

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

Ku 頻段雙圓極化天線陣列之研究

Development of Ku-band Dual Circular Polarization

Antenna Arrays



研究生：蘇劭軒

指導教授：鍾世忠 教授

中華民國九十七年六月

Ku 頻段雙圓極化陣列天線之研究

Development of Ku-band Dual Circular Polarization  
Antenna Arrays

研究生：蘇劭軒                      Student：Shao-Hsuan Su

指導教授：鍾世忠                  Advisor：Shyh-Jong Chung

國立交通大學

電信工程研究系



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月

Ku 頻段雙圓極化天線陣列之研究

研究生：蘇劭軒

指導教授：鍾世忠

國立交通大學 電信工程研究所

### 摘要

本論文主要討論 Ku 頻段左右圓極化天線陣列，應用在衛星電視通訊上，傳統的衛星天線在尺寸以及外觀很不實用，只能應用在固定式的場所，現在的車用通訊系統很發達，我們想把衛星電視應用在行車系統，所以我們需要適合的天線在尺寸以及外觀都能符合車子的需求，所以我們才會設計這種天線。我們由原先設計的單饋入傳輸線左右圓極化陣列天線，其需要兩組接收射頻電路，因為左圓極化跟右圓極化的饋入點太遠了所以沒辦法接在同一組射頻電路上，這是單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列的缺點，為了解決這個缺點，因此雙饋入傳輸線左右圓極化天線陣列，如此一來就可以共用一組射頻電路，然後採用開關設計，就可以同時接收左右圓極化在一個射頻電路下完成，不過在設計採用雙饋入傳輸線左右圓極化天線陣列，遇到了圓極化不良的問題，一般來說好的圓極化天線，圓極化比最好要有 3dB 以下，所以我們設計了耦合器，可以改善圓極化比的問題，在之後的章節裡，我們會對所設計的天線，做詳細的討論

# Development of Ku-band Dual Circular Polarization Antenna Arrays

Student: Shao-Hsuan Su

Adivisor: Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

In this thesis, a satellite array antenna which operated at 12.2~12.7GHz has been developed. We design left-hand and right-hand circular polarization antenna arrays with single feed line. The disadvantage of this antenna is that the feeds of left-hand and right-hand circular polarization are too far, then the system needs two receivers. We have to use two RF-modules for receivers. Two receivers should be combined, so we improve this design. We use left-hand and right-hand circular polarization antenna arrays with dual feed line. Although receivers are combined, the antenna's axis ratio is larger than 3 dB. The reason is that the power will couple from one microstrip line to the other one. In order to improve antenna's axis ratio, we have to decouple the power.

We will discuss the antenna's structure, theory and how to decouple the power in this thesis.

中文摘要

英文摘要

目錄

圖目錄



# 目錄

第一章 背景與動機	
1.1 背景	1
1.2 導論	5
第二章 天線設計原理	
2.1 天線基本設計	7
2.3 圓極化天線探討	9
2.3 天線陣列探討	12
第三章 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列	
3.1 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列	16
3.2 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列之應用	25
第四章 雙饋入傳輸線左右圓極化天線陣列	
4.1 雙饋入傳輸線左右圓極化天線陣列	28
4.2 去耦合雙饋入線左右圓極化天線陣列	33
第五章	
5.1 結論	45
參考文獻	46

# 圖目錄

圖 1-1 傳統反射式天線.....	1
圖 1-2 衛星接收示意圖.....	1
圖 1-2.1 圓極化示意圖.....	2
圖 1-3 圓極化天線.....	3
圖 1-4 波導饋入轉傳輸線.....	3
圖 1-5 分波器.....	5
圖 2.2-1 圓極化場型.....	9
圖 2.2-2 圓極化天線.....	10
圖 2.2-3 孔隙天線.....	11
圖 2.2-4 圓極化比.....	11
圖 2.3-1 陣列天線.....	12
圖 2.3-2 威爾京生分波器.....	13
圖 2.3-3 金屬波導.....	13
圖 2.3-4 天線陣列示意圖.....	14



圖 2.3-5 輻射場型.....	15
圖 3.1-1 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列示意.....	17
圖 3.1-2 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列參數比較.....	18
圖 3.1-3 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列參數比較.....	18
圖 3.1-4 16 個單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列示意.....	19
圖 3.1-5 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列 S 參數較.....	19
圖 3.1-6 array 能量分佈.....	21
圖 3.1-7 能量圖表.....	21
圖 3.1-8 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列輻射場型.....	22
圖 3.1-9 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列示意.....	22
圖 3.1-10 12.2G 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列輻射場型.....	23
圖 3.1-11 12.5G 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列輻射場型.....	24
圖 3.1-12 12.7G 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列輻射場型.....	24
圖 3.2-1 16 個單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列實做圖.....	25
圖 3.2-2 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列之應用 .....	26
圖 3.2-3 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列輻射場型.....	27
圖 3.2-4 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列之應用實做圖.....	27

圖 4.1-1 雙饋入傳輸線左右圓極化天線陣列示意·····	29
圖 4.1-2 雙餽入傳輸線左右圓極化天線陣列陣列示意·····	30
圖 4.1-3 12.5G 8 個雙饋入傳輸線左右圓極化天線陣列模擬輻射場型·····	31
圖 4.1-4 12..2G 16 個雙餽入傳輸線左右圓極化天線陣列模擬輻射場型·····	31
圖 4.1-5 12.5G 16 個雙餽入傳輸線左右圓極化天線陣列模擬輻射場型·····	32
圖 4.1-6 12.7G 16 個雙餽入傳輸線左右圓極化天線陣列模擬輻射場型·····	32
圖 4.2-1 平行耦合濾波器·····	33
圖 4.2-2 去耦合雙饋入線左右圓極化天線陣列示意·····	34
圖 4.2-3 去耦合雙饋入線左右圓極化天線陣列 S 參數·····	35
圖 4.2-4 電流分佈圖·····	36
圖 4.2-5 電流方向 ·····	36
圖 4.2-6 能量走向 ·····	37
圖 4.2-7 去耦合雙餽入線左右圓極化天線陣列公式推導·····	38
圖 4.2-8 公式推導場型 ·····	39
圖 4.2-9 模擬場型 ·····	39
圖 4.2-10 12.2G 16 個去耦合雙餽入線左右圓極化天線陣列. ·····	40
圖 4.2-11 12.5G 16 個去耦合雙餽入線左右圓極化陣列天線. ·····	41

圖 4.2-12 12.7G 16 個去耦合雙饋入線左右圓極化天線陣列 ..... 41

圖 4.2-13 12.5G 16 個單饋入線左右圓極化天線陣列圓極化比..... 43

圖 4.2-14 12.5G 16 個雙饋入線左右圓極化天線陣列圓極化比..... 43

圖 4.2-15 12.5G 16 個去耦合雙饋入線左右圓極化天線陣列圓極化比..... 44

圖 4.2-16 12.5G 16 個左右圓極化天線陣列實做圖.....44

## 表目錄

圖 4.2-1 增益比較表.....42



# 第一章 背景與動機

## 背景

本論文主要針對 Ku 頻段所應用的天線做一系列的設計討論, Ku-Band 主要操作在 12.2~12.7G, 其應用於數位衛星電視頻道, 數位衛星電視在美國很普及. 家裡幾乎都會安裝數位衛星電視接收器, 如圖 1-1 所示[9], 此為傳統的天線, 為固定式的反射天線. 天線會佔用到比較大的面積, 不易安裝, 對於整個房子會是一個突兀的裝置, 不過通常都是裝設在屋頂, 較高不會有障礙的地方以防干擾到接收, 但是這種反射式天線的效能很容易受到天氣的影響. 下雨或者下雪刮風都會影響到它的接收



圖 1-1

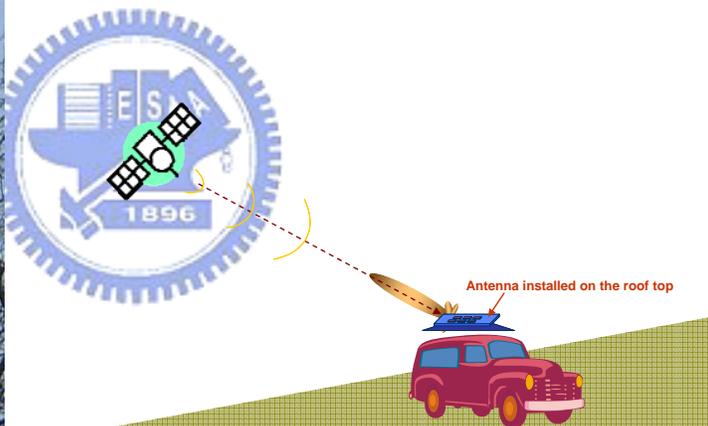


圖 1-2

本論文是想把數位衛星電視頻道應用到車用系統上, 現在的車用系統整合十分普及, 相信把此系統服務帶到車用系統上不是難事, 只是不能再採用一般的反射式天線, 我們必須研究出體積更小, 重量更輕, 形狀比較適合車子的天線, 這樣普及率以實用性才會大增, Ku 頻段所需要的天線標準很高, 因為是衛星通訊所以距離且雜訊會很高, 所以天線一定是高增益天線, 且需要是圓極化天線, 才能減低雜訊接收, 另外在這個頻帶很窄所以我們必須在同一頻率下在分為左右圓極化接收, 如此一來, 我們的頻帶等於多了一倍對於整個通訊系統是一大改進, 另外值得一提的是, 在車用系統上,

車子是隨著緯度上而改變,另外在坡度上也會有不同的角度,所以一般的天線沒有辦法有增益高,旁波束又很寬的特性.因為這兩個特性是互相矛盾的,既然需要高增益天線,又要圓極化特性,所以我們採用雙圓極化天線陣列,而至於天線陣列的波束寬都很窄,為了解決這個上面的缺失,我們才在陣列天線後端加移相器 (Phase Shifter) 如圖 1-2 所示,那麼我們就可以對天空做掃瞄的動作.然後在接上低雜訊放大器 (Low Noise Amplifier) 以增加整個系統的增益.

對於圓極化天線來說,天線必須能產生兩個正交方向的電場且相位差 90 度,可以達成的結構有很多種,以最常見的單一天線傳輸線饋入金屬面 (Patch),如圖 1-2.1 所示[8],只要在金屬面上造成不對稱的切角或者裝上開關控制,很容易可以達到圓極化的效果(下圖為圓極化比,虛線為單一天線,實線為右圖兩個天線).但是若要串然饋入,那麼在設計上可能就沒那麼簡單,若要同時產生兩個極化,那麼開關可能要用上很多個,對於成本以及設計上是個不好的選擇.

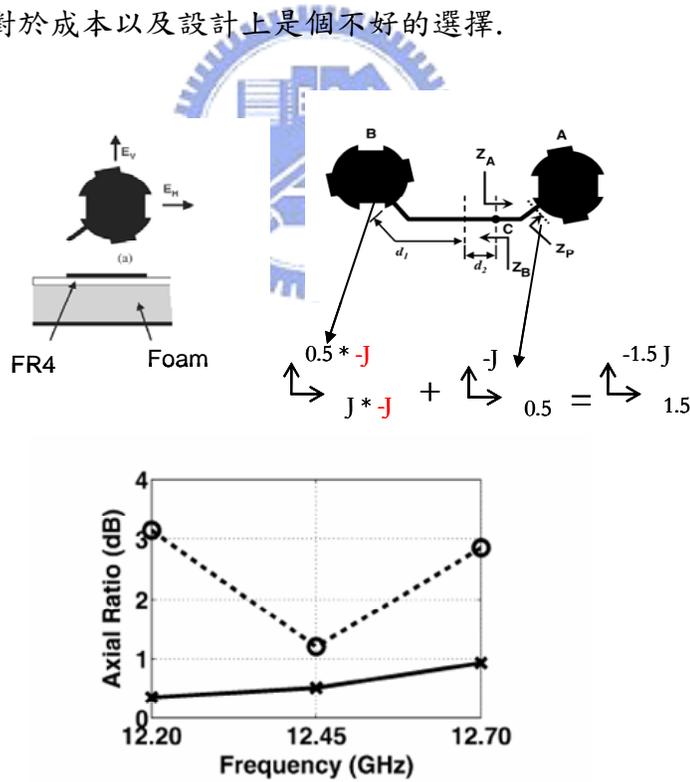


圖 1-2.1

如圖 1-3 所示此為雙圓極化孔隙天線[10],此天線的優點是由不同的饋入點可

以接收到兩個不同極化的訊號這樣對於我們的需求是符合的,而且對串連陣列來說,漏波天線(Leaky Wave Antenna)是比較好的設計,只要設計單一天線所輻射掉的能量就能把整串陣列能量給控制好.所以我們的單一天線是由這個架構來改良的.

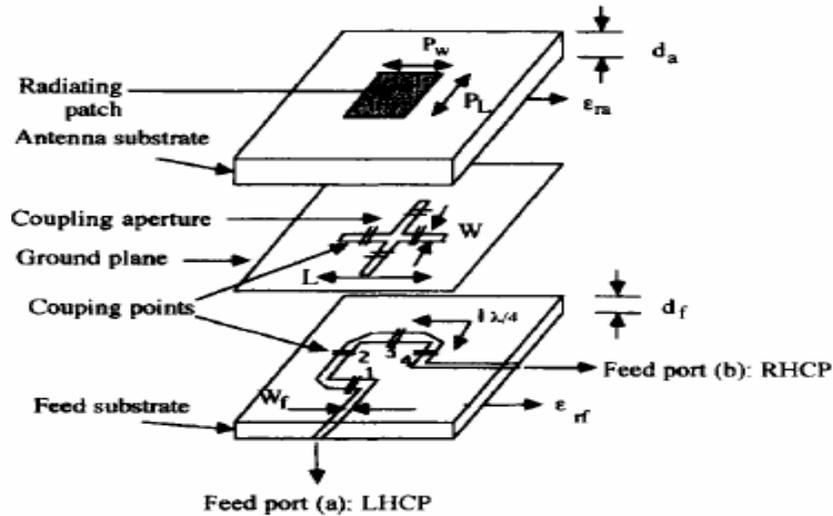
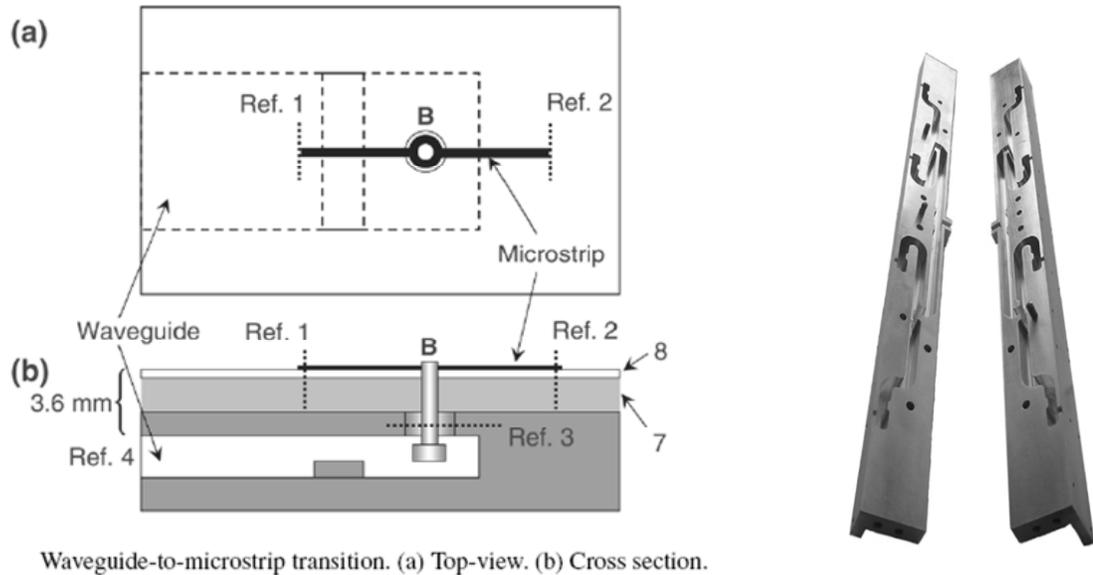


圖 1-3

決定了天線的類型,我們接下來就要決定饋入時的饋入方式,平面式衛星陣列天線.其饋入方式大體上有分為兩種:一為波導饋入,如圖 1-4 所示金屬波導饋入 [7][8]的優點為效率很高,因為其電磁波在傳遞時是在真空中傳遞,不會有介質上的損失.可以確保能量不會因為其他因素而降低,影響到天線的增益,最後再由波導轉傳輸線饋入給天線.但是金屬波導的缺點為體積比較大,重量較重所以金屬波導比較不適合放在車用系統上.



Waveguide-to-microstrip transition. (a) Top-view. (b) Cross section.

” 圖 1-4

另一種饋入方式為傳輸線饋入，如圖 1-5 所示[11]，其天線陣列是直接由一分三分波器直接饋入給每個天線，此種方法有著不佔空間，體積很小重量很輕，以及拆裝方便，更重要的是他可以很平貼的貼裝置車子的屋頂上，對於車用系統是很好的選擇。但其缺點為傳輸的效率不夠好。因為電磁波在傳遞時會經過介質，介質會有損耗，所以其傳輸效率不好，進而影響到天線輻射能量的多寡，這樣會造成天線增益的損失這是傳輸線饋入的缺點，為了彌補此缺點，我們可以在後端電路加上低雜訊放大器 (LNA)。這樣才可以彌補回能量在傳輸線上所造成損失。

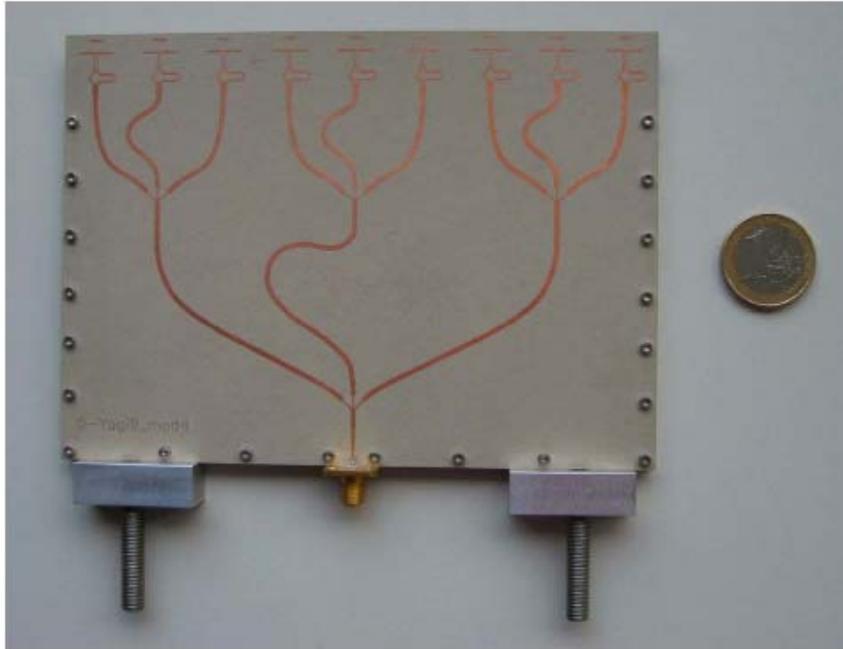


圖 1-5

對於別人所的研究我們已經有相當的認識從單一個天線的設計以及如何設計天線陣列以及天線陣列的饋入方式, 能量如何分配, 我們都有一定的涉獵所以在接下來的章節. 將會討論天線之特性. 包括天線的類型, 極化, 天線增益大小, 以及天線陣列的影響. 所以我們必須要研發另一種平面式天線具有容易安裝, 穩定且要體積小容易安裝於車子上. 才能把整個通訊系統能夠裝置在車子上. 現在的车子通訊系統越來越趨近於多元化. 所以把衛星天線這個系統應用在车子是十分可行的. 在後面的章節裡. 我們會做一系列對於此天線的討論以及研究

## 導論

在本篇論文中第二章主要說明圓極化天線以及 Aperture couple patch antenna 之相關介紹以及原理. 後半部將會介紹陣列因素. 在三, 四章將會結合 patch antenna 以及圓極化耦合天線的基本原理來製作成圓極化高增益之陣列天線

第三章第一節主要介紹雙餽入耦合陣列天線來實現左圓極化以及右圓極化兩種極化之天線並在兩端個別接上發射器,即可完成一個接收模組,量測本天線用 SMA 接頭餽入,能量再由傳輸線將能量分別由孔隙饋入給每個 patch antenna 所以其每個 element 的相位以及大小都為影響到 array antenna 因此我們用 HFSS 模擬了一個 patch antenna 來探討傳輸線的損耗以及耦合量的大小並且由模擬及實際量測可以知道 其圓極化比以及 S-parameter and radiation pattern

第三章第二節將會討論把我們設計的 array antenna 利用 Power divider 來將每一個 sub-array 結合起來.雖然走線會有增加其損耗.但是大致上來說.整體的增益還是提升的.實做成果將會在後文中提及

第四章主要是針對第三章的天線做進一步的改良之前的雙餽入天線需要發射兩組,因此我們設計了一支四餽入的天線使得左右圓極化可以在同一邊(另兩個 port 接 50 歐姆 termination),再採用 switch 切換即可讓接收機共用一組即可我們也使用了 HFSS 做模擬,但是由於設計上變為兩條傳輸線,所以會經由孔隙傳遞能量給另一條傳輸線,造成些許的耦合量,這些耦合量會使的圓極化不好以及垂直主波束以及水平主波束的 main beam 沒有落在同一個角度上,間接的也會影響到 gain 由以下的圖可以發現在操作頻帶 radiation pattern 的 main beam 都岔開以及兩個極化的大小也不一致,由 S-parameter 可以看出少量的能量耦合到另一條穿傳輸線,所以我們把 S-parameter 擷取出來,把它計算其 array factor 是否與量測結果一致 本章後半段主要是討論如何把兩個極化的 main beam 結合起來,我們才用在傳輸線與傳輸線之間放入耦合器可以讓它可以抵銷由孔隙之耦合量如此一來在操作頻帶裡,圓極化比會變好,同時對於 gain 也會有一定的增加,在第四章中我們會對這一部份作詳細的數值分析以及精確的模擬以及量測

在第五章中,我們會對我們做的一系列的的天線做一個簡短的結論.以及未來的展望.

## 第二章

本章中將會提及一些基本的天線架構, 以及會在後面應用到的原理都會在這一章中作詳細的討論

### 2.1 天線基本設計

在無線通訊系統裡, 天線扮演傳送與接收電磁能量的角色, 其主要功能有二: 一是作為組抗轉換裝置用以匹配傳輸線自由空間 (free space), 使電磁能量能達到最有效的傳遞. 其次是可以將能量集中, 導引到所需的方向, 同時壓制其他方向的發射量到最低以獲得最大的增益或傳播距離, 並減少不必要的干擾與被干擾的機會, 滿足各種不同的應用

一般天線的物理特性如天線的尺寸, 長度, 形狀等這些物理特性都會影響到天線的場型 (Radiation pattern) 波束寬 (Beam width) 極化 (Polarization), 駐波比 (SWR), 回復損失 (Return loss) 與增益 (Gain). 所以面對不同需求, 所需設計的天線也大不相同.

當一個天線在發射或接收的時候, 整個球面所角度功率都一樣大的時候, 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 0 dB, 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, 定義  $U(\theta, \phi)$  為輻射強度 (2.1-1).  $U_{ave}$  為平均輻射強度 (2.1-2). 天線指向性即為 (2.1-3). 而天線增益 (Gain)  $G = e_r D$ ,  $e_r$  代表效率, 效率介於 0 與 1 之間, 代表天線本身的損失如傳輸線介質的損耗. 由天線增益即可看出這支天線的效率是高或是低

$$U_{ave} = \frac{1}{4\pi} \iint U(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.1-1)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \text{Re}(E \times H^*) r^2 \hat{r} \quad (2.1-2)$$

$$D = \frac{U_m}{U_{ave}} \quad (2.1-3)$$



## 2.1-1 圓極化天線探討

圓極化天線對於衛星天線的應用是很重要的應用. 可以確保訊號一定可以收到. 不會受到極化的影響. 另一個優點是可以減少很多雜訊的接收. 因為在衛星應用上, 傳輸的距離很遠, 所以我們要盡量避免雜訊的接收. 如圖 2.2-1 所示其天線所輻射出的電場有水平或垂直的電場. 稱之為線性極化. 若要產生圓極化則必須同時具備水平以及垂直極化電場大小相同. 相位差可以領先(或落後)90 度(degree). 如圖所示若為圓極化天線其電場會繞著 Z 軸在 X-Y 平面上旋轉, (2.2-1)

$$\bar{E} = V_o E(\theta, \phi)(a_x + a_y e^{i\theta}), \theta = \frac{\pi}{2} \text{ 即為左圓極化, } \theta = -\frac{\pi}{2} \text{ 即為右圓極化. 圓極化的算法}$$

為  $AR = 20 \log\left(\frac{a_x}{a_y}\right)$  ( $a_x > a_y$ ) 或者  $AR = 20 \log\left(\frac{a_y}{a_x}\right)$  ( $a_y > a_x$ ), 用來表示天線的圓極化是

否良好

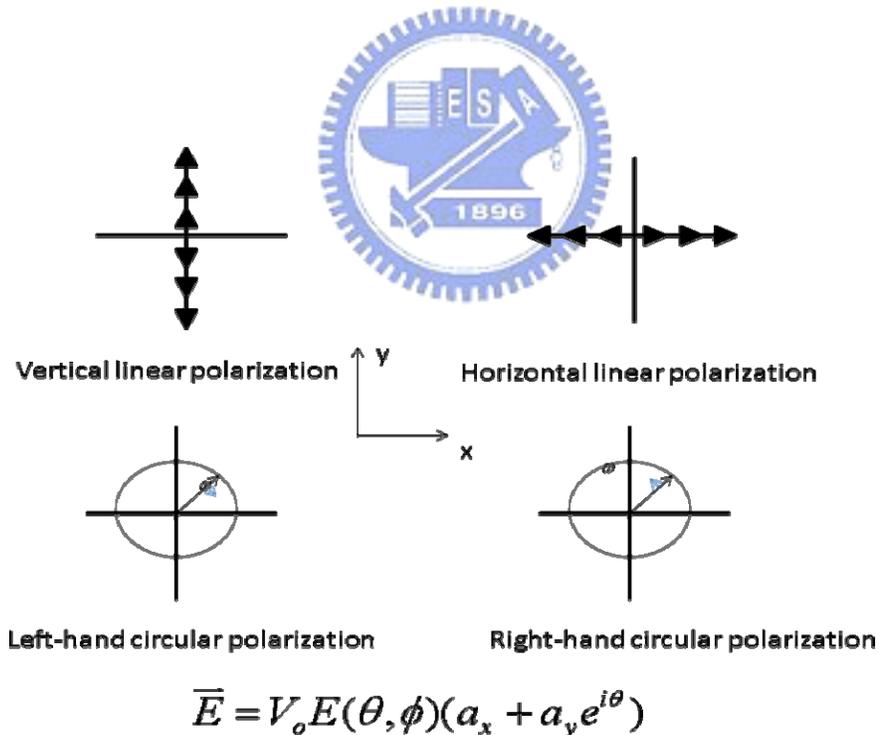


圖 2.1-1

要做出圓極化天線有很多種設計方法如圖 2.2-2 所示,圖(a)採用分波器(Branch line)餽入.由左邊餽入為右圓極化天線,右邊餽入為左圓極化天線.此種天線的圓極化非常理想,但其缺點就是需要分波器[1]才能實現同時為左右圓極化天線,圖(b)利用傳輸線產生 90 度(degree)相位差,此為右圓極化天線.本天線的缺點為無法同時實現左右圓極化.

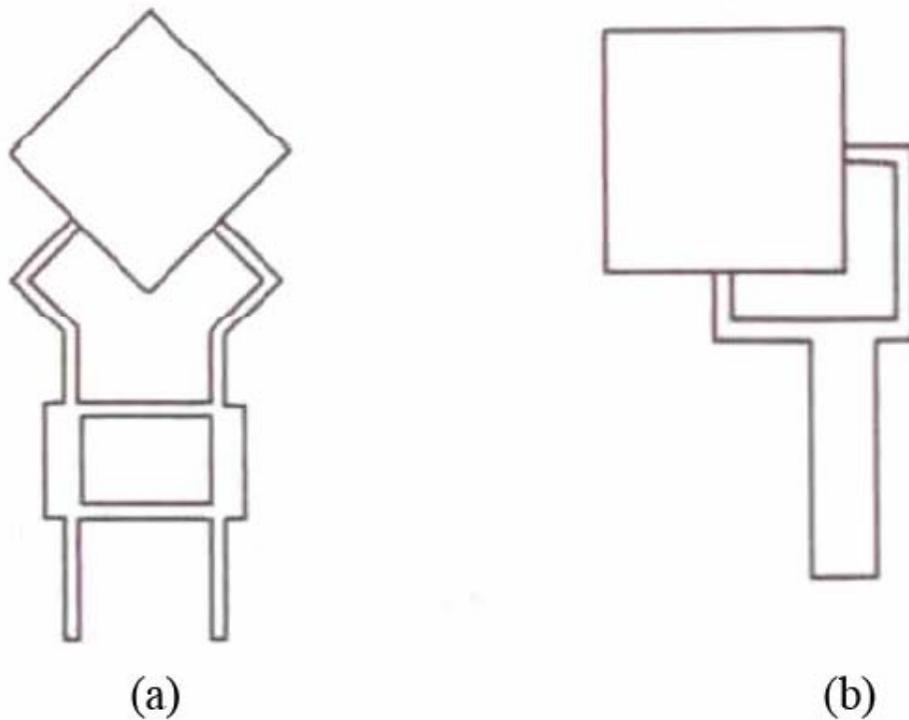


圖 2.1-2

如圖 2.2-3 為圓極化隙孔天線[4][6],利用傳輸線餽入再由地(Ground)挖出隙孔(Slot)耦合,能量就會耦合上去給金屬面版(Patch)達到輻射的效果,此設計的方法為利用孔隙的不對稱以及金屬面版的不對稱來達到相位差,產生圓極化的效果,再利用傳輸線的開路(Open-end)與孔隙的距離距離來達到匹配的效果,使的回復損失

(Return loss)能夠達到-10 dB. 圖 2.2-4 顯示出該天線的圓極化比理想上的圓極化比盡量都小於 3 dB

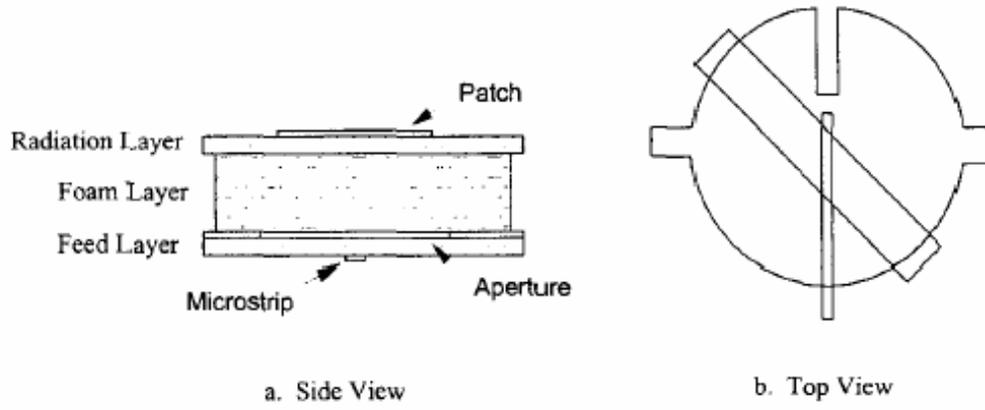


圖 2.1-3

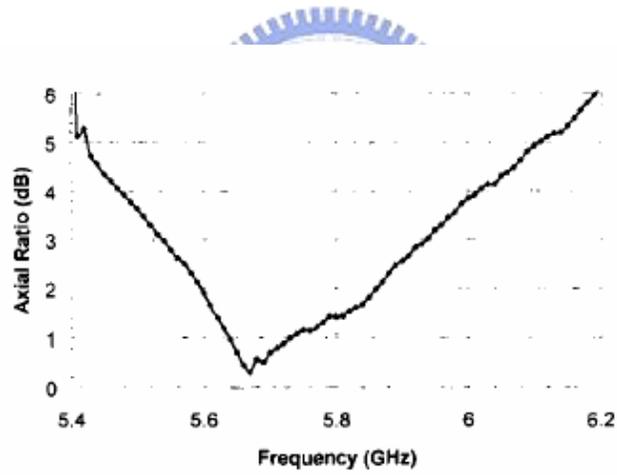


圖 2.1-4

### 2.3 陣列天線

一般來說單一天線的輻射場型是相當寬的,而對於我們需要增益很高的天線而言輻射場型相當寬的天線會把能量都分散掉,所以天線的波束越窄越好.為了達到此目的,可以將天線排列在一起如圖 2.3-1 所示,這些陣列天線可以分為直線或二維空間分佈的排列方式,造成空間上一個或兩個維度波束的壓縮來時我們的增益能夠增加到我們想要的條件

平面式衛星天線陣列.其饋入大體上有分為兩種[3][5].一為印刷平面陣列天線,採用傳輸線餵入如圖 2.3-2 所示,其優點為製作簡單而且佔用到的體積較為小.二為波導餵入如圖 2.3-3 所示.其優點主要是效率很高,因為它在傳播過程中沒有介質損耗.相當於在真空中傳播,效率可以達到 70%.在本論文中我們是採用印刷平面陣列天線才能做出體積較為小的陣列天線.

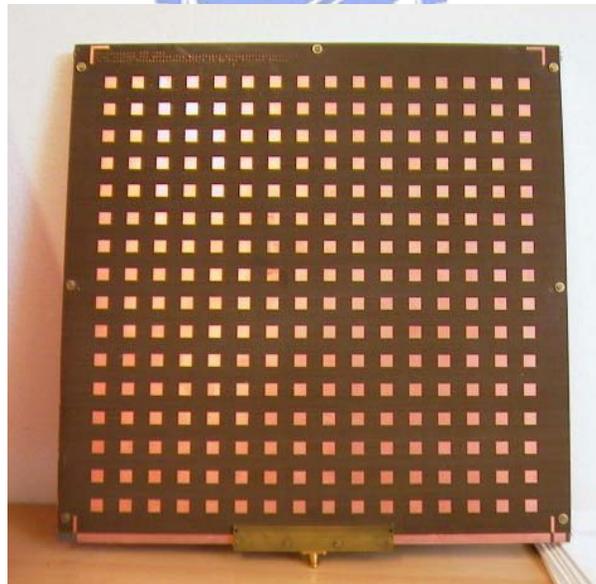


圖 2.3-1

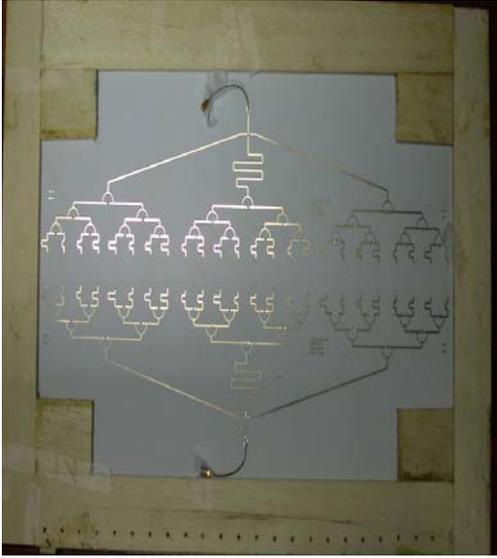


圖 2.3-2



圖 2.3-3



如圖 2.3-4 所示[2]若將每個天線都想向成一個點波源(Point source),則可以把陣列天線相對的關係寫成下面的式子：

$$AF = I_0 + I_1 e^{iBd \cos \theta} + I_2 e^{iB2d \cos \theta} + \dots = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{iBnd \cos \theta}$$

若每個點波源之間的相位差為  $\alpha$ , 則陣列因素可寫為  $AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)}$

，若每個天線因子的大小相同，則陣列因子可以改寫為：

$$AF = A_0(1 + e^{j\varphi} + e^{j2\varphi} + \dots + e^{j(N-1)\varphi}) = A_0 e^{j(N-1)\varphi/2} \frac{\sin(N\varphi/2)}{\sin(\varphi/2)}$$

我們對 AF 對不同的 N 做圖，我們發現圖 2.3-5 所示，越多的元素因子(Element

factor), 陣列因子的主波束 (Main beam) 會越窄, 能量會越集中, 旁波束程度 (Side-lobe level) 會越小, 代表能量不會傳遞到不必要的地方, 但是也不是越多天線因子越好, 因為實際上在實做的時候, 走線也是會有損耗, 必須要考慮的損耗的因素才能達到最好的效果. 實際上在餵入的時候會有並連餵入(Parallel-fed)跟串連餵入(Series-fed), 串連餵入的能量分配的能量比較不均對於陣列因子來說所得到的增益不會像並連餵入理想, 增益(Gain)會少一點, 對於餵入方法的不同造成增益的損失我們會在下一章做完整的討論

最後我們得到的陣列因子(Array factor)場型之後, 在乘上天線因子(Element Factor)場型, 就可以得到完整的輻射場型

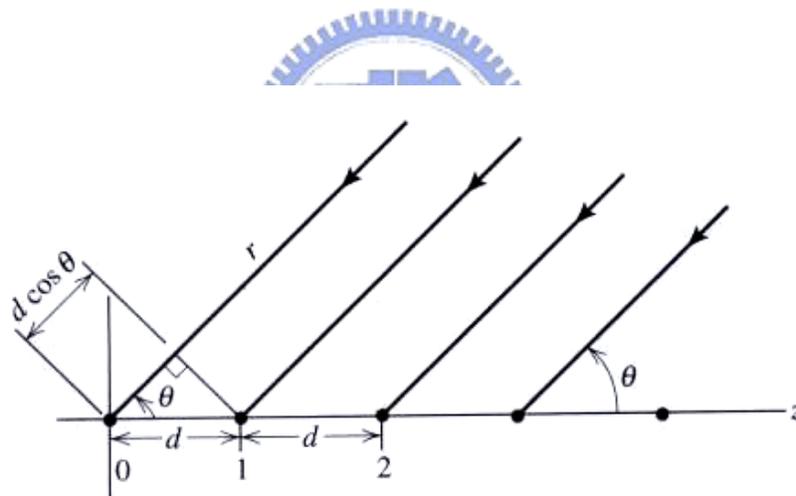


圖 2.3-4

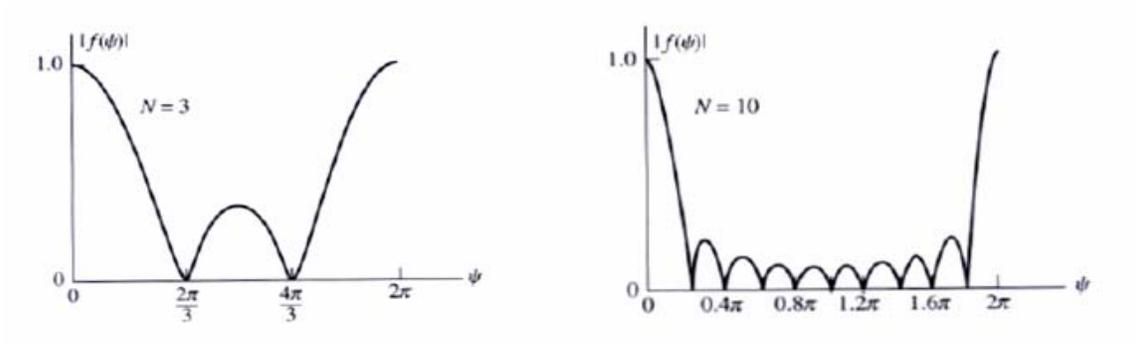


圖 2.3-5



## 第三章 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列

### 3.1 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列

本章節討論一支 16 個天線組成一個陣列天線，採用串連饋入，所以在每一個天線上所輻射與損耗的能量必須要小心的設計，若前面的天線輻射太多能量則後面的天線沒有能量可以輻射。陣列因子的效果就不會很好，但是能量也不能輻射的太少否則能量會輻射不完全所以我們必須小心設計單一天線讓輻射出去的能量達到我們的需求而且增益 (Gain) 有不錯的效果，如此一來在每個天線的增益與天線增益配合好的情況才能達到最好的增益

圖 3.1-1 為我們設計的單饋入線左右圓極化隙孔天線，其下版為 20mil 厚的 RO-4003 版材下層為 12.5G 所設計的 50 歐姆傳輸線寬度 1.2(公釐)mm 長度為一個波長 13 公釐(mm)，傳輸線中心與版材中心離 2.08 公釐 (mm)，上層為兩個隙孔 (Slot) 正交 90 度寬度為 0.1 公釐 (mm)，長度為 6.2 公釐(mm)。而上層的版子與下層的版子間隔 2.5 公釐 (mm) 上版採用 8mil RO-4003 版材，其金屬為  $8.8 \times 8.8 \text{mm}^2$ ，其孔隙 f1 到 f2 的距離大概為四分之波長。其 S 參數如下所示，中心頻率 12.5G 之 S 參數 S11 為 -33 dB, S31 為 -0.43 dB。

此天線的設計控制圓極化的效果為傳輸線與版材中心的距離以及與上層孔隙 (Slot) 的距離調取到適當的距離即可有很好的圓極化效果，至於能量輻射的多寡，主要是靠孔隙 (Slot) 的寬度而決定還有上層金屬 (Patch) 大小來決定，如圖 3.1-2 所示，可以發現傳輸線中心點與中心的距離的不同會影響到極化的好壞。而圖 3.1-3 所示兩個孔隙必須為 90 正交，這樣才會有好的圓極化

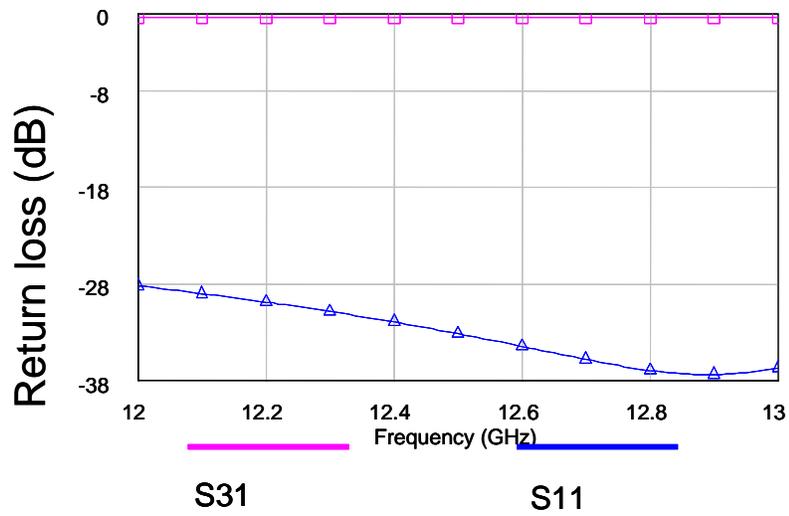
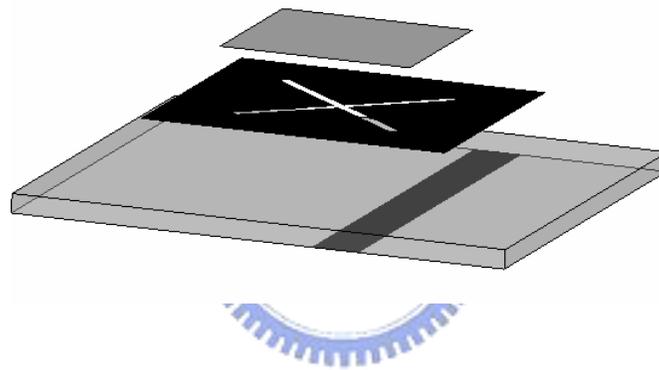
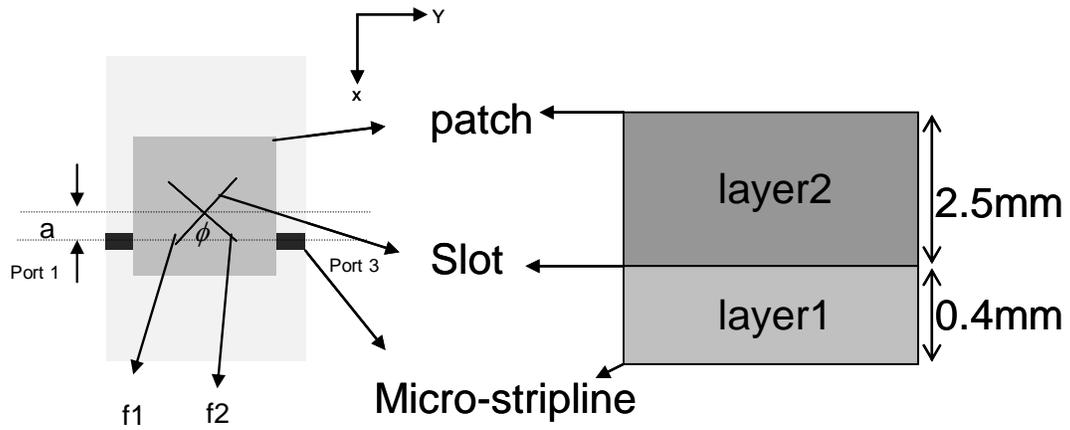


圖 3.1-1

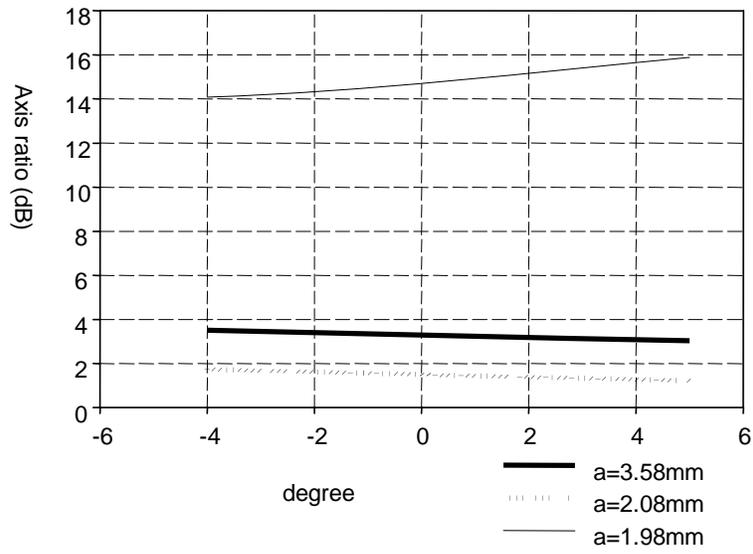


圖 3.1-2

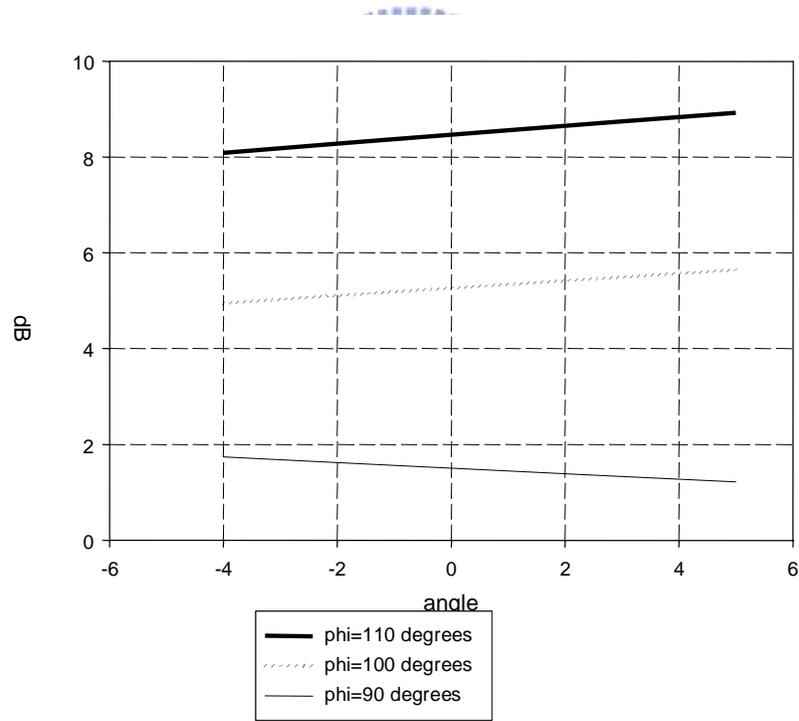


圖 3.1-3

當天線因子(Element factor)設計好之後，我們就可以把它應用到陣列因子如圖 3.1-4 所示，我們採用串連饋入，其實際量測的 S-參數如圖 3.1-5，操作頻率 12.2 ~12.7GHz S11 都在-10 dB 以下，S31 也都在-10 dB 附近，饋入的能量沒有再流到另一個饋入點，代表能量都被天線所輻射或者在行進間被損耗

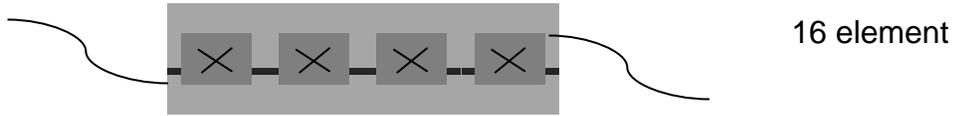


圖 3.1-4

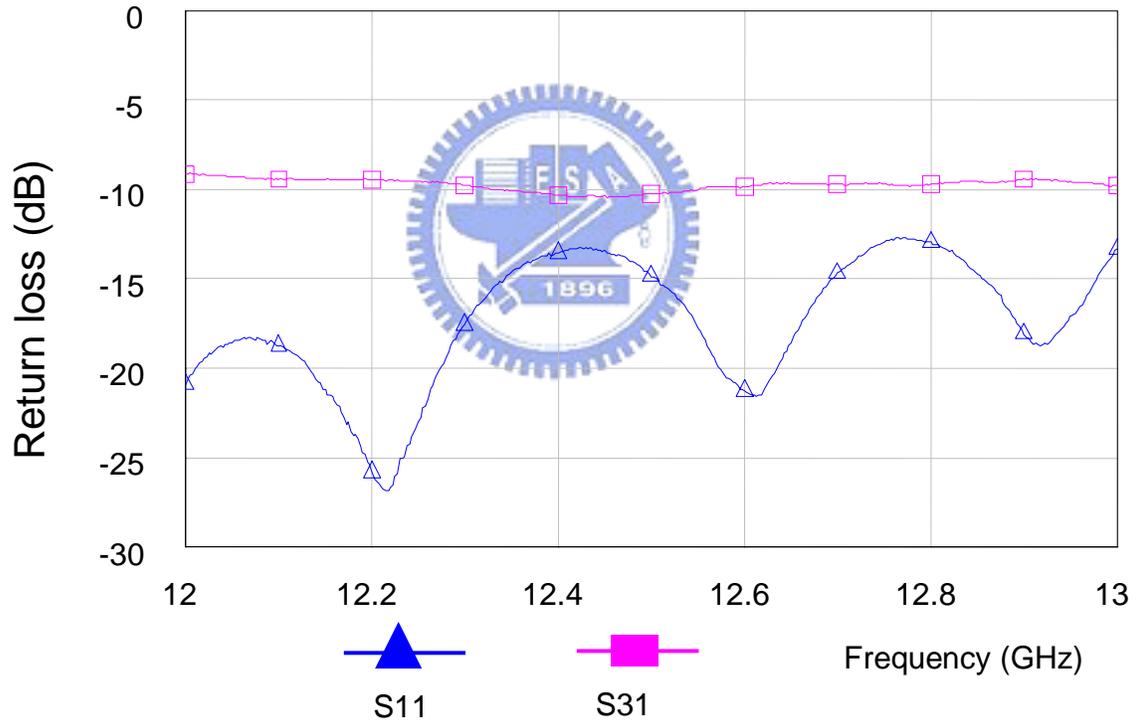


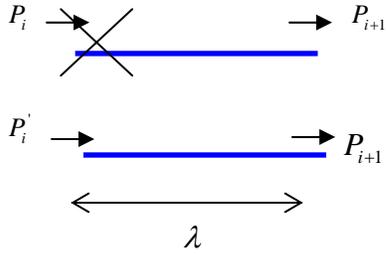
圖 3.1-5

理想上來說,對於每個天線因子(Element factor)所輻射的能量都一樣的話對於天線因子多一倍的話,對於天線的增益會多加 3 dB 如圖 3.1-6(a)所示,但是這是理想的情況 因為我們的天線陣列是採用串連饋入 (Series-fed),所以我們的增益會比理想上少一點,並連饋入 16 個天線理論上會多 12 dB,但若為串連饋入天線增益就得從新計算,如圖 3.5-6(b)所示,把每個天線所收到的能量計算出來,再由電場輻射出去做加成,最後在轉換為能量所得,就可以知道串連饋入的增益有多少,一個天線因子的 S21 由模擬圖得知為-0.43 dB 轉換為線性為 90% 由下圖可之 C=0.1, 1-C=0.9, 由下列圖 3.1-7 可得之能量分佈圖最後轉換為電場相加後為 3.51 再取平方值轉換為能量取 dB 值 最後我們可得陣列天線增益為  $20 \times \log(3.51) = 10.9$  dB, 再由模擬圖 3.1-8 可得一個陣列天線的增益為 5 dB, 所以理想上整個陣列天線的增益為 16 dB 左右. 但是傳輸線在傳遞能量的時候,介質會有損耗能量的情形,尤其走線越長,損耗越大,如圖 3.1-9 所示



$$\begin{cases} L(S_{21}) = -2.31 \text{ dB} \\ \Delta(S_{21}) = -7.48 \text{ dB} \end{cases}$$

$L$  為走線損耗,  $\Delta$  為走線損耗加孔隙輻射  
(16 element)



$$\begin{cases} l(S21) \cong 0.962 = \frac{P_{i+1}}{P'_i} \\ \nu(S21) \cong 0.9 = \frac{P_{i+1}}{P_i} \end{cases} \quad (\text{線性}) \quad l \text{ 為一個陣列因子走線損耗, } \nu \text{ 為一個陣列因子}$$

走線損耗加輻射損耗 (1 element)

$\eta = \text{efficiency} = \text{輻射能量} / \text{輻射能量} + \text{走線損耗}$  (一個天線因子)

$$\eta = \frac{P_i - P'_i}{P_i - P_{i+1}} = \frac{1 - \frac{P'_i}{P_i}}{1 - \frac{P_{i+1}}{P_i}} = \frac{1 - \frac{P'_i}{P_{i+1}} \frac{P_{i+1}}{P_i}}{1 - \frac{P_{i+1}}{P_i}} = \frac{1 - \nu/l}{1 - \nu} = \frac{1 - 0.9/0.962}{1 - 0.9} = 0.644 = -1.9dB$$

所以實際我們所量到的天線增益應該為 14dB 左右

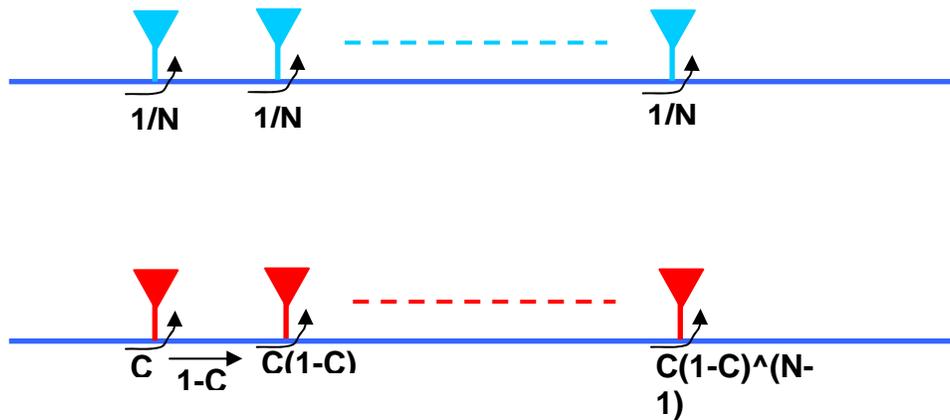


圖 3.1-6(a)為上圖 (b)為下圖

0.1	0.1	0.081	0.073	0.066	0.06	0.053	0.048	0.043	0.039	0.035	0.031	0.028	0.025	0.023	0.021		0.815
0.316	0.3	0.285	0.27	0.256	0.24	0.231	0.219	0.208	0.197	0.187	0.177	0.168	0.159	0.151	0.144		3.51

圖 3.1-7

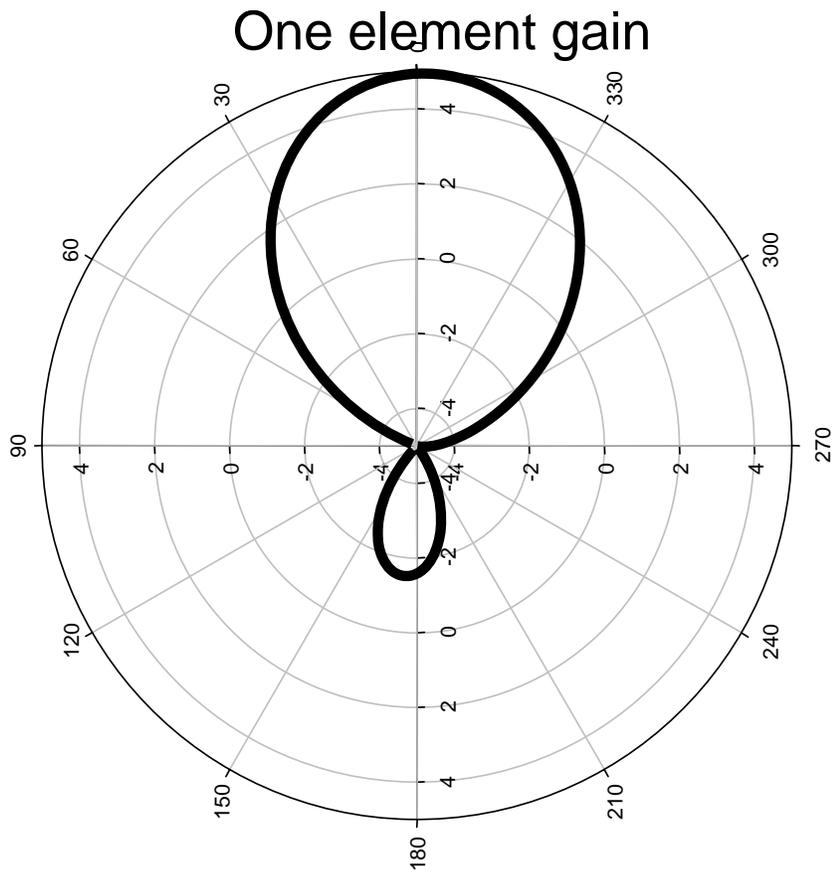


圖 3.1-8

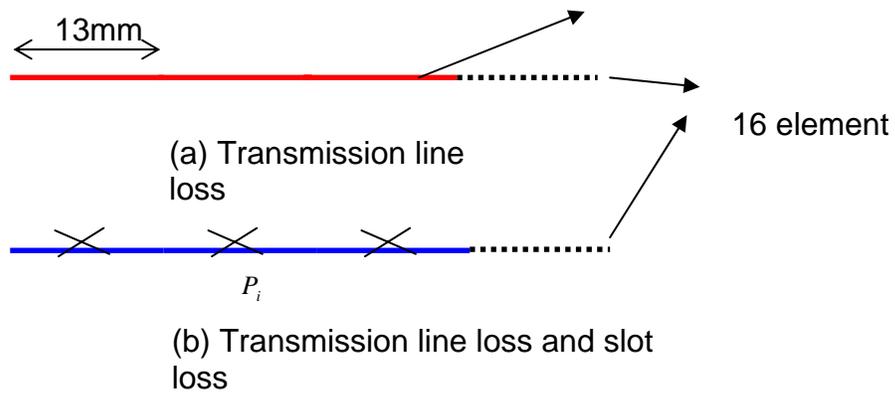


圖 3.1-9

圖 3.1-10 到圖 3.1-12 為不同頻率時所實際量測到的輻射場型由中心頻率 12.5G 到左右兩邊 12.2G 以及 12.7G，我們可以發現在我們所要的操作範圍內圓極化效果非常好圓極化比值不會高過 1 dB, 另外旁波束比(side lobe level) 也大概在 10 dB 左右.

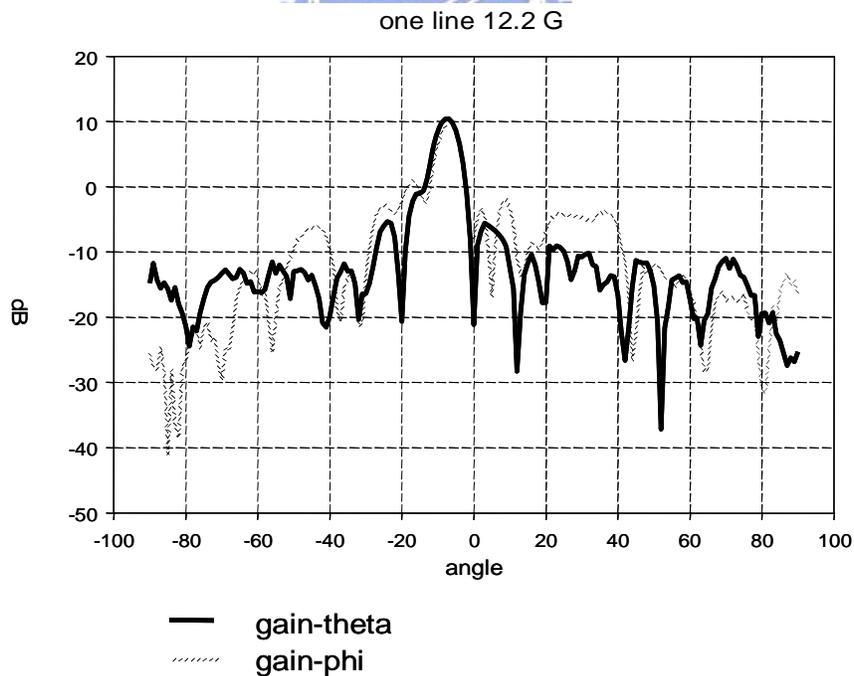


圖 3.1-10

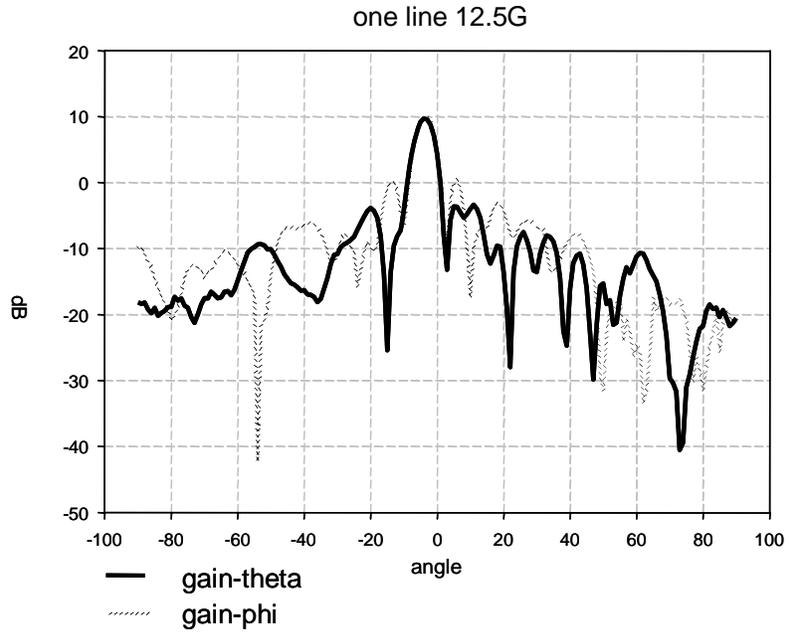
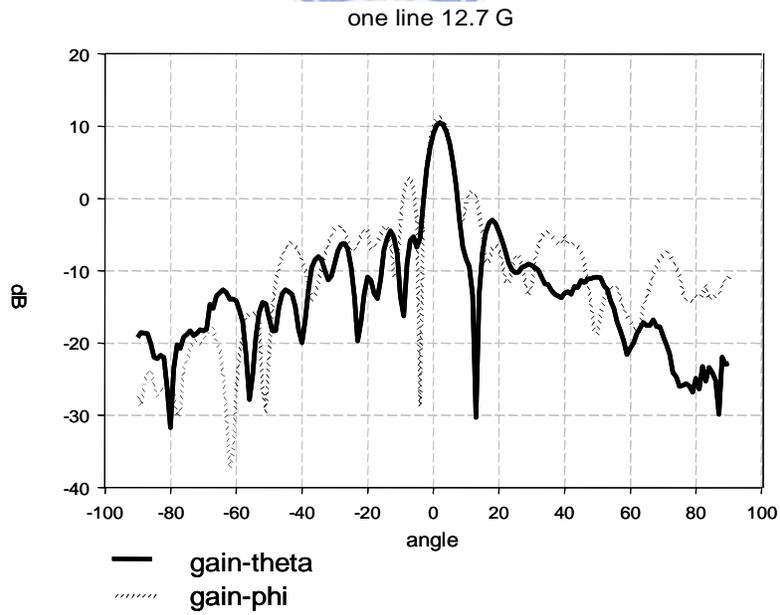


圖 3.1-11



3.1-12

### 3.2 單饋入傳輸線左右圓極化天線陣列之應用

本章 3.1 節所設計出來的天線陣列對於衛星天線的應用上增益還是略嫌不足，所以我們打算用這一個天線陣列作為一個天線因子(Element factor)，如此一來，天線因子的增益變高，理論上我們所設計的大型陣列天線會有更高的增益。

圖 3.2-1 所示為我們所設計出來的天線陣列實體圖其應用為當作一個天線因子 (Element factor)，然後再利用威爾京生分波器(Wilkinson power divider)把能量分給每一個天線因子如圖 3.2-2 所示，圖(a)為正面俯視圖可以清楚看見天線與水平面成 45 度 (degree)，圖 3.2-2(b)為後面俯視圖 可以清楚看到饋入點與分波器，圖 3.2-4 為整個天線陣列的輻射場型其增益為 22dB，與之前一起實做的單一天線(圖 3.2-3)的增益 16.6dB 相比多了 5.4dB，然而整體增益應該要  $13.6+10*\log(24)=27.4$  dB 但是實際只有 22 dB 因為走線很長，所以分波器的效率只有 29% 但是為了追求體積不會太厚重所以採用此種設計。

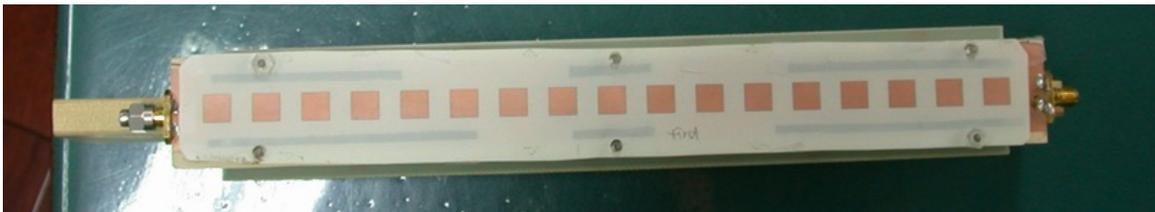


圖 3.2-1

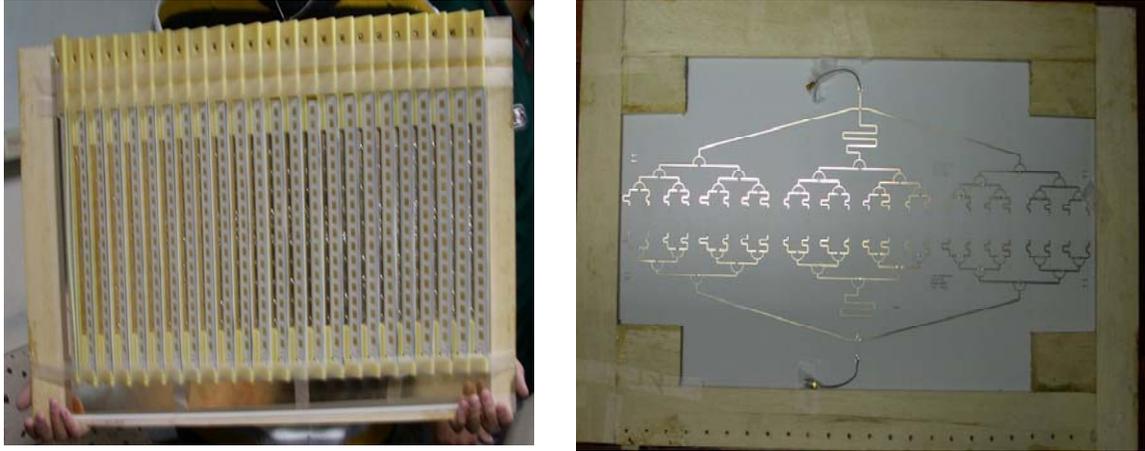


圖 3.2-2(a)為上圖(b)為下圖

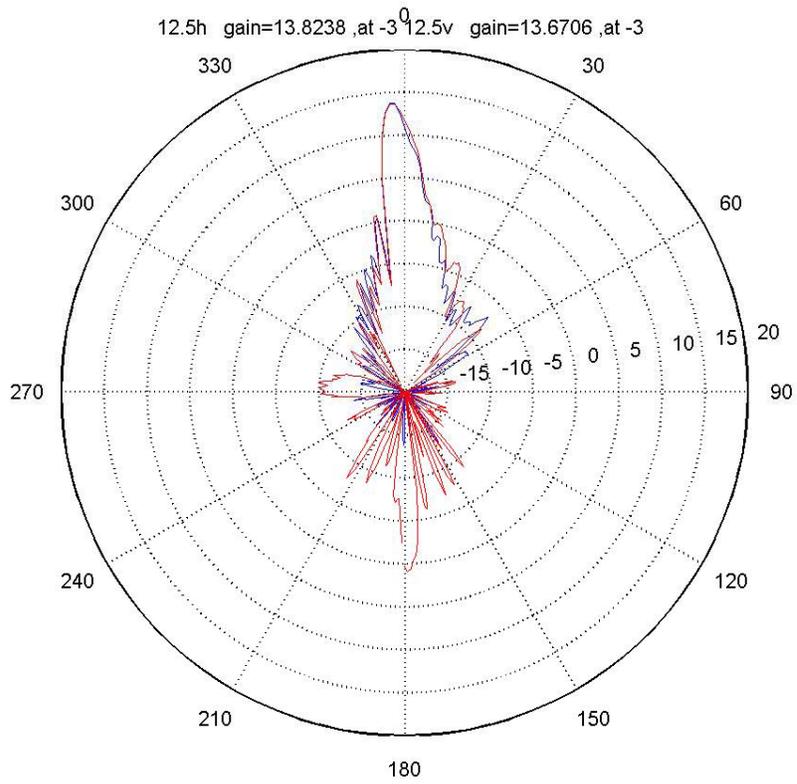


圖 3.2-3 Gain h 為水平極化(Gain phi)

Gain v 為垂直極化 (Gain theta)

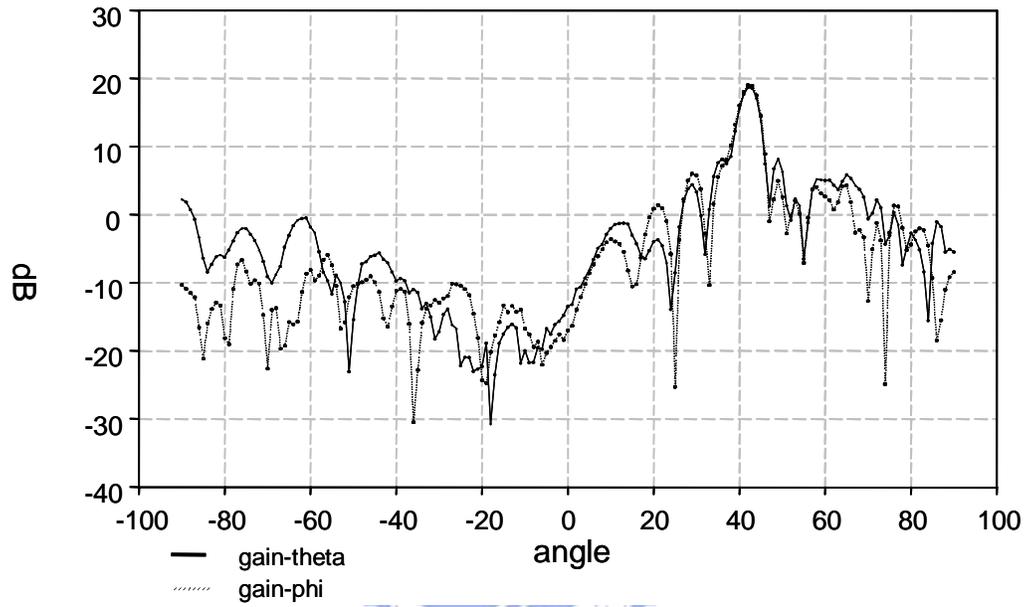


圖 3.2-4

## 第四章 雙饋入線左右圓極化天線陣列

### 4.1 雙饋入線左右圓極化天線陣列

根據第三章我們所設計的單饋入線左右圓極化天線陣列，雖然增益以及圓極化比都很理想，但是因為其饋入為單饋入線所以左圓與右圓極化必須從兩端才能激發其後端電路就必須有兩組，我們想為此做改良，把左右圓饋入端放在天線的另一邊（饋入點 1 and 饋入點 2），如此一來後端電路就可以使用一組即可如圖 4.1-1 所示，這組陣列天線改良了先前的不足，採用雙饋入線，如此一來左圓極化與右圓極化的饋入端就可以靠的很近，而傳輸線的另一端再接 50 歐姆匹配（饋入點 3 與饋入點 4），這樣的設計對於整體上的空間並沒有增加，製作上也沒有增加困難度，只是傳輸線那一層上多了的另一條傳輸線，對於實際應用是個很大的突破點，對於整個系統來說等於少了一半的後端電路，在成本上沒有增加，並且在應用上是個重大的設計

如圖 4.1-1 所示，此天線的設計原理與第三章的天線一樣，尺寸與原先第三章的天線設計參數一樣，其不同處在孔隙的另一邊多加了一條穿傳輸線，對於孔隙中心點成對稱分佈。

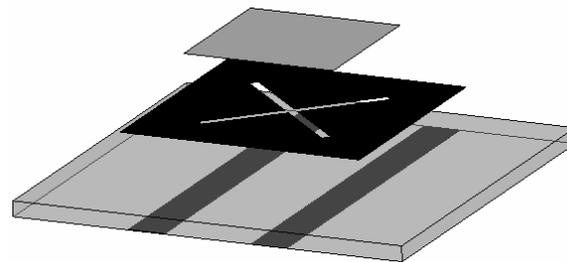
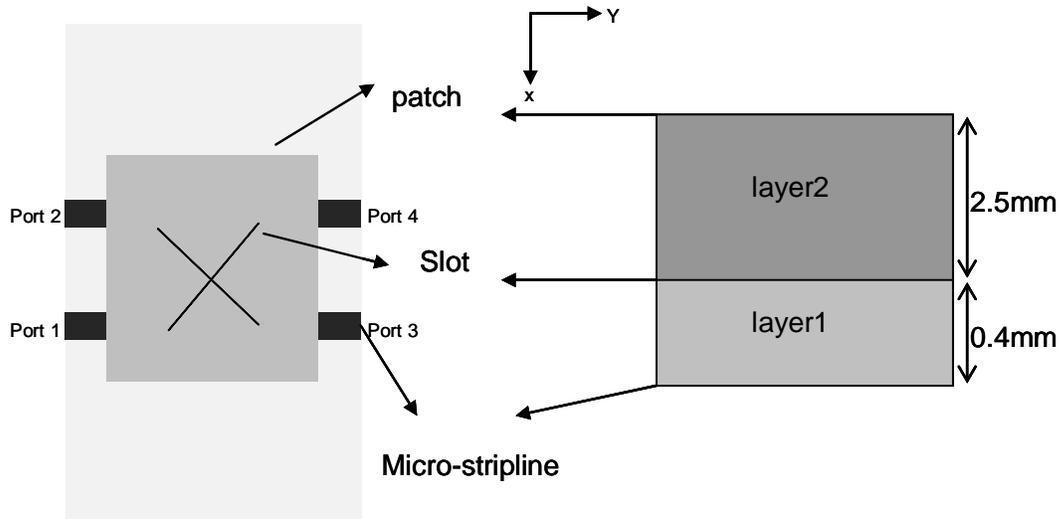


圖 4.1-1  
1896

如圖 4.1-2 所示此為 16 個孔隙天線所組成的陣列天線的實際量測 S 參數圖，我們可以發現其 S11 在操作頻率都有符合 -10 dB，而 S31 也跟之前預期的一樣，幾乎沒有能量傳到 50 歐姆匹配點，而 S21 也亦然，但是比較特殊的現象是 S41 的能量不小，在操作頻率 12.5G 時  $S41 = -8.8 \text{ dB}$  (13%)，這個能量是從孔隙上傳到另一條傳輸線上所造成的耦合，耦合所造成的影響在輻射場型會有一定的影響性，我們由模擬得知，由 8 個隙孔天線所組成的天線陣列如圖 4.1-3 所示兩個極化能量的增益並沒有落在同一個角度上，理想上我們應該也是採用 16 個隙孔天線所組成的陣列天線來模擬才能跟實際量測的結果符合一致，但是由於 16 個的天線陣列對模擬軟體來說太龐大了，所以只能退而求其次採用 8 個的陣列天線不過整體的趨勢與模擬量測不會差太多，兩個

極化的增益趨勢一樣只是因為少了 8 個孔隙天線, 所以輻射場型會比較不集中, 增益不會那麼高, 增益為 11.6dB, 然後 3dB 波束寬的角度會比較大, 約為 12 度, 而 16 個的陣列的 3dB 波束寬為七度, 增益比較高為 14 dB, 8 的陣列與 16 個的陣列的增益理論上差 3dB, 但是模擬與量測差的 2.4 dB, 這個值在理論上還蠻合理的, 因為 16 個的陣列會多些損耗, 所以這個模擬與量測是有可靠的依據性。

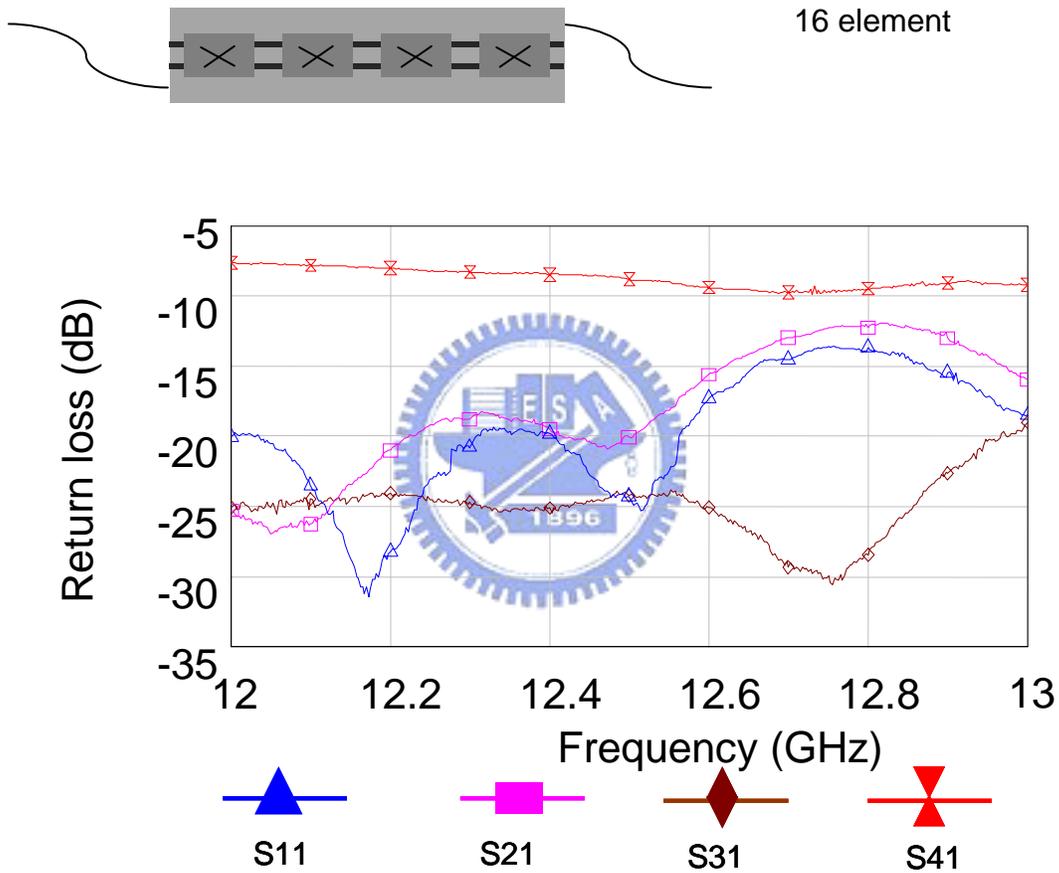


圖 4.1-2

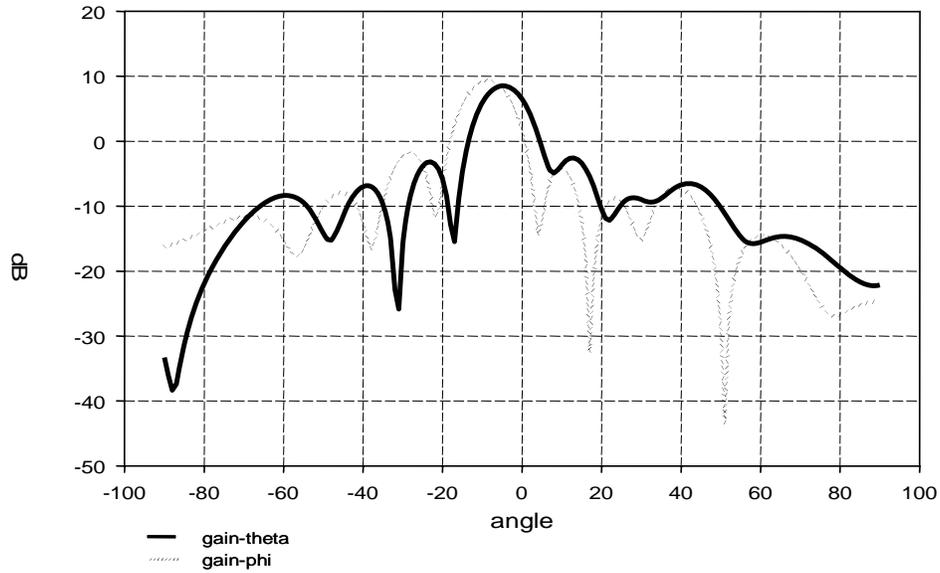


圖 4.1-3

如圖 4.1-4 至 4.1-6 所示，我們可以清楚的發現實際量測兩個極化的增益(Gain)並沒有在同一個角度上，在操作頻率 12.2~12.7G，我們觀察 Gain-Theta 領先 Gain-Phi，這樣會導致增益的下降，而且也會造成圓極化的下降，這樣對通訊上一個很嚴重的問題



two line 12.2 G

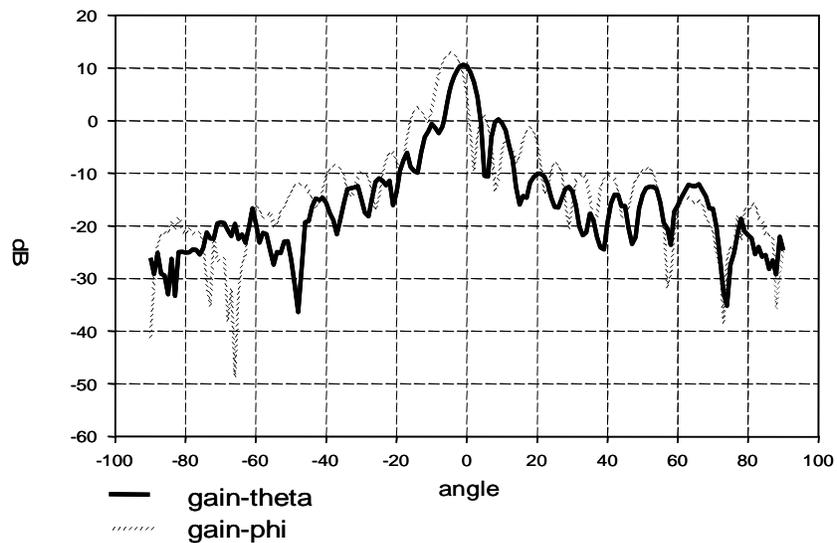


圖 4.1-4

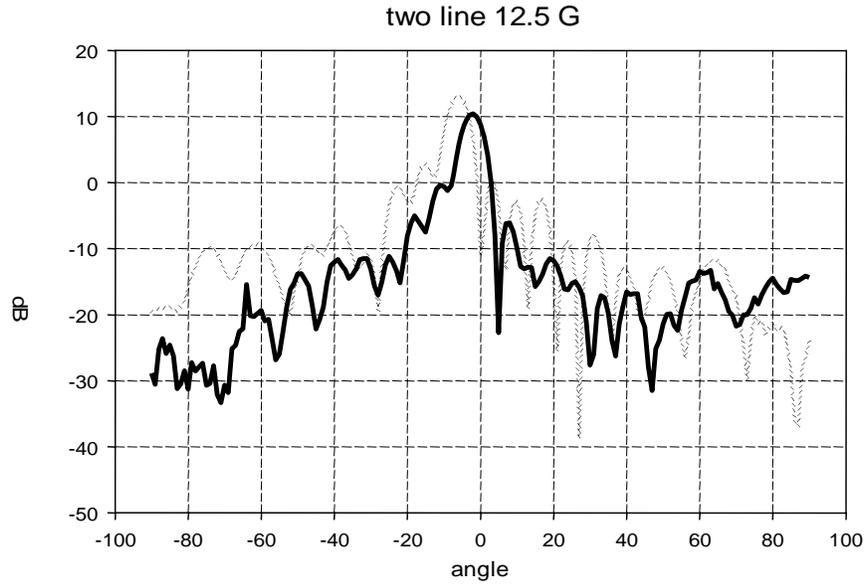


圖 4.1-5

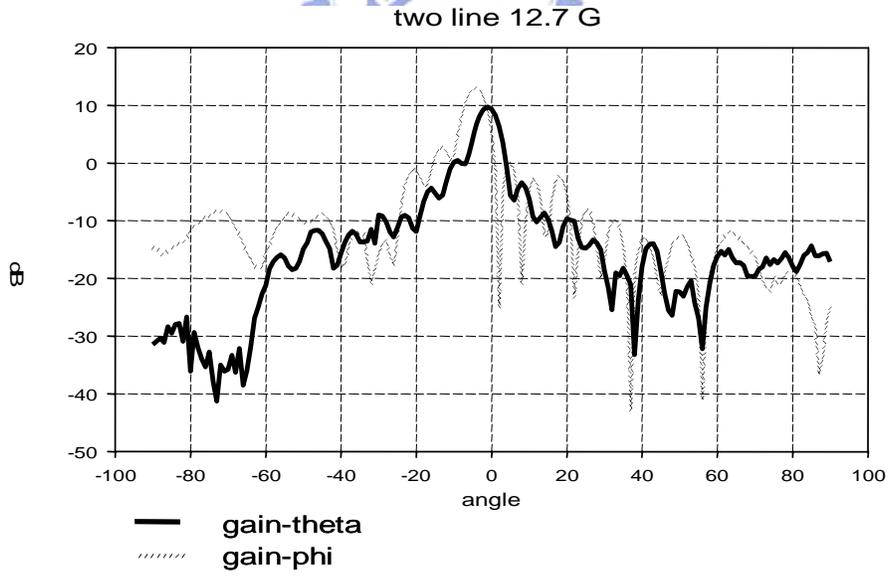


圖 4.1-6

#### 4.2 去耦合雙饋入線左右圓極化陣列天線

我們為了要保持雙饋入線的設計，但是為了想要保持原先的單饋入線的輻射場型的圓極化比，為了要讓雙饋入線的圓極化比也能夠符合當初設計的要求所以理想上我們把傳輸線經由孔隙上所耦合到另一條傳輸線的耦合量消除或降低，那麼理想上能量傳遞時等效上只看到一條傳輸線那麼就不會有耦合的現象，那麼圓極化比就會變好，以及圓極化比變好那麼理論上兩個極化的增益會比較接近同一個角度，所以理論上增益會比較高。

我們想要把耦合量給消除，那麼我們就必須要創造出另一個能量大小相同，相位差 180 度的能量值，圖 4.2-1 此為傳統一般平行耦合濾波器，我們所設計的概念來自這裡，兩個金屬互相靠的很近，會有耦合的情形發生，所以我們可以利用這個概念來產生能量來把原本的耦合量給消除，如圖 4.2-2 所示，我們在兩條傳輸線中間放入兩了門字型的耦合器，耦合器的尺寸以及相關位置如 4.2-2 所示，我們設計成門字型主要是因為可以增加耦合量兩邊的長度，兩邊的長度若太短會沒有辦法感應到太多的量，如果金屬與金屬的間距太大耦合量也會有所影響。門字型的位置也不能隨便亂擺放，如果適合的耦合量在孔隙的正下方也許可以把耦合量抵銷，但是相對的也會破壞原本兩個孔隙之間的相位那麼圓極化自然就會跑掉，而且在每一個波長(13mm)裡都得放同樣的結構所以可以設計的變數有著很大的限制。



圖 4.2-1

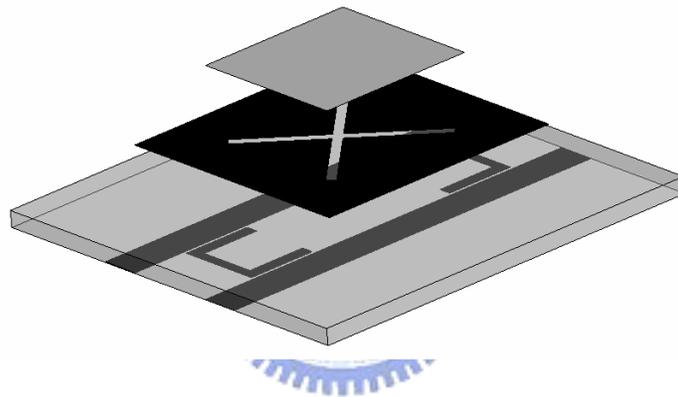
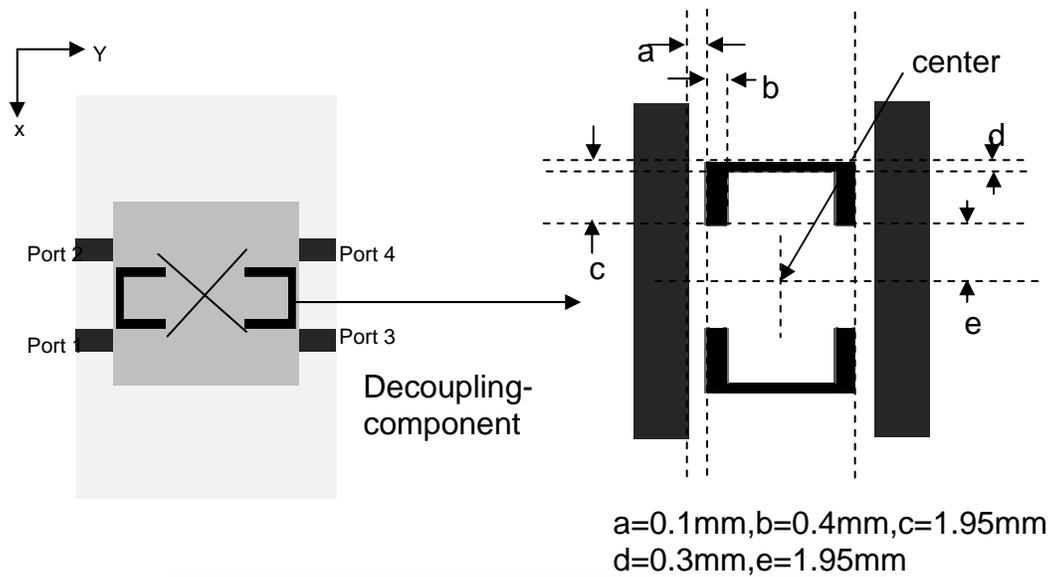
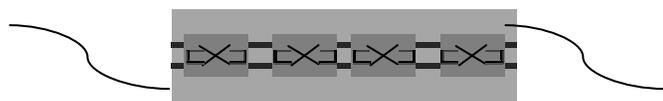


圖 4.2-2

如圖 4.2-3 所示，這為實際量測的 S 參數， $S_{41}$  有大幅的降低， $S_{41}$  為  $-13\text{ dB}$ ，比之前沒有去耦合的雙餽入傳輸線陣列天線少了  $4.2\text{ dB}$ （先前為  $-8.8\text{ dB}$ ），百分比從  $13\%$  變為  $5\%$ ，代表耦合量的確是減少了。耦合量減少了之後，對於輻射場型會有什麼樣的影響，在後面會討論出去耦合雙餽入傳輸線陣列天線的輻射場型。



16 element

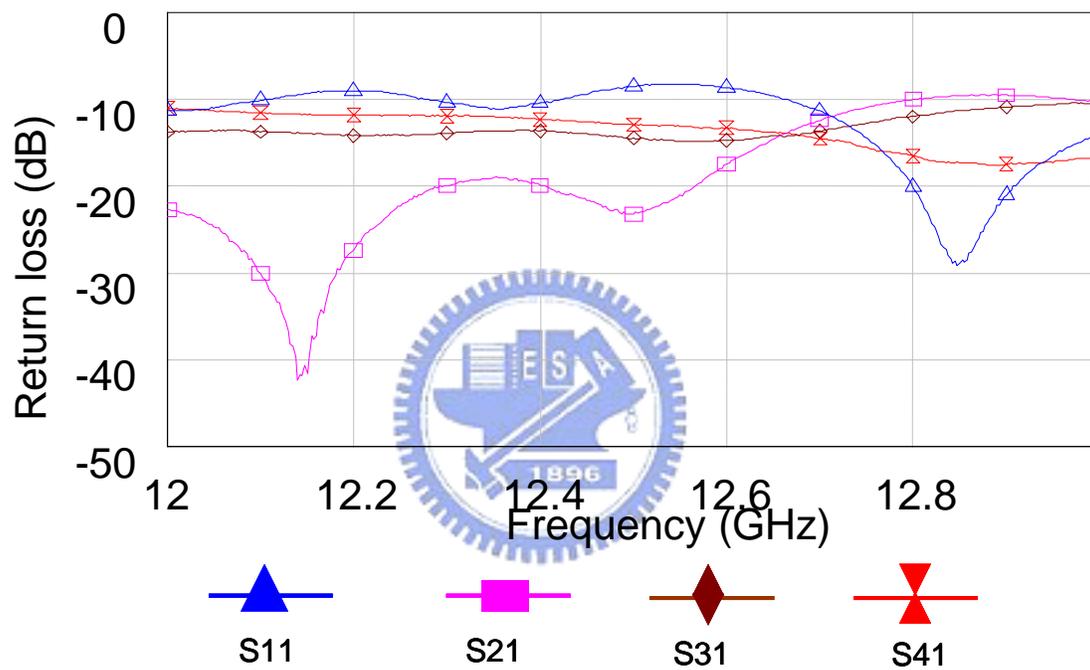
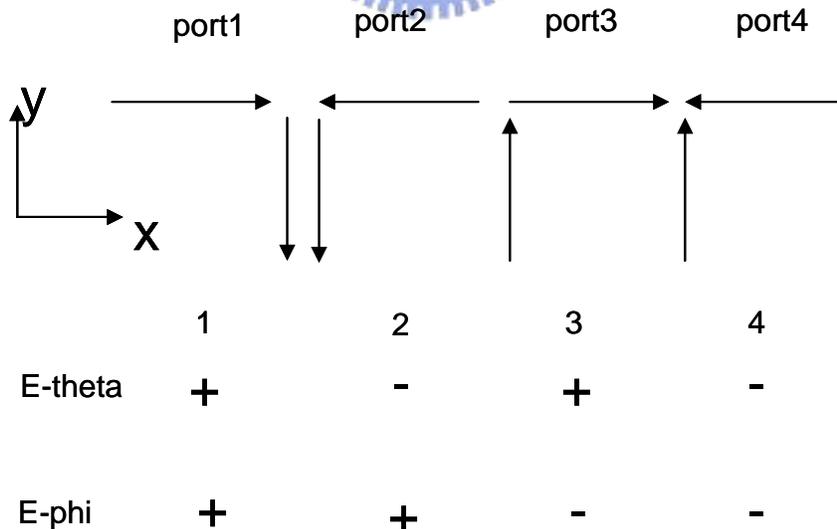
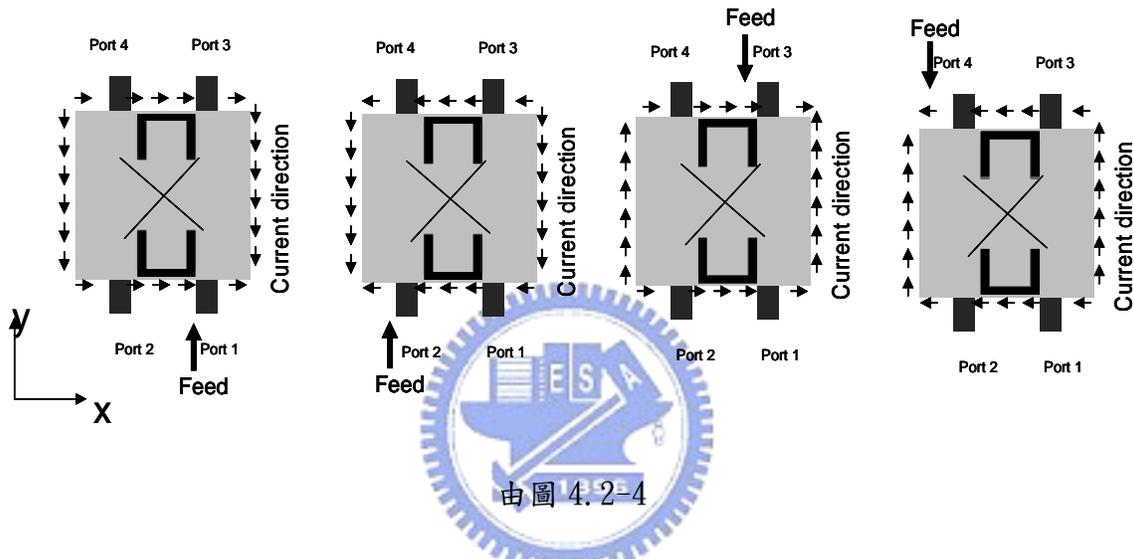


圖 4.2-3

由圖 4.2-4 所示我們可以發現在每個不同饋入點饋入的電流分佈圖，我們可以發現再不同饋入點饋入時，在金屬(Patch)所產生的電流有著不同的方向，再由下列的電流圖所產生的電場方向推出天線陣列的公式

我們可以發現水平的電流可以產生為  $E$ -theta 方向的電場，垂直的電流產生  $E$ -phi 方向的電場，由於雙饋入傳輸線在能量傳遞時會有耦合的現象，所以在陣列的中間會有很多微擾的能量，才會導致兩個極化方向的增益錯開來，導致圓極化的變差



由圖 4.2-5

如圖 4.2-6 所示由於我們是從餽入點 1 打入能量,但是再從第 1 個天線傳遞到第 2 個天線的時候能量就會分散到第 2 個天線的其他餽入點(S21, S31, S41),那麼這些被分散的能量會繼續往及他的餽入點分散,所以在一個天線上同時在四個餽入點都有且不同相位與大小的能量進入,再透過孔隙耦合到金屬上 (Patch),所以 4.2-5 上圖可知 E-theta 與 E-phi 在能量上會有兩個正負號相反的情形,然後我們可以依據這個現象,對能量做好好的計算如何分配到每一個天線,以及從那個餽入點餽入,然後再把這些結果帶進陣列因子裡討論,就可以推得為何沒有加耦合器的陣列天線圓極化會不好,以及加了耦合器的陣列天線圓極化會改進的分析

首先如圖 4.2-6 所示,我們可以發現若兩條傳輸線中間有耦合量的話,那麼能量就不會只在一條傳輸線上,另一條傳輸線也會傳遞能量,並且能量的傳遞並不是同一相位,強度也不同,所以這些能量會影響到原本的陣列的效能.我們用三個天線陣列的天線陣列因素 (Array factor) 來推斷模擬是否正確,以及我們所放的耦合器對於圓極化會有什麼樣的影響.

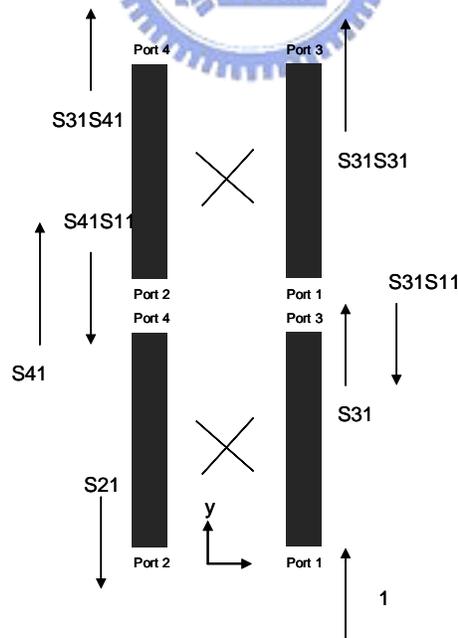


圖 4.2-6

由圖 4.2-7 可得, 我們整理出在 12.5G 時每一個天線上所接受到的能量大小以及相位, 此數據由 IE3D 模擬軟體所模擬出來的數據, 並加以整理, 我們再推出三個天線陣列的天線陣列因素其中  $f(\theta)$  為 E-theta,  $g(\phi)$  為 E-phi, 我們可以發現這兩行的陣列因子都可以由 S11, S21, S31, S41 所控制並且由於由不同餽入點所餽入的能量所代表的正負好也會不進相同, 所以這就是兩個極化會差開的原因

$$f(\theta) = (1 - (a+b)(c+d)) + e^{i\beta \cos \theta} (c+d)(1 + (a+b)(a+b-c-d)) + e^{i2\beta \cos \theta} (c+d)^2$$

$$g(\theta) = (1 + (a-b)(c-d)) + e^{i\beta \cos \theta} (c-d)(1 + (a-b)(a-b+c-d)) + e^{i2\beta \cos \theta} (c-d)^2$$

Without coupler

$$S11 = a = 0.01e^{i67^\circ}$$

$$S21 = b = 0.12e^{i57^\circ}$$

$$S31 = c = 0.9e^{i-2.5^\circ}$$

$$S41 = d = 0.12e^{i-97^\circ}$$



With coupler

$$S11 = a = 0.29e^{i68^\circ}$$

$$S21 = b = 0.15e^{i-106^\circ}$$

$$S31 = c = 0.72e^{i-29^\circ}$$

$$S41 = d = 0.12e^{i32.5^\circ}$$

圖 4.2-7

由上述方程式經由運算後, 如圖 4.2-8 所示, 沒有加耦合器的輻射場型與模擬及量測的結果十分符合(與圖 4.2-9 比較), 都是 E-theta 領先 E-phi 且由計算得知領

先3度，而至於加了耦合器的輻射場型我們可以清楚的發現E-phi領先E-theta，且由計算得知領先約八度，雖然加了耦合器的圓極化看似更不好，但是之前我們設計的耦合器模擬時可以讓兩個極化方向剛好合起來（耦合器與傳輸線的間距為0.2mm），在實際量測的時候對於圓極化比並沒有很明顯的效果，但是可以藉由耦合器控制S參數來使兩個極化的角度可以做些微調整，從原本的E-theta領先E-phi到後來的E-phi領先E-theta，代表實做的耦合量太強或者是相位不對，只要再對耦合器做適當的調整，相信就可以把兩個極化的增益和在同一個角度上。

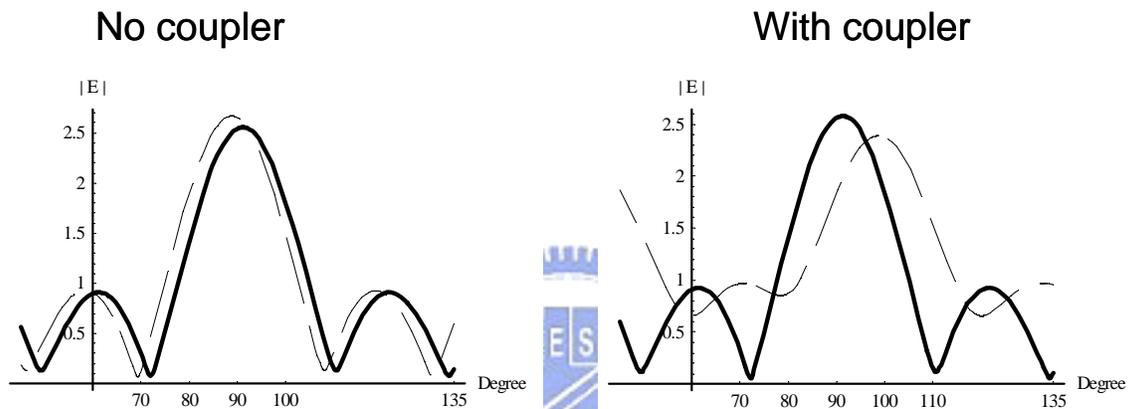


圖 4.2-8

$f(\theta)$ 為E-theta 實線, $g(\phi)$ 為E-phi 虛線

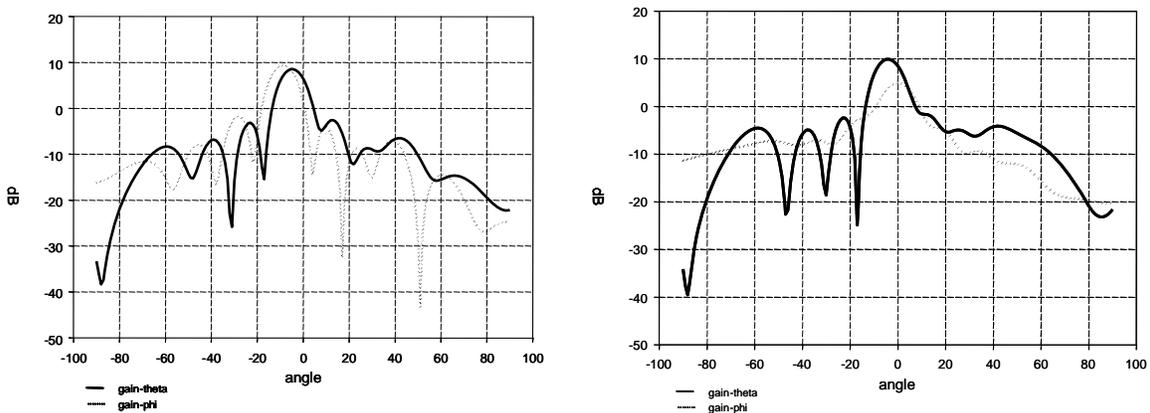


圖 4.2-9

由圖 4.2-10 到 4.2-12 所示可以發現加了耦合器的天線陣列在操縱頻率 12.2 ~12.7G 可以發現,兩個極化的天線增益明顯比沒有加耦合器的天線集中,所以我們可以推斷出這個耦合器在對於圓極化的影響上是有幫助的,雖然在設計上沒有讓兩個極化合起來,可能的因素為這個耦合器實做上產生誤差(耦合器與傳輸線的間距為 0.1mm),所以使得 E-phi 實做沒有像模擬偏移那麼多,剛好與 E-theta 和在一起,如此一來,圓極化比就會比沒有加耦合器來的優異。

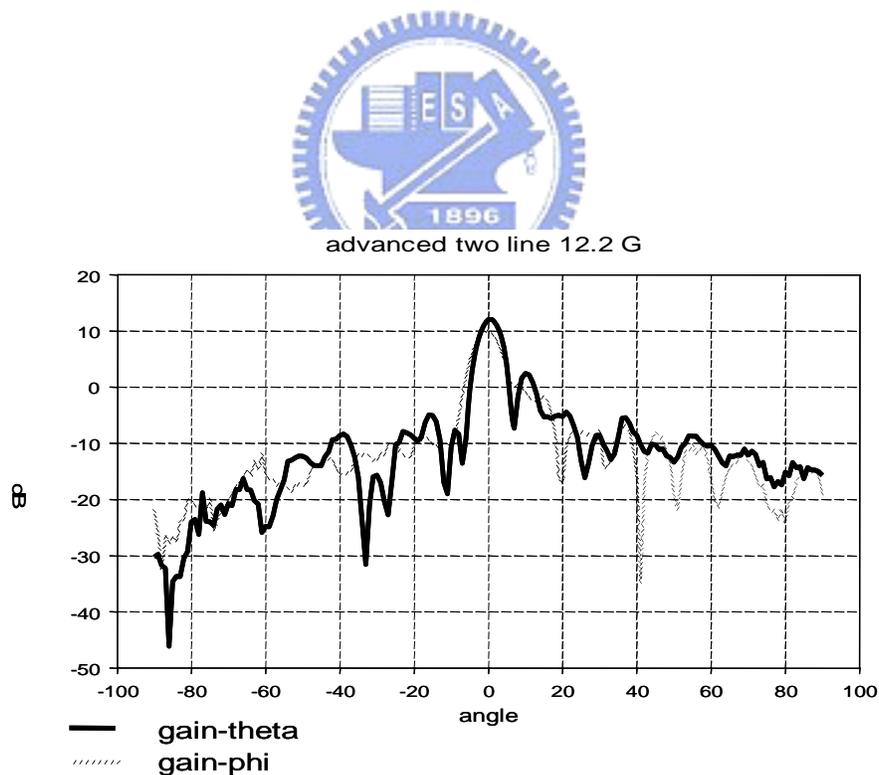


圖 4.2-10

advanced two line 12.5 G

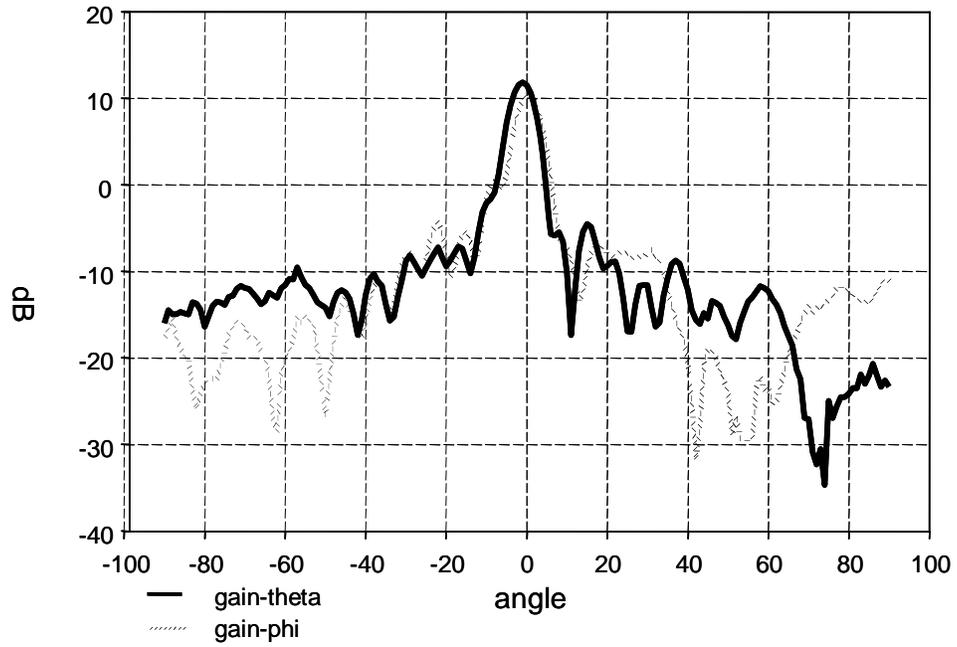


圖 4.2-11

advanced two line 12.7 G

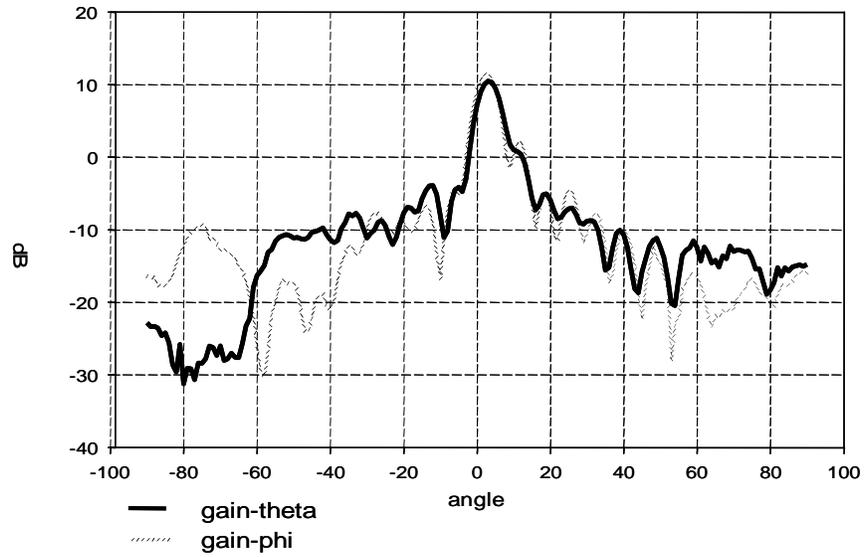


圖 4.2-12

下列圖 4.2-13, 圖 4.2-14 以及圖 4.2-15, 我們整理出單饋入線左右圓極化陣列天線, 雙饋入線左右圓極化陣列天線, 去耦合雙饋入線左右圓極化陣列天線的增益以及對應到的角度以及圓極化比. 圖 4.2-16 為我們的天線實做圖. 圖 4.2-1 為單饋入線左右圓極化陣列天線, 與去耦合雙饋入線左右圓極化陣列天線.

	12.2	12.5	12.7
單饋入傳輸線左右圓極化天線	13.08(dB)	12.8(dB)	13.96(dB)
角度(degree)	-6	-4	-2
雙饋入傳輸線左右圓極化天線	14.01(dB)	13.95(dB)	13.92(dB)
角度 (degree)	-7	-5	-4
去耦合雙饋入傳輸線左右圓極化天線	14.16(dB)	14.04(dB)	14.04(dB)
角度 (degree)	-1	1	3

表 4.2-1

one line 12.5 G

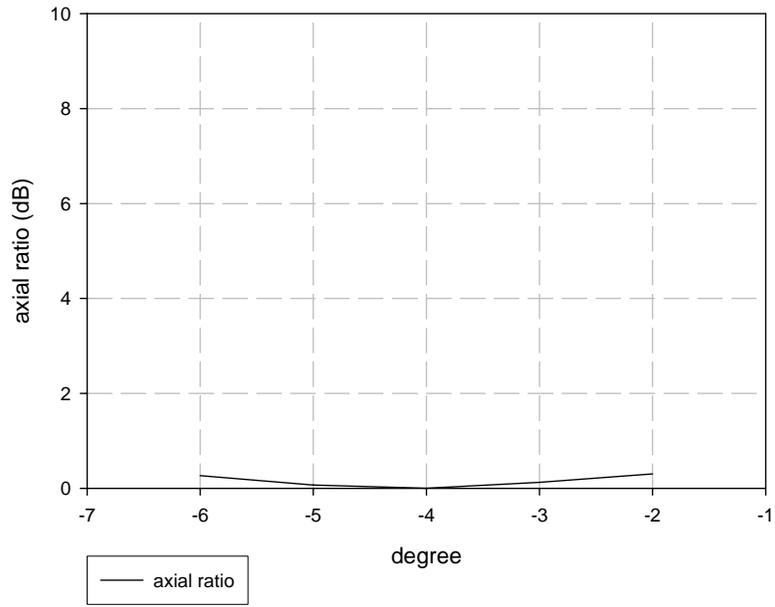


圖 4.2-13



two line 12.5 G

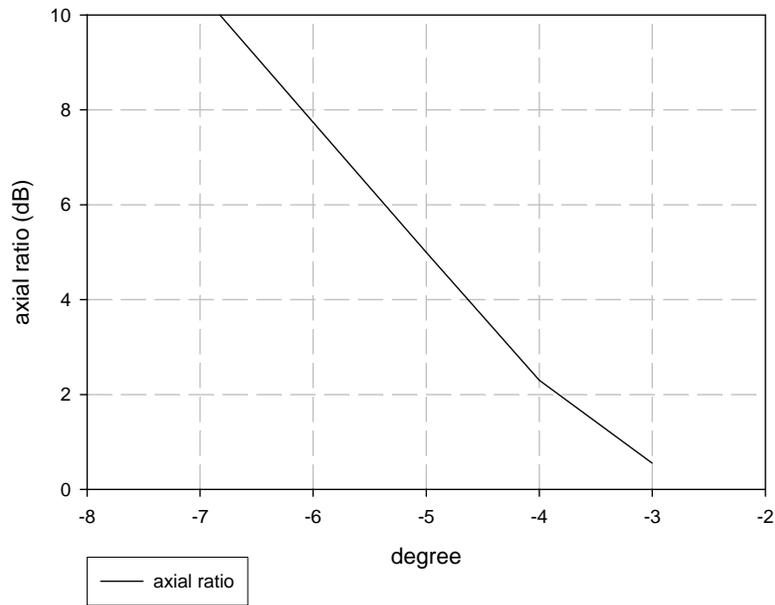


圖 4.2-14

advanced two line 12.7 G

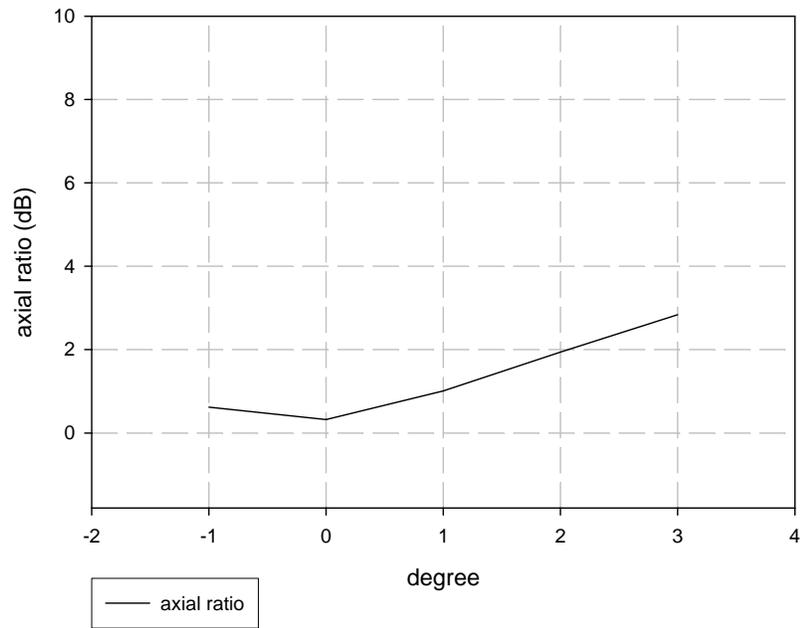


圖 4.2-15

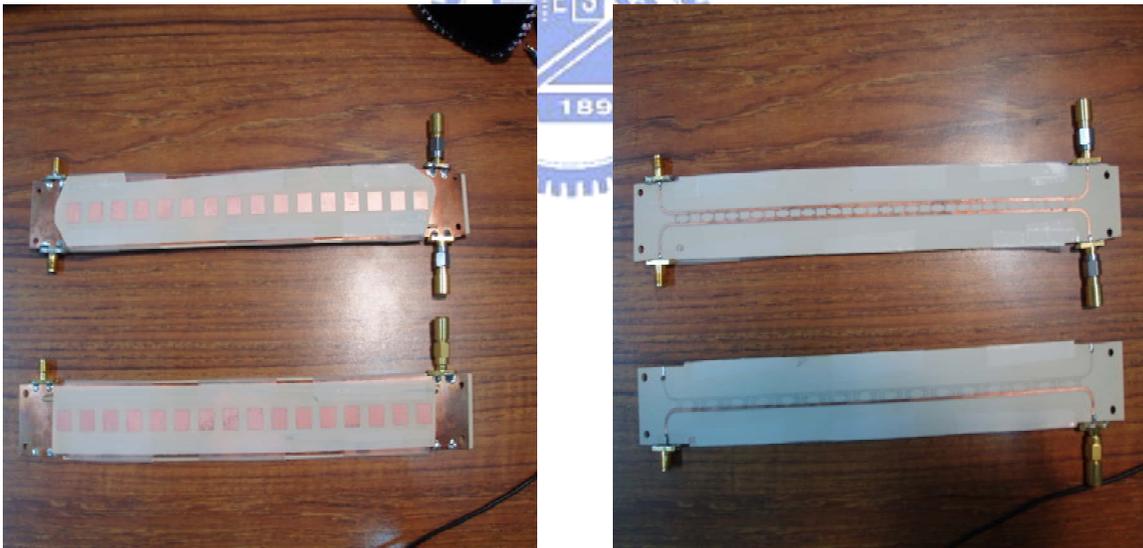


圖 4.2-16

圖下單饋入線左右圓極化陣列天線, 圖上為去耦合雙饋入線左右圓極化陣列天線

# 第五章

## 結論

經由前面幾章節總結，我們可以發現其從一開始設計的單饋入線左右圓極化陣列天線，到中間的雙饋入線左右圓極化陣列天線以及最後的去耦合雙饋入線左右圓極化陣列天線，對於中間的研究以及內容都有很深入的探討，在本篇論文中，我們克服了原先不良的設計，進而改進使得原本需要兩組後端電路變成只要一組並且還能夠維持跟先前一樣的效能，並且在實做上沒有增加任何的困難，不論是在學術上的研究或者是實際上的應用，都是很大的發現。另外值得一提的就是單一個天線的增益有 5 dB，我們應該可以在稍做調整讓匹配好一點，使得增益能夠在高個 2~3 dB，那麼整體的增益就會隨之提高

接下來我們是要想如何對於我們所要的天線做進一步的改進或者是展望。我們可以發現其實對於從一開始的單饋入線左右圓極化陣列天線有應用一於整個天線陣列的應用，把單饋入線左右圓極化陣列天線再做另一個維度的天線陣列。所以之後我們希望去耦合雙饋入線左右圓極化陣列天線也可以應用在整個天線陣列，並且可以使得整個系統成本能夠降低，並且也能維持原來的效能。

## 参考文献

(Reference)

- [1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 3<sup>rd</sup>, John Wiley, New York, 2003
- [2] W. L. Stutzm and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design," 2<sup>nd</sup>. , John Wiley, New York, 1998
- [3] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman, and D. Treves, "A study of microstrip array antennas with the feed network," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 4, pp.426–434, April 1989.
- [4] P. S. Hall and C. M. Hall, "Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design," *Proc. Inst. Elect. Eng., pt. H*, vol. 135, pp. 180–186, June 1988.
- [5] W. Menzel, M. Schreiner, R. Mack, and P. J. N. Vera, "Millimeter-wave microstrip antenna arrays with waveguide feed network," *Frequenz*, vol. 55, pp. 11–12, 2001.
- [6] C. Wang and K. Chang, "A Novel CP Patch Antenna with a Simple Feed Structure," in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 1000-1003, 16-21 June 2000.
- [7] M. Shahabadi, D. Busuioc, A. Borji and S. S. Naeini, "Low-Cost, High-Efficiency Quasi-Planar Array of Waveguide-Fed Circularly Polarized Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 6, pp.2036-2043, June 2005.

- [8] N. C. Karmakar and M. E. Bialkowski, "Circularly polarized aperture-coupled circular microstrip patch antennas for L-band applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 5, pp. 933–940, May 1999.
- [9] K. ITO, K.OHMARU and Y. KONISHI, "Planar antennas for satellite reception," *IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING.*, vol. 34, no. 5, December 1999
- [10] E. Aloni and R. Kastner, "Analysis of a Dual Circularly Polarized Microstrip Antenna Fed by Crossed Slots," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 8, pp.1053-1060, August 1994
- [11] E. Aloni and R. Kastner, "Analysis of a Dual Circularly Polarized Microstrip Antenna Fed by Crossed Slots," *Microwave Conference, 2005 European.*, vol. 3, pp.4-6, October 2005

