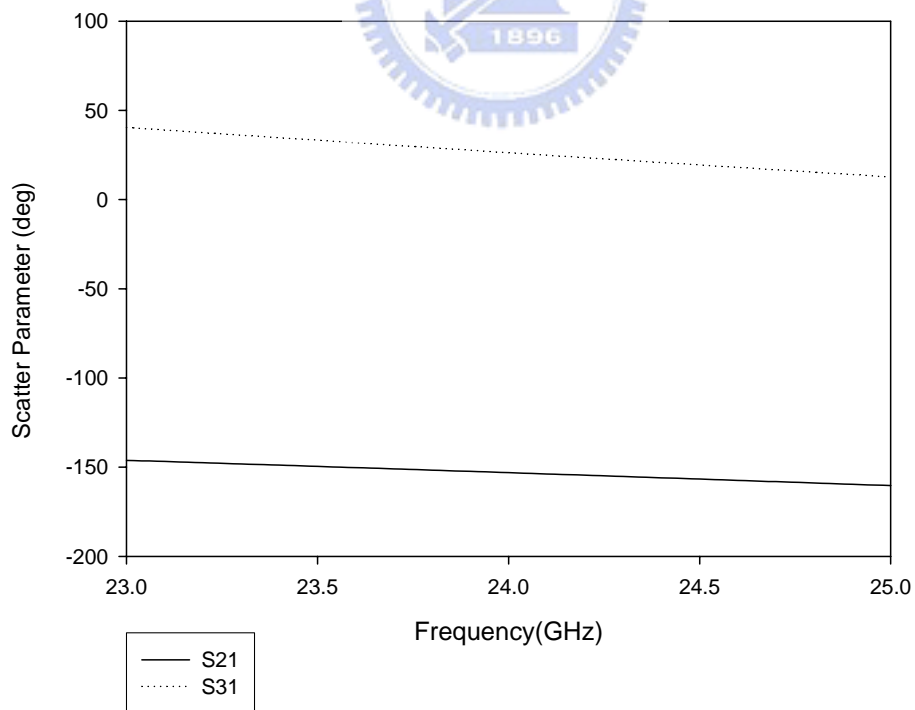


圖 3.11 等分功率分波器 S 參數模擬結果(deg)

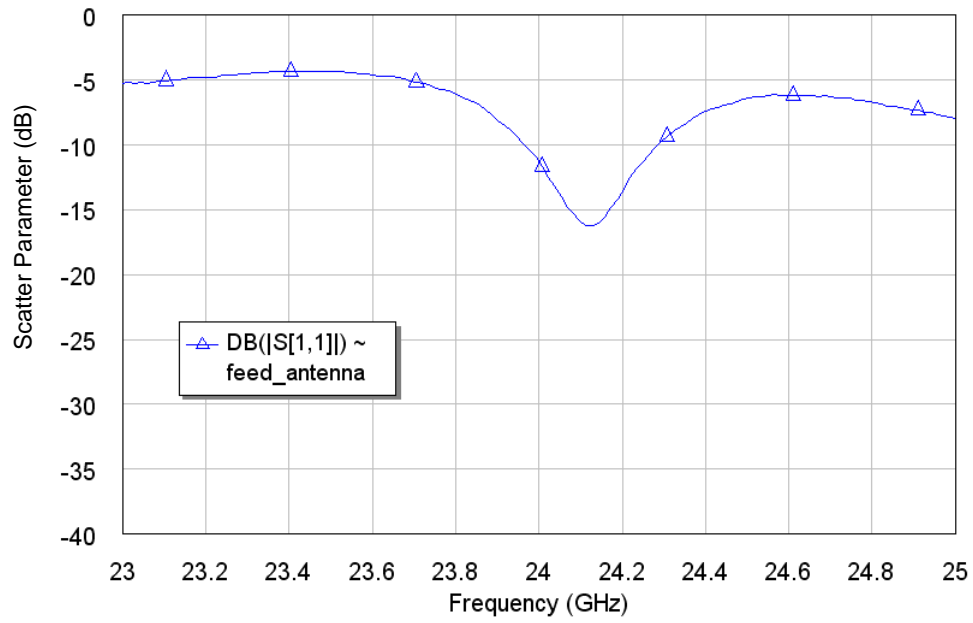


圖 3.12 饋入天線之 S 參數

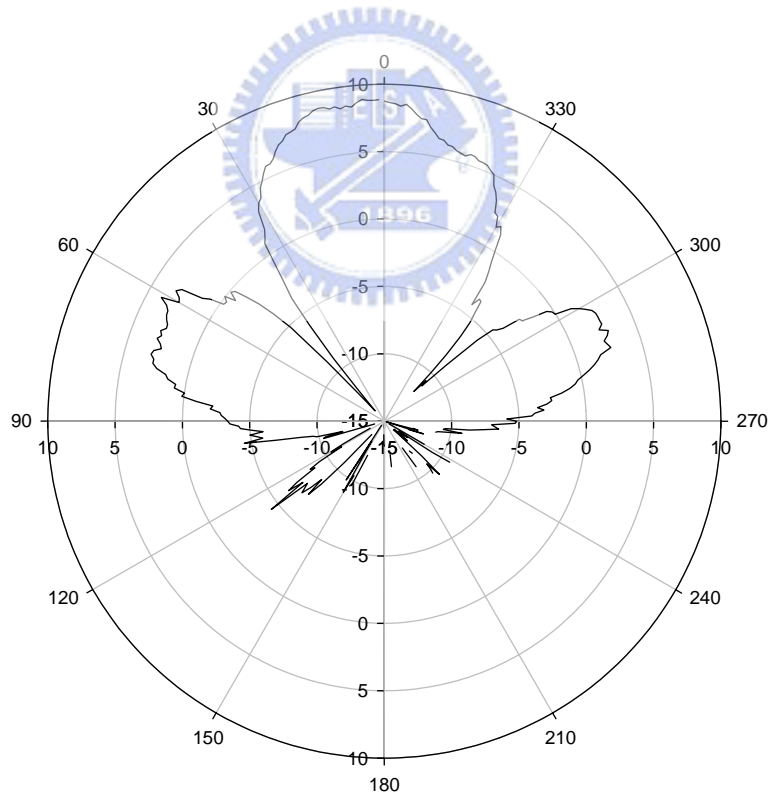


圖 3.13 微帶陣列天線 E-plane 輻射場形

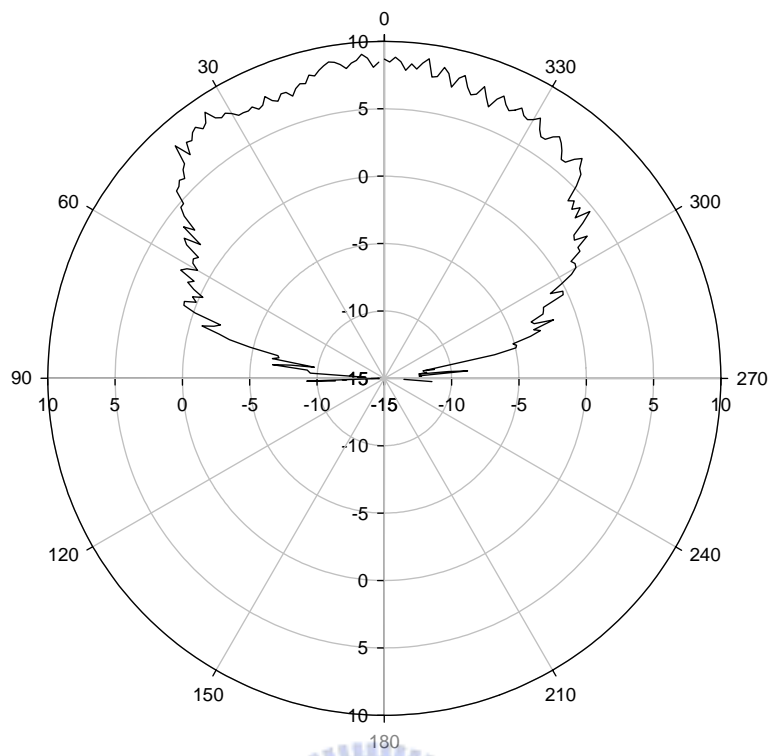


圖 3.14 微帶陣列天線 H-plane 輻射場形





## 第四章 透鏡天線整合及量測

### 4.1 金屬牆之影響

當系統整合時，除了天線會外露以外其他 RF 主被動電路，一般都會用金屬殼遮蔽覆蓋，因此在饋入天線周圍會有金屬牆環繞，所以需要將金屬牆的影響考慮進去。在實驗中，發現適當的調整金屬牆的長度、寬度及高度，可以增加傳送及接收天線之隔離度[7][8][10]。

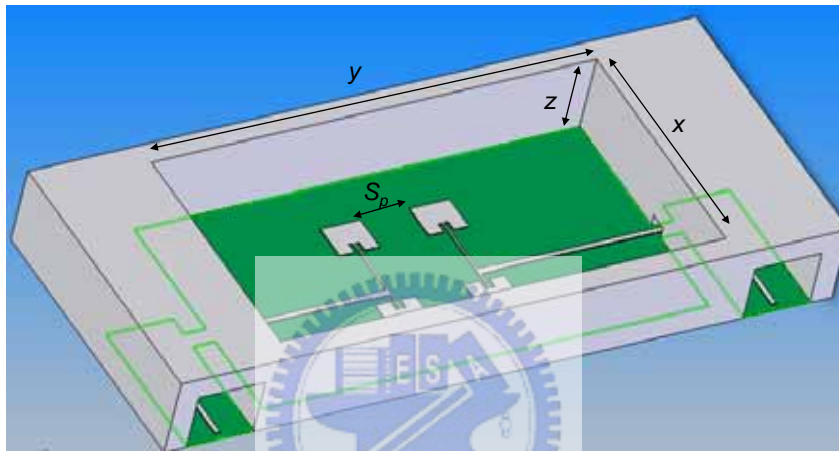


圖 4.1 天線及周邊金屬牆

分析其增加隔離度之方法，饋入天線為兩個反向像位相差  $180^\circ$  之 Patch 天線，如圖 4.2 左，為了分析傳送端(TX)與接收端(RX)的耦合效應，將傳送端之陣列天線分成 Patch\_1 及 Patch\_3 傳送端之陣列天線分成 Patch\_2 及 Patch\_4，當沒有金屬牆時，Patch\_1 會耦合能量至 Patch\_2 及 Patch\_4，因為距離不同耦合至 Patch\_2 的能量會大於 Patch\_4，其像位也不同，藉由調整金屬牆，可以讓 Patch\_1 會耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 的能量相同，且從饋入端看到的像位為同相，經過相差  $180^\circ$  之傳輸線後反相相消，同樣的對 Patch\_3 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 效果相同，達到增加傳送端與接收端之隔離度。圖 4.2 右為 Patch\_1 輻射耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 之表面電流。

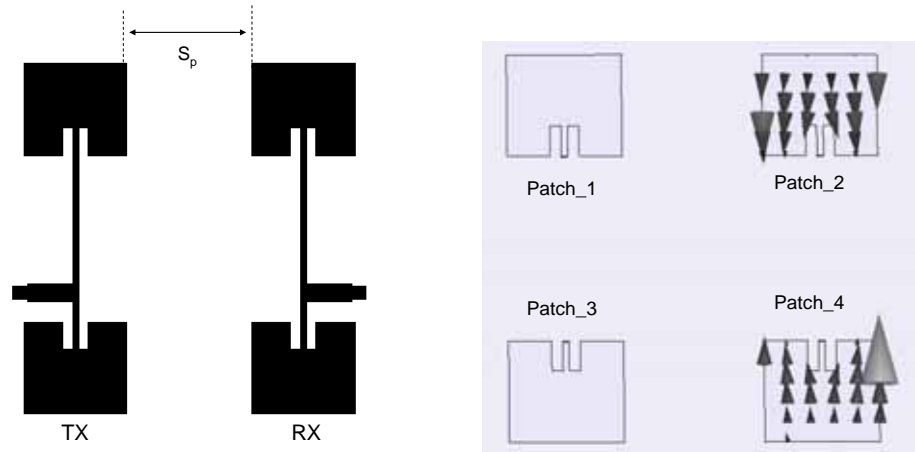


圖 4.2 傳送與接收天線之耦合效應圖

當固定傳送與接收天線距離( $S_p$ )時將其固定為 4.4mm，分析當調整金屬牆之長度(Y)、寬度(X)與高度(Z)時 Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 之能量大小與像位的影響。當調整金屬牆高度(Z)時，圖 4.3 及圖 4.4 為金屬牆長度(Y)固定為 40mm 寬度(X)固定為 23mm 調整金屬牆高度(Z)Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 能量大小與像位變化。當金屬牆高度(Z)高於 4mm 時時 Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 之能量大小會趨於一致，而對於 Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 之相位影響不大。

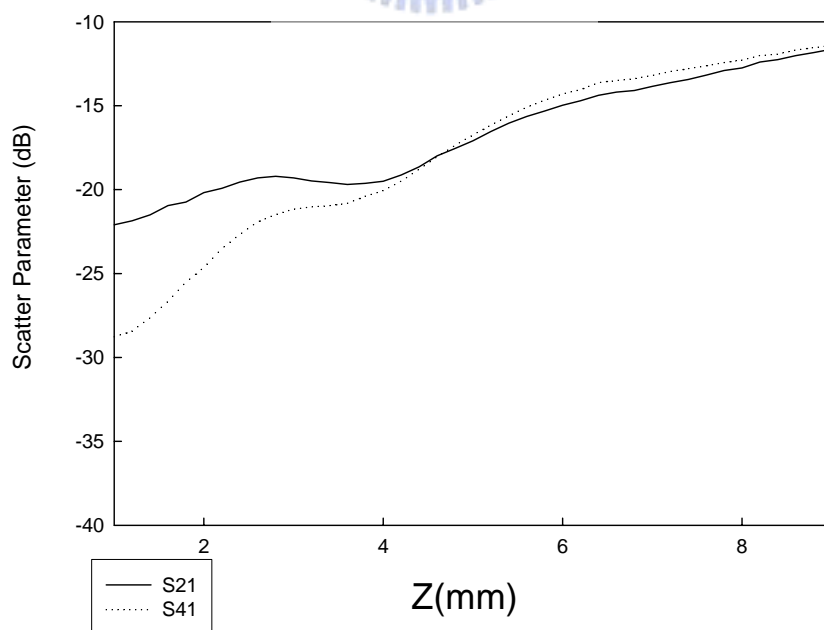


圖 4.3 金屬牆高度(Z)變化 S 參數模擬結果(dB)

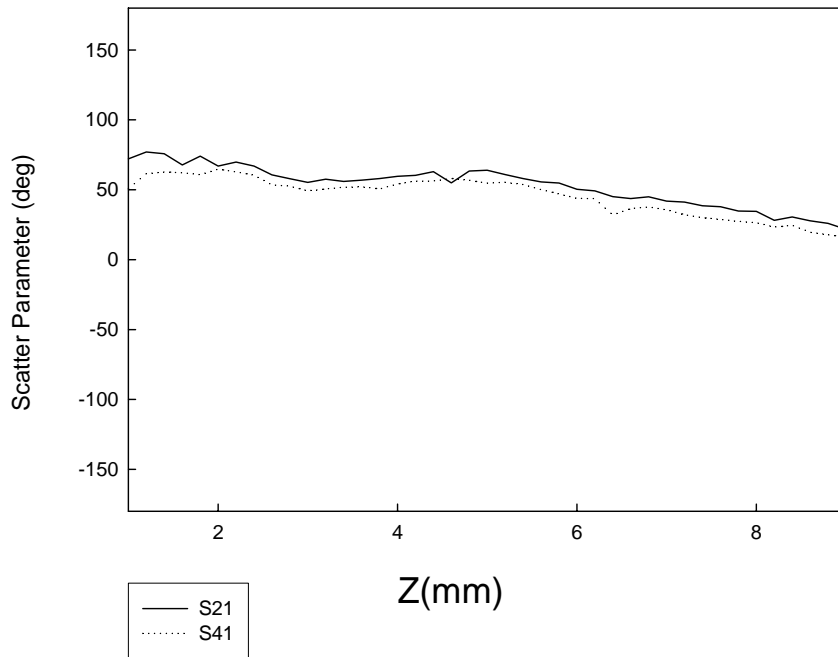


圖 4.4 金屬牆高度(Z)變化 S 參數模擬結果(deg)

圖 4.5 及圖 4.6 為金屬牆長度(Y)固定為 40mm 高度(Z)固定為 7mm 調整金屬牆寬度(X) Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 能量大小與像位變化。可以看出當寬度 X=20.6mm 時 Patch\_2 及 Patch\_4 能量大小最接近，而當寬度 X 超過 20.4mm Patch\_2 及 Patch\_4 之相位差越來越大。

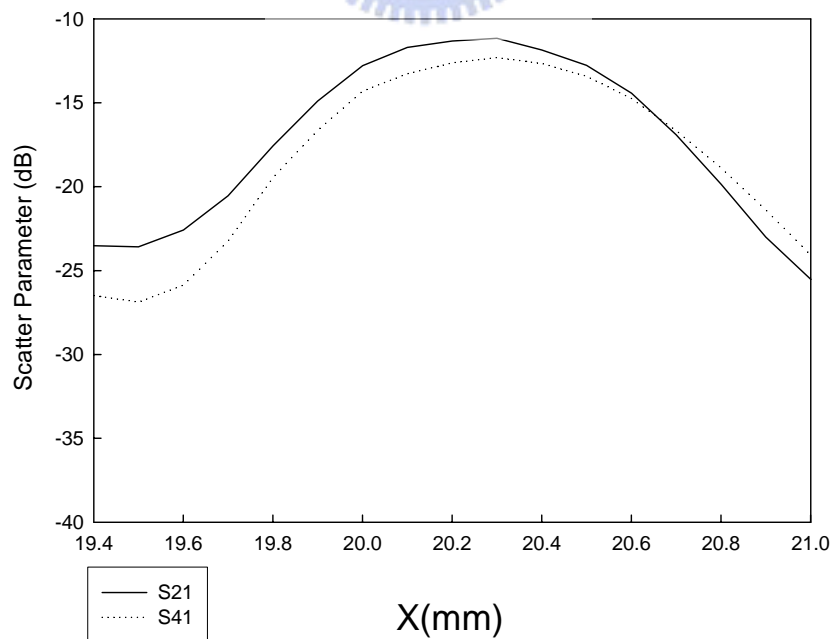


圖 4.5 金屬牆寬度(X)變化 S 參數模擬結果(dB)

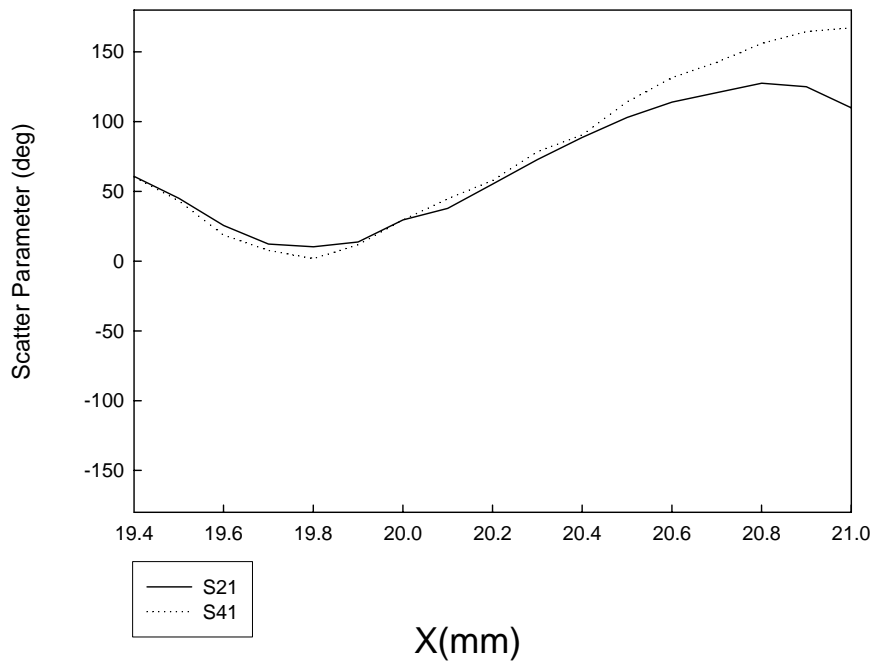


圖 4.6 金屬牆寬度(X)變化 S 參數模擬結果(deg)

當調整金屬牆長度(Y)時，圖 4.8 及圖 4.9 為金屬牆寬度(X)固定為 20mm 高度(Z)固定為 7mm 調整金屬牆長度(Y)時 Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 能量大小與像位變化。圖 4.8 及圖 4.9 可看出調整金屬牆長度(Y)時 Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 的像位幾乎不變，而當金屬牆長度(Y)縮短 Patch\_1 耦合至 Patch\_2 及 Patch\_4 的能量大小越相近。但因為饋入天線不是放置在金屬牆正中間，如圖 4.7 所示  $y_1 \neq y_2$ ，因此當長度(Y)太小時  $y_1/y_2$  較高，造成輻射場形偏移，因此長度(Y)選擇時須考慮到場形偏移的影響。

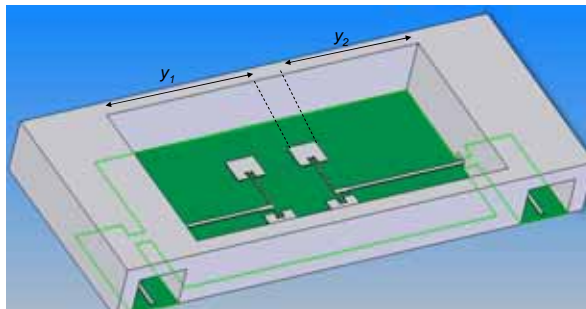


圖 4.7 天線及周邊金屬牆

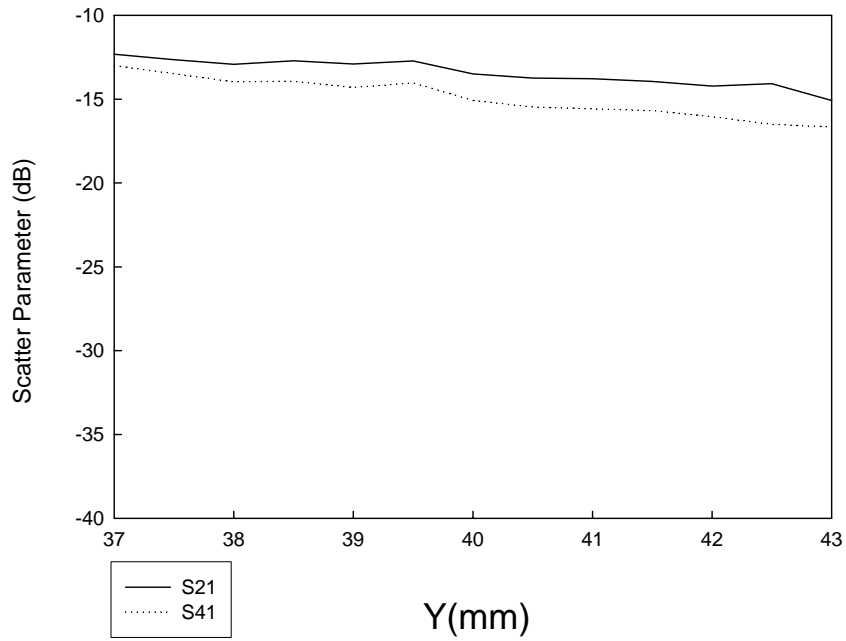


圖 4.8 金屬牆長度(Y)變化 S 參數模擬結果(dB)

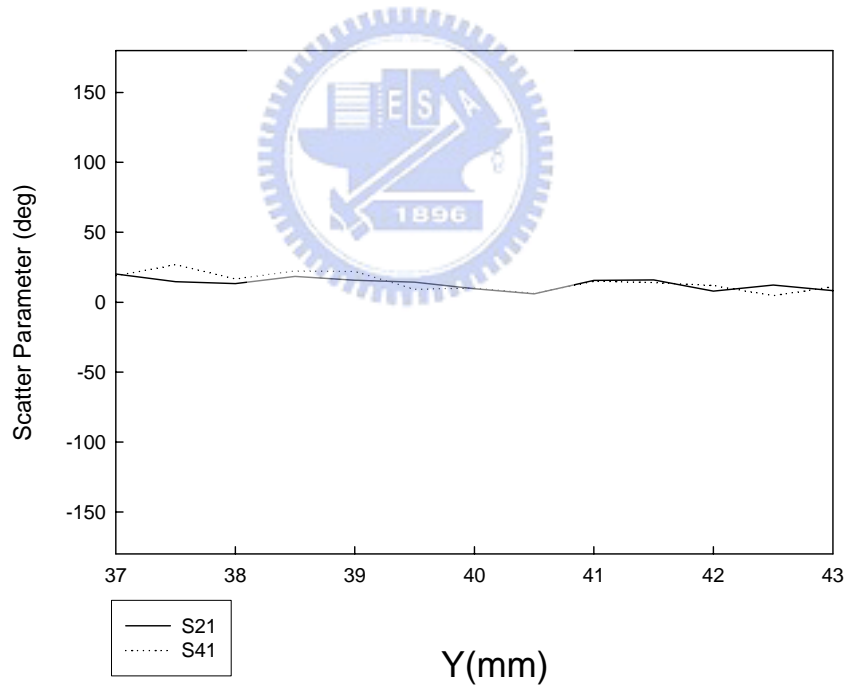


圖 4.9 金屬牆長度(Y)變化 S 參數模擬結果(angle)

固定傳送與接收天線距離( $S_D$ )時將其固定為 4.4mm，調整金屬牆之長度 (Y)、寬度(X)與高度(Z)，增加傳送端與接收端之隔離度。使用模擬軟體 HFSS 最佳化後，使用參數為：長度 Y=40mm、寬度 X=21.24mm 與高度 Z=7mm。圖 4.11 為未加上金屬牆時之量測 S 參數圖，圖 4.12 為加上金屬牆時之量測 S 參數圖，可看出加上金屬牆後隔離度由增加 10dB(-33dB→-43dB)，圖 4.13 為饋入天線加

上金屬牆 H-plane 天線輻射場形，天線增益為 8.9dBi，3dB 波束寬為 70°，圖 4.14 為饋入天線加上金屬牆 E-plane 天線輻射場形 3dB 波束寬為 30°。圖 4.10 為傳送及接收饋入天線實體照片

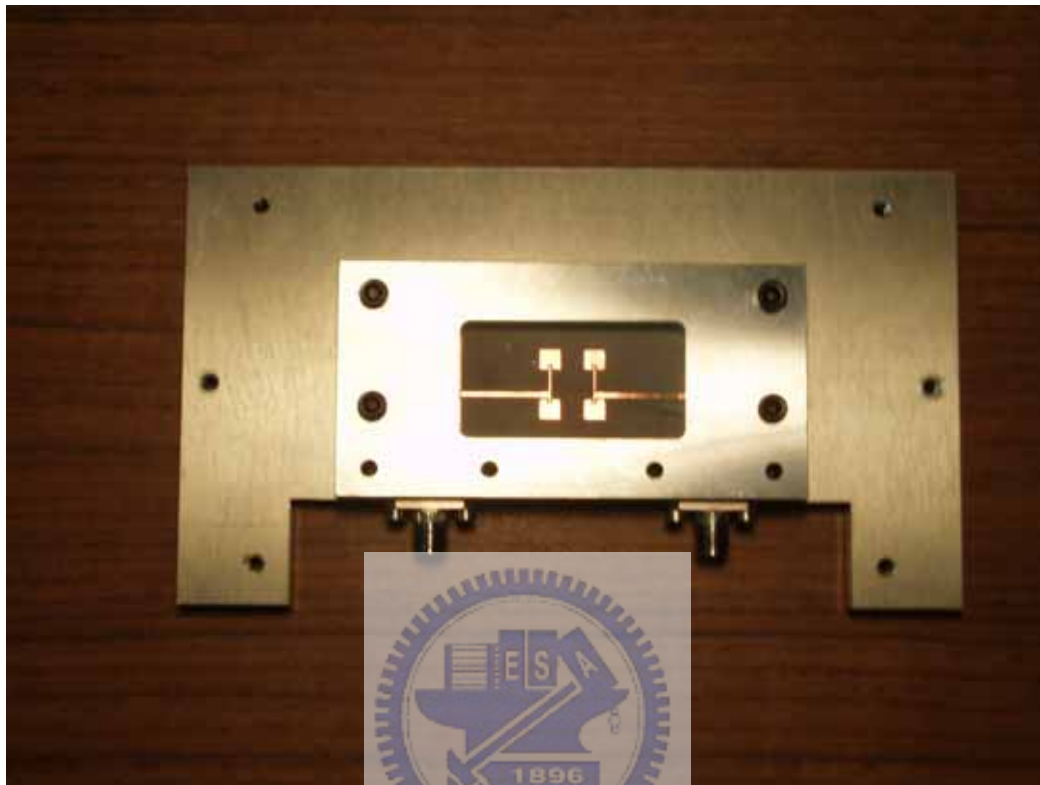


圖 4.10 傳送及接收饋入天線實體照片

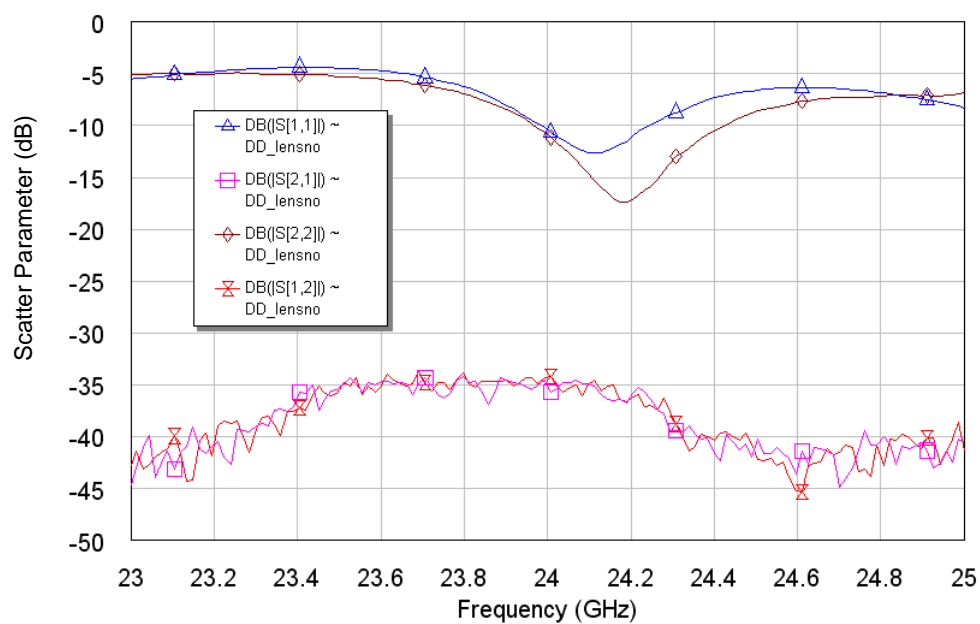


圖 4.11 收發天線未加金屬牆之 S 參數圖

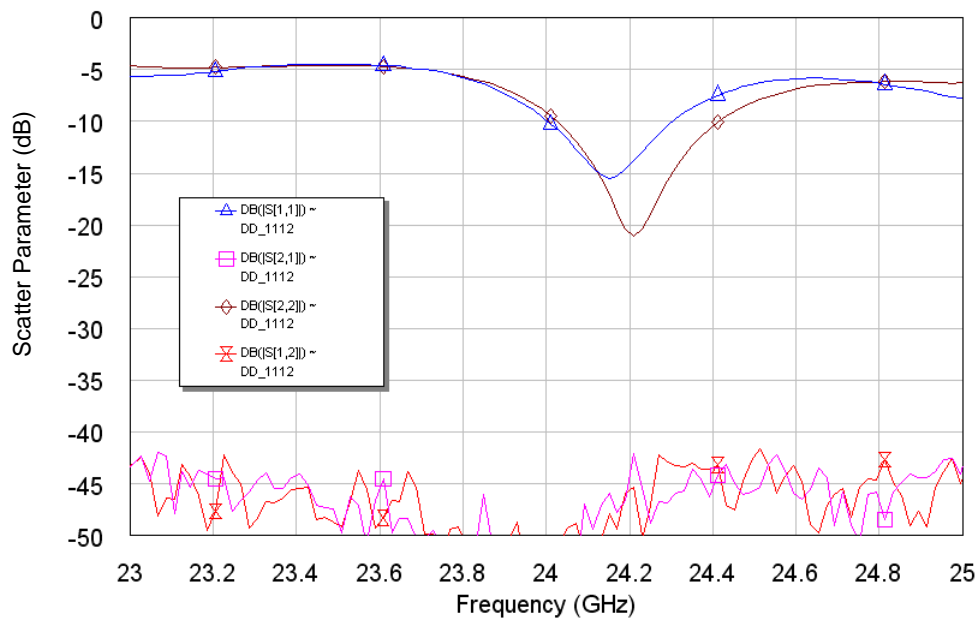


圖 4.12 收發天線加金屬牆之 S 參數圖

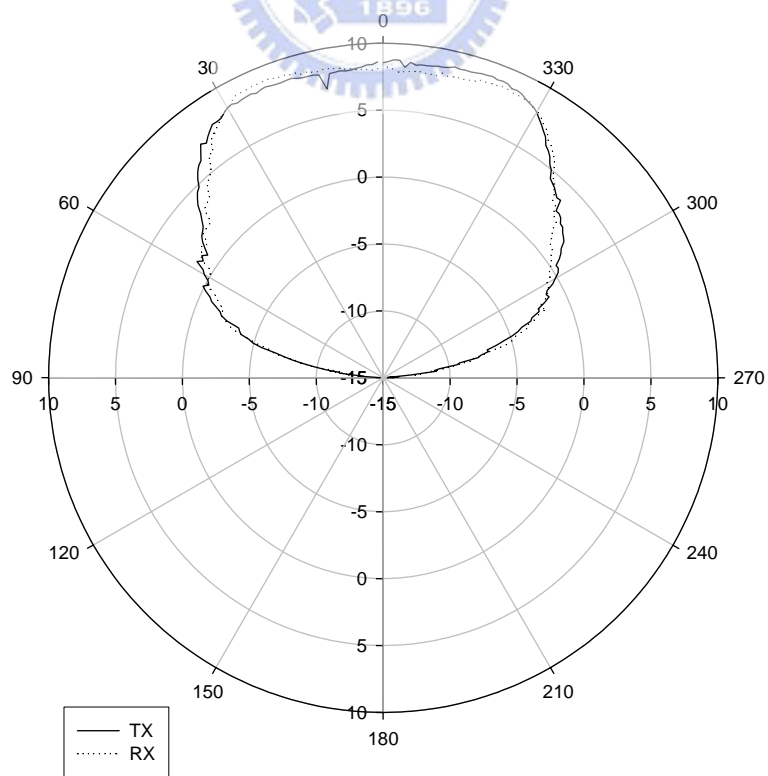


圖 4.13 饋入天線加上金屬牆 H-plane 天線輻射場形

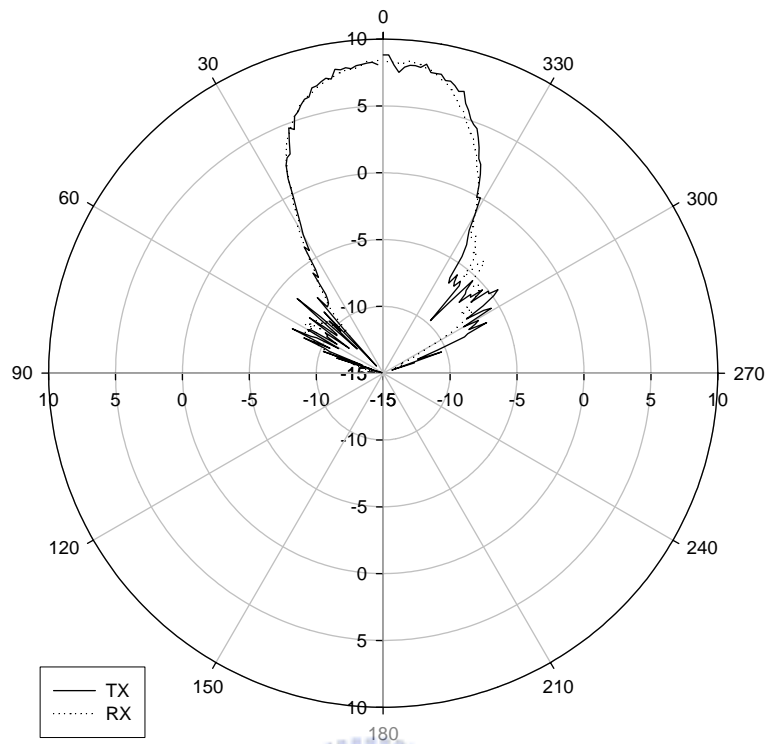


圖 4.14 饋入天線加上金屬牆 H-plane 天線輻射場形

#### 4.2 透鏡天線整合

當加上透鏡之後因為電磁波輻射至透鏡後會有部分能量反射，造成傳送端與接收端之隔離度變差，Type\_2 之透鏡為二次折射，當電磁波時碰到透鏡反射時，並不會原路徑回到點波源，因此所造成的影響較小。Type\_1 之透鏡為一次折射，當電磁波時在第二面時會經原路徑反射，因此 Type\_1 之透鏡所造成的影響較大。

圖 4.16 為接收與傳送天線加上 Type\_1 透鏡時時之 S 參數圖，圖 4.17 為接收與傳送天線加上 Type\_2 透鏡時時之 S 參數圖，可以看出使用 Type\_2 時，對於隔離度影響很小。不過因考量到 Type\_2 透鏡所需的高度較高(Type\_1 所需高度 90mm Type\_1 所需高度 110mm)，因此最後還是選用 Type\_1 透鏡。



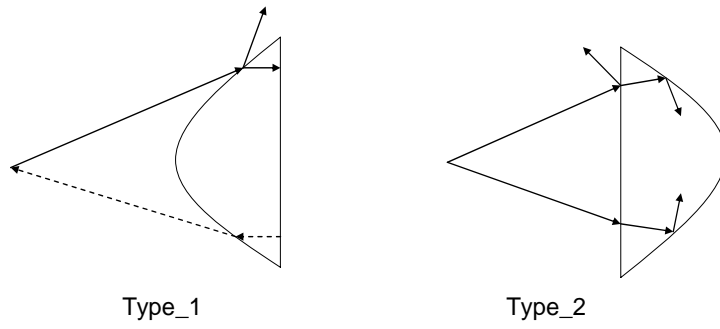


圖 4.15 透鏡種類

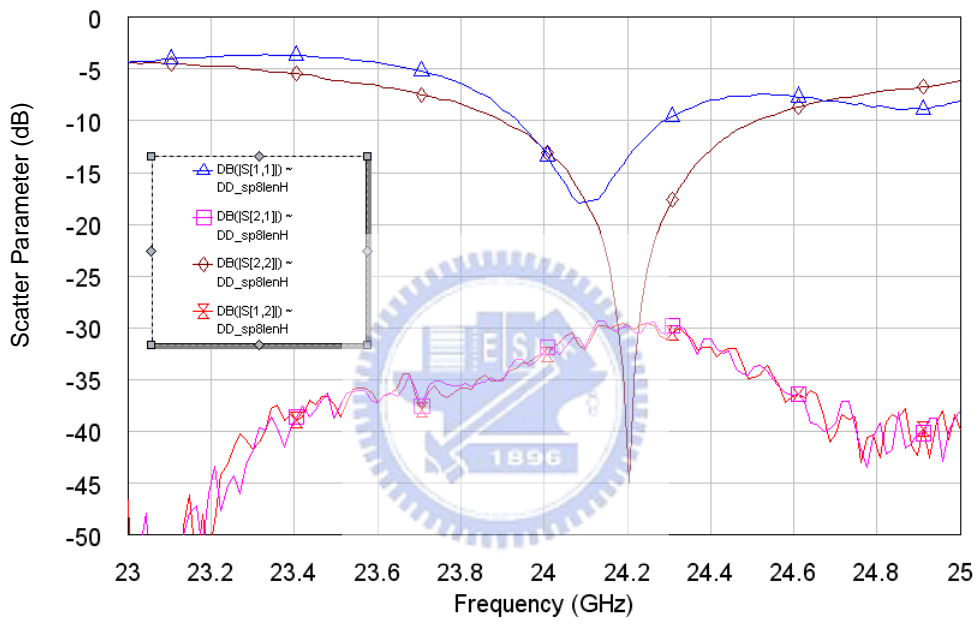


圖 4.16 收發天線加 Type\_1 透鏡之量測 S 參數圖

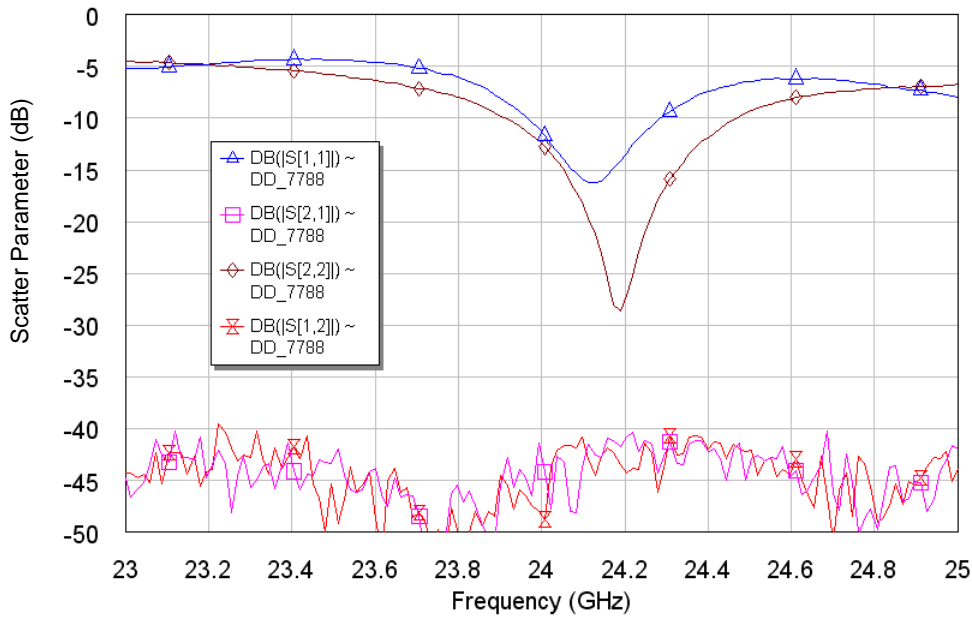


圖 4.17 收發天線加 Type\_2 透鏡之量測 S 參數圖

#### 4.3 傳送與接收天線間距探討

饋入天線與透鏡整合時，討論傳送與接收饋入天線之間距，對於天線輻射場形，及傳送與接收端間隔離度的影響。表 4.1 列出了在 H-plane 上改變傳送與接收饋入天線之間距時，天線場形變化與隔離度關係。因傳送與接收天線像位中心在 H-plane 上並不在中心，傳送與接收天線之 H-plane 輻射場形當間距越大時，傳送與接收天線主波束偏移的角度就越大，3dB 波束寬( $6^\circ \sim 6.5^\circ$ )及旁波帶也有增高的趨勢，而當間距越大時交集天線之 3dB 波束寬有變窄之趨勢。但當傳送與接收距離越遠時，隔離度越好。圖 4.20~圖 4.24 為不同間距時傳送與接收天線之 H-plane(水平切面)輻射場形。圖 4.25~圖 4.29 為交集透鏡天線之 H-plane(水平切面)輻射場形。綜合考量隔離度與天線輻射場形，最後採用之天線間距( $S_p$ )為 4.4mm。而傳送與接收天線經由透鏡輻射後 E-plane 主波束不偏移，因為傳送與接收天線饋入像位中心都在 E-plane 中心，圖 4.30 傳送與接收天線之 E-plane 輻射場形，3dB 波束寬皆為  $10^\circ$ 。圖 4.19 為透鏡天線實體照片。

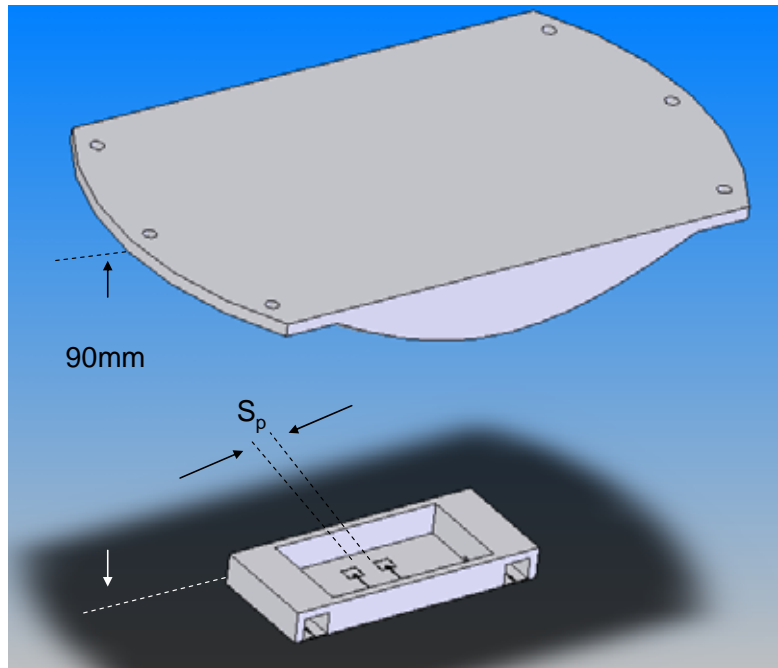


圖 4.18 饋入天線與透鏡整合圖

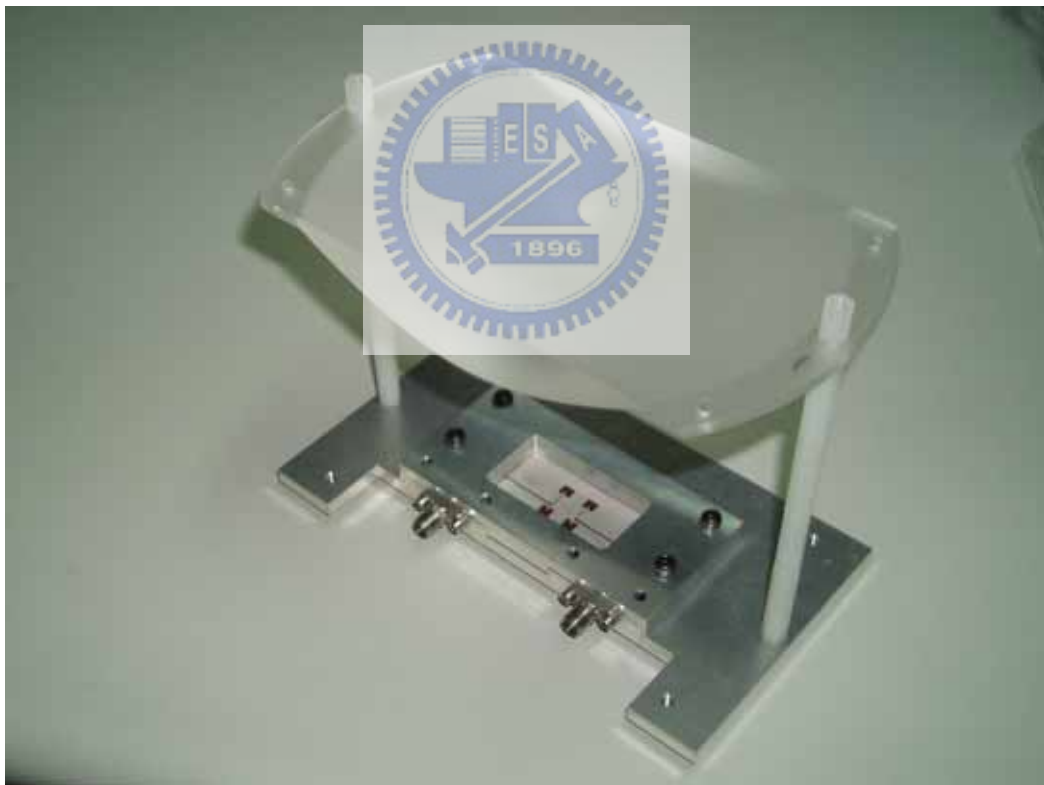


圖 4.19 透鏡天線實體照片

表 4.1 傳送與接收天線間隔影響

Sp(mm)	1.4	2.4	3.4	4.4	5.4
ISOLATION(dB)	-17	-22	-24.5	-30	-29
Antenna(RX) 3dB beamwidth	6°	6°	6.5°	6.5°	6.5°
Antenna(TX) 3dB beamwidth	6°	6°	6.5°	6.6°	6.5°
Antenna(交集) 3dB beamwidth	6°	5.5°	6°	5.5°	5.5°
Antenna(RX) gain(dB)	20.5	20.4	21.5	21.69	20.5
Antenna(TX) gain(dB)	21.14	20.2	21.4	21.72	21.16
Antenna(交集) gain(dB)	20.22	19.4	20.36	20.46	19.1
TX~RX H-plane Beam space	3°	3°	4°	4°	5°

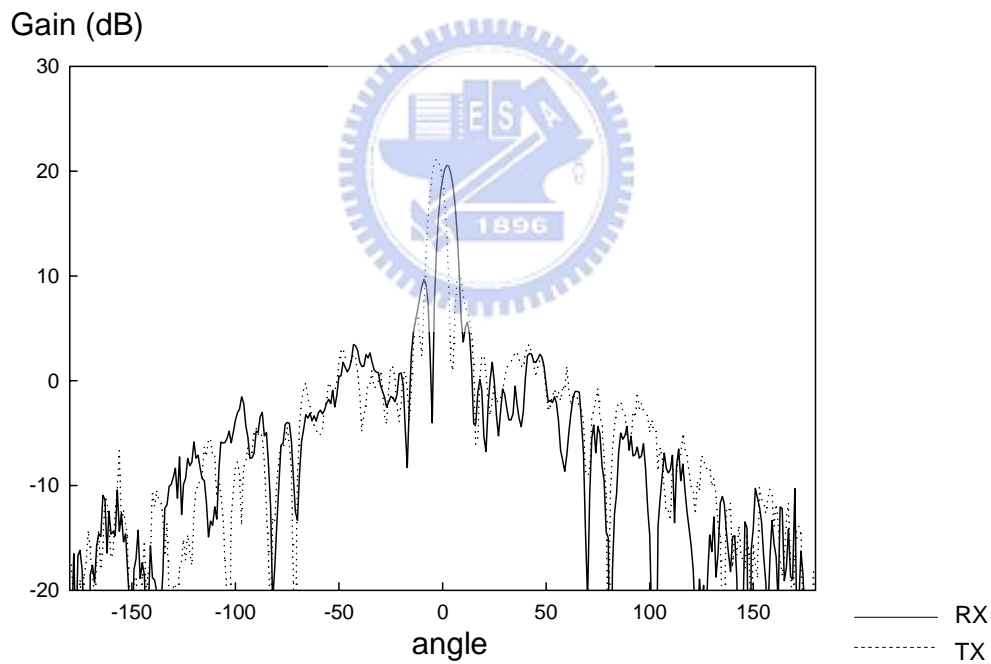


圖 4.20  $S_p=5.4\text{mm}$  之傳送與接收透鏡天線 H-plane 輻射場型

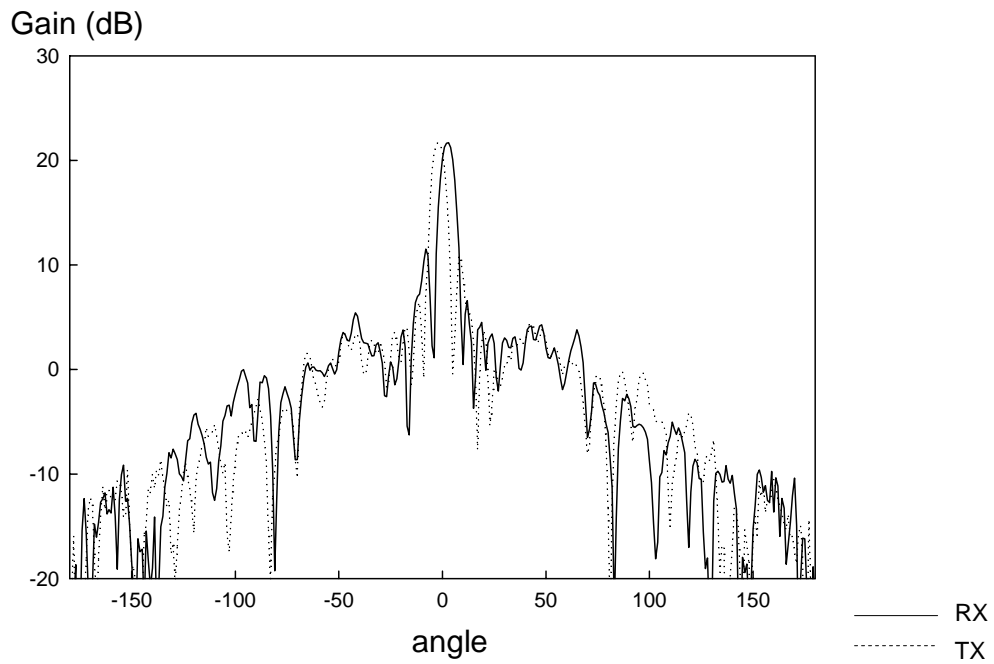


圖 4.21  $S_p=4.4\text{mm}$  之傳送與接收透鏡天線 H-plane 輻射場型

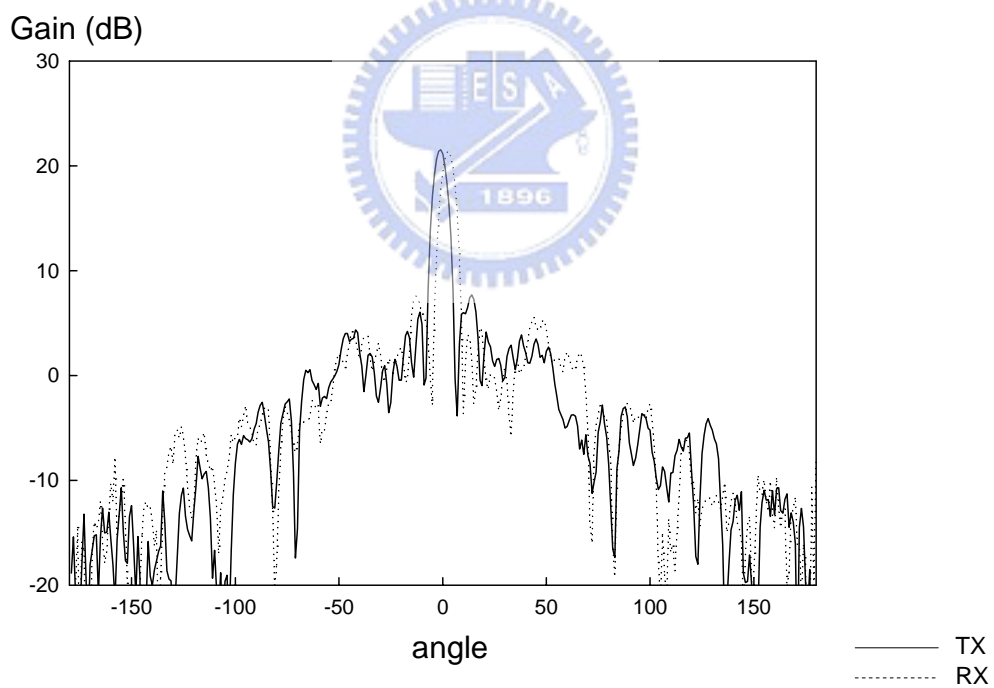


圖 4.22  $S_p=3.4\text{mm}$  之傳送與接收透鏡天線 H-plane 輻射場型

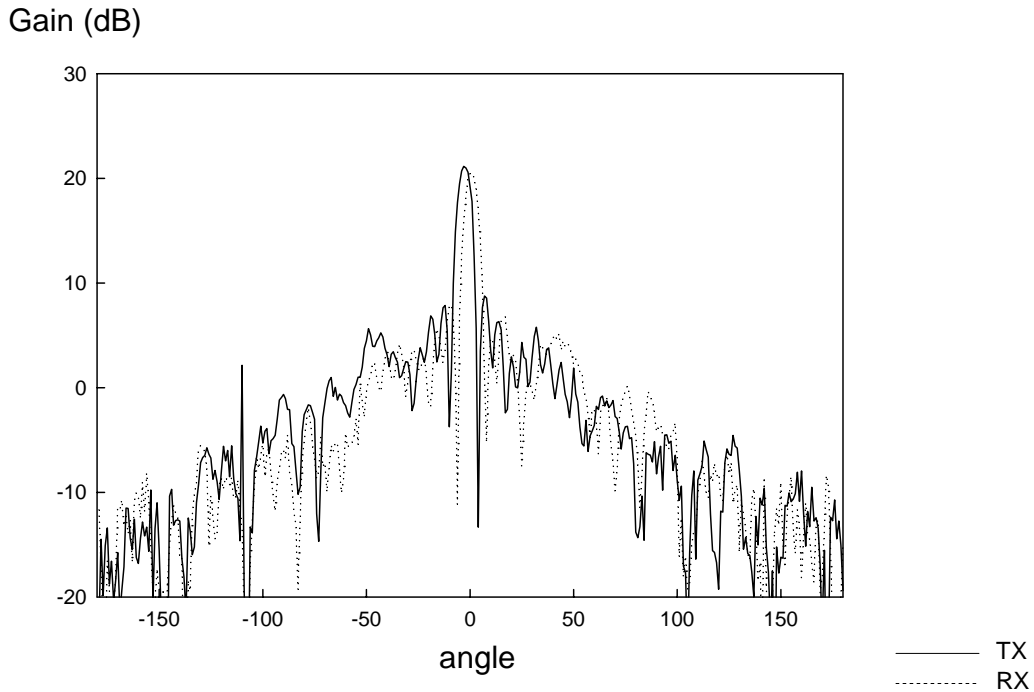


圖 4.23  $S_p=2.4\text{mm}$  之傳送與接收透鏡天線 H-plane 輻射場型

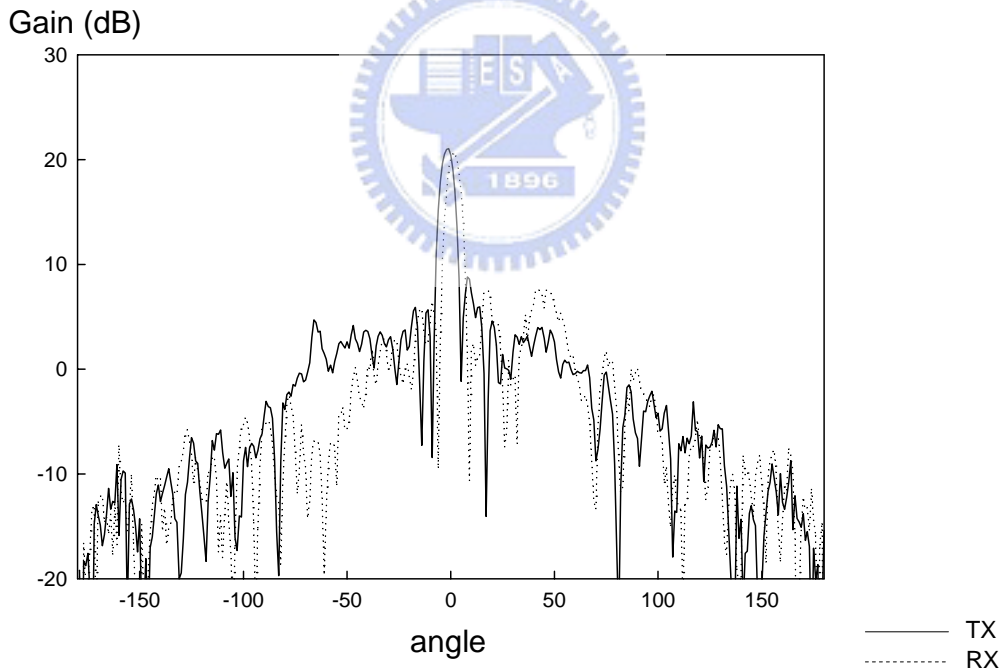


圖 4.24  $S_p=1.4\text{mm}$  之傳送與接收透鏡天線 H-plane 輻射場型

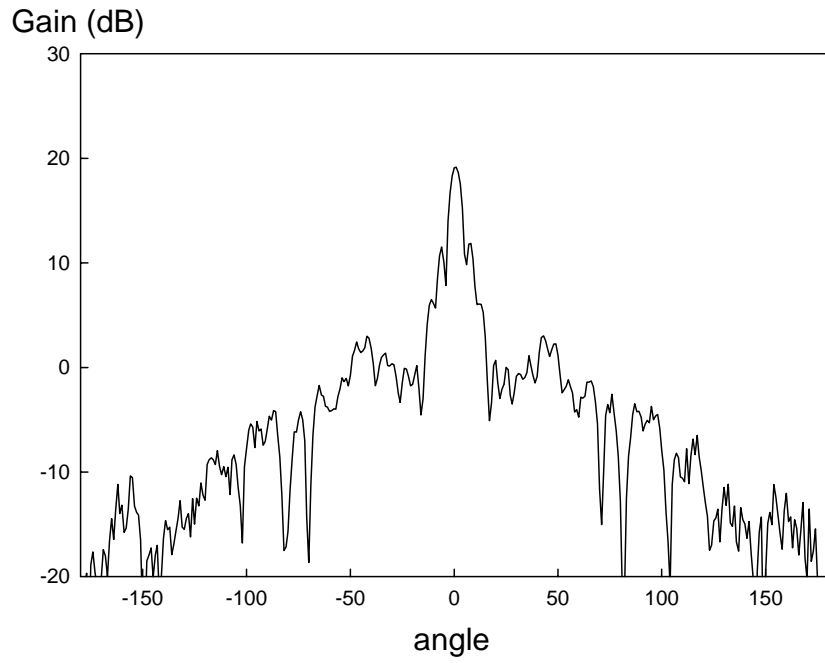


圖 4.25  $S_p=5.4\text{mm}$  之交集透鏡天線 H-plane 輻射場型

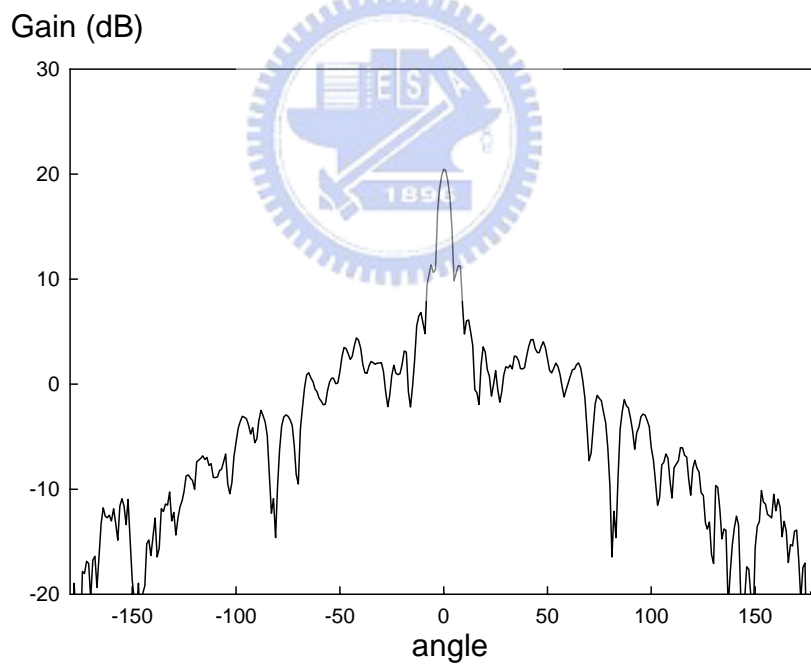


圖 4.26  $S_p=4.4\text{mm}$  之交集透鏡天線 H-plane 輻射場型

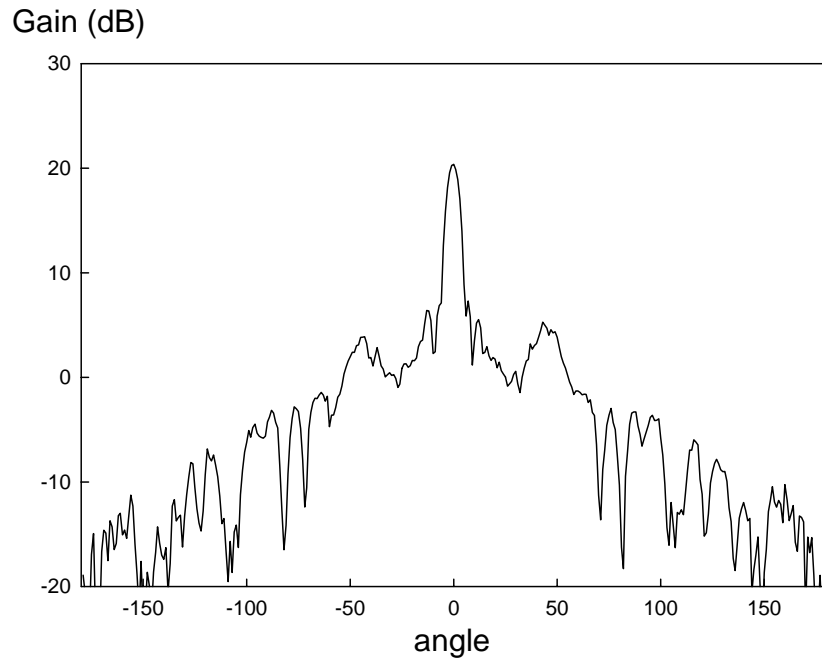


圖 4.27  $S_p=3.4\text{mm}$  之交集透鏡天線 H-plane 輻射場型

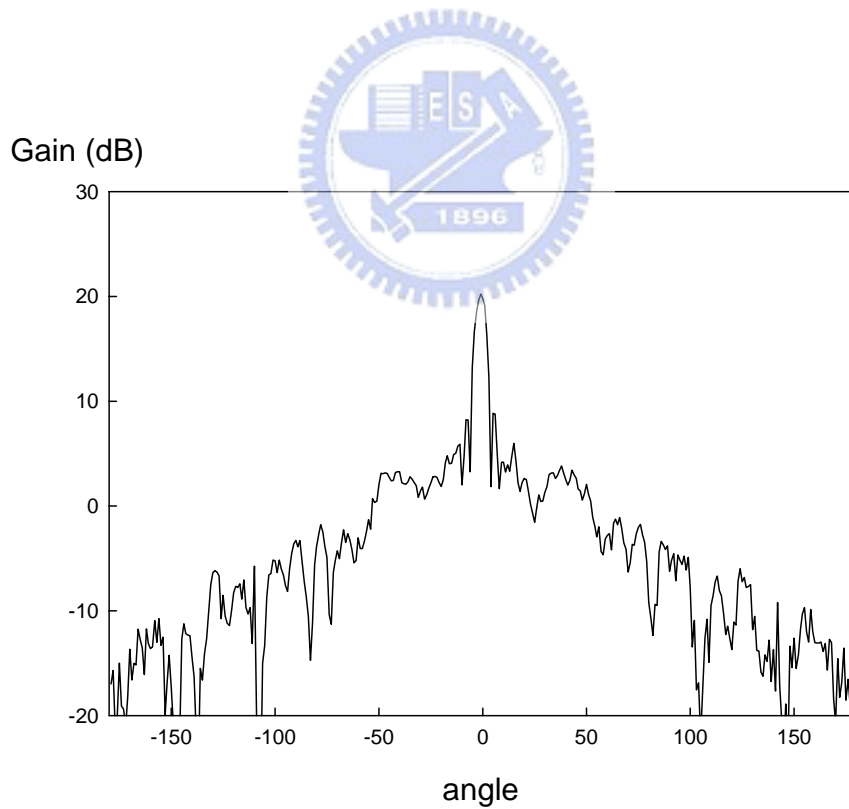


圖 4.28  $S_p=2.4\text{mm}$  之交集透鏡天線 H-plane 輻射場型



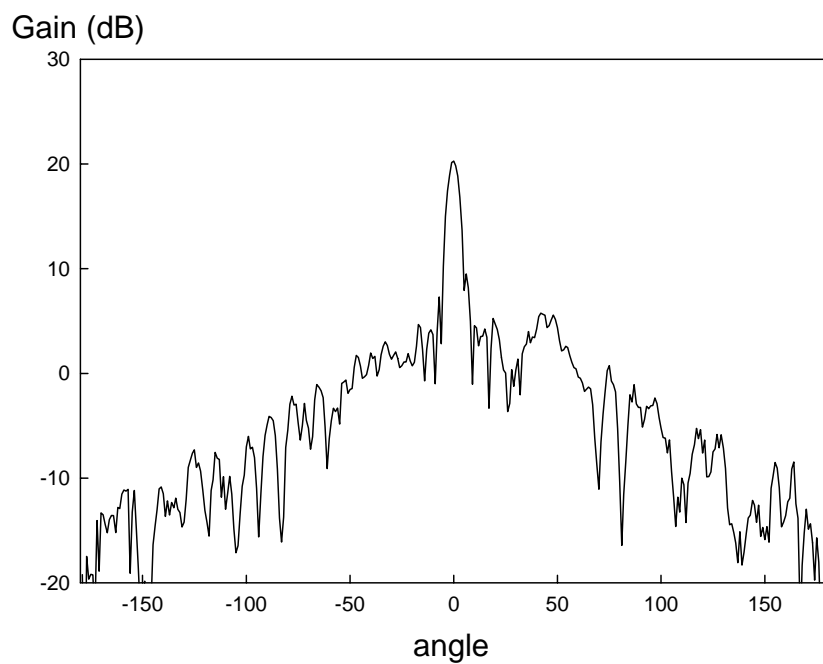


圖 4.29  $S_p=1.4\text{mm}$  之交集透鏡天線 H-plane 輻射場型

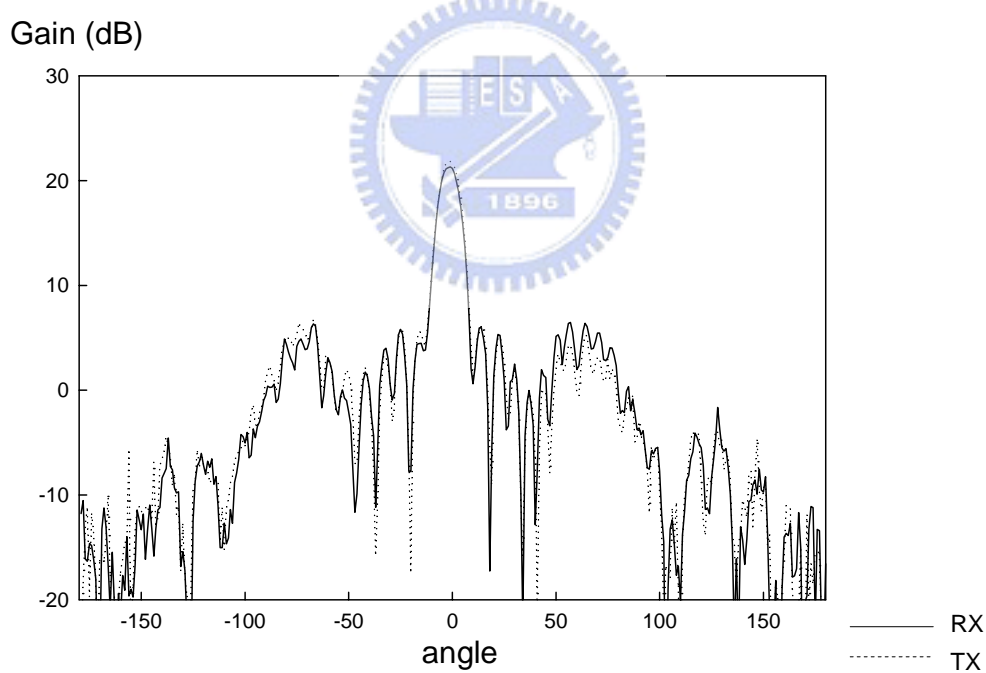


圖 4.30  $S_p=4.4\text{mm}$  之傳送與接收透鏡天線 E-plane 輻射場型

## 第五章 可偵測範圍評估

雷達最遠可偵測距離可以根據雷達方程式(5-1)帶入天線增益  $G$ 、操作頻率波長  $\lambda$ 、系統靈敏度  $P_{\min}$ 、目標物雷達反射面積  $\sigma$  [9] 及使用功率  $P_t$  得知。為了推得雷達可偵測範圍必須算出  $R_{\max}(\theta)$  最遠可偵測距離隨角度之變化。而雷達方程式中，傳送天線輻射場形  $G_t(\theta)$ 、接收天線輻射場形  $G_r(\theta)$  及雷達反射面積  $\sigma(\theta)$  皆為角度之函數，雷達方程式可改寫成(5-2)。已知使用傳送天線輻射場形  $G_t(\theta)$  與接收天線輻射場形  $G_r(\theta)$  只需求得雷達反射面積  $\sigma(\theta)$  對角度的關係，帶入使用功率、頻率波長及系統靈敏度就可得到雷達可偵測範圍。

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\min}} \right]^{1/4} \quad (5-1)$$

$$R(\theta)_{\max} = \left[ \frac{P_t G_r(\theta) G_t(\theta) \sigma(\theta) \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\min}} \right]^{1/4} \quad (5-2)$$

將目標物假定為一般常見小客車(Mazda 3 2.0s)，量測其雷達反射面積  $\sigma(\theta)$  對角度的關係。量測方式為使用本實驗室完成之 24GHz 前視雷達觀察其回波強度反應與角度之關係，求得目標物之雷達反射面積  $\sigma(\theta)$  對角度的關係。因傳送天線直接耦合至接收天線的能量大於傳送天線幅射出打到目標物再反射至接收天線之能量，使用 CW 時只能觀察到傳送天線直接耦合至接收天線的能量，因此雷達系統使用 FMCW 調變波，使用固定速率改變發射波頻率，再比較發射與回波的頻率差值，藉以得到電磁波由發射機到目標物，經過反射折回的時間。便可將打到目標物之回波與傳送端直接耦合進來的能量區隔開。而目標物之距離越遠，回波之頻率越高。



圖 5.1 量測架設



圖 5.2 量測目標物

量測小客車其雷達反射面積 $\sigma(\theta)$ 對角度之關係，車子為左右對稱因此僅量測半個平面，圖 5.3 為量測到之雷達反射面積對角度之關係並將其歸一化。假設雷達使用功率及系統靈敏度在目標物雷達反射面積最大時，最遠可偵測距離為 100M，將傳送天線輻射場形 $G_t(\theta)$ 、接收天線輻射場形 $G_r(\theta)$ 及雷達反射面積 $\sigma(\theta)$ 帶入(5-2)便可求得 $R_{\max}(\theta)$ 最遠可偵測距離隨角度之變化，推得雷達可偵測範圍。圖 5.4 為帶入 $S_p=4.4\text{mm}$ 之透鏡天線 H-plane 輻射場形算出最遠可偵測距離隨角度之變化，圖 5.5 為帶入 $S_p=4.4\text{mm}$ 之透鏡天線 H-plane 輻射場形算出之雷達可偵測範圍。偵測距離 40m~100m 時，偵測寬度為 $\pm 2\text{m}$ 約為一個車道寬，而偵測距離 0m~40m 時，偵測寬度約為 $\pm 3\text{m}$ 約為一個半車道寬。

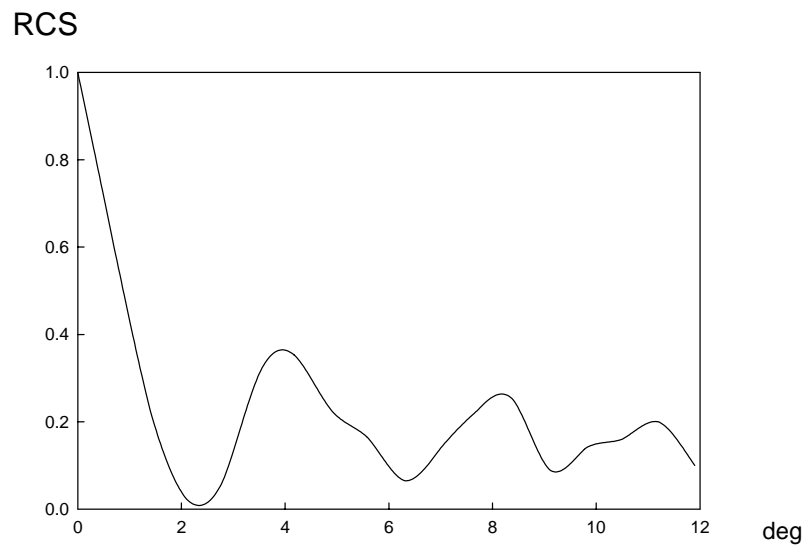


圖 5.3 雷達反射面積  $\sigma(\theta)$

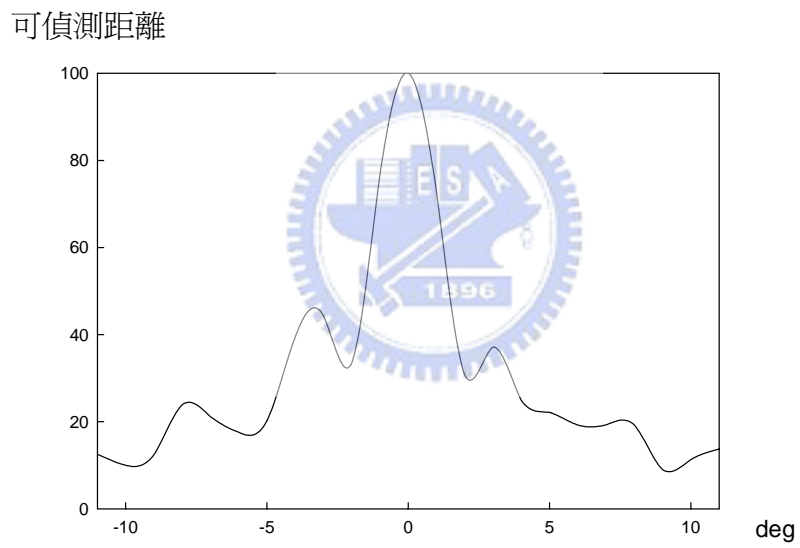


圖 5.4 最遠可偵測距離  $R_{\max}(\theta)$

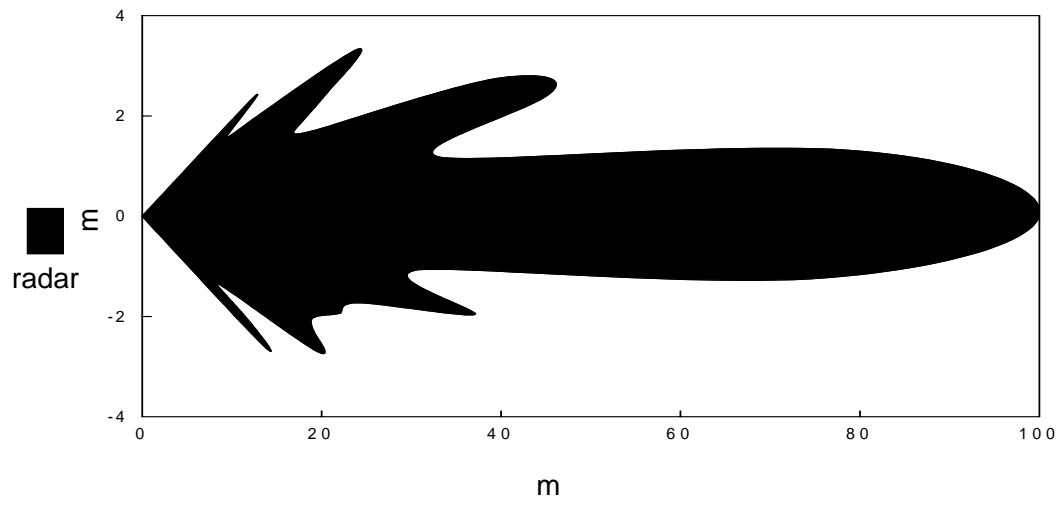


圖 5.5 雷達可偵測範圍



## 第六章 結論

本論文中設計一個可以應用在 24GHz 前視防撞警示雷達之透鏡收發交集天線，操作頻段為(24.025GHz~24.225GHz)，可以讓收發饋入天線使用相同透鏡輻射，並且不需使用混波器，造成 6dB 能量損耗，接收之能量直接進入 LNA，可以有效提升雷達系統靈敏度。最後完成之傳送與接收交集之天線增益 20.49dBi，水平切面(H-plane)3dB 波束寬為  $5.5^\circ$ ，傳送天線增益 21.72dBi 接收天線增益 21.69dBi 水平切面(H-plane)3dB 波束寬為  $6.5^\circ$ ，垂直切面(E-plane) 3dB 波束寬為  $10^\circ$ ，傳送與接收端之隔離度為 30dB。



## 參考文獻

- [1] David M. Pozar, "Microwave Engineering," 3<sup>rd</sup>, John Wiley, New York, ch7, 2003
- [2] W. L. Stutzm and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design," 2<sup>nd</sup>, John Wiley, New York, 1998
- [3] C. Wang, R. Qian, M. H. Yang, Y. Sun, J. Z. Gu, and X. W. Sun "A Low Cost 24-GHz FMCW Radar for Automobile Application," European Radar conference pp.359 - 362 Paris, France Oct. 2005
- [4] L. Roselli, F. Alimenti, M. Comez, V. Palazzari, F. Placentino, N. Porzi, and A. Scarponi "A Cost Driven 24GHz Doppler Radar Sensor Development for Automotive Applications." European Microwave Conference, Volume 3. Paris, France Oct. 2005
- [5] John D. Kraus, "Antenna," 2<sup>nd</sup>, McGraw Hill, New York, 1988.
- [6] Y. T. Lo and S. W. Lee, "Antenna Handbook," Van Nostrand Reinhold, New York, 1988
- [7] C. Y. Kim, J. G. Kim, J. H. Oum, J. R. Yang, D. K. Kim, J. H. Choi, S. W. Kwon, S. H. Jeon, and J. W. Park "Tx Leakage Cancellers for 24 GHz and 77 GHz Vehicular Radar Applications." IEEE MTT-S International, pp: 1402 - 1405, San Francisco, USA, June 2006
- [8] S. G. Kim, H. Kim, Y. Lee, I. S. Kho ,and J. G. Yook "5.8 GHz Vital Signal Sensing Doppler radar using Isolation-improved Branch-line Coupler," European Radar conference ,pp:249 – 252 Manchester, UK, Sept. 2006
- [9] T.J Hestilow, "Simple Formulas for the Calculation of the Average Physical Optics RCS of a Cylinder and a Flat Plate Over a Symmetric Window Around Broadside," IEEE Antennas & Propagation Magazine, Volume 42 pp: 48 – 52, Oct. 2000
- [10] J. G. Kim, S. Ko, S. Jeon, J. W. Park ,and S. Hong "Balanced topology to cancel Tx leakage in CW radar," IEEE Microwave and Wireless Components

Letters ,Volume 14 pp: 443 – 445, Sept. 2004

[11] C. Morhart, M.O. Olbrich, and Biebl, E.M “High gain crank line antenna for 24 GHz,” European Radar conference, pp: 201 – 204 Paris, France Oct. 2005

[12] Secmen, M., Demir, S. and Hizal, A. “Dual-polarised T/R antenna system suitable for FMCW altimeter radar applications” IEE Proceedings, Microwaves, Antennas and Propagation , Volume 153 pp: 407 – 412, Oct. 2006

[13]T. Binzer, M. Klar, and Gross, V. “Development of 77 GHz Radar Lens Antennas for Automotive Applications Based on Given Requirements,” ITG Conference, pp: 205 – 209, Germany, Munich, March 2007

[14] Taguchi, M., Uchiumi, K., Shimoda, H. ,and Tanaka, K.; “Analysis of arbitrarily shaped dielectric lens antenna by ray tracing method,” Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume 3B pp: 151 – 154, Los Angeles, USA, July 2005

[15] A.V. Boriskin, S.V. Boriskina, G. Godi, R. Sauleau, and A.I. Nosich; “Small hemi elliptic dielectric lens antenna analysis boundary integral equations vs. GO and PO,” European Microwave Conference, Volume 1, Paris, France, Oct. 2005